

隔離式閘極驅動器的 峰值電流

■作者：Ryan Schnell
Sanket Sapre
ADI 應用工程師

簡介

當考慮使用何種閘極驅動器時，一個常見的問題是：驅動器可以提供的峰值電流是多少？峰值電流是閘極驅動器產品手冊中最重要之參數之一。此指標一般被視為決定閘極驅動器驅動強度的終極因素。MOSFET/IGBT 的導通、關斷時間與閘極驅動器可以提供的電流有關，但並不能說明全部問題。峰值電流一詞在業界使用非常普遍，許多閘極驅動器產品手冊的標題中包含這一術語。儘管如此，其定義還是會因元件而異。本文討論為特定應用選擇閘極驅動器時使用峰值電流作為決定性因素的問題，並比較產品手冊中一些較常見的峰值電流錶示形式。本文對標題中峰值電流數值相似的閘極驅動器進行了比較，並針對閘極驅動強度作出討論。

應用示例

隔離式閘極驅動器提供位準轉換、隔離和閘極驅動強度，從而操作功率元件。這些閘極驅動器的

隔離特性支援高端和低端元件驅動；如果使用合適的元件，它還能提供安全閘。應用實例如圖 1 所示。 V_{DD1} 和 V_{DD2} 有單獨的地基準，並且各自的電壓可能不同。在本文中，接腳 1 至接腳 3 被稱為原邊，接腳 4 到接腳 6 被稱為副邊。閘極驅動器提供的隔離很容易達到數百 V，因而可以支援較高的系統匯流排電壓。

合適的隔離式閘極驅動器必須能夠再現原邊上存在的時序，並以足夠快的速度驅動功率元件的閘極，以使開關轉換可以達到要求。較快的開關轉換可以降低開關損耗，因此快速切換的能力常常是人們所追求的特性。通常，對於一類切換技術，功率元件可以處理的功率越大，其為閘極驅動器帶來的負載就越大。

隔離式閘極驅動器常常用於半橋配置，如圖 2 所示。高端驅動器必須能夠在系統地和 V_{BUS} 電壓之間擺動，同時為其驅動的功率元件提供必要的驅動強度。

圖 1: ADuM4120 的典型應用。

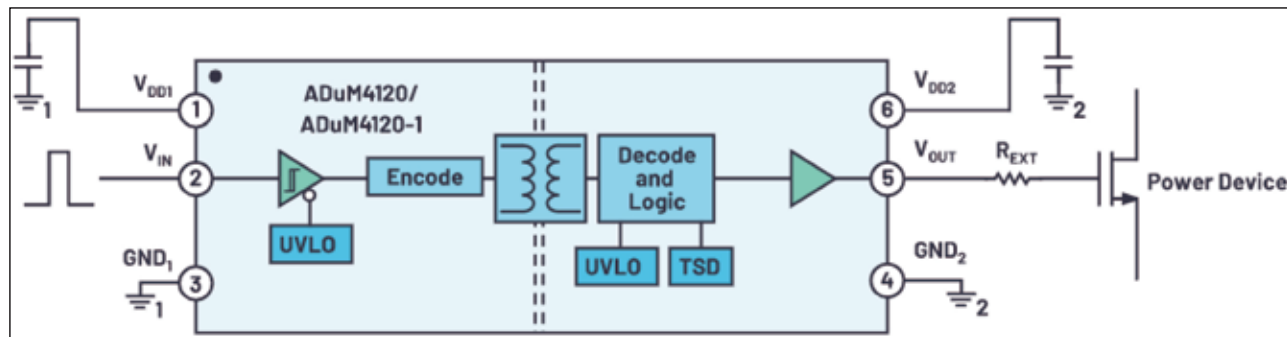
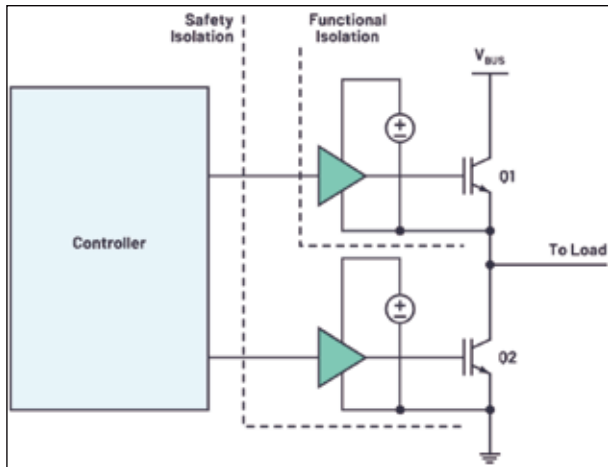


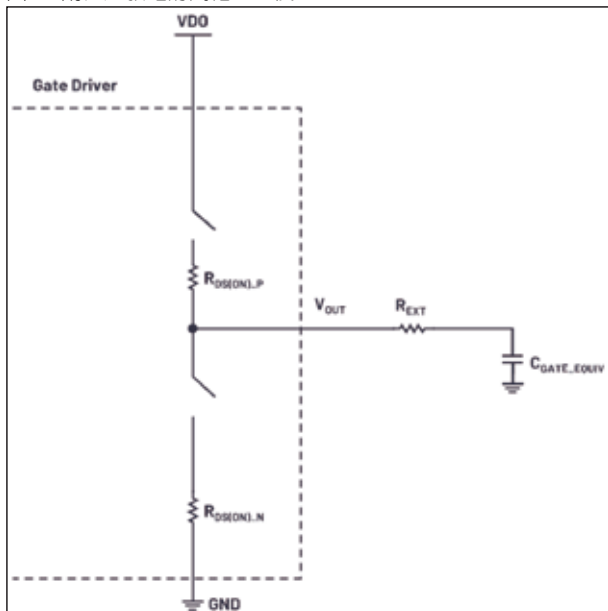
圖 2: 典型半橋應用。



負載考慮

MOSFET/IGBT 的閘極充電或放電所需的時間決定了元件的切換速度。實際使用中會增加一個外部串聯閘極電阻，以便調節閘極電壓的上升 / 下降時間，並可以限制閘極驅動器 IC 的功耗。將功率元件建模為一個電容和具有 MOSFET 輸出級的閘極驅動器，並透過外部串聯閘極電阻運行，我們便得到圖 3 所示的 RC 電路。在此簡化模型中，峰值拉電流方程為 $I_{PK_SRC} = V_{DD}/(R_{DS(ON)_P} + R_{EXT})$ ，峰值灌電流方程為 $I_{PK_SNK} = V_{DD}/(R_{DS(ON)_N} + R_{EXT})$ 。對於短路峰值電流測量， R_{EXT} 設定為 0Ω ，但在應用中，存在

圖 3: 閘極充放電的簡化 RC 模型。



一個外部串聯電阻。

其中：

$R_{DS(ON)_N}$ 為閘極驅動器 NMOS 的導通電阻。

$R_{DS(ON)_P}$ 為閘極驅動器 PMOS 的導通電阻。

R_{EXT} 為外部串聯閘極電阻。

C_{GATE_EQUIV} 為功率元件的等效電容。

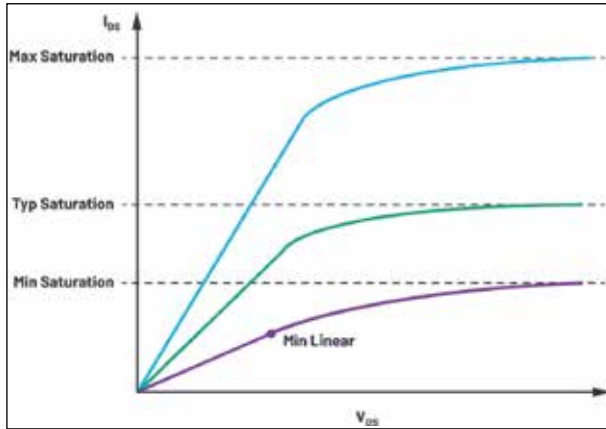
產品手冊標題中的一語多義

峰值電流的本來的作用是簡明地比較閘極驅動強度，但不同廠商的數值不同。圖 4 顯示了 I-V 曲線表示，以及閘極驅動器製造商用來提供峰值電流值的一些常見位準。特定 MOSFET 的 I-V 曲線的飽和水準在整個矽製程和溫度範圍內變化很大，變化幅度常常是典型值的 ± 2 倍。

在許多產品手冊中，特別提到的峰值電流是典型飽和電流，其測量方法是將輸出短路至相對較大的電容，或透過脈衝讓驅動器在非常短的時間短路。很少有產品手冊清楚地表明輸出驅動器在整個溫度和製程變化範圍內的最小和最大 IV 曲線，但如果使用典型飽和數值作為峰值電流值，那麼有些元件將無法在實際應用中提供或吸收那麼多電流。有些產品手冊給出最大飽和值，有些則給出最小飽和值。描述驅動器可用峰值電流的另一種方法是描述最低 I-V 曲線的線性區域中的最高電流或最小線性電流。明確該數值後，用戶便知道所有元件在應用中都能提供或吸收比該額定值更多的電流。此值是保守值，但用戶可以得知，透過適當選擇外部串聯閘極電阻的大小，閘極驅動器輸出 FET 將不會因溫度和製程變化而處於飽和區域。

峰值電流的生產測試通常非常困難，因為測試環境中接觸器的電流受限。隔離式閘極驅動器的峰值電流規格透過設計和 / 或特性來保證並不罕見。不同製造商可能會也可能不會提及峰值電流的最小值或最大值。因此，對於使用峰值電流的哪種表示方式來比較不同元件並沒有達成共識。重要的是應注意，峰值電流不是恆定電流或平均電流。如果閘極驅動器輸出在輸出 FET 的線性區域中正常運行，

圖 4：輸出驅動器 FET 的 I-V 曲線示例。

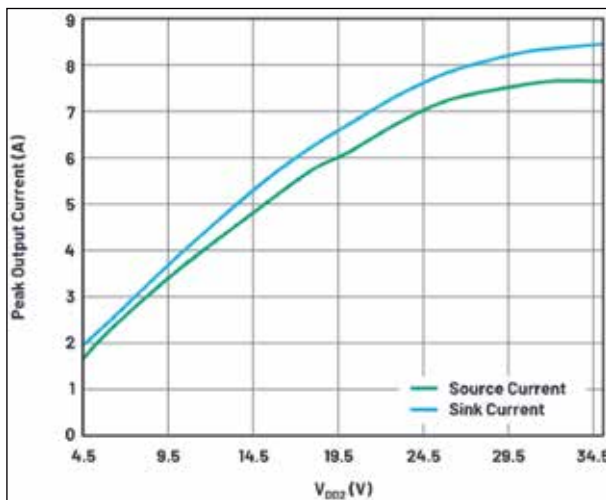


則峰值電流僅在切換剛開始時存在。

雖然整個溫度和製程變化範圍內的完整最小和最大飽和曲線幾乎永遠不會進入產品手冊，但一些隔離式閘極驅動器製造商會提供輸出驅動器的典型 I-V 曲線。這可以表示為短路 I-V 曲線，或採用外部串聯閘極電阻來表示，以便更好模擬實際應用。查看包含外部串聯電阻的 IV 曲線時，電壓軸通常在副邊電壓中指定，這表示繪製的電壓是內部 $R_{DS(ON)}$ 和外部串聯閘極電阻上共用的 V_{DD2} 電壓。

圖 5 顯示了產品手冊中提供的 ADuM4121 典型 I-V 曲線。應該注意的是，ADuM4121 在產品手冊標題中提到了 2 A 的驅動能力，但其典型飽和電流超過 7 A。這是因為該產品手冊的標題使用了峰值電流的保守定義，告訴用戶該元件絕對可以在所有

圖 5：ADuM4121 產品手冊 I-V 曲線。

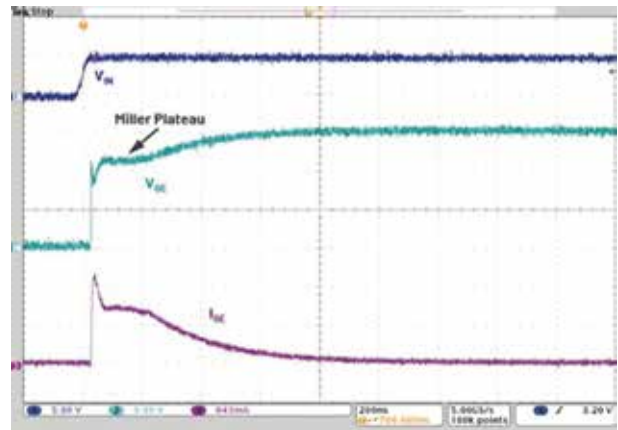


溫度和製程變化下提供 2 A 電流。該 I-V 曲線也是採用 2Ω 外部串聯閘極電阻來類比實際應用性能。重要的是確保使用者在對比不同產品時，每個產品的峰值電流定義是相同的，否則比對時可能會遺漏關鍵因素。

米勒電容

MOSFET 或 IGBT 雖然大致表現為容性負載，但存在非線性，原因是動態閘極-漏極電容，由此產生米勒平坦區——在該區域中，電容在導通（圖 6）和關斷過渡期間會發生變化。在該米勒平坦區間隔期間，閘極電容需要最多的充電電流。峰值電流數值未考慮此時的電流值。但是，較高的峰值電流表示米勒平坦區中的電流通常會更大。

圖 6：IGBT 的導通轉換，顯示出米勒平坦區。



功耗：一個主要考慮因素

要對功率元件的閘極進行充電及放電，能量消耗是必須的。如果使用等效電容模型，並且在每個開關週期都進行閘極的完全充電和放電，那麼隔離式和非隔離式柵極驅動器的閘極開關動作所消耗的功率為：

$$P_{DISS} = C_{EQ} \times V_{DD2}^2 \times F_S = Q_{G_TOT} \times V_{DD2} \times F_S \quad (1)$$

其中：

P_{DISS} 為一個閘極切換週期中消耗的功率。

C_{EQ} 為等效閘極電容。

V_{DD2} 為功率元件閘極的總電壓擺幅。

Q_{G_TOT} 為功率元件的總閘極電荷。

f_s 為系統的切換頻率。

重要的是，應注意，等效閘極電容 C_{EQ} 與功率元件產品手冊中的 C_{ISS} 不是一回事。它常常比 C_{ISS} 大 3 到 5 倍，而總閘極電荷 Q_{G_TOT} 是一個更準確的數值，可供使用。還應注意的是，該方程式中未出現充電和放電的串聯電阻，原因是它僅與切換動作的總功耗有關，而與閘極驅動器 IC 內部的功耗無關。

由於隔離式閘極驅動器的隔離特性，標準要求不同的隔離區透過足夠的爬電距離和電機間隙距離分開。爬電距離和電機間隙距離要減去原邊到副邊區域路徑中的任何電流導體，因此，很少看到隔離式閘極驅動器使用外露焊墊或散熱塊。這表示無法使用一種主要的幫助降低積體電路熱阻的方法，導致將功耗轉移到隔離式閘極驅動器封裝之外（使得在提供工作點時環境工作溫度可以更高）的重要性更高。

由於無法為隔離式閘極驅動器增加散熱塊，因此所用封裝的熱阻大致與接腳數、內部金屬化、引線框架連接和封裝尺寸相關。對於指定產品型號的隔離式閘極驅動器，當比較不同可用元件時，封裝尺寸、接腳數和接腳排列通常相同，所以不同元件的 θ_{JA} 數值大致相同。

閘極驅動器 IC 內的熱耗散是導致內部接面溫度升高的原因。式 1 中計算出的功耗是功率元件閘極接通和關斷的總功耗。閘極驅動器 IC 內的功耗在輸出驅動 FET 的內部電阻 $R_{DS(ON)_N}$ 和 $R_{DS(ON)_P}$ 與外部串聯閘極電阻 R_{EXT} 之間分配。如果閘極驅動器大部分時候在線性區域工作，則閘極驅動器 IC 經歷的功耗比為：

$$\frac{1}{2} \times \frac{R_{DS(ON)_N}}{R_{DS(ON)_N} + R_{EXT}} + \frac{1}{2} \times \frac{R_{DS(ON)_P}}{R_{DS(ON)_P} + R_{EXT}} \quad (2)$$

如果 $R_{DS(ON)_N} = R_{DS(ON)_P} = R_{DS(ON)}$ ，式 2 可簡化為：

$$\frac{R_{DS(ON)}}{R_{DS(ON)} + R_{EXT}} \quad (3)$$

因此，閘極驅動器 IC 從功率元件切換中獲得的總功率等於式 1 乘以式 3：

$$\frac{R_{DS(ON)}}{R_{DS(ON)} + R_{EXT}} \times P_{DISS} \quad (4)$$

從式 4 可以看出， $R_{DS(ON)}$ 越小，隔離式閘極驅動器的功耗部分也越小。如果要滿足所需的上升 / 下降時間，則應保留用於功率元件閘極充放電的 RC 常數。RC 常數中的電阻是內部 $R_{DS(ON)}$ 和外部串聯閘極電阻的串聯組合。換句話說，如果應用中使用的兩個競爭驅動器具有相同的上升和下降速度，則 $R_{DS(ON)}$ 較低的驅動器可以使用更大的外部串聯閘極電阻，而總串聯電阻保持不變，表示閘極驅動器 IC 本身的功耗更低。

比較案例研究

為了說明不同產品的峰值電流定義有何差異，並展示隔離式閘極驅動器中較低 $R_{DS(ON)}$ 的優勢，我們選擇了三款隔離式半橋驅動器，其手冊中均提到了 4A 峰值電流。所有三個驅動器的爬電距離、電機間隙、接腳排列和焊墊圖形都相似。因此，可以使用相同佈局來測試所有三個元件。使用 ADuM4221 評估板作為測試平台來比較 ADuM4221 和另外兩個元件，分別稱為競爭產品 1 和競爭產品 2。評估板如圖 7 所示。

圖 7: ADuM4221 評估板。

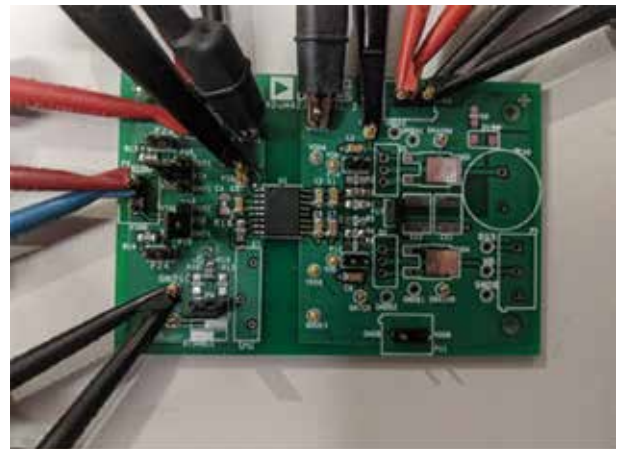


表 1 總 表 1: 產品手冊聲明值比較

結了每種元件的產品手冊聲明的數值。

	拉電流 (A)	灌電流 (A)
ADuM4221	4	4
競爭產品 1	2	4
競爭產品 2	4	6

如果嚴格比較產品手冊中顯示的值，競爭產品 2 提供的閘極驅動看起來最強，因此對於給定負載，其上升和下降時間最快。為簡化分析，負載使用分立陶瓷電容，故波形中不存在米勒平坦區。此外，僅使用雙通道輸出驅動器的一路輸出。

對於第一個測試條件，每個驅動器的負載為 100 nF 電容和 0.5Ω 外部串聯閘極電阻，配置如圖 3 所示。在驅動器上執行一次導通和關斷操作，以使驅動器內部的功耗保持較低。該測試非常類似於峰值短路測試。結果如圖 8 和圖 9 所示。

圖 8 顯示，不同驅動器的導通速度存在很大差異。令人驚訝的是，市場上峰值電流最高的驅動器的

上升時間最慢。電流波形顯示，所有驅動器的輸出都超過了標定的電流值，但競爭產品 2 不能維持高電流。總上升時間是電流積分的函數。檢查圖 9 所示的下降時間，所有三個元件的表現旗鼓相當。儘管各產品的峰值電流相似，但競爭產品 2 的持續電流最低。總體而言，三個元件在關斷測試中表現相似。從該測試可以看到，產品手冊中的峰值電流數值更強的元件，其表現出的驅動強度低於其他元件。

第二個測試條件是調整所有三個驅動器，使其上升和下降時間相似，然後以恆定的切換頻率操作這些元件以評估熱性能。如圖 8 所示，ADuM4221 的上升時間最快，可以使用較大的外部串聯閘極電

圖 8: 導通測試。100 nF 和 0.5Ω R_{EXT} 。(a) 電壓與時間的關係。(b) 電流與時間的關係。

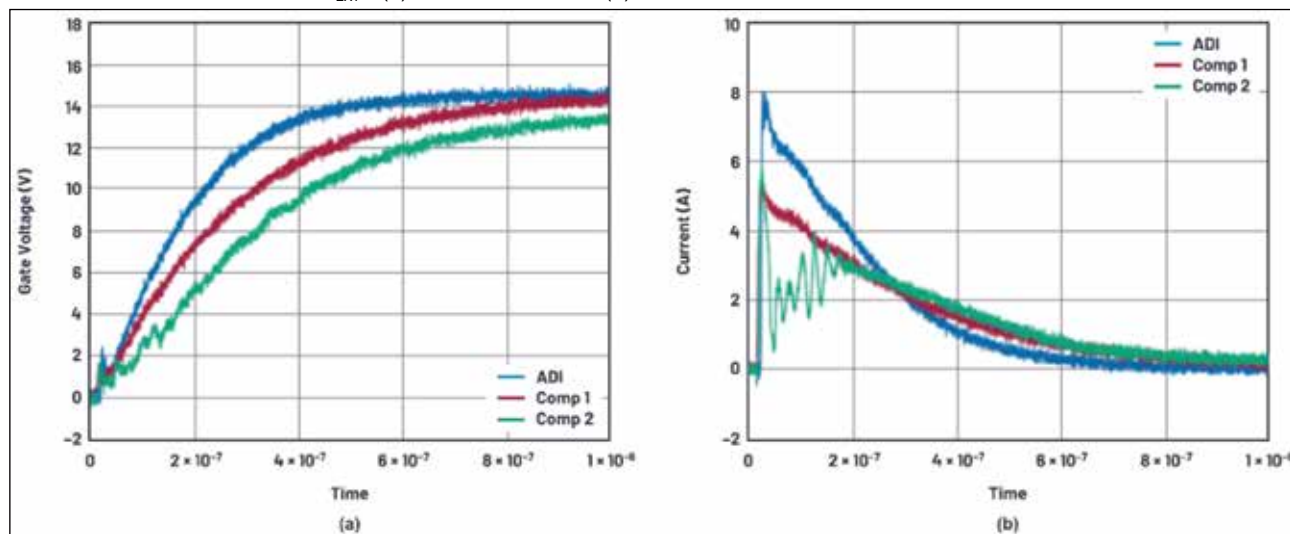


圖 9: 關斷測試。100 nF 和 0.5Ω R_{EXT} 。(a) 電壓與時間的關係。(b) 電流與時間的關係。

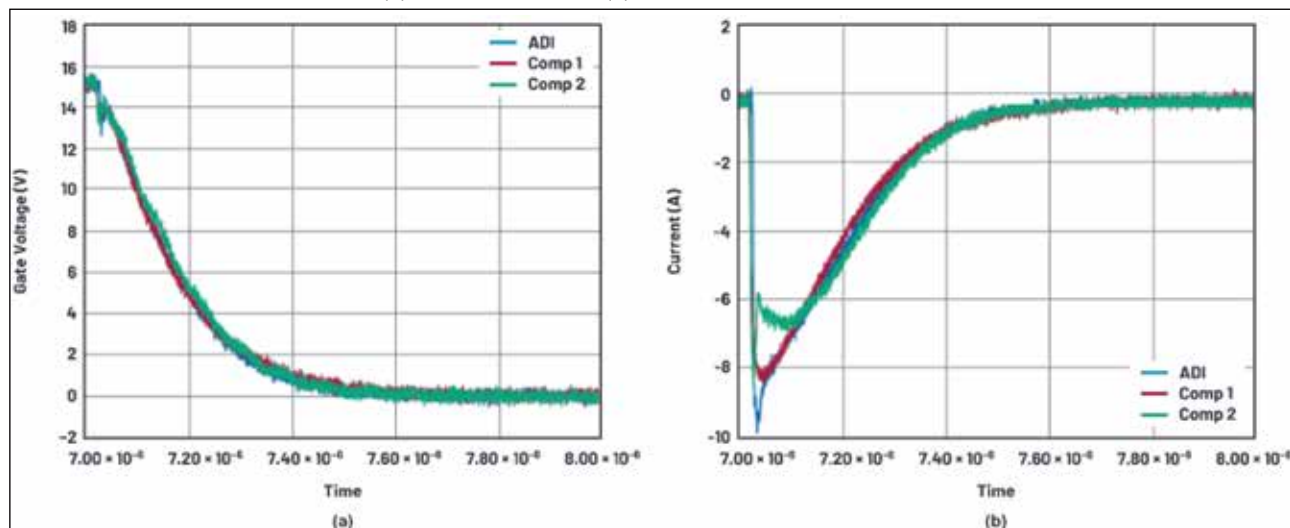
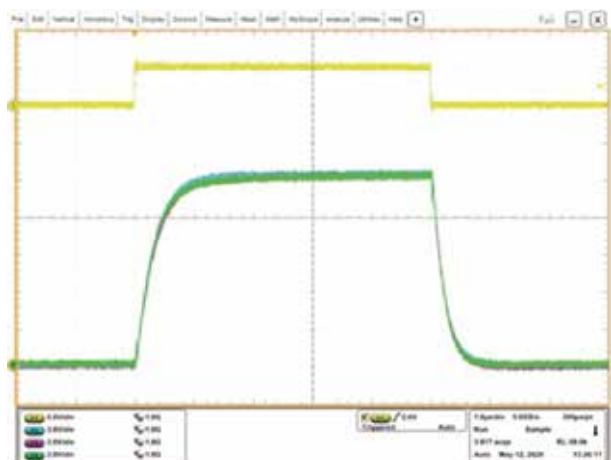


圖 10: 所有三個驅動器調整後的上升 / 下降曲線。通道 1 = 輸入，通道 2 = ADuM4221，通道 3 = 競爭產品 1，通道 4 = 競爭產品 2。



阻以與其他驅動器的上升時間一致。結果發現，針對導通情況，與競爭產品 1 的 0.91Ω 和競爭產品 2 的 0.97Ω 外部串聯閘極電阻相比， 1.87Ω 外部串聯閘極電阻可以使 ADuM4221 具有相似的上升和下降時間。ADuM4221 的關斷電阻調整至 0.97Ω 。輸入和輸出波形如圖 10 所示。

將上升時間和下降時間調至相等時，電流波形的積分是可以比較的，功率元件中的開關損耗在應用中也是可以比較的。透過使用較大的外部串聯閘極電阻，隔離式閘極驅動器外部可以承擔更多的熱負載。圖 11、圖 12 和圖 13 顯示了三個驅動器在相同環境溫度下工作時的熱分佈圖，切換頻率為 100 kHz，副邊電壓為 15 V，負載電容為 100 nF。

熱像儀的十字線是隔離式閘極驅動器的輸出區

圖 11: ADuM4221 熱分佈圖。

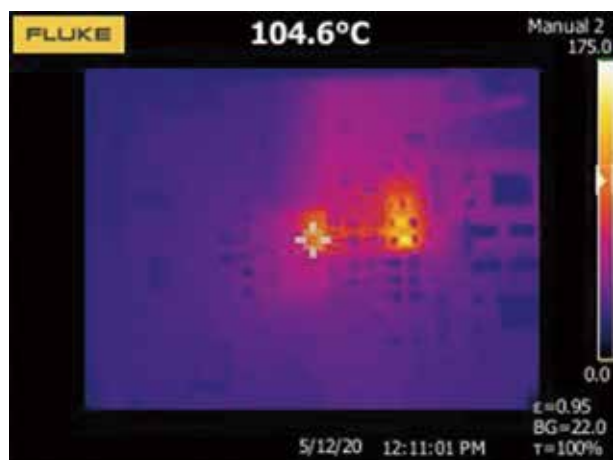


圖 12: 競爭產品 1 的熱分佈圖。

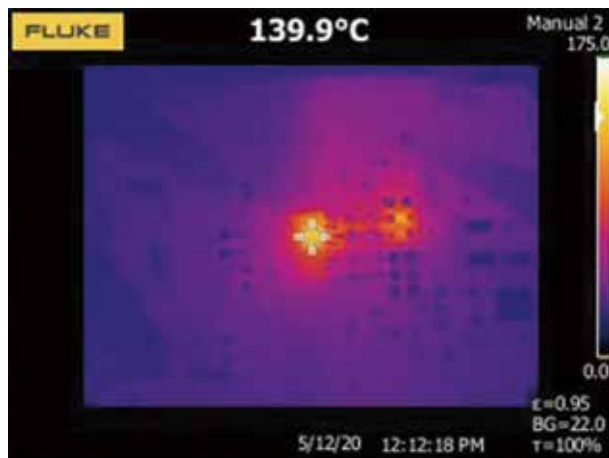


圖 13: 競爭產品 2 的熱分佈圖。



域。每個驅動器右側的亮點是外部串聯閘極電阻。圖 11 中的外部串聯閘極電阻比另外兩個熱分佈圖中的電阻更熱。這是符合預期和需要的情況。所有三個測試均以相同切換頻率和相同負載電容進行，因此總功耗相同。外部電阻的功耗越多，閘極驅動器 IC 本身的功耗就越少。

競爭產品 1 的 IC 表面溫度比 ADuM4221 高 35.3°C ，這是因為較高 $R_{DS(ON)}$ 對競爭產品有熱限制。類似地，競爭產品 2 的功耗導致其表面溫度比 ADuM4221 高 18.9°C ，因而在相同工作條件下其閘極驅動器更熱。其表示，在選擇閘極驅動器時，較低內部電阻所產生的散熱能力是重要考慮因素。在較高環境溫度下工作時，這種溫度升高很重要。表 2 列出了測試結果。

表 2: 熱性能比較：溫度越低越好

	$R_{EXT_ON} (\Omega)$	$R_{EXT_OFF} (\Omega)$	IC 溫度 (°C)
ADuM4221	1.87	0.97	104.6
競爭產品 1	0.91	0.91	139.9
競爭產品 2	0.97	0.97	123.5

結論

廠商報告的源電流和灌電流額定值差異懸殊，粗略瀏覽產品手冊標題便形成對不同元件驅動強度的看法可能會產生誤導。峰值電流定義缺乏透明度

可能導致元件銷售過多或不足，並大幅影響其在客戶進行全面評估之前被特定應用選中的機會。為了進行公平的比較，須確保產品手冊中提到的峰值電流具有可比性。當評估隔離式閘極驅動器時，應考慮熱餘裕和低 $R_{DS(ON)}$ 的重要性。儘管可以將兩個閘極驅動器的上升和下降值調整為相同，但選擇 $R_{DS(ON)}$ 較低的驅動器可以提供更大的熱餘裕和更彈性的切換速度。CTA

資策會深耕亞灣續拓高雄軟體園區二期

財團法人資訊工業策進會（資策會）日前攜手科技產業園區舉辦「高雄軟體園區二期招商座談會」，線上、線下邀集超過 200 位貴賓，台灣微軟、台灣中油、中華電信、仁寶電腦、合庫創投、HTC、日月光等大型資通訊企業貴賓參與，共同商討進駐意願與規劃，在經濟部加工出口區管理處、經濟部技術處、經濟部工業局、經濟部中小企業處、高雄市政府的全力支持下，有望提升國內科技能量，益於地方產業數位轉型。

招商座談中，加工處處長楊伯耕表示「高雄軟體園區二期」位於亞洲新灣區核心地帶，基地緊鄰高軟一期北側，西臨高雄港，鄰近輕軌、捷運等軌道交通，交通十分便利，此絕佳位置更串連都市核心區域，勢必成為 5G AIoT 產業重要據點，因此，招商將鎖定資訊軟體、數位內容、智慧應用等重點產業，結合亞灣 5G AIoT 創新園區計畫及各部會資源，串接資策會、國家實驗研究院、高雄科技大學、中山大學等研發機構，提供 5G AIoT 研發、測試、應用發展的場域，共同打造南台灣科技產業聚落。

資策會地方創生服務處處長洪毓祥也提到，地方創生服務處南區中心已深耕於亞灣高軟園區十餘年，從帶著數家資訊業者與創新育成機構進駐，到如今攜手加工處爭取前瞻 2.0 經費，共同於園區內打造全臺首座「數位轉型共創基地」，來加速南部製造產業數位轉型，未來將為園區帶入經濟部中小企業處國際新創資源，成立「亞灣新創園」。

資策會創生處為響應政策，於全台規劃「區域數位轉型創新中心」，以高雄亞灣為第一站出發，運用 5G AIoT 等智慧科技，推動南部產業數位轉型，服務領域包含智慧製造、體感娛樂、運動娛樂、國際新創育成等多方位業務，攜手南臺灣各地方政府與產業共創價值，帶動投資效益。

「高雄軟體園區二期」位於亞洲新灣區核心地帶，園區未來規劃備受關注，此次招商座談會考量疫情限制，採實體與線上並行，其中台灣微軟、台灣中油、中華電信、仁寶電腦、中興保全等 30 餘位貴賓到場支持，而在線上收看轉播的有合作金庫創投、HTC、日月光、緯創資通、街口支付、中華系統整合、華電聯網、中嘉數位、高盛大等百餘位貴賓，共同討論高雄軟體園區二期進駐規劃，帶動產業發展，打造臺灣未來產業創新發展的國際級聚落。