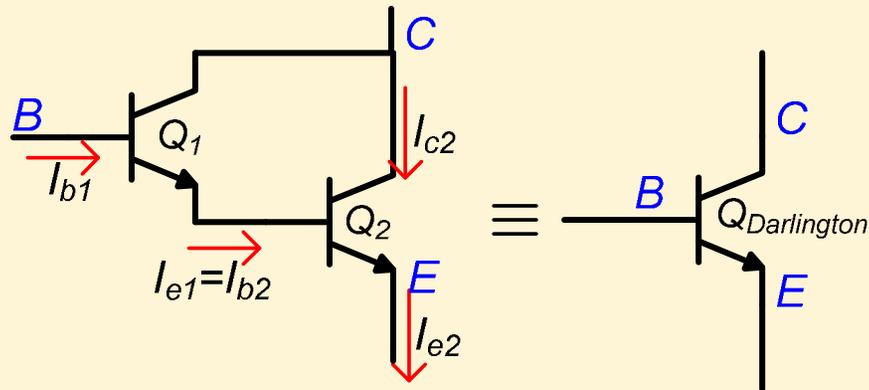


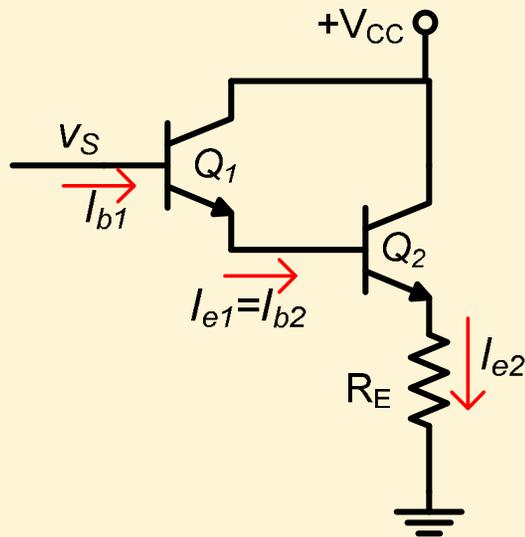
Tema 8:

“Configuraciones especiales con TBJ”

- Consiste en dos transistores conectados juntos de tal forma que la corriente amplificada por el primero es amplificada de nuevo por el segundo transistor.
- El par Darlington tiene una ganancia de corriente muy alta, tanto como 30.000, ya que logra la multiplicación de los β



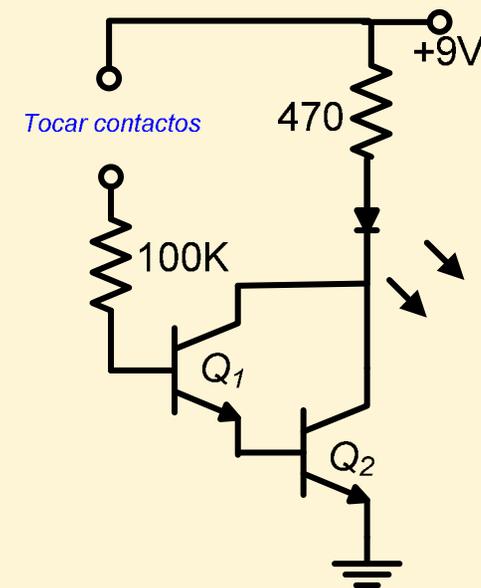
- Los pares Darlington se venden en un encapsulado completo que contiene los dos transistores.
- Tienen tres terminales (B , C y E) los cuales son equivalentes a los terminales de un transistor individual estándar.



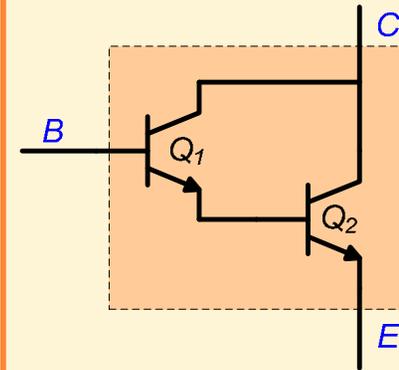
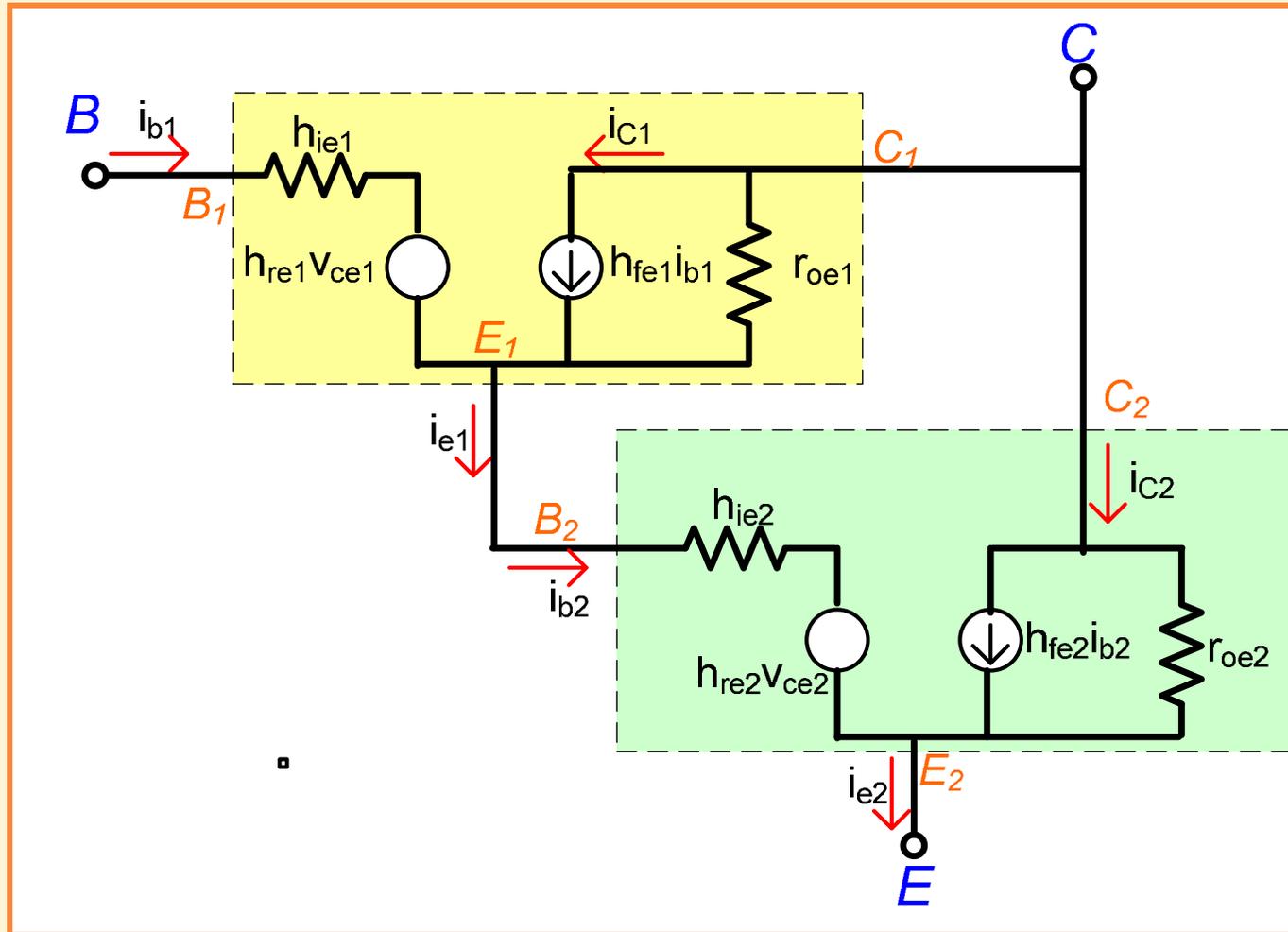
- Para activar debe haber 0,7 V a través de ambas las uniones base-emisor que están conectados en serie en el interior del par de Darlington, por lo tanto, requiere de 1.4V para encender.
- Se puede construir el par Darlington a partir de dos transistores; Q1 puede ser de baja potencia, mientras que Q2 tendrá que ser de alta potencia.
- La máxima corriente de colector I_c (max) para el par es el mismo que I_c (máx) para Q2.
- El par Darlington tiene muy alta impedancia de entrada. Si se desea tener impedancia mayores a $500K\Omega$, hay que recurrir a otros circuito como el denominado *Par Darlington*
- Observar que los dos transistores componen una pareja en que la resistencia de entrada del segundo es la carga de emisor del primero.
- Esta conexión logra la multiplicación de h_{fe}

Aplicación: Detector de contacto táctil

- Un par Darlington tiene la suficientemente sensibilidad como para responder a la pequeña corriente que pasa por la piel y que puede ser utilizado para hacer un interruptor táctil como se muestra en el diagrama.
- Cuando se tocan los contactos la pequeñísima corriente de base provoca la corriente necesaria como para encender un LED.
- Los dos transistores pueden ser cualquier transistores de bajo consumo de propósito general.
- La resistencia de 100K protege los transistores contra el cortocircuito de los contactos (si los contactos se unen con un pedazo de alambre).

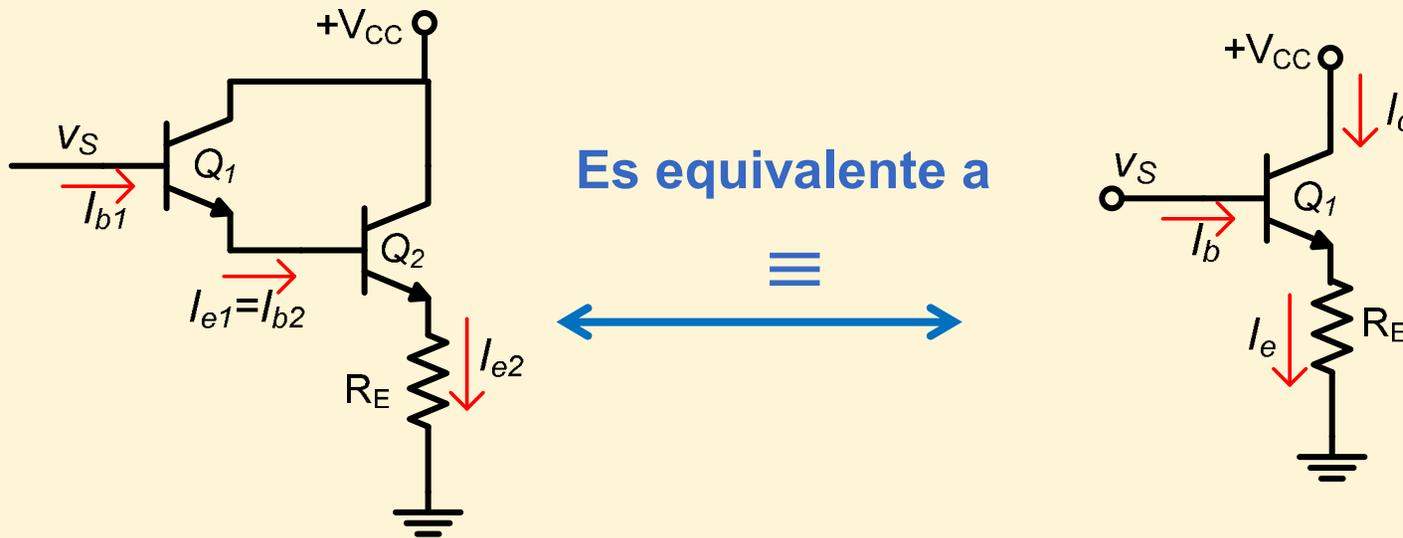


Modelo Incremental



$$Z_{in} = R_E h_{fe1} h_{fe2}$$

En la resolución de circuitos se puede reemplazar el par por un único transistor con los valores de los parámetros equivalentes



$$h_{ie1} ; h_{ie2}$$

$$h_{ie D} = h_{ie1} + h_{ie2} (1 + h_{fe1})$$

$$h_{fe1} ; h_{fe2}$$

$$h_{fe D} = h_{fe1} + h_{fe2} (1 + h_{fe1})$$

$$h_{oe}$$

$$h_{oe D} = (2 + h_{fe2}) h_{oe1}$$

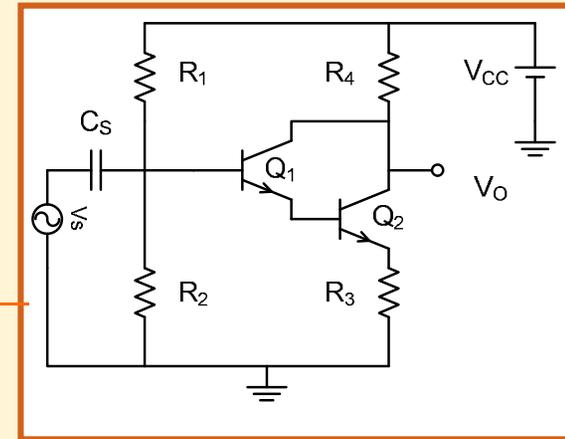
Observaciones:

- Los parámetros h de Q_1 y Q_2 , normalmente no son idénticos aún en el caso que ambos TBJ sean idénticos por que los valores de los parámetros h dependen del punto de trabajo de Q_1 y de Q_2 .
- De las ecuaciones anteriores se puede concluir que el seguidor de emisor Darlington tiene una impedancia de entrada mucho mayor y una ganancia de tensión cercana a la unidad que un seguidor de emisor de una sola etapa.
- La impedancia de salida del circuito Darlington puede ser el doble de la Z_{out} de un solo TBJ.
- El mayor inconveniente de la pareja de transistores Darlington es que la corriente de fuga del primer transistor es amplificada por el segundo. Debido a esto, en la práctica no se puede emplear un montaje Darlington con tres o más transistores.
- La ventaja de este par consiste en el valor total muy grande de hf_e . En la práctica pueden encontrarse pares Darlington integrados con una h_{fe} de hasta 30.000

PAR DARLINGTON: EJEMPLO

Considerando $h_{fe1}=100$, $h_{fe2}=5$ $V_{cc} = 15V$ y $V_{be} = 0,6V$:

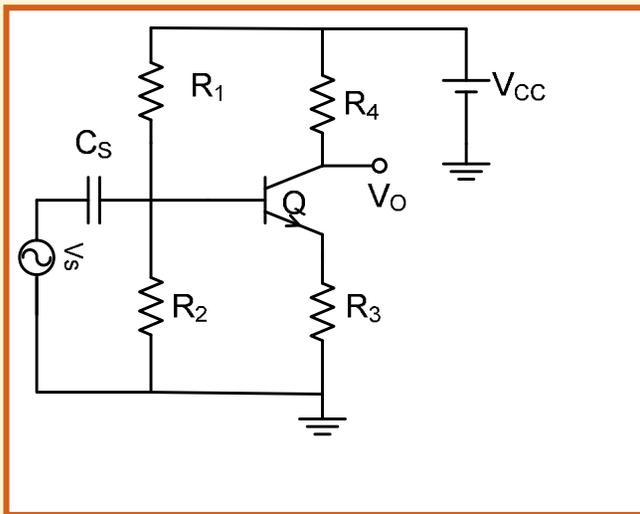
- a) a) Ganancia de tensión
- b) Impedancia de entrada
- c) Impedancia de salida



Existen dos formas de resolver el problema:

- 1) Reemplazar el par Darlington por su equivalente.
- 2) Trabajar como dos TBJ.

Reemplazando al par por sus parámetros equivalentes:



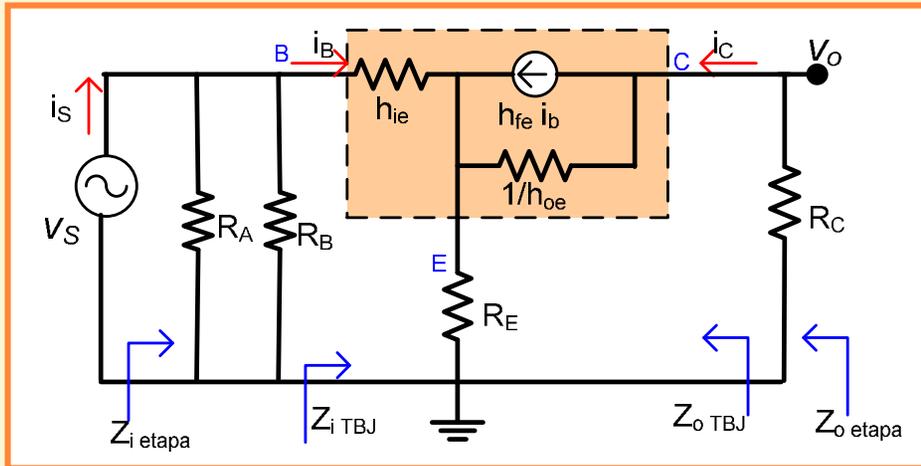
$$h_{fe} \cong h_{fe1} (1 + h_{fe2})$$

$$h_{ie} = h_{ie1} + h_{ie2} h_{fe1}$$

$$h_{oe} = (2 + h_{fe2}) h_{oe1}$$

PAR DARLINGTON: EJEMPLO

TEMA 8



Cálculo de la Ganancia de Tensión

Considerando: $R_C \ll r_{oe}$

$$A_V \cong -\frac{h_{fe} R_C}{h_{ie} + (1 + h_{fe}) R_E}$$

$$h_{fe} \cong h_{fe1} (1 + h_{fe2}) = 100(1 + 5) = 600$$

$$A_V \cong -\frac{R_C}{R_E}$$

Cálculo de la impedancia de entrada

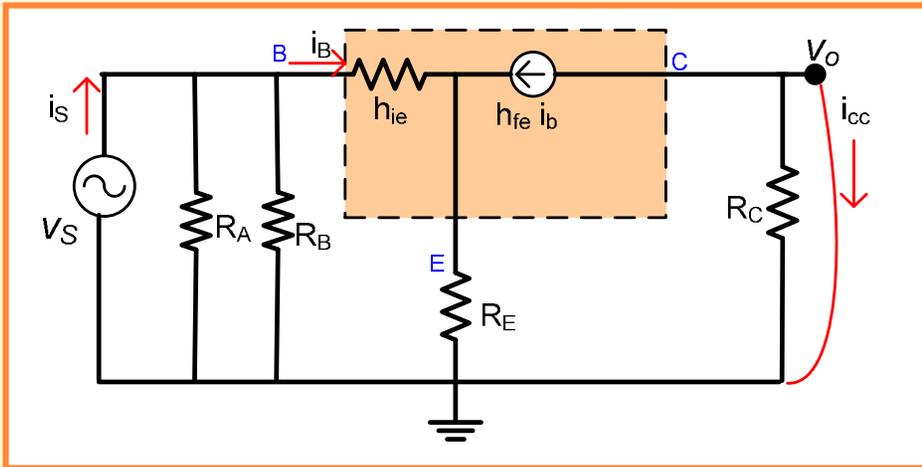
$$Z_{in} = \frac{v_S}{i_s}$$

$$i_s = \frac{v_S}{R_A // R_B} + \frac{v_S}{h_{ie} + (1 + h_{fe}) R_E} = v_S \left(\frac{1}{R_A // R_B} + \frac{1}{h_{ie} + (1 + h_{fe}) R_E} \right)$$

$$Z_{in} = R_A // R_B // [h_{ie} + (1 + h_{fe}) R_E] \cong R_A // R_B // [h_{fe1} (1 + h_{fe2}) R_E]$$

PAR DARLINGTON: EJEMPLO

TEMA 8



Cálculo de la Impedancia de Salida

Considerando: $R_C \ll r_{oe}$

$$Z_{out} = \frac{V_{o \text{ vacio}}}{i_{CC}}$$

$$V_{o \text{ vacio}} = -\frac{R_C}{R_E} V_S$$

$$i_{CC} = -h_{fe} i_b = -h_{fe} \frac{V_S}{h_{ie} + h_{fe} R_E}$$

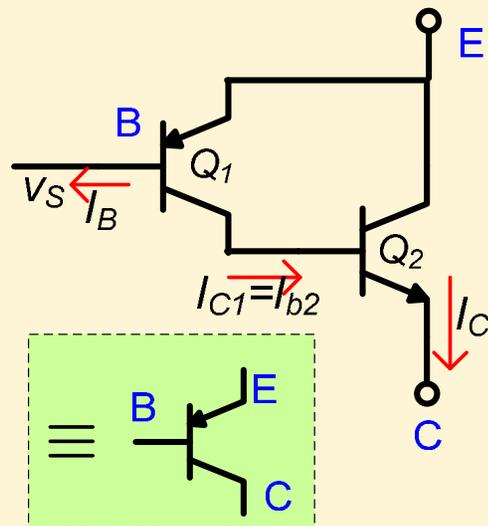
$$Z_{out} = \frac{-\frac{R_C}{R_E} V_S}{-\frac{h_{fe} V_S}{h_{ie} + h_{fe} R_E}} = \frac{R_C (h_{ie} + h_{fe} R_E)}{h_{fe} R_E} \cong \frac{R_C h_{fe} R_E}{h_{fe} R_E} \cong R_C$$

Verificar los resultados obtenidos aplicando el método 2.

Par Sziklai

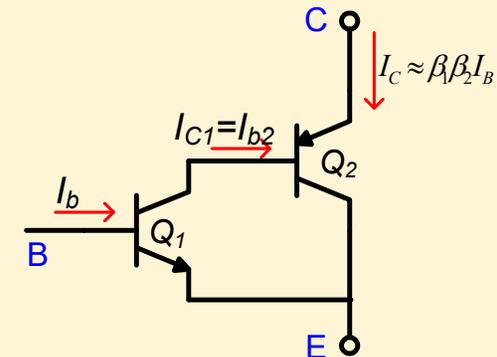
También llamado Darlington complementario. Se puede demostrar que la ganancia de corriente es aproximadamente igual a la del par Darlington.

La ventaja de este par es que necesita menos tensión para conducir



$$A_I = \frac{i_{e2}}{i_{b1}} = \frac{(1 + h_{fe2}) i_{b2}}{i_{b1}} = \frac{(1 + h_{fe2}) h_{fe1} i_{b1}}{i_{b1}}$$

$$A_I = (1 + h_{fe2}) h_{fe1}$$



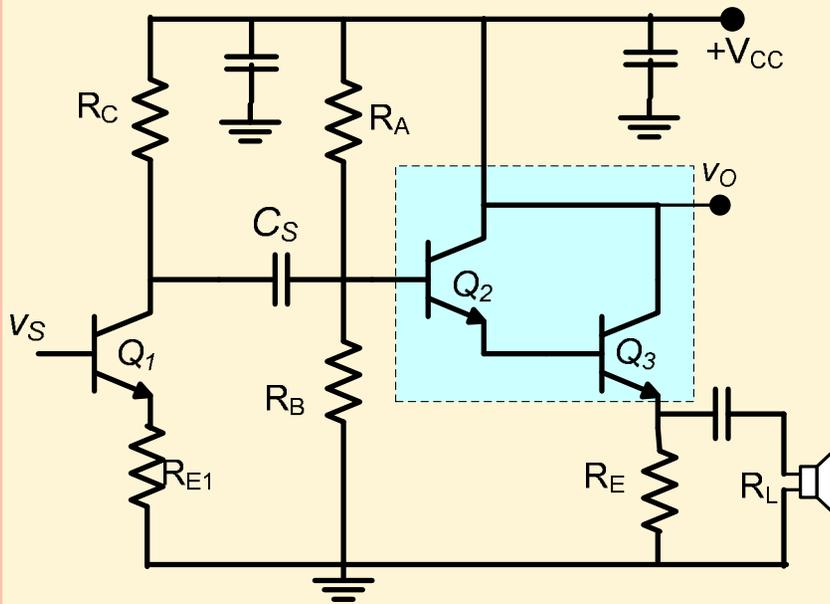
$$A_V = \frac{v_{e2}}{v_s}$$

$$v_s = -i_{b1} h_{ie1}$$

$$v_{e2} = i_{e2} R_E = (1 + h_{fe2}) i_{b2} R_E = (1 + h_{fe2}) i_{c1} R_E = (1 + h_{fe2}) h_{fe1} i_{b1} R_E$$

$$A_V = -(1 + h_{fe2}) h_{fe1} \cdot \frac{R_E}{h_{ie1}}$$

Aplicación:



Un amplificador con $R_C=1K\Omega$ debe excitar un parlante de 8Ω .

Salvo que Q1 sea un TBJ de potencia, es probable que la corriente colector de Q1, sea chica para mover el parlante R_L .

También ocurre que al ponerse en paralelo R_L con R_C , prácticamente pone a masa el colector de Q1.

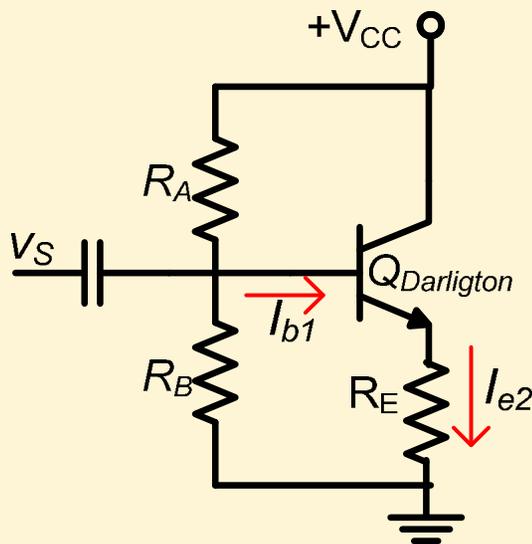
Como esto no es aceptable, se pone un circuito adaptador o "Buffer"

$$Z_{in} = R_A // R_B // (h_{ie} + h_{fe} R_E)$$

$$Z_{in} = R_A // R_B // \left[h_{ie1} + h_{ie2} (1 + h_{fe1}) + h_{fe1} h_{fe2} R_E \right]$$

El problema de la polarización del par Darlington

Al estudiar la pareja de transistores Darlington se resaltó el elevado valor de la impedancia de entrada. En cambio, se simplificó el problema al no tener en cuenta el circuito de polarización utilizado.



En la fig. se muestra una red de polarización típica formada por las resistencias R_A , R_B Y R_E

$$Z_{in} = R_A // R_B // (h_{ieD} + h_{feD} R_E)$$

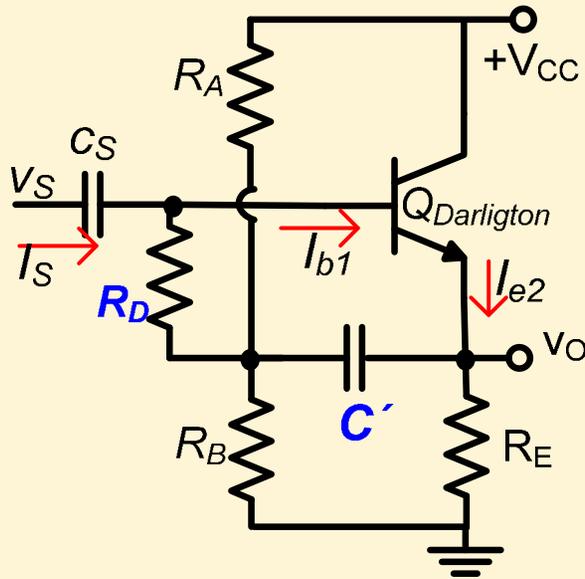
$$Z_{in} = R_A // R_B // \left[h_{ie1} + h_{ie2} (1 + h_{fe1}) + h_{fe1} h_{fe2} R_E \right]$$

$$Z_{in} \cong R_A // R_B$$

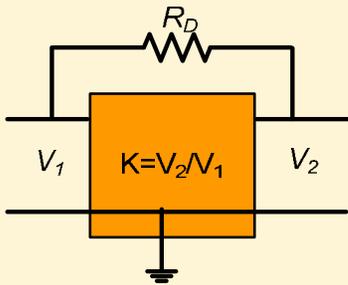
La Z_{in} de esta etapa se ve disminuida debido a la red de polarización!!.

Para solucionar el problema ocasionado por la disminución de la resistencia de entrada, debida a la red de polarización se modifica el circuito de entrada agregando un condensador C'

CIRCUITO BOOSTRAP



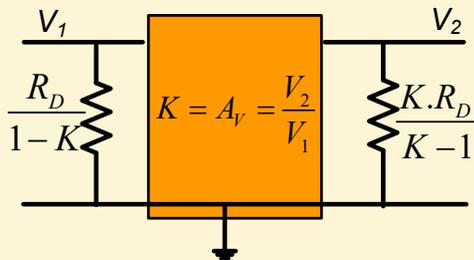
- El condensador C' se coloca entre el emisor y la unión de las resistencias R_A y R_B .
- El valor de C' debe ser lo suficientemente grande con el fin de que sea un cortocircuito para las bajas frecuencias que se consideren.
- Para la alterna, R_D está conectado entre la entrada y la salida.
- Aplicando Miller se puede calcular la corriente que atraviesa R_D



$$R_{M1} = \frac{R_D}{1 - Av}$$

$$R_{M2} = \frac{Av \cdot R_D}{Av - 1} \cong R_D$$

Entonces, la red de polarización formada por R_A , R_B y R_D representa una resistencia efectiva de entrada es:



$$R_{ef\ in} = \frac{R_D}{1 - Av}$$

$$R_{ef\ in} = \frac{R_D}{1 - A_v}$$

Para el seguidor emisor la $A_v \approx 1$, entonces $R_{ef\ in}$ es muy grande. Por ejemplo, si $A_v = 0,995$ y $R_D = 100K$, entonces $R_{ef\ in} = 20\ M$

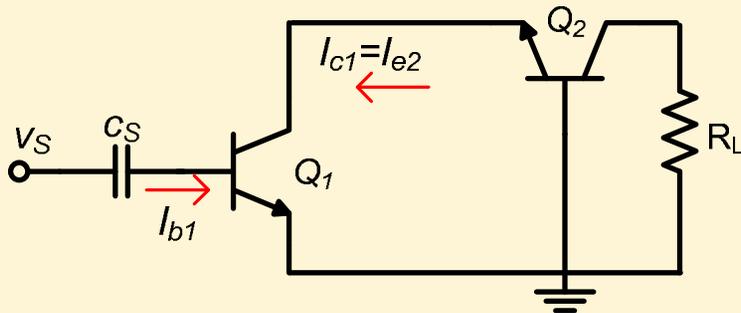
Observar:

- La corriente de reposo de base atraviesa R_D , y por ende es probable que el límite superior de R_D sea de unos pocos cientos de kilo ohms.
- El efecto, descrito cuando $A_v \rightarrow +1$, se denomina "Bootstrapping", debido a que si un extremo de la resistencia R_D cambia de tensión, el otro extremo varía también en la misma cantidad, como si "aumentara su propio valor tirando de sí misma".
- Se puede demostrar que, la resistencia de entrada del amplificador en AC dada por:

$$R_{in} = \frac{h_{ie}}{1 - A_v}$$

- Esta expresión muestra que sobre h_{ie} también está el mismo efecto.

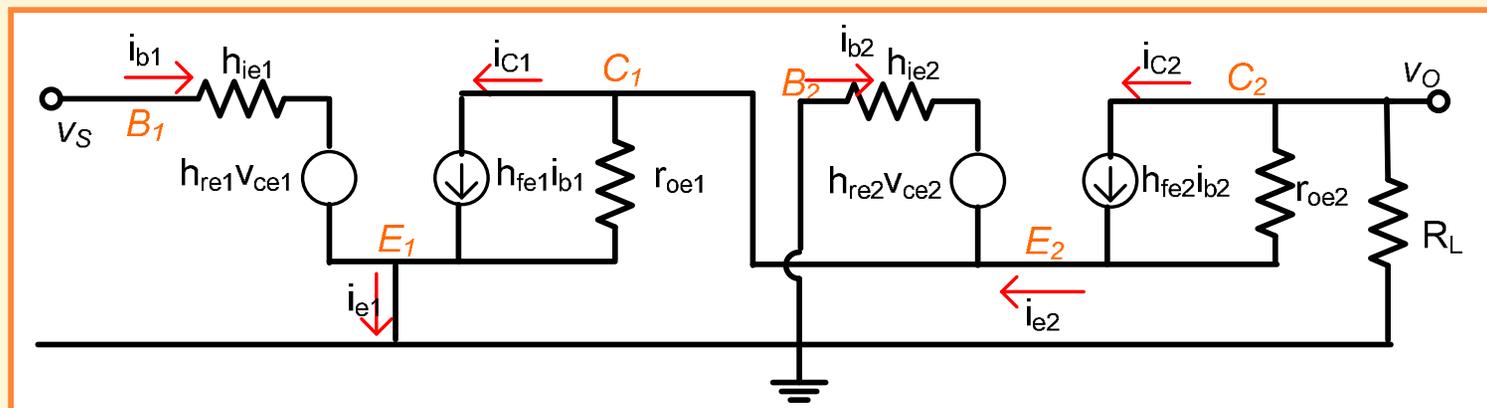
CIRCUITO CASCODE

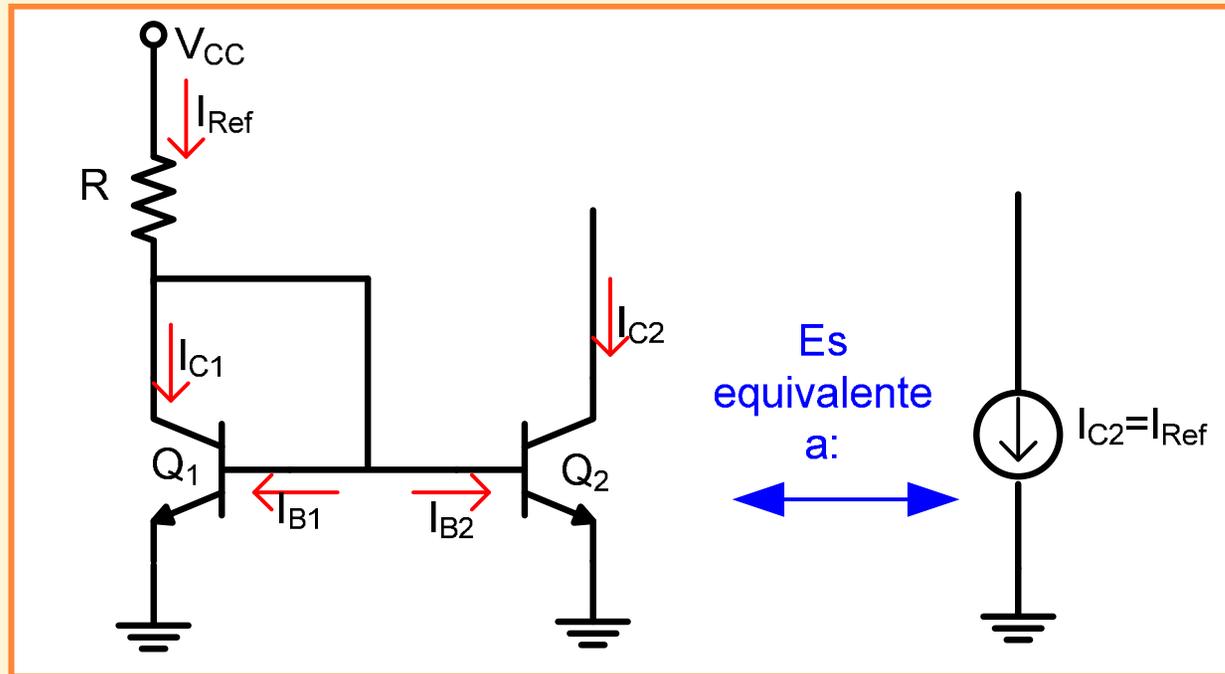


- La configuración cascode consiste en una etapa emisor común que tiene como carga una etapa base común.
- Esta circuito se comporta como una etapa emisor común realimentada, con h_{re} despreciable y con un conductancia de salida muy pequeña.

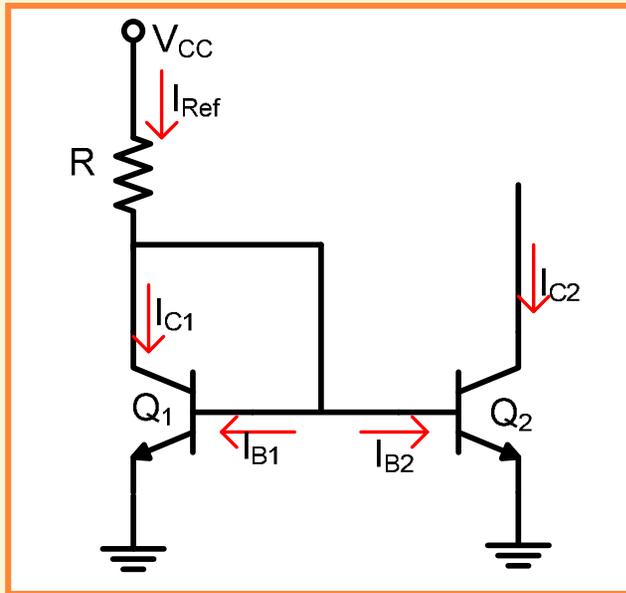
- La reducción de la “realimentación inversa interna” (h_{re}), hace que el circuito cascode sea ideal para aplicaciones en circuitos sintonizados de alta frecuencia, ya que al mejorar la estabilidad del amplificador elimina posibles oscilaciones

Modelo incremental





- Circuito que actúa como una fuente de corriente cuyo valor es un reflejo de la corriente que pasa por una resistencia de polarización y un diodo.
- Proporciona una corriente constante y se utiliza principalmente en la polarización de circuitos integrados.
- Se necesitan transistores con idénticas caídas de tensión base-emisor e igual valor de β .
- Las bases de ambos transistores están conectadas a un mismo punto



- Dado que $V_{BE1} = V_{BE2} \Rightarrow I_{B1} = I_{B2} = I_B$
 $\Rightarrow I_{C1} = I_{C2} = \beta I_B$
- Las corrientes de los dos colectores son iguales!!!
- Por Kirchhoff

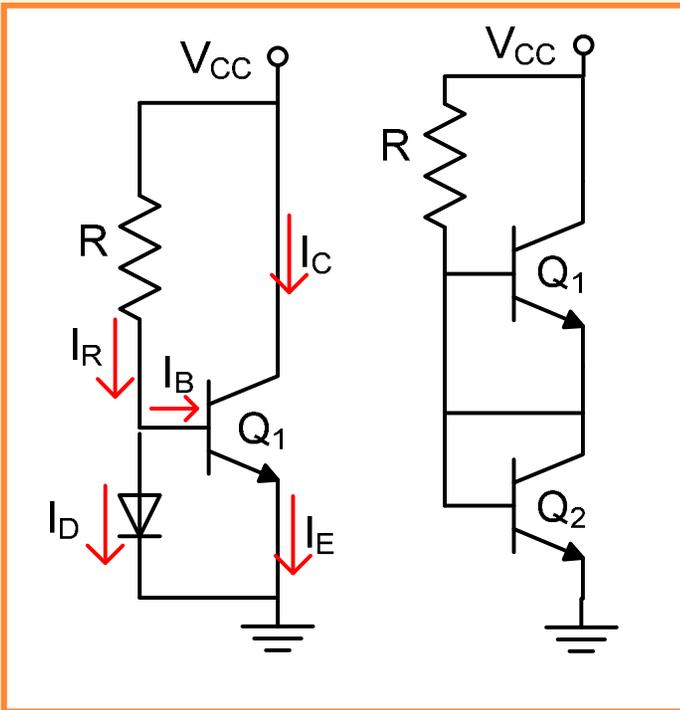
$$I_{Ref} = I_{B1} + I_{B2} + I_{C1} = I_{C1} \left(1 + \frac{2}{\beta} \right)$$

$$I_{C1} = I_{C2} = \frac{I_{Ref}}{1 + \frac{2}{\beta}} \approx I_{Ref}$$

- Debido a que $I_{C1} = I_{C2}$ el circuito se llama espejo de corriente.
- La corriente de referencia es igual a:

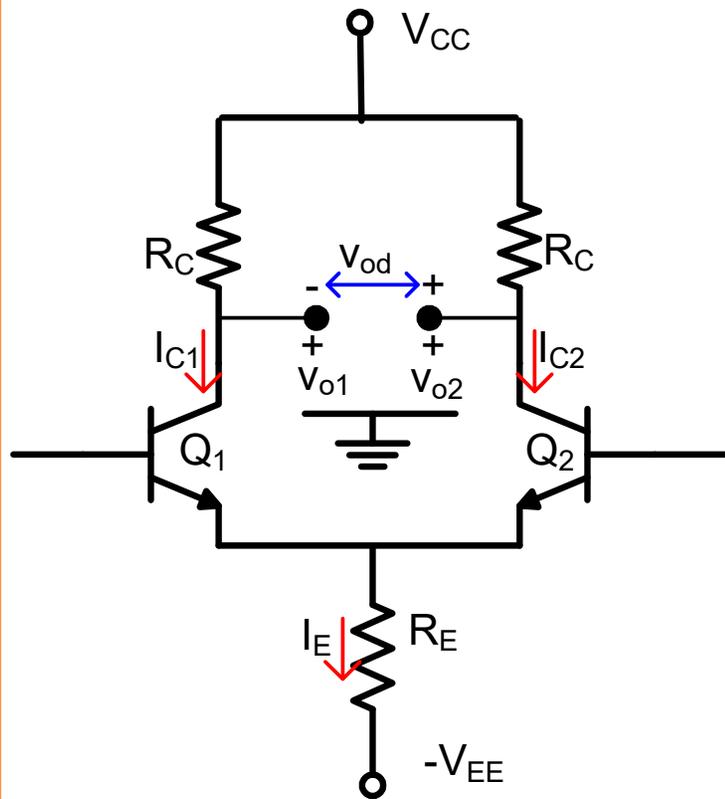
$$I_{Ref} = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R}$$

- Se controla el valor de la corriente del colector de Q_2 con el valor de R



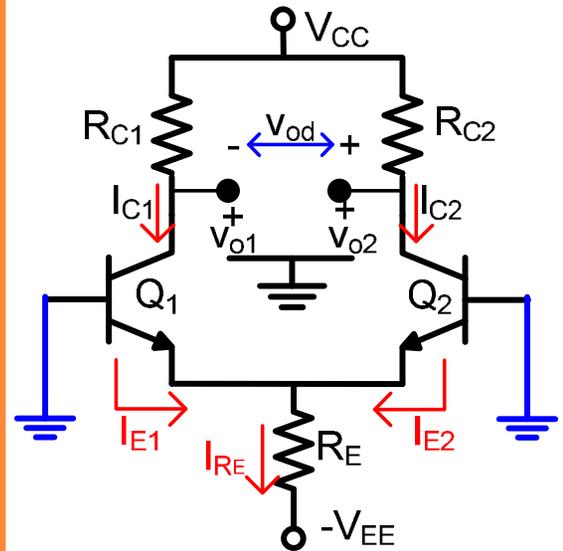
- La polarización por espejo de corriente se basa en que la corriente de base es mucho más pequeña que la corriente que circula por la resistencia R y por el diodo. Entonces, la corriente por la resistencia y por el diodo son prácticamente iguales. Si $I_B \ll I_R$ entonces $I_R = I_D$
- Si la curva del diodo fuese idéntica a la curva de V_{BE} del transistor, entonces: $I_d = I_E$ la corriente del diodo sería igual a la corriente de emisor

- Como $I_E = I_C$, entonces la corriente del colector es aproximadamente igual a la corriente que circula a través de la resistencia de polarización R , o sea $I_C = I_R$
- Este circuito es muy importante, ya que significa que se puede fijar la corriente de colector al controlar la corriente de la resistencia R . El circuito se comporta entonces como un espejo, la corriente de la resistencia R se refleja en el colector del transistor.



▪ La simetría le confiere características muy especiales de análisis y diseño. Por ello, los transistores Q_1 y Q_2 deben ser idénticos, aspecto que únicamente se logra cuando el circuito está fabricado en un chip.

- Circuito que amplifica la diferencia de dos señales de entrada
- Conformado por dos TBJ idénticos en configuración emisor común que se hallan acoplados por el emisor
- Tiene dos entradas separadas, dos salidas separadas y emisores conectados juntos.
- Tiene dos modos de operación básicos: en modo diferencial (en el cual dos entradas son diferentes) y en modo común (en el cual las dos entradas son iguales)
- Etapa de entrada típica de la mayoría de los Amp Op y comparadores



Operación básica

- Si ambas entradas están conectadas a tierra (0 V), los emisores están a -0.7 V.

Como los transistores son idénticos por fabricación, las corrientes en cd en sus emisores son iguales cuando no hay señal de entrada.

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

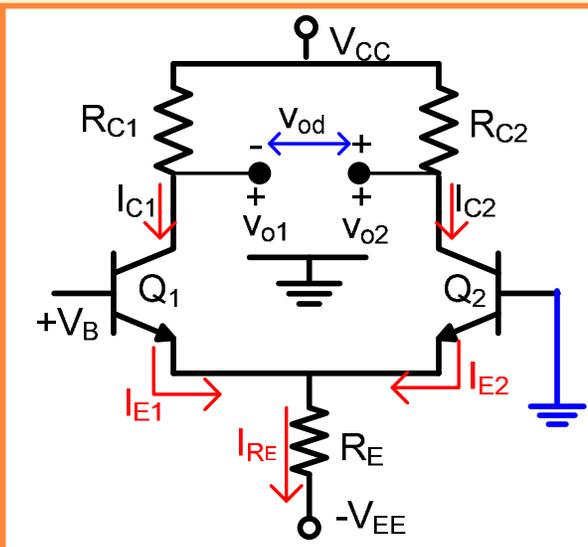
$$I_{R_E} = \frac{V_E - V_{EE}}{R_E}$$

$$I_{E1} = I_{C1} = I_{C2} = \frac{I_{R_E}}{2}$$

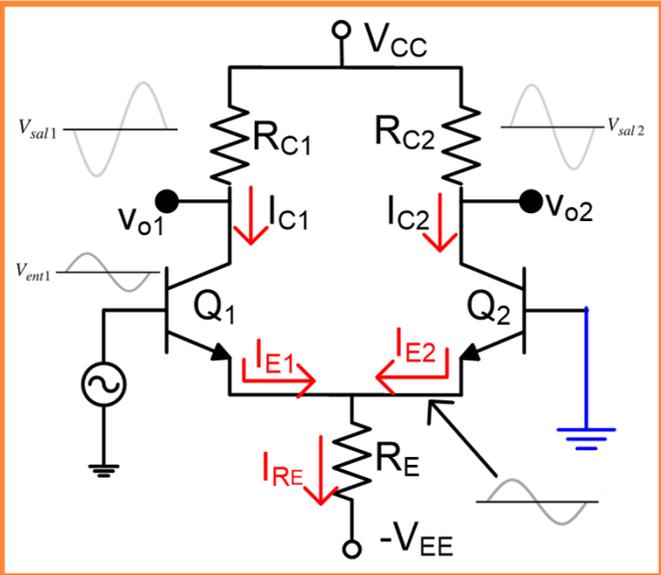
$$V_{C1} = V_{C2} = V_{CC} - I_{C1} R_{C1}$$

- Si se aplica una tensión de polarización positivo a la entrada 1; la tensión en la base de Q1 se incrementa a V_B y eleva la tensión en el emisor a

$$V_E = V_B - 0,7$$



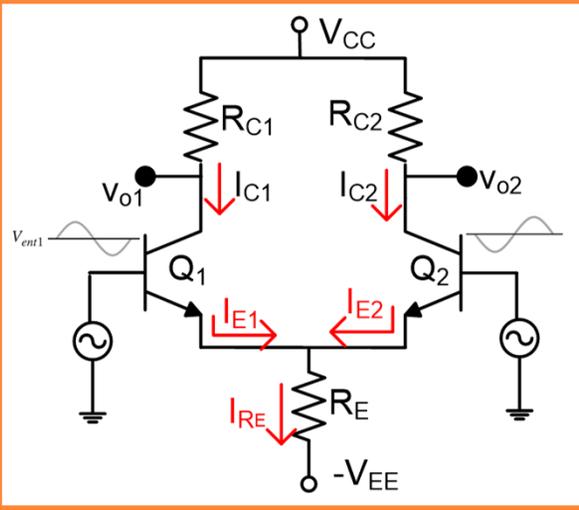
Esta acción reduce la polarización en directa (V_{BE}) de Q_2 porque su base se mantiene a 0 V (tierra), lo que hace que I_{C2} disminuya. El resultado neto es que el incremento de I_{C1} provoca una reducción de V_{C1} y la reducción de I_{C2} provoca un incremento de V_{C2} .



Entrada diferencial por una sola terminal

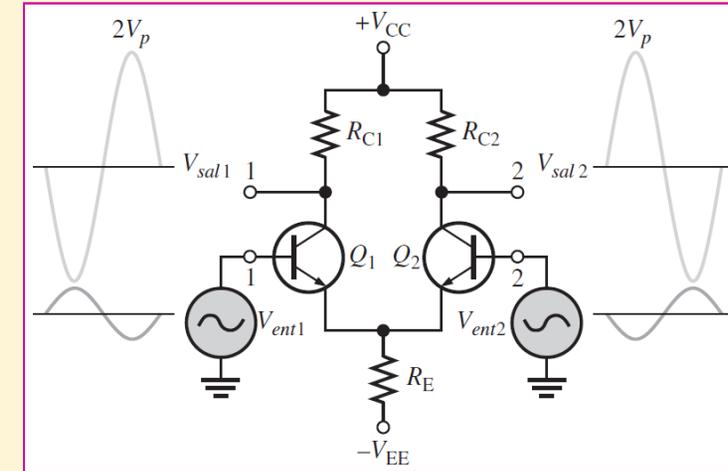
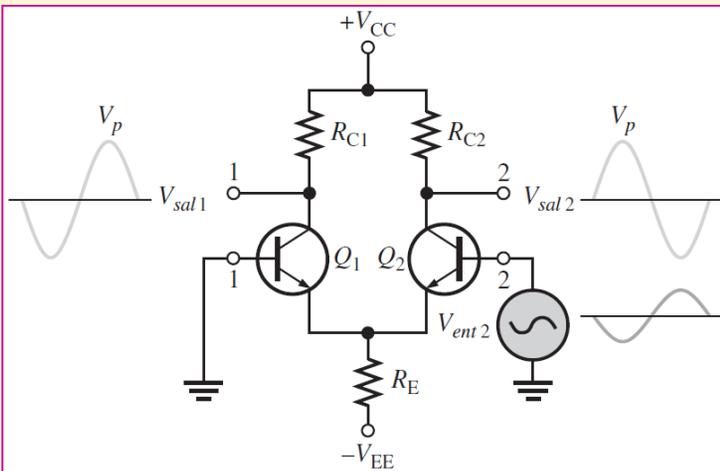
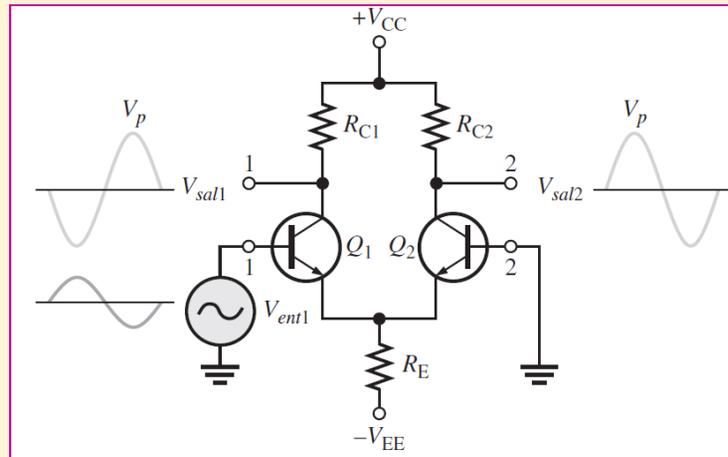
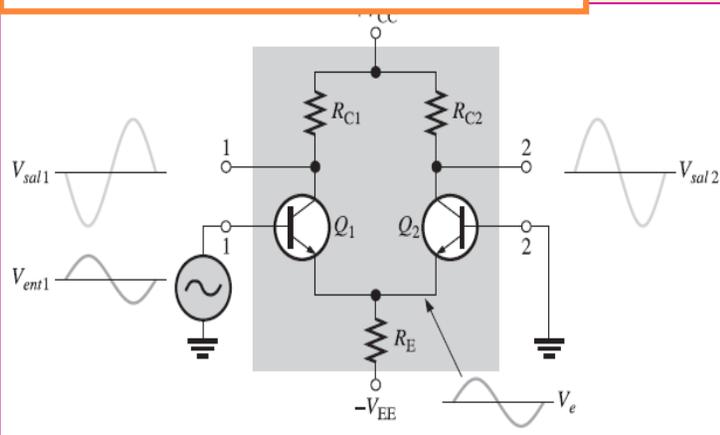
Si la señal se aplica a la entrada 1, aparece:

- una tensión de señal amplificado invertido en la salida 1.
- tensión de señal fase en el emisor de Q1.
- la señal en el emisor se convierte en la entrada de Q2, el que funciona como amplificador en base común.
- Q2 amplifica la señal y aparece no invertida, en la salida 2.

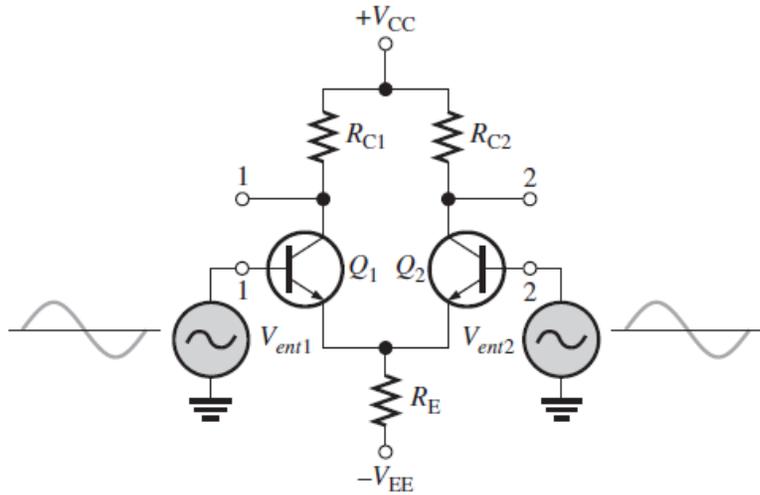


Entradas diferenciales por las dos terminales

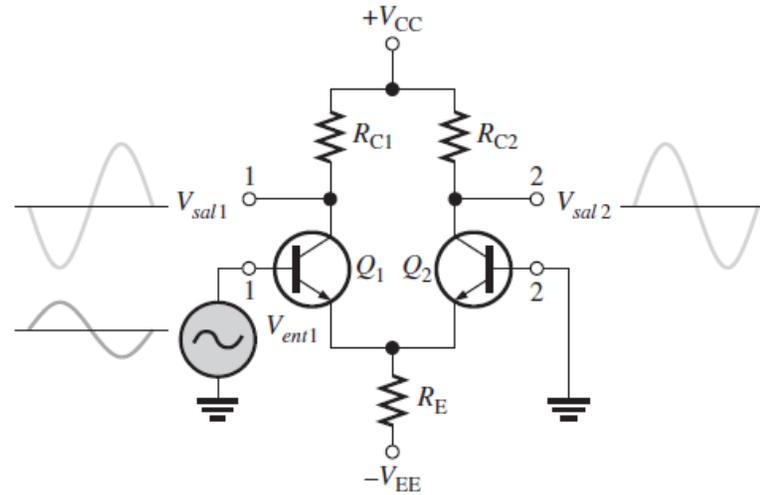
Cada entrada afecta las 2 salidas



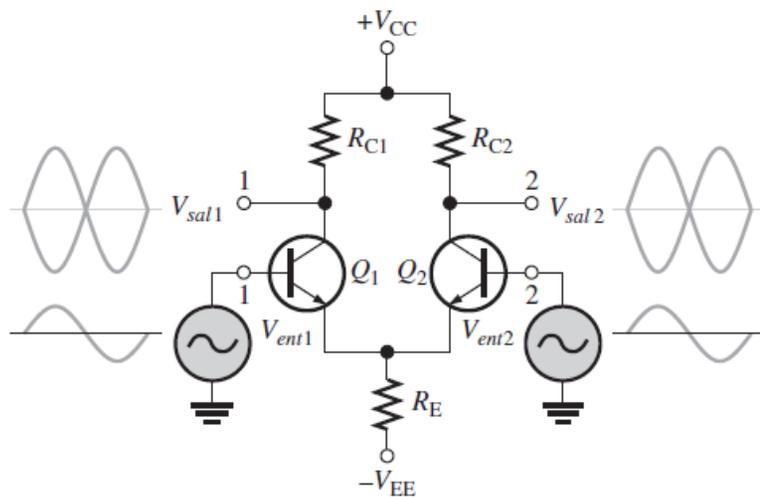
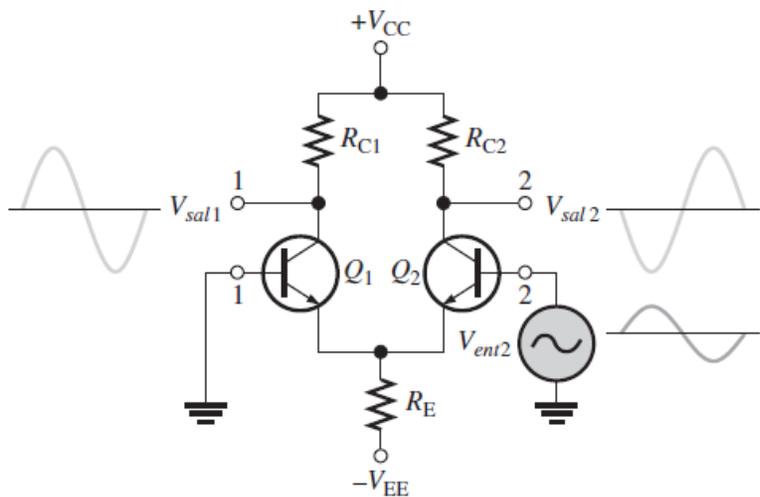
Entradas en modo común Uno de los aspectos más importantes de la operación de un amplificador diferencial se pone de manifiesto cuando se considera la condición en **modo común** en la que se aplican dos tensiones de señal de la misma fase, frecuencia y amplitud a las dos entradas.



(a) Entradas en modo común (en fase)



(b) Salidas debidas a V_{ent1}



Observe que cuando se aplican señales de entrada a ambas entradas, las salidas se superponen y se cancelan, y el resultado es una tensión de salida cero.

Esta acción se llama **rechazo en modo común**.

Su importancia radica en la situación en la una señal no deseada aparece comúnmente en ambas entradas de un amplificador diferencial. Rechazo en modo común significa que esta señal no deseada no aparecerá en las salidas ni distorsionará la señal deseada. Las señales en modo común (ruido) en general son el resultado de la captación de energía irradiada en las líneas de entrada de líneas adyacentes, la línea de alimentación de 60 Hz u otras fuentes.

Razón de rechazo en modo común

Las señales deseadas son amplificadas y aparecen en las salidas. Las señales no deseadas (ruido) que aparecen con la misma polaridad en ambas entradas son eliminadas por el amplificador diferencial y no aparecen en las salidas.

La medida de la capacidad de rechazar señales en modo común es un parámetro llamado **CMRR (razón de rechazo en modo común)**.

Los amplificadores prácticos, sí presentan una muy pequeña ganancia en modo común, y simultáneamente una alta ganancia de tensión diferencial.

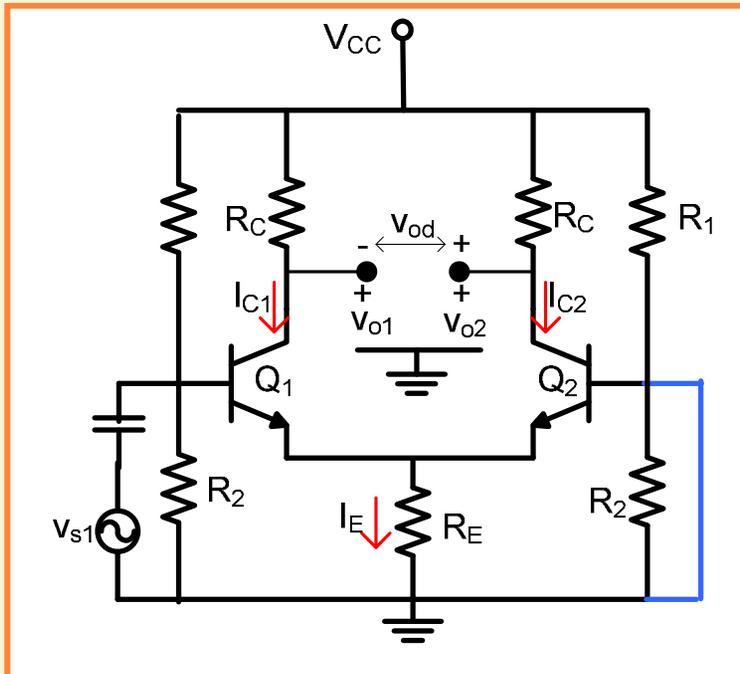
Mientras más alta sea la ganancia diferencial con respecto a la ganancia en modo común, mejor será el desempeño del amplificador diferencial en función del rechazo de señales en modo común.

la razón de rechazo en modo común, CMRR.

$$CMRR = \frac{A_{V(d)}}{A_{V(mc)}}$$

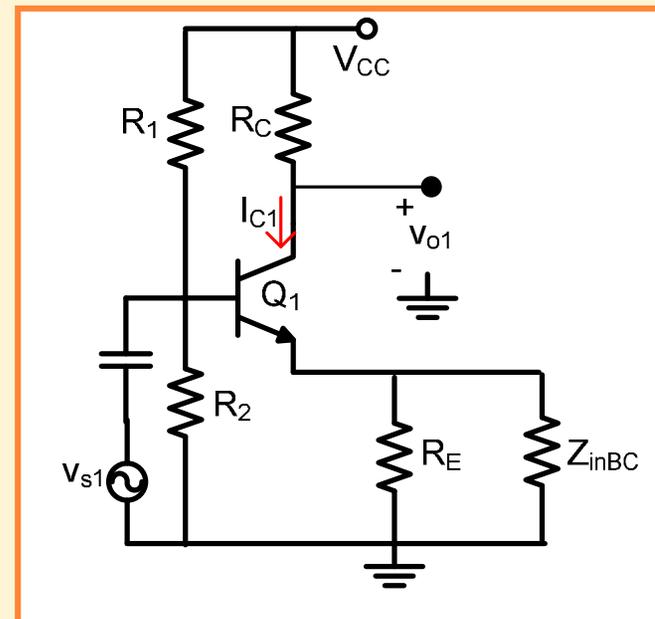
Calculo de A_v , Z_{in}

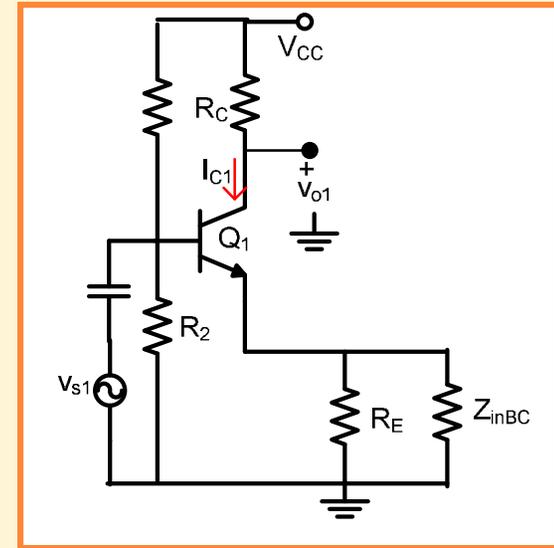
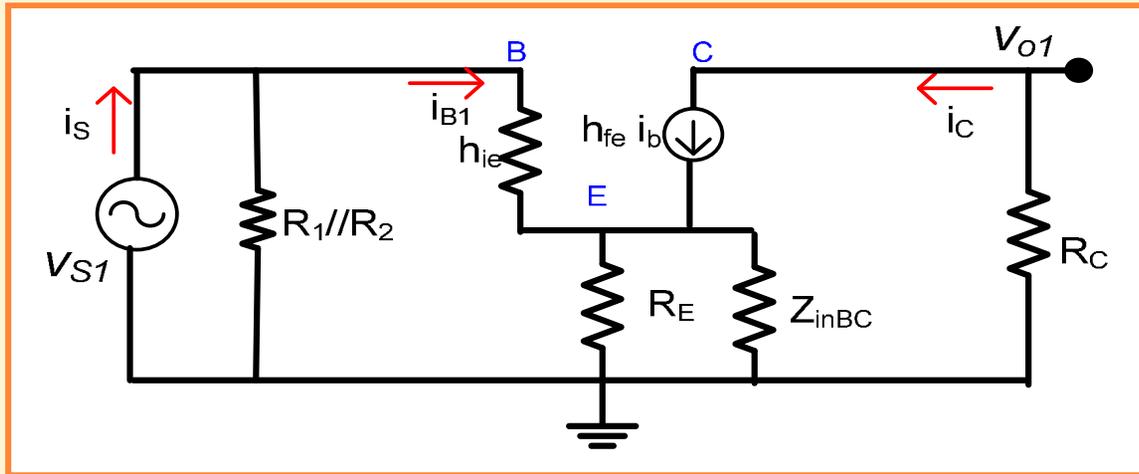
Para el análisis se aplica Superposición:



- 1) Se anula V_{S2} :
 - La segunda etapa (Q2) es un base común que carga a la primera etapa.
 - Se puede reemplazar el base a masa por su Z_{in} .

$$Z_{in\ BC} = h_{ie} \parallel \left(\frac{r_{oe} + R_C}{1 + \frac{h_{fe} r_{oe}}{h_{ie}}} \right) \approx \frac{h_{ie}}{h_{fe}}$$





$$v_{s1} = i_{b1} h_{ie} + i_{b1} (1 + h_{fe}) \frac{R_E h_{ie}}{R_E h_{fe} + h_{ie}} \cong i_{b1} [h_{ie} + h_{ie}] \cong 2i_{b1} h_{ie}$$

$$v_{O1} = -i_{b1} h_{fe} R_C$$

$$v_{O1} = -\frac{h_{fe} R_C}{2h_{ie}} v_{s1}$$

$$A_{v1} = -\frac{v_{O1}}{v_{s1}} = -\frac{h_{fe} R_C}{2h_{ie}}$$

Por simetría:

$$v_{O2} = -\frac{h_{fe}R_C}{h_{ie}}v_{s2}$$

Por lo tanto.

$$v_O = v_{O2} - v_{O1} = \frac{h_{fe}R_C}{h_{ie}}(v_{s1} - v_{s2})$$

Si llamamos v_d a la tensión diferencia: $v_d = v_{s2} - v_{s1}$

Se define la ganancia diferencial como:

$$A_d = \frac{v_O}{v_d} = -\frac{h_{fe}R_C}{h_{ie}}$$