

三相變流器實驗模組

PEK-130

使用手冊

固緯料號 NO. 82EK-11000M01



ISO-9001 認證企業

GW INSTEK

本手冊所含資料受到版權保護，未經固緯電子實業股份有限公司預先授權，不得將手冊內任何章節影印、複製或翻譯成其它語言。

本手冊所含資料在印製之前已經過校正，但因固緯電子實業股份有限公司不斷改善產品，所以保留未來修改產品規格、特性以及保養維修程式的權利，不必事前通知。

目錄

簡介	3
三相變流器模組簡介	5
教學實驗平台	9
實驗目標	10
本書章節說明	11
硬體電路說明	12
功率級電路	12
DSP 控制電路	22
輔助電源	25
驅動電路	26
JTAG 燒錄電路	28
實驗 1 三相正弦脈寬調變變流器	29
實驗目的	29
實驗原理	29
電路模擬	40
SimCoder 程式規劃及電路模擬	42
實驗接線	50
實作量測	51
實驗 2 雙迴路電感電流控制之三相獨立式變流器	56
實驗目的	56
實驗原理	56
電路模擬	64
SimCoder 程式規劃及電路模擬	68
實驗接線	72
實作量測	73

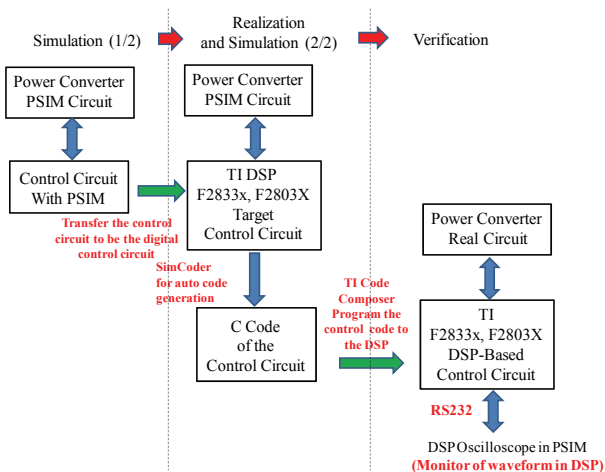
實驗 3 三相市電並聯變流器	80
實驗目的	80
實驗原理	80
電路模擬	89
SimCoder 程式規劃及電路模擬	92
實驗接線	94
實作量測	96
 實驗 4 三相主動式電力濾波器	101
實驗目的	101
實驗原理	101
電路模擬	104
SimCoder 程式規劃及電路模擬	106
實驗接線	108
實作量測	110
 實驗 5 單相三臂式整流變流器	113
實驗目的	113
實驗原理	113
電路模擬	120
SimCoder 程式規劃及電路模擬	122
實驗接線	123
實作量測	124

簡介

電力轉換器採用數位控制是目前工業界產品的發展趨勢，數位控制可以提升電力轉換器的功能及性能，提高產品的附加價值，而且越來越多的電力轉換產品已開始採用數位控制技術。本教具的實施方式如圖 1.1 所示，目的在提供電力轉換器採用數位控制的學習平台，讓使用者透過 PSIM 軟體，除以模擬方式學習電力轉換器的原理、分析及設計外，亦可透過 PSIM 之 SimCoder 工具將控制電路轉換為數位控制程式，並可實際將以 DSP 取代之電路再作一次模擬，最後並可將透過模擬驗證過之控制程式燒錄於 DSP 晶片中，再透過 DSP 作控制及通訊，以驗證所設計電路及控制器之正確性。

圖 1.1

本教具使用程序



本教具的特點主要包含以下幾項

1. 可同時提供電力電子之分析、設計、模擬與實作驗證。
2. 在 PSIM 下以建立硬體電路的方式完成程式撰寫並燒錄程式，使完全不會 DSP 韌體撰寫的學習者亦能輕鬆完成程式撰寫，快速進入數位控制領域。
3. 本教具提供完備的實驗教材，包括 SimCoder 使用，以建立硬體方式撰寫程式的方法、詳細說明教具各部份電路，詳盡的實驗電路原理與設計，PSIM 電路模擬檔，DSP 硬體規劃及設定，程式燒錄方法等。
4. 本教具提供完整之教學投影片供教師及使用者參考。
5. 本教具後續若有增加實驗項目，免費提供之前購買者使用。

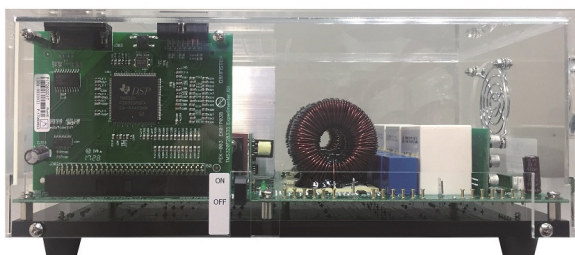
三相變流器模組簡介

三相變流器實驗模組如圖 1.2 所示，目前可提供以下 5 個實驗

1. 三相正弦脈寬調變變流器(Three Phase SPWM Inverter)
2. 雙迴路電感電流控制之三相獨立式變流器(Three Phase Stand-alone Inverter)
3. 三相市電並聯變流器(Three Phase Grid-Connected Inverter)
4. 三相主動式電力濾波器(Three phase Active Power Filter)
5. 單相三臂式整流變流器(Single Phase Three-arm Rectifier-Inverter)

圖 1.2

三相變流器實驗
模組



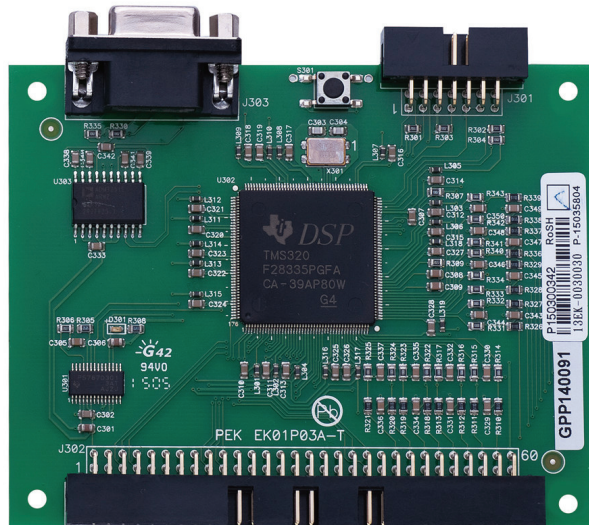
這些實驗模組除變流器主電力電路外尚包括以下組件

DSP 控制模組

- 提供 TI F28335 及 F28035 兩種模組。
- 各模組均具備隔離之 RS-232 通訊介面，可在實驗過程中將 DSP 內部信號傳回 PSIM 上觀測。

圖 1.3

DSP 控制模組



輔助電源模組

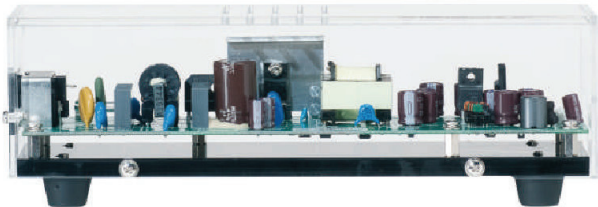
輸入電壓範圍為 100~250Vac 並提供+15V, -15V, 12V, 5V 等多組隔離電源輸出，總計最高 23W 之輸出，規格如表 1.1。

Description	Symbol	Min	Typ	Max	Units
Input					
Voltage	V _{IN}	100		250	VAC
Frequency	f _{LINE}	47	50/60	63	Hz
Output					
Output Voltage 1	V _{OUT1}	11.4	12	12.6	V
Output Current 1	I _{OUT1}	0.1	0.5	0.6	A
Output Voltage 2	V _{OUT2}	11.4	12	12.6	V
Output Current 2	I _{OUT2}	0.1	0.5	0.6	A
Output Voltage 3	V _{OUT3}	14.25	15	15.75	V
Output Current 3	I _{OUT3}	0.1	0.2	0.24	A
Output Voltage 4	V _{OUT4}	-14.25	-15	-15.75	V
Output Current 4	I _{OUT4}	-0.1	-0.2	-0.24	A
Output Voltage 5	V _{OUT5}	4.75	5	5.25	V
Output Current 5	I _{OUT5}	0.5	1	1.2	A
Total Output Power	P _{OUT}	7.505	23	28.98	W

表 1.1

圖 1.4

Flyback 輔助電源模組

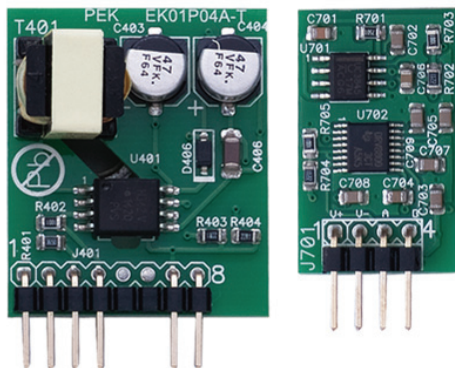


驅動電源與開關驅動器模組

- 利用本模組只要一 12V 隔離電源便可提供任意多組輸出之隔離電源，解決複雜多組隔離驅動電源問題。
- 驅動器模組可提供高頻及高電流(2A)之驅動能力，並具備米勒效應之保護電路以避免誤動作發生。

圖 1.5

驅動電源與開關
驅動器模組

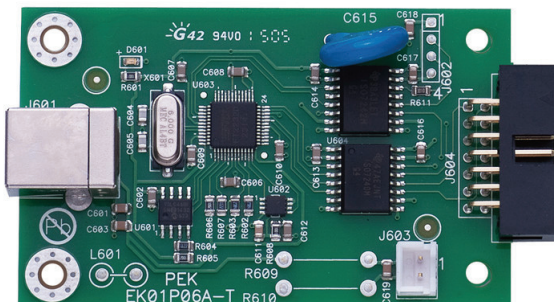


JTAG 燒錄模組

提供隔離保護燒錄，避免因未隔離而在實驗過程導致電腦燒毀。

圖 1.6

JTAG 燒錄模組



教學實驗平台

固緯電子公司同時提供如圖 1.7 所示機架式之電力電子教學實驗平台以方便實驗以及教學之進行，教學平台包括：4CH 數位示波器(GDS-2304A(4ch, 300MHz))、直流電源供應器(PSW 160-7.2 360W (160V, 7.2A)、三相交流電源供應器(APS-300 0~60V, 500VA)、多相交流被動式負載(GPL-300)等。電力電子教學實驗平台與三相變流器模組配合之實驗方式如圖 1.8 所示，可以使用 PC 亦或 NB 作為 PSIM 模擬與本教具之燒錄與監控的實驗工具。



圖 1.7

20U 機架式之電力電子教學實驗平台



圖 1.8

25U 機架式之電力電子教學實驗平台

實驗目標

本教具以電路分析、設計、模擬、實驗等過程進行問題導向學習，根據轉換器規格進行量化設計其電力電路與控制器，並藉由 PSIM 模擬驗證，SimCoder 撰寫程式過程，使讀者徹底深入了解變流器之相關技術，培養以下能力

1. 電力轉換器之分析與設計能力。
2. PSIM 電路模擬能力。
3. 電力轉換器之控制器設計能力。
4. DSP 之數位控制技術(透過 SimCoder 輔助完成程式撰寫)。
5. 硬體與韌體之規劃及整合能力。
6. Step by step 完成電路製作與驗證能力。

本書章節說明

本書之章節安排如下

簡介	簡略介紹本模組之電路組成、實驗方式、實驗目標、本書各章之內容等。
硬體電路說明	詳細介紹本模組中各個組成電路之工作原理。
實驗 1 三相正弦脈寬調變 變流器	學習三相 SPWM、Space Vector PWM 等之原理、三相變流器模組之開迴路電壓及電流量測方法、TI F28335 DSP IC 腳位規劃、DSP 之 PWM 及 A/D 模組設定、RS232 監控 DSP 內部信號之方法等。
實驗 2 雙迴路電感電流控制之三相獨立式變 流器	學習三相變流器之模式化方法、abc-dq 等軸轉換方法、電流迴路及電壓迴路控制器設計、RMS 電壓迴路設計、變流器之硬體規劃及 SimCoder 程式撰寫等。
實驗 3 三相市電並聯變流 器	學習三相市電並聯之鎖相迴路方法、孤島偵測方法、電流迴路及電壓迴路控制器設計、PQ 調整方法、硬體規劃及並網之 SimCoder 程式撰寫等。
實驗 4 三相主動式電力濾 波器	學習主動式電力濾波器之原理、諧波電流補償器控制器設計、電流迴路及電壓迴路控制器設計，硬體規劃及 SimCoder 程式撰寫等。
實驗 5 單相三臂式整流變 流器	電路由於有三臂，因此也可用於單相 on-line UPS，本實驗將學習 UPS 之工作模式、Rectifier 及 Inveter 之電流迴路及電壓迴路控制器設計、硬體規劃及 SimCoder 程式撰寫等。

硬體電路說明

本教學實驗模組為三相變流器(Three Phase Inverter)，所需搭配的實驗設備如下，會在環境設定與說明-系統介紹與硬體說明中介紹：

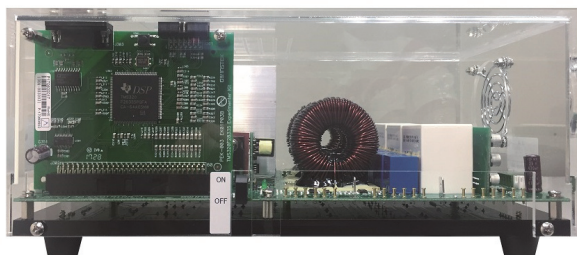
1. PSW 160-7.2 360W：使用的電壓操作範圍為 90~110VDC。
2. APS-300：使用電壓為 50VAC，頻率為 60Hz。
3. GPL-300：可操作在整流性負載與電阻性負載，同時也可切換半載 20ohm 及滿載 10 ohm。
4. GDS-2304A：頻寬為 300MHz，4CH。

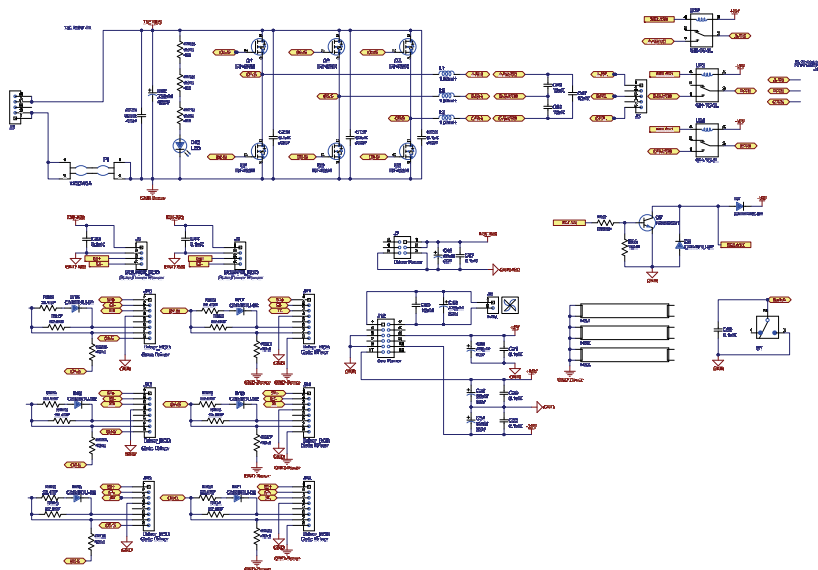
功率級電路

PEK-130 實體如圖 2.1，功率級電路如圖 2.2~2.8，直流輸入端先經過 5A 的保險絲，接著為 330uF/450V 輸入電解電容，而後為六顆 MOS 組成的三相全橋變流器，接著為 L-C 的低通濾波器(1.022mH，10uF)，其三相輸出電容採 delta 的方式，輸出電壓的 RMS 值為 50VAC。

圖 2.1

三相變流器實驗
模組





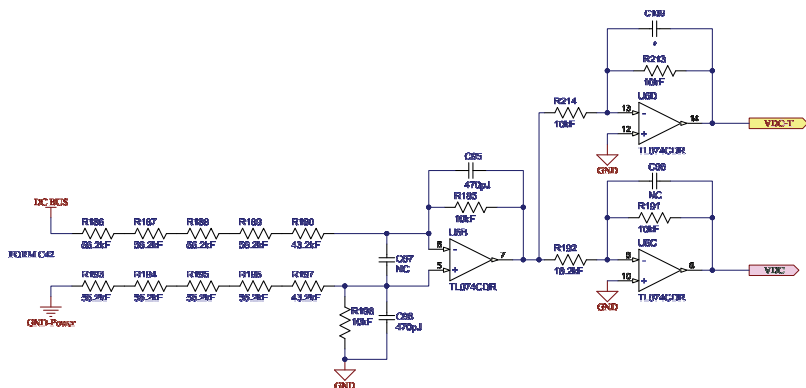


圖 2.4 VDC 直流電壓感測電路

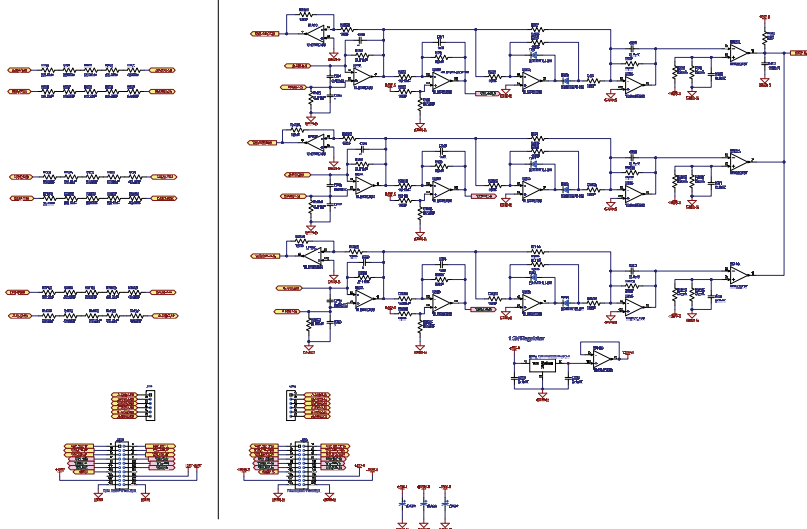


圖 2.5 AC 輸出電壓感測電路

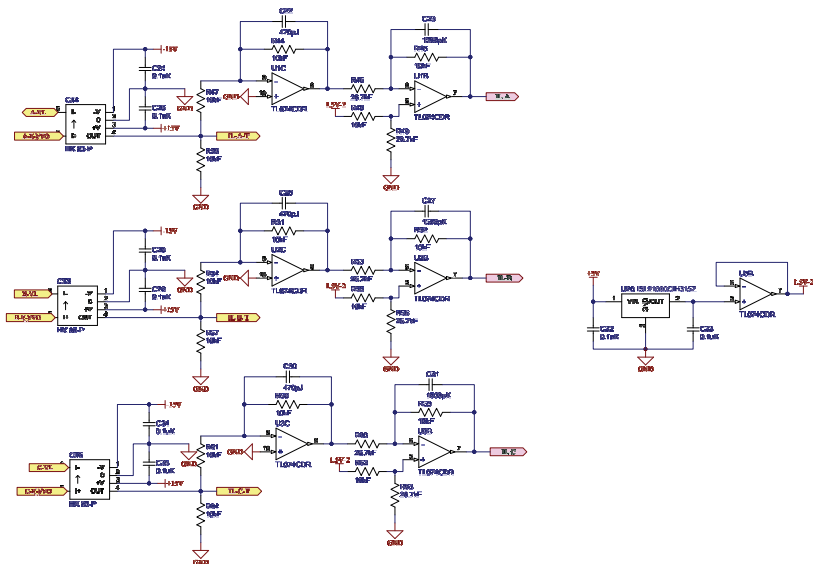


圖 2.8 AC 負載電流感測電路

在回授取樣電路方面，輸入電壓(VDC)，三相輸出電壓(V_{O-AB} , V_{O-BC} , V_{O-CA})，三相市電電壓(V_{S-AB} , V_{S-BC} , V_{S-CA})，三相輸出電流(I_{O-A} , I_{O-B} , I_{O-C})，三相負載電流(I_{L-A} , I_{L-B} , I_{L-C})分別經過取樣衰減後送入 DSP，以下說明各參數的取樣流程。

1. 如圖 2.9 摘錄輸入電壓的取樣過程，先經過倍率 0.037 差動 OP 取樣，再經過倍率 0.55 的 OP 後送入 DSP，取樣的衰減倍率如(2.1)

$$Gain = \frac{10}{268} \times \frac{10}{18.2} = 0.037 \times 0.55 = 2.05 \times 10^{-2} \cong 0.02 \quad (2.1)$$

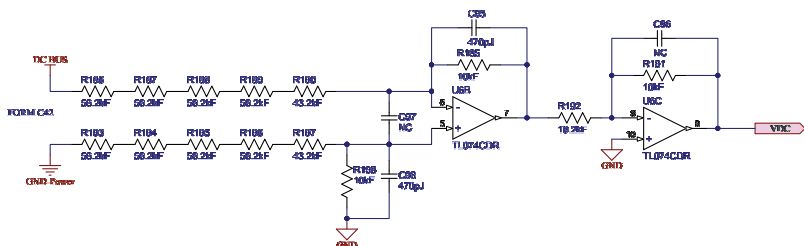


圖 2.9

2. 如圖 2.10 摘錄輸出電壓的取樣過程，先經過倍率 0.019 差動 OP 取樣，再經過倍率 0.55 的 OP 後送入 DSP，取樣的衰減倍率如(2.2) 因輸出電壓為交流信號，但送入 DSP 的信號只能從 0~3V，必須疊加 1.5V 的準位使其能符合要求。

$$Gain = \frac{5.11}{268} \times \frac{10}{18.2} = 0.019 \times 0.55 = 1.04 \times 10^{-2} \cong 0.01 \quad (2.2)$$

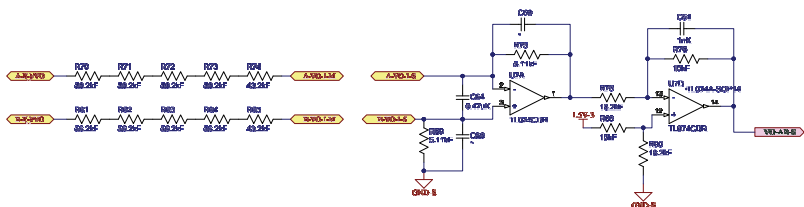


圖 2.10

3. 如圖 2.11 摘錄市電電壓的取樣過程，先經過倍率 0.019 差動 OP 取樣，再經過倍率 0.55 的 OP 後送入 DSP，取樣的衰減倍率如(2.3) 因輸出電壓為交流信號，但送入 DSP 的信號只能從 0~3V，必須疊加 1.5V 的準位使其能符合要求。
- $$Gain = 0.019 \times 0.55 = 1.04 \times 10^{-2} \cong 0.01 \quad (2.3)$$

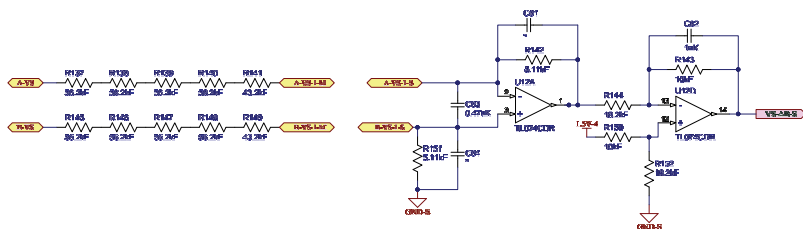


圖 2.11

4. 由圖 2.12 摘錄輸出電流的取樣過程，經電流感測 IC LEM HX 05-P，其轉換比例為 8×10^{-5} 倍，再乘上 $10k\Omega$ ，再經倍率 0.374 的 OP 放大器後送入 DSP，取樣衰減的比例如(2.4)，因輸出電流為交流信號，但送入 DSP 的信號只能從 0~3V，必須疊加 1.5V 的準位使其能符合要求

$$Gain = \frac{4}{5} \times \frac{10}{26.7} = (8 \times 10^{-5}) \times 10k \times 0.374 = 0.3 \quad (2.4)$$

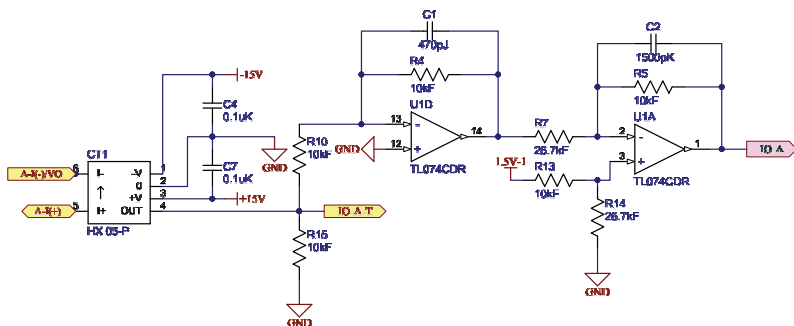


圖 2.12

5. 由圖 2.13 摘錄負載電流的取樣過程，經電流感測 IC LEM HX 05-P，其轉換比例為 8×10^{-5} 倍，再乘上 $10k\Omega$ ，再經倍率 0.374 的 OP 放大器後送入 DSP，取樣衰減的比例如(2.5)，因輸出電流為交流信號，但送入 DSP 的信號只能從 0~3V，必須疊加 1.5V 的準位使其能符合要求

$$Gain = \frac{4}{5} \times \frac{10}{26.7} = (8 \times 10^{-5}) \times 10k \times 0.374 = 0.3 \quad (2.5)$$

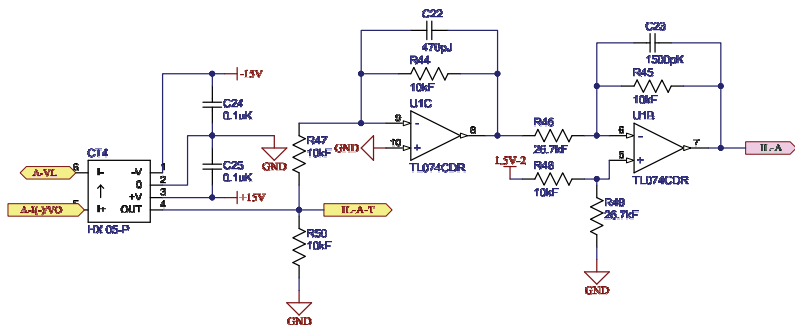


圖 2.13

另外，三相變流器亦提供下列各量測點供使用者觀測：

1. DSP 送出 PWM1~PWM6 至 CPLD LC4032V 後得到信號 Q1~Q6，再經過驅動電路進而驅動 MOS，信號 Q1~Q6 可由量測點觀測。
2. 輸入電壓(VDC)量測電路如圖 2.14，經倍率 0.037 差動 OP 取樣後即為量測點的觀察值，衰減倍率如(2.6)：

$$Gain = \frac{10}{268} = 0.037 \quad (2.6)$$

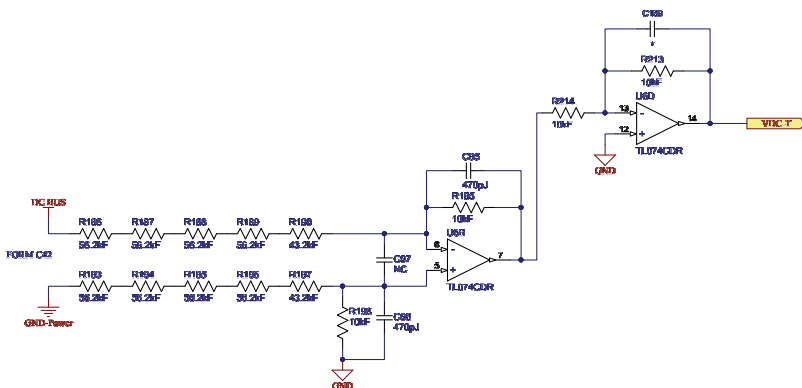


圖 2.14

3. 輸出電壓(V_{o-AB} , V_{o-BC} , V_{o-CA}) 量測電路如圖 2.15, 經倍率 0.019 差動 OP 取樣後即為量測點的觀察值, 衰減倍率如(2.7):

$$Gain = \frac{5.11}{268} = 0.019 \quad (2.7)$$

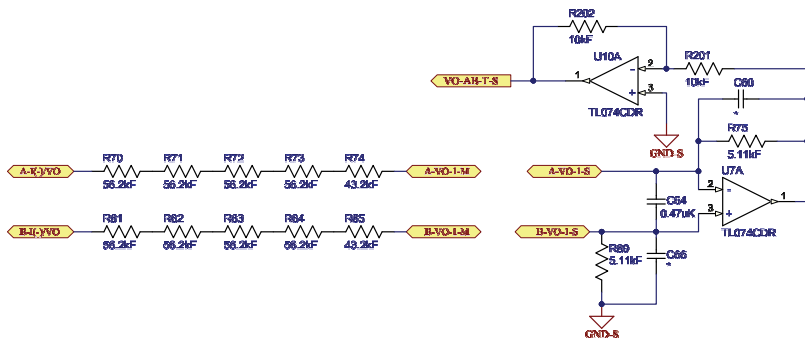


圖 2.15

4. 市電電壓(V_{s-AB} , V_{s-BC} , V_{s-CA}) 量測電路如圖 2.16, 經倍率 0.019 差動 OP 取樣後即為量測點的觀察值, 衰減倍率如(2.8):

$$Gain = \frac{5.11}{268} = 0.019 \quad (2.8)$$

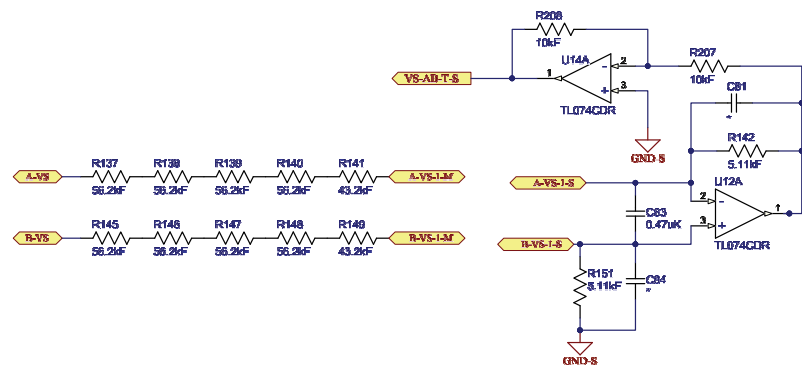


圖 2.16

5. 輸出電流(I_{O-A} , I_{O-B} , I_{O-C}) 量測電路如圖 2.17，經轉換比例為 8×10^{-5} 倍的電流感測器後，再乘上 $10k\Omega$ ，即為量測點的觀測值，衰減倍率如(2.9)：

$$Gain = \frac{4}{5} = (8 \times 10^{-5}) \times 10k = 0.8 \quad (2.9)$$

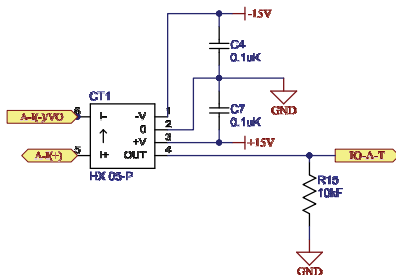


圖 2.17

6. 輸出電流(I_{L-A} , I_{L-B} , I_{L-C}) 量測電路如圖 2.18，經轉換比例為 8×10^{-5} 倍的電流感測器後，再乘上 $10k\Omega$ ，即為量測點的觀測值，衰減倍率如(2.10)：

$$Gain = \frac{4}{5} = (8 \times 10^{-5}) \times 10k = 0.8 \quad (2.10)$$

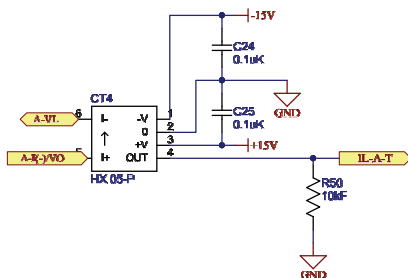


圖 2.18

DSP 控制電路

DSP 控制電路以 TI TMS320F28335 實現之硬體如圖 2.19，電路圖為圖 2.20，由雙輸出穩壓 IC 提供 3.3V 與 1.8V，3.3V 即為 28335 IC 的工作電源。信號送入 DSP 前會先經過二極體箝位電路以確保進入 IC 之電壓都在 0~3V 之間避免損壞 DSP。透過隔離的 RS232 通信介面，在實驗中可即時將 DSP 內部信號傳回 PSIM 中的示波器觀測。

F28335 控制板各腳位輸出定義如下表 2.1

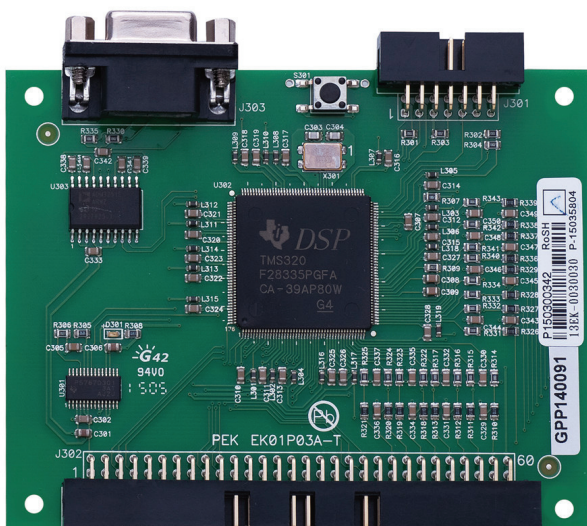
表 2.1 F28335 控制板各腳位輸出定義

	Pin	
+5V in	1	2 +5V in
GND	3	4 GND
GPIO-00 / EPWM-1A	5	6 GPIO-01 / EPWM-1B / MFSR-B
GPIO-02 / EPWM-2A	7	8 GPIO-03 / EPWM-2B / MCLKR-B
GPIO-04 / EPWM-3A	9	10 GPIO-05 / EPWM-3B / MFSR-A / ECAP-1
GPIO-06 / EPWM-4A / SYNCI / SYNCO	11	12 GPIO-07 / EPWM-4B / MCLKR-A / ECAP-2
GPIO-08 / EPWM-5A / CANTX-B / ADCSOC-A	13	14 GPIO-09 / EPWM-5B / SCITX-B / ECAP-3
GPIO-10 / EPWM-6A / CANRX-B / ADCSOC-B	15	16 GPIO-11 / EPWM-6B / SCIRX-B / ECAP-4
GPIO-48 / ECAP5 / XD31 (EMIF)	17	18 GPIO-49 / ECAP6 / XD30 (EMIF)
GPIO-50	19	20 GPIO-51
GPIO-12 / TZ1n / CANTX-B / MDX-B	21	22 GPIO-13 / TZ2n / CANRX-B / MDR-B
GPIO-15 / TZ4n / SCIRX-B / MFSX-B	23	24 GPIO-14 / TZ3n / SCITX-B / MCLKX-B
GPIO-24 / ECAP1 / EQEPA-2 / MDX-B	25	26 GPIO-25 / ECAP2 / EQEPB-2 / MDR-B
GPIO-26 / ECAP3 / EQEPI-2 / MCLKX-B	27	28 GPIO-27 / ECAP4 / EQEPS-2 / MFSX-B
GPIO-16 / SPISIMO-A /	29	30 GPIO-17 / SPISOMI-A /

CANTX-B / TZ-5		CANRX-B / TZ-6	
GPIO-18 / SPICLK-A / SCITX-B	31 32	GPIO-19 / SPISTE-A / SCIRX-B	
GPIO-20 / EQEP1A / MDX-A / CANTX-B	33 34	GPIO-21/ EQEP1B/ MDR-A/ CANRX-B	
GPIO-22 / EQEP1S / MCLKX-A / SCITX-B	35 36	GPIO-23/ EQEP1I/ MFSX-A / SCIRX-B	
GPIO-28 / SCIRX-A / -- / TZ5	37 38	GPIO-29 / SCITX-A / -- / TZ6	
GPIO-30 / CANRX-A	39 40	GPIO-31 / CANTX-A	
GPIO-32 / I2CSDA / SYNCI / ADCSOCA	41 42	GPIO-33 / I2CSCL / SYNCO / ADCSOCA	
ADCIN-B7	43 44	ADCIN-A7	
ADCIN-B6	45 46	ADCIN-A6	
ADCIN-B5	47 48	ADCIN-A5	
ADCIN-B4	49 50	ADCIN-A4	
ADCIN-B3	51 52	ADCIN-A3	
ADCIN-B2	53 54	ADCIN-A2	
ADCIN-B1	55 56	ADCIN-A1	
ADCIN-B0	57 58	ADCIN-A0	
GND	59 60	GND	

圖 2.19

DSP 控制電路



輔助電源

此模組以 Flyback 為設計架構，輸入電壓範圍為 100~250V，輸出為三組不共地的隔離電源，分別是 (1)12V (2)12V, 5V (3)15V, -15V 實體為圖 2.21，電路如圖 2.22

圖 2.21

輔助電源

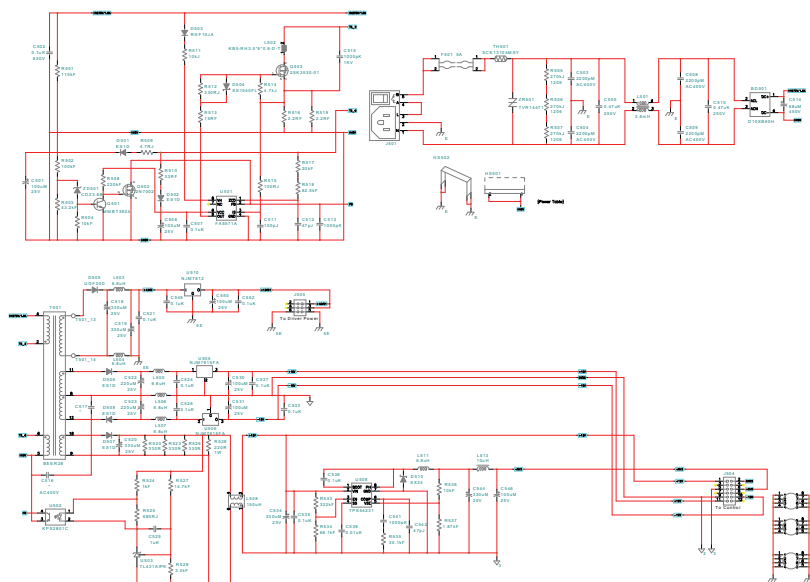
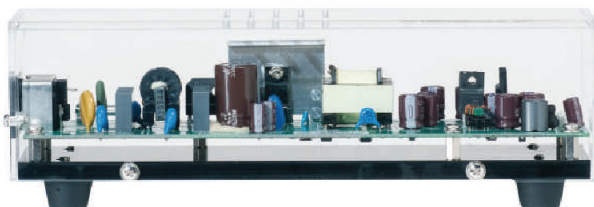


圖 2.22 輔助電源電路

驅動電路

驅動電源模組由 Gate Driver 板與 Gate Driver Power 板組成，可提供多組隔離電源，圖 2.23 左為 Gate Driver，右為 Gate Driver Power，圖 2.24 為電路圖。輸入一個 12V 電壓至 Gate Driver Power，其輸出為 $\pm 12V$ 之方塊波。Gate Driver 的輸入為此 $\pm 12V$ 之方塊波與由 DSP 產生的 PWM 信號，輸出為驅動 MOS 的信號。Gate Driver 藉由變壓器與光耦合驅動 IC 達到隔離的目的。

圖 2.23

電路驅動電路模
組

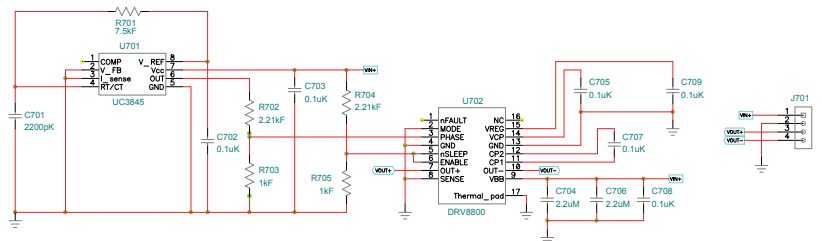
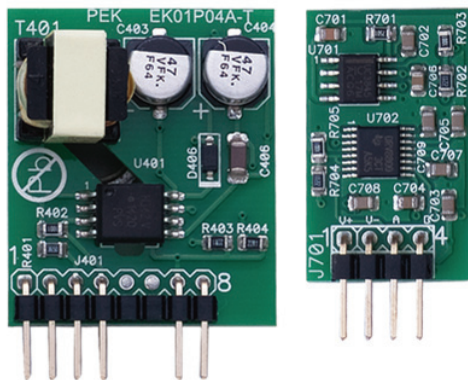


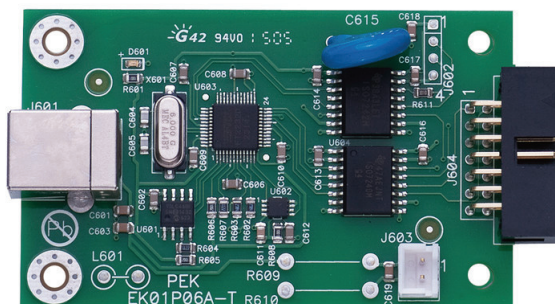
圖 2.24 Gate Driver Power 電路圖

JTAG 燒錄電路

此模組可將程式碼由電腦端燒錄至 DSP 晶片，硬體電路如圖 2.26，電路圖為圖 2.27，以 USB 與電腦端連接，JTAG 與 DSP 端連接。

圖 2.26

USB_JTAG 燒錄
電路



實驗 1 三相正弦脈寬調變變流器

實驗目的

學習三相 SPWM、Space Vector PWM 等之原理、三相變流器模組之開迴路電壓及電流量測方法，TI F28335 DSP IC 腳位規劃、DSP 之 PWM 及 A/D 模組設定、RS232 監控 DSP 內部信號之方法等。

實驗原理

3.1 三相 SPWM

SPWM 弦波脈波寬度調變技術原理為由控制器產生的三相正弦波電壓命令與三角波做比較，經過比較器，產生脈波寬度調變訊號驅動變流器，並使其輸出近似弦波且為等幅不等寬的電壓波形。根據弦波電壓和三角波的大小和頻率，可定義為下列兩個指標，其一為調變指標 (Modulation Index) 為：

$$m_a = \frac{\hat{V}_{control}}{\hat{V}_{tri}} \quad (3.1)$$

式中 $V_{control}$ 為三相弦波電壓峰值大小， V_{tri} 為三角波峰值的大小。

其二為頻率調變比 (Frequency modulation ratio)，定義為：

$$m_f = \frac{f_s}{f_l} \quad (3.2)$$

式中 f_s 為三角波頻率， f_l 為弦波電壓頻率。

圖 3.1

三相變流器電路

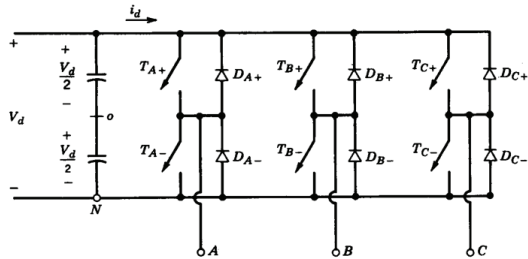


圖 3.2

SPWM

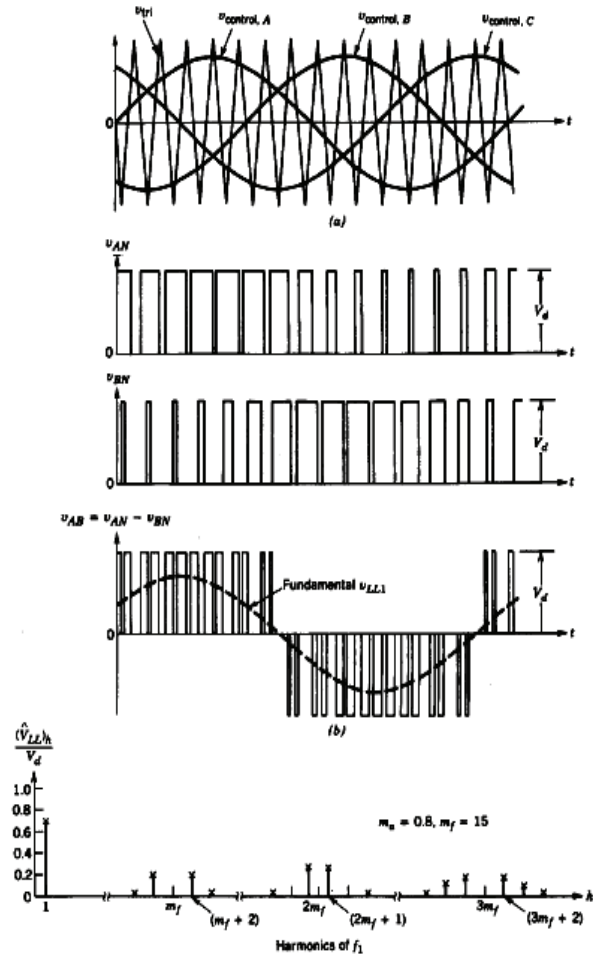


圖 3.1 以 A 相為例，電壓 V_{AN} 其基本波的峰值可用下式表示：

$$(\hat{V}_{AN})_1 = m_a \frac{V_d}{2} \quad (3.3)$$

則基本波線-線電壓大小(RMS)為：

$$\begin{aligned} V_{LL1} &= \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} (\hat{V}_{AN})_1 \\ (\text{line-line, rms}) &= \frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} m_a V_d \\ &\approx 0.612 m_a V_d \quad (m_a \leq 1.0) \end{aligned} \quad (3.4)$$

當 $m_a \leq 1$ 時，稱為變流器的線性調變區，亦即當輸入弦波電壓命令的峰值比三角波峰值小時，輸入電壓大小會與變流器輸出電壓基本波的線-線電壓大小成正比。

3.2 三相空間向量 PWM (Space Vector PWM, SVPWM)

空間向量脈波寬度調變即是利用電壓空間向量的觀念，藉由變流器之六個功率元件的開關切換狀態來產生旋轉的電壓向量空間，典型的三相變頻器如圖 3.3 所示，其每相各有兩個開關元件置於上臂及下臂，分別為上臂的 S_1 、 S_3 、 S_5 及下臂的 S_2 、 S_4 、 S_6 。在空間向量脈波寬度調變的控制模式下，變流器每相開關元件之導通狀態為互補式，即代表若上臂導通則下臂截止，反之若上臂截止則下臂導通。

在控制上通常在開關導通前加入一延遲時間以避免上臂與下臂功率元件同時導通造成功率元件的損壞，此一延遲時間稱之為死區時間。

在此定義開關導通狀態 a、b、c 相每一臂之開關導通狀態，若 $a = 1$ 則代表上臂開關導通下臂開關截止， $a = 0$ 則代表上臂開關截止下臂開關導通。因此三相變流器之輸出狀態共有八種，每一種狀態產生的線對線電壓，相電壓之輸出結果(直流鏈電壓為 VDC)列於表 3.1。

圖 3.3

典型三相電力反流器之架構

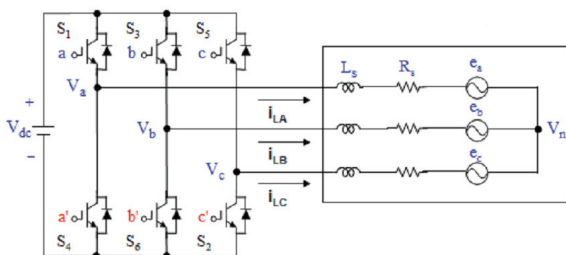


表 3.1
三相變流器切換
之狀態

Voltage Vectors	Switching Vectors			Line to neutral voltage			Line to line voltage		
	a	b	c	V _{an}	V _{bn}	V _{cn}	V _{ab}	V _{bc}	V _{ca}
V ₀	0	0	0	0	0	0	0	0	0
V ₁	1	0	0	2/3	-1/3	-1/3	1	0	-1
V ₂	1	1	0	1/3	1/3	-2/3	0	1	-1
V ₃	0	1	0	-1/3	2/3	-1/3	-1	1	0
V ₄	0	1	1	-2/3	1/3	1/3	-1	0	1
V ₅	0	0	1	-1/3	-1/3	2/3	0	-1	1
V ₆	1	0	1	1/3	-2/3	1/3	1	-1	0
V ₇	1	1	1	0	0	0	0	0	0

由表 3.1 可以得知，三相變流器輸出之相電壓和線間電壓之關係，經由座標軸轉換至 $\alpha\beta$ 平面上可得表 B，其轉換之關係式為：

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix}$$

表 3.2
開關切換狀態

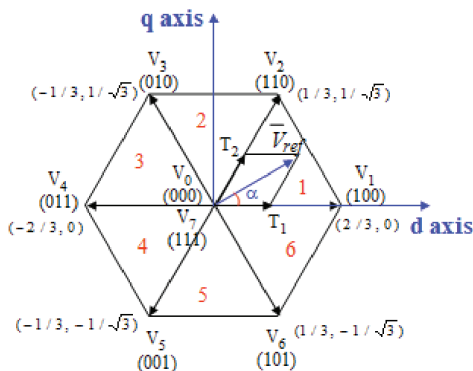
	V _α	V _β
\vec{V}_0	0	0
\vec{V}_1	$-\frac{V_{DC}}{3}$	$-\frac{V_{DC}}{3}$
\vec{V}_2	$-\frac{V_{DC}}{3}$	$\frac{V_{DC}}{3}$
\vec{V}_3	$-\frac{2V_{DC}}{3}$	0
\vec{V}_4	$\frac{2V_{DC}}{3}$	0
\vec{V}_5	$\frac{V_{DC}}{3}$	$-\frac{V_{DC}}{\sqrt{3}}$
\vec{V}_6	$\frac{V_{DC}}{3}$	$\frac{V_{DC}}{\sqrt{3}}$
\vec{V}_7	0	0

因此藉由此八種開關切換狀態將可得到八種不同的電壓向量。此八個電壓向量稱為基本電壓向量，分別為六個有效電壓向量 \vec{V}_1 、 \vec{V}_2 、

\vec{V}_3 、 \vec{V}_4 、 \vec{V}_5 、 \vec{V}_6 及兩個零向量 \vec{V}_0 及 \vec{V}_7 。因此可利用此六個有效電壓向量將電壓空間平面分為六個區間，如圖 3.4 所示。其中 $\alpha\beta$ 平面之 α 軸及 β 軸乃相對於交流馬達定子之水平軸及垂直軸， \vec{V}_{ref} 則為輸出之參考電壓向量。

圖 3.4

基本向量空間



任何大小之輸出之參考電壓 \vec{V}_{ref} 可以用圖 3.4 之六個有效電壓向量中之任兩個向量表示，而此輸出電壓在這兩個有效電壓向量之分量(導通時間)可用代數方法求得。

3.3 軸轉換

(1) 靜止座標軸轉換

將三相 abc 靜止座標軸轉換至 $\alpha\beta$ 靜止座標軸系統，此轉換稱為 Clark 轉換。依據圖 3.5 所示兩個座標系統之間的關係，得出如下(2-1)式的座標轉換式：

$$\begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \\ f_o \end{bmatrix} = [T] \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

其中：

f_α, f_β, f_o 為電壓及電流等在 $\alpha\beta$ 軸下的變數量

f_a, f_b, f_c 為電壓及電流等在 abc 軸下的變數量

$$[T] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \text{ 為座標軸矩陣}$$

反之，將座標軸 $\alpha\beta$ 轉換至三相 abc 座標系統，此轉換稱為反 Clark 轉換，轉換公式可表示：

$$\begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} = [T]^{-1} \begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \\ f_o \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

其中：

$$[T]^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix} \text{ 為座標軸矩陣}$$

以上為由三相 abc 座標系統與靜止座標系統之間關係式，其轉換矩陣前的未定係數，若是採用非功率不變法則此為 $\frac{2}{3}$ ，若是採用功率不變法則此為 $\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}$ ，本文是採用非功率不變法則。此外，對於三相平衡系統，因此在做靜止座標軸轉換時，零序分量 $f_o = \frac{1}{3}(f_a + f_b + f_c)$ 是可被忽略的。圖 3.6 所示是採用 PSIM 模擬 abc 靜止座標軸轉換至 $\alpha\beta$ 靜止座標軸之波形圖。

圖 3.5

靜止座標軸

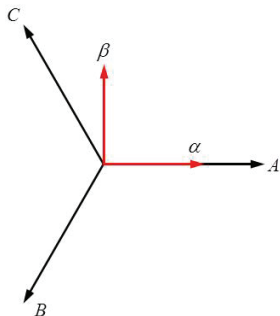
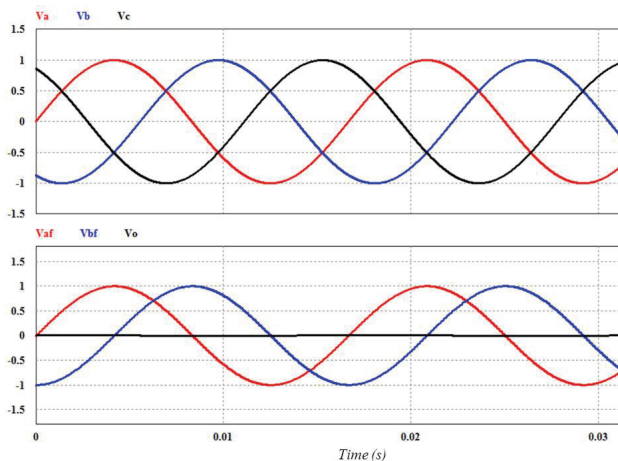


圖 3.6

PSIM 模擬靜止
座標軸轉換波形
圖



(2) 同步旋轉座標軸轉換

前一節透過座標軸轉換將 abc 靜止座標系統轉換至 $\alpha\beta$ 靜止座標軸系統，本節進一步將 $\alpha\beta$ 靜止座標軸轉換至 DQ 同步旋轉座標軸系統，此轉換稱為 Park 轉換，此時假設三相系統為平衡，零軸分量可被忽略，並將 DQ 軸與 $\alpha\beta$ 軸同時放在二維向量平面上，如圖 3.7 所示，此旋轉座標以 ω_e 角速度來旋轉，故可得座標轉換公式：

$$\begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \end{bmatrix} = [Q] \begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

其中：

$$[Q] = \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & \sin(\theta_e) \\ -\sin(\theta_e) & \cos(\theta_e) \end{bmatrix}$$

反之，將旋轉座標系統 DQ 軸轉換至 $\alpha\beta$ 座標系統，此轉換稱為反 Park 轉換，則轉換公式可表示：

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} = [Q]^{-1} \begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

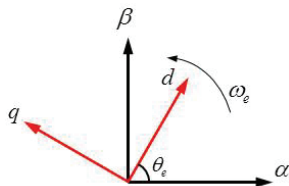
其中：

$$[Q]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & -\sin(\theta_e) \\ \sin(\theta_e) & \cos(\theta_e) \end{bmatrix}$$

θ_e 為夾角，可表示為 $\theta_e = \int_0^t \omega_e dt + \theta_e(0)$

圖 3.7

同步旋轉座標軸



(3) 任意旋轉座標軸轉換

以上兩節知道靜止座標軸轉換與同步旋轉軸轉換，也可以由 abc 座標系統投影至 DQ 座標軸上，如圖 3.8 所示，其可得座標轉換公式：

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \\ f_o \end{bmatrix} = [R] \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

其中：

$$[R] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & \cos(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_e) & -\sin(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}$$

反之，將旋轉座標系統 DQ 軸轉換至 $\alpha\beta$ 座標系統，此轉換稱為反 Park 轉換，則轉換公式可表示：

$$\begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} = [R] \begin{bmatrix} f_d \\ f_q \\ f_o \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

其中：

$$[R]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & -\sin(\theta_e) & 1 \\ \cos(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix}$$

因此如果假設系統為一三相平衡系統，則零相分量

$f_o = \frac{1}{3}(f_a + f_b + f_c)$ ，可被忽略不計。

圖 3.8

任意旋轉座標軸

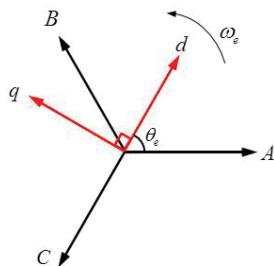
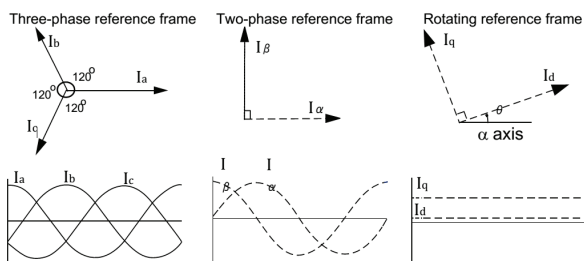


圖 3.9

各式坐標軸



在進行上述 abc-dq 軸轉換之前，由於三相三線電路電壓偵測電路所偵測到的電壓為線電壓(V_{ab} 、 V_{bc} 、 V_{ca})，因此需利用以下線電壓對相電壓 (Line-abc to Phase-abc) 之轉換以獲致中之 V_{an} 、 V_{bn} 及 V_{cn} 等虛擬相電壓：

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

3.4 零序注入 SVPWM

以數位方式來實現變流器之控制，通常會以空間向量(Space Vector) PWM (SVPWM)來做為切換控制方式，因為其可以增進變流器之電壓利用率及減少開關切換次數，然而其需要較多計算以決定開關導通及截止時間。零序注入 PWM 方式同樣可以達到 SVPWM 之優點，但計算簡單，因此近年來廣泛被採用。零序注入 PWM 原理如下，請參考圖 3.10，假設直流鏈電壓有一虛擬之中性點 o ，則 A 臂及 B 臂相對於 o 點之電壓可表示為：

$$V_{ao} = V_{an} + V_{no} \quad (3.12)$$

$$V_{bo} = V_{bn} + V_{no} \quad (3.13)$$

$$V_{ab} = V_{an} - V_{bn} \quad (3.14)$$

(3.14)指出線電壓中之 V_{no} 將會因兩臂差動而消除，因可利用 V_{no} 來增進變流器電壓之利用率。各臂相對於 o 點之電壓範圍如下：

$$\frac{-V_d}{2} \leq V_{ao} \leq \frac{V_d}{2} \quad (3.15)$$

因此

$$\frac{-V_d}{2} \leq V_{an} + V_{no} \leq \frac{V_d}{2} \quad (3.16)$$

由(3.16)可得 V_{no} 電壓的範圍如下：

$$\frac{-V_d}{2} - V_{an} \leq V_{no} \leq \frac{V_d}{2} - V_{an} \quad (3.17)$$

考慮 V_{an} 的電壓範圍，則

$$\frac{-V_d}{2} - V_{\min} \leq V_{no} \leq \frac{V_d}{2} - V_{\max} \quad (3.18)$$

其中

$$V_{\max} = \text{Max}(V_{an}, V_{bn}, V_{cn}) \quad (3.19)$$

$$V_{\min} = \text{Min}(V_{an}, V_{bn}, V_{cn}) \quad (3.20)$$

若設定 V_{no} 如下，則稱為均零值零序注入：

$$V_{no} = -\frac{1}{2}(V_{\max} + V_{\min}) \quad (3.21)$$

均零值零序注入 PWM 的控制電壓波形如圖 3.11 所示。本文將採用此方法來實現 PWM，將(3.21)代入(3.12)可得：

$$v_{con i} = V_{con i} - \frac{1}{2}(V_{con, \max} + V_{con, \min}) \quad (i=A, B, C) \quad (3.22)$$

其中 $V_{con i}$ 為原控制電路計算得到之控制電壓， $v_{con i}$ 則為均零注入後之控制電壓。

圖 3.10
三相變流器架構
圖

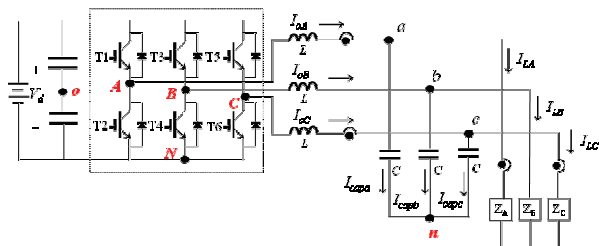
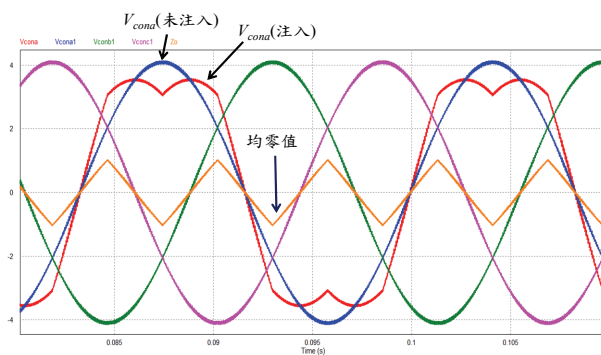


圖 3.11
均零值零序注入
PWM



電路模擬

變流器規格

DC Voltage $V_d = 100V$

AC Voltage $V_{LL} = 50V_{rms}$

$F_s = 18kHz$, $V_{tri} = 5V_{pp}$ (PWM)

$C_d = 330\mu F$, $L = 1mH$, $C = 10\mu F$

$K_s = 1/3.375$ (current sensing factor)

$K_v = 1/100$ (AC voltage sensing), $K_v = 1/50$ (DC voltage sensing)

根據上述參數所建置之模擬電路如圖 3.12 所示，在線性負載下之模擬結果如圖 3.13 所示。

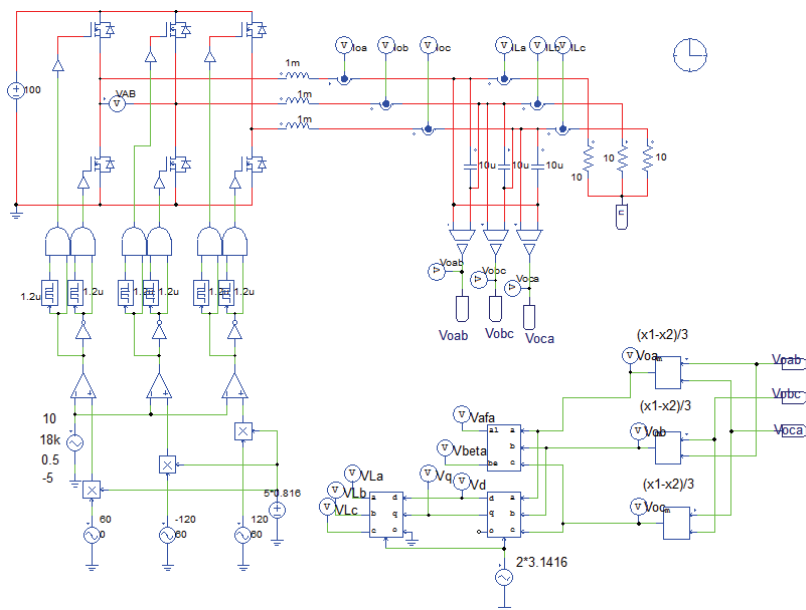


圖 3.12 變流器 SPWM 及軸轉換模擬

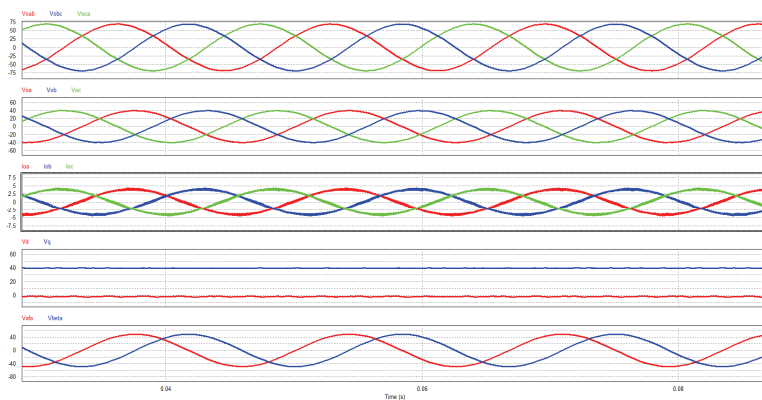


圖 3.13 變流器 SPWM 及軸轉換模擬結果

SimCoder 程式規劃及電路模擬

以下進入第二階段，將上述類比控制器予以數位化，步驟如下：

(1) 主電路及感測建立

變流器主電路及感測電路如圖 3.14 所示，需掌握感測值須在範圍:DC:0~3V，AC:-1.5V~1.5V。

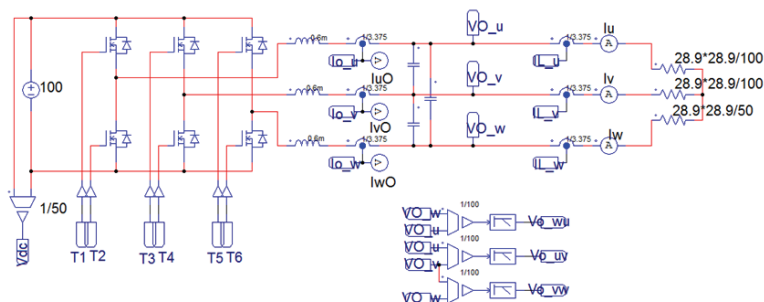


圖 3.14 變流器主電路及感測電路

(2) 初始化 DSP 硬體

如圖 3.15 所示，選擇 TI F28335 Target，並設定其 GPIO 接腳用途如下。本模組將用到 3 組 PWM — RS232 通訊埠及 1 個 Digital Output 與 1 個 Digital Input。

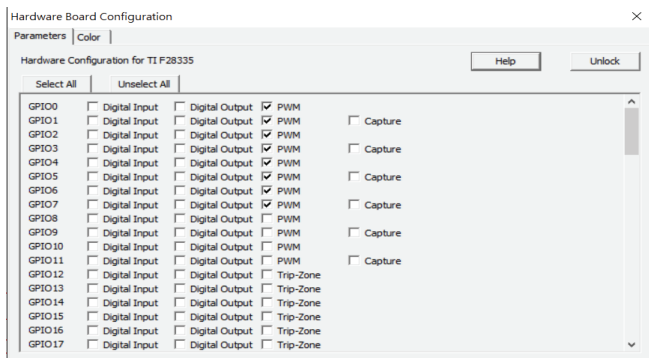
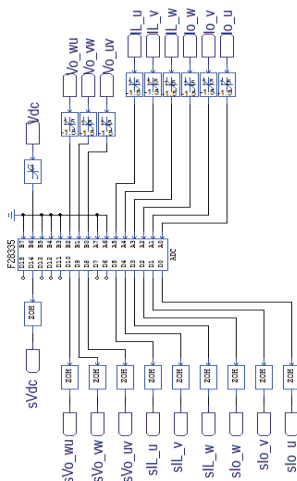


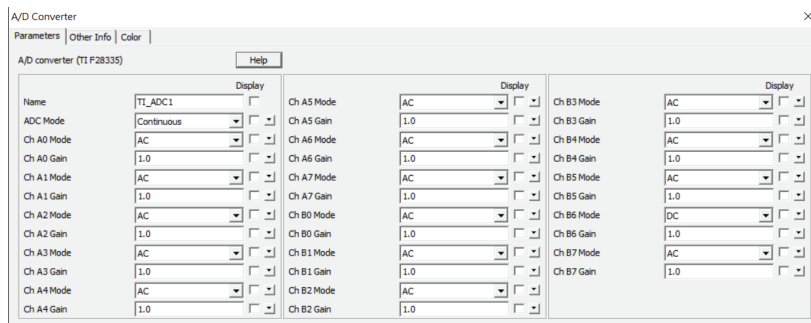
圖 3.15 TI F28335 Target 硬體初始化

(3) A/D Converter 設定

F28335 A/D Converter 分為 A、B 兩組，每組 8 通道，總計 16 通道。本實驗感測直流電壓、交流輸出電壓、變流器輸出電流及負載電流等共計利用到其中之 10 通道，如圖 3.16(a)所示，這當中除了直流輸入電壓為直流信號外，其餘均為交流信號，A/D Converter 內部之設定如圖 3.16(b)所示。



(a)

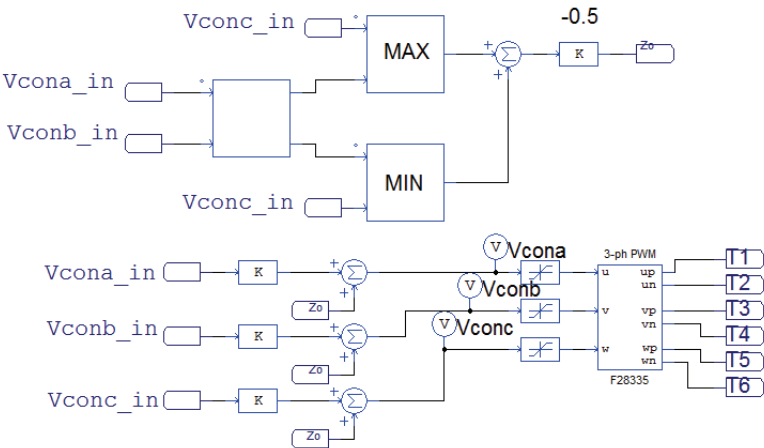


(b)

圖 3.16 DSP A/D Converter 規劃：(a)輸入信號連接圖，(b)內部設定

(4) PWM 及其設定

PWM 程式及設定如圖 3.17(a)所示，電路包括零序均零注入及 PWM 模組，PWM 模組之設定則如圖 3.17(b)所示，其中使用上下數之三角波，其頻率為 18kHz，振幅為 -5V~+5V，空白時間為 1us。



(a)

3-phase PWM

Parameters Other Info Color

3-phase PWM generator (TI F28335) Help

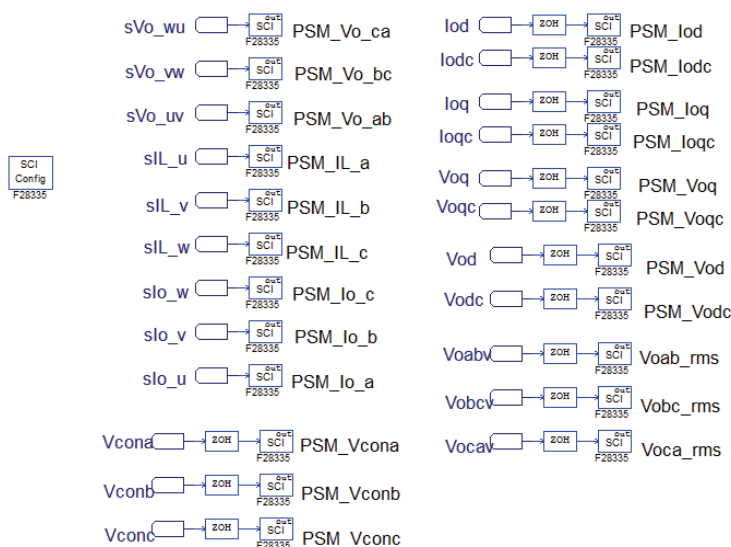
Display		Display	
Name	TI_PWM3PH1	Use Trip-Zone 5	Disable Trip-Zone 5
PWM Source	3-phase PWM 123	Use Trip-Zone 6	Disable Trip-Zone 6
Dead Time	1us	Trip Action	High impedance
PWM Frequency	18k	Peak-to-Peak Value	10
PWM Freq. Scaling Factor	1	Offset Value	-5
Carrier Wave Type	Triangular wave	Initial Input Value u	0
Trigger ADC	Do not trigger ADC	Initial Input Value v	0
ADC Trigger Position	0	Initial Input Value w	0
Use Trip-Zone 1	Disable Trip-Zone 1	Start PWM at Beginning	Start
Use Trip-Zone 2	Disable Trip-Zone 2		
Use Trip-Zone 3	Disable Trip-Zone 3		
Use Trip-Zone 4	Disable Trip-Zone 4		

(b)

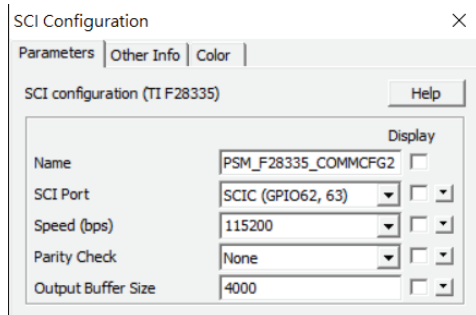
圖 3.17 PWM 程式設定：(a)零序均零注入 PWM，(b)PWM 模組設定

(5) 通訊設定

為了在實作過程量測 DSP 控制程式中的信號以便於確認控制器工作是否正確，PSIM 提供 RS232 之 I/O 介面，本實驗之通訊程式如圖 3.18 所示，圖 3.18(a)顯示 RS232 欲觀測之波形，圖 3.18(b)顯示 RS232 模組之設定，包括通訊埠、通訊速度、除錯及緩衝之記憶體容量等。



(a)



(b)

圖 3.18 通訊程式：(a)通訊信號，(b)RS232 模組設定

(6) 模擬驗證

上述各個步驟之數位控制程式整合後亦可以進行模擬，以 SimCoder 建立之三相 SVPWM 模擬電路如圖 3.19 所示，模擬結果如圖 3.20、圖 3.21 所示，將 SPWM 轉換成 SVPWM 模擬結果如圖 22 所示。

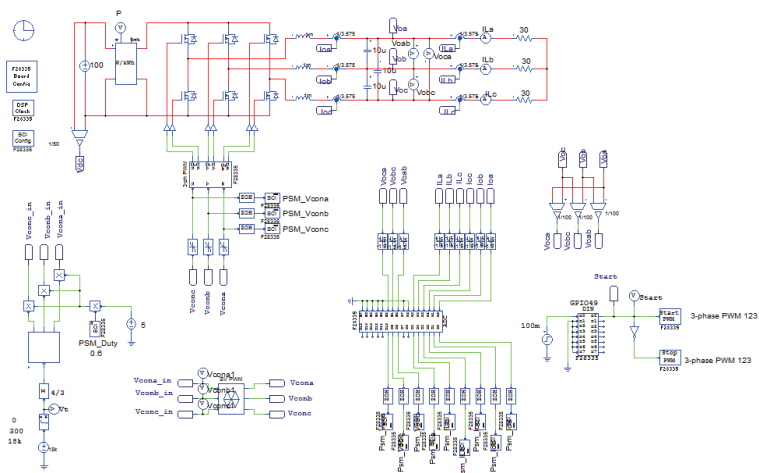


圖 3.19 以 SimCoder 建立之變流器 SVPWM 模擬電路

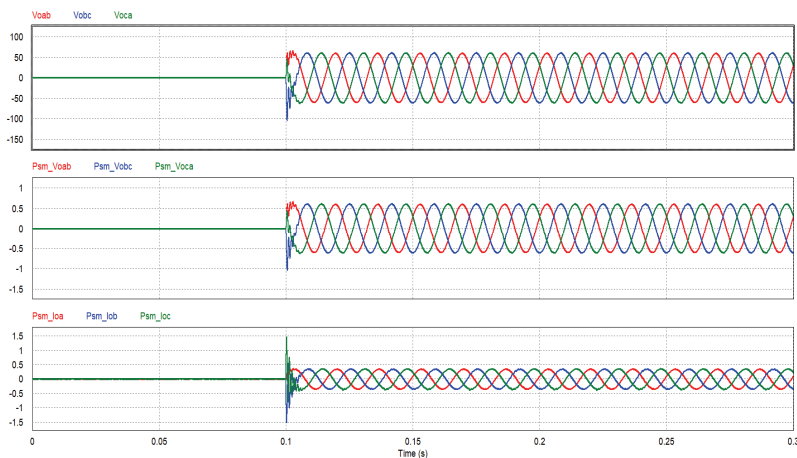


圖 3.20 以 SimCoder 建立之變流器 SVPWM 模擬結果

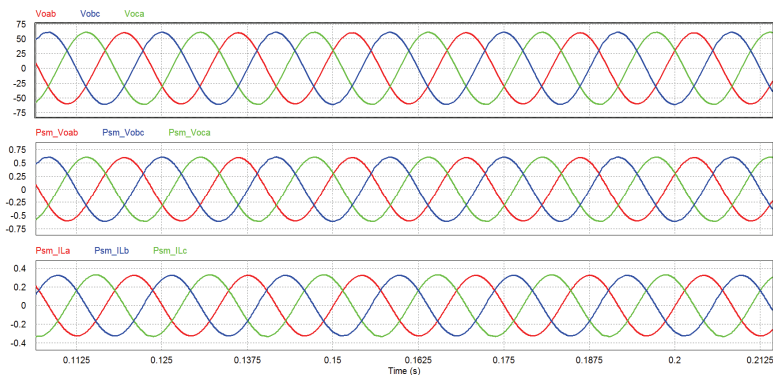


圖 3.21 SVPWM 之輸出電壓、輸出電流模擬結果

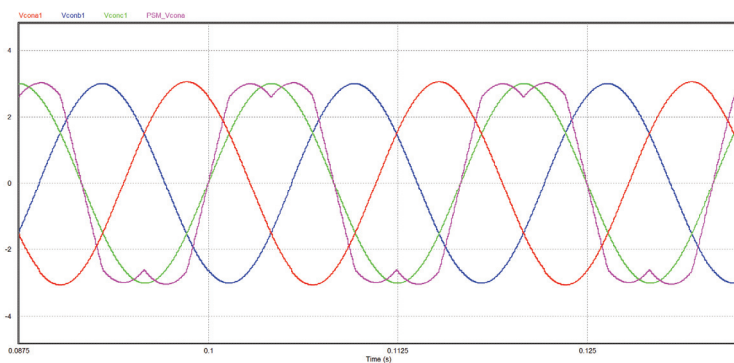


圖 3.22 SPWM 與 SVPWM 模擬結果

以 SimCoder 建立之零序注入 PWM 模擬電路圖，如圖 3.23 所示，此方法乃針對 SVPWM 計算過於複雜、較難使用之缺點所提出，模擬結果如圖 3.24、圖 3.25 所示；SPWM、零序注入 PWM 與均值零序信號模擬比較結果，如圖 3.26 所示。

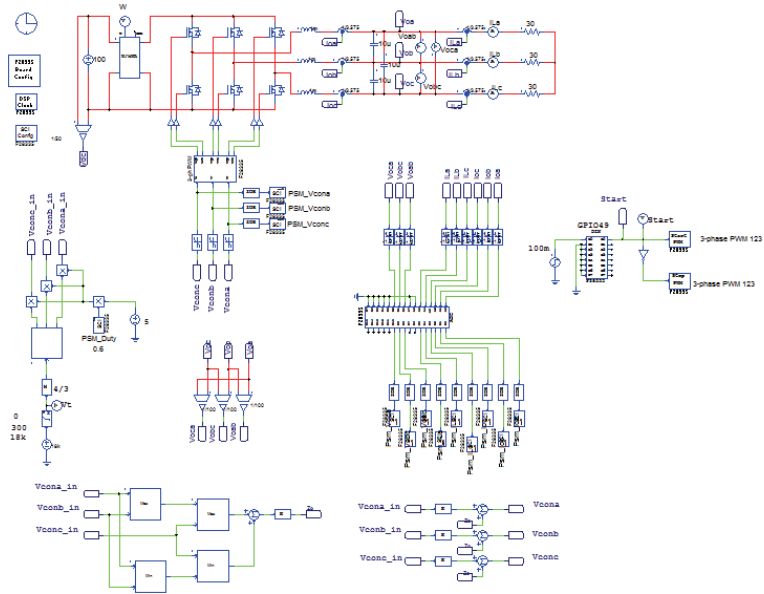


圖 3.23 以 SimCoder 建立之零序注入 PWM 模擬電路

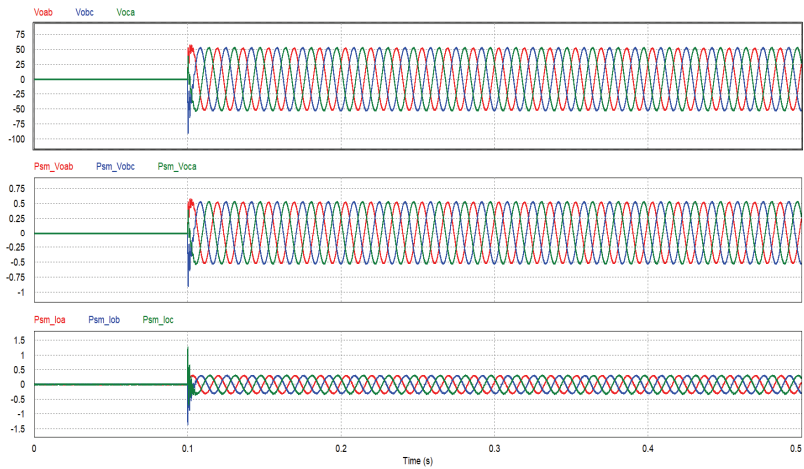


圖 3.24 以 SimCoder 建立之零序注入 PWM 模擬結果

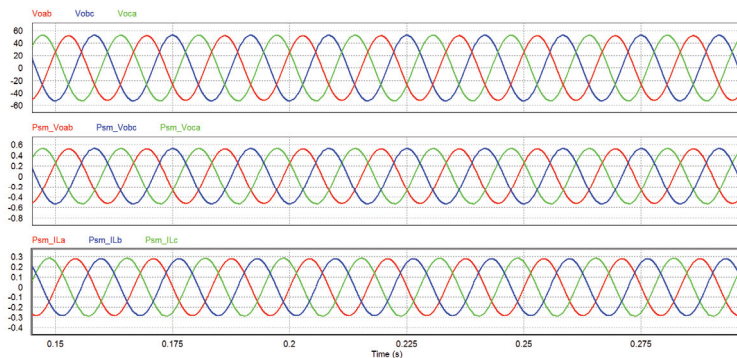


圖 3.25 零序注入 PWM 之輸出電壓、輸出電流模擬結果圖

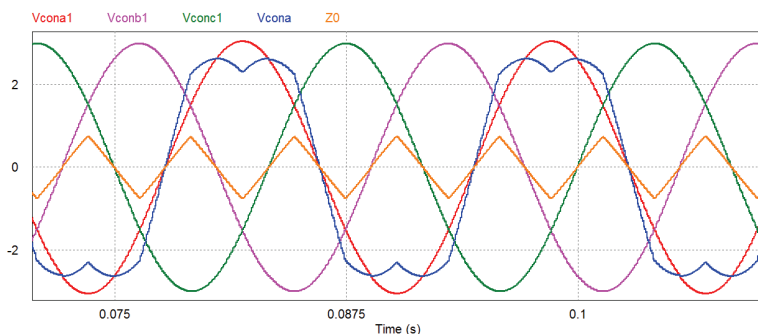


圖 3.26 SPWM、零序注入 PWM 與均值零序信號模擬比較結果

整合之程式經模擬驗證無誤後，接著可利用 PSIM 之 SimCoder 工具將控制程式轉換為 C code，最後再透過 TI Composer 環境藉由 USB J_TAG 將 Code 燒錄至 DSP IC。

實驗接線

實驗設備與 PEK-130 配置如圖 3.27，直流電源供應器 PSW 160-7.2 連接到 PEK-130 的輸入端子 J3，如圖 3.28(a)所示，其中正端接到 J3 的 V+端，負端接到 V-端；PEK-130 輸出端子 J5 接到被動式負載 GPL-300 的 Three-Phase Load，如圖 3.28(b)所示，其中 GPL-300 的 A 端接到 J5 的 V_o-A，B 端接到 V_o-B，C 端接到 V_o-C。

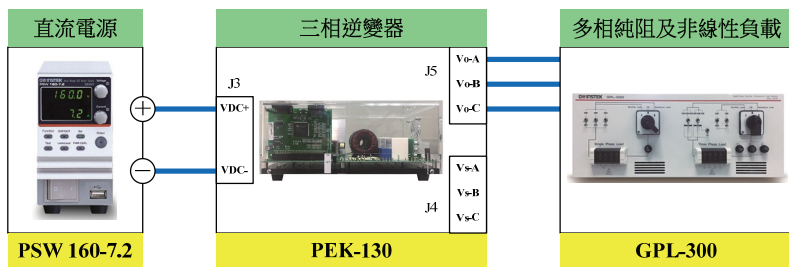


圖 3.27 實驗設備與教具 PEK-130 配置圖

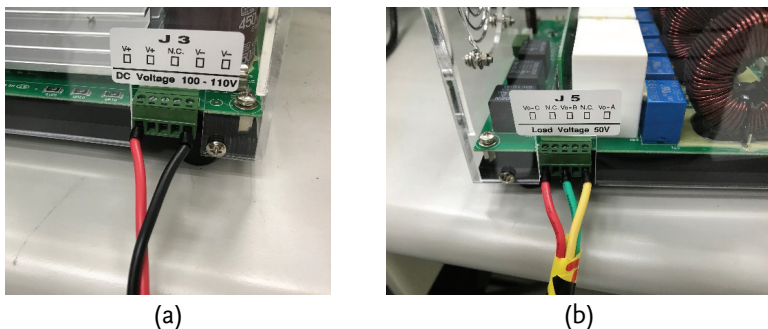


圖 3.28(a) PSW 160-7.2 連接至 PEK-130 的輸入端 (b) 被動式負載 GPL-300 接到 PEK-130 輸出端

實作量測

(1) 三相 SVPWM

將 PEK-130_Lab1_SVPWM_V11.0.3.psimsch 程式燒入 DSP 中，量測空載輸出時，將 PSW 160-7.2 設定為電壓 100V、電流 3A 輸出，GPL-300 轉至 off 檔位，如圖 3.29 所示。

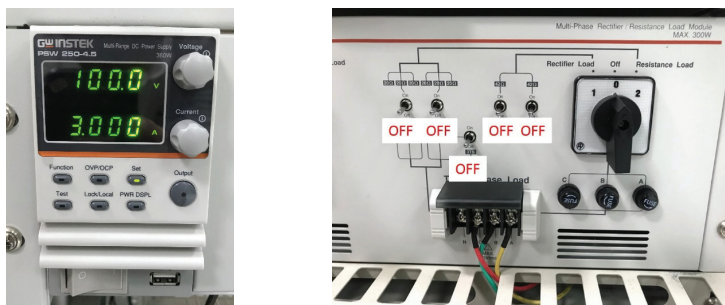


圖 3.29 PSW 160-7.2 與 GPL-300 設定圖

先將 PSW 160-7.2 輸出後，再接著開啟 PEK-130 啟動鈕，將量測探棒放置 Test Pin V_O -AB, V_O -BC, V_O -CA 處，圖 3.30 (a)為空載時所看到的電壓波形，圖 3.30(b)為空載時從 RS232 回傳到電腦端看到的結果。

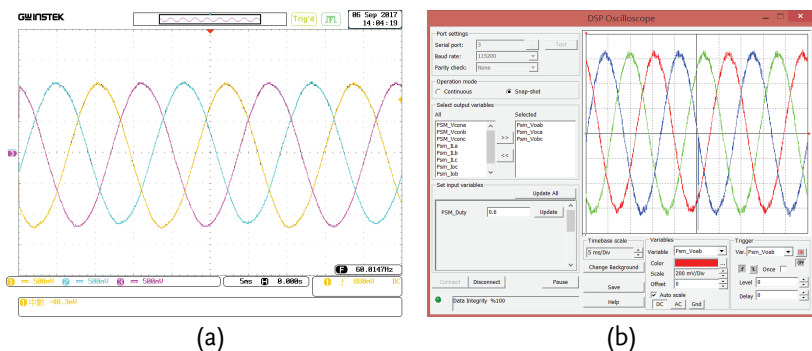


圖 3.30 (a)空載時所看到的電壓波形(b)從 RS232 回傳到電腦端看到的結果

以上為空載測試，量測加載輸出時，PSW 160-7.2 設定輸出不變，將 GPL-300 轉至 resistance Load 檔位，如圖 3.31 所示。圖 3.32 (a)為滿載時 Test Pin V_{O-AB} , V_{O-BC} , V_{O-CA} 上所看到的電壓波形，圖 3.32(b)為滿載時從 RS232 回傳到電腦端看到的結果。

圖 3.31
GPL-300 設定圖

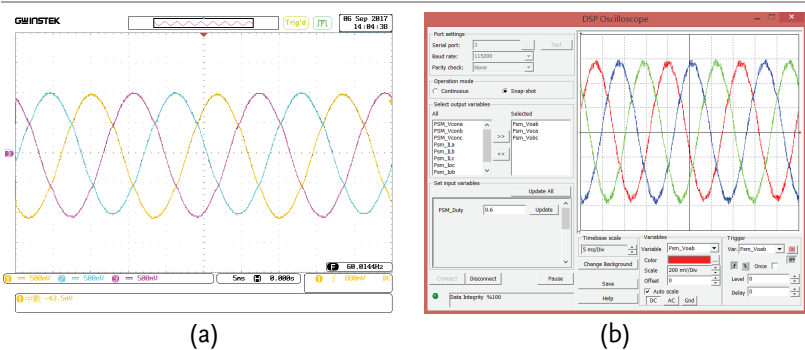
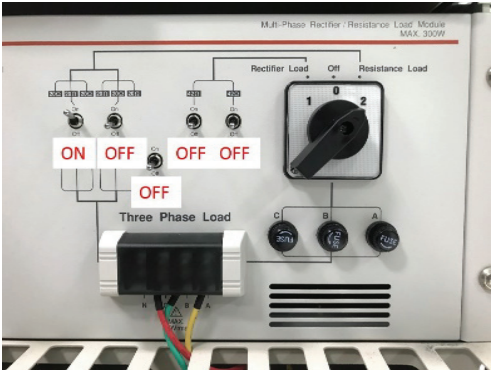
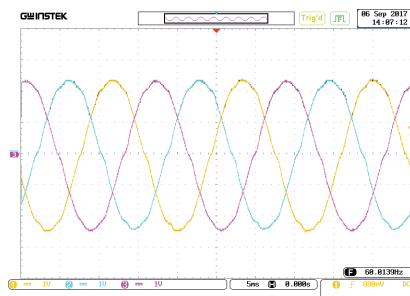
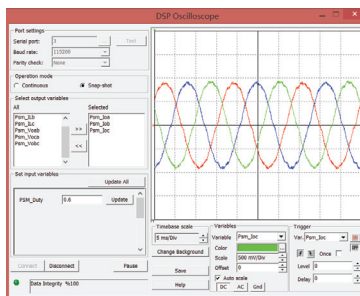


圖 3.32(a) 滿載時所看到的電壓波形(b)從 RS232 回傳到電腦端看到的結果圖

量測電流時，將量測探棒放置 Test Pin I_{O-A} , I_{O-B} , I_{O-C} 處，圖 3.33(a)為滿載時所看到的電流波形，圖 3.33(b)為滿載時從 RS232 回傳到電腦端看到的結果。



(a)



(b)

圖 3.33(a)滿載時所看到的電流波形 (b)從 RS232 回傳到電腦端看到的結果。

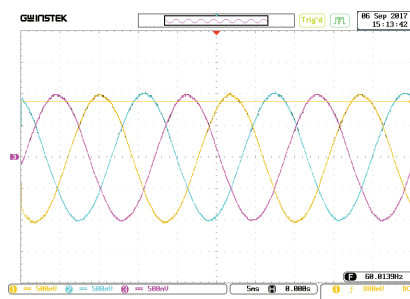
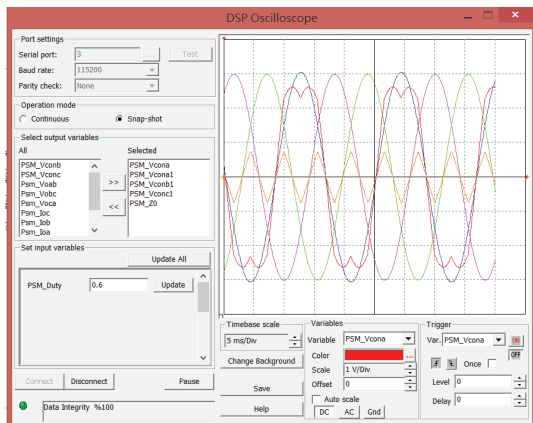
實驗結束後，關閉 PEK-130 啟動鈕，再將 GPL-300 轉至 OFF 檔，而後關閉 PSW 160-7.2。

(2) 零序注入 PWM

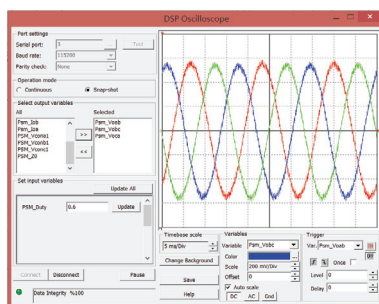
將 PEK-130_Lab1_ZSVPWM_V11.0.3.psimsch 程式燒入 DSP 中，量測空載輸出時，將 PSW 160-7.2 設定為電壓 100V、電流 3A 輸出，GPL-300 轉至 off 檔位，如圖 3.29 所示。

先將 PSW 160-7.2 輸出後，再接著開啟 PEK-130 啟動鈕，將量測探棒放置 Test Pin V_O-AB, V_O-BC, V_O-CA 處，圖 3.34 為 SPWM、零序注入 PWM 與均值零序信號回傳到電腦端看到的結果，圖 3.35 (a)為空載時所看到的電壓波形，圖 3.35(b)為空載時從 RS232 回傳到電腦端看到的結果。

圖 3.34 SPWM、零序注入 PWM 與均值零序信號圖



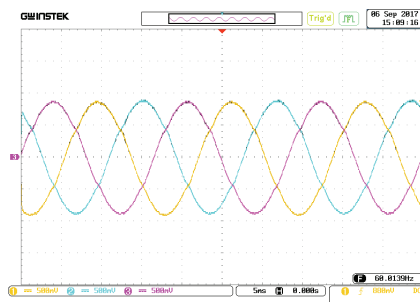
(a)



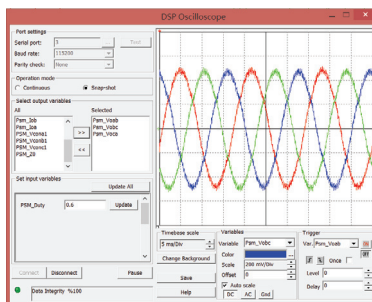
(b)

圖 3.35 (a)為空載時 V_{O-AB} , V_{O-BC} , V_{O-CA} 所看到的電壓波形 (b)為空載時從 RS232 回傳到電腦端看到的結果

以上為空載測試，量測加載輸出時，PSW 160-7.2 設定輸出不變，將 GPL-300 轉至 resistance Load 檔位，如圖 3.35 所示。圖 3.36(a)為滿載時所看到的電壓波形，圖 3.36(b)為滿載時從 RS232 回傳到電腦端看到的結果。



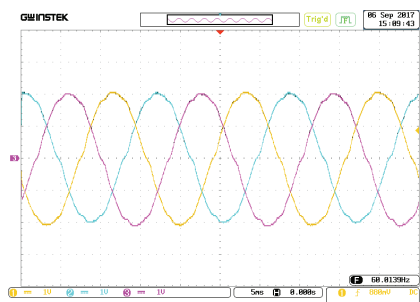
(a)



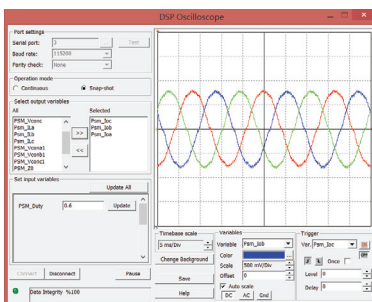
(b)

圖 3.36 (a)為滿載時 Vo-AB, Vo-BC, Vo-CA 所看到的電壓波形 (b)為滿載時從 RS232 回傳到電腦端看到的結果。

測試電流時，將測試探棒放置 Test Pin I_{O-A}, I_{O-B}, I_{O-C} 處，圖 3.37(a)為滿載時所看到的電流波形，圖 3.37(b)為滿載時從 RS232 回傳到電腦端看到的結果。



(a)



(b)

圖 3.37(a)滿載時 Io-A, Io-B, Io-C 所看到的電流波形 (b)從 RS232 回傳到電腦端看到的結果。

實驗 2 雙迴路電感電流控制之三相獨立式變流器

實驗目的

學習三相變流器之模式化方法、abc-dq 等軸轉換方法、電流迴路及電壓迴路控制器設計、RMS 電壓迴路設計、變流器之硬體規劃及 SimCoder 程式撰寫等。

實驗原理

4.1 三相三線式變流器之模式化與控制方法模型推導

三相三線式的變流器電路如圖 4.1 所示，其中 n 為虛擬之電壓中性點。傳統之控制方法為採用雙迴路電感電流控制亦如圖 4.1 所示，由變流器電路可得：

$$L \frac{dI_{oA}}{dt} = V_{AN} - V_{an} - V_{nN} \quad (4.1)$$

$$L \frac{dI_{oB}}{dt} = V_{BN} - V_{bn} - V_{nN} \quad (4.2)$$

$$L \frac{dI_{oC}}{dt} = V_{CN} - V_{cn} - V_{nN} \quad (4.3)$$

$$C \frac{dV_{an}}{dt} = I_{oA} - I_{LA} \quad (4.4)$$

$$C \frac{dV_{bn}}{dt} = I_{oB} - I_{LB} \quad (4.5)$$

$$C \frac{dV_{cn}}{dt} = I_{oC} - I_{LC} \quad (4.6)$$

由於三線式電路滿足：

$$I_{oA} + I_{oB} + I_{oC} = 0 \quad (4.7)$$

(4.1)+(4.2)+(4.3)並利用(4.7)可得：

$$V_{nN} = \frac{(V_{AN} + V_{BN} + V_{CN}) - (V_{an} + V_{bn} + V_{cn})}{3} \quad (4.8)$$

將(4.8)代回(4.1)~(4.3)可得：

$$\begin{bmatrix} L \frac{dI_{oA}}{dt} \\ L \frac{dI_{oB}}{dt} \\ L \frac{dI_{oC}}{dt} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & 1 & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & 1 \end{bmatrix} \left(\begin{bmatrix} V_{AN} \\ V_{BN} \\ V_{CN} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} \right) \quad (4.9)$$

$$\begin{bmatrix} I_{capa} \\ I_{capb} \\ I_{capc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C \frac{dV_{an}}{dt} \\ C \frac{dV_{bn}}{dt} \\ C \frac{dV_{cn}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{oA} \\ I_{oB} \\ I_{oC} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{LA} \\ I_{LB} \\ I_{LC} \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

其中 (i=A, B, C) 為 A、B 與 C 臂之輸出電壓，變流器最常採用之切換控制方式為三相正弦式 PWM (Sinusoidal PWM, SPWM)，三相各臂使用相移 120 度的控制電壓 (v_{conA} 、 v_{conB} 、 v_{conC}) 分別與三角波 (v_{tri}) 比較以觸發三臂之開關，各臂之輸出電壓可表示如(4.11)所示：

$$V_{iN} = \left(\frac{1}{2} + \frac{V_{coni}}{2v_{tm}} \right) V_d \quad (i=A, B, C) \quad (4.11)$$

其中 v_{tm} 為三角波之振幅，將 (4.11) 代入(4.9)可得(4.12)：

$$\begin{bmatrix} L \frac{dl_{oA}}{dt} \\ L \frac{dl_{oB}}{dt} \\ L \frac{dl_{oC}}{dt} \end{bmatrix} = \frac{V_d}{3v_{tm}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & 1 & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{conA} \\ V_{conB} \\ V_{conC} \end{bmatrix} - \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & 1 & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} \quad (4.12)$$

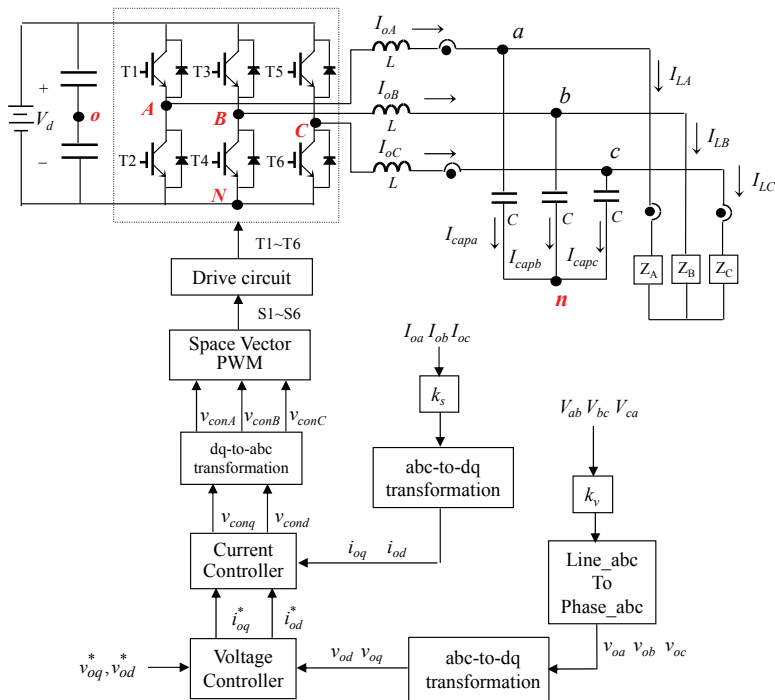


圖 4.1 三相三線式變流器

4.2 軸轉換

由(4.12)所得三相 SPWM 控制電壓與各相電流之關係可知，各相電流控制不僅受該相控制電壓決定，亦受其他相控制電壓影響，亦即各相電流之控制並未解耦，因此若直接在 abc 靜止框上來設計控制器，在三相不平衡條件下，各相間將相互影響，控制之性能將受影響。為克服此問題，一般常用之方法為利用座標軸轉換方法將其數學模型予以解耦，如圖 4.2 所示之 a 、 b 、 c 三座標軸為一靜止框，可用以表示三相變流器之相電壓及相電流等分量，而 α 、 β 則為兩相之靜止框，

其可以將三相各差 120 度之交流量轉換為兩相各差 90 度之交流量。直、交(d 、 q)軸與零軸為同步旋轉座標，在三相平衡狀態下，零軸量為零，可簡化為垂直之 qd 二軸，三相 abc 靜止座標軸與兩相 $dq0$ 同步旋轉座標軸之公式為：

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \\ f_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin \theta & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (4.13)$$

$$\begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_d \\ f_q \\ f_0 \end{bmatrix} \quad (4.14)$$

其中

$$\theta = \alpha t \quad (4.15)$$

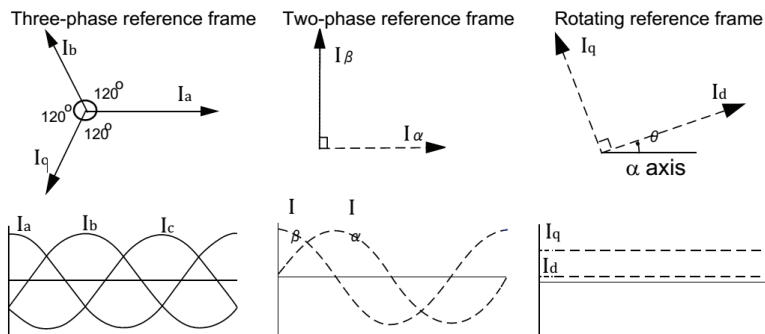


圖 4.2 各式坐標軸

利用(4.13)及(4.14)之軸轉換公式代入(4.10)、(4.12)可以推出圖 4.1 三相三線式變流器之狀態方程式為：

$$\begin{bmatrix} L \frac{dI_{od}}{dt} \\ L \frac{dI_{oq}}{dt} \\ L \frac{dI_{o0}}{dt} \end{bmatrix} = \frac{V_d}{2V_{tm}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{cond} \\ V_{conq} \\ V_{con0} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{od} \\ V_{oq} \\ V_{o0} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & \omega L & 0 \\ -\omega L & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{od} \\ I_{oq} \\ I_{o0} \end{bmatrix} \quad (4.16)$$

$$\begin{bmatrix} C \frac{dV_{od}}{dt} \\ C \frac{dV_{oq}}{dt} \\ C \frac{dV_{o0}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{od} \\ I_{oq} \\ I_{o0} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{od} \\ I_{oq} \\ I_{o0} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & \omega C & 0 \\ -\omega C & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{od} \\ V_{oq} \\ V_{o0} \end{bmatrix} \quad (4.17)$$

其中 $V_{con i}(i=d, q)$ 為 dq 軸 PWM 之控制電壓， V_{tm} 為 PWM 三角波之振幅。

在進行上述 abc - dq 軸轉換之前，由於三相三線電路電壓偵測電路所偵測到的電壓為線電壓 (V_{ab}, V_{bc}, V_{ca})，因此需利用以下線電壓對相電壓 (Line- abc to Phase- abc) 之轉換以獲致(4.12)中之 V_{an} 、 V_{bn} 及 V_{cn} 等虛擬相電壓：

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{bmatrix} \quad (4.18)$$

4.3 電流控制器設計

利用(4.16)可以設計變流器之電流控制器如圖 4.3 所示，其中 d 、 q 軸之電流均會對另一軸產生擾動，因此圖 4.3 乃藉由前向控制信號 v_{ff2} 用以消除此擾動。而另一前向控制信號 v_{ff1} 則用以消除該相輸出電壓對電流迴路之擾動。 k_v 及 k_s 分別為電壓及電流之感測增益，電流誤差放大器 G_I 可採用 P 、 PI 或二類誤差放大器來設計，若採用 P 控制 ($G_I=k_I$)，則電流迴路之響應可由電流迴授迴路求得為：

$$\frac{i_{o,i}^*}{i_{o,i}} = \frac{\frac{k_{pwm}k_s k_1}{L}}{s + \frac{k_{pwm}k_s k_1}{L}} = \frac{u_I}{s + u_I}, i = d, q \quad (4.19)$$

此處 u_I 即為電流迴路之頻寬：

$$u_I = \frac{k_{pwm} k_s k_1}{L} \quad (4.20)$$

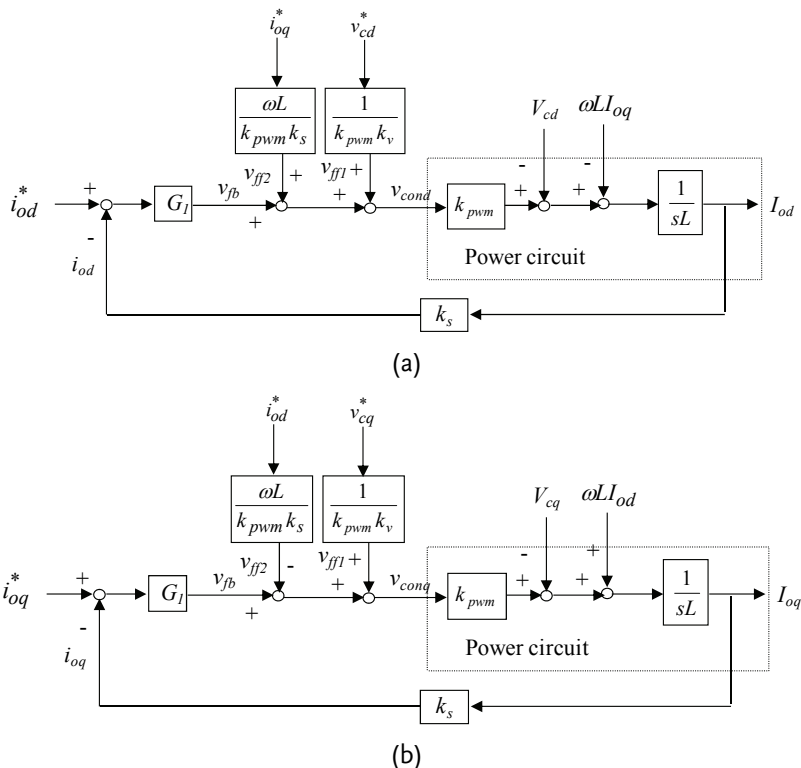
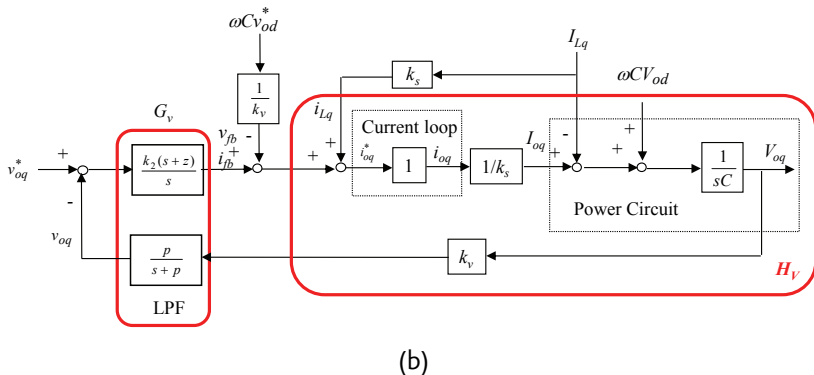
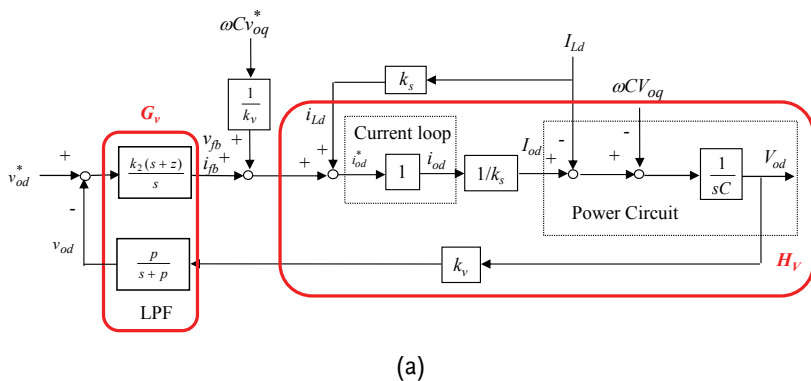


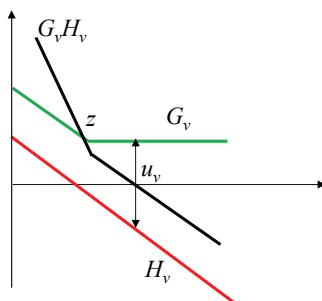
圖 4.3 變流器之電流控制迴路：(a)d 軸，(b)q 軸

4.4 電壓控制器

變流器之電壓迴路控制方塊圖如圖 4.4 所示，其中之電力電路方塊乃利用(4.17)所繪。此外假設電流迴路響應之頻寬(u_I)要較電壓迴路頻寬高四倍以上，則電流迴路之響應(4.19)在分析電壓迴路響應時可以被視為 1。電壓控制器亦採用前向控制與回授控制並用，由於有感測負載電流，因此變流控制器利用感測之負載電流加入電流命令中用以直接消除負載電流對於電壓迴路之擾動，另外亦利用電壓命令(v_{od}^* 及

v_{oq}^*) 乘上 ωC 並加入其他軸之電流命令以消除電容電流($\omega C V_{od}$ 及 $\omega C V_{oq}$)之擾動。而電壓回授控制器 G_v 則為二類誤差放大器，其乃由一回授比例積分控制器與一電壓回授信號之低通濾波器(LPF)所組成。電壓迴路波德圖如圖 4.3(c)所示，一般將電壓迴路之頻寬置於電流迴路頻寬之 $1/4$ 。為了獲致良好之電壓調整率，且在三相負載不平衡下亦能獲致三相電壓平衡，各個線電壓必須能夠個別調整其 RMS 值。本論文提出圖 4.5 所示之電壓均方根值控制器，其個別計算三輸出線電壓之均方根值(v_{abm} , v_{bcm} , v_{cam})，再與均方根值的命令 v_{cm}^* 比較及經過 G_m 調整後產生一振幅修正信號(A_{m1} A_{m2} , A_{m3})用以修正原來線電壓的振幅命令 A_{m0} ，得到最終之線電壓振幅命令 A_{mab} 、 A_{mbc} 、 A_{mca} 等，其再與經過 30 度相對於虛擬相電壓相移之三相正弦波 $\sin(\omega t + \pi/6)$ 、 $\sin(\omega t - \pi/2)$ 、 $\sin(\omega t + 5\pi/6)$ 等相乘後得到三相線電壓之瞬時電壓命令，最後再經由 *Line-abc* 到 *Phase-abc* 轉換及 *abc-dq* 轉換得到最終電壓迴路之命令 v_{od}^* 及 v_{oq}^* 。





(c)

圖 4.4 變流器之電壓控制迴路：(a)d 軸，(b)d 軸，(c)電壓迴路波德圖

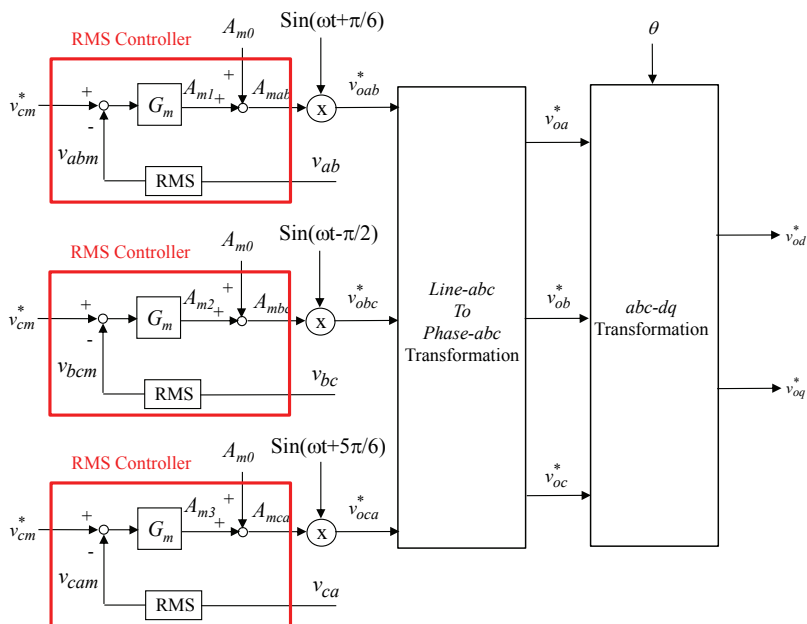


圖 4.5 電壓均方根值控制器

電路模擬

將以如下規格 300W 之變流器來驗證上述各式控制方法：

變流器規格

- $R_a/R_b/R_c = 20$ 歐姆，不平衡負載 $R_a/R_b/R_c = 20/10/10$ 歐姆
- DC Voltage $V_d = 100V$ ，AC Voltage $V_{LL} = 50V_{rms}$
- $F_s = 18kHz$ ， $V_{tri} = 5V_{pp}$ (PWM)， $C_d = 330\mu F$ ， $L = 1mH$ ， $C = 10\mu F$
- $K_s = 1/3.375$ (current sensing factor), $K_v = 1/100$ (AC voltage sensing), $K_v = 1/50$ (DC voltage sensing)

PSIM 模擬

根據上述參數所建制之模擬電路如圖 4.6 所示，在線性平衡負載下之模擬結果如圖 4.7、4.8 所示，將負載調整為不平衡負載 $R_a/R_b/R_c = 20/10/10$ 歐姆如圖 4.9 所示，在線性不平衡負載下之模擬結果如圖 4.10、4.11 所示，其顯示在負載不平衡下 dq 軸電流均含有二次漣波，電壓及電流均能緊密追隨其命令。

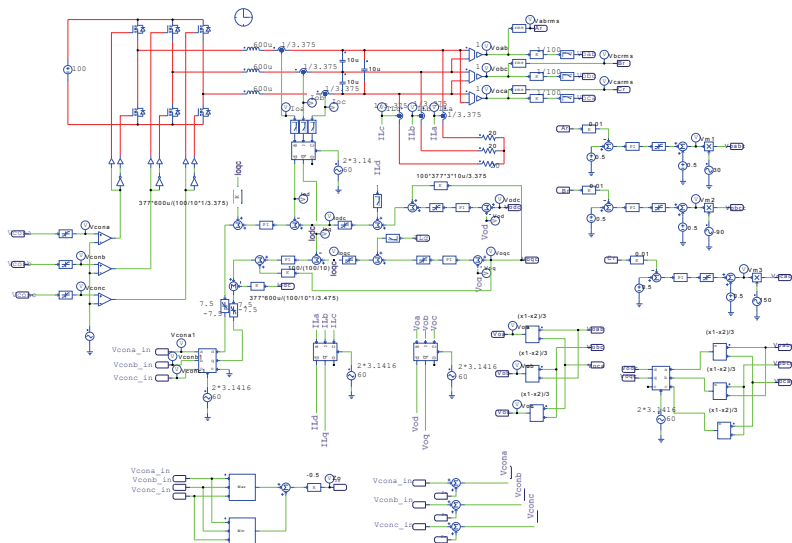


圖 4.6 三相變流器 Stand-alone 模擬電路

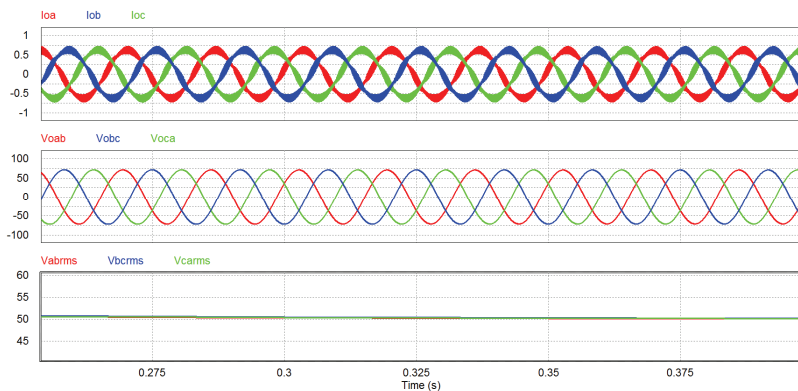


圖 4.7 線性平衡負載下之輸出電壓、輸出電流模擬結果

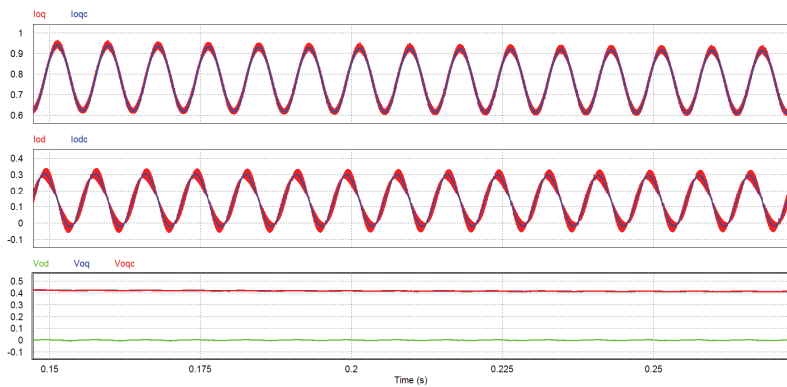


圖 4.10 不平衡負載控制迴路之電壓及電流追蹤波形模擬結果

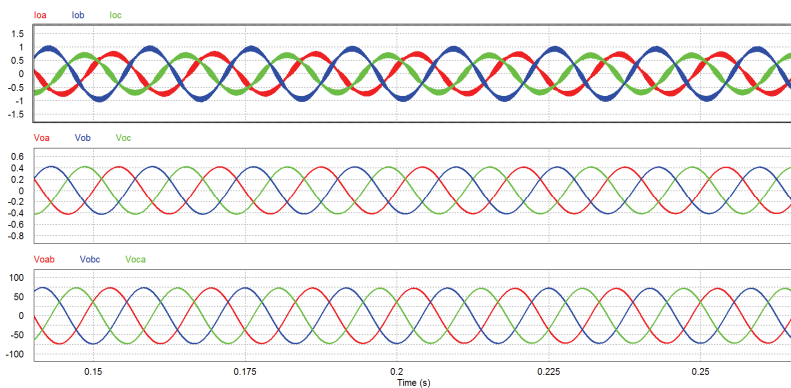


圖 4.11 不平衡負載輸出電壓、輸出電流模擬結果

SimCoder 程式規劃及電路模擬

以 SimCoder 建立之三相變流器 Stand-alone 模擬電路如圖 4.12 所示，在線性平衡負載模擬結果如圖 4.13、圖 4.14 所示，圖 4.15 為以 SimCoder 建立之三相變流器 Stand-alone 不平衡負載模擬電路，在線性不平衡負載下之模擬結果如圖 4.16、4.17 所示。

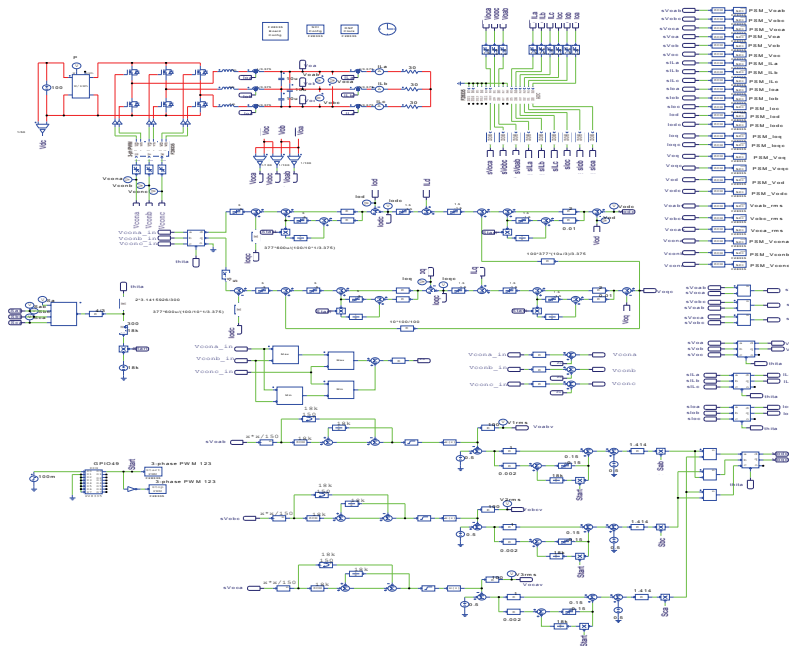


圖 4.12 以 SimCoder 建立之三相變流器 Stand-alone 模擬電路

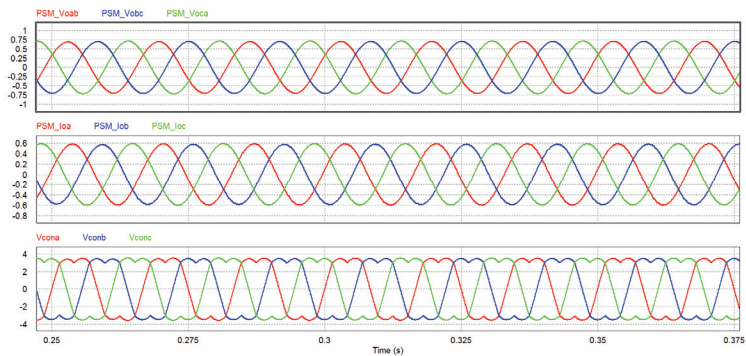


圖 4.13 以 SimCoder 建立之三相變流器 Stand-alone 模擬結果

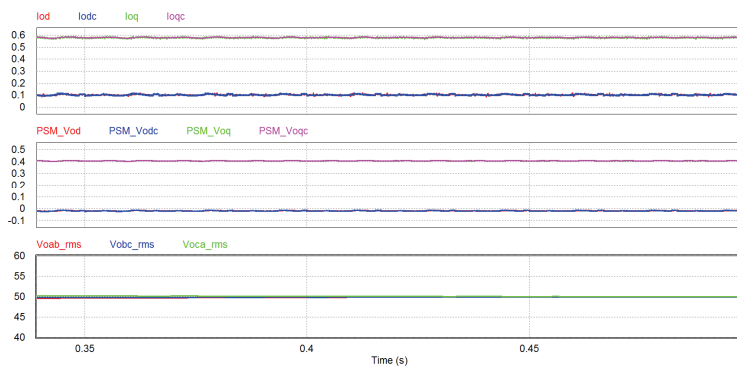


圖 4.14 以 SimCoder 建立之三相變流器 Stand-alone 之 D 軸、Q 軸模擬結果

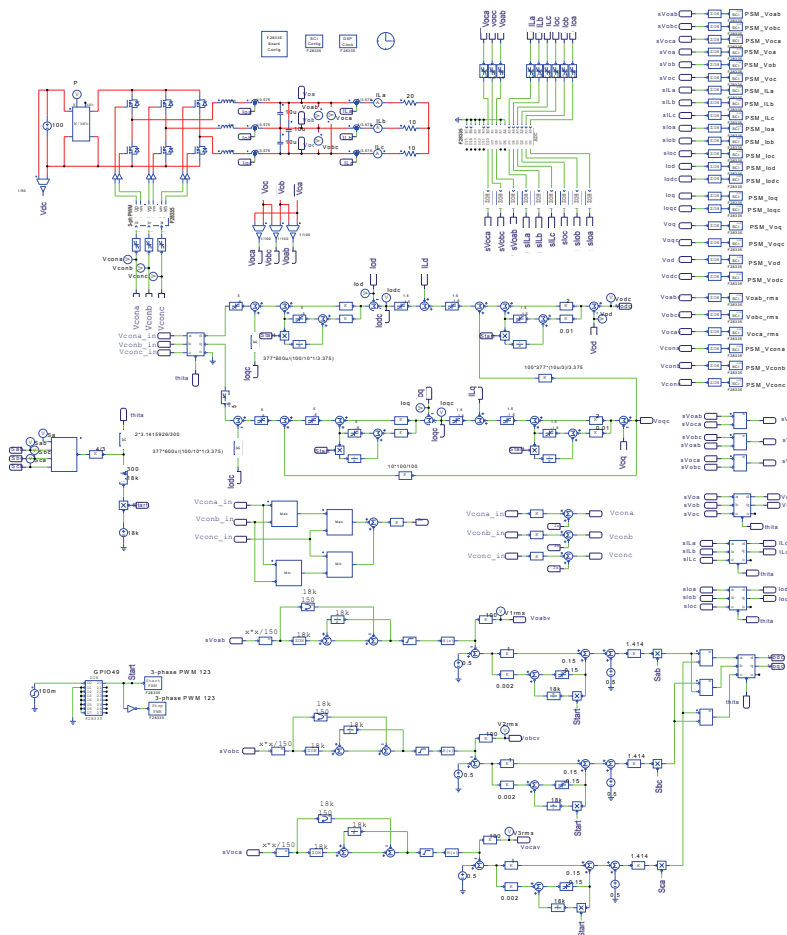


圖 4.15 以 SimCoder 建立之三相變流器 Stand-alone 不平衡負載模擬電路

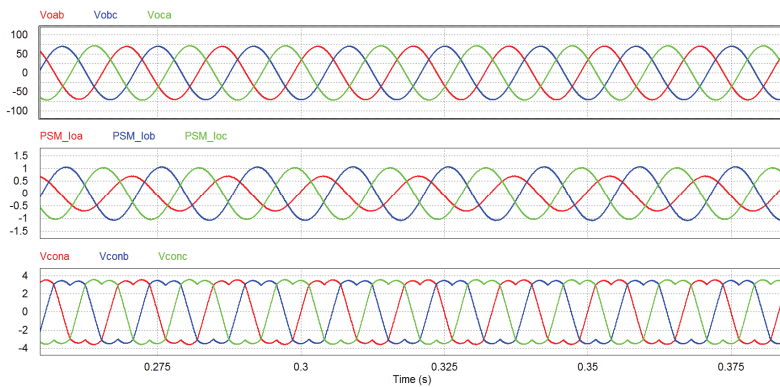
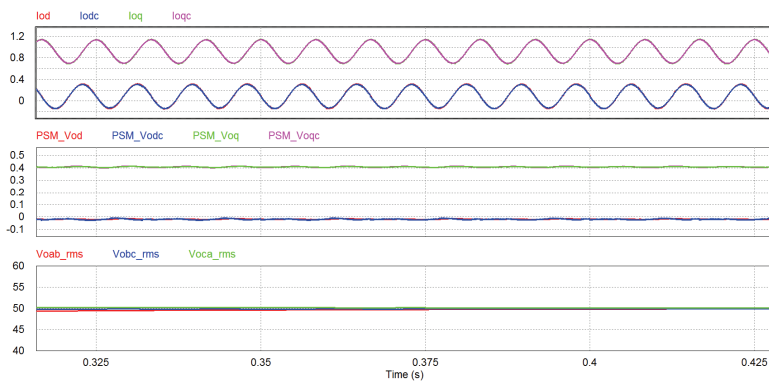
圖 4.16 不平衡負載之輸出電壓、輸出電流及 V_{con} 模擬結果

圖 4.17 不平衡負載 RMS 值與電壓、電流之 D 軸 Q 軸模擬結果

實驗接線

實驗設備與教具 PEK-130 配置如圖 4.18，直流電源供應器 PSW 160-7.2 連接到 PEK-130 的輸入端子 J3，如圖 4.19(a)所示，其中正端接到 J3 的 V+端，負端接到 V-端；PEK-130 輸出端子 J5 接到被動式負載 GPL-300，如圖 4.19(b)所示，其中 GPL-300 的 A 端接到 J5 的 V_o-A ，B 端接到 V_o-B ，C 端接到 V_o-C 。

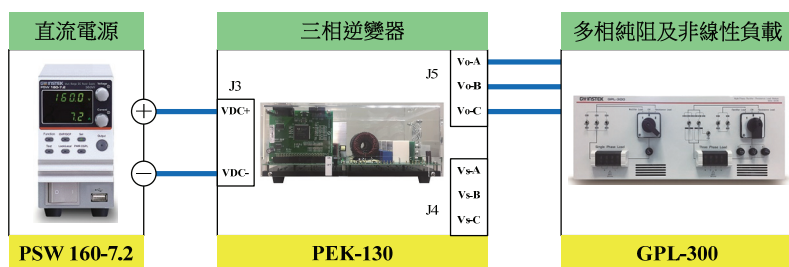
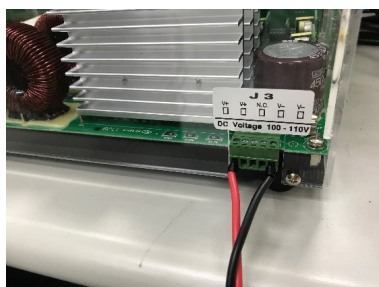
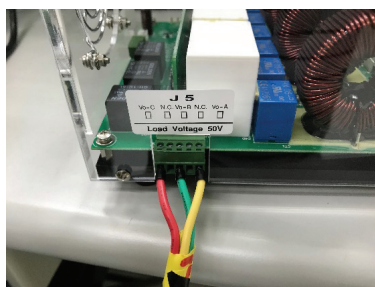


圖 3.27 實驗設備與教具 PEK-130 配置圖



(a)



(b)

圖 4.19(a) PSW 160-7.2 連接至 PEK-130 的輸入端 (b) 被動式負載 GPL-300 接到 PEK-130 輸出端

實作量測

(1) 三相變流器 Stand-alone 線性平衡負載

將 PEK-130_Lab2_V11.0.3 程式燒入 DSP 中，量測空載輸出時，將 PSW 160-7.2 設定為電壓 100V、電流 3A 輸出，GPL-300 轉至 off 檔位，如圖 4.20 所示。

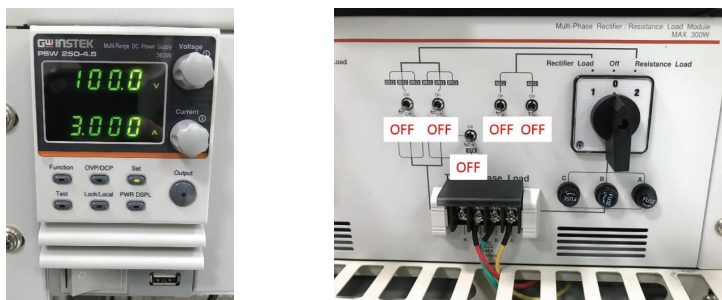
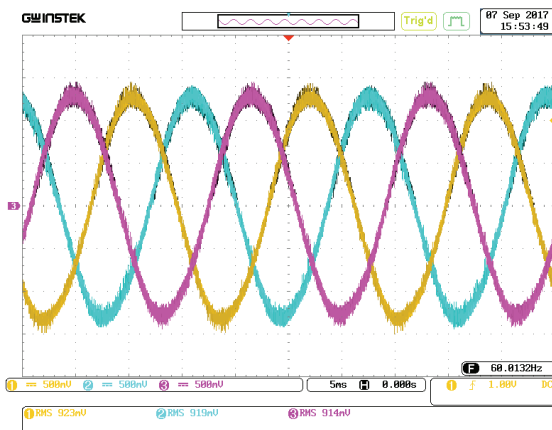


圖 4.20 PSW 160-7.2 與 GPL-300 設定圖

先將 PSW 160-7.2 輸出後，再接著開啟 PEK-130 啟動鈕，將測試探棒放置 Test Pin V_O -AB, V_O -BC, V_O -CA 處，圖 4.21 為空載時所看到的電壓波形。

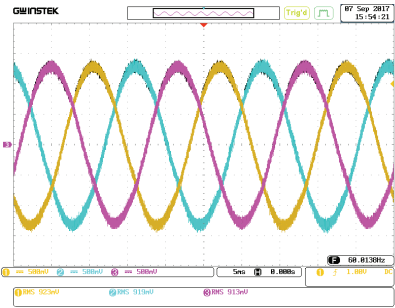
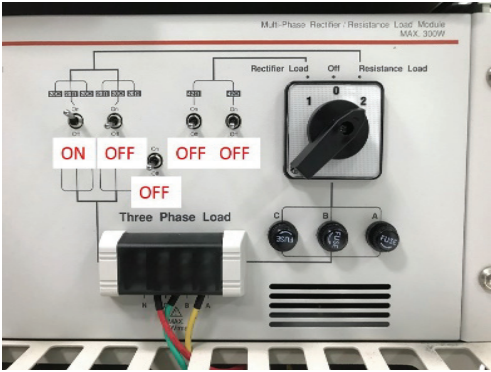
圖 4.21

空載時所看到的電壓波形

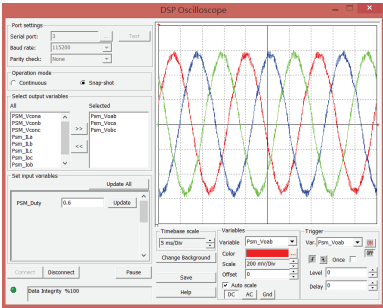


以上為空載測試，量測加載輸出時，PSW 160-7.2 設定輸出不變，將 GPL-300 轉至 resistance Load 檔位，如圖 4.22 所示。圖 4.23 (a)為有載時 Test Pin V_{O-AB} , V_{O-BC} , V_{O-CA} 上所看到的電壓波形，圖 4.23(b)為有載時從 RS232 回傳到電腦端看到的結果。

圖 4.22
GPL-300 加載設定圖

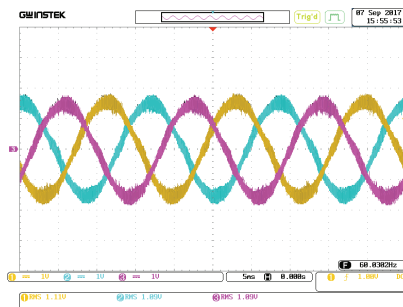


(a)

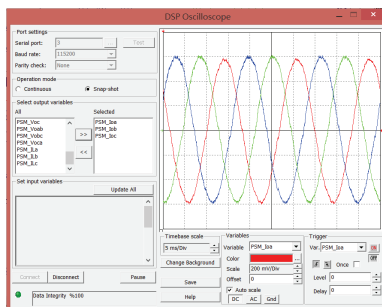


(b)

圖 4.23(a) 有載時電壓輸出波形(b)從 RS232 回傳到電腦端的結果圖
測試輸出電流時，將測試探棒放置 Test Pin I_{O-A} , I_{O-B} , I_{O-C} 處，圖 4.24(a)為有載時所看到的電流波形，圖 4.24(b)為有載時從 RS232 回傳到電腦端看到的結果。



(a)



(b)

圖 4.24(a) 有載時電流輸出波形 (b)從 RS232 回傳到電腦端的結果。

同時可利用示波器做即時之硬體電路波形觀測，DSP 透過 RS232 傳回 PC 端之輸出波形，圖 4.25 顯示為控制迴路 dq 軸電壓命令及追蹤，圖 4.26 顯示為控制迴路 dq 軸電流追蹤，圖 4.27 顯示為三相控制命令，圖 4.28 三相線電壓均方根值

圖 4.25

dq 軸電壓追蹤

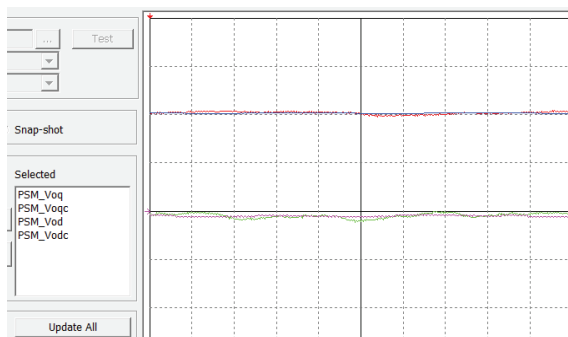


圖 4.26

dq 軸電流追蹤

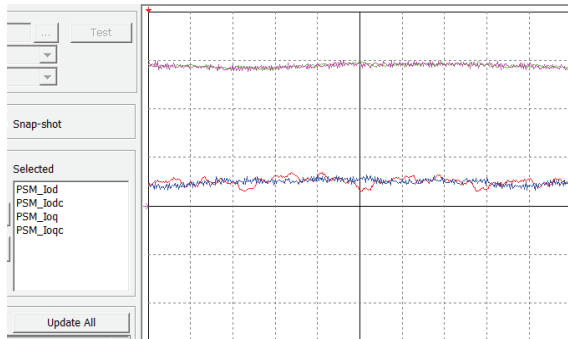


圖 4.27

三相開關控制命令

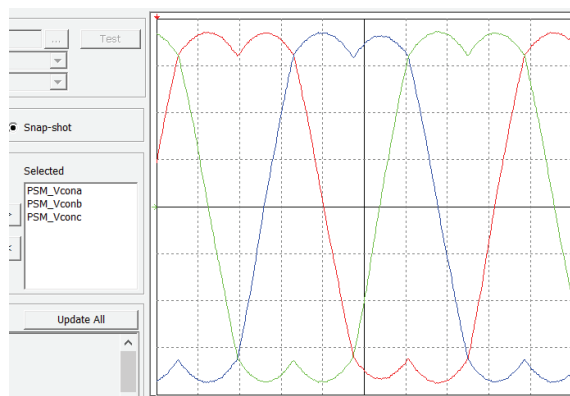
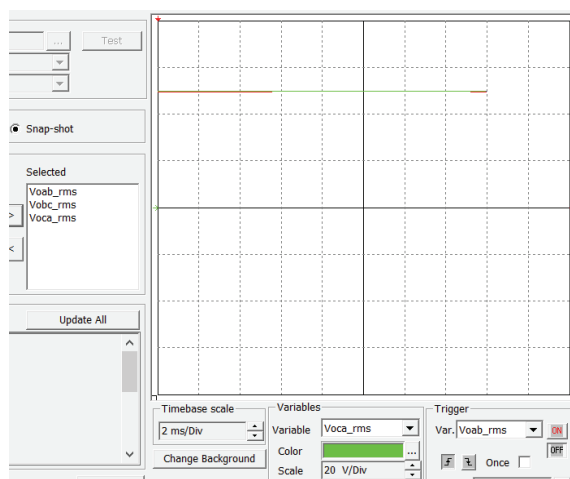


圖 4.28

三相線電壓均方根值(20V/div)



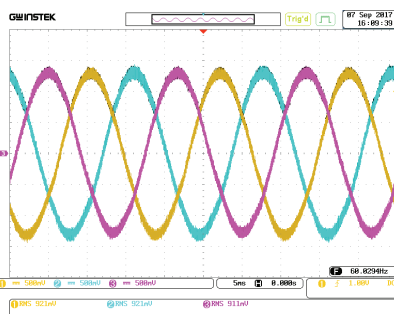
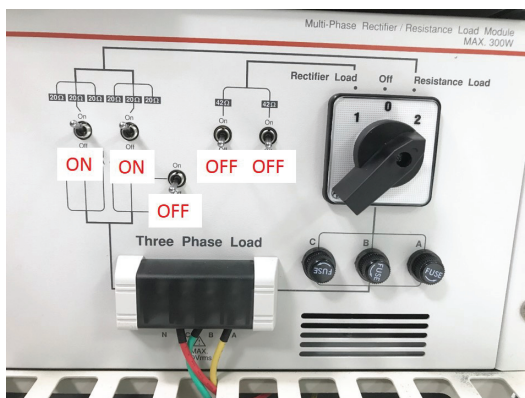
實驗結束後，關閉 PEK-130 啟動鈕。

(2) 三相變流器 Stand-alone 線性不平衡負載

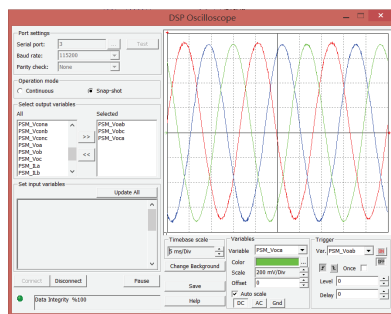
量測不平衡負載輸出時，接續上個實驗，GPL-300 的負載調整至不平衡負載($R_a/R_b/R_c = 20/10/10$ 歐姆)，如圖 4.29 所示，再接著開啟 PEK-130 啟動鈕，將測試探棒放置 Test Pin V_{O-AB} , V_{O-BC} , V_{O-CA} 處。圖 4.30 (a)為不平衡負載時 Test Pin V_{O-AB} , V_{O-BC} , V_{O-CA} 上所看到的電壓波形，圖 4.30(b)從 RS232 回傳到電腦端看到的結果。

圖 4.29

GPL-300 的負載
調整至不平衡負
載



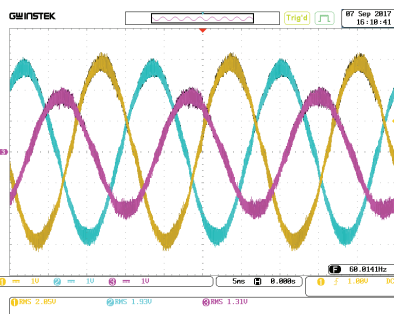
(a)



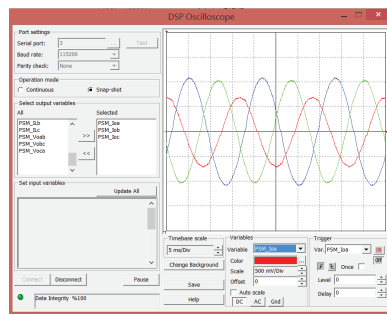
(b)

圖 4.30 (a) 不平衡負載電壓輸出波形 (b)從 RS232 回傳到電腦端的結果。

測試輸出電流時，將測試探棒放置 Test Pin I_{O-A} , I_{O-B} , I_{O-C} 處，圖 4.31(a)為不平衡負載的電流輸出波形，圖 4.31(b)為從 RS232 回傳到電腦端看到的結果。



(a)



(b)

圖 4.31 (a) 不平衡負載電流輸出波形 (b) 從 RS232 回傳到電腦端的結果。

利用示波器做即時之硬體電路波形觀測，DSP 透過 RS232 傳回 PC 端之輸出波形，圖 4.32 顯示為控制迴路 dq 軸電壓命令及追蹤，圖 4.33 顯示為控制迴路 dq 軸電流追蹤，圖 4.34 三相線電壓均方根值，圖 4.35 顯示為三相控制命令。

圖 4.32

不平衡負載時 dq
軸電壓追蹤

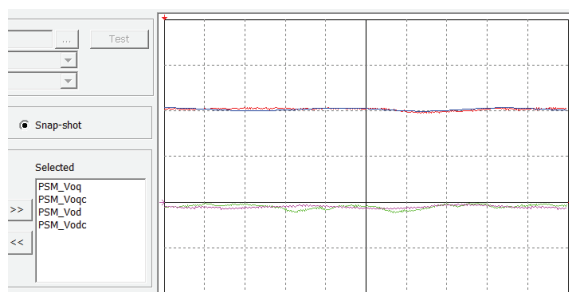


圖 4.33

不平衡負載時 dq
軸電流追蹤

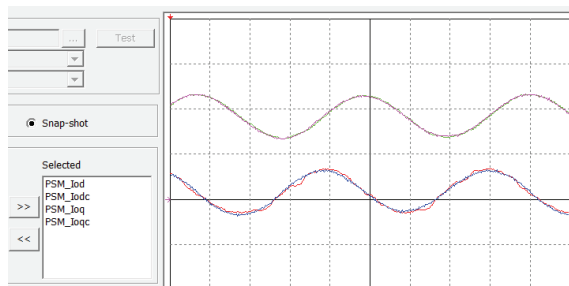


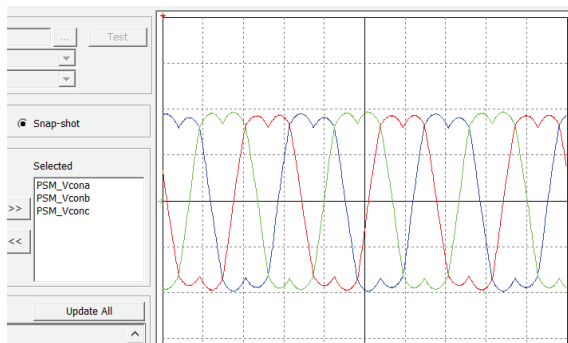
圖 4.34

三相線電壓均方
根值(20V/div)



圖 4.35

三相開關控制命令



實驗結束後，關閉 PEK-130 啟動鈕，而後關閉 PSW 160-7.2，再將 GPL-300 轉至 OFF 檔。

實驗 3 三相市電並聯變流器

實驗目的

學習三相市電並聯原理、鎖相迴路方法、電流迴路及電壓迴路控制器設計、硬體規劃及並網之 SimCoder 程式撰寫等。

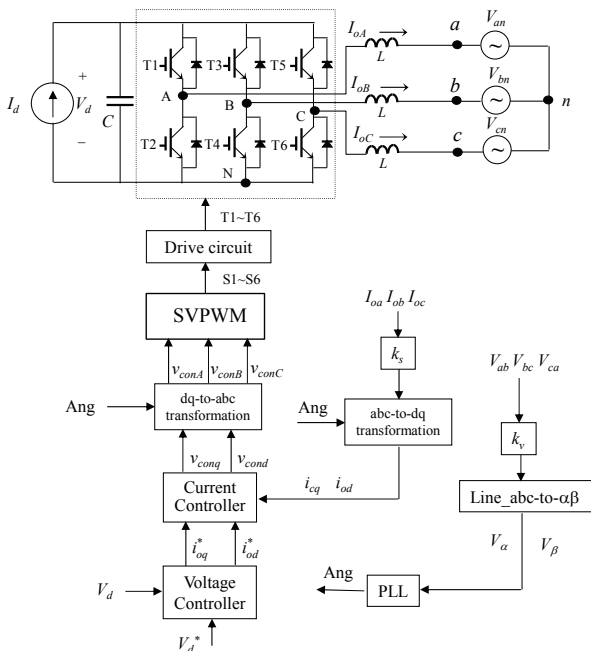
實驗原理

5.1 簡介

三相市電並聯變流器為許多再生能源發電系統、儲能系統等與電網介面所必須，此系統可能包含多級電路，本實驗著重市電並聯變流器之控制，因此電路架構簡化如圖 5.1 所示僅顯示變流器部分，其中輸入之電流 I_d ，乃用以表示前一級電路所產生之電流。變流器採用雙迴路控制，外迴路為直流電壓控制迴路，內迴路則為電感電流控制迴路，此外變流器並網的電流需與市電電壓同步，因此尚需一鎖相迴路 (phase lock loop, PLL) 控制。

圖 5.1

三相市電並聯變流器控制架構



5.2 電流迴路設計

三相市電並聯變流器的等效電路模型與前述 Lab 2 獨立式變流器之模型相同，可以藉由 $abc-dq$ 軸轉換將電路轉換至同步旋轉框以簡化控制器之設計，在 dq 軸下變流器之電流控制器如圖 5.2 所示，其中 d 、 q 軸之電流均會對另一軸之電流迴路產生擾動，因此圖 5.2 乃藉由前向控制信號 v_{f2} 用以消除此擾動。而另一前向控制信號 v_{f1} 則用以消除該相輸出電壓對電流迴路之擾動。 k_v 及 k_s 分別為電壓及電流之感測增益，電流誤差放大器 G_I 可採用 P 、 PI 或二類誤差放大器來設計，若採用 P 控制($G_I=k_1$)，則電流迴路之響應可由電流迴授迴路求得為：

$$\frac{i_{o,i}^*}{i_{o,i}} = \frac{\frac{k_{pwm}k_s k_1}{L}}{s + \frac{k_{pwm}k_s k_1}{L}} = \frac{u_I}{s + u_I}, i = d, q \quad (5.1)$$

此處 u_I 即為電流迴路之頻寬：

$$u_I = \frac{k_{pwm} k_s k_1}{L} \quad (5.2)$$

其可以利用電流誤差放大器之增益 k_1 加以設計。

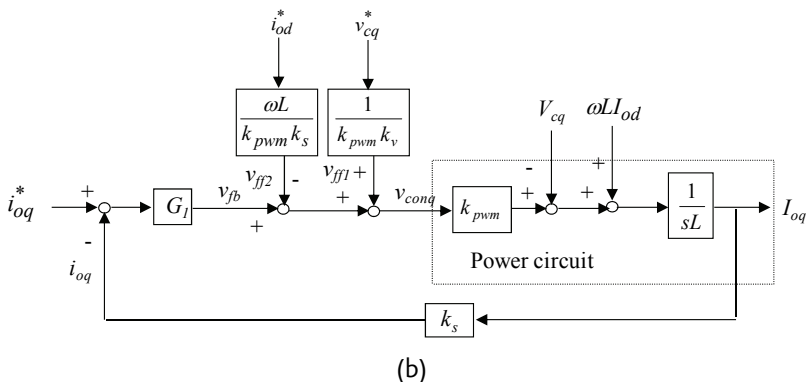
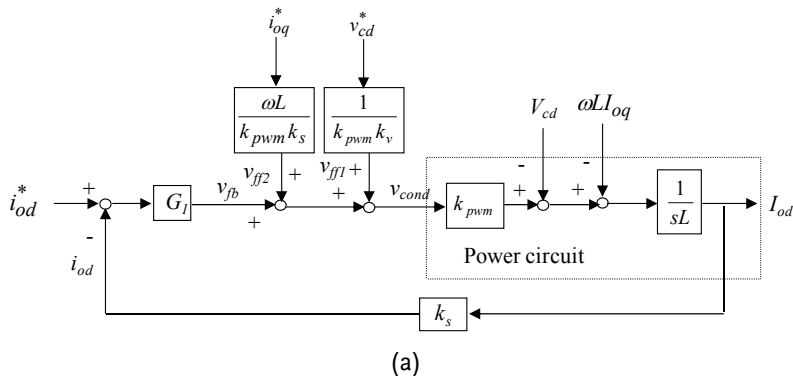


圖 5.2 變流器之電流控制迴路：(a)d 軸，(b)q 軸

5.3 電壓迴路設計

直流電壓控制的目的是在維持功率平衡，亦即前級電路傳送過來的功率可與變流器饋入市電之功率平衡。因此去除穩態之直流工作點後，電壓迴路之等效小信號電路模型可表示如圖 5.3 (a)所示，亦即變流器可視為一電流源 I_d 的小信號值對直流電容充電。

交流側之瞬時功率可表示為：

$$P_{ac} = V_{\alpha} I_{\alpha} + V_{\beta} I_{\beta} = V_{s(p)} \sin \omega t \cdot I_m \sin \omega t + V_{s(p)} \cos \omega t \cdot I_m \cos \omega t \quad (5.3)$$

其中 $V_{s(p)}$ 為 dq 軸峰值電壓， I_m 為 dq 軸峰值電流。利用三角函數關係上式可簡化為：

$$P_{ac} = V_{s(p)} I_m \quad (5.4)$$

將電流源反應至直流側如圖 5.3(b)，假設變流器效率為 100%，此時輸入功率 P_{ac} 等於輸出功率 P_{dc} ：

$$P_{dc} = P_{ac} \quad (5.5)$$

又直流側功率可表示為：

$$P_{dc} = V_d I_d \quad (5.6)$$

因此

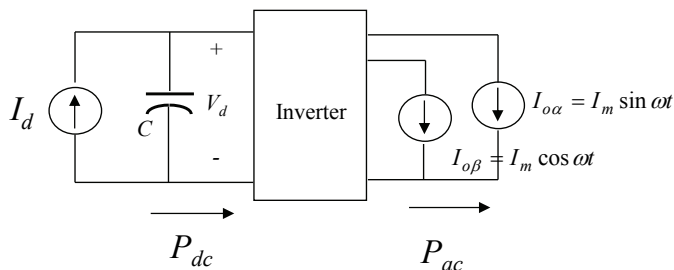
$$V_d I_d = V_{s(p)} I_m \quad (5.7)$$

$$I_d = \frac{V_{s(p)} I_m}{V_d} = K_{dc} I_m \quad (5.8)$$

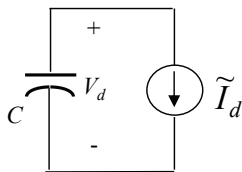
$$\tilde{V}_d = \tilde{I}_d \frac{1}{sC} \quad (5.9)$$

由圖 5.3(b)可得直流側電流源對直流電壓之轉移函數如下：

$$\frac{\tilde{V}_d}{\tilde{I}_m} = \frac{K_{dc}}{sC}, \quad K_{dc} = \frac{V_{s(p)}}{V_d} \quad (5.10)$$



(a)



(b)

圖 5.3 電壓迴路：(a)dq 軸等效電路，(b)轉換至直流側等效電路

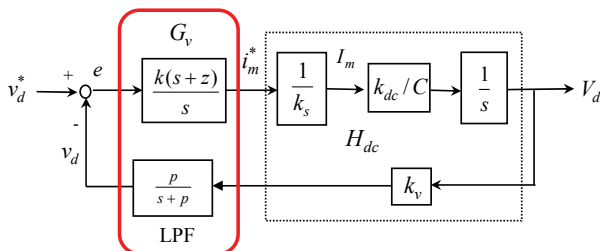
直流電壓迴路控制器設計

根據(5.8)，可設計直流電壓控制方塊圖如圖 5.4，其中 k_v 及 k_s 分別為電壓及電流之感測增益，將感測增益與(5.10)結合可得(5.11)：

$$H_{dc}(s) = \frac{k_v k_{dc}}{k_s C s} \quad (5.11)$$

圖 5.4

電壓迴路之控制方塊圖



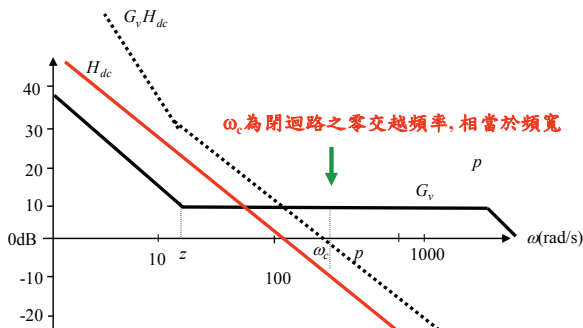
電壓控制器即可根據圖 5.4 之迴路增益來設計，由於三相整流器直流電壓無低頻漣波，無須 LPF(低通濾波器)用以衰減電壓 120Hz 或 360Hz 之低頻漣波成份以降低電流命令之失真度，因此控制器使用比例積分控制器(PI Controller)，其控制器轉移函式如下：

$$G_v = \frac{k(s+z)}{s} \quad (5.12)$$

(5.11)與(5.12)之頻率響應如圖 5.5 所示， ω_c 為系統之零交越頻率頻寬， G_v 之零點選擇必須使得 $G_v H_{dc}$ 在額定負載下零交越頻率 ω_c 之斜率為 -20db/decade，依前述條件可設計零點 z 與比例增益常數 k 。

圖 5.5

電壓迴路之頻率響應



5.4 鎖相迴路設計

所提變流器鎖相迴路架構如圖 5.6 所示，其利用市電電壓(V_{sa} , V_{sb} 及 V_{sc})經過 $abc-\alpha\beta$ 軸轉換後得到二信號 $V_m \sin(\omega t)$ 與 $-V_m \cos(\omega t)$ 。二信號再與其後產生之同步信號 $\cos(\omega_1 t)$ 與 $\sin(\omega_1 t)$ 分別相乘後相加得到：

$$e = V_m \{ \sin(\omega t) \cos(\omega_1 t) - \cos(\omega t) \sin(\omega_1 t) \} \quad (5.13)$$

(5.13)指出，若 $\omega = \omega_1$ 則(5.13)等於零，因此可以利用此條件設計鎖相迴路控制器。信號 e 經過一比例積分器(PI)後得到一頻率修正信號 $\Delta\omega$ ，再與原設定頻率 ω_0 (=377)相加後得到一頻率 ω_1 ， ω_1 再經過積分後得到一角度信號 θ ， θ 再經過一 $0 \sim 2\pi$ 之區間限制器後查閱 Sin() 表 (Sine table) 與 Cos() 表(Cosine table) 得到 $\cos(\omega_1 t)$ 與 $\sin(\omega_1 t)$ 信號。藉由比例積分調整可以使誤差 e 為零，達到鎖相目地，亦即 $\omega = \omega_1$ 。

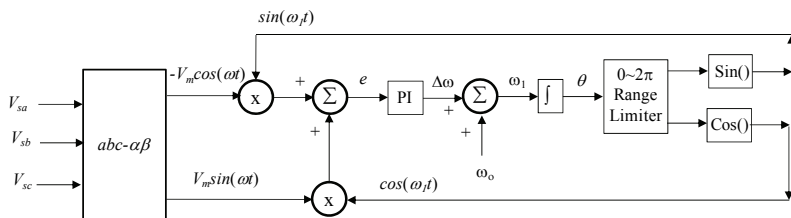


圖 5.6 鎖相迴路

5.5 系統之模擬驗證

本實驗以如下規格 300W 之變流器來驗證上述各式控制方法：

DC Voltage $V_d = 100V$

AC Voltage $V_{LL} = 50V_{rms}$

$F_s = 18kHz$, $V_{tri} = 5V_{pp}$ (PWM 三角波振幅)

$C_d = 330\mu F$ (直流鏈電容)

$L = 1mH$

$C = 10\mu F$

$K_s = 1/3.375$ (current sensing factor)

$K_v = 1/100$ (AC voltage sensing), $K_v = 1/50$ (DC voltage sensing)

控制迴路設計之 Matlab 程式如下

```
% Three-phase Stand-alone Inverter
```

```
clear;
```

```
clc;
```

```
PI=3.1416;
```

```
Vd=100;
```

```
VLL=50;
```

```
Vs = 50/1.732;
```

```
Vsp = 1.5 * Vs * 1.414;
```

```
L=0.6e-3;
```

```
C=660e-6;
```

```
vtm=5;
```

```
kpwm=(Vd/2)/vtm
```

```
ks= 1/3.375
```

```
kv=1/100
```

```
kdc = Vsp/Vd;
```

```
fs=18e3;
```

```
% Voltage Loop Design
```

```
% Gv = k3(s+z)/s
% LPF = p/s+p
uv = 2 * PI * 20
z = 30
p = 7.23e3 * 2 * PI
tuv = 1/z
numHdc = kv*kdc/(ks*C);
denHdc=[1 0];
Hdc=tf(numHdc,denHdc);
Hdcr = freqresp(Hdc, uv);
Gc = 1/abs(Hdcr);
numGv1= [1 z];
denGv= [1 p 0];
Gv1 = tf(numGv1, denGv);
Gv1r = freqresp(Gv1, uv);
K3r = 1 /(abs(Hdcr) * abs(Gv1r));
K3 = K3r/p
numGv = K3r * numGv1;
Gv = tf(numGv, denGv);
GvHdc = series(Gv, Hdc);
bode(Hdc,Gv,GvHdc);
grid;
```

計算結果如下=>

```
ks = 0.2963
kv = 0.0100
uv = 125.6640
z = 30
p = 4.5428e+004
tuv = 0.0333
```

$K3 = 3.9038$

電壓迴路波德圖如圖 5.7 所示。

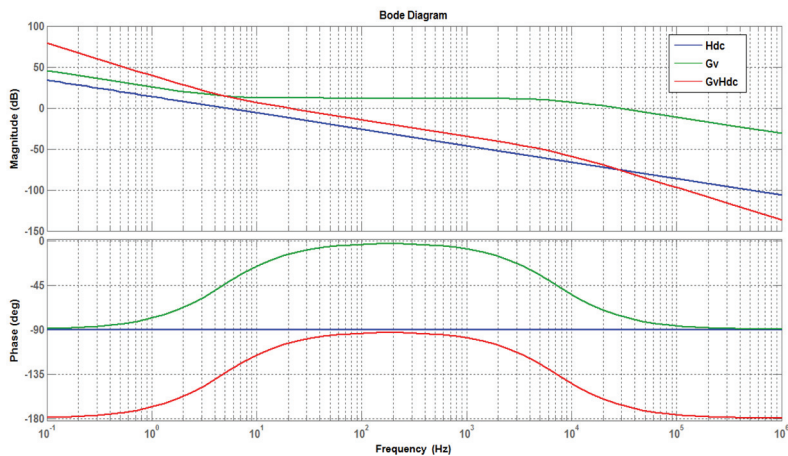


圖 5.7 電壓迴路波德圖

電路模擬

變流器規格

- DC Voltage $V_d = 110V$
 - AC Voltage $V_{LL} = 50V_{rms}$ 、頻率 60Hz
 - $F_s = 18kHz$, $V_{tri} = 5V_{pp}$ (PWM) , $C_d = 330\mu F$,
 $L = 1mH$, $C = 10\mu F$
 - $K_s = 1/3.375$ (current sensing factor) ,
 - $K_v = 1/100$ (AC voltage sensing), $K_v = 1/50$
(DC voltage sensing)
-

PSIM 模擬

根據上述參數所建制之模擬電路如圖 5.8 所示，模擬結果如圖 5.9 所示。

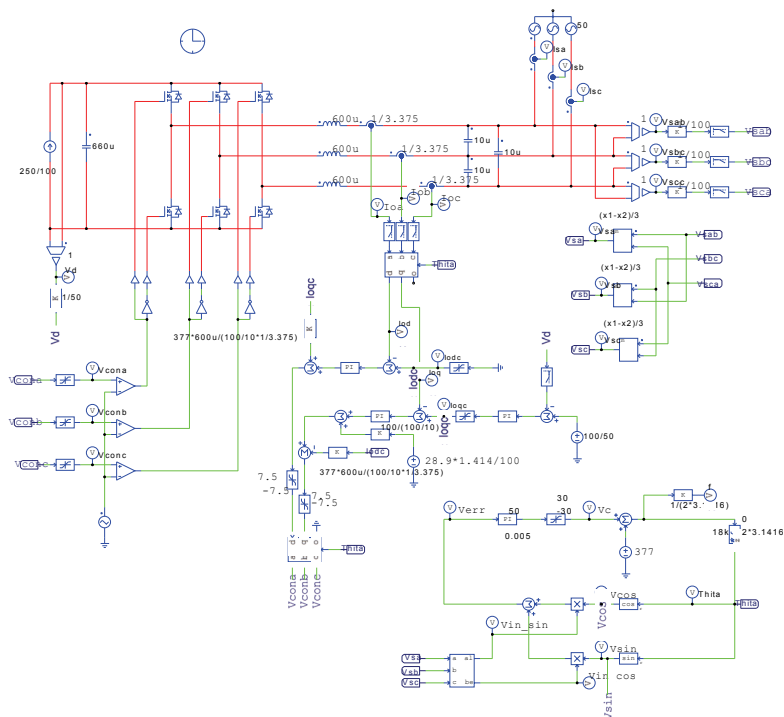


圖 5.8 三相 Grid-connected 模擬電路

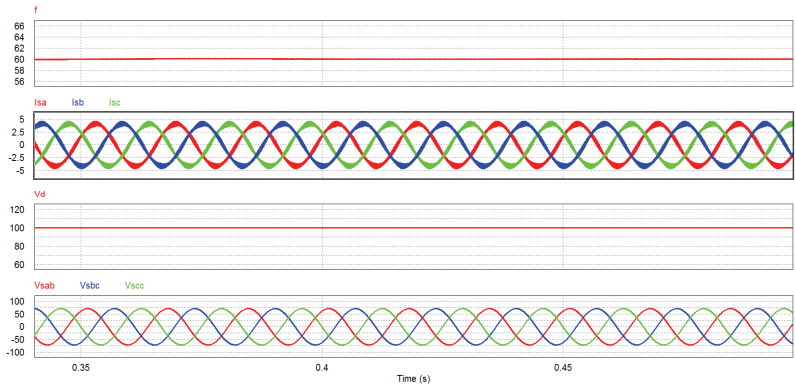


圖 5.9 三相 Grid-connected 模擬結果

SimCoder 程式規劃及電路模擬

以 SimCoder 建立之三相 Grid-connected 變流器模擬電路如圖 5.10 所示，模擬結果如圖 5.11 所示。

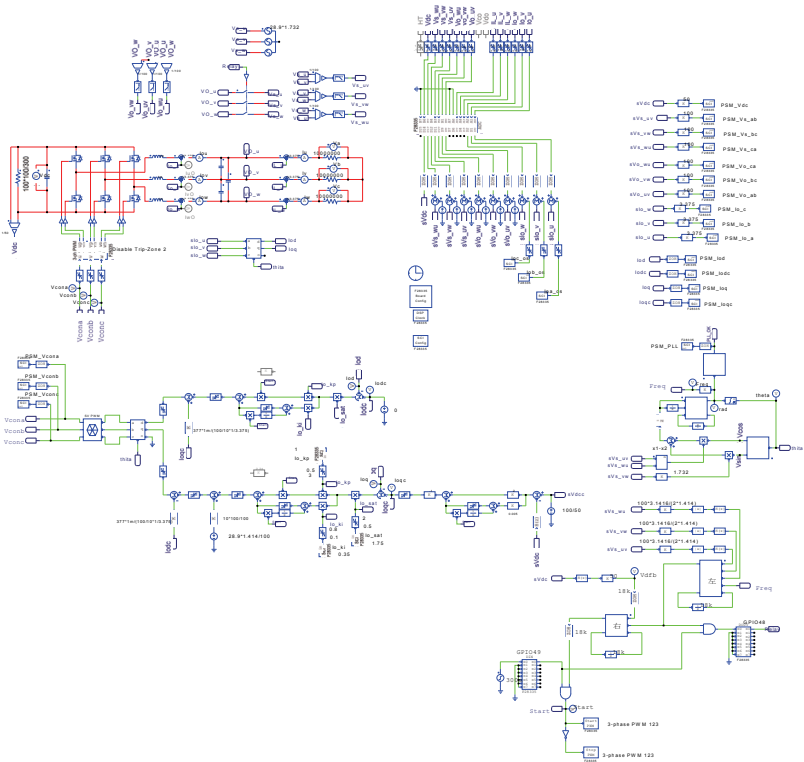


圖 5.10 以 SimCoder 建立之三相 Grid-connected 變流器模擬電路

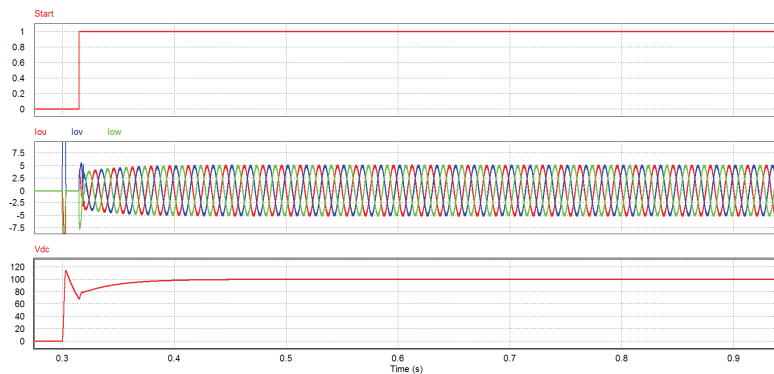


圖 5.11 以 SimCoder 建立之三相 Grid-connected 變流器模擬結果

實驗接線

實驗設備與 PEK-130 配置如圖 5.12，直流電源供應器 PSW 160-7.2 連接到 PEK-130 的輸入端子 J3，如圖 5.13 所示，其中正端接到 J3 的 V+ 端，負端接到 V- 端；PEK-130 輸出端子 J5 接到被動式負載 GPL-300，如圖 5.14 所示，其中 GPL-300 的 A 端接到 J5 的 V_o-A，B 端接到 V_o-B，C 端接到 V_o-C；交流電源供應器 APS-300 連接到端子 J4，其中 APS-300 的 A 端接到 J4 的 V_s-A，B 端接到 V_s-B，C 端接到 V_s-C，如圖 5.15。

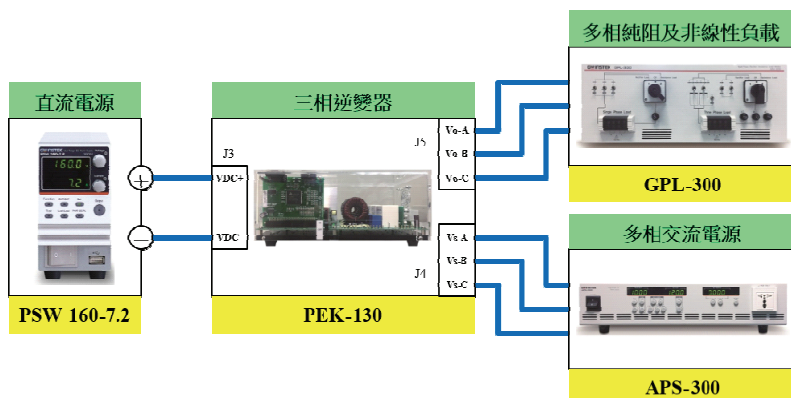


圖 5.12 實驗設備與 PEK-130 配置圖

圖 5.13

直流電源供應器 PSW 160-7.2 連接到 PEK-130 的輸入端

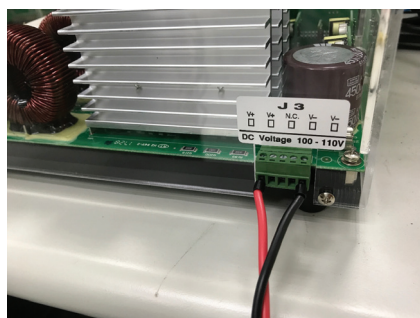


圖 5.14

PEK-130 輸出端子
J5 接到被動式負載
GPL-300

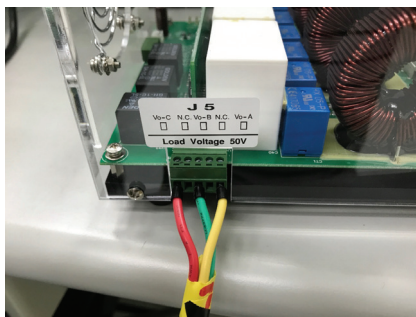
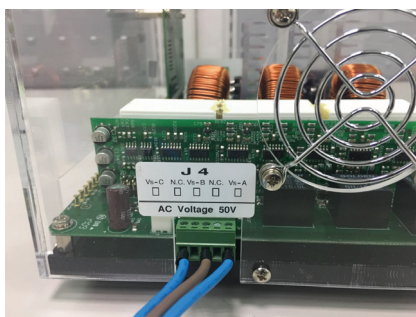


圖 5.15

交流電源供應器
APS-300 連接到
PEK-130 端子 J4



實作量測

在 GPL-300 滿載 250W 的條件下，將 APS-300 輸出電壓設定為 50V，頻率為 60Hz，PSW 輸出電壓設定為 110V，輸出電流為 1.5A，GPL-300 設定在 Resistance Load，1TS 與 2TS 轉至 ON，如圖 5.16 所示。

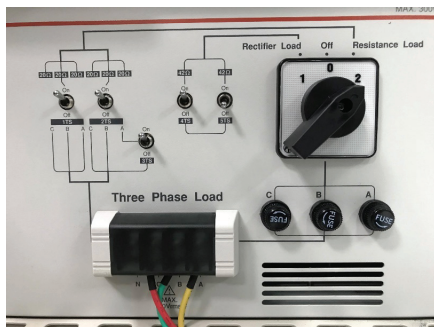


圖 5.16 滿載時 PSW 設定與 GPL-300 設置

(1) 滿載

先開啟 PSW 與 APS-300，而後開啟 PEK-130

PSW 將進入 C.C. Mode 並提供 150W 的功率輸出，如圖 5.17，APS-300 亦提供 100W 的功率輸出，顯示如圖 5.18，圖 5.19 為 V_o-A 、 V_o-B 、 V_o-C 輸出電壓量測。

圖 5.17

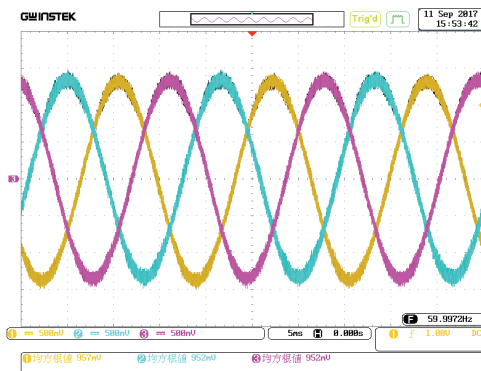
滿載時 PSW 提供的功率輸出



圖 5.18
滿載時 APS-300 亦
提供的功率輸出



圖 5.19
 V_o -A、 V_o -B、 V_o -C
輸出電壓量測



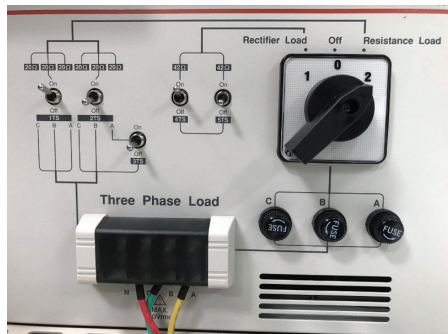
此時 PEK-130 與 APS-300 同時供給能量給 GPL-300 實驗結束後，關閉 PEK-130，而後 GPL-300 轉至 OFF，關閉 PSW 與 APS。

(2) 半載

在 GPL-300 半載 125W 的條件下，將 APS-300 輸出電壓設定為 50V，頻率為 60Hz，PSW 輸出電壓設定為 110V，輸出電流為 1.5A，GPL-300 設定在 Resistance Load，1TS 轉至 ON，2TS 轉至 OFF，如圖 5.20

圖 5.20

半載時 GPL-300 設置圖



先開啟 PSW 與 APS，而後開啟 PEK-130。PSW 將進入 C.C. Mode 並提供 150W 的功率輸出，如圖 5.21，此時 APS-300 將吸收 25W 的功率消耗，顯示如圖 5.22。

圖 5.21

半載時 PSW 提供的功率輸出



圖 5.22

半載時 APS-300 亦提供的功率輸出



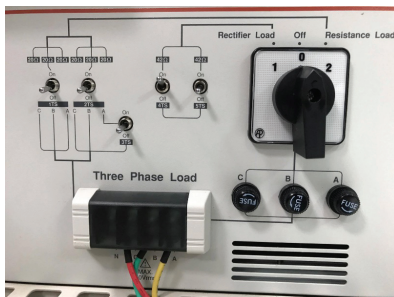
此時 PEK-130 供給能量給 APS-300 與 GPL-300。實驗結束後，關閉 PEK-130，而後關閉 PSW 與 APS，GPL-300 轉至 OFF。

(3) 空載

在 GPL-300 空載的條件下，將 APS-300 輸出電壓設定為 50V，頻率為 60Hz，PSW 輸出電壓設定為 110V，輸出電流為 1.5A，GPL-300 設定在 Resistance Load，1TS 與 2TS 轉至 OFF，如圖 5.23

圖 5.23

空載時 GPL-300 設置圖



先開啟 PSW 與 APS，而後開啟 PEK-130。PSW 將進入 C.C. Mode 並提供 150W 的功率輸出，如圖 5.24，此時 APS-300 將吸收 150W 的功率消耗，顯示如圖 5.25。

圖 5.24

空載時 PSW 提供的功率輸出



圖 5.25

空載時 APS-300 亦提供的功率輸出



此時 PEK-130 供給能量給 APS-300。實驗結束後，關閉 PEK-130，而後 GPL-300 轉至 OFF，關閉 PSW 與 APS。

實驗 4 三相主動式電力濾波器

實驗目的

學習主動式電力濾波器之原理、諧波電流補償器控制器設計、電流迴路及電壓迴路控制器設計，硬體規劃及 SimCoder 程式撰寫等。

實驗原理

6.1 電路架構

主動濾波器須具備補償負載之諧波電流及虛功之功能，圖 6.1 為主動濾波器的架構圖，其採用 PWM 切換之電壓源變流器，控制器各部分原理下。

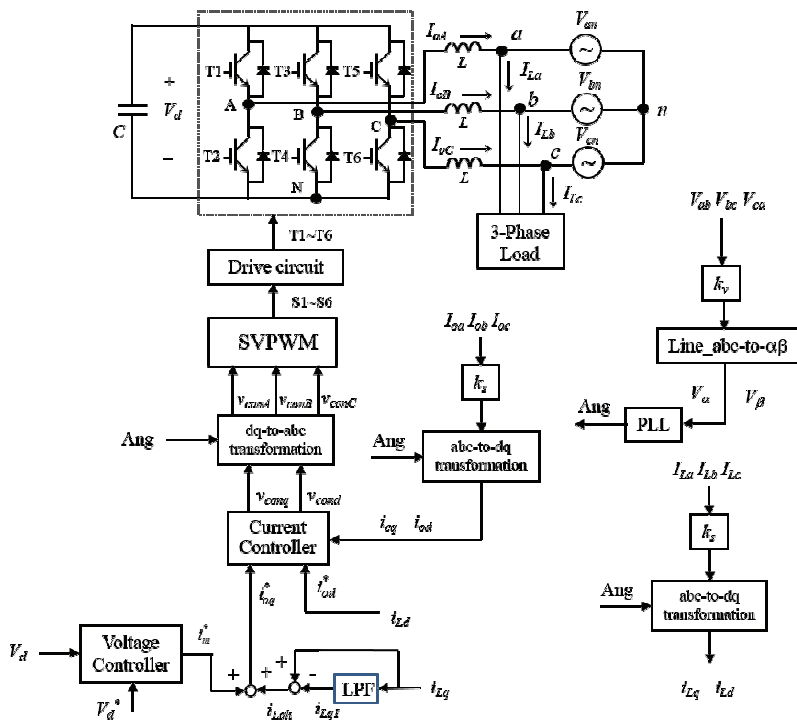


圖 6.1 主動濾波器架構圖

6.2 電流迴路設計

為了簡化控制電路設計起見，控制電路均在 d-q 軸上進行，圖 6.2 為電流控制迴路，諧波電流補償器乃用以計算補償負載諧波電流所需之電流成份，首先利用低通濾波器(LPF)求得 d、q 二軸負載電流之基本成份，再將原信號與基本波成份相減得到負載電流之失真部份，最後在經過限制電路限制失真振幅求得所需補償之電流諧波成分 i_{od}^* 與 i_{oq}^* 。

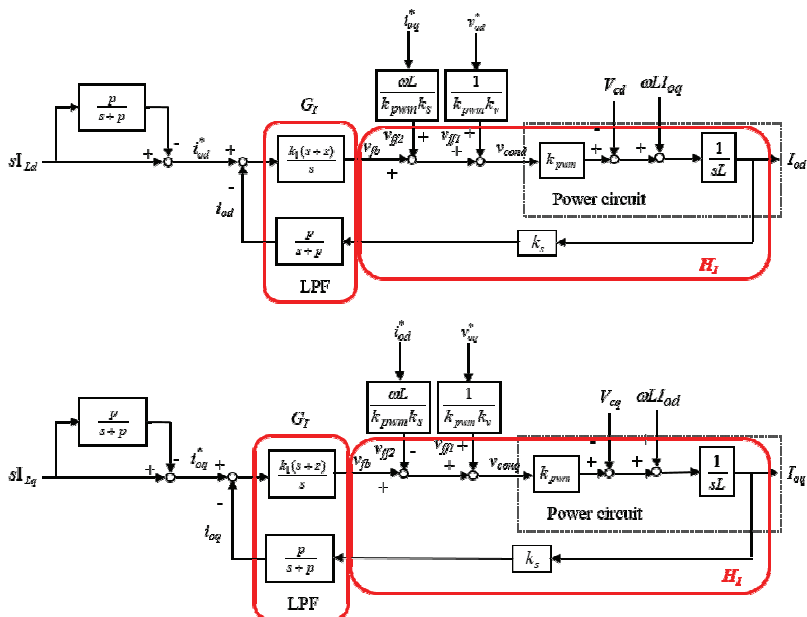


圖 6.2 電流控制迴路

6.3 電壓迴路設計

由於轉換器電路之損失，轉換器本身亦必須吸收實功以補償損失使直流測之電容電壓能夠維持。電壓調整器迴授直流電壓並與電壓設定值 (v_d^*) 作比較，其誤差經電壓控制器 G_v 調整後乘上與電壓同相之參考信號，得到維持直流電壓所需之電流命令。如圖 6.3 所示，電壓控制器在此採用比例積分控制器。

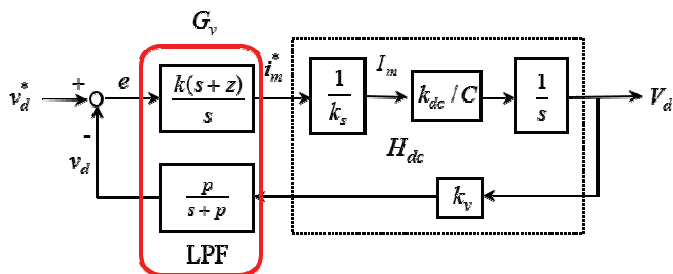


圖 6.3 電壓控制迴路

電路模擬

變流器規格

- AC Voltage $V_{LL} = 50V_{rms}$ 、頻率 60Hz
- 負載 整流性負載 42/21 歐姆
- $F_s = 18kHz$ ， $V_{tri} = 5V_{pp}$ (PWM)， $C_d = 330\mu F$ ， $L = 1mH$ ， $C = 10\mu F$
- $K_s = 1/3.375$ (current sensing factor)，
- $K_v = 1/100$ (AC voltage sensing), $K_v = 1/50$ (DC voltage sensing)

PSIM 模擬

根據上述參數所建置之模擬電路如圖 6.4 所示，在線性負載下之模擬結果如圖 6.5 所示。

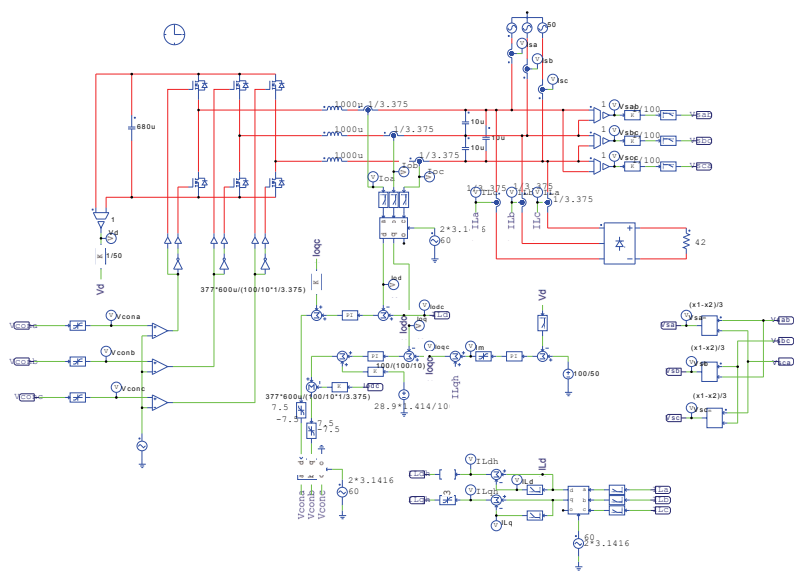


圖 6.4 三相主動濾波-變流器模擬電路

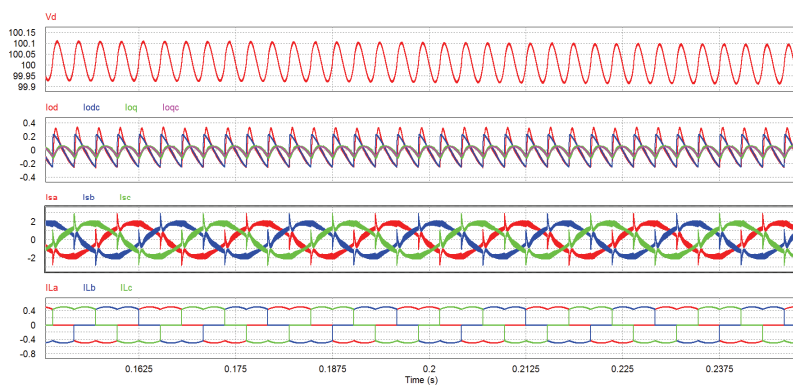


圖 6.5 三相主動濾波-變流器模擬結果

SimCoder 程式規劃及電路模擬

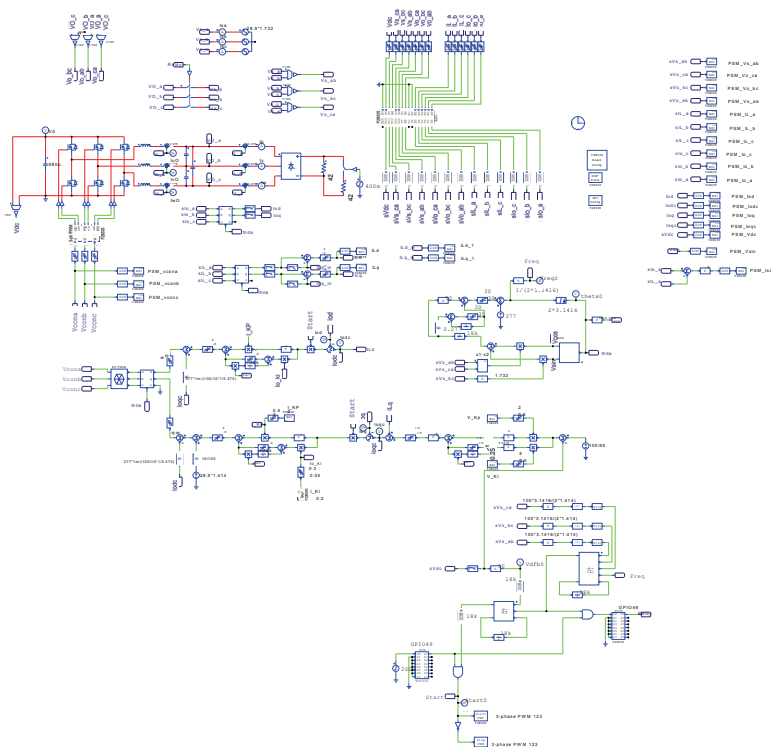


圖 6.6 以 SimCoder 建立之三相主動濾波-變流器模擬電路

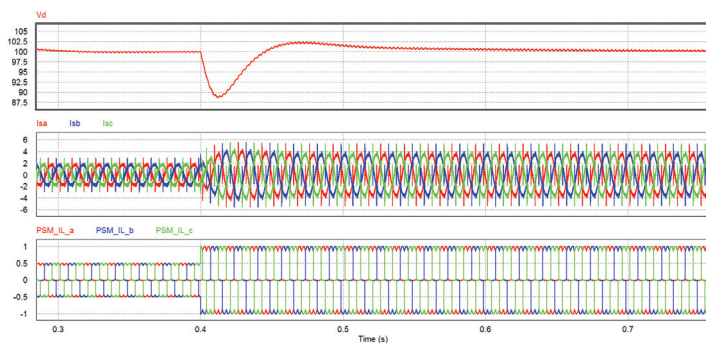


圖 6.7 以 SimCoder 建立之三相主動濾波-變流器模擬結果

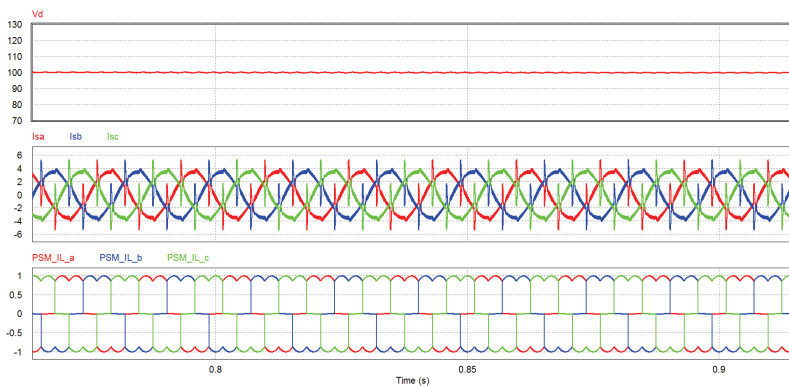


圖 6.8 以 SimCoder 建立之三相主動濾波-變流器模擬結果

實驗接線

實驗設備與 PEK-130 配置如圖 6.9，GPL-300 連接到輸出端子 J5，其中 GPL-300 的 A 端接到 J5 的 Pin1，B 端接到 Pin3，C 端接到 Pin5，如圖 6.10，APS-300 連接到端子 J4，其中 APS-300 的 A 端接到 J4 的 Pin1，B 端接到 Pin3，C 端接到 Pin5，如圖 6.11

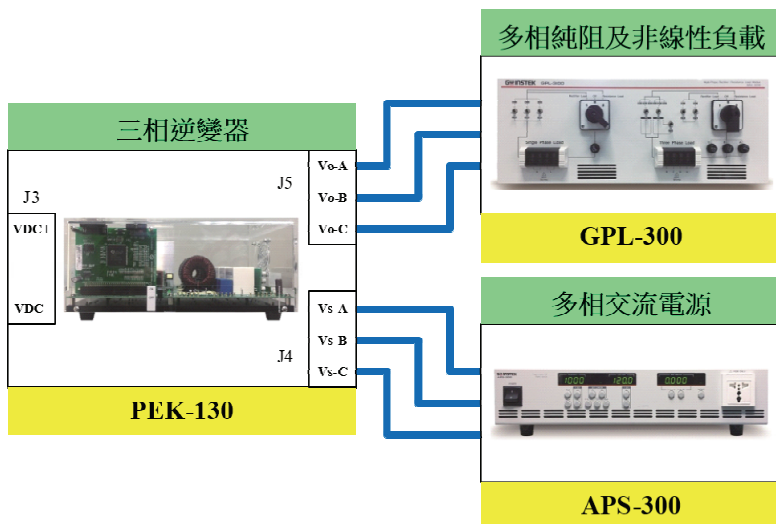


圖 6.9 實驗設備與 PEK-130 配置圖

圖 6.10

GPL-300 與 PEK-130 配置圖

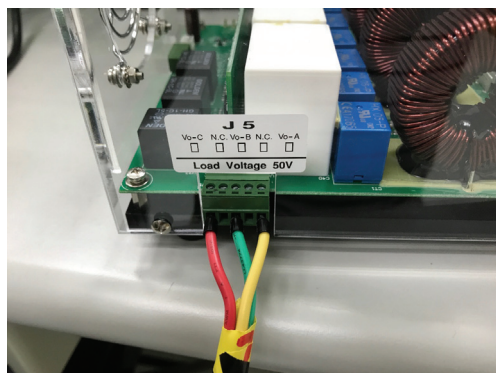
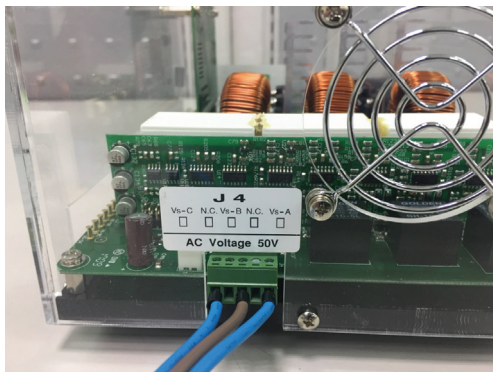


圖 6.11

APS-300 與 PEK-
130 配置圖



實作量測

將 APS-300 輸出電壓設定為 50V，頻率為 60Hz，GPL-300 設定在 Rectifier Load，3TS 轉至 ON，4TS 轉至 OFF，如圖 6.12

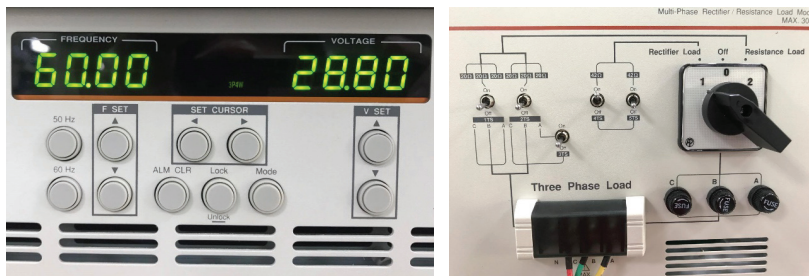


圖 6.12 設備設定圖

先開啟 APS，而後開啟 PEK-130

圖 6.13 為 負載半載所看到的電壓波形(黃： $V_{s,ab}$ 、紅： V_{dc} 、藍： $I_{L,A}$ 、綠：輸入電流_使用電流勾表)

圖 6.14 為 負載滿載所看到的電壓波形

圖 6.13

負載半載所看到的
電壓波形

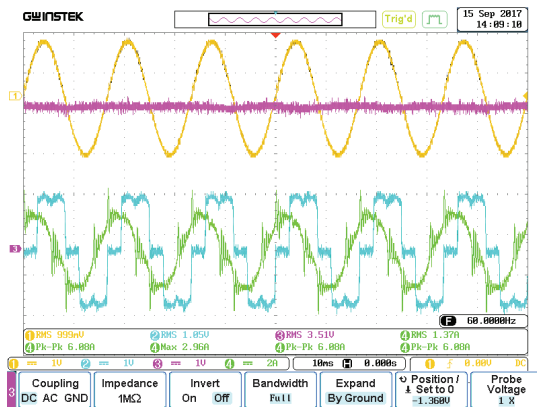


圖 6.14

負載滿載所看到的
電壓波形

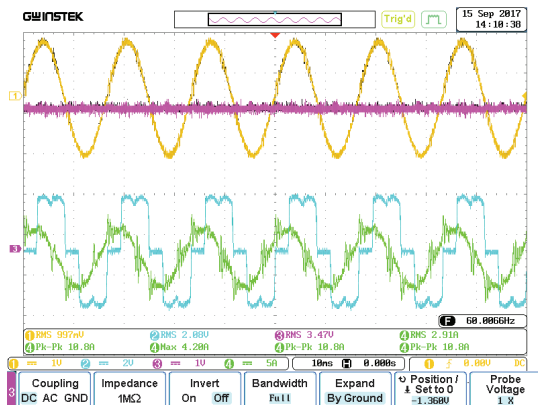


圖 6.15 為 RS232 回傳到電腦端所看到的 I_o 之 D 軸追蹤訊號

圖 6.16 為 RS232 回傳到電腦端所看到的 I_o 之 Q 軸追蹤訊號

圖 6.17 為 RS232 回傳到電腦端所看到的輸入電流 I_s

圖 6.18 為 RS232 回傳到電腦端所看到的輸出到負載的電流 I_L

圖 6.15

RS232 回傳到電腦
端所看到的 I_o 之 D
軸追蹤訊號

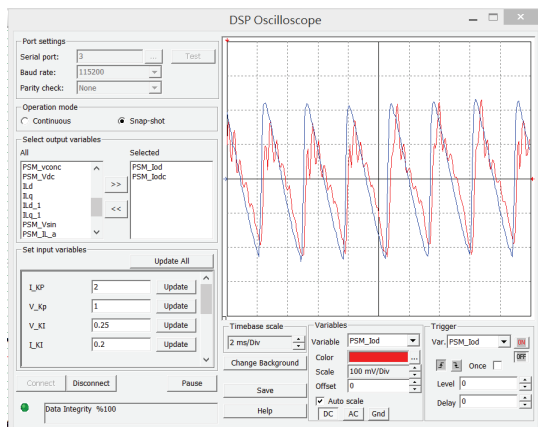


圖 6.16

RS232 回傳到電腦
端所看到的 I_o 之 Q
軸追蹤訊號

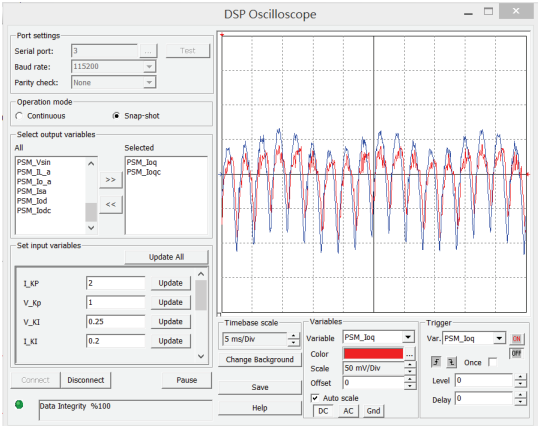


圖 6.17

RS232 回傳到電腦
端所看到的輸入電
流 I_s

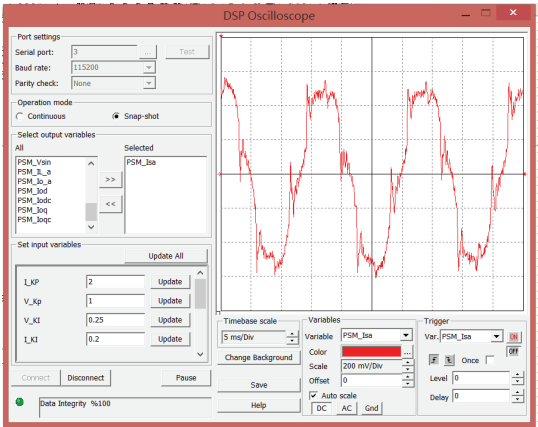
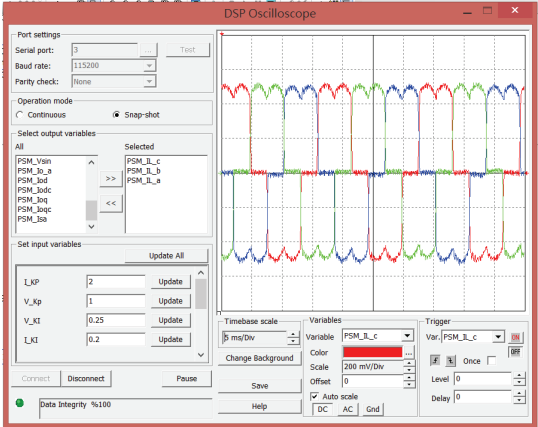


圖 6.18

RS232 回傳到電腦
端所看到的輸出到
負載的電流 I_L



實驗 5 單相三臂式整流變流器

實驗目的

電路由於有三臂，因此也可用於單相 on-line UPS，本實驗將學習 UPS 之工作模式、Rectifier 及 Inveter 之電流迴路及電壓迴路控制器設計、硬體規劃及 SimCoder 程式撰寫等。

實驗原理

7.1 電路架構

圖 7.1 所示之三臂式整流-變流器電路可節省直流電容可以降低成本外，其中間臂(COM-arm)電流為輸入電流與負載電流之差值，在 PFC 條件下僅需流通負載之虛功、諧波電流及補償轉換器本身損失之小量實功成分，導通損亦較傳統為低。

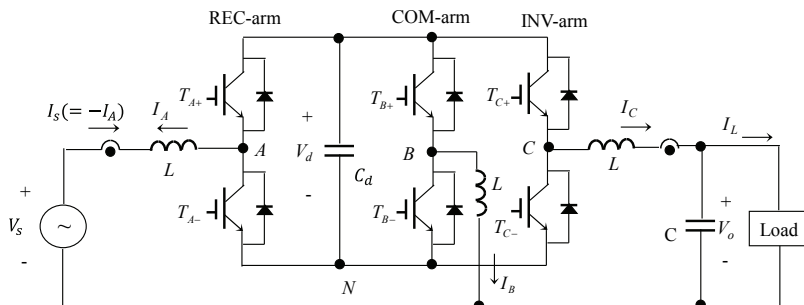


圖 7.1 單相三臂式整流-變流器電路架構

7.2 電路模型

由圖 7.1 之三臂式整流-變流器電路可以推得：

$$L \frac{dI_A}{dt} = V_{AN} - V_{BN} - V_s \quad (7.1)$$

$$L \frac{dI_C}{dt} = V_{CN} - V_{BN} - V_o \quad (7.2)$$

$$C \frac{dV_o}{dt} = I_C - I_L \quad (7.3)$$

各臂均採用 PWM 切換，控制電壓(v_{conA} 、 v_{conB} 、 v_{conC})分別與三角波(v_{tri})比較以觸發三臂之開關，則(7.1)及(7.2)中各臂之輸出電壓可寫為：

$$V_{iN} = \left(\frac{1}{2} + \frac{v_{coni}}{2v_{tm}} \right) V_d \quad (i=A, B, C) \quad (7.4)$$

其中 v_{tm} 為 PWM 三角波之振幅重新將(7.4)代入(7.2)、(7.3)可得：

$$L \frac{dI_A}{dt} = \frac{V_d}{2v_{tm}} v_{conA} - \frac{V_d}{2v_{tm}} v_{conB} - V_s \quad (7.5)$$

$$L \frac{dI_C}{dt} = \frac{V_d}{2v_{tm}} v_{conC} - \frac{V_d}{2v_{tm}} v_{conB} - V_o \quad (7.6)$$

令

$$k_{pwm} = \frac{V_d}{2v_{tm}} \quad (7.7)$$

(7.5)、(7.6)可重新表示為：

$$L \frac{dI_A}{dt} = k_{pwm} v_{conA} - k_{pwm} v_{conB} - V_s \quad (7.8)$$

$$L \frac{dI_C}{dt} = k_{pwm} v_{conC} - k_{pwm} v_{conB} - V_o \quad (7.9)$$

(7.8)、(7.9)顯示整流臂與變流臂之輸出均受共同臂影響，若欲使二者之切換不會產生交互作用，(7.8)及(7.9)必須解耦。一最簡單之解耦方法為中間臂控制電壓之設定可為：

$$v_{conB} = -\frac{v_o}{2k_{pwm}} \quad (7.10)$$

如此(7.8)及(7.9)可以再表示為：

$$L \frac{dI_A}{dt} = k_{pwm} v_{conA} + \frac{v_o}{2} - V_s \quad (7.11)$$

$$L \frac{dI_C}{dt} = k_{pwm} v_{conC} - \frac{v_o}{2} \quad (7.12)$$

7.3 整流器控制器設計

電流迴路控制器之設計可根據上述所推導之電路模型(7.11)進行，實際中間臂之 PWM 控制電壓乃依據(7.10)並利用負載電壓命令(v_{oc})產生：

$$v_{conB} = -\frac{v_{oc}}{2k_v k_{pwm}} \quad (7.13)$$

其中 k_v 及 k_s 分別為電壓及電流之感測比例。圖 7.2 所示為整流器之電流迴路之控制方塊圖，其中電力電路部分乃根據(7.11)所繪， k_s 為電流之感測比例。電流控制迴路採用前向(feedforward)與迴授控制並用，前向控制信號 v_{ff} 利用輸入電壓之正常值(v_{sc})以及負載電壓之命令(v_{oc})(經由 v_{conB} 之設定)直接消除 V_s 及 $V_o/2$ 之擾動，如此電流迴授控制器 k_1 僅使用一比例(P)控制即可。輸入電流追蹤其命令之響應由圖 7.2 可推知為：

$$\frac{i_A}{i_A^*} = \frac{\frac{k_{pwm} k_s k_1}{L}}{s + \frac{k_{pwm} k_s k_1}{L}} = \frac{u_{RI}}{s + u_{RI}}, \quad u_{RI} = \frac{k_{pwm} k_s k_1}{L} \quad (7.14)$$

其中 u_{RI} 相當於電流迴路之頻寬，此處乃設計於切換頻率之 $1/10$ 。輸入電流命令 i_A^* 乃由直流電壓迴路所產生，回授直流電壓 (v_d) 與直流電壓命令 (v_{dc}) 之誤差經由電壓控制器 G_v 調整後得到一振幅信號 im ，其乘上一單位正弦波 $\sin\omega t$ 後經反向得到 A 臂之電流命令 (i_{Ac})。

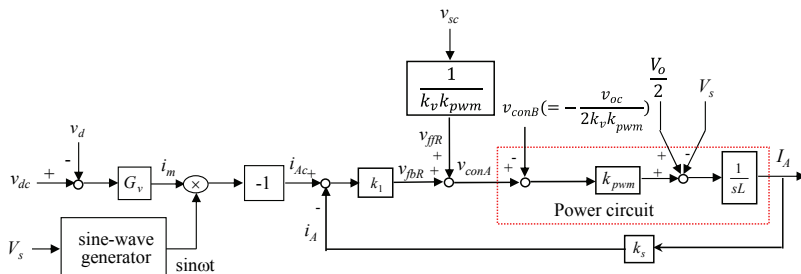


圖 7.2 整流器電流迴路控制方塊圖

G_v 之設計必須推導直流電壓迴路之模型，可視整流器操作在單位功因來推導，由於整流器之直流鏈提供 (或承接) 變流器負載功率，並由市電提供 (或吸收) 之電力，對於整流器及變流器整合之兩級式電路，直流側之小信號模型可視為一直流小信號電流 (I_d) 對直流電容充電即可，如圖 7.3(a) 所示。交流側之輸入功率為：

$$P_{ac} = V_{s(p)} \sin \omega t \cdot I_m \sin \omega t = \frac{V_{s(p)} I_m}{2} - \frac{V_{s(p)} I_m}{2} \cos 2\omega t \quad (7.15)$$

$$= \bar{P}_{ac} + \tilde{P}_{ac2}$$

其中 $V_{s(p)}$ 及 I_m 分別為輸入電壓及電流之峰值，(7.15) 除了一直流項之外亦包含一二次之諧波項，此二次諧波項將造成直流電壓二次之漣波成份。直流側之平均功率等於交流側功率之直流項：

$$\bar{P}_{ac} = P_{dc} \quad (7.16)$$

將交流電流源反應至直流側可得圖 7.3(b) 之等效電路，根據 (7.16) 可得：

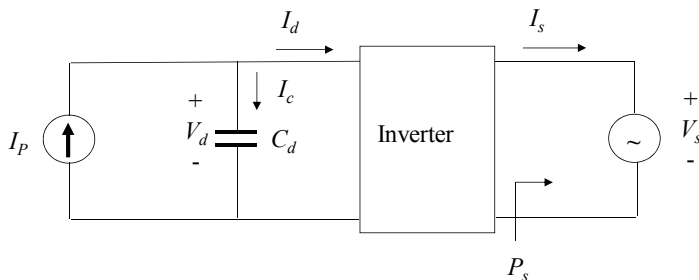
$$\frac{V_{s(p)} I_m}{2} = V_d I_d \quad (7.17)$$

$$I_d = \frac{V_{s(p)} I_m}{2V_d} = k_{dc} I_m \quad (7.18)$$

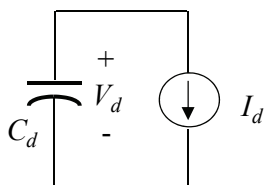
由直流電流源 I_d 對 C_d 電容充電可得電壓迴路之模型為：

$$\frac{V_d}{I_m} = \frac{k_{dc}}{sC_d}, \quad k_{dc} = \frac{V_{s(p)}}{2V_d} \quad (7.19)$$

根據(7.19)可得整流器直流電壓控制迴路方塊圖如圖 7.4(a)所示，電壓控制器 G_v 可根據圖 7.4(a)來設計，其中由於電流迴路頻寬較電壓迴路頻寬要寬出非常多，因此可以將(7.14)之電流迴路響應簡化為等於 1，因此 i_m 至實際 I_A 之電流振幅 I_m 之增益即為電流感測比例 k_s 之倒數，電壓迴路 H_{dc} 之波德圖可繪出如圖 7.4(b)所示。考慮直流電壓具有二次漣波，為使市電電流命令為低失真，電壓迴路之頻寬必須遠低於 120Hz 以衰減電壓之二次漣波，因此 G_v 採用 type II 補償器(即 PI + Low-Pass)之設計方式，其波德圖如圖 7.4(b)所示，迴路之增益(loop response) $G_v H_{dc}$ 之零交越頻率一般置於 20Hz(125.6rad/s)。



(a)



(b)

圖 7.3 整流器在單位功因下之 (a)等效電路 (b)直流側小信號等效電路

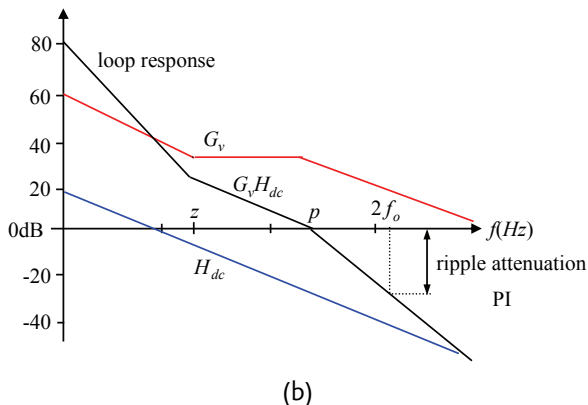
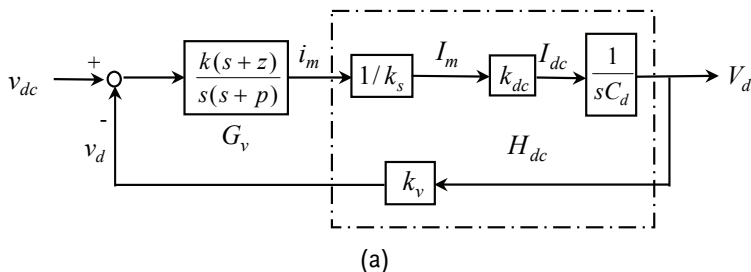


圖 7.4 整流器直流電壓控制迴路：(a)方塊圖，(b)波德圖

7.4 變流器控制器設計

圖 7.5(a)所示為變流器之電流迴路之控制方塊圖，其中電力電路部分乃根據(7.12)所繪。電流控制迴路同樣的亦採用前向(feedforward)與迴授控制並用，前向控制利用輸出電壓之命令($v_o^*/2$)直接消除 $V_o/2$ 之擾動，如此電流迴授控制器 k_1 僅使用一比例(P)控制即可。輸入電流追蹤其命令之響應由圖 7.5(a)可推知為：

$$\frac{i_c}{i_c^*} = \frac{\frac{k_{pwm} k_s k_1}{L}}{s + \frac{k_{pwm} k_s k_1}{L}} = \frac{u_{II}}{s + u_{II}}, u_{II} = \frac{k_{pwm} k_s k_1}{L} \quad (7.20)$$

其中 u_{II} 相當於電流迴路之頻寬，此處乃設計於切換頻率之 $1/10$ 。

變流器電流命令 i_c^* 乃由電壓控制迴路所產生，電壓迴路之控制方塊圖如圖 7.5(b)所示，其中電力電路部分乃根據(7.12)所繪。回授輸出

電壓(v_o)與電壓命令(v_o^*)之誤差經由電壓控制器 G_{vl} 調整後得到一信號 v_{fi} ， v_{fi} 再加上一前向控制信號 i_L 後得到最終之電流命令(i_c^*)。前向控制信號 i_L 乃用以得抵消負載電流(I_L)對於電壓追蹤響應之擾動。電壓命令(v_o^*)乃由一振幅信號(v_m)乘上單位正弦波 $\sin\omega t$ 所產生，為了使輸出電壓具備良好之均方根值電壓調整率，振幅信號(v_m)乃由電壓均方根值的迴授信號(v_{rms})與均方根值命令(v_{rmsc})之誤差經由一 PI 形式之誤差放大器(G_{MI})所產生之誤差調整信號，加上原均方根值命令所產生之振幅信號($\sqrt{2}v_{rmsc}$)而得。如此之電壓控制迴路具備瞬時電壓控制與均方根值電壓調整，確保輸出電壓為低失真且具良好之電壓調整率。

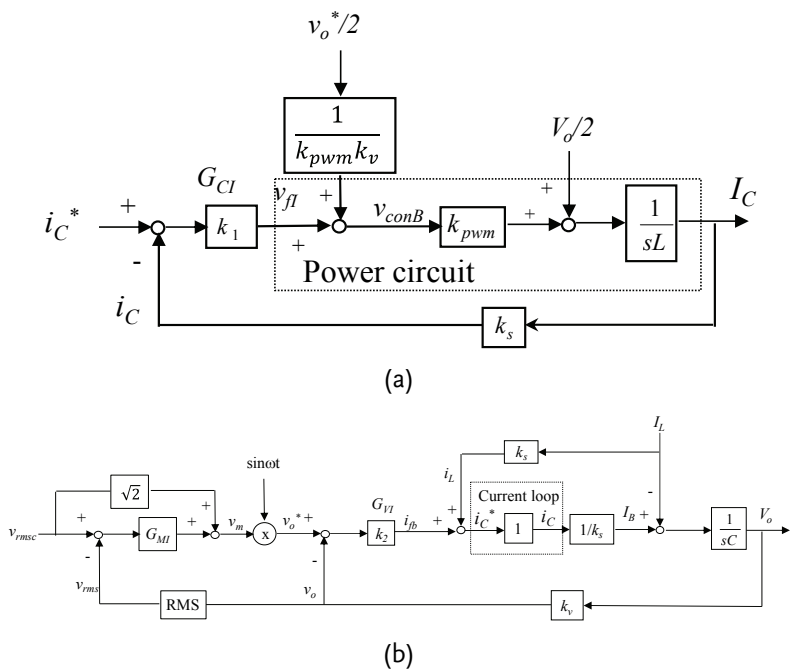


圖 7.5 變流器控制迴路方塊圖：(a)電流迴路，(b)電壓迴路

電路模擬

變流器規格

- 負載(3 段可切換) = 42 / 21 / 14 歐姆
- AC Voltage = 40Vrms , 60Hz
- $F_s = 18\text{kHz}$, $V_{tri} = 5V_{pp}$ (PWM) , $C_d = 330\mu\text{F}$, $L = 1\text{mH}$, $C = 10\mu\text{F}$
- $K_s = 1/3.375$ (current sensing factor) ,
- $K_v = 1/100$ (AC voltage sensing), $K_v = 1/50$ (DC voltage sensing)

PSIM 模擬

根據上述參數所建置之模擬電路如圖 7.6 所示，在線性負載下之模擬結果如圖 7.7 所示。

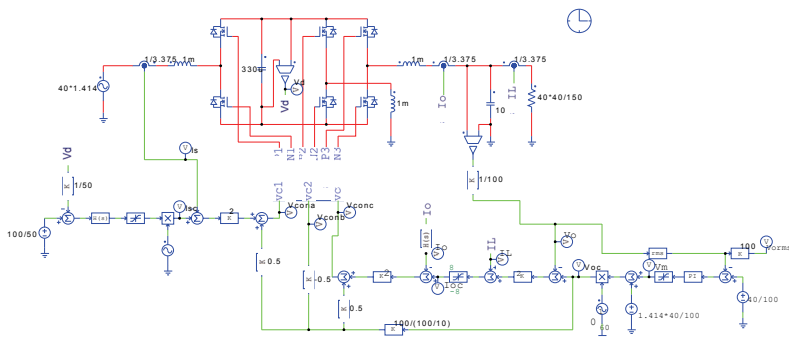


圖 7.6 三臂式單相整流器-變流器模擬電路

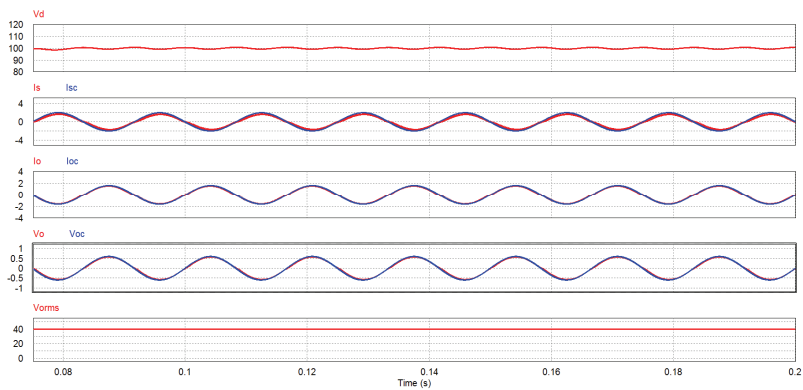


圖 7.7 三臂式單相整流器-變流器模擬結果

SimCoder 程式規劃及電路模擬

以 SimCoder 建立之三臂式單相整流器-變流器模擬電路如圖 7.8 所示，在線性負載模擬結果如圖 7.9 所示。

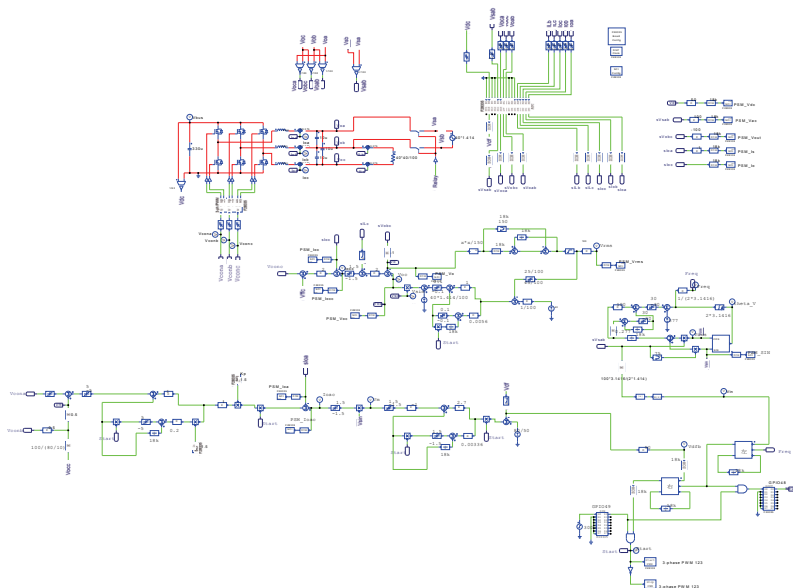


圖 7.8 以 SimCoder 建立之三臂式單相整流器-變流器模擬電路

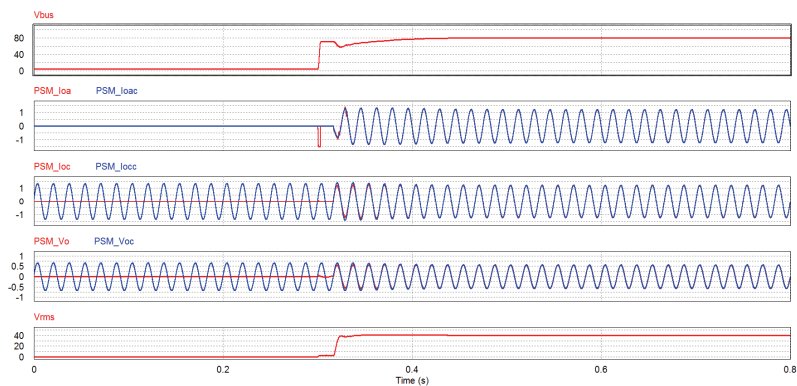


圖 7.9 以 SimCoder 建立之三臂式單相整流器-變流器模擬結果

實驗接線

實驗設備與 PEK-130 配置如圖 7.10，被動式負載 GPL-300 的 Single-Phase Load 連接到輸出端子 J5，其中 GPL-300 的 N 端接到 V_o-B ，L 端接到 V_o-C ，如圖 7.11(a)所示；交流電源供應器 APS-300 連接到端子 J4，其中 APS-300 的 L1 端接到 J4 的 V_s-A ，N 端接到 V_s-B ，如圖 7.11(b)

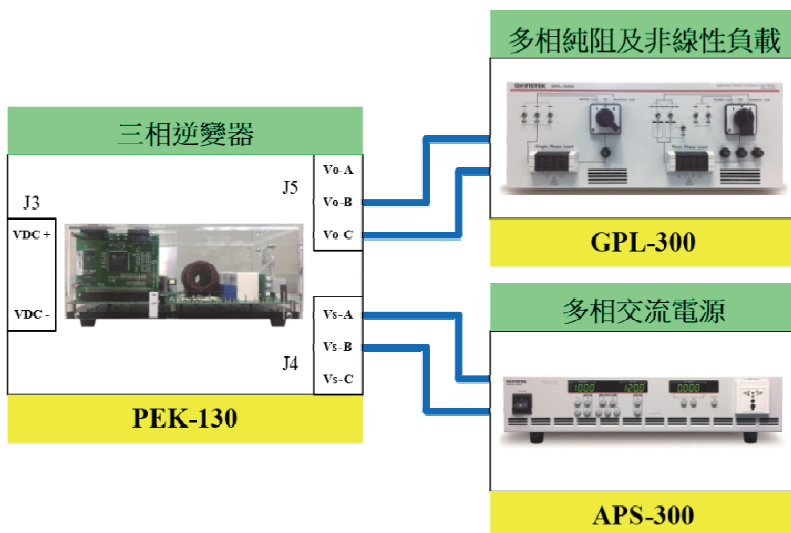
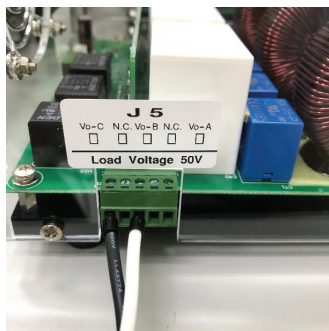
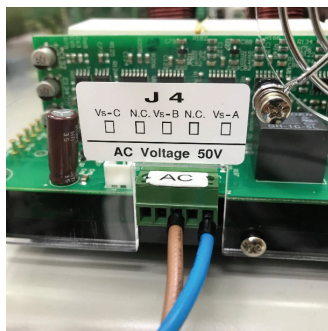


圖 7.10 實驗設備與 PEK-130 配置



(a)



(b)

圖 7.11(a) GPL-300 連接到輸出端子 J5 圖 (b) APS-300 連接到端子 J4 圖

實作量測

(1) 三臂式單相整流器-變流器 線性負載

將 PEK-130_Lab5_V11.0.3 程式燒入 DSP 中，量測空載輸出時，將交流電源供應器 APS-300，設定為 1P2W，輸出電壓 40Vrms、頻率 60Hz，GPL-300 接在 Single-Phase Load，轉至 Resistance Load，如圖 7.12 所示。



圖 7.12 APS-300 與 GPL-300 設置圖

接著開啟 PEK-130 啟動鈕，將量測探棒放置 Test Pin V_{S-AB} , V_{O-BC} , I_{O-A} , I_{O-C} 處，圖 7.13 為輸出電壓電流、輸入的電壓電流波形；因為電流的方向與電流感測相反，所以我們需要將量測探棒 Inverse，如圖 7.14 所示，黃色波形量測是輸入電壓 V_{s_ab} ，綠色是輸入電流 I_{o_a} ，粉紅色是輸出電流 I_{o_c} ，藍色是輸出電壓 V_{o_bc} 。

圖 7.13

輸出電壓電流、輸入的電壓電流波形

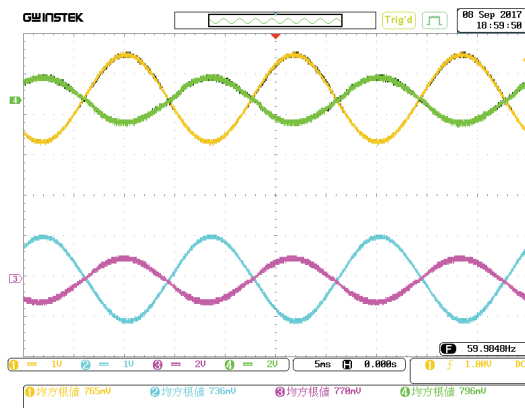
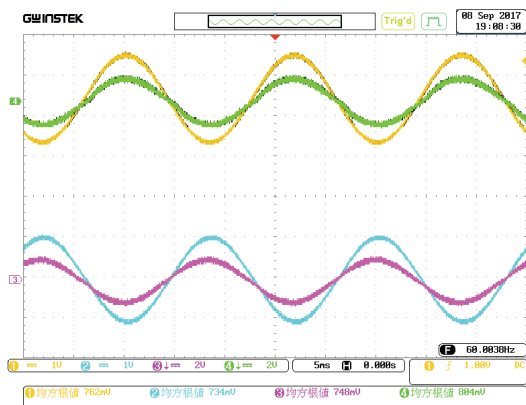


圖 7.14

輸出電壓電流、輸入的電壓電流波形



以上測試負載為 42 歐姆，可切換成 21 歐姆，如圖 7.15 所示，將 GPL-300 1SS 與 2SS ON；圖 7.16 為輸出電壓電流、輸入的電壓電流波形(負載 21 歐姆)。

圖 7.15

GPL-300 設置圖(21 歐姆)

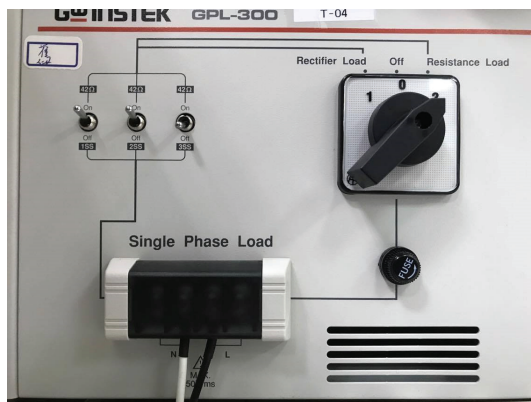
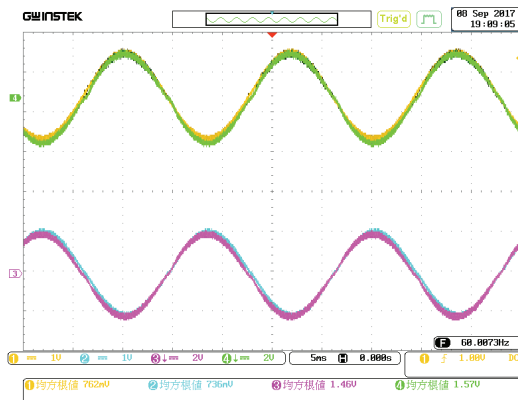


圖 7.16

輸出電壓電流、輸入的電壓電流波形(負載 21 歐姆)。



可切換成 14 歐姆，如圖 7.17 所示，將 GPL-300 1SS、2SS 與 3SS ON；圖 7.18 為輸出電壓電流、輸入的電壓電流波形(負載 14 歐姆)。

圖 7.17

GPL-300 設置圖(14 歐姆)

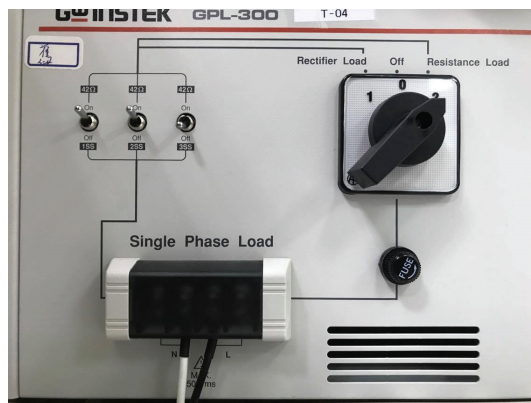
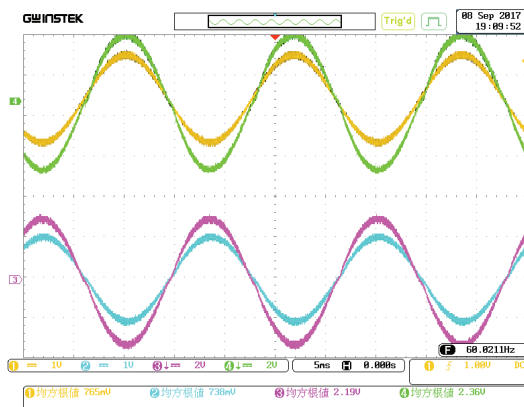


圖 7.18

輸出電壓電流、輸入的電壓電流波形
(負載 14 歐姆)



將波形從 RS232 回傳到電腦端，為了節省篇幅，以下將在電腦端觀測到的波形只顯示負載為 14 歐姆之數據，如圖 7.19 所示為輸入電壓 V_{ac} 、輸入電流 I_s 及直流電壓 V_{dc} ，圖 7.20 所示為輸出電壓 V_{out} 、輸出電流 I_o 及直流電壓 V_{dc} ，圖 7.21 為 I_{oc} 與 I_{occ} 輸出電流命令追蹤，圖 7.22 為 I_{oa} 與 I_{oac} 輸入電流命令追蹤，圖 7.23 為 V_o 與 V_{oc} 輸出電壓命令追蹤。

圖 7.19

從 RS232 回傳輸入
電壓、輸入電流及
直流電壓圖

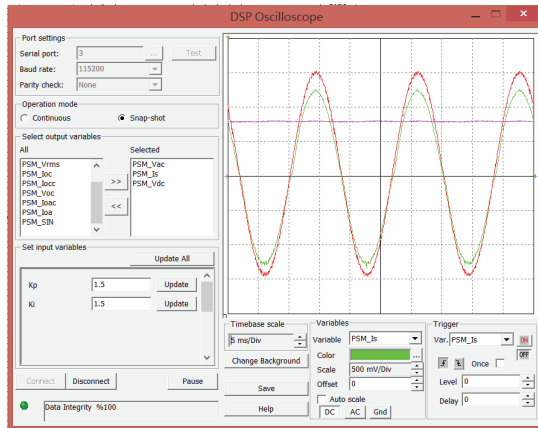


圖 7.20

從 RS232 回傳輸出
電壓、輸出電流及
直流電壓

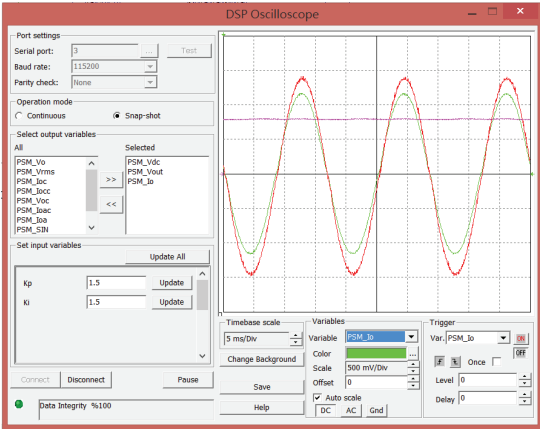


圖 7.21

從 RS232 回傳控制
迴路之 I_{oc} 與 I_{occ} 輸
出電流命令追蹤

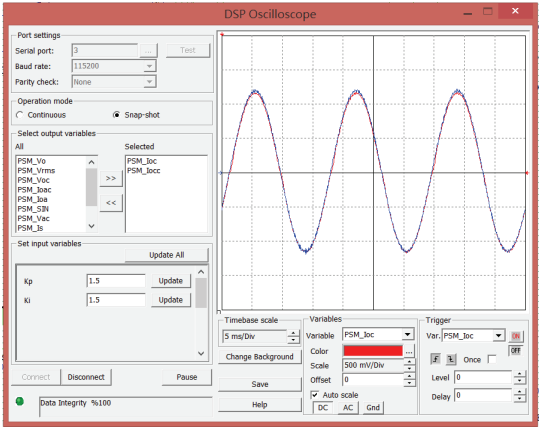


圖 7.22

從 RS232 回傳控制
迴路之 I_{oa} 與 I_{oac} 輸
入電流命令追蹤

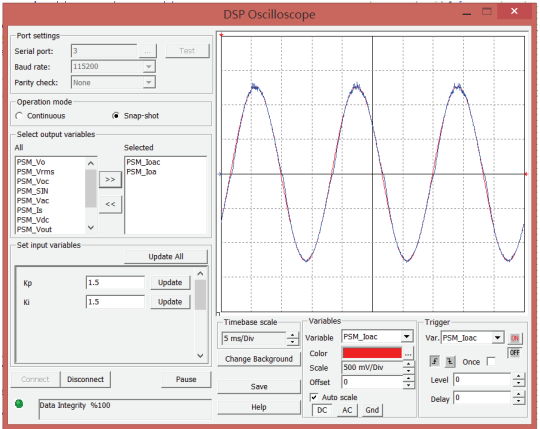
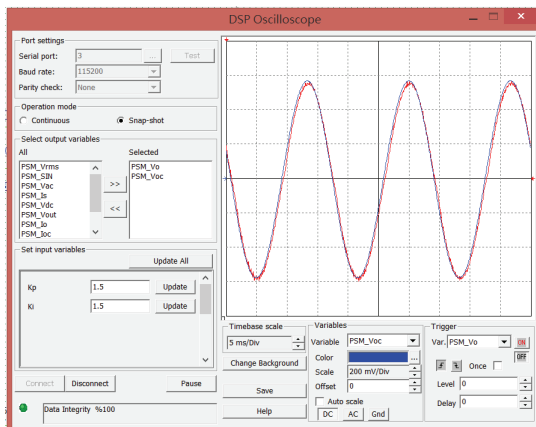


圖 7.23

從 RS232 回傳控制
迴路之 V_o 與 V_{oc} 輸
出電壓命令追蹤



實驗結束後，關閉 PEK-130 啟動鈕，再將 GPL-300 轉至 OFF 檔，而後關閉 APS-300。

(2) 三臂式單相整流器-變流器 整流性負載

將 PEK-130_Lab5_V11.0.3 程式燒入 DSP 中，將交流電源供應器 APS-300，設定為 1P2W，輸出電壓 40Vrms、頻率 60Hz，GPL-300 接在 Single-Phase Load，轉至 Rectifier Load，如圖 7.24 所示。

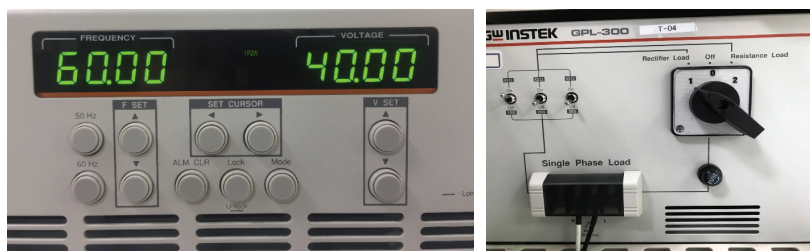


圖 7.24 APS-300 與 GPL-300 設置圖

接著開啟 PEK-130 啟動鈕，將量測探棒放置 Test Pin V_{S-AB} , V_{O-BC} , I_{O-A} , I_{O-C} 處，圖 7.25 為輸出電壓電流、輸入的電壓電流波形，測試負載為 42 歐姆。

圖 7.25

整流性負載之輸出
電壓電流、輸入的
電壓電流波形

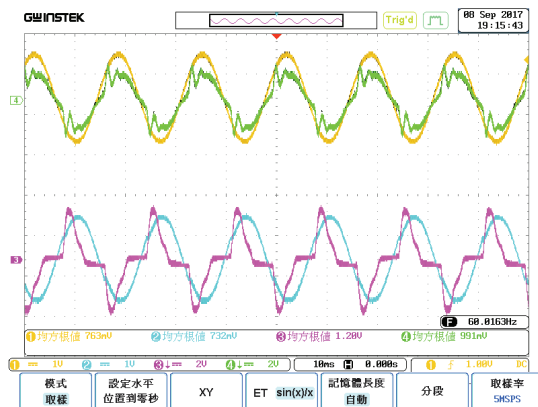


圖 7.25 整流性負載之輸出電壓電流、輸入的電壓電流波形

可切換成 21 歐姆，如圖 7.26 所示，將 GPL-300 1SS 與 2SS ON；圖 7.27 為輸出電壓電流、輸入的電壓電流波形(負載 21 歐姆)。

圖 7.26

GPL-300 設置圖(21
歐姆)



圖 7.27

輸出電壓電流、輸入的電壓電流波形
(負載 21 歐姆)。

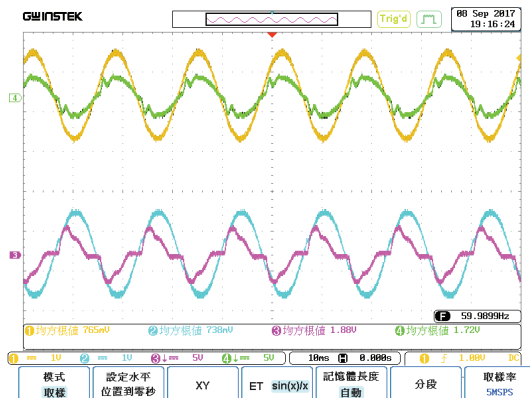


圖 7.27 輸出電壓電流、輸入的電壓電流波形(負載 21 歐姆)。

可切換成 14 歐姆，如圖 7.28 所示，將 GPL-300 1SS、2SS 與 3SS ON；圖 7.29 為輸出電壓電流、輸入的電壓電流波形(負載 14 歐姆)。

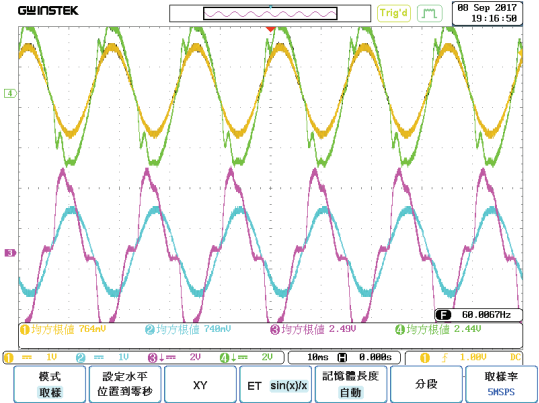
圖 7.28

GPL-300 設置圖(14 歐姆)



圖 7.29

輸出電壓電流、輸入的電壓電流波形
(負載 14 歐姆)



將波形從 RS232 回傳到電腦端看到的結果，如圖 7.30 所示為輸入電壓 V_{ac} 、輸入電流 I_s 及直流電壓 V_{dc} ，圖 7.31 所示為輸出電壓 V_{out} 、輸出電流 I_o 及直流電壓 V_{dc} ，圖 7.32 為 I_{oc} 與 I_{occ} 輸出電流命令追蹤，圖 7.33 為 I_{oa} 與 I_{oac} 輸入電流命令追蹤，圖 7.34 為 V_o 與 V_{oc} 輸出電壓命令追蹤。

圖 7.30

從 RS232 回傳輸入電壓、輸入電流及直流電壓圖

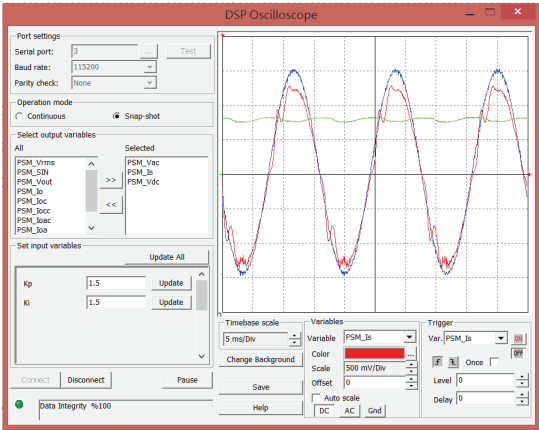


圖 7.31

從 RS232 回傳輸出
電壓、輸出電流及
直流電壓圖

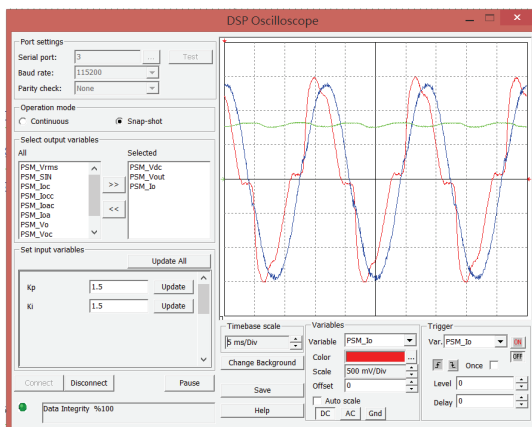


圖 7.32

從 RS232 回傳控制
迴路之 I_{oc} 與 I_{occ} 輸
出電流命令追蹤

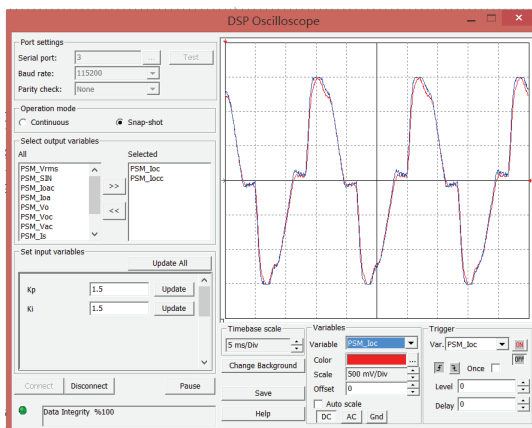


圖 7.33

從 RS232 回傳控制
迴路之 I_{oa} 與 I_{oac} 輸
入電流命令追蹤

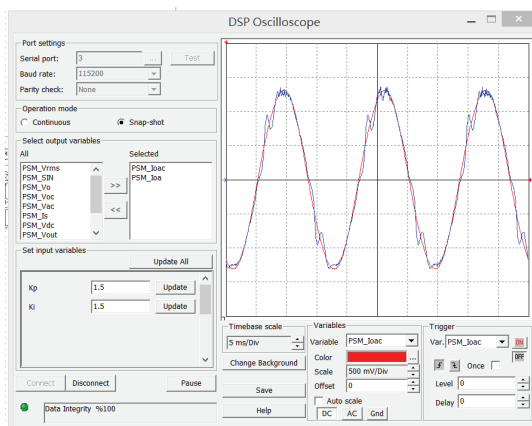
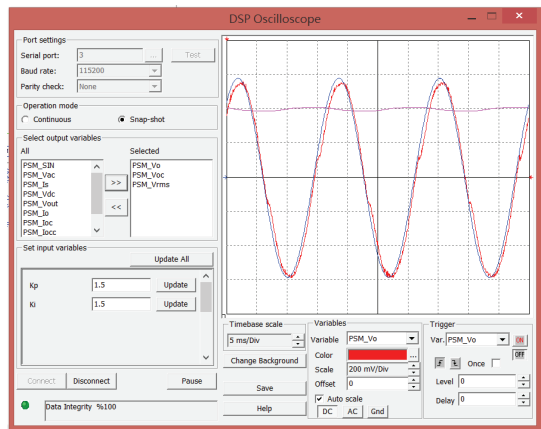


圖 7.34

從 RS232 回傳控制迴路之 V_o 與 V_{oc} 輸出電壓命令追蹤



實驗結束後，關閉 PEK-130 啟動鈕，再將 GPL-300 轉至 OFF 檔，而後關閉 APS-300。