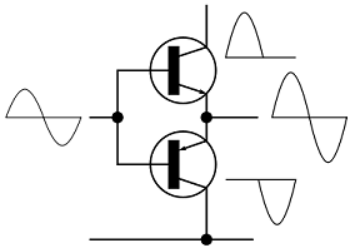
Departamento de
electrónica
Universidad de Alcalá

Tecnología Electrónica

Capítulo 8: **Circuitos y Etapas de Potencia.**

Etapas de salida lineales. Clases. (1/2)



Versión: 2017/03/22

Índice general del capítulo

Sección 1:

1. Etapas de salida lineales: clases.

2. Amplificadores en clase A

- Circuito. Formas de onda. Balance energético.

3. Amplificadores en clase B, AB

- Circuito. Formas de onda. Balance energético.

4. Amplificadores de potencia integrados

Sección 2:

5. Otras clases: C y D

6. Fuentes de alimentación lineales

- Rectificador y filtro. Fuentes reguladas.

Índice de la sección 1

1. Etapas de salida: clases.
2. Amplificadores en clase A
   - 2.1. Conceptos generales. Circuito básico.
   - 2.2. Excursión de señal y formas de onda
   - 2.3. Balance energético y rendimiento
   - 2.4. Factores de diseño
3. Amplificadores en clase B y AB
   - 3.1. Circuito básico. Funcionamiento.
   - 3.2. Distorsión de cruce y su eliminación. Clase AB.
   - 3.3. Análisis, balance energético y rendimiento
   - 3.4. Factores de diseño
   - 3.5. Otros factores. Protecciones.
4. Circuitos integrados de potencia
   - 4.1. Operacionales de potencia.
   - 4.2. Configuración en puente.

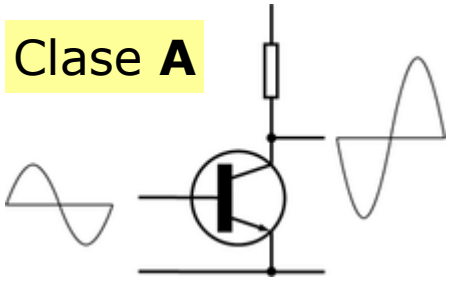
1. Etapas de salida. Clases.

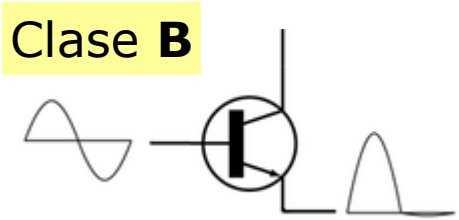
- Las etapas de salida son las finales de un amplificador
  - Criterio principal de diseño:
    - *Entregar la potencia requerida por la carga*
  - Factores adicionales:
    - *Linealidad: distorsión reducida de la señal de salida)*
    - *Protección de los dispositivos: SOA, T...*
    - *Rendimiento: menores P_D, mayor duración de baterías, ...*
- Diversas soluciones
  - Según la evolución tecnológica
    - *A mayor capacidad de integración en* chips*, mejores circuitos*
  - Según el coste relativo del circuito
    - *Balance entre el coste del amplificador y el resto de elementos del sistema*
    - *Circuitos más extendidos, costes menores, etc.*

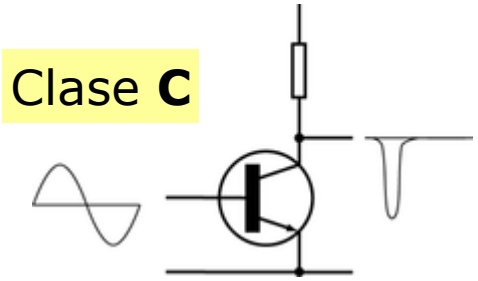
1. Etapas de salida. Clases.

- Históricamente, las etapas de salida se agrupan en ***Clases***
  - Las clases reflejan además la propia evolución de estas etapas
  - Se dividen en clases lineales y clases en conmutación
    - *En función del modo de funcionamiento (lineal o conmutado) de sus dispositivos activos.*
    - *En conmutación son más complejas, pero con mucho mejor rendimiento.*

- Clases lineales: en función del ciclo de conducción por periodo T
  - Clase **A**: el dispositivo activo conduce **todo el periodo T**
  - Clases **B** o **AB**: cada dispositivo activo conducen la mitad, solo **T/2**
  - Clase **C**: el dispositivo activo conduce menos que T/2.

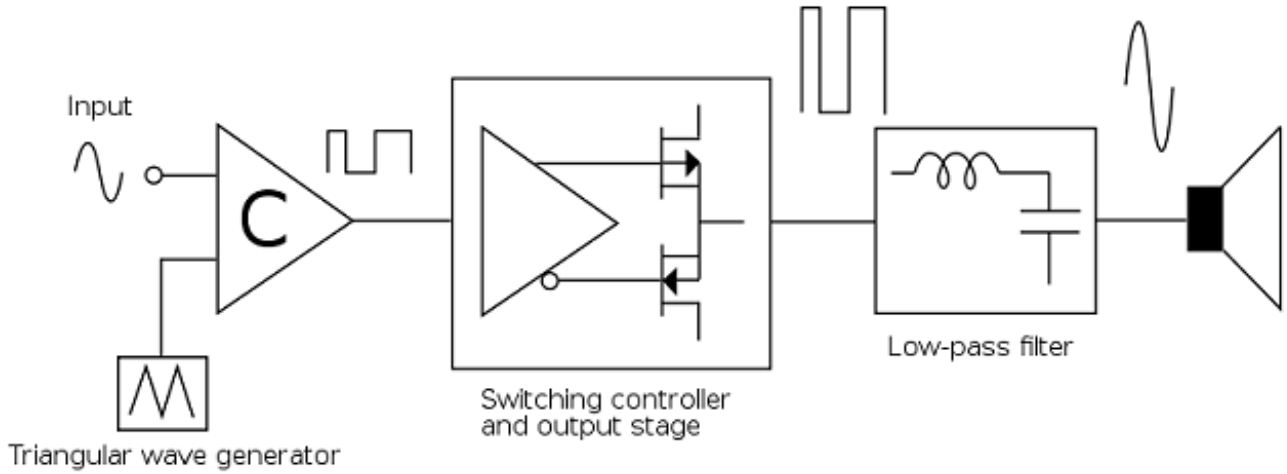






1. Etapas de salida. Clases.

- Clases en conmutación: basados en modulaciones digitales
  - Clase **D**: configuración básica en conmutación, mediante PWM (PWM = *Pulse Width Modulation* → Modulación de pulsos en anchura)

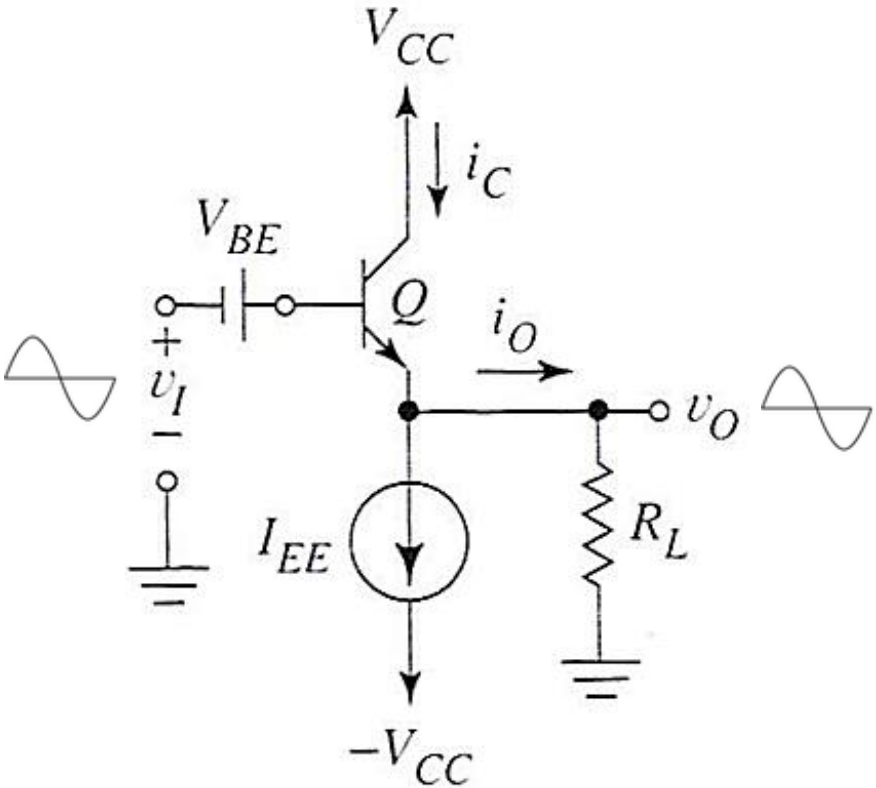


- Otras propuestas y mejoras
  - Clases **E**, **F**, **G**, etc.
  - Son no estándares, derivadas de las A-D originales.
  - Ver en:
    - *http://en.wikipedia.org/wiki/Class_AB#Power_amplifier_classes*

2.1. Etapa en clase A. Introducción.

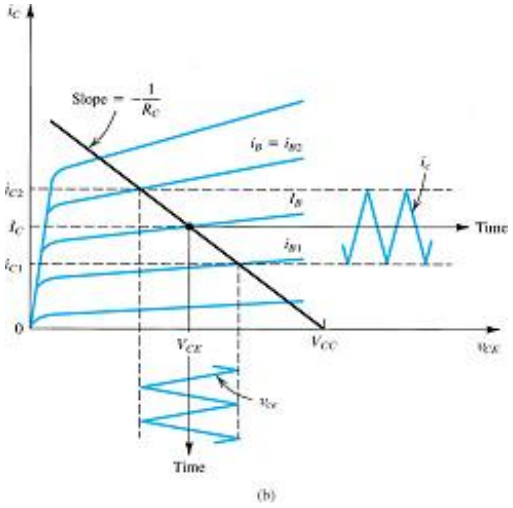
- Características principales
  - Su dispositivo de salida está activo todo el periodo T de la señal
  - Reducida distorsión en la señal de salida
  - Pobre rendimiento

- Circuito básico
  - Seguidor de emisor:
    - $G_V=1$, $G_I \rightarrow$ *grande.*
  - Polarización con: $\pm V_{CC}$, I_{EE}
  - Carga y generador directa-mente acoplados
  - Nota:
    - *La batería V_{BE} se introduce a efectos de cancelar la $V\gamma$ de la unión base-emisor*
    - *Así se tiene:* $v_O \approx v_I$



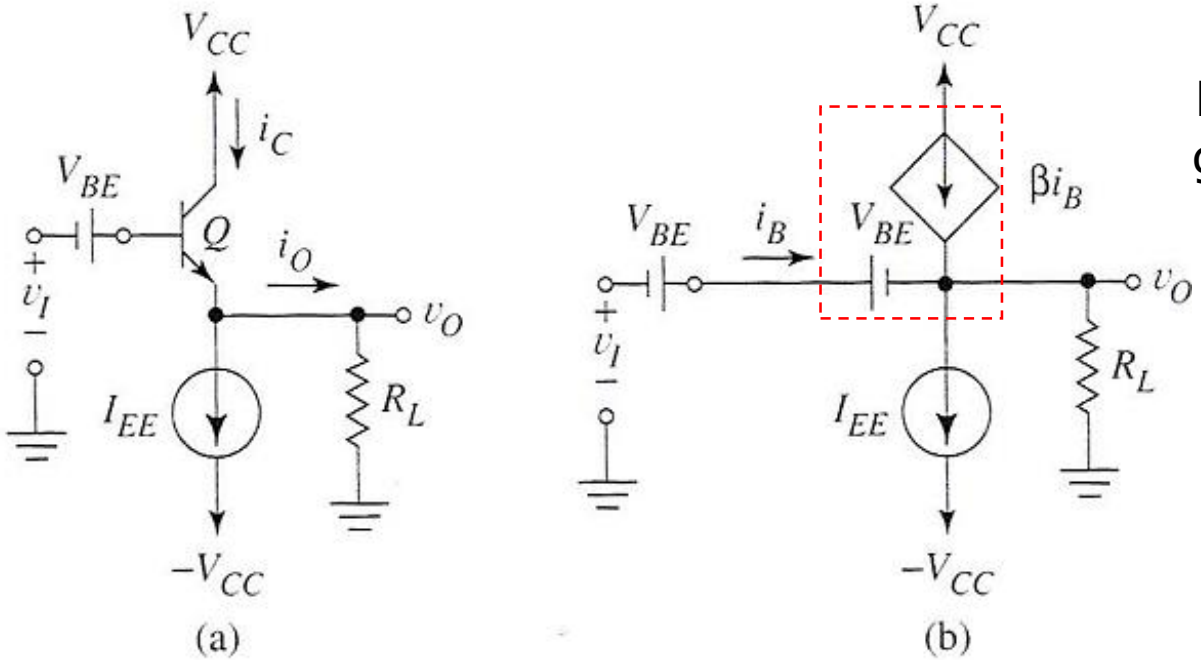
2.1. Etapa en clase A. Introducción.

- ¿Qué buscamos? ¿Qué queremos saber?
  - Potencia de entrada al circuito
    - *Las proporcionadas por alimentaciones, baterías, etc.*
  - Potencias entregadas por el circuito
    - *Potencia útil, la entregada a la carga*
    - *Potencias de pérdidas, disipadas en elementos activos y de polarización*
  - Rendimiento
  - Límites de funcionamiento y riesgos de rotura
    - *En tensión, corriente, potencia, temperatura*
- ¿Cómo lo hacemos?
  - Identificando las formas de onda
  - En gran señal (curvas de los dispositivos)
    - *Límites: saturación, corte, etc.*



2.2. Clase A. Análisis

- Con señal nula ($v_I = 0$): punto de polarización



Modelo en gran señal

$$v_I = 0 \rightarrow v_O = 0 \rightarrow i_O = 0$$

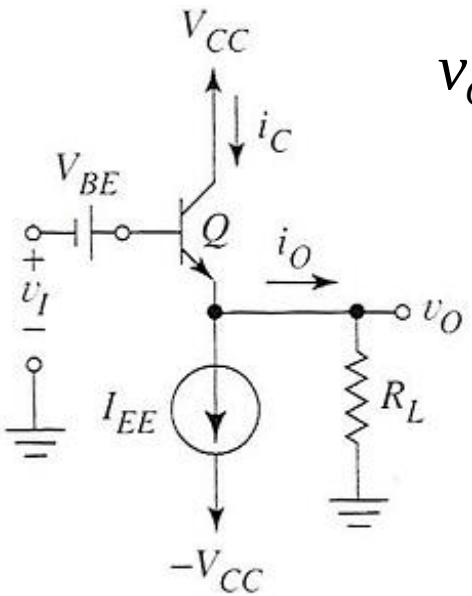
$$Q \rightarrow (I_C, V_{CE}) = (I_{EE}, V_{CC})$$

Potencia de entrada (alimentación):

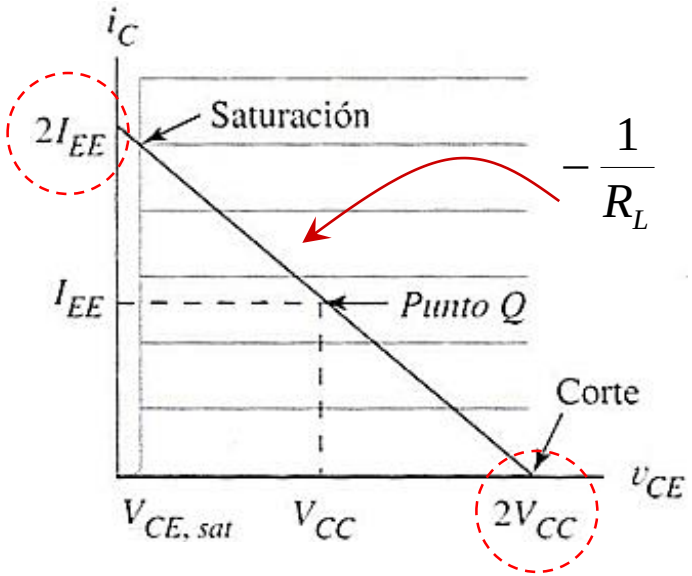
$$P_i = 2 \cdot P_{CC} = 2 \cdot V_{CC} \cdot I_{EE}$$

2.2. Clase A. Excursión de señal

- Con señal, el punto Q se desplazará por la ***recta de carga***



$$v_O = v_I \Rightarrow i_C = I_{EE} + \frac{v_O}{R_L} = I_{EE} + \frac{V_{CC} - v_{CE}}{R_L}$$



Para máxima excursión de señal, interesa que Q esté en el **centro** de la **recta de carga:**

$$I_{EE} = \frac{V_{CC}}{R_L}$$

En saturación ($v_{CE} \approx 0$):

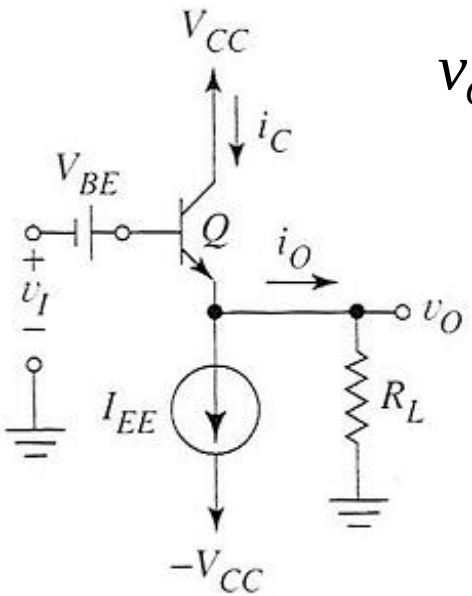
$$i_{C\max} \approx I_{EE} + \frac{V_{CC}}{R_L} = 2I_{EE}$$

En corte (i_C=0):

$$v_{CE\max} = I_{EE}R_L + V_{CC} = 2V_{CC}$$

2.2. Clase A. Excursión de señal

- Por tanto, en las mejores condiciones, con $I_{EE} = (V_{CC} / R_L)$

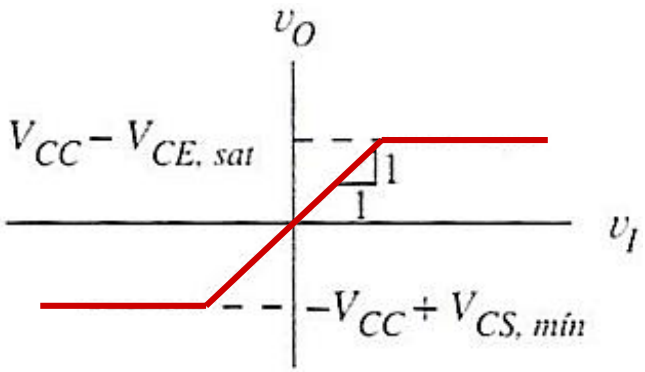


$$v_O = v_I \Rightarrow -V_{CC} \le v_O \le V_{CC}$$

Teniendo en cuenta los límites de Q e I_{EE}

$$-V_{CC} + V_{I_{EE}\min} \le v_O \le V_{CC} - V_{CEsat}$$

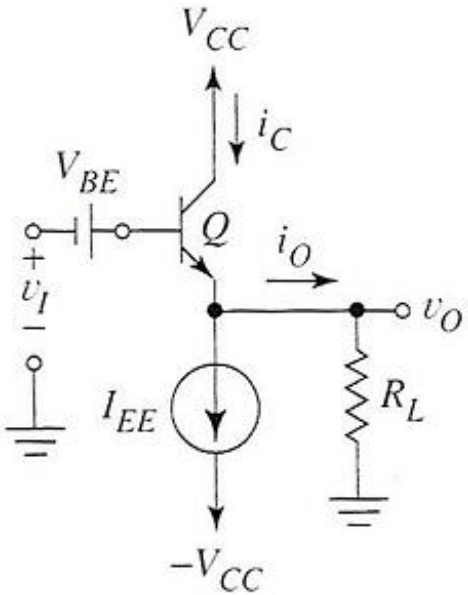
Función de transferencia $v_O = f(v_I)$ del amplificador

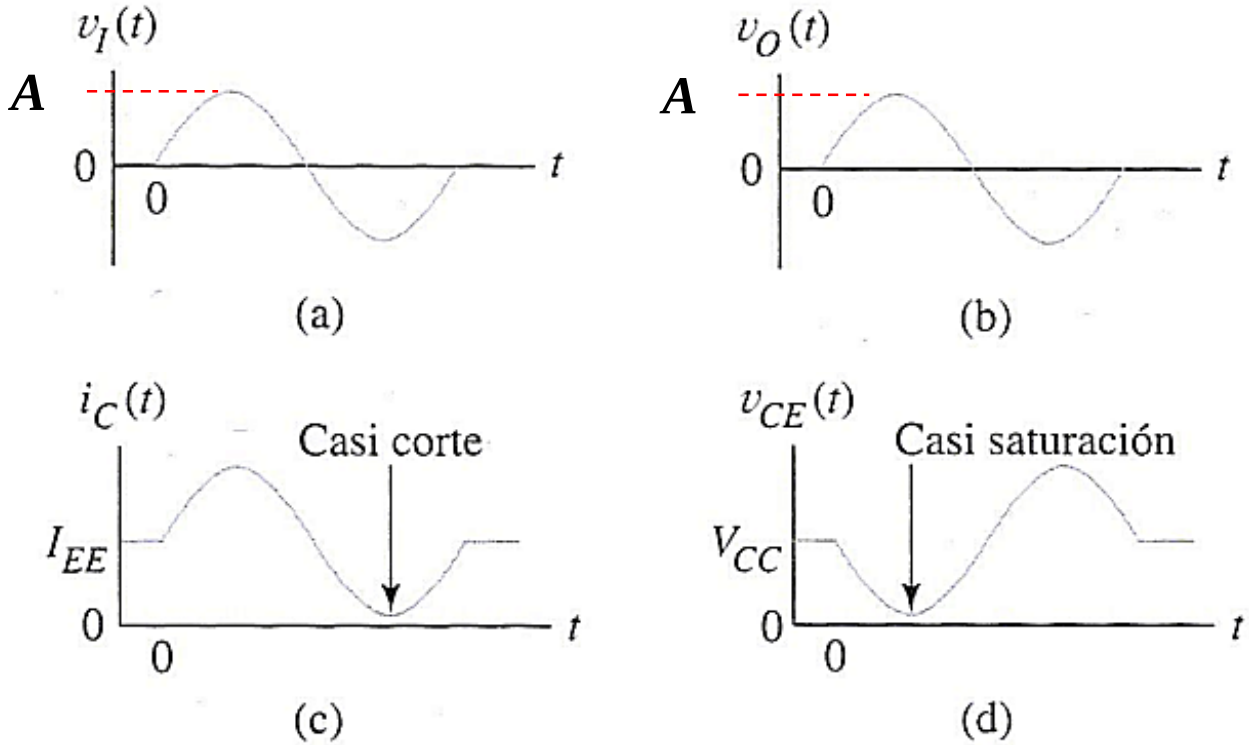


2.2. Clase A. Formas de onda

- Necesarias para evaluar las potencias en todo el circuito

$$v_I = A\sin(\omega_0 t) = v_O$$





$$\left.\begin{aligned} i_C &= I_{EE} + i_O \\ v_{CE} &= V_{CC} - v_O \end{aligned}\right\}$$

$$i_C = I_{EE} + \frac{A}{R_L}\sin(\omega_0 t)$$

$$v_{CE} = V_{CC} - A\sin(\omega_0 t)$$

2.3. Balance energético y rendimiento

- Evaluamos las potencias de entrada y salida al circuito
  - En condiciones óptimas y con $I_{EE} = (V_{CC} / R_L)$

- **Balance sin señal**.
  - Potencia de entrada: de las alimentaciones $\pm V_{CC}$

$$P_i = 2 \cdot P_{CC} = 2 \cdot V_{CC} \cdot I_{EE} = 2\left(V_{CC}^2 / R_L\right)$$

  - Potencia de salida: cero en la carga; disipan Q y la fuente I_{EE}

$$P_{DI_{EE}} = V_{CC} \cdot I_{EE} = \left(V_{CC}^2 / R_L\right)$$

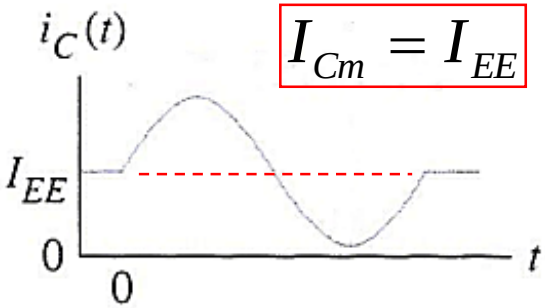
$$P_{DQ} = V_{CC} \cdot I_{EE} = \left(V_{CC}^2 / R_L\right)$$

- Balance de potencias:

$$P_i = P_{DQ} + P_{DI_{EE}} \quad \Longleftrightarrow \quad 100\%\left(P_i\right) = 50\%\left(P_{DQ}\right) + 50\%\left(P_{DI_{EE}}\right)$$

2.3. Balance energético y rendimiento

- **Balance con señal**:
  - Utilizaremos potencias medias ↔ señales *rápidas* (ver sección 2.5)
  - **Potencia de entrada**: de las DOS alimentaciones $+V_{CC}$ y $-V_{CC}$

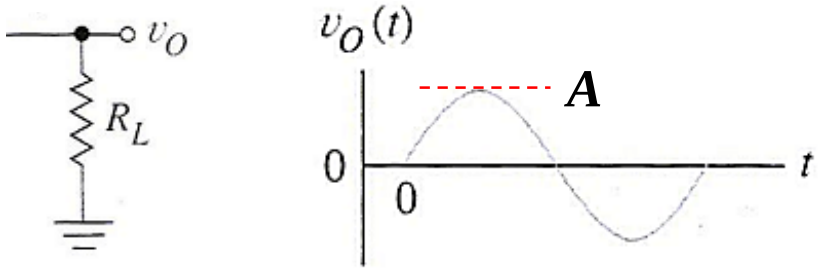


$$I_{Cm} = I_{EE}$$

$$P_i = P_{CC+} + P_{CC-} \qquad \begin{cases} P_{CC+} = V_{CC} \cdot I_{Cm} \\ P_{CC-} = V_{CC} \cdot I_{EE} \end{cases}$$

$$P_i = 2 \cdot V_{CC} \cdot I_{EE} = 2\left(V_{CC}^2 / R_L\right)$$

- **Potencias de salida, 1.** Potencia útil en la carga:

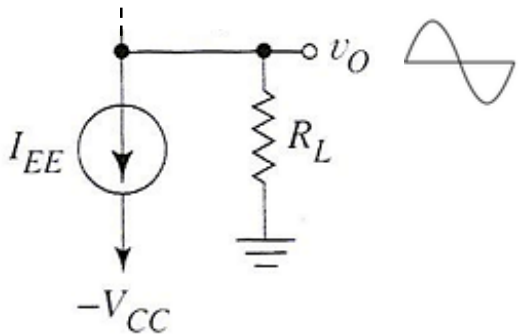


$$v_O(t) = A\sin(\omega_0 t)$$

$$P_L = \frac{A^2}{2R_L}$$

2.3. Balance energético y rendimiento

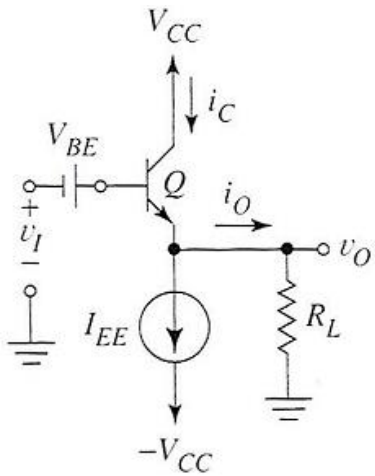
- **Potencias de salida, 2.** Pérdidas en la fuente de corriente:



$$v_{I_{EE}} = v_O + V_{CC} \rightarrow V_{I_{EEm}} = V_{CC}$$

$$P_{DI_{EE}} = V_{CC} \cdot I_{EE} = \left(V_{CC}^2 / R_L\right)$$

- **Potencias de salida, y 3.** Pérdidas en el transistor:
  - *Más fácil de obtener, mediante el balance de potencias*



$$P_i = P_{DQ} + P_{DI_{EE}} + P_L \rightarrow P_{DQ} = P_i - P_{DI_{EE}} - P_L$$

$$P_{DQ} = 2\frac{V_{CC}^2}{R_L} - \frac{V_{CC}^2}{R_L} - \frac{A^2}{2R_L} \rightarrow P_{DQ} = \frac{V_{CC}^2}{R_L} - \frac{A^2}{2R_L}$$

2.3. Balance energético y rendimiento

- Rendimiento:

$$\eta = \frac{P_L}{P_i} = \frac{A^2}{2R_L} \cdot \frac{R_L}{2V_{CC}^2} = \frac{A^2}{4 \cdot V_{CC}^2} \rightarrow \boxed{\eta_{\max} = \frac{A_{\max}^2}{4 \cdot V_{CC}^2} = \frac{V_{CC}^2}{4 \cdot V_{CC}^2} = 0{,}25}$$

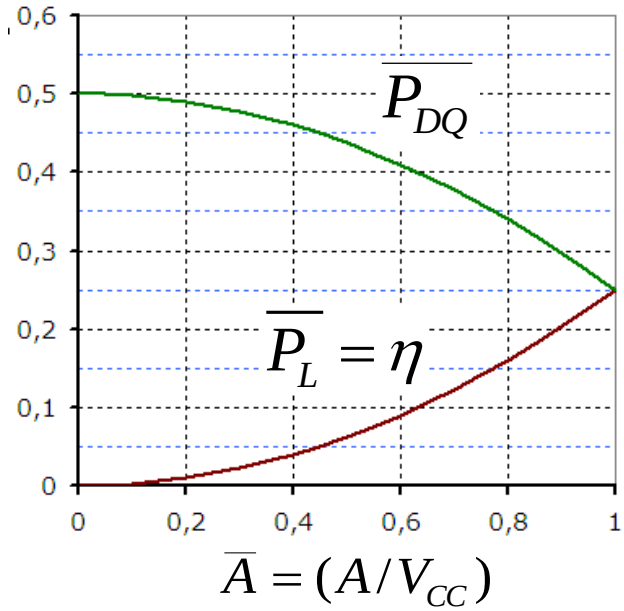
- Varios parámetros del amplificador dependen de *A*:
  - Potencia en la carga, pérdidas en el transistor Q y rendimiento

(■): Variación de η en función de la amplitud *A* de la señal:

(■ y ■): Variaciones de P_L y P_{DQ}, en función de *A* y respecto a P_i :

$$\overline{P_L} = \left(P_L / P_i\right) = A^2 / 4V_{CC}^2 = \eta$$

$$\overline{P_{DQ}} = \left(P_{DQ} / P_i\right) = 0{,}5 - A^2 / 4V_{CC}^2 = 0{,}5 - \eta$$



2.3. Balance energético y rendimiento

- Casos extremos (***reposo*** y ***plena carga***) en función de la P_{Lmax} ($\boldsymbol{P_{max}}$)

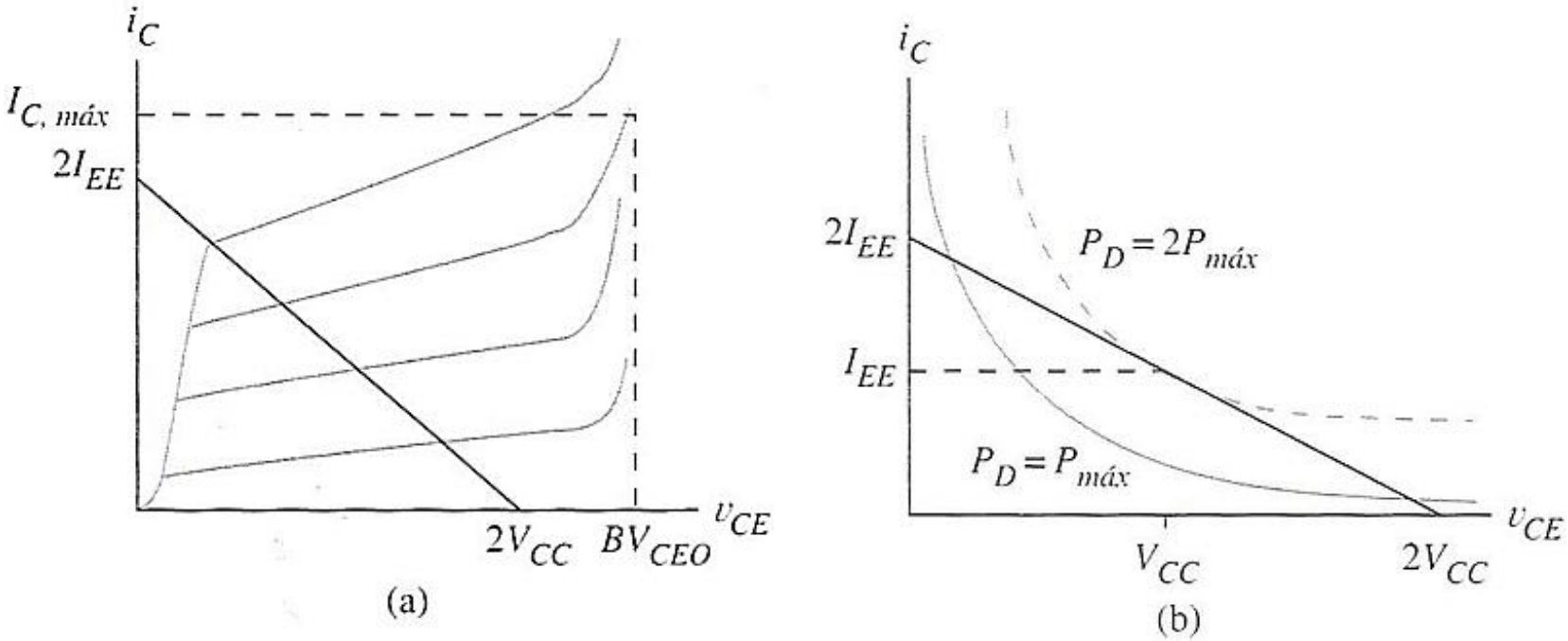
Balance energético en reposo		Balance energético a plena carga
Potencia total de entrada	Disipación de potencia sin señal	Disipación de potencia con señal de amplitud V_{CC}
Las dos alimentaciones juntas proporcionan $P_i = 2\dfrac{V_{CC}^2}{R_L} = 4P_{máx}$ (100%)	El transistor disipa $\dfrac{V_{CC}^2}{R_L} = 2P_{máx}$	Máxima potencia proporcionada a la carga $\dfrac{V_{CC}^2}{2R_L} = P_{máx}$
		El transistor disipa $\dfrac{V_{CC}^2}{2R_L} = P_{máx}$ (25%)
	La fuente de corriente disipa $\dfrac{V_{CC}^2}{R_L} = 2P_{máx}$	La fuente de corriente disipa $\dfrac{V_{CC}^2}{R_L} = 2P_{máx}$

2.3. Balance energético y rendimiento

- Amplificador en Clase A.
- Ventajas:
  - Un sólo dispositivo activo usado como amplificador
    - *Conduce en todo el periodo de la señal*
  - Tiene muy buena linealidad en configuración seguidor de emisor.
- Limitaciones:
  - Tiene un **pobre rendimiento**, pues el máximo obtenible es un 25%
  - Las alimentaciones deben entregar siempre la misma potencia, siendo esta elevada: 4 veces la máxima requerida en la carga.
  - Dos elementos del amplificador sufren pérdidas elevadas
    - *La fuente de corriente, que disipa dos veces la máxima en la carga*
    - *El transistor, que disipa entre una y dos veces la máxima en la carga.*
  - La situación mejor para el transistor es funcionar a **máxima carga**:
    - *Entonces "sólo" tiene que disipar lo mismo que la carga.*

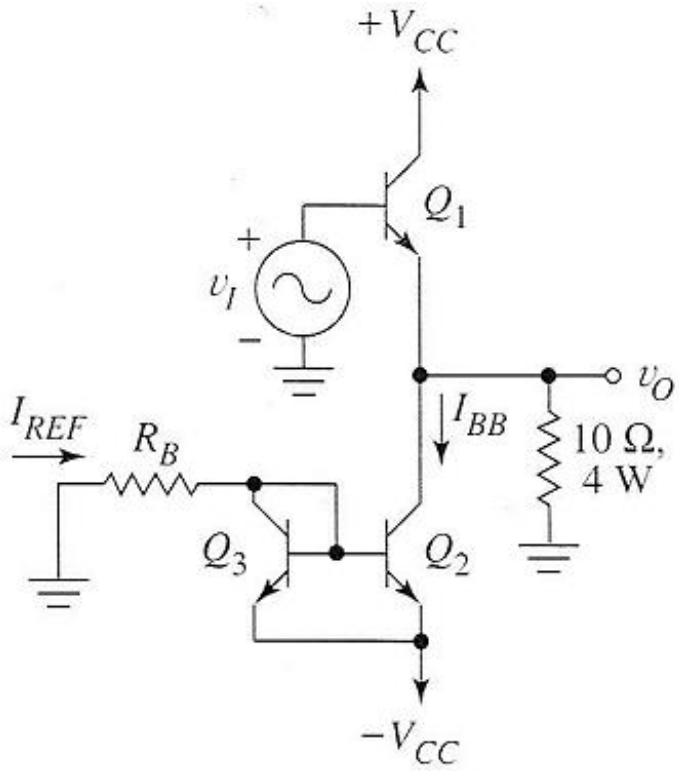
2.4. Limitaciones y factores de diseño

- El principal factor de diseño en una etapa de potencia es la potencia máxima requerida en la carga: P_{max}
- A partir de este dato tenemos que dimensionar el circuito.
  - Valores de alimentaciones y fuente de corriente
  - Límites máximos de los dispositivos activos: en V, I y P



2.5. Ejemplo de diseño

- Ejercicio 3 (ejemplo 10.2 Malik)
  - En amplificador en clase A de la figura debe proporcionar 4W a una carga de 10Ω. Para la fuente de corriente, considere que Q2 tiene un área de unión seis veces mayor que la de Q3.
    Realice un diseño detallado de todos los elementos del circuito.



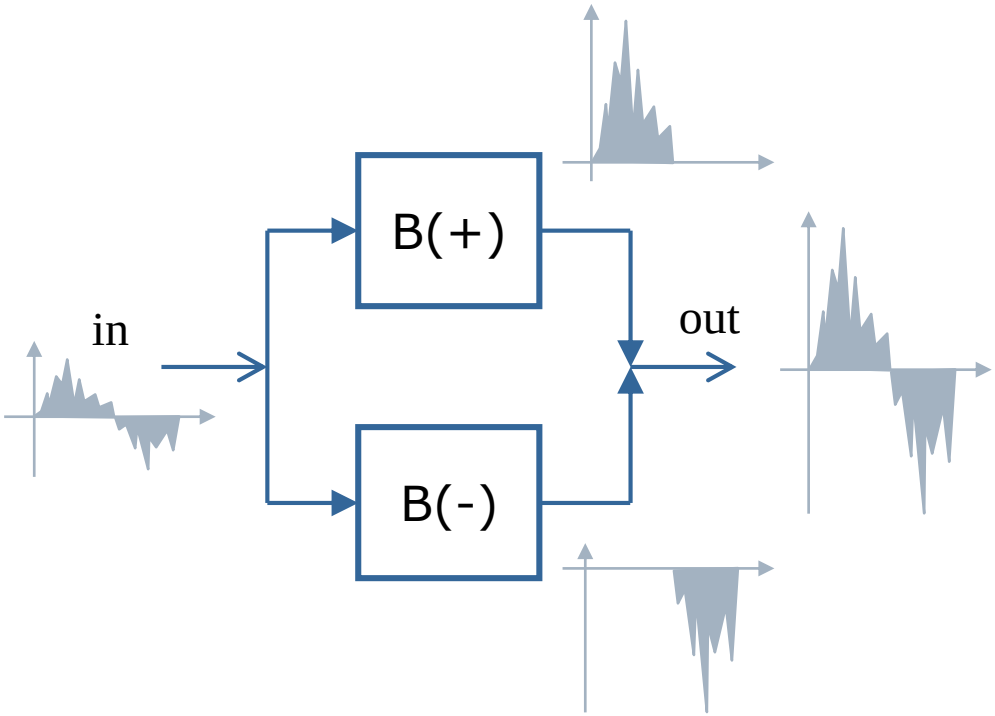
Nota 1: considere despreciable el efecto de la Vγ de Q1.

Nota 2: la relación dada entre las áreas (tamaños) de las uniones en Q2 y Q3 define igualmente la relación entre sus corrientes, esto es: la corriente por Q2 será seis veces mayor a la corriente por Q3.

3. Amplificador en clase B

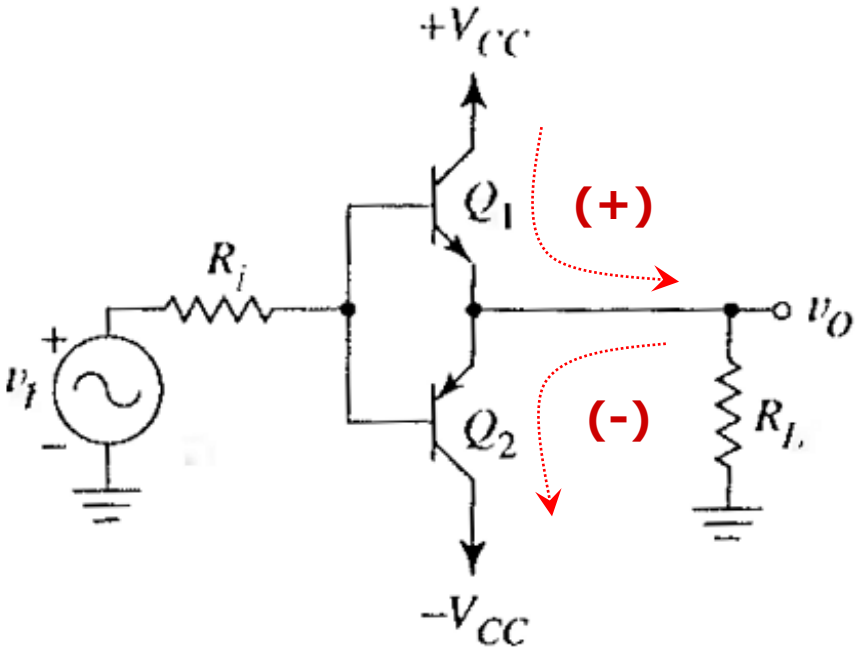
- Características definitorias de la clase
  - Para señal senoidal:
    - *su dispositivo de salida* **conduce sólo en un semiperiodo** *de la señal*
  - Para cualquier señal alterna:
    - *su dispositivo de salida* **conduce sólo para una única polaridad** *(positiva o negativa) de la señal de entrada.*

- ¿Puede un amplificador en clase B ser **lineal**?
  - Si, pero necesita DOS etapas clase B juntas:
    - Una para cada polaridad de la señal (+ y -)
    - Se asocian en paralelo
      ➔ ¡ojo a cómo se hace!



3.1. Clase B: circuito básico

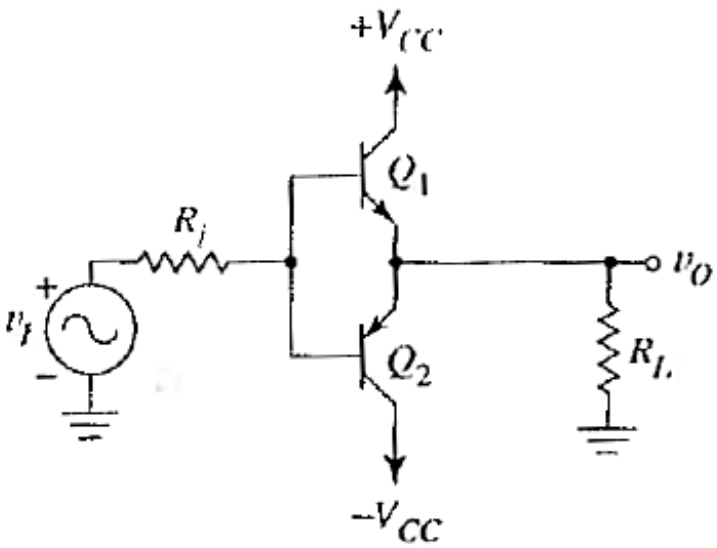
- Circuito básico usando BJTs:
  - Un tipo para cada sentido de la corriente de salida
  - Semiciclo (+):
    - *corrientes salientes ➔ NPN*
  - Semiciclo (-):
    - *corrientes entrantes ➔ PNP*



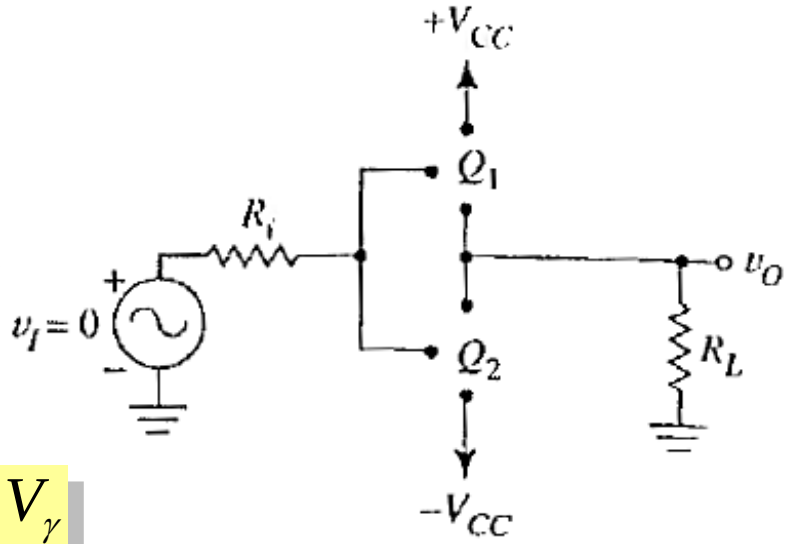
- Estructura con un eje de simetría longitudinal
  - Los BJTs conviene que sean similares en características (β, P_D, etc.)
  - Por ello, los fabricantes hacen **pares de Q's complementarios**
    - Ejemplo: el par del **BD135** (npn) es el **BD136** (pnp)
- Si se usasen FET: estructura similar: (+) ➔ canal N; (-) ➔ canal P

3.1. Clase B: funcionamiento

- **Sin señal**: $v_I = 0 \rightarrow v_O = 0$
  - Ambos transistores están cortados y no fluye corriente por R_L
  - Los transistores se mantendrán *cortados* si: $-V_\gamma < v_I < V_\gamma$



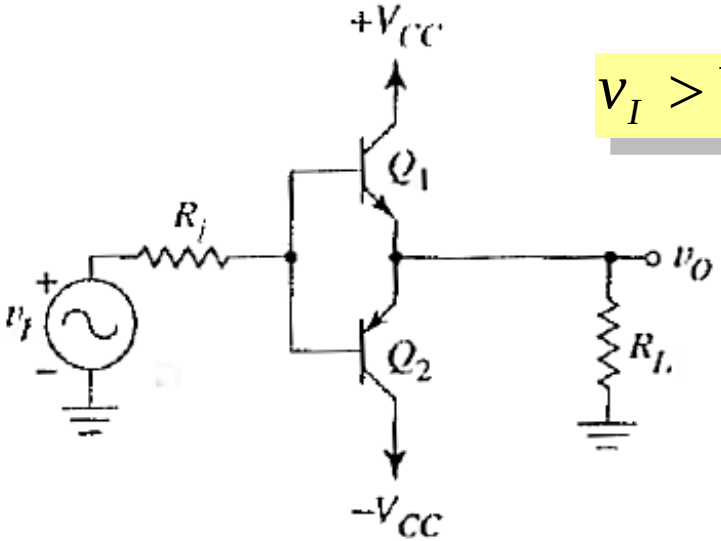
$-V_\gamma < v_I < V_\gamma$



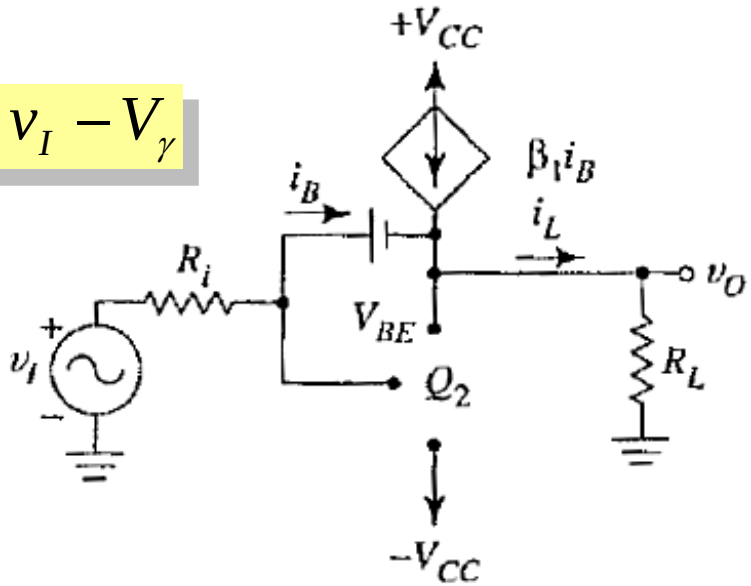
- Zona muerta
  - Mientras la tensión de entrada no supere las respectivas Vγ, ambos transistores estarán cortados ➔ ¡no puede haber salida!

3.1. Clase B: funcionamiento

- Entradas **positivas**: $v_I > V\gamma$
  - Conduce el transistor superior (Q_1, npn). Q_2 está cortado.
    - *Por sencillez en el análisis, supondremos que* $(i_B \cdot R_i) <<$
  - La tensión de salida tiene un *offset*:



$$v_I > V_\gamma \Rightarrow v_O = v_I - V_\gamma$$

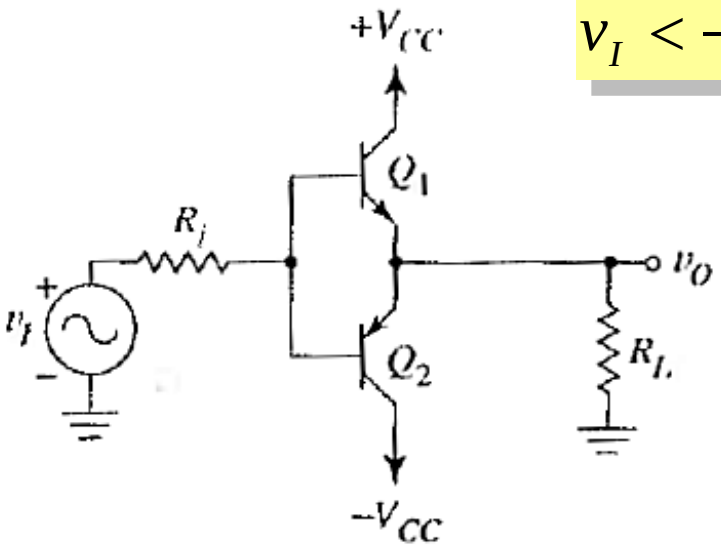


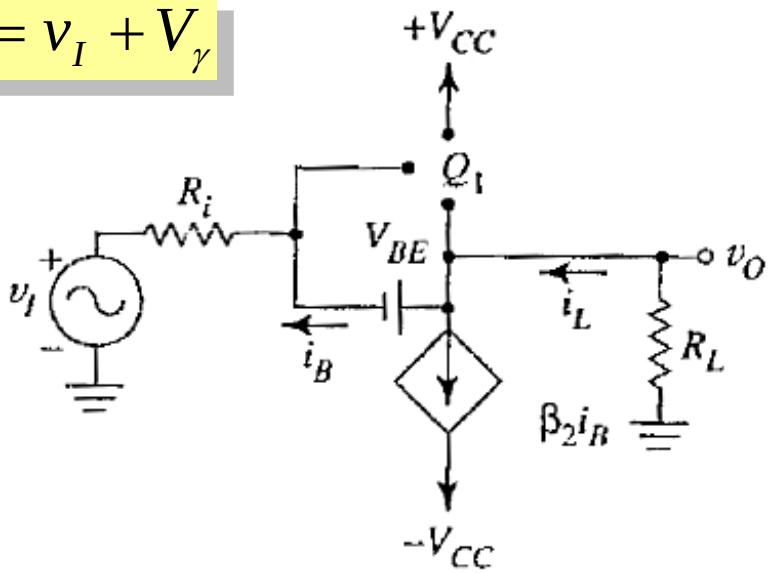
- Ganancia de potencia
  - Tensión de salida igual (salvo el offset) a la de entrada: $G_V = 1$
  - ¡La ganancia obtenida es la de corriente!: $i_L = \beta_1 \cdot i_B \Rightarrow G_I^{(+)} = \beta_1$

3.1. Clase B: funcionamiento

- Entradas **negativas**: $v_I < -V\gamma$
  - Q_1 está cortado. Conduce el transistor inferior (Q_2, pnp)..
  - La tensión de salida también tiene un *offset*:

$$v_I < -V_\gamma \Rightarrow v_O = v_I + V_\gamma$$





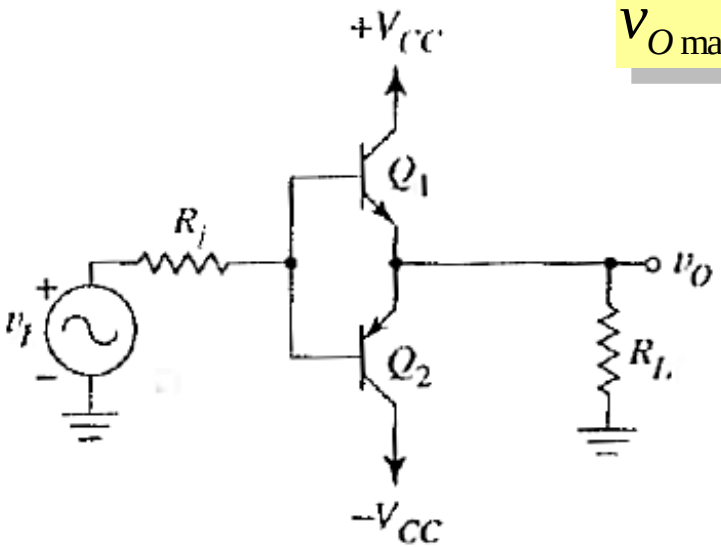
- Ganancia de potencia
  - De nuevo, la ganancia de potencia proviene de G_I
  - Interesa que $\beta_2 \approx \beta_1 \leftrightarrow$ Q's complementarios:

$$i_L = \beta_2 \cdot i_B$$

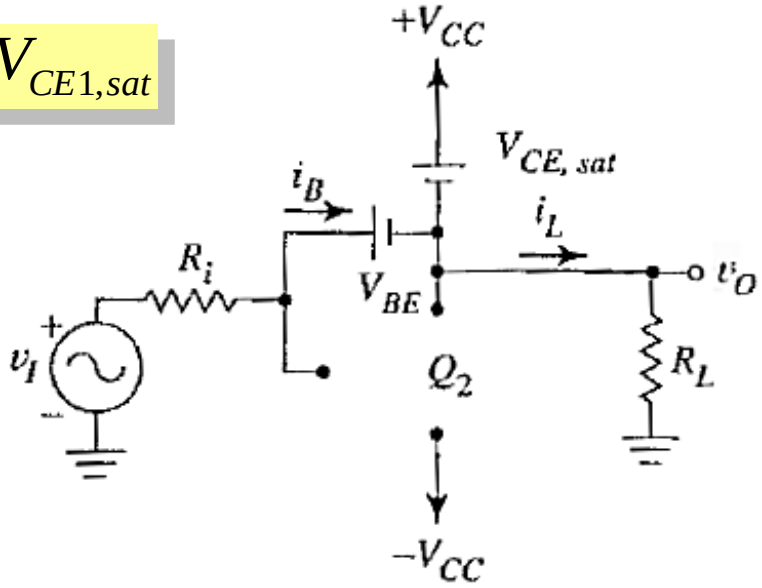
$$G_I^{(-)} = \beta_2$$

3.1. Clase B: funcionamiento

- **Límites** de la tensión de salida
  - Cuando la tensión de salida llega a hacer que los Q's saturen:



$$v_{O\max} = V_{CC} - V_{CE1,sat}$$

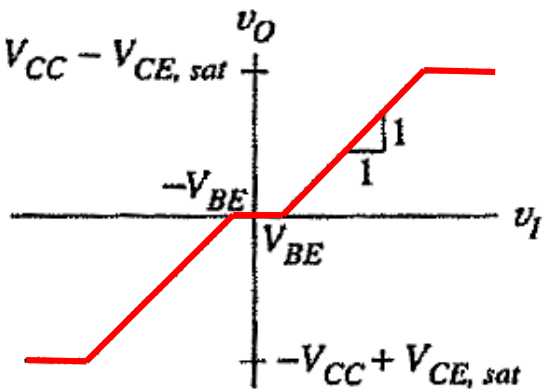


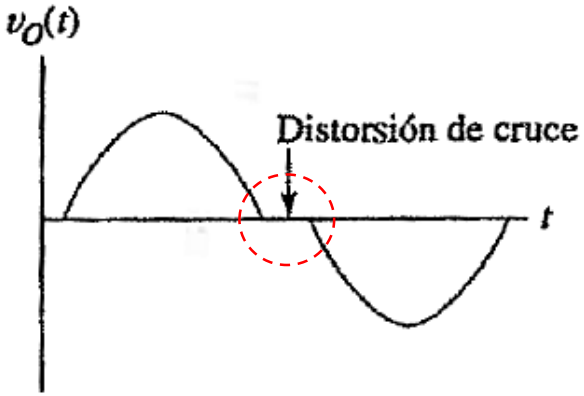
  - En los ciclos negativos, el límite se debe a la saturación de Q_2
    - ¡ojo, que es PNP!

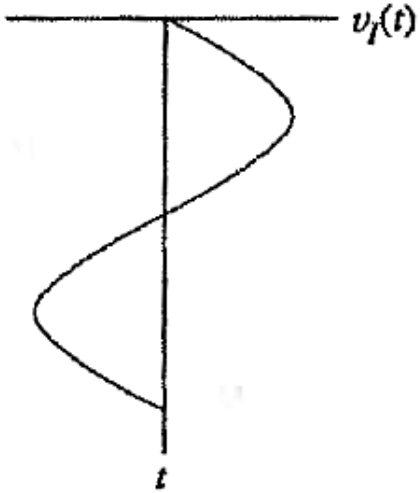
$$v_{O\max} = -V_{CC} - V_{CE2,sat} = -V_{CC} + V_{EC2,sat}$$

3.2. Clase B: función de transferencia

- La "zona muerta" en v_I es un problema muy importante
  - Es conocida como ***distorsión de cruce*** [en el paso de (+) a (-)]







- El efecto de la distorsión de cruce es la **eliminación** de la **banda central** de la señal:

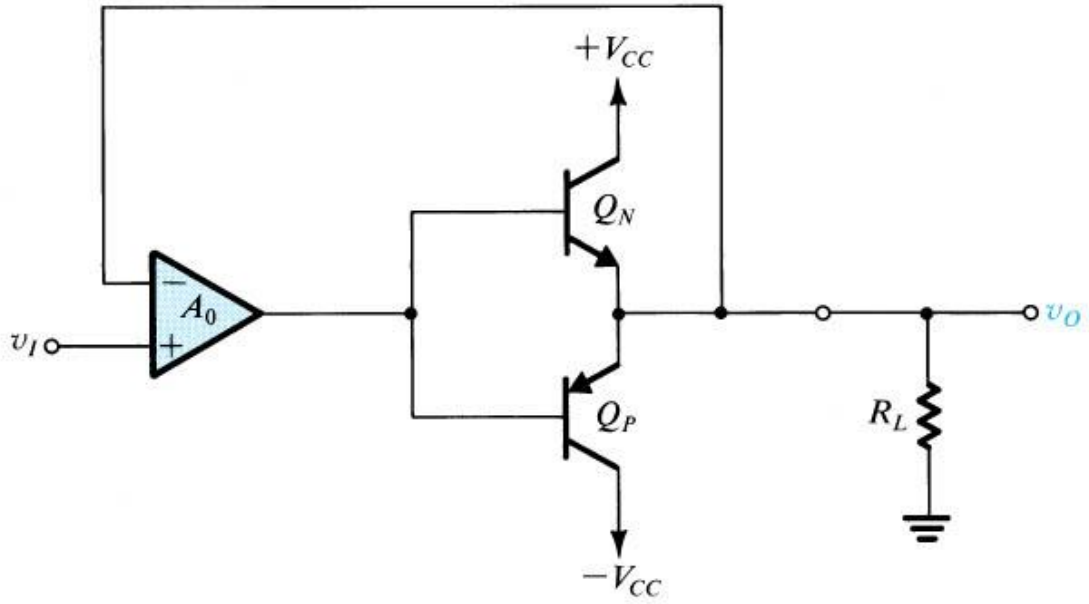
$$-V_\gamma < v_I < V_\gamma \Rightarrow v_O = 0$$

➔ Esto es **inaceptable**, sobre todo en audio.

3.2.1. Eliminación de la distorsión de cruce

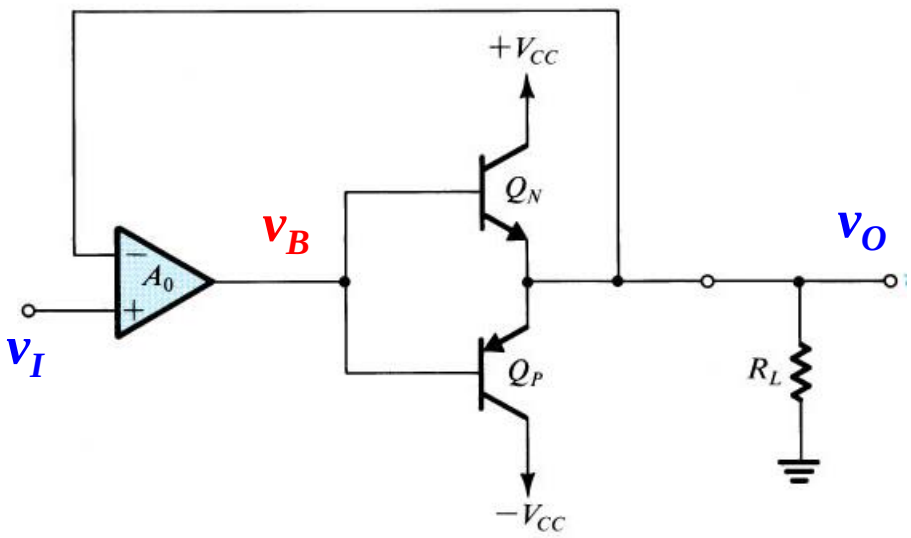
- En aplicaciones lineales, hay que eliminar la distorsión de cruce
  - Dos posibles alternativas:
    - *Mediante Realimentación*
    - *Mediante la pre-polarización de los elementos activos*

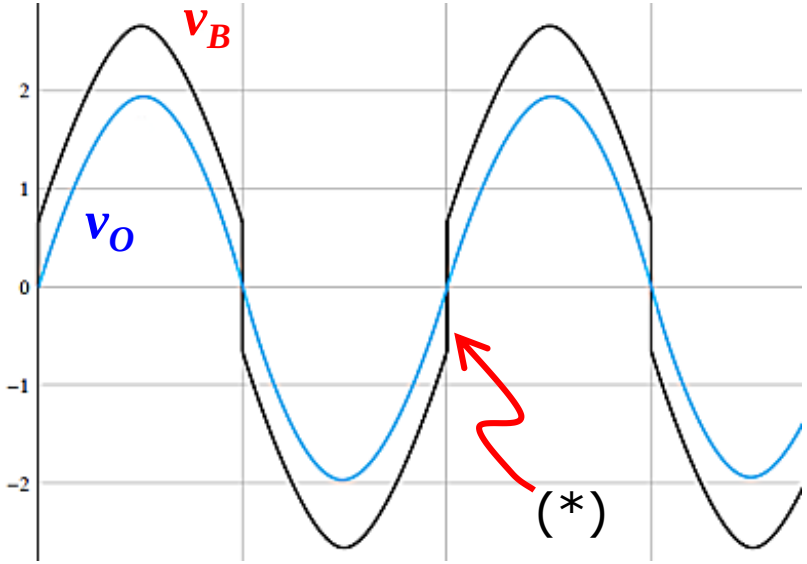
- Solución 1: mediante Realimentación
  - Con un operacional de ganancia infinita obligamos a que v_O siga a v_I



3.2.1. Eliminación de la distorsión de cruce

- ¿Cómo funciona la solución con Realimentación?
  - El operacional mientras esté en Zona Lineal saca en su salida la tensión necesaria para que se cumpla que $V^+=V^-$.
  - Sólo será posible mientras el OP no se sature

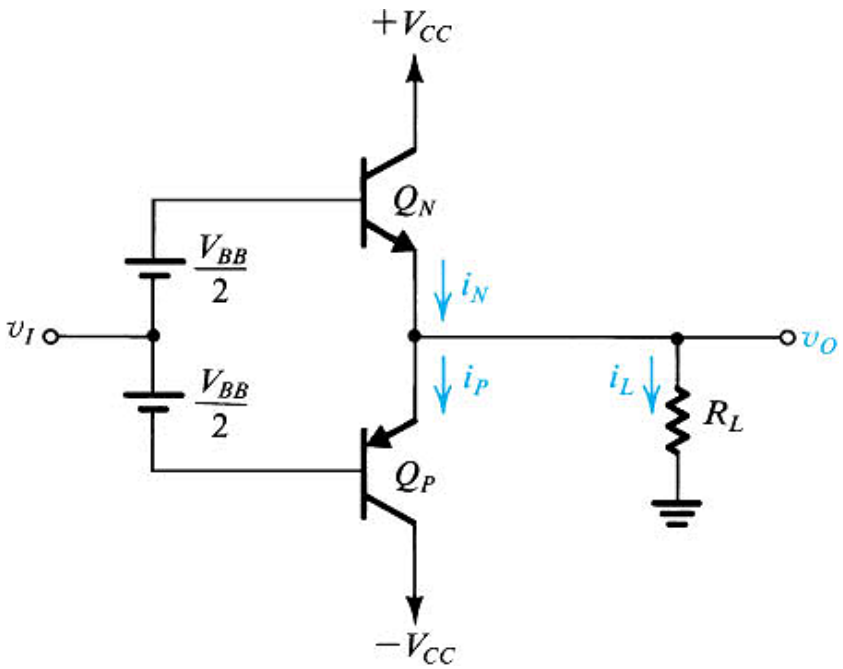


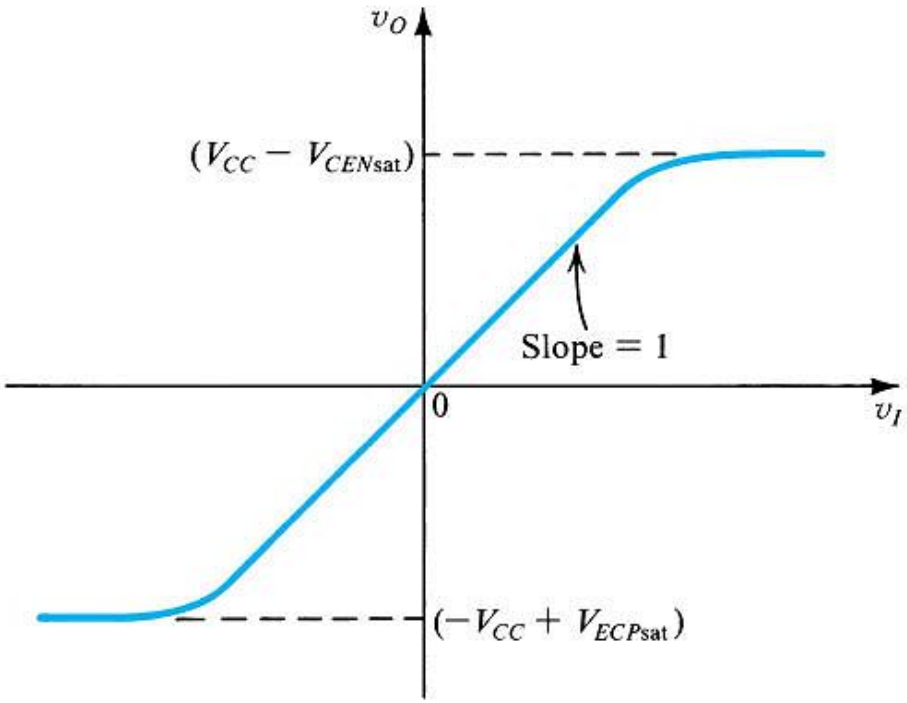


  - Aún hay un efecto de cruce (*) debido al **Slew Rate** del OP
    - La salida del OP (v_B) debe dar un salto de 2·Vγ (alrededor de 1,4V)
    - Este salto tarda un tiempo, f(SR) ➔ **ruido** en los cruces por cero de v_O

3.2.2. Pre-polarización: clase AB

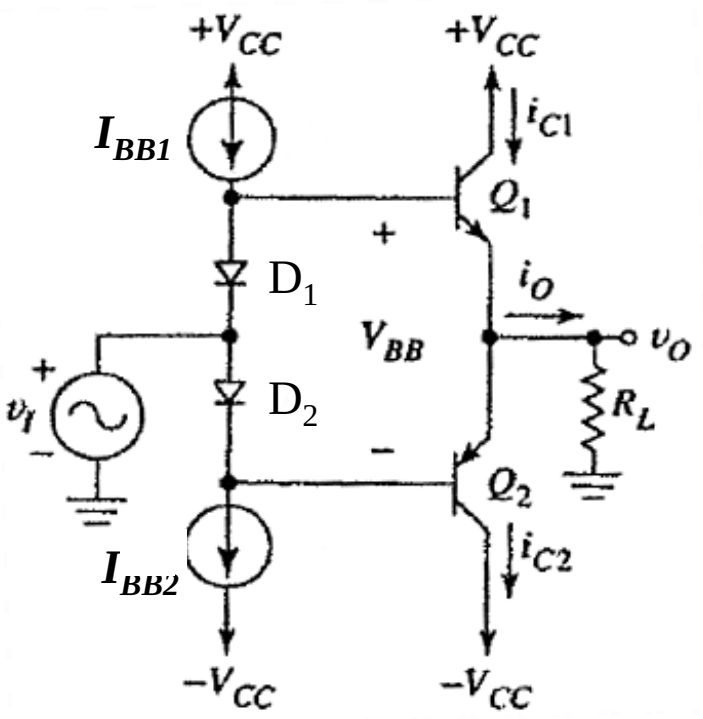
- Se polarizan ambas bases a una tensión $V_{BB} \approx 2V\gamma$.
  - Ambos transistores están "a punto" de conducir
    - *Con una cierta corriente inicial: con i_L=0 se tiene i_N=$i_P \neq 0$*
  - Como conducen (un poco) sin señal ➔ se conocen como ***clase AB***
  - Existen **varias formas** de conseguir la tensión V_{BB} necesaria



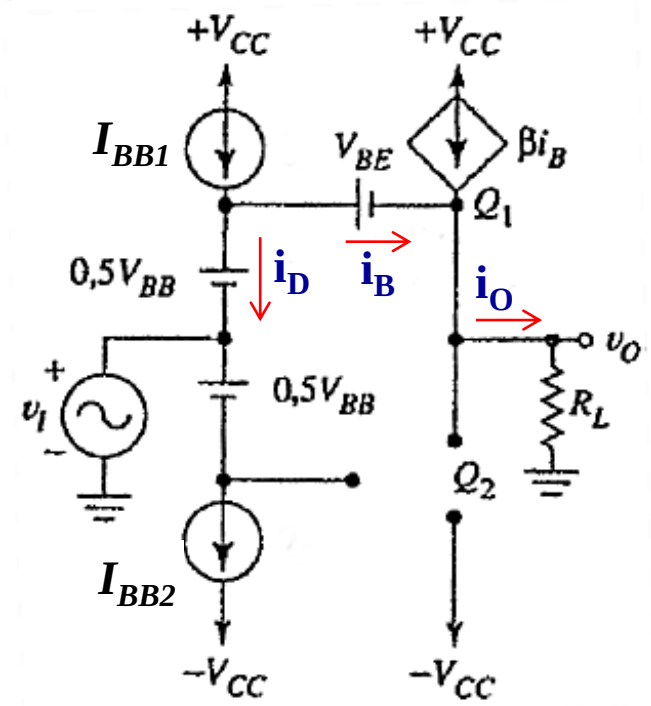


3.2.2. Pre-polarización con diodos

- Para V_{BB} se utilizan dos diodos en directo
  - Hay que garantizar la polarización de los diodos
  - Esto se hace con sendas fuentes de corriente auxiliares, I_{BB}.
    - *Nótese que, en cualquier caso:* $I_{BB} = i_B + i_D$



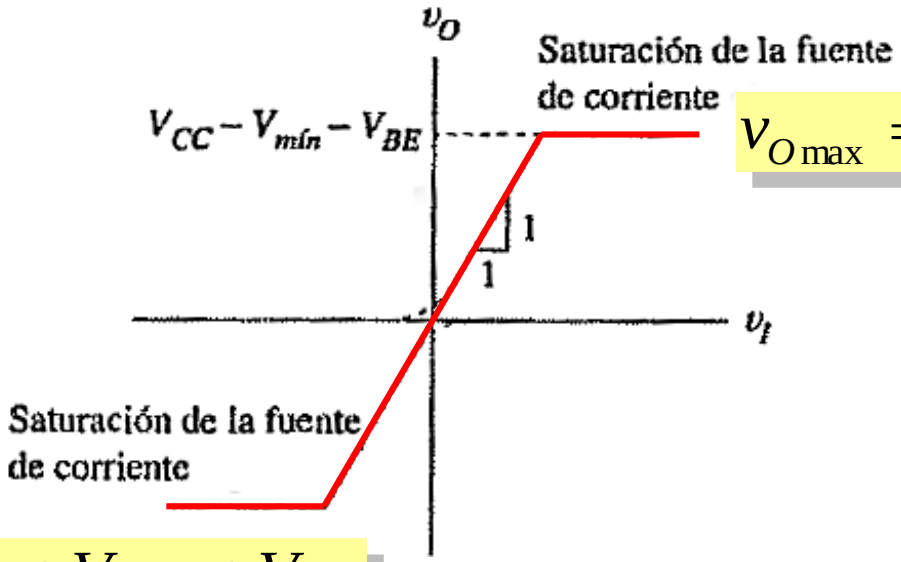
Para $v_I > 0$:



$$v_O = v_I + 0{,}5V_{BB} - V_{BE} \approx v_I$$

3.2.2. Pre-polarización con diodos

- Función de transferencia sin distorsión de cruce
  - Para $v_I > 0$ → Q1 activo y Q2 corte, se tiene $v_O \approx v_I$
  - Si v_I crece → la V en I_{BB1} baja hasta alcanzar su valor mínimo $V_{mín}$.
    - *En este momento, el amplificador alcanza su* ***saturación***
  - Para $v_I < 0$ → Q1 corte y Q2 activo: comportamiento similar.

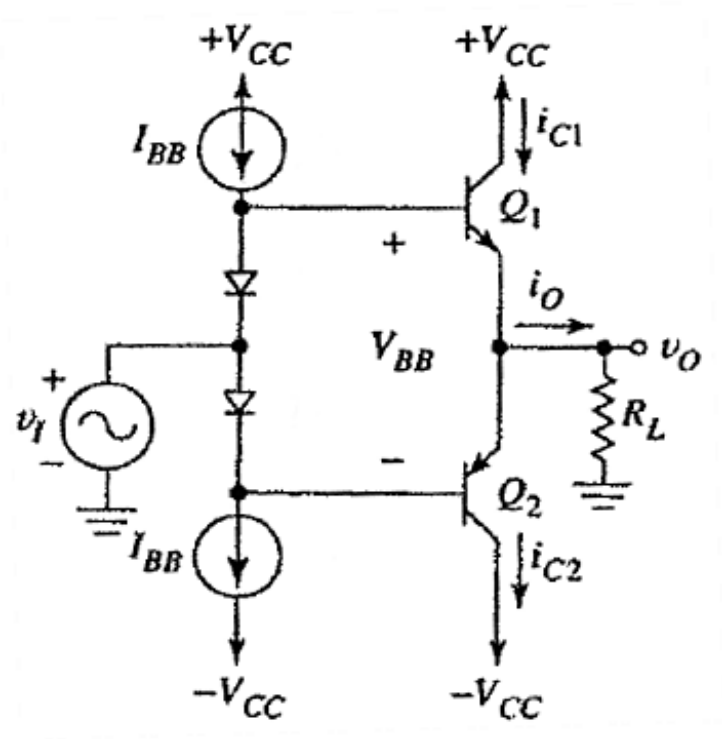


$$v_{O\max} = V_{CC} - V_{\min 1} - V_{BE1}$$

$$v_{O\min} = -V_{CC} + V_{\min 2} + V_{EB2}$$

3.3. Clase AB. Análisis.

- Base de estudio: clase AB con diodos
  - Relaciones de corrientes y tensiones entre (Q1, Q2) y la salida



- Semiciclos positivos: **Q1=ON**, Q2=OFF

$$i_O \approx i_{C1} \quad \text{y} \quad v_O = V_{CC} - v_{CE1}$$

- Semiciclos negativos: Q1=OFF, **Q2=ON**

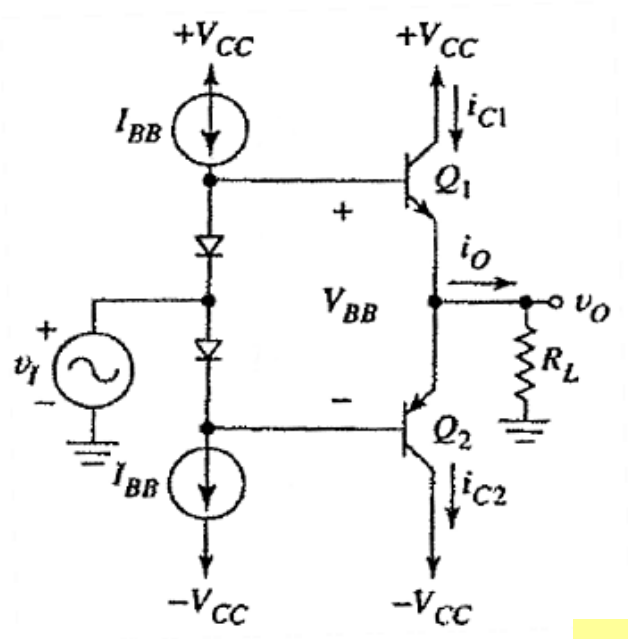
$$i_O \approx -i_{C2} \quad \text{y} \quad v_O = -V_{CC} - v_{CE2}$$

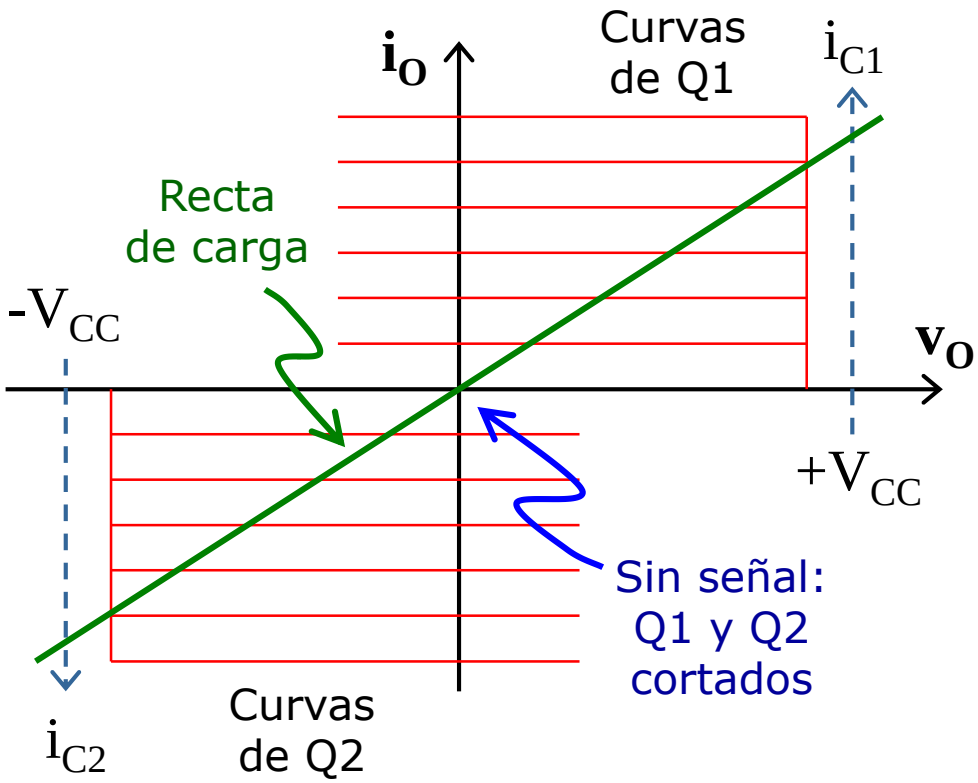
- En la salida: $$i_O = \frac{v_O}{R_L}$$

➔ **Muy importante**: hay que tener muy presente los cambios en los sentidos de corrientes y tensiones en el transistor **Q2 (PNP)**

3.3. Clase AB. Recta de carga.

- Transferimos las ecuaciones anteriores de forma gráfica
  - Combinación de la f. de t. con las curvas de Q1 (npn) y Q2 (pnp)
  - La recta de carga relaciona entre sí todas las tensiones y corrientes importantes en el amplificador:

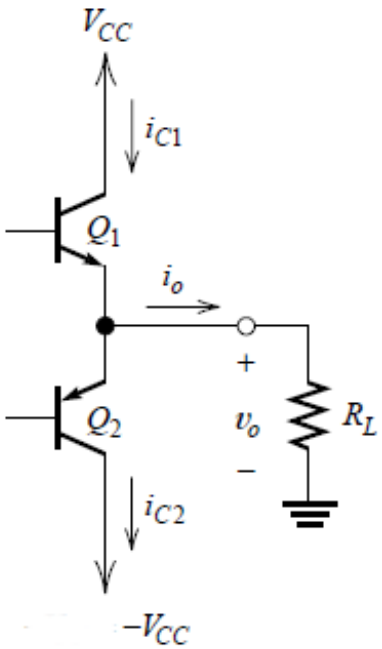


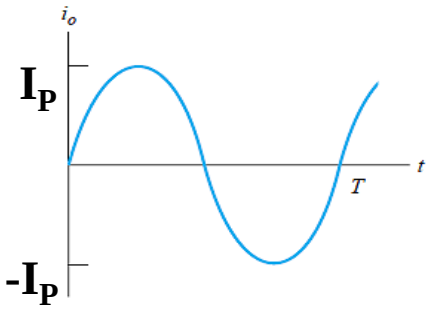


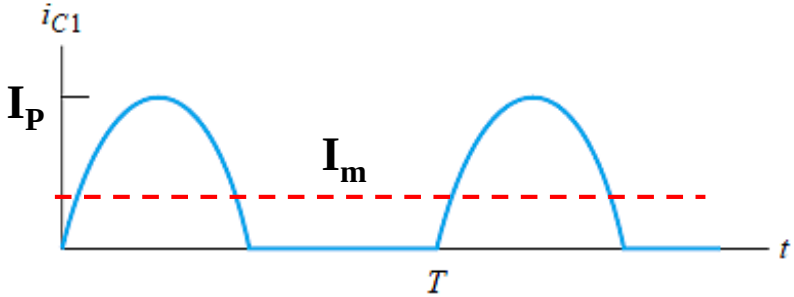
- Recta de carga: $i_O = \dfrac{v_O}{R_L}$

3.3. Clase AB. Formas de onda.

- Condiciones idealizadas de análisis $v_I(t) = v_O(t) = V_O \sin(\omega t)$
  - Régimen senoidal, sin distorsión de cruce ni saturaciones
  - Los valores obtenidos serán entonces en las mejores condiciones

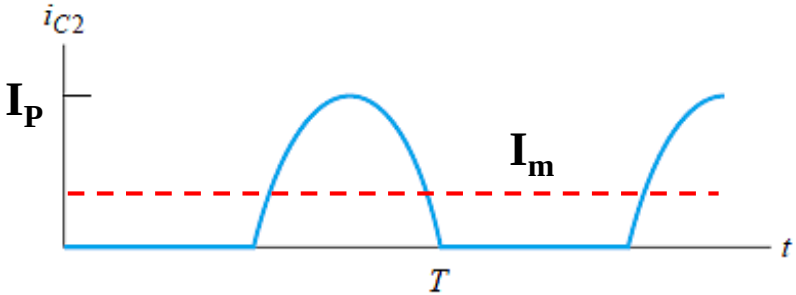






Corriente de pico

$$I_P = \frac{V_O}{R_L}$$



Ojo al valor de la corriente media:

$$I_m = \frac{1}{T}\int_o^{T/2} I_P \sin(\omega t)dt = \frac{I_P}{\pi}$$

3.3. Clase AB. Balance energético

- Como cada fuente de alimentación (VCC) proporciona dichas corrientes por separado, tenemos que la potencia entregada por ambas juntas es:

$$P_i = 2 \cdot V_{CC} \cdot I_m = 2 \cdot V_{CC} \frac{V_0}{\pi \cdot R_L}$$

- La potencia media en la carga será:

$$P_L(V_0) = \frac{V_0^2}{2R_L}$$

- Con lo que el rendimiento en el clase AB resultará:

$$\eta_{\text{clase AB}} = \frac{\pi}{4} \cdot \frac{V_0}{V_{CC}}$$

Alcanzando su máximo cuando $\mathbf{V_0 \approx V_{CC}}$, en este caso, el rendimiento sería de $\pi/4$=**78,5%**

3.3. Clase AB. Balance energético

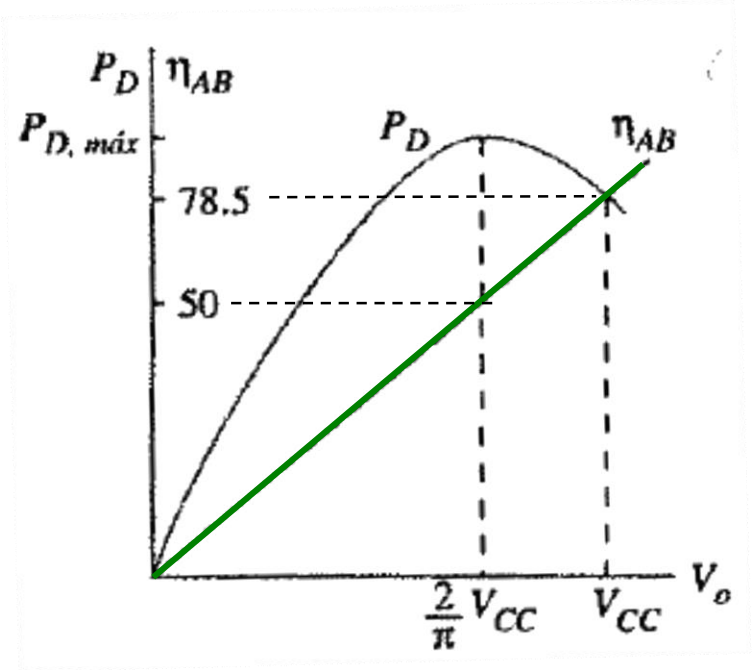
- Potencias disipadas en los transistores
  - Cada TRT trabaja la mitad del ciclo ➔ misma P_{DQ} cada uno.
  - Deducimos P_{DQ} del balance energético

$$\left.\begin{aligned} P_i &= P_L + 2P_{DQ} \\ P_{DQ} &= 0{,}5(P_i - P_L) \end{aligned}\right\} \Rightarrow P_{DQ}(V_0) = \frac{V_{CC} \cdot V_0}{\pi R_L} - \frac{V_0^2}{4R_L}$$

- P_{DQ} es una función parabólica de (V_O)
- El máximo está en $\mathbf{V_O = (2V_{CC} / \pi)}$:

$$P_{DQ,\max} = \frac{V_{CC}^2}{\pi^2 R_L}$$

En el máximo de P_{DQ} el **rendimiento es del 50%**



3.3. Clase AB. Balance energético

- Casos de interés (***plena carga*** y ***máxima P_{DQ}***) en función de $P_{L\max}$

Máxima potencia de salida, señal máxima:

$V_{O\max} = V_{CC}$ $\quad \eta_{\max} = 78{,}5\%$

De las fuentes de alimentación $P_i = 1{,}27 P_{máx}$	Potencia en la carga $P_{máx} = \dfrac{V_{CC}^2}{2R_L}$
	$P_{D1} : 0{,}135 P_{máx}$
	$P_{D2} : 0{,}135 P_{máx}$

Máxima disipación en los transistores:

$V_O = 2V_{CC}/\pi$ $\quad \eta = 50\%$

De las fuentes de alimentación $P_i = 0{,}812 P_{max}$	Potencia desarrollada en la carga = $0{,}406 P_{máx}$
	$P_{D1} : 0{,}203 P_{máx}$
	$P_{D2} : 0{,}203 P_{máx}$

Siendo: $$P_{\max} = P_{L\max} = \frac{V_{CC}^2}{2R_L}$$

3.4. Factores de diseño: clases B y AB

- Dato de partida: $\boldsymbol{P_{max}}$, sobre una carga $\boldsymbol{R_L}$ dada.
  - Dimensionado de las alimentaciones y evaluación de las potencias necesarias
  - Condiciones máximas en cada caso
    - *Nivel de señal para P_{max} ➔ Alimentación y potencia de baterías*
    - *Potencias disipadas en los transistores ➔ máxima para η = 50%*
  - Utilizaremos los cálculos y estimaciones del análisis teórico
    - ***Muy Importante**: conclusiones de la tabla* "Casos de interés", *anterior.*

- Otros factores
  - En un diseño práctico hay que considerar las saturaciones para determinar los valores máximos reales de la señal de salida.
  - Evitar especialmente la destrucción de los transistores de salida:
    - *Respetar los límites de la SOA (I_{Cmax}, BV_{CEO}, P_{Dmax}), P_D con señales rápidas o lentas, cortocircuitos en la salida, etc.*

    ➔*En próximas secciones veremos estas cuestiones*

3.4. Diseño de amplificadores clase B y AB

Ejemplo (10.6)**:** Diseñar un clase B para dar 4W a una R_L=10Ω.

A partir de: $P_{\max} = \left(V_{CC}^2 / 2R_L\right)$

obtenemos la V_{CC} necesaria: $V_{CC} = \sqrt{2R_L P_{\max}} = \sqrt{2 \cdot 10 \cdot 4} = 8{,}94V$

Para señal máxima, las fuentes han de dar 1,27x4W=**5,08W** al circuito, 2,54W cada una.

La corriente media en cada fuente es I_m=(2.54W/8.94V)=0.284A.

Cada TR debe ser capaz de disipar 0,203P_{max}=**0,812W**

3.4. Diseño de amplificadores clase B y AB

Ejemplo (10.6)**:** Diseñar un clase B para dar 4W a una R_L=10Ω.

➔ *Los valores obtenidos para el diseño en clase B son* ***mucho mejores*** *que los correspondientes a un solución en* ***clase A:***

Amplificadores en clase A y AB de 4W sobre una carga de 10Ω

	Disipación (W)	Características de la alimentación		Potencia media de la alimentación (W)	
	En cada transistor	Tensión (V)	Corriente (A)	Sin señal	Con señal..
Clase A	8	8,94	0,895, 1,04	17,3	17,3
Clase B	0,81	8,94	0,284 A	0	5,08

3.5. Clase B. Otros factores de diseño

- Disipación media e instantánea:
  - Hasta ahora suponíamos que la señal era de **frecuencia elevada** en comparación con las *constantes de tiempo térmicas* de los TRTs y no les daba tiempo a calentarse y enfriarse en cada ciclo:
    ⇨ Evaluación de P_D → **Potencia media**.
  - Con **señales muy lentas** la Tª puede cambiar durante el ciclo:
    ⇨ Evaluación de P_D → **Potencia instantánea**
  - La **máxima potencia instantánea** en un TRT se da en el centro de su recta de carga y vale:

$$P_D = \frac{I_{\max}}{2} \cdot \frac{V_{CC}}{2} = \frac{V_{CC}}{2R_L} \cdot \frac{V_{CC}}{2} = \frac{V_{CC}^2}{4R_L} = 0{,}5P_{\max}$$

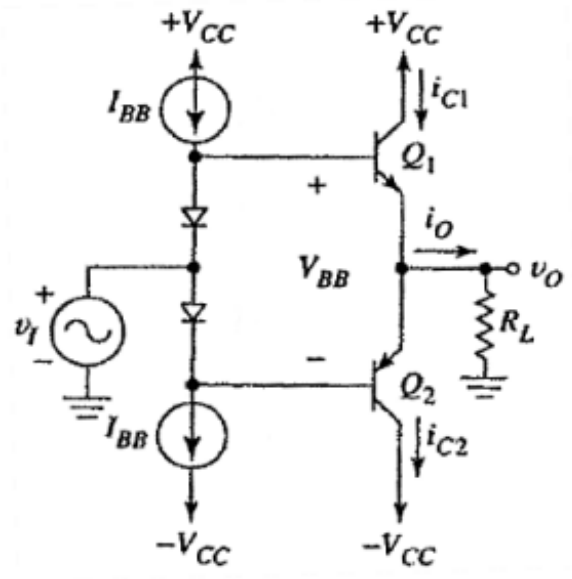
que resulta ser un valor **mucho mayor** que cuando se evaluaba la potencia media ($0{,}135P_{max}$)

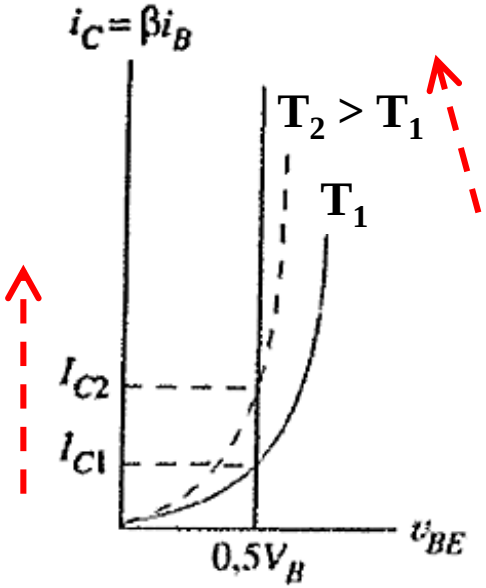
3.5. Clase B. Otros factores de diseño

Realimentación térmica en el AB:

- A la Tª T_1 cada TRT se polariza a una I_C pequeña: con $V_{BE}=0.5V_{BB}$ en I_{C1}
- La disipación de potencia provocará una elevación de la temperatura, entonces:

  $P_{D1}=V_{CE}\cdot I_{C1} \Rightarrow$ Tª $\uparrow \Rightarrow T_2 \Rightarrow I_C \uparrow$ a $I_{C2} \Rightarrow$
  $\Rightarrow P_{D2} \uparrow \Rightarrow$ Tª $\uparrow \Rightarrow$ i*sigue subiendo*!...
- Es un proceso de ***realimentación térmica positiva*** *(inestable)* que puede terminar destruyendo el TR por sobrecalentamiento.
- Se conoce como: ***escape térmico.***
- Es necesario incluir elementos de protección que eviten este efecto destructivo.





3.5. Clase B. Protecciones.

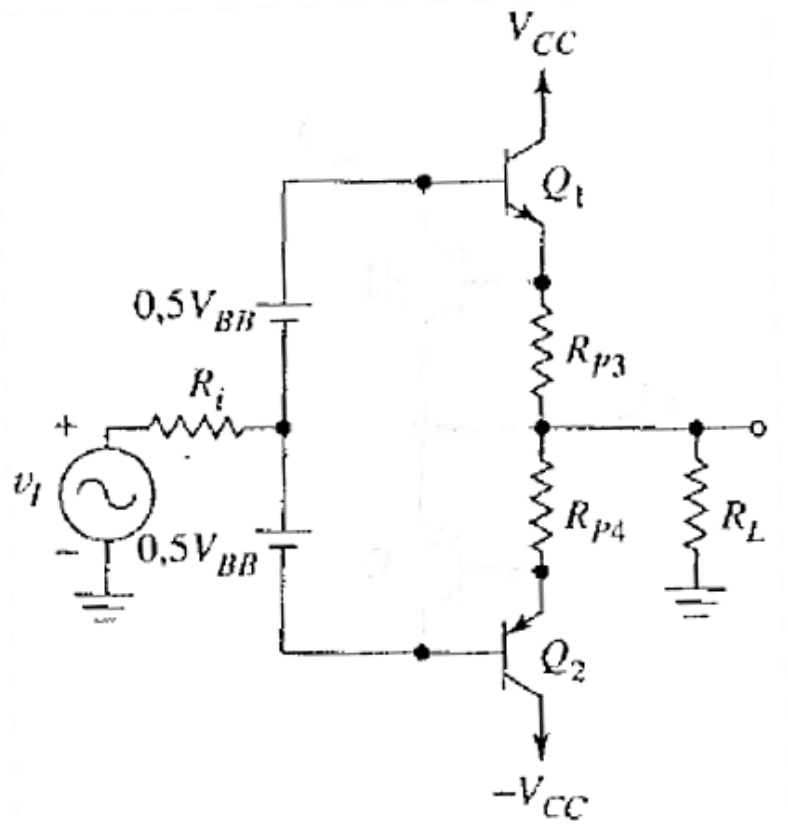
Realimentación térmica en el AB:

- La forma más simple de reducir o eliminar el efecto del ***escape térmico*** es mediante sendos resistores en emisor: R_{P3} y R_{P4}

- Realimentan ***negativamente*** la corriente de colector respecto a la V_{BE} de polarización.

- En definitiva, se tiene que:

  $I_{C1} \Rightarrow$ Tª $\uparrow \Rightarrow I_C \uparrow \Rightarrow V_{BE} \downarrow \Rightarrow$
  $\Rightarrow I_C \downarrow \Rightarrow$ Tª $\downarrow \Rightarrow$ ¡*se estabiliza*!

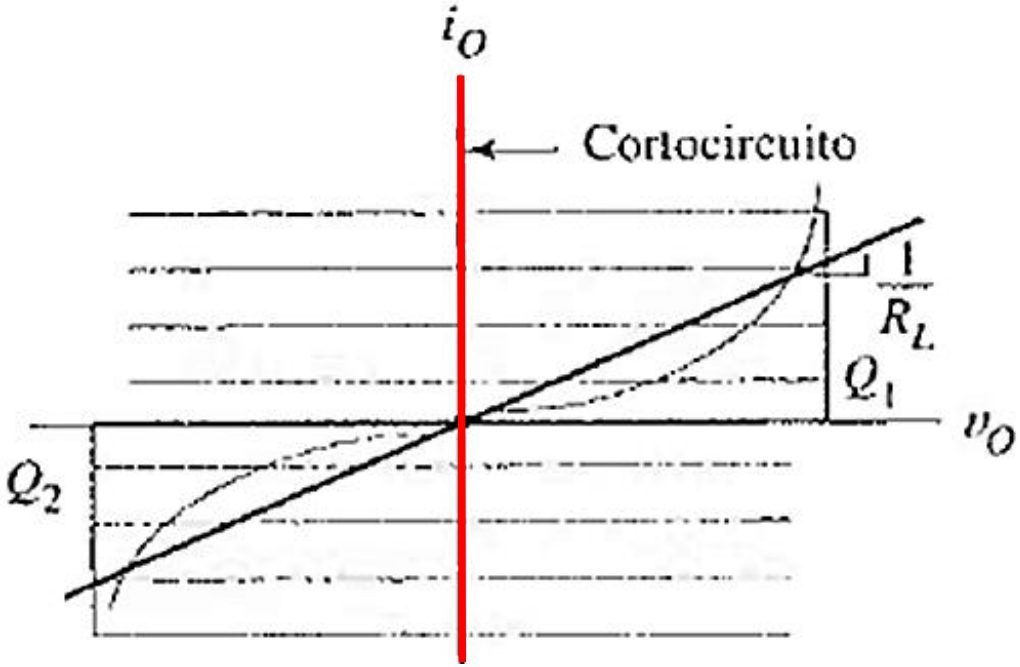


3.5. Clase B. Protecciones.

Protección de cortocircuito:

- Si se produce un cortocircuito entre la salida y masa, la recta de carga pasa a ser la línea vertical $\boldsymbol{i_O}$

- Hay un fuerte incremento de $\boldsymbol{i_B}$ e $\boldsymbol{i_C}$ que obliga a los TRTs a trabajar fuera de sus hipérbolas de disipación máxima y se destruyen.



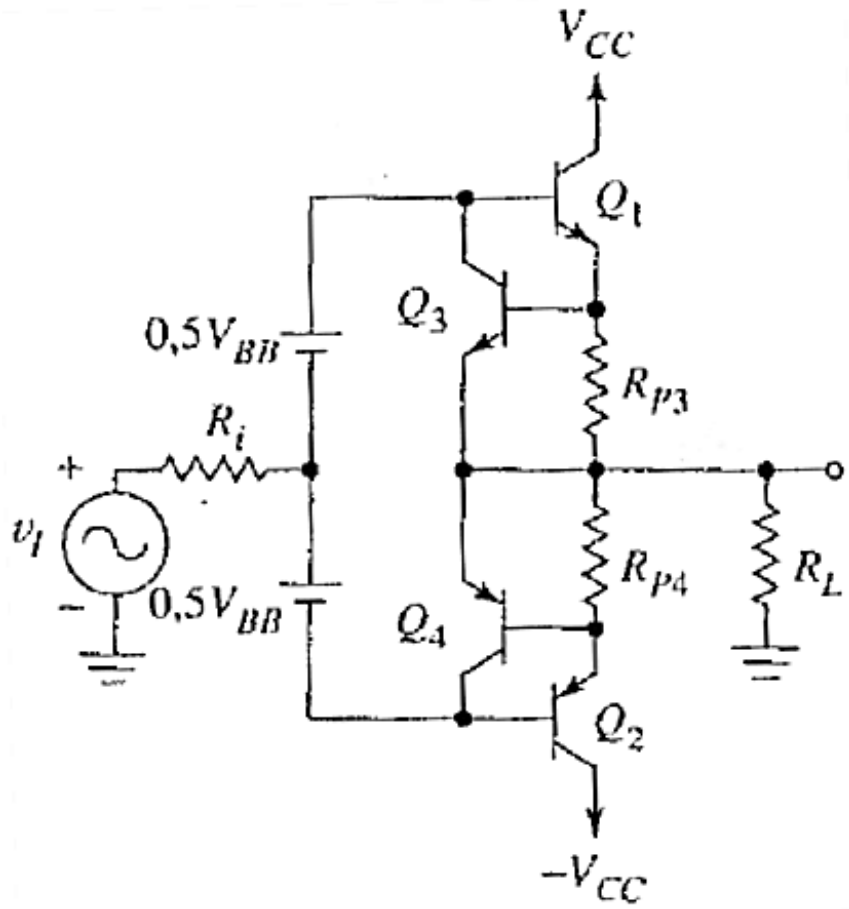
3.5. Clase B. Protecciones.

Protección de cortocircuito:

- La solución se consigue con las redes formadas por:
  - ✓ Para Q_1: **Q_3** y **R_{P3}**
  - ✓ Para Q_2: **Q_4** y **R_{P4}**
- Protección de Q_1:
  - Q_3 normalmente cortado y entra en conducción cuando:

$$i_{O\max} \cdot R_{P3} > V_\gamma \approx 0{,}5\text{V}$$

  - Con Q_3 en conducción, parte de la i_b de Q_1 se desvía a R_L limitando la I_C y disipación de Q_1
- Lo mismo sucede con Q_2



4. Circuitos integrados de potencia

- Solución cómoda para realización de amplificadores de potencia
- Alternativas:
  - **1.-** Amplificadores de potencia de ganancias fijas: *aplicación específica*
  - **2.-** Amplificadores Operacionales de potencia: *más flexibles*.

    El diseño con ellos es más sencillo, y similar al de los AO convencionales.
- **Operacionales de potencia**
  - En una sola cápsula integran un AO + etapa de potencia.
  - Datos y parámetros descriptivos:
    - ***Convencionales para un AO***:
      Ganancia en bucle abierto, Tensión y corriente de offset, CMRR, etc.
    - ***Específicos para el trabajo en potencia***:
      encapsulado especial, resistencia térmica, ...
  - Pueden necesitar radiadores para disipar potencia sin superar la Tª crítica de las uniones.

4.1. Operacionales de potencia

- Un ejemplo:

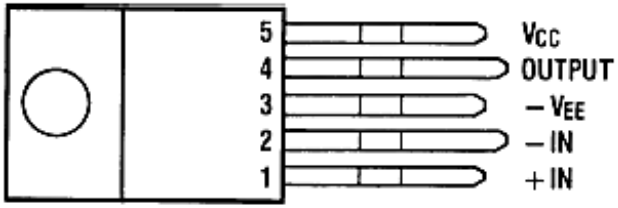
LM675
Power Operational Amplifier

General Description

The LM675 is a monolithic power operational amplifier featuring wide bandwidth and low input offset voltage, making it equally suitable for AC and DC applications.

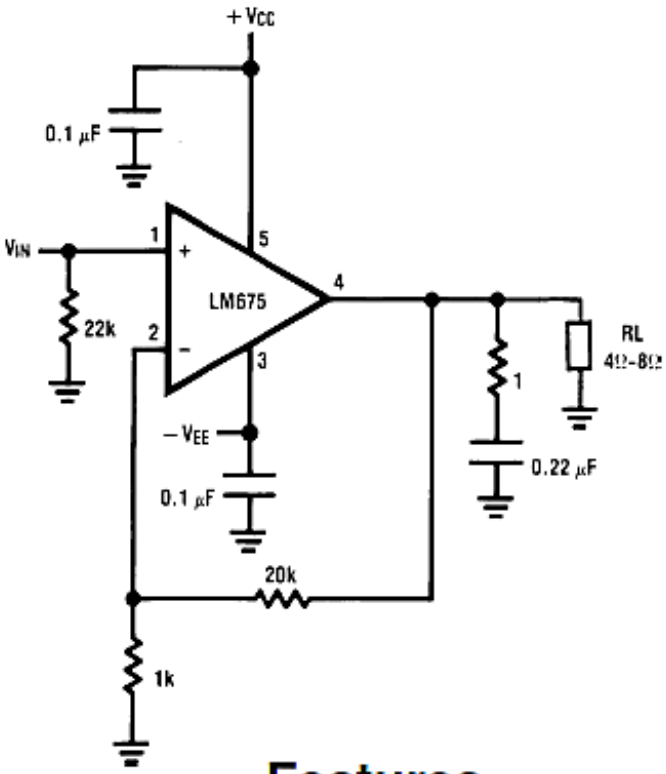
The LM675 is capable of delivering output currents in excess of 3 amps, operating at supply voltages of up to 60V. The device overload protection consists of both internal current limiting and thermal shutdown. The amplifier is also internally compensated for gains of 10 or greater.

TO-220 Power Package (T)



*The tab is internally connected to pin 3 ($-V_{EE}$)

Non-Inverting Amplifier



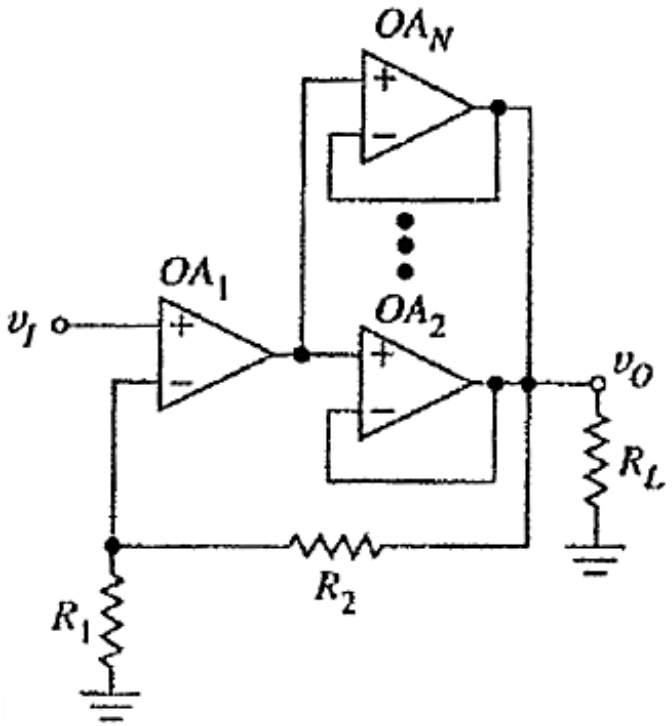
Features

- 3A current capability
- A_{VO} typically 90 dB
- 5.5 MHz gain bandwidth product
- 8 V/μs slew rate
- Wide power bandwidth 70 kHz

http://www.ti.com/product/lm675

4.1. Operacionales de potencia

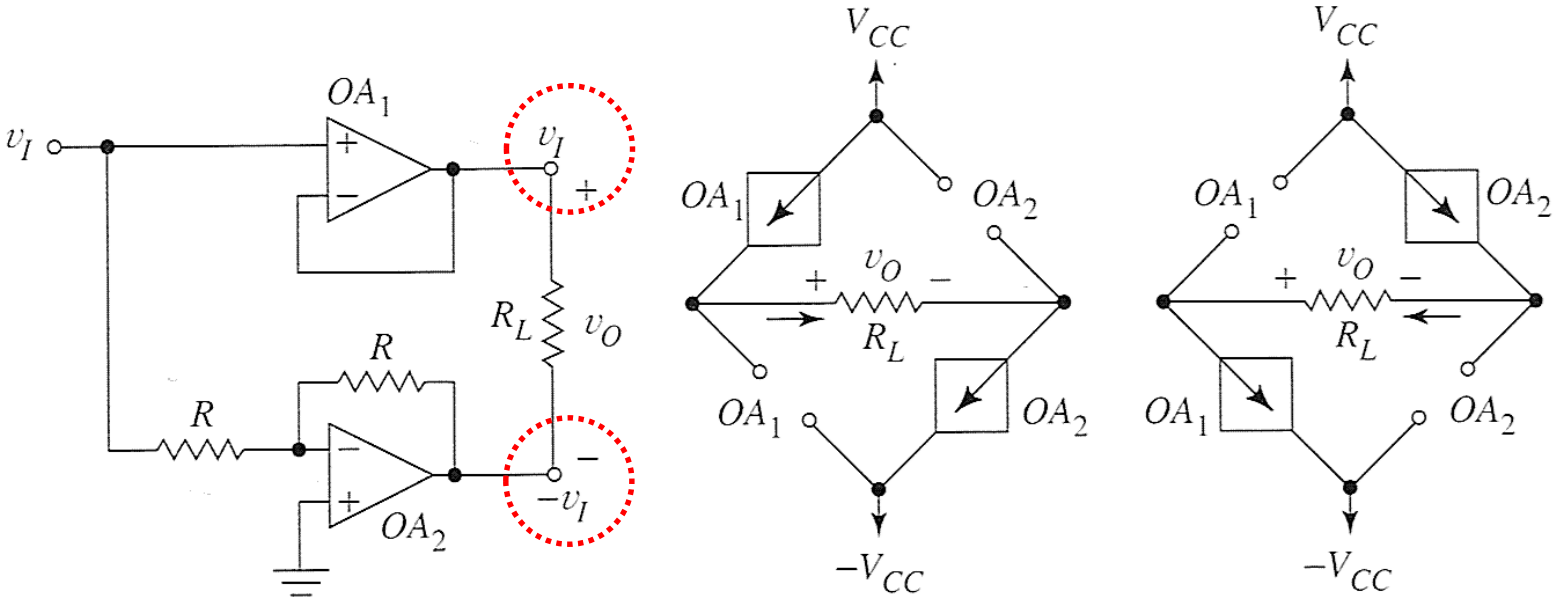
- Pueden asociarse para dar potencias mayores
  - En este caso es conveniente colocar R's pequeñas (=0.1Ω) en las salidas para ecualización de corrientes.



4.2. Configuración en puente

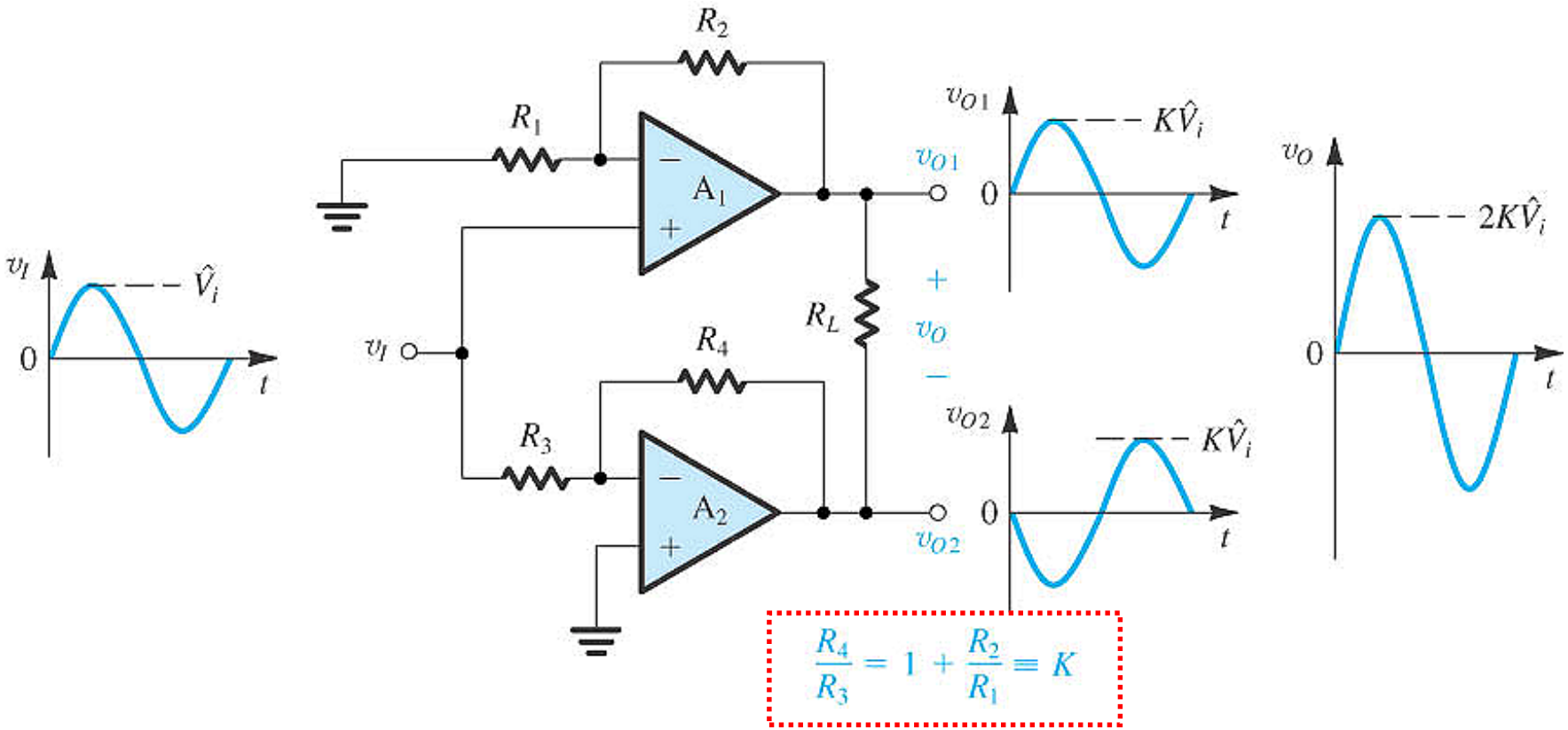
- Dos amplificadores, misma ganancia y signo opuesto
  - La carga debe conectarse ***balanceada*** (sin referencia a masa)
  - La amplitud máxima de la señal de salida pasa a ser $2V_{CC}$ y se cuadruplica la potencia respecto a una sola etapa clase B

$$P_{\text{max-puente}} = \frac{(2V_{CC})^2}{2R_L} = 4\frac{V_{CC}^2}{2R_L} = 4 \cdot P_{\text{max - clase B}}$$



4.2. Configuración en puente

- Formas de onda: cada salida es equivalente a un clase B
  - Podemos extrapolar los cálculos ya realizados



$$\frac{R_4}{R_3} = 1 + \frac{R_2}{R_1} \equiv K$$

  - Podemos usar ganancias cualesquiera mientras sean (+K) y (–K)

4.2. Configuración en puente

Balance energético del amplificador en puente
(para entrada senoidal):

- La corriente entregada por cada alimentación es senoidal rectificada en doble onda, de amplitud (V_O/R_L), con lo que su valor medio es $I_m=(2/\pi)(V_O/R_L)$
- Las dos fuentes proporcionan en total:

$$P_i = 2V_{CC}I_m = \frac{4V_{CC}V_O}{\pi \cdot R_L}$$

- De los cuales, en la carga se entregan:

$$P_L = \frac{V_O^2}{2R_L}$$

- Con lo que en cada AO se disipa $P_{OA}=0.5(P_i - P_{carga})$, quedando:

$$P_{OA} = \frac{2V_{CC}V_O}{\pi \cdot R_L} - \frac{V_O^2}{4R_L}$$

(sigue...)

4.2. Configuración en puente

Balance energético del amplificador en puente
(para entrada senoidal):

(sigue...)

$$P_{OA} = \frac{2V_{CC}V_O}{\pi \cdot R_L} - \frac{V_O^2}{4R_L}$$

- La V_O que maximiza P_{OA} es: $V_O=(4/\pi)\cdot V_{CC}$
- Operando y poniendo en función de $\boldsymbol{P_{máx}}$ se tiene:

$$P_{OA\max} = \frac{2}{\pi^2} P_{\max} = 0{,}203 P_{\max}$$

- Esto es: la máxima disipación en cada AO es la misma que en cada TRT del amplificador clase B, para la misma potencia de salida.
- Por tanto, el rendimiento máx. es idéntico al clase B: **78.5%**

Referencias

- Material de estudio:
  - Malik,
    - *capítulo 10, secciones 10.1 a 10.7. Teoría y ejercicios.*
- Material complementario
  - Sedra-Smith
    - *capítulo 9.*
  - Hambley,
    - *capítulo 10.*
- Otros:
  - Gráficas extraídas de los textos detallados.
  - Trabajos de documentación y elaboración de materiales:
    - *Profesores del Dpto. de Electrónica de la UAH.*

Control de revisiones

- 2017-03-22: versión inicial (curso 16-17).