

Michael Weirich 實驗室經理 飛兆半導體（德國）公司

摘要

本文講述了一個基於 FAN4800 連續 PFC 前端的雙管正激電源的功率級設計。回顧了這種電源的設計選擇。討論的實際課題包括功率器件選型，電磁設計，佈局和電磁干擾 (EMI)，目的在於幫助工程師加速並改善其設計。

1. 導言

新的功率在 200W-500W 的交流電源設計，越來越需要功率因素校正 (PFC)，以在減少電源線上的能源浪費，並增加最多來自電源插座的功率。這篇文章描述了一個用於液晶電視的 200W 電源的設計與構造，所以提到了很多注意事項，以達到高效率，待機功率低於 1W，外形小巧尤其是高度為 25mm，無風扇的簡單冷卻，低成本。這些特徵對於將要應用的場合是不可或缺的。

2. 電路描述和設計

設計指標如下：

- 交流輸入電壓：85–265VRMS
- 功率因素：> 0.95
- 總輸出功率：200W
- 三個直流輸出：5V/0.3A

12V/5A

24V/6A

電源分為兩個單元。第一電源集成一個功率因素校正電路，內置在 FAN4800 PFC/PWM（脈寬調制）二合一控制器周圍，產生一個 24V/6A 和 12V/5A 的輸出。這個器件包含一個平均電流模式 PFC 控制器和一個能夠在電壓和電流模式下工作的 PWM 控制器。在描述的這項應用中，PWM 工作在電流模式，控制一個雙管正激變換器。這種變換器能產生一個穩壓的 24V 輸出。12V 輸出則由一個採用 MC34063A PWM 控制器的 Buck 變換器產生。這個附加模塊改善了 12V 輸出校正，減少交叉調節問題，這對於多重輸出正激變換器總是一個問題，當負載大範圍變化時。附加變換器成本不是很高，如果與一個雙管輸出變換器的更複雜、更大的耦合電感相比。

第二電源是一個基於飛兆半導體功率開關 (FPS) 的 Flyback 變換器，它給 FAN4800 提供電源和 5V 輸出。這個電源工作在待機模式下，它的無負載功耗低於 500mW。因此，即使對於省電模式下小負載情況，也有可能滿足 1W 待機功耗的限制。

為了簡潔，設計計算和電路圖將在每個模組中單獨給出。最終完成的示意圖和佈局，可在附錄中查到。

3. 功率因素校正

本節回顧了功率因素校正電路的電源選擇。用來設立乘法器的工作點和差動放大器的增益和頻率補償的低功率部件的設計在[1]中給出。圖 1 為電路示意圖

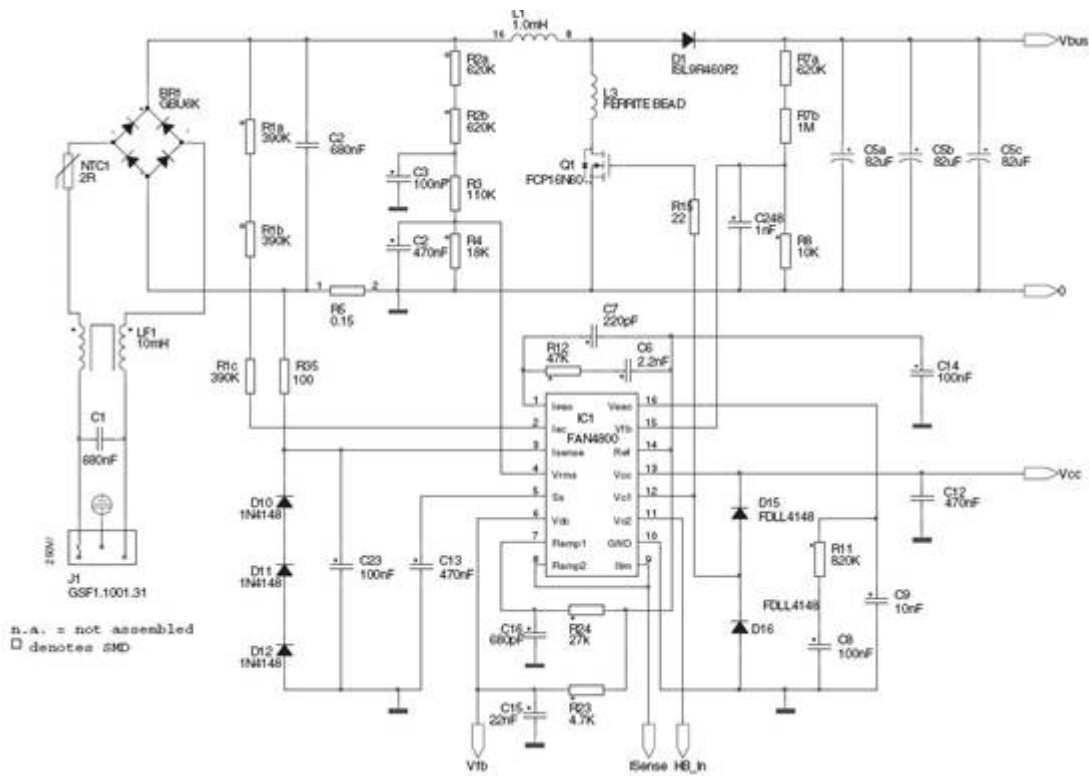


圖 1: PFC 級示意圖，元件編號和 FAN4800 應用說明 (1) 相對應

3.1 整流器

由於主電源用來提供一個 200W 的輸出功率，即總輸入功率。假設 PFC 的效率為 90%，正激變換器效率為 90%，其中輸出功率為：

$$P_{IN} = \frac{200W}{0.9 \cdot 0.9} = 247W \quad (1)$$

考慮到最大輸入電壓為 85VRMS，最大輸入電流為：

$$I_{IN, RMS} = \frac{247W}{85V} = 2.9A \quad (2)$$

電磁干擾濾波器的常見共模扼流圈，必須承受這部分電流，同時具有約 10mH 高電感。市場上有一些扼流圈，具有高電流，高電感和小尺寸的特徵，來自 EPCOS 和 TDK。扼流圈的實際值和類型由電磁干擾測試確定，依賴於工作條件，也許與本文提出的濾波器有所不同。

與輸出串聯的負溫度係數熱敏電阻 (NTC) 限制了浪湧電流，但並非電源工作所真正需要的。

整流器根據 $I_{IN, RMS}$ 選定，但注意到高額定電流二極管通常在某一電流下具有更低的電壓降，使用一個額定電流略高的整流橋是有利的。對於實際設計，選擇一個 6A/800V 橋 GBU6K。

整流器功耗是可以預計的，通過一個恒定正向電壓下已知的近似二極管正向特性乘以一個串聯電阻。正向電壓 V_F 和串聯電阻 R_s 必須從規格說明書中查，對於 GBU6K 分別是 0.8V 和 0.03Ω。功耗方程變成：

$$\begin{aligned}
P_{Loss,BRI} &= 4 \cdot (I_{AVG,D} \cdot V_{F,D} + I_{RMS,D}^2 \cdot R_{S,D}) \\
&= 4 \cdot (I_{In,RMS} \cdot 0.45 \cdot 0.8V \\
&\quad + \left(\frac{I_{In,RMS}}{\sqrt{2}}\right)^2 \cdot 0.03\Omega) \\
&= \underline{4.7W} \tag{3}
\end{aligned}$$

如果我們假設一個絕對的最高結溫度 T_J 為 150°C ，最高室溫為 50°C ，然後 BR1 散熱器的熱大熱阻（與空氣之間）應為

$$\begin{aligned}
R_{\theta,BRI} &= \frac{T_{J,max} - T_{A,max}}{P_{Loss,BRI}} \tag{4} \\
&= \frac{150^\circ\text{C} - 50^\circ\text{C}}{4.7W} = \frac{0.75^\circ\text{C}}{W} \\
&\approx \underline{21^\circ\text{C}/W}
\end{aligned}$$

3.2 電感 L1

在講述的設計中，通過 L1 的波紋電流的振幅被選定為輸入電流的 20%。在這種選擇下，電感可以根據下列等式 (5) 計算：

$$\begin{aligned}
L_1 &= \frac{(V_{Out} - \sqrt{2} \cdot V_{In,min}) \cdot V_{In,min}^2}{V_{Out} \cdot f_s \cdot dI \cdot P_{in}} \\
&= \frac{(400V - 85V \cdot \sqrt{2}) \cdot 85V^2}{400V \cdot 100kHz \cdot 20\% \cdot 247W} \\
&= \underline{1.08mH} \tag{5}
\end{aligned}$$

給出的電感差不多是 1mH。當 RMS 電流等於 RMS 輸入電流時，L1 的峰值電流是

$$\begin{aligned}
I_{Peak,L1} &= I_{In,RMS} \cdot \sqrt{2} + I_{Ripple} / 2 \\
&= I_{In,RMS} \cdot \sqrt{2} + 0.2 \cdot I_{In,RMS} \cdot \sqrt{2} / 2 \\
&= I_{In,RMS} \cdot \sqrt{2} \cdot 1.1 \\
&= \underline{4.5A} \tag{6}
\end{aligned}$$

在這個電流和 $5A/\text{mm}^2$ 的電流密度下，所需的銅線截面積約為 0.58mm^2 。由於高頻電流僅為輸入電流的 20%，趨膚效應和鄰近效應不是很明確。三或四條細電線並聯總面積能夠達到所需面積就足夠了。在實際設計中，使用了三根直徑為 0.5mm 的電線，電流密度略低於 $5A/\text{mm}^2$ 。L1 的磁環尺寸根據被稱為磁環區域乘積 A_p 確定，即有效磁性截面積和繞組面積（骨架）的乘積。這個乘積很容易證明是

$$A_p = A_e \cdot A_w = \frac{L \cdot I_{peak} \cdot A_{Cu}}{B_{peak} \cdot f_{Cu}} \quad (7)$$

其中 A_{Cu} 是銅線面積， B_{peak} 是飽和磁通密度（對於大多數鐵氧體， $\cong 0.35T$ ）。 f_{Cu} 是銅填充因子，對於簡單電感，約為 0.5；對於含有幾個線圈的變壓器，約為 0.4。確定這些數據後，L1 的 A_p 需求值是

$$A_p = \frac{1mH \cdot 4.5A \cdot 0.58mm^2}{0.35T \cdot 0.5} = 14914mm^4 \quad (8)$$

基於慣例，對大多數磁環，磁性截面積和繞組面積非常相近，需要的磁環面積為

$$A_e = \sqrt{A_p} \quad (9)$$

因此，對於我們的應用，一個合適的磁環的 A_e 約為 122mm²。雖然，要找到此磁截面的磁芯並不難，但電感的高度由於應用要求被限制在 25mm。因此，經過一番對磁環和筒管規格說明書仔細搜索之後，選擇了 EER3542，它的 A_e 為 107mm²， A_w 為 154mm²，得到 A_p 約為 16500mm⁴。

中心臂上氣隙的近似長度 s 是：

$$s \approx 0.4 \cdot \pi \cdot A_e \left(\frac{1}{A_{L,0}} - \frac{1}{A_{L,0}} \right) \quad (10)$$

其中 $A_{L,0}$ 是無氣隙磁芯的 A_L （查磁芯規格書），有氣隙的磁芯的 A_L 是 $1mH/1242=65nH$ 。如果後兩個值的單位是 nH， A_e 的單位是 mm²，那麼氣隙長度 s 的單位是毫米。在這次設計中，氣隙長度約 2 毫米。

3.3 Q1 和 D1

因為最高額定輸入電壓是 265VRMS，Q1 的最大漏極電壓為 500V 似乎足夠了。但是建議使用一個額定電壓為 600V 的 MOSFET，因為經驗顯示這個 600V MOSFET，能夠承受浪湧測試，根據無損壞 IEC61000-4-5 標準，而 500V 類型則需要額外的浪湧電壓限制器。同樣，這對於 Boost 二極管也是有效的。這是因為電解質電容 C5 能夠吸收大量能量，保護一個 600V 器件，而不是 500V 器件。Q1 和 D1 的峰值電流和通過 L1 的峰值電流是相同的，即 4.5A，而 Q1 的 RMS 電流為：

$$\begin{aligned} I_{RMS,Q1} &= I_{in,RMS} \cdot \sqrt{1 - \frac{3 \cdot \sqrt{2} \cdot V_{in,Min}}{3 \cdot V_{out}}} \\ &= 2.9A \cdot \sqrt{1 - \frac{8 \cdot \sqrt{2} \cdot 85V}{3 \cdot \pi \cdot 400V}} \\ &= 2.5A \end{aligned} \quad (11)$$

D1 的 RMS 電流為：

$$\begin{aligned} I_{RMS,D1} &= I_{in,RMS} \cdot \sqrt{1 - \frac{8 \cdot \sqrt{2} \cdot V_{in,Min}}{3 \cdot V_{out}}} \\ &= 2.9A \cdot \sqrt{1 - \frac{8 \cdot \sqrt{2} \cdot 85V}{3 \cdot \pi \cdot 400V}} \\ &= 1.46A \end{aligned} \quad (12)$$

尤其對於 MOSFET，低功耗和峰值電流是選擇某些器件的重要考慮因素。經過一番計算，選擇了一個最大 R_{DSon} 約為 0.45Ω@100℃ 的 SuperFet™ FCP16N60。Q1 的總功耗分成傳導功耗和開關功耗。傳導功耗如下：

$$\begin{aligned}
 P_{Loss,Q1}^{Cond} &= I_{RMS,Q1}^2 \cdot R_{DS(ON),max,Q1} \\
 &= \underline{2.8W}
 \end{aligned}
 \tag{13}$$

開關損耗進一步分為，由於源漏電容（加上寄生電容的，例如 L1 和 PCB）放電導致的功耗和由於開關過程中電流和電壓重疊帶來的功耗，以及 D1 反向恢復帶來的功耗。所有這三項都無法確切瞭解，但可以根據下面的表達式估計：

$$\begin{aligned}
 P_{Loss,Q1}^{Cap} &\approx 0.5 \cdot (C_{OSS,eff} + C_{ext}) \cdot V_{Out}^2 \cdot f_S \\
 &= 0.5 \cdot 260 \text{ pF} \cdot 400V^2 \cdot 100\text{kHz} \\
 &= \underline{2.1W}
 \end{aligned}
 \tag{14}$$

$$\begin{aligned}
 P_{Loss,Q1}^{C_{cap}} &\approx 0.9 \cdot I_{In,RMS} \cdot V_{Out} \cdot \frac{1}{2} \cdot t_{crossover} \cdot f_S \\
 &= 0.9 \cdot 2.9A \cdot 400V \cdot 0.5 \cdot 50\text{ns} \cdot 100\text{kHz} \\
 &= \underline{2.6W}
 \end{aligned}$$

$$P_{Loss,Q1}^r \approx 2W
 \tag{15}$$

FCP16N60 的 COSS,eff 是 110pF，而雜散電容 Cext 估計為 150pF。50ns 的交叉時間 t_{crossover} 是一個合理的估計值，並且得到測量確認。二極管反向恢復導致的功耗預計為 2W。

最終，Q1 的總功耗是：

$$P_{Total,Q1} \approx \underline{9.5W}
 \tag{16}$$

因此 Q1 散熱器的最大熱阻約為 10°C/W

D1 傳導功耗的計算和 BR1 相類似：

$$\begin{aligned}
 P_{Loss,D1}^{Cond} &\approx I_{AVG,D1} \cdot V_{F,D1} + I_{RMS,D1}^2 \cdot R_{S,D1} \\
 &= \frac{P_{Out}}{\eta \cdot V_{Out}} \cdot V_{F,D1} + I_{RMS,D1}^2 \cdot R_{S,D1} \\
 &= 0.56A \cdot 1.3V + 1.47A^2 \cdot 0.08\Omega \\
 &= \underline{0.9W}
 \end{aligned}
 \tag{17}$$

D1 開關功耗估計在 2W 左右，得到試驗確認。二極管的總功耗為

$$P_{Loss,D1} \approx \underline{2.9W}
 \tag{18}$$

給二極管使用的一個合適散熱片的熱阻應該不超過 25°C/W。

4、雙管正激變換器

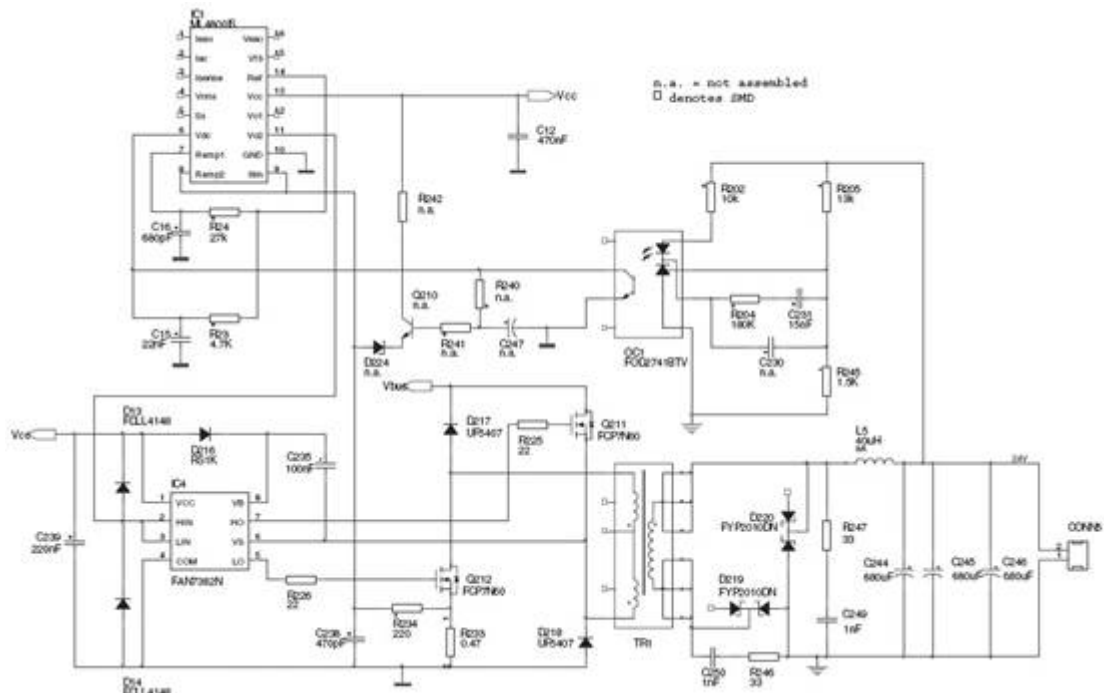


圖 2：正激變換器示意圖

圖 2 是雙管正激變換器。在這個應用中，FAN4800 的 PWM 部分運作在電流模式，控制一個雙管正激變換器。這個拓撲基本上和熟知的單管正激變換器相同。但它的優點是，兩晶體管中的任何一個漏極電壓只需要等於 PFC 的直流輸出電壓。相比之下，標準正激變換器需求兩倍大小的漏極電壓，差不多 800-900V。此外，對於雙管正激變換器，變壓器構造簡單，便宜，因為它不需要復位繞組。

當然有缺點需要考慮：使用的拓撲需要兩個晶體管，其中一個的門極電壓懸浮於高電壓。如果細看，這些問題都不是大問題，因為功率 MOSFET 的導通阻抗正比於漏極電壓，為 2 至 2.5 倍。這意味著兩個晶體管，只須有一半耐電壓同時只有一半導通阻抗，即可使用更少的矽面積得到相同的傳導功耗。

所以兩種解決方案的成本是相似的。

因為使用了門極驅動器 FAN7382，第二缺點也沒有了。這個器件包含一個完全獨立的低端和高端門極驅動器。這是很重要的，因為在雙管正激變換器中，所有的晶體管同時關閉和導通。當導通時，能量轉移到次級；當關閉時，變壓器經復位二極管 D217 和 D218 被去磁化。

1. Define specifications of the SMPS				
最小線路電壓 (V _{line.min})	284	V.rms		
最大線路電壓 (V _{line.max})	284	V.rms		
線頻率 (fL)	50	Hz		
	Vo	Io	Po	KL
反饋的 1st 輸出	24	8.5	203	100
2nd 輸出	0	0	0	0
3rd 輸出	0	0	0	0
4th 輸出	0	0	0	0
最大輸出功率 (Po) =	202.8	W		
估計效率 (Eff)	90	%		
最大輸入功率 (Pin) =	225.3	W		
2. 確定直流環節電容和直流電壓範圍				
直流環節電容	1000	uF		
直流環節電壓紋波 =	4	V		
最小直流環節電壓 =	397	V		
最大直流環節電壓 =	402	V		
3. 確定最大占空比 (Dmax)				
最大占空比	0.45			
線圈比 (Np/Nr)	1	>	0.82	
最大額定 MOSFET 電壓 =	803	V		

圖 3: AN-4134 電子數據表引用

對於雙管和單管正激來說，主要設計等式完全相同，所以飛兆半導體應用說明 AN-4137 及其相關的電子數據表，如圖 3 所示 [2]，可用於考慮一些變化後的計算。由於變換器直流電壓由一個 PFC 預調節器產生，填入電子數據表的線路電壓須選擇適當，以獲得正確的直流電壓。在這個應用中，284VRMS 用於兩個最低和最高線電壓。線頻率並不影響計算。

接下來，考量 直流母線電容大小（例如 1000uF），因為使用到 PFC，實際直流母線電容器兩端的紋波電壓相當小。

最高占空比也須嚴格小於 0.5，允許變壓器去磁化。為了留下一些餘量，最大占空比選擇為 0.45。

由於已經有了單個晶體管正激的表單，np/nr 比 (Excel:Np/Nr)和最大額定 MOSFET 電壓可以忽略。

輸出濾波電感 L5 的電流紋波因素 Krf 的選擇，通常是一個反復的過程。一方面，想使這個因素盡可能小，以減少初級和次級電流的 RMS 和峰值。另一方面，L5 不得過大。因此，開始假設一個紋波因素，然後檢查 L5 的配置結果是否可以接受。在這次設計中，KRF 值為 0.21，L5 的計算電感為 40μH。計算的繞組將完全填補一個 EER2828 磁環。根據選擇的 KRF，通過 Q205 和 Q206 的電流的 RSM 和峰值如下：

$$\begin{aligned}
 I_{Peak,Sw} &\approx 1.6A \\
 I_{RMS,Sw} &\approx 0.9A
 \end{aligned}
 \tag{19}$$

如前所述，最高漏極電壓稍微大於 400V 足夠了，能有效使用額定電壓為 500V MOSFET。其次，輸出建議使用 600V MOSFET，而不是一個浪湧電壓限制器。

SUPERFET™ FCP7N60 具有下列數據

$$\begin{aligned}
 R_{DS(on),max} &= 1.1\Omega \quad \text{at } 100^\circ\text{C} \\
 C_{OSS,eff} &= 60\text{pF} \\
 t_{r,max} &= 120\text{ns} \quad \text{at } 7\text{A} \\
 t_{f,max} &= 75\text{ns} \quad \text{at } 7\text{A}
 \end{aligned} \tag{20}$$

功耗能夠很容易得到，與計算 Q1 功耗類似。

$$\begin{aligned}
 P_{Loss,Sw}^{Cond} &= I_{RMS,Sw}^2 \cdot R_{DS(on),max,Sw} \\
 &= 0.9\text{A}^2 \cdot 1.1\Omega \\
 &= \underline{0.9\text{W}} \\
 P_{Loss,Q205}^{Cap} &\approx 0.5 \cdot (C_{OSS,eff} + C_{out}) \cdot V_{out}^2 \cdot f_s \\
 &= 0.5 \cdot 120\text{pF} \cdot 400\text{V}^2 \cdot 100\text{kHz} \\
 &= \underline{1.2\text{W}}
 \end{aligned} \tag{21}$$

$$\begin{aligned}
 P_{Loss,Q205}^{Cross} &\approx I_{Peak,Q205} \cdot V_{out} \cdot \frac{t_r + t_f}{2} \cdot f_s \\
 &= 1.6\text{A} \cdot 400\text{V} \cdot \frac{120 + 75}{2} \text{ns} \cdot \frac{1.6}{7} \cdot 100\text{kHz} \\
 &= \underline{1.4\text{W}}
 \end{aligned}$$

$$P_{Loss,Q205}^{Tot} \approx \underline{3.7\text{W}}$$

這裡給出了一個功耗上限值。在實際中，勵磁電感的諧振和節電輸出電容使電壓降低到 400V 以下，Q206 的功耗當然是完全相同的。每一個 MOSFET 需要一個最大熱阻為 20°C/W 的散熱器。

電流感應電阻 R233 的值是這樣選擇的，最大峰值電流可能超過 1.6A。如果電阻值為 0.56Ω，這個條件實現了但沒有餘量。出於這個原因，選擇 0.47Ω 電阻，此時最大峰值電流為 2.1A。

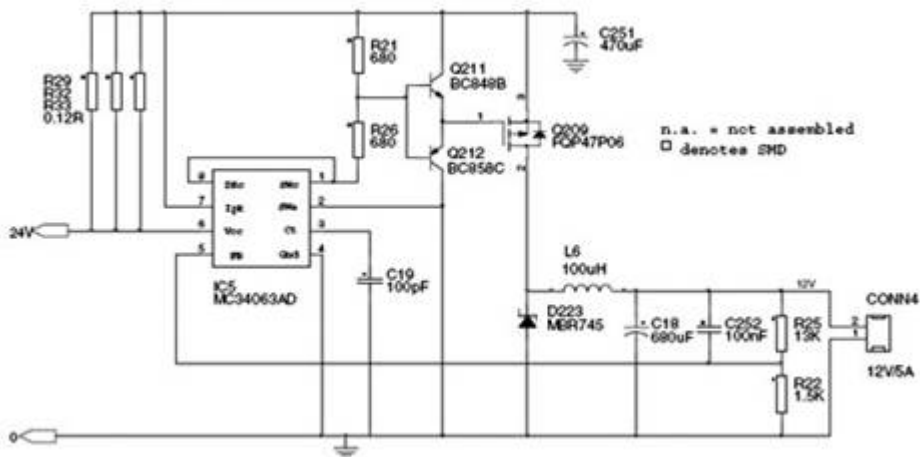


圖 4: Buck 變換器 24V-12V 的示意圖

電感 L5，變壓器，二次整流和濾波，都可以根據 Excel 表計算。

在工作表給出的變壓器 AP 等式的幫助下，為變壓器選擇了一個 EER2834 磁環，繞組數據可在附錄中查到。

整流二極管的反向電壓計算值是 57V，但是推薦使用一個指定最大電壓至少 100V 的整流二極管。為了減少傳導和開關損耗，最好使用肖特基二極管。RMS 電流負載在電子數據表中給出，可以用來確定二極管；實際選擇的是兩個 FYP2010DN 二極管。

整流二極管 D219 和 D220 的平均電流為：

$$\begin{aligned}
 I_{Avg,rect} &= I_{Out} \cdot (1 - D_{max}) \\
 &= 8.5 A \cdot 0.55 \\
 &= \underline{4.7 A}
 \end{aligned}
 \tag{22}$$

確定功耗的方法與 BR1 和 D1 的方法相同。

$$\begin{aligned}
 P_{Loss,rect} &\approx I_{Avg,rect} \cdot V_{F,Rect} + I_{RMS,rect}^2 \cdot R_{S,Rect} \\
 &= 4.7 A \cdot 0.25 V + 5.7 A^2 \cdot 0.04 \Omega \\
 &= \underline{2.5 W}
 \end{aligned}
 \tag{23}$$

再次，每個二極管使用的散熱器熱阻不超過 20°C/W。

5、DC/DC 變換器

如圖所示的 Buck 變換器工作在連續模式，由一個簡單的，但是工作在 100 千赫的有效 PWM 控制器控制。因為開放集電極輸出，使用一個由 Q211/212 組成的驅動器來驅動 P 溝道 MOSFET。通過 Q209，D223 和 L6 的峰值電流是 6.3A。功耗差不多很容易被確定了。結果是：器件需要的散熱器的熱阻不小於 25°C/W。

$$\begin{aligned}
 P_{Loss,Q209} &= \underline{3.1 W} \\
 I_{Loss,D223} &\approx \underline{2.4 W}
 \end{aligned}
 \tag{24}$$

由於肖特基二極管的快速開關，寄生振蕩激烈，必須採用 RC 網絡 R246/C250 和 R247/C249 抑制。雖然在文獻中有很多如何確定這些網絡值的等式，經驗顯示計算值僅僅是實驗優化的一個初值。原則上，使用相容在一個 FYP2010 中的兩個二極管是可能的，但在這種情況下，每個封裝的功耗加倍了，散熱複雜了。另一個用兩個二極管代替一個的理由是，即自驅動同步整流器（未列出）準備的 PCB 需要兩個單獨二極管。

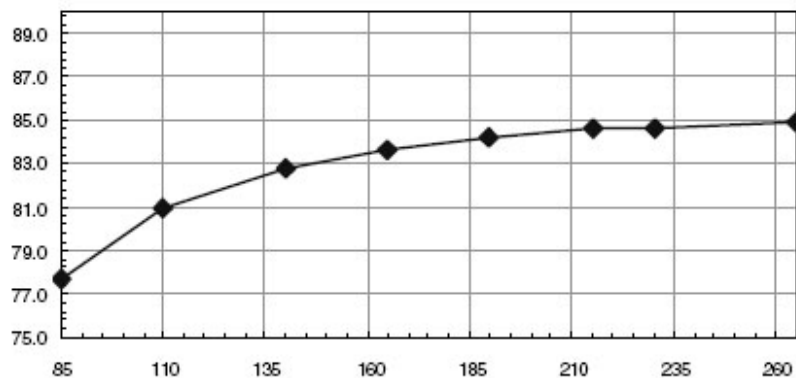


圖 5：待機電源示意圖

6. 待機電源

由 FSD210B 驅動的 flyback 電源（圖 5），不僅產生 5v 輸出電壓，而且也給 FAN4800 和 FAN7382 供電。通過 OC2，主電源在待機期間是完全關閉的，只有這個電源仍然工作。

通常這種電源沒有什麼特別的，而且可以很容易地在 AN-4137 和相關電子數據表，或 SMPS 設計工具[3]的幫助下進行設計。

實際設計的輸出電壓是 5V，電流是 0.3A，但有了上述工具，改變設計到一個不同輸出電壓和功率高達約 6W，並不是一個問題。由於使用 FOD2711BTV，輸出電壓下降到 3.3V 也不是問題。

7. PCB 佈局和機械構造

在文獻〔4〕中可以找到功率電子佈局規則，談到高 di/dt 的回路封閉區域和高 dv/dt 節點的銅箔區域必須盡可能小，旨在減少電磁干擾。另外，Q1 的源引腳，R233 接地，R5 右側和 FAN4800 接地引腳應該連接成星形，以減少共阻抗耦合的負面效應。

實際中的問題有：對於較高輸出功率，PCB 會較大；功率半導體必須放置在大散熱器上。結果是，往往不可能使回路小到應該達到的值，同時結合電流密度規則，佈線和星形的銅芯面積會破壞完整的電路板。因此，一種高功率電源 PCB 有時是一種妥協，尤其是考慮成本須選擇單面 PCB。

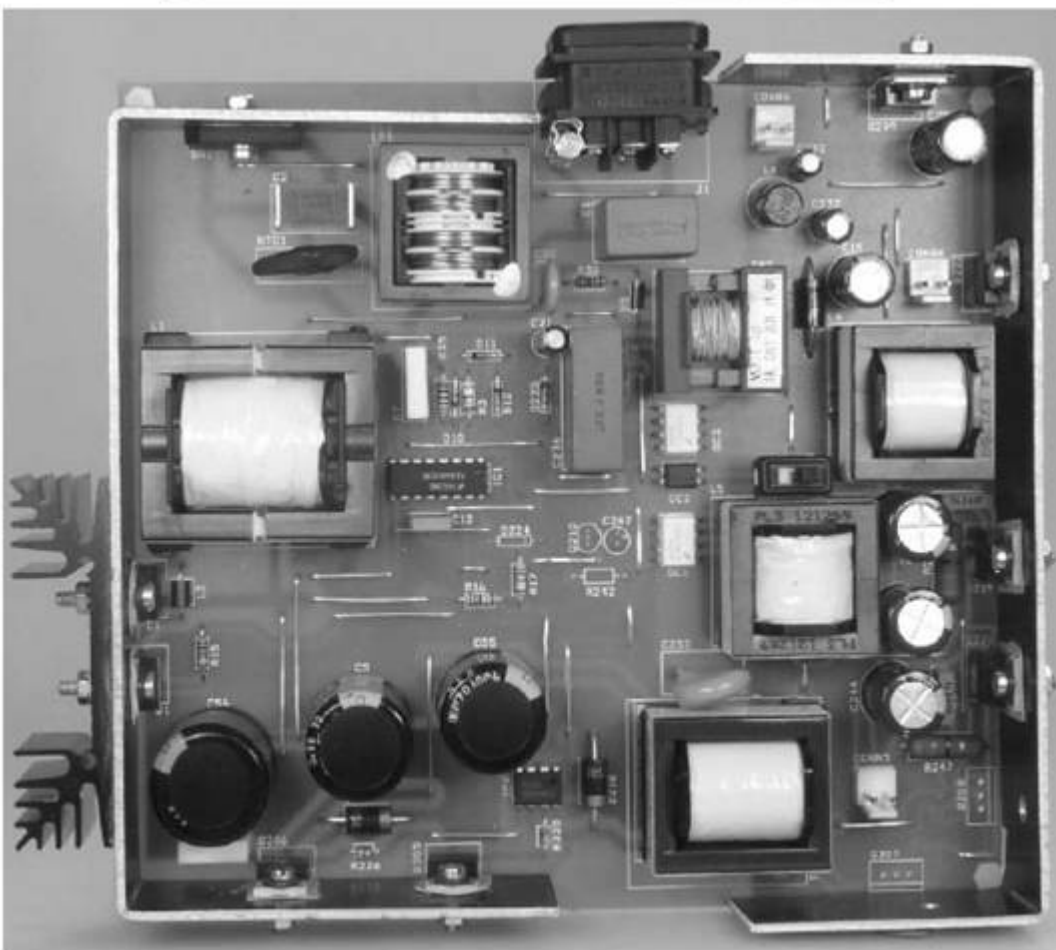
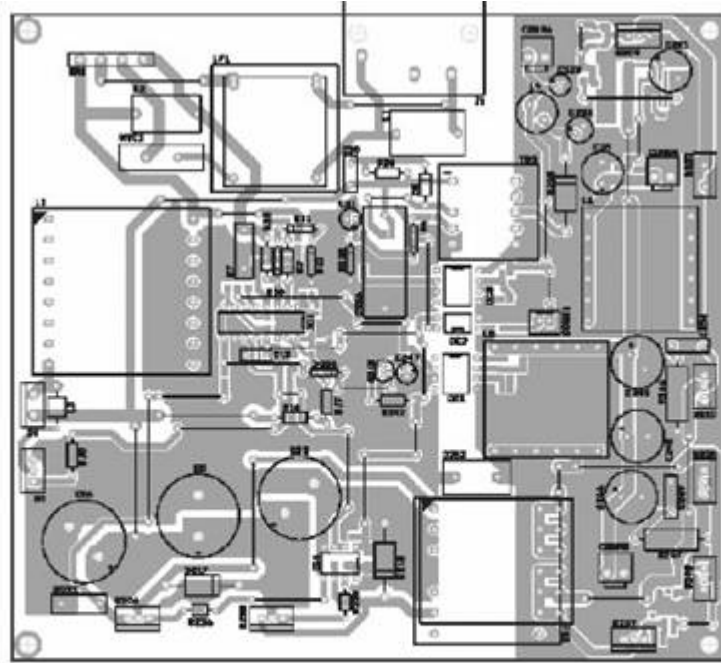


圖 6：最終完成的電路板的佈局和實照。尺寸是 170 毫米×156 毫米×25 毫米（長×寬×高）

如果密切留意實際的電路板，你會發現一些不太重要的信號走的路線不一定是最短路徑。這允許仿效星形連接的大型接地平面。此外，接地平面和熱信號之間間隔應盡可能小（考慮可靠性，對於給定電壓，間距約 2mm），以使回路最小。

其次是成本因素，由一個 2mm 厚鋁板組成的簡單散熱器，被彎曲成‘U’形，並被應用到初級和次級。只有 Q1，消耗更多功率，需要一個額外的散熱器。

8. 測試結果

本電路板有一份詳細的測試報告。這裏顯示了三項測試結果。

8.1 待機電源和輸入電壓

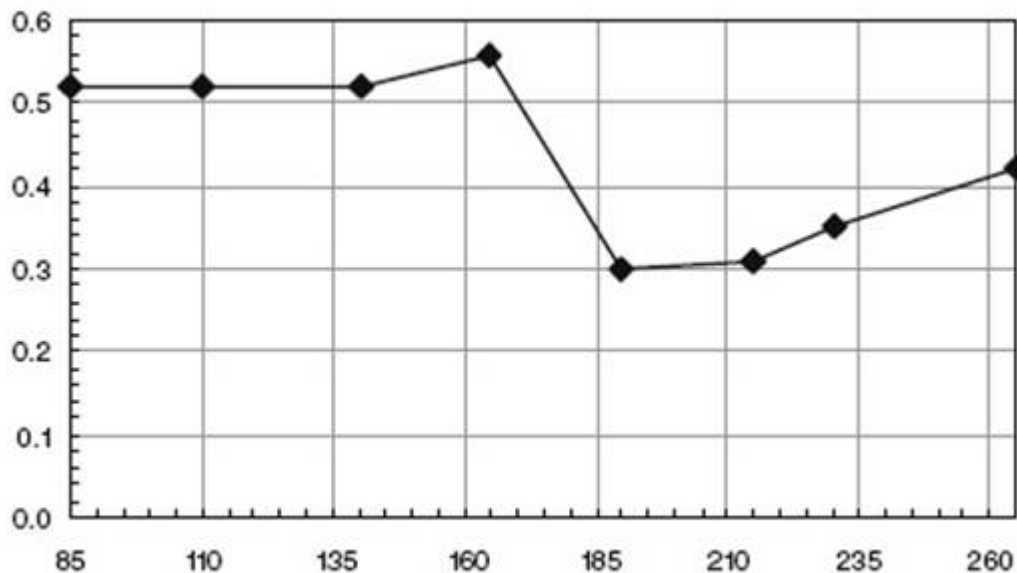


圖 7：待機功率對應輸入電壓變化

見圖 7

8.2 全負載效率和輸入電壓

見圖 8

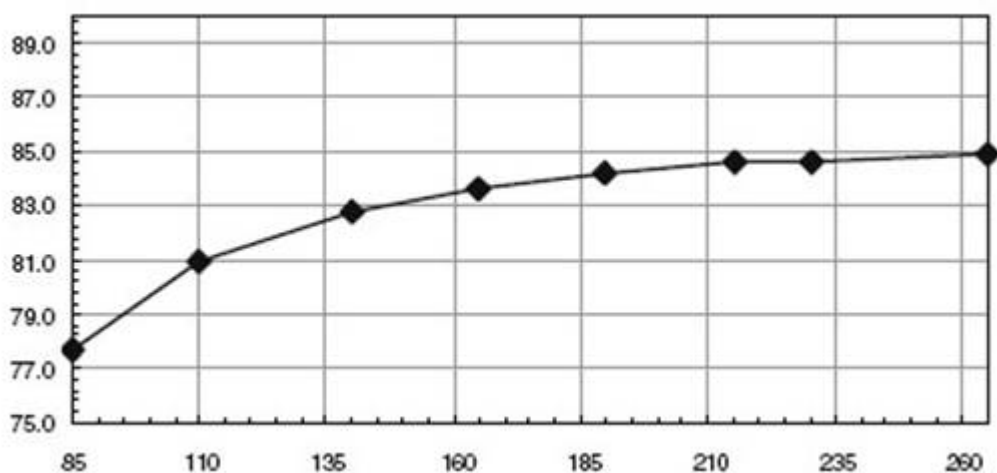


圖 8：效率對應輸入電壓變化

輸入電壓大於 110VRMS 時，效率遠高於預計的 81%。對較小的電壓，數據可通過一個低阻抗 EMI 濾波器和去除 NTC1 提高。

8.3 功率開關和二極管波形

見圖 9

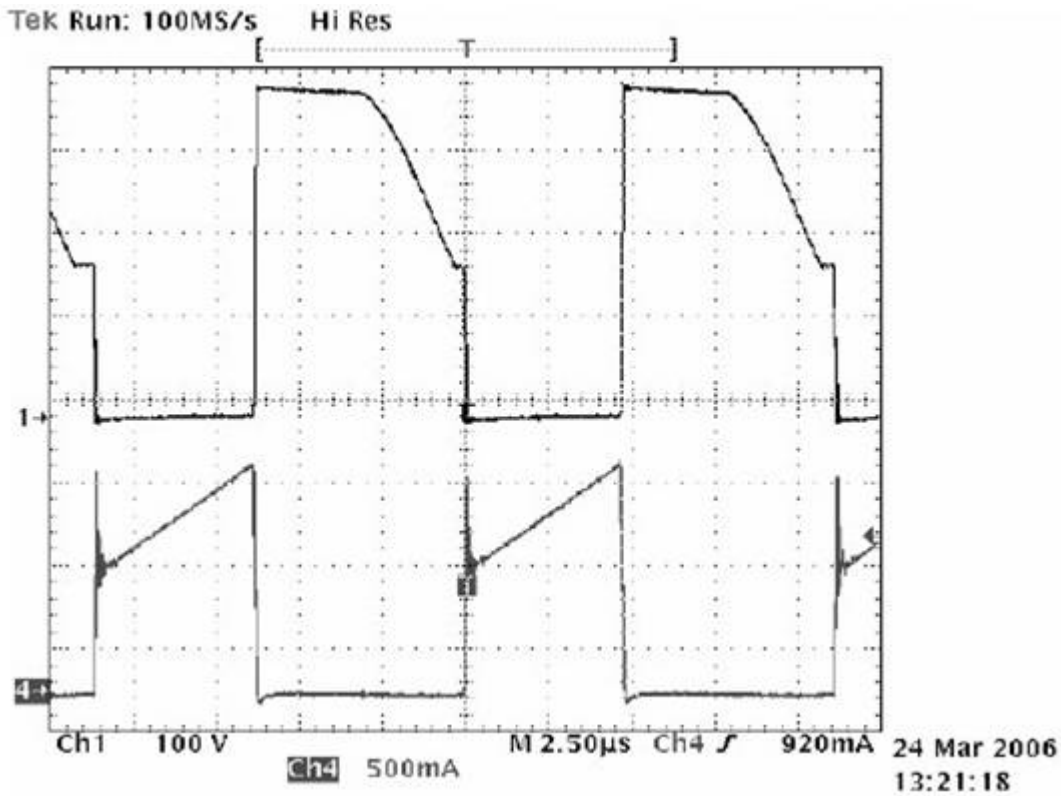


圖 9: Q212 漏電流和電壓

圖 9 的左側顯示 Q212 的漏極電流（下跡線）和電壓（上跡線）。從電流看來，CCM 中的 PSU 工作是很明顯的。該漏極電壓被很好地箝制在直流電源電壓，當 MOSFET 關閉時。變壓器去磁化之後，電壓開始下降。斜率由變壓器激磁電感和 MOSFET 的 CDS 確定的諧振值決定。當 MOSFET 導通時，漏極電壓有機會接近最低值，但由於勵磁電感的高誤差（ $\pm 30\%$ ）這可能因不同電路板而異。

圖 10 的二極管波形清楚地顯示了當二極管關閉時的寄生振蕩。

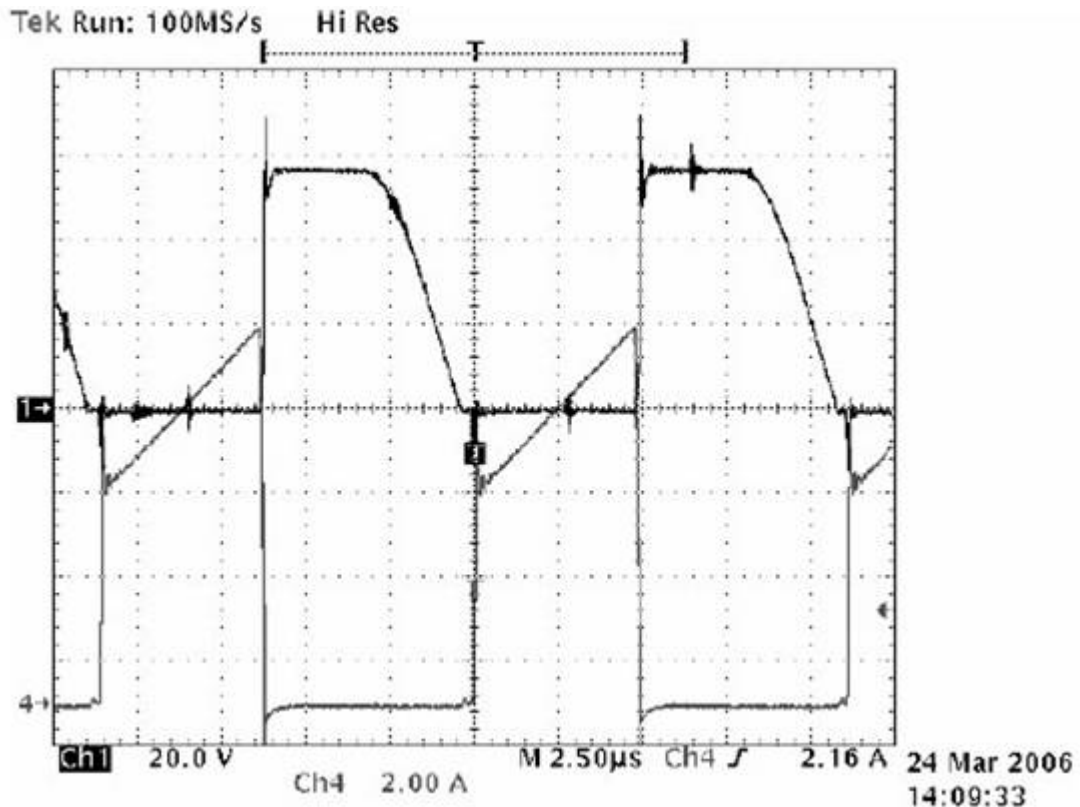


圖 10: D219 電流和電壓