

AN-6067

初級側調整 (Primary-Side Regulation, PSR) PWM 控制器的設計與應用

FAN100 / FAN102 / FSEZ1016A / FSEZ1216

摘要

此技術應用文件說明使用 PSR 控制器的一般充電器。本文會詳細說明此控制器的功能，以及電源供應器的運作。並根據所建議的設計指南，提供有詳細參數的設計範例提供，以展示控制器的優異性能。

應用

- 行動電話、無線電話、PDA、數位相機和電源工具的電池充電器
- 取代線性變壓器和 RCC SMPS 的最佳選擇

功能

- 無需次級反饋電路即可控制恆定電壓 (CV) 與恆定電流 (CC)
- 藉由 Fairchild 的 *TRUECURRENT™* 專利技術達成精準的恆電流控制
- 省電模式功能：以線性方式降低 PWM 頻率
- 將 PWM 頻率固定在 42kHz，並利用跳頻來解決 EMI 問題
- 低啟動電流：10μA (典型)
- 低工作電流：3.5mA (典型)
- 峰值電流模式控制
- 逐週期電流限制
- V_{DD} 過電壓保護 (OVP)
- V_{DD} 電壓過低鎖定 (UVLO)
- 將閘極最大輸出電壓箝制在 18V
- 固定的過溫保護 (OTP)
- 為嚴苛的 CV 調節提供纜線補償

PSR PWM 控制器

FAN100	PSR PWM 控制器
FAN102	FAN100 + 纜線補償
FSEZ1016A	FAN100 + MOSFET (1A/600V)
FSEZ1216	FAN102 + MOSFET (1A/600V)

針腳配置

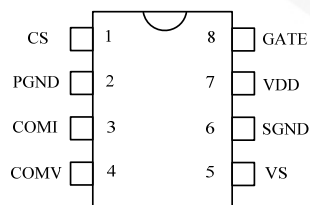


圖 1. FAN100

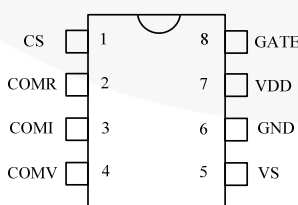


圖 2. FAN102

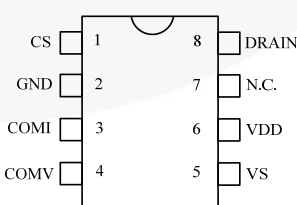


圖 3. FSEZ1016A

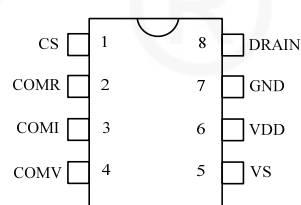


圖 4. FSEZ1216

典型應用

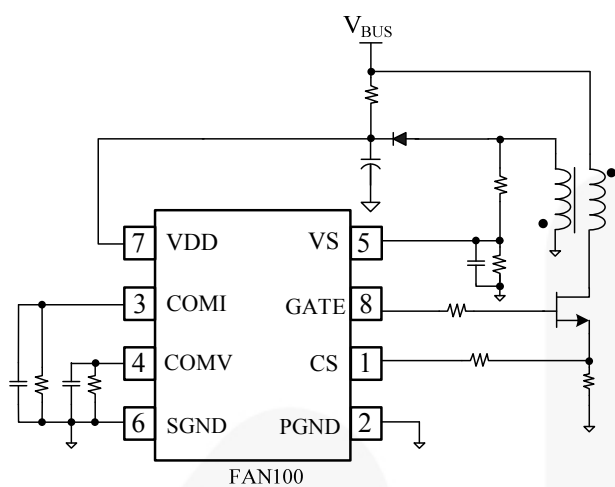


圖 5. FAN100

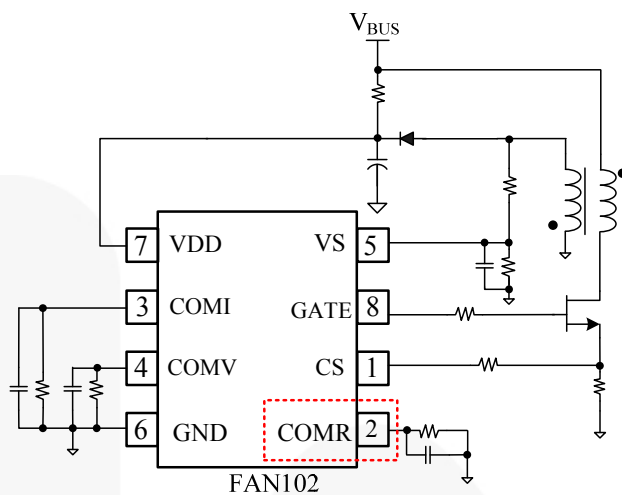


圖 6. FAN102 (FAN100 + 纜線補償)

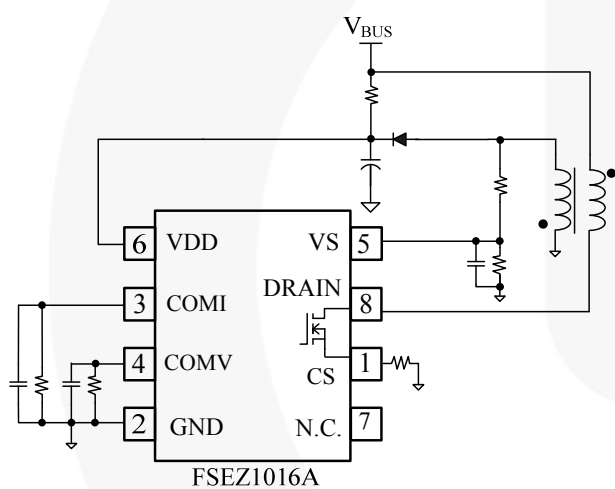


圖 7. FSEZ1016A (FAN100 + MOSFET)

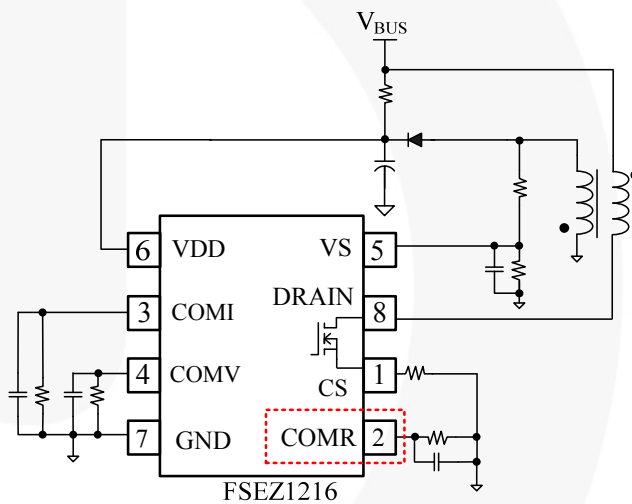


圖 8. FSEZ1216 (FAN102 + MOSFET)

電路方塊圖

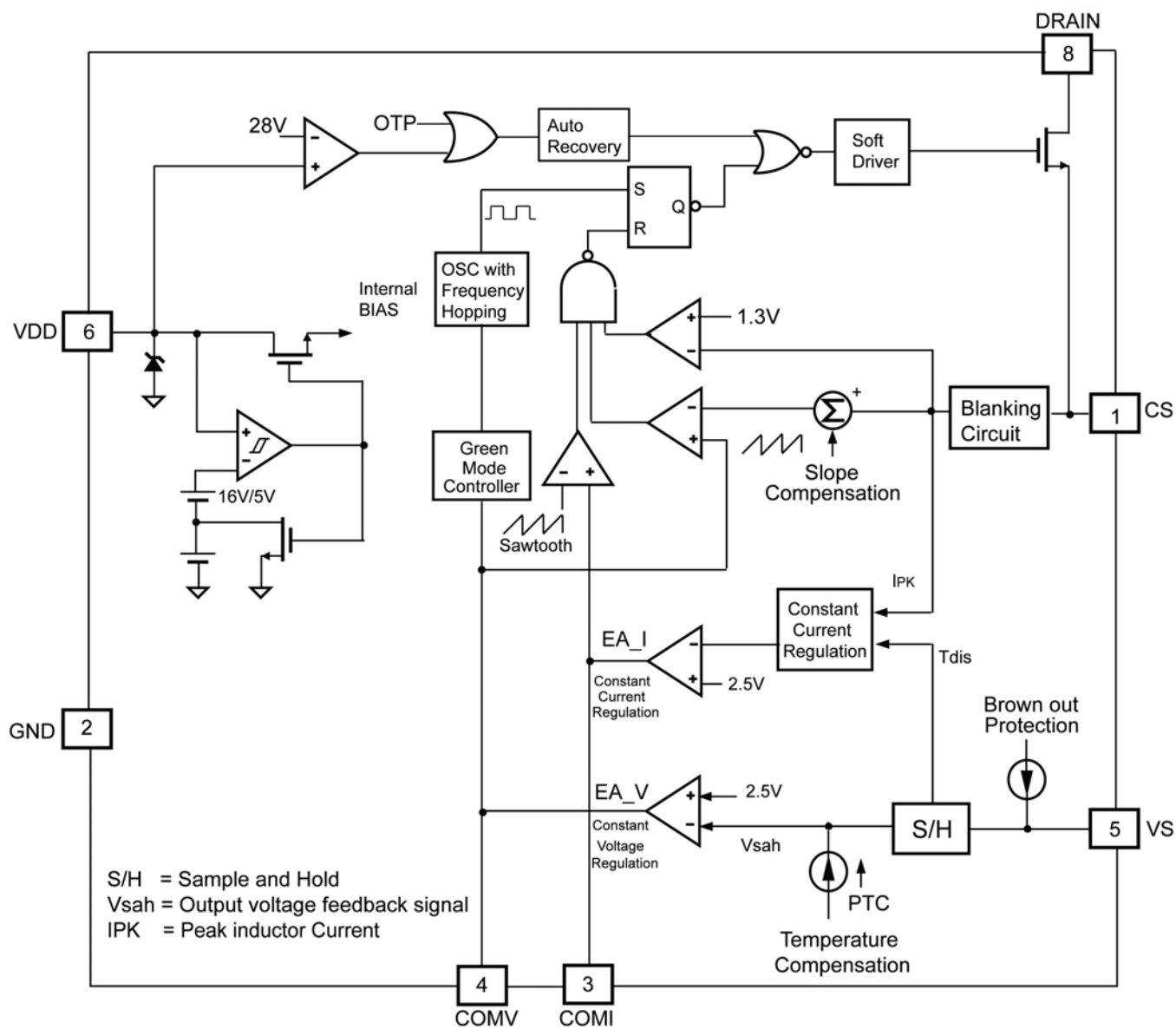


圖 9. FSEZ1016A (FAN100 + MOSFET)

電路方塊圖 (續)

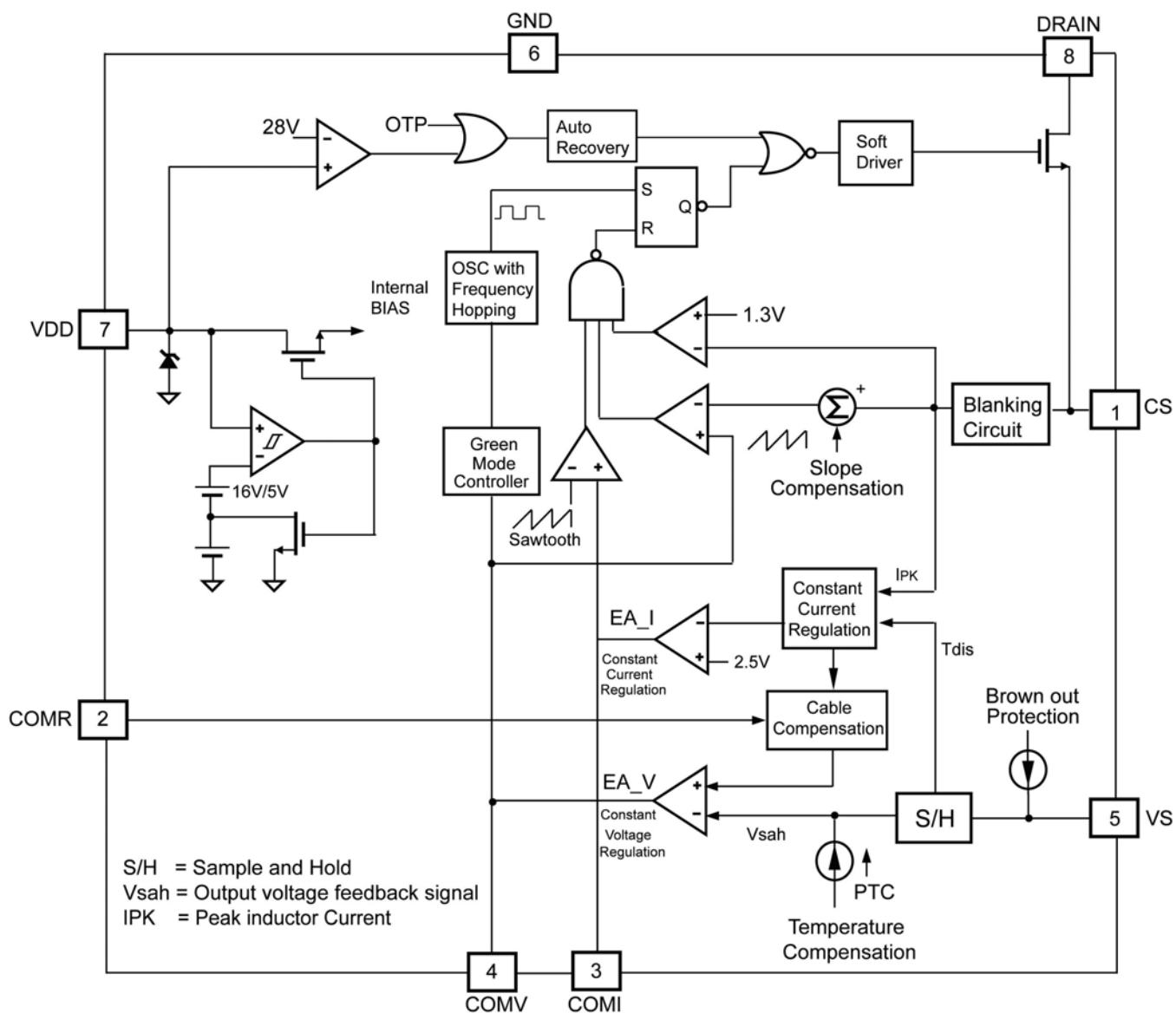


圖 10. FSE1216 (FAN102 + MOSFET)

簡介

此高度整合的 **PSR PWM** 控制器含有數種功能，可加強低功率返馳式轉換器的效能。 **PSR** 控制器的專利拓樸結構，能簡化電路設計，尤其是電池充電器方面的應用。無需次級反饋電路，即可達成 **CV** 與 **CC** 的精確控制。藉由在 **PWM** 作業中新增跳頻功能，便能以最少的濾波器元件來解決 **EMI** 問題。因此，與傳統的設計或線性變壓器比較起來，利用這種方式所生產的充電器更經濟、更小也更輕。

為了將待機的功率消耗降到最低，我們(不要使用你我他字眼)專利的省電模式功能可提供非導通時間調變，能以線性方式降低低負載情況的 PWM 頻率。設計這個省電模式功能的目的，是為協助電源能夠符合省電要求。由於其啟動電流只有 $10\mu\text{A}$ ，因此能使用大型的啟動電阻讓日後節省更多電力。

此外，PSR 控制器還提供多種保護功能。其中所裝配的 VDD 針腳，具有過電壓保護和電壓過低鎖定(專有名詞需要再討論)功能。逐脈衝電流限制和 CC 控制能確保高負載(專有名詞需要再討論)期間有過電流保護。將閘極 (GATE) 電壓輸出箝制在 15V 能保護外部/內部 MOSFET 不因過電壓而損壞。此外，內部的過溫保護功能在發生過熱的情況時，能關閉控制器並自動回復。

藉由使用 **PSR** 控制器，便能以較少的外部元件和最低的成本來實作充電器。

內部電路方塊作業

恆定電壓輸出調節

PSR 控制器的創新方法，能夠在次級側沒有電流感測電路的情況下，達成準確的輸出 CV/CC 特性。圖 11 所示為與恆定電壓調節相關的應用電路和概念化內部電路方塊圖，而圖 12 所示為重要的波形。次級輸出狀態是採用 MOSFET 關閉時的初級輔助繞組。此處使用獨特的取樣方法，取得複製的輸出電壓 (V_{sah}) 和輸出二極體放電時間 (t_{dis})。然後將取樣的電壓 (V_{sah}) 與正確的內部參考電壓 (V_{ref}) 做比較，透過調節誤差放大器輸出的方式來判斷 MOSFET 的導通時間。這種方法能以經濟的方式達成準確的輸出電壓調節。

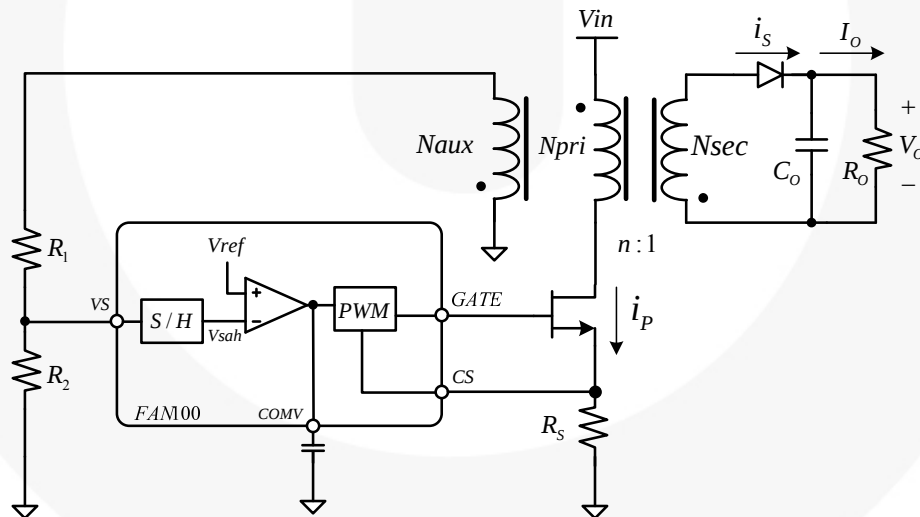


圖 11. 恆定電壓輸出作業的內部電路方塊圖

恆定電流輸出調節

如圖 12 所示，當返馳式轉換器在 DCM 中作業時，輸出電流 I_O 可用方程式 1 表示。因此，最後可用訊號 i_{pk} 、 t_{dis} 來計算輸出電流 I_O 。之後 PSR 控制器便可以判斷 MOSFET 的導通時間，以調節輸入功率並提供恆定的輸出電流。

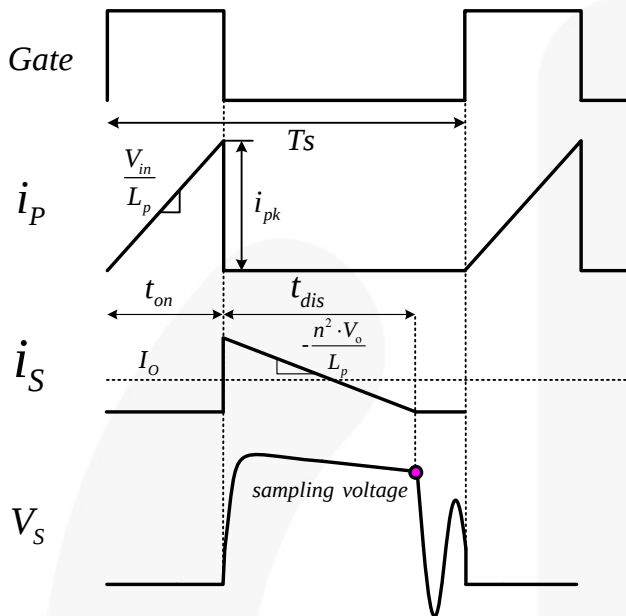


圖 12. 返馳式轉換器 (DCM) 的主要工作波形

電流感測電阻器可以調整恆定電流的值。透過改善不連續電流模式下變壓器作業的設計(與原始想法不一樣)，PSR 控制器的專利控制結構便能達成準確且恆定的電流特性。下面章節將介紹變壓器的詳細設計指南。

$$\begin{aligned}
 I_O &= \frac{1}{2T_s} \cdot [t_{dis} \cdot i_{s,pk}] \\
 &= \frac{1}{2T_s} \cdot [n_p \cdot i_{pk} \cdot t_{dis}] \\
 &= \frac{1}{2T_s} \cdot \left[n_p \cdot \frac{V_{CS}}{R_{CS}} \cdot t_{dis} \right]
 \end{aligned} \quad (1)$$

其中：

$i_{s,pk}$ 是次級側的峰值電感器電流，

i_{pk} 是初級側的峰值電感器。

t_{dis} 是變壓器電感器電流的放電時間。

n_p 是初級與次級繞組之間的圈數比。

R_{CS} 是電流感測電阻器。

V_{CS} 是電流感測電阻器的電壓。

省電模式作業

PSR 控制器的專利省電模式功能可提供非導通時間調變，並以線性方式降低低負載情況時的 PWM 頻率(文句不暢通)，最低可至 500Hz。利用這個省電模式功能，電源便能輕鬆符合最嚴格的省電要求。

圖 13 所示為 PWM 頻率與誤差放大器輸出電壓 (V_{COMV}) 的特性。PSR 控制器使用正的、成比例(文句不暢通)的輸出負載參數 (V_{COMV}) 做為調節 PWM 頻率之輸出負載的指示。在高負載的情況下，PWM 頻率是固定在 42KHz。一旦當 V_{COMV} 低於 V_N 時，PWM 頻率便會開始以線性模式從 42KHz 降至 500Hz。圖 14 是於突波模式(專有名詞需要討論)作業時所測得的波形。

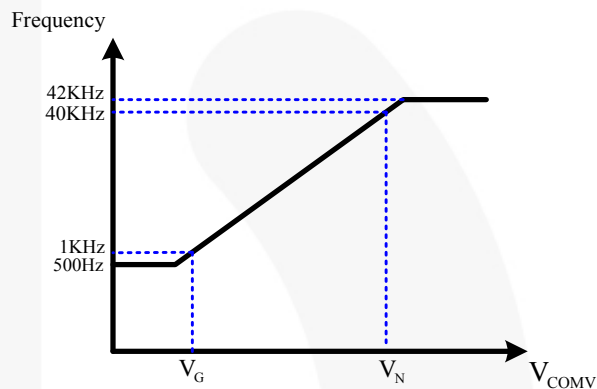


圖 13. PWM 頻率與 V_{COMV}

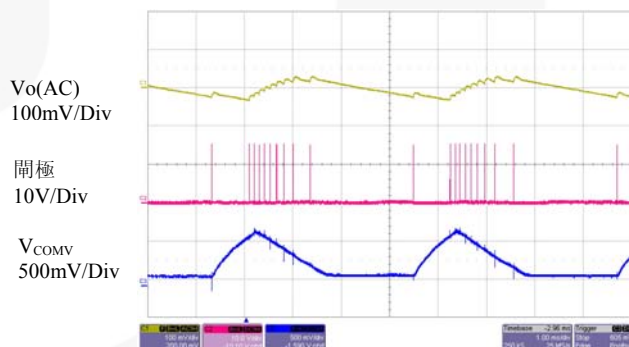


圖 14. 於突波模式作業時所測得的波形

跳頻作業

內建的跳頻功能可進一步改善 EMI 系統效能。因此跳頻期不再超過 3ms，並且 PWM 切換頻率範圍為 42kHz $\pm$ 2.6kHz。

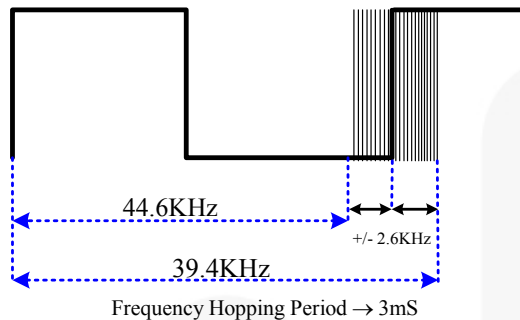


圖 15. 有跳頻的閘極訊號

CV / CC 調節

電池充電器一般都設計成在兩個模式中作業，包括恆定電壓充電與恆定電流充電。圖 16 所示為基本充電特性。當電池電壓比較低時，充電器便使用恆定電流充電作業。這是電池充電的主要方式，並且充電的大部分電能都移轉至電池裡。當電池電壓到達充電最高電壓時，電流便會開始逐漸下降。然後充電器便會進入恆定電壓的充電方式。最後，充電電流會繼續逐漸下降到零為止。

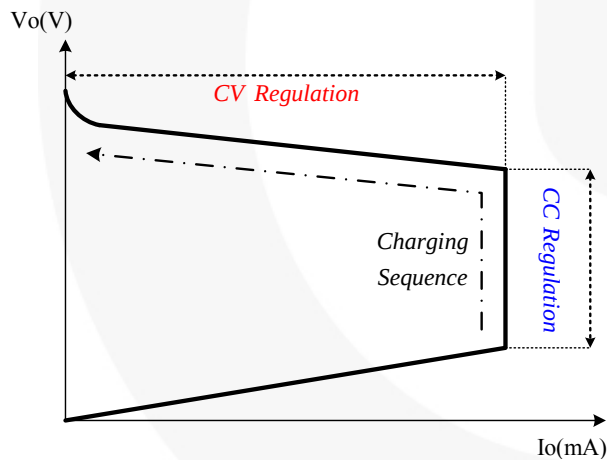


圖 16. 基本充電 V-I 特性

如 CV 調節區的章節所述， V_{COMV} 會調節 MOSFET 的導通時間與 PWM 頻率，以提供足夠的電能給輸出負載。如圖 17 所示，當輸出負載增加時， V_{COMV} 會逐漸增加直到系統切換到 CC 調節區為止。同一時間， V_{COMV} 會增加到 4.5V，而 V_{COMI} 會控制 MOSFET 的導通時間。但是，當電源系統以 42kHz 的固定頻率在 CC 調節區中作業時，MOSFET 的導通時間由 V_{COMI} 決定以調節輸出電流。

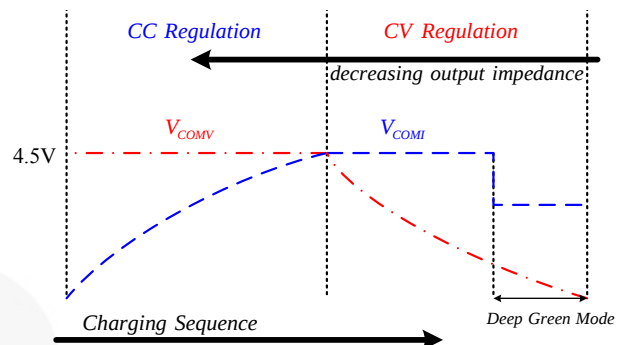


圖 17. CV/CC 調節充電順序

溫度補償

PSR 控制器有內建的溫度補償電路，能在不同室溫(與原文意思不太一樣)下，提供可靠且恆定的電壓調節。此內部的正溫度補償係數 (PTC) 補償電流，是用於補償因二極體輸出的順向壓降所產生的溫度。若沒有溫度補償，則高溫時的輸出電壓會明顯地比低溫時高很多，如圖 18 所示。

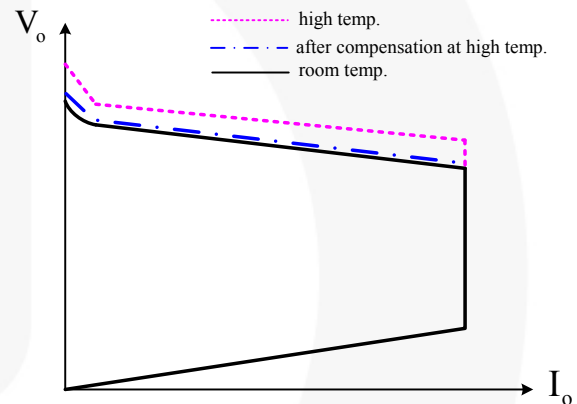


圖 18. 有溫度補償的輸出 V-I 曲線

如圖 19 所示，準確的 R1 和 R2 值會決定電壓調節量。因此 R1 和 R2 的建議離差(應該是誤差才對)為 $\pm 1\%$ 的容差。

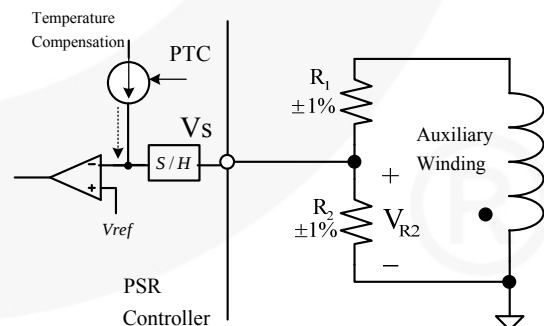


圖 19. 溫度補償

啟動電路

當電源啟動時，輸入電壓會透過啟動電容器為儲能電容器 (C1) 充電，如 所示。圖 20 當電壓 (V_{DD}) 到達啟動臨界電壓 (V_{DD-ON}) 時，PSR 控制器便會啟動，並驅動整個電源。

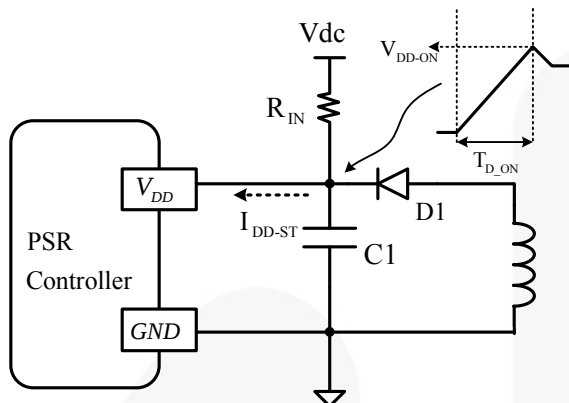


圖 20. 連接至 PSR 控制器的單步電路

開機延遲可用下列算式來表示：

$$T_{D_ON} = -R_{IN} \cdot C_1 \cdot \ln \left(1 - \frac{V_{DD-ON}}{V_{ac} \cdot \sqrt{2} - I_{DD-ST} \cdot R_{IN}} \right) \quad (2)$$

其中 I_{DD-ST} 為 PSR 控制器的啟動電流。

由於低啟動電流的緣故，便可以使用較大的 R_{IN} 值，例如 1.5M。利用 4.7μF 的儲能電容器，當使用 90V_{AC} 輸入時，開機延遲 T_{D_ON} 可縮短到 3s 以下。

如果需要更短的啟動時間，則建議使用圖 21 所示的雙步啟動電路。在這個電路中，可以使用較小的 C1 電容器來縮短啟動時間，不需要較小的啟動電阻器 (R_{IN})，並且能增加 R_{IN} 電阻器的功率耗散。在啟動之後，支援 (文句不順暢) PSR 控制器的電能主要是來自於較大的電容器 C2。

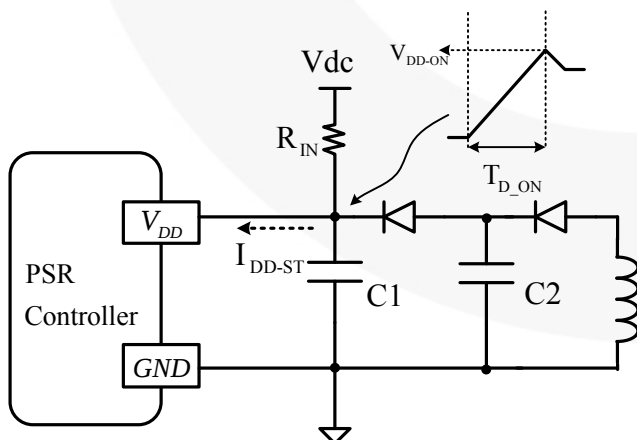


圖 21. 提供電源給 PSR 控制器的兩個步驟

R_{IN} 的最大功率耗散為：

$$P_{R_{IN},MAX} = \frac{(V_{dc,max} - V_{DD})^2}{R_{IN}} \cong \frac{V_{dc,max}^2}{R_{IN}} \quad (3)$$

其中 $V_{dc,max}$ 是最大整流輸入電壓。

若以範圍較廣的輸入 (90V_{AC}~264V_{AC}) 為範例， $V_{dc}=100V\sim380V$ ：

$$P_{R_{IN},MAX} = \frac{380^2}{1.5 \times 10^6} \cong 96mW \quad (4)$$

內建斜率補償

在電流感測電阻器兩端測得的電壓，是用於峰值電流模式控制與逐週期電流限制。在每個切換週期內，PSR 控制器會產生正斜率的同步化斜坡訊號。內建的斜率補償功能可改善電源的穩定性，並防止峰值電流模式控制引發次諧波振盪。

上升邊緣遮沒 (LEB)(專有名詞需要再討論)

每次 MOSFET 開啟電源時，由二極體逆向恢復以及 MOSFET 與二極體輸出電容量所導致的波尖，便會出現。在感測的訊號上。為避免過早終止 MOSFET，PSR 控制器引進了上升邊緣遮沒時間。在遮沒期間，電流限制比較器會停用，並且無法關閉開極驅動器。

電壓過低鎖定 (UVLO)

開啟和關閉 PSR 控制器的臨界電壓固定在 16V/5V。啟動期間，儲能電容器必須透過啟動電阻器充電至 16V 才能啟用 PSR 控制器。之後儲能電容器會繼續供應 V_{DD} ，直到可從主變壓器的輔助繞組提供電力為止 (在此啟動程序期間， V_{DD} 不能降至 5V 以下)。此 UVLO 遲滯窗 (不恰當的文字) 能確保儲能電容器在啟動期間能充分供應 V_{DD} 。

V_{DD} 過電壓保護 (OVP)

V_{DD} 過電壓保護能防止因過電壓情況而遭受損害。當 V_{DD} 因異常狀況而超過 28V 時，PWM 輸出會關閉。過電壓情況通常是由開放的反饋迴圈所引起的 (不恰當的文字)。

過溫保護 (OTP)

PSR 控制器有內建的溫度感測電路，當接面溫度超過 145°C 時，便會關閉 PWM 輸出。當 PWM 輸出關閉時， V_{DD} 電壓便會逐漸下降至 UVLO 電壓。有部分內部電路會關閉，而 V_{DD} 則會再次開始逐漸上升。當 V_{DD} 到達 16V 時，包括溫度感測電路在內的所有內部電路，都會開始正常運作。如果接面溫度仍高過 145°C，則

PWM 控制器會立即關閉。這種狀況會一直持續，直到溫度降到 120°C 以下。

閘極輸出

PSR 控制器 BiCMOS 輸出級是一個快速圖騰柱閘極驅動器。消除跨導(不恰當的文字)的設計，是用於最小化熱耗散、提升效能並增強可靠性。輸出驅動器受到內部 15V 的齊納 (Zener) 二極體箝制，這是為了保護電源 MOSFET 以防止它產生過電壓閘極訊號。

降壓保護

PSR 控制器有內建的降壓保護電路，能關閉 PWM 輸出。當輸入電壓降低時，從 VS 針腳流出的電流會小於 I_{VS-UVP} ，因此 PWM 輸出會立即關閉，並進入自動重新啟動模式。V_{DD} 電壓會逐漸下降至 UVLO 電壓。

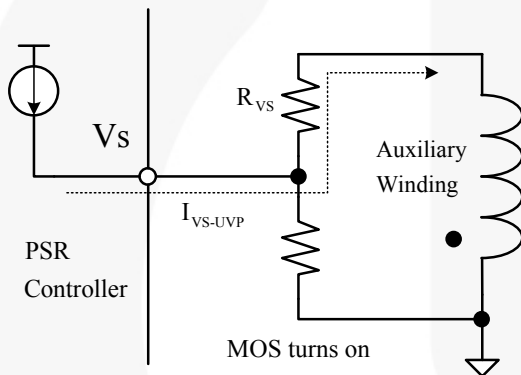


圖 22. 降壓保護

纜線補償

FAN102/FSEZ1216 PWM 控制器有纜線補償功能，此功能是用來補償因輸出纜線耗損所導致的輸出壓降。使用從 COMR 針腳連接到 GND 的外部電阻器，便可調整纜線補償的量。

在 CV 調節控制中，MOSFET 的導通時間僅會調節板上的電壓，但不包括輸出纜線。不同的纜線線規和長度會導致不同的輸出電壓。如前面可計算輸出電流的 CC 調節控制章節所述。此計算所得的訊號可提供輸出負載情況給控制器，並決定纜線補償的量，然後再補救輸出壓降。若要計算補償百分比，可使用下列方程式：

$$R_{COMR} = \frac{\text{Percentage}}{100.8 \times 10^{-6}} \quad (5)$$

例如，應用在充電器的電源板為 5V/1A。先使連接至 GND 的 COMR 針腳短路，然後測量從低負載到滿載的輸出電壓。如果纜線的輸出電壓在 1A 時為 4.7V，則至 5V 的百分比為 6%。所算出的 R_{COMR} 為：

$$R_{COMR} = \frac{6}{100.8 \times 10^{-6}} \cong 59.5K\Omega \quad (6)$$

選擇 R_{COMR} 的近似值，然後讓輸出電壓逐漸補償。圖 23 為 R_{COMR} 與百分比曲線的比較參考。

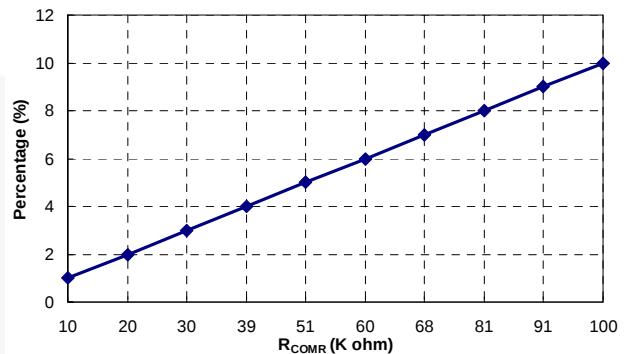


圖 23. R_{COMR} 與百分比

實驗筆記

在對電源加工或焊接/脫焊之前，請利用外部洩放電阻器將主電容器放電。如果沒有這麼做，則在焊接/脫焊期間，PWM IC 可能會因為外部的高壓放電而受損。

應用資訊

變壓器設計

變壓器電感器電流必須在 DCM 中作業，無論負載高低。圖 24 所示為典型的輸出 V-I 曲線。如果是在非連續的電流模式中作業，變壓器電感器必須要夠小才能符合此負載要求。由於初級電感器上的反射電壓，因此「B」點的輸出電壓是 CC 調節中最低的，並且變壓器的放電時間最長。這是變壓器電感器進入 CCM 狀態最簡單的方式(不恰當的文字)。

而「A」點的輸出功率是電源系統中最大者。請確認磁通量密度落在 0.25~0.3 特斯拉 (Tesla) 之間，並考慮一個安全的範圍。初級變壓器電感器的線圈匝數可以「A」點來決定。圖 25 所示為圈數比和變壓器電感器的特性曲線。

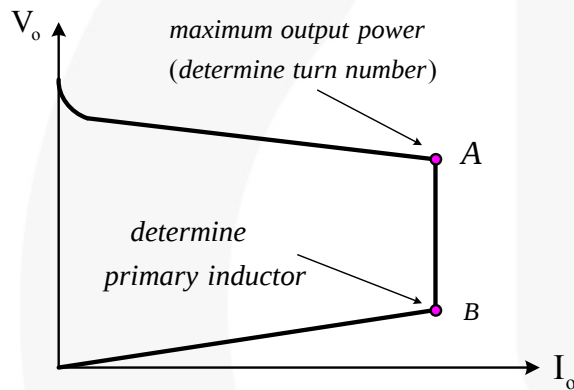


圖 24. 決定變壓器的臨界工作點

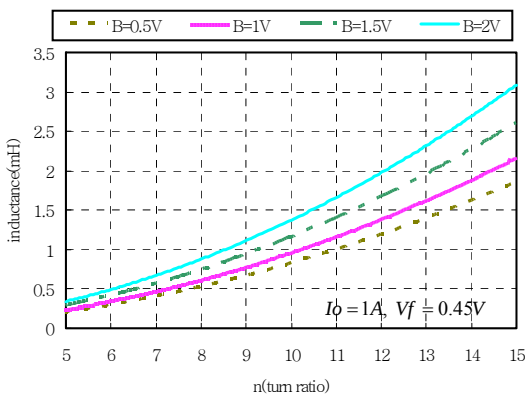


圖 25. 圈數比的特性曲線與電感

決定最大和最小輸入電壓

圖 26 所示為修正後的輸入電壓波形。紅線顯示的是大容量電感器(不恰當的文字)的漣波電壓，而大容量電感器上的最小和最大電壓分別以方程式 7 和 8 來表示。 C_{BULK} 為輸入電容器，若是應用於大範圍(不恰當的文字)輸入電壓 (90-264V)，則其輸出電壓一般值為每瓦 (watt) 2-3μF。

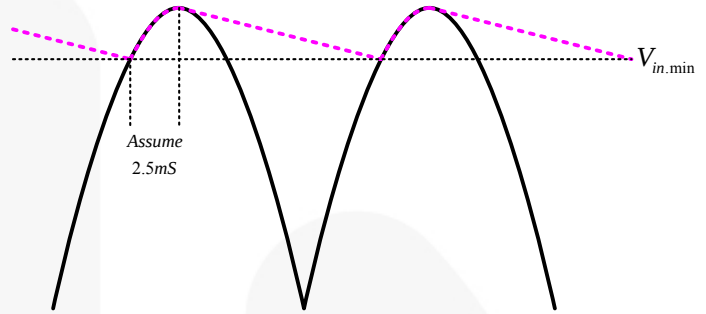


圖 26. 橋式整流器和大容量電容器電壓波形

$$V_{in,min} = \sqrt{2 \cdot V_{ac,min}^2 - \frac{2 \cdot V_o \cdot I_o \cdot (1-0.3)}{\eta \cdot C_{bulk} \cdot 120}} \quad (7)$$

$$V_{in,max} = \sqrt{2} \cdot V_{ac,max} \quad (8)$$

決定圈數比

變壓器圈數比 ($n_p = N_{pri}/N_{sec}$) 是返馳式轉換器的一個重要參數；當輸入電壓在最低值時，此參數會影響最大作用比(專有名詞需要再討論)。此參數還會影響 MOSFET 和次級整流器上的電壓應力。MOSFET 上的容許電壓應力和最大壓力應力，以及次級整流器可表示為：

$$V_{DS,max} = V_{in,max} + n_p \cdot (V_o + V_f) \quad (9)$$

$$V_{F,max} = \frac{V_{in,max}}{n_p} + V_o \quad (10)$$

同時也應考慮因 MOSFET 和整流器上的漏感所產生的漏波尖值。

決定變壓器電感

如果有定義輸出電壓，便可決定 V_{DD} 電壓位準。輔助繞組與次級繞組之間的圈數比可用下列算式求得：

$$n_a = \frac{V_{DD} + V_{fa}}{V_o + V_f} \quad (11)$$

其中 V_{DD} 是 V_{DD} 電容上的電壓，範圍通常介於 15V~20V 之間。

在 CC 調節區中，如果輸出電壓太低，且 V_{DD} 電壓到達 PSR 控制器的關閉臨界電壓，則在「B」點時，電源系

統就會關機。因此，如果已算出 n_a ，則 $V_{O,"B"}$ 便可用下列算式求得：

$$V_{O,"B"} = \left(\frac{V_{fa} + 6.75 - V_f \cdot n_a}{n_a} \right) \quad (12)$$

其中：

V_{fa} 是輔助繞組整流器二極體的順向電壓。

V_f 是輸出二極體的順向電壓。

6.75V 是關閉 PSR 控制器的臨界電壓。

最大作用比可用「B」點的輸出條件來計算：

$$d_{on,max,"B"} = \frac{n_p \cdot (V_{O,"B"} + V_f)}{V_{in,min,"B"} + n_p \cdot (V_{O,"B"} + V_f)} \quad (13)$$

變壓器電感 (L_p) 是特別針對 DCM 作業所設計，並且應一併考慮 +/-10% 的 CC 容差(不恰當的文字)。變壓器電感可用下列算式求得：

$$L_p = \frac{\eta_{,"B"} \cdot V_{in,min,"B"}^2 \cdot d_{max,"B"}^2}{2 \cdot V_{O,"B"} \cdot I_o \cdot f_s} \quad (14)$$

其中：

$\eta_{,"B"}$ 是「B」點的估計系統效能。

如果沒有可用的數值，請使用 0.45~0.5 做為初始值。

f_s 是 PWM 頻率。

計算完初級電感之後，「A」點的最大作用比(專有名詞需要再討論)便可表示為：

$$d_{on,max,"A"} = \sqrt{\frac{2 \cdot V_{O,"A"} \cdot I_o \cdot L_p}{\eta_{,"A"} \cdot V_{in,min,"A"}^2 \cdot T_s}} \quad (15)$$

其中 T_s 是切換期。

滿載與線輸入電壓較低時，「A」點的主要峰值電感器電流 (I_{pk}) 為：

$$i_{pk,"A"} = \frac{V_{in,min,"A"}}{L_p} \cdot d_{on,max,"A"} \cdot T_s \quad (16)$$

決定初級電感的圈數

根據法拉第定律 (Faraday's law) 和峰值電感器電流，初級電感的最小圈數計算方式為：

$$N_{pri} = \frac{L_p \cdot i_{pk,"A"}}{B_{max} \cdot A_e} \cdot 10^6 \quad (17)$$

其中：

B_{max} 是飽和磁通密度，

A_e 是磁芯截面的有效面積。

The number of turns for the secondary winding is defined as:

$$N_{sec} = \frac{N_{pri}}{n_p} \quad (18)$$

一旦算出次級繞組之後，輔助繞組的圈數便可定義為：

$$N_{aux} = n_a \cdot N_{sec} \quad (19)$$

決定分壓器電阻器 (R_1) 和 電流感測電阻器 (R_s)

一旦定義輸出電壓 V_o 和輔助繞組之後，反饋訊號分壓器電阻器 R_1 便可使用下列算式求得：

$$R_1 = R_2 \cdot \left[\frac{n_a}{V_{ref}} \cdot (V_o + V_f) - 1 \right] \quad (20)$$

其中 $V_{ref}=2.5V$ ，而 R_2 一般都設定為 15~20K。

如在「恆定電流輸出調節」一節中所討論，恆定電流輸出作業區可用電流感測電阻器來調整。當決定好圈數比 (n_p) 之後，輸出電流 I_o 和電流感測電阻器 R_s 之間的關係可表示為：

$$R_s = \frac{0.111875 \cdot n_p}{I_o} \quad (21)$$

如圖 27 所示，您可以使用設計試算表來計算變壓器的設計，並為第一個原型選擇電源系統元件。圖 27 所示為 5V/1A 設計範例。

INPUT PARAMETER			SYSTEM PARAMETER			TRANSFORMER SPEC.		
Input Vac.min	90.000	V	V_o , "B"	1.808	V	Lp	1.683	mH
Input Vac.max	264.000	V	$V_{o(ovp)}$	8.247	V	Naux	32.578	T
Bulk Cap.	11.000	μF	V_{DD}	17.285	V	Npri	133.275	T
Output Voltage (A)-High	5.000	V	$V_{dc,max}$	373.296	V	Nsec	9.872	T
Output Current (A)	1.000	A	$V_{ds,max}$	446.871	V			
Output Voltage (B)-Low	5.000	V	$V_{F,max}$	32.652	V			
Output Current (B)	1.000	A	$V_{dc,min}$, "A"	91.659	V			
V_F	0.450	V	$D_{on,max}$, "A"	0.352				
V_{Fa}	0.700	V	I_{PK} , "A"	0.456	A			
B_{max}	0.300	Tesla	$I_{SEC,PK}$, "A"	6.157	A			
A_e	19.200	mm^2	$I_{P,RMS}$, "A"	0.156	A			
Fs (Switching frequency)	42.000	KHz	$V_{dc,min}$, "B"	109.269	V			
Estimated Efficiency,"A"	0.680		$D_{on,max}$, "B"	0.218				
Estimated Efficiency,"B"	0.450		T_s	23.810	μS			
Np:Ns	13.500		R1(Divider Resistor)	123.880	K			
Na:Ns	3.300		T_{D_ON} (turn-on time)	2.306	S			
R2 (Divider Resistor)	20.000	K ohm	Rs(Current Sense Resistor)	1.510	ohm			
R_{IN} (Start-Up Resistor)	1500.000	K ohm						
V_{DD} Cap.	10.000	μF						

圖 27. 利用設計試算表來計算系統參數

圖 27 中的參數可參考 圖 28 中的對應元件。

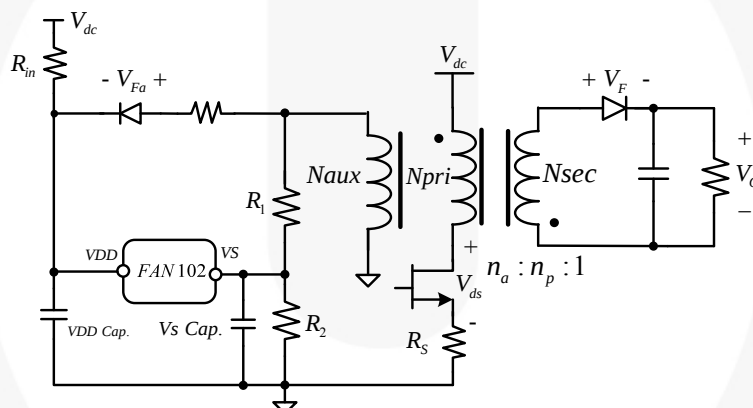


圖 28. 應用電路

變壓器結構

如「恆定電壓輸出調節」一節中所述，PSR 控制器具有專利的控制設計，能調節 CV/CC。輔助繞組的正確取樣電壓對 CV/CC 效能而言非常重要。因此，輔助繞組與次級繞組的耦合應該要正確(文句不恰當)。圖 29 和圖 30 所示為建議的變壓器結構。次級繞組與輔助繞組之間的耦合係數，可以利用脫除(不恰當的文字)輔助繞組與次級繞組之間 EMI 遮蔽的方式獲得有效的改善。而在頂層鋪滿輔助繞組，能夠增加耦合區而進一步提升有效性。

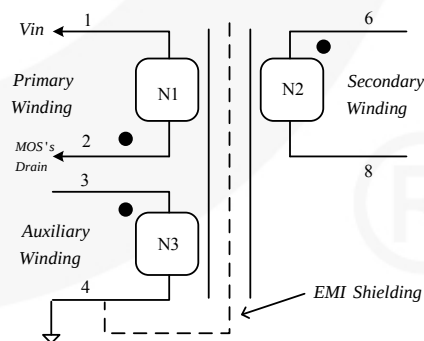


圖 29. 變壓器繞組

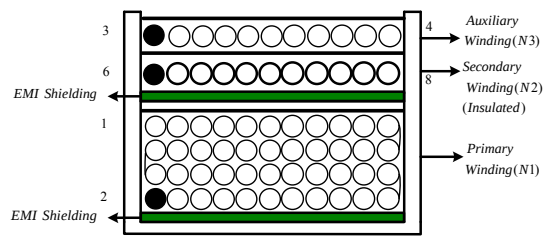
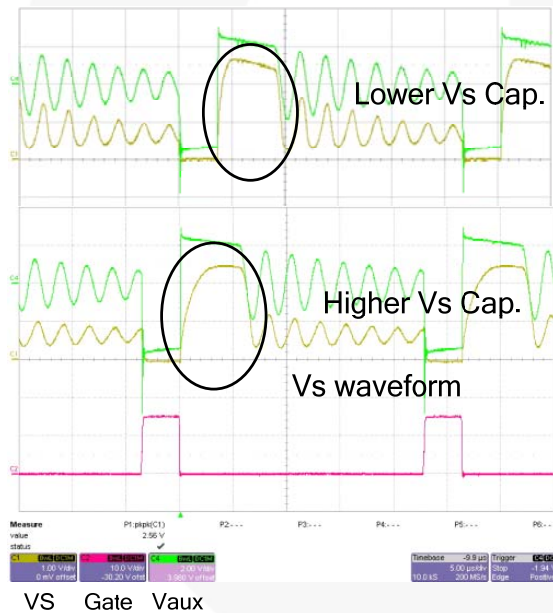
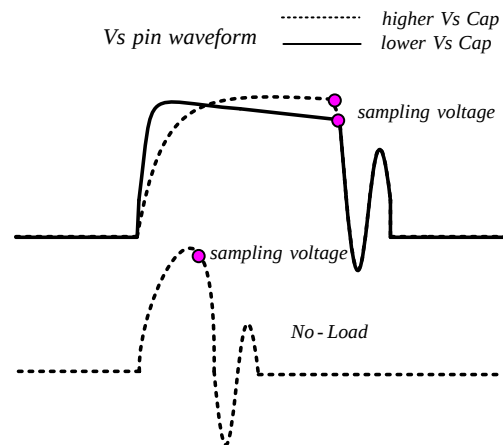
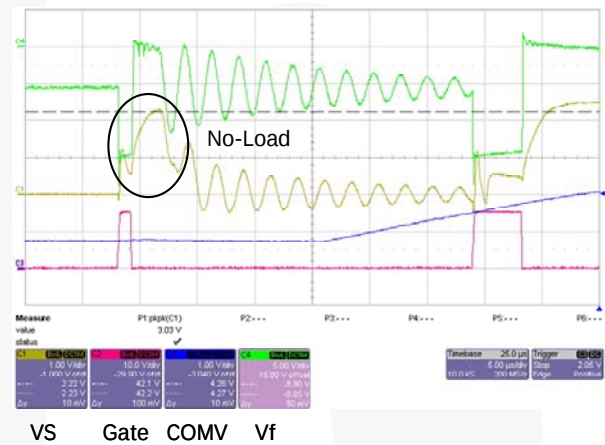
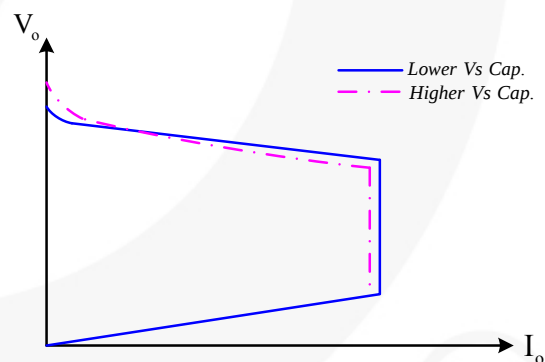


圖 30. 建議的變壓器結構

V_S 針腳電容器的影響

建議在靠近 V_S 和 GND 針腳之間的地方，放置 22~68pF 的 V_S 電容器。此電容器是用於避開切換感應雜訊(不恰當的文字)，並保持取樣電壓的準確性。電容器的值會影響負載調節與恆定電流的效能。圖 31 繪出使用不同 V_S 電容器之 V_S 針腳的測量波形。如果使用的 V_S 電容器數值較高，則充電時間會變長，並且取樣電壓會比實際值還高。圖 32 所示為使用不同 V_S 電容器時對取樣電壓的影響。

圖 33 所示為無負載時所測得的 V_S 針腳波形。如圖所，反饋電壓太窄。此外，大型 V_S 電容器會導致電壓取樣錯誤，並使輸出電壓升高。圖 24 所示為 V_S 電容器對 V-I 曲線的影響。

圖 31. 使用不同 V_S 電容器所測得的波形圖 32. 使用不同 V_S 電容器對取樣電壓的影響圖 33. 無負載時所測得的 V_S 針腳波形圖 34. 使用不同 V_S 電容器時之 V-I 曲線比較

V_{DD} 和緩衝電容器的影響

V_{DD} 電壓與緩衝電容器與反饋訊號的不正確性有關，並且在無負載時會導致輸出電壓上升。

如果 V_{DD} 電容器不夠大，則在無負載時降低的 PWM 頻率會導致 V_{DD} 電壓迅速下降。在這種情況下，反饋訊號是由 V_{DD} 電壓而非次級輸出電壓支配。為避免這種情況，建議使用超過 4.7μF(6.8~10μF) 的 V_{DD} 電容器。

另一方面，緩衝電容器的值也會影響輸出電壓的效能。當 MOSFET 關閉時，變壓器初級側電感器的極性會反轉，且儲存在變壓器電感器中的電能會傳遞至次級側以供應付載電流。同時，如果輸出電壓比次級繞組 (V_{sec}) 的電壓還高的話，輸出二極體仍然會是顛倒的。之後所產生的電壓 V_{pri} 會套用至初級電感 L_p，並對緩衝電容器充電。充電時間會影響輔助繞組的反饋電壓訊號。因此建議將緩衝電容器維持在 472pF (332~102pF) 以下。

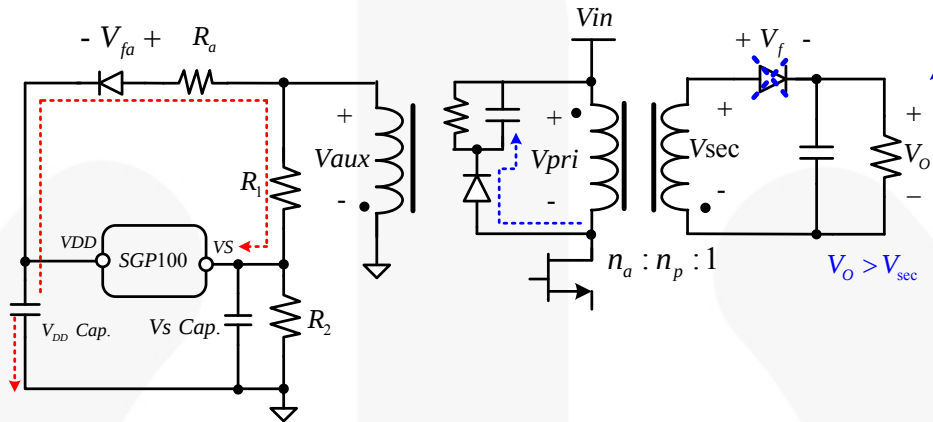


圖 35. V_{DD} 和緩充電容器對輸出電壓的影響

利用「虛擬(專有名詞需要討論)」負載降低無負載輸出電壓

在無負載或負載很低的情況下，反饋訊號差和輸出電壓升高所產生的 PWM 頻率極低，線輸入電壓較低的情況尤其如此。因此增加附加的虛擬負載便能解決這個問題。圖 36 所示為較高與較低的虛擬負載對 V-I 曲線的影響。建議將虛擬負載的位準設定在 25~100mW 左右。

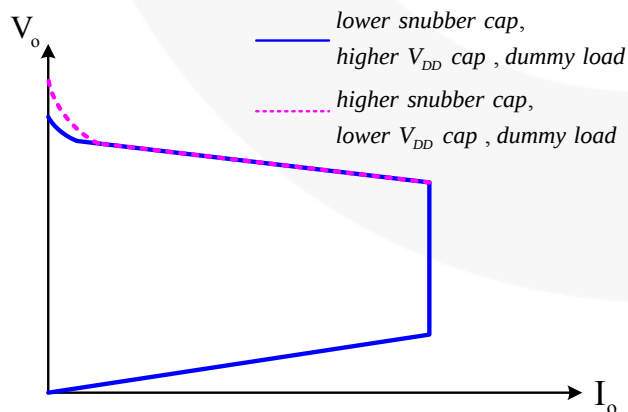


圖 36. 虛擬負載對輸出特性的影響

PCB 配置考量

高頻切換電流/電壓使 PCB 配置變成一個非常重要的設計問題。好的 PCB 配置，能將多餘的 EMI 減至最少 (不恰當的文句)，並協助電源通過突波/ESD 測試。

一般指南

下列指南中的數字請參考 圖 37。

為改善 EMI 效能並降低線頻率漣波，橋式整流器的輸出應先連接至電容器 C1 和 C2，然後再連接至切換電路。

高頻率的電流迴圈在 **C2 – 變壓器 – MOSFET – R7 – C2** 中。此電流迴圈所包圍的區域，應儘可能縮小。

保持軌跡 (不恰當的文辭) (特別是 **4→1**) 短、直接並且。高電壓軌跡與 MOSFET 的汲極有關，且 RCD 緩衝器應遠離控制電路，以避免不必要的干擾。如果 MOSFET 有使用熱沈 (應為散熱片) (heatsink)，請將此熱沈接地。

如 **3** 所示，控制電路應該先接地，然後再接到其他電。

如 **2** 所示，**變壓器輔助繞組、D1 和 C3** 所包圍的區域，也應儘可能縮小。

將 C3 放在靠近 PSR 控制器的地方，以有助於解耦。

接地建議事項

GND 3→2→4→1：儘可能避免對感測訊號產生一般的阻抗干擾。

而關於 ESD 放電路徑，電荷會從次級通過變壓器雜散電容，然後先到 **GND2**。然後電荷會從 **GND2** 到 **GND1** 再回到主電路。這裡應該要注意的是，控制電路不應放置在放電路徑上。

5 應該是點放電路徑 (不恰當的文辭)，以略過靜電能量。如圖 38 所示，建議畫出這個放電路徑。

由次級 GND 開始到 C2 的正端，然後到橋式整流器的前端。如果此放電路徑是連接到初級 GND，則它應該直接連接至 C2 (GND1) 的負端。

但是，這兩個端點之間的爬電距離 (應為沿面距離)，應該要儘量拉長，以滿足適用標準的要求。

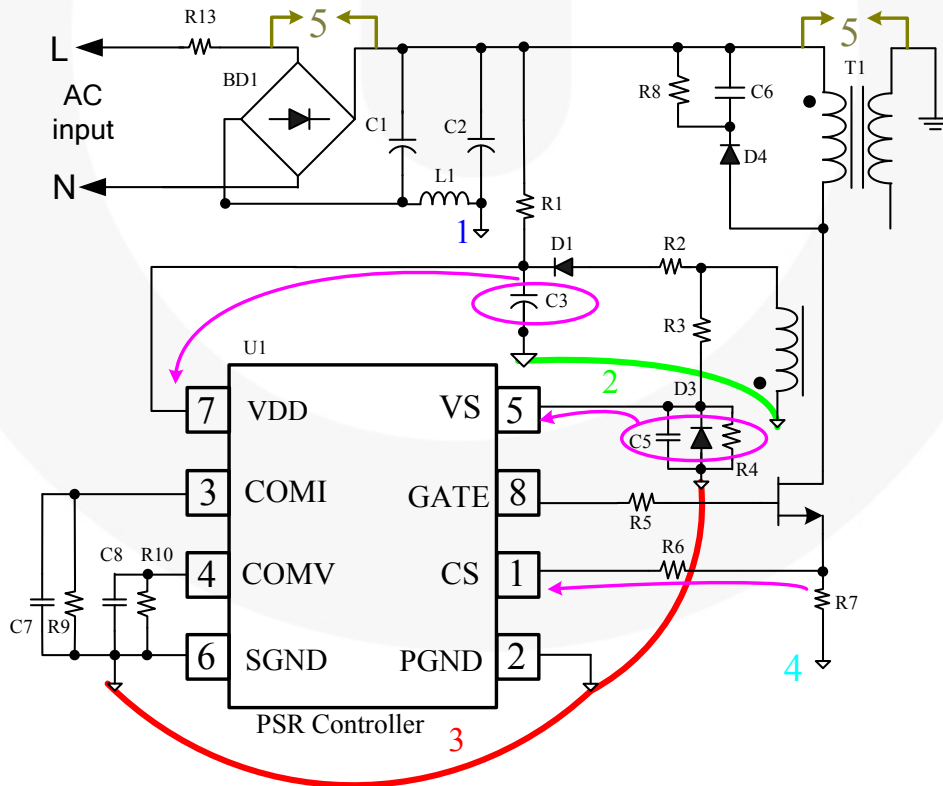


圖 37. 配置考量

PCB 配置考量 (續)

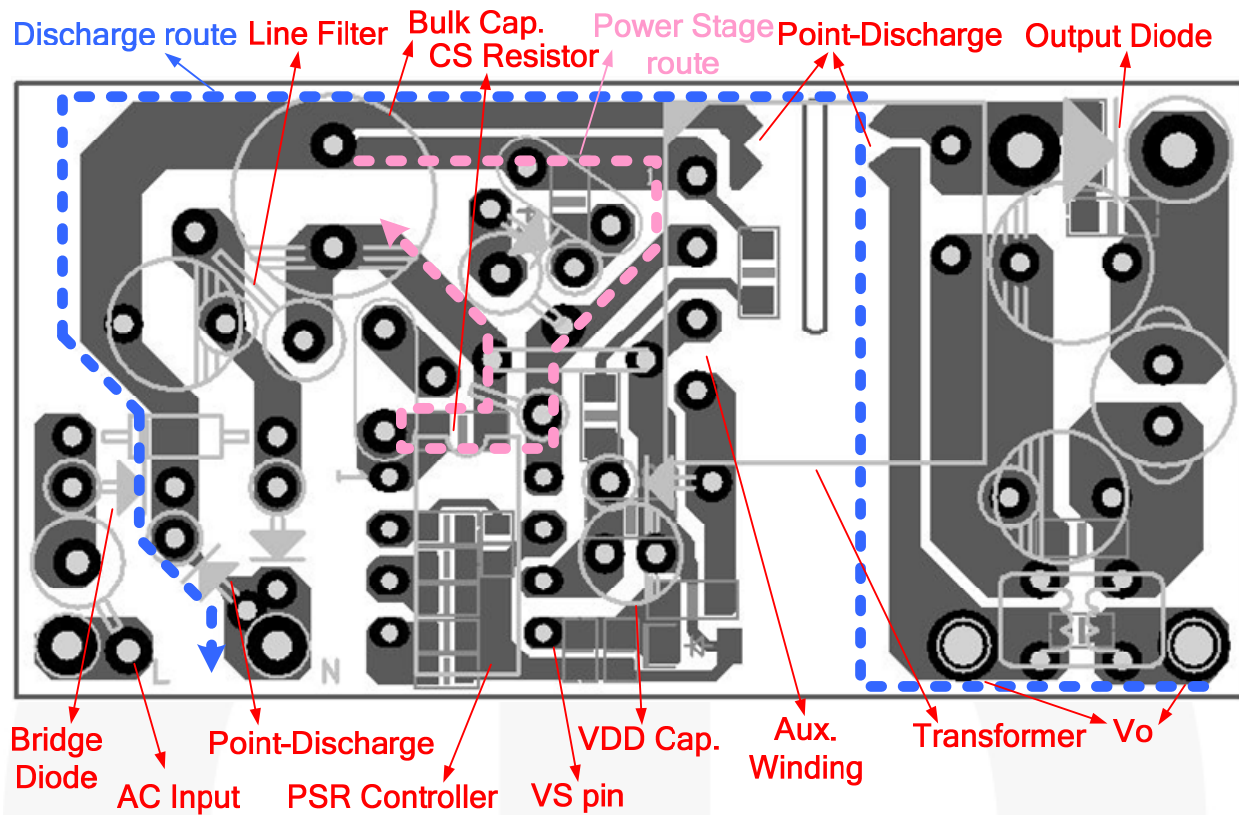


圖 38. PCB 配置範例 (5V/1A, 5W 電源板)

參考電路

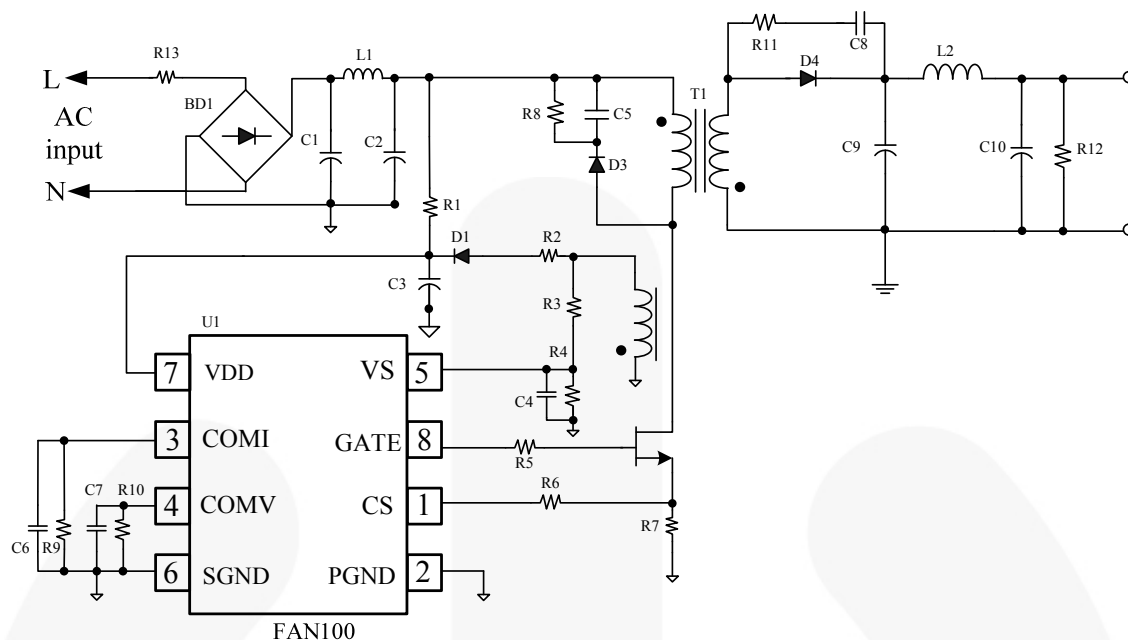


圖 39. 應用電路 FAN100 (5V/1A)

物料清單

符號	元件	符號	元件
R1	電阻器 1.5MΩ 1/2 W	D4	二極體 5A/60V SB560
R2	電阻器 4.7Ω	C1	電解電容器 1μF/400V
R3	電阻器 115KΩ 1%	C2	電解電容器 10μF/400V
R4	電阻器 18KΩ 1%	C3	電解電容器 10μF/50V
R5	電阻器 47Ω	C4	MLCC X7R 22pF
R6	電阻器 100Ω	C5	緩衝電容器 472pF/1KV
R7	電阻器 1.4Ω 1/2W 1%	C6	MLCC X7R 683pF
R8	電阻器 100KΩ 1/2W	C7	MLCC X7R 103pF
R9	電阻器 200KΩ	C8	MLCC 102pF/100V
R10	電阻器 30KΩ	C9	電解電容器 560μF/10V L-ESR
R11	電阻器 47Ω	C10	電解電容器 330μF/10V L-ESR
R12	電阻器 510Ω	L1	電感器 1mH
R13	繞線電阻器 18Ω	L2	電感器 5μH
BD1	整流器二極體 1N4007 *4	Q1	Fairchild 2A/600V 2N60 TO-251
D1	二極體 1A/200V FR103	U1	FAN100
D3	二極體 1A/1000V 1N4007	TR1	EE-16 Lm=1.5mH Pri:Sec:Aux=135:10:33

參考電路 (續)

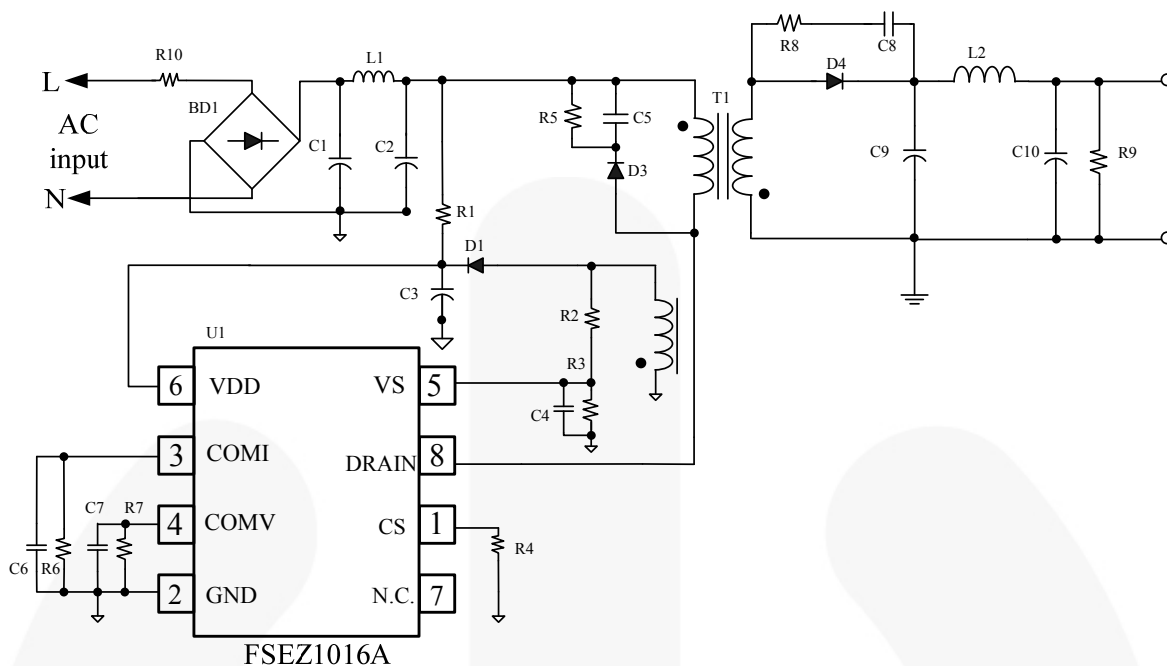


圖 40. 應用電路

物料清單

符號	元件	符號	元件
R1	電阻器 1.5M Ω	C1	電解電容器 1 μ F/400V
R2	電阻器 127K Ω 1%	C2	電解電容器 10 μ F/400V
R3	電阻器 20K Ω 1%	C3	電解電容器 10 μ F/50V
R4	電阻器 1.36 Ω 1/2W 1%	C4	MLCC X7R 47pF
R5	電阻器 100K Ω 1/2W	C5	緩衝電容器 472pF/1KV
R6	電阻器 200K Ω	C6	MLCC X7R 683pF
R7	電阻器 39K Ω	C7	MLCC X7R 103pF
R8	電阻器 47 Ω	C8	MLCC 102pF/100V
R9	電阻器 510 Ω	C9	電解電容器 560 μ F/10V
R10	繞線電阻器 18 Ω	C10	電解電容器 330 μ F/10V
BD1	整流器二極體 1N4007 *4	L1	電感器 1mH
D1	二極體 1A/200V FR103	L2	電感器 5 μ H
D3	二極體 1A/1000V 1N4007	U1	FSEZ1016A
D4	二極體 5A/60V SB560	TR1	EE-16 Lm=1.5mH Pri:Sec:Aux=135:10:33

參考電路 (續)

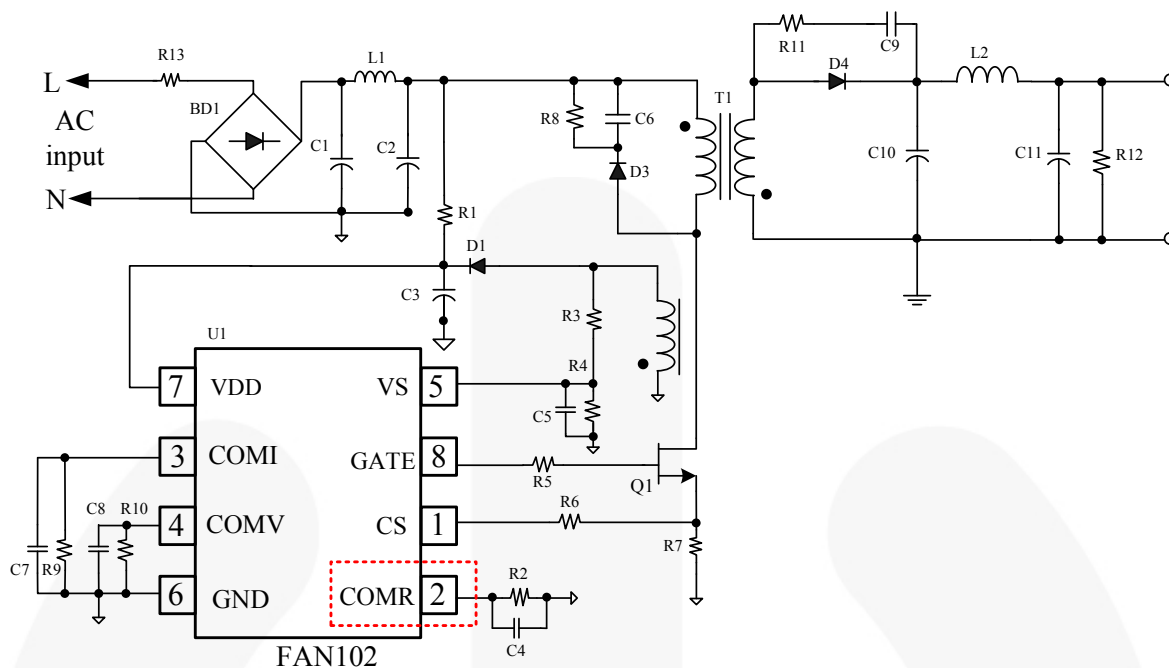


圖 41. 應用電路 FAN102 (5V/1A)

物料清單

符號	元件	符號	元件	符號	元件
R1	電阻器 1.5MΩ 1/2 W	D3	二極體 1A/1000V 1N4007	Q1	1A/600V 1N60 TO-251
R2	電阻器 82KΩ 1%	D4	二極體 5A/60V SB560	TR1	EE-16 Lm=1.5mH Pri:Sec:Aux=135:10:33
R3	電阻器 110KΩ 1%	C1	電解電容器 1μF/400V	U1	FAN102
R4	電阻器 18KΩ 1%	C2	電解電容器 10μF/400V		
R5	電阻器 47Ω	C3	電解電容器 10μF/50V		
R6	電阻器 100Ω	C4	MLCC 104pF		
R7	電阻器 1.4Ω 1/4W 1%	C5	MLCC X7R 22pF		
R8	電阻器 100KΩ 1/2W	C6	緩衝電容器 472pF/1KV		
R9	電阻器 200KΩ	C7	MLCC X7R 683pF		
R10	電阻器 47KΩ	C8	MLCC X7R 103pF		
R11	電阻器 20Ω	C9	MLCC 102pF/100V		
R12	電阻器 510Ω	C10	電解電容器 560μF/10V L-ESR		
R13	繞線電阻器 18Ω	C11	電解電容器 330μF/10V L-ESR		
BD1	整流器二極體 1N4007 *4	L1	電感器 1mH 1/2W		
D1	二極體 1A/200V FR103	L2	電感器 5μH		

參考電路 (續)

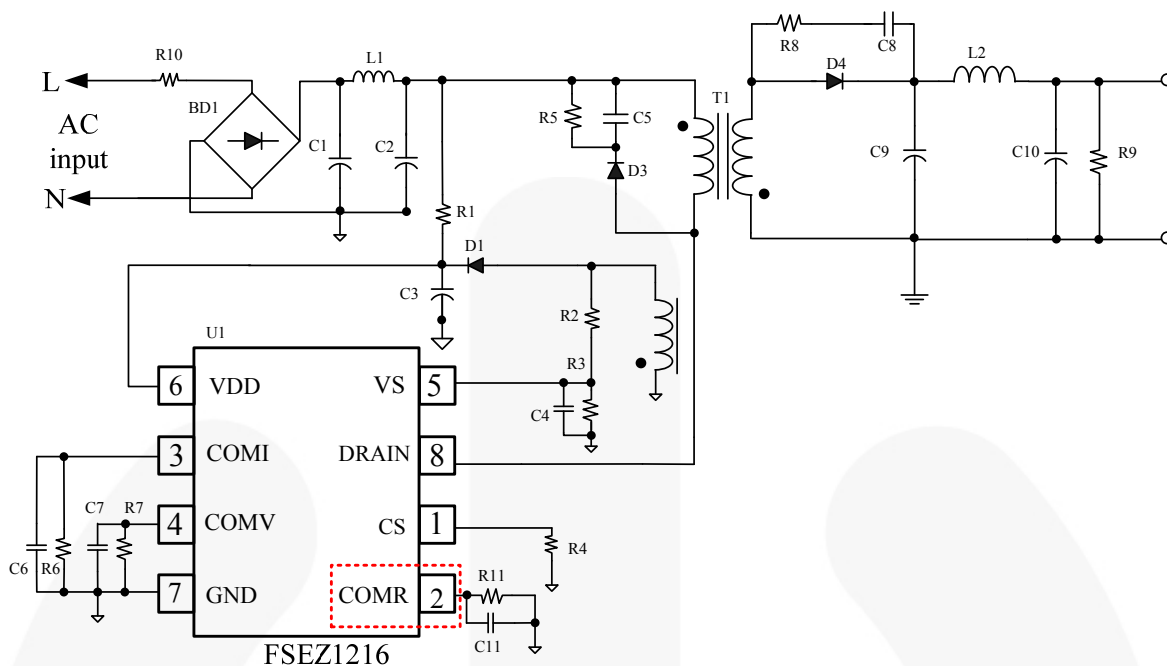


圖 42. 應用電路

物料清單

符號	元件	符號	元件	符號	元件
R1	電阻器 1.5MΩ	D4	二極體 5A/60V SB560	U1	FSEZ1216
R2	電阻器 110KΩ 1%	C1	電解電容器 1μF/400V	TR1	EE-16 Lm=1.5mH Pri:Sec:Aux=135:10:33
R3	電阻器 18KΩ 1%	C2	電解電容器 10μF/400V		
R4	電阻器 1.4Ω 1/2W 1%	C3	電解電容器 10μF/50V		
R5	電阻器 100KΩ 1/2W	C4	MLCC X7R 47pF		
R6	電阻器 200KΩ	C5	緩衝電容器 472pF/1KV		
R7	電阻器 47KΩ	C6	MLCC X7R 683pF		
R8	電阻器 47Ω	C7	MLCC X7R 103pF		
R9	電阻器 510Ω	C8	MLCC 102pF/100V		
R10	繞線電阻器 18Ω	C9	電解電容器 560μF/10V		
R11	電阻器 82KΩ 1%	C10	電解電容器 330μF/10V		
BD1	整流器二極體 1N4007 *4	C11	MLCC X7R 104pF		
D1	二極體 1A/200V FR103	L1	電感器 1mH		
D3	二極體 1A/1000V 1N4007	L2	電感器 5μH		

相關資料表

[FAN100 – Primary-Side Regulation PWM Controller](#)

[FAN102 – Primary-Side Regulation PWM Controller](#)

[FSEZ1016A – Primary-Side Regulation PWM with Integrated Power MOSFET](#)

[FSEZ1216 – Primary-Side Regulation PWM with Integrated Power MOSFET](#)

[Fairchild Power Supply WebDesigner — Flyback Design & Simulation - In Minutes at No Expense](#)

DISCLAIMER

FAIRCHILD SEMICONDUCTOR RESERVES THE RIGHT TO MAKE CHANGES WITHOUT FURTHER NOTICE TO ANY PRODUCTS HEREIN TO IMPROVE RELIABILITY, FUNCTION, OR DESIGN. FAIRCHILD DOES NOT ASSUME ANY LIABILITY ARISING OUT OF THE APPLICATION OR USE OF ANY PRODUCT OR CIRCUIT DESCRIBED HEREIN; NEITHER DOES IT CONVEY ANY LICENSE UNDER ITS PATENT RIGHTS, NOR THE RIGHTS OF OTHERS.

LIFE SUPPORT POLICY

FAIRCHILD'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF THE PRESIDENT OF FAIRCHILD SEMICONDUCTOR CORPORATION.

As used herein:

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, or (c) whose failure to perform when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in significant injury to the user.
2. A critical component is any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.