

行政院國家科學委員會專題研究計畫 成果報告

單級高功因 D 類串並聯共振式螢光燈電子安定器

計畫類別：個別型計畫

計畫編號：NSC94-2213-E-168-010-

執行期間：94 年 08 月 01 日至 95 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：本計畫涉及專利或其他智慧財產權，2 年後可公開查詢

中 華 民 國 95 年 9 月 18 日

行政院國家科學委員會補助專題研究計畫 成果報告
 期中進度報告

(計畫名稱)

計畫類別： 個別型計畫 整合型計畫
計畫編號：NSC 94-2213-E-168-010-
執行期間：94 年 08 月 01 日至 95 年 07 月 31 日

計畫主持人：莊英俊
共同主持人：鄭宏良
計畫參與人員：國立中山大學電機所 馮鑰文
崑山科技大學電機所 林家彰

成果報告類型(依經費核定清單規定繳交)： 精簡報告 完整報告

本成果報告包括以下應繳交之附件：

- 赴國外出差或研習心得報告一份
- 赴大陸地區出差或研習心得報告一份
- 出席國際學術會議心得報告及發表之論文各一份
- 國際合作研究計畫國外研究報告書一份

處理方式：除產學合作研究計畫、提升產業技術及人才培育研究計畫、列管計畫及下列情形者外，得立即公開查詢

涉及專利或其他智慧財產權， 一年 二年後可公開查詢

執行單位：崑山科技大學

中華民國 95 年 08 月 31 日

單極高功因 D 類串並聯共振式螢光燈電子安定器

Single-Stage High-Power-Factor Electronic Ballasts with Class-D Series-Parallel Resonant Inverter for Fluorescent Lamps

摘要

本計畫提出一新型之單級高功因螢光燈電子安定器，具有電路構造簡單、控制容易、高效率與低成本等優點。電路只有單一級並共用主動切換開關，以減少控制電路與開關元件數。採用脈波寬度調變的方式控制主動開關，固定主動開關的切換頻率與責任週期，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。將主動開關操作於零電壓與零電流切換導通情況，減少切換損失以達到高效率的要求。

為了簡化電路分析，並確實掌握電路操作特性，本計畫採用基本波分析法與螢光燈的等效電阻模型，分析整合單級電路操作原理，配合電腦模擬，分析安定器輸入端之功率因數及總諧波失真，並依據計算所求得最佳參數組合，實際製作電路及實驗量測，驗證理論推導結果。

關鍵詞：電子安定器，降升壓轉換器，螢光燈，功率因數

Abstract

A single-stage high-power-factor electronic ballast for fluorescent lamps is proposed in this project. The proposed ballast circuit is composed of the integration of two buck-boost power-factor-correction converters and a class-D series-parallel resonant inverter. Only one power processing stage is commonly used by both power stages to save the cost of active switches and control circuits. The electronic ballast can achieve nearly unity power factor by operating the buck-boost converter at discontinuous current mode (DCM).

To simplify the circuit analysis, the fundamental approximation and the equivalent resistance model of fluorescent lamp are applied to establish a ballast equivalent circuit. Based on the equivalent circuit, design equations are derived to determine circuit parameters and simulations are performed to predict the ballast circuit performance. A

prototype circuit for two series-connected 40W fluorescent lamps would be built and then the analytical predictions could be verified.

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

I. 簡介

圖 1 為半橋結構之 D 類串並聯共振式換流器驅動螢光燈的電路結構，利用兩組直流電源提供能量給 D 類串並聯共振式換流器，換流器做高頻切換來驅動螢光燈負載，負載是由兩支串聯的螢光燈管所構成，串聯共振部分由 L_s 與 C_s 所組成，並聯共振部分包含 C_p 、 C_{f1} 與 C_{f2} ，其中燈絲電流只通過 C_{f1} 與 C_{f2} 。

利用兩組半波整流電路可以提供圖 1 所需的直流電壓源，若在半波整流電路後方再加上兩組降升壓式轉換器，配合適當得電路參數設計與主動開關元件切換時間控制，不僅可以提供穩定的直流電壓源，並且也將具有功因修正的效果，如圖 2 所示。

圖 2 中有兩組降升壓式轉換器，其中的降升壓式轉換器 I 經由整流二極體 D_3 將交流輸入電源的正半波轉換成直流電壓；降升壓式轉換器 II 經由整流二極體 D_4 將交流輸入電源的負半波轉換成直流電壓，此雙級的安定器需要兩組控制電路，分別控制兩組降升壓式轉換器與 D 類串並聯共振式換流器，且主動開關的數目多達四個，對於低單價的螢光燈電子安定器而言，並不十分適合。

為了改善上述雙級高功因 D 類串並聯共振式螢光燈電子安定器的缺點，並進一步降低安定器成本提高效率，本研究計畫將保存降升壓式轉換器與 D 類共振換流器的特性與優點，率先提出新型單級高功因 D 類串並聯共振式螢光燈電子安定器，電路結構是整合兩組降升壓轉換器與 D 類共振換流器。整合的過程是合併圖 2 中的開關 S_1 與開關 S_{p1} ；開關 S_2 與開關 S_{p2} ，並重新安排 L_{p1} 、 L_{p2} 、 D_5 和 D_6 位置，得到圖 3 之單級高功因 D 類串並聯共振式螢光燈電子安定器，整合後的電

路只需要一組控制電路及兩個主動開關，控制電路採用脈波寬度調變的控制方式，並固定主動開關的切換頻率與責任週期。由於兩組降升壓式轉換器的儲能電感分別負責輸入電源的半個週期，不會同時有電流流過，因此，實際電路是利用一個鐵心和兩組繞線來製作電感 L_{pf1} 與 L_{pf2} 。功率開關元件 S_1 及 S_2 為雙向導通開關，可以使用 MOSFET，其基底-汲極間的二極體可用來作為 D_1 和 D_2 ，毋需額外並聯二極體。因此，與其它單級高功因螢光燈電子安定器電路相比較[41-43]，本研究計畫所提出的單級 D 類串並聯共振式高功因螢光燈電子安定器電路中的二極體數目很顯然地大為減少了，其中減少的二極體，部分是快速二極體。所以，將使得本研究計畫的電路在成本上更具有競爭力。

為了證實整合後的新型單級高功因 D 類串並聯共振式螢光燈電子安定器的可行性，本研究計畫將以兩支串聯的 40W 快速啟動螢光燈為設計實例，分析電路的操作原理與工作模式，利用基本波分析法推導電路方程式，設計電路中的各項參數，使兩組降升壓轉換器皆操作於不連續電流導通模式，而將 D 類串並聯共振式換流器設計於零電壓與零電流切換導通操作情況下，以達到高功因、低諧波、低切換損失與高效率的目標。

圖 3 電子安定器具有對稱性的電路結構， S_1 、 S_2 必須有相同的工作週期，因此，必須採用對稱脈波寬度調變 (SPWM) 來控制主動開關 Q_1 、 Q_2 ，如圖 4 所示， V_{gs1} 、 V_{gs2} 為開關 Q_1 、 Q_2 的閘極電壓，其脈波寬度相等且互補，陰影部分為怠遲時間，怠遲時間不能為零，以防止 Q_1 、 Q_2 同時導通。 d_r 為 V_{gs1} 、 V_{gs2} 的責任週期，定義為脈波寬度與工作週期的比值。

II. 電路操作原理

安定器電路結構與控制電路為對稱性，對於輸入電源而言，其正半週與負半週的工作模式相似，不同的只是導通元件改變，當輸入電源正半週時，降升壓轉換器 I 工作，將輸入交流電源轉換成直流電源 $V_{dc}/2$ ，同時，降升壓轉換器 II 不工作；反之，當輸入電源負半週時，降升壓轉換器 II 工作，將輸

入交流電源轉換成直流電源 $V_{dc}/2$ ，而降升壓轉換器 I 不工作。

為了達到功因修正的目的，降升壓轉換器必須工作在不連續電流模式，在此一條件下，根據功率開關元件的導通狀態，在一個高頻的週期內，電路可區分為五個工作模式。圖 5 顯示在各工作模式下的電壓及的電流理論波形，其中，圖 5(a) 顯示輸入電壓為正半週時的波形；圖 5(b) 顯示輸入電壓為負半週時的波形。

一、工作模式 I ($t_0 < t < t_1$):

工作模式 I 開始於閘極訊號 V_{gs2} 由高電位變為低電位的瞬間， Q_2 關閉，經過短暫的怠遲時間後，閘極訊號 V_{gs1} 由低電位變為高電位， Q_1 並未立即導通，因為共振電路成電感性，共振電流 I_r 落後電壓，在 Q_2 關閉瞬間， I_r 為負值並流向二極體 D_1 ，一旦 D_1 導通， Q_1 兩端電壓幾乎為零(-0.7V)，整流後的輸入電壓跨在 L_{p1} 上，降升壓轉換器工作於 DCM，電感電流 I_{p1} 從零開始線性增加， I_{p1} 增加的速度與輸入電壓成正比，當 I_{p1} 與 I_r 的和在大於零時，二極體 D_1 截止，進入工作模式 II。

二、工作模式 II ($t_1 < t < t_2$):

Q_1 導通，部分 I_p 流過 Q_1 ，剩餘部分流經共振電路， Q_1 保持在導通狀態， L_{p1} 兩端電壓仍然等於整流後的輸入電壓， I_{p1} 繼續線性增加， I_r 由負漸漸增加至正值，之後， I_{p1} 與 I_r 共同流過 Q_1 。由於 Q_1 切換導通時電壓、電流都等於零，具有零電壓及零電流切換導通優點，切換損失很小。當閘極電壓 V_{gs1} 轉為低準位時，開關 Q_1 截止，此時， I_{p1} 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 的瞬間，開關 Q_1 截止， I_r 為正值，其路徑由開關 Q_1 轉換到二極體 D_2 ，對 C_2 充電，為了使轉換器工作於 DCM， C_2 兩端電壓($V_{dc}/2$)必須設計大於輸入交流電壓的峰值，使 D_3 為逆向偏壓， I_{p1} 不再流過輸入電源，而是流經 D_5 對 C_1 充電， L_{p1} 兩端電壓為負值(- $V_{dc}/2$)， I_{p1} 從峰值開始線性下降。由於 I_{p1} 的峰值與輸入電壓成正比關係，因此， I_{p1} 可能比 I_r 晚下降至零；也可能

比 I_r 早下降至零，前者，當 I_r 下降至零時，進入工作模式 IV-a；後者，當 I_{p1} 下降至零時，進入工作模式 IV-b。

工作模式 III 時， I_r 為正且流經 D_2 ， Q_2 兩端電壓等於二極體導通電壓(-0.7V)，幾乎為零，經過短暫的怠遲時間後，開級訊號 V_{gs2} 由低電位變為高電位，然而， Q_2 並未立即導通，迨 I_r 經過零點變負時， Q_2 切換導通，如同 Q_1 ， Q_2 具有零電壓及零電流切換導通優點，切換損失很小。

四、工作模式 IV-a ($t_3 < t < t_4$)：

I_r 流經過 Q_2 ， I_{p1} 繼續下降，對於不連續電流的工作模式，在開級訊號 V_{gs2} 變為低電位之前，電感電流 I_{p1} 遞減到零，此時，進入工作模式 V。

五、工作模式 IV-b ($t_3 < t < t_4$)：

在此工作模式下， I_{p1} 為零， D_3 截止； I_r 為正且流經 D_2 ，當 I_r 經過零點變負時， Q_2 切換導通，進入工作模式 V。

六、工作模式 V ($t_4 < t < t_5$)：

在此工作模式下 Q_2 導通， I_r 流經 Q_2 ，電容 C_2 提供能量給共振電路，當 V_{gs2} 由高電位變為低電位瞬間， Q_2 截止，電路進入下一高頻週期的工作模式 I。

圖 6 為濾波前的輸入電流 I_p 示意波形， I_p 的峰值追隨輸入電壓波形，由於 D_1 和 Q_1 (D_2 和 Q_2) 導通時間的和等於切換週期的一半，亦即， S_1 、 S_2 的工作責任週期均等於 0.5，控制降升壓轉換器工作於非連續電流模式，且在每一輸入電源週期內，使開關切換頻率 f_s 保持固定，則輸入電流可以追隨輸入電壓波形且同相位，如此可以達到高功率因數。輸入電流和輸入功率表示成：

$$I_{in}(t) = I_{p,avg}(t) = \frac{V_m T_s}{8L_p} \sin(2\pi f_L t) \quad (1)$$

$$P_{in} = \frac{V_m^2}{16L_p f_s} \quad (2)$$

V_m 表示輸入電壓的峰值。

當儲能電感的電壓對時間的積分小於零時，降升壓轉換器工作於非連續電流模式，

$$V_m \left| \sin(2\pi f_L t) \right| \cdot \frac{T_s}{2} + \frac{V_{dc}}{2} \cdot \left(1 - \frac{1}{2} \right) T_s < 0 \quad (3)$$

由(3)式，若降升壓轉換器能於輸入電壓峰值時工作於 DCM，則可確保於輸入電壓的每一點都能工作於 DCM，因此，直流鏈電壓 $V_{dc}/2$ 必需大於輸入電壓的峰值。

$$\frac{V_{dc}}{2} \geq V_m \quad (4)$$

III. 理論分析

由理論波形發現，共振電路的輸入端電壓 V_{ab} 呈現對稱方波波形，其傅立葉級數表示式如下：

$$V_{ab}(t) = \sum_n \left[\frac{2V_{dc}}{n\pi} \sin(2n\pi f_s t) \right] \quad n = 1, 3, 5... \quad (5)$$

假設共振電路具有負載高品質因數，因此，只需要針對換流器的基本波成分進行分析。通常燈管的燈絲電阻遠小於電弧等效電阻，可以忽略燈絲電阻，對共振電路作近似分析，共振換流器於基本波的等效電路如圖 7 所示，圖中 V_1 為方波電壓 V_{ab} 基本波成分的均方根值。

$$V_1 = \frac{\sqrt{2}}{\pi} V_{dc} \quad (6)$$

R_{arc} 為兩支燈管串聯的等效電阻， C_{eq} 是兩燈絲電容 C_{f1} 、 C_{f2} 串聯，再與電容 C_p 並聯後的等效值：

$$C_{eq} = C_p + \frac{C_{f1} C_{f2}}{C_{f1} + C_{f2}} \quad (7)$$

圖 7 共振電路的特性可以根據以下參數來作分析：

(1) 自然共振頻率 f_o (natural resonance frequency)：

$$f_o = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_s C_{eq}}} \quad (8)$$

(2) 在自然共振頻率下的負載品質因數 Q_L ：

$$Q_L = 2\pi f_o C_{eq} R_{arc} = \frac{R_{arc}}{\sqrt{\frac{L_s}{C_{eq}}}} \quad (9)$$

(3) 特徵阻抗 Z_o ：

$$Z_o = \sqrt{\frac{L_s}{C_{eq}}} \quad (10)$$

由(9)式，串聯電感 L_s 與等效電容 C_{eq} 可以分別表示成：

$$L_s = \frac{R_{arc}}{2\pi f_o Q_L} \quad (11)$$

$$C_{eq} = \frac{Q_L}{2\pi f_o R_{arc}} \quad (12)$$

共振電路的輸入阻抗可以表示成：

$$Z_{in} = \frac{R_{arc} \left(1 - \left(\frac{f_s}{f_o} \right)^2 + j \frac{f_s}{Q_L f_o} \right)}{1 + j Q_L \frac{f_s}{f_o}} \quad (13)$$

燈管電弧電流與電壓可以分別表示成：

$$I_{arc} = \frac{V_1}{R_{arc} \sqrt{\left(1 - \left(\frac{f_s}{f_o} \right)^2 \right)^2 + \left(\frac{f_s}{Q_L f_o} \right)^2}} \quad (14)$$

$$V_{lamp} = \frac{V_1}{\sqrt{\left(1 - \left(\frac{f_s}{f_o} \right)^2 \right)^2 + \left(\frac{f_s}{Q_L f_o} \right)^2}} \quad (15)$$

當負載品質因數大於 1，共振頻率 f_r (工作於共振頻率時，共振電路呈現純電阻性) 表示成：

$$f_r = f_o \sqrt{1 - \frac{1}{Q_L^2}} \quad (16)$$

燈管啟動之初，相當於開路，等效電阻 R_{arc} 非常大，由(9)式， Q_L 亦相當大，利用(15)式，當電路切換頻率 f_s 接近自然共振頻率 f_o 時，燈管兩端可以產生足夠高的啟動電壓。

由(6)與(15)式，直流鏈電壓可以表示成：

$$V_{dc} = \frac{\pi V_{lamp}}{\sqrt{2}} \sqrt{\left(1 - \left(\frac{f_s}{f_o} \right)^2 \right)^2 + \left(\frac{f_s}{Q_L f_o} \right)^2} \quad (17)$$

利用(4)與(17)式，計算出在不同負載品質因數時，轉換器工作於不連續電流模式的邊界條件，如圖 8 所示。圖 8 以燈管電壓為基底 (base)，顯示直流鏈電壓隨切換頻率變化的情形，虛線代表輸入電壓的峰值，直流鏈電壓在虛線以上表示轉換器工作於 DCM；在虛線以下表示轉換器工作於 CCM。由圖 8 發現， Q_L 較小時，工作於 DCM 的頻率範圍較廣，另一意義表示，較小的 Q_L ，需要比較高的直流鏈電壓，電路元件需要較高的電壓額定值，除此之外，較小的 Q_L 也表示需要使用較

大的共振電感 L_s ，而且， Q_L 若太小，共振電流不再是正弦波，以基本波成分作共振電路的近似分析，將產生較大誤差。

IV. 模擬與實驗量測

依據分析結果建立 IsSpice 模擬電路，將電路參數代入模擬電路進行電腦，模擬。圖 9 為輸入電壓、電流與儲能電感電流波形，由圖發現兩組降升壓轉換器的電感電流不會同時發生，它們分別工作於輸入電源的正半週與負半週；圖 10 為燈管電壓與電弧電流波形；圖 11(a)為輸入電壓於峰值時，安定器主要電壓、電流波形；圖 11(b)為輸入電壓於零點附近時，安定器主要電壓、電流波形，模擬結果與理論預測頗為吻合。

然後再實際製作電路，驅動兩支串聯的旭光牌 T9-40W 快速啟動型螢光燈管，並進行實驗量測。電路規範及參數如表 1 所示。

圖 12 為輸入電壓 V_s 與輸入電流 I_{in} 波形，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 90%；功率因數為 0.99；輸入電流的總諧波失真為 8.0%。圖 13 為兩組降升壓轉換器的電感電流波形，當輸入電壓正半波時，只有降升壓轉換器 I 有電流通過，當輸入電壓負半波時，只有降升壓轉換器 II 有電流通過，電感電流在整個電源週期內，均工作於 DCM。

圖 14 顯示燈管電壓 V_{lamp} 及燈管電弧電流 I_{arc} 的波形，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等於 1.34。圖 15 顯示 V_{ab} 、 I_{s1} 、 I_{s2} 與 I_r 在輸入電壓於正半波峰值，零點附近與負半波峰值時的波形，量測波形與模擬波形非常一致。 I_{s1} 與 I_{s2} 均開始於負電流，此負電流電流流過主動開關旁的並聯二極體 (D_1 , D_2)，主動開關兩端電壓為零，這表示主動開關 Q_1 與 Q_2 確實可以零電壓切換導通。圖 16 顯示長時間的 V_{ab} 、 I_{s1} 、 I_{s2} 與 I_r 波形，從圖中亦可發現，兩組降升壓轉換器工作於 DCM，且分別於輸入電源的正、負半週工作。

V. 結論

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。本文以升壓式轉換器作為功因修正電路；以 D 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，提出三種新型的。此種新型的單級高功因電子安定器只需要一組控制電路與兩個主動元件，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兩支串聯的螢光燈管，實驗的結果相當令人滿意，其功率因數高於 0.99；電流總諧波失真 10% 以下；電路效率高達 85%。

VI. 計畫成果自評

高效率、高功因、低成本、高品質的螢光燈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。本研究計畫以升壓式轉換器作為功因修正電路；以 D 類共振式換流器同時點亮兩支燈管作為螢光燈驅動電路，將功因修正電路與多燈管螢光燈驅動電路整合成單級結構，提出新型的單級高功因升壓式多燈管螢光燈電子安定器。由於此新型的多燈管整合電路使用的元件與控制電路減少，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。最後，將經由實際製作電路同時驅動兩支 FL-40D (40W) 螢光燈管，其電源端的功因均可高達 0.99 以上；輸入電流的總諧波失真為 8.0%；安定器效率為 90%。

綜合各項結果可知，本計畫的執行，已

完全達到預定的成果。

參考文獻

- [1] IEC Lighting Handbook, Reference and Application, Illuminating Engineering Society of North America, 1993.
- [2] E. E. Hammer, "Fluorescent Lamp Starting Voltage Relationships at 60Hz and High Frequency," Journal of the Illuminating Engineering Society, PP. 36-46, Oct. 1983.
- [3] E. E. Hammer, "High Frequency Characteristics of Fluorescent Lamps up to 500 kHz," Journal of the Illuminating Engineering Society, pp. 52-61, Winter 1987.
- [4] C. Blanco, M. Alonso, E. Lopez, A. Calleja, and M. Rico, "A Single-Stage Fluorescent Lamp Ballast with High Power Factor," IEEE Applied Power Electronic Conference, pp. 616-621, 1996.
- [5] T. F. Wu, T. H. Yu, and M. C. Chiang, "Single-Stage Electronic Ballast with Dimming Feature and Unity Power Factor," IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 13, no.3, pp. 586-597, May 1998.
- [6] E. Deng and S. Čuk, "Single-Stage, High Power Factor Lamp Ballast," IEEE Applied Power Electronic Conference, pp. 441-449, 1994.
- [7] C. S. Lin and C. L. Chen, "A Single-Switch Soft-Switching Electronic Ballast with High Input Power Factor," IEEE International Symposium on Industrial Electronics, pp. 697-702, 1996.
- [8] C. Lictral, L. Malesani, G. Spiazzi, P. Tenti, and A. Testa, "Single-Ended Soft-Switching Electronic Ballast with Unity Power Factor," IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 29, no. 2, pp. 382-387, March/April 1993.

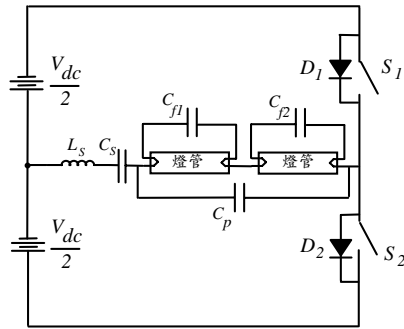


圖 1 半橋結構之 D 類串並聯共振式換流器

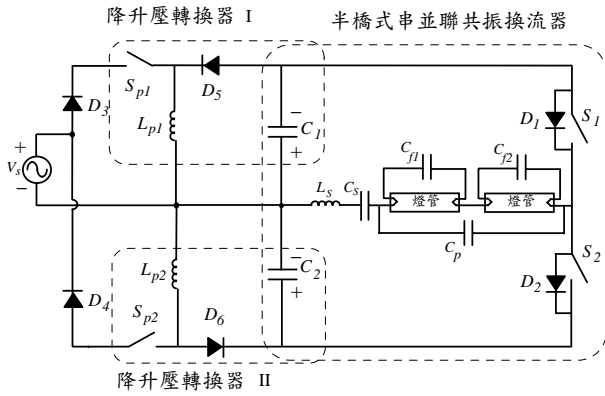


圖 2 雙級高功因 D 類串並聯共振式電子安定器

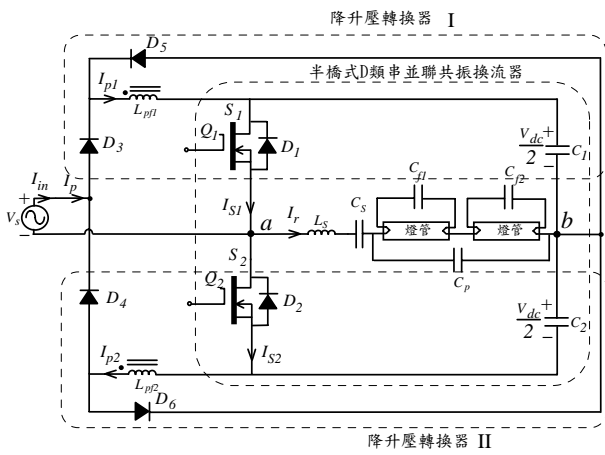


圖 3 單級高功因 D 類串並聯共振式電子安定器

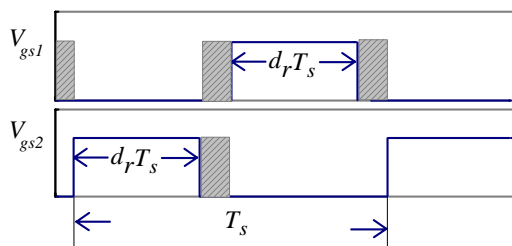
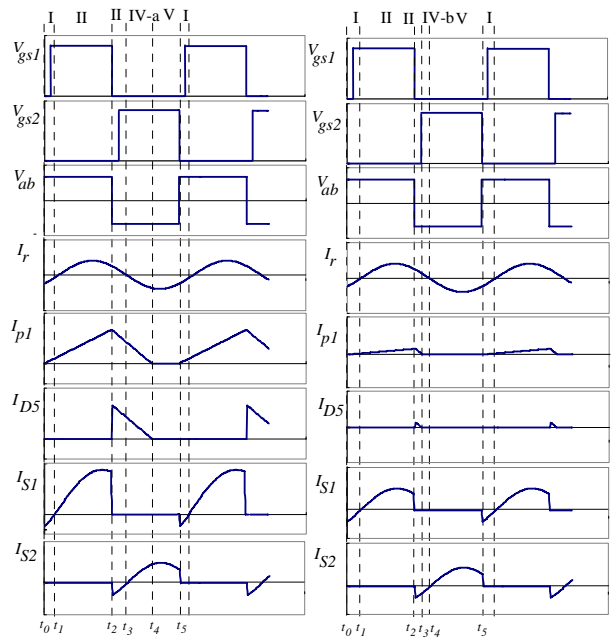
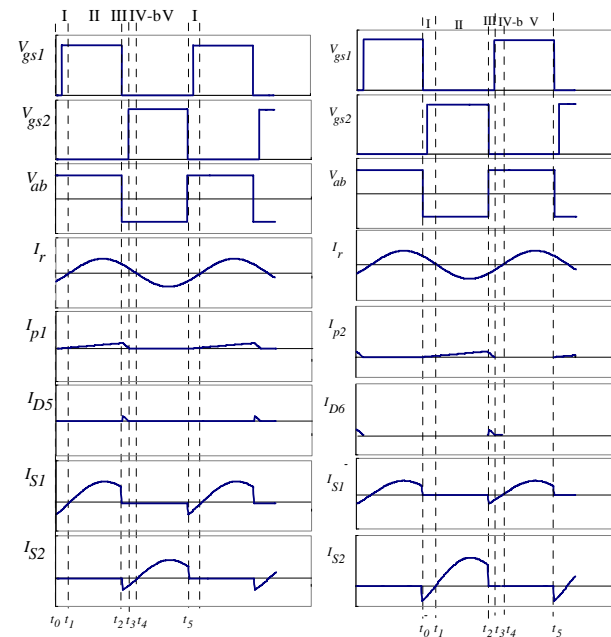


圖 4 對稱脈波寬度調變



(a) ($V_{in}(t) > 0$)



(b) ($V_{in}(t) < 0$)

圖 5 理論波形

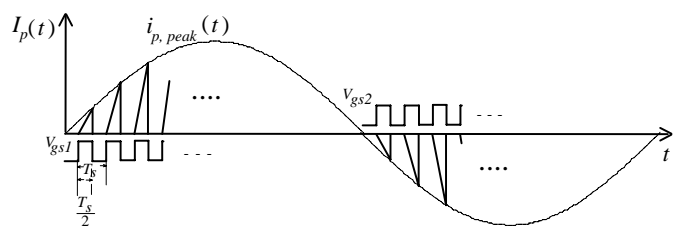


圖 6 I_p 示意波形

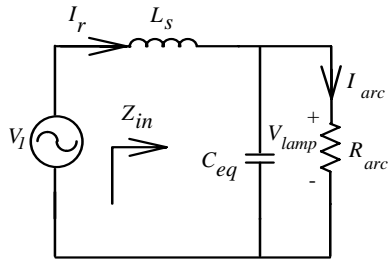
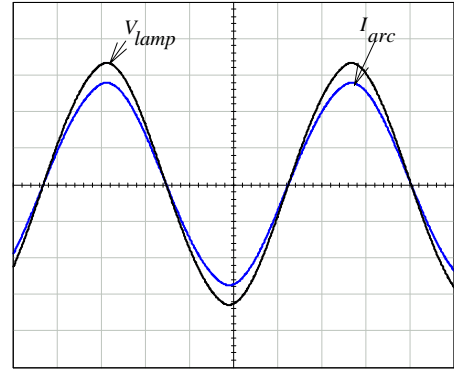


圖 7 共振換流器等效電路



V_{lamp} : 40 V/div, I_{lamp} : 0.2 A/div, Time: 5 us/div

圖 10 V_{lamp} 與 I_{arc} 模擬波形

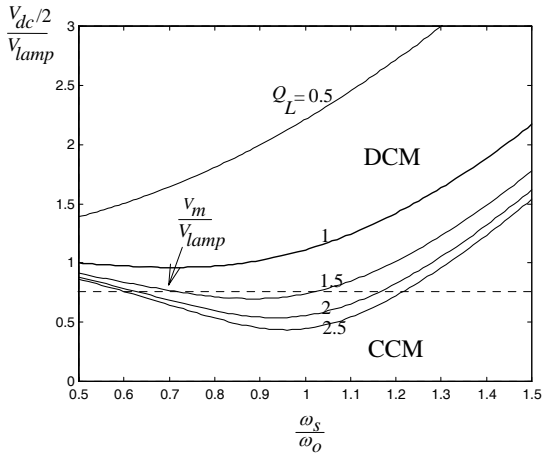
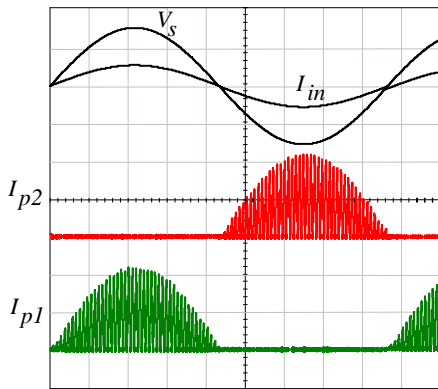
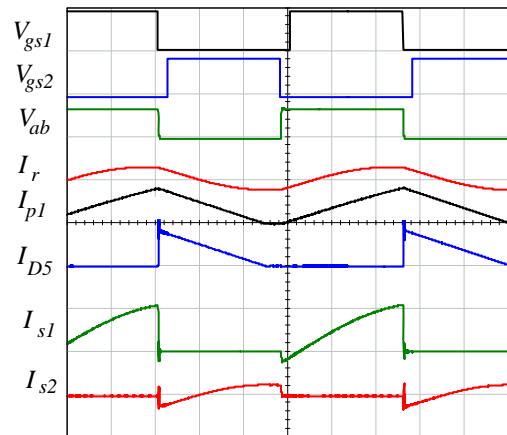


圖 8 DCM 的邊界條件 ($V_{lamp}=203V$, $V_m=155V$)

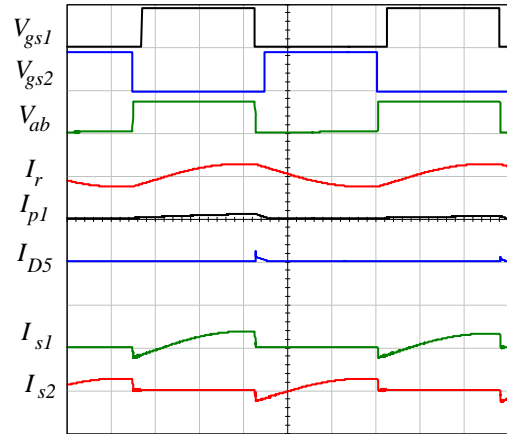


V_s : 100 V/div, I_{in} : 1 A/div, I_{p1} : 1 A/div, I_{p2} : 1 A/div, Time: 2 ms/div

圖 9 V_s 、 I_{in} 、 I_{p1} 與 I_{p2} 模擬波形



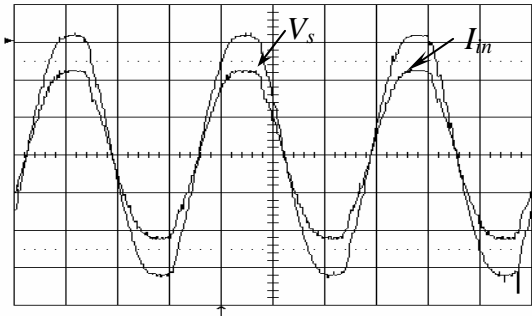
(a) $V_s=155V$



(b) $V_s=10V$

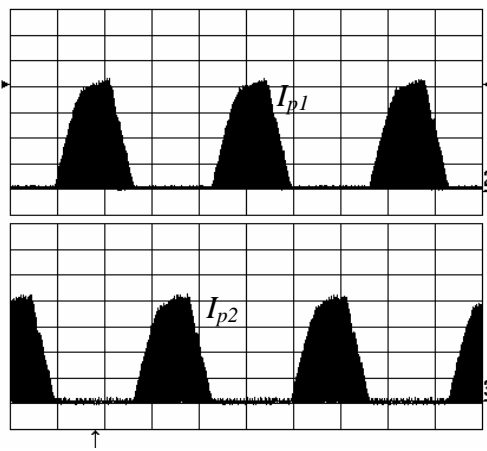
V_{gs1} , V_{gs2} : 10 V/div, V_{ab} : 400 V/div, Current: 5 A/div, Time: 5 us/div

圖 11 V_{gs1} 、 V_{gs2} 、 V_{ab} 、 I_r 、 I_{p1} 、 I_{D5} 、 I_{s1} 與 I_{s2} 模擬波形



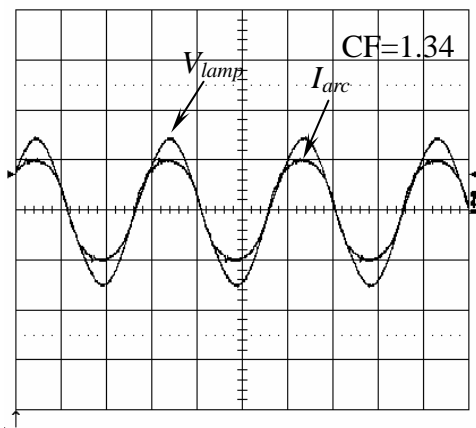
V_s : 50 V/div, I_{in} : 0.5 A/div, Time: 5 ms/div

圖 12 V_s 與 I_{in} 波形



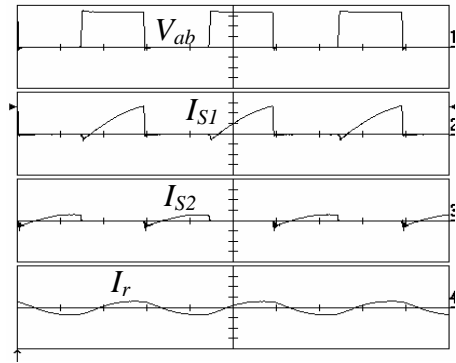
I_{p1}, I_{p2} : 1 A/div, Time: 5 ms/div

圖 13 I_{p1} 與 I_{p2} 波形

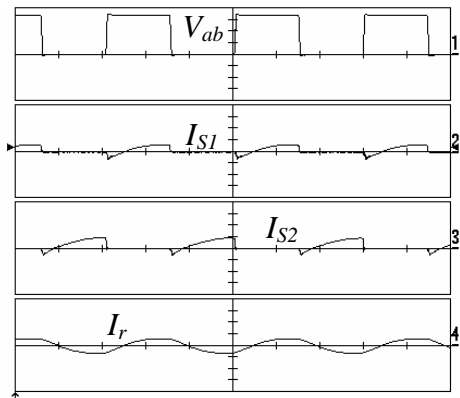


V_{lamp} : 100 V/div, I_{arc} : 0.5 A/div, Time: 10 us/div

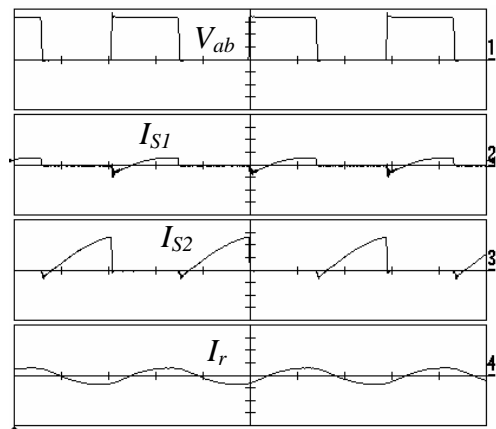
圖 14 V_{lamp} 與 I_{arc} 波形



(a) $V_s = 155$ V



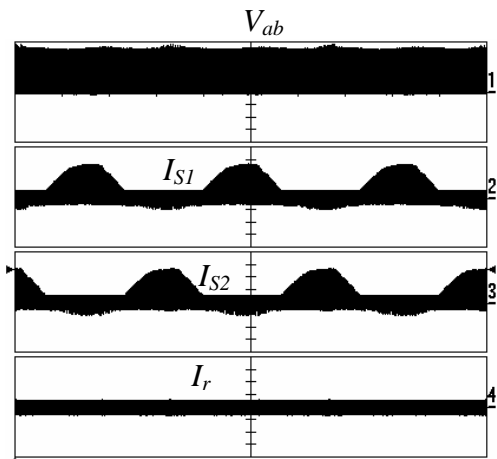
(b) $V_s = -10$ V



(c) $V_s = -155$ V

V_{ab} : 100 V/div, I_{S1}, I_{S2}, I_r : 2 A/div,
Time: 10 us/div

圖 15 V_{ab} 、 I_r 、 I_{S1} 與 I_{S2} 波形



V_{ab} : 100 V/div, I_{S1} , I_{S2} , I_r : 2 A/div,
Time: 5 ms/div

圖 16 長時間量測的 V_{ab} 、 I_r 、 I_{S1} 與 I_{S2} 波形

表 1 電路規範及參數

輸入電壓 (V_S)	110 V, 60 Hz
切換頻率 (f_S)	35 kHz
L_{p1} , L_{p2}	0.46 mH
L_S	1.47 mH
C_S	2 μ F
C_{f1} , C_{f2}	13.2 nF
C_p	12.6 nF
L_m	1 mH
C_m	2 μ F
C_1 , C_2	200 μ F