

行政院原子能委員會
委託研究計畫報告

電漿火炬電力供應系統之開發

計畫編號：942001 INER 009

受委託機關(構)：國立交通大學機械與控制工程系

計畫主持人：張隆國副教授

核研所共同主持人：李恆毅

報告日期：94 年 11 月

The Technology Development of Power System for Plasma Torch

By

Lon-Kou Chang and Heng-Yi Li

Abstract

Modularizing the power system provides excellent flexibility of design, utilization, fabrication, and maintenance as follows. (1) It provides more reliability and the reliability can be increased by using redundant modules. (2) The modularization of the converters makes the design easier, the fabrication period being reduced, and the cost being cut down. (3) Modules can be replaced on-line. (4) The efficiency and the power density are better than those in the power system without modularization. (5) Due to the lower stress on components, almost every part of the module aging in chorus. Thus, the lifetime of the power system becomes longer.

In order to solve the problems existing in traditional plasma torch power systems, high efficiency, low cost, and high reliability power modules should be used. Therefore, in this project we focus on designing a 750W single-stage full-bridge AC/DC converter as the basic module of power system to prove the expandability of the power modules. Furthermore, the input current harmonic of power system is designed in meeting IEC specification. To reach the objectives of low cost and high power, a single-stage full-bridge AC/DC converter has been designed as the fundamental power module.

There are several kinds of the plasma torches. The power supplies

required for the torches are quietly different owing to the different structures and discharge gas. In general, the operation of the torch is not easy to keep stable. A constant power controlled power supply will provide a stable burning process. Furthermore, the torch needs very large power. The power converter is designed as an expandable module. Under those considerations, we have designed a universal single-stage full-bridge AC/DC converter capable operating with line voltage ranged in 95Vrms~255Vrms. The power modules have been designed to have power limiting function. Many power modules can be connected in parallel both in the input sides and output sides to form a higher power supplier. The limited power control circuit can be modified to be a constant power control circuit easily so that it can operate for the system protection, power sharing, and even the constant power supply for the negative incremental impedance of plasma arc.

The output specifications of every module are 150V output voltage and 5A output current. The maximum output power of each module is limited in 750 W. And in order to prove the possible of module extension, three modules are connected in parallel to provide the 2250 W output.

KEYWORDS: Plasma Torch, Power System, Modularizing, Single-stage AC/DC Converter, Full Bridge AC/DC Converter

Plasma Melting Program
Institute of Nuclear Energy Research

電漿火炬電力供應系統之開發

張隆國、李恆毅

摘要

電力系統模組化展現極大設計、使用、維護的彈性。諸如 (1) 提供較可靠的電源供應，具有備用模組者可靠度更高。(2) 轉換器的模組化，使設計簡化且減少製造成本及時間。(3) 可以線上更換模組。(4) 對整個系統而言，可以帶來較高的功率和功率密度。(5) 減少組件的應力，各模組零件均勻老化因而壽命延長。

為了解決傳統電漿火炬電源系統的缺點，達成開發高效率、低成本、高可靠度之電漿火炬電力系統模組，我們以小功率電源轉換器為基礎實現高功率之電力模組，並驗證其擴充的可行性，同時符合 IEC 規範對輸入電流諧波(Current Harmonic)限制之要求。此外，為了符合低成本、高功率的需求，我們採用全橋式單級交/直流轉換器做為電源系統的基本模組。

電漿火炬的設計和運轉方式有許多種類，所需之電源供應器的電壓和電流需求也因此有很大的不同。一般而言，火炬的負載特性是不穩定的，若要火炬能穩定的工作下去，火炬電源最好具有定功率控制的功能。另一方面，又因火炬有大功率直流電源的需求，火炬電源還

必須有模組化擴充的能力。本計畫的模組化的單級交/直流轉換器已被設計成泛用型，其輸入的交流電壓可容許為 95Vrms~255Vrms 的範圍。由於轉換器有限功率功能，所以多個電源轉換器的輸出可並聯組合，以形成更大功率的輸出。此限功率的設計，未來還可再依需要而改成定功率的設計，此定功率將有助於模組間功率分擔、甚至對火炬不可避免的負增量電阻的負載變動提供穩定功率輸出。

針對本計畫我們已設計出輸出電壓 150V，最大輸出功率限制為 750W 的基本轉換器模組，並可利用輸入並聯-輸出並聯(Input Parallel and Output Parallel, IPOP)的方式將模組擴充，組成三個一組共 2250W 之轉換器，以證明其擴充的可行性。

關鍵字：電漿火炬；電力系統；模組化；單級交/直流轉換器；全橋式交/直流轉換器

目 錄

	頁次
英文摘要	i
中文摘要	iii
目錄	v
第一章、緒論	1
1.計畫目的	1
2.計畫緣起	3
第二章、執行方法與進度說明 1 (單級全橋式交/直流轉換器電路) . 4	
1.前言	4
2.新架構電路之動作原理	7
3.新架構電路之模擬結果	13
3-1.簡介	13
3-2.模擬結果圖說明	14
第三章、執行方法與進度說明 2 (模組化研究)	23
1.前言	23
2.高功率輸出之單級全橋式交/直流轉換器之組合架構 . . 24	
3.單級單開關交/直流轉換器模組化轉換函數推導與模	

擬	26
4.加上光耦合器之單級全橋式交/直流轉換器電路模擬 . .	32
5.定功率控制以及最大電流限制電路	35
6.1000W 之定功率單級全橋式交/直流轉換器的模擬 . . .	39
7.擴充模組之限功率單級全橋式交/直流轉換器的模擬 . .	42
第四章、結論與建議	49
參考文獻	51

圖目錄

圖 2-1 單級單開關交/直流轉換器	4
圖 2-2 單級全橋式交/直流轉換器	5
圖 2-3 單級全橋式交/直流轉換器	5
圖 2-4 單級全橋式交/直流轉換器	6
圖 2-5 在一個切換週期內的電壓與電流波形	8
圖 2-6 $t_1 \leq t < t_2$ 的電流迴路	9
圖 2-7 $t_2 \leq t < t_3$ 的電流迴路	10
圖 2-8 $t_3 \leq t < t_4$ 的電流迴路	11
圖 2-9 $t_4 \leq t < t_5$ 的電流迴路	12
圖 2-10 $t > t_5$ 的電流迴路	13
圖 2-11 單級全橋式 AC/DC 電源轉換器的 PSpice 模擬電路圖	16
圖 2-12 5 個模式時間內開關電流 i_{Q_1} 、 i_{Q_2} 和 i_{Q_5} 並配合 $Q_1 \sim Q_5$ 閘極控制信號	17
圖 2-13 5 個模式時間內的輸入電感電流和輸出電感電流並配合 $Q_1 \sim Q_5$ 閘極控制信號	17
圖 2-14 5 個模式時間內流經輸出端整流二極體的電流 i_{D_5} 和 i_{D_6} 並配合 $Q_1 \sim Q_5$ 閘極控制信號	18

圖 2-15 5 個模式時間內流經二極體 D_2 和 D_3 的電流並配合 $Q_1 \sim Q_5$ 閘極控制信號	18
圖 2-16 5 個模式時間內的變壓器電壓 V_{N1} 、 V_{N2} 和 V_{N3} 並配合 $Q_1 \sim Q_5$ 閘極控制信號	19
圖 2-17 滿載且 220Vac 輸入時的輸入電壓與電流模擬波形	19
圖 2-18 滿載且 220Vac 輸入時的輸出電壓與功率因數的模擬波形	20
圖 2-19 滿載且 255Vac 輸入時的輸出電壓與大型電容電壓的模擬波形	20
圖 2-20 工作於 1000W 且 255Vac 輸入時的輸入諧波電流與 IEC61000-3-2 A 類標準的比較圖	21
圖 2-21 工作於 1000W 且 220Vac 輸入時的輸入諧波電流與 IEC61000-3-2 A 類標準的比較圖	21
圖 2-22 工作於 1000W 且 95Vac 輸入時的輸入諧波電流與 IEC61000-3-2 A 類標準的比較圖	22
圖 3-1 高電壓輸入及大電流輸出之模組擴充(3200W)	25
圖 3-2 IPOP 之模組擴充(2250W)	26
圖 3-3 單模組的小訊號模型	27
圖 3-4 圖 3-3 的簡化方塊圖	27
圖 3-5 ISOP 的小訊號模型	28
圖 3-6 單模組 BIFRED 的輸出電壓	29

圖 3-7 單模組 BIFRED 的 $T_v(s)$ 之波德圖	29
圖 3-8 BIFRED ISOS 的輸出波形	29
圖 3-9 BIFRED ISOS 的 $T_v(s)$ 之波德圖	30
圖 3-10 BIFRED ISOP 加上光耦合器的電路	30
圖 3-11 圖 3-10 的輸出波形	31
圖 3-12 單級全橋加上光耦合器的電路	33
圖 3-13 沒有加上光耦合器的單級全橋輸出電壓波形	33
圖 3-14 加上光耦合器的單級全橋輸出電壓波形	34
圖 3-15 BIFRED 轉換器電路與功率控制以及最大電流限制電路示意 圖	35
圖 3-16 定功率控制以及最大電流限制電路	36
圖 3-17 輸出電壓 V.S. 輸出功率的關係圖	38
圖 3-18 1000W 之定功率單級全橋式交/直流轉換器電路	39
圖 3-19 輸出電壓 150V，負載 22.05 歐姆，輸出功率 1020W	40
圖 3-20 輸出電壓 170V，負載 30.05 歐姆，輸出功率 961W	40
圖 3-21 輸出電壓 129V，負載 16.05 歐姆，輸出功率 1036W	41
圖 3-22 IPOP 之限功率單級全橋式交/直流轉換器(輸出功率共 2000W)	42
圖 3-23 含限功率電路之單級全橋式交/直流轉換器	43

圖 3-24 (a)UC3842 周邊電路 (b)限功率保護 45

圖 3-25 N 組 converters 並聯的電流分享方塊圖 46

圖 3-26 (a)電流分享之並聯模組的輸出電壓與輸出電感電流(b)電流
分享之輸出電感電流與 duty cycle (c)經過電流分享控制後，duty cycle
分配的情況 48

第一章、緒論

1.計畫目的

當電路發生問題需維修時，沒有模組化的單一電源轉換器必須要整個電路做更新，因此維修較為不易且成本較高。若使用多個模組電路架構，由於每個模組只負責部份功率轉換，因此遇到電路發生問題時只需更換損壞的模組，維修時間及成本大幅下降。

為解決傳統單一電路的電漿火炬電源系統的不經濟的缺點，本計畫設計小瓦數模組的分散式架構，並驗證其擴充的可行性，發展出可由多個模組組合成大功率的交/直流電源輸出之轉換器的技術，提供未來可接下去製作較大尺度的分散式電源轉換器，以供應電漿火炬的電源需要。本電源轉換器也需符合 IEEE 及 IEC 規範對輸入電流諧波(Current Harmonic)限制之要求。

本計畫中，我們設計出輸出電壓 150V，自動最大輸出功率限制為 750W 的基本轉換器模組，並可利用輸入並聯-輸出並聯(Input Parallel and Output Parallel, IPOP)的方式將模組擴充，組成三個一組共 2250W 之轉換器，以證明其擴充的可行性。

2.計畫緣起

由於台灣是工業及人口高密度發展的國家，因而廢物、垃圾產生量也頗大。廢物、垃圾的低污染及快速處理需求迫在眉睫，而焚化爐是其中最經濟的解決方法。但焚化爐只能將可燃廢棄物，以中高溫（約600~800°C）焚化，形成氣體、底灰及飛灰。而電漿火炬可將可燃及不可燃廢棄物加以焚化熔融，其中金屬或非金屬等不可燃物部分，被高溫（約10,000°C）電漿火焰熔融成熔漿，經冷卻固化後便成為熔岩，不僅體積減小，毒性也消失。本案主要目的係研製電漿火炬直流電源部分，不包括高壓引弧（ignition）裝置。一般電漿火炬的電源需求在1-30 kW左右，而使用的交流電源偏向是三相的高交流電壓源，輸出電流需求在200 A左右，若發展可提供高輸出電流的電源供應器，則自製電漿火炬的電源需求便迎刃而解。

電漿火炬的功率需求很大，未經模組化的電漿火炬電源轉換器非一般無大電力系統的實驗室所能做出，而且直接發展這樣的大電源裝置，對一般市場上的電源技術發展的貢獻不大。因此，針對大功率需求之電力系統可設計成由較低電壓、較低功率的轉換器模組組合而成，模組可於輸入端和輸出端串聯或並聯或其他型式，以實踐系統所要求的輸入/輸出以及功率規格。模組化的優點如下：

- (1)提供較可靠的電源供應，具有備用模組者可靠度更高。

- (2) 模組元件的標準化，容易設計且減少製造成本及時間。
- (3) 可以線上更換模組。
- (4) 對整個系統而言，可以帶來較高的功率和功率密度。
- (5) 減少組件的應力，各模組零件均勻老化因而壽命延長。

第二章、執行方法與進度說明 1 (單級全橋式交/直流轉換器電路)

1. 前言

我們以單級的交/直流轉換器電路架構來實現本計畫之電源供應模組，由於本計畫需要輸出功率大的電源轉換器，故選用全橋式 (Full-Bridge) 電源轉換器作為電路架構來實現。

關於如何由單級單開關電路衍生至具功因較正的全橋式單級交/直流轉換器，可由以下範例來說明，如圖 2-1：

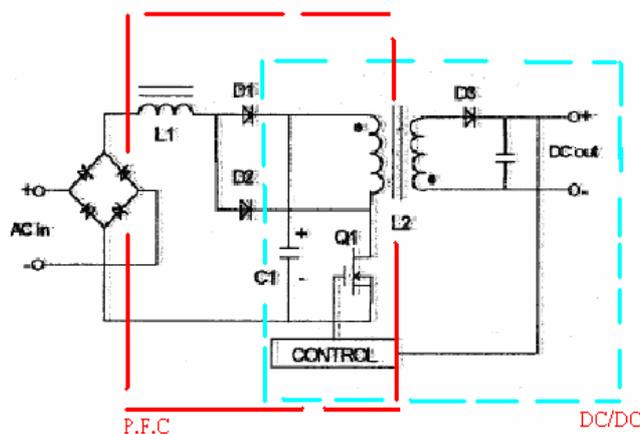


圖 2-1 單級單開關交/直流轉換器

單級單開關交/直流轉換器[1]將功因校正級與輸出穩壓級合併，利用兩個二極體且只使用一個切換開關與控制器，同時達到修正輸入電流波形提升功率因數值與穩定輸出電壓的功能。上述電路的特色就是若將電路一次側操作在非連續導通模式下，則天生上具有輸入電流追隨輸入電壓的特性，使得功因校正效果最好。為了要得到在高功率的輸出，將上述電路的架構應用在全橋式[2]上，如圖 2-2。

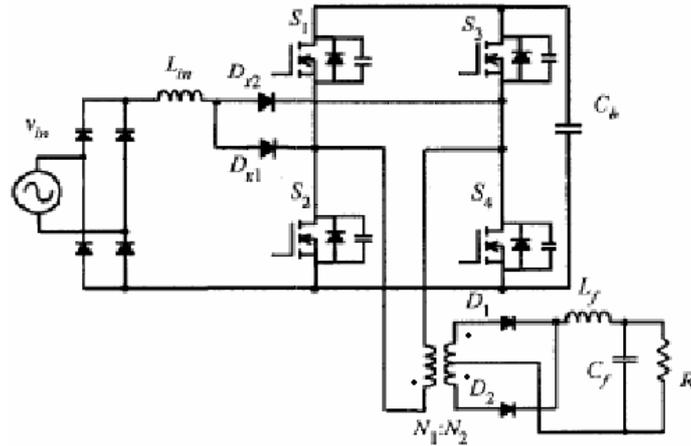


圖 2-2 單級全橋式交/直流轉換器

雖然這個電路具有同時達到修正輸入電流波形提升功率因數值與穩定輸出電壓的功能。但此電路在 500W 的應用上，功率因數只能到達 0.84，為了更加地提高功率因數，在前面 PFC 電路的部分，多加了兩組繞組，如圖 2-3 所示

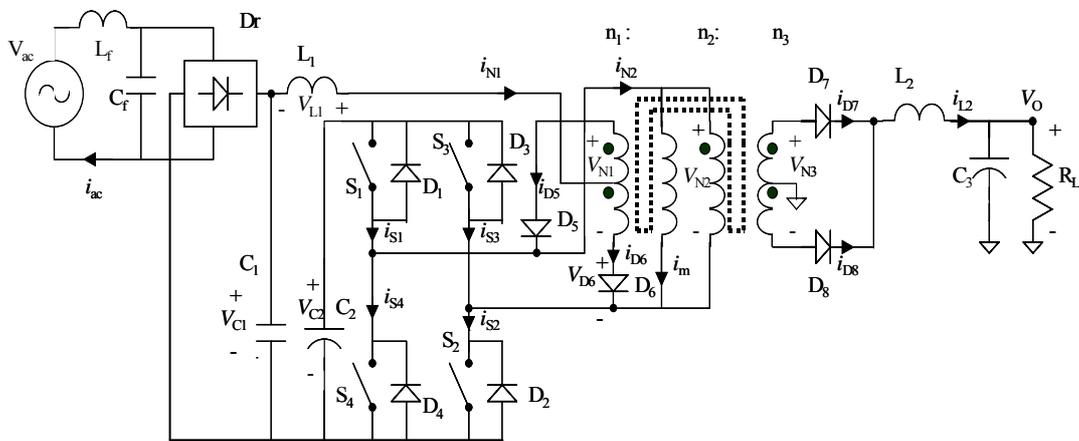


圖 2-3 單級全橋式交/直流轉換器[3]

這個電路在 750W 的應用上，可以將功率因數提高到 0.93，且經由適當的調整變壓器 n_1/n_3 的比值，可以將大型 (bulk) 電容電壓的最大值保持在 450V/dc 以下。但是這個電路工作在半載的時候，無法

將大型電容電壓的最大值保持在 450V/dc 以下，為了解決這個問題，我們設計了以下電路做為本計畫之電源模組基礎架構，如圖 2-4。

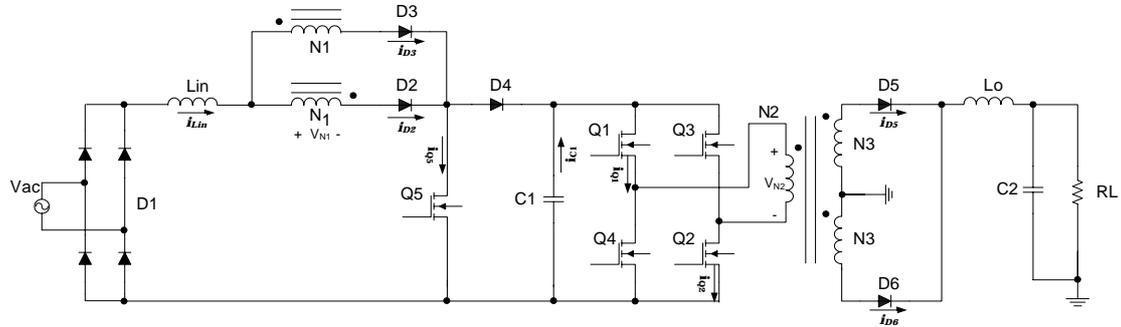


圖 2-4 單級全橋式交/直流轉換器

圖 2-4 中 N1、N2、N3 繞組是繞在同一鐵心上。此電路使用了一個開關 Q₅，藉以調整 Q₅ 的導通週期來控制大型電容電壓的最大值。同時，可使輸入於較低電壓時，仍使電流流過電感 L_{in}，亦即輸入電流 I_{in} 保持導通狀態，藉此可提升功率因數。如此一來，這個電路在 750W 的應用上，除了可將功率因數提高到 0.95 之外，還可在電路正常工作時，將大型電容電壓的最大值保持在 450V/dc 以下，同時也可以將全橋式交/直流轉換器的開關電流降低，只需使用一顆高耐流的開關晶體，而橋式部份都不需使用高耐流的開關晶體。

2.新架構電路之動作原理

為對此新架構電路(圖 2-4)的工作原理做一個詳盡的敘述，在此將電路的所有切換模式分成四個模式 (Mode)，由於模式 5 之後的電路動作原理與模式 1~4 呈現對偶的形式，因此在此只說明模式 1~5 的動作原理，並配合圖 2-5 的波形來進行說明。其中輸入電感 (L_{in})、 N_2 皆工作於非連續電流模式 (DCM)，輸出電感 (L_o) 工作於連續電流模式 (CCM)。

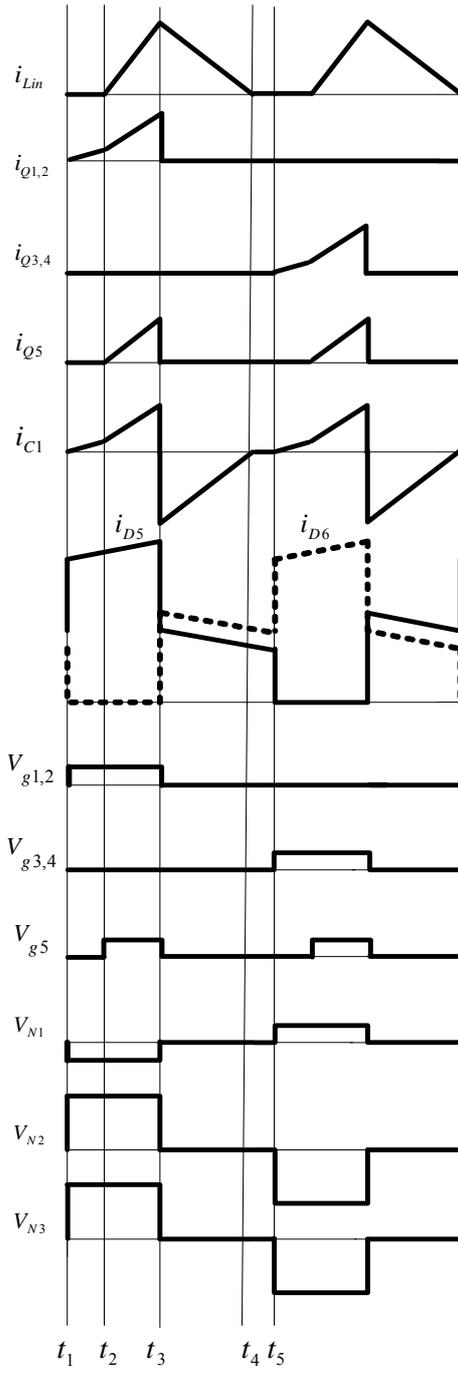


圖 2-5 在一個切換週期內的電壓與電流波形

電路區間工作原理如下：

模式 1：能量傳送區間($t_1 \leq t < t_2$)

一開始，開關 Q_1 和 Q_2 是導通的， Q_5 截止，此時變壓器電壓 V_{N_2} 等於電容電壓 V_{C_1} ， i_{N_2} (i_{C_1}) 則為激磁電流加上 i_{N_3} 反射回來的電流和。因為這個時候電容電壓 V_{C_1} 比輸入電壓還大，所以二極體 D_4 截止，且輸入電感電流 $i_{L_{in}}$ 為零。輸出端 D_5 導通，輸出電感電流 i_{L_o} 線性上升，能量從電容 C_1 經由變壓器被轉移到負載。由圖 2-6 中可得：

$$V_{N_1} = -V_{C_1} \times \frac{n_1}{n_2} \quad (2.1)$$

$$V_{N_2} = V_{C_1} \quad (2.2)$$

$$V_{N_3} = V_{C_1} \times \frac{n_3}{n_2} \quad (2.3)$$

$$i_{Q_1} = i_{Q_2} = i_{N_2} \quad (\text{忽略漏電感}) \quad (2.4)$$

$$\frac{di_{L_o}}{dt} = \frac{V_{N_3} - V_o}{L_o} \quad (2.5)$$

其中 n_1 、 n_2 、 n_3 為變壓器線圈 N_1 、 N_2 、 N_3 之線圈數。

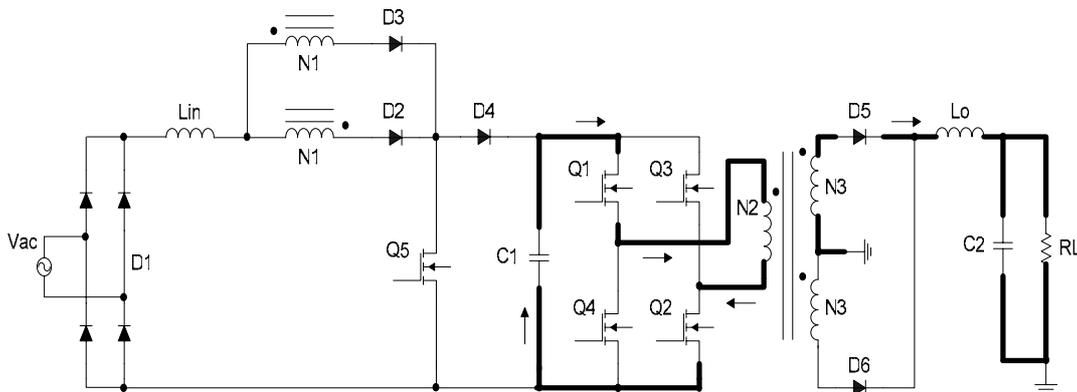


圖 2-6 $t_1 \leq t < t_2$ 的電流迴路

模式 2： Q_5 導通區間($t_2 \leq t < t_3$)

在這個區間， V_{C1} 比輸入電壓高，輸入本來不會有電流，但藉由將開關 Q_5 導通，使得輸入電流在此區間不為零，以提升功率因數。由於控制電晶體 Q_5 開關的時序可由 UC3842 等 PWM 控制器加上延遲電路而成，因此不需額外 PWM 控制器。此時 Q_5 導通，二極體 D_4 仍然截止，輸入電感電流 i_{Lin} 等於開關電流 i_{Q5} ，這個時候 i_{N2} 則為磁化電流加上 i_{N3} 和 i_{N1} 反射回來的電流和。輸出端仍然由 D_5 導通， i_{Lin} 和 i_{Lo} 都是線性上升，能量繼續從電容 C_1 經由變壓器被轉移到負載。由圖 2-7 中可得：

$$\frac{di_{Lin}}{dt} = \frac{V_{ac,rec} - V_{N1}}{L_{in}} \quad (2.6)$$

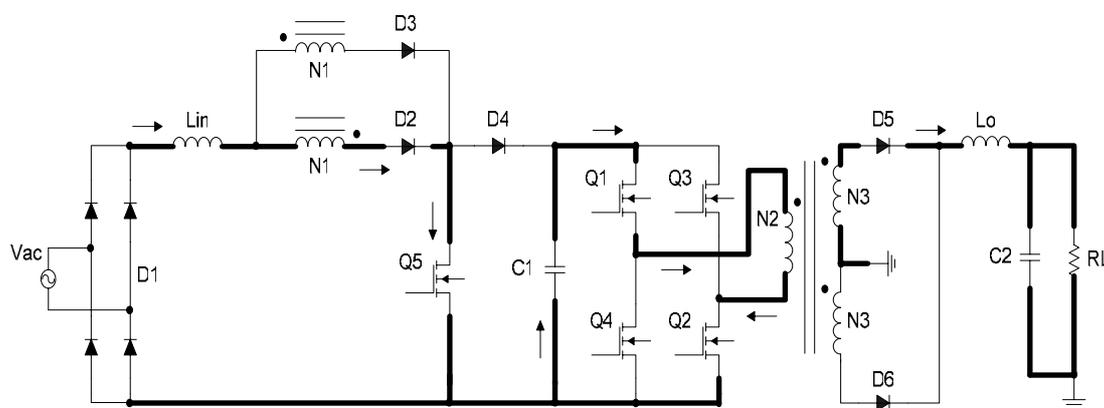


圖 2-7 $t_2 \leq t < t_3$ 的電流迴路

模式 3：對 C_3 充電區間 ($t_3 \leq t < t_4$)

在這個區間，將開關 Q_1 、 Q_2 和 Q_5 截止，變壓器電壓 V_{N2} 會降到零，而 V_{Lin} 上的電壓則變成輸入電壓減 V_{C1} ，所以 I_{Lin} 會線性減少， I_{Lo} 也是

線性減少。這個時候二極體 D_4 導通，輸入電感電流 i_{Lin} 流經 D_4 對電容 C_1 充電。輸出端因為 V_{N2} 變成零，所以 D_5 和 D_6 會同時導通，且因為變壓器磁化電流反射到 N_3 的值，使得 i_{D6} 會大於 i_{D5} 。由圖 2-8 中可知，

$V_{N1} = 0$ 、 $V_{N2} = 0$ 以及 $V_{N3} = 0$ ，輸入與輸出電感電流如下：

$$\frac{di_{Lin}}{dt} = \frac{V_{ac,rec} - V_{C1}}{L_{in}} \quad (2.7)$$

$$\frac{di_{Lo}}{dt} = \frac{-V_o}{L_o} \quad (2.8)$$

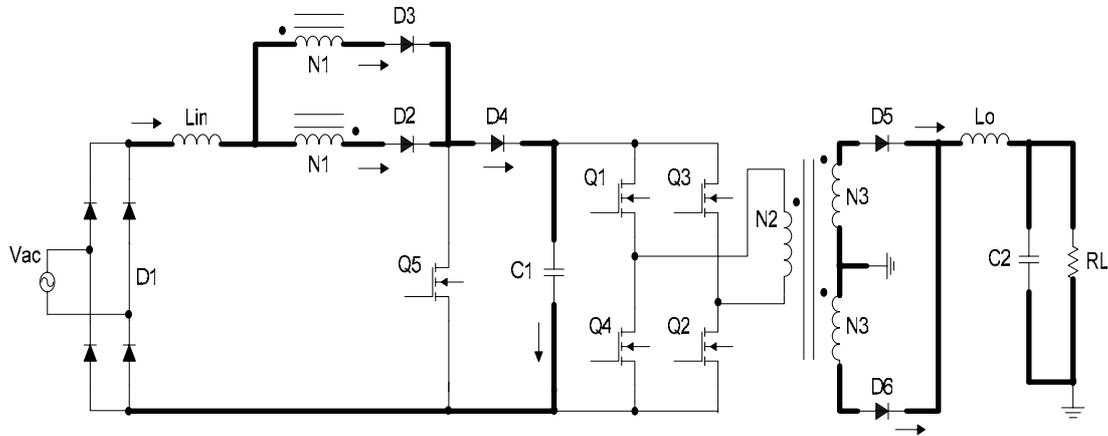


圖 2-8 $t_3 : t < t_4$ 的電流迴路

模式 4： I_{Lin} 降到零區間 ($t_4 \leq t < t_5$)

在這個區間，如圖 2-9， I_{Lin} 降到零，則二極體 D_2 、 D_3 和 D_4 截止。此時輸出端 D_5 和 D_6 還是會同時導通，輸出電感電流變化率與式(2.8) 相同：

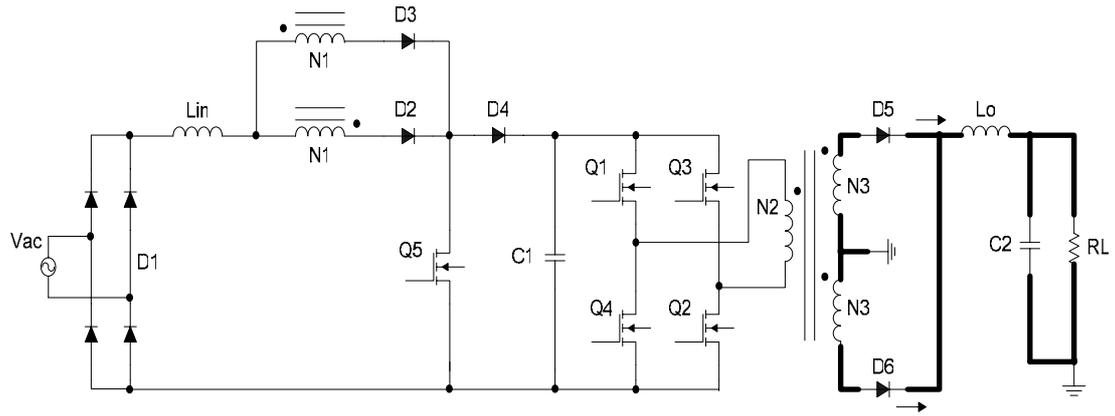


圖 2-9 $t_4 : t < t_5$ 的電流迴路

模式 5：轉向區間($t > t_5$)

又接著循環類似區間一(模式 1)，只是導通開關由 Q_1 、 Q_2 變成 Q_3 、 Q_4 ，如圖 2-10。

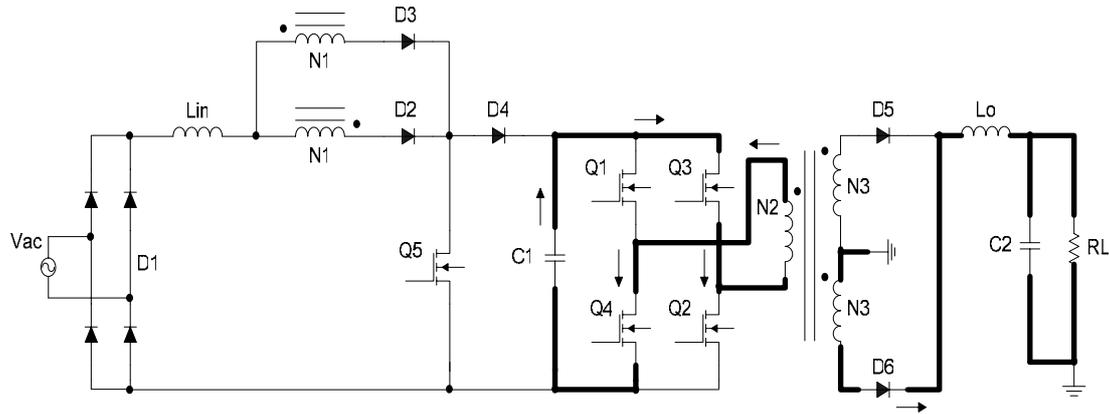


圖 2-10 $t > t_5$ 的電流迴路

3. 新架構電路之模擬結果

3-1. 簡介

本章說明相關模擬的結果，在電腦模擬部份係以電腦輔助設計軟體 PSpice 進行相關波形的模擬與分析。由於此軟體內已建構出許多與電源轉換電路相關的電路模組，因此非常適用於電源轉換電路的模擬上。本計畫中所設計的電源轉換器額定輸出電壓為 150V，最大輸出功率為 750W。同時輸入電流符合 IEC61000-3-2 class A 規範的要求。

3-2. 模擬結果圖說明 (輸入電壓 220Vrms, 輸出功率 750W)

◇圖 2-11 所示為單級全橋式交/直流電源轉換器的 PSpice 模擬電路

圖，此模擬電路為一閉迴路系統的模擬。

◇圖 2-12 為 5 個模式時間內的開關電流 i_{Q1} 、 i_{Q2} 和 i_{Q5} 並配合 $Q_1 \sim Q_5$ 閘極控制信號。

◇圖 2-13 為 5 個模式時間內的輸入電感電流和輸出電感電流並配合 $Q_1 \sim Q_5$ 閘極控制信號。

◇圖 2-14 為 5 個模式時間內流經輸出端整流二極體的電流 i_{D5} 和 i_{D6} 並配合 $Q_1 \sim Q_5$ 閘極控制信號。

◇圖 2-15 為 5 個模式時間內流經二極體 D_2 和 D_3 的電流並配合 $Q_1 \sim Q_5$ 閘極控制信號。

◇圖 2-16 為 5 個模式時間內的變壓器電壓 V_{N1} 、 V_{N2} 和 V_{N3} 並配合 $Q_1 \sim Q_5$ 閘極控制信號。

◇圖 2-17 為滿載且 220Vac 輸入時的輸入電壓與電流模擬波形，可發現此時輸入電流操作在非連續模式，故輸入電流會自動追隨輸入電壓，功率因數為 0.95。

◇圖 2-18 為滿載且 220Vac 輸入時的輸出電壓與功率因數的模擬波形。

◇圖 2-19 為滿載且 255Vac 輸入時的輸出電壓與大型電容電壓的模擬

波形，可將大型電容電壓的最大值保持在 450V/dc 以下。

◇圖 2-20 為工作於 1000W 且 255Vac 輸入時的輸入諧波電流與 IEC61000-3-2 A 類標準的比較圖。

◇圖 2-21 為工作於 1000W 且 220Vac 輸入時的輸入諧波電流與 IEC61000-3-2 A 類標準的比較圖。

◇圖 2-22 為工作於 1000W 且 95Vac 輸入時的輸入諧波電流與 IEC61000-3-2 A 類標準的比較圖。

由模擬的結果得知，單級全橋式 AC/DC 電源轉換器，不但能有穩定的輸出且能達到功因校正的功能。雖然要多使用一個開關晶體，但是卻可將功率因數提高到 0.95，得以符合諧波規範的要求。在實際使用上，輸入電壓的範圍可以在 95~255Vrms 的範圍內使用，同時輸入電流能符合 IEC61000-3-2 A 諧波規範的要求。

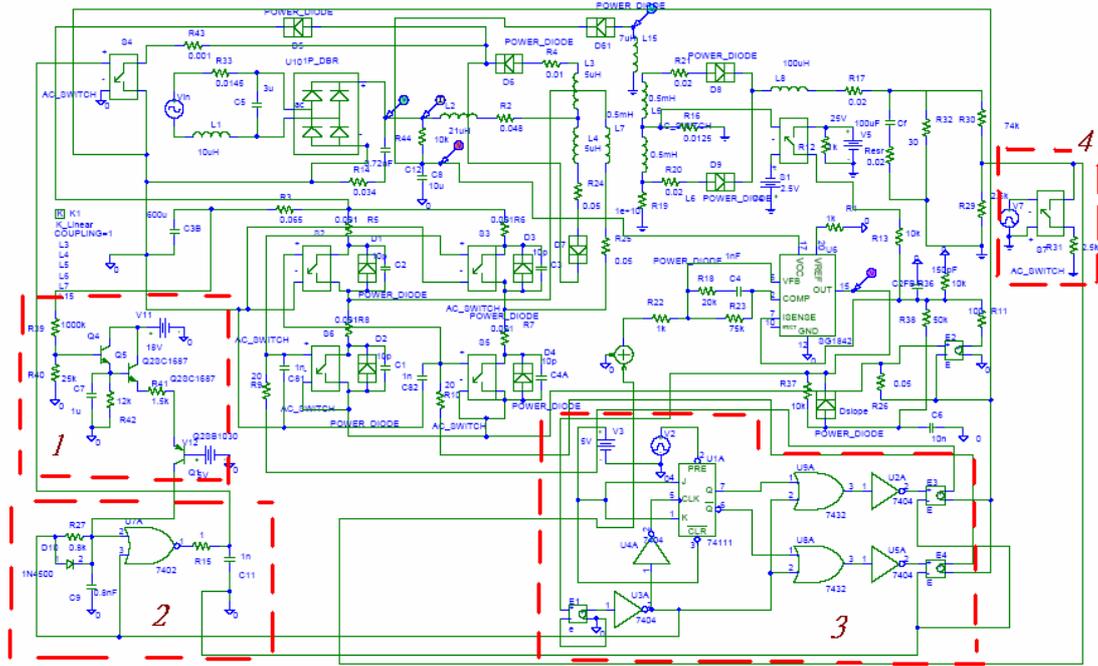
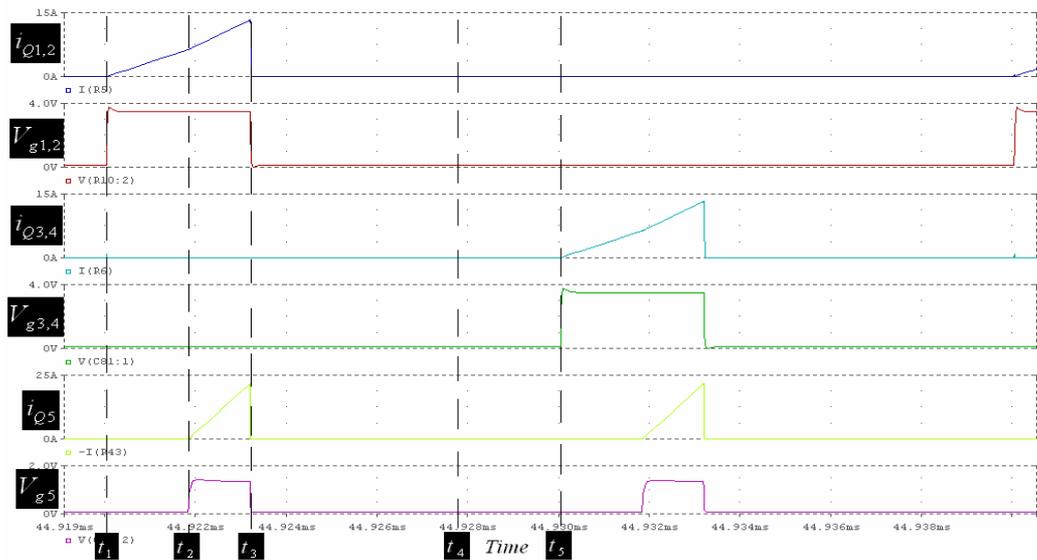


圖 2-11 單級全橋式 AC/DC 電源轉換器的 PSpice 模擬電路圖

<p>圖 2-11 說明</p>	<p>方塊 1：可限制大型電容電壓的最大值</p> <p>方塊 2：Dead time 控制電路</p> <p>方塊 3：模擬 Dual output driver 控制 IC</p> <p>方塊 4：可觀察輸出電壓的步階變化</p>
------------------	---



圖

2-12 5 個模式時間內開關電流 i_{Q1} 、 i_{Q2} 和 i_{Q5} 並配合 $Q_1 \sim Q_5$ 開極控制信號

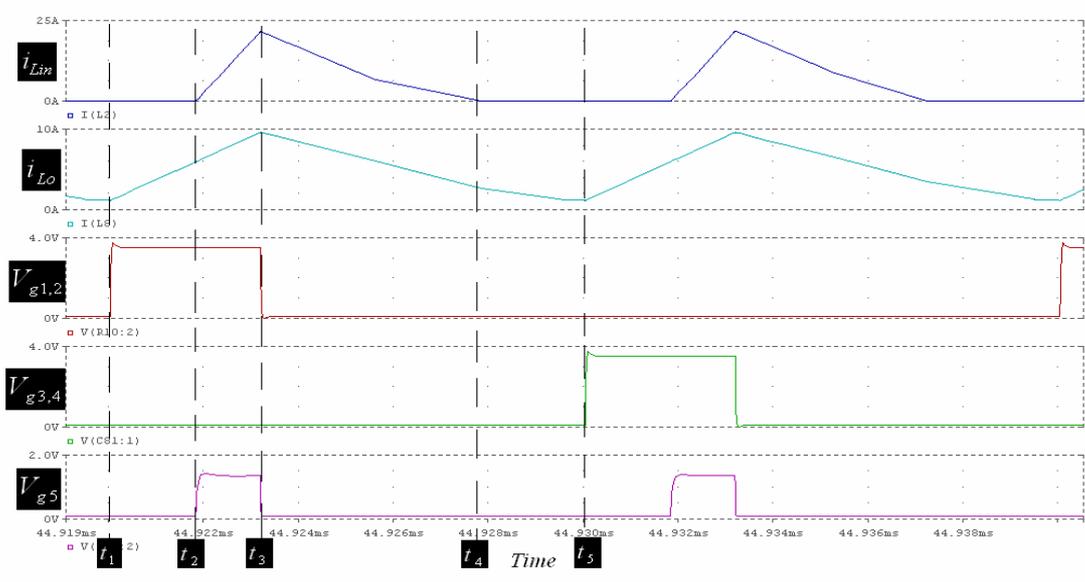


圖 2-13 5 個模式時間內的輸入電感電流和輸出電感電流並配合 $Q_1 \sim Q_5$

開極控制信號

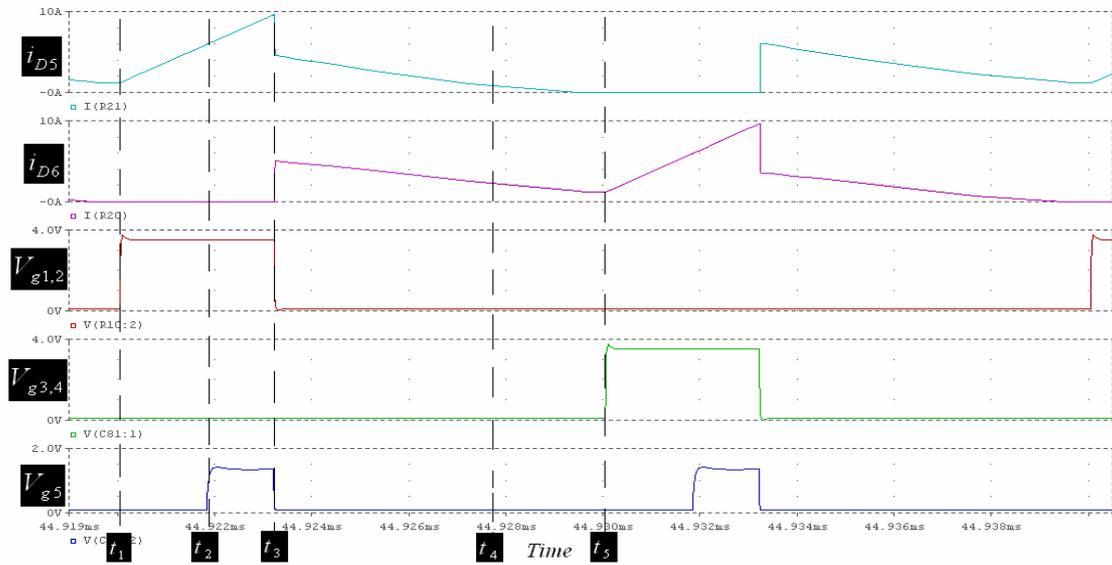


圖 2-14 5 個模式時間內流經輸出端整流二極體的電流 i_{D5} 和 i_{D6} 並配合 $Q_1 \sim Q_5$ 閘極控制信號

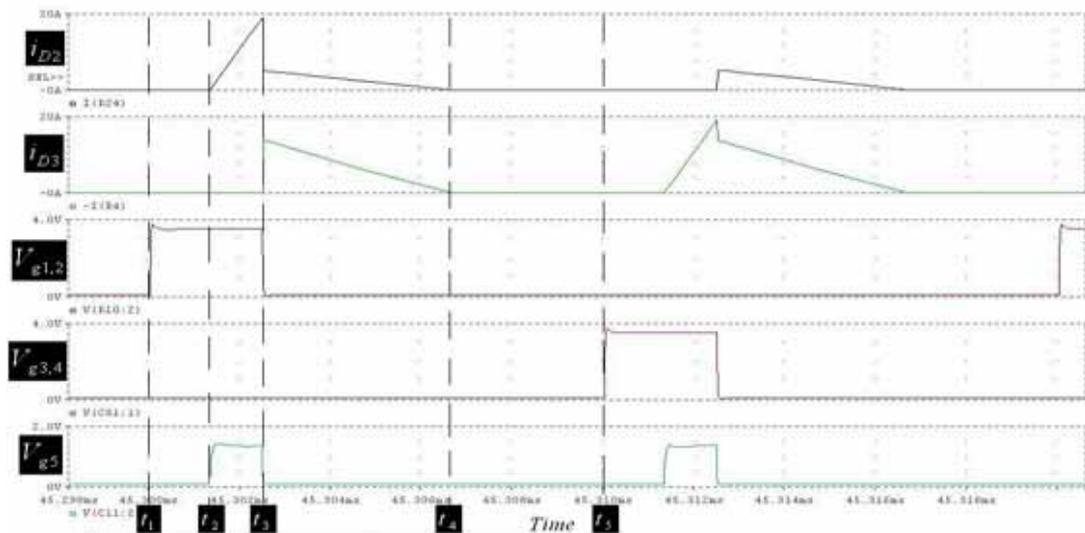


圖 2-15 5 個模式時間內流經二極體 D_2 和 D_3 的電流並配合 $Q_1 \sim Q_5$ 閘極控制信號

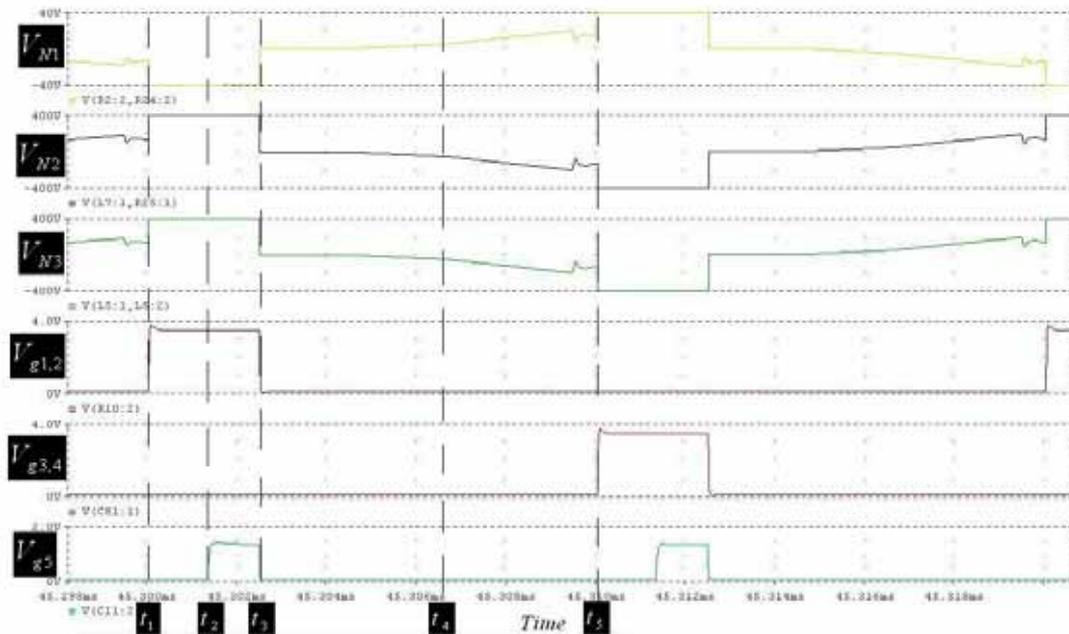


圖 2-16 5 個模式時間內的變壓器電壓 V_{N1} 、 V_{N2} 和 V_{N3} 並配合 $Q_1 \sim Q_5$ 閘極控制信號

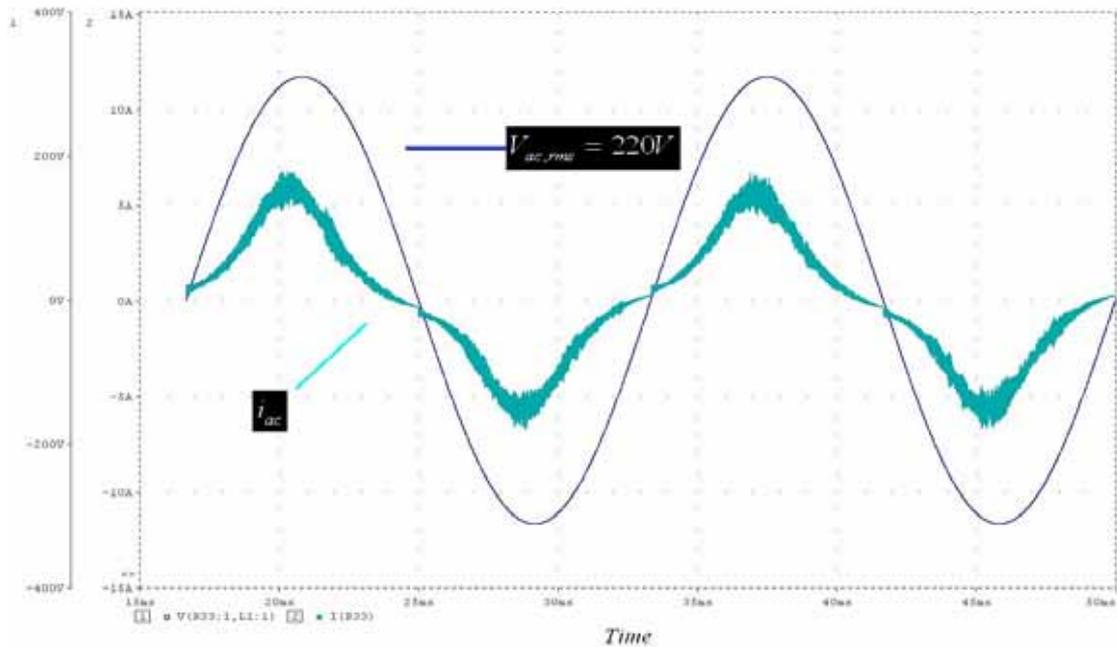


圖 2-17 滿載且 220Vac 輸入時的輸入電壓與電流模擬波形

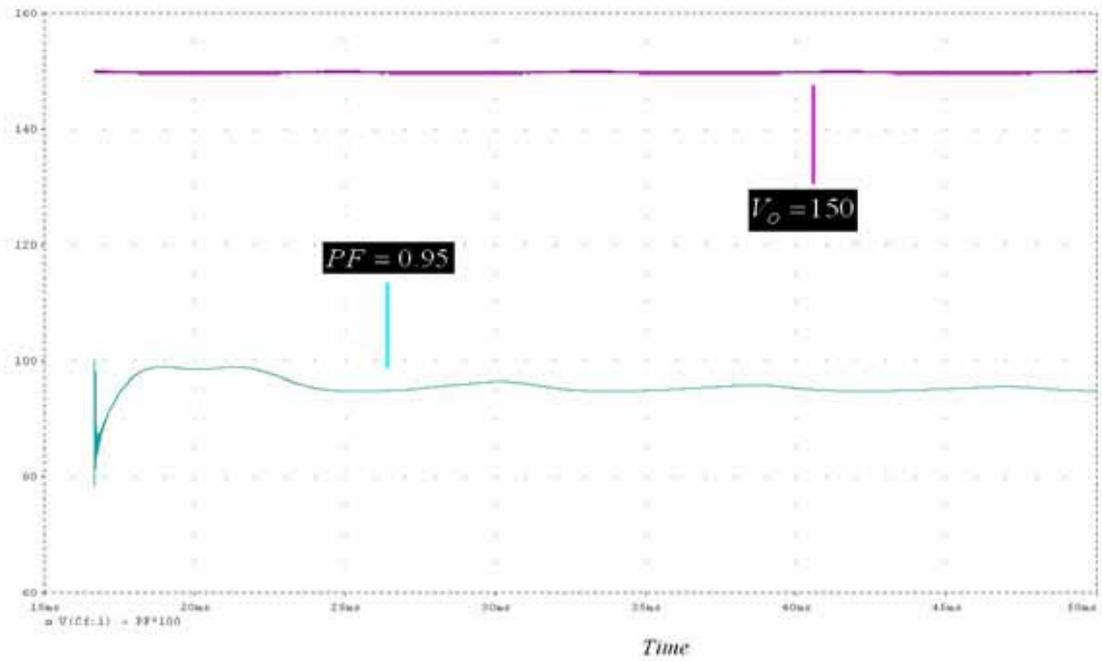


圖 2-18 滿載且 220Vac 輸入時的輸出電壓與功率因數的模擬波形

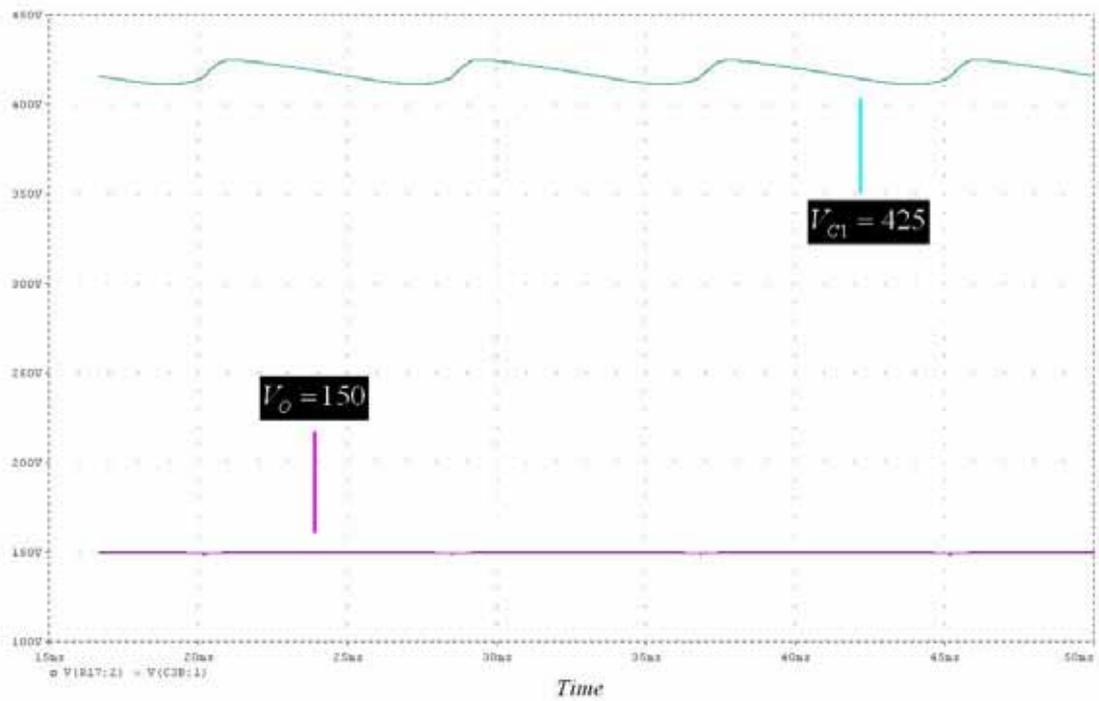


圖 2-19 滿載且 255Vac 輸入時的輸出電壓與大型電容電壓的模擬波形

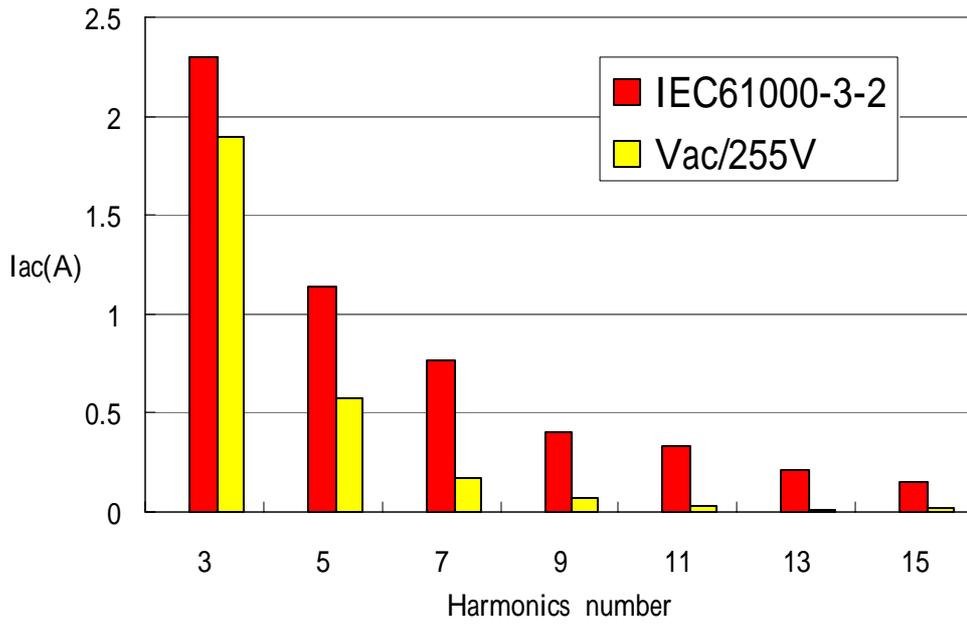


圖 2-20 工作於 1000W 且 255Vac 輸入時的輸入諧波電流與 IEC61000-3-2 A 類標準的比較圖

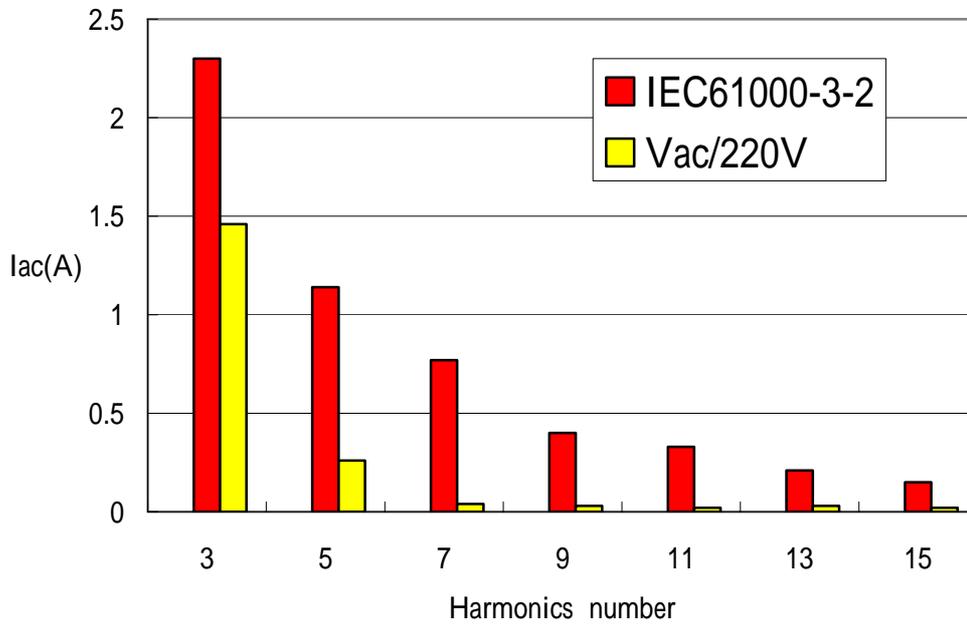


圖 2-21 工作於 1000W 且 220Vac 輸入時的輸入諧波電流與 IEC61000-3-2 A 類標準的比較圖

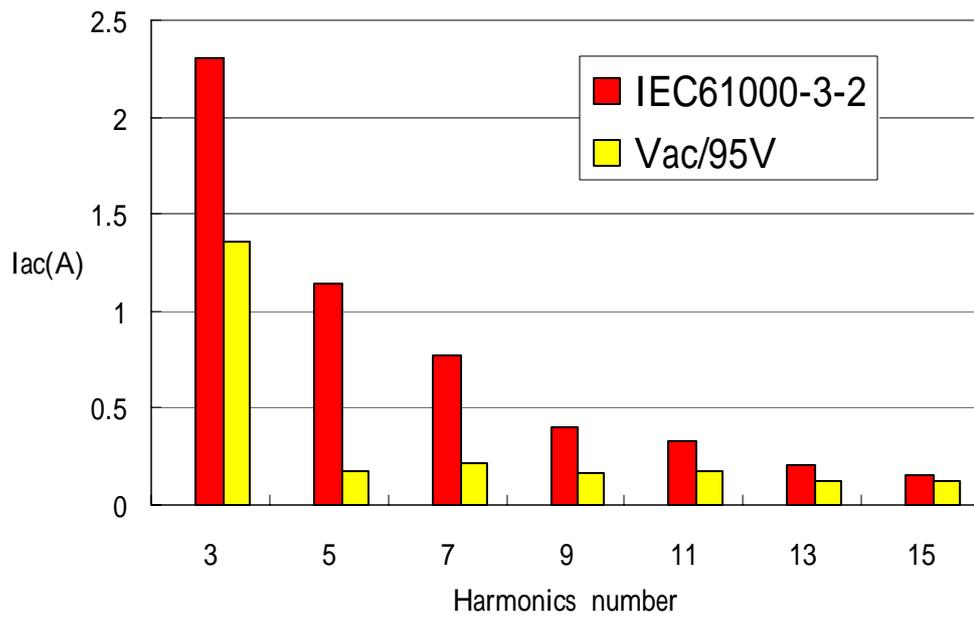


圖 2-22 工作於 1000W 且 95Vac 輸入時的輸入諧波電流與 IEC61000-3-2 A 類標準的比較圖

第三章、執行方法與進度說明 2 (模組化研究)

1.前言

電力系統模組化具有以下優點:(1)提供較可靠的電源供應,具有備用模組者可靠度更高。(2) 模組元件的標準化,容易設計且減少製造成本及時間。(3) 可以線上更換模組。(4) 對整個系統而言,可以帶來較高的功率和功率密度。(5) 減少組件的應力,各模組零件均勻老化因而壽命延長。

由於電漿火炬需要數十 kW 的電源功率,為了解決傳統電漿火炬電源系統的缺點,本設計可使用於高效率、低成本之電漿火炬電力系統模組,以小功率電源轉換器作為基礎,實現高功率之電力模組,並驗證其擴充之可行性。

針對輸入/輸出高電壓及輸出高電流型式之電漿火炬負載,由於原先我們設計的單級全橋式交/直流轉換器只能工作於 110Vrms 左右之輸入電壓範圍;因此,原先在設計模組擴充架構時,我們利用電壓共享技術將輸入模組串聯以達成高輸入電壓規格需求;而輸出高電流的高功率需求則以模組間並聯連接的方式來實現。原先採用的架構為輸入串-輸出並(Input- Series and Output-Parallel---ISOP) + 輸入並-輸出並(Input-Parallel and Output- Parallel ---IPOP)。

目前，我們設計出泛用型輸入電壓(universal line input voltage)之單級全橋式交/直流轉換器，輸入電壓範圍於 95Vrms~255Vrms 時，轉換器皆工作正常，且輸入電流符合 IEC61000-3-2 A 類規範，因此針對模組擴充部分，我們直接採用 IPOP 的架構來實現，輸入不需模組串聯。

由於轉換器有限功率功能，所以多個電源轉換器的輸出可並聯組合，以形成更大功率的輸出。此限功率的設計，未來還可再依需要而改成定功率的設計，此定功率將有助於模組間功率分擔、甚至對火炬不可避免的負增量電阻的負載變動提供穩定功率輸出。

2.高功率輸出之單級全橋式交/直流轉換器之組合架構

由於本計畫原先設計的單一模組的電路，只適用於輸入電壓 110Vrms 的弦波。在應用上，若輸入為 220Vrms 的電源，可將輸入模組串聯，則輸入 220Vrms 經由電壓共享技術可平均分配到兩個模組的輸入上；輸出端由於需要高電流輸出，所以採用並聯，利用電流共享技術達到輸出平衡，此為 ISOP 擴充架構。為了提供更高的供給功率，再將 ISOP 的模組擴充，以 IPOP 的方式擴充，如此只要針對次級做電流共享的設計即可。如圖 3-1 每個模組提供 800W，輸出電壓 50V，模組以兩兩 ISOP 架構擴充後，再以 IPOP 的擴充架構來增加轉換器的供給功率，以達成 3200W 的輸出。

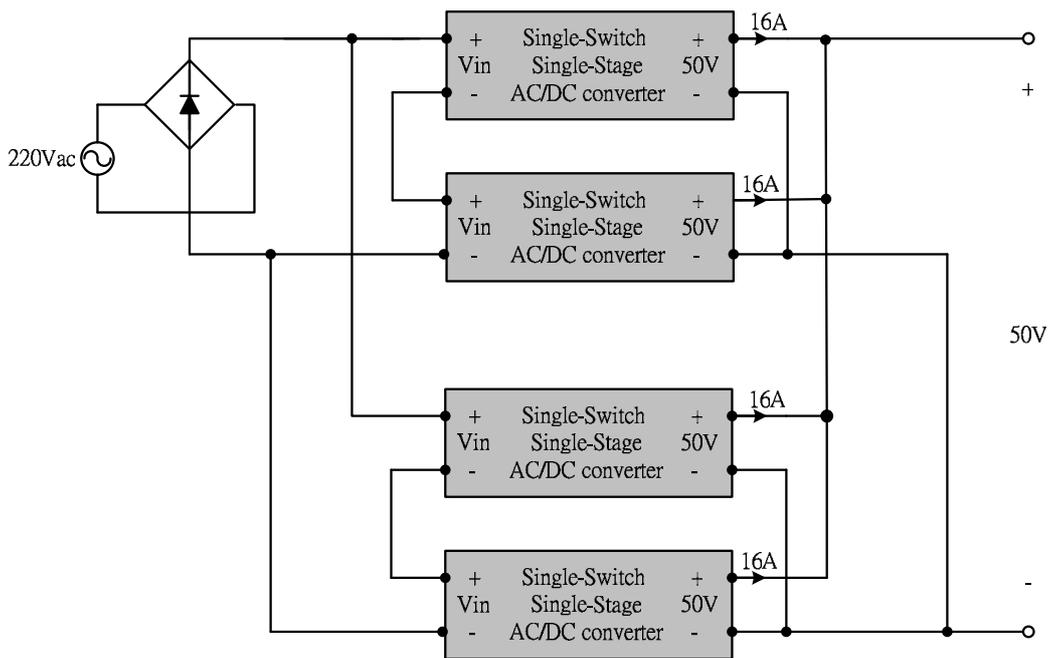


圖 3-1 高電壓輸入及大電流輸出之模組擴充(3200W)

而目前我們設計出的單級全橋式交/直流轉換器可以工作於輸入電壓 $95V_{rms} \sim 255V_{rms}$ ，因此輸入模組不需再串聯，我們採用圖 3-2 的擴充架構，每個模組提供 150V 輸出電壓，750W 的輸出功率，三個轉換器以 IPOP 的擴充方式得到 2250W 的輸出功率。模組間則以限功率控制的方式來達成模組擴充的功能。

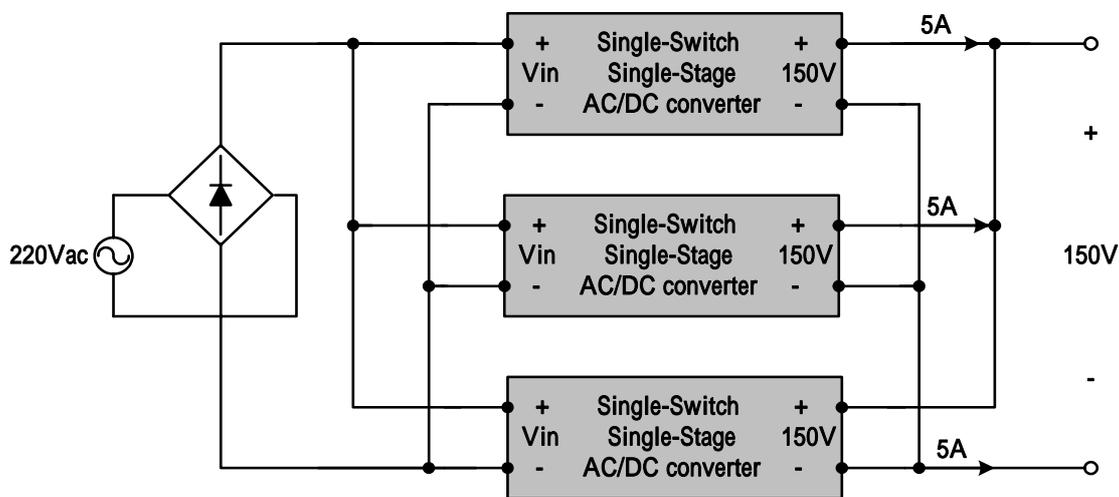


圖 3-2 IPOP 之模組擴充(2250W)

3. 單級單開關交/直流轉換器模組化轉換函數推導與模擬

在電流控制模式下，已知轉換器的輸出電壓對 duty cycle 的轉換函數 $G_d(s)$ ，才能夠根據方塊圖，求得迴路增益函數 $T(s)$ [4,5]。以圖 3-3 的小訊號模型為例，可以轉換為圖 3-4 的方塊圖，得到下列的轉換函數：

$$T_i = FM \cdot Ri' \cdot Hc(s) \cdot G_{di}$$

$$T_v = G_{ci} \cdot H_v = \frac{FM \cdot G_{do}}{1 + FM \cdot Ri' \cdot Hc(s) \cdot G_{di}} \cdot H_v$$

$$H_v(s) = \frac{K_I (1 + s/\omega_{z1})}{s (1 + s/\omega_{p1})} \quad (3.1)$$

T_i 是內部電流迴路的轉換函數， T_v 是整個電壓迴路的轉換函數， $H_v(s)$ 是控制器的轉換函數。這是電流控制模式轉換函數的基本架構。

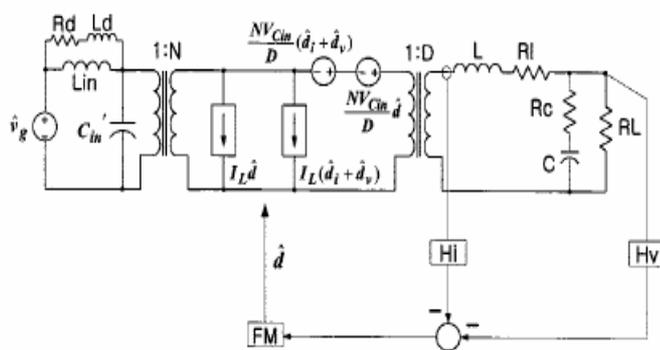


圖 3-3 單模組的小訊號模型

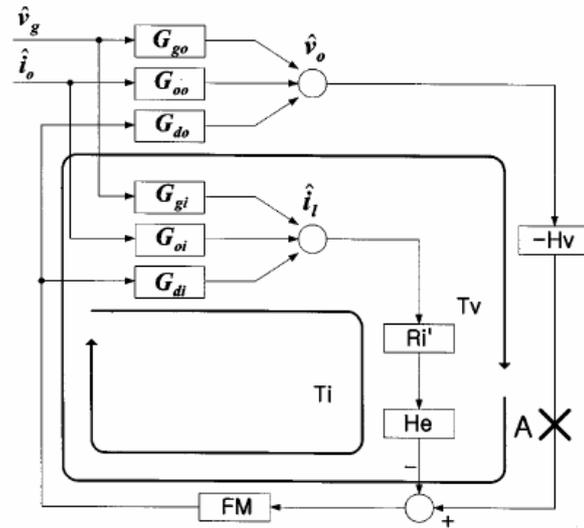
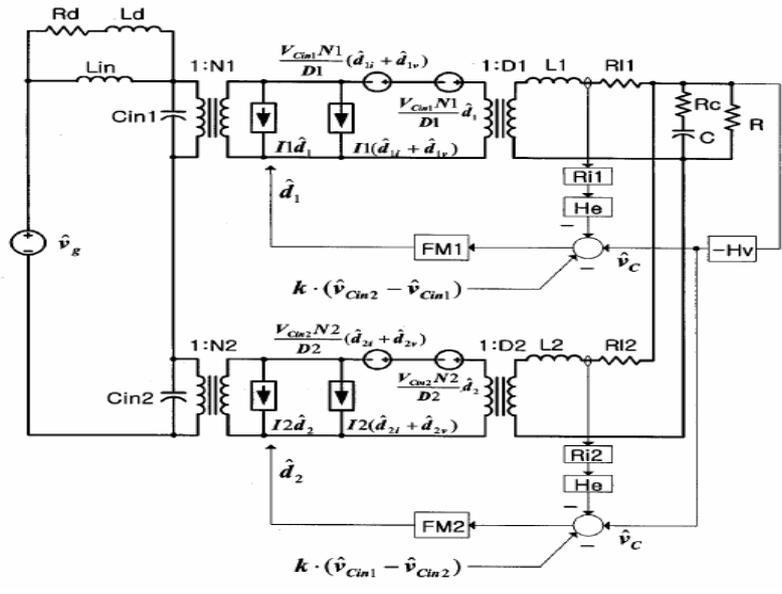


圖 3-4 圖 3-3 的簡化方塊圖

在輸入串聯輸出並聯的情況下，方塊圖如圖 3-5。由於輸入迴路的增益 k 值相當小，所以在轉換成方塊圖時，輸入迴路可以被忽略，於是將 R 、 L 、 C 做並聯或串聯應有的修正，並且注意下列修正：

$$G_{dvo} = 2G_{dlo}, \quad Ri' = Ri/2 \quad G_{di} = 2(G_{d1i1} + G_{d2i1}). \quad (3.2)$$

如此可以將 ISOP 簡化為單模組的閉迴路轉換函數，以求得修正後的迴路增益調整 f_c 並且設計控制器。



3-5 ISOP 的小訊號模型

以下單級單開關交/直流轉換器使用 BIFRED 轉換器[6]來做分析，單一模組以及輸入串聯-輸出串聯(Input- Series and Output-Parallel, ISOS)的輸出電壓波形可根據上述原理推導出來的迴路增益 $T_v(s)$ 與輸出電壓波形的相比較。由圖 3-6~圖 3-9，可以看出輸出電壓的暫態響應對波德圖的關係。單模組 BIFRED 的控制器如沒有經過特別修正，將有相當大的過量 (overshoot)，對應的相位邊限 (P.M.) 只有約 33 度。而輸入串聯輸出串聯 BIFRED 並沒有過量，對應的 P.M. 約有 44 度。由此大致可以驗證上述推導過程的結論。並且可以根據此結論做 BIFRED 的輸入串聯輸出串聯的設計，進而做出全橋輸入串聯輸出串聯的設計。

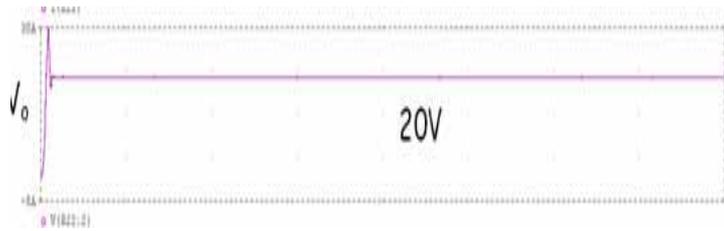


圖 3-6 單模組 BIFRED 的輸出電壓

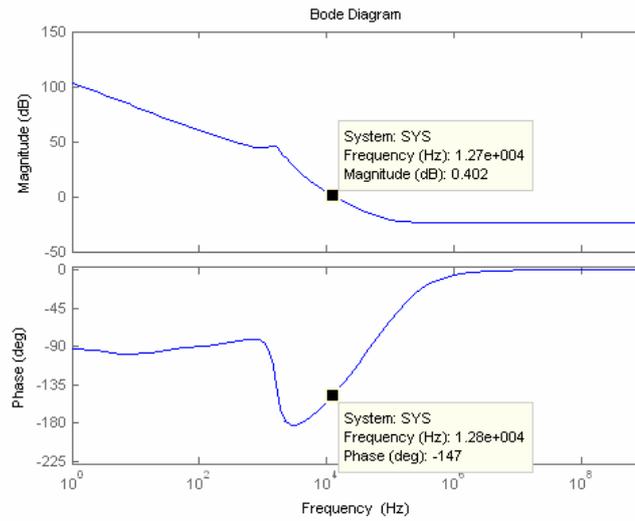


圖 3-7 單模組 BIFRED 的 $T_v(s)$ 之波德圖

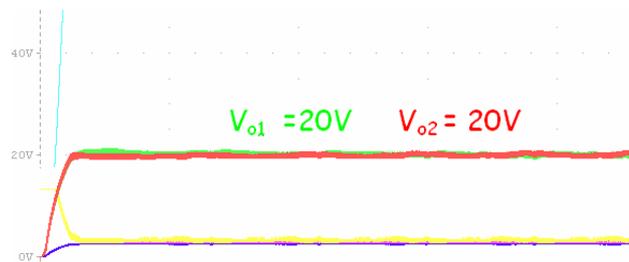


圖 3-8 BIFRED ISOS 的輸出波形

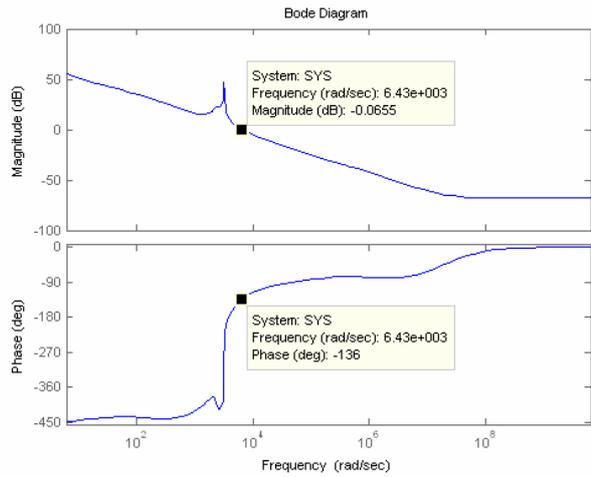


圖 3-9 BIFRED ISOS 的 $T_v(s)$ 之波德圖

接著，由圖 3-10 和圖 3-11 可以看出當光耦合器加在 BIFRED ISOP 上時，對電路整體並沒有產生太大影響只有 buck 電容電壓稍微改變。紫色是輸出電壓，紅色是 buck 電容電壓，藍色是 UC3842 的 COMP 腳的電壓。得到的是 40V，150W 的輸出。所以此光耦合模型可以應用在我們的電路架構上。

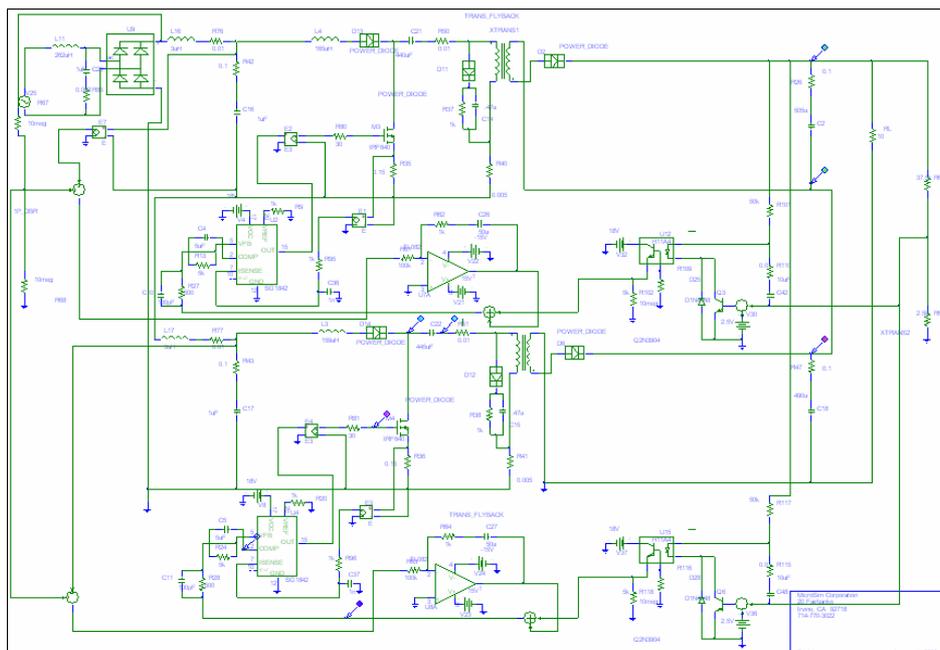


圖 3-10 BIFRED ISOP 加上光耦合器的電路

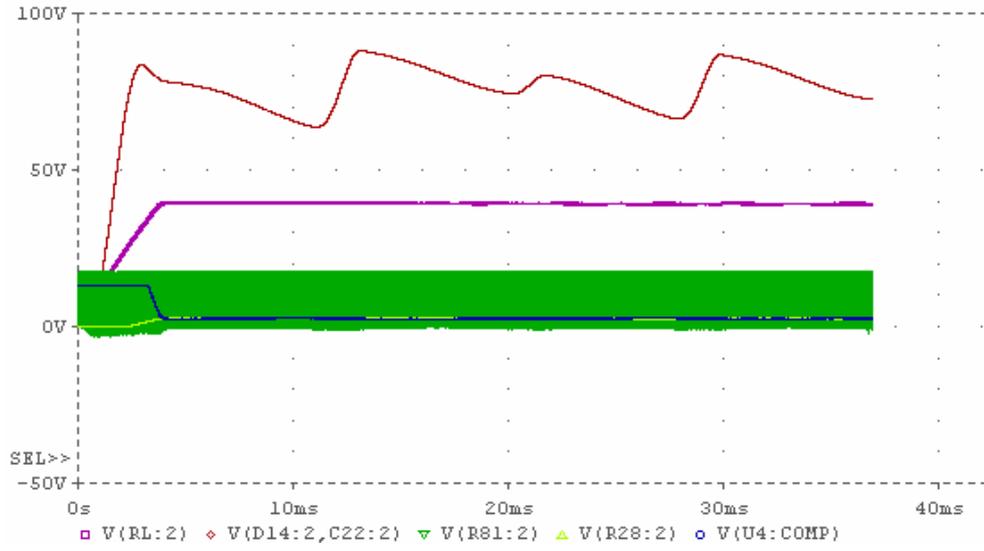


圖 3-11 圖 3-10 的輸出波形

4.加上光耦合器之單級全橋式交/直流轉換器電路模擬

目前完成 300W(約轉換器工作於半載時的狀態，全載為 800W)之單級全橋式交/直流轉換器加上光耦合器的電路的模擬。當光耦合器應用在較複雜的單級全橋時，需要做適度的修正。由於 TL431 內部產生精準的 2.5V 比較電壓，並且內部有 OP 放大器，所以在此給了一個 50 倍的電壓增益，以改善穩態波形。並且在 TL431 的等效電路中，迴授部分做了修改，以幫助模擬。同時還要修正 UC3842 的誤差放大器的 PID 控制器，以下列原則來修正：

Kp 越大，comp 腳的振幅會被放大，造成輸出震盪。

KI 越大，overshoot 越小。

KD 盡量小。

如此修正，可以得到如圖 3-14 的輸出電壓波形。圖 3-12 的為未修正前波形。

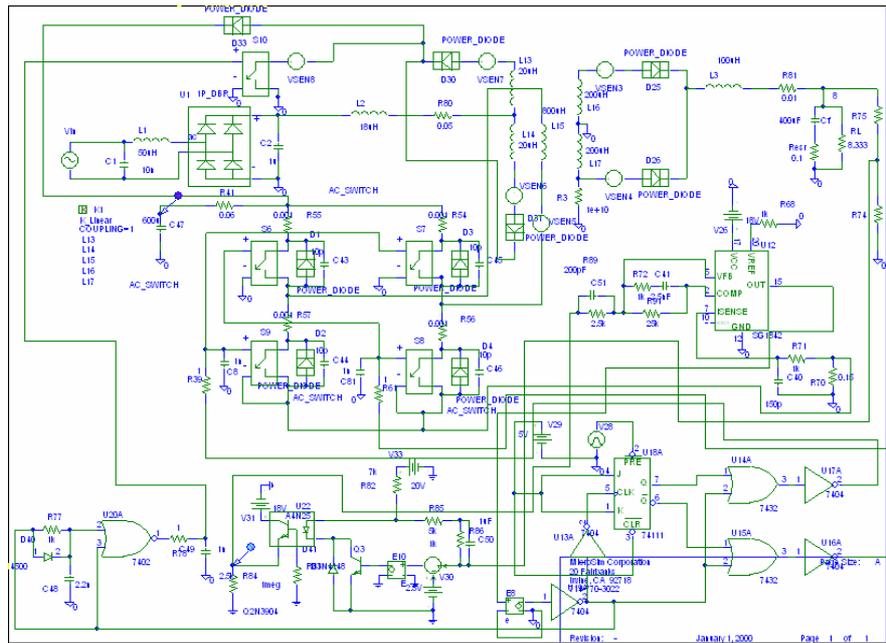


圖 3-12 單級全橋加上光耦合器的電路

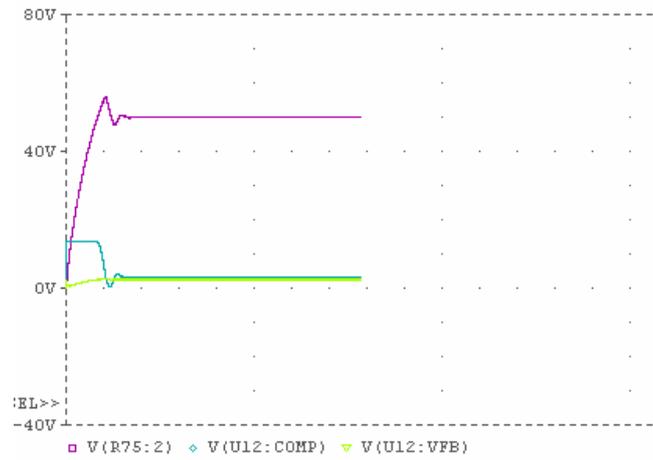


圖 3-13 沒有加上光耦合器的單級全橋輸出電壓波形

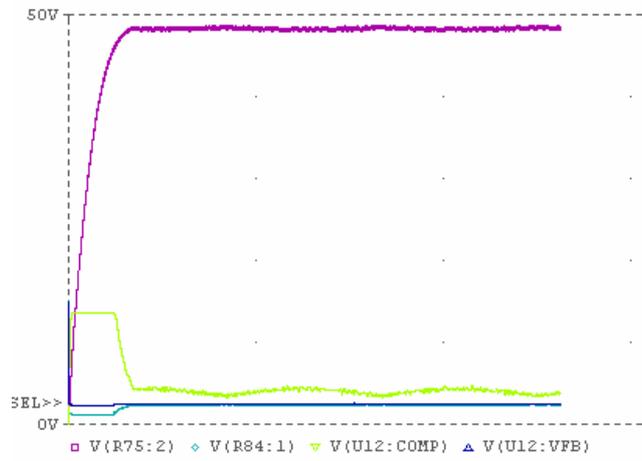


圖 3-14 加上光耦合器的單級全橋輸出電壓波形

5. 定功率控制以及最大電流限制電路

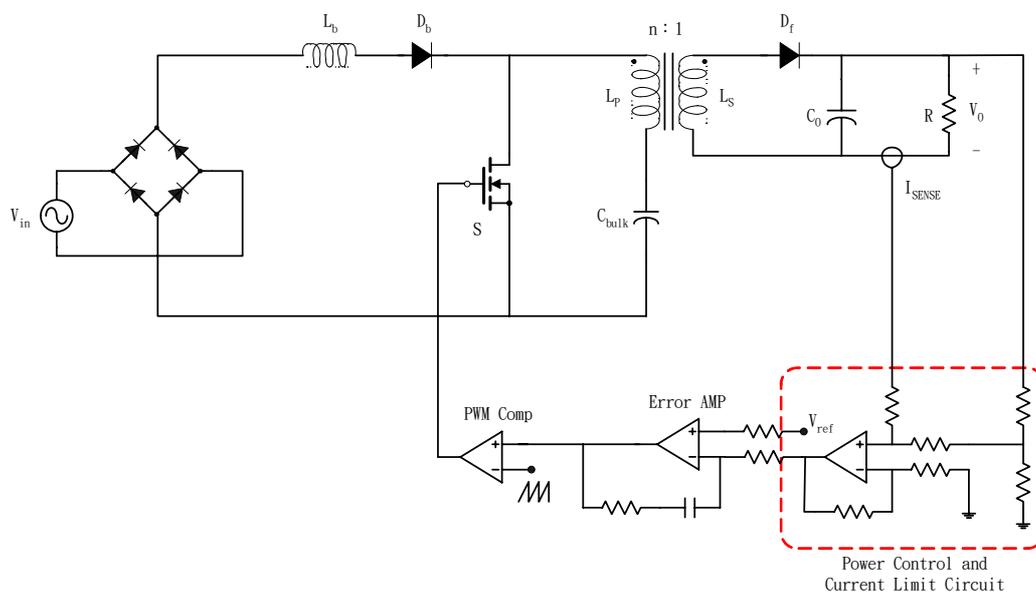


圖 3-15 BIFRED 轉換器電路與功率控制以及最大電流限制電路示意圖

以下提供另外一種將轉換器組合的方式，也就是利用定功率設計 [7]，可以直接將轉換器並聯。由於定功率設計的緣故，當產生輸出不平衡時，定功率電路會自動調整輸出電流及電壓，使各模組輸出平衡。圖 3-15 為 BIFRED 轉換器電路與功率控制以及最大電流限制電路的示意圖，以下將定功率控制以及最大電流限制，以及補償器的電路重新繪製於圖 3-16，以方便解說。以下分析為電路穩態分析。

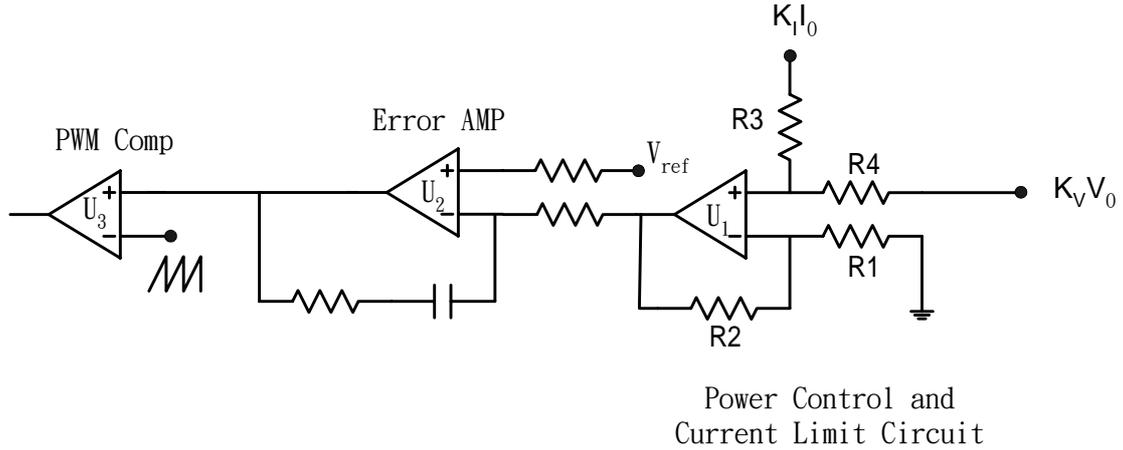


圖 3-16 定功率控制以及最大電流限制電路

V_O 、 I_O 分別為輸出的電壓與電流訊號，由於電壓與電流訊號過大，因此必須經過分壓的方式來降低迴授訊號大小，以免損害運算放大器 U_1 ，分壓後的電壓、電流訊號分別為 $K_V V_O$ 、 $K_I I_O$ (K_V 、 K_I 為常數)。

圖 3-16 為圖 3-15 中回授控制部分的電路圖，因為運算放大器 U_2 具有極高的開迴路增益，因此在閉迴路連接下， U_1 的輸出電壓會在 V_{ref} 附近做小範圍的變動，在 U_2 開路增益極大的情形下，可以假設 U_1 的輸出為一常數 V_{ref} ，另外 U_1 在此工作為一個加法器，因此可以得到以下關係

$$\left(K_I I_O \frac{R_4}{R_3 + R_4} + K_V V_O \frac{R_3}{R_3 + R_4} \right) \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) = V_{ref} \quad (3.3)$$

假設 $a = \frac{R_2}{R_1}$ 、 $b = \frac{R_4}{R_3}$ 可以將(3.3)化簡為(3.4)

$$\left(\frac{K_I I_O b}{1+b} + \frac{K_V V_O}{1+b} \right) (1+a) = V_{ref} \quad (3.4)$$

由(3.4)可以得到:

$$I_o = \frac{V_{ref}(1+b)}{K_I b(1+a)} - \frac{K_V V_o}{K_I b} \quad (3.5)$$

輸出功率 $P_o = V_o I_o$ ，因此可以得到:

$$P_o = V_o I_o = -\frac{K_V}{K_I b} V_o^2 + \frac{V_{ref}(1+b)}{K_I b(1+a)} V_o \quad (3.6)$$

由(3.6)可以發現輸出功率的大小為一拋物線，如圖 3-13，因此如果透過適當的參數選擇，將輸出穩態電壓設定為輸出功率(拋物線)的頂點 V_o ，這麼一來在一定的電壓變動範圍內，就能達到類似定功率控制的效果。

由(3.6)可以計算拋物線的頂點為:

$$V_o = \frac{1}{2} \frac{V_{ref}(1+b)}{K_V(1+a)} \quad (3.7)$$

將(3.7)代入(3.6)可以得到最大輸出功率:

$$P_{O(max)} = \frac{1}{4} \frac{V_{ref}^2(1+b)^2}{K_I K_V b(1+a)^2} \quad (3.8)$$

只要決定了穩態輸出電壓 V_o 與功率 $P_{O(max)}$ ，將其代入(3.7)、(3.8)解聯立方程式即可得到控制電路的相關係數。但是由於一共有 4 個未知數： a 、 b 、 K_I 、 K_V ，卻只有兩條方程式，因此有無限多組解，一般先給定 K_I 、 K_V 的值，即可求得 a 、 b 。

假設輸出穩態電壓為 150V、輸出功率為 1000W、 $V_{ref}=2.5V$ 、 $K_V=0.01$ 、 $K_I=0.05$ ，可以利用(3.7)以及(3.8)計算出 $a=3.6$ 、 $b=4.5$ ，並繪出功率變化情形於圖 3-17。

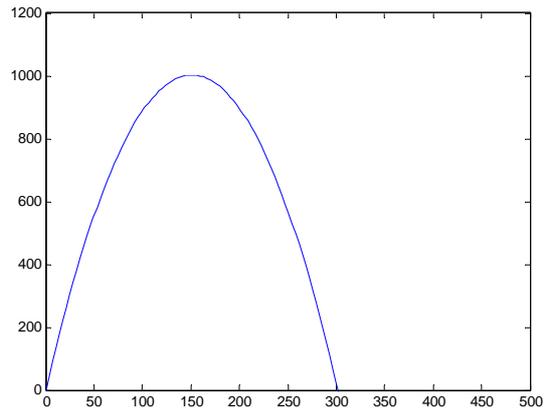


圖 3-17 輸出電壓 V.S. 輸出功率的關係圖

6.1000W 之定功率單級全橋式交/直流轉換器的模擬

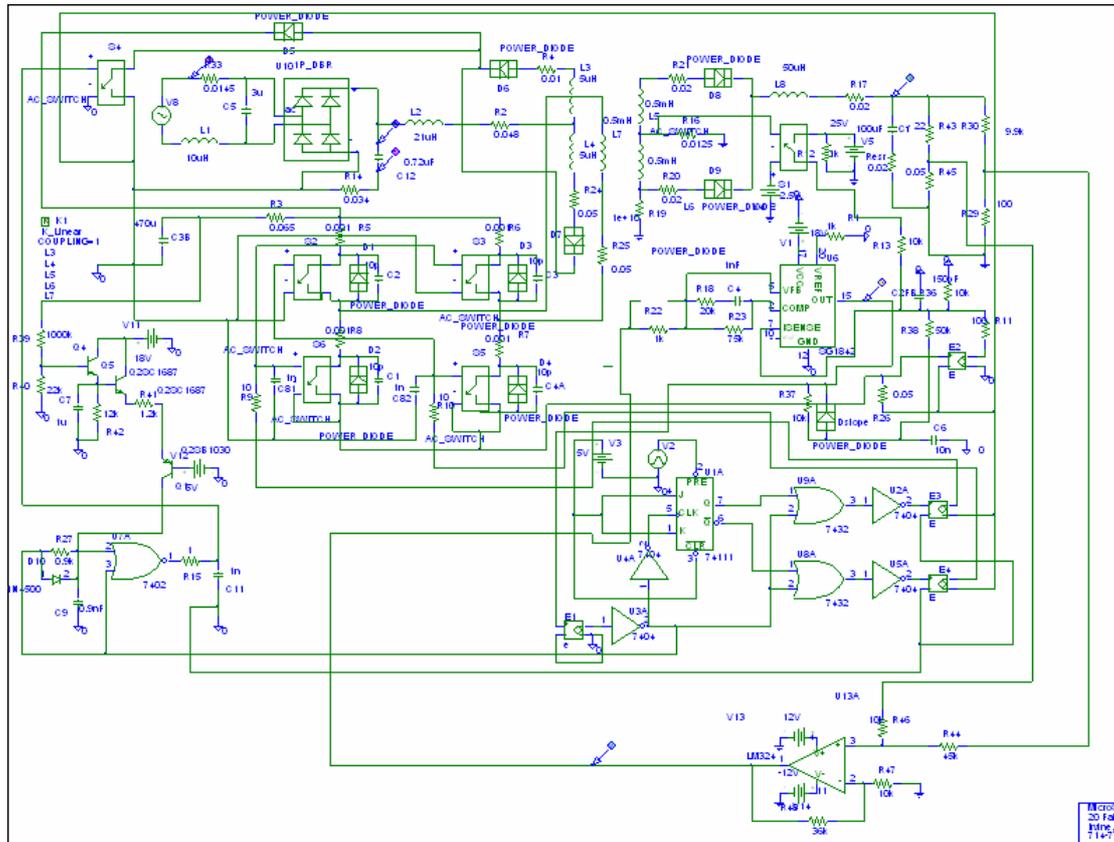


圖 3-18 1000W 之定功率單級全橋式交/直流轉換器電路

圖 3-19~圖 3-21 是單模組的 1kW，原始輸出電壓 150V 之單級全橋加上定功率電路；當負載改變時，輸出電壓及功率會有所改變。

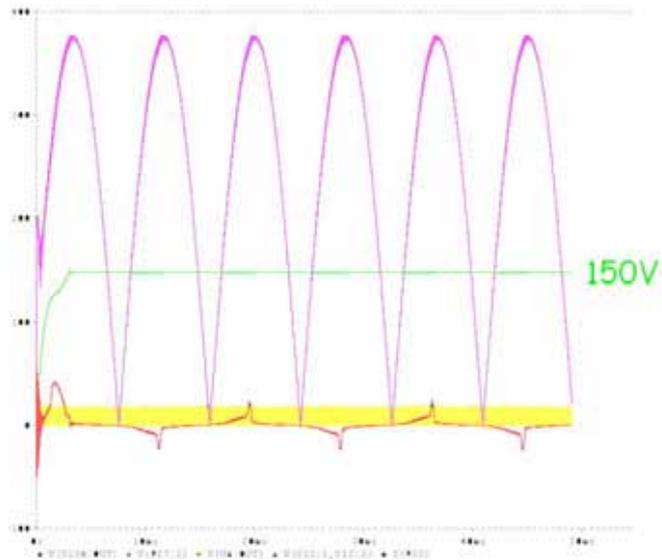


圖 3-19 輸出電壓 150V，負載 22.05 歐姆，輸出功率 1020W

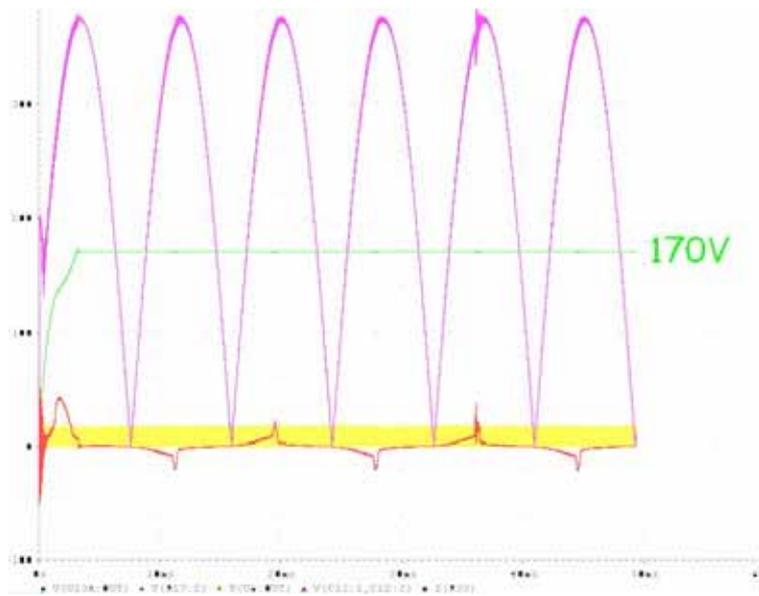


圖 3-20 輸出電壓 170V，負載 30.05 歐姆，輸出功率 961W

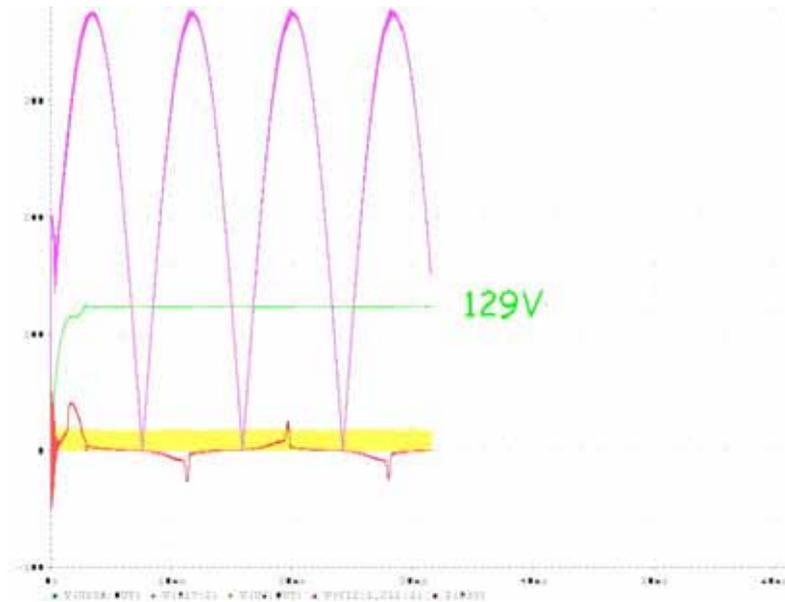


圖 3-21 輸出電壓 129V，負載 16.05 歐姆，輸出功率 1036W

7. 擴充模組之限功率單級全橋式交/直流轉換器的模擬

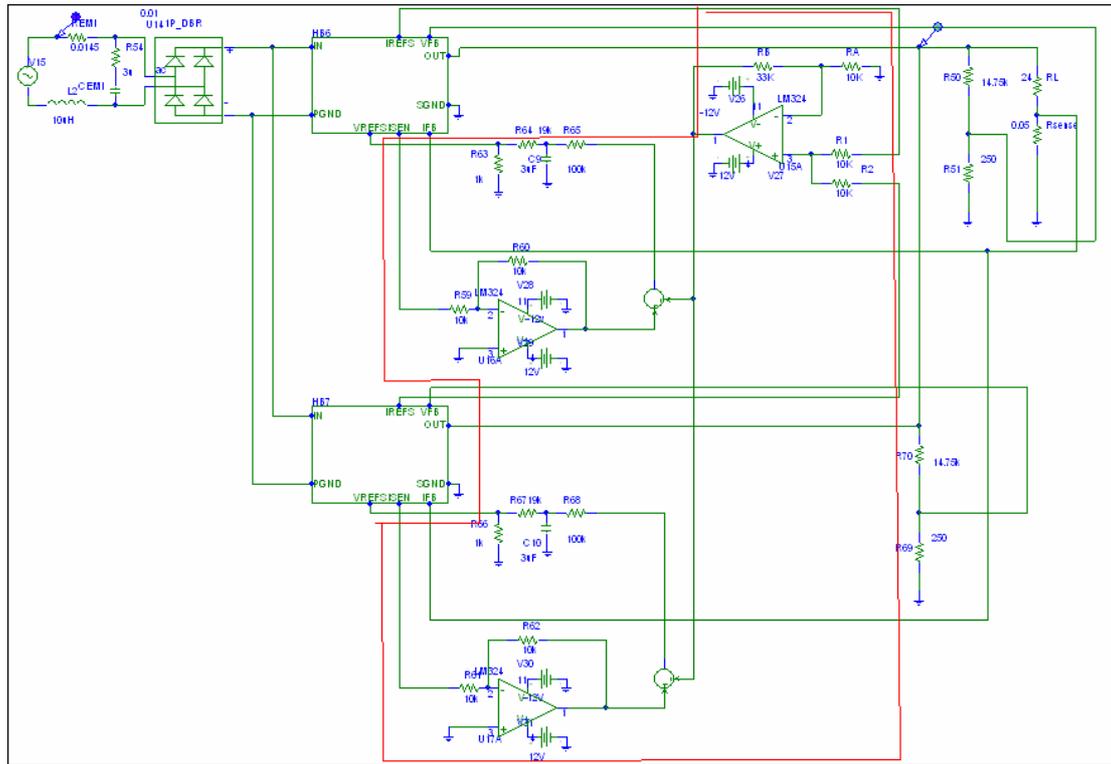


圖 3-22 IPOP 之限功率單級全橋式交/直流轉換器(輸出功率共 2000W)

圖 3-22 說明	紅色部分是 current sharing 控制電路
-----------	----------------------------

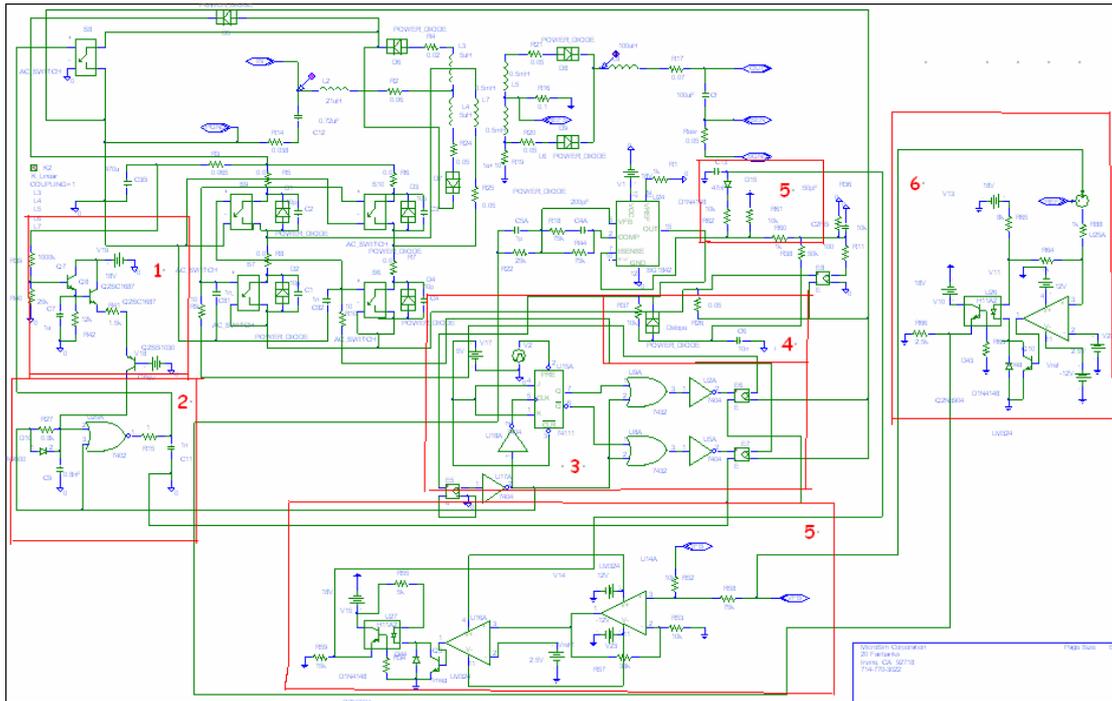


圖 3-23 含限功率電路之單級全橋式交/直流轉換器

<p>圖 3-23 說明</p>	<p>方塊 1：可限制大型電容電壓的最大值</p> <p>方塊 2：Dead time 控制電路</p> <p>方塊 3：模擬 Dual output driver 控制 IC</p> <p>方塊 4：斜率補償</p> <p>方塊 5：限功率控制電路</p> <p>方塊 6：光耦合輸出分壓迴授</p>
------------------	---

了解了 3-5 章節所提到的定功率電路的設計以後，我們將此電路設計成限功率保護電路。並且針對輸入並聯輸出並聯結構，藉由在電路主體外部做電流分享設計，如圖 3-22。圖 3-23 為圖 3-22 中 HB6 與 HB7 內部電路，模組擴充之基本模組。以下分成限功率保護電路

與電流分享控制兩部分來探討。

(1)限功率保護電路

此限功率保護電路，只有在過載的情況下才會工作，1000W 以下時並不會工作。如圖 3-24(a)，定功率 OP U14A 的輸出端設計在 2.5V，在輸出電壓 150V，最大輸出功率 1000W 的情況下，取用 2.5V 的分壓，電流感測電阻 0.05Ω 。計算出 $a=3.3$ ， $b=7.5$ 。U14A 的輸出端與 TL431 內部的比較器 U16A 的負端內部比較電位 2.5V 相比較，當 U14A 的輸出端小於 2.5V 時，代表沒有過載，輸出功率不到 1000W。此時輸出電壓保持 150V，U16A 的輸出端是負電壓，光耦合器將不會工作。

一旦過載時，U14A 的輸出端將會大於 2.5V，此時 TL431 內部比較器 U16A 將會輸出正電壓，使 BJT 導通，啟動光耦合器，光耦合器的輸出端將會產生一個將近 8V 的直流訊號，經過 R60、R61、R62 分壓以後(圖 3-24(b))，改變 ISENSE 的電壓波形，將此感測的電流訊號提高一個直流準位，提早頂到 UC3842 內部的 1V，使得 UC3842 進入保護模式。根據模擬結果載時，過載量越多，則輸出功率將會與最大輸出功率 1000W 相差越遠，達成保護效果。

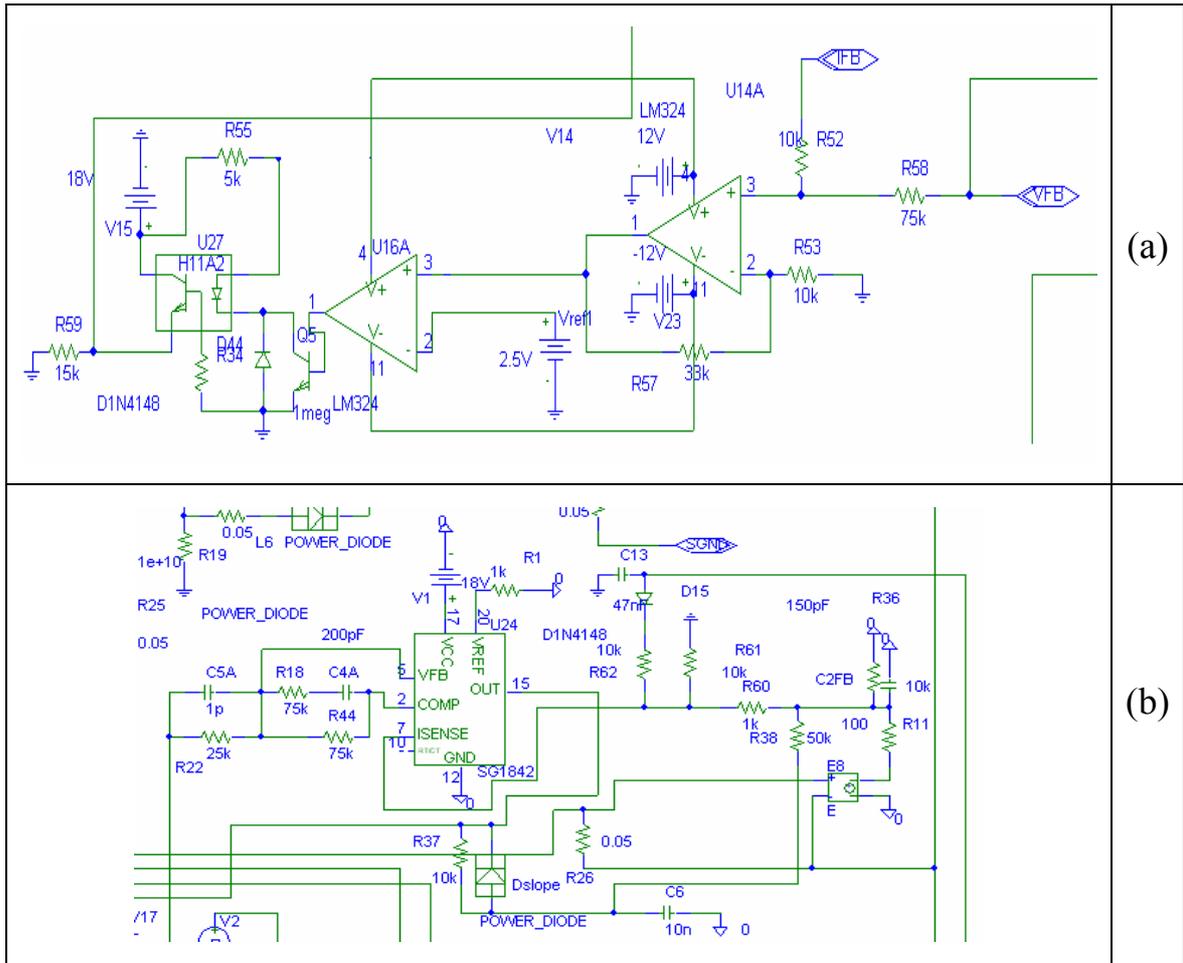


圖 3-24 (a)UC3842 周邊電路

(b)限功率保護

(2) 電流分享控制

本計畫的電流分享控制，是根據圖 3-24 的方塊圖來設計，以類似輸入電壓共享的方式[8]，來做輸出電流共享。為了取得 I_{ref} ，從兩個轉換器的輸出電容做電流偵測，將此訊號乘上某個倍率，然後相加，以產生所每台轉換器預期的輸出電流，作為 I_{ref} 。個別產生的電流訊號跟此 I_{ref} 相減，產生的誤差訊號經過一個倍率縮小以後形成微小的誤差，再被分壓迴授所產生的 $V_{ref}=2.5V$ 減，使各個轉換器的 duty 趨近平衡，如圖 3-26(a)(b)(c)。原理類似輸入電壓共享。

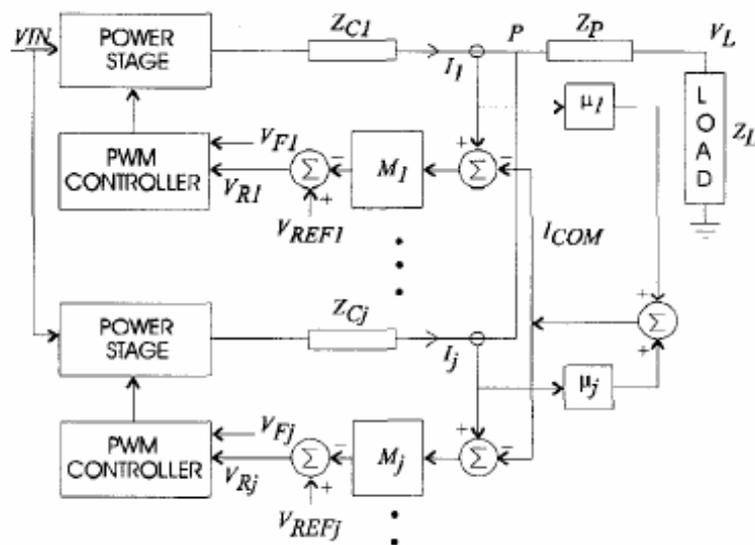
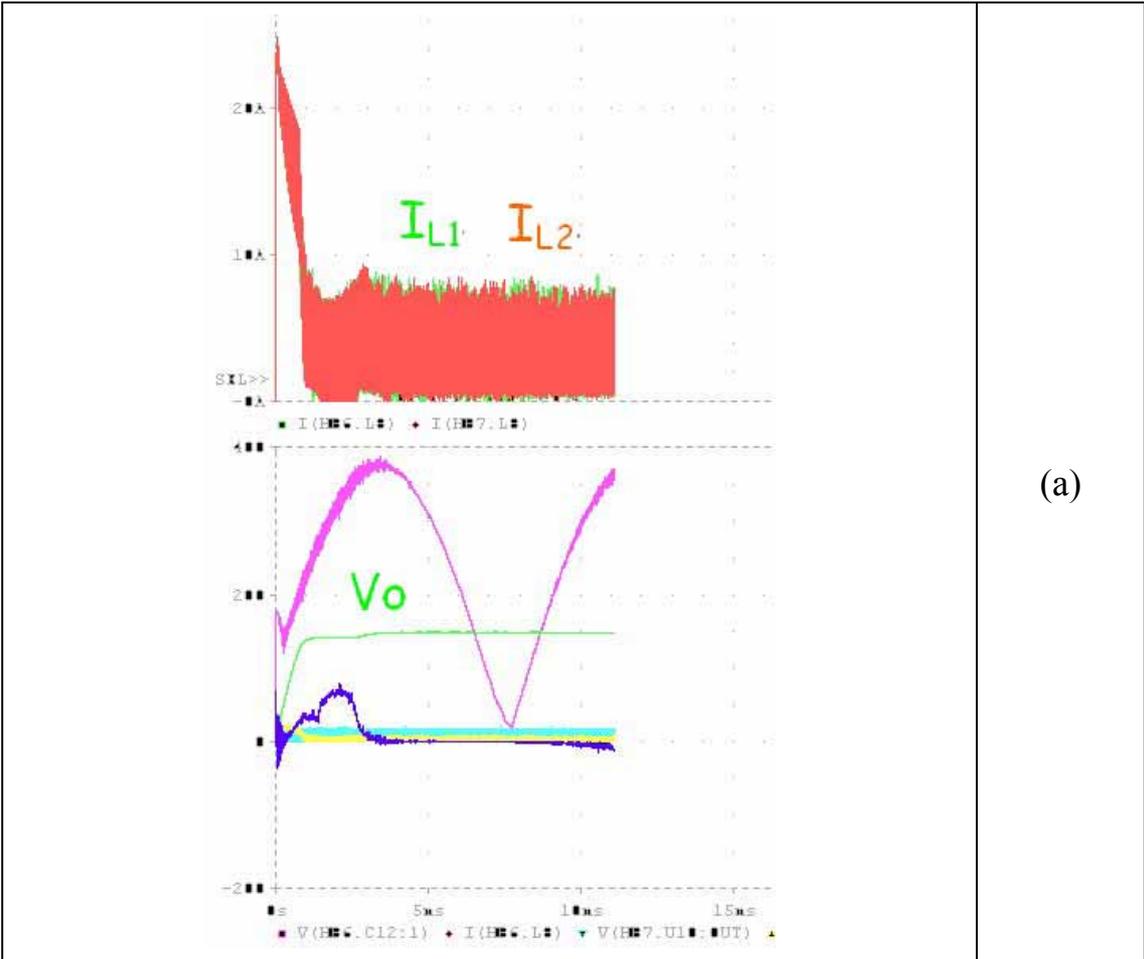
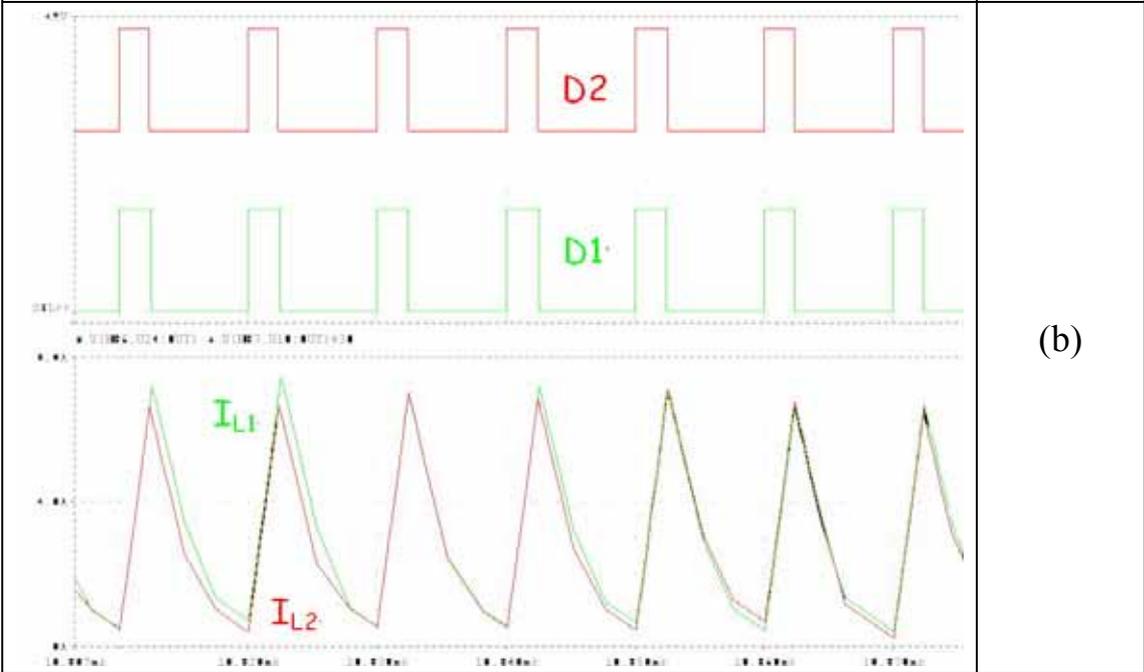


圖 3-25 N 組 converters 並聯的電流分享方塊圖



(a)



(b)

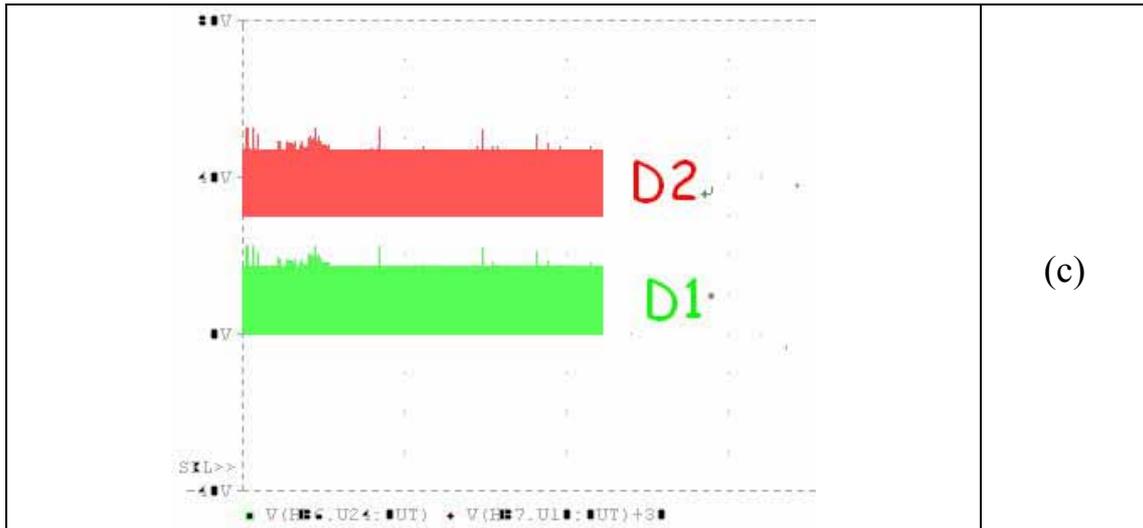


圖 3-26 (a)電流分享之並聯模組的輸出電壓與輸出電感電流

(b)電流分享之輸出電感電流與 duty cycle

(c)經過電流分享控制後，duty cycle 分配的情況

第四章、結論與建議

本計畫所研製的單級全橋式交直流轉換器，係將傳統的全橋式轉換器增設兩個繞組、一個初級開關及三個整流二極體。當全橋式轉換器四個開關調變輸出功率時，調整初級開關的導通週期，可以使大型電容的電壓得到控制，且當輸入電壓接近零交越時，仍使電流經過輸入電感，功率因數因而提昇。由於火炬負載特性不穩定，且具有負增量電性質，故需以定電流及限功率控制方式加以保護。藉著許多模組以並聯的方式組合，交直流轉換器可承受高電壓及大電流。而本文所提供的閉迴路控制電路可使各並聯模組分享的電流相等。

本計畫中，以出輸出電壓 150V，自動最大輸出功率限制為 750W 為基本轉換器模組，並利用輸入並聯-輸出並聯(Input Parallel and Output Parallel, IPOP)的方式將模組擴充，組成三個一組共 2250W 之轉換器。Pspice 模擬的結果顯示：當輸入電壓為 95~255Vrms，輸出負載為 961~2000W，功率因數在 0.95 以上，大型電容的電壓保持在 450V 以下，限功率控制及電流分享的功能也得到驗證。

建議事項：

1. 這種架構推廣應用於三相交流輸入電源，將更適合大功率場合。
2. 繼續研究串聯模組輸入電壓均分控制的技術，將更適合高輸

入電壓的場合。

3. 應用柔性切換（Soft switching）技術，將使開關的切換損失和降低效率提高。

參考文獻

- [1] Tsai Fu-Sheng, P. Markowski, and E. Whitcomb, “Off-line flyback converter with input harmonic current correction,” IEEE Telecommunications Energy Conference, pp 120 – 124, Oct. 1996
- [2] Qiu Mei, G. Moschopoulos, H. Pinheiro, and P. Jain, “A PWM full-bridge converter with natural input power factor correction,” IEEE Power Electronics Specialists Conference, vol. 2, pp. 1605 – 1611, May 1998
- [3] 劉興富, “新型式單相單級交流轉直流且具有輸入電流修飾的電源轉換器”交通大學電機與控制工程系 博士論文, 2005
- [4] Sun Jian, D. M. Mitchell, M. F. Greuel, P. T. Krein, and R. M. Bass, “Averaged modeling of PWM converters operating in discontinuous conduction mode,” IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 16, Issue 4, pp. 482 – 492, July 2001
- [5] Kim Jung Won, Yon Jung Sik, and B. H. Cho, “Modeling, control, and design of input-series-output-parallel-connected converter for high-speed-train power system,” IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 48, Issue 3, pp. 536 – 544, June 2001
- [6] M. Madigan, R. Erickson, and E. Ismail, “Integrated high quality rectifier-regulators,” IEEE Power Electronics Specialists Conference, vol.2, pp. 1043 – 1051, July 1992
- [7] 陳平修, “以單級單開關高功因泛用電源輸入交直流轉換器為基礎的複金屬燈電子安定器之設計” 交通大學電機與控制工程系 碩士論文, 2004

- [8] V. J. Thottuvelil and G. C. Verghese, "Analysis and control design of paralleled DC/DC converters with current sharing," IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, vol.2, pp. 638 – 646, Feb. 1997