面向雷射雷達的eGaN®FET — 發揮雷射驅動器EPC9126的最大功效

宜普電源轉換公司應用工程總監John S.Glaser

雷射雷達（lidar）是一種雷達，其電磁輻射處於光波段範圍內[1、2]。在過去幾年間，業界有一種逐漸流行的雷射雷達 - 飛行時間（TOF）距離/景深測量。如果雷射被用作光源，即使在長距離內，也可以測出被測物體/小光點的距離。當與可控光學系統結合使用，可以在三維空間掃描到光點的測距和所測繪的物體。

EPC開發了雷射驅動器EPC9126和EPC9126HC開發板，展示出面向雷射雷達應用的氮化鎵場效應電晶體（eGaN FET）的性能，而且使得最先進的雷射雷達技術得以繼續發展[3、4]。EPC9126和EPC9126HC均備有速查指南（QSG），為使用者提供基本資訊、原理圖和材料清單（BOM）等資料，使得用戶可以即時使用。此外，我們也為用戶提供驅動器的各種佈局的檔案。

然而，儘管雷射驅動器的基本原理像是非常簡單，其高速、電壓和電流會增加寄生元件的影響，這是許多工程師通常會忽略的。本應用筆記旨在回答使用者的常見問題，以及更深入探討雷射驅動器的設計，從而幫助用戶發揮驅動器的最高性能。

寫這篇應用筆記的目的，是希望作為速查指南的輔助工具。用戶在學習及使用EPC9126和EPC9126HC開發板時，請同時參考此應用筆記和速查指南，相輔相成。

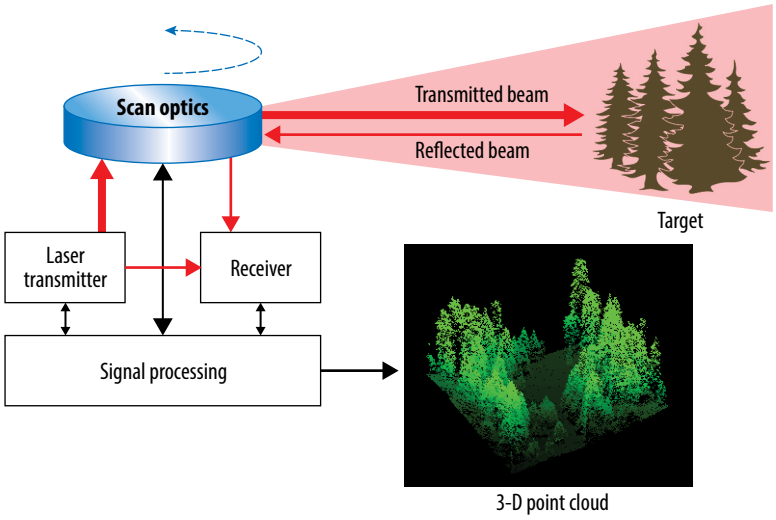
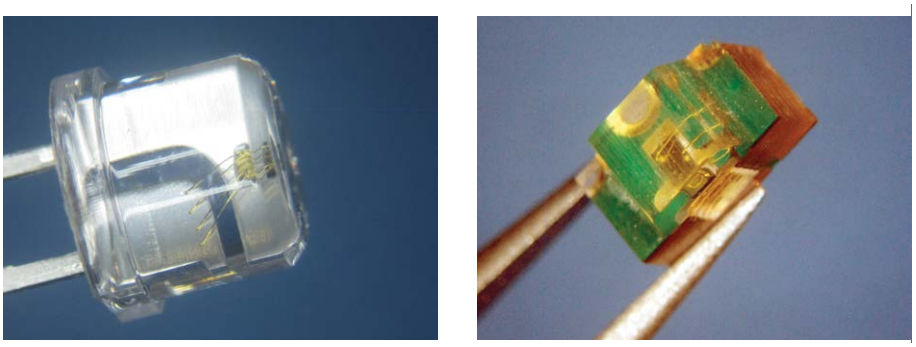


圖1：雷射雷達的基本系統。

雷射和脈衝的要求

TOF雷射雷達通常使用近紅外線（NIR）半導體雷射二極體，雷射是側面發射外延雷射或是垂直腔面發射雷射器（VCSEL）。圖2展示出典型的雷射二極體 [5、6]。雷射二極體的電氣特性是用作為整流器。當正向偏壓超過若干的臨界電流時，它發射出雷射輻射，其輸出光功率與正向電流大約成正比。因此，如果用電流脈衝驅動它，可實現雷射脈衝[7]。雷射光脈衝有兩個主要參數 - 脈寬和能量，它們分別對距離解析度和測距範圍的影響很大。



SPL PL90_3 **TPGAD1S09H**

圖2：用於TOF雷射雷達的典型雷射二極體。

光信號的脈寬對雷射雷達系統的距離解析度影響很大[8、9]，其原因如圖1所示。我們看到在上面所展示出的情況，雷射雷達發送窄脈衝。由於光脈衝必須發送到目標、被反射及返回，如果目標的距離是d值，脈衝傳輸和接收的相距時間 t_d 就可由以下的（1）方程式計算出：

$$t_d = 2d/c \qquad (1)$$

其中，c是空中的光速，大約是30 厘米/納秒（英制大約是1 英尺/納秒）。從測量所得的 t_d 可以計算出距離。現在，我們假設發送更長時間的脈衝，如圖中下面的情況所展示。我們看到如果脈衝長度足夠，反射脈衝會開始重疊而更難區分場境中的物體。

實際上，要找出理想的脈衝長度，可考慮利用1納秒的電流脈寬來驅動雷射二極體，這相對是30 釐米的光脈衝長度。當目標物體接近15 厘米的距離時，接收到的脈衝開始重疊，並且變得難以分辨。雖然各種信號處理技術都可以提高給定的脈寬解析度，較短的脈寬很明顯具有更高的固有精準度，而且該脈寬是數納秒或更短，是人本尺度的理想解析度。

脈衝能量決定雷射雷達的範圍。由於設計要求更好的解析度，需要採用更窄的脈衝，從而增加二極體的電流，並保持足夠的脈衝能量。典型脈衝電流範圍從數安培到數百安培不等。給定多個雷射二極體的額定脈衝電流在數十安培的範圍內。如果根據典型資料表所載的測試條件，例如脈衝重複頻率（PRF）是1 kHz、脈寬 t_w 是100 納秒、峰值電流 I_{DLpk} 為30 A、工作溫度TOP是23-25°C，三結邊緣發射雷射器的輸入峰值功率可高達300 W。為了防止雷射晶片過熱，平均測試佔空比通常小於0.1%。這些雷射二極體有可能在較高電流和較短脈寬下工作，以及可實現更高的光峰值功率。

總括而言，對雷射雷達系統中商用並已有供貨的雷射二極體的典型要求，驅動業界實現從數安培到數百安培的理想峰值脈衝電流範圍，以及從1至10 納秒的脈寬。下章節將解構如何實現這些極端的脈衝。

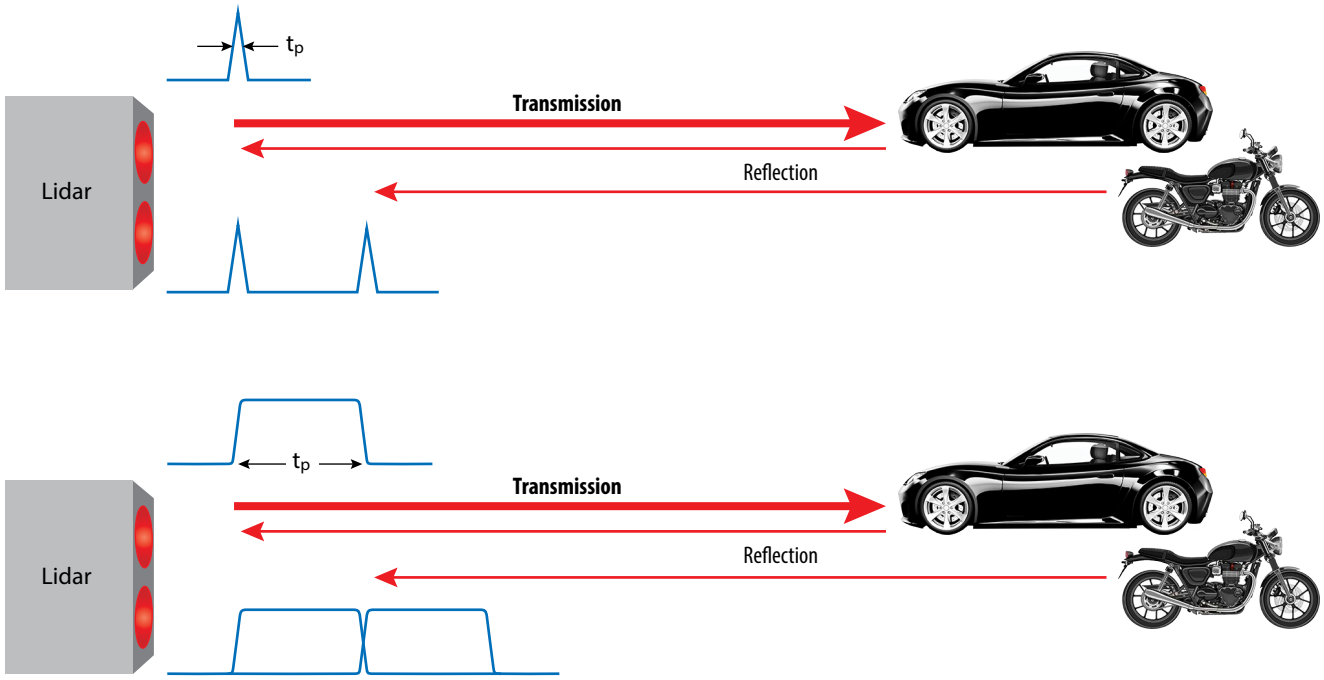


圖3：雷射雷達脈寬對解析度的影響。上圖：窄脈衝可以很容易區分反射資料。下圖：較寬的脈衝可以重疊並使得它們難以區分場境中的物體，並且降低距離解析度。

雷射驅動器

面向雷射雷達應用的典型脈衝雷射驅動器使用與雷射和電源串聯的半導體開關。雜散電感和半導體電源開關的速度限制了其性能。在過去的十年裡，極具成本效益的氮化鎵（GaN）功率場效應電晶體已經商用化及推出市場，其電感低很多，而且與等效矽MOSFET相比，其開關品質因數可以好10倍[10]。圖4展示出EPC2016C氮化鎵場效應電晶體是一個100 V元件，可產生75 A脈衝[11]。

與更陳舊的矽MOSFET元件相比，氮化鎵場效應電晶體（eGaN FET）在性能方面實現了質的飛躍。它在給定的峰值電流能力下，開關速度快很多，從而可以實現在雷射負載下[13、14]，大於100 A的電流、小於2　納秒的脈寬，儘管二者不能同時兼得（目前未能同時實現得到！）。

有多種不同的雷射驅動器拓撲結構，但適用於高功率的，有兩種主要拓撲：前沿控制共振雷射驅動器和限流型雙緣控制驅動器。由於共振雷射驅動器最常見於需要高速開關的應用，因此以下的討論內容主要與這種驅動器相關。

EPC9126和EPC9126HC雷射二極體驅動器

EPC9126雷射驅動器是一個多功能平臺，可測試eGaN FET和雷射二極體的性能。EPC9126和EPC9126HC的PCB相同，而兩個驅動器的組件有一些差異。已經發貨的EPC9126具有較低的峰值電流和較短的脈衝，而EPC9126HC具有較高的輸出電流和較長時間的脈衝。表1總結了其主要差異。其實，除了這些差異外，兩個電路板是相同的，而且，除非標明，本筆記均適用於這兩個電路板，並統稱為EPC9126xx系列。

發貨付運時，這兩個電路板被配置為共振鐳射驅動器。關於這些驅動器的基本操作以及其設計公式，我們將在以下討論。

共振電容放電雷射驅動器的設計

圖5是共振電容放電雷射驅動器的簡化原理圖。圖6是主要的波形。

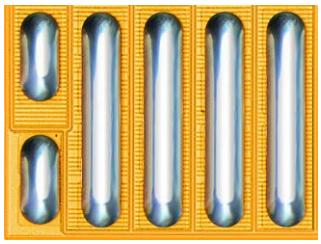


圖4：EPC2016C - 100 V、75 A、16 mΩ的尺寸為2.1 毫米x1.6 毫米。通過了車規級AEC-Q101認證的EPC2212的外形尺寸和額定值相約[12]。

元件	EPC9126	EPC9126HC
FET	EPC2016C / EPC2212	EPC2001C
FET脈衝電流額定值	75 A	150 A
電流分流器	102 mΩ	94 mΩ
共振電容	1.1 nF	2.8 nF

表1：EPC9126和EPC9126HC的差異。

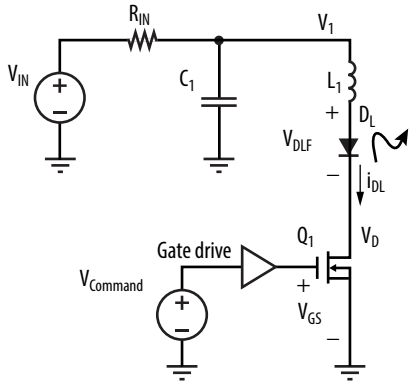


圖5：電容放電共振驅動器。

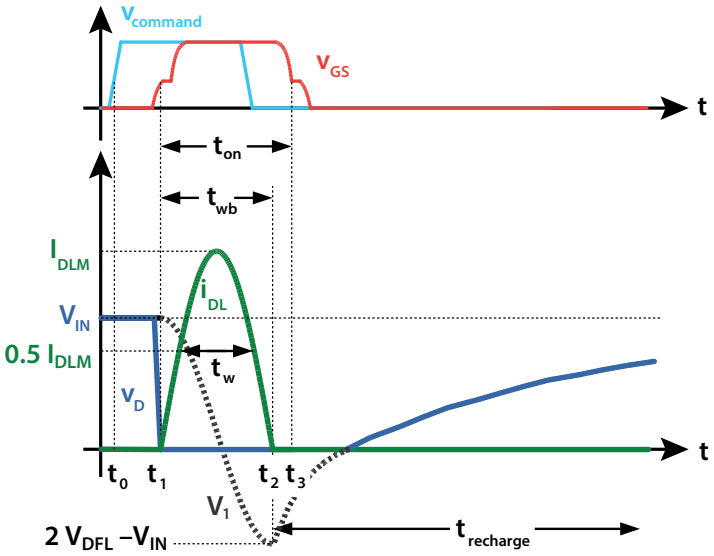


圖6：圖5的電容放電共振驅動器的主要波形圖。

假設Q_1是一個理想開關，D_L是一個具有固定正向壓降V_{DLF}的理想二極體。該驅動器的工作原理如下：Q_1在關閉狀態開啟，所以i_{DL} = 0。電容器電壓v_1 = V_{IN}，通過R_1充電。當t是t_0時，$V_{command}$觸發閘極驅動，從而在 t = t_1時將Q_1開啟，並通過雷射D_L和電感器L_1放電為C_1。C_1和L_1形成一個共振網路，因此iD_L和vC_1採用正弦波的振鈴。由於雷射二極體正向下降，有效初始電容電壓為$V_{C1,0}$ = V_{IN} – V_{DLF}。在t = t_2時，i_{DL}返回零值，而且v_{C1} = 2 V_{DLF} – V_{IN}。這時，D_L防止電流逆向，而C_1通過R_1再充電。當t = t_3時，V_1到零之前，開關Q_1將關斷。電容器充電時間的常數τ_{chrg}和共振週期t_{res}為

$$\tau_{chrg} = R_1C_1 \quad (2)$$

$$t_{res} = 2\pi\sqrt{(L_1C_1)} = 2t_{wb} \quad (3)$$

τ_{chrg}>>t_{res}，因此R_1對L_1–C_1共振的影響很小。共振特性阻抗R_0和半高寬（F_{WHM}）t_w為：

$$R_0 = \sqrt{\frac{L_1}{C_1}} \quad (4)$$

$$t_w = t_{res}\frac{\pi - 2sin^{-1}\frac{1}{2}}{2\pi} = \frac{t_{res}}{3} \quad (5)$$

這種雷射驅動器拓撲結構的優點是：

- 利用雜散電感
- 穩定的脈衝形狀
- 通過V_{IN}值取得脈衝能量
- 開關是接地參考，是一個簡單的驅動器
- 只有閘極開啟需要精確控制（單邊控制）
- 鐳射電流脈寬可小於閘極驅動的最小脈寬

雜散電感的影響

我們可以使用以下（6）方程式計算出雷射二極管的峰值電流I_{DLpk}：

$$I_{DLpk} = \frac{V_{IN} - V_{DLF}}{R_0} \quad (6)$$

電感對設計有很大的影響。從（3）、（4）、（5）和（6）方程式開始，我們求解VIN以找到：

$$V_{IN} = \frac{2\pi L_1}{3t_w}I_{DLpk} + V_{DLF} \quad (7)$$

方程式7顯示圖（7） 計算出的雷射器上有9 V正向二極體壓降的電壓V_{IN}與30 A的L_1之相比。我們可以看到，在給定的雷射和脈衝形狀的條件下，所需V_{IN}將隨L_1呈線性增加。

驅動器的開關屬性

上述分析假設使用理想的開關，但實際的半導體開關具有不是零的開關時間和飽和電流限制。此外，開關及其封裝的電感可以很大，這不僅增加了給定脈衝形狀所需的電壓，而且還減慢了開關的開啟速度。

從前首選的開關技術是採用矽功率MOSFET。然而，隨著雷射雷達系統設計人員要求更高的器件性能，矽功率MOSFET反而成為了主要的限制因素。原因有兩個：首先，由於需要大尺寸的晶片來實現電流和電壓方面的要求，結果是出現更大的閘極電荷。這樣，大大降低了MOSFET的開關速度[15]。第二，大型的MOSFET器件是一種垂直元件，由於晶片的兩側都有連接，因此必需使用外部封裝，使得在電源回路和柵極驅動回路中都大大增加了電感[16]。前者導致更高的電壓要求和更大尺寸的晶片，而後者則進一步減慢了元件的開啟速度。

在過去的幾年間，最新的氮化鎵功率場效應電晶體（GaN FET）已經推出市場。與矽MOSFET元件相比，GaN FET在雷射雷達應用中有多個卓越的優勢。第一，與具有相約的額定電流[17]的MOSFET元件相比，這些氮化鎵元件的輸入電容C_{ISS}低出10倍，從而使得GaN FET的開啟速度更快。第二，GaN FET是一種橫向元件，使用晶圓級晶片規模封裝（WLCSP）。WLCSP具有極低的電感、卓越的散熱性能、高可靠性和最小的附加成本。第三，GaN FET晶片的尺寸比具有相約電壓和電流額定值的矽功率MOSFET小得多，從而進一步降低了電感，並使得相鄰的雷射器的相互間距可以很窄，對於多種應用來說，非常有利，例如適用於多通道的雷射雷達應用[18]。

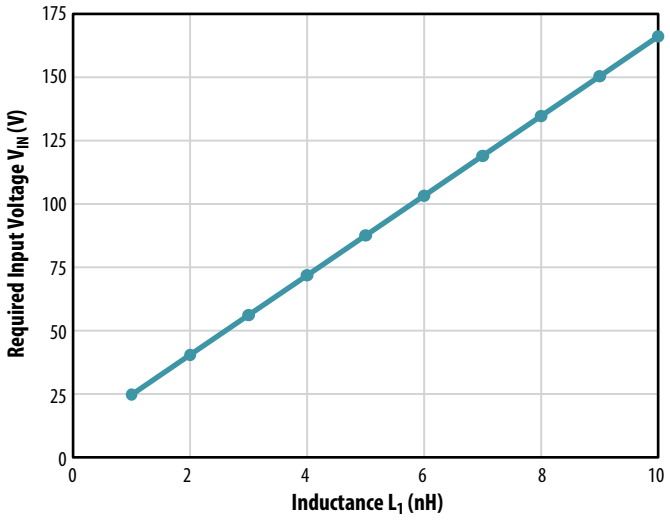


圖7：I_{DLpk} = 0 A、t_w = 4 ns及V_{DLF} = 9 V的匯流排電壓V_{IN}與電感L_1的關係。

基本設計過程

現在我們可以利用以上的討論內容，設計一個共振雷射雷達驅動器。系統設計通常需要雷射脈衝符合一些規格，它們是：

- 脈衝峰值振幅I_{DLpk}
- 半高寬 (FWHM) 脈寬t_w
- 脈衝重複頻率 (PRF)
- 雷射二極體壓降V_{DLF}

當選擇了所要求的脈衝，完成設計前需要確定電源回路電感 (L_1)，這在第3.4節討論，但目前假設已經有其估計值。

為了確定共振電容器C_1值，我們使用 (4) 和 (6) 方程式來計算出：

$$C_1 = L_1 \left(\frac{I_{DLpk}}{V_{IN} - V_{DLF}} \right)^2 \quad (8)$$

充電電阻器R_1值由 (2) 方程式確定，便得出以下的 (9) 方程式：

$$R_1 = \frac{\tau_{chrg}}{C_1} \quad (9)$$

由於$\tau_{chrg} >> t_{res}$，我們只需要足夠大的τ_{chrg}值。散熱受限，逼使典型的脈衝占空比小於1%或1%，R_1值通常不需要精准地確定。如果需要在更高的占空比值下工作，我們將在第6.4節討論。

最後，根據 (7) 方程式確定所需的匯流排電壓V_{IN}，並與I_{DLpk}用來為FET Q_1選擇適當的器件型號。從 (7)、(8) 和 (9) 方程式找出其它餘下的數值，設計便完成了。

如何確定電源回路電感

我們看到所需的輸入電壓幾乎隨雷射電感呈線性增加，以及輸入電壓決定了FET和電容器的額定值。此外，要知道雷射驅動器的匯流排電壓從哪裡來--很大機會是從電路中的另一個升壓轉換器來。L1減少越多，餘下的設計就越簡單，成本也會越低。參考文獻[19]深入闡釋PCB電感得以最小化的主要原理，也涵蓋了多種可以降低佈局的電感的有用技術。該文指出，由於eGaN FET採用晶片級封裝，FET、PCB、匯流排電容和電流感測分流器 (如果需要) 的電源回路電感值可以保持低於1 nH，並且可能接近500 pH以下。EPC9126xx的雜散電感接近1 nH，這取決於FET和負載的安裝位置。該值高於可實現的最優值，因為折衷是不能增加設計的多功能性，尤其是可支援不同雷射封裝的性能。

現在讓我們看看其他的電感來源 - 主要的來源是鐳射。之前我們談過，最好是通孔雷射器可以提供大約5 nH的能量，而通常能量可以高很多。表面貼裝雷射器將產生接近1到3 nH的能量，這使得雷射器是產生電感的主要來源。請注意，大部分鐳射電感來自鐳射封裝，包括焊線。雷射器製造商都知道鐳射封裝電感可能影響性能，因此有望在這方面，於不久的將來，會進一步得到改善。

不幸的是，在設計開始時，很難知道準確的L_1值。這樣，可能必需使用反覆運算演算法。在初始設計，可以考慮給場效應電晶體額外的電壓，這有助於解決沒有預計到的一些電感。

EPC9126xx硬體驅動器設計

圖8展示出EPC9126xx雷射驅動器的典型連接圖。雖然連接和操作的詳細描述可參看速查指南[20、21]，但這個圖表很有用，讓我們闡析如下。

所有信號I/O都使用SMA連接器。該設計包括電壓測試點，包含嵌入式傳輸線探針，輸出為J3、J7、J9和J10。電流測量分流器的輸出在J6。設計的細節可以在[3、4]參考文獻找到，包括Gerber佈局文檔和整個原理圖。根據[19]參考文獻，佈局的設計旨在實現最小化的總電感。

圖8是驅動器，以及放大了設計的主要部分。為了使電感L_1最小化，儲能電容器C_1（PCB上的C_{11}、C_{12}、C_{13}、C_{14}、C_{15}）和電流測量分流器（R_{12}、R_{13}、R_{14}、R_{15}、R_{16}）都由五個尺寸為0402的表面安裝封裝並聯連接。頂平面和地平面之間的間距為250 µm（10 mil），電感是最小化。為了把成本降到最低，不使用盲孔、埋孔或微通孔。

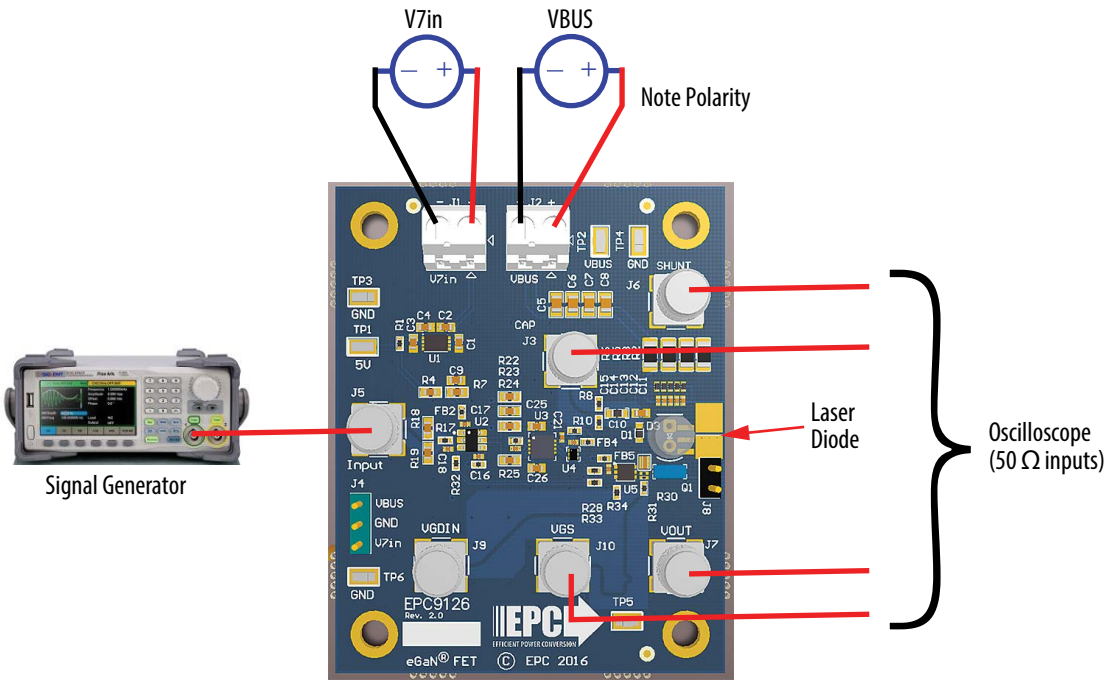


圖8

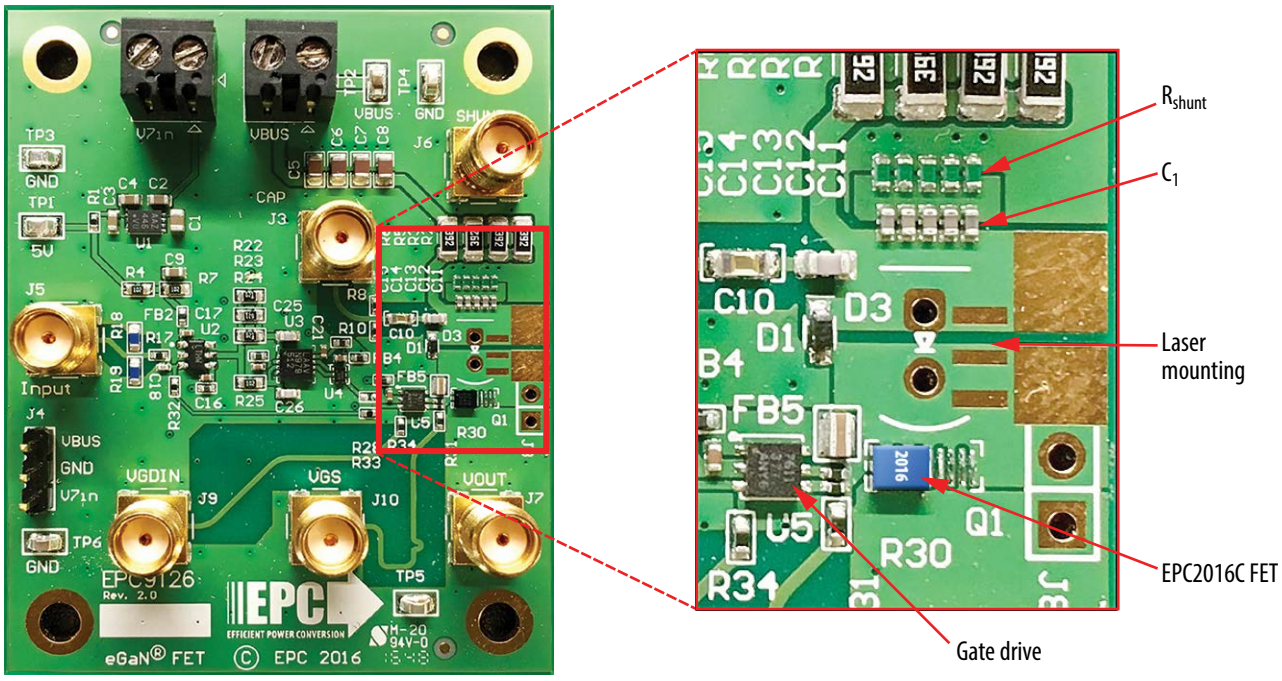


圖9：給實驗驗證用的、基於GaN FET的EPC9126雷射驅動器。

電流測量有賴高性能的分流器，所以必須倒裝分流電阻器，從而把串聯電感從200 pH降到40 pH，及相應增加分流器的頻寬達四倍[13]。我們會在本筆記的第9頁的電流感應章節中詳細討論。

實驗結果

EPC9126和EPC9126HC雷射驅動器均通過Excelitas TPGAD1S09H表面貼裝雷射器的測試。在寫此筆記時，Excelitas雷射器是一種具有最低電感的表面貼裝高功率脈衝雷射器。設定輸入電壓均為75 V，我們得出以下談論的EPC9126及EPC9126HC的電路測試結果。

EPC9126

電源回路電感L_1的估值為2.3 nH。如果設計具有35 A的I_{DLpk}和3.5 ns脈寬，則C_1 是1.2 nF和V_{IN}是60 V。電容器值C_1為1.1 nF，因為這是最接近標準元件可以實現到的數值。我們採用NP0/C0G陶瓷電容器，因為其電容穩定、損耗小。圖10展示出V_{IN}為75 V的測試結果。當t_w = 3.4 ns時，峰值電流I_{DLpk}為35 A。這相當於雷射器P_{DLpk} > 300 W的峰值功率輸入。基於不同的電容值、電感估值誤差、分流器的額外壓降及雷射二極體的壓降並不是一個固定值，因此得出不同的結果和數值。

EPC9126HC

電源回路電感L_1的估值較低，為2.0 nH，因為EPC2001C元件的佔板面積比EPC2016C大。如果設計具有70 A的I_{DLpk}和5 ns脈寬，則C_1是2.85 nF和V_{IN}是78 V。電容器值C_1是2.8 nF，因為這是最接近標準元件可以實現到的數值。我們採用NP0/C0G陶瓷電容器，因為其電容穩定、損耗小。圖10展示出V_{IN} 為75 V的測試結果。當t_w = 5.0 ns時，峰值電流I_{DLpk}為63 A。這相當於雷射器P_{DLpk} > 1300 W的峰值功率輸入。基於不同的電容值、電感估值誤差、分流器的額外壓降及雷射二極體的壓降並不是一個固定值，因此得出不同的結果和數值。

使用EPC9126的提示和技巧

EPC9126xx的靈活性很高，可利用它來實踐新設計概念或認識具備快速開關和大電流脈衝優勢的元件。本章節提供設計詳情，以及建議採用不同方法來構建設計。圖12是EPC9126x的方框圖及為本章節提供有用的參考資料。

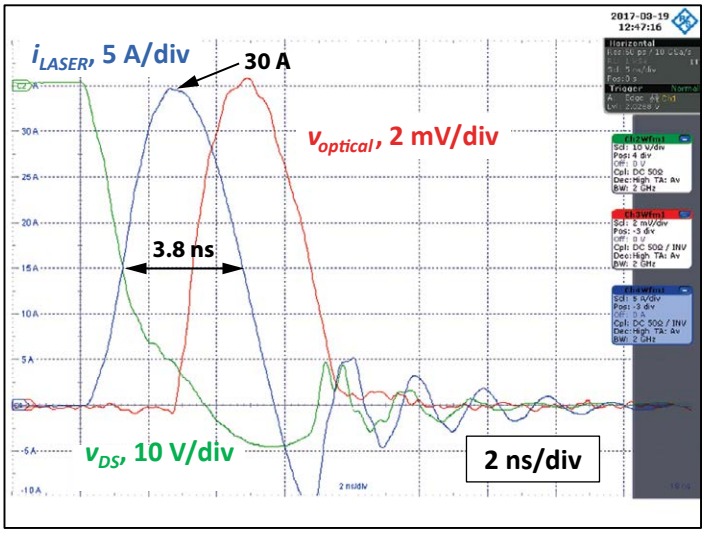


圖10：基於75 V_{IN} 的 EPC2016C GaN FET的EPC9126雷射驅動器的實驗結果。當t_w為3.4 ns時，其峰值電流I_{DLpk}是35 A。

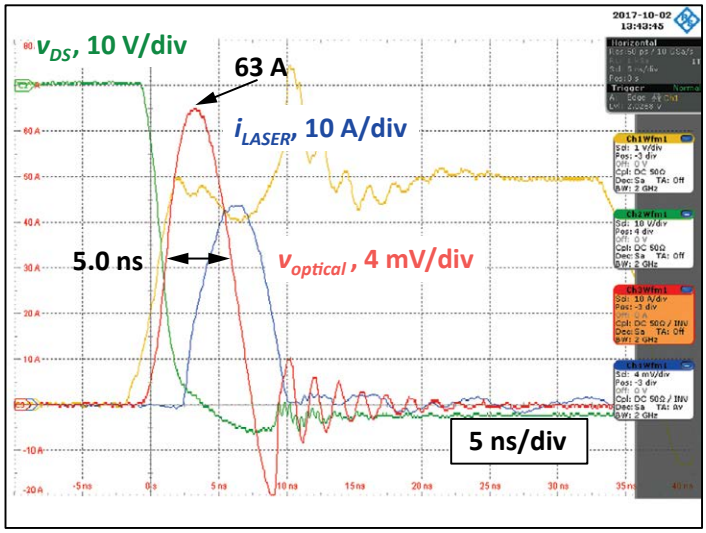


圖11：基於75 V_{IN}的EPC2001C GaN FET的EPC9126HC雷射驅動器的實驗結果。當t_w為5.0 ns時，其峰值電流I_{DLpk}是63 A。

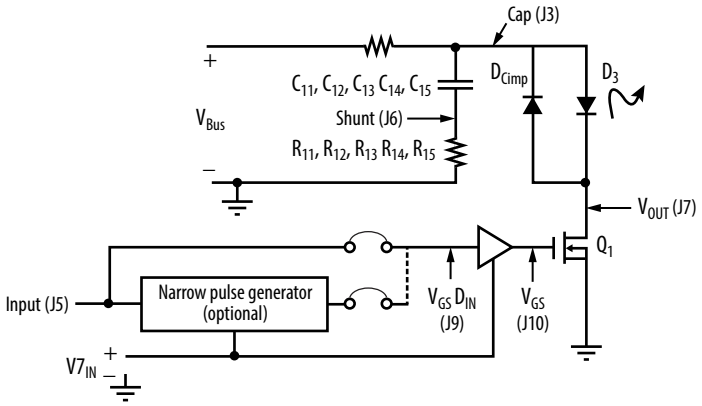


圖12：EPC9126xx的方框圖。

輸入和輸出

使用射頻技術是因為雷射脈衝驅動器具有快速開關速度的優勢，尤其是電纜線及測量採用控制電阻器及50 Ω的標準電阻器。如果你不太瞭解，請在開始設計前，參閱相關的資料。其中一個很好的參考資料可以在參考文獻[22]找到，因為詳細的闡析不在本筆記的討論範圍之內。

輸入端的終端是連接一個具有低電感的50 Ω電阻器（並聯兩個100 Ω電阻），及直接輸入一個臨界電壓為2.5 V的電流感應比較器。當用50 Ω電纜線連接至脈衝發生器時，會出現最小化的振鈴和反射。如果希望用邏輯閘極直接驅動電路板，由於很多邏輯閘極的輸出阻抗可以達數百歐姆，因此它們不會驅動輸入到足夠高的電壓水準。這樣，可以移除輸入端的電阻器，但連接至邏輯閘極則必須具有最小化的振鈴或脈衝反射。如果設計者不瞭解，請參看之前提及的相關參考資料。

所有輸出支援50 Ω負載。最好利用50 Ω電纜線連接至採用50 Ω內部輸入的示波器。請留意在示波器輸入端使用外部50 Ω接線端子，而示波器輸入被設置為1 MΩ，這是可以的，但頻寬將受限於1 MΩ輸入連接的典型輸入電容。該電容常常會限制測量頻寬在200 MHz以下，使上升時間最小化--接近

1 ns，這比它們實際上的速度看來慢很多。

安裝雷射器

EPC9126xx的設計使得封裝和安裝雷射器或其他負載可以非常靈活。通孔之間有100 mil的間距，從而可以安裝帶引腳的雷射二極體封裝。而且，EPC9126xx備有佔板面積給表面貼裝的Excelitas雷射二極體。最後，板上備有各個裸焊盤，從而可以靈活安裝不同的封裝，或甚至是雷射裸片。圖13展示安裝雷射器的一些可行方法。

共振電容器

當電感最小化後，設計工程師可控制的主要參數是電壓和共振電容。共振電容器應該具有NPO/C0G陶瓷介質或是其他具有低損耗和線性、穩定介質的電容器，例如陶瓷、玻璃或雲母。

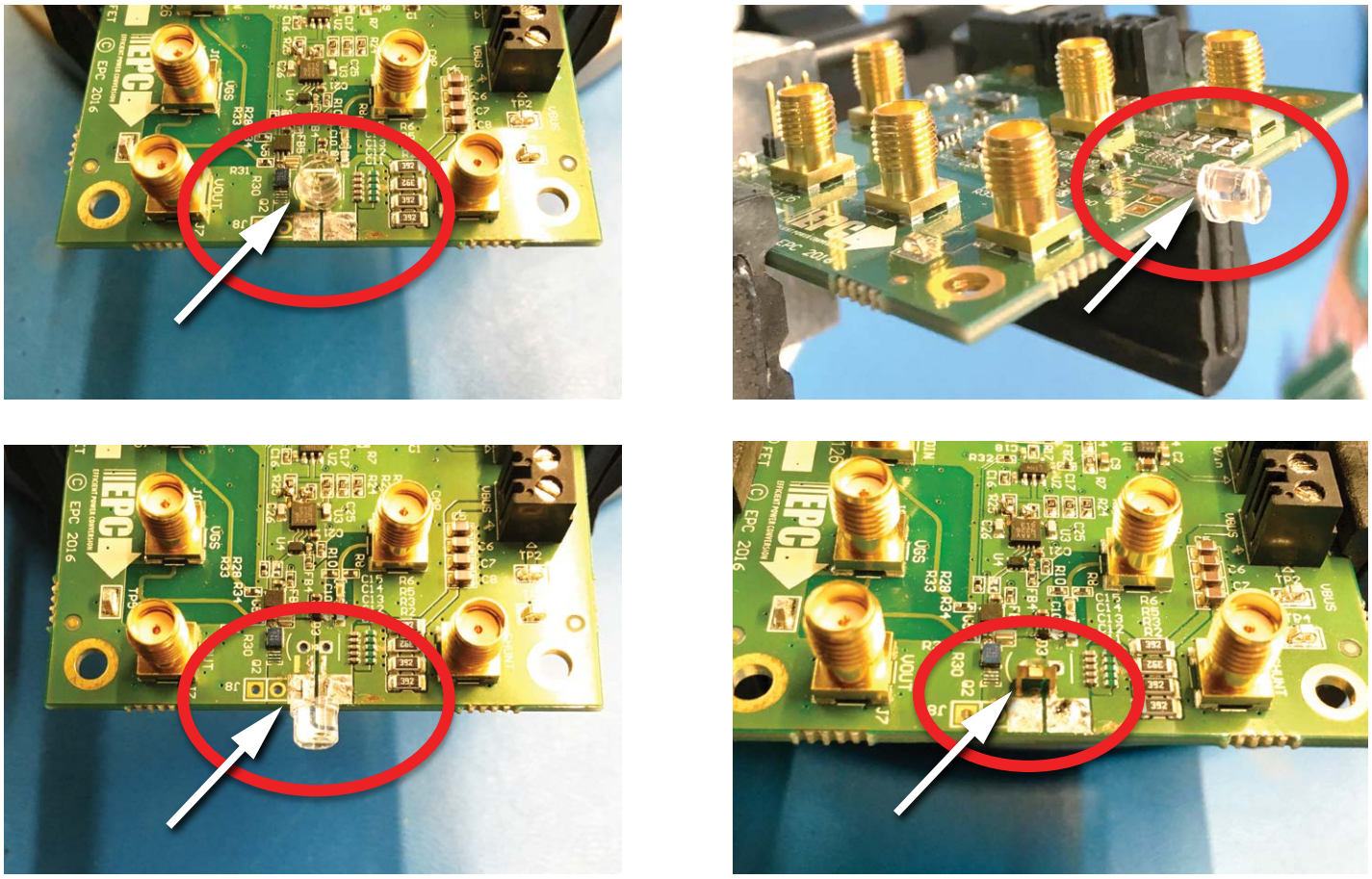


圖13：在EPC9126xx上安裝雷射器或其他負載的不同方法。左上：通孔安裝的常規。右上：頂部的雷射陽極引線和PCB底部的的陰極引線。左下：頂部是雷射器的兩條引線。右下：表面貼裝雷射器。

充電電阻器

共振電容通過充電電阻器R_1（在EPC9126xx的R_2、R_3、R_5、R_6並聯組合而成）進行充電，時間常數τ_{chrg}由（1）給出。由於需要$t = 5\tau_{chrg}$對共振電容進行充電到最終值大於99%，我們可以設置脈衝重複頻率（PRF）的最大值為$1/5 \cdot \tau_{chrg}$。如果設計師需要更高的PRF值，他們可把雷射輸出降低，或是降低R_1值。當導通時，減小R_1會有額外電流流至Q_1，但如果$5\tau_{chrg} >> t_w$，這是很大可能可以接受的。

從圖5的理想共振系統和圖6的相關波形圖可以看到，除了電容器C_1第一次充電外，電容器的初始狀態是$V_{C1}(t_2) = V_{IN} - 2V_{DFL}$。這大約是在充電時，所有功耗都在$R_1$，及在$R_1$的能耗是：

$$E_{R1chrg} = 2C_1(V_{BUS} - V_{DFL})^2 \quad (10)$$

這與R_1沒有關係。所得出的功耗是：

$$P_{R1chrg} = PRF \cdot E_{R1chrg} \quad (11)$$

在高脈衝重複頻率（PRF）下，功耗可以很大，而且是雷射器固有的功耗以外的額外功耗。如果功耗過大，應考慮升壓轉換器等不同的充電方式，這些方式不在本筆記的討論範圍之內。

傳輸線探頭

除分流器的測量資料外，所有SMA的感測均採用傳輸線電壓探頭原理，從而在亞納秒時間範圍內，保持波形保真度。這種探頭通常具有相對地較低的探測阻抗，大約是500至5k，但阻抗幾乎全部從電阻而來，以及頻寬可以非常高，即數GHz。PCB內置探頭，以實現近乎理想的連接至所需節點，從而提高波形的保真度和可重複性。探頭也不會滑出各個測量點，這是測量電路的高壓點的一個重要考慮因素！這些探頭的基本原理在參考文獻[23]中討論。

要從內置探頭取得有用的測量資料，探頭必須具備三個特性。第一，它們必須連接到示波器，設置示波器的輸入為50 Ω。使用帶有50 Ω端接器的1 MΩ輸入將嚴重地限制幾乎所有示波器的頻寬，因此我們不建議使用。第二，必需考慮每個內置探頭都有其衰減係數。第三，探頭具低阻抗，這代表在具有高平均DC電壓的測量點，例如漏極電壓，其功耗可以很大。為了防止這些功耗，在高壓測量時，測量點配備DC阻斷電容器。這形成了一個高通濾波器，對典型的波形的影響很小。但是，如果使用長脈寬，這些測試點可能會產生錯誤的結果，因此應該使用外部探頭。內置傳輸線探頭已經通過驗證，其結果與Tektronix P9158、3 GHz的傳輸線探頭幾乎相同[24]，因此其估計頻寬至少是3 GHz。

電流感測

噢，電感感測就是功率電子所希望根除的禍害！

脈衝雷射驅動器的電流感測有其優點及缺點。其優點包括操作驗證、雷射脈衝的定時測定、在保持眼睛安全而同時控制最大範圍的光功率。然而，電流感測有許多缺點，包括增加電感、增加功耗、波形精準度差、成本以及為除去電感而降低雷射驅動器的電壓。

EPC9126xx中包括了電流測量能力，它採用由五個0402電阻組成的電流分流器，從而把增加的電源回路電感最小化。雷射驅動器具有低佔空比，使得在很大電流下，都可以用這些很細小的電阻器。為了實現具有電感而同時把該電感對性能的負面影響降到最小，在電流分流器需要作出一些妥協，結果是可能大大影響電流波形。

通常，最理想是分流器具有很小的電阻值，從而使得由高峰值電流所引起的壓降得以最小化。不幸的是，即使是五個尺寸為0402的並聯電阻的很小電感，也可以對分流器的阻抗產生很大的影響，從而影響測量值。要保守估計該影響，可以從假設邊緣過渡時間為t_t = 2 ns的矩形脈衝得出。最大3 dB頻寬的脈衝的估計值，可從以下（12）方程式計算出來：

$$f_w \cong \frac{0.35}{t_t} = 175\ MHz \quad (12)$$

要估算從分流器來的部分電感(L_{1shunt})，可利用安裝在PCB上的銅箔取代雷射二極體，並觀察Q_1打開時的振盪頻率，得出L_{1shunt}為1.21 nH。然後利用倒裝的並聯電阻來估算電感。最後用銅箔替代分流電阻器並進行測量。結果如表2所示。

從表2的估算，與沒有分流器相比，右側豎立的分流電阻的$L_{shunt,A}$值為200 pH，而倒裝的分流器的$L_{shunt,B}$值為40 pH。當f_w = 175 MHz時，$L_{shunt,A}$的感應電抗為：

$$|Z_{shuntA}| = 2\pi f_w L_{shunt,A} = 0.176\ \Omega \quad (13)$$

分流器的電阻值至少是感應電抗的5倍，即$R_{shunt,A} \geq 1.1\ \Omega$。這將導致在峰值電流下，壓降為39 V，這是電晶體的額定電壓的40%。通過倒裝各個分流電阻器，我們可以將其降低5倍，從而實現$R_{shunt,B} \geq 0.22\ \Omega$。基於所用元件，最終數值$R_{shunt}$是0.20 Ω。

設計	測試條件	振鈴頻率 (MHz)	L_1 估計值 (nH)
A	常規安裝分流電阻器	138	1.21
B	倒裝分流電阻器	148	1.05
C	用銅箔替代分流電阻器	151	1.01

表2：測量分流器電感。

電感對波形的影響，可從圖14看到。當t_W是3.3 ns時，基於上述三種設計的分流器的簡單模擬原理圖。其結果是，即使是PCB上的5個並聯0402尺寸的電阻小至200 pH，也可以引致短脈衝出現極大的誤差。電感的影響是為了區分部份的電流信號，這誇大了波形的初始部份和峰值。當脈衝越短時，其誤差會越大。

不幸的是，倒裝電阻是昂貴的，所以可供發貨的電路板都是採用常規安裝電阻的A類設計。如果有商業誘因，或可吸引到願意倒裝電阻的製造商。有一家製造商已經做到，但是在編寫時，據我所知道的，因為最大值太小，無法取得良好的測量結果[27]。如果要取得更精確的電流測量，必需倒裝電阻或使用更大值，或者同時倒裝及使用更大值。如果示波器採用可程式設計頻率及single-pole cutoff形狀的低通濾波功能，可在分流器的相同頻率採用低通/pole來取消“零”，從而取得更準確的結果。

雙緣控制

如前所述，共振電容放電雷射驅動器具有一些優越的特性。然而，它們的主要局限是對於給定的電源回路電感，可以控制其脈衝高度，但是不能控制它的寬度。脈寬也可用於控制總脈衝能量，而且比脈衝幅度更容易控制，尤其是當單個脈衝需要這個控制。此外，在某些情況下，雷射二極體或其他負載需要不在PCB內。這就需要若干互連，這會大大增加電感。要解決這些問題，可以使用雙緣控制，即驅動FET的開啟和關閉都用來控制脈衝形狀。

為了將EPC9126xx與雙緣控制結合使用，必須首先瞭解UCC27611閘極驅動器的局限性 -- 它的最小化脈寬似乎約為6 ns，雖然沒有標明。這限制展示出脈衝可以有多短。

對於典型的雙緣控制的應用，可能需要更換共振電容器和充電電阻。在電流必須受限的情況下，可用充電電阻，因為在匯流排電壓輸入到PCB處有額外的匯流排電容。

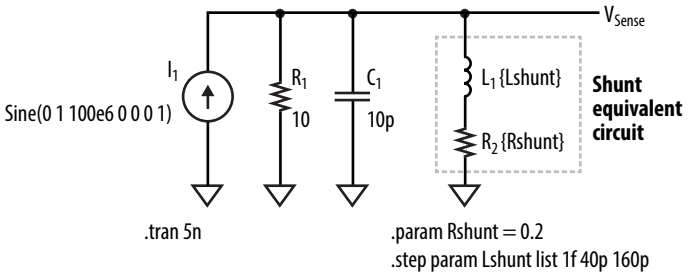


圖14：相等於典型分流器的模擬模型的電路。

最後，必需考慮當開關是在關閉的狀態時，電源回路電感中的電流將被中斷，這將導致FET和雷射二極體或其他負載的漏極端產生振鈴和過衝。這種振鈴將取決於電感、關閉狀態時的電流以及雷射器、FET和PCB的電容。也可加入數個鉗位元二極體來控制電壓過衝。

要找到合適的鉗位二極體是非常困難的。大部份的二極體具有封裝電感與電源回路電感，它們影響頻率回應的速度。此外，如果鉗位具有大電流，要採用具有大很多電容的較大二極體，這會增加額外的振鈴。在某些情況下，這可能導致不需要的重複雷射脈衝。作者此時未能為您推薦合適的鉗位二極體。

在雙緣控制應用採用EPC9126xx元件時，我們建議必需小心計劃模擬和實驗。後者尤為重要，因為作者的經驗是，所選的二極體的電壓及電流額定值，在具有極短轉換時間的雷射雷達應用中，模型不能準確地展示二極體的性能。

窄脈衝發生器

EPC9126xx還包括一個基於經典Jim Williams設計[25]的窄脈衝發生器。該電路預設為未啟動，而脈衝輸入直接進入閘極驅動積體電路。但是，通過改變0 Ω跳線，可以利用電路產生非常短的脈衝。要使用這個電路的讀者，應該參考Williams的應用筆記。

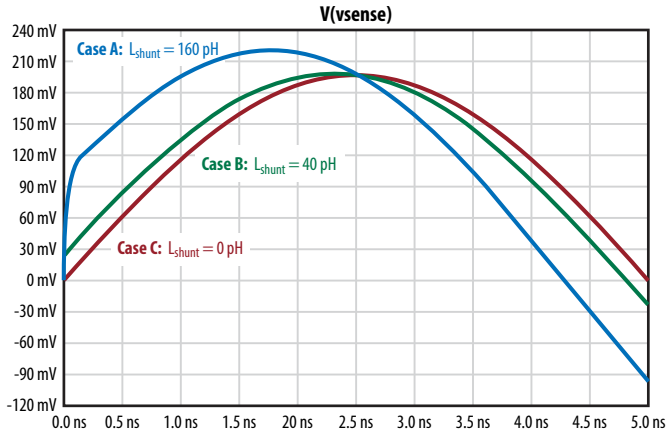


圖15：根據圖14的模擬模型結果的三個分流器的串聯電感值

結論

氮化鎵功率電晶體具備卓越性能，支援半導體業界實現開創性的高性能雷射驅動器 - 它能夠產生數納秒高電流脈衝，從數平方毫米提供數百瓦功率。因此，要實現不昂貴的、具有小外型尺寸並且高性能的雷射雷達應用，採用氮化鎵技術是一個主要因素，它也是促進革命性雷射雷達技術發展的驅動力。

參考文獻

[1] J. Glaser, "How GaN Power Transistors Drive High-Performance Lidar: Generating ultrafast pulsed power with GaN FETs," IEEE Power Electronics Magazine, vol. 4, Mar. 2017, pp. 25–35.

[2] P. McManamon, Field Guide to Lidar, SPIE, 2015.

[3] EPC9126 Lidar Demo Board (https://epc-co.com/epc/Products/DemoBoards/EPC9126.aspx)

[4] EPC9126HC Lidar Demo Board (https://epc-co.com/epc/Products/DemoBoards/EPC9126.aspx)

[5] OSRAM Opto Semiconductors Inc., "SPL PL90_3 Datasheet," 2015.

[6] Excelitas Technologies, "Surface Mount 905 nm Pulsed Semiconductor Lasers Datasheet," 2016.

[7] S. Morgott, "Range Finding Using Pulse Lasers," Regensberg, Germany: Osram Opto Semiconductors, 2004.

[8] S.A. Hovanessian, Radar System Design and Analysis, Norwood: Artech House, Inc, 1984.

[9] M. Andersson and J. Kjörnsberg, "Design of Lidar-system," Lund University, 2014.

[10] A. Lidow, J. Strydom, M. de Rooij, and D. Reusch, GaN Transistors for Efficient Power Conversion, Wiley, 2015.

[11] Efficient Power Conversion Corp., "EPC2016C data sheet," 2018.

[12] Efficient Power Conversion Corp., "EPC2022 data sheet," 2018.

[13] J. Glaser, " High Power Nanosecond Pulse Laser Driver using a GaN FET", PCIM Europe 2018 Proceedings, 2018.

[14] J.Glaser, " Kilowatt Laser Driver with 120 A, sub-10 nanosecond pulses in < 3 cm2 using a GaN FET", PCIM Asia 2018 Proceedings, 2018.

[15] R.W. Erickson and D. Maksimovic, Fundamentals of Power Electronics, Springer, 2001.

[16] M. Pavier, A. Woodworth, A. Sawle, R. Monteiro, C. Blake, and J. Chiu, "Understanding the Effect of Power MOSFET Package Parasitics on VRM Circuit Efficiency at Frequencies above 1 MHz," PCIM Europe 2003 Proceedings, 2003.

[17] D. Reusch, J. Strydom, and A. Lidow, "A new family of GaN transistors for highly efficient high frequency DC-DC converters," 2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2015, pp. 1979–1985.

[18] Velodyne Lidar Inc., "Velodyne Lidar Puck VLP-16 data sheet," 2017.

[19] D. Reusch and J. Strydom, "Understanding the effect of PCB layout on circuit performance in a high frequency gallium nitride based point of load converter," 2013 Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2013, pp. 649–655.

[20] Efficient Power Conversion Corp., "EPC9126 Lidar Development Board Quick Start Guide, Rev. 2.5," 2016.

[21] Efficient Power Conversion Corp., "EPC9126HC Lidar Development Board Quick Start Guide, Rev. 1.0," 2017.

[22] H. Johnson and M. Graham, High-Speed Digital Design – A Handbook of Black Magic, Prentice Hall PTR, 1993.

[23] J. Weber, Oscilloscope Probe Circuits, Tektronix Inc., 1969.

[24] Tektronix Inc, "20X Low Capacitance Probe – P6158 Datasheet," 2017, (https://download.tek.com/datasheet/P6158-Datasheet-60W120263_0.pdf)

[25] J. Williams, "AN98 Signal Sources, Conditioners, and Power Circuitry – Circuits of the Fall, 2004: Nanosecond Pulse Width Generator," Linear Technology Corporation, 2004.

[26] http://ucanr.edu/blogs/green//blogfiles/11605_original.png

[27] Susumu 2018 Product Catalogue (EN), 2018-04-06, pp. 53-54. 2018, (https://www.susumu.co.jp/common/pdf/n_catalog_partition09_en.pdf?v=20180406)