

# SiC MOSFET 門極驅動電壓應用指南

近年來，寬能隙半導體 SiC 器件得到了廣泛重視與發展。SiC MOSFET 與 Si MOSFET 在特定的工作條件下會表現出不同的特性，其中重要的一環是 SiC MOSFET 在長期的門極電應力下會產生閾值電壓  $V_{GS(th)}$  漂移現象。本文闡述了如何透過調整門極驅動的負電壓，來限制 SiC MOSFET 閾值漂移的方法。

## 1. $V_{GS(th)}$ 漂移現象

由於寬能隙半導體 SiC 材料的固有特徵，以及不同於 Si 材料的半導體氧化層界面特性，會引起閾值電壓變化以及漂移現象。要理解這些差異，解釋這些差異與材料本身特性的關係，評估其對應用、系統的影響，需要更多的研究及探索。

就靜態門極偏壓而言，針對 Si 器件閾值特性的標準測試流程並不適用於 SiC MOSFET。因此，需要使用一種「測試-偏壓-測試」的新測試方法以評估 SiC MOSFET 的 BTI ( Bias-Temperature Instabilities，偏壓溫度不穩定性 ) 特性。它可以區分  $V_{GS(th)}$  的可恢復漂移以及永久性漂移。這種測量技術已經用來對最新發佈的 SiC MOSFET 的閾值穩定性進行了深度研究，結果表明英飛凌 CoolSiC™ MOSFET 的  $V_{GS(th)}$  穩定性在眾多的器件中表現優異，具有極低的 BTI 以及非常窄的閾值漂移窗口[1]。

除了靜態門極偏壓引起的漂移以外，SiC MOSFET 的閾值電壓也會因器件的開關工作而產生額外的漂移，此額外的漂移祇能通過長期開關測試才能被觀測到。就目前所知，此效應源於氧陷阱的動態反應，詳情將來會以學術文獻方式發表。此效應是目前 SiC MOSFET 技術的通用特性，並不只適用於英飛凌 CoolSiC™ MOSFET 器件。

英飛凌對 CoolSiC™ MOSFET 在不同的開關條件下進行了長期的研究測試。數據顯示，長期的開關應力會引起  $V_{GS(th)}$  的緩慢增加。然而，不管所選擇的參數如何，從未發現閾值電壓  $V_{GS(th)}$  會出現負漂移。這一現象，在不同品牌、不同技術的 SiC MOSFET 上均可以觀測到，在相同偏壓條件下不同器件的  $V_{GS(th)}$  漂移值是近似的。 $V_{GS(th)}$  上升會導致  $R_{DS(on)}$  的輕微上升，長期影響是通態損耗會增加。

需要注意的是，器件的基本功能不會被影響，主要有：

- 耐壓能力不會受影響
- 器件的可靠性等級，如抗宇宙射線能力，抵抗濕氣的能力等不會受影響

- $V_{GS(th)}$  漂移會對總的開關損耗僅有輕微影響

影響  $V_{GS(th)}$  漂移的參數主要包括：

- 開關次數，包括開關頻率與操作時間
- 驅動電壓，主要是負關斷電壓  $V_{GS(off)}$

以下參數對開關操作引起的  $V_{GS(th)}$  漂移的影響可以忽略：

- 結溫
- 漏-源極電壓
- 漏極電流
- 開關斜率  $dv/dt$ ,  $di/dt$

## 2. 對應用的影響

長期來看，對於給定的  $V_{GS(th)}$  閾值漂移的主要影響在於會增加  $R_{DS(on)}$ 。 $R_{DS(on)}$  的增加會增加導通損耗，進而升高結溫。在計算功率循環時，需要把這因素導致的額外結溫增加也考慮進去。

此額外結溫的增加是否需要格外重視取決於實際應用及工況。在很多案例中，即便是 20 年工作壽命到期後，此額外結溫的增加仍然可以忽略不計。然而在另一些應用中結溫的增加可能會很重要。因此，在這種情況下，就需要根據下述的設計指導進行驅動電壓選擇。

下面兩個例子（DC-AC 逆變器中的半橋配置）說明了不同的影響結果，在不同應用中的固定範圍的  $V_{GS(th)}$  漂移。第一個例子代表了應用案例中導通損（ $P_{con}$ ）佔大部分，第二個例子考慮了開關損耗（ $P_{sw}$ ）和導通損耗平均分配。這兩個例子的參數列於表 1。

表 1 兩個範例的參數

	案例 1: 導通損耗佔主要部分	案例 2: 導通損耗和開關損耗平均分配
開關頻率 (kHz)	8	30
標稱電流 (A)	50	38.5
輸出電壓(V)	400	400
輸出頻率(Hz)	50	50
直流母線電壓(V)	600	600
功率因數	1	1
熱阻(K/W)	3.6	3.6
環境溫度(°C)	40	40

這兩個範例顯示了  $V_{GS(th)}$  漂移對損耗分佈和結溫的不同影響。在圖 1 中，可預期在工作壽命結束時，兩個範例都有 1V 的相同  $V_{GS(th)}$  漂移。

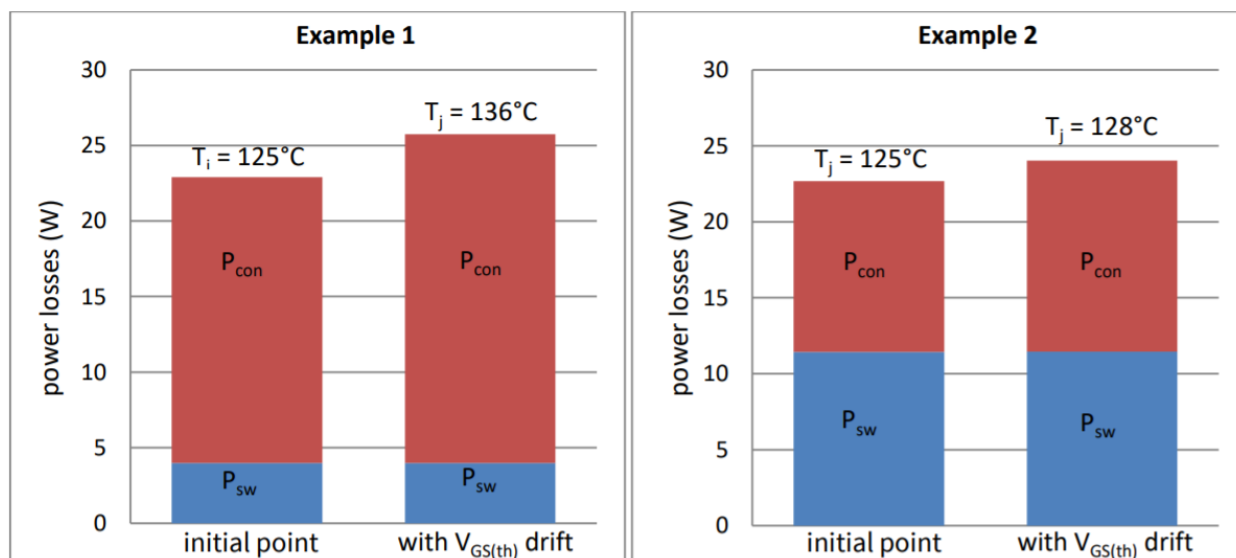


圖 1 在應用中  $V_{GS(th)}$  漂移對結溫的影響

從範例 1 可以看出，當導通損耗佔大部分時， $V_{GS(th)}$  的漂移將導致明顯的總損耗增加與結溫上升。對於這樣的應用，在第 3 章節中詳述了必須考慮的設計準則。對於損耗平均分布於開關和導通損耗的應用， $V_{GS(th)}$  的漂移對總損耗和結溫僅有輕微影響。整體而言在其他的應用中若損耗主要由動態損耗決定，則  $V_{GS(th)}$  漂移的影響幾乎可以忽略不計。

### 3. 門極驅動電壓選擇指導

透過控制門極負壓  $V_{GS(off)}$ ， $V_{GS(th)}$  漂移可以被限制在一個可接受的水平內。在任何情況下，關斷電壓的上限都是 0V。同時，關斷電壓的下限需要根據開通電壓、開關頻率、以及操作時間來選擇一個合適的值，使  $R_{DS(on)}$  的增加限制在一定範圍之內。

#### 3.1. 設計指導

$V_{GS(th)}$  的動態漂移隨著開關次數的增加而增加，為了好理解，總的開關次數被轉化為 10 年內不間斷工作（24 小時/7 天）的歸一化的工作頻率。知道實際工作頻率（kHz），目標壽命（年），以及工作壽命之內系統工作的百分比，歸一化的工作頻率可以透過以下公式計算

$$\text{歸一化頻率 } f_{sw} = \text{實際工作頻率 } f_{sw} [\text{kHz}] \times \text{壽命} [\text{yrs}] \times \text{工作時間佔比} [\%] \div 10 [\text{yrs}]$$

儘管基本晶片技術相同，英飛凌推薦的 CoolSiC™ MOSFET 工作區域是分別針對在模組封裝與分立器件封裝而給出的。這是因為門極訊號的過衝和下衝很大程度上取決於工作條件、電路設計和寄生參數。特別是，分立器件由於電路設計、應用條件、逆變器拓撲、門極驅動設計、PCB 佈局和散熱設計具有更大的靈活性，所以 **推薦工作區 (ROA)** 因而更加保守。由於這些原因，考慮到門極驅動器設計的變化，計算分立器件的 ROA 時已加上了 2 V 的潛在過衝電壓。對於模組，因為可以透過適當的門極驅動器設計實現 0 V 過衝，所以計算 ROA 時不需要考慮額外的過衝電壓。

以基於實際運作工況估算得出的歸一化開關頻率，可以從圖 2 和圖 3 中找到已包括潛在下衝電壓的最小關斷門極電壓，分別用於分立器件和模組產品。

以下的例子可方便理解上述計算方法。如一個光伏逆變器的典型工況：

- 實際工作頻率 20kHz
- 目標工作壽命 20 年
- 工作佔比 50%
- 歸一化的工作頻率為  $20 \text{ kHz} \times 20 \text{ yrs.} \times 50\% / 10 \text{ yrs.} = 20 \text{ kHz}$

對於 18 V 的導通電壓，採用分立器件的 CoolSiC™ MOSFET，包括下衝在內的關斷門極電壓必須介於 -4.6 V 和 0 V 之間，如圖 2 所示。如果開通電壓為 15 V，使用模組封裝的 CoolSiC™ MOSFET，包括下衝的關斷門極電壓必須設計在 -7.7 V 和 0 V 之間（見圖 3）

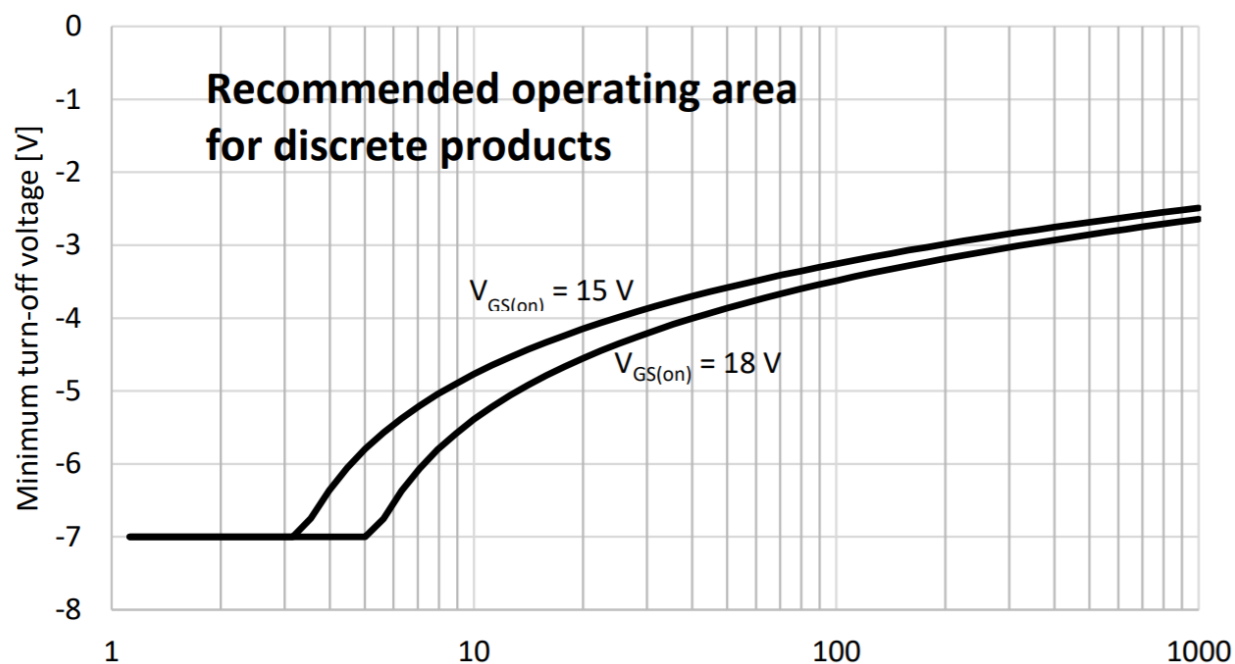


圖 2 分立器件產品的最小關斷門極電壓

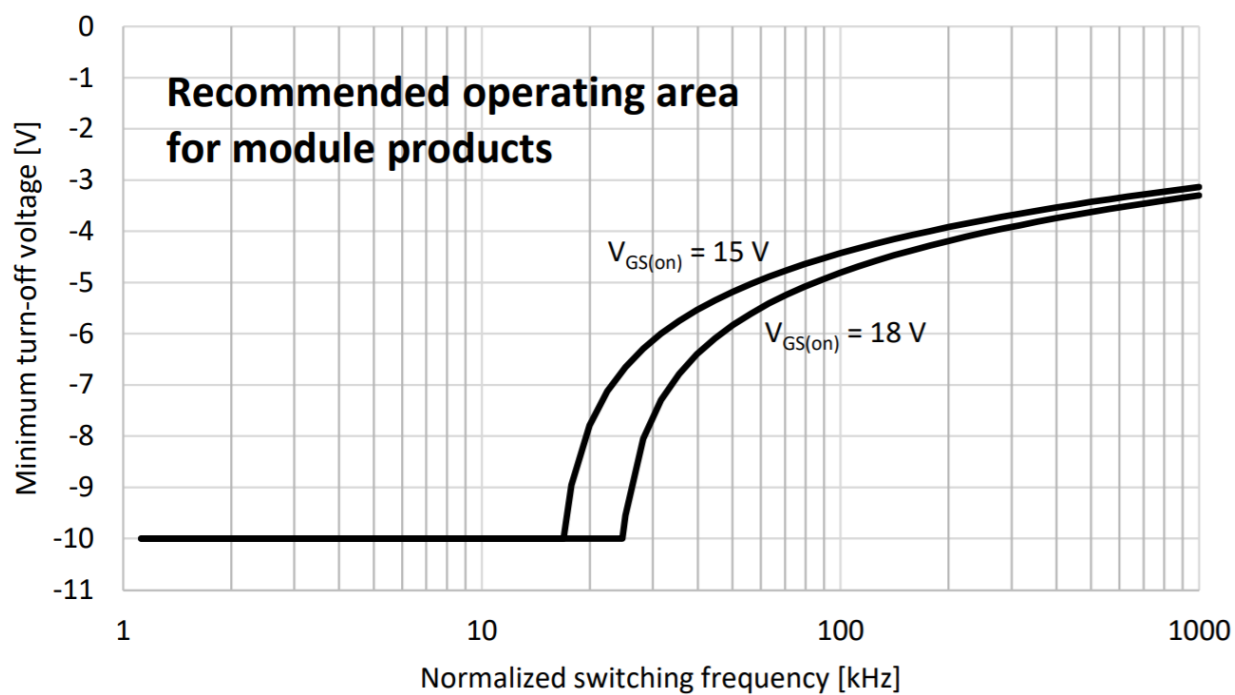


圖 3 模組產品的最小關斷門極電壓

### 3.2. 推薦工作區的定義

制定推薦工作區的最低關斷電壓，是以確保在整個產品壽命期間在  $I_{nom}$  和  $T_j = 125^\circ\text{C}$  工作時的  $R_{DS(on)}$  不會增加超過初始值的 15%。

$R_{DS(on)}$  的增量取決於工作電流  $I_d$ ，和結溫  $T_j$  (如圖 4)。

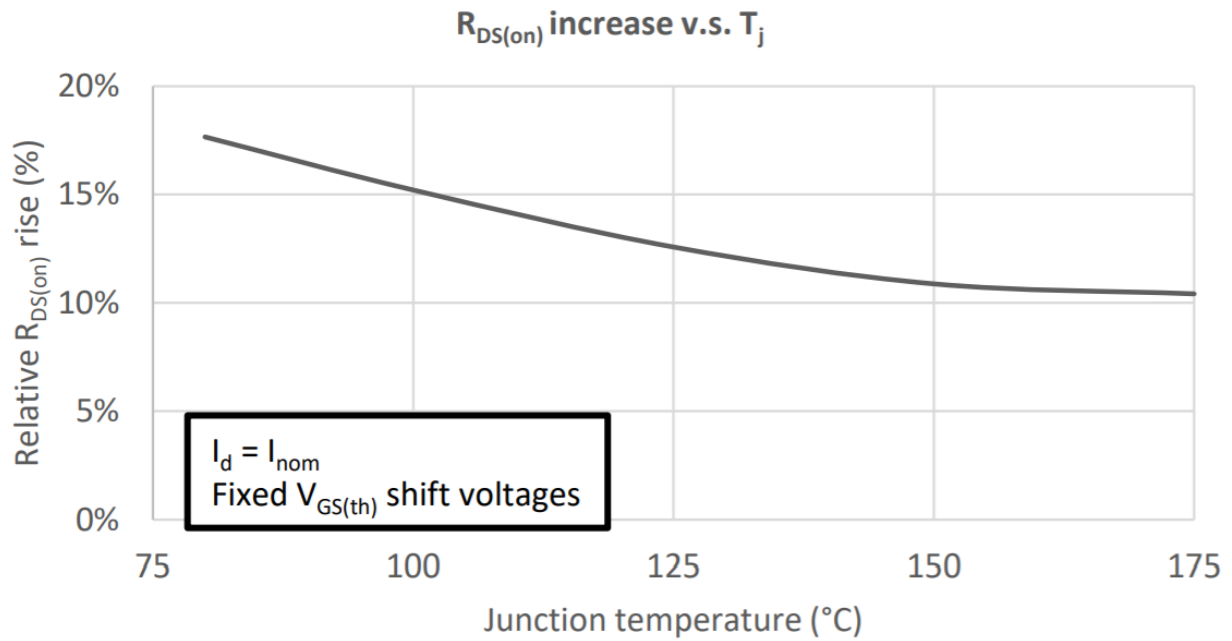


圖 4 不同溫度下  $R_{DS(on)}$  的相對增長

最後要注意的是，最低峰值門極電壓絕不能超過數據表中的最大額定值。此要求與 ROA 無關。

### 3.3. 門極電壓過衝和下衝的定義

$V_{GS(th)}$  漂移是一種長期效應，因此只需考慮重複的過衝和下衝電壓。由偶發性工況如電壓不穩、短路情況等引起的門極電壓的過衝和下衝不應被考慮。

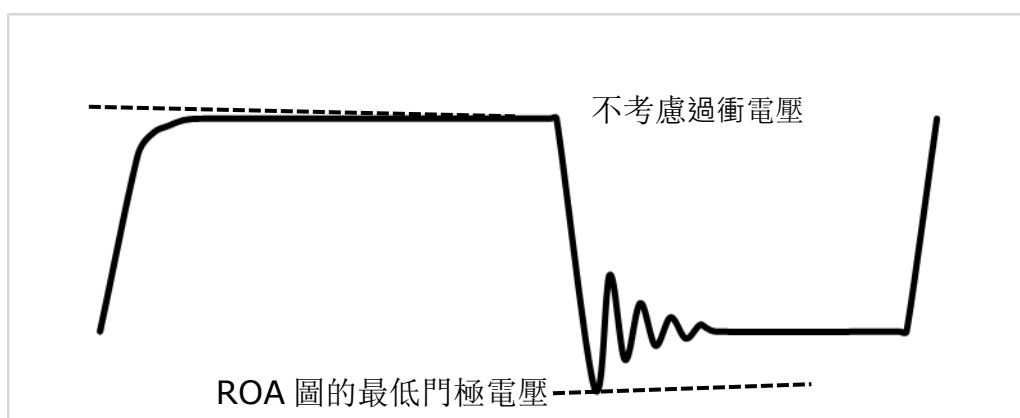
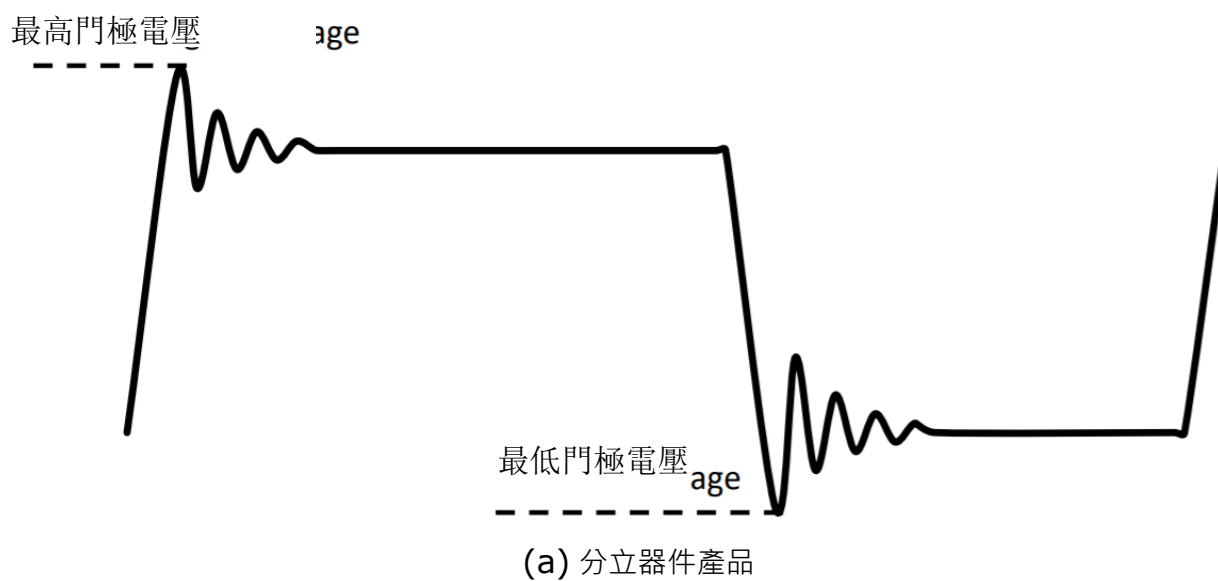
祇有電壓尖峰直接到達芯片晶片上的門極 - 源極端，才會影響  $V_{GS(th)}$  漂移而需要被考慮。要透過實驗量化電壓過衝和下衝尖峰值，理想情況下應直接在芯片晶片端子處測量。但是，實際上這並非總是可行，因此以下指南提供了一個很好的估測方法：

- 如果不需要隔離，請使用高頻寬 ( 100 MHz ) 探頭直接測量
- 或者，如果隔離是必需的，則使用具有高頻寬和高共模抑制能力的差分探頭
- 始終盡可能靠近晶片進行測量，如圖 5 所示



圖 5 門極電壓測量點的範例

門極電壓過衝和下衝的形狀可能因各個逆變器設計而異。應考慮峰值電壓，如圖 6 所示。



(b) 模組產品

圖 6 門極電壓過衝和下衝

### 3.4. 18 V 導通電壓的注意事項

CoolSiC™ MOSFET 可以使用 18 V 門極電壓，以獲得更好的電流處理能力。請注意，高於 15 V 的門極導通電壓具有兩種相反的效果：

- 它降低了典型的  $R_{DS(on)}$  以及  $R_{DS(on)}$  對  $V_{GS(th)}$  漂移的靈敏度
- 在壽命結束時，使用 18V 門極導通電壓產生的  $V_{GS(th)}$  的漂移可能高於 15 V 的門極導通電壓，但由於較大的過驅動電壓， $R_{DS(on)}$  增加將會降低。

還應該考慮到與 15V 導通電壓相比，短路峰值電流要高得多。因此，在 18 V 導通電壓時，器件將無法維持數據手冊中所述在 15 V 的導通電壓下的短路能力。

### 3.5. 關於較小負電壓關斷的注意事項

當工作在較低的負關斷門極電壓（例如 -2V 而不是 -5V）時，對應用的影響很小。但是應該考慮幾個與應用相關的參數：

- $E_{on}$  和  $E_{off}$  會略有變化
- SiC MOSFET 體二極管的正向電壓將降低
- 誤導通風險增加，可能會增加開通損耗。如在 0V 關斷、較高的關斷門極電阻、更大的門極-源極迴路電感等情況中更加明顯

需要強調的是，分立器件 CoolSiC™ MOSFET 產品可以安全地在 0V 關斷電壓時工作。因此，指南中的值不會對性能產生負面影響。此外，它甚至可以容許使用更簡單的單電壓門極驅動電路設計。對使用單開關拓撲結構的 CoolSiC™ MOSFET 模組（如升壓電路），通常可以使用 0V 門極關斷。

### 參考文獻

- [1] T. Aichinger, G. Rescher, G. Pobegen: Threshold voltage peculiarities and bias temperature instabilities of SiC MOSFETs; Microelectronics Reliability 80 (2018) 68–78.