

11. DIMENSIONAMENTO DE SISTEMAS DE DISSIPACÃO DE CALOR PARA DISPOSITIVOS SEMICONDUTORES DE POTÊNCIA

11.1 Introdução

A circulação de corrente elétrica por qualquer bipolo provoca uma dissipação de potência igual ao produto do quadrado da corrente pela resistência do caminho percorrido. Tal potência dissipada converte-se, essencialmente, em calor (efeito Joule). As relações entre potência e energia são indicadas abaixo:

$$1 \text{ W} = 0,239 \text{ cal/s}$$

$$1 \text{ W.s} = 1 \text{ J}$$

$$1 \text{ cal} = 4,187 \text{ J}$$

O objetivo deste estudo é fornecer subsídios para estabelecer critérios para o dimensionamento de sistemas de dissipação do calor produzido por componentes eletrônicos, especialmente semicondutores de potência (diodos, transistores, tiristores, etc.), buscando a proteção de tais componentes, tendo como meta fundamental a elevada confiabilidade dos equipamentos nos quais os dispositivos são empregados. Deve-se também buscar volumes, massas e custos tão reduzidos quanto possíveis.

Os dispositivos semicondutores atuais são praticamente todos de silício. Este material tem temperatura de fusão superior a 1400 °C. Por qual razão, então, os fabricantes especificam uma máxima temperatura de operação da junção em torno de 150 °C?

A temperatura interna de um dispositivo semicondutor determina a quantidade de portadores livres (elétrons e lacunas) que, por sua vez, é responsável pela corrente de fuga que existe quando o dispositivo deveria estar bloqueado. O efeito combinado da tensão de bloqueio com a corrente de fuga e a temperatura pode levar à ruptura do dispositivo, neste caso, provocando uma excessiva dissipação de potência no componente e levando à sua destruição.

A máxima temperatura da junção especificada pelos fabricantes é aquela que garante que o componente será capaz de bloquear a tensão prevista. Assim, um diodo para 500 V somente será capaz de manter-se desligado e suportando tal tensão se sua temperatura de junção não exceder o limite dado (por exemplo, 150 °C). Se a temperatura for maior do que esta, o diodo não será capaz de bloquear os 500 V previstos.

11.2 Cálculo da potência dissipada

Uma primeira dificuldade para a escolha de um dissipador é conhecer com alguma precisão a potência que será dissipada pelo dispositivo semicondutor. Uma estimativa pode ser feita a partir de dados de catálogo, lembrando que os tempos especificados estão sempre associados a condições precisas de acionamento (no caso de transistores) e das cargas alimentadas. As condições reais de cada aplicação podem diferir bastante de tais situações de teste, de modo que se exige do projetista um cuidado especial nesta estimativa inicial das perdas no componente. Outro modo de estimativa é por simulação, desde que os modelos do dispositivos sejam confiáveis.

O cálculo das potências deve ser feito, via de regra, pelo produto dos sinais de tensão e corrente sobre o componente em questão.

Consideremos para fins de exemplo as formas de onda indicadas na figura 11.1. Os valores da potência média em cada sub-intervalo são calculados na seqüência.

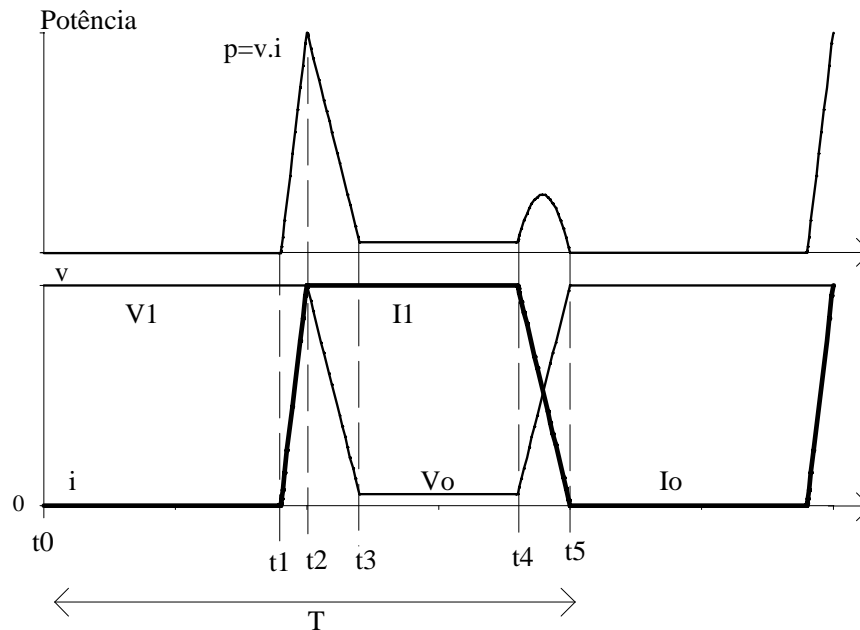


Figura 11.1 Exemplo de sinais de tensão, corrente e potência para cálculo de potência média dissipada.

a) Intervalo $(t1-t0)$

$$i(t) = I_0 \tag{11.1}$$

$$v(t) = V_1 \tag{11.2}$$

$$P_1 = \frac{1}{T} \cdot \int_{t_0}^{t_1} I_0 \cdot V_1 \cdot dt \tag{11.3}$$

$$P_1 = \frac{I_0 \cdot V_1 \cdot (t_1 - t_0)}{T} \tag{11.4}$$

b) Intervalo $(t2-t1)$

$$i(t) = I_0 + \frac{(I_1 - I_0) \cdot (t - t_1)}{(t_2 - t_1)} \tag{11.5}$$

Se $I_0 \ll I_1$ e se colocar a referência de tempo em t_1 , a equação (11.5) simplifica-se para:

$$i(t) = \frac{I_1}{t_q} \cdot t \tag{11.6}$$

onde $t_q = t_2 - t_1$.

$$v(t) = V1$$

$$P2 = \frac{1}{T} \left\{ V1 \cdot I_o \cdot (t2 - t1) - V1 \cdot (I1 - I_o) \cdot t1 + \frac{V1 \cdot (I1 - I_o) \cdot (t2^2 - t1^2)}{2 \cdot (t2 - t1)} \right\} \quad (11.7)$$

Usando (11.6) ao invés de (11.5), tem-se:

$$P2 = \frac{V1 \cdot I1 \cdot tq}{2 \cdot T} \quad (11.8)$$

c) Intervalo (t3 - t2)

$$i(t) = I1$$

$$v(t) = V1 + (V_o - V1) \cdot \frac{(t - t2)}{(t3 - t2)} \quad (11.9)$$

Sendo $V_o \ll V1$ e deslocando o início da integração para $t = t2$

$$v(t) = V1 \cdot \left(1 - \frac{t}{td} \right) \quad (11.10)$$

onde $td = (t3 - t2)$

$$P3 = \frac{1}{T} \left\{ I1 \cdot V1 \cdot (t3 - t2) - I1 \cdot (V_o - V1) \cdot t2 + \frac{I1 \cdot (V_o - V1) \cdot (t3^2 - t2^2)}{2 \cdot (t3 - t2)} \right\} \quad (11.11)$$

Simplificadamente tem-se:

$$P3 = \frac{I1 \cdot V1 \cdot td}{2 \cdot T} \quad (11.12)$$

d) Intervalo (t4 - t3)

$$i(t) = I1$$

$$v(t) = V_o$$

$$P4 = I1 \cdot V_o \cdot \frac{(t4 - t3)}{T} \quad (11.13)$$

e) Intervalo (t5 - t4)

$$i(t) = I1 + (I_o - I1) \cdot \frac{(t - t4)}{(t5 - t4)} \quad (11.14)$$

$$v(t) = V_o + (V_1 - V_o) \cdot \frac{(t - t_4)}{(t_5 - t_4)} \quad (11.15)$$

$$P_5 = \frac{1}{T} \left\{ I_1 \cdot V_o \cdot t_j - [I_1 \cdot V_1 + I_o \cdot V_o - 2 \cdot V_o \cdot I_1] \cdot t_4 - \frac{(t_5^2 - t_4^2)}{2 \cdot t_j} + \right. \\ \left. \frac{(I_o - I_1) \cdot (V_1 - V_o)}{t_j^2} \cdot \left[\frac{(t_5^3 - t_4^3)}{3} - t_4 \cdot (t_5^2 - t_4^2) + t_4^2 (t_5 - t_4) \right] \right\} \quad (11.16)$$

onde $t_j = t_5 - t_4$

Simplificadamente:

$$i(t) = I_1 \cdot \left(1 - \frac{t}{t_j} \right) \quad (11.17)$$

$$v(t) = V_1 \cdot \frac{t}{t_j} \quad (11.18)$$

Usando as equações (11.18) e (11.17) tem-se:

$$P_5 = V_1 \cdot I_1 \cdot \frac{t_j}{6 \cdot T} \quad (11.19)$$

A potência média dissipada será:

$$P = P_1 + P_2 + P_3 + P_4 + P_5 \quad (11.20)$$

Os picos de potência no exemplo dado são:

$$P_{p1} = V_1 \cdot I_1, \text{ em } t = t_2 \quad (11.21)$$

$$P_{p2} = \frac{V_1}{2} * \frac{I_1}{2}, \text{ em } t = \frac{(t_4 + t_5)}{2} \quad (11.22)$$

É claro que as linearizações das curvas de corrente e tensão por si só constituem uma simplificação e, portanto, implicam em erros. O uso de “bom senso”, atuando de maneira moderadamente conservativa é fundamental para um cálculo seguro.

Alguns osciloscópios digitais possuem a função produto e até mesmo a sua integral, facilitando o cálculo (o valor integrado deve ser dividido pelo período de chaveamento). Este é o método mais indicado especialmente em regime chaveado. Para sinais contínuos, a potência é, obviamente, o produto dos valores de tensão e corrente. Na ausência dos equipamentos e/ou recursos citados, deve-se obter os sinais de tensão e corrente e aproximá-los, em partes, por funções de fácil integração.

11.2.1 Diodos

Usualmente a tensão de condução dos diodos de potência é da ordem de 1 V, valor este que aumenta quanto maior for a tensão do componente, devendo-se verificar o valor dos manuais. O efeito da resistência de condução pode ser, em geral, desconsiderado. A dissipação no estado bloqueado pode ser desprezada em função de seu pequeno valor em comparação com as perdas em condução.

A figura 11.2 indica uma situação de aplicação típica de diodos, qual seja, uma ponte retificadora trifásica, operando, assim, em baixa frequência de comutação. O fator dominante é aquele relativo às perdas em condução. Para um cálculo analítico aproximado da potência média, pode-se considerar a tensão de condução constante (V_d) e utilizar-se o valor médio da corrente. Como a frequência de comutação é baixa, as perdas relativas a este termo podem ser desprezadas.

A corrente média pode ser estimada, conhecida a potência consumida pela carga, lembrando-se que por cada diodo circula 1/3 da corrente total. Assim, para uma entrada de 200V (valor eficaz), tem-se uma tensão retificada de cerca de 300V. Supondo uma carga de 150 Ω , a corrente média pelo diodo será de 0,66A. Para uma queda de tensão de 2 V, tem-se uma potência média de 1,32W.

Já para a determinação da potência de pico, como se deve conhecer o valor de pico da corrente, uma estimativa analítica é mais difícil, uma vez que a forma da corrente depende da impedância da linha trifásica e ainda de eventuais indutâncias parasitas das conexões, que podem alterar o valor do pico da corrente.

Alguns catálogos de diodos fornecem gráficos indicando a potência ou energia dissipada pelo componente em função da forma de onda da corrente.

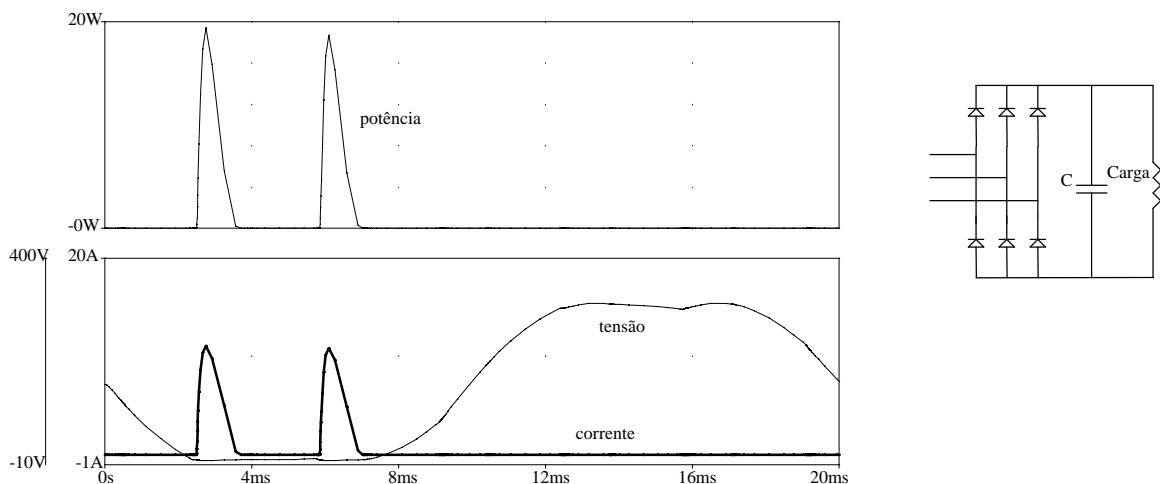


Figura 11.2. Tensão, potência e corrente em um diodo de uma ponte retificadora trifásica com filtro capacitivo.

A figura 11.3 mostra as formas de onda típicas de um diodo. As perdas devido à recombinação reversa são, em geral, desprezadas, uma vez que durante o tempo de decaimento da corrente a tensão é baixa. Somente quando é atingido o pico negativo da corrente reversa é que a tensão começa a crescer. Neste caso a potência dissipada é dada por:

$$Pr = Q_{rm} \cdot Vr \cdot f \tag{11.25}$$

Q_{rm} : carga de recombinação reversa relativa ao intervalo t_5

V_r : tensão reversa
 f : freqüência de repetição

Para a entrada em condução, como o intervalo t_1 é muito rápido, não se leva em consideração a potência aí dissipada.

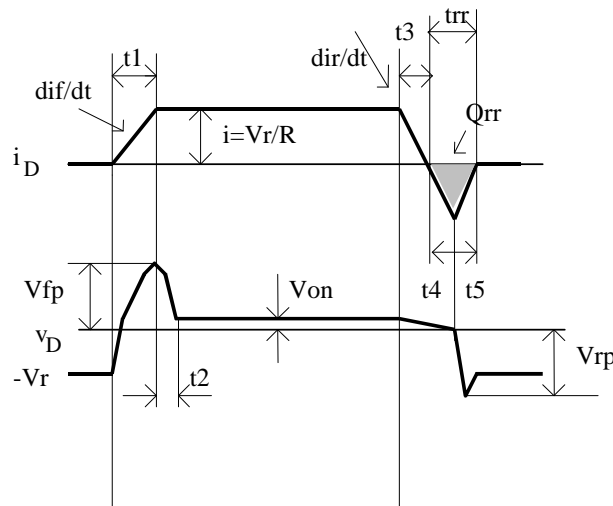


Figura 11.3 Formas de onda típicas de um diodo rápido.

11.2.2 Tiristores

Em geral os tiristores são empregados em circuitos conectados à rede. Em função do tipo de carga alimentada sua corrente pode assumir diferentes formas. O cálculo da potência média pode ser feito analogamente ao que foi indicado para os diodos, pois esta é uma situação de pior caso (ângulo de condução de 180°). A queda de tensão em condução é em torno de 1,4 V, devendo-se verificar nos manuais o valor correto.

11.2.3 Transistores

a) Em regime contínuo

Se o transistor (bipolar ou MOSFET) estiver operando em sua região ativa, a potência por ele dissipada é simplesmente o produto da corrente pela tensão. Caso os valores não sejam constantes, a potência média dissipada pode ser calculada pelo produto da corrente e tensão com valores RMS.

b) Em regime chaveado

Em aplicações em que o transistor é usado como interruptor, como em fontes chaveadas ou amplificadores classe D, deve-se considerar as perdas em condução e as perdas de comutação (chaveamento).

Formas de ondas típicas de tensão e corrente pelo componente estão indicadas na figura 11.4. Os valores médio e de pico podem ser calculados (estimados) de acordo com o que foi indicado anteriormente, para formas de onda genéricas. Note que, em relação às formas de onda da figura 11.1, tem-se um agravante que é a corrente de recombinação reversa do diodo, que se soma à corrente do transistor, aumentando significativamente o pico de potência dissipada na entrada em condução do transistor.

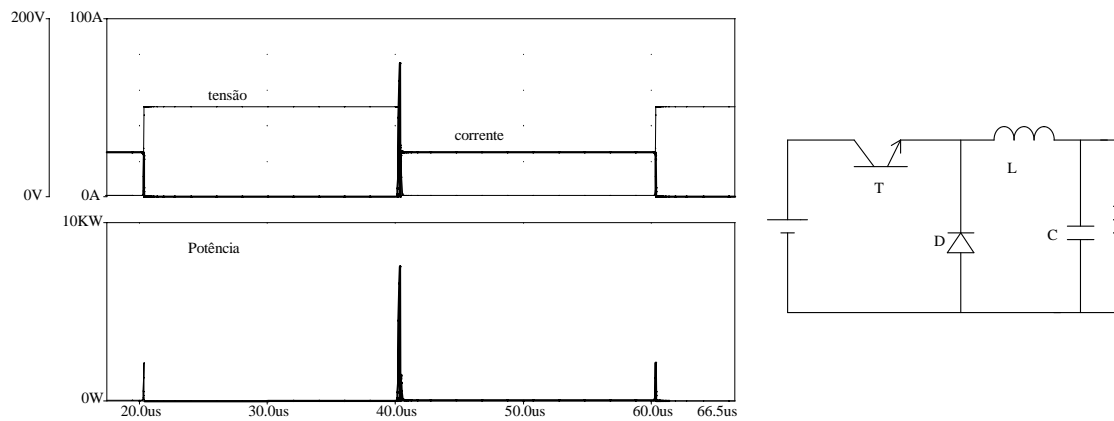


Figura 11.4. Formas de onda típicas de potência em um transistor utilizado em fonte chaveada com carga indutiva.

No caso de transistores bipolares, a tensão de saturação está em torno de 0,4V (verifique o valor no manual específico). Para conexão Darlington este valor cresce para cerca de 1,2V, uma vez que o transistor não entra na região de saturação. A corrente no estado bloqueado pode, em geral, ser negligenciada para o cálculo da potência.

Para um IGBT, o valor da tensão de condução é maior, situando-se entre 3 e 5 V, a depender do componente. O valor deve ser verificado no catálogo do fabricante.

Um cálculo preliminar da potência dissipada no componente deve ser feito antes da montagem do circuito a partir dos dados de manual. Com o funcionamento do equipamento deve-se verificar as formas de onda reais e reconsiderar o dimensionamento do sistema de dissipação.

Os manuais de transistores de potência, em geral, indicam os tempos característicos de chaveamento para cargas resistivas e indutivas, devendo-se empregar os tempos máximos estipulados para o dimensionamento preliminar. Uma vez que o desempenho do componente é fortemente influenciado pelo circuito de acionamento da base/gate, pela carga e por componentes parasitas, um dimensionamento mais rigoroso só será possível após o funcionamento do equipamento.

Como regra geral, deve-se buscar o chaveamento mais rápido possível embora isto possa trazer problemas de interferências e surgimento de picos de tensão e/ou corrente devido aos elevados di/dt e dv/dt e aos componentes indutivos e capacitivos (parasitas ou não) do circuito. Medidas para redução destes tempos ou técnicas de chaveamento sem perdas podem ser encontradas fartamente na bibliografia especializada.

Neste ponto sugere-se a consulta a inúmeros artigos publicados pela Associação Brasileira de Eletrônica de Potência – SOBRAEP, seja nos anais das diversas edições do Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência, seja na revista Eletrônica de Potência, que pode ser livremente acessada através de <http://www.sobraep.org.br>.

Os transistores MOSFET produzem menores perdas de chaveamento, pois seus tempos de subida e queda da corrente de dreno são menores que os obtidos para a corrente de coletor dos transistores bipolares ou IGBTs, sendo indicados para aplicações em frequências elevadas. No entanto, possuem maiores perdas de condução que os transistores bipolares equivalentes. Suas perdas em condução podem ser preliminarmente aproximadas pelo produto da resistência entre dreno e fonte ($R_{DS(on)}$) pelo quadrado da corrente, ponderando-se pelo ciclo de trabalho. No entanto, como R_{DS} se altera (cresce) com a elevação da temperatura é necessário, em projetos mais acurados, considerar tal efeito. Para IGBTs, como para os bipolares, faz-se o cálculo utilizando a tensão V_{ce} e a corrente de coletor.

11.3 Mecanismos atuantes em um dissipador de calor

11.3.1 Dissipação por Convecção

A dissipação por convecção é a que ocorre pela movimentação do ar na região onde se encontra o dissipador de calor.

A Taxa de Calor [J/s] dissipado é dada por:

$$Q = h A (T_s - T_f) \quad (11.26)$$

h = coeficiente individual de transporte de calor

A = área do dissipador

T_s = temperatura de superfície

T_f = temperatura do ar circunstante

De acordo com esta equação, para melhorar a dissipação pode-se aumentar a área do dissipador ou aumentar o coeficiente individual de transporte de calor, o qual pode ser melhorado alterando a geometria do dissipador, alterando a orientação do dissipador (deixando-o em posição horizontal ou vertical, de modo a facilitar o fluxo do ar) ou forçando passagem do ar pelo dissipador (ventilação forçada).

11.3.2 Dissipação por Radiação

O segundo fenômeno que permite dissipação de calor é por radiação, no qual a energia é transportada por ondas eletromagnéticas. Neste caso, a Taxa de Calor dissipado é dada por:

$$Q = \sigma \epsilon A (T_s^4 - T_f^4) \quad (11.27)$$

σ = constante de Boltzmann = $5,67 \cdot 10^{-8} \text{ W/m}^2\text{K}^4$

ϵ = emissividade

T_s = temperatura de superfície

T_f = temperatura do fluido (ar)

A única variável que pode ser alterada para o aumento da eficiência é a emissividade (ϵ), a qual é função apenas do tipo de acabamento da superfície que irradia o calor.

Da tabela 11.1 nota-se que a anodização do alumínio (material normalmente utilizado nos dissipadores) altera a emissividade de 0,04 para cerca de 0,85, o que melhora a Taxa de Calor radiado em cerca de 20 vezes.

A cor da superfície influencia apenas na absorvitividade de radiação, mas este não é o mecanismo pelo qual o dissipador absorve o calor do componente eletrônico, uma vez que o calor é absorvido por condução térmica (contato entre as superfícies). O fato do dissipador estar anodizado na cor preta ou na cor natural não influencia na dissipação.

Tabela 11.1 Absortividade e emissividade de radiação do alumínio em função do acabamento superficial

	absortividade	emissividade	α/ϵ
Anodização Preto	0.86	0.86	1.00
Anodização Azul	0.67	0.87	0.77
Anodização Bronze	0.73	0.86	0.85
Anodização Verde	0.66	0.88	0.75
Anodização Vermelho	0.57	0.88	0.65
Anodização Amarelo	0.47	0.87	0.54
Anodização Natural	0.35	0.84	0.42
Sem Anodizar	0.26	0.04	6.50

Define-se a grandeza “resistência térmica” como uma medida da dificuldade do fluxo de calor entre 2 meios:

$$R_t = \frac{\Delta T}{P} = \frac{1}{(h \cdot A)} \tag{11.28}$$

ΔT : diferença de temperatura entre regiões de transferência de calor

P: potência média dissipada

A utilização de grande número de aletas é para aumentar a área de troca de calor. A resistência térmica entre o dissipador e o ambiente, R_{tda} , para uma placa plana quadrada é aproximadamente dada por:

$$R_{tda} = \frac{3,3}{\sqrt{\lambda W}} \cdot C_f^{0,25} + 650 \cdot \frac{C_f}{A} \tag{11.29}$$

λ : condutância térmica (a 77° C) [W/(°C.cm)]

W: espessura do dissipador [mm]

A: área do dissipador [cm²]

C_f : fator de correção devido à posição e tipo de superfície

Tabela 11.2 Valores de condutância térmica para diferentes materiais:

Material	(W/°C.cm)
Alumínio	2,08
Cobre	3,85
Latão	1,1
Aço	0,46
Mica	0,006
Óxido de berílio	2,10

O fator C_f varia com a posição do dissipador, sendo preferível uma montagem vertical à horizontal por criar um efeito “chaminé”.

Tabela 11.3 Valores para C_f : para dissipador de alumínio

	Corpo anodizado	corpo brilhante
Montagem vertical	0,43	0,85
Montagem horizontal	0,5	1,00

O valor efetivo da resistência térmica do dissipador pode ser significativamente reduzido por circulação forçada de ar, como indicado na figura 11.5.

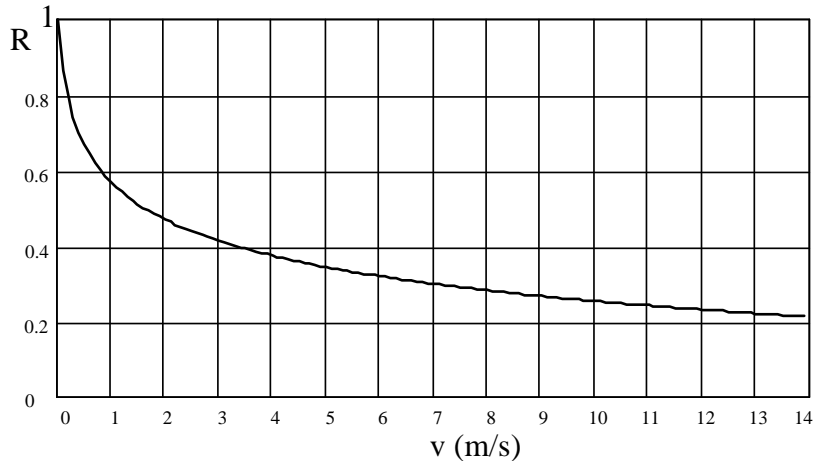


Figura 11.5 Variação relativa de R_{tda} com ventilação forçada.

11.4 Comportamento em regime permanente: potência média

Nos dispositivos semicondutores de potência o calor decorrente do efeito Joule é produzido na pastilha semicondutora, fluindo daí para ambientes mais frios, como o encapsulamento do dispositivo e o ambiente. Este fluxo de calor depende de fatores como o gradiente de temperatura e as características térmicas dos meios e materiais envolvidos.

Em geral se faz uma analogia com um circuito elétrico, mostrado na figura 11.6, sendo a potência média representada por uma fonte de corrente. As temperaturas nos ambientes indicados (junção, cápsula, ambiente) são análogas às tensões nos respectivos nós, enquanto as resistências térmicas são as próprias resistências do modelo.

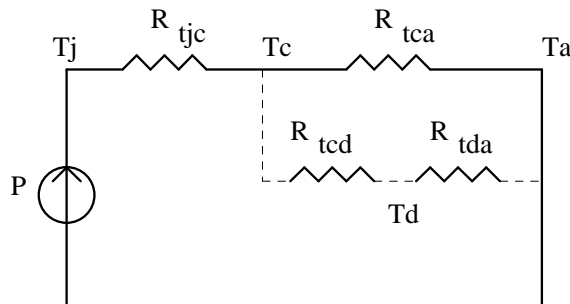


Figura 11.6. Equivalente elétrico para circuito térmico em regime permanente (incluindo dissipador).

Via de regra a temperatura ambiente (T_a) é considerada constante e o objetivo do dimensionamento é garantir que a temperatura da junção semicondutora (T_j) não ultrapasse um dado valor máximo. As resistências térmicas entre junção e cápsula (R_{tjc}) e entre cápsula e

ambiente (R_{tca}) são dados do componente, existindo nos manuais. Eventualmente se omite o valor da resistência entre cápsula e ambiente caso seu valor seja elevado e seguramente seja utilizado algum dissipador de baixa resistência térmica.

A equação típica do modelo é:

$$T_j = T_a + P \cdot (R_{tjc} + R_{tca}) \quad (11.30)$$

Exemplo 1:

Sejam os seguintes dados iniciais (a potência média já foi calculada ou estimada por algum método):

$$P = 20 \text{ W}$$

$$R_{tjc} = 2^\circ\text{C/W (dado de catálogo)}$$

$$R_{tca} = 10^\circ\text{C/W (dado de catálogo)}$$

$$T_a = 40^\circ\text{C (arbitrado pelo projetista em função do local de instalação)}$$

$$T_{j\max} = 120^\circ\text{C (dado de catálogo)}$$

Destes dados determina-se que:

$$T_c = T_a + P \cdot R_{tca} = 240^\circ\text{C}$$

$$T_j = T_c + P \cdot R_{tjc} = 280^\circ\text{C}$$

11.4.1 Dissipador de calor

Pelos dados de exemplo 1 verifica-se que uma situação de tal tipo levaria à destruição do dispositivo, uma vez que seria ultrapassada a sua máxima temperatura de junção.

Considerando que não seja possível reduzir a potência média dissipada e que não há como alterar as resistências térmicas (a menos que se substitua o componente por algum de outro tipo) e ainda que a temperatura ambiente não pode ser reduzida significativamente, a alternativa para a proteção do semicondutor é colocar um dispositivo de baixa resistência térmica entre o encapsulamento e o ambiente (entre a junção e o encapsulamento não é possível fazê-lo). A este elemento colocado junto ao encapsulamento se diz “dissipador de calor”. Tal “associação em paralelo” de resistências térmicas (veja a figura 11.6) permite reduzir a resistência equivalente entre ambiente e encapsulamento e, assim, reduzir as temperaturas da cápsula e, conseqüentemente, da junção.

Desprezemos inicialmente a resistência térmica entre a cápsula e o dissipador (R_{tcd}). No exemplo dado e usando o modelo, tem-se:

$$T_{j\max} = T_a + (R_{tjc} + R_{teq}) \cdot P \quad (11.31)$$

$$R_{teq} = \frac{(R_{tca} \cdot R_{tda})}{(R_{tca} + R_{tda})}$$

$$R_{teq} = 2^\circ\text{C/W}$$

$$R_{tda} = 2,5^\circ\text{C/W}$$

A figura 11.7 mostra perfis típicos de dissipadores.

Na montagem do componente semicondutor sobre o dissipador existe uma resistência térmica entre o encapsulamento e o corpo do dissipador, a qual é determinada, principalmente, pelo ar contido entre os corpos, devido às rugosidades e não alinhamento das superfícies. Este fato pode ser minimizado pelo uso de pastas de silicone ou outro tipo de material que seja bom condutor térmico e isolante elétrico. Caso seja necessário isolar eletricamente o corpo do

componente do dissipador utiliza-se, em geral, isoladores de mica ou de teflon, que apresentam uma resistência térmica adicional entre cápsula e dissipador.

Recorde-se aqui que, normalmente, a parte metálica do corpo dos componentes eletrônicos está ligada eletricamente a um dos terminais do mesmo. Por exemplo, é comum que a cápsula de um transistor esteja conectada ao coletor. Caso seja necessário isolar eletricamente o corpo do componente do dissipador utiliza-se, em geral, isoladores de mica ou de teflon, que apresentam uma resistência térmica adicional entre cápsula e dissipador.

Tabela 11.4 Valores típicos de resistência térmica entre cápsula e dissipador

Tipo de cápsula	Tipo de isolador	R _{tcd} (°C/W)	
		c/ pasta	s/ pasta
TO - 3	s/ isolador	0,1	0,3
	teflon	0,7 a 0,8	1,25 a 1,45
	mica	0,5 a 0,7	1,2 a 1,5
TO - 66	s/ isolador	0,15 a 0,2	0,4 a 0,5
	mica	0,6 a 0,8	1,5 a 2,0
	mylar	0,6 a 0,8	1,2 a 1,4
TO - 220AB	s/ isolador	0,3 a 0,5	1,5 a 2,0
	mica	2,0 a 2,5	4,0 a 6,0

Obs.: mica e mylar com espessura de 50 µm a 100 µm.

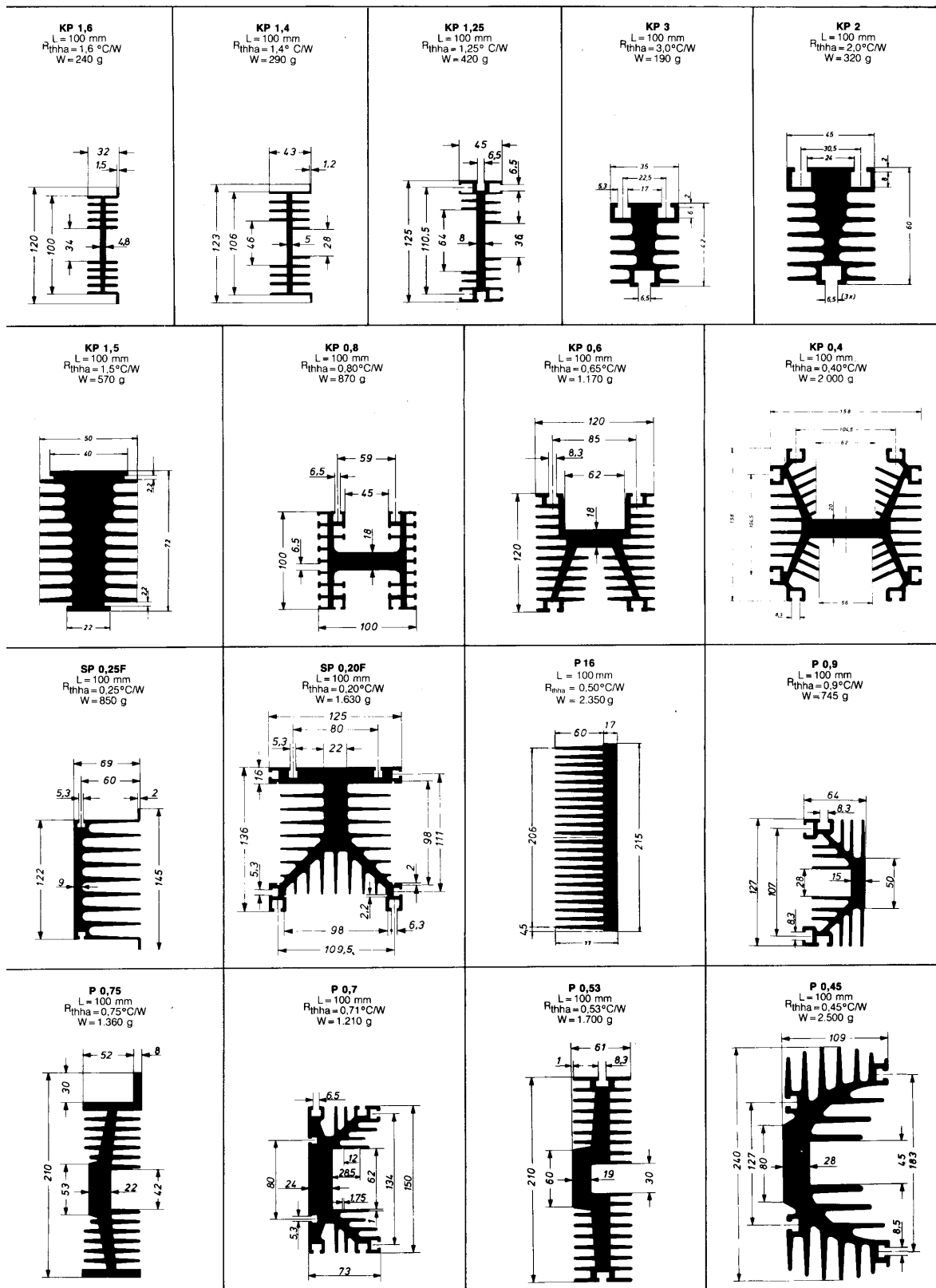


Figura 11.7 Perfis típicos de dissipadores (Semikron Semicondutores)

11.5 Comportamento em regime transitório: potência de pico

Quando a potência dissipada no semiconductor apresenta pulsos de potência é preciso verificar a proteção do componente não apenas em relação ao valor médio sobre ele mas também em relação aos picos de dissipação.

Durante a ocorrência do pico de potência ocorre a elevação da temperatura da junção embora não ocorra variação nas temperaturas do encapsulamento e do dissipador (que dependem da potência média) devido à maior capacidade térmica da cápsula e, especialmente, do dissipador. Tal capacidade térmica relaciona-se com o tipo de material utilizado e seu volume. Na analogia elétrica utilizada anteriormente, ela se comporta como uma capacitância.

O cálculo da temperatura da junção em tal regime transitório é feito utilizando uma grandeza chamada “impedância térmica” que leva em consideração a capacidade térmica da junção. O valor da impedância térmica, Z_{tjc} , é obtido de curvas normalizadas presentes nos manuais de componentes semicondutores de potência. A figura 11.8 mostra uma curva típica de impedância térmica, normalizada em relação à resistência térmica entre junção e cápsula.

Estas curvas tomam por base pulsos quadrados de potência que, via de regra, não apresentam tal formato. Como se vê na figura 11.9, os pulsos reais devem ser normalizados de maneira a que o valor de pico e a energia (área sob o pulso) se mantenham. Com o ciclo de trabalho obtido pela divisão da largura do pico retangular pelo período de chaveamento, seleciona-se a curva adequada e se obtém o valor de Z_{tjc} (normalizado ou não). Calculada a temperatura do encapsulamento (a partir da potência média) obtém-se o valor da temperatura da junção no instante do pulso de potência.

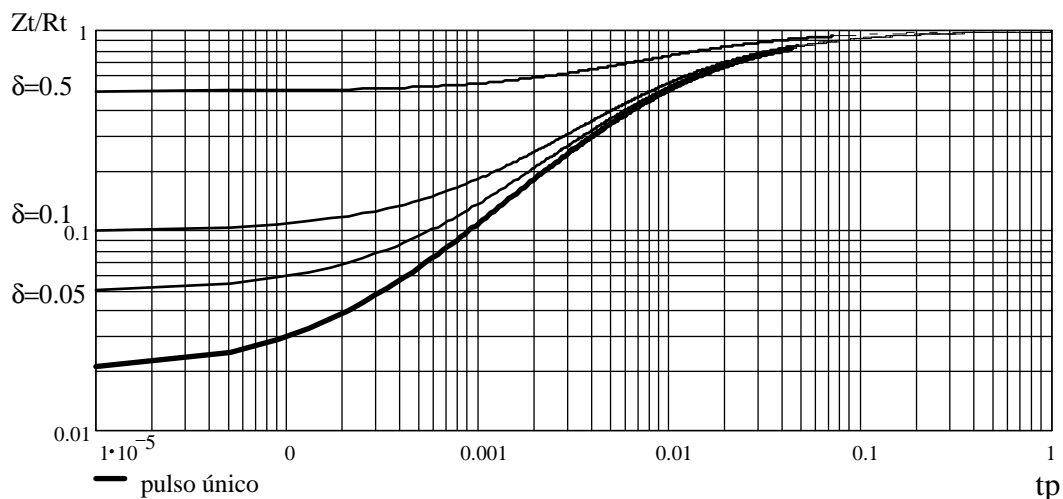


Figura 11.8. Curvas típicas de impedância térmica para picos de potência.

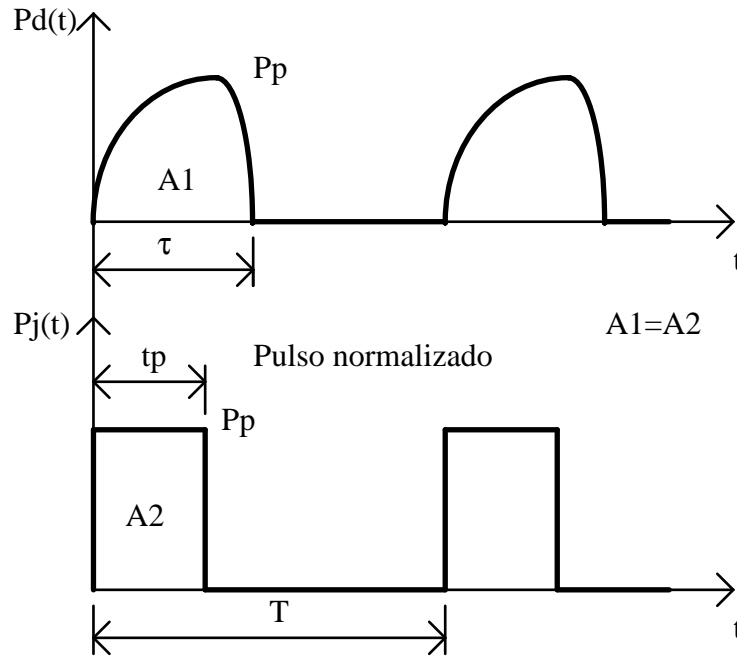


Figura 11.9. Normalização do pulso de potência.

$$t_p = \frac{1}{P_p} \cdot \int_0^{\tau} P_d(t) dt \tag{11.32}$$

$$\delta = \frac{t_p}{T}$$

Uma vez determinada a temperatura relativa à potência média pode-se calcular a temperatura de pico que se tem na junção utilizando estes dados:

$$T_{j_p} = T_c + P_p \cdot Z_{tjc}(t_p, \delta) \tag{11.33}$$

Exemplo 2:

$R_{tjc} = 2^\circ \text{ C/W}$ (dado de catálogo)

$R_{tca} = 5^\circ \text{ C/W}$ (dado de catálogo)

$R_{tcd} = 2^\circ \text{ C/W}$ (associado ao tipo de isolamento entre cápsula e dissipador)

$R_{tda} = 3^\circ \text{ C/W}$ (dissipador escolhido previamente)

$Z_{tjc} = 0,05^\circ \text{ C/W}$ (dado de catálogo)

$T_{jmax} = 150^\circ \text{ C}$ (dado de catálogo)

$T_a = 40^\circ \text{ C}$ (arbitrado pelo projetista)

$P = 20\text{W}$ (calculado ou estimado previamente)

$P_p = 1000\text{W}$ (calculado ou estimado previamente)

Em relação à potência média:

$$T_j = T_a + P \cdot \left[R_{tjc} + \frac{R_{tca} \cdot (R_{tcd} + R_{tda})}{R_{tca} + R_{tcd} + R_{tda}} \right] \tag{11.34}$$

$T_j = 130\text{ }^\circ\text{C}$ (o componente está protegido em relação à potência média)

$T_c = 90\text{ }^\circ\text{C}$

Em relação ao pico de potência

$$T_j = T_c + P_p \cdot Z_{tjc} = 140\text{ }^\circ\text{C} \quad (11.35)$$

O componente também está protegido nos transitórios. Caso a temperatura calculada da junção ultrapassasse o valor máximo seria necessário recalculá-lo para que a temperatura da cápsula fosse baixa o suficiente para permitir a elevação na junção decorrente do pulso de potência.

11.6 Cálculo de dissipadores

Neste item indicam-se alguns critérios a serem adotados no dimensionamento de dissipadores. Os valores de potência serão dados como ponto de partida mas nas situações reais deverão ter sido calculados a partir de dados de manual ou de observação das formas de onda sobre o componente.

- A temperatura de trabalho da junção deve ser 20% a 30% menor que seu valor máximo, para permitir a proteção do componente sem superdimensionar o dissipador.
- Para ambientes nos quais não se faça um controle rígido da temperatura deve-se usar uma temperatura ambiente de $40\text{ }^\circ\text{C}$ (exceto se for possível a ocorrência de temperaturas ainda mais elevadas).
- Caso o dissipador fique dentro de algum bastidor ou caixa na qual a temperatura possa se elevar acima dos $40\text{ }^\circ\text{C}$ deve-se considerar sempre a máxima temperatura do ar com o qual o dissipador troca calor. É conveniente, à falta de maiores informações utilizar o valor de $40\text{ }^\circ\text{C}$ e verificar após a entrada em operação do protótipo a verdadeira temperatura ambiente.
- Deve-se verificar a necessidade do uso de isoladores (mica, teflon ou mylar) e não desconsiderar suas resistências térmicas.
- O emprego de pastas térmicas é sempre recomendado e se deve considerar também sua resistência térmica.

Exemplo 3:

$R_{tjc} = 1\text{ }^\circ\text{C/W}$ (dado de catálogo)

$R_{tca} = 35\text{ }^\circ\text{C/W}$ (dado de catálogo)

$R_{tcd} = 0,7\text{ }^\circ\text{C/W}$ (isolador e pasta)

$Z_{tjc} = 0,01\text{ }^\circ\text{C/W}$ (dado de catálogo)

$P = 20\text{ W}$

$P_p = 5\text{ kW}$

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

$T_a = 40\text{ }^\circ\text{C}$

a) Cálculo em regime permanente

$T_j = 0,8 \cdot T_{j\text{max}} = 120\text{ }^\circ\text{C}$

$T_j = T_a + P \cdot (R_{tjc} + R_{teq})$

$R_{teq} = 3\text{ }^\circ\text{C/W}$

$$R_{teq} = \frac{R_{tca} \cdot (R_{tcd} + R_{tda})}{R_{tca} + R_{tcd} + R_{tda}}$$

$$R_{tda_{max}} = 2,58^{\circ}\text{C/W}$$

O dissipador térmico selecionado deve possuir uma resistência térmica inferior à calculada. Por exemplo:

$$R_{tda} = 2^{\circ}\text{C/W}$$

Assim o novo R_{teq} será $2,5^{\circ}\text{C/W}$.

b) Cálculo em regime transitório

$$T_c = T_a + R_{teq} \cdot P = 90^{\circ}\text{C}$$

$$T_{jp} = T_c + Z_{tjc} \cdot P_p = 140^{\circ}\text{C} > 120^{\circ}\text{C}$$

Como, no transitório ultrapassa-se o valor de T_j estabelecido é preciso redimensionar o dissipador, a partir de um valor admissível para T_c .

$$T_{c_{max}} = T_j - Z_{tjc} \cdot P_p \quad (11.36)$$

$$T_{c_{max}} = 70^{\circ}\text{C}$$

$$T_{c_{max}} = T_a + R_{teq} \cdot P$$

$$R_{teq} = 1,5^{\circ}\text{C/W}$$

$$R_{tda} = 0,86^{\circ}\text{C/W}$$

Assim, para proteção do dispositivo contra a potência média dissipada e os pulsos de potência nos transitórios, deve-se usar um dissipador com resistência térmica de $0,8^{\circ}\text{C/W}$. Outra possibilidade é usar um dissipador com resistência térmica maior mas fazendo uso de ventilação forçada.

11.7 Fontes de calor distribuídas

Componentes idênticos são freqüentemente montados próximos em placas, quando um único dispositivo não pode dissipar toda a potência projetada, por exemplo, um conjunto de transistores em paralelo em um regulador série para alta corrente. Cada dispositivo dissipa praticamente uma mesma fração da potência total. A máxima temperatura ocorrerá no centro da placa, com uma distribuição parabólica de temperatura, com o mínimo nas bordas. A diferença de temperatura entre as bordas e qualquer ponto da placa é dada por:

$$T = \frac{q}{2KA} (L^2 - X^2) \quad (11.37)$$

L: distância entre a borda e o centro da placa [cm]

K: condutividade térmica do material da placa [cal/s.cm.C]

A: seção transversal da placa [cm]

X: distância, a partir do centro, onde se quer saber a temperatura [cm]

q: potência distribuída entre o centro da placa e o ponto X [cal/s]

11.8 Refrigeração forçada

Sistemas eletrônicos de alta potência frequentemente utilizam refrigeração com circulação forçada de líquidos. Em geral os componentes são montados em placas metálicas de cobre ou alumínio, através da qual circula o líquido refrigerante, normalmente por condutores ocos soldados à placa.

Água é provavelmente o melhor líquido para resfriamento em termos de densidade, viscosidade, condutividade térmica e calor específico. Para operação de longa duração deve-se prever uso de água destilada e deionizada. Se a temperatura esperada puder cair abaixo do ponto de solidificação ou acima do de ebulição deve-se adicionar outro líquido à água, como o “ethylene glycol” o que também previne a corrosão do cobre ou alumínio usado nos dutos.

O cálculo do sistema de refrigeração é relativamente elaborado, utilizando fórmulas aproximadas e indicadas nas referências e que não serão tratadas aqui.

11.9 Referências bibliográficas

B.W.Williams: “Power Electronics, Devices, Drives and Applications”, MacMillan Education, 1987

Ivo Barbi: “Progress in the Development of High-Frequency nondissipative Commutation power Converter Technologies”, Power Electronics Seminar, Dec, 15-16, 1988, Florianópolis, Brazil

P.L. Hower: “Power Semiconductors Devices: An Overview”, Proc. IEEE, vol. 76, n^o 4, April 1988

R.D.King et al.: “Comparison of Power Darlington, IGBT and MCT Switch Losses in ASD PWM Inverters”, PCIM, August 1990

D.S.Steinberg: “Cooling Techniques for Electronic Equipment”, John Wiley & Sons, Inc., 1980.

<http://www.hsdisipadores.com.br/tecnologia.asp>, acesso em 21/07/2007.

<http://www.sobraep.org.br>, para acesso às publicações da SOBRAEP