

高效率LED驅動電源 供應器之設計與製作

文/鄭莞學、郭敏映、柯明道

本文設計與製作一60W AC/DC LED電源供應器，採用兩級式邊界導通模式昇壓功率因子修正器(BCM Boost PFC)和準諧振反馳式轉換器(QR flyback)串接。前級BCM Boost PFC 為電源供應器帶來優異的功率因子(PF)和電流總諧波失真(iTHD)；後級選用QR Flyback 可降低EMI 和減少功率開關的切換損耗，使用Fairchild FL7930B與FL6300A的控制晶片來實現。另外，在輸出端除了定電壓模式(CV)，亦加入定電流模式(CC)，精準控制最大輸出電流，也就是最大功率輸出60W。本文所製作之兩級串接電源供應器之平均效率可以達到85%以上，功率因子(PF)在滿載下皆有0.94以上的表

關鍵字：切換式電源供應器(switch power supply)、功率因子修正(power factor correction, PFC)、準諧振反馳式轉換器(quasi-resonant flyback converter)。

前言

本設計實作參考外商Fairchild的說明文件^{[1][2]}，使用兩級式電源供應器，應用在高效率智慧LED照明系統，電源供應器可提供高效率直流電源，智慧控制可依環境溫度或照度調整LED亮度。在一般的家庭用電中，電子產品都會有功率因子的規範，因為電路裡會有寄生的電容和電感造成電路裡的電壓和電流波形有相位差。電力公司送過來的電能實際上被電路所使用的並非全部，降低電力傳輸效率。本文實作的電源供應器採兩級式串接，整體架構示意圖如圖1所示，第一級為橋式整流器與功率因子

修正器，第二級為準諧振反馳式轉換器(QR Flyback)。

功率因子修正器(PFC)是採用外商Fairchild FL7930B控制IC^[1]，操作在邊界導通模式，提供良好的功率因子。功率MOS開關切換採用電壓模式脈波寬度調變(Voltage mode PWM)，它的特點是透過比較內部斜坡訊號和功率因子修正器輸出回饋放大訊號，來產生功率開關MOSFET 關閉訊號，不需要透過損耗電阻來偵測交流線電壓訊號。採用電壓模式脈波寬度調變的好處是內部數位電路較簡單。

準諧振反馳式轉換器採用FL6300A控制器^[2]，操作在準諧振模式，通過偵

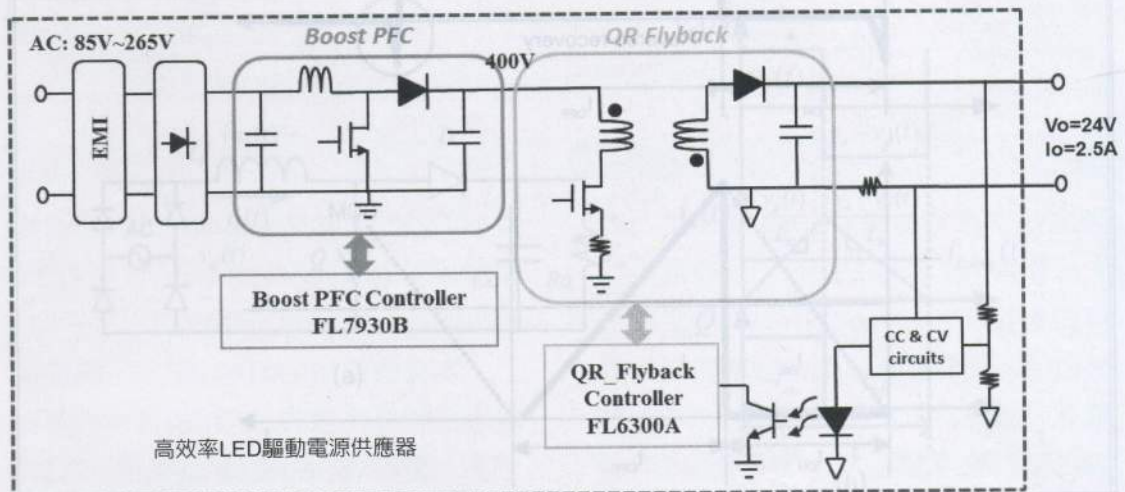


圖1 電源供應器之前級與後級示意圖

測MOS汲極電壓波谷訊號送出MOS開啓訊號，可以降低MOS開關切換時之損耗，在輕載時提供頻率調變功能，因為在輕載時切換損耗對效率影響較嚴重，提供降頻的功能減少MOS的切換損耗並增進輕載時的效率。輸出端使用兩積分器提供定電壓模式與定電流模式回授，經由光耦合器將準諧振反馳式轉換器二次側回授訊號傳回一次側控制晶片，調整責任周期與切換頻率，可提供良好的穩壓輸出與過載保護，防止電源供應器

過載燒毀。

原理與參數設計

邊界導通模式功率因子修正器

(1) 功率因子修正器(PFC)操作原理

功率因子修正器使用FL7930B控制晶片，操作在邊界導通模式(BCM)，如圖2所示，它的優點是比操作在連續導通模式(CCM)[3]有較小的逆向回復電流，雖然有

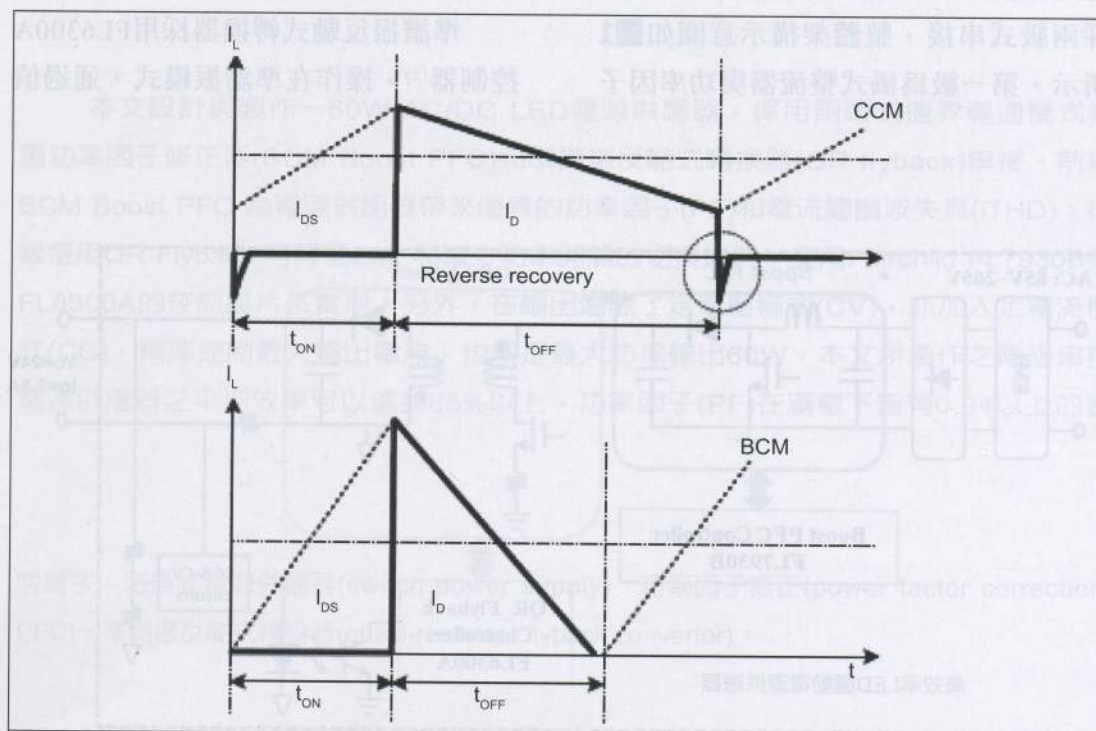


圖2 連續導通模式(CCM)和臨界導通模式(BCM)^[1]

比較高的電流峰值，但效率會比較好，且適合功率因子修正器(PFC)的應用。

圖3(a)為一基本功率因子修正器架構示意圖，Q為MOS開關，由FL7930B控制器輸出開極控制電壓。由電感公式：

$$V_L = L_b \frac{di_L}{dt} \dots\dots\dots(1)$$

當Q打開時電感跨壓為 V_g ，電流上升斜率為 V_g/L_b ，Q關閉時因為輸出電壓 V_o 較高，電流以 $(V_o - V_g)/L_b$ 的斜率下降，電流波形如圖3(b)所示。假設Q的開啓時間固定，其電流的最大峰值為：

$$I_{L,peak} = t_{on} \frac{V_L}{L_b} = t_{off} \frac{(V_o - V_g)}{L_b} \quad (2)$$

由式(2)可知當開啓時間固定時，因為電感也是固定的，電流最大值會與整流完之交流電壓大小成正比，電感電流的波形如圖4所示。圖中三角波為流經電感之電流波型，電流的平均值與整流完之交流電壓波形相似，可使交流電壓與輸入電流波形的相位差比較小，達到功率因子修正的功能。

(2)功率因子修正電路之參數設計

功率因子修正電路的規格，參數如表1所示，因為預計第二級的效率為85%以上，所以功率因子修正電路的輸出瓦特數最少要70W左右，預估效率為90%，輸出電壓400V。

升壓電感主要由輸出電壓與最小

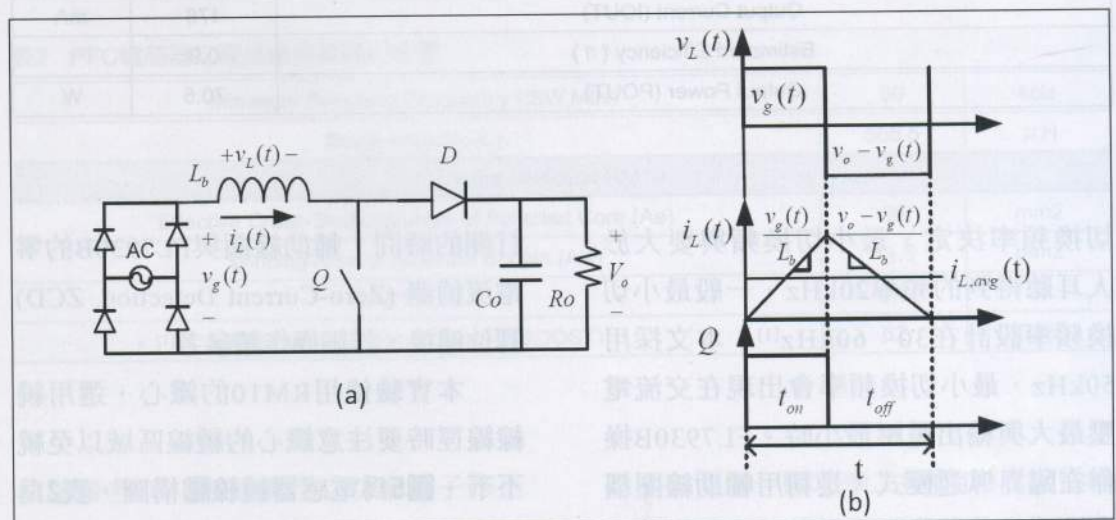


圖3 (a)功率因子修正電路示意圖 (b)電感電流波形^[2]

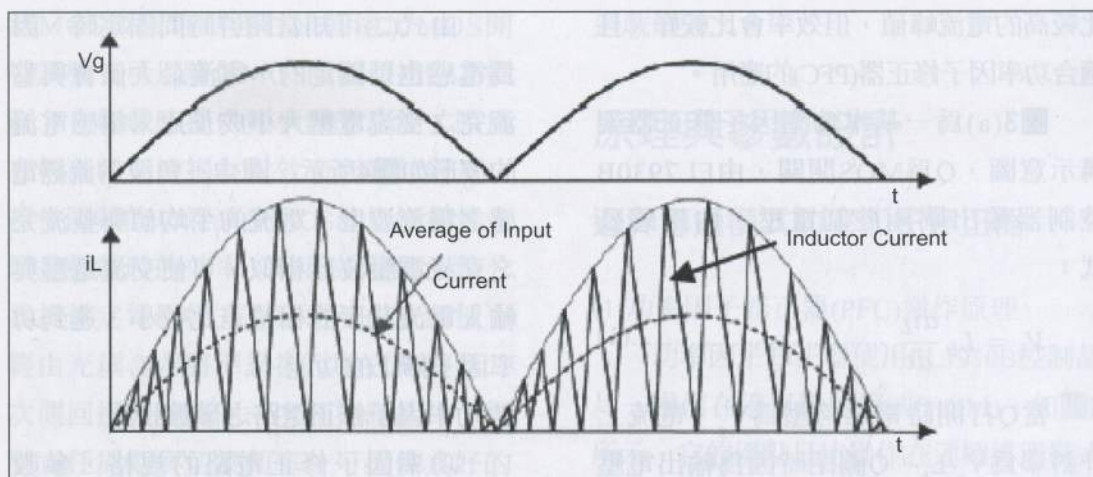


圖4 整流完電壓波形與電感電流波形^[1]

表1 PFC輸入和輸出電壓電流之規格

Minimum Line Voltage (VLIN,MIN)	85	VAC
Maximum Line Voltage (VLIN,MAX)	265	VAC
Line Frequency	60	Hz
Output Voltage (VOUT)	400	V
Output Current (IOUT)	176	mA
Estimated Efficiency (η)	0.9	
Output Power (POUT)	70.5	W

切換頻率決定，最小切換頻率要大於人耳聽得到的頻率20kHz，一般最小切換頻率設計在30~60kHz^[1]，本文採用50kHz，最小切換頻率會出現在交流電壓最大與輸出電壓最小時。FL7930B操作在臨界導通模式，是利用輔助線圈耦合升壓電感來偵測波谷電壓以控制MOS

打開的時間，輔助線圈與FL7930B的零電流偵測 (Zero-Current Detection, ZCD) 腳位連接，詳細操作請參考^[1]。

本實驗使用RM10的鐵心，選用繞線線徑時要注意鐵心的繞線區域以免繞不下。圖5為電感器繞線結構圖，表2為電感器與變壓器之參數值，詳細計算方

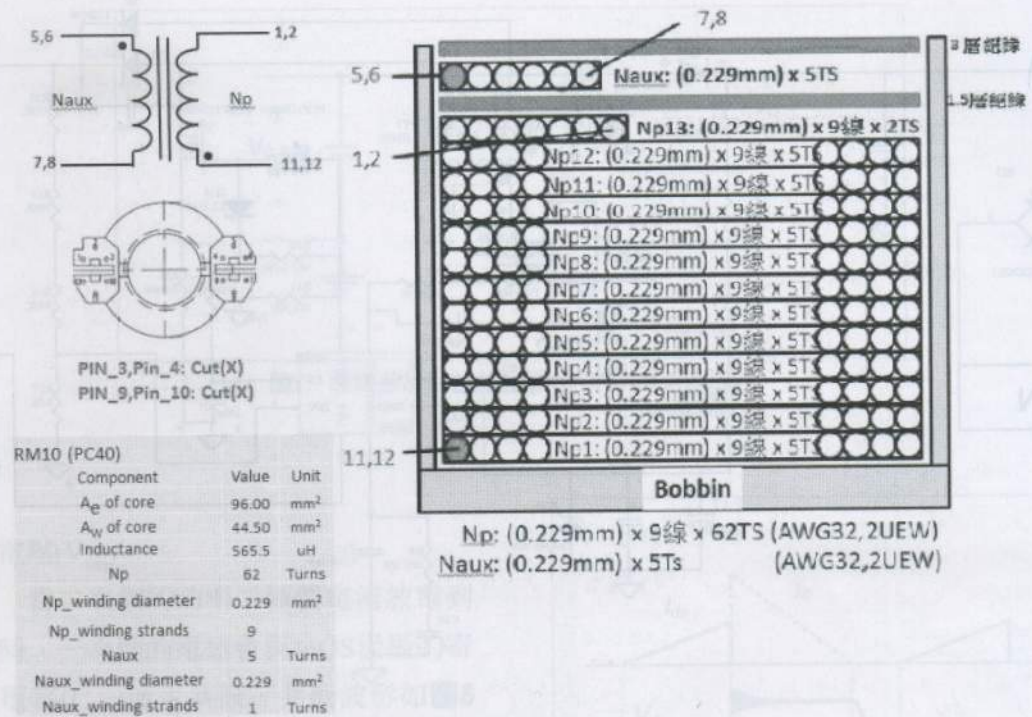


圖5 電感器繞線結構與參數

表2 PFC電感器之電感值與其鐵心參數

Minimum Switching Frequency (fSW,MIN)	50	kHz
Boost Inductor (L)	565.5	μH
Core Selection RM10		
Effective Cross-Sectional Area of Selected Core (Ae)	96	mm ²
Winding Area of Selected Bobbin (Aw)	44.5	mm ²
Fill Factor	0.6	
Minimum Number of Turns (NBOOST)	62	Turns

法請參考^[1]。圖6為實作之功率因子修正器電路圖，使用一般的橋式二極體整流

器，多使用一顆功率二極體D2直接從輸入接到輸出，此設計是爲了防止在剛開

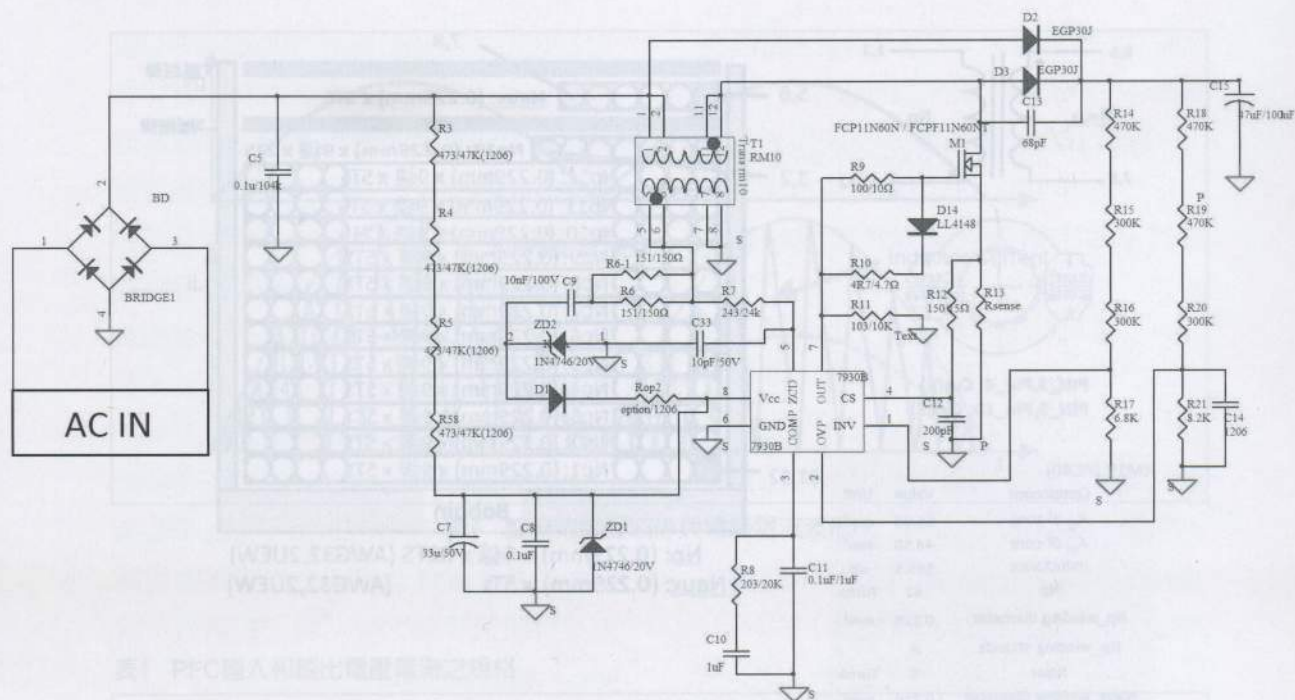


圖6 功率因子修正電路(PFC)之實作電路圖

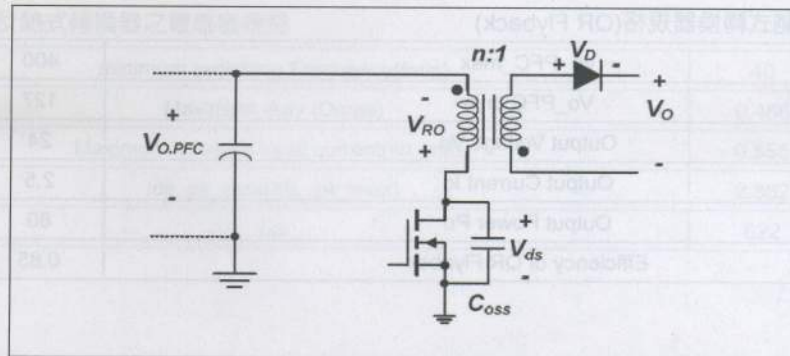
機時因為輸出電壓還很低，輸入電流很大而使得電感器線圈飽和。

準諧振反馳式轉換器(QR flyback)

(1)操作原理

圖7中， $V_{O,PFC}$ 為前一級功率因子修正器的輸出，當MOS打開的時候，前一級對一次側的電感充電，能量從前一級的輸出電容送到一次側電感裡，此時二次側電感因為電感極性是反向的，一次

側耦合到二次側電壓也為反向，使二次側的功率二極體逆偏不導通，沒有能量傳送到輸出端。當MOS關閉的時候，由冷次定律(Lenz's law)可知一次側的電感會產生一反向電壓(V_{RO})，此時這反向電壓會耦合到二次側電感，因為電感極性是反向的，一次側耦合到二次側電壓會使二次側的功率二極體導通，二次側電感把能量傳送到輸出端，此時一次側的MOS汲極電壓為前一級之輸出電壓($V_{O,PFC}$)加上二次側輸出電壓耦合到一次

圖7 準諧振反馳式轉換器(QR flyback)架構^[2]

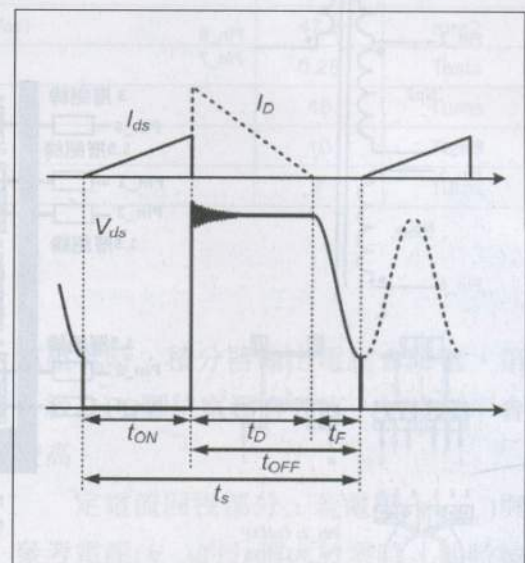
側電壓(V_{RO})。

當二次側的功率二極體電流放電到零時，一次側的電感會與MOS汲極的寄生電容(C_{oss})產生共振，共振波形如圖8所示，這邊在一次側會多一個輔助電感用以耦合共振時的電壓波形，FL6300A可以偵測在汲極電壓共振到波谷時再開啟MOS開關^[4]，因為在MOS汲極與源極的跨壓較低，故可以減少MOS開關的切換損失，此即為準諧振(QR)操作。

(2)準諧振反馳式轉換器之規格

準諧振反馳式轉換器的規格，預計效率為85%以上，輸入電壓約400V，輸出電壓24V，輸出最大電流2.5A，最大功率為60W，規格如表3所示。

FL6300A可利用輔助線圈耦合到DET腳位的電壓來控制MOS的開啓，輔助線圈極性與一次側線圈反向與二次側

圖8 準諧振反馳式轉換器(QR Flyback)電壓與電流波形^[2]

線圈同向。電感器使用PQ2625鐵心，在繞線安排上，為了得到良好的耦合，將二次側繞組放置於一次側繞組的裡面，

表3 準諧振反馳式轉換器規格(QR Flyback)

Vo_PFC_max	400	V
Vo_PFC_min	127	V
Output Voltage Vo	24	V
Output Current Io	2.5	A
Output Power Po	60	W
Efficiency of QR Flyback	0.85	

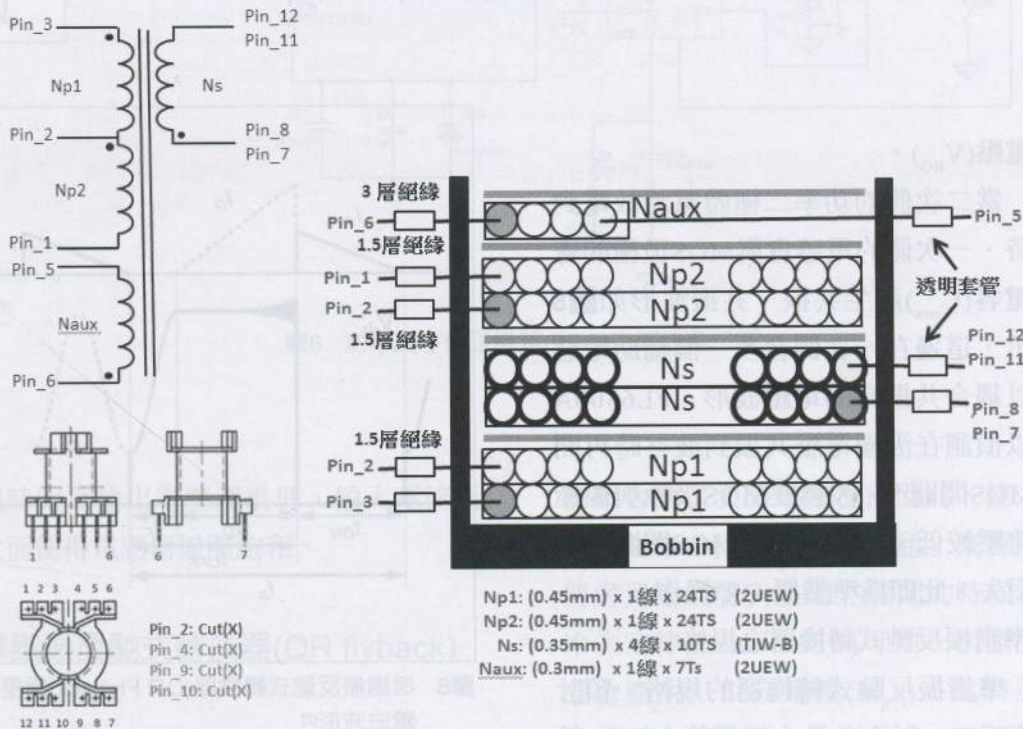


圖9 電感器繞線與結構

輔助繞組放置於最外側，實際上電感器繞線結構如圖9所示。設計參數整理如表4與表5所示，詳細計算與輔助線圈功

能可參考[2][5]。

定電壓和定電流部分，由二次側兩個定電壓和定電流回授電路透過光耦

表4 準諧振反馳式轉換器之電感器規格

minimum switching Frequency(f_{min})	40	kHz
Maximum duty (D_{max})	0.466	
Maximum average input current(I_{in_max})	0.555	A
$I_{ds_pk_max}(=I_{L_pk_max})$	2.382	A
L_p	622	μH

表5 準諧振反馳式轉換器之電感器一次側與二次側參數

Core Selection	PQ2625	
Effect cross-section area of core (A_e)	120	mm ²
Winding Area of Selected Bobbin (A_w)	47.2	mm ²
Flux density swing (ΔB)	0.28	Tesla
Primary winding Turns (N_p)	48	Turns
Secondary winding Turns (N_s)	10	Turns
Auxiliary winding Turns (N_{aux})	7	Turns

合器耦合控制訊號給FL6300A的FB腳位，定電壓與定電流回授電路如圖10(a)所示。電壓回授電路將輸出由兩個電阻做分壓與參考電壓2.5V做比較，透過一積分器輸出一訊號，若電阻分壓之電壓($V_{sen,CV}$)比參考電壓(V_{ref})大時，表示輸出電壓太高，前級所給的功率太高，積分器輸出電壓(V_{OCV})會升高，由圖10(b)所示會經由光耦合器耦合訊號到第一級的FB腳位，此時第一級之FB腳位電壓會下降，可以降低準諧振反馳式轉換器的切換頻率。反之當電阻分壓之電壓比參考

電壓低時，積分器輸出電壓會降低，第一級之FB腳位電壓會升高，切換頻率會較高。

定電流回授部分，若電壓($V_{sen,CC}$)與參考電壓(V_{ref})的分壓大於零時，此時輸出電壓(V_{OCC})降低，透過光耦合器耦合到一次側之FB腳位電壓會升高。反之若電壓($V_{sen,CC}$)與參考電壓(V_{ref})的分壓小於零時，此時輸出電壓(V_{OCC})會被升高，透過光耦合器耦合到一次側之FB腳位電壓會降低，此時回授會由定電流回授為主，可以限制輸出電流在2.5A，提供電

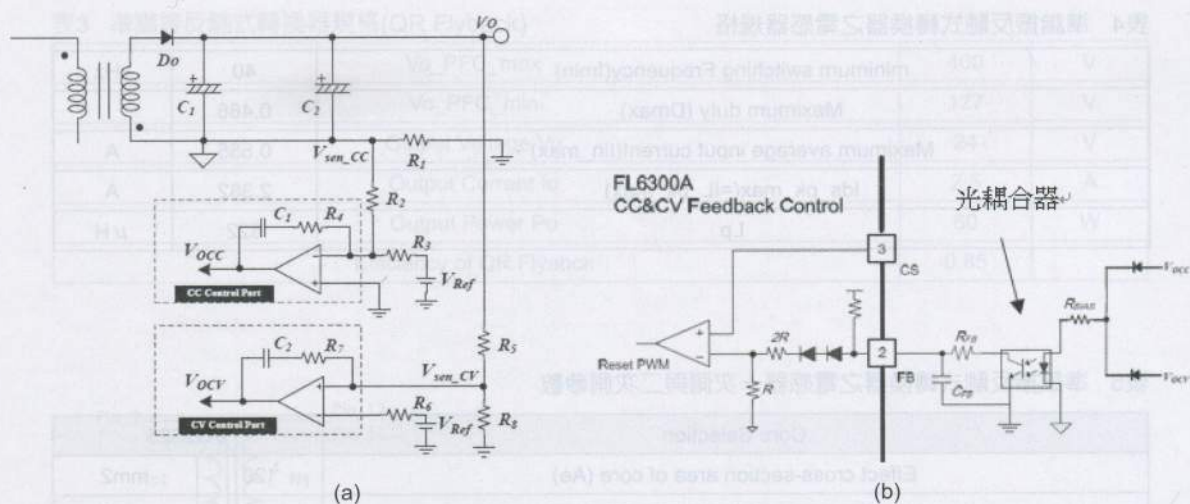


圖10 (a)定電壓與定電流回授電路 (b)光耦合器與FB腳位^[2]

源供應器過載的保護。圖11為準諧振反馳式轉換器之實作電路圖，分為一次側準諧振反馳式轉換器之控制電路與二次側定電流與定電壓回授部分。

實驗結果

功率因子修正器(PFC)部分

量測使用一可調式交流電壓源與一主動負載來量測。實驗輸出穩壓在391V左右，與400V有誤差為分壓電阻的誤差所造成。圖12為功率因子修正器在不同負載之效率圖，100%負載為輸出電流0.18A約為70W輸出，四點平均效率

即25%、50%、75%和100%負載的平均效率，交流電壓115V之四點平均效率為95.88%，交流電壓230V之四點平均效率為95.12%。當輸入電流較高時，MOS的切換頻率較低，當輸入電流較低時MOS開啓時間較短，所以操作頻率會較高^[1]，測量結果可以看出在輸入交流電壓越高時輕載效率會越差，是因為當輸入功率固定時，交流電壓高會比交流電壓低有較小的輸入電流，使得操作頻率也較高，又輕載時切換損失對效率的影響較大，所以在輕載時效率隨著交流電壓升高而有較明顯的減少。

動態抽載量測如圖13所示，當輸出負載在輕載輸出電流0.018A與重載輸出

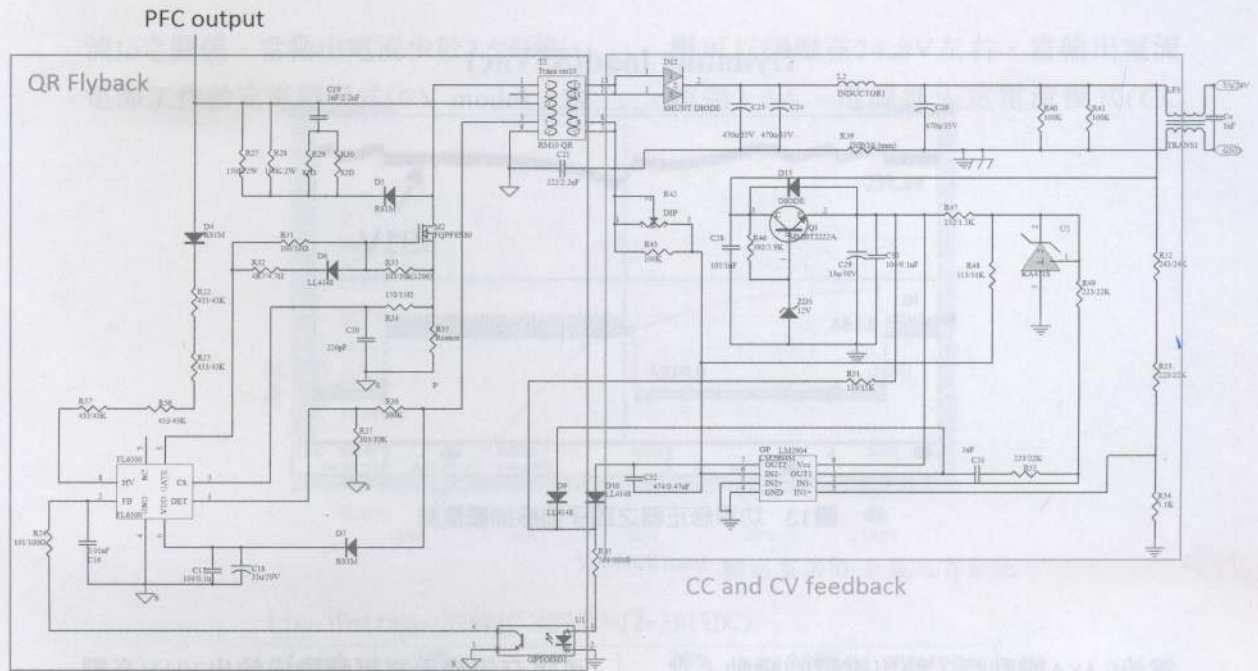


圖11 準諧振反馳式轉換器(QR Flyback)之實作電路圖

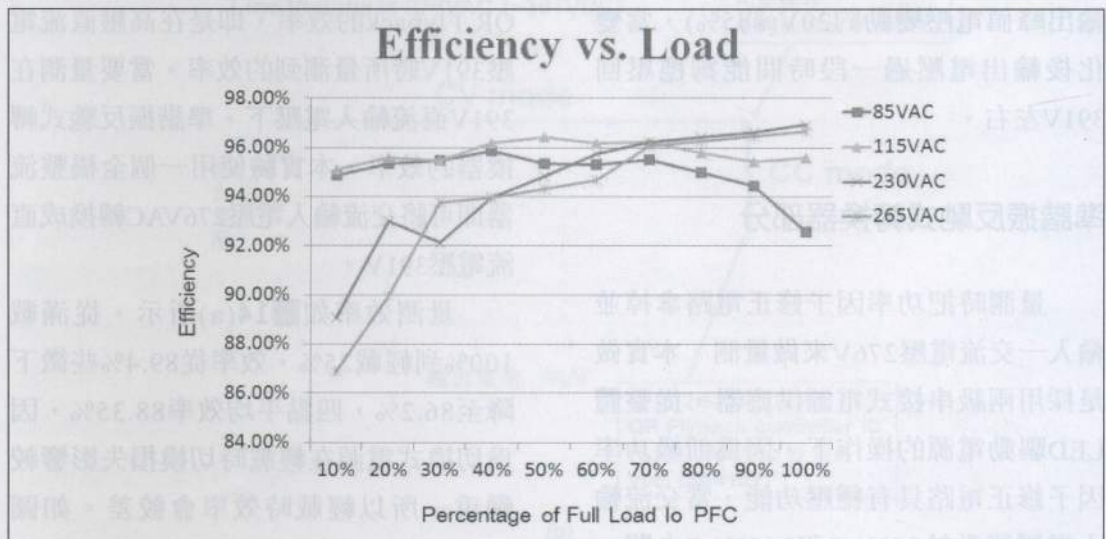


圖12 功率因子修正器之效率量測

Dynamic load(85Vac)

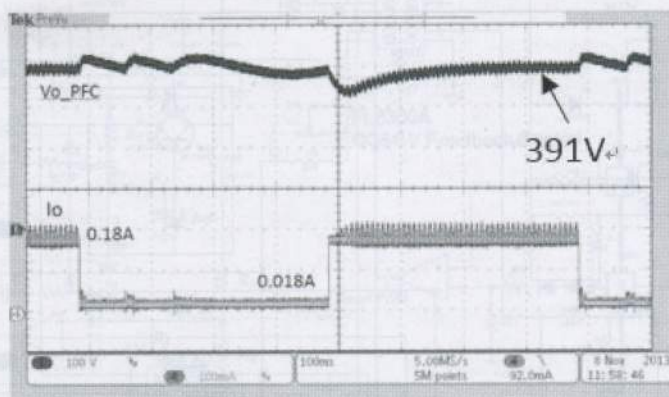


圖13 功率修正器之因子動態抽載量測

電流0.18A變動時，輸出電壓的變動。當負載電流由輕載0.018A到重載0.18A，輸出峰值電壓變動約80V(約20.4%)，當負載電由重載0.18A至輕載0.018A之變動，輸出峰值電壓變動約20V(約5%)，當變化後輸出電壓過一段時間能夠穩壓回391V左右。

準諧振反馳式轉換器部分

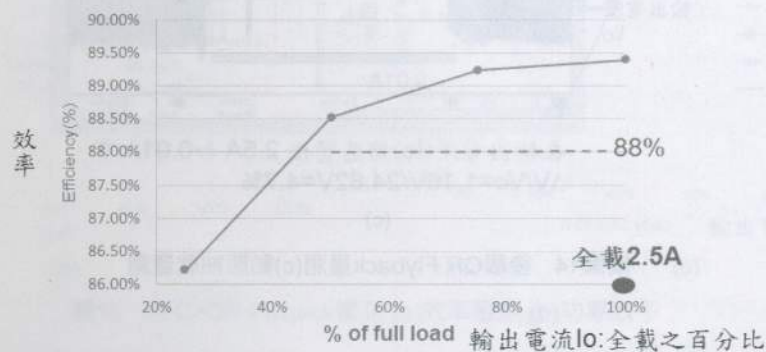
量測時把功率因子修正電路拿掉並輸入一交流電壓276V來做量測，本實做是採用兩級串接式電源供應器，從整體LED驅動電源的操作下，因為前級功率因子修正電路具有穩壓功能，當交流輸入電壓變動於85VAC和265VAC之間，

可將交流輸入電壓轉換成輸出391V高壓直流電壓，該高壓直流電壓391V即是後級準諧振反馳式轉換器的輸入電壓，所以，當討論整體電源效率時，單獨看QR Flyback的效率，即是在高壓直流電壓391V時所量測到的效率。當要量測在391V直流輸入電壓下，準諧振反馳式轉換器的效率，本實驗使用一個全橋整流器即可將交流輸入電壓276VAC轉換成直流電壓391V。

量測效率如圖14(a)所示，從滿載100%到輕載25%，效率從89.4%些微下降至86.2%，四點平均效率88.35%，因為切換式電源在輕載時切換損失影響較嚴重，所以輕載時效率會較差。如圖14(b)所示，量測輸出電壓Vo和輸出電

流 I_o 之關係，當輸出電流少於2.5安培，
電源工作於定電壓模式(CV mode)，電

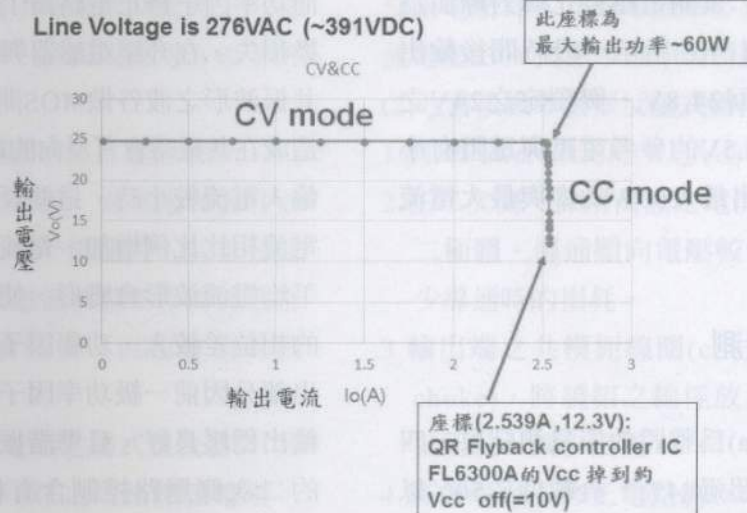
壓可以穩壓在24.8V左右，當輸出電流
超過2.5A，電源進入定電流模式(CC



Line Voltage 276VAC ($276V \times \sqrt{2} = 391VDC$)

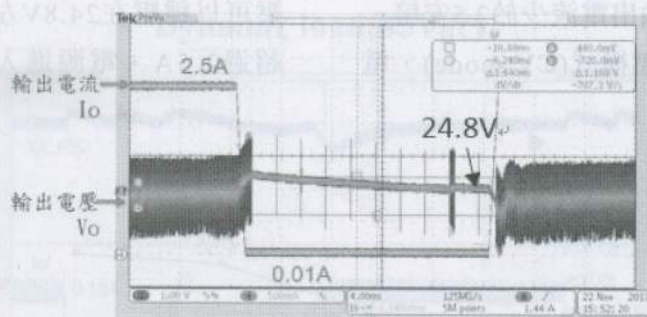
Load	25%	50%	75%	100%	average
Efficiency	86.21%	88.53%	89.24%	89.40%	88.35%

(a)



(b)

圖14 後級QR Flyback量測 (a)效率量測 (b)定電壓與定電流模式量測



在輸出電流(I_o)動態變化 2.5A 和 0.01A 下，
 $\Delta V/V_o = 1.16V/24.82V = 4.7\%$

(c)

續圖14 後級QR Flyback量測(c)動態抽載量測

mode)，此時輸出電流會固定在2.5A，輸出電壓會下降直到控制晶片停止工作，達到輸出過載的保護。圖14(c)為動態響應量測，變換負載在重載電流2.5A與輕載電流0.1A，量測電壓變化峰對峰值為1.16V，由圖14(c)所示一段時間後輸出電壓會穩壓回24.8V。與預定之24V之偏差可能是2.5V的參考電壓與電阻有小誤差，可輸出最大60W功率與最大電流2.5A。

兩級串接量測

如圖15(a)為整體效率量測結果，四點平均效率超過84%，負載低於50%以下時，效率下降較快。圖15(b)為功率因子之量測結果，不管在高交流電壓或低

交流電壓，功率因子皆隨負載增加而增加。在輕載時功率因子隨輸入交流電壓越高而越低，這是因為若在輸入功率固定時，高交流電壓所需平均電流較小，而功率因子修正電路為了減少MOS的切換損失，在升壓電感器與MOS寄生電容共振波形之波谷做MOS開啓的動作，會造成在共振時會有反向的電感電流^[1]。在輸入電流較小時，這些反向電流與正向電流相比比例增加，電流失真較嚴重，平均電流波形會變形，使得與交流電壓的相位差較大，功率因子表現較差。輸出部分因前一級功率因子修正器部分之輸出穩壓良好，且準諧振反馳式轉換器的二次側迴路控制含有積分器補償成分，所以穩壓效果良好。

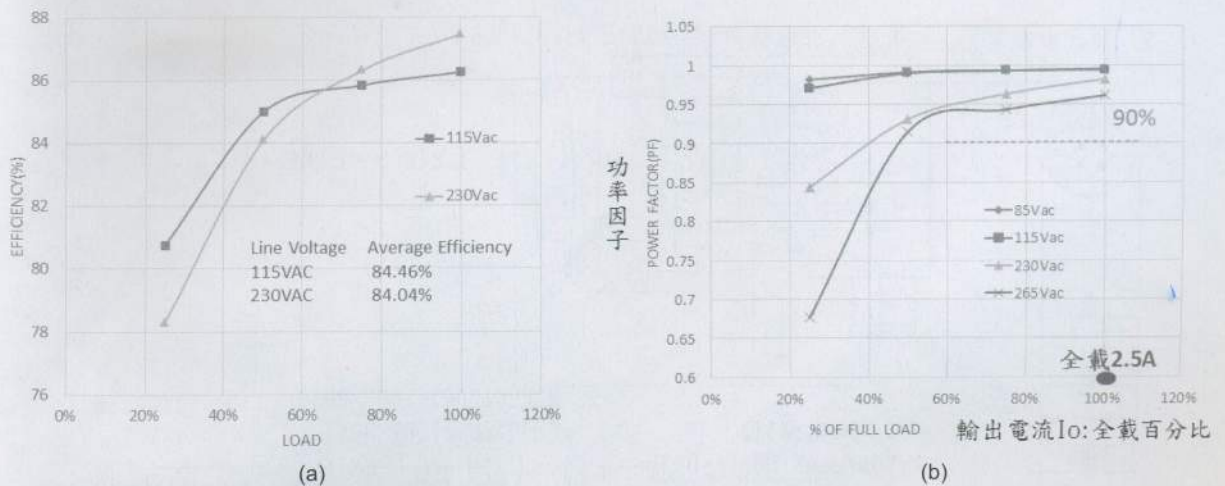


圖15 PFC+QR Flyback量測 (a)效率量測 (b)功率因子

效率改善

本實作有進行效率改善，改善部分如圖16所示，為了降低損耗置換了一些電路板上之元件，詳細改善內容如下所述。

(1)改善前級功率因子修正電路效率

1. 首先短路熱敏電阻：此電阻在溫度低時阻值較高，用於開機時，防止突波電流，電源供應器正常工作時此電阻溫度較高阻值較低，但也會造成損耗。
2. 使用高電流額定值之橋式整流器：其目的是補償步驟1之短路熱敏電阻，所產生高突波電流，避免橋式整流器產生高導通順向電流而燒毀。

3. 電感改用多芯線(Litz)繞線：可以降低電感器的線損耗。

改善完之效率如表6所示。在重載時交流電壓115V比原本效率多1%左右，交流電壓230V比原本效率改善約0.2%。

(2)改善後級準諧振反馳式轉換器效率

1. 調降Power MOSFET 之Vds電壓。
2. 在二次側，採用高額定電流之schottky二極體，導通順向電壓較低，可以減少導通時的損耗。
3. 輸出端之共模扼線圈(common mode choke)，將繞組之線徑放大一倍，降低阻抗，減少損耗。
4. 將功率因子修正電路的OVP電阻串從1.24MΩ 放大到 5.2MΩ：此迴路為電阻分壓提供功率因子修正器輸出過壓

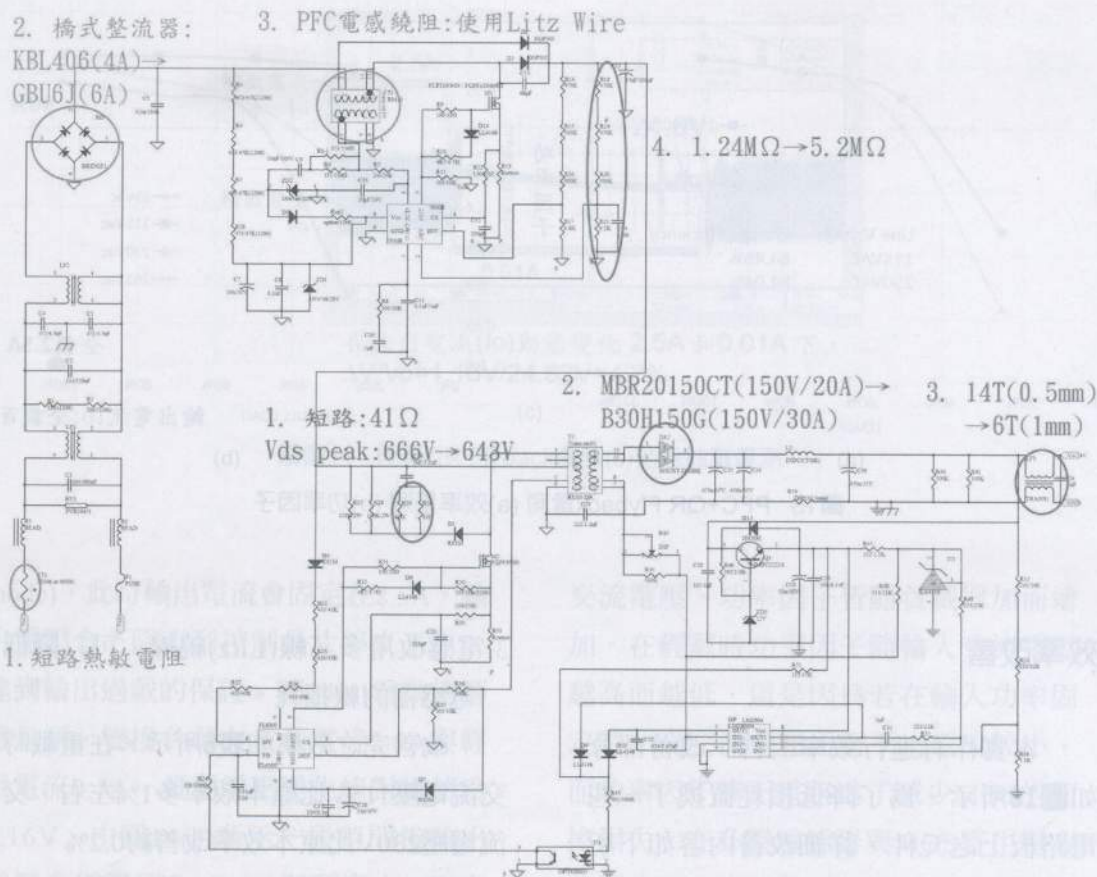


圖16 電路板上之改善電路圖

保護。

改善完之效率如表7所示，比上個步驟在重載時交流電壓115V約增進0.6%，230V約增進0.7%，四點平均效率皆超過85%。圖17(a)為改善後版本之實作電源之正面與背面照片，圖17(b)為本電源

電路應用於智慧控制板所控制的LED燈具。

結論

本設計使用FL7930B與FL6300A控

表6 改善功率因子修正器後之特性

	115Vin			
Iout	0.625	1.25	1.875	2.5
Vout	23.98	23.94	23.9	23.86
Pout	14.9875	29.925	44.8125	59.65
PF1 (105)	0.939	0.978	0.988	0.983
PF2(474)	0.96	0.987	0.991	0.947
Pin	18.42	34.82	51.53	68.29
Eff%	0.813653637	0.85942	0.86964	0.87348
Avg. Eff	0.854			
	230Vin			
Iout	0.625	1.25	1.875	2.5
Vout	23.98	23.94	23.9	23.86
Pout	14.9875	29.925	44.8125	59.65
PF1 (105)	0.673	0.844	0.902	0.932
PF2(474)	0.74	0.89	0.94	0.961
Pin	18.84	35.34	51.76	68.07
Eff%	0.795514862	0.84677	0.86577	0.8763
Avg. Eff	0.846			

表7 改善準諧振反馳式轉換器效率後之特性

	115Vin			
Iout	0.625	1.25	1.875	2.5
Vout	24.01	24	23.99	23.97
Pout	15.0063	30	44.9813	59.925
PF1 (105)	0.939	0.978	0.988	0.983
PF2(474)	0.96	0.987	0.991	0.947
Pin	18.32	34.75	51.39	68.13
Eff%	0.81912	0.86331	0.87524	0.87957
Avg. Eff	0.859			
	230Vin			
Iout	0.625	1.25	1.875	2.5
Vout	24.01	24	23.99	23.97
Pout	15.0063	30	44.9813	59.925
PF1 (105)	0.673	0.844	0.902	0.932
PF2(474)	0.74	0.89	0.94	0.961
Pin	18.71	35.28	51.61	67.83
Eff%	0.80204	0.85034	0.87156	0.88346
Avg. Eff	0.852			

制器進行實作與驗證，功率因子修正器使用邊界調變模式可達到良好功率因子，準諧振反馳式轉換器也可達到良好的效率，實作結果在不同輸入交流電壓下四點平均效率皆有85%，功率因子在重載下都有0.94，且輸出皆有良好的穩壓。本實作電路可輸出最大功率60W與最大電流2.5A，本實作也實際進行LED燈具點燈測試，成功地提供所需電源供應使LED燈的亮度調整做智慧化的控制。[6]

參考資料

1. LED Application Design Guide Using BCM Power Factor Correction (PFC) Controller for 100W Lighting System, AN-9731 Application Note, Fairchild, Inc., South Portland, USA.
2. Design Guideline of AC-DC Converter Using FL6961 and FL6300A for 70W LED Lighting, AN-9736 Application Note, Fairchild, Inc., South Portland, USA.
3. Power Factor Correction Stages Operating in Critical Conduction

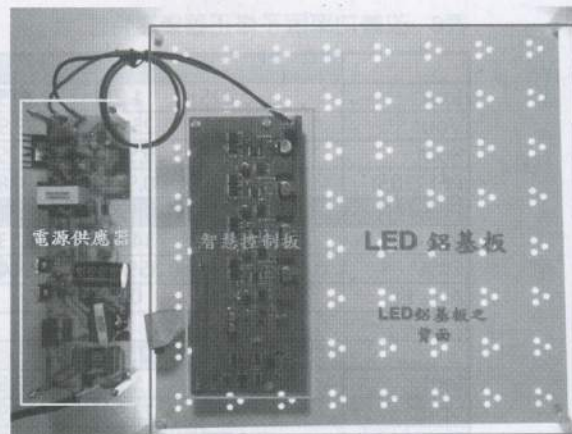
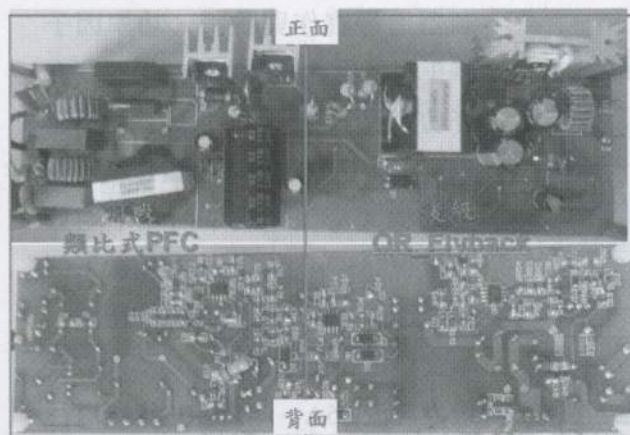


圖17 (a)電源供應器電路板照片 (b)於具有智慧控制之LED燈具上的實際應用

Mode, AND8123-D Application Note, On semiconductor Inc..

4. G. Koo, S. Moon, and J. Kim, "A new valley-detection method for the quasi-resonance switching," in Proc. of IEEE Appl. Power Electron. Conf. and Expo., 2010, pp. 540-543.
5. Highly Integrated Quasi-Resonant PWM Controller, AN-6300 Application Note, Fairchild, Inc., South Portland, USA.

作者簡介

鄭莞學現任職國立交通大學電子研究所研究生

專長：

- 類比積體電路設計

郭敏映現任職國立交通大學電子研究所博士後研究員

專長：

- 功率積體電路設計

柯明道現任職國立交通大學電子研究所教授

專長：

- 積體電路設計

- 積體電路可靠度