

2010 TOPCO 崇越論文大賞

論文題目：

一般照明應用高效率可調光LED驅動器  
之研製

報名編號：SC0012

## 摘要

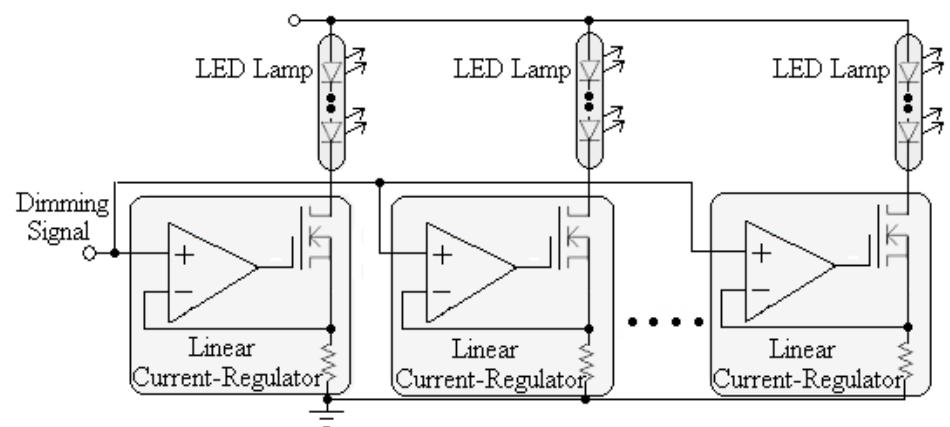
本論文係在討論一種具有可調性迴授控制而應用於低功率照明的可調光LED驅動器，利用改良型PWM調光方式調整LED電流以及發光亮度。在廣範圍輸入電壓之下，使用耦合電感之SEPIC功率因數修正器加上市售的邊界導通模式控制器來實現高效率與高功因之目的。文章內容除了分析研究電路的動作原理以及設計考量之外，也實際實作離型電路，以驗證此架構的可行性。

關鍵字：可調光LED驅動器、廣範圍輸入電壓、耦合電感SEPIC PFC

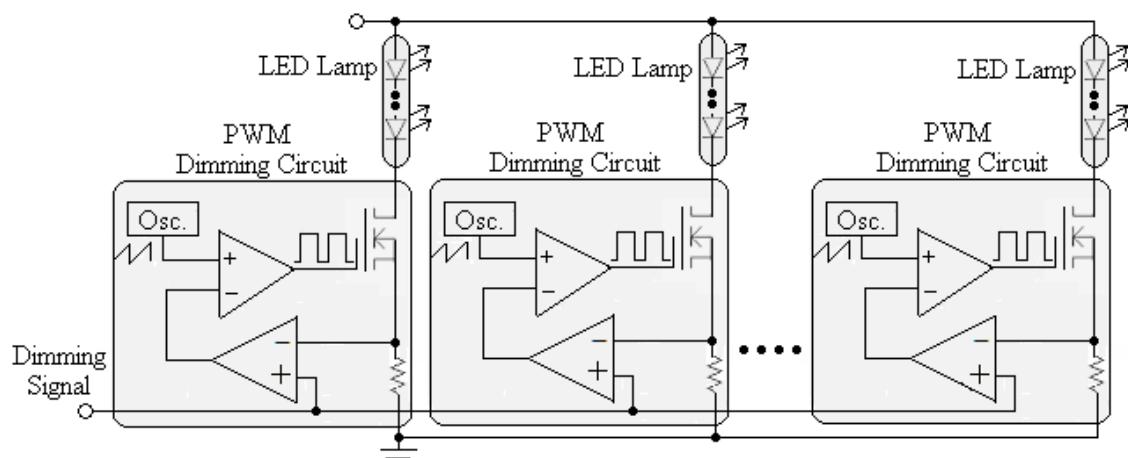
## 壹、簡介

LED在照明系統上已經成為很常用的半導體光源，它具有長時間的使用壽命，不像傳統的螢光燈，LED沒有含毒性的水銀成分[1-5]。為了達到足夠的光照程度，一般會使用多顆LED並聯，同時也需要調光功能以滿足對於各種亮度的需求與節能的考量。傳統以線性穩壓器完成調光的方式具有較簡單的架構，如圖1(a)所示，此架構廣泛使用於調節並聯LED的電流以達到調光作用[6]。不過，線性調光若在低於標準測試電流下會產生錯誤的結果，而且也會產生不同的光譜性能。PWM調光方式如圖1(b)所示，其利用調整電流脈波寬度來調整LED發光亮度。LED串聯此PWM控制器增加了電路的複雜度以及成本，而且其並未具備穩流控制，因此將導致LED使用壽命的減少[7-8]。在[9]中提出一種具有自調性驅動電壓的LED驅動器，本論文則呈現以檢測調光電晶體的閘極訊號之可調性電壓調節方式，其所研究的SEPIC架構LED驅動器可控制電流，輸入電壓規格為20 V ~ 30 V。本文採用循序相移PWM調光模式來調節每串LED的亮度，每一串LED各有獨立的PWM控制器，且可有效抑制輸入和輸出的漣波。

在一般照明系統內，大於25 W的AC輸入電流諧波一定要符合IEC 61000-3-2 Class C規範[10-16]。在低功率單輸入電壓(115 VAC或230 VAC)的照明應用中，一般使用如圖2(a)所示的邊界導通模式(Transition Mode, TM) SEPIC PFC來達到高功因以及降低電流諧波，於前端需要加一個很大的輸入濾波器來消除不連續電流的高漣波，因而產生輸入濾波器功率損失。如圖2(b)所示，SEPIC PFC也可以操作在連續導通模式(Continuous Conduction Mode, CCM)，以降低在廣範圍輸入電壓下(90 VAC ~ 270 VAC)的輸入電流漣波，但CCM需要使用較複雜的平均電流控制，所以不適合低功率照明的應用[17-21]。本論文使用一種含耦合電感的CCM SEPIC PFC驅動並聯之多顆LED，可以用一般市售低成本的TM PFC IC搭配創新的改良型PWM調光方法，以同時調節LED電流的寬度以及高度。



(a)



(b)

圖1 並聯LED傳統調光方式：(a)線性(類比)調光、(b) PWM (數位)調光

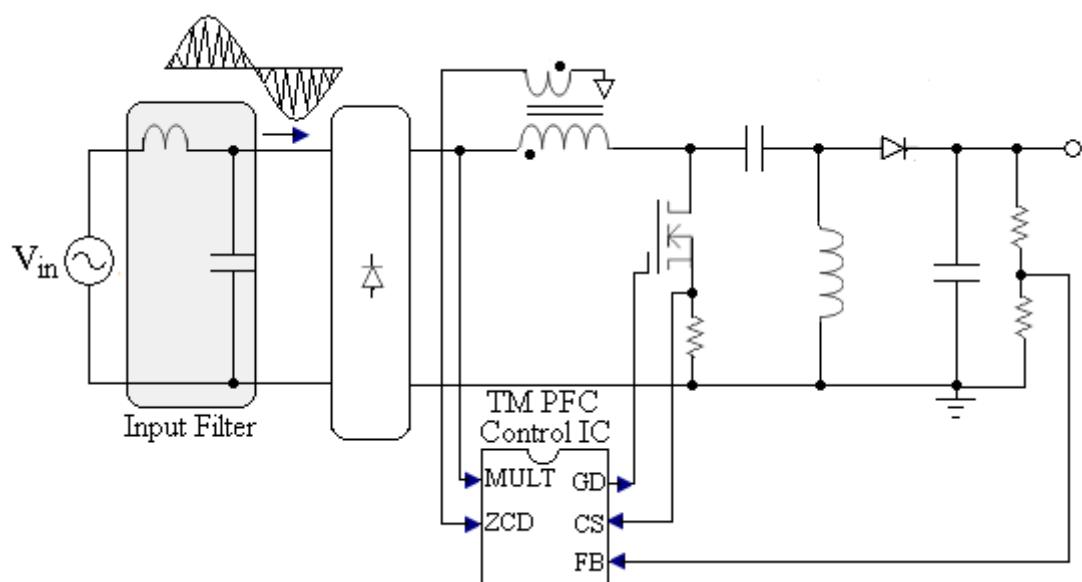
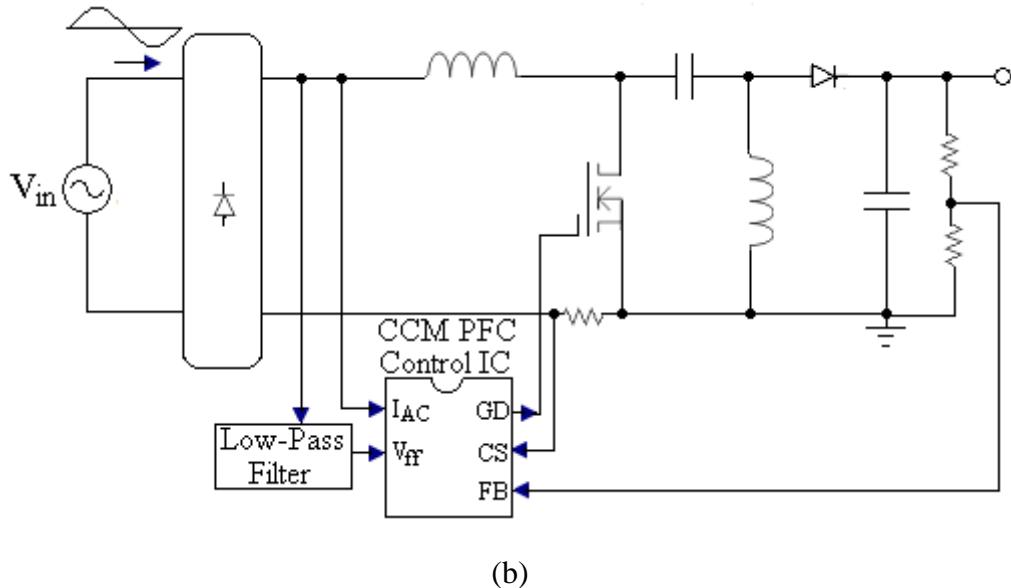


圖2 (a)(後續)



(b)

圖2 SEPIC PFC控制方法：(a) TM、(b) CCM

## 貳、動作原理以及穩態分析

如圖3所示，此LED驅動器包括耦合電感SEPIC PFC、改良型PWM調光電路、以及一可調性回授控制器，可以配合使用一般市售低成本的TM PFC IC實現。由於SEPIC PFC操作於CCM，不須再加輸入濾波器消除高頻電流漣波，就已經可以達到高功因與低諧波電流。耦合電感SEPIC PFC的輸出電壓可以利用可調回授控制器進行調整，以降低調光電晶體的功率損耗。傳統的PWM調光是每串LED各需要一個PWM控制器，本論文所提的方法只要一個PWM控制器，就可以調節所有並聯LED串的電流脈波寬度。

圖4(a)是LED調光電路的理論波形，並聯LED串的電流脈波寬度 $T_{on}$ 以及平均亮度可利用一個簡單的低頻PWM控制器來調節。所謂PWM調光的方式，係指在 $T_{on}$ 的導通時間內驅動電流高度是由一個線性穩壓器穩定在LED規格所建議的數值。圖4(b)是線性穩壓器的小訊號電路，其轉移函數 $T_d$ 推導如式(1)。

$$T_d = \frac{I_{LED}}{V_m} = \frac{g_m A_v / (I + g_m R_d)}{I + R_d g_m A_v / (I + g_m R_d)} \approx \frac{1}{R_d} \quad (1)$$

其中調光MOSFET  $Q_d$ 的轉導倍數 $A_v$ 即是OPA的開路電壓倍數， $R_d$ 是調光電阻。從式(1)可知，LED電流的高度 $I_p$ 可以經由調變電壓 $V_m$ 來調整，如式(2)。

$$I_{LED} = \frac{V_m}{R_d} \quad (2)$$

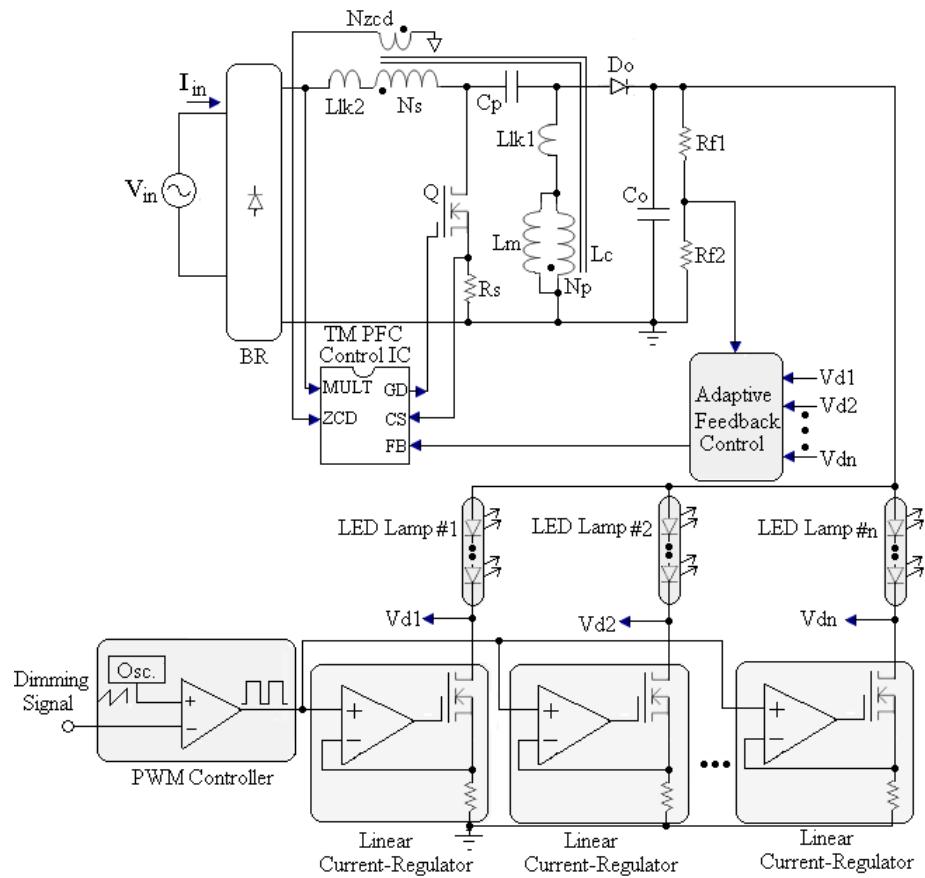
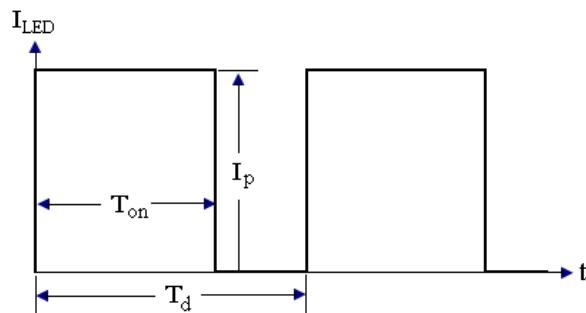
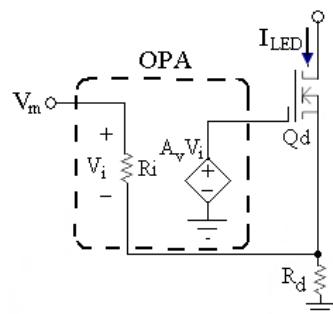


圖3 具改良型PWM調光之LED驅動器



(a)



(b)

圖4 (a)理論的調光波形、(b)線性穩壓器的小訊號電路

假設耦合電感的圈數比( $N_s/N_p$ )大於1，則SEPIC PFC的理論波形如圖5所示。在一個切換週期內有三個操作模式，請參考圖6之等效電路，該電路的操作原理分析如下。

模式1 ( $t_0 \sim t_1$ )：在 $t_0$ ，Q導通， $D_o$ 截止。此時段內， $I_{Llk1}$ 線性增加，漏感 $L_{lk2}$ 儲存能量。因為耦合電感的圈數比( $N_s/N_p$ )大於1，因此 $|I_{in}|$ 線性下降，漏感 $L_{lk2}$ 釋放能量。

模式2 ( $t_1 \sim t_2$ )：在 $t_1$ ，Q截止， $D_o$ 的導通電流為 $|I_{in}|$ 和 $I_{Llk1}$ 之和。此時段內， $I_{Llk1}$ 線性下降， $|I_{in}|$ 則線性增加。

模式3 ( $t_2 \sim t_3$ )：在 $t_2$ ， $I_{Llk1}$ 到達零而改變極性。此時段內Q截止， $I_{Llk1}$ 線性下降， $|I_{in}|$ 線性增加。在 $t_2$ ， $|I_{in}|$ 和 $I_{Llk1}$ 的總合加起來等於零， $D_o$ 在零電流條件下截止，因此無逆向恢復損失。之後，電路操作模式回到模式1。

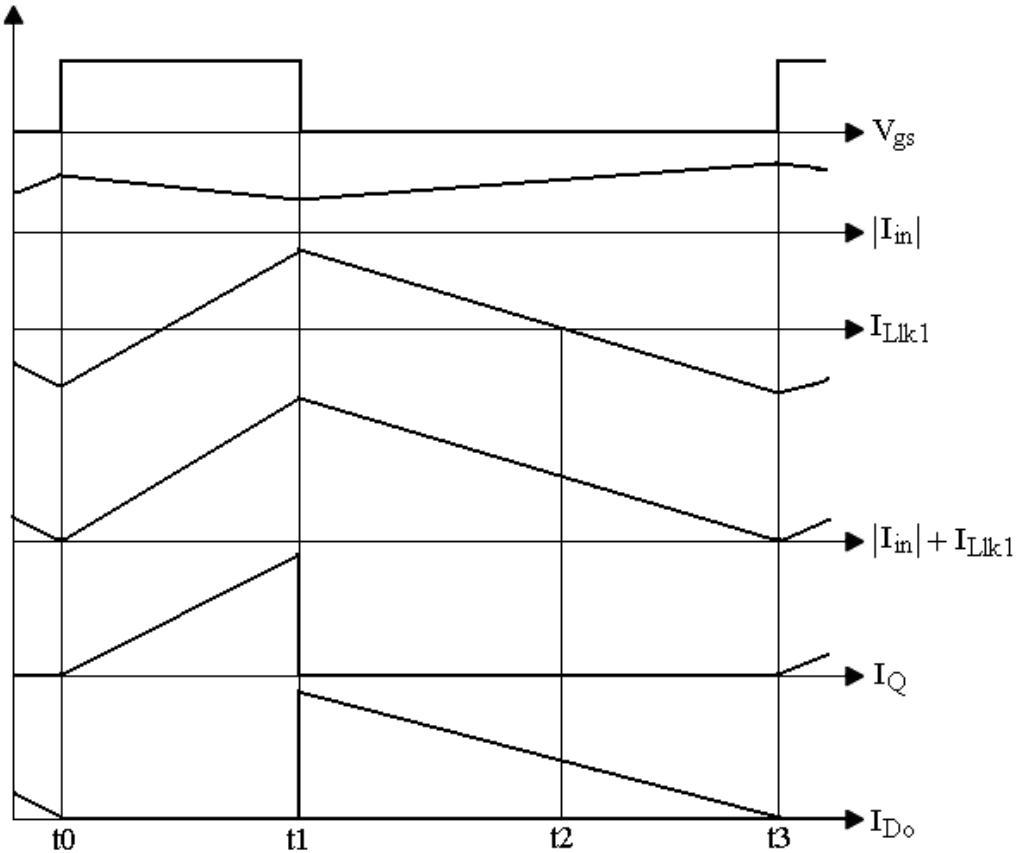


圖5 SEPIC PFC的理論波形

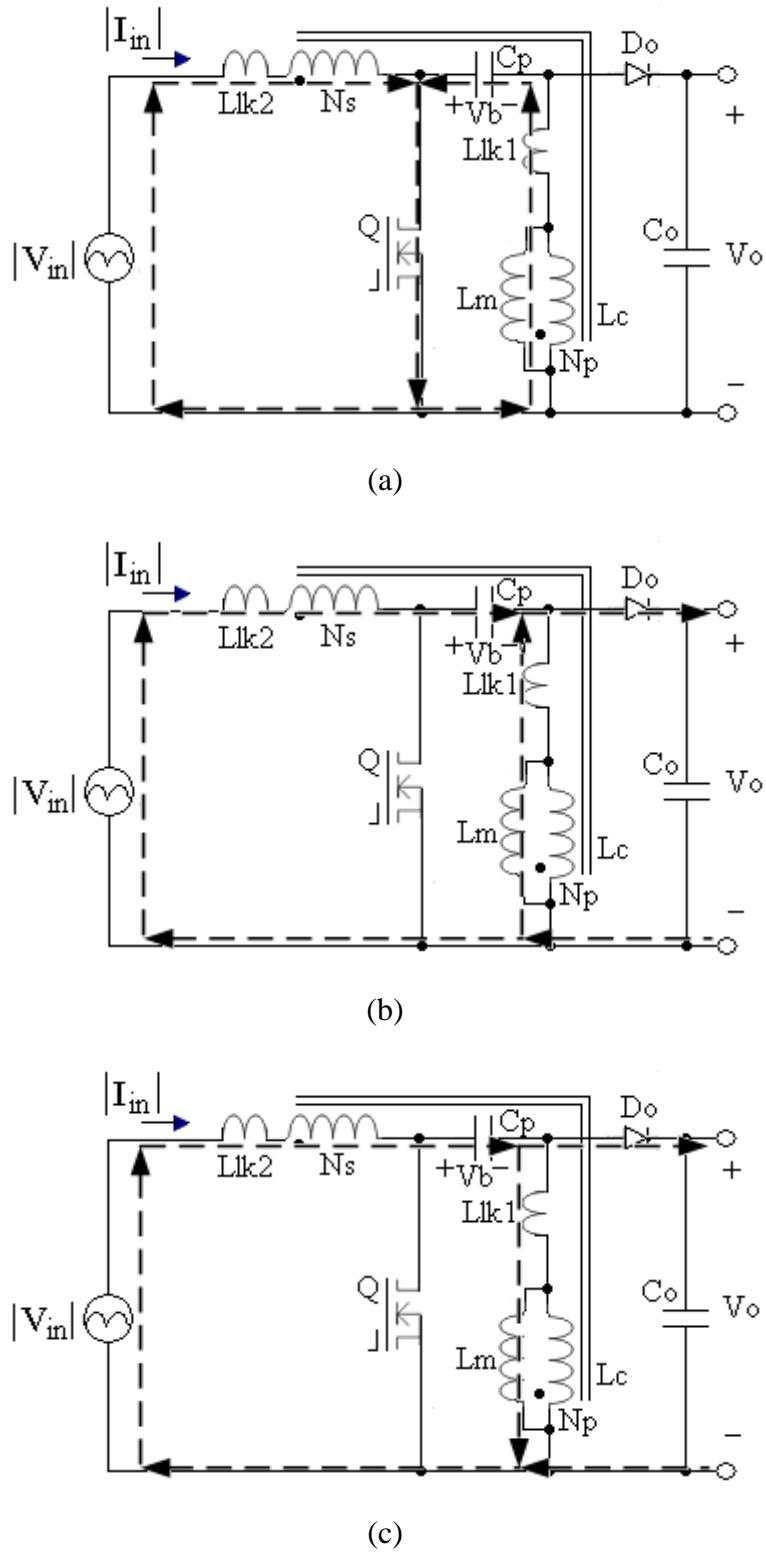


圖6 電路切換模式等效電路：(a)模式1、(b)模式2、與(c)模式3

由耦合電感  $L_{e1}$  與  $L_{e2}$  之伏秒平衡關係式，可以推導輸出電壓  $V_o$  以及耦合電感電壓  $V_b$ ，如式(3)和(4)。

$$V_o = \frac{\delta}{1-\delta} |V_{in}| \quad (3)$$

$$V_b = |V_{in}| \quad (4)$$

其中 $\delta$ 是Q的導通比例。所以當Q導通時，耦合電感電壓是 $|V_{in}|$ ；當Q截止時，耦合電感電壓則為 $V_o$ 。

## 參、電路設計

LED驅動器的主要零件設計考量如下：

### (一) 調光電路設計

圖7為調光電路線路，PWM調光訊號是由市售PWM控制IC (TL494)產生，此訊號經過電阻R<sub>3</sub>和R<sub>4</sub>分壓得到調節電壓V<sub>m</sub>，用於調整PWM調光訊號與並聯LED串的電流脈波寬度。調節訊號頻率一般高於70 Hz，才不會被人眼察覺。考量到調光電晶體的損耗，因此本文將調光訊號頻率設定為400 Hz。在PWM調光訊號為高準位之時間內，LED電流高度是由一個線性穩壓器穩定在LED規格所建議的數值。

圖7中的線性穩壓器包括一個OPA LM358、一個調光電晶體2N6660、以及一個調光電阻R<sub>d</sub>，本文內每串LED由13顆LUMILEDS emitter型串聯而成。LUMILEDS二極體是1.2 W的高亮度LED，在350 mA額定電流下其正常工作電壓為3.42 V。當調光電阻R<sub>d</sub>為1 Ω時，在T<sub>on</sub>期間內的調節電壓V<sub>m</sub>可由式(2)決定為：

$$V_m = I_{LED} \times R_d = 0.35V$$

調光電阻R<sub>d</sub>的額定功率可以計算得知：

$$P_{Rd} = I_{LED}^2 \times R_d = 122.5mW$$

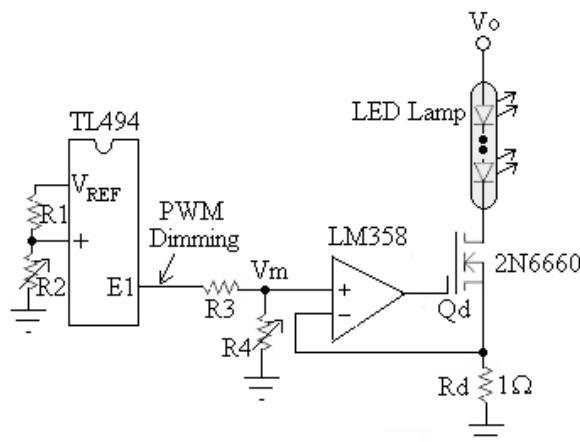


圖7 調光電路線路

如圖7所示，若任何一個LED故障就會影響其它同串的LED。此問題可以使用令LED失效的旁路(Bypass)設計來解決[6]，亦即在每個LED上並聯一齊納(Zener)二極體。在正常工作下LED的電壓不會達到齊納二極體的崩潰電壓，所以電流流經LED。當一個LED失效時，該電流則會流經並聯的齊納二極體，因而其它LED不會受到影響。藉由旁路電路的設計，可以改善LED照明系統的可靠度。

## (二) 耦合電感設計

假設 $V_p$ 與 $V_s$ 是一次側和二次側電壓，則激磁電流 $I_m$ 、漏感電流 $I_{lk1}$ 以及輸入整流電流 $|I_{in}|$ 的關係方程式為：

$$V_p = L_{lk1} \times \frac{dI_{lk1}}{dt} + L_m \times \frac{dI_m}{dt} \quad (5)$$

$$V_s = L_{lk2} \times \frac{d/I_{in}|}{dt} + \frac{N_s}{N_p} \times L_m \times \frac{dI_m}{dt} \quad (6)$$

$$\frac{dI_m}{dt} = \frac{dI_{lk1}}{dt} + \frac{N_s}{N_p} \times \frac{d/I_{in}|}{dt} \quad (7)$$

其中 $L_{lk1}$ 與 $L_{lk2}$ 為耦合電感的一次側和二次側漏感， $L_m$ 是激磁電感。如果兩側電壓相同的話，則 $V_p$ 和 $V_s$ 電壓可以表示為：

$$V_p = L_{e1} \times \frac{dI_{lk1}}{dt} \quad (8)$$

$$V_s = L_{e2} \times \frac{d/I_{in}|}{dt} \quad (9)$$

$$L_{e1} = \frac{L_{lk1} \times L_{lk2} + L_m \times L_{lk2} + (N_s/N_p)^2 \times L_m \times L_{lk1}}{L_{lk1} + N_s/N_p \times (N_s/N_p - 1) \times L_m} \quad (10)$$

$$L_{e2} = \frac{L_{lk1} \times L_{lk2} + L_m \times L_{lk2} + (N_s/N_p)^2 \times L_m \times L_{lk1}}{L_{lk1} - (N_s/N_p - 1) \times L_m} \quad (11)$$

假設二次側漏感 $L_{lk2}$ 可以忽略，則：

$$\frac{V_s}{V_p} = \frac{N_s}{N_p} \frac{L_m}{L_m + L_{lk1}} \quad (12)$$

因為兩邊電壓相同，所以 $L_{e1}$ 與 $L_{e2}$ 可以分別簡化為：

$$L_{e1} = L_m + L_{lk1} \quad (13)$$

$$L_{e2} = \infty \quad (14)$$

因此只要以下的關係成立，輸入等效電感會相當大，導致漣波電流幾乎為零：

$$n = \frac{N_s}{N_p} = I + \frac{L_{lk1}}{L_m} \quad (15)$$

高功因和輸出電壓穩壓是以TM-PFC IC L6561來控制，根據其參數設計規則，可以決定等效電感 $L_e$ 為：

$$L_e = L_{el} // L_{e2} = \frac{f(k_{v,min})}{1 + k_{v,min}} \frac{V_{in,min}^2}{f_{s,min} P_{in,max}} \quad (16)$$

$$f(k_{v,min}) = \frac{1}{T_l} \int_0^{T_l} \left[ \frac{\sin^2(2\pi f_l t)}{1 + k_{v,min} / \sin(2\pi f_l t)} \right] dt \quad (17)$$

$$k_{v,min} = \frac{\sqrt{2}V_{in,min}}{V_o} \quad (18)$$

其中 $T_l$ 為市電電壓之週期， $P_{in,max}$ 是最大輸入功率， $V_{in,min}$ 是最小輸入電壓。因此激磁電感 $L_m$ 、漏感 $L_{lk1}$ 與圈數比 $n$ 即可以由式(13)~(16)計算得知。

### (三) 耦合電容設計

根據第II節的理論波形分析，可知電容電壓 $V_b$ 在一個切換週期內可視為固定，不過會有因為輸入電流而產生的漣波電壓加在電容 $C_p$ 上。假設最大漣波為 $\Delta V_b$ ，則耦合電容可以選為：

$$C_p = \frac{L_e}{\Delta V_b} \frac{I_{in,max}^2}{(V_o + \sqrt{2}V_{in,min})} \quad (19)$$

### (四) 可調性回授控制設計

LED的順向導通電壓會因為操作時間越長而降低，原因是當元件老化時其界面溫度會受功率損耗以及環境溫度的影響。LED驅動器若使用定電壓控制，則在其調光電路上會有很大的功率損耗[24-26]，所以本文設計一種可調性回授控制電路以降低調光電晶體的功率損失。如圖8所示，藉由檢測調光電晶體的汲極電壓決定在電壓控制迴路內適合的參考電壓 $V_{ref}$ ，接著調節LED驅動器的輸出電壓使得調光電晶體得以操作在最小的電壓變動量。

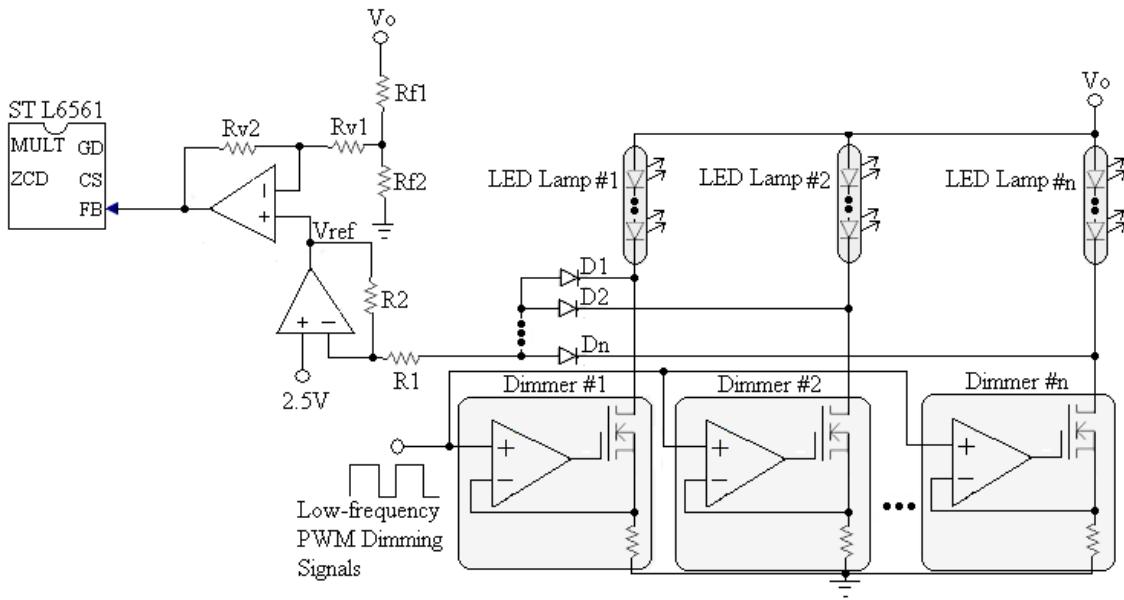


圖8 可調性回授控制電路

#### 肆、實驗結果

為了驗證所研究的可調光LED驅動器，本文設計並測試了離型電路，其規格如下所列：

- 輸入電壓：90 V ~ 270 V
- 額定輸出功率：60 W
- 額定輸出電流：1.4 A
- 發光二極體規格：本文內每串LED由13顆LUMILEDS emitter型串聯而成。  
LUMILEDS二極體是1.2-W的高亮度LED，在350 mA額定電流下其正常工作電壓為3.42 V。

圖9為本實驗的線路圖，如式(13)至(16)，耦合電感的設計參數 $L_m$ 、 $L_{lk1}$ 與 $n$ 可以分別計算為86  $\mu$ H、11  $\mu$ H與1.13，二次側漏感的測量結果是14  $\mu$ H。

由式(19)，耦合電容 $C_p$ 在直流鍵電壓漣波為15 V時，可以選用1  $\mu$ F，此時測出的電感電流如圖10所示。可以觀察得知輸入電流操作在CCM，而輸入整流電流 $|I_{in}|$ 加上 $I_{lk1}$ 則在邊界模式下，此結果跟圖5的理論分析是一致的。本文中使用TM PFC控制IC的SEPIC PFC電路，並不需要如一般傳統TM PFC電路加上大輸入濾波器。測量之輸入電壓以及電流如圖11(a)與圖11(b)所示，輸入電流已經很接近弦波，也跟輸入電壓同相。

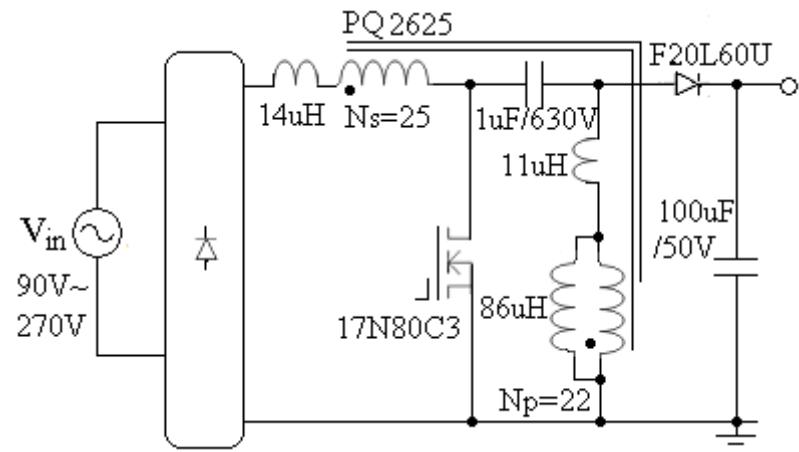


圖9 本實驗的線路圖

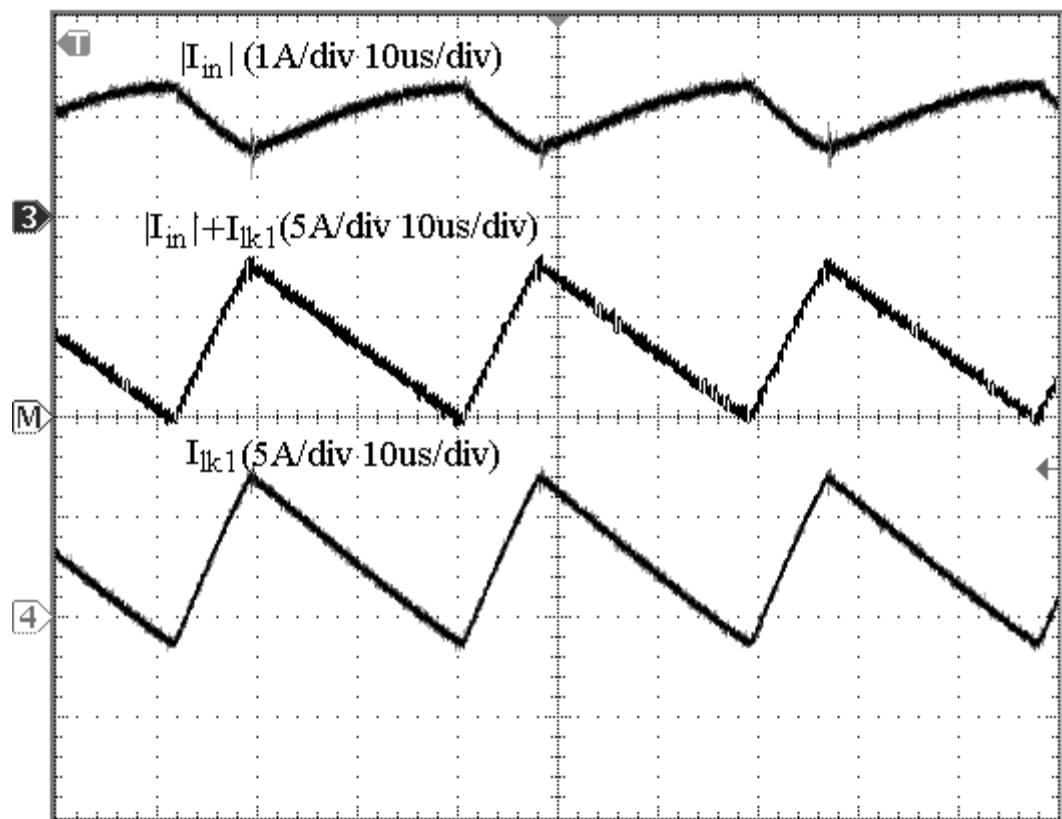
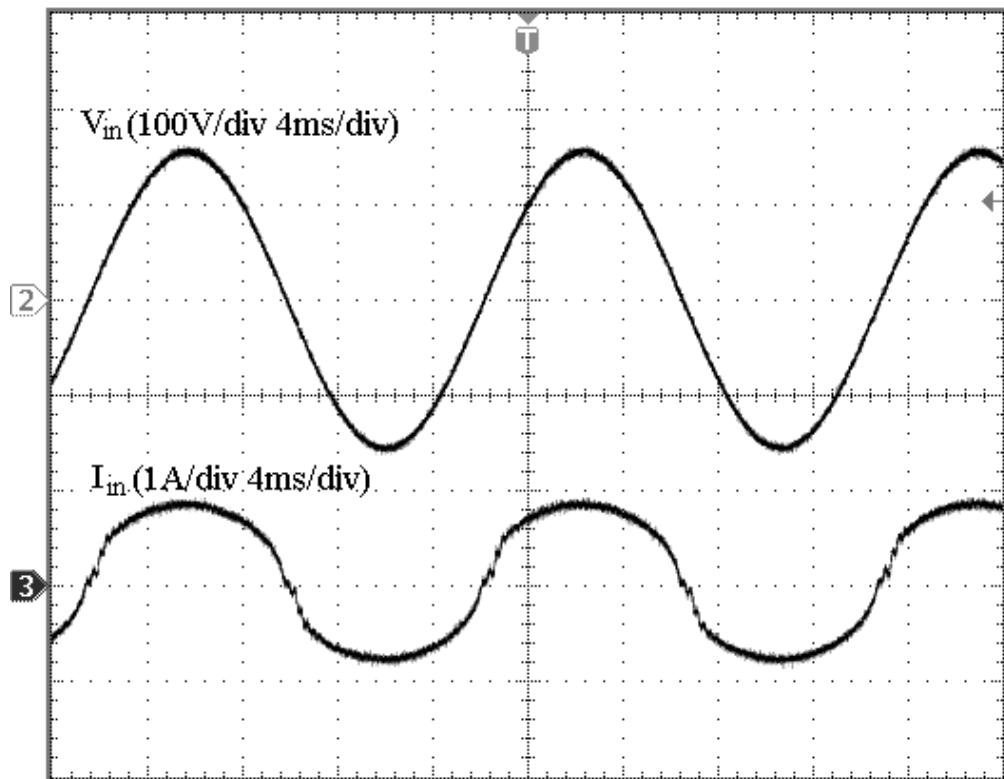
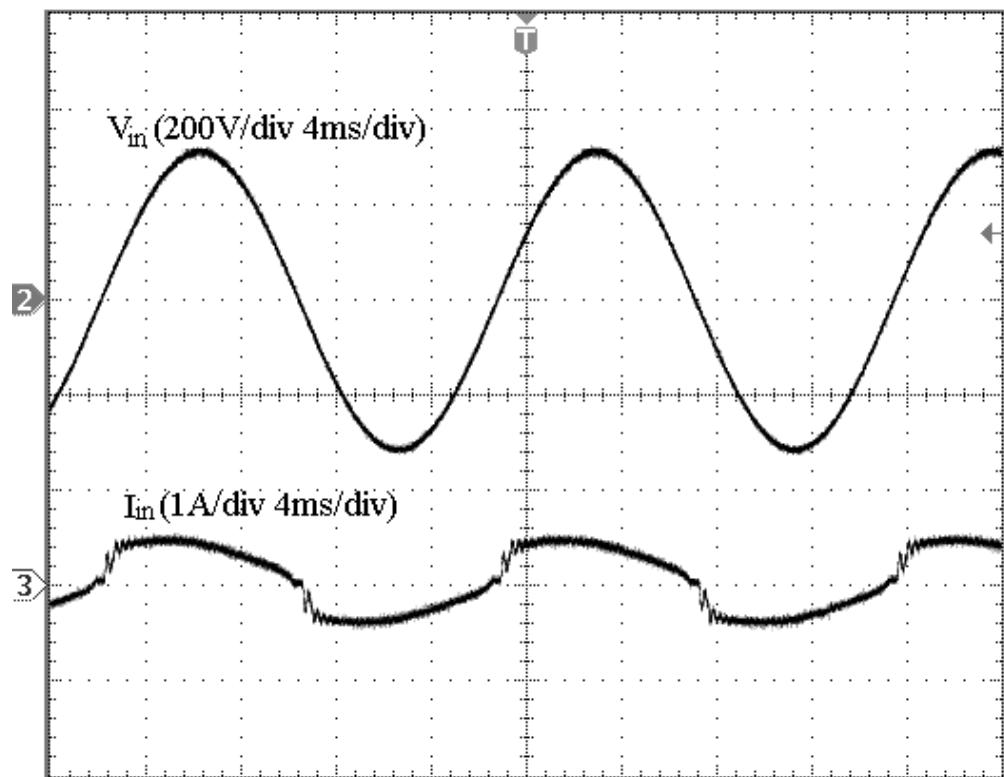


圖10 本實驗測出的電感電流



(a)



(b)

圖11 輸入電壓與輸入電流：(a) 110V與(b) 220V

圖12顯示輸入電壓分別為110 V和220 V時的輸入電流諧波，可以得知其符合IEC 61000-3-2 Class C的規範。在不同輸入電壓下的電路效率與功率因數則如圖13所示，在廣域輸入電壓範圍內，轉換效率均大於0.93，且功率因數均高於0.91。圖14是輸出二極體的電流波形，因為有零電流截止的機制，所以可以忽略此二極體的逆向損失。

本論文使用一種改良型PWM調光方式來控制多個LED並聯的驅動電流，圖15是在不同調光操作下所量測出的LED電流。四個LED的最高電流均為350 mA，本文只用一個PWM控制器就可以調節LED驅動電流的平均值而實現LED調光功能。圖16是LED驅動器的輸出電壓變異量，由圖可以觀察LED電壓在操作時間越長而其溫度提升的時候會變低，本文設計一種可調性回授控制電路，可以降低調光電晶體的功率損失。若LED串的介面溫度不同，此功率損失也會隨之不同，在實際設計上為了達到同樣的溫度，所有的LED串是佈置在同一散熱片上。

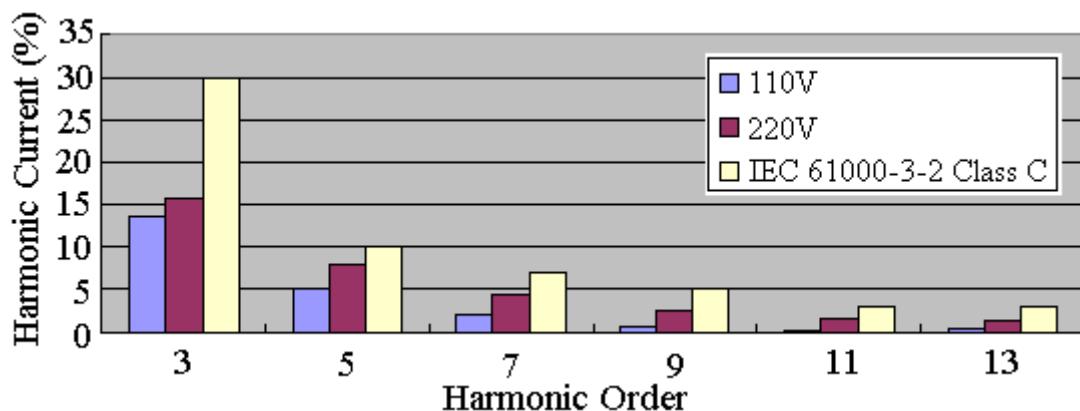


圖12 電流輸入電流諧波

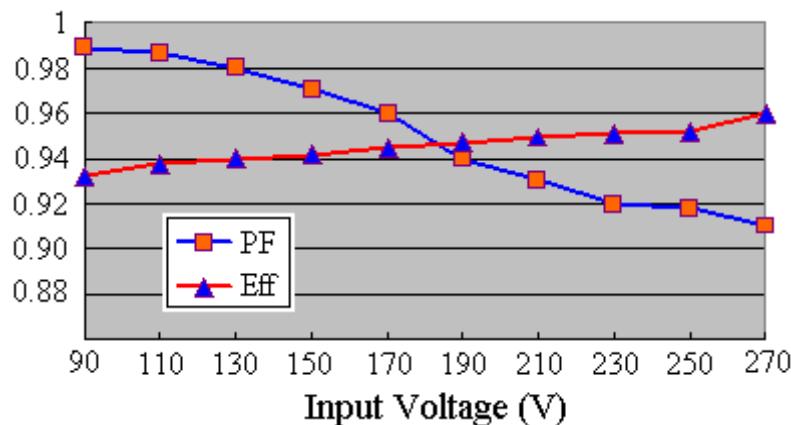


圖13 在不同輸入電壓下的效率以及功率因數

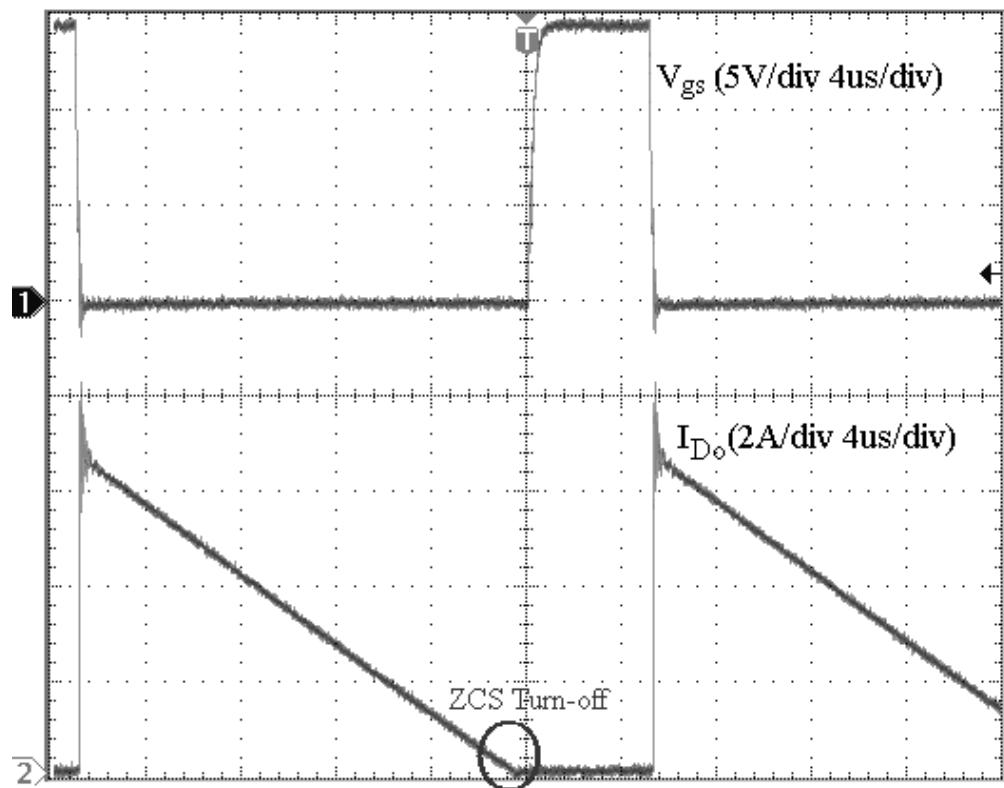


圖14 輸出二極體的電流波形

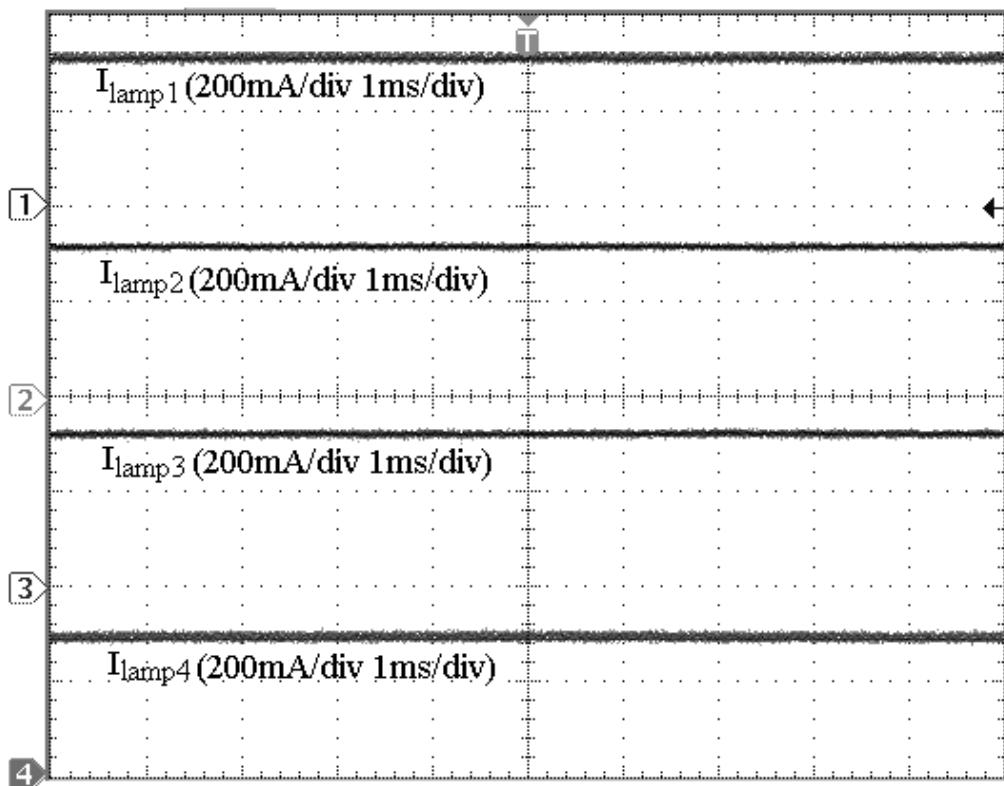
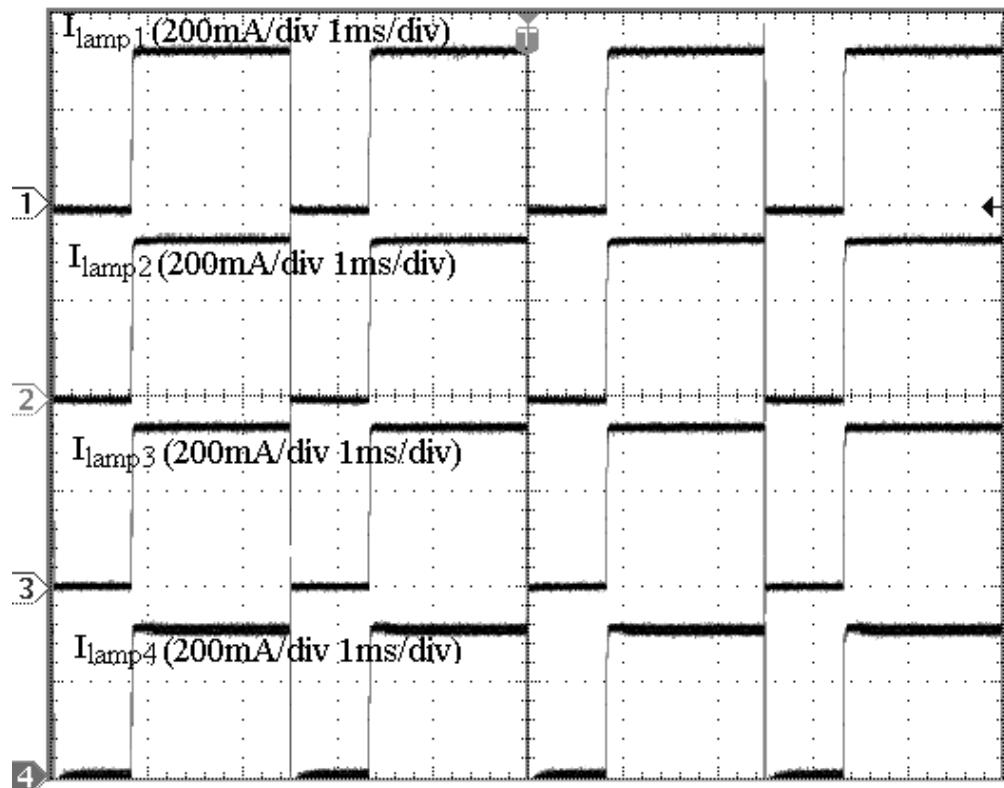
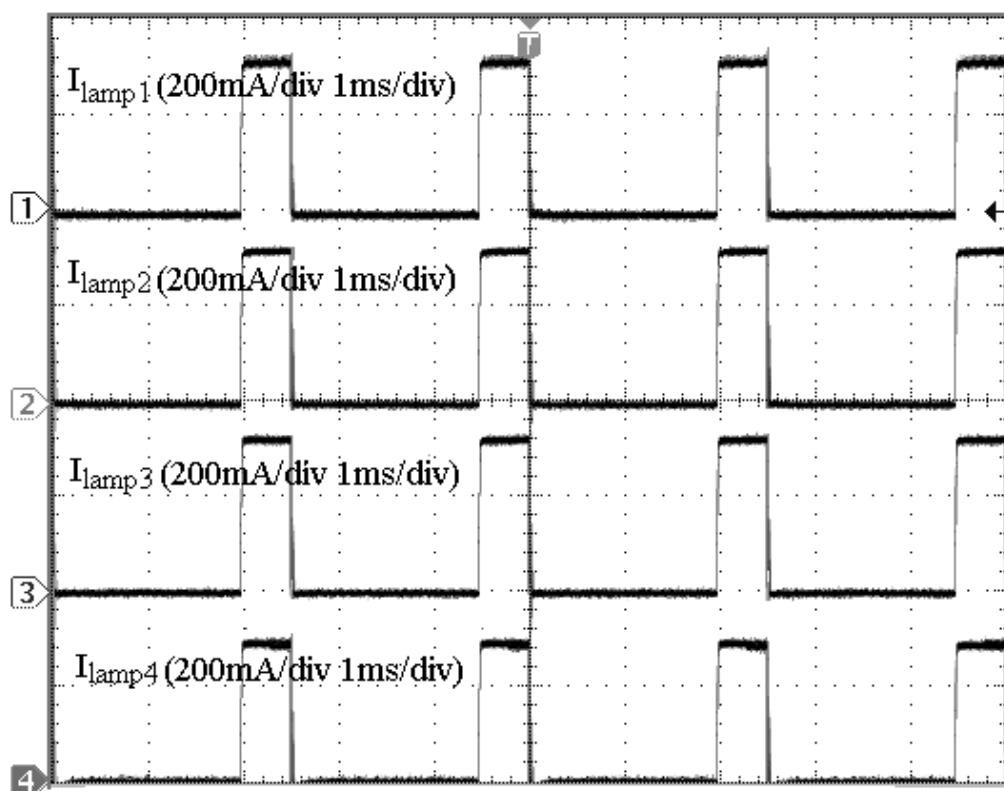


圖5 (a)(後續)



(b)



(c)

圖15 (a) 100% 、(b) 70% 與(c) 20% 調光下所量測的四組LED電流

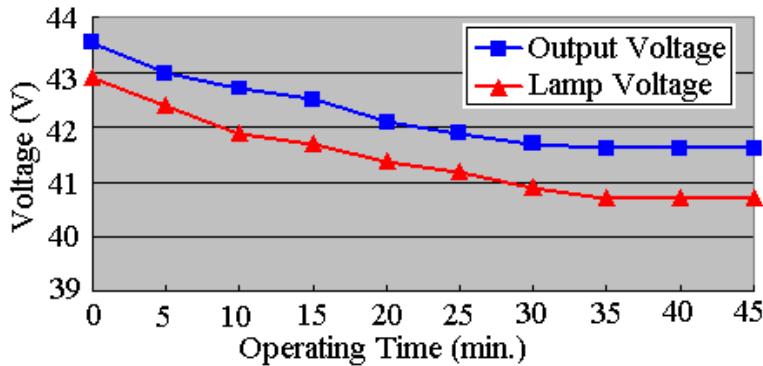


圖16 LED電壓與輸出電壓之變異量

圖17是在不同調光狀況下的效率變異量，利用本文所提之調光控制方式，在220 V輸入電壓、25%調光的狀況下可以提升3%的效率。如圖十八所示係在額定負載操作時的功率損耗分佈圖，在低電壓輸出設計下，輸出側大電流漣波所造成的損失會讓整機效率下降，可以藉由提高輸出電壓準位來解此問題。不過，若輸出電壓高於50 V，為了安規考量，LED驅動器就一定要具備電氣隔離。

在高壓設計下也會面臨到功率元件的耐壓問題，因此電路成本以及功率損耗也會提升。本文實作一台輸出功率60 W、輸出電壓43 V的離型電路，使用簡單的可調性回授控制即可表現高轉換效率。圖十九為使用可調性回授控制以及傳統定電壓控制的TM SEPIC PFC架構之性能比較，可得知本文所提的架構在90 V ~ 270 V廣域電壓輸入下具有比較高的效率以及功因。

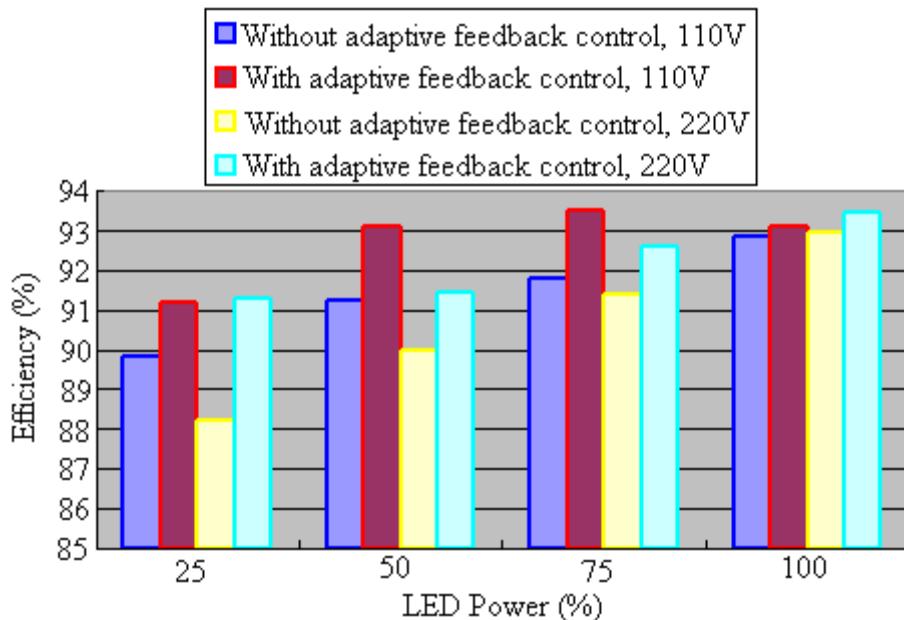


圖17 有加與未加可調性回授控制(包含調光電路)的LED驅動器效率比較

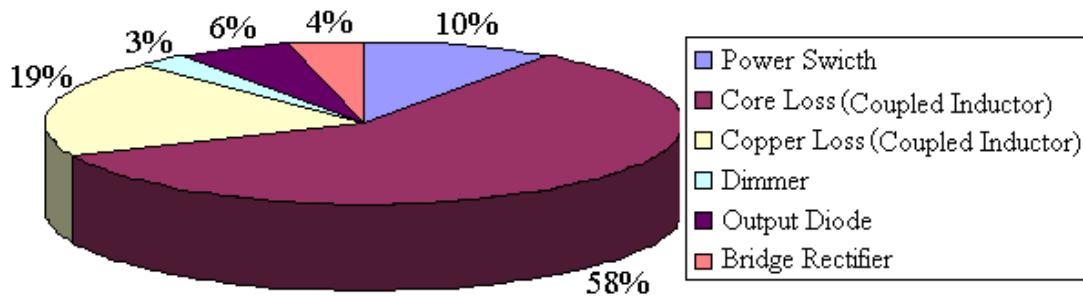


圖18 功率損耗分佈圖

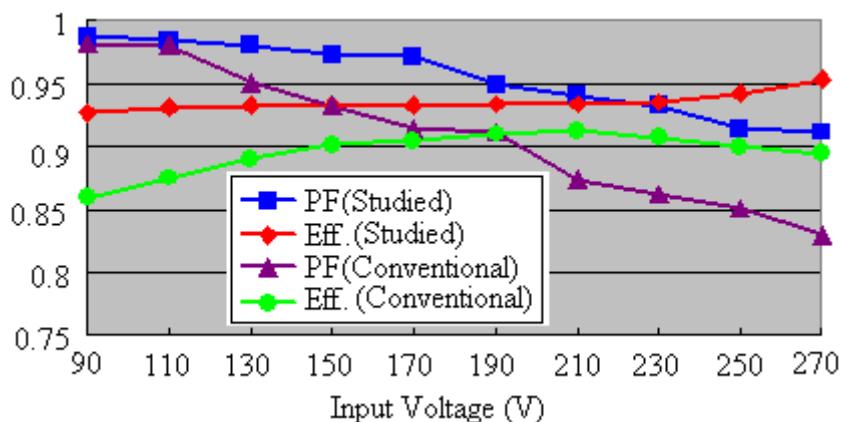


圖19 本文所提與傳統LED驅動器的效率與功率因數比較

## 伍、結論

本論文是在討論一種應用於低功率照明的可調光LED驅動器，在廣域範圍輸入電壓之下，僅利用耦合電感技術即可使輸入電流操作在連續電流模式，同時功率開關與輸出二極體具有零電流切換特性，且LED驅動器並具備可調性回授控制功能，並利用改良式PWM調光技術調節LED電流及亮度要求。故在全範圍輸入電壓，滿載操作條件下，確實達到功率因數0.9以上，轉換器效率高於93%。

## 參考文獻

- [1] C. Y. Wu, T. F. Wu, J. R. Tsai, Y. M. Chen, and C. C. Chen, "Multistring LED backlight driving system for LCD panels with color sequential display and area control," IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 55, Issue 10, pp. 3791-3800, Oct. 2008.

- [2] Maxim-Dallas Semiconductor, “Why drive white LEDs with constant current,” June 2004.
- [3] C. H. Lin, “Digital-dimming controller with current spikes elimination technique for LCD backlight electronic ballast,” IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 53, Issue 6, pp. 1881-1888, Dec. 2006.
- [4] S. J. Choi, K. C. Lee, and B. H. Cho, “Design of fluorescent lamp ballast with PFC using a power piezoelectric transformer,” IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 52, Issue 6, pp. 1573-1581, Dec. 2005.
- [5] S. K. Kim, H. S. Han, Y. J. Woo, and G. H. Cho “Detection and regulation of CCFL current and open-lamp voltage while keeping floating condition of the lamp,” IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 53, Issue 2, pp. 707- 709, Apr. 2006.
- [6] H. J. Chiu, H. M. Huang, H. T. Yang, and S. J. Cheng “An improved single-stage Flyback PFC converter for high-luminance lighting LED lamps,” International Journal of Circuit Theory and Applications, Vol. 32, No. 2, pp. 205-210, Mar 2008.
- [7] H. J. Chiu and S. J. Cheng “LED backlight driving system for large-scale of LCD panels”, IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 54, No. 5, pp. 2751-2760, Oct. 2007.
- [8] H. M. Huang, S. H. Twu, S. J. Cheng, and H. J. Chiu, “A single-stage SEPIC PFC converter for multiple lighting LED lamps,” the 4th IEEE International Symposium on Electronic Design, Test and Applications, Jan. 2008, pp. 15-19.
- [9] Y. Hu and M. M. Jovanovic, “LED driver with self-adaptive drive voltage,” IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 23, Issue 6, Nov. 2008, pp.3116-3125.
- [10] G. Moschopoulos and P. Jain, “Single-phase single-stage power-factor-corrected converter topologies,” IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 52, Issue 1, pp.23–35, Feb. 2005.
- [11] C. S. Lin and C. L. Chen, “A novel single-stage push-pull electronic ballast with high input power factor,” IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 48, Issue 4, pp. 770-776, Aug. 2001.
- [12] W. Guo and P. K.Jain, “A powerFactor-corrected AC-AC inverter topology using a unified controller for high-frequency power distribution architecture,” IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 51, Issue 4, pp. 874- 883, Aug. 2004.
- [13] F. S. Kang, S. J. Park, and C. U. Kim, “ZVZCS single-stage PFC AC-to-DC half-bridge converter,” IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 49, Issue

1, pp.206-216, Feb. 2002.

- [14] J. J. Lee, J. M. Kwon, E. H. Kim, and B. H. Kwon, "Dual series-resonant active-clamp converter," IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 55, No. 2, pp. 699–710, Feb. 2008.
- [15] J. A. Villarejo, J. Sebastian, F. Soto, and E. de Jodar, "Optimizing the design of single-stage power-factor correctors," IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 54, No. 3, pp. 1472-1482 , June 2007.
- [16] A. Nasiri, Z. Nie, S. B. Bekiarov, and A. Emadi, "An on-line UPS system with power factor correction and electric isolation using BIFRED converter, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 55, No. 2, pp. 722–730, Feb. 2008.
- [17] J. M. Kwon, W. Y. Choi, J. J. Lee, E. H. Kim, and B. H. Kwon, "Continuous-conduction-mode SEPIC converter with low reverse-recovery loss for power factor correction," IEE Proc.-Elect. Power Applications, Vol.153, No.5, pp.673-681, Sep. 2006.
- [18] H. Macbahi, J. Xu, A. Cheriti, and V. Rajagopalan, "A soft-switched SEPIC based AC-DC converter with unity power factor and sinusoidal input current," 20th International Telecommunications Energy Conference, Oct. 1998, pp.663-668.
- [19] M. J. Willers, M. G. Egan, S. Daly, and J. M. D Murphy, "Analysis and design of a practical discontinuous-conduction-mode BIFRED converter," IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 46, No. 4, pp. 724-733, Aug. 1999.
- [20] X. Wu, X. Xie, Z. Chen, Z. Qian, and R. Zhao, "Low voltage and current stress ZVZCS full bridge DC-DC converter using center tapped rectifier reset," IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 55, Issue 3, pp.1470-1477, March 2008.
- [21] H. I. Hsieh, J. S. Li, and D. Chen, "Effects of X capacitors on EMI filter effectiveness," IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 55, Issue 2, pp. 949–955, Feb. 2008.
- [22] ST Microelectronics, "Design equations of high-power-factor Flyback converters based on the L6561," Application Note AN1056, Sep. 2003.
- [23] J. Chen and C. Chang, "Analysis and design of SEPIC converter in boundary conduction mode for universal-input power factor correction applications," IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference, Vol.2, pp.742-747, June 2001.
- [24] X. Qu, S. C. Wong, and C. K. Tse, "Color control system for RGB LED light

sources using junction temperature measurement,” the 33rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, pp. 1363-1368, Nov. 2007.

- [25] S. Y. R. Hui and Y. X. Qin, “A general photo-electro-thermal theory for light emitting diode (LED) systems,” the 24th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, Feb. 2009, pp. 554-562.
- [26] Y. X. Qin, D. Y. Lin, and S. Y. R. Hui, “A simple method for comparative study on the thermal performance of light emitting diodes (LED) and fluorescent lamps,” the 24th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference, Feb. 2009, pp. 152-158.