



MICROCHIP

Regional Training Centers

APP-EDF19-1 實驗板使用手冊

車用高範圍工作電壓應用的
SEPIC LED 驅動器

Microchip Technology 台灣分公司

台北市民權東路三段四號 12F

總機電話: 02-2508-8600

簡介

本應用筆記介紹了為汽車應用而開發的高效率開關式 LED 驅動器解決方案電路。Microchip PIC16F1769 中階強化型的 8-bit 微處理控制器，針對切換式電源所設計的週邊，具有靈活的控制功能。讓 LED 驅動器可以維持恆定的 LED 電流，提供增強的調光性能，延長 LED 的使用壽命以及增加安全特性。

由於 PIC16F1769 採用獨立於內核的週邊（CIP），從而使得 LED 驅動器的驅動能夠以固定頻率連續傳導模式工作，並使用峰值電流模式控制調整 LED 電流。

本設計中所使用的獨立於內核的週邊和晶片上週邊包括：

- 互補輸出產生器（COG）
- 電壓比較器（CMP）
- 可程式設計斜率產生器（PRG）
- 運算放大器（OPA）
- 資料信號調變器（DSM）
- 固定參考電壓（FVR）
- 數位至類比轉換器（DAC）
- 計時器（TMR）
- 脈衝寬度調變（PWM）
- 捕捉 / 比較 / PWM（CCP）
- 類比至數位轉換器（ADC）

這些獨立於內核的週邊與晶片上一般週邊結合使用，它可以獨立執行多種功能，讓 MCU 內核的干預降至最低，還可以改善系統性能，並縮短響應時間，釋放內核的執行效能以執行其它任務。

因為 SEPIC 驅動由 PIC® 微處理控制器 CIP 來控制，所以電流調整完全自動完成，無須任何軟體的再介入，而且保護功能也能夠以硬體的方式獨立執行並確保立即性。

表 1：性能規範

| 符號 | 參數 | 最小值 | 典型值 | 最大值 |
|--------------------|------------------------------|--------|---------|--------|
| V _{IN} | 工作輸入電壓範圍 | 6V | 30V | 48V |
| V _{OUT} | LED 串電壓 | 3V | | 50V |
| I _{LED} | LED 串平均電流 | 100 mA | 350 mA | 400 mA |
| h | 12 V _{IN} 時的效能，完全調光 | | 82% | |
| F _{SW} | 開關頻率 | | 350 kHz | |
| V _{UVLO} | 輸入欠壓鎖定門檻值 | 6V | — | 7.5V |
| V _{OVLO} | 輸入過壓鎖定門檻值 | 23V | — | 24V |
| V _{OOVP} | 輸出過壓保護門檻值 | | 34V | |
| LED _{OTW} | LED 溫度警告 | 90°C | — | 100°C |
| LED _{OTP} | LED 溫度保護 | 90°C | — | 124°C |

主要特性

- 全補償高頻寬峰值電流控制
- PWM 調光控制
- 暫態和預留輸入電壓保護
- 輸入欠壓和過壓保護
- 輸出過壓保護
- 輸出短路保護
- 過溫保護
- 故障輸出指示器
- 自動 BIN (亮度係數) 檢測
- 韌體彈性規劃及修改

SEPIC 轉換器

本應用筆記中所使用的 LED 驅動器的驅動基於單端初級電感轉換器 (SEPIC)。這種混合式直流/直流轉換器架構是一個迎向汽車應用的 LED 驅動器解決方案，由於 SEPIC 可以在輸入電壓低於或高於輸出電壓時也能提供穩定的輸出電壓，同時還能提供一個非反向輸出，其參考與其輸入相同的接地電位，所以此解決方案很具有吸引力。如果汽車電源電壓在冷起動期間降至 LED 電壓以下，或者在負載突降期間上升至 LED 電壓以上，SEPIC 可維持 LED 電流恆定輸出，確保 LED 具有穩定的亮度。(也兼具太陽能電池高變動輸出電壓範圍的太陽能充電器)。

在本應用中，SEPIC 的另一個優勢是能夠在處理其輸出出現的持續短路狀況時不損耗功率，不產生元件應力導致元件的損壞，也不會發生過熱的現象。因為一旦發生輸出短路 OCG PWM 停止產生，主開關 Q5 將會停止切換，此時就不再有能量傳送到耦合電容 Cc (圖 1) 如此就可以將輸入電源和輸出電路隔離，達到過電流及短路的保護。

SEPIC 工作原理

圖 1: SEPIC LED 驅動器簡化原理圖

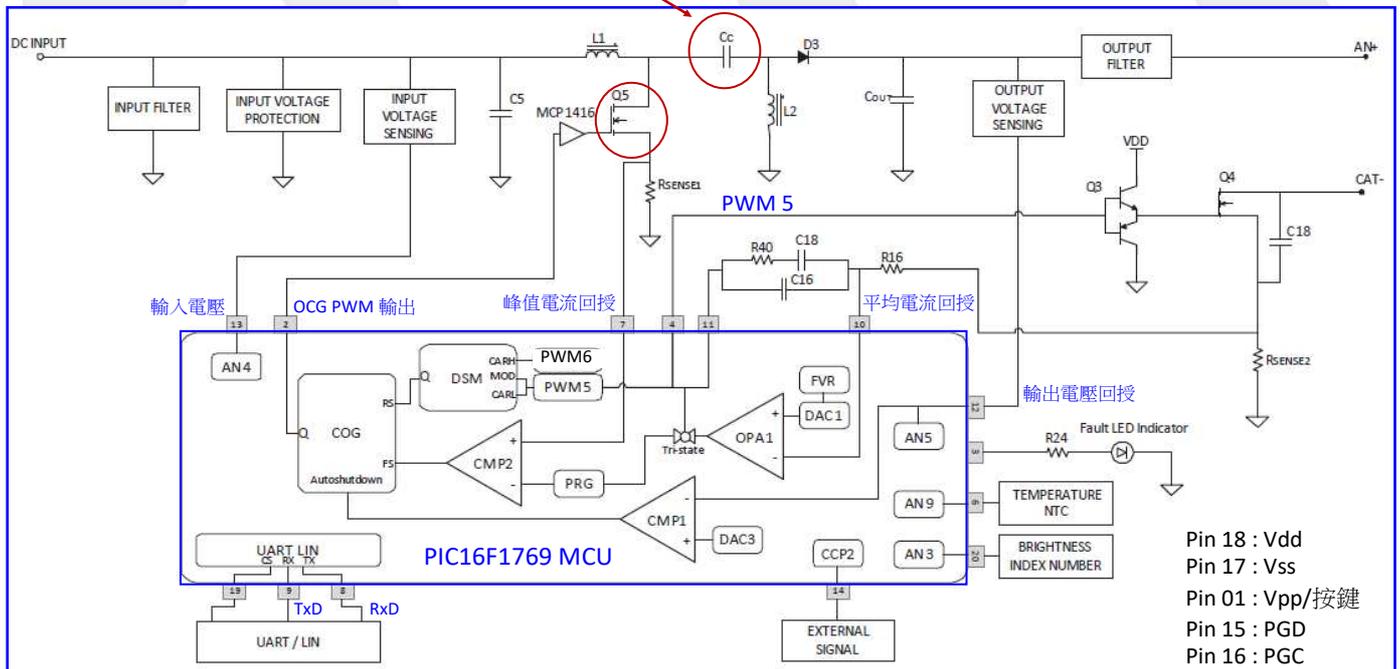
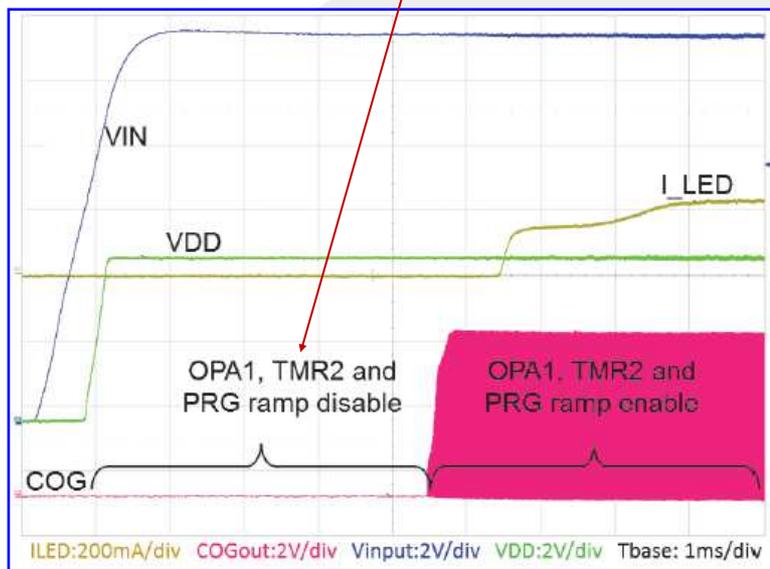


圖 1 所示為 LED 驅動器的簡化原理圖。PIC16F1769 微處理控制器利用其晶片上週邊控制整個電路。LED 驅動器的主要功能是無論汽車電源和 LED 等效電阻如何變化，都能保持轉換器輸出電流或 LED 恆定電流。LED 驅動器提供的恆定電流可維持 LED 的色溫。

因 LED 的驅動是採恆流源方式驅動，如過要將圖 1 的定電流架構改成定電壓輸出的架構呢？在這裡硬體部份主要是將偵測的平均電流偵測端 R16 斷開，將輸出電壓回授 (Pin12) 接到原先平均電流回授腳 (Pin10)。此時要注意的是須將 LED 的 Jumper 斷開，避免 LED 電流不受控制而燒毀。又因為無需做 LED 亮度的控制此時 Q3 及 Q4 可以移除，電壓輸出點改為 AN+ 與 GND 之間。這樣就可將控制輸出電流模式改成控制輸出壓模式，再透過軟體將 PWM5 設為 Hi 電位輸出 (或關閉 DSM 功能將 PWM6 直接接到 COG)，只要用軟體修改 DAC1 的值就可以更改穩壓器的輸出電壓。

將電源接上 LED 驅動器的直流電源輸入端 (CON1) 時, PIC16F1769 的 VDD 電壓將會增加。(附錄 A: “主零件配置” 中討論了確保 LED 驅動器展示板正常工作的設置。) 當 VDD 足夠高 (通常為微處理控制器的最小 VDD) 且微處理控制器的時脈頻率穩定時, FVR、DAC、CMP、COG、計時器、PWM、CCP、OPA1、ADC、EUSART、PRG 和 DSM 週邊將進行初始化並連接在一起。初始化後, 仍會關閉 OPA1 和 TMR2, 也不會啟動 PRG 斜率控制。韌體會先初始化故障保護門檻值、轉換器狀態和值以及分選級別。啟用週邊並設定各項的故障門檻值後, DSM 和 CMP2 各會提供一個輸出觸發給 COG 的上升和下降信號源。COG 提供一個 330KHz PWM 信號以驅動 MCP1416 MOSFET (U2) 其輸出再推動 Q5 的導通/關閉。請參見圖 2 瞭解 COG 在啟動期間的輸出時序。

圖 2: 電源啟動波形



如之前所述, LED 驅動器基於 SEPIC 轉換器架構, 以連續工作模式工作。與其他轉換器架構一樣, SEPIC 在連續工作模式下會假設每個開關週期在穩定狀態條件下有兩種狀態。在處於導通狀態時, COG 輸出為高電位讓 Q5 導通; 如果處於關閉狀態時, COG 輸出為低電位讓 Q5 關閉。

處於導通狀態時, 輸入電壓為電感 L1 充電, 也為耦合電容 C_c 為 L2 充電。輸出二極體 D3 處於逆向偏壓, 並保留 C_{OUT} 為負載電流供電。處於此狀態時, L1 與 L2 上的電壓分別由公式 1 和公式 2 定義。

公式 1: 導通狀態期間 L1 上的電壓

$$V_{L1ON} = V_{IN}$$

公式 2: 導通狀態期間 L2 上的電壓

$$V_{L2ON} = V_{CC}$$

在關閉狀態期間, V_{IN} 為 C_c 再次充電。L1 和 L2 中的蓄能在為 C_{OUT} 再次充電過程中會強制電流流經 D1, 再流過輸出。在此狀態時, 公式 3 和公式 4 分別代表 L1 和 L2 上的電壓。

公式 3: 關閉狀態期間 L1 上的電壓

$$V_{L1OFF} = V_{CC} + V_{OUT} - V_{IN}$$

公式 4: 關閉狀態期間 L2 上的電壓

$$V_{L2OFF} = V_{OUT}$$

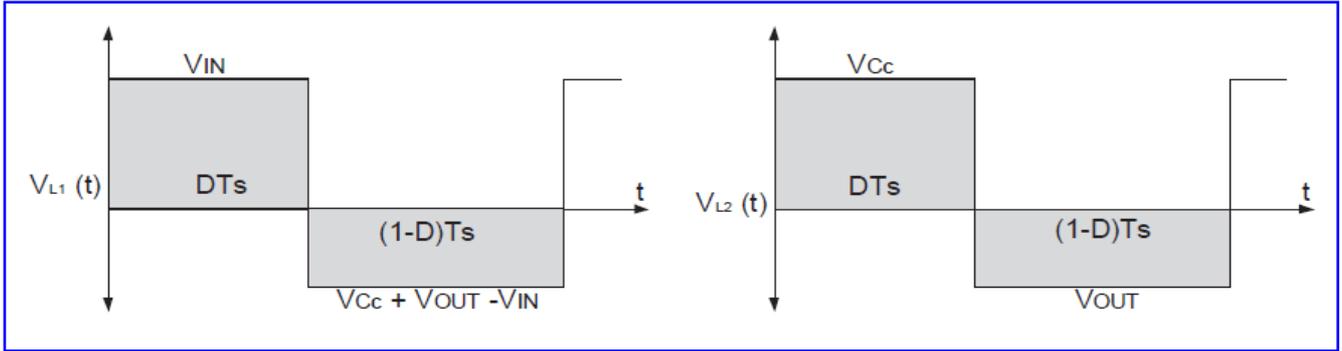
要達到轉換器的穩定狀態條件, 淨電感電壓必須為零。否則, 電感電流幅度會持續增加, 直至發生電感飽和。要確保電感上的平均電壓為零, 必須滿足電感上的伏秒平衡。

註: 伏秒平衡 (Volt-Second Balance): 伏秒數也稱為伏秒積, 即電感兩端的電壓 V 和開關開通或關斷時間 T 兩者的乘積。

當開關電源電路處於穩態工作時, 一個開關週期內電感的電流變化量最終為零, 即開關導通時透過電感的電流增加量和開關關斷時電感電流的減少量是相等的。換句話說, 處於穩定工作狀態的開關電路中, 一個週期因開關作用被分為兩段, 其中開關導通時間內電感電流在增加, 開關關斷時間內電感電流在減少, 那麼在一個週期內, 電流的增加量與電流的減少量是相等的, 即: $\Delta I_{on} = \Delta I_{off}$ 。

圖 3 所示為電感 L1 和 L2 上的伏秒平衡, 其中導通狀態期間的面積 (伏秒) 等於關閉狀態期間的面積。在此條件下, 電感電壓下所生成的總面積等於零。L1 和 L2 上的伏秒平衡也可分別由公式 5 和公式 6 表示。

圖 3：電感伏秒平衡



註解：D 表示主開關 Q5 導通期間和關斷期間之間的工作週期；Ts 表示開關週期

公式 5：L1 伏秒平衡公式

$$V_{IN}DTs = (V_{CC} + V_{OUT} - V_{IN}) \times (1-D)Ts$$

公式 6：L2 伏秒平衡公式

$$V_{CC}DTs = V_{OUT} \times (1-D)Ts$$

使用公式 5 和公式 6，可以求解 Cc (VCC) 上的電壓（見公式 7 和公式 8）。

公式 7：基於 L1 伏秒平衡的 VCC 公式

$$V_{CC} = \frac{V_{IN} - V_{OUT}(1-D)}{(1-D)}$$

公式 8：基於 L2 伏秒平衡的 VCC 公式

$$V_{CC} = \frac{V_{OUT}(1-D)}{D}$$

在一個開關週期內，由於 VCC 在每兩個不同時間間隔期間是相同的，公式 7 可能等於公式 8。因此可以獲取 SEPIC 轉換器在連續模式下的電壓轉換率（見公式 9）。

公式 9：電壓轉換關係式

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{D}{1-D}$$

註：在 SEPIC 中使用兩個單獨電感時，甚至使用一個耦合電感時，公式 9 均成立。電感的磁耦合不會更改 SEPIC 的電壓轉換率。

註：這些公式為近似值，不能反映真實信號波形。

在此應用中，由於 LED 作為負載使用，公式 9 中的 VOUT 也會產生 LED 電流 ILED 和 LED 串的總動態電阻 RL。使用此關係式替換 VOUT 並求解 ILED 時，公式 9 等於公式 10。

公式 10：LED 的電流

$$I_{LED} = \frac{V_{IN} \times D}{R_L(1-D)}$$

公式 10 顯示 ILED 是 VIN、RL 與 D 的函數。此結果很重要，因為其顯示 ILED 如何取決於 VIN、RL 和 D；相反地，D 又可以如何基於 VIN 和 RL 進行控制，以維持 ILED 恆定不變。

公式 11：Q5 開關週期

$$TS = (PR2 + 1) \times 4 \times TOSC \times TMR2 \text{ 預除頻值}$$

透過調整 COG 的 PWM 輸出的工作週期，可以控制 D 值。PWM6 提供固定頻率脈衝，由 PWM5 透過 DSM 進行調變，可以在本 LED 驅動器設計中實現增強調光技術。

DSM 發出的調變輸出信號觸發 COG PWM 的上升緣，而比較器 CMP2 的輸出則觸發 COG PWM 輸出的下降緣。實際上，DSM 載波輸入 (PWM6) 確定 Q5 的開關週期，而 CMP2 輸出則確定 Q5 開關工作週期。PWM6 開關週期可使用公式 11 計算，CMP2 輸出由回授電路設定

圖 4 : 回授電路

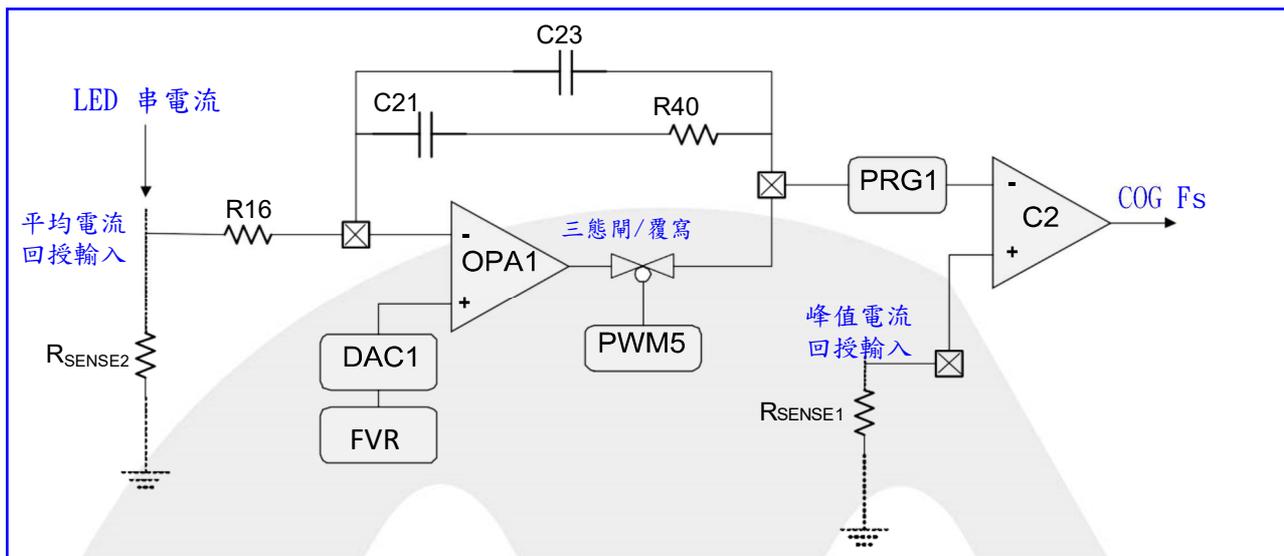


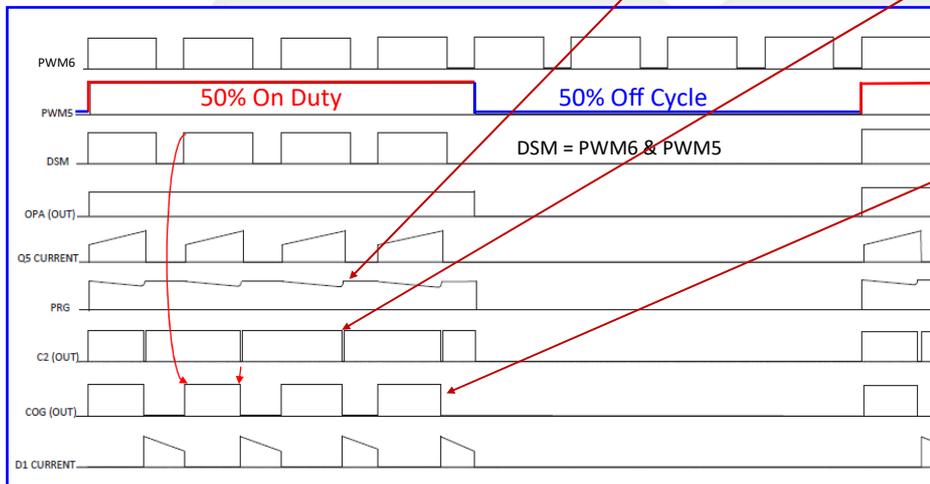
圖 4 說明基於**峰值電流模式控制**技術的 **Type II 補償器**網路回授電路。回授電路由**峰值電流控制迴路**和**平均電流控制迴路**組成。在**峰值電流控制迴路**中，**峰值電流**透過 R_{SENSE1} 轉換為電壓後經 $R20$ 再連接至 PIC16F1769 的 Pin 7 直接連到內部的電壓比較器 $CMP2$ 的正端輸入。同樣，在**平均電流控制迴路**中，LED 電流透過 R_{SENSE2} 轉換為電壓，並被 $OPA1$ 用做其負端輸入的信號源。 R_{SENSE2} 電壓 (V_{SENSE2}) 與 FVR 所提供的參考電壓在 $PWM5$ Hi 週期時進行比較， FVR 可以透過 $DAC1$ 進一步縮小範圍後接至 $OPA1$ 的正端輸入。 FVR 與 $DAC1$ 是用來控制 LED 的恆定電流，所以只要在韌體裡去變更 $DAC1$ 的輸出電壓 (暫存器) 即可以改變流過 LED 串的恆流源。(註: $R26$ 是斷開的，PCB 板上不焊此電阻)

V_{SENSE2} 與參考電壓之差由 $OPA1$ 誤差放大器做增益放大。此增益由外部補償網路的值進行設置，該補償網路由電阻 $R16$ 和 $R40$ 以及電容 $C21$ 和 $C23$ 所組成回授濾波電路。 $OPA1$ 誤差放大器可透過 $PWM5$ 啟用並轉換為三態，以消除 LED 調光期間發生的高峰值電流。為說明 $OPA1$ 三態化的重要性，將在 “**PWM LED 調光**” 中進行詳細討論。

在平均電流小於 $DAC1$ 的電壓時 $OPA1$ 的輸出時 Hi 電位，其輸出在經由 PRG 中的衰減斜率進行補償，以避免工作週期 (Duty) 接近或高於 50% 時發生子諧波振盪。有關 PRG 斜率補償模式的更多資訊，請參考技術簡報 “**可程式設計斜率發生器**” (DS90003140)。斜率補償電壓輸出送到比較器 $CMP2$ 的負端輸入。 $CMP2$ 會比較峰值電流迴路中 R_{SENSE1} 上的電壓與平均電流迴路中的斜率補償電壓。當 R_{SENSE1} 電壓低於斜率補償電壓時， $CMP2$ 輸出會維持高電位。因為 $COG Fs$ 仍未檢測到下降事件， COG 輸出的工作週期會不斷增加。當 R_{SENSE1} 電壓上升達到斜率補償電壓後， $CMP2$ 輸出變低 ($COG Fs=0$)，而 COG 輸出的工作週期會終止。

以上說明回授電路如何確定對輸入電壓的回應以及輸出電流如何變化才能維持 LED 的恆定電流。圖 5 中提供了時序圖。

由圖 5 所示: 幾乎所有的動作在 $PWM5$ 為 Hi 時才有動作。 $PWM6$ 產生約 330KHz 的輸出經 DSM 調變後送進 COG 與峰值電流回授結果產生 PWM 的工作週期切換 $Q5$ 的輸出。

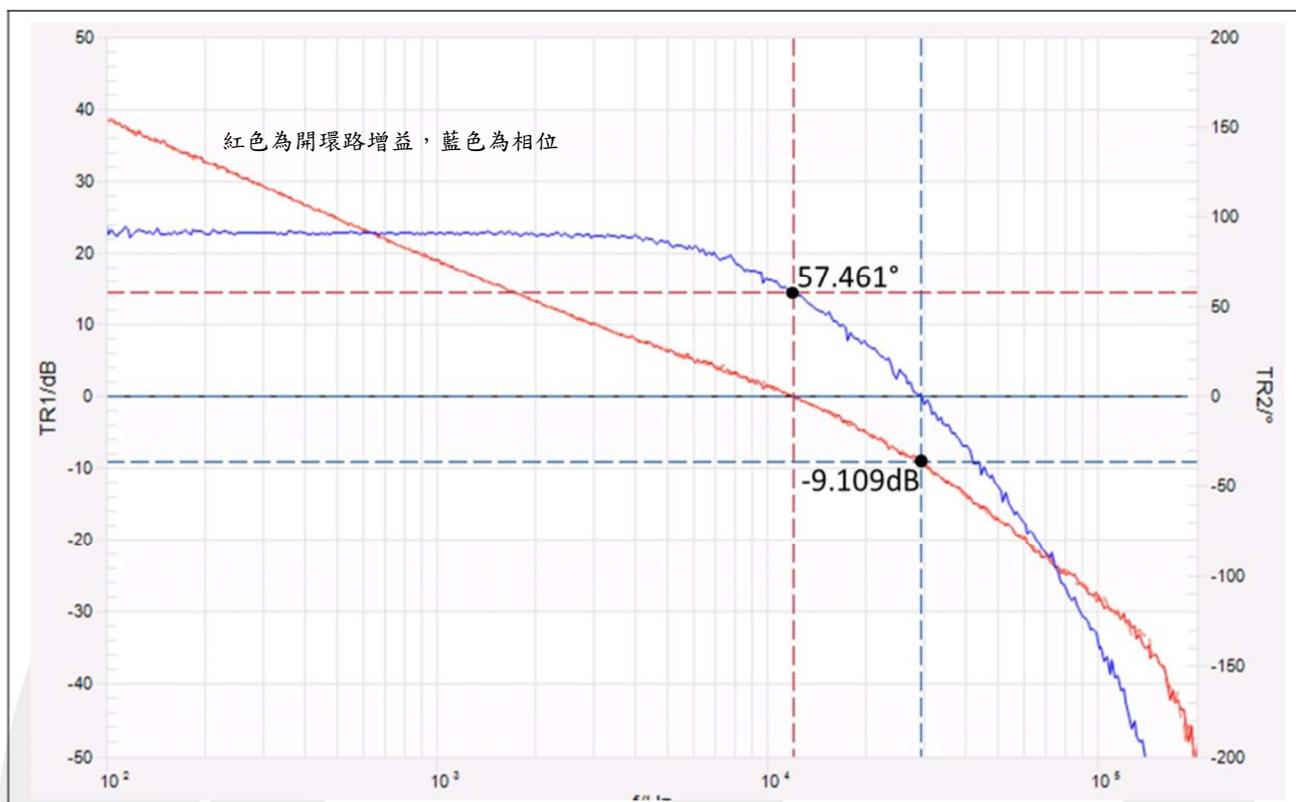


回授穩定度

透過實施回授電路自動調整工作週期，構成一個閉迴路系統。閉迴路系統要求在所有規定工作條件下具有足夠的頻寬和穩定的工作狀態。根據這些要求選擇誤差放大器外部補償網路的值。

為驗證頻寬以及工作是否穩定，通常會在閉迴路系統中執行開環增益/相位測量，以確定相位和增益餘裕。圖 6 所示為 LED 驅動器的相位和增益繪圖。(請參考 附錄 C : “**波德圖測量設置**” 瞭解增益和相位測量設置)。

圖 6：LED 驅動器在完全 100% 調光時的開環增益和相位繪圖



LED 驅動器保護功能

為防止驅動器因異常輸入和輸出狀況而發生故障，在設計中實施以下保護功能。

輸入低壓鎖定 (UVLO)

為 LED 驅動器設計一個特定的最小輸入電壓門檻值。低於此門檻值電壓範圍，將無法確保 LED 驅動器的正常工作。為避免 LED 驅動器輸入工作電壓低於門檻值範圍，在韌體中規定了 LED 驅動器的工作輸入電壓範圍。輸入電壓透過電阻 R31 上的電壓進行監視。該電壓由 ADC 進行採樣並轉換，轉換結果將與韌體中設置的 UVLO 限值進行比較。UVLO 設定在 6.0V，遲滯電壓帶為 1.5V (7.5V)。遲滯電壓確保 LED 驅動器在接近 UVLO 設置點時不會間歇導通和關閉，並確保在峰峰值(P to P) 輸入電壓超過預期雜訊和漣波時能夠平滑過渡。當輸入電壓低於 6.0V 時，將會停止 COG、PWM5 和 CCP 輸出並啟動故障檢測。當電壓輸入再次增加時，必須達到 7.5V 才能再次啟用 LED 驅動器。註: PIC16F1769 的工作電壓為 5V，經由 U4 穩壓後輸出。U4 的電源來自 VIN 的輸入。

輸入過壓鎖定 (OVLO)

OVLO 檢測方法非常類似於 UVLO，除非將限值設置為 LED 驅動器的最大工作輸入電壓。OVLO 限值設置為 24V，遲滯電壓帶為 1V。當輸入電壓超過 24V 的 OVLO 限值時，將會停止 COG、PWM5 和 CCP 輸出並啟動故障檢測。輸入電壓等於或低於 23V 時，LED 驅動器將再次啟用。

與 UVLO 限值一樣，OVLO 限值也可在韌體中進行設置。這正是在本應用中使用微處理控制器的優勢之一。在韌體中可以更改任何限值，非常簡單，無需再更改外部元件。

輸入突波電壓保護

在輸入電源的保護使用了“瞬態電壓抑制器”(TVS) 二極體 (D1, SMAJ30CA) 做為電源突波吸收，以避免高電壓瞬間變化的損壞，通常這種高壓的瞬的主要來源是“靜電放電、電源湧浪及電器快速的瞬變”等事件。此外，輸入電壓保護電路保護 LED 驅動器，使其免受反向極性輸入電壓和高輸入暫態電壓的影響。在系統上電期間有可能會有短暫的電源反接或短路現象，這時通常會出現反向極性電壓。在圖 7 中所示的輸入電壓保護電路中，當為 LED 驅動器供應負電壓時，P-MOSFET Q1 的內建的二極體會阻止負輸入電壓，Q1 將被關閉 (見圖 8)。

在一般正常供電的情況下，如果基於成本考量使用一個簡單的蕭特基二極體做順向的開關，這會是更加簡單且為更經濟的設計。但是，正常工作期間會因為二極體的壓差現象，導致二極體也會消耗過高的功率。相較之下，使用 P-MOSFET 時，導通時的兩端(D,S)的壓降要比二極體的壓降低得多，因此可以大大降低功耗。

除反向極性外的輸入保護電路外，也可以保護 LED 驅動器免受快速高電壓瞬變的影響。要實現此保護，需要在輸入線路和地線上採用“瞬態電壓抑制器”(TVS)二極體 D1。當正或負的輸入電壓超過其崩潰電勢時，元件會將過多的電流分流到地線。因此將會吸收暫態能量並阻止電流直接流到 LED 驅動器電路。過電壓流走後，元件會自動復位。

一旦輸入電壓移除的情況下，儲存在輸入濾波電容上需要放電以避免電容器饋電的電壓回到輸入電壓源。這是可以透過 PNP 電晶體 Q2 來實現。在正常工作條件下，Q2 是停止導通因為它的射極(E)電壓和基極(B)電壓透過 Q1 的 DS 短路 Q2 Off。一旦輸入電壓被移除後，Q2 會導通並將 Q1 源級(S) 連接至地線。並將輸入濾波器電容上的蓄能放電到電阻 R2，這樣就不會影響輸入電壓源了。

圖 7：輸入電壓的保護

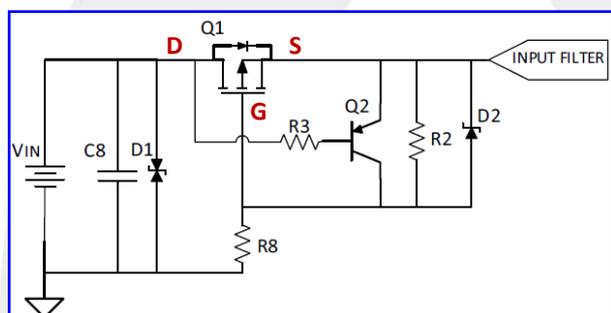
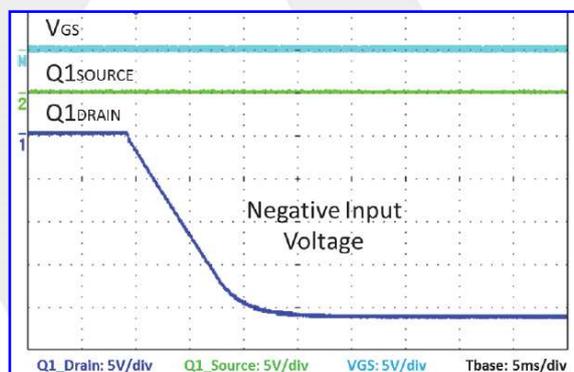


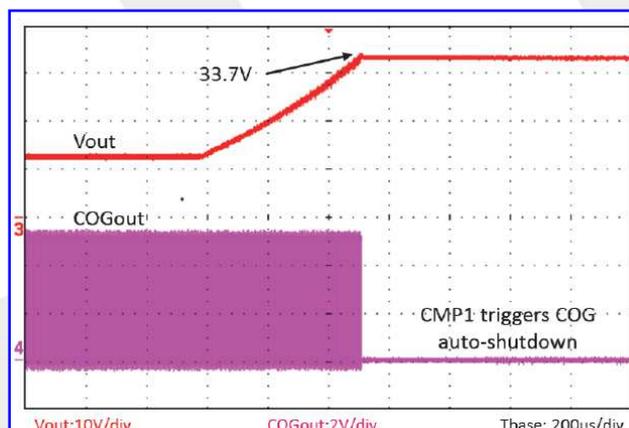
圖 8：-21.5V 負電壓輸入



輸出過壓保護 (OVP)

當 LED 負載意外移除時或者當 LED 串中的一個 LED 無法點亮時，回授線路將無法偵測到回授電流這時會讓輸出電壓陡然上升。過高輸出電壓會導致發生故障行為或損壞 LED 驅動器電路。為防止 LED 驅動器發生此類故障事件，我們實施了 OVP。為實現 OVP 檢測功能，需要從 R41 上得到的輸出電壓與 DAC3 所提供的 OVP 電壓限值以硬體電路方式相互比較。當 R41 上的電壓達到電壓限值時，CMP1 會觸發 COG 的自動關閉功能，從而停止 PWM 開關。如圖 9 所示，當輸出電壓達到 OVP 限值約 34V 時，將會終止 COG 的 PWM 輸出並啟動故障檢測指示器。

圖 9：OVP 波形



短路保護

如之前所述，LED 驅動器控制會根據峰值電流模式控制來調整 LED 的電流。由於逐週期來監視電感的電流，在峰值電流模式控制下時，LED 驅動器會提供固有的短路保護。

當 LED 驅動器輸出短路或 LED 串短路時，輸出會吸收過多的電流。大量的電流會導致電感器的峰值電流陡然上升。電感電流的陡坡透過 R_{SENSE1} 轉換為電壓。當 R_{SENSE1} 上的電壓達到斜率補償的 OPA1 誤差電壓時，COG PWM 輸出工作週期也會降低，從而導致輸出電流下降。以上說明了 LED 驅動器是如何在短路條件下防止輸出電流增加過多的。只要存在短路，COG 的 PWM 輸出工作週期就會保持在最小比例（見圖 10）。短路解除後，LED 驅動器便會恢復正常工作。

圖 10 : OCP 波形

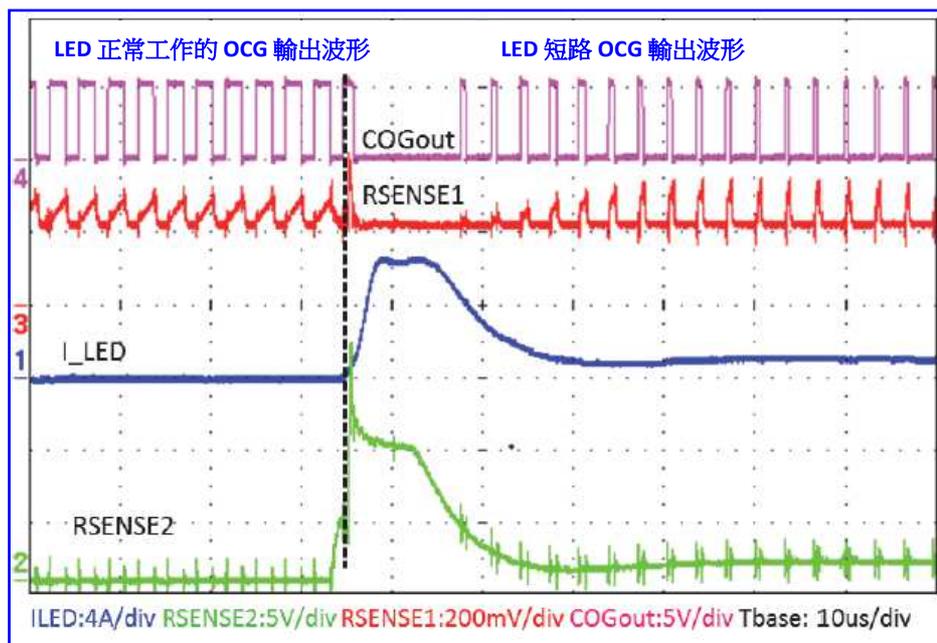


圖 10 為過電流或短路的保護的運作。LED 在正常工作時，可以看到 LED 上的恆定電流(藍色線條)及 OCG 的輸出波形(粉紅)。

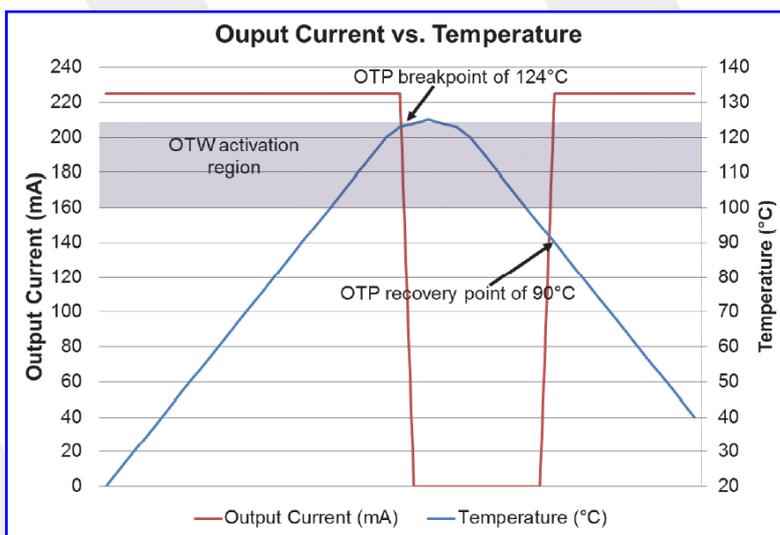
一旦 LED 串發生了過流或短路現象，Rsense2 的壓降馬上變高(綠色)，此瞬間變高的電壓送進 MCU 內部 OPA1 放大後再送進比較器 CMP2 與 Rsense1 的峰值電流做比較後立即關閉 COG 的輸出。如果短路仍然存在 LED 串電流仍高，這時 OCG 的 PWM 的工作週期將被降低以保護 LED 串被燒毀。

過溫保護

由於 LED 會生成熱量，LED 驅動器需要適當的散熱管理。這將延長 LED 的使用壽命並防止由於熱量過多而造成損壞。

在 LED 驅動器電路中，利用 NTC 熱敏電阻來精確監視 LED 外殼溫度。這種 NTC 熱敏電阻利用熱敏電阻的電阻與溫度關係特性。其非線性電阻過溫特性可以透過在韌體中實施查閱資料表進行線性化。熱敏電阻電壓輸出透過 ADC 採樣並轉換，轉換結果變成查閱資料表的表索引無需再進行任何計算。查閱資料表的每個索引為 10 位元 ADC 的各值所提供的溫度(單位為°C)。

圖 11 : 過溫檢測結果



在圖 11 中，當 LED 持續發射光時，LED 外殼溫度會增加，而 LED 驅動器則會維持有效平均 LED 電流。當溫度達到過溫警告 (OTW) 臨界點 100°C 時，LED 驅動器會透過圖形化使用者介面 (GUI) 上的指示器警告用戶。當溫度達到溫度保護切斷點 124°C 時，則會終止 COG、PWM5 和 CCP 輸出並啟動故障檢測，直至 LED 外殼溫度低於散熱保護切斷點 90°C 時再開啟。

降低功率輸出可以做為 LED 驅動器散熱管理的一個選項。此方法可以為 LED 驅動器做智慧型溫度調整，以 LED 外殼溫度為測量基準適當的修正有效平均 LED 電流來控制溫度。當溫度趨近散熱保護切斷點時，逐漸降低調光比值到有效平均 LED 電流返回其初始值。

自動 BIN 檢測

與生產所有產品一樣，LED 生產流程發生變化會導致 LED 性能上的變化。這些變化可透過篩選流程得到緩解。篩選是製造商根據 LED 的色溫輸出和流明的輸出為 LED 分類的過程。對於此應用，所使用的 LED 類型為一種高功率 LED，具有提供高亮度照明的全白色色溫。

本 LED 驅動器展示板上的板上 LED 提供 71 至 140 lm 的流明，額定電流為 350 mA。LED 製造商將光通量(流明)分為五個亮度級別，如表 2 所示。由於 LED 為電流控制元件，LED 的光通量與電流直接成正比，可以透過調整電流實現所需的光亮度輸出。

LED 的分選級別可以使用分級電阻進行分類。透過 ADC 採樣和轉換分級電阻上的電壓。ADC 結果將確定 LED 的分選級別。確定分選級別後，韌體會計算 DAC 值來設置改變 LED 電流。透過使用 PIC 微處理控制器，可輕鬆實現自動分級檢測。

表 2：LED 亮度級別

| 分組 | 光通量 ϕ_v (lm) | 發光強度 I_v (cd) |
|----|----------------------|--------------------|
| KX | 71 至 82 | 19 |
| KY | 82 至 97 | 22 |
| KZ | 97 至 112 | 26 |
| LX | 112 至 130 | 30 |
| LY | 130 至 140 | 35 |

PWM LED 調光

實現 LED 調光的一種方法是透過改變 LED 順向電流。但是，這種調光方法可能導致 LED 色溫發生改變。相比之下，基於 PWM 的 LED 調光需保持順向電流恆定不變，從而使色溫保持穩定，同時使用 PWM 信號來快速循環點亮和熄滅 LED 來維持亮度或改變亮度而不改變其色溫。在電路中會有兩個 PWM 的設計。

第一個是 COG PWM (330KHz)。如圖 12 所示，在基本開關模式 PWM LED 驅動器中，DC/DC 轉換器(Q5)所輸出的電壓 V_{out} 透過 330KHz 開關頻率的切換向 LED 提供恆定電流。為何流經 LED 串的電流會是一個恆流源呢？因為 DC/DC 轉換器控制器也需透過回授電路來監控 LED 電流檢測電阻 R_{SENSE2} 上的電壓，透過回授電路來增加或減少驅動 DC/DC 轉換器開關的 COG PWM 輸出信號的工作週期。COG PWM 的 Duty 上升緣是由 PWM6 及 PWM5 做 AND 閘的控制後送進 COG 的 RS (Rising Set) 將 COG 的輸出變 Hi。 R_{SENSE2} 所量測的是 LED 的平均電流經 OPA1 做補償放大後會與 R_{SENSE1} 所量測到的電感 L2 峰值電流一起送進 CMP2 做比較，一旦峰值電流超過平均電流 CMP2 送出 Low 訊號到 COG 的 FS (Falling Set) 後會將 COG 的輸出立即拉 Low 以達成恆流源的控制。

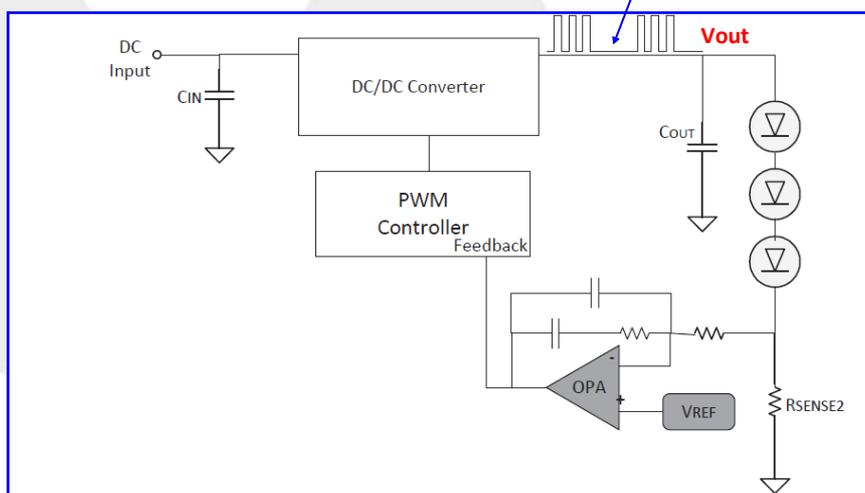
第二個 PWM 是 PWM5(1KHz) 用來調整 LED 的亮度。PWM5 的工作週期可以是以線性變化的控制方式以維持 LED 恆定電流的導通時間。要實現調光，還需要將 PWM5 輸出信號做工作週期 (Duty) 的調整來控制點亮和熄滅 LED 的時間比率。LED 的亮度與 PWM5 工作週期成正比。也就是說 Q4 所輸出的 PWM5 (1KHz) 在 Hi Duty 時會讓 330KHz 的恆定電流流過 LED 串來點亮 LED；在 Low Duty 時則會關閉 LED 的電流。

儘管圖 12 提供了調光控制，使用該方案時還必須慎重考慮其兩個弊端。在 LED 點亮/熄滅期間這些弊端會突然發生（見圖 13）。

第一個弊端會發生在 LED 關閉的時候。在此期間，由於輸出電容 (C_{out}) 緩慢放電，LED 輸出電流會逐漸消失。這可能導致色溫變化以及 LED 功耗增加。

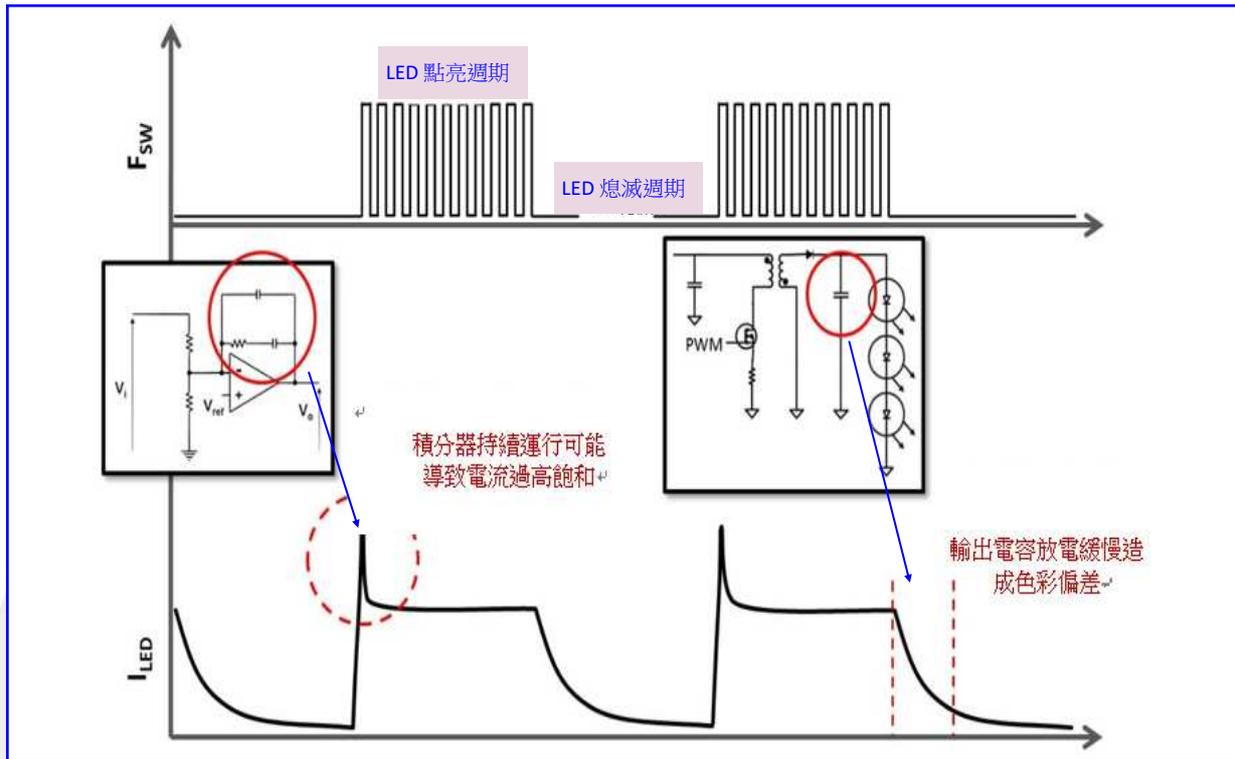
第二個弊端位於驅動器的回授電路。當 LED 點亮時，將向 LED 提供電流且 R_{SENSE2} 上的電壓經相位補償後提供給誤差放大器 (EA)。

圖 12：基本 PWM LED 調光電路



當 LED 關閉時，沒有電流流經 LED， R_{SENSE2} 電壓變為零。在此調光關閉期間，EA 輸出會增加至最大值，並使 EA 補償網路充電過多。當調變 COG PWM 再次導通時，將需要數個週期才能恢復。所以要考慮這時會向 LED 提供高峯值電流，這種過大的過衝電流，可能會縮短 LED 的使用壽命。

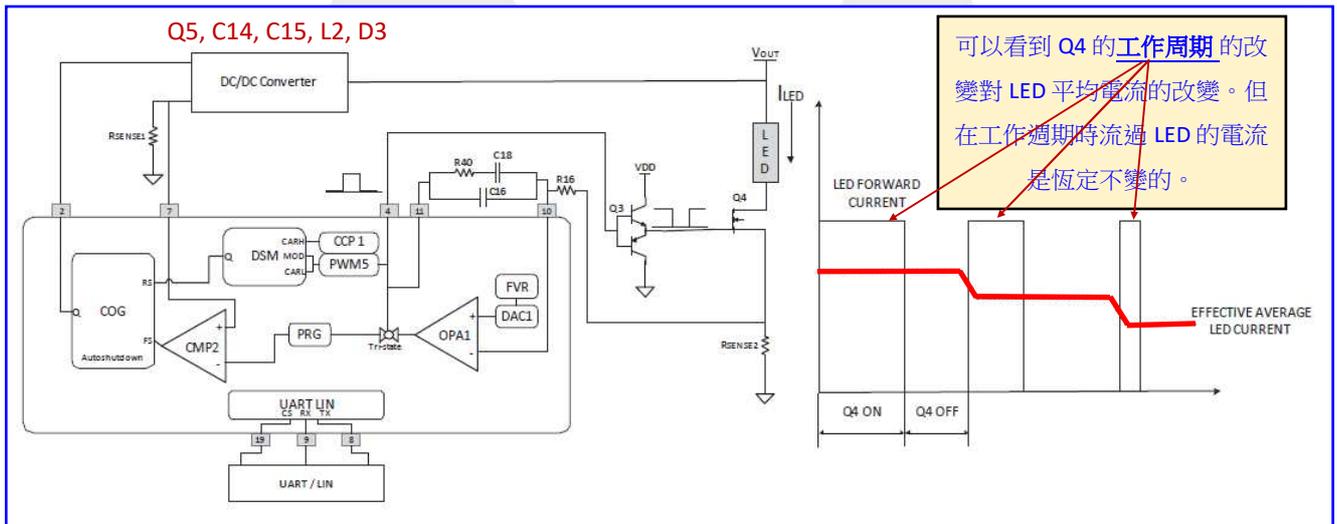
圖 13：基本 PWM LED 調光波形



為提供更具視覺效果的調光並防止 LED 出現瞬間過流現象，本 LED 驅動器設計採用了增強調光技術。該技術涉及到韌體及其它元件。

要消除第一個弊端輸出電容的緩慢放電效應，可以在 LED 串與檢測電阻 R_{SENSE2} 之間添加一個負載開關 Q4（見圖 14）。將 COG 輸出和 Q4 同步關閉，可切斷電容放電路徑並使 LED 快速關閉。

圖 14：LED 調光電路



另一方面，要消除第二個弊端 LED 從熄滅轉為點亮期間出現的高峰值電流，可以使用在 LED 關閉期間啟動的 OPA 覆寫控制。OPA1 的覆寫控制將 OPA1 的輸出，經 PWM5 來控制三態開讓 OPA1 的輸出完全斷開。在該模式下，補償網路與回授線路完全斷開，並保留穩定回授的最後時點以電荷形式存儲在補償電容中。當 LED 再次點亮時，補償網路會再次連接，OPA 輸出電壓會立即跳至以前的穩定狀態（LED 關閉之前），並幾乎即時地恢復 LED 電流設置值（見圖 15）。

圖 15 : PWM5 調光動作

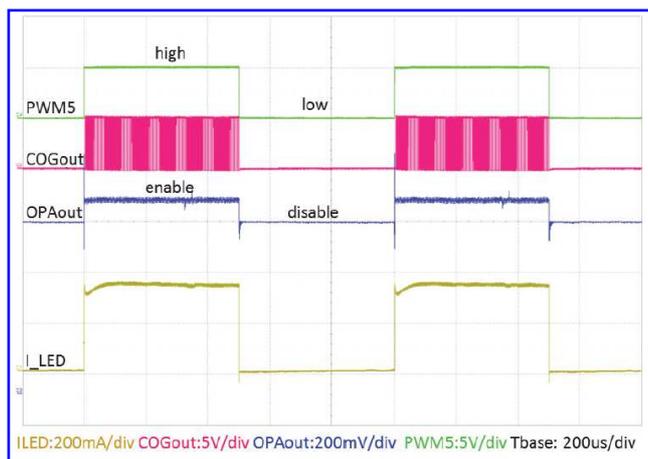
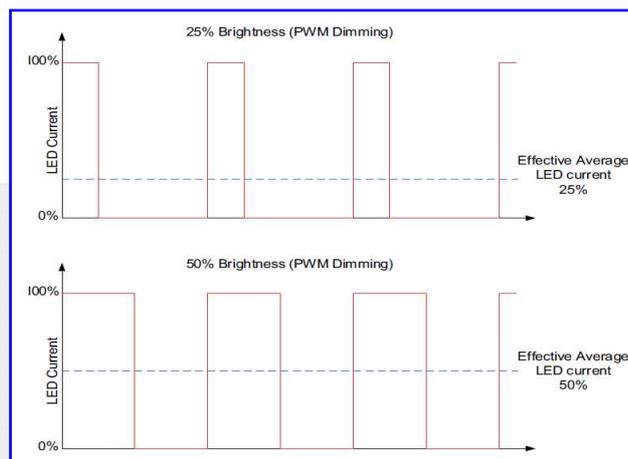


圖 16 : PWM5 調光工作週期



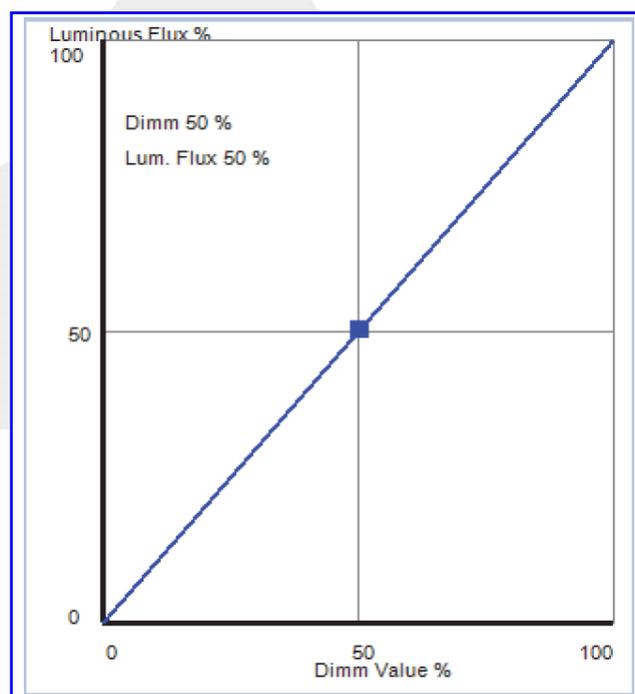
控制 Q4 開關的 PWM 信號是來自 PWM5。PWM5 工作頻率設定為 1 kHz，透過切換 MOSFET 驅動器 Q3 來驅動 Q4 柵極並控制導通和關閉 LED。PWM5 還會控制 OPA1 輸出的三態開狀態以及 COG 輸出。實際上，COG PWM (330KHz) 輸出和 OPA1 的操作也是透過 PWM5 來禁能的。當 PWM5 輸出高電位時，將會啟用 COG PWM 輸出和 OPA1 操作，且 Q4 柵極將會拉至 V_{DD}。這將使 LED 驅動器維持輸出電壓並導通 Q4。當 Q4 導通時，LED 與地之間會存在電流路徑，允許電流流過，從而點亮 LED。當 PWM5 輸出變低時，Q4 柵極將拉至地以使其停止傳導。當 Q4 關閉時，LED 將與地斷開，從而關閉 LED。此外，當 PWM5 為低電位時，OPA1 輸出將轉為三態 (Tri-States)，且 DSM 輸出會變低。當 DSM 輸出為低電位時，將不會觸發 COG 的上升信號源，從而保持 COG 輸出為低電位（見圖 15）。當 Q4 關閉時保持 COG 輸出為低電位，可避免 LED 驅動器輸出的電壓持續增加，最終觸發 OVP。PWM5 頻率的選擇方法是人眼察覺不到閃爍 (1KHz)。點亮和熄滅 LED 會在 LED 驅動器輸出時生成有效的平均 LED 電流。這種有效的平均 LED 電流也可用於表示 LED 的亮度。

所以需要調光時，只要用韌體方式去變更 PWM5 的 Duty Cycle 即可達到調光效果。因為使用的定電流調光方式，所以在調光時 LED 的色溫也不會被改變。如圖 16 所示，當 PWM5 輸出的工作週期發生改變來控制 LED 的亮度時，有效 LED 的平均電流也會發生變化。

有效 LED 平均電流可以在 GUI 中呈線性變化（請參考附錄 B：“PIC16F1769 SEPIC LED 驅動器圖形化使用者介面”）。由於 LED 電流決定 LED 的流明度，調光值與流明度之間也存在明顯的線性關係，如圖 17 所示。

然而，LED 的調光隨時間變化呈線性時，人眼將不會感知到變化的速率，而是認為恆定不變。因此，可以在本 LED 驅動器中選擇應用韋伯-費希納 (Weber-Fechner) 定律的指數調光方法（見圖 18）。這種調光方法近似於光通量與感知亮度之間的對數關係，使人眼能夠感知到平滑漸進的調光。

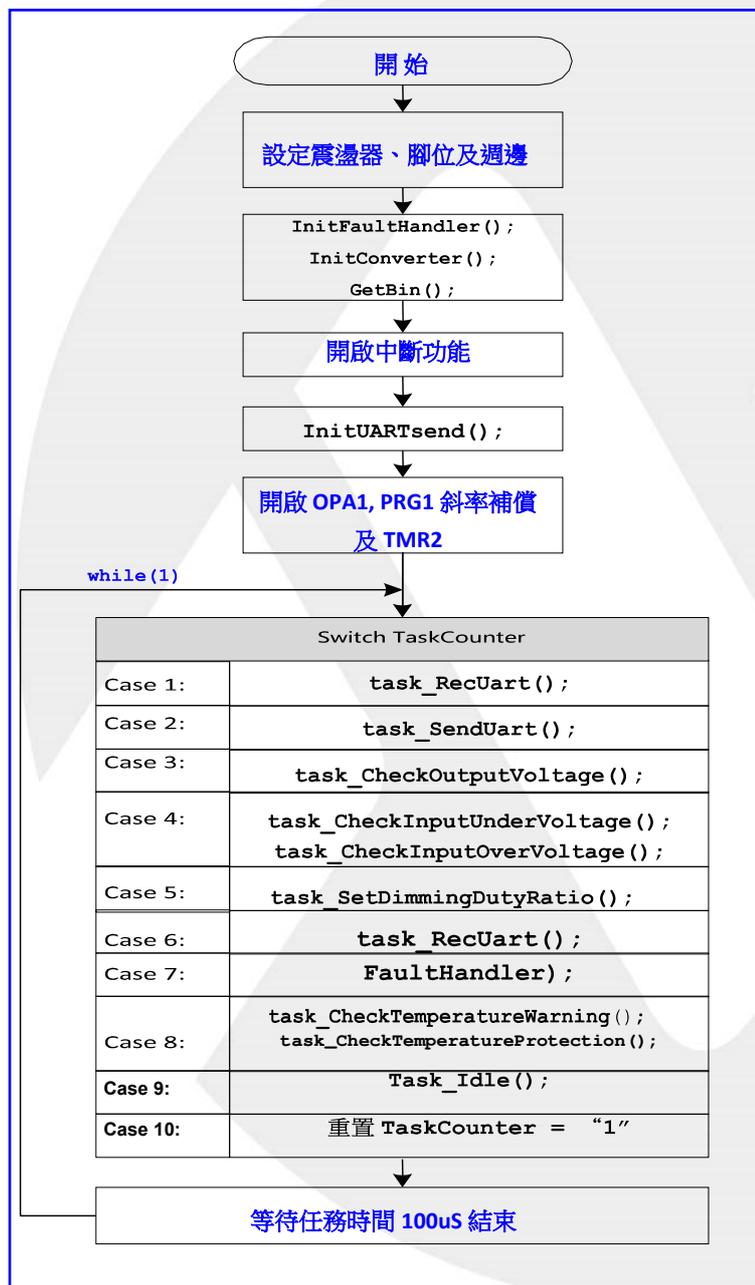
圖 17 : 調光線性功能



為支援韌體中的韋伯 - 費希納敏感標度，我們實施了包含亮度級值以及指數曲線的查閱資料表。該查閱資料表將線性 PWM 調光工作週期轉換為非線性人體工程學韋伯-費希納特性。

韌體流程

圖 19：韌體的流程圖



在此階段，LED 驅動器使用初始調光設置以正常工作狀態運行，同時韌體將處於持續迴圈狀態，根據 `TaskCounter` 值執行以下任務。每個任務每 100µs 執行一次。

1. `task_RecUart()` 函式：該函式接收使用者在 GUI 中選擇的資料。韌體將調整用戶為額定 LED 電流選擇的參數、調光比例和調光模式。
2. `task_SendUart()` 函式：該函式向 GUI 發送關於 LED 驅動器的資訊，可以每 10 ms 向使用者進行回報顯示。

圖 18：韋伯-費希納指數調光

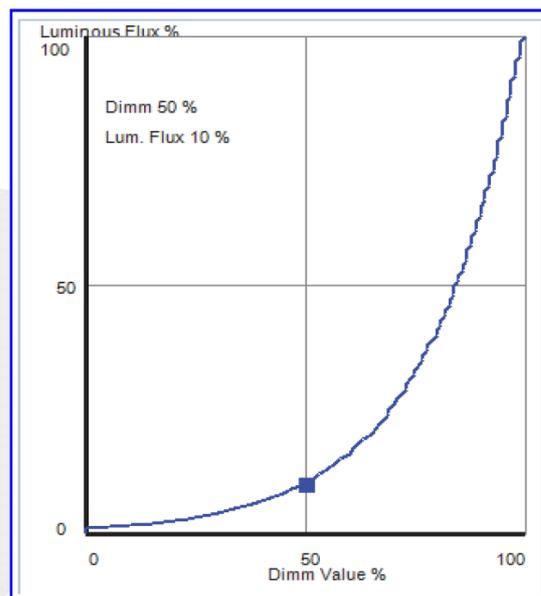


圖 19 所示為 LED 驅動器韌體的流程圖。當微處理控制器時脈頻率穩定時，韌體會初始化週邊，包括設定內部週邊 (CIP) 的連線。同樣，將根據需求配置 I/O 接腳。當週邊和 I/O 接腳初始化時，韌體會執行 `InitFaultHandler()`、`InitConverter()` 和 `GetBin()` 函式。

`InitFaultHandler()` 函式會設置所有的保護功能參數。而 `InitConverter()` 函式會設置 LED 驅動器的調光和保護功能監視。關於這些保護功能參數，請參見 [附錄 D：“SEPIC LED 驅動器保護功能門檻值”](#) 一覽表。

`GetBin()` 函式測量亮度係數編號 (BIN) 電阻並設置 LED 驅動器的相關順向電流。然後該韌體將啟用中斷並執行 `InitUARTsend()`。

`InitUARTsend()` 函式會初始化 GUI 中所使用的資料傳輸。執行該函式後，韌體會執行以下操作：啟用 OPA1，運行 PRG 斜率生成並運行 TMR2 暫存器增量。該事件啟用 LED 驅動器的工作狀態。

3. task_CheckOutputVoltage()函式：該函式檢查 LED 驅動器的輸出電壓。當輸出電壓超過預定義的最大輸出電壓時，將會觸發 OVP。
4. task_CheckInputUnderVoltage()和 task_CheckInputOverVoltage()函式：這些函式檢查 LED 驅動器的輸入電壓。當輸入電壓變低或超過規定的門檻值時，將會分別觸發 UVLO 或 OVLO。
5. task_SetDimmingDutyRatio()函式：該函式根據使用者在 GUI 中所選擇的參數設置 LED 調光。
6. FaultHandler()函式：該函式根據定義的故障條件禁用或恢復 LED 驅動器。當觸發任何保護功能後，將關閉 LED 驅動器。同樣，當狀況恢復到規範範圍時，LED 驅動器將從故障檢測中恢復。
7. task_CheckTemperatureWarning() 和 task_CheckTemperatureProtection()函式：這些函式檢查 LED 外殼溫度。當溫度上升到預定義門檻值時，將會分別觸發 OTW 或 OTP。
8. Idle()函式：該函式提供延遲功能，實現每隔 1 ms 執行一次所有任務。
9. 執行函數程式後，韌體會將 TaskCount設置為“1”。該事件使韌體再次執行所有功能程式，形成持續迴圈執行。
3. 請注意，初始化之後，不會寫入任何調整輸出電流的代碼。這是因為結合使用的 CIP 可以控制驅動，不需要 CPU 提供輸入便可獨立執行任務。因此韌體的複雜性降低。

本應用筆記的原始程式碼可從 **Microchip 網站**
(www.microchip.com) 下載取得。

元件選擇

本部分介紹有關如何選擇 LED 驅動器主要元件的考慮因素。

工作週期

選擇正確的元件值和額定值時，首先要確定 PWM 輸出的最大工作週期 D_{MAX} 。確定 D_{MAX} 後，便可以計算元件電流額定值以及開關元件上的最大電壓應力。 D_{MAX} 取決於輸入電壓 V_{IN} 的最小值以及 LED 所需數量來決定的電壓輸出值。考慮到公式 7 中所定義的電壓轉換關係中的這些條件， D_{MAX} 可以透過以下方法計算（見公式 12）。

公式 12：最大工作週期

$$D_{MAX} = \frac{V_{OUT}}{V_{IN\ MIN} + V_{OUT}}$$

公式 13：D3 二極體電壓降的最大工作週期

$$D_{MAX} = \frac{V_{OUT} + V_D}{V_{IN\ MIN} + V_{OUT} + V_D}$$

目前，二極體 D3 順向電壓壓降 V_D 因其值較低而被忽略。如果考慮二極體的壓降， D_{MAX} 將為（見公式 13）。

根據給定的最小輸入電壓和 LED 驅動器的最大輸出電壓規範，計算得出的 D_{MAX} 為 82%。微處理控制器中的 COG 所提供的工作週期比所需的該工作週期高得多。

電感 L1 和 L2

用公式 7 求解 V_{OUT} 並將其結果代入公式 8 求解 V_{CC} 顯示，在整個開關週期中 V_{CC} 等於 V_{IN} 。如之前所討論，應用至 L1 的電壓等於 V_{IN} ，而應用至 L2 的電壓等於 V_{CC} 。由於 V_{CC} 也等於 V_{IN} ，因此應用至 L1 和 L2 的電壓都等於 V_{IN} 。在 L1 和 L2 上應用相同的電壓，允許這些電感繞組在相同的內核上。這些耦合電感在印刷電路板 (PCB) 上佔用的空間較小，因此會減少成本並減少電感漣波電流。

為耦合電感選擇電感值時，首選要計算電感的峰到峰漣波電流。因此，電感漣波電流的近似值為最大輸入電流的 20% 至 40%。漣波過多時會增加電磁干擾 (EMI)，而漣波過少時會導致開關操作不穩漣定。[公式 14](#) 所示為如何透過選擇最大輸入電流的 20% 來計算電感漣波電流。

公式 14：電感的漣波電流

$$\Delta I_L = 0.2 \times I_{LED} \times \frac{D_{MAX}}{1-D_{MAX}}$$

公式 15：耦合電感值

$$L = L1, L2 = \frac{1}{2} \times \frac{V_{IN MIN} \times D_{MAX}}{\Delta I_L \cdot F_{SW}}$$

確定耦合電感漣波電流後，可使用[公式 15](#) 計算耦合電感的電感。由於這兩個耦合電感繞阻共用漣波電流，無論所需的電感峰到峰漣波電流如何，電感值都要是單個電感的一半。

在本設計解決方案中，計算得出的耦合電感值等於 22.49 uH。但卻選用了 22 uH，因為它最接近出廠可用的標準電感值。因此，應根據該選定電感值重新計算電感漣波電流，以瞭解最壞情況下的實際電感漣波電流（見[公式 16](#)）。

另一個必須考慮的重要電感規範是最大電感峰值電流。選定的耦合電感必須比該最大電感峰值電流至少高出 20%，才能避免飽和。

[最大峰值電感電流](#)由 L1 平均電流 (IL1

AVE) 和 L2 平均電流 (IL2 AVE) 決定。由於耦合電容所提供的隔離，IL1 AVE 和 IL2 AVE 分別等於輸入平均電流和 LED 順向電流（見[公式 17](#)）。合併這兩個電流加上一半的實際電感漣波電流，即可計算出最壞情況下的峰值電感電流（見[公式 18](#)）。

公式 16: 實際耦合電感漣波電流

$$\Delta I_{L ACTUAL} = \frac{1}{2} \times \frac{V_{IN} \times D_{MAX}}{L_{ACTUAL} \cdot F_{SW}}$$

公式 17: 平均 L1 及 L2 電流

$$I_{L1 AVE} = \frac{V_{OUT} \times I_{LED}}{V_{IN MIN} \times \eta} \quad \eta = \text{efficiency}$$

$$I_{L2 AVE} = I_{LED}$$

公式 18: 電感峰值電流

$$I_{LPK} = I_{L1 AVE} + I_{L2 AVE} + (0.5 \times I_{L ACTUAL})$$

MOSFET Q5

在選擇功率開關時，考慮使用的 MOSFET 必須能夠承受峰值電壓和電流應力，同時還能將功耗降至最低。MOSFET 的額定漏電流必須高於[公式 18](#) 中所示的電流，且額定漏源電壓必須高於[公式 19](#) 中所示的電壓。此外，MOSFET 的額定功耗必須大於[公式 20](#) 中所示的傳導損失與開關損失之和。

公式 19：Q5 (Drain-Source) 電壓

$$V_{Q5DS} = V_{IN MAX} + V_{OUT MAX} + V_D$$

$$P_{Q5D} = I_{Q5RMS} \times r_{DS ON} \times D_{MAX} \times I_{Q5D} \times (V_{IN MIN} + V_{OUT} + V_D) \times \frac{T_{RISE} + T_{FALL}}{2} \times F_{SW}$$

其中:

$$I_{Q5RMS} = \frac{I_{IN}}{\eta \sqrt{D_{MAX}}}$$

$$I_{Q5D} = \text{漏電流}$$

$R_{DS ON}$ = DS 導通狀態電阻

T_R = 上升時間

T_F = 下降時間

公式 20：Q5 的功耗計算

根據使用[公式 18](#)、[公式 19](#) 和[公式 20](#) 計算得出的值，本設計中使用 N 通道 MOSFET (Q5)，其額定功耗為 70°C 時 60V、8.7A 和 800 mW。

輸出二極體 D3

由於流經 MOSFET Q5 和二極體 D3 的峰值電流相同，所選的 D3 還必須處理公式 18 中所示的 ILPK。此外，D3 的反向額定電壓應大於 Q5 的最大電壓，以負責瞬態和迴圈情況。由於 D3 平均電流為順向 LED 電流，D3 必須能夠處理公式 21 中所示的功耗。

公式 21：D3 功耗

$$P_{D3D} = I_{LED} \times V_D$$

在本設計中 D3 是使用蕭特基(Schottky)二極體，其具有高速切換、60V 反向電壓、1A 順向電流和 550 mW 額定功率。

輸入電容 C_{IN}

輸入電容 C_{IN} 降低輸入的漣波電壓。C_{IN} 可以為 10uF 與 100uF 之間的任何值，因為其漣波電流因輸入電感而相當低。此外，由於電流波形為連續三角形，C_{IN} 應能夠處理所流經的 RMS 電流。流經 C_{IN} 的 RMS 電流由公式 22 給

公式 22：輸入電容電流

$$I_{CIN\ RMS} = \frac{\Delta I_{LACTUAL}}{\sqrt{12}}$$

本應用使用的是額定值為 50V 的 10uF 陶瓷電容，其具有低等效串聯電阻 (LSR) 和均方根電流 (RMS) 的性能。

耦合電容 C_c

如前所述，耦合電容 C_c 上的電壓等於 V_{IN}，因此選擇 C_c 時其額定電壓必須大於最大輸入電壓規範。C_c 的電容值可以使用公式 23 計算，其中 ΔV_{CS} 為 C_c 上的所需漣波電壓。

公式 23：耦合電容

$$C_C = \frac{I_{LED} \times D_{MAX}}{\Delta V_{CS} \times F_S}$$

公式 24：ICC RMS 電流

$$I_{CC\ RMS} = I_{LED} \times \sqrt{\frac{V_{OUT}}{V_{IN\ MIN}}}$$

C_c 必須能夠承受流經其的 RMS 電流。因此，所選擇 C_c 的額定 RMS 必須大於使用公式 24 計算得出的值。

輸出電容 C_{OUT}

當 Q5 導通時，輸出電容 C_{OUT} 供應輸出電流，因此 C_{OUT} 必須具有足夠的電容量，同時又能降低應用的輸出漣波電壓要求。由於 LED 驅動器為 C_{OUT} 使用的是 Low ESR 陶瓷電容，計算 C_{OUT} 時可以忽略 ESR。C_{OUT} 可以使用公式 25 計算，其中 C_{OUT} 漣波電壓 ΔV_{COUT} 是最小輸出電壓的 1%。

公式 25：輸出電容

$$C_{OUT} \geq \frac{I_{LED} \times D_{MAX}}{\Delta V_{COUT} \times F_{SW}}$$

公式 26：輸出電容電流

$$I_{COUT\ RMS} = I_{LED} \times \sqrt{\frac{V_{OUT}}{V_{IN\ MIN}}}$$

類似於電路中的其他電容，所選的輸出電容 C_{OUT} 必須也能夠處理其流入和流出的 RMS 電流。所選的 C_{OUT} RMS 額定電流必須大於使用公式 26 計算得出的 RMS 電流。

表 3 所示為根據為本應用計算得出的值所選擇的組件一覽表。

表3： SEPIC 設計元件選擇

| Design Equation | Computation | Selected Component/ Rating |
|---------------------------|--|---|
| Passive Components | | |
| (19) | $D_{MAX} = \frac{31.2V + 0.7V}{7V + 31.2V + 0.7V} = 82\%$ | COILCRAFT MSD1583-223MEB: 22 uH, 2.44A, 65 mA |
| (20) | $\Delta I_L = 0.2 \times 350mA \times \frac{0.82}{1-0.82} = 319 mA$ | |
| (21) | $L1, L2 = \frac{1}{2} \times \frac{7V \times 0.82}{319 mA \times 400KHz} = 22.494 \mu H$ | |
| (22) | $I_{L ACTUAL} = \frac{7V \times 0.82}{22 \mu H \times 400 KHz} = 652 mA$ | |
| (24) | $I_{LPK} = 1.95A + 350mA + (0.5 \times 319mA) = 2.63A$ | |
| (28) | $I_{CINRMS} = \frac{650mA}{\sqrt{12}} = 188 mA$ | 10 μF, 50V X7R ceramic |
| (29) | $C_C = \frac{350 mA \times 0.82}{312 mV \times 400 KHz} = 2.05 \mu F$ | 2 μF, 50V X7R ceramic |
| (30) | $I_{CC RMS} = 350 mA \times \sqrt{\frac{31.2V}{7V}} = 739 mA$ | |
| (31) | $C_{OUT} \geq \frac{350 mA \times 0.82}{312 mV \times 400 KHz} = 2.29 \mu F$ | 4.4 μF, 100V X7S ceramic |
| (32) | $I_{COUT RMS} = 350 mA \times \sqrt{\frac{31.2V}{7V}} = 739 mA$ | |

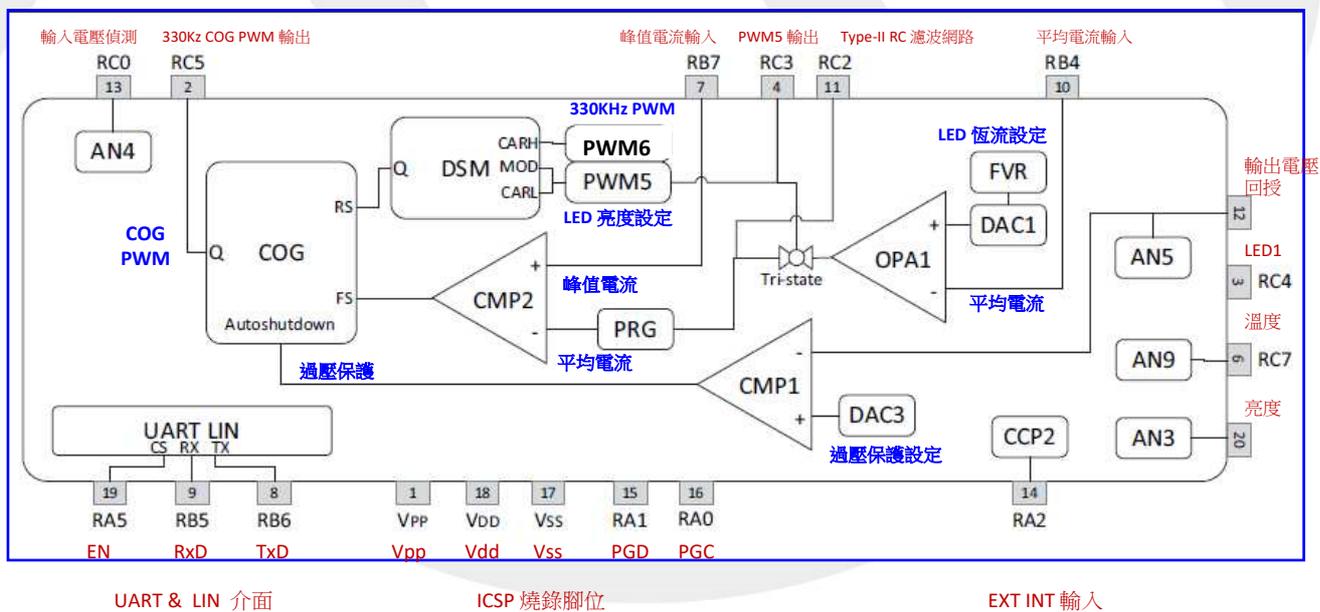
表3： SEPIC 設計元件選擇 (續)

| Design Equation | Computation | Selected Component/ Rating |
|--------------------------|--|---|
| Active Components | | |
| (25) | $V_{Q5DS} = 21.5V + 31.2V + 0.7V = 53.4V$ | SIR878ADP with 100V drain source voltage, 13.3A drain current and maximum power dissipation of 3.2W at 70°C |
| (24) | $I_{Q5D} = 1.95V + 350 mA + (0.5 \times 650mA) = 2.63A$ | |
| (26) | $P_{Q5D} = (1.725A)^2 \times 0.036\Omega \times 0.82 \times 2.63A \times (7V + 31.2V + 0.7V) \times \frac{20 ns + 20 ns}{2} \times 400 KHz = 71.83 mW$ | |
| (25) | $V_{D3R} = 21.5V + 31.2V + 0.7V = 53.4V$ | SS2PH10-M3/84A Schottky Barrier Rectifier with 100V reverse voltage and 2A rectified forward current |
| (23) | $I_{D3AVE} = 350 mA$ | |
| (27) | $P_{D3D} = 350 mA \times 0.7V = 245 mW$ | |

MCU 週邊

圖 20 和表 4 概述了本應用的 PIC16F1769 的配置。

圖 20：PIC16F1769 SSOP 包裝內部週邊的連線配置



- 互補輸出產生器 (COG)
- 電壓比較器 (CMP)
- 可程式設計斜率產生器 (PRG)
- 運算放大器 (OPA)
- 資料信號調變器 (DSM)
- 固定參考電壓 (FVR)
- 數位至類比轉換器 (DAC)
- 類比至數位轉換器 (ADC)
- 計時器 (TMR)
- 脈衝寬度調變 (PWM)

表 4： PIC16F1769 接腳連接

| 接腳編號 | 名稱 | 功能 | 電路連接 |
|------|-----|-----------------|----------------------|
| 1 | VPP | VPP (ICSP MCLR) | |
| 2 | RC5 | COG 輸出 | SEPIC MOSFET 驅動器 |
| 3 | RC4 | 故障指示器 | LED 故障指示器 |
| 4 | RC3 | PWM5 | 調光電路 |
| 5 | RC6 | 未使用 | |
| 6 | RC7 | 類比至數位轉換器 (AN9) | LED 外殼溫度 |
| 7 | RB7 | 比較器 2 順向輸入 | SEPIC 檢測電阻 (RSENSE1) |
| 8 | RB6 | UART 傳輸 | |
| 9 | RB5 | UART 接收 | |
| 10 | RB4 | OP AMP 1 負輸入 | LED 檢測電阻 (RSENSE2) |
| 11 | RC2 | OPAMP1 輸出 | 補償器電路 |
| 12 | RC1 | 比較器 1 負輸入 | 輸出電壓檢測 |
| 13 | RC0 | 類比至數位轉換器 (AN4) | 輸入電壓檢測 |
| 14 | RA2 | 捕捉比較 PWM (CCP2) | 汽車外部介面 |
| 15 | RA1 | CLK (ICSP PGC) | |
| 16 | RA0 | DAT (ICSP PGD) | |
| 17 | Vss | 地線 | |
| 18 | VDD | 電源電壓 | |
| 19 | RA5 | CS | |
| 20 | RA4 | 類比至數位轉換器 (AN3) | |

註 1：請參考 [附錄 E：“週邊參考”](#)，瞭解與本應用所用週邊相關的技術簡報和參考的列表。

性能

圖 21、圖 22 和圖 23 所示為 LED 驅動器的調光性能和效能。

圖 21：線性調光性能

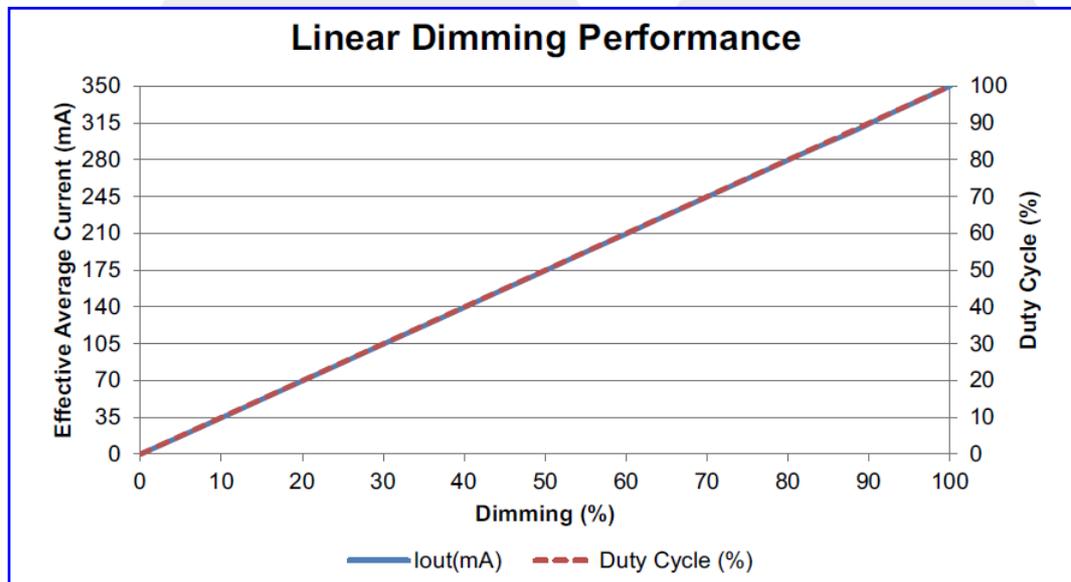


圖 22：韋伯-費希納調光性能

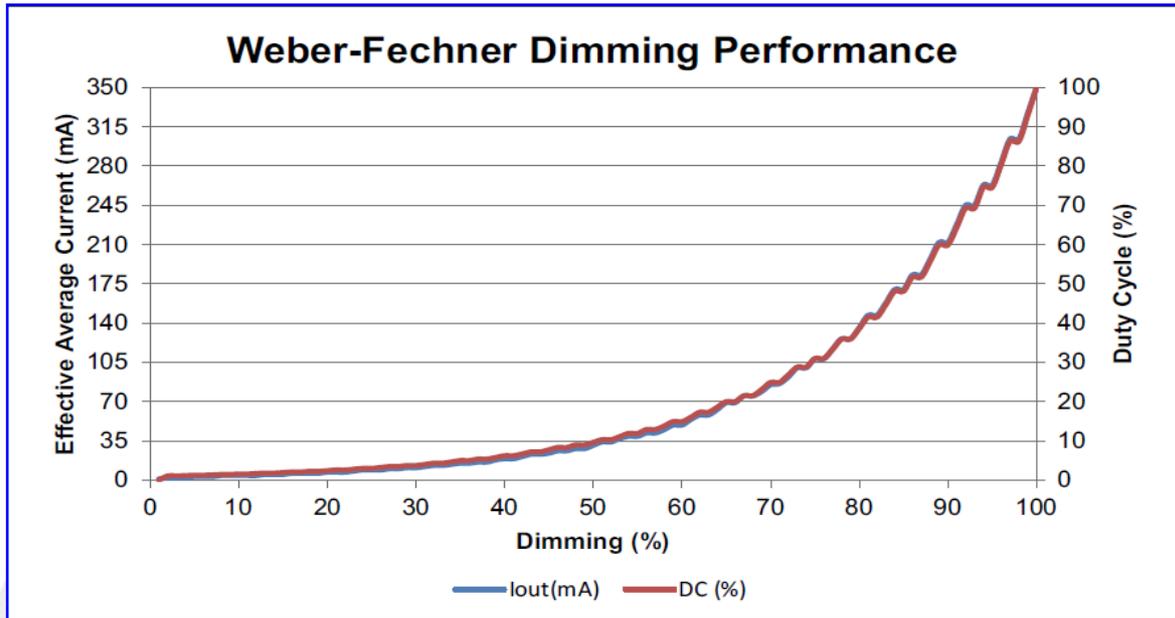
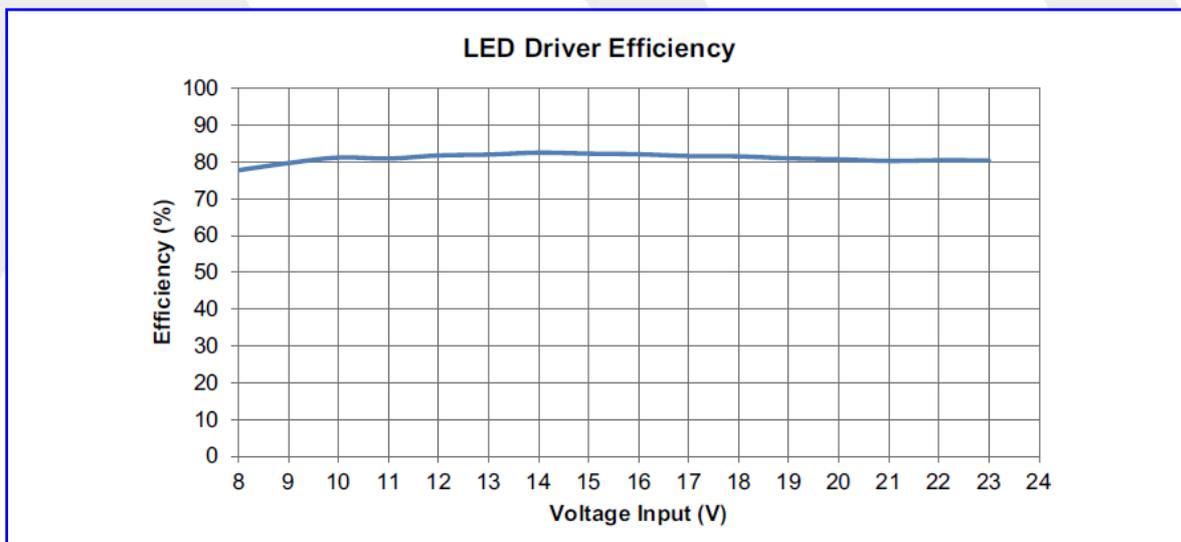


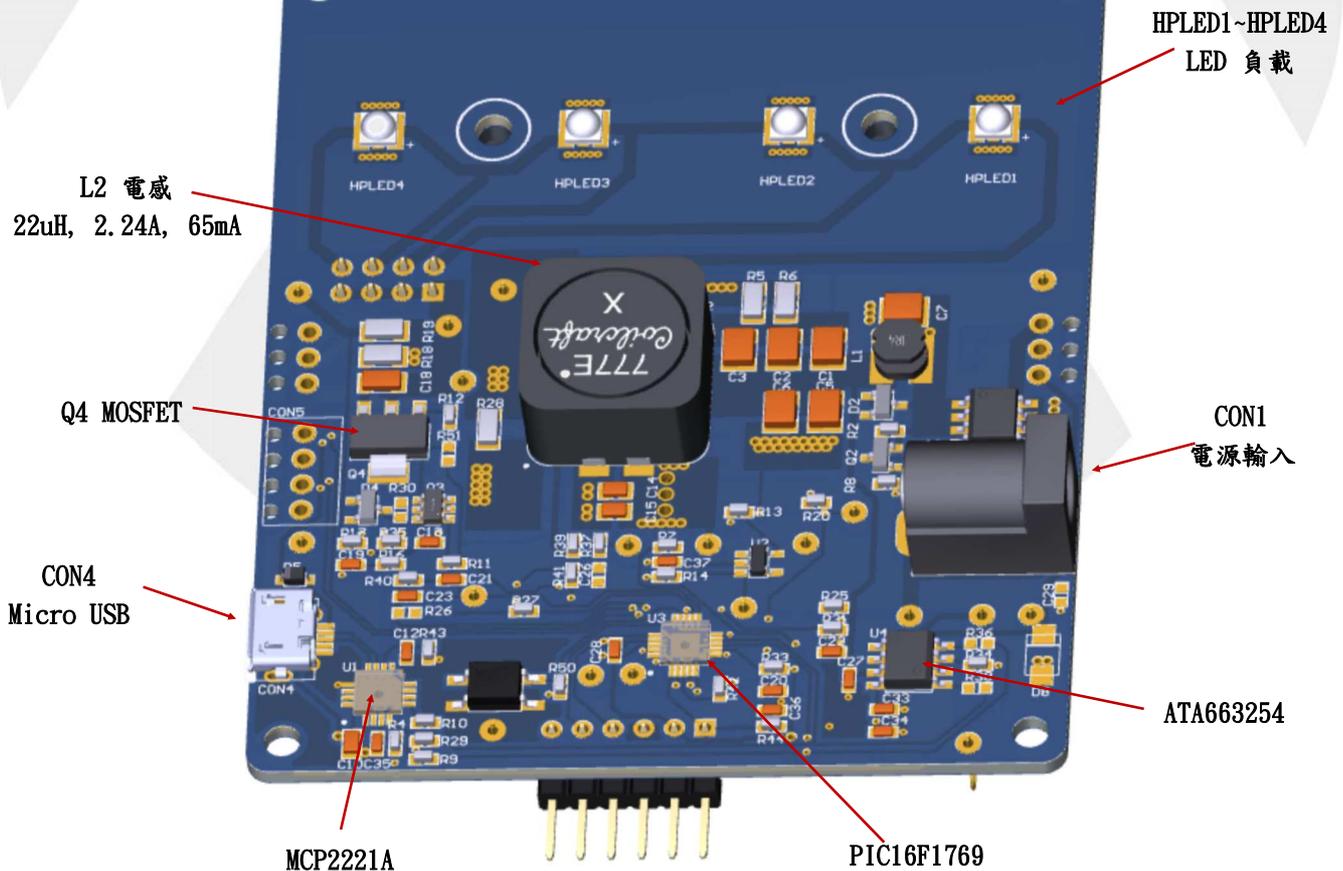
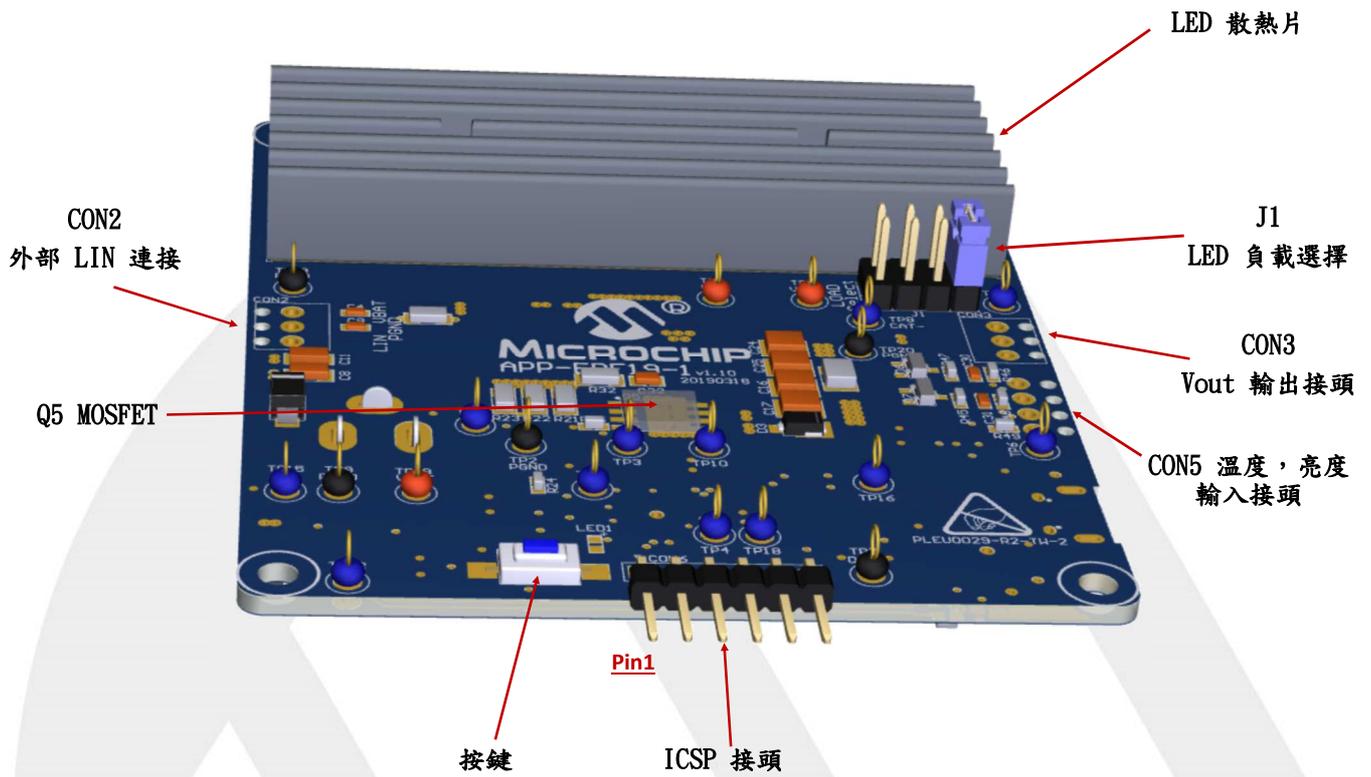
圖 23：LED 驅動的效率



總結

在汽車應用等嚴苛應用環境中，LED 驅動器必須具有智慧且可靠的特性。本應用筆記介紹的 LED 驅動器解決方案能夠滿足這種需求。利用 PIC16F1769 微處理控制器的靈活性，LED 驅動器可以維持 LED 色溫的一致性，延長 LED 的使用壽命，增強調光方法並實現安全功能。

附錄 A : 主零件配置



PIC16F1769 SEPIC LED 驅動器供電

CON1 為 DC 主電壓輸入的接頭。額定輸入電壓源應限制為 0V 至 +45V 範圍及 1A 限制電流時。對於額定操作，正常工作輸入電壓應在 +7V 至 +23V 之間。

PIC16F1769 SEPIC LED 驅動器應用負載

LED 驅動器具有最多 4 個板上 LED，可透過 JP1 連接器中進行選擇。LED 載可以透過 JP1 做一顆到四顆必須用跳線連接到所需 LED 編號。要驅動外部 LED，請將 LED (-) 陰極連接至 JP1 的 CAT-，並將 LED (+) 陽極連接至 J2 的 +An。確保跳線 LED_ON 斷開。

狀態 LED

PIC16F1769 LED 驅動版上有一顆 LED 用來指示操作期間故障檢測的情況。LED1 指示器點亮表示有以下故障：

UVLO 檢測

OVLO 檢測

OOVP 檢測

圖形化使用者介面

在為使用者提供的圖形化使用者介面 (GUI) 中可以選擇所需的電流、調光方法和調光比。此外還提供了故障保護、電流溫度以及輸入和輸入電壓顯示。請參考 [附錄 B：“PIC16F1769 SEPIC LED 驅動器圖形化使用者介面”](#)。

波德圖測量

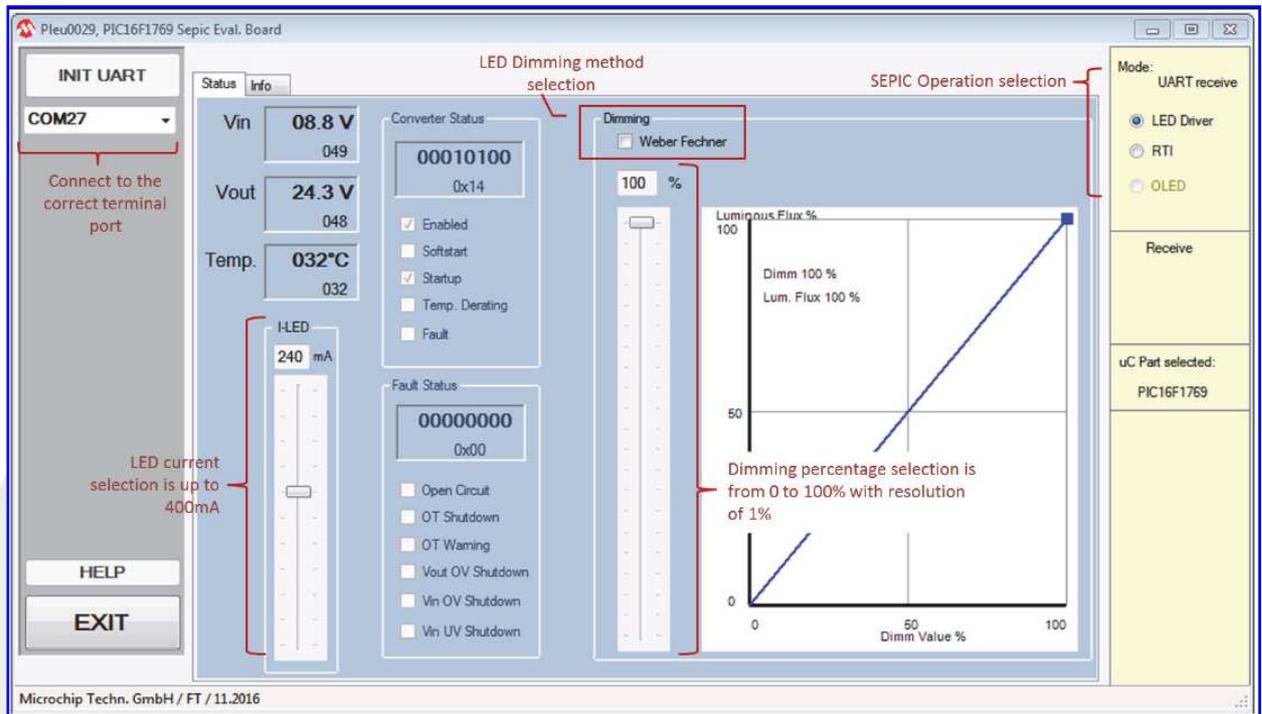
波特連接器用於電源回授線路測量。請參考 [附錄 C：“波特圖測量設置”](#)。

程式燒錄

插頭 CON6 用於線上串列燒錄 (In-Circuit Serial Programming™)。使用著可以使用 PICKit3 或 PICKit4 直接連接到 CON6 透過 MPLAB® X IDE 來燒錄 LED 驅動器的程式。請參考《MPLAB® X IDE 使用者指南 (DS50002027C)》，瞭解 MPLAB® X IDE 如何用於 Microchip 除錯器/燒錄器的更多資訊。

註：在啟用 LED 驅動器展示板工作之前，請勿先連接 PICKit3 燒錄器 (www.microchip.com)。

附錄 B：PIC16F1769 SEPIC LED 驅動器圖形化使用者介面



該 LED 驅動器的使用者圖形化介面 (GUI) 是一款專為 LED 控制所開發的直覺式的顯示的 PC 實用程式，可即時顯示 LED 驅動器狀態、電壓和溫度而設計。LED 的調光 (PWM5 Duty) 和 LED 電流 (DAC1) 也可以在 GUI 中進行控制。

為了使用 LED 驅動器 GUI，使用者需要使用 mini-USB 電纜連線 PC 與 LED 驅動器板。在使用 GUI 之前必須先給 LED 驅動器板上電。在 GUI 上，選擇所使用的正確終端埠 (圖中視顯示連接到虛擬的通信埠，但實際需以 PC 連接為主。可檢視一下 PC 的裝置管理員)，然後按一下“INIT UART” 按鈕啟動通信。

附錄 C：波德圖測量設置

圖 C-1：基本測量

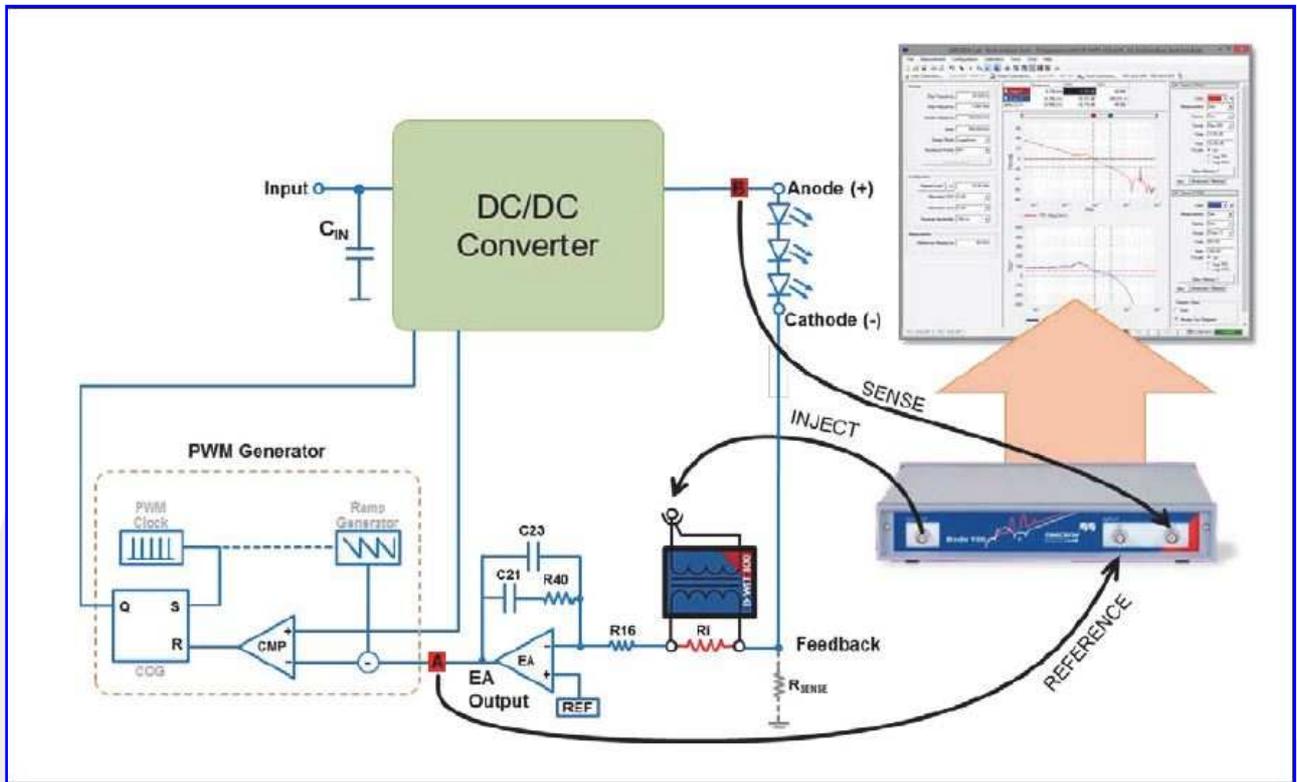


圖 C-2：補償測量

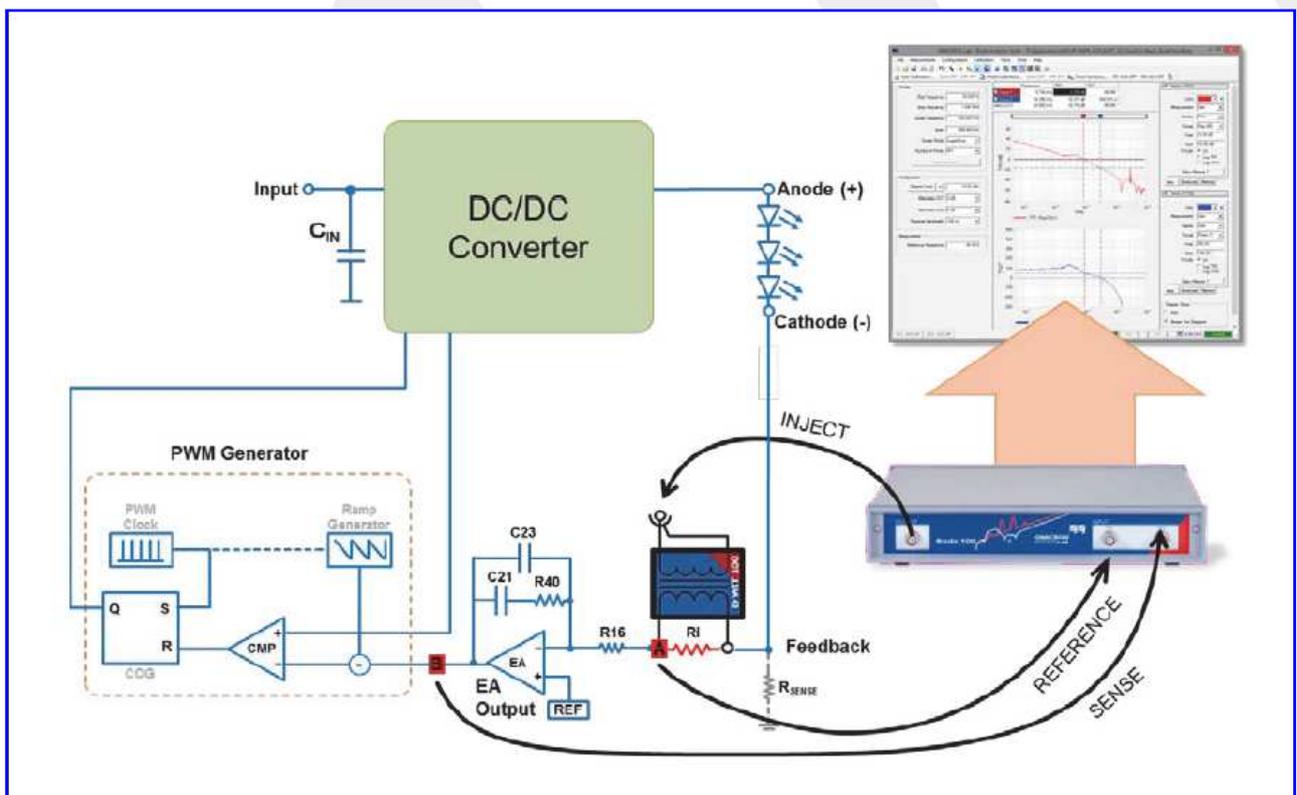


圖 C-3 : 開環路測量

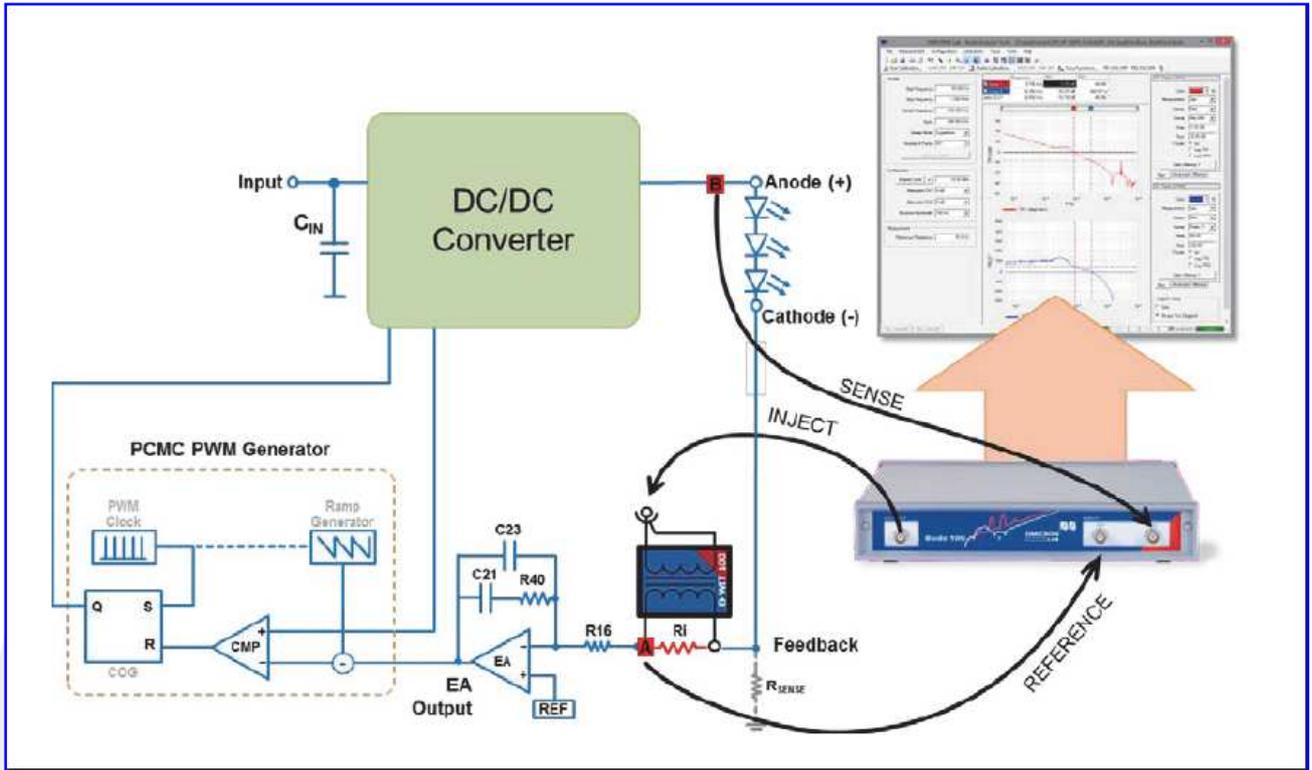
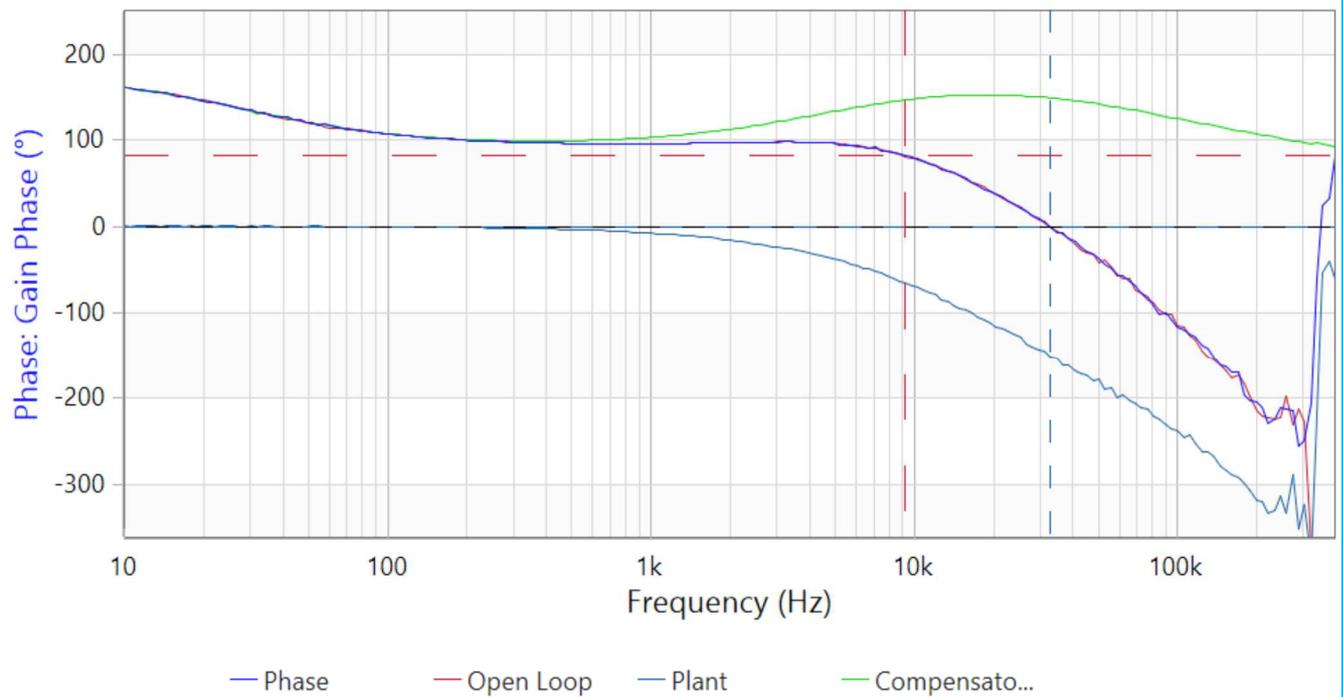
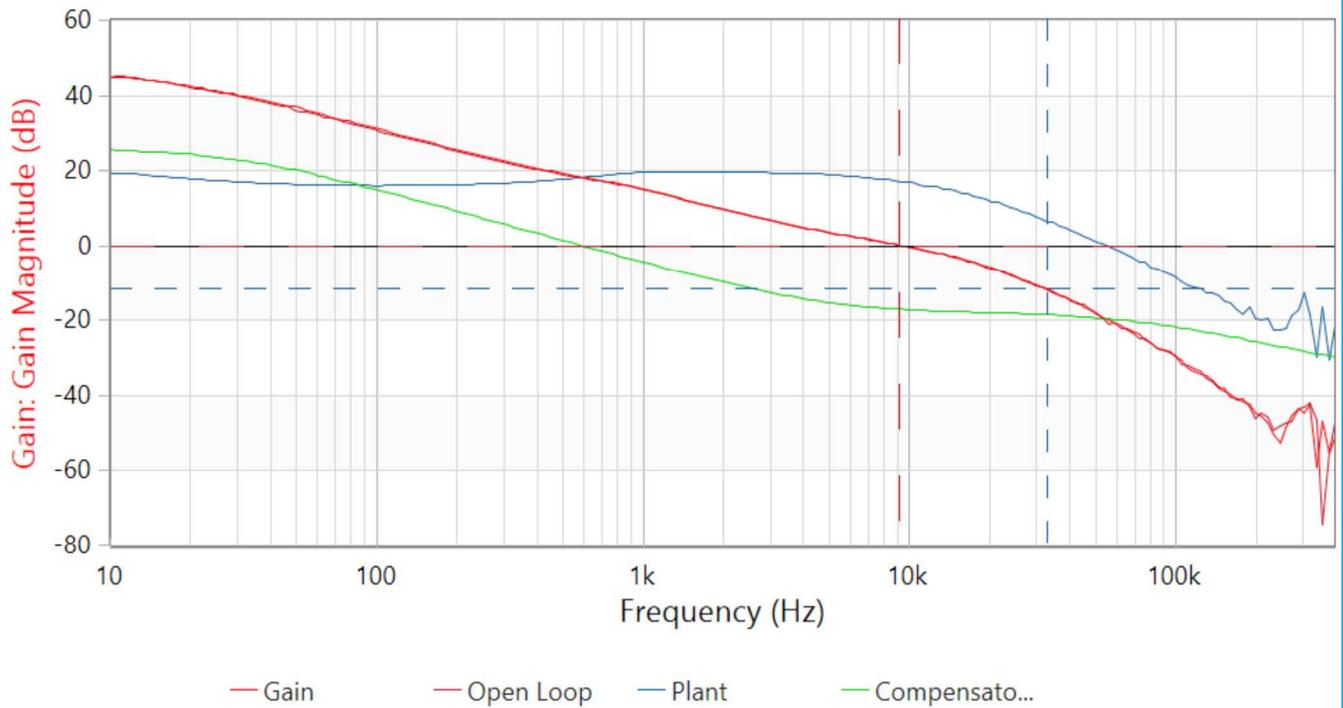


圖 C-4 : 波德圖測量結果



| | Cursor 1 | Cursor 2 | delta C2-C1 |
|--------------|-----------------------|-----------------------|-----------------------|
| Frequency | 9.248 kHz | 33.045 kHz | 23.797 kHz |
| Gain | Magnitude (dB) | Magnitude (dB) | Magnitude (dB) |
| Measurement | 0 dB | -11.454 dB | -11.454 dB |
| Phase | Phase (°) | Phase (°) | Phase (°) |
| Measurement | 83.309 ° | 0 ° | -83.309 ° |

附錄 D：SEPIC LED 驅動器保護功能門檻值

表 D-1：保護功能韌體的門檻

| 常量 | 值 | 說明 |
|----------------------------|-----|------------------------|
| OutputVoltageClamping | 50 | 所需的輸出過壓箝位元門檻值（單位為 V） |
| OutputVoltageClampRecovery | 48 | 所需的輸出過壓箝位元恢復門檻值（單位為 V） |
| InputUVLOTrip | 6 | 所需的輸入欠壓鎖定門檻值（單位為 V） |
| InputUVLORecovery | 7.5 | 所需的輸入欠壓鎖定恢復門檻值（單位為 V） |
| InputOVLOTrip | 24 | 所需的輸入過壓鎖定門檻值（單位為 V） |
| InputOVLORecovery | 23 | 所需的輸入過壓鎖定恢復門檻值（單位為 V） |
| LED_OTWTrip | 100 | 所需的過溫警告門檻值（單位為 °C） |
| LED_OTWRecovery | 90 | 所需的過溫警告恢復門檻值（單位為 °C） |
| LED_OTPTrip | 124 | 所需的過溫保護門檻值（單位為 °C） |
| LED_OTPRecovery | 90 | 所需的過溫保護恢復門檻值（單位為 °C） |

附錄 E：週邊參考

表 E-1：週邊參考一覽表

| 週邊 | 參考資料 |
|-----------|--|
| 類比至數位轉換 | 應用筆記 AN840， <i>PIC16F7X/PIC16C7X Peripherals Configuration and Integration</i> （DS00008400） |
| 捕捉/比較/PWM | 應用筆記 AN594， <i>Using the CCP Module(s)</i> （DS00594） |
| Timer1 | 技術簡介 TB3100《Timer1 計時器模式中斷延遲》（DS90003100A_CN） |
| 互補輸出產生器 | 技術簡介 TB3119， <i>Complementary Output Generator Technical Brief</i> （DS90003119） |
| 斜率補償 | 技術簡介 TB3120《PIC® 微處理控制器的斜率補償器》（DS90003120A_CN） |
| 固定參考電壓 | 技術簡介 TB3104《使用 PIC16F753 類比功能的升壓轉換器》（DS90003104A_CN） |
| 運算放大器 | 技術簡介 TB3132， <i>Operational Amplifier Module of 8-bit PIC® Microcontrollers</i> （DS90003132） |
| 比較器 | 應用筆記 AN1104《配置多個電容觸摸感測按鈕》（DS01104_CN） |
| 數位至類比轉換 | 應用筆記 AN823， <i>Analog Design in a Digital World Using Mixed Signal Controllers</i> （DS00823） |