

單級高功因電子安定器

A Single-Stage High Power Factor Electronic Ballast with Flyback and D Class Converter

朱慶隆 許晉榮 童宇宏
Ching-Lung Chu Jinn-Rong Hsu Yu-Hung Tung

南台科技大學 電機系
Department of Electrical Engineering
Southern Taiwan University of Technology

摘要:本文提出一種新架構是結合返馳式與 D 類之單級高功因電子安定器，針對結合返馳式與 D 類之單級高功因電子安定器，是使用兩組返馳式轉換器與 D 類諧振換流器來整合成單級高功因電子安定器，由於有兩組返馳式轉換器，因此對整個電路而言，是有兩組功因修正電路功能，這兩組轉換器是相互交替導通的，使得輸入電流操作在類似於連續與不連續導通模式之邊界情況，使輸入電流波形更圓滑，達到更低的輸入電流諧波、較低功率開關電流應力等優點。
關鍵詞：返馳式轉換器、單級高功因、電子安定器。

Abstract: A new single-stage with flyback and D class high power factor electronic ballast is presented in this paper. The single-stage with flyback and D class high power factor electronic ballast is combined with flyback converter and class D resonant inverter. The circuit uses double flyback converters these are alternated to turn on making the input current to be operated between discontinuous conduction mode (DCM) and continuous conduction mode (CCM). As a result, this proposed single-stage high power factor electronic ballast could obtain smoother the input current waveform, lower input current harmonics and lower power switch current stress.
Keywords: flyback converter, single stage high power factor, electronic ballast.

1、前言

日光燈在高頻下操作有很多優點，約在三十多年前即有相關的論文發表[1,2]，在最近幾年，由於半導體元件在功率上的突破及品質和性能的提升，使得電子安定器發展快速，體積變小、重量減輕、發熱減少、噪音降低、容易加入功因修正功能以及容易加入其他保護功能等優點，這些均證實發展高頻電子安定器是必要的[3-5]。

在 1999 年時由 Antonio J. calleja 等人所提出的一篇文章[6]，文中是使用返馳式轉換器與半橋式諧振換流器來整合成單級式電子安定器，並且操作在不連續導通模式，以達高功因的目的[7,8]，也因如此，此電路的未濾波前的輸入電流也是為不連續電流的波形。在此，本論文提出一新的架構是用二組返馳式轉換器與 D 類諧振換流器來整合成單級返馳式高功因電子安定器。在此架構中，這兩組返馳式轉換器是相互交替導通的，並操作在不連續導通模式下，因此，在此架構的未濾波前輸入電流，不是為不連續電流的波形，而是類似於連續導通與不連續導通模式的電流波形，此波形會使輸入電流更圓滑、輸入電流總諧波量更低，流過功率開關的電流更小等優點。

2、電路架構

圖 1 為雙級高功因電子安定器電路架構。前級以返馳式轉換器作為功因修正電路，後級以 D 類共振換流器驅動燈管。由於雙級的安定器需要有三組控制電路分別驅動轉換器與換流器，並且需要三個主動開關，使電路本身較為複雜化且效率降低。

圖 2 是將圖 5.1 的雙級高功因電子安定器整合成一單級高功因電子安定器[6]，此種架構可節省一組控制電路與一個功率開關，如此便可簡化電路分析的複雜度、提高電路的穩定性與效率。

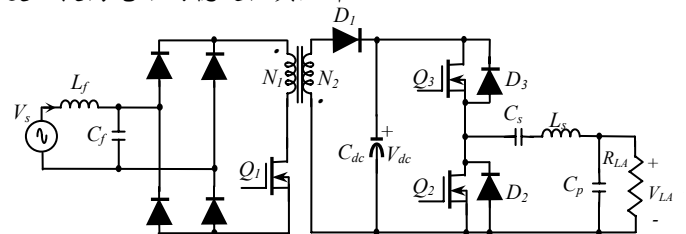


圖 1 雙級高功因電子安定器電路架構

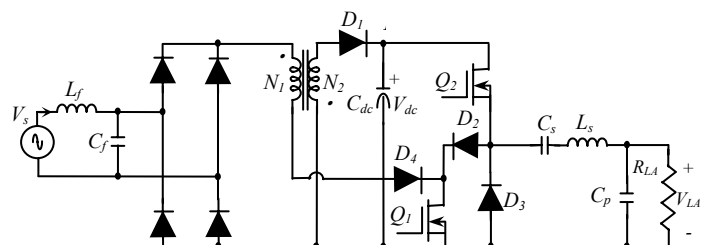


圖 2 單級高功因電子安定器電路架構

在圖 2 所提出的電路架構，電路是操作在 DCM 模式，且工作週期 d 操作在小於 50% 以下，可達到單功因的目的。從圖 2 所示電路中的輸入端所呈現的輸入電流 I_{in} 波形如圖 3 所示，在圖中可知，當功率開關 $Q1$ 導通時，輸入電流會追隨輸入電壓 V_s 的波形，當功率開關 $Q1$ 信號截止時，則輸入電流降為零。

在本論文中，提出有別於圖 3 的輸入電流 I_{in} 波形的電路架構如圖 4 所示，在此新架構中，是使用兩組返馳式轉換器來整合成單級高功因電子安定器；在這電路當中，這兩組返馳式轉換器是相互交替導通的，每組返馳式轉換器同樣操作在 DCM 模式下，工作週期 d 操作在小於 50% 以下，換言之對整個電路而言是有兩組功因修正的功能，這意思是說，在此架構的輸入電流 I_{in} 波形，不會跟圖 3 一樣，而是呈現如圖 5 所示的輸入電流的波形。這是因為兩組返馳式轉換器，相互導通所產生的結果，因此在此新架構的輸入電流 I_{in} 波形會更圓滑，使得輸入電流總諧波量更低、流過功率開關的電流更小等優點。

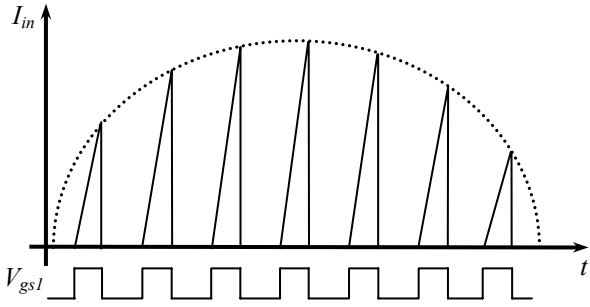


圖 3 輸入電流波形

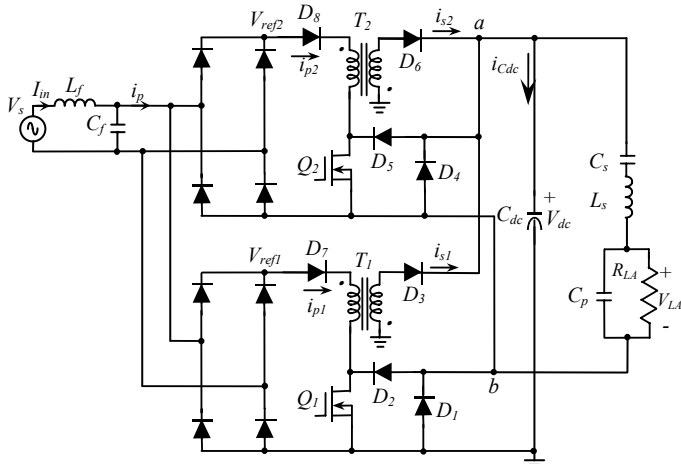


圖 4 提出新架構的結合返馳式與 D 類之單級高功因電子安定器

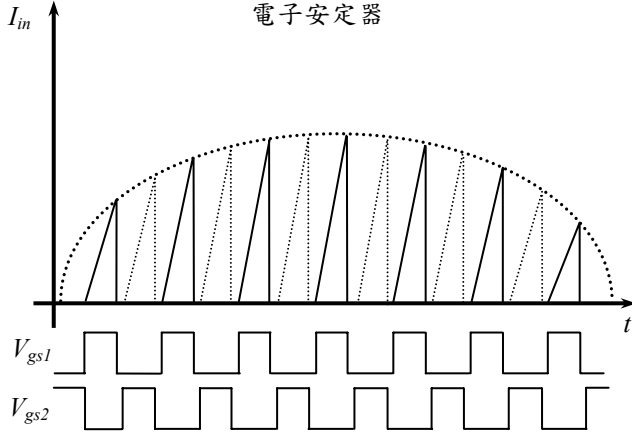


圖 5 提出新架構之輸入電流波形

3、電路工作模式

本電路根據以下假設作簡化分析：

- (1) 所有開關元件皆為理想，導通時，視為短路；關閉時，視為開路。
- (2) 直流鏈電容 \$C_{dc}\$ 夠大，可將直流鏈電壓 \$V_{dc}\$ 視為電壓源，忽略其漣波。
- (3) 電源頻率 \$f_L\$ 遠小於切換頻率 \$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) 換流器切換頻率大於諧振電路的諧振頻率 \$f_r\$，諧振電路呈現電感性，諧振電流落後換流器的輸出電壓 \$V_{LA}\$。
- (5) 諧振電路的負載品質因數足夠高，將諧振電流 \$i_r\$ 視為正弦波。
- (6) 螢光燈管點亮前，可視為開路，點亮穩定工作時可視為純電阻負載。

根據功率開關元件的導通狀態，可將電路在一個高頻的工作週期內分為六個工作模式如圖 6，其各工作模式下的電壓電流理論波形顯示如圖 7。

(1) 工作模式 I : $Q_1 OFF, Q_2 OFF, i_r < 0, t_0 < t < t_1$

$$i_{p1}(t) = 0 \quad (1)$$

$$i_{s1}(t) = 0 \quad (2)$$

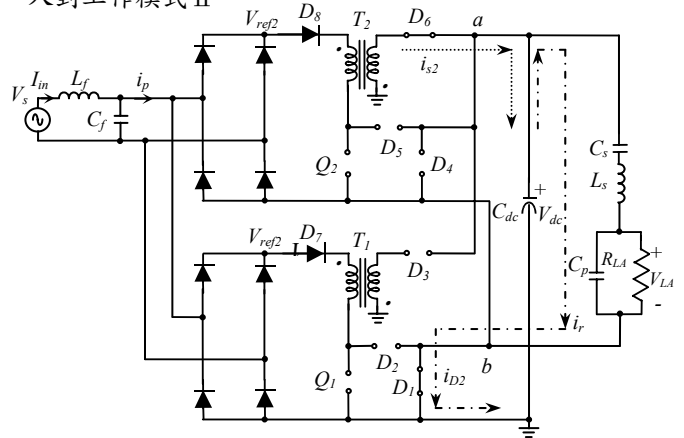
$$i_{p2}(t) = 0 \quad (3)$$

$$i_{s2}(t) = \frac{N_1}{N_2} \cdot i_{p2}(t_0) - \frac{V_{dc}}{L_{s2}}(t_1 - t_0) \quad (4)$$

$$V_{LA}(t) + L_s \frac{di_r(t)}{dt} = \frac{V_{dc}}{2} \quad (5)$$

$$i_r(t) = C_p \frac{dV_{LA}(t)}{dt} + \frac{V_{LA}(t)}{R_{LA}} \quad (6)$$

工作模式 I 為 Q_1 與 Q_2 截止時，此時變壓器 T_2 二次側繞組極性與二極體 D_6 為順偏，使 D_6 導通，並將能量傳至直流鏈電容 C_{dc} ，提供所需的諧振電流 i_r ，而 Q_1 激發中間的短暫怠遲時間，在此瞬間負的諧振電流 i_r 經由二極體 D_1 形成迴路，當怠遲時間結束後，則進入到工作模式 II。



(a) 工作模式 I

(2) 工作模式 II : $Q_1 ON, Q_2 OFF, i_r < 0, t_1 < t < t_2$

$$i_{p1}(t) = \frac{V_{ref1}}{L_{p1}}(t_2 - t_1) \quad (7)$$

$$i_{s1}(t) = 0 \quad (8)$$

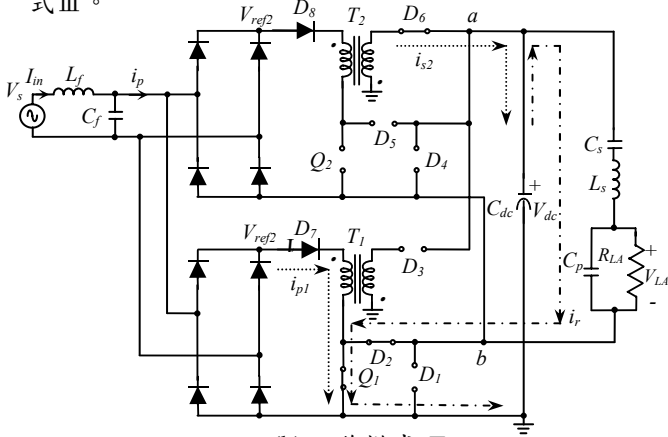
$$i_{p2}(t) = 0 \quad (9)$$

$$i_{s2}(t) = \frac{N_1}{N_2} \cdot i_{p2}(t_0) - \frac{V_{dc}}{L_{s2}}(t_2 - t_1) \quad (10)$$

$$V_{LA}(t) + L_s \frac{di_r(t)}{dt} = \frac{V_{dc}}{2} \quad (11)$$

$$i_r(t) = C_p \frac{dV_{LA}(t)}{dt} + \frac{V_{LA}(t)}{R_{LA}} \quad (12)$$

當諧振電流 i_r 為零時，二極體 D_1 截止， Q_1 經由開極訊號 V_{gs1} 觸發導通，使得變壓器 T_1 的初級線圈電感電流 i_{p1} 從零開始線性增加，因此 Q_1 滿足零電流切換導通，此時由於變壓器 T_1 一次側 N_1 與二次側 N_1 繞組極性是相反的，因此，二次側繞組的極性與二極體 D_3 為逆偏，因此不能將能量傳至直流鏈電容 C_{dc} 充電。能量繼續由 i_{s2} 與直流鏈電容 C_{dc} 提供，此時進入工作模式 III。



(b) 工作模式 II

(3) 工作模式 III : Q_1 ON, Q_2 OFF, $i_r > 0$, $t_2 < t < t_3$

$$i_{p1}(t) = \frac{V_{ref1}}{L_{p1}}(t_3 - t_2) \quad (13)$$

$$i_{s1}(t) = 0 \quad (14)$$

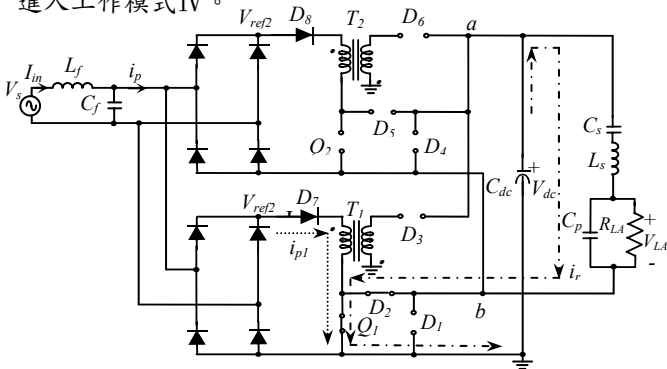
$$i_{p2}(t) = 0 \quad (15)$$

$$i_{s2}(t) = 0 \quad (16)$$

$$V_{LA}(t) + L_s \frac{di_r(t)}{dt} = \frac{V_{dc}}{2} \quad (17)$$

$$i_r(t) = C_p \frac{dV_{LA}(t)}{dt} + \frac{V_{LA}(t)}{R_{LA}} \quad (18)$$

由於操作在 DCM 模式下，所以 i_{s2} 會在 Q_2 導通前，遞減為零，所以二極體 D_6 為截止，能量僅由直流鏈電容 C_{dc} 提供， i_{p1} 持續線性上升並會達到峰值。此時進入工作模式 IV。



(c) 工作模式 III

(4) 工作模式 IV : Q_1 OFF, Q_2 OFF, $i_r > 0$, $t_3 < t < t_4$

$$i_{p1}(t) = 0 \quad (19)$$

$$i_{s1}(t) = \frac{N_1}{N_2} \cdot i_{p1}(t_3) - \frac{V_{dc}}{L_{s1}}(t_4 - t_3) \quad (20)$$

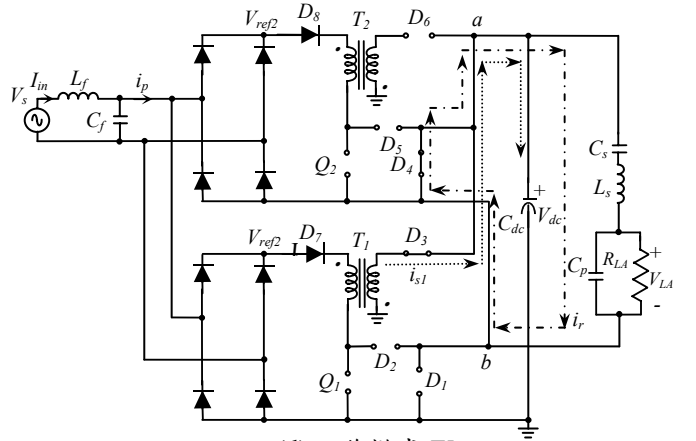
$$i_{p2}(t) = 0 \quad (21)$$

$$i_{s2}(t) = 0 \quad (22)$$

$$V_{LA}(t) + L_s \frac{di_r(t)}{dt} = -\frac{V_{dc}}{2} \quad (23)$$

$$i_r(t) = C_p \frac{dV_{LA}(t)}{dt} + \frac{V_{LA}(t)}{R_{LA}} \quad (24)$$

進入工作模式 IV 的瞬間，開關 Q_1 截止，諧振電流 i_r 由 Q_1 轉移到二極體 D_4 上，形成迴路，如前所述，開極訊號 V_{gs1} 與 V_{gs2} 之間有一段急遲時間，在急遲時間結束後， V_{gs2} 觸發 Q_2 導通，此時變壓器 T_1 二次側繞組極性與二極體 D_3 為順偏，所以提供能量到直流鏈電容 C_{dc} 。此時進入工作模式 V。



(d) 工作模式 IV

(5) 工作模式 V : Q_1 OFF, Q_2 ON, $i_r < 0$, $t_4 < t < t_5$

$$i_{p1}(t) = 0 \quad (25)$$

$$i_{s1}(t) = \frac{N_1}{N_2} \cdot i_{p1}(t_3) - \frac{V_{dc}}{L_{s1}}(t_5 - t_4) \quad (26)$$

$$i_{p2}(t) = \frac{V_{ref2}}{L_{p2}}(t_5 - t_4) \quad (27)$$

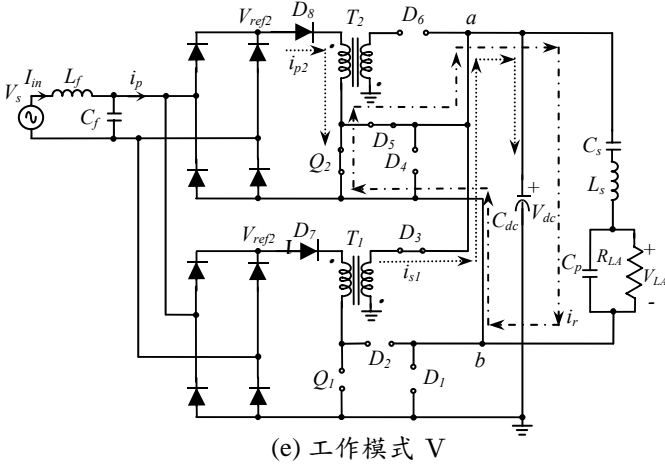
$$i_{s2}(t) = 0 \quad (28)$$

$$V_{LA}(t) + L_s \frac{di_r(t)}{dt} = -\frac{V_{dc}}{2} \quad (29)$$

$$i_r(t) = C_p \frac{dV_{LA}(t)}{dt} + \frac{V_{LA}(t)}{R_{LA}} \quad (30)$$

諧振電流 i_r 為零時，二極體 D_4 截止 Q_2 經由開極訊號 V_{gs2} 觸發導通，變壓器 T_2 的初級線圈電感電流 i_{p2}

開始由零線性增加，所以 Q_2 滿足零電流切換導通，由於變壓器 T_2 一次側 N_1 與二次側 N_2 繞組極性為反向，所以二極體 D_6 為逆偏，因此在此模式中能量將由 i_{s1} 繼續提供給直流鏈電容 C_{dc} ，直到 i_{s1} 遞減至零。



(e) 工作模式 V

(6) 工作模式 VI: Q_1 OFF, Q_2 ON, $i_r < 0$, $t_5 < t < t_6$

$$i_{p1}(t) = 0 \quad (31)$$

$$i_{s1}(t) = 0 \quad (32)$$

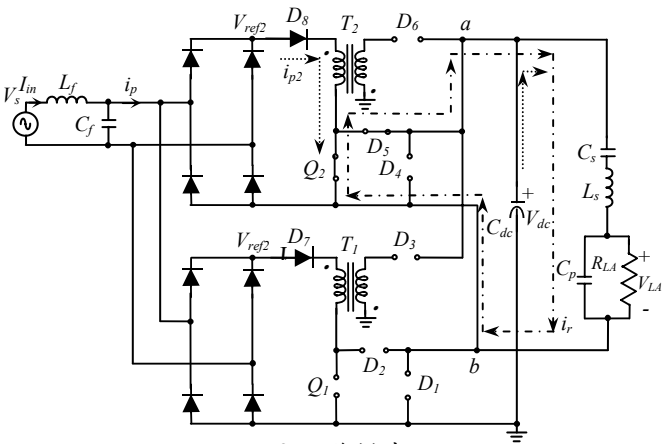
$$i_{p2}(t) = \frac{V_{ref2}}{L_{p2}}(t_6 - t_5) \quad (33)$$

$$i_{s2}(t) = 0 \quad (34)$$

$$V_{LA}(t) + L_s \frac{di_r(t)}{dt} = -\frac{V_{dc}}{2} \quad (35)$$

$$i_r(t) = C_p \frac{dV_{LA}(t)}{dt} + \frac{V_{LA}(t)}{R_{LA}} \quad (35)$$

在此模式 i_{p2} 仍持續線性上昇至峰值，由於操作在 DCM 模式下，因此 i_{s1} 會在 Q_1 導通前，遞減至零，所以在在此模式中能量僅由直流鏈電容 C_{dc} 提供，當 Q_2 截止經過怠遲時間結束後，繼而回到工作模式 I



(f) 工作模式 VI

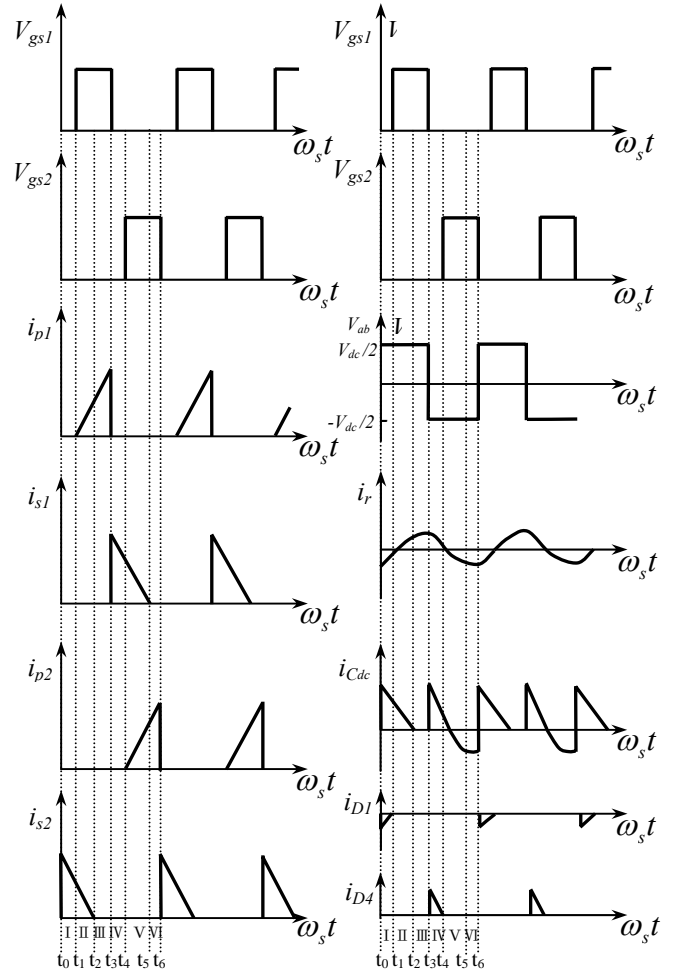


圖 6 理論波形

4、電路分析

本節將針對所提出的電路架構，來推導返馳式轉換器以及諧振換流電路的方程式，作為電路各元件設計的依據。

4.1 返馳式轉換器

當控制返馳式轉換器操作在 DCM 模式時，並使開關切換頻率 f_s 保持固定，則輸入電流 I_{in} 可以追隨輸入電壓 V_s 波形且同相，如此可以達到高功因的目的。在第 2 節中可知輸入電流 I_{in} 與輸入總功率 P_T 是由兩組返馳式轉換器的總和值可表示為：

$$I_{in} = i_p = i_{p1} + i_{p2} \quad (36)$$

$$P_T = P_1 + P_2 \quad (37)$$

因此在這針對一組返馳式轉換器做分析，在總輸入功率 P_T 與輸入電壓 V_s 的條件下，可知每一組返馳式轉換器各提供總輸入功率 P_T 與輸入電流 I_{in} 的一半，則一組返馳式轉換器的輸入電流 I_{p1} 與輸入功率 P_1 表示成：

$$I_{p1} = \frac{d^2 V_s}{2 f_s L_{p1}} \quad (38)$$

$$P_1 = \frac{d^2 V_s^2}{4 f_s L_{p1}} \quad (39)$$

其中為 V_s 輸入電壓， d 為工作週期， f_s 為開關切換頻率。

假若要使返馳式轉換器能在輸入電壓峰值時，工作在 DCM 模式，則條件為：

$$n \leq \frac{1-d}{d} \frac{V_{dc}}{V_s} \quad (40)$$

其中 V_{dc} 為直流鏈電容的電壓， $n = N_2/N_1$ ，只要選擇比臨界值 n 較小的值時，即可使功因修正半級操作在 DCM 模式。

4.2 諧振換流器

分析諧振換流器之前，先作以下的假設：

- (1) 所有功率開關為理想元件，電感及電容不消耗功率。
- (2) 直流阻隔電容 C_s 之電容值遠大於 C_p 。
- (3) 諧振換流器的品質因數夠高，因此能使用基本波近似法分析。

根據以上的假設，將圖 4 的諧振換流器簡化成圖 7。在圖 7 中 v_r 是為方波電壓 V_{ab} 基本波成份的均方根值。

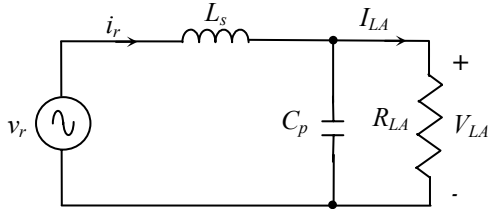


圖 7 D 類串聯諧振並聯負載等效電路

自然諧振頻率 f_o (natural resonance frequency)：

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_s \cdot C_p}} \quad (41)$$

在自然諧振頻率下的負載品質因數 Q_L ：

$$Q_L = 2\pi \cdot f_o \cdot C_p \cdot R_{LA} = \frac{R_{LA}}{\sqrt{\frac{L_s}{C_p}}} \quad (42)$$

諧振電路阻抗 Z_o ：

$$Z_o = \sqrt{\frac{L_s}{C_p}} \quad (43)$$

由(5.42)式，串聯電感 L_s 與並聯電容 C_p 可以分別表示為：

$$L_s = \frac{R_{LA}}{2\pi \cdot f_o \cdot Q_L} \quad (44)$$

$$C_p = \frac{Q_L}{2\pi \cdot f_o \cdot R_{LA}} \quad (45)$$

諧振電路的輸入阻抗 Z_{in} 表示為：

$$Z_{in} = j2\pi \cdot f_s \cdot L_s + \frac{\frac{R_{LA}}{j2\pi \cdot f_s \cdot C_p}}{R_{LA} + \frac{1}{j2\pi \cdot f_s \cdot C_p}} = \frac{R_{LA} \left(1 - \left(\frac{f_s}{f_o} \right)^2 + j \frac{f_s}{Q_L \cdot f_o} \right)}{1 + jQ_L \frac{f_s}{f_o}} \quad (46)$$

燈管電壓 V_{LA} 及電流 I_{LA} 分別表示為：

$$V_{LA} = \frac{v_r}{\sqrt{\left(1 - \left(\frac{f_s}{f_o} \right)^2 \right)^2 + \left(\frac{f_s}{Q_L \cdot f_o} \right)^2}} \quad (47)$$

$$I_{LA} = \frac{v_r}{R_{LA} \sqrt{\left(1 - \left(\frac{f_s}{f_o} \right)^2 \right)^2 + \left(\frac{f_s}{f_o} \right)^2}} \quad (48)$$

5、電路參數設計

本文是以旭光牌 FL20D-18W 螢光燈為例，來做為設計電路的參數，並使電子安定器操作在 DCM，以達到高功因和高效率的目的，電路規格如表 1 所示

表 1 電路規格表

輸入電壓 V_s	110 V/60 Hz
燈管額定功率 P_{LA}	18 W
燈管額定電壓 V_{LA}	53.7 V
燈管額定電流 I_{LA}	0.312 A
燈管電阻 R_{LA}	172.1 Ω
工作週期 d	0.4
開關切換頻率 f_s	25 kHz

- (1) 返馳式轉換器操作在 DCM 模式的條件
返馳式轉換器的邊界條件為：

$$n \leq \frac{1-d}{d} \frac{V_{dc}}{V_i} \quad (49)$$

其中 $n = I/a$ (a 為匝數比)，代入本電路條件求出 $n=1.55$

只要選擇比邊界條件小的 n 值即可使電路操作在不連續區模式下，在這裏選擇 $n=1.53$ ，則返馳式變壓器的匝數比 $a=0.65$ 。

- (2) 計算返馳式變壓器一次側電感 $L_{p1}(=L_{p2})$ 與二次側電感 $L_{s1}(=L_{s2})$

由 4.1 節所描述中可知，每個返馳式轉換器各提供

總輸入功率 P_T 的一半，所以每個返馳式轉換器需提供 9w，假設電路效率為 85%，由(4)式計算一次側電感 L_{pl} 為：

$$L_{pl} = 3.63 \text{ mH}$$

所以 L_{s1} 為：

$$L_{s1} = \frac{L_{pl}}{a^2} = 8.6 \text{ mH}$$

(3) 計算輸入濾波器 L_f 與 C_f

在同樣的開關切換頻率條件下，圖 5 在未濾波前的輸入電流波形的頻率比圖 3 在未濾波前的輸入電流波形的頻率大一倍，也就是說在圖 5 的波形頻率為 50 kHz。

因此由(50)式可得：

$$(2\pi \cdot f_s)^2 \cdot L_f \cdot C_f = 34 \quad (50)$$

先選擇輸入濾波電容器 $C_f = 470 \text{ nF}$
則：

$$L_f = \frac{34}{(2\pi \cdot f_s)^2 \cdot C_f} = \frac{34}{(2\pi \cdot 50 \cdot 10^3)^2 \cdot 470 \cdot 10^{-9}} = 0.73 \text{ mH}$$

(4) 計算諧振電路的 L_s 與 C_p 的值

為使得燈管有足夠高的啟動電壓，因此設計功率開關的切換頻率 f_s 使其接近電路的諧振頻率 f_o [6,9]，設 $f_s = f_o$ 代入(47)式得：

$$\frac{V_{LA}}{v_r} = Q_L \quad (51)$$

其中 $v_r = \sqrt{2} \cdot V_{dc} / \pi$

由(51)式可計算出負載品質因素為：

$$Q_L = 0.76$$

又

$$Z_o = \frac{R_{LA}}{Q_L} = 226$$

所以諧振電路 L_s 與 C_p 為：

$$L_s = \frac{Z_o}{2\pi \cdot f_o} = 1.44 \text{ mH}$$

$$C_p = \frac{1}{2\pi \cdot f_o \cdot Z_o} = 28.1 \text{ nF}$$

(5) 直流鏈電容 C_{dc} 的容量計算[10,11]

由於開關的切換會造成輸出電壓含有高頻漣波，因此必須選擇適當大小的電容器來抑制漣波電壓，由下式可計算 D_2 為：

$$D_2 = \left[\frac{2 \cdot L_{s1} \cdot P_o}{V_{dc}^2 \cdot T_s} \right]^{\frac{1}{2}} = 0.51$$

其中 $L_{s1} = L_{s2}$

可得的 $i_{s1(p)} = i_{s2(p)}$ 峰值電流為：

$$i_{s1(p)} = i_{s2(p)} = \frac{V_{dc} \cdot D_2 \cdot T_s}{L_{s1}} = 0.387 \text{ A}$$

其中 $i_{s1(m)} = i_{s2(m)}$ 的平均電流為：

$$i_{s1(m)} = i_{s2(m)} = \frac{i_{s1(p)} \cdot D_2}{2} = 0.1 \text{ A}$$

所以直流鏈電容的電流 $i_{C_{dc}}$ 為：

$$i_{C_{dc}} = i_{s1(m)} + i_{s2(m)} \quad (52)$$

由圖 6 所示為操作在 DCM 模式，所以直流鏈電容之輸出電壓漣波 $V_{C_{dc}}$ 為：

$$\begin{aligned} \Delta V_{C_{dc}} &= \frac{\Delta Q}{C_{dc}} = \frac{i_{C_{dc}} \cdot D_2 \cdot T_s}{C_{dc}} \\ &= \frac{V_{dc} \cdot D_2 \cdot T_s}{R_L \cdot C_{dc}} \end{aligned} \quad (53)$$

所以電壓漣波百分比亦可表示為：

$$\frac{\Delta V_{C_{dc}}}{V_{dc}} = \frac{D_2 \cdot T_s}{R_L \cdot C_{dc}} \times 100\% \quad (54)$$

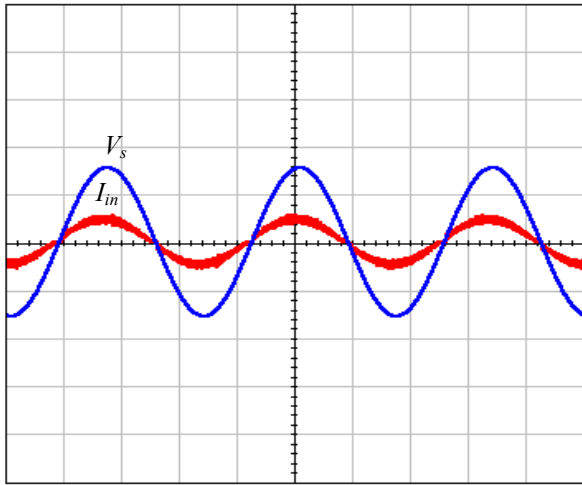
計算直流鏈電容 C_{dc} 可從(53)式，推導而得為：

$$C_{dc} = \frac{V_{dc} \cdot D_2 \cdot T_s}{\Delta V_{C_{dc}} \cdot R_L} = \frac{i_{C_{dc}} \cdot D_2 \cdot T_s}{\Delta V_{C_{dc}}} = 41.28 \text{ } \mu\text{F}$$

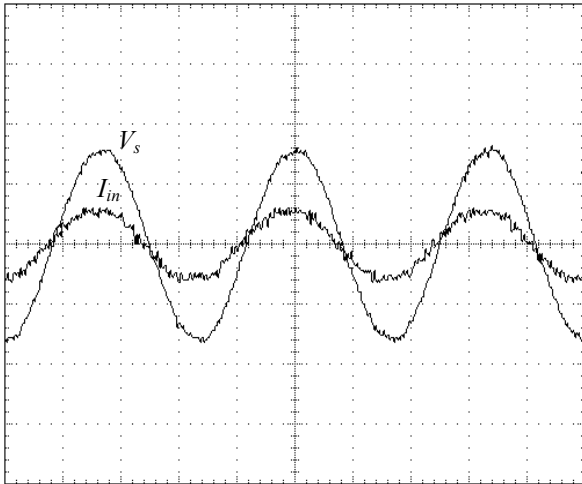
實際取 C_{dc} 值為 47 μF

6、電腦模擬與實測

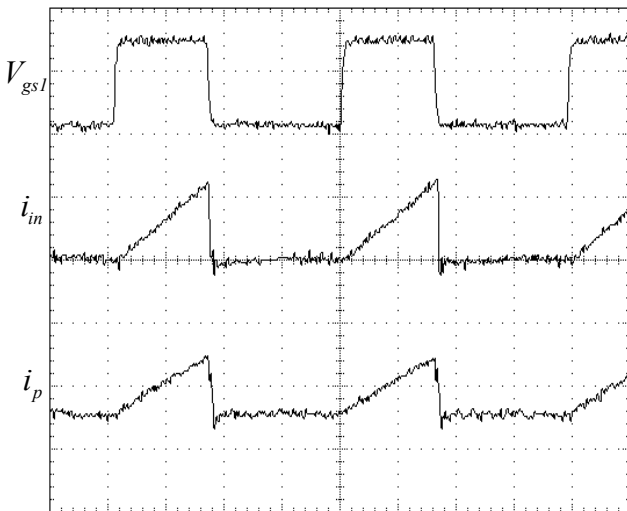
將第 5 節的電路參數代入，用 IsSpice 模擬電路來模擬與實測結果如下：電源電壓 v_s 及輸入電流 I_{in} 模擬與實測波形，分別如圖 8 與 9 所示，由圖 9 顯示輸入電流 I_{in} 波形幾乎為正弦波，且約與電源電壓 v_s 同相 ($PF=0.99$)，顯示的確能達到功因修正的效果。圖 10 所示為單級高功因電子安定器中功率開關 Q_1 的信號 V_{gs1} 、未濾波前的輸入電流 I_{in} 、返馳式轉換器變壓器初級側電流 i_p 的實測波形。圖 11 為所提出的結合返馳式與 D 類之單級高功因電子安定器架構中功率開關 Q_1 的信號 V_{gs1} 、未濾波前的輸入電流 I_{in} 、 T_1 變壓器初級側電流 i_{p1} 與 T_2 變壓器初級側電流 i_{p2} 實測波形。從圖 11 的未濾波前的輸入電流 I_{in} 發現出，的確能使用兩組返馳式轉換器，交替互相導通，形成輸入電流 I_{in} 波形有別於圖 10 所示中的未濾波前的輸入電流 I_{in} 的波形以 2 倍頻率出現。由圖 13 與圖 15 分別顯示證明返馳式轉換器中的 T_1 與 T_2 變壓器操作在 DCM 模式。圖 16 及圖 17 為操作在 25 kHz 下之穩態燈管電壓 V_{LA} 、燈管電流 I_{LA} 模擬與實測波形，由圖中觀察出燈管電流 I_{LA} 波形較接近正弦波，且與燈管電壓 V_{LA} 幾乎同相位，由此可驗證燈管可趨近為電阻性負載。



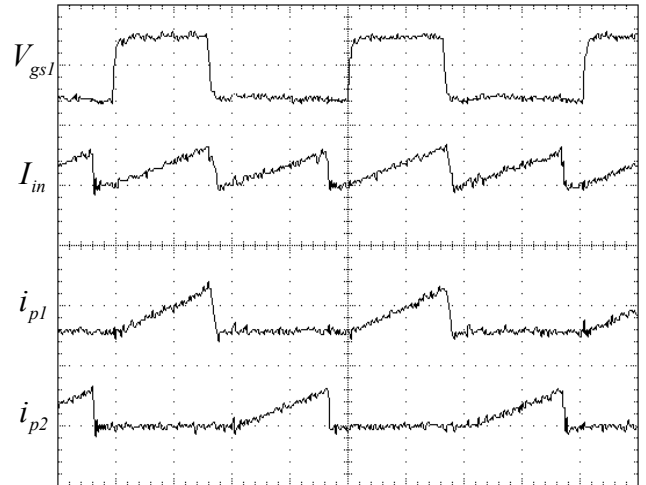
$V_s : 100 \text{ V/div}, I_{in} : 0.5 \text{ A}, \text{Time} : 5 \text{ ms/div}$
圖 8 輸入電壓 V_s 與輸入電流 I_{in} 模擬波形



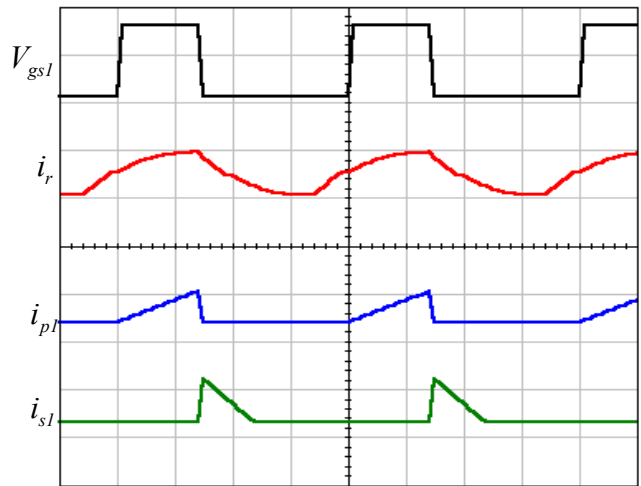
$V_s : 100 \text{ V/div}, I_{in} : 0.5 \text{ A}, \text{Time} : 5 \text{ ms/div}$
圖 9 輸入電壓 V_s 與輸入電流 I_{in} 實測波形



$V_{gs1} : 20 \text{ V/div}, I_{in}、i_p : 1 \text{ A/div}, \text{Time} : 10 \mu\text{s/div}$
圖 10 單級高功因電子安定器中功率開關 Q_1 的信號 V_{gs1} 、未濾波前的輸入電流 I_{in} 、返馳式轉換器變壓器初級側電流 i_p 實測波形

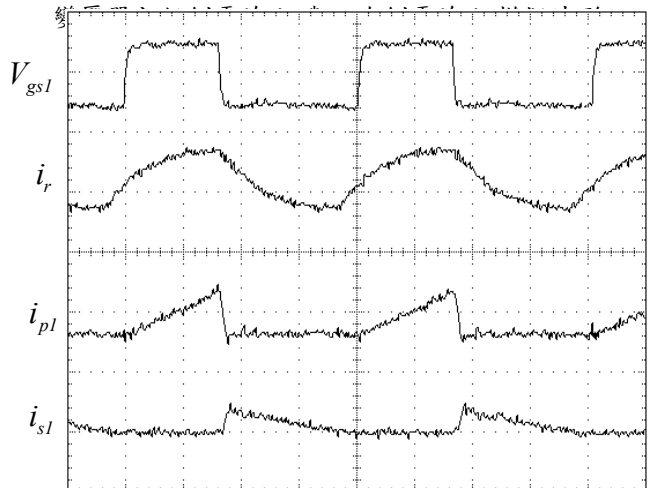


$V_{gs1} : 20 \text{ V/div}, I_{in}、i_{p1}、i_{p2} : 1 \text{ A/div}, \text{Time} : 10 \mu\text{s/div}$
圖 11 所提出的結合返馳式與 D 類之單級高功因電子安定器架構中功率開關 Q_1 的信號 V_{gs1} 、未濾波前的輸入電流 I_{in} 、 T_1 變壓器初級側電流 i_{p1} 與 T_2 變壓器初級側電流 i_{p2} 實測波形



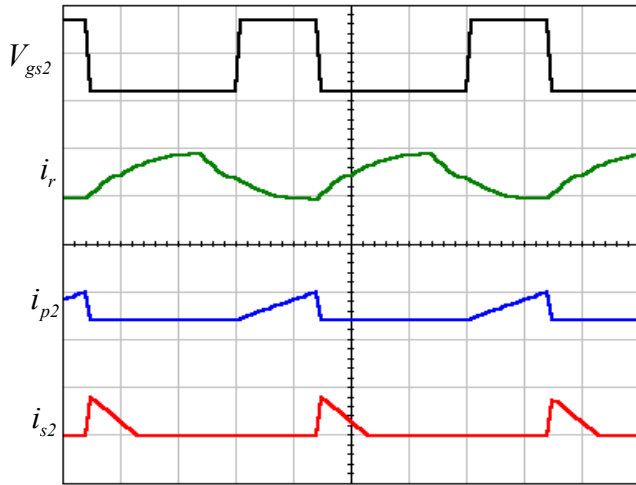
$V_{gs1} : 20 \text{ V/div}, i_r、i_{p1}、i_{s1} : 1 \text{ A/div}, \text{Time} : 10 \mu\text{s/div}$

圖 12 功率開關 Q_1 信號 V_{gs1} 、諧振電感電流, i_r 、 T_1

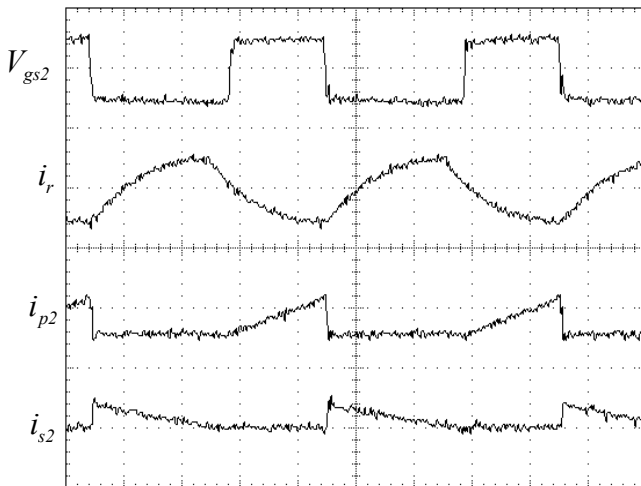


$V_{gs1} : 20 \text{ V/div}, i_r、i_{p1}、i_{s1} : 1 \text{ A/div}, \text{Time} : 10 \mu\text{s/div}$

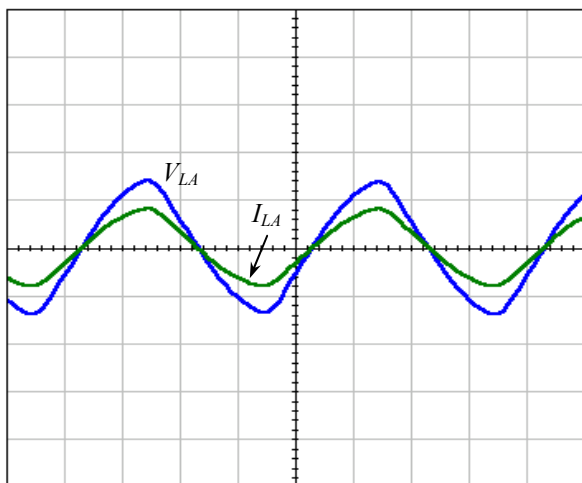
圖 13 功率開關 Q_1 信號 V_{gs1} 、諧振電感電流, i_r 、 T_1 變壓器初級側電流 i_{p1} 與二次側電流 i_{s1} 實測波形



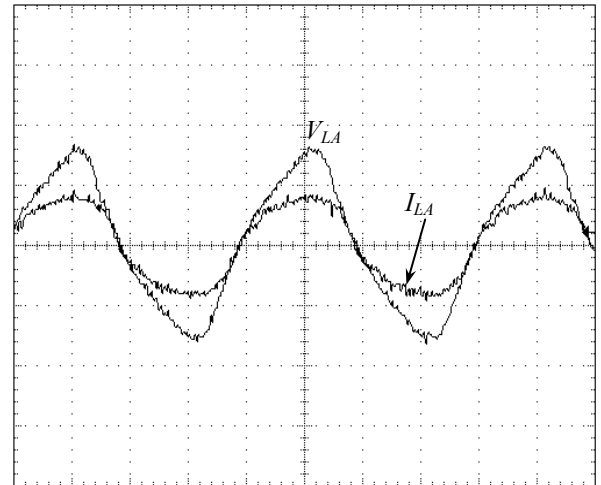
$V_{gs2} : 20 \text{ V/div}, I_r, I_{p2}, I_{s2} : 1 \text{ A/div}, \text{Time} : 10 \mu\text{s/div}$
圖 14 功率開關 Q_2 信號 V_{gs2} 、諧振電感電流 I_r 、 T_2 變壓器初級側電流 I_{p2} 與二次側電流 I_{s2} 模擬波形



$V_{gs2} : 20 \text{ V/div}, I_r, I_{p2}, I_{s2} : 1 \text{ A/div}, \text{Time} : 10 \mu\text{s/div}$
圖 15 功率開關 Q_2 信號 V_{gs2} 、諧振電感電流 I_r 、 T_2 變壓器初級側電流 I_{p2} 與二次側電流 I_{s2} 實測波形



$V_{LA} : 50 \text{ V/div}, I_{LA} : 0.5 \text{ A/div}, \text{Time} : 10 \mu\text{s/div}$
圖 16 燈管電壓 V_{LA} 與燈管電流 I_{LA} 模擬波形



$V_{LA} : 50 \text{ V/div}, I_{LA} : 0.5 \text{ A/div}, \text{Time} : 10 \mu\text{s/div}$
圖 17 燈管電壓 V_{LA} 與燈管電流 I_{LA} 實測波形

表 2 所示為電路一：單級高功因電子安定器 (圖 2)、電路二：提出新架構的結合返馳式與 D 類之單級高功因電子安定器 (圖 4) 的電路性能比較。表 2 中，在功率修正因數部份兩者都可達到趨近於 1 的單功因的效果；輸入電流總諧波因數 THD 中可看出電路二的 THD 的確比電路一還低，這驗證了在第 2 節裏所描述的特性；流過功率開關峰值電流 I_{ds} ，從電路二的值發現確實比電路一大小大約一半的值，這優點是可以減少功率開關順向電流的規格，進而減少元件成本。在電路二的未濾波前輸入電流是為兩返馳式轉換器的合成，因此，比電路一的未濾波前的輸入電流有二倍的頻率，所以在設計輸入濾波器的值時，電路二的濾波電感比電路一的濾波電感，有較小的電感量，所以能增加電路的密度，以及降低濾波電感的成本。在效率上的表現，電路二就略差於電路一，原因是在電路二中使用比電路一更多的元件，以致於在效率上無法提高。

表 2 電路一與電路二性能比較

	電路一	電路二
功率因數 PF	0.99	0.99
輸入電流總諧波 THD	4.92%	4.43%
功率開關電流 $I_{ds(peak)}$	1.18 A	0.68 A
輸入濾波器 L_f, C_f	$C_f = 470 \text{ nF}$ $L_f = 3 \text{ mH}$	$C_f = 470 \text{ nF}$ $L_f = 0.7 \text{ mH}$
直流鏈電容 C_{dc}	$C_{dc} = 47 \mu\text{F}$	$C_{dc} = 47 \mu\text{F}$
效率 η	84%	81%

電路一：單級高功因電子安定器，如圖 2 所示。

電路二：所提新架構的結合返馳式與 D 類之單級高功因電子安定器，如圖 4 所示。

7、結論

整合後的單級電子安定器，電路結構獲得簡化，也減少了功率轉換的損失，透過適當的參數設計，使電路達到高功因的需求，且開關的切換損失降低，使整體的電路轉換效率提高，經由文中的參數設計程序，讓電子安定器的設計者有一規則可循，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。

在此提出新的電子安定器架構中，成功的把兩組返馳式轉換器與 D 類諧振換流器結合成返馳式與 D 類之單級高功因的電子式安定器，此架構的特點是使用兩組返馳式轉換器，並且固定功率開關的切換頻率與責任週期，使操作在不連續導通模式，可獲得高功率因數，由於這兩組轉換器是相互交替導通，此一結果是使輸入電流的波形可以更圓滑，進一步可降低輸入電流的諧波量、較低功率開關電流應力等優點。

參考文獻

- [1] J. H. Campbell, D. D. Kershaw and H. E. Schultz, "Characteristics and applications of high frequency fluorescent lighting," *Journal of the Illuminating Engineering Society* 48, 1953, pp. 95-103.
- [2] W. Elenbass, et. Al., *Fluorescent lamp and lighting*, New York: The MacMillan Company, 1959.
- [3] R. Verberber, "Electronic ballast improves efficiency," *Electronic Consultant*, Vol. 60, 1980, pp. 22-26.
- [4] W. R. Alling, "The integration of microcomputer and controllable output ballasts a new dimension in lighting control," in *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, 1984, pp. 1198-1205.
- [5] J. Spangler and A. K. Behera, "Power factor correction techniques used for fluorescent lamp ballast," in *IEEE IAS'91, Proc.*, pp. 1836-1841.
- [6] J. C. Antonio, J. M. Alonso, L. Emilio, J. Ribas, J. A. Martinez and R. S. Manuel, "Analysis and experimental results of a single stage high power factor electronic ballast based on flyback converter," in *IEEE Trans., Power Electron. Vol. 14, Nov. 1999*, pp. 998-1006.
- [7] J. A. Villarejo; J. Sebastian; A. Fernandez; M. M. Hernando and P. J. Villegas, "Optimizing the design of single-stage power factor correctors, applied power electronics conference and exposition," in *IEEE APEC2002 Proc.*, pp. 231-236.
- [8] W. Huai; I. Batarseh, "Comparison of basic converter topologies for power factor correction," in *IEEE Southeastcon'98, Proc.*, pp. 348 -353.
- [9] J. M. Alonso, A. J. calleja, F. J. ferrero, E. lopez, J. ribas and M. rico-secades, "Single stage constant wattage high power factor electronic ballast with dimming capability," in *IEEE PESC'98, Vol. 2*, pp. 2021 -2027.
- [10] 許年喜，"新型切換式交流升-降壓器之研究，" 國立成功大學碩士論文，民國 85 年。
- [11] 梁適安，*交換式電源供給器之理論與實務設計*，全華，民國 83 年。