

# 使用推挽式串聯諧振換流器之冷陰極管安定器電路

## Using Push-Pull Series-Resonant Inverter for Cold-Cathode Fluorescent Lamp Ballast

趙元鑫

蘇子翔

Yuan-Hsin Chao

Tz-Shiang Su

大華技術學院 電機工程系

Department of Electrical Engineering

Ta Hwa Institute of Technology

Chunglin, Hsinchu Hsien

Taiwan, R.O.C

### 摘要

本文主要目的是介紹一種新型的冷陰極管安定器電路，其架構是採用推挽式串聯諧振換流器。有別於一般傳統的並聯諧振電路，由於是電壓源直接驅動，單級電路便能達成系統的需求，使得效率及成本可以顯著的提升。文中先說明其工作原理並提出設計準則，最後使用電路模擬及實作驗證其電路特性。

**關鍵詞：**冷陰極管安定器、推挽式串聯諧振換流器、並聯諧振

### 一、前言

近年來由於 LCD 螢幕、LCD TV 與各式可攜式儀表(Portable Instruments)的需求量大增，因此，對於顯示裝置的尺寸及效能之要求亦隨之提高，在各種平面顯示器中，LCD 配合冷陰極螢光燈(Cold Cathode Fluorescent Lamp, CCFL)是目前最佳的組合[1],[3]，除了以冷陰極螢光燈提供 LCD 基本所需之背光照明外，具備調光特性亦是許多實際應用中所極需之功能。

現今驅動冷陰極螢光燈的電路架構中推挽式並聯諧振換流器被廣泛地採用[2],[3]，若要達到調光的機能，則通常需要搭配額外的控制電路。其電路架構如圖 1 所示，由於並聯諧

振需要電流源驅動，因此前級 BUCK 電路主要目的便是產生電流源，以驅動後級推挽式並聯諧振換流器。但兩級的架構卻使電路的效率降低與成本提高，另外前後級開關切換有同步的問題也增加電路實現的複雜性。

針對上述缺點，近來 O2 公司提出直接驅動電路架構即推挽式串聯諧振換流器，如圖 2 所示。由於是電壓源直接驅動，單級電路便能達成系統的需求，使得效率及成本可以顯著的提升。本文主要目的便是介紹此種新型的冷陰極管安定器電路，說明其工作原理並提出設計準則，期望能更進一步了解其技術特徵所在。

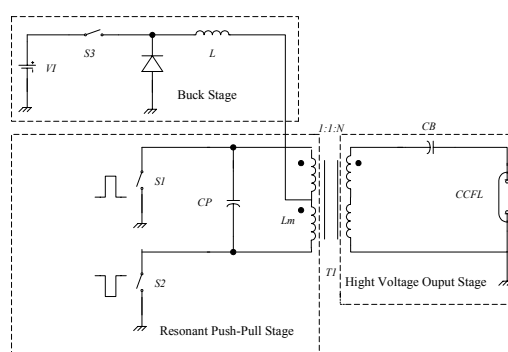


圖 1 推挽式並聯諧振換流器

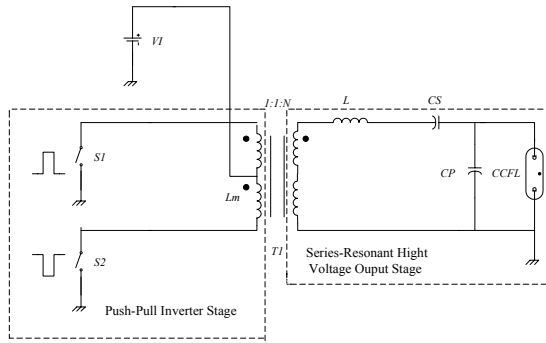


圖 2 推挽式串聯諧振換流器

## 二、工作原理

### (一) 冷陰極螢光燈管電氣特性介紹

冷陰極螢光燈的管徑通常為 2~6.5mm，啓動電壓數百伏特甚至達 2KV；燈管工作電流約為 6mA；工作電壓約為 400~800V，工作特性視燈管規格而定，故一般的消耗功率為 1~5Watt。圖 3 是冷陰極螢光燈的電壓-電流特性曲線[2]。由圖中可知：

- (1) 當燈管啓動時必須瞬間有一高電壓，其值約為燈管正常工作電壓的二~三倍，此即燈管的高壓啓動。
- (2) 燈管在一開始呈現正電阻特性，隨後則轉成負電阻特性。
- (3) 燈管在額定範圍內工作時燈管電壓幾乎沒有太大的變化，只有燈管電流有明顯的變化。
- (4) 燈管在額定範圍內工作時燈管亮度與燈管電流成正比。

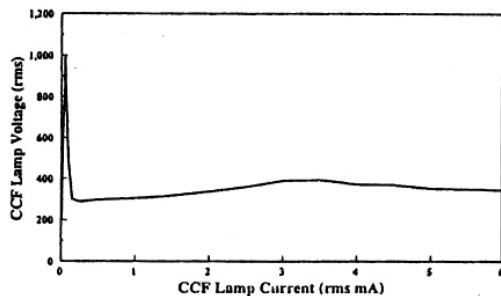


圖 3 冷陰極螢光燈管的電壓-電流特性曲線

圖4為燈管等效電路，其中VFL是燈管在操作範圍內的燈管維持電壓，RFL是燈管點亮後的等效負電阻，CFL是燈管內部的雜散電容。

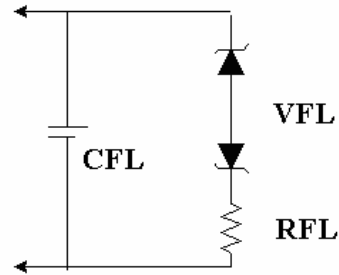


圖 4 冷陰極螢光燈的等效電路

### (二) 推挽式換流器之基本工作原理

在圖 5 電路結構中，電晶體 Q1、Q2 各以小於 50% 之工作週期比(Duty Cycle)處於交互導通之狀態，能量則經由變壓器 T1 傳遞至輸出[1],[4],[5]。

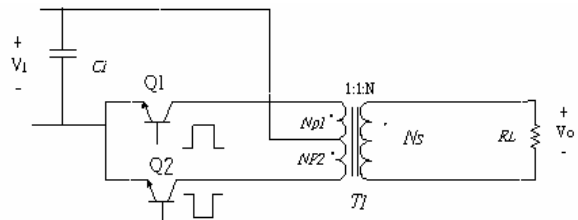


圖 5 推挽式換流器之電路

其電路的工作原理如下：當功率電晶體 Q1 導通時，則一次側繞組  $N_{p1}$  就會有電壓降產生，此電壓乃為輸入端之電壓；在此情況下，所有繞組之起始端(黑色圓圈標之處)乃為正電位，此時繞組  $N_{p2}$ 、 $N_s$ ，都會有電壓感應產生。由於 Q2 電晶體此時是在不導通之狀態，所以，此時在電晶體集極至射極兩端之耐壓就是  $N_{p2}$  上之電壓加上輸入電壓  $V_i$ ，而  $N_{p2}$  繞組所感應之電壓就是輸入電壓  $V_i$ ；因此 Q2 耐壓大小就相當於是  $2V_i$ ，也就是在選擇電晶體時，至少必須能夠承受 2 倍之輸入電壓才可以，否則會有燒毀之危險。而在次級繞組中，由於極性之關係，電流則呈順時鐘方向流過負

載。而負載上的電壓則為  $\frac{N_2}{N_1}V_1$ 。

當 Q1 截止後，會有一小段時間 Q2 亦在截止狀態，此兩個功率元件都處於截止之情況。所以此時在次級繞組兩端就沒有任何電壓降產生。而在鐵心之磁通密度也沒有任何改變，也就是說在 Q1、Q2 處於截止時，鐵心之磁通密度並不會回到 B-H 曲線的零點，這也是推挽式轉換器重要特性之一。

當 Q1、Q2 處於截止之期間結束之後，緊接著下來就是功率電晶體 Q2 會被導通，則一次側繞組 Np2 就會有電壓降產生，此電壓乃為輸入端之電壓；在此情況下，所有繞組之起始端(黑色圓圈標之處)乃為負電位，此時繞組 Np1，Ns 都會有電壓感應產生。由於 Q1 電晶體此時是在不導通之狀態，所以，這個時候在電晶體集極至射極兩端之耐壓就是 Np1 上之電壓加上輸入電壓 VI，而 Np1 繞組所感應之電壓就是輸入電壓 VI；因此 Q1 耐壓大小就相當於是 2VI。而在次級繞組中，由於極性之關係，電流則呈逆時鐘方向流過負載。而負載上的輸出電壓則為  $-\frac{N_2}{N_1}V_1$ 。

綜合以上之分析討論，我們可以將推挽式換流器之優點與缺點分述如下：

- (1)使用推挽式換流器之缺點就是功率電晶體所需承受之電壓為兩倍輸入電壓才可以，因此不太適合應用在輸入電壓較高之場合。
- (2)雖然使用兩個功率電晶體，不過由於其驅動電路之負端可以共地，因此，在驅動上較簡單些。
- (3)由於在推挽式結構中，但 POWER MOSFET 每半週期內僅有一個動作，因此變壓器之利用率較低。

### (三) 串聯諧振網路之分析

圖 6 所示為串聯諧振串並聯負載之基本架構，其中 R 代表燈管工作時的等效電

阻。VAB 為換流器之輸出電壓；L、Cp 分別為串聯諧振之電感與電容，Cs 為安定器電容[6]。

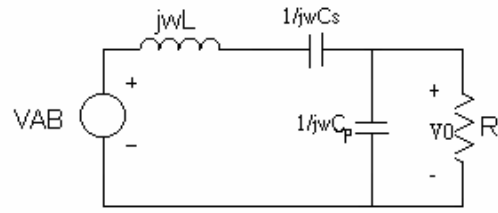


圖 6 串聯諧振串並聯負載

串聯諧振串並聯負載的轉移函數為：

$$\frac{|V_o(j\omega)|}{|V_{AB}(j\omega)|} = \frac{1}{\sqrt{[1+(C_p/C_s)-(C_p/C_s)(\omega/\omega_s)^2]^2 + Q_s^2[\omega/\omega_s - \omega_s/\omega]^2}} \quad (1)$$

其中

$$\omega_p = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C_p}}$$

$$\omega_s = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C_s}}$$

$$Q_s = \omega_s \cdot \frac{L}{R} = \frac{1}{\omega_s} \cdot C_s \cdot R$$

由於換流器之輸出電壓VAB為方波，因此串聯諧振電路主要目的為一濾波器，過濾高次諧波使燈管的工作電壓與電流為基本弦波，如此操作可以延長燈管壽命。Cs 主要功能為安定器電容與阻隔換流器輸出的直流成分，Cp 主要功能為決定高頻截止頻率。

轉移函數由 MATLAB 繪出的圖形如圖 7 所示，考慮到一般燈管的簡化模型：在點亮前

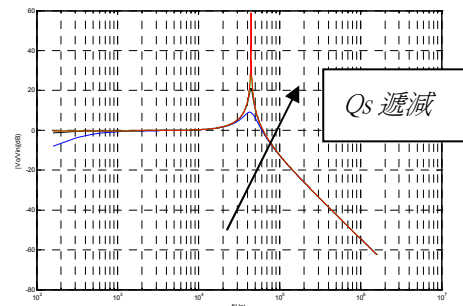


圖7 轉移函數圖形

為大電阻，而點亮後則為小電阻。因  $Q_s$  與負載  $R$  成反比，而  $Q_s$  越小電壓增益越高。因此符合燈管點亮前高壓與點亮後低壓的需求。而且也降低變壓器的圈數比，使得一次側的導通損失降低。

### 三、設計準則與設計實例

本章針對整個電路在設計上應有的考量提出設計準則，包括切換開關之選擇、高壓變壓器、輸出高壓電容、諧振電感、電容等等。以下分別加以說明並提供一設計實例。

#### (一) 設計準則

##### (1) 決定變壓器圈數比

變壓器圈數比由冷陰極螢光燈管之啟動電壓  $V_{start}$  與最低輸入直流電壓  $V_{I,min}$  決定如下式：

$$N = \frac{N_s}{N_p} \geq \frac{\pi \cdot V_{start}}{2\sqrt{2}V_{I,min}} \quad (2)$$

其中  $N_p$ 、 $N_s$  分別為一次側及二次側圈數，但太大的圈數比會造成較大的電流而增加傳導損失，故  $\frac{N_s}{N_p}$  的比例只需提供最大燈管啟動電壓即可。

##### (2) 決定諧振電感、電容

一般而言，可以設計諧振頻率在燈管的工作頻率。即

$$f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \cdot C_p}} \quad (3)$$

由上可知  $L, C_p$  並非唯一解，但設計時需考量  $L$  為變壓器漏感，因此通常先決定電感值再決定電容值。但因電容與燈管並聯，所以需考慮耐高壓電容。

##### (3) 決定安定電容 $C_s$

在二次側中安定電容與冷陰極管串聯之目的要確保負載為正阻抗特性[3]。因此參考圖五，諧振電感  $L$  與安定電容  $C_s$  串聯阻抗值必須大於諧振電容  $C_p$  與燈管電阻之並聯阻抗值

$$\left| j\omega L + \frac{1}{j\omega C_s} \right| \geq \left| \frac{1}{j\omega C_p} // R \right| \quad (4)$$

#### (4) 決定切換功率晶體

由推挽式換流器工作原理可知，功率晶體耐壓為  $2V_I$

功率晶體電流為

$$I_D = I_{Lm} + \frac{N_s}{N_p} \cdot I_{LS} \quad (5)$$

$$= \frac{V_I}{L_m} \cdot t_{ON} + \frac{N_s}{N_p} \cdot I_{LS} \quad (6)$$

其中  $I_{Lm}$ ：磁化電流

$L_m$ ：磁化電感

$I_{LS}$ ：變壓器二次側電流

由式可知較低的  $\frac{N_s}{N_p}$  值或較大的磁化電感

$L_m$  可以降低功率晶體的電流。

#### (二) 設計實例

本文中所採用之實驗燈管為 2.6Φ(MW)，該燈管之電氣特性以及安定器之規格如下：

燈管功率：4.77 W

燈管啟動電壓：1050 Vrms

燈管操作電壓：796Vrms

燈管電流：5 ± 1(mA)rms

有效發光長度：406mm

安定器輸入電壓：15VDC

安定器工作頻率：50KHz

##### (1) 變壓器之圈數比

由式(2)可得

$$N = \frac{N_s}{N_p} \geq \frac{\pi \cdot 1050V}{2\sqrt{2} \cdot 15V} \approx 77$$

由圈數比77，吾人決定變壓器參數如下：

$N_p$ ：22匝

$N_s$ ：1700匝

漏感  $L$  : 0.263H

磁化電感  $L_m$  : 255  $\mu$ H

(2) 決定諧振電感、電容

諧振頻率設計在燈管的工作頻率為

50KHZ，諧振電感  $L$  為0.263H，因此諧振電容

$C_p$  由式(3)可得

$$f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{0.263 \times C_p}} = 50K$$

$$C_p = 38.5 pf$$

考慮現實情況，決定電容  $C_p$  為50pf，耐壓3KV

將實際電容值代入 (3) 式

$$f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{0.263 \times 50 \times 10^{-12}}} \approx 43.9K$$

亦符合系統需求。

(3)決定安定電容

由式(4)安定電容實際取2200pF，耐壓3KV的高壓陶瓷電容，由於變壓器二次側為高壓，所以必須選擇耐壓大的電容。

(3) 功率電晶體選擇

由於功率電晶體必須承受2倍的輸入電壓，在本實驗中輸入電壓為15V，所以耐壓為30V。假設功率電晶體工作週期為0.5，燈管電流為5mA，則其電流由式(6)

$$ID_{max} = \frac{15V}{255u} \cdot 10u + 77 \cdot 5mA$$
$$= 0.973A$$

因此，選擇功率電晶體IRF510，其耐壓100V，耐流3A。

### 五、系統模擬與實作量測

本節根據第四節所設計的電路參數值，利用電路模擬軟體Is-Spice作模擬，並將其結果和實際量測波形做比較。

(一) 工作週期為 20%:

圖 8 為燈管電流(IL)及燈管電壓(VL)模擬波形，燈管電流為 6.78mA，燈管電壓為 1.03kV

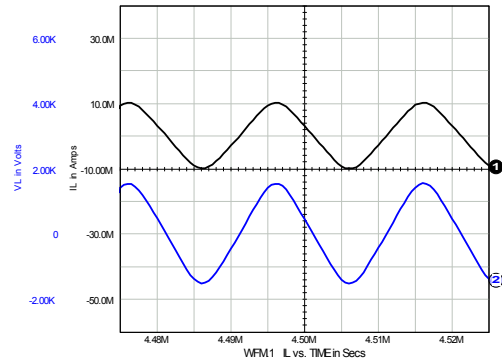


圖 8 燈管電流(ch1)及燈管電壓(ch2)之模擬波形

圖 9 為燈管電流(IL)及燈管電壓(VL)實作量測波形，燈管電流為 4.2mA，燈管電壓為 636V

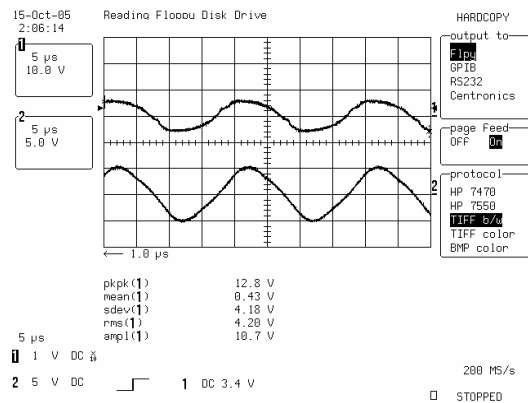


圖 9 燈管電流(ch1)及燈管電壓(ch2)之實作波形

(二) 工作週期為 40%:

圖 10 為電晶體耐壓 VCE1、VCE2 模擬波形

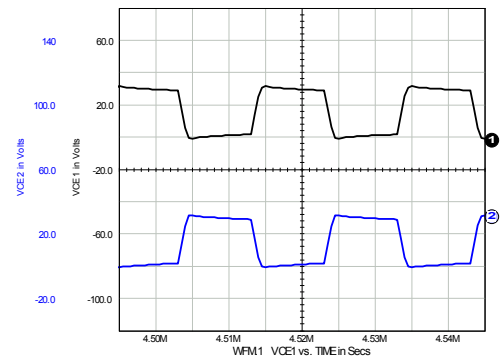


圖 10 電晶體耐壓之模擬波形

圖 11 為電晶體耐壓 VCE1、VCE2 實作量測波形

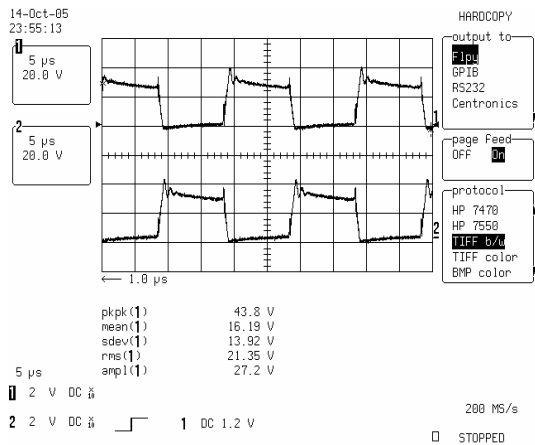


圖 11 電晶體耐壓之實作波形

圖 12 為燈管電流(IL)及燈管電壓(VL)模擬波形，燈管電流為 12.3mA，燈管電壓為 403V

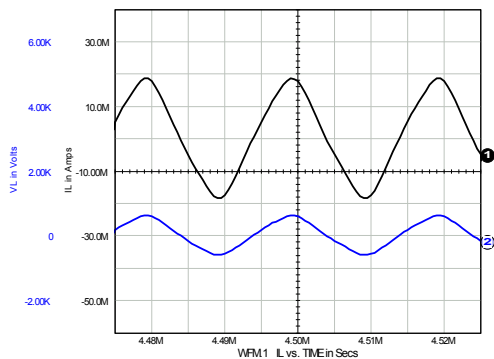


圖 12 燈管電流(ch1)及燈管電壓(ch2)之模擬波形

圖 13 為燈管電流(IL)及燈管電壓(VL)實作量測波形，燈管電流為 15.03mA，燈管電壓為 494V

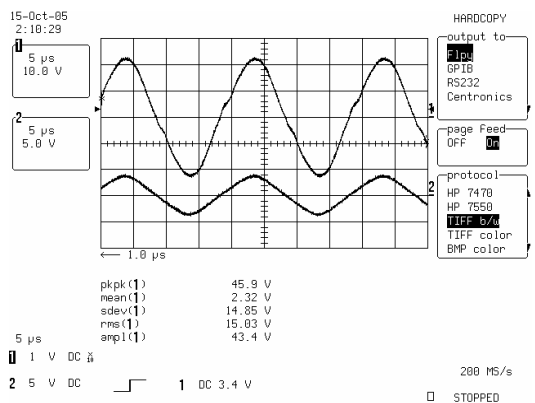


圖 13 燈管電流(ch1)及燈管電壓(ch2)之實作波形

## 六、結論

本文針對使用推挽式串聯諧振換流器的冷陰極管安定器架構及工作原理作一簡介。由於是電壓源直接驅動，單級電路便能達成系統的需求，使得效率及成本可以顯著的提升。諧振電路的高  $Q$  值可以有效降低變壓器的圈數比，但從本文模擬及實驗結果可以了解 PWM 控制與燈管電流為非線性關係。因此如何設計線性的調光電路，應是後續值得研究的課題。

## 七、參考資料

- [1] 林晉弘，謝冠群 “調光式冷陰極螢光燈電子安定器之初極側充電幫浦式控制器研製”國立台灣科技大學電子工程系，碩士學位論文。
- [2] Y. L. Lin and A. F. Witulski, “Analysis and design of current-fed push-pull resonant inverters-cold cathode fluorescent lamp drivers,” IEEE-IAS Conference Record, 1996, pp.2149-2152.
- [3] M. Jordan and J. A. O’Connor, ”Resonant fluorescent lamp converter provides efficient and compact solution,” IEEE-APEC Conferenec Record, 1993, pp.424-431.
- [4] M. Gulko and S. B. Yaakov, “Current-sourcing push-pull parallel-resonance inverter (CS-PPRI): theory and application as a discharge lamp driver,” IEEE Trans. Ind. Electron., vol.41,no.3, pp.285-291,June 1994.
- [5] M. Matsuo, T. Suetsugu, S. Mori, and I. Sasase, “Class DE current-source parallel resonant inverter,” IEEE Trans. Ind. Electron, vol.46,no.2, pp.242-248, Apr.1999.
- [6] 張英彬，柯聖浩：電子安定器之實作技術，文京圖書公司，1999。