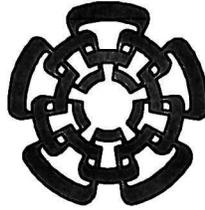


xx(86598.1)



CENTRO DE INVESTIGACION Y DE ESTUDIOS AVANZADOS DEL IPN
DEPARTAMENTO DE INGENIERIA ELECTRICA
SECCION DE ELECTRONICA DEL ESTADO SOLIDO

TESIS PARA OBTENER EL GRADO DE
MAESTRO EN CIENCIAS
EN LA ESPECIALIDAD DE INGENIERIA ELECTRICA

DEL

Ing. Sergio César Becerra Gutiérrez

TEMA:

*Diseño térmico para la simulación de la temperatura de
unión utilizando el PSPICE y la obtención de los límites de
SOA en los transistores Bipolares de potencia.*

ASESOR:

Dr. Alfredo Reyes Barranca

Guadalajara, México
Enero del 2001



CLASIF.:	
ADQUIS.:	IASIS-2001
FECHA:	29-III-01
PROCED.:	Depto. Servicios Bibliográficos
\$	

Depto. Servicios Bibliográficos

Dedicado a:

A mi Madre María de la Luz Gutiérrez Herrera, a la memoria de mi padre José Luis Becerra Orozco y un reconocimiento a mi Abuela Angela Herrera Armendariz.

Muy especial a mi esposa Angelica María Castellanos Hernandez por tener la paciencia de no compartir mucho tardes y fines de semana con mi familia.

A mis hijas Lizette Estephania Becerra Castellanos, Luz Angelica Becerra Castellanos y mi hijo César Augusto Becerra Castellanos.

A mis Hermanos Oscar, Xochilt, Rene y Omar Becerra Gutiérrez.

Un agradecimiento especial a mis compañeros de trabajo Luis A. García, Luis A. Rodriguez y Luis Moreno, a mis maestros el Dr. Alfredo Reyes B., MC Baldemar Maya y el Dr. Gabriel Romero.

A mis compañeros del grupo Cantares por estar cada domingo en mis plegarias.

INDICE

Objetivo	i-1
Justificación	i-1
Metodología	i-2
Contenido de los capítulos	i-3

CAPITULOS:

1. Capítulo I Resistencia y capacitancia térmica	
Consideraciones teóricas del comportamiento térmico.	
1.1. Resistencia térmica.	1-1
1.2. Capacidad térmica.	1-4
1.3. Circuito equivalente.	1-6
1.4. Equipo de prueba para determinar los valores térmicos para un transistor Bipolar de Potencia.	1-10
2. Capítulo II El SOA de un transistor bipolar de potencia.	
2.1. SOA de un transistor.	2-1
2.2. Obtención de los límites de área segura de operación (SOA) para un Transistor Bipolar de Potencia.	2-13
3. Capítulo III La resistencia térmica transitoria	
3.1 La resistencia térmica transitoria.	3-1
4. Capítulo IV Simulación con Pspice	
4.1 Introducción e información básica de la respuesta térmica transitoria.	4-1
4.2 Modelo y circuito térmico equivalente en condiciones de CD.....	4-4
4.3 Simulación en PSPICE aplicando un tren de pulsos continuos	4-6
4.4 Simulación en PSPICE aplicando pulsos sencillos	4-12
5. Capítulo V Análisis de resultados.	
5.1 Análisis variando el ancho del pulso para condiciones de CD	5-2
5.2 Análisis variando las capacitancias térmicas	5-4
5.3 Análisis variando las resistencias térmicas	5-7
6. Capítulo VI Conclusiones.	6-1

APENDICES:

A	La fabricación de un dado para un transistor bipolar de potencia.
B	Proceso de ensamble de un transistor bipolar de potencia.
C	Cálculo de la capacitancia y la resistencia térmica para la simulación del Pspice.
D	Tabla D-1 Propiedades térmicas de los materiales de un transistor del tipo TO-3. Tabla D-2 Propiedades térmicas de los materiales de un transistor del tipo T0220. Tabla D-3 Constantes de materiales típicos en los dispositivos semiconductores. Tabla D-4 Constantes de materiales típicos en los dispositivos semiconductores.
E	Solución del circuito RC con entrada escalón.

TEMA DE TESIS

Diseño térmico para la simulación de la temperatura de unión utilizando el Pspice y la obtención de los límites de SOA en los transistores Bipolares de potencia.

Objetivo.

El objetivo principal es que en base al estudio de los materiales usados en el ensamblaje de los dispositivos transistores de potencia se determinen los límites y la zona segura de operación (SOA), según las características del ensamblaje, en base a un circuito térmico equivalente en donde se incluyan las constantes de cada material por donde fluye la temperatura a disipar y se simule los efectos en el transistor de potencia bajo condiciones de estado estacionario y pulsos cortos.

Justificación.

La disipación en los transistores de potencia se lleva a cabo en cualquier condición de operación y es mayor cuando el transistor permanece en su estado de encendido o cuando es conmutado de un estado de alta conducción a un estado de apagado. Bajo condiciones estáticas, la temperatura máxima alcanzada por el dispositivo está determinada por la potencia disipada y la resistencia térmica global del dispositivo y del sistema de enfriamiento. Los dispositivos de baja potencia son enfriados por convección de calor y radiación del paquete hacia el medio ambiente, mientras que los dispositivos de alta potencia son montados en disipadores adecuados.

La máxima temperatura permitida para una unión p-n de silicio es de alrededor de 200°C, temperatura por sobre la cual, las corrientes de fuga son excesivas y el material altamente resistivo se vuelve intrínseco.

Cuando un transistor de potencia es sometido a un pulso de potencia corto y no repetitivo, es capaz de soportar mucho más disipación de potencia que cuando se encuentra en su estado estacionario de encendido.

La capacidad para soportar determinada disipación de potencia en un transistor, depende principalmente de dos parámetros: la resistencia térmica y la capacidad térmica. Dependiendo de estos parámetros se tendrá una elevación de temperatura de la unión con respecto a la temperatura del disipador y a su vez, estos parámetros son dependientes de los materiales usados en contacto con el silicio, en el camino que sigue el flujo de calor desde la unión, hasta el medio ambiente. Así, cuando se está en estado estacionario, el aumento de la temperatura será proporcional al producto de la potencia disipada (dada por

la corriente máxima y el voltaje de operación) por la resistencia térmica del material, lo que quiere decir, que entre menor sea la resistencia térmica, menor será la elevación de la temperatura de la unión, protegiéndola de llegar a temperaturas cercanas a 200 °C; por otro lado, cuando la disipación de potencia está en función del tiempo (pulsos aplicados de potencia), ésta será dependiente de la constante térmica de tiempo (RC), con lo que si esta constante de tiempo es mucho mayor que el ancho de pulso de potencia, la temperatura de la unión no se elevará a su punto crítico, esto es, se requiere que la capacidad térmica sea grande.

Tanto la resistencia térmica como la capacidad térmica, dependen del material utilizado en el empaquetado del transistor, por ejemplo, la preforma, el cabezal y el plástico de moldeo. A diferentes materiales, se tendrá diferente comportamiento térmico del transistor. En general, el flujo de calor es análogo a una fuente de corriente y la resistencia térmica y la capacidad térmica, se pueden representar por sus componentes análogos en circuitos eléctricos, con lo que se puede llegar a un circuito equivalente que represente al sistema usado en el encapsulado del dispositivo y resolverlo para los valores que se calculen de resistencia y capacidad a diferentes condiciones de excitación. Esto permitiría conocer de manera práctica la región segura de operación del transistor (SOA) para sugerirla al usuario.

Metodología.

La labor se inició con una recopilación bibliográfica del estudio térmico de los transistores bipolares, de donde se comparen las diferentes aproximaciones que se hacen para obtener un circuito térmico equivalente del sistema de ensamblaje. De esa misma recopilación se obtuvo información de las dos versiones de encapsulado que se manejan en los transistores bipolares de poder y los posibles problemas que han presentado cada uno de ellos. Se requirió además, de la investigación de las constantes de los diferentes materiales que se obtuvo en la recopilación anterior (resistividad térmica y capacitancia calorífica) así como las dimensiones de las pastillas (dados), preformas cabezales y paquetes de plástico de uso actual.

Una vez que se ha comprendido el método de deducción del circuito equivalente, se propuso el que se estudió y se analizó con un simulador de circuitos eléctricos PSpice. Se requirió de un proceso de aprendizaje en el paquete simulador de circuitos eléctricos el cual ayudó a desempeñar más eficientemente la tarea de modelización del comportamiento térmico del transistor. Cuando se tuvieron los datos requeridos y el circuito equivalente fue elegido, se realizaron las simulaciones con las condiciones más cercanas a la práctica para realizar el análisis del sistema y se concluyó con la utilidad del mismo con resultados que se pudieron explicar gráficamente.

Contenido de los capítulos:

En el capítulo I se da la definición para la resistencia térmica y la capacitancia térmica, se describe la metodología para obtener los valores de la resistencia térmica y capacitancia térmica tanto de una manera práctica como teórica, se revisa el circuito térmico equivalente para ser utilizado en programas de simulación y se presenta un método para medir la temperatura de unión de un transistor bipolar de potencia utilizando equipo automático.

En el capítulo II se revisa el concepto del área segura de un transistor de potencia (SOA), se describe la sensibilidad al voltaje de un transistor bipolar de potencia polarizado directamente, se da la definición del segundo voltaje de ruptura y el aspecto físico de este fenómeno para un transistor bipolar de potencia con polarización directa. Se explica y muestra la metodología para obtener los límites del área segura de operación para un transistor bipolar de potencia.

En el capítulo III se describe el manejo y la utilización de la resistencia térmica transitoria para un transistor bipolar de potencia y la aplicación del principio de la superposición cuando se utilice como entrada de potencia un tren de pulsos iguales y repetitivos.

En el capítulo IV se realiza la simulación del circuito térmico equivalente para condiciones de CD, se da el análisis utilizando el PSPICE de un circuito térmico equivalente aplicándole un tren de pulsos continuos hasta alcanzar la condición de CD. Se revisa su respuesta térmica transitoria aplicándole un pulso sencillo de potencia utilizando el programa PSPICE para un transistor bipolar de potencia.

En el capítulo V se hace un análisis de los resultados de la simulación del PSPICE variando los valores de la resistencias térmicas, capacitancias térmicas y potencia de entrada del circuito equivalente térmico, se da una breve explicación de los resultados obtenidos por la simulación.

En el capítulo VI se describe las conclusiones obtenidas de los capítulos presentados, así como los puntos mas importantes del trabajo, ventajas, desventajas de las técnicas y metodologías utilizadas además de la contribución del mismo.

Al final se encuentran los apendices, donde se puede consultar desde la descripción de la fabricación de un transistor bipolar de potencia en el area de oblea, pasando por el proceso de ensamble , le continuan los cálculos de la resistencia térmica y capacitancia térmica para la simulación del PSPICE, tablas de las propiedades térmicas de los materiales y sus constantes de materiales típicos en los dispositivos semiconductores.

1.1 RESISTENCIA TÉRMICA

La resistencia térmica se define como la resistencia que se opone al paso de la energía calorífica entre la interfase del dado y la soldadura o a cualquiera de los componentes del transistor hasta la interfase del medio ambiente.

Este concepto debe ser utilizado con cuidado, en la aplicación del mismo a los dispositivos de potencia y tener muy presente en nuestros análisis las siguientes dos consideraciones :

- a).- La temperatura de unión de un transistor de potencia nunca es espacialmente uniforme.
- b).- No puede ser definido un valor único de resistencia térmica para todas las condiciones de operación.

Es muy importante la caracterización térmica de un semiconductor de potencia para asegurar el área de operación de un transistor y de esta manera predecir la confiabilidad y rendimiento de estos dispositivos. Para los transistores de potencia, los fabricantes utilizan la resistencia térmica con el símbolo " R_{θ} ", la $T_{j(max)}$ que significa la temperatura máxima de unión y los límites de la curva del área segura de operación de un transistor de potencia (SOA).

En el caso específico de los Transistores Bipolares, la " R_{θ} " especificada se asume constante para cada dispositivo y es utilizada para calcular la temperatura de unión $T_{j(max)}$ del dispositivo, además es proporcionado un arreglo de montaje y disipador, junto con la temperatura ambiente. Actualmente, " R_{θ} " es usada para asegurar que " $T_{j(max)}$ " no es excedida durante la operación.

Los límites del área de SOA especifican los límites donde el dispositivo trabaja sin problemas térmicos e intervienen el I_C , V_{CE} , ancho de pulso, ciclo útil de trabajo (DUTY CYCLE). Y más allá de este límite, la operación segura del dispositivo no es garantizada por el fabricante. Por simplicidad y velocidad de verificación en la línea de producción se duplican las medidas, por lo que varios métodos eléctricos de medición son comúnmente utilizados para determinar la resistencia térmica " R_{θ} " y realizar los ajustes de límite de SOA .

La resistencia térmica puede ser utilizada para formar modelos eléctricos los cuales permiten calcular el incremento de temperatura en varios puntos de un sistema; su comportamiento es similar al de una resistencia eléctrica. La resistencia térmica no es una constante, debido a cambios en el montado, en la temperatura o niveles de potencia que causan algunas modificaciones de valor. Sin embargo, el concepto da un valor y manejo térmico para los problemas.

La resistencia térmica " R_{θ} " sigue la misma ecuación general que la usada para la resistencia eléctrica [1].

$$R_{\theta} = \rho \frac{l}{A} \quad (1.1)$$

Donde:

$$\begin{aligned}
 l &= \text{longitud} && (\text{cm}) \\
 A &= \text{área} && (\text{cm}^2) \\
 \rho &= \text{Resistividad térmica} && (^{\circ}\text{C} \cdot \text{cm} / \text{W})
 \end{aligned}$$

Para el silicio, la máxima temperatura permitida en la unión, es de aproximadamente 200°C, arriba de la cual la corriente de fuga se vuelve excesiva y el silicio de alta resistividad se vuelve intrínseco.

En estado estacionario, la ecuación anterior se escribe [1]:

$$P = k_{th} \frac{\Delta T}{L} A \quad (\text{Ley de Ohm para flujo de calor}) \quad (1.2)$$

$$\begin{aligned}
 L &= \text{Trayectoria de flujo de calor.} && (\text{cm}) \\
 K_{th} &= \text{Conductividad térmica} && (\text{W} / ^{\circ}\text{C} \cdot \text{cm}) \\
 \Delta T &= \text{Temperatura} && (^{\circ}\text{C})
 \end{aligned}$$

De la ecuación anterior, se puede deducir la resistencia térmica [2] :

$$R_{th} = \frac{L}{k_{th} A} \quad (^{\circ}\text{C} / \text{W}) \quad (1.3)$$

Para un transistor sujeto a un pulso de potencia sencillo, no repetitivo y de una corta duración, la máxima disipación de potencia permitida durante el transitorio, es substancialmente mayor que la capacidad durante el estado estacionario. Esto es debido a que el dispositivo tiene cierta capacidad térmica (C_{th}) y su temperatura nunca alcanza el valor pico, la constante térmica del dispositivo se puede conocer con la siguiente ecuación:[2]:

$$\tau_{th} = R_{th(MAX)} C_{th} \quad (1.4)$$

El concepto de resistencia térmica se puede entender tomando una analogía entre lo eléctrico y las propiedades de los materiales, siendo el flujo de calor y la temperatura, conceptos análogos a la corriente y voltaje respectivamente, de tal manera que las equivalencias de las variables eléctricas y térmicas corresponden a las siguientes [3,4]:

$$\begin{aligned}
 \text{Corriente } I &= \text{Flujo de calor } P && (\text{Amp} = \text{Watts}) \\
 \text{Voltaje } V &= \text{Temperatura } T && (\text{Volts} = ^{\circ}\text{C}) \\
 \text{Resistencia } R &= \text{Resistencia Térmica} && (\text{Ohms} = ^{\circ}\text{C/W})
 \end{aligned}$$

De acuerdo con lo anterior, la ecuación queda según la ley de Ohm [3,4]:

$$R_{\theta JR} = \frac{T_J - T_R}{P_d} \quad (1.5)$$

$R_{\theta JR}$ = Resistencia térmica entre la unión y un punto de referencia (° C / W)

$T_J - T_R$ = Temperatura de la unión y el punto de referencia respectivamente (° C)

P_d = Potencia Aplicada (W).

Para el cálculo de la resistencia térmica se deben conocer las dimensiones físicas de los materiales que comprenden el dispositivo de potencia, así como sus valores de ciertas condiciones y características de estos materiales. Como se revisó anteriormente, la resistencia térmica se expresa con la ecuación (1.3)[2]

Para obtener los valores de la conductividad térmica K, se toma el respectivo valor del índice en la tabla D1 (el valor de la Resistividad térmica esta dado en ° C –cm / W) y, dependiendo del tipo de material que se utilizó en la fabricación del dispositivo, debe ser el valor que se toma de la tabla D1 y poder obtener la resistencia térmica. Para realizar un ejemplo práctico, se parte de los siguientes datos: se tiene un dado de silicio con una resistividad térmica igual a 0.69 ° C –cm / W , con una área de 0.41148 cm x 0.41148 cm = 0.1694 cm² y una longitud de 0.4148 cm, sustituyendo los valores y realizando los cálculos tenemos:

$$R_{\theta} = (0.69 \text{ ° C –cm / W }) (0.4118 \text{ cm / } 0.1694 \text{ cm}^2) = 1.677 \text{ ° C / W.}$$

Se puede obtener el valor de la resistencia térmica de la ecuación (1.5) como un camino alternativo y se utiliza para el caso que tengamos conocimiento del valor de la temperatura de la unión (T_J), la temperatura de referencia y se conozca la potencia. El valor de la resistencia térmica depende de la longitud y el área del dado, como lo indica la ecuación (1.3) y se aprecia en la figura 1-1 su relación con el area, además se puede observar la relación de la resistencia térmica típica de un rectificador de potencia en el cual se está gráficamente en un eje, los valores de la resistencia térmica y el otro eje corresponde al área del dado en milésimas de pulgada cuadrada [1].

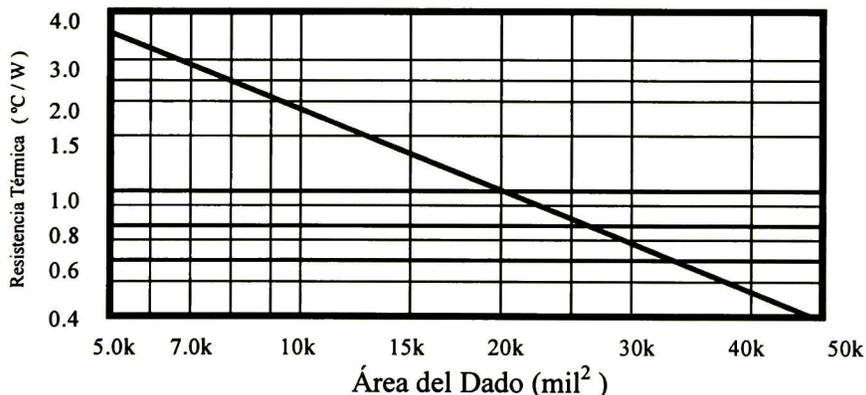


Figura 1-1 Resistencia térmica típica de un dado de rectificador y su relación con el área

1.2 CAPACITANCIA TÉRMICA

Como se revisó en el concepto anterior, para un transistor sujeto a un pulso de potencia sencillo, no repetitivo y de una corta duración, la máxima disipación de potencia permitida durante el transitorio, es substancialmente mayor que la capacidad durante el estado estacionario. Esto es debido a que el dispositivo tiene cierta capacidad térmica, "C_{th}", de tal manera que la temperatura nunca alcanza el valor pico.

La capacidad térmica se define como la propiedad que tienen los materiales de retener y transportar el calor (temperatura) en un tiempo dado, por otra parte la capacidad térmica nos ayuda a conseguir que, con trenes de pulso, se puedan alcanzar valores más altos de voltaje y corriente, dentro de períodos cortos aplicados al dispositivo, por lo tanto, si la constante térmica del dispositivo es mayor que la duración del pulso, R_{th(max)} corresponde a la resistencia térmica en su estado estacionario en CD. La capacitancia térmica es válida solo para la condición de pulsos cortos(ver fig.1-2).

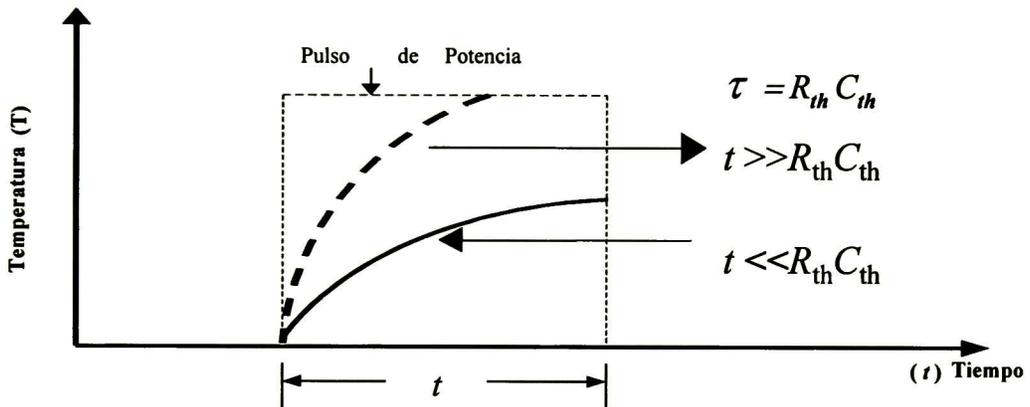


Figura 1-2 Respuesta de la constante τ a dos diferentes valores con un pulso de potencia aplicado.

El concepto de resistencia térmica puede ser extendido a impedancia térmica para condiciones dependientes del tiempo. Siguiendo la analogía eléctrica, la constante de tiempo de un elemento es R_{th}C_{th}, donde C_{th} está dada por[5]:

$$C_{th} = C \rho V \quad (1.6)$$

aquí, C_{th} es la capacitancia térmica (W-seg/°C), C es el calor específico (W-seg/gr °C), ρ es la densidad del material (gr/cm³) y V es el volumen (cm³). El producto de C por ρ se conoce como capacidad calorífica de volumen.

La capacidad térmica C_{th} está dada por el producto del calor específico del material, "C" y la masa "m" [2].

donde:

$$\begin{aligned} C_{th} &= C m && (\text{W Seg} / ^\circ\text{C}) \\ C &= && (\text{W Seg} / \text{gr } ^\circ\text{C}) \\ m &= && (\text{gr}) \end{aligned} \quad (1.7)$$

El producto de la capacitancia térmica y el incremento de temperatura sobre la temperatura de referencia, es igual a la cantidad de calor absorbida por el cuerpo [2]:

$$Q_{th} = C_{th} \Delta T \quad (\text{W seg}) \quad (1.8)$$

Para el uso correcto de las constantes de cada material, se requerirá conocer las dimensiones físicas del material usado en la fabricación del transistor en estudio. Esto es con el fin de realizar los cálculos correctos, de tal manera que será necesario tomar las dimensiones físicas de cada elemento ya que en los capítulos siguientes se requerirán estos datos para nuestro análisis, es importante tener un listado con todos los elementos que van a intervenir en el circuito térmico equivalente; estos valores que obtengamos en los cálculos serán utilizados en el Capítulo IV de la simulación con el PSPICE.

En el APENDICE C se encuentran las diferentes dimensiones de los elementos para un transistor de potencia y en el APENDICE D de las tablas D1,D2,D3 a la D4 se encuentran los valores de las propiedades térmicas, para todos y cada uno de los elementos que van intervenir en el circuito equivalente.

El cálculo de capacitancia térmica de una soldadura de Pb, se obtiene con el uso de la ecuación (1.6) para la cual tenemos que:

$$C_{pb} = 0.134 \text{ J/gr}^\circ \text{C} = 0.134 * 3600 \text{ Wseg/grK} = 482.4 \text{ Wseg/grK} \quad (\text{ver tabla D2})$$

$$\rho = 11.340 \text{ gr/cm}^3 \quad (\text{ver tabla D2})$$

$$V = 62 \text{ mils} \times 62 \text{ mils} \times 1 \text{ mils} = 0.1574 \text{ cm} * 0.1574 \text{ cm} * 0.00254 \text{ cm} = 0.000062 \text{ cm}^3$$

Sustituimos valores y tomamos el valor correspondiente de las tablas:

$$C_{\theta} = C \rho V$$

$$C_{th} = (482.2 * 11.34 * 0.000062) = 0.3442 \text{ Wseg / K}$$

Otro camino para obtener la capacitancia térmica es utilizar la ecuación (1.7), que es el caso cuando se conoce la masa. Por ejemplo, si tenemos que la masa es de 0.7135mgrs, sustituimos en la ecuación y tenemos que:

$$C_{th} = Cm$$

$$C_{th} = (482.4 \text{ Wseg / grK} * 0.7135 \text{ mgr}) = 0.34 \text{ Wseg / K}$$

1.3 CIRCUITO EQUIVALENTE PARA LA PRUEBA DE SOA DE UN TRANSISTOR DE POTENCIA

La confiabilidad, el tiempo de vida funcionando y su desempeño en el campo de aplicación de un dispositivo semiconductor, depende directamente de la temperatura de unión. *Una regla empírica establecida experimentalmente establece que por cada 10° C de incremento, cuando el dispositivo se encuentra operando a una temperatura arriba de los 100 °C el tiempo de vida de un dispositivo se reduce a la mitad, por lo tanto es imperativo que el dispositivo opere a la temperatura mas baja posible de tal manera que el tiempo de vida en el campo sea más grande.*

En esta parte se analizará y representará el circuito térmico equivalente para poder simular la prueba de SOA, por lo que partimos de las equivalencias de variables eléctricas y térmicas, cuya correspondencia se da a continuación [3]:

Corriente	I = Flujo de calor	(Amp = Watts)
Voltaje	V = Temperatura	(volts = °C)
Resistencia R	= Resistencia térmica	(Ω = °C/ W)

Partiendo de estas equivalencias, se hace una primera analogía utilizando un circuito, donde representamos las diferentes temperaturas que intervienen en un transistor bipolar de potencia.

Utilizando el concepto de resistencia térmica definido anteriormente en un estado estacionario, los rangos de potencia de los semiconductores están basados en la temperatura de unión máxima, la cual está dictada por la resistencia térmica. Cuando un voltaje es aplicado a un semiconductor, la temperatura de unión debe de incrementar su valor basado en la potencia de disipación en la unión y la habilidad del dispositivo de conducir el calor generado al medio ambiente utilizando un disipador externo al empaquetado del dispositivo.

El concepto de condición en estado estacionario es alcanzado cuando el calor generado equivale al calor conducido al medio ambiente. La resistencia térmica es de este modo una habilidad del dispositivo semiconductor, junto con su empaquetado ó encapsulado para remover el calor hacia afuera de la unión. De acuerdo con la ecuación 1.5, esto puede ser expresado por la siguiente ecuación [4]:

$$(T_j - T_R) - P_d R_{\theta JR} = 0 \quad (1.9)$$

Donde:

T_j = Temperatura de unión.

T_R = Temperatura a un punto referenciado.

P_d = Potencia aplicada a ser disipada en la unión.

$R_{\theta JR}$ = Resistencia térmica de la unión referenciada a un punto.

En la figura 1-3 se describe un circuito básico en estado estacionario utilizando la resistencia térmica. El modelo está mostrando la analogía de la resistencia eléctrica con la resistencia térmica, y utilizamos también el concepto de la ley de ohm tratada anteriormente. La temperatura referenciada a cualquier punto en el circuito puede ser determinada cuando la resistencia térmica inividual es conocida o, por ejemplo, si la referencia es el encapsulado del semiconductor, la ecuación debe de referenciar con una "C" Esto es debido a las siglas en el idioma inglés (semiconductor case) y la ecuación queda de la siguiente manera:

$$T_J = P_d R_{\theta JC} + T_C \quad (1.10)$$

Si la referencia es la temperatura ambiente, entonces la ecuación queda de la siguiente forma:

$$T_J = P_d R_{\theta JA} + T_A \quad (1.11)$$

Donde la $R_{\theta JA}$ es la suma de todas las resistencias térmicas que intervienen en el circuito, de tal manera que la ecuación queda :

$$T_J = P_d (R_{\theta JC} + R_{\theta CS} + R_{\theta SA}) + T_A \quad (1.12)$$

Donde :

$R_{\theta JC}$ = Es la resistencia térmica del semiconductor al encapsulado.

$R_{\theta CS}$ = Es la resistencia térmica de la interface entre el encapsulado y el disipador.

$R_{\theta SA}$ = Es la resistencia de la interface entre el disipador y el medio ambiente .

El circuito equivalente a esta ecuación en CD es:

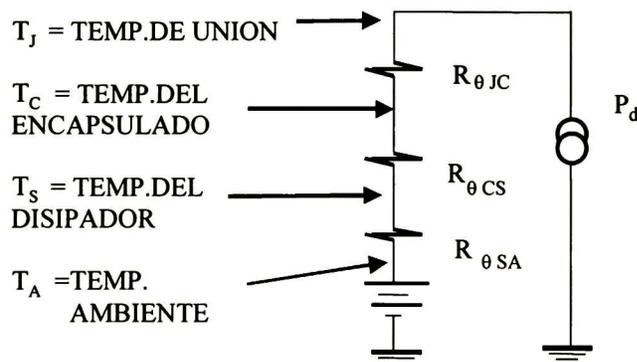


Figura 1-3 Circuito Térmico Equivalente en condiciones de CD.

En el campo existen más elementos que intervienen en el proceso de disipación de calor de un semiconductor de potencia, a continuación se muestran dos figuras (ver 1-4, 1-5), donde se detallan los diferentes elementos que constituyen a los transistores que estudiaremos para el ejercicio de la simulación con el programa PSPICE:

Diferentes elementos que forman un transistor bipolar de potencia:

- 1.- El dado del semiconductor
- 2.- El pedestal y cabezal (disipador).
- 3.- La soldadura
- 4.- Los alambres
- 5.- La tapa (de tipo plástica o de metal)
- 6.- Terminales.

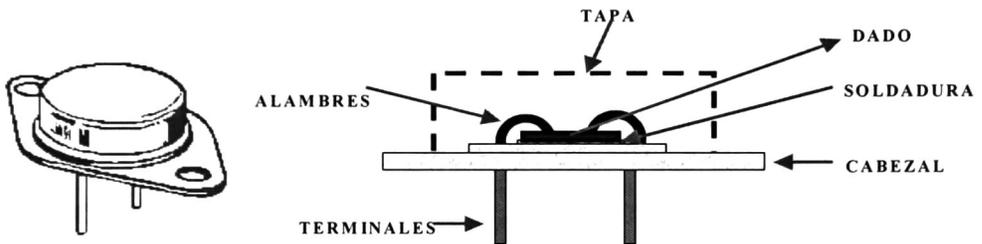


Figura 1-4 Transistor bipolar de potencia del tipo TO-3 (paquete metálico)

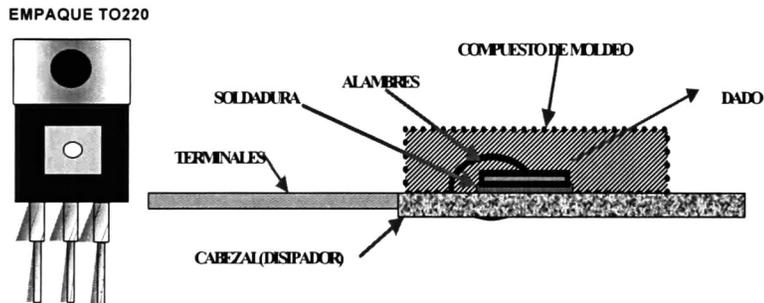


Figura 1-5 Transistor bipolar de potencia del tipo TO-220 (paquete plástico)

Los dos tipos existentes de encapsulados, que se pueden encontrar actualmente en el mercado, se tratan de representar junto con sus elementos que intervienen en el proceso de disipación de calor de un semiconductor de potencia, por lo cual, para enriquecer el ejercicio y acercarlo más a la realidad, complementaremos el circuito equivalente colocando sus capacitancias asociadas, que son las que intervienen cuando están bajo condiciones de pulsos cortos, de tal manera que el circuito queda como sigue (ver figura 1-6):

CIRCUITO EQUIVALENTE DE UN TRANSISTOR DE POTENCIA CON TODOS SUS ELEMENTOS QUE INTERVIENEN BAJO CONDICIONES TRANSITORIAS.

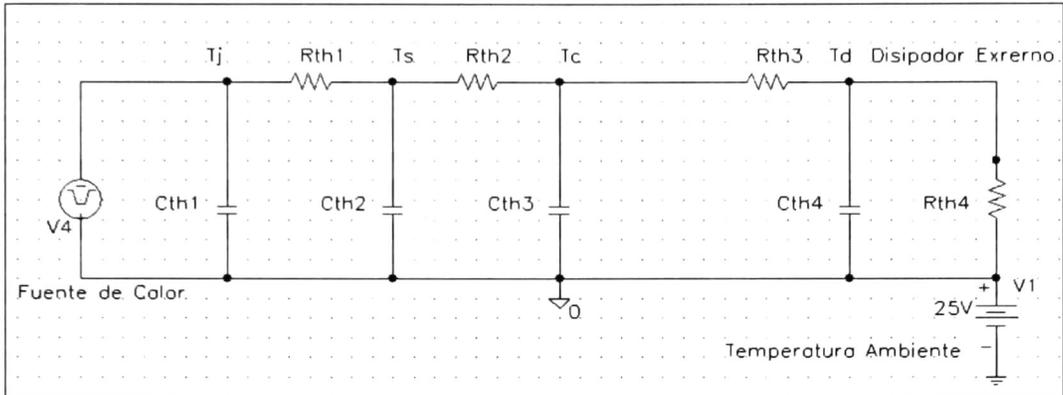


Figura 1-6 Circuito equivalente de un transistor de potencia bajo condiciones transitorias.

Donde:

R_{th1} = Resistencia térmica del silicio.

R_{th2} = Resistencia térmica de la soldadura.

R_{th3} = Resistencia térmica del encapsulado hacia el disipador.

R_{th4} = Resistencia térmica del encapsulado hacia el ambiente.

C_{th1} = Capacitancia térmica del silicio.

C_{th2} = Capacitancia térmica de la soldadura.

C_{th3} = Capacitancia térmica del encapsulado.

C_{th4} = Capacitancia térmica del disipador.

Si se desea obtener el incremento de temperatura máximo permisible de la pastilla sobre la temperatura del disipador, esta dado por la ecuación siguiente [2,4]:

$$\Delta T_{\max} = P_{d_{\max}} R_{th} \quad (1.13)$$

donde la potencia a ser disipada (P_d) se sustituye por $I_C V_{CE}$:

$$\Delta T_{\max} = (I_C V_{CE}) R_{th} \quad (1.14)$$

Según lo anterior, y con respecto al circuito eléctrico equivalente, la diferencia de potencial existente entre C_{th1} no debe ser mayor al equivalente a T_{\max} . Por lo tanto, visto de otra manera, la caída de voltaje en C_{th1} debe ser lo más cercana posible a la caída de voltaje en R_{th4} o su equivalencia, que en este caso es la T_{ambiente} .

Esto quiere decir que entre menores sean las resistencias térmicas, menor será la diferencia en la caída de voltaje, es decir, desde el punto de vista térmico, el incremento de temperatura con respecto a la referencia (T_{ambiente}) será menor.

1.4 EQUIPO DE PRUEBA PARA DETERMINAR LOS VALORES TÉRMICOS EN UN SEMICONDUCTOR

Un método alternativo para obtener los valores térmicos en los semiconductores, que sin duda alguna son el método más efectivo para determinar los valores que se publican en los datos de los fabricantes. En las mediciones que se realizaron se utilizó equipo manual y automático para determinar los valores térmicos; a continuación se presenta lista del equipo:

Equipo manual:

Fuentes de poder	(someter al dispositivo bajo prueba)
Termocople	(medir el T_r)
Multímetro	(medir voltajes y corrientes)
Sistema de intercambio de calor	(montar el dispositivo y remover el calor)
Manejadora de agua fría	(remover el calor del dispositivo)
Base para fijar el dispositivo	(tomar el voltaje y el muestreo del tren de pulsos)

Equipo automatizado:

Analysis Tech	(medir resistencia -capacitor)
Theta Sage	(medir la temperatura de unión)
Tesec	(medir parámetros en diferentes configuraciones)

Los sistemas automatizados mostrados anteriormente entregan diferentes niveles de información. El Analysis Tech es el equipo más completo y el equipo Tesec el menos completo hablando automáticamente. El equipo Analysis Tech System es el que nos entrega la información de los valores de las resistencias térmicas y capacitancias que se utilizarán en el circuito térmico equivalente. Estos valores son muy utilizados para modelar los efectos térmicos en los programas simuladores tales como el PSPICE.

Las principales ventajas de utilizar un equipo automatizado son:

- * Fácil uso de operación.
- * Menor dependencia de operación sobre las mediciones.
- *Consistencia en la mediciones.
- *Mayor calidad en la mediciones.
- *Capacidad en los sistemas de transferir datos.

PROCEDIMIENTO PARA PROBAR PARÁMETROS TÉRMICOS

El procedimiento básico para obtener mediciones de parámetros térmicos es la siguiente:

- 1.) La calibración del TSP (Parámetro Sensitivo a la Temperatura)
- 2.) La aplicación de voltaje continuo y el TSP con un pulso de muestreo.
- 3.) La medición de T_j , T_r aplicando potencial.
- 4.) El cálculo de la resistencia térmica, $R_{th(j-r)}$ y la potencia máxima P_D .

1. La calibración del parámetro TSP (Parámetro Sensitivo a la temperatura)

Conociendo que es prácticamente imposible colocar un termómetro dentro de la unión del dispositivo para medir la temperatura cuando se encuentra bajo un potencial, debemos encontrar otra técnica. Afortunadamente, se puede utilizar al dispositivo polarizado directamente y esto nos va a decir su equivalencia en temperatura. En una unión $p-n$ polarizada directamente, el voltaje cae manteniendo una relación muy lineal con la temperatura. Por lo tanto, se puede utilizar esta relación que nos dirá qué temperatura de unión corresponde a una dada condición de voltaje.

Para determinar la relación entre el voltaje y la temperatura de un dispositivo dado utilizando el TSP, se calibra el equipo para encontrar el TSP (Temperature Sensitive Parameter) para que sense una corriente constante como se puede observar en la fig.1-7, la corriente constante debe de ser de magnitudes pequeñas. Para este caso es del orden de los miliamperes para que no cause un calentamiento adicional durante la calibración.

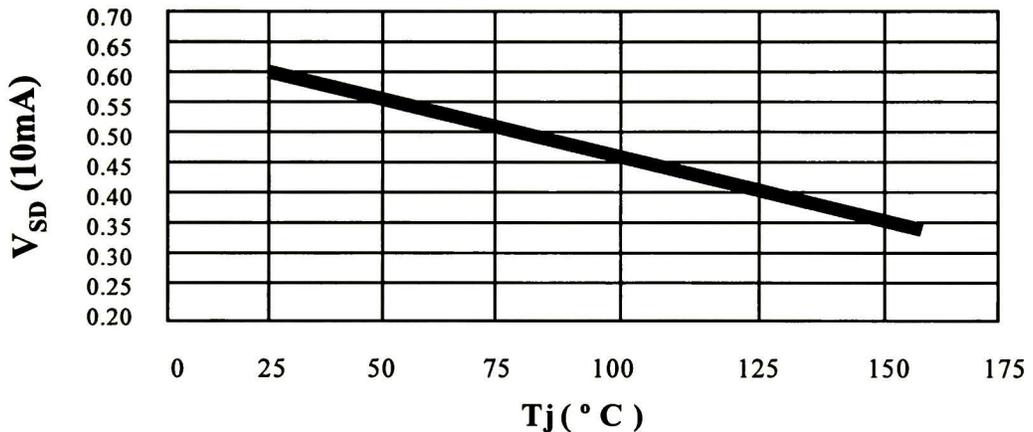


Figura 1-7 Curva típica de calibración de temperatura para el cuerpo de diodo TMOS.[4]

En la figura 1-7 anterior se puede observar que el voltaje se decreta en forma lineal del orden de los 2 mil volts por grado Celsius cuando por el diodo pasa una corriente constante de 10mA.

Otros dispositivos tienen parámetros que mantienen una relación similar con la temperatura. A continuación se enlistan varios de los parámetros que se utilizan en la industria para determinar la temperatura de unión.

Tipo de Dispositivo:

Parámetro a medir como TSP:

MOSFET
IGBT
BIPOLAR
Vf

V_{th}, V_{ds} (on), R_{ds} (on)
V_{th}, V_{ce} (s)
V_{be}, V_{ce} (s)
Diodo

Se debe correlacionar el equipo donde se obtiene el parámetro (TSP) y calibrarlo antes de utilizarse para obtener la curva de linealidad, ya que la linealidad de este parámetro es crítico para la calidad de las mediciones térmicas que deseamos obtener.

2. La aplicación de voltaje continuo y el parámetro TSP con un pulso de muestreo.

Una vez debidamente calibrado el equipo donde se obtuvo el parámetro TSP, se puede comenzar a someter al dispositivo a pruebas y realizar las mediciones térmicas.

Se empezó aplicando pulsos continuos de voltaje y corriente de valores ya conocidos al dispositivo en prueba. Un tren de pulsos de muestreo monitorean al parámetro TSP y deben dar una corriente sensada igual o equivalente a la que se utilizó durante la calibración. Mientras se monitorea el parámetro TSP, se ajusta el voltaje aplicado al dispositivo en prueba de tal manera que nos aseguremos que exista un aumento suficiente de temperatura presente en la temperatura de unión (T_j). Ajustando el voltaje aplicado para alcanzar el incremento en T_j del orden de los 100°C por encima de la temperatura de referencia, deberá generarse suficiente diferencia de temperatura para asegurar una buena resolución en las lecturas a realizar. Un tren de pulsos continuos con una duración de 80ms cada pulso, seguido por un muestreo, con un pulso con duración de $80\mu\text{s}$ como se muestra en la figura 1-8.

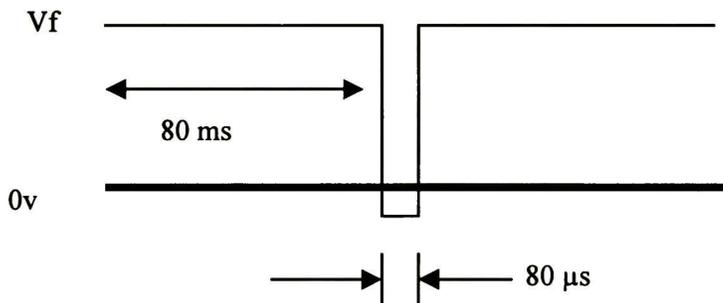


Figura 1-8 Ejemplo de un tren de pulsos durante la medición de la resistencia térmica de la unión hasta el encapsulado (R_{thjc}).

El tiempo de muestra del parámetro TSP debe ser muy corto y no permitir ningún enfriamiento apreciable en la unión antes de volver a aplicar potencial. El potencial y el tren de pulsos de muestreo ilustrado en la figura 1-8 tiene un ciclo de trabajo (duty cycle) de 99.99% el cual, para todo propósito práctico es considerado como continuo.

Obviamente, bajo este concepto mucha energía está siendo aplicada al dispositivo bajo prueba y el encapsulado del dispositivo no debe de calentarse demasiado. Es por esto que para mantener frío al dispositivo bajo prueba, se necesita montar a la unidad a medir en

un disipador. A su vez se utiliza un sistema de intercambio de calor y un enfriador que trabaja mediante un flujo de agua fría para remover el calor del encapsulado de tal manera que se tiene un buen sistema de disipación. Bajo estas condiciones se puede mantener la temperatura del encapsulado abajo o cerca de los 25° C y mantener una buena resolución en las mediciones, aislando la temperatura de la unión para su medición.

3) La medición de T_j , T_r aplicando potencial.

Después que la T_j se ha estabilizado, debemos registrar este valor con la temperatura de referencia T_r y la potencia aplicada. Para calcular la máxima potencia de disipación y la resistencia térmica (R_{thjr}), se necesita tener estas mediciones.

La temperatura de unión de los dispositivos, T_j , es tomada de la medición eléctrica del parámetro TSP. Con la correlación entre el parámetro TSP y la temperatura estabilizada, bajo estas condiciones se determina la T_j de una manera muy directa..

Un termocople es colocado en un punto de referencia dentro del sistema de medición y se toma la lectura de referencia o temperatura de referencia (T_r). La mayoría de las compañías de semiconductores toman como punto de referencia el mismo encapsulado del dispositivo; también puede ser una terminal o el medio ambiente, por lo que cualquiera de los tres puntos puede ser una temperatura de referencia.

Los elementos claves para asegurar calidad en la medición del punto de referencia son:

- *Utilizar un buen termocople para referenciar un punto.
- *Consistencia en las lecturas del termocople en el punto de referencia.

El termocople necesita hacer un buen contacto térmico para ser un punto de referencia válido. Si no se obtiene un buen contacto térmico, las mediciones tendrán un error, por lo tanto, para mejorar el contacto se utiliza grasa térmica sujetando a la unidad bajo prueba con presión.

Se utiliza grasa térmica para asegurar una buena conductividad térmica y eliminar las posibles bolsas de aire aplicando la grasa térmica entre el dispositivo y el disipador, por lo que se pretende mantener al encapsulado cerca de los 25°C ayudando de dos diferentes maneras. La primera consiste en que debe ayudar a mantener baja la temperatura del encapsulado debido a que se mejoró el contacto térmico hacia el disipador, la segunda ayuda es que mejora al contacto del termocople con el encapsulado. La grasa térmica ayuda a mantener un buen contacto y asegurar la calidad y confiabilidad de las mediciones.

Si aplicamos una fuerza de 40lbs (85 a 90 presión por pulgada cuadrada (PSI)) entre el termocople y el punto de referencia (encapsulado del dispositivo) también se mejora el contacto térmico mostrado en la figura 1-9. Tomando estas precauciones en consideración, nos ayudará y asegurará tener un buen contacto térmico en el punto de referencia que, en este caso, es la superficie del encapsulado del dispositivo.

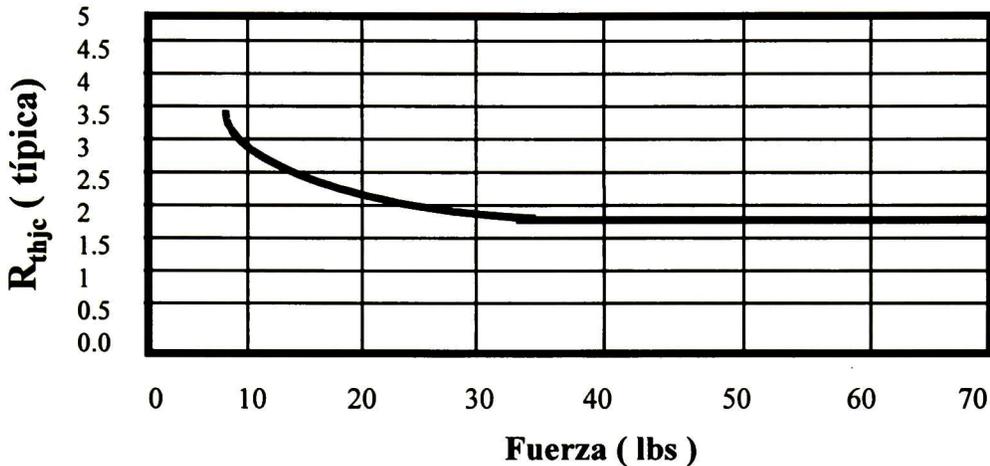


Figura 1-9 Curva de R_{thjc} vs Fuerza de sujeción aplicándole grasa térmica para obtener mejores resultados.

El valor de la resistencia térmica cae y empieza a ser constante cuando se acerca al valor de 40lb. La fuerza de sujeción de (85-90 presión por pulgada cuadrada (PSI)), asegura un buen contacto térmico entre la terminal del termocople y el encapsulado del dispositivo.

Es importante colocar el termocople de referencia en el mismo lugar para cada medición. Cualquier cambio de lugar del termocople de referencia resultará en un error o se podrá caer en una serie de mediciones inconsistentes, ya que existe una resistencia térmica diferente entre la unión y cada nuevo lugar de localización del termocople.

Para obtener mejores mediciones, el termocople de referencia debe ser colocado en la zona más caliente del encapsulado(por ejemplo, en el centro del dado del dispositivo o en la parte del dorso del encapsulado para el transistor de empaquetado plástico; para el metálico, la parte del dorso entre las terminales de base-emisor). En cualquier toma de medición debemos asegurar la calidad y consistencia de las lecturas tomadas, de tal manera que lo más adecuado es colocar el termocople siempre en el mismo lugar y para cada dispositivo a ser medido.

4. El cálculo de la resistencia térmica, R_{thjc} y la potencia máxima P_d .

Partiendo de la ecuación (1.5) para la resistencia térmica R_{thjc} y la ecuación para la potencia aplicada a ser disipada P_d y sustituyendo los valores de las mediciones que hemos obtenido, se obtendrán los valores de la resistencia térmica y la máxima capacidad de potencia a ser disipada por el dispositivo bajo medición. Asumiendo que se tomaron las mediciones con los siguientes valores: $T_j = 100^\circ\text{C}$, con una potencia de prueba = 50W, a $T_c = 25^\circ\text{C}$, y un máximo de temperatura del dispositivo = 150°C , utilizamos la ecuación (1.5) de R_{thjc} obtenemos [2,3]:

$$R_{thjc} = (T_j - T_r) / \text{Potencia} \quad (1.5)$$

Sustituimos:

$$R_{thjc} = (100 - 25) / 50$$

$$R_{thjc} = 1.5 \text{ } ^\circ\text{C} / \text{W} \quad (\text{El valor medido})$$

La gran mayoría de las empresas de semiconductores utilizan una banda de guarda o de seguridad en las mediciones obtenidas para establecer los límites de sus dispositivos. Esto ayuda a tener presente las consideraciones de todas las posibles variables que se involucran en la toma de lecturas y mediciones. Utilizar una banda de seguridad del 25% para las mediciones térmicas, es considerada una buena práctica. Por lo tanto tenemos que agregarlo al valor de R_{thjc} obtenido anteriormente.

Multiplicando la resistencia térmica del resultado anterior por el factor de 1.25, para considerar la banda de seguridad del 25%, se obtiene el siguiente resultado para la R_{thjc} .

Sustituimos y tenemos:

$$R_{thjc} = 1.5 * 1.25 = 1.9 \text{ } ^\circ\text{C} / \text{W} \quad (\text{El valor límite para las compañías de semiconductores})$$

Como muestra la siguiente figura 1-10, la resistencia térmica de la unión al encapsulado es dependiente de la medida del dado. Esto implica que el silicio tenga una resistencia térmica y una oposición al flujo de calor, y por otro lado, también el cabezal de cobre que está unido por soldadura al dado del dispositivo tenga su respectiva resistencia térmica.

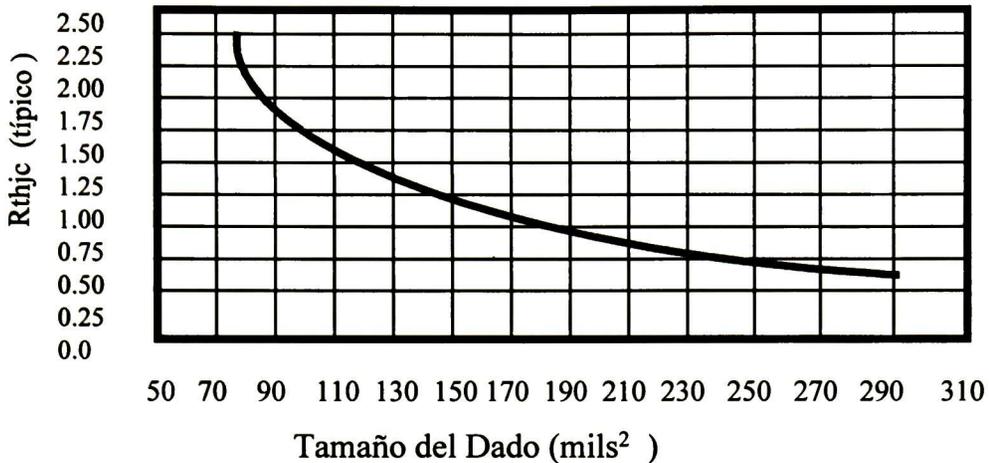


Figura 1-10 Curva de R_{thjc} vs Tamaño de dado para un paquete de TMOs.

Para determinar la capacidad de potencia que puede manejar un dispositivo (P_d) se toma el valor obtenido R_{thjc} con la banda de seguridad y utilizando la ecuación (1.5) de P_d ,

Sustituimos y tenemos :

$$P_d = (150 - 25) / 1.9$$

$$P_d = 66 \text{ W (Límite garantizado por las compañías de semiconductores)}$$

Utilizando mediciones o parámetros térmicos especificados por el fabricante, se pueden resolver muchas de las preguntas acerca de la potencia de los dispositivos semiconductores, tales como el ejemplo siguiente:

$$P_d = (T_{jmax} - T_r) / R_{thjc} \quad (1.5)$$

Cuando se desea conocer la temperatura de unión de un dispositivo, y se conoce la resistencia térmica $R_{thjc} = 1.25 \text{ } ^\circ\text{C} / \text{W}$ por datos dados por el fabricante y se obtiene por medición una temperatura referenciada a el encapsulado T_r de 85°C , cuando se le aplica una potencia máxima P_d de 35W .

$$T_j = P_d * R_{thjc} + T_r$$

$$T_j = 35 \text{ W} * 1.25 \text{ } ^\circ\text{C} / \text{W} + 85 \text{ } ^\circ\text{C}$$

$$T_j = 128.8 \text{ } ^\circ\text{C}$$

SUMARIO:

-La resistencia térmica R_{thjc} y la capacitancia térmica son la propiedad que tienen los dispositivos semiconductores de potencia para oponerse y remover el calor hacia el medio ambiente.

-Para el caso del circuito equivalente de SOA en condiciones de CD, las capacitancias térmicas quedan fuera del cálculo del circuito debido a que un capacitor en estado de CD se comporta como un circuito abierto.

-Para el caso del circuito bajo condiciones transitorias, las resistencias térmicas y las capacitancias térmicas ayudan a simular el comportamiento de la acumulación de calor en el semiconductor de potencia.

-Se presenta un método alternativo y práctico que además de ser el más utilizado nos define el valor de la resistencia térmica, así como la temperatura de unión del semiconductor de potencia utilizando equipo automático.

Bibliografía.

- [1] Motorola "Rectifier Applications Handbook" third edition, ISBN 0-929270-01-0, 1993, pp (29-48).
- [2] Adolph Blicher, "*Field-effect and Power Transistor Physics*" Academic Press pp180-208...
- [3] Roehr, Bill and Bryce Shiner. "Transient Thermal Resistance-General Data and its Use ", AN569 in *Motorola Power applications Manual*, 1990(23-38), Motorola Literatura Distribution Center, Ph # 1(800) 441-2447.
- [4] Reporte Técnico Dave Hollander. "Thermal Modeling And Management Of Discrete Surface Mount Packages", BR1487/D REV 1 , 1998 pp(7-17). Motorola Literatura Distribution Center.
- [5] Sorab K. Ghandhi, *Semiconductor Power Devices*, John Wiley & Sons New York, 1977.
- [6] W. Gutzwiller and T. P. Sylvan, AIEE Trans. Commun. and Electron. Part I 79, 699 (1960-1961).

2.1 SOA DE UN TRANSISTOR BIPOLAR DE POTENCIA

El SOA es una prueba eléctrica que se le aplica al transistor durante la parte final del proceso en las plantas ensambladoras. Está comprendida en el conjunto de requerimientos eléctricos finales que se le aplica a cada unidad, de tal manera que si el resultado de la prueba se encuentra dentro de los requerimientos de la especificación del producto, se le permite llegar al cliente final.

Los valores del SOA son una de las especificaciones que vienen enlistadas en los manuales de datos (data books), en la mayoría de los casos se encuentra representada en un gráfico. Ya que debe ser una de las características reportadas por las compañías manufactureras, se publican para cada tipo de producto y dispositivo que se encuentra en el mercado por las compañías .

La palabra SOA significa “ÁREA SEGURA DE OPERACIÓN” por sus siglas en inglés (SAFE OPERATING AREA). El SOA es definido para condiciones en la cual la base es polarizada en forma directa, y está definido en términos de corriente de base; la curva de SOA se aplica cuando el transistor está en estado de encendido y la corriente de base está fluyendo, o cuando la base está abierta. La prueba de SOA es medida en una configuración de base común. Este tipo de circuito permite con precisión manejar las tres variables del SOA. Estas tres variables son (ver figura 2-1):[1]

Donde:

V_{CE} = Voltaje colector –emisor

I_C = Corriente de colector

T = Tiempo

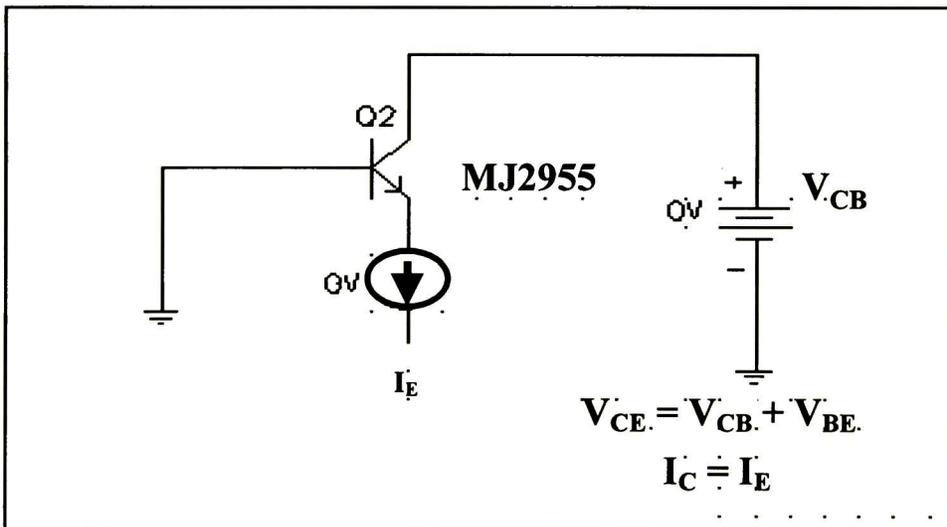


FIGURA 2-1 Circuito de prueba para la prueba de SOA.

Es muy importante para el diseñador de circuitos conocer los límites de seguridad de operación del transistor de potencia, tanto en I_C como en V_{CE} , debido a que trabajar el transistor más allá de estos límites puede resultar en una inestabilidad térmica y eléctrica llevando al dispositivo a una degradación o destrucción.

EL SOA EN CONDICIONES DE POLARIZACIÓN DIRECTA (FBSOA)

En los datos técnicos se encuentra representada con las siglas FBSOA (Forward Bias Safe Operating Area), que significa SOA en polarización directa y mide la habilidad del transistor en manejar esfuerzo eléctrico cuando está en polarización directa. La curva del FBSOA contiene ambos límites máximos, para la disipación en estado estacionario y para estado de encendido con línea de carga.

La curva de SOA en polarización directa es definida para condiciones en las cuales la base del transistor se encuentra polarizada directamente. Esto nos permite tener un voltaje Base-Emissor positivo y una corriente de Base negativa durante el tiempo de almacenamiento, por lo tanto la polarización directa está definida en términos de la corriente de base. La curva del FBSOA aplica cuando el transistor está en estado de encendido y la corriente de base está fluyendo o cuando la base está a circuito abierto. Las hojas de datos muestran comúnmente la curva del SOA de un transistor calculada a 5 y 10 microsegundos (ver fig.2-2). El más corto de los dos hace una frontera práctica para trazar la línea de carga de encendido de un transistor de potencia. La prueba de SOA se puede aplicar en modo de polarización directa e inversa. Para este trabajo sólo nos enfocaremos a la polarización directa.[1]

SENSIBILIDAD AL VOLTAJE:

Los transistores de potencia son bastante sensibles a los cambios de voltaje cuando éstos son sometidos por corrientes elevadas de colector. Si nos apoyamos utilizando la figura 2-2 como ejemplo, es fácil de mostrar y observar qué tan significativo puede ser la sensibilidad al voltaje. Colocándonos en el punto A de la gráfica, la potencia de disipación será el resultado de llevar a cabo la multiplicación de[1]:

$$P_d = (I_C * V_{CE}) \dots\dots\dots (\text{WATTS}) \quad (2.1)$$

esto es:

$$P_d = (150 \text{ A} * 3.33 \text{ V}) = 500 \text{ WATTS}$$

Si nos colocamos en el punto B de la gráfica, concluiremos que como la porción del límite térmico de la curva es transversal al punto, su resultado no mostrará cambio en la potencia de disipación, como se puede verificar numéricamente obtenemos que la potencia a ser disipada es de:

$$P_d = (50 \text{ A} * 10 \text{ V}) = 500 \text{ watts.}$$

Sin embargo, cuando seleccionamos un punto C sobre la porción del segundo voltaje de ruptura de la curva del SOA, se observa que la potencia de disipación se reduce dramáticamente a:

$$P_d = 0.3 \text{ A} * 100 \text{ V} = 30 \text{ WATTS} .$$

Por definición, la región del segundo voltaje de ruptura de la curva del SOA es el área donde la potencia de disipación se decrementa cuando se presentan incrementos de voltaje. En la gráfica 2-2 se presentan las dos diferentes curvas correspondientes al estado estacionario y otra curva correspondiente a los 10 microsegundos con un pulso corto.

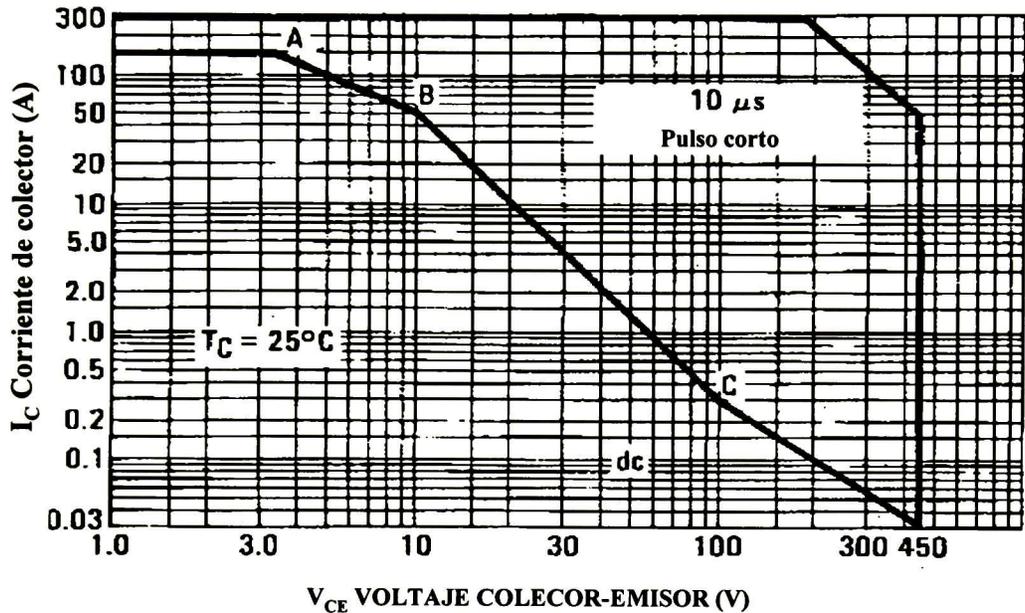


Figura 2-2 Curva de SOA de un transistor de potencia

Antes de terminar la discusión de la sensibilidad al voltaje, se revisa brevemente el $V_{CEO(sus)}$, el límite está al lado derecho de la curva del SOA.

Cualquier valor más allá de la línea de carga del $V_{CEO(sus)}$, o cualquier condición donde $V_{CE} \geq V_{CEO(sus)}$ con una corriente de base aplicada en polarización directa, conduce a una falla segura del transistor[1]

EL SEGUNDO VOLTAJE DE RUPTURA

Uno de los principales puntos de atención para los usuarios y proveedores de transistores de potencia es la verificación de la capacidad de la región del segundo voltaje de ruptura de los dispositivos de potencia.

La energía límite para el segundo voltaje de ruptura, puede manifestarse en la región activa de SOA, en polarización directa e inversa. El voltaje de segunda ruptura es el causante de que el transistor pierda la habilidad de sostener un voltaje de colector-emisor. El voltaje corta a valores bajos, generalmente causando que el circuito libere una elevada corriente al transistor, resultando un corto de colector a emisor. El voltaje de segunda ruptura es el resultado de la acumulación de corriente (current crowding) en

la periferia del dedo del emisor debido a la dirección de los campos laterales en la base. Los campos son los causantes de la corriente de acumulación en la periferia del emisor durante la polarización directa y para el caso de el período de polarización inversa son hacia el centro del emisor. Esta gran densidad de corriente presente produce un punto caliente (hot spot) el cual eventualmente causa que el transistor alcance el voltaje de segunda ruptura, por lo que si la energía no es removida rápidamente, el dispositivo puede ser destruido. La porción de la curva del voltaje de segunda ruptura, es la porción en la cual la máxima potencia disipada es decrementada, viéndose afectada la temperatura de la unión debido a los incrementos de voltaje

El comienzo de la distribución de la temperatura no uniforme es, usualmente, el precursor del segundo voltaje de ruptura y ciertamente encadena la posibilidad de una falla prematura en el dispositivo.[1]

SEGUNDO VOLTAJE DE RUPTURA CON POLARIZACION DIRECTA (I_{sb})

En un transistor n-p-n con el emisor polarizado directamente, la corriente de electrones en la base fluye lateralmente debajo del emisor hacia el contacto de la base, dando lugar a efectos de acumulación de corriente. La corriente puede ser focalizada en un área muy pequeña con una densidad muy alta, suficiente para dar inicio a una inestabilidad térmica y por lo tanto alcanzar el segundo voltaje de ruptura. Un efecto similar puede llevarse a cabo por tener una existencia de alguna inhomogeneidad en la región de la unión emisor-base. Un flujo de corriente puede tomar lugar aún bajo condiciones correctas, esto ocurre a niveles de baja corriente en presencia de defectos puntuales en el cristal.

La geometría de dedos múltiples en el emisor para los transistores de potencia son comúnmente utilizados para evitar la concentración de corriente, y consiste en múltiples dedos de emisores con el propósito de incrementar la periferia del emisor y decrementar la densidad de corriente. Ya que es imposible una distribución de corriente uniforme en una estructura de este tipo, se utiliza una técnica preventiva especial llamada resistencia de emisor restrictiva (ver figura 2-4), la cual le agrega a cada pequeño emisor una resistencia en serie. Tal resistencia en serie es usualmente integrada en el dado del dispositivo.

Sin estas medidas preventivas, alguno de los dedos del emisor puede incrementar su temperatura más que los dedos adyacentes dando lugar a que la corriente comience a circular en el emisor que se encuentra a la temperatura mas alta dando lugar a un punto caliente[2].

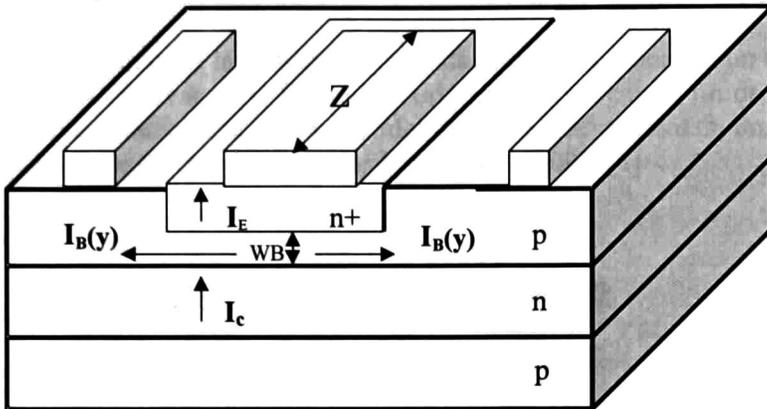


Figura 2-3 El flujo de corriente lateral en la Base de un transistor de potencia.

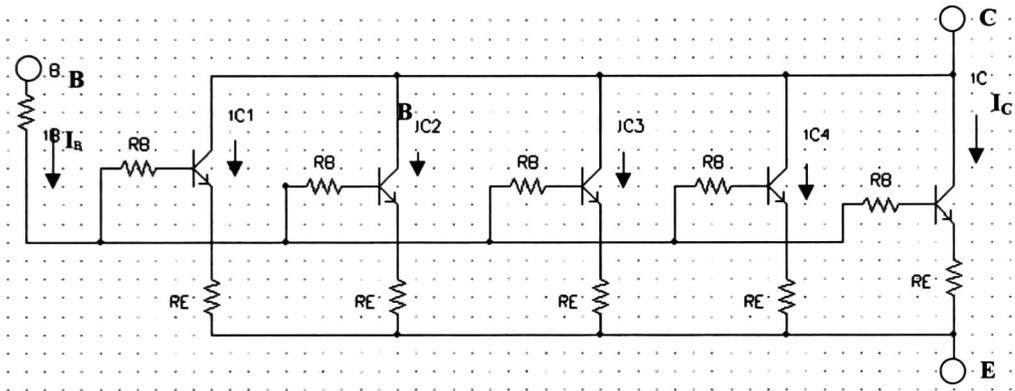


Figura 2-4 Circuito equivalente de un transistor con múltiples emisores.

EL ASPECTO FÍSICO DE ESTE FENOMENO:

En la figura 2-5 se esquematiza la densidad de corriente en la sección de corte transversal de un dedo del emisor, para dos diferentes valores de voltaje colector-emisor, $V_{CE} = 10V$ y $V_{CE} = 100V$. De la figura se observa que la densidad de corriente se incrementa dramáticamente cuando el voltaje se incrementa. Al incrementarse la densidad de corriente, el área en la cual ocurre la disipación de potencia se disminuye. En otras palabras, el tamaño efectivo del transistor llega a ser cada vez mas pequeño conforme el voltaje colector-emisor (V_{CE}) se eleva. El incremento en la densidad de corriente con el voltaje de colector-emisor (V_{CE}) puede ser explicado por la deserción colector-base. Cuando el voltaje de colector se incrementa, la región de deserción hacia la base metalúrgica se incrementa. El ancho de la base eléctrica es por lo tanto más estrecho, causando un incremento en la resistencia lateral de la base debajo del emisor, y la corriente de base al centro del dedo del emisor es estrangulada, limitando la cantidad de corriente fluyendo hacia el centro del dedo del área del emisor. Esta

restricción resulta en una alta densidad de corriente en la perifería, que se hace mayor cuando el voltaje de colector se incrementa.

En la figura 2.-5 se muestra la geometría de un dado correspondiente a un transistor de potencia; se puede observar en la figura un corte transversal con el fin de analizar los fenómenos físicos que ocurre alrededor del proceso. Se presentan dos diferentes condiciones de voltaje de colector –emisor V_{CE} a 10V y 100V.[1]

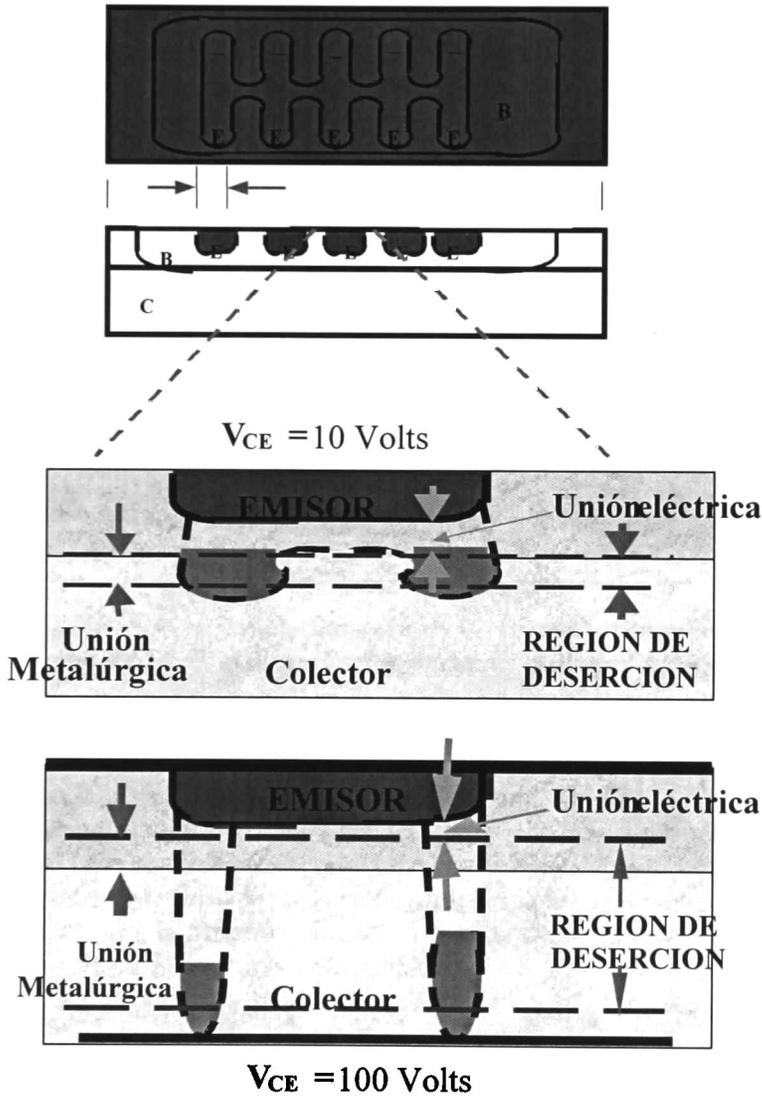


Figura 2-5 Geometría y corte transversal de un transistor de potencia

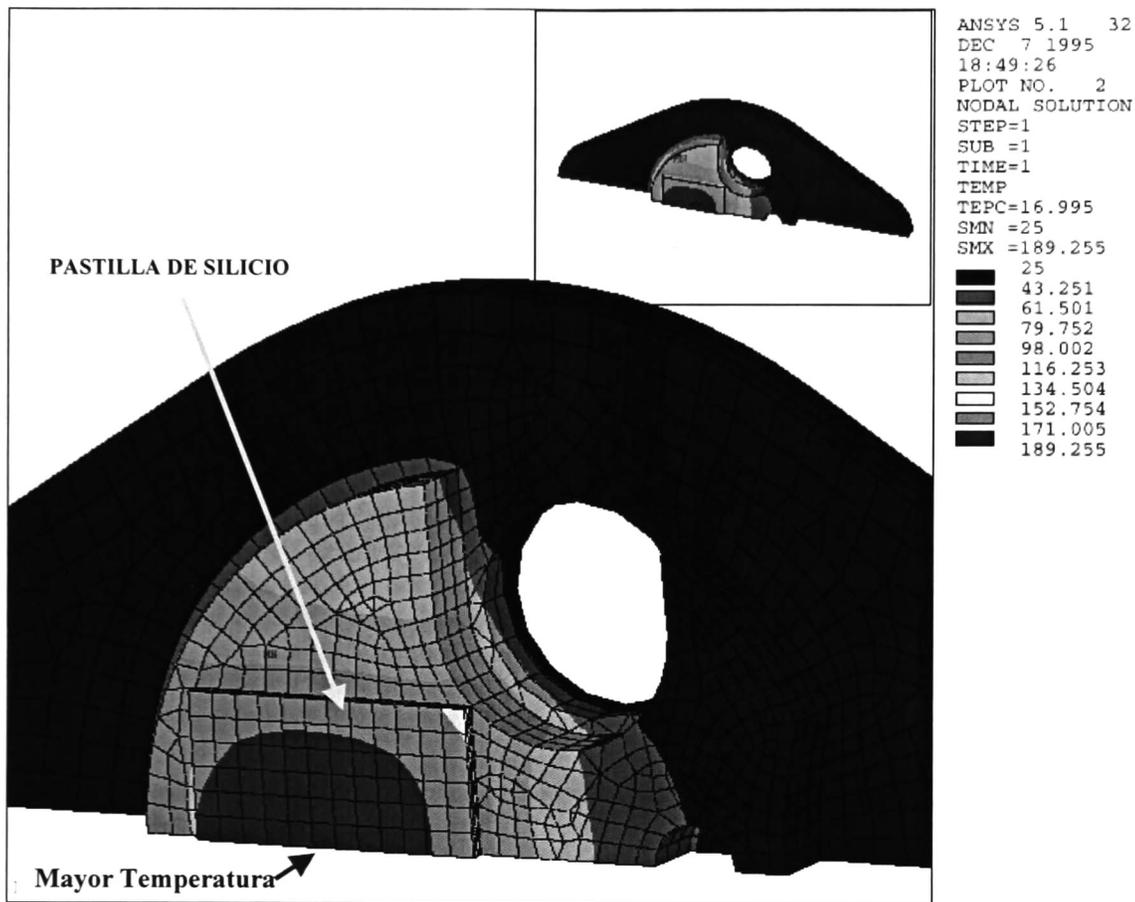


Figura 2-6 Distribución de temperatura de un transistor bipolar de potencia paquete TO-3 utilizando el programa simulador ANSYS.

En la figura anterior 2-6 se presenta la distribución de la temperatura de un transistor de potencia utilizando el programa simulador de elementos finitos. En ella se representan en la parte superior las diferentes temperaturas por recuadros con distintas tonalidades presentes en el dispositivo semiconductor, cuando está bajo régimen de estado estacionario, con un color más obscuro en la parte central se representa el área con más temperatura, tal área es la pertenece al dado o pastilla de silicio dentro del paquete del transistor bipolar de potencia en paquete metálico.

INESTABILIDAD TÉRMICA

El comienzo de la inestabilidad térmica de un transistor en una dimensión puede ser determinado por el factor de inestabilidad [2]:

$$S = R_{th} * V_{CE} \delta I_C / \delta T \quad (2.2)$$

Donde:

R_{th} = Resistencia térmica en la región activa ($^{\circ}C / W$)

T = Temperatura en la región activa ($^{\circ}C$)

Esto asume que la densidad de potencia de disipación es uniforme y que la Temperatura (T) de la interface del silicio al disipador es uniforme. En la realidad este no es el caso, ambos factores, la densidad de potencia y la temperatura, varían en la superficie del dado. Por lo tanto un análisis de dos dimensiones podría ser más apropiado para determinar el factor de inestabilidad. Hower y Govil [2] desarrollaron un análisis numérico para este caso y resolvieron las ecuaciones del flujo de calor en dos dimensiones para un transistor montado en un disipador; ellos demostraron experimentalmente la validez del modelo de estabilidad para una dimensión y lo compararon con el modelo de dos dimensiones.

La inestabilidad de I_C contra V_{CE} puede ser determinada de la relación [2]:

$$I_C = R_{th}^{-1} * \Delta T * V_{CE}^{-1} \quad (2.3)$$

En esta expresión la resistencia térmica es independiente de la temperatura y el incremento de temperatura está dado por :

$$\Delta T = T_j - T_A \quad (2.4)$$

donde:

T_j = es la temperatura de la unión ($^{\circ}C$)

T_A = es la temperatura del medio ambiente o de referencia. ($^{\circ}C$)

La temperatura absoluta de la unión puede ser determinada de la expresión para el factor de estabilidad "S" si este es igualado a uno. Para determinar el factor "S" para un transistor de doble difusión se considera que la ganancia de corriente $h_{fe} \geq 5$, y que el dispositivo está polarizado directamente ($V_{BE} \gg kT/q$), además la base está poco dopada. Bajo estas condiciones, la carga de la base Q_B llega a ser más o menos independiente de la corriente y no hay modulación de la conductividad. El dispositivo está operando fuera de la acumulación de corriente (crowding). Utilizando el modelo de Moll-Ross, la corriente de colector puede ser expresada por [2]:

$$I_C = \frac{q A_E n_{i0}^2}{Q_{BO} / D_B} \exp\left(\frac{q V_{BE} - E_g}{mkT}\right) \dots\dots\dots(2.5)$$

A_E = Área metalúrgica del emisor (cm^2)

$n_{i0}^2 = 2.46 \times 10^{19} cm^{-3}$ para el Silicio.

D_B = Constante de difusión para portadores minoritarios en la región de la base.

Designando a las resistencias en serie del emisor y base dadas por R_E , R_B , respectivamente, la caída de voltaje presente en el emisor y la base es sumado al voltaje aplicado de base-emisor V_{BB} y es dado por la ecuación [2]:

$$V_{BB} = V_{BE} + I_C [R_E + R_B / h_{fe}] \quad (2.6)$$

La ganancia de corriente es función de la temperatura y puede ser determinada por [2]:

$$h_{fe} = C * \exp(-\Delta E / kT) \quad (2.7)$$

Donde:

ΔE = Energía de activación (eV).

Esto es válido si el transistor opera en un punto donde la ganancia de corriente varía lentamente con respecto a la corriente, por lo tanto:

$$h_{fe} = h_{feo} = (Q_{EO} / D_E) / (Q_{BO} / D_B) \quad (2.8)$$

Q_{EO} = Carga del emisor en equilibrio

Q_{BO} = Carga del base en equilibrio

Si combinamos las ecuaciones (2.4) y (2.7), se obtiene el factor de estabilidad [2]:

$$S = \left(1 - \frac{T_A}{T}\right) \frac{m(kT/q) \ln(I_1 / I_C) + (I_C R_B / h_{FE}) (\Delta E / kT)}{m(kT/q) + I_C (R_E + R_B / h_{FE})} \quad (2.9)$$

Donde $m=1$ para el caso de Transistores de doble difusión y la I_1 está dada por:

$$I_1 = q A_E n_{io}^2 / (Q_{BO} / D_B) \quad (2.10)$$

Para realizar un ejercicio práctico, partimos de valores aproximados tomados de los valores de un transistor Bipolar conocido, sustituimos y obtenemos los valores siguientes: (ver apéndice F)

$$S = (1 - 25/200) \frac{[(0.026)(-26.92) + [(12.44)(0.18)/(50)](70/0.026)]}{(0.026) + 12.44(5.002)} =$$

$$S = (0.875 * 1.89) = 1.6 .$$

Este resultado nos indica que el índice de estabilidad térmica está por arriba de lo recomendado, el cual corresponde a la unidad, de tal manera que este valor de S nos indica que el dispositivo no tiene buena estabilidad, por lo tanto para que tengamos un transistor Bipolar con buena estabilidad térmica debemos modificar nuestro diseño y recalcular el índice "S" Para el caso de utilizar el dispositivo con estas condiciones este valor nos indicara que para tener un buen desempeño del transistor no debemos someterlo a altas temperaturas en la unión.

DEGRADAMIENTO DE LA CAPACIDAD DE POTENCIA DEBIDO A LA TEMPERATURA.

Una vez conocido el límite del segundo voltaje de ruptura, se procede a conocer el degradamiento de la capacidad de manejo de la potencia debido a la temperatura en condiciones de FBSOA para publicar los límites con una banda de seguridad. Este procedimiento resulta ser directo, de tal manera que, si tenemos presente la discusión anterior sobre la sensibilidad al voltaje, resulta muy fácil de comprender el procedimiento sugerido por la Compañía Motorola.

En los límites de la región térmica de la curva del SOA, la tasa de decremento es simple y directa, permitiendo encontrar la potencia de disipación para cualquier tipo de empaquetado con su temperatura correspondiente, de acuerdo con la siguiente ecuación [1]:

$$P_d = \frac{T_{JMAX} - T_C}{R_{\theta JC}} \quad (2.11)$$

Donde:

P_D = Potencia de disipación permisible (W)
 T_J = Temperatura máxima de la unión (°C)
 T_C = Temperatura del empaquetado. (°C)
 $R_{\theta JC}$ = Resistencia térmica (°C/W)

Pero si para el caso del segundo voltaje de ruptura, se utilizara la curva que se publica con los datos del fabricante, se tiene que determinar un factor de decremento y este es obtenido de la figura 2-7. Al multiplicar este factor de decremento con el límite de potencia de disipación, debemos obtener o acercarnos al resultado obtenido con la ecuación (2.11).

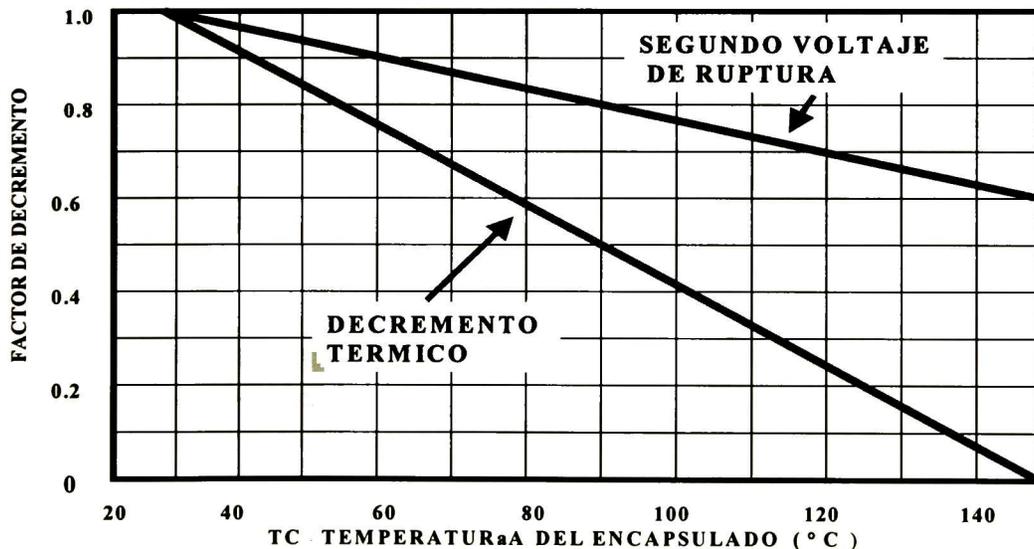


Figura 2-7 Factor de decremento

Sin embargo para poder obtener el valor correcto de la potencia máxima permisible, es necesario trabajar en la porción limitada por el segundo voltaje de ruptura de la curva de FBSOA. Debido a la gran sensibilidad al voltaje que tienen los transistores de potencia es posible obtener un valor incorrecto si se toma el dato de la curva equivocada. Para asegurarnos de que los límites del segundo voltaje de ruptura estén dentro del área segura se procede de acuerdo a los siguientes pasos:

1.)- A cualquier voltaje dado, se determina la máxima potencia permitida leyendo la corriente fuera de la curva del FBSOA y multiplíquela por el voltaje [1](ver fig.2-8).

Esto es:

$$P_d = (I_c * V_{CE}) \dots\dots\dots(\text{Watts}) \tag{2.1}$$

Ejemplo:

$$P_d = (5 \text{ A}) * (30 \text{ V}) = 150 \text{ Watts}$$

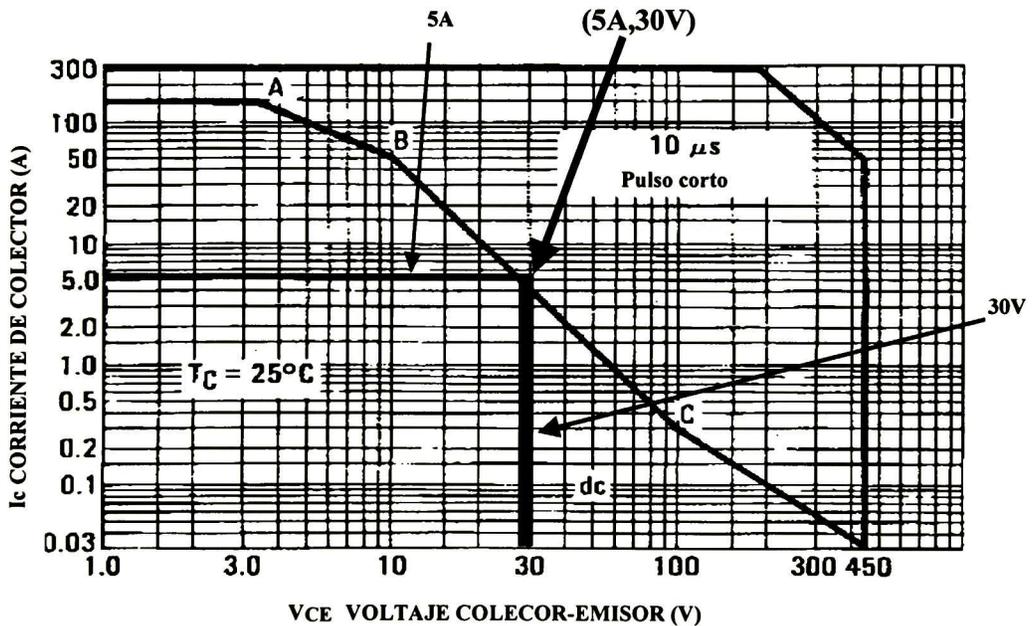


Figura 2-8 Curva de SOA de un transistor Bipolar de potencia

2.)- Se disminuye la máxima potencia permitida debido a la temperatura, aplicando el factor de disminución apropiado de la curva de degradación de segunda ruptura en la figura 2.- 7.

Para un valor de temperatura arbitrario, se aplica la máxima potencia permitida [1].

Ejemplo:

$$T = 100 \text{ }^\circ\text{C}$$

$$F = 0.75$$

$$P = (0.75) * (150) = 112.5 \text{ WATTS} \tag{2.3}$$

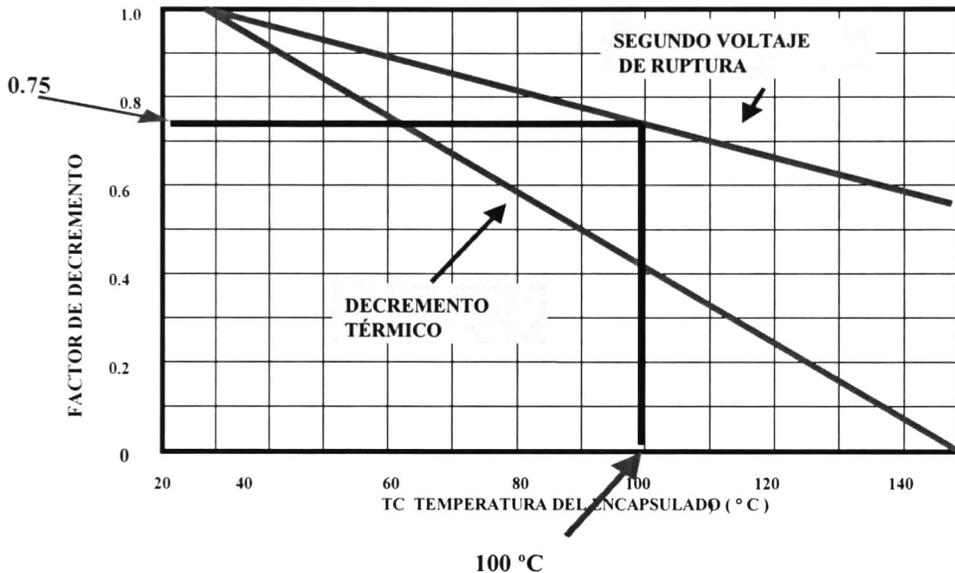


Figura 2-9 Factor de decremento

3.)-Se convierte la máxima potencia permitida hacia la máxima corriente permitida dividiendo la potencia máxima permitida entre el voltaje, utilizando la ecuación (2.1)[1].

Ejemplo:

$$P_D = (I_C * V_{CE}) \dots\dots\dots (\text{WATTS}) \tag{2.1}$$

Donde:

$$I = P / V$$

$$I = 112.5 \text{ W} / 30 \text{ V} = 3.5 \text{ A.}$$

4.)- En este punto es necesario que los límites térmicos no son excedidos y que estos coincidan con los límites publicados por el fabricante. Finalmente verifique el punto en el gráfico.

Este procedimiento es igualmente aplicable para el pulsado y la curva de SOA en CD con polarización directa., así como para condiciones de disipación de potencia en estado estacionario.

2.2 OBTENCIÓN DE LOS LÍMITES DE SOA

Las compañías manufactureras de transistores publican los límites del SOA para los diferentes dispositivos que tienen en el mercado. Estos límites se presentan en una gráfica de I_c -VCE, en la cual se garantizan todos aquellos valores que se encuentren dentro de los límites y no se garantiza la operación del transistor fuera de éstos. Los límites son determinados para CD y para pulsos cortos. Para determinar los límites del SOA de un transistor, primeramente se analizará el gráfico y después se analizará en forma separada cada límite que interviene.

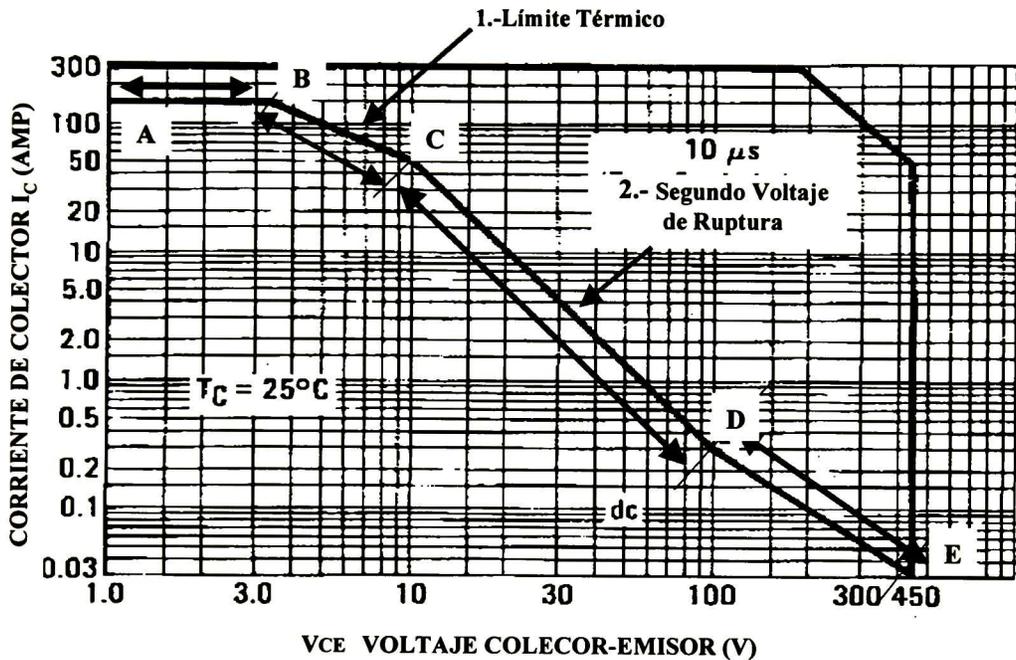


Figura 2-10 Límites de SOA para un Transistor de Potencia.

En el gráfico de la figura 2-10 se puede observar que se utilizan escalas logarítmicas son usadas por conveniencia. Los límites de la gráfica de SOA se limitan por cuatro segmentos de líneas fronterizas indicadas en el gráfico y que son las siguientes:

- 1).- La línea de A-B representa el límite alto del gráfico y está determinada por la capacidad de manejo de corriente, esto es un impedimento físico o, visto de otra manera, es la resistencia del alambre de soldado al paso de la corriente antes de fundirse.
- 2).- La segunda línea de B-C está determinada por el límite térmico asociada con la máxima temperatura de unión permisible. Como tal, ésta es una constante de la curva de disipación de potencia y tiene una pendiente de -1

3).-El tercer segmento de línea de C-D está definido por el segundo voltaje de ruptura.y este a su vez se subdivide en dos regiones :

a).-La primera comienza en condiciones de alta corriente y bajo voltaje y le son atribuídos efectos de altos campos en el contacto $v - n+$. Típicamente la pendiente va de -1.5 hasta -2 .

b).-La segunda región puede tener una pendiente desde -2 hasta -4 . Esta región es muy corta y en la mayoría de los gráficos no es observable. Esta comienza en condiciones de baja corriente y alto voltaje y es atribuída a efectos de la unión $p-v$.

4).- El último segmento D-E, es el límite del voltaje de ruptura del colector-emisor con la base abierta, esto es BV_{CEO} .

El análisis de la obtención de cada uno de los segmentos mencionados en la figura(2-9) de la curva de SOA, se revisará de manera separada para un mejor entendimiento.

1).-CAPACIDAD DE MANEJO DE CORRIENTE Y /O LA RESISTENCIA DEL ALAMBRE AL PASO DE LA CORRIENTE ANTES DE FUNDIRSE.

En el gráfico 2-10 del SOA, el límite alto de la curva es limitado por la capacidad de corriente que maneja el dispositivo y a su vez por la limitación de la resistencia del alambre que está uniendo físicamente el dado del semiconductor a las terminales (ver fig. 2-11). Por lo tanto, básicamente son limitaciones físicas de los materiales que forman el dispositivo de potencia.

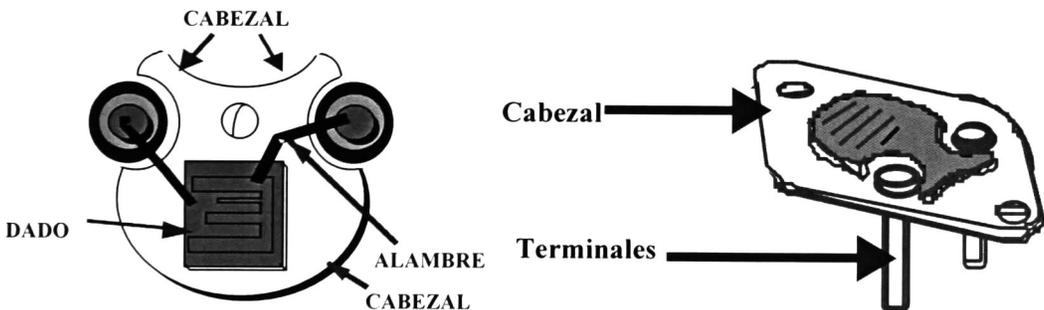


Figura 2-11 Partes que componen un transistor de potencia.

En nuestro análisis utilizaremos alambre de aluminio al 99.9%, para unir las terminales del paquete y el dado por medio de los alambres de diferentes diámetros dependiendo de la corriente a manejar. Para el caso del emisor, es de 20 milésimas de pulgada y para la base es de 10 milésimas de pulgadas.

En esta parte nos ayudaremos de un circuito el cual se muestra en la figura 2-12 para conocer los límites por medio de la resistencia del alambre antes de que se funda por el paso de la corriente .

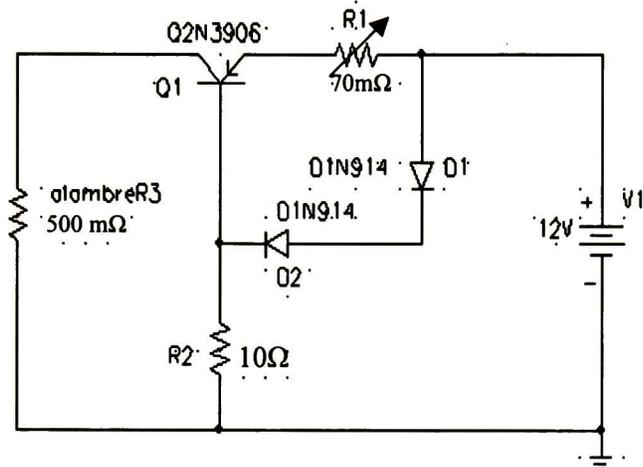


Figura 2-12 Circuito para determinar la corriente de fundición de un alambre de Al.

En la figura 2-12, para la R_1 se utiliza una resistencia variable a 7 Watts y los diodos del 1N4000 para poder fundir los alambres de aluminio de 5 y 10 milésimas de pulgada de diámetro R_3 y la resistencia R_2 es de 10Ω a 3 Watts .

Se presentan los cálculos básicos para el caso de que trabajemos con 30A y 10A.

a).-Caso de corriente de 10A

$$R_1 = V / I = 0.7 \text{ V} / 10\text{A} = 0.07 \Omega$$

$$P = I^2 R = (10^2) * (0.07) = 7 \text{ Watts} \quad (2-12)$$

De la hoja del fabricante del transistor se tiene: $H_{fe} @ 7.5\text{A} \text{ min } H_{fe} 25$

$$h_{FE} = I_C / I_B = 18.75 \quad (2.13)$$

$$I_B = I_C / h_{FE} = 10\text{A} / 18.75 = 0.533\text{A}$$

$$R_2 = V_{CD} - 1.4\text{v} / 2 I_B = (12\text{V} - 1.4\text{V}) / 2(0.533) = 9.9 \Omega.$$

b).-Caso de corriente de 30A

$$R_1 = V / I = 0.7 \text{ V} / 30\text{A} = 0.023\Omega$$

$$P = I^2 R = (30^2 \text{ A}) * (0.023\Omega) = 7\text{Watts}$$

Hoja del fabricante: h_{FE} @ 7.5A con un mínimo h_{FE} 25

$$h_{FE} = I_C / I_B = 6.25$$

$$I_B = I_C / h_{FE} = 10A / 6.25 = 4.8A$$

$$R_2 = V_{CD} - 1.4V / 2 I_B = (12V - 1.4V) / 2(4.8A) = 1.1 \Omega$$

Se realizaron diferentes pruebas variando la resistencia R_1 de tal manera que se alcanzara una corriente que fuera capaz de fundir el alambre de aluminio. En otras palabras, se buscó lograr un efecto parecido al de un fusible de protección en cualquier equipo eléctrico. En la siguiente tabla se pueden ver tres de los puntos que se tomaron utilizando este circuito, para lo que se pretende.

Diámetro	Corriente
0.0007	0.24
0.0027	1.5
0.02	21

De los valores obtenidos en los casos a) y b) se registraron una serie de puntos, de tal manera que podemos construir un gráfico (ver figura 2-13) que nos dé la información sobre el valor de la corriente que se requiere para fundir el alambre de prueba dependiendo del diámetro.

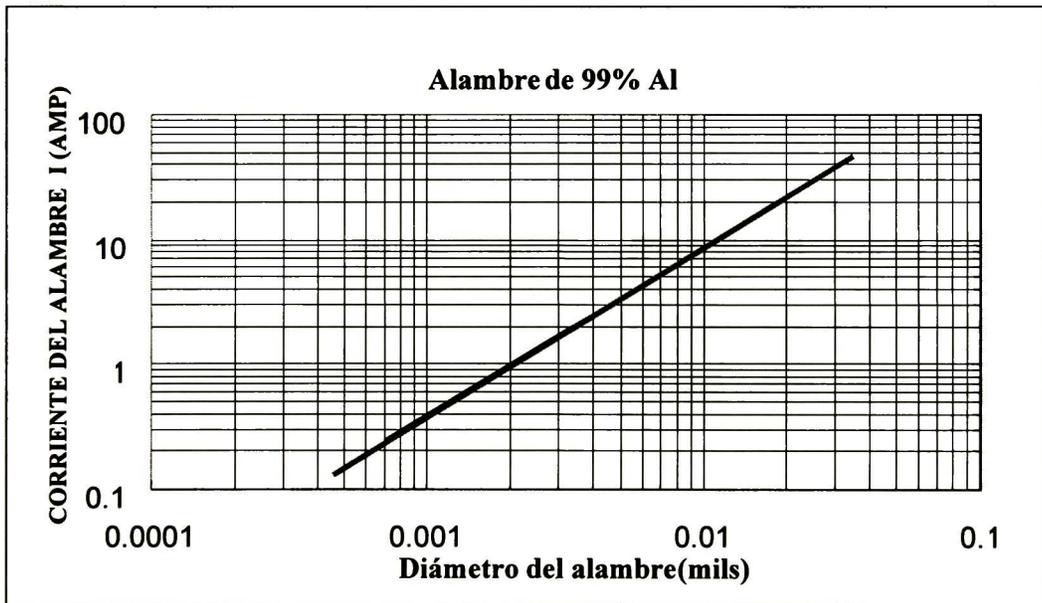


Figura 2-13 Gráfico de la corriente de fundición de un alambre de Aluminio.

Otra manera de obtener el límite del alambre de aluminio mucho más confiable y rápida es contactar a las compañías manufactureras de alambres de aluminio y solicitar el gráfico que se distribuye dentro de sus especificaciones. En los resultados obtenidos se comparó con los de la compañía y se aproximan en los valores de la fig.2-13.

2).-LÍMITE TÉRMICO EN CD:

El límite térmico en CD esta determinado por la resistencia térmica del dispositivo y la temperatura de unión. Este se debe a que el límite térmico define el segmento de la línea donde se cumpla la condición de que la $T_{J(\text{pico})} = T_{J(\text{MAX})}$. Si se observa la ecuación siguiente, tenemos[3]:

$$R_{\theta JR(\text{MAX})} = \frac{T_{J(\text{MAX})} - T_R}{(I_C * V_{CE})_{\text{LÍMITE}}} \quad (2.14)$$

Donde:

$(I_C * V_{CE})_{\text{LÍMITE}}$ define los puntos a lo largo del límite térmico, con lo cual se cumple la condición de que la $T_{J(\text{pico})} = T_{J(\text{MAX})}$. Si $R_{\theta JR(\text{MAX})}$ se asume constante como lo son $T_{J(\text{MAX})}$ y T_R entonces,

$$(I_C * V_{CE})_{\text{LÍMITE}} = C \quad (2.15)$$

$$\ln [I_C] = \ln [V_{CE}] + C' \quad (2.16)$$

Donde C es una constante de tal manera que existe una relación directa con la pendiente de -1 entre el $\ln [I_C]$ y el $\ln [V_{CE}]$. Si $R_{\theta JR(\text{MAX})}$ es constante, se puede observar en la fig. (2-10), el segmento de línea llamado 1 que tiene una pendiente con un valor de -1 . El límite térmico especificado de SOA debe correr desde el máximo valor en la corriente de colector $I_{c(\text{max})}$, hasta algún valor más bajo de I_c en el cual el punto tenga una pendiente de -1 y comience el segundo voltaje de ruptura [3].

Como ha sido mostrado previamente, $R_{\theta JR(\text{MAX})}$ no se puede considerar constante para todas las condiciones de operación del dispositivo. Por lo tanto, en la región de alta corriente y bajo voltaje cerca del límite de $I_{c(\text{max})}$, la consideración de que $R_{\theta JR(\text{MAX})}$ es constante es aceptable. Una indicación de esto se puede observar en la figura 2-14, donde las compañías de semiconductores publican el gráfico del SOA, determinado por la medición de la temperatura pico de unión, y no especifican el segundo voltaje de ruptura. Dentro de los límites térmicos especificados, este dispositivo puede trabajar con seguridad con la $T_{J(\text{pico})}$ y significativamente muy por debajo de la $T_{J(\text{MAX})}$. Además se puede observar en la figura 2-14, el segundo límite térmico representado con una línea punteada y que tiene una pendiente aproximada de -1 , lo cual indica que $R_{\theta JR(\text{PICO})}$ es constante. Para este dispositivo el SOA está determinado por la $T_{J(\text{MAX})}$.

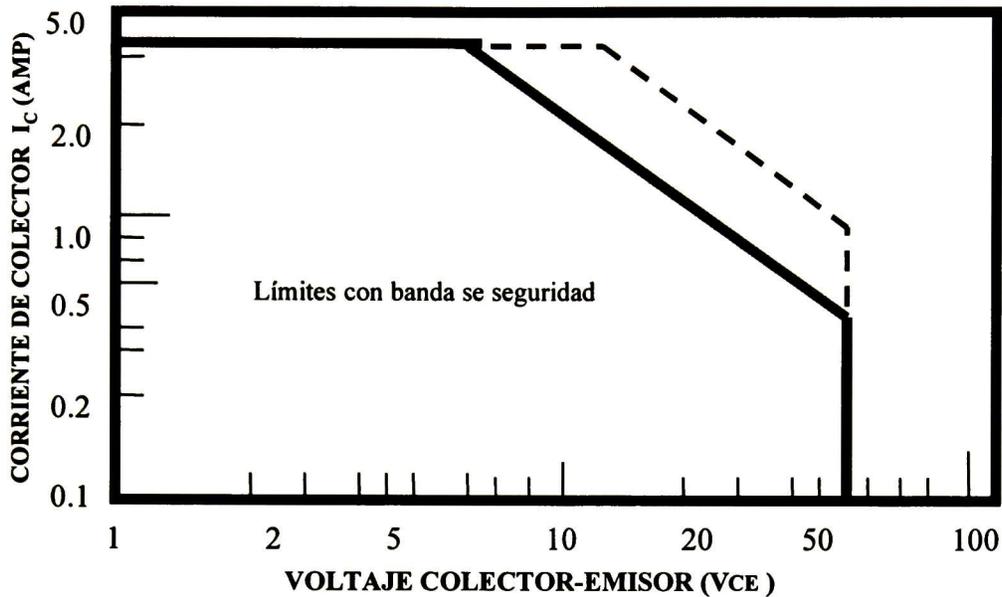


Figura 2-14 Límite de SOA determinado por la especificación de las compañías de semiconductores para un transistor de potencia, pero sin especificarse el segundo voltaje de ruptura en el gráfico, sólo el límite térmico.

Ejemplo para construir y obtener el límite térmico del transistor de potencia Mj2955, es basado en la ecuación (2.14)[3],

donde partimos de los siguiente datos:

$$R_{\theta JR(\text{MAX})} = T_{J(\text{MAX})} - T_R / (I_C * V_{CE})_{\text{LÍMITE}}$$

$$R_{\theta JR(\text{MAX})} = ? \quad (^\circ\text{C}/\text{W})$$

$$T_{J(\text{MAX})} = 200 \quad (^\circ\text{C})$$

$$T_R = 25 \quad (^\circ\text{C})$$

$$P_D = 115 \quad (\text{W})$$

Sustituimos:

$$R_{\theta JR(\text{MAX})} = 200 - 25 / 115 = 1.52 \quad (^\circ\text{C} / \text{W}).$$

Conociendo el valor máximo de la resistencia térmica del transistor y para obtener la región en el gráfico, se despeja de la ecuación (2.14) la corriente de colector I_C se construye una tabla con valores de V_{CE} .

Tenemos:

$$I_C = T_{J(\text{MAX})} - T_R / (R_{\theta JR(\text{MAX})} * V_{CE})_{\text{LÍMITE}}$$

Sustituyendo para $V_{CE} = 7.5\text{V}$ se tiene:

$$I_C = 200 - 25 / (1.52 * 7.5) = 15.3 \quad (\text{A}).$$

En la tabla 2A se dan los valores de la corriente I_C para diferentes valores de V_{CE} .

V C E	I _c
6	19.1886
7.5	15.35088
8	14.39145
10	11.51316
15	7.675439
20	5.756579
30	3.837719
40	2.878289
50	2.302632
60	1.91886
70	1.644737
80	1.439145
90	1.27924
100	1.151316
120	0.95943
140	0.822368
200	0.575658

TABLA 2A Valores obtenidos para la I_C variando el V_{CE} para el dispositivo MJ2955.

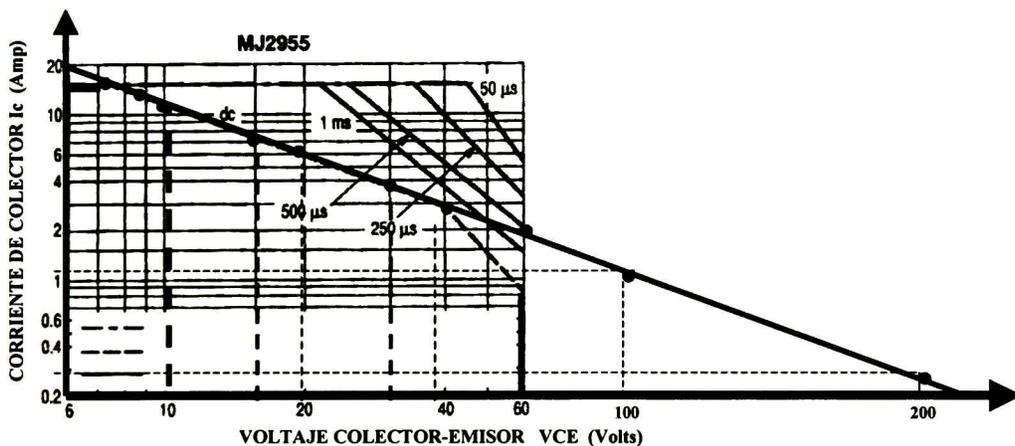


Figura 2-15 Límite térmico formado con los valores de la tabla 2A para el transistor bipolar MJ2955.

Para obtener todos los valores de la tabla 2A se mantiene constante el valor de la resistencia térmica y el valor de la diferencia de temperatura, y variando el voltaje entre el colector-emisor (V_{CE}). Para el caso del dispositivo MJ2955 el rango es desde los 6 Volts hasta los 200 Volts, donde los valores de la I_c se aproximan a cero

3).- LÍMITE DEL SEGUNDO VOLTAJE DE RUPTURA.

El límite del segundo voltaje de ruptura es usualmente ajustado a valores de I_c y de V_{ce} menores, para los cuales ocurre el segundo voltaje de ruptura y estos límites se les asume un margen de seguridad. Es muy común que la resistencia térmica de un dispositivo sea evaluado en esta región, porque se asume que el límite térmico debe continuar con una pendiente de -1 y esto nos podría llevar a estar fuera del límite del segundo voltaje de ruptura (ver fig.2-16). Para condiciones de operación de Baja-corriente y Alto voltaje el límite publicado es comúnmente el límite del segundo voltaje de ruptura, sin embargo se debe tener cuidado con la resistencia térmica máxima $R_{\theta JR(MAX)}$ por que tiene una fuerte relación con la condición de operación. Esto significa que lo publicado como Alta-corriente y Bajo-voltaje como límite térmico no pueden ser linealmente extrapolado a las condiciones de Baja-corriente y Alto-voltaje, ya que, la $R_{\theta JR(MAX)}$ puede ser tan grande que la temperatura de unión exceda la temperatura máxima segura publicada y se encuentre en operación fuera del área del segundo voltaje de ruptura que limita la curva de SOA. [3]

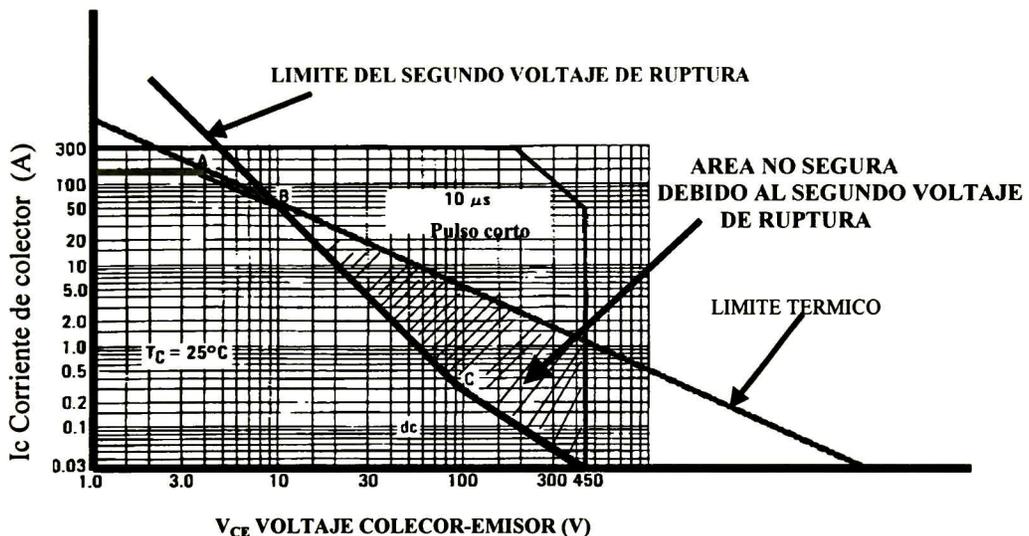


Figura 2-16 El área sombreada representa el área no protegida por el segundo voltaje de ruptura, en el caso de tomar sólo el límite térmico

En la figura 2-16 se puede observar claramente el área sombreada que representa el área no segura para el segundo voltaje de ruptura y sin embargo es segura para el límite térmico. Como indicación, la manera en que varía de la $R_{\theta JR(MAX)}$ puede afectar los reales límites de SOA de un dispositivo que es en muchas ocasiones limitado por el segundo voltaje de ruptura. Se puede observar en la figura 2-17 el SOA publicado por las compañías de semiconductores (líneas continuas) y también se muestra la línea obtenida por equipo de infrarojo [3]

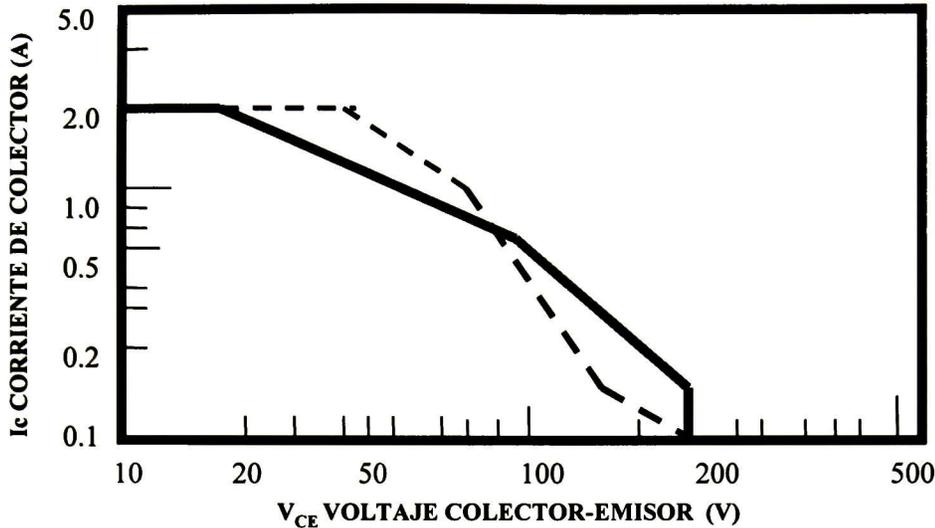


Figura 2-17 Límites de SOA determinados por las compañías de semiconductores (líneas continuas). Límites de SOA determinados por un equipo infrarrojo (líneas no continuas).[3]

El SOA determinado por las líneas no continuas es obtenido utilizando un equipo con sistema de infrarrojo para estimar la temperatura pico presente en el transistor.

El dispositivo puede operar muy seguro con una $T_{J(\text{pico})}$ que se encuentra muy significativamente por debajo de la $T_{J(\text{MAX})}$. Aun así, la pendiente se desvía del valor de -1 . Para la mayoría de los límites térmicos especificados, la pendiente que muestran es de -1 . Si estamos en condiciones de Baja-corriente-Alto-voltaje, aunque el límite térmico real caiga dentro de lo especificado por los límites del segundo voltaje de ruptura, seguramente el dispositivo estará térmicamente limitado en casi todo su rango de operación.

Es muy importante estimar el pico de temperatura de un transistor, y es igualmente importante determinar en qué momento la distribución de temperatura comienza o deja de ser uniforme. A manera de conclusión, se puede determinar que el comienzo de la temperatura no uniforme es comúnmente *el precursor del segundo voltaje de ruptura y éste a su vez, trae la posibilidad de una falla prematura en el dispositivo*. Un posible método de mejorar los límites de SOA podría ser el valor límite que se determine como pico de temperatura, o bien podría ser el comienzo de la no uniformidad de la temperatura, lo que ocurra primero.

Existen varios métodos para determinar la capacidad del segundo voltaje de ruptura en un transistor de potencia, uno de los métodos más sencillos consiste en que, para cualquier valor de baja corriente –alto voltaje basta con incrementar el ancho del pulso hasta que el dispositivo se dañe. Varios transistores son probados de esta manera y todas

las lecturas son grabadas en una tabla para obtener estadísticamente el límite y las condiciones de prueba, de tal manera que se necesita un número de mas de 100 transistores para determinar el límite. Una cantidad de transistores, como de 5 a 10 aproximadamente, son probados para cada punto de la curva para poder determinar un nivel de energía garantizado. Por otro lado, en los gráficos de SOA se presentan las curvas a diferentes pulsos cortos, por lo que para obtener una familia completa de curvas de SOA, se requiere de probar y destruir mas de 100 transistores al menos por gráfica publicada.[4]

Un segundo método alternativo para determinar el segundo voltaje de ruptura es utilizar un equipo probador con detección al S.B. (Second Breakdown) y remover rápidamente la energía del transistor en prueba y evitar el sobre esfuerzo de la unidad en prueba. En la figura 2-18 se presenta un diagrama a bloques del equipo para determinar el S.B, donde se pueden observar las principales partes que forman el equipo. Con este método se reduce la destrucción del dispositivo que se encuentra bajo prueba y se ahorran unidades en el proceso de la obtención de la curva, pero el equipo sin duda alguna es muy costoso, delicado y no es fácil de encontrar en el mercado de los semiconductores; por lo que se necesita mandar fabricar especialmente para poder realizar la prueba. Otra opción es enviarla a un laboratorio de confiabilidad que cuente en su inventario con un equipo similar .[4]

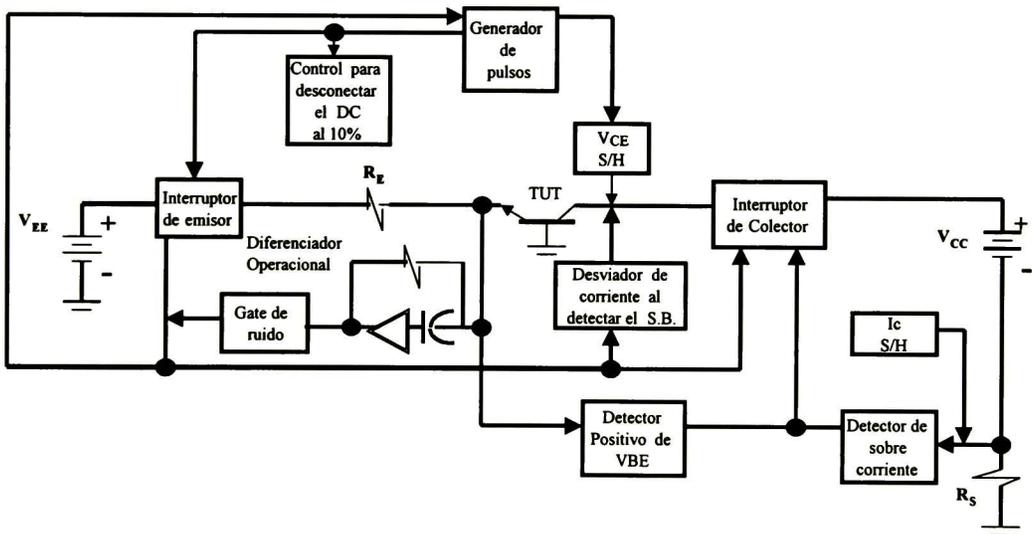


Figura 2-18 Diagrama a bloques de un probador con detector de segundo voltaje de ruptura [4]

En la figura 2-18 se presenta un diagrama a bloques donde se describen todas las partes que forman el equipo de prueba.

La ventaja principal de este equipo es que cuenta con un detector de segundo voltaje de ruptura, de tal manera que protege a la unidad que está bajo prueba evitando el daño definitivo y dando la oportunidad de probar en varias ocasiones y a diferentes condiciones de prueba utilizando la misma unidad sin dañarse. De esta manera se obtienen los mismos datos de la curvas utilizando menor cantidad de unidades.

En la figura 2-19 se presenta un gráfico obtenido utilizando el segundo método que en la práctica es comúnmente utilizado por la Compañía Motorola para obtener las curvas del segundo voltaje de ruptura. También se pueden apreciar los puntos obtenidos en las pruebas sometidas para el caso del transistor MJ15022 de Motorola [4]

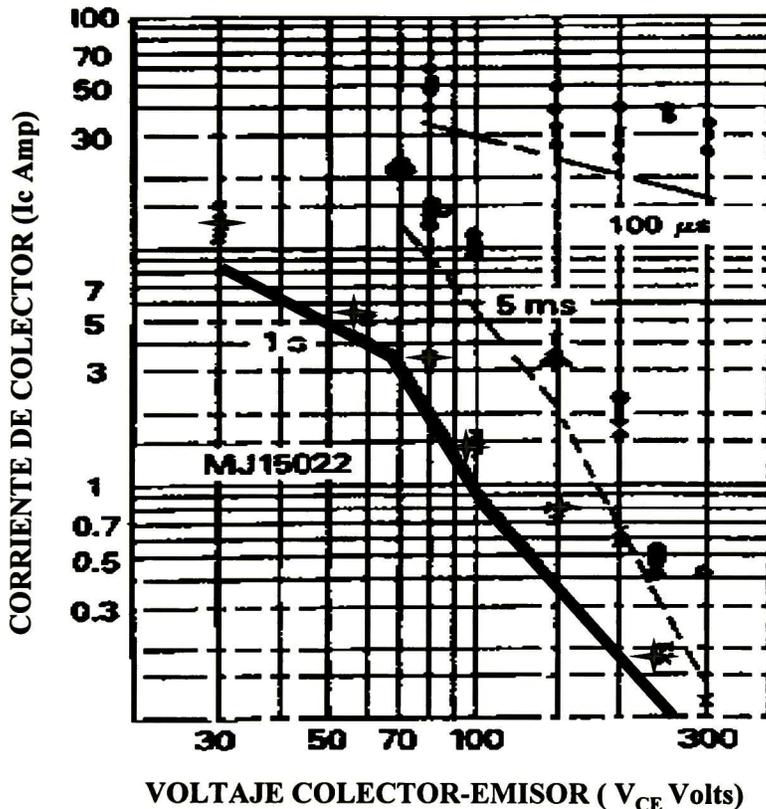


Figura 2-19 Curvas del segundo voltaje de ruptura para el dispositivo MJ15022 obtenidas con el segundo método [4].

Para poder obtener los límites del dispositivo MJ2925 se utilizó un equipo de la marca TESEC de manufacturación japonesa y se utilizaron transistores de rechazo de visual mecánico que son buenos en todos sus parámetros eléctricos. Después se procedió a tomar las lecturas de treinta transistores Bipolares, los cuales se sometieron a pulsos largos del orden de segundos y a diferentes valores de baja corriente –alto voltaje.

Para poder obtener los límites del segundo voltaje de ruptura se construyó la Tabla 2B donde se presentan las diferentes lecturas obtenidas por los transistores probados, utilizando el equipo TESEC.

PUNTO	IC	VCE
1	3.4	40
2	3	42
3	2.75	45
4	2.33	48
5	1.9	50
6	1.5	52
7	1.3	54
8	1.28	56
9	1.2	58
10	1	60

Tabla 2B Puntos obtenidos para construir el límite del segundo voltaje de ruptura para el transistor bipolar MJ2955.

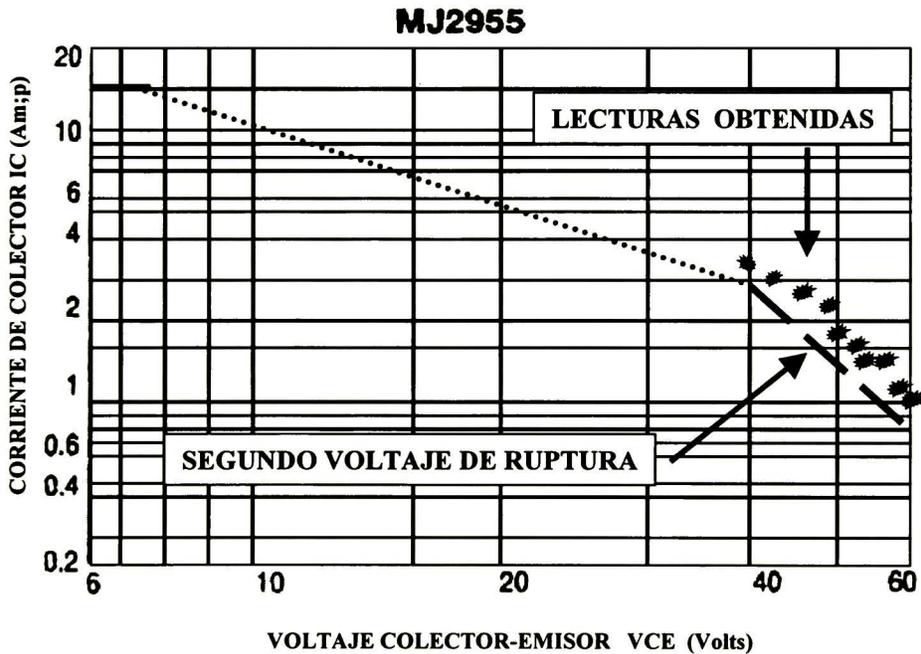


Figura 2-20 Curvas del segundo voltaje de ruptura para el transistor bipolar MJ2955.

Para poder determinar exactamente las lecturas del segundo voltaje de ruptura publicadas por la Compañía Motorola, se procedio de la siguiente manera :

1.- Se utiliza la figura de relación de decremento de potencia publicada por el fabricante (Power Derating).

2.-Para el caso específico del Transistor MJ2955, se toma el valor a los 75 °C de la temperatura de encapsulado (ver figura 2-21) [1].

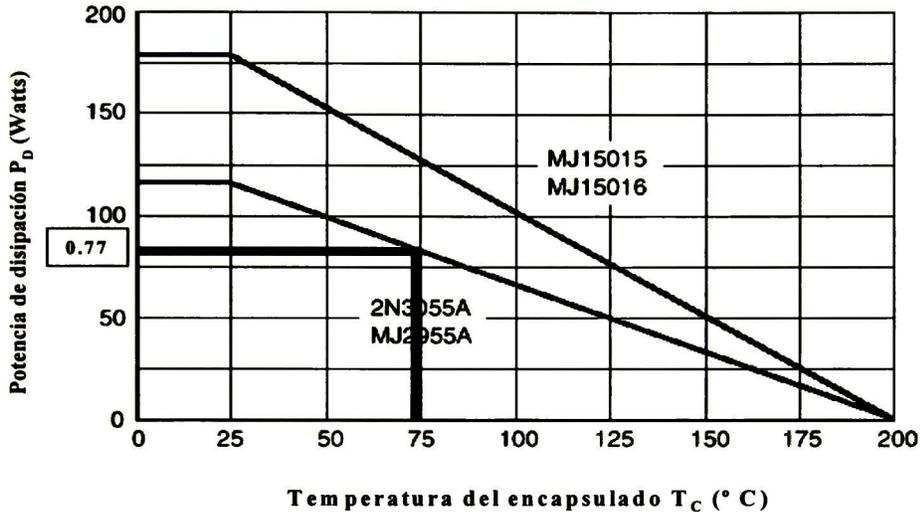


Figura 2-21 Relación de decremento de potencia del MJ2955.

3.-Se obtiene el factor, se multiplica por la potencia y se realizan los cálculos para tres puntos específicos [1]:

$P_D=60W$, $P_D=100W$, $P_D=160W$. con un factor de $F=0.77$.

$$P_{d1}=F \cdot P_D=(60 \cdot 0.77)=4.62W$$

$$P_{d1}=F \cdot P_D=(100 \cdot 0.77)=77W$$

$$P_{d1}=F \cdot P_D=(160 \cdot 0.77)=123.2W$$

4.-Conocido el nuevo valor de la potencia, se obtiene el valor para la corriente I_C de la siguiente forma[1]:

$$I_C = P_{d1} / V_{CE} = 4.62W / 60V = 0.7A$$

$$I_C = P_{d1} / V_{CE} = 77W / 50V = 1.5A$$

$$I_C = P_{d1} / V_{CE} = 123.2W / 40V = 3.08A$$

Habiendo obtenido estos datos con los nuevos valores de corrientes se procede a graficar y como se puede corroborar en la figura 2-22 los datos obtenidos por este método son muy aproximados a los publicados por la compañía Motorola. En la mayoría de los datos publicados en las curvas de SOA, están calculados para temperatura de encapsulado con un rango desde los 75 °C hasta los 100 °C

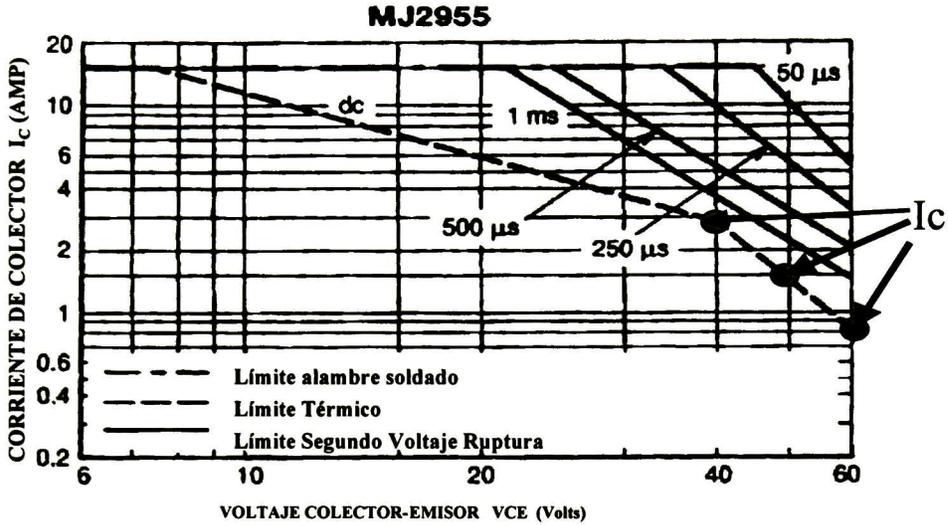


Figura 2-22 Nuevos valores de I_C obtenidos con el método de decremento de potencia.

4).- El último segmento D-E de la figura 2-10 es el límite del voltaje de ruptura del colector-emisor con la base abierta, esto es BV_{CEO}

Esta porción de la curva de SOA es el límite del voltaje de ruptura del colector-emisor con la base abierta. Este voltaje es determinado por la resistividad y el espesor en la capa epitaxial que se creció en el material de arranque al inicio del proceso de la fabricación de los transistores bipolares de potencia (ver apéndice A1), además de la ganancia y la tecnología de pasivación de la unión base colector.

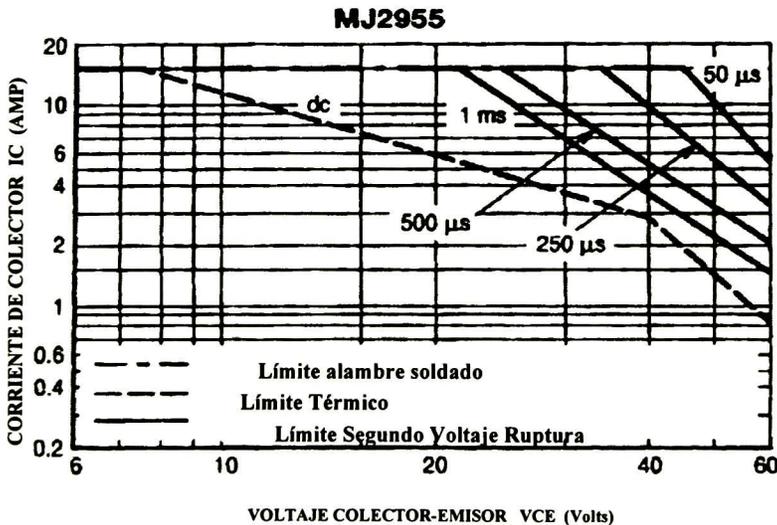


Figura 2-23 Región activa de SOA para el transistor bipolar MJ2955

TIEMPO

Otro factor determinante es el tiempo en que dura sometido el transistor bajo condiciones de prueba. En la figura 2-24, se puede observar la curva de SOA en tres diferentes tiempos de duración del pulso de los cuales se puede concluir que, entre menos tiempo este sometido el dispositivo bajo condiciones de prueba, el transistor puede disipar valores mayores de potencia en comparación con la condición de CD que son tiempos más largos en que se somete el transistor de potencia.

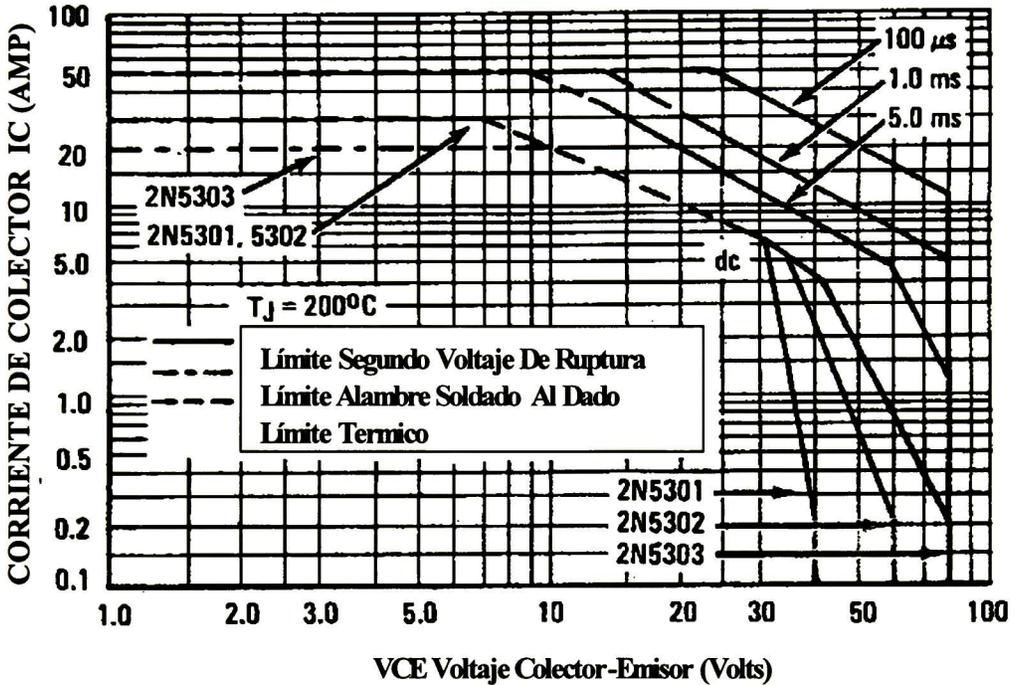


Figura 2-24 Límites de SOA para los transistores 2N5301, 2N5302, 2N5303.

NOTA.-Existen métodos alternos para medir la capacidad de manejo de corriente del alambre antes de fundirse, las compañías como TESEC de Japón, LORLIN de USA y MÁSTECH, tienen equipos que son capaces de realizar esta misma prueba con mucha exactitud y eficiencia. De la figura 2-10 se complementó con el equipo LORLIN de USA para obtener todos los puntos necesarios y obtener el gráfico mostrado. El equipo maneja un software bastante amigable donde se pueden programar el tiempo, la corriente y el voltaje que se requiere; al estar trabajando con este equipo, se recomienda utilizar tiempos corto de aplicación en el alambre para no dañar el equipo de prueba antes de lograr que se funda el alambre.

SUMARIO:

-La generación de los límites de la curva de SOA en polarización directa nos indica cuáles son los límites donde el transistor bipolar opera bajo condiciones seguras. De la misma manera nos da la información del porqué en ocasiones algunos transistores operan fuera de los límites de la curva de SOA bajo un riesgo muy alto .

-El degradamiento de la capacidad de manejo de potencia debido a la temperatura es utilizado para determinar una banda de guarda segura , de tal manera que aseguremos que el transistor bipolar trabaje bajo condiciones seguras.

-Se presentan métodos alternos para la obtención de los límites de la curva de SOA en los diferentes segmentos de la curva de SOA para un transistor bipolar de potencia.

Bibliografía.

- [1] Warren Schultz . “Power Transistor Safe Operationg Area Special Considerations For Motor Drives”, AN-861 in *Motorola Power applications Manual*, 1982.
- [2] Adolph Blicher, “*Field-effect and Power Transistor Physics*”, Academic Press pp180-208.
- [3] Frank F.Oettinger, David L.Blackburn, Sherwin Rubin, “Thermal Characterization of Power Transistor” IEEE Transactions On Electrones Devices, Vol, ED-23, No.8, August 1976, pp 831-836.
- [4] Al Pshaenich, “High-Voltage, High-Current, Non-Destructive FBSOA Testing”, AN930 Application Note, Motorola Literature Distribution Center.(1994).
- [5] Roehr, Bill and Bryce Shiner. “Transient Thermal Resistance-General Data and it’s Use ”, AN569 in *Motorola Power applications Manual*, 1990(23-38), Motorola Literatura Distribution Center,Ph # 1(800) 441-2447.

LA RESISTENCIA TÉRMICA TRANSITORIA

Para un cierto valor de disipación de potencia en CD en un semiconductor, la temperatura de unión alcanza un valor, el cual es determinado por la conductividad térmica de la unión donde el calor es disipado hacia el medio ambiente y al disipador.

Cuando la cantidad de calor generado en la unión es igual al calor conducido hacia afuera de la unión, se dice que se alcanza condición de estado estacionario o en reposo y la temperatura de unión se calcula por la ecuación (3.1) [1].

$$T_J = P_D R_{\theta JR} + T_R \quad (3.1)$$

Donde:

T_J = Temperatura de unión. (°C)

P_D = Potencia de disipación en la unión. (W)

$R_{\theta JR}$ = Resistencia térmica en estado estacionario referenciado a un punto. (°C/W)

T_R = Temperatura referenciada a un punto. (°C)

Los rangos de potencia de los semiconductores son basados en condiciones de estado estacionario y son determinados por la ecuación (3.1), bajo las peores condiciones; en otras palabras, en sus extremos máximos [1]:

$$P_{D(\text{Max})} = (T_{J(\text{Max})} - T_R) / R_{\theta JR(\text{Max})} \quad (3.2)$$

$T_{J(\text{MAX})}$ es normalmente basado en resultados de pruebas de confiabilidad, tales como pruebas de degradación con temperatura aplicada y pruebas de envejecimiento del dispositivo aplicándoles por tiempos cortos y repetitivos de voltaje a una determinada corriente. La temperatura de referencia (T_R) es usualmente evaluada a una temperatura de 27 °C. Un punto de referencia puede ser el encapsulado del semiconductor, una terminal o el medio ambiente, cualquiera puede ser el apropiado. La resistencia térmica ($R_{\theta JR}$) puede ser obtenida o medida utilizando diferentes técnicas. En una aplicación dada, cualquier exceso de temperatura referenciada más que la especificada por la hoja del fabricante tendrá una repercusión en su potencia de disipación (P_D) correspondiente, ésta se verá reducida.

La ecuación (3.2) nos define exclusivamente la potencia máxima de disipación que un transistor puede manejar. En altos niveles de potencia, particularmente en condiciones de altos voltajes, puede presentarse un segundo voltaje de ruptura (el segundo voltaje de ruptura es el resultado de la concentración de corriente en una pequeña área, causando que el transistor no pueda mantener el voltaje entre colector y emisor). Debido a esto, el voltaje cae a valores bajos, generalmente causando que el circuito libere una alta corriente al transistor y resulte un corto entre el emisor-colector. (ver capítulo II de SOA) lo que puede ocurrir a niveles más bajos que los de la ecuación (3.2). El segundo voltaje de ruptura puede prevenirse operando dentro de los límites de SOA que proporciona el fabricante.

El área segura en CD y la resistencia térmica permiten al diseñador determinar la potencia de disipación bajo condiciones de estado estacionario. La condición de estado estacionario entre la unión es generalmente alcanzada de uno a diez segundos mientras que se requiere de minutos para que la temperatura de la unión y el medio ambiente llegue a un estado estable.

Por esto, a los semiconductores se les aplican pulsos de potencia limitados, los cuales pueden ser considerablemente bajos o tan grandes como la potencia de disipación lo permita, y esto es deducido de su respuesta térmica.

Un factor dependiente del tiempo $r(t)$ es aplicado a la resistencia térmica en estado estacionario. La resistencia térmica a un tiempo dado, es llamada resistencia térmica transitoria y está dada por la siguiente relación [1]:

$$R_{\theta JR(t)} = r(t) * R_{\theta JR} \tag{3.3}$$

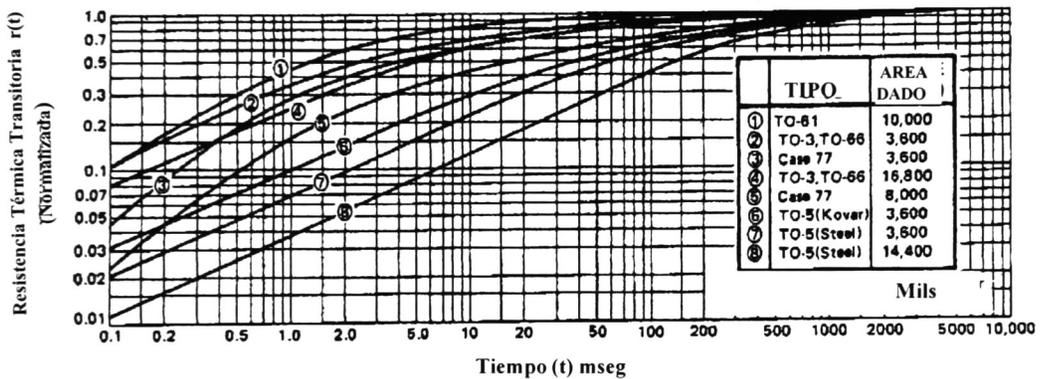


Figura 3-1 Respuesta térmica de la unión al encapsulado de varios semiconductores.

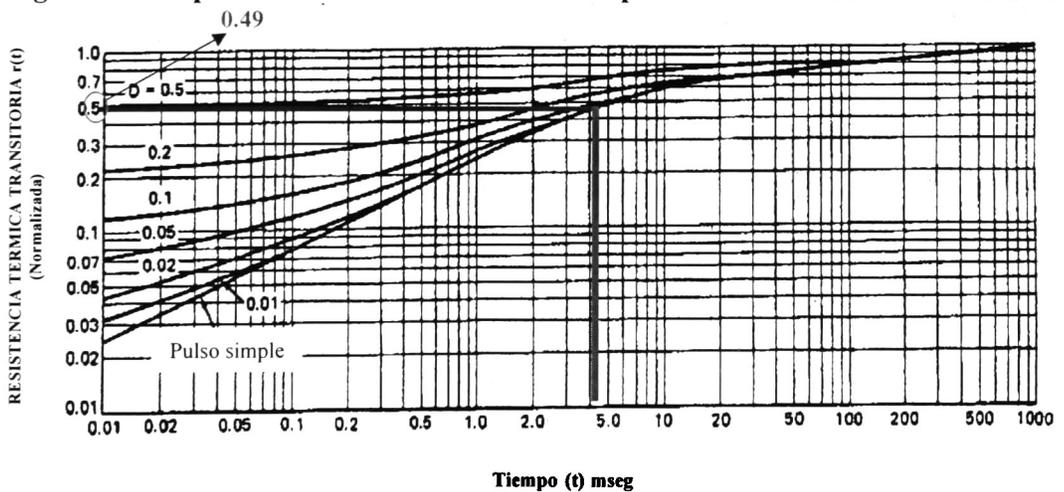


Figura 3-2 Familia de curvas de la respuesta térmica con un ciclo útil de trabajo.

La expresión matemática para la resistencia térmica transitoria es extremadamente compleja, Por esa razón su respuesta es obtenida por un método empírico. La curva típica obtenida con los resultados se muestra en la fig.3-1. La curvas muestran la relación de la respuesta térmica de la unión referenciada a un punto del encapsulado. Obsérvese que durante la parte rápida de la respuesta la pendiente en la mayoría de los dispositivos es de 1/2, que es una característica general encontrada en los dispositivos de encapsulado metálico. Las curvas mostradas en la figura 3-1 son para una variedad de tipos de transistores, ordenados desde el más pequeño (t0-5) hasta el de mayor tamaño (t0-3). Obsérvese que la diferencia en porcentaje total es de 10:1 en un pulso corto en la región de (\sqrt{t}), los valores de resistencia térmica pueden varían hasta en un 20:1 [1].

EL USO DE LA RESISTENCIA TÉRMICA TRANSITORIA

La mecánica para el uso de las curvas es encontrar la T_j al final del primer pulso utilizando un tren de pulsos, o encontrar la temperatura pico en al unión $T_{j(pk)}$ una vez alcanzado el estado estacionario. Antes de entrar en materia, se muestra un ejemplo utilizando la curva de la hoja de datos de la respuesta térmica. La fig.3-2 es un gráfico representativo de un transistor, donde se conocen los siguientes valores [1]:

Pulso de potencia disipada	$P_d = 50$ watts
Duración del pulso	$t = 5$ milisegundos
Periodo	$\tau = 20$ milisegundos
Temperatura del encapsulado	$T_c = 75^\circ C$
Resistencia térmica al encapsulado	$R_{\theta JR} = 1.17^\circ C/W$

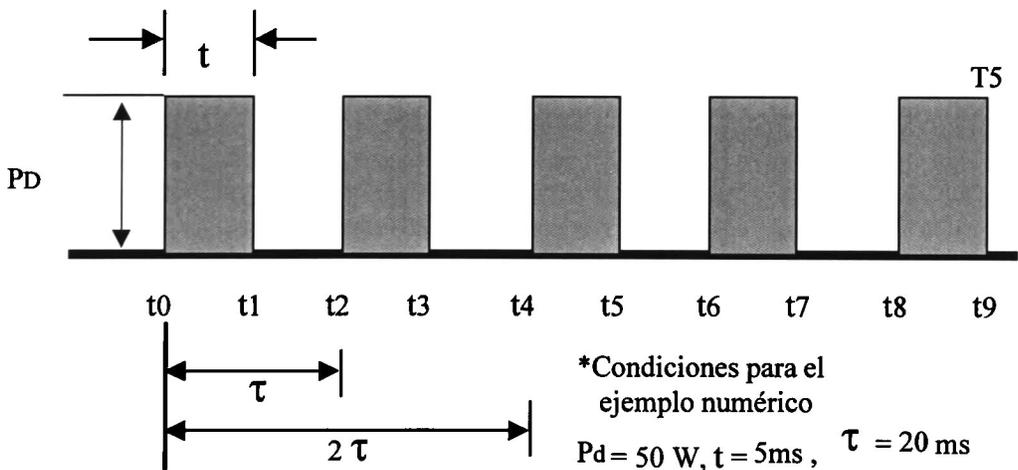


Figura 3-3 Tren de pulsos iguales y repetitivos

Se realizan cálculos para dos casos, en los cuales la temperatura es el dato que vamos a obtener:

- a).- Se realiza el cálculo para el final del primer pulso.
- b).- Al final del pulso bajo condiciones de estado estacionario.

Para el caso (a) utilizamos la ecuación(3.1)[1]:

$$T_J = r(5 \text{ ms}) R_{\theta JC} P_d + T_c$$

Para obtener el valor del término $r(5 \text{ ms})$ se utiliza el gráfico de la fig.3-2 usando la curva $D=0$ y nos da un valor de 0.49. sustituyendo en la ecuación (3.1) se obtienen los valores :

$$T_J = (0.49 * 1.17 * 50) + 75 = 103.5 \text{ } ^\circ \text{C}$$

Para el caso (b) se utiliza la ecuación (3.1) donde el pico de temperatura de la unión bajo condiciones en estado estacionario está dado por [1]:

$$T_J = r(t, D) R_{\theta JC} P_d + T_c$$

Para obtener el dato del factor D se utiliza $D = t / \tau_p = 5 / 20 = 0.25$ Volvemos a utilizar el gráfico de la figura 3-2 debido a que no tenemos una curva con el valor obtenido por el cálculo de $D = 0.25$, por lo que los valores para este pulso de potencia (Ciclo de Trabajo) pueden ser interpolados entre los valores de $D = 0.2$ y $D = 0.5$ a 5 ms se obtiene $r(t)=0.59$ y se sustituye en la ecuación (3.1):

$$T_J = (0.59 * 1.17 * 50) + 75 = 34.5 + 75 = 109.5 \text{ } ^\circ \text{C}$$

El promedio del incremento de la temperatura en la unión arriba de la del medio ambiente es:

$$\begin{aligned} T_{J(\text{PROMEDIO})} - T_J &= R_{\theta JC} * P_D * D \\ &= (1.17) (50) (0.25) \\ &= 14.62 \text{ } ^\circ \text{C} \end{aligned}$$

Se observa que la temperatura de unión (T_J) al término de cualquier pulso de potencia no equivale a la suma del promedio de incremento de temperatura alcanzado (14.62°C en el ejemplo). Esto es debido al pulso de potencia aplicado, por que ocurre un enfriamiento entre los pulsos .

El dato de la temperatura de unión (T_J) puede ser calculado fácilmente para el caso que se tenga un tren de pulsos en estado estacionario donde todos los pulsos son de una misma amplitud y duración como se muestra en el ejemplo y figura 3-3 revisado previamente. Pero es imposible obtener una ecuación simple para un tren de pulsos arbitrario con variaciones al azar. Por lo tanto, partiendo del supuesto de que el calentamiento y enfriamiento de un semiconductor es esencialmente lo mismo, el principio de la superposición se puede utilizar para resolver este problema.

Utilizando el principio de la superposición, cada intervalo de potencia es considerado un valor positivo, y cada intervalo de enfriamiento es negativo, durante el tiempo de aplicación y hasta el infinito. Multiplicando la resistencia térmica en un tiempo particular por la magnitud del pulso de potencia aplicado, la magnitud del cambio en la temperatura de unión en un tiempo particular puede ser obtenida. La temperatura de la unión es la suma algebraica de los términos.

La aplicación del principio de superposición es más sencillo, visto con la ayuda de la figura 3-4 para un mejor entendimiento.

La figura 3-4a ilustra los pulsos de potencia aplicados. La 3-4b muestra los pulsos transformados en pulsos durante el tiempo de aplicación y extendidos hasta el infinito; a un t_0 , P_1 inicia de la aplicación y se extiende hasta el infinito; a un t_1 , un pulso ($-P_1$) es considerado presente y por lo tanto cancela P_1 de un tiempo t_1 , y así sucesivamente con otros pulsos. Los cambios de temperatura de la unión debidos a estos valores de pulsos imaginarios positivos y negativos son mostrados en la figura 3-4c. La temperatura real de la unión es algebraicamente la suma como se muestra en la figura 3-4d.

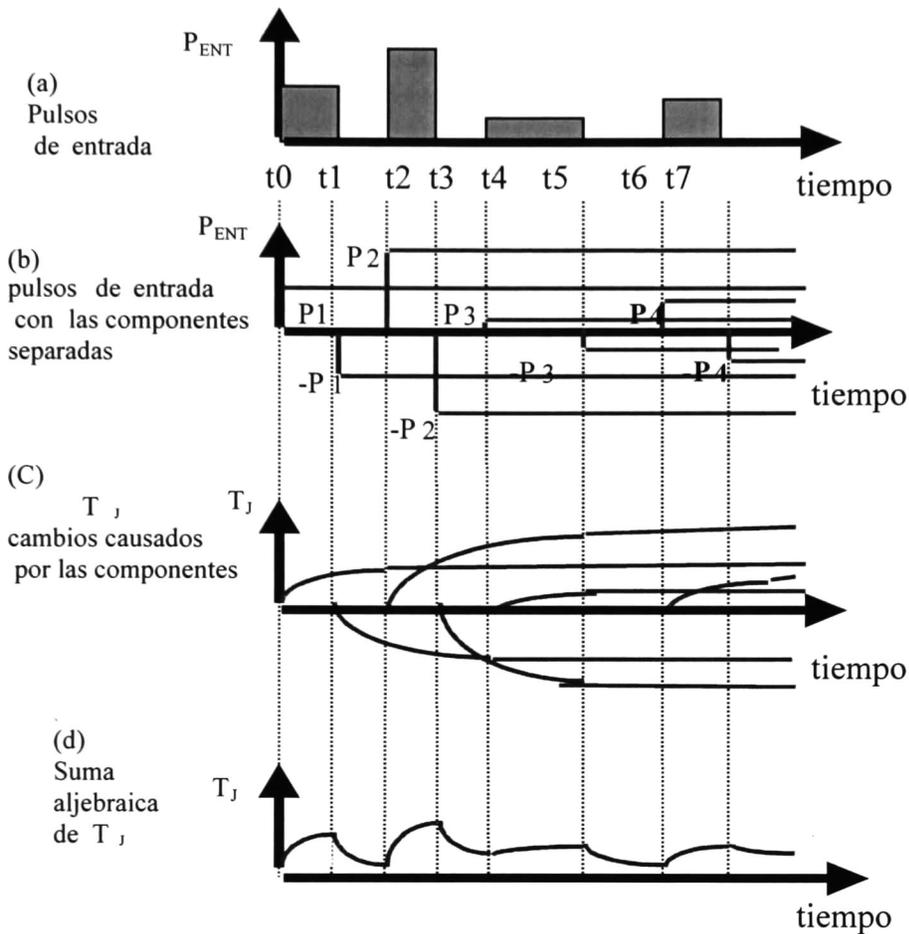


Figura 3-4 Aplicación del principio de superposición.

SUMARIO:

-La resistencia térmica transitoria es definida para un tiempo determinado, además un factor dependiente del tiempo $r(t)$ es aplicado a la resistencia térmica en estado estacionario y a diferentes ciclos de trabajo. Esto nos ayuda a obtener el valor de la temperatura de unión o el valor de la temperatura pico de la unión $T_{j(PICO)}$.

-La aplicación del principio de superposición es utilizado para el caso de tener un tren de pulsos iguales y repetitivos de tal manera que se puede obtener una respuesta del comportamiento del semiconductor mas real y se pueden analizar predicciones de la respuesta.

-El método presentado en este capítulo es el más utilizado en la industria de los semiconductores para obtener los límites térmicos a un ciclo de trabajo dado, por lo que, para el capítulo de la simulación con PSPICE será referenciado para la obtención de la temperatura de unión.

Bibliografía.

- [1] Roehr, Bill and Bryce Shiner. “Transient Thermal Resistance-General Data and its Use ”, AN-569 in *Motorola Power applications Manual*, 1990(23-38), Motorola Literatura Distribution Center, Ph # 1(800) 441-2447.
- [2] Warren Schultz “Power Transistor Safe Operating Area Special Considerations For Motor Drives”, AN-861 in *Motorola Power applications Manual*, 1982.

SIMULACIÓN CON PSPICE**INTRODUCCIÓN**

Un circuito equivalente, que consiste de una red de resistencias-capacitores, se puede utilizar para describir la respuesta en condiciones de CD y la respuesta térmica transitoria de un semiconductor de potencia. Este circuito, combinado con el programa PSPICE, es muy utilizado para determinar la temperatura de unión en cualquier condición de voltaje de entrada, o forma de onda.

INFORMACION BÁSICA DE LA RESPUESTA TÉRMICA TRANSITORIA DE UN SEMICONDUCTOR DE POTENCIA.

En esta parte nos enfocamos principalmente al circuito térmico equivalente y cómo se aplica la respuesta transitoria, así como el análisis en el estado estacionario.

El comportamiento térmico de un semiconductor de potencia puede ser descrito por un circuito de resistencia-capacitor (RC), como se observa en la figura.4-1. Este circuito muestra el modelo térmico equivalente más comúnmente usado para los dispositivos de potencia. Se pueden agregar más elementos resistencia-capacitor (R-C) para incrementarse la exactitud tanto como el modelo lo requiera. En este caso particular, un modelo de tercer orden es suficiente, tal como se revisó en la figura 1-6. Este modelo es relativamente simple y suficientemente preciso para determinar el comportamiento de un dispositivo de potencia [4].

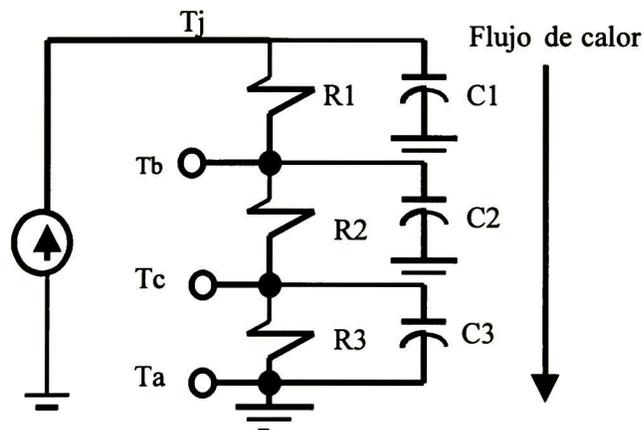


Figura 4-1 Circuito térmico equivalente .

El calor generado en la unión del dispositivo fluye de una región de alta temperatura (T_j) a través de cada par de resistor-capacitor, a una región de más baja temperatura (T_a).

El circuito térmico mostrado en la figura 4-1 está gobernado por tres ecuaciones básicas y que son equivalentes en sus tres formas, a la ley de ohm como a continuación se describe:[1]

Ecuación térmica

$$R_{th} = \Delta T / P_d \quad (4.1)$$

$$\Delta T = P_d * R_{th} \quad (4.2)$$

$$P_d = \Delta T / R_{th} \quad (4.3)$$

Equivalencia eléctrica

$$R = V / I \quad (4.4)$$

$$V = I * R \quad (4.5)$$

$$I = V / R \quad (4.6)$$

Las resistencias R1, R2 y R3 en la fig.4-1, son todas análogas a las resistencias que impiden el flujo del calor. El resistor **R1** representa la resistencia térmica de la unión del dispositivo a la soldadura del dado (por ejemplo, la unión de un semiconductor de potencia, la interfase p-n o una barrera Schottky); visto de otra manera, es el lugar donde el calor es generado dentro del dispositivo. La resistencia **R2** representa la resistencia térmica de la soldadura al dado y hacia el encapsulado. El resistor **R3** representa la resistencia del encapsulado al medio ambiente. La resistencia térmica en el estado estacionario de la unión a algún punto de referencia, es igual a la suma de las resistencias individuales entre dos puntos. Por ejemplo, la resistencia térmica R_{thjc} de la unión al encapsulado, es equivalente a la suma de las resistencias R1 y R2. Por lo tanto, la resistencia térmica, R_{thja} de la unión al medio ambiente, es equivalente a la suma de los resistores R1,R2 y R3.

Los capacitores mostrados en la fig.4-1 ayudan a modelar la respuesta térmica transitoria del dispositivo. Cuando el calor es instantáneamente aplicado o generado, una carga térmica tiene lugar en el momento que el calor pasa de un punto a otro dentro del dispositivo. Este efecto de carga o respuesta térmica transitoria, como tradicionalmente se le conoce, le corresponde una constante de tiempo RC determinada por los resistores y capacitores en el circuito térmico.

La resistencia térmica en función del tiempo, en cualquier punto dado, es equivalente a la impedancia total del circuito que esta bajo un voltaje aplicado en ese tiempo. La impedancia total del circuito podría ser inicialmente pequeña e incrementarse con el tiempo, mientras los capacitores se cargan (ver fig.4-2). Conforme el tiempo pasa, los capacitores se van cargando totalmente y se dice que se alcanza un estado estacionario. Cuando esto último sucede, la impedancia total es simplemente la suma de las resistencias R1, R2 y R3. La impedancia total como una función de tiempo es llamada resistencia térmica transitoria, $R_{thjr}(t)$.

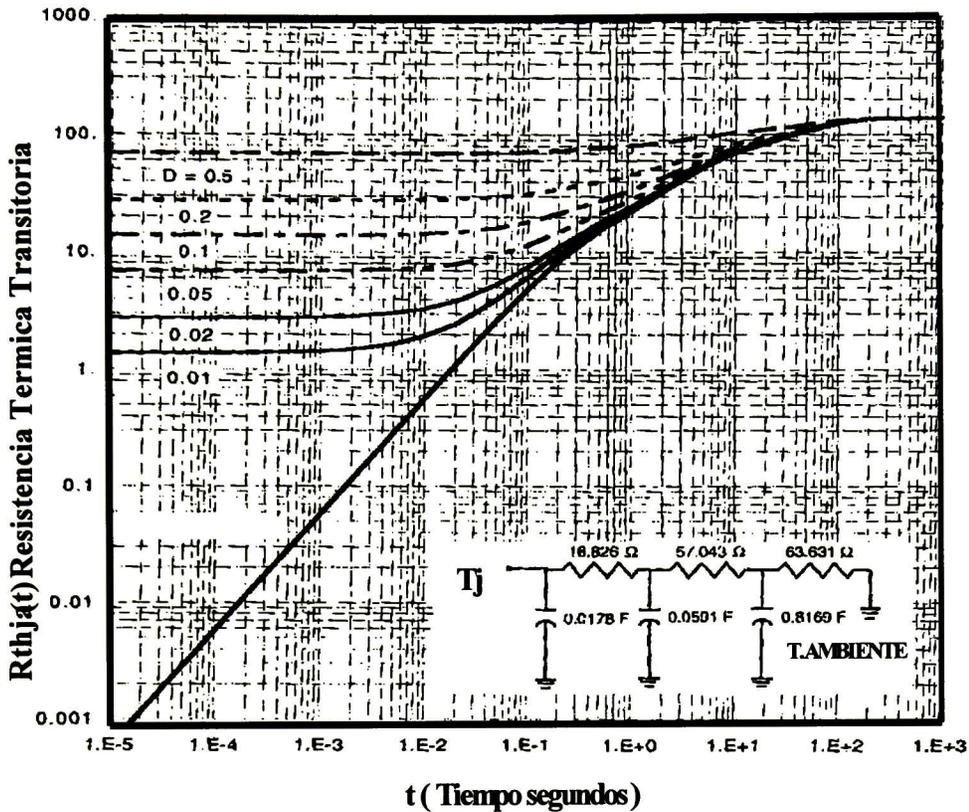


Figura 4-2 Curva de la respuesta térmica transitoria

En la fig.4-2 se puede observar que la resistencia térmica transitoria inicial comienza a muy bajos niveles y se incrementa con el tiempo hasta alcanzar un valor en estado estacionario.

MODELO TÉRMICO EQUIVALENTE EN PSPICE.

Utilizando el programa PSPICE, y las ecuaciones ya revisadas anteriormente (4.1), (4.2) y (4.3) [4] junto con el circuito RC derivado de la respuesta térmica transitoria, tenemos las condiciones necesarias para poder generar un modelo de comportamiento térmico para un dispositivo semiconductor bajo condiciones de potencia aplicada. De esta manera, se le da al diseñador una manera directa de determinar la temperatura de unión de un dispositivo semiconductor de potencia en operación .

Se iniciará analizando la condición de CD del circuito equivalente y posteriormente, se analizará el caso de la respuesta transitoria.

CIRCUITO EQUIVALENTE BAJO CONDICIONES DE CD.

Primeramente, se analizará el circuito para condiciones de CD y se simulará su respuesta en el PSPICE. La figura 4-3 muestra el circuito equivalente de tercer orden con carga RC. Para la condición de CD no aparecen las capacitancias térmicas ya que no intervienen en el circuito equivalente debido al comportamiento que presenta un capacitor cuando se le esta aplicando la condición de CD, cuya corriente es muy cercana a cero

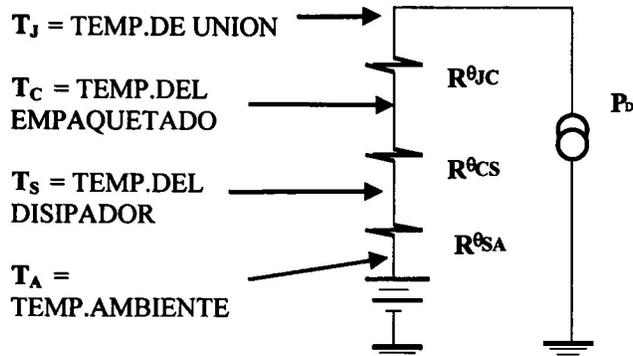


Figura 4-3 Circuito térmico equivalente en CD.

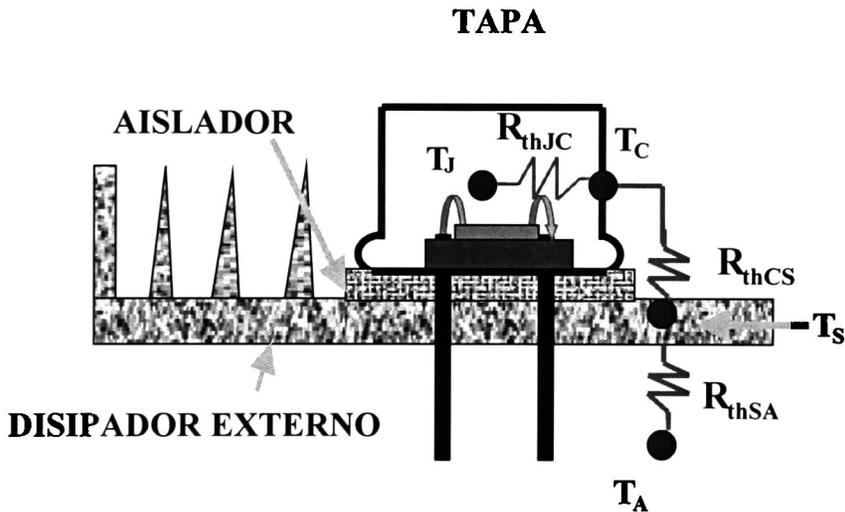


Figura 4-4 Transistor Bipolar de potencia montado a un disipador externo.

En la figura 4-4 se puede observar de una manera detallada la estructura del transistor bipolar que se va a utilizar para analizar el dispositivo de potencia con encapsulado metálico y además se pueden localizar todas las resistencias térmicas que intervienen en un circuito térmico.

Para explicar esto, nos ayudaremos de un circuito RC sencillo (ver fig.4-5) [5].

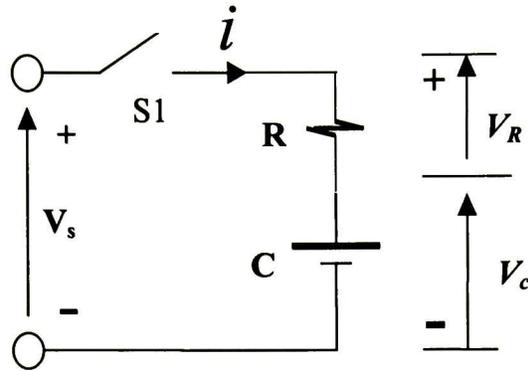


Figura 4-5 Circuito RC.

Cuando se cierra el interruptor S1 en $t = 0$, la corriente i que fluye a través del capacitor, se puede determinar a partir de[5] :

$$V_S = V_R + V_C = V_R + 1/C \int i dt + V_C(t=0) \quad (4.4)$$

$$V_R = R i \quad (4.5)$$

Con la condición inicial $V_C(t=0)$ y siendo ésta cero, la solución de la ecuación (misma que se resuelve en el apéndice E1) da la corriente de carga i como[5]:

$$i(t) = V_S e^{(-t/RC)} / R \quad (4.6)$$

El voltaje del capacitor V_C es[5] :

$$V_C = 1/C \int_0^t I dt = V_S (1 - e^{(-t/RC)}) = V_S (1 - e^{(-t/RC)}) \quad (4.7)$$

Donde $\tau = RC$ es la constante de tiempo de carga en el circuito RC.

La forma de onda de salida de este circuito se muestra en la fig 4-6, donde se observa que cuando el voltaje de V_C , alcanza el 63.2 % de su valor, se tiene la constante de tiempo $\tau = RC$ y el voltaje se continúa incrementando hasta alcanzar el valor del CD de entrada, manteniéndose constante del voltaje hasta que se retira la alimentación de CD de entrada. En la misma figura 4-6, se puede observar que la corriente en el capacitor se comporta de manera contraria al voltaje; esto es, cuando el voltaje va en aumento, la corriente tiende a bajar hasta llegar a un valor de cero, por lo cual se concluye que el circuito RC se encuentra en un régimen de CD y los capacitores se comportan como circuito abierto, por lo tanto, no se representan en la figura 4-3.

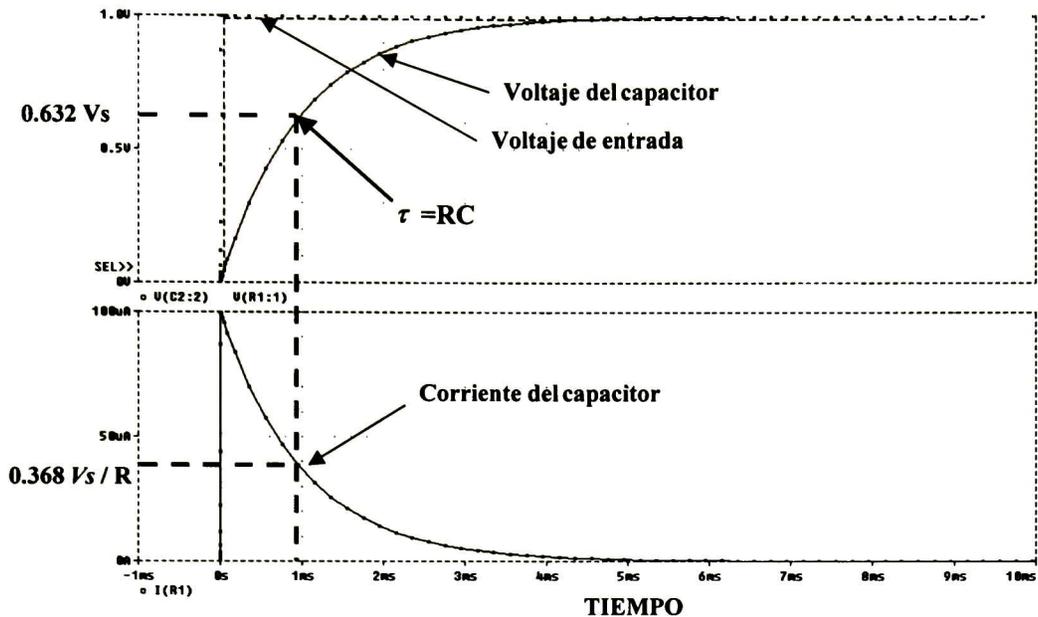


Figura 4-6 Forma de onda de salida de un circuito RC en condición de CD.

ANÁLISIS UTILIZANDO EL PSPICE DE UN CIRCUITO TÉRMICO EQUIVALENTE APLICÁNDOLE UN TREN DE PULSOS CONTINUOS HASTA ALCANZAR LA CONDICIÓN DE CD.

La condición en la que se analizará el circuito térmico equivalente en el PSPICE, es para condiciones de pulsos continuos y para alcanzar condiciones de CD. En el párrafo siguiente se muestra el listado del circuito equivalente térmico que se utilizará para realizar la simulación de un Transistor del tipo 2N3772 del paquete T03. En él se encuentran los valores que se calcularon en el apéndice (APÉNDICE C), se colocan con sus respectivas cargas RC, los cuales representan los diferentes componentes que nos interesan en el análisis. Para poder simular el incremento de temperatura en el circuito con el programa de PSPICE, se procederá a utilizar el circuito térmico equivalente donde deberán intervenir los valores de los capacitores para poder usar el modo de respuesta transitoria del paquete PSPICE.

Para utilizar el PSPICE (versión 7.1) se construye directamente el circuito equivalente. En el modo esquemático, donde se permite colocar cada uno de los elementos y unirlos por medio de líneas, localizadas en su menú de herramientas, después de terminar de dibujar el diagrama se procede a correrlo y revisar los resultados en el modo *probe*. [2].

El listado resultante del circuito que se utiliza para la simulación, se presenta a continuación:

```

**** INCLUDING 2N3772.net ****
* Schematics Netlist *

C_C4    $N_0001 Tpedes .59
C_C3    $N_0001 $N_0002 4.7
C_C5    $N_0001 $N_0003 7.5
R_Rs    Tsol $N_0002 .3
V_Tamb  $N_0001 0 25V
R_Rcuerpo  Tpedes $N_0003 .0045
R_Rpedes  $N_0002 Tpedes 0.0354
R_Rdisip  $N_0001 $N_0003 .232
C_C1    $N_0001 Tj 0.0032
C_C2    $N_0001 Tsol 0.047
R_Rj    Tj Tsol .39
I_I3    $N_0001 Tj DC 0 AC 0
+PULSE 0A 150A 0us 1us 10ms 10.1ms
    
```

```

**** RESUMING 2N3772.cir ****
.INC "2N3772.als"
    
```

El circuito térmico equivalente con los valores calculados en el apéndice APÉNDICE C, se colocan en la red respectivamente, esto es necesario para proceder a empezar a correr la simulación, de tal manera que el circuito térmico equivalente es el siguiente (fig.4-7):

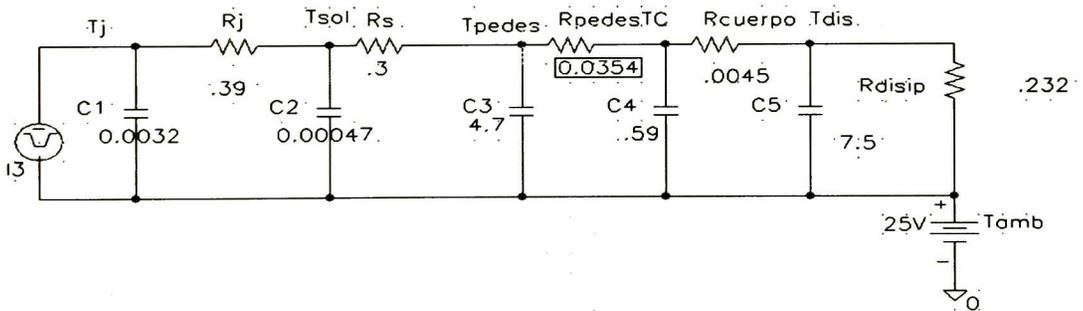


Figura 4-7 Circuito térmico equivalente para el dispositivo 2N3772 del paquete metálico tipo TO-3.

Las siglas que se utilizan en el circuito térmico equivalente con el simulador PSPICE para condiciones de estado estacionario significan lo siguiente :

- Rj = Resistencia de la unión.
- C1=Capacitancia térmica de la unión.
- Tj =Temperatura de la unión.
- Rs = Resistencia de la soldadura.
- C2=Capacitancia térmica de la soldadura.

T_{sol} = Temperatura de la soldadura.
 R_{pedes} = Resistencia del pedestal.
 $C3$ = Capacitancia térmica del pedestal.
 T_{pedes} = Temperatura del pedestal.
 R_{cuerpo} = Resistencia del cuerpo.
 $C4$ = Capacitancia térmica del cuerpo.
 T_{cuerpo} = Temperatura del cuerpo.
 R_{dis} = Resistencia del disipador.
 $C5$ = Capacitancia térmica del disipador.
 T_{disp} = Temperatura del disipador.

La respuesta térmica transitoria que se obtiene en el PSPICE a bajos niveles de potencia aplicada al transistor bipolar, ayuda a explicar y entender el comportamiento del circuito equivalente, por lo tanto, se revisará su respuesta para bajos niveles de potencia hasta altos niveles y diferentes tiempos de simulación.

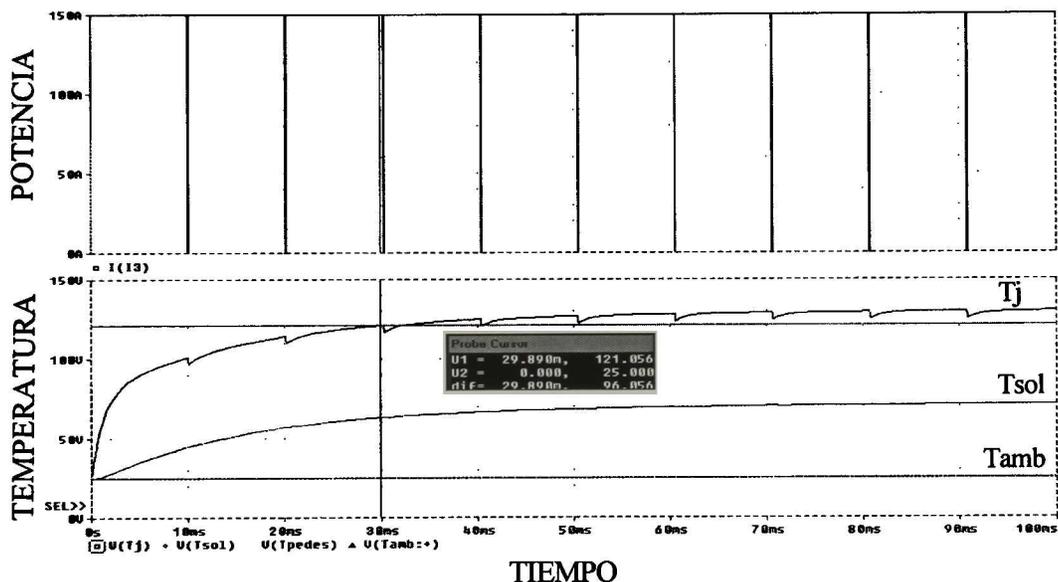


Figura 4-8 Incremento de temperatura del Transistor 2N3772 en los primeros 100mseg.

En la fig.4-8 se observa el resultado de la simulación en los primeros 100mseg, después de aplicar una potencia de entrada de 150 W al Transistor del tipo TO-3. Se utiliza un tren de pulsos de entrada de $T_1=10$ mseg; la temperatura en la unión se empieza a incrementar desde el valor igual a la temperatura de referencia hasta alcanzar los 128 V (128 °C) a los 500 mseg. Para nuestra analogía del circuito térmico, esta temperatura representa un valor de 103 °C por arriba de la temperatura de referencia; por otro lado, se observa también el incremento de la temperatura en la soldadura sobre el disipador en el mismo gráfico. Para obtener el valor de 103 °C por arriba de la temperatura de referencia, se tiene que realizar la resta de el valor de la temperatura final menos el valor de la temperatura de referencia esto es :

$$T = \text{Temp.final} - \text{Temp de referencia} = 128^\circ\text{C} - 25^\circ\text{C} = 103^\circ\text{C}$$

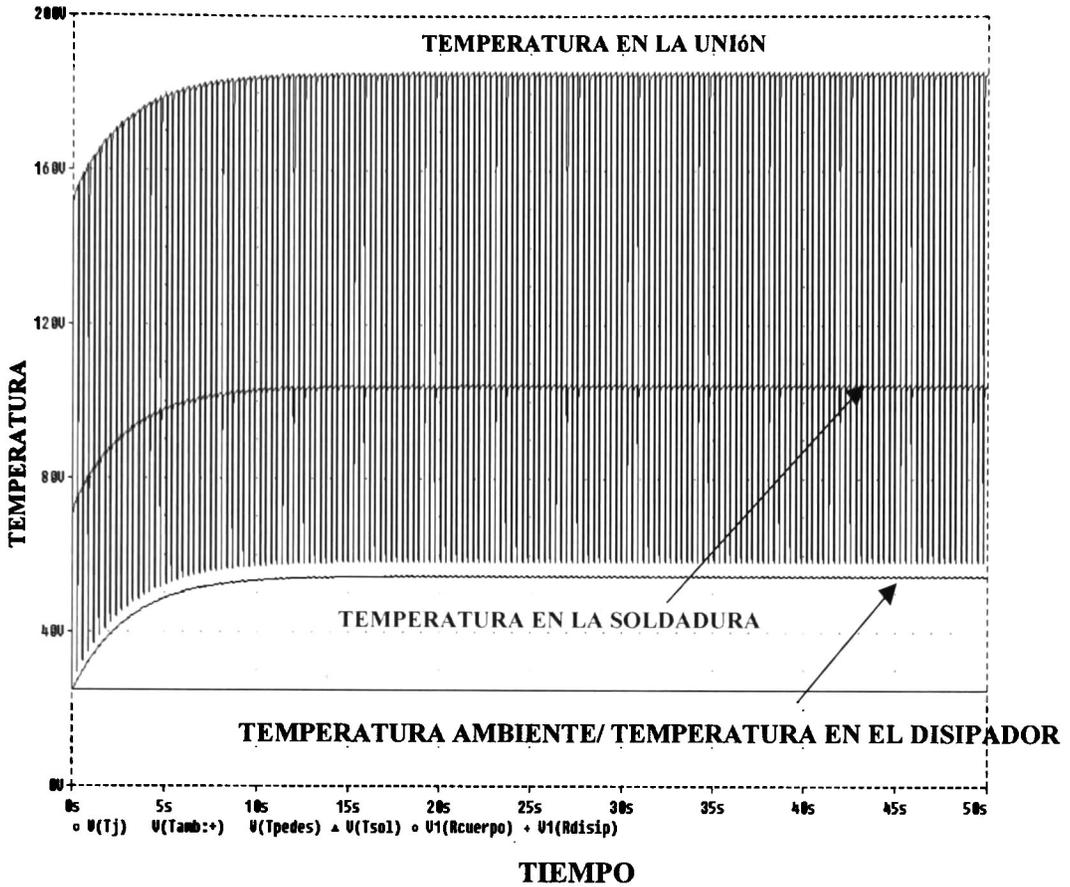


Figura 4-9 Respuesta térmica del transistor 2N3772 en los 50 seg.

En la figura 4-9 se observa el incremento de la temperatura en la unión en los primeros 50 seg después de aplicar el potencial en el transistor, además la temperatura en la soldadura, así como en el disipador, y la temperatura de referencia (T_{amb}). La temperatura de la unión hasta el encapsulado del transistor se comienza a incrementar conforme se incrementa el tiempo, llegando hasta un valor de 160 V, que en nuestro circuito en físico representan $135^{\circ}C$ por encima de nuestra temperatura ambiente que es de $25^{\circ}C$. Por otro lado, la temperatura en nuestro disipador se mantiene muy cerca de la temperatura de referencia (T_{amb}). Esto es debido a que el disipador tiene mucha más capacidad de remover el calor de acuerdo a sus características térmicas, que dependen del tipo de material. La temperatura reportada en el gráfico por arriba de la temperatura de referencia, es de $135^{\circ}C$, la cual nos indica que este transistor es capaz de remover el calor por debajo de la temperatura límite del silicio, que es de los $200^{\circ}C$, antes de que su daño sea irreversible en la unión.

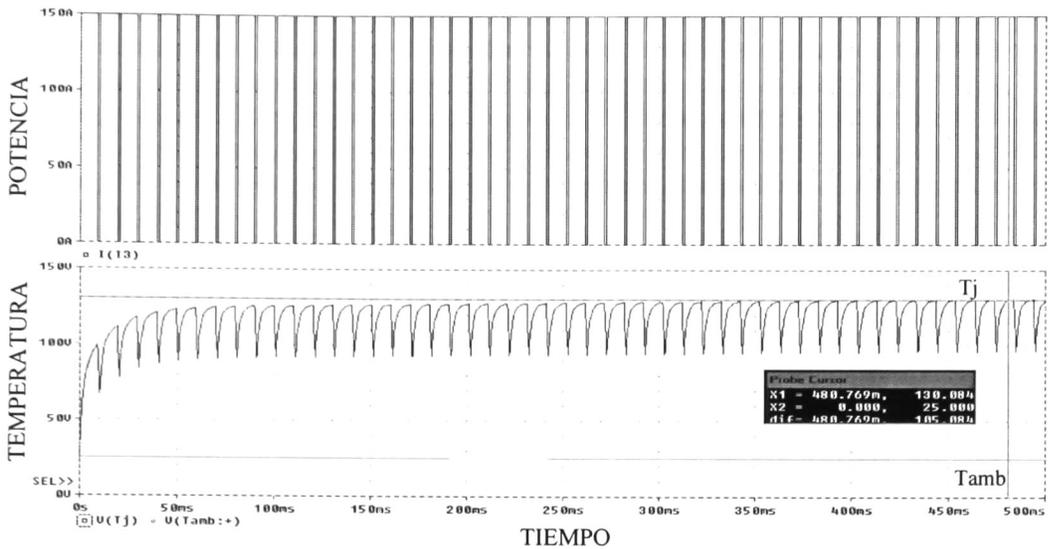


Figura 4-10 Respuesta transitoria en CD para el transistor 2N3772 a los 500 mseg.

En la figura 4-10 se puede observar el incremento de la temperatura en la unión a los 500mseg después de aplicarle potencial al transistor, hasta alcanzar condiciones de estado estacionario; la temperatura en la unión se comienza a incrementar conforme se incrementa el tiempo, llegando hasta un valor de 130 V (130 °C) y se mantiene. La temperatura reportada en el gráfico esta por arriba de la temperatura de referencia es de los 105 °C. Para este caso particular, se utilizó un tren de pulsos con incrementos de tiempo(t1) igual a 10 mseg.

En la siguiente figura se realizó la simulación para encontrar la respuesta transitoria utilizando un tren de pulsos con una duración de incrementos de tiempo(t1) igual a 300mseg hasta alcanzar un estado estacionario para el transistor bipolar 2N3772.

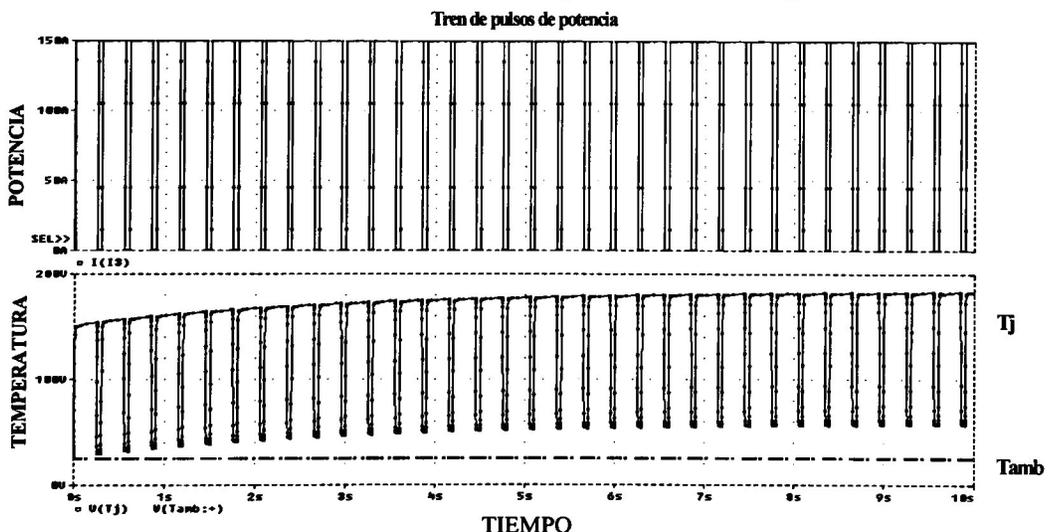


Figura 4-11 Respuesta transitoria en CD para el transistor 2N3772 a los 10 seg.

En la figura 4-11 se obtuvo el incremento de la temperatura en la unión a los 10 seg después de aplicarle potencial al transistor. La temperatura en la unión se comienza a incrementar conforme se incrementa el tiempo llegando hasta un valor de 180 V. La temperatura reportada en el gráfico por arriba de la temperatura de referencia es de los 165 °C. Para este caso, se utilizó un tren de pulsos, con incrementos de tiempo(t_1) igual a 300 mseg. Se puede observar que el estado estacionario se alcanzó a una temperatura por abajo de los 200 °C.

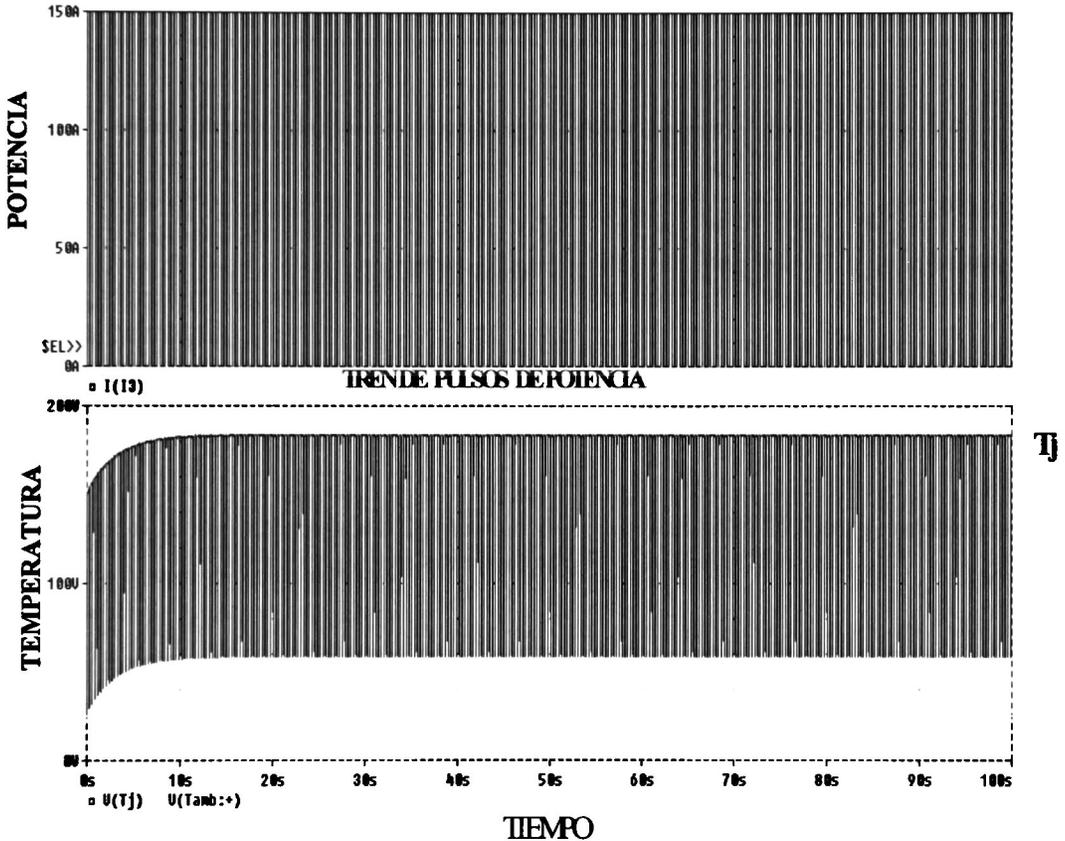


Figura 4-12 Respuesta transitoria en CD para el transistor 2N3772 a los 100 seg.

En la figura 4-12 se observa el incremento de la temperatura en la unión a los 100 seg después de aplicarle potencial al Transistor hasta alcanzar condiciones de estado estacionario. La temperatura en la unión se comienza a incrementar conforme se incrementa el tiempo hasta un valor de 180 V, La temperatura reportada en el gráfico por arriba de la temperatura de referencia es de los 165 °C .Se puede concluir que el estado estacionario se alcanza antes de los 10 seg de aplicarle la potencia de entrada y se mantiene la temperatura por a bajo de los 200 °C .

RESPUESTA TÉRMICA TRANSITORIA APLICÁNDOLE UN PULSO SENCILLO DE POTENCIA UTILIZANDO EL PROGRAMA PSPICE EN LA APLICACIÓN DE TRANSISTORES BIPOLARES DE POTENCIA.

Para realizar la simulación de la respuesta térmica transitoria aplicándole un solo pulso al transistor bipolar, se utilizará el transistor 2N3772 debido a que cuenta con la información mas completa publicada por la Cía Motorola. Partiendo de la publicación del SOA en las hojas de datos del fabricante (fig.4-13), se observa que el área de la curva del SOA se extiende a mayor capacidad de manejo de potencia debido a la utilización de pulsos cortos .

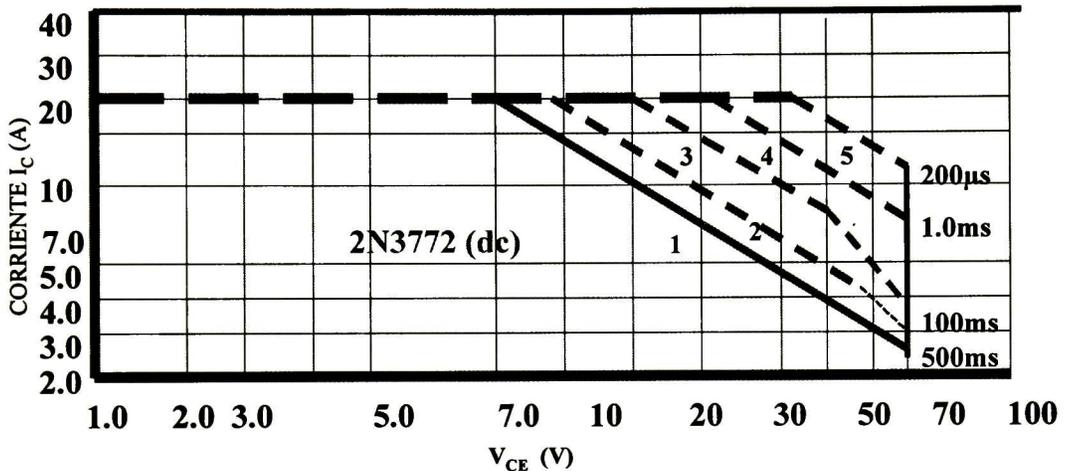


Figura 4-13 Área Segura de Operación del transistor 2N3772 para condiciones de CD y pulsos cortos desde 500 ms hasta 200 us.

Como se puede observar, en la fig.4-13 se muestran cinco regiones diferentes identificadas por los números del uno al cinco, que corresponden a cinco diferentes áreas permitidas de operación del transistor bipolar 2N3772; para el caso de la frontera superior, el límite no cambia en la gráfica; permanece constante y es debido por la limitante física del manejo de la capacidad de corriente, que esta dada por el tipo de material del alambre y su área . El segundo límite esta regido por la capacidad de manejo de potencia, y siempre presenta una pendiente de -1 . El tercer límite depende directamente del voltaje de ruptura.

La región no.1 corresponde a las condiciones de CD ya revisadas en el párrafo anterior. Las regiones de la no. 2 a la número 5 corresponden a las condiciones de pulsos cortos de potencia a la que es sometido el transistor. Se observa que estas regiones comprenden un área más grande en comparación con la región no.1 (CD). Esto se debe a que en condiciones de pulsos cortos y únicos, el transistor presenta una resistencia térmica transitoria muy pequeña, dada por las condiciones del ciclo de trabajo, las compañías fabricantes publican el gráfico del valor de la resistencia térmica desde valores muy pequeños de tiempo hasta pulsos de valores grandes del orden de milisegundos (ver cap.III).

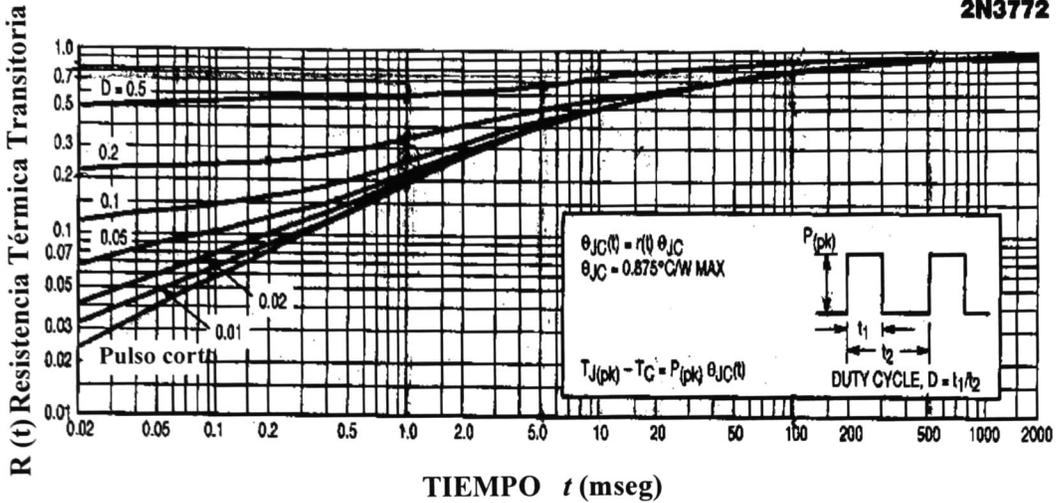


Figura 4-14 Curva de la respuesta térmica transitoria para el 2N3772 [3].

En la gráfica 4-14 se localizan los valores de las resistencias térmicas que se utilizaron para la simulación de los pulsos cortos en el PSPICE. El propósito de la simulación es calcular el incremento térmico desde la unión del transistor hasta el encapsulado del dispositivo, para lo cual nos ayudaremos de la fig. 4-14 para encontrar los valores adecuados y realizar la simulación correcta. En cada una de las simulaciones siguientes se presenta el circuito correspondiente, una tabla de resultados con los valores calculados y los valores obtenidos en la simulación del PSPICE.

SIMULACIÓN DEL ÁREA No.5.

El circuito que se utilizó para la simulación, se puede observar en la figura 4-15, donde se representan los valores correspondientes y su listado del programa del PSPICE.

Listado para la simulación del área n.5

```

**** INCLUDING 2N3772.net ****
* Schematics Netlist *

V_Tamb          $N_0001 0 25V
R_RDIS          $N_0002 $N_0001 .232
C_C3           $N_0001 $N_0002 7.5
C_C1           $N_0001 $N_0003 .0004
R_Rc           $N_0004 $N_0002 .03
C_C2           $N_0001 $N_0004 4.71
R_Rjc          $N_0003 $N_0004 .22
I_I3           $N_0001 $N_0003 CD 0 AC 0
+PULSE 0A 200A 0us 10us 10us 200us 1ms

**** RESUMING 2n3772.cir ****
.INC "2n3772.als"
    
```

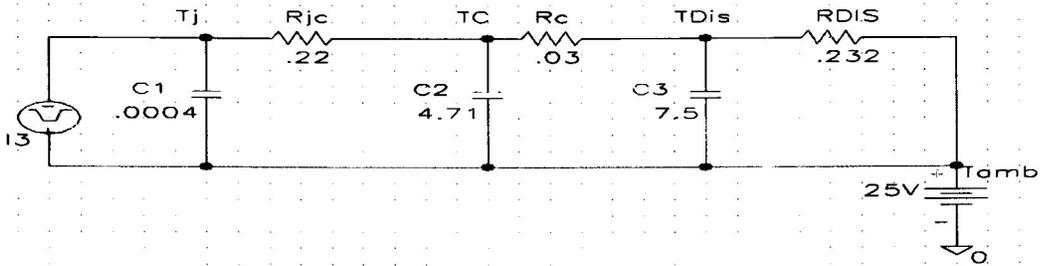


Figura 4-15 Circuito equivalente para el transistor 2N3772 con un pulso de entrada de 200 μ seg de duración.

D.T=200 μ s/ 1ms=0.2	Rjc=0.22		RESULTADO CALCULADO	RESULTADO CON PSPICE	
r(t)	Pd	θ_{jc}	Tj - Tc	ΔT	Tj
0.25	100	0.875	21.8 °C	19.8 °C	45°C
0.25	200	0.875	43.75°C	39.74°C	64.7°C
0.25	300	0.875	65.62°C	59.7 °C	84.7°C
0.25	400	0.875	87.9°C	79.4°C	104°C
0.25	500	0.875	109.3°C	100.3°C	125.4°C
0.25	600	0.875	131.2°C	120.9°C	148.2°C
0.25	700	0.875	153.1°C	142.9°C	163°C

Tabla I Resultados obtenidos con un pulso de entrada de 200 μ seg de duración.

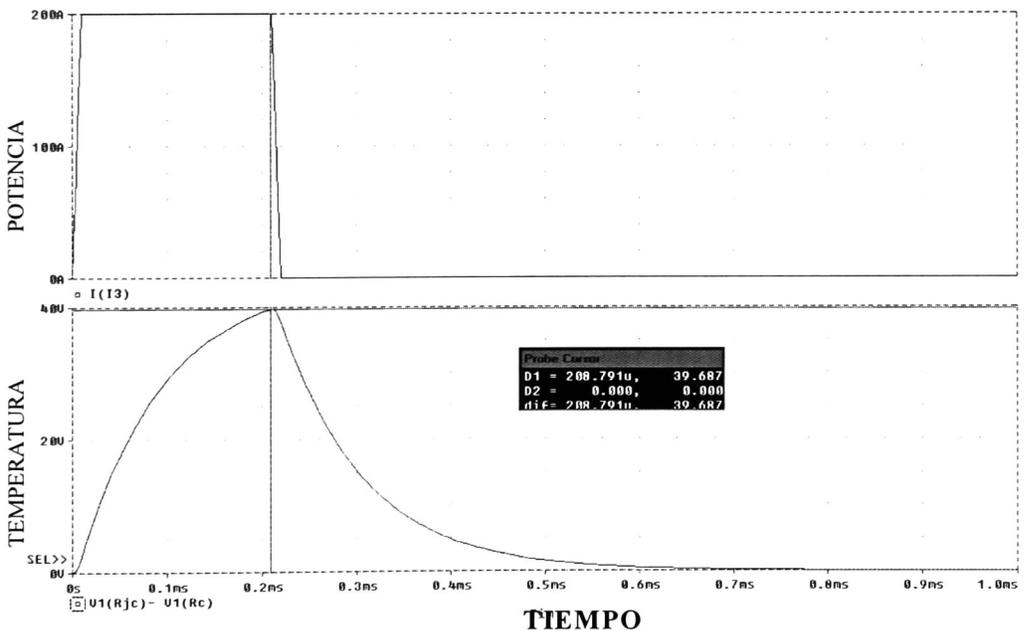


Figura 4-16 Diferencia de temperatura desde la unión hasta el empaquetado del transistor aplicándole un pulso de entrada de 200 μ seg y una potencia de 200 W.

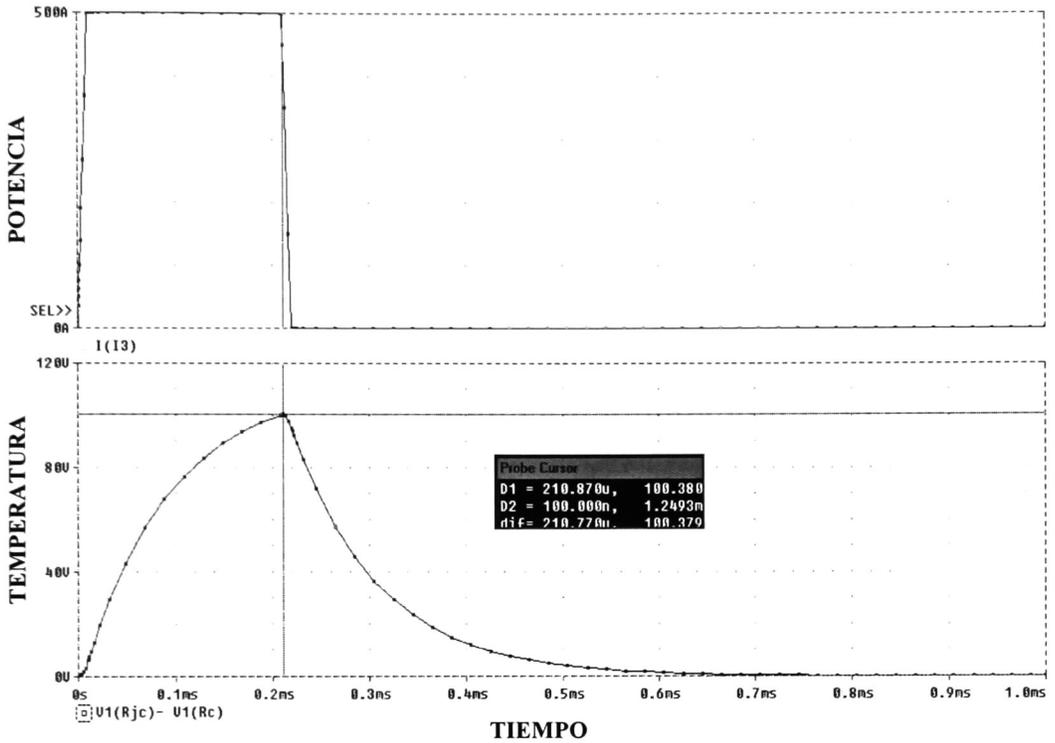


Figura 4-17 Diferencia de temperatura desde la unión hasta el empaquetado del transistor aplicándole un pulso de entrada de 200 μ seg y una potencia de 500 W.

SIMULACIÓN DEL ÁREA No.4.

El circuito que se utilizó para la simulación se muestra en la figura 4-18, donde se representan los valores correspondientes así como su listado del programa del PSPICE.

Listado para la simulación del área n.4

```

**** INCLUDING 2N3772REVA.net ****
* Schematics Netlist *

V_Tamb          $N_0001 0 25V
R_RDIS          $N_0002 $N_0001 .232
C_C3            $N_0001 $N_0002 7.5
C_C1            $N_0001 $N_0003 .0004
R_Rc            $N_0004 $N_0002 .03
C_C2            $N_0001 $N_0004 4.71
R_Rjc          $N_0003 $N_0004 .52
I_I3            $N_0001 $N_0003 CD 0 AC 0
+PULSE 0A 200A 0us 10us 10us 1ms 5ms

**** RESUMING 2n3772REVA.cir ****
.INC "2n3772REVA.als"
    
```

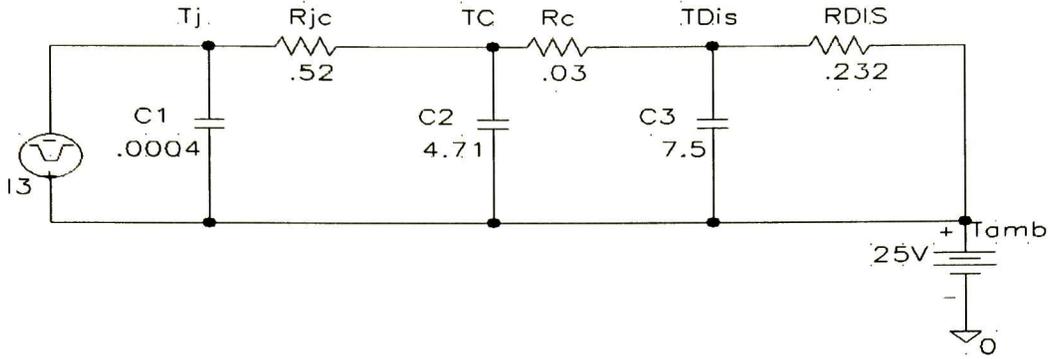


Figura 4-18 Circuito equivalente para el transistor 2N3772 con un pulso de entrada de 1 mseg de duración.

D.T=1ms/ 5ms=0.2	Rjc=0.52		RESULTADO CALCULADO	RESULTADO CON PSPICE	
r(t)	Pd	θjc	Tj - Tc	ΔT	Tj
0.6	100	0.875	52°C	51.6°C	76.6°C
0.6	150	0.875	78.75°C	77.3°C	102.3°C
0.6	200	0.875	105°C	103.1°C	128.1°C
0.6	250	0.875	131.2°C	128.9°C	153.9°C
0.6	300	0.875	157.5°C	154.8°C	179°C
0.6	350	0.875	183.7°C	180.5°C	205°C
0.6	400	0.875	210°C	206.3°C	231.3°C

Tabla II Resultados obtenidos con un pulso de entrada de 1 mseg de duración.

Basándonos en las tablas I y II, correspondientes a las áreas No 5 y No 4, se observa que los cálculos realizados, comparados contra los obtenidos en la simulación del PSPICE son realmente muy cercanos, existiendo sólo un error del 2 % y el 4 % entre las lecturas. Por otra parte, se puede obtener el valor de la temperatura de la unión con relativa facilidad por medio del simulador, proporcionando una idea clara de lo que esta ocurriendo en nuestro transistor.

Regresando al caso específico de la tabla correspondiente al área No 4, se observa que el límite de potencia a manejarse sin que la temperatura de la unión sea afectada, es por debajo de los 350 W, ya que si lo incrementamos a los 400 W, se obtiene una Tj de los 232 °C, como se puede observar en la tabla.

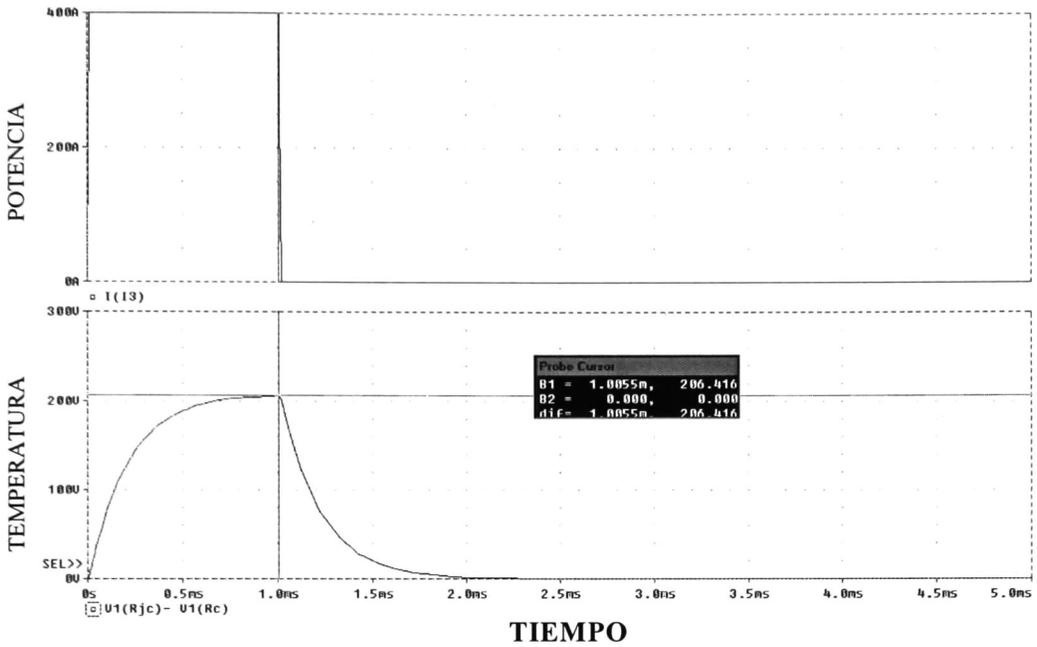


Figura 4-19 Diferencia de temperatura desde la unión hasta el encapsulado del transistor, aplicándole un pulso de entrada de 1 mseg de duración y una potencia de 400 W.

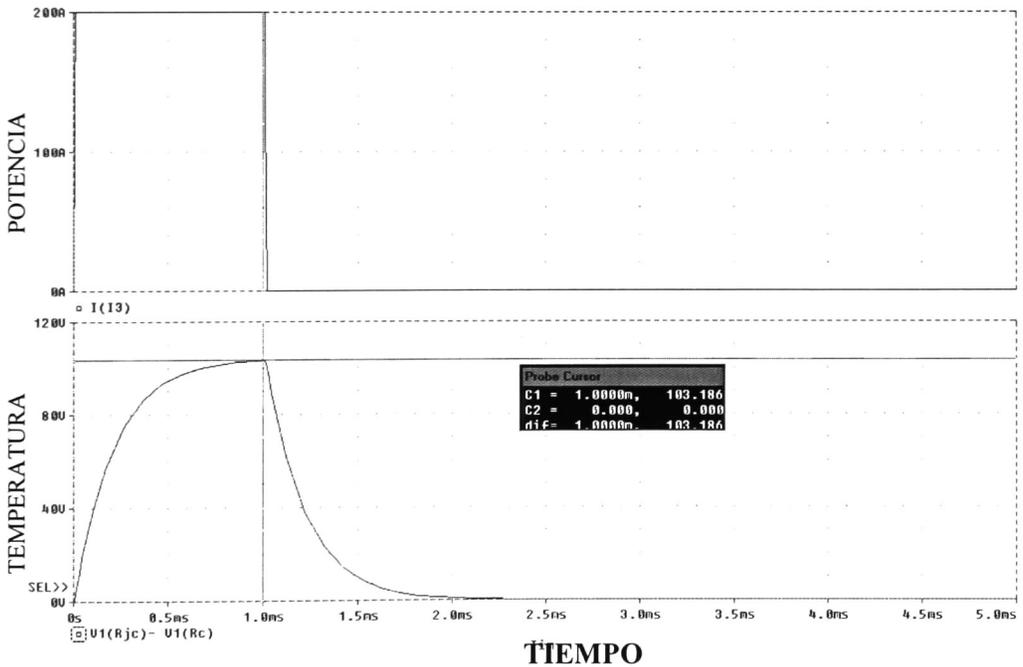


Figura 4-20 Diferencia de temperatura desde la unión hasta el empaquetado del transistor, aplicándole un pulso de entrada de 1 mseg de duración y una potencia de 200 W

SIMULACIÓN DEL ÁREA No.3.

El circuito que se utilizó para la simulación, se muestra en la figura 4-21, donde se representan los valores correspondientes y su correspondiente listado del programa del PSPICE.

Listado para la simulación del área n.3

```

**** INCLUDING 2N3772REVA.net ****
* Schematics Netlist *

V_Tamb          $N_0001 0 25V
R_RDIS          $N_0002 $N_0001 .232
C_C3           $N_0001 $N_0002 7.5
C_C1           $N_0001 $N_0003 .0004
R_Rc           $N_0004 $N_0002 .03
C_C2           $N_0001 $N_0004 4.71
R_Rjc          $N_0003 $N_0004 .65
I_I3           $N_0001 $N_0003 CD 0 AC 0
+PULSE 0A 200A 0us 10us 10us 100ms 500ms**** RESUMING
2n3772REVA.cir
    
```

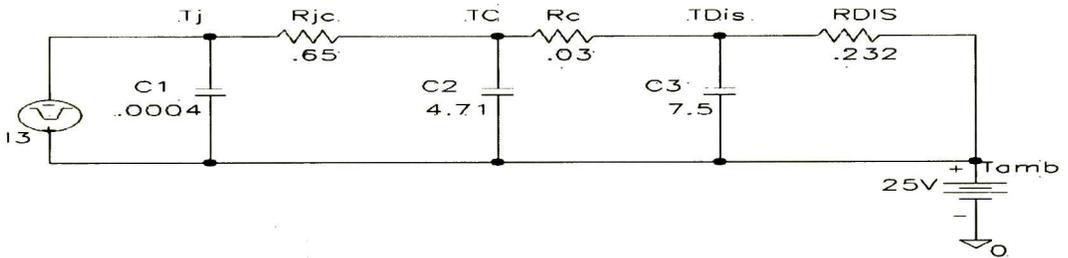


Figura 4-21 Circuito equivalente para el transistor 2N3772 con un pulso de entrada de 100 mseg de duración.

D.T=100ms/ 500ms=0.2	Rjc=0.65		RESULTADO CALCULADO	RESULTADO CON PSPICE	
r(t)	Pd	θ_{jc}	$T_j - T_c$	ΔT	T_j
0.75	50	0.875	32.5°C	32.4°C	57.4°C
0.75	100	0.875	65.62°C	64.9°C	89.9°C
0.75	120	0.875	78°C	77.9°C	102.9°C
0.75	150	0.875	97.5°C	97.4°C	122.4°C
0.75	180	0.875	117°C	116.9°C	142°C
0.75	200	0.875	131.2°C	129.9°C	156.9°C
0.75	220	0.875	143°C	142.9°C	167.9°C
0.75	250	0.875	162.5°C	162.9°C	187°C

Tabla III Resultados obtenidos con un pulso de entrada de 100 mseg de duración.

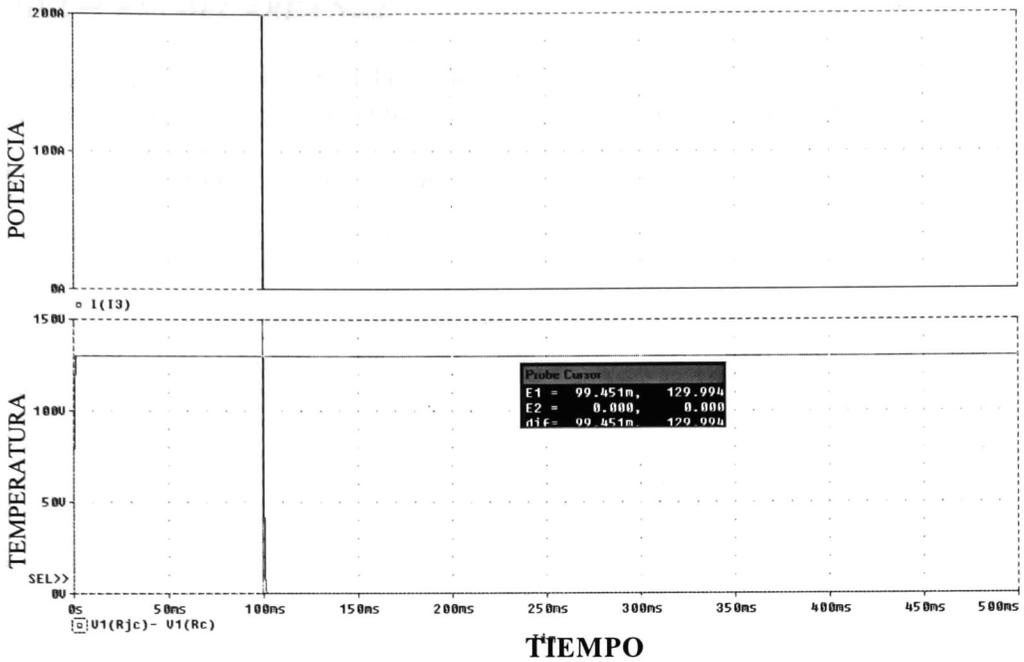


Figura 4-22 Diferencia de temperatura desde la unión hasta el encapsulado del transistor, aplicándole un pulso de entrada de 100 mseg de duración y una potencia de 200 W.

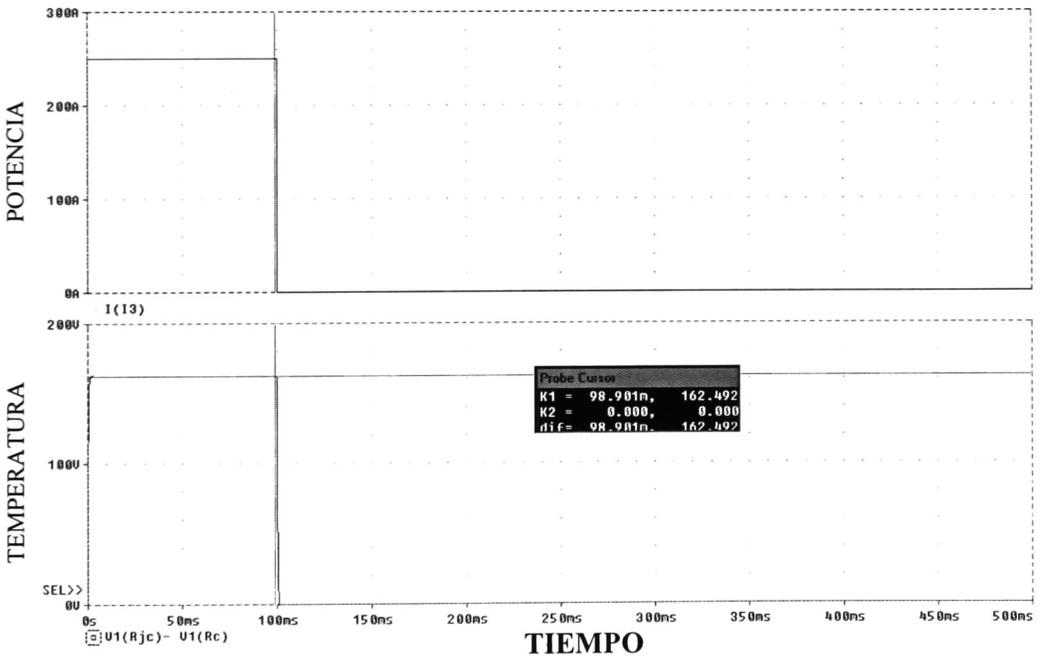


Figura 4-23 Diferencia de temperatura desde la unión hasta el encapsulado del transistor, aplicándole un pulso de entrada de 100 mseg de duración y una potencia de 250 W.

SIMULACIÓN DEL ÁREA No.2.

El circuito que se utilizó para la simulación se muestra en la figura 4-24, donde se representan los valores correspondientes y el listado del programa del PSPICE.

Listado para la simulación del área n.2

```

**** INCLUDING 2N3772REVA.net ****
* Schematics Netlist *
V_Tamb      $N_0001 0 25V
R_RDIS      $N_0002 $N_0001 .232
C_C3        $N_0001 $N_0002 7.5
C_C1        $N_0001 $N_0003 .0004
R_Rc        $N_0004 $N_0002 .03
C_C2        $N_0001 $N_0004 4.71
I_I3        $N_0001 $N_0003 CD 0 AC 0
+PULSE 0A 200A 0us 10us 10us 500ms 2500ms
R_Rjc       $N_0003 $N_0004 78
**** RESUMING 2n3772REVA.cir ****
.INC "2n3772REVA.als"
    
```

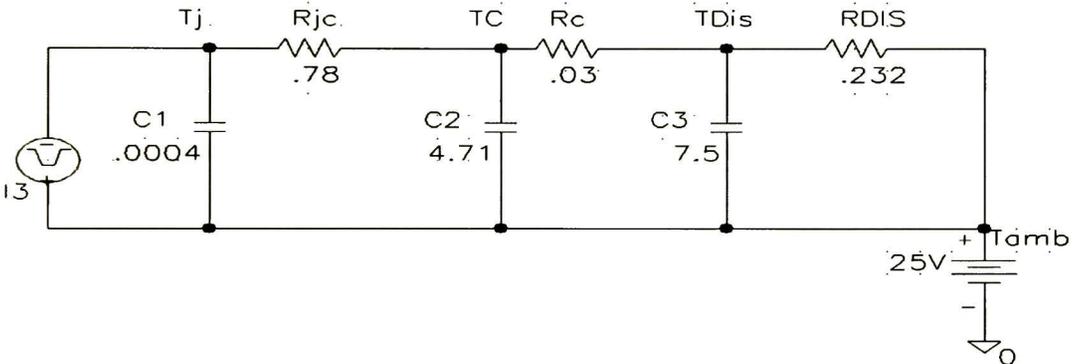


Figura 4-24 Circuito equivalente para el transistor 2N3772 con un pulso de entrada de 500 mseg de duración.

D.T=500ms/ 2.5s=0.2	Rjc=0.78		RESULTADO CALCULADO	RESULTADO CON PSPICE	
		θ_{jc}	$T_j - T_c$	ΔT	T_j
0.9	50	0.875	39.3°C	38.9°C	76.6°C
0.9	75	0.875	58.5°C	58.4°C	102.3°C
0.9	100	0.875	78°C	77.9°C	128.1°C
0.9	125	0.875	97.5°C	97.4°C	153.9°C
0.9	150	0.875	118.1°C	116.9°C	179°C
0.9	175	0.875	136.5°C	136.4°C	205.5°C
0.9	200	0.875	155.9°C	155.9°C	231.3°C

Tabla IV Resultados obtenidos con un pulso de entrada de 500 mseg de duración

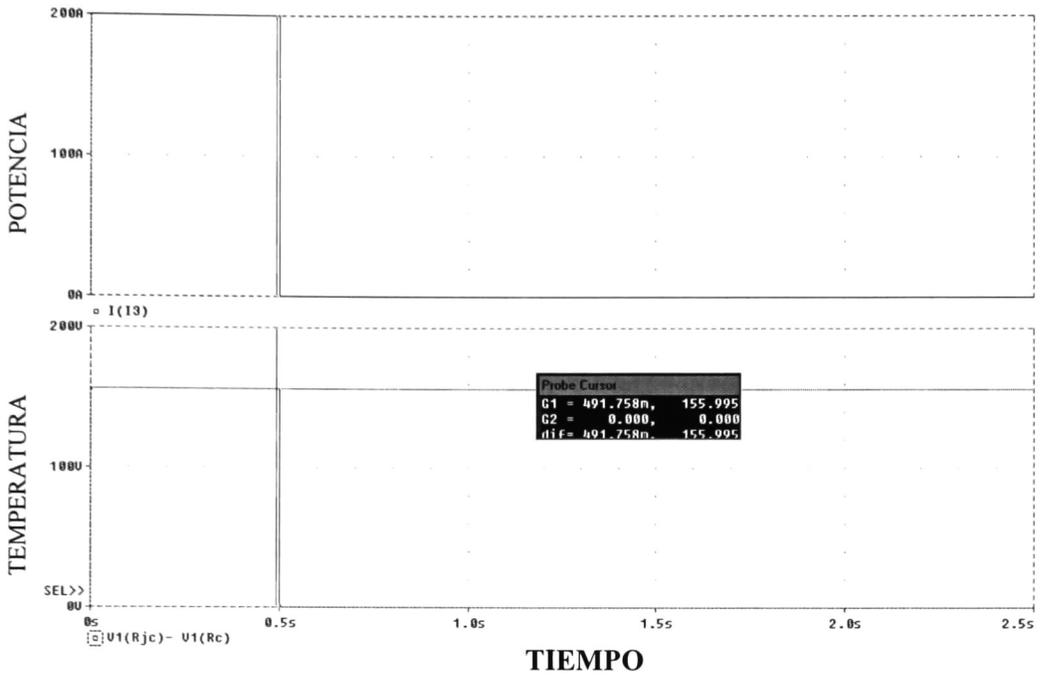


Figura 4-25 Diferencia de temperatura desde la unión hasta el encapsulado del transistor, aplicándole un pulso de entrada de 500 mseg de duración y una potencia de 200 W.

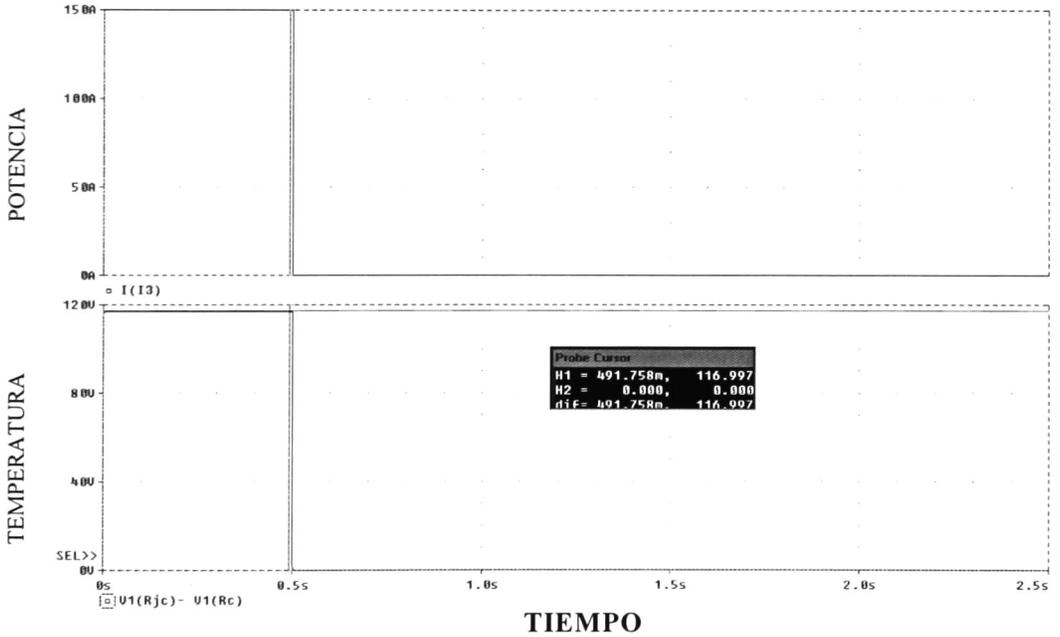


Figura 4-26 Diferencia de temperatura desde la unión hasta el encapsulado del transistor, aplicándole un pulso de entrada de 500 mseg de duración y una potencia de 150 W.

Continuando con las tablas anteriores correspondientes a las áreas No 3 y No 2, se observa que los cálculos realizados comparados contra los obtenidos en la simulación del PSPICE son cercanos existiendo sólo un error del 1 % y 2 % entre las lecturas. Por lo tanto, el error se reduce cuando se manejan pulsos de potencia de entrada con valores más grandes. Para la tabla IV correspondiente al área No 2, se observa que el límite de potencia a manejarse sin que la temperatura de la unión alcance los 200 °C, es por abajo de los 175W, ya que si lo incrementamos a los 200 W, se obtiene una Tj de los 232 °C, rebasando por 33 °C el límite de temperatura de unión permitido, que es de los 200°C.

TRANSISTOR DEL TIPO MOSFET

Se revisará solo a manera de comparación, una simulación utilizando un transistor de la tecnología MOSFET del tipo MSF4P01Z.

Listado para la simulación para el transistor MOSFET.

```

**** INCLUDING MSF4P01Z mosfet.net ****
* Schematics Netlist *

R_R1          Tj Tc 16.862
R_R2          Tc Tdis 57.043
R_R3          $N_0001 Tdis 63.63
V_Tamb       $N_0001 0 25V
C_C1         $N_0001 Tj 17.8296m
C_C2         $N_0001 Tc 59.09m
C_C3         $N_0001 Tdis 816.9m
I_I3         $N_0001 Tj CD 0 AC 0
+PULSE 0A 18A 10ms 1ns 1ns 25ms 70ms
**** RESUMING mosf.cir ****
.INC "mosf.als"
**** MMSF4P01Zmosfet ****
    
```

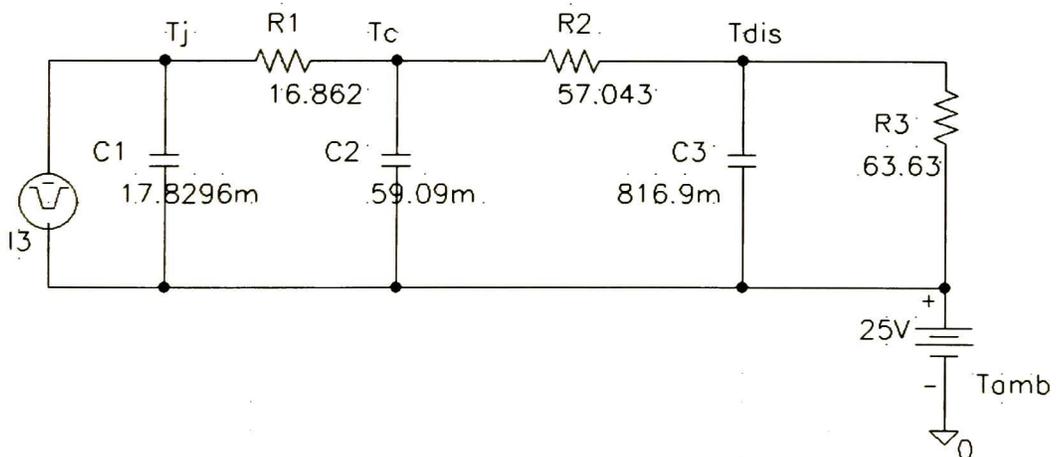


Figura 4-27 Circuito térmico equivalente utilizado para simular el transistor MOSFET.

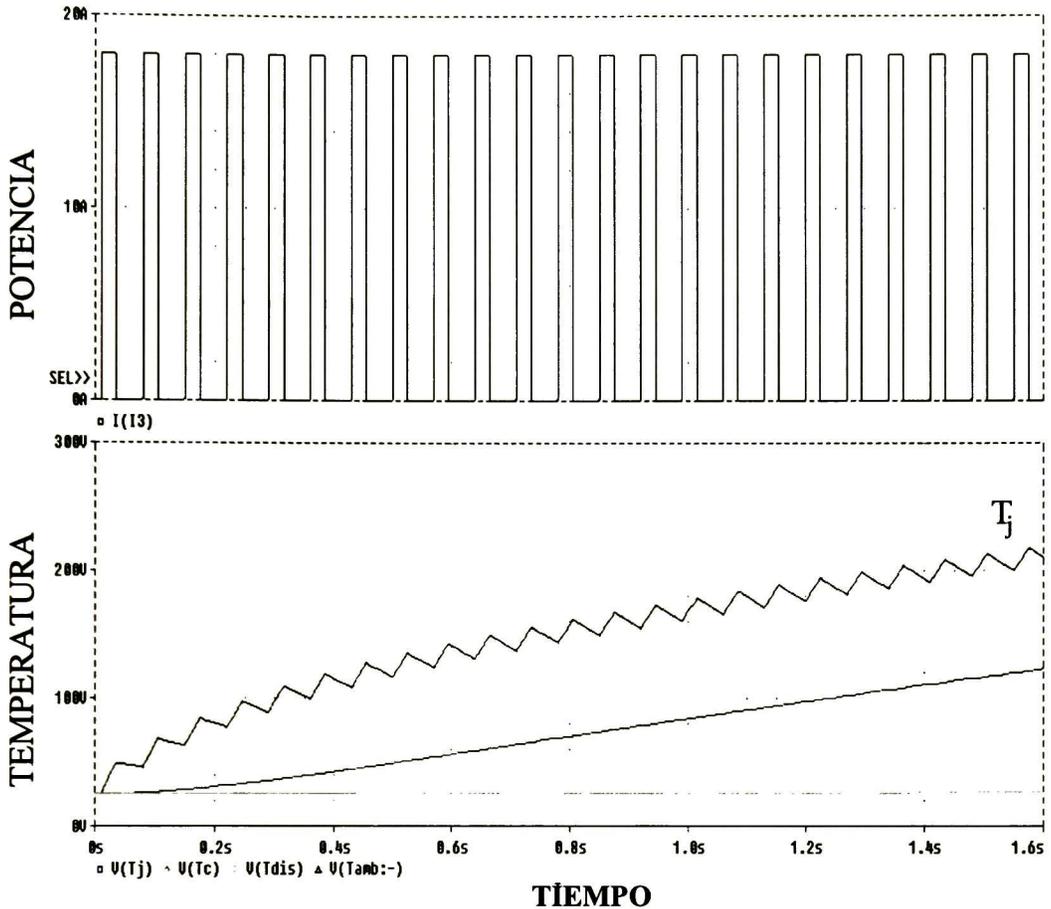


Figura 4-28 Incremento de la temperatura de la unión del transistor MOSFET a los 1.6 seg.

En la figura 4-28 se observa el incremento de temperatura en la unión, también se puede ver claramente que después de 1 segundo transcurrido, la temperatura es del orden de los 180 °C sobre la temperatura de referencia, lo cual nos dice que más allá de este tiempo no se garantiza el buen funcionamiento del dispositivo en el campo.

DIFERENTES TIPOS DE FORMA DE ONDA UTILIZADOS EN LA POTENCIA DE ENTRADA.

En algunas ocasiones, debido a las necesidades de la aplicación, puede existir la posibilidad de utilizar otro tipo de forma de onda en la potencia de entrada, sin duda una de las más comunes y utilizadas es la del tipo triangular. Se presentan a continuación dos gráficos que se realizaron con la forma de onda triangular para su simulación.

Básicamente se observa el mismo comportamiento que en los analizados con la forma de onda cuadrada, por lo que todas las anotaciones revisadas son válidas para el tipo de onda triangular.

Listado para la simulación para el transistor MOSFET utilizando una onda triangular.

****ONDA TRIANGULAR EN MOSFET****

```

IPDISS1 0 1 PULSE (0A 1A 0S 10MS 1US 1US 20MS)
IPDISS2 0 1 PULSE ( 0A 20A 0S 10MS 1US 1US 20MS )
CT1      1 0 17.8296M
RT1      1 2 16.862 Ω
CT2      2 0 59.095 M
RT2      2 3 57.043 Ω
CT3      3 0 816.9M
RT3      3 0 63.63Ω
    
```

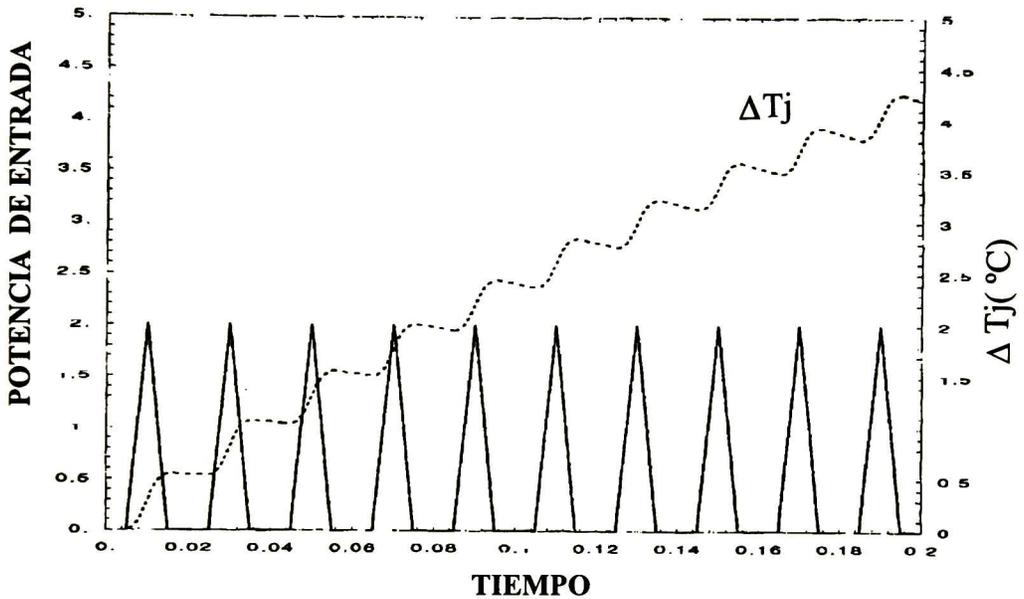


Figura 4-29 Pulso de entrada en forma triangular aplicada a un transistor MOSFET.

Como lo muestra la figura 4-29, se esta aplicando en la entrada un tren de pulsos de potencia de forma triangular, se observa el incremento de la temperatura en la unión, representada por la respuesta del circuito RC. Esto nos da una base para el cálculo de la temperatura la cual puede trabajar este dispositivo bajo estas condiciones de prueba.

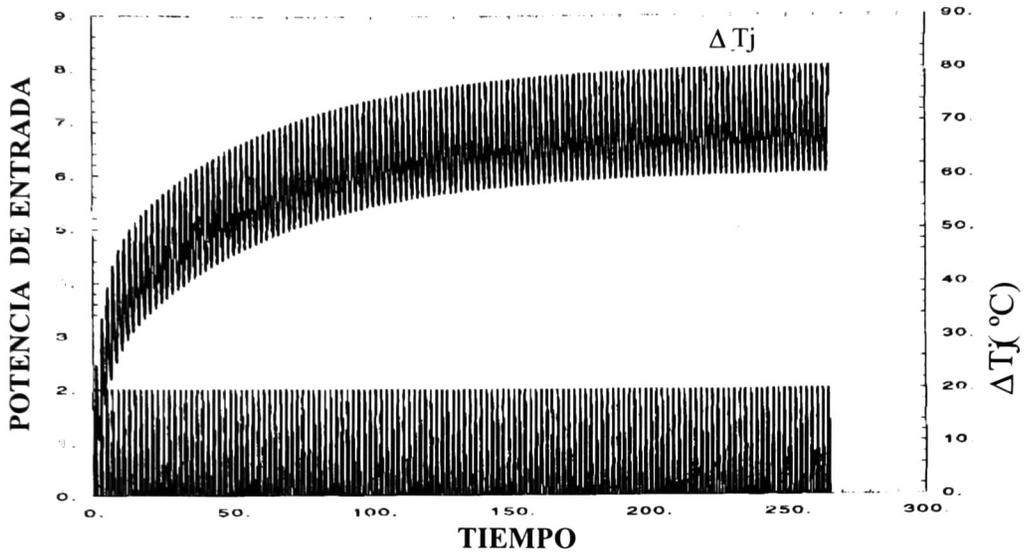


Figura 4-30 Forma de onda triangular aplicada a condiciones de CD para un transistor del tipo MOSFET.

En la figura 4-30, se puede observar el incremento de temperatura en la unión a los 300 seg para condiciones de CD, la cual tiende prácticamente a alcanzar un estado estacionario después de alcanzar los 80 °C sobre la temperatura de referencia.

SUMARIO:

En muchas ocasiones, a los Ingenieros que se dedican al diseño, se les presentan muchos problemas y obstáculos para poder predecir el comportamiento térmico de los dispositivos semiconductores de potencia. Por tal motivo, una ayuda muy poderosa es el utilizar programas simuladores, con los cuales se puede llegar a predecir con mayor exactitud dicho comportamiento. La finalidad de este capítulo es presentar una técnica que pueda reducir tales obstáculos a los diseñadores, dando un circuito térmico RC equivalente para un Transistor Bipolar, conociendo el potencial de entrada, su forma de onda y el circuito simulador. Este es un proceso directo para averiguar exactamente las condiciones de operación en la unión de un dispositivo. Siendo ésto una herramienta poderosa y útil, por otra parte algunas compañías manufactureras, están empezando a incluir este circuito térmico en las hojas técnicas que proporcionan al mercado consumidor.

Bibliografía.

- [1] Motorola “Rectifier Applications Handbook”third edition, ISBN 0-929270-01-0,1993, pp (29-48).
- [2] John Keown “*MicroSim PSPICE and Circuit Analysis*”; Prentice Hall, Third Edition.
- [3] MOTOROLA “Bipolar Power Transistor Data” DL111/D REV 7. Motorola Inc.1995.
- [4] Adolph Blicher, “*Field-effect and Power Transistor Physics*”, Academic Press pp180-208...
- [5] Roehr,Bill and Bryce Shiner. “Transient Thermal Resistance-General Data and its Use ”, AN569 in *Motorola Power applications Manual*, 1990(23-38), Motorola Literatura Distribution Center, Ph # 1(800) 441-2447.
- [6] Dave Hollander. “Thermal Modeling And Management Of Discrete Surface Mount Packages”, BR1487/D REV 1 ,1998 pp(7-17). Motorola Literature Distribution Center.
- [7] Muhammad H.Rashid “*Electrónica de potencia Circuitos, dispositivos y aplicaciones.*” .Prentice Hall pp37-95, 1995.

ANÁLISIS DE RESULTADOS DE LA SIMULACIÓN EN PSPICE

Una parte muy importante de cualquier simulación es la interpretación de los resultados, ya que nos proporciona, regula y entrega información valiosa. Esa información nos dice con precisión si tenemos aciertos o errores; visto de otra forma significa si la teoría que se revisó va acorde con los resultados esperados, de tal manera que podamos ser capaces de interpretar con bases sólidas el comportamiento de nuestra simulación.

Para una mejor comprensión, se partirá y se revisará paso a paso el ejemplo con el circuito equivalente térmico para el transistor 2N3772 del paquete TO-3. EL análisis consistirá en alterar los valores de cada elemento del circuito térmico que se calculó en el Apéndice C, de tal manera que podamos explicar qué ocurre e interpretar la respuesta que nos da el programa simulador.

Listado para la simulación del capítulo V.

```
**** INCLUDING CapV.net ****
* Schematics Netlist *

C_C4    $N_0001 Tpedes .59
C_C3    $N_0001 $N_0002 4.7
C_C5    $N_0001 $N_0003 7.5
R_Rs    Tsol $N_0002 .3
V_Tamb  $N_0001 0 25V
R_Rcuerpo  Tpedes $N_0003 .0045
R_Rpedes  $N_0002 Tpedes 0.0354
R_Rdisip  $N_0001 $N_0003 .232
C_C1    $N_0001 Tj 0.0032
C_C2    $N_0001 Tsol 0.047
R_Rj     Tj Tsol .875
I_I3    $N_0001 Tj CD 0 AC 0
+PULSE 0A 100A 0us 1us 1us 10ms 10.2ms
```

**** RESUMING capV.cir ****.INC "CapV.als"

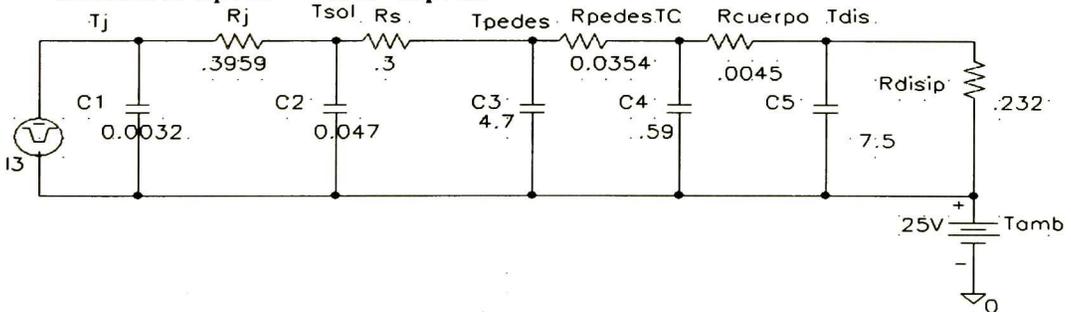


Figura 5-1 Circuito térmico equivalente para el transistor 2N3772.

Para todos los análisis posteriores, se utilizará el circuito de la figura 5-1; se revisará primeramente variando los trenes de pulsos de entrada, después las capacitancias térmicas y para terminar se utilizarán varias resistencias térmicas.

Variando el ancho del pulso para condiciones De CD:

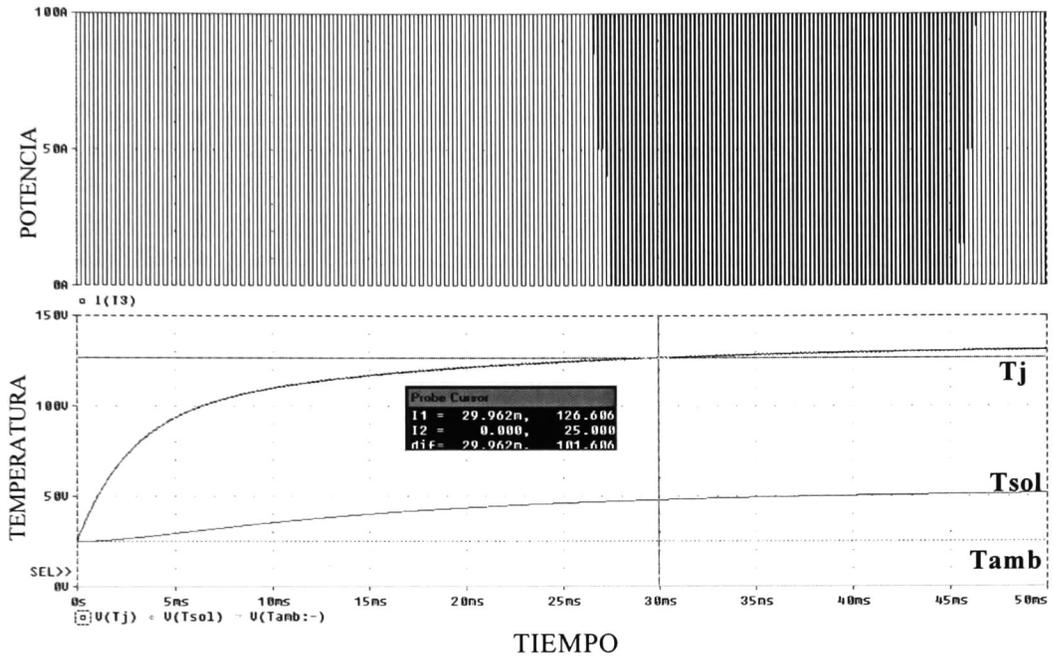


Figura 5-2 Incremento de temperatura utilizando pulsos de entrada de 200 µseg.

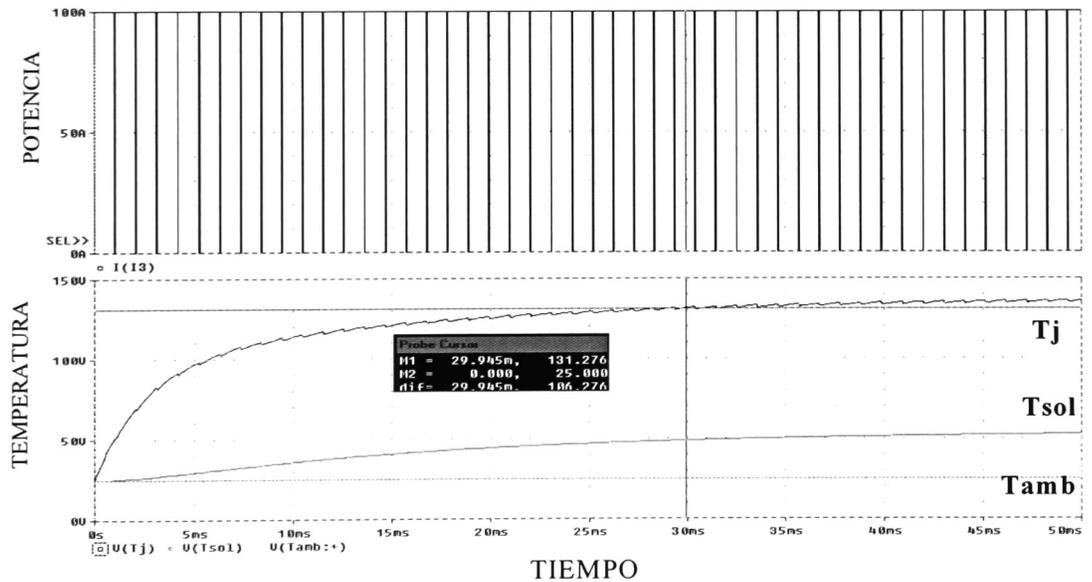


Figura 5-3 Incremento de temperatura utilizando pulsos de entrada de 1 mseg.

Se observa de las figuras anteriores , cuando se trabaja con 200 µseg de ancho de pulso de entrada (fig.5-2) a los 30 mseg se alcanza un voltaje de 126 V (126°C); y cuando se utiliza un ancho de pulso de 1 mseg (fig.5-3) a los 30 mseg se tiene 131.2 Volts (131.2°C)

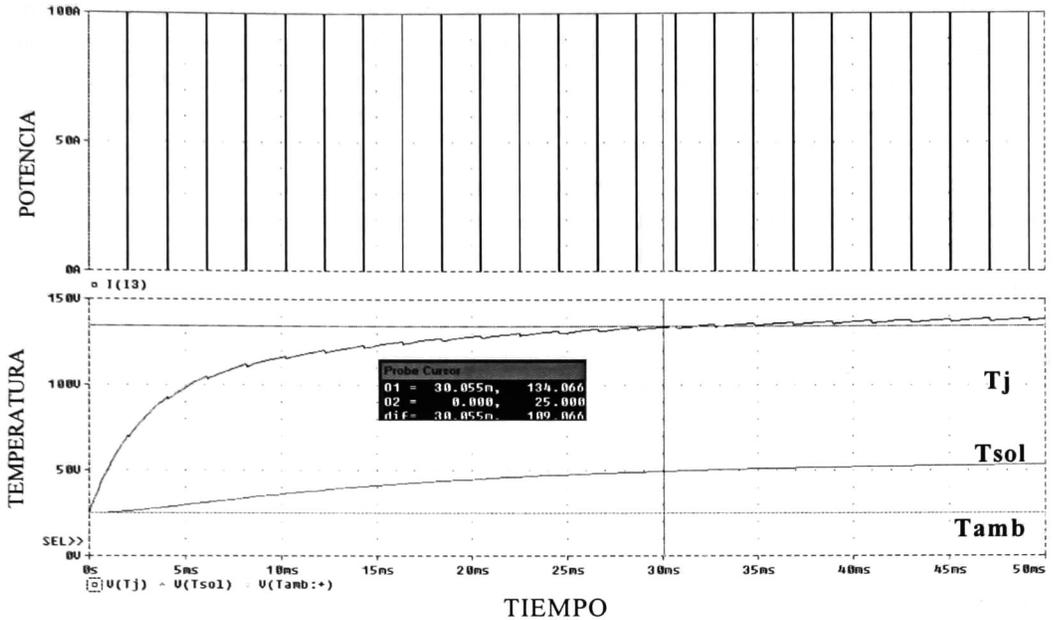


Figura 5-4 Incremento de temperatura utilizando pulsos de entrada de 2 mseg.

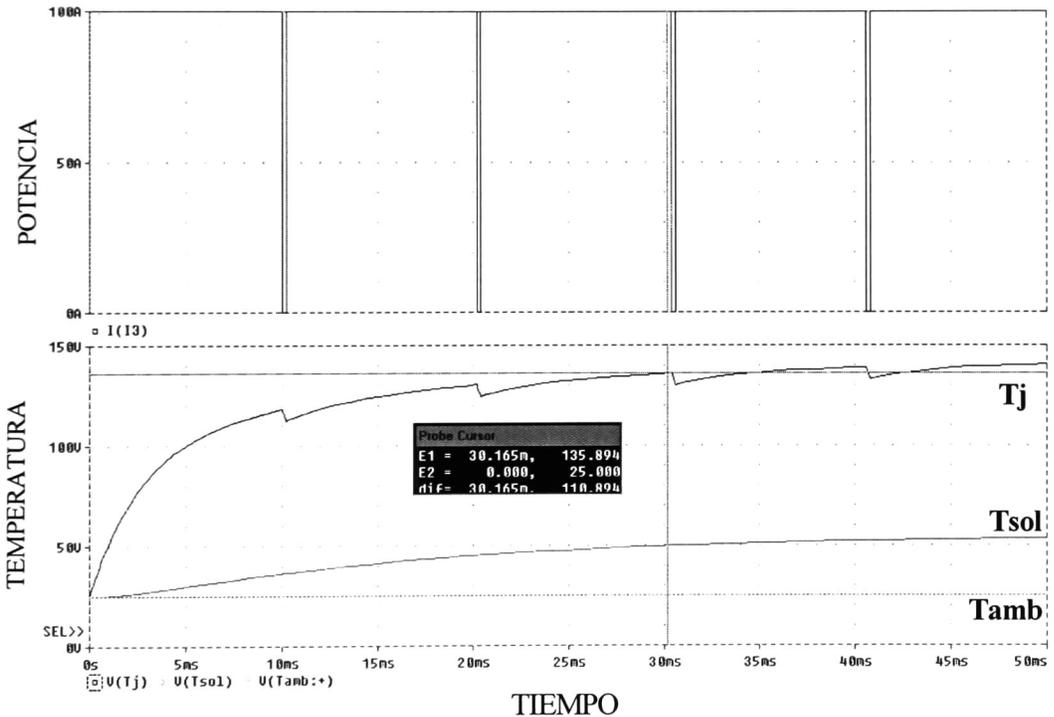


Figura 5-5 Incremento de temperatura utilizando pulsos de entrada de 10 mseg. Para la figura 5-4 se aplica un ancho de pulso de 2 mseg alcanzando a los 30 mseg un voltaje de 134 Volts (134°C) y para el caso de trabajar con anchos de pulso de 10mseg a los 30 mseg de tiempo se tiene 135.8 Volts (135.8°C) presentes en la unión.

Como se revisó en el capítulo IV, cuando se utilizan pulsos cortos simples se puede obtener mayor área en la curva del SOA, lo que significa que podemos trabajar al transistor con mayor potencia que la determinada para condiciones de CD y esto se logra sólo para condiciones de un solo pulso. Para el caso de las condiciones de CD utilizando el programa PSPICE, es necesario utilizar un tren de pulsos para obtener la respuesta.

De la figura 5-2 hasta la figura 5-5 se presenta la respuesta térmica del circuito a diferentes anchos de pulsos aplicados en un mismo periodo de muestreo, Se concluye, que al utilizar un tren de pulsos para condiciones CD con un ancho de pulso de menor magnitud se puede alcanzar un voltaje menor (menor temperatura) en un mismo periodo de tiempo; que en el caso de utilizar un pulso de mayor magnitud. Para el caso específico del ejercicio, se tienen de 2 a 3 Volts de diferencia de gráfico a gráfico, los que representan para nuestra equivalencia incrementos de 2 a 5 °C en la temperatura de la unión de un gráfico a otro.

Variando las capacitancias térmicas:

Continuando con el análisis de modificar los valores de los elementos de nuestro circuito térmico y después de realizar la simulación, cuando se cambia el valor la capacitancia térmica en la unión del dado de Silicio (C1), se obtuvieron dos gráficos separados. Para el caso de la figura 5-6 se observa que, al incrementar el valor de la capacitancia térmica, la temperatura que alcanza a los 5 mseg es del orden de los 70 °C (70 Volts), que son 45 °C por encima de la temperatura de referencia (Tamb).

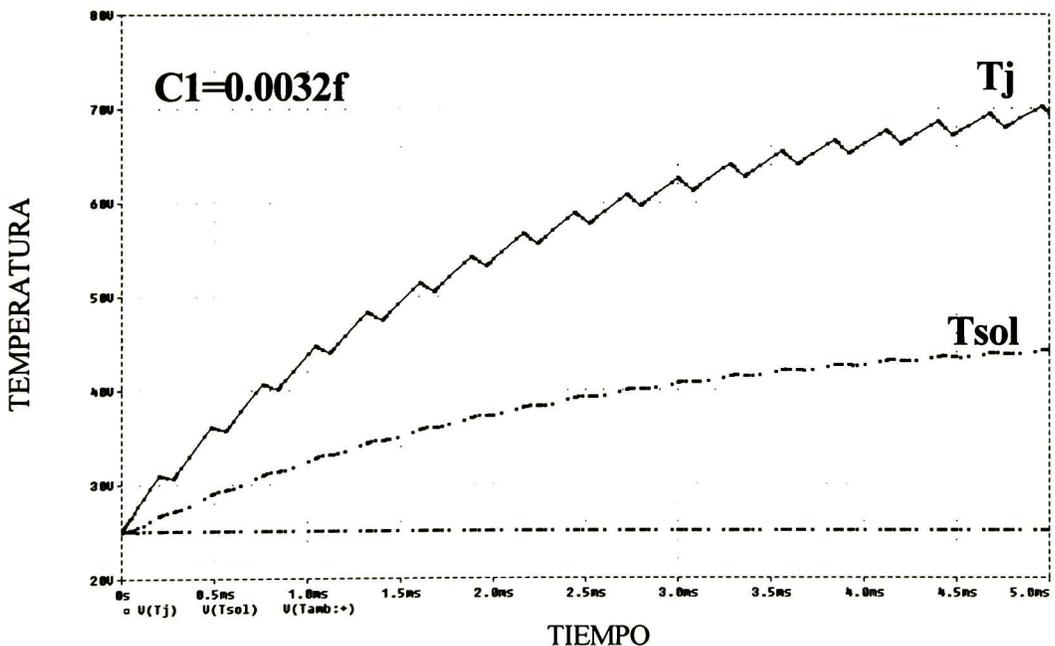


Figura 5-6 Incremento de temperatura utilizando el valor del capacitor C1 a 0.0032f.

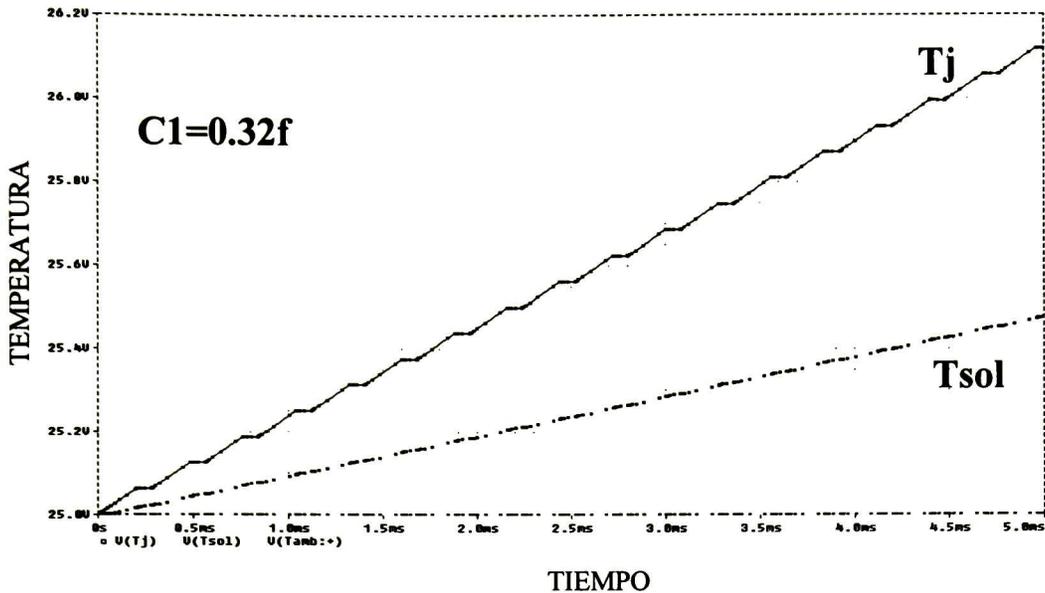


Figura 5-7 Incremento de temperatura utilizando el valor del capacitor C1 a 0.32f

En la figura 5-7 se presenta el resultado de la simulación cambiando el orden de la magnitud de la capacitancia térmica C1 a un valor significativamente alto, cien veces más, comparado con nuestro cálculo inicial. Lo que se observa es la notable reducción de voltaje en la unión de nuestro dispositivo a 26 Volts (26 °C), lo que se puede interpretar como que si tenemos menor voltaje presente en la unión y regresamos a nuestras equivalencias, nos dice que a menor caída de voltaje tenemos menor temperatura presente en nuestra unión del dispositivo en prueba, lo cual nos acerca a la situación ideal que deseamos en todos nuestros circuitos electrónicos: (no tener incrementos de temperatura grandes) para un mejor desempeño en el campo de aplicación.

Visto de otra manera y apoyándonos en la ecuación (1.7) de la capacitancia térmica vista en el capítulo I, tenemos [4] :

$$C_{\theta} = C_{\rho}V = C * m = Cth \quad (5.1)$$

En la ecuación (5.1) se observa que si queremos tener una capacitancia térmica significativamente muy grande, debe ser por el resultado de utilizar un volumen y área muy grande en nuestro dado o pastilla; para poder alcanzar una magnitud muy grande. Nuestro circuito nos da la información de que le va a costar más trabajo calentar una masa térmica con mayor volumen en comparación con una masa térmica pequeña; en la simulación de nuestro circuito, esto se verá reflejado en la temperatura de la unión.

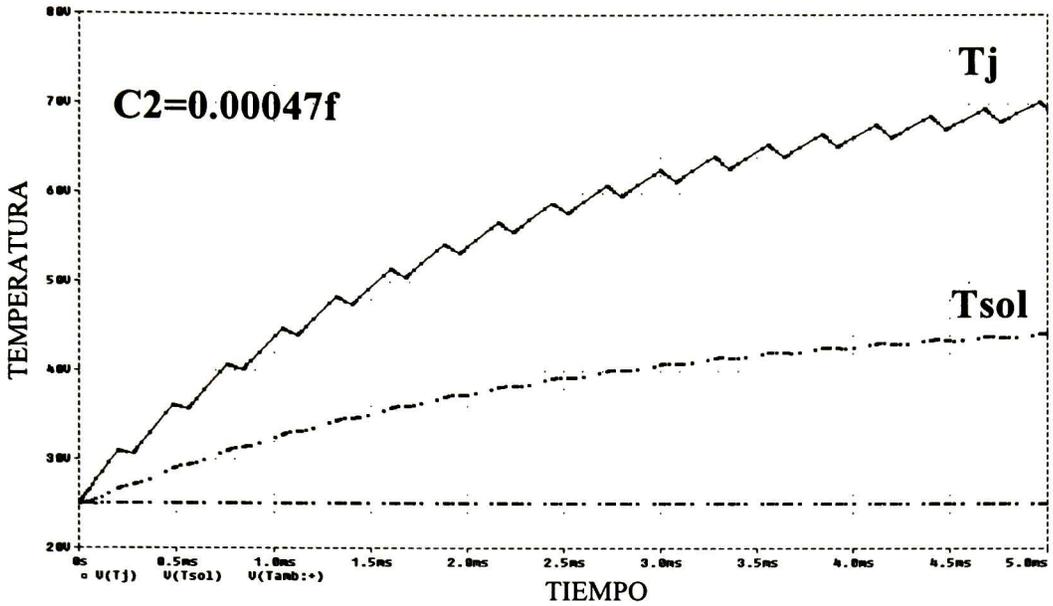


Figura 5-8 Incremento de temperatura utilizando el valor del capacitor C2 a 0.00047f

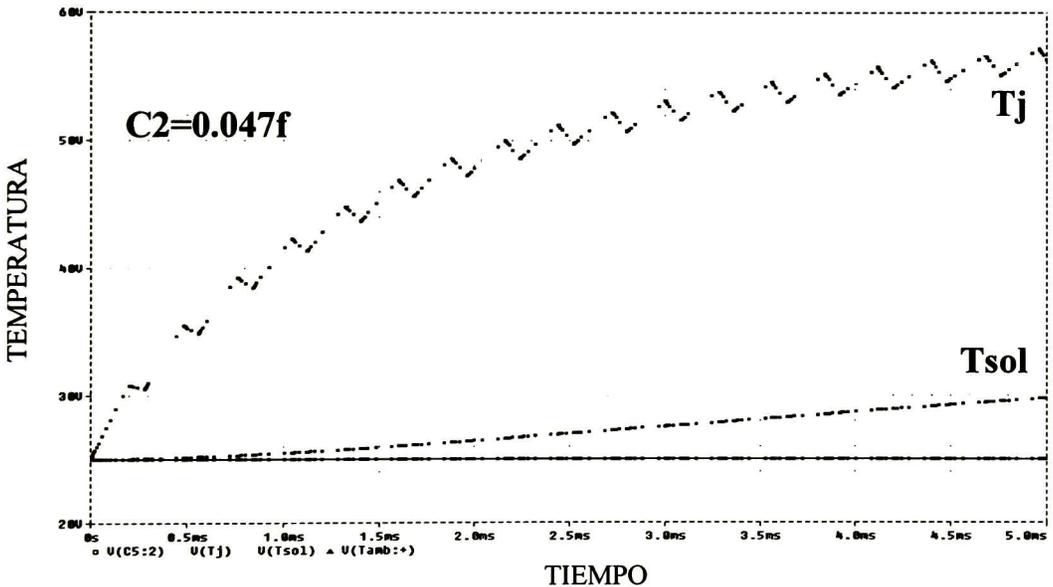


Figura 5-9 Incremento de temperatura utilizando el valor del capacitor C2 a 0.047f.

En la figura 5-9 se tiene el resultado de la simulación cambiando el orden de la magnitud de la capacitancia térmica C2 a un valor significativamente alto comparado con el valor inicial de la fig.5-8. Se observa la notable reducción de voltaje en la capacitancia térmica de la soldadura que está uniendo el dado de Silicio con el disipador del transistor bipolar. El gráfico resultante nos indica un menor voltaje presente en la soldadura, por lo tanto significa que a menor caída de voltaje tenemos menor temperatura presente en la soldadura.

De la misma gráfica se puede ver que la temperatura de la soldadura es técnicamente igual a la temperatura ambiente o del disipador, de tal manera que está temperatura es muy diferente de la temperatura en la unión.

Si queremos trabajar e incrementar los valores para poder observar las demás capacitancias térmicas de nuestro circuito equivalente, prácticamente se tendrá el mismo resultado que el caso anterior de la capacitancia térmica de la soldadura (C2). Esto es debido a la dimensiones físicas de los elementos tales como el disipador y la tapa, que forman parte del paquete del transistor de potencia. Estos tienen el volumen y el área mayor en comparación con la pastilla de silicio y la soldadura que se utilizan en la fabricación de los transistores de potencia.

Hasta este momento sólo hemos variado las diferentes capacitancias térmicas en nuestro circuito térmico equivalente y se ha analizado cada variación e interpretando los resultados de la simulación. Para las resistencias térmicas se realizará un proceso similar y se cambiara el valor en el circuito térmico equivalente.

Variando las resistencias térmicas :

Se analizará el comportamiento de la temperatura en la unión, así como su respuesta en la temperatura de la soldadura. Para los diferentes gráficos, se indica el valor de la resistencia térmica que se utilizó para la simulación. Se puede observar que su respuesta es muy similar para los dos casos; las respuestas están calculadas en los primeros 50mseg.

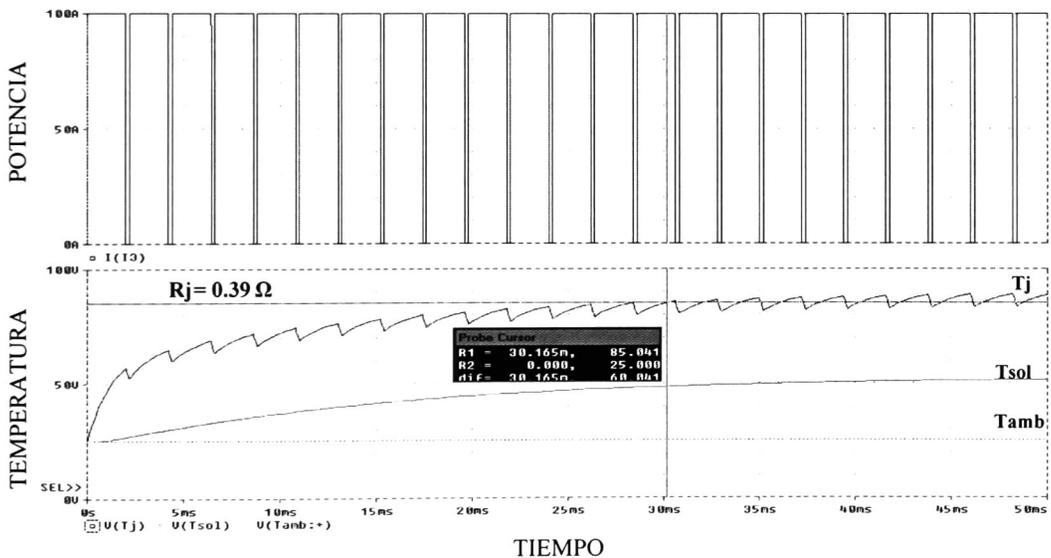


Figura 5-10 Incremento de temperatura en la unión con el valor de la resistencia térmica de Rj=0.39Ω.

Para el caso de la figura 5-10, se observa que cuando alcanza los 30 mseg, el valor del voltaje está en los 85.4 V (85.4 °C) y que cuando está en los 50 mseg, el valor es del orden de 90 Volts (90°C) muy por debajo de nuestro límite térmico en el silicio.

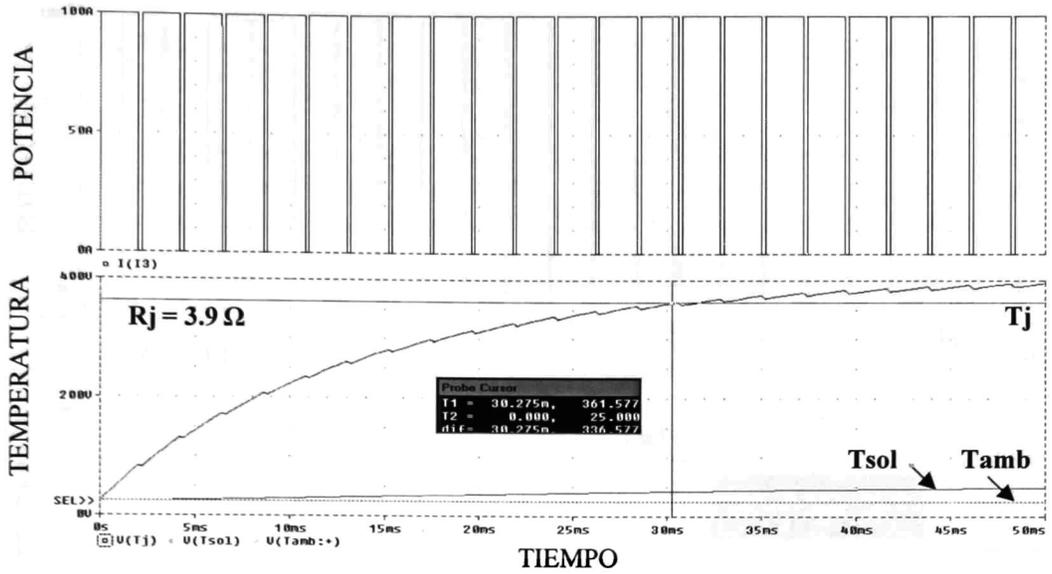


Figura 5-11 Incremento de temperatura en la unión con el valor de la resistencia térmica $R_j = 3.9\Omega$.

Para la figura 5-10 primera variación, tenemos un valor inicial calculado de $R_j = 0.39\Omega$ y la incrementamos con una magnitud diez veces más grande en la figura 5-11, por lo que su nuevo valor es $R_j = 3.9\Omega$, se observa que a los 30 mseg se alcanza una magnitud de 360 Volts (360 °C) y a los 50 mseg rebasa los 400 Volts (400 °C) rebasando el límite de los 200 °C que permite la temperatura de unión de silicio.

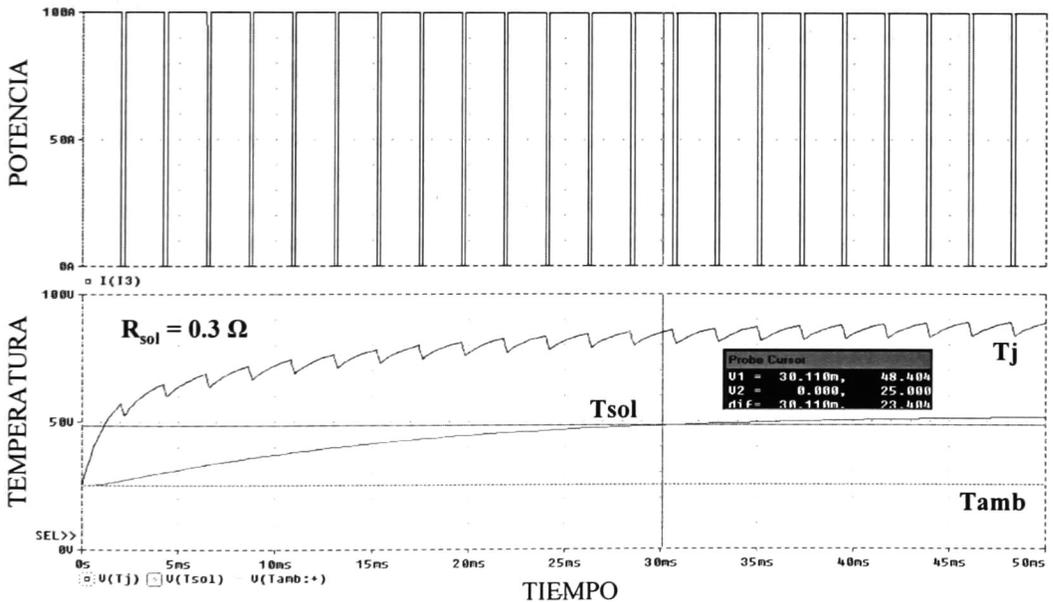


Figura 5-12 Incremento de temperatura en la soldadura con el valor de la resistencia térmica $R_{sol} = 0.3\Omega$.

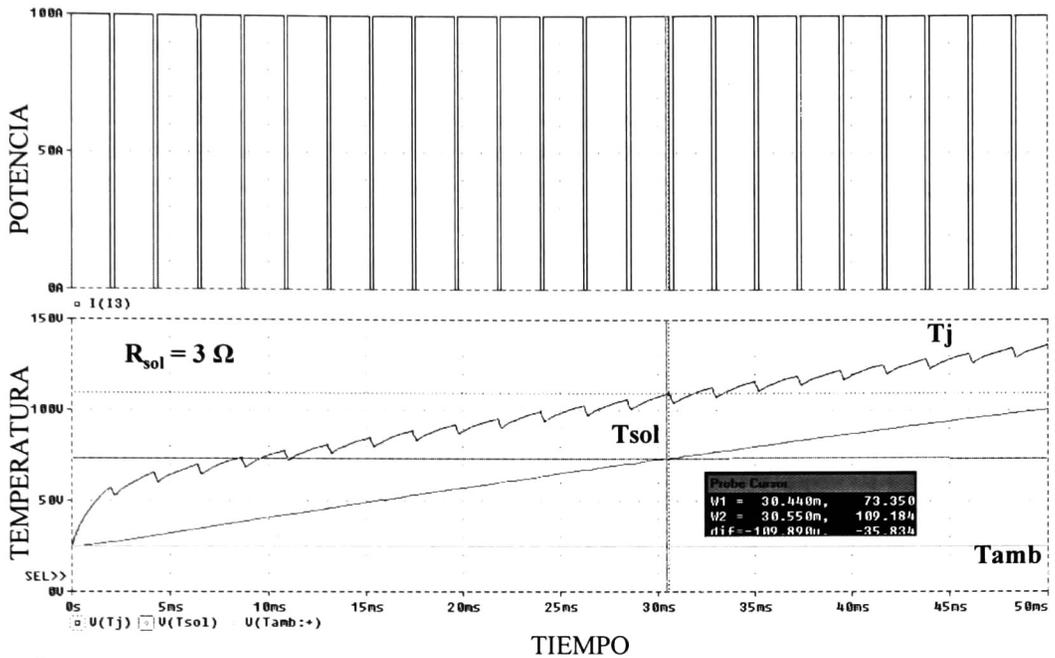


Figura 5-13 Incremento de temperatura en la soldadura con el valor de la existencia térmica $R_{sol} = 3\Omega$.

En la figura 5-12 y 5-13 se puede observar cómo cada vez que incrementamos la resistencia de la soldadura (R_{sol}), la temperatura en la soldadura y la temperatura de la unión se van acercando. Esto es debido a que en la R_{sol} se tiene una caída de voltaje mayor, que se interpreta en nuestro circuito térmico en un aumento de temperatura en la soldadura y la unión. Para la fig.5-12 se utilizó el valor inicial del circuito equivalente de $R_{sol} = 0.3 \Omega$, donde al alcanzar el valor de 30 mseg de tiempo después de haber conectado el potencial de entrada al transistor, se tiene un valor presente en la soldadura de 48.2 Volts (48.2°C). Para el caso de la fig.5-13 se utilizó una $R_{sol} = 3 \Omega$ donde a los 30 mseg de tiempo se tiene un valor de temperatura en la soldadura de 72.8 Volts (72.8 °C) y en la R_j se alcanza una temperatura de 140 Volts (140 °C), que significa que el valor está cerca de los 150 °C en la unión. Si continuamos incrementando el valor de la R_{sol} , se incrementa el valor de la temperatura en la soldadura y a su vez la temperatura en la unión.

Lo ideal es que las resistencias térmicas que intervienen en el circuito equivalente sean de valores muy pequeños, para que se tengan caídas de voltaje no significativas y poder manejar un área mayor en la curva del SOA. Por lo tanto, si manejamos resistencias térmicas con valores altos, se incrementará la temperatura del circuito de tal manera que podemos dañar nuestro transistor de potencia irreversiblemente.

Incremento de temperatura en la unión por potencia de entrada arriba de lo permitido por el fabricante :

Otra forma de incrementar la temperatura en la unión, es cuando le aplicamos potencia de entrada al circuito por encima de lo permitido. Viéndolo de otra manera, existen más formas de lograr dañar los dispositivos de potencia; y este tipo de daño es el más común en el campo de la aplicación.

Listado para la simulación utilizando un pulso de potencia de entrada de 300W.

```

**** INCLUDING capV.net ****
* Schematics Netlist *

C_C4          $N_0001 Tpedes  .59
C_C3          $N_0001 $N_0002 4.7
C_C5          $N_0001 $N_0003 7.5
V_Tamb        $N_0001 0 25V
R_Rcuerpo     Tpedes $N_0003 .0045
R_Rpedes      $N_0002 Tpedes 0.0354
R_Rdisip      $N_0001 $N_0003 .232
C_C1          $N_0001 Tj      0.0032
C_C2          $N_0001 Tsol    0.047
R_Rj          Tj Tsol    .39
I_I3          $N_0001 Tj CD 0 AC 0
+PULSE 0A 300A 0us 1us 1us 2ms 2.2ms
R_Rs          Tsol $N_0002 .3
    
```

**** RESUMING capV.cir ****

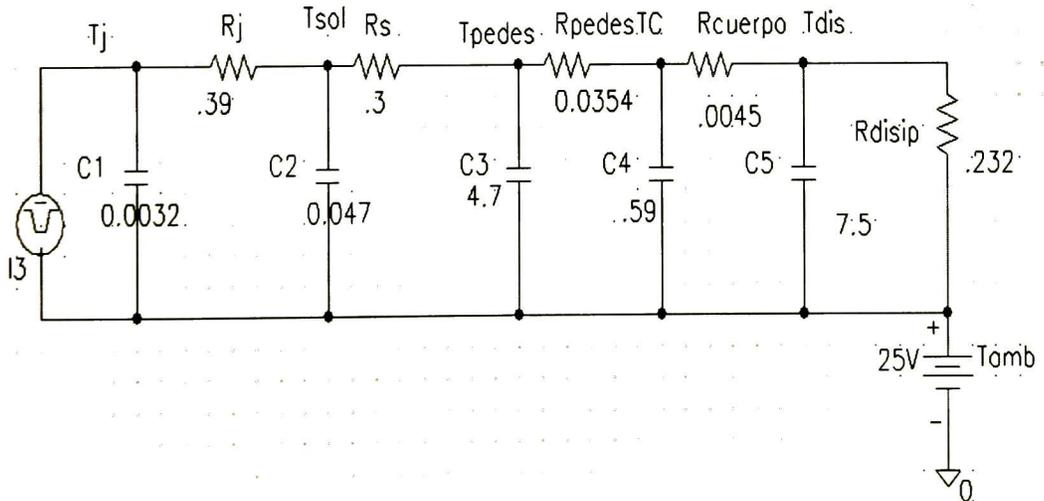


Figura 5-14 Circuito térmico equivalente para el transistor 2N3372 utilizando 300 Watts de potencia de entrada.

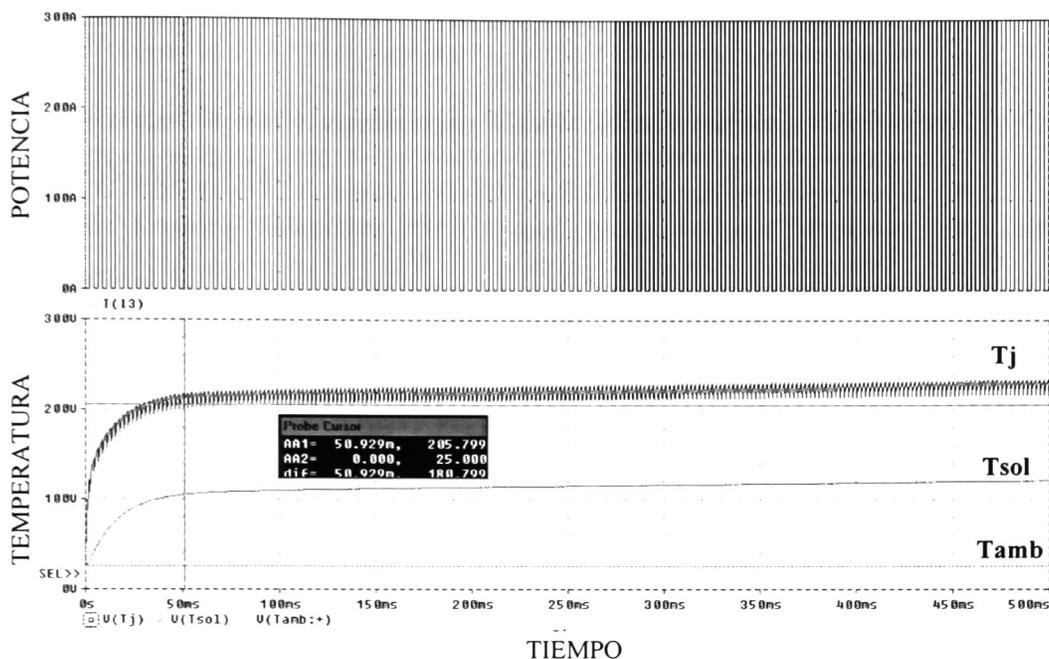


Figura 5-15 Incremento de temperatura en la unión utilizando una $P_d=300$ Watts.

Para explicarlo, revisemos la figura 5-15. Se observa que, para el caso del dispositivo 2N3772 del paquete T0-3, el resultado de la simulación cuando le aplicamos una potencia de entrada del doble de lo especificado por el fabricante, éste marca como máximo valor a manejar de una potencia de 150 Watts. En la simulación se utilizaron 300 Watts de potencia de entrada; el cálculo se realizó para los primeros 500 mseg después de haber sido aplicada la potencia al dispositivo. Se alcanza una temperatura de 200 °C (200Volts), presente en la unión antes de los 50 mseg, y a los 500mseg se tiene una temperatura del orden de los 230 °C. Esto nos nos da una idea que nuestro transistor se dañó antes de los 50 mseg de tener al transistor sometido a estas condiciones de prueba.

SUMARIO:

Para la condición de CD utilizando pulsos cortos con diferentes anchos de pulsos de entrada del orden de los 200 μ seg hasta el orden de los 100 mseg no hay una diferencia significativa en los resultados para realizar la simulación, por lo que se puede manejar a discreción cualquier valor. Pero es significativa para valores de los 100 mseg en adelante, ya que se alcanza un valor muy alto de temperatura en menor tiempo.

Para el valor de las capacitancias, se busca que entre mayor sea su valor obtenido, mayor sea su capacidad para remover el calor. Pero para el caso de la resistencia térmica, es lo contrario, es decir, se busca que el valor sea idealmente pequeño para que la caída de voltaje sea despreciable y obtener una temperatura menor en la unión.

Bibliografía.

- [1] Motorola “Rectifier Applications Handbook” third edition, ISBN 0-929270-01-0, 1993, pp (29-48).
- [2] John Keown “*MicroSim PSPICE and Circuit Analysis*”; Prentice Hall, Third Edition.
- [3] MOTOROLA “Bipolar Power Transistor Data” DL111/D REV 7. Motorola Inc. 1995.
- [4] Adolph Blicher, “*Field-effect and Power Transistor Physics*” Academic Press pp180-208
- [5] Roehr, Bill and Bryce Shiner. “Transient Thermal Resistance-General Data and its Use”, AN569 in *Motorola Power applications Manual*, 1990(23-38), Motorola Literature Distribution Center, Ph # 1(800) 441-2447.

CONCLUSIONES:

-Una descripción del concepto idealizado de la resistencia térmica, capacitancia térmica y resistencia térmica transitoria ha sido dado a lo largo de los primeros capítulos, con los problemas y errores encontrados en la aplicación del concepto en el mundo real de los transistores de potencia.

-Se presenta un método alternativo y práctico que nos define el valor de la resistencia térmica, así como la temperatura de unión de los semiconductores de potencia utilizando equipo automático.

-La generación del área segura de operación del transistor bipolar de potencia (SOA) en polarización directa y la obtención de sus límites son descritos en el capítulo II, además se da una explicación física del porque de la presencia de corrientes no uniformes y se determinó cuándo se presenta la acumulación de corriente (current crowding) para condiciones de polarización directa.

-Se seleccionó el transistor bipolar de potencia MJ2955 ensamblado en la planta de Guadalajara para la obtención de la curva de SOA en el capítulo II por ser un dispositivo que se produce en grandes cantidades, así como disponer de cantidades considerables de transistores para la experimentación y la obtención de los valores de la curva de SOA.

-La resistencia térmica transitoria definida para un tiempo determinado junto con un factor de tiempo dependiente $r(t)$ y a diferentes ciclos de trabajo, nos ayuda a obtener el valor de la temperatura de unión para los transistores bipolares de potencia de manera empírica y directa.

-Se ha mostrado que para altos niveles de corriente y condiciones de operación de bajo voltaje, un valor único y significativo de resistencia térmica basado en la temperatura pico en la unión puede ser definido.

-Para el caso de condiciones de bajo nivel de corriente – alto nivel de voltaje, no hay un valor único independiente de las condiciones de operación (curva de segundo voltaje de ruptura).

-Las ventajas y desventajas de técnicas eléctricas para obtener la medición de la temperatura de unión usando la resistencia térmica transitoria son descritas y detalladas.

Se seleccionó el transistor bipolar de potencia 2N3772 ensamblado en la Planta de Guadalajara considerando que se contaba con los datos técnicos reportados mas completos en el manual publicado por la Compañía Motorola y en conjunto con un modelo de simulación propuesto y el programa simulador PSPICE, que permitiría la comparación con los resultados obtenidos en este trabajo.

-La metodología y técnicas descritas que se han revisado a lo largo de los capítulos nos dan una forma efectiva, práctica y directa de predecir la temperatura de unión de un transistor de potencia. Esta técnica es muy útil para un mejor entendimiento de cómo varía el desempeño del circuito eléctrico equivalente y las diferentes respuestas que se generan ya sea por medio del método directo o por medio del programa simulador PSPICE.

El programa simulador PSPICE es una poderosa herramienta ampliamente usado en la industria electrónica, principalmente por la ingeniería de diseño, con el propósito principal de permitir al diseñador investigar el comportamiento de un circuito dado sin la necesidad de construir el circuito en el laboratorio, esto permite un ahorro sustancioso en materiales y labor. El PSPICE nos permite estimar la temperatura de unión de un transistor bipolar de potencia.

La contribución que deja el presente trabajo es:

-La reafirmación de los conocimientos sobre la física de los dispositivos semiconductores y principalmente en los dispositivos de potencia, así como la relación de la tecnología de manufactura con las características eléctricas de salida en combinación con la técnica de modelación para dispositivos semiconductores de potencia, son una poderosa herramienta en la solución de problemas y mejora continua de tecnología.

-El entendimiento de los factores de procesamiento tecnológico y su impacto en el comportamiento eléctrico de los dispositivos semiconductores de potencia durante el empaquetado y las pruebas finales a los mismos son de gran ayuda para enfrentar los problemas que se presentan en su manufactura para actuar en su correcta solución.

-El presente trabajo deja una base sólida sobre la cual se puede continuar investigando sobre la simulación del segundo voltaje de ruptura y experimentando en distintos campos de tecnología, manufactura y aplicación de dispositivos semiconductores de potencia.

-El presente trabajo sirve como una guía en el aprendizaje de las técnicas de modelaje de dispositivos semiconductores de potencia de una manera fácil y factible ya que se utiliza un modelo sencillo. Aunque el trabajo está enfocado para Transistores Bipolares de potencia, las técnicas utilizadas pueden aplicarse a otros dispositivos. El uso de estas técnicas es una gran ayuda en el desarrollo profesional de la ingeniería de diseño.

APENDICE A-1 :

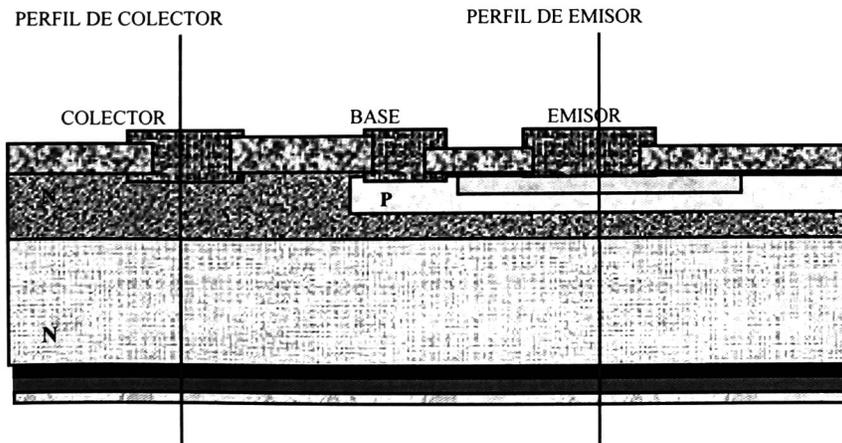
**LA FABRICACION DE UN TRANSISITOR DE POTENCIA NPN:
PROCESOS BASICOS PARA LA FORMACION DE UN TRANSISTOR BIPOLAR.**

- 1.- La oblea de partida es tipo "n" con concentración de fósforo de $1 \times 10^{19} \text{ cm}^{-3}$
- 2.- Se realiza un crecimiento epitaxial durante 20 min a 1100°C para crecer una capa del tipo "n" de $10 \mu\text{m}$ con concentración de $5 \times 10^{15} \text{ cm}^{-3}$
- 3.- Se crece un óxido en vapor de agua de 1000°C de 400 nm
- 4.- Se realiza el proceso de fotolitografía de la base abriendo la ventana de la base.
- 5.- Se realiza una predifusión de Boro a 1100°C durante 15 min, con fuente de BCI_3 .
- 6.- Se elimina el borosilicato quitando 200 nm de óxido y se reoxida en vapor de agua durante un tiempo t_1 a 1100°C , para que la unión quede en un valor que formará con el emisor de $1 \mu\text{m}$.
- 7.- Se realiza la fotolitografía de emisor, para abrir las ventanas de n^+ .
- 8.- Se predifunde fósforo para formar una diferencia de la unión de la base y la del emisor de $1 \mu\text{m}$.
- 9.- Eliminar el fósforo silicato
- 10.- Se deposita aluminio
- 11.- Se realiza un sinterizado para formar los picos de agarre con el silicio (spikes).
- 12.- Se realiza la fotolitografía de aluminio
- 13.- Se realiza un raspado a la oblea por el dorso (grinder).
- 14.- Depósito de metales en el dorso $\text{Ti} / \text{Ni} / \text{Ag}$.

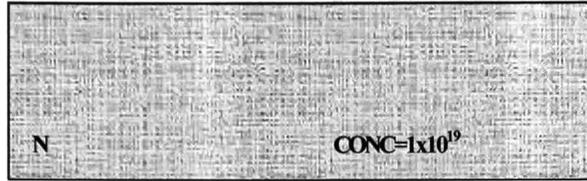
El transistor se va a analizar en dos perfiles :

- 1.- El perfil donde se formará el colector
- 2.- El perfil donde se va a realizar el emisor
(el perfil de la base va a ser incluido en el análisis del colector.)

CORTE TRANSVERSAL DE UN TRANSISTOR BIPOLAR



CONDICIONES INICIALES



Se tiene una oblea de arranque de tipo “N” con una concentración de $1 \times 10^{19} \text{ cm}^{-3}$

PASO 1 CRECIMIENTO CAPA EPITAXIAL



CRECIMIENTO
EPITAXIAL
TIEMPO = 20 MIN
TEMP= 1100 ° C

Condiciones iniciales:

1.- Las variables son :

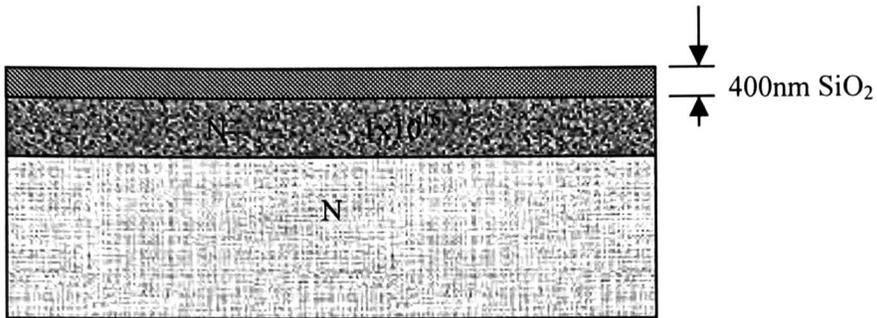
- a.- Tiempo
- b.- Razón de crecimiento
- c.- Temperatura
- d.- Elemento dopante
- e.- Concentración del dopante

2.- Con el razón de crecimiento y el tiempo, se calculó el espesor de la capa epitaxial para obtener 10 µm.

Óxido inicial:

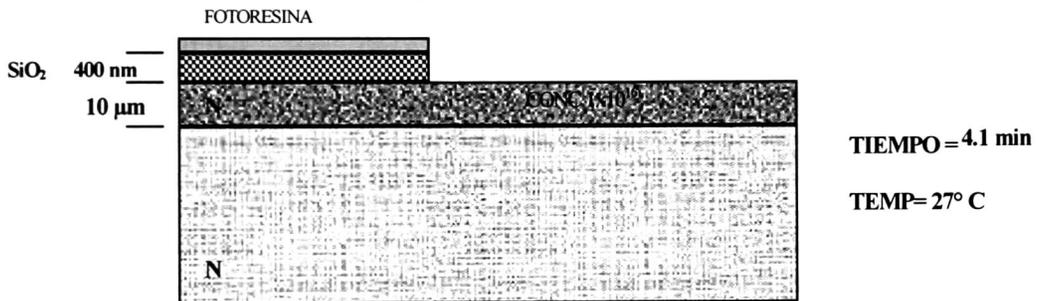
- 1.-Crecimiento de óxido por medio de vapor de agua (óxido húmedo).
- 2.- Moviendo el tiempo con la temperatura fija obtenemos el espesor de óxido requerido
- 3.- Tenemos un incremento en la concentración superficial por efecto del óxido a un valor de $1 \times 10^{16} \text{ cm}^{-3}$ del original de $5 \times 10^{15} \text{ cm}^{-3}$

PASO 2 CRECIMIENTO DE OXIDO



4.- Se observa el cambio de concentración en la oblea por el crecimiento epitaxial y el sustrato

PASO 3 GRABADO OXIDO



Fotolitografía de óxido inicial:

- Prehorneado 150°C 30 min.
- Aplicación del fotoresistivo.
- Horneado suave 80°C 30 min.
- Alineación y Exposición de mascarilla.
- Revelado del fotoresistivo.

Grabado de óxido inicial:

Perfil del colector

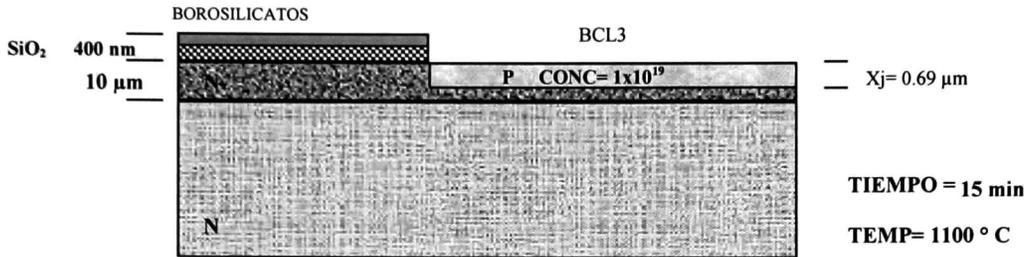
1.- Se utiliza el proceso de fotolitografía para crear una zona en la cual no grabaremos el óxido y formaremos el área del colector.

Perfil del emisor

- 1.- En esta parte aplicamos un grabado de óxido con las variables de:
 - a.- Tiempo
 - b.- Razón de grabado
 - c.- La temperatura de grabado y verificamos que el óxido sea cero.

2.- Este grabado no afecta la concentración superficial del silicio ($1 \times 10^{16} \text{ cm}^{-3}$), ni los perfiles de concentración de fósforo.

PASO 4 PD DE BORO



Predeposito de boro:

Perfil del colector

- 1.- En esta parte tenemos un óxido de 400 nm y se forman borosilicatos los cuales tienen una penetración de aproximadamente 120 nm
- 2.- la concentración superficial baja a 6×10^{15} del fósforo
- 3.- El predeposito de realiza en un horno de difusión

Perfil del emisor

- 1.-Aquí no se tiene óxido y la unión formada tiene una dimensión de 69 μm .
- 2.-El perfil del fósforo cambia de concentración a ser menor después de la predifusión .
- 3.- Aquí movemos el tiempo hasta obtener la profundidad buscada y mantenemos constantes las variables :
 - a.- Concentración del dopante
 - b.- Temperatura

PASO 5 GRABADO DE BOROSILICATOS Y OXIDO



SE CRECE UN OXIDO PARA FORMAR EL COLECTOR.

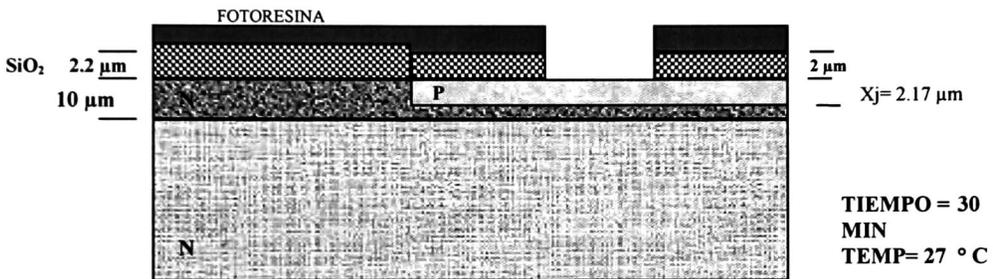
PERFIL DEL COLECTOR

1.- En esta región aplicamos la fotolitografía para no remover el óxido del colector así como de la base también.

PERFIL DEL EMISOR:

1.- Se aplica un tiempo de 30 minutos para remover los 2nm de óxido que tenemos.

PASO 7 GRABADO DE OXIDO



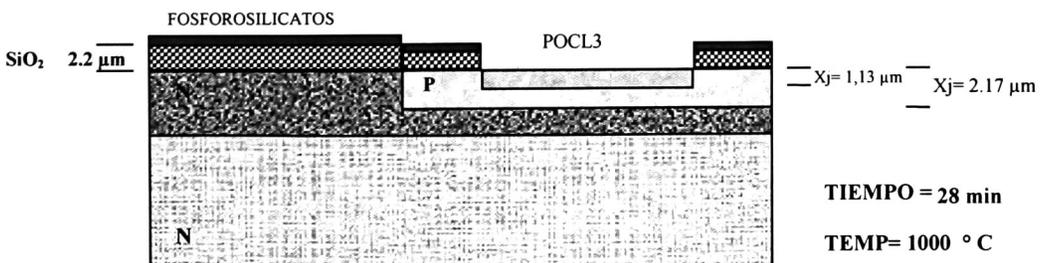
Perfil del colector

1.- En esta región aplicamos la fotolitografía para no remover el óxido del colector y de la base.

Perfil del emisor

1.- Aquí aplicamos un tiempo de 30 minutos para remover (grabado) las 2 μ m de óxido.
2.- Esto no afecta las concentraciones, ni los perfiles.

PASO 8 IMPLANTACION DE FOSFORO



Implantación de fósforo:

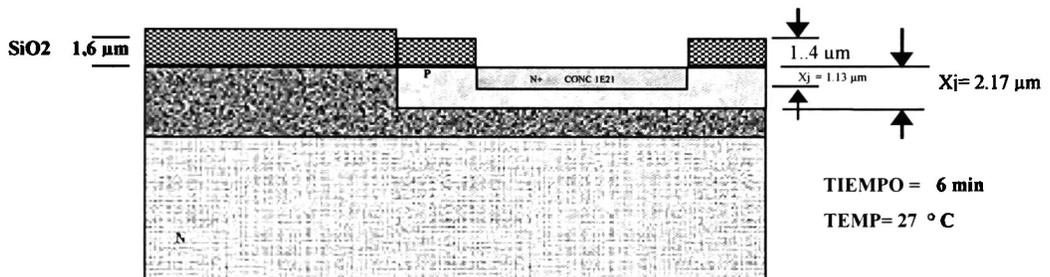
Perfil del colector

1.- El fósforo penetra como $0.4 \mu\text{m}$ en el SiO_2 formando fosfosilicatos

Perfil del emisor

- 1.-El fósforo penetra con la predifusión como $1.23 \mu\text{m}$
- 2.- La unión anterior que estaba en $2.17 \mu\text{m}$ después del proceso se tiene $2.19 \mu\text{m}$, un poco más profunda.
- 3.- Aquí movemos el tiempo para obtener la profundidad buscada.

PASO 9 GRABADO DE FOSFOSILICATOS



Comentarios del grabado de fosfosilicatos :

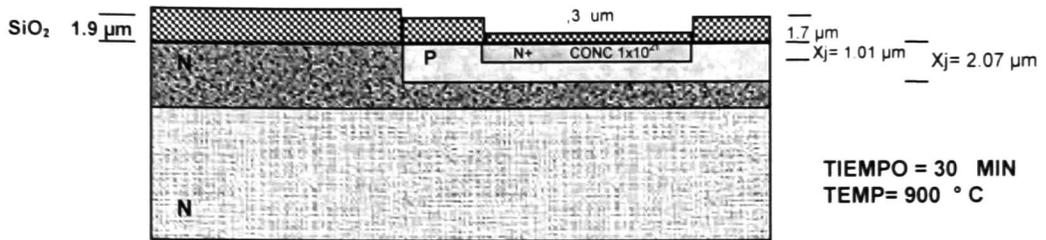
Perfil del colector

1.- Para remover los fosfosilicatos grabamos $0.6 \mu\text{m}$ del óxido

Perfil del emisor

- 1.- Aplicamos el mismo concepto a la región de la base
- 2.- El emisor no se ve afectado por este grabado, puesto que no tenemos óxido.

PASO 10 OXIDACION Y REDISTRIBUCIÓN



REDISTRIBUCIÓN:

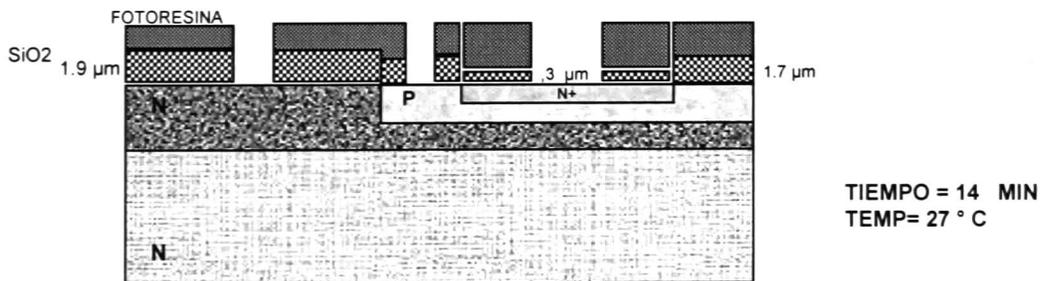
PERFIL DEL COLECTOR

1.- sobre el óxido inicial de 1.6 μm crecemos un óxido de 0.3 μm

PERFIL DEL EMISOR

- 1.- Se creció un óxido de 0.3 μm
- 2.- La profundidad del emisor se movió a 1.01 μm
- 3.- La profundidad de la base se movió a 2.07 μm
- 4.- La diferencia de profundidades es 1 μm.
- 5.- La concentración superficial del fósforo baja un poco, igual que la del boro por la segregación en el óxido

PASO 11 GRABADO OXIDO



:

PERFIL DEL COLECTOR

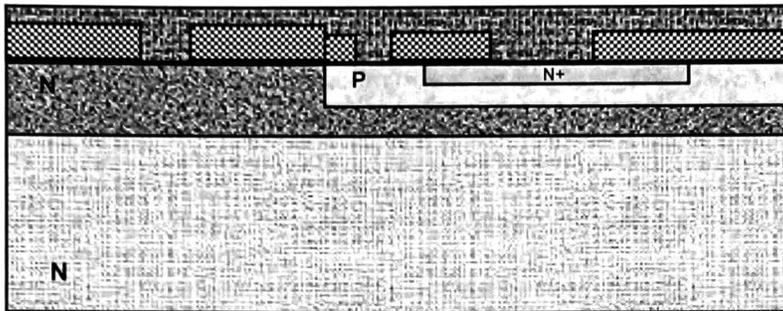
1.- Aquí necesitamos grabar 1.9 μm, aplicamos fotolitografía para solo abrir ventanas en el colector y la base.

perfil del emisor

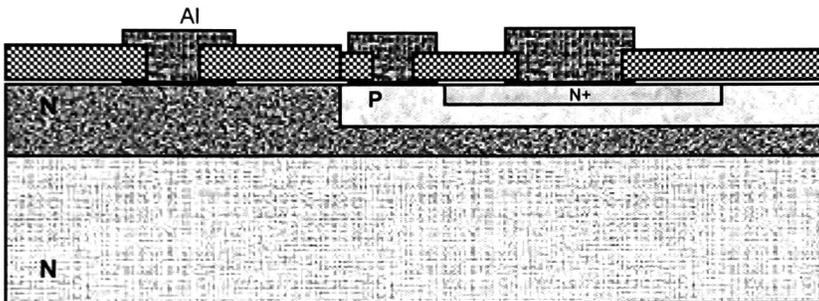
1.- Aplicamos el mismo tiempo para abrir el emisor aunque es de un espesor menor.

PASO 12 EVAPORACION ALUMINIO

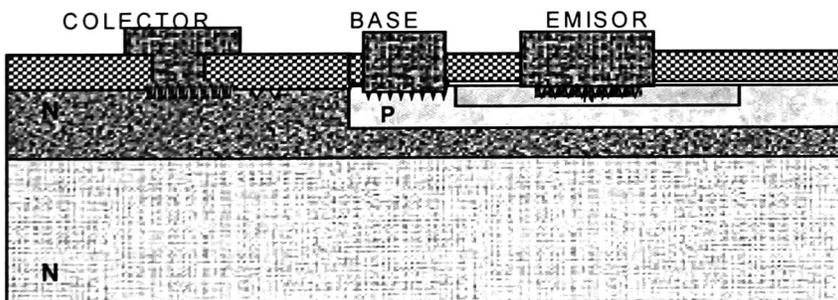
Aluminio



PASO 13 GRABADO DE METALES



PASO 14 SINTERIZADO



COMENTARIOS FINALES:

- 1.- En los dos perfiles no se ven afectados puesto que los tiempos y la temperatura es muy baja
- 2.- Se debe tener cuidado de no perforar el emisor y la base con los spikes formados por el aluminio cuando penetra el emisor y la base, en el proceso de sinterizado del Al. Debido a que el Boro y el Aluminio pertenecen al mismo grupo de la tabla periódica se

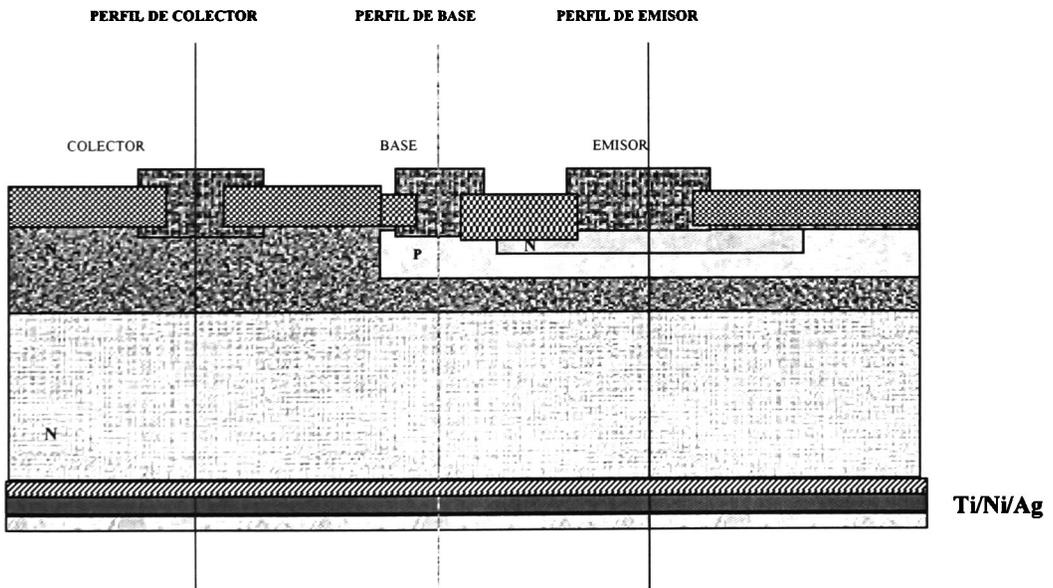
comportan de manera similar por lo que sucede en la superficie un pequeño dopaje en la superficie del dado.

3.-El desvastado de dorso es uno de los procesos finales en la fabricación de obleas, el cual consiste en dejar en un espesor menor las obleas terminadas antes de depositar los metales del dorso, normalmente se procesan obleas de arranque de 25 mils y después del proceso de desvastado quedan en 10 mils, las operaciones principales que forman este proceso son:

- Poner cinta plástica protectora al frente de la oblea.
- Procesar las obleas en una piedra con puntas de diamante girando a gran velocidad, similar a una operación de pulido.
- Se realiza un grabado de silicio para eliminar los daños en la superficie del silicio.
- Se hace una limpieza antes de evaporar los metales del dorso.
- Se retira la cinta plástica del frente de la oblea.

4.-Finalmente el proceso de evaporación de metales al dorso de la oblea es el último paso para tener nuestro Transistor Bipolar planar terminado. En este proceso normalmente se procesa TiNiAg o en algunas ocasiones se evapora CrNiAu.

TRANSISTOR BIPOLAR DE POTENCIA



APENDICE B-1.

PROCESO DE ENSAMBLE DE UN TRANSISTOR BIPOLAR DE POTENCIA

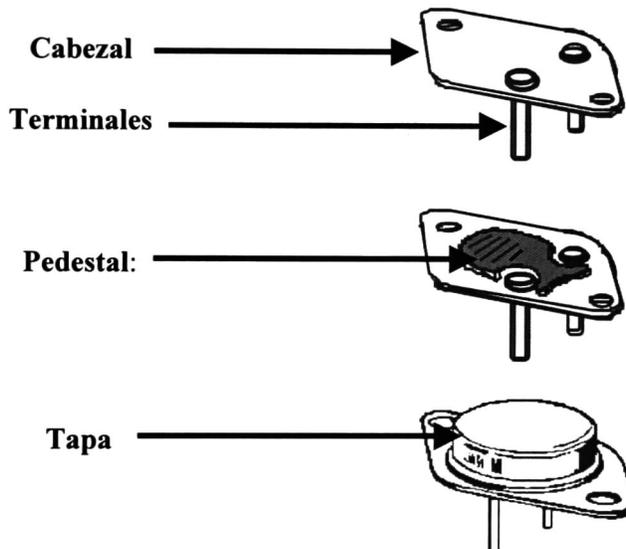
PARTES QUE COMPREDEN UN TRANSISTOR DE METAL

Cabezal: Pieza principal, hecha de acero, que sirve como contacto fisico de colector, esta pieza tiene dos terminales de acero cubiertas con níquel aisladas con vidrio.

Pedestal: Pieza terminada en cobre cubierta con un baño de níquel, en esta parte se coloca el dado.

Tapa: Pieza de acero cubierta de níquel, que cubre al dado del medio ambiente, una vez que ha sido unida con las terminales por medio de los alambres.

PARTES DE UN TRANSISTOR DE METAL



RAYADO DE OBLEA:

Es la primera operación en el proceso de ensamble de semiconductores y consiste en separar físicamente cada unidad de la oblea de silicio que será ensamblada. A esa pequeña pieza de semiconductor resultante del rayado se le llama “dado”, es el que realiza la función eléctrica en cualquier dispositivo electrónico. Los dados llegan al área de ensamble en forma de obleas.

MONTAJE DE DADO:

Una vez rayada la oblea el dado se adhiere al cabezal utilizando la preforma como "pegamento" para fijar el dado sobre el cabezal.

LA PREFORMA Y SU FUNCION:

La preforma es una aleación de plomo (Pb/92.5%), Indio (In/5%) y Plata (Ag/2.5%) la cual requiere de una temperatura de 310°C para fundirse. Es importante utilizar la cantidad de preforma adecuada para cada tamaño de dado para asegurar una buena cobertura bajo del dado; Otra función de la preforma es la de ayudar a la disipación de calor generado por el transistor durante su operación (Prueba de SOA)

MONTAJE:

El cabezal es calentado paulatinamente a través del index para alcanzar la temperatura a la que la preforma se diluye. Esta temperatura debe mantenerse hasta la estación de montaje donde el dado es colocado, para después sufrir un decremento en la temperatura a medida que va avanzando para salir del index.

CONDICIONES DE OPERACION DEL MONTAJE :

La existencia de un gas formado (atmósfera inherente) en el interior del index es muy importante para reducir la oxidación que pueda presentarse por la acción de la temperatura. La temperatura es importante, ya que el exceso de esta provocaría daños en el dado y/o en la hermeticidad del cabezal.

La cantidad de preforma es un parámetro que debe considerarse como crítico debido a que el poner poca soldadura causa problemas de huecos bajo el dado, teniendo como consecuencia problemas de rendimiento en la disipación de potencia al aplicar la prueba de SOA.

Huecos bajo el dado: Este se presenta cuando la cantidad de preforma es insuficiente o cuando la preforma está contaminada. Este defecto provoca que el material sea poco confiable, ya que las lecturas de SOA pueden ser más marginales y pueden fallar en el campo o la aplicación.

SOLDADO DE ALAMBRE:

El propósito es unir las terminales del empaquetado y el dado por medio de alambres de diferentes diámetros dependiendo del área que se desea soldar, para el caso del emisor el diámetro es aproximadamente de 15 y 20 mils, mientras que el diámetro del alambre para la base es de 5 y 10 mils (ver fig.B-1)

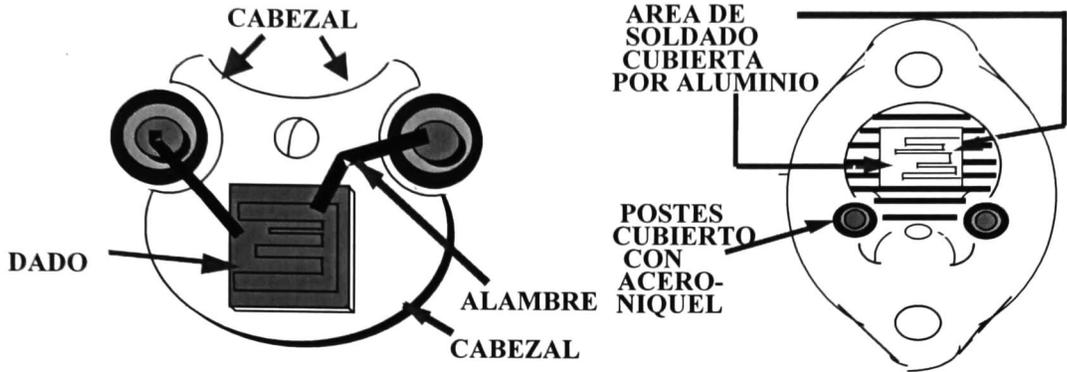


Figura B-1 Partes de un Transistor de Potencia

EL SOLDADO ULTRASONICO:

Ocurre cuando el generador envía energía al transductor, éste empieza a ocupar mayor volumen de área a una afrecuencia del orden de 60 mil veces por segundo (ver fig.B-2) esto sucede a una distancia muy pequeña (7.26 milésimas de milímetro).

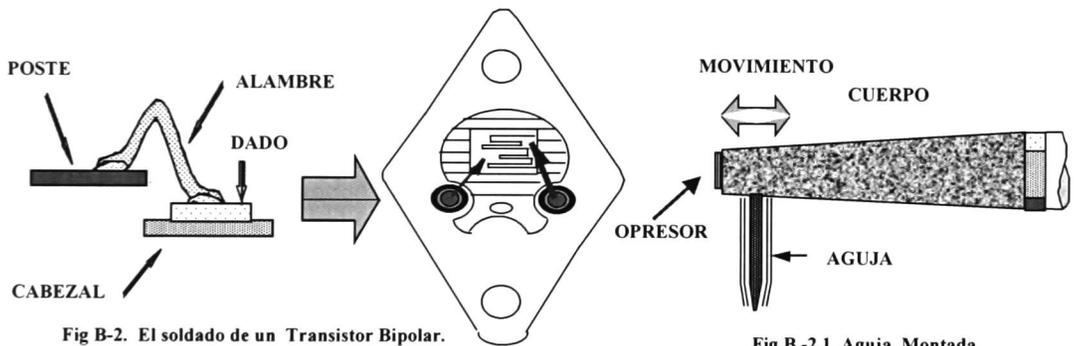


Fig B-2. El soldado de un Transistor Bipolar.

Fig B -2.1 Aguja Montada

La vibración ultrasónica por ser tan rápida, se transfiere a la aguja y de ahí al alambre. Esto hace que el alambre se friccionen por dentro hasta suavizarse y pegarse a la superficie del dado cuando se presiona con la aguja, (ver la fig B-3) obteniendo una unión ilimitada y fuerte entre el alambre y el dado.

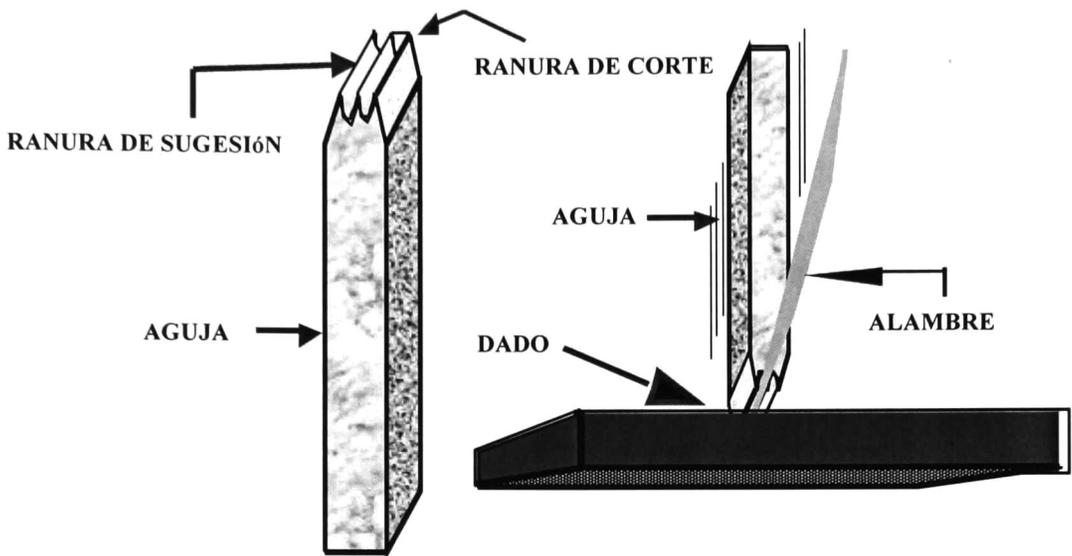


Fig B-3. Aguja Soldando Alambre al Dado del Transistor Bipolar.

PROCESO DE ENCAPSULADO PARA UN TRANSITOR DE METAL:

Es el proceso mediante el cual al empaquetado se le solda a la tapa, asegurando la hermeticidad (protección al medio ambiente) requerida por el dispositivo para su buen funcionamiento. El encapsulado se realiza mediante un arco eléctrico que se genera al hacer contacto los electrodos, mediante una presión determinada con la unidad. La tapa de la unidad, tiene un anillo de soldadura, que al calentarse por el choque eléctrico, une las dos partes tapa y cabezal. Para que un buen encapsulado ocurra, es importante que se selle completamente la unidad, para este efecto, los electrodos deben estar limpios y hacer contacto en toda su superficie; para esto se hacen dos pruebas a los electrodos:

- 1.-Una de ellas es la impresión de la tapa en el cabezal.
- 2.-Medir la planicidad de estos, para comprobar que harán contacto en todos los puntos de su la superficie del paquete.

La hermeticidad es importante para el buen funcionamiento del dispositivo, ya que si llegara a penetrar humedad en el paquete, ocasionaría una falla o un mal funcionamiento. Para evitar que las unidades tengan humedad antes de ser encapsuladas, se tiene una atmosfera de Nitrógeno dentro de la cámara de la encapsuladora.

FUNDAMENTOS DE LA RESISTENCIA DE ENCAPSULADO

Para conocer más de la resistencia de encapsulado, nos basamos en la ley de OHM. La cual es fundamental en la electricidad básica y se puede aplicar directamente a la resistencica de encapsulado. Esta ley establece que: La corriente que fluye en cualquier circuito eléctrico es inversamente proporcional a la resistencia en el circuito, si el voltaje permanece constante:

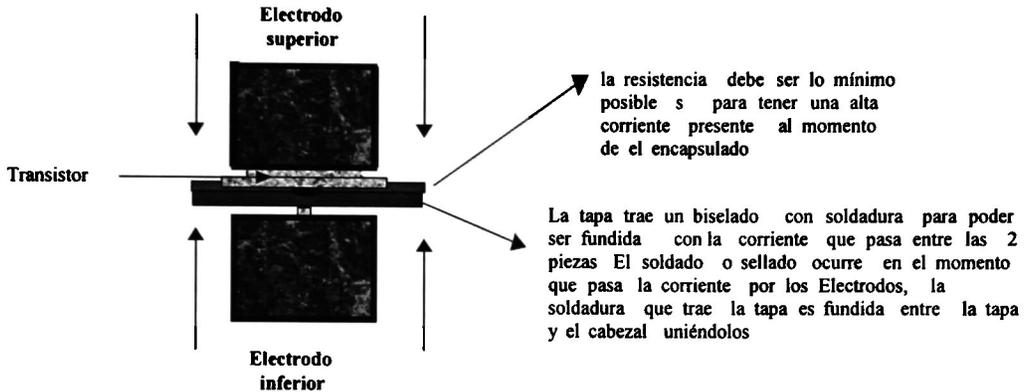
$$I = V / R \qquad (B -1a)$$

La resistencia en el proceso de encapsulado varía y la principal consideración en la resistencia de encapsulado es generado por el calor. Partiendo de la fórmula para la generación de calor en cualquier circuito eléctrico es:

$$H = I^2 R \quad (B - 2a)$$

Donde: **H** = heat = calor
I = current = corriente
R = resistance = resistencia

Para este caso particular la resistencia debe ser mínima, para poder generar una alta corriente.



El calor está siendo generado al momento del encapsulado y el calor en los electrodos es expresado por la fórmula siguiente:

$$W = I^2 R t \quad (B - 3a)$$

Donde: **W** = calor en watt segundos (W/seg).
I = corriente en amperes (A)
R = resistencia en ohms (Ω)
t = tiempo en segundos (seg)

Con el efecto del tiempo sumado a la fórmula queda de la siguiente manera:

$$W = H = I^2 R t K \quad (B - 3a)$$

Donde: **T** = tiempo
K = factor pérdida de calor

La pérdida de calor es causada por la conducción dentro de las hojas de cobre conectadas a los electrodos donde fluiría la corriente en el momento del encapsulado, estas pérdidas son esencialmente no controlables, pero deben ser mínimas para poderlas despreciar en el cálculo. Los electrodos usados deben de tener ciertas características; las cuales debidas a su alta conductividad ellos regresen rápidamente a una baja temperatura, después de que en ellos pasará un flujo de corriente muy alta que los calentó en gran cantidad, en otras palabras los electrodos deben de ser capaces de remover el calor en muy pocos segundos La presión ejercida en los electrodos no entra directamente en la fórmula ya que no tiene efecto directo en la corriente del encapsulado.

EL MOLDEO PARA EL CASO DE UN TRANSISTORES DE PODER CON ENCAPSULADO PLASTICO:

Moldear es encapsular o sellar los diferentes dispositivos electrónicos con un material plástico con el objetivo de protegerlo contra la penetración de la humedad, le proporciona fuerza y consistencia, además de una superficie adecuada para el proceso de marcado al identificarlo.

COMO SE REALIZA EL MOLDEO:

Se instala la unidad en la prensa de moldeo, es calentado con calefactores eléctricos con temperaturas del rango de 350 °F a 390 °F. Posteriormente son colocadas las unidades que serán moldeadas dentro de las cavidades del molde, las platinas son cerradas para crear el espacio por el cual el compuesto de moldeo fluirá. Enseguida el compuesto es precalentado y colocado en la entrada del vaso del molde para ser inyectado dentro del molde por medio de un pistón, utilizando una presión aproximada de 900 a 1000 libras una vez hecha la transferencia del compuesto dentro del molde esperamos por 100 segundos para lograr la dureza adecuada y la compactación del material plástico.

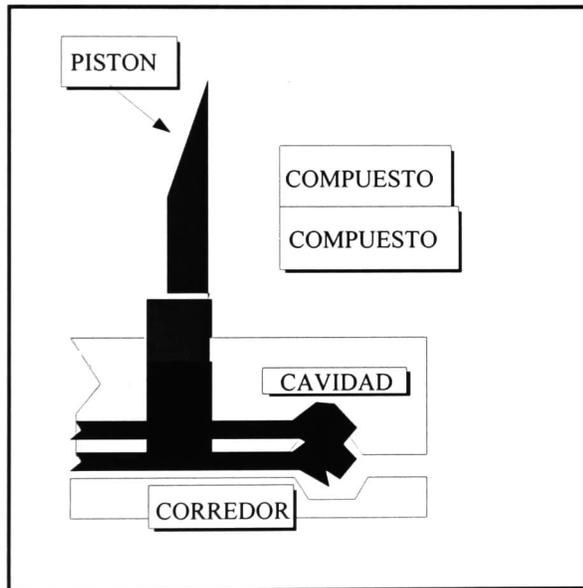


Fig. B-4 Detalle de Moldeo de Transistor de Encapsulado Plastico

Características del moldeo de un transistor plástico: Debemos de asegurarnos que el acabado de moldeo sea uniforme, que el paquete tenga la propiedad de durabilidad, es decir que el paquete que cubra al dispositivo, sea capaz de disminuir la corrosión al contacto con la humedad y el oxígeno.

ESTAÑADO:

Definición: Proceso en el cual por medio de la inmersión de las terminales en soldadura fundida se deposita el metal sobre otro formando una capa uniforme alrededor del mismo, en nuestro proceso se deposita una combinación de estaño-plomo sobre las terminales de cobre. El objetivo es obtener una capa protectora la cual funcione para aumentar la soldabilidad del dispositivo en las aplicaciones posteriores de nuestros clientes. Su característica principal es que el dispositivo tenga la propiedad de poder ser soldado con mayor adherencia. Su acabado debe ser uniforme y cubriendo toda la superficie de estañado sobre la terminal.

PRUEBAS ELECTRICAS Y EL MARCADO

En un mismo equipo se realizan las operaciones de pruebas eléctricas y marcado. El producto que entra a la operación de marcado vuelve a ser probado eléctricamente antes de marcarse; de ahí su nombre de pruebas redundantes. La función del equipo de marcado consiste en probar eléctricamente los dispositivos ya clasificados en una operación anterior llamada sorteo y marcarlos de acuerdo al uso comercial o aplicación.

APENDICE C:

CALCULO DE LA CAPACITANCIA TÉRMICA Y RESISTENCIA TÉRMICA PARA LA SIMULACIÓN DEL PSPICE

CÁLCULO DE LA CAPACITANCIA TÉRMICA Y RESISTENCIA TÉRMICA PARA LA SIMULACIÓN DEL PSPICE.

Para realizar el cálculo de la resistencia térmica y la capacitancia térmica primeramente se debe de conocer las dimensiones físicas de los materiales que forman el dispositivo de potencia, así como los valores de ciertas características de los materiales que fueron empleados. Se presentan los cálculos para dos diferentes transistores Bipolares, uno de ellos es de empaquetado metálico y otro plástico:

Caso a) Transistor 2N3772

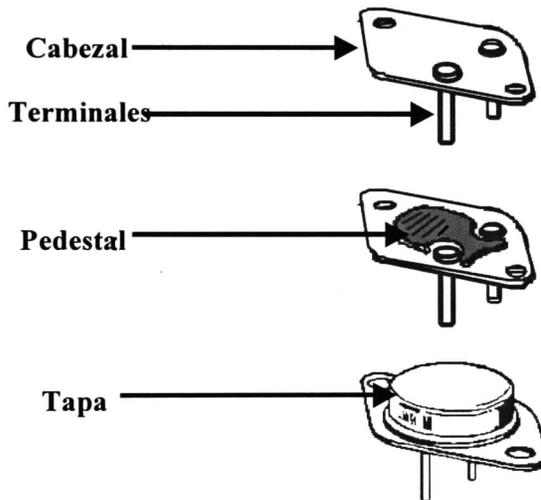
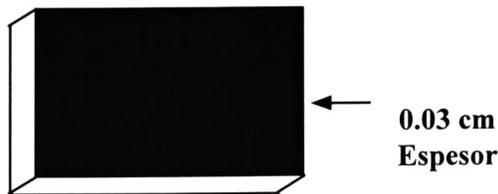


Fig.C1. Partes de un transistor de metal

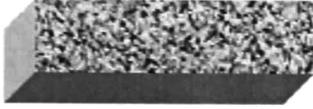
2N3772



0.254 cm X 0.254 cm

Figura C2 Dimensiones físicas de un dado de silicio para el transistor Bipolar 2N3772.

2N3772



0.254 cm x 0.254 cm x 0.00554 cm

92.5% Pb / 5% In / 2.5% Ag



0.0381 cm x 0.00254 cm

92.5% Pb / 5% In / 2.5% Ag

Fig.C3. Dimensiones típicas de soldaduras para transistores del tipo T0-3

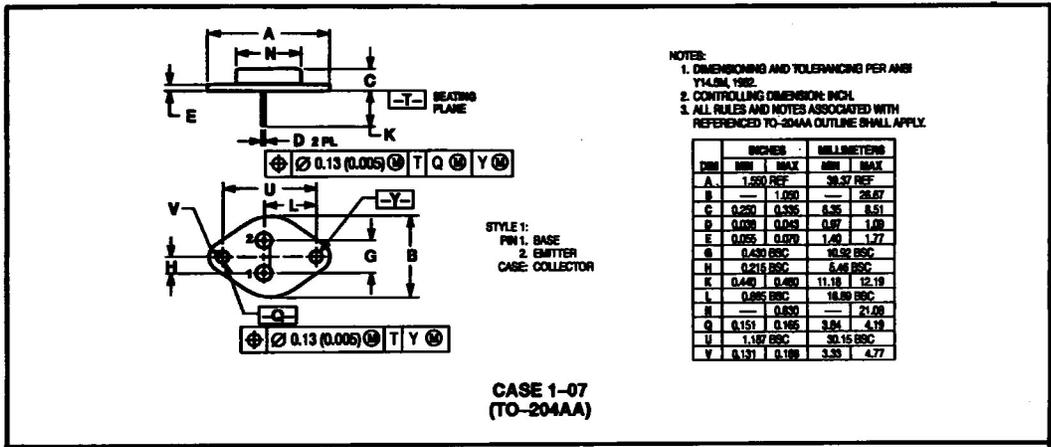


Fig.C4. Dimensiones físicas de un transistor bipolar encapsulado metálico T0-3.

Para el caso de la figura C4, todas las dimensiones se presentan en milésimas de pulgada y su equivalencia en milímetros, por lo que se debe de tener cuidado en las unidades que se trabajan en el momento de realizar los cálculos. Partiendo de la ecuación de la capacitancia térmica (6) y la ecuación de la resistencia térmica (1) revisada en el capítulo I, primeramente obtenemos los valores de la unión, después de la soldadura, disipador y por último del encapsulado.

Capacitancia Térmica

$$C_{th} = C \rho V \quad (W \text{seg} / K) \quad (6)$$

Resistencia Térmica

$$R_{\theta} = (1 / K)(L / A) \quad (^\circ C / W) \quad (1)$$

Sustituyendo cantidades tenemos que los valores para el transistor 2N3772 son:

Cálculos par la T_j (unión).

$$C_{thj} = C \rho V$$

$$C_{thj} = (0.712 \text{ Wseg / gr } ^\circ \text{ C}) (2.3 \text{ gr / cm}^3) (0.254\text{cm} * 0.254 \text{ cm})(0.03 \text{ cm})$$

$$C_{thj} = 0.0032 \text{ Wseg / } ^\circ \text{ C}$$

$$R_{\theta j} = (1 / K)(L / A) = ^\circ \text{ C / W}$$

$$R_{\theta j} = (1/1.19 ^\circ \text{ C cm / W})(0.03 \text{ cm}) / (0.254 \text{ cm} * 0.254 \text{ cm}) = 0.3959 ^\circ \text{ C / W}$$

Cálculos par la T_s (soldadura).

$$C_{ths} = C \rho V$$

$$C_{ths} = (0.134 \text{ Wseg / gr } ^\circ \text{ C}) (10.9\text{gr / cm}^3) (0.0254\text{cm} * 0.254\text{cm} * 0.005\text{cm})$$

$$C_{ths} = 0.00047 \text{ Wseg / } ^\circ \text{ C}$$

$$R_{\theta s} = (1 / K)(L / A) = ^\circ \text{ C / W}$$

$$R_{\theta s} = (1/0.255 ^\circ \text{ C cm / W})(0.005 \text{ cm}) / (0.254\text{cm} * 0.254 \text{ cm}) = 0.3 ^\circ \text{ C / W}$$

Cálculos para el pedestal de acero.

$$C_{thp} = C \rho V = C \rho (A * h)$$

$$C_{thp} = (0.434 \text{ Wseg / gr } ^\circ \text{ C}) (7.861 \text{ gr / cm}^3) (7.8 \text{ cm}^2 * 0.177\text{cm})$$

$$C_{thp} = 4.71 \text{ Wseg / } ^\circ \text{ C}$$

$$R_{\theta p} = (1 / K)(L / A) = ^\circ \text{ C / W}$$

$$R_{\theta p} = (1/.639 ^\circ \text{ C cm / W})(0.177 \text{ cm}) / (7.8 \text{ cm}^2) = 0.0354 ^\circ \text{ C / W}$$

Cálculos para la Tapa (encapsulado).

$$C_{thc} = C \rho V$$

$$C_{thc} = (0.434 \text{ Wseg / gr } ^\circ \text{ C}) (7.861 \text{ gr / cm}^3) (\pi * (1.05)^2 \text{cm}^2)(0.05\text{cm})$$

$$C_{thc} = 0.5908 \text{ Wseg / } ^\circ \text{ C}$$

$$R_{\theta c} = (1 / K)(L / A) = ^\circ \text{ C / W}$$

$$R_{\theta c} = (1/0.639 ^\circ \text{ C cm / W})(0.01 \text{ cm}) / (\pi * (0.01.05)^2 \text{cm}^2) = 0.0045 ^\circ \text{ C / W}$$

Cálculos para el dissipador externo de aluminio.

$$C_{thd} = C \rho V$$

$$C_{thd} = (0.9 \text{ Wseg / gr } ^\circ \text{ C}) (2.701 \text{ gr / cm}^3) (3.1114\text{cm}^3)$$

$$C_{thd} = 7.569 \text{ Wseg / } ^\circ \text{ C}$$

$$R_{\theta d} = (1 / K)(L / A) = ^\circ C / W$$

$$R_{\theta d} = (0.45 ^\circ C \text{ cm} / W)(5 \text{ cm}) / (9.66 \text{ cm}^2) = 0.232 ^\circ C / W$$

Para obtener los valores de la conductividad térmica K se toma el respectivo valor de la tabla D1. En ella se encuentran los valores de la conductividad térmica en W / cm / K, por lo que se realiza la operación de inversa para tener el dato de la Resistividad térmica y poderlo sustituir directamente en las ecuaciones, en el apéndice D se proporcionan dos tablas que se pueden utilizar de manera alternativa son la tabla D2 y la Tabla D3, donde se proporciona de manera directa el dato de la resistividad térmica en $^\circ C \text{ cm} / W$

Caso b). Transistor del tipo T220.

Cálculos par la Tj (unión).

$$C_{thj} = C \rho V$$

$$C_{thj} = (0.712 * 3600 \text{ Wseg} / \text{gr } ^\circ C)(2.3 \text{ gr} / \text{cm}^3)(0.1574 \text{ cm} * 0.1574 \text{ cm})(0.00254 \text{ cm})$$

$$C_{thj} = 0.3711 \text{ Wseg} / ^\circ C$$

$$R_{\theta j} = (1 / K)(L / A) = ^\circ C / W$$

$$R_{\theta j} = (0.6756 ^\circ C \text{ cm} / W)(0.1574 \text{ cm}) / (0.1574 \text{ cm} * 0.1574 \text{ cm}) = 4.29 ^\circ C / W$$

Cálculos par la Ts (soldadura).

$$C_{ths} = C \rho V$$

$$C_{ths} = (0.134 * 3600 \text{ Wseg} / \text{gr } ^\circ C)(11.34 \text{ gr} / \text{cm}^3)(0.1574 \text{ cm} * 0.1574 \text{ cm})(0.00254 \text{ cm})$$

$$C_{ths} = 0.03442 \text{ Wseg} / ^\circ C$$

$$R_{\theta s} = (1 / K)(L / A) = ^\circ C / W$$

$$R_{\theta s} = (3.058 ^\circ C \text{ cm} / W)(0.1574 \text{ cm}) / (0.1574 \text{ cm} * 0.1574 \text{ cm}) = 19.42 ^\circ C / W$$

Cálculos par la Tdis(disipador).

$$C_{thd} = C \rho V$$

$$C_{thd} = (0.3910 * 3600 \text{ Wseg} / \text{gr } ^\circ C)(8.76 \text{ gr} / \text{cm}^3)(0.482 \text{ cm})(1.57 \text{ cm} * 1.02 \text{ cm})$$

$$C_{thd} = 9,517 \text{ Wseg} / ^\circ C$$

$$R_{\theta d} = (1 / K)(L / A) = ^\circ C / W$$

$$R_{\theta d} = (0.3129 ^\circ C \text{ cm} / W)(1.57 \text{ cm}) / (1.57 \text{ cm} * 1.02 \text{ cm}) = 0.306 ^\circ C / W$$

Cálculos par la Tc (encapsulado).

$$C_{thc} = C \rho V$$

$$C_{thc} = (0.388 * 3600 \text{ Wseg} / \text{gr } ^\circ C)(8.69 \text{ gr} / \text{cm}^3)(0.482 \text{ cm})(1.57 \text{ cm} * 1.02 \text{ cm})$$

$$C_{thc} = 9,369 \text{ Wseg} / ^\circ C$$

$$R_{\theta c} = (1 / K)(L / A) = ^\circ C / W$$

$$R_{\theta c} = (0.334 \text{ } ^\circ\text{C cm} / \text{W})(1.57 \text{ cm}) / (1.57 \text{ cm} * 1.02 \text{ cm}) = 0.3278 \text{ } ^\circ\text{C} / \text{W}$$

Dibujos correspondientes a las dimensiones físicas de un transistor del tipo T0220.

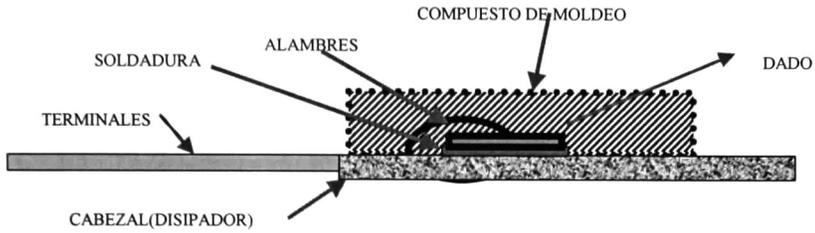


Fig. C5 Partes de un transistor de encapsulado plástico tipo T0220

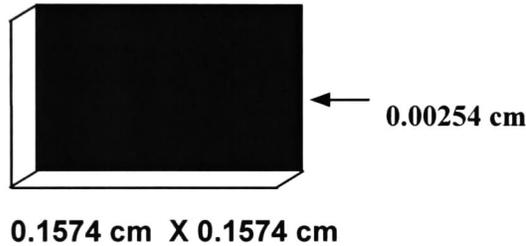


Fig. C6 . Dimensiones típicas de Dados para transistores del tipo T220

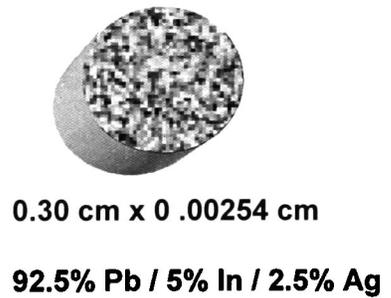
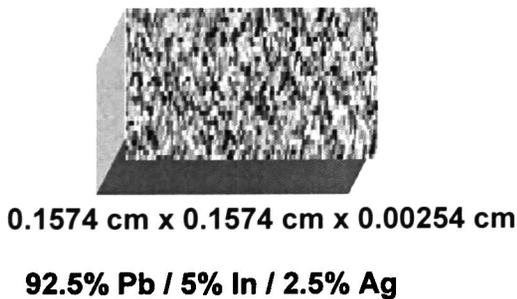


Fig.C7. Dimensiones típicas de soldadura para transistores de T0220

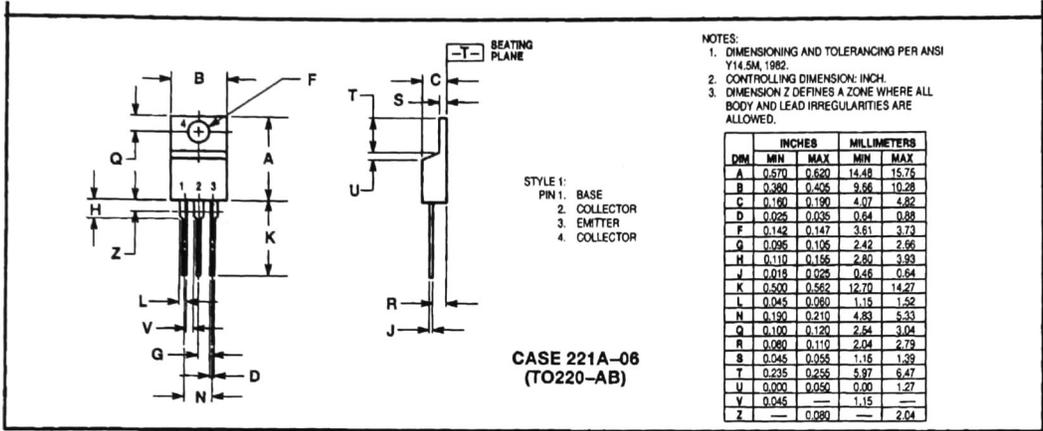


Fig.C8. Dimensiones físicas de un transistor bipolar encapsulado plástico T0220.

Para la figura C8 todas las dimensiones se presentan en milésimas de pulgada y su equivalencia en milímetros, por lo que se debe de tener cuidado en las unidades que se trabajan, en el momento de realizar los cálculos.

Tabla D1. Propiedades térmicas de los materiales de un TO-3.

Material No.	Material		Datos		
	Tipo	Propiedades del Material	Temp DegC	Valor	
1	Acero SAE1010	Conductividad Térmica	26.850	0.639	
			126.85	0.587	
	Disipador	W /cm/K	226.85	0.537	
			326.85	0.487	
			426.85	0.439	
			Calor Específico	24.85	0.434
				76.85	0.461
				151.85	0.496
				251.85	0.534
				326.85	0.564
			Densidad	19.85	7.861
				101.85	7.838
				176.85	7.815
				251.85	7.791
				326.85	7.765
2	Cobre-Sn Braze	Conductividad Térmica	26.85	0.263	
			76.85	0.255	
	Base-Disipador	W /cm/K	126.85	0.249	
			176.85	0.243	
			226.85	0.239	
			Calor Específico	24.85	0.134
				76.85	0.136
				126.85	0.138
				176.85	0.140
				226.85	0.142
			Densidad	26.85	10.982
				51.85	10.960
				76.85	10.937
				101.85	10.913
				126.85	10.883
3	Disipador	Conductividad Térmica	26.85	3.86	
			126.85	3.82	
	Cobre 102	W /cm/K	226.85	3.78	
			326.85	3.73	
			426.85	3.67	
			Calor Específico	26.85	0.385
				126.85	0.397
				226.85	0.408

Tabla D2. Propiedades térmicas de los materiales de un T0220.

Material		Datos	
Tipo	Propiedades Materiales	Temp DegC	Valor
Cobre 102 Disipador	Conductividad Térmica(K) [W /cm/K]	23	3.19558
		50	3.25852
		100	3.36199
		150	3.41051
		200	3.46185
		250	3.50883
	Calor Específico C[J/gr/K]	23	0.3910
		50	0.3970
		100	0.4070
		150	0.4120
		200	0.4160
		250	0.4190
	Densidad ρ[gr/ cm³]	300	0.4200
		23	8.760
Cu-Ni Recubrimiento del disipador 75 % IACS	Conductividad Térmica(K) [W /cm/K]	23	2.99849
		50	3.02057
		100	3.07334
		150	3.11056
		200	3.13291
		250	3.15844
	Calor Específico C[J/gr/K]	300	3.17262
		23	0.3880
		50	0.3910
		100	0.3970
		150	0.4010
		200	0.4040
	Densidad ρ[gr/cm³]	250	0.4070
		23	8.696

Material		Datos	
Tipo	Propiedades Materiales	Temp DegC	Valor
95Pb/5Sn Soldadura	Conductividad Térmica(K) [W /cm/K]	26.8	0.327
		76.8	0.315
		126.8	0.309
		178.8	0.303
		226.8	0.299
		24.8	0.134
	Calor Específico C[J/gr/K]	76.8	0.135
		126.8	0.136
		178.8	0.139
		226.8	0.141
		26.8	11.340
		Densidad ρ [gr/ cm ³]	
	Silicio Dado	Conductividad Térmica(K) [W /cm/K]	26.85
76.85			1.19
126.85			0.989
226.85			0.762
326.85			0.619
24.85			0.712
Calor Específico C[J/gr/K]		76.85	0.759
		126.85	0.793
		226.85	0.840
		326.85	0.869
		26.85	2.329
		Densidad ρ [gr/ cm ³]	
		76.85	2.328
	126.85	2.326	
	226.85	2.324	
	326.85	2.321	

Tabla D3 Constantes de materiales típicos utilizados en al fabricación de dispositivos semiconductores

Material	Resistividad		Calor
	Térmica		Específico
	(°C-cm/W)		(J/gr °C)
Si	0.69		0.7
Ag	0.23		0.24
Al	0.45		0.9
Au	0.33		0.13
Cu	0.25		0.38
Fe	1.24		0.44
Mo	0.724		0.27
Ni	1.1		0.44
Pt	1.45		0.13
Ti	6.4		0.52
W	0.6		0.13

Tabla D4 Constantes de materiales típicos utilizados en al fabricación de dispositivos semiconductores.

	Resistividad	Capacidad
Material	Térmica	Calorífica de Volumen
	(°C-cm/W)	(W seg/°C-cm3)
Si	0.69	1.75
Mo	0.66	2.75
W	0.6	2.75
Al	0.43	2.6
Au	0.34	2.5
Ag	0.24	1.81
Cu	0.26	3.37
Kovar	6.1	5.4
Acero	1.65	3.6
Grasa	150	x
Mica	300	0.66
Alúmina	4	3.31
Berilia	0.6	3.68

SOLUCIÓN DEL CIRCUITO RC CON ENTRADA ESCALÓN

Cuando en la figura 3-1a se cierra el interruptor S_1 en $t = 0$, la corriente de carga del capacitor puede determinarse a partir de :

$$V_s = V_R + V_C = R i + 1/c \int i dt + V_C (t = 0) \tag{E-1}$$

Con la condición inicial $V_C (t = 0) = 0$ Utilizando la E-1, la ecuación (E-1) se puede transformar al dominio de Laplace de S : $I (S)$

$$V_s / S = R I (s) + 1 / C_S I (S)$$

Que después de resolverse en función de la corriente $I (S)$ da :

$$I (S) = V_s / R (S + \alpha) \tag{E-2}$$

Donde $\alpha = 1 / RC$. La transformación inversa de la ecuación (E-2) en el dominio del tiempo da :

$$i (t) = V_s / R e^{(-\alpha t)} \tag{E-3}$$

y voltaje a través del capacitor se determina como :

$$V_C (t) = 1 / C \int_0^t i dt = V_s (1 - e^{(-\alpha t)}) \tag{E-4}$$

Tabla E-1 Algunas Transformaciones de Laplace

$f(t)$	$F(s)$
1	$1 / S$
t	$1 / S^2$
$e^{(-\alpha t)}$	$1 / (S + \alpha)$
$sen \alpha t$	$\alpha / (S^2 + \alpha^2)$
$cos \alpha t$	$S / (S^2 + \alpha^2)$

El Jurado designado por el Departamento de Ingeniería Eléctrica del Centro de Investigación y de Estudios Avanzados del Instituto Politécnico Nacional aprobó esta tesis el día 26 de enero del 2001.



Dr. Mario Alfredo Reyes Barranca
Investigador Adjunto y Jefe de la
Sección Electrónica del Estado Sólido
del Departamento de Ingeniería Eléctrica



Dr. Gabriel Romero Paredes-Rubio
Investigador Adjunto de la Sección
de Electrónica del Estado Sólido
del Departamento de Ingeniería
Eléctrica



M. en C. Baldemar Maya Flores
Ingeniero de Dispositivo en la Fabrica de Obleas
de Tiristores en la Empresa On Semiconductors



CINVESTAV
BIBLIOTECA CENTRAL



SSIT000003887