

# 高功因與高功率電源電路模組

## High Power Factor and High Efficiency Power Supply

廖泰杉、Natchpong Hatti

Tai-Shan Liao, Natchpong Hatti

工業與醫療設備，如光譜燈、壓電驅動器、交通號誌、白光照明等，因要求高功因與高功率電源電路模組，故綠色能源為其未來普遍要求。本文提出一新式簡單、低成本且離線式 200 W (200 V、1 A) 之高功因與高功率電源電路設計模組。

High power and high voltage supplies are usually required in industry and medical equipments such as traffic lights, medical white LEDs lamps, piezo driving, spectral lamps, *etc.* However, they need more power factor technology to meet green power concept for saving power energy. We offer a simple, low cost and off-line design 200 W (200 V, 1 A) high power factor and high power switching power supply.

### 一、前言

電源電路有一項重要基本評估參數，即功率因數 (power factor, PF)，亦簡稱為功因。依負載特性，交流電源施以一感抗性負載時，交流輸入電壓與交流輸入電流之間會呈一  $\theta$  領先或落後之關係。若負載為馬達等電感性負載，則電源輸入端的電流  $I_{AC}$  落後電源輸入端的電壓  $V_{AC}$  某個相角  $\theta$ ；若負載為電容性負載，則電源輸入端的電流  $I_{AC}$  領先電源輸入端的電壓  $V_{AC}$  某個相角  $\theta$ 。不管負載為電容性負載或電感性負載，存在一個領先或落後相角  $\theta$ ，此時功因 ( $PF = \cos\theta$ ) 小於 1。影響功率因數降低的因素不全為電壓與電流之間相角  $\theta$  領先或落後的問題，電流之畸變所產生的電流諧波亦會嚴重降低

電源系統功因值。以圖 1 所示之交換式電源系統而言，其輸入側使用二極體整流，並使用電容濾波。此時電流波形非正弦波，因此會產生電流諧波，這

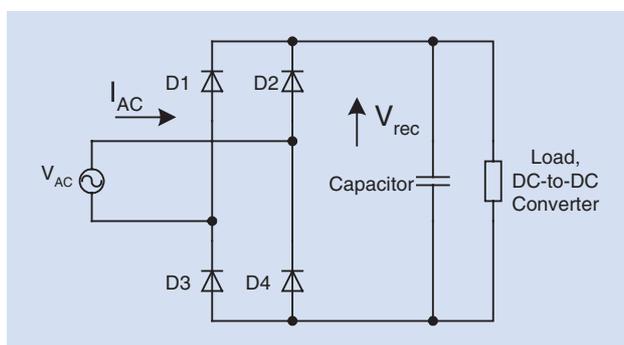


圖 1. 交換式電源的輸入側用二極體與電容濾波整流。

	被動式高功因校正技術	主動式高功因校正技術
PF 值	線性負載 PF 值為 1 非線性負載 PF 值較差	PF 值高且大於 0.99 可同時校正 PF 與電流失真
適用功率	低功率系統	中高功率系統
大小與體積	大與笨重	輕與小型
技術複雜度	低	較複雜
動態輸入範圍	低	大
調制輸出	低電壓調制輸出 穩定度差	高電壓調制輸出且穩定度高 需選用耐高壓電子零件

表 1.

主動式高功因校正技術與被動式高功因校正技術之特性比較。

會造成功因 ( $PF = K_d \cos \theta$ ) 更小於 1。另一方面電力系統因有很大諧波存在，容易造成系統設備電磁干擾，且容易產生高峯值電流，造成系統設備壽命減少及高損耗，而產生效率降低等問題。因此具有高功因校正技術之電源模組，現為任何電子電力產品的需求。

高功因校正技術可分為兩種：一為被動式高功因校正技術，另一為主動式高功因校正技術。被動式高功因校正技術是於主電源採用電感與電容被動元件來配合。若負載為電容性則採用電感來校正，若負載為電感性則採用電容來校正。被動式高功因校正技術最常用於低功率電源系統，如日光燈電子安定器等。若使用於高功率電源系統，則其電感或電容被動元件的體積與重量就相對變得很大及很重，而使得主動式高功因校正技術脫穎而出。

一般主動式高功因校正技術是利用交換式電源技術補償輸入電流失真波形與位移功率因數 (displacement power factor, DPF)，含有控制器與功

因控制 (power factor control, PFC) 電路，且在整流後無濾波電容。主動式高功因校正控制器同時透過功因電感之輸出電壓，以及電流流過迴路電阻所感應電壓和參考電壓作輸入電流之校正。主動式與被動式高功因校正技術之優缺點如表 1。主動式高功因校正技術包含幾種技術，如遲返式轉換器、升壓轉換器、SEPIC 轉換器、CUK 轉換器，其中以升壓轉換器技術應用最為廣泛。因為升壓轉換器技術簡單與實用，適用於高功率電源系統升壓轉換器。

主動式高功因校正技術如圖 2 所示，包含傳統整流電路 (D1-D4)，但無濾波電容，有 PFC 電感 ( $L_{PFC}$ )、開關、升壓二極體 (D5)、PFC 輸出電容 ( $C_{PFC}$ ) 及控制器等。升壓模式轉換器主動式高功因校正技術有兩種運作模式：非連續式模式與連續式模式。非連續式模式運作於 120 W 以下低功率系統，而連續式模式常運作於 120 W 以上高功率系統，因輸入波形  $I_{AC}$  是一正弦波，PFC 電感 ( $L_{PFC}$ ) 與開關可作為波形整形器，從整流電路把整流過之

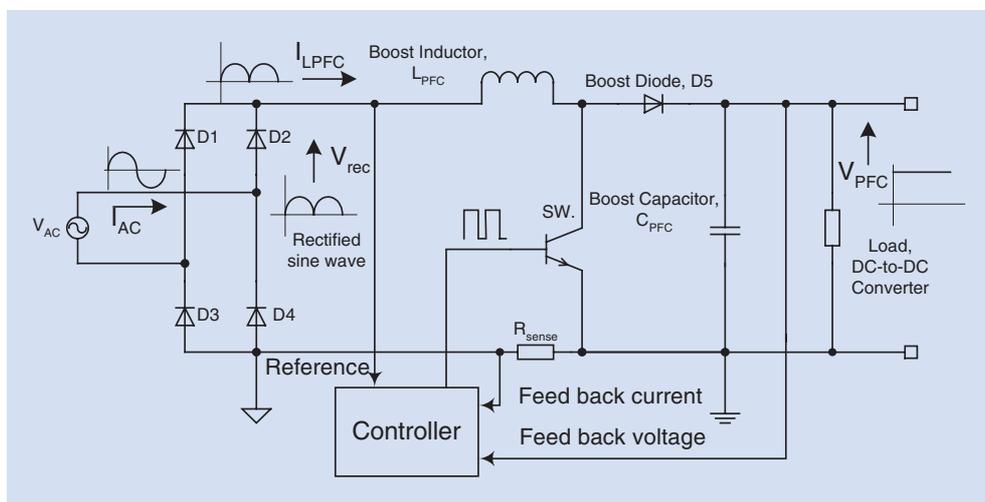


圖 2. 升壓轉換器主動式高功因校正技術基本架構。



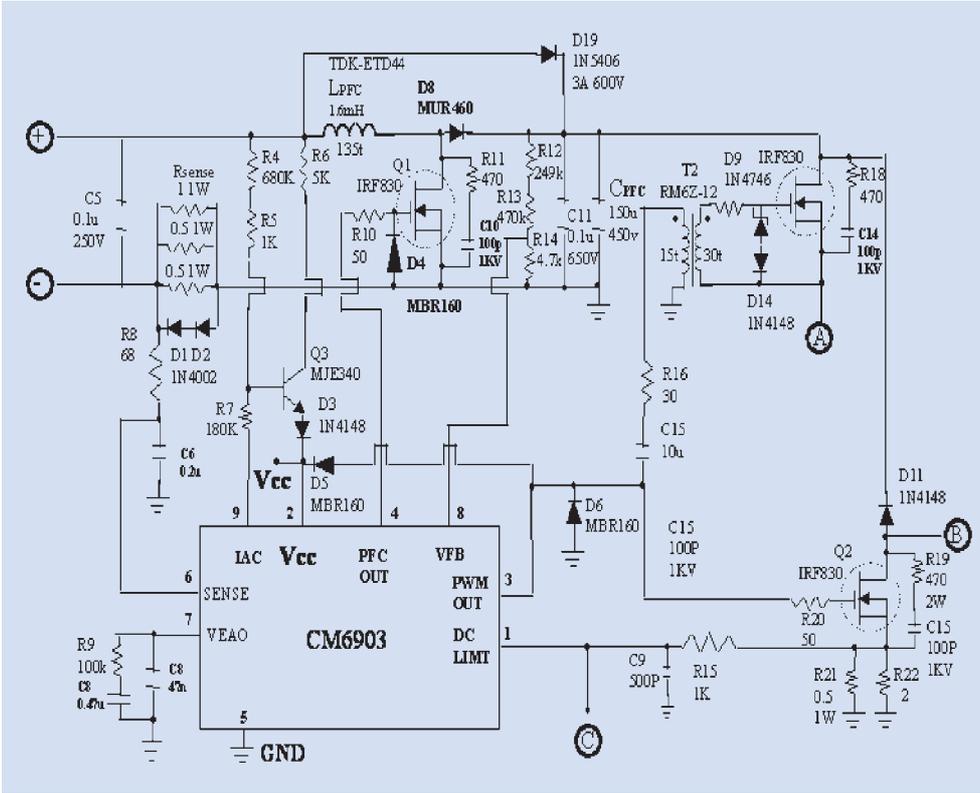


圖 5. 200 V (1 A) 及 12 V (0.2 A) 高功因與高功率 (200 W) 電路模組 PWM + PFC 控制。

尖峰電壓 ( $V_{in(pk-min)}$ ) =  $90 \times 1.414 = 127 \text{ V}$ ，PFC 電感平均均方根電流 ( $I_{LPFC(RMS)}$ ) =  $2.78 \text{ A}$ ，最大 PFC 電感尖峰電流  $I_{LPFC(peak)}$  =  $2.78 \text{ A} \times 1.414 = 3.93 \text{ A}$ ，尖峰輸入功率為  $500 \text{ W}$ 。依 CM6903 技術資料顯示：交換器工作頻率 ( $f_{PFC}$ ) =  $67 \text{ kHz}$

$GMv = 65 \mu\text{mho}$

$$\text{電壓迴路增益 (S)} = \frac{\Delta V_{PFC}}{\Delta V_{EAO}} \cdot \frac{\Delta V_{FB}}{\Delta V_{out}} \cdot \frac{\Delta V_{EAO}}{\Delta V_{FB}} \quad (1)$$

$$\approx \frac{P_{in} \cdot 2.5V \cdot GMv \cdot Z_{Cv}}{V_{PFC}^2 \cdot \Delta V_{EAO} \cdot S \cdot C_{PFC}}$$

表 2. 高功因與高功率 (200 W) 電源電路模組。

項目	規格
輸入交流電壓 ( $V_{AC}$ )	$90 V_{AC} - 130 V_{AC}$
PFC 輸出電壓 ( $V_{PFC}$ )	$385 \text{ V}$
負載輸出電壓	$V_{out1} = +200 \text{ V} \pm 1\%$ , $1 \text{ A}$ $V_{out2} = +12 \text{ V} \pm 3\%$ , $0.2 \text{ A}$
最大輸出功率	$202.4 \text{ W}$
高功因 PFC	$> 0.95$
使用 PFC + PWM 控制晶片	CM6903
整體效率	$(\eta) = 0.8$
DC-to-DC 轉換器效率	$(\eta_{DC}) = 0.9$

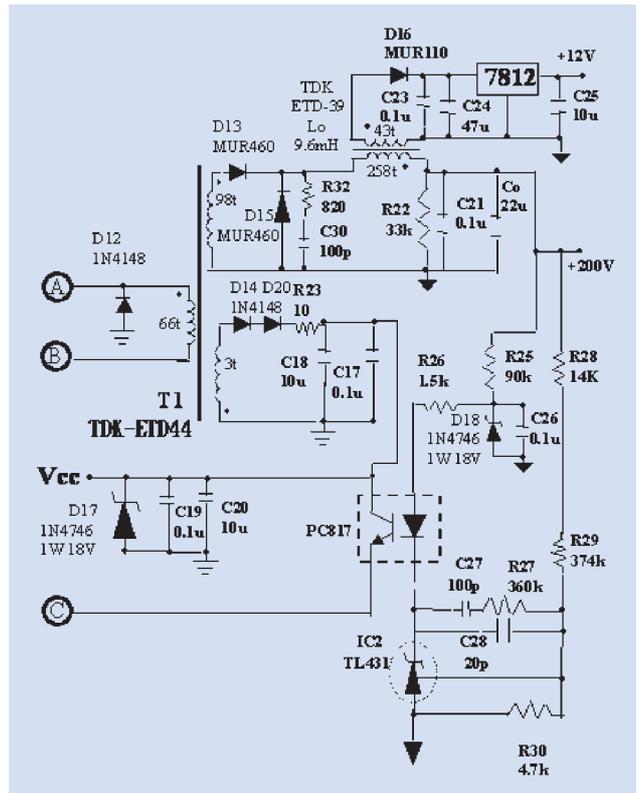


圖 6. 200 V (1 A) 及 12 V (0.2 A) 高功因與高功率 (200 W) 電路模組輸出。

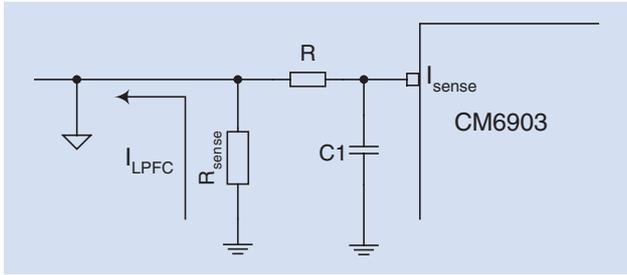


圖 7.PFC CM6903 電流檢測端。

此處  $S$  是交流電源工作頻率，其值為  $60 \text{ Hz}$ ； $Z_{cv}$  是電壓迴路補償參數； $GM_v$  是  $V_{EAO}$  轉導增益； $P_{in}$  是平均輸入功率； $V_{PFC}$  是 PFC 升壓輸出電壓； $C_{PFC}$  是 PFC 升壓輸出電容； $\Delta V_{EAO} = 3$ 。

## 2. CM6903 電流檢測端 ( $R_{sense}$ & $I_{sense}$ ) 計算

CM6903 之  $I_{sense}$  端 (pin 6) 如圖 7 所示，係作為 PFC 電流回授及輸入電流限制，此端電壓限制為  $-1 \text{ V}$ 。因此  $R_{sense}$  之計算值需合乎  $I_{limit \ level} = -1 \text{ V}$ 。若  $V_{AC} = 90 \text{ V}$ ，則  $P_{in} = P_o / \eta = 200 / 8 = 250 \text{ W}$ 。若  $V_{in(pk-min)} = 127 \text{ V}$ ，則  $P_{in(pk)} = 500 \text{ W}$ ， $I_{in(pk)} = 3.94 \text{ A}$ 。所以  $R_{sense} = -1 / I_{in(pk)} = -1 \text{ V} / -4 \text{ A} = 0.25 \ \Omega$ 。

## 3. $I_{sense}$ 端濾波器之計算

$I_{sense}$  端濾波器可以防止啟動時突波電流引發高壓及強化 THD 功能。此濾波器極點頻率為 CM6903 之工作頻率  $f_{PFC}$  之  $1/6$ 。當濾波器極點頻率為  $11.17 \text{ kHz}$  時， $Pole = 11.17 \times 10^3 = 1 / (2 \times \pi \times RC1)$ ，所以  $RC1 = 1 / (2 \times \pi \times 11.17 \times 10^3)$ ，故選擇  $C1 = 0.2 \ \mu\text{F}$ 、 $R$  為  $71 \ \Omega$ 。實際電路實驗值如圖 5 所示， $C6 = 0.2 \ \mu\text{F}$ 、 $R8 = 68 \ \Omega$ 。

## 4. $I_{AC}$ 與 $R_{AC}$ 之計算

CM6903 之  $I_{AC}$  pin (pin 9) 如圖 8 所示，係用於 PFC 啟動時自動斜率補償，其計算如下所列：

$$R_{AC} = V_{in(min-pk)} \times 7.9 \times 10^3 = 127 \times 7.9 \times 10^3 = 1 \text{ M}$$

若在  $I_{AC}$  端增加額外之電晶體、二極體、電阻，如圖 8 虛線所示，更能增加啟動時自動斜率補償功能。實際電路實驗值如圖 5 所示：

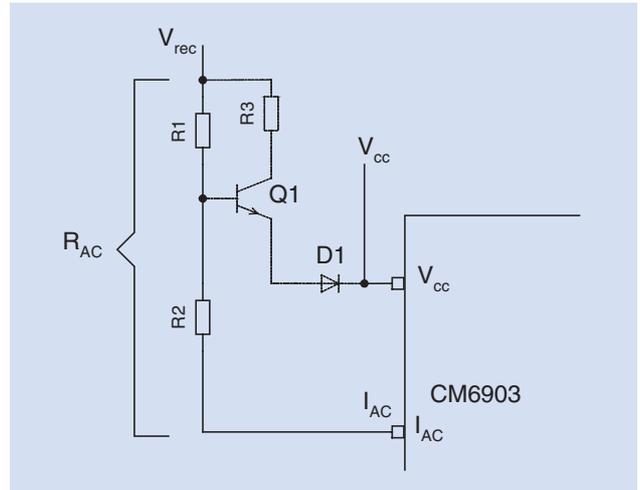


圖 8.CM6903 之  $I_{AC}$  pin 端啟動時自動斜率補償電路。

$$R_{AC} = R_4 + R_5 + R_7 = 680\text{k} + 1\text{k} + 180\text{k} = 861 \text{ k}\Omega$$

## 5. PFC 輸出電壓之電阻分壓設計

CM6903 之  $V_{VFB}$  端為 PFC 輸出電壓之  $V_{VFB}$  回授，如圖 9 所示。內部參考電壓是  $2.5 \text{ V}$ 。若 PFC 輸出電壓之  $V_{PFC} = 385 \text{ V}$ ，則  $R2 = 4.7 \text{ k}\Omega$ 。因此  $R1 = (385 \times R1) / 2.5 - R2 = 719 \text{ k}\Omega$ 。實際電路實驗值如圖 5 中  $R_{14} = 4.7 \text{ k}\Omega$ 。取代圖 9 中的  $R2$ ，圖 5 中  $R_{12} + R_{13} = 249 \text{ k}\Omega + 470 \text{ k}\Omega = 719 \text{ k}\Omega$  取代圖 9 中的  $R1$ 。

## 6. PFC 輸出電容設計

PFC 輸出電容設計是依輸入電壓突然中斷時

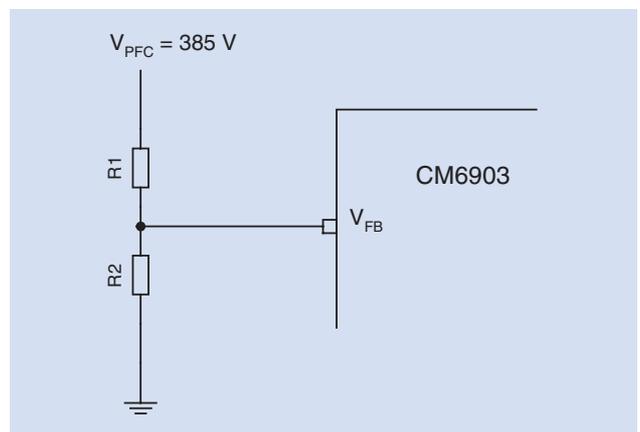


圖 9.CM6903 之  $V_{FB}$  端 PFC 輸出電壓之電阻分壓電路。

所希望的電量保持時間 (hold-up time) 來決定；當保持時間為 30 ms 時，若  $V_{inok}$  比較器為 2.45 V，則  $V_{PFC(norm)} = 385$  V；若  $V_{inok}$  比較器為 1.75 V，則  $V_{PFC(min)} = 275$  V。若  $V_{PFC}$  低於 275 V 則關閉電路運作，保持時間期間能量為  $0.5 C_{PFC}(V_{PFC(norm)}^2 - V_{PFC(min)}^2)$ 。

上述能量公式除以時間則為功率，如下所示：

$$P_{out} = \frac{0.5 C_{PFC} (V_{PFC(norm)}^2 - V_{PFC(min)}^2)}{\text{hold-up time}}$$

則 PFC 輸出電容如下所示：

$$\begin{aligned} C_{PFC} &= \frac{P_{out} \times \text{hold-up time} \times 2}{385^2 - 275^2} \\ &= \frac{200 \times 30 \times 10^{-3} \times 2}{72600} = 165 \mu\text{F} \end{aligned} \quad (2)$$

故可以選用電容標準值  $C_{PFC} = 180 \mu\text{F}$  或  $150 \mu\text{F}$ 。實際電路實驗值如圖 5 中  $C_{PFC} = 150 \mu\text{F}$ 。

## 7. PFC 電感設計

PFC 電感設計 ( $L_{PFC}$ ) 是以最小輸入電壓 90 V<sub>AC</sub> 來考慮。PFC 電感電壓差  $\Delta V_{LPFC} = V_{PFC} - V_{in(min)} \times \sqrt{2} = 385 - 90 \sqrt{2} = 258$  V，且穩定狀態時最大工作比 ( $D$ ) = 0.67 ( $V_o = V_{in} / (1 - D)$ )，所以主電晶體開啟時間 ( $t_{on}$ ) =  $0.67 / f_{PFC} = 0.67 / 67000 = 10 \mu\text{s}$ ，主電晶體關閉時間 ( $t_{off}$ ) =  $(1 / f_{PFC}) - t_{on} = 4.9 \mu\text{s}$ 。最大輸入功率為 250 W 之 PFC 電感電流  $I_{LPFC(pk)}$  為 3.93 A。若 PFC 電感電流  $I_{LPFC}$  漣波值為 20%，則 PFC 電感漣波電流  $\Delta I_{LPFC} = 0.2 \times 3.93 = 0.79$  A。所以 PFC 電感為

$$L_{PFC} = \frac{V_{LPFC} dt}{\Delta I_{LPFC}} = \frac{90 \sqrt{2} \times t_{on}}{0.79} = 1.6 \text{ mH} \quad (3)$$

## 8. PFC 電感鐵芯之選擇

### (1) 鐵芯大小

因 PFC 電感上其  $L_{PFC} = 1.6$  mH， $I_{LPFC(RMS)} = 2.8$  A， $I_{LPFC(peak)} = 4.3$  A，故

$$AP = \left( \frac{L \times I_{RMS} \times I_{peak} \times 10^4}{450 \times Ku \times B_{max}} \right)^{1.143} \text{ cm}^4 \quad (4)$$

其中  $Ku = 0.6$ ，為繞組參數； $B_{max} = 0.3$  T (PC40)，為最大磁通參數； $AP$  是鐵芯面積乘積，單位為  $\text{cm}^4$ ； $L$  是電感，單位為 H； $I_{RMS}$  是電感均方根電流，單位為 A； $I_{peak}$  是電感尖峰電流，單位為 A，故

$$AP = \left( \frac{1.6^{-3} \times 2.8 \times 4.3 \times 10^4}{450 \times 0.6 \times 0.3} \right)^{1.143} = 2.69 \text{ cm}^4$$

由 TDK 鐵芯型錄知，ETD44 型號之  $AP = 3.68 \text{ cm}^4$ ，大於計算值，故可選用 ETD44 型號之鐵芯作為 PFC 電感。

### (2) PFC 電感最少繞線圈數

PFC 電感最少繞線圈數計算方式如下：

$$N_{min} = \frac{L \times I_{peak} \times 10^4}{B_{max} A_e} \quad (5)$$

其中  $N_{min}$  是 PFC 電感最少繞線圈數； $A_e$  是鐵芯中足有效面積 (ETD44 的  $A_e$  為 1.73  $\text{cm}^2$ )； $L$  是電感，單位為 H； $I_{peak}$  是電感尖峰電流，單位為 A； $B_{max} = 0.3$  T (PC40)，是最大磁通參數，單位為 T，故

$$N_{min} = \frac{1.6^{-3} \times 4.3 \times 10^4}{0.3 \times 1.73} \approx 135$$

所以 PFC 電感最少繞線圈數為 135 圈。

### (3) 鐵芯間隙之估算

鐵芯間隙之估算如下式：

$$l_g = \frac{u_0 u_r N^2 A_e \times 10^{-1}}{L} \quad (6)$$

其中  $l_g$  是整體氣隙，單位為 mm； $u_0 = 4\pi \times 10^{-7}$ ； $u_r = 1$ ； $N$  是圈數； $A_e$  是鐵芯中足有效面積，單位為  $\text{cm}^2$ ； $L$  是電感，單位為 H，故

$$I_g = \frac{4\pi \times 10^{-7} \times 135^2 \times 1.73 \times 10^{-1}}{1.6^{-3}} = 2.48 \text{ mm}$$

#### (4) 鐵芯損之檢查

最小輸入交流電壓  $V_{AC(\min)} = 90 \text{ V}_{AC}$ ，此時直流電壓  $V_{av(\min)} = 0.636 \times \sqrt{2} \times 90 = 81 \text{ V}$ ，工作比  $D_{av} = (V_o - V_{av(\min)}) / V_o = (385 - 81) / 385 = 0.75$ ，因此電晶體工作導通時間為  $t_{on(av)} = D_{av} / f_{PFC} = 0.75 / 67000 = 11.19 \mu\text{s}$ ，而交流磁通密度之估算如下式：

$$\Delta B_{ac} = \frac{V_{av(\min)} \times t_{on(av)}}{N \times A_e} = \frac{81 \times 11.19}{135 \times 173} = 39 \text{ mT} \quad (7)$$

其中  $\Delta B_{ac}$  是交流磁通密度之變化，單位為 T； $V_{av(\min)}$  是直流電壓，單位為 V； $t_{on}$  是「on」time，單位為  $\mu\text{s}$ ， $N$  是  $L_{PFC}$  電感圈數； $A_e$  是鐵芯中足有效面積，單位為  $\text{mm}^2$ 。

PFC 電感鐵芯磁通運作是屬於單邊運作，故求出的  $\Delta B_{ac}$  需除以二， $\Delta B_{ac} / 2 = 19.5 \text{ mT}$ ，且由 TDK-PC40 鐵芯型錄知，當工作頻率 67 kHz 時其鐵損小於  $10 \text{ kW/m}^3$  或  $0.01 \text{ W/cm}^3$ ，故可忽略。

#### (5) 銅損之檢查

銅損之檢查是基於導體於均方根電流流過之關係，導體之電阻又須考慮電流頻率、溫度和導體大小，若選擇適當之導體其  $R_{ac}$  (交流電阻) =  $R_{dc}$  (直流電阻)，則可忽略電流頻率，而使銅損只跟溫度與導體長度有關。PFC 電感導線採用美規 #21 AWG，在  $100^\circ\text{C}$ ，其電阻為  $0.000561 \Omega/\text{cm}$ ，由歐姆定律知 (Ohm's law) 銅損為  $I^2 R$ ，單位為 W，PFC 電感總導線長  $l_t = l_a \times N$ 。

由 TDK-(ETD44) 鐵芯型錄知， $l_a = 7.7 \text{ cm/turn}$ ，為每圈平均長度， $N$  為 PFC 電感總圈數，故  $R = 1039.5 \times 0.000561 = 0.58 \Omega$ ，APFC 電感銅損 =  $2.3^2 \times 0.58 = 3.07 \text{ W}$ 。

#### (6) PFC 電感溫升之檢查

$$\begin{aligned} & \text{PFC 電感總損耗} \\ &= \text{PFC 電感鐵損} + \text{PFC 電感銅損} \end{aligned}$$

但由上述計算可忽略 PFC 電感鐵損，故 PFC 電感總損耗 = PFC 電感銅損。

PFC 電感溫升之計算如下：

$$\Delta T = R_{th} \times P$$

其中  $\Delta T$  是溫升，單位為  $^\circ\text{C}$ ； $R_{th}$  是熱阻，單位為  $^\circ\text{C/W}$ ； $P$  是 PFC 電感上之總損耗。由圖 10 知，ETD44 的  $R_{th}$  為  $11^\circ\text{C/W}$ ，PFC 電感溫升 =  $3.07 \times 11 = 33.77^\circ\text{C}$ ，故溫升不高，可正常運作。

### 9. PFC 電壓迴路增益之計算

PFC 電壓迴路增益電路如圖 11 所示，CM6903 之 PFC 電壓迴路增益為

$$\frac{P_m \times 2.5V \times GMv \times Zcv}{V_{PFC}^2 \times \Delta V_{EAO} \times S \times C_{PFC}} \quad (8)$$

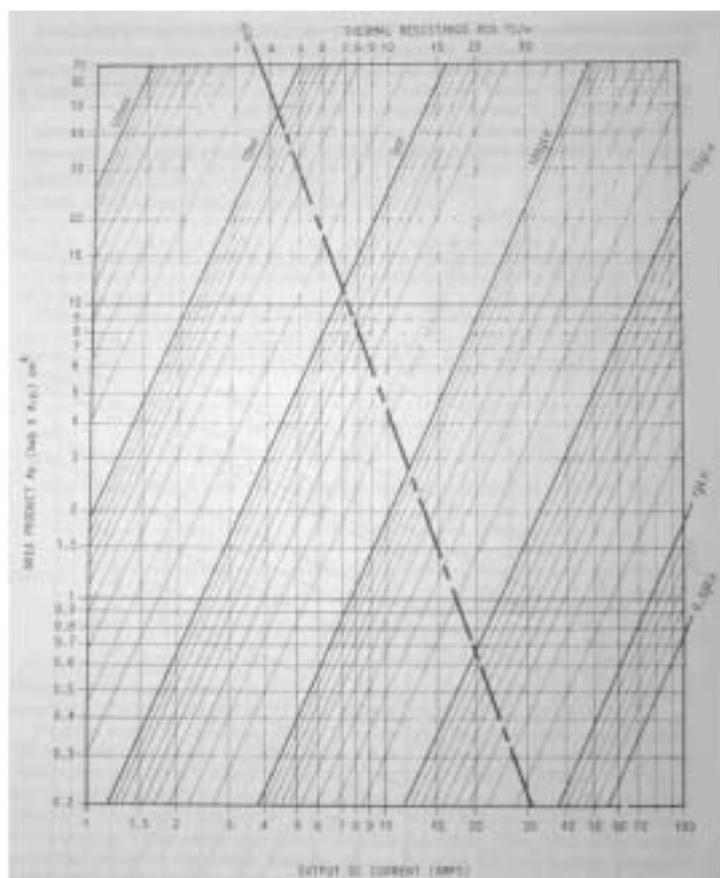


圖 10. 鐵芯材料 AP 值與熱阻關係特性。

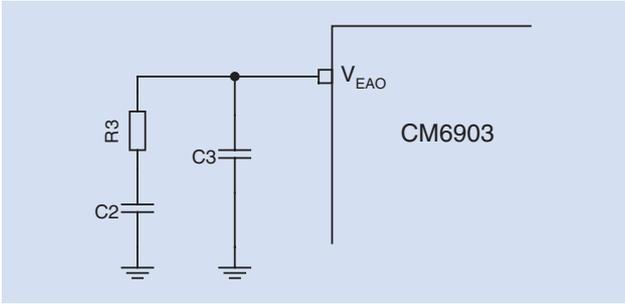


圖 11. CM6903 之 PFC 電壓迴路增益電路。

一般而言，電壓迴路單位增益頻率 ( $f_c$ ) 是  $0.5 \times S = 30 \text{ Hz}$ 。當  $f_c = 30 \text{ Hz}$ ，電壓迴路增益為 1，因此

$$\begin{aligned} \text{GM}_v \times Z_{cv} &= \frac{V_{PFC}^2 \times \Delta V_{EAO} \times S \times C_{PFC}}{P_{in} \times 2.5V} \\ &= \frac{385^2 \times 3 \times 30 \times 180 \times 10^{-6}}{250 \times 2.5} \quad (9) \\ &= 3.842 \end{aligned}$$

求出  $Z_{cv} = 3.842 / (65 \times 10^{-6}) = 59.1 \text{ k}$ ，所以  $R_3 = 59.1 \text{ k}\Omega$ 。

當  $f_c = 30 \text{ Hz}$  時，則依  $1 / (2\pi \times R_3 C_2) = 30$ ，所以  $C_2 = 90 \text{ nF}$ ，且  $f_z = 0.1 \times f_c$ ，因  $f_c = 30 \text{ Hz}$ ，則  $f_z = 0.1 \times 30 = 3 \text{ Hz}$ ，故  $C_3 = 10 \times C_2 = 900 \text{ nF}$ 。但實際

電路實驗值如圖 5 中  $R_9 = 100 \text{ k}\Omega$ 。取代圖 11 中之  $R_3$ ，圖 5 中  $C_8 = 47 \text{ nF}$  取代圖 11 中之  $C_2$ ，圖 5 中  $C_7 = 0.47 \mu\text{F}$  取代圖 10 之  $C_3$ 。

## 10. 輸出級直流轉換器之設計

因為輸出電壓為  $200 \text{ V}$ ， $V_{PFC}$  電壓為  $380 \text{ V}$ ，故輸出級直流轉換器採用半橋式順向轉換器之設計，如圖 12 所示，其優點如下：

- (1) 主交換電晶體上應力電壓遠低於馳返式轉換器及單端順向轉換器之主交換電晶體上應力電壓，適用於高壓運作。
- (2) 採用  $D_6$  及  $D_7$  二極體對主交換電晶體上作截切功能，功率變壓器無需輔助繞組線圈來降低過衝電壓。
- (3) 比馳返式轉換器有更高功率輸出。

半橋式順向轉換器設計參數如下：

- (1) 輸入電壓 ( $V_{PFC}$ ) 為  $385 \text{ V}$  (正常)、 $275 \text{ V}$  (最低)。
- (2) 輸出電壓： $V_{out1} = +200 \text{ V}$ 、 $1 \text{ A}$ ； $V_{out2} = +12 \text{ V}$ 、 $0.2 \text{ A}$ 。
- (3) 最大輸出功率： $\approx 200 \text{ W}$ 。
- (4) 工作頻率： $67 \text{ kHz}$ 。
- (5) 最大工作比： $49.5\%$ 。
- (6) 最大導通時間  $T_{on(max)}$ ： $7.39 \mu\text{s}$ 。

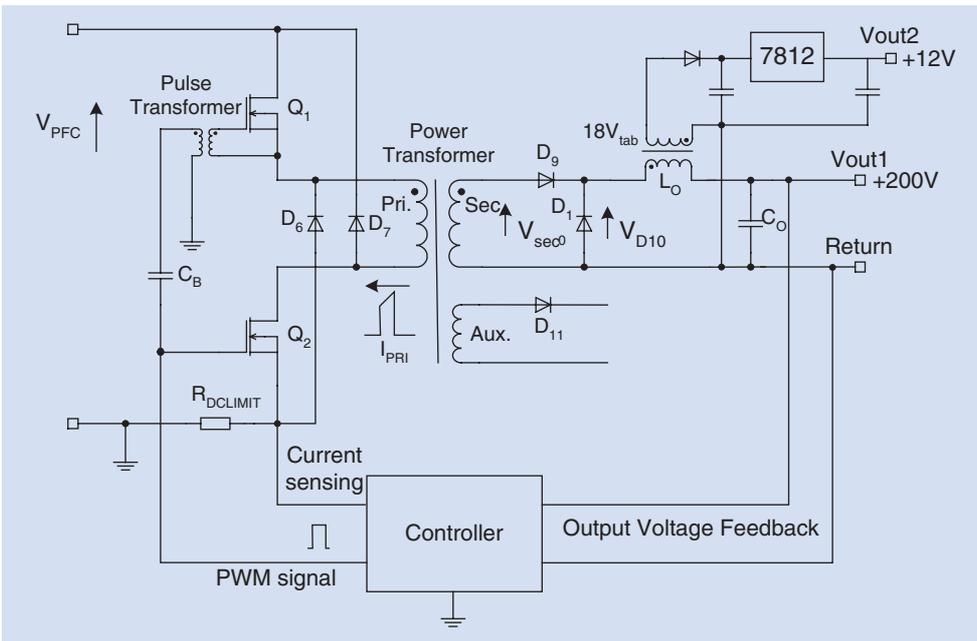


圖 12. 半橋式順向轉換器。

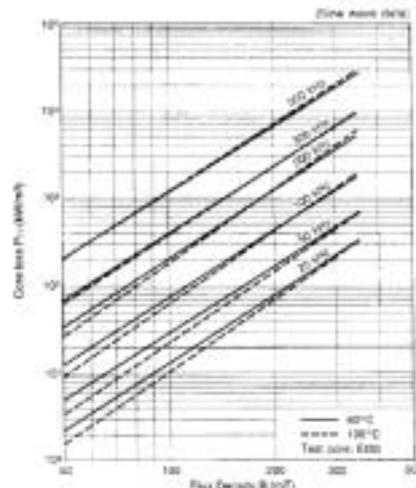
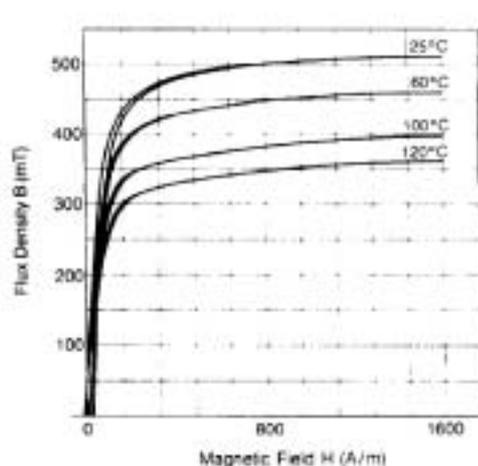


圖 13. TDK 鐵心材料 (ETD44 及 PC40) 特性。

## 11. 功率變壓器之設計

功率變壓器之主線圈 ( $N_p$ ) 的計算方式如下。在此採用 TDK 鐵心材料 (ETD44 與 PC40)，若  $B_{max} = 0.25$ ，功率變壓器之主線圈最少圈數如下：

$$N_{pmin} = \frac{V_{PFC} \times t_{on(max)}}{B_{max} \times A_e} = \frac{385 \times 7.39}{0.25 \times 173} = 66 \text{ T} \quad (10)$$

其中  $t_{on(max)}$  是最大工作時間，單位為  $\mu\text{s}$ ； $B_{max}$  是最大磁通密度； $A_e$  是有效面積，單位為  $\text{mm}^2$ ， $V_{PFC}$  是半橋式順向轉換器最大輸入電壓； $N_p$  是主線圈數比； $N_{pmin}$  是最少主線圈數。

若  $V_{PFC(min)} = 275 \text{ V}$ ，且  $V_{out1} = 200 \text{ V}$ ，二極體與濾波電感壓降  $V_{drop} \approx 2 \text{ V}$ ，則

$$V_{sec(min)} = \frac{V_{out1}}{D} + V_{drop} = \frac{200}{0.495} + 2 = 406 \text{ V} \quad (11)$$

又功率變壓器之圈數比為  $V_{sec(min)} / V_{PFC(min)} = 406 / 275 = 1.476$ ，則功率變壓器二次側之圈數  $N_s = \text{turn ratio} \times N_p = 1.476 \times 66 = 98 \text{ T}$ 。

輔助線圈之求法如下。若  $V_{AUX} = 15 \text{ V}$ ，此電壓提供光耦合電晶體工作偏壓，則  $N_{AUX} = (V_{AUX} \times N_p) / V_{PFC} = (15 \times 66) / 385 = 2.6 \text{ T}$ ，輔助線圈可以選擇 3 圈設計。

## 12. 功率變壓器之鐵芯選擇

### (1) 功率變壓器之鐵芯損耗之估算

功率變壓器之鐵芯損耗可能是由於鐵芯材料內渦電流與遲滯所造成，若  $V_{PFC} = 385 \text{ V}$ ，且工作比

$$D = \frac{(V_{out1} + V_{drop}) \times N_p}{V_{PFC} \times N_s} = \frac{(200 + 2) \times 66}{385 \times 98} = 0.353 \quad (12)$$

則  $t_{on} = D / f_{pwm} = 0.353 / 67000 = 5.3 \mu\text{s}$ ，所以

$$\Delta B = \frac{V_{PFC} \times t_{on}}{2 \times N_p \times A_e} = \frac{385 \times 5.3}{2 \times 66 \times 1173} = 0.1 \text{ T} \quad (13)$$

由圖 13 所示的 TDK 鐵心材料 (ETD44 及 PC40) 特性知，TDK 鐵心材料 (PC40) 運作於  $67 \text{ kHz}$  時鐵芯損耗約  $\approx 50 \text{ kW/m}^3$  或  $0.05 \text{ W/cm}^3$ ，且 TDK 鐵芯型號 ETD44、體積為  $17.8 \text{ cm}^3$ ，故 TDK 鐵芯型號 ETD44 鐵芯損耗約為  $17.8 \times 0.05 = 0.89 \text{ W}$ 。

### (2) 功率變壓器之銅線損耗之估算

若忽略銅線漣波電流與集膚效應，則功率變壓器之銅線損耗最主要為均方根 (RMS) 電流影響。銅線損耗為  $I^2 R$  (單位：W)， $I$  是均方根電流， $R$  是銅線之直流電阻，與銅線之長度及大小有關，如表 3。

因功率變壓器之一次側主線圈為 66 圈，採用 #24 AWG 銅線，功率變壓器之二次側線圈為 98 圈，採用 #26 AWG 銅線；由 TDK 鐵芯 ETD44 型號知每圈平均長度為  $7.7 \text{ cm}$ ，則因 #24 AWG 銅線

AWG 線規	直徑 cm	銅面積 cm <sup>2</sup>	絕緣直徑 cm	絕緣直徑面積 cm <sup>2</sup>	Ω/cm @ 20 °C	Ω/cm @ 100 °C	450 A/cm <sup>2</sup> 安培
21	0.072	0.004105	0.080	0.005004	0.000420	0.000561	1.847
24	0.051	0.002047	0.057	0.002586	0.000842	0.001125	0.921
26	0.040	0.001287	0.046	0.001671	0.001339	0.001789	0.579
30	0.025	0.000509	0.030	0.000704	0.003386	0.004523	0.229
36	0.013	0.000127	0.016	0.000197	0.013612	0.018186	0.057

表 3.  
AWG 線規資料。

為 0.001125 Ω/cm @ 100 °C，以及 #26 AWG 銅線為 0.001789 Ω/cm @ 100 °C，故功率變壓器之一次側主線圈長度為 66 × 7.7 = 508.2 cm，其銅線電阻約 0.572 Ω；功率變壓器之一次側主線圈銅線損耗為  $I_{\text{pri(RMS)}}^2 \times \text{電阻} = 0.982 \times 0.572 = 0.55 \text{ W}$ 。功率變壓器之二次側主線圈長度為 98 × 7.7 = 754.6 cm，其銅線電阻約 1.35 Ω，故功率變壓器之二次側線圈銅線損耗為  $I_{\text{sec(RMS)}}^2 \times \text{二次側線電阻} = 0.592 \times 1.35 = 0.47 \text{ W}$ 。

所以功率變壓器之總銅損 = 二次側線圈銅線損耗 + 一次側線圈銅線損耗 = 0.55 + 0.47 = 1.02 W。在此因為輔助線圈電流很小，故上述忽略輔助線圈之銅損。

### (3) 功率變壓器之溫升估算

功率變壓器之溫升估算如下式：

$$\Delta T = \frac{23.5P_t}{\sqrt{AP}} \text{ } ^\circ\text{C} \quad (14)$$

其中  $\Delta T$  是功率變壓器溫升，單位為 °C，故  $P_t$  是功率變壓器總功率損耗 = 功率變壓器之總銅損 + 功率變壓器之鐵芯損 = 1.02 + 0.89 = 1.91 W。

因  $AP$  = 面積乘積 = 鐵芯有效截面積與鐵芯繞線面積乘積 = ( $A_e \times A_{\text{CW}}$ )，單位為 cm<sup>4</sup>，而 TDK 鐵芯型號 ETD44 之  $AP$  為 3.68 cm<sup>4</sup>，故

$$\Delta T = \frac{23.5 \times 1.91}{\sqrt{3.68}} = 23.4 \text{ } ^\circ\text{C} \quad (15)$$

故滿載時功率變壓器溫度 = 25 °C (室溫) + 23.4 °C (溫升) = 48.4 °C。總而言之，功率變壓器不至於過燙，故可以接受此設計參數。

## 13. 輸出級濾波電感之估算

首先  $V_{\text{PFC}} = 385 \text{ V}$  且  $I_{\text{LO}} = 1 \text{ A}$ ，故  $V_{\text{sec}} = 385 \times N_s / N_p = 385 \times 98 / 66 = 571.6 \text{ V}$ 。若二極體與線路壓降  $V_{\text{drop}} = 2 \text{ V}$ ，且漣波  $\Delta I_{\text{LO}} = 20\%$ 、 $I_{\text{LO}} = 0.2 \text{ A}$ ，則  $V_{\text{D10}} = V_{\text{sec}} - V_{\text{drop}} = 569.6 \text{ V}$ 。故工作比  $D = V_{\text{out1}} / V_{\text{D10}} = 200 / 569.6 = 0.35$  時，則  $t_{\text{off}} = (1 - D) / f = (1 - 0.35) / 67 \text{ kHz} = 9.7 \text{ } \mu\text{s}$ ；所以  $L_o = (V_{\text{out1}} - V_{\text{diode}}) \times t_{\text{off}} / \Delta I_{\text{LO}} = (200 - 1) \times 9.7 \times 10^{-6} / 0.2 = 9.65 \text{ mH}$ 。

### (1) 輸出級濾波電感之結構

如圖 14，輸出級濾波電感因為要提供一 12 V 低電流 (40 mA) 之輔助電源，故需要在輸出級濾波電感加繞一組線圈 (18 V<sub>tab</sub>)，但因功率需求小，在計算整體能量時可以忽略不計。

### (2) 輸出級濾波電感之鐵芯選則

因  $L_o = 9.65 \text{ mH}$  與  $I_{\text{O(RMS)}} = I_{\text{LPFC(peak)}} = 1 \text{ A}$  時，且

$$AP = \left( \frac{L \times I_{\text{RMS}} \times I_{\text{peak}} \times 10^4}{450 \times K_u \times B_{\text{max}}} \right)^{1.143} \text{ cm}^4 \quad (16)$$

其中  $K_u$  是繞組參數，其值為 0.6； $B_{\text{max}} = 0.3 \text{ T}$  (PC40)，是最大磁通參數，單位為 T； $AP$  是鐵芯

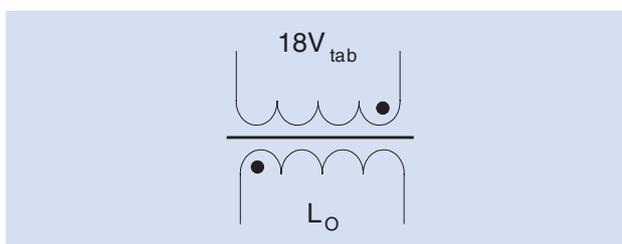


圖 14. 輸出級濾波電感之結構。

面積乘積，單位為  $\text{cm}^4$ ； $L$  是電感，單位為  $\text{H}$ ； $I_{\text{RMS}}$  是電感均方根電流，單位為  $\text{A}$ ； $I_{\text{peak}}$  是電感尖峰電流，單位為  $\text{A}$ 。故

$$AP = \left( \frac{9.65^{-3} \times 1 \times 1 \times 10^4}{450 \times 0.6 \times 0.3} \right)^{1.143} = 1.22 \text{ cm}^4$$

TDK 鐵芯型號 ETD39 之  $AP$  為  $2.17 \text{ cm}^4$ ，大於上述之計算值，故上述為安全設計。

### (3) 輸出級濾波電感之最少圈數

輸出級濾波電感之最少圈數之估算如下式：

$$N_{\text{Lo(min)}} = \frac{L \times I_{\text{peak}} \times 10^4}{B_{\text{max}} A_e} \quad (17)$$

其中  $L = 9.65^{-3} \text{ H}$ ； $I_{\text{peak}} = 1 \text{ A}$ ； $B_{\text{max}} = 0.3 \text{ T}$ ； $A_e = 1.25 \text{ cm}^2$  (ETD39)，故

$$N_{\text{Lo(min)}} = \frac{9.65^{-3} \times 1 \times 10^4}{0.3 \times 1.25} = 258$$

所以輸出級濾波電感之最少圈數  $N_{\text{Lo}} = 258$  圈。

### (4) 輸出級濾波電感之導線選擇

輸出級濾波電感之導線選擇如下式：

$$A_x = \sqrt{\frac{A_w \times K_u}{N}} \quad (18)$$

其中  $A_x$  是導線截面積，單位為  $\text{mm}^2$ ； $A_w$  是鐵芯窗口繞線面積，單位為  $\text{mm}^2$ ； $K_u$  是繞線參數，其值為  $0.6$ ； $N = 258$ ，為繞線圈數。

因 TDK 鐵芯型號 ETD39 之  $A_w$  為  $177 \text{ mm}^2$ ，故  $A_x = \sqrt{177 \times 0.6 / 258} = 0.64 \text{ mm}^2$ ，所以美規 #24 AWG 導線約略合乎上述之計算值，故可在 TDK 鐵芯型號 ETD39 之基座上每層繞上 43 圈，繞 6 層約 258 圈。

### (5) 輸出級濾波電感之鐵芯間隙

輸出級濾波電感之鐵芯間隙如下式：

$$l_g = \frac{u_0 \times u_r \times N^2 \times A_e \times 10^{-1}}{L} \quad (19)$$

其中  $l_g$  是間隙，單位為  $\text{mm}$ ； $u_0 = 4\pi \times 10^{-7}$ ， $u_r = 1$  (空氣)； $N = 258$  圈； $A_e = 1.25 \text{ cm}^2$  (ETD39)； $L = 965 \mu\text{H}$ ，故輸出級濾波電感之鐵芯間隙：

$$l_g = \frac{4\pi \times 10^{-7} \times 258^2 \times 1.25 \times 10^{-1}}{9.65^{-3}} = 1.1 \text{ mm}$$

### (6) 輔助線圈 (18 V<sub>tab</sub>) 之估算

因第二組輸出為線性型調節器 7812 積體電路 ( $V_{\text{out2}} = 12 \text{ V}$ )，須有約  $18 \text{ V}$  輸入電壓，以保持 7812 積體電路正常運作，故在輸出級濾波電感上有一輔助線圈，此輔助線圈之電壓運作採馳返式升壓，因第二組輸出電流為  $0.2 \text{ A}$ ，若  $I_{\text{av}} = 0.2 \text{ A}$ ，故  $I_{\text{av}} = (I_{\text{pk}} \times t_{\text{off}}) / 2T$ ，則

$$\begin{aligned} I_{\text{pk}} &= 2I_{\text{av}} \frac{T}{t_{\text{off}}} \\ I_{\text{RMS}} &= \frac{I_{\text{pk}}}{\sqrt{3}} \sqrt{\frac{t_{\text{off}}}{T}} = \frac{2I_{\text{av}}}{\sqrt{3}} \sqrt{\frac{T}{t_{\text{off}}}} \\ &= \frac{2 \times 0.2}{\sqrt{3}} \sqrt{\frac{14.29 \mu\text{s}}{9.7 \mu\text{s}}} = 0.28 \text{ A} \end{aligned} \quad (20)$$

其中  $I_{\text{av}}$  為平均電流，單位為  $\text{A}$ ； $I_{\text{pk}}$  是尖峰電流，單位為  $\text{A}$ ； $I_{\text{RMS}}$  是均方根電流，單位為  $\text{A}$ ； $T$  是順向轉換器週期，單位為  $\text{s}$ ； $t_{\text{off}}$  是順向轉換器關閉時間，單位為  $\text{s}$ 。由此觀之美規 #30 AWG 銅線耐得此電流。

此輔助線圈之圈數計算如下 (馳返式升壓)：

$$N_{18\text{Vtab}} = V_{\text{out2}} \frac{N_{\text{Lo}}}{V_{\text{out1}} - V_{\text{D10}}} = 18 \times \frac{258}{200 - 1} = 24 \quad (21)$$

其中  $V_{\text{out2}}$  是  $18 \text{ V}$  輔助線圈 ( $18 \text{ V}_{\text{tab}}$ )； $N_{\text{Lo}}$  是輸出級濾波電感  $L_o$  之圈數 (turn)； $V_{\text{out1}}$  是主輸出電壓，其值為  $200 \text{ V}$ ； $V_{\text{D10}}$  是二極體壓降，其值為  $1 \text{ V}$ ； $N_{18\text{Vtab}}$  是輔助線圈之圈數。

### (7) 輸出級濾波電感鐵芯損之估算

輸出級濾波電感鐵芯損之估算需先求出交流磁通密度如下：

$$\Delta B_{ac} = \frac{|e| \times t_{off}}{N \times A_e} \quad (22)$$

其中  $\Delta B_{ac}$  是交流磁通密度，單位為  $T$ ； $|e|$  是輸出電壓與二極體壓降，其值為  $201\text{ V}$ ； $t_{off}$  是主電晶體關閉期間，其值為  $9.7\ \mu\text{s}$ ； $N$  為  $258$  圈； $A_e = 125\text{ mm}^2$  (ETD39)。所以  $\Delta B_{ac} = (201 \times 9.7) / (258 \times 125) = 60\text{ mT}$ ；輸出級電感鐵芯磁通運作是屬於單邊運作，故求出的  $\Delta B_{ac}$  需除以二， $\Delta B_{ac} / 2 = 30\text{ mT}$ 。且由 TDK-PC40 鐵芯型錄知，當工作頻率  $67\text{ kHz}$  時，其鐵損小於  $10\text{ kW/m}^3$  或  $0.01\text{ W/cm}^3$ ，故可忽略。

### (8) 銅損之檢查

銅損之檢查是基於均方根電流流過導體關係，導體之電阻又須考慮電流頻率、溫度和導體大小；若選擇適當之導體其  $R_{ac}$  (交流電阻) =  $R_{dc}$  (直流電阻)，可忽略電流頻率，則銅損只與溫度及導體長度有關。輸出級電感導線採用美規 #24 AWG /cm @  $100\text{ }^\circ\text{C} = 0.001125\ \Omega/\text{cm}$  之銅電線。由歐姆定律知 (Ohm's law) 銅損為  $I^2 R$ ，單位為  $\text{W}$ ；且輸出級電感總導線長  $l_t = l_a \times N$ 。由 TDK- (ETD39) 鐵芯型錄知， $l_a$  是每圈平均長度，其值為  $6.9\text{ cm/turn}$ ，此處  $N$  是輸出級電感總圈數，且 #24 AWG / cm @  $100\text{ }^\circ\text{C} = 0.001125\ \Omega/\text{cm}$ ，所以電阻  $R = 1780.2 \times 0.001125 = 2\ \Omega$ 。故輸出級電感銅損 =  $12 \times 2 = 2\text{ W}$ 。

### (9) 輸出級電感溫升之檢查

因輸出級電感總損耗 = 輸出級電感鐵損 + 輸出級電感銅損，但由上述計算可忽略輸出級電感鐵損，故輸出級電感總損耗 = 輸出級電感銅損，輸出級電感溫升之計算如下：

$$\Delta T = R_{th} \times P \quad (23)$$

其中  $\Delta T$  是溫升，單位為  $^\circ\text{C}$ ， $R_{th}$  是熱阻，單位為  $^\circ\text{C/W}$ ； $P$  是輸出級電感上之總損耗，由圖 8 知，ETD39 知， $R_{th} = 13\text{ }^\circ\text{C/W}$ ，所以輸出級電感溫升 =

$2 \times 13 = 26\text{ }^\circ\text{C}$ ，故溫升不高，可正常運作。

## 14. 脈衝變壓器之設計

脈衝變壓器係用來推動主電晶體閘極端並與順向轉換器隔離，脈衝變壓器一次側與 CM6903 基體電路晶片連接，脈衝變壓器二次側與 MOSFET (Q2) 電晶體閘極端連接，如圖 5 所示，其規格如下：

- (1) 主側電壓 ( $V_{PWM}$ ) =  $15\text{ V}$ ，
- (2) 二次側 ( $V_{GS}$ ) =  $15\text{ V}$ ，
- (3) 工作頻率 ( $1/T$ ) =  $67\text{ kHz}$ ，
- (4) 電晶體最大導通時間 ( $t_{on(max)}$ ) =  $7.46\ \mu\text{s}$ 。

在此選用 PC40RM6Z-12 ( $A_e = 36.6\text{ mm}^2$ ) 鐵芯，因為它很小。

如圖 15 所示，脈衝變壓器一次側與一電容相連接以防止脈衝變壓器飽和。若容抗與感抗相等，則跨在脈衝變壓器一次側繞組上之電壓將除以 2，故脈衝變壓器一次側最少繞組如下式：

$$N_{pri(min)} = \frac{0.5V_{PWM} \times t_{on(max)}}{B_{max} \times A_e} = \frac{0.5 \times 15 \times 7.46}{0.1 \times 36.6} = 15\text{ T} \quad (24)$$

其中  $N_{pri(min)}$  是一次側最少繞組，單位為  $\text{turn}$ ； $A_e = 36.6\text{ mm}^2$  (PC40RM6Z)； $B_{max}$  是最大磁通密度，其值為  $0.1\text{ T}$ 。

而脈衝變壓器二次側最少繞組如下式：

$$N_{sec} = \frac{V_{GS} \times N_{pri}}{0.5V_{PWM}} = \frac{15 \times 15}{0.5 \times 15} = 30\text{ T}$$

其中  $V_{GS}$  是 MOSFET 電晶體閘極啟動電壓，約  $15\text{ V}$ 。脈衝變壓器繞線採用美規 #36 AWG，因脈衝變壓器需求電流很小，故可以忽略鐵芯損與銅損。

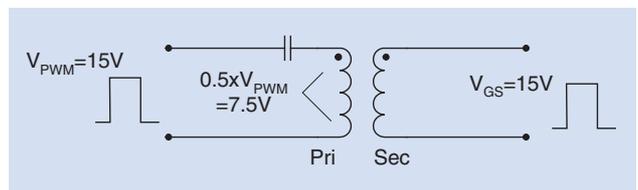


圖 15. 脈衝變壓器之電路結構。

### 15. 輸出級濾波電容 $C_o$ 之估算

一般而言順向式轉換器、推挽式轉換器或橋式轉換器其輸出級漣波電壓約  $V_{or} = 0.5 \text{ V}$ ，此因輸出級有濾波電感存在，輸出級漣波電壓與輸出級漣波電流 ( $\Delta I_{Lo}$ ) 流過電解電容之內阻有很大關係，且電解電容之 RC 平均約  $R_{int} \cdot C_o \approx 65 \times 10^{-6}$ ，故輸出級濾波電容  $C_o$  之估算如下：

$$C_o = 65 \times 10^{-6} \times \frac{\Delta I_o}{V_{or}} = 65 \times 10^{-6} \times \frac{0.2}{0.5} = 26 \mu\text{F} \quad (25)$$

故圖 5 中輸出級濾波電容  $C_o$  可以採用現有的  $22 \mu\text{F}$  商用標準電容。

### 16. 一次側電流限制之估算

CM6903 之 DCILIMIT 端 (pin 1) 如圖 16 所示，是被用來限制一次側電流  $I_{PRI}$  不能高於設計值，此端是對直流對直流轉換器施以脈衝電流之限制。DCILIMIT pin 之內部參考電壓是  $1.5 \text{ V}$ ，若 DCILIMIT 端之感側電壓高於  $1.5 \text{ V}$ ，則 PWM 將會停止輸出。

一次側電流限制 ( $R_{DC-limit}$ ) 參數之估算必須以最低  $V_{PFC} = 275 \text{ V}$  與最大輸出功率  $P_o = 200 \text{ W}$  狀況來考慮，所以直流與直流轉換器輸入功率  $P_{inDC} = P_o / \eta_{DC} = 200 / 0.9 = 222 \text{ W}$ 。因此最大平均一次側電流  $I_{PRI(av)} = P_{inDC} / V_{PFC(min)} = 222/275 = 0.8 \text{ A}$ ，二次側電壓  $V_{sec} = 275 \times N_s / N_p = 275 \times 98 / 66 = 408 \text{ V}$ 。

若二極體與線路壓降  $V_{drop} = 2 \text{ V}$ ，則  $V_{D10} = V_{sec} - V_{drop} = 406 \text{ V}$ ，且  $D = V_{out1} / V_{D10} = 200 / 406 = 0.49$ 。所以  $I_{PRI(pk)} = I_{PRI(av)} / D = 0.8 / 0.49 = 1.6 \text{ A}$  (忽略磁流

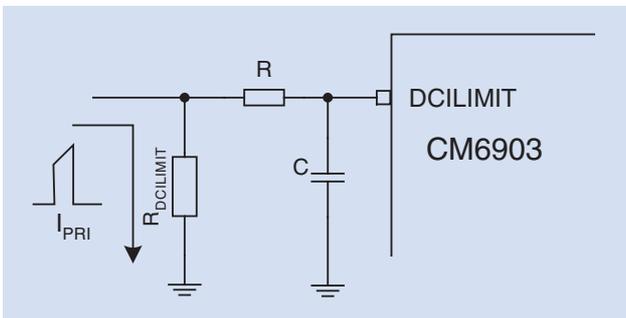


圖 16. DC-to-DC 電流限制感側。

且電流波形頂部平坦)，且  $R_{DC-limit} = \text{內部參考電壓} / I_{PRI(pk)} = 1.5/1.6 = 0.9 \Omega$ ，故可選用  $0.5 \Omega$  的商用電阻，會提高一次側電流最大限制值，但影響不大。圖 17 中  $R$  與  $C$  為雜訊濾波用，通常  $R = 1 \text{ k}\Omega$ ，且  $C = 500 \text{ pF}$ 。實際電路實驗值如圖 5 中取代圖 16 中之  $R$ ；圖 5 中取代圖 16 中之  $C$ ，圖 5 中取代圖 16 之  $R_{DC-limit}$ 。

### 17. 輸出電壓回授設計

圖 17 為輸出電壓回授控制電路，回授至 DC-DC 轉換器。光耦合器作為一次側與二次側之隔離，TL431 提供一  $2.5 \text{ V}$  參考電壓。

若  $R_2 = 4.7 \text{ k}\Omega$ ，則  $R_1$  可依下列公式：

$$R_1 = \frac{V_o \times R_2}{V_{ref}} - R_2 = \frac{200 \times 4.7 \text{ k}}{2.5} - 4.7 \text{ k} = 371.3 \text{ k}$$

實際電路實驗值如圖 5 中  $R_{30} = 4.7 \text{ k}\Omega$  取代圖 17 中之  $R_2$ ，圖 5 中  $R_{28} + R_{29} = 14 \text{ k}\Omega + 374 \text{ k}\Omega = 388 \text{ k}\Omega$  取代圖 17 中之  $R_1$ 。

## 三、綜整

圖 4、5、6 之  $+200 \text{ V}$ 、 $1 \text{ A}$  高功因電源模組採用下列儀表設備進行測試：

1. 直流電流表：# GS 8007。
2. 直流電壓表：Multi meter # GS 8007。

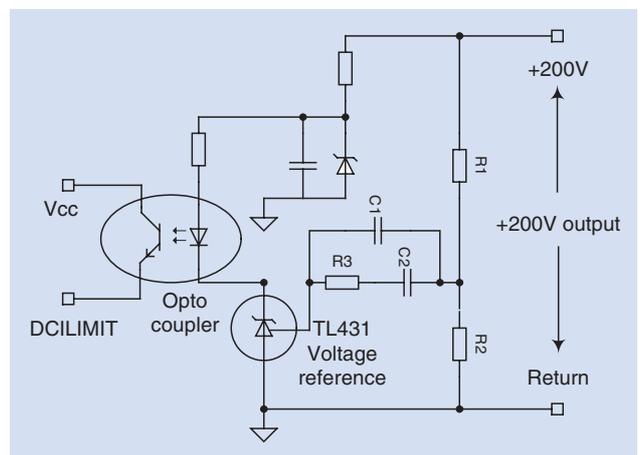


圖 17. 輸出電壓回授控制電路。

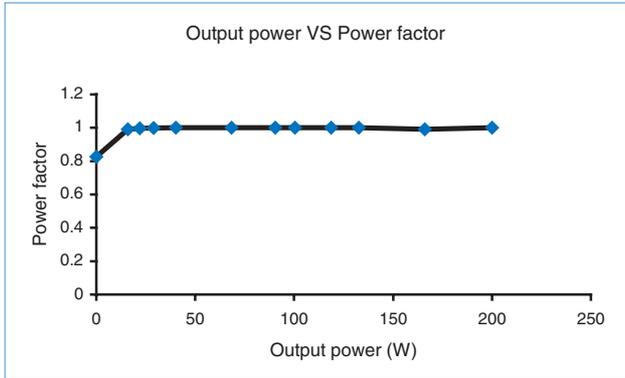


圖 18. 輸出功率與功因變化情形。

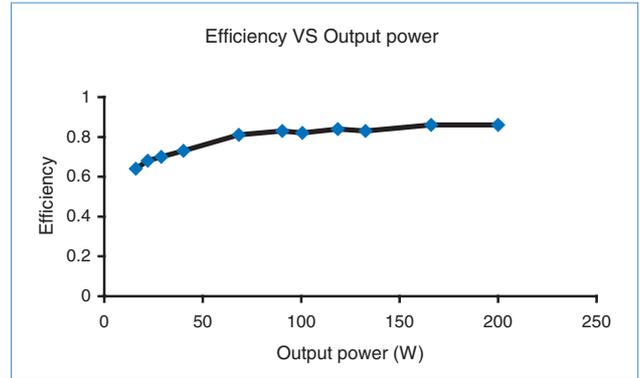


圖 19. 輸出功率與效率變化情形。

3. 數位式示波器：# IWATSU digital oscilloscope DS-S814。
4. 電阻負載。
5. 功率分析表：# PROVA power analyzer / data logger WM-02。
6. 測 AC 電流 ( $R_{1\Omega}$ )：1  $\Omega$ 、10 W 陶瓷電阻。
7. 500 W 可變變壓器。

實際測試輸出功率與功因變化情形以及輸出功率與效率變化情形如圖 18 與圖 19 所示。不同負載功率輸出時的測試結果，功因大於 0.95，已經符合一般照明安規規範。50 W 功率輸出時其效率大於 70%，尤其高負載時效率為 80% 以上。本文一些設計過程可供工業界應用於各種高功因電源產品開發參考。

## 參考文獻

1. TDK Switching Power Supply / EMI/RFI Ferrite Core Catalog.
2. N. Hatti, *PFC-Switching Power Supply Report*, ISITP (2004).
3. 電子安定器之實作技術, 張英彬, 柯聖浩編著, 文京圖書有限公司.
4. K. Billings, *Switchmode Power Supply Handbook*, 2nd ed., McGraw-Hill (1999).
5. A. I. Pressman, *Switching Power Supply Design*, 2nd ed., McGraw-Hill (1998).
6. *CM6903/4 datasheet*, Champion Microelectronic Corporation, <http://www.championmicro.com.tw>
7. Y. Jang, D. L. Dillman, and M. M. Jovanovic, *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2004. APEC'04. Nineteenth Annual, IEEE*, **1**, 413 (2004).
8. N. K. Poon, C. P. Liu, and M. H. Pong, *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2003. APEC'03. Eighteenth Annual IEEE*, **2**, 684 (2003).
9. T.-F. Wu and J.-C. Hung, *Power Electronics Specialists Conference, 2002. pesc 02. 2002 IEEE 33rd Annual*, **3**, 1363 (2002).
10. R. W. Erickson, *Fundamentals of Power Electronics*, Springer (1997).

- 廖泰杉先生為中原大學電子工程博士，現任國家實驗研究院儀器科技研究中心研究員。
- Natchpong Hatti 現任泰國國家電子暨電腦科技中心工程師。
- Tai-Shan Liao received his Ph.D. in electronic engineering from Chun-Yuan Christian University. He is currently an researcher at Instrument Technology Research Center, National Applied Research Laboratories.
- Natchpong Hatti is an engineer at National Electronic and Computer Technology Center, Thailand.