

運用模擬器來估算 功率半導體中的接面溫度

在大多數功率轉換電路中，最熱的元件是功率半導體元件——二極體、MOSFET 和 IGBT(閘極絕緣雙極性電晶體)。對於一個特定電路拓撲，這些組成部分的熱量增加是外加電壓、負載電流、切換頻率、閘極驅動電路、封裝類型和安裝等因素的函數。其中，前四種消耗功率，作為熱源模型；後兩種作為散熱模型，因為它們減少了系統中的熱量。

■ David Divins, 國際整流器公司

散熱挑戰

目前，系統的熱量預算已經成為高功耗產品設計中的一項巨大挑戰。由於多數電子設備都會有某種形式的功率轉換，這就使得瞭解設計的熱量限制變得很有必要，這也是許多設計決策的先決條件。

設計工程師做了許多取舍來減緩熱的問題。其中包括能量轉換拓撲、開關頻率、半導體封裝、半導體類型、散熱，轉換電路位置、電路板材料，以及成本等諸多選擇。空氣強制對流或高功率密度應用，液態冷卻相關的問題又進一步增加了問題的複雜程度。從以上列表中的各種選擇和限制來看，在設計完成之前，必須在溫度估算的基礎上確定各種選擇的效果。

在大多數功率轉換電路中，最熱的元件是功率半導體元件——二極體、MOSFET 和 IGBT (閘極絕緣雙極性電晶體)。對於一個特定電路拓撲，這些組成部分的熱量增加是外加電壓、負載電流、切換頻率、閘極驅動電路、封裝類型和安裝等因素的函數。其中，前四種消耗功率，作為熱源模型；後兩種作為散熱模型，因為它們減少了系統中的熱量。

開關型電路中，有一個用來估算功率半導體功率消耗的不錯的一階方程式，即 $P = DVI$ 。其中，

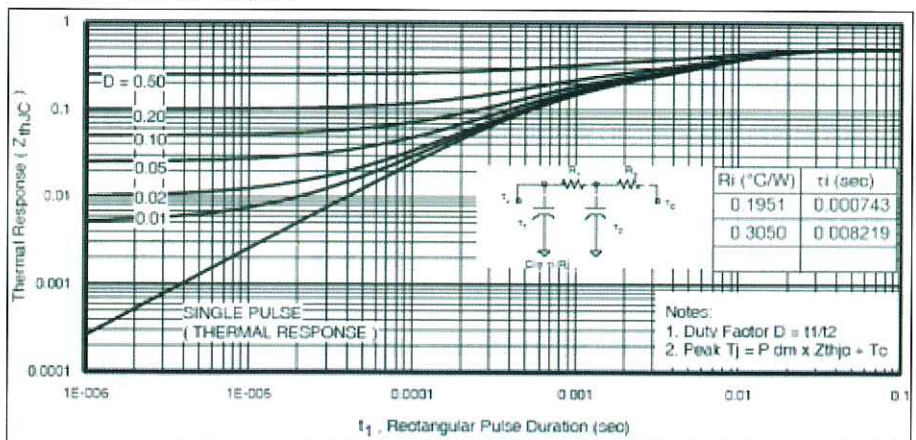
I 表示通過功率半導體的傳導週期平均電流， V 表示通過元件的傳導週期平均電壓， D 表示工作周期。

在物理電路中，電流是電路操作的函數。電壓是電流、元件類型、結點溫度和半導體控制方法的函數。例如，通過二極體的正向電壓就是電流和溫度的函數。MOSFET 導通時其兩端電壓為 $IDR_{DS(on)}$ ——漏電流和溝道電阻的產物。反過來， $R_{DS(on)}$ 是 ID 、閘極驅動和溫度的函數。IGBT 導通時其兩端電壓為 $V=VCE_{(sat)}$ ，是電流、閘極驅動和溫度的函數。

熱響應曲線

將功率消耗乘以熱阻，就可以確定半導體的溫升。這

圖 1：功率半導體的資料表給出熱響應曲線，根據這些曲線，能夠計算出在開關模式中，元件的外殼溫升。

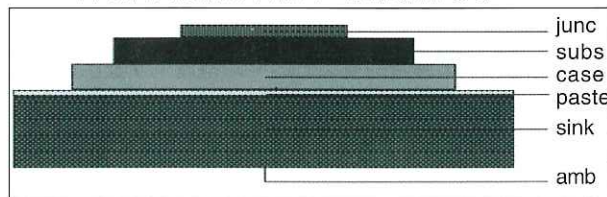


種分析的局限在於它過於簡化功率計算，並且沒有考慮暫態情況。然而，利用功率元件的資料表給出的熱響應曲線，則能夠突破這一局限(圖 1)。

這些曲線假定了一個幅值為 P 、脈寬為 t 、工作周期為 D 的矩形功率脈衝。根據所用電路的工作周期找出合適曲線，沿該曲線根據相應的脈衝持續時間(橫坐標)找到對應的點，讀出該點對應的熱響應阻抗(縱坐標)值，將其乘以功率消耗即可得到外殼到接合面的溫升。

利用熱響應曲線只能給出外殼到接合面的溫升，沒有考慮在完整的熱堆疊模型(圖 2)中外殼的安裝方法帶來的環境溫升。

圖 2：功率半導體的熱堆疊包括介面、基板、外殼、散熱墊片或者其他熱介面材料，散熱器和環境。



與其逐漸接近問題，使用不同的工具和資料資源來解決問題的每個部分，不如利用一個電路模擬器來計算出總體熱響應阻抗。透過模擬器，我們還可以觀察熱量系統對電路參數特性的影響，而這是很難透過紙和筆或資料表格分析推論出來。

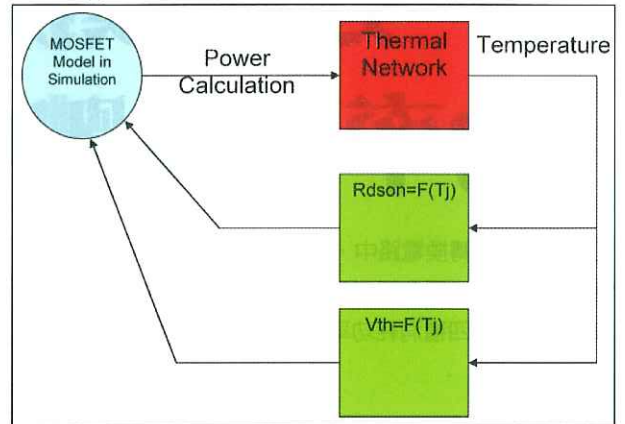
電路模擬運用元件模型和網路分析，非常接近每個元件在電路中的操作條件。模擬器自動計算各功率元件的功耗，並考慮不同電路和元件行為，如閘極驅動，開關切換轉換和二極體反向恢復等。

準動態熱 " 包裹(wrapper) " 模型

然而傳統電路模擬器是根據一個靜態熱量模型來計算能量。換句話說，傳統電路模擬器認定元件行為與溫度有關。當在自發熱無關緊要的 IC 層次執行電路類比時，該方法足夠了。但功率半導體的確自己發熱，因此準確的模擬必須考慮到元件行為的溫度依賴性。添加一個準動態熱 " 包裹(wrapper) " 模型到靜態 25°C 元件模型就能夠克服這個局限(圖 3)。

Spice 是電子工程領域的業界標準模擬器，能夠在巨集模型中實現熱包裹。普遍的非 spice 模擬器都能夠利用巨集模型實現熱包裹。或者，他們可以在某種硬體描述語

圖 3：準動態熱包裹模型，展現功率元件對溫度的參數依賴性。



言中實現熱包裹，如 Ansoft's Simplorer 模擬器對應的 VHDL-AMS，Synopsys's Saber 模擬器對應的 MAST，或者 Cadence's Specter 模擬器對應的 Verilog。由於所有這些模擬器都能夠使用巨集模型，本文將集中於巨集模型方法並以功率 MOSFET 為例進行討論。

在我們的例子中，熱包裹必須引入兩個與溫度有關的 MOSFET 參數：臨界電壓， V_{TH} 和充分放大的溝道電阻， $R_{DS(on)}$ 。 V_{TH} 的溫度係數大約是 $-7mV/^{\circ}C$ 。 $R_{DS(on)}$ 對溫度依賴模型呈平緩的二次關係。這些關係在數學上能夠很容易地就表述出來；但要獲得驅動這些方程式的操作溫度卻充滿挑戰。

熱量系統通常類比為由 R_s 和 C_s 組成的梯形網路，其中 R_s 和 C_s 具有類似圖 1 單脈衝曲線的步進響應。許多新的 MOSFET 資料表中已經包含了如圖 1 所示的梯形網路；而舊的 MOSFET 資料表僅僅給出了曲線。在這種梯形模型中，功率類比於電流、溫度類比於電壓。

從熱包裹模型中首先要得出溝道電阻與溫度的函數， $R_{DS(on)}(T_j)$ ，這在所有 MOSFET 資料表都以特徵曲線的形式給出。通過簡單的二次曲線擬合程式能夠給出三個符合模型要求的係數： $R_{DS(on)}(T_j) = R_{DS(on)}(25^{\circ}C) (aT_j^2 + bT_j + c)$ ：

模擬器透過元件的 spice 模型計算 $R_{DS(on)}(25^{\circ}C)$ 的值。對導通電阻和溫度關係式微分可以得到關於 $R_{DS(on)}$ 自熱效應的運算式： $dR_{DS(on)}(T_j) = R_{DS(on)}(25^{\circ}C) (2aT_j + b) dT_j$ 。增加 $dR_{DS(on)}$ 作為 MOSFET 的漏極串聯電阻。

下一步計算 MOSFET 的暫態功耗 T_j 。忽略 MOSFET 閘閘阻抗 R_G 引起的開關損耗，則可得到簡單的運算式： $p = i_D V_{DS}$ 。其中 p 作為該熱梯形網路的源(圖 4)。注意圖 4 中必須有絕對值模組，因為不管電壓或電流符號如何，功耗

圖 4：模擬器對暫態功率的計算，可視為熱網路的電流源。

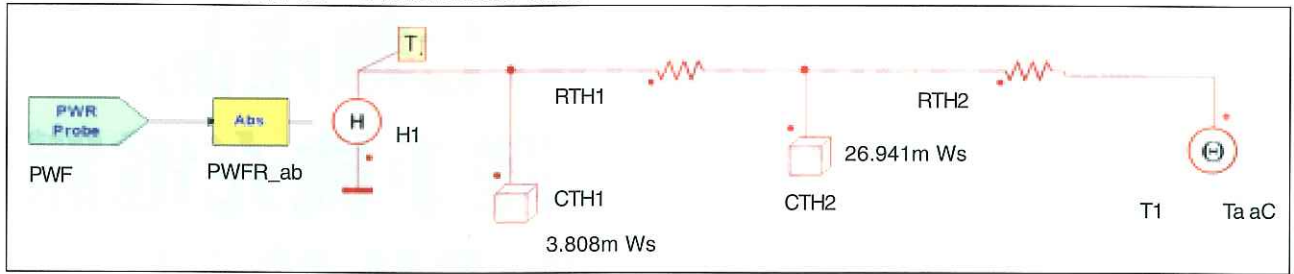
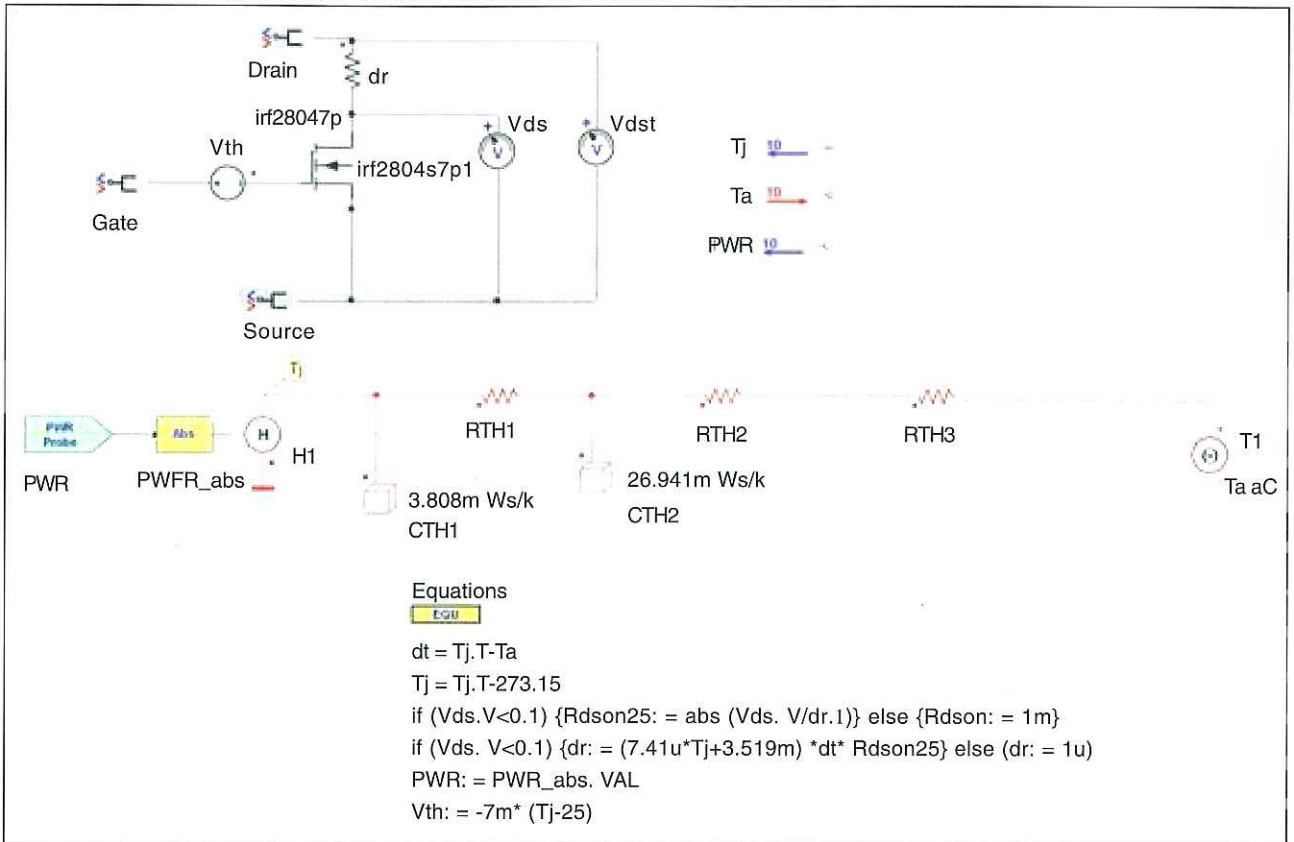


圖 5：完整的準動態熱量模擬模型展現了恆溫模擬和手熱分析所不能達到的視角。



總會增加系統熱量。這個模型的輸出是與 T_j 對應的電壓。

最後，相較於標稱 25°C 極限的 V_{th} 變換可由簡單線性關係表示： $dV_{th}(T_j) = -7 \frac{mV}{^{\circ}\text{C}} (T_j - 25^{\circ}\text{C})$ 。從公式形式來看，浮動電壓源與 MOSFET 的閘端為串聯關係。

有了這些特徵方程式，創建模型就很容易了。從製造商處獲得 MOSFET 的資料表、spice 模型和熱網路(較新的 MOSFET 資料表包含熱網路)。得到或計算出描述 $R_{DS(on)}$ 溫度係數的二次方程係數。最後，建立包括 $dR_{DS(on)}(T_j)$ ，即暫態功耗的絕對值和 $dV_{th}(T_j)$ 的巨集模型(圖 5)。

圖 5 中的 "if-else" 語句考慮了模擬過程中 MOSFET

的狀態。如果 V_{DS} 大於 100mV ，則為該通道增加一個 $1 \mu\Omega$ 阻抗。該模型假定，如果 V_{DS} 小於 100mV ，那麼 MOSFET 完全導通並加入了依賴溫度的 $dR_{DS(on)}$ 。在該簡單化模型中， T_a 表示外殼的溫度。然而，我們也可以容易地擴展該熱網路以及考慮散熱片性能及其對系統的影響。

CTA