

三相光伏逆變器模塊

PEK-550

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	4
章節說明	10
實驗 1 三相 SVPWM 逆變器	11
預習內容	11
實驗內容與目的	11
原理與設計	11
電路模擬	21
實驗設備	25
實驗步驟	26
實驗結果	29
實驗 2 三相升壓獨立式逆變器	34
預習內容	34
實驗目的與內容	34
原理與設計	35
電路模擬	48
實驗設備	52
實驗步驟	53
實驗結果	56
實驗 3 三相並網逆變器	61
預習內容	61
實驗目的與內容	61
原理與設計	61
電路模擬	67
實驗設備	70
實驗步驟	71
實驗結果	74

實驗 4 光伏升壓式轉換器	78
預習內容	78
實驗內容與目的	78
原理與設計	78
電路模擬	95
實驗設備	98
實驗步驟	99
實驗結果	102
實驗 5 三相逆變器的孤島保護	104
預習內容	104
實驗內容與目的	104
原理與設計	104
電路模擬	109
實驗設備	112
實驗步驟	113
實驗結果	116
實驗 6 三相光伏並網逆變器	121
預習內容	121
實驗內容與目的	121
原理與設計	121
電路模擬	123
實驗設備	127
實驗步驟	128
實驗結果	131
附錄 A PEK-550 電路圖	132
附錄 B C code 燒錄流程	144
附錄 C RS232 連線	153

附錄 D SAS 軟體操作手冊.....	157
介紹.....	157
安裝與啓動.....	157
界面說明.....	161
操作.....	163
附錄說明.....	166

簡介

PEK-550 為三相光伏逆變器模塊(Three Phase PV Inverter Module)，如圖 0.1 所示，前級為升壓式轉換器(Boost Converter)架構，後級為三相三線全橋逆變器(Three Phase Three Wire Inverter)架構，其為全數位控制系統，實施方法如圖 0.2，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 進行控制及通訊，以驗證所設計電路及控制器之正確性。

圖 0.1
三相光伏逆變器
實驗模組

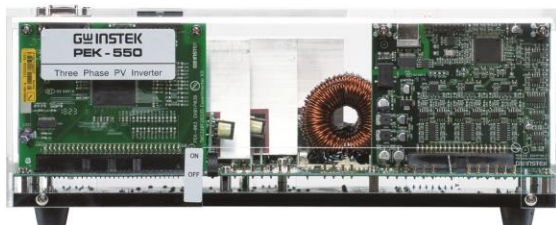
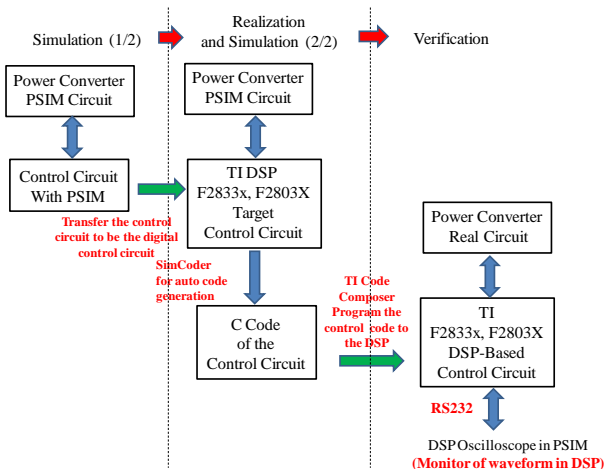


圖 0.2
教具使用程序



PEK-550 共可完成六個實驗，分別如下：

1. 三相 SVPWM 逆變器(Three Phase SVPWM Inverter)
2. 三相升壓獨立式逆變器(Three Phase Boost Stand-alone Inverter)
3. 三相並網逆變器(Three Phase Grid-connected Inverter)
4. 光伏升壓式轉換器(PV Boost Converter)
5. 三相逆變器的孤島保護(Three Phase Islanding Protection Inverter)
6. 三相光伏並網逆變器(Three Phase PV Grid-connected Inverter)

進行實驗時除需要 PEK-550 本身外，仍需搭配 PEK-005A(輔助電源，如圖 0.3)與 PEK-006 (JTAG 燒錄器，如圖 0.4)並在 PTS-5000 的實驗平台上完成，如圖 0.5。

圖 0.3
輔助電源模組

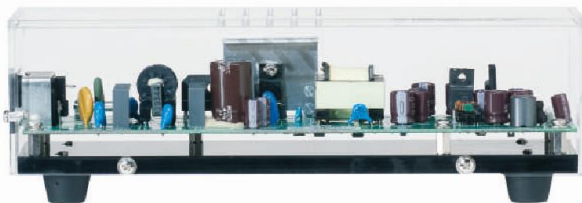


圖 0.4
JTAG 燒錄器

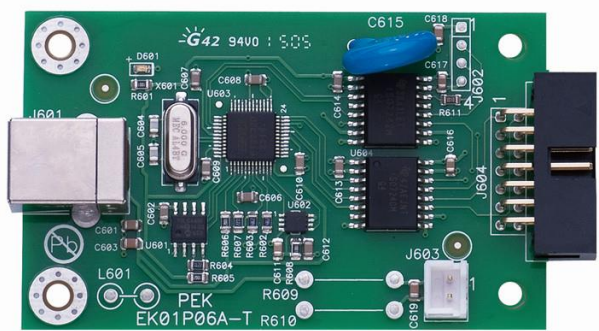


圖 0.5
PTS-5000 實驗
平台



PEK-550 DSP 輸入輸出腳位配置如圖 0.6，其電路圖可參考附錄 A，可區分為功率電路、感測電路、驅動電路以及保護電路。其中感測電路分為兩部分，其一為測試點量測使用，另一部分為回授 DSP 控制使用，其衰減倍率各不相同，分別如下表 0.1 與 0.2。

圖 0.6
I/O 配置

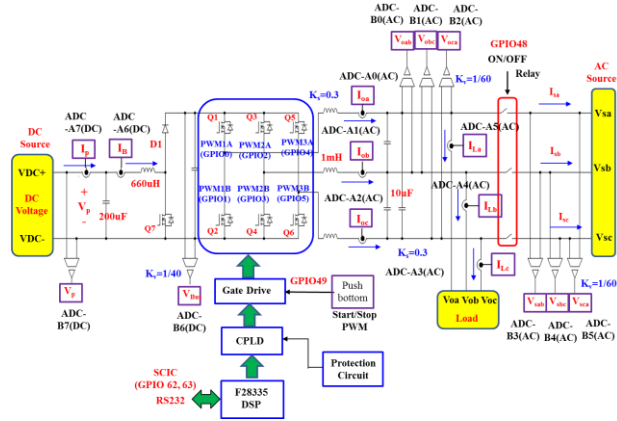


表 0.1 PEK-550 測試點的量測比例

	感測項目	感測比例
1	升壓轉換器輸入電壓(Vin)	0.0196
2	直流鍊電壓(VBUS)	0.0196
3	升壓轉換器輸入電流(Iin)	0.4
4	升壓轉換器電感電流(IB)	0.4
5	逆變器 A 相輸出電流(IO-A)	0.4768
6	逆變器 B 相輸出電流(IO-B)	0.4768
7	逆變器 C 相輸出電流(IO-C)	0.4768
8	逆變器 A 相負載電流(IL-A)	0.4768
9	逆變器 B 相負載電流(IL-B)	0.4768
10	逆變器 C 相負載電流(IL-C)	0.4768
11	逆變器輸出 AB 臂線電壓(VO-AB)	0.0287
12	逆變器輸出 BC 臂線電壓(VO-BC)	0.0287
13	逆變器輸出 CA 臂線電壓(VO-CA)	0.0287

14	市電 AB 臂線電壓(VS-AB)	0.0287
15	市電 BC 臂線電壓(VS-BC)	0.0287
16	市電 CA 臂線電壓(VS-CA)	0.0287

表 0.2 PEK-550 DSP 的回授比例

	感測項目	感測比例
1	升壓轉換器輸入電壓(Vin)	0.0249
2	直流鍊電壓(VBUS)	0.0249
3	升壓轉換器輸入電流(Iin)	0.6
4	升壓轉換器電感電流(IB)	0.6
5	逆變器 A 相輸出電流(IO-A)	0.2996
6	逆變器 B 相輸出電流(IO-B)	0.2996
7	逆變器 C 相輸出電流(IO-C)	0.2996
8	逆變器 A 相負載電流(IL-A)	0.2996
9	逆變器 B 相負載電流(IL-B)	0.2996
10	逆變器 C 相負載電流(IL-C)	0.2996
11	逆變器輸出 AB 臂線電壓(VO-AB)	0.0169
12	逆變器輸出 BC 臂線電壓(VO-BC)	0.0169
13	逆變器輸出 CA 臂線電壓(VO-CA)	0.0169
14	市電 AB 臂線電壓(VS-AB)	0.0169
15	市電 BC 臂線電壓(VS-BC)	0.0169
16	市電 CA 臂線電壓(VS-CA)	0.0169

章節說明

章節安排如下

簡介 簡略介紹本模組的實驗方式、實驗項目、電路組成以及各章節內容等。

實驗 1 三相 SVPWM 逆變器 主要認識三相逆變器主電路，學習三相 SPWM、SVPWM 及三相軸轉換，透過 PEK-550 模塊了解 DSP 數位控制電路規劃及學習數位控制程式化方法，同時學習並熟悉實驗設備及軟體操作。

實驗 2 三相升壓獨立式逆變器 主要學習三相逆變器之建模，並學習電壓迴路及電流迴路控制器之設計，針對硬體進行規劃後透過 SimCoder 建行程式撰寫。

實驗 3 三相並網逆變器 了解三相並網逆變器基本原理及結構，同時學習三相並網逆變器之鎖相迴路設計方法，並學習電壓迴路及電流迴路控制器設計，針對並網逆變器進行規劃後透過 SimCoder 進行程式撰寫。

實驗 4 光伏升壓式轉換器 了解 PV 模組特性及各式 MPPT 方法，學習擾動觀察法之 SimCoder 程式撰寫，並透過 PEK-550 之升壓式轉換器來確認實驗結果。

實驗 5 三相逆變器的孤島保護 了解孤島保護的目的及孤島測試驗證的方法，並針對硬體進行規劃後透過 SimCoder 進行程式撰寫。

實驗 6 三相光伏並網逆變器 了解三相光伏並網逆變器之原理及結構，並將升壓式轉換器與三相逆變器結合形成三相光伏並網逆變器之實驗，進行規劃後透過 SimCoder 進行程式撰寫。

實 驗 1 三 相 SVPWM 逆 變 器

預習內容

1. 認識三相逆變器主電路
2. 學習三相 SPWM
3. 學習 SVPWM
4. 學習三相軸轉換
5. 熟悉實驗設備及軟體操作

實驗內容與目的

1. 不同負載時輸出電壓變動情形
2. 開迴路下 Duty 調整與觀測

原理與設計

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逆變器，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：

$$m_a = \frac{\hat{V}_{control}}{\hat{V}_{tri}} \quad (1.1)$$

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：

$$m_f = \frac{f_s}{f_l} \tag{1.2}$$

式中 f_s 為三角波頻率， f_l 為弦波電壓頻率。

圖 1.1

三相逆變器電路

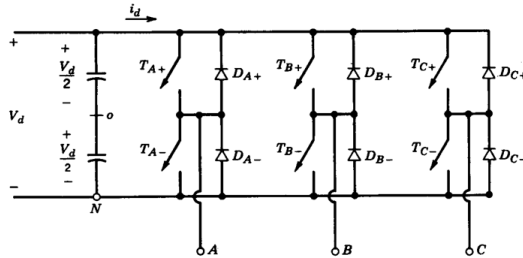
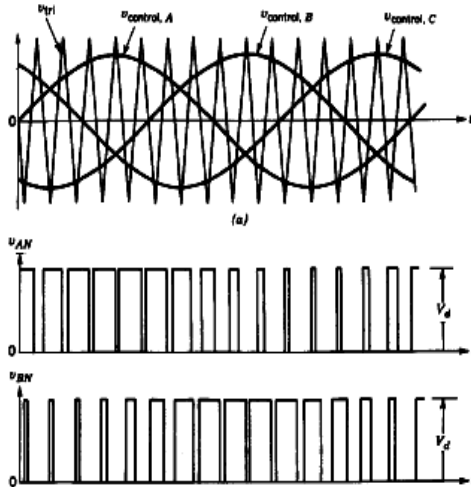


圖 1.2

SPWM



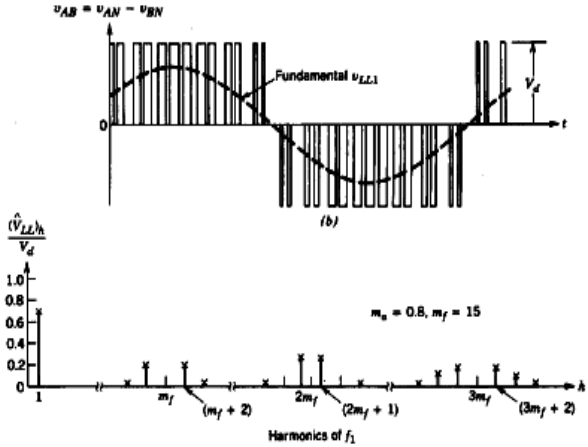


圖 1.1 以 A 相為例，電壓 V_{AN} 其基本波的峰值可用下式表示：

$$(\hat{V}_{AN})_1 = m_a \frac{V_d}{2} \tag{1.3}$$

則基本波線-線電壓大小(RMS)為：

$$\begin{aligned} V_{LL1} \text{ (line - line, rms)} &= \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} (\hat{V}_{AN})_1 \\ &= \frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} m_a V_d \\ &\cong 0.612 m_a V_d \quad (m_a \leq 1.0) \end{aligned} \tag{1.4}$$

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

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，藉由逆變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 1.3 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，逆變器每相關元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。因此三相逆變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 V_{DC})列於表 1.1。

圖 1.3
典型三相電力逆變器之架構

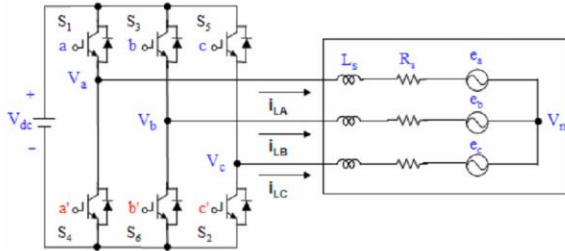


表 1.1
三相逆變器切換之狀態

Voltage Vectors	Switching Vectors			Line to neutral voltage			Line to line voltage		
	a	b	c	V_{aa}	V_{bb}	V_{cc}	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 1.1 可以得知，三相逆變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 1.2，其轉換之關係式為：

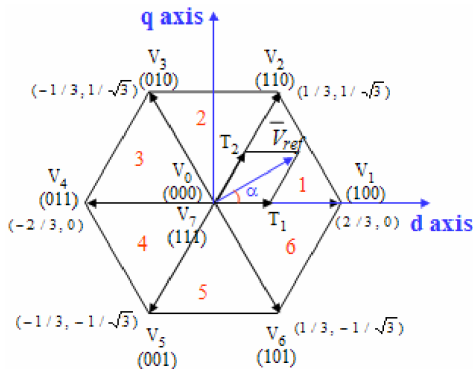
$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (1.5)$$

表 1.2
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 1.4 所示。其中 \vec{V}_{ref} 為輸出之參考電壓向量。

圖 1.4
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 1.4 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。

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 1.5 所示兩個座標系統之間的關係，得出如下(1.6)式的座標轉換式：

$$\begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \\ f_o \end{bmatrix} = [T] \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (1.6)$$

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：

$$\begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} = [T]^t \begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \\ f_o \end{bmatrix} \quad (1.7)$$

其中：

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

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 $\sqrt{\frac{2}{3}}$ ，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 1.6 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 1.5
靜止座標軸

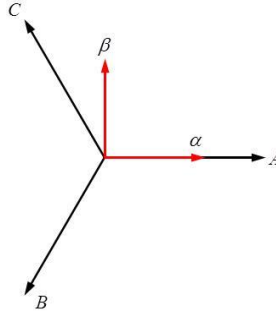
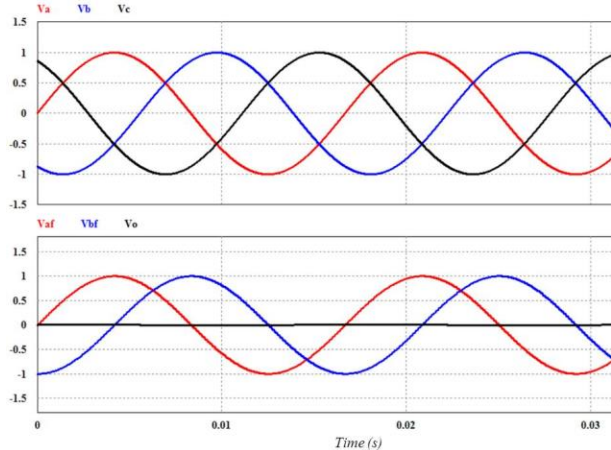


圖 1.6
PSIM 模擬靜止座標軸轉換波形圖



(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 1.7 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：

$$\begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \end{bmatrix} = [Q] \begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} \quad (1.8)$$

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：

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} = [Q]^{-1} \begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \end{bmatrix} \quad (1.9)$$

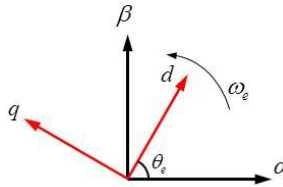
其中：

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

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

圖 1.7

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 1.8 所示，其可得座標轉換公式：

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \\ f_o \end{bmatrix} = [R] \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (1.10)$$

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：

$$\begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} = [R] \begin{bmatrix} f_d \\ f_q \\ f_o \end{bmatrix} \tag{1.11}$$

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 1.8
任意旋轉座標軸

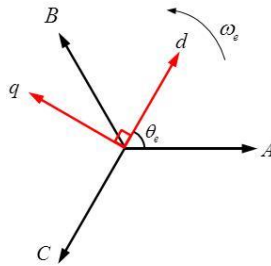
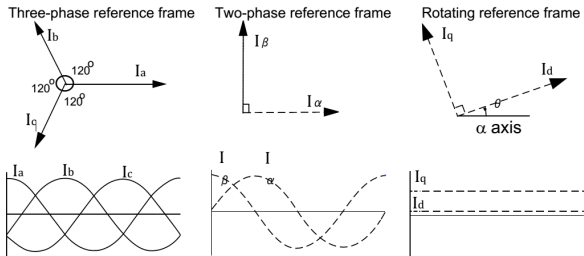


圖 1.9
各式坐標軸



在進行上述 abc-dq 軸轉換之前，由於三相三線電路的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) 之轉換以獲得 V_{an} , V_{bn} 及 V_{cn} 等虛擬相電壓：

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{bmatrix} \quad (1.12)$$

電路模擬

逆變器規格

BUS Voltage $V_{bus} = 100V$

$F_s = 20kHz$, $V_{tri} = 10V_{pp}$ (PWM)

$C_{BUS} = 940\mu F$, $L = 1.02mH$, $C = 10\mu F$

$K_s = 0.3$ (AC current sensing factor)

$K_v = 1/60$ (AC voltage sensing factor)

$K_v = 1/40$ (DC voltage sensing factor)

依照上述參數所建立的類比電路如下圖 1.10:

PSIM 檔名為 : PEK-550_Sim1_3P_SVPWM_Inv(50Hz)_V11.1.5_V1.1

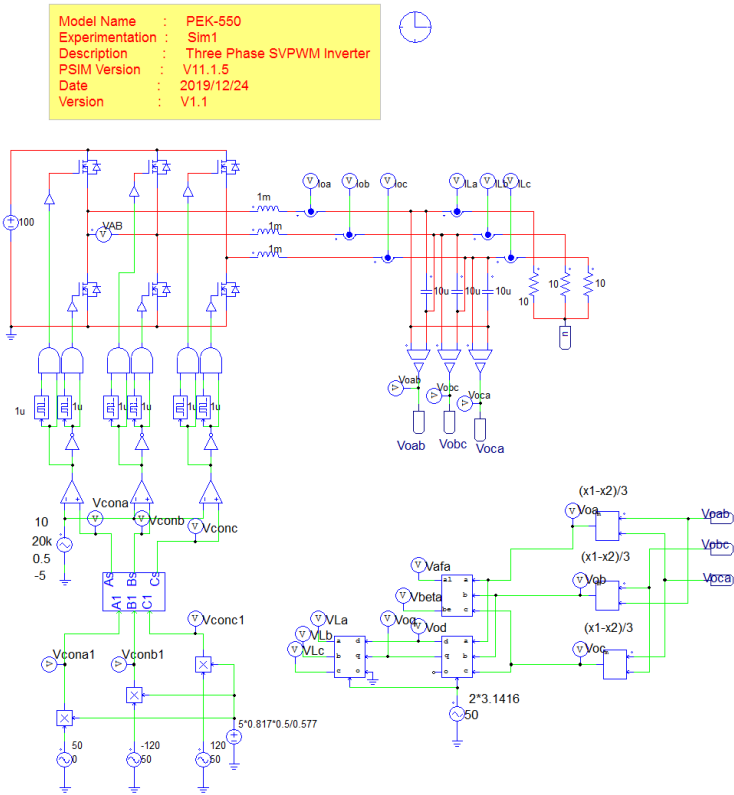


圖 1.10 實驗一 PSIM 類比電路圖

其模擬結果如圖 1.11, 1.12:

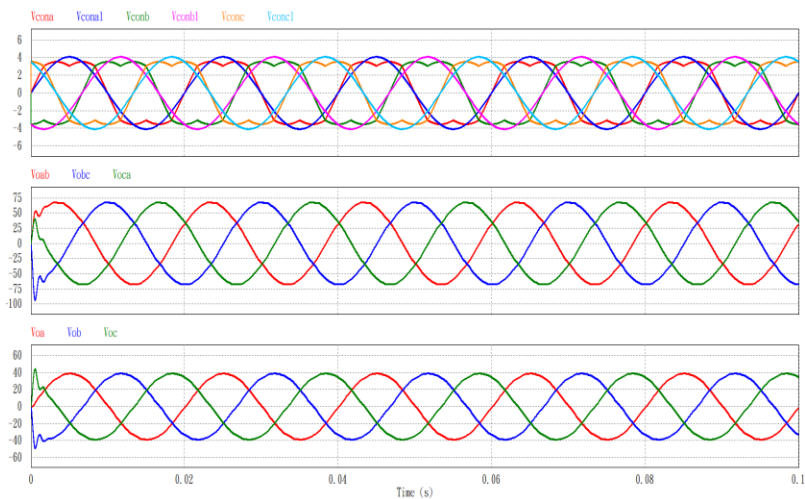


圖 1.11 實驗一類比電路模擬波形

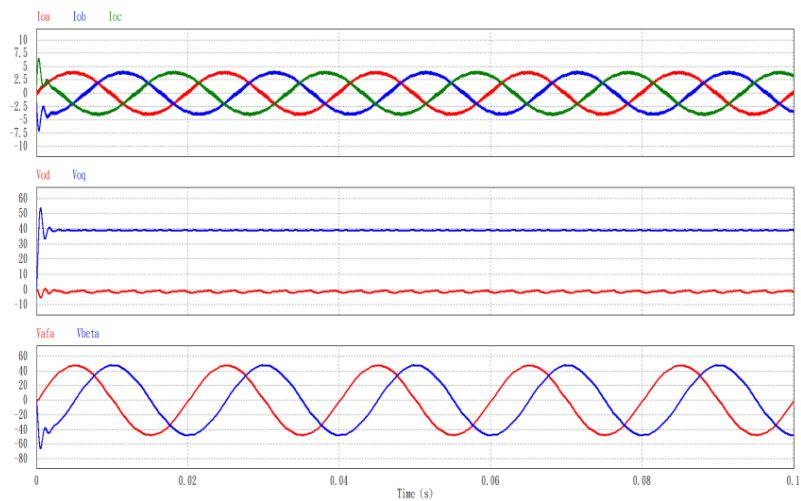


圖 1.12 實驗一類比電路模擬波形

再參照類比電路所建立的數位電路如下圖 1.13:

PSIM 檔名為 : PEK-550_Lab1_3P_SVPWM_Inv(50Hz)_V11.1.5_V1.1

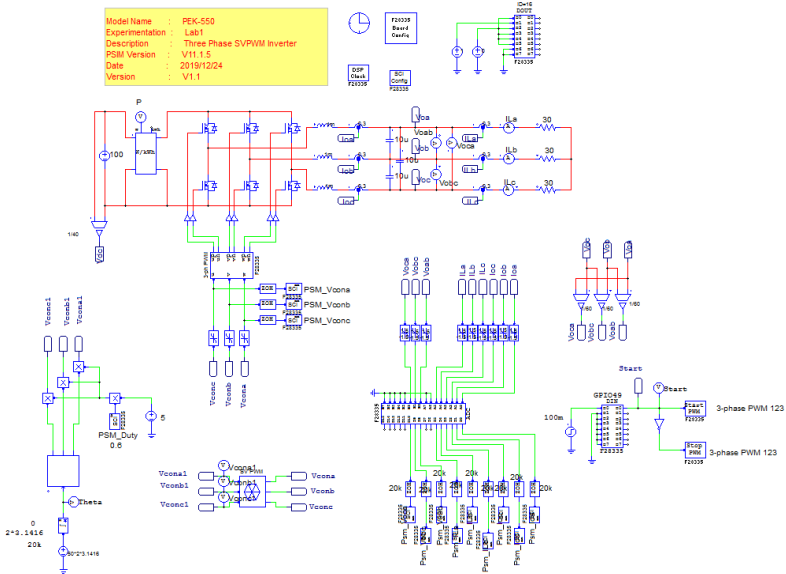


圖 1.13 實驗一 PSIM 數位電路圖

其模擬結果如圖 1.14, 1.15:

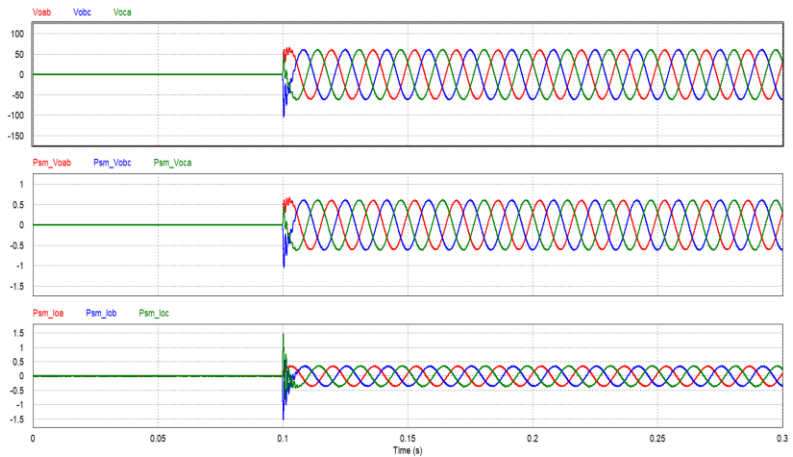


圖 1.14 實驗一數位電路模擬波形

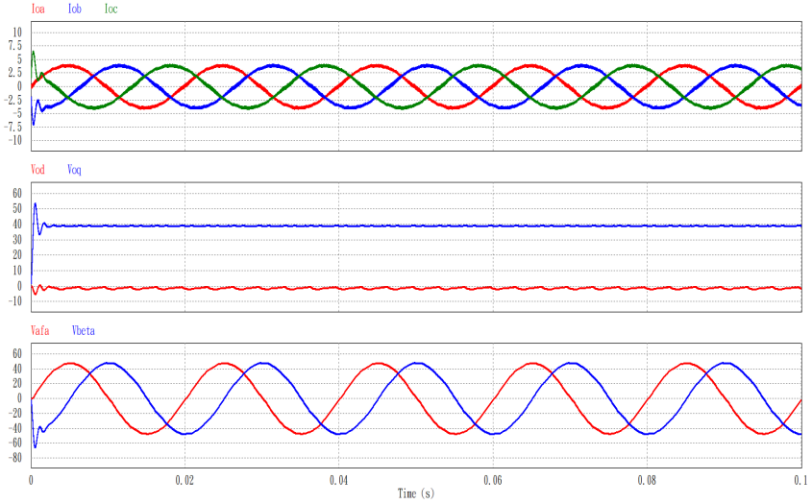


圖 1.15 實驗一數位電路模擬波形

模擬確認無誤後，利用“Simulate”的“Generate Code”自動產生對應的 C Code。

實驗設備

本實驗所需的設備如下，設備使用前請參照各設備使用說明書：

- PEK-550 一台
- PEK-005A 一台
- PEK-006 一台
- PTS-5000 一台(其中使用 GDS-2204E, PSW160-7.2, GPL-500)
- PC 一台

實驗步驟

1. 實驗接線圖如圖 1.16，請依此圖完成接線。

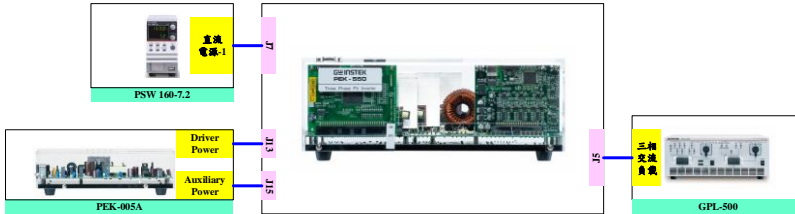


圖 1.16 實驗一接線圖

2. 接線完畢後，先確認 PEK-550 開關為 OFF，之後開啟 PEK-005A 的開關，開啟後 DSP 的紅色顯示燈亮起，如圖 1.17，此時表示 DSP 電源正常。

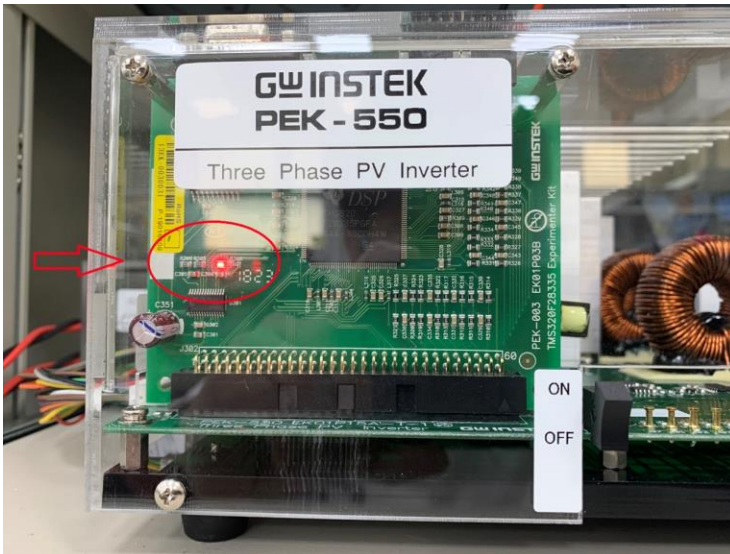


圖 1.17 DSP 正常工作畫面

3. 請依照附錄 B(燒錄流程)進行燒錄，再請依照附錄 C(RS232 連線)進行連線。
4. 示波器探棒分別接至 Vo-AB, Vo-BC, Vo-CA 與 Io-A 上，如圖 1.18

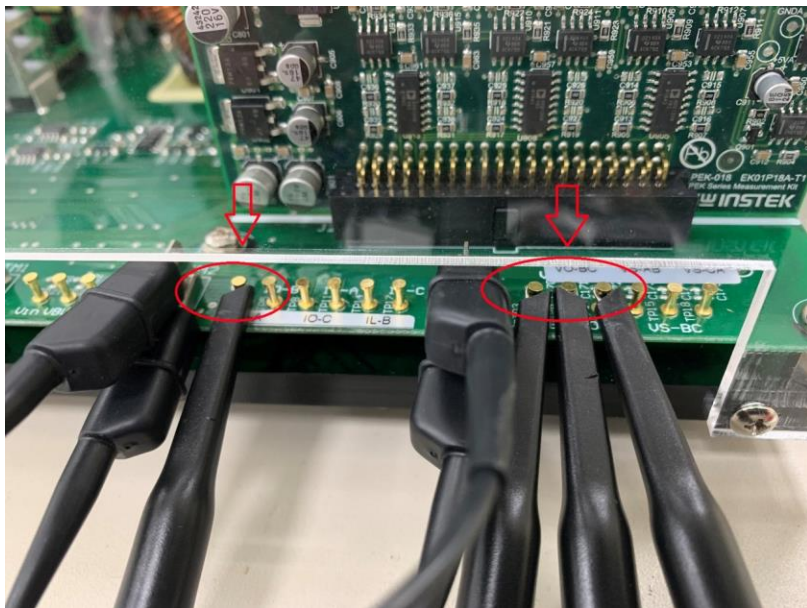


圖 1.18 示波器探棒接線圖

5. PSW160-7.2 設定為電壓 100V，電流 3A，如圖 1.19。



圖 1.19 PSW 160-7.2 設定圖

6. GPL-500 電源開啟後，Three Phase Load 設定為 Resistance Load，1TS,2TS 設定為 OFF，3TS 設定為 ON，此時為空載，如圖 1.20。

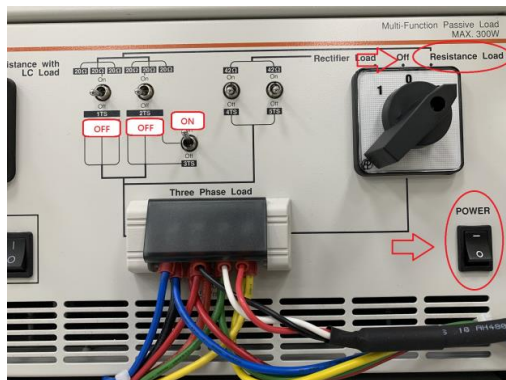


圖 1.20 GPL-500 空載設定

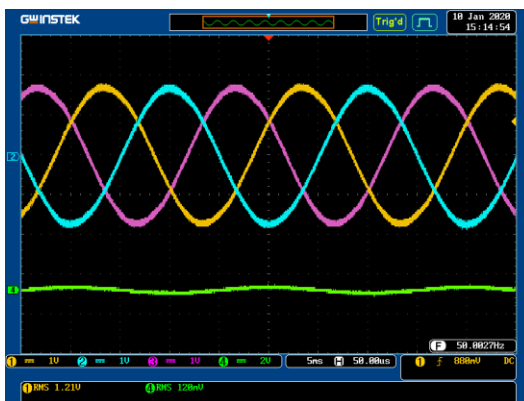
7. 設定完畢後，PSW 電源輸出後，將 PEK-550 開關開啟。

實驗結果

(1) 空載

在空載條件下觀測 V_{o-AB} 輸出 RMS 電壓為 1.21V(實際值 42.16V)， I_{o-A} 為 0.12A(實際值 0.252A)，如圖 1.21

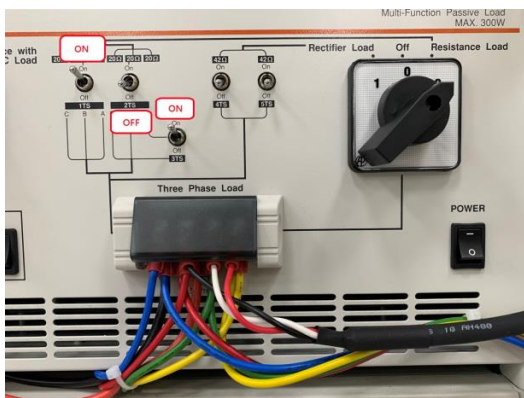
圖 1.21
空載量測波形



(2) 半載(20Ω)

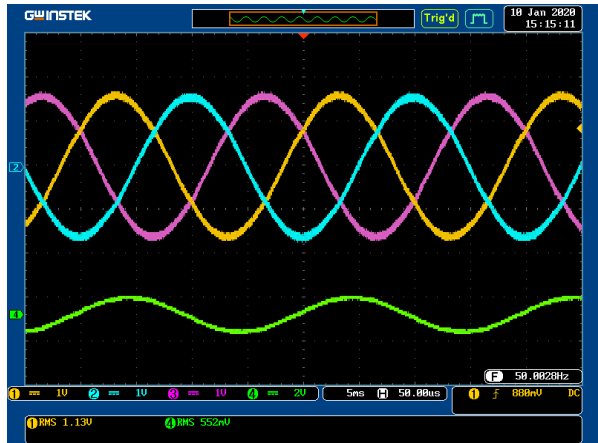
1TS, 3TS 設定為 ON，2TS 設定為 OFF，如圖 1.22，此時負載為半載

圖 1.22
GPL-500 半載設定



在半載條件下觀測 Vo-AB 輸出 RMS 電壓為 1.13V(實際值 39.373V) , Io-A 為 0.55A(實際值 1.154A) , 如圖 1.23

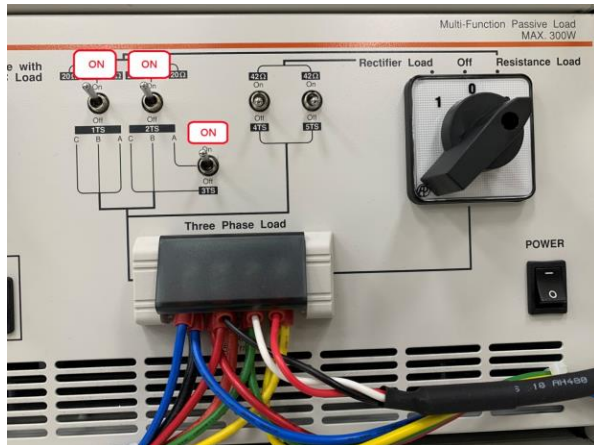
圖 1.23
半載量測波形



(3) 滿載(10Ω)

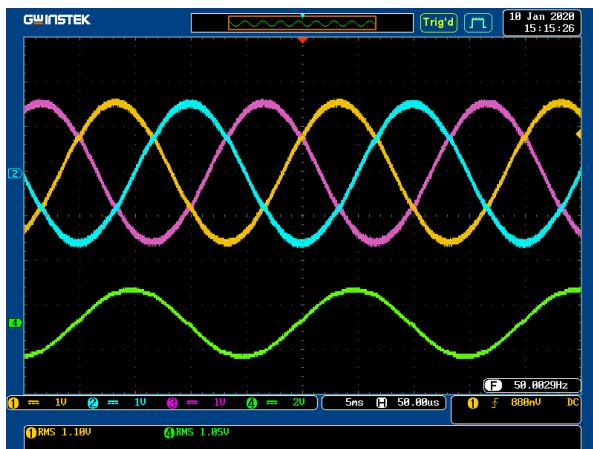
1TS, 2TS, 3TS 設定為 ON , 如圖 1.24 , 此時負載為滿載

圖 1.24
GPL-500 滿載設定



在滿載條件下觀測 V_{o-AB} 輸出 RMS 電壓為 1.10V(實際值 38.328V)， I_{o-A} 為 1.05A(實際值 2.202A)，如圖 1.25

圖 1.25
滿載量測波形



依照不同負載的操作，依序將結果填入表 1.3，感測比例請參照表 0.1

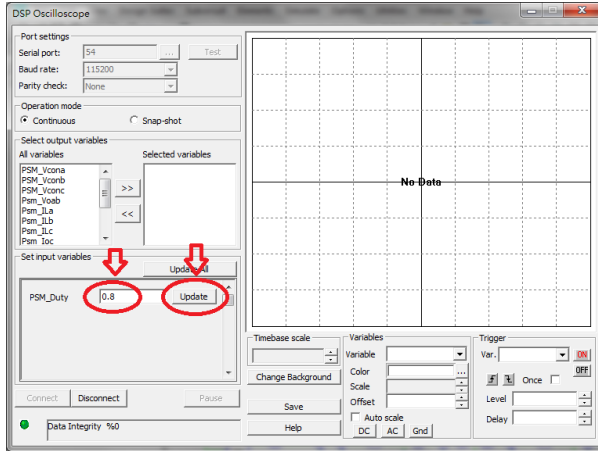
表 1.3 不同負載時輸出電壓電流量測數據

	V_o (Vrms) (量測值)	V_o (Vrms) (實際值)	I_o (Arms) (量測值)	I_o (Arms) (實際值)
空載 (no Load)	1.21V	42.16V	0.12A	0.252A
半載 (20Ω)	1.13V	39.373V	0.55A	1.154A
滿載 (10Ω)	1.10V	38.328V	1.05A	2.202A

由表 1.3 可以發現，在開迴路情況下，輸出電壓會隨著負載增加而有下降。

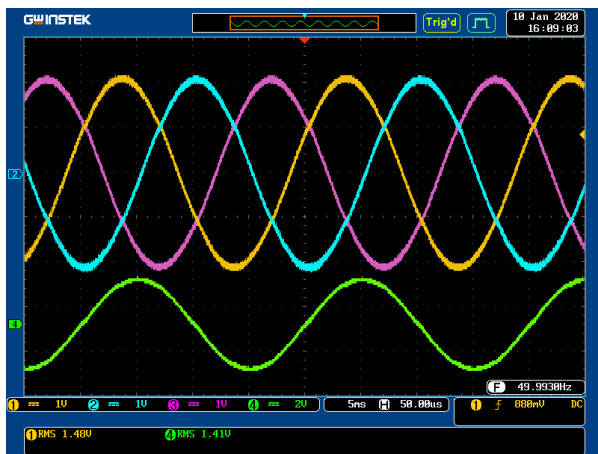
經由 RS232 調整 "Set input variables" 中的 PSM_Duty，這個變數為電路中 Duty 參數，由預設的 0.6 改為 0.8 後，如圖 1.26，按下 Update。

圖 1.26
調整 Duty



可以發現輸出 RMS 電壓 Vo-AB 由 1.10V(實際值 38.328V)變為 1.48V(實際值 51.568V)，如圖 1.27

圖 1.27
Duty 為 0.8 時的
量測波形



依照不同 Duty 的操作，依序將結果填入表 1.4，感測比例請參照表 0.1

表 1.4 不同 Duty 時輸出電壓電流量測數據

	Vo(Vrms) (量測值)	Vo(Vrms) (實際值)	Io(Arms) (量測值)	Io(Arms) (實際值)
滿載 Duty=0.6	1.10V	38.328V	1.05A	2.202A
滿載 Duty=0.8	1.48V	51.568V	1.41A	2.958A

由表 1.4 可以發現，開迴路情形下，輸出電壓會隨著 Duty 的變化而變化。

實驗 2 三相升壓獨立式逆變器

預習內容

1. 學習升壓式轉換器電路模型
2. 學習升壓式轉換器電路電壓電流控制與設計
3. 學習三相逆變器電路模型
4. 學習三相逆變器電壓及電流控制器設計
5. 學習建立類比電路及模擬
6. 學習 DSP 數位控制電路規劃

實驗目的與內容

1. 不同負載下，觀測輸出電壓變動情形
2. 不平衡載下，觀測輸出電壓變動情形

原理與設計

本實驗電路為兩級電路，前級為升壓式轉換器，後級為三相三線式全橋逆變器，前級作用為維持直流鍊電壓，後級功能在控制逆變器輸出電壓，控制架構如圖 2.1，本節將分別從各級電路做說明。

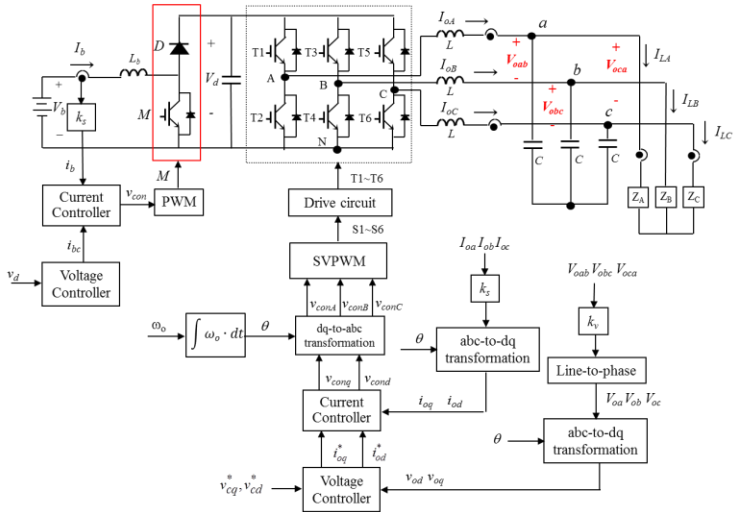
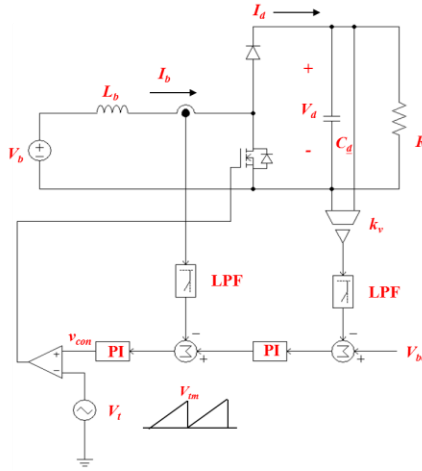


圖 2.1 整體電路控制架構圖

升壓式轉換器控制器設計

升壓式轉換器的電流模式控制架構如圖 2.2 所示，採用雙迴路控制，外迴路為電壓迴路，用以調整電壓誤差及產生電流內迴路的電流命令，電流迴路命令與感測電流之誤差再經 PWM 產生開關的驅動信號，感測電流可能為開關電流亦或電感電流，視採用的控制方法而定。本實驗主要針對平均電流控制，以下說明將以此為主。

圖 2.2
升壓式轉換器之
電流模式控制架
構



工作原理與模型推導

利用狀態平均法，由圖 2.2 可得：

$$L_b \frac{dI_b}{dt} = V_b - (1 - d)V_d \quad (2.1)$$

其中，Duty 可表示如下：

$$d = \frac{v_{con}}{V_{tm}} \quad (2.2)$$

代入可得

$$L_b \frac{dI_b}{dt} = V_b - \left(1 - \frac{v_{con}}{V_{tm}}\right)V_d \quad (2.3)$$

經過整理可得下式

$$L_b \frac{dI_b}{dt} = \frac{V_d}{V_{tm}}v_{con} + V_b - V_d \quad (2.4)$$

再把 $k_{pwm} = \frac{V_d}{V_{tm}}$ 代入，

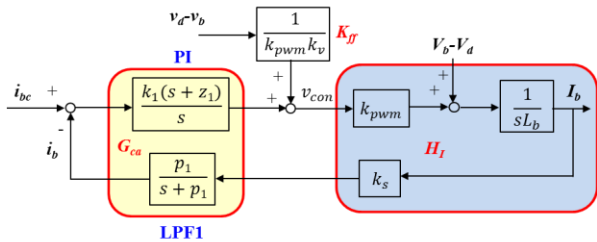
$$L_b \frac{dI_b}{dt} = k_{pwm} v_{con} + V_b - V_d \tag{2.5}$$

式(2.5)即可用來設計升壓式轉換器的電流控制器

電流控制器設計

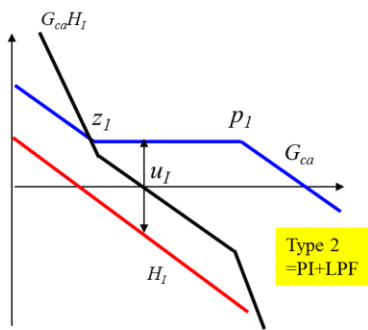
由式(2.5)所畫出的電流迴路控制方塊如圖 2.3，其中 K_s 和 K_v 分別為電壓與電流的感測增益，採用迴授控制並搭配前向控制的方法來抵銷 V_b-V_d 對電流迴路的擾動。

圖 2.3
電流迴路控制方塊圖



此電路的電流控制器為二類誤差放大器，可將其拆解為一個比例積分控制器(PI)與一個低通濾波器(LPF)，其波德圖如圖 2.4，設計方法如下：

圖 2.4
電流迴路波德圖



1. 設定 u_I 為切換頻率的 $1/10 \sim 1/8$
2. 設定 $z = \frac{u_I}{3}$

3. 設定 $p = \frac{f_s}{2}$
4. 利用 $G_{ca}(u_I)H_I(u_I) = 1$ 求出 k_I

電壓控制器設計

一般電壓迴路之響應速度遠低於電流迴路之響應速度，因此在模型化電壓迴路時，可以將電流迴路視為理想，亦即感測之電感電流與其命令之響應視為 1。基於此假設，電壓迴路等效電路可以簡化如圖 2.5 所示，由圖 2.5 可得式(2.6)：

$$\frac{V_b}{I_d} = R \frac{1 + \frac{S}{\omega_z}}{1 + \frac{S}{\omega_p}}, \quad \omega_z = \frac{1}{CR_e}, \quad \omega_p = \frac{1}{CR} \quad (2.6)$$

將 $I_d = k_b I_b$ 代入上式可得，其中 $K_b = \frac{V_b}{V_d}$

$$\frac{V_b}{I_b} = R \frac{K_b(1 + \frac{S}{\omega_z})}{1 + \frac{S}{\omega_o}} \quad (2.7)$$

利用式(2.7)可以繪出電壓迴路之控制方塊圖如圖 2.6 所示，電壓之誤差放大器(Gea)亦可以採用前述之二類誤差放大器來加以設計如圖 2.7 所示，電壓迴路之頻寬可以設計在電流迴路頻寬之 $1/3 \sim 1/5$ 。

圖 2.5
電壓迴路等效電路

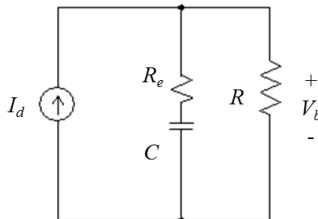


圖 2.6
電流迴路控制方塊圖

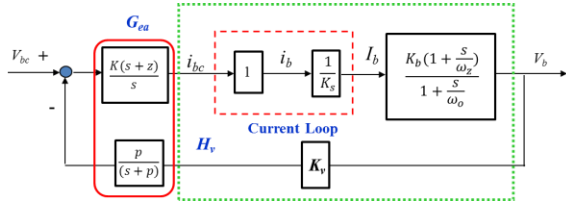
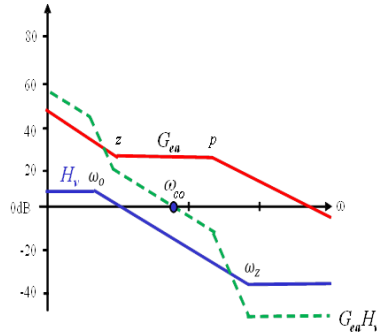


圖 2.7
電壓迴路波德圖



逆變器控制器設計

圖 2.8 為三相三線式的逆變器電路，其中 n 為虛擬之電壓中性點，控制方法為採用雙迴路電感電流控制，由逆變器電路可得：

$$L \frac{dI_{oA}}{dt} = V_{AN} - V_{an} - V_{nN} \quad (2.8)$$

$$L \frac{dI_{oB}}{dt} = V_{BN} - V_{bn} - V_{nN} \quad (2.9)$$

$$L \frac{dI_{oC}}{dt} = V_{CN} - V_{cn} - V_{nN} \quad (2.10)$$

$$C \frac{dV_{an}}{dt} = I_{oA} - I_{LA} \quad (2.11)$$

$$C \frac{dV_{bn}}{dt} = I_{oB} - I_{LB} \quad (2.12)$$

$$C \frac{dV_{cn}}{dt} = I_{oC} - I_{LC} \quad (2.13)$$

由於三線式電路滿足：

$$I_{oA} + I_{oB} + I_{oC} = 0 \quad (2.14)$$

(2.8)+(2.9)+(2.10)並利用(2.14)可得：

$$V_{nN} = \frac{(V_{AN} + V_{BN} + V_{CN}) - (V_{an} + V_{bn} + V_{cn})}{3} \quad (2.15)$$

將(2.15)代回(2.8)~(2.10)可得：

$$\begin{bmatrix} L \frac{dI_{oA}}{dt} \\ L \frac{dI_{oB}}{dt} \\ L \frac{dI_{oC}}{dt} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & 1 & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & 1 \end{bmatrix} \left(\begin{bmatrix} V_{AN} \\ V_{BN} \\ V_{CN} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} \right) \quad (2.16)$$

$$\begin{bmatrix} I_{capa} \\ I_{capb} \\ I_{capc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C \frac{dV_{an}}{dt} \\ C \frac{dV_{bn}}{dt} \\ C \frac{dV_{cn}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{oA} \\ I_{oB} \\ I_{oC} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{LA} \\ I_{LB} \\ I_{LC} \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

其中 ($i=A, B, C$) 為 A, B 與 C 臂之輸出電壓，逆變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(2.18)所示：

$$V_{iN} = \left(\frac{1}{2} + \frac{V_{coni}}{2v_{tm}} \right) V_d \quad (i=A, B, C) \quad (2.18)$$

其中 v_{tm} 為三角波之振幅，將 (2.18) 代入(2.16)可得(2.19)：

$$\begin{bmatrix} L \frac{dI_{oA}}{dt} \\ L \frac{dI_{oB}}{dt} \\ L \frac{dI_{oC}}{dt} \end{bmatrix} = \frac{V_d}{3v_{tm}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & 1 & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{conA} \\ V_{conB} \\ V_{conC} \end{bmatrix} - \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & 1 & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

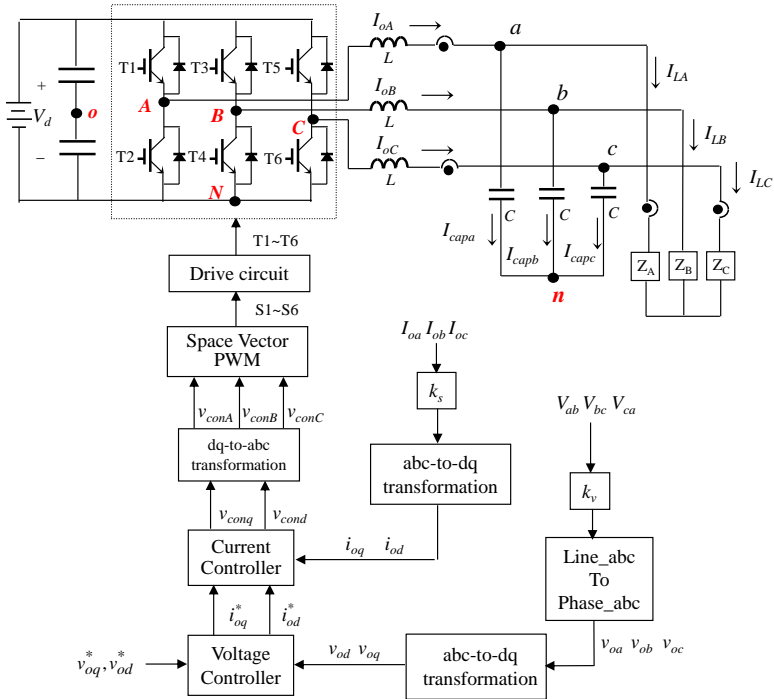


圖 2.8 三相三線式逆變器

軸轉換

由(2.19)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 2.9 所示之 a, b, c 三座標軸為一靜止框，可用以表示三相逆變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：

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \\ f_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin \theta & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

$$\begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_d \\ f_q \\ f_0 \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

其中

$$\theta = \omega t \quad (2.22)$$

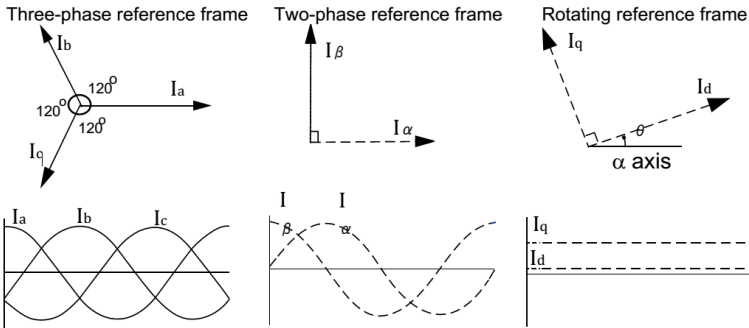


圖 2.9 各式坐標軸

利用(2.20)及(2.21)之軸轉換公式代入(2.17)、(2.19)可以推出圖 2.8 三相三線式逆變器之狀態方程式為：

$$\begin{bmatrix} L \frac{dI_{od}}{dt} \\ L \frac{dI_{oq}}{dt} \\ L \frac{dI_{o0}}{dt} \end{bmatrix} = \frac{V_d}{2V_{tm}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{cond} \\ V_{conq} \\ V_{con0} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{od} \\ V_{oq} \\ V_{o0} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & \omega L & 0 \\ -\omega L & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{od} \\ I_{oq} \\ I_{o0} \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

$$\begin{bmatrix} C \frac{dV_{od}}{dt} \\ C \frac{dV_{oq}}{dt} \\ C \frac{dV_{o0}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{od} \\ I_{oq} \\ I_{o0} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{od} \\ I_{oq} \\ I_{o0} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & \omega C & 0 \\ -\omega C & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{od} \\ V_{oq} \\ V_{o0} \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

其中 $V_{con}(i=d, q)$ 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，由於三相三線電路的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) 之轉換以獲得(2.19)中之 V_{an} ， V_{bn} 及 V_{cn} 等虛擬相電壓：

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

電流控制器設計

利用(2.23)可以設計逆變器之電流控制器如圖 2.10 所示，其中 d 、 q 軸之電流均會對另一軸產生擾動，因此圖 2.10 乃藉由前向控制信號 v_{fd} 用以消除此擾動。而另一前向控制信號 v_{fq} 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：

$$\frac{i_{o,i}^*}{i_{o,i}} = \frac{\frac{k_{pwm}k_s k_1}{L}}{s + \frac{k_{pwm}k_s k_1}{L}} = \frac{u_I}{s + u_I}, \quad i = d, q \quad (2.26)$$

此處 u_I 即為電流迴路之頻寬：

$$u_I = \frac{k_{pwm}k_s k_1}{L} \quad (2.27)$$

此頻寬可以利用電流誤差放大器之增益 k_1 加以設定。

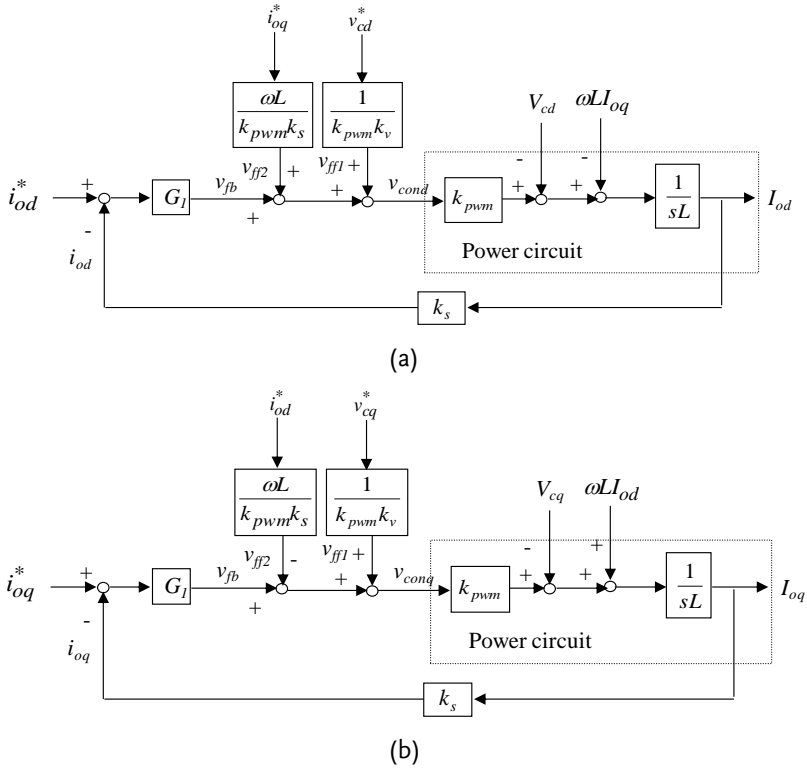
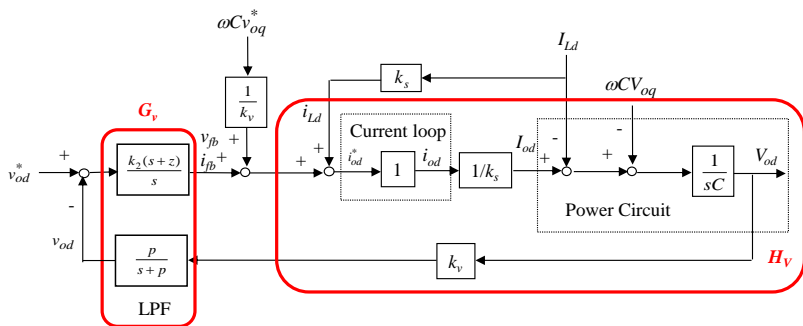


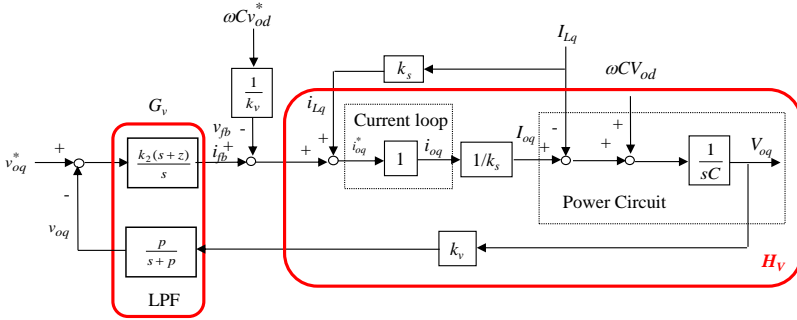
圖 2.10 逆變器之電流控制迴路：(a)d 軸，(b)q 軸

電壓控制器設計

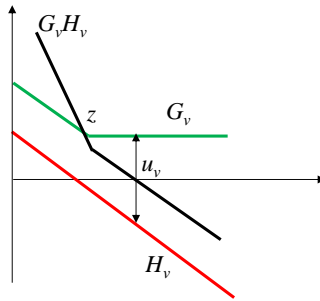
逆變器之電壓迴路控制方塊圖如圖 2.11 所示，其中之電力電路方塊乃利用(2.24)所繪。此外假設電流迴路響應之頻寬(ω)要較電壓迴路頻寬高四倍以上，則電流迴路之響應(2.26)在分析電壓迴路響應時可以被視為 1。電壓控制器亦採用前向控制與回授控制並用，由於有感測負載電流，因此逆變控制器利用感測之負載電流加入電流命令中用以直接消除負載電流對於電壓迴路之擾動，另外亦利用電壓命令(v_{od}^* 及 v_{oq}^*)乘上 ωC 並加入其他軸之電流命令以消除電容電流($\omega C V_{od}$ 及 $\omega C V_{oq}$)之擾動。而電壓回授控制器 G_v 則為二類誤差放大器，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 2.11(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。圖 2.12 為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* 軸轉換得到最終電壓迴路之命令 v_{od}^* 及 v_{oq}^* 。



(a)



(b)



(c)

圖 2.11 逆變器之電壓控制迴路：(a)d 軸，(b)q 軸，(c)電壓迴路波德圖

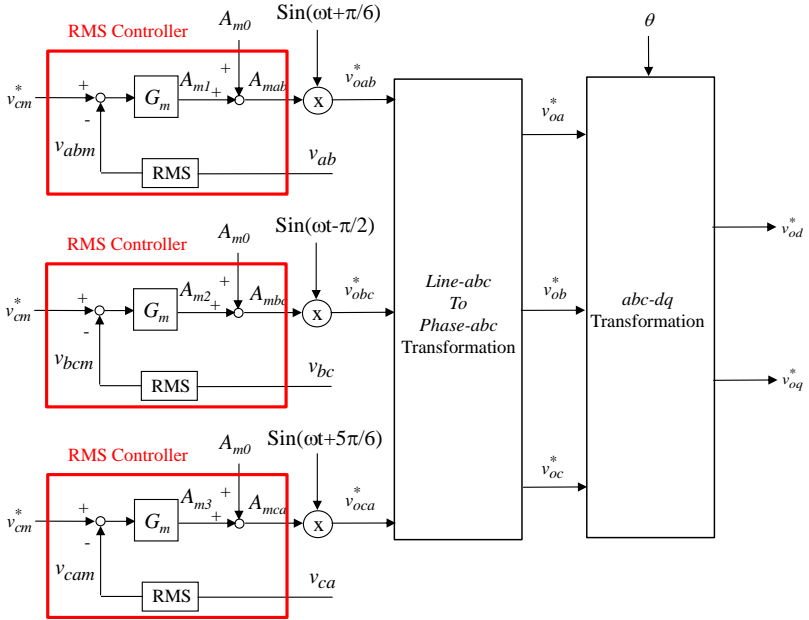


圖 2.12 電壓均方根值控制器

電路模擬

系統規格如下：

逆變器規格	DC Input Voltage $V_b = 70V$
	DC Bus Voltage $V_d = 100V$
	$F_s = 40kHz$, $V_{tri} = 5V_{pp}$ (Boost PWM)
	$F_s = 20kHz$, $V_{tri} = 10V_{pp}$ (Inverter PWM)
	$C_b = 200\mu F$, $L_b = 660\mu H$
	$C_{BUS} = 940\mu F$, $L = 1.02mH$, $C = 10\mu F$
	$K_s = 0.3$ (AC current sensing factor)
	$K_s = 0.6$ (DC current sensing factor)
	$K_v = 1/60$ (AC voltage sensing factor)
	$K_v = 1/40$ (DC voltage sensing factor)

依照上述參數所建立的類比電路如下圖 2.13:

PSIM 檔名為：

PEK-550_Sim2_3P_Boost_SA_Inv(50Hz)_V11.1.5_V1.1

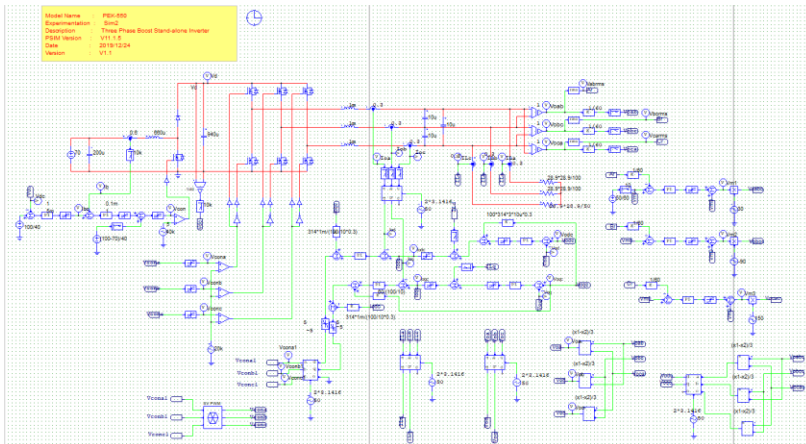


圖 2.13 實驗二 PSIM 類比電路圖

其模擬結果如圖 2.14, 2.15:

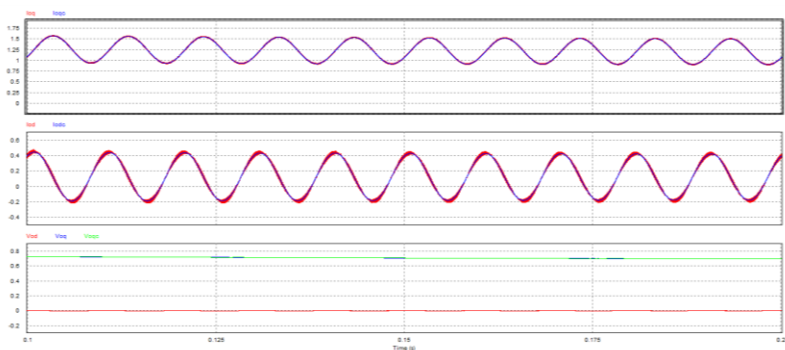


圖 2.14 實驗二類比電路模擬波形

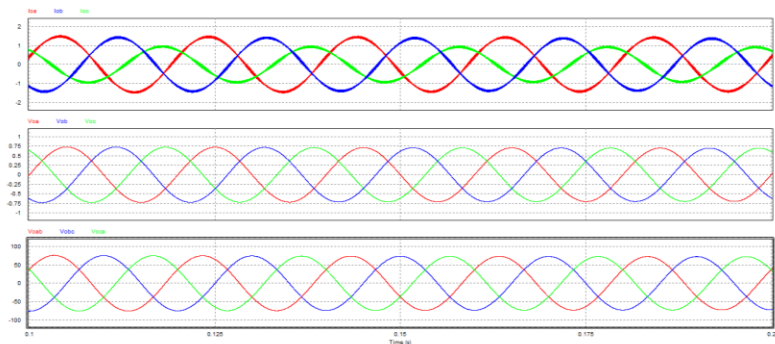


圖 2.15 實驗二類比電路模擬波形

再參照類比電路所建立的數位電路如下圖 2.16:

PSIM 檔名為：

PEK-550_Lab2_3P_Boost_SA_Inv(50Hz)_V11.1.5_V1.1

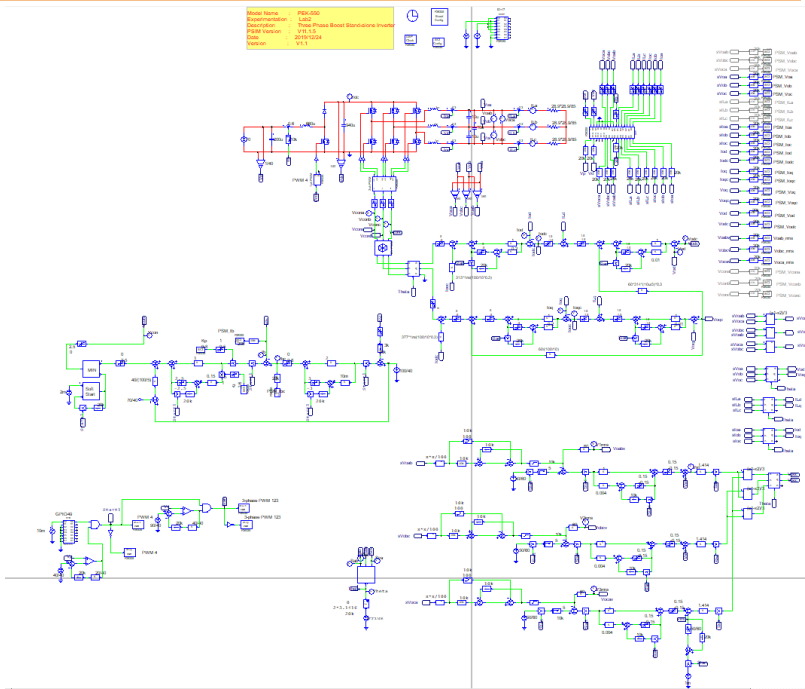


圖 2.16 實驗二 PSIM 數位電路圖

其模擬結果如圖 2.17, 2.18:

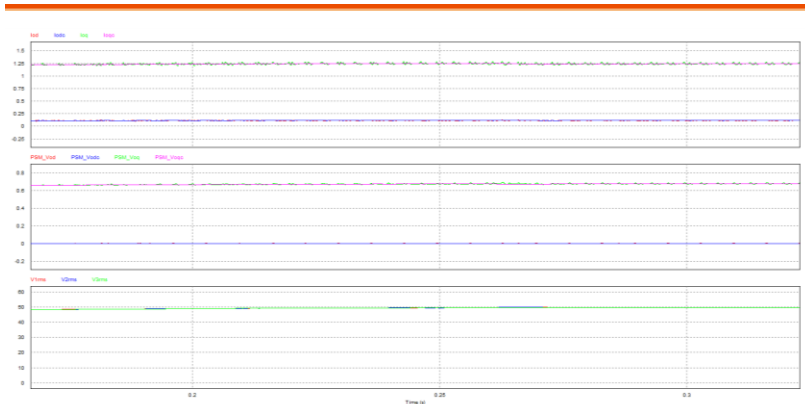


圖 2.17 實驗二數位電路模擬波形

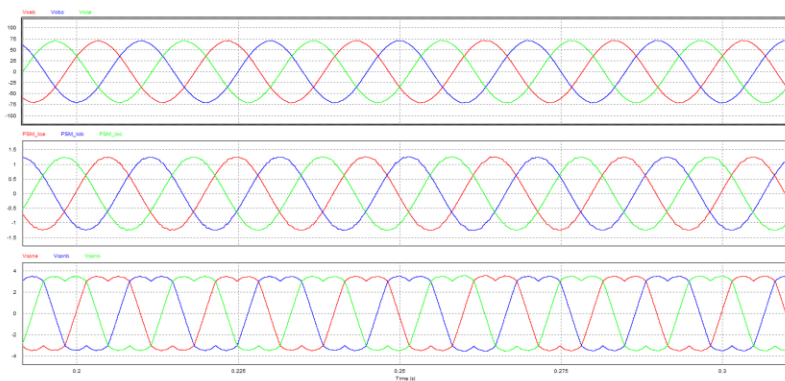


圖 2.18 實驗二數位電路模擬波形

模擬確認無誤後，利用“Simulate”的“Generate Code”自動產生對應的 C Code。

實驗設備

本實驗所需的設備如下，設備使用前請參照各設備使用說明書：

- PEK-550 一台
- PEK-005A 一台
- PEK-006 一台
- PTS-5000 一台(其中使用 GDS-2204E, PSW160-7.2, GPL-500)
- PC 一台

實驗步驟

1. 實驗接線圖如圖 2.19，請依此圖完成接線。



圖 2.19 實驗二接線圖

2. 接線完畢後，先確認 PEK-550 開關為 OFF，之後開啟 PEK-005A 的開關，開啟後 DSP 的紅色顯示燈亮起，如圖 2.20，此時表示 DSP 電源正常。

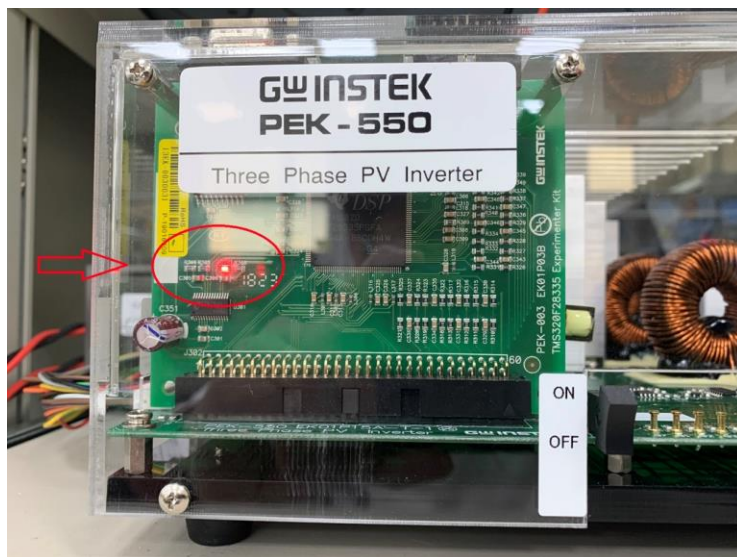


圖 2.20 DSP 正常工作畫面

3. 請依照附錄 B(燒錄流程)進行燒錄。
4. 將示波器探棒分別接至 Vo-AB, Vo-BC, Vo-CA 與 Io-A 上，如圖 2.21

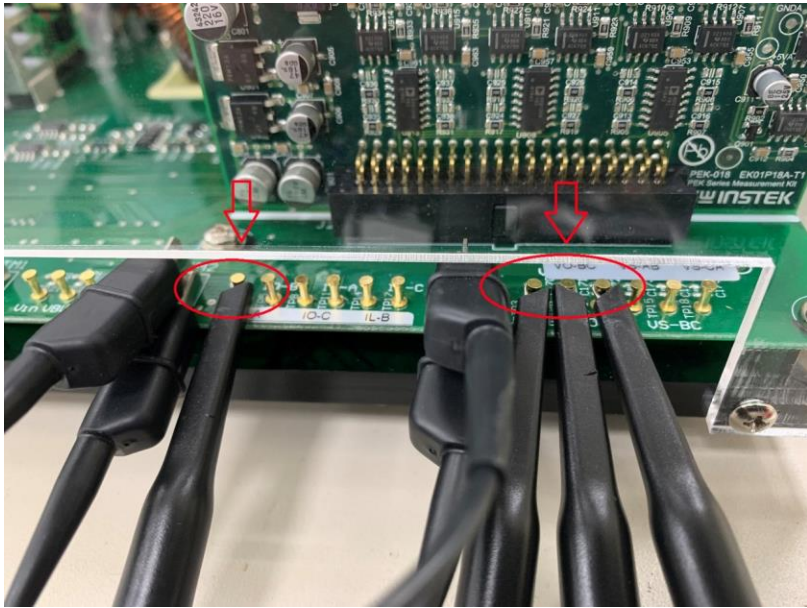


圖 2.21 示波器探棒接線圖

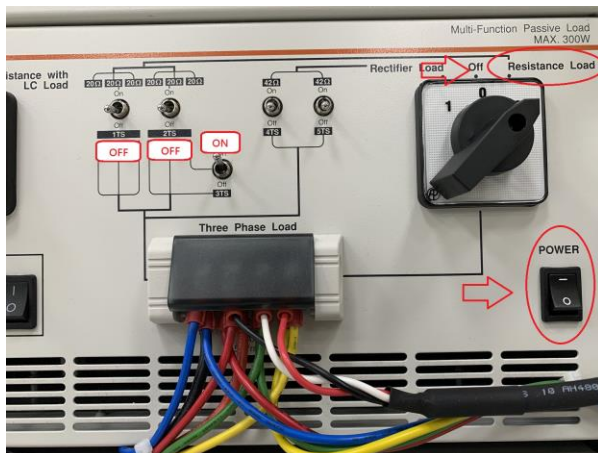
5. PSW160-7.2 設定為電壓 70V，電流 5A，如圖 2.22。



圖 2.22 PSW 160-7.2 設定圖

6. GPL-500 電源開啟後，Three Phase Load 設定為 Resistance Load，1TS, 2TS 設定為 OFF，3TS 設定為 ON，此時為空載，如圖 2.23。

圖 2.23
GPL-500 空載設
定



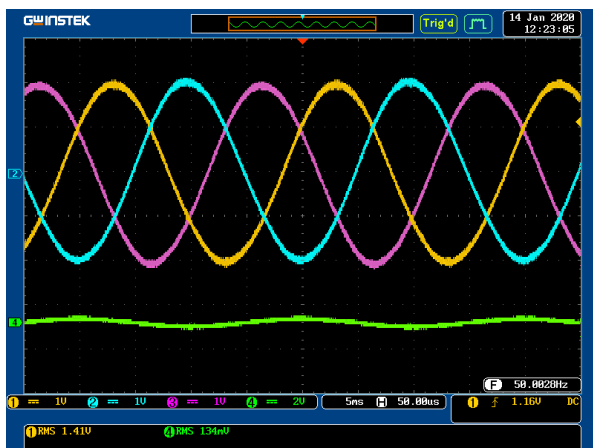
7. 設定完畢後，PSW 電源輸出後，將 PEK-550 開關開啟。

實驗結果

(1) 空載

在空載條件下觀測 V_{o-AB} 輸出 RMS 電壓為 1.41V(實際值 49.129V)， I_{o-A} 為 0.13A(實際值 0.273A)，如圖 2.24

圖 2.24
空載量測波形



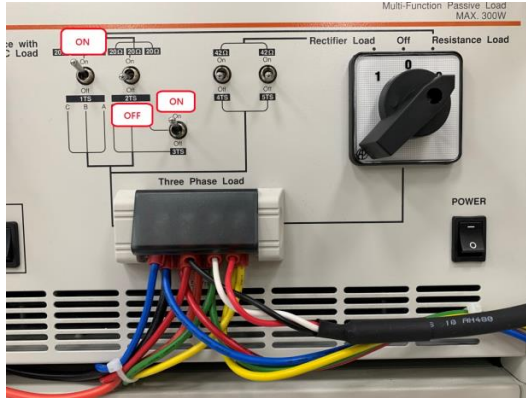
$V_{o_{ab}}$: CH1(yellow): 1V/div $V_{o_{ca}}$: CH3(purple): 1V/div

$V_{o_{bc}}$: CH2(blue): 1V/div I_{o_a} : CH4(green): 2V/div

(2) 半載(20Ω)

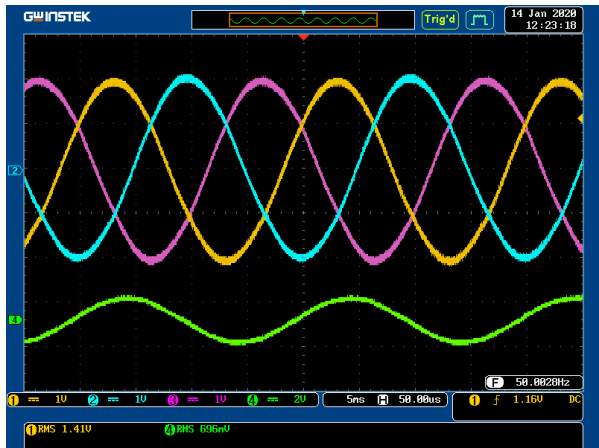
1TS, 3TS 設定為 ON，2TS 設定為 OFF，如圖 2.25 此時負載為半載

圖 2.25
GPL-500 半載設定



在半載條件下觀測 V_{o-AB} 輸出 RMS 電壓為 1.41V(實際值 49.129V)， I_{o-A} 為 0.696A(實際值 1.46A)，如圖 2.26

圖 2.26
半載量測波形



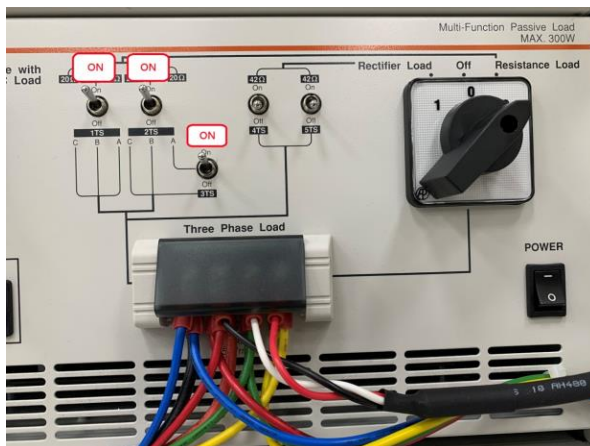
$V_{o_{ab}}$: CH1(yellow): 1V/div $V_{o_{ca}}$: CH3(purple): 1V/div

$V_{o_{bc}}$: CH2(blue): 1V/div I_{o_a} : CH4(green): 2V/div

(3) 滿載(10Ω)

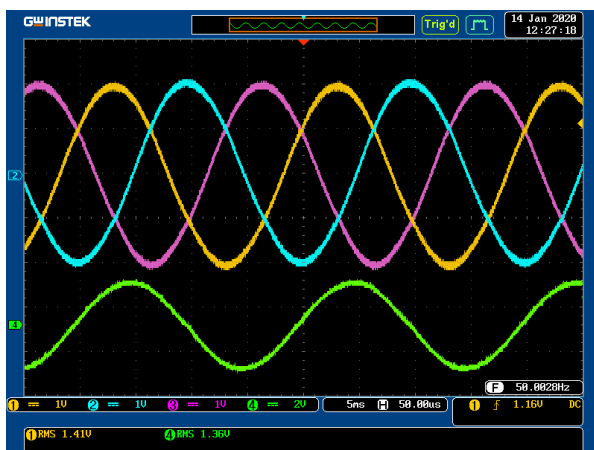
1TS, 2TS, 3TS 設定為 ON，如圖 2.27，此時負載為滿載

圖 2.27
GPL-500 滿載設定



在滿載條件下觀測 V_{o-AB} 輸出 RMS 電壓為 1.41V(實際值 49.129V)， I_{o-A} 為 1.36A(實際值 2.852A)，如圖 2.28

圖 2.28
滿載量測波形



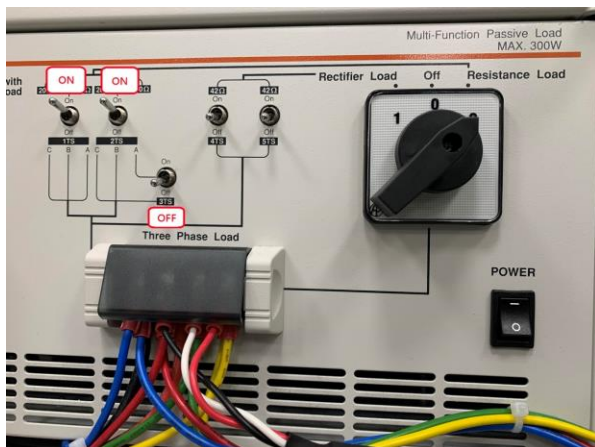
$V_{o_{ab}}$: CH1(yellow): 1V/div $V_{o_{ca}}$: CH3(purple): 1V/div

$V_{o_{bc}}$: CH2(blue): 1V/div I_{o_a} : CH4(green): 2V/div

(4) 不平衡載(A相 20Ω，B相與C相 10Ω)

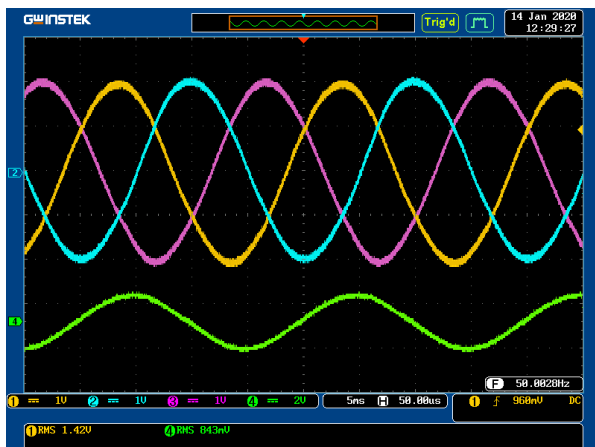
1TS, 2TS 設定為 ON，3TS 設定為 OFF 如圖 2.29，此時負載為不平衡載

圖 2.29
GPL-500 不平衡
載設定



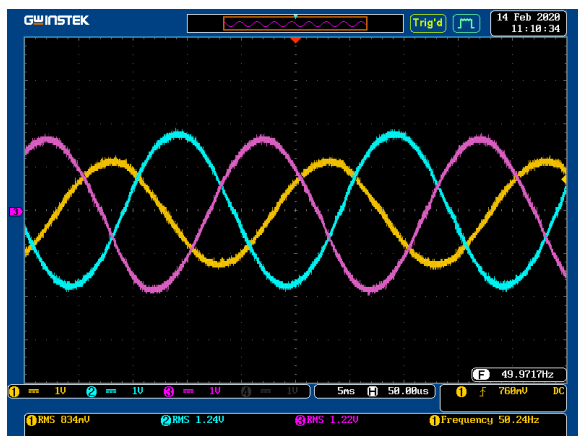
在不平衡載條件下，觀測 V_{o-AB} 輸出 RMS 電壓為 1.41V(實際值 49.129V)， I_{o-A} 為 0.83A(實際值 1.741A)， I_{o-B} 為 1.24A(實際值 2.601A)， I_{o-C} 為 1.22A(實際值 2.559A)，如圖 2.30

圖 2.30
不平衡載量測波
形



$V_{o_{ab}}$: CH1(yellow): 1V/div $V_{o_{ca}}$: CH3(purple): 1V/div

$V_{o_{bc}}$: CH2(blue): 1V/div I_{o_a} : CH4(green): 2V/div



I_{oA} : CH1(yellow): 1V/div I_{oC} : CH3(purple): 1V/div

I_{oB} : CH2(blue): 1V/div

依照不同負載條件，依序把量測結果填入表 2.1，感測比例請參照表 0.1

表 2.1 不同負載時輸出電壓電流量測數據

	Vo(Vrms) (量測值)	Vo(Vrms) (實際值)	Io(Arms) (量測值)	Io(Arms) (實際值)
空載	1.41V	49.129V	0.13A	0.273A
半載 (20Ω)	1.41V	49.129V	0.70A	1.46A
滿載 (10Ω)	1.41V	49.129V	1.36A	2.852A
不平衡載				
RA=20Ω	1.41V	49.129V	0.83A	1.741A
RB=10Ω			1.24A	2.601A
RC=10Ω			1.22A	2.559A

由表 2.1 可以發現，在閉迴路情況下，輸出電壓不會隨著負載增加而有所改變。

實驗 3 三相並網逆變器

預習內容

1. 學習三相並網逆變器電路模型
2. 學習三相並網逆變器雙閉環直流電壓及電流控制器設計
3. 學習鎖相回路控制
4. 學習建立類比電路及模擬
5. 學習 DSP 數位控制電路規劃

實驗目的與內容

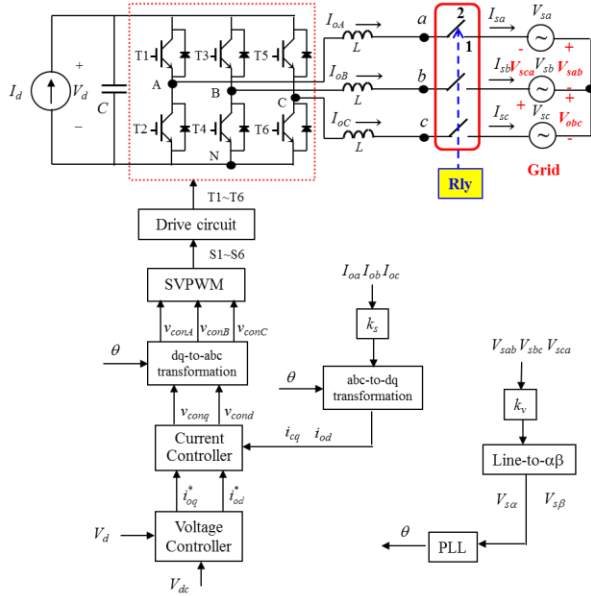
1. 熟悉三相並網逆變器之並網操作
2. 並網建立後，藉由改變負載來觀測系統功率變化

原理與設計

三相市電並聯逆變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逆變器之控制，因此電路架構簡化如圖 3.1 所示僅顯示逆變器部分，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。逆變器採用雙迴路控制，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，此外逆變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 3.1

三相市電並聯逆變器控制架構



電流迴路設計

三相市電並聯逆變器的等效電路模型與前述 Lab 2 獨立式逆變器之模型相同，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 軸下逆變器之電流控制器如圖 3.2 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 3.2 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($G_I=k_1$)，則電流迴路之響應可由電流迴授迴路求得為：

$$\frac{i_{o,i}^*}{i_{o,i}} = \frac{k_{pwm}k_s k_1}{s + \frac{k_{pwm}k_s k_1}{L}} = \frac{u_I}{s + u_I}, \quad i = d, q \tag{3.1}$$

此處 u_I 即為電流迴路之頻寬：

$$u_I = \frac{k_{pwm}k_s k_1}{L} \tag{3.2}$$

其可以利用電流誤差放大器之增益 k_1 加以設計。

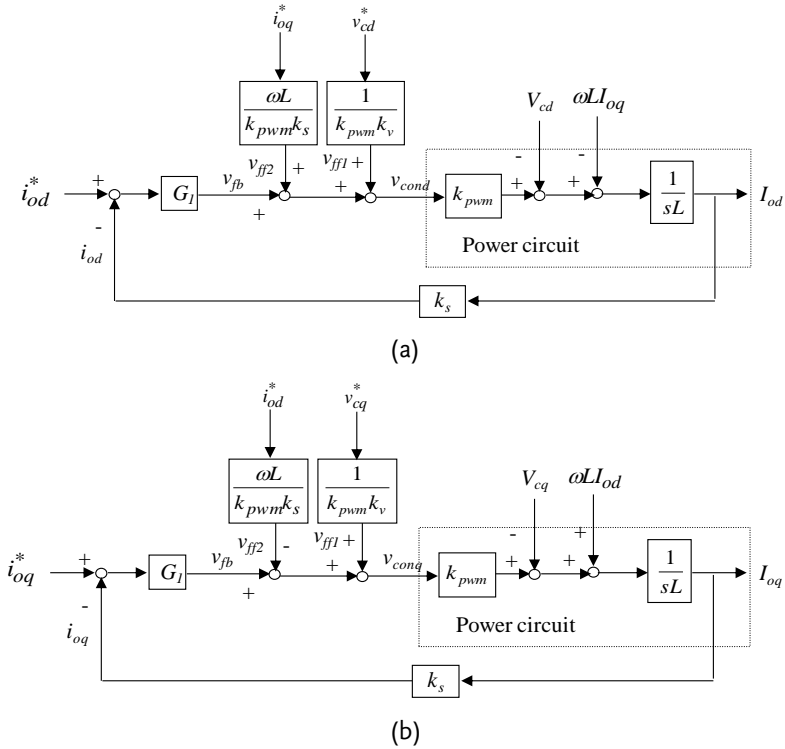


圖 3.2 逆變器之電流控制迴路：(a)d 軸，(b)q 軸

電壓迴路設計

直流電壓控制的目的是維持功率平衡，亦即前級電路傳送過來的功率可與逆變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 3.3(a)所示，亦即逆變器可視為一電流源 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：

$$P_{ac} = V_{\alpha} I_{\alpha} + V_{\beta} I_{\beta} = V_{s(p)} \sin \omega t \cdot I_m \sin \omega t + V_{s(p)} \cos \omega t \cdot I_m \cos \omega t \quad (3.3)$$

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：

$$P_{ac} = V_{s(p)} I_m \quad (3.4)$$

將電流源反應至直流側如圖 3.3(b)，假設逆變器效率為 100%，此時輸入功率 P_{ac} 等於輸出功率 P_{dc} ：

$$P_{dc} = P_{ac} \quad (3.5)$$

又直流側功率可表示為：

$$P_{dc} = V_d I_d \quad (3.6)$$

因此

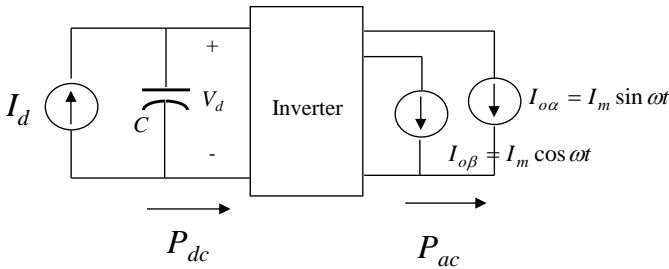
$$V_d I_d = V_{s(p)} I_m \quad (3.7)$$

$$I_d = \frac{V_{s(p)} I_m}{V_d} = K_{dc} I_m \quad (3.8)$$

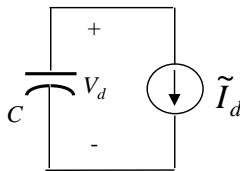
$$\tilde{V}_d = \tilde{I}_d \frac{1}{sC} \quad (3.9)$$

由圖 3.3(b)可得直流側電流源對直流電壓之轉移函數如下：

$$\frac{\tilde{V}_d}{\tilde{I}_d} = \frac{K_{dc}}{sC}, \quad K_{dc} = \frac{V_{s(p)}}{V_d} \quad (3.10)$$



(a)



(b)

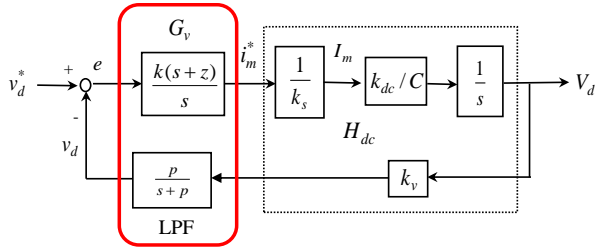
圖 3.3 電壓迴路：(a) dq 軸等效電路，(b)轉換至直流側等效電路

根據(3.8)，可設計直流電壓控制方塊圖如圖 3.4，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(3.10)結合可得(3.11)：

$$H_{dc}(s) = \frac{k_v k_{dc}}{k_s C s} \tag{3.11}$$

圖 3.4

電壓迴路之控制方塊圖



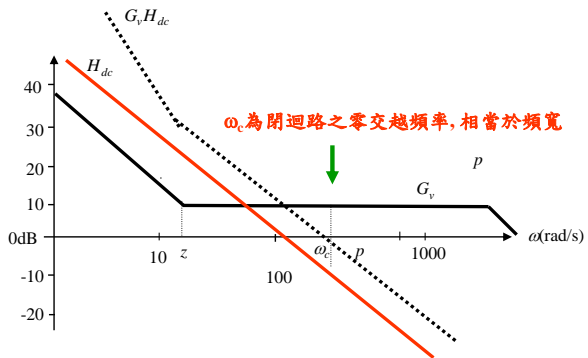
電壓控制器即可根據圖 3.4 之迴路增益來設計，由於三相整流器直流電壓無低頻漣波，無須 LPF(低通濾波器)用以衰減電壓 120Hz 或 360Hz 之低頻漣波成份以降低電流命令之失真度，因此控制器使用比例積分控制器(PI Controller)，其控制器轉移函式如下：

$$G_v = \frac{k(s+z)}{s} \tag{3.12}$$

(3.11)與(3.12)之頻率響應如圖 3.5 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 3.5

電壓迴路之頻率響應



鎖相迴路設計

所提逆變器鎖相迴路架構如圖 3.6 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：

$$e = V_m \{ \sin(\omega t) \cos(\omega_1 t) - \cos(\omega t) \sin(\omega_1 t) \} \quad (3.13)$$

(3.13) 指出，若 $\omega = \omega_1$ 則 (3.13) 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 $\omega_0 (=314)$ 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 $\omega = \omega_1$ 。

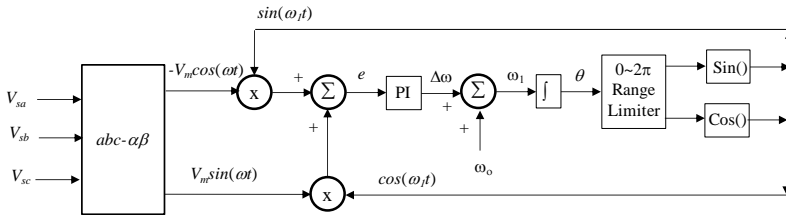


圖 3.6 鎖相迴路

電路模擬

逆變器規格

BUS Voltage $V_{BUS} = 100V$

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

$F_s = 20kHz$, $V_{tri} = 10V_{pp}$ (PWM)

$C_{BUS} = 940\mu F$, $L = 1.02mH$, $C = 10\mu F$

$K_s = 0.3$ (AC current sensing factor)

$K_v = 1/60$ (AC voltage sensing factor)

$K_v = 1/40$ (DC voltage sensing factor)

依照上述參數所建立的類比電路如下圖 3.7:

PSIM 檔名為 : PEK-550_Sim3_3P_GC_Inv(50Hz)_V11.1.5_V1.1

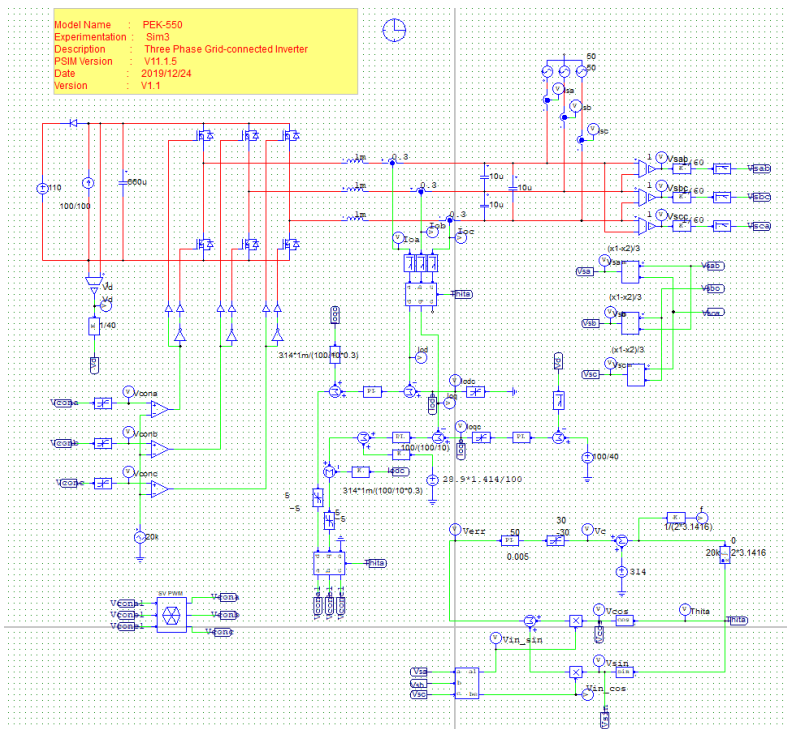


圖 3.7 實驗三 PSIM 類比電路圖

其模擬結果如圖 3.8, 3.9:

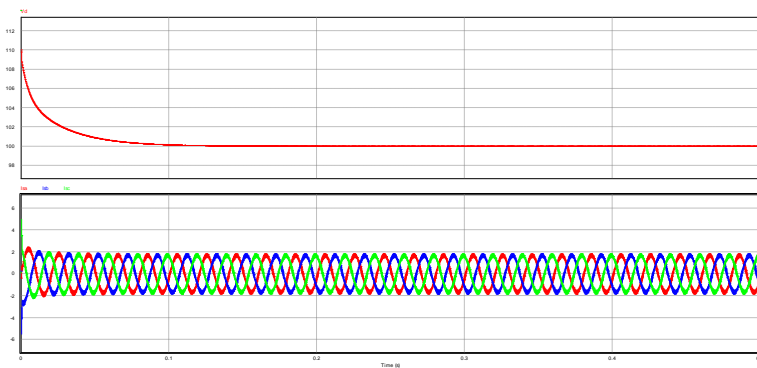


圖 3.8 實驗三類比電路模擬波形

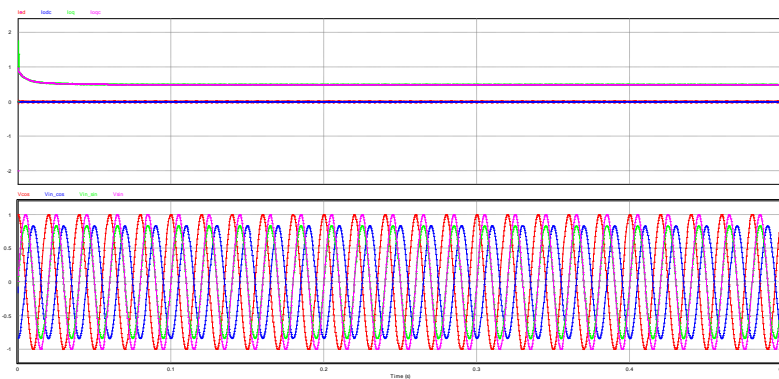


圖 3.9 實驗三類比電路模擬波形

再參照類比電路所建立的數位電路如下圖 3.10:

PSIM 檔名為 : PEK-550_Lab3_3P_GC_Inv(50Hz)_V11.1.5_V1.1

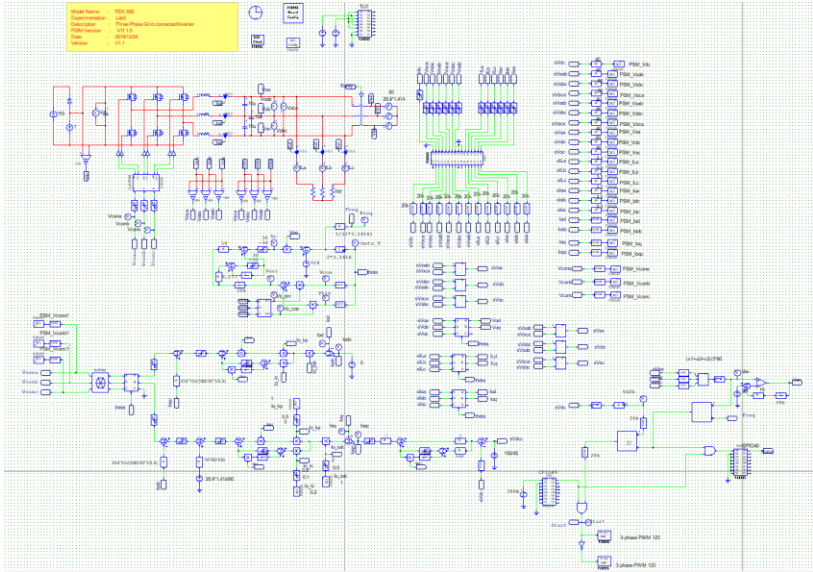


圖 3.10 實驗三 PSIM 數位電路圖

其模擬結果如圖 3.11:

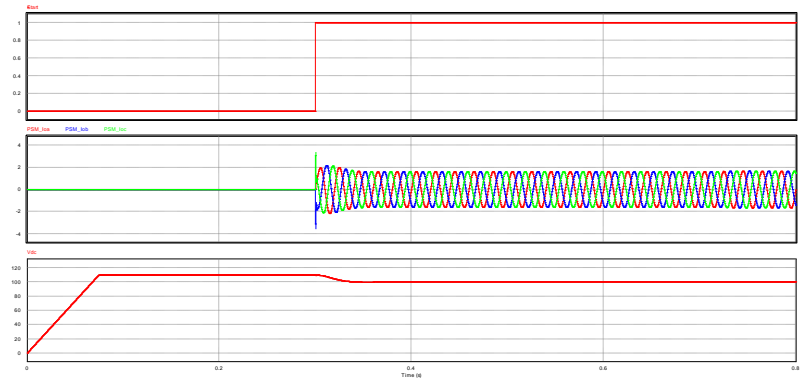


圖 3.11 實驗三數位電路模擬波形

模擬確認無誤後，利用“Simulate”的“Generate Code”自動產生對應的 C Code。

實驗設備

本實驗所需的設備如下，設備使用前請參照各設備使用說明書：

- PEK-550 一台
- PEK-005A 一台
- PEK-006 一台
- PTS-5000 一台(其中使用 GDS-2204E, APS-300, PSW 160-7.2, GPL-500)
- PC 一台

實驗步驟

1. 實驗接線圖如圖 3.12，請依此圖完成接線。



圖 3.12 實驗三接線圖

2. 接線完畢後，先確認 PEK-550 開關為 OFF，之後開啟 PEK-005A 的開關，開啟後 DSP 的紅色顯示燈亮起，如圖 3.13，此時表示 DSP 電源正常。

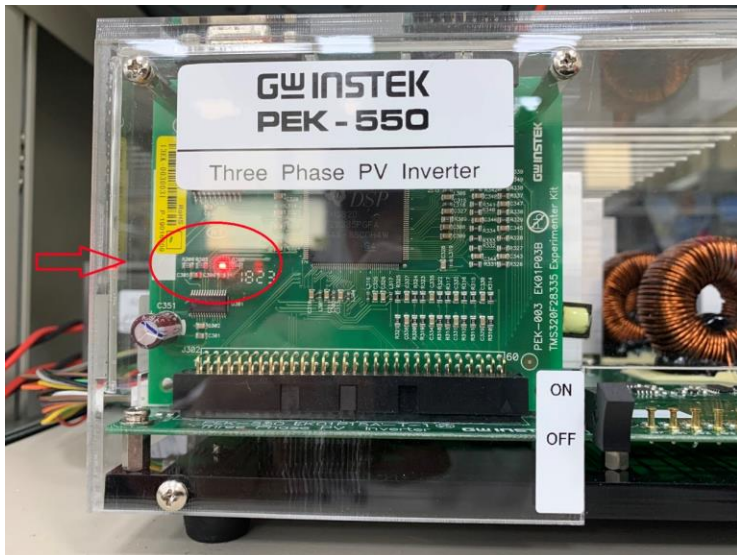


圖 3.13 DSP 正常工作畫面

3. 請依照附錄 B(燒錄流程)進行燒錄。
4. 將示波器探棒分別接至 Vo-AB, Vo-BC, Vo-CA 與 Io-A 上，如圖 3.14

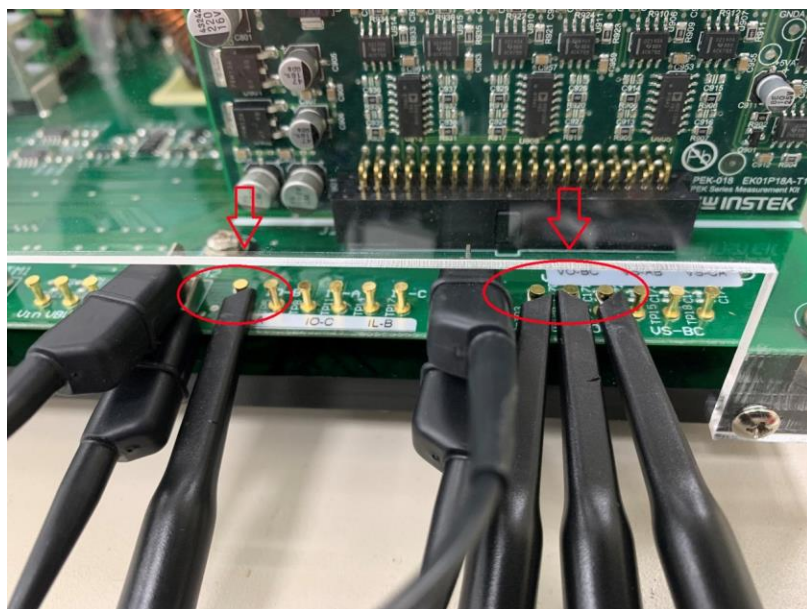


圖 3.14 示波器探棒接線圖

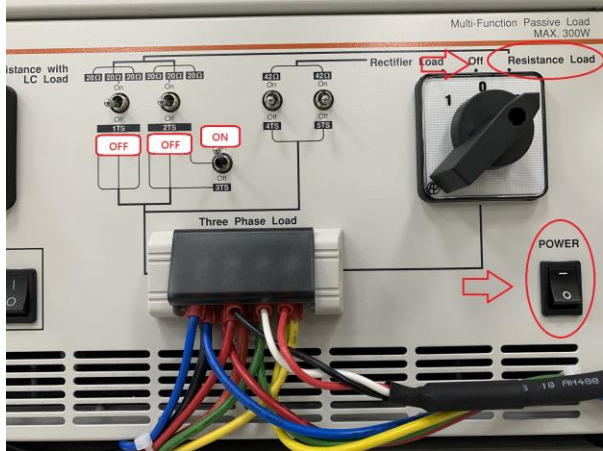
5. PSW160-7.2 設定為電壓 110V，電流 1A，如圖 3.15。



圖 3.15 PSW 160-7.2 設定圖

6. GPL-500 電源開啟後，Three Phase Load 設定為 Resistance Load，1TS, 2TS 設定為 OFF，3TS 設定為 ON，此時為空載，如圖 3.16。

圖 3.16
GPL-500 空載設定



7. APS-300 電源開啟後，設定頻率為 50Hz，模式為 3P4W，輸出電壓為 28.86V，如圖 3.17 所示。

圖 3.17
APS-300 設定圖



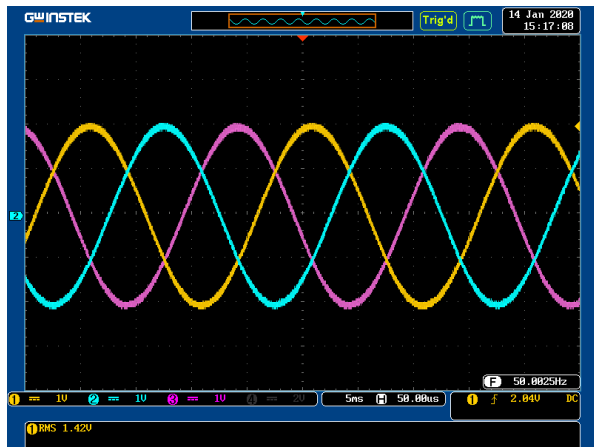
8. 設定完畢後，PSW 與 APS-300 電源輸出後，再將 PEK-550 開關開啟。

實驗結果

- 空載

三相電壓輸出 V_{o-AB} 、 V_{o-BC} 、 V_{o-CA} 的量測波形如圖 3.18，在空載條件下，PSW 輸出功率為 100W，此時因沒有負載，故所有能量須由 APS-300 吸收，可以看到 APS 功率為單相-31.2W(負號表吸收能量)三相總功率為 $-31.2W \times 3 = -93.6W$ ，與 PSW 輸出功率相符(考量元件損耗)，如圖 3.19

圖 3.18
空載量測波形



$V_{o_{ab}}$: CH1(yellow): 1V/div $V_{o_{ca}}$: CH3(purple): 1V/div

$V_{o_{bc}}$: CH2(blue): 1V/div

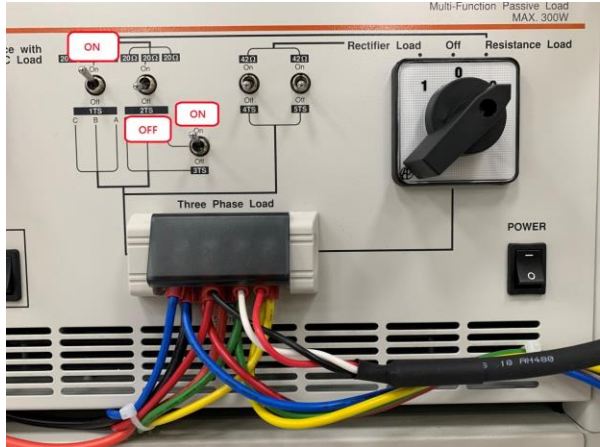


圖 3.19 空載下 PSW 與 APS-300 的功率狀態

- 半載(20Ω)

1TS, 3TS 設定為 ON，2TS 設定為 OFF，如圖 3.20 此時負載為半載

圖 3.20
GPL-500 半載設定



在半載條件下，PSW 輸出功率為 100W，此時負載為半載(125W)，因 PSW 輸出功率不能滿足負載的需求，故 APS-300 須提供 25W 以維持系統的功率平衡，可以看到 APS 功率為單相 10.4W，三相總功率為 $10.4W \times 3 = 31.2W$ (考量元件損耗)，如圖 3.21



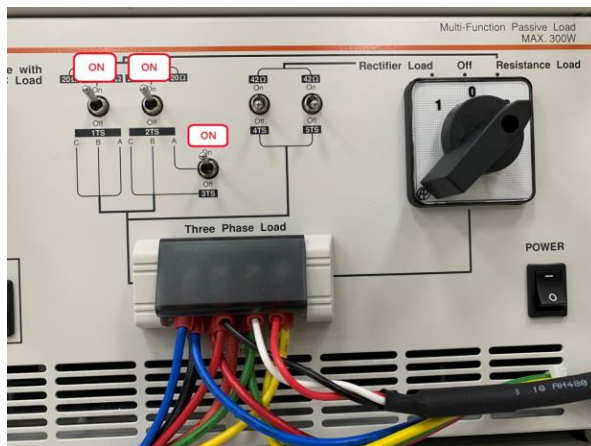
圖 3.21 半載下 PSW 與 APS-300 的功率狀態

- 滿載(10Ω)

1TS, 2TS, 3TS 設定為 ON，如圖 3.22，此時負載為滿載

圖 3.22

GPL-500 滿載設定



在滿載條件下，PSW 輸出功率為 100W，此時負載為滿載(250W)，因負載需求更大的功率，故 APS-300 須提供 150W 以維持系統的功率平衡，可以看到 APS 功率為單相 50.6W，三相總功率為 $50.6W \times 3 = 151.8W$ (考量元件損耗)，如圖 3.23



圖 3.23 滿載下 PSW 與 APS-300 的功率狀態

實驗完成後，請先關閉 PEK-550，隨後再將 PSW 與 APS-300 及 GPL-500 關閉。

將不同負載下的 PSW 與 APS-300 的功率依序填入表 3.1

表 3.1 不同負載下 APS-300 的功率狀態

	PSW 輸出功率	APS 輸出功率	(考量元件損耗)
空載 (0W)	100W	-93.6W	$100 + (-93.6) \div 0$
半載 (125W)	100W	31.2W	$100 + 31.2 \div 125$
滿載 (250W)	100W	151.8W	$100 + 151.8 \div 250$

由表 3.1 可知，在市電並網的系統中，電網的功率(實驗中以 APS-300 模擬)會依據不同的負載狀況來決定吸收或提供以維持系統之功率平衡。

實驗 4 光伏升壓式轉換器

預習內容

1. 學習光伏模組特性
2. 學習光伏模組最大功率點跟蹤方法
3. 學習升壓式轉換器雙閉環輸入電壓及電流控制器原理與設計
4. 學習升壓式轉換器之光伏陣列最大功率點跟蹤控制
5. 學習建立類比電路及模擬
6. 學習 DSP 數位控制電路規劃

實驗內容與目的

1. 利用 SAS 軟體控制 PSW 以模擬光伏模組行為
2. 利用擾動觀察法完成最大功率點跟蹤

原理與設計

PV 模組之特性介紹

光伏(photovoltaic, PV)模組的輸出特性既非定電壓亦或定電流，輸出功率均會隨工作點改變，因此必須隨時調整工作點，使發電功率達到最佳，此稱為最大功率點追蹤(maximum power point tracking, MPPT)，以下針對 PV 模組特性加以說明，以作為 MPPT 控制器設計之參考。

PV 模組乃由許多 PV 串並聯所組成，PV 經由光照射後，形成一電流源提供負載能量，PV 等效電路如圖 4.1 所示，其中 I_{ph} 用來表示 PV 所產生之電流，而 D_j 則表示為一 P-N 界面二極體， R_{sh} 與 R_s 則分別表示材料內部之等效並聯與串聯電阻，通常在分析時 R_{sh} 的值很大，

而 R_s 的值則很小，因此一般而言，為了簡化分析過程可將 R_{sh} 和 R_s 忽略不計， I_p 與 V_p 分別表示 PV 之輸出電流與電壓。

PV 模組的等效電路和 P-N 接面半導體的特性，PV 模組的輸出電流可用以下數學方程式(4.1)來表示

$$I_{pv} = n_p I_{ph} - n_p I_{sat} \left[\exp\left(\frac{q}{kTA} \frac{V_{pv}}{n_s}\right) - 1 \right] \quad (4.1)$$

V_{ph} : 表示 PV 之輸出電壓(V)

I_{pv} : 表示 PV 之輸出電流(A)

T: 表示 PV 之表面溫度(°K)

A: 表示 PV 之理想因數(A=1~5)

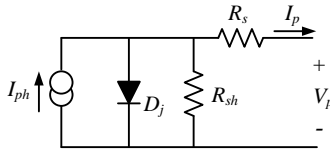
q: 表示一個電子之電荷量($1.6 \times 10^{-19}C$)

k: 表示波茲曼常數($1.38 \times 10^{-23} J/^{\circ}K$)

n_p : 表示 PV 之電池並聯數

n_s : 表示 PV 之電池串聯數

圖 4.1
PV 之等效電路



而 I_{sat} 表示太陽光電板的反向飽和電流，其數學關係式可表示如下：

$$I_{sat} = I_{rr} \left(\frac{T}{T_r}\right)^3 \cdot \exp\left[-\frac{qE_{gap}}{kA} \left(\frac{1}{T_r} - \frac{1}{T}\right)\right] \quad (4.2)$$

T_r : 表示 PV 之參考溫度(°K)

I_{rr} : 表示 PV 之參考溫度 T_r 時之反向飽和電流(A)

E_{gap} : 表示半導體材料跨越能間帶間隙時所需能量

$$E_g = 1.16 - 7.02 \times 10^{-4} \frac{T^2}{T - 1108} \quad (4.3)$$

$$I_{ph} = [I_{scr} + \alpha(T - T_r)] \frac{S}{100}$$

I_{scr} : 表示 PV 電池工作於參考溫度與 $1kW/m^2$ 之日照條件下之短路電流(A)

α : 為 PV 模組短路電流溫度係數

S: 為太陽日照量(kW/m²)

由式(4.3)可計算出輸出功率 P，表示為

$$P_{pv} = V_{pv} \times I_{pv} \quad (4.4)$$

將式(4.1)帶入後，可得到

$$P_{pv} = n_p V_{pv} I_{ph} - n_p I_{sat} V_{ph} \left[\exp\left(\frac{q}{kT} \frac{V_{pv}}{n_s}\right) - 1 \right] \quad (4.5)$$

由式(4.5)可了解 PV 模組特性，可描繪出在不同日照量與 PV 板表面溫度變化情況下 PV 模組輸出電壓、電流與功率曲線圖。

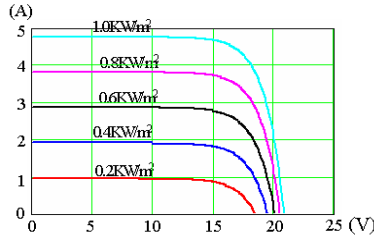
以一 Shell 製造之 75W PV 模組如表 4.1 所示。

表 4.1 Shell SQ75 PV 規格表

電氣特性	規格
額定最大輸出功率(W)	75
額定電流(A)	4.4
額定電壓(V)	17.0
短路電流 I _{sc} (A)	4.8
開路電壓 Voc(V)	21.7
正常工作溫度 NOTC(°C)	45.2
短路電流溫度係數 Ki(mA/°C)	2.06
開路電壓溫度係數(V/°C)	-0.77

在溫度 25°C 與太陽日照量為表 1KW/m²時，其電氣特性為表 4.1 所示，在不同日照量下輸出電壓與電流及輸出電壓與功率曲線分別為圖 4.2(a)與圖 4.2(b)，及在不同溫度下輸出電壓與電流及輸出電壓與功率曲線分別為圖 4.3(a)與圖 4.3(b)

圖 4.2
不同照度、固定
環境溫度(25°C)
下
(a) I_p-V_p 特性曲
線



(b) $P-V_p$ 特性曲線

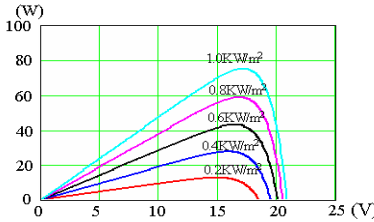
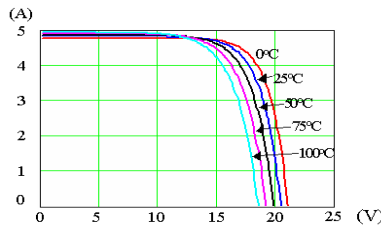
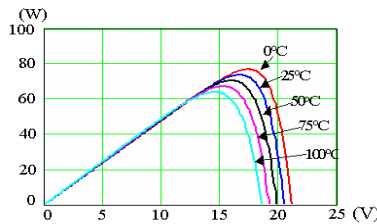


圖 4.3
不同環境溫度、
固定照度
($1\text{kW}/\text{m}^2$) 下
(a) I_p-V_p 特性曲
線



(b) $P-V_p$ 特性曲線

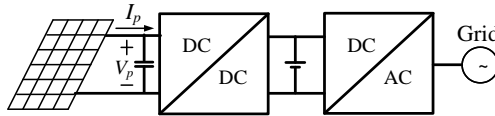


PV 轉換器之控制方法

由 PV 模組之特性模擬曲線可得知，影響 PV 模組輸出功率的兩個因素為日照強度與環境溫度，隨著天氣的多變，溫度與日照強度隨時都可能改變，因此欲使 PV 模組輸出最大功率，提高 PV 模組發電效率必須控制 PV 系統的功率轉換器，來獲得在不同工作環境下最大功率輸出，而此控制方法即是最大功率點追蹤(MPPT)技術。

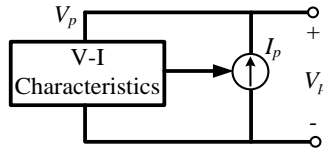
圖 4.4 為市電並聯系統，其 MPPT 控制須藉由控制 PV 模組轉換器之輸入電壓 V_p 與輸入電流 I_p 來達成，只要計算出 PV 模組最大功率點之電壓做為命令，藉由電壓迴路控制使其操作在 MPPT 點即可。

圖 4.4
雙級式市電並聯系統

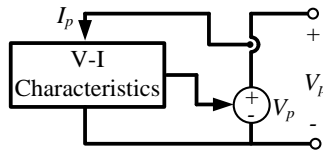


由 PV 模組之特性模擬曲線可知，PV 模組既非電壓源亦非電流源，當應用於電壓源轉換器結合分析時，例如圖 4.4 時，則 PV 模組必須視為一電流源，其等效電路如圖 4.5(a)所示；反之亦然，當應用於電流源轉換器時，則 PV 模組必須視為一電壓源，其等效電路如圖 4.5(b)所示。

圖 4.5
PV 模組之等效電路
(a) 針對電壓源轉換器



(b) 針對電流源轉換器



MPPT 方法

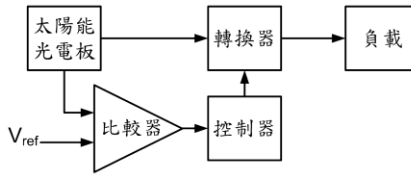
針對 MPPT 方法，過去有許多種方法被提出，包括電壓回授法、功率回授法、擾動與觀察法、增量電導法、直線近似法與實際量測法等六類，以上幾種最大功率追蹤法，其基本概念是相同的。皆是利用 PV 輸出電壓與電流，或是兩者都使用來做最大功率追蹤法，主要差別是在於最大功率點的判斷與實現不同。各式 MPPT 控制方法說明如下：

(1) 電壓迴授法

電壓迴授法中是最簡單的一種方法，如圖 4.6 所示，原理則是在已知日照與溫度下最大功率點下電壓大小，藉由調整 PV 模組輸出電壓來達到最大功率追蹤的目的，而主要缺點為當環境改變時系統不能自動追蹤至新的最大功率點，造成能量損耗。

圖 4.6

電壓迴授法方塊圖

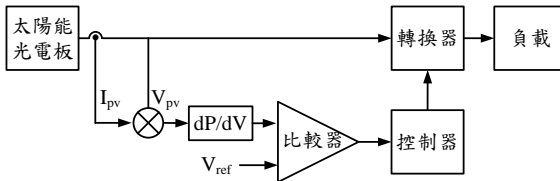


(2) 功率迴授法

功率迴授法是與電壓迴授法類似，如圖 4.7 所示，由於電壓回授法無法在變動的大氣條件下，追蹤至新的最大功率點，因此在功率回授法中加入輸出功率對電壓的變化率判斷式，以達到應變大氣條件變化時能最追蹤至最大功率點。相較電壓迴授法雖然多了電壓變化率的判斷式但也因此降低了能量損失，在提昇效率上是比電壓回授法好。

圖 4.7

功率迴授法方塊圖



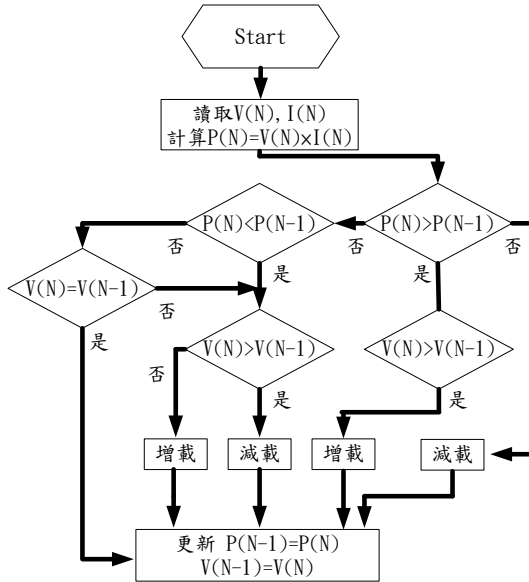
(3) 擾動觀察法

擾動觀察法，如圖 4.8 所示，此結構簡單，只需要量測 PV 模組輸出電壓與電流，與功率迴授法一樣，所以被普遍應用在 PV 模組最大功率追蹤上。

擾動觀察法的基本原理是藉由週期性之增加或減少負載之大小，來改變 PV 模組之輸出電壓與功率，也就是改變 PV 板於特性曲線上之工作點，並觀察與比較負載變動前後輸出電壓與輸出功率之大小再決定

下次增減載的動作。若擾動造成 PV 模組輸出功率較前次增加，即於下一周期適度地往同方向增加或減少負載，使輸出功率不斷增加；反之亦然，在輸出功率比變動前小的情況下，則表示需要在下一週期改變負載變動方向。如此反覆擾動與觀察比較，能使 PV 模組達到其最大功率點上，即是擾動觀察法的動作原理。若欲響應速度快，但電壓之晃動越大，因此其準確性與響應速度需作一折衷。

圖 4.8
擾動與觀察法之
控制方塊圖



(4) 增量電導法 (incremental conductance, INC)

如圖 4.9 所示，增量電導法的概念與功率迴授法相同，主要是利用

$dP_{pv}/dV = 0$ 判斷式，將式子改寫為

$$\frac{dP_{pv}}{dV} = \frac{d(I_{pv}V_{pv})}{dV} = I + V \frac{dI}{dV} = 0 \quad (4.9)$$

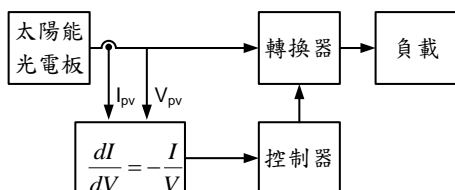
整理式(4.9)可得

$$\frac{dI}{dV} = -\frac{I}{V} \quad (4.10)$$

式(4.10)中， dI 是表示增量前後所量到的電流變化量，而 dV 是表示增量前後電壓變化量。藉由量測增量值 dI/dV 與瞬時 PV 的電導 I/V 可以決定下一次的變動量，當增量值與電導做符合左右兩邊相等的關係時，則表示已達到最大功率點而不進行下一次擾動，此即是增量電導法基本原理。

雖然增量電導法是以改變 PV 模組輸出電壓來達到最大功率追蹤來達到最大功率點，不同於擾動觀察法的判斷邏輯，可避免掉如擾動觀察法在最大功率追蹤附近擺動的問題。

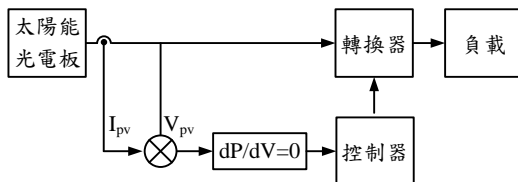
圖 4.9
增量電導法方塊
圖



(5) 直線近似法

直線近似法以圖 4.10 所示，直線近似法的基本概念在於利用 $dP_{pv}/dV = 0$ 這個邏輯判斷式上，並以一直線來近似 PV 模組在固定溫度下種不同日照量的最大功率點，將 PV 模組輸出電流控制在此直線上，即可達到最大功率追蹤，以數學模型為基礎來推導 PV 模組的最大功率點上的近似直線，在採用此法時各項參數的正確性與元件老化會迫使此直線近似法失去準確性

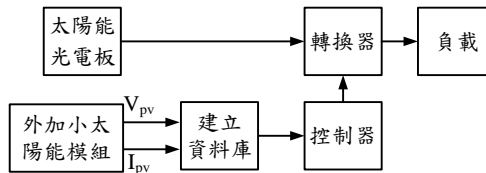
圖 4.10
直線近似法方塊
圖



(6) 實際量測法

實際量測法如圖 4.11 所示，主要是利用額外的 PV 模組，每隔一段時間去量測 PV 板的開路電壓與短路電流，建立在此大氣條件下的日照與溫度其最大功率點時之電壓與電流，搭配控制電路使 PV 模組工作在此電壓與電流下，即可獲得精準的最大功率點，但此情況只針對氣候變化不大之地區，若環境改變則需重新量測建立資料庫為主要缺點。

圖 4.11
實際量測法方塊圖



最大功率追蹤方法的工作原理及優缺點比較整理如表 4.2 所示。

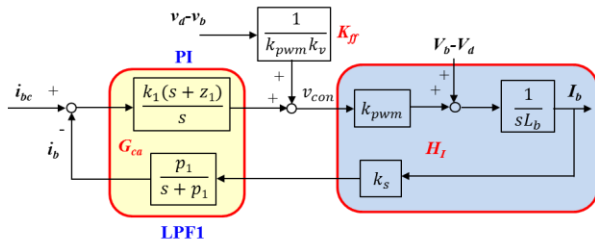
表 4.2 最大功率追蹤方法的工作原理及優缺點比較

MPPT 方法	工作原理	優點	缺點
電壓迴授法	事先量測得 PV 板特性為參考	架構簡單、成本低	不能自動追蹤至新的最大功率點
功率迴授法	與電壓迴授相似，增加輸出功率對電壓變化判斷	減少能量損耗 增加整體效率	與電壓迴授法相比，計算量較大
擾動觀察法	週期增減負載，觀察功率與電壓變化，決定下一步增減負載	實現容易、架構與原理皆簡單	在最大功率點上會有擺動功率損失
增量電導法	利用 PV dI/dV 與 I/V 間關係來決定增量值	相較擾動觀察法減少了振盪功率損失	量測精密度要很高，實際使用時誤差大
直線近似法	用 $dP/dV=0$ 並以一直線來近似 PV 最大功率點	實現容易、架構容易	PV 板與元件老化失去準確性
實際量測法	外接一 PV 板量測其特性、建立參考模型而控制	可避免 PV 老化而失去模型精準度	環境改變則需重新量測建立資料庫

電流控制器設計

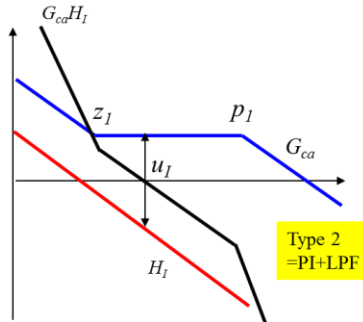
由式(4.15)所畫出的電流迴路控制方塊如圖 4.13，其中 K_s 和 K_v 分別為電壓與電流的感測增益，採用迴授控制並搭配前向控制的方法來抵銷 V_b-V_d 對電流迴路的擾動。

圖 4.13
電流迴路控制方塊圖



此電路的電流控制器為二類誤差放大器，可將其拆解為一個比例積分控制器(PI)與一個低通濾波器(LPF)，其波德圖如圖 4.14，設計方法如下：

圖 4.14
電流迴路波德圖



1. 設定 u_I 為切換頻率的 $1/10 \sim 1/8$
2. 設定 $z = \frac{u_I}{3}$
3. 設定 $p = \frac{f_s}{2}$ (low pass filter)
4. 利用 $G_{ca}(u_I)H_I(u_I) = 1$ 求出 k_1

電壓控制器設計

一般電壓迴路之響應速度遠低於電流迴路之響應速度，因此在模型化電壓迴路時，可以將電流迴路視為理想，亦即感測之電感電流與其命令之響應視為 1。基於此假設，電壓迴路等效電路可以簡化如圖 4.15 所示，由圖 4.15 可得：

$$\frac{V_p}{I_L} = -\frac{1 + \frac{s}{\omega_z}}{sC}, \quad \omega_z = \frac{1}{CR_e} \tag{4.16}$$

利用式(4.16)可以繪出電壓迴路之控制方塊圖如圖 4.16 所示，電壓之誤差放大器(G_{ea})亦可以採用前述之二類誤差放大器來加以設計如圖 4.17 所示，電壓迴路之頻寬可以設計在電流迴路頻寬之 1/3~1/5。

圖 4.15
電壓迴路等效電路

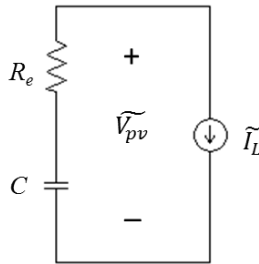


圖 4.16
電壓迴路控制方塊圖

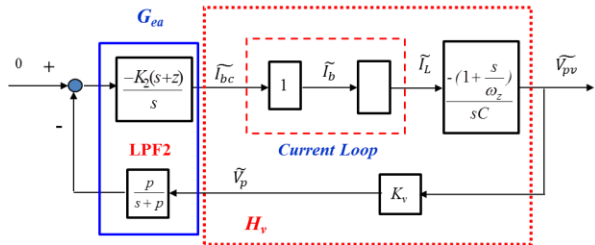
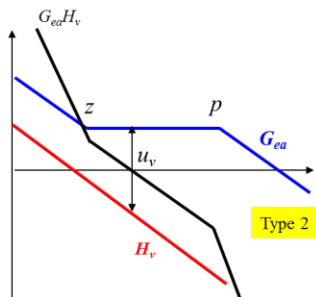


圖 4.17
電壓迴路頻率響應波德圖



控制迴路參數以 Matlab 設計，程式如下

```

% Boost Input Voltage Control
clf;
clc;
PI = 3.1416;
Vpv = 70;
Vd = 100;
Pi = 150;
L = 660e-6;
C = 200e-6;
Re = 0.03;
fs = 40e3;
ws = 2* PI * fs;
Ts = 1/fs;
Vtm = 5;
Kv = 1/40;
Ks = 0.6;
% PWM
D = 1 - Vpv/Vd;
Vcon = D * Vtm;
% Small signal model of current loop
Kpwm = Vd/Vtm;
numHi = Ks * Kpwm/L;
denHi = [1 0];
Hi = tf(numHi, denHi);
% Current controller Type2 Gca(s)=
K1(s+z)/s * p/(s+p)
ui = ws/10;
fcoi = ui/(2*PI)
Hr = freqresp(Hi, ui);
GainH = abs(Hr);
GainGca = 1/GainH;
zi = ui/3;
tui = 1/zi
numG1 = [1 zi];
denG1 = [1 0];
G1 = tf(numG1, denG1);
pi = 2 * PI * 10e4
numLPF1 = pi;
denLPF1 = [1 pi];
LPF1 = tf(numLPF1, denLPF1);
G1f = G1 * LPF1;
G1r = freqresp(G1f, ui);

```

```
K1 = GainGca/abs(G1r)
Gca = K1 * G1f;
GcaHi = series(Gca, Hi);
GcaHr = freqresp(GcaHi, ui);
phaseGcaHr = angle(GcaHr) * 180/PI;
PMi = 180 + phaseGcaHr
figure(1);
bode(Hi, Gca, GcaHi);
grid;

% Small signal model of voltage loop
wz = 1/(Re * C);
numHv = Kv/(Ks * C) * [1/wz 1];
denHv = [1 0];
Hv = tf(numHv, denHv);
% Voltage controller Type2 Gea(s)= K2(s+z)/s * p/(s+p)
uv = ui/8;
fcov = uv/(2*PI)
Hvr = freqresp(Hv, uv);
GainHv = abs(Hvr);
GainGea = 1/GainHv;
zv = uv/3;
tuv = 1/zv
numG2 = [1 zv];
denG2 = [1 0];
G2 = tf(numG2, denG2);
pv = 2 * PI * 10e4
numLPF2 = pv;
denLPF2 = [1 pv];
LPF2 = tf(numLPF2, denLPF2);
G2f = G2 * LPF2;
G2r = freqresp(G2f, uv);
K2 = GainGea/abs(G2r)
Gea = K2 * G2f;
GeaHv = series(Gea, Hv);
GeaHvr = freqresp(GeaHv, uv);
phaseGeaHvr = angle(GeaHvr) * 180/PI;
PMv = 180 + phaseGeaHvr
figure(2);
bode(Hv, Gea, GeaHv);
grid;
```

結果如下

fcoi = 4000 (Hz) (bandwidth of current loop)
tui = 1.1937e-04 (time constant of current PI controller)
pi = 628320 (LPF1 pole)
K1 = 1.6405 (gain of current PI controller)
PMi = 69.2747 (phase margin of current control loop)
fcov = 500 (Hz) (bandwidth of voltage loop)
tuv = 9.5493e-04 (time constant of voltage PI controller)
pv = 628320 (LPF2 pole)
K2 = 14.3035 (gain of voltage PI controller)
PMv = 72.3587 (phase margin of voltage control loop)

以 P&O 方式所撰寫的 MPPT 程式如下：

```

static int n;
static double ymax = 50;
static double ymin = 24;
static double Vp, Ip, Vp1, Ip1, P, P1, dP, dv=1, Vpc, Vpc1, start, CLK,
CLK1;
start = x3;
Vp = x1;
Ip = x2;
CLK = x4;
P = Vp * Ip;
if (start <1)
{
Vpc = Vp - dv;
CLK1 = CLK;
}
if (start >0)
{
if((CLK-CLK1)==1)
{
if (P > P1)
{
if (Vp > Vp1)
{ Vpc = Vp + dv; }
else
{ Vpc = Vp - dv; }
}
}
else
{
if (Vp > Vp1)

```

```
        { Vpc = Vp - dv; }
    else
        { Vpc = Vp + dv; }
    }
    if (Vpc >= ymax)
        { Vpc = Vp - dv; }
    if (Vpc <= ymin)
        { Vpc = Vp + 3 * dv; }
    Vp1 = Vp;
    Vpc1 = Vpc;
    dP = P - P1;
    P1 = P;
    }
    CLK1 = CLK;
}
y1 = Vpc;
y2 = P;
y3 = dP;
```


電路模擬

升壓式轉換器規格

DC Input Voltage $V_b = 70V$

DC bus Voltage $V_d = 100V$

$F_s = 40kHz$, $V_{tri} = 5V_{pp}$ (PWM)

$C_b = 200\mu F$, $L_b = 660\mu H$

$K_s = 0.6$ (DC current sensing factor)

$K_v = 1/40$ (DC voltage sensing factor)

依照上述參數所建立的類比電路如下圖 4.18:

PSIM 檔名為 : PEK-550_Sim4_PV_Boost_V11.1.5_V1.1

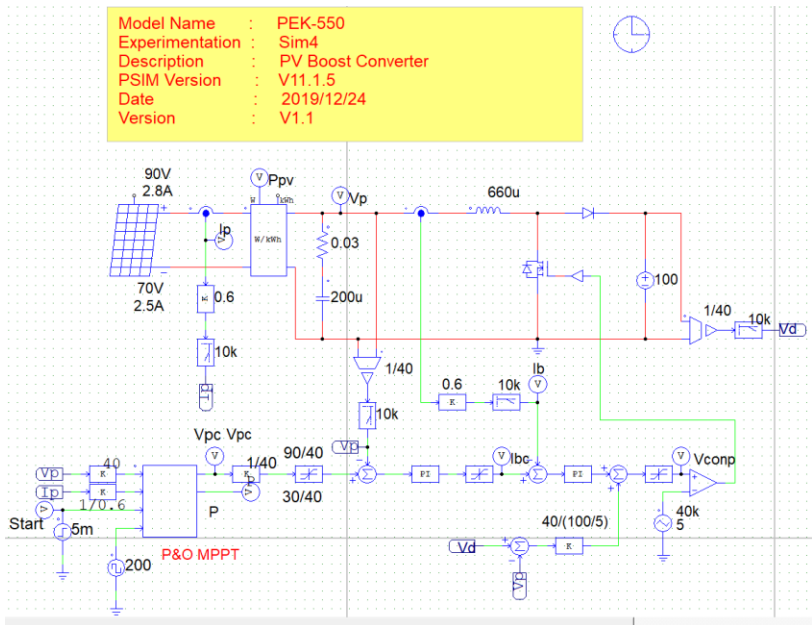


圖 4.18 實驗四 PSIM 類比電路圖

其模擬結果如圖 4.19:

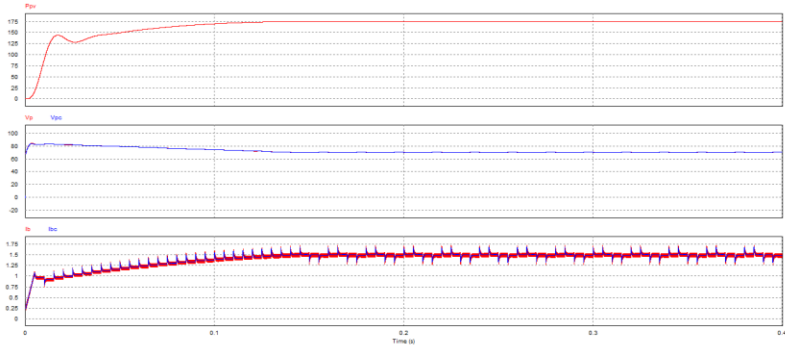


圖 4.19 實驗四類比電路模擬波形

再參照類比電路所建立的數位電路如下圖 4.20:

PSIM 檔名為 : PEK-550_Lab4_PV_Boost_V11.1.5_V1.1

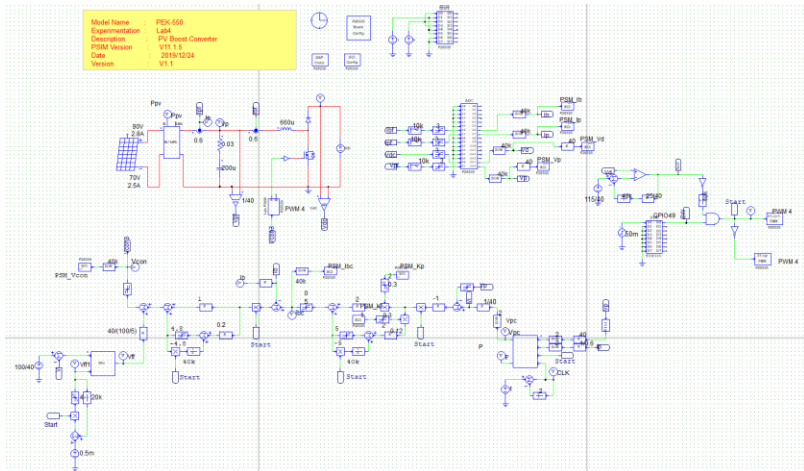


圖 4.20 實驗四 PSIM 數位電路圖

因實際產生 Code 的電路，其 MPPT 調整的頻率為 2Hz，但如以此檔案模擬需耗費相當長的時間，所以另外修改一個 MPPT 調整頻率為 100Hz 的數位電路，其檔名為

“PEK-550_Sim4D_PV_Boost_V11.1.5_V1.1”，以此檔案模擬可以在較短時間內看到模擬結果，其模擬結果如圖 4.21:

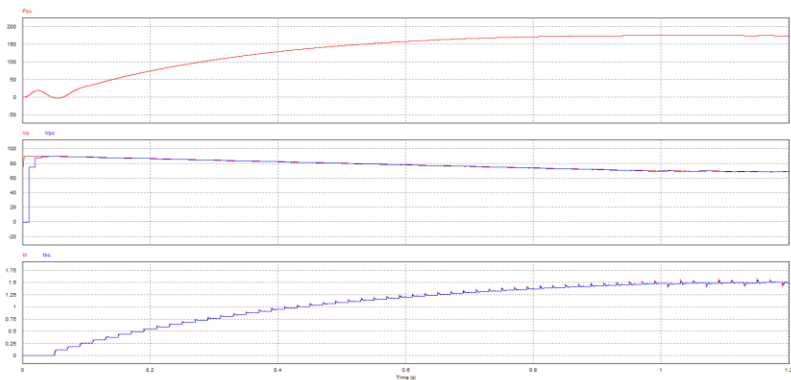


圖 4.21 實驗四數位電路模擬波形

模擬確認無誤後，利用“Simulate”的“Generate Code”自動產生對應的 C Code。

實驗設備

本實驗所需的設備如下，設備使用前請參照各設備使用說明書：

- PEK-550 一台
- PEK-005A 一台
- PEK-006 一台
- PTS-5000 一台(其中使用 PSW 160-7.2, PEL-3031E)
- PC 一台

實驗步驟

1. 實驗接線圖如圖 4.22，請依此圖接線

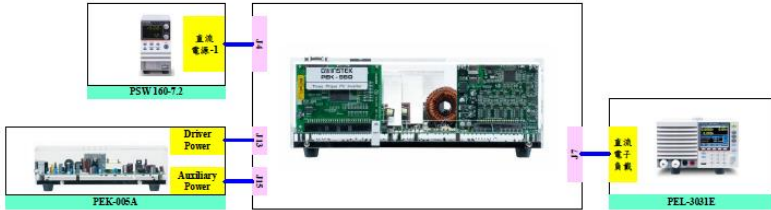


圖 4.22 實驗四接線圖

2. 接線完畢後，先確認 PEK-550 開關為 OFF，之後開啟 PEK-005A 的開關，開啟後 DSP 的紅色顯示燈亮起，如圖 4.23，此時表示 DSP 電源正常。

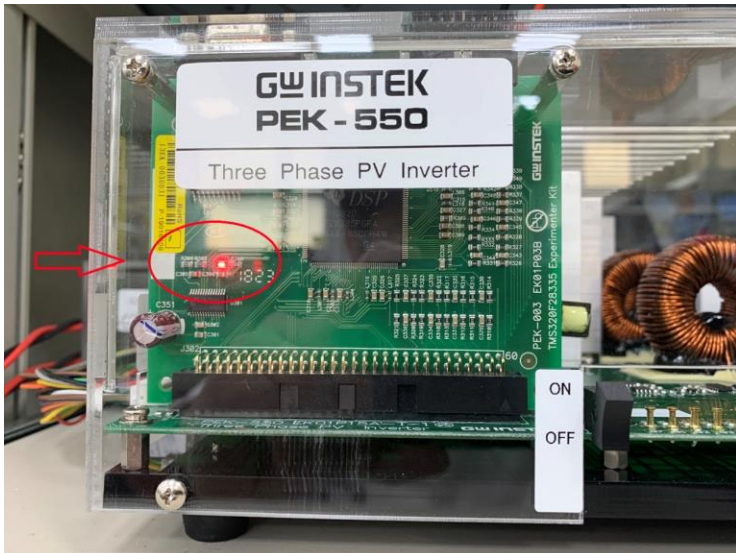


圖 4.23 DSP 正常工作畫面

- 請依照附錄 B(燒錄流程)進行燒錄。
- 模擬光伏系統之設定步驟請參考附錄 D(SAS 軟體操作手冊)進行設定，如圖 4.24 所示，第一條曲線之開路電壓為 90V、短路電流為 2.8A、最大功率點電壓為 70V 及最大功率點電流為 2.5A。如圖 4.25 所示，第二條曲線數值設定在第一最大功率點的 90%，因此第二最大功率點之開路電壓為 81V、短路電流為 2.52A、最大功率點電壓為 63V 及最大功率點電流為 2.25A

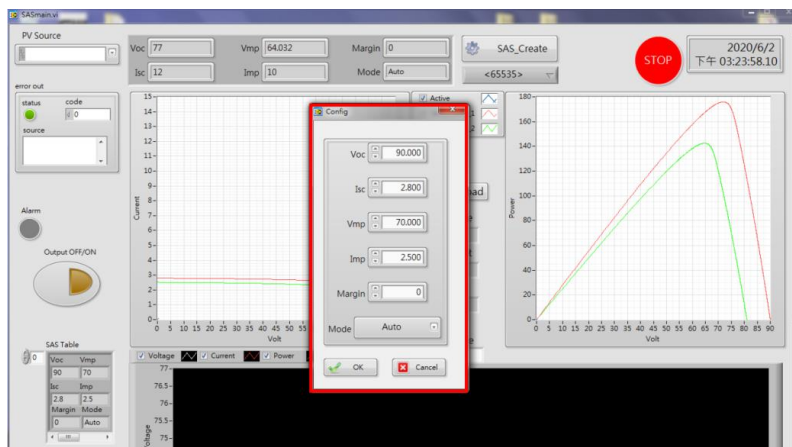


圖 4.24 第一條曲線設定值

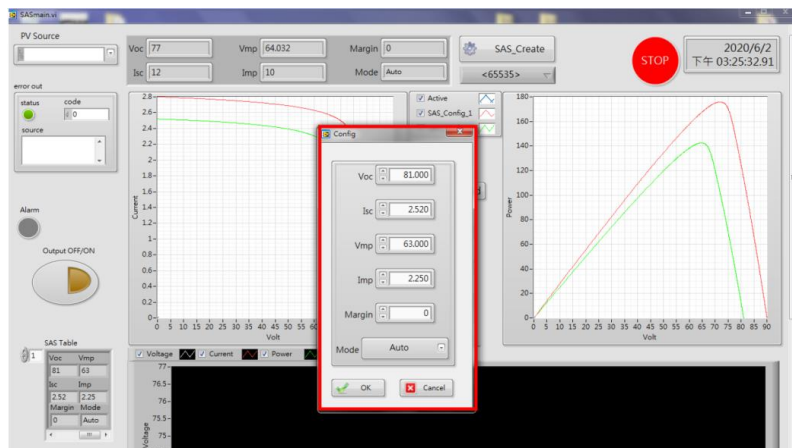


圖 4.25 第二條曲線設定值

5. PEL-3031E 電源開啟後，在 CV 模式下電壓設定為 100V，並啟動拉載，如圖 4.26。



圖 4.26 PEL-3031E 操作於 CV 模式

6. 設定完畢後，透過 SAS 程式開啟 PSW 輸出後，將 PEK-550 開關開啟。

實驗結果

此實驗，模擬太陽能板收到強光以及環境等外界因素影響，其輸出功率是變化的，為了確保能充分運用，藉由 MPPT 最大功率點追蹤使其運行在最大功率點。由 SAS 程式中，可看到 I-V、P-V 曲線中的輸出功率，會逐漸往最大功率點移動，如圖 4.27, 4.28。

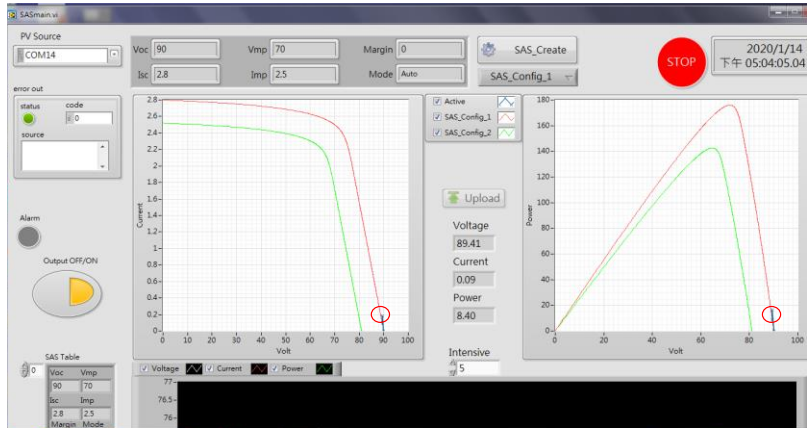


圖 4.27 SAS 初始啟動狀態

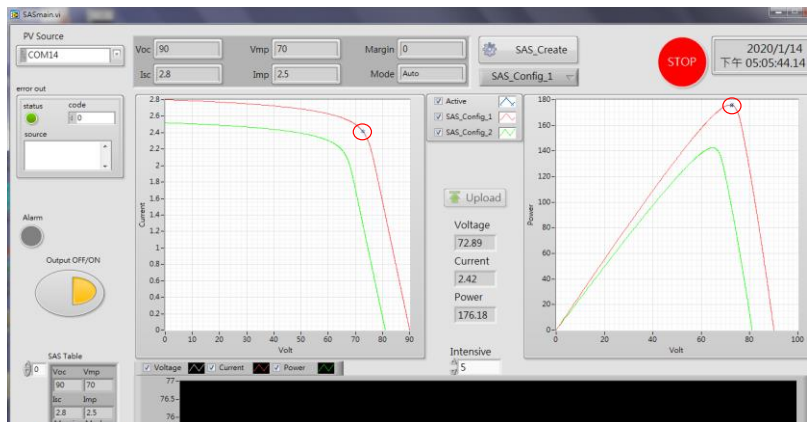


圖 4.28 SAS 處於第一條曲線的最大功率點

而 I-V、P-V 曲線會受環境等外界因素影響，進而產生出不同的曲線。如圖 4.29，當曲線切換至另一條 I-V、P-V 曲線後，依然可以確保輸出功率，逐漸向最大功率點移動，如圖 4.30。

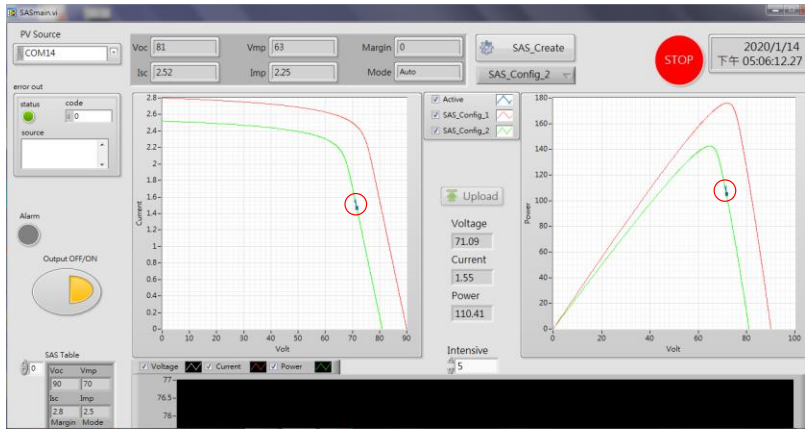


圖 4.29 SAS 切換不同 PV 曲線

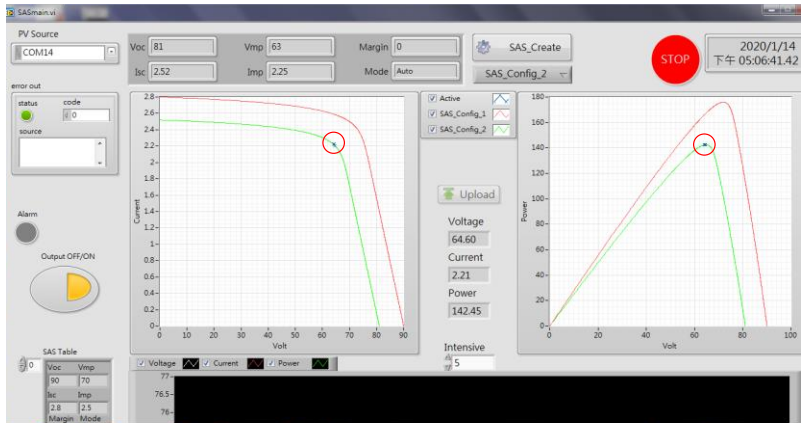


圖 4.30 SAS 處於第二條曲線的最大功率點

由以上結果可以觀察到，PEK-550 的 MPPT 控制功能可使太陽能面板持續地維持在最大功率輸出，即使光伏曲線因環境而有所改變，仍可達到當下的最高利用率。

實驗 5 三相逆變器的孤島保護

預習內容

1. 了解分散式電源的電壓與頻率規範
2. 學習電壓及頻率計算方法
3. 學習主動及被動式孤島效應偵測方法
4. 學習滑動模式頻率偏移孤島效應偵測方法之設計
5. 學習建立模擬電路及模擬
6. 學習 DSP 數位控制電路規劃
7. 實驗驗證電壓與頻率保護、孤島效應保護等

實驗內容與目的

1. 建立並網系統在電網移除後的孤島現象
2. 利用 AFD 方法，使逆變器能在孤島狀態下跳脫

原理與設計

光伏逆變器並網時，以電網電壓為參考並正常工作，當電網電壓移除後，逆變器理當停止工作，倘若逆變器仍持續工作，此情況稱為孤島現象。此時，整體系統中的電感、電容所形成的諧振頻率相當接近電網頻率，以致逆變器無法察覺電網已經移除，需在逆變器系統增加反孤島效應的機制，以保證逆變器在此情況下亦能跳脫。

以下列出幾個關於孤島保護的法規如表 5.1、5.2，可知在不同的電壓與頻率範圍有著不同跳脫時間的規範。

表 5.1 電壓規範

標準 \ 項目	電壓範圍(%基準電壓)	跳脫時間(秒)
IEEE Std. 1547	V<50	0.16
	50≤V<88	2.00
	88≤V≤110	正常
	110<V<120	1.00
	120≤V	0.16
UL 1741	V<50	0.1
	50≤V<88	2.00
	88≤V≤110	正常
	110<V<120	2.0
	137≤V	0.033

表 5.2 頻率規範

標準 \ 項目	頻率範圍	跳脫時間(秒)	
IEEE Std. 1547	≤30kW	> 60.5	0.16
		< 59.3	0.16
	>30kW	> 60.5	0.16
		<{59.8~57.0}	0.16~300
		< 57.0	0.16
UL 1741	f > 60.5	0.1	
	59.3≤f ≤60.5	正常	
	f ≤59.3	0.1	

孤島效應說明如圖 5.1，其偵測方法可分類為被動式與主動式，常見的偵測方法如表 5.3 所示。當開關 SW 開啟時，被動式偵測乃是利用 ΔP 與 ΔQ 不為零時電壓與頻率的變化來得知市電中斷，但此種方法則存在較大的不可檢測區(Non-detection Zone, NDZ)。

圖 5.1
孤島效應測試說明圖

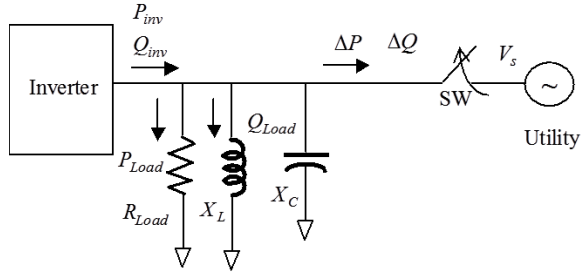


表 5.3 孤島偵測方式

被動式	<ol style="list-style-type: none"> 1. Over/under Voltage 2. Over/under Frequency 3. Voltage Phase Jump 4. Detection of Voltage Harmonics 5. Detection of Current Harmonics
主動式	<ol style="list-style-type: none"> 1. Impedance Measurement 2. Detection of Impedance at a Specific Frequency 3. Slip-mode Frequency Shift (SMS) 4. Frequency Bias 5. Active Frequency Drift (AFD) 6. Voltage Shift 7. Frequency Jump

以下將討論被動式孤島偵測所存在的 NDZ 範圍。

由圖 5.1 市電並聯時的功率情形可寫出下列方程式

$$\Delta P = P_{inv} - P_{Load} \quad (5.1)$$

$$\Delta Q = Q_{inv} - Q_{Load} \quad (5.2)$$

$$P_{Load} = \frac{V_s^2}{R} \quad (5.3)$$

$$Q_{Load} = V_s^2 \left(\frac{1}{\omega L} - \omega C \right) \quad (5.4)$$

$$\omega_R = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (5.5)$$

$$Q_f = R \sqrt{\frac{C}{L}} \quad (5.6)$$

式(5.3)經過整理可得式(5.7)

$$R = \frac{V_s^2}{P_{Load}} \quad (5.7)$$

式(5.7)代入式(5.4)可得:

$$Q_{Load} = V_s^2 \left(\frac{1}{\omega L} - \omega C \right) = P_{Load} R Q_f \frac{1}{Q_f} \left(\frac{1}{\omega L} - \omega C \right) \quad (5.8)$$

再將式(5.6)代入整理

$$Q_{Load} = P_{Load} Q_f \frac{R}{R \sqrt{\frac{C}{L}}} \left(\frac{1}{\omega L} - \omega C \right) = P_{Load} Q_f \left(\frac{1}{\omega \sqrt{LC}} - \omega \sqrt{LC} \right) \quad (5.9)$$

$$Q_{Load} = P_{Load} Q_f \left(\frac{\omega_o}{\omega} - \frac{\omega}{\omega_o} \right) = P_{Load} Q_f \left(\frac{f_o}{f} - \frac{f}{f_o} \right) \quad (5.10)$$

由式(5.1)可寫成

$$P_{inv} = P_{Load} - \Delta P = V_s I_o \quad (5.11)$$

$$I_o = \frac{P_{Load} - \Delta P}{V_s} \quad (5.12)$$

當市電脫離後可寫成下式， V_a 為脫離後 PCC 點端壓

$$V_a = I_o R \quad (5.13)$$

將式(5.7)與式(5.10)代入整理

$$V_a = I_o R = \frac{P_{Load} - \Delta P}{V_s} \cdot \frac{V_s^2}{P_{Load}} = V_s \left(\frac{P_{Load} - \Delta P}{P_{Load}} \right) \quad (5.14)$$

$$V_a = V_s \left(1 - \frac{\Delta P}{P_{Load}} \right) \quad (5.15)$$

$$V_a = I_o R = \frac{P_{Load} - \Delta P}{V_s} \cdot \frac{V_s^2}{P_{Load}} = V_s \left(\frac{P_{Load} - \Delta P}{P_{Load}} \right) \quad (5.14)$$

$$V_a = V_s \left(1 - \frac{\Delta P}{P_{Load}} \right) \quad (5.15)$$

$$\frac{\Delta P}{P_{Load}} = 1 - \frac{V_a}{V_s} \quad (5.16)$$

假設電壓範圍如式(5.15)為並網的正常範圍

$$V_{s,min} \leq V_a \leq V_{s,max} \quad (5.17)$$

將式(5.15)代回式(5.14)，則可得知實功的 NDZ 範圍如式(5.18)

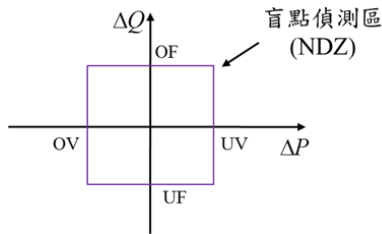
$$1 - \frac{V_{s,max}}{V_s} \leq \frac{\Delta P}{P_{Load}} \leq 1 - \frac{V_{s,min}}{V_s} \quad (5.18)$$

同理，虛功的 NDZ 範圍如式(5.19)所示

$$Q_f \left(\frac{f_{min}}{f} - \frac{f}{f_{min}} \right) \leq \frac{\Delta Q}{P_{Load}} \leq Q_f \left(\frac{f_{max}}{f} - \frac{f}{f_{max}} \right) \quad (5.19)$$

其 NDZ 可如下圖表示:

圖 5.2
NDZ 範圍



本實驗將以主動頻率偏移法(Active Frequency Drift, AFD)為例來實現主動式孤島效應偵測。

AFD 可以有效縮小被動式孤島偵測的 NDZ 範圍，其原理是在逆變器電流命令注入微小的角度，使得電流與電壓頻率產生相位差，當處於並網狀態時，電壓頻率由電網決定，但電網跳脫後，電壓頻率會因這個注入而偏移，如此即可偵測出孤島而使逆變器跳脫。

電路模擬

逆變器規格如下：

逆變器規格

BUS Voltage $V_{BUS} = 100V$

$F_s = 20kHz$, $V_{tri} = 10V_{pp}$ (PWM)

$C_{BUS} = 940\mu F$, $L = 1.02mH$, $C = 10\mu F$

$K_s = 0.3$ (AC current sensing factor)

$K_v = 1/60$ (AC voltage sensing factor)

$K_v = 1/40$ (DC voltage sensing factor)

依照上述參數所建立的類比電路如下圖 5.3:

PSIM 檔名為：PEK-550_Sim5_3P_Islanding_Prot_Inv(50Hz)_V11.1.5_V1.1

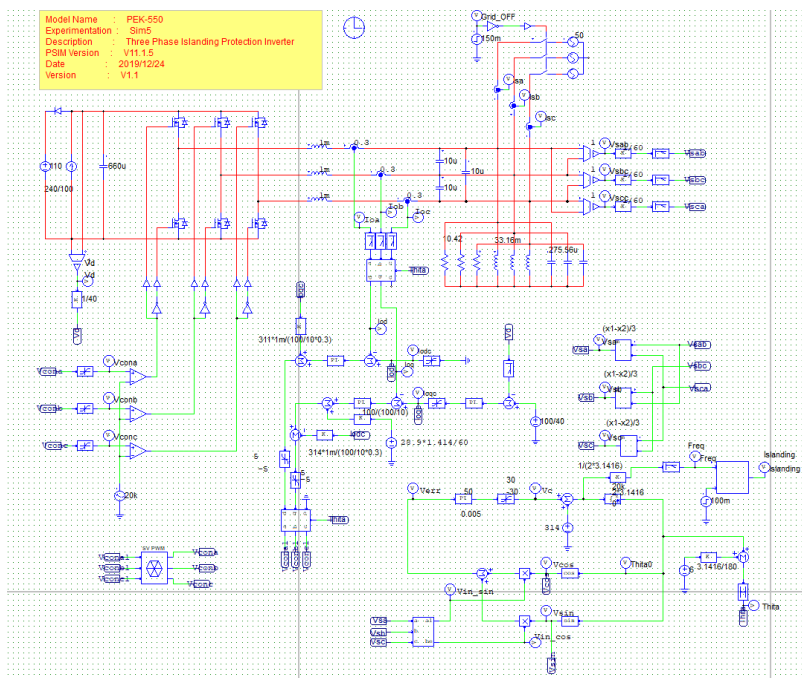


圖 5.3 實驗五 PSIM 類比電路圖

其模擬結果如圖 5.4

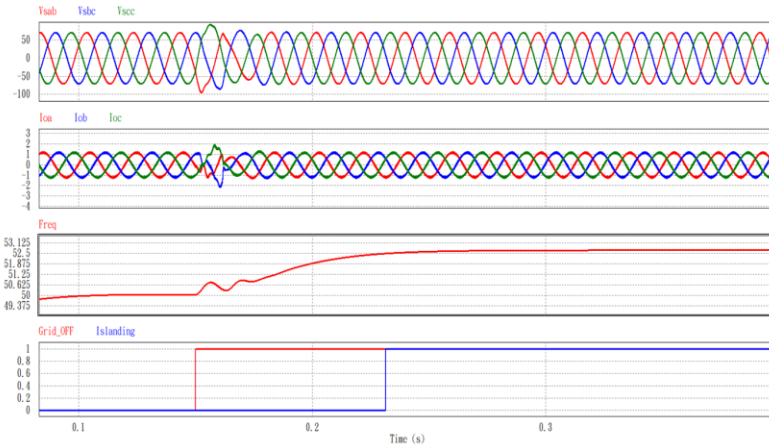


圖 5.4 實驗五類比電路模擬波形

再參照類比電路所建立的數位電路如下圖 5.5:

PSIM 檔名為 : PEK-550_Lab5_3P_Islanding_Prot_Inv(50Hz)_V11.1.5_1.1

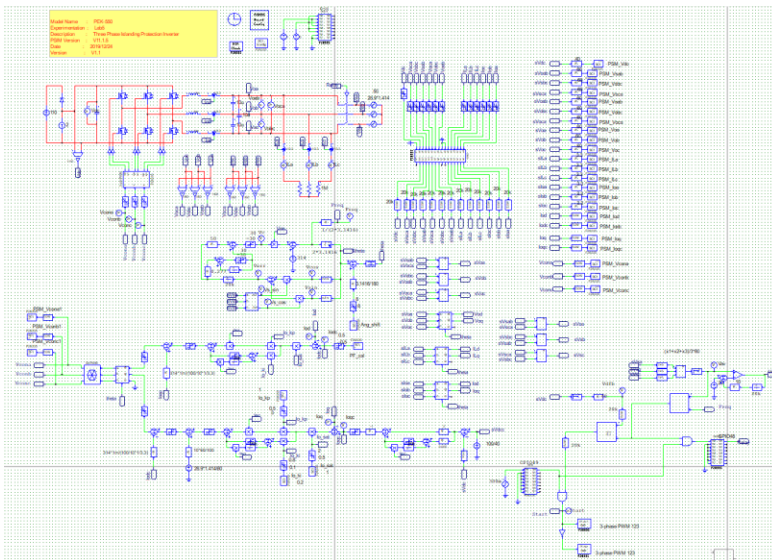


圖 5.5 實驗五 PSIM 數位電路圖

模擬確認無誤後，利用“Simulate”的“Generate Code”自動產生對應的 C Code。

實驗設備

本實驗所需的設備如下，設備使用前請參照各設備使用說明書：

- PEK-550 一台
- PEK-005A 一台
- PEK-006 一台
- PTS-5000 一台(其中使用 GDS-2204E, APS-300, PSW 160-7.2, GPL-500, GPL-600)
- PC 一台

實驗步驟

1. 實驗接線圖如圖 5.6，請依此圖完成接線。

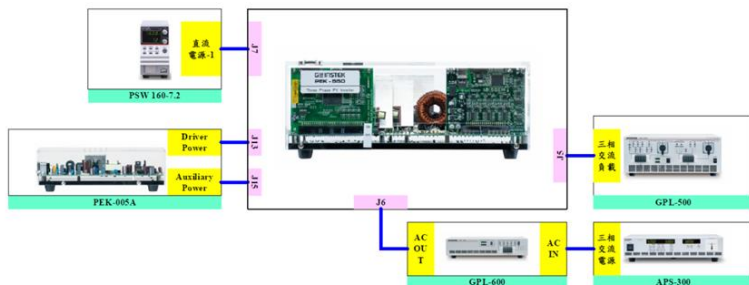


圖 5.6 實驗五接線圖

2. 接線完畢後，先確認 PEK-550 開關為 OFF，之後開啟 PEK-005A 的開關，開啟後 DSP 的紅色顯示燈亮起，如圖 5.7，此時表示 DSP 電源正常。

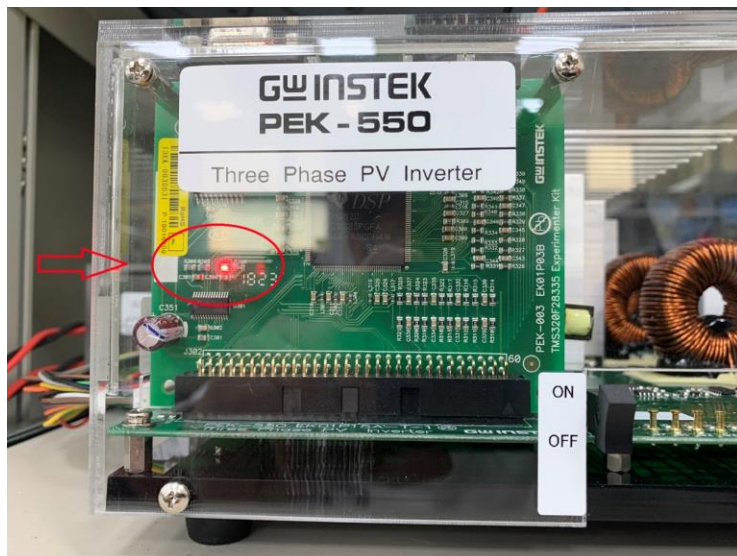


圖 5.7 DSP 正常工作畫面

3. 請依照附錄 B(燒錄流程)進行燒錄。
4. 將示波器探棒分別接至 Vo-AB, Vo-BC, Vo-CA 上，如圖 5.8



圖 5.8 示波器探棒接線圖

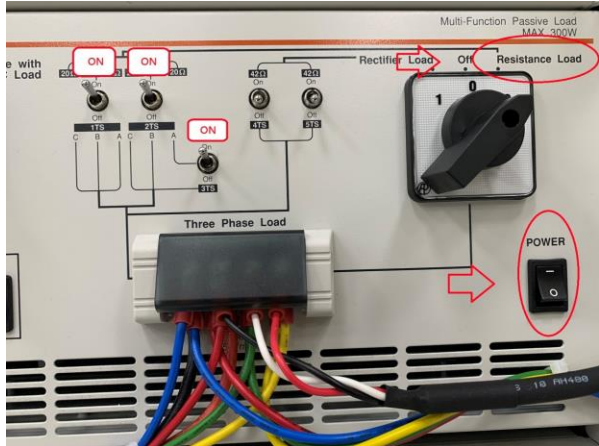
5. PSW160-7.2 設定為電壓 110V，電流 2A，如圖 5.9。



圖 5.9 PSW 160-7.2 設定圖

6. GPL-500 電源開啟後，Three Phase Load 設定為 Resistance Load，1TS, 2TS, 3TS 設定為 ON，此時為滿載，如圖 5.10。

圖 5.10
GPL-500 滿載設定



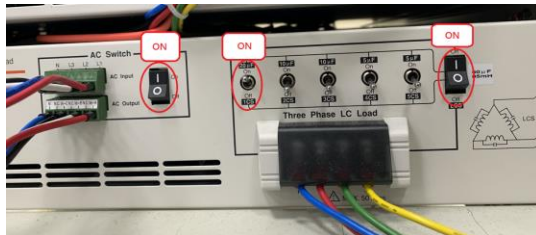
7. APS-300 電源開啟後，設定頻率為 50Hz，模式為 3P4W，輸出電壓為 28.86V，如圖 5.11 所示。

圖 5.11
APS-300 設定圖



8. GPL-600 的 LCS 開關開啟後，使得 GPL-600 與 GPL-500 並聯 (PTS-5000 系統中，已預先將 GPL-500 與 GPL-600 的並聯線接上)，再將調整電容中的 1CS(20uF)開啟，另外也須將 AC Switch 的開關開啟，如圖 5.12。

圖 5.12



9. 設定完畢後，將 PSW 與 APS-300 電源輸出後，再將 PEK-550 開關開啟。

實驗結果

- 當 PEK-550 開關開啟後，可看到此時 PSW 提供功率為 200W，而 APS-300 亦提供單相 26.6W 的功率，如圖 5.13。

圖 5.13



(a) PSW 輸出功率

(b) APS-300 輸出功率

為了要建立孤島現象，需調整逆變器的輸出功率(藉由調整 PSW 輸出電流)，使 APS-300 輸出功率為零，如圖 5.14，此時將 GPL-600 AC Switch 斷開，如圖 5.15。

圖 5.14
APS-300 輸出功
率為 0

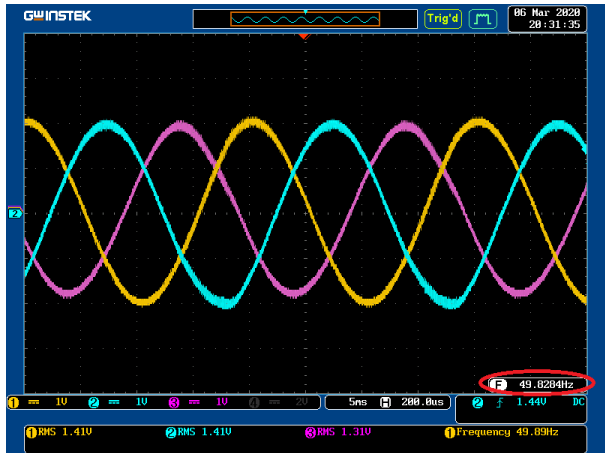


圖 5.15
APS-300 斷開方
式



- AC Switch 斷開後，此時系統所形成的諧振頻率為 49.8Hz，逆變器無法察覺市電已經斷開而繼續工作，此時即是孤島現象，如圖 5.16。

圖 5.16
孤島狀態下的輸出電壓頻率



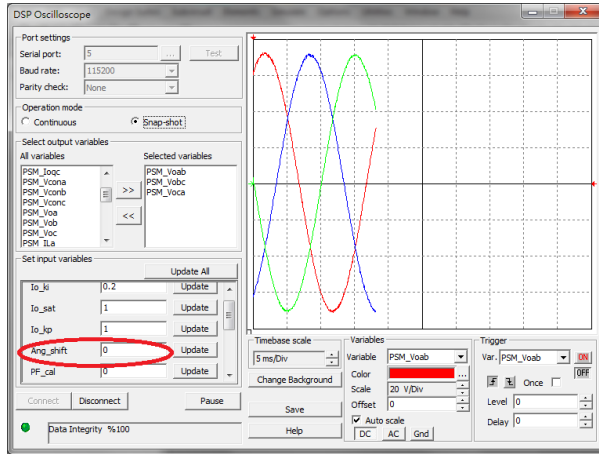
- 但若 AC Switch 斷開後，PEK-550 隨即跳脫，則是因為系統所形成的諧振頻率不在逆變器的工作範圍，則須關閉 PEK-550 與 PSW 及 APS-300 並將 AC Switch 重新開啟後，再重回實驗步驟的步驟八，此時 GPL-600 的並聯電容須再微調，如圖 5.17，除原本的 1CS(20uF)再並聯 5CS(5uF)，再重複後面的步驟，直到 AC Switch 斷開後，PEK-550 不會跳脫為止。

圖 5.17
微調負載電容(並聯 5uF)



- 形成孤島現象後，可從示波器觀測到此時輸出電壓的頻率為 49.8Hz，利用 AFD 的方式，透過 RS232 調整電流偏移角度(初始為 0)，如圖 5.18。

圖 5.18
PSIM 中調整偏移
角度(Ang_shift)



1. 當調整偏移角度為 1，輸出電壓頻率為 50.3Hz，如圖 5.19，偏移角度為 2 時，輸出電壓頻率為 50.8Hz，如圖 5.20，當調整為 3 時，PEK-550 即跳脫。
2. 當角度調為-1 時，電壓頻率為 49.3Hz，如圖 5.21，當調整為-2 時，PEK-550 即跳脫。

圖 5.19
偏移角度為 1 時
的輸出電壓頻率

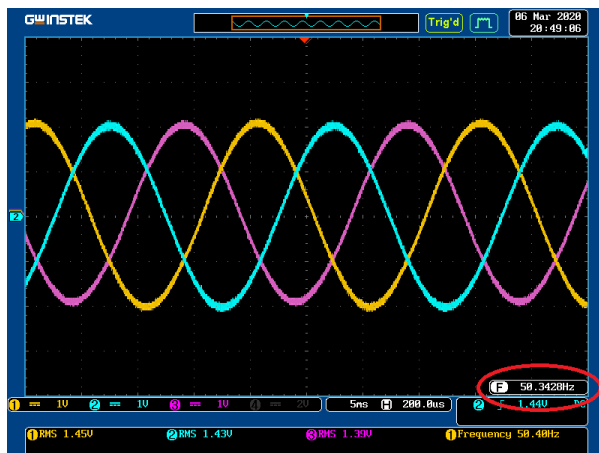


圖 5.20
偏移角度為 2 時的
輸出電壓頻率

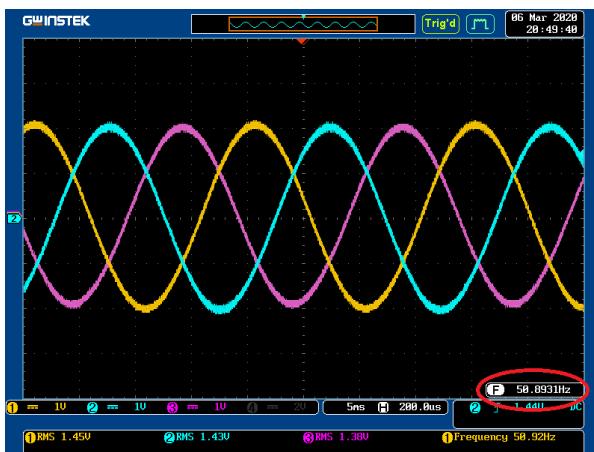
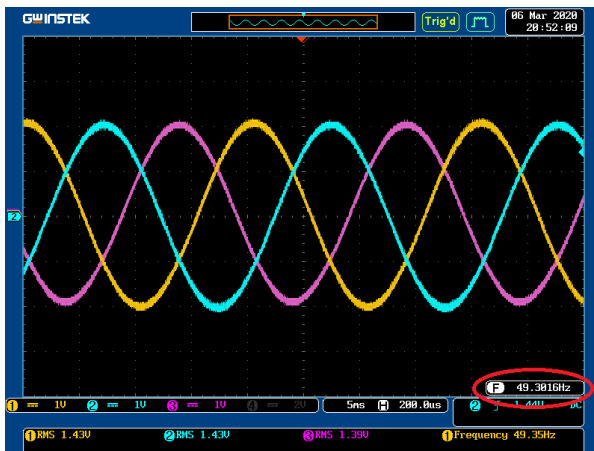


圖 5.21
偏移角度為-1時的
輸出電壓頻率



將不同偏移角度以及相對電壓頻率填入表 5.4

表 5.4 偏移角度與輸出頻率

偏移角度	輸出電壓頻率(Hz)
0	49.8
1	50.3
2	50.8
-1	49.3

從表 5.4 可以觀察到，當偏移角度越偏離 0，輸出電壓的頻率也離 50Hz 越遠，直到輸出電壓頻率不在 52.5Hz 與 47.5Hz 之間，PEK-550 就會跳脫，若將此系統偏移角度訂為 3，則可主動偵測孤島現象並使 PEK-550 跳脫。

實 驗 6 三相光伏並網逆變器

預習內容

1. 了解 MPPT 升壓式轉換器與市電並聯逆變器組合後之全系統工作
2. 學習兩級電路啟動方法
3. 驗證兩級電路全系統下之 MPPT
4. 驗證兩級電路全系統下之市電並聯
5. 學習建立類比電路及模擬
6. 學習 DSP 數位控制電路規劃

實驗內容與目的

1. 學習兩級 PV Inverter 全系統工作

原理與設計

本實驗為兩級式市電並聯逆變器電路，其控制架構如圖 6.1，在此電路中，升壓電路控制輸入電壓以達到太陽能板的最大功率點追蹤的目的，三相逆變器電路則維持 BUS 直流電壓的穩定，此外利用鎖相迴路來達到逆變器與電網的同步。升壓電路設計方法參照實驗四，三相逆變器電路設計方法參照實驗三。

啟動時序則為當鎖相迴路確認與市電同步後開啟繼電器並網，並網後確認直流側 BUS 電壓後開啟逆變器 PWM，最後再開啟升壓電路的 PWM。

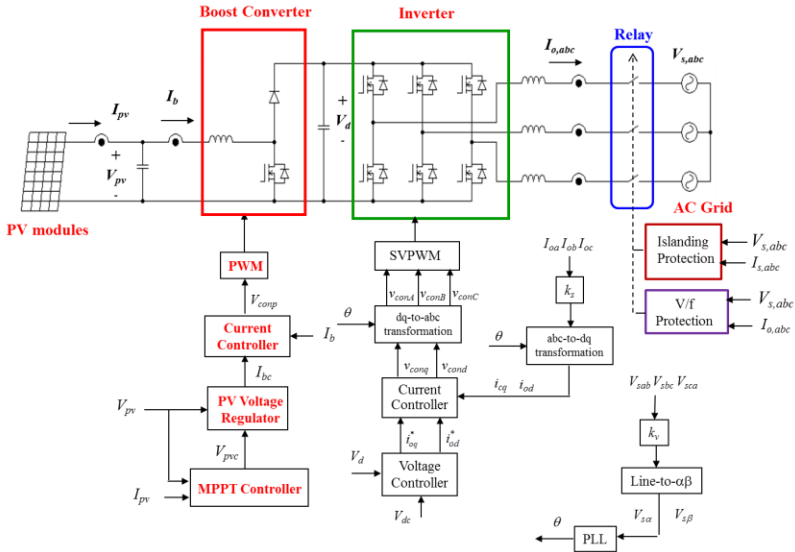


圖 6.1 電路控制架構圖

電路模擬

逆變器規格如下：

逆變器規格	Input Voltage $V_b = 70V$
	BUS Voltage $V_d = 100V$
	AC Source Voltage $V_{LL} = 50V_{rms}$
	$F_s = 40kHz$, $V_{tri} = 5V_{pp}$ (Boost PWM)
	$F_s = 20kHz$, $V_{tri} = 10V_{pp}$ (Inverter PWM)
	$C_b = 200\mu F$, $L_b = 660\mu H$
	$C_{BUS} = 940\mu F$, $L = 1.02mH$, $C = 10\mu F$
	$K_s = 0.3$ (AC current sensing factor)
	$K_s = 0.6$ (DC current sensing factor)
	$K_v = 1/60$ (AC voltage sensing factor)
	$K_v = 1/40$ (DC voltage sensing factor)

依照上述參數所建立的類比電路如下圖 6.2:

PSIM 檔名為 : PEK-550_Sim6_3P_PV_GC_Inv(50Hz)_V11.1.5_V1.1

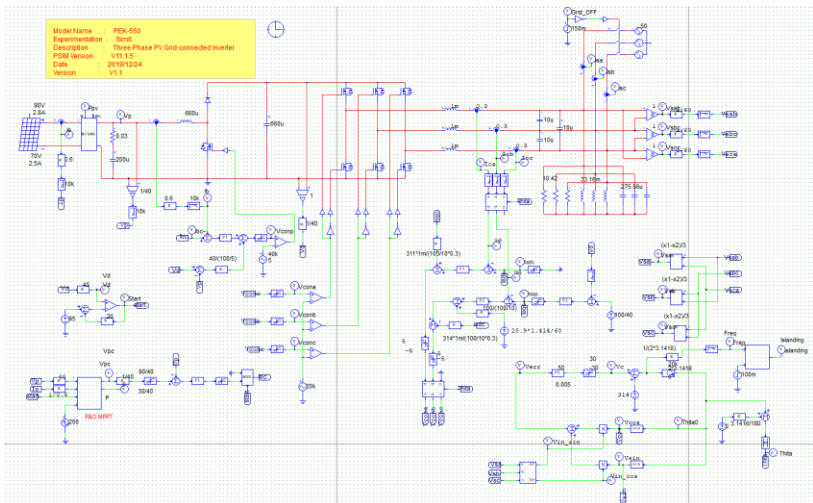


圖 6.2 實驗六 PSIM 類比電路圖

其模擬結果如圖 6.3

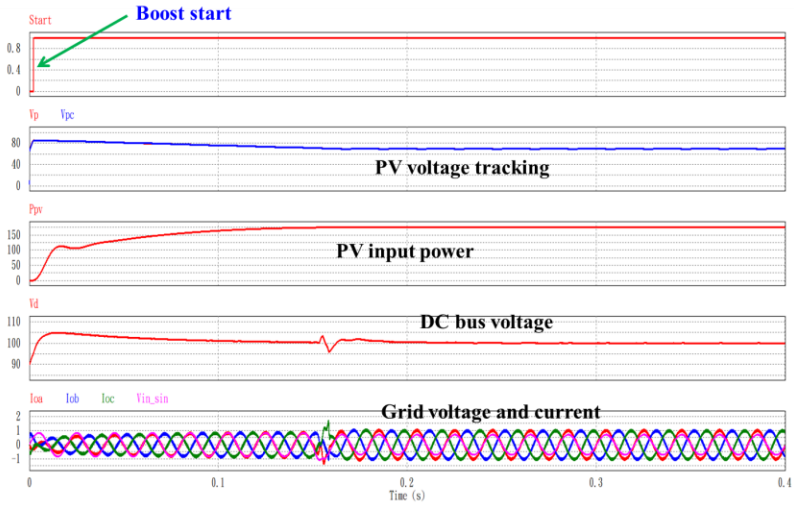


圖 6.3 實驗六類比電路模擬波形

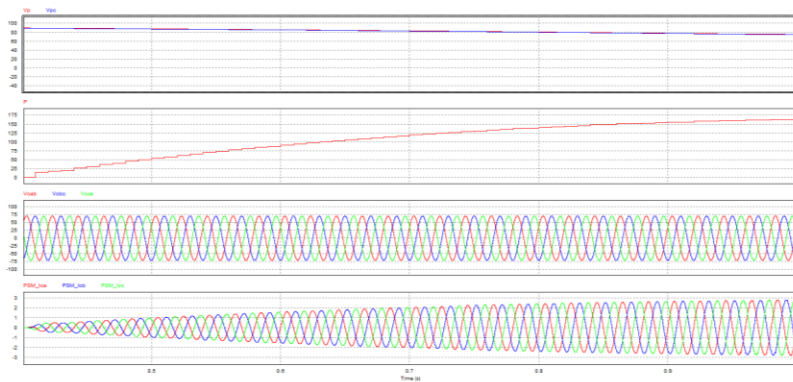


圖 6.5 實驗六數位電路模擬波形

模擬確認無誤後，利用“Simulate”的“Generate Code”自動產生對應的 C Code。

實驗設備

本實驗所需的設備如下，設備使用前請參照各設備使用說明書：

- PEK-550 一台
- PEK-005A 一台
- PEK-006 一台
- PTS-5000 一台(其中使用 GDS-2204E, APS-300, PSW 160-7.2, APS-300, GPL-500)
- PC 一台

實驗步驟

1. 實驗接線圖如圖 6.6，請依此圖完成接線。

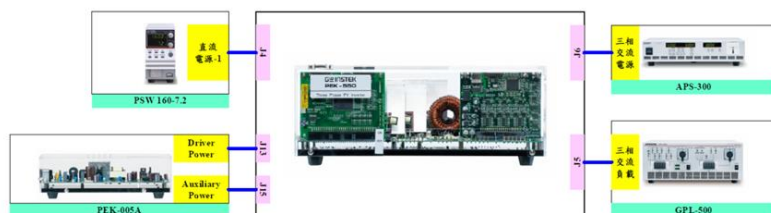


圖 6.6 實驗六接線圖

2. 接線完畢後，先確認 PEK-550 開關為 OFF，之後開啟 PEK-005A 的開關，開啟後 DSP 的紅色顯示燈亮起，如圖 6.7，此時表示 DSP 電源正常。

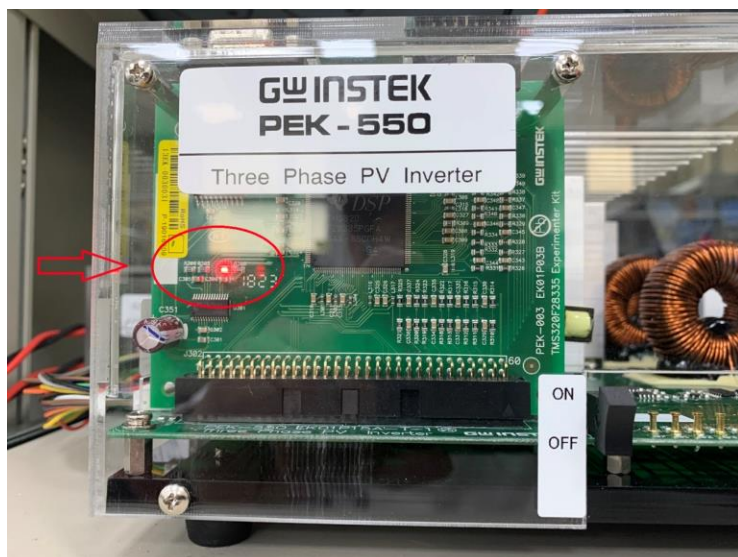


圖 6.7 DSP 正常工作畫面

3. 請依照附錄 B(燒錄流程)進行燒錄。
4. 將示波器探棒分別接至 Vo-AB, Vo-BC, Vo-CA 上，如圖 6.8



圖 6.8 示波器探棒接線圖

5. 模擬光伏系統之設定步驟請參考附錄 D(SAS 軟體操作手冊)進行設定，如圖 6.9 所示，第一條曲線之開路電壓為 90V、短路電流為 2.8A、最大功率點電壓為 70V 及最大功率點電流為 2.5A。如圖 6.10 所示，第二條曲線數值設定在第一最大功率點的 90%，因此第二最大功率點之開路電壓為 81V、短路電流為 2.52A、最大功率點電壓為 63V 及最大功率點電流為 2.25A

圖 6.9
第一條曲線設定
值

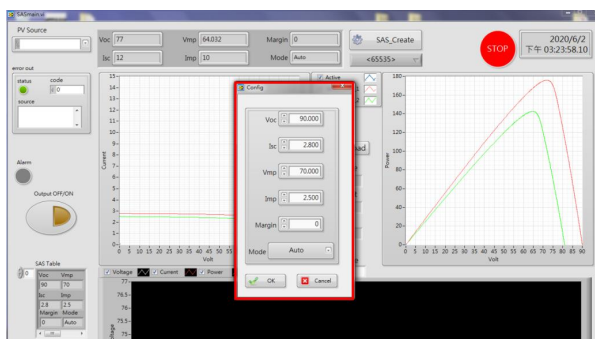
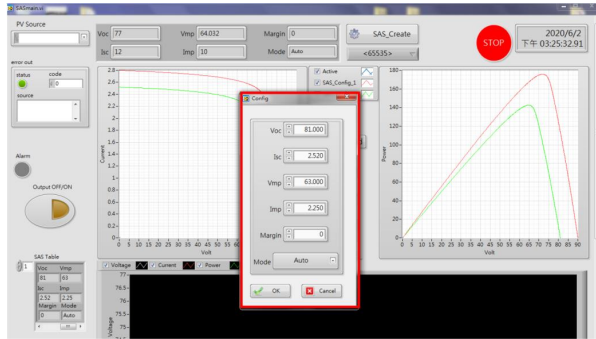


圖 6.10
第二條曲線設定
值



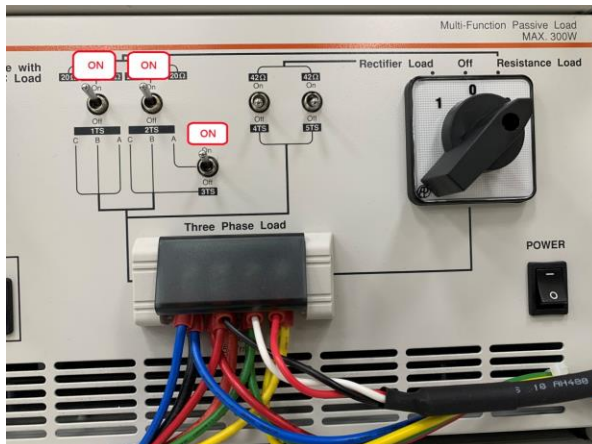
6. APS-300 電源開啟後，設定頻率為 50Hz，模式為 3P4W，輸出電壓為 28.86V，如圖 6.11 所示。

圖 6.11
APS-300 設定圖



7. GPL-500 電源開啟後，Three Phase Load 設定為 Resistance Load，1TS,2TS 3TS 設定為 ON，此時為滿載，如圖 6.12。

圖 6.12
GPL-500 滿載設定



8. 設定完畢後，PSW 與 APS-300 電源輸出後，將 PEK-550 開關開啟。

實驗結果

當 PEK-550 鎖相完成後，繼電器開起，PEK-550 即與 APS-300 並網，可以看到 APS-300 開始提供(或吸收)功率，隨後也可看到 PSW 的輸出電壓朝 MPPT 點邁進。

在實驗過程中，預設兩條不同的 PV 曲線，用以模擬不同光照下所產生的不同曲線。兩條曲線切換可隨時切換，最終都會往各自的最大功率點逼近，如圖 6.13, 6.14。

圖 6.13

SAS 處於第一條曲線的最大功率點

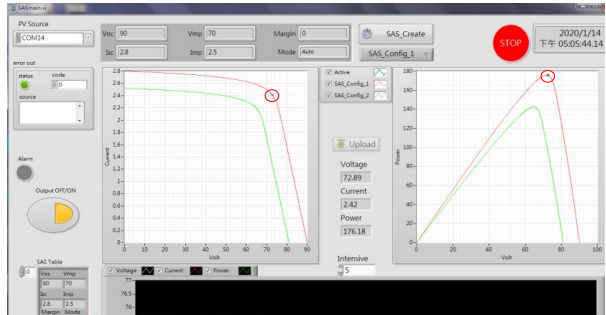
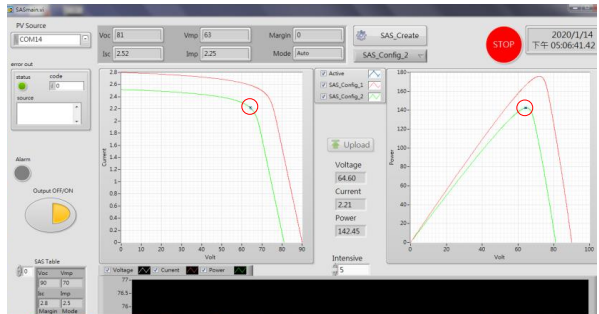


圖 6.14

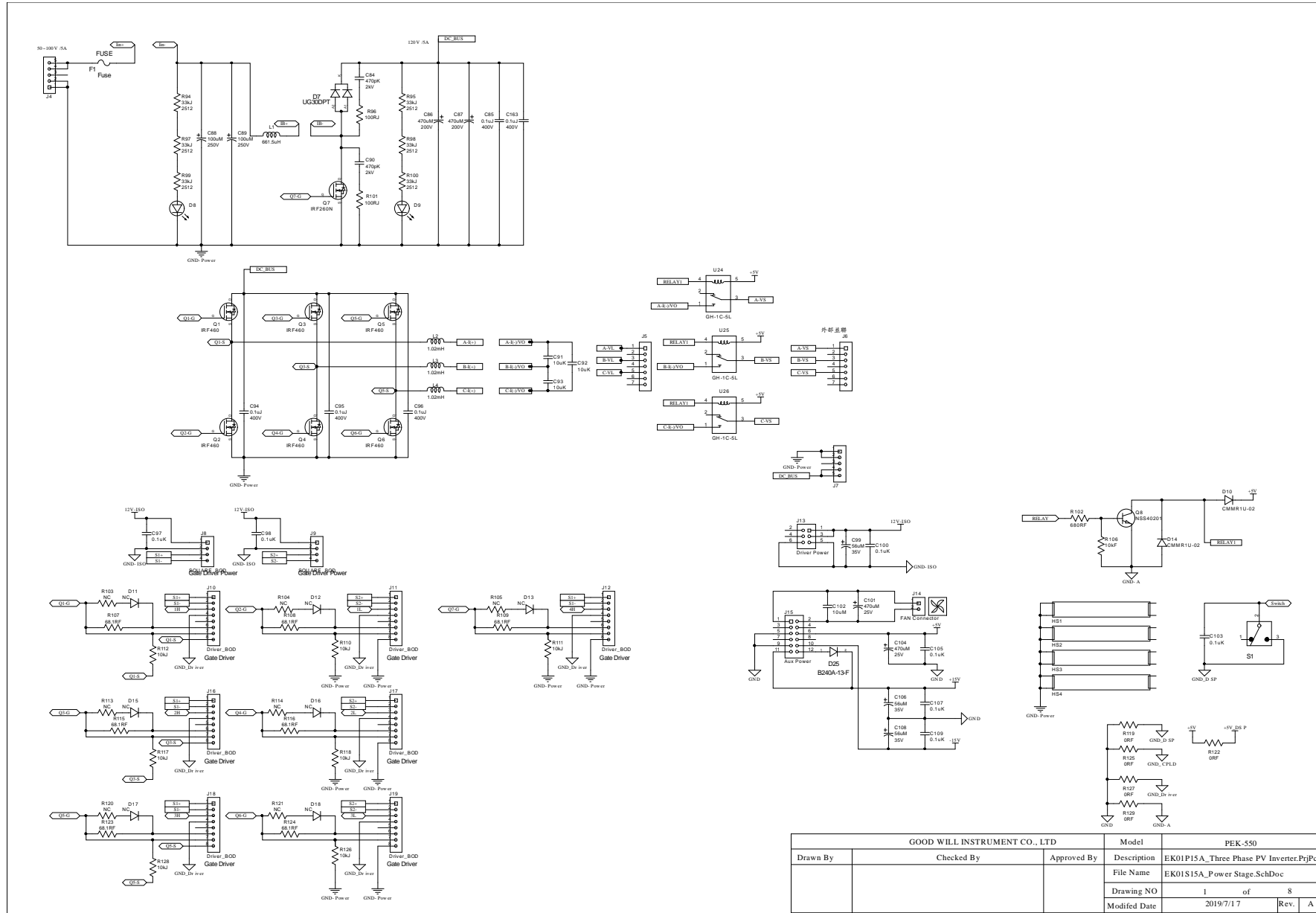
SAS 處於第二條曲線的最大功率點



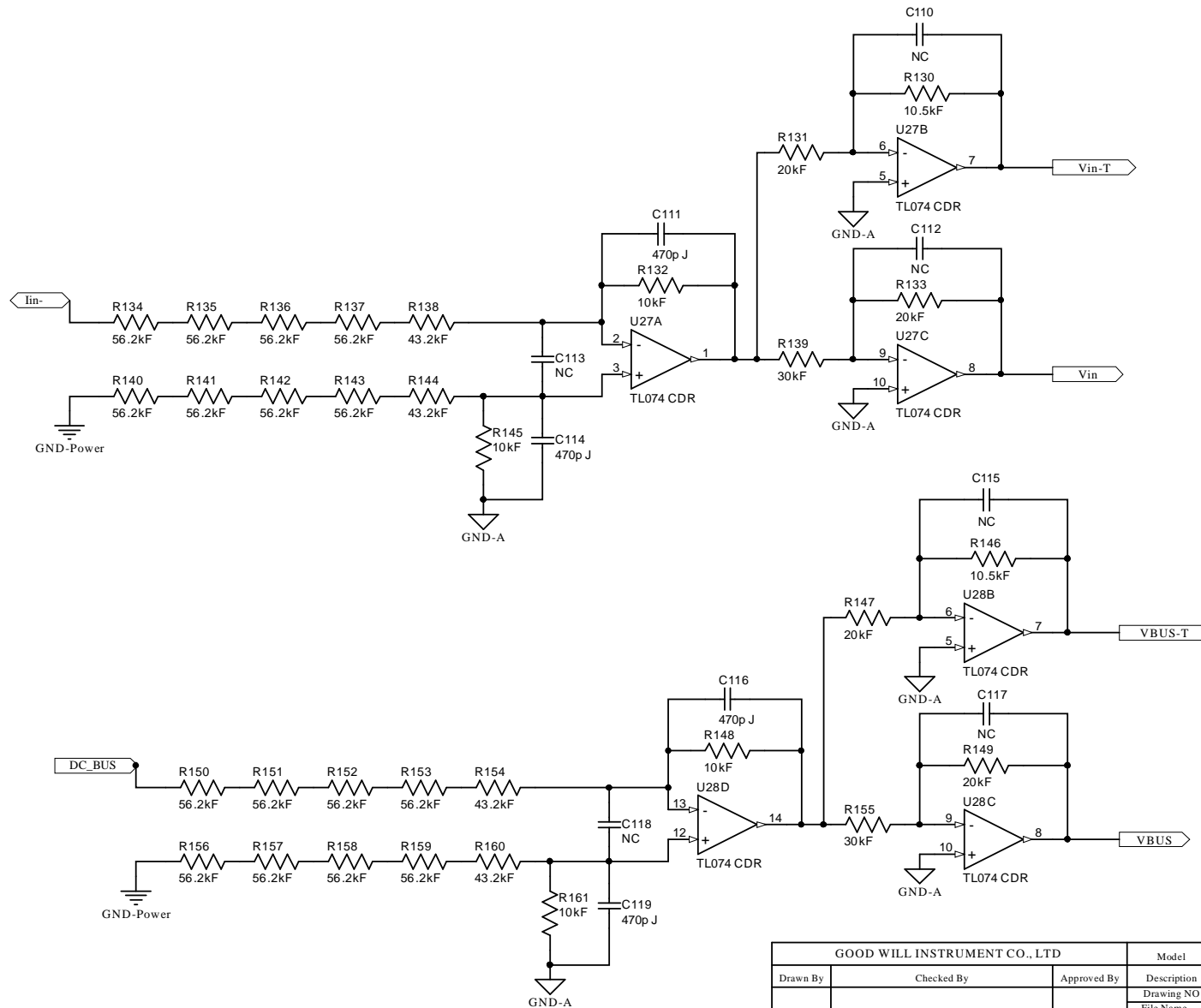
附錄 A PEK-550 電路圖

Three Phase PV Inverter	133
F28335 Delfino control CARD	141
Gate Driver	142
Gate Driver Power	143

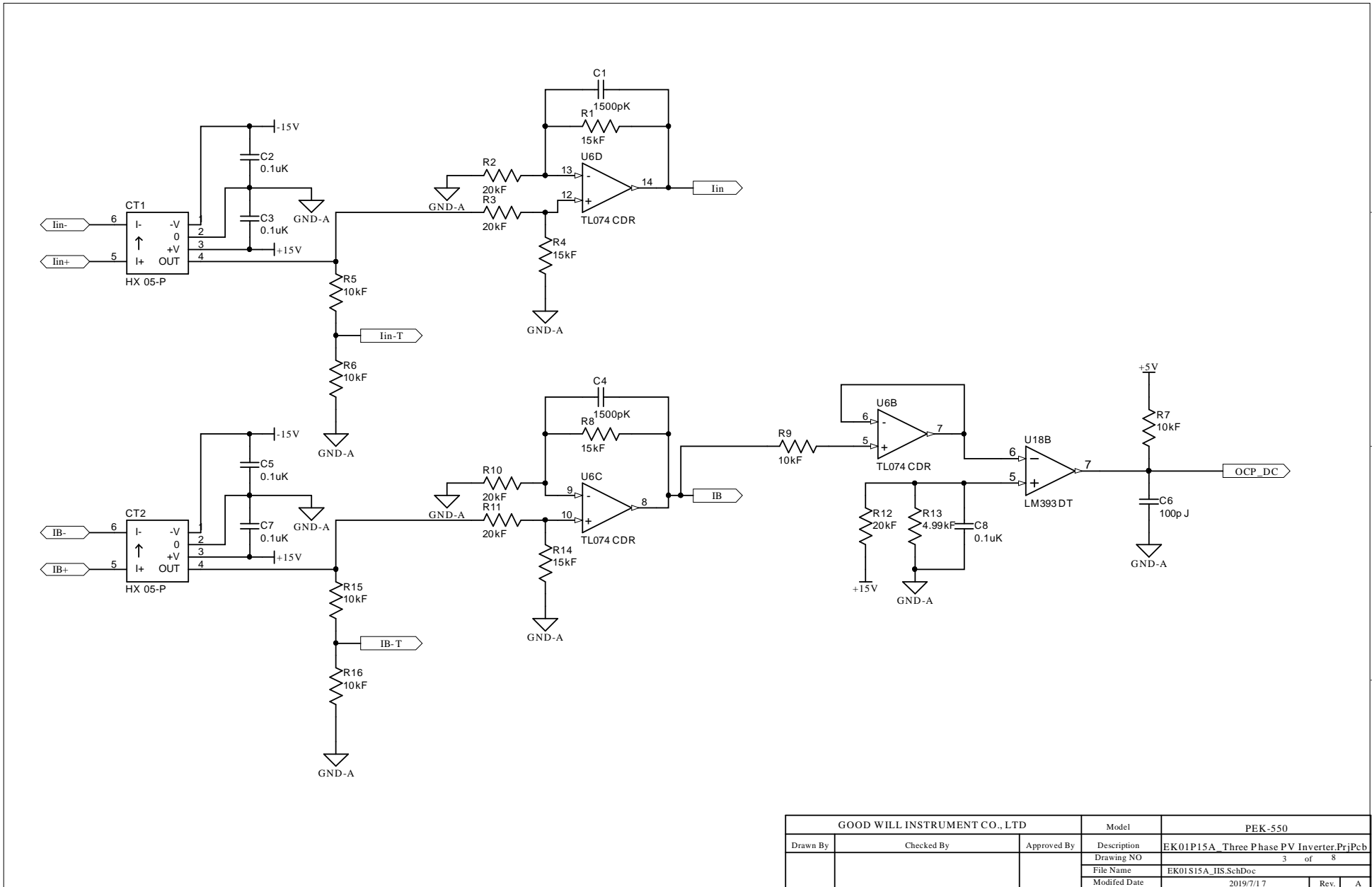
Three Phase PV Inverter



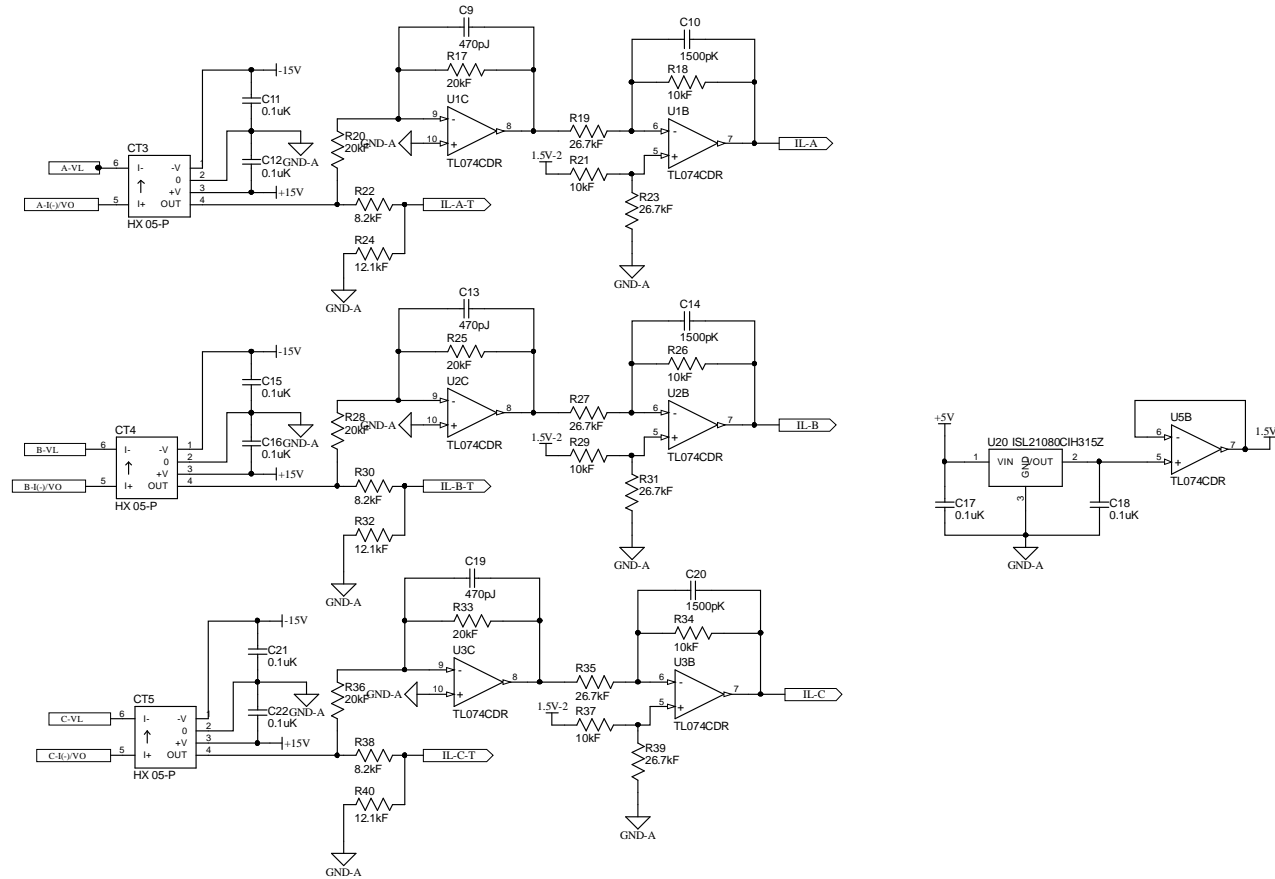
GOOD WILL INSTRUMENT CO., LTD			Model	PEK-550	
Drawn By	Checked By	Approved By	Description	EK01 P15A_Three Phase PV Inverter.PjPcb	
			File Name	EK01S15A_Power Stage.SchDoc	
			Drawing NO	1	of 8
			Modified Date	2019/7/17	Rev. A



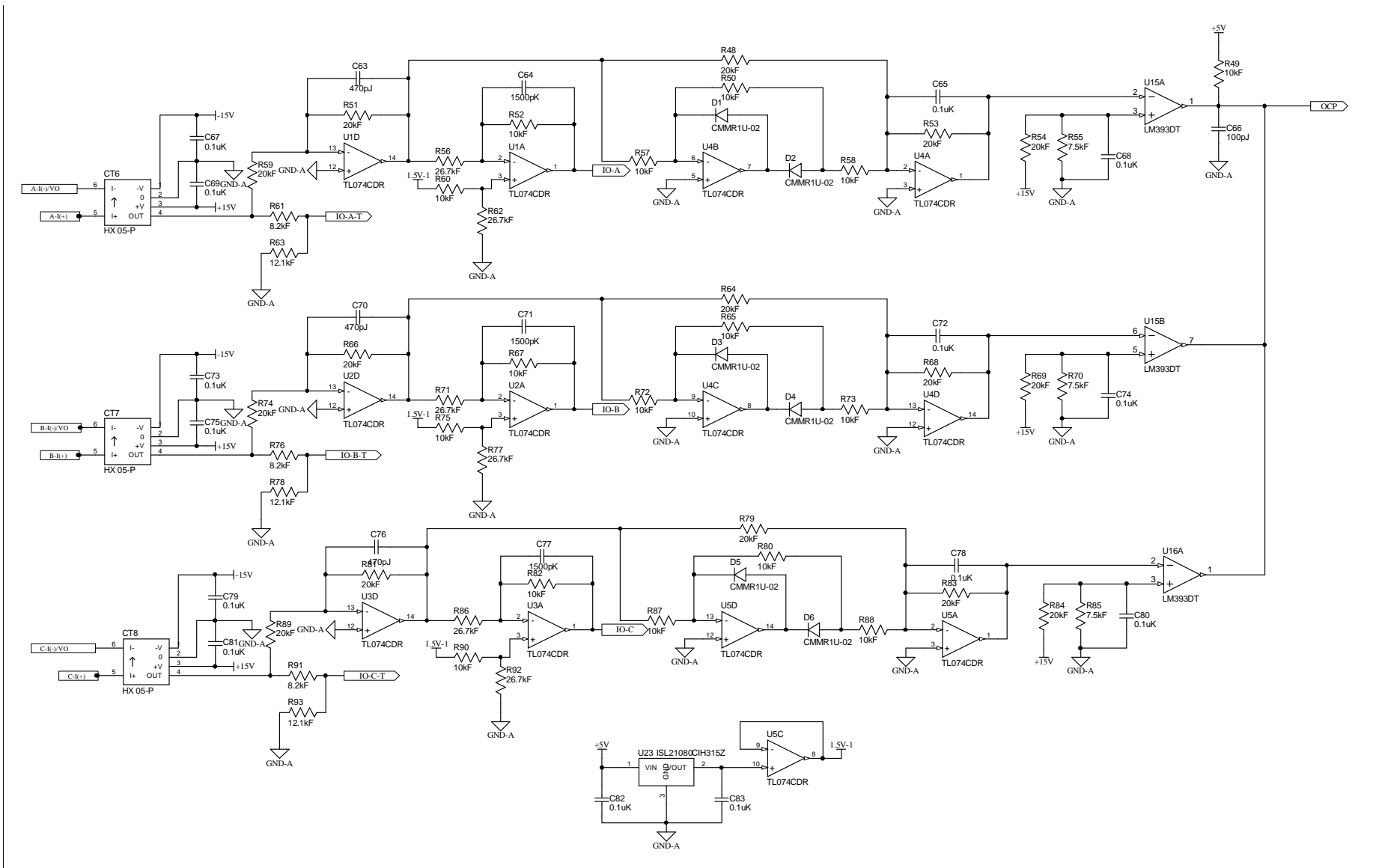
GOOD WILL INSTRUMENT CO., LTD			Model	PEK-550	
Drawn By	Checked By	Approved By	Description	EK01P15A_Three Phase PV Inverter.PrjPcb	
			Drawing NO	2 of 8	
			File Name	EK01S15A_V1S.SchDoc	
			Modified Date	2019/7/17	Rev. A



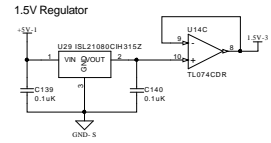
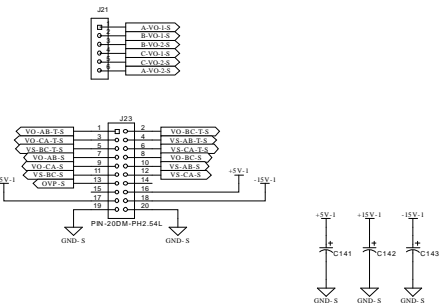
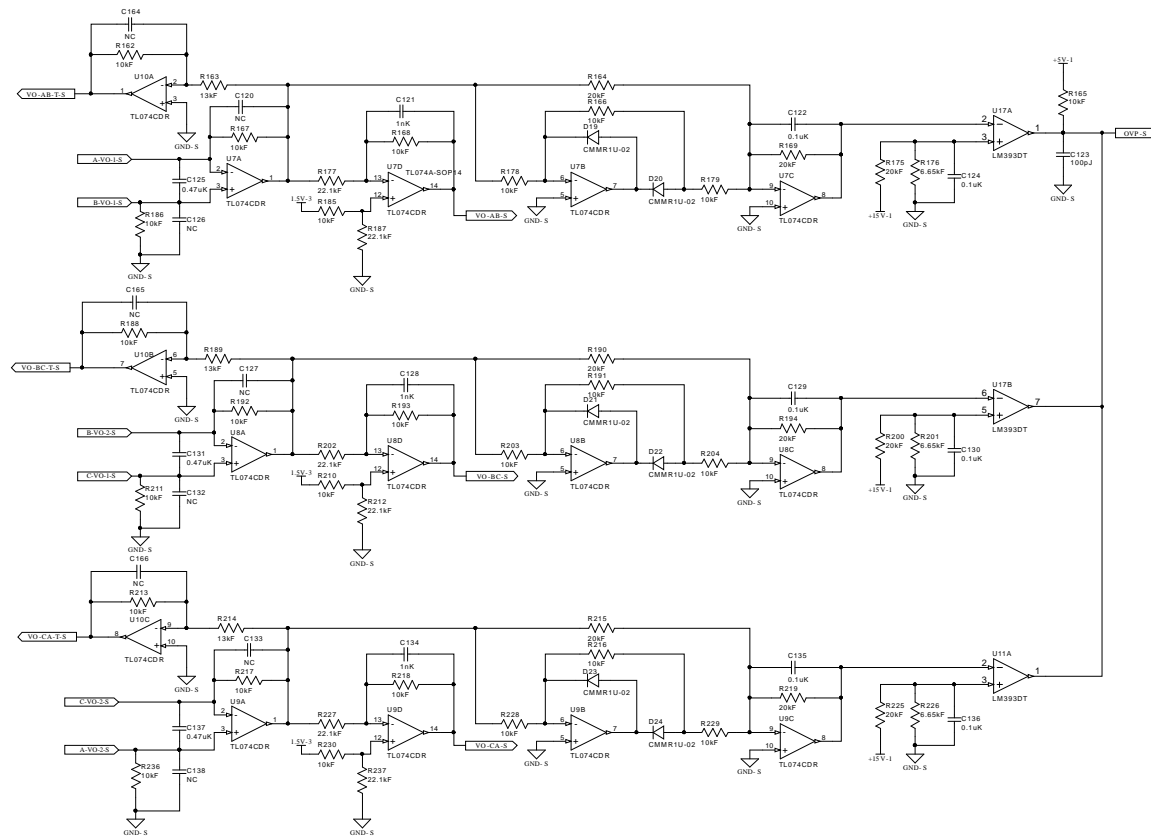
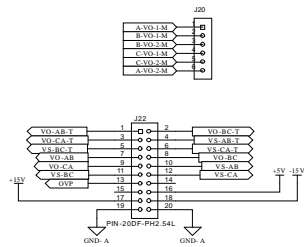
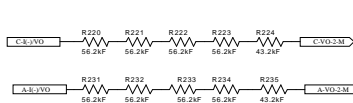
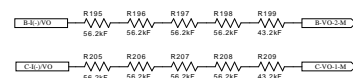
GOOD WILL INSTRUMENT CO., LTD			Model	PEK-550
Drawn By	Checked By	Approved By	Description	EK01P15A_Three Phase PV Inverter.PriPcb
			Drawing NO	3 of 8
			File Name	EK01S15A_IIS.SchDoc
			Modified Date	2019/7/17 Rev. A



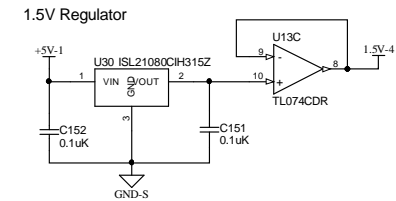
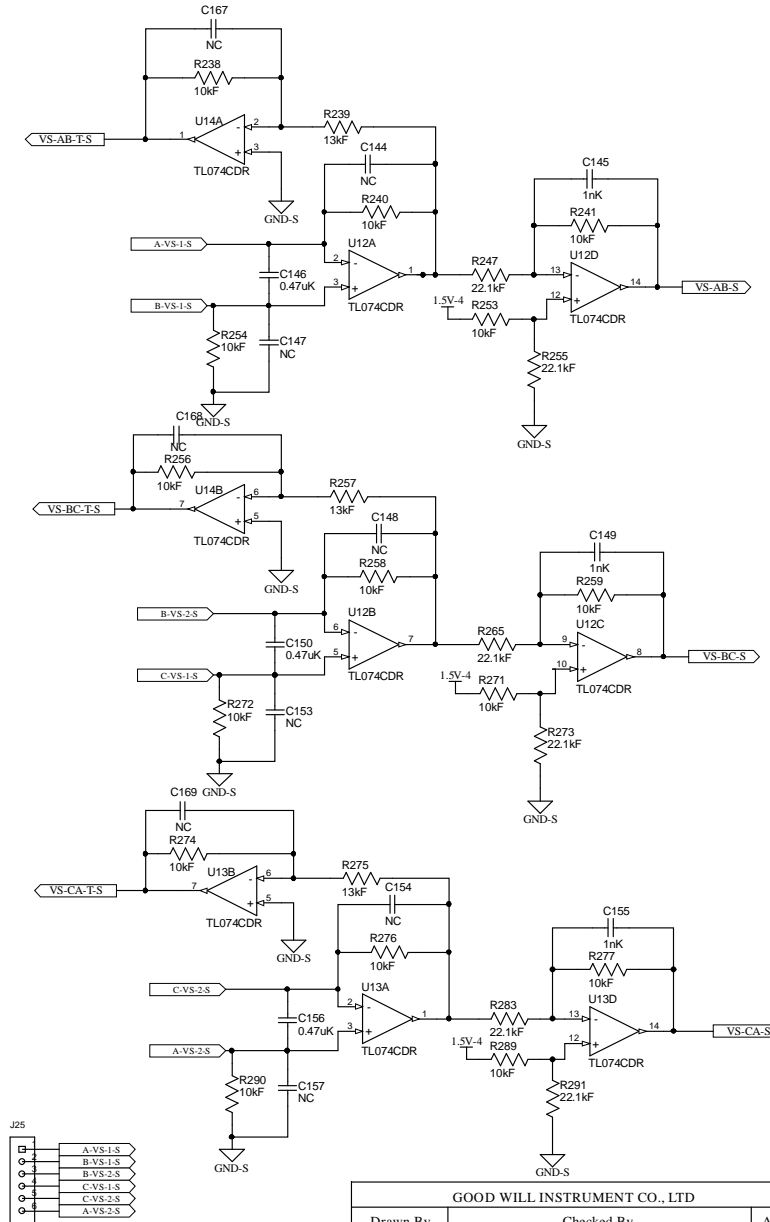
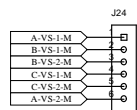
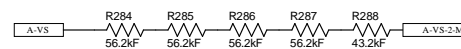
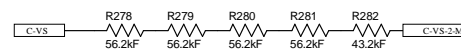
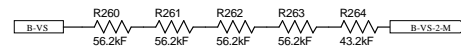
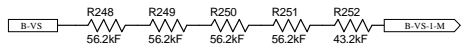
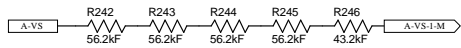
GOOD WILL INSTRUMENT CO., LTD			Model	PEK-550	
Drawn By	Checked By	Approved By	Description	EK01P15A_Three Phase PV Inverter.PrjPcb	
			Drawing NO	4	of 8
			File Name	EK01S15A_ILS.SchDoc	
			Modified Date	2019/7/17	Rev. A



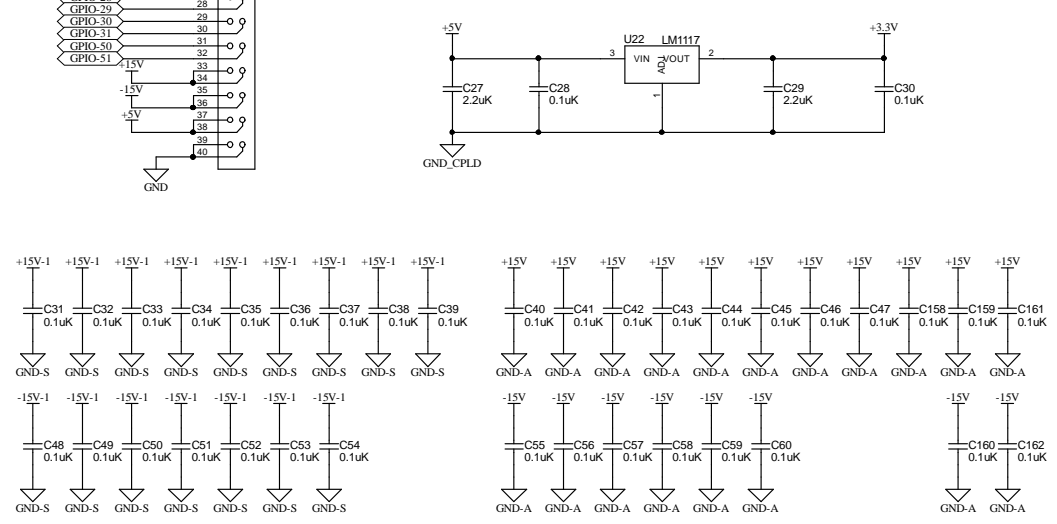
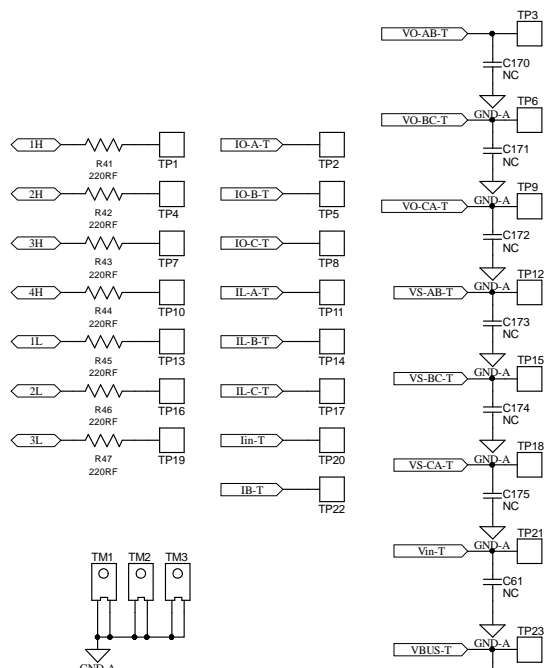
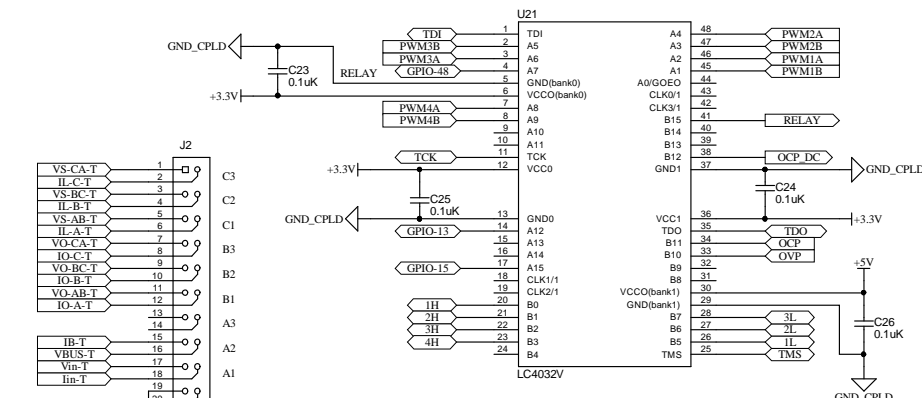
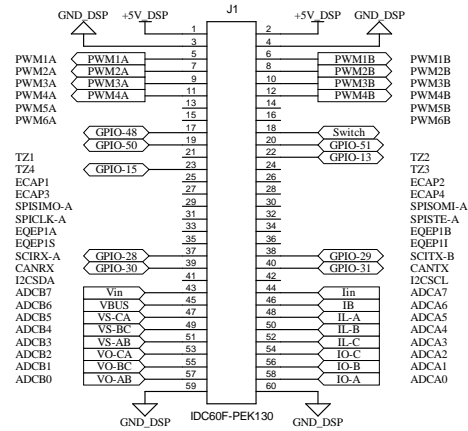
GOOD WILL INSTRUMENT CO., LTD			Model	PEK-550	
Drawn By	Checked By	Approved By	Description	EK01P15A_Three Phase PV Inverter.PrjPcb	
			Drawing NO	5	of 8
			File Name	EK01S15A_IOS-OCP.SchDoc	
			Modified Date	2019/7/17	Rev. A



GOOD WILL INSTRUMENT CO., LTD			Model		PEK-550	
Draw n By	Checked d By	Approve d By	Description	EK01P15A_Three Phase PV Inverter.Pcb	6	8
			Drawing NO			
			File Name	EK01S15A_VOS-0V_P.SchDoc		
			Modifed Date	2019/7/17	Rev.	A

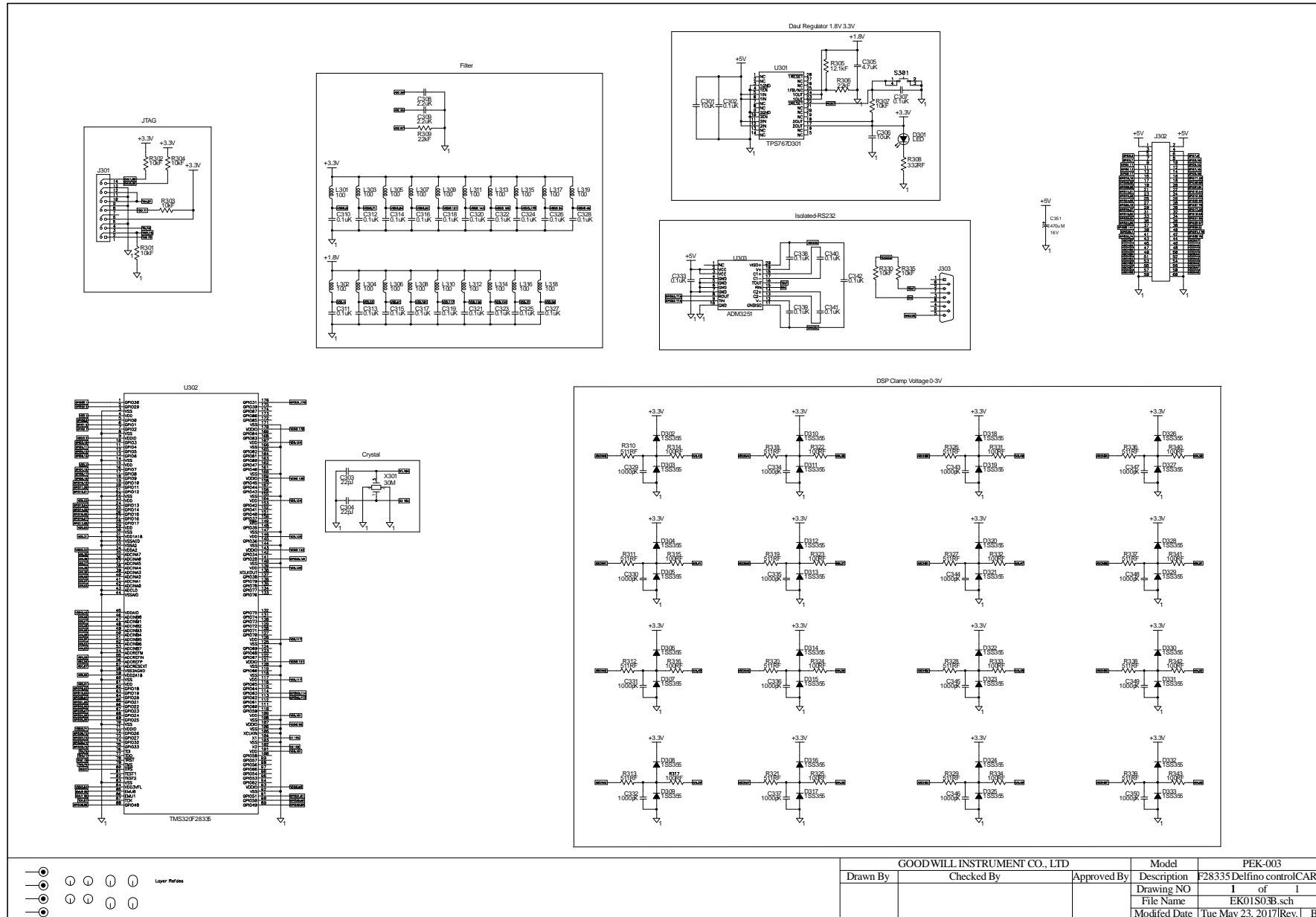


GOOD WILL INSTRUMENT CO., LTD			Model	PEK-550	
Drawn By	Checked By	Approved By	Description	EK01P15A_Three Phase PV Inverter.PrfPcb	
			Drawing NO	7	of 8
			File Name	EK01S15A_VS.SchDoc	
			Modified Date	2019/7/17	Rev. A

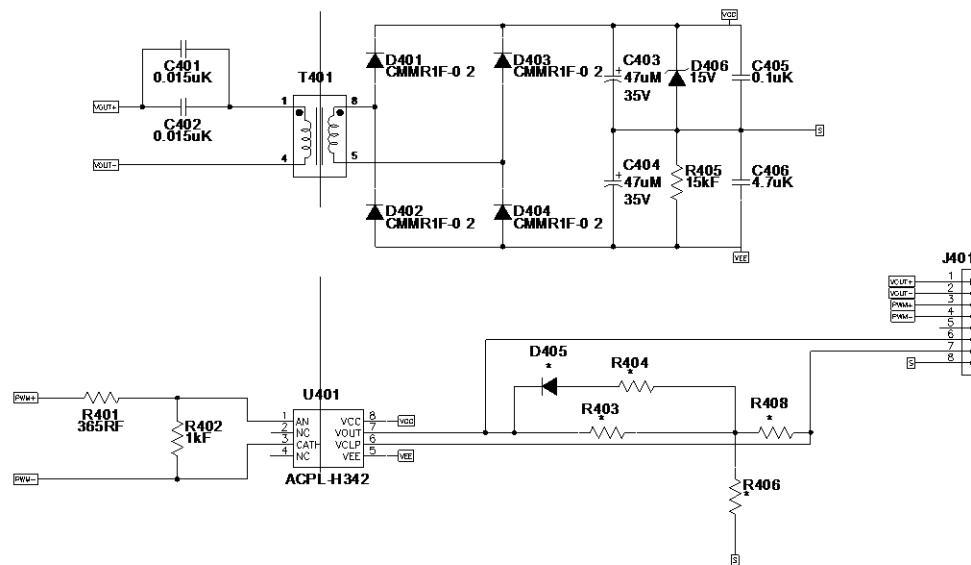


GOOD WILL INSTRUMENT CO., LTD			Model	PEK-550	
Drawn By	Checked By	Approved By	Description	EK01P15A_Three Phase PV Inverter.PrfPcb	
			Drawing NO	8	of 8
			File Name	EK01S15A_INTERFACE-CPLD.SchDoc	
			Modified Date	2019/7/17	Rev. A

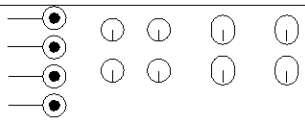
F28335 Delfino control CARD



Gate Driver

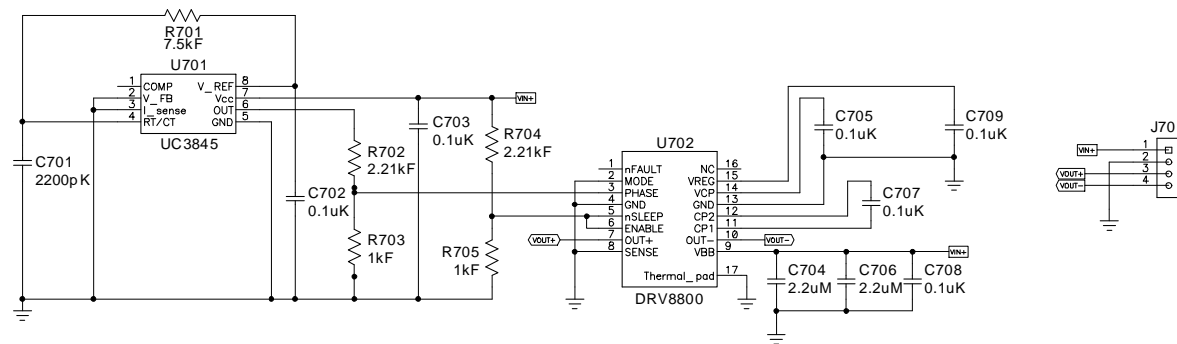


Layer Refdes

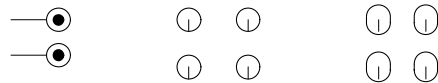


GOOD WILL INSTRUMENT CO., LTD			Model	PEK-004
Drawn By	Checked By	Approved By	Description	Gate Driver
			Drawing NO	1 of 1
			File Name	EK01S04B.sch
			Modified Date	Fri May 19, 2017 Rev. B

Gate Driver Power



Layer Refdes



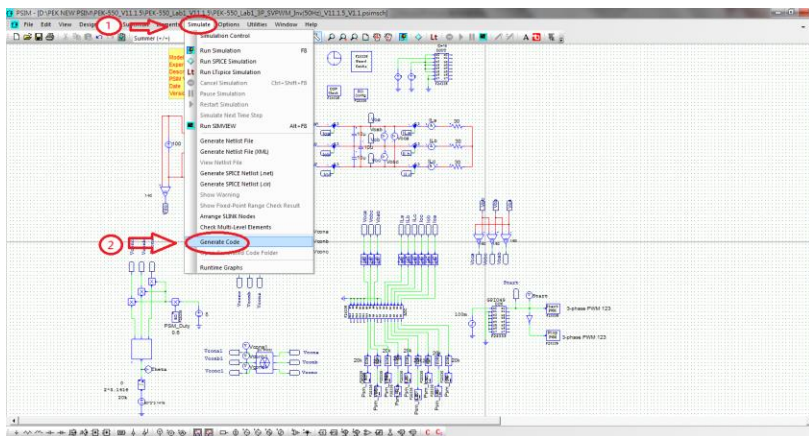
GOOD WILL INSTRUMENT CO., LTD			Model	PEK-100
Drawn By	Checked By	Approved By	Description	Gate Driver Power
			Drawing NO	1 of 1
			File Name	EK01S07A.sch
			Modified Date	Mon Mar 09, 2015 Rev. A

附錄 BC code 燒錄流程

本附錄以“PEK-550_Lab1_3P_SVPWM_Inv(50Hz)_V11.1.5_V1.1”為例進行操作說明，步驟如下。

操作步驟

1. 在 PSIM 程式中開啟數位電路檔案“PEK-550_Lab1_3P_SVPWM_Inv(50Hz)_V11.1.5_V1.1”，在“Simulate”下擊點“Generate Code”，PSIM 會自動生成 C Code，如下圖。



```

PSIM - [D:\PEK_NEW\PSIM\PEK-550_V11.1.5\PEK-550_Lab1_3P_SVPWM_Inv50Hz_V11.1.5_V1.1\C_code\PEK-550_Lab1_3P_SVPWM_Inv50Hz_V11.1.5_V1.1]
File Edit Options Window Help
C:\Program Files\PowerSim\PSIM\bin\psim.exe - Command Line
-----
// This code is created by SimCoder Version 11.1.5.1 for F2833x Hardware Target
//
// SimCoder is copyright by Powersim Inc., 2009-2018
//
// Date: January 13, 2020 16:55:35
//-----
#include <math.h>
#include "PS_bios.h"
typedef struct DefaultType
#define CpuCyclesPerPS_CycleTimer0
#define PWM_IN_CHECK // To lower PWM value setting time, comment out this line if PWM duty cycle values are strictly limited in the range.

interrupt void Task0;
void Task_10;

const Uint16 PSD_CpuCheck = 150; // Mhz
extern DefaultType K2833x;
extern DefaultType K2833xVcma1;
extern DefaultType K2833xVcma2;
extern DefaultType K2833xVcma3;
extern DefaultType K2833xVcma4;

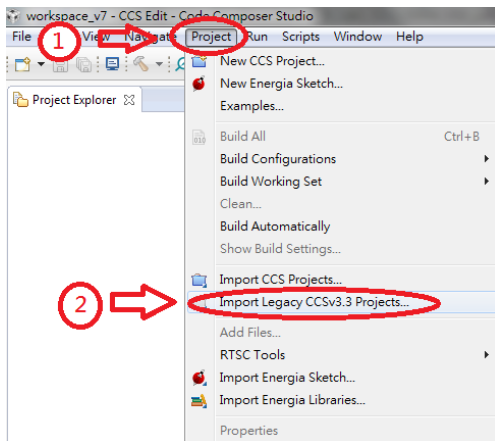
PST_Restore aCaliFuOut0(4000);
PST_Data aCaliFuIn0(1) = 0;
Uint16 aCaliFuOut0Mem[7] = {0,0,0,0,0,0,0,0,0};
Uint16 aCaliFuOut0Mem[7] = {0,0,0,0,0,0,0,0,0};
Uint16 aCaliFuIn0 = 0;
Uint16 aCaliFuOut0[12] = {1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1};
char* aCaliFuIn0Str = "0016,1_PSM_Vcma=20000,00310016,2_PSM_Vcma=20000,00310016,3_PSM_Vcma=20000,00310011,1_PSM_Duty=0,00310016,4_Psm_Vcma=20000,00310016,5_Psm_Ra=20000,00310016,6_Psm_Rb=";
#define PSC_SCI_READOUT_FLG 0x0000
#define PSC_SCI_INTIM 0
#define PSC_SCI_START 0x000000
#define PSC_SCI_PAUSE 0x100000
#define PSC_SCI_RESET 0x200000
    
```

2. 系統會在 PSIM 電路檔案所在的資料內，產生一個與 PSIM 電路檔案相同檔名的資料夾，並將 C Code 與燒錄所需的相關檔案存放在此資料夾內，如下圖

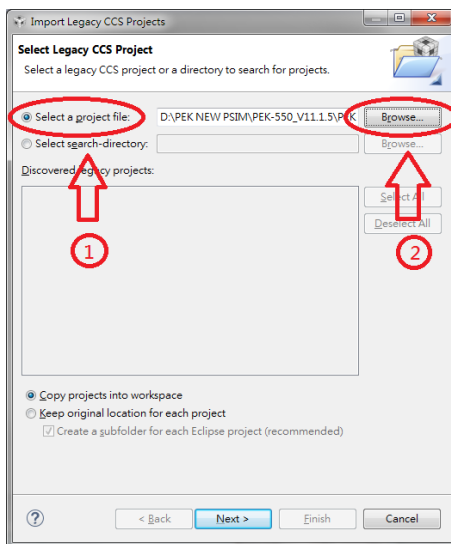
 PEK-550_Lab1_3P_SVPWM_Inv(50Hz)_V11.1.5_V1.1 (C code)	2020/1/13 下午 01:54	檔案資料夾	
 PEK_Subcircuit_SVPWM_V11.1.5_V1.1	2019/8/9 下午 05:20	PSIM Document	14 KB
 PEK-550_Lab1_3P_SVPWM_Inv(50Hz)_V11.1.5_V1.1	2019/12/24 下午 02:19	PSIM Document	171 KB
 PEK-550_Sim1_3P_SVPWM_Inv(50Hz)_V11.1.5_V1.1	2019/12/24 下午 02:18	PSIM Document	105 KB

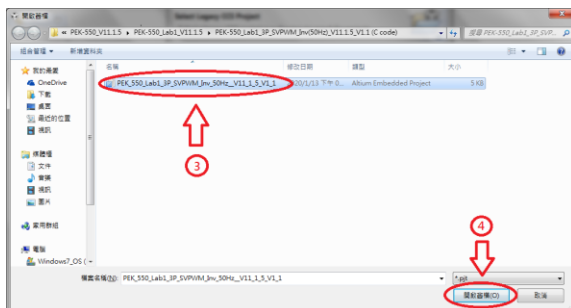
名稱	修改日期	類型	大小
 F2833x_Headers_nonBIOS	2020/1/13 下午 0...	Windows 命令指...	9 KB
 F28335_FLASH_Lnk	2020/1/13 下午 0...	Windows 命令指...	7 KB
 F28335_FLASH_RAM_Lnk	2020/1/13 下午 0...	Windows 命令指...	6 KB
 F28335_RAM_Lnk	2020/1/13 下午 0...	Windows 命令指...	4 KB
 passwords	2020/1/13 下午 0...	ASM Source File	4 KB
 PEK_550_Lab1_3P_SVPWM_Inv_50Hz__V11.1.5_V1.1	2020/1/13 下午 0...	C Source File	13 KB
 PEK_550_Lab1_3P_SVPWM_Inv_50Hz_V11.1.5_V1.1	2020/1/13 下午 0...	Altium Embedde...	5 KB
 PS_bios	2020/1/13 下午 0...	C/C++ Header File	22 KB
 PsBiosRamF33xFloat	2018/7/25 上午 0...	Altium Library	631 KB
 PsBiosRomF33xFloat	2018/7/25 上午 0...	Altium Library	636 KB
 ts2800_fpu32_fast_supplement	2013/1/16 下午 0...	Altium Library	17 KB

3. 開啟 CCS，在“Project”下，擊點“Import Legacy CCSv3.3 Projects”，如下圖。

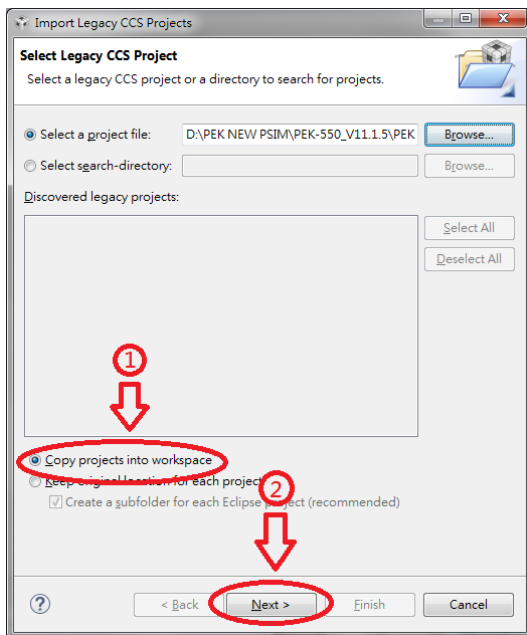


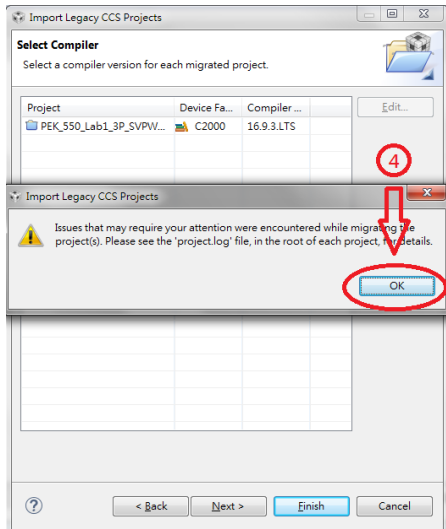
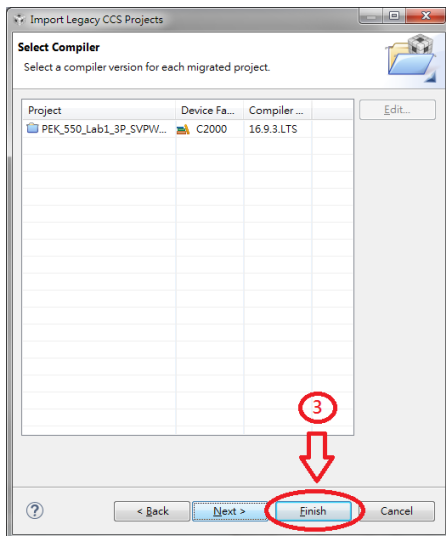
4. 在“Select a project file”中，擊點“Browse”，尋找 C Code 所在的資料夾並選取副檔名為.pjt 的檔案，如下圖。



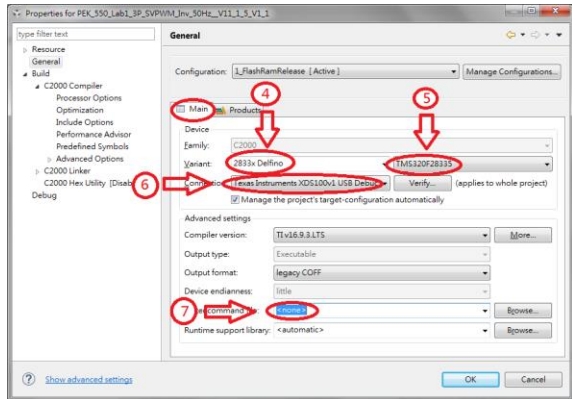
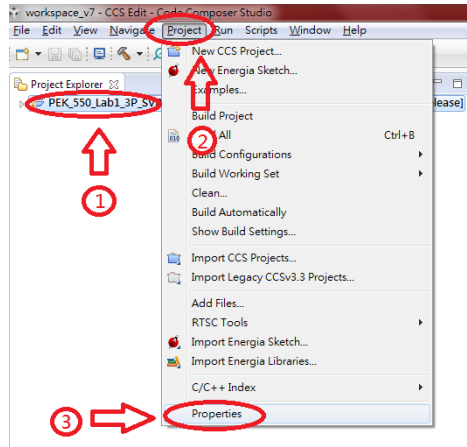


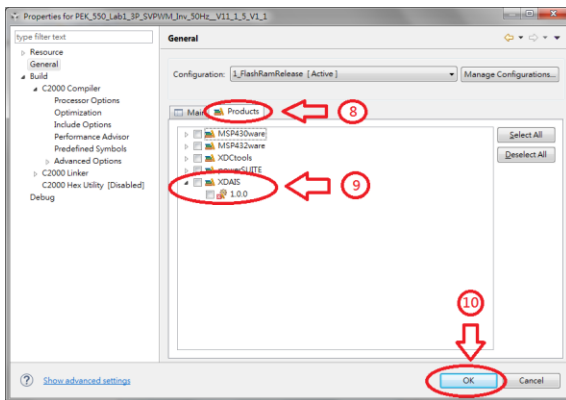
5. 選擇“Copy projects into workspace”後，擊點“Next”後，再擊點“Finish”，即可將 C Code 導入到 CCS 程式中，如下圖。



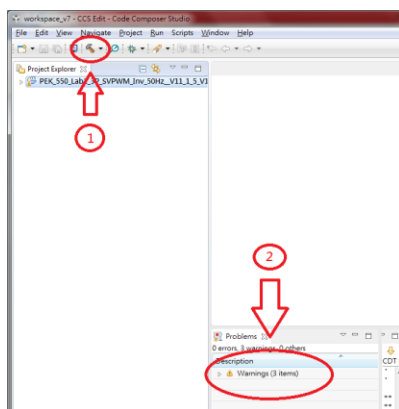


6. 選取 C Code 檔案後，在 "Project" 下選擇 "Properties"，設定如下：
 - (1) 在 Main 中 Variant 選取"2833X Delfino 中的 TMS320F28335"
 - (2) 在 Main 中 Connection 選取"Texas Instruments XDS100v1 USB Debug Probe"
 - (3) 在 Main 中 Linker command file 選取"none"
 - (4) 在 Products 中將 XDAIS 取消選擇 (如果你的 CCS 版本無此選項，則不須理會)



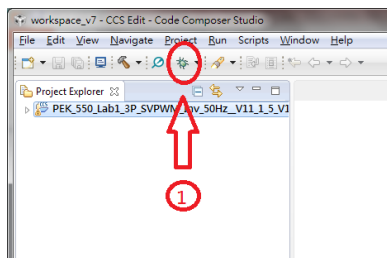


- 設定完畢後，擊點“Build”，進行編譯。編譯結束，如無 Errors，代表此程式可進行燒錄，Warnings 不影響燒錄，可忽略。

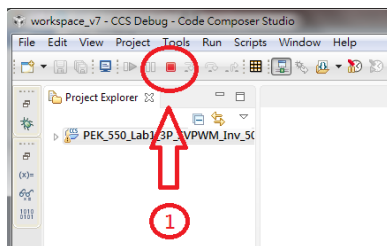


- 將 PEK-006 分別連接到 PC 與 PEK 模塊上，之後擊點“Debug”，進行燒錄。

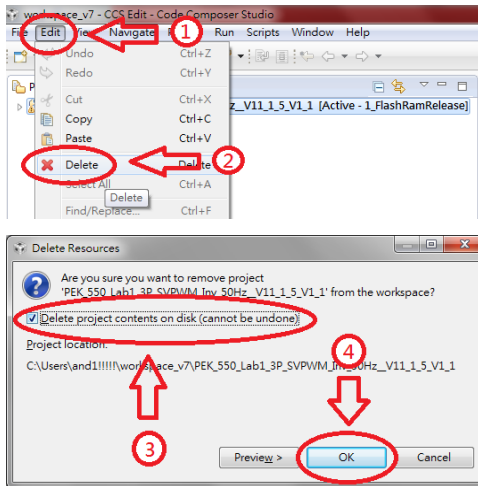




9. 燒錄結束後，擊點“Terminate”，並移除 PEK-006，如此即完成燒錄程序。



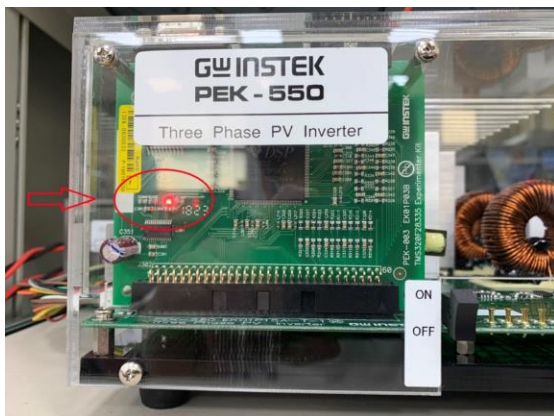
10. 如需刪除檔案，選取 C Code 檔案後，在“Edit”下選擇“Delete”，勾選“Delete project contents on disk”後，擊點“OK”後完成。



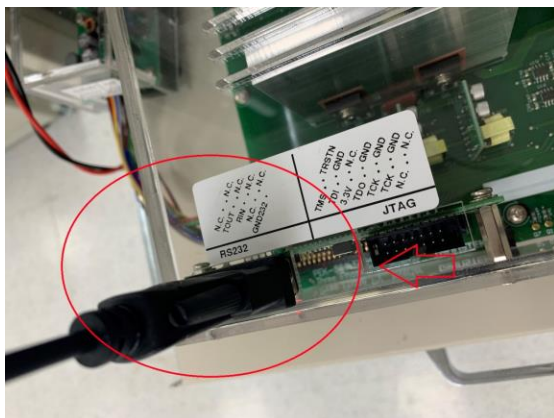
附錄 C RS232 連線

操作步驟

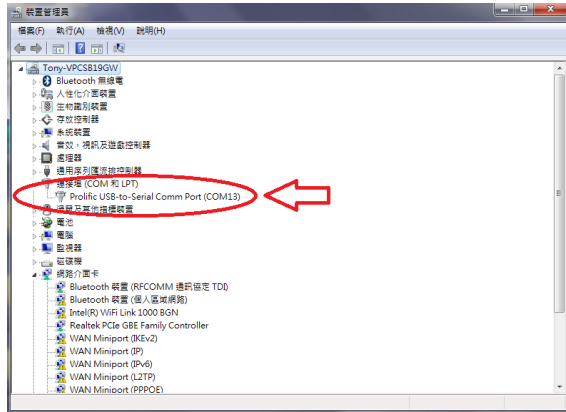
1. 將 PEK-005A 接至 PEK 模塊，確保 DSP 工作狀態正常。



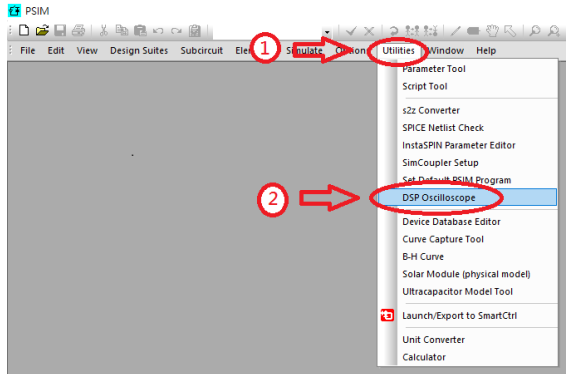
2. 將 RS232 一端連接至電腦 PC，另一端接到 PEK 的 RS232 端口。



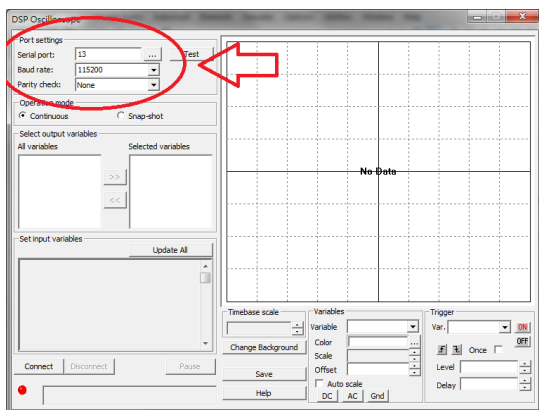
- 開啟電腦的裝置管理員，確認 RS232 所使用的連接埠(COM)位置。



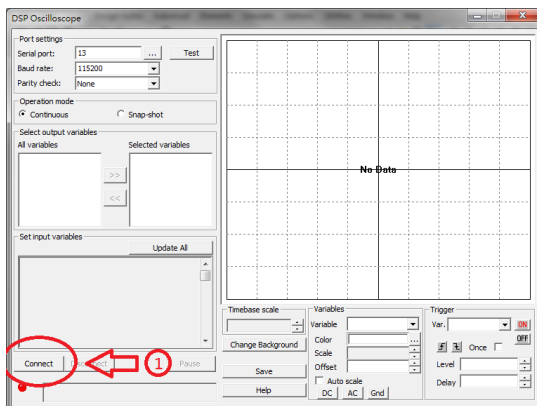
- 開啟 PSIM 程式，點選上方選單 Utilities 中 DSP Oscilloscope 選項。



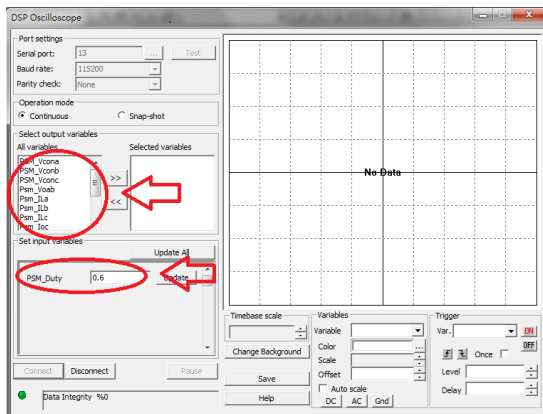
- Port settings 的設定如下:
 - Serial port 選取 RS232 所使用的連接埠 (COM)位置。
 - Baud rate 設定為 115200。
 - Parity check 設定為 None。



6. 設定完成後點選 Connect 進行 RS232 連線。



7. 正確連線後，即可看到 PSIM 電路內所規劃的 output variables 與 input variables。



附錄 D SAS 軟體操作手冊

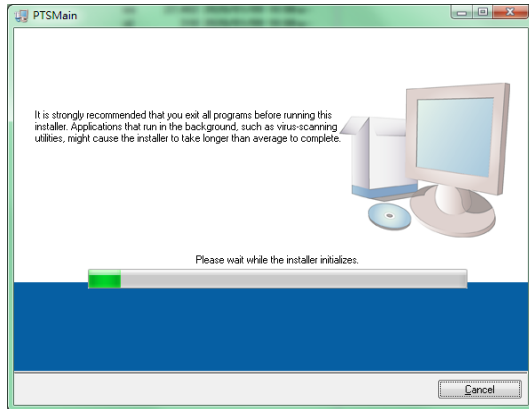
介紹

完整 PTS 軟體系統包含 SAS 信號追蹤，BAT 模擬與即時信號量測子系統，透過系統自動偵測功能，配置各設備於應對的功能上。

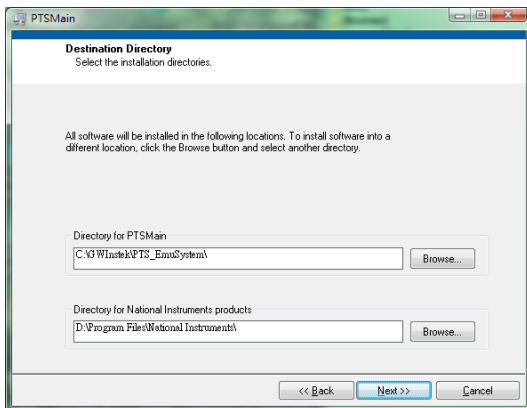
安裝與啓動

操作步驟

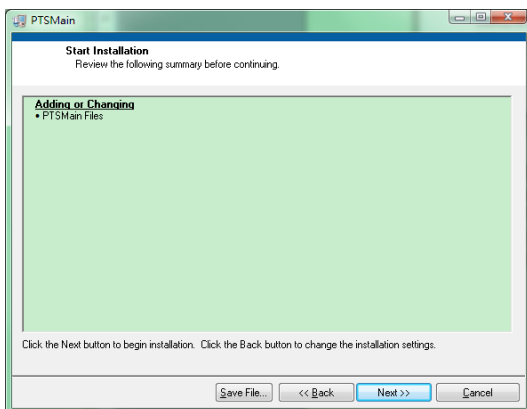
1. 安裝完整 PTS 軟體：下載 PTS5 installer,並解壓縮後於 c:\PTS installer 後，進入 Volume。執行 Setup.exe，如下。



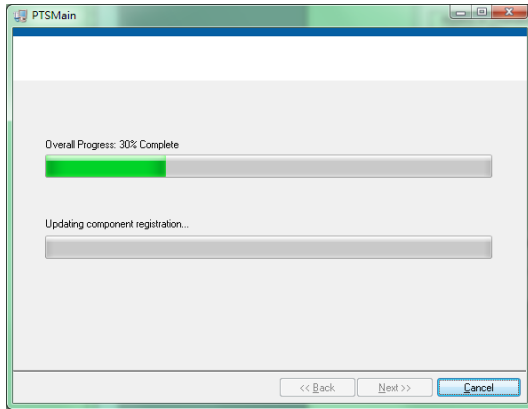
此時系統尋找是否已安裝程式執行時，必要元件；若沒有或既有元件版本較低，即列出並等候安裝；若已存在有高於執行程式所需要的版本時，則不安裝。



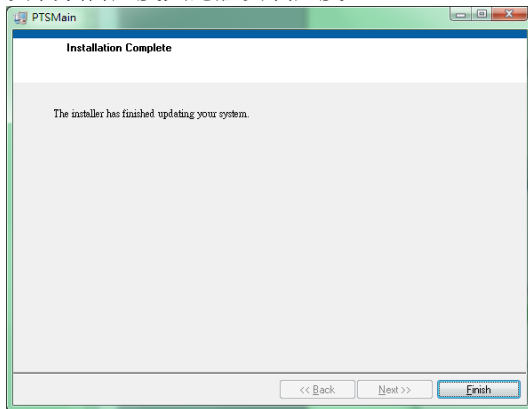
使用預設路徑即可；按 “Next” 繼續，以完成安裝工作。此時，此處會列出已經安裝與即將安裝的程序，包含必要的執行元件：



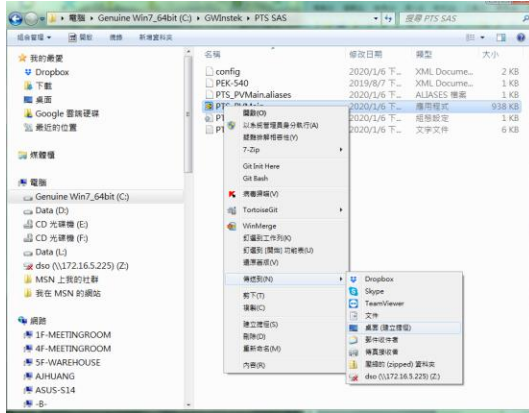
按 Next，以執行後續安裝工作。



安裝項目進度與總體安裝進度。



2. 下載 PTS SAS 套件程式，將之解壓縮至前項安裝後的路徑下；此時會在 c:\gwinstek\ 下新增一目錄。
3. 切換至目錄後，可以選擇在“桌面”上建立快捷鍵，以方便日後執行；操作畫面如下：



在 PTS_PVMMain 上，按滑鼠右鍵，開啓主選單；移至“傳送到”項目上，開啓傳送目的地選項；移至並選擇“桌面(建立捷徑)”項目上

日後要再執行時，可於“桌面”上，找到該捷徑並執行它即可。

解除安裝

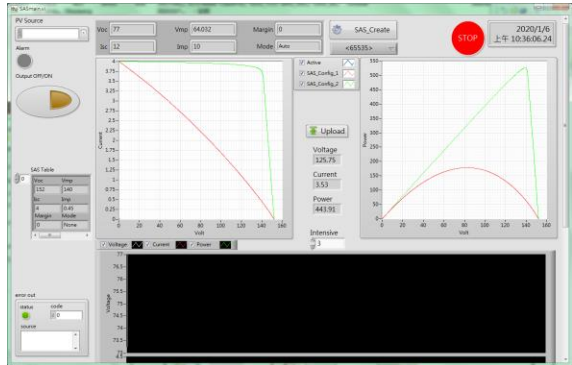
4. 在控制台內，找到“程式與功能”項目，並執行，找到 PTSMMain



界面說明

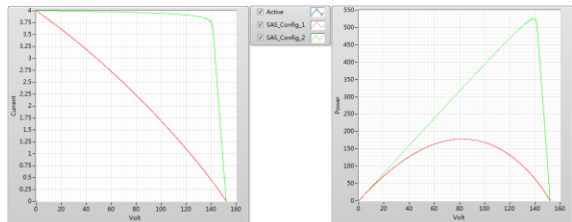
程式運行界面

圖表 1
軟體主畫面



已設定系統中建置之 PV 軌跡曲線

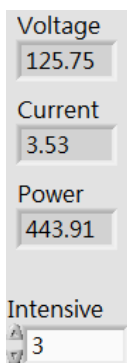
圖表 2



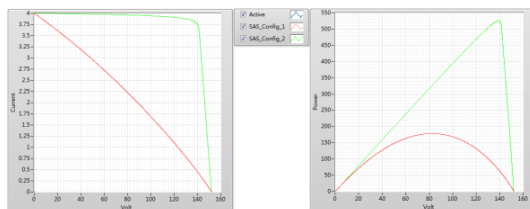
左側為 VI 顯示；右側為 PV 顯示；其中 Active 表示啟動後，真正的 IV 狀態測值可透過 Intensive 設定查看其軌跡

即時數值監控

圖表 3



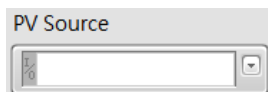
Voltage 與 Current 將會標示於圖表 2 左側 IV 曲線圖上，Voltage 與 Power 則標示於圖表 2 右側 PV 曲線圖上 Intensive 表示畫面上滯留的資料點數，可以追蹤 IVP 實際的變動軌跡



操作

設備連線設定

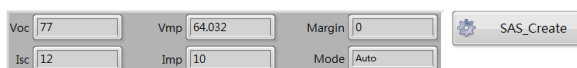
圖表 4
設備選擇



建立系統連線，透過下拉式選單，指定適當設備。

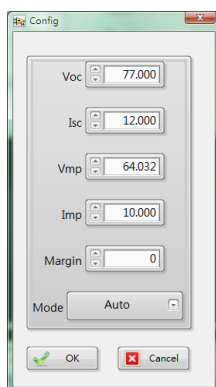
建立 PV 參考曲線

圖表 5
前次設定軌跡參數



SAS_Create：建立新的曲線，設定畫面如下：

圖表 6
SAS 軌跡參數設定



當建立完成新的曲線後，將會在 VI 及 PV 圖表中即時顯示該曲線，同時在 SAS 表格中增加該曲線參數

Voc: 開路電壓

Isc: 短路電流

Vmp: 最大功率點電壓

Imp: 最大功率點電流

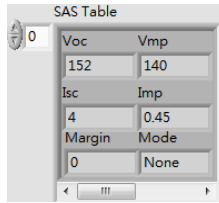
Margin: 輸出在此餘裕範圍內不更新(%)

Mode: 使用時選擇 Auto 模式

OK: 確定參數設定，同時匯入 SAS Table 中

Cancel: 放棄本次修改設定值

圖表 7
軌跡參數表



SAS Table: 已規劃好，準備寫入設備內的曲線，透過滑鼠右鍵開啓可操作功能:

Import Table, Export Table

Import Table: 自存檔中，載入先前已建立之曲線與參數

Export Table: 匯出目前使用的曲線與參數

游標指向 SAS Table 後，透過鍵盤 delete 鍵，刪除目前的設定(軌跡曲線)

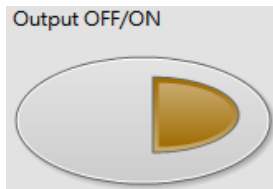
上傳/載入測 PV 軌跡曲線參數

圖表 8



將目前 SAS Table 中設定好之軌跡曲線參數寫入設備中等待執行，同時 PSW 進入 SAS 運行模式

圖表 9



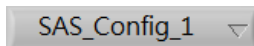
啓動/關閉 PSW 輸出

在 SAS 模式下，PSW 輸出將按選定之曲線進行反應。而在一般模式下，PSW 將做一般標準功能

選擇軌跡參數

圖表 10

參考軌跡參數選擇



停止與結束

圖表 11

一旦進行上傳動作後，設備即進入 SAS 模式，所有 Output ON/OFF 控制，決定 PSW 是否進行追跡操作



若要 PSW 回復到一般操作模式，必須選擇停止軟件，再重新啓動。

附錄說明

A：PSW 追跡模式

SAS 程式啓動後，只要上傳軌跡曲線程式，PSW 便啓動追跡模式，此時使用者可在已建立之軌跡程式間，進行切換，若要離開追跡模式，則必須按“STOP”讓設備回到預設操作模式下。

B：一般模式

在系統啓動時，會處於一般操作模式，透過成功上傳 PV 軌跡曲線“UpLoad”後，PSW 進入追跡模式。

C：IVP 即時記錄曲線

在追跡模式下，除 IV 與 PV 軌跡外，另提供各自獨立顯示軌跡記錄圖

圖表 12

