

# 具小容量直流電容之三臂式交流穩壓器之研製

## Study of an AC Voltage Regulator With Three-Leg Structure

蔡明村  
Ming-Tsun Tsai

張家銘  
Chia-Ming Chang  
南台科技大學 電機工程系

鄭尊仁  
Tsun-Jen Cheng

Department of Electrical Engineering, Southern Taiwan University of Technology

### 摘要

本文實現一個具小直流電容量之三臂式交流穩壓器。此系統可以使負載電壓在市電變動時維持在所設計的電壓，並可操作在線性和非線性的負載之下。本文利用交流截波器(AC chopper)切換方式對相對應的功率晶體做高頻 PWM 切換[1]- [4]，此控制方式較傳統架構相對簡單，同時此架構亦可將傳統輸入側做 PFC 控制之低頻換向電感改由相對電感值低甚多的濾波電感取代，將輸出側因低頻 PWM 切換之濾波器作用之大電感值改以在高頻切換下僅需的小電感值取代，亦可省去直流側穩壓大電容的需求而改為濾波的小電容取代。本文並實際建立一個 700W 的系統以驗證此架構之可行性。

關鍵詞：交流截波器，交流穩壓器

### Abstract

This paper presents a novel AC voltage regulator with three-leg structure, which provides a steady voltage to linear and non-linear load. The AC chopping technique is adopted instead of the conventional PWM method, thus, resulting in a simple control strategy. Based on the considering structure, the low frequency commutation inductor presented in the rectifier input side, and the filtering inductor presented in the inverter output side have been substituted by relative low inductance value of inductors. In addition, the big electric capacitor used in the DC side to regulate the DC bus voltage has also been changed by a small one, thus, the research system exhibits a compact structure. Finally, a 700W prototype is established to prove its practicability.

Keywords: AC chopper, AC voltage regulator.

### 一. 前言

近年來，隨著半導體工業及電腦科技的快速發展，使得各項精密設備被大量使用在高科技產業等製造業的設備上，因此如何維持這些精密設備的穩定是最令人關注的課題[5]。對這些精密設備而言，最嚴重的威脅莫過於電源干擾，包括不可預期的電壓變動及電源中斷等，這些無法預期的擾動可能便會造成這些精密設備的操作異常，結果造成巨大的損失，因此如何提供一穩定的電源是非常重要的課題。

一般而言，暫態的電壓突升或驟降、電力中斷等電力不良的現象，可藉由交流電源調節系統(Ac power conditioning system)來改善。交流電源調節系統依其

功能可以分成二類：即交流不斷電電源系統(UPS)與交流穩壓器，這兩類設備的硬體架構與控制技術事實上有許多相似之處，其中的主要差異在前者包含蓄電池以提供連續電力，因此其架構多了充電器與將電池電壓轉到直流匯流排的轉換器，當然有些不斷電電源供應系統在其內部亦裝有功能有限之交流電壓調整器，故可在平時提供穩壓功能而在斷電的情況下提供持續供電的功能，這種額外的穩壓功能尤其在開發中國家面臨電力供需不穩，尖峰備載容量不足時尤其重要。在公共電力品質惡化的情況下，不斷電電源供應系統對電腦與通訊設備的重要性也就不言而喻了。至於交流電壓調整器則其功能通常在能提供穩壓的要求，但對於斷電的情形則是無能為力，因此新式的交流電壓調整器應該以提高其穩壓範圍為設計的目標，而本文所研究架構即具有此等功能，同時又有高效率與控制簡單的特性[6]。

### 二. 系統架構

圖 1 為本文之交流電壓穩壓器之系統架構圖，此系統為三臂式架構，具有架構簡單，控制容易等優點。動作的流程如下：市電經由前級功率開關後，在直流電容處產生一全波整流之電壓波型，再將此全波整流之電壓經後級功率開關產生一交流電壓，使負載電壓均可維持穩定的 110V 輸出[7]。在傳統上此架構之直流側是以大的電解值電容作為儲存能源與前後級的解耦元件，前後兩級電感值亦不小，而透過小直流電容的架構則可同時將輸入側低頻換向電感與輸出側之濾波電感用較小的濾波電感取代，在現今國際鋼鐵價格居高不下的情況下，此架構可降低成本。本文提出之控制方法原則上同交流截波器之 PWM 切換方式，整體控制相當簡單，如此可簡化硬體電路。

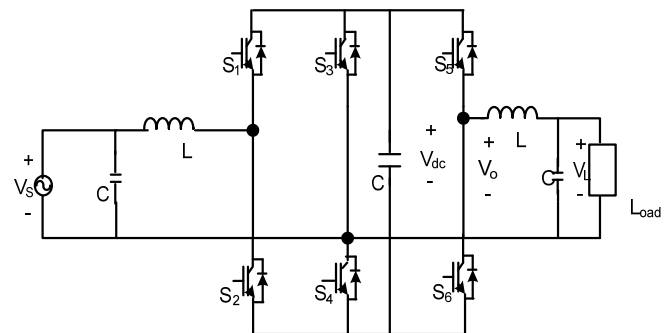


圖 1 交流電壓穩壓器之系統架構圖

### 三.控制工作原理

本架構前級由四個功率開關  $S_1/S_2$ ,  $S_3/S_4$  所組成，當市電低電壓時， $S_1/S_2$  以高頻方式切換， $S_3/S_4$  以低頻方式切換。其中  $S_3$  在市電負半週時導通， $S_4$  則在市電正半週時導通。而當市電過電壓時，此四個功率開關皆低頻切換，如此經由此四個開關交互作用，使得交流市電電壓經前級切換後，在直流側形成全波整流波形。

後級是由  $S_5/S_6$  功率開關所組成，當市電為低電壓時， $S_5/S_6$  以低頻方式切換。當市電為過電壓時， $S_5/S_6$  以高頻方式切換，經過後級切換之後，使負載電壓維持穩定的 110V。

圖 2 為此架構各部份波形圖，其中  $V_i$  為市電電壓波形、 $V_{gx}$  為各個功率晶體的訊號、 $V_{DC}$  為直流電容之電壓波形。

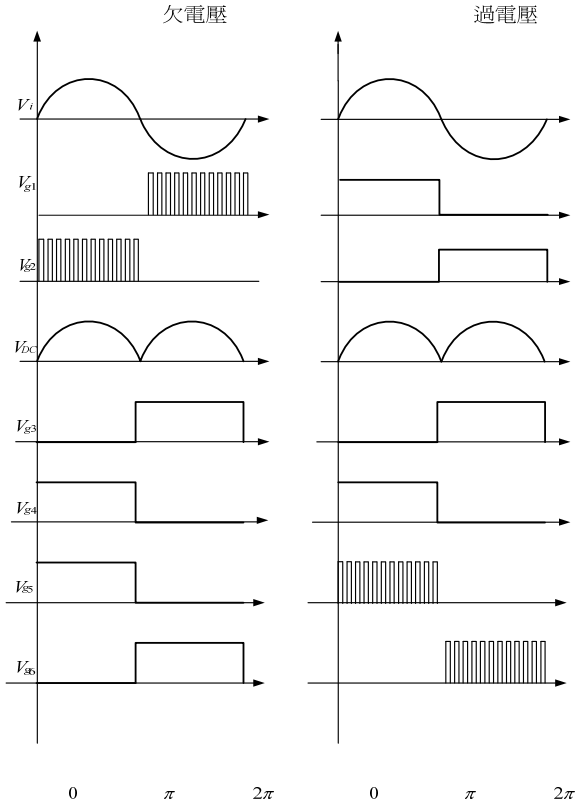


圖 2 本文之交流電壓穩壓器控制方塊圖。

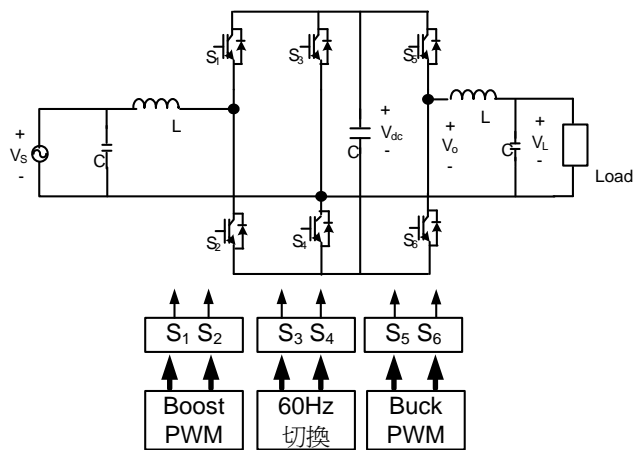


圖 3：交流電壓穩壓器控制方塊圖

### 四.理論分析

當市電過電壓時，此系統基本上為交流降壓模式工作，設輸入電壓為純正弦，且其波形可如下式表示：

$$V_S(t) = V_1 \cos(\omega_0 t) \quad (1)$$

而由圖二之高頻 PWM 切換波形可得如下之切換函數表示式

$$f(t) = D + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2 \sin(kD\pi)}{k\pi} \cos(k\omega_s t) \quad (2)$$

則

$$V_o(t) = f(t) V_S(t) = DV_1 \cos(\omega_0 t) + \sum_{k=2}^{\infty} V_{0k} \cos((k\omega_s t \pm \omega_0) t) \quad (3)$$

其中

$$V_{0k} = \frac{V_1 \sin(kD\pi)}{k\pi} \quad (4)$$

由圖 1 可知轉換器輸出端電壓與負載端電壓關係可由下式表示(設負載電阻為  $R_L$ )

$$\frac{V_L(s)}{V_O(s)} = \frac{R_L}{sL + (1 + s^2 LC)R_L} \quad (5)$$

負載基波電壓  $V_{L1}$  可由下式近似

$$V_{L1} = \frac{R_L DV_s}{\sqrt{\omega_0^2 L^2 + (1 - \omega_0^2 LC)^2 R_L^2}} \approx DV_s \quad (6)$$

且若

$$\omega_0 L \ll R_L \ll \frac{1}{\omega_0 C} \quad (7)$$

$$\frac{1}{\omega_s C} \ll R_L \ll \omega_s L \quad (8)$$

同時  $k\omega_s \pm \omega_0 \approx k\omega_s$ ，則負載電壓之諧波成分  $V_{Lk}$  可近似成

$$V_{Lk} \approx \frac{R_L V_{0k}}{\sqrt{k^2 \omega_s^2 L^2 + [1 - k^2 \omega_s^2 LC]^2 R_L^2}} \approx \frac{V_{0k}}{k^2 \omega_s^2 LC} \quad (9)$$

從 (6) 和 (9)，則  $THD_V$  近似為

$$THD_V \approx \frac{100\sqrt{2}}{\pi \omega_s^2 LC} TH_1 \quad (10)$$

在此

$$TH_1 = \frac{1}{D} \sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin^2(kD\pi)}{k^6}} \quad (11)$$

相同地，其基波成分  $I_{L1}$  和諧波成分  $I_{Lk}$  可表示如下

$$I_{L1} = \frac{\sqrt{1 + \omega^2 C^2 R_L^2}}{\sqrt{\omega^2 L^2 + (1 - \omega^2 LC)^2 R_L^2}} DV_s \approx \frac{DV_s}{R_L} \quad (12)$$

$$I_{Lk} \approx \frac{V_{0k}}{k\omega_s L} \quad (13)$$

從 (12) 和 (13)，可求得  $THD_I$

$$THD_I \approx \frac{100R_L}{\pi \omega_s L} TH_2 \quad (14)$$

在此

$$TH_2 = \frac{1}{D} \sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin^2(kD\pi)}{k^4}} \quad (15)$$

上式說明負載電流的總諧波失真和輸出濾波器電容值無關，因此輸出濾波器之 L 與 C 參數 可依據指定的總諧波失真量來設計，如下所示

$$L = \frac{100R_L TH_2}{\pi\omega_s THD_I} \quad (16)$$

$$C = \frac{100 TH_1}{\pi\omega_s^2 L THD_V} \quad (17)$$

由上式可知負載電壓的總諧波失真和負載阻抗  $R_L$  無關，而和輸出濾波器的 LC 值有關，同理，電感電流  $I_L(s)$  和轉換器輸出端電壓  $V_o(s)$  關係式可由下式表示

$$\frac{I_L(S)}{V_o(S)} = \frac{1 + sCR_L}{sL + (1 + s^2LC)R_L} \quad (18)$$

#### 4.1 直流側電容設計

直流側電容值原則是愈小愈好，太大的直流側電容值將使直流側電壓愈接近直流值，除會惡化輸入側功率因數外，嚴重時甚至使本架構失效，但太小的電容值則可能在輸出側的能量反灌時造成直流側電壓超過額定值，因此直流側電容值應謹慎設計才行，可以利用能量平衡的方式來估算直流電容值，一般言，當負載電壓與電流在同相時，能量是由輸入側直接流到輸出側，此時直流側電容幾無電流流進或流出，但當負載電壓與電流不同相時，能量即會直接流到直流側電容，此時電流是流進或流出將由電壓與電流的相對關係而定，因此負載功率因數將是決定直流側電容值的重要因數，設負載大小與功因角可由下式表示：

$$\begin{aligned} Z_L(\phi) &= \frac{V_L}{I_L} \angle \phi \\ &= R_{Lrad} + j\omega L_{load} \end{aligned} \quad (19)$$

負載電流與相對應的負載電阻電感值可分別由下列求得：

$$L_{load} = \frac{1}{\omega_1} \frac{V_L}{I_L} \sin(\phi) \quad (20)$$

$$R_{load} = \frac{V_L}{I_L} \cos(\phi) \quad (21)$$

若設負載電流為純正弦，則當負載電壓在零點時之負載電流值大小為：

$$I_0 = \hat{I}_L \sin(\phi) \quad (22)$$

其中  $\hat{I}_L$  為負載電流峰值，若以利用能量平衡的方式來估算直流電容值，則這些電流的能量除會消耗在負載電阻上外，其餘能會將轉到直流側電容上，因此可利用下式估算直流側電容電壓，因此若設此電流能量在時間為  $t_0$  時將轉移到直流電容側，則直流側電容電壓將可由下列求得

$$\frac{1}{2} C (V_b(t_0))^2 + R \int_0^{t_0} (\hat{I}_L \sin(\omega_0 t))^2 dt = \frac{1}{2} L_L (I_0)^2 \quad (23)$$

$$C = \frac{L_L (I_0)^2 - R \hat{I}_L^2 \frac{-\cos t_0 \omega_0 \sin t_0 \omega_0 + t_0 \omega_0}{\omega_0}}{(V_b(t_0))^2} \quad (24)$$

因此若擬允許的最大直流側電容電壓已決定，則直流側電容值即可由上式決定

#### 4.2 負載端電壓控制迴路

本文所提架構之負載電壓控制方法僅需傳統架構之直流外迴路其可達成負載穩壓的功能，本研究之負載電壓控制迴路方塊如圖 4 所示，由此圖可知本文之控制方式相當簡單。

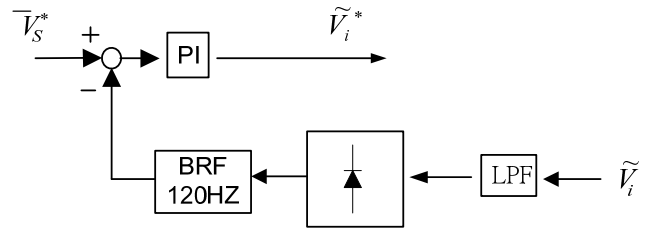


圖 4 本文所需之電壓控制迴路方塊圖

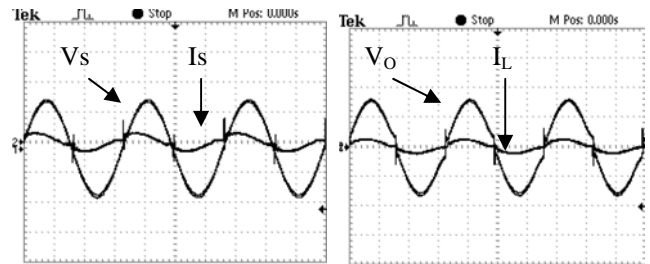
其中參考輸入為擬控制負載電壓之直流設定點  $\bar{V}_s^*$ ，負載電壓  $\tilde{V}_L$  經過降壓、整流與濾波可得到平穩的直流電壓迴授信號。

### 五、實驗結果

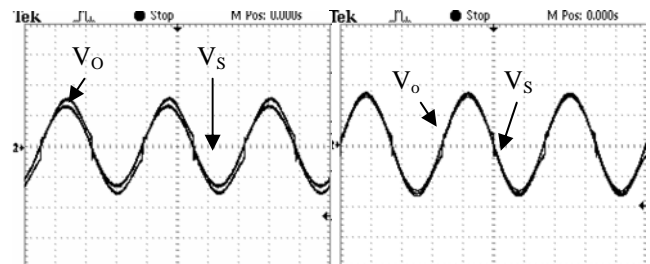
為證明系統可行性，本文實作一個 700VA 的系統來進行測試，且為了證明不論接上何種負載，輸出電壓皆可維持穩定且平衡的交流正弦波形，本研究以三種負載來測試，分別為：電阻性負載，整流性負載與電感性負載。前級和後級電感值為 0.07mH，電容值為 2.2uF，DC 側的電容值為 2.2uF。且當輸入電壓在  $110 \pm 20V$  以內變動，仍可維持穩定的 110V 輸出。

#### 1. 電阻性負載

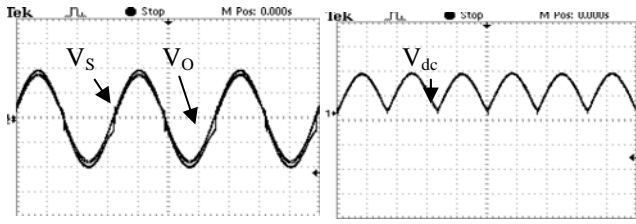
(一)當負載為 60W 時



(a)  $V_s$  &  $I_s$  (b)  $V_o$  &  $I_L$   
V : 100V/div, I : 20A/div, 5ms



(c)  $V_s(90V)$  &  $V_o(110V)$  (d)  $V_s(110V)$  &  $V_o(110V)$

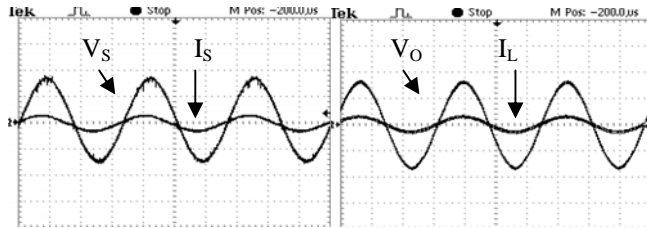


(e)  $V_S(130V)$  &  $V_O(110V)$  (f)  $D_C$

$V_S$  &  $V_O$  : 100V/div , 5ms

圖 5 負載為 60W 時之波形圖

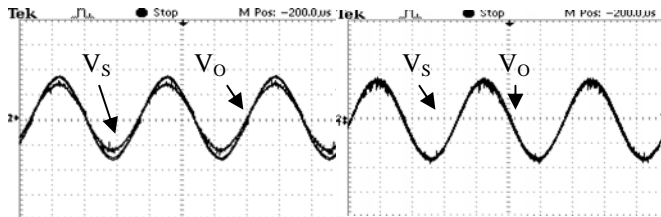
(二)當負載為 700W 時



(a)  $V_S$  &  $I_S$

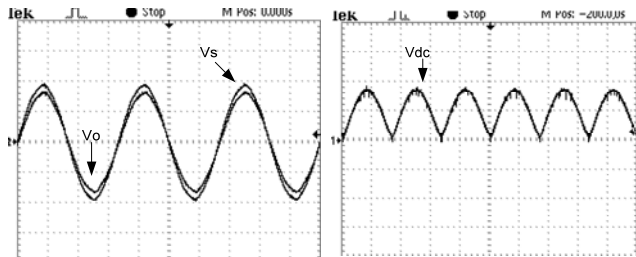
(b)  $V_O$  &  $I_L$

$V$  : 100V/div ,  $I$  : 20A/div , 5ms



(c)  $V_S(90V)$  &  $V_O(110V)$

(d)  $V_S(110V)$  &  $V_O(110V)$



(e)  $V_S(130V)$  &  $V_O(110V)$

(f)  $D_C$

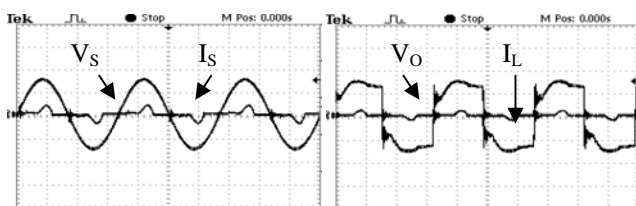
$V_S$  &  $V_O$  : 100V/div , 5ms

圖 6 負載為 700W 時之波形圖

由圖 5、圖 6 可證實電阻性負載不管在輕載(60W)或重載(700W)下，輸入電壓如何變動，輸出電壓仍可維持平衡的正弦波形輸出。

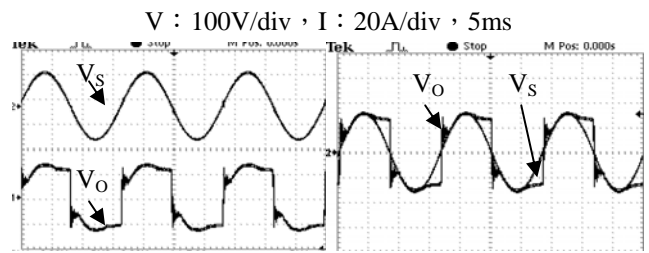
## 2. 整流性負載

(一)當負載為 60W 時：



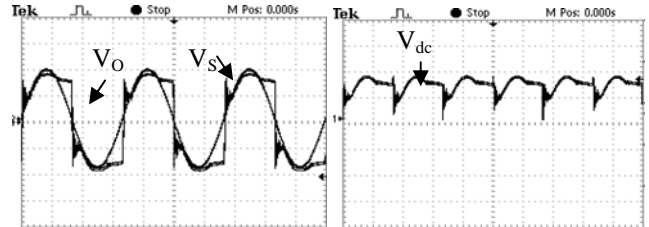
(a)  $V_S$  &  $I_S$

(b)  $V_O$  &  $I_L$



(c)  $V_S(90V)$  &  $V_O(110V)$

(d)  $V_S(110V)$  &  $V_O(110V)$



(e)  $V_S(130V)$  &  $V_O(110V)$

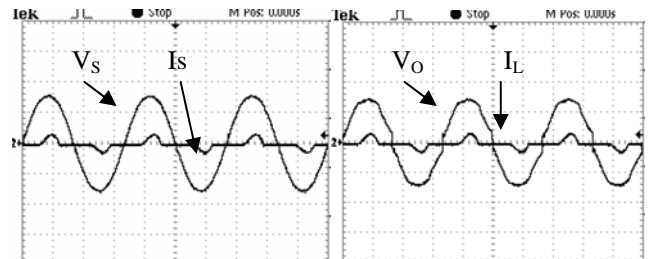
(f)  $D_C$

$V_S$  &  $V_O$  : 100V/div , 5ms

圖 9 負載 60W 時之波形圖

由圖 9 可知，在輕載時(60w)，不管輸入電壓如何變動，輸出電壓、 $D_C$  電壓會變形，但是仍可持續穩定我們需要的值。

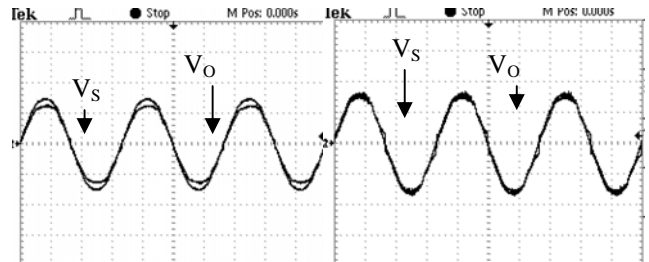
(二)當負載為 700w 時：



(a)  $V_S$  &  $I_S$

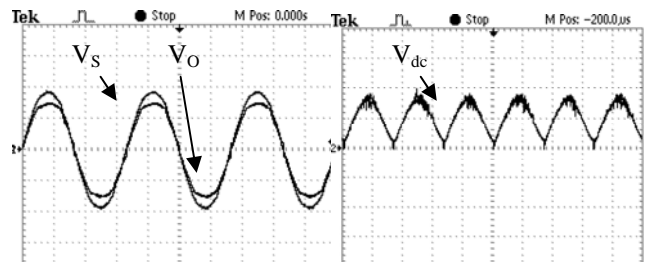
(b)  $V_O$  &  $I_L$

$V$  : 100V/div ,  $I$  : 20A/div , 5ms



(c)  $V_S(90V)$  &  $V_O(110V)$

(d)  $V_S(110V)$  &  $V_O(110V)$



(e)  $V_S(130V)$  &  $V_O(110V)$

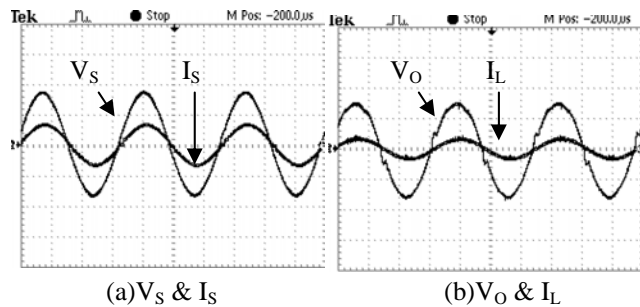
(f)  $D_C$

$V_S$  &  $V_O$  : 100V/div , 5ms

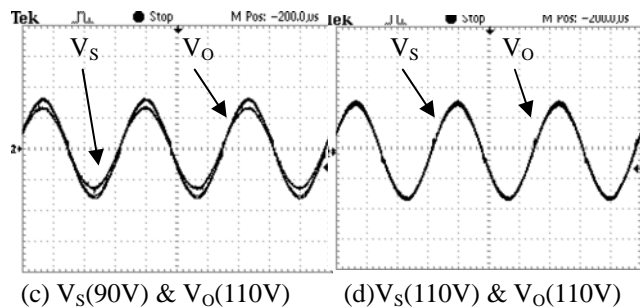
圖 10 負載為 700W 時之波形圖

由圖 10 可證實，輸出波形為弦波，且不管輸入電壓變形或變動，輸出電壓仍可持續維持所要的值。

### 3. RL 負載

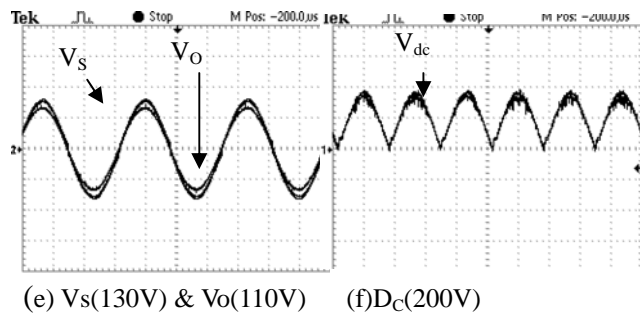


V : 100V/div , I : 20A/div , 5ms



(R=18 Ω , L=23mH)

V<sub>S</sub> & V<sub>O</sub> : 100V/div , 5ms



R=18 Ω , L=23mH)

圖 11 RL 負載波形圖

(V<sub>dc</sub> : DC 電壓, I<sub>L</sub> : 負載電流, V<sub>O</sub> : 輸出電壓)

由圖 11 可知，在電感性負載情況下，在輸入電壓變動時，輸出電壓仍可維持穩定平衡的正弦波形出。

### 六.結論

本研究實現具小容量直流電容之三臂式交流穩壓器，由實驗結果可知，當輕載時由於直流側電壓較高，輸出電壓較難維持正弦，當負載大於一定值後，則不管在線性或非線性負載，且輸入電壓如何變動下，輸出電壓均維持穩定的正弦波輸出，達到我們實驗想要的數值。本文提出一套簡單而有效的控制方式，本文的控制方式可使輸入與輸出級的轉換器在同一時間內可以用

最少的功率開關切換以得到最大轉換效率，同時整體的控制非常平穩，而所有的控制可以僅利用一顆單晶片完成，可以簡化產品硬體電路。

### 七.誌謝

本研究承國科會專題研究計劃 NSC94-2622-E-218-018-CC3 之經費補助，謹此誌謝。

### 八.參考文獻

- [1] B. H. Kwon, G. Y. Jeong, S. H. Han and D. H. Lee, "Novel Line Conditioner With Voltage Up/Down Capability", IEEE Trans. On Industrial Electronics, Vol.49, No.5, October 2002.
- [2] C. A. Petry, J. C. Fagundes and I. Barbi, "Study of an AC-AC Indirect Converter for Application as Line Conditioner," IEEE ISIE 2005, June 20-23, 2005, Dubrovnik, Croatia.
- [3] B. H. Kwon, J. H. Youm, J. H. Choi. "Automatic Voltage Regulator With Fast Dynamic Speed," IEE Proc-Electr. Power Appl., Vol.146, No.2, March 1999.
- [4] B. H. Kwon, B. D. Min, J. H. Kim, "Novel Topologies of AC Chopper," IEE Proc-Electr. Power Appl., Vol.143, No.4, July 1996.
- [5] 王建斌, "新型切換式交流電壓升壓器" 國立成功大學電機工程所, 碩士論文, 1994.
- [6] 劉珈宏, "串聯型交流電壓調節器之研製", 南台科技大學電機工程研究所碩士論文, 民國91年。
- [7] J. H. Kim, B. D. Min, B. H. Kwon and S. C. Won, "A PWM Buck-Boost AC Chopper Solving the Commutation Problem," IEEE Trans. On Industrial Electronics, Vol.45, No.5, October 1998.