

行政院國家科學委員會專題研究計畫 成果報告

單級單切換開關高功因降升壓式螢光燈電子安定器

計畫類別：個別型計畫

計畫編號：NSC92-2213-E-168-011-

執行期間：92年08月01日至93年07月31日

執行單位：崑山科技大學電機工程系

計畫主持人：莊英俊

報告類型：精簡報告

處理方式：本計畫可公開查詢

中 華 民 國 93 年 9 月 8 日

行政院國家科學委員會專題研究計畫成果報告

單級單切換開關高功因降升壓式螢光燈電子安定器

Single-Stage Single-Switch High-Power-Factor Electronic Ballasts with Buck-Boost Topology for Fluorescent Lamps

計畫編號：NSC 92-2213-E-168-011

執行期限：92年8月1日至93年7月31日

主持人：莊英俊

崑山科技大學電機系

共同主持人：鄭宏良

中山科學研究院電子系統所

計畫參與人員：馮文彥

國立中山大學電機所

計畫參與人員：孫逸鈞

崑山科技大學電機所

一、中文摘要

為了實現高功因、低電流諧波、高效率與低成本之螢光燈電子安定器，本文提出一新型之單級單切換開關高功因降升壓式螢光燈電子安定器，具有電路構造簡單、元件數目少、低電流應力、高效率與低成本等優點。電路架構是整合降升壓轉換器與E類共振式換流器，當降升壓轉換器設計操作於不連續電流模式時，可使電子安定器達到高功率因數。同時，只要適當設計電路參數，主動開關即可工作於零電流切換情況，減少切換損失以達到高效率。

關鍵字：電子安定器，降升壓轉換器，螢光燈，功率因數。

Abstract

In order to meet the requirements of modern electronic devices, such as high power factor, low current harmonics, high efficiency and low cost, a single-switch high-power-factor electronic ballast for fluorescent lamps is proposed in this paper. The electronic ballast will benefit from simpler configuration, fewer components, low current stress and therefore high efficiency and low cost. The proposed ballast circuit is composed of the integration of a buck-boost converter and a class-E resonant inverter. The electronic ballast can achieve unity power factor by operating the buck-boost converter at discontinuous

current mode (DCM). With carefully designed circuit parameters, the active power switches can be operated at zero-current switching, leading to a high efficiency.

Keywords: Electronic ballast, Buck-boost converter, Fluorescent lamp, Power factor.

二、緣由與目的

螢光燈是一種低壓氣體放電燈，係利用氣體放電激發塗在管壁上之螢光粉而發出可見光。燈管兩端都有可放射電子的燈絲電極，燈絲上大多塗有易於游離電子的氧化物。當燈絲加熱到足夠溫度時，可產生游離電子分佈於燈絲附近，此時若在燈管兩端加上足夠高的電壓（啟動電壓），游離電子受兩端所加電場的影響會產生電子電荷運動。高速運動的電子和管內氣體原子相互撞擊，游離出更多的電子和離子，當這種現象達到某一定程度時，燈管即被點亮。由於管內裝的是水銀蒸氣，此時釋放出來的是肉眼無法看到的紫外線，紫外線再次激發管壁的螢光物質轉化成可見光。

螢光燈與大多數的氣體放電燈一樣，呈現負增量電阻(Negative Incremental Resistance)特性，燈管啟動完成後，管內充滿電離子，此時只需在燈管兩端提供一較小電壓值即可維持燈管電弧電流，使燈管維持在點亮狀態。燈管工作於高功率時，管內游離電子密度較高，燈管電壓較低、電弧電流較高；反之，燈管工作於低功率

時，管內游離電子密度降低，燈管電壓反而較高、電弧電流較低。因此，需要安定器來限制流經燈管的電流，以避免燈管燒毀。除了限流功能外，安定器還需要提供足夠高的啟動電壓，使游離氣體產生放電現象。

傳統電磁耦合式安定器工作頻率與市電頻率相同，除體積大、笨重、會發出低頻噪音與閃爍現象外，能量轉換效率亦低，且隨著使用時間呈現衰減現象，加上發熱問題，讓產品設計上受到相當大的限制與困擾。為了改善上述傳統安定器的缺點，電子式安定器乃因應而生。電子式安定器通常工作於 20kHz 以上的高頻，體積小、重量輕、無噪音、不閃爍，將可為所設計的產品提供輕、薄、短、小、高品質、省成本的解決方案，尤其重要的是高頻工作的螢光燈比低頻工作時，有更高的照明效率。此外，一個設計良好的電子式安定器更可延長螢光燈的使用壽命。

電子安定器大多採用共振式換流器 (Resonant Inverter) 為主要的電路架構，以功率半導體元件為開關，作高頻的切換動作，配合負載共振電路，提供螢光燈負載所需的高頻電流。為了提供共振式換流器電路所需的直流電壓，一般的安定器大多利用二極體橋式整流電路或倍壓整流電路將市電的交流電源轉換成直流電壓。而為了獲得穩定的直流電壓，必需在直流側並聯一大電容以降低直流電壓的漣波成分，由於大電容將直流電壓維持在固定的準位，使得整流電路的二極體只在交流電源的電壓高於直流電壓時才導通，導通時間非常短，且導通時電路阻抗相當低。因此，會有很大的脈波狀湧入電流。這種脈波電流波形含大量諧波 (Harmonic)，導致極低的功率因數，亦會造成輸入電壓波形的失真變形、污染電源系統。由實際量測發現，這種脈波電流的總諧波失真 (Total Harmonic Distortion; THD) 會高達 100% 以上，而交流端之輸入功率因數則僅有約 0.6 左右。低功因不僅降低整流器的整流比 (Rectification Ratio) 與電力變壓器的利用因數 (Transformer Utilization Factor)，迫使

相關元件與設備的額定容量必須提高，以供應負載所需。此外，高次諧波電流常導致控制電路及電力保護設備的誤動作，並使量測儀器或通訊系統受到干擾。以往，由於電子安定器未被廣泛使用，這些問題並未受到重視；如今，由於電子安定器的普及應用，其低功率因數與高電流諧波所造成的電力系統污染，已不能再等閒視之了。有鑑於此，歐、美、日等先進國家對於電子安定器相關產品的功率因數及諧波含量都予以詳加規範。因此，如何改善功率因數及降低總諧波失真，乃成為設計電子安定器的重要課題[2-5]。

欲達到高功因及低總諧波失真要求，可在電路的輸入端上加入適當的電力濾波電路。濾波電路可概分為被動式濾波電路與主動式功因修正電路 (Active Power-Factor-Corrector; PFC)。傳統的被動式濾波電路是由被動元件組成，包括：電感、電容和被動開關 (二極體)，利用改變輸入電流流入直流濾波電容的路徑與時間來改善輸入電流的波形和相位，設計適當的電路參數可以達成一定程度的功因修正功能。其優點為電路結構簡單、堅固耐用、成本低廉。然而，被動式濾波電路工作頻率與市電相同，其元件的體積大、重量重，且低頻工作的電感易產生哼聲等諸多的缺點。除此之外，被動式濾波電路由於不含主動元件，無法因應輸入電壓或負載的變化，調節直流鏈電壓。因此，必須針對特定輸入電壓及負載設計，一旦輸入電壓或負載有所變化，功因改善及諧波消除的效果就不如預期。所以，就設計可調光電子安定器而言，被動式濾波電路並不可行。

主動式功因修正電路由儲能元件、切換開關元件及控制電路組成，位置是在整流電路與直流鏈電容之間。控制電路驅動開關元件作高頻切換，並偵測輸入和輸出電壓，因應不同功率負載的需求，來控制主動開關切換的時機，使儲能電感進行能量儲存與釋放，以改變輸入功率與電流波形。經由適當的操作程序，可精確地控制輸入電流的波形及大小，使成為高頻的脈動波形，其波包或平均值能追隨交流電源

電壓波形，並且保持同相位，達到功因修正及穩壓的功能。目前，已有多種電路架構被應用於主動式功因修正電路，如降壓式轉換器(Buck Converter)、升壓式轉換器(Boost Converter)、降升壓式(Buck-Boost Converter)、返馳式轉換器(Flyback Converter)…等，及多種控制方式，如電壓追隨法(Voltage Follower)、誤差相乘法(Error Multiplier)、磁滯電流控制法(Hysteresis Current Control)…等，均可將功因提高至接近 1，總諧波失真可被抑制到 10% 以下，功因修正的效果非常良好。

以交流/直流轉換器作為功因修正電路，其常見的電路架構有升壓式轉換器、降升壓式及返馳式轉換器。設計儲能電感工作於不連續電流模式(Discontinuous Current Mode; DCM)時，可以使安定器工作於高功因狀態。當輸入電壓變動時，以改變主動開關元件的工作頻率或責任週期(Duty Ratio)來達到穩定的輸出功率。升壓式轉換器的輸出電壓高於電源電壓，開關元件與直流鏈電容及整流後的電源電壓成共地的連接方式。與共振式換流器整合時，只需多加一個二極體來避免換流器能量流入轉換器，整合後的單級高功因電子式安定器，電路較為簡單。然而，當電感工作於不連續電流模式，欲得到高功因目的，直流鏈電壓需遠高於輸入交流電壓的峰值，因此需要使用高耐壓值元件，功率元件的切換和導通損失也較大。反之，以降升壓式或返馳式轉換器作為功因修正電路之單級高功因安定器，並無高輸出電壓的限制，只要在每一電源週期內，固定切換開關的工作頻率與導通責任週期，控制儲能電感工作於不連續電流模式即可得到功因修正的功能。降升壓式及返馳式轉換器原理相同，返馳式轉換器在設計上只是多了變壓器圈數比做參數轉換，電路結構相似，而以返馳式轉換器的變壓器在做能量轉換時，可提供電壓隔離功能，然而，相較於電感會有較大損失，漏磁現象與電路干擾也較嚴重。綜合以上，降升壓式轉換器較適合應用於單級高功因電子式安定器，也是本計畫的研究主題。

圖 1 雙級高功因電子安定器電路架構的前級以降升壓轉換器作為功因修正電路；後級以 E 類共振換流器驅動燈管。若能將圖 1 中的開關 S_1 與開關 S_2 整合共用，則可以節省一組控制電路與一個主動開關，整合後的安定器為單級單切換開關的電路架構。由於只需要一個主動開關，控制電路更為簡單，電路成本因而降低，並且因為減少了能量轉換流程，電路效率因而提高。

圖 2 為於 Ed Deng 和 Slobodan Ćuk 於一九九五年提出的整合電路，具有電路構造簡單與高電路效率的優點[6]。然而，圖 2 中的降升壓轉換器與 E 類共振換流器存在著能量的「交互作用」，輸入功率並不是全部經由降升壓轉換器傳遞給後級的共振電路，部分能量會直接輸送至 E 類共振換流器，使得降升壓轉換器（事實上已不再是單純的降升壓轉換器）的功因修正效果降低。另一方面，由於輸入電壓直接傳遞部分能量給 E 類共振換流器， V_{cl} 存在著輸入電壓漣波，導致燈管電流存在著輸入電壓的漣波成分，燈管電流的峰值因數較高，影響燈管的使用壽命。

三、電路工作原理

為改善前述傳統單級高功因電子安定器缺點，本文整合降升壓轉換器與 E 類共振換流器的切換開關，提出新型的單級單切換開關之高功因電子安定器，如圖 3 所示[7]。電路由被動濾波器(L_m 、 C_m)、橋式整流器、降升壓轉換器與 E 類共振換流器所組成。降升壓轉換器包括主動開關 S 、二極體 D_1 與 D_2 、儲能電感 L_p 與直流鏈電容 C_{dc} 。E 類共振換流器包括主動開關 S 、二極體 D_3 與 D_4 、電感 L_1 、直流鏈電容 C_{dc} 與共振電路(L_s 、 C_s 、 C_p 、 C_f 、燈管)。 D_1 與 D_3 阻隔了輸入電源與 E 類共振換流器，並以 D_4 提供共振電流 I_r 的流通路徑，使輸入功率只能經 L_p 傳遞到 C_{dc} ，再由 C_{dc} 將能量傳遞到 E 類共振換流器，改善了傳統單級高功因電路的缺點，保存降升壓轉換器與 E 類共振換流器的特性與優點。 L_m 、 C_m 與整

流電路之後的 C_2 用來濾除降升壓轉換器的電感電流 I_p 的高頻成分，使輸入電流呈正弦波。

欲提高安定器效率與改善功率因數，需設計降升壓轉換器工作於不連續電流模式，亦即，電感電流 I_p 必需在下一個開極電壓 V_{gs} 的脈波週期之前，下降至零；E 類共振換流器工作於最佳化或次佳化第一型的工作模式，使開關 S 在導通之前，電流流過 D_4 ，因而，開關 S 在切換導通時， V_{cl} 等於 $-0.7V$ 。儲存於電容 C_1 上的能量幾乎為零，將開關 S 的切換導通損失減至最低。由上述的假設條件，在一個高頻的週期內，根據開關元件的導通狀態可將電路分為五個操作模式，如圖 4 所示。圖 5 顯示在各工作模式下的電壓電流理論波形。

為了簡化分析，本電路作以下假設：

- (1) 所有開關元件皆為理想，也就是說，導通時，視為短路；關閉時，視為開路。
- (2) 直流鏈電容 C_{dc} 與電感 L_1 均足夠大，可將直流鏈電壓 V_{dc} 和直流電流 I_{dc} 分別視為直流電壓源及直流電流源。
- (3) 電源頻率 f_L 遠小於主動開關 S 的切換頻率 f_s ，因此，在每一個高頻工作週期內，輸入電壓可視為定值。
- (4) f_s 大於共振電路於開關 S 導通時的共振頻率 f_{ol} 。
- (5) 共振電路的負載品質因數 Q_L 足夠高，將共振電流 I_r 視為正弦波。
- (6) 螢光燈管點亮前，視為開路；點亮穩定工作時，視為純電阻特性。

一、工作模式 I ($t_0 < t < t_1$):

在工作模式 I 之前，直流電流 I_{dc} 與共振電流 I_r 的差值為負， $(I_{dc}-I_r)$ 流過二極體 D_4 ，開極電壓 V_{gs} 為低電位，主動開關 S 截止，兩端電壓等於整流後的輸入電壓 V_{rec} 。工作模式 I 開始於 V_{gs} 由低電位變為高電位的瞬間，開關 S 切換導通， V_{rec} 跨在儲能電感 L_p 兩端，由於 L_p 工作於不連續電流模式，電感電流 I_p 由零開始線性上升，此時 I_p 等於開關電流 I_s 。若不考慮開關 S 的寄生電容效應，開關 S 可於零電流情況下切換

導通。 I_p 上升斜率與整流後的輸入電壓成正比。然而，開關 S 切換導通之前電壓等於 V_{rec} ，因此，並沒有零電壓切換導通的優點。當 $I_{dc}-I_r$ 變為正值時，二極體 D_4 截止，進入工作模式 II。

二、工作模式 II ($t_1 < t < t_2$):

開極電壓 V_{gs} 保持在高電位，電流 $I_{dc}-I_r$ 為正值並流過開關 S ；電感電流 I_p 持續線性上升，開關電流包含 $I_{dc}-I_r$ 與 I_p 。當開極電壓 V_{gs} 由高電位變為低電位時，開關 S 截止，此時， I_p 到達峰值，進入工作模式 III。

三、工作模式 III ($t_2 < t < t_3$):

進入工作模式 III 時，開關 S 截止，流過開關 S 的電流必需轉向。其中，電感電流 I_p 流過二極體 D_2 對直流鏈電容 C_{dc} 充電，直流鏈電壓 V_{dc} 跨在儲能電感 L_p 兩端， I_p 開始線性下降；電流 $I_{dc}-I_r$ 為正值並流過電容 C_1 ，電容電壓 V_{cl} 由零開始上升。 V_{cl} 於 $I_{dc}-I_r$ 等於零時到達最高值，此後， $I_{dc}-I_r$ 為負值， V_{cl} 開始下降。由於 I_p 的峰值與 V_{rec} 成正比關係， I_p 下降到零的時間隨著輸入電壓大小而變動。當輸入電壓較高時， I_p 比 V_{cl} 晚下降到零，電路進入工作模式 IV-a，理論波形如圖 5 (a) 所示；反之，當輸入電壓較低時， I_p 比 V_{cl} 早下降到零，電路進入工作模式 IV-b，理論波形如圖 5 (b) 所示。

四、工作模式 IV-a ($t_3 < t < t_4$):

當 V_{cl} 下降至 $-0.7V$ 時，二極體 D_4 導通， $I_{dc}-I_r$ 仍為負值， $I_{dc}-I_r$ 由 C_1 轉向而流過 D_4 ， V_{cl} 維持在 $-0.7V$ ，對於不連續電流的工作模式，電感電流 I_p 在開極電壓 V_{gs} 由低電位變為高電位之前，遞減到零，此時，進入工作模式 V。

五、工作模式 IV-b ($t_3 < t < t_4$):

在此工作模式中， I_p 為零， D_2 截止。 V_{cl} 大於零， $I_{dc}-I_r$ 繼續流過 C_1 ， V_{cl} 持續下降。當 V_{cl} 下降到 $-0.7V$ ， D_4 導通，電路進入工作模式 V。

六、工作模式 V ($t_4 < t < t_5$):

閘極電壓 V_{gs} 仍在低電位， Q_2 截止， $I_{dc}-I_r$ 流過二極體 D_4 。當 V_{gs} 變為高電位時， Q_2 導通，電路進入下一高頻週期的工作模式 I。

四、E 類共振換流器電路分析

根據前節對於電路工作模式的分析，本文提出的單級單切換開關之整合式電子安定器，沒有降升壓轉換器與 E 類共振換流器能量交互傳遞的現象。因此，推導電路設計方程式時，可以將兩者分開討論。本節將針對 E 類共振換流器電路的特性，推導電路的設計方程式，配合燈管電阻模型，設計參數使電路工作零電流切換導通，以達到高功率因數與高效率要求。

將螢光燈管的等效電阻模型代入圖 3 中的 E 類共振換流器，得到燈管負載之 E 類共振換流器電路，如圖 6 所示。圖 6 電路並未畫出二極體 D_3 ，因為 D_3 用來阻隔輸入功率直接流入 E 類共振換流器，它與開關 S 串聯，在共振換流器電路中並無作用。 R_{arc} 與 r_f 分別代表燈管電弧電阻與燈絲電阻。

事實上，因為燈絲電阻遠小於電弧電阻，因此，忽略燈絲電阻。電容 C_f 和 C_p 的容抗，除非是計算燈絲功率，忽略燈絲電阻於分析共振電路時，並不會有多大誤差。接著將並聯的電容 C_f 與電容 C_p 等效為一電容 C_{pf} ，其電容值等於

$$C_{pf} = C_p + C_f \quad (1)$$

電弧電阻 R_{arc} 並聯燈絲電容 C_{pf} 可以等效成一電阻 R_{eq} 與一電容 C_{eq} 串聯，如(2)與(3)式所示。

$$R_{eq} = \frac{R_{arc}}{1 + \omega_s^2 R_{arc}^2 C_{pf}^2} \quad (2)$$

$$C_{eq} = \frac{1 + \omega_s^2 R_{arc}^2 C_{pf}^2}{\omega_s^2 R_{arc} C_{pf}} \quad (3)$$

其中 $\omega_s = 2\pi f_s$ 為切換頻率的角速度。其次將 C_s 串聯 C_{eq} 化簡為電容 C_{ss}

$$C_{ss} = \frac{C_s C_{eq}}{C_s + C_{eq}} \quad (4)$$

因為共振電路呈電感性，可以將串聯的 L_s 與 C_{eq} 化簡為單一電感 L 。最後，得到圖 4 E 類共振換流器之簡化電路，如圖 7 所示。

$$L = L_s - \frac{1}{\omega_s^2 C_{ss}} \quad (5)$$

五、電路設計

本文以 OSRAM PL-27W 小型螢光燈為實例，設計電路參數，使安定器工作於 DCM 與 ZCS，以達到高功因與高效率目標。電路規格如表 1 所示。電路參數設計步驟如下：

一、直流鏈電壓 V_{dc} 、責任週期 d_r

將降升壓轉換器工作於 DCM，選擇開關 S 的電流額定時，必需同時考慮降升壓轉換器與 E 類共振換流器兩者流過開關 S 的電流。針對 E 類共振換流器電流， I_{dc} 與 V_{dc} 成反比，

$$V_{dc} = \frac{P_{lamp}}{I_{dc}} \quad (6)$$

電感電流的峰值發生於輸入電壓峰值時，等於：

$$I_{p,peak} = \frac{4P_{lamp}}{V_m d_r} \quad (7)$$

選擇 $V_{s,max}$ 與 $I_{s,max}$ 分別小於 300V 及 3A，設計電路的責任週期 d_r 等於：

$$d_r = 0.38 \quad (8)$$

依據所設計的責任週期，直流鏈電壓 V_{dc} 必需大於 95V 才能使降升壓轉換器工作於 DCM，考慮安全餘裕，設計直流鏈電壓為：

$$V_{dc} = 100 \text{ (V)} \quad (9)$$

二、降升壓轉換器電感 L_p

假設電路效率為 90%，計算出電感 L_p 等於：

$$L_p = 0.81 \text{ mH} \quad (10)$$

三、並聯電容 C_f

由燈絲功率求出燈絲電容 C_f ，

$$C_f = 7.45 \text{ (nF)} \quad (11)$$

四、串聯電感 L_s 、串聯電容 C_s 、並聯電容 C_p 與 C_l 將 $d_r=0.38$ 、 $V_{dc}=100$ (V) 代入公式，計算 E 類共振換流器工作於最佳化時的 R_{eq} 等於 92.4 Ω ，再由 $R_{eq}=92.4 \Omega$ 可求得 L 及 C_l 等於：

$$L=0.81 \text{ (mH)} \quad (12)$$

$$C_l=11.92 \text{ (nF)} \quad (13)$$

共振電路的品質因數可表示為：

$$Q_L = \frac{\sqrt{\frac{L_s}{C_{ss}}}}{R_{eq}} \quad (14)$$

選擇 Q_L 等於 2.5 並代入等效電路圖，可求得 L_s 及 C_{ss} ：

$$L_s = 1.5 \text{ (mH)} \quad (15)$$

$$C_{ss} = 28.2 \text{ (nF)} \quad (16)$$

整理(2)式與(3)式，

$$C_{pf} = \frac{\sqrt{\frac{R_{arc} - R_{eq}}{R_{eq}}}}{\omega_s R_{arc}} \quad (17)$$

$$C_{eq} = \frac{1}{\omega_s \sqrt{R_{eq}(R_{arc} - R_{eq})}} \quad (18)$$

由(17)式與(18)式，求得：

$$C_{pf} = 17 \text{ (nF)} \quad (19)$$

$$C_{eq} = 114.7 \text{ (nF)} \quad (20)$$

再由(1)式與(4)式，求得：

$$C_s = 37.4 \text{ (nF)} \quad (21)$$

$$C_p = 9.55 \text{ (nF)} \quad (22)$$

六、實測結果

將前節所推導的電路參數，實際製作的電路驅動 OSRAM PL-27W 小型螢光燈管。電路規範及參數如表 2 所示。

圖 8 顯示燈管工作於額定功率時的輸入電壓 V_s 、輸入電流 I_{in} 與電感電流 I_p 波形，在整個電源週期內，電感電流皆工作在不連續模式，因此，輸入端可以達到高功率因數。輸入電流非常接近正弦波且與輸入電壓同相，安定器效率為 92%；功率因數為 0.99；輸入電流的總諧波失真為

9.8%。

圖 9 顯示燈管電壓 V_{lamp} 及燈管電弧電流 I_{arc} 的波形，兩者波形接近正弦波，燈管功率等於 26.2 W，燈管電壓與電弧電流幾乎同相，燈管呈現電阻性；燈管電流的峰值因數 CF 等於 1.42。

圖 10 顯示 V_{gs} 、 I_r 、 I_s 與 I_{cl} 波形，共振電流幾乎為正弦波；開關於導通瞬間會有突波電流，這是因為寄生電容於開關切換導通時瞬間放電，若主動開關採用快速電晶體，可以減少寄生電容，降低突波電流，如此，開關以零電流切換導通。圖 11 顯示 V_{gs} 、 I_s 、 I_{cl} 與 V_{cl} 波形，比較 I_{cl} 與 V_{cl} 波形發現， I_{cl} 於 V_{cl} 到達零電壓時截止，這是由於並聯二極體 D_4 的作用，將 V_{cl} 箝制於 -0.7V。

七、結論與討論

高效率、高功因、低成本的電子安定器已成為下一代安定器的發展趨勢，不僅關係著用電品質的提升，間接降低電廠發電造成的環境污染，更關係著安定器在國際市場上，是否具備競爭力的一大關鍵。本文以降升壓式轉換器作為功因修正電路；以 E 類共振換流器作為螢光燈驅動電路，成功地將功因修正電路與燈管驅動電路整合成單級結構，提出新型的單級單切換開關高功因螢光燈電子安定器。此新型的電路只需要一組控制電路與一個主動元件，使用的元件減少，可靠度及效率更高，成本也大幅降低，更能符合電子產品「輕、薄、短、小」的設計趨勢。經由實際製作電路驅動 PL-27W 快速啟動型螢光燈管，實驗的結果相當令人滿意，其功率因數均高於 0.99；電流總諧波失真 10% 以下；電路效率高達 92%。

八、參考文獻

- [1] E. E. Hammer, "High Frequency Characteristics of Fluorescent Lamps up to 500 kHz," Journal of the Illuminating Engineering Society, pp. 52-61, Winter 1987.
- [2] R. P. Verderber, O. C. Morse, and W. R.

Alling, "Harmonics from Compact Fluorescent Lamps," IEEE Industrial Applications Society Annual Meeting, pp. 1853-1858, 1991.

[3] S. Datta, "Power Pollution Cased by Lighting Control System," IEEE Industrial Applications Society Annual Meeting, pp. 1842-1852, 1991.

[4] M. Kazerani, P. D. Ziogas, and G. Joos, "A Novel Active Current Waveshaping Technique for Solid-State Input Power Factor Conditioners," IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 38, No. 1, pp. 72-78, Feb. 1991.

[5] Z. Lai and K. M. Smedley, "A Family of Continuous-Conduction-Mode Power-Factor Correction Controllers Based on the General Pulse-Width Modulator," IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 13, No. 3, pp. 501-510, May 1998.

[6] E. Deng and S. Čuk, "Single Switch, Unity Power Factor, Lamp Ballasts," IEEE Applied Power Electronics Conference, pp. 670-676, 1995.

[7] Chin S. Moo, Hung L. Cheng and Yong N. Chang, "Single-Stage High-Power-Factor Electronic Ballast with Asymmetrical Pulse-Width-Modulation for Fluorescent Lamps," IEE Proceedings-Electric Power Applications, Vol.: 148, Issue: 2, pp. 125-132, March 2001.

九、計畫成果自評

本計畫提出的單極單切換開關高功因降升壓式螢光燈電子安定器，經由實驗證實此電路具有以下的優點：

1. 整合後的單級電子安定器，電路結構獲得簡化，也減少了一級的功率轉換損失，使整體的電路轉換效率提高，實現製作一高功因、高效率、高可靠度、低諧波的螢光燈電子安定器。
2. 經由文中的參數設計程序，讓電子安定器的設計者有一明確的設計法則供遵循。
3. 只需要一個主動開關，具有電路構造簡單與高效率的優點。透過元件位置的巧

妙安排，降升壓式轉換器與 E 類共振換流器不存在功率的「交互作用」，解決了以往此類安定器的高燈管電流峰值因數的問題。

4. 其主動開關為功因修正電路與燈管驅動電路共用，減少了一組控制電路與一個主動開關。

綜合各項結果可知，本計畫的執行，已完全達到預定的成果。

圖表

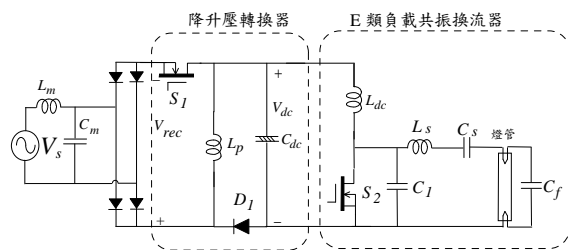


圖 1 E 類共振換流器之雙級高功因電子安定器

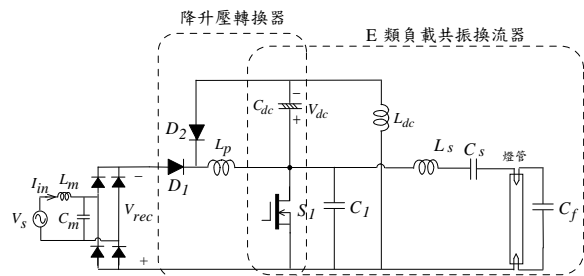


圖 2 Deng 與 Čuk 提出之單級單切換開關高功因電子安定器

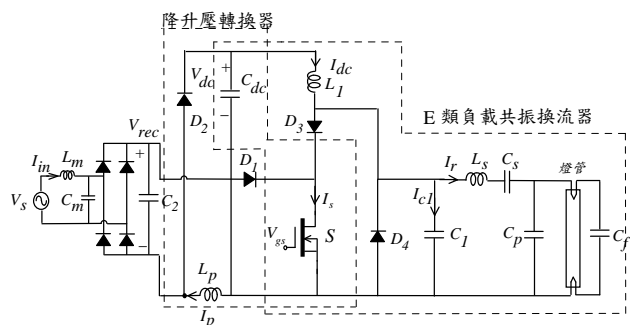
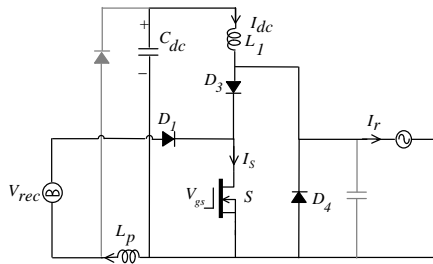
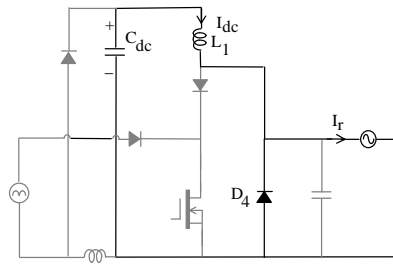


圖 3 新型單級單切換開關高功因電子安定器

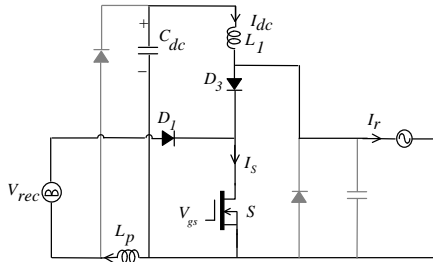


(a) 工作模式 I

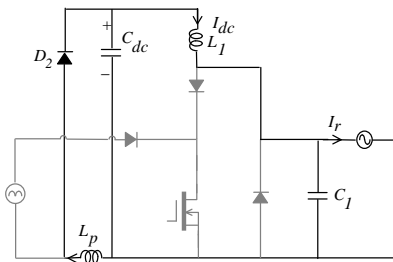


(f) 工作模式 V

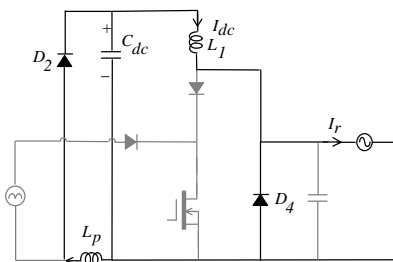
圖 4 工作模式



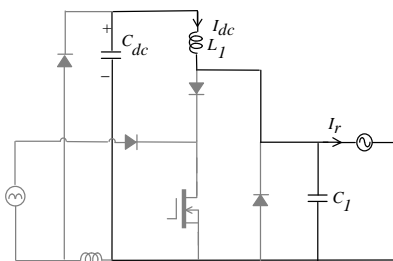
(b) 工作模式 II



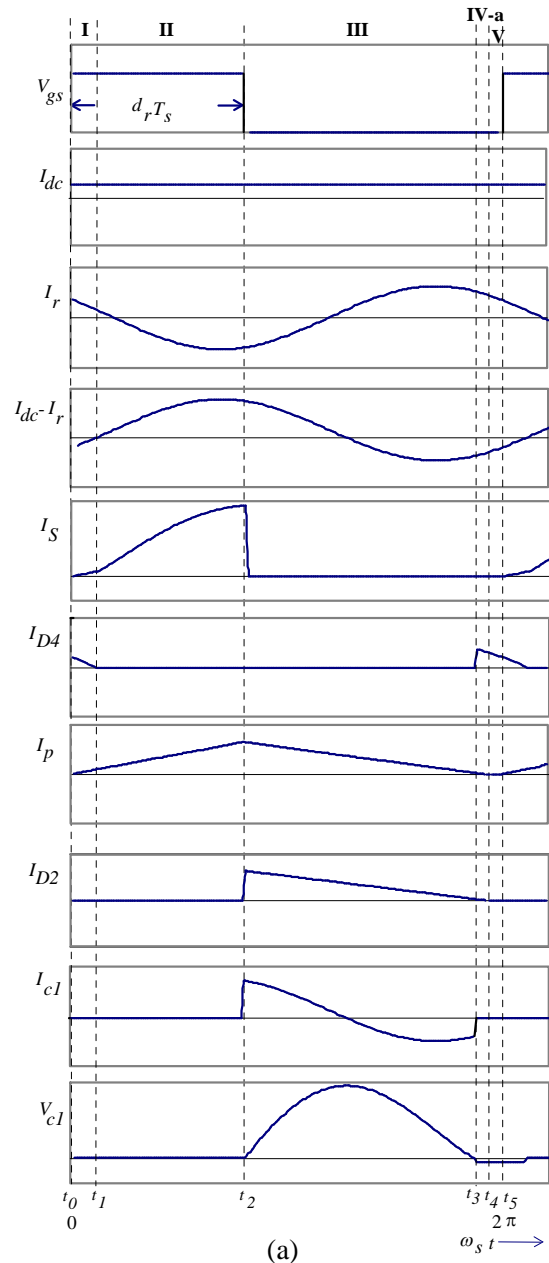
(c) 工作模式 III



(d) 工作模式 IV-a



(e) 工作模式 IV-b



(a)

圖 5(a) 理論波形

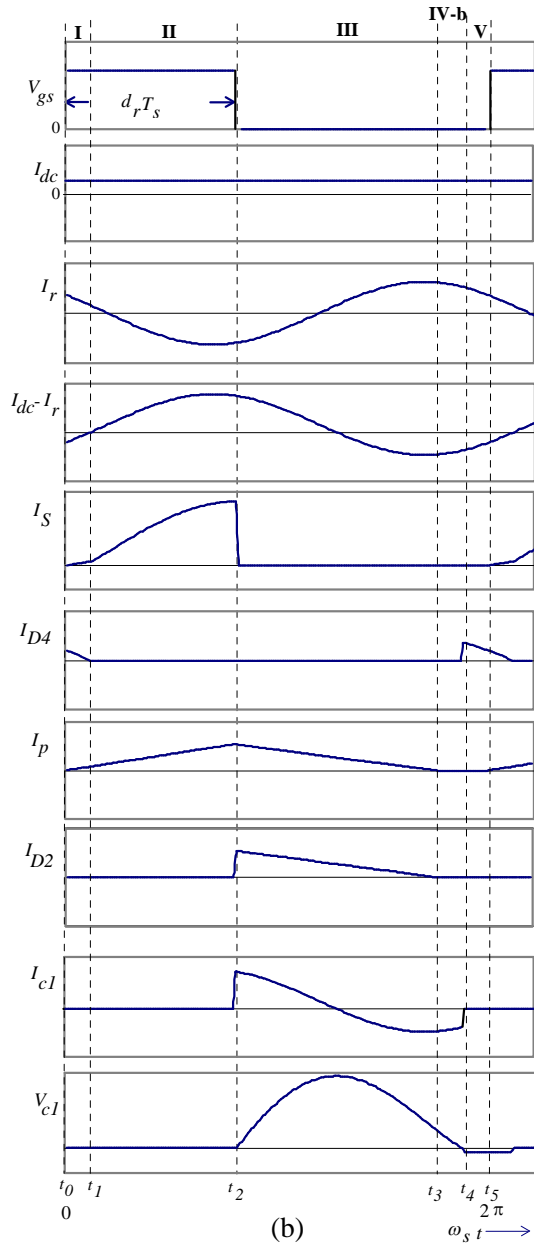


圖 5(b) 理論波形

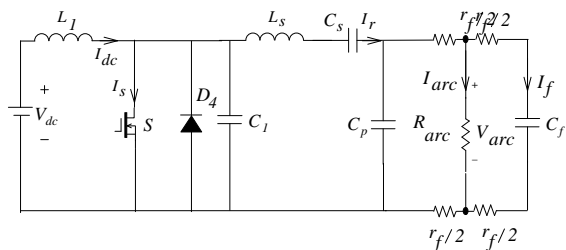


圖6 燈管負載之E類共振換流器

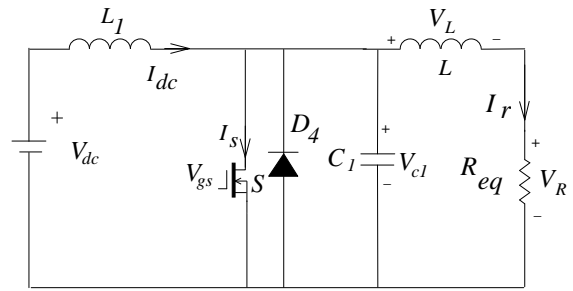
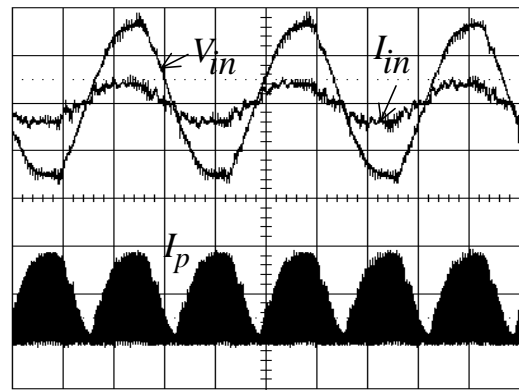
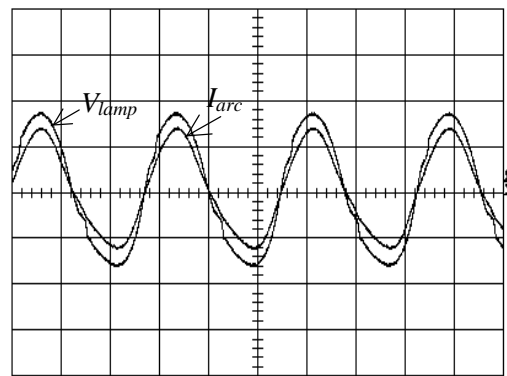


圖7 燈管負載E類共振換流器之簡化電路



V_s : 100 V/div, I_{in} : 1 A/div, I_p : 1 A/div, Time: 5 ms/div

圖 8 V_s 、 I_{in} 與 I_p 波形



V_{lamp} : 50 V/div, I_{arc} : 0.5 A/div, Time: 10 us/div

圖 9 V_{lamp} 與 I_{arc} 波形

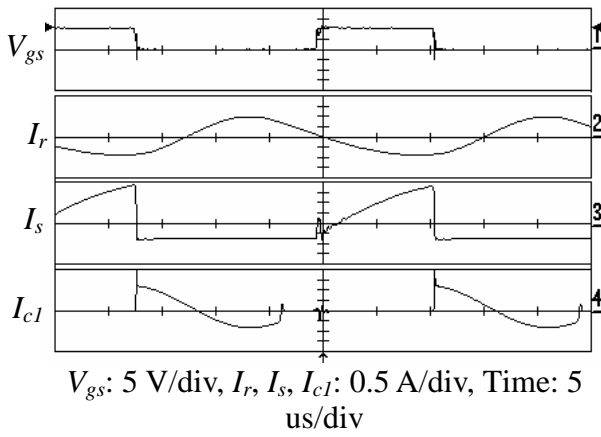


圖 10 V_{gs} 、 I_r 、 I_s 與 I_{cl} 波形

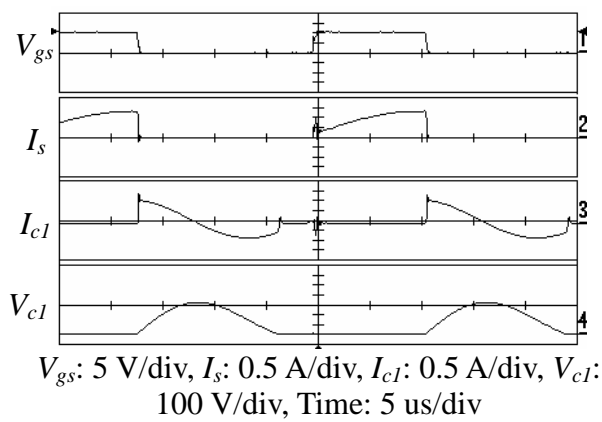


圖 11 V_{gs} 、 I_s 、 I_{cl} 與 V_{cl} 波形

表 1 電路規格表 (OSRAM PL-27W)

輸入電壓 V_{in}	110 V, 60 Hz
燈管額定電弧功率 P_{arc}	25 W
功率 P_{lamp}	燈絲功率 P_f 2 W
燈管額定電壓 V_{arc}	52.1 V
燈管額定電弧電流 I_{arc}	0.48 A
等效電弧電阻 R_{arc}	108.5 Ω
燈絲電阻 r_f	7 Ω
換流器切換頻率 f_s	36 kHz

表 2 電路規範及參數

$V_s = 110V$ 60 Hz	$f_s = 36$ kHz	$D = 0.38$	$L_p = 0.81$ mH
$C_{dc} = 200$ uF	$L_l = 10$ mH	$L_s = 1.5$ mH	$C_l = 11.9$ nF
$C_s = 37.8$ nF	$C_p = 9.6$ nF	$C_f = 7.5$ nF	