

# 行政院國家科學委員會專題研究計畫成果報告

## 應用於脈衝式負載之高壓電源供應器

### High voltage power supply for pulse load applications

計畫編號: NSC 95-2221-E-007-261

執行期限: 95 年 8 月 1 日 至 96 年 7 月 31 日

主持人: 潘晴財 清華大學電機系 教授

Email: [ctpan@ee.nthu.edu.tw](mailto:ctpan@ee.nthu.edu.tw)

#### 一、摘要

本計畫主要目的是配合國科會電力工程領域發展方向並妥善利用既有能量，選定以行波管微波放大器為應用之高壓電源供應器系統作為研究對象，期能達到開發可技術移轉產業界之先進技術及培訓人才雙重目標。

本年度計畫主要工作為針對 PFC 三相電源交直流轉換器與高壓直流轉換器之電路分析模擬、整合及實作。其中高壓直流轉換器選擇串聯諧振式串並聯負載全橋轉換器，採多模組並串聯組合，以提升輸出電壓及降低個別元件電壓電流應力，其設計為定頻控制，使得一次側功率晶體及二次側高壓二極體同時達到柔切效果。因此，此電源供應器之整體效率可以提升至 91%。最重要的是，本架構可以延伸使用到更高壓及更大功率之應用。

關鍵詞: 行波管、高壓電源供應器、柔性切換，輸入並聯輸出串聯轉換器

#### Abstract

The main purpose of this project is to choose the microwave amplifier of traveling wave tubes as an application object to develop the related high voltage power supply techniques. The related technique naturally can also be applied to other applications such as X-ray generators and laser generators of which the corresponding high voltage technique is much simpler.

The major tasks of the year are analysis,

simulation and implementation of a three phase ac/dc converter as the first stage and a dc/dc converter as the second stage. The topology of the second stage converter is a series resonant and series-parallel load type full-bridge converter. By parallel and series connections of multi-modules and isolated transformers, we can get higher output voltage and with electric isolation. Both the transistors at the primary side and the diodes at the secondary side can achieve soft switching. As a result, the efficiency of the total system can be improved greatly. Furthermore, the proposed configuration can be easily extended to much higher voltage and much higher output power applications.

Keywords: TWT、high voltage power supply、soft switching、input parallel output series converter

#### 二、計畫目的

高壓電源供應器的應用相當廣泛，諸如醫學檢驗的 X 光機、雷達及通訊用的行波管放大器、工業用 CO<sub>2</sub> 雷射雕刻機和廢棄物處理或其它用途的電漿火炬等。雖然用途相當廣泛，但是由於技術層次較高且單一產品經濟規模比不上 3C 產品之電源供應器，故高壓、高頻且高功率之電源供應器國內技術累積明顯不足，有鑑於此，本計畫主要目的是配合國科會電力工程領域發展方向並妥善利用既有能量，選定以

行波管微波放大器為應用之高壓電源供應器系統作為研究對象，期能達到開發可技術移轉產業界之先進技術及培訓人才雙重目標。

近年來電力電子技術發展快速，對電源系統的要求除了功能正常外，其它如效率、功因、體積、價格及可靠度等需求也愈趨嚴格，所以在設計高壓電源供應器時，不同的負載特性及規格需求通常會由不同的電路架構或控制方式，在高壓電源供應器中，高壓變壓器是一關鍵性組件，由於高升壓比及高絕緣要求，較多的繞線圈數及較大的絕緣後大造成漏電感及繞線電容增大，加劇高壓變壓器的非理想性，為了吸收變壓器的非理想性，通常諧振電路會比脈波寬調變(PWM)電路有較低的電磁干擾(EMI)及較高的效率，串聯諧振串聯負載(SRSL)、串聯諧振並聯負載(SRPL)及串聯諧振串並聯負載(SRSPL)等三種轉換器於是產生。

串聯諧振串聯負載有避免高壓變壓器飽和、負載短路限流及在輕載仍可保持高效率等優點，然而此架構並未將繞線電容效應考慮在內是其缺點。

並聯諧振並聯負載直接將漏電感及繞線電容涵蓋到諧振電路中是其優點，此電路在輕載時電壓增益非常高，在需高啟動電壓如安定器等應用是其優點，然而若應用於行波管放大器，輕載的高增益使輸出電壓調節變得複雜則為缺點，其它如在全橋架構無法確保變壓器不飽和也是一種缺點。

串聯諧振串並聯負載比前述兩種諧振電路多了一個電容，電路多了一階分析比較複雜，不過其優點是把高壓變壓器的漏電感及繞線電容考慮進去，而且經過設計，可以將前述兩種諧振電路之優點加以利用。

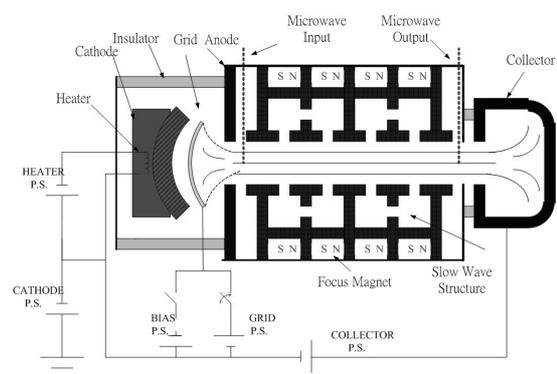
本計劃針對行波管高壓電源供應器進行研究，考慮高壓變壓器及負載特性，選擇全橋架構之串聯諧振串並聯負載電路進行分析與模擬，設計出以一定頻控制，可使一次側功率晶體及二次側高壓二極體同時達到柔切效果。並整合三相交流轉換器，使輸入功率因數及輸出電壓變動同時獲得調節。

### 三、 行波管工作原理及負載特性說明

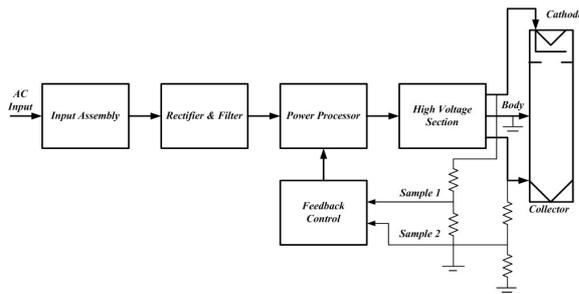
#### 3.1 工作原理

圖一為一空腔耦合行波管結構圖，重要部份包括電子鎗、陰極、柵極、陽極、慢波結構、收集極及聚焦磁場組等，電子鎗負責提供電子束，陰極與陽極電壓差提供電子束加速電場，柵極控制電子束是否射出，慢波結構降低微波群速，使電子束動能夠傳給微波輸入信號，達到微波放大的目的，收集極收集能量轉換後的電子束，聚焦磁場組提供電子聚焦磁場避免電子束間因電子互相排斥，在未將能量傳給微波前就散射到管壁。

由圖一所示，行波管正常工作所需電源包含陰極電壓、集極電壓、燈絲電壓及柵極電壓等。典型行波管電性接線圖如圖二所示。



圖一 空腔耦合行波管結構圖



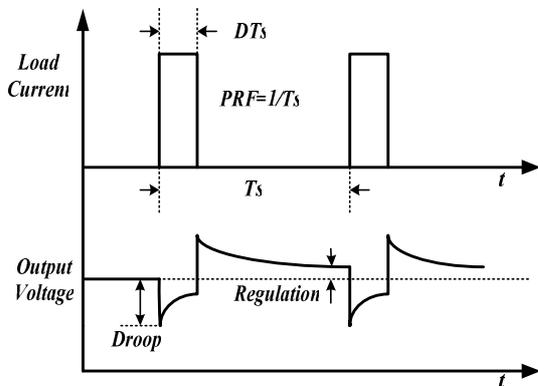
圖二 典型行波管高壓電源接線圖

### 3.2 負載特性說明

行波管可由閘極電壓控制電子束導通與截止，形成脈衝電流，其電流波形如圖 1.3 所示，而脈衝重複波頻率(PRF)的變化可高到十數千赫茲，脈衝負載對電源供應器輸出電壓的影響如圖 1.3 所示，電子束導通時電壓會有一驟降現象，為了使輸出電壓穩定，必須調節輸出電壓，使電壓能在一個工作週期內穩定回到原設定值。本計畫針對表一之規格，對電源供應器進行分析、設計。

表一 所研究高壓電源供應器基本規格

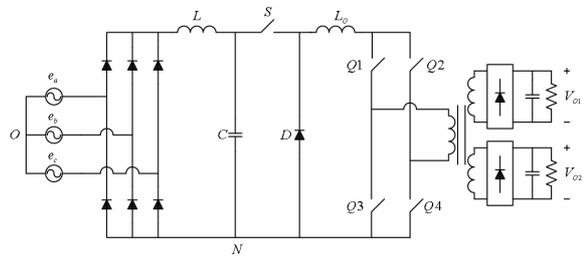
輸入電源	3 $\phi$ 220Vrms AC
輸出峰值功率	20kW
輸出平均工率	2kW
輸出電壓	12kV
脈波重複頻率(PRF)	10kHz
電壓調節率	0.5%



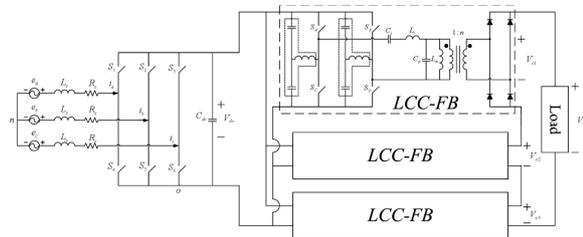
圖三 脈衝負載電壓電流波形

## 四、電源系統工作原理

一般高壓電源可藉由變頻諧振式電路實現，但是為避免轉換器切換頻率對微波調變信號造成干擾故多採定頻設計。而高壓側電感絕緣不易，通常需將電感映射到一次側採電流源饋入設計，如圖四所示為傳統應用於行波管之高壓電源供應器。傳統之高壓電源供應器缺點有體積大、功率耗損大及高壓變壓器設計難度高。本計畫考量改善上述缺點及高輸入功因需求，遂將一三相升壓型交直流轉換器及串聯諧振串並聯負載全橋轉換器電路整合成如圖五所示之電源供應器。



圖四 傳統應用於行波管之高壓電源供應器



圖五 本論文所提新型高壓電源供應器

由圖五可看出整體電路是由前級一三相主動式交直流轉換器與後級三組串聯諧振式串並聯負載全橋直流轉換器所組成。其中，後級電路採定頻控制，在適當的電路參數下可達到一次側四只主動開關含柔切特性，且降低二次側二極體逆向恢復損失，進而有效提高整體電路工作效率。此外，利用前級三相主動式交直流轉換器調變直流鏈電壓便可以調控高壓端之電壓值。總結之，此電路架構含有以下幾項優點：

1. 採較高之開關切換頻率，大幅減小

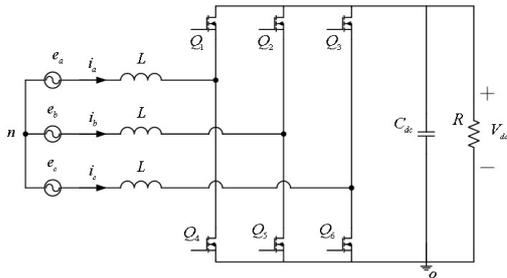
電感與電容之體積。

2. 第二級電路採用含柔性切換之諧振式全橋電路以降低主動開關與二次側二極體於切換時之功率損耗。
3. 利用串聯電容諧振電路與分散式變壓器架構來減小每一變壓器所需之升壓匝比，有效的降低變壓器設計上的難度。

接下來便逐一對上述前級與後級電路作分析說明。

#### 4.1 三相升壓型交直流轉換器

如圖六所示為一六只開關之主動式三相升壓型交直流轉換器，由於其本身架構簡單、控制容易且具有輸入電流為純弦波及雙向電力潮流的能力，非常適合應用在功因校正電路上，因此三相升壓型交直流轉換器在文獻上及工業上皆被廣泛地研究及應用。



圖六 三相升壓型交直流轉換器

圖六中可看出三相升壓型交直流轉換器是由三相輸入電壓源經三個串聯升壓電感  $L$  後連接至由六只主動開關  $Q_1 \sim Q_6$  所構成之全橋電路，而在直流端則是由一直流電容  $C_{dc}$  與輸出負載  $R$  並聯。而主動開關之切換方式於本計畫是採用正弦脈寬調變(SPWM)來控制開關的導通時間。接著推導三相升壓型交直流轉換器之動態數學模式，在推導數學模式之前先作以下之假設：

- (1) 輸入電壓源為三相平衡正序之弦波電壓，亦即

$$e_a = E_m \cos \omega t \quad (1)$$

$$e_b = E_m \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \quad (2)$$

$$e_c = E_m \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \quad (3)$$

其中， $E_m$  為相電壓之振幅值， $\omega$  為電源角頻率。

- (2) 當電路工作於穩態時，三相輸入電流為以下型式

$$i_a = I_m \cos(\omega t - \phi) \quad (4)$$

$$i_b = I_m \cos(\omega t - \phi - \frac{2\pi}{3}) \quad (5)$$

$$i_c = I_m \cos(\omega t - \phi + \frac{2\pi}{3}) \quad (6)$$

其中， $I_m$  為電流之振幅大小，而  $\phi$  為穩態時輸入相電壓與輸入電流之相位差。

- (3) 分析轉換器時除考慮電感  $L$  之等效串聯電阻  $R_s$  外，假設其餘各功率元件均為理相元件。

- (4) 轉換器之切換頻率遠高於輸入端之電源頻率，即  $f_s \gg f$ ，其中  $f_s$  為開關切換頻率， $f = \frac{\omega}{2\pi}$  為電源頻率。

- (5) 定義主動式開關  $Q_1 \sim Q_6$  之導通責任週期比為  $d_1 \sim d_6$ ，且為避免轉換器中同一臂上下二只開關同時導通，其關係應如下

$$d_k + d_{k+3} = 1, \quad 0 \leq d_k \leq 1, \quad k = 1, 2, 3 \quad (7)$$

基於以上的假設，再利用狀態空間平均技術則可推導出此轉換器之動態數學模式。首先就  $a$  相依主動開關  $Q_1$  與  $Q_4$  之導通狀態分為二個工作模式，分別說明如下

- <1> 當開關  $Q_1$  導通而  $Q_4$  截止之期間，依 KVL 可得下述方程式

$$e_a = L \frac{di_a}{dt} + R_s i_a + v_{dc} + v_{on} \quad (8)$$

- <2> 當開關  $Q_1$  截止而  $Q_4$  導通之期間，依 KVL 可得下述方程式

$$e_a = L \frac{di_a}{dt} + R_s i_a + v_{on} \quad (9)$$

將上述兩個工作模式下之等效方程式經狀態平均後，便可以得到  $a$  相之狀態平均方程式如下

$$e_a = L \frac{di_a}{dt} + R_s i_a + d_1 v_{dc} + v_{on} \quad (10)$$

同理，分別可求得  $b$  相與  $c$  相之平均方程式

$$e_b = L \frac{di_b}{dt} + R_s i_b + d_2 v_{dc} + v_{on} \quad (11)$$

$$e_c = L \frac{di_c}{dt} + R_s i_c + d_3 v_{dc} + v_{on} \quad (12)$$

另外，輸出端可依 KCL 求得其狀態平均方程式為

$$C_{dc} \frac{dv_{dc}}{dt} = d_1 i_a + d_2 i_b + d_3 i_c - \frac{v_{dc}}{R} \quad (13)$$

因為前述所假設輸入為三相平衡電源，故由輸入側之三個狀態方程式可得

$$v_{on} = -\frac{1}{3}(d_1 + d_2 + d_3) \cdot v_{dc} \quad (14)$$

再將上式帶回前述輸入端之狀態方程式整理後

$$L \frac{di_a}{dt} = e_a - R_s i_a - \frac{v_{dc}}{3} \cdot (2d_1 - d_2 - d_3) \quad (15)$$

$$L \frac{di_b}{dt} = e_b - R_s i_b - \frac{v_{dc}}{3} \cdot (-d_1 + 2d_2 - d_3) \quad (16)$$

$$L \frac{di_c}{dt} = e_c - R_s i_c - \frac{v_{dc}}{3} \cdot (-d_1 - d_2 + 2d_3) \quad (17)$$

定義

$$d_1 = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} m_1(t) \quad (18)$$

$$d_2 = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} m_2(t) \quad (19)$$

$$d_3 = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} m_3(t) \quad (20)$$

其中； $m_k(t)$ ， $k=1,2,3$  為一時變部份之調變指數(Modulation Indices)；且

$$|m_k(t)| \leq 1 \quad (21)$$

將上列責任週期比之定義代入前述狀態方程式，可得

$$L \frac{di_a}{dt} = e_a - R_s i_a - \frac{m_1(t)}{2} \cdot v_{dc} \quad (22)$$

$$L \frac{di_b}{dt} = e_b - R_s i_b - \frac{m_2(t)}{2} \cdot v_{dc} \quad (23)$$

$$L \frac{di_c}{dt} = e_c - R_s i_c - \frac{m_3(t)}{2} \cdot v_{dc} \quad (24)$$

由式(22)~(24)相加可得

$$m_1(t) + m_2(t) + m_3(t) = 0 \quad (25)$$

再分別將式(1)~(6)代入式(22)~(24)則可得到前述調變指數之解析式法則如下

$$\begin{aligned} \frac{1}{2} m_1(t) &= (e_a - R_s i_a - L \frac{di_a}{dt}) / v_{dc} \quad (26) \\ &= d_m \cdot \cos(\omega t - \theta) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \frac{1}{2} m_2(t) &= (e_b - R_s i_b - L \frac{di_b}{dt}) / v_{dc} \quad (27) \\ &= d_m \cdot \cos(\omega t - \theta - 120^\circ) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \frac{1}{2} m_3(t) &= (e_c - R_s i_c - L \frac{di_c}{dt}) / v_{dc} \quad (28) \\ &= d_m \cdot \cos(\omega t - \theta + 120^\circ) \end{aligned}$$

其中

$$\begin{aligned} d_m &= \frac{1}{v_{dc}} \cdot \sqrt{(E_m - \omega L I_m \sin \phi - R_s I_m \cos \phi)^2} \\ &\quad + (\omega L I_m \cos \phi - R_s I_m \sin \phi)^2} \\ \theta &= \tan^{-1} \frac{\omega L I_m \cos \phi - R_s I_m \sin \phi}{E_m - \omega L I_m \sin \phi - R_s I_m \cos \phi} \end{aligned}$$

完整之狀態方程式可整理成矩陣型式如下

$$\begin{bmatrix} \frac{di_a}{dt} \\ \frac{di_b}{dt} \\ \frac{di_c}{dt} \\ \frac{dv_{dc}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L} & 0 & 0 & -\frac{m_1(t)}{2L} \\ 0 & -\frac{R_s}{L} & 0 & -\frac{m_2(t)}{2L} \\ 0 & 0 & -\frac{R_s}{L} & -\frac{m_3(t)}{2L} \\ \frac{1+m_1(t)}{2C_{dc}} & \frac{1+m_2(t)}{2C_{dc}} & \frac{1+m_3(t)}{2C_{dc}} & -\frac{1}{RC_{dc}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ v_{dc} \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \cdot \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \\ 0 \end{bmatrix} \quad (29)$$

接下來可再將所得之狀態平均方程式轉換到利用空間向量表示法之電源同步旋轉座標系下，首先功率不變(Power Invariance)條件定義下列空間向量

$$\bar{x}_s^s \triangleq \sqrt{\frac{2}{3}}(x_a + a x_b + a^2 x_c) \triangleq \sqrt{\frac{3}{2}} x_m e^{j(\omega t - \xi)} \quad (30)$$

其中  $x$  可表示  $e$ 、 $i$ 、 $m$  等各量，且

$$a = e^{j\frac{2\pi}{3}}, \quad \xi \text{ 為 } \bar{x}_s^s \text{ 與 } d \text{ 軸初始之夾角，即} \quad (31)$$

$$\bar{e}_s^s = \sqrt{\frac{2}{3}}(e_a + a e_b + a^2 e_c) = \sqrt{\frac{3}{2}} E_m e^{j\omega t} \quad (31)$$

$$\bar{i}_s^s = \sqrt{\frac{2}{3}}(i_a + a i_b + a^2 i_c) = \sqrt{\frac{3}{2}} I_m e^{j(\omega t - \phi)} \quad (32)$$

$$\bar{d}_s^s = \sqrt{\frac{3}{2}}(d_1 + a d_2 + a^2 d_3) = \sqrt{\frac{3}{2}} d_m e^{j(\omega t - \theta)} \quad (33)$$

由以空間向量之定義，代入式(30)並整理如下

$$L \frac{d\bar{i}_s^s}{dt} = \bar{e}_s^s - R_s \bar{i}_s^s - \bar{d}_s^s v_{dc} \quad (34)$$

$$C \frac{dv_{dc}}{dt} = R_e [\bar{i}_s^s \cdot \bar{d}_s^{s*}] - \frac{v_{dc}}{R} \quad (35)$$

其中\*代表取共軛複數。

接著將 $\bar{e}_s^s$ 、 $\bar{i}_s^s$ 、 $\bar{d}_s^s$ 轉換到電源同步旋轉座標系，其空間向量定義為

$$\bar{x}_s^e = \bar{x}_s^s \cdot e^{-j\omega t} = \sqrt{\frac{3}{2}} x_m e^{j(\omega t - \xi)} \cdot e^{-j\omega t} \quad (36)$$

$$= \sqrt{\frac{3}{2}} x_m e^{j(-\xi)} = (x_d + jx_q)$$

當 $\bar{e}_s^s$ 、 $\bar{i}_s^s$ 、 $\bar{d}_s^s$ 代入後可得

$$\bar{e}_s^e = (\sqrt{\frac{3}{2}} E_m e^{j(\omega t - 0)}) \cdot e^{-j\omega t} = \sqrt{\frac{3}{2}} E_m e^{-j0} = (e_d + je_q) \quad (37)$$

$$\bar{i}_s^e = (\sqrt{\frac{3}{2}} I_m e^{j(\omega t - \phi)}) \cdot e^{-j\omega t} = \sqrt{\frac{3}{2}} I_m e^{-j\phi} = (i_d + ji_q) \quad (38)$$

$$\bar{d}_s^e = (\sqrt{\frac{3}{2}} d_m e^{j(\omega t - \theta)}) \cdot e^{-j\omega t} = \sqrt{\frac{3}{2}} d_m e^{-j\theta} = (d_d + jd_q) \quad (39)$$

其中

$$\begin{aligned} e_d &= \sqrt{\frac{3}{2}} E_m & e_q &= 0 \\ i_d &= \sqrt{\frac{3}{2}} I_m \cos \phi & i_q &= -\sqrt{\frac{3}{2}} I_m \sin \phi \\ d_d &= \sqrt{\frac{3}{2}} d_m \cos \theta & d_q &= -\sqrt{\frac{3}{2}} d_m \sin \theta \end{aligned}$$

由(36)式之定義，將(34)與(35)式轉至電源同步旋轉座標系，即

$$\begin{aligned} L \left( \frac{d\bar{i}_s^e}{dt} \cdot e^{j\omega t} - j\omega \bar{i}_s^e \cdot e^{j\omega t} \right) \\ = \bar{e}_s^e \cdot e^{j\omega t} - R_s \bar{i}_s^e \cdot e^{j\omega t} - \bar{d}_s^e \cdot e^{j\omega t} v_{dc} \end{aligned} \quad (40)$$

$$C \frac{dv_{dc}}{dt} = R_e [(\bar{i}_s^e \cdot e^{j\omega t}) \cdot (\bar{d}_s^e \cdot e^{j\omega t})^*] - \frac{v_{dc}}{R} \quad (41)$$

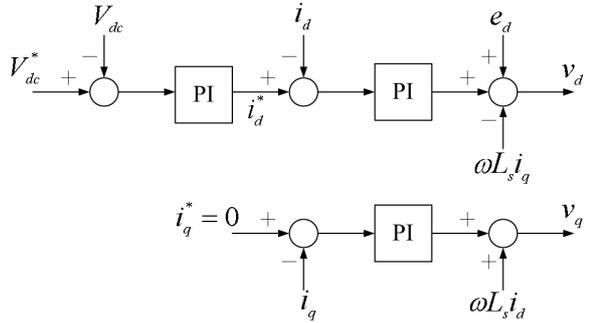
整理後可得下列三個式子

$$e_d = L_s \frac{di_d}{dt} + R_s i_d - \omega L_s i_q + v_d \quad (42)$$

$$e_q = L_s \frac{di_q}{dt} + R_s i_q + \omega L_s i_d + v_q \quad (43)$$

$$C_{dc} \frac{dv_{dc}}{dt} = d_d i_d + d_q i_q - \frac{v_{dc}}{R_{dc}} \quad (44)$$

由假設可知 $e_q = 0$ ，因此為控制至 $PF \approx 1$ ， $i_q$ 必需調控至零。如圖七所示即為三相主動式交直流轉換器之閉迴路控制器。

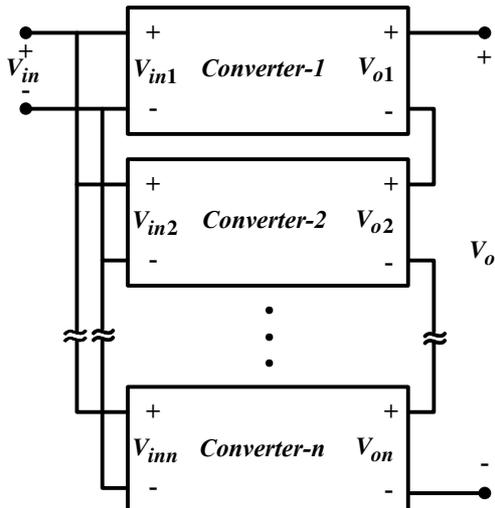


圖七 三相交直流轉換器閉迴路控制器

#### 4.2 全橋輸入並聯輸出串聯諧振型高壓轉換器

模組化設計即利用串聯或並聯的方式將較小電壓或電流等級的轉換器模組整合成較高功率或高電壓輸出的轉換器，此種設計方式近年來已成為一重要研究方向，本計畫為高壓電源輸出，以輸入並聯電流分流、輸出串聯電壓分壓連接較適合，輸入並聯輸出串聯架構應如圖八所示，用於高壓電源供應器有下列優點：

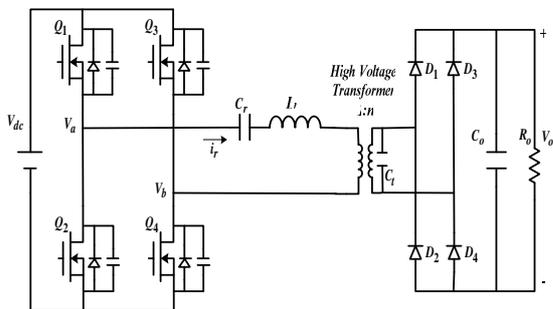
1. 升壓變壓器圈數比降低，變壓器繞線層間電容可降低，操作頻率可以提高。
2. 單一模組存在較低的電壓或電流應力。
3. 可以有額外備載模組設計，單一模組故障系統仍可運作，提高系統可靠度。
4. 利用較小電壓電流規格之零件設計模組。
5. 標準化設計，可以降低零件採購成本並節省製造時間。
6. 標準模組利用不同的連接方式，可設計不同規格之模組。



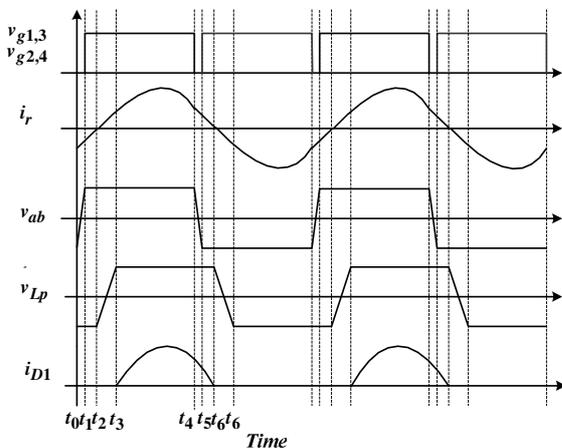
圖八 輸入並聯輸出串聯多模組電路架構

#### 4.2.1 全橋 LCC 諧振高壓直流轉換器

圖九為單一全橋諧振轉換器，包含全橋切換電路、諧振槽、高壓變壓器，二極體整流器及輸出電容濾波電路，圖十為諧振電路之電壓電流波形圖，其一週期可分為八個工作模式敘述如下。



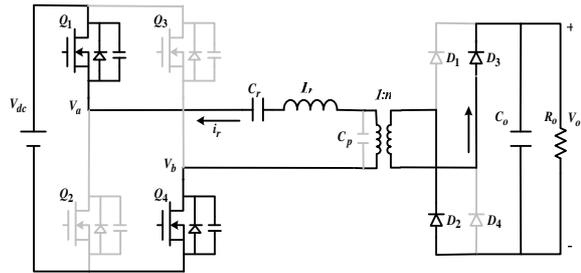
圖九 全橋 LCC 諧振高壓直流轉換器



圖十 LCC 諧振波形圖

#### 模式一 ( $t_0 < t < t_1$ )

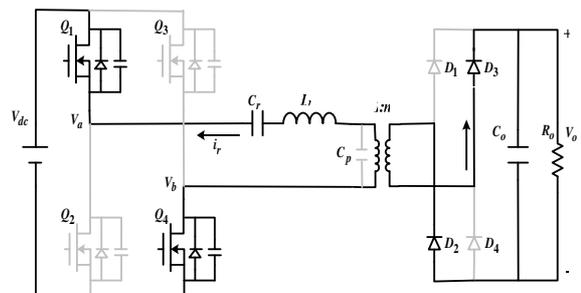
當  $t=0$  時， $Q_2, Q_3$  關閉，流經電感  $L_r$  的電流  $i_r$  為負值，負值的  $i_r$  對  $Q_1, Q_4$  輸出電容放電後會流經  $Q_1, Q_4$  的體二極體，當體二極體導通後， $Q_1, Q_4$  可以零電壓切換導通，此時變壓器兩側電壓維持負值，能量持續經由二極體  $D_2, D_3$  送至輸出。



圖十一 模式一

#### 模式二 ( $t_1 < t < t_2$ )

當  $t=t_1$  時， $Q_1, Q_4$  導通，流經電感  $L_r$  的電流  $i_r$  從負值向零接近，此時變壓器電壓仍為負值，能量維持由二極體  $D_2, D_3$  送至輸出。

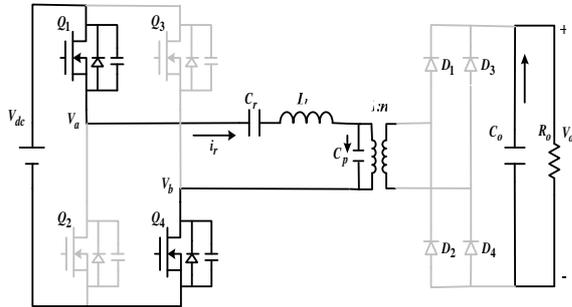


圖十二 模式二

#### 模式三 ( $t_2 < t < t_3$ )

當  $t=t_2$  時， $Q_1, Q_4$  導通、 $Q_2, Q_3$  截止，流經電感  $L_r$  的電流  $i_r$  從負值變成正值，此時  $C_p$  電容開始充電，變壓器電壓由負值向正值充電，此段時間  $i_r$  的能量對電容

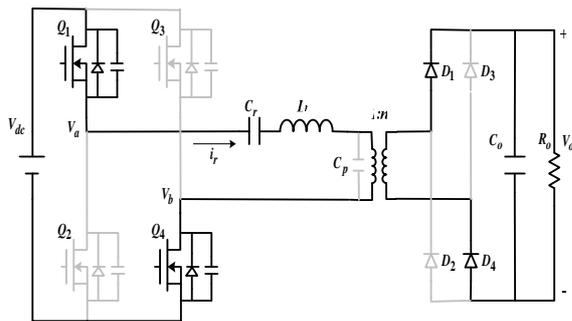
$C_p$  充電，能量無法傳送到輸出，二極體  $D_1 \sim D_4$  為斷路。



圖十三 模式三

### 模式四 ( $t_3 < t < t_4$ )

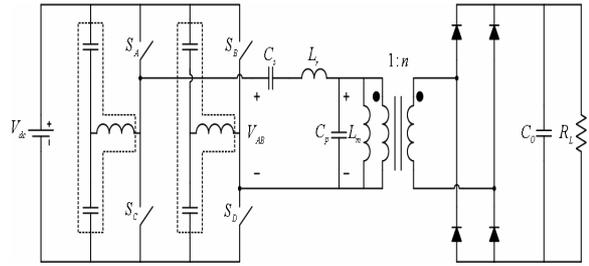
當  $t = t_3$  時， $Q_1, Q_4$  導通、 $Q_2, Q_3$  截止，此時  $C_p$  電容充電完成，變壓器電壓由  $-\frac{V_o}{n}$  變為  $\frac{V_o}{n}$ ， $i_r$  的能量開始經由  $D_1, D_4$  送至輸出。模式五~模式八工作原理與模式一~模式四相同，差異處在電壓與電流方向相反。



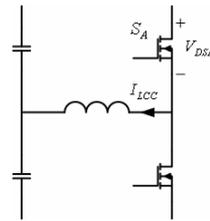
圖十四 模式四

### 4.2.2 全橋 LCC 諧振及輔助電路

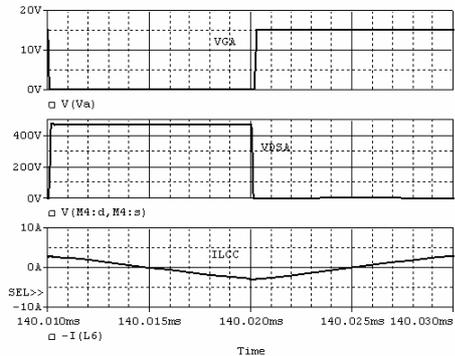
圖十五虛線部份為輔助電路，使得四只主動開關於輕載中仍有零電壓切換的特性。如圖十六(b)所示，在開關  $S_A$  導通之前，此 LCC 諧振電路提供一反向電流  $I_{LCC}$  使開關  $S_A$  之跨壓  $V_{DSA}$  提前降為零。



圖十五 諧振式全橋直流轉換器



(a)

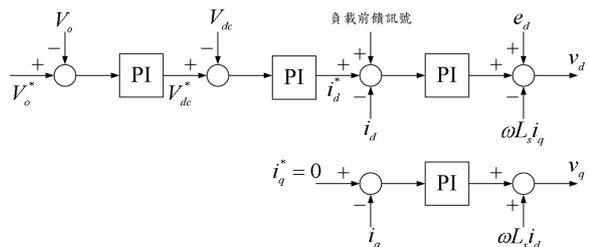


(b)

圖十六 (a)LCC 諧振電路圖 (b)開關開極電壓  $V_{GA}$ 、跨壓  $V_{DS}$  及諧振電流  $I_{LCC}$

### 4.3 整體電路之控制器架構

圖十七為圖五高壓直流電源供應器之閉迴路控制器示意圖。由於行波管開極訊號為使用者設定之訊號，因此系統負載變化而使得輸出電壓變動的時間與趨勢便可清楚得知。依據此行波管開極訊號供給一「前饋」訊號提前調控直流鏈電壓，進而降低輸出電壓的變動程度。



圖十七 高壓直流電源供應器之閉迴路控制器

由上述可知直流鏈電壓不是一固定值，而是需要適合輸出負載變動而變化。因此直流鏈電容值也需要相對應減小，以加快直流鏈電壓暫態響應。

## 五、系統模擬與實作

最後利用 Orcad/Pspice 配合下列相關電路參數，進行整體高壓直流電源供應器運轉模擬。

$$L_s = 0.8mH$$

$$C_{dc} = 100\mu F$$

$$R_s = 0.1\Omega$$

電源頻率為 60Hz

$$\text{輸入相電壓為 } \frac{220\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \text{ V}$$

單一變壓器匝比  $n = 11$

$$V_o = 16kV$$

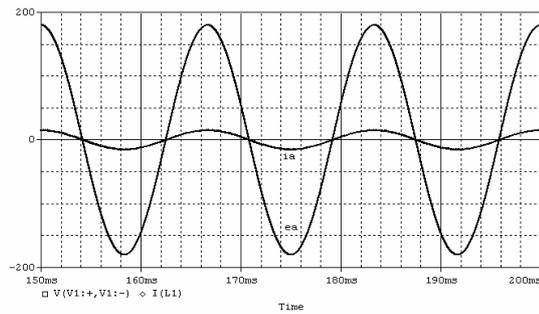
$$\text{Peak Load } P_{o,max} = 20kW$$

$$\text{Average Load } P_{o,avg} = 2kW$$

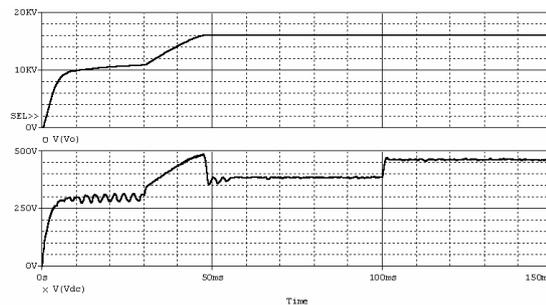
開關切換頻率為 50kHz

行波管閘極頻率為 10kHz

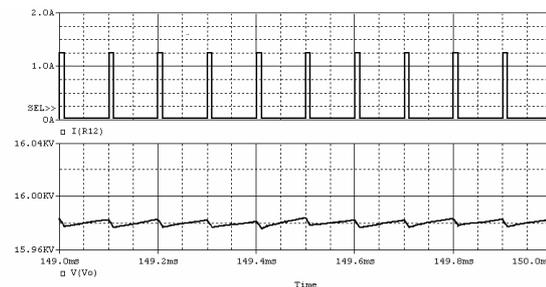
圖十八為三相電源側 a 相電壓與電流的波形圖，由圖中可知電壓與電流幾近同相位，亦即功率因數  $PF \approx 1.0$ 。圖十九所示為整體電路由啟動到穩態時輸出電壓與直流鏈電壓之波形，其中在  $t=0\sim 30ms$  是前級六只主動開關全部禁能，單純以其背接二極體組成一三相全橋整流器作系統啟動之前級電路。接著當  $t=30ms$  時前級主動式開關便開始動作，執行功因控制與電壓調控等功能。在  $t=100ms$  時，行波管啟動開始吃載。圖十九為負載電流與輸出電壓之細部波形圖。最後，圖二十～圖二十五分別為高壓電源轉換器之實作波形及電路硬體雛型照片。



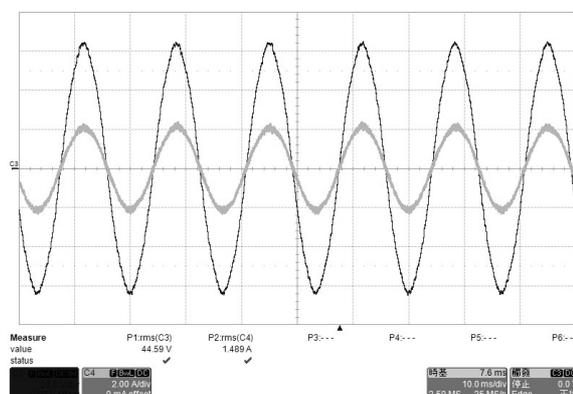
圖十八 a 相電壓與電流波形



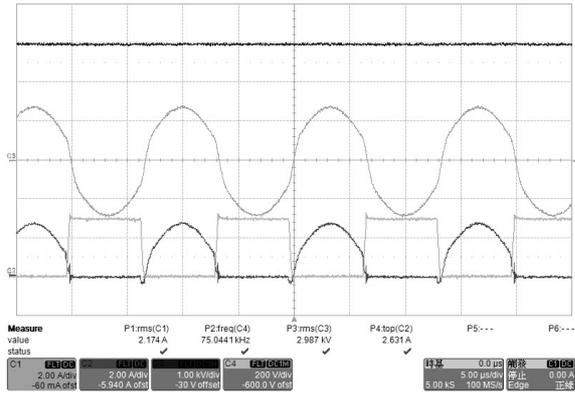
圖十九 系統啟動後輸出電壓與直流鏈電壓之模擬波形圖



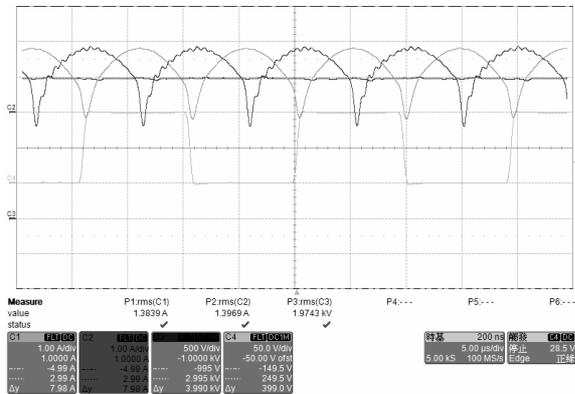
圖十九 輸出電流與輸出電壓之模擬波形圖



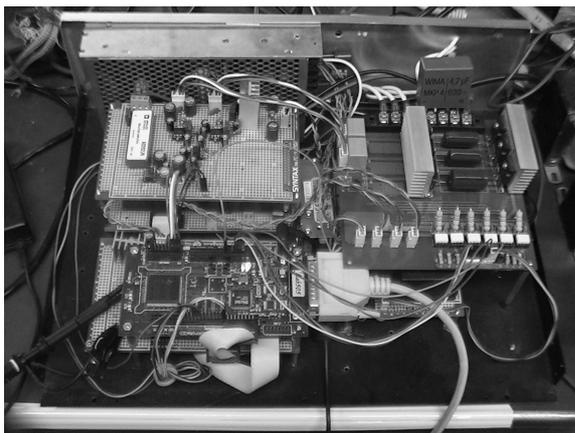
圖二十 PFC 交直流轉換器實作波形



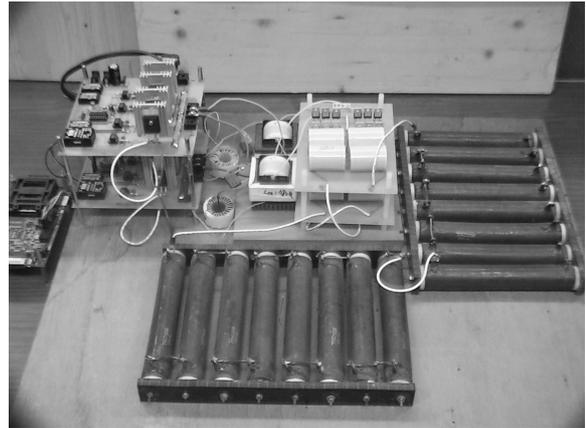
圖二十一 LCC 諧振高壓直流轉換器實作波形



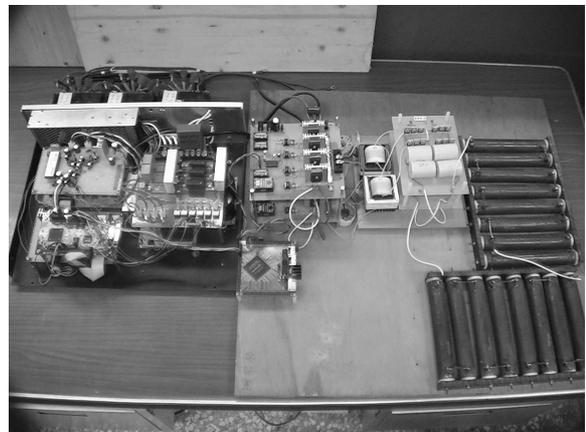
圖二十二 雙模組 LCC 諧振高壓直流轉換器並串聯之實作波形



圖二十三 三相 PFC 交直流轉換器實作雛型電路



圖二十四 LCC 諧振高壓直流轉換器實作雛型電路



圖二十五 高壓電源轉換器實作雛型電路

## 六、結論

本計畫年度完成了以下工作項目：

1. 完成高功率因數三相交直流轉換器電路分析、模擬及雛型電路製作。
2. 完成高效率高壓直流轉換器模擬、分析及雛型電路製作。
3. 完成電路整合與協調控制。
4. 發表 IEEE 國際期刊論文一篇、國際研討會論文兩篇及國內研討會論文三篇
5. 國內專利兩件審查中
6. 人才培訓方面，參與學生有碩士班七員已畢業，就學中博士班六員。
7. 有兩篇期刊論文持續準備中。

總結之，本年度計畫相關工作進度均能符合計畫原訂之目標。

## 誌 謝

非常感謝行政院國家科學委員會於計畫經費上的支持，使得本計畫可以完滿順利執行，計畫編號：NSC 95-2221-E-007-261。

## 七、參考文獻

- [1] 謝振中，“高性能三項切換式交直流轉換器”，國立清華大學博士論文，1998。
- [2] S. D. Johnson, A. F. Witulski, R.W. Erickon, “Comparison of Resonant Topologies in High Voltage DC Applications,” IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. 24, no. 3, pp. 263-274, 1988.
- [3] N. Vishwanathan, V. Ramanarayanan, “Average Current Mode Control of High Voltage DC Power Supply for Pulsed Load Application”, IEEE Industry Applications Conference, vo2, pp. 1205-1211, 2002.
- [4] C. Iannello, S. Luo, I. Batarseh, “ Full bridge ZCS PWM converter for high voltage high power applications”, IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2002.
- [5] I. Barbi, R. Gules, “ Isolated DC-DC converters with high output voltage for TWTA telecommunication satellite applications”, IEEE Transactions on Power Electronics, 2003.
- [6] S. C. Kim, S. H. Nam and D. H. Kim, “Development of High-Power Density, 4-kV Pulse Transformers for TWTA” , IEEE Transactions on Plasma Science, vol. 32, No. 5, Oct. 2004.
- [7] N. Vishwanathan and V. Ramanarayanan, “Input Voltage Modulated High Voltage DC Power Supply Topology for Pulsed Load Applications” , IEEE – IECON, 2002, pp. 389-394.
- [8] V. Garcia, M. Rico, M. M. Hernando and J. Uceda, “An optimized DC to DC converter topology for high voltage pulse load applications” , IEEE – PESC, 1994, pp. 1413-1421.
- [9] S. Luo, Z. Ye, R. L. Lin, and F. C. Lee, “A classification and evaluation of paralleling methods for power supply modules,” in Proc. IEEE PESC, 1999, pp. 901–908.
- [10] J. W. Kim, J. S. You, and B. H. Cho, “Modeling, control and design of input-series-output-parallel-connected converter for high-speed-train power system,” IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 48, no. 3, pp. 536–544, Jun. 2001.
- [11] R. Ayyanar, R. Giri, and N. Mohan, “Active input-voltage and load-current sharing in input-series and output-parallel connected modular DC-DC converters using dynamic input-voltage reference scheme,” IEEE Trans. Power Electron., vol. 19, no. 6, pp. 1462–1473, Nov. 2004.
- [12] R. Ayyanar, V. Choudhary, R. Giri, and N. Mohan, “Common-Duty-Ratio Control of Input-Series Connected Modular DC-DC Converters With Active Input Voltage and Load-Current Sharing,” IEEE Trans. Industry Applications, vol. 42, no.4, pp. 1101-1111, July 2006.