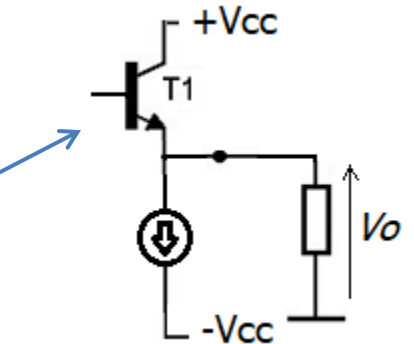
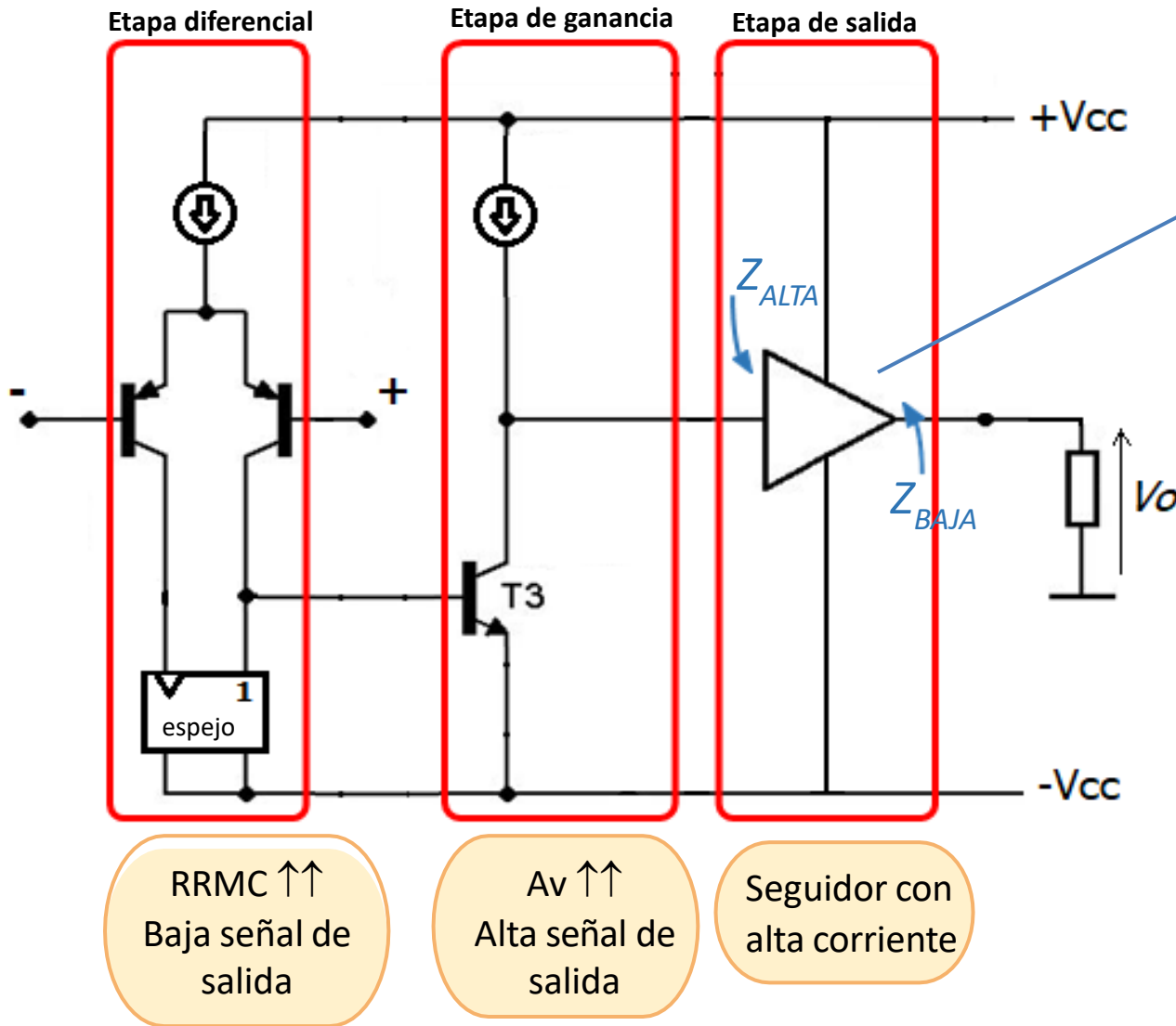


Etapa de salida (o de potencia) en un amplificador



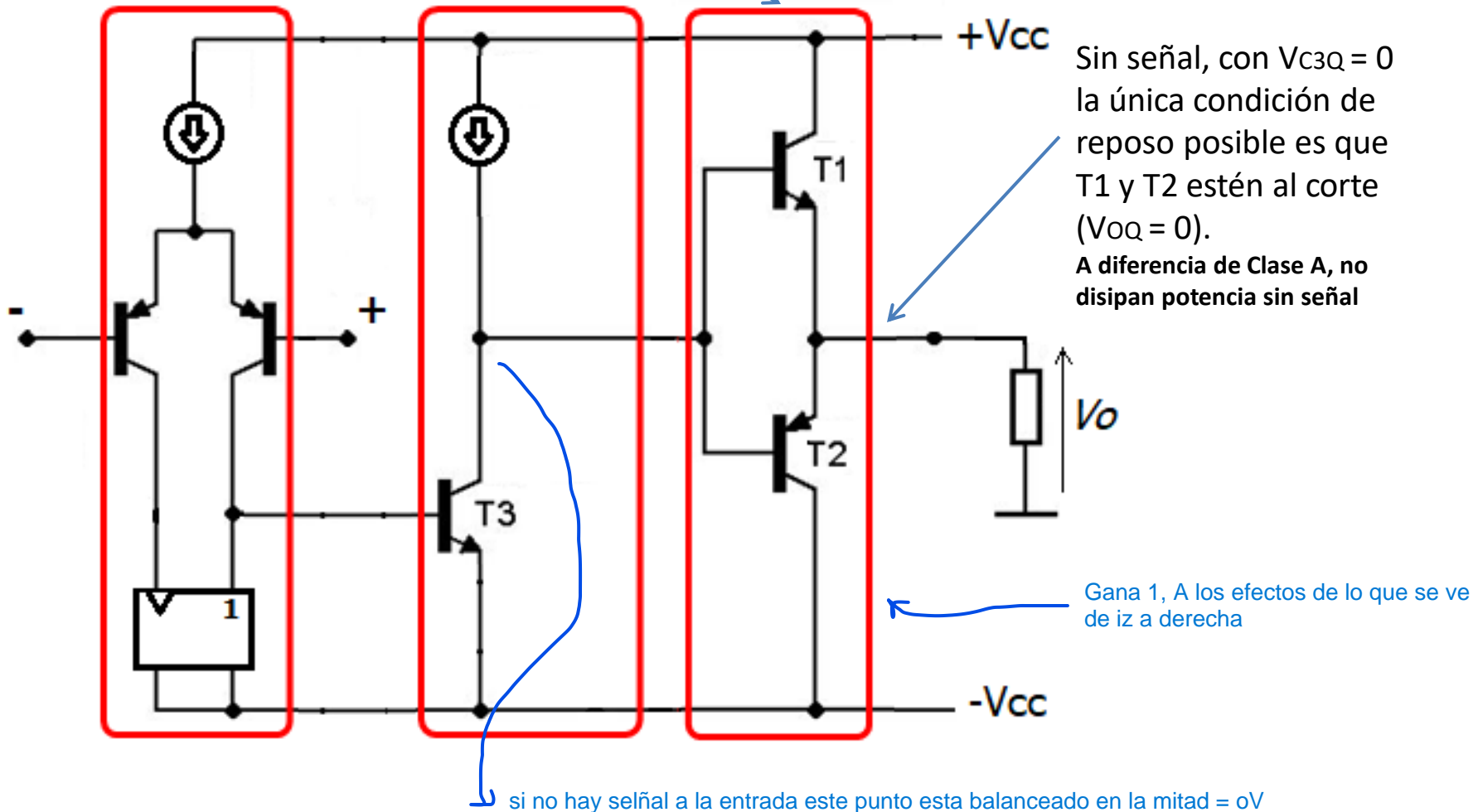
Con gran señal, una etapa en Clase A puede no resultar conveniente por su muy bajo rendimiento (< 25%).

Esta etapa es la que maneja la mayor parte de la potencia del OPAMP.

potencia prioriza rendimiento y no linealidad. Por eso realimento para conseguir linealidad.

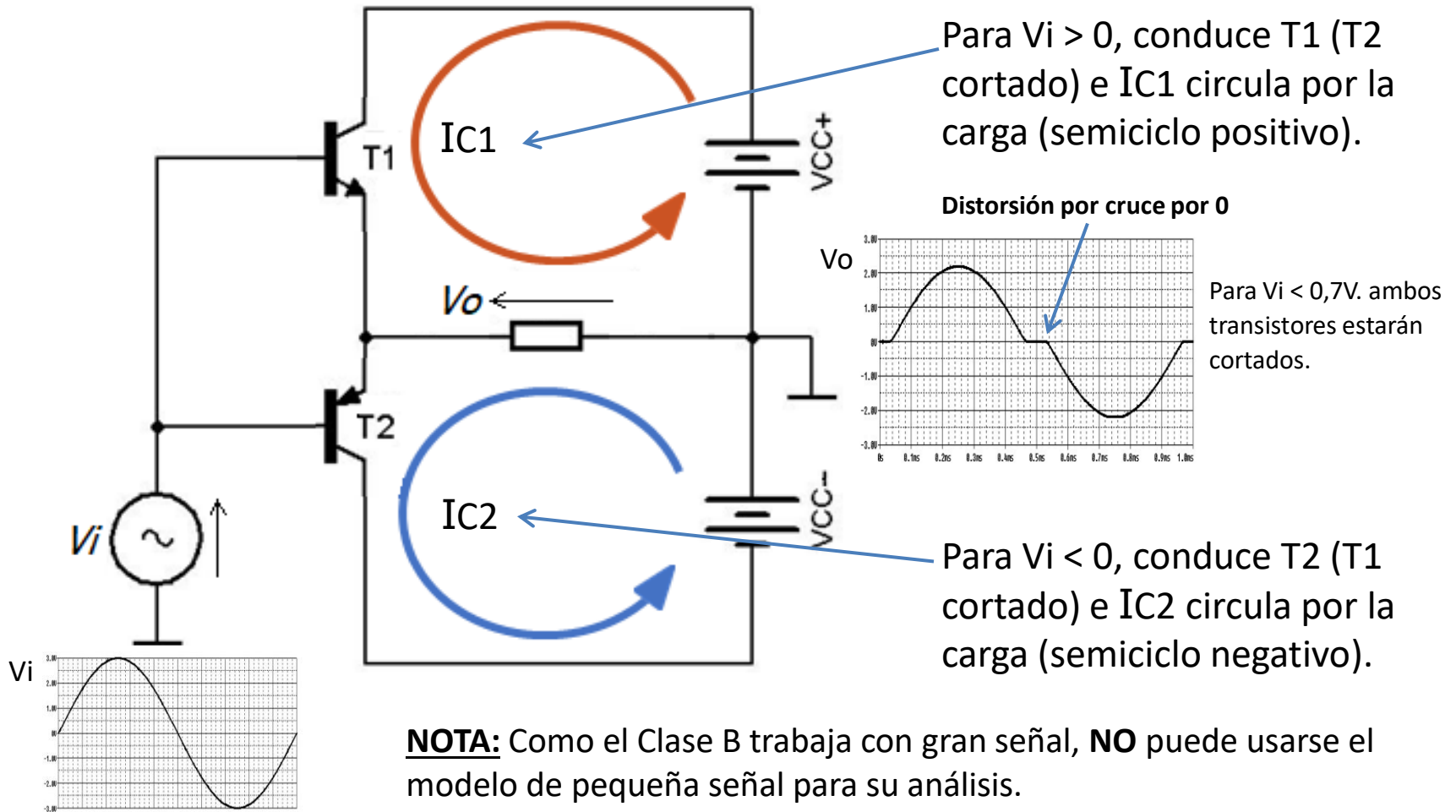
Se utiliza como seguidor una etapa de salida Clase B:

La etapa Clase B (par complementario) tiene mejor rendimiento ($< 78\%$), pero agrega distorsión armónica



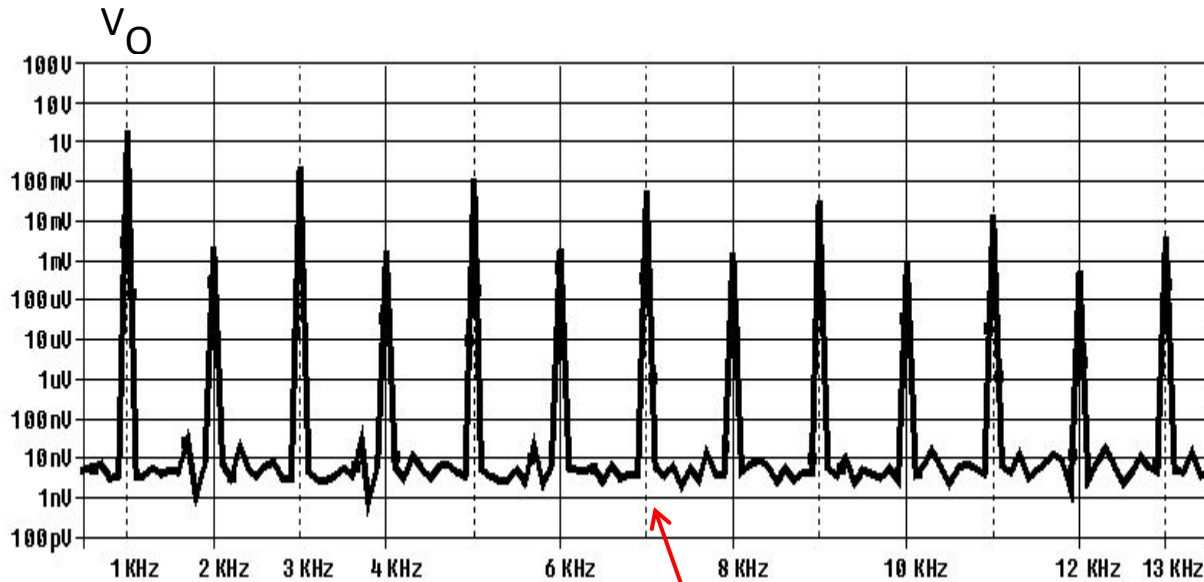
Comportamiento del Clase B ante la señal:

Grey Mayer



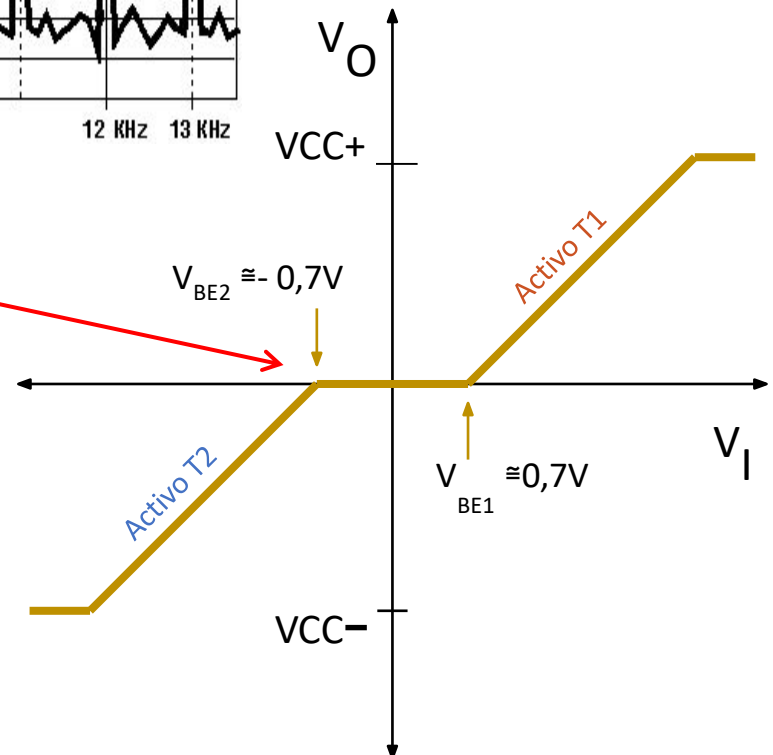
Sin embargo, como T1 y T2 se comportan como seguidores en cada semiciclo, puede considerarse que tanto V_i como la carga "ven" una etapa con estas características.

Análisis espectral de la señal de salida:

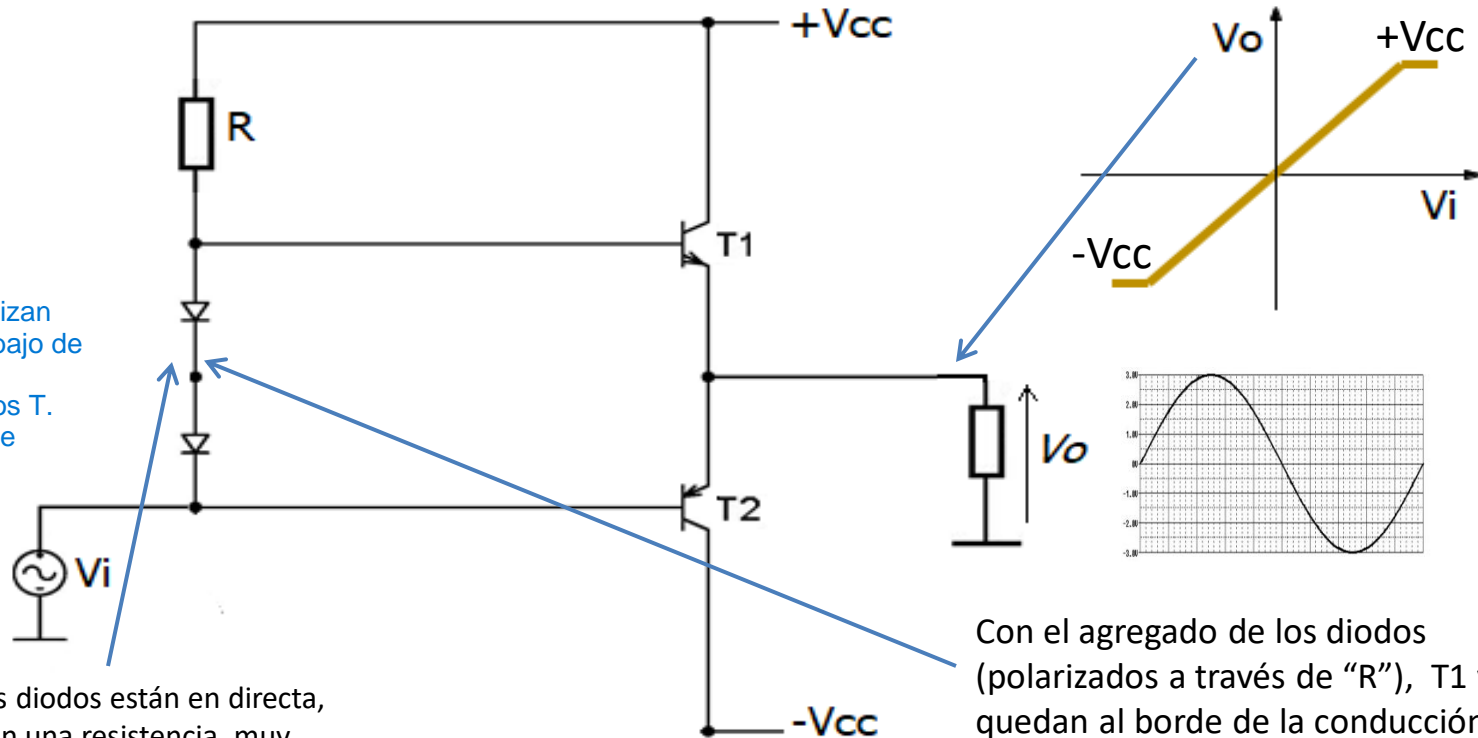


Distorsión armónica = 15%
con $V_i = 3V_{\text{pico}}$

**Notar la supremacía de los armónicos
impares respecto de los pares,
(típico de la distorsión por cruce).**



Corrección del cruce por cero utilizando diodos:

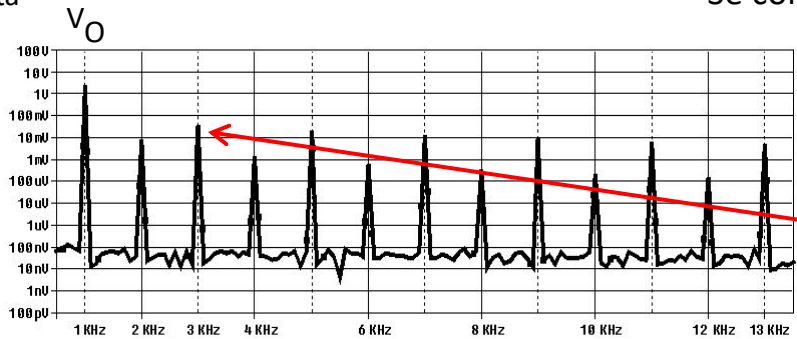


los diodos polarizan un poco por debajo de la tension de "activacion" de los T. Estan a punto de conducir

Como los diodos están en directa, presentan una resistencia muy baja \Rightarrow el comportamiento de esta etapa para la señal resulta similar al de la Clase B.

Con el agregado de los diodos (polarizados a través de "R"), T1 y T2 quedan al borde de la conducción, eliminando la distorsión por cruce. Se conoce como **Clase AB**.

¿Qué pasará con THD si aumenta I_{CQ} ?
¿Qué inconvenientes trae?



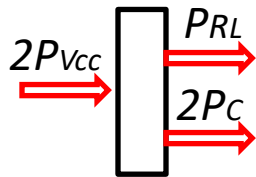
Distorsión armónica = 2% con $V_i = 3V_{pico}$
Polarizando los transistores con $I_{CQ} = 1mA$

Notar la reducción de la amplitud relativa de las armónicas impares.

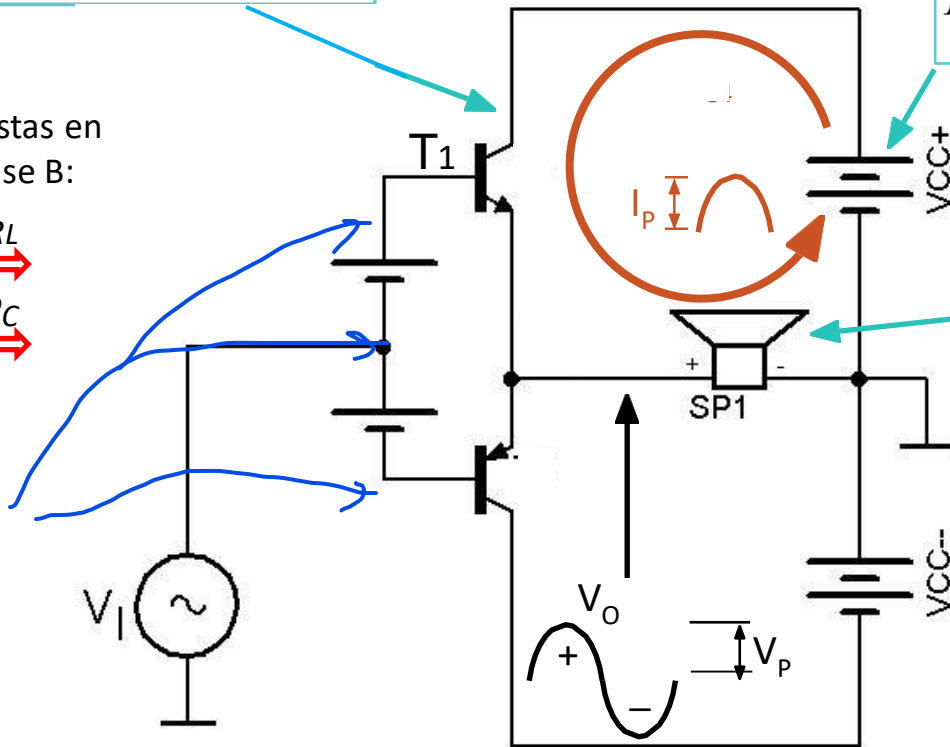
Cálculo de la potencia disipada en T1:

$$\bar{I}_{C1} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} I_P \sin(wt) dt = \frac{I_P}{\pi}$$

Potencias puestas en juego en el clase B:



Presentan resistencia muy baja así q la señal puede entrar prácticamente por cualquiera de estos puntos q va a ser lo mismo



$$P_{FUENTE VCC+}$$

$$P_{CARGA+} = \frac{I_P^2 R_L}{4}$$

Tener en cuenta que el transistor T1 conduce sólo durante medio periodo de la señal sinusoidal, con lo cual se está identificado con un subíndice + en los nombres de las variables

$$P_C = P_{FUENTE VCC+} - P_{CARGA+} = \frac{I_P V_{CC}}{\pi} - \frac{I_P^2 R_L}{4}$$

Potencia que disipará el transistor T1 en un semiperiodo de la señal sinusoidal y que por simetría será igual a la que disipará el transistor T2 en el otro semiperiodo.

Rendimiento (o eficiencia) en un clase B:

$$\eta = \frac{P_{CARGA}}{P_{FUENTE}} = \frac{I_P V_P / 2}{2 I_P V_{CC} / \pi} = \frac{\pi V_P}{4 V_{CC}} \Rightarrow \eta_{max} = \frac{\pi V_{CC}}{4 V_{CC}} = 0,785 \cong 78\%$$

La potencia disipada en cada transistor de salida (T1 o T2) puede graficarse en función de la tensión pico de salida:

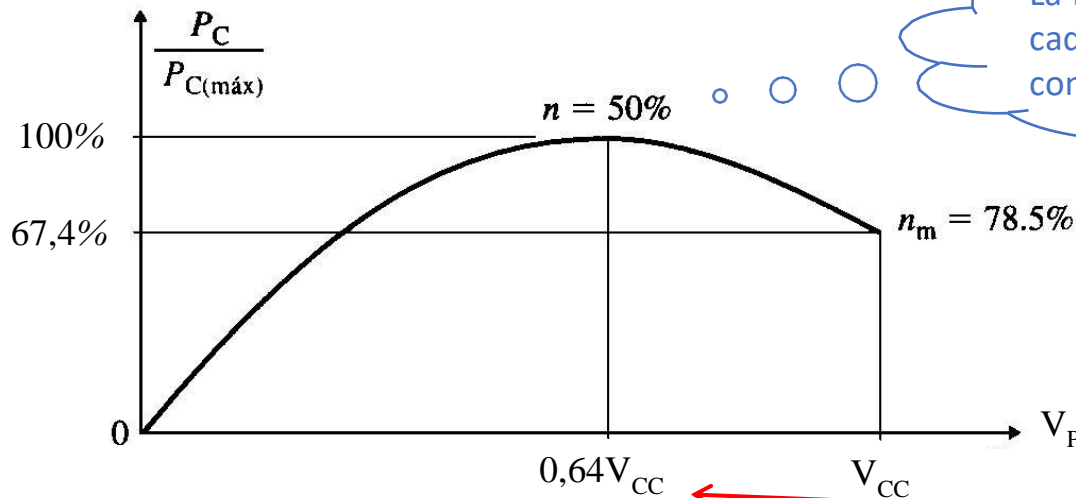
$$P_C = \frac{I_P V_{CC}}{\pi} - \frac{I_P^2 R_L}{4}$$

$$I_P = I_P \Big|_{P_{C\ MAX}} = \frac{2 V_{CC}}{\pi R_L}$$

$$P_{C\ MAX} = \frac{V_{CC}^2}{\pi^2 R_L}$$

Este es el dato para calcular el disipador

Gráfica normalizada de la potencia disipada en cada transistor en función de la tensión pico de salida:



La máxima potencia disipada en cada transistor se corresponde con una eficiencia del 50%

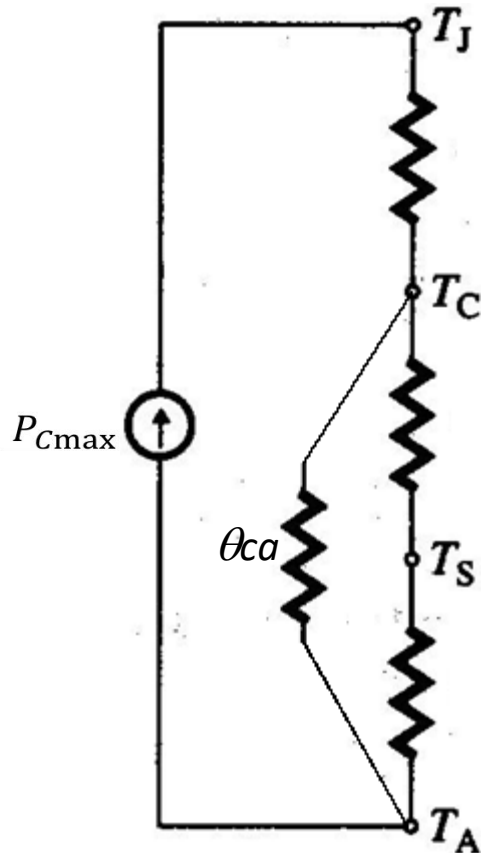
La máxima disipación en el transistor, $P_{C\ MAX}$, corresponde a una potencia en la carga igual al 40% de la máxima posible

Cálculo del disipador:

La potencia hace las veces de corriente, la resistencia térmica es el equiv a resist, y la tensión sería la temperatura

<http://www.disipadores.com>

Ley de Ohm térmica: $\theta_{ja} = \frac{T_j - T_a}{P_{C\ MAX}}$



θ_{jc} = resistencia térmica juntura cápsula

$$\theta_{ja} = \theta_{jc} + \theta_{cs} + \theta_{sa} \quad \theta_{ca} \gg (\theta_{cs} + \theta_{sa})$$

θ_{cs} = resistencia térmica cápsula disipador

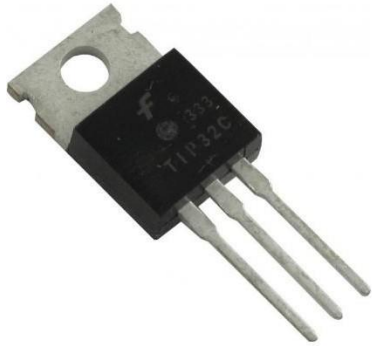
θ_{sa} = resistencia térmica disipador ambiente

$$\theta_{sa} = \frac{T_j - T_a}{P_{C\ MAX}} - \theta_{jc} - \theta_{cs}$$

θ_{sa} es la magnitud que especifica el fabricante del disipador

Elección del transistor:

Los fabricantes suelen especificar P_D en función de la temperatura de la cápsula



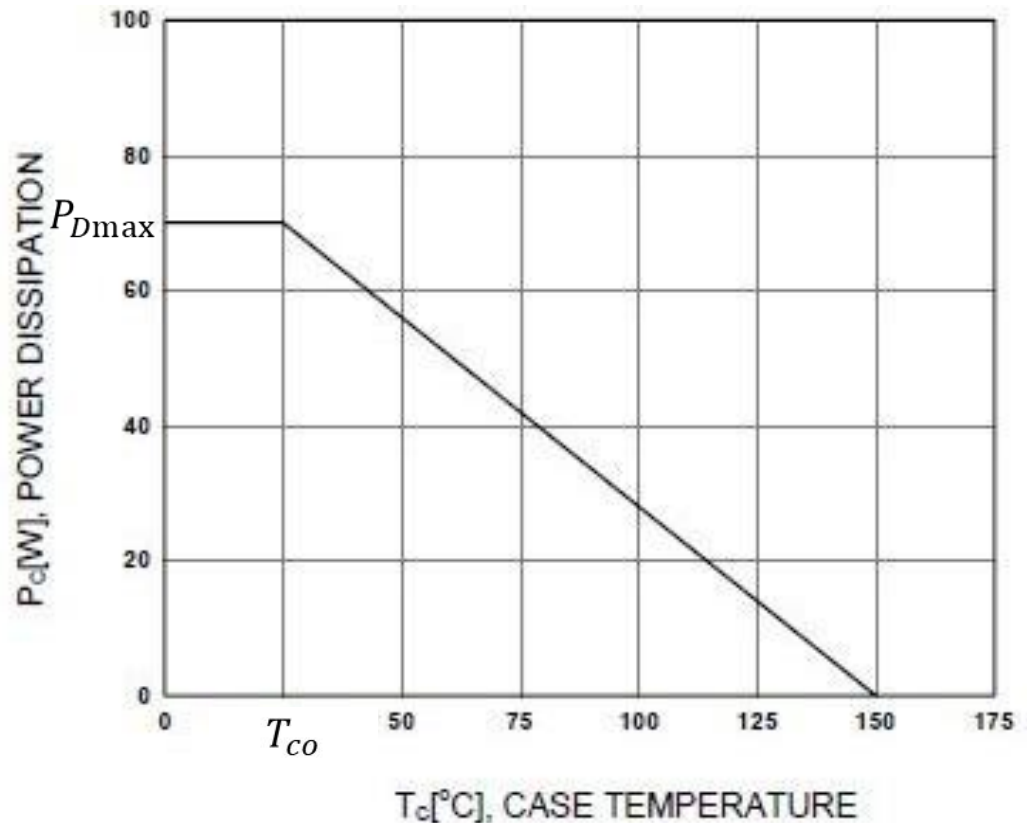
$$P_D(T_c) = P_{D\max} - \frac{P_{D\max}}{T_{j\max} - T_{co}}(T_c - T_{co}) \quad \text{con } T_c \geq T_{co}$$

$$P_{D\max} = 70W$$

$$T_{j\max} = 150^\circ\text{C}$$

$$T_{co} = 25^\circ\text{C}$$

$$\theta_{jc} = \frac{T_{j\max} - T_{co}}{P_{D\max}}$$



Ejemplo de cálculo de disipador

Se necesita calcular el disipador para un transistor de potencia de un amplificador, cuyos datos son los siguientes:

$$T_j = 150\text{ }^{\circ}\text{C}, T_a = 50\text{ }^{\circ}\text{C}, P_c = 5\text{W}, R_{jc} = 1,67\text{ }^{\circ}\text{C/W}$$

$$\theta_{ja} = \frac{T_j - T_a}{P_{C\text{ MAX}}}$$

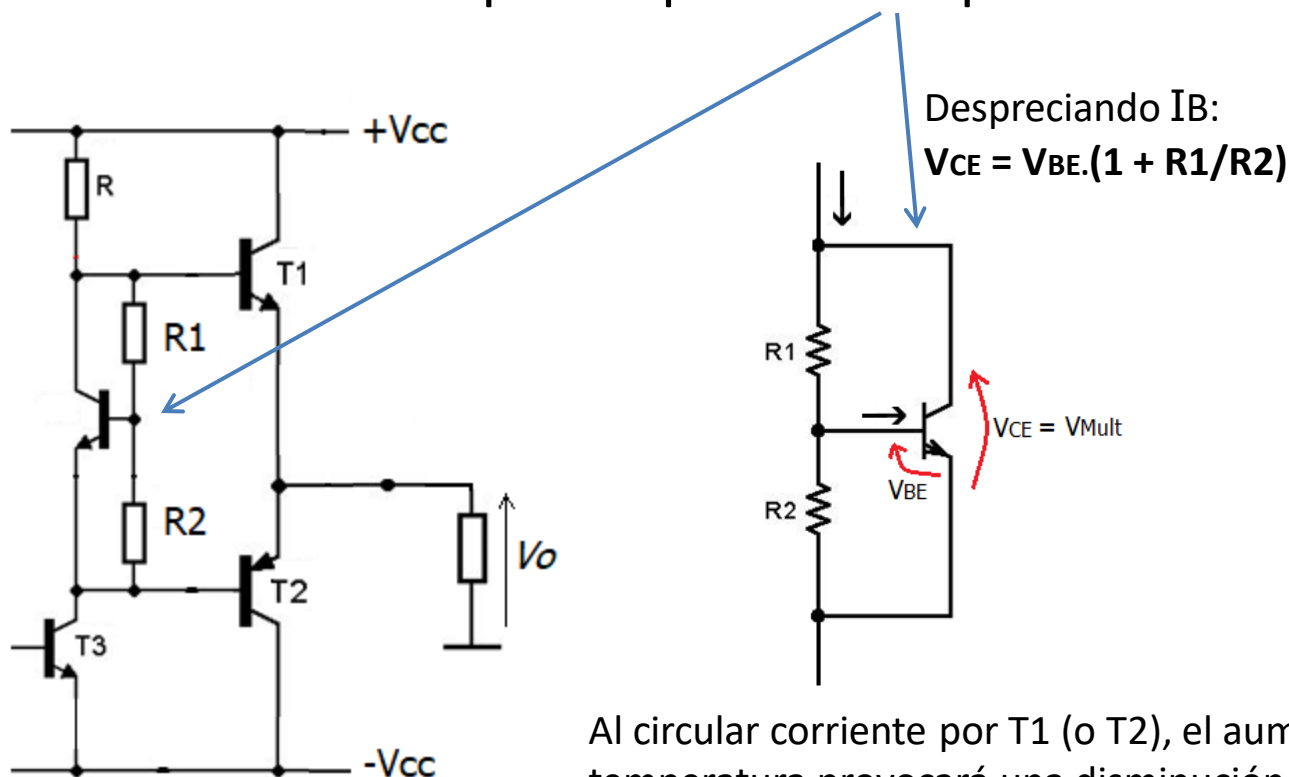
$$\theta_{ja} = \frac{T_j - T_a}{P_{c\text{max}}} = \frac{150 - 50}{5\text{W}} = 20\text{ }^{\circ}\text{C/W}$$

Luego se obtiene la resistencia térmica del disipador:

$$\theta_{ja} = \theta_{jc} + \theta_{cs} + \theta_{sa}$$

$$\theta_{sa} = \theta_{ja} - \theta_{jc} - \theta_{cs} = 20\text{ }^{\circ}\text{C/W} - 1,67\text{ }^{\circ}\text{C/W} - 1,5\text{ }^{\circ}\text{C/W} = 16,83\text{ }^{\circ}\text{C/W}$$

Los diodos se reemplazan por el multiplicador de V_{BE} :



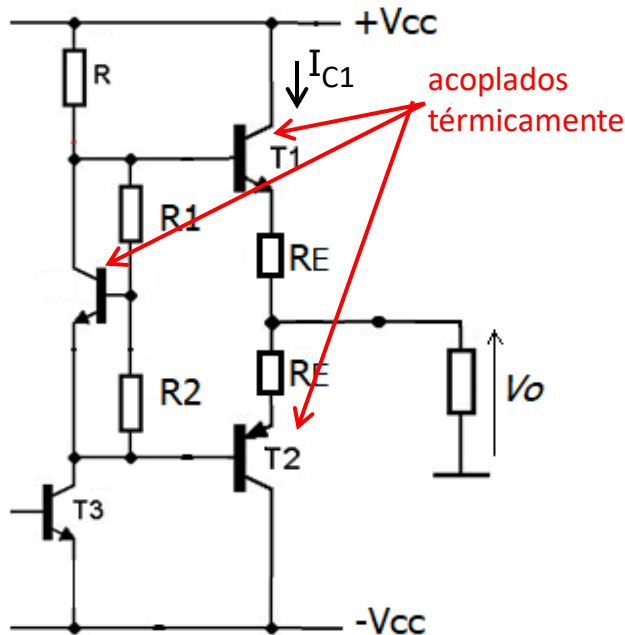
Puedo ajustar con los resistores, la tensión a un múltiplo de V_{be}

Lo malo es q me clava V_{be} y entonces cuando se calientan los transistores y necesitan reducir v_{be} no pueden, por lo q se queman. (Embalamiento termico)

Al circular corriente por T1 (o T2), el aumento de temperatura provocará una disminución de V_{BE1} (o V_{EB2}) en $-2\text{mV}/^\circ\text{C}$. Si V_{Mult} se mantiene cte., V_{BE1} (V_{EB2}) no podrá disminuir, por lo que deberá aumentar I_{C1} (I_{C2}), lo que a su vez provocará un aumento de la temp. hasta la destrucción del transistor (**embalamiento térmico**)

¿Cómo se evita el embalamiento térmico?

1. Acoplando térmicamente el multiplicador con T1 y T2 (si fuesen discretos, montados en el mismo disipador para que estén a igual temperatura)
2. Agregando las RE de limitación.



Cálculo de RE:

Tratar de q la corriente no dependa tanto de vbe.
Estabilizar el punto de reposo

La deriva térmica de generación de calor de T1 (T2) debe ser menor que la capacidad de disipación, para evitar que aumente la temperatura, es decir:

$$\Delta P_{T1}/\Delta T = \Delta(V_{CE1} \cdot I_{C1})/\Delta T < \Delta P_d/\Delta T = 1/\theta_{ja}$$

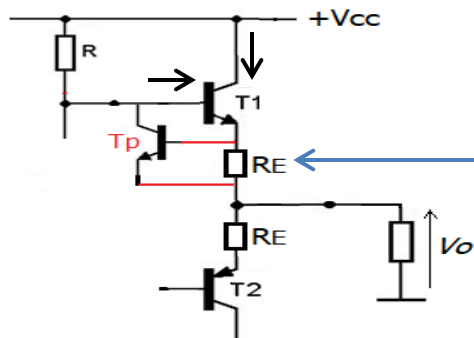
Resistencia térmica juntura-ambiente [°C/W]
(se obtiene de la hoja de datos – con disipador se reduce su valor).

Siendo VCE máximo $\cong V_{CC}$

$$\Delta P_{T1}/\Delta T = V_{CC} \cdot 2[mV/^{\circ}C]/R_E < \Delta P_d/\Delta T = 1/\theta_{ja}$$

$$R_E > \theta_{ja} \cdot V_{CC} \cdot 2[mV/^{\circ}C]$$

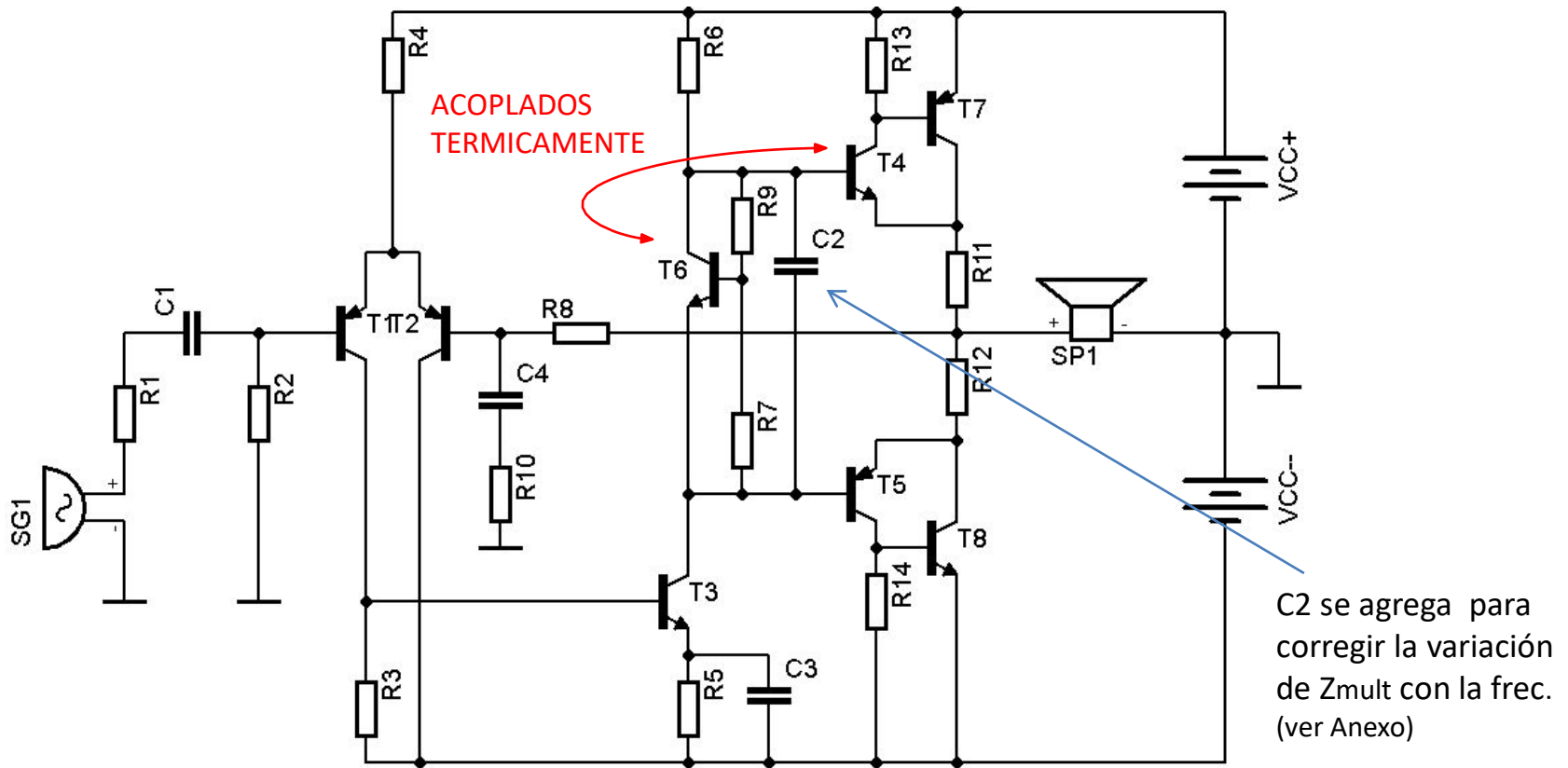
Para valores típicos, RE es del orden de pocos Ohm.



Y para limitar la corriente por cortocircuito, se agrega Tp:

Si $I_{C1} \cdot R_E$ alcanza los 0,7V, se activa Tp, reduciendo I_{B1} .

T2 podrá tener un circuito limitador similar u otro diferente, dependiendo de la topología del OPAMP.



T4 sufre embalamiento porque está controlado por la tensión en la base

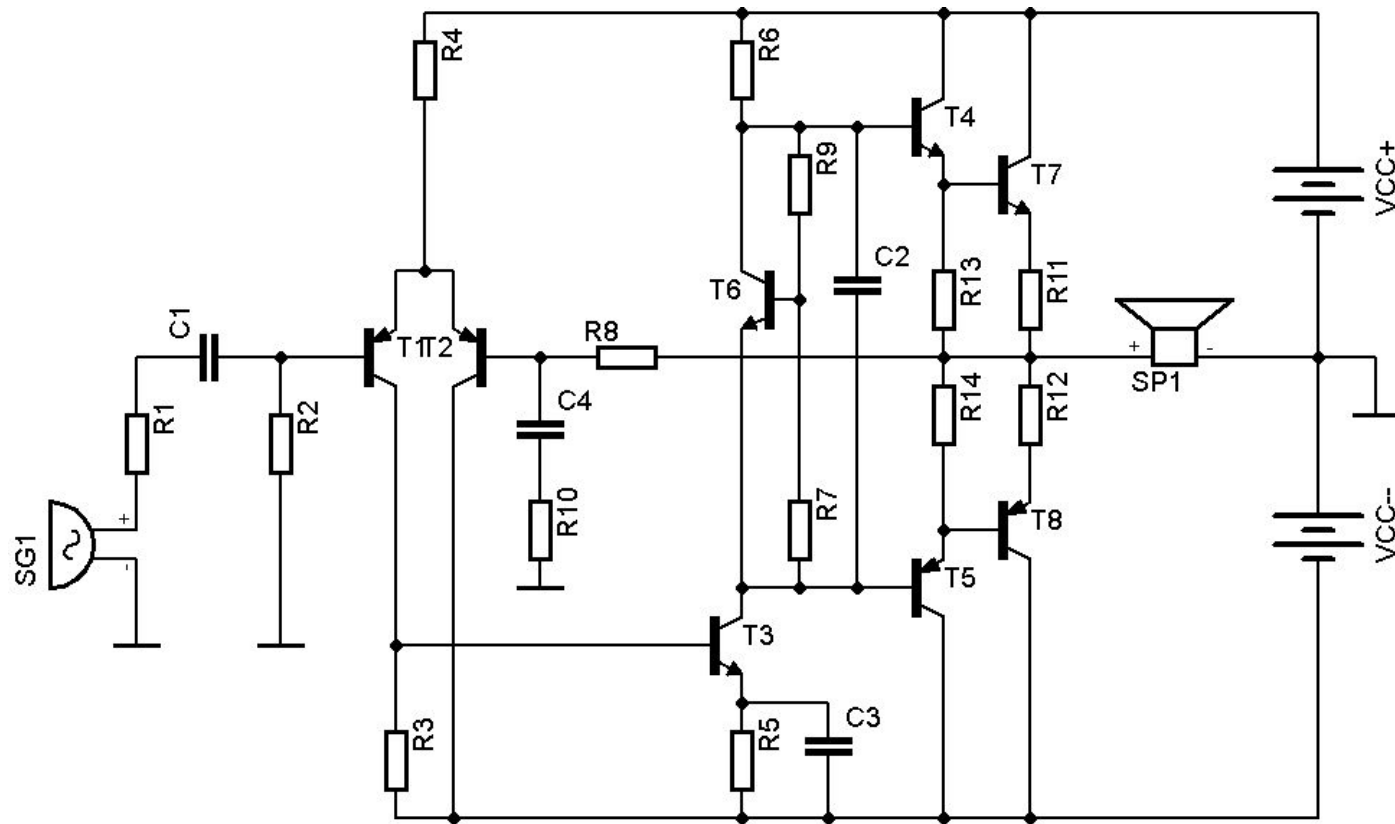
T7 no sufre embalamiento porque está controlado por la corriente de T4

Osea es importante controlar solo T4 y T5 no todos

Osea es importante controlar solo T4 y T5 no todos

Modificación de la etapa de salida para lograr mayor ganancia de tensión y menor impedancia de salida

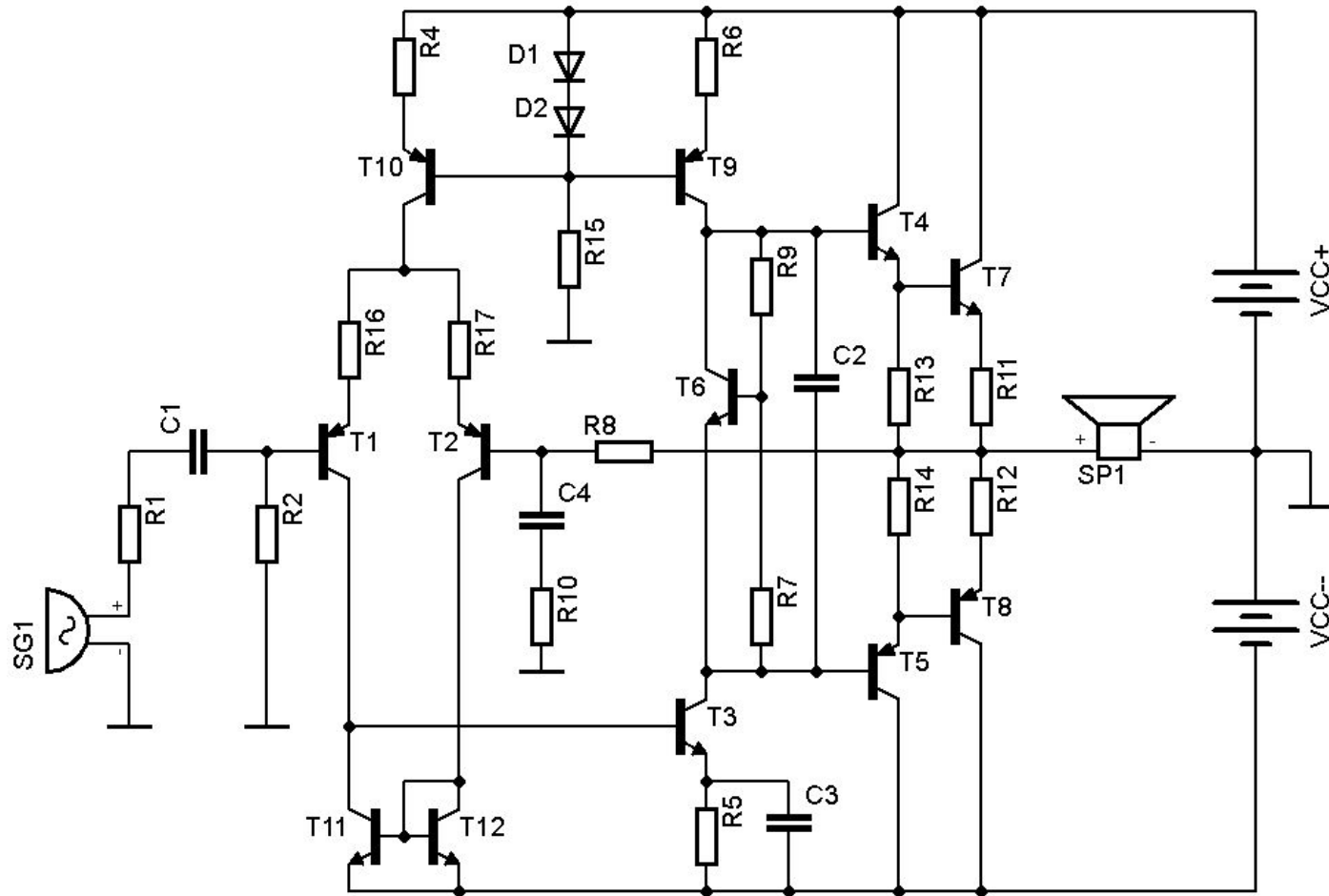
El uso de la configuración cuasi-darlington se recomienda por ancho de banda, respuesta transitoria, distorsión, etc., sin embargo es más común el uso de darlington porque reduce los problemas de inestabilidad (oscilaciones indeseadas), ver nota [Darlington versus Par Compuesto](#)



El darlington tiene la desventaja q se emban todos. Pero en la rta en frec es más estable, hay menos chance de q oscile

Amplificador con mejoras

- Para mejorar la linealidad de la etapa de entrada se agrega realimentación local por medio de resistencias en los emisores
- Carga activa mediante T11-T12, T9 y fuente de corriente con T10



Especificaciones típicas de un amplificador de potencia de audio

Potencia de salida = 50W sobre 8 Ω a 1KHz con THD 0,01%

Potencia de salida = 80W sobre 4 Ω a 1KHz con THD 0,02%

Distorsión armónica total = 0,05% de 20 Hz a 20KHz a 1W/8 Ω

Distorsión por intermodulación = 0,05 % a 1W/8 Ω

Distorsión por intermodulación transitoria (TIM)= rara vez especificado

Ancho de banda = 10 Hz a 100 KHz a 1W/8 Ω

Ancho de banda de potencia (limitado por “slew rate”) = 50 KHz a 50W/8 Ω

Sobreimpulso de la tensión de salida = rara vez especificado

Factor de amortiguamiento = 200

Impedancia de entrada = 50 K Ω de 20 Hz a 20KHz

Corrimiento de la tensión de salida = ± 20 mV entre 20 y 50 °C de temp. amb.

Ruido = mejor que 90dB de relación señal ruido o 10 μ V RMS máx. a la salida

Consumo sin señal = 5W

Protección contra cortocircuito a la salida

Protección contra tensión continua a la salida

Diseño de un amplificador

Diseñar un amplificador, con las siguientes especificaciones:

Potencia de salida: 50W sobre 8 Ω .

$V_{i_{\max}} = 1V$ RMS

Factor de amortiguamiento = 200.

Impedancia de entrada = 50 K Ω .

SR > 20 V/ μ s

Tener en cuenta:

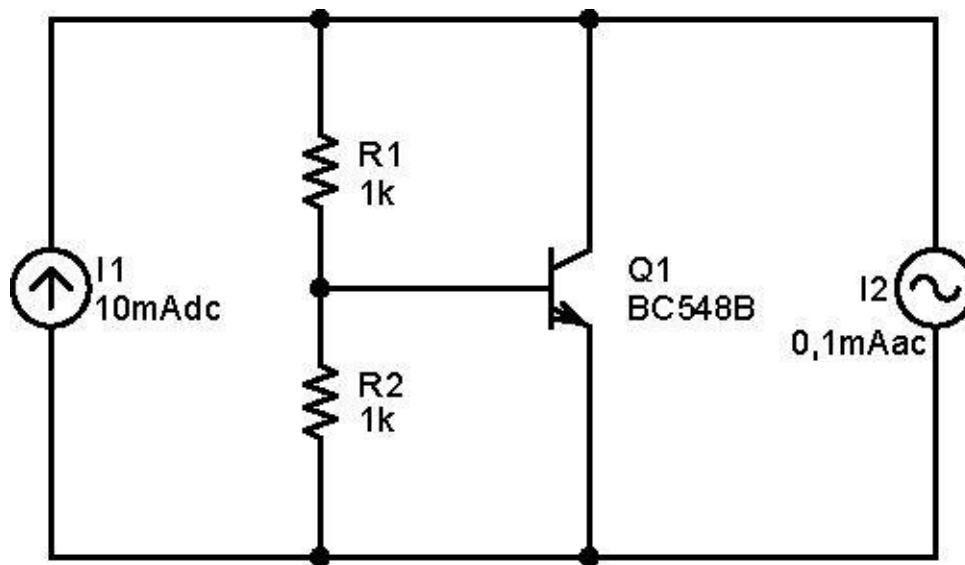
- Espacio físico para montar dos transistores en el disipador principal.
- Offset
- THD

Anexo

- 1) Impedancia del multiplicador en función de la frecuencia.
- 2) Mejoramiento del multiplicador de V_{BE} para independizarlo aún más de la corriente de polarización.
- 3) Bootstrap y evolución de las mejoras de un amplificador.
- 4) Circuitos de protección de los transistores de salida.
- 5) Cálculo del RE mínimo requerido para compensar el embalamiento térmico para etapa de salida cuasi darlington.
- 6) Amplificador de potencia de audio con carga real.

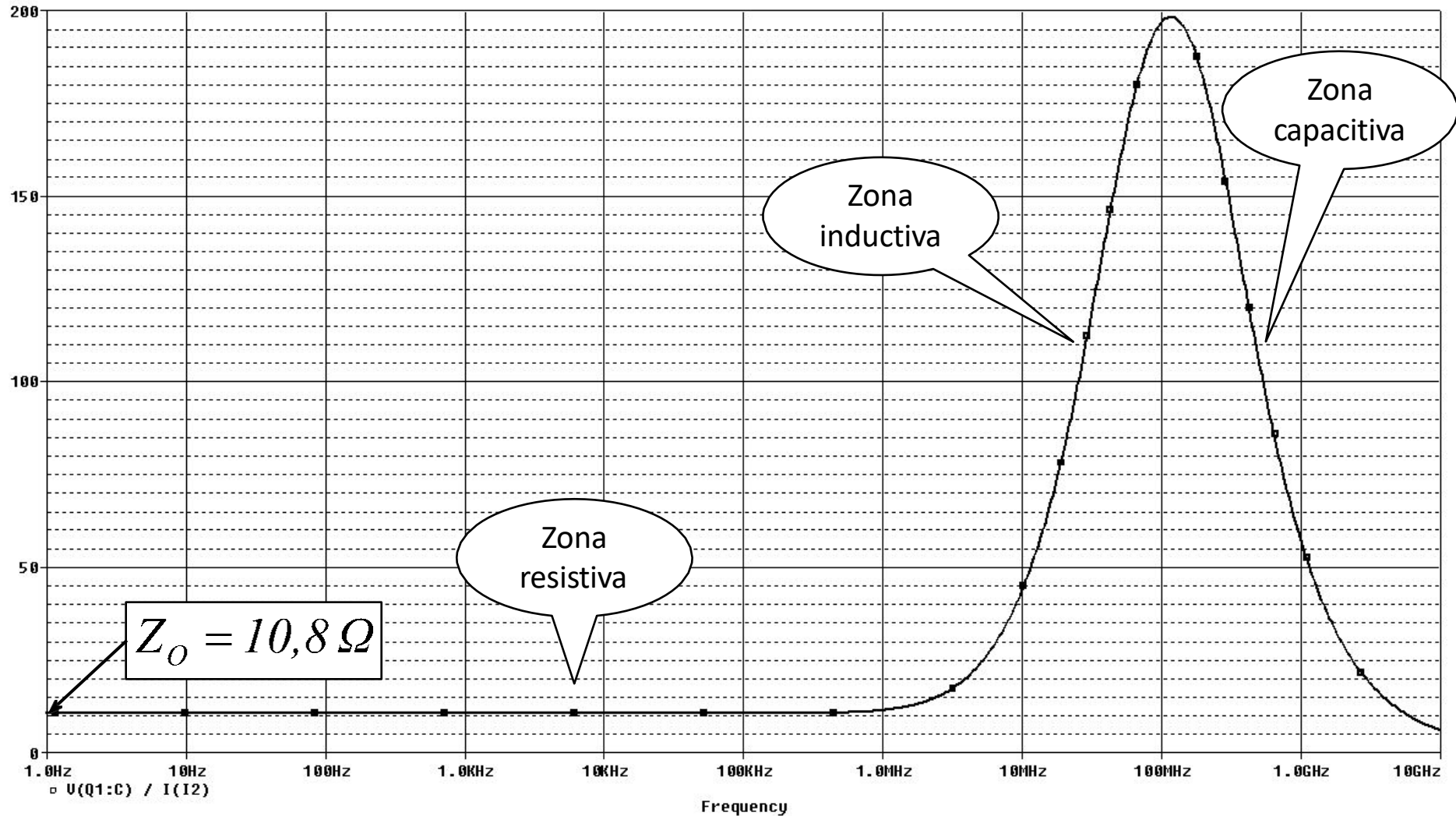
Impedancia del multiplicador en función de la frecuencia

Circuito utilizado para análisis por simulación



Impedancia del multiplicador en función de la frecuencia

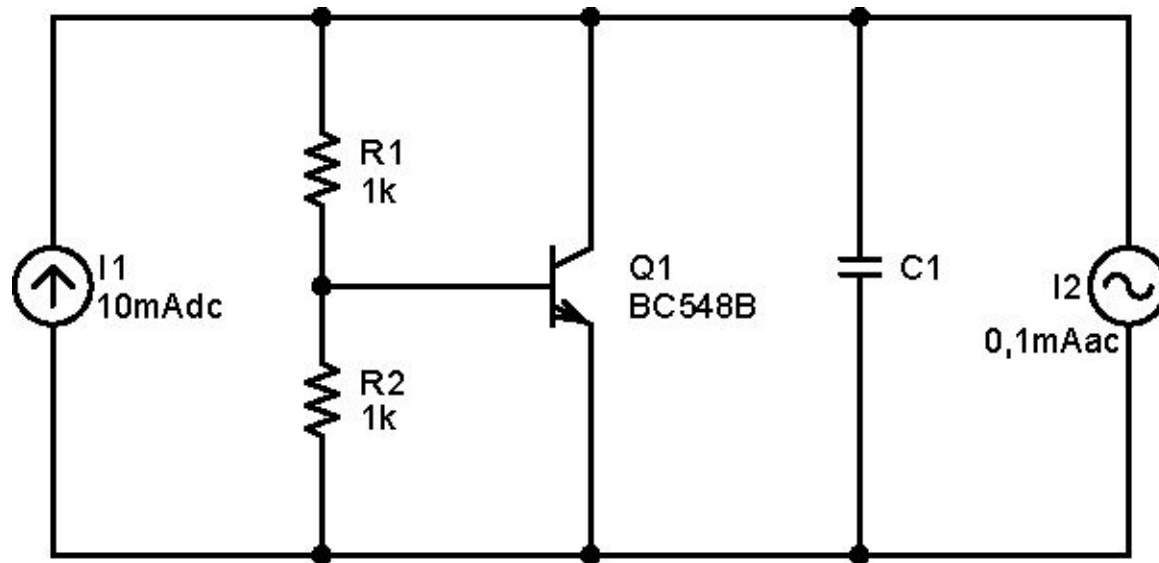
(La gráfica se obtuvo por simulación con $R_1=R_2=1K\Omega$, $I_1=10mA$ e $I_{ALTERNA}=0,1mA$)



Impedancia del multiplicador en función de la frecuencia

Corrección con capacitor

Circuito utilizado para análisis por simulación



Impedancia del multiplicador en función de la frecuencia

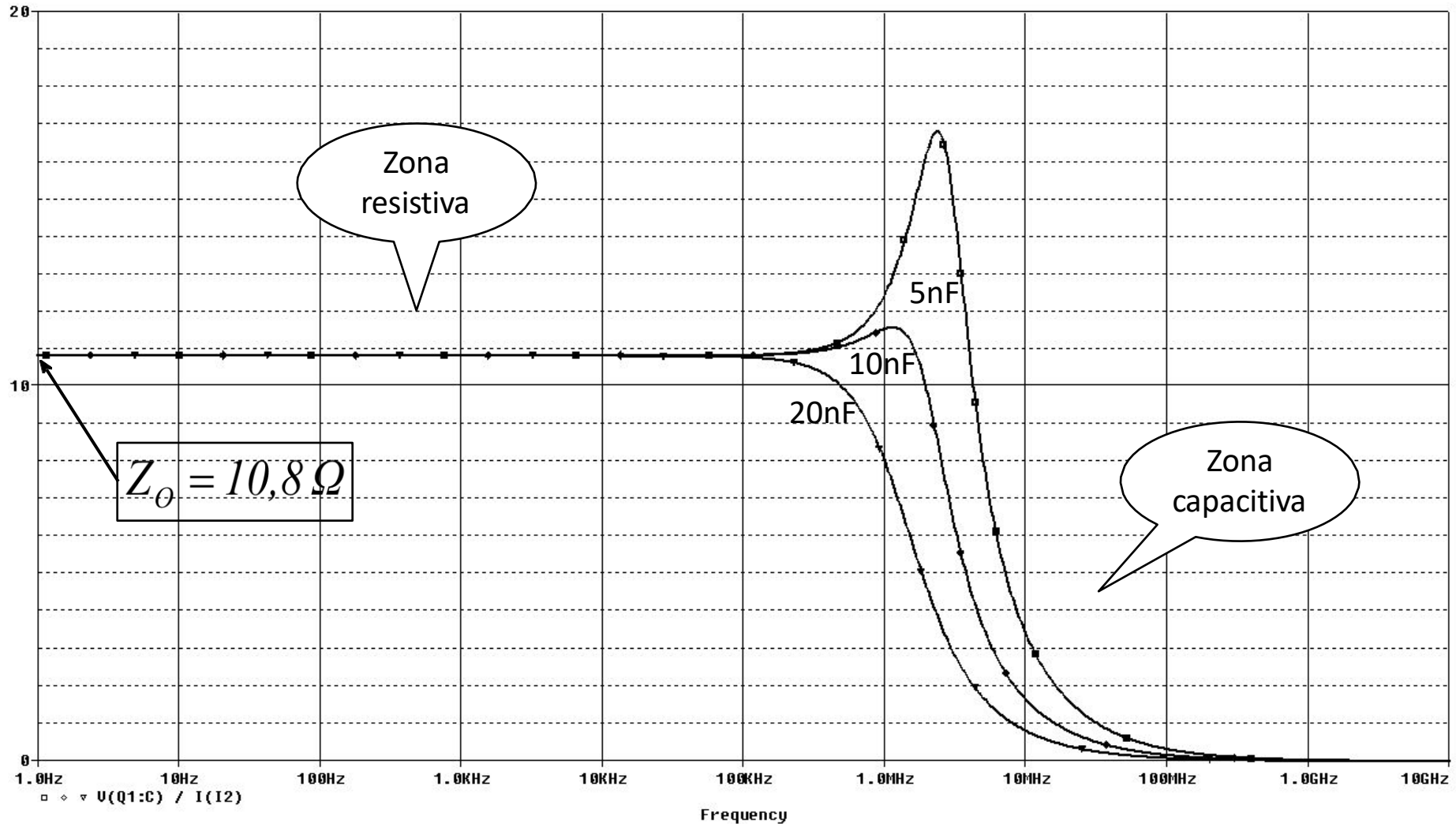
Corrección con capacitor

$$R_1=R_2=1K\Omega$$

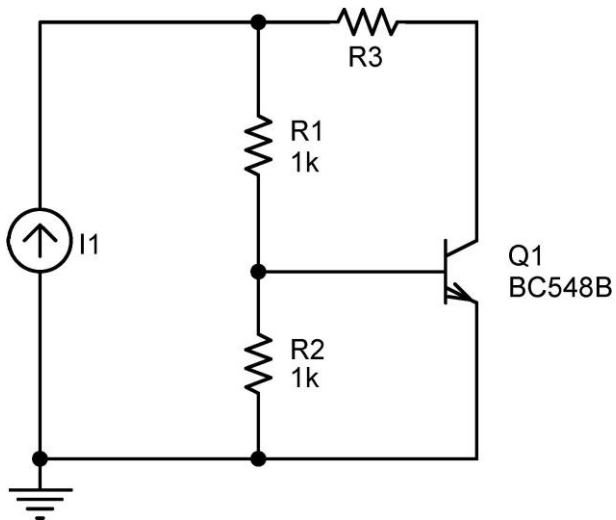
$$I_1=10mA$$

$$I_{ALTERNNA}=0,1mA$$

$$C1=5nF, 10nF \text{ y } 20nF$$



Mejoramiento del multiplicador de V_{BE} para independizarlo aún más de la corriente de polarización

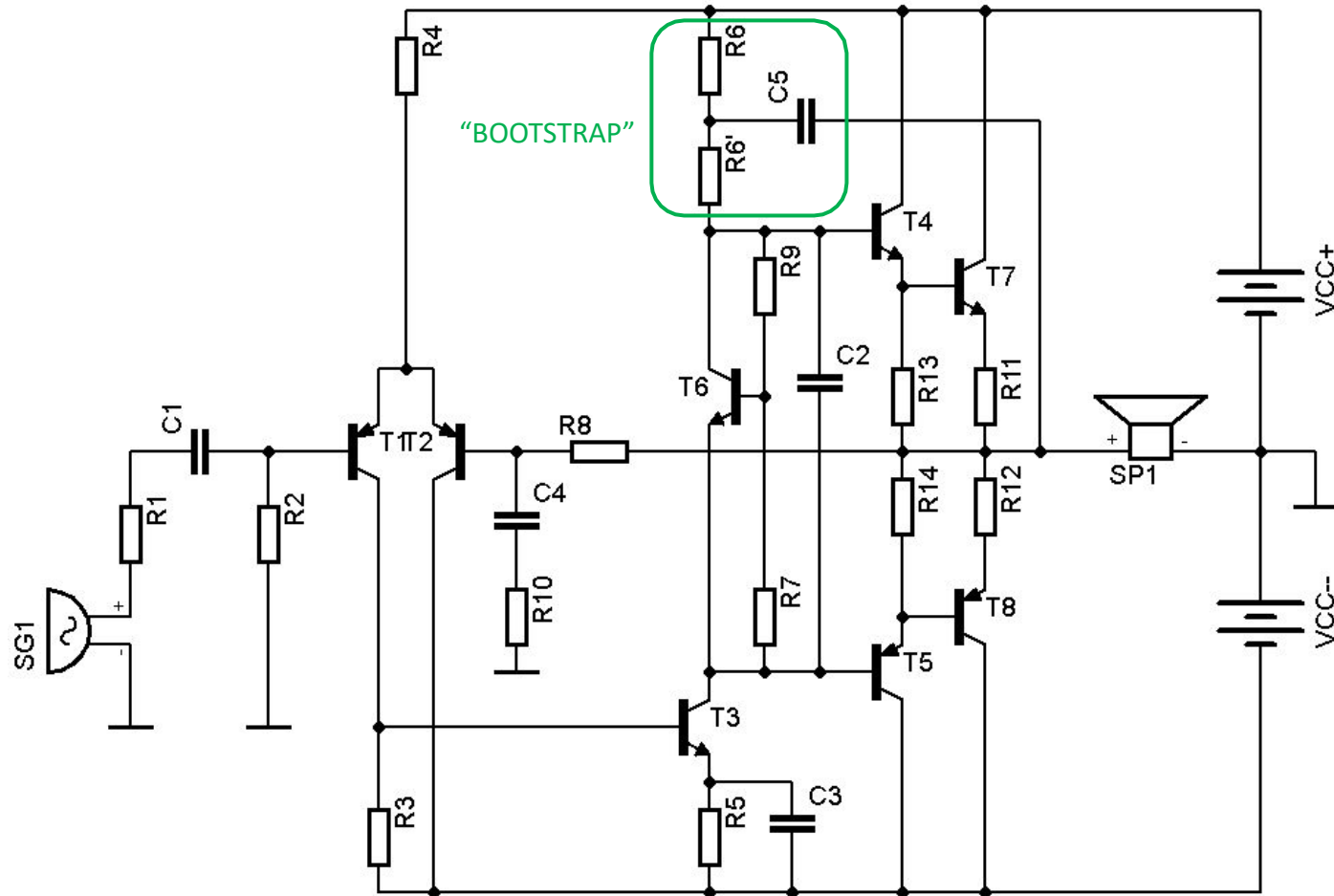


$$V_{CE} \cong \left(\frac{R_1}{R_2} + 1 \right) V_{BE} - I_C R_3$$

Tener en cuenta
que V_{BE}
depende de la
corriente de
colector

Mejoramiento del comportamiento de la segunda etapa usando configuración bootstrap:

Se incrementa la ganancia de tensión de la segunda etapa mediante el aumento de la impedancia vista por el colector del transistor T3



Funcionamiento del circuito bootstrap:

La ganancia de tensión de la segunda etapa será $g_{m_{T3}} \cdot R_{O_{T3}} // Z // Z_{i\text{ etapa3}}$

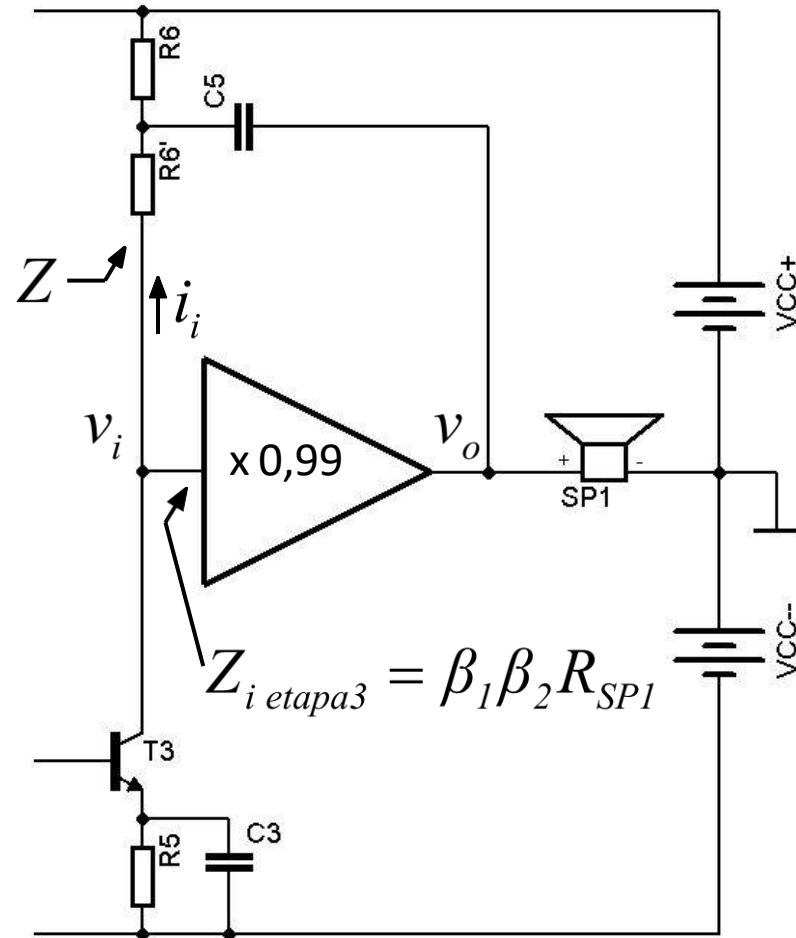
$$v_o = 0,99 v_i$$

$$i_i = \frac{v_i - v_o}{R'_6}$$

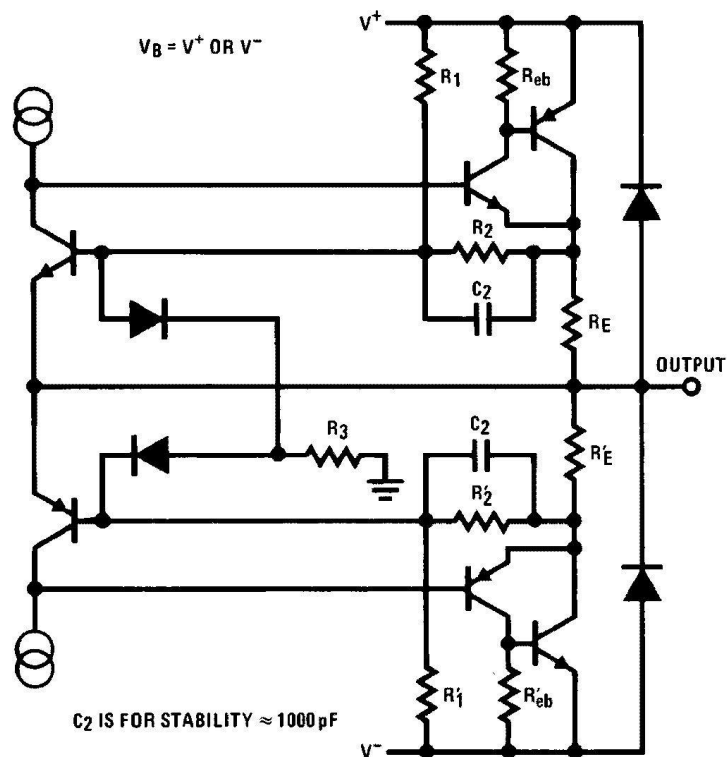
$$Z = \frac{v_i}{i_i}$$

$$Z = \frac{v_i}{v_i - v_o} R'_6$$

$$Z = 100 R'_6$$



Circuitos de protección de los transistores de salida:

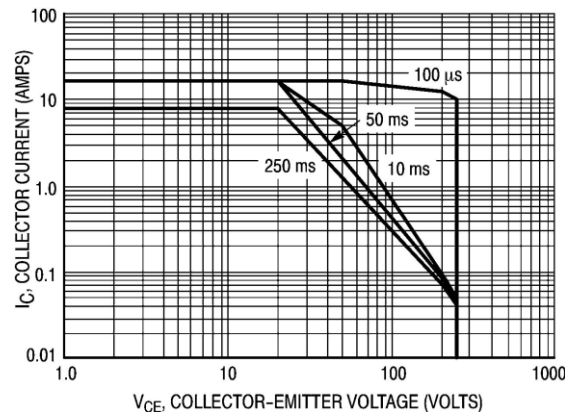


Ver hoja de datos del circuito integrado LM391

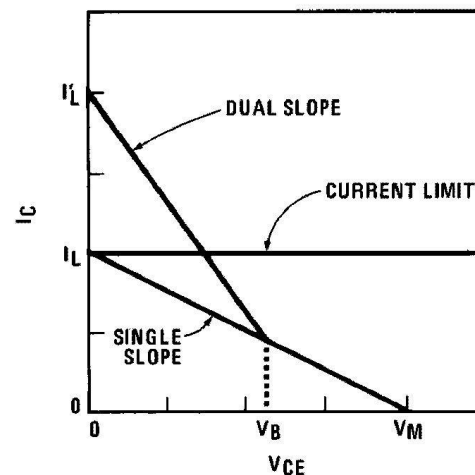
Protection Circuit Resistor Formulas ($V_B = V^+$)

Type of Protection	R_E, R'	R_1, R'_1	R_2, R'_2	R_3, R'_3
Current Limit	$R_E = \frac{\phi}{I_L}$	Not Required	Short	Not Required
Single Slope SOA Protection	$R_E = \frac{\phi}{I_L}$	$R_1 = R_2 \left(\frac{V_M - \phi}{\phi} \right)$	1 k Ω	Not Required
Dual Slope SOA Protection ($V_B = V^+$)	$R_E = \frac{\phi}{I_L}$	$R_1 = R_2 \left(\frac{V_M - \phi}{\phi} \right)$	1 k Ω	$R_3 = R_2 \left[\frac{V^+}{I_L R_E - \phi} - 1 \right]$

Note: ϕ is the current limit V_{BE} voltage, 650 mV. Assumptions: $V^+ \gg \phi$, $V_M \gg \phi$. V^+ is the load supply voltage. V_M is the maximum rated V_{CE} of the output transistors.



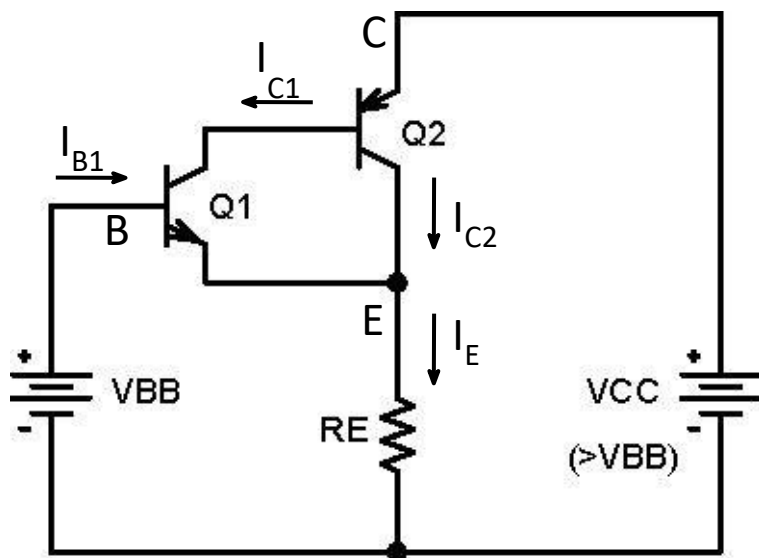
Área de
operación
segura del
transistor



Características
de protección

Cálculo del RE mínimo requerido para compensar el embalamiento térmico:

R_E introduce realimentación local que permite compensar el embalamiento térmico de Q1



$$I_E = I_{C1} + I_{B1} + I_{C2}$$

$$\text{si } \beta_1 \gg 1 \Rightarrow I_{B1} \ll I_{C1} \therefore$$

$$I_E = I_{C1} + I_{C2}$$

Además es:

$$I_{C2} = \beta_2 I_{C1}$$

Finalmente:

$$I_E = I_{C1}(\beta_2 + 1)$$

La corriente de emisor del transistor cuasi-darlington es:

$$I_E = \frac{V_{BB} - V_{BE1}}{R_E}$$

Igualando con $I_E = I_{C1}(\beta_2 + 1)$ resulta:

$$I_{C1} = \frac{V_{BB} - V_{BE1}}{R_E(\beta_2 + 1)}$$

La potencia generada en el transistor Q_1 es:

$$P_G = V_{CE} I_{C1}$$

Con lo que resulta:

$$P_G = V_{CE} \frac{V_{BB} - V_{BE1}}{R_E(\beta_2 + 1)}$$

La potencia disipable en el transistor Q_1 , por ley de Ohm térmica es:

$$P_D = \frac{T_j - T_a}{\theta_{ja}}$$

Para evitar el embalamiento térmico, la generación de calor debe ser menor a la capacidad de disiparlo, por lo que debe cumplirse que:

$$\frac{\partial P_D}{\partial T_j} \geq \frac{\partial P_G}{\partial T_j}$$

La variación de potencia disipada es:

$$\frac{\partial P_D}{\partial T_j} = \frac{1}{\theta_{ja}}$$

Y la variación de potencia generada es:

$$\frac{\partial P_G}{\partial T_j} = \frac{V_{CE} K}{R_E (\beta_2 + 1)} \quad \text{con } K = -\frac{\partial V_{BE1}}{\partial T_j} = 2 \text{ mV}/^\circ \text{C}$$

Combinando resulta en:

$$\frac{1}{\theta_{ja}} \geq \frac{V_{CE} K}{R_E (\beta_2 + 1)}$$

En su forma más conocida:

$$\boxed{\theta_{ja} \leq \frac{R_E (\beta_2 + 1)}{V_{CE} K}}$$

Notar que para el cuasi-darlington estudiado (NPN-PNP), el transistor que puede embalsarse térmicamente es $Q1$, que además es el que cierra la malla de polarización estabilizada, por lo que debe considerarse para el cálculo de R_E la manera en que éste transistor disipará su potencia, o sea el valor resultante de θ_{ja} según se utilice o no disipador térmico, luego puede calcularse R_E . Además será:

$$V_{CE} = V_{CEMAX} = V_{CC} \quad \text{y} \quad \beta_2 = \beta_{2MIN}$$

Finalmente:

$$R_E \geq \frac{\theta_{ja_{Q1}} V_{CC} K}{(\beta_{2MIN} + 1)}$$

Amplificador de potencia de audio con carga real

