

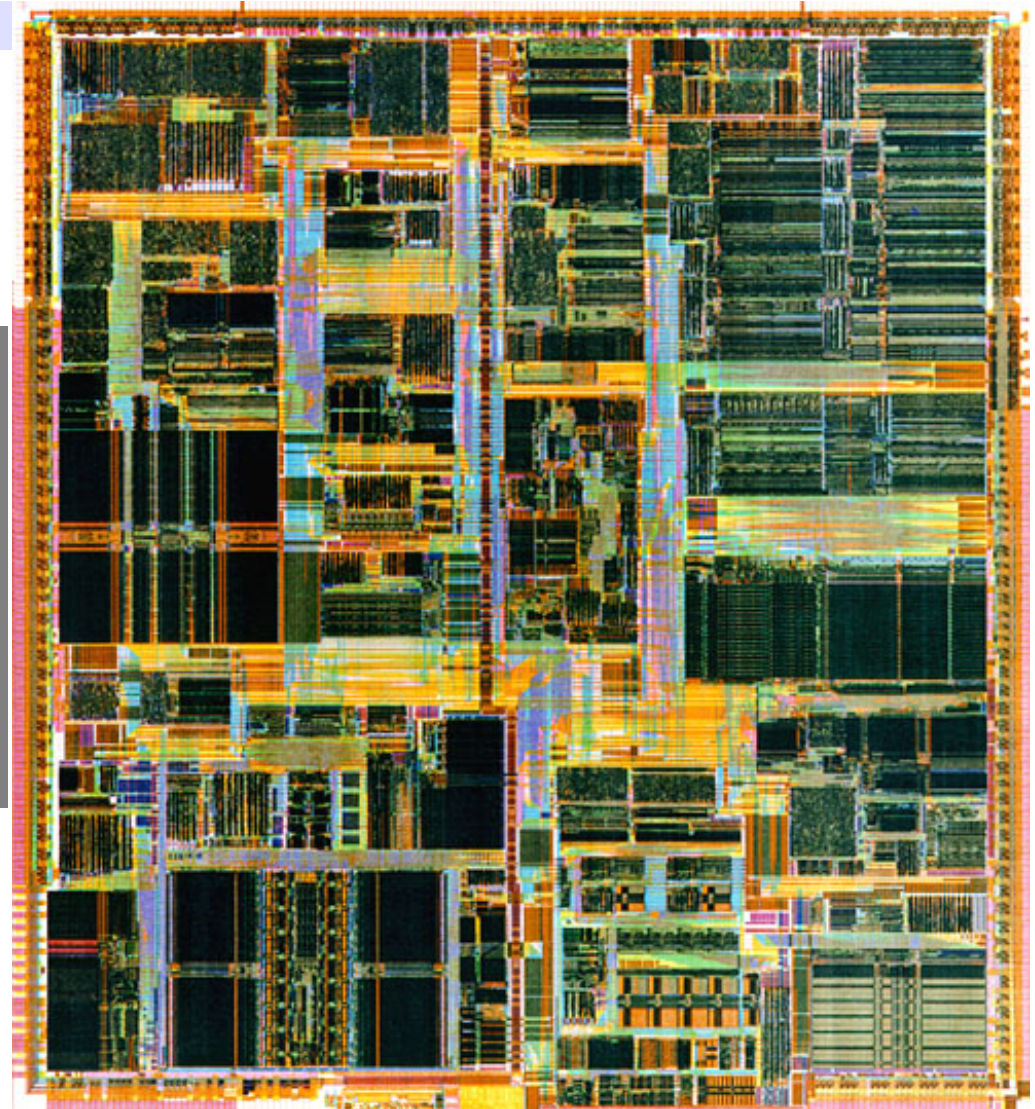
Dispositivos Electrónicos II

CURSO 2010-11

Tema 9

AMPLIFICADORES DE ACOPLO DIRECTO. FUENTES DE CORRIENTE

Miguel Ángel Domínguez Gómez
Camilo Quintáns Graña



DEPARTAMENTO DE
TECNOLOGÍA ELECTRÓNICA



UNIVERSIDAD DE VIGO



ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE
INGENIEROS DE TELECOMUNICACIÓN

AMPLIFICADORES DE ACOPLO DIRECTO. FUENTES DE CORRIENTE

9.1. Amplificadores de continua. Introducción.

9.2. Amplificador Darlington.

9.3. Amplificador diferencial.

9.3.1. Generalidades.

9.3.2. Ganancias en modo diferencial y modo común. Factor de rechazo en modo común. Modelos de pequeña señal.

9.4. Fuentes de corriente.

9.4.1. Corriente de referencia y espejo de corriente. Fuente de corriente básica.

9.4.2. Fuentes de corriente de alta ganancia.

9.4.3. Fuente de corriente Widlar.

9.4.4. Fuente de corriente Cascodo.

9.4.5. Fuente de corriente Wilson.

9.4.6. Variaciones sobre las fuentes de corriente.

9.5. Amplificador diferencial con carga activa.

9.1. Amplificadores de continua. Introducción.

Necesidad de amplificar señales de muy baja frecuencia o de continua (dc) para:

- Circuitos para instrumentación.
- Adquisición de datos.
- Circuitos de video...

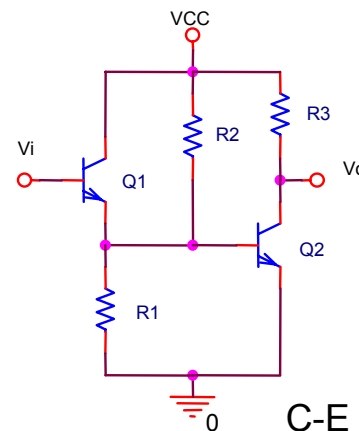
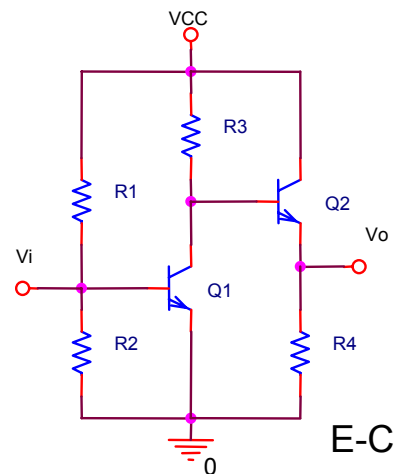
SOLUCIONES:

1. TRANSISTOR ÚNICO

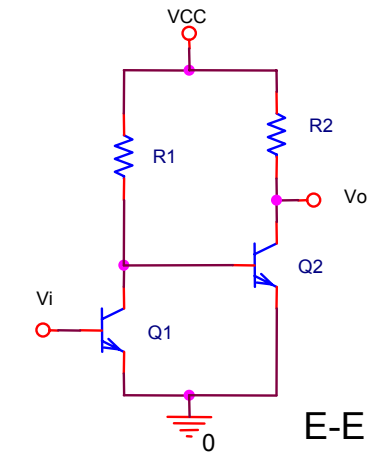
- Elevada ganancia.
- Adaptación de impedancias de entrada y salida.

2. VARIOS TRANSISTORES

- Acoplamiento directo.



ADAPTACIÓN DE IMPEDANCIAS



ELEVADA GANANCIA

DIFICULTADES DEL ACOPLAMIENTO DIRECTO

a) Interacción entre etapas: No se puede considerar cada etapa como independiente por lo que hay una **mayor dificultad de cálculo de la polarización**.

b) Efectos de deriva por variación de los parámetros de los componentes activos.

Hay tres causas:

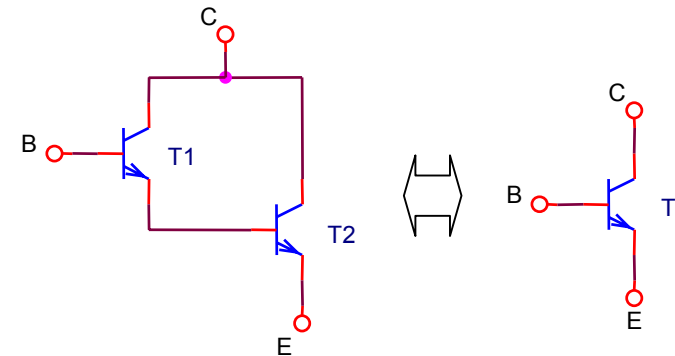
1. Parámetros diferentes debido al proceso de fabricación.
2. Efectos de las condiciones ambientales.
3. Envejecimiento.

c) Los errores producidos se propagan al resto de las etapas.

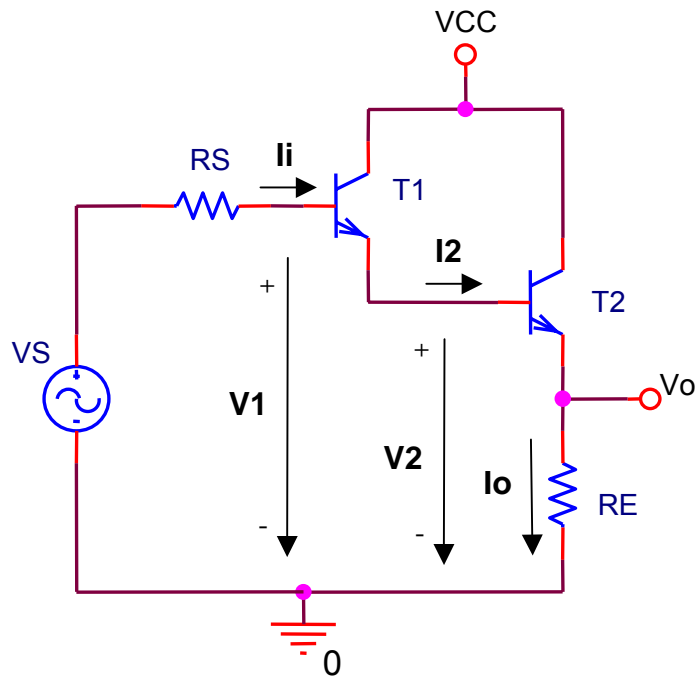
d) **Se debe asegurar la estabilidad de las condiciones de reposo.**

9.2. Amplificador Darlington

- Se acoplan dos seguidores de emisor en cascada
- Proporciona un amplificador con:
 - Elevada ganancia de corriente (h_{fe}).
 - Alta impedancia de entrada.
 - Baja impedancia de salida.



ESQUEMA BÁSICO:



Para simplificar se supone:

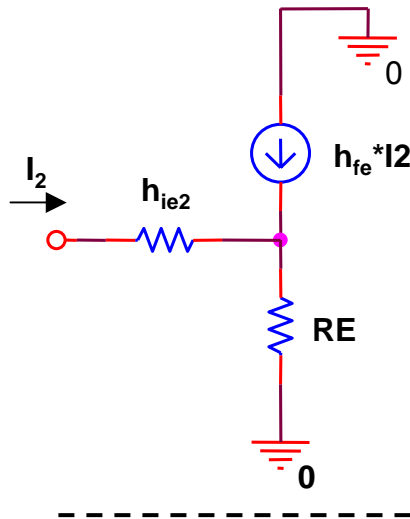
$$h_{fe1} \cong h_{fe2} = h_{fe}$$

$$h_{oe1} \cong h_{oe2} = h_{oe}$$

$$h_{ie1} = r_{bb'} + r_{b'e} = r_{bb'} + \frac{V_{T1} \cdot h_{fe1}}{|I_{C1}|} \cong h_{ie2} = h_{ie}$$

Circuito equivalente de pequeña señal para el amplificador Darlington

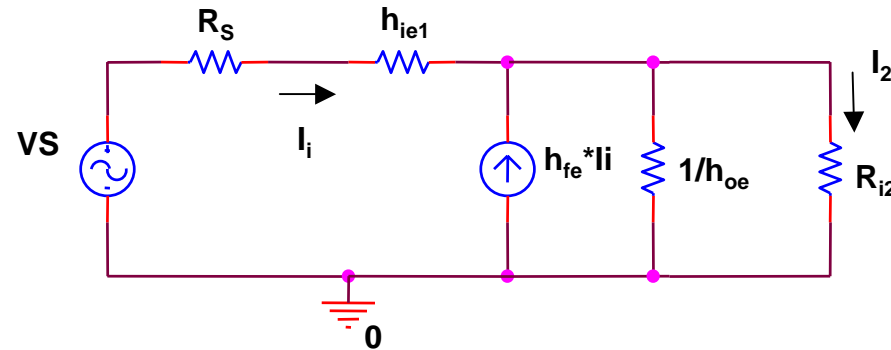
Segunda etapa:



$$A_{I2} = 1 + h_{fe}$$

$$R_{i2} = h_{ie2} + (1 + h_{fe}) \cdot R_E \quad \begin{matrix} h_{ie2} \ll (1 + h_{fe}) R_E \\ \cong \end{matrix} (1 + h_{fe}) \cdot R_E$$

Primera etapa:



Ganancia de corriente: $A_{I1} = \frac{I_2}{I_1}$

Ecuaciones del nudo V_1 :

$$\left\{ \begin{array}{l} I_i + h_{fe} \cdot I_i = V_1 \cdot \left(h_{oe} + \frac{1}{R_{i2}} \right) \\ V_1 = I_2 \cdot R_{i2} \end{array} \right\} \quad I_i \cdot (1 + h_{fe}) = I_2 \cdot (1 + R_{i2} \cdot h_{oe})$$

$$A_{I1} = \frac{I_2}{I_i} = \frac{1 + h_{fe}}{1 + R_{i2} \cdot h_{oe}} = \frac{1 + h_{fe}}{1 + h_{oe} \cdot (1 + h_{fe}) \cdot R_E} = \frac{1 + h_{fe}}{1 + h_{oe} \cdot R_E + h_{oe} \cdot h_{fe} \cdot R_E} \quad \begin{matrix} h_{oe} \cdot R_E \ll 1 \\ \cong \end{matrix} \frac{1 + h_{fe}}{1 + h_{oe} \cdot h_{fe} \cdot R_E}$$

Ganancia total de corriente del amplificador Darlington:

$$A_{I2} = \frac{I_o}{I_2} = 1 + h_{fe} \quad ; \quad A_{I1} = \frac{I_2}{I_i} = \frac{1 + h_{fe}}{1 + h_{oe} \cdot h_{fe} \cdot R_E}$$

$$A_I = \frac{I_o}{I_i} = A_{I1} \cdot A_{I2} = \frac{I_2}{I_i} \cdot \frac{I_o}{I_2} = \frac{(1 + h_{fe})^2}{1 + h_{oe} \cdot h_{fe} \cdot R_E}$$

Impedancia de entrada:

$$R_i = \frac{V_i}{I_i} \quad ; \quad V_i = I_i \cdot h_{ie1} + I_2 \cdot R_{i2} = I_i \cdot h_{ie1} + A_{I1} \cdot I_i \cdot R_{i2} = I_i \cdot (h_{ie1} + A_{I1} \cdot R_{i2})$$

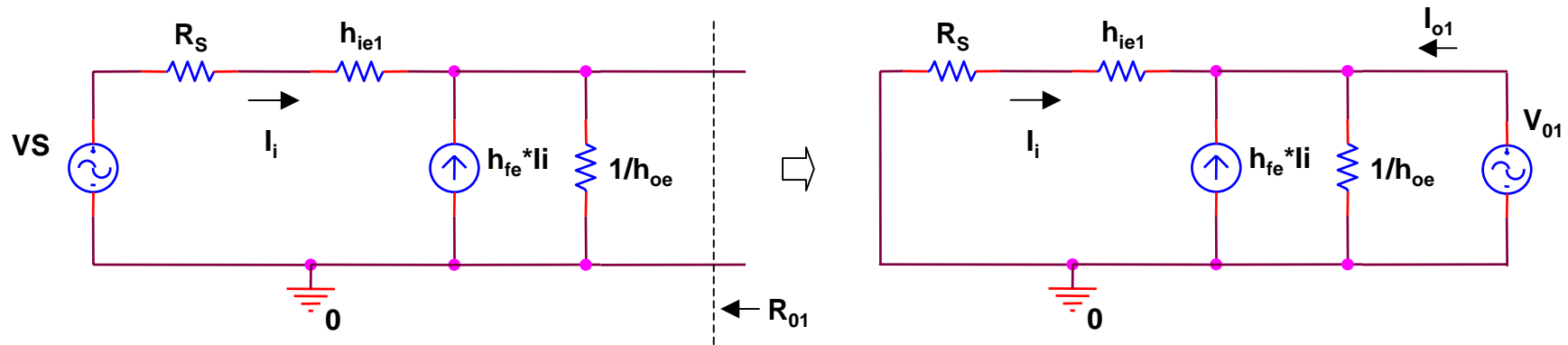
$$R_i = h_{ie1} + A_{I1} \cdot R_{i2} = h_{ie1} + \frac{1 + h_{fe}}{1 + h_{oe} \cdot h_{fe} \cdot R_E} \cdot (1 + h_{fe}) \cdot R_E \stackrel{h_{ie1} \ll A_{I1} \cdot R_{i2}}{\cong} \frac{(1 + h_{fe})^2 \cdot R_E}{1 + h_{fe} \cdot h_{oe} \cdot R_E}$$

Ganancia de tensión:

$$A_V = \frac{V_o}{V_i} = \frac{V_o}{V_2} \cdot \frac{V_2}{V_i} = \frac{I_o \cdot R_E}{I_2 \cdot R_{i2}} \cdot \frac{I_2 \cdot R_{i2}}{I_i \cdot R_{i1}} = A_{I2} \cdot A_{I1} \cdot \frac{R_E}{R_{i1}} = A_I \cdot \frac{R_E}{R_i}$$

$$A_V = \frac{V_o}{V_i} \cong \frac{(1 + h_{fe})^2}{1 + h_{oe} \cdot h_{fe} \cdot R_E} \cdot \frac{1 + h_{fe} \cdot h_{oe} \cdot R_E}{(1 + h_{fe})^2 \cdot R_E} \cdot R_E = 1$$

Impedancia de salida de la primera etapa R_{o1} :



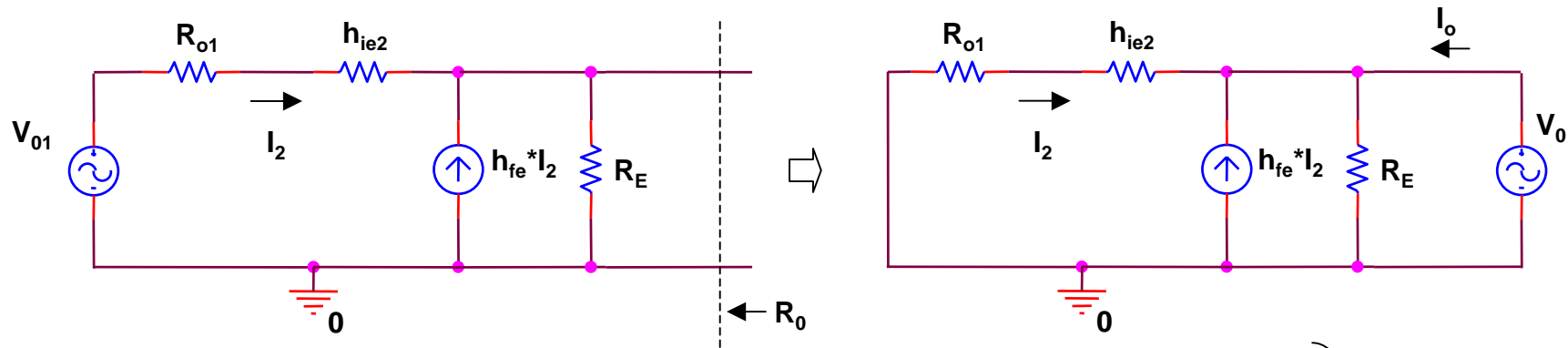
$$R_{o1} = \frac{V_{o1}}{I_{o1}}$$

$$I_{o1} + I_i + h_{fe} \cdot I_i - V_{o1} \cdot h_{oe} = 0$$

$$I_{o1} = V_{o1} \cdot h_{oe} - I_i \cdot (1 + h_{fe}) = V_{o1} \cdot h_{oe} - \frac{-V_{o1}}{R_S + h_{ie1}} \cdot (1 + h_{fe}) = V_{o1} \cdot \left(h_{oe} + \frac{1 + h_{fe}}{R_S + h_{ie1}} \right)$$

$$R_{o1} = \frac{V_{o1}}{I_{o1}} = \frac{1}{\frac{1 + h_{fe}}{R_S + h_{ie1}} + h_{oe}} = \frac{R_S + h_{ie1}}{1 + h_{fe} + h_{oe} \cdot (R_S + h_{ie1})} \cong \frac{R_S + h_{ie1}}{1 + h_{fe}}$$

Impedancia de salida global:



$$R_o = \frac{V_o}{I_o} \quad I_o + I_2 + h_{fe} \cdot I_2 - V_o \cdot R_E = 0$$

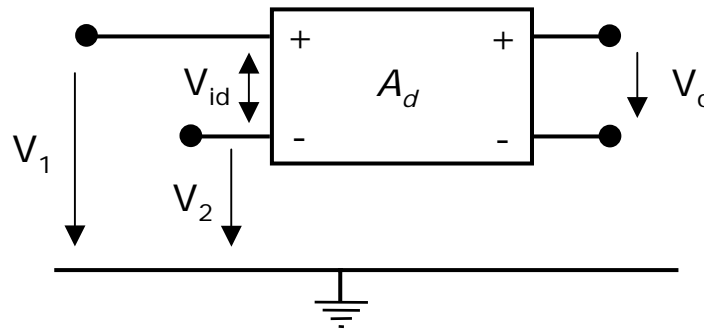
$$I_o = \frac{V_o}{R_E} - I_2 \cdot (1 + h_{fe}) = \frac{V_o}{R_E} - \frac{-V_o}{R_{o1} + h_{ie2}} \cdot (1 + h_{fe}) = V_o \cdot \left(\frac{1}{R_E} + \frac{1 + h_{fe}}{R_{o1} + h_{ie2}} \right)$$

$$R_o = \frac{V_o}{I_o} = \frac{1}{\frac{1}{R_E} + \frac{1 + h_{fe}}{R_{o1} + h_{ie2}}} = \frac{R_E \cdot (R_{o1} + h_{ie2})}{R_{o1} + h_{ie2} + R_E \cdot (1 + h_{fe})} = \frac{R_E \cdot \left(\frac{R_S + h_{ie1}}{1 + h_{fe}} + h_{ie2} \right)}{\frac{R_S + h_{ie1}}{1 + h_{fe}} + h_{ie2} + R_E \cdot (1 + h_{fe})}$$

$$R_o = \frac{V_o}{I_o} = \frac{R_E \cdot [R_S + h_{ie1} + h_{ie2} \cdot (1 + h_{fe})]}{R_S + h_{ie1} + h_{ie2} \cdot (1 + h_{fe}) + R_E \cdot (1 + h_{fe})^2}$$

9.3. El amplificador diferencial

- Un amplificador diferencial tiene dos terminales de entrada.
- **Idealmente**, la señal de salida es una constante multiplicada por la diferencia de las señales de entrada.
- Es un montaje simétrico que intenta minimizar los efectos de la deriva.



Amplificador con entrada y salida diferencial

A_d es la ganancia diferencial

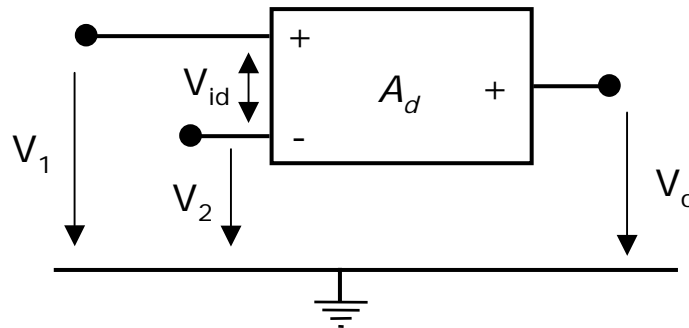
V_1 es la entrada no inversora

V_2 es la entrada inversora

V_{id} es la entrada diferencial

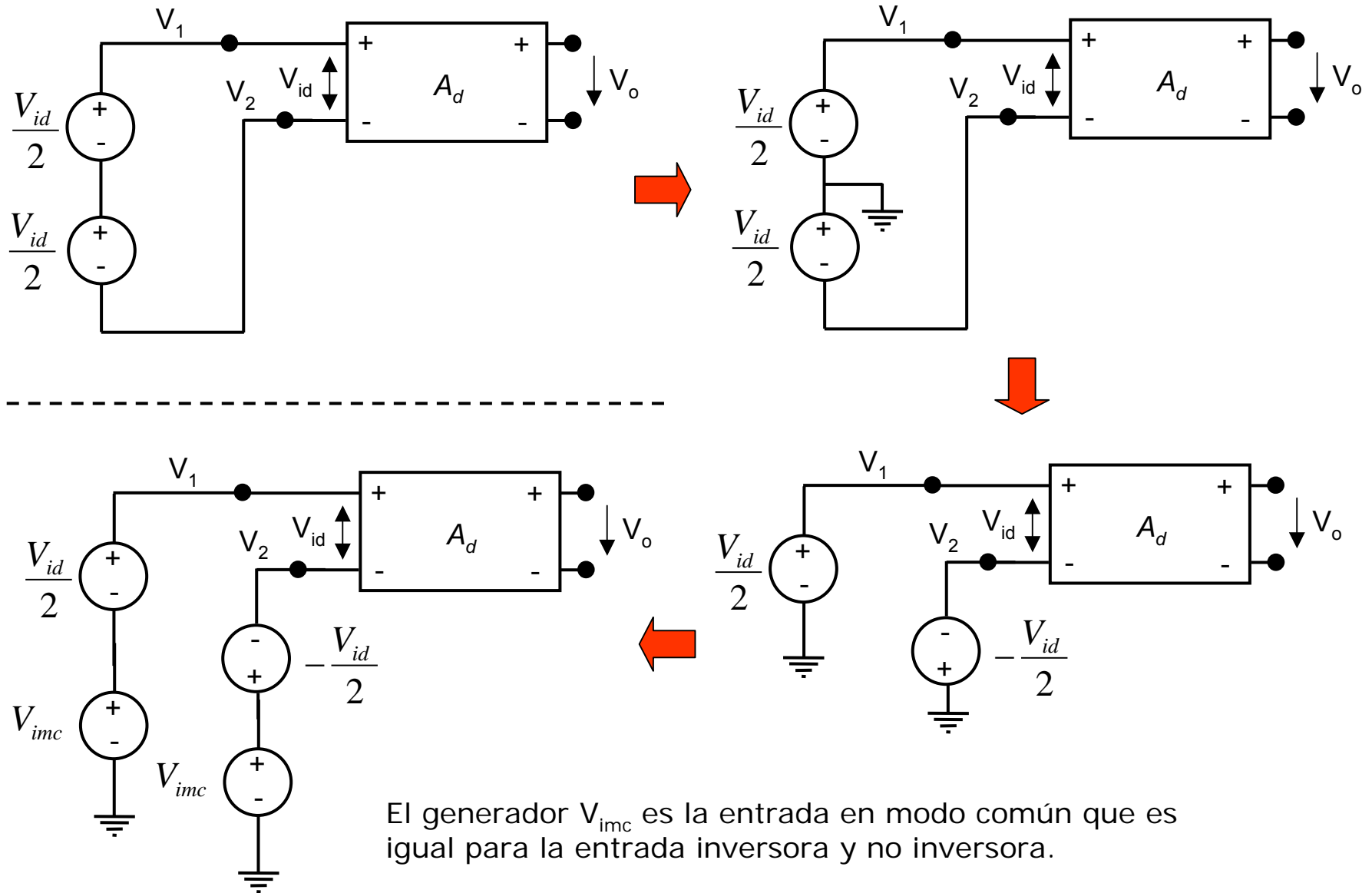
$$V_{id} = (V_1 - V_2)$$

$$V_o = A_d \cdot (V_1 - V_2) = A_d \cdot V_{id}$$

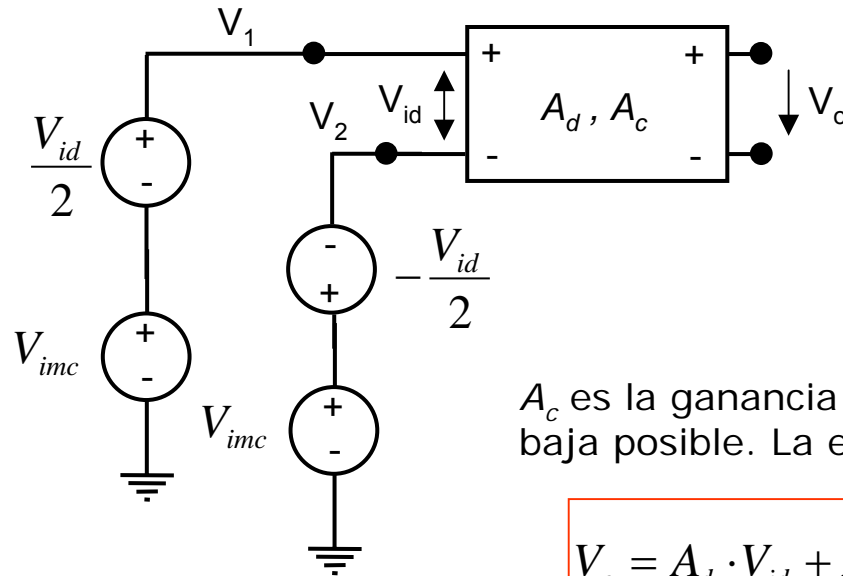


Amplificador con entrada diferencial y salida en modo común

Entradas en modo común y en modo diferencial



El generador V_{imc} es la entrada en modo común que es igual para la entrada inversora y no inversora.



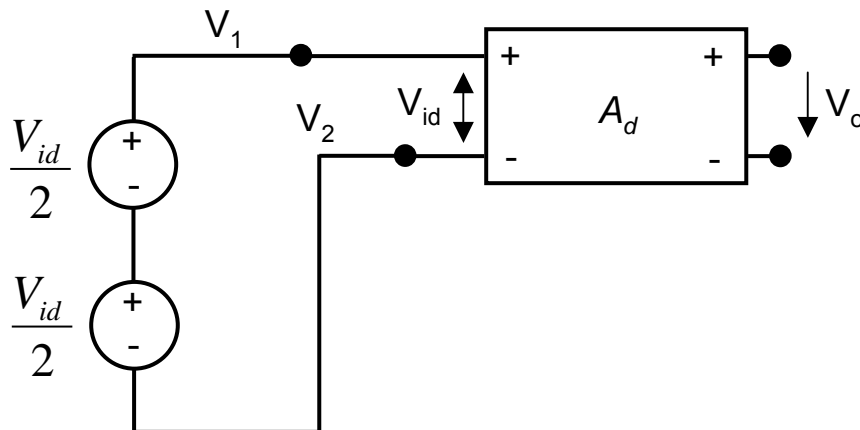
$$\left. \begin{aligned} V_1 &= \frac{V_{id}}{2} + V_{imc} \\ V_2 &= -\frac{V_{id}}{2} + V_{imc} \end{aligned} \right\} \begin{aligned} V_1 + V_2 &= 2 \cdot V_{imc} \\ V_{imc} &= \frac{V_1 + V_2}{2} \end{aligned}$$

A_c es la ganancia en modo común. Interesa que sea lo más baja posible. La ecuación general queda:

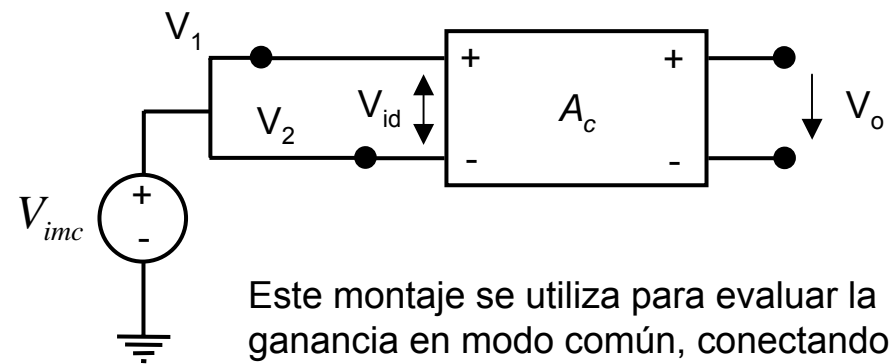
$$V_o = A_d \cdot V_{id} + A_c \cdot V_{imc} = A_d \cdot (V_1 - V_2) + A_c \cdot \frac{V_1 + V_2}{2}$$

Casos extremos para las entradas del amplificador diferencial

Entrada en modo común V_{imc} nula



Entrada en modo diferencial V_{id} nula



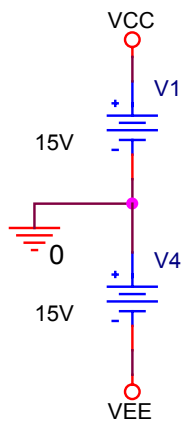
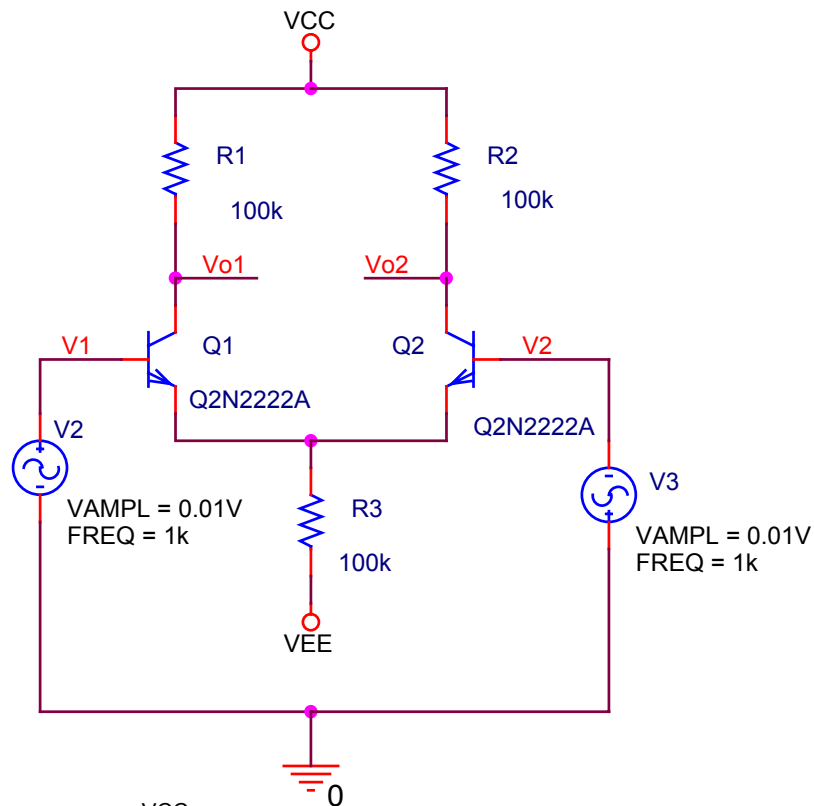
Este montaje se utiliza para evaluar la ganancia en modo común, conectando un generador a las dos entradas cortocircuitadas

Razón de rechazo en modo común o CMRR (Common Mode Rejection Ratio)

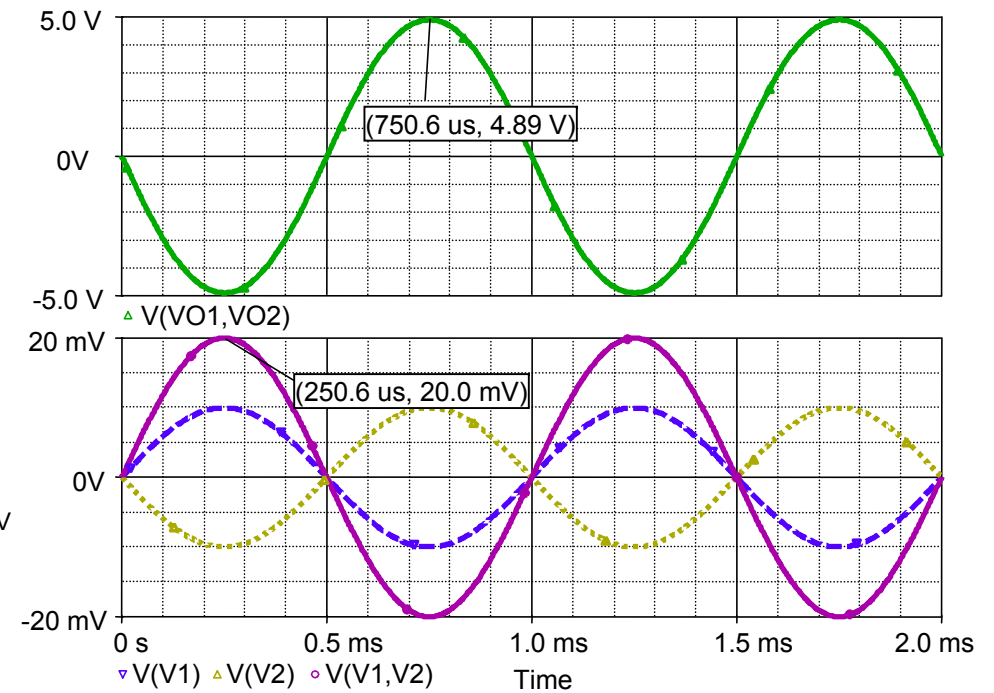
- Es la relación entre la ganancia en modo diferencial y la ganancia en modo común. Normalmente se expresa en dB.
- Interesa que la CMRR sea lo mas alta posible.

$$CMRR = 20 \cdot \log \frac{|A_d|}{|A_c|} [dB]$$

Ejemplo de simulación. Evaluación de la ganancia diferencial.



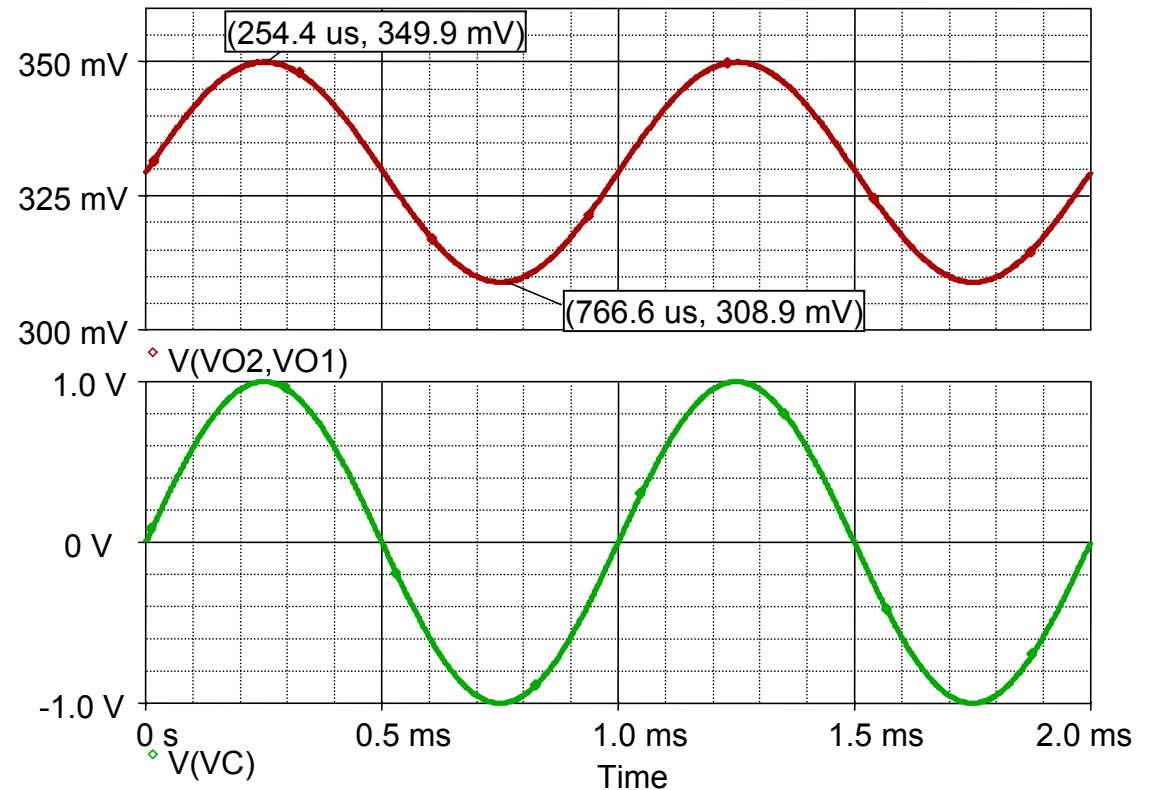
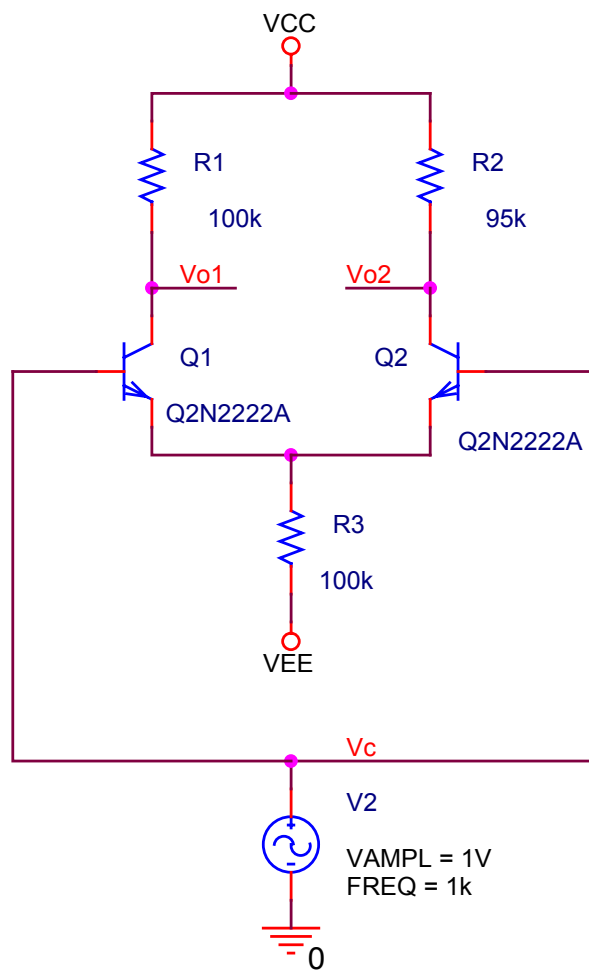
Sistema de alimentaciones simétricas.



A partir de la gráfica se deduce la ganancia diferencial:

$$A_d = \frac{V_{0d}}{V_{id}} = \frac{4.89}{0.020} = 244.5$$

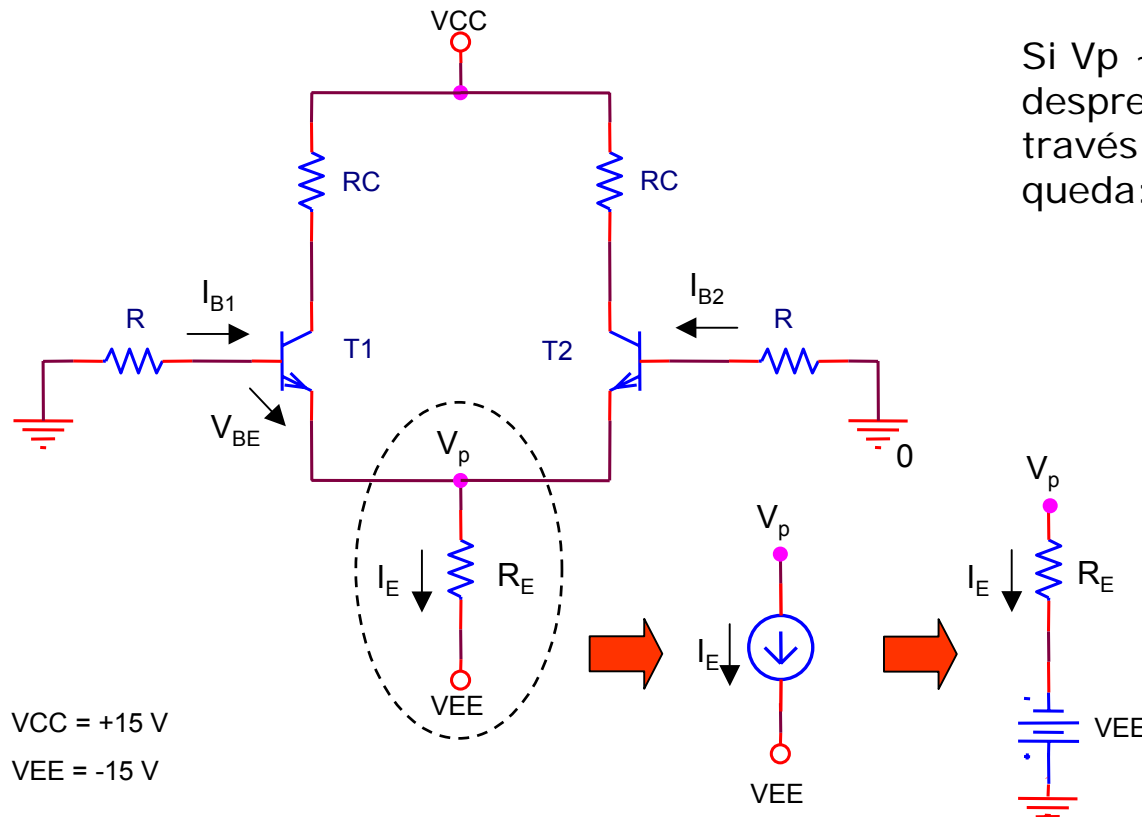
Ejemplo de simulación. Evaluación de la ganancia en modo común y la CMRR.



En simulación los transistores son idénticos, al igual que las resistencias de colector. Bajo estas condiciones la A_c sería nula, por ello se ha variado la resistencia R2, para que no sea ideal el amplificador.

$$A_c = \frac{V_{od}}{V_{ic}} = \frac{0.3499 - 0.3089}{1} = 0.0205$$

$$CMRR = 20 \cdot \log \frac{244.5}{0.0205} = 81.5 \text{ dB}$$



Si $V_p \sim \text{constante}$ y R se puede despreciar, entonces la corriente a través de la resistencia de emisor queda:

$$I_E = \frac{-V_{EE} - V_{BE}}{R_E}$$

$$I_{E1} = I_{E2} = \frac{I_E}{2}$$

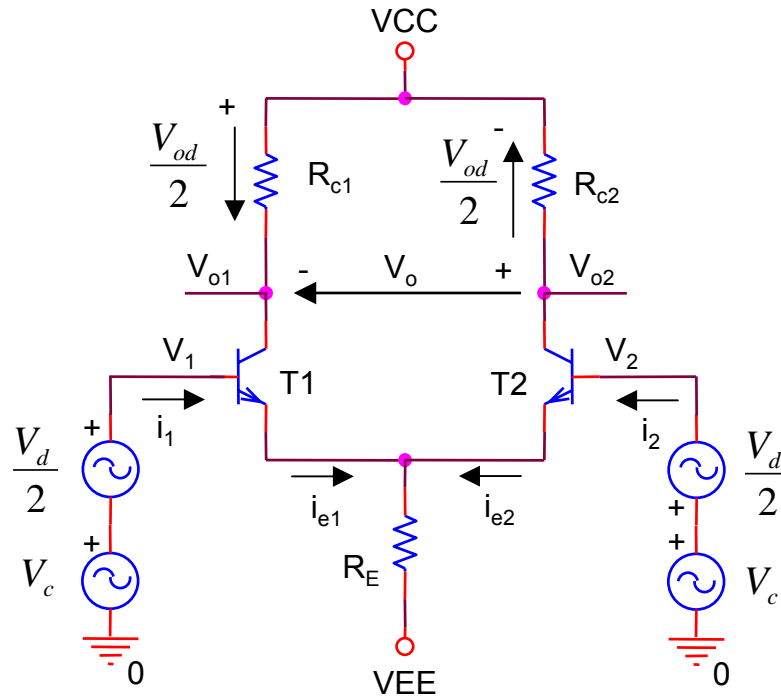
Ejemplo (alimentaciones: $V_{CC} = 15\text{ V}$, $V_{EE} = -15\text{ V}$):
$$I_E = \frac{-(-15\text{ V}) - 0.7\text{ V}}{100\text{ k}\Omega} = 143\text{ }\mu\text{A}$$

- Como T1 no es idéntico a T2 las corrientes de polarización de base tampoco lo son. Se llama corriente de asimetría o de *offset* a:

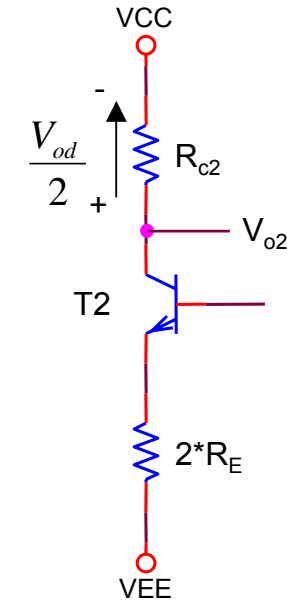
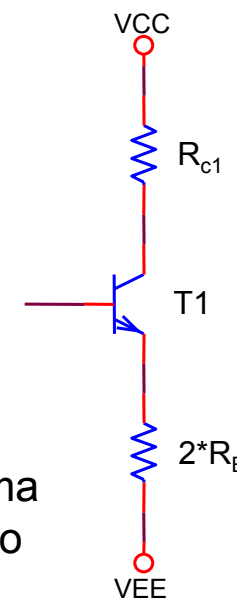
$$|I_{B1} - I_{B2}| = I_{io(\text{Input Offset})}$$

- Se toma como corriente de polarización de entrada la media de las dos entradas:

$$\frac{I_{B1} + I_{B2}}{2} = I_B$$



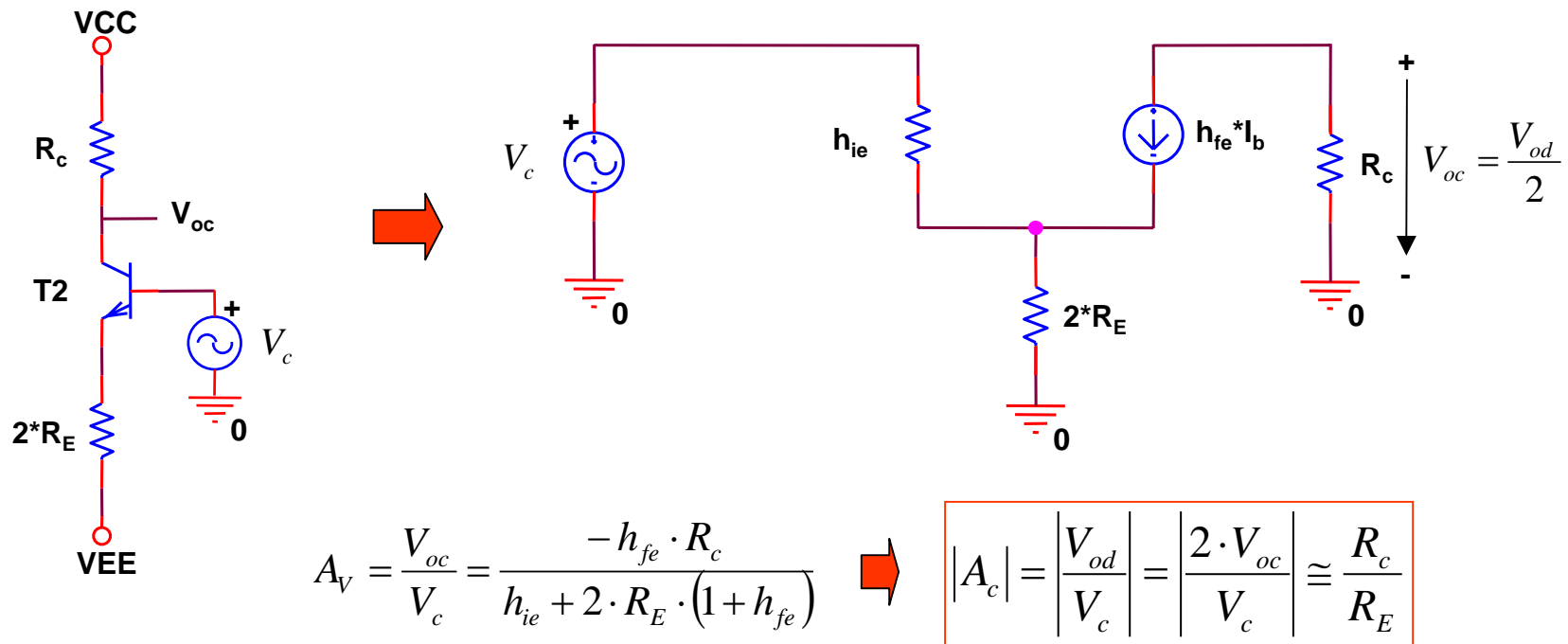
Si se considera la corriente por cada emisor igual a la mitad de la de la resistencia RE, entonces en condiciones ideales se puede dividir el circuito de dos ramas de la siguiente forma:



Para analizar las ganancias del circuito, bien sea en modo común bien en modo diferencial, se debe tomar el modo de la salida de la misma forma, por ejemplo en modo diferencial:

$$V_o = V_{od} = V_{o2} - V_{o1}$$

Análisis de la ganancia en modo común

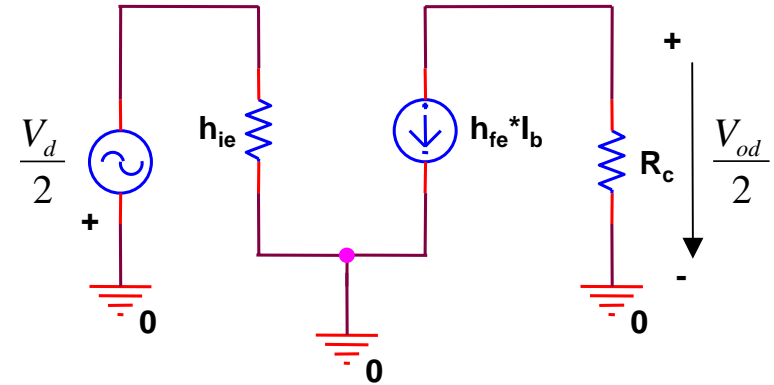
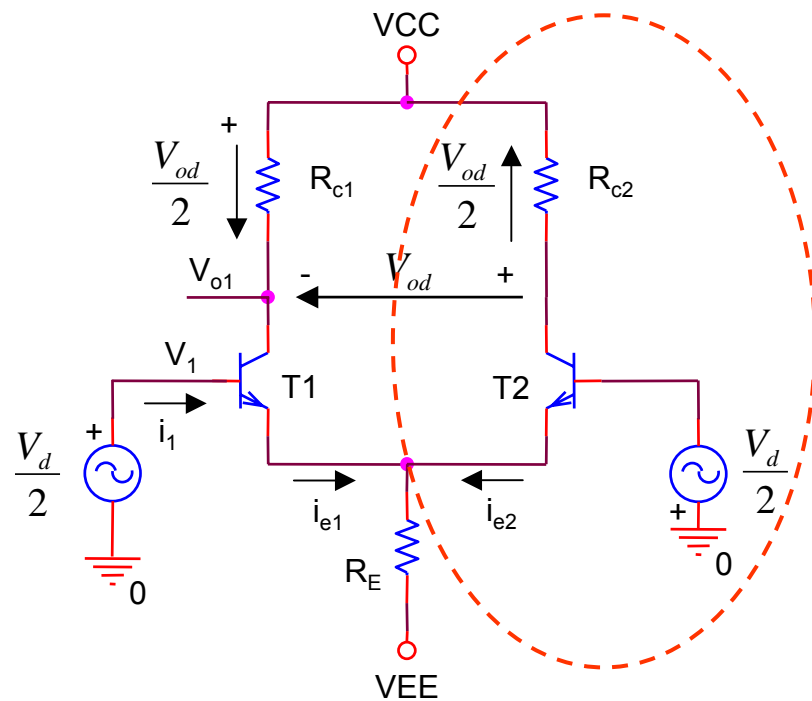


Conclusiones:

- Como interesa una ganancia en modo común lo más baja posible, entonces R_E debe ser lo más alta posible. Pero con este circuito si se aumenta la resistencia de emisor se disminuye la corriente de polarización y no interesa disminuir el punto de trabajo de los transistores.
- Es sustituir la resistencia R_E por una fuente de corriente que se configure para la corriente de polarización deseada y, al mismo tiempo, tiene una resistencia idealmente infinita.

Análisis de la ganancia en modo diferencial

$V_d/2$ en T_1 hace aumentar la corriente y $V_d/2$ en T_2 la hace disminuir en el mismo valor que aumenta en T_1 , por lo que I_{RE} se mantiene constante. Como en alterna I_{RE} no varía, se puede poner a masa:



La ganancia de tensión de la rama de la derecha es:

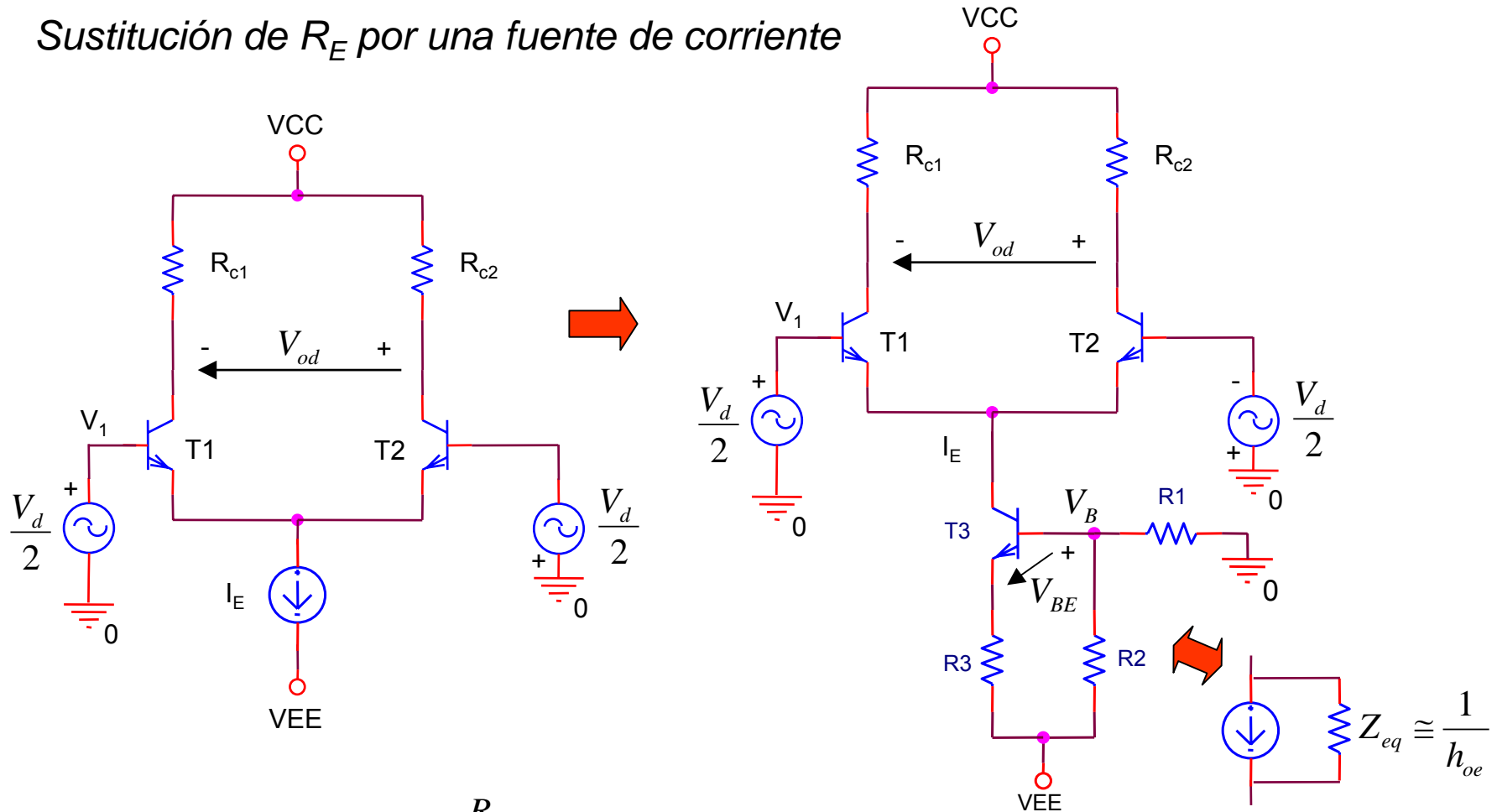
$$A_V = \frac{V_{od}/2}{-V_d/2} = \frac{-h_{fe} \cdot I_b \cdot R_c}{h_{ie} \cdot I_b}$$

La ganancia diferencial resulta ser:

$$A_d = \frac{h_{fe} \cdot R_c}{h_{ie}}$$

$$CMRR = 20 \cdot \log \left(\frac{A_d}{A_c} \right) = 20 \cdot \log \left(\frac{h_{fe} \cdot R_E}{h_{ie}} \right)$$

Sustitución de R_E por una fuente de corriente



$$V_B = -V_{EE} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad ; \quad V_B = V_{BE} + I_E \cdot R_3 - V_{EE}$$

$$I_E = \frac{-V_{EE} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} + V_{EE} - V_{BE}}{R_3} = \frac{V_{EE} \cdot \left(1 - \frac{R_1}{R_1 + R_2}\right) - V_{BE}}{R_3} = \frac{V_{EE} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} - V_{BE}}{R_3} \cong cte$$

9.4. FUENTES DE CORRIENTE

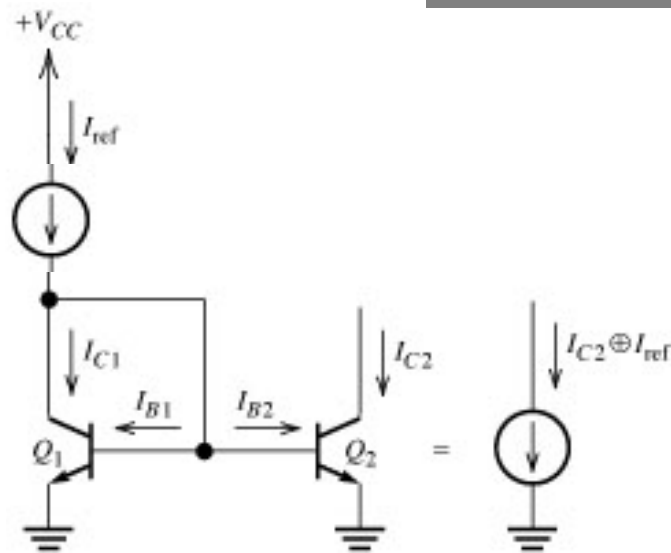
Las fuentes de corriente se utilizan en los circuitos integrados:

1. Para proporcionar las corrientes de polarización en zona activa de los transistores.
2. Como cargas activas para aumentar la ganancia de los amplificadores.

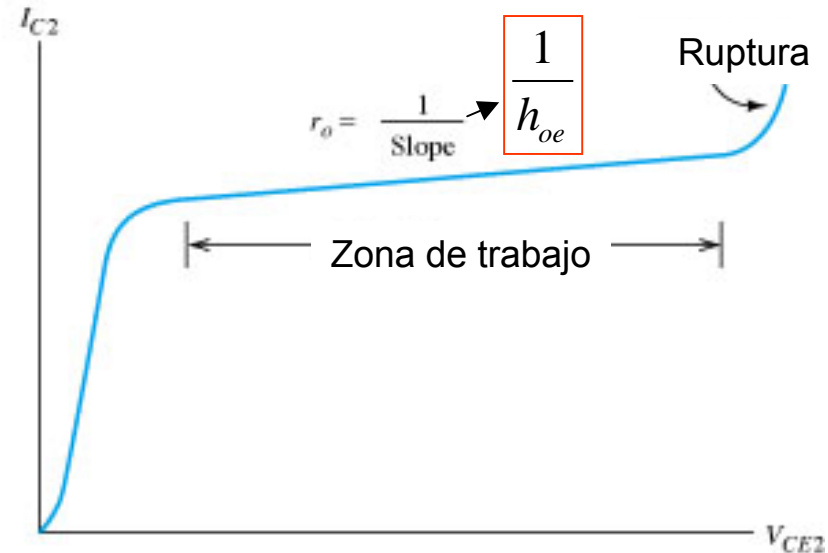
Los subcircuitos principales de la fuentes de corriente son:

1. La corriente de referencia I_{REF} que debe ser independiente de:
 - La temperatura.
 - De la variación de los parámetros de los dispositivos.
2. Espejo de corriente.
 - Copia I_{REF} hacia otra rama del circuito.
 - El elemento esencial es el transistor conectado como diodo.

9.4.1. Fuente de corriente básica.



Circuito del espejo de corriente



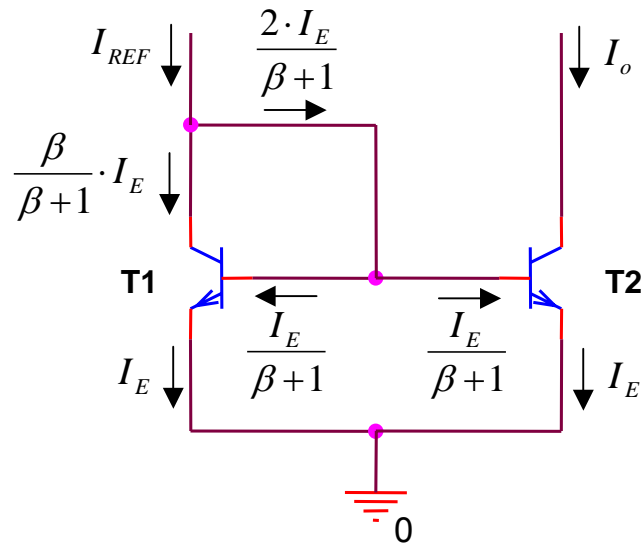
Característica de salida

- Las corrientes de base se pueden despreciar para transistores con h_{fe} grande.
- V_{BE} idéntica en ambas expresiones (las dos uniones BE están en paralelo).
- Tensión equivalente de temperatura $V_T = k \cdot T / q$. Idéntica si los transistores están próximos en el integrado.
- Corrientes de saturación. Pueden ser idénticas, dando lugar a $I_o = I_{REF}$, o las áreas de la unión pueden estar escaladas para introducir un factor de escala.
- Para que los transistores estén en zona activa:

$$I_{REF} = I_{C1} = I_{SatQ1} \cdot e^{\frac{V_{BE}}{V_T}}$$

$$I_o = I_{C2} = I_{SatQ2} \cdot e^{\frac{V_{BE}}{V_T}}$$

Deducción de la ganancia de la fuente de corriente básica



$$I_E = I_B + I_C = I_B \cdot (1 + \beta)$$

$$I_E = I_B + I_C = \frac{I_C}{\beta} + I_C = \frac{\beta + 1}{\beta} \cdot I_C$$

$$I_B = \frac{I_E}{1 + \beta}$$

$$I_C = \frac{\beta}{\beta + 1} \cdot I_E$$

T1 y T2 son muy parecidos y están a la misma temperatura, entonces: $V_{BE}(T_1) \cong V_{BE}(T_2)$

Ganancia de corriente:

$$I_{REF} = \frac{\beta}{\beta + 1} \cdot I_E + 2 \cdot \frac{1}{\beta + 1} \cdot I_E = \frac{\beta + 2}{1 + \beta} \cdot I_E$$

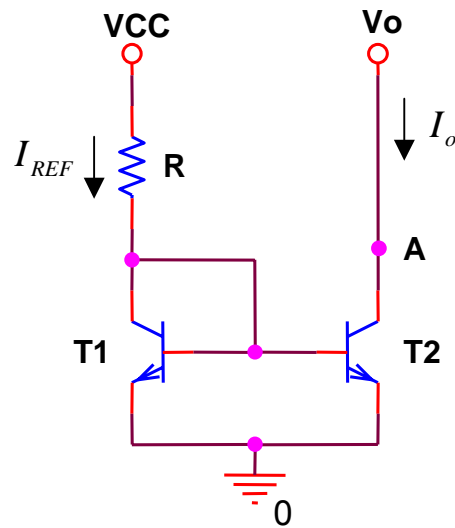
$$I_o = I_{C(T2)} = \beta \cdot I_B = \beta \cdot \frac{I_E}{1 + \beta} = \frac{\beta}{1 + \beta} \cdot I_E$$

$$A_I = \frac{I_o}{I_{REF}} = \frac{\frac{\beta}{\beta + 1} \cdot I_E}{\frac{\beta + 2}{\beta + 1} \cdot I_E} = \frac{\beta}{\beta + 2} \cong 1$$

$$I_o = I_{REF} \cdot \frac{\beta}{\beta + 2}$$

También se pueden diseñar los transistores para que la relación de las corrientes no sea unitaria, si no cualquier otra que se desee.

Establecimiento de la referencia de corriente I_{REF}



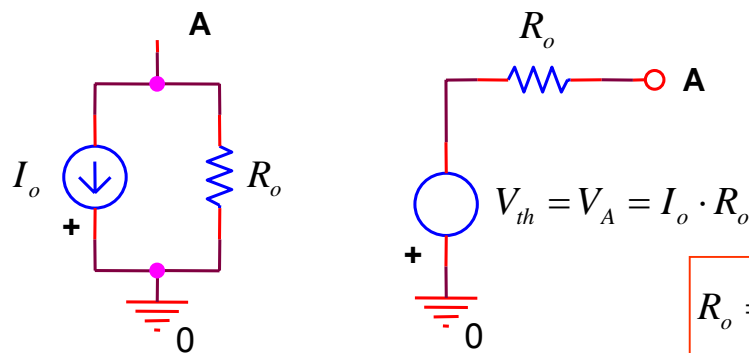
Fuente de corriente básica con transistores NPN

Mediante una resistencia R que se calcula a partir de V_{CC} y de la I_o deseada:

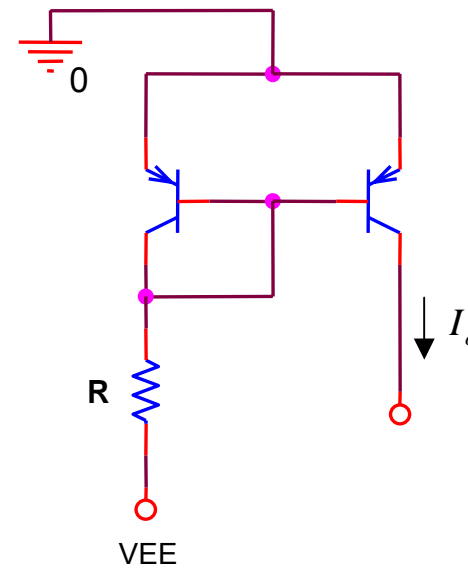
$$V_{BE} \cong 0.7 \text{ V}$$

$$I_{REF} = I_o = \frac{V_{CC} - 0.7}{R} \cong cte$$

Nota: La fuente de corriente presentada se comporta, en realidad, como un consumidor de corriente, no como una fuente. Utilizando transistores PNP se puede obtener una fuente de corriente equivalente a este consumidor:



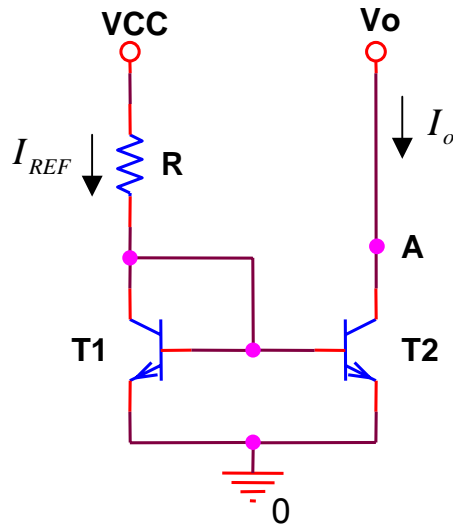
Equivalentes Norton y Thévenin de la salida



Fuente de corriente básica con transistores PNP

Ejemplo más realista: Diseñar una fuente de $I_o = 5 \mu\text{A}$.

Datos: $V_{CC} = 30 \text{ V}$, $V_{CE1} = V_{BE1} = V_{BE2} = 0.7 \text{ V}$, $R_o = 30 \text{ M}\Omega$, $\beta_{\text{media}} = 100$, $V_{CE2} = 20 \text{ V}$.



$$R = \frac{30 - 0.7}{5 \mu\text{A}} = 5.75 \text{ M}\Omega$$

$$V_{th} = 5 \mu\text{A} \cdot 30 \text{ M}\Omega = 150 \text{ V}$$

Si se tiene en cuenta la resistencia de salida del transistor la corriente esperada de salida se ve aumentada en :

$$\frac{V_{CE2}}{R_{o2}} = \frac{20 \text{ V}}{30 \text{ M}\Omega} = 0.66 \mu\text{A}$$

Conclusiones: (1) El resistor R necesario es demasiado elevado y ocuparía demasiado espacio en circuito integrado. Por tanto, esta fuente se utiliza para valores de corrientes del orden del mA.

(2) Si la salida de la fuente está en circuito abierto, la tensión de salida no es -150 V como indica la deducción teórica, más bien sería la $V_{CE\text{sat}}$, esto es, unos 0.2 V.

9.4.2. Fuente de corriente de alta ganancia.

- En la fuente de corriente básica la corriente de referencia y la de salida difieren en un factor:

$$I_o = I_{REF} \cdot \frac{\beta}{\beta + 2}$$

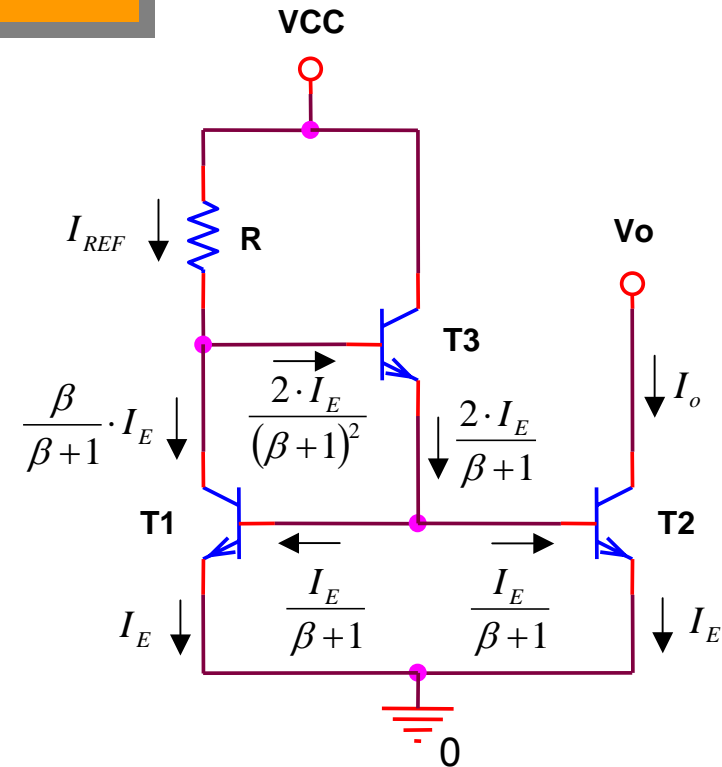
- Si la ganancia no es muy elevada la error puede ser significativo.
- Se propone incrementar la ganancia añadiendo el transistor T3 al circuito básico:

$$\left. \begin{aligned} I_{REF} &= \frac{2}{(\beta+1)^2} \cdot I_E + \frac{\beta}{\beta+1} \cdot I_E \\ I_o &= I_{C2} = \frac{\beta}{\beta+1} \cdot I_E \end{aligned} \right\} \begin{aligned} I_{REF} &= \frac{2}{(\beta+1)^2} \cdot \frac{\beta+1}{\beta} \cdot I_o + I_o \\ I_{REF} &= I_o \cdot \left(1 + \frac{2}{\beta \cdot (\beta+1)} \right) \end{aligned}$$

Ejemplo: Si $\beta=10$, entonces:

Con el circuito básico: $A_i = 10/12 = 0.833$

Con el circuito de alta ganancia: $A_i = 110/112 = 0.982$

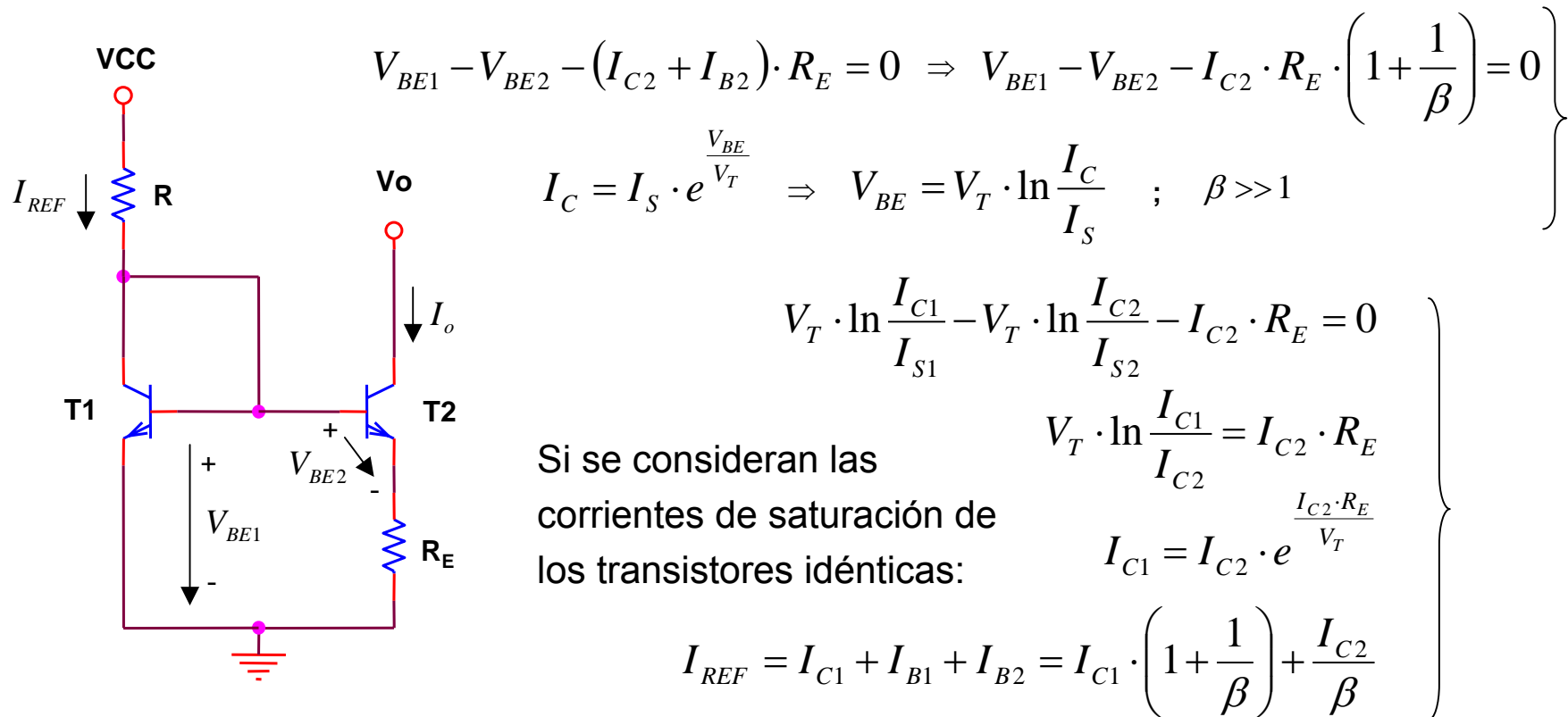


$$I_o = I_{REF} \cdot \frac{\beta^2 + \beta}{\beta^2 + \beta + 2}$$

$$I_{REF} = \frac{V_{CC} - V_{BE3} - V_{BE1}}{R} \cong cte$$

9.4.3. Fuente de corriente Widlar.

Como se vio antes, para conseguir una corriente baja del orden del uA es necesario una resistencia de polarización elevada, lo cual no resulta práctico. Una forma de evitar este inconveniente consiste en añadir una resistencia de emisor al transistor de salida. A este circuito se le conoce como fuente de corriente **Widlar**.



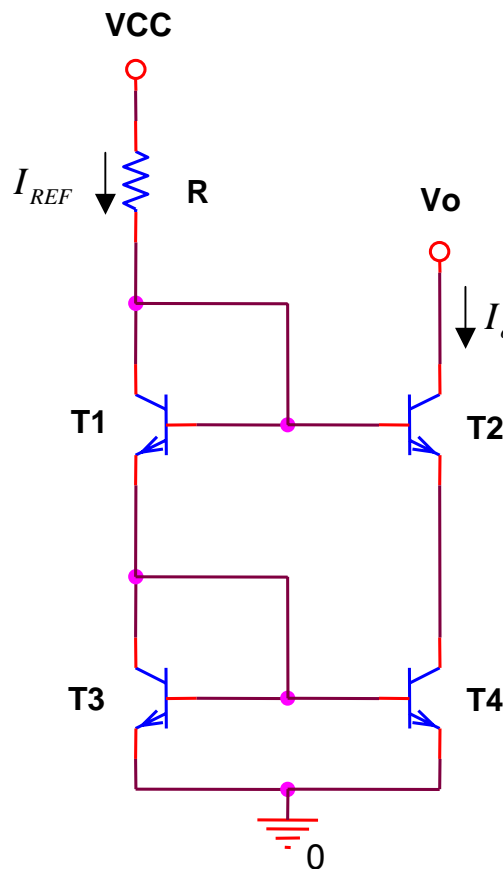
$$I_{REF} = \frac{V_{CC} - V_{BE1}}{R}$$

$$I_{REF} = I_{C1} + I_{B1} + I_{B2} = \frac{\beta + 1}{\beta} \cdot I_{C2} \cdot e^{\frac{I_{C2} \cdot R_E}{V_T}} + \frac{I_{C2}}{\beta}$$

No lineal

9.4.4. Fuente de corriente Cascodo.

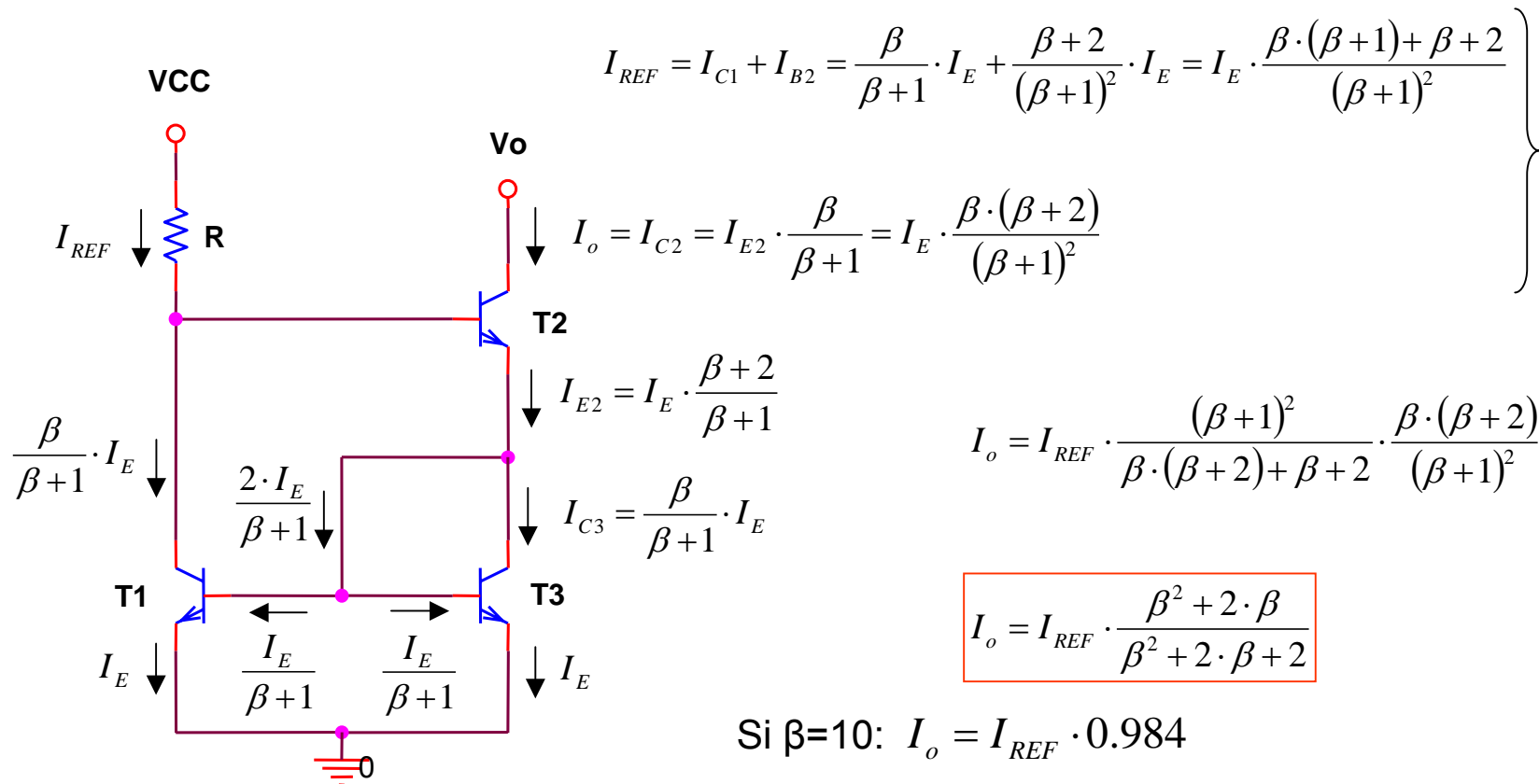
La resistencia de emisor de la fuente Wildar se puede sustituir por una fuente básica de corriente formada por los transistores T3 y T4. Este circuito se denomina **Cascodo** y proporciona una resistencia de salida mucho mayor que las otras fuentes:



$$R_o = \frac{1}{h_{oe}} \cdot (1 + \beta)$$

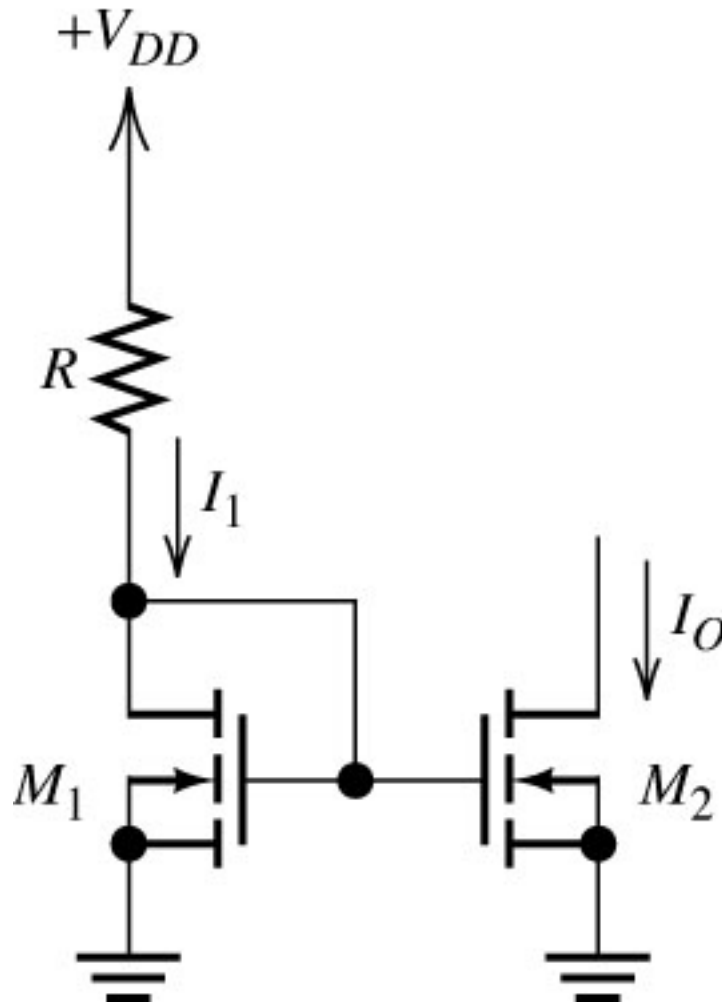
9.4.5. Fuente de corriente Wilson.

La fuente de corriente Wilson consigue los dos efectos, alta ganancia y resistencia de salida elevada, en un solo circuito.



Con el circuito básico era $A_i=0.833$ y con el de alta ganancia: $A_i=0.982$

9.4.6. Variaciones sobre las fuentes de corriente.



Espejo de corriente NMOS

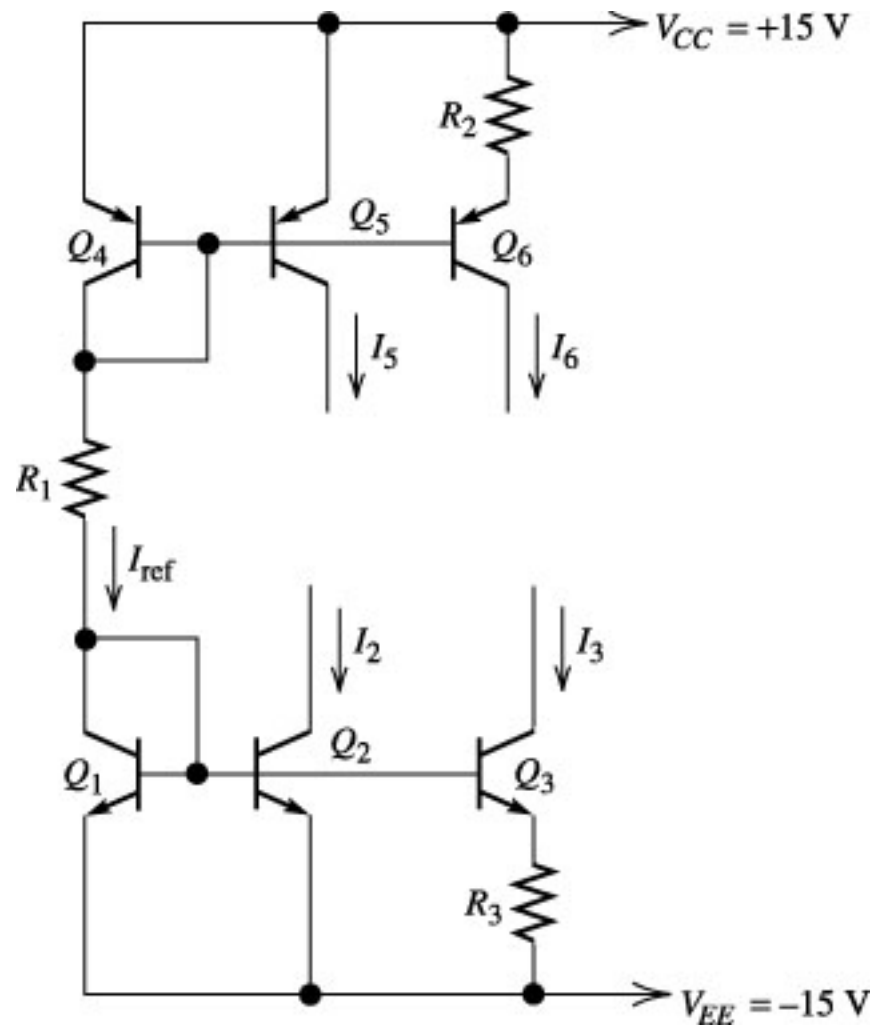
- La tensión V_{DS} es igual a la V_{GS} por lo que el transistor M1 está en saturación, entonces funciona como fuente de corriente.
- Como M2 tiene la misma V_{GS} su corriente de drenador será la misma que la de M1.
- Por consiguiente funciona como espejo de corriente para $V_O > V_{GS}$.

+

 V_O

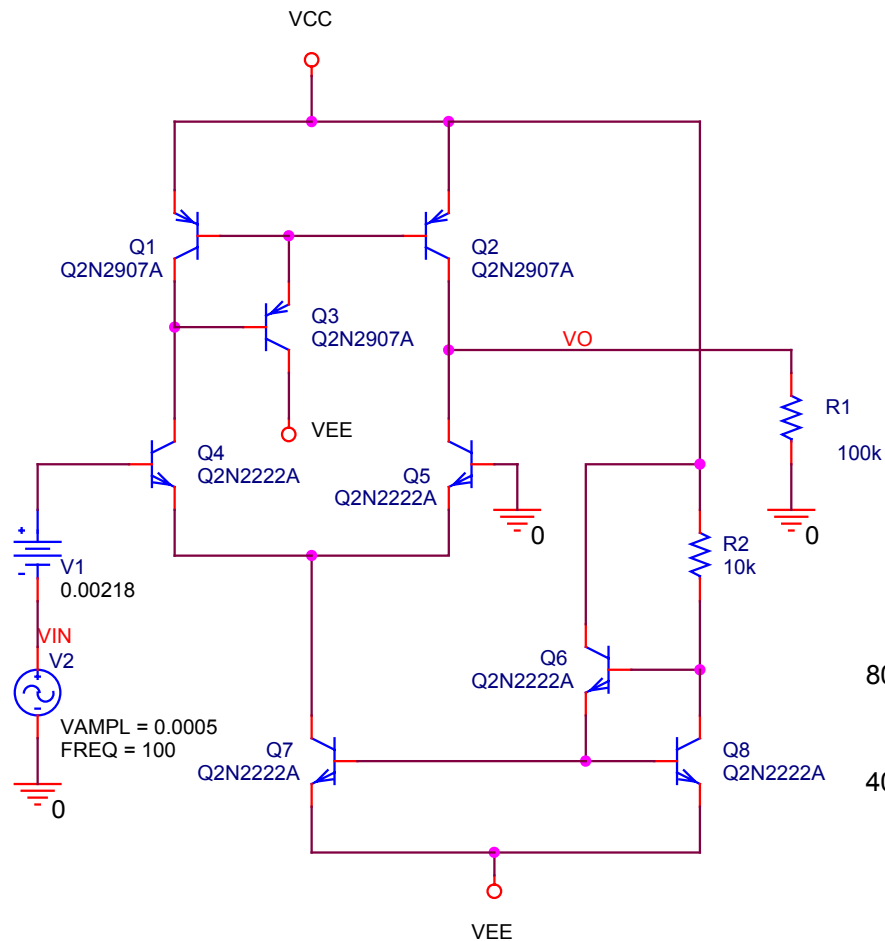
-

9.4.6. Variaciones sobre las fuentes de corriente.



Circuito de polarización típico para un circuito integrado bipolar.

9.7. Amplificador diferencial con carga activa.



Amplificador diferencial con carga y fuente de polarización activas de alta ganancia.

