

**ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS INDUSTRIALES  
Y DE TELECOMUNICACIÓN**

**UNIVERSIDAD DE CANTABRIA**



**INSTRUMENTACIÓN ELECTRÓNICA DE COMUNICACIONES**

**(5º Curso Ingeniería de Telecomunicación)**

**Tema V:**

**Amplificadores de potencia.**

**José María Drake Moyano  
Dpto. de Electrónica y Computadores  
Santander, 2005**

**Contenido:**

- V.1 Clasificación de las etapas de potencia.**
- V.2 Modelo térmico de un dispositivo electrónico.**
- V.3 Etapas de potencia clase A.**
- V.4 Etapas de potencia clase B.**
- V.5 Amplificadores de potencia integrados.**

---

## CAPITULO 5

### AMPLIFICADORES DE POTENCIA

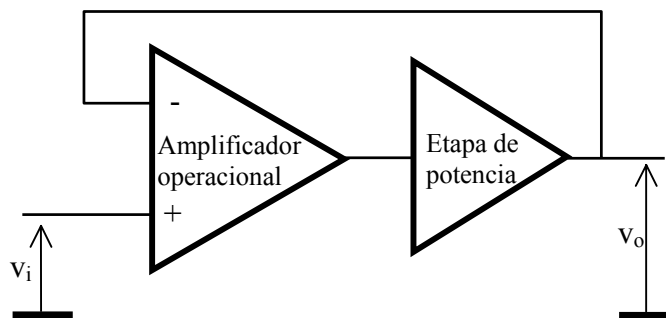
---

#### 5.1 CLASIFICACIÓN DE LAS ETAPAS DE POTENCIA.

Los transistores y amplificadores integrados que se utilizan para procesar señales son de baja potencia y solo tienen capacidad de generar en sus salidas tensiones en el rango de voltios, proporcionar intensidades en el rango de los miliamperios, y en consecuencia, transferir a las cargas conectadas a su salida, potencias en el rango de miliwatios o décimas de watios.

En muchas aplicaciones dentro de los sistemas de instrumentación, tales como en el control de pequeños motores, en el gobierno de sistemas de altavoces, etc., se necesitan proporcionar potencias en el rango de las decenas o centenas de watios, y para conseguirlo se requiere utilizar amplificadores de media potencia.

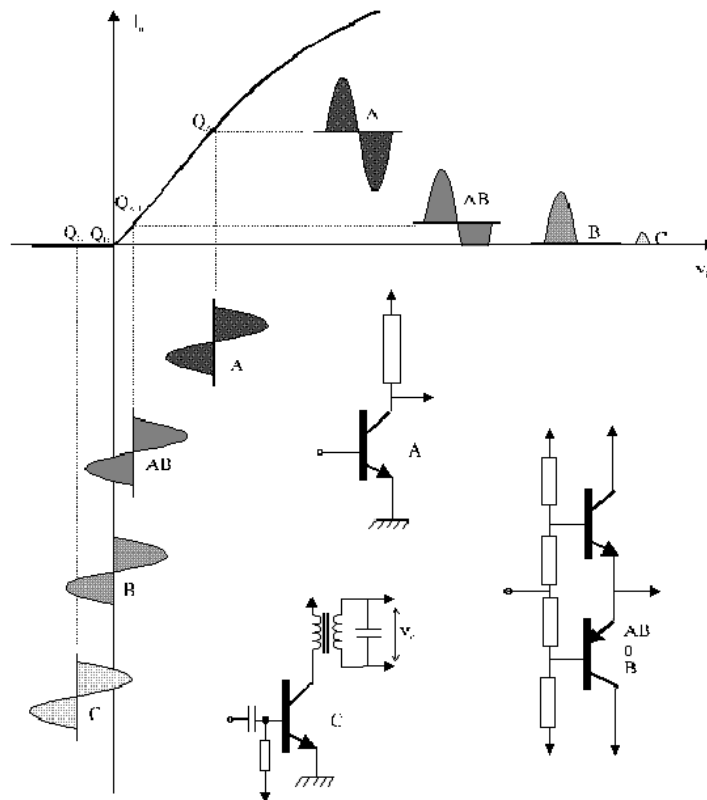
Un amplificador de potencia es aquel cuya etapa de salida se ha diseñado para que sea capaz de generar un rango de tensión e intensidad más amplios de forma que tenga capacidad de transferir a la carga la potencia que se requiere. Cuando se diseñan utilizando amplificadores operacionales, un amplificador de potencia consiste en una etapa de baja potencia basada en un amplificador operacional, a la que se dota de una etapa (interna o externa) de potencia, con ganancia reducida, (habitualmente 1) pero con capacidad de suministrar las intensidades que se necesitan. Para seguir manteniendo los beneficios de la realimentación, la etapa de potencia debe estar incluida dentro del bucle de realimentación.



El amplificador operacional proporciona la alta ganancia que se necesita en el bucle de realimentación para reducir la no linealidad y distorsión que introduce la etapa de potencia. Sin embargo, en estas configuraciones, la posible ganancia extra de la etapa de potencia, y las cargas reactivas, introducen nuevos problemas de estabilidad.

En este tema solo se tratan etapas de media o baja potencia, para baja frecuencias, realizables mediante circuitos con dispositivos semiconductores y sin la utilización de transformadores. No obstante, los problemas que se plantean son similares a los que se presentan en alta frecuencia, o para potencias más altas.

Las etapas de potencias se clasifican en función del punto de trabajo en que se polarizan los dispositivos de potencia, y en la fracción del ciclo de señal durante las que conducen, como consecuencia de ello.



**Etapas clase A:** El dispositivo se polariza en una zona de respuesta lineal, con capacidad de responder a señales de cualquier polaridad. Su principal ventaja es que sigue un modelo de amplificador lineal convencional. Su desventaja es que aún con señal nula disipa una cantidad considerable de potencia.

**Etapas clase B:** El dispositivo se polariza en el extremo de la zona de respuesta lineal, y en consecuencia sólo tiene capacidad de responder a señales con una determinada polaridad. En estas etapas no se produce disipación de potencia cuando la señal es nula, pero requiere la utilización de etapas complementarias para poder generar una respuesta bipolar.

**Etapas clase AB:** El dispositivo se polariza en la zona lineal pero en un punto muy próximo al extremo de respuesta lineal. Esta configuración es una variante de la etapa de tipo B en la que se sacrifica la disipación de una pequeña cantidad de potencia cuando opera sin señal, a cambio de evitar la zona muerta de respuesta.

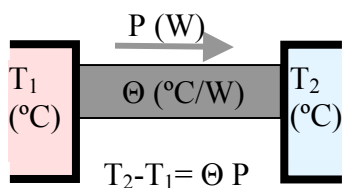
**Etapas clase C:** El dispositivo se polariza en zona de respuesta no lineal, de forma que los dispositivos activos sólo conducen en una fracción reducida del periodo de la señal. De esta forma se consiguen rendimientos máximos, aunque se necesitan elementos reactivos que acumulen la energía durante la conducción y la liberen en el resto del ciclo en el que el dispositivo no conduce. Se puede utilizar para amplificar señales de banda muy estrecha.

## 5.2 MODELO TÉRMICO DE UN DISPOSITIVO ELECTRÓNICO.

El límite de la potencia que puede proporcionar una etapa de salida, viene establecida por el límite de la temperatura que se puede alcanzar en los puntos interiores de los dispositivos que transfieren la potencia.

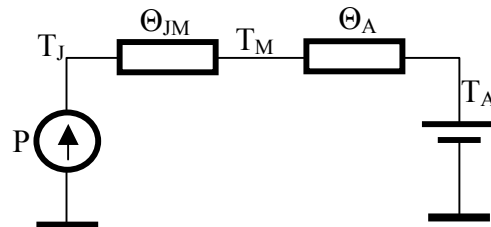
Esta temperatura, es función de la cantidad de potencia que se genera y de la capacidad de conducción de la energía térmica hacia la fuente fría sobre la que se libera y que habitualmente es el entorno ambiente. Este último aspecto se describe mediante el concepto de resistencia térmica.

Se define la **resistencia térmica**  $\Theta$  de un trozo de material, como la relación entre la diferencia de temperatura entre los extremos del trozo, y la potencia que se transfiere por conducción térmica.

$$\Theta = \frac{\Delta T}{P} = \frac{\text{Temperatura entre los extremos}}{\text{Potencia que fluye}}$$


Las temperaturas en los diferentes puntos de un dispositivo, se pueden obtener utilizando una analogía del modelo térmico con un circuito eléctrico. En esta analogía, el papel de las intensidades que fluyen lo juega la potencia que se transmite, el de las diferencias de potencial lo juegan las diferencias de temperaturas, y el de las resistencias óhmicas lo juegan las resistencias térmicas. Siguiendo esta analogía, la temperatura  $T_J$  en el interior de un dispositivo que libera una potencia  $P$ , se puede calcular como

$$T_J = T_A + P (\Theta_{JM} + \Theta_A)$$



Siendo,

$T_J$  = Temperatura interior del dispositivo.

$T_A$  = Temperatura en el aire.

$T_M$  = Temperatura en la montura del dispositivo.

$P$  = Potencia generada por el dispositivo.

$\Theta_{JM}$  = Resistencia térmica entre el interior y la superficie del dispositivo.






$\Theta_A$  = Resistencia térmica entre la superficie del dispositivo y el aire.

**Temperatura máxima interna ( $T_{J\_max}$ ).** Frecuentemente el fabricante proporciona la máxima temperatura interna del dispositivo. En estos casos la potencia máxima que puede disipar el dispositivo será,

$$P_{max} = \frac{T_{J\_max} - T_A}{\Theta_{JM} + \Theta_A}$$

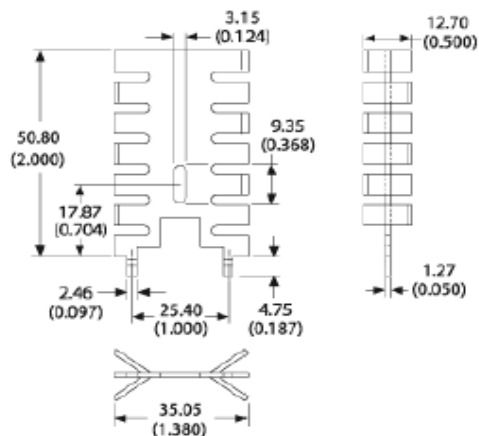
*Información en catálogos  
de disipadores térmicos*



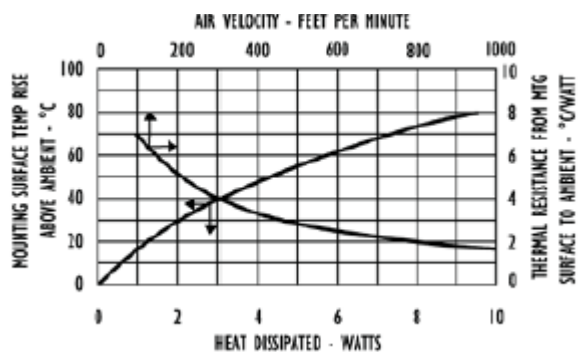
	Part Number (VIS #)	Thermal Resistance °C/W	Height mm (in)	Product Type
	<a href="#">(033725)</a>		(2.00)	
	<a href="#">SW38-6</a> <a href="#">(040113)</a>	10.00	38.1 (1.50)	TO-220/TO-202
	<a href="#">531102B00000</a> <b>RoHS ✓ Compliant</b> <a href="#">(001760)</a>	10.40	38.1 (1.50)	TO-220/TO-202
	<a href="#">531102C02500</a> <a href="#">(001770)</a>	10.40	38.1 (1.50)	TO-220
	<a href="#">SW25-6</a> <a href="#">(040112)</a>	13.00	24.892 (0.98)	TO-220/TO-202

**Part Number - 6034B-TT  
VIS - 033725**

For use with TO-202 packages

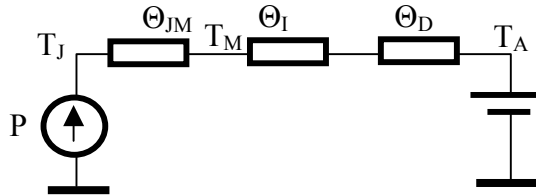


### Thermal Curves



### Ejemplo:

Considérese un transistor que admite 100 °C como temperatura máxima en su unión de colector  $T_{J\_max}$ , que tiene como resistencia térmica interna  $\Theta_{JM} = 1^\circ\text{C/W}$ , como resistencia térmica de la oblea de aislamiento  $\Theta_I = 0.5^\circ\text{C/W}$  y en el que la resistencia térmica de disipación hacia el aire es  $\Theta_D = 2.5^\circ\text{C/W}$ . La temperatura ambiente es  $T_A = 25^\circ\text{C}$ .

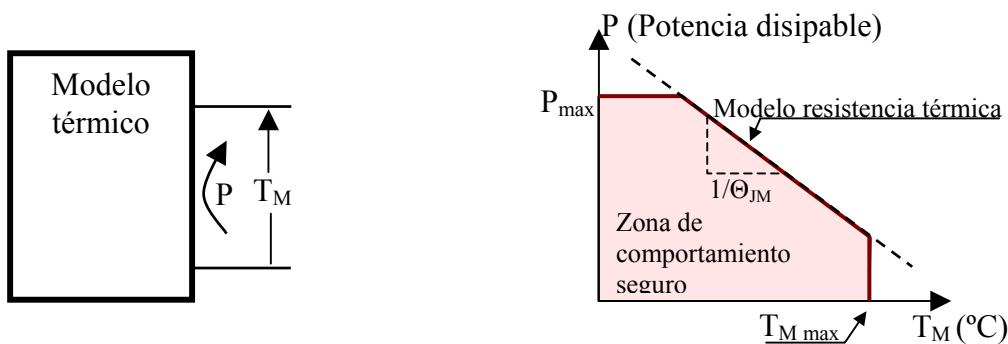


La máxima potencia que es capaz de disipar el transistor es,

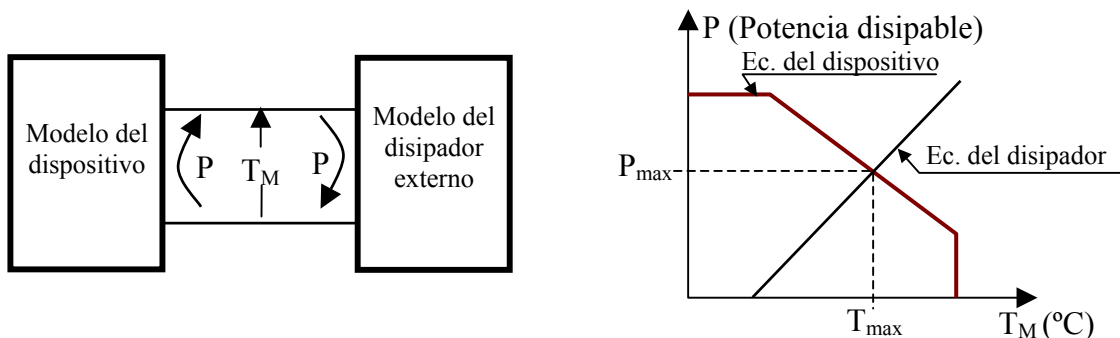
$$P_{max} = \frac{100 - 25}{1.0 + 0.5 + 2.5} = 18.75 \text{ W}$$

### Determinación gráfica de la disipación de potencia de un dispositivo.

El modelo térmico de un dispositivo no siempre es tan simple como una resistencia térmica. Los fabricantes suelen caracterizar las prestaciones límites que pueden proporcionar un dispositivo mediante una curva o una poligonal que formula la máxima potencia que puede disipar el dispositivo en función de la temperatura que se establece en su carcasa externa. Esta curva puede presentar diferente formas de acuerdo con el dispositivo que se modela.



A partir de esta curva, se puede obtener la máxima potencia disipable en un diseño específico trazando sobre ella la recta de eliminación de potencia hacia el exterior,

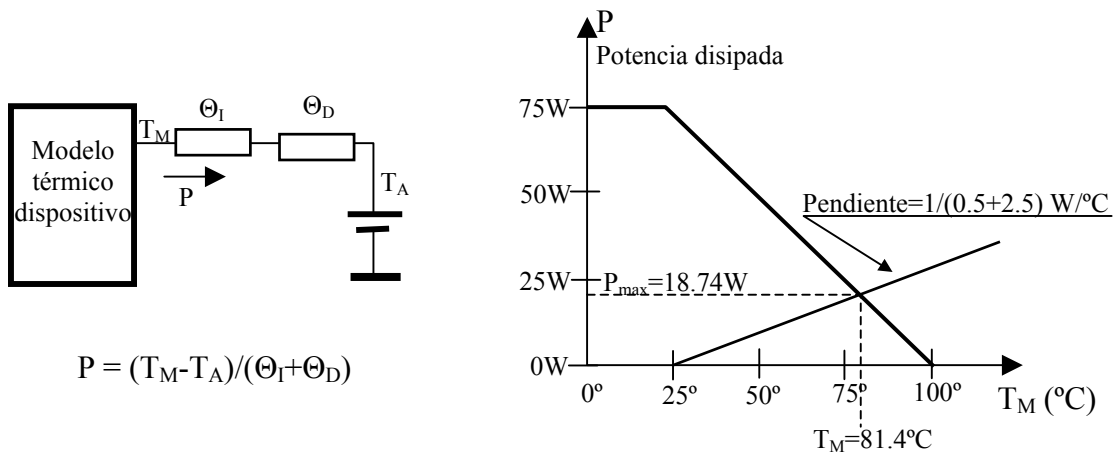


La intersección de esta recta con la curva de máxima potencia disipable permite determinar la máxima potencia disipable  $P_{max}$ , y la temperatura  $T_M$  que alcanzará la el soporte de montaje bajo esa situación.

El mismo problema puede resolverse analíticamente, resolviendo el sistema para cada tramo de la poligonal, y dando como resultado, aquella que proporciona una solución compatible con el rango de validez de cada tramo.

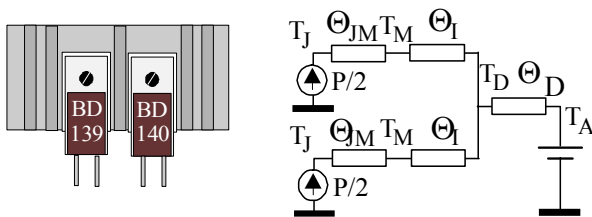
### Ejemplo:

Considérese un transistor de germanio con la curva de máxima disipación que se muestra en la figura (Este dispositivo coincide con el transistor que se ha utilizado en el ejemplo de la página anterior). Considérese que la resistencia térmica de la oblea de aislamiento  $\Theta_i = 0.5 \text{ } ^\circ\text{C/W}$  y la resistencia térmica de disipación hacia el aire es  $\Theta_A = 2.5 \text{ } ^\circ\text{C/W}$  y que la temperatura ambiente es  $T_A = 25^\circ\text{C}$ .



Gráficamente se determina que la máxima potencia disipable es de  $18.74 \text{ W}$ , siendo en tal caso  $81.4^\circ\text{C}$  la temperatura de la carcasa externa.

**Ejemplo:** Se construye una etapa de potencia con los transistores complementario BD139 (NPN) y BD140 (PNP), y se montan a un disipador común de resistencias térmica de  $2.5 \text{ } ^\circ\text{C/W}$ . Los colectores de ambos transistores se aíslan del disipador a través de una lámina de mica con resistencia térmica de  $0,75 \text{ } ^\circ\text{C/W}$ . Si el amplificador va a operar en un entorno ambiental de entre  $10^\circ\text{C}$  y  $40^\circ\text{C}$  de temperatura. ¿Cual es la máxima potencia que pueden suministrar el amplificador a la carga?, si el rendimiento en potencia del amplificador es del 80%.



$$T_J = T_A + P * \Theta_D + (P/2) (\Theta_I + \Theta_{JM})$$

$$P_{Dmax} < \frac{T_{Jmax} - T_{Amax}}{\Theta_D + (1/2)(\Theta_I + \Theta_{JM})} = \frac{150 - 40}{2.5 + 1/2 (1.0 + 10)} = 13,75\text{W}$$

$$\eta = \frac{P_{Carga}}{P_{Fuente}} = \frac{P_{Carga}}{P_{Carga} + P_{Disipada}}$$

$$P_{Carga} = \frac{\eta}{(1-\eta)} P_{Disipada} = \frac{0.8}{0.2} 13.75\text{W} = 55.0\text{W}$$

Siendo para el BD139 y BD140:

$$T_{Jmax} < 150^\circ\text{C} \quad \Theta_{JM} = 10^\circ\text{C/W}$$



# BD135/137/139

# NPN EPITAXIAL SILICON TRANSISTOR

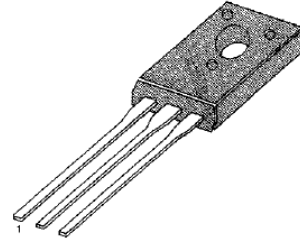
## MEDIUM POWER LINEAR AND SWITCHING APPLICATIONS

• Complement to BD136, BD138 and BD140 respectively

### ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Characteristic	Symbol	Rating	Unit
Collector Base Voltage : BD135	$V_{CBO}$	45	V
: BD137		60	V
: BD139		80	V
Collector Emitter Voltage: BD135	$V_{CEO}$	45	V
: BD137		60	V
: BD139		80	V
Emitter Base Voltage	$V_{EBO}$	5	V
Collector Current (DC)	$I_C$	1.5	A
Collector Current (Pulse)	$I_C$	3.0	A
Base Current	$I_B$	0.5	A
Collector Dissipation ( $T_C=25^\circ\text{C}$ )	$P_C$	12.5	W
Collector Dissipation ( $T_A=25^\circ\text{C}$ )	$P_C$	1.25	W
Junction Temperature	$T_J$	150	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature	$T_{STG}$	- 55 ~ 150	$^\circ\text{C}$

TO-18

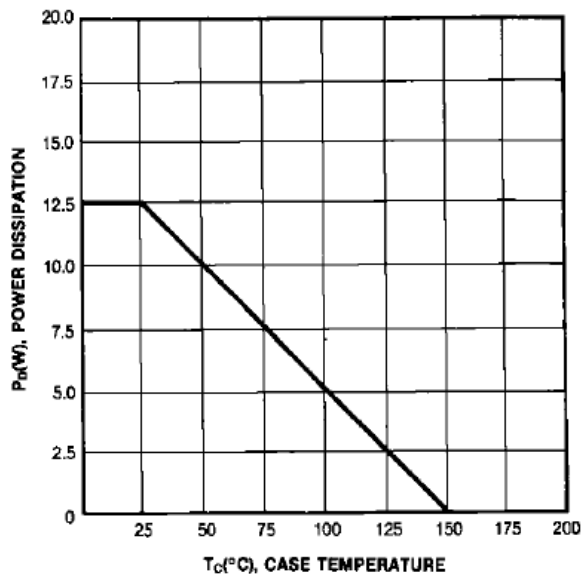


1. Emitter 2. Collector 3. Base

### ELECTRICAL CHARACTERISTICS ( $T_C=25^\circ\text{C}$ )

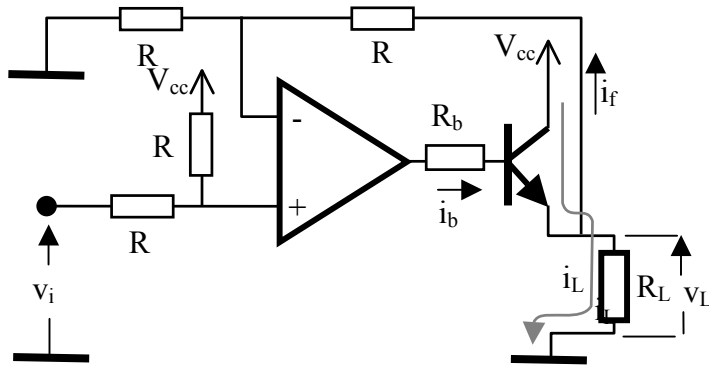
Characteristic	Symbol	Test Condition	Min	Typ	Max	Unit
Collector Emitter Sustaining Voltage : BD135	$V_{CEO(sus)}$	$I_C = 30\text{mA}, I_B = 0$	45			V
: BD137			60			V
: BD139			80			V
Collector Cutoff Current	$I_{CBO}$	$V_{CB} = 30\text{V}, I_E = 0$			0.1	$\mu\text{A}$
Emitter Cutoff Current	$I_{EBO}$	$V_{EB} = 5\text{V}, I_C = 0$			10	$\mu\text{A}$
DC Current Gain : ALL DEVICE	$h_{FE1}$	$V_{CE} = 2\text{V}, I_C = 5\text{mA}$	25			
: ALL DEVICE	$h_{FE2}$	$V_{CE} = 2\text{V}, I_C = 0.5\text{A}$	25			
: BD135	$h_{FE3}$	$V_{CE} = 2\text{V}, I_C = 150\text{mA}$	40		250	
: BD137, BD139			40		160	
Collector Emitter Saturation Voltage	$V_{CE(sat)}$	$I_C = 500\text{mA}, I_B = 50\text{mA}$			0.5	V
Base Emitter On Voltage	$V_{BE(on)}$	$V_{CE} = 2\text{V}, I_C = 0.5\text{A}$			1	V

### POWER DERATING



### 5.3 ETAPAS DE POTENCIA CLASE A.

En una etapa de potencia tipo A, el dispositivo de salida está polarizado en la zona lineal y en un punto que maximice el rango de salida. En la figura se muestra un ejemplo de configuración de potencia clase A.



$$\text{Si } h_{FE} \gg 1 \Rightarrow i_b \ll i_L$$

$$\text{si } R \gg R_L \Rightarrow i_f \ll i_L$$

$$v_L = \frac{V_{cc}}{2} + v_i$$

Cuando no hay señal  $v_i=0$  la etapa de salida está polarizada al valor medio  $V_{cc}/2$  del rango se salida  $0 < v_L < V_{cc}$ . En este circuito, la ganancia del amplificador es 1.

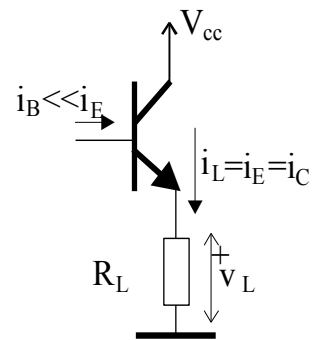
Si despreciamos la tensión colector-emisor de saturación del transistor  $V_{CEsat} = 0.1V \approx 0$  Volt. En una etapa de tipo A como la de la figura, la tensión de colector-emisor  $v_{CE}$  puede variar en el rango,

$$0 < v_{CE} < V_{CC}$$

y la intensidad de emisor  $i_E$  es aproximadamente igual a la intensidad de colector  $i_C$  ( $i_C = \alpha i_E$  siendo un valor típico  $\alpha=0.99$ ) y pueden variar en el rango

$$0 < i_E < I_{E\max} = \frac{V_{cc}}{R_L}$$

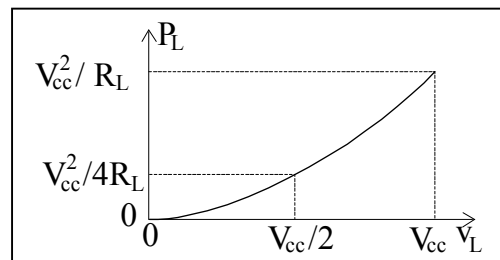
siendo  $I_{\max}$ , la máxima intensidad que puede soportar el transistor, y  $R_L$  la resistencia de carga.



#### Operación en continua

Cuando se opera con señales analógicas arbitrarias  $v_i = v_i(t)$ , la potencia que se transfiere a la carga  $P_R$  varía en el rango,

$$0 \leq P_R \leq V_{CC} I_{\max} = \frac{V_{cc}^2}{R_L}$$



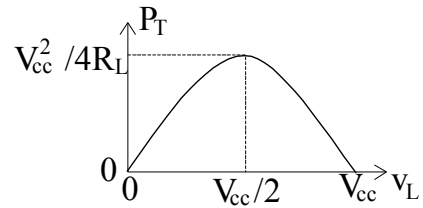
La potencia que se disipa en el transistor  $P_T$  es nula para ambos valores extremos del rango dinámico,

$$\text{si } i_E = 0 \Rightarrow P_T = V_{cc} \cdot 0 = 0$$

$$\text{si } i_E = I_{\max} \Rightarrow P_T = I_{\max} \cdot 0 = 0$$

La máxima potencia en el transistor se disipa cuando,

$$\left. \begin{array}{l} i_E = I_{\max} / 2 \\ v_{CE} = V_{CC} / 2 \end{array} \right\} \Rightarrow P_{T\max} = \frac{V_{cc}^2}{4R_L}$$



### Operación en régimen sinusoidal

En este caso, el amplificador opera en régimen sinusoidal, con el punto de polarización centrado en  $I_{CQ} = I_{\max} / 2 = V_{CC} / 2R_L$ , y  $V_{CEQ} = V_{CC} / 2$

$$v_i(t) = V_m \text{sen}(\omega t + \phi_o) \Rightarrow \left\{ \begin{array}{l} v_L(t) = \frac{V_{cc}}{2} + V_m \text{sen}(\omega t + \phi_o) \\ i_L(t) = \frac{V_{cc}}{2R_L} + \frac{V_m}{R_L} \text{sen}(\omega t + \phi_o) \end{array} \right. \quad \text{siendo } V_m < \frac{V_{cc}}{2}$$

En este caso, las potencias medias que se generan en función de la amplitud de la señal sinusoidal, son,

$$\text{Potencia deseñal en la carga :} \quad P_L(V_m) = \frac{V_m^2}{2R_L}$$

$$\text{Potencia generada en la fuente :} \quad P_S(V_m) = \frac{V_m^2}{2R_L}$$

$$\text{Potencia disipada transistor :} \quad P_T(V_m) = \frac{V_{cc}^2}{4R_L} - \frac{V_m^2}{2R_L}$$

La potencia máxima que es transferida sobre la carga  $P_L$  se produce cuando la amplitud de salida es máxima ( $V_m = V_{cc} / 2$ ).

$$P_{L\max} = \frac{V_m^2 \max}{2R_L} = \frac{V_{CC}^2}{8R_L}$$

La potencia media que es suministrada por la fuente  $P_S$  es constante e independiente de la amplitud de la señal sinusoidal.

El máximo rendimiento conseguible  $\eta$ , es,

$$\eta = \frac{P_{L\max}}{P_S} = 0.25 = 25\%$$

La máxima potencia  $P_T$  que va a ser disipada por el transistor ocurre justamente cuando no hay señal, en este caso su valor es,

$$P_T = \frac{V_{CC}^2}{4 R_L}$$

La cual es el doble de la máxima potencia AC que puede ser transferida a la carga.

### Ejemplo:

Se desea realizar una etapa de potencia clase A, para alimentar una carga de  $10 \Omega$ , y se utiliza una fuente de alimentación de  $20 V$ . Seleccionar las características del transistor que se puede utilizar.

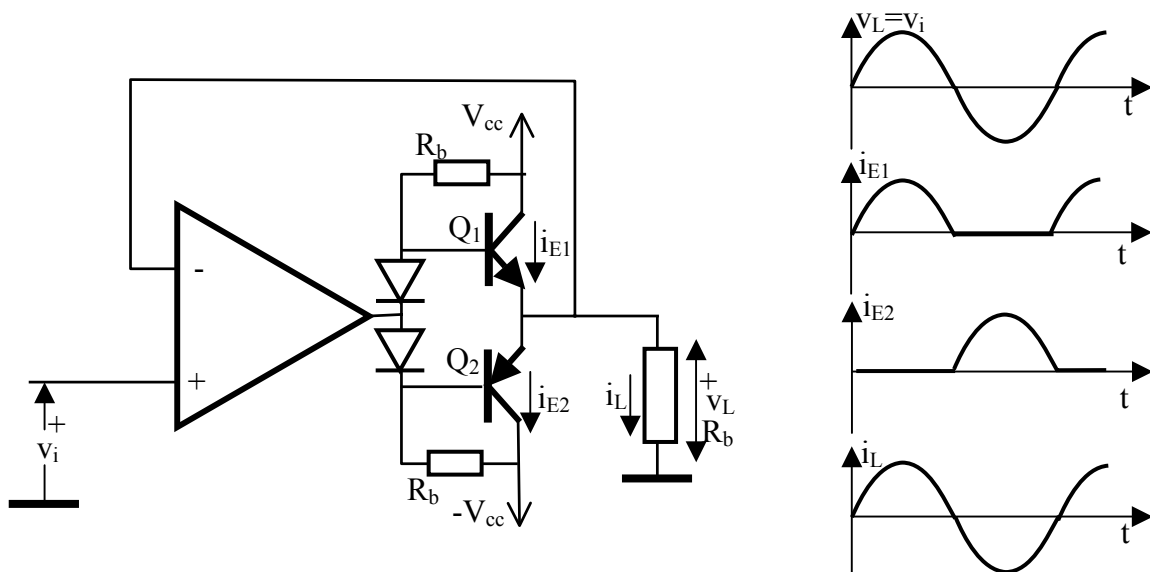
$$\text{Maxima potencia transferida} = P_{ac} = \frac{V_{CC}^2}{8 R_L} = \frac{400}{80} = 5 W$$

$$\text{Potencia disipada transistor} = P_T = 10 W$$

$$\text{Maxima corriente colector} = I_{\max} = \frac{V_{CC}}{R_L} = \frac{20}{10} = 2 A$$

### 5.4 ETAPAS DE POTENCIA CLASE B.

En un amplificador de potencia con etapa de salida tipo B, debe estar compuesta por dos etapas complementarias. Cada una de ellas se encuentra sin conducir cuando no hay señal, y cuando la señal varía respecto de cero hace que conduzca una de las etapas de acuerdo con la polaridad de la variación.



En la figura se muestra una etapa de potencia clase B, basada en transistores complementarios, y en la que se utilizan fuentes de alimentación simétricas. En esta configuración las resistencias y los diodos de polarización de las bases establecen que cuando la tensión de entrada  $v_i$  sea cero, ambos transistores se encuentran cortados, pero en un punto de trabajo muy próximo a la conducción, siendo en este caso la salida  $v_o$  nula, y las intensidades de colector de ambos transistores, también nulas.

Cuando  $v_i$  se hace positiva, el transistor  $Q_1$  comienza a conducir, mientras que si  $v_i$  se hace negativa es  $Q_2$  el que empieza a conducir. En ambos casos la intensidad de los transistores se hacen fluir sobre la resistencia de carga, ya que el otro transistor no conduce.

### Análisis en continua

Cuando la señal  $v_i$  es una señal que varía en el rango de operación  $-V_{cc} < v_i < V_{cc}$ , el comportamiento del circuito es exactamente igual que en el caso de una amplificador tipo A. Si la señal es positiva  $Q_1$  conduce y  $Q_2$  no conduce. La disipación de potencias en  $Q_1$  es la descrita en las etapas de tipo A. Cuando la entrada es negativa, el papel de los transistores se invierte.

Por tanto, los valores de potencia que se disipan en este caso, son,

$$\begin{array}{ll}
 \text{Potencia disipada en la carga} & P_L = \frac{v_L^2}{R_L} \qquad P_{L\max} = \frac{V_{cc}^2}{R_L} \quad \text{para } v_L = V_{cc} \\
 \text{Potencia disipada en el transistor activo} & P_T = \frac{V_{cc}v_L}{R_L} - \frac{v_L^2}{R_L} \qquad P_{T\max} = \frac{V_{cc}^2}{4R_L} \quad \text{para } v_L = \frac{V_{cc}}{2}
 \end{array}$$

### Análisis con señal sinusoidal

Si la etapa se hace conducir con una señal sinusoidal de amplitud máxima  $V_m$ ,

$$\begin{aligned}
 v_i(t) &= v_L(t) = V_m \operatorname{sen}(\omega t + \phi_o) \\
 i_L(t) &= \frac{v_L(t)}{R_L} = \frac{V_m}{R_L} \operatorname{sen}(\omega t + \phi_o)
 \end{aligned}$$

La potencia que proporcionan las dos fuente de alimentación en conjunto  $P_S$ , la potencia que se proporciona a la carga  $P_L$  y la potencia que se disipa en cada transistor  $P_T$ , son,

$$\begin{aligned}
 P_S &= \frac{2}{\pi} \frac{V_{cc}V_m}{R_L} \\
 P_L &= \frac{V_m^2}{2R_L} \\
 P_T &= \frac{P_S - P_L}{2} = \frac{1}{\pi} \frac{V_{cc}V_m}{R_L} - \frac{V_m^2}{4R_L}
 \end{aligned}$$

La amplitud de la intensidad para la que se produce la máxima disipación de potencia en el transistor, se puede calcular como,

$$\frac{dP_T}{dV_m} = 0 \implies V_m = \frac{2}{\pi} V_{cc} \quad P_{T_{max}} = \frac{V_{cc}^2}{\pi^2 R_L} = 0.1 \frac{V_{cc}^2}{R_L}$$

Siendo  $P_{T_{max}}$  la potencia máxima disipada en cada transistor.

La máxima potencia transferible a la carga  $R_L$ , se produce cuando  $V_m = V_{cc}$ , y las potencias que resultan en este caso son,

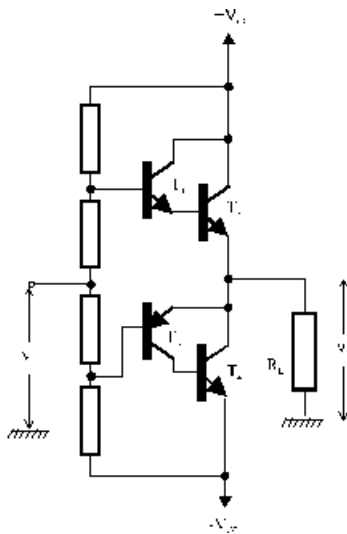
$$I_m = \frac{V_{cc}}{R_L} \implies P_{L_{max}} = \frac{V_{cc}^2}{2 R_L}$$

$$P_T = \frac{V_{cc}^2}{\pi R_L} - \frac{V_{cc}^2}{4 R_L} = 0.068 \frac{V_{cc}^2}{R_L}$$

$$P_S = \frac{2V_{cc}^2}{\pi R_L}$$

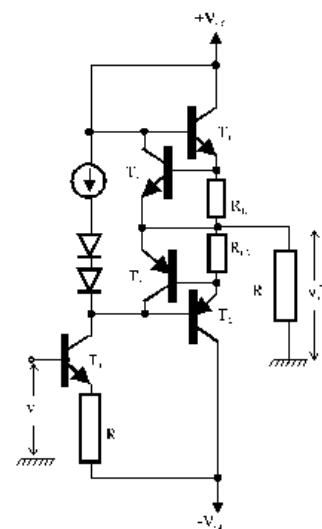
$$\eta = \frac{P_{ac_{max}}}{P_S} = \frac{\pi}{4} = 0.785 = 78.5\%$$

En la práctica, las caídas de tensión base emisor, hacen que la eficiencia de estas etapas sea inferior a este máximo de 78.5%.



En la figura de la izquierda, se muestran otras etapas complementarias que operan en clase B. El primero es interesante, porque solo requiere transistores  $T_1$  y  $T_2$  complementarios de baja potencia, mientras que los de potencia  $T_3$  y  $T_4$  solo son de tipo NPN.

En el esquema de la derecha se muestra un esquema típico de etapa de potencia clase B para circuitos integrados. En él, la polarización se realiza mediante fuentes de intensidad, se introducen las resistencias  $R_{E1}$  y  $R_{E2}$  en los emisores de los transistores de potencias para asegurar la estabilidad térmica, y así mismo, se introducen los transistores  $T_4$  y  $T_5$  para limitar la intensidad de salida bajo cortocircuito.

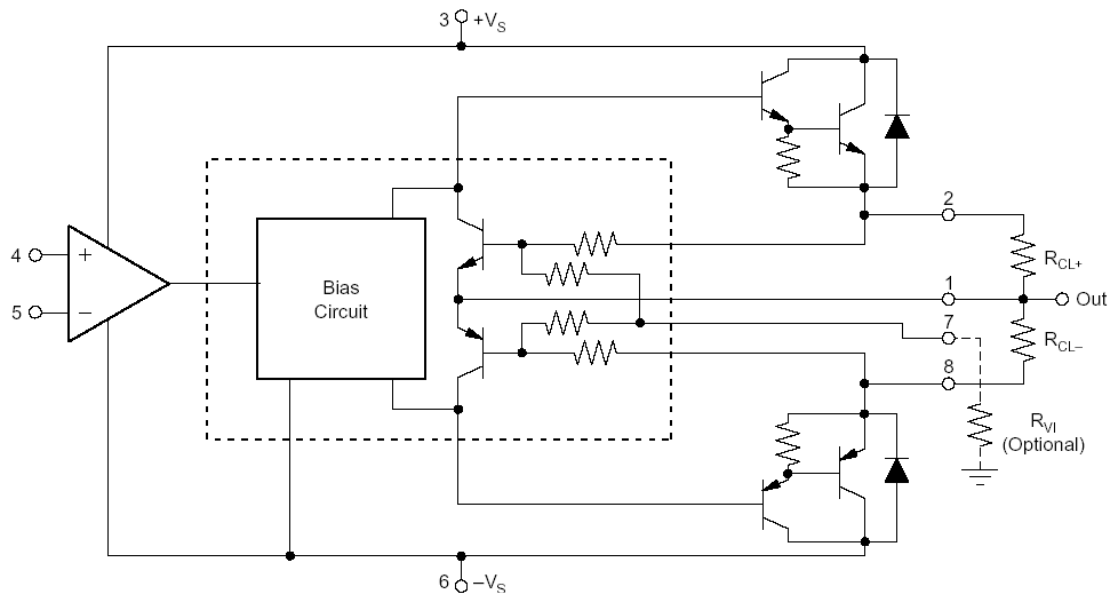


## 5.5 AMPLIFICADORES DE POTENCIA INTEGRADOS.

Los amplificadores de potencia integrados, son aquellos que incorporan dentro del propio chip el amplificador operacional y la etapa de potencia, y son adecuados para transferir a la carga potencias medias, con intensidades de salida en el rango de los amperios. Estos circuitos se utilizan para controlar cargas que operan con señales de continua, tales como servomotores, reles, lámparas, calefactores, etc.

No debe confundirse estos amplificadores con los amplificadores de potencia para audio, en los que se ha optimizado su estructura para operar con señales variables en el tiempo con espectro en el rango de audio.

En este apartado, se presenta el amplificador de potencia integrado OPA512, que es un circuito típico, con etapa de salida complementaria de clase AB, tal como se puede observar en la figura,

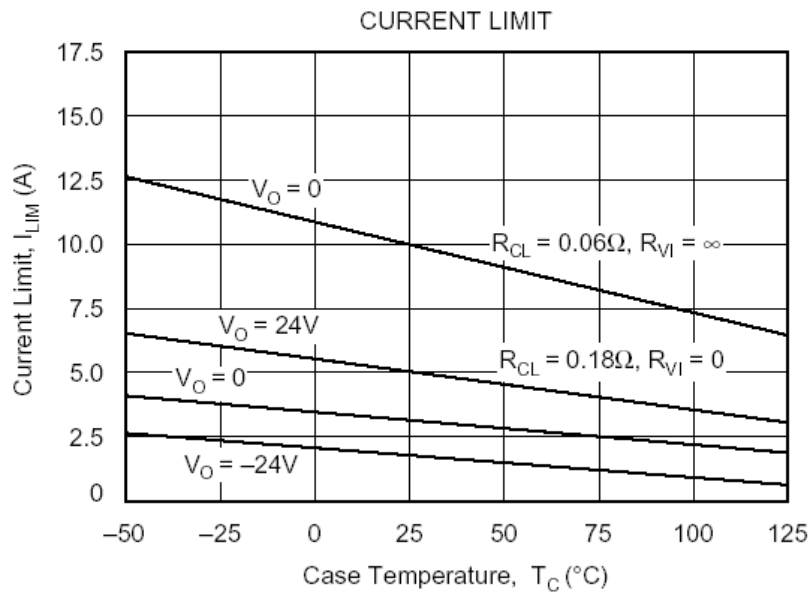


Su respuesta frecuencial es similar al de un amplificador  $\mu A741$ . La tensión de saturación del amplificador está a 5 V de la tensión de alimentación. Esto no es muy relevante ya que este amplificador puede operar con tensiones de alimentación de hasta  $\pm 50V$ . Así mismo, frente a los 20 mA de intensidad máxima de salida del  $AD741$ , este amplificador de potencia puede proporcionar intensidades de salida de hasta 15 A.

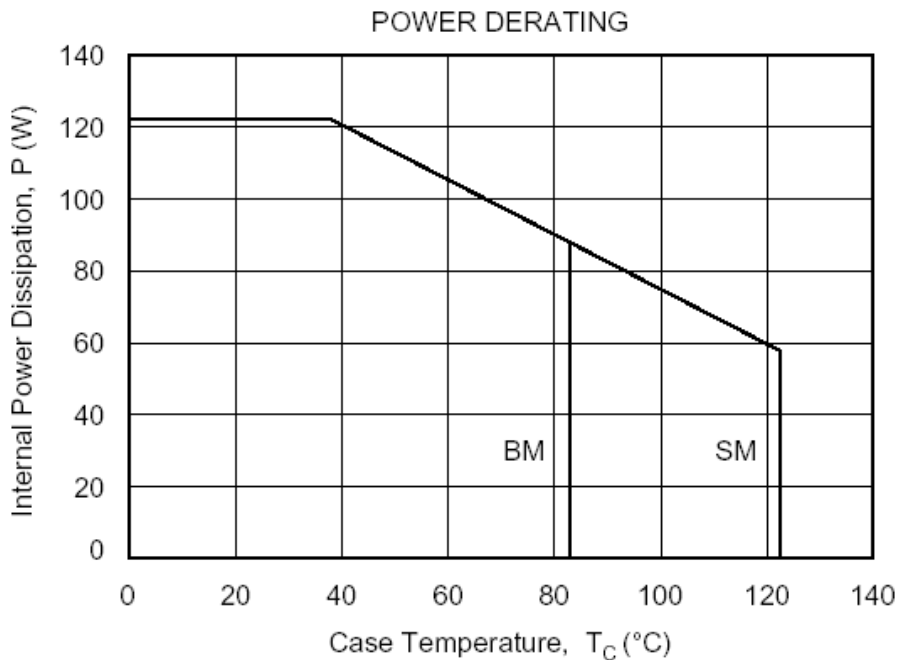
El amplificador de potencia integrado, permite mediante las resistencias externas, limitar la máxima intensidad que se desea que pueda ser suministrada bajo cortocircuito. El valor de las resistencias  $R_{CL+}=R_{CL-}=R_{CL}$ , que deben conectarse para que el circuito bajo cortocircuito no proporcione una intensidad de salida superior a  $I_{lim}$ , es

$$R_{CL} = \frac{V_{BE}}{I_{lim}} - 0.007 = \frac{0.65}{I_{lim} (Amp)} - 0.007 (\Omega)$$

Este es el valor nominal de limitación de corriente para temperatura ambiente. La corriente de salida máxima decrece con la temperatura, como se muestra en las siguientes curvas de comportamiento típico.



En la figura, adjunta se muestra la máxima potencia que puede suministrar el sistema para cada temperatura de la carcasa externa del dispositivo.



Esta curva, corresponde a una temperatura de unión máxima de 200 °C, y un resistencia térmica de 1.25 °C/W.



### Ejemplo:

Determinar la resistencia térmica que debe tener el refrigerador que ha de colocarse al amplificador de potencia OPA512 SM, si se desea gobernar una carga de  $20 \Omega$ , y si se polariza el amplificador con fuentes de alimentación de  $\pm 40 \text{ V}$ . Suponer que la temperatura ambiente es de  $60^\circ\text{C}$ , y que no se debe alcanzar una temperatura de la unión superior a  $140^\circ\text{C}$ .

Solución:

La potencia disipada por el amplificador para una tensión de salida  $V_o = I_o R_L$  es

$$P = V_{CC} \frac{V_o}{R_L} - \frac{V_o^2}{R_L}$$

La tensión de salida para la que la disipación de potencia en el amplificador es máxima,

$$\left. \frac{dP}{dt} \right|_{P=P_{\max}} = 0 \implies \frac{V_{CC}}{R_L} - 2 \frac{V_o}{R_L} = 0 \implies V_o = \frac{V_{CC}}{2}$$

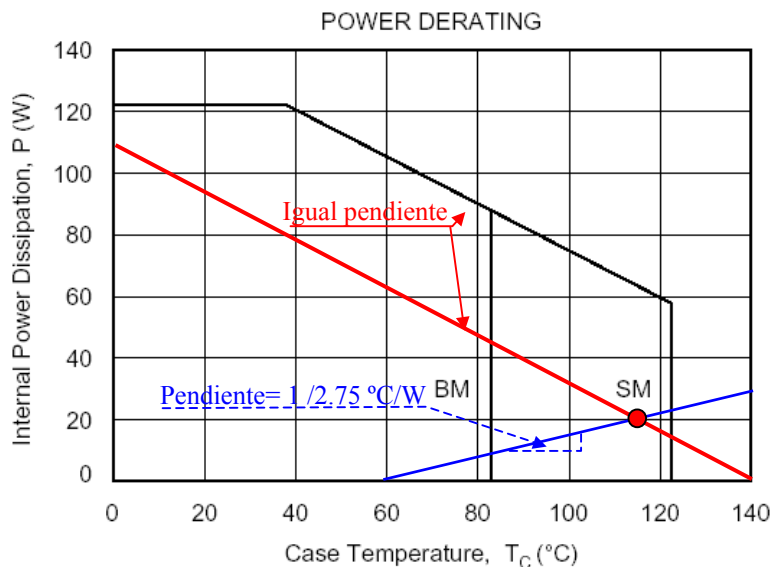
y la potencia máxima que se puede disipar en el amplificador es,

$$P_{\max} = \frac{V_{CC}^2}{4 R_L} = \frac{(40 \text{ V})^2}{4 \times 20 \Omega} = 20 \text{ W}$$

la ecuación térmica de este sistema es,

$$\Theta_{JS} + \Theta_{SA} = \frac{T_J - T_A}{P} \implies \Theta_{SA} = \frac{140^\circ\text{C} - 60^\circ\text{C}}{20 \text{ W}} - 1.25^\circ\text{C/W} = 2.75^\circ\text{C/W}$$

Se debe colocar un refrigerador que posea una resistencia térmica menor de  $2.75^\circ\text{C/W}$





OPA512

## Very-High Current—High Power OPERATIONAL AMPLIFIER

### FEATURES

- WIDE SUPPLY RANGE:  $\pm 10\text{V}$  to  $\pm 50\text{V}$
- HIGH OUTPUT CURRENT: 15A Peak
- CLASS A/B OUTPUT STAGE:  
Low Distortion
- VOLTAGE-CURRENT LIMIT PROTECTION  
CIRCUIT
- SMALL TO-3 PACKAGE

### DESCRIPTION

The OPA512 is a high voltage, very-high current operational amplifier designed to drive a wide variety of resistive and reactive loads. Its complementary class A/B output stage provides superior performance in applications requiring freedom from cross-over distortion. User-set current limit circuitry provides protection to the amplifier and load in fault conditions. A resistor-programmable voltage-current limiter circuit may be used to further protect the amplifier from damaging conditions.

### APPLICATIONS

- SERVO AMPLIFIER
- MOTOR DRIVER
- SYNCRO EXCITATION
- AUDIO AMPLIFIER
- TEST PIN DRIVER

The OPA512 employs a laser-trimmed monolithic integrated circuit to bias the output transistors, providing excellent low-level signal fidelity and high output voltage swing. The reduced internal parts count made possible with this monolithic IC improves performance and reliability.

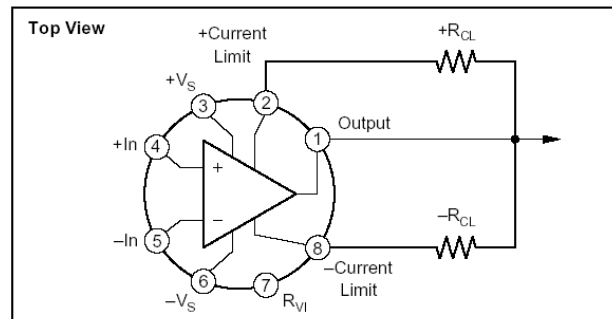
This hybrid integrated circuit is housed in a hermetic TO-3 package and all circuitry is electrically-isolated from the case. This allows direct mounting to a chassis or heat sink without cumbersome insulating hardware and provides optimum heat transfer.

### ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Supply Voltage, $+V_S$ to $-V_S$ .....	100V
Output Current: Source .....	15A
Sink .....	see SOA
Power Dissipation, Internal <sup>(1)</sup> .....	125W
Input Voltage: Differential .....	$\pm( V_S  - 3\text{V})$
Common-mode .....	$\pm V_S$
Temperature: Pins (soldering, 10s) .....	$+300^\circ\text{C}$
Junction <sup>(1)</sup> .....	$+200^\circ\text{C}$
Temperature Range: Storage <sup>(2)</sup> .....	$-65^\circ\text{C}$ to $+150^\circ\text{C}$
Operating (Case) .....	$-55^\circ\text{C}$ to $+125^\circ\text{C}$

NOTES: (1) Long term operation at the maximum junction temperature will result in reduced product life. Derate internal power dissipation to achieve high MTTF. (2) OPA512BM,  $-55^\circ\text{C}$  to  $+100^\circ\text{C}$ .

### CONNECTION DIAGRAM



# SPECIFICATIONS

## ELECTRICAL

At  $T_C = +25^\circ\text{C}$ , and  $V_S = \pm 40\text{V}$ , unless otherwise noted.

PARAMETER	CONDITIONS	OPA512BM			OPA512SM			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
<b>INPUT OFFSET VOLTAGE</b> Initial Offset vs Temperature vs Supply Voltage vs Power	Specified Temp. Range		$\pm 2$ $\pm 10$ $\pm 30$ $\pm 20$	$\pm 6$ $\pm 65$ $\pm 200$		$\pm 1$ * * *	$\pm 3$ $\pm 40$ *	mV $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ $\mu\text{V}/\text{V}$ $\mu\text{V}/\text{V}$
<b>INPUT BIAS CURRENT</b> Initial vs Temperature vs Supply Voltage	Specified Temp. Range		12 $\pm 50$ $\pm 10$	30 400		10 * *	20 *	nA $\text{pA}/^\circ\text{C}$ $\text{pA}/\text{V}$
<b>INPUT OFFSET CURRENT</b> Initial vs Temperature	Specified Temp. Range		$\pm 12$ $\pm 50$	$\pm 30$		$\pm 5$ *	$\pm 10$	nA $\text{pA}/^\circ\text{C}$
<b>INPUT IMPEDANCE, DC</b>			200			*		$\text{M}\Omega$
<b>INPUT CAPACITANCE</b>			3			*		pF
<b>VOLTAGE RANGE</b> Common-Mode Voltage Common-Mode Rejection	Specified Temp. Range Specified Temp. Range	$\pm( V_S  - 5)$ 74	$\pm( V_S  - 3)$ 100		* *	* *		V dB
<b>GAIN</b> Open-Loop Gain at 10Hz  Gain-Bandwidth Product, 1MHz Power Bandwidth Phase Margin	1k $\Omega$ Load Specified Temp. Range 8 $\Omega$ Load 8 $\Omega$ Load 8 $\Omega$ Load Specified Temp. Range 8 $\Omega$ Load		110 96 108 4 20 20			* * * * *		dB dB MHz kHz Degrees
<b>OUTPUT</b> Voltage Swing <sup>(1)</sup>  Current, Peak Settling Time to 0.1% Slew Rate Capacitive Load	BM at 10A, SM at 15A Specified Temp. Range $I_O = 80\text{mA}$ $I_O = 5\text{A}$  2V Step  Specified Temp. Range G = 1 Specified Temp. Range G > 10	$\pm( V_S  - 6)$  $\pm( V_S  - 5)$ $\pm( V_S  - 5)$ 10  2.5	    2 4	     1.5 SOA <sup>(2)</sup>	$\pm( V_S  - 7)$  * * 15 * *	  * *	  * *	V V V A $\mu\text{s}$ $\text{V}/\mu\text{s}$ nF
<b>POWER SUPPLY</b> Voltage Current, Quiescent	Specified Temp. Range	$\pm 10$	$\pm 40$ 25	$\pm 45$ 50	*	* *	$\pm 50$ 35	V mA
<b>THERMAL RESISTANCE</b> AC Junction-to-Case <sup>(3)</sup>  DC Junction-to-Case Junction to Air	$T_C = -55^\circ\text{C}$ to $+125^\circ\text{C}$ , f > 60Hz $T_C = -55^\circ\text{C}$ to $+125^\circ\text{C}$ $T_C = -55^\circ\text{C}$ to $+125^\circ\text{C}$		0.8 1.25 30	0.9 1.4		* * *	* *	$^\circ\text{C}/\text{W}$ $^\circ\text{C}/\text{W}$ $^\circ\text{C}/\text{W}$
<b>TEMPERATURE RANGE</b> Specified	$T_C$	-25		+85	-55		+125	$^\circ\text{C}$