

國立中山大學電機工程學系研究所

碩士論文

指導教授： 盧展南 博士

小型太陽光電能能量轉換系統之研製
A Design and Implementation of a Small
Scale Photovoltaic Energy
Conversion System

研究生： 李政勳 撰

中華民國九十一年六月

論文提要

學年度 : 90
學期 : 2
校院 : 國立中山大學
系所 : 電機工程學系研究所
論文名稱(中) : 小型太陽光電能能量轉換系統之研製
論文名稱(英) : A Design and Implementation of a Small Scale Photovoltaic Energy Conversion System
學位類別 : 碩士
語文別 : chi
學號 : 8931616
提要開放使用 : 是
頁數 : 94
研究生(中)姓 : 李
研究生(中)名 : 政勳
研究生(英)姓 : Lee
研究生(英)名 : Cheng-Hsun
指導教授(中) : 盧展南
指導教授(英) : Lu Chan-Nan
關鍵字(中) : 太陽能轉換器, 市電併聯, 獨立運轉
關鍵字(英) : photovoltaic conversion system, grid-connected, stand-alone

中文提要：

本文旨在研製一單相低功率太陽光電能能量轉換系統，將太陽能板所產生的直流電力轉換成交流電力輸出。轉換器的功率電路由推挽式轉換器與全橋式變流器兩級電路串接而成，可使太陽能電池模組的組裝更具彈性。本系統可操作在市電併聯模式或獨立運轉模式，在市電併聯運轉模式下並可隨著不同的日照強度，調整變流器的輸出電流控制訊號，使太陽能板能夠運轉在最大功率點。最後實際製作一套 150W 之轉換系統雛形，並且由模擬與實測結果互相比較，以驗證本文所提系統之可行性。

英文提要：

The design and implementation of a small-scale solar energy conversion system is presented in this thesis. The power circuit of the PV inverter is composed of a push-pull converter and a full-bridge inverter. The inverter converts DC power generated by photovoltaic cells into AC power. This design allows flexible arrangements of various solar cells modules. The systems can supply loads and feed excess power to the grid with unit power factor when operated under grid-connected mode, or supply loads exclusively by operating in the stand-alone mode. In grid-connected mode, it is controlled to follow the variations of solar panel insolation for achieving maximum power point tracking. A 150W prototype of the conversion system is implemented, simulation and experimental results are provided to verify the performance.

誌 謝

本論文得以完成，首先要由衷感謝我的指導教授盧展南博士，在這兩年來，盧老師對學生細心的指導，使得我能夠發揮潛能，完成研究目標，並從中獲得許多的寶貴經驗，在此向盧老師致上我最高的敬意及謝意。同時，也要感謝黃慶連教授及陳朝順教授等口試委員對於本論文鉅細靡遺地指正與建議，使本論文更臻完善。

在研究所的這些日子中，感謝實驗室的學長亞清、榮芳、世安、榮基、俊連、正杰、毓任、純育、晉逸、景富、建弦，還有學弟思賢、安志、森驗及耀慶，在課業上的互相砥礪、生活上的互相幫忙，加上學校自然樸實的美麗風景，使得碩士班的求學過程中，增添了許多值得回憶的生活片段。

最後，要感謝我的父母親、家人與女朋友桂瑛及所有關心我的人，由於你們的栽培與支持，使我能夠無後顧之憂順利完成學業。要感謝的人太多，願能以我所學的知識，貢獻微薄的心力於社會，不致辜負所有關心我的人。

僅以此論文，獻給所有關心我的人

李政勳 敬上

民國九十一年六月

摘 要

本文旨在研製一單相低功率太陽光電能量轉換系統，將太陽能板所產生的直流電力轉換成交流電力輸出。轉換器的功率電路由推挽式轉換器與全橋式變流器兩級電路串接而成，可使太陽能電池模組的組裝更具彈性。本系統可操作在市電併聯模式或獨立運轉模式，在市電併聯運轉模式下並可隨著不同的日照強度，調整變流器的輸出電流控制訊號，使太陽能板能夠運轉在最大功率點。最後實際製作一套 150W 之轉換系統雛形，並且由模擬與實測結果互相比較，以驗證本文所提系統之可行性。

關鍵字：太陽能轉換器，市電併聯，獨立運轉



Abstract

The design and implementation of a small-scale solar energy conversion system is presented in this thesis. The power circuit of the PV inverter is composed of a push-pull converter and a full-bridge inverter. The inverter converts DC power generated by photovoltaic cells into AC power. This design allows flexible arrangements of various solar cells modules. The systems can supply loads and feed excess power to the grid with unit power factor when operated under grid-connected mode, or supply loads exclusively by operating in the stand-alone mode. In grid-connected mode, it is controlled to follow the variations of solar panel insolation for achieving maximum power point tracking. A 150W prototype of the conversion system is implemented, simulation and experimental results are provided to verify the performance.

Keywords : photovoltaic conversion system, grid-connected, stand-alone

目 錄

中文摘要.....	
英文摘要.....	
目錄.....	
圖目錄.....	
表目錄.....	
第一章 緒論.....	1
1.1 研究動機與目標.....	1
1.2 太陽能光電板特性簡介.....	2
1.3 太陽光電能轉換器.....	9
1.4 最大功率點追蹤.....	13
1.5 孤島情況偵測與保護.....	22
1.6 論文組織架構.....	24
第二章 電能轉換系統設計.....	26
2.1 系統規格及架構.....	26
2.2 直流-直流 電壓轉換器.....	28
2.3 變流器.....	32
第三章 控制器設計分析.....	38
3.1 併聯市電運轉模式.....	38
3.2 獨立運轉模式.....	58
第四章 模擬與測試結果.....	65
4.1 併聯市電運轉模式下之模擬與實驗結果.....	66
4.2 獨立運轉模式下之模擬與實驗結果.....	72
4.3 孤島情況偵測與保護電路實驗結果.....	79
第五章 結論及未來研究方向.....	84

5.1 結論.....	84
5.2 未來研究方向.....	85
參考文獻.....	86



圖 目 錄

圖 1-1 太陽能板等效電路.....	3
圖 1-2 在大氣溫度固定(25°C)，不同日照強度下，太陽能板對日照變化的特性曲線圖，(a)太陽能板的輸出電流與輸出電壓的關係圖、(b)太陽能板的輸出功率與輸出電壓的關係圖、(c)太陽能板的輸出功率與輸出電流的關係圖.....	7
圖 1-3 在日照強度固定(1kW/m ²)，不同溫度下，太陽能板對日照變化的特性曲線圖，(a)太陽能板的輸出電流與輸出電壓的關係圖、(b)太陽能板的輸出功率與輸出電壓的關係圖、(c)太陽能板的輸出功率與輸出電流的關係圖.....	8
圖 1-4 獨立型太陽能供電系統示意圖.....	10
圖 1-5 市電連接型太陽能供電系統示意圖.....	10
圖 1-6 具蓄電池之多級系統架構圖.....	11
圖 1-7 具蓄電池之單級系統架構圖.....	12
圖 1-8 固定參考電壓法方塊圖.....	14
圖 1-9 可變參考電壓法方塊圖.....	14
圖 1-10 功率迴授法方塊圖.....	15
圖 1-11 擾動與觀察法方塊圖.....	16
圖 1-12 擾動與觀察法的控制流程圖.....	16
圖 1-13 增量電導法方塊圖.....	17
圖 1-14 增量電導法的控制流程圖.....	18
圖 1-15 直線近似法方塊圖.....	19
圖 1-16 直線近似法.....	19
圖 1-17 實際量測法方塊圖.....	20
圖 2-1 小型太陽光電能能量轉換系統架構圖.....	26

圖 2-2 推挽式轉換器電路架構.....	28
圖 2-3 單相橋式變流器的基本架構, (a)半橋式 (b)全橋式.....	33
圖 2-4 PWM 雙極性電壓切換.....	35
圖 2-5 PWM 單極性電壓切換.....	37
圖 3-1 併聯運轉模式下系統等效電路示意圖.....	39
圖 3-2 併聯運轉模式下, 變流器在正半週的等效電路圖.....	40
圖 3-3 併聯運轉模式下變流器之小訊號模型方塊圖.....	42
圖 3-4 電流控制模式方塊圖.....	43
圖 3-5 直線近似法示意圖.....	46
圖 3-6 直線近似法動作說明圖.....	46
圖 3-7 最大功率追蹤控制方塊圖.....	46
圖 3-8 IC KA3525 的應用方塊圖.....	48
圖 3-9 電流迴路控制電路方塊圖.....	50
圖 3-10 鎖相電路(PLL)電路圖.....	51
圖 3-11 最大功率追蹤(MPPT)電路圖.....	51
圖 3-12 PWM 電路方塊圖.....	52
圖 3-13 空白時間示意圖.....	52
圖 3-14 功率晶體驅動電路圖.....	53
圖 3-15 緩衝電路種類.....	54
圖 3-16 RC 截止型緩衝電路電路圖.....	54
圖 3-17 市電電壓回授電路.....	55
圖 3-18 太陽能板輸出電壓回授電路.....	55
圖 3-19 電流回授電路.....	56
圖 3-20 市電電壓偵測電路方塊圖.....	57
圖 3-21 市電頻率偵測電路方塊圖.....	57

圖 3-22 獨立運轉模式下系統等效電路示意圖.....	58
圖 3-23 獨立運轉模式下,變流器在正半週的等效電路圖.....	59
圖 3-24 獨立運轉模式下變流器之小訊號模型方塊圖.....	62
圖 3-25 電壓控制模式方塊圖.....	63
圖 3-26 電壓迴路控制電路方塊圖.....	64
圖 4-1 太陽光電能轉換器實體圖.....	65
圖 4-2 併聯市電運轉模式下,輸出電流為 0.3A 時的市電電壓與輸出電感電流的波形,(a)模擬結果 (b)實測結果.....	68
圖 4-3 併聯市電運轉模式下,輸出電流為 0.7A 時的市電電壓與輸出電感電流的波形,(a)模擬結果 (b)實測結果.....	69
圖 4-4 併聯市電運轉模式下,輸出電流為 1.4A 時的市電電壓與輸出電感電流的波形,(a)模擬結果 (b)實測結果.....	70
圖 4-5 最大功率追蹤軌跡圖.....	71
圖 4-6 獨立運轉模式下,輸出功率為 40W 時的輸出電壓與負載電流的波形,(a)模擬結果 (b)實測結果.....	73
圖 4-7 獨立運轉模式下,輸出功率為 80W 時的輸出電壓與負載電流的波形,(a)模擬結果 (b)實測結果.....	74
圖 4-8 獨立運轉模式下,負載加載時的輸出電壓與負載電流的波形,(a)模擬結果 (b)實測結果.....	75
圖 4-9 獨立運轉模式下,負載減載時的輸出電壓與負載電流的波形,(a)模擬結果 (b)實測結果.....	76
圖 4-10 獨立運轉模式下,輸出功率為 150W 時的輸出電壓與負載電流的波形,(a)模擬結果 (b)實測結果.....	77
圖 4-11 轉換器輸出功率與轉換效率關係圖.....	78
圖 4-12 測試當市電電壓由 110V 變化至 121V(過壓 10%)時,偵測電	

路動作情形.....	80
圖 4-13 測試當市電電壓由 110V 變化至 132V(過壓 20%)時, 偵測電 路動作情形.....	80
圖 4-14 測試當市電電壓由 110V 變化至 99V(欠壓 10%)時, 偵測電路 動作情形.....	81
圖 4-15 測試當市電電壓由 110V 變化至 88V(欠壓 20%)時, 偵測電路 動作情形.....	81
圖 4-16 測試當市電頻率由 60Hz 變化至 62Hz(過頻)時, 偵測電路動 作情形.....	82
圖 4-17 測試當市電頻率由 60Hz 變化至 58Hz(低頻)時, 偵測電路動 作情形.....	82
圖 4-18 當市電 V_S 中斷時, 保護電路實測波形 1.....	83
圖 4-19 當市電 V_S 中斷時, 保護電路實測波形 2.....	83
附錄 A 硬體線路圖.....	89

表 目 錄

表 1-1 太陽能電池材料與效率之比較.....	3
表 1-2 太陽能板的單板電氣規格($1\text{kW}/\text{m}^2, 25\text{ }^\circ\text{C}$)	6
表 1-3 最大功率追蹤方法的工作原理及優 缺點比較.....	21
表 2-1 系統規格.....	27
表 4-1 元件參數.....	66
表 4-2 併聯市電運轉模式下實驗結果之圖號.....	67
表 4-3 在不同輸出情況下輸出電感電流的大小及總諧波失真率.....	71
表 4-4 獨立運轉模式下實驗結果之圖號.....	72
表 4-5 在不同輸出功率下輸出電壓的大小及總諧波失真率.....	78
表 4-6 偵測與保護電路實驗結果之圖號.....	79

第一章 緒論

1.1 研究動機與目標

在現今各種能源逐漸枯竭的情況下，人類必須找尋新的替代能源，並且這個新能源必須要是能取之不盡，用之不竭的。目前有可能實用化的再生能源主要有太陽能、風力、燃料電池、地熱發電...等，其中最有可能來發展的替代能量為太陽能。自 1992 年起歐、美、日等國各地之電力公司，由政府制定政策配合大力推動下，已向太陽能發電系統購買多餘電力，以減少尖峰用電時供電不足之困境，至今成效卓著。日本政府在 1994 年已訂定了完善的太陽能供電系統安裝及補助計畫。1998 年，美國總統柯林頓公佈了「百萬太陽能屋計畫」(million solar roofs program)，企圖增加太陽光電能及太陽能熱水器的使用。而歐聯的能源委員會也提出一項計畫在歐洲補助建造 500000 棟的太陽能房屋，並在開發中國家另外建造 500000 棟的太陽能房屋 [1]-[2]。目前國內對於太陽能的應用主要還是在太陽能熱水器的產品上，並且民眾接受程度也高。因此，在缺乏新能源的今天，如何發展太陽能發電系統是一重要課題。

太陽能的發電成本雖然比其他發電方法的成本來的高，但由於最近這幾年來太陽能電池製造技術的提升，使得太陽能電池的價格比起前幾年來說已有明顯的降低，未來太陽能電池模組的價格可望降到 US\$1/瓦以下[4]，也因此使太陽能發電系統越來越有競爭力。

太陽能發電系統之成本與效率，除了取決於電池模組外，系統所

需之電能轉換器亦扮演重要角色。目前對太陽能電能轉換器的要求為：(1)轉換器成本低。(2)轉換器可模組化。(3)可針對不同的需要，提供各種規格的輸出。(4)可適用於獨立供電系統及市電併聯型系統。針對以上各點，且為符合使用者各種不同的能量規格需求，本論文提出一 150W/110V 的轉換器模組，並選擇較便宜、較常使用的電路元件，以降低轉換器成本。此設計降低轉換器的輸入工作電壓，使得太陽能板的串聯數量可降低，以提供不同地方的需求，並且提供了獨立供電與市電併聯的介面，以提高其適用範圍。

1.2 太陽能板特性簡介

太陽能板是由許多的太陽能電池單體經由串、並聯連接後，加上增加機械強度的支撐基板、表面強化玻璃覆蓋所構成。由於太陽能電池會受到日照強度、溫度以及製作材料等因素的影響而使它的輸出有所變化，所以為了讓太陽能板發揮其所能產生的最大的輸出，必須控制其瞬時的輸出功率，使其在不同的環境條件下都能輸出最大功率。下面就對太陽能電池的特性作一簡單介紹。

太陽能電池基本上是由一種半導體材料所做而成的光電能轉換元件，目前製作太陽能電池的材料和方式有許多種，所製造出來的太陽能電池的效率也不盡相同。表 1-1 為一些常見的太陽能電池之材料與效率的比較[5]。

表 1-1 太陽能電池材料與效率之比較

太陽能電池材料	單體效率(%)	模組效率(%)
單晶矽	22	10-15
多晶矽	18	9-12
薄膜非晶矽	13	10
薄膜銅銦	19	12
薄膜鎘銻化合物	16	9
三五族元素化合物	30	17

在太陽能板的電氣特性方面，由於太陽能板是由許多的太陽能電池所組成，而每一個太陽能電池都是一個 P-N 接面的半導體所組成，並且直接將光能轉換成電能做輸出，所以我們可以假設太陽能板經由光照射後，自己產生一獨立電流源供給負載而作功，圖 1-1 所示即為太陽能板的等效電路[6]，其中電流源 I_{ph} 用來表示太陽能光電板經由光照射後所產生的電流， D_j 用來表示一個 P-N 接面的二極體， R_{sh} 和 R_s 則分別表示材料內部的等效並聯及串聯電阻，通常一般在分析時 R_{sh} 的值很大，而 R_s 的值很小，因此為了簡化分析過程，可將 R_{sh} 和 R_s 忽略不計。 R_o 表示外接負載， I 、 V 則分別表示太陽能板的輸出電流及電壓。

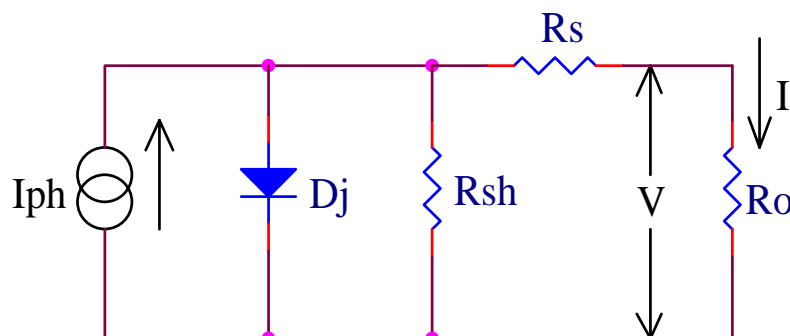


圖 1-1 太陽能板等效電路

由圖 1-1 所示的等效電路，並依照半導體 P-N 接面的特性，我們可以用(1-1)式的數學方程式來表示太陽能板的輸出電流與輸出電壓的關係：

$$I = n_p I_{ph} - n_p I_{sat} \left[\exp\left(\frac{q}{kAT} \frac{V}{n_s}\right) - 1 \right] \quad (1-1)$$

其中

- I：太陽能板的輸出電流(A)。
- V：太陽能板的輸出電壓(V)。
- n_p ：太陽能板的並聯個數。
- n_s ：太陽能板的串聯個數。
- q：一個電子所含的電荷量(1.6×10^{-19} c)。
- k：波茲曼常數(1.38×10^{-23} J/°K)。
- T：太陽能板表面溫度(°K)。
- A：太陽能板的理想因數(A=1~5)。

另外，在(1-1)式中的 I_{sat} 表示太陽能板的逆向飽和電流，其以數學方程式可表示如下：

$$I_{sat} = I_{rr} \left[\frac{T}{T_r} \right]^3 \exp\left[\frac{qE_{gap}}{kA} \left(\frac{1}{T_r} - \frac{1}{T} \right) \right] \quad (1-2)$$

其中

- T_r ：太陽能板參考溫度。
- I_{rr} ：太陽能板在溫度 T_r (°K) 時之逆向飽和電流。
- E_{gap} ：半導體材料跨越能間帶間隙時所需能量。

由式(1-2)中可看出逆向飽和電流 I_{sat} 也是溫度 T 的函數。其次，太陽能板所產生的電流 I_{ph} ，其隨著日照強度和大氣溫度的變化而改變，可用(1-3)式的數學關係式來表示：

$$I_{ph} = [I_{scr} + \frac{K_i}{1000}(T - T_r)] \times S_i \quad (1-3)$$

其中

I_{scr} ：太陽能板工作在參考溫度和 1kW/m^2 的日照條件下，所測量到的短路電流值。

K_i ：太陽能板短路電流的溫度係數($\text{mA}/^\circ\text{C}$)。

S_i ：太陽的日照強度(kW/m^2)。

從以上的數學關係式中就可以清楚的了解太陽能板的物理特性。另外，由(1-1)式也可以計算出其輸出功率 P ，如(1-4)式所示：

$$P = IV = n_p I_{ph} V - n_p I_{sat} V [\exp(\frac{q}{kAT} \frac{V}{n_s}) - 1] \quad (1-4)$$

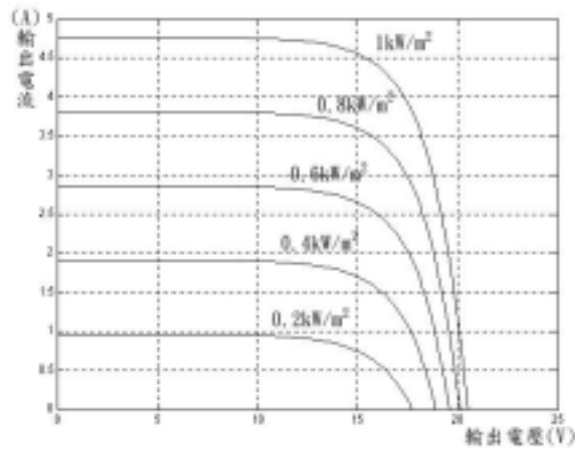
藉由改變日照強度和大氣溫度等條件，聯立(1-1)、(1-2)、(1-3)及(1-4)式，並利用數學分析法求解，我們就可以清楚描繪出太陽能板的電壓(V)、電流(I)與功率(P)之間隨日照強度(S_i)和溫度(T)變化時的關係圖。

本系統所使用的太陽能板為 SIEMENS 公司所生產的 Solar module SP75，其單板的各項參數如表 1-2 所示。我們利用表 1-2 所列的各項參數，在單板的情形下($n_s=1$ ， $n_p=1$)，利用電腦軟體 MATLAB 來求解方程式(1-1)至(1-4)式，可得如圖 1-2 及圖 1-3 所示之分析結果

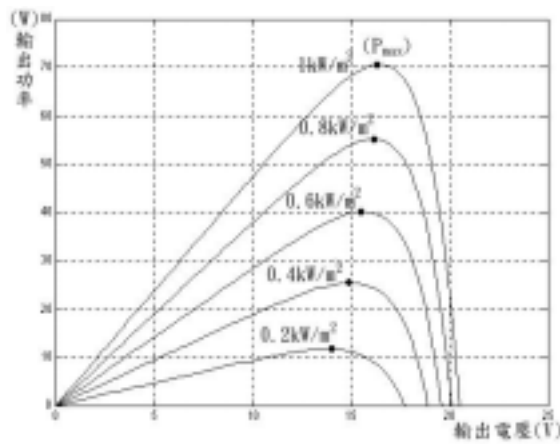
表 1-2 太陽能板的單板電氣規格($1\text{kW}/\text{m}^2$, 25°C)

電氣特性	規格
額定最大輸出功率 (W_p)	75
額定電流 I_{MPP} (A)	4.4
額定電壓 V_{MPP} (V)	17.0
短路電流 I_{sc} (A)	4.8
開路電壓 V_{oc} (V)	21.7
NOCT ($^\circ\text{C}$) (Normal Operating Cell Temperature)	45 ± 2
短路電流溫度係數 K_i (mA/ $^\circ\text{C}$)	2.06
開路電壓溫度係數 (V/ $^\circ\text{C}$)	-0.77

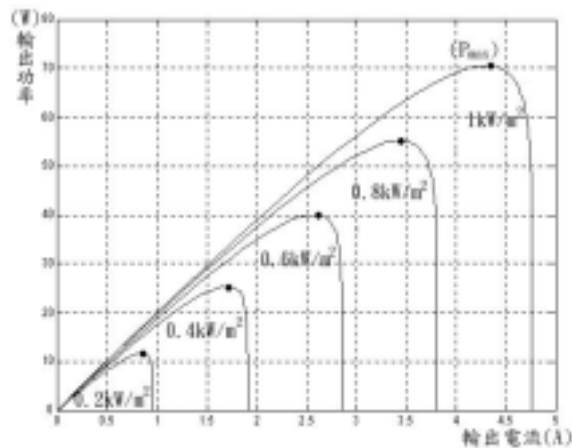
圖 1-2 是模擬太陽能板在固定環境溫度 25°C 下，當日照強度改變時，其輸出電流、輸出電壓及輸出功率之間的關係圖。由圖 1-2 中可明顯看出，當日照強度改變時，對太陽能板的開路電壓並不會有太大的影響，但其所能提供的最大電流值有著相當大的變化，所以日照強度的強弱是影響太陽能板輸出功率大小的重要因素。此外，圖 1-3 是模擬太陽能板在固定日照強度下，當溫度變化時太陽能板輸出電流、輸出電壓及輸出功率之間的關係圖。由圖 1-3 可以清楚看出，在固定日照強度下，當溫度升高時太陽能板開路電壓會降低，但其短路電流卻會增加，整體而言當溫度升高時太陽能板的額定輸出功率會略微下降，由此可見工作環境溫度的高低對太陽能板的最大輸出功率也會有直接的影響。



(a)

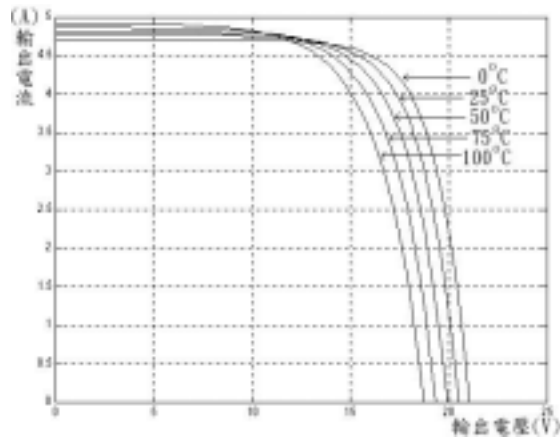


(b)

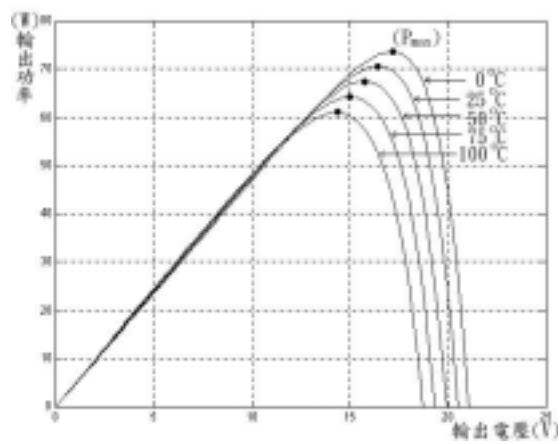


(c)

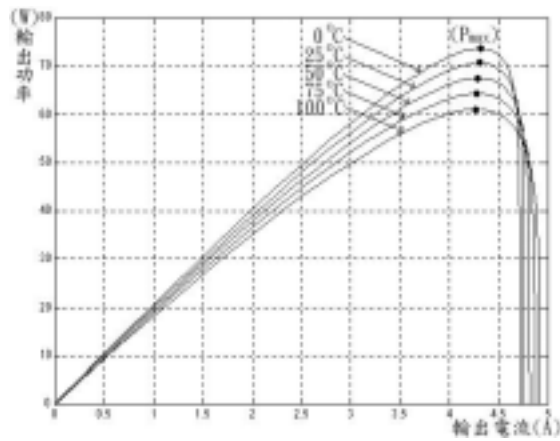
圖 1-2 在大氣溫度固定(25°C)，不同日照強度下，太陽能板對日照變化的特性曲線圖，(a)太陽能板的輸出電流與輸出電壓的關係圖、(b)太陽能板的輸出功率與輸出電壓的關係圖、(c)太陽能板的輸出功率與輸出電流的關係圖



(a)



(b)



(c)

圖 1-3 在日照強度固定($1\text{kW}/\text{m}^2$)，不同溫度下，太陽能板對日照變化的特性曲線圖，(a)太陽能板的輸出電流與輸出電壓的關係圖、(b)太陽能板的輸出功率與輸出電壓的關係圖、(c)太陽能板的輸出功率與輸出電流的關係圖

經由以上這些太陽能板特性曲線的模擬結果，我們可以知道日照強度的大小以及工作環境溫度的高低是影響太陽能板特性的兩個重要因素。當太陽能板在瞬息萬變的環境下工作時，溫度與照度無時無刻都在改變，因此其外接負載必須適當的加以控制，我們才能取得太陽能板的最大功率，否則太陽能板將可能因週遭環境條件的變化而無法提供足夠的能量給負載，因而導致電壓崩潰(降至零伏特)並造成應用上的缺失，在 1-4 小節之中所要討論的最大功率追蹤法，即是藉著控制直流-直流轉換器來改變太陽能板的輸出，找尋太陽能板的最佳工作點，以改善上述的缺失，並提高其轉換效率。

1.3 太陽光電能轉換器

在太陽光電能供電系統中，太陽光電能轉換器的成本約佔總系統的 10%~50% 左右，在如何降低系統成本上實為一重要課題。一般而言太陽光電能系統可區分為在偏遠地區或離島地區市電無法到達的地方所使用的獨立發電系統，以及有電力線所連接的併聯系統。

(1) 獨立型

所謂獨立系統係指其太陽光電能只直接供給某些負載，如圖 1-4 所示。其好處是不影響其他系統，同時也不受他人影響。此種系統適用於山中小屋或偏遠地區等市電無法到達的地方。其設備容量通常在數十至數百瓦左右，利用太陽能板在白天產生電力，並對蓄電池組充電，而在夜晚在由蓄電池組經由電力轉換器提供電源給負載，而電力轉換器輸出為可定電壓、定頻率控制的電壓源[7]。可能有人會懷疑，如此小容量的系統有何用處？因為一般工業化國家每人每天至少也要 10kW 之電力才夠。然而事實上，對全世界約有 20 億於偏遠地區

的人民而言，所關心的只是夜晚時之電燈、電視及冰箱的電力是否足夠而已。

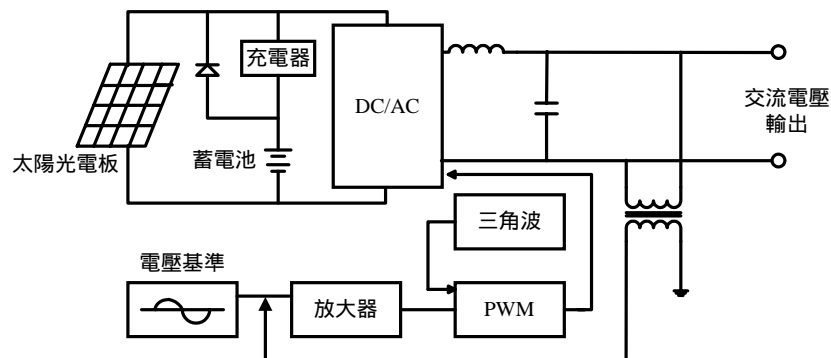


圖 1-4 獨立型太陽能供電系統示意圖

(2) 市電連結型

如圖 1-5 所示，市電連結型的優點包含(1)節省配線費用，因為系統使用住宅原有配線、(2)除去蓄電池的需求，因市電可提供不足電力、(3)能賣多餘電力給市電、(4)有時系統的尖峰發電期正吻合市電之尖峰用電需求，具有抑低尖峰負載的效果[3][7]-[9]。在市電連結型系統的相關研究文獻相當豐富，就其轉換器組成架構可分為多級系統及單級系統兩種。

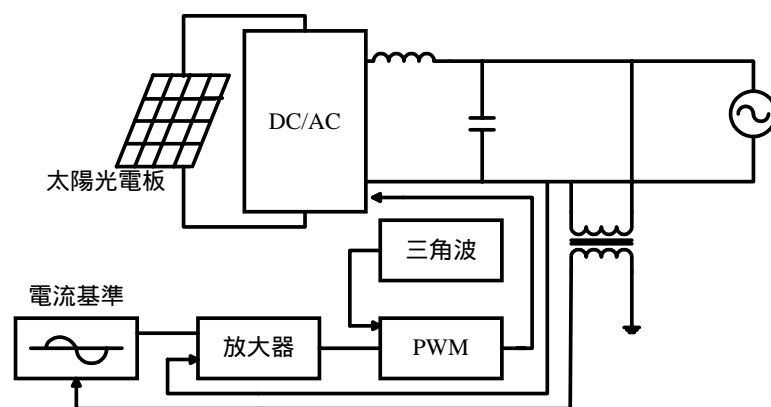


圖 1-5 市電連接型太陽能供電系統示意圖

(a) 多級系統

多級系統因串接多級能量轉換器致使效率低落，是為其最主要的缺點。其基本架構如圖 1-6 所示。儲能主要是為了陰天、雨天等不良天候提供備用電力，但是因蓄電池需定期保養、佔空間且價格昂貴，所以亦可從系統中移除[10]-[17]。在我們所使用的太陽能板中，所需的直流電壓源都經由太陽能板的串接或並接的方式達成，再經配線到我們的系統。這種方式缺乏擴充性，且無法達到每塊太陽光電板的最大功率點，並有太陽光電板串接造成直流高壓的安全和絕緣問題。為了解決此問題，系統模組化便是其途徑[13]-[16]。絕大多數的市電連結型系統皆使用電壓源型電流控制變流器，而電流源型電流控制則很少被選擇使用。因電流源型變流器得主要缺點是：如果沒有足夠大的濾波電感其輸出電流將含有大量的諧波成份，雖然，此問題可利用新的控制策略來獲得改善[15][18]，其主要應用在較大功率的系統中。而電壓源型變流器又分為電壓控制及電流控制兩種：電壓控制變流器需要保持其輸出電壓相角永遠領先市電才能送實功至市電[19]，且控制複雜；相較之下電流控制因控制容易且具快速響應的特性而廣為採用。

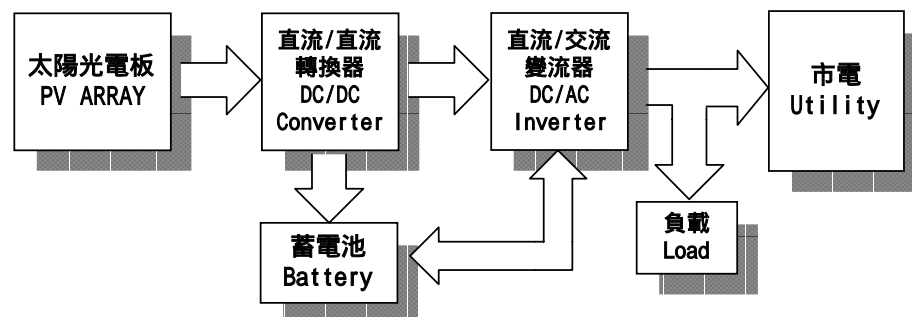


圖 1-6 具蓄電池之多級系統架構圖

(b) 單級系統

如圖 1-7 所示為其系統架構圖，其構成只有變流器一級，所以效率明顯提升。而變流器基本上是由一個全橋電路加上一 LC 濾波器所構成。為了減少此種變流器架構輸出電流的漣波，文獻[20]-[21]提出在全橋電路上再多加上一臂，再採用合成的 PWM 控制便可大量消除輸出電流的漣波大小。單級系統主要的缺點為太陽能板的直流電壓一定要高於市電電壓的峰值系統才能運作，而市電電壓一般多為交流 110v/ 220v 系統，所以太陽能板的串聯數量一定非常多，並且由於太陽能板受環境溫度、日照強度影響很大，若天氣變化劇烈，其輸出電壓變化的範圍會太大而影響太陽能發電系統的正常輸出。

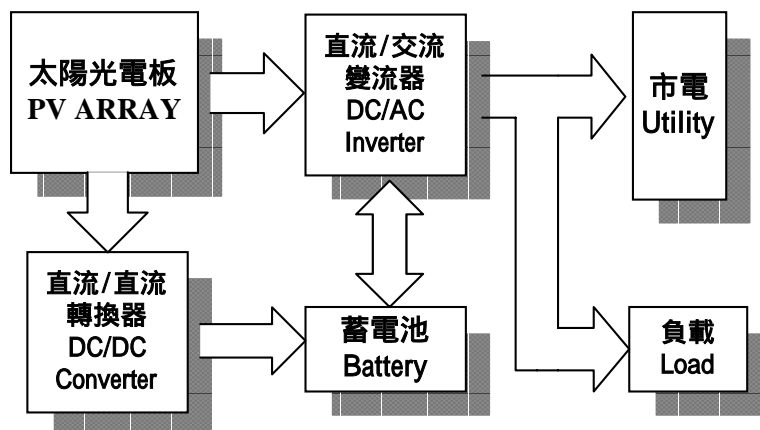


圖 1-7 具蓄電池之單級系統架構圖

最大功率點追蹤控制及達成系統與市電併聯供電是此類轉換器所要達成的基本功能。除了以上功能，在文獻[22]中更具備了虛功諧波失真的補償的功能及不斷電系統的功能，而文獻[23]利用變流器之反相操作，使之兼具整流功能，並利用離峰電力來對電池充電，達成電池儲能的功能，而且更可以操作在獨立運轉模式，獨立供給負載電力。

市電連結型的太陽能供電系統除了其性能與功用之外，另外其安全性也是另一個考量的重點。為了保持電力系統的電力品質及安全性，除了要求系統輸出電流的功因、諧波成分及市電電壓的過高和過低電壓和過高頻低頻偵測之外，孤島情況(Islanding)的問題更是倍受重視。其中孤島情況的防止主要是在保護電力系統維修人員的安全，其相關偵測技術及已成為另一熱門研究重點[25]-[29]。

1.4 最大功率點追蹤

經由前 1.2 節對太陽能板特性的分析，我們可以知道太陽能板的電壓與電流是呈現非線性的關係，並且在不同的工作環境下，由於環境溫度及日照強度不同，其均具有其不同的工作曲線。由圖 1-2 及圖 1-3 可以看出，每一條工作曲線均只有一個最大功率點(P_{max})，此最大功率點即為太陽能板的最佳工作點。因此，為了有效提高太陽能板的工作效率，我們需要控制太陽能板的輸出，使太陽能板隨時都能操作在其最大功率點。關於太陽能板的最大功率點追蹤法，先前已有許多文獻著作提出這方面的探討，依判斷原理及實現方法而言，大概可將其歸納為六種方法，分別為(1)電壓迴授法、(2)功率迴授法、(3)擾動與觀察法、(4)增量電導法、(5)直線近似法及(6)實際量測法，以下將就這六種最大功率點追蹤法分別說其工作原理。

(1) 電壓迴授法

電壓迴授法[30]簡單的一種最大功率點追蹤法，其可包含固定參考電壓法及可變參考電壓法，分別如圖 1-8 與圖 1-9 所示。經由事先的測試的結果，我們可得知太陽能板在某一日照強度及溫度下之最大功率點的電壓大小，此方法即是藉由調整太陽能板之端電壓，使其能

與事先測試之電壓相符，來達到最大功率點追蹤的效果。不過，此控制方法的最大缺點即是當大氣條件大幅改變時，系統不能自動地追蹤到太陽能板的另一最大功率點，因此造成能量的損耗。

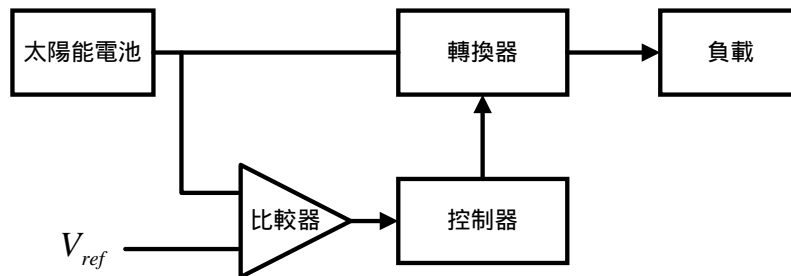


圖 1-8 固定參考電壓法方塊圖

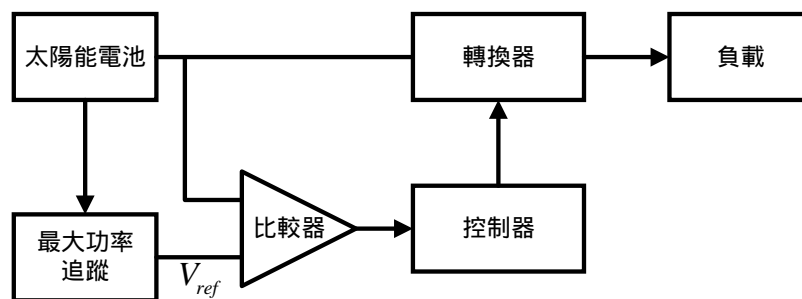


圖 1-9 可變參考電壓法方塊圖

(2) 功率迴授法

功率迴授法[31]與電壓迴授法類似，如圖 1-10 所示，但由於電壓迴授法無法在瞬息萬變的大氣條件下自動追蹤最大功率點，因此功率迴授法加入了輸出功率對電壓變化率的邏輯判斷，以便能因應大氣的變化而達到最大功率點追蹤。由圖 1-2 及圖 1-3 可以看出，當 $dP/dV = 0$ 時，即是太陽能板的最大功率點，配合控制流程即可動態地追蹤太陽能板在不同日照強度及溫度下之最大功率點。相對於電壓迴授法而言，此方法雖然較為複雜且需較多的運算過程，但其在減少能量損耗及提升整體效率的效果卻是非常顯著的。

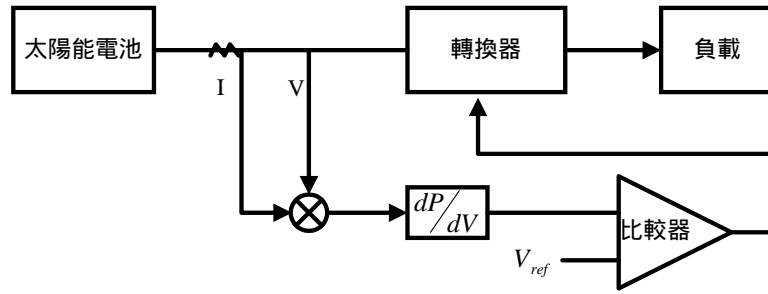


圖 1-10 功率迴授法方塊圖

(3) 擾動與觀察法

擾動與觀察法[32]-[36]，如圖 1-11 所示，由於其結構簡單，且需要量測的參數較少，所以它被普遍地應用在太陽能板的最大功率點追蹤上。藉著週期性地增加或減少負載的大小，以改變太陽能板的端電壓及輸出功率，並觀察、比較負載變動前後的輸出電壓及輸出功率的大小以決定下一步的增、減載動作。假使輸出功率較變動前大，則將負載繼續朝同一方向變動；反之，若輸出功率較變動前小的話，則表示我們需要在下一週期改變負載變動的方向。如此反覆地擾動、觀察及比較，使太陽能板達到其最大功率點，這就是擾動與觀察法的基本動作原理。圖 1-12 所示為實際應用擾動與觀察法來實現最大功率點追蹤的控制流程。然而，此方法是藉著不斷變動太陽能板的輸出電壓及輸出功率來追蹤最大功率點，當到達最大功率點(P_{max})附近之後，其擾動並不會停止，而會在 P_{max} 點左右振盪，因此造成能量損失並降低太陽能板的效率；尤其是在大氣環境變化緩慢時，能量損耗的情況更為嚴重，此為擾動與觀察法的最大缺失。雖然我們可以縮小每次擾動的幅度，以降低在 P_{max} 點的振盪幅度來減少能量損失，不過當溫度或日照強度有大幅變化時，這種作法會使追蹤到另一最大功率點的速度變慢，此時將有大量的能量被浪費掉，因此當我們採用擾動與觀察法時，擾動幅度的大小就需由使用者來做一取捨。

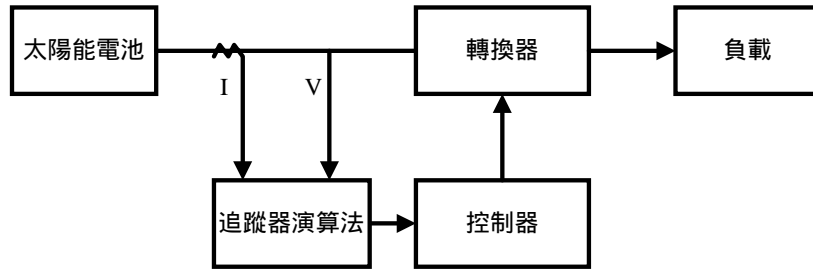


圖 1-11 擾動與觀察法方塊圖

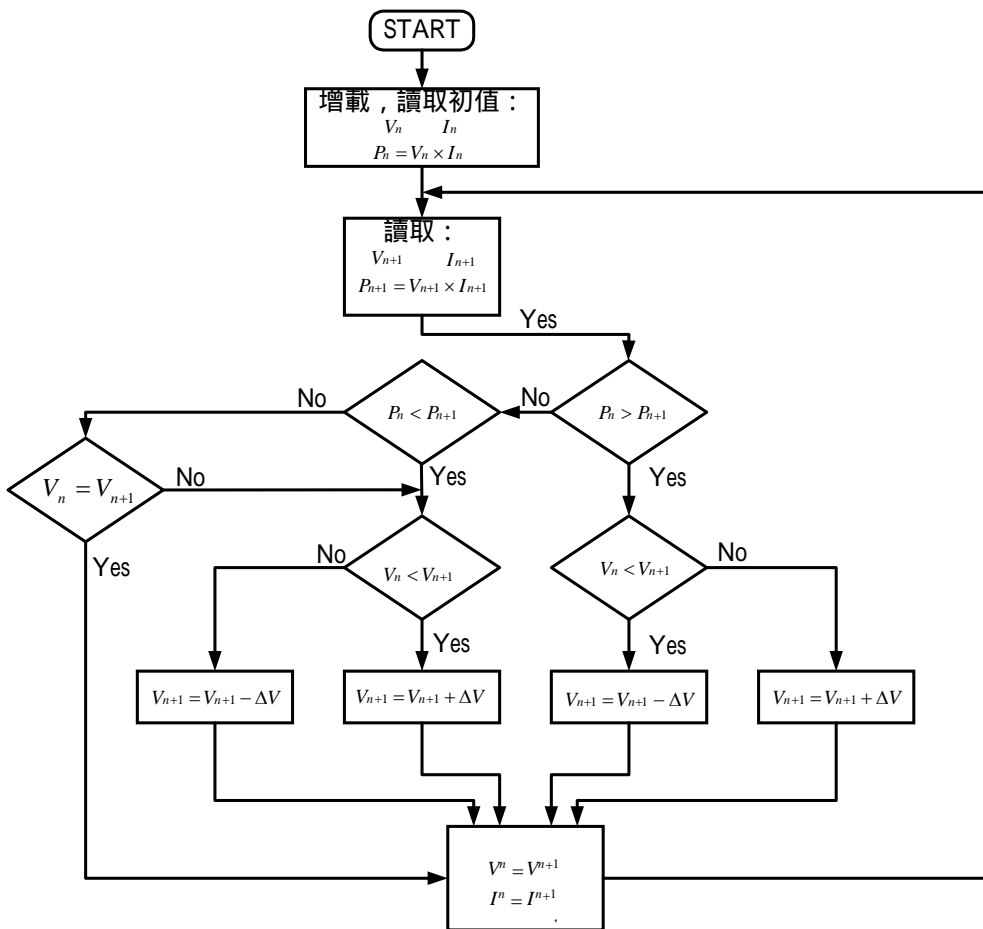


圖 1-12 擾動與觀察法的控制流程圖

(4) 增量電導法

增量電導法[37], 如圖 1-13 所示, 它基本理念與功率迴授法是相同的, 其出發點為 $dP/dV=0$ 這個邏輯判斷式, 其中的功率(P)可以由電壓(V)與電流(I)表示, 而將 $dP/dV=0$ 改寫成:

$$\frac{dP}{dV} = \frac{d(IV)}{dV} = I + V \frac{dI}{dV} = 0 \quad (1-5)$$

將上式整理後可得

$$\frac{dI}{dV} = -\frac{I}{V} \quad (1-6)$$

在上式中 dI 表示增量前後量測到的電流差值；同理， dV 表示增量前後量測到的電壓差值。因此，藉著量測增量值(dI/dV)與瞬間太陽能板的電導值(I/V)，可以決定下一次的變動，當增量值與電導值符合(1-6)式的要求時，表示以達到最大功率點，即不進行下一次擾動，此即為增量電導法的基本工作原理。圖 1-14 則為實際應用增量電導法來實現最大功率點追蹤的控制流程。

雖然增量電導法仍然是以改變太陽能板輸出的電壓來達到最大功率點(P_{max})，但是藉著修改邏輯判斷式來減少在 P_{max} 點附近的振盪現象，使其更能適應瞬息萬變的大氣環境。就理論上而言，此法的理論推導是完美的，但是當感測器無法達到非常精密的量測時，其誤差是不可避免的，因此(1-6)式發生的機率是極微小的，這意謂著此法在實際應用時仍有很大的誤差存在。由此可見，擾動與觀察法與增量電導法可說是殊途同歸，差別僅在於邏輯判斷與量測參數的取捨而已。

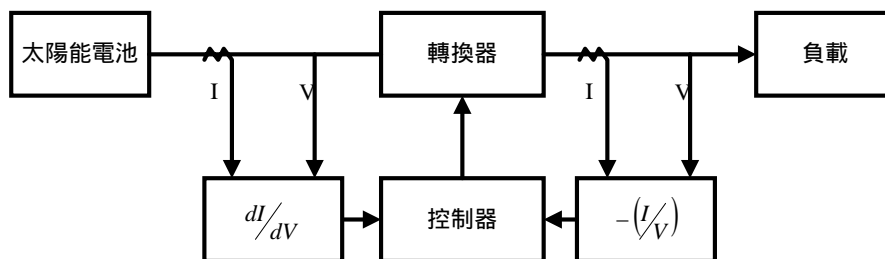


圖 1-13 增量電導法方塊圖

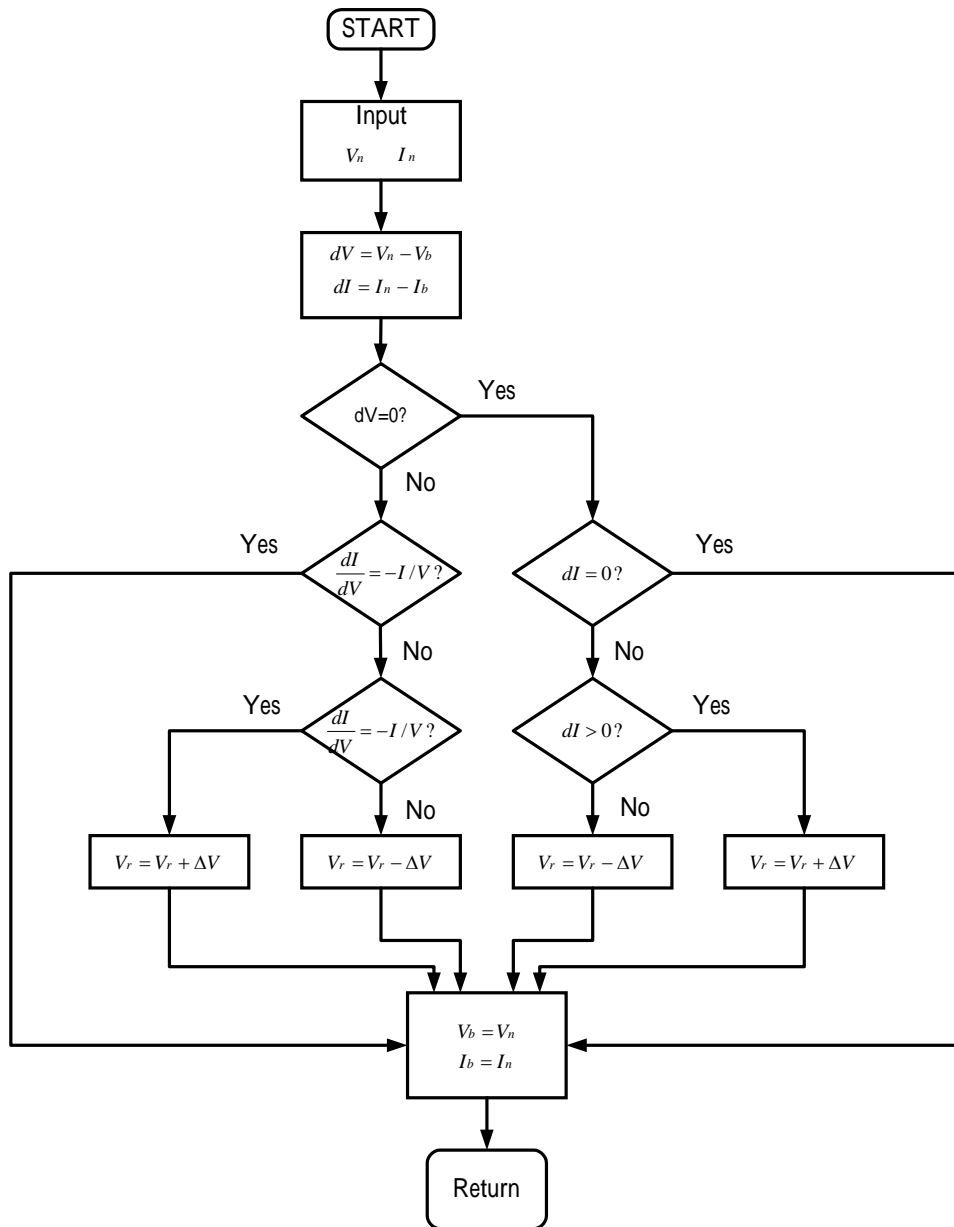


圖 1-14 增量電導法的控制流程圖

(5) 直線近似法

直線近似法[38]在眾多最大功率點追蹤法中算是比較新的一種方法，其方塊圖如圖 1-15 所示，基本理念為利用 $dP/dI = 0$ 這個邏輯判斷式，並利用一直線來近似在某一溫度下各種不同日照強度的最大功率點，只要控制輸出電流在此直線上即可輕易地實現最大功率點追蹤。圖 1-16 為節錄自參考文獻[38]，其所示為太陽能板的 $P-I$ 曲線，由圖中可以看出針對不同的日照強度，最大功率點的變化幾乎接近一

直線，因此取一直線來近似是非常合理的，此最大功率點追蹤法不但簡單亦具有一定的準確度。但由於此法是以數學模型的推導為出發點，來求出最大功率點的近似直線，因此等效模型以及太陽能板之各項參數的正確性，是以此法來實現最大功率點追蹤時所需注意的地方。

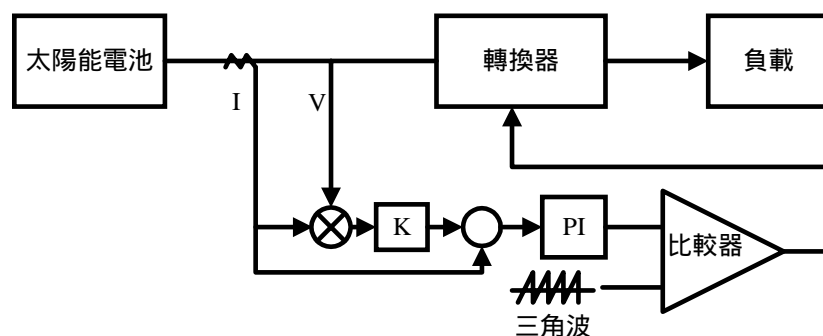


圖 1-15 直線近似法方塊圖

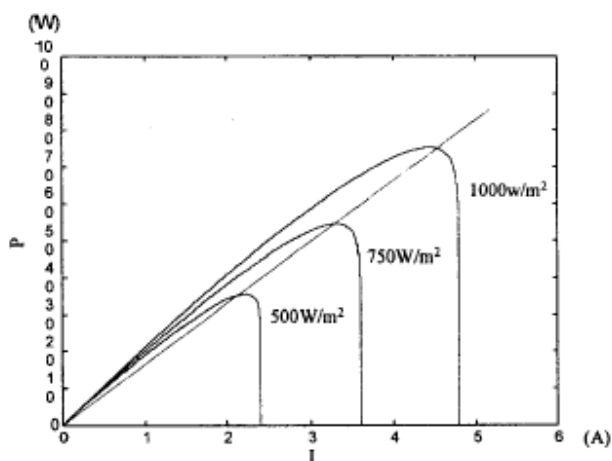


圖 1-16 直線近似法

(6) 實際量測法

實際量測法如圖 1-17 所示，主要是利用一片額外的小太陽能板，每隔一段時間即實際偵測此光電板的開路電壓與短路電流，以建立太陽能板在此日照強度及溫度下的參考模型，並求出在此大氣條件下的

最大功率點之電壓和電流，配合控制電路使太陽能板工作在此電壓(或電流)下，即可達到最大功率點追蹤的效果。此方法之最大優點在於其藉由實際量測來建立參考模型，因此可避免因太陽能板及元件老化而導致參考模型失去準確度的問題，此外，由於此法需要額外的太陽能板及一些偵測電路，因此較適用於較大功率之太陽光電能供電系統；對其他小功率系統而言，或許較不能符合成本上的需求。

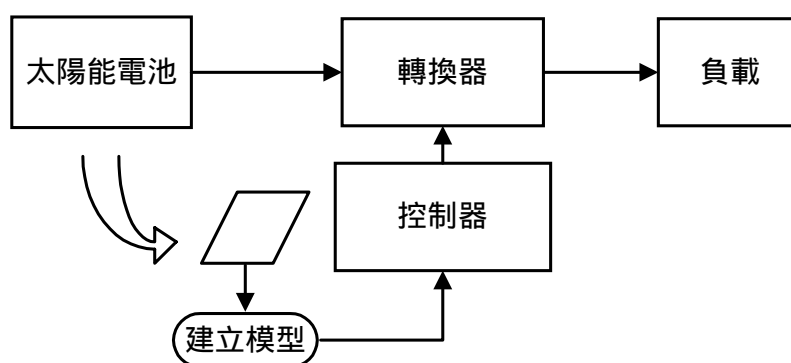


圖 1-17 實際量測法方塊圖

而前面所提的六種最大功率點追蹤法，就其基本理念而言大體上是相同的，差別僅在於最大功率點的判斷以及實現方法上，表 1-3 為前面所敘述的最大功率追蹤方法其工作原理及其優、缺點比較。本文採用直線近似法，主要因其容易實現及電路架構簡單，但其需有太陽能板的詳細參數，我們藉由廠商所提供的資料並利用 MATLAB 軟體模擬計算以得到我們所需的各項參數。

表 1-3 最大功率追蹤方法的工作原理及優、缺點比較

最大功率追蹤方法	工作原理	優點	缺點
(1)電壓回授法	先求得太陽能板在某一日照強度及溫度下之最大功率點的電壓大小。再藉由調整太陽能板之端電壓，使其能與事先測試之電壓相符，來達到最大功率點追蹤的效果。	最簡單的一種。	系統不能自動地追蹤到太陽能板的另一最大功率點，因此會造成能量的損耗。
(2)功率回授法	與電壓回授法類似，但加入了輸出功率對電壓變化率的邏輯判斷，以便能因應大氣的變化而達到最大功率點追蹤。	減少能量損耗以及提升整體效率的效果非常顯著。	與電壓回授法相較，較為複雜且需較多的運算過程。
(3)擾動觀察法	藉著週期性地增加或減少負載的大小，以改變太陽能板的端電壓及輸出功率，並觀察、比較負載變動前後的輸出電壓及輸出功率的大小，以決定下一步的增、減載動作。	結構簡單，且需要量測的參數較少。	會在 P_{max} 點左右振盪，而造成能量損失並降低太陽能板的效率。
(4)增量電導法	基本理念與功率回授法相同，其出發點為 $dP/dV=0$ ，而將 $dP/dV=0$ 改寫成： $(I+VdI/dV)=0$ 藉著量測增量值 (dI/dV) 與瞬間太陽能板的電導值 (I/V) ，可以決定下一次的變動，當增量值與電導值符合 $(I+VdI/dV)=0$ 要求時，表示已達到最大功率點，即不進行下一次擾動。	仍然是以改變太陽能板輸出電壓來達到最大功率點，但是藉著修改邏輯判斷式來減少在 P_{max} 點附近的振盪現象，使其更能適應瞬息萬變的大氣環境。	當感測器無法達到非常精密的量測時，會有誤差產生，因此能符合 $(I+VdI/dV)=0$ 的機率是極微小的，這意謂著此法在實際應用時仍有很大的誤差存在。
(5)直線近似法	利用 $dP/dI=0$ 這個邏輯判斷式，並利用一直線來近似在某一溫度下各種不同日照強度的最大功率點，只要將工作點控制在此直線上即可輕易地實現最大功率點追蹤。	容易實現，架構簡單，且亦具有一定的準確度。	此方法可能因太陽能板及元件的老化而失去其原有的準確度。
(6)實際量測法	利用額外較小的太陽能板，建立太陽能板在此日照強度及溫度下的參考模型。求出在此大氣條件下的最大功率點之電壓和電流，配合控制電路使太陽能板工作在此電壓或(電流)下，即可達到最大功率點追蹤的效果。	可避免因太陽能板及元件老化而導致參考模型失去準確度的問題。	需要額外的太陽能板及一些偵測電路，因此較不能符合成本上的需求。

1.5 孤島情況偵測與保護

「孤島情況」是指當市電發生故障後，太陽能發電系統沒有即時檢知並切離配電系統，而與負載呈現獨立供需的現象。事實上，不只太陽能發電系統會有這個問題的存在，只要是分散式的發電系統，例如：風力發電、燃料電池發電等，或是一般併聯在市電的發電設備都會有此問題產生，當「孤島情況」一但發生時，常會導致一些不良的問題產生。例如：(1)當市電故障後，電力系統維護人員必須在斷電的情況下做市電的修復，但由於此時太陽能發電系統還在持續運作，將使得電力系統維修人員的安全受到威脅；(2)在孤島效應發生時，由於太陽能發電系統失去了市電作為參考訊號，所以電力轉換器的輸出電壓，電流及頻率會發生不穩定的現象，若不及時切離其它負載，在此情況下會使得一些較敏感性的負載受到損害。當有越來越多的分散式發電系統併聯到市電時，發生孤島情況的機率也會變得越來越大，使得孤島情況的偵測與保護更顯得重要。

孤島情況偵測方法

孤島情況偵測技術[25]-[29]一般可分成被動式及主動式兩類。被動式偵測技術一般是利用監測市電狀態，如電壓、頻率作為判斷市電是否故障的依據。而主動偵測法，則是由電力轉換器產生一干擾訊號，觀察市電的是否受到影響以做為判斷依據，以下分別說明：

(1) 被動式偵測方法

由於發生孤島情況時，其電壓及頻率均不穩定，而被動式偵測方法利用此點效應來判斷是否發生孤島情況。依參考之電力參數不同，可分成以下幾種方法。

(a) 利用保護電驛監測

一般的太陽能發電系統均會裝置四種保護電驛：過電壓保護電驛、低電壓保護電驛、過頻率保護電驛及低頻率保護電驛。這四種電驛提供了最基本的保護功能，一但轉換器的輸出電壓、輸出頻率超過正常的範圍時，即把市電視為故障，電驛即會將電力轉換器切離市電網路。但是，當轉換器的輸出功率與負載功率達成平衡時，則會因系統的電壓及頻率變動過小，使得電驛無法偵測而失去作用。

(b) 電壓諧波偵測法(Voltage Harmonic Monitoring Method)

此方法適用於電流控制型變流器，因電流控制型變流器主要參考訊號為市電電壓，當市電故障時，電力轉換器的輸出電流可能在電力變壓器上產生失真的電壓波形，而此失真的電壓波形再回授成為轉換器輸出電流的參考波型，亦即會造成轉換器輸出電壓將含有較大的諧波成分，因此可由此點判斷是否發生孤島情況。

(c) 急遽相位偏移偵測(Sudden Phase-Shift Detection)

此方法用以檢測當市電突然斷電時，電力轉換器的電壓及電流相位差由負載決定，當相位偏移超過某一範圍時，即表示市電發生故障，將太陽能發電系統脫離市電網路。但若負載所造成的相位差並不大時，則無法偵測出來。

(2) 主動式偵測方法

主動式偵測方式是藉由控制變流器輸出或外加阻抗等方式主動擾動系統。當發生孤島情況時，主動擾動將造成系統的不穩定，即使是在發電輸出功率與負載功率平衡的狀態下，也會藉由擾動破壞功率

平衡狀態，造成系統之電壓、頻率有明顯變動，再藉由電驛偵測出來將太陽能發電系統與市電隔離，防止孤島現象之發生。主動方法主要有下列幾種方式。

(a) 輸出電力變動方式

藉由控制變流器的輸出，施以系統一週期性的有效電力或無效電力擾動，當市電中斷時，由於系統失去一穩定的參考電源，擾動將造成系統電壓或頻率明顯的變動，而檢測出孤島現象。

(b) 加入電感或電容器

此方法是在電力系統輸配線路上加裝一電感或電容器，當市電中斷或故障時，即將電感或電容器併入，藉由無效功率破壞系統平衡狀態，達到對電壓、頻率的擾動，使太陽能發電系統能偵測到並與市電解除併聯。

(c) 自動頻率偏移方式

此方式藉由偏移市電電壓回授訊號之頻率來做為變流器之輸出電流頻率，造成對系統頻率之擾動，即而由頻率電驛來檢出孤島現象，但此法會造成系統功率因數的惡化。

1.6 論文組織架構

本論文共分成五章來敘述。第一章為緒論，說明研究背景、動機、文獻回顧及本論文的大綱。第二章為系統介紹，介紹本系統架構及功能，並針對變流器、電壓轉換器做說明。第三章為控制器設計分析，針對如何實現併聯市電運轉功能及獨立運轉功能做說明與探討，內容包括控制器的研製、最大功率追蹤的實現及硬體製作等。第四章為模

擬與測試結果，說明電腦模擬及實驗波形的量測結果。第五章為結論及未來研究方向，先歸納本論文研究結果並做結論，再說明未來的研究方向。

第二章 電能轉換系統設計

在本系統的設計中，必須先依所要達到的系統功能定義其相關規格，來決定整個系統的架構，再依照所決定的系統規格，轉換器的特性，將太陽能板串、並聯連接以達所需之電壓值。本章內容將對整個系統的架構、功能做一介紹，並針對系統的每一部分，包括：直流-直流電壓轉換器，變流器等原理做一深入的探討與介紹。

2.1 系統規格架構及功能

本文所提出之小型太陽光電能能量轉換系統，其整體電路架構如圖 2-1 所示。主要部分包括(1)太陽能板、(2)直流-直流電壓轉換器、(3)全橋式變流器及(4)相關控制電路所組成。此外，一般情況下開關 MC1 與 MC2 是同時導通的，當市電故障時，為了安全的考量，MC1 將被切離，以避免當市電維修人員在維修時有觸電的情形發生；當太陽光電能能量轉換系統發生故障時，我們就將 MC2 會被切離，以免太陽光電能能量轉換系統影響電力公司的正常供電。

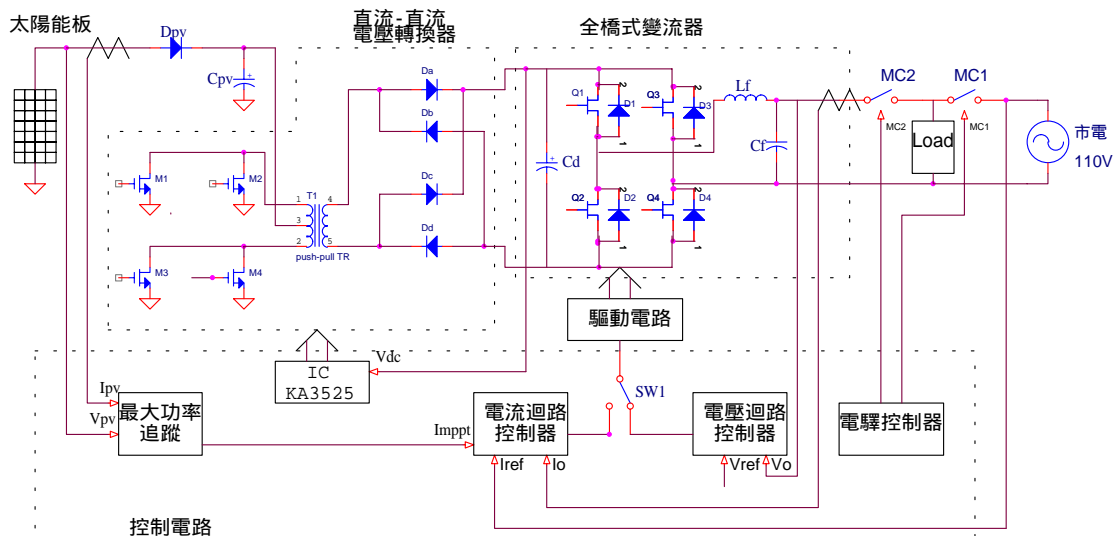


圖 2-1 小型太陽光電能能量轉換系統架構圖

系統功能主要有兩種運轉模式，分別為獨立運轉模式與市電併聯運轉模式。獨立運轉模式是當沒有市電、市電有故障及停電時所操作，在獨立運轉模式下，MC1 切離而 MC2 為導通的，太陽能板所發出的電力經由本系統轉換後直接對負載供電，但由於本系統未加蓄電池等其它儲能，所以本運轉模式只能在白天有日照的情況下運作，若要在夜晚或是低日照的情況下，則必須再搭配儲能設備使用；在併聯運轉模式下，太陽能板所發出的電力經由轉換器轉換後與市電一起供給負載使用，此時 MC1 與 MC2 為導通的。當太陽能板的電力不足以提供負載使用時，則負載可由市電補充所缺之電力；而當太陽能板所產生的電力有剩餘時，則可經由本系統回送至市電。本系統的規格如表 2-1 所示。

表 2-1 系統規格

輸入電壓範圍	DC 18V~36V
額定輸出電壓	AC 110V _{rms}
輸出電壓頻率	60Hz
開關切換頻率	推挽式轉換器：20kHz 全橋式變流器：11.4kHz
額定輸出功率	150W
系統效率	>75%
獨立運轉下 輸出電壓總諧波失真率	<5%
併聯運轉下 輸出電流總諧波失真率	<5%

2.2 直流-直流 電壓轉換器設計

在系統運作時，由於本系統所設計的太陽能板輸出電壓只有 24V 左右，其大小不足以提供變流器切換成交流 110V 電壓輸出，所以本論文利用一直流-直流電壓轉換器將太陽能光電板輸出的 24V 的直流電壓升至約 200V 的直流電壓以提供換流器作輸出。在本論文中使用推挽式(PUSH-PULL)切換式電源電路[39]，來做此功能的運作，其電路如圖 2-2 所示，以下將說明其動作原理及其優缺點。

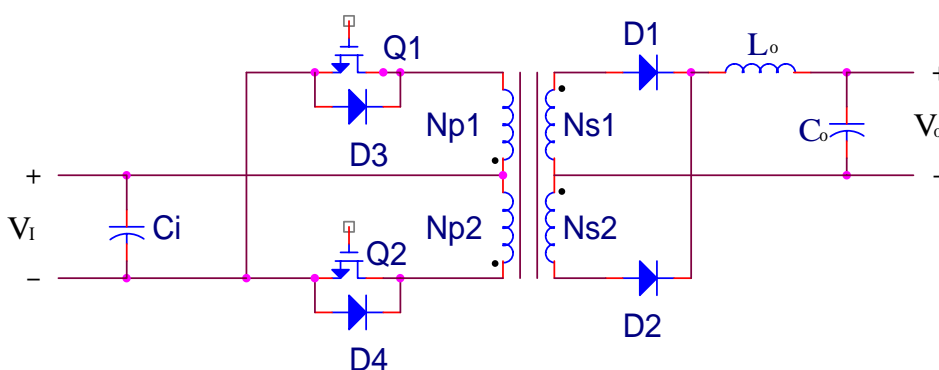


圖 2-2 推挽式轉換器電路架構

動作原理

我們將推挽式轉換器的動作依照開關的導通與否，分成四個狀態來說明：

【狀態一】當功率開關元件 Q_1 導通，則一次側繞組 N_{p1} 會有電壓降產生，其值等於 V_i 。這時所有繞組之起始端(極性相同的端點)都會感應一正電位，所以二極體 D_1 會導通，電流經由電感 L_o 流至輸出負載與輸出電容 C_o 中，同時能量會儲存在電感 L_o 中。值得注意的是，由於功率開關 Q_2 此時是在不導通的狀態，所以這時功率開關的汲極與源極的耐壓為 $V_{NP2}+V_i=2V_i$ ，也就是說必須選擇能承受兩倍輸入電壓的功率開關元件，否則會有燒毀之虞。

【狀態二】在狀態一的期間，流經一次側的電流會因一次側電感值和輸出電感值的影響，而呈線性增加($V = L \frac{di}{dt}$)。當 Q_1 截止而 Q_2 尚未導通期間，兩功率開關皆處於 OFF 的狀態，儲存在變壓器一次側與漏電感的能量會使繞組的極性反轉，所以開關 Q_2 的汲極會變成負電位， D_4 二極體導通，返馳能量經由 D_4 回至電源輸入線上；同時返馳能量將 D_2 二極體導通，並將能量至輸出端。

【狀態三】當 Q_2 導通 Q_1 截止時， D_2 二極體會導通，電流經由輸出電感 L_o 流經負載與 C_o ，同時將能量儲存在 L_o 中。

【狀態四】當 Q_2 截止而 Q_1 尚未導通前，其情況如同狀態二，因變壓器極性反轉之作用，使得 D_3 二極體導通，將返馳能量回電源輸入線上同時返馳能量將二極體導通，並將能量傳遞至輸出端，完成整個週期的動作。

由以上整個週期的動作，我們再對推挽式轉換器的輸入電壓與輸出電壓及工作週期之間的關係做一說明。一般推挽式轉換器在運轉時可分為連續電流導通模式(CCM)與非連續電流導通模式(DCM)兩種模式，運轉在何種狀態下取決於電感(L_o)與負載電流的大小，一般來說推挽式轉換器操作在連續電流導通模式較為恰當。

當電路工作在 CCM 時，由狀態一可得知

$$\begin{aligned} V_{NS1} &= V_{L_o} + V_o \\ &= L_o \frac{di_{L_o}}{dt} + V_o \end{aligned} \quad (2-1)$$

所以

$$\frac{di_{Lo}}{dt} = \frac{V_{NS1} - V_o}{L_o} \quad (2-2)$$

因此，在 DT_s 之導通期間，其電流變化量 ΔI_{Lo}^+ 則可表示為

$$\Delta I_{Lo}^+ = \frac{V_{NS1} - V_o}{L_o} \times DT_s \quad (2-3)$$

其中

T_s ：開關的導通週期

D ：開關導通的責任週期

另外，由狀態二可得知，當 Q_1 與 Q_2 都在截止狀態時，在繞組上無任何電壓的變化，因此

$$V_{Lo} + V_o = 0 \quad (2-4)$$

由上式可得

$$L_o \frac{di_{Lo}}{dt} + V_o = 0 \quad (2-5)$$

所以

$$\frac{di_{Lo}}{dt} = -\frac{V_o}{L_o} \quad (2-6)$$

由於頻率變為兩倍，意指週期減為一半，所以此時 Q_1 與 Q_2 截止期間為 $(\frac{1}{2} - D) \times T_s$ ，故在此時電感電流的變化量可表示為

$$\Delta I_{L_o} = \frac{V_o}{L_o} \times \left(\frac{1}{2} - D\right) T_s \quad (2-7)$$

由於電感電流是連續的，所以電流變化量應該為相等，因此由(2-2)、(2-6)兩式可得

$$\frac{V_{NS1} - V_o}{L_o} \times D T_s = \frac{V_o}{L_o} \times \left(\frac{1}{2} - D\right) T_s \quad (2-8)$$

化簡上式

$$V_o = 2V_{NS1}D \quad (2-9)$$

由於

$$\frac{V_{NS1}}{V_{NP1}} = \frac{N_{S1}}{N_{P1}} = \frac{1}{n} \quad (2-10)$$

所以

$$\begin{aligned} V_{NS1} &= V_{NP1} \times \left(\frac{N_{S1}}{N_{P1}}\right) \\ &= V_I \left(\frac{N_{S1}}{N_{P1}}\right) = \frac{V_I}{n} \end{aligned} \quad (2-11)$$

將(2-11)式代入(2-9)式，則

$$V_o = \frac{2V_I D}{n} \quad (2-12)$$

或表示為

$$\frac{V_o}{V_I} = \frac{2D}{n} \quad (2-13)$$

在此 $0 < D < 0.5$ ，若假設轉換器無任何損失，則

$$V_I I_I = V_o I_o \quad (2-14)$$

由(2-13)及(2-14)式可得

$$\frac{I_o}{I_I} = \frac{V_I}{V_o} = \frac{n}{2D} \quad (2-15)$$

使用推挽式轉換器的優點為：

1. 功率開關元件所需承受的電流為半橋式的一半。
2. 驅動電路的負端相通，在電路上設計較簡單。

使用推挽式轉換器的缺點為：

1. 功率開關元件必需承受兩倍的輸入電壓。
2. 若兩功率電晶體的特性不一樣，會再 B-H 區線上的同一方向發生磁通擺動，則易使鐵心飽和。

推挽式轉換器電路架構一次測為低電壓高電流，特別適合應用於升壓電路；至於變壓器鐵心飽和的問題可藉由緩衝(Snubber)電路，良好的驅動電路和變壓器設計來改善。

2.4 變流器

本論文所用電路架構是將太陽能板所產生的直流電經直流升壓電路後升壓後，再經由單相全橋式變流器轉換成交流電，此節便就單相全橋式變流器的基本原理作一簡單介紹。

單相全橋式變流器

單相變流器橋式功率電路一般可分為半橋式(Half Bridge)和全橋式(Full Bridge)兩種結構，如圖 2-3 所示，包含橋式功率電路及輸出電感、電容濾波器所組成，由於在相同的輸入電壓下，全橋式變流器的輸出電壓為半橋式的兩倍，也就是在相同輸出功率的條件下，全橋式變流器的輸出及開關電流僅為半橋式的一半，因此在較高功率的場合下一般均使用全橋式變流器，全橋式變流器所圖 2-3(b)所示由四個開關元件 T_{A^+} 、 T_{A^-} 、 T_{B^+} 、 T_{B^-} 及四個二極體 D_{A^+} 、 D_{A^-} 、 D_{B^+} 、 D_{B^-} 組合而成；其基本動作原理為：當 T_{A^+} 和 T_{B^-} 同時導通時($v_o=+V_d$)，負載電流方向是由電流流經 T_{A^+} 、 T_{B^-} 或是 D_{A^+} 、 D_{B^-} 來決定；同理，當 T_{A^-} 、 T_{B^+} 同時導通時($v_o=-V_d$)，負載電流方向是由電流流經 T_{A^-} 、 T_{B^+} 或是 D_{A^-} 、 D_{B^+} 來決定，如此藉著控制開關元件的導通，我們可以將直流電轉換成交流電輸出。

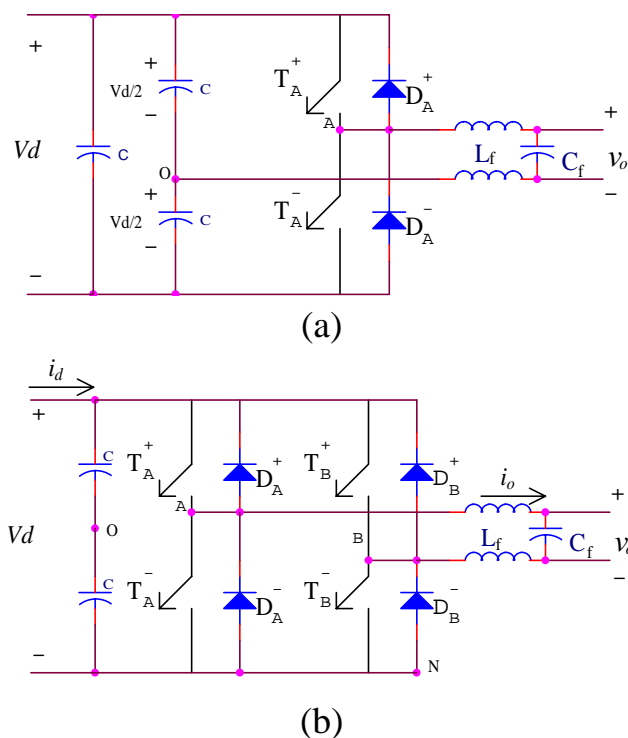


圖 2-3 單相橋式變流器的基本架構，(a)半橋式、(b)全橋式
正弦脈波寬度調變

一般而言在變流器本身需具有變頻及變壓的功能，而變頻及變壓乃利用控制變流器的開關切換來完成，而切換技術有許多不同的形式，一般最常使用的方法為正弦脈波寬度調變(Sinusoidal-Pulse-Width-Modulation, SPWM)技術，以下說明正弦脈波調變 SPWM 的原理。正弦脈波寬度調變驅動信號的產生是由一組正弦波形控制信號 $v_{control}$ 與一組三角波形信號 v_{tri} 作比較，當正弦波的值大於三角波時，產生一脈波信號去驅動開關動作。三角波(又稱載波)之振幅為 \hat{v}_{tri} ，頻率為 f_s ， f_s 就決定了變流器開關之切換頻率，正弦波控制電壓信號 $v_{control}$ (又稱調制信號)之基頻 f_1 決定了變流器輸出電壓之頻率，而其振幅則決定變流器輸出電壓之大小。接著定義振幅調制指數 m_a 為：

$$m_a = \frac{\hat{V}_{control}}{\hat{V}_{tri}} \quad (2-16)$$

其中 $\hat{V}_{control}$ 為 $v_{control}$ 之振幅，而頻率調制指數 m_f 則定義為：

$$m_f = \frac{f_s}{f_1} \quad (2-17)$$

一般而言正弦脈波寬度調變應用於全橋式變流器時，又可分為雙極性電壓切換(Bipolar Voltage Switching)，及單極性電壓切換(Unipolar Voltage Switching)兩種。以下將分別敘述。

(1) PWM 雙極性電壓切換

單相全橋式變流器如圖 2-3(b)所示，應用 PWM 雙電壓極性切換之全橋式變流器乃(T_A^+ , T_B^-)與(T_A^- , T_B^+)成對切換，且二者互相反相，

當 T_A^+ ON 時, T_B^- 亦 ON, 所以

$$v_{Ao} = +V_d / 2$$

同理, 當 T_A^- ON 時, T_B^+ 亦 ON, 所以

$$v_{Bo} = -V_d / 2$$

$$v_{Bo} = -v_{Ao}$$

且 $v_o = v_{Ao} - v_{Bo} = 2v_{Ao}$

v_o 波形如圖 2-4(b)所示, 在圖 2-4(b)中, v_o 之波形在 $+V_d$ 及 $-V_d$ 二值間作切換, 其稱為 PWM 雙極性電壓切換。

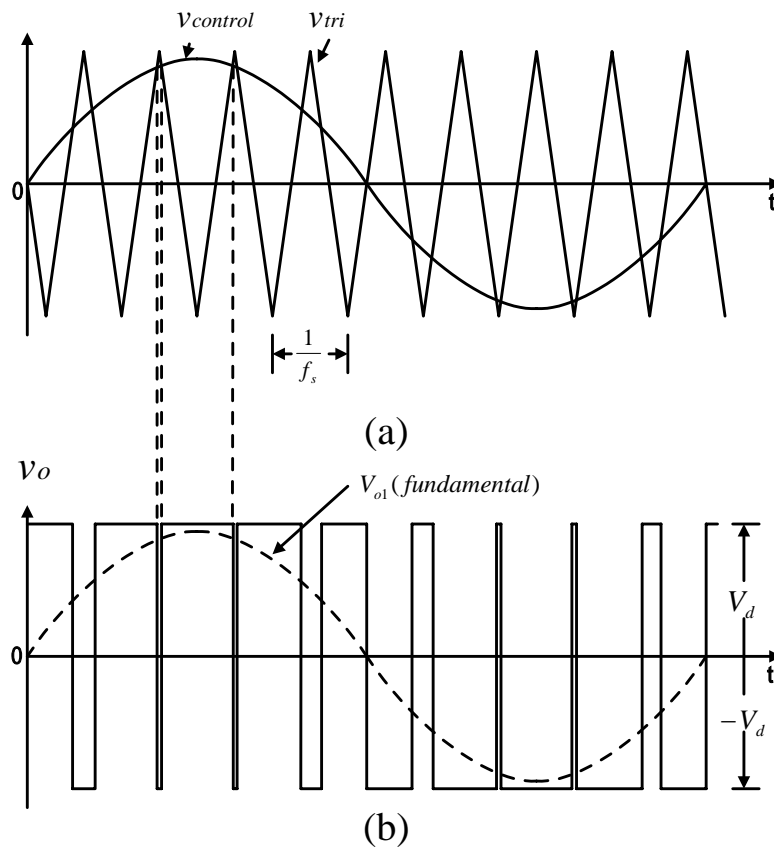


圖 2-4 PWM 雙極性電壓切換

(2) PWM 單極性電壓切換

PWM 單極性電壓切換的方式為圖 2-3(b)之全橋式變流器 A、B 兩臂開關之切換信號分別由 $v_{control}$, $-v_{control}$ 與 v_{tri} 比較產生, 如圖 2-5(a) 所示, 即:

A 臂:

$$v_{control} > v_{tri} : T_A^+ \text{ ON 且 } v_{AN} = V_d$$

$$v_{control} < v_{tri} : T_A^- \text{ ON 且 } v_{AN} = 0$$

B 臂:

$$(-v_{control}) > v_{tri} : T_B^+ \text{ ON 且 } v_{BN} = V_d$$

$$(-v_{control}) < v_{tri} : T_B^- \text{ ON 且 } v_{BN} = 0$$

由於開關上並接一反向二極體之故, 上述電壓之比較結果與 i_o 之方向無關。根據四個開關 ON 及 OFF 狀態, 有四種輸出電壓之組合:

1. T_A^+ , T_B^- ON : $v_{AN} = v_d$, $v_{BN} = 0$; $v_o = V_d$
2. T_A^- , T_B^+ ON : $v_{AN} = 0$, $v_{BN} = V_d$; $v_o = -V_d$
3. T_A^+ , T_B^+ ON : $v_{AN} = V_d$, $v_{BN} = V_d$; $v_o = 0$
4. T_A^- , T_B^- ON : $v_{AN} = 0$, $v_{BN} = 0$; $v_o = 0$

其中在 T_A^+ 及 T_B^+ ON 之情況下, i_o 電流乃藉由 T_A^+ 及 D_B^+ 導流($i_o > 0$) 或 D_A^+ 及 T_B^+ 導流($i_o < 0$) 而輸入電流 $i_d = 0$, 同理可推之在 T_A^- 及 T_B^- ON 之情況。

由於輸出電壓在 0 及 $+V_d$ 或 0 及 $-V_d$ 作切換, 故此方式稱為單極性電壓切換。其優點為切換頻率可等效提高一倍, 且輸出電壓之變動為 V_d , 而非如雙極性電壓切換之 $2V_d$ 。

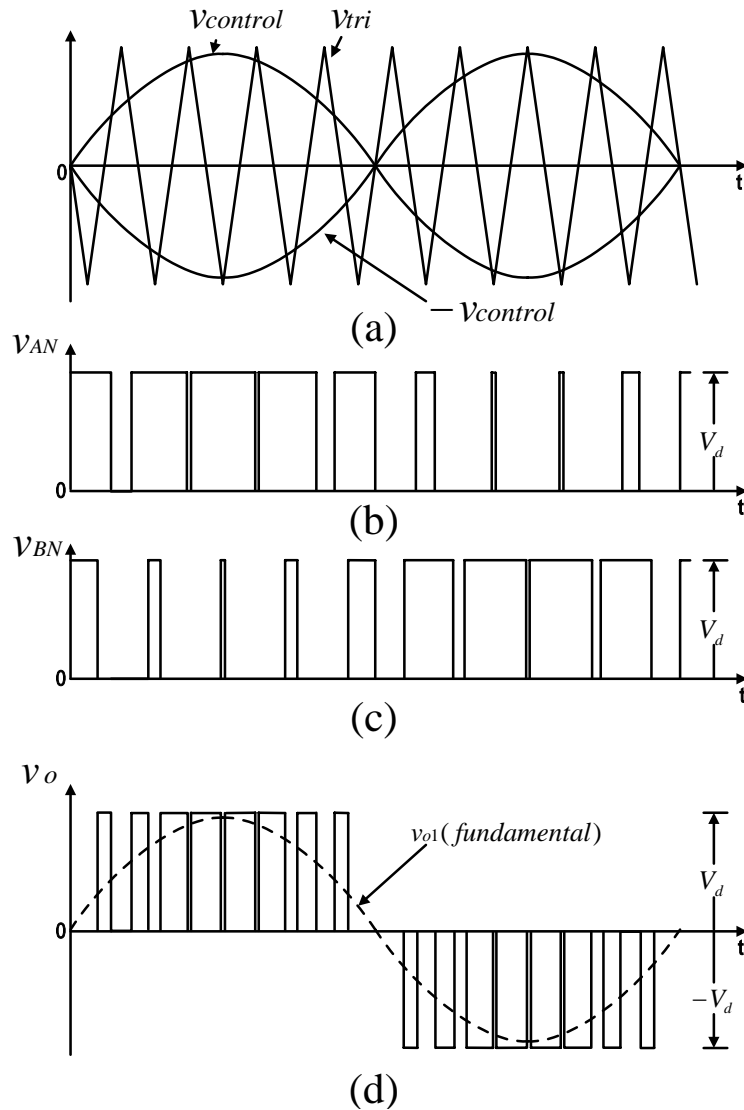


圖 2-5 PWM 單極性電壓切換

由以上說明得知，在切換頻率相同下，單極性電壓切換的切換頻率是雙極性電壓切換的兩倍，這會使輸出電壓 v_o 之諧波成分往更高頻率的地方移動[40]，如此一來在設計變流器輸出的濾波電路中的 L、C 值的大小，我們只需使用較小的 L、C 值便可以達到良好的濾波效果，因而可以縮小濾波器的體積與重量。

第三章 控制器設計分析

本論文所提出小型太陽光電能量轉換系統其系統架構如圖 2.1 所示，我們利用圖 2.1 中的開關 sw1 做切換，可使系統操作在併聯市電運轉模式或是獨立運轉模式。在本章節中，將分別對此兩種運轉模式做系統的小訊號分析，再根據小訊號分析的結果做控制器的設計，以達到系統良好的控制特性，並且針對其實現方法及硬體電路的製作過程做一詳細說明。

3.1 併聯市電運轉模式

在併聯市電運轉模式下，市電可視為一固定值之交流電壓源，而變流器分別以電壓或電流控制，則可分別視為一電壓源或電流源。若我們把變流器利用電壓控制來實現併聯運轉，則系統可視為電壓源與電壓源並聯，必須利用鎖相迴路(PLL)來達到與市電同步之功能，進而控制變流器的輸出電壓大小及相位，來控制系統輸出的實功與虛功大小，但此種電壓源與電壓源併聯的控制方法響應較慢[40]。所以本文之變流器採用電壓源型電流控制，將變流器視為一電流源，則系統可視為電流源與電壓源的併聯。我們只需控制變流器的輸出電感電流與市電同步，不但響應速度比電壓源型快速，且控制電路簡單。另外，為了達到良好的控制特性，本文採用狀態空間平均法及線性化的技巧，導出電壓型電流控制變流器的小訊號模型[40]，以作為控制器設計的依據。下面將說明電壓源型電流控制變流器的小訊號分析、控制器的設計及硬體電路的製作。

電壓源型電流控制之小訊號分析

圖 3-1 為系統在併聯運轉模式下，系統之等效電路圖。其中 r_L 為電感 L_f 的等效電阻； v_s 為電壓 $110V_{rms}$ 及頻率 $60Hz$ 的市電電壓； v_d 為經升壓電壓轉換器所輸出的電壓。為方便等效電路的推導，同樣的，我們做了以下的假設：

- (1) 開關元件均為理想，也就是忽略開關切換時的導通損失。
- (2) 忽略開關空白時間(Blanking-Time)。
- (3) 三角波信號頻率遠大於控制信號頻率($f_s \gg f_1$)，故在一開關切換週期內可將控制信號及輸出輸入電壓視為定值。

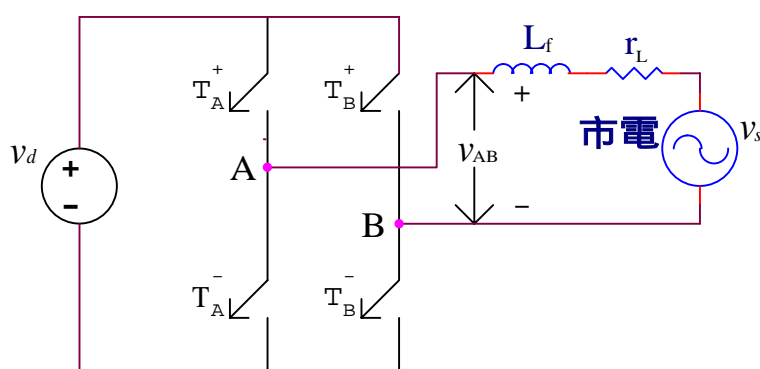


圖 3-1 併聯運轉模式下系統等效電路示意圖

基於以上假設，再由 2.3 節所介紹的變流器原理中，我們可以把單極性正弦脈波寬度調變的功率開關切換方式分成正、負半週。而負半週除了 v_{AB} 的電壓極性與正半週相反外，其餘動作原理是與正半週相同的，如圖 2-5 所示。所以我們針對正半週利用狀態空間平均法及線性化技巧先得求系統之小訊號模型，再做分析。圖 3-2 所示為併聯運轉模式下變流器在正半週時的兩種不同狀態下的等效電路。

狀態 1 : T_A^+ 、 T_B^- 導通

狀態 2 : T_A^+ 、 T_B^+ 導通或 T_A^- 、 T_B^- 導通

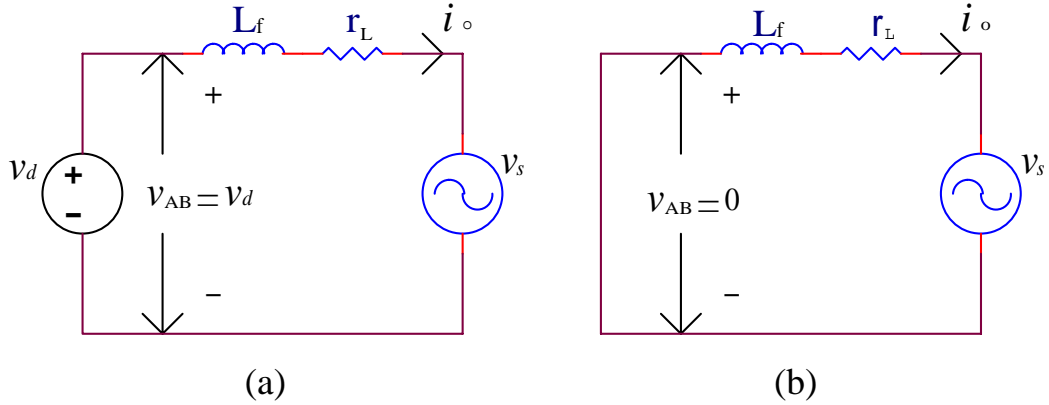


圖 3-2 併聯運轉模式下，變流器在正半週的等效電路圖

(a)狀態 1、(b)狀態 2

由圖 3-2(a)我們可以把狀態 1 的系統動態方程式表示如下

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{A}_1 \mathbf{x} + \mathbf{B}_1 \mathbf{u} \\ \mathbf{y} &= \mathbf{C}_1 \mathbf{x} + \mathbf{D}_1 \mathbf{u} \end{aligned} \quad (3-1)$$

其中

$$\mathbf{x} = i_o, \quad \mathbf{u} = [v_d \quad v_s]^T, \quad \mathbf{y} = i_o$$

$$\mathbf{A}_1 = -\frac{r_L}{L_f}, \quad \mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_f} & -\frac{1}{L_f} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{C}_1 = 1, \quad \mathbf{D}_1 = 0$$

同理由圖 3-2(b)，狀態 2 的系統動態方程式為

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{A}_2 \mathbf{x} + \mathbf{B}_2 \mathbf{u} \\ \mathbf{y} &= \mathbf{C}_2 \mathbf{x} + \mathbf{D}_2 \mathbf{u} \end{aligned} \quad (3-2)$$

其中

$$\mathbf{A}_2 = -\frac{r_L}{L_f}, \quad \mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} 1 & \\ & -1 \end{bmatrix} \frac{1}{L_f}$$

$$\mathbf{C}_2 = 1, \quad \mathbf{D}_2 = 0$$

再利用狀態空間平均法，以導通週期 dT_s 與關閉週期 $(1-d)T_s$ ，將上述兩種狀態的系統動態方程式做平均，並加上小訊號的擾動量，也就是假設：

$$v_d = V_d + \tilde{v}_d$$

$$v_s = V_s + \tilde{v}_s$$

$$i_o = I_o + \tilde{i}_o$$

$$d = D + \tilde{d}$$

則我們可以得到系統近似的線性小訊號模型：

$$\frac{d\tilde{i}_o}{dt} = \left(\frac{D}{L_f}\right)\tilde{v}_d + \left(\frac{V_d}{L_f}\right)\tilde{d} - \left(\frac{r_L}{L_f}\right)\tilde{i}_o - \left(\frac{1}{L_f}\right)\tilde{v}_s \quad (3-3)$$

其中有帶上標帽號的小寫字母表示小訊號的擾動量，而 V_d 和 D 分別表示穩態工作點的變流器輸入電壓及功率開關切換時的責任週期。

而為了使設計較容易，我們假設換流器的輸入電壓的小訊號變動量遠小於換流器的輸入電壓 ($\tilde{v}_d \ll v_d$)，則(3-3)式可簡化如下：

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}u \\ \mathbf{y} &= \mathbf{C}\mathbf{x} \end{aligned} \quad (3-4)$$

其中

$$\mathbf{x} = i_o, \quad \mathbf{u} = [dv_d \quad v_s]^T, \quad \mathbf{y} = i_o$$

$$\mathbf{A} = -\frac{r_L}{L_f}, \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ L_f & L_f \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{C} = 1$$

為了簡便起見，我們將代表小訊號擾動量的上標帽號加以省略，而由 2.4 節可知：

$$d = \frac{\hat{V}_{control}}{\hat{V}_{tri}} \quad (3-5)$$

另外，再定義全橋式變流器的增益(K_{PWM})為：

$$K_{PWM} = \frac{V_d}{\hat{V}_{tri}} \quad (3-6)$$

則可把(3-4)式、(3-5)式及(3-6)式結合得到簡化之小訊號模型，如圖 3-3 所示，以做為後面控制器設計的依據。

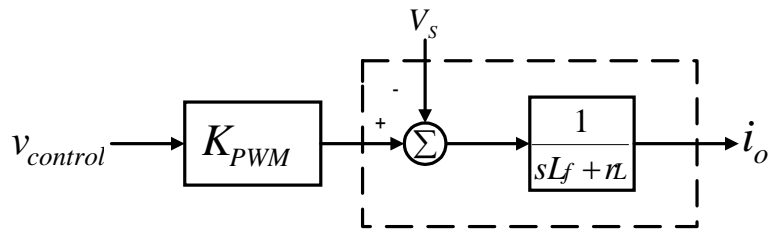


圖 3-3 併聯運轉模式下變流器之小訊號模型方塊圖

控制器的設計

在市電併聯運轉模式下，為了使變流器輸出電感電流與市電電壓同相位，也就是使變流器達單位功因輸出，我們必須回授市電電壓，當作變流器輸出電感電流的參考訊號 I_{ref} ，閉迴路控制輸出電感電流量追隨參考電流 I_{ref} 。所以在電流控制器的設計上，如何使變流器的輸出電感電流適當的追隨參考電流，將是本電流控制器的重點。圖 3-4 所示為變流器電流控制模式方塊圖，由於此轉換器為一交流系統，所以我們除了考慮輸出電流的大小之外，還必須考慮其相位的問題。基於這兩方面的考量，此電流控制器採用比例-積分型補償器 G_{cc} 降低其穩態誤差及增加系統穩定度，再使用一參考電流作為前饋補償迴路，以得到快速的電流響應，而參考電流的計算方法請見圖 3-9。圖 3-4 中之各轉移函數及電流控制器參數分別表示如下：

$$G_{cc} = K_{CP} + \frac{K_{CI}}{s}$$

$$G_{ff} = 1$$

$$K_{cf} = 0.5$$

$$K_{CP} = 38$$

$$K_{CI} = 10$$

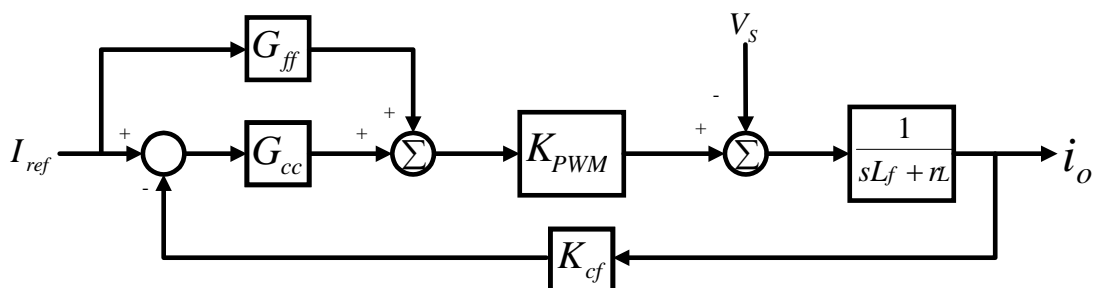


圖 3-4 電流控制模式方塊圖

直線近似法

由於直線近似法[38]容易實現及電路架構簡單，所以本論文採用此方法來作為最大功率點的追蹤法則，其原理為利用 $dP/dI = 0$ 這個邏輯判斷式，並利用一直線來近似在某一溫度下各種不同照度的最大功率點，只要將工作點控制在此直線上即可輕易地實現最大功率點追蹤。利用前面 1.2 節所提出的太陽光電板等效模型，如圖 1-1 所示，若選擇 $n_s=1$ 及 $n_p=1$ （即針對單板進行討論），且不忽略等效串聯電阻時，則可將(2-1)式改寫為：

$$I = I_{ph} - I_{sat} \left[\exp\left(\frac{q}{kTA}(V + IR_s)\right) - 1 \right] \quad (3-7)$$

由上式可得：

$$V = \frac{kTA}{q} \ln \left[\frac{I_{ph} + I_{sat} - I}{I_{sat}} \right] - IR_s \quad (3-8)$$

則由(3-7)、(3-8)兩式可求出：

$$P = IV = \frac{kTA}{q} I \ln \left[\frac{I_{ph} + I_{sat} - I}{I_{sat}} \right] - I^2 R_s \quad (3-9)$$

由於在最大功率點時須滿足 $dP/dI = 0$ 的條件，故將(3-9)式對 I 微分並令其等於零可得：

$$\frac{kTA}{q} \left[\ln \left(\frac{I_{ph} + I_{sat} - I}{I_{sat}} \right) - \frac{I}{I_{ph} + I_{sat} - I} \right] - 2IR_s = 0 \quad (3-10)$$

最後由(3-8)、(3-9)、(3-10)三式可求出在最大功率點時的輸出功率(P^*)與輸出電流(I^*)的關係為：

$$P^* = \alpha I^{*2} \ln \left[\frac{\alpha I^{*2}}{(P^* - I^{*2} R_s) I_{sat}} \right] - I^{*2} R_s \quad (3-11)$$

其中

$$\alpha = \frac{kTA}{q} \quad (3-12)$$

由式(3-11)可知太陽能板工作在最大功率點時，其輸出電流與輸出功率有著一近似直線的關係，如圖 3-5 所示，接著我們利用圖 3-6 來說明控制器的動作原理。首先，假設太陽能板工作點在 A1，由回授電路回授太陽能板的電壓、電流後，我們可以得到此時太陽能板的輸出功率 P_1 ， P_1 在經由式(3-11)計算後可得此時太陽能板應該輸出的電流 I_1 ，當太陽能板輸出電流為 I_1 時，此時太陽能板之工作點會操作在 A2，我們又可以得到其輸出功率 P_2 ，經計算後又可得此時應該輸出電流 I_2 。同理，依此方式太陽能板的工作點會由 A1、A2、A3...的順序會一直往 P_{max} 方向走直到達到太陽能板的最大功率點 P_{max} 為止。另外，若將電力轉換器視為交流電流源，則改變其輸出電流的大小即等於改變電力轉換器的輸出功率，亦等於控制太陽能板的輸出功率。所以我們可以利用以直線近似法求得的參考電流值乘上一比例值後，再與市電回授的電壓相乘，做為電力轉換器輸出電流大小及相位的參考，如圖 3-7 所示。

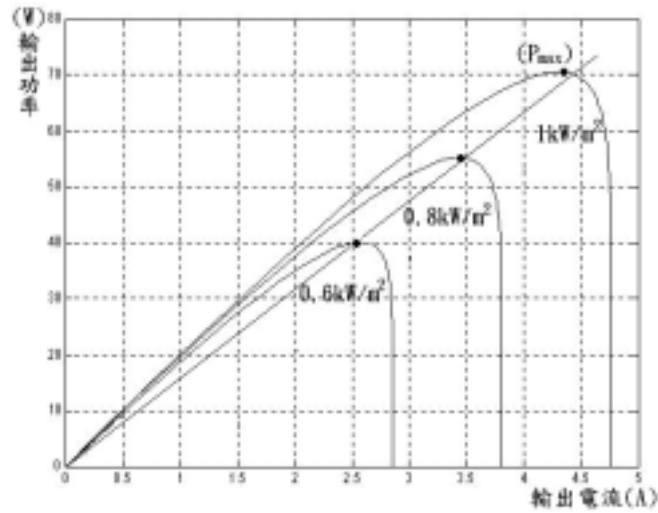


圖 3-5 直線近似法示意圖

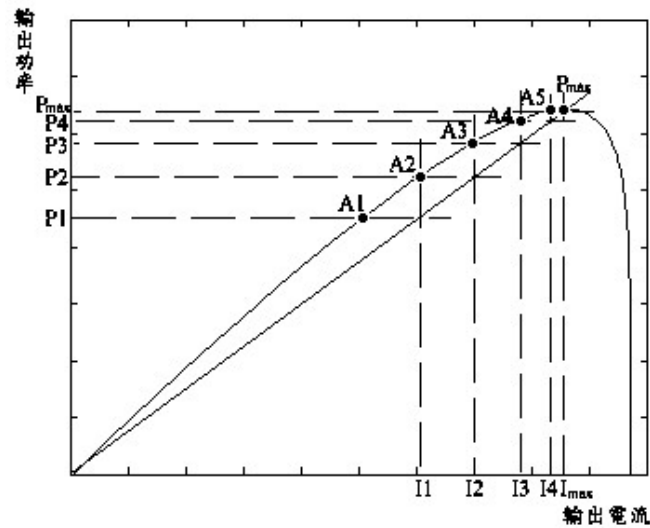


圖 3-6 直線近似法動作說明圖

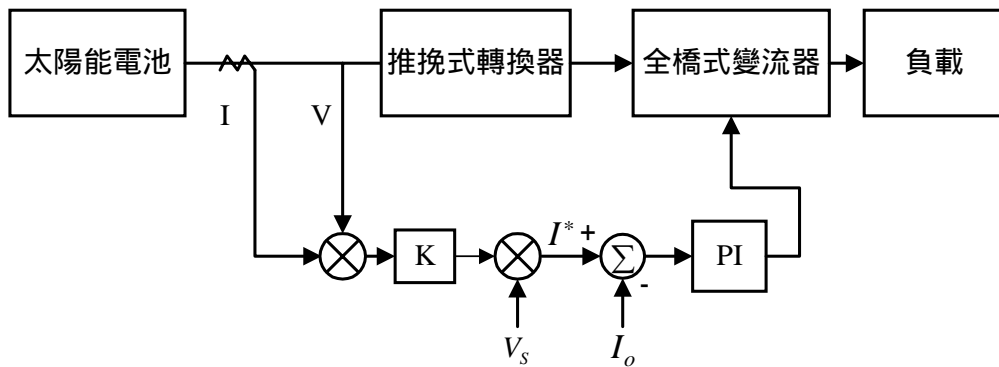


圖 3-7 最大功率追蹤控制方塊圖

硬體電路製作

在市電併聯運轉模式下所需的硬體電路，除了在 2-3 節中所介紹的全橋式變流器之外，我們還需要 2-2 節中所介紹的能夠將太陽能板輸出電壓提升的升壓電路，變流器功率開關元件的驅動電路，降低功率元件 dv/dt 、 di/dt 效應的緩衝電路；以及計算變流器輸出電流大小及相位的電流控制電路，產生 PWM 脈波訊號的 PWM 產生電路。另外，為了達到變流器輸出電流與市電電壓同相位，我們還需要市電電壓回授電路，變流器輸出電流回授電路。而為了使太陽能板能操作在最大功率點，我們需要知道太陽能板的輸出電壓及電流值，所以我們需要太陽能板的輸出電壓、電流回授電路。而為了安全考量，我們必須偵測系統何時發生孤島情況，所以必須有孤島情況的偵測及保護電路。以下就對上面所敘述各種硬體電路分成(1)升壓電路、(2)電流迴路控制電路、(3)PWM 產生電路、(4)驅動電路、(5)緩衝電路、(6)電壓回授電路、(7)電流回授電路及(8)孤島情況偵測電路分別做說明。

(1) 升壓電路

在 2-2 節中提到，為了將太陽能板的輸出電壓提高，使得變流器的輸出電壓能夠到達 110V 的交流電源，我們使用推挽式轉換器來做此項工作，同時為了使簡化電路，使電路更為簡單，我們使用 KA3525 PWM 調變 IC 來作此推挽式轉換器的控制 IC，如圖 3-8 所示。此 IC 具有 RC 震盪器，利用改變 R 與 C 之值，就可用來設定 PWM 的切換頻率；截止時間比較器可設定最大工作週期；此外尚有兩組 PWM 輸出、軟啟動及完全截止的功能，因此在電路設計上可大幅降低硬體線路，較易掌握各電路間的情況，本論文在轉換器的控制上採固定責任週期的方法，使其升壓比例為固定值。其完整電路，如附錄 A 所示。

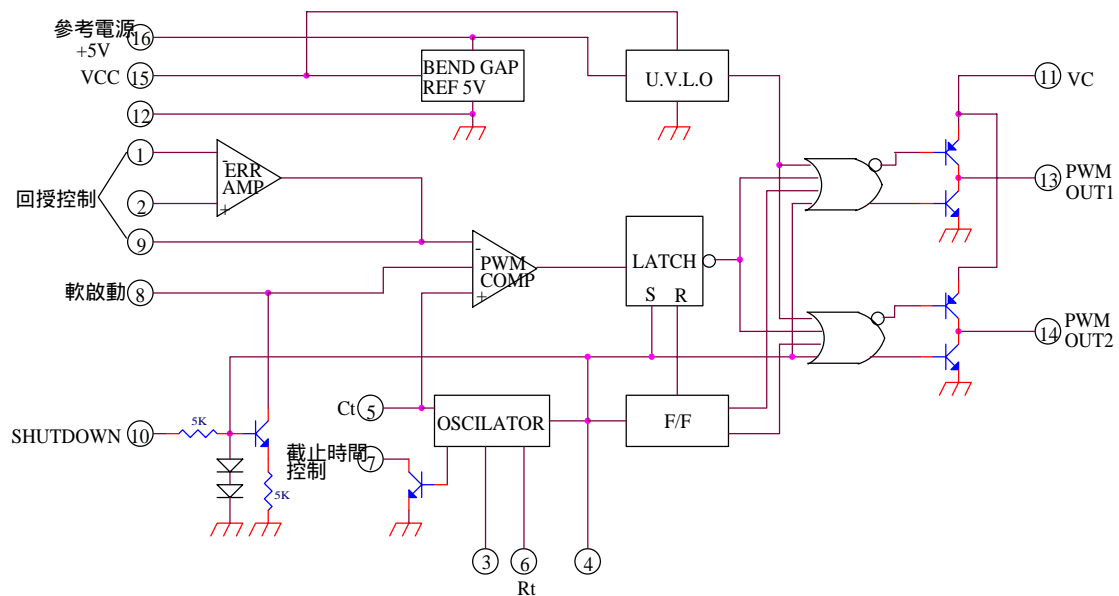


圖 3-8 IC KA3525 的應用方塊圖

另外，由於在推挽式轉換器中，必須搭配使用一高頻變壓器來達成升壓功能，所以我們必須再設計一高頻變壓器，設計流程茲說明如下：

1. 訂出變壓器的規格

包括輸入電壓、輸出電壓、輸出瓦數、操作頻率等。

2. 決定鐵心材質與大小

目前幾乎都是使用陶鐵磁(Ferrite)材料來作為高頻變壓器的鐵蕊，至於外形有很多種，例如 POT Core、E Core、PQ Core、Toroid 等，其優點有：成本低、外型多、磁阻高、操作頻率範圍寬(5kHz~200kHz)、穩定度高等。我們依據下式決定所需磁蕊大小：

$$AP = \frac{P_{out} \times D}{K \times \eta \times \Delta B \times J \times f} \times 10^8 \quad (3-13)$$

其中

P_{out} ：輸出瓦數

D：責任週期

K：繞線因子(K=0.6，如 POT、E、U、I 等鐵蕊；K=0.4，如 Toroid 鐵蕊)

η ：效率，一般約為 0.8

ΔB ：允許之工作磁通密度

J：電流密度

f：工作頻率

3. 決定圈數

$$NP(\text{min}) = \frac{V_{in} \times \Delta t}{Ae \times \Delta Be} \quad (3-14)$$

Δt ：最大工作週期

Ae ：鐵心的鐵窗面積

4. 選擇線徑粗細

$$P_{in} = \frac{P_{out}}{\eta} = V_{in} \times I_{in} \text{ 且 } A_{in} = \frac{I_{in}}{J} \text{ 由此便可以決定所需的線徑粗細。}$$

變壓器所使用的繞線線徑粗細非常重要，它決定可通過電流的大小，亦即所能提供的瓦數大小，如果選用不當則有使變壓器燒毀的危險。

5. 選擇繞線架構

通常的繞線架構有簡易繞法及三明治繞法等。所謂三明治繞法是將次級線圈夾在初級線圈內，若二次側攜有大電流則因二次側接近鐵蕊，可減少一次側耦合至鐵蕊的高頻雜訊，降低銅損等。

6. 效能評估

變壓器的效能評估即檢視所設計的變壓器是否有達到要求，是否有符合整體電路的效能等，一般會評估的項目有變壓器的頻寬 ($Bw \geq 10f$, f 為工作頻率)、溫升(為滿足安規之要求，溫升不宜超過 65°C)、損失等。

吾人可利用 Magnetics Designer 專業變壓器、電感器設計軟體來協助設計。

(2) 電流迴路控制電路

電流迴路控制電路方塊圖如圖 3-9 所示，其中包括了最大功率點追蹤電路(MPPT)、鎖相電路(PLL)及其它的運算電路。由電壓回授電路將市電電壓 V_s 回授後送入鎖相電路，以取得市電電壓的相位做為變流器輸出電流的參考相位，再與由最大功率追蹤電路中所計算得知的最大功率點時的電流 I_{mppt} 相乘，就可得知再最大功率點操作時，變流器所應輸出的電流之大小及相位，將此電流當作參考電流訊號 I_{ref} ，再與變流器實際的輸出電流 I_o 相減，做閉迴路控制，最後再加入電流前饋訊號送入 PWM 產生電路，此為整個控制電路的流程。

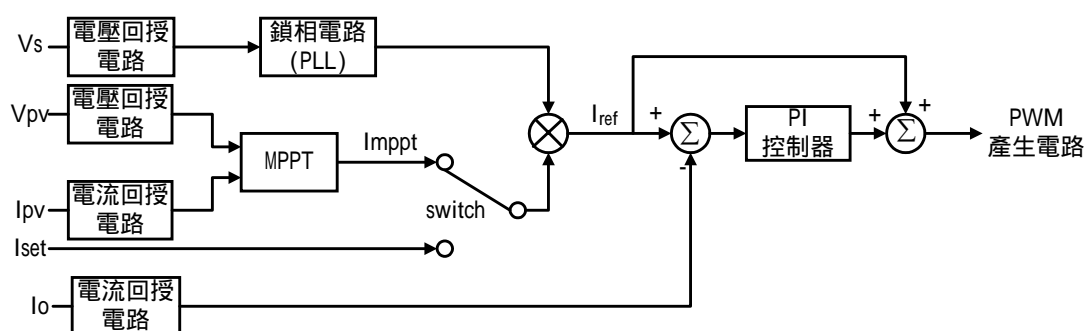


圖 3-9 電流迴路控制電路方塊圖

(a) 鎖相電路(PLL)

鎖相電路其電路圖如圖 3-10 所示，其功能為取得市電電壓的相位，及在獨立運轉時提供一參考正弦波給控制電路。在本論文我們使用 LM565 這顆鎖相 IC，配合零點偵測電路及帶通濾波器來做鎖相電路。首先，我們將市電電壓利用電壓回授電路取回後經零點偵測電路取得市電電壓相位，再送入 LM565 做鎖相，由於 LM565 輸出為方波，所以須再由一級帶通濾波器將方波濾波成為正弦波輸出。

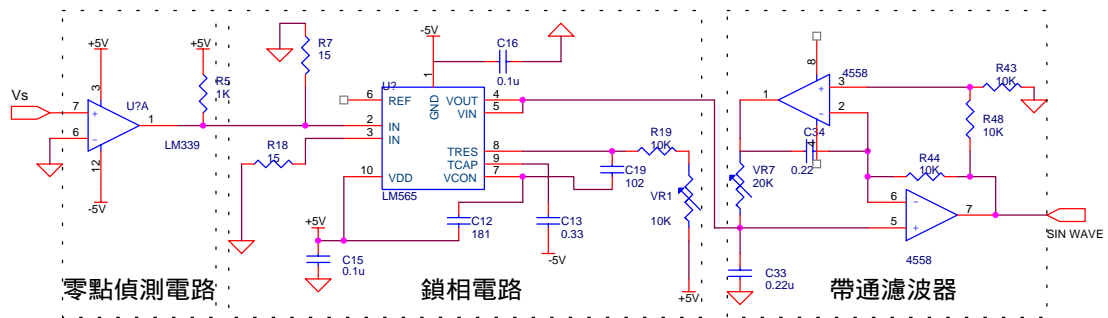


圖 3-10 鎖相電路(PLL)電路圖

(b) 最大功率追蹤(MPPT)電路

最大功率追蹤電路電路圖如圖 3-11 所示，其功能為計算變流器輸出電流的大小，使太陽能板能操作在最大功率點。最大功率追蹤原理已在前一小節敘述，在這裡不再重複，其電路做法為將太陽能板的輸出電壓及電流取回相乘後，取得太陽能板的輸出功率訊號，再乘上一比例值(K)，就可以求得太陽能板理想輸出電流 I_{mppt} 的大小。

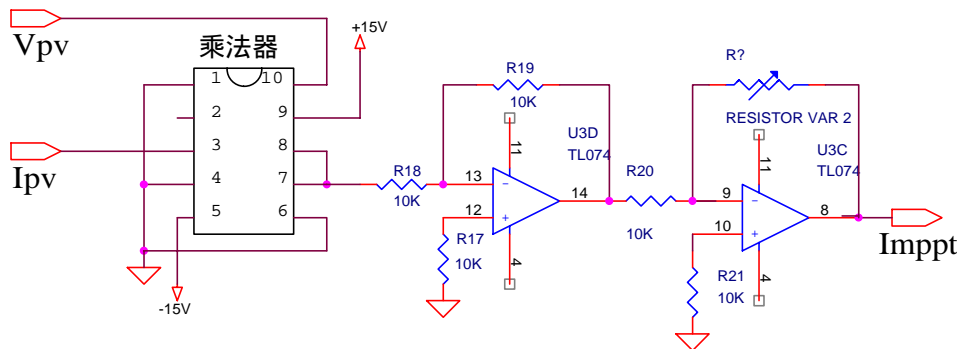


圖 3-11 最大功率追蹤(MPPT)電路圖

(3) PWM 產生電路

PWM 產生電路方塊圖如圖 3-12 所示，本論文採用單極性電壓切換的方式來做變流器的控制。首先，由三角波產生電路產生一 11.4kHz 的三角波信號，將此三角波反向之後，再分別與調制訊號做比較產生 PWM 控制訊號。另外，考慮開關元件之非理想因素，即其導通與截止過程均需要時間，因此同一臂上二開關切換時間必須錯開一小段時間，此段時間稱之為空白時間，以避免二開關同時在非完全導通或截止狀態下發生短路之情況。本論文使用 IXDP630 來產生空白時間，此空白時間之作法乃將每一開關由 OFF 至 ON 之瞬間往後延遲一時間 t ，如圖 3-13 所示。

一般來說空白時間的大小必須配合開關之切換速度，我們利用 IXDP630 只需經由調整外部 RC 值，就可以依不同功率晶體的需求來控制空白時間的大小，本論文中的空白時間大小為 $6 \mu s$ 。

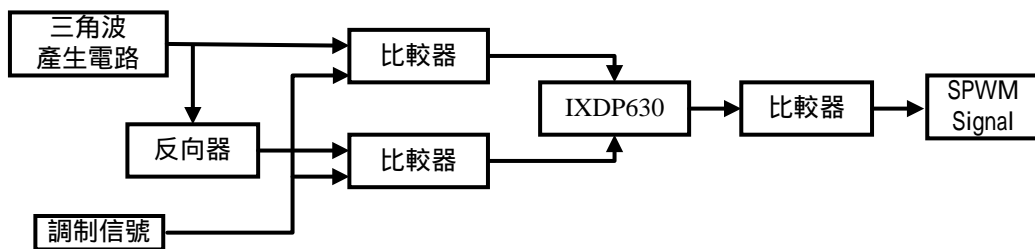


圖 3-12 PWM 產生電路方塊圖

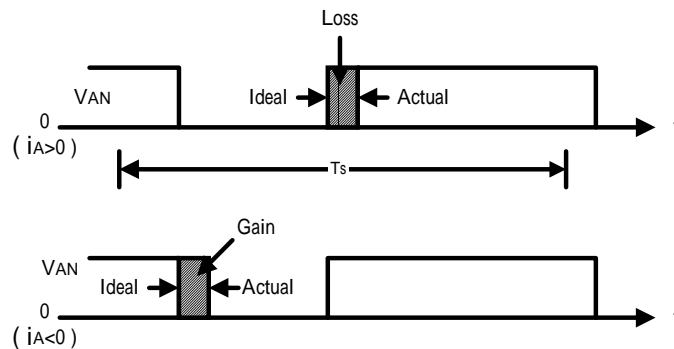


圖 3-13 空白時間示意圖

(4) 驅動電路

驅動電路的目的乃在隔離並放大由 PWM 產生電路所產生的正弦脈波寬度調變信號，使功率元件能依照此信號做正確的切換動作。由於 PWM 產生電路所送出的小信號脈波，其功率及電壓無法直接推動後級的全橋式變流器，故需藉由一光耦合隔離器，耦合成較高功率及較高電壓之脈波來驅動後級的變流器，本論文使用 TLP250 光耦合器來作此項工作，其電路圖如圖 3-14 所示。TLP250 具有快速響應及高抗雜訊的功能，我們使用它來隔離功率元件在高電壓、大電流情況下高頻切換所造成的干擾訊號，並可以使控制電路與驅動電路做電氣隔離，以保護控制電路的正常操作。另外，我們在功率元件的閘極及源極並上一個電阻約為 10k 的電阻以降低雜訊的干擾。

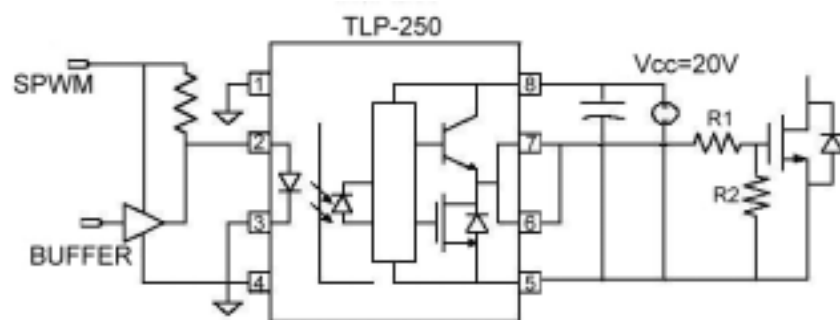


圖 3-14 功率晶體驅動電路圖

(5) 緩衝電路

功率元件在切換時，電壓與電流重疊會在元件本身造成相當大的功率損耗，尤其是在電路中的雜散電感會在切換時造成相當大的突波電壓與電流，如果元件的工作點超出其安全工作區(SOA)，功率元件會因此而損壞。改善此現象最簡單的一個方法，就是採用緩衝電路。緩衝電路其種類繁多，可細分如圖 3-15 所示。一般而言，功率元件

在截止時所造成的切換損失較大，故本論文中採用 RC 截止型緩衝電路，所圖 3-16 所示，其動作原理如下：

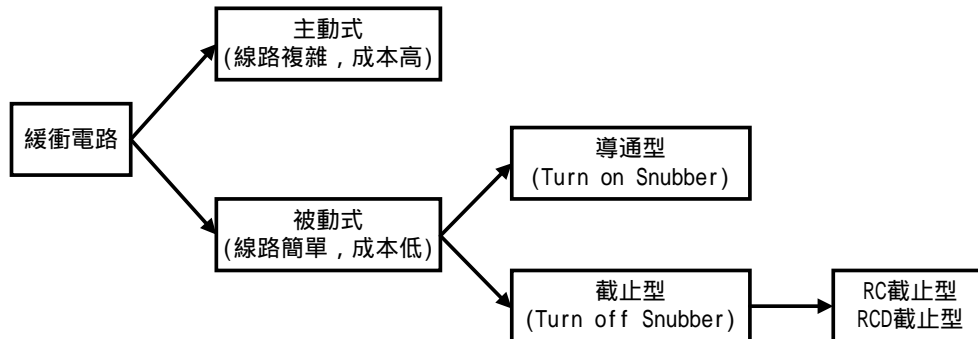


圖 3-15 緩衝電路種類

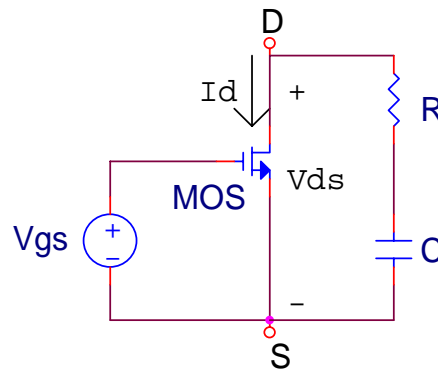


圖 3-16 RC 截止型緩衝電路電路圖

當 MOS 截止時， V_{ds} 電壓開始上升，電容器 C 經由電阻 R 充電；當 MOS 導通時，儲存於電容 C 的能量經電阻 R 及 MOS 放電。緩衝電路會消耗一些功率，而使消耗在 MOS 上的功率減小，達到保護的目的。RC 截止型緩衝電路中，由於放電的時間是由 R 與 C 所決定的，所以在設計上 R 、 C 值的選擇較為困難，一般 R 值約為幾十至幾百 Ω ； C 值約為幾百 pF 至幾十 nF。

(6) 電壓回授電路

電壓回授電路中，包括了市電電壓 V_S 的回授電路及太陽能板輸出電壓 V_{PV} 的回授電路兩部分，下面將分別來介紹。

(a) 市電電壓回授電路

圖 3-17 所示為市電電壓回授電路。由於市電電壓為 110V 的電壓，所以我們先藉由變壓器來作隔離及降壓的功能，再經由一級電壓隨耦器後，送入主控制電路的鎖相電路(PLL)中。

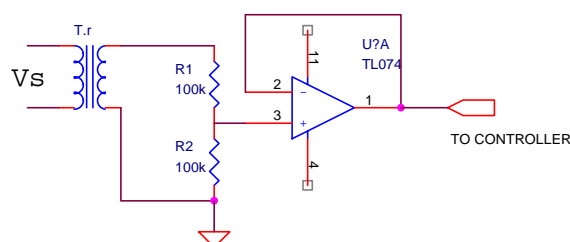


圖 3-17 市電電壓回授電路

(b) 太陽能板輸出電壓回授電路

圖 3-18 所示為太陽能板輸出電壓回授電路。由表 2-1 可知，太陽能板的輸出電壓最高為 $21.7 \times 2 = 43.4V$ ，所以我們依太陽能板的變動特性，將太陽能板輸出電壓的感測範圍設定在 15V~45V 之間。如圖 3-18 所示，我們將太陽能板輸出電壓分壓後，再經由一級電壓隨耦器，送入主控制電路的最大功率追蹤電路中。

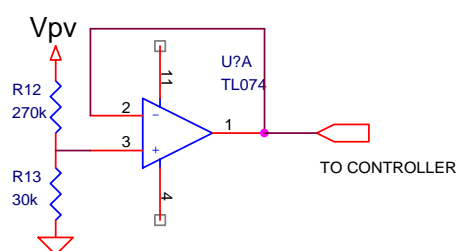


圖 3-18 太陽能板輸出電壓回授電路

(7) 電流回授電路：

電流回授電路中包括了變流器輸出電感電流(I_o)及太陽能板輸出電流(I_{pv})的回授電路。一般電流信號的截取較不容易，以往電流信號

截取方法是在輸出串接一個阻抗來產生電壓信號以便量測，但此種方法因阻抗為被動元件，會消耗功率，且也會有參考地點不同問題，所以並不實際。本論文採用 HY5-P 霍爾 CT 元件來檢測電流信號，將電流信號輸入霍爾 CT 元件，經內部的霍爾效應將電流信號轉變為電壓信號，經 OP 放大器將信號放大，最後送至主控制電路中，其電路如圖 3-19 所示。另外，由於霍爾 CT 可能會產生直流偏移(DC OFFSET)問題，故必須在加一直流準位來調整其直流偏移量。此種電流截取方式可將電力電路和控制電路完全隔離，而不會有共地的問題，亦可降低功率消耗，改善了傳統的電流截取方式。

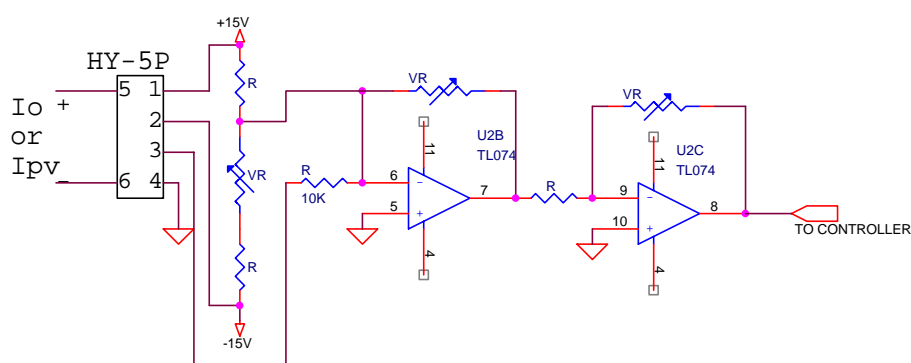


圖 3-19 電流回授電路

(8) 孤島情況偵測電路

在本論文中，由於考慮到硬體的成本及電路的複雜度，所以只針對被動方式，利用偵測市電電壓及頻率的方式做孤島情況發生時的保護。當市電電壓大小或頻率的高低超過我們所設定的範圍後即送出一個觸發訊號通知直流電壓轉換器及變流器停止輸出，並且通知電驛將系統與市電網路切離。為了能夠達到此功能所以我們分別設計了市電電壓偵測電路及市電頻率偵測電路。

(a) 市電電壓偵測電路

圖 3-20 為市電電壓偵測電路方塊圖，其功能為判斷市電電壓的大小是否超過我們所設定的電壓範圍。我們利用前面所設計的市電電壓回授電路，將市電電壓取回後送入精密全波整流電路以求得市電電壓之值，再利用窗型偵判電路設定市電電壓值的上下限，與實際的市電電壓值做比較，當市電電壓之值的大小超過此範圍則送出一個低準位的觸發訊號，停止直流電壓轉換器及變流器的輸出，並觸發電驛將市電切離。

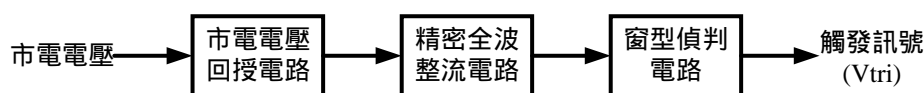


圖 3-20 市電電壓偵測電路方塊圖

(b) 市電頻率偵測電路

圖 3-21 為市電頻率偵測電路方塊圖，其功能為判斷市電電壓頻率的高低是否超過我們所設定的頻率範圍。電路中的市電電壓回授電路與窗型偵判電路其功能都與市電電壓偵測電路相同，所不同的是市電電壓偵測電路是判斷市電電壓的大小，而在市電頻率偵測電路中必需判斷頻率的高低，所以在取得市電電壓後，將市電電壓的頻率的值轉換成電壓的值，再利用窗型偵判電路設定此值的上下限。所以我們利用 IC LM2907 組成一頻率轉電壓電路，將市電之頻率轉換成電壓。當市電頻率之值的大小超過所設定的範圍時，同樣的送出一個低準位的觸發訊號，停止直流電壓轉換器及變流器的輸出，並觸發電驛將市電切離。市電電壓及頻率偵測電路的詳細電路圖如附錄 A 所示。

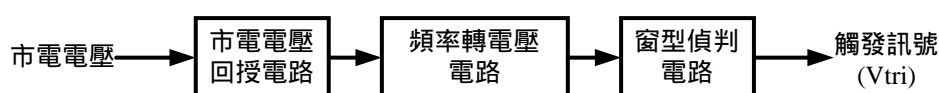


圖 3-21 市電頻率偵測電路方塊圖

3.2 獨立運轉模式

在獨立運轉模式下，本系統必須獨立供給交流電力給小型負載或照明設備所使用，本文採用變流器之電壓源型電壓控制來自行產生一電壓為 110V、頻率為 60Hz 的交流電壓源。同樣的，本文採用狀態空間平均法及線性化的技巧，先導出電壓型電壓控制變流器小訊號模型，以作為控制器設計的依據。下面將說明電壓源型電壓控制變流器的小訊號分析、控制器的設計及硬體電路的製作。

電壓源型電壓控制之小訊號分析

圖 3-22 為系統在獨立運轉模式下，系統之等效電路圖。其中 r_L 為電感 L_f 的等效電阻； r_c 為電容 C_f 之等效電阻； v_d 為經升壓電壓轉換器所輸出的電壓，經由變流器後，再經一 LC 濾波器，將太陽能板所產生之功率供給給負載 R 。同樣的，為方便等效電路的推導，首先我們做了以下的假設：

- (1) 開關元件均為理想，也就是忽略開關切換時的導通損失。
- (2) 忽略開關空白時間。
- (3) 三角波信號頻率遠大於控制信號頻率($f_s \gg f_1$)，故在一開關切換週期內可將控制信號視及輸出輸入電壓視為定值。

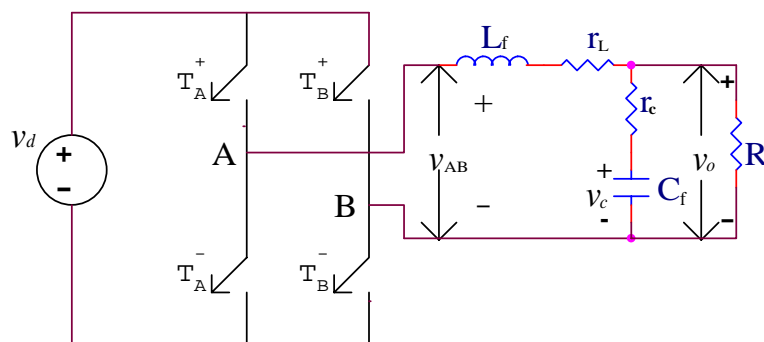


圖 3-22 獨立運轉模式下系統等效電路示意圖

同樣的，由 2.3 節所介紹的變流器原理中，我們可以把單極性正弦脈波寬度調變的功率開關切換方式分成正半週及負半週。而負半週除了 v_{AB} 的電壓極性與正半週相反外，其餘動作原理是與正半週相同的，如圖 2-5 所示。所以我們針對正半週利用狀態空間平均法及線性化技巧先得求系統之小訊號模型，再做分析。圖 3-23 所示為併聯運轉模式下變流器在正半週時的兩種不同狀態下的等效電路：

狀態 1： T_A^+ 、 T_B^- 導通

狀態 2： T_A^+ 、 T_B^+ 導通或 T_A^- 、 T_B^- 導通

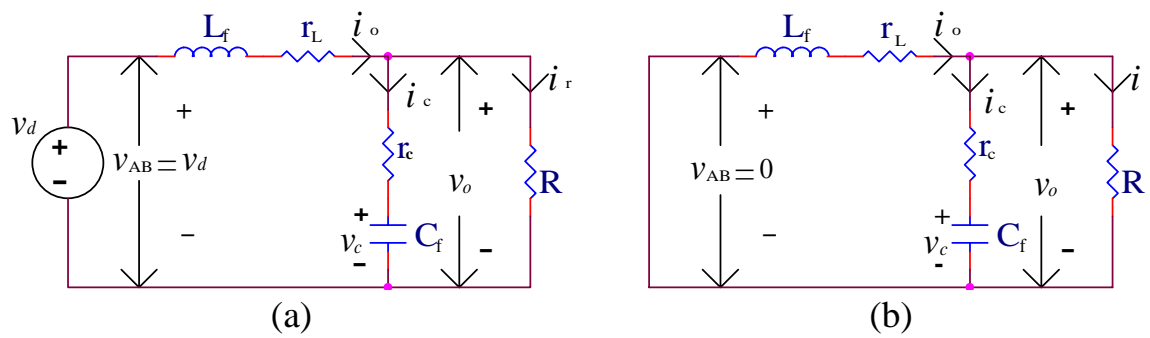


圖 3-23 獨立運轉模式下，變流器在正半週的等效電路圖

(a)狀態 1、(b)狀態 2

由圖 3-23(a)我們可以把狀態 1 的系統動態方程式表示如下

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{A}1\mathbf{x} + \mathbf{B}1\mathbf{u} \\ \mathbf{y} &= \mathbf{C}1\mathbf{x} + \mathbf{D}1\mathbf{u} \end{aligned} \quad (3-15)$$

其中

$$\mathbf{x} = [i_o \quad v_c]^T, \quad \mathbf{u} = v_d, \quad \mathbf{y} = v_o$$

$$A_1 = \begin{bmatrix} -\frac{Rr_c + Rr_L + rLr_c}{L_f(R+r_c)} & -\frac{R}{L_f(R+r_c)} \\ \frac{R}{C_f(R+r_c)} & -\frac{1}{C_f(R+r_c)} \end{bmatrix}, \quad B_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_f} & 0 \end{bmatrix}^T$$

$$C_1 = \begin{bmatrix} \frac{Rr_c}{R+r_c} & \frac{R}{R+r_c} \end{bmatrix}, \quad D_1 = 0$$

同理由圖 3-23(b)，狀態 2 的系統動態方程式為

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}} &= A_2 \mathbf{x} + B_2 \mathbf{u} \\ \mathbf{y} &= C_2 \mathbf{x} + D_2 \mathbf{u} \end{aligned} \quad (3-16)$$

其中

$$A_2 = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_f} \left(\frac{Rr_c + Rr_L + rLr_c}{R+r_c} \right) & -\frac{R}{L_f(R+r_c)} \\ \frac{R}{C_f(R+r_c)} & -\frac{1}{C_f(R+r_c)} \end{bmatrix}, \quad B_2 = [0 \quad 0]^T$$

$$C_2 = \begin{bmatrix} \frac{Rr_c}{R+r_c} & \frac{R}{R+r_c} \end{bmatrix}, \quad D_2 = 0$$

再利用狀態空間平均法將上述兩種狀態的系統動態方程式依功率開關切換的責任週期大小做平均，並加上小訊號的擾動量，則我們可以得到系統近似的線性小訊號模型：

$$\frac{d\tilde{i}_o}{dt} = -\frac{1}{L_f} \left(\frac{Rr_c + Rr_L + rLr_c}{R+r_c} \right) \tilde{i}_o - \left(\frac{R}{L_f(R+r_c)} \right) \tilde{v}_c + \left(\frac{D}{L_f} \right) \tilde{v}_d + \left(\frac{v_d}{L_f} \right) \tilde{d}$$

$$\frac{d\tilde{v}_c}{dt} = -\frac{1}{C_f} \left(\frac{R}{R+r_c} \right) \tilde{i}_o - \left(\frac{1}{C_f(R+r_c)} \right) \tilde{v}_c$$

$$\tilde{v}_o = \left(\frac{Rr_c}{R+r_c} \right) \tilde{i}_o + \left(\frac{R}{R+r_c} \right) \tilde{v}_c \quad (3-17)$$

其中有帶上標帽號的小寫字母表示小訊號的擾動量，而 V_d 和 D 分別表示穩態工作點的變流器輸入電壓及功率開關切換時的責任週期。而為了使設計較容易，我們假設換流器的輸入電壓的小訊號變動量遠小

於換流器的輸入電壓 ($\tilde{v}_d \ll v_d$)，則(3-17)式可簡化如下：

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u} \\ \mathbf{y} &= \mathbf{C}\mathbf{x} \end{aligned} \quad (3-18)$$

其中

$$\mathbf{x} = [i_o \quad v_c]^T, \quad \mathbf{u} = d \times v_d, \quad \mathbf{y} = v_o$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} \left(\frac{Rr_c + Rr_L + r_L r_c}{R+r_c} \right) & -\frac{R}{L(R+r_c)} \\ \frac{R}{C(R+r_c)} & -\frac{1}{C(R+r_c)} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \end{bmatrix}^T$$

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} \frac{Rr_c}{R+r_c} & \frac{R}{R+r_c} \end{bmatrix}$$

為了簡便起見，我們將代表小訊號擾動量的上標帽號加以省略。將(3-18)式與(3-5)(3-6)兩式的定義結合，我們可以得到簡化之小訊號模型如圖 3-24 所示，以做為後面控制器設計的依據。

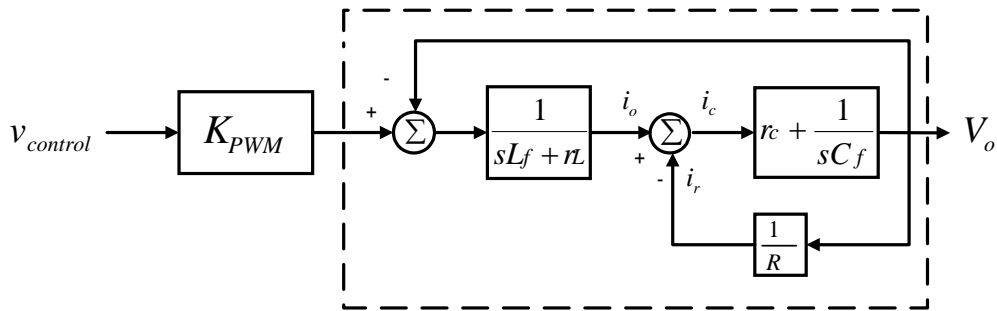


圖 3-24 獨立運轉模式下變流器之小訊號模型方塊圖

控制器的設計

在獨立運轉模式下，變流器必須獨立產生一 $110V_{(rms)}$ 、 60Hz 之交流電壓供給負載使用。我們將獨立產生一個 60Hz 的正弦波訊號，當作變流器輸出電壓的參考訊號 V_{ref} ，閉迴路控制輸出電壓追隨參考電壓 V_{ref} 。所以在電壓控制器的設計上，如何使變流器的輸出電壓適當的追隨參考電壓成為一 $110V_{(rms)}$ 、 60Hz 之交流電壓源，將是本電壓控制器的重點。圖 3-25 所示為變流器電壓控制模式方塊圖，我們同樣的利用比例-積分型補償器 G_{vc} 降低其穩態誤差及增加系統穩定度，再使用一參考電壓作為前饋補償迴路，以得到快速的電壓響應，而參考電壓的計算方法請見圖 3-26。圖 3-25 中之各轉移函數及電壓控制器參數分別表示如下：

$$G_{vc} = K_{CP} + \frac{K_{CI}}{S}$$

$$G_{ff} = 1$$

$$K_{vf} = 0.03$$

$$K_{CP} = 30$$

$$K_{CI} = 5$$

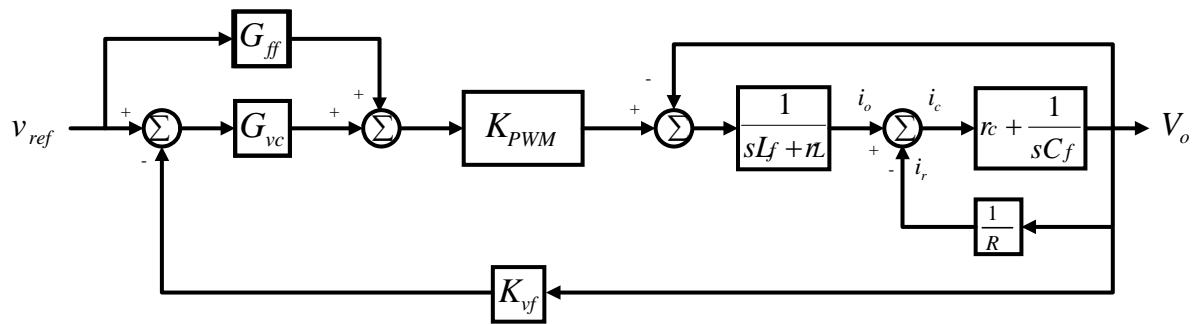


圖 3-25 電壓控制模式方塊圖

硬體電路製作

在獨立運轉模式下，其主要目的為控制變流器的輸出電壓，所以我們所需的硬體電路，除了在 2-3 節所介紹的全橋式變流器，及 3-1 節所述的升壓電路、變流器開關功率元件的驅動電路、緩衝電路、PWM 產生電路之外。我們只需要變流器輸出電壓的電壓回授電路，以及計算變流器輸出電壓的電壓迴路控制電路。另外，由於變流器輸出電壓回授電路與 3-1 節所介紹的市電電壓回授電路是相同的，只是回授的是變流器的輸出電壓而已，其原理相同，故不再重述。以下就只對電壓迴路控制電路做說明。

電壓迴路控制電路方塊圖如圖 3-26 所示，當系統在操作在獨立運轉模式時，藉由鎖相電路產生一參考 60Hz 正弦波給控制電路當參考電壓 V_{ref} ，做為變流器輸出電壓的參考，再與變流器實際的輸出電壓 V_o 相減，做閉迴路控制，最後再加入電壓前饋訊號送入 PWM 電路，此為整個電壓控制電路的動作流程。

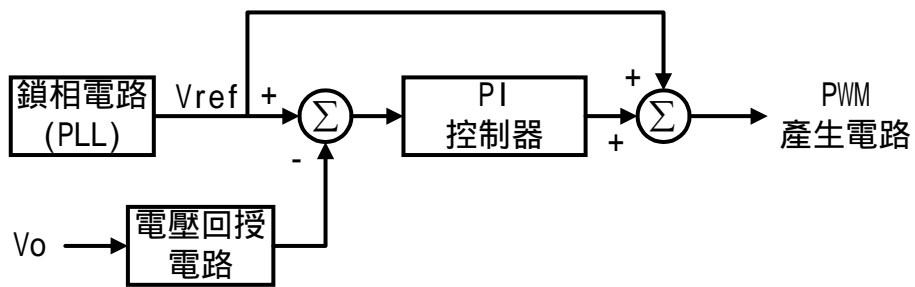


圖 3-26 電壓迴路控制電路方塊圖

第四章 模擬與測試結果

本章節將根據前面章節所敘述的分析及設計，除了利用電路模擬軟體對電路進行電腦模擬之外，並且實際製作一組 150W 的太陽光電能能量轉換器來驗證本系統的正确性，圖 4-1 為本太陽光電能能量轉換器之實體圖，而系統主要元件參數如表 4-1 所示。另外，太陽能電池模組由二片太陽能板串聯組合而成，其額定最大輸出功率為 150W，最大輸出電壓為 43.4V，最大輸出電流為 4.8A，相關參數見表 2-1。模擬是以電腦軟體 Pspice 來完成，而實作波形的量測部分，則採用 HP 示波器(54645D)配合電壓及電流探棒來完成，而輸出電壓及電流的總諧波失真因數(THD: Total Harmonic Distortion)是以 FLUKE 電力品質監測儀(Power Quality Analyzer)來量測。



圖 4-1 太陽光電能能量轉換器實體圖

表 4-1 元件參數

兩級功率電路	主要元件	規格
推挽式 電壓轉換器	控制 IC	KA3525
	功率開關	MOSFET IRFZ44V (25°C: 40A/60V)
	高頻變壓器匝比	1 : 10
	輸入濾波電容 C_{pV}	2000uF/50V
	輸出濾波電容 C_d	2200uF/400V
	緩衝電路	R=68 C=1nF
全橋式 變流器	功率開關	IGBT IXGH24N60CD1 (25°C: 48A/600V)
	輸出濾波電感 L_f	2mH/5A
	輸出濾波電容 C_f	2uF/250V
	緩衝電路	R=200 C=2.2nF

4.1 併聯市電運轉模式下之模擬與實驗結果

本節利用第三章所分析與設計的控制器，先利用電路模擬軟體 Pspice 來得到系統在併聯市電運轉時的電腦模擬結果，再以實際製作之硬體電路量測實際電路運作時的實作結果。由第三章的介紹可知在併聯市電運轉下本系統所要達到的目標主要有兩項：一是變流器的輸出電流必須與市電同頻同相；二是輸出電流的大小要能加以控制以實現最大功率的目標。所以我們將先測試在不同電流命令下，量測市電電壓 v_s 及電感電流 i_o 的實測波形，並記錄其輸出電感電流 i_o 之總諧波失真(THD)的情形，將模擬結果與實作結果做一比較。最後，再紀錄系統在最大功率點追蹤時輸出功率變動的情形，以驗證理論的正確

性。

由於本實驗所裝置的太陽能板容量雖然號稱有 150W 的輸出，但那是在標準測試環境下所輸出的最大功率，在一般情況下只有約 100W 左右的輸出，所以本系統在實作部分先由太陽能板實際供給電源給系統，與市電併聯運轉的情況下，量測在不同電流命令下系統的輸出結果。再利用蓄電池供電，量測系統在滿載輸出功率為 150W(約 1.4A)時的輸出結果。最後，再量測系統加入最大功率追蹤時太陽能板輸出功率與電流的變化情況。表 4-2 為本節實驗結果之圖號。

表 4-2 併聯市電運轉模式下實驗結果之圖號。

實驗測試項目	圖號
由太陽能板供電，輸出電流 0.3A	4-2
由太陽能板供電，輸出電流 0.7A	4-3
由蓄電池供電，輸出電流 1.4A	4-4
最大功率追蹤	4-5

圖 4-2 與圖 4-3 為系統在併聯市電運轉下，輸出電流分別為 0.3A 與 0.7A 時，市電電壓 v_s 及電感電流 i_o 的波型，其中(a)圖為模擬結果，(b)圖為實測結果，由於此時系統受到與市電併聯的影響，變流器的輸出電壓已被拉到與市電的電壓相同，所以在此情況下我們主要是控制變流器的輸出電感電流，使其能與市電電壓同相位；如此一來，便可以將太陽能板的輸出功率，以單位功因的方式供給負載使用或送回市電。由圖中可看出變流器之輸出電感電流 i_o 為近似理想之正弦波且與市電同相位，可證明本系統確實可以與市電併聯供電。

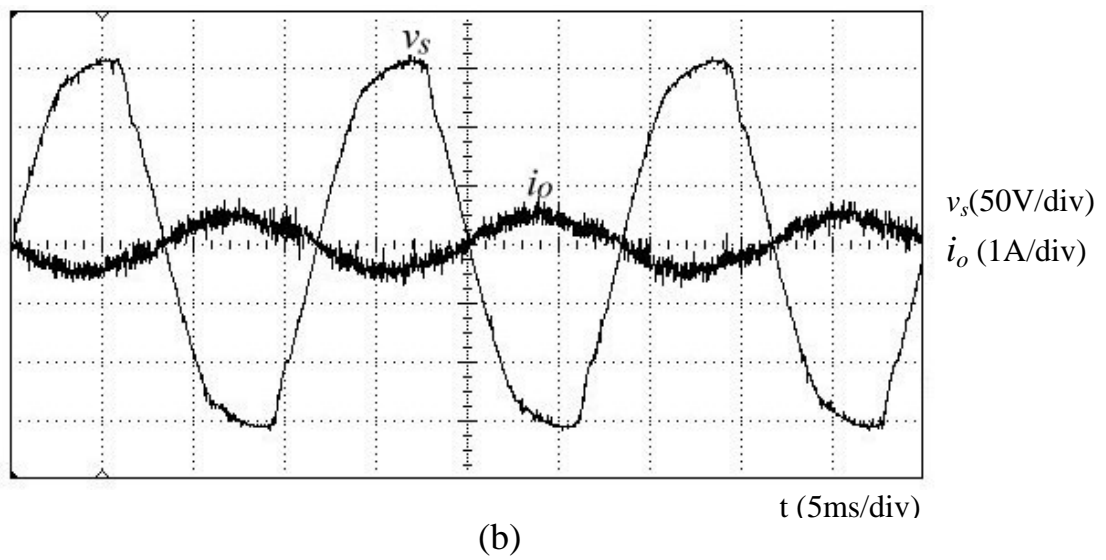
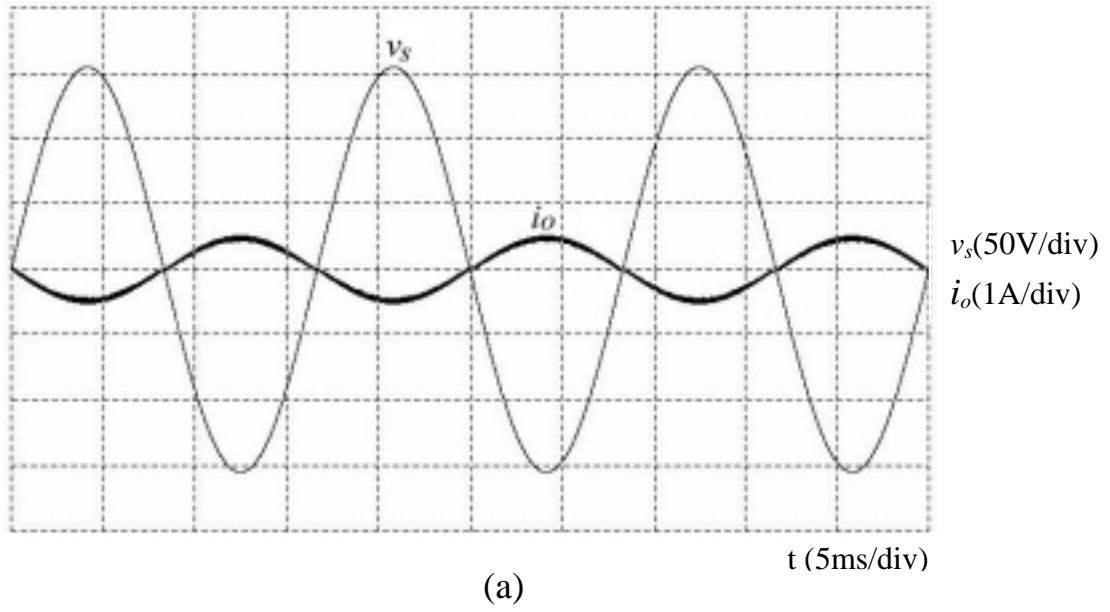


圖 4-2 併聯市電運轉模式下，輸出電流為 0.3A 時的市電電壓與輸出電感電流的波形，(a)模擬結果、(b)實測結果

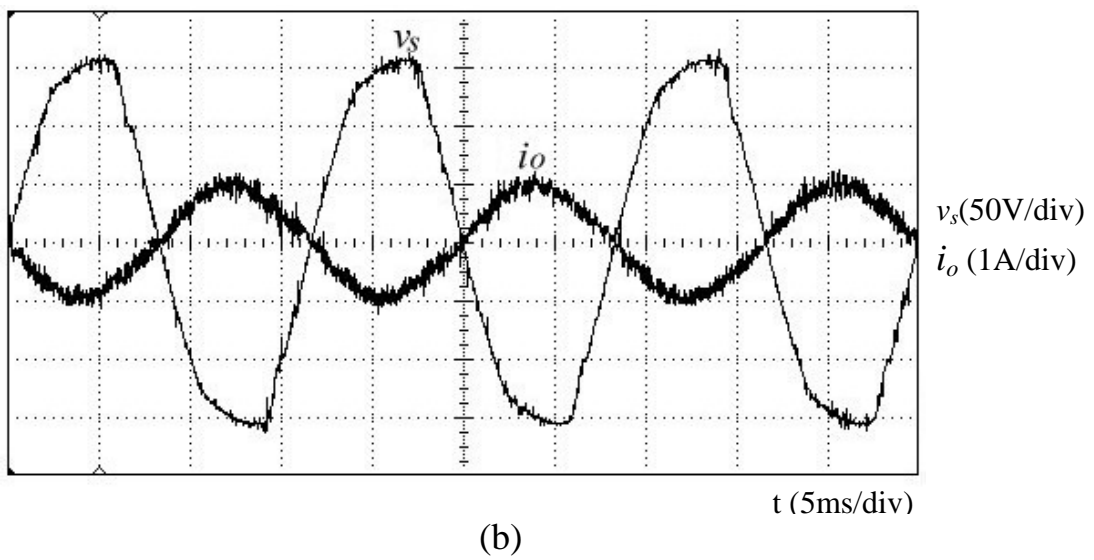
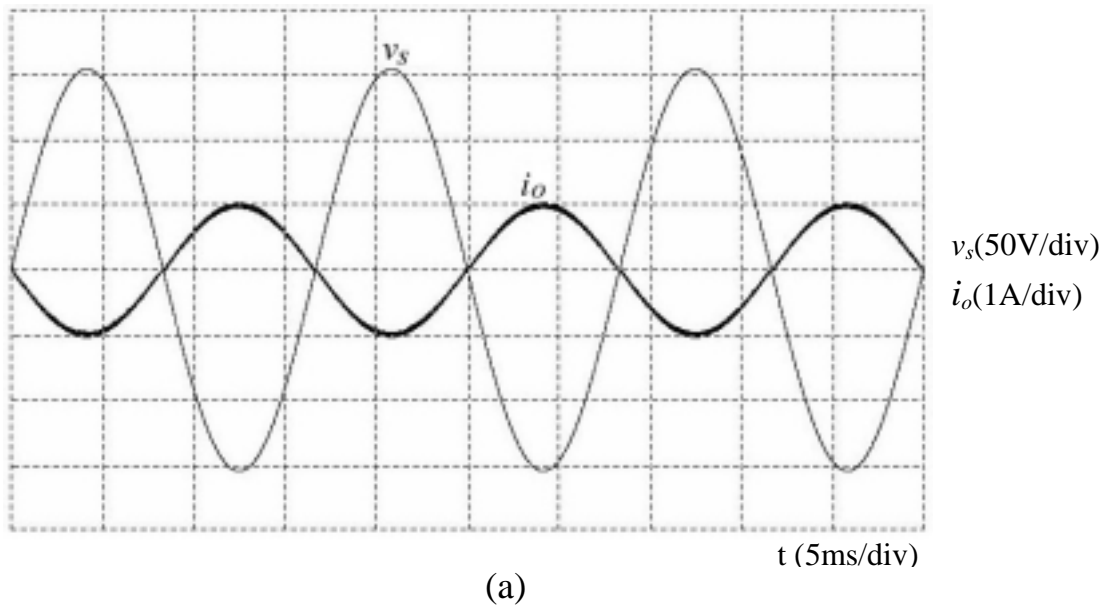


圖 4-3 併聯市電運轉模式下，輸出電流為 0.7A 時的市電電壓與輸出電感電流的波形，(a)模擬結果、(b)實測結果

圖 4-4 為利用蓄電池當作輸入，測量系統在載滿載輸出(1.4A)下的市電電壓 v_s 及電感電流 i_o 的波型，其中(a)圖為模擬結果，(b)圖為實測結果，由圖中可看出本系統的確可以在此輸出電流下正常動作。

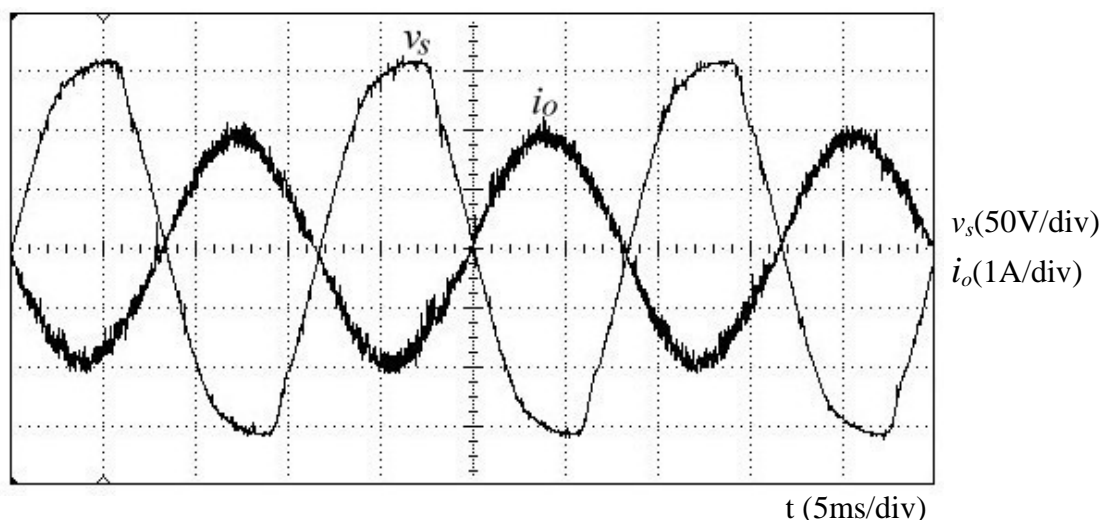
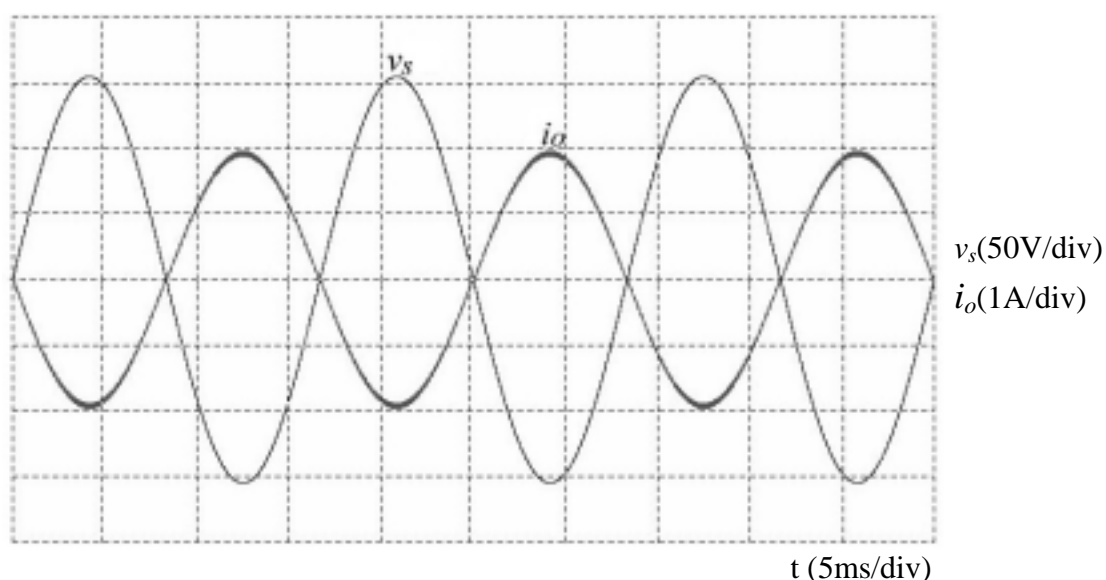


圖 4-4 併聯市電運轉模式下，輸出電流為 1.4A 時的市電電壓與輸出電感電流的波形，(a)模擬結果、(b)實測結果

此外，表 4-3 紀錄了在不同輸出情況下，輸出電感電流的大小及總諧波失真率的結果，由表中可看出輸出電感電流的總諧波失真率除了在 0.3A 輸出時超過 5%，其它都很小，而且功率因數也幾乎為單位功因輸出，這也進一步的證實了本系統的電路架構與控制策略的可行性。

表 4-3 在不同輸出情況下輸出電感電流的大小及總諧波失真率

輸出電流大小 $I_{rms}(A)$	0.3	0.7	1.4
電流總諧波失真率 $I_{THD}(\%)$	5.7	4.5	4.2
功率因數PF	0.98	0.99	0.99

圖 4-5 為當日照量突然改變，系統做最大功率追蹤時，我們紀錄太陽能板所輸出功率及電流變化的軌跡圖，由圖中可看出最大功率追蹤控制器的確可以使太陽能板的輸出功率及電流隨著日照變化而快速的改變，並且可以沿著一近似的直線的軌跡做變化，不會有擾動的現象發生。

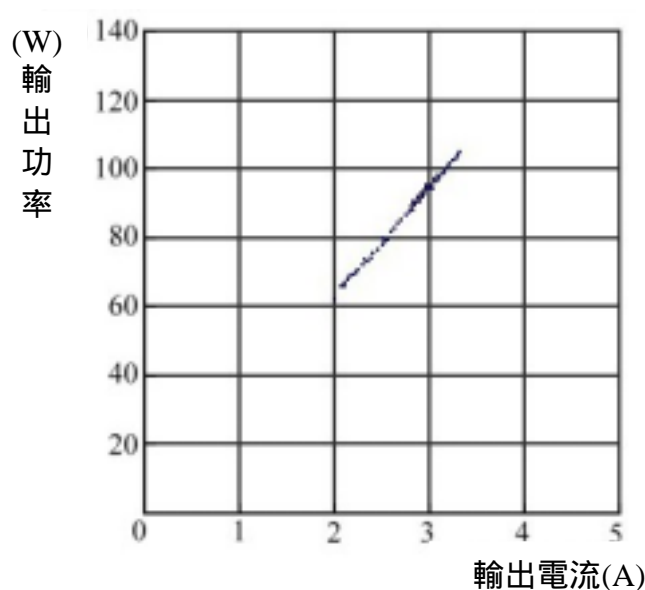


圖 4-5 最大功率追蹤軌跡圖

4.2 獨立運轉模式下之模擬與實驗結果

本節利用第三章所分析與設計的控制器，先利用電路模擬軟體 Pspice 來得到系統在獨立運轉時的電腦模擬結果，再實際製作硬體電路，量測實際電路運作時的實作結果。同樣的由第三章可知，在此運轉模式下主要目標為：控制輸出變流器輸出電壓為一 $110V_{(rms)}$ 、60Hz 的正弦波。所以，我們分別量測在不同負載下，其輸出電壓 v_o 及電感電流 i_o 的實測波形，並記錄其輸出電壓之總諧波失真(THD)的情形，將模擬結果與實作結果做一比較，以驗證理論的正確性。

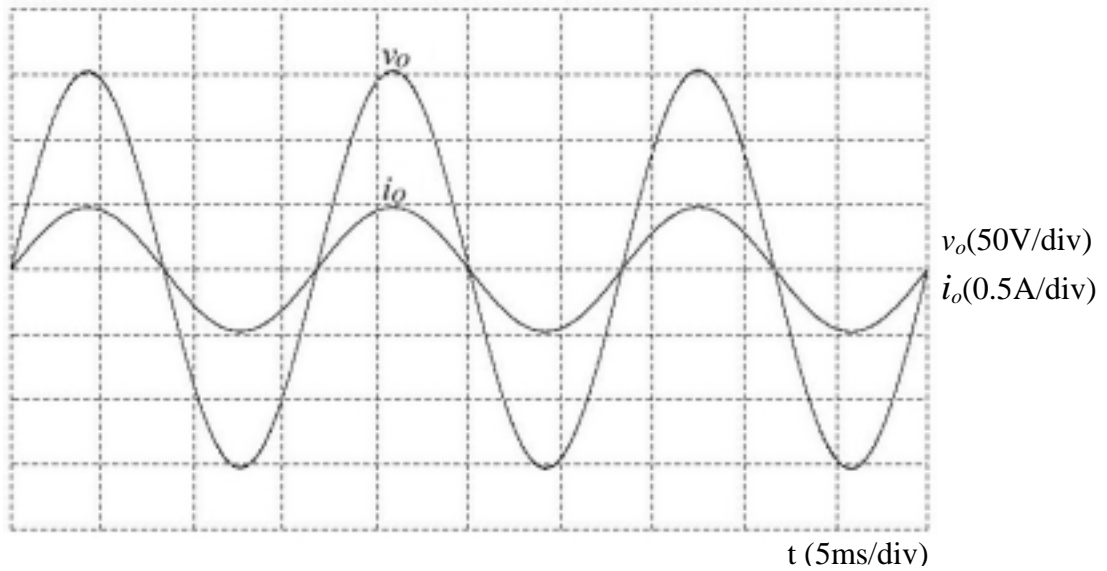
基於與 4.1 節同樣理由，所以本實驗先量測由太陽能板實際供給電源給系統，在不同負載下的實作結果，再以蓄電池供電，量測系統在滿載輸出功率為 150W 時的輸出結果。表 4-4 為本節實驗結果之圖號。

表 4-4 獨立運轉模式下實驗結果之圖號。

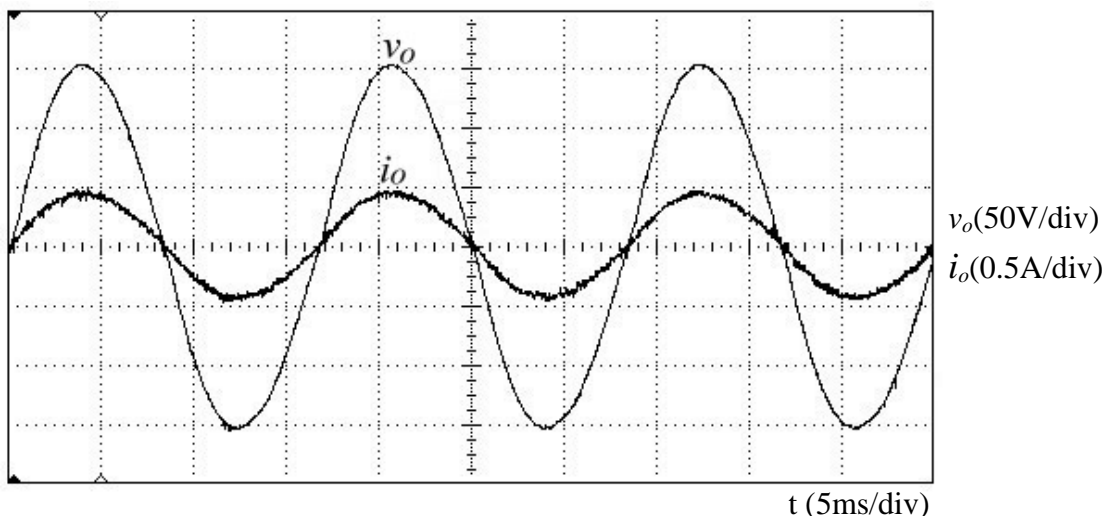
實驗測試項目	圖號
由太陽能板供電，輸出功率 40W	4-6
由太陽能板供電，輸出功率 80W	4-7
系統加載測試	4-8
系統減載測試	4-9
由蓄電池供電，輸出功率 150W	4-10
系統效率量測	4-11

圖 4-6 為系統在獨立運轉下輸出功率 40W 時，輸出電壓 v_o 及電感電流 i_o 的波型，其中(a)圖為模擬結果，(b)圖為實測結果，由圖中可看出變流器之輸出電壓為近似理想之 60Hz 正弦波，可證明此系統

確實可以將太陽能板輸出的直流電源，轉變成我們所希望的交流電源。



(a)



(b)

圖 4-6 獨立運轉模式下，輸出功率為 40W 時的輸出電壓與負載電流的波形，(a)模擬結果、(b)實測結果

圖 4-7 為系統在獨立運轉下輸出功率 80W 時，輸出電壓 v_o 及電感電流 i_o 的波型，其中(a)圖為模擬結果，(b)圖為實測結果，由圖中

可看出變流器之輸出電壓也為一近似理想之 60Hz 正弦波。

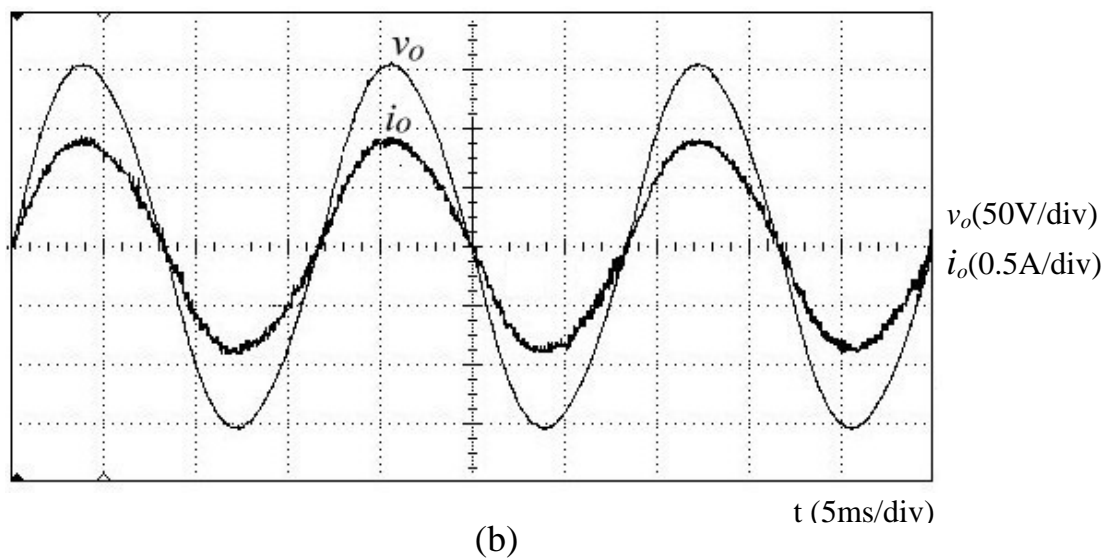
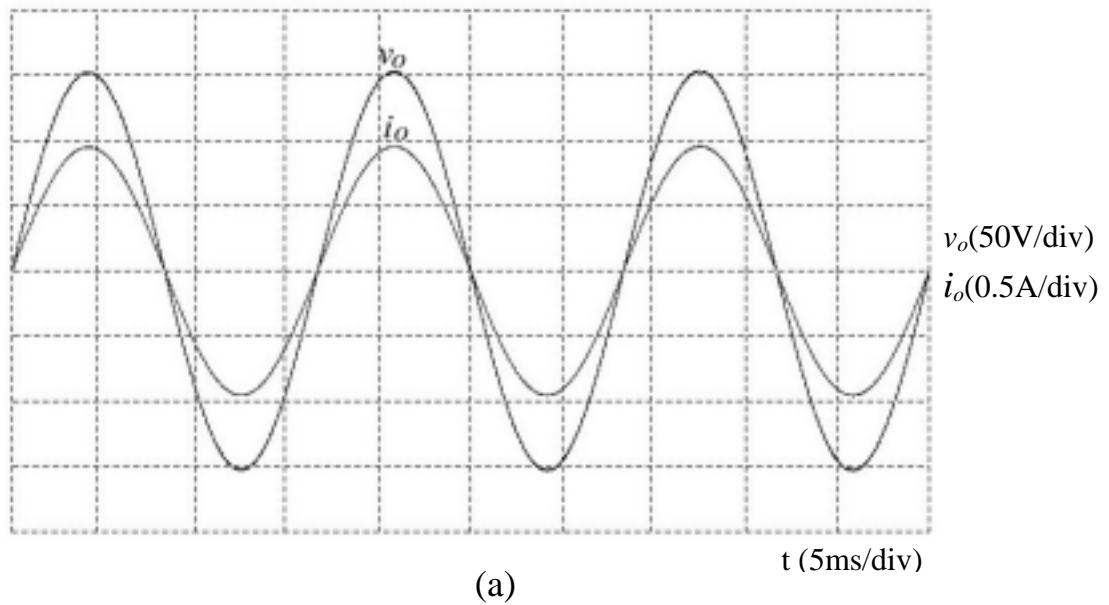


圖 4-7 獨立運轉模式下，輸出功率為 80W 時的輸出電壓與
負載電流的波形，(a)模擬結果、(b)實測結果

圖 4-8 與圖 4-9 為獨立運轉模式下負載變動時，輸出電壓 v_o 及電感電流 i_o 的波型，其中圖 4-8 為加載，圖 4-9 為減載，由圖中可看出系統在負載瞬間變動下有良好的暫態響應，但由圖中也顯示在實際的

電路測試下，加載瞬間會經過 3~4 個週期的突波電流之後才會達到穩態，但模擬波形並沒有此現象，這可能是由於本實驗是以燈泡做為負載，在加載瞬間會有突波電流來使燈泡達工作溫度，而模擬是以純電阻當負載而造成模擬與實測結果有所不同。

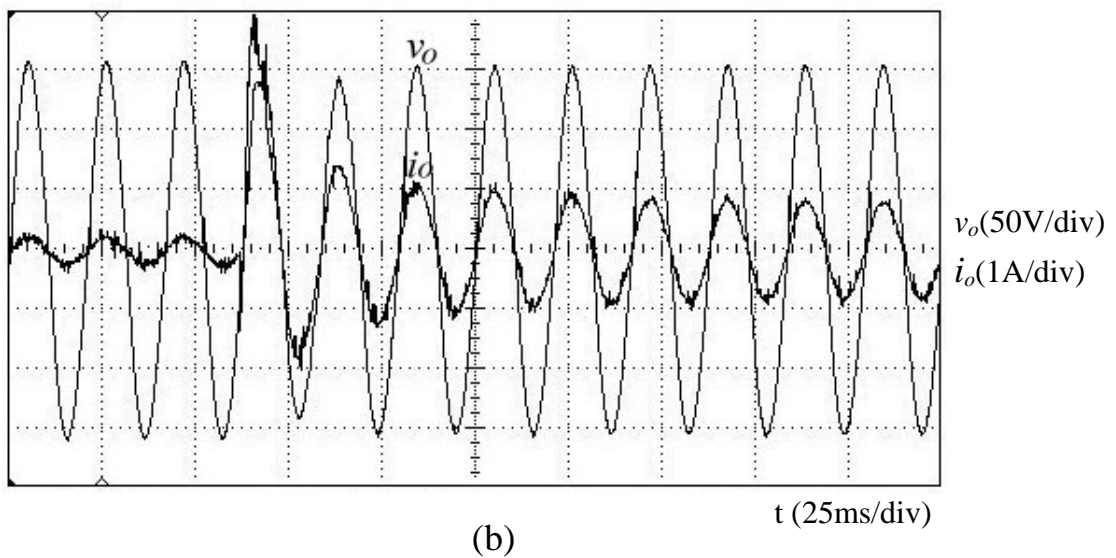
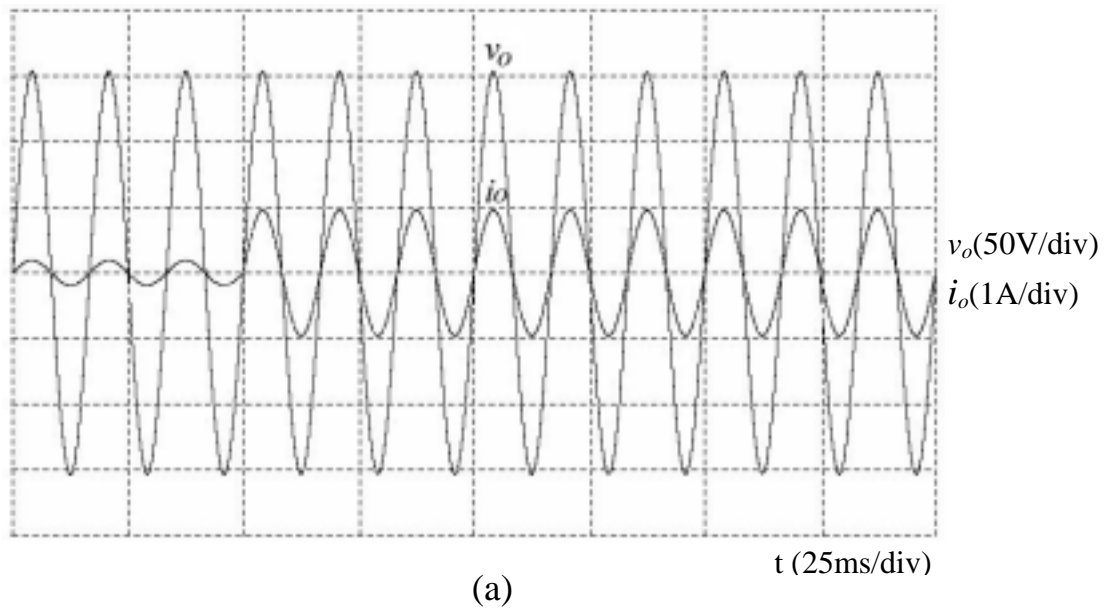


圖 4-8 獨立運轉模式下，負載加載時的輸出電壓與負載電流的波形，(a)模擬結果、(b)實測結果

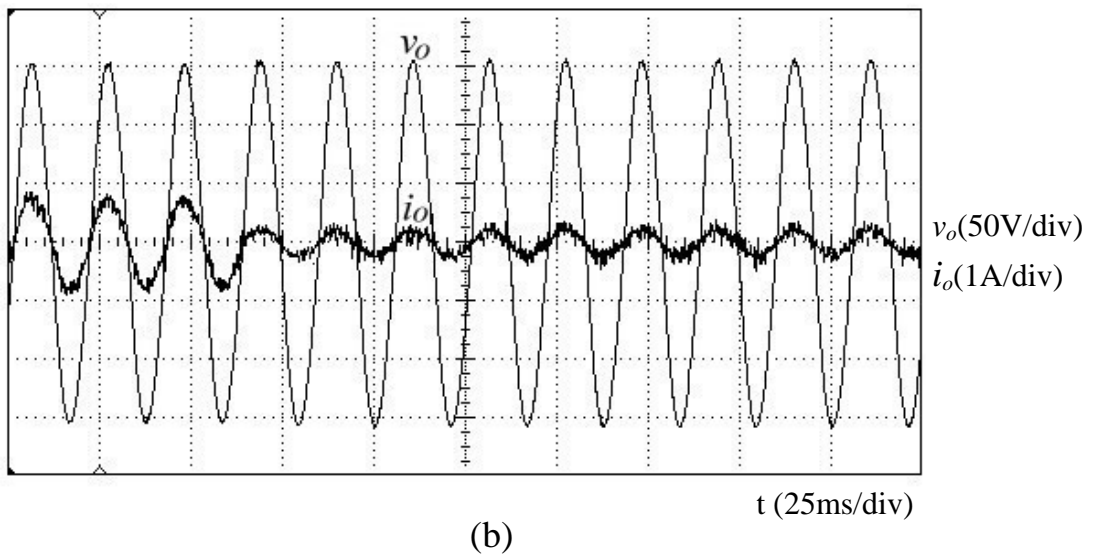
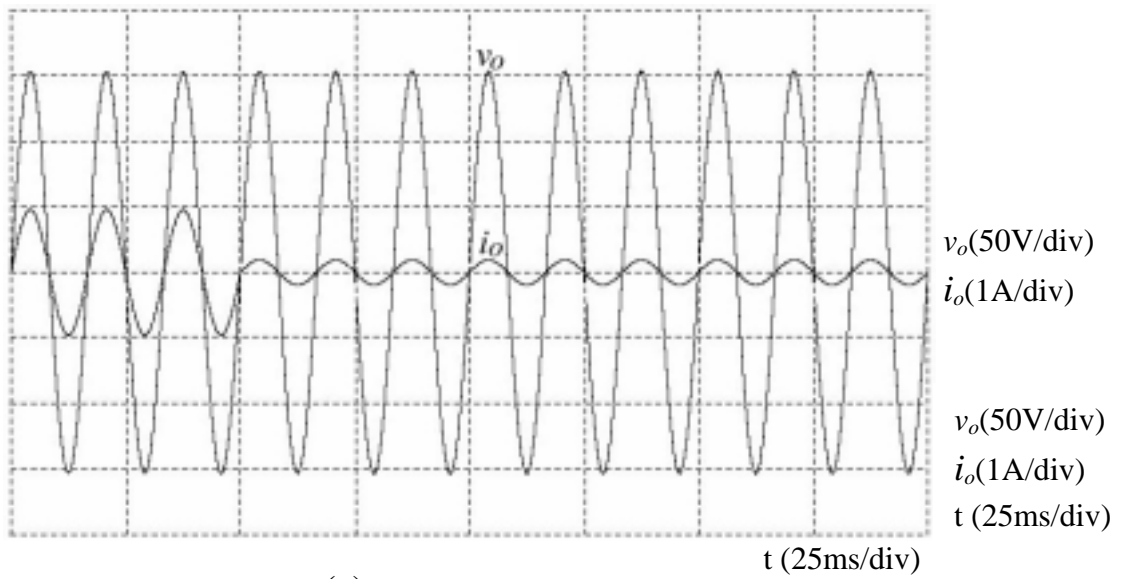


圖 4-9 獨立運轉模式下，負載減載時的輸出電壓與負載電流的波形，(a)模擬結果、(b)實測結果

圖 4-10 為由蓄電池供應電源給系統時，輸出功率為 150W 之輸出電壓 v_o 及電感電流 i_o 的波型，其中(a)圖為模擬結果，(b)圖為實測結果，由圖中可看出系統在滿載的輸出下，其輸出電壓已降到 108V，但其輸出波形還是為一 60Hz 的正弦波。

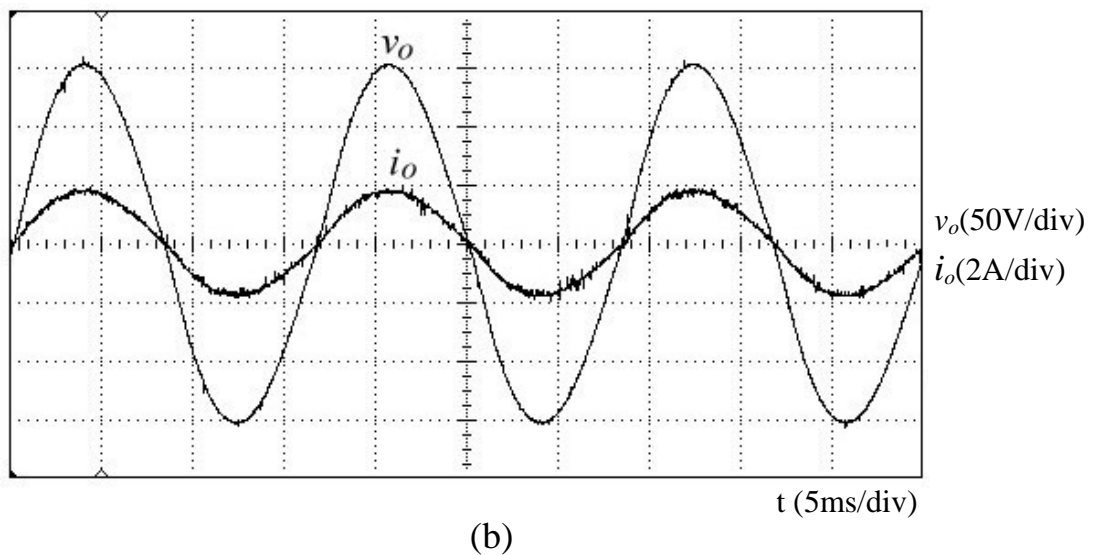
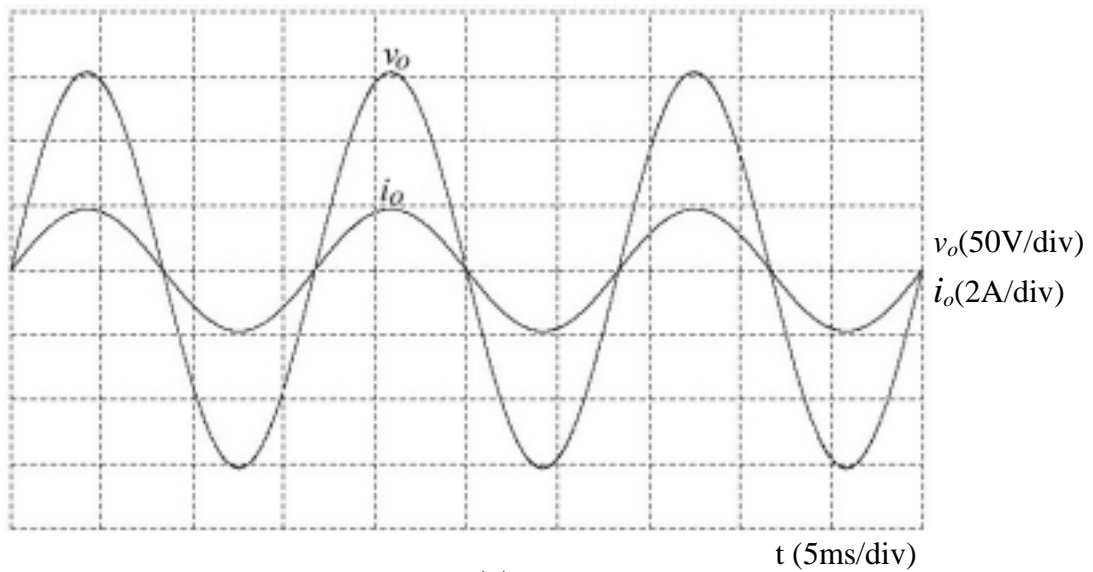


圖 4-10 獨立運轉模式下，輸出功率為 150W 時的輸出電壓與負載電流的波形，(a)模擬結果、(b)實測結果

表 4-5 為在不同輸出情況下輸出電壓的大小及電壓總諧波失真率的結果，由表 4-5 的結果，可看出系統在輸出功率較大時的電壓總諧波失真比輸出功率較小時稍微大些，但也在系統規格內；而輸出電壓在 40W 輸出下為 $109.5V_{rms}$ ，80W 輸出下降到 $109.2V_{rms}$ 。到了輸出功率為 150W 時，電壓已降到了 108V，雖然與 40W 或 80W 的輸出比起來，雖然電壓降的大小稍微多一點，但其電壓調整率還是小於 5%，也符合系統之規格。圖 4-11 為量測轉換器之輸出功率與轉換效率之關係圖，由圖中可看出系統轉換效率約在 75% 左右，以轉換效率觀點來看是偏低了一點，這有可能是因為本系統採用多級架構、直流升壓比太高及轉換器元件參數設計並非最佳的原因。

表 4-5 在不同輸出功率下輸出電壓的大小及總諧波失真率

輸出功率(W)	150	80	40
輸出電壓大小 V_{rms} (V)	108	109.2	109.5
電壓總諧波失真率 V_{THD} (%)	3.0	2.9	2.7

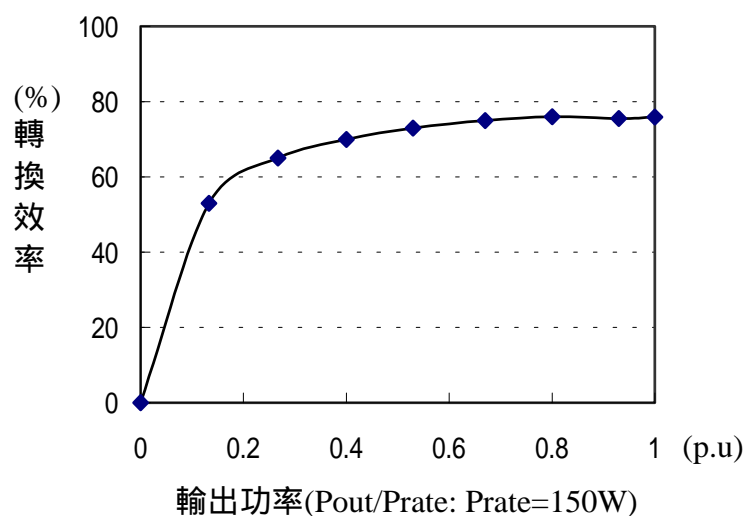


圖 4-11 轉換器輸出功率與轉換效率關係圖

4.3 孤島情況偵測與保護電路實驗結果

本節利用 3-1 節中所設計的偵測及保護電路，先利用電源產生器，產生各種不同電壓大小變化及頻率變化的波形，測試偵測電路的動作情形，再實際量測當市電中斷發生孤島情況時，保護電路的動作情形。表 4-6 為本節偵測與保護電路實驗結果之圖號。

表 4-6 偵測與保護電路實驗結果之圖號。

實驗項目	圖號
偵測電路過電壓測試	4-12、 4-13
偵測電路欠電壓測試	4-14、 4-15
偵測電路過頻率測試	4-16
偵測電路欠頻率測試	4-17
市電中斷，保護電路動作情形 1	4-18
市電中斷，保護電路動作情形 2	4-19

圖 4-12 與圖 4-13 為測試當市電電壓突然發生過壓時，偵測電路的動作情形；圖 4-14 與圖 4-15 為測試當市電電壓突然降低時，偵測電路的動作情形，由圖中可看出當電壓變化率越大時，偵測電路可以越快的偵測到市電的變化，使保護電路越快的做出反應。

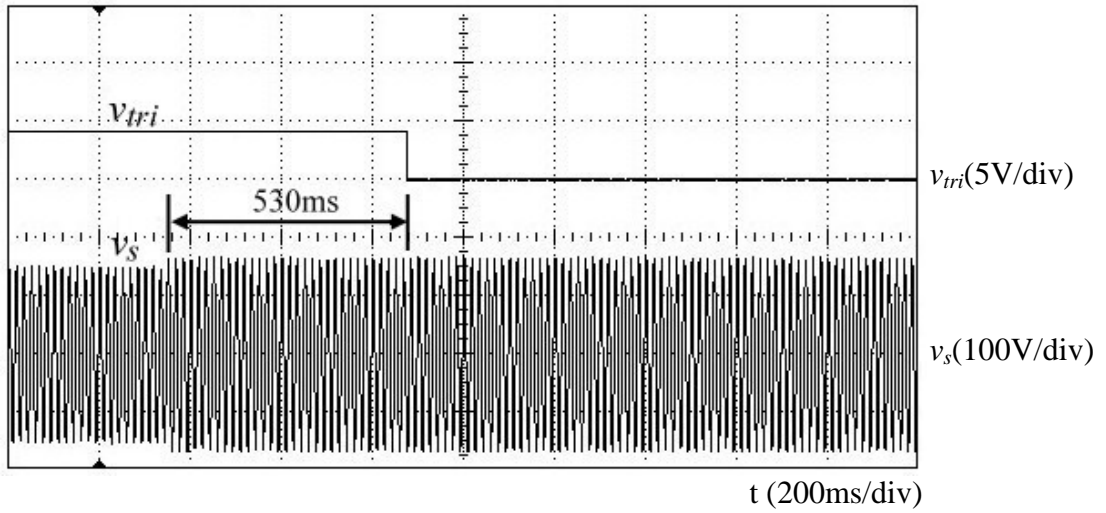


圖 4-12 測試當市電電壓由 110V 變化至 121V(過壓 10%)時，
偵測電路動作情形

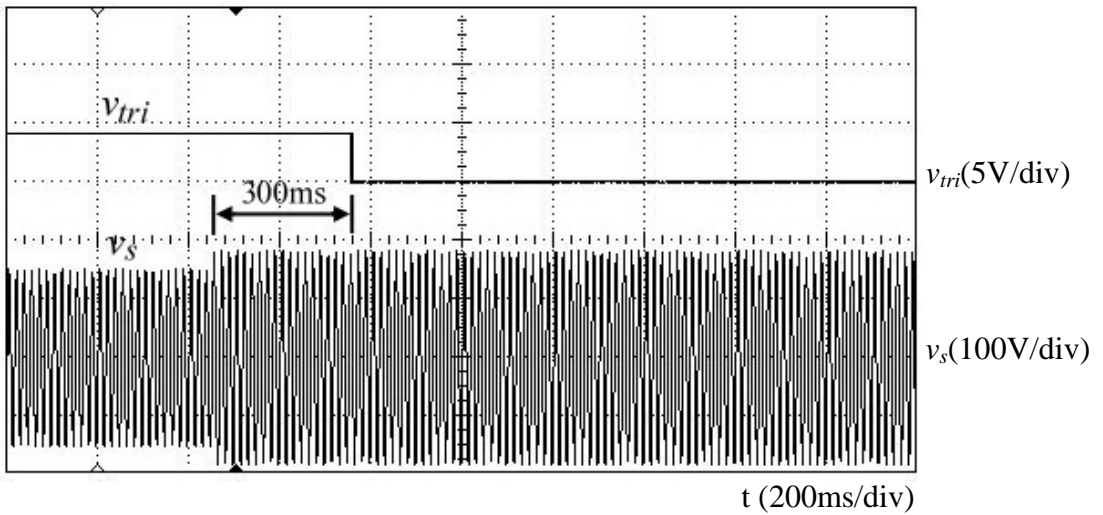


圖 4-13 測試當市電電壓由 110V 變化至 132V(過壓 20%)時，
偵測電路動作情形

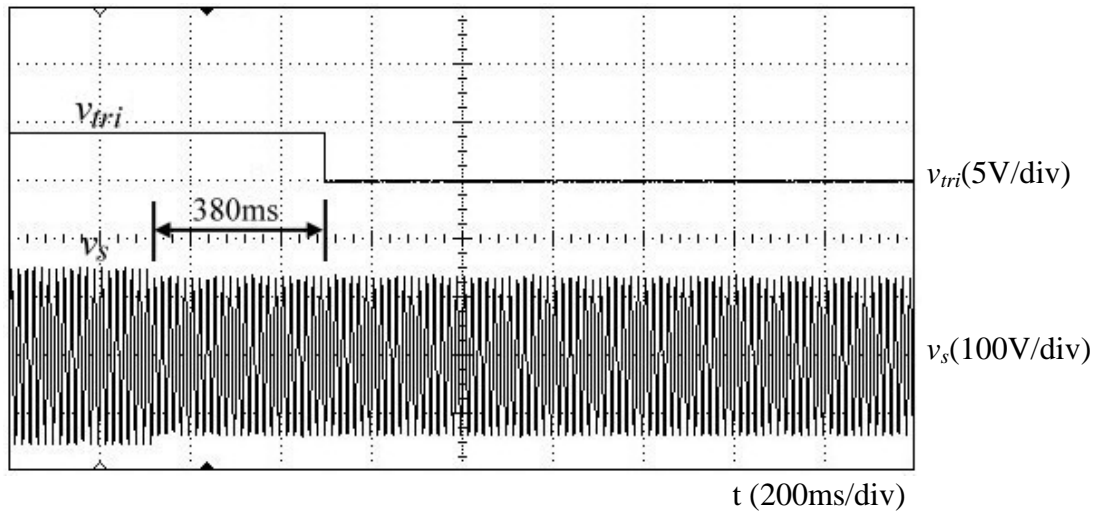


圖 4-14 測試當市電電壓由 110V 變化至 99V(欠壓 10%)時，
偵測電路動作情形

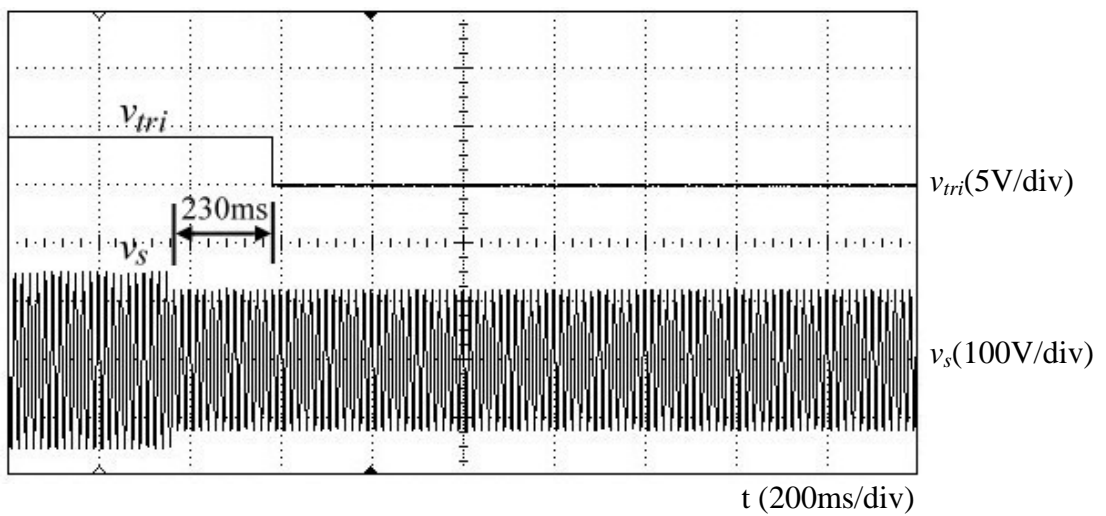


圖 4-15 測試當市電電壓由 110V 變化至 88V(欠壓 20%)時，
偵測電路動作情形

圖 4-16 為測試當市電電壓頻率升高時，偵測電路的動作情形；
圖 4-17 為測試當市電電壓頻率降低時，偵測電路的動作情形，由圖
中可看出當市電頻率變化時，偵測電路也會送出一觸發訊號。

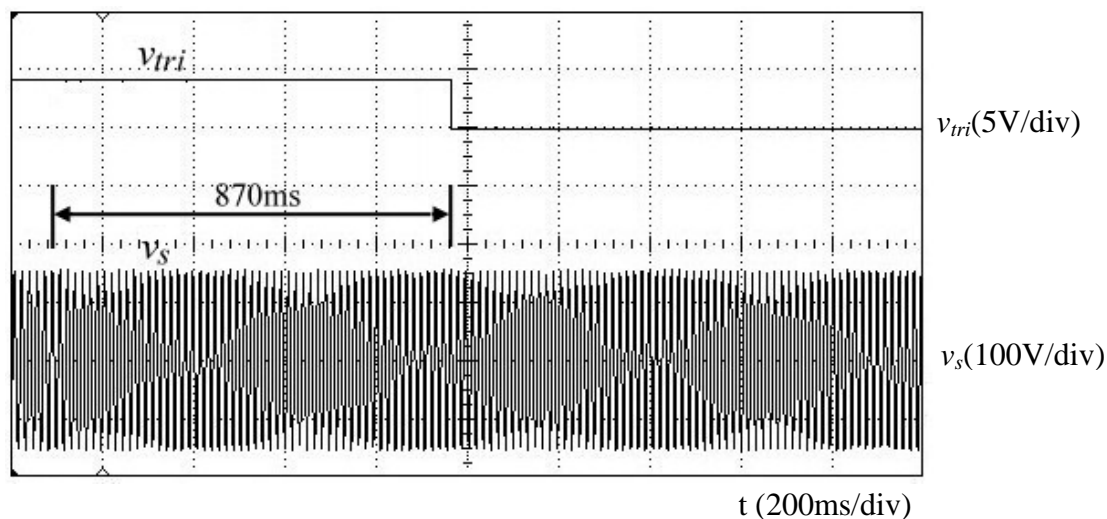


圖 4-16 測試當市電頻率由 60Hz 變化至 62Hz(過頻)時，
偵測電路動作情形

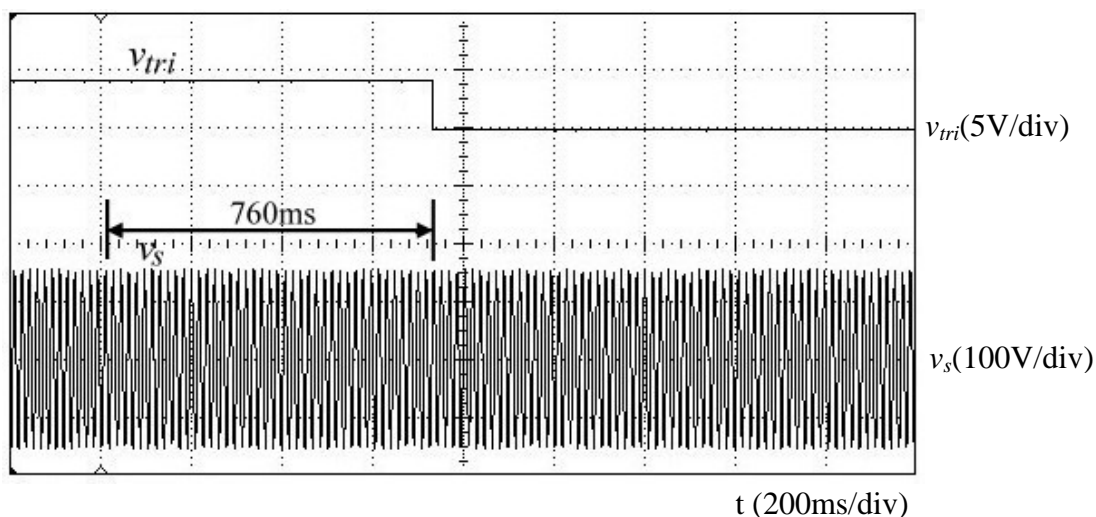


圖 4-17 測試當市電頻率由 60Hz 變化至 58Hz(低頻)時，
偵測電路動作情形

圖 4-18 與圖 4-19 為量測當系統與市電併聯運轉下，市電電壓突然中斷時，偵測電路的動作情形，由圖中可發現當市電中斷時，不管是市電是過電壓或低電壓偵測電路都會如我們所預期的送出一觸發訊號，停止直流電壓轉換器及變流器的輸出。

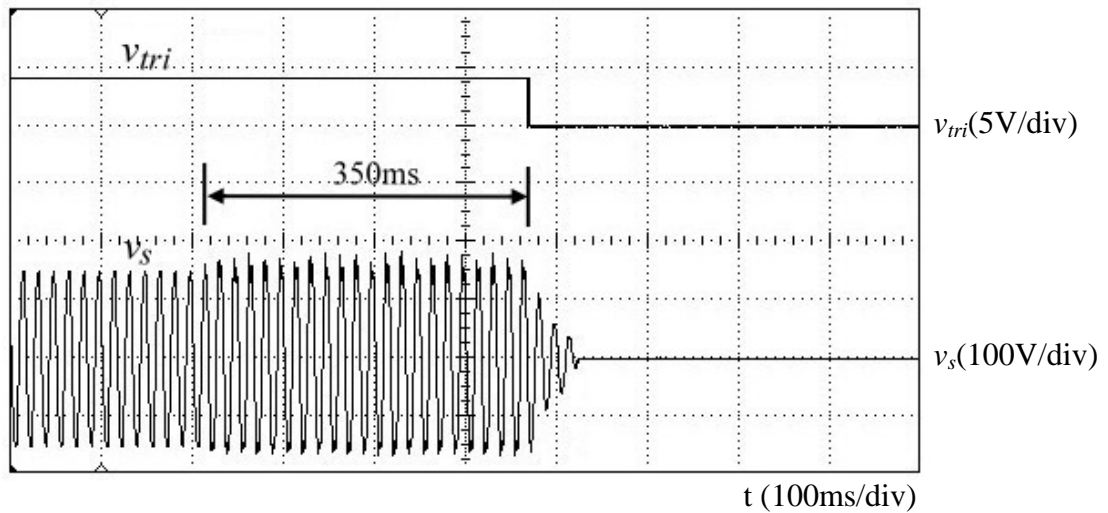


圖 4-18 當市電 v_s 中斷時，保護電路實測波形 1

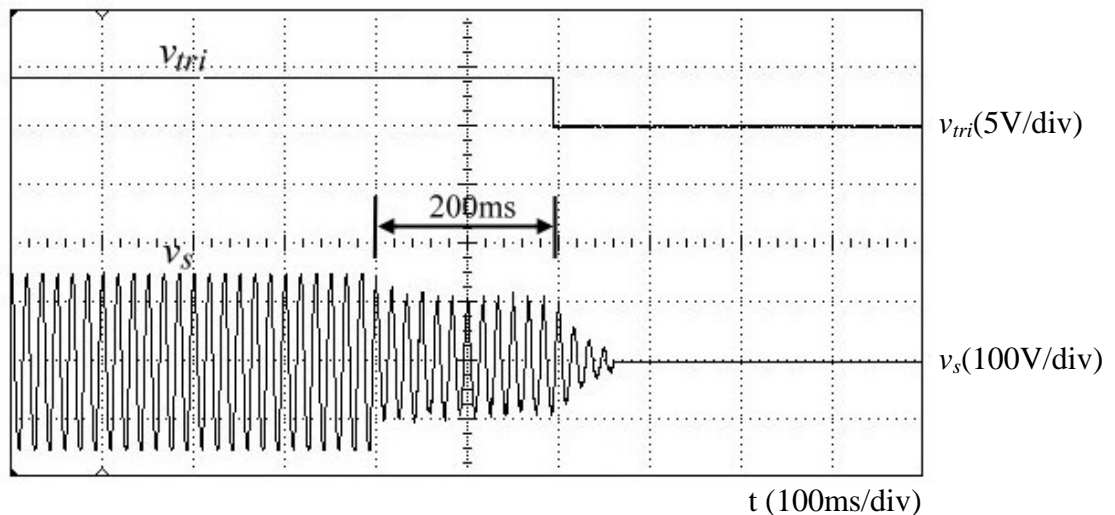


圖 4-19 當市電 v_s 中斷時，保護電路實測波形 2

第五章 結論及未來研究方向

5.1 結論

太陽能為目前最有可能實用化的能源，所以如何發展太陽能發電系統為一重要課題。太陽能發電系統中除了太陽電池模組外，其所需的電能轉換器亦扮演重要角色，轉換器除了能將太陽電池所發出能量轉換成一般負載所使用電力之規格外，一般還必須搭配其它能源系統，使其在夜晚或低日照的情況下也能供給負載使用。

本論文分析與設計一 150W 之太陽光電能轉換器，電路架構的設計主要由推挽式直流-直流電壓轉換器及單相全橋式變流器所組成，此方式可降低轉換器的輸入工作電壓，使得太陽能電池模組的組裝方式更有彈性，以提供不同地方的需求。在變流器的控制上分別藉由變流器之電壓源型電流控制及電壓控制，使系統能達到系統與市電併聯供電或獨立供電之目的，以提高其適用範圍。並加入系統過欠電壓及過欠頻率偵測，以防止孤島情況的發生。論文中詳述轉換器每一功能的操作原理，配合控制理論加以分析設計電路。

本論文所安裝之太陽能電池模組在一般的天氣狀況下，其輸出電壓約在直流 20-35V 之間，因此本論文利用推挽式直流-直流電壓轉換器將電壓提升到直流 160V-280V 之間，再利用變流器作輸出。由模擬與實作結果中可驗證，本文所製作之太陽光電能轉換器確實可以操作在併聯市電運轉模式，配合最大功率追蹤的方式將太陽能電池模組所產生之能量利用本系統轉換與市電併聯，將能量傳送回市電或一起供給負載使用，並加入了簡單的保護裝置，以提高安全性；而操作在

獨立運轉模式下，可以將太陽能電池模組所產生之能量直接轉換成交流 60Hz、110V 之電力，提供一般小型的負載使用。由前面之實驗結果可驗證本文所提之電路架構及控制策略的可行性。

5.2 未來研究方向

本論文之小型太陽光電能能量轉換器雖可達成最大功率追蹤控制，併聯市電運轉及獨立運轉等功能，然由本文前幾章之分析與研究可以得知，本系統還有許多未達完善之處，所以未來應可朝下列幾點目標發展：

1. 增加轉換器使用率：由於本系統在日照低落或夜晚時即無法運作，這對既有的切換元件及控制電路無疑是一大浪費，所以若能使轉換器在這些情況下可轉作它種用途，這不但可以提高轉換器的使用率，也可以增加系統的功能。
2. 轉換效率的提升：由實作結果發現，本系統的轉換效率約只有 75% 左右，略嫌偏低，這有可能是因為本系統採用多級架構，並且直流升壓比太高及轉換器元件參數設計並非最佳所造成，所以若要再提高轉換效率，未來可朝改善升壓轉換器效率的方向著手或直接找尋更高效率的升壓轉換器架構。
3. 孤島情況的防止與偵測：本系統雖然使用過欠電壓及過欠頻率偵測電路，以偵測孤島效應的發生，但如果孤島情況發生時，系統的電壓及頻率變動不大情況下，偵測電路就無法動作，所以未來或許可以加入更有效的偵測方法，以避免此情形發生。

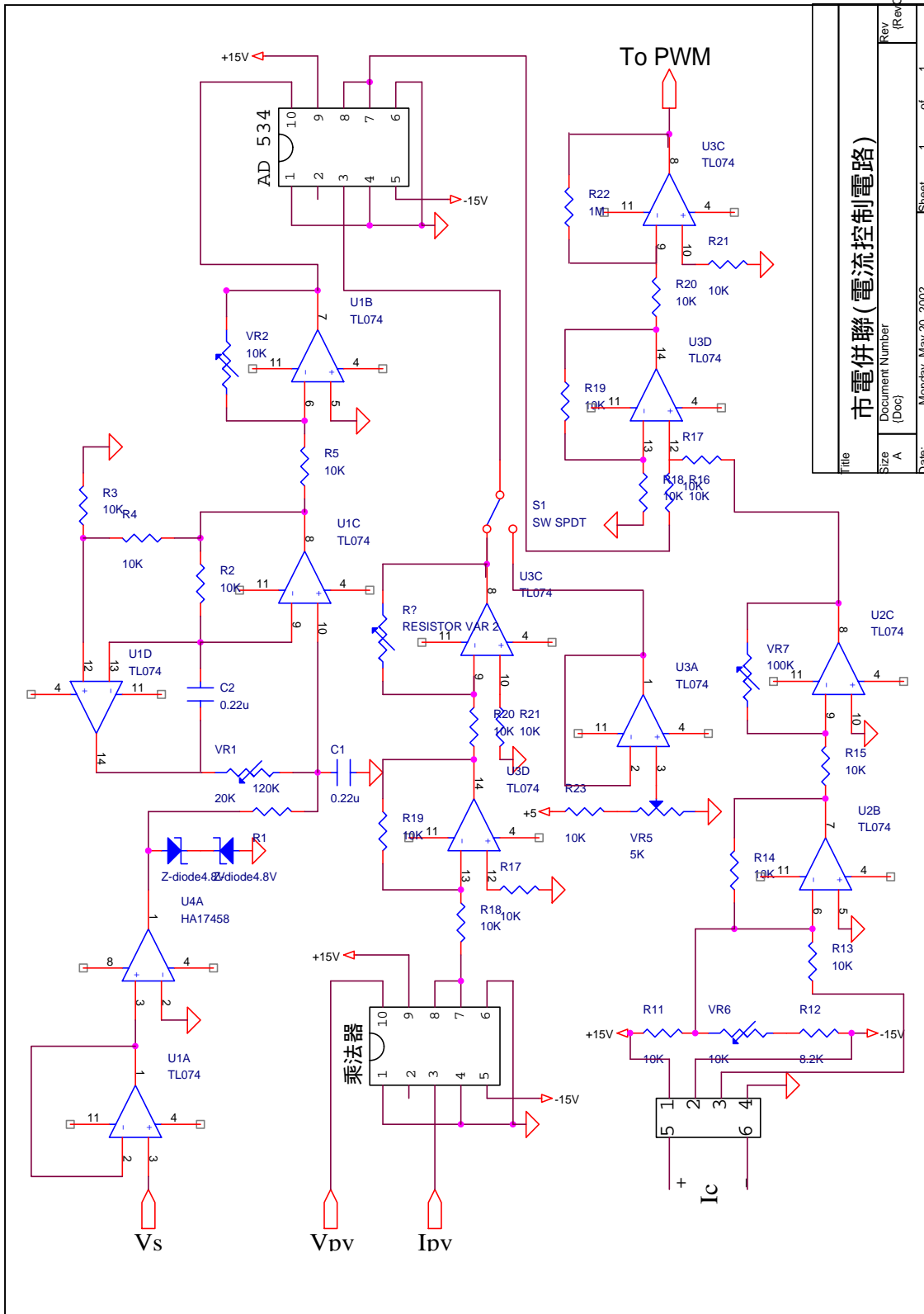
參考文獻

- [1] Choi Mong Ping and Andrew Tan, "Photovoltaics Demonstration Projects," *Proceedings of IEEE EMPD '98*, Vol. 2, pp.637–643, 1998.
- [2] M. Meinhardt, G. Cramer, "Past, Present and Future of Grid Connected Photovoltaic- and Hybrid-Power-Systems," *Proceedings of IEEE Power Engineering Society Summer Meeting*, vol.2, pp. 1283-1288, 2000.
- [3] Allen M. Barnett, "Solar Electric Power for a Better Tomorrow," *Conference Record of IEEE Photovoltaic Specialists Conference*, pp.1-8, May 1996,.
- [4] 林瓊輝, "國內太陽電池產業發展契機與系統應用機能", *電力電子技術*, pp. 16-19, 1999年8月。
- [5] J. P. Benner, L. Kazmerski, "Photovoltaics Gaining Greater Visibility," *IEEE Spectrum*, vol. 26, pp. 34–42, Sep 1999.
- [6] K. H. Hussein, I. Muta, T. Hoshino and M. Osakada, "Maximum Photovoltaic Power Tracking: an Algorithm for Rapidly Changing Atmospheric Conditions," *IEEE Proc. Gener. Transm. Distrib.*, Vol. 142, No. 1, pp.59-64, Jan 1995.
- [7] J. H. R Enslin, and D.B.Snyman, "Combined Low-Cost, High-Efficient Inverter, Peak Power Tracker and Regulator for PV Applications," *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 6, No. 1, pp.73-82, Jan. 1991.
- [8] R. J. Hacker, D. K. Munro, and J. M. Thomycroft, "Small Grid-Connected Solar Photovoltaic Generators in the UK," *International Conference on Renewable Energy-clean Power 2001*, pp. 61-66, 1993.
- [9] J. J. Bzura, "Performance of Grid-Connected Photovoltaic Systems on Residences and Commercial Building in New England," *IEEE Trans. on Energy Conversion*, Vol. 7, No. 1, pp. 79-82, March 1992.
- [10] S. J. Chiang, K. T. Chang, and C. Y. Yen, "Residential Photovoltaic Energy Storage System," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol.45, No. 3, pp.385-394, June 1998.
- [11] K. Harada and G. Zhao, "Controlled Power Interface Between Solar Cells and AC Source," *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 8, No. 4, pp. 654-662, Oct. 1993.
- [12] A. Lohner, T. Meyer, and A. Nagel, "A New Panel-Integratable Inverter Concept for Grid-Connected Photovoltaic Systems," *Proceedings of IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, Vol. 2, pp. 827-831, June 1996.
- [13] U. Herrmann and H. G. Langer, "Low Cost DC to AC Converter for Photovoltaic Power Conversion in Residential Applications," *Proceedings of IEEE PESC '93*, pp. 588-594, June 1993.
- [14] K. Matsui, I. Yamamoto, S. Hirose, K. Ando and T. Kobayashi, "Utility-Interactive Photovoltaic Power Conditioning Systems with Forward Converter for Domestic Applications." *IEE Proc-Electr. Power Appl.*, Vol.147, No. 3, pp.199-205, May 2000.
- [15] M. Andersen and T. B. Alvsten, "200W Low Cost Module Integrated Utility Interface for Modular Photovoltaic Energy Systems," *Proceedings of IECON '95*, Vol. 1, pp. 572-577, Nov. 1995.
- [16] M. N. Mather, M. Malengret, and J C Le Clair, "110W Low Cost, Efficient PV-Grid Interface for Rural Electrification," *Proceedings of International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives*, No. 475, pp. 136–139, Sep. 2000.

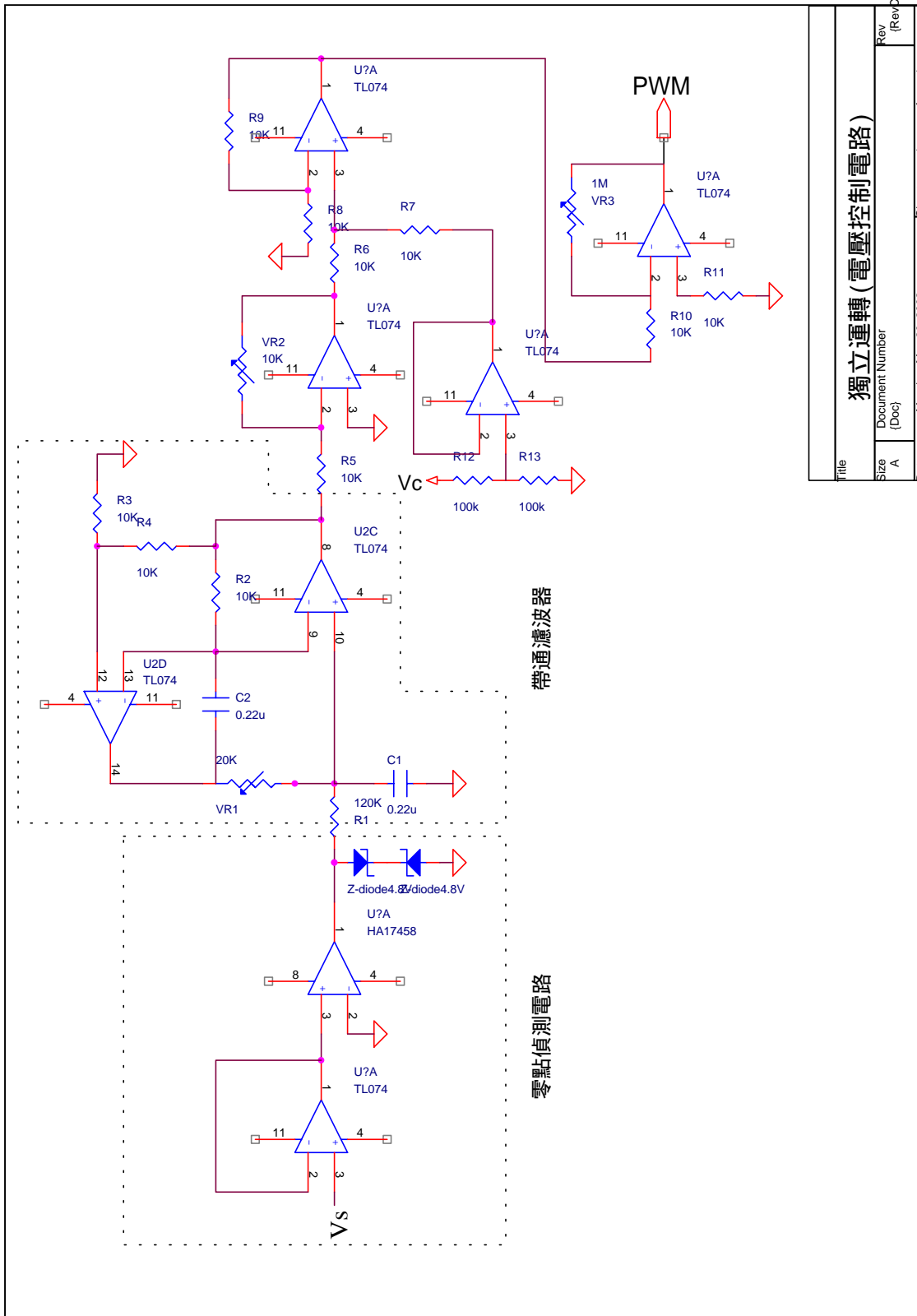
- [17] N. Kasa, T. Iida, and H. Iwamoto, "An Inverter Using Buck-Boost Type Chopper Circuits for Popular Small-Scale Photovoltaic Power System," *Proceedings of IECON '99*, vol. 1, pp.185 –190, 1999.
- [18] K. Hirachi and Y. Tomokuni, "Improved Control Strategy to Eliminate the Harmonic Current Components for Single-Phase PWM Current Source Inverter," *Proceedings of Power and Energy Systems in Converging Markets*, pp. 189-194, Oct. 1997.
- [19] 歐宏麟, "太陽電池供電系統控制器之研製", 電力電子技術, pp. 35-60, 1995年4月。
- [20] S. Nonaka, "A Utility-Connected Residential PV System Adapted a Novel Single-Phase Composite PWM Voltage Source Inverter," *Proceedings of IEEE WCPEC*, Vol. 1, pp. 1064-1068, Dec. 1994.
- [21] S. Nonaka and Y. Neba, "Single-Phase Composite PWM Voltage Source Converter," *Proceedings of IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, Vol. 2, pp. 761-768, Oct. 1994.
- [22] S. Kim, Gwonjong Yoo, and Jinsoo Song, "A Bifunctional Utility Connected Photovoltaic System with Power Factor Correction and U.P.S. Facility," *Photovoltaic Specialists Conference*, pp. 1363 -1368, 1996.
- [23] K. Hirachi, T. Mi, and T. Nakashibe, "Utility-Interactive Multi-Functional Bidirectional Converter for Solar Photovoltaic Power Conditioner with Energy Storage Batteries," *Proceedings of IEEE JECOM '96*, Vol. 3, pp. 1693-1698, Aug. 1996.
- [24] S. Suresh Babu and S. Palanichamy, "PC Based Controller for Utility Interconnected Photovoltaic Power Conversion Systems," *Proceedings of International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems for Industrial Growth*, Vol.1, pp. 101-106, Jan. 1996.
- [25] 黃慶連, 白富升, 蔡明村, 黃世杰, "電流控制變流器之光伏系統孤島行為之研究", 第十九屆電力工程研討會論文集, pp. 636-640, 1998年。
- [26] Ghali and F. M. A, "A Combined Technique for Elimination of Islanding Phenomenon [Grid-Connected Power Systems]," *Proceedings of IEEE Photovoltaic Specialists Conference*, pp. 1473 –1476, 1996.
- [27] A. Kitamura, M. Okamoto, F. Yamamoto, K. Nakaji, H. Matsuda, and K. Hotta, "Islanding Phenomenon Elimination Study at Rokko Test Center," *Conference Record of IEEE Photovoltaic Specialists Conference*, vol. 1, pp.759-762, 1994.
- [28] H. Kobayashi, K. Takigawa, E. Hashimoto, A. Kitamura, and H. Matsuda, "Method for Preventing Islanding Phenomenon on Utility Grid with a Number of Small Scale PV Systems," 1991., *Conference Record of IEEE Photovoltaic Specialists Conference*, pp.695-700, 1991.
- [29] 吳財福, 何佩怡, "太陽能與市電併聯之單獨運轉現象探討", 電力電子技術, pp. 54-64, 1999年。
- [30] Z. Salameh, F. Dagher and W. A. Lynch, "Step-Down Maximum Power Point Tracker for Photovoltaic System," *Solar Energy*, Vol. 46, No. 1, pp. 278-282, 1991.
- [31] 何信龍, 關侃勝, 蔡慶龍, 吳黎明, "太陽能電力轉換器與最大功率追蹤", 第十七屆電力工程研討會論文集, pp. 787-791, 1996年。
- [32] C. R. Sullivan, M. J. Powers, "A High-Efficiency Maximum Power Point Tracker for Photovoltaic Arrays in a Solar-Power Race Vehicle," *IEEE PESC'93*, pp.574-580, 1993.
- [33] J.H.R. Enslin, "Maximum Power Point Tracking: A Cost Saving Necessity in

- Solar Energy Systems," *Conference of IEEE IECON*, vol.2, pp.1073 -1077, 1990.
- [34] M. Matsui, T. Kitano, De-hong Xu and Zhong-qing Yang," A New Maximum Photovoltaic Power Tracking Control Scheme Based on Power Equilibrium at DC Link," *Proceedings of Industry Applications Conference*, vol. 2, pp. 804 -809, 1999.
- [35] J. Gow, and C. D. Manning," Controller Arrangement for Boost Converter Systems Sourced from Solar Photovoltaic Arrays or Other Maximum Power Sources," *IEE Proceedings-Electric Power Applications*, vol. 147, pp.15-20, Jan. 2000.
- [36] M. El-Shibini, A. Rakha and H. H.," Maximum Power Point Tracking Technique," *Proceedings of MELECON '89*, pp. 21-24, 1989.
- [37] C. Y. Won, D. H. Kim, S. C. Kim, W. S. Kim and H. S. Kim," A New Maximum Power Point Tracker of Photovoltaic Arrays Using Fuzzy Controller," *Proceedings of the IEEE Power Electronics Specialists Conf.*, vol. 1, pp.396-403, June 1994.
- [38] Ching-Tsai Pan, Jeng-Yue Chen, Chin-Peng Chu, and Yi-Shuo Huang," A Fast Maximum Power Point Tracker for Photovoltaic Power Systems," *Proceedings of IECON '99*. Vol. 1, pp. 390-393, 1999.
- [39] 梁適安, "交換式電源供給器之理論與設計實務", 全華出版社, 民國 83 年 8 月
- [40] Mohan, Undeland and Robbins," *Power Electronics*," John Wiley & Sons Inc., 1995.
- [41] T. Takiebayashi and H. Nakata, "New Current Feed Back Control Method for Solar Energy Inverter Using Digital Signal Processor," *Proceedings of PCC '97*, Vol. 2, pp. 687-690, Aug. 1997.
- [42] H. Shinohara, K. Kimoto, T. Itami, T. Ambou, and C. Okado, "Development of a Residential Use Utility Interactive PV Inverter with Isolation Transformer-less Circuit--Development Aspects," *Proceedings of IEEE WCPEC*, Vol. 1, pp. 1216-1218, Dec. 1994.
- [43] M. Yamaguchi, K. Kawarabayashi, and T. Takuma," Development of a New Utility - Connected Photovoltaic Inverter Line Back," *Proceedings of Intelec. 94*, pp. 676-682, Nov. 1994.
- [44] 黃慶連、蔡明村、林清一、蔡文蔭, "光伏系統併入電力線之應用研究", 第十七屆電力工程研討會論文集, pp. 772-776, 1996 年。
- [45] 糜自強, "數位化光伏能量轉換系統之研究", 國立成功大學碩士論文, 中華民國 89 年。
- [46] 黃慶連、林清一、蔡明村、袁成明、蔡文蔭, "一種小型光伏能量轉換系統之研究", 第十六屆電力工程研討會論文集, pp. 244-248, 1995 年。
- [47] 劉智仁, "數位式太陽光電能供電系統之研製", 國立中正大學碩士論文, 中華民國 88 年。
- [48] Cruz Martins, D. Demonti, R. Barbi, and I.," Usage of The Solar Energy From the Photovoltaic Panels for the Generation of Electrical Energy," *Telecommunication Energy Conference*, pp. 6-9, June 1999.
- [49] J. A. Gow, and C. D. Manning," Development of a Model for Photovoltaic Arrays Suitable for Use in Simulation Studies of Solar Energy Conversion Systems," *Proceeding of International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives*, No. 429, pp. 69-74, Sep.1996.

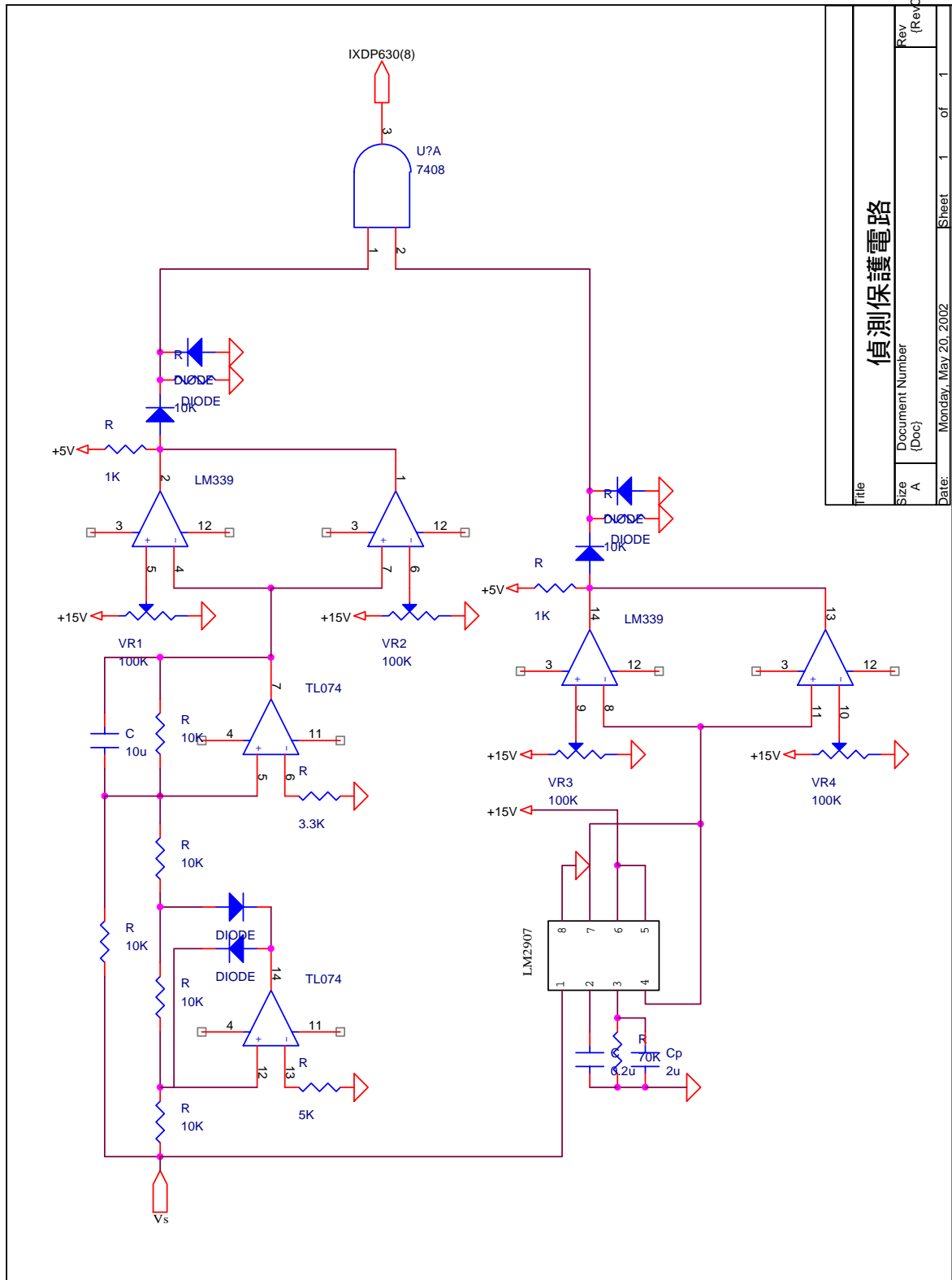
附錄A硬體線路圖



Title		Rev (Rev Code)	
市電併聯(電流控制電路)		A	
Document Number		Date	
A		Monday, May 20, 2002	
Sheet		1 of 1	

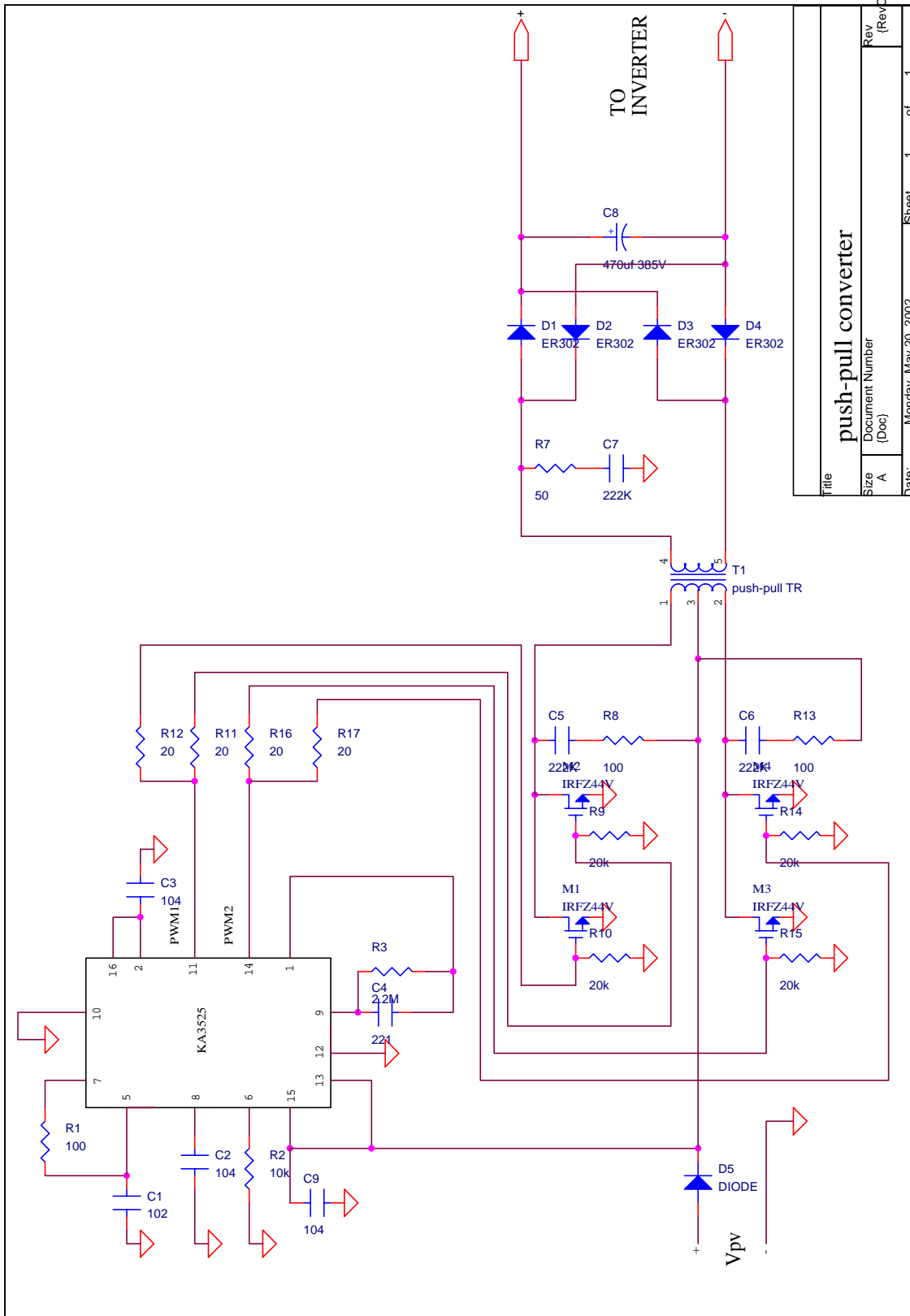


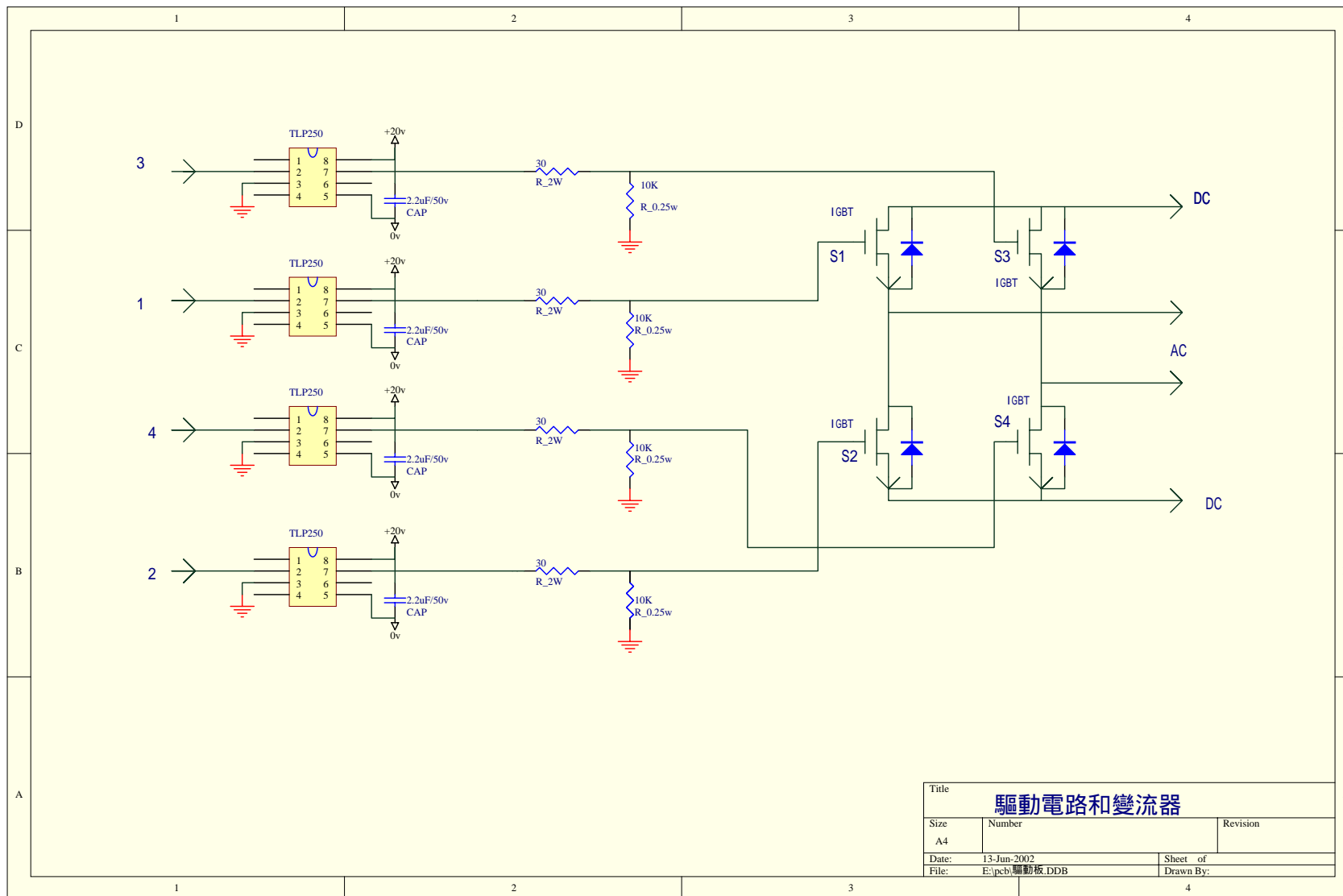
Title		獨立運轉 (電壓控制電路)	
Size	Document Number	Rev	(RevCode)
A			
Date:	Monday, May 20, 2002	Sheet	1 of 1



Title		Rev
Size		(RevCode)
Document Number		
Date: Monday, May 20, 2002		
Sheet	1	of 1

偵測保護電路





Title		
驅動電路 and 變流器		
Size	Number	Revision
A4		
Date:	13-Jun-2002	Sheet of
File:	E:\pcb\驅動板.DDB	Drawn By:

