

## 第四章

### 實體電路製作與量測結果

#### 4.1 前言

首先於第二、三章中，吾人已針對單相五階、七階電流型直交流轉換器之工作原理及開關切換控制方式加以說明之，並且模擬將分段配置(PD)控制方式應用於單相五階、七階及九階電流型直交流轉換器之情況，由模擬結果中可証實本論文所提新型架構延伸至  $2n+1$  ( $n \geq 4$ ) 階是可行的。吾人所提出之新型架構乃是採用正弦脈波寬度調變中之多載波脈波寬度調變技術裡頭的分段配置(PD)技術；基本上此技術是將四個載波信號  $A_c$  與正弦調變信號  $M_c$  比較後所得之脈波寬度調變信號透過額外的邏輯閘做運算，以獲得最終開關所需之切換信號。由於此種作法在實作上頗為煩瑣及不便，因此吾人已於第二章中將針對此一不便之處，提出一載波合成法之技巧加以改善此問題，以利於實作上之實現。接著在第二節中，吾人將單相五階電流型直交流轉換器及其控制器以模組化之方式將系統分為數個方塊模組，並逐一實際製作，以利系統偵錯與整合。最後於第三節中，實際記錄一些實測波形以驗證所提出之新型五階架構確實能達到預期效果。

#### 4.2 實體電路製作

在硬體電路實體製作上，吾人將整個電源轉換系統分成如圖 4.1 所示之方塊模組進行實作，圖 4.1 中的電路架構主要可以分成電力電路及控制電路兩大部份。電力電路部份主要包括單相五階電流型直交

流轉換器電路如圖 4.1 中虛線方塊部份，而控制電路部份則包含三角波產生電路…等。為詳細說明每個方塊的內部電路，吾人將個別介紹每個方塊內部詳細電路。

#### 4.2.1 電力電路

電力電路如圖 4.1 虛線所圍成之方塊部份，包含有八個功率開關 ( $S_1 \sim S_4$ 、 $S_{a1} \sim S_{a2}$  及  $S_{b1} \sim S_{b2}$ )，八個快速二極體 ( $D_1 \sim D_4$ 、 $D_{a1} \sim D_{a2}$  及  $D_{b1} \sim D_{b2}$ )，四個儲能電感器  $L_{1p} \sim L_{2p}$ 、 $L_{1n} \sim L_{2n}$ ，一個交流輸出濾波電容器 ( $C$ ) 及純電阻性負載 ( $R$ )。實作中功率開關是使用實驗室現有 Powerex 公司之 IGBT 功率半導體開關，型號為 CM75E3Y-12E，其集級至射級電壓 (Collector-Emitter Voltage,  $V_{CE}$ ) 可達 600V；集極電流 (Collector Current,  $I_C$ ) 為 75A。快速二極體則是使用 IXYS 公司所生產之半導體開關，型號 DSEP 2X61-06A，其逆向耐壓為 600V，順向耐流為 60A。儲能電感器 ( $L_{1p}$ 、 $L_{2p}$ ) 為矽鋼片鐵心電感器，電感值為 40mH，可操作頻率範圍為 60Hz~10kHz，最大可通過電流值為 30A。交流輸出濾波電容器是使用 CSI 公司所製造之交流電容，型號為 95PP0001，其電容值為 200 $\mu$ F，耐壓為 500V，可操作頻率範圍為 60Hz~10kHz。直流輸入電壓源  $V_s$  採用 Chroma 公司之直流電源供應器，型號為 6230K-150；其最大供應電壓為 150V，最大供應電流為 20A。

#### 4.2.2 控制電路

控制電路部份可分為 a.三角波產生電路；b.電源鎖相迴路電路；c.載波合成電路；d.開關訊號產生電路；e.隔離驅動電路，共五大部份。

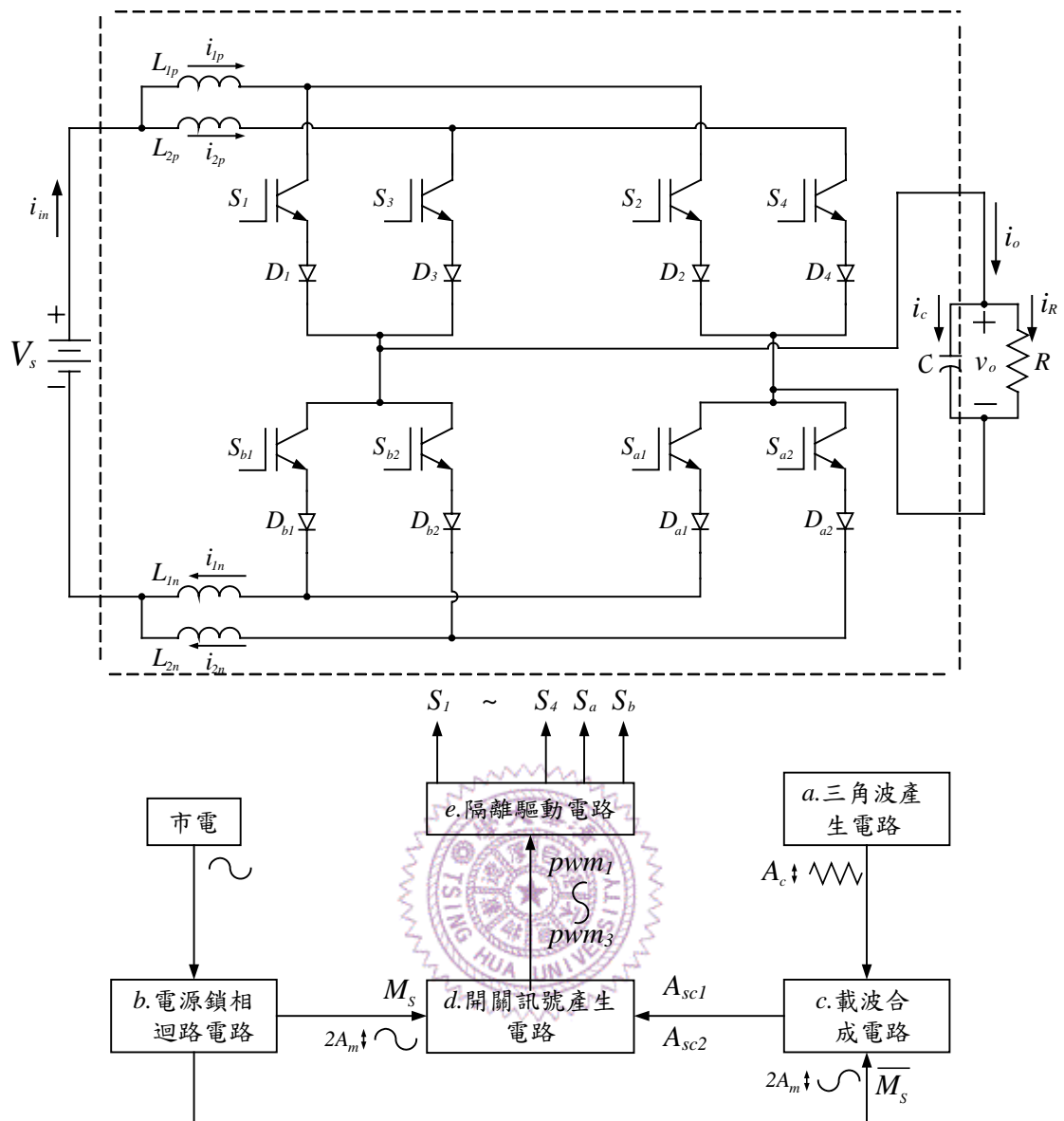
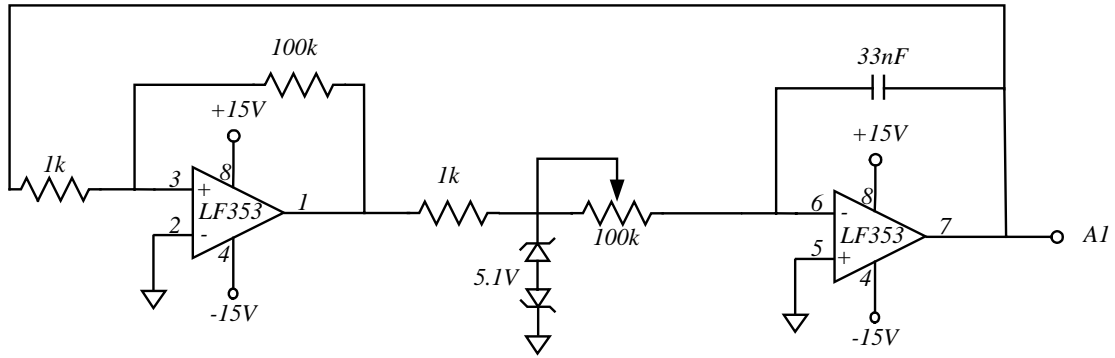


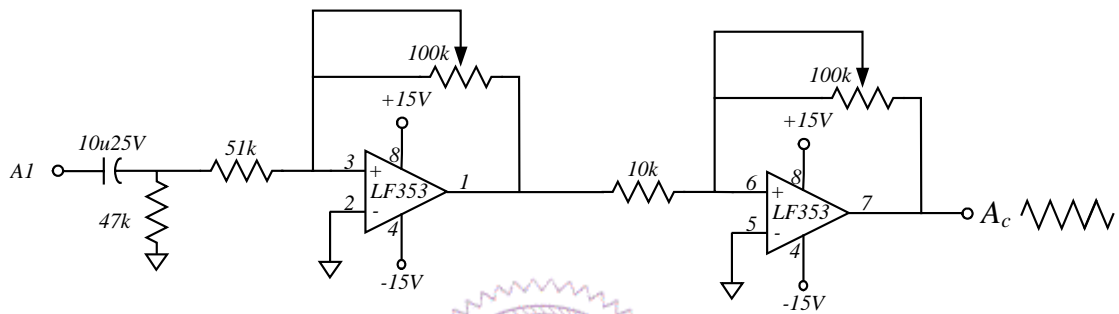
圖 4.1 單相五階電流型直交流轉換器系統方塊圖

### a. 三角波產生電路

三角波產生電路如圖 4.2 之所示，利用圖 4.2(a)產生一可變頻率之三角載波信號  $A_1$ ，再透過圖 4.2(b)進而可調整三角波峰對峰振幅大小，以獲得所需之一雙斜率振幅  $0 \sim 10V$ 、 $3kHz$  之三角載波  $A_c$  信號。



(a) 可變頻率三角波產生電路



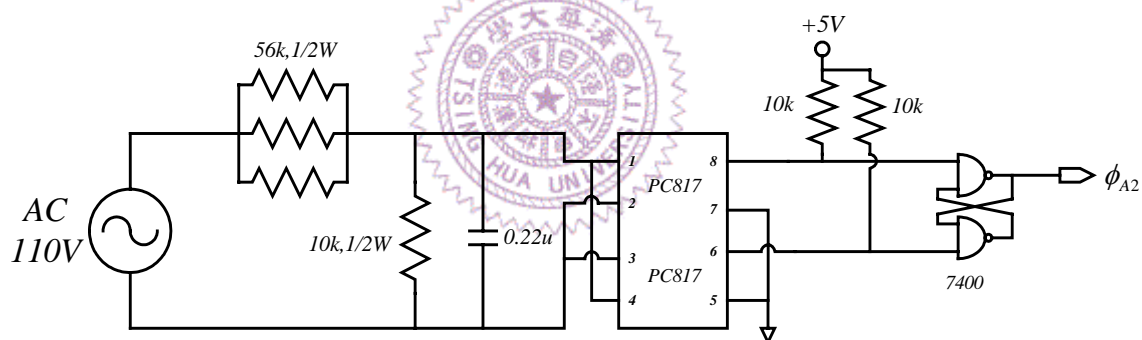
(b) 可調振幅三角波產生電路

圖 4.2 三角波產生電路

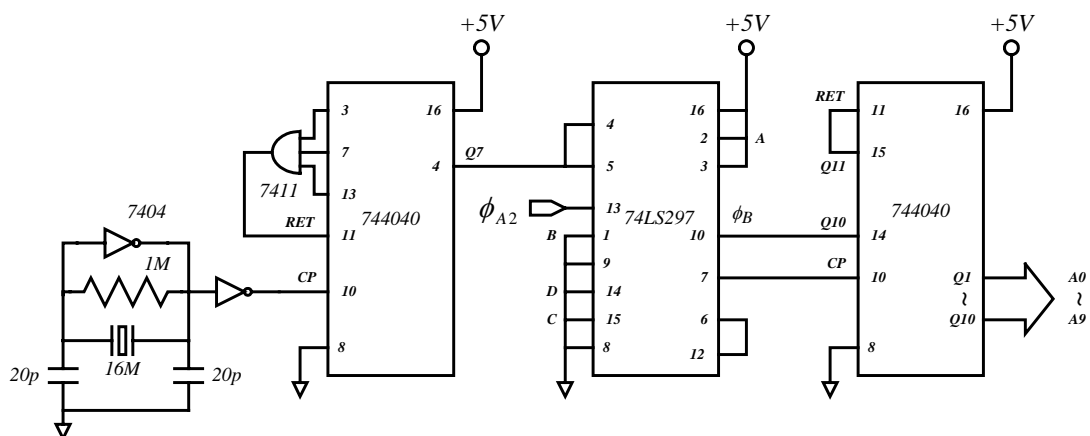
## b. 電源鎖相迴路電路

在此因吾人提供至開關之控制切換方式為正弦脈波寬度之分段配置(PD)技術，為求與市電頻率同步且為純正弦函數波形之調變指數  $M_s$ ，故吾人採用如圖 4.3 之所示電源鎖相迴路電路以完成之，其主要由三個部份構成，以數位相鎖 IC 鎖定電源頻率的方法來產生一與市電同步之訊號。有別於類比鎖相迴路(APLL)電路，其所使用之數位鎖相迴路(DPLL)電路具有動作較為穩定、信賴度較高及週邊所使用的零件數目較少之優點。主要透過電阻分壓電路、光耦合器(PC817)與半週期鎖定電路(7400)來產生數位鎖相迴路(DPLL)所需之輸入訊號頻率  $\phi_{A2}$ ，如圖 4.3(a)所示。接著透過數位鎖相迴路

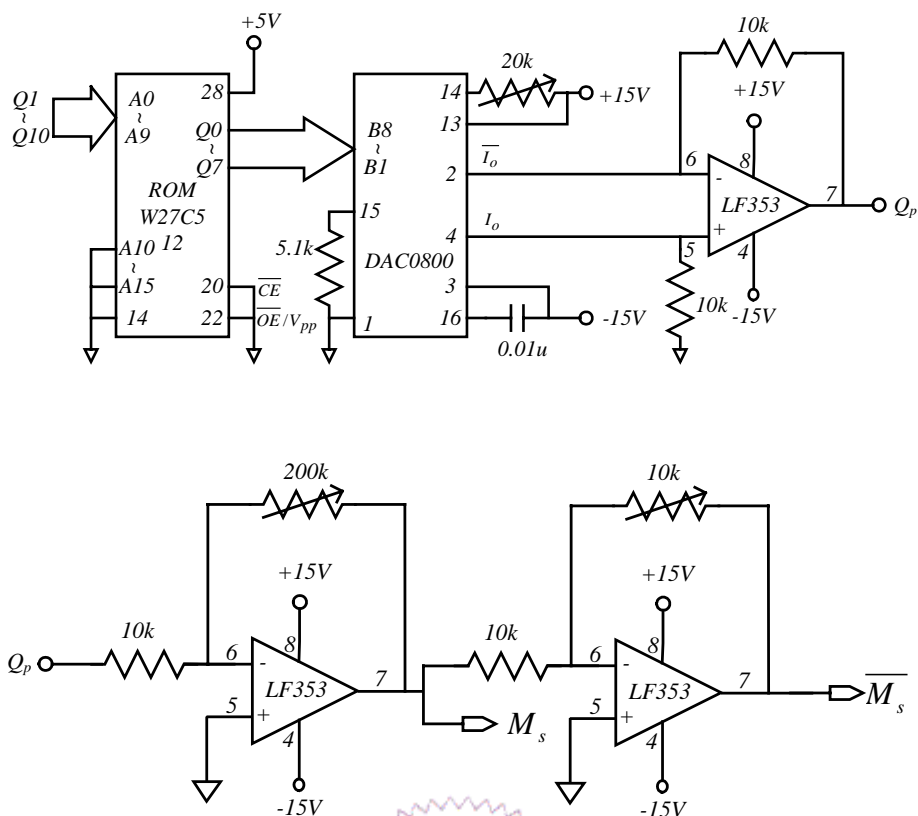
IC(74LS297)、2 只計數器(744040)與 16MHz 石英震盪器所構成之數位鎖相迴路(DPLL)電路獲得與市電頻率同步之 1024 點電源相角訊號，如圖 4.3(b)所示。最後將數位訊號送至已內建一組 1024 點正弦資料表的電子式可清除程式化唯讀記憶體 (EEPROM ; Electrically Erasable Programmable Read-Only Memory ; W27C512)中，經由數位/類比轉換器 IC(DAC0800)與運算放大器(LF353)調控來得到一與市電頻率同步及相角相差 $180^\circ$ 且可調振幅大小之正弦調變信號  $M_s$  及  $\overline{M_s}$ ，如圖 4.3(c)所示。



(a) 電源頻率產生電路



(b) 數位鎖相迴路電路

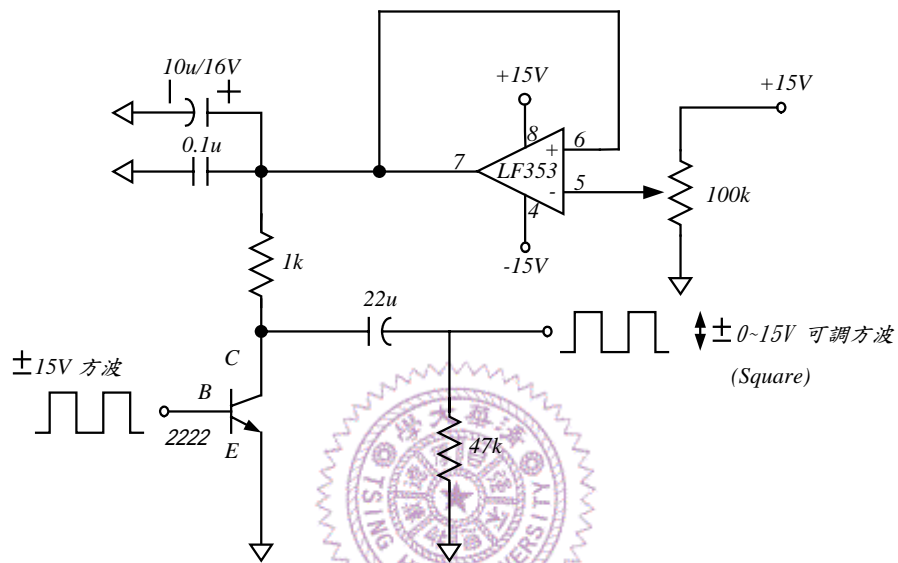
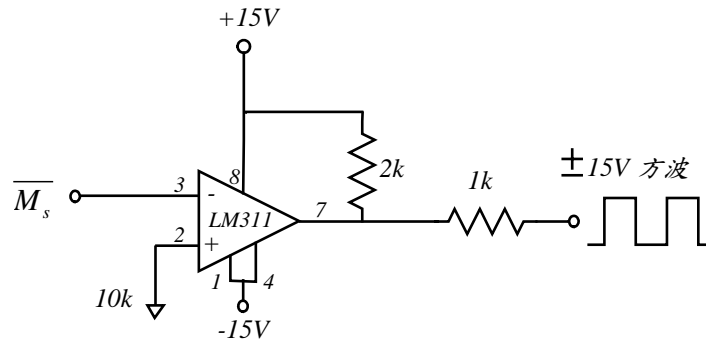


(c) 單位弦波產生電路

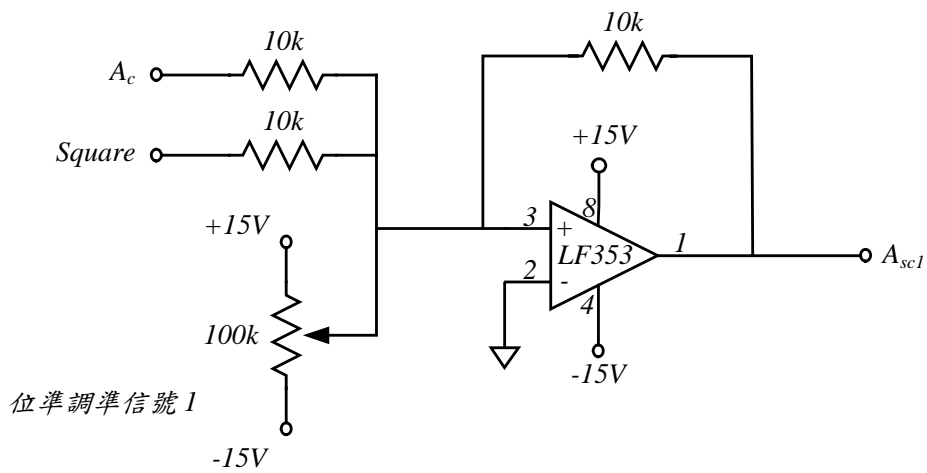
圖 4.3 電源鎖相迴路電路

### c. 載波合成電路

由 2.4 節中已知所合成載波信號主要由為三角載波信號( $A_c$ )、可調振幅方波信號及載波位準調整信號三部份所組成，其中三角波載波信號已藉由圖 4.2 產生，此外藉由數位鎖相迴路電路所產生之可調振幅大小正弦調變信號 $\overline{M_s}$ 透過電壓比較器以及振幅調整電路，獲得一振幅 $0 \sim 15V$ 可調之方波信號，其可調振幅方波信號電路如圖 4.4(a)所示。有了三角波載波信號及可調振幅方波信號這兩樣信號後，再經由加法器電路將三角波載波信號、可調振幅方波信號與位準調整信號 1、2 加以合成，可獲得最後所需之合成載波信號 $A_{sc1}$ 與 $A_{sc1}$ ，其合成電路如圖 4.4(b)、(c)之所示。

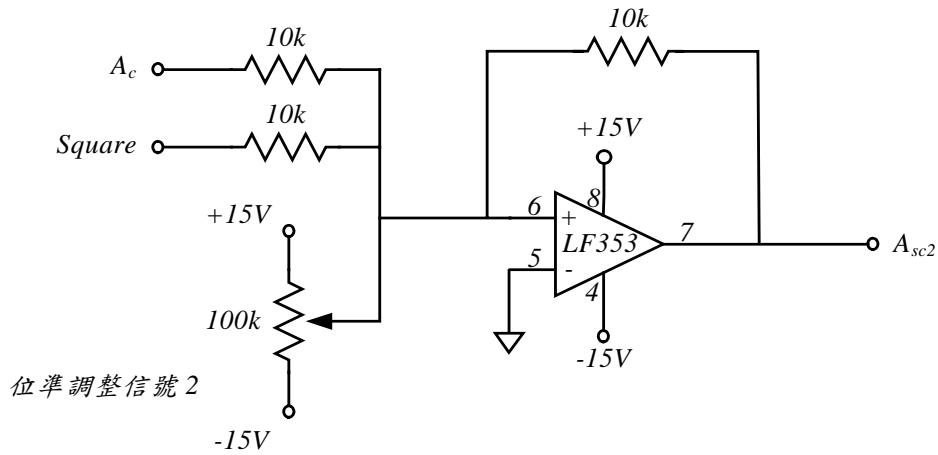


(a) 可調振幅方波信號電路



(b) 合成載波信號  $A_{sc1}$  電路



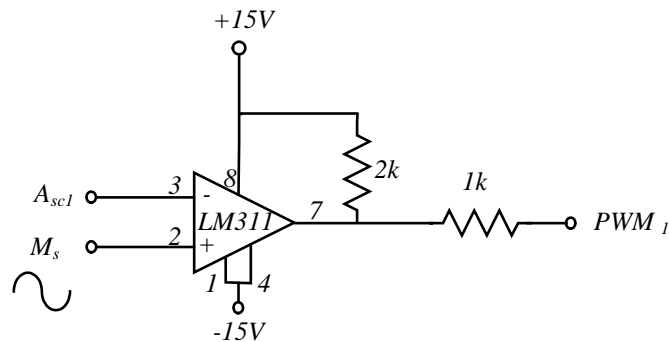


(c) 合成載波信號  $A_{sc2}$  電路

圖 4.4 載波合成電路

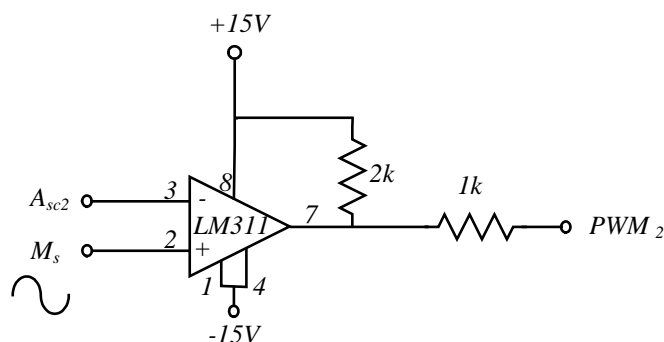
#### d. 開關訊號產生電路

正弦調變信號  $M_s$  分別與合成載波信號  $A_{sc1}$  及  $A_{sc2}$  經由電壓比較器比較後，不需再經由多餘之邏輯閘運算，即可得將提供給功率開關  $S_1$ 、 $S_3$  切換所需之脈波寬度調變信號  $pwm_1$  及  $pwm_2$ ，如圖 4.5(a)、(b) 之所示。此外功率開關  $S_{a1} \sim S_{a2}$  及  $S_{b1} \sim S_{b2}$  其切換頻率與市電同為  $60Hz$  之型式，故其開關切換訊號之產生，僅需藉由電源鎖相迴路電路所產生之調變信號  $M_s$  經由電壓比較器與零電位比較之，即可得一頻率為  $60Hz$  之開關切換訊號  $pwm_3$ ，如圖 4.5(c) 之所示。

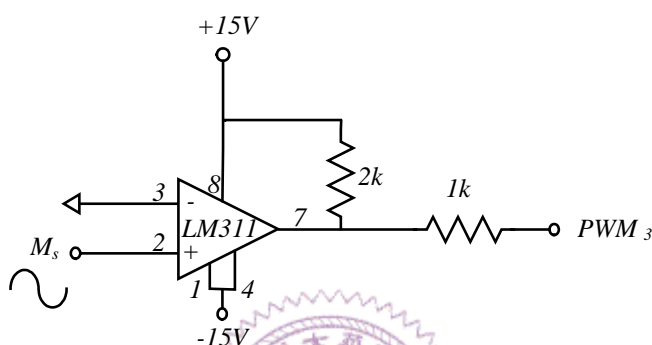


(a) 脈波寬度信號  $pwm_1$  產生器





(b) 脈波寬度信號  $pwm_2$  產生器

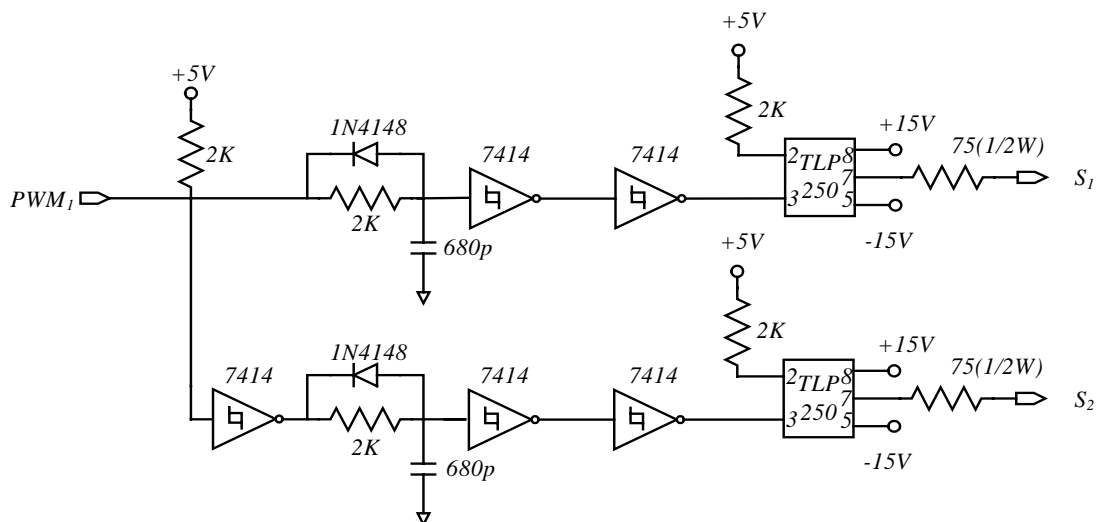


(c) 脈波寬度信號  $pwm_3$  產生器

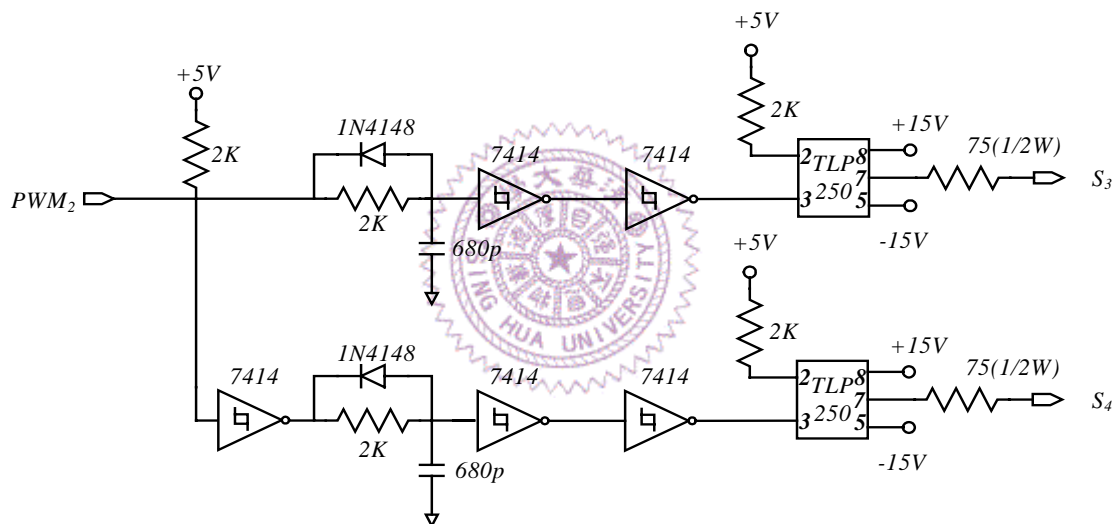
圖 4.5 開關訊號產生電路

### e. 隔離驅動電路

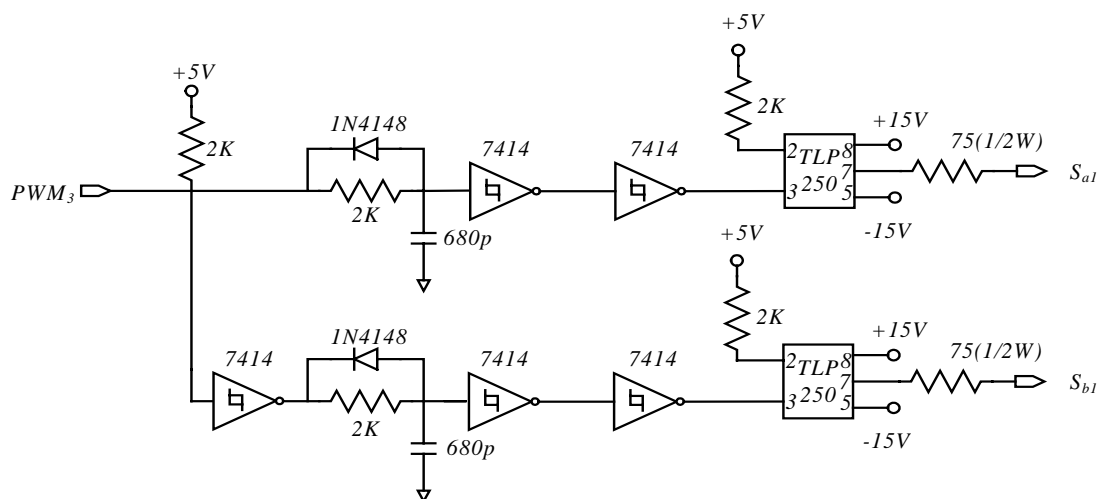
圖 4.6(a)、(b)、(c)、(d)所示為開關  $S_1 \sim S_4$ 、 $S_{a1}$ 、 $S_{b1}$  及  $S_{a2}$ 、 $S_{b2}$  之隔離驅動電路，電力電路中半導體功率開關通常需要適當的驅動電路，才能適當控制其導通或截止，並避免電力電路對控制電路造成雜訊干擾或因電力電路故障而造成控制電路的損壞。故本論文採用 TOSHIBA 公司所生產之光耦合器 TLP250，作為隔離驅動使用。此外在電流型架構中，為避免功率開關於電力電路切換過程中造成電流路徑之突然截斷，導致造成瞬時過電壓之發生，進而致使功率元件的損壞，因此必須考慮到開關切換訊號重疊(over-lap)之考量，在驅動電路前加入兩組邏輯閘(7414)、二極體及 RC 電路組成之互鎖電路以避免電流導通路徑開回路現象發生。



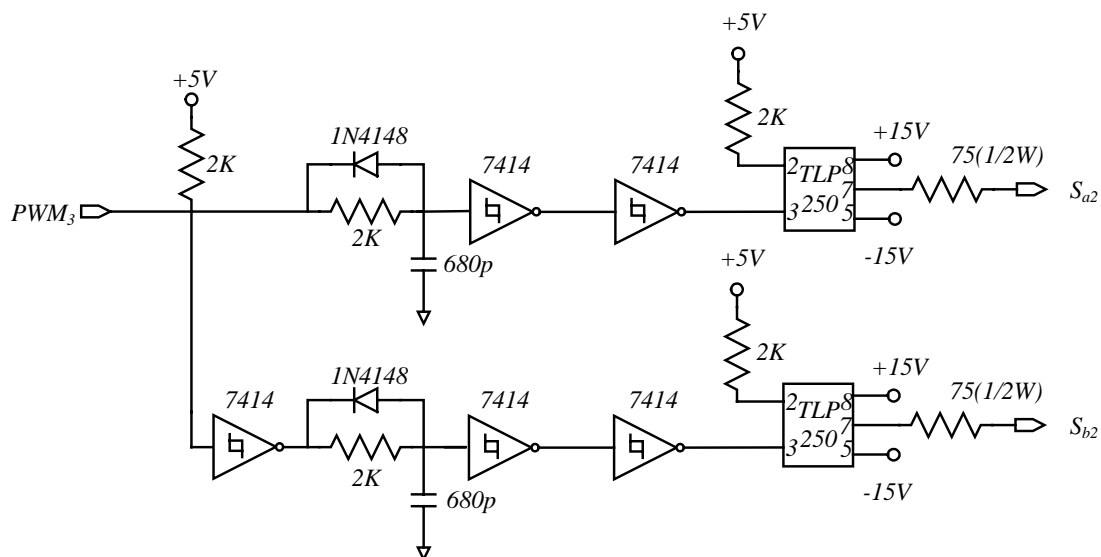
(a) 功率開關  $S_1$  及  $S_2$  互鎖隔離驅動電路



(b) 功率開關  $S_3$  及  $S_4$  互鎖隔離驅動電路



(c) 功率開關  $S_{a1}$  及  $S_{b1}$  互鎖隔離驅動電路



(d) 功率開關  $S_{a2}$  及  $S_{b2}$  互鎖隔離驅動電路

圖 4.6 隔離驅動電路

### 4.3 實測結果

為了驗證本論文提出之新型單相五階電流型直交流轉換器之可行性，根據前一節所規劃之各個子電路進行製作與測試，確定所有的子電路功能無誤後再加以整合，最後完成一新型單相五階電流型直交流轉換器硬體電路之雛型，如圖 4.7 所示。實測時，吾人所設定之參數為：

直流側電壓：

$$V_s = 40V$$

正端輸入側電感：

$$L_{1p} = L_{2p} = 40mH$$

負端輸出側電感：

$$L_{1n} = L_{2n} = 5mH$$

交流輸出側濾波電容：

$$C = 200\mu F$$

負載：

$$R = 3\Omega$$

正弦調變信號頻率： $f_o = 60Hz$

載波頻率： $f_c = 3kHz$

調變指數： $M_i = 1$

調頻指數： $M_f = 50$

額定輸出功率： $P_o = 600W$

圖 4.8 至圖 4.15 為調變指數  $M_i = 1$  情況下所量測之實測波形。圖 4.8 及圖 4.9 分別為正弦調變信號  $M_s$  與合成載波  $A_{sc1}$  及  $A_{sc2}$  之實測波形，藉由此載波合成技巧所得之信號  $A_{sc1}$  及  $A_{sc2}$  與調變信號  $M_s$  比較後，可直接獲得提供至隔離驅動電路推動功率開關元件之脈波寬度調變信號，而不再需要藉由外加邏輯閘做運算，因此也大大的提昇實作上之可靠度及穩定度，同時也降低實作上之經濟成本。圖 4.10 至圖 4.12 分別為輸入側電流  $i_{in}$ 、 $i_{1p}$  及  $i_{2p}$  之實測波形，由量測波形中可發現輸入側電流  $i_{in}$ 、 $i_{1p}$  及  $i_{2p}$  關係式的確近似第二章中所假設之  $i_{1p} = i_{2p} = \frac{1}{2}i_{in}$  條件。其中已知輸入電壓  $V_s$  為定值，輸出側電壓電流皆為交流型式，故以能量平衡原理及由實際量測波形中可知，輸入電流側  $i_{in}$  的確為一直流值再加上一頻率為  $2\omega$  之弦波函數。圖 4.13 為輸出側電流  $i_o$  之實測波形，由圖 4.13 中可知輸出電流  $i_o$  的確可達到五階之型式，且與模擬結果相似，其中電流波形之所以會有些許傾斜情況產生，主因在於儲能電感  $L_{1p}$  及  $L_{2p}$  感值大小。依據  $L \frac{di}{dt} = V$  之關係式可知當儲能感值越大時，通過電感上之電流變化量將變小，進而使得流經儲能電感上之電流趨於一定值，使得輸出電流  $i_o$  波形可更趨近於五階之情況。由模擬試誤過程與實際電感體積及成本之多方條件考量

下，吾人乃選用電感值大小為 $40mH$ 之儲能電感器。圖 4.14 為輸出負載電流 $i_R$ 實測波形，可發先現其電流波形近似於正弦波，並且因為負載( $R$ )並接一濾波電容器( $C$ )之緣故，使得流經負載( $R$ )上之電流為落後之型式。並因輸出側電壓 $v_o$ 為輸出負載電流 $i_R$ 與負載( $R$ )之乘積，故輸出側電壓 $v_o$ 同為落後之型式，圖 4.15 為輸出電壓 $v_o$ 之實測波形。

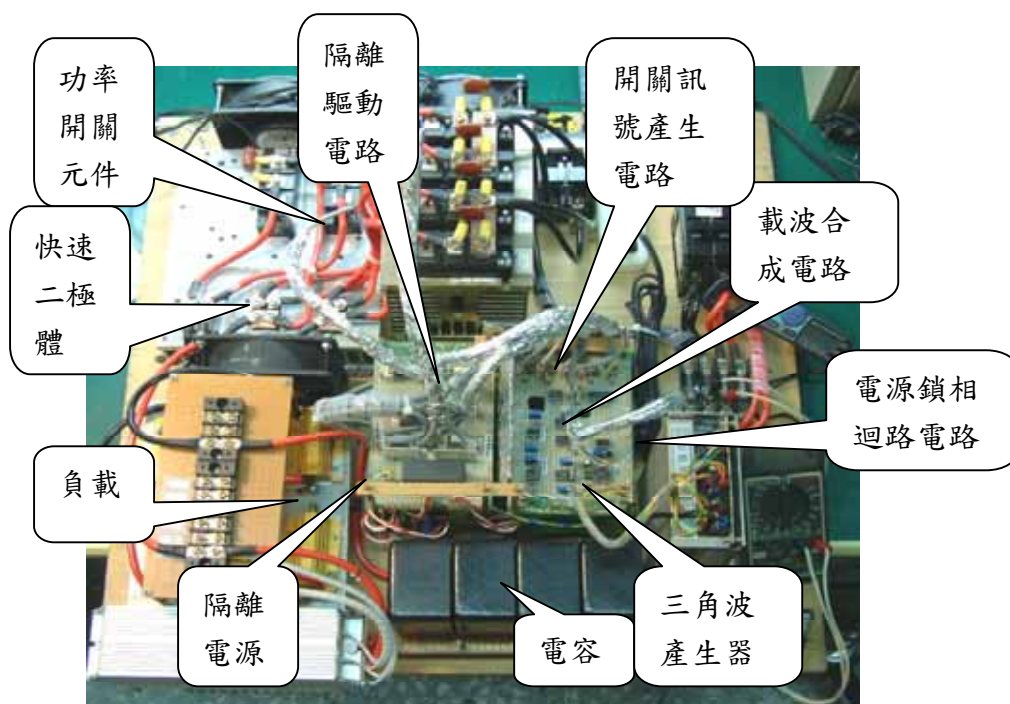


圖 4.7 新型單相五階電流型直交流轉換器之硬體電路雛形

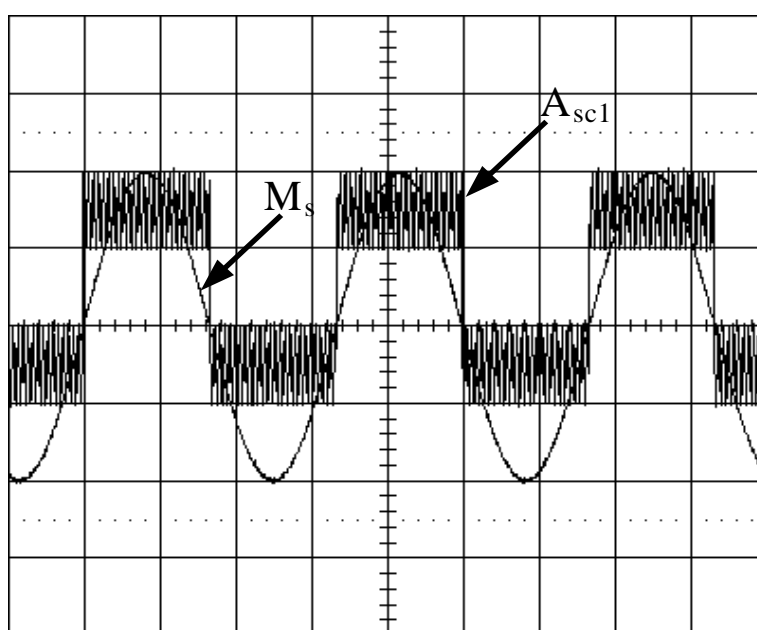


圖 4.8 正弦調變信號 $M_s$ 與合成載波 $A_{sc1}$ 之實測波形(2V/div, 5ms/div)

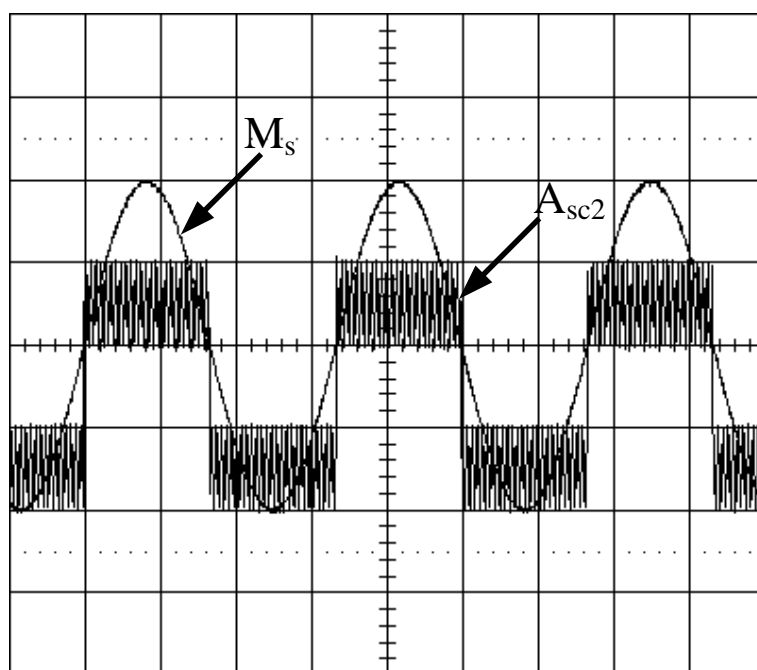


圖 4.9 正弦調變信號  $M_s$  與合成載波  $A_{sc2}$  之實測波形(2V/div, 5ms/div)

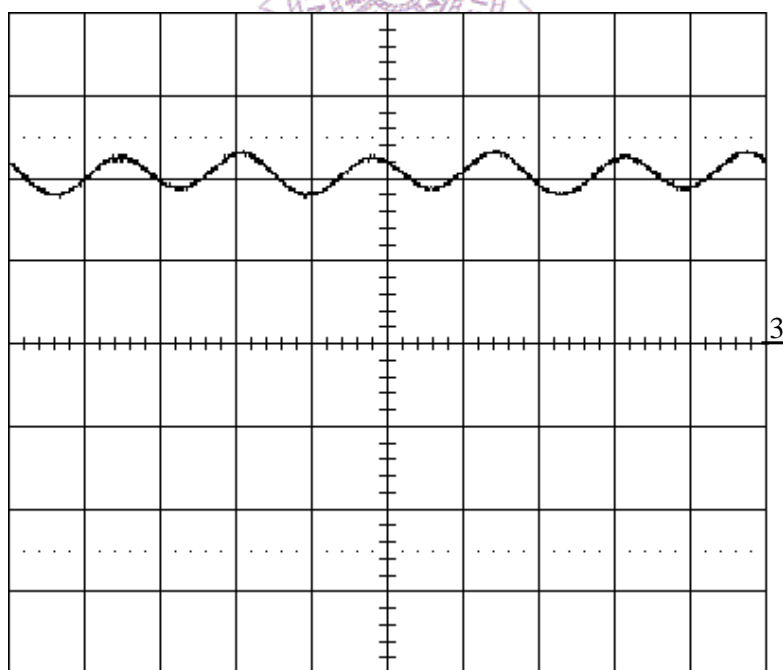


圖 4.10 輸入側電流  $i_{in}$  之實測波形(10A/div, 5ms/div)

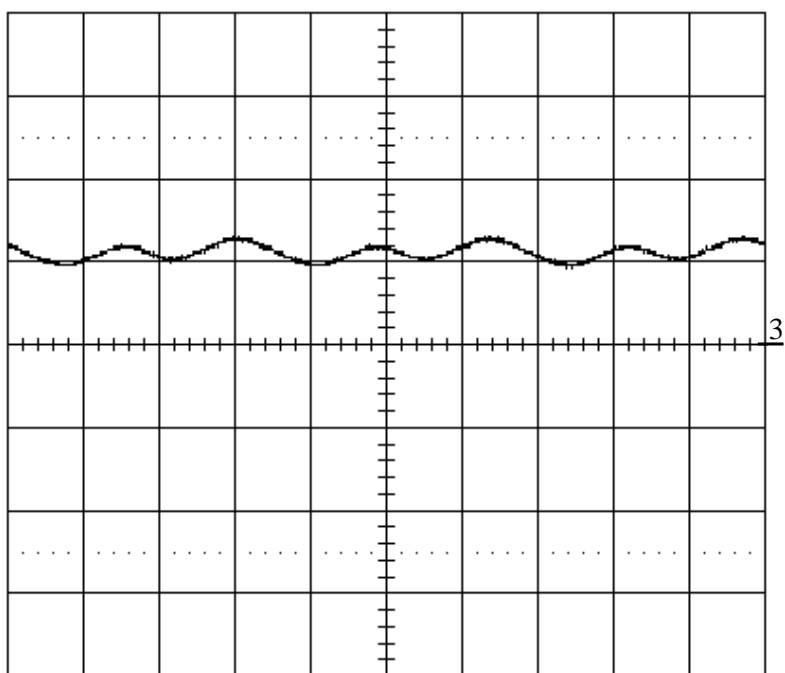


圖 4.11 輸入側電流  $i_{1p}$  之實測波形(10A/div , 5ms/div)

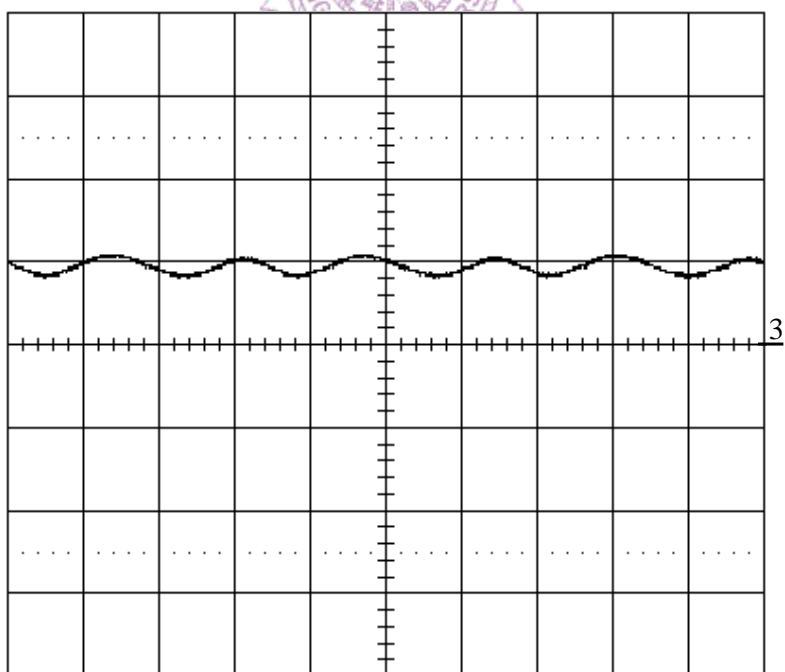


圖 4.12 輸入側電流  $i_{2p}$  之實測波形(10A/div , 5ms/div)



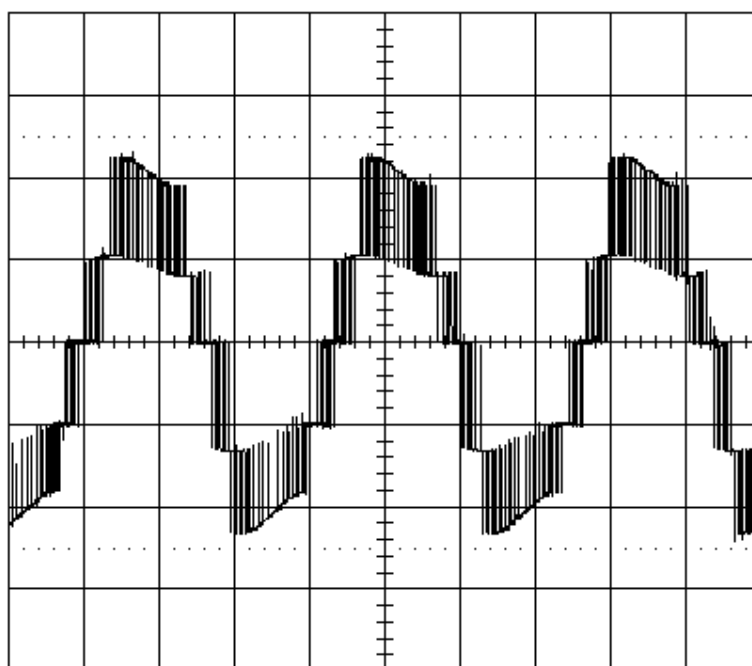


圖 4.13 輸出電流  $i_o$  之實測波形(10A/div , 5ms/div)

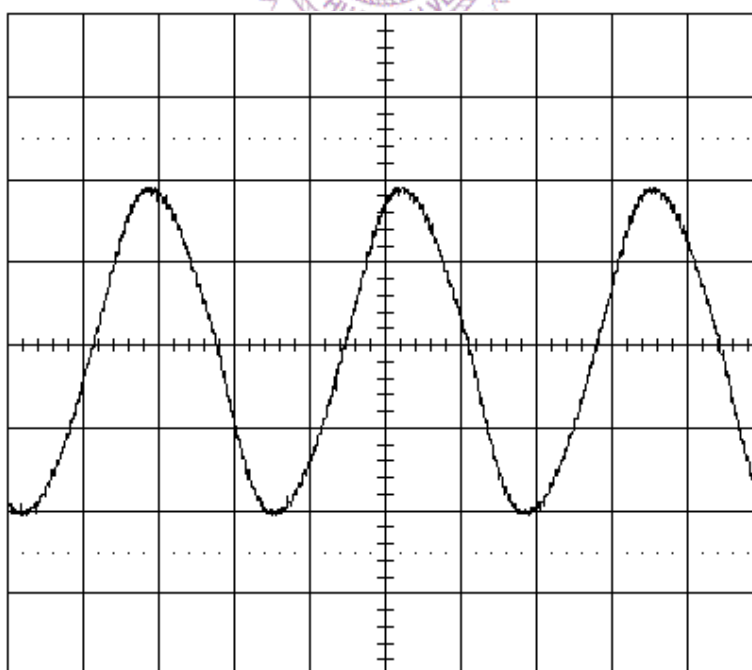


圖 4.14 輸出負載電流  $i_R$  之實測波形(10A/div , 5ms/div)

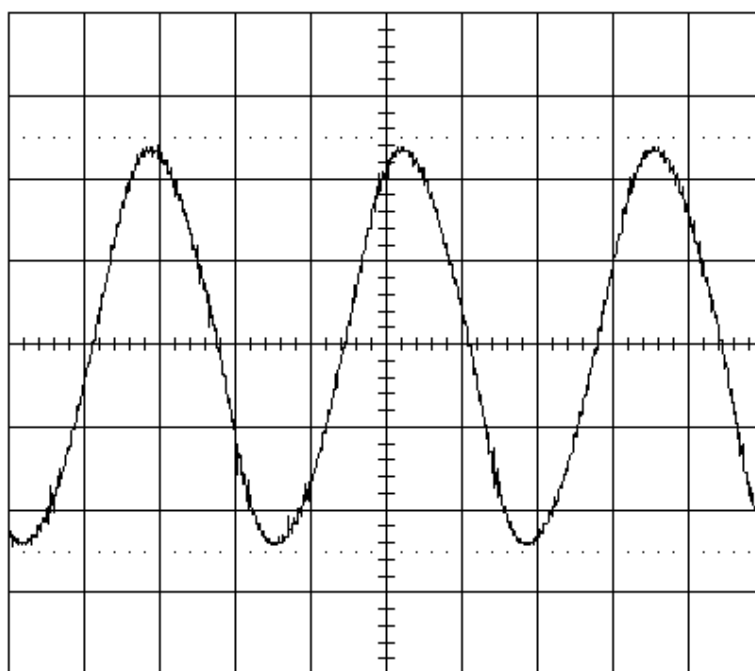


圖 4.15 輸出電壓  $v_o$  之實測波形(25V/div, 5ms/div)

圖 4.16 至圖 4.18 為三階電流型式且調變指數  $M_i = 0.4$ ，其餘參數不變之情況下實測波形。其中圖 4.16 為輸出側電流  $i_o$  之實測波形，其電流階次為三階之型式，但電流波形同樣會有些許傾斜之情況產生，其原因仍與五階型式情況下相同。圖 4.17 為輸出負載電流  $i_R$  之實測波形。圖 4.18 為輸出電壓  $v_o$  之實測波形。由圖 4.17 與圖 4.18 可發現在三階電流型式下電壓電流波形雖近似於正弦波，但其波形諧波失真度的確比五階電流型式之諧波失真度來的大。接著吾人利用 Voltech 公司所生產之單相電力分析儀(Power Analyzer)，型號為 PM100，量測五階及三階不同情況下之實際負載電流總諧波失真值列於表 4.1 中以為參考。

綜合上述實作結果，可發現吾人所提出之新型單相五階電流型直交流轉換器，的確可達到五階輸出電流波形，且操作於五階型式下之負載輸出電流  $i_R$  諧波成份的確較一般傳統三階架構情況下之輸出負載電流  $i_R$  諧波失真度小，且使負載電流波形更加接近弦波型式。

表 4.1 三、五階型式下之實測電流總諧波失真度

階數	電流總諧波失真[%]
三階	7.282
五階	6.118

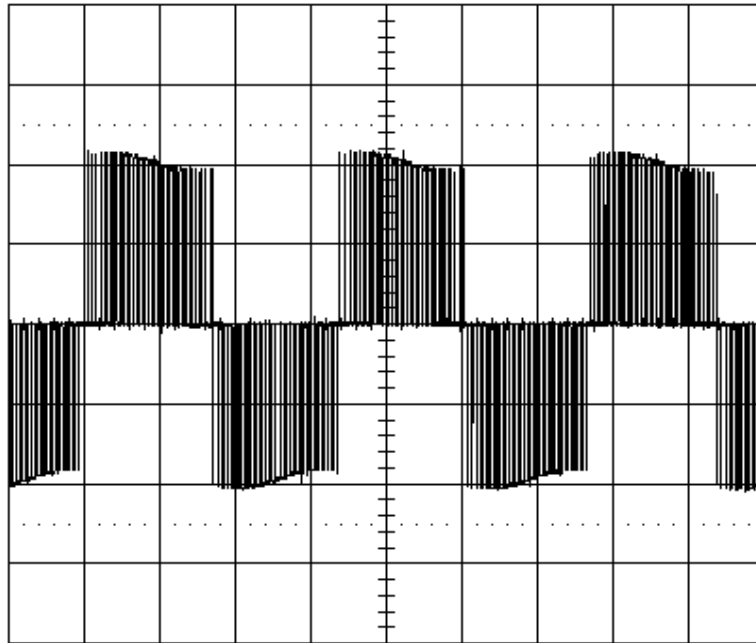


圖 4.16 三階電流型式下輸出電流  $i_o$  之實測波形(10A/div，5ms/div)

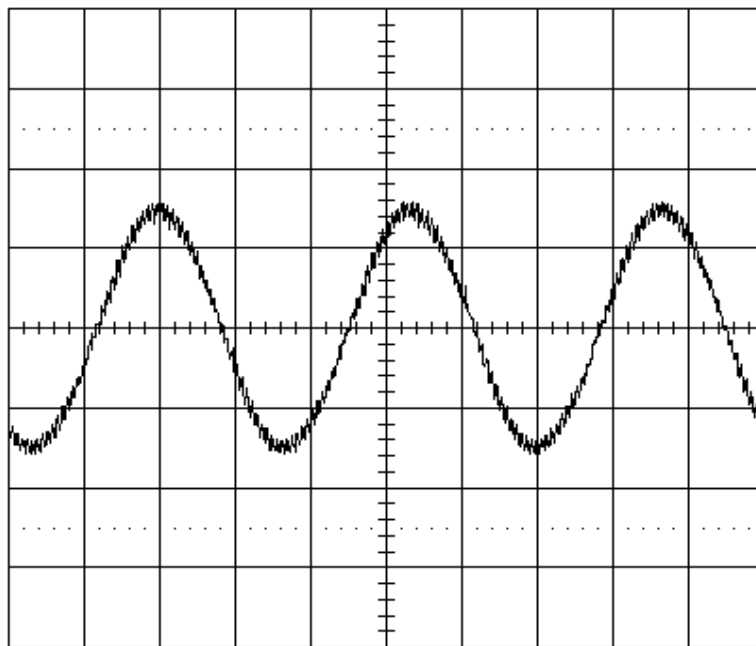


圖 4.17 三階電流型式下輸出負載電流  $i_R$  之實測波形(10A/div，5ms/div)

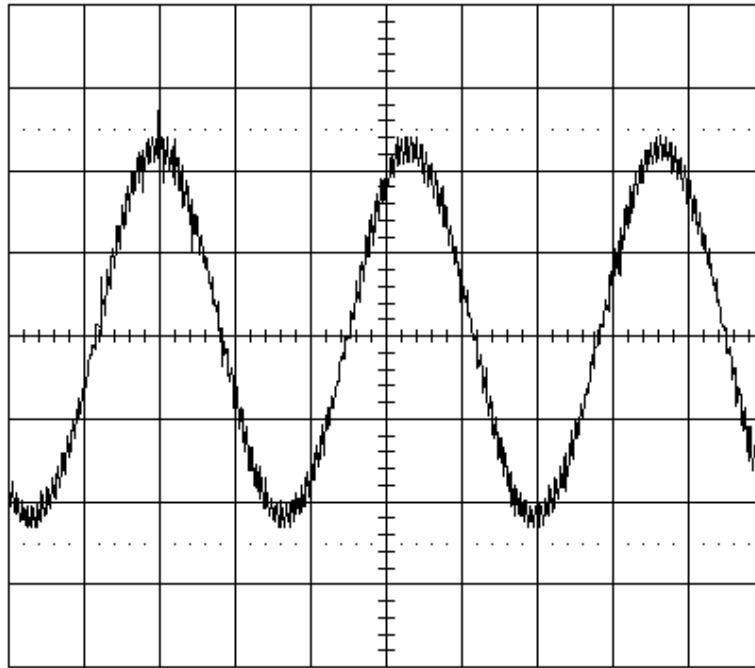


圖 4.18 三階電流型式下輸出電壓  $v_o$  之實測波形(25V/div, 5ms/div)

接著改變五階電流型之調變信號頻率於  $50\text{Hz}$  與  $120\text{Hz}$  且其餘參數不變之情況，其調頻指數  $M_f$  分別為 60 及 25。圖 4.19 至圖 4.21 以及圖 4.22 至圖 4.24 分別為調頻指數  $M_f = 60$  及  $M_f = 25$  情況下輸出電流  $i_o$ 、負載電流  $i_R$  與輸出電壓  $v_o$  之實測波形。並利用單相電力分析量測不同調頻指數情況下，實際負載電流總諧波失真值，並列於表 4.2 中以為參考。由圖 4.20 及圖 4.23 與表 4.2 所量測之數值可知，當調頻指數降低時，其負載電流型式較接近正弦函數，且諧波失真量也隨之降低。主要原因在於當調頻指數降低時，調變信號與載波信號切換次數便減少，如此一來不僅開關切換損失降低，同時儲能電感  $L_{1p}$  與  $L_{2p}$  之儲能與釋能動作較不頻繁，因而可維持住流經儲能電感  $L_{1p}$  與  $L_{2p}$  上之電流，近似看成一電流源型式，使得輸出電流  $i_o$  波峰傾斜程度趨於平緩，並透過輸出交流電容濾波後獲得較近似正弦型式之負載輸出電流  $i_R$ 。且由圖 4.20 至圖 4.24 中也發現在不同調頻指數情況時

亦有不錯之輸出效果。易言之，本文所提之新型多階架構亦可作為變頻器使用。

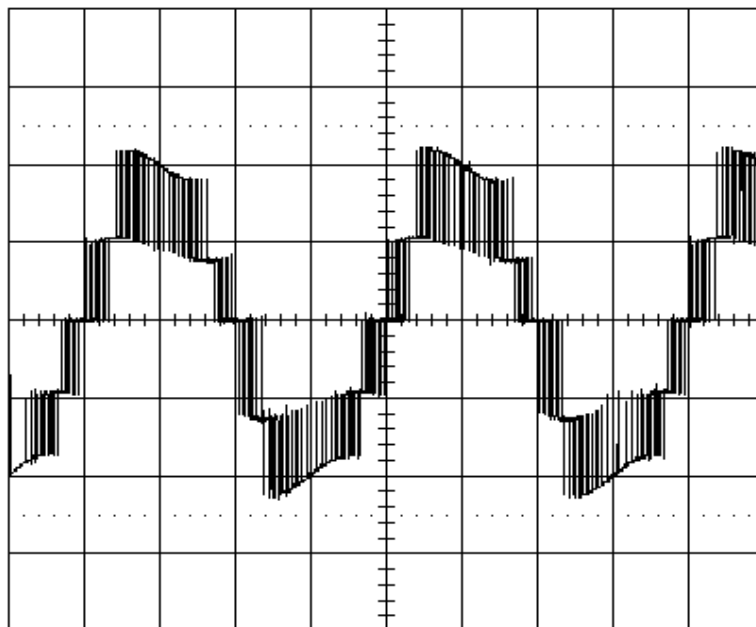


圖 4.19 調頻指數  $M_f = 60$  時，輸出電流  $i_o$  之實測波形(10A/div，5ms/div)

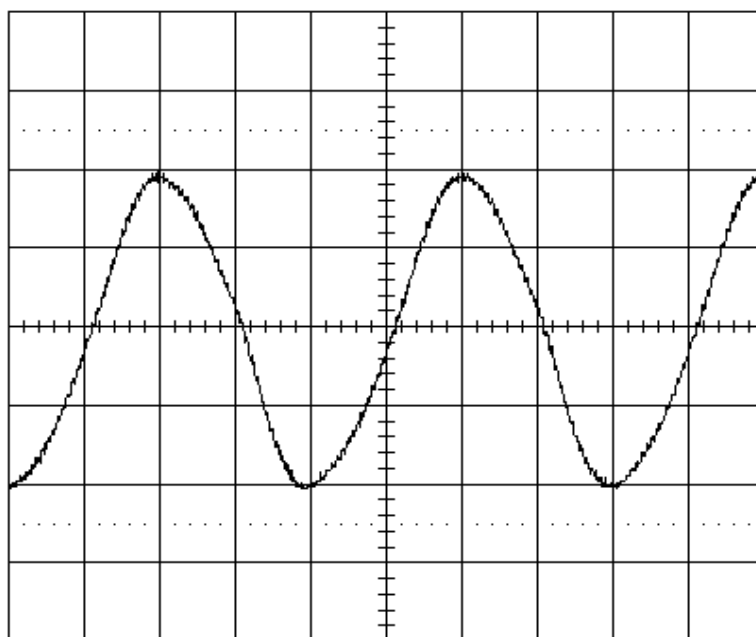


圖 4.20 調頻指數  $M_f = 60$  時，輸出負載電流  $i_R$  之實測波形(10A/div，5ms/div)

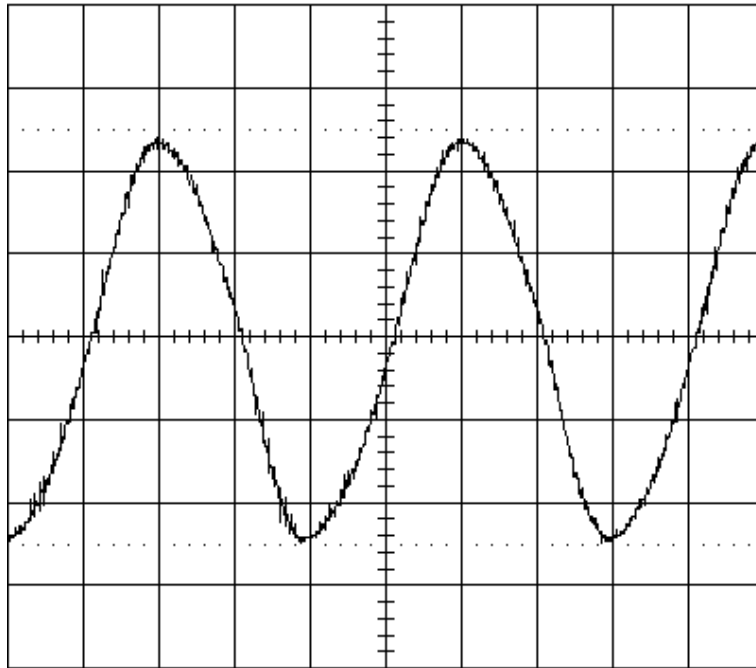


圖 4.21 調頻指數  $M_f = 60$  時，輸出電壓  $v_o$  之實測波形(25V/div，5ms/div)

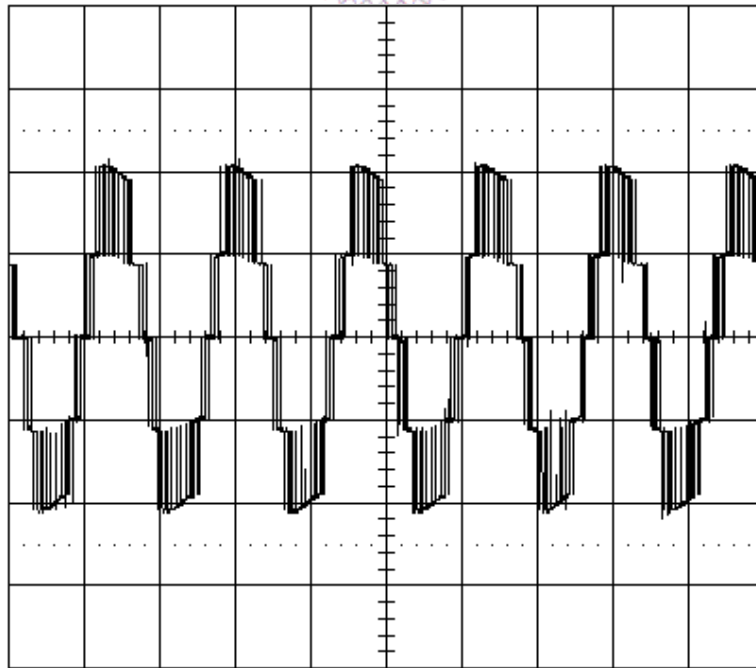


圖 4.22 調頻指數  $M_f = 25$  時，輸出電流  $i_o$  之實測波形(10A/div，5ms/div)

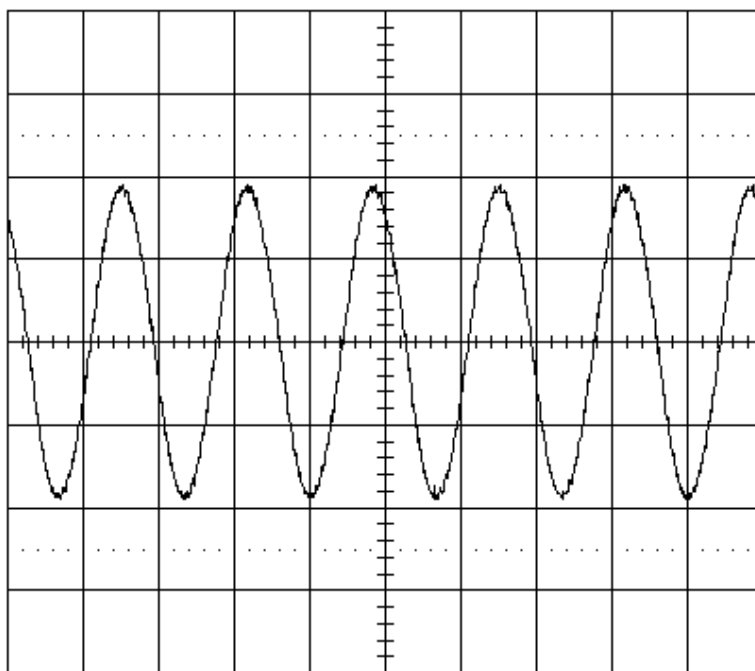


圖 4.23 調頻指數  $M_f = 25$  時，輸出負載電流  $i_R$  之實測波形(10A/div，5ms/div)

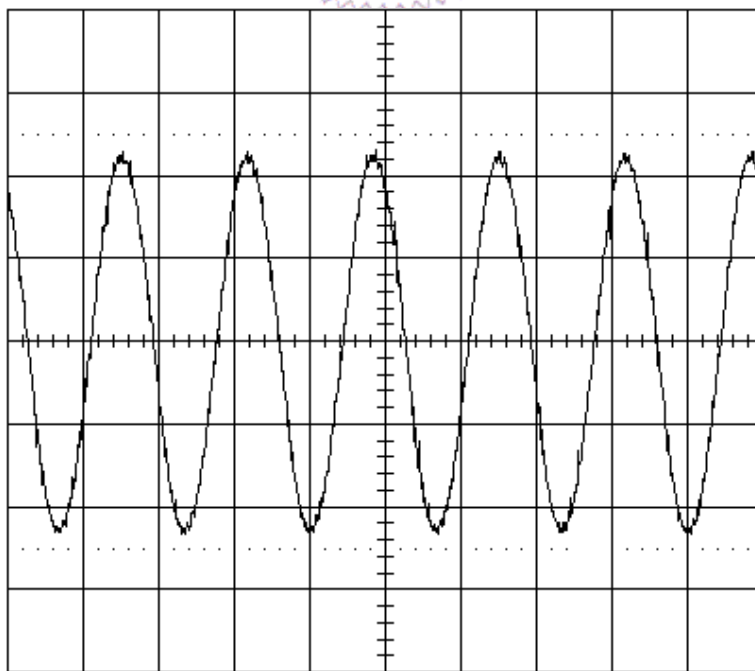


圖 4.24 調頻指數  $M_f = 25$  時，輸出電壓  $v_o$  之實測波形(25V/div，5ms/div)



表 4.2 不同調頻指數  $M_f$  與實際負載電流總諧波失真值

調頻指數 $M_f$	電流總諧波失真[%]
60	6.594
50	6.118
25	5.975

再者將五階電流型式之調變信號改為三角波型式之調變信號  $M_{st}$ ，其中三角波調變信號  $M_{st}$  為峰值振幅  $2A_c$ ，且調變指數  $M_i = 1$ 。首先圖 4.25 至圖 4.26 為三角波調變信號  $M_{st}$  與載波合成技巧所得之信號  $A_{sc1}$  及  $A_{sc2}$  之實測波形，其中三角波調變信號頻率為  $60Hz$ 。透過此比較方式可直接獲得提供至功率開關驅動之脈波寬度調變信號，不需額外邏輯閘元件做運算，可大幅提昇實作之便利性與可靠度，並且降低實作上之經濟成本。

另外圖 4.27 至圖 4.29 分別為三角波調變信號頻率於  $60Hz$  (調頻指數=50) 情況下，輸出電流  $i_o$ 、輸出負載電流  $i_R$  及輸出電壓  $v_o$  之實測波形；接著圖 4.30 至圖 4.32 為三角波調變信號頻率於  $50Hz$  (調頻指數=60) 情況下之輸出電流  $i_o$ 、輸出負載電流  $i_R$  及輸出電壓  $v_o$  之實測波形；最後圖 4.33 至圖 4.35 則分別為三角波調變信號頻率於  $120Hz$  (調頻指數=25) 情況下，輸出電流  $i_o$ 、輸出負載電流  $i_R$  及輸出電壓  $v_o$  之實測波形。

由圖 4.27 至圖 4.35 中可發現，在不同調頻指數情況下，其輸出負載電流  $i_R$  頻率亦隨之改變，且輸出效果尚不錯，因此可作為變頻器之使用。另外在圖 4.8 及圖 4.25 不同調變信號型式情況下，負載輸出電流  $i_o$  均會隨著調變信號型式不同而產生不同之負載輸出電流型式，如圖 4.14、4.20、4.23、4.28、4.31 及 4.34 之所示，因此本文提出之新型轉換器架構亦可作為低頻功率放大器用。

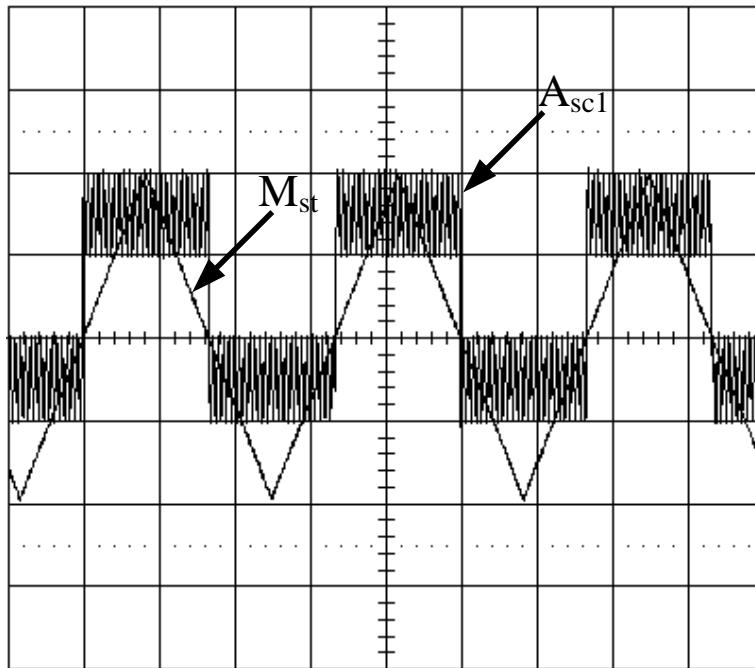


圖 4.25 三角波調變信號  $M_{st}$  與合成載波  $A_{sc1}$  之實測波形(2V/div , 5ms/div)

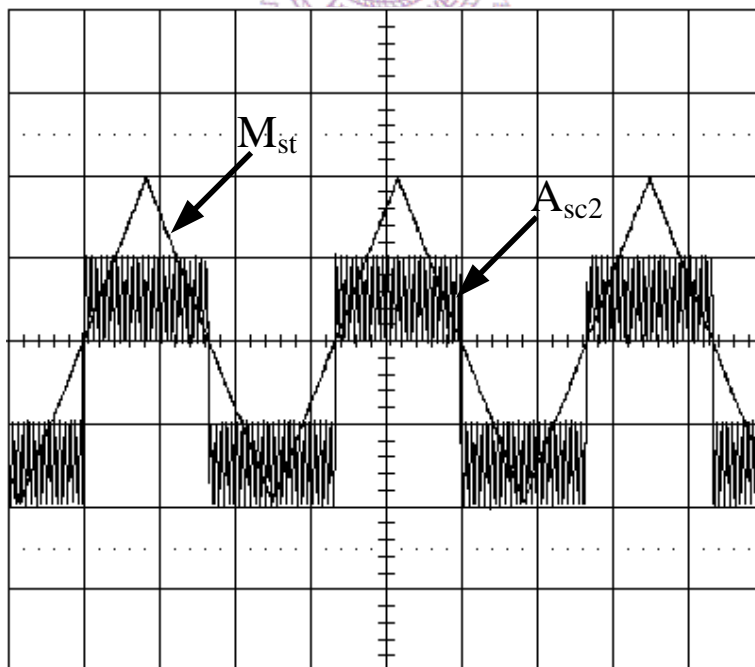


圖 4.26 三角波調變信號  $M_{st}$  與合成載波  $A_{sc2}$  之實測波形(2V/div , 5ms/div)

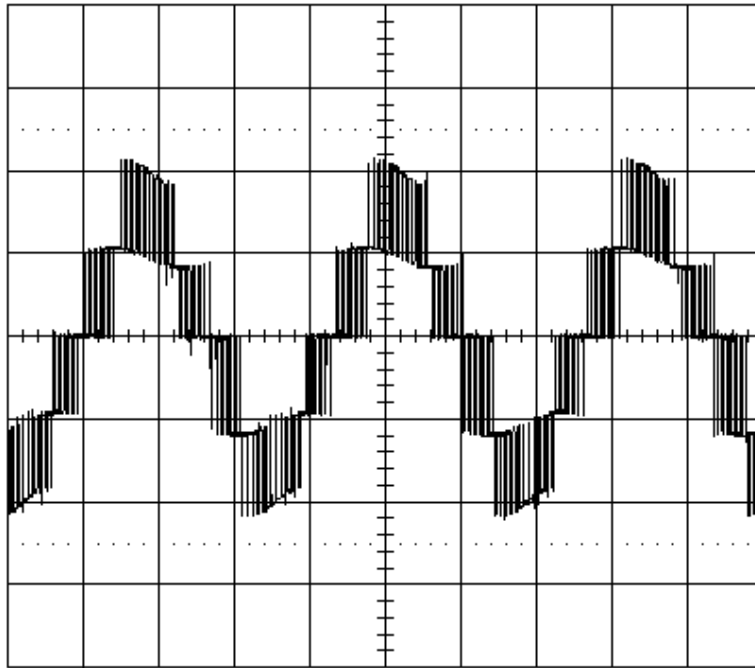


圖 4.27 調頻指數  $M_f = 50$  時，輸出電流  $i_o$  之實測波形(10A/div，5ms/div)

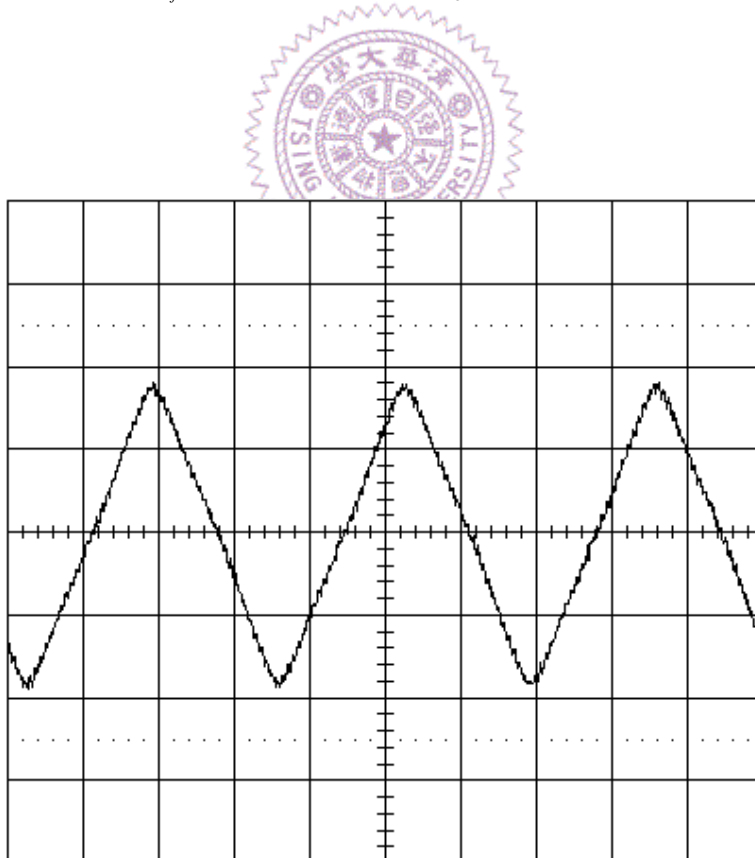


圖 4.28 調頻指數  $M_f = 50$  時，輸出負載電流  $i_R$  之實測波形(10A/div，5ms/div)

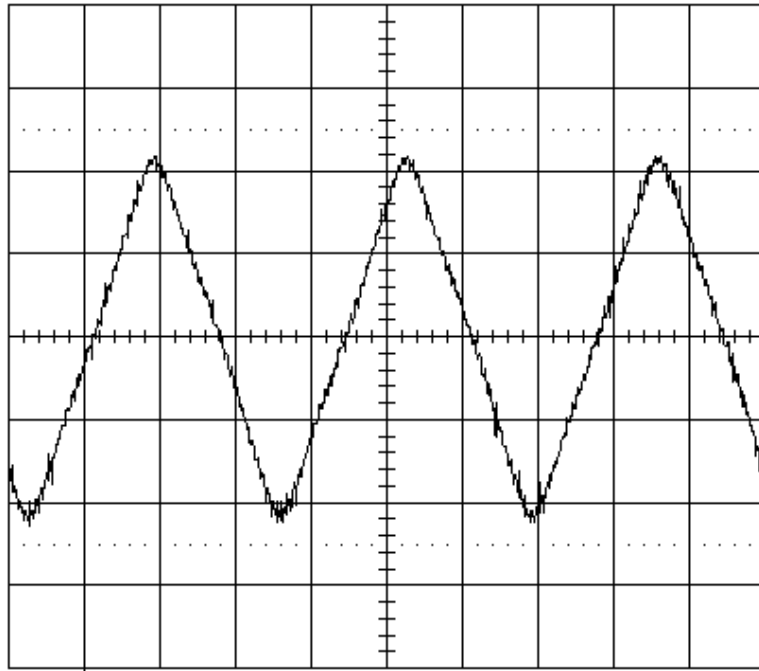


圖 4.29 調頻指數  $M_f = 50$  時，輸出電壓  $v_o$  之實測波形(25V/div，5ms/div)

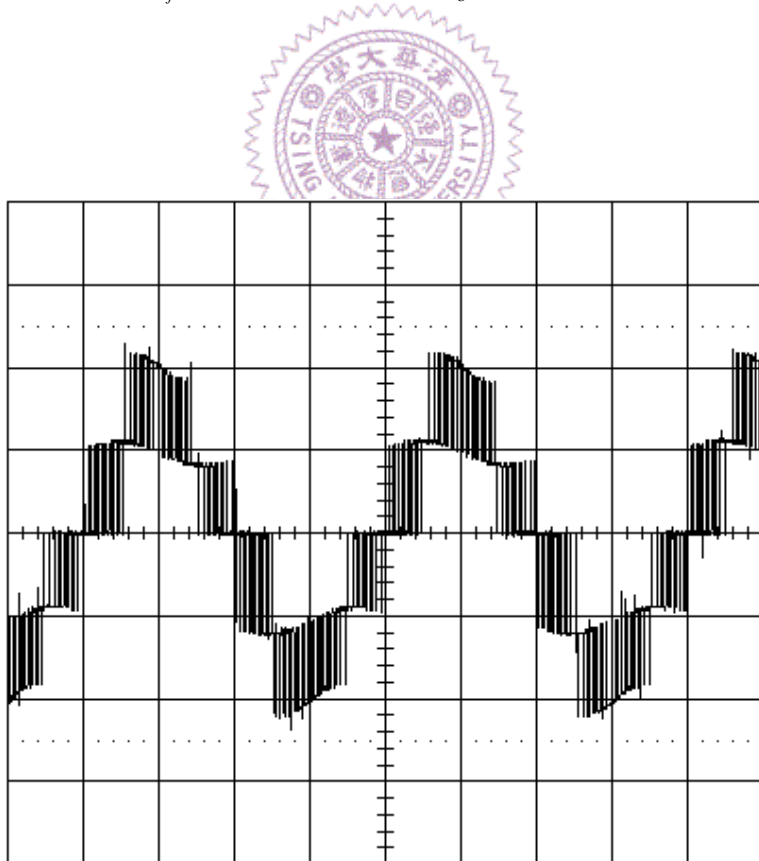


圖 4.30 調頻指數  $M_f = 60$  時，輸出電流  $i_o$  之實測波形(10A/div，5ms/div)

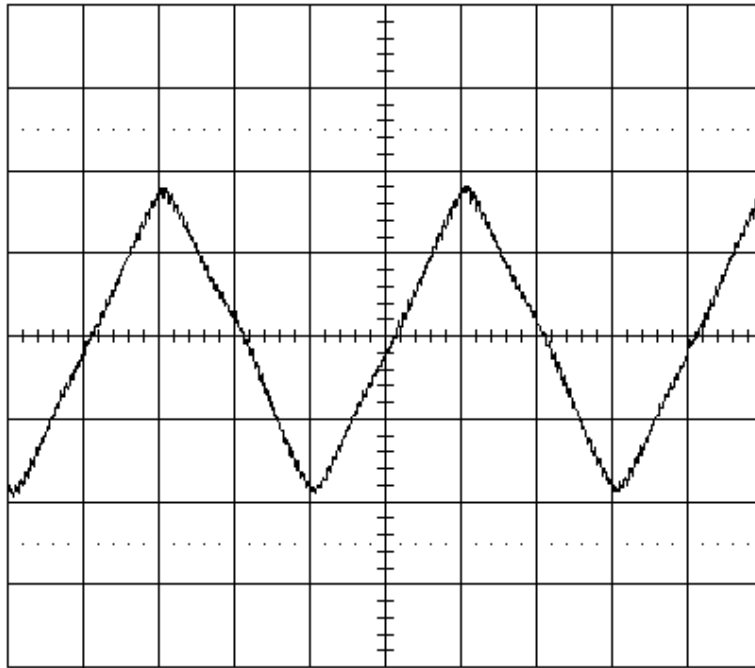


圖 4.31 調頻指數  $M_f = 60$  時，輸出負載電流  $i_R$  之實測波形(10A/div，5ms/div)

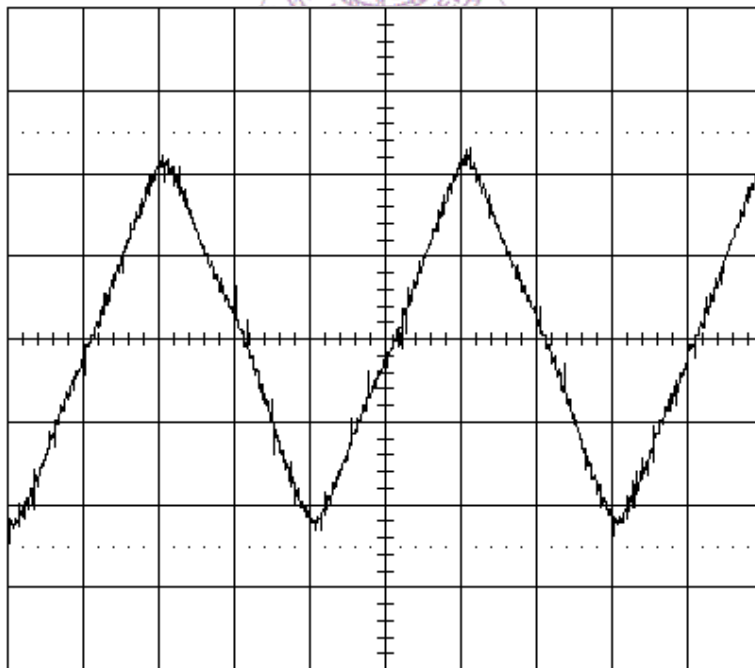


圖 4.32 調頻指數  $M_f = 60$  時，輸出電壓  $v_o$  之實測波形(25V/div，5ms/div)

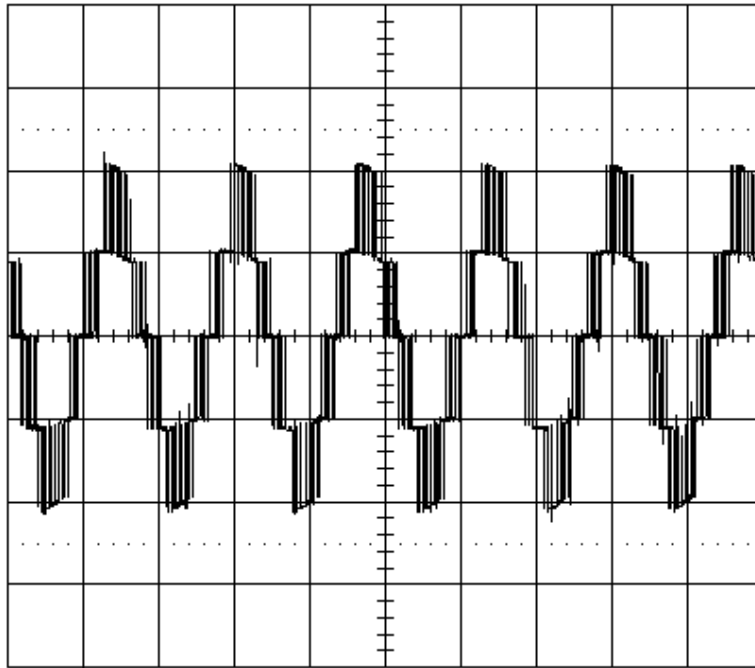


圖 4.33 調頻指數  $M_f = 25$  時，輸出電流  $i_o$  之實測波形(10A/div，5ms/div)

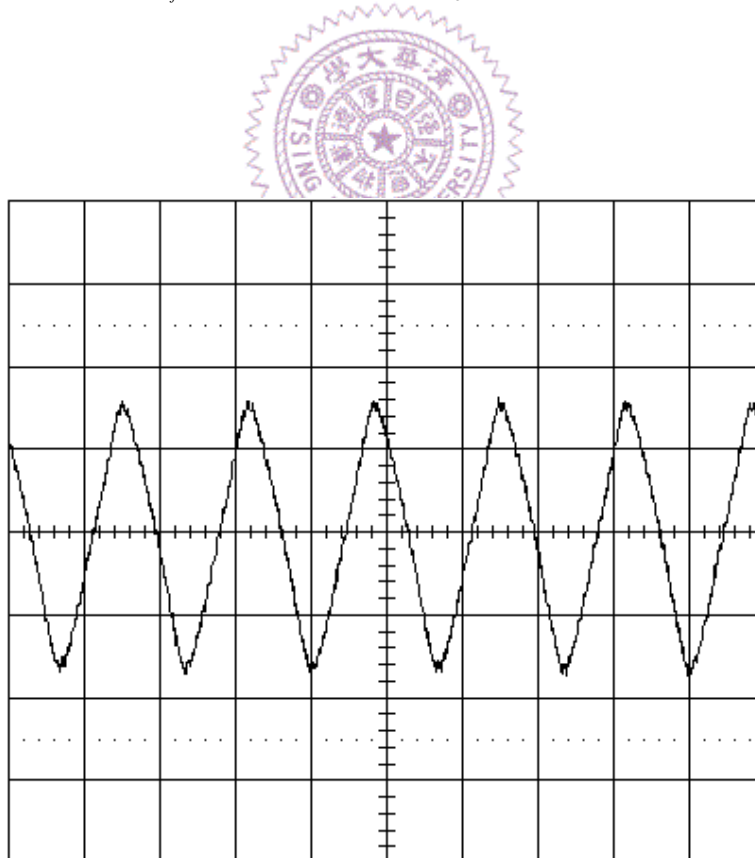


圖 4.34 調頻指數  $M_f = 25$  時，輸出負載電流  $i_R$  之實測波形(10A/div，5ms/div)

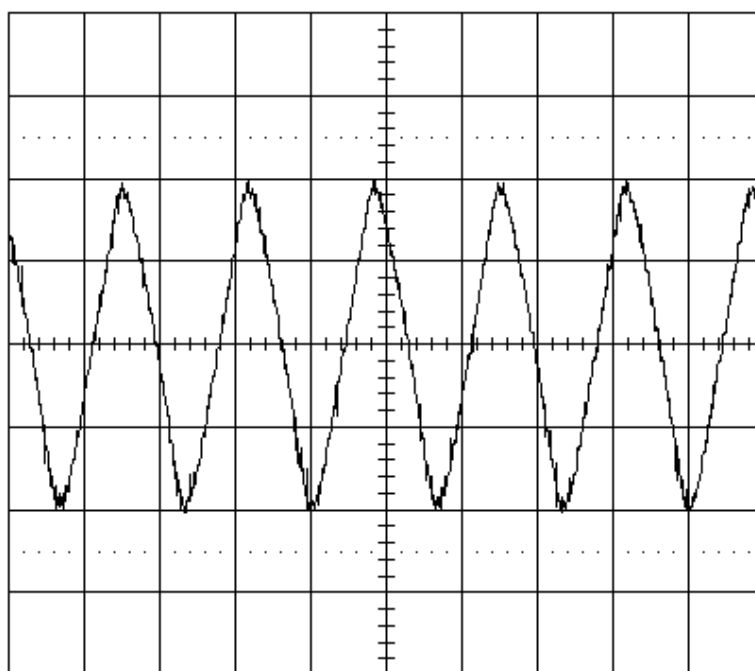


圖 4.35 調頻指數  $M_f = 25$  時，輸出電壓  $v_o$  之實測波形(25V/div，5ms/div)

