

國立交通大學

電控工程研究所

碩士論文

以三階層升壓電路實現
太陽能供電之獨立直流微電網系統

Implementation of Stand-Alone DC Microgrid System Fed by
Solar Power with Three-Level Boost Converter

研 究 生：林 文 仁

指 導 教 授：陳 鴻 祺 博 士

中 華 民 國 一 百 零 一 年 十 一 月

以三階層升壓電路實現
太陽能供電之獨立直流微電網系統

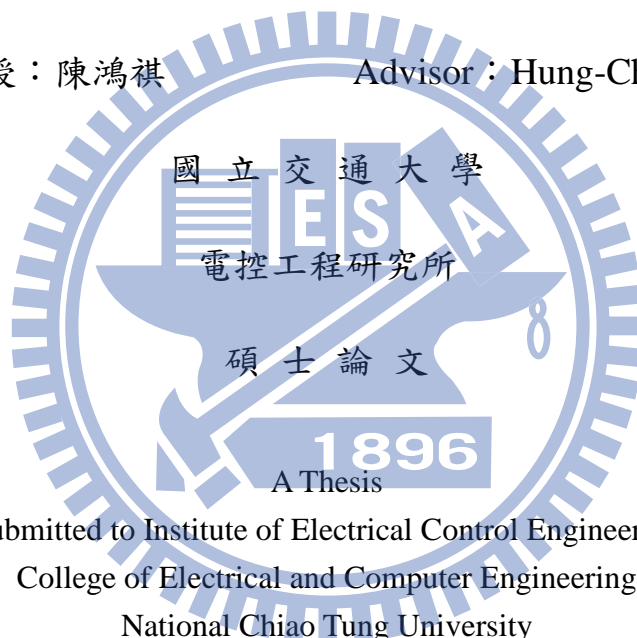
Implementation of Stand-Alone DC Microgrid System Fed by
Solar Power with Three-Level Boost Converter

研 究 生：林文仁

Student：Wen-Jan Lin

指導教授：陳鴻祺

Advisor：Hung-Chi Chen



Submitted to Institute of Electrical Control Engineering
College of Electrical and Computer Engineering
National Chiao Tung University
in partial Fulfillment of the Requirements
for the Degree of
Master
in

Electrical Control Engineering

November 2012

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國一百零一年十一月

以三階層升壓電路實現 太陽能供電之獨立直流微電網系統

研究生：林文仁

指導教授：陳鴻祺 博士

國立交通大學電控工程研究所

摘要

本文描述以三階層升壓電路實現太陽能供電之獨立直流微電網系統，以回授單一電流應用於三階層升壓電路實現最大功率點追蹤(MPPT)並解決於三階層升壓電路中上下電容電壓不平衡問題。在獨立直流微電網系統設計中，使用雙開關雙向直流電流轉換器，在太陽能穩定維持最大功率輸出下，維持直流微電網電壓。本文以 FPGA (Field Programmable Gate Array) 晶片硬體電路實現演算法及控制器。

Implementation of Stand-Alone DC Microgrid System Fed by Solar Power with Three-Level Boost Converter

Student : Wen-Jan Lin

Advisor : Hung-Chi Chen

Institute of Electrical Control Engineering
National Chiao Tung University

Abstract

In the thesis, the stand-alone DC microgrid system fed by solar power with three-level boost converter is studied. Only inductor current is sensed to implement maximum power point tracking (MPPT) and voltage balance control for three-level boost-type circuit. In order to regulate the voltage of the stand-alone DC microgrid system, a two-switch bidirectional DC/DC converter with battery is included. All the algorithms and controllers are implemented in Field Programmable Gate Array (FPGA).

致謝

首先我要感謝我的指導教授陳鴻祺博士，感謝他在我研究所兩年的指導與照顧。於本文創立的時候給予我的教誨，一路上細心的帶領使本論文得以順利完成。在老師的指導下，不僅在知識上，還是做人的態度上，面對問題解決的能力上，都給予我非常顯著的幫助。培養我的專業知識，也更深刻的體會自己的不足，需要多方的學習與調整，在此對老師致上由衷的感謝。

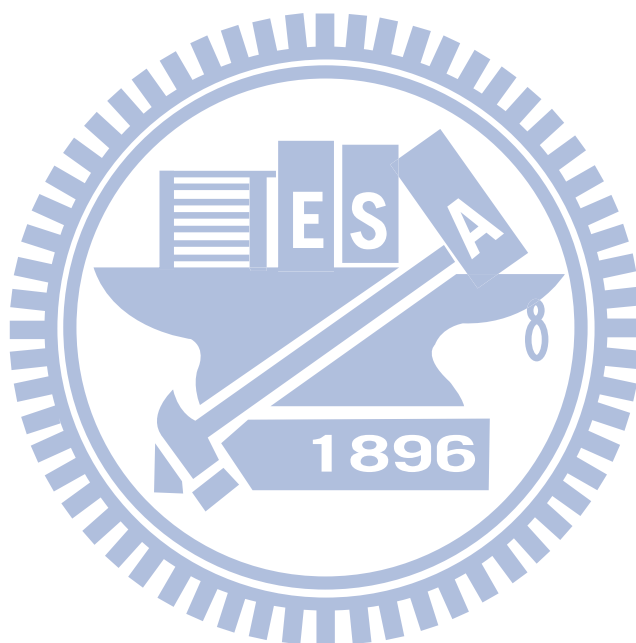
感謝 613 實驗室的各位，在這兩年的研究生涯中，在實驗室認識了許多的朋友，在朝夕相處切磋琢磨之間，使我在各方面都有進步。感謝子安、崇賢、振宇、智豪、宏和、威諭以及修哲學長對我的提攜，與你們相處及教導是快樂的。感謝同學志軒，在課業及研究上我們相互的砥礪。感謝宗辰、韶儒、又瑋、起行、大開、立明學弟，讓我在研究生活中，充滿樂趣及歡樂，沒有你們，研究的生涯是單調而苦悶的。最後感謝我的爸爸、媽媽、哥哥、姐姐及朋友們，一直以來在我成長的路上對我的支持，給予我正確的人生觀念以及精神上的依靠，使我能夠專心的在學業上努力。感謝在一路上陪伴著我的各位，在各方面對我的支持，使我成長，謝謝你們。

目錄

摘要.....	i
Abstract.....	ii
致謝.....	iii
目錄.....	iv
圖目錄.....	vii
表目錄.....	x
第一章 緒論	1
1.1 研究背景與發展現況	1
1.2 研究目的.....	2
1.3 本文架構.....	2
第二章 太陽能電池介紹	3
2.1 太陽能電池簡介	3
2.2 太陽能電池發電原理	4
2.3 太陽能電池種類	5
2.4 太陽能電池電路特性	7
2.5 太陽能最大功率追蹤技術	13
2.5.1 擾動觀察法.....	13
2.5.2 增量電導法.....	15
2.5.3 開路電壓法.....	17
2.5.4 短路電流法.....	17
2.5.5 實際量測法.....	18
2.5.6 直線近似法.....	19
2.5.7 模糊控制法.....	20
2.5.8 類神經網路法.....	20
2.5.9 各最大功率追蹤技術之比較.....	21
2.6 太陽能發電系統	22
2.6.1 獨立型太陽能發電系統.....	22

2.6.2 市電並聯型太陽能發電系統.....	23
第三章 三階層升壓電路控制策略	24
3.1 升壓型直流直流轉換器	24
3.2 三階層升壓電路	27
3.3 電壓平衡控制	32
3.3.1 文獻上控制器架構分析.....	32
3.3.2 交錯取樣策略.....	35
3.3.3 本文提出電壓平衡控制策略.....	37
第四章 太陽能供電之直流微電網系統控制策略	45
4.1 直流微電網系統控制架構	45
4.2 太陽能最大功率追蹤	47
4.3 雙向直流直流轉換器之蓄電池充放電架構及控制	54
4.3.1 雙向直流直流轉換器之降壓操作模式.....	56
4.3.2 雙向直流直流轉換器之升壓操作模式.....	57
4.4 直流微電網系統控制模擬	58
4.4.1 直流無限匯流排模擬.....	60
4.4.2 直流微電網系統控制啟動模擬.....	63
4.4.3 直流微電網系統控制穩態模擬.....	66
4.4.4 直流微電網系統控制切載模擬.....	68
第五章 實作電路與結果	70
5.1 現場可規劃邏輯閘陣列(FPGA)介紹.....	70
5.2 實作電路.....	73
5.2.1 太陽能電源模擬器.....	76
5.2.2 閘極驅動電路(Gate driving circuit).....	77
5.2.3 類比數位轉換電路(A/D).....	78
5.2.4 數位類比轉換電路(D/A).....	79
5.3 直流無限匯流排實作.....	80
5.4 直流微電網系統控制啟動實作.....	83
5.5 直流微電網系統穩態實作波形.....	86

5.6 直流微電網系統負載切換實作波形.....	88
第六章 結論	90
參考文獻.....	91



圖目錄

圖 2.1 太陽能電池構造圖.....	4
圖 2.2 太陽能電池分類圖.....	5
圖 2.3 太陽能電池等效電路.....	7
圖 2.4 太陽能電池理想等效電路.....	8
圖 2.5 不同日照量強度下之太陽能電池特性曲線(表面溫度 25°C).....	10
(a)I-V 曲線(b)P-V 曲線	10
圖 2.6 不同表面溫度下之太陽能電池特性曲線(日照量強度 $1000\text{W}/\text{m}^2$).....	11
(a)I-V 曲線(b)P-V 曲線	11
圖 2.7 擾動觀察法控制方塊圖.....	14
圖 2.8 擾動觀察演算法流程圖.....	14
圖 2.9 增量電導法控制方塊圖.....	15
圖 2.10 增量電導演算法流程圖.....	16
圖 2.11 開路電壓法控制方塊圖.....	17
圖 2.12 短路電壓法控制方塊圖.....	18
圖 2.13 實際量測法控制方塊圖.....	19
圖 2.14 直線近似法控制方塊圖.....	19
圖 2.15 不同日照量強度下電流-電壓曲線之直線近似線圖	20
圖 2.16 獨立型太陽能發電系統圖.....	22
圖 2.17 市電並聯型太陽能發電系統圖.....	23
圖 3.1 降壓型直流直流轉換器電路圖.....	24
圖 3.2 升壓型直流/直流轉換器等效電路 (a) T_{on} (b) T_{off}	24
圖 3.3 升壓型直流直流轉換器電感電壓與電流關係圖.....	25
圖 3.4 三階層升壓電路圖.....	27
圖 3.5 三階層升壓電路開關組態圖.....	28
圖 3.6 控制命令和 $v_{\text{cont1}} + v_{\text{cont2}} < 1$ 之開關切換及電感電壓與電流關係圖	29
圖 3.7 控制命令和 $v_{\text{cont1}} + v_{\text{cont2}} > 1$ 之開關切換及電感電壓與電流關係圖	29
圖 3.8 文獻電壓平衡控制架構.....	32
圖 3.9 模擬三階層升壓電路之文獻電壓平衡控制架構.....	33

圖 3.10 未加入文獻電壓平衡控制之波形.....	34
圖 3.11 加入文獻電壓平衡控制之波形.....	34
圖 3.12 交錯取樣策略.....	36
(a) $v_{C1} > v_{C2}$	36
(b) $v_{C1} < v_{C2}$	36
圖 3.13 本文提出之電壓平衡控制器.....	37
圖 3.14 電路開關組態 $v_{cont1} + v_{cont2} < 1$ 電壓不平衡之電流波形	38
(a) $v_{C1} > v_{C2}$	38
(b) $v_{C1} < v_{C2}$	38
圖 3.15 電路開關組態 $v_{cont1} + v_{cont2} > 1$ 電壓不平衡之電流波形	40
(a) $v_{C1} > v_{C2}$	40
(b) $v_{C1} < v_{C2}$	40
圖 3.16 模擬三階層升壓電路之本文電壓平衡控制架構.....	41
圖 3.17 未加入文獻電壓平衡控制之波形.....	43
圖 3.18 加入文獻電壓平衡控制之波形.....	44
圖 4.1 直流微電網系統架構.....	45
圖 4.2 太陽能電源連接升壓直流直流轉換器.....	47
圖 4.3 本文提出之最大功率追蹤控制器.....	47
圖 4.4 最大功率追蹤演算法.....	48
圖 4.5 模擬三階層升壓電路之本文最大功率追蹤控制架構.....	50
圖 4.6 本文之最大功率追蹤啟動模擬波形(100Ω).....	51
圖 4.7 本文之最大功率追蹤啟動模擬波形(200Ω).....	52
圖 4.8 本文之最大功率追蹤啟動模擬波形(200V).....	53
圖 4.9 雙向直流直流轉換電路.....	54
圖 4.10 直流鏈電壓控制器.....	54
圖 4.11 直流微電網系統降壓模式.....	56
圖 4.12 直流微電網系統升壓模式.....	57
圖 4.13 直流微電網系統控制之模擬電路圖.....	58
圖 4.14 直流無限匯流排控制啟動模擬.....	61

圖 4.15 未加入電壓平衡控制之電感電流漣波穩態模擬.....	62
圖 4.16 電壓平衡控制之電感電流漣波穩態模擬.....	62
圖 4.17 直流微電網系統控制啟動模擬.....	64
圖 4.18 未加入電壓平衡控制之電感電流漣波穩態模擬.....	65
圖 4.19 電壓平衡控制之電感電流漣波穩態模擬.....	65
圖 4.20 直流微電網系統負載模擬($R_{load} = 200\Omega$).....	67
圖 4.21 直流微電網系統負載模擬($R_{load} = 50\Omega$).....	67
圖 4.22 直流微電網系統切載模擬($R_{load} = 50\Omega \rightarrow 200\Omega$).....	69
圖 4.23 直流微電網系統切載模擬($R_{load} = 200\Omega \rightarrow 50\Omega$).....	69
圖 5.1 FPGA 元件基本結構.....	71
圖 5.2 實作電路架構.....	73
圖 5.3 實作電路照片.....	74
圖 5.4 蓄電池組照片.....	75
圖 5.5 太陽能模擬器儀控介面.....	76
圖 5.6 閘極驅動電路.....	77
圖 5.7 類比數位轉換電路.....	78
圖 5.8 數位類比轉換電路.....	79
圖 5.9 直流匯流排之太陽能最大功率追蹤實作波形.....	80
圖 5.10 直流匯流排之電壓平衡控制實作波形.....	81
圖 5.11 未啟動電壓平衡控制之電容電壓及電流漣波波形.....	82
圖 5.12 電壓平衡控制之電容電壓及電流漣波波形.....	82
圖 5.13 系統控制啟動之太陽能最大功率追蹤實作波形.....	83
圖 5.14 系統控制啟動之電壓平衡控制實作波形.....	84
圖 5.15 未啟動電壓平衡控制之電容電壓及電流漣波波形.....	85
圖 5.16 電壓平衡控制之電容電壓及電流漣波波形.....	85
圖 5.17 直流微電網系統負載波形($R_{load} = 200\Omega$).....	87
圖 5.18 直流微電網系統負載波形($R_{load} = 50\Omega$).....	87
圖 5.19 直流微電網系統切載波形($R_{load} = 50\Omega \rightarrow 200\Omega$).....	89
圖 5.20 直流微電網系統切載波形($R_{load} = 200\Omega \rightarrow 50\Omega$).....	89

表目錄

表 2.1 太陽能電池單顆模組參數.....	12
表 2.2 最大功率追蹤技術之優缺點比較.....	21
表 3.1 系統參數及控制參數.....	33
表 4.1 太陽能電源模擬參數.....	49
表 4.2 系統電路參數.....	49
表 4.3 蓄電池 LONG WP22-12NE 之規格參數.....	55
表 4.4 直流微電網系統參數及控制參數.....	59
表 5.1 FPGA 之使用率	72



第一章

緒論

1.1 研究背景與發展現況

伴隨科技發展，全球能源需求量激增且環境暖化的問題使得社會環保意識的提升，再生能源的應用越受到重視，如太陽能、風能、潮汐能、生質能、燃料電池等等。太陽能為目前一種再生能源，在國內外已被廣泛使用及作為設備備用能源，太陽能轉換成可使用之直流電力，進行供給負載所需之能量，其優點取得方便、環保、無污染；然而太陽能轉換之能量會因陰晴不定的天氣使光照度、大氣溫度不穩定，使得造成電力品質的不穩定，影響到光電轉換效率。此外，因太陽能電池效率低及且昂貴，為有效利用太陽能，需要對太陽能發電進行有效控制，因此許多文獻對最大功率追蹤控制技術[1]-[20]及高效能轉換器[10]-[13]來進行研究。太陽能發電系統(PHOTOVOLTAIC SYSTEM)意指使用太陽能光電效應產生直流電經由電力轉換器將其轉換可靠之電力送至負載，太陽能發電系統[10]-[16]可分為獨立系統(Stand-Alone System)[10]-[14]及電網並聯系統(Grid-Connection System)[2],[12],[16]。獨立系統為獨立輸出供給負載或對蓄電池充電，或可搭配儲能設備來供給負載，但供電可靠度較差；電網並聯系統為太陽能發電系統並聯於市電或作為輔助電力輸出，可以穩定供電，但並聯系統控制複雜度較高。本文所提出是以搭配儲能系統作為獨立系統[3]-[4],[15],[18]-[19]。

本文提出太陽能供電之獨立直流微電網系統，架構分別為升壓直流/直流轉換器(Boost DC/DC Converter)，雙向直流直流轉換器(Bidirectional DC/DC Converter)及控制架構。升壓直流/直流轉換器為三階層升壓電路架構作為最大功率追蹤及電容電壓平衡之控制，利用交錯技術(Interleaving Technique)應用於三階層升壓電路來減少輸入電流漣波，開關只需承載輸出電壓之一半，且降低開關切換損耗。

三階層升壓電路中，本文提出以回授一電流迴路應用於三階層升壓電路實現太陽能最大功率點追蹤及電壓平衡控制。使用三階層升壓電路中會產生上下電容電壓不平衡問題[1]，因電容電壓不平衡使開關切換組態下電流漣波不一致，利

用此電流漣波關係提出電壓平衡控制器改善電容電壓不平衡。雙向直流直流轉換器為維持直流鏈電壓穩定下，太陽能發電維持在最大功率點輸出下，供給負載過多或不足，電池可以即時充電或放電，平衡太陽能及負載功率穩定。

1.2 研究目的

有鑒於解決直流微電網系統於供電在負載上之不穩定性，本論文將採用以兩級之電路作為整個系統的硬體架構核心，包括三階層升壓電路以及雙向直流直流轉換器。維持直流鏈電壓穩定下，太陽能發電在最大功率點輸出下，供給負載過多或不足，電池可以即時充電或放電，達到平衡太陽能及負載功率穩定之目的。另外在太陽能電源於三階層升壓電路控制中，本文提出以回授一電流迴路控制方式，省略電壓感測器裝置，完成太陽能最大功率追蹤以及電壓平衡控制，更進一步節省系統成本。故本論文針對獨立直流微電網系統，發展出以 FPGA XC3S250E 為控制器核心並使用硬體描述語言(Verilog HDL)來設計，將系統各個功能做模組化實現，最後與外部驅動電路結合，設計出一套以 FPGA 晶片為基礎之太陽能供電之獨立直流微電網系統。本文使用 PSIM 進行模擬與設計，驗證實驗結果並做出分析與比較。

1.3 本文架構

本文共有五個章節，各章節之大綱內容概述如下

第一章：說明本論文之研究目的以及相關文獻參考。

第二章：介紹太陽能電池、電路原理、種類、特性及最大功率追蹤技術。

第三章：介紹本文所使用三階層升壓電路控制策略，說明本文提出之電壓平衡控制。

第四章：介紹本文所使用太陽能供電之直流微電網系統架構，說明工作原理，最後進行電腦模擬驗證。

第五章：對實際電路做逐一簡介，並將實作量測結果進行討論與分析。

第六章：總結本論文之研究成果以及主要貢獻。

第二章

太陽能電池介紹

2.1 太陽能電池簡介

太陽能電池是一種能量轉換的光電元件，它是經由太陽光照射後，把光的能量轉換成電能，此種光電元件稱為太陽電池(Solar Cell)。從物理學的角度來看，有人稱之為光伏電池(Photovoltaic，簡稱PV)，photo 就是光(light)，而 voltaic 就是伏特(voltage)。太陽能電池的發展最早開始追溯於西元 1839 年法國物理學家 A.E.Bequerel 發現了當光照射在導電材質時會產生電壓差的光伏特效應(Photovoltaic Effect)。西元 1849 年「光伏」(photovoltaic)才出現在英語字串，意指由光產生電動勢，即光產生電壓。西元 1876 年就已經由 W.G.Adams 與 R.E.Day 在硒(Se)的全固態元件中觀察到類似的光電流現象。到了西元 1883 年美國科學家 Fritts 利用硒半導體研製出第一個太陽能電池，然而轉換效率僅有 1%。西元 1946 年美國科學家 Ohl 發現矽半導體也具有光伏特效應，使得矽(Si)逐漸被廣泛的使用於太陽能電池材料。到了西元 1950 年，隨著半導體物理特性逐漸瞭解以及製程技術的進步，西元 1954 年在 Bell 實驗室的科學家研製出光電轉換效率為 6%的單晶矽太陽能電池，而早期的發展希望能夠應用於太空船及人造衛星上，然而製造太陽能電池價格相當昂貴造成太陽能發展受到限制。雖然太陽能電池價格昂貴，但對當時太空發展歷史更邁向一大步，功不可沒。到了西元 1970 年的能源(石油)危機造成全球經濟衰退，使世界各國發展更多能源的重要性以及人們環保意識的提升，目的希望減少石化能源，開始逐漸往綠能產業開發，造就現今太陽能、風能、潮汐能、地熱等等再生能源蓬勃發展。

太陽光的能量是取之不盡，用之不竭，從太陽表面所放射的能量換算成電力約為 3.8×10^{23} kW，而太陽光經過一億五千萬公里的距離穿過大氣到達地球表面剩下 1.8×10^{14} kW，雖然減少但足以供給地球現今的電力，所以若能廣泛使用龐大的能源，對目前能源衰竭及地球環保等問題皆順利解決。

現今各國致力於發展太陽能產業，尤其以歐洲國家最為興盛，在 2011 年全

球太陽能發電安裝量達到歷史新高 27.4GW，且於太陽能周邊設備產業鏈中，目前台灣廠商在此領域活耀成長。

2.2 太陽能電池發電原理

太陽能電池發電原理，利用太陽電池吸收 $0.4\mu\text{m}\sim 1.1\mu\text{m}$ 波長(矽半導體)的太陽光，將光能直接轉變成電能輸出的一種發電方式。太陽能電池其基本構造是運用 P 型與 N 型半導體接合而成如圖 2.1 所示。半導體材料為矽，在半導體中摻入不同的雜質，做成 P 型與 N 型半導體，利用 P 型半導體有個電洞及 N 型半導體多了一個自由電子的電位差來產生電流。所以當太陽光照射時，光能將矽原子中的電子激發出來，而產生電子-電洞對，電子和電洞會受到內建電場的影響，分別被 N 型及 P 型半導體吸引(電洞往電場方向移動，而電子則往相反的方向移動)，而聚集在兩端。外部負載用電極連接起來，形成電流迴路。

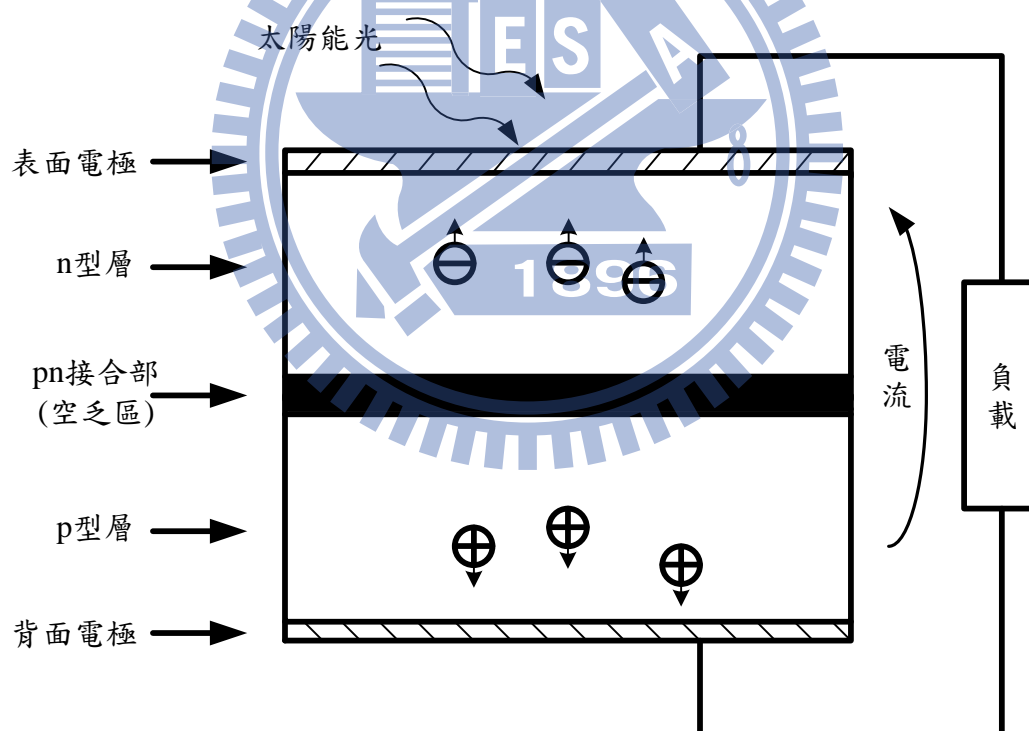


圖 2.1 太陽能電池構造圖

2.3 太陽能電池種類

目前太陽能電池材料種類繁多，依製作材質可分為矽基材料、多化合物及有機半導體型三種。矽基材質又可以分為結晶矽型與非晶矽型，而結晶矽依據其製程不同有可分為單晶矽晶、多晶矽晶與多晶矽薄膜，而目前太陽能光電系統應用最為廣泛；化合物型材質依據其化學性質不同可分為 III-V 族(砷化鎵(GaAs)、磷化銦(InP)、磷化鎵銦(InGaP))及 II-VI 族(碲化鎘(CdTe)、硒化銦銅(CuInSe₂))，目前應用於太空及聚光型太陽能光電系統居多；有機半導體型為製程中導入有機物和奈米科技可分為有機染料型及有機薄膜型，現階段因有機材料較少及成本高，為屬於研發階段。太陽能電池的分類如圖 2.2 所示。

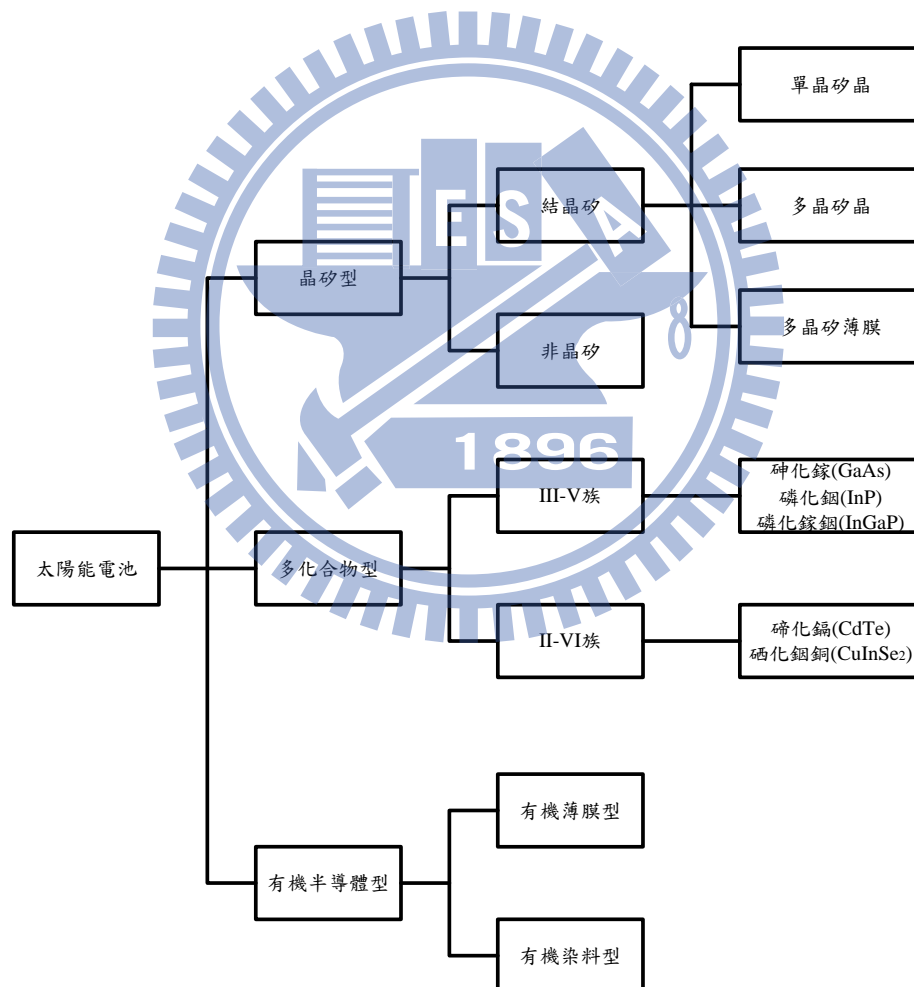


圖 2.2 太陽能電池分類圖

依據各太陽能電池種類之特性及優缺點，如下說明：

(1) 晶矽型太陽能電池：

單晶矽型太陽能電池-其發電能力及電壓範圍較廣泛，光電轉換效率較高，較其他晶矽型使用年限較長，年限壽命可達 20 年至 25 年左右。然而其製作時間較為長且價格昂貴，目前市面產品其轉換效率為 12~20%。。

多晶矽型太陽能電池-其製程技術較簡單及價格較便宜，大幅應用於地面型光電系統。然而其光電轉換效率較低，目前市面產品其轉換效率為 10~18%。

非晶矽型太陽能電池-其封裝成本可省略使生產成本較低及價格較便宜，且應用範圍最為廣泛。然而其光電轉換效率為最低的且年限壽命較短，目前市面產品其轉換效率為 6~9%。。

(2) 多化合物型太陽能電池：

III-V 族太陽能電池-光電轉換效率為目前最高的且抗輻射特性較高的，多泛應用於太空及聚光型太陽能光電系統居多。然而生產成本高且複雜使價格昂貴，目前市面產品其轉換效率為 18~30%。。

II-VI 族太陽能電池-大面積薄膜型製程較簡單且可作成多晶矽型薄膜元件。相對的生產成本高，其化學性質較對環境有汙染影響，目前市面產品其轉換效率為 10~12%。

(3) 有機半導體型太陽能電池：

有機薄膜型電池及有機染料型電池為目前新材料製程技術較簡易且可大面積化及高均勻化，但現階段有機材料較少使材料成本高，使產品昂貴。目前有機染料型電池其轉換效率為 12%，而有機薄膜型電池其轉換效率為 3-5%。

2.4 太陽能電池電路特性

太陽能電池不同於直流電源為固定電壓輸出，其電流-電壓關係輸出特性為非線性。太陽能電池其等效電路[1]如圖 2.3 所示，太陽能電池輸出之電流電壓關係如式(2.1)所示。

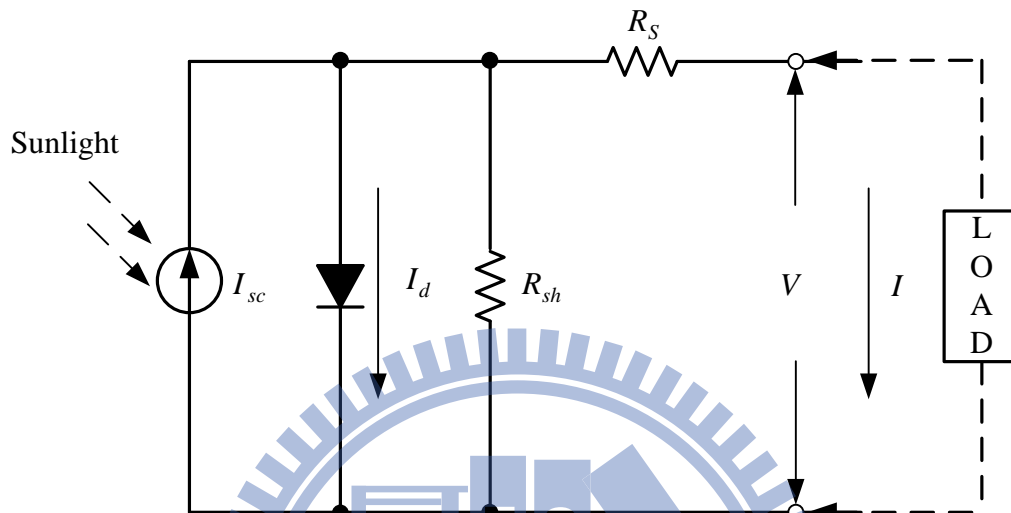


圖 2.3 太陽能電池等效電路

$$I = I_{sc} - I_s \left[\exp\left(\frac{q(V + R_s \times I)}{nkT_k}\right) - 1 \right] - \frac{V + R_s \times I}{R_{sh}} \quad (2.1)$$

式(2.1)其中參數定義為

I : 太陽能電池輸出電流

I_{sc} : 太陽能電池最大光電轉換電流(短路電流)

I_s : 二極體逆向飽和電流

I_d : 二極體電流

V : 太陽能電池輸出電壓

n : 介電常數(通常為 1~2)

k : 波茲曼常數($1.3806505 \times 10^{-23} \text{ JK}^{-1}$)

T_k : 太陽能電池表面溫度(絕對溫度 $^{\circ}\text{K}$)

q : 電子電荷量($1.6 \times 10^{-19} \text{ C}$)

R_s : 太陽能電池等效串聯電阻

R_{sh} : 太陽能電池等效並聯電阻

其中 I_{sc} 與 I_s 分別為式(2.2)及式(2.3)所示。

$$I_{sc} = \frac{S_i}{100} [I_{ss0} + k_i(T_k - T_r)] \quad (2.2)$$

$$I_s = I_{rr} \left[\frac{T_k}{T_r} \right]^3 \exp \left[\frac{qE_g}{nk} \left(\frac{1}{T_r} - \frac{1}{T_k} \right) \right] \quad (2.3)$$

式(2.2)及(2.3)其中參數定義為

S_i :日照量強度(W/m^2)

I_{ss0} :工作在參考溫度和日照量 $1000W/m^2$ 條件下，所量測之短路電流值

k_i :太陽能電池短路電流溫度係數

T_r :太陽能電池參考溫度(絕對溫度 $^{\circ}K$)

I_{rr} :太陽能電池在 T_r 時之逆向飽和電流

E_g :半導體跨越能隙時所需能量

電路上等效並聯電阻 R_{sh} 相當大，其等效串聯電阻 R_s 相當小($m\Omega$)，故可將式(2.1)

改寫成式(2.5)所示，其太陽能電池理想等效電路如圖 2.4 所示。

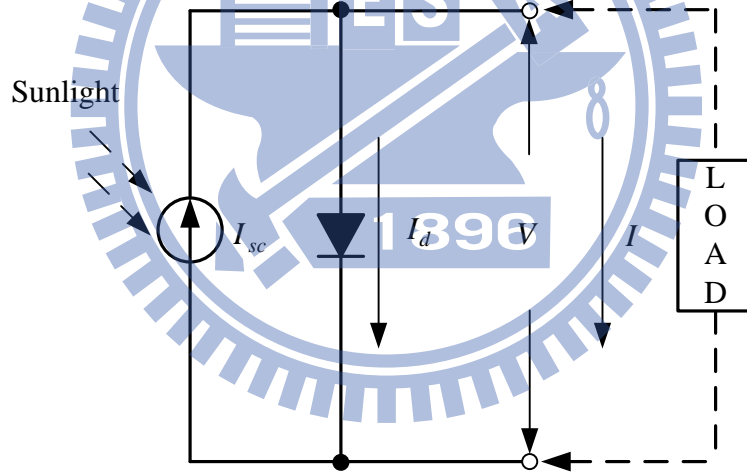


圖 2.4 太陽能電池理想等效電路

$$I = I_{sc} - I_s \left[\exp\left(\frac{qV}{nkT_k}\right) - 1 \right] \quad (2.5)$$

將日照量強度固定為 $1000W/m^2$ 及表面溫度為 $25^{\circ}C$ ，可將式(2.5)簡化為式(2.6)。

$$I = I_{sc} \{1 - K_1 [\exp((K_2 V^m) - 1)]\} \quad (2.6)$$

$$K_1 = 0.01175 \quad (2.7)$$

$$K_2 = \frac{K_4}{V_{oc}^m} \quad (2.8)$$

$$K_3 = \ln \left[\frac{I_{sc}(1 + K_1) - I_{mpp}}{K_1 I_{sc}} \right] \quad (2.9)$$

$$K_4 = \ln \left(\frac{1 + K_1}{K_1} \right) \quad (2.10)$$

$$m = \frac{\ln \left(\frac{K_3}{K_4} \right)}{\ln \left(\frac{V_{mpp}}{V_{oc}} \right)} \quad (2.11)$$

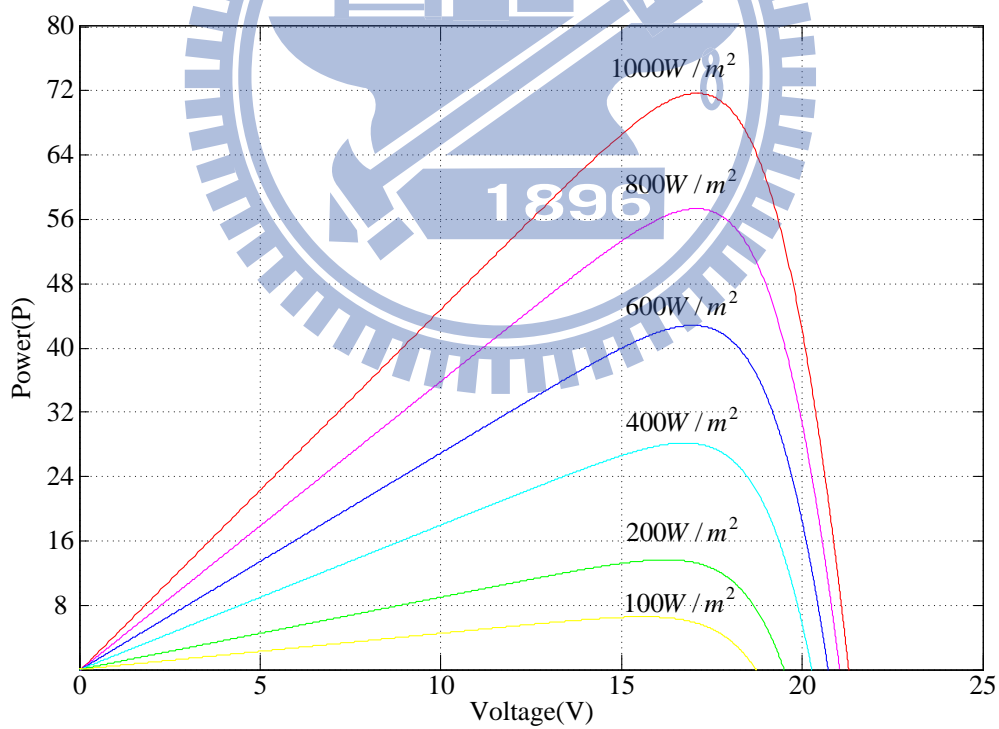
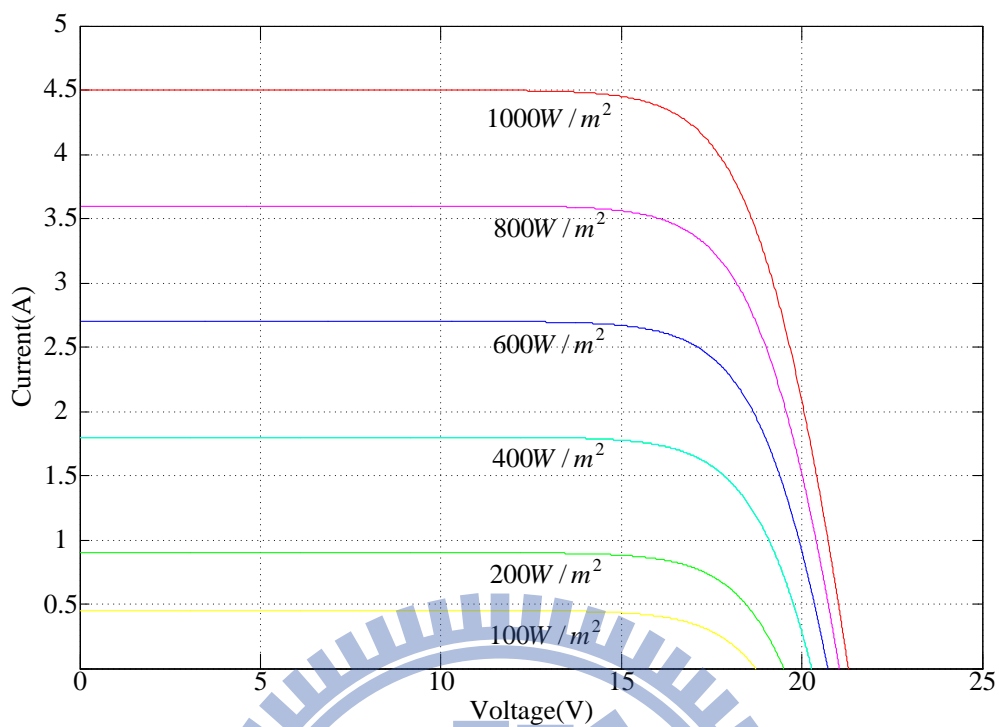
式(2.6)至(2.10)其中參數定義[13]為

V_{oc} :太陽能電池開路電壓

I_{mpp} :太陽能電池最大功率點電壓

V_{mpp} :太陽能電池最大功率點電流

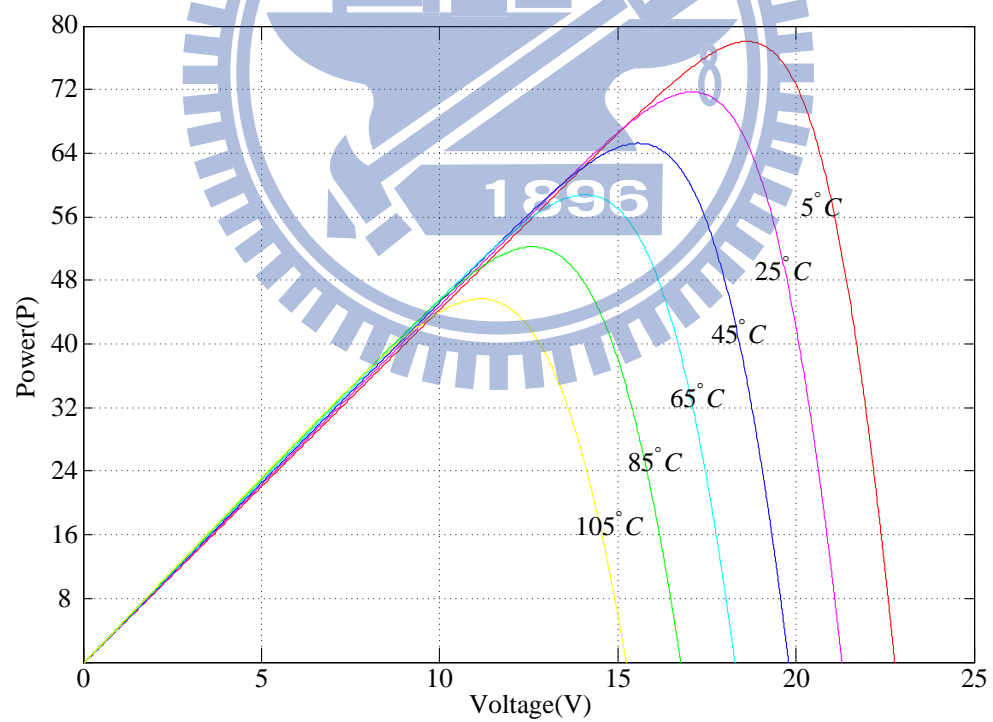
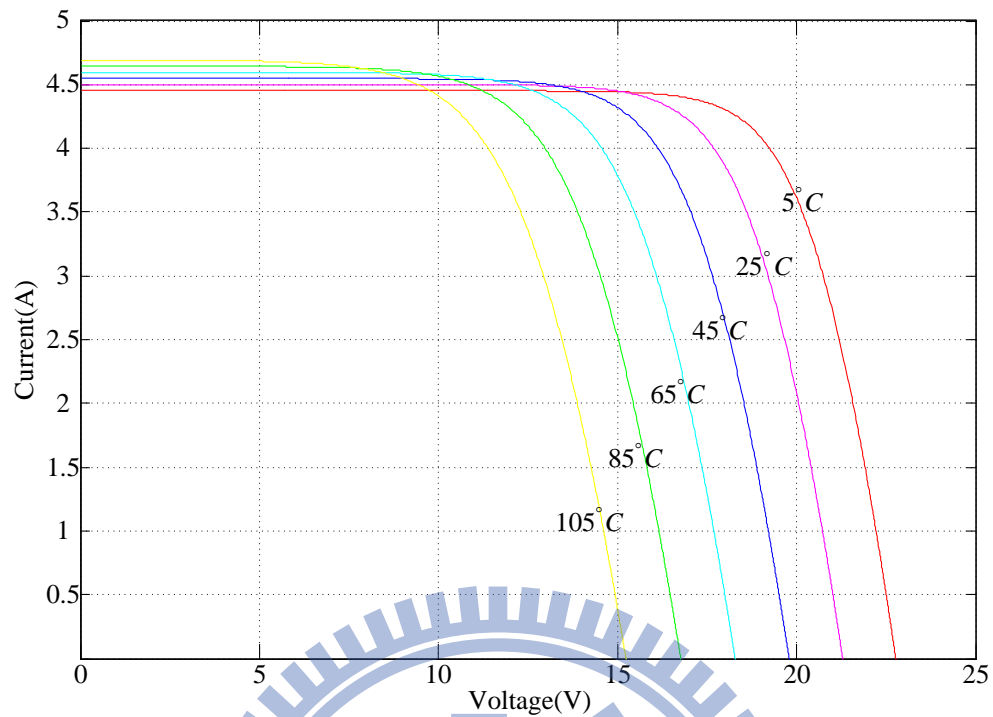
由式(2.6)至(2.11)中可以觀察出太陽能電池輸出電壓、電流與最大功率點之電壓、電流關係式。從式(2.5)中可以得知，不同的日照量強度或溫度條件下可以得到不同的輸出電壓與電流曲線。表 2.1 為 PSIM 模擬之太陽能電池在表面溫度為 $25^{\circ}C$ 及日照量強度為 $1000W/m^2$ 單模組之參數值，而不同日照量強度與不同溫度下的太陽能電池特性曲線，如圖 2.5 與圖 2.6 所示。從圖 2.5 可觀察出，當日照量強度逐漸提高時，使太陽能電池所輸出之功率隨之增加；相反地，太陽能電池所輸出之功率隨之減少。從圖 2.6 可觀察出，當表面溫度逐漸上升時，使太陽能電池所輸出之功率隨之減少；相反地，太陽能電池所輸出之功率隨之增加。從輸出電流-電壓曲線及功率-電壓曲線可以得知功率與日照量強度為成正比，而表面溫度為成反比。



(b)

圖 2.5 不同日照量強度下之太陽能電池特性曲線(表面溫度 25°C)

(a)I-V 曲線(b)P-V 曲線



(b)

圖 2.6 不同表面溫度下之太陽能電池特性曲線(日照量強度 $1000W/m^2$)
(a)I-V 曲線(b)P-V 曲線

表 2.1 太陽能電池單顆模組參數

太陽能電池最大功率 P_{mpp}	71.7W
太陽能電池最大功率點電壓 V_{mpp}	17.1V
太陽能電池最大功率點電流 I_{mpp}	4.19A
太陽能電池開路電壓 V_{oc}	21.2V
太陽能電池短路電流 I_{sc}	4.5A
太陽能電池溫度 $^{\circ}C$	$25^{\circ}C$
太陽能電池日照量強度 S	$1000W / m^2$



2.5 太陽能最大功率追蹤技術

從圖 2.5(a),(b)及圖 2.6(a),(b)中可得知太陽能電池的輸出功率受限於表面溫度、日照量強度、元件老化及光電材料等影響，且在太陽能電池特性上因電流(I)-電壓(V)為非線性關係，使得功率(P)-電壓(V)曲線上存在於最大功率點。為了使太陽能電池發揮最大效能，因此必須控制太陽能電力端功率輸出。為了讓太陽能電池可在不同工作環境下維持最大功率輸出下，許多文獻[1]-[21]提出多樣性的最大功率追蹤控制技術(Maximum Power Point Tracking, MPPT)，不同所提出的方法其複雜及效能程度各有差異，因此最大功率追蹤技術在太陽能電池發展中為不可或缺的角色。以下本文介紹較為常見最大功率追蹤技術:擾動觀察法、增量電導法、開路電壓法、短路電流法、實際量測法、直線近似法、模糊控制法、類神經網路法。

2.5.1 擾動觀察法

擾動觀察法(Perturb & Observe Algorithm, P&O)[1]為目前大多數人應用最大功率追蹤技術的方法之一，此方法藉由控制命令（責任週期、電壓命令或電流命令）進行擾動觀察回授之電壓、電流值，運算得知當前功率與前一刻功率進行比較，判斷功率擾動值為正或為負時，決定控制命令的擾動量的增減，來達到追蹤至最大功率點。從圖 2.5 可得知是依擾動電壓觀察功率增減的趨勢，當 $dP/dV > 0$ ，可知在最大功率點(MPP)之左邊範圍； $dP/dV < 0$ ，可知在最大功率點(MPP)之右邊範圍；若 $dP/dV = 0$ ，可知位於在最大功率點(MPP)。使用較小的擾動量則追蹤到最大功率點的時間較長，但相對在最大功率點附近的擾動相對較小且較準確；使用較大的擾動量可加快速度追尋最大功率點，但也會造成系統在最大功率點附近劇烈振盪，所以參數擾動量必須考慮之。圖 2.7 所示為擾動觀察法控制方塊圖，圖 2.8 所示為擾動觀察演算法流程圖。

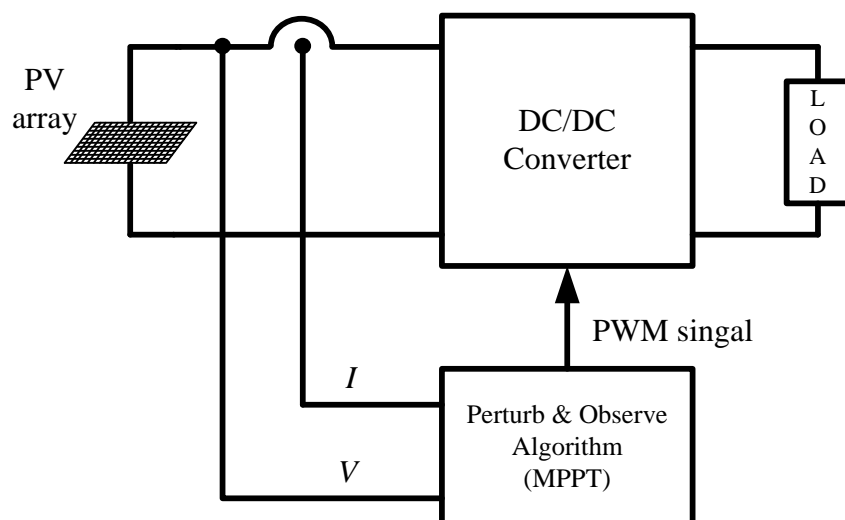


圖 2.7 擾動觀察法控制方塊圖

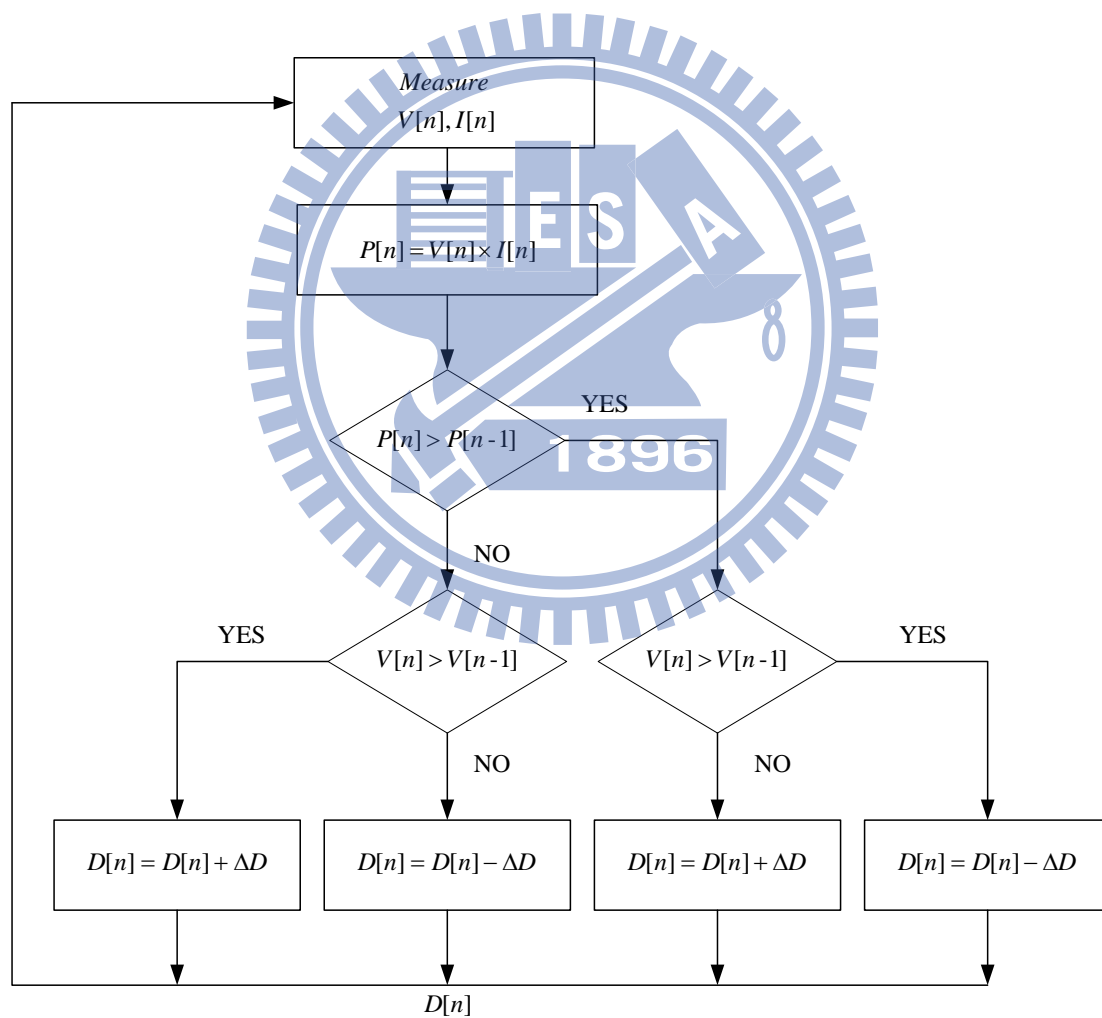


圖 2.8 擾動觀察演算法流程圖

2.5.2 增量電導法

增量電導法(Incremental Conductance Algorithm, InCond) [1]的概念也是依據太陽能電池功率(P)-電壓(V)之斜率比來追蹤最大功率點。若所追尋電壓點為 V_{mpp} ，以得到太陽能電池輸出得到最大功率 P_{mpp} ，而 (dP/dV) 關係式斜率之結果為零。故將此功率式對電壓一次微分，可將得到式(2.12)及(2.13)。

$$\frac{dP}{dV} = \frac{d(IV)}{dV} = I + V \frac{dI}{dV} = 0 \quad (2.12)$$

將式(2.12)整理成為

$$\frac{dI}{dV} = -\frac{I}{V} \quad (2.13)$$

式(2.13)中 dI 為增量前後之電流差值， dV 為增量前後之電壓差值。當太陽能電池電導值 I/V 與量測增量值 dI/dV 相等時，表示已達到最大功率點，此時不必再對系統進行下一次擾動，此為增量電導法之原理。圖 2.9 所示為增量電導法控制方塊圖，圖 2.10 所示為增量電導演算法流程圖。增量電導法與觀察擾動法都因增減量值(擾動量)的大小會對系統追蹤到最大功率點的速度的影響，相較之下，增量電導法穩定度較佳。

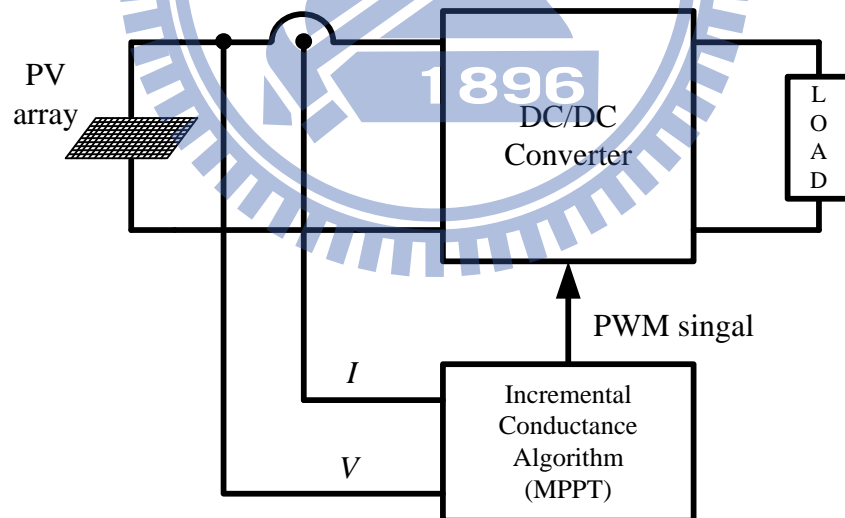


圖 2.9 增量電導法控制方塊圖

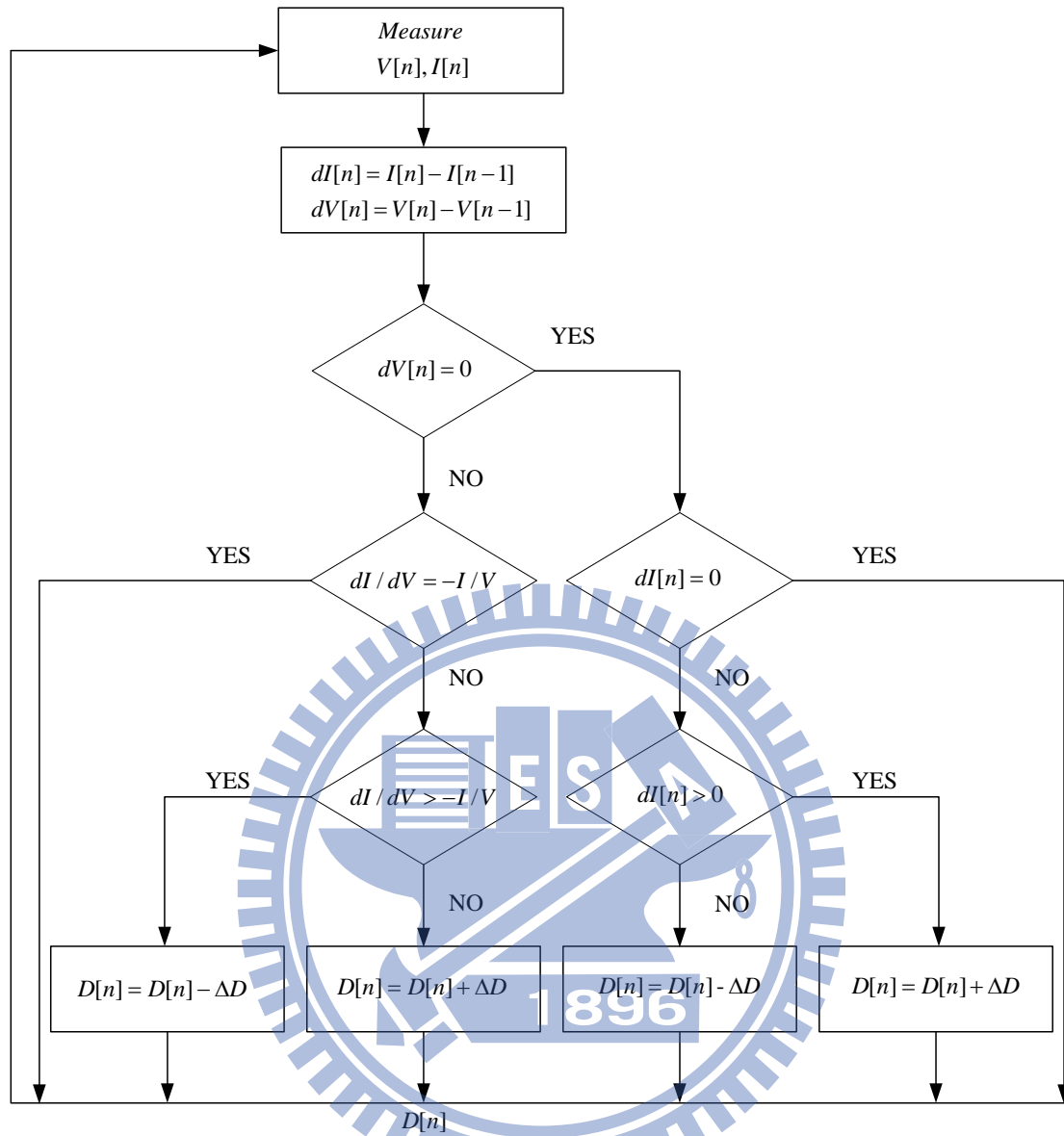


圖 2.10 增量電導演算法流程圖

2.5.3 開路電壓法

開路電壓法(Open Circuit Voltage Algorithm)[20]的概念為最大功率點時的電壓點 V_{mpp} 約略為 K_{oc} 倍數的太陽能開路電壓 V_{oc} ，如式(2.14)所示。而常數 K_{oc} 約略為0.71~0.78區間，所以將太陽能電池電壓操作在此範圍，即可完成追尋太陽能最大功率點，此為開路電壓法之原理。此方法不需複雜運算且只需回授電壓即可，但是無法有效追尋到實際最大功率點，而是趨近於最大功率點範圍內，且問題是必須間隔時間測量開路電壓，因斷開負載使功率之損耗，使系統轉換效率較差。圖 2.11 所示為開路電壓法控制方塊圖。

$$V_{mpp} \cong K_{oc} \times V_{oc} \quad (2.14)$$

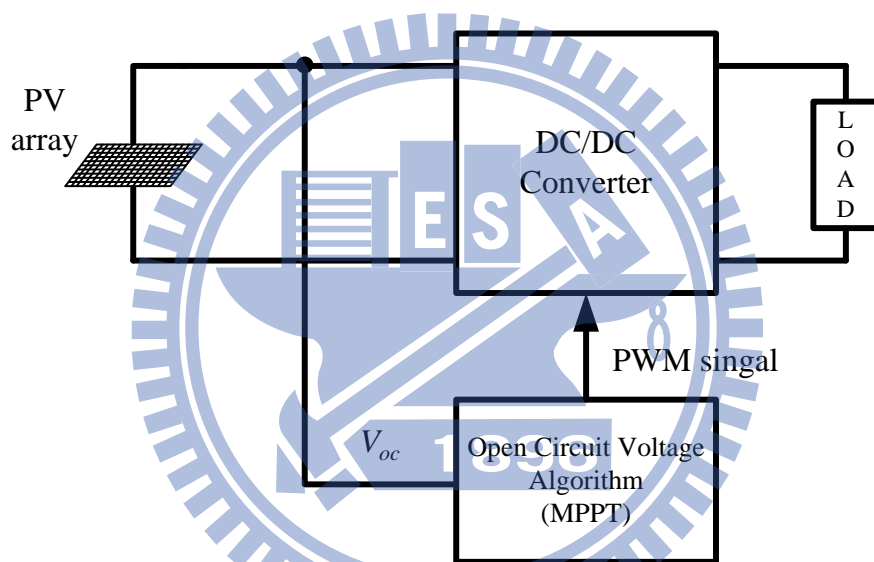


圖 2.11 開路電壓法控制方塊圖

2.5.4 短路電流法

短路電流法(Short Circuit Current Algorithm)[20]與開路電壓法概念相近，最大功率點時的電流點 I_{mpp} 約略為 K_{sc} 倍數的太陽能短路電流 I_{sc} ，如式(2.15)所示。而常數 K_{sc} 約略為0.9~0.95區間，所以將太陽能電池電流操作在此範圍，即可完成追尋太陽能最大功率點，此為短路電流法之原理。此方法不需複雜運算且只需回授電流即可，但是無法有效追尋到實際最大功率點，而是趨近於最大功率點範圍內，且問題與開路電壓法一樣，必須間隔時間測量短路電流，因斷開負載使功率之損耗，使系統轉換效率較差。圖 2.12 所示為短路電流法控制方塊圖。

$$I_{mpp} \cong K_{sc} \times I_{sc} \quad (2.15)$$

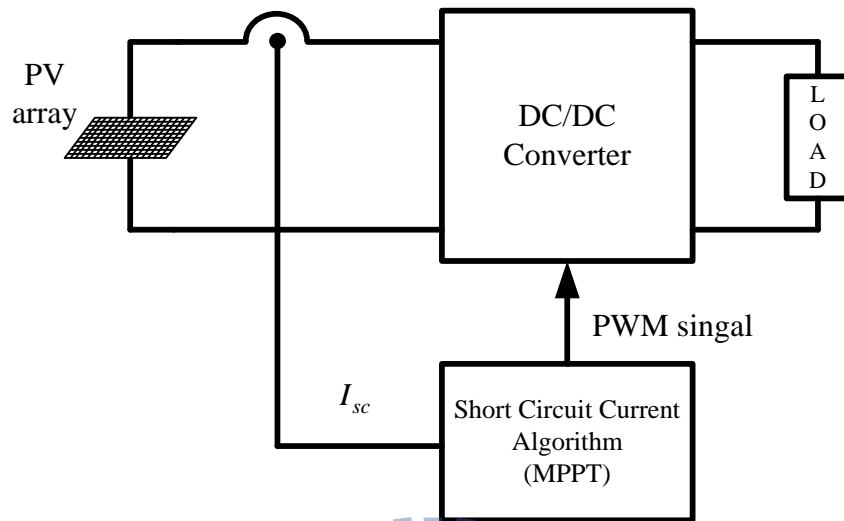


圖 2.12 短路電壓法控制方塊圖

2.5.5 實際量測法

實際量測法(Actual Measurement Algorithm)的概念主要利用額外一片小太陽能電池當做偵測標準，每隔固定時間偵測此電池的開路電壓及短路電流，將所有量測之結果建立參考模型，並計算出在此大氣環境條件下太陽能最大功率點之電壓及電流，配合控制電路使太陽能電池操作在此電壓及電流下，即可達到最大功率追蹤。此法最大好處是藉由實際量測來建立參考模型作為依據，因此可精準達到控制效果，也可避免太陽能電池元件老化所造成之不準確問題。然而它必須搭配額外的太陽能電池及偵測電路，增加成本，所以較適合大功率的太陽能供電系統，對於小型功率供電系統來說，比較不符合成本上的需求。圖 2.13 所示為實際量測法控制方塊圖。

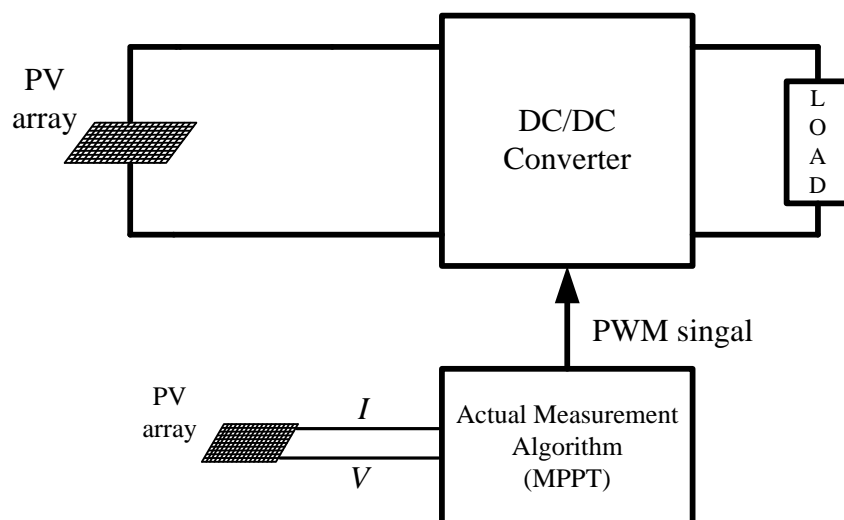


圖 2.13 實際量測法控制方塊圖

2.5.6 直線近似法

直線近似法(Straight-line Approximation Algorithm)[21]的概念為利用 dP/dI ，利用一直線來近似於在同表面溫度條件下不同日照量強度的最大功率點，系統操作於此線上，實現最大功率追蹤法。此法雖簡單也有一定精準度，但必須事先分析太陽能電池特性(測量不同日照量強度)，且越在低日照量強度下，會略為失為準確，造成系統效率差。圖 2.14 所示為直線近似法控制方塊圖。圖 2.15 所示為不同日照量強度下電流-電壓曲線之直線近似線。

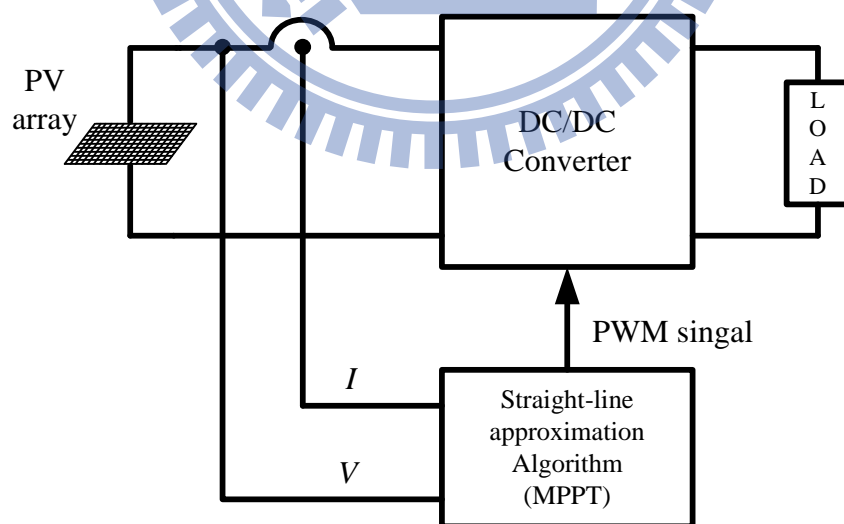


圖 2.14 直線近似法控制方塊圖

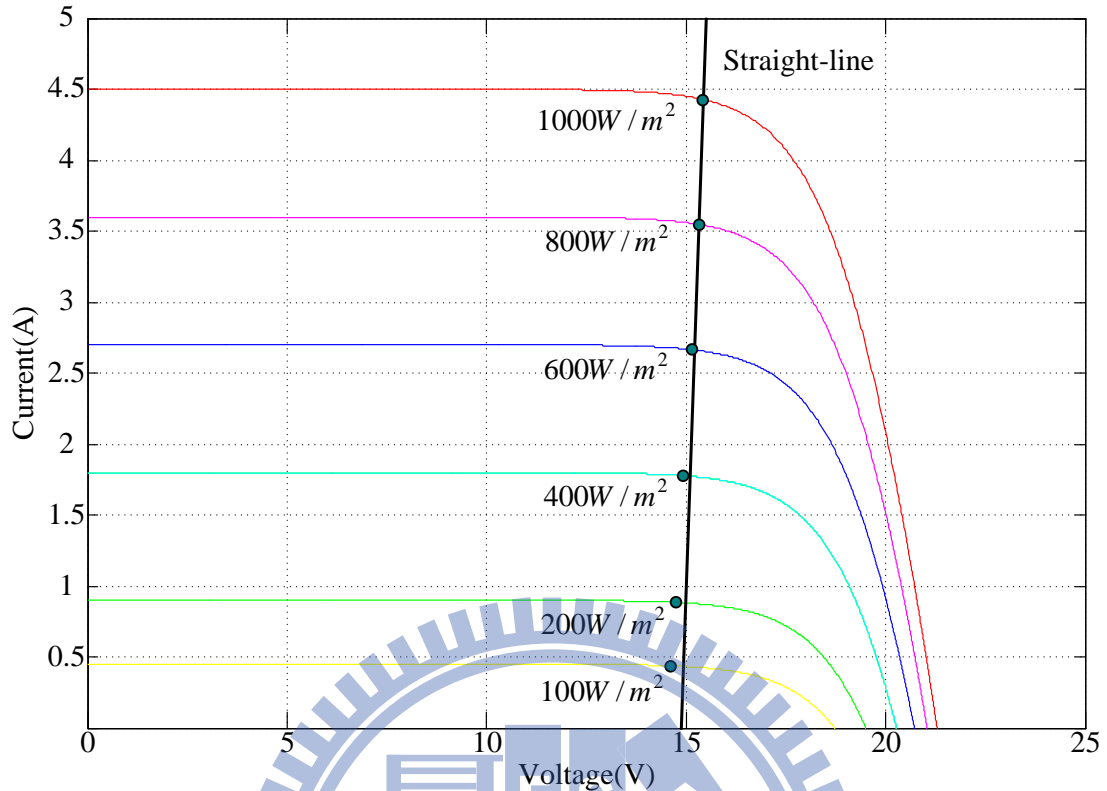


圖 2.15 不同日照量強度下電流-電壓曲線之直線近似線圖

2.5.7 模糊控制法

模糊控制法(Fuzzy Logic Algorithm)[15]此控制法為太陽能電池達到最大功率點時，控制器自行調整擾動量，減少在最大功率點附近來回過大的現象，減少造成系統震盪的功率損失，進而有效提升輸出功率，並且在日照量強度快速變化時，控制器也能快速反應調整到最大功率點。然而缺點為運算量多且複雜。

2.5.8 類神經網路法

類神經網路法(Neural Network Algorithm)利用所量測之大氣環境條件，經過自我訓練與模型，產生太陽能最大功率點參考模型，藉由控制器達到最大功率點追蹤。雖可快速反應到最大功率點，但與模糊控制法一樣，因訓練模型使運算量多且複雜。

2.5.9 各最大功率追蹤技術之比較

本文介紹之擾動觀察法、增量電導法、開路電壓法、短路電流法、實際量測法、直線近似法、模糊控制法、類神經網路法七種各最大功率追蹤技術之優缺點比較整理如表 2.2 所示。

表 2.2 最大功率追蹤技術之優缺點比較

最大功率追蹤技術	優點	缺點
擾動觀察法	廣泛應用、結構簡單	在最大功率點時，因擾動量大使震盪幅度大，且大氣條件變化劇烈時偵測緩慢
增量電導法	減少在最大功率點震盪且大氣條件變化劇烈時可迅速偵測	感測器之精確度決定最大功率追蹤誤差
開路電壓法	簡單且量測參數最少	間隔時間測量開路電壓，因斷開負載使功率之損耗，系統轉換效率較差。
短路電流法	簡單且量測參數最少	間隔時間測量短路電流，因斷開負載使功率之損耗，系統轉換效率較差。
實際量測法	以實際測量建立太陽能最大功率追蹤模型可避免太陽能電池元件老化	搭配額外的太陽能電池及偵測電路，增加系統成本
直線近似法	簡單且一定精準度	在低日照量強度條件下，無法追尋到最大功率點
模糊控制法 類神經網路法	快速反應到最大功率點，減少系統震盪的功率損失	系統運算量多且複雜

2.6 太陽能發電系統

太陽能發電系統(Photovoltaic System, P.V. System)主要功能為太陽能電池直接將光能轉換成直流電，而太陽能電池所輸出之功率，其受到日照量強度、表面溫度、負載及元件劣化等條件所影響，太陽能發電系統通常以功率轉換器來達到最大功率追蹤，再藉由直流/交流轉換器供給市電或負載使用。目前常見供電型態，可分為獨立型太陽能發電系統[10]-[14]及市電並聯型太陽能發電系統[2],[12],[16]，以下本文介紹此兩種類型。

2.6.1 獨立型太陽能發電系統

獨立系統(Stand-Alone System)為透過功率轉換器獨立輸出供給負載，由於太陽能受限於大氣環境影響，無法穩定功率輸出使供電不穩，所以大多獨立型發電系統搭配儲能設備(燃料電池、蓄電池)，而電池可以即時充電或放電，平衡太陽能及負載功率穩定，且透過功率轉換器供應於負載，穩定供電。由於儲能設備成本較高且體積大，所以大多應用於偏遠地區及未鋪電力的地區。圖 2.16 所示為獨立型太陽能發電系統圖。本文所提出是以搭配儲能系統作為獨立系統。

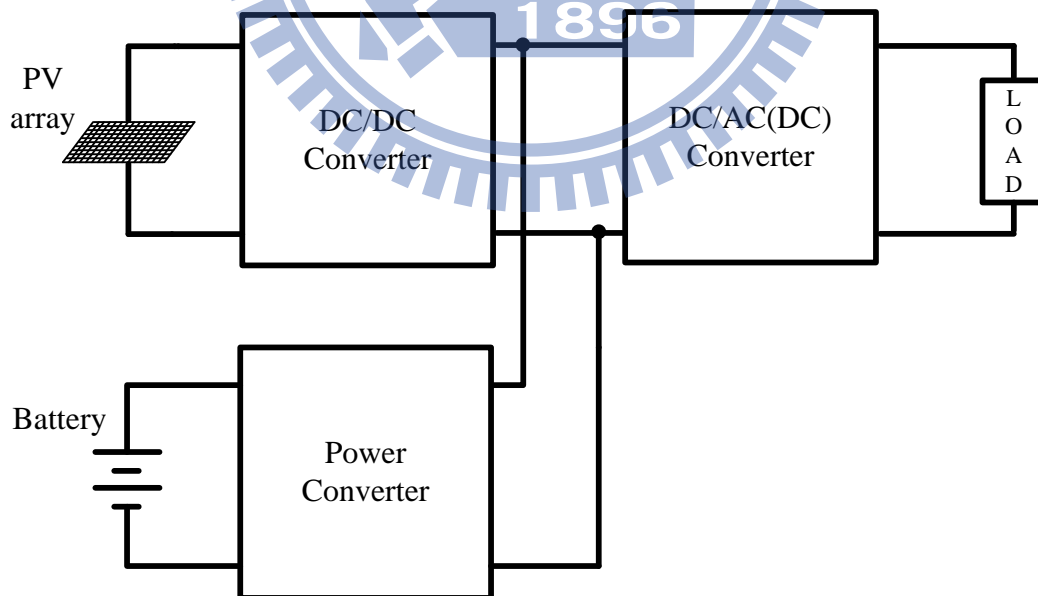


圖 2.16 獨立型太陽能發電系統圖

2.6.2 市電並聯型太陽能發電系統

市電並聯系統(Grid-Connection System)為太陽能發電系統並聯於市電或作為輔助電力輸出，可以穩定供電，且不需搭配儲能系統，因此系統建構成本較獨立系統低。然而在失去市電時發生孤島效應，所以必須搭配因應電路防範孤島效應。太陽能發電系統依發電容量可分為分散型及集中型，集中型系統為發電量 20kW 以上，通常為發電站及大型工廠輔助設備；而分散型系統為發電量 5kW 以下，多應用於家庭住宅及路燈。圖 2.17 所示為並聯型太陽能發電系統圖。

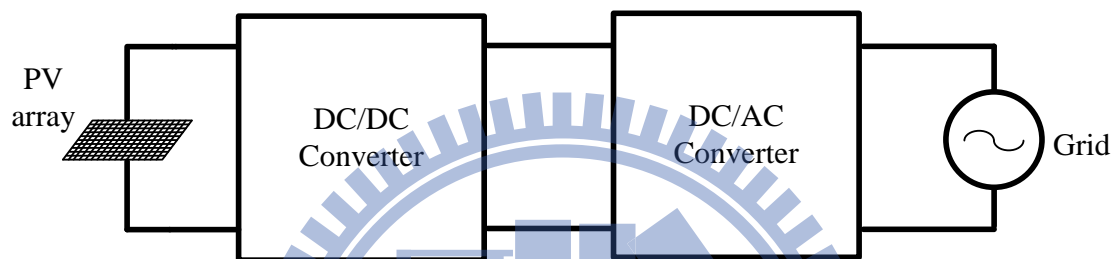


圖 2.17 市電並聯型太陽能發電系統圖

第三章

三階層升壓電路控制策略

3.1 升壓型直流直流轉換器

升壓型直流/直流轉換器(Boost Converter)電路圖如下圖 3.1 所示。

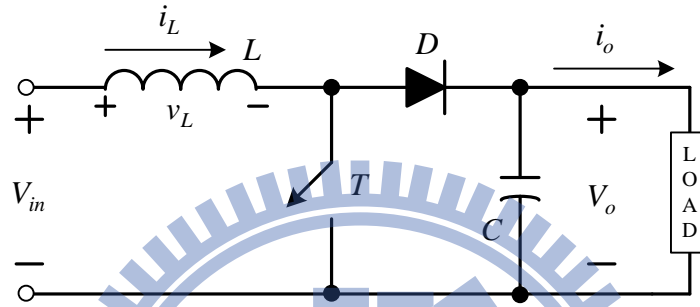


圖 3.1 升壓型直流直流轉換器電路圖

升壓型直流/直流轉換器是產生一個大於輸入電壓 V_{in} 的輸出電壓 V_o 。主要應用於直流電壓調節以及電力電子控制。升壓型直流/直流轉換器在操作上可以分為連續導通模式以及非連續導通模式兩種，決定的關鍵因素是電感電流 i_L 的值有無降為零，如果有，那就屬於非連續導通模式；反之，則為連續導通模式。由於本文在實作應用上為操作在連續導通模式，所以將該模式進行較細膩之分析。在連續導通模式底下，當開關導通的時候升壓型直流/直流轉換器的等效電路如圖 3.2(a)所示。

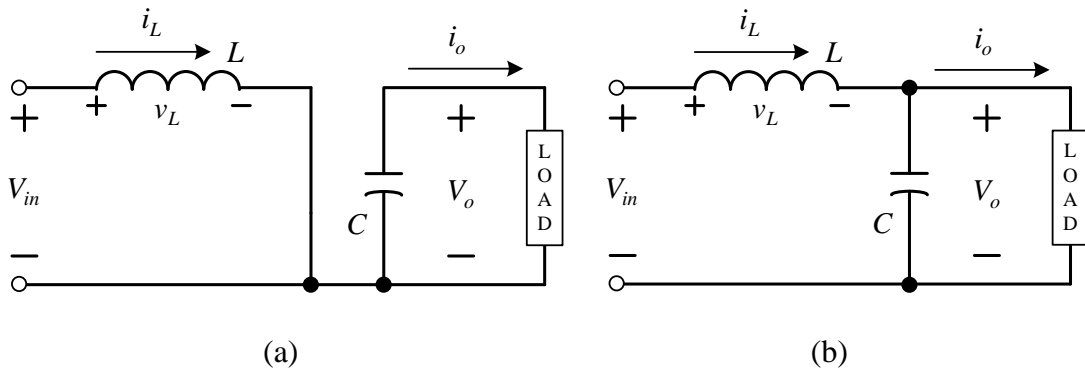


圖 3.2 升壓型直流/直流轉換器等效電路 (a) T on (b) T off

此時電感電壓 v_L 為 V_{in} ，電壓值為正，由於電感電流對時間微分即是電感電壓，如下式(3.1)所示

$$v_L = L \frac{d}{dt} i_L(t) \quad (3.1)$$

在電感電壓為固定正值的時候，電感電流為一斜率為正的斜直線。

若開關不導通時，等效電路如同圖 3.2(b)所示。假設輸出端電容夠大，此時電感電壓 v_L 為 $V_{in} - V_o$ ，電壓值為負，電感電流為一斜率為負的斜直線。如下圖 3.3 所示。

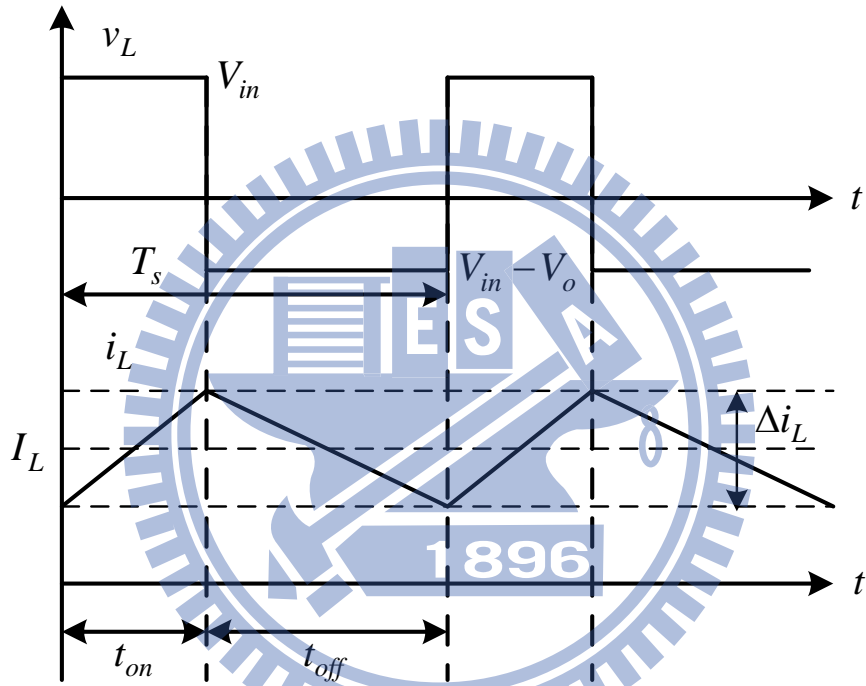


圖 3.3 升壓型直流直流轉換器電感電壓與電流關係圖

由於在穩態下，電感符合伏秒平衡，所以寫出電壓與時間的關係如下式所示。

$$\int_0^{T_s} v_L dt = \int_0^{t_{on}} v_L dt + \int_{t_{on}}^{T_s} v_L dt = 0 \quad (3.2)$$

將電感電壓代入上式，可以得到

$$V_{in} t_{on} + (V_{in} - V_o)(T_s - t_{on}) = 0 \quad (3.3)$$

將上式展開，經過化簡可以得到輸入電壓與輸出電壓之比如下式(3.4)所示。

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{T_s}{t_{off}} = \frac{1}{1-D} \quad (3.4)$$

理想上輸入功率等於輸出功率，可以得到輸入電流與輸出電流之比如下式(3.5)

所示。

$$\frac{I_o}{I_L} = 1 - D \quad (3.5)$$

其中 D 為開關的工作週期比(Duty ratio)。經由上式可以發現，在升壓型直流/直流轉換器中，若操作在連續導通模式下，輸出電壓與輸入電壓有一個非線性關係。電流部分，電感電流 i_L 可以分為直流部分(I_L)與漣波部分(Δi_L)。漣波大小 Δi_L 為

$$\Delta i_L = \frac{v_L t_{on}}{L} = \frac{V_{in} t_{on}}{L} = \frac{V_{in}}{L} D T_s \quad (3.6)$$

如果電感值 L 越大或者是導通時間 t_{on} 越短，電感電流的漣波就會越小。在不更改導通時間的前提下，如果電感值足夠大，那可以將電感電流視為一直流電流。然而使用越大的電感會使電感體積變大且笨重，增加系統成本，所以下一節本文介紹三階層升壓電路使用交錯技術(Interleaving technique)切換減少電流漣波。



3.2 三階層升壓電路

圖 3.4 為三階層升壓直流/直流轉換器之通用電路架構，兩個開關 T_1 與 T_2 串接而成，取代圖 3.1 之傳統電路單一開關 T ；兩個電容 C_1 與 C_2 串接在一起，取代圖 3.1 之傳統電路單一電容 C 。至於串接開關與串接電容間，透過兩個二極體 D_1 與 D_2 互相連接，為整體之三階層升壓電路架構[2]。

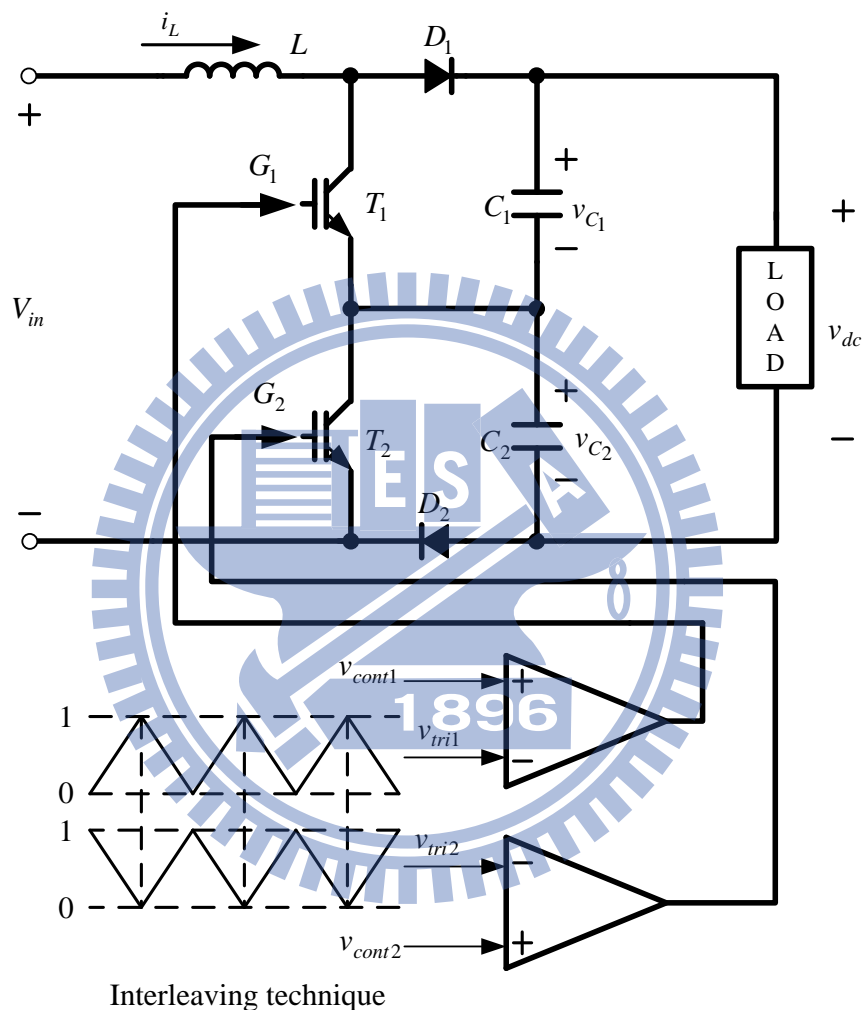


圖 3.4 三階層升壓電路圖

因電感及二極體和開關切換組態，三階層升壓電路可分為四種導通模式如圖 3.5 所示。在模式 1 時，兩個開關皆為導通，使電容皆為放電狀態；在模式 2 時，上臂開關導通，下臂開關截止，使下臂電容為充電狀態，上臂電容為放電狀態；在模式 3 時，下臂開關導通，上臂開關截止，使上臂電容為充電狀態，下臂電容為放電狀態；而模式 4 時，兩個開關皆為截止，使電容為充電狀態。

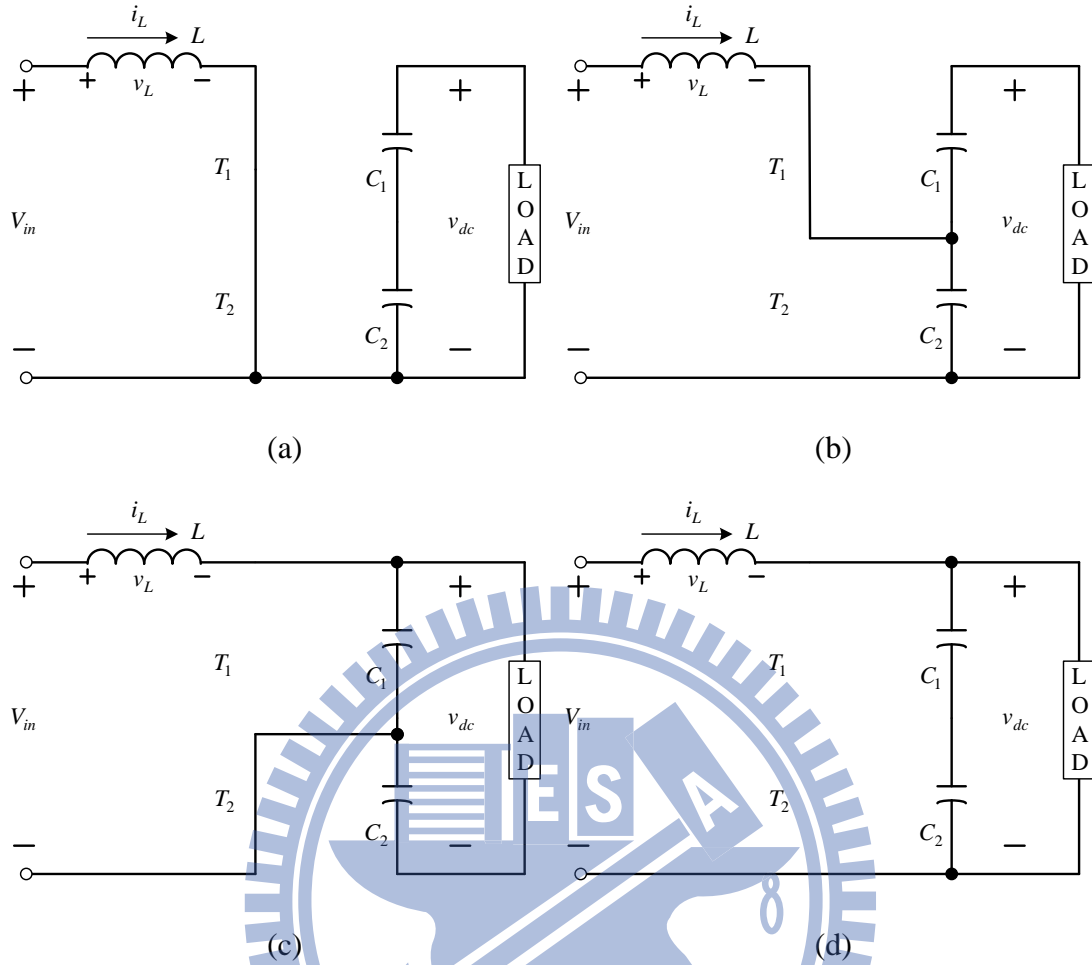


圖 3.5 三階層升壓電路開關組態圖

- (a) 模式 1: 上下臂開關導通與電容皆放電模式
- (b) 模式 2: 上臂開關導通與下臂電容充電模式
- (c) 模式 3: 下臂開關導通與上臂電容充電模式
- (d) 模式 4: 上下臂開關截止與電容皆充電模式

交錯技術(Interleaving technique)如圖 3.4 所示，由控制命令 v_{cont1} 與三角波 v_{tri1} 比較後得到開關訊號 G_1 ；由控制命令 v_{cont2} 與三角波 v_{tri2} 比較後得到開關訊號 G_2 ，而三角波 v_{tri1} 與 v_{tri2} 為各差 180 度之訊號。控制命令和 $v_{cont1} + v_{cont2} < 1$ 時，三階層升壓電路運作順序為模式 2→模式 4→模式 3→模式 4→模式 2.....，開關切換及電感電壓與電流關係圖如圖 3.6 所示。控制命令和 $v_{cont1} + v_{cont2} > 1$ 時，三階層升壓電路運作順序為模式 1→模式 2→模式 1→模式 3→模式 1.....，開關切換及電感電壓與電流關係圖如圖 3.7 所示。

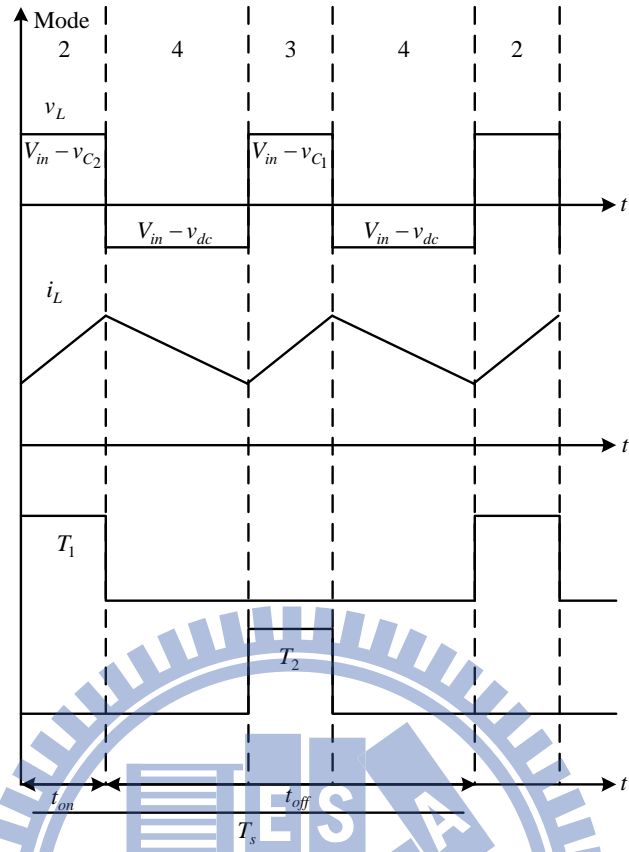


圖 3.6 控制命令和 $v_{cont1} + v_{cont2} < 1$ 之開關切換及電感電壓與電流關係圖

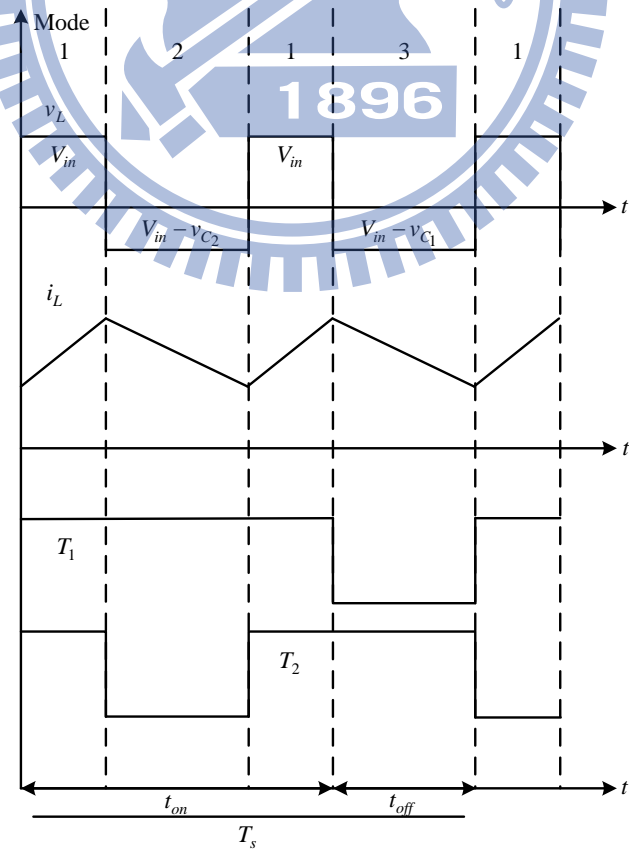


圖 3.7 控制命令和 $v_{cont1} + v_{cont2} > 1$ 之開關切換及電感電壓與電流關係圖

若控制命令 $v_{cont1} = v_{cont2} = D$ ，電容 $C_1 = C_2 = C$ ，進行三階層升壓電路推導。

在 $D < 0.5$ 時，如圖 3.6 所示當在模式 2 的時候此時電感電壓 v_L 為 $V_{in} - v_{C_2}$ ，電壓值為正，電感電流為一斜率為正的斜直線；在模式 4 的時候此時電感電壓 v_L 為 $V_{in} - v_{dc}$ ，電壓值為負，電感電流為一斜率為負的斜直線；在模式 3 的時候此時電感電壓 v_L 為 $V_{in} - v_{C_1}$ ，電壓值為正，電感電流為一斜率為正的斜直線；在模式 4 的時候此時電感電壓 v_L 為 $V_{in} - v_{dc}$ ，電壓值為負，電感電流為一斜率為負的斜直線。在穩態下此時之電容電壓 $v_{C_1} = v_{C_2} = v_{dc} / 2$ 。

由於在穩態下，電感符合伏秒平衡，將電感電壓代入，可以得到

$$(V_{in} - \frac{v_{dc}}{2})t_{on} + 2(V_{in} - v_{dc})\frac{(T_s - 2t_{on})}{2} + (V_{in} - \frac{v_{dc}}{2})t_{on} = 0 \quad (3.7)$$

將上式展開，經過化簡可以得到輸入電壓與輸出電壓之比如下式(3.8)所示。

$$\frac{v_{dc}}{V_{in}} = \frac{T_s}{t_{off}} = \frac{1}{1-D} \quad (3.8)$$

在 $D > 0.5$ 時，如圖 3.7 所示當在模式 1 的時候此時電感電壓 v_L 為 V_{in} ，電壓值為正，電感電流為一斜率為正的斜直線；在模式 2 的時候此時電感電壓 v_L 為 $V_{in} - v_{C_2}$ ，電壓值為負，電感電流為一斜率為負的斜直線；在模式 1 的時候此時電感電壓 v_L 為 V_{in} ，電壓值為正，電感電流為一斜率為正的斜直線；在模式 3 的時候此時電感電壓 v_L 為 $V_{in} - v_{C_1}$ ，電壓值為負，電感電流為一斜率為負的斜直線。在穩態下此時之電容電壓 $v_{C_1} = v_{C_2} = V_o / 2$ 。

由於在穩態下，電感符合伏秒平衡，將電感電壓代入，可以得到

$$V_{in} \frac{(2t_{on} - T_s)}{2} + 2(V_{in} - \frac{v_{dc}}{2})(T_s - t_{on}) + V_{in} \frac{(2t_{on} - T_s)}{2} = 0 \quad (3.9)$$

將上式展開，經過化簡可以得到輸入電壓與輸出電壓之比如下式(3.10)所示。

$$\frac{v_{dc}}{V_{in}} = \frac{T_s}{t_{off}} = \frac{1}{1-D} \quad (3.10)$$

推導而出當開關的工作週期比 $D < 0.5$ 或 $D > 0.5$ 時，此輸入電壓與輸出電壓之比與傳統單開關升壓電路相同，保有與傳統架構之輸入輸出特性。此電流上升斜率或下降斜率上僅為 $V_{in} - v_{dc} / 2$ ，與傳統單開關升壓電路，上升或下降斜率較小，因此在同樣的開關切換頻率下，電流漣波可以較小。

從以上的推論，根據輸入電壓與輸出電壓大小相互關係，將操作區域分成兩個，進而減少電流變化斜率，降低電流漣波，使電流漣波較傳統架構小。因此，在相同的電感漣波下，三階層升壓型直流/直流轉換器可以使用較小電感值，電感體積可以減小，節省系統成本；從另一角度來看，三階層升壓型直流/直流轉換器可以用較小的開關切換頻率，減少開關切換損失，提高整體系統本身效率。且在同樣的開關切換頻率下，因為三階層升壓電路架構之開關耐壓僅為傳統單開關升壓電路架構二分之一，因此開關切換損失僅為傳統架構切換損失之一半，選擇開關上，可以為耐壓較低的開關，使整體系統成本降低。



3.3 電壓平衡控制

接著，此電路架構也有特別注意兩個電容電壓彼此平衡的問題。若控制命令 v_{cont1} 與 v_{cont2} 相等時，電容 C_1 與 C_2 因交錯技術互相充放電，理想上電容電壓 v_{C1} 與 v_{C2} 是相等的。實際上，製造電容的材料有電阻，電容絕緣介質有損耗，各種原因導致電容變得不一致，如串聯等效阻抗 ESR(Equivalent Series Resistance)。如果無法保持電容值彼此相等，其中一個電容電壓必會大於另外一個電容電壓，可能會超過電容與開關選擇時的設計耐壓，造成電路元件損壞。因此在三階層升壓電路控制架構之開關信號產生架構，必須確保兩個電容電壓彼此平衡。

3.3.1 文獻上控制器架構分析

為確保電容電壓平衡，文獻控制架構[2]如圖 3.8 所示。分別感測電容電壓 v_{C1} 與 v_{C2} ，經過電壓平衡控制器得到下臂開關控制訊號 v_{cont2} 。當下臂電容電壓 v_{C2} 大於上臂電容電壓 v_{C1} ，因此要在避免單獨對下臂電容 C_2 充電，增加下臂開關控制訊號 v_{cont2} 多對上臂電容 C_1 充電；當上臂電容電壓 v_{C1} 大於下臂電容電壓 v_{C2} ，因此要在避免單獨對上臂電容 C_1 充電，減少下臂開關控制訊號 v_{cont2} 多對下臂電容 C_2 充電。

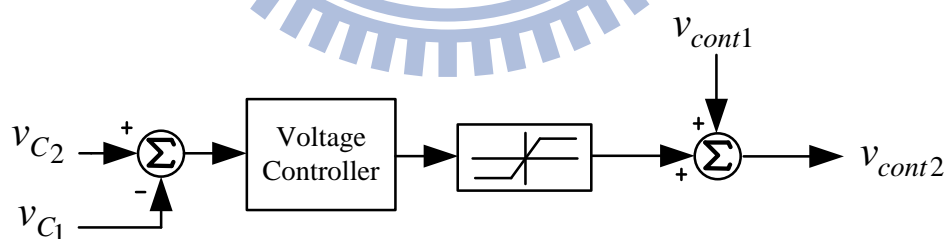


圖 3.8 文獻電壓平衡控制架構

在 PISM 模擬環境下，模擬文獻上電壓平衡控制架構於三階層升壓電路，模擬於電容電壓不平衡將兩個電容值為不同來進行控制，相關模擬參數如表 3.1 所示。模擬負載平台為電阻 100Ω ，其模擬控制架構如下圖 3.9 所示。

表 3.1 系統參數及控制參數

輸入直流電壓 V_{in}	100V
電感 L	1mH
控制命令 v_{cont1}	0.75
電容 C_1, C_2	1980uF, 2420uF
負載	100Ω
開關切換頻率 f_s	20kHz

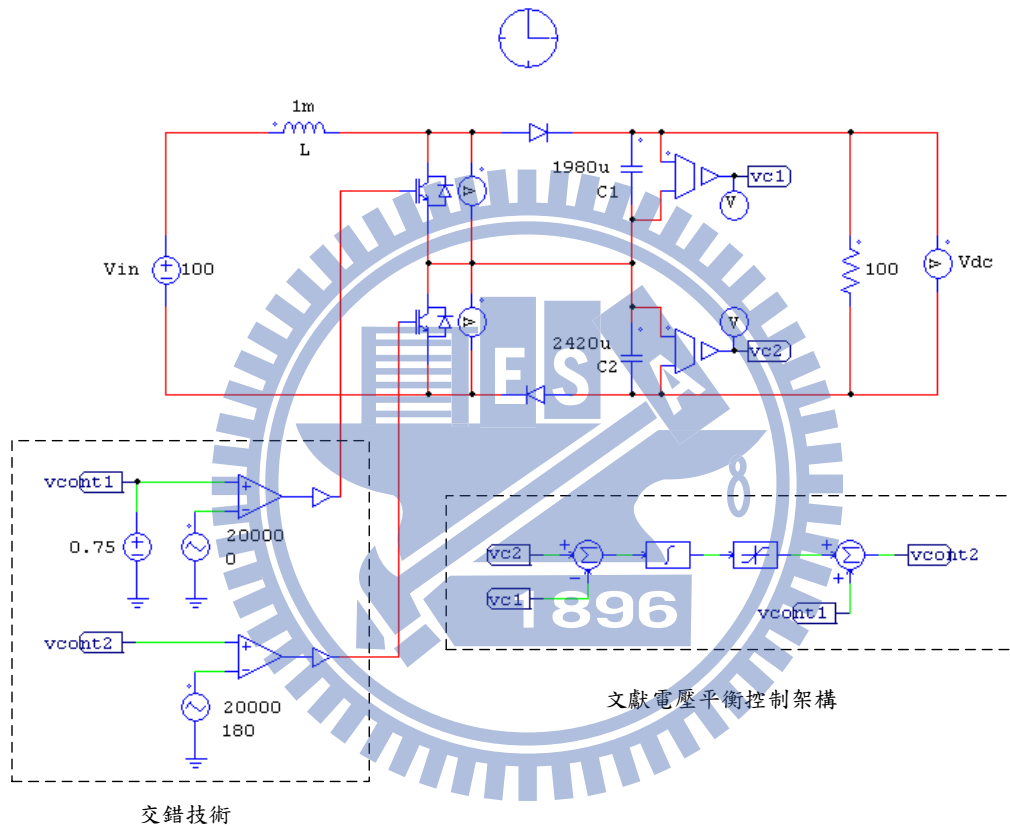


圖 3.9 模擬三階層升壓電路之文獻電壓平衡控制架構

模擬主要著眼於加入文獻電壓平衡控制前後之電容電壓 v_{C1} 與 v_{C2} 之變化波形。加入前後之文獻電壓平衡控制兩個開關之跨壓 V_{T1} 與 V_{T2} 、電容電壓 v_{C1} 與 v_{C2} 及輸出電壓 v_{dc} 如圖 3.10 及圖 3.11 所示。

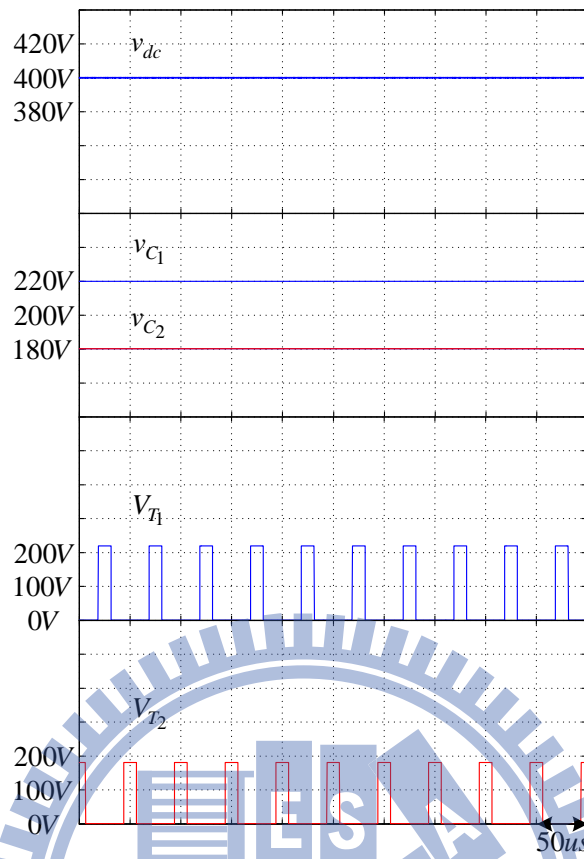


圖 3.10 未加入文獻電壓平衡控制之波形

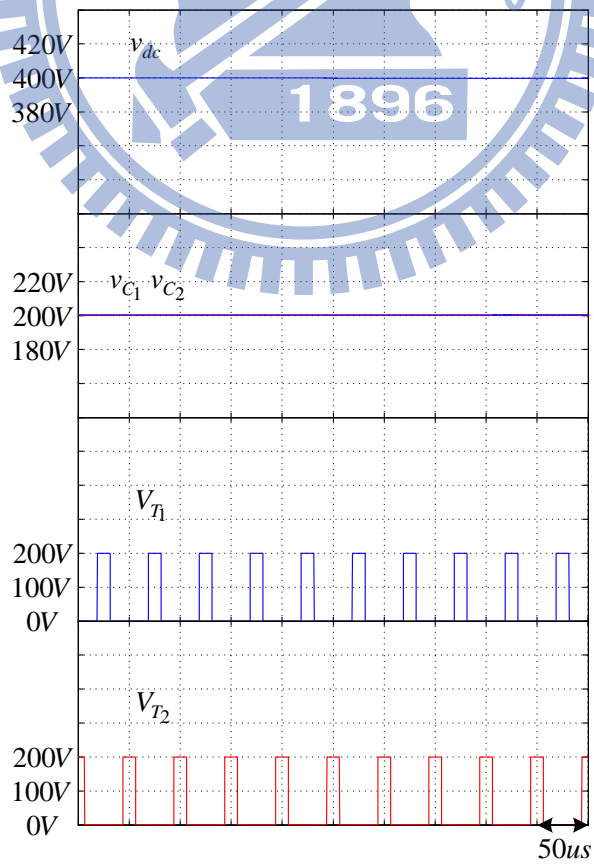


圖 3.11 加入文獻電壓平衡控制之波形

由模擬結果可看出當在電容值不相等時之電容電壓 v_{C1} 與 v_{C2} 不平衡使開關跨壓 V_{T1} 與 V_{T2} 不一致，但輸出電壓與輸入電壓比與傳統單開關升壓電路相同。加入電壓平衡控制時有效達到電容電壓 v_{C1} 與 v_{C2} 平衡且開關跨壓 V_{T1} 與 V_{T2} 相等及輸出電壓與輸入電壓比維持一致。

3.3.2 交錯取樣策略

其傳統之電壓平衡控制是以回授兩電壓迴路來進行平衡控制，然而感測器的增加使成本大幅提高。因此本文提出一控制方法，僅一回授電流迴路控制達成兩電容電壓平衡於三階層升壓電路，除了可以達到電壓平衡且成本因不需多餘之感測器大幅降低，此輸入電流漣波可大幅減少。

因兩者電容電壓之不平衡，電感電流斜率不一致，使輸入電流因交錯技術之電流漣波造成不一致現象，利用此電流漣波本文提出僅回授一電流迴路來進行電壓平衡控制。為了取樣漣波電流值，本文提出交錯取樣策略，如圖 3.12(a)(b)所示。

交錯取樣策略中，在開關切換週期 T_s 下於各 $T_s/4$ 取樣電流。在 I_L 取樣時間點中，在一個開關切換週期 T_s 下位於三角波 v_{tri1} 位於波峰時或位於三角波 v_{tri2} 位於波谷時進行取樣電流，為 I_L ；在 I_{vc1} 取樣時間點中，在一個開關切換週期 T_s 下於三角波 v_{tri1} 從波谷經過 $T_s/4$ 時進行取樣電流，為 I_{vc1} ；在 I_{vc2} 取樣時間點中，在一個開關切換週期 T_s 下於三角波 v_{tri2} 從波谷經過 $T_s/4$ 時進行取樣電流，為 I_{vc2} 。交錯取樣策略中取樣之電流 I_{vc1} 與 I_{vc2} 作為電壓平衡控制器之輸入電流，而 i_L 取樣出之平均電流 I_L 作為最大功率追蹤控制器之輸入電流。

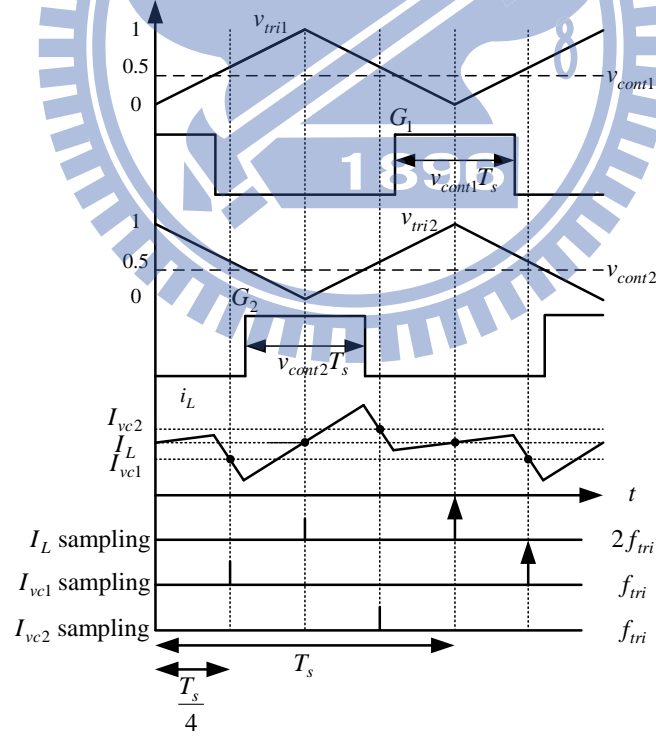
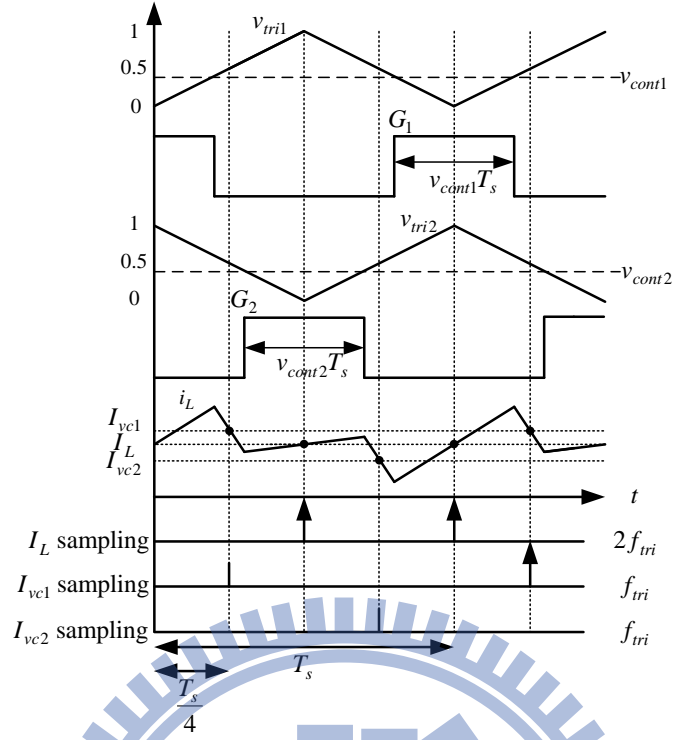


圖 3.12 交錯取樣策略

(a) $v_{C1} > v_{C2}$

(b) $v_{C1} < v_{C2}$

3.3.3 本文提出電壓平衡控制策略

從交錯取樣策略中取之漣波電流值 I_{vc1} 與 I_{vc2} ，仔細觀察可以發現，因電容電壓不平衡導致使兩電流值差不會為零。因此，交錯技術中開關 T_1 及 T_2 的工作週期與 v_{C1} 與 v_{C2} 充放電相關，為了使 v_{C1} 與 v_{C2} 電壓平衡於三階層升壓電路，利用電流漣波差，圖 3.13 所示為本文提出之電壓平衡控制器，開關 T_2 的工作週期為 v_{cont2} 且由 v_{cont1} 與平衡電壓變動量 Δv_{cont2} 相加得之。 v_{cont2} 為式(3.11)所示

$$\begin{aligned} v_{cont2} &= v_{cont1} + \Delta v_{cont2} \\ &= v_{cont1} + \frac{k_i}{s}(I_{vc2} - I_{vc1}) \end{aligned} \quad (3.11)$$

k_i 為電壓平衡控制之積分增益，藉由開關 T_2 來調節兩者電容電壓達到至平衡。

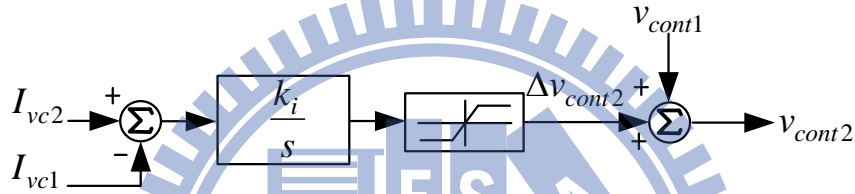


圖 3.13 本文提出之電壓平衡控制器

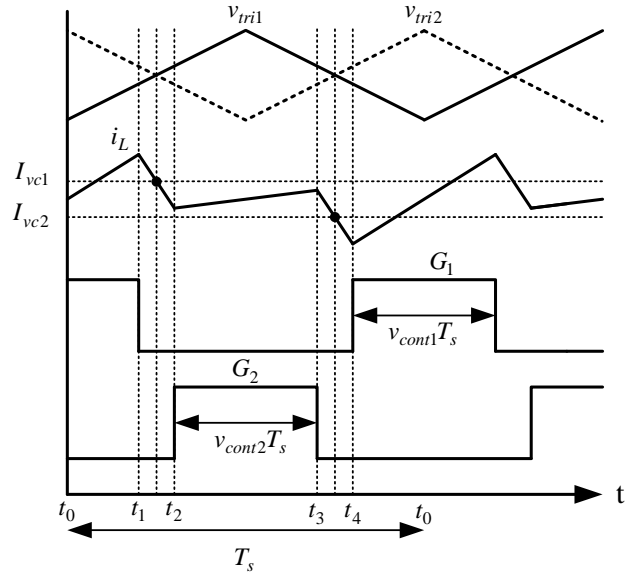
依據開關信號狀態和及電容電壓狀況中電路推導出漣波電流之值 I_{vc1} 與 I_{vc2} 。

(1) 開關信號狀態為 $<<v_{cont1} + v_{cont2} < 1>>$ 之不同電容電壓狀況:

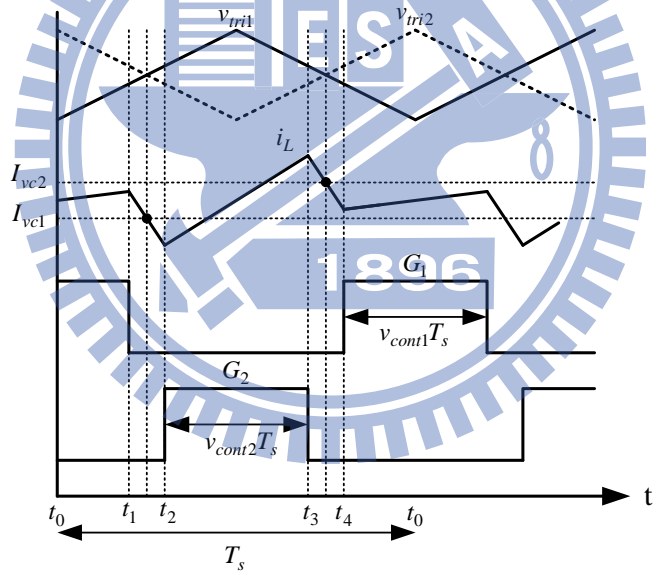
下圖 3.14(a)(b) 為電路開關組態 $v_{cont1} + v_{cont2} < 1$ 在不同電容電壓狀況下之電流波形。電流漣波 I_{vc1} 與 I_{vc2} 如式(3.12)與(3.13)所示。

$$\begin{aligned} I_{vc1} &= i_L(t_2) + \frac{v_{dc} - V_{in}}{L} \frac{(1 - v_{cont1} - v_{cont2})}{4} T_s \\ &= i_L(t_4) + \frac{V_{in} - v_{C2}}{L} v_{cont1} T_s - \frac{v_{dc} - V_{in}}{L} \frac{(1 - v_{cont1} - v_{cont2})}{4} T_s \end{aligned} \quad (3.12)$$

$$\begin{aligned} I_{vc2} &= i_L(t_2) + \frac{V_{in} - v_{C1}}{L} v_{cont2} T_s - \frac{v_{dc} - V_{in}}{L} \frac{(1 - v_{cont1} - v_{cont2})}{4} T_s \\ &= i_L(t_4) + \frac{v_{dc} - V_{in}}{L} \frac{(1 - v_{cont1} - v_{cont2})}{4} T_s \end{aligned} \quad (3.13)$$



(a)



(b)

圖 3.14 電路開關組態 $v_{cont1} + v_{cont2} < 1$ 電壓不平衡之電流波形

(a) $v_{C1} > v_{C2}$

(b) $v_{C1} < v_{C2}$

I_{vc2} 與 I_{vc1} 電流漣波差為式(3.14)所示：

$$\begin{aligned}
 I_{vc2} - I_{vc1} &= \frac{v_{dc} - V_{in}}{L} \left(\frac{1 - v_{cont1} - v_{cont2}}{2} \right) T_s - \frac{V_{in} - v_{C2}}{L} v_{cont1} T_s \\
 &= \frac{V_{in} - v_{C1}}{L} v_{cont2} T_s - \frac{v_{dc} - V_{in}}{L} \left(\frac{1 - v_{cont1} - v_{cont2}}{2} \right) T_s
 \end{aligned} \tag{3.14}$$

將上式展開，經過化簡可以得到輸入電壓與如下式(3.15)所示

$$V_{in} = (1 - v_{cont1})v_{C1} + (1 - v_{cont2})v_{C2} \quad (3.15)$$

將式(3.15)代入式(3.14)，可以得到

$$\begin{aligned} & I_{vc2} - I_{vc1} \\ &= \frac{T_s}{2L} \left[(v_{cont2} + v_{cont1}v_{cont2} - v_{cont2}^2)v_{C2} \right. \\ & \quad \left. - (v_{cont1} + v_{cont1}v_{cont2} - v_{cont1}^2)v_{C1} \right] \\ &= \frac{T_s}{2L} \left[(v_{cont1} + \Delta v_{cont2} + v_{cont1}(v_{cont1} + \Delta v_{cont2}) - (v_{cont1} + \Delta v_{cont2})^2)v_{C2} \right. \\ & \quad \left. - (v_{cont1} + v_{cont1}(v_{cont1} + \Delta v_{cont2}) - v_{cont1}^2)v_{C1} \right] \quad (3.16) \\ &\cong \frac{T_s}{2L} (v_{cont1})(v_{C2} - v_{C1}) \end{aligned}$$

(2)開關信號狀態為 $\langle\langle v_{cont1} + v_{cont2} > 1 \rangle\rangle$ 之不同電容電壓狀況：

圖 3.15(a)(b)為電路開關組態 $v_{cont1} + v_{cont2} > 1$ 電容電壓不平衡之電流波形時 i_L 電流漣波中 I_{vc1} 與 I_{vc2} 如式(3.17)與(3.18)所示。

$$\begin{aligned} I_{vc1} &= i_L(t_2) - \frac{V_{in}}{L} \frac{(v_{cont1} + v_{cont2} - 1)}{4} T_s \\ &= i_L(t_4) - \frac{v_{C2} - V_{in}}{L} (1 - v_{cont1}) T_s + \frac{V_{in}}{L} \frac{(v_{cont1} + v_{cont2} - 1)}{4} T_s \end{aligned} \quad (3.17)$$

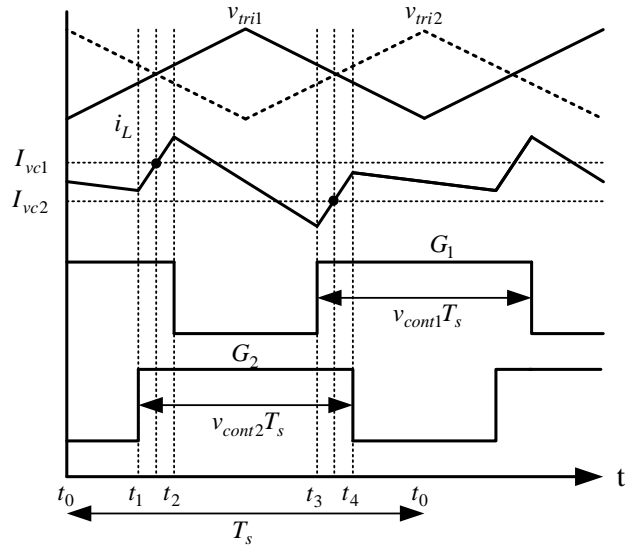
$$\begin{aligned} I_{vc2} &= i_L(t_2) - \frac{v_{C1} - V_{in}}{L} (1 - v_{cont2}) T_s + \frac{V_{in}}{L} \frac{(v_{cont1} + v_{cont2} - 1)}{4} T_s \\ &= i_L(t_4) - \frac{V_{in}}{L} \frac{(v_{cont1} + v_{cont2} - 1)}{4} T_s \end{aligned} \quad (3.18)$$

I_{vc2} 與 I_{vc1} 電流漣波差為式(3.19)所示：

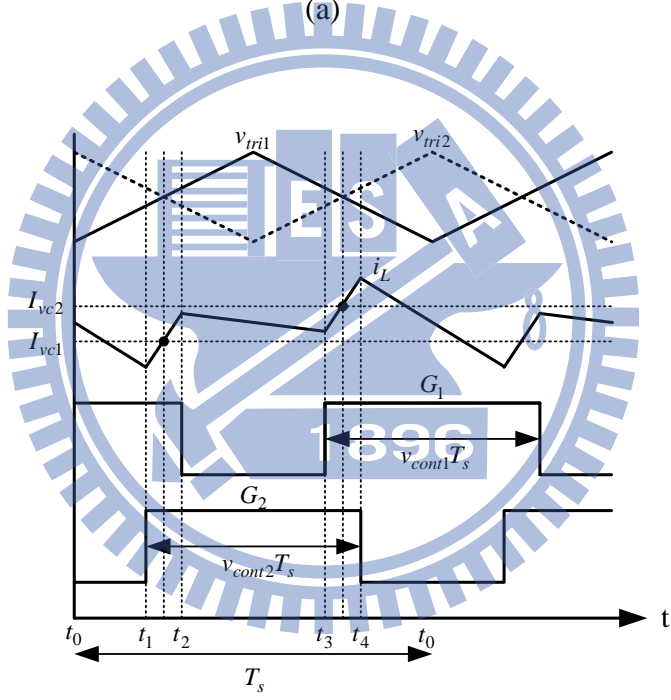
$$\begin{aligned} I_{vc2} - I_{vc1} &= \frac{V_{in}}{L} \left(\frac{v_{cont1} + v_{cont2} - 1}{2} \right) T_s - \frac{v_{C1} - V_{in}}{L} (1 - v_{cont2}) T_s \\ &= \frac{v_{C2} - V_{in}}{L} (1 - v_{cont1}) T_s - \frac{V_{in}}{L} \left(\frac{v_{cont1} + v_{cont2} - 1}{2} \right) T_s \end{aligned} \quad (3.19)$$

將上式展開，經過化簡可以得到輸入電壓與如下式(3.20)所示

$$V_{in} = (1 - v_{cont2})v_{C1} + (1 - v_{cont1})v_{C2} \quad (3.20)$$



(a)



(b)

圖 3.15 電路開關組態 $v_{cont1} + v_{cont2} > 1$ 電壓不平衡之電流波形

(a) $v_{C1} > v_{C2}$

(b) $v_{C1} < v_{C2}$

將式(3.20)代入式(3.19)，可以得到

$$\begin{aligned}
 & I_{vc2} - I_{vc1} \\
 &= \frac{T_s}{2L} \left[\begin{aligned} & (1 - v_{cont2} + v_{cont1}v_{cont2} - v_{cont1}^2)v_{C2} \\ & - (1 - v_{cont1} + v_{cont1}v_{cont2} - v_{cont2}^2)v_{C1} \end{aligned} \right] \\
 &= \frac{T_s}{2L} \left[\begin{aligned} & (1 - (v_{cont1} + \Delta v_{cont2}) + v_{cont1}(v_{cont1} + \Delta v_{cont2}) - v_{cont1}^2)v_{C2} \\ & - (1 - v_{cont1} + v_{cont1}(v_{cont1} + \Delta v_{cont2}) - (v_{cont1} + \Delta v_{cont2})^2)v_{C1} \end{aligned} \right] \quad (3.21) \\
 &\cong \frac{T_s}{2L} (1 - v_{cont1})(v_{C2} - v_{C1})
 \end{aligned}$$

在不同電容電壓及電路開關組態狀況下皆從式(3.16)及(3.21)中週期的電流漣波差可視為電容電壓差。本文提出之方法不需感測各別電容電壓，只需單一電流迴路，利用電流漣波差，來進行電壓平衡控制，達成兩者電容電壓之平衡。

根據圖 3.13 之控制架構，在 PSIM 模擬環境下，模擬本文提出之電壓平衡控制架構於三階層升壓電路，藉由回授電感電流，經過交錯取樣策略得到漣波電流值 I_{vc1} 及 I_{vc2} ，模擬於電容電壓不平衡將兩個電容值為不同來進行電壓平衡控制，相關模擬參數如表 3.1 所示。模擬負載平台為電阻 100Ω ，其模擬控制架構如下圖 3.16 所示。

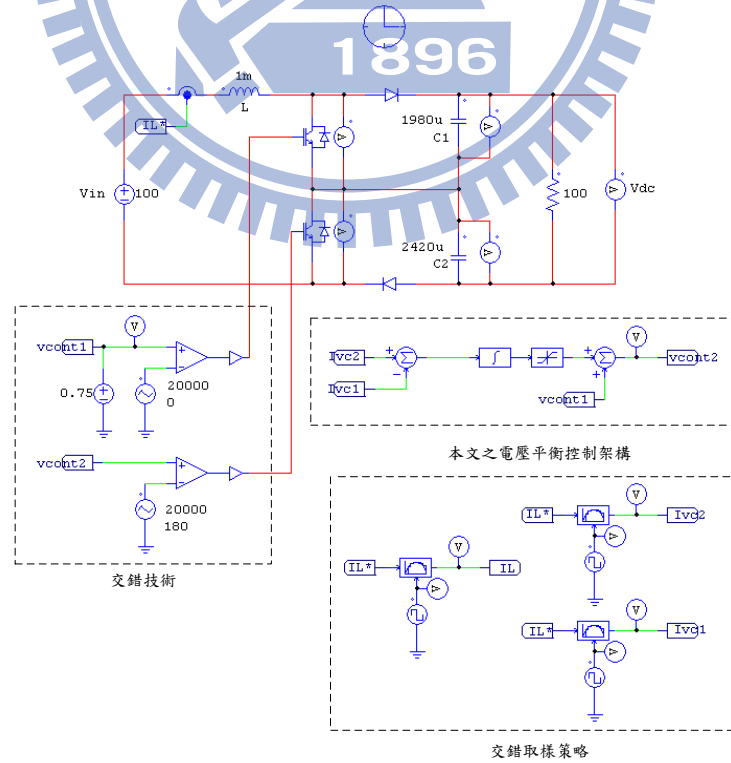


圖 3.16 模擬三階層升壓電路之本文電壓平衡控制架構

模擬主要著眼於加入本文電壓平衡控制前後之電容電壓 v_{C1} 與 v_{C2} 之變化波形。加入前後之文獻電壓平衡控制兩個開關之跨壓 V_{T1} 與 V_{T2} 、電容電壓 v_{C1} 與 v_{C2} 電感電流 i_L 、各電流漣波值及輸出電壓 v_{dc} 如圖 3.17 及圖 3.18 所示。

由模擬結果可看出當在電容值不相等時之電容電壓 v_{C1} 與 v_{C2} 不平衡使開關跨壓 V_{T1} 與 V_{T2} 不一致，也導致各電感電流漣波 (I_{vc1}, I_{vc2}) 不相等，而使電感電流漣波變大。加入本文電壓平衡控制時有效達到電容電壓 v_{C1} 與 v_{C2} 平衡且開關跨壓 V_{T1} 與 V_{T2} 相等，電感電流漣波一致且讓電流漣波減少，且輸出電壓與輸入電壓比與傳統單開關升壓電路相同。相較之下，本文所提出之電壓平衡控制僅一電流迴路控制電壓平衡，因不需多餘之電壓感測器更能降低成本及較佳的電壓平衡追隨效果加以達成電壓平衡控制。



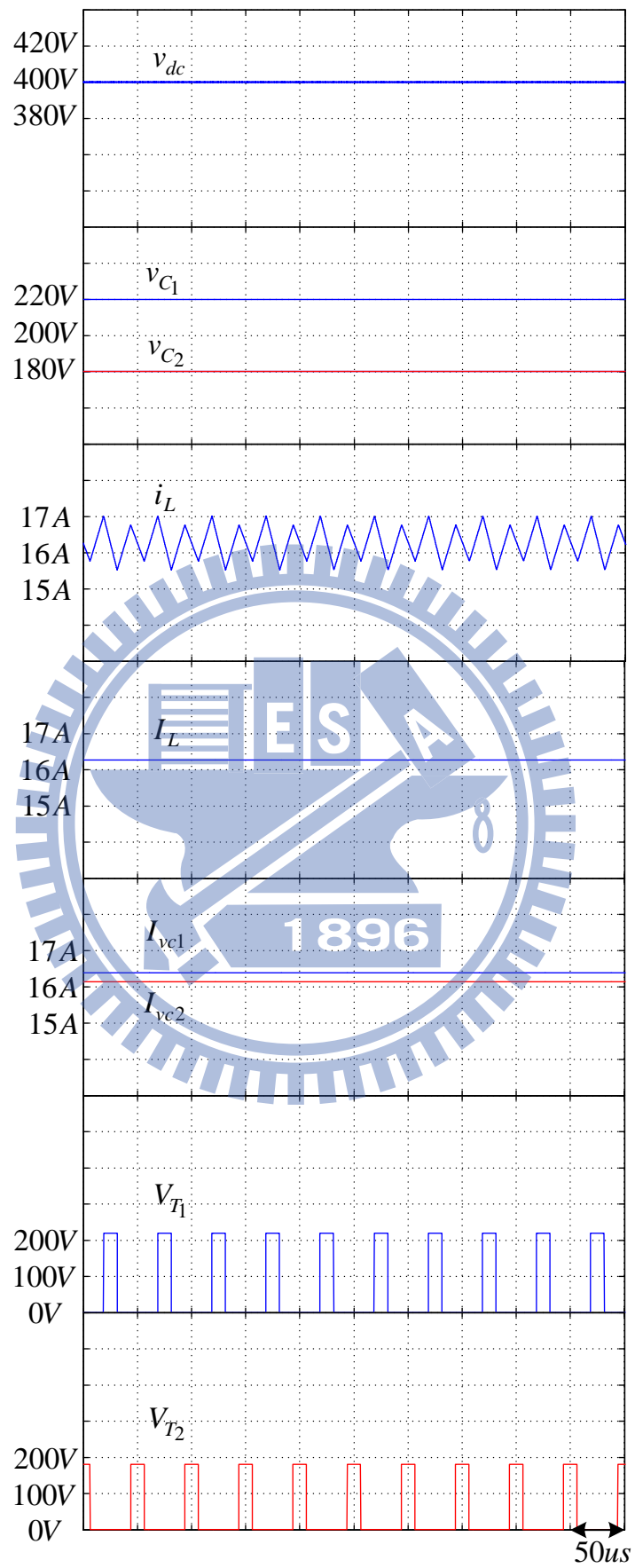


圖 3.17 未加入文獻電壓平衡控制之波形

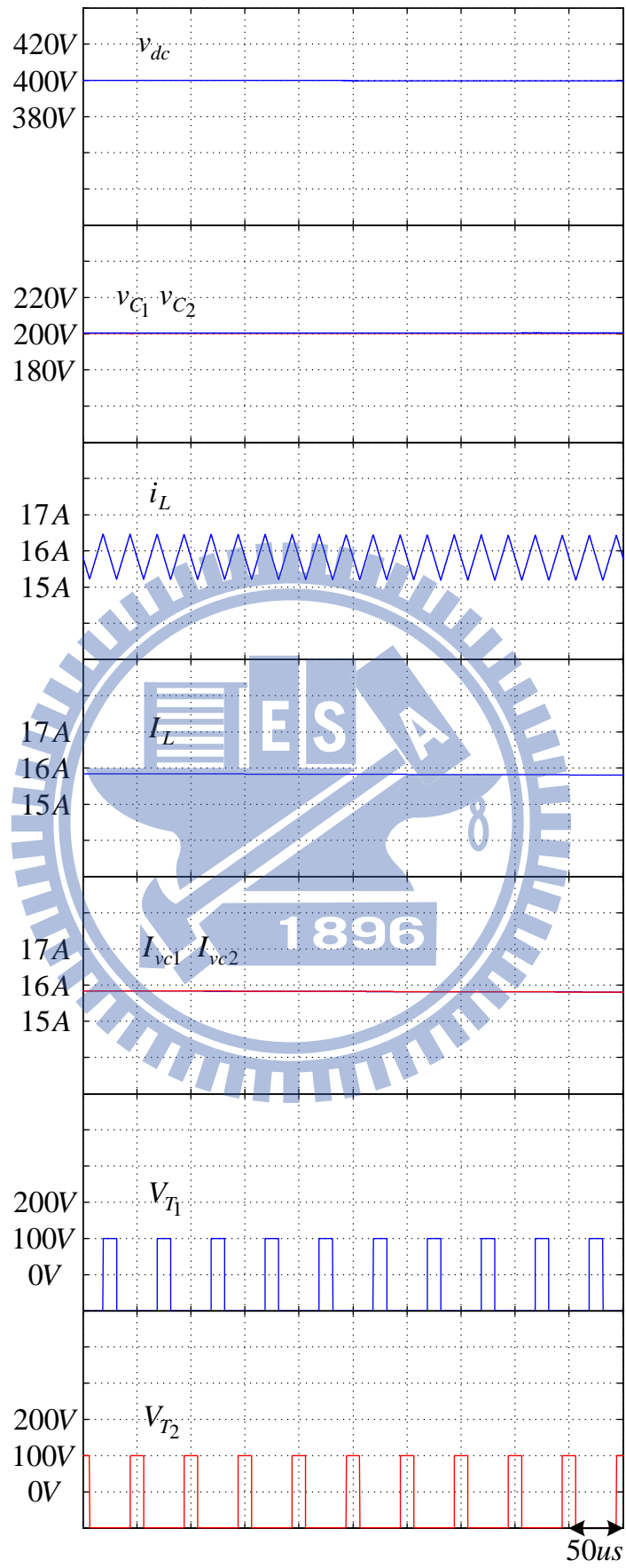


圖 3.18 加入文獻電壓平衡控制之波形

第四章

太陽能供電之直流微電網系統 控制策略

4.1 直流微電網系統控制架構

本文提出太陽能供電之獨立直流微電網系統架構，如圖 4.1 所示。輸入電源為太陽能電源，架構分別為三階層升壓直流/直流轉換器(Three-Level Boost dc/dc converter)，雙向直流/直流轉換器(Bidirectional dc/dc converter)及控制架構。

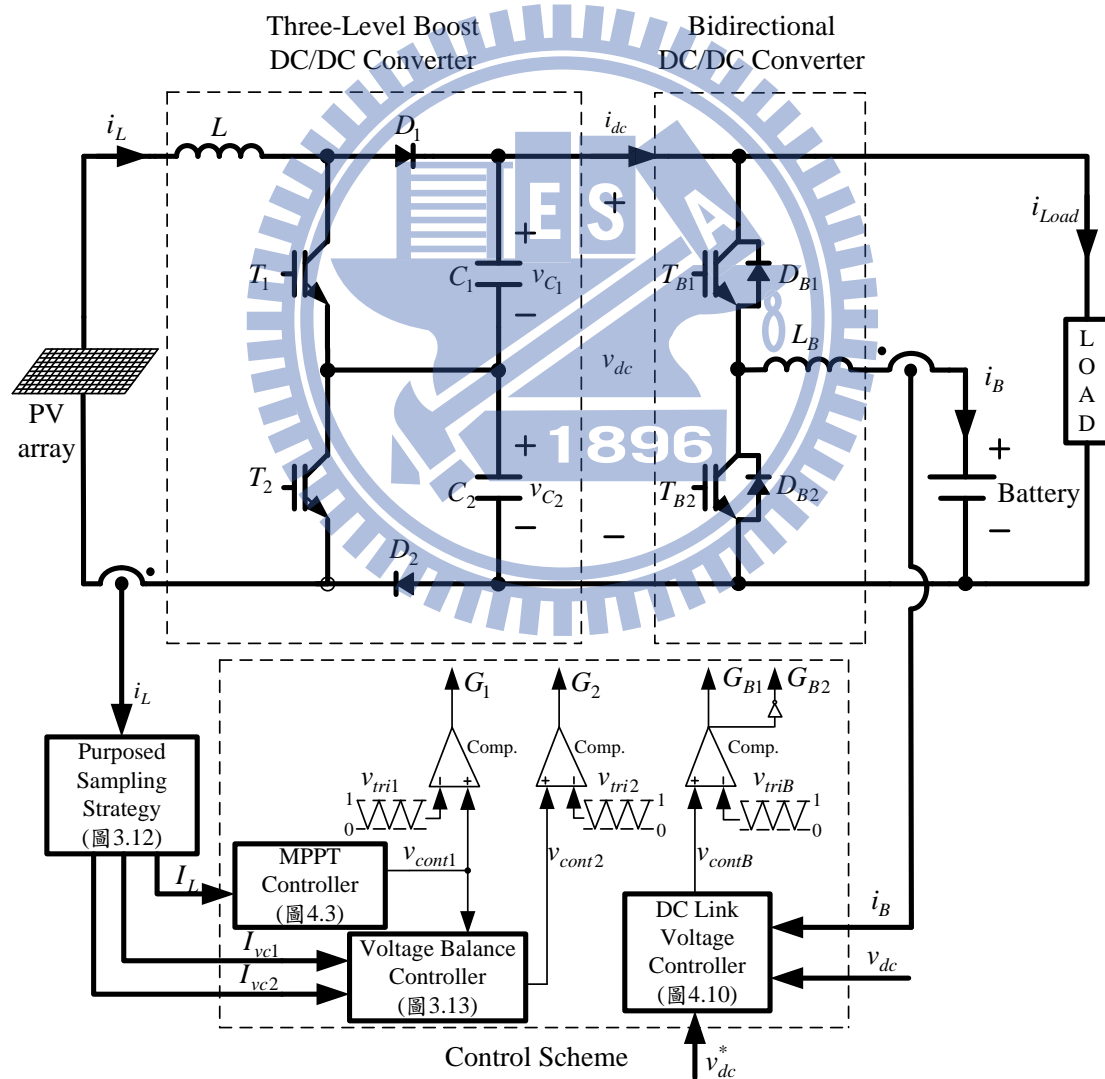


圖 4.1 直流微電網系統架構

本文之獨立運轉供電系統意指太陽能能源系統直接供應能量給負載使用，並未與其它電源連結。依據系統電路為兩階段電路架構(Two-Stage Circuit)及控制架構各別介紹及解析。

三階層升壓電路架構分析-太陽能供電之直流微電網系統中升壓直流/直流轉換器為三階層升壓電路架構，由電感 L 及開關 T_1 、 T_2 及二極體 D_1 、 D_2 和電容 C_1 、 C_2 所組成。在三階層升壓電路控制策略中，藉由回授電感電流 i_L 從本文所提出之交錯取樣策略得到漣波電流值 I_{vc1} 、 I_{vc2} 及 I_L ，平均電流 I_L 經由最大功率追蹤控制器產生開關信號 G_1 完成最大功率追蹤控制，維持太陽能最大功率點輸出；漣波電流值 I_{vc1} 及 I_{vc2} 經由本文提出之電壓平衡控制器產生開關信號 G_2 達成電容電壓平衡控制，達到系統中三階層升壓電路控制。

雙向直流直流轉換器架構分析-系統之三階層升壓電路操作在最大功率追蹤及電壓平衡控制使直流鏈電壓為不可控制，造成負載無法正常工作。故系統之雙向直流直流轉換器在電壓控制模式操作，可視為一直流電壓提供穩定電壓給予平衡太陽能及負載使用。雙向直流直流轉換器電路架構由電感 L_B 及開關 T_{B1} 、 T_{B2} 及蓄電池所組成。藉由回授直流鏈電壓 v_{dc} 與直流鏈電壓命令 v_{dc}^* 經由直流鏈電壓控制器產生開關信號 G_{B1} 、 G_{B2} 控制直流鏈電壓。直流微電網系統中雙向直流直流轉換器為維持直流鏈電壓穩定下，太陽能發電維持在最大功率點輸出下，供給負載過多或不足，電池可以即時充電或放電，平衡太陽能及負載功率穩定。

4.2 太陽能最大功率追蹤

本文輸入電源端為太陽能電源，而太陽能電源受到日照量強度、表面溫度、負載及元件劣化等條件所影響，為了確保太陽能電源操作在最大功率點，因此本文使用觀察擾動法(Perturb & Observe)進行太陽能最大功率追蹤。本文利用三階層升壓電路來實現最大功率追蹤，使用直流/直流轉換器控制太陽能之輸出電壓在最大功率點擾動。

太陽能電源連接通過升壓直流直流轉換器的直流鏈電壓上如圖 4.2 所示。

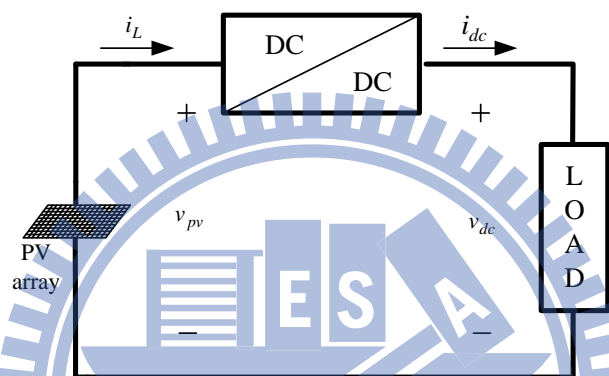


圖 4.2 太陽能電源連接升壓直流直流轉換器

對一理想升壓直流直流轉換器來說，平均功率 P_{pv} 為式(4.1)所示

$$\begin{aligned} P_{pv} &= V_{pv} \times I_L = V_{dc} \times I_{dc} \\ P_{pv} &= V_{dc} \times (1 - v_{cont1}) \times I_L \end{aligned} \quad (4.1)$$

若輸出負載為直流電壓，因直流電壓固定，從式(4.1)得知太陽能所發電之平均功率與輸出電流成正比之關係，如式(4.2)所示

$$P'_{pv} = (1 - v_{cont1}) \times I_L \quad (4.2)$$

利用式(4.2)本文提出以單電流迴路進行最大功率追蹤控制。本文所提出之最大功率追蹤控制器如圖 4.3 所示

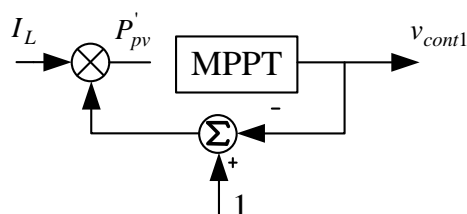


圖 4.3 本文提出之最大功率追蹤控制器

利用交錯取樣策略中之取樣之輸入電感平均電流 I_L 及工作週期 v_{cont1} 得知 P'_{pv} ，以 P'_{pv} 使用觀察擾動法 P&O 作為最大功率追蹤控制，如圖 4.4 所示。

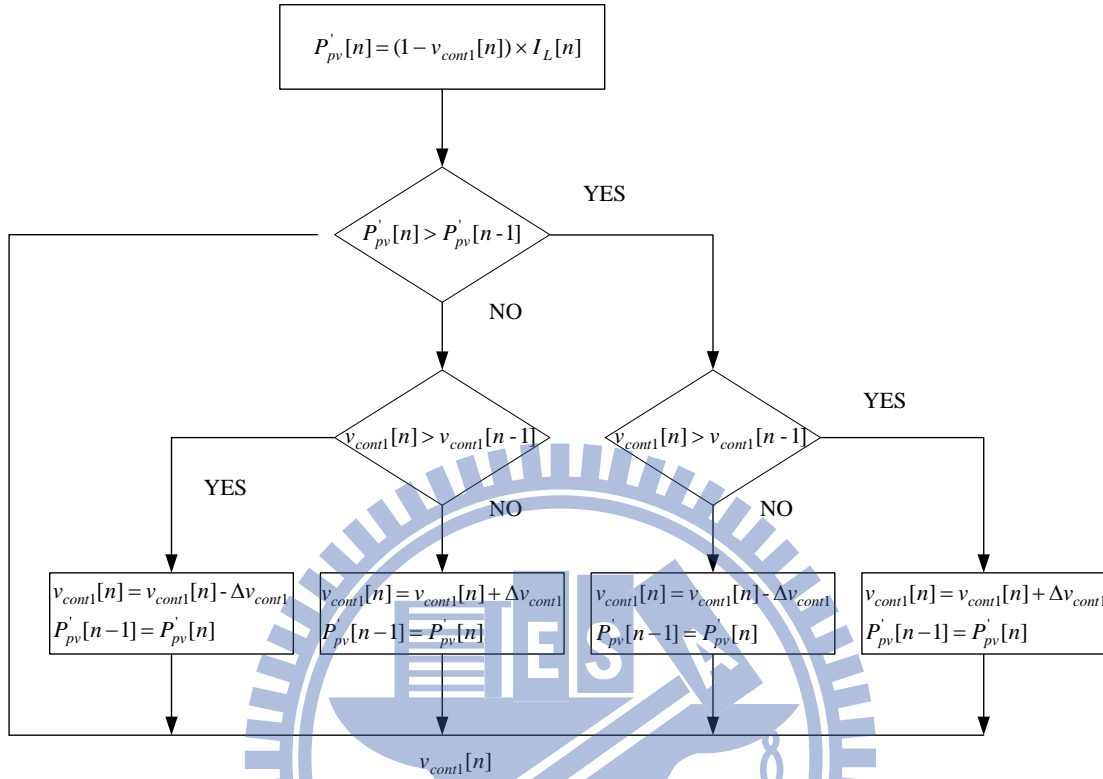


圖 4.4 最大功率追蹤演算法

計算時之輸出電流與前次之輸出電流比較，此外比較前後開關工作週期來確認增加或減少開關工作週期 v_{cont1} ，追蹤太陽能最大功率點。在三階層升壓電路中，控制開關 T_1 的工作週期 v_{cont1} 來達成最大功率追蹤控制。使用較小的擾動量則追蹤到最大功率點的時間較長，但相對在最大功率點附近的擾動相對較小且較準確；使用較大的擾動量可加快速度追尋最大功率點，但也會造成系統在最大功率點附近劇烈振盪，所以參數擾動量 Δv_{cont1} 必須考慮之。

根據圖 4.3 之控制架構，在 PSIM 模擬環境下，模擬本文提出之最大功率追蹤控制架構。電路架構為輸入端為太陽能電源，並接三階層升壓電路，三階層升壓電路連接負載。藉由回授電感電流，經過交錯取樣策略得到平均電流 I_L 及設置工作週期控制命令 $v_{cont1} = 0.4$ ，進行最大功率追蹤模擬，其 MPPT 程式以每 $100Hz$ 更新工作週期控制命令 v_{cont1} 的命令值，負載分別為電阻 100Ω 、 200Ω 及

直流鏈電壓 $V_{dc} = 200V$ 進行模擬。太陽能電源模擬參數及系統電路參數如表 4.1 及表 4.2 所示。其模擬控制電路架構如下圖 4.5 所示。

表 4.1 太陽能電源模擬參數

太陽能最大點功率 P_{mpp}	480W
太陽能最大功率點電壓 V_{mpp}	100V
太陽能最大功率點電流 I_{mpp}	4.8A
太陽能開路電壓 V_{oc}	117.64V
太陽能短路電流 I_{sc}	5.33A
太陽能電池溫度 $^{\circ}C$	$25^{\circ}C$
太陽能電池日照量強度 S	$1000W/m^2$

表 4.2 系統電路參數

輸入電源 V_{pv}	太陽能電源
電感 L	1mH
控制命令 v_{cont1}	0.4
電容 C_1, C_2	2200uF
開關切換頻率 f_s	20kHz
控制命令變化量 Δv_{cont1}	0.002

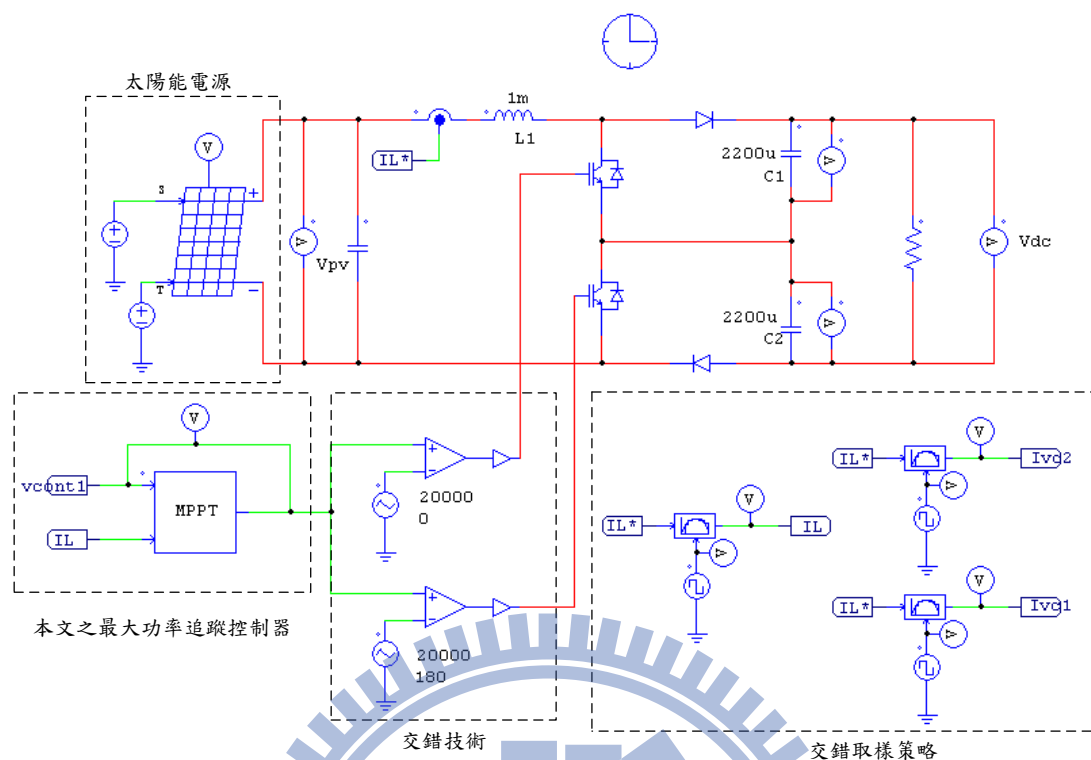


圖 4.5 模擬三階層升壓電路之本文最大功率追蹤控制架構

模擬主要著眼於本文最大功率追蹤控制啟動模擬之變化波形，各別負載分別為電阻 100Ω 、 200Ω 及直流鏈電壓 $V_{dc} = 200V$ 最大功率追蹤控制之如圖 4.6、圖 4.7 及圖 4.8 所示。藉由觀察模擬圖可以發現，所提出之最大功率追蹤控制策略不同負載大小的情況下都可有效追至最大功率點及保持系統的穩定。在負載大時暫態追蹤最大功率點時間較短，相反之則較長；而在不同負載時所追至最大功率點之控制命令不同，使輸出電壓 V_{dc} 會不一樣，因此下一章節介紹本文提出之直流微電網架構，固定直流鏈端，穩定負載輸出。

使用本文提出之最大功率追蹤器的優點僅需回授電流來就可達成太陽能最大功率追蹤，簡化硬體電路，節省系統成本，其演算法有效簡化程式流程，增加系統效率。

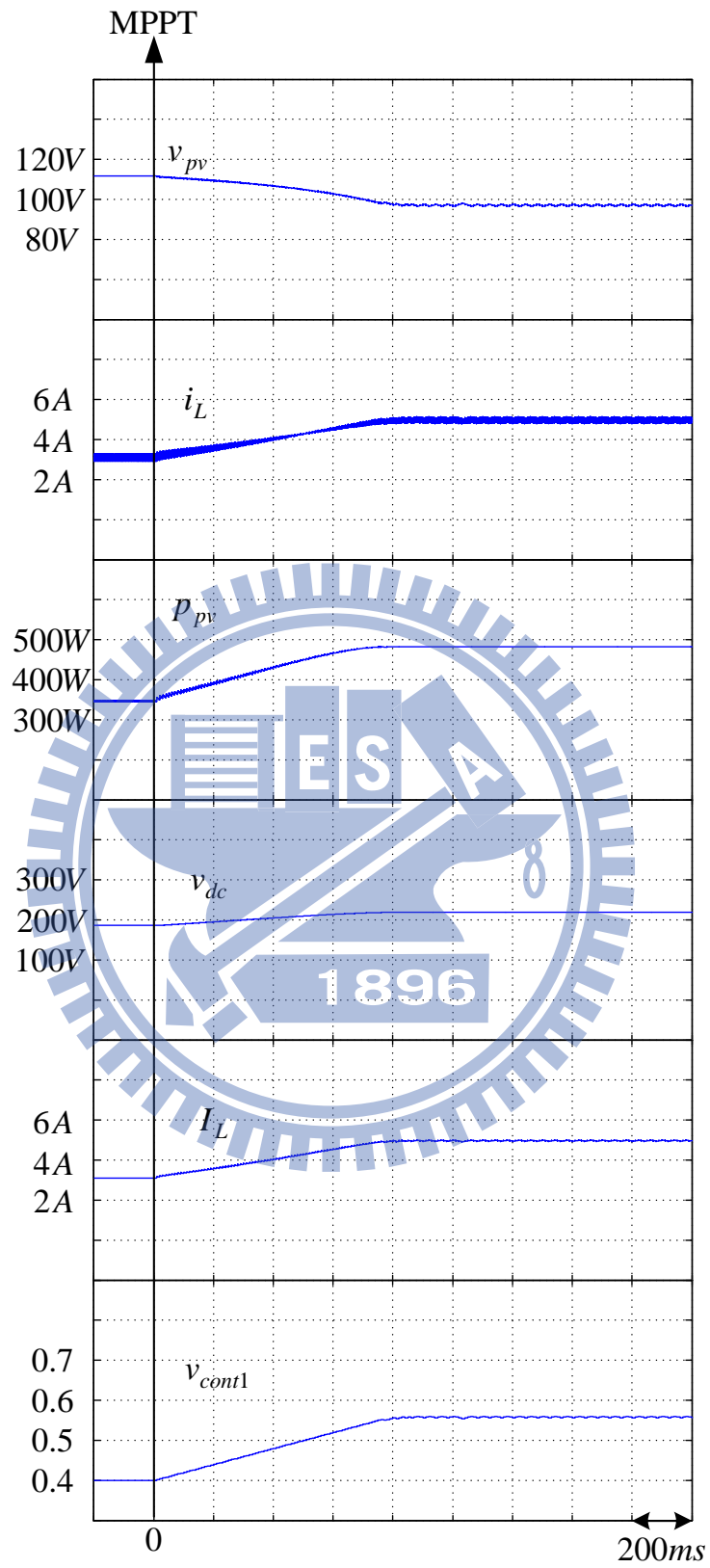


圖 4.6 本文之最大功率追蹤啟動模擬波形(100Ω)

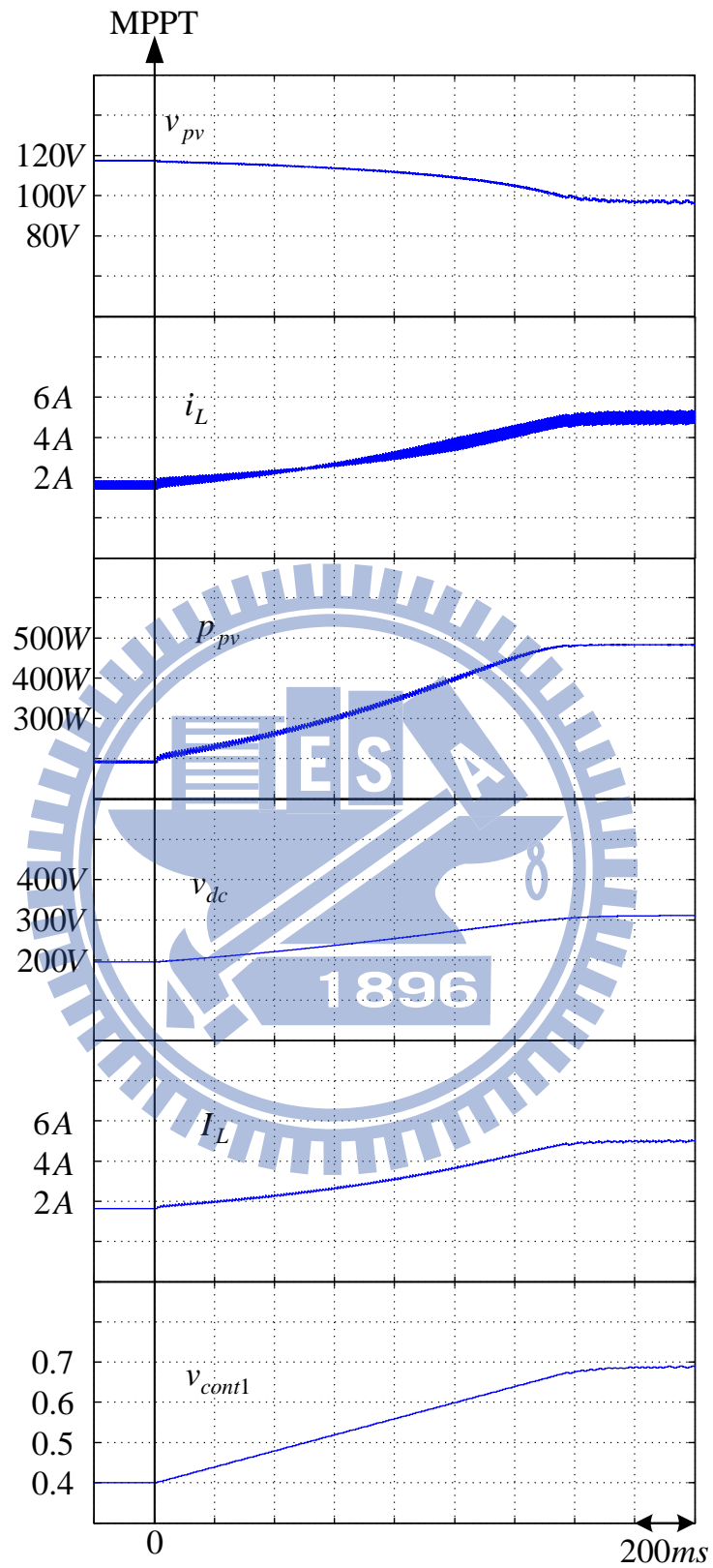


圖 4.7 本文之最大功率追蹤啟動模擬波形(200Ω)

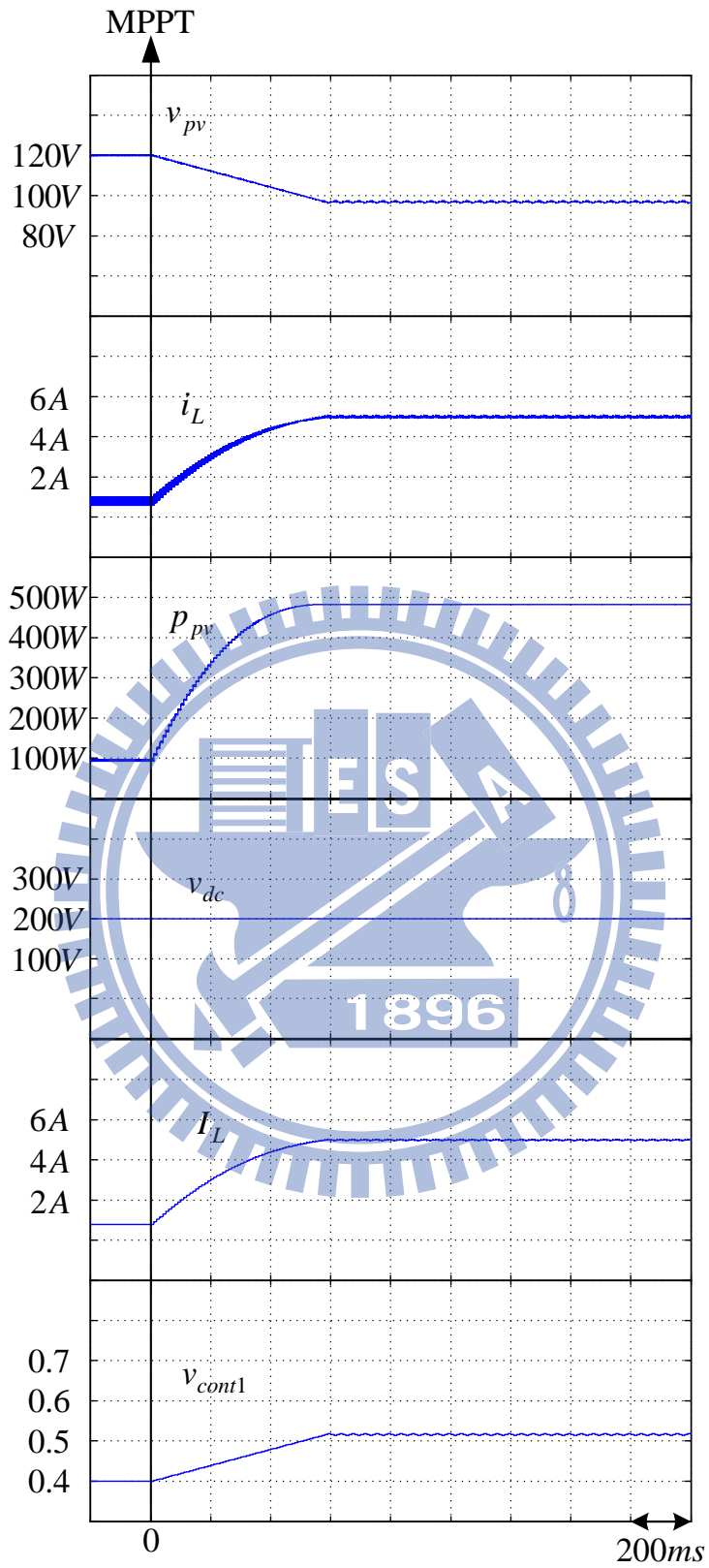


圖 4.8 本文之最大功率追蹤啟動模擬波形(200V)

4.3 雙向直流直流轉換器之蓄電池充放電架構及控制

對於搭配儲能系統之太陽能發電系統而言，能量管理使相當重要。有好的能量控制策略，將使系統運作達到最佳狀態，進而提升系統整體效率。本節介紹此雙向直流直流轉換器之直流鏈控制策略及作為系統之能量平衡控制，以維持平衡太陽能及負載功率穩定。一方面在此轉換器具有升壓功能，提供能量給予直流負載使用。另一方面此轉換器具有降壓功能，使太陽能多餘之能量給予儲能系統進行充電。

蓄電池組透過充、放電來平衡系統能量，本文採用雙向直流直流轉換器作為蓄電池予直流鏈間的能量傳遞橋樑，此雙向直流直流轉換電路如圖 4.9 所示，主要由蓄電池及電感 L_B 及開關 T_{B1} 、 T_{B2} 所組成。而蓄電池之規格參數如表 4.3 所示。

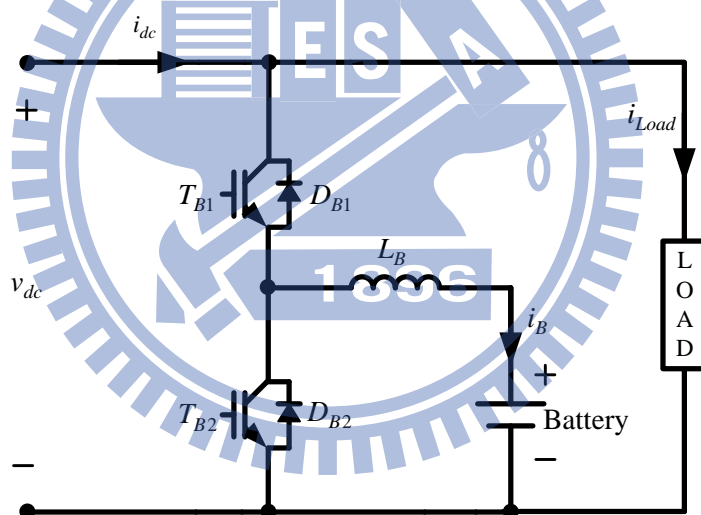


圖 4.9 雙向直流直流轉換電路

本文之雙向直流直流轉換器採用 4 顆蓄電池串聯而成，其蓄電池組電壓為 48V，並經由雙向直流直流轉換器升壓將蓄電池組電壓升壓至系統所需之直流鏈電壓 200V，其直流鏈電壓控制器如圖 4.10 所示。

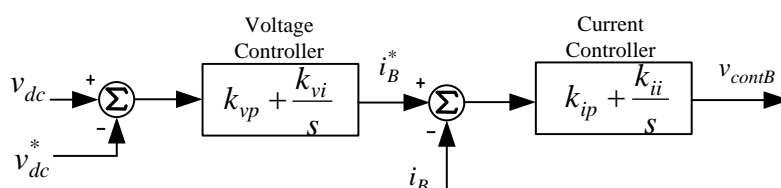


圖 4.10 直流鏈電壓控制器

藉由回授直流鏈電壓 v_{dc} 與直流鏈電壓命令 v_{dc}^* 經由直流鏈電壓控制器產生控制命令 v_{contB} ，控制命令與三角波比較後產生開關信號 G_{B1} 、 G_{B2} 對其上、下臂開關 T_{B1} 、 T_{B2} 使蓄電池組進行充放電控制，達到本文之能量管理之目的。

表 4.3 蓄電池 LONG WP22-12NE 之規格參數

電壓值(Voltage)	12V
容量(Nominal Capacity)	22AH at 20hr
浮充電壓(Standby Use)	13.5~13.8V
循環壽命(Cycle Use)	14.4~15.0V
工作溫度(Operating Temperature)	25°C
重量(Weight)	6.45kg
體積(mm)	181×76×167

根據太陽能供電及負載情況中，直流微電網系統之運作模式依雙向直流直流轉換器分為升壓模式及降壓模式，各別介紹及解析。

4.3.1 雙向直流直流轉換器之降壓操作模式

當太陽能電源操作在最大功率點輸出下功率大於負載所需時，為了維持直流鏈電壓的穩定，此時雙向直流直流轉換器操作在降壓模式，以 PWM 信號控制上臂開關 T_{B1} 導通或截止，太陽能輸出多餘的能量來對電池進行充電，維持平衡負載，其系統電路如圖 4.11 所示。由於直流鏈電壓大於蓄電池組電壓，因此電感 L_B 在上臂開關 T_{B1} 導通時會吸收在直流鏈上的能量，並在開關 T_{B1} 截止時經由下臂開關 T_{B2} 向蓄電池進行充電。

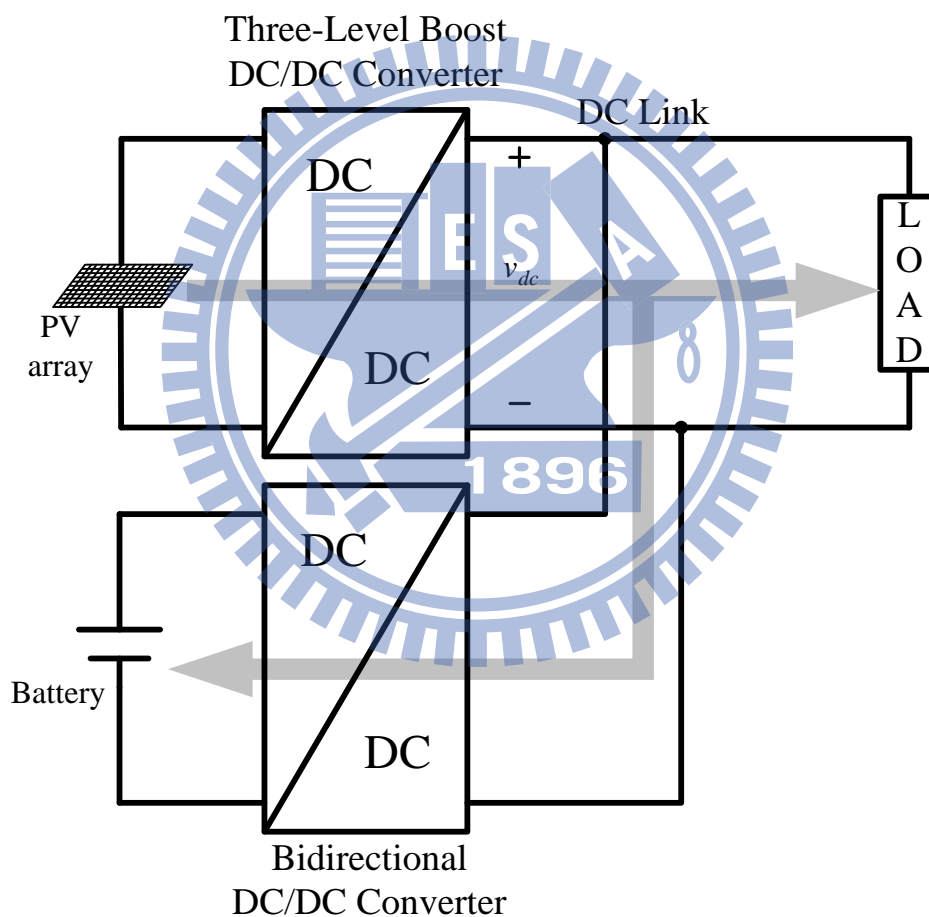


圖 4.11 直流微電網系統降壓模式

依照圖 4.10 直流微電網系統降壓模式之直流鏈電壓控制器，本文之蓄電池組充電操作，運用電壓控制器，來限制充電電流大小，雖然充電時間較長，但對電池使用壽命期限較延長。

4.3.2 雙向直流直流轉換器之升壓操作模式

當太陽能電源操作在最大功率點輸出下功率小於負載所需時，為了維持直流鏈電壓的穩定，此時雙向直流直流轉換器操作在升壓模式，以 PWM 信號控制上臂開關 T_{B2} 導通或截止，從電池執行放電操作，提供能量至負載，維持平衡負載，其系統電路如圖 4.12 所示。由於直流鏈電壓於蓄電池組電壓，因此將蓄電池儲存在電感 L_B 上的能量，並在經由開關 T_{B1} 導通時放電至直流鏈上，穩定直流鏈電壓，平衡太陽能及負載功率穩定。。

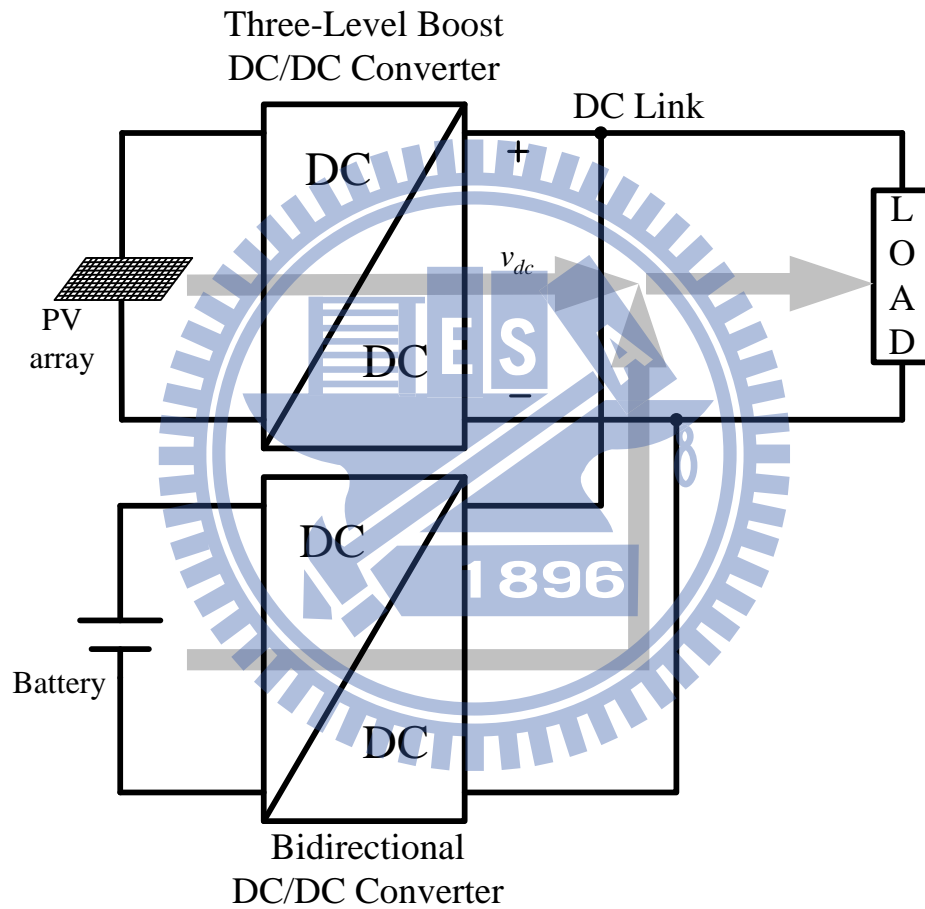


圖 4.12 直流微電網系統升壓模式

依照圖 4.10 直流微電網系統升壓模式之直流鏈電壓控制器，本文之蓄電池組放電操作，是為維持直流鏈電壓穩定。藉由回授實際直流鏈電壓 v_{dc} 追隨直流鏈電壓命令 v_{dc}^* ，經由電壓控制器得知電流命令 i_B^* 調節蓄電池組電流 i_B ，達到穩定放電控制。

4.4 直流微電網系統控制模擬

根據圖 4.1 的控制架構，利用電腦模擬軟體 PSIM 來驗證本文所提出以太陽能供電之獨立直流微電網系統控制的電路架構，如圖 4.13 所示，討論所提之直流微電網系統控制的暫態及穩態特性。將太陽能電源並接至三階層升壓電路，三階層升壓電路連接至雙向直流直流轉換器，最後並接至負載端，為整體之系統電路架構。其中控制器部分，包括本文交錯取樣策略、太陽能最大功率追蹤控制器、電壓平衡控制器以及直流鏈電壓控制器。

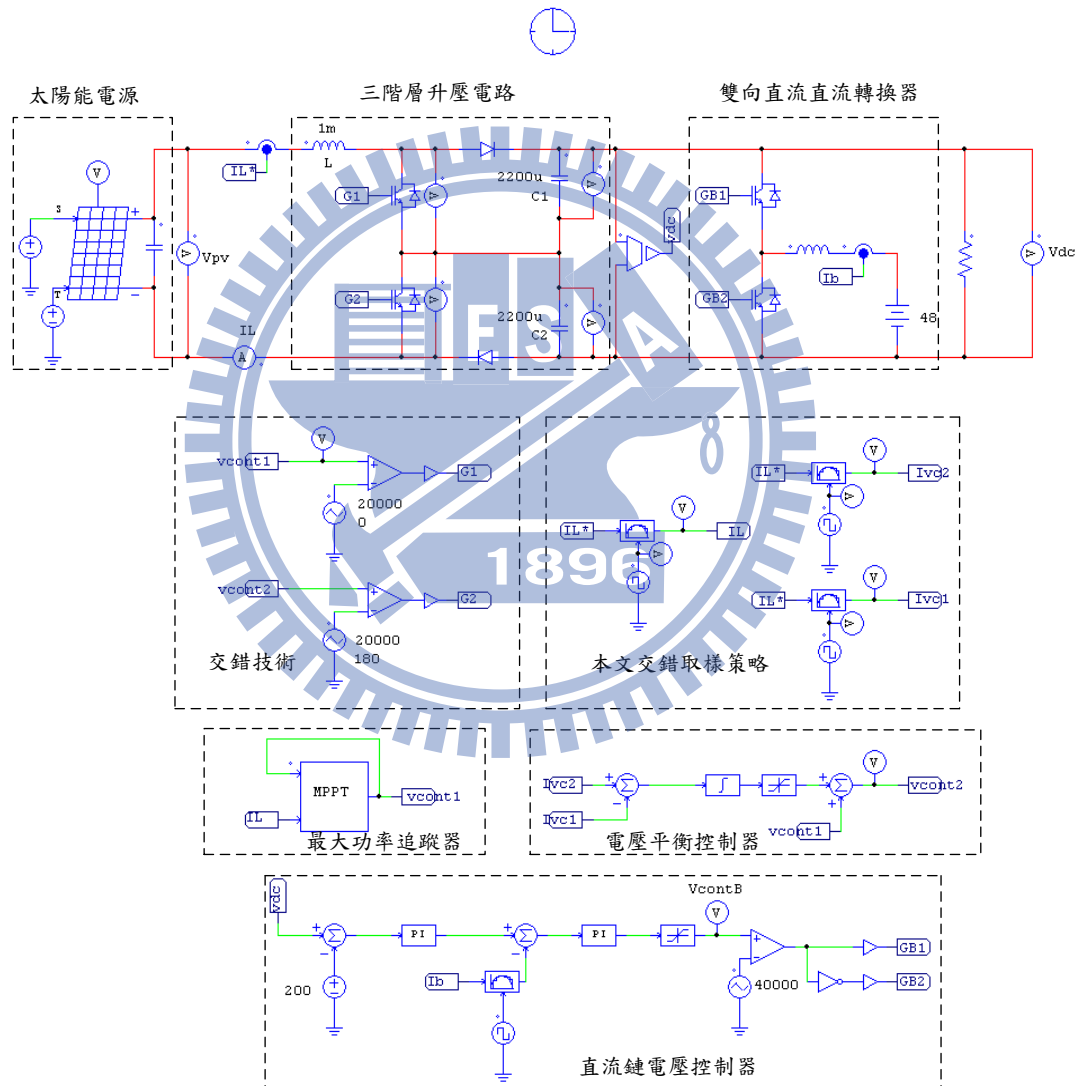


圖 4.13 直流微電網系統控制之模擬電路圖

模擬之太陽能電源模擬參數於表 4.1，直流微電網系統參數及控制參數列於表 4.4。

表 4.4 直流微電網系統參數及控制參數

直流鏈電壓命令 v_{dc}^*	200V
電感 L	1mH
電感 L_B	1mH
直流鏈電容 C_1, C_2	2200uF $\pm 10\%$
蓄電池組電壓 V_B	48V
控制命令變化量 Δv_{ctrl}	0.002
三階層升壓轉換器開關頻率	20kHz
雙向直流直流轉換器開關頻率	40kHz
最大功率追蹤器工作頻率	100Hz

4.4.1 直流無限匯流排模擬

本章節以模擬的方式所述之直流微電網系統連接於直流匯流排 $V_{dc} = 200V$ 之系統模擬。實際上電容無法完全一致，因此模擬於電容值 $C_1 = 2200\mu F + 10\%$ ， $C_2 = 2200\mu F - 10\%$ 。設置控制命令 $v_{cont1} = 0.4$ 之啟動太陽能最大功率追蹤模擬，到達最大功率追蹤點穩態時將電壓平衡控制啟動於三階層升壓電路之波形過程變化。輸入功率 P_{pv} 、輸入電壓 v_{pv} 、輸入電流 i_L 、控制命令 v_{cont1} 及 v_{cont2} 、電容電壓 v_{C1} 及 v_{C2} 、交錯取樣策略之電流漣波值 I_L 、 I_{vc1} 及 I_{vc2} 波形變化如圖 4.14 所示。

系統模擬結果如圖 4.14 所示，可見，啟動太陽能最大功率追蹤，由於未達到最大功率點時之控制命令 v_{cont1} 迅速增加，到達最大功率點時之維持最大功率點穩定操作。而電容電壓 v_{C1} 及 v_{C2} 因電容值不一致使電壓不相等。此時切入電壓平衡控制時控制命令 v_{cont2} 變化可看出兩者電容電壓慢慢趨近至平衡，即可完成電壓平衡控制，完成系統連接於直流匯流排之控制策略。

到達最大功率追蹤點穩態時之未啟動電壓平衡控制之電容電壓不平衡，使電感電流漣波不一致，未加入電壓平衡控制之電感電流漣波波形模擬如圖 4.15 所示；啟動電壓平衡控制使電容電壓平衡及電感電流漣波一致，電壓平衡控制之電感電流漣波波形模擬如圖 4.16 所示。

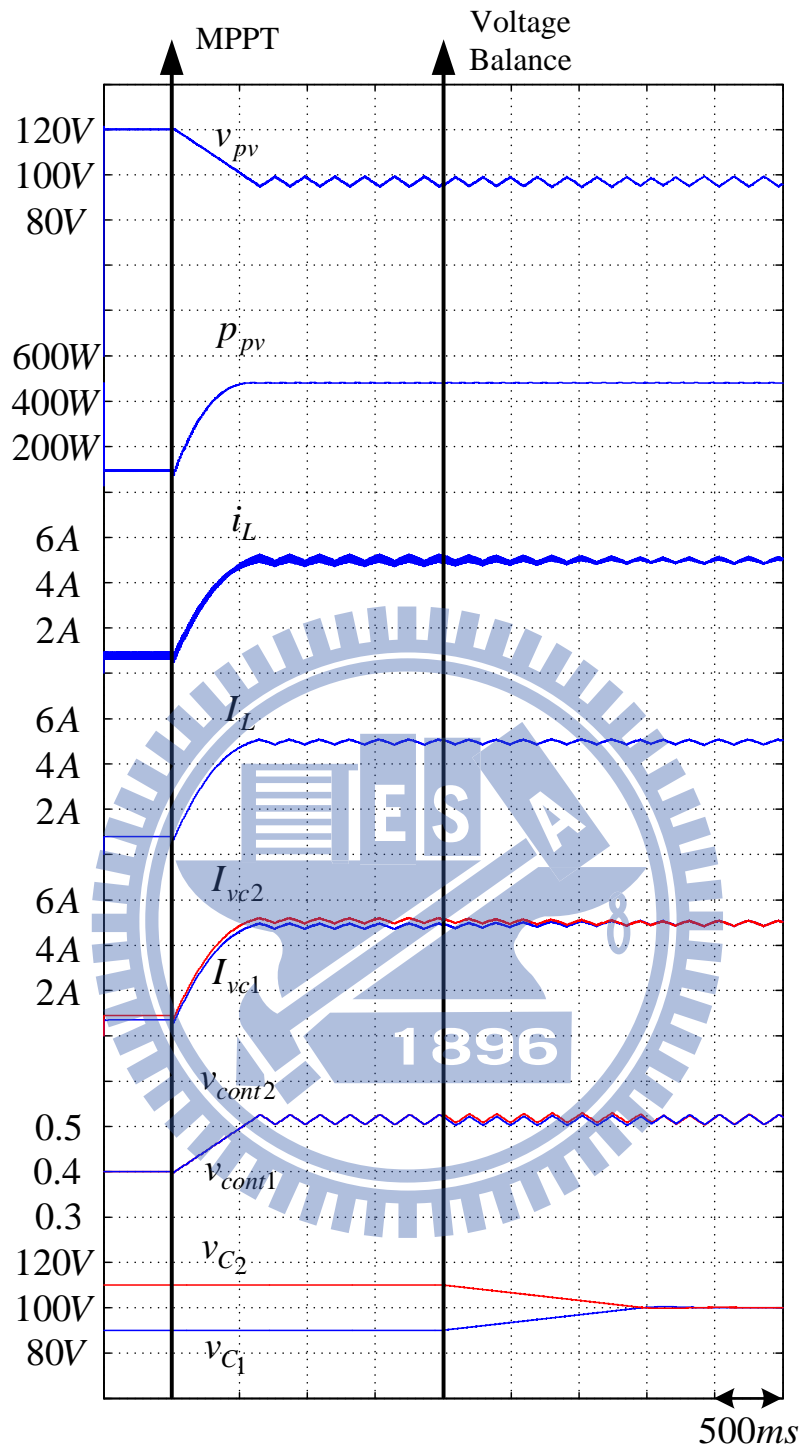


圖 4.14 直流無限匯流排控制啟動模擬

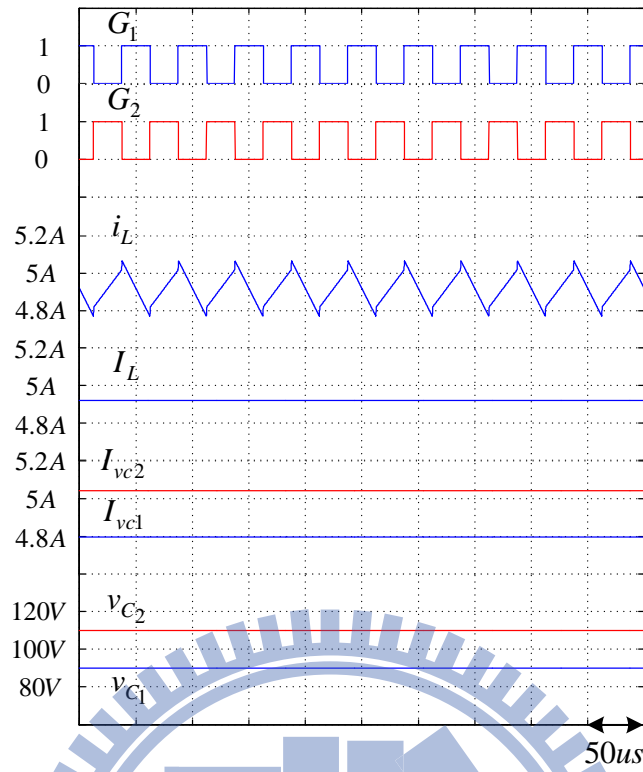


圖 4.15 未加入電壓平衡控制之電感電流漣波穩態模擬

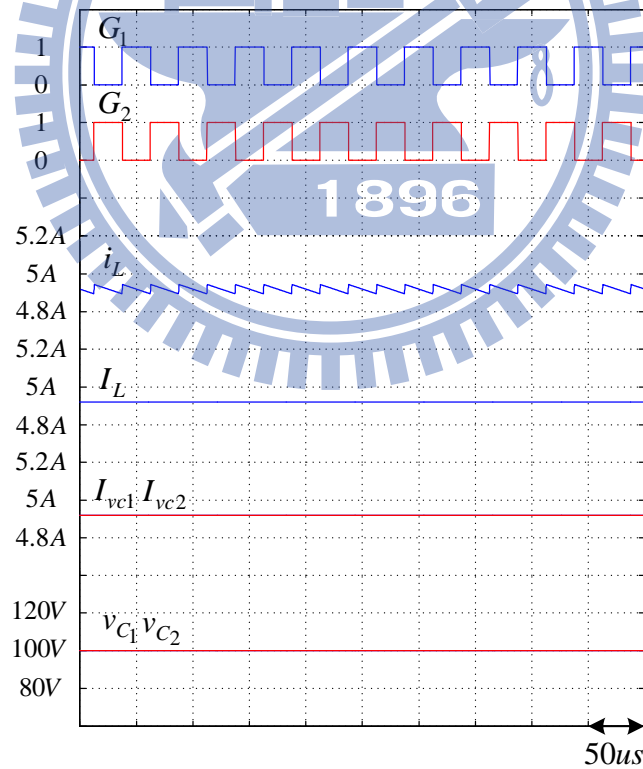


圖 4.16 電壓平衡控制之電感電流漣波穩態模擬

4.4.2 直流微電網系統控制啟動模擬

本章節將以模擬的方式先前所述之直流微電網系統連接於負載控制啟動策略。實際上電容無法完全一致，因此模擬於電容值 $C_1 = 2200\mu F + 10\%$ ， $C_2 = 2200\mu F - 10\%$ 。啟動過程為設置控制命令 $v_{cont1} = 0.4$ 之啟動太陽能最大功率追蹤模擬，到達最大功率追蹤點穩態時將電壓平衡控制啟動於三階層升壓電路之波形過程變化。輸入功率 P_{pv} 、輸入電壓 v_{pv} 、輸入電流 i_L 、控制命令 v_{cont1} 及 v_{cont2} 、電容電壓 v_{C1} 及 v_{C2} 、交錯取樣策略之電流漣波值 I_L 、 I_{vc1} 及 I_{vc2} 波形變化如圖 4.17 所示。

啟動模擬結果如圖 4.17 所示，可見，啟動太陽能最大功率追蹤，由於未達到最大功率點時之控制命令 v_{cont1} 迅速增加，到達最大功率點時之維持最大功率點穩定操作。此時電容電壓 v_{C1} 及 v_{C2} 因電容值不一致隨著最大功率點追蹤使電壓差距越大。此時投入電壓平衡控制時控制命令 v_{cont2} 變化可看出兩者電容電壓慢慢趨近至平衡，即可完成電壓平衡控制，完成系統啟動控制策略。

到達最大功率追蹤點穩態時之未啟動電壓平衡控制之電容電壓不平衡，使電感電流漣波不一致，未加入電壓平衡控制之電感電流漣波波形模擬如圖 4.18 所示；啟動電壓平衡控制使電容電壓平衡及電感電流漣波一致，電壓平衡控制之電感電流漣波波形模擬如圖 4.19 所示。

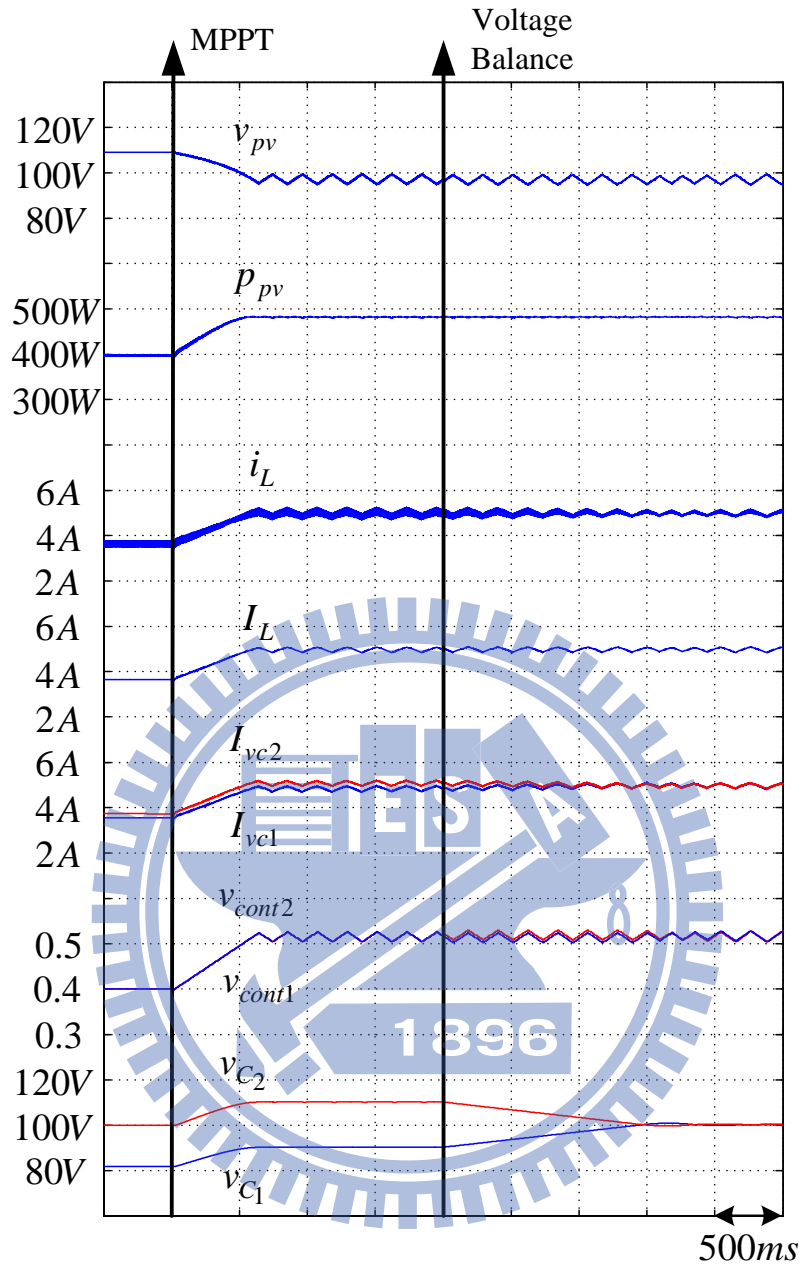


圖 4.17 直流微電網系統控制啟動模擬

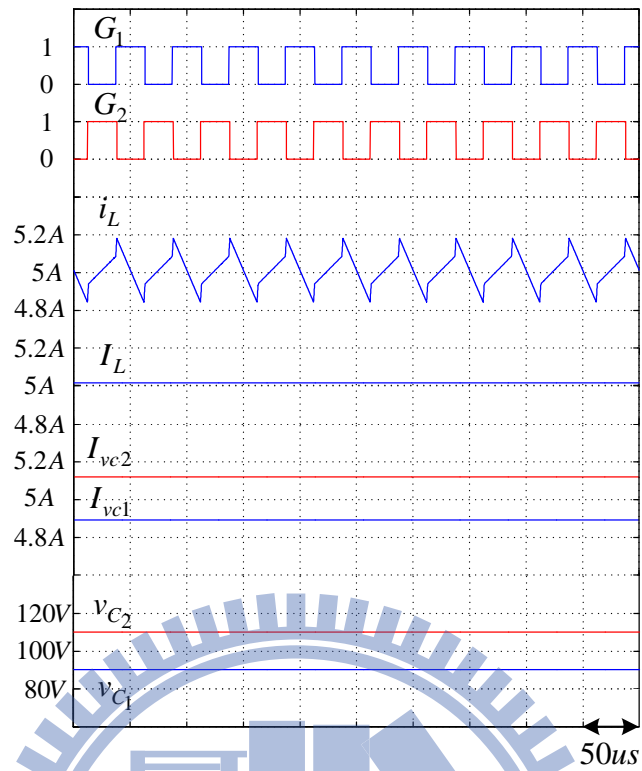


圖 4.18 未加入電壓平衡控制之電感電流漣波穩態模擬

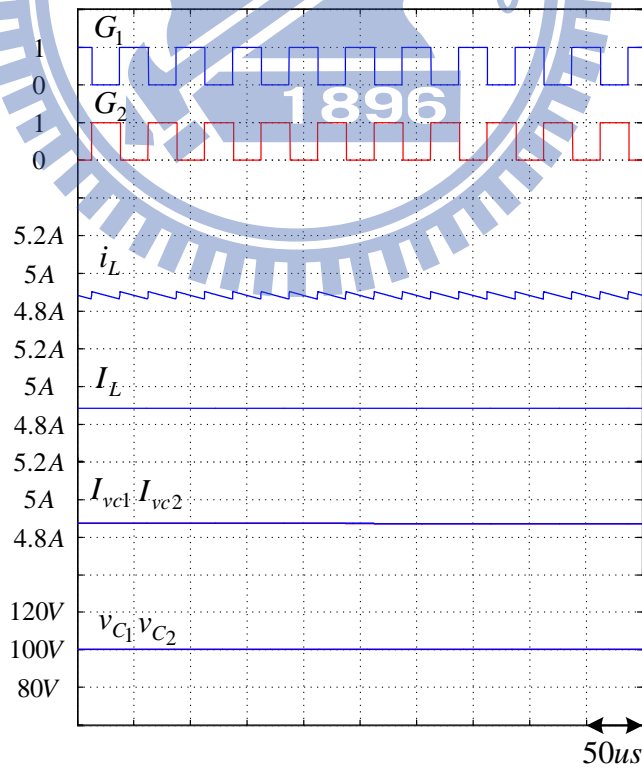


圖 4.19 電壓平衡控制之電感電流漣波穩態模擬

4.4.3 直流微電網系統控制穩態模擬

討論在穩態時，所提出之直流微電網系統架構的特性，藉由電腦模擬軟體 PSIM，考慮輸出負載 R_{Load} 50 Ω 及 200 Ω 為模擬條件。模擬太陽能發電在最大功率點輸出下，負載分別為 50 Ω 及 200 Ω 之穩態下直流鏈電壓 v_{dc} 、各別電容電壓 v_{C1}, v_{C2} 、電池電流 i_B 、控制命令 v_{contB} 和開關訊號 G_{B1}, G_{B2} 之模擬圖如圖 4.20 及圖 4.21 所示。

當負載 R_{Load} 分別為 50 Ω 及 200 Ω 時，藉由觀察模擬圖可發現，所提出之直流微電網系統控制策略，在穩定直流鏈電壓 v_{dc} 中，而電容電壓 v_{C1} 及 v_{C2} 因電壓平衡控制下維持相等的。藉由電池電流 i_B 模擬波形我們可以觀察直流微電網系統運作模式。在太陽能產生之最大功率下供給超過負載所需求，太陽能輸出多餘的能量對電池進行充電，電池電流 i_B 為正。如圖 4.20 所示；在太陽能產生之最大功率下不足供給於負載，此電池會進行放電提供至負載，電池電流 i_B 為負，如圖 4.21 所示。整體觀察，直流微電網系統正常操作下，可知在不同負載下，所提出之直流微電網系統控制策略，在穩態下是可以的。

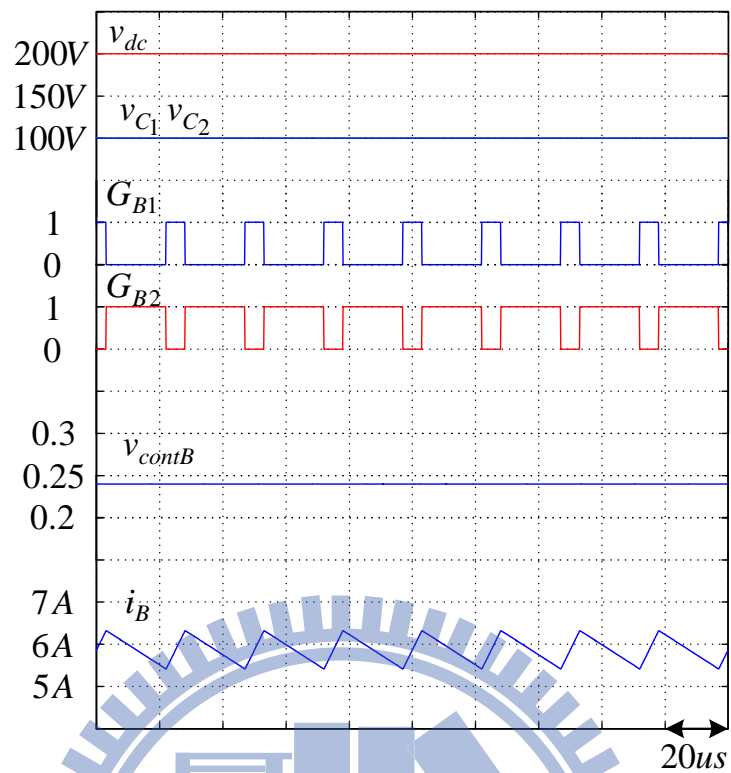


圖 4.20 直流微電網系統負載模擬($R_{load} = 200\Omega$)

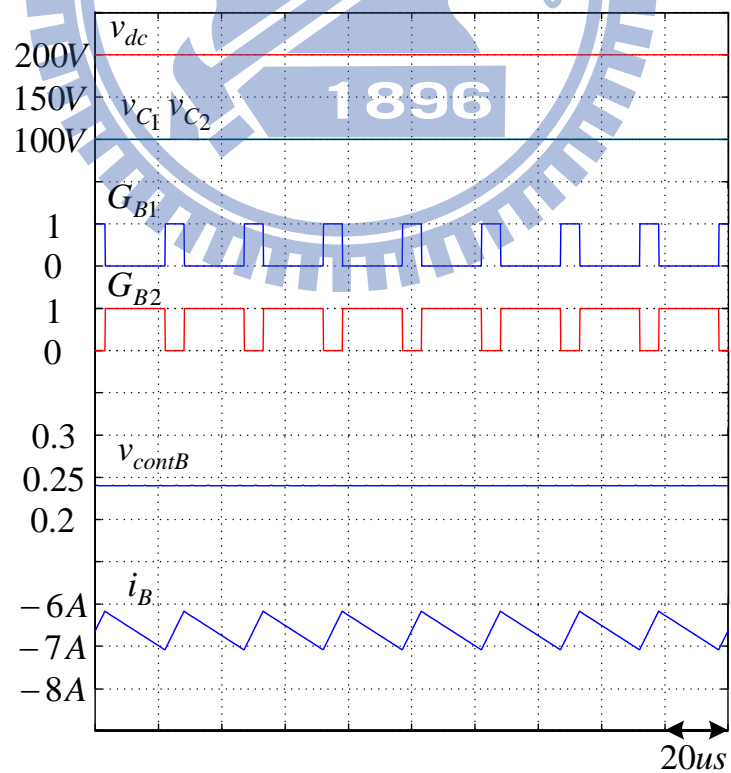


圖 4.21 直流微電網系統負載模擬($R_{load} = 50\Omega$)

4.4.4 直流微電網系統控制切載模擬

討論在切載時，所提出之直流微電網系統架構的特性，藉由電腦模擬軟體 PSIM，考慮輸出負載 R_{Load} 為 50Ω 及 200Ω 互相切換為模擬條件。模擬太陽能發電在最大功率點輸出下，負載分別為負載從 50Ω 切至 200Ω 及負載從 200Ω 切至 50Ω 之暫態下負載電流 i_{Load} 、直流鏈電壓 v_{dc} 、各別電容電壓 v_{C1}, v_{C2} 、控制命令 v_{contB} 、電池電流 i_B 之切載波形變化模擬圖如圖 4.22 及圖 4.23 所示。

當負載 R_{Load} 在切載時，藉由觀察模擬圖可發現，所提出之直流微電網系統控制策略，藉由電池電流 i_B 波形變化我們可以觀察直流微電網系統運作模式。如圖 4.22 所示，負載從 50Ω 切至 200Ω 時，太陽能維持在最大功率下供給超過負載所需求，使直流鏈電壓上升，此時直流鏈電壓控制使電池電流 i_B 從負至正，維持直流鏈電壓穩定；如圖 4.23 所示，負載從 200Ω 切至 50Ω 時，太陽能維持在最大功率下供給不足負載所需求，使直流鏈電壓下降，此時直流鏈電壓控制使電池電流 i_B 從正至負，維持直流鏈電壓穩定。整體觀察，直流微電網系統正常操作下，在負載切換下，所提出之直流微電網系統控制策略，在切載下是可行的。

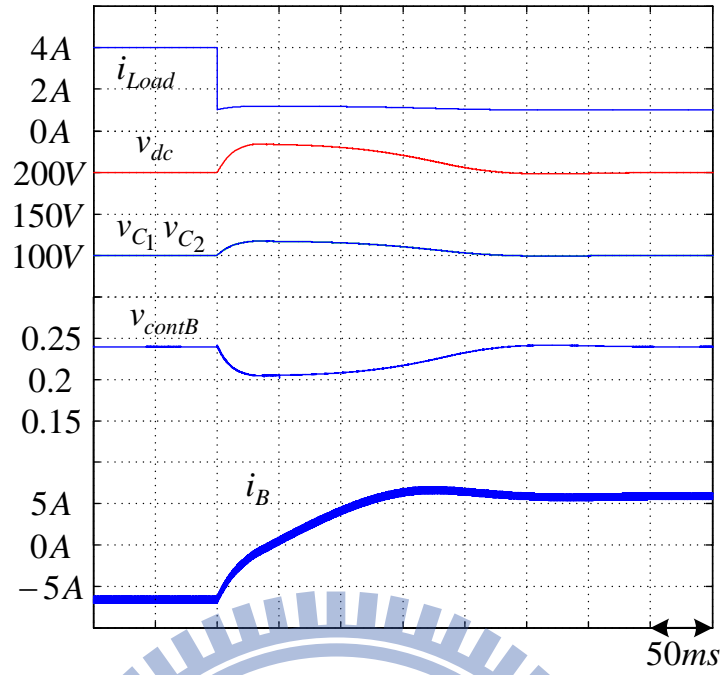


圖 4.22 直流微電網系統切載模擬($R_{load} = 50\Omega \rightarrow 200\Omega$)

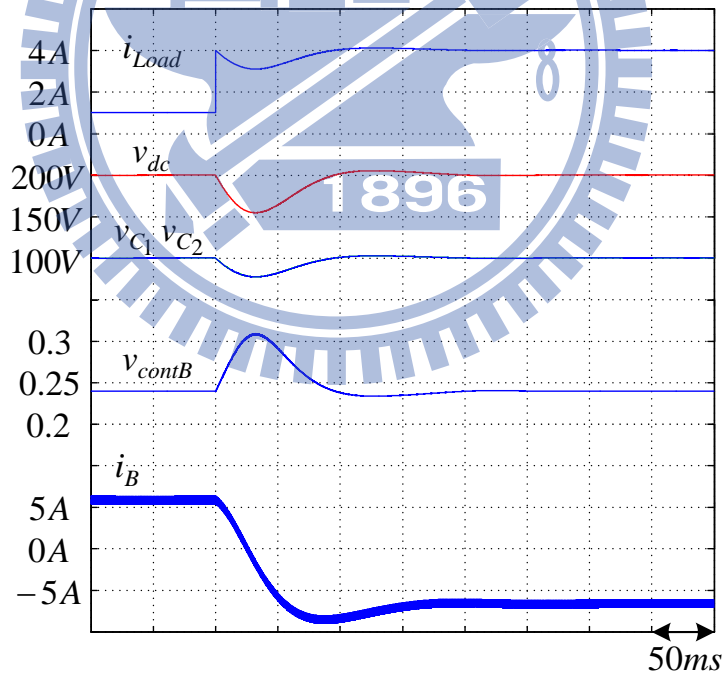


圖 4.23 直流微電網系統切載模擬($R_{load} = 200\Omega \rightarrow 50\Omega$)

第五章

實作電路與結果

5.1 現場可規劃邏輯閘陣列(FPGA)介紹

現場可規劃邏輯閘陣列(Field Programmable Gate Array, FPGA)是一種可規劃邏輯陣列 IC，它提供了「邏輯閘陣列」(Gate Array, GA)元件的特性與「可程式陣列邏輯」(Programmable Array Logic, PAL)元件的規劃彈性，具有以下幾個特點：一、使用者可以規劃任意邏輯電路；二、FPGA 元件可以重複使用燒錄；三、可以快速合成使用者的電路；四、具有完善的軟體可以配合使用。

利用 FPGA 來實現控制系統有著不少優勢在，除了有較高的運算時脈外，其平行運算的能力也相當高。除此之外，利用 FPGA 實現的控制器，其行為亦非常接近等效之類比控制器，而且不但能保留其優點，如無計算上的延遲(No Calculation Delay)、更高的頻寬(Higher Bandwidth)等；更能將其缺點排除，如參數漂移(Parameter Drifting)、較低的積分層級(Poor Level of Integration)。除此之外，FPGA 與其類似功能之 CPLD 做比較亦存在不少優點，在編程上 FPGA 比 CPLD 具有更大的靈活性，且 FPGA 非常適合複雜邏輯結構，這些優勢也讓 FPGA 更適合使用在控制系統上。

FPGA 元件內部主要包含了三大部分，數萬個標準的可程式邏輯單元(Configurable Logic Blocks, CLBs)，排列形成 $N \times N$ 的電路矩陣；每個邏輯單元均連接至縱向網路及橫向網路，外部在圍繞一圈輸入輸出單元，如圖 5.1 所示。當電路完成設計後，便可以把產生之電路架構編譯檔下載至 FPGA 中進行連線規劃，成為一顆具有特定功能之 IC。這樣不但縮短了研發時間，同時又擁有多次燒錄等功能，而且也大大增加設計方法上之彈性。

接下來將介紹 FPGA 的設計流程。首先 FPGA 的設計方法有二種，分別為圖形化流程(Schematic Flow)以及硬體描述語言編輯(HDL Editor)，然而近年來電路設計的規模日益龐大複雜，若使用圖形化的設計方法則相當的費時且容易發生

錯誤，因此利用硬體描述語言的設計方式成為主流，一般常見的硬體描述語言有 VHDL、Verilog 等，而本論文所使用的為 Verilog。

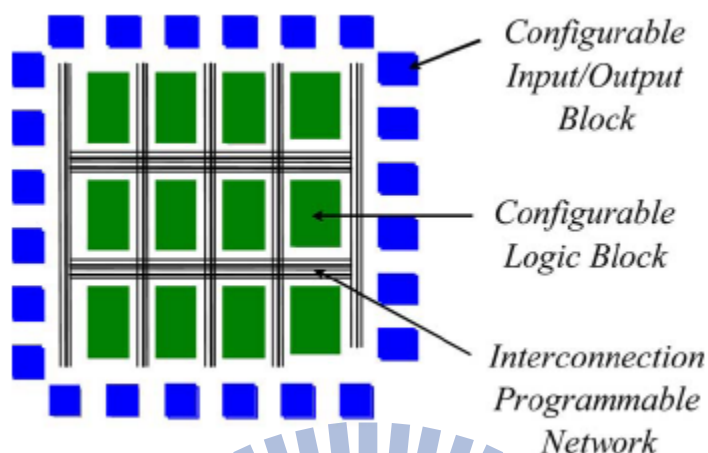


圖 5.1 FPGA 元件基本結構

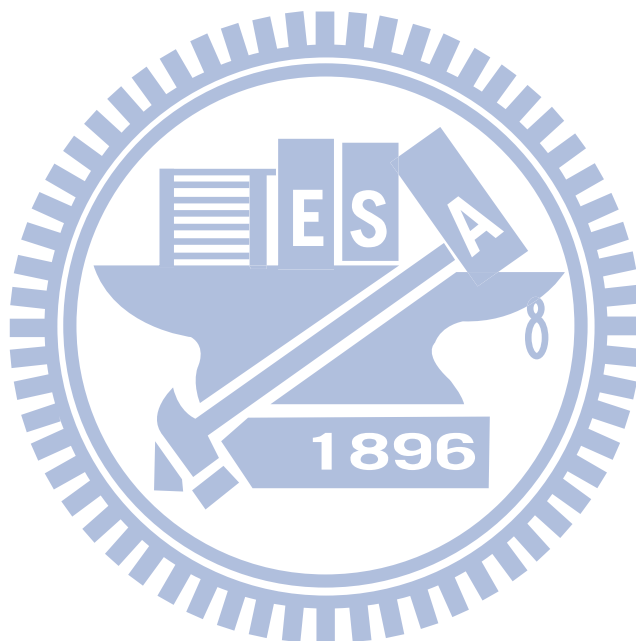
將所希望設計的電路利用上述方法完成後，接下來則可以做行為模擬 (Behavior Simulation) 及合成後的函數模擬 (Function Simulation)，藉此可以了解所設計的電路功能是否正確。驗證功能正確後，就可以進行時序模擬 (Timing Simulation)，模擬電路在燒入 FPGA 後，所造成延遲是否符合需求。

本論文所使用之現場可規劃邏輯閘陣列發展版，型號為 UBD-Spartan3E-ST3E。該發展版之核心為 Xilinx 公司所研製，其型號為 Spartan-3E XC3S250E，並且是使用 Xilinx ISE 10.1i 之軟體進行編譯。此核心內部擁有 4896 個 4-input 的 LUT (Look-Up Table) 以及 Slice 正反器 (Slice Flip-Flop)，封裝為 PQFP 208 隻腳位，其中可以供使用者自由使用之腳位共有 158 隻。此外尚包含 12 個 18K-bits 的 Block RAMs，12 個 18 乘以 18 的硬體乘法器。而在發展板上也提供 8 個指撥開關、8 個按鍵、8 個 LED 訊號燈以及 40MHz 之石英震盪器。

晶片設計之目的，除了可以達成所需之規格要求，更希望可以達到最小的電路面積，降低晶片製作成本，本篇論文以 FPGA 實線電流源供電之無位置感測速度控制，可藉由 Logic Elements (LEs) 使用的多寡，間接表示電路設計的面積。表 5.1 為 FPGA 之使用率分析表。

表 5.1 FPGA 之使用率

Logic Elements	可使用	已使用(使用率)
4 Input LUTs	4896	1552(31%)
Slice Flip-Flops	4896	596(12%)
IOBs	158	42(26%)
MULT 18X18s	12	7(58%)



5.2 實作電路

太陽能供電之三階層升壓電路實現直流微電網系統控制實作，以 Xilinx 之 Spartan 系列中 XC3S250E 的晶片為實現直流微電網系統控制平台。主要包括了太陽能電源模擬器、功率級電路、數位類比轉換電路、類比數位轉換電路以及開極驅動電路。實作上的直流微電網系統控制實作架構如圖 5.2 所示。

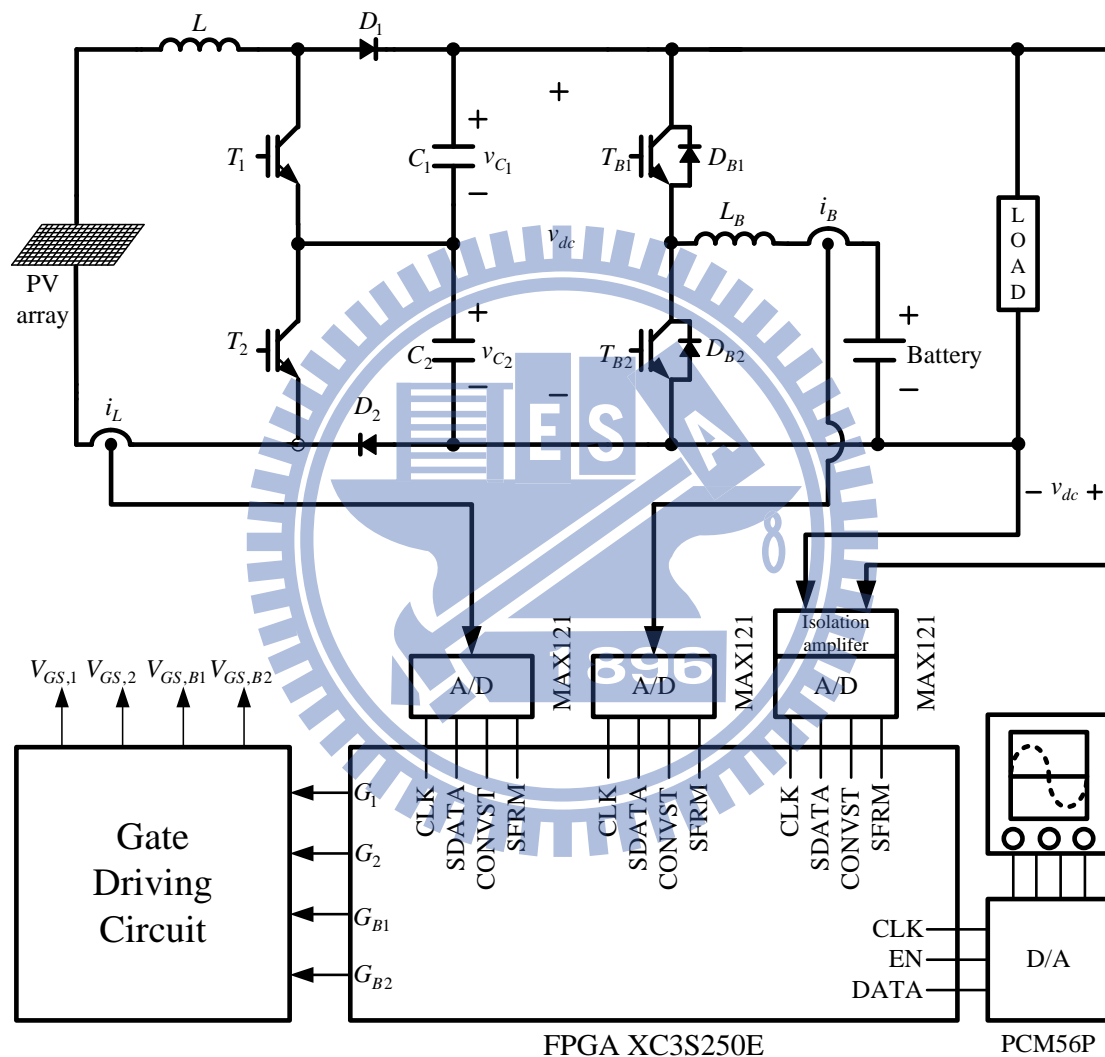


圖 5.2 實作電路架構

本論文之主電路採用太陽能電源模擬器作為輸入電源，經由三階層升壓直流直流轉換器作為整個系統的前級，雙向直流直流轉換器作為後級輸出。採用太陽能電源為輸入，經過三階層升壓直流直流轉換器後，太陽能電源為最大功率點輸出，再經由雙向直流直流轉換器穩定直流鏈，穩定輸出於負載端。開關驅動電路自 FPGA 接收四個開關訊號，進行隔離放大，用以驅動 IGBT 模組。IGBT 模組為使用 Fuji Electric 公司所生產之型號 2MBI100U4A-120。實作電路照片如圖 5.3 所示。而下圖 5.3 為蓄電池組照片，蓄電池之規格參數與表 4.1 相同。

電流回授

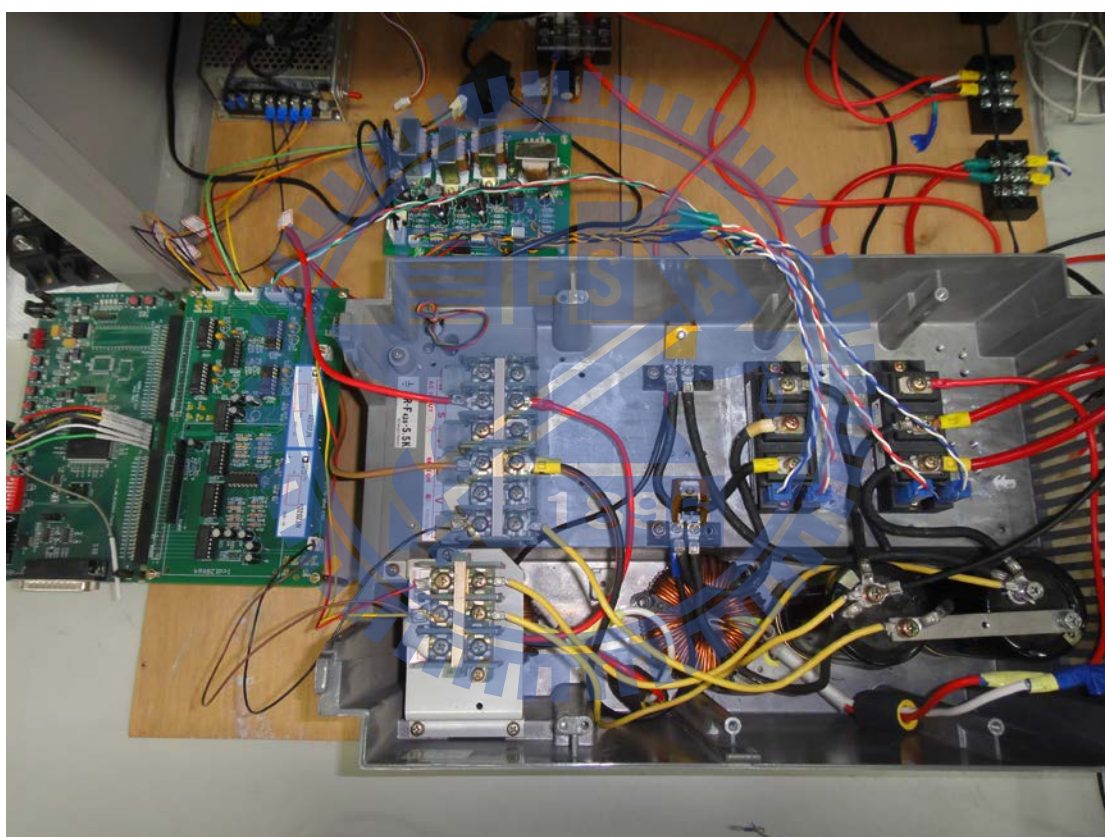


圖 5.3 實作電路照片



圖 5.4 蓄電池組照片

5.2.1 太陽能電源模擬器

本論文採用之太陽能電源模擬器為 Chroma 62150H-600S 系列，來進行太陽能之功率(P)-電壓(V)曲線模擬。太陽能電源模擬器輸出電壓範圍為 0~600V，輸出電流範圍為 0~25A，具有響應快速之設計以模擬太陽電池的輸出 I-V 曲線，此可應用於光伏變頻器的最大功率追蹤(MPPT)效能測試。此 62150H-600S/1000S 具有高速 100kHz 的數字化資料擷取連續量測線路及數位濾波機制，及高速 25kHz 的 D/A 控制，可精準地模擬 I-V 曲線。

使用者可簡單地於從前面板按鍵或遠端控制器經由標準的 USB/RS232/RS485/APG 控制介面與選購的 GPIB& Ethernet 控制介面設定太陽電池 I-V 特性 (V_{oc} / I_{sc} / V_{mpp} / I_{mpp}) 後輸出一模擬太陽電池陣列 I-V 曲線予光伏逆變器測試其靜態 MPPT 效能，太陽能模擬器儀控介面圖如圖 5.5 所示。本文採用之太陽能電源模擬參數於表 3.2 相同。

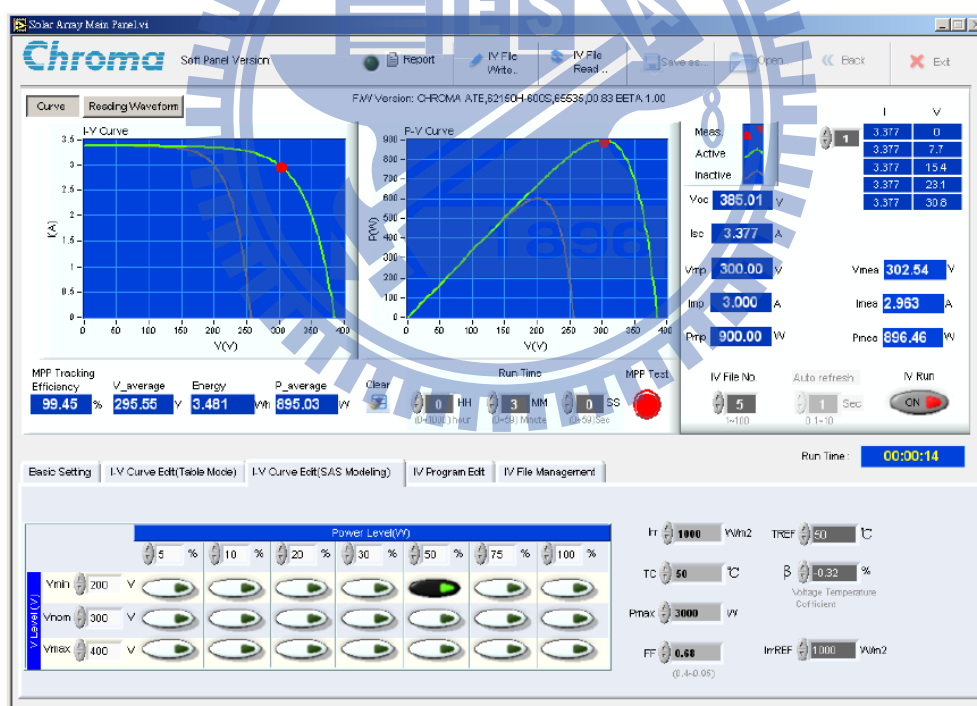


圖 5.5 太陽能模擬器儀控介面

5.2.2 閘極驅動電路(Gate driving circuit)

由於 FPGA 控制器之輸出訊號無法直接推動主電路之開關，所以都會在控制電路與主電路之間設計閘極開關驅動電路，為了使系統更加安全，也會在閘極驅動電路加入光耦合 IC，使主電路和控制電路之間有隔離，萬一主電路燒毀，也不會致於影響控制電路，況且主電路的功率量級遠大於控制電路，加裝隔離，也可以避免能量流入控制電路，以及減少雜訊的干擾。

如圖 5.6 所示，由控制核心 FPGA 輸出的開關訊號連接到開極驅動電路，用以驅動主電路中的功率開關。其架構是由一個光耦合 IC TLP250 做為隔離，當輸入端為高電位，IC 腳位 8 及 6 將會導通，因此透過後級之電路設計可以使 Gate 端以及 Source 端之間產生 12V 的電壓使功率開關導通；而當輸入電壓為低電位時，IC 腳位 5 及 6 將會導通，因此透過後級之電路設計可以使 Gate 端以及 Source 端之間產生 -8.2V 的電壓使功率開關完全截止。

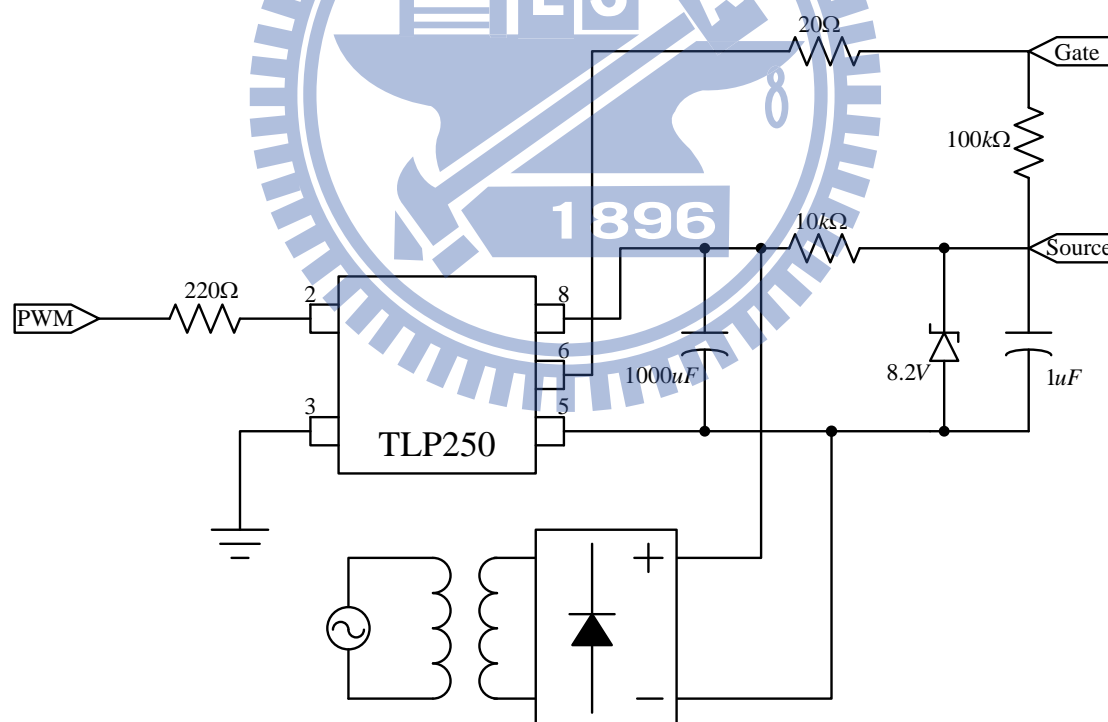


圖 5.6 閘極驅動電路

5.2.3 類比數位轉換電路(A/D)

類比數位轉換器的功能為將一類比訊號轉換成數位訊號，以利於控制器處理，類比數位轉換 IC 採用 MAX121 來實現，MAX121 的轉換電壓區間為 $\pm 5V$ ，如圖 5.7 所示為實作中完整類比數位轉換電路。

在本篇論文中，所須處理的訊號為所回授之電流值及電壓值。回授之電壓值，由於所使用 ADC 為 IC MAX121，其輸入取樣電壓需為 $\pm 5V$ 之間，故先藉由電阻分壓使其控制在 $\pm 5V$ 之間。電阻分壓後再用隔離放大器 IC AD202，使其輸出電壓和輸入電壓二者與取樣電路隔離，避免輸出電壓與輸入電壓直接進入取樣電路對其造成損壞；回授之電流值，經由電流感測器 NCC-10GA 將電流以電壓的型式回授到 FPGA 中，為了使訊號雜訊更小，所以在中間利用一個放大器做一個電壓隨耦器(Voltage follower)。

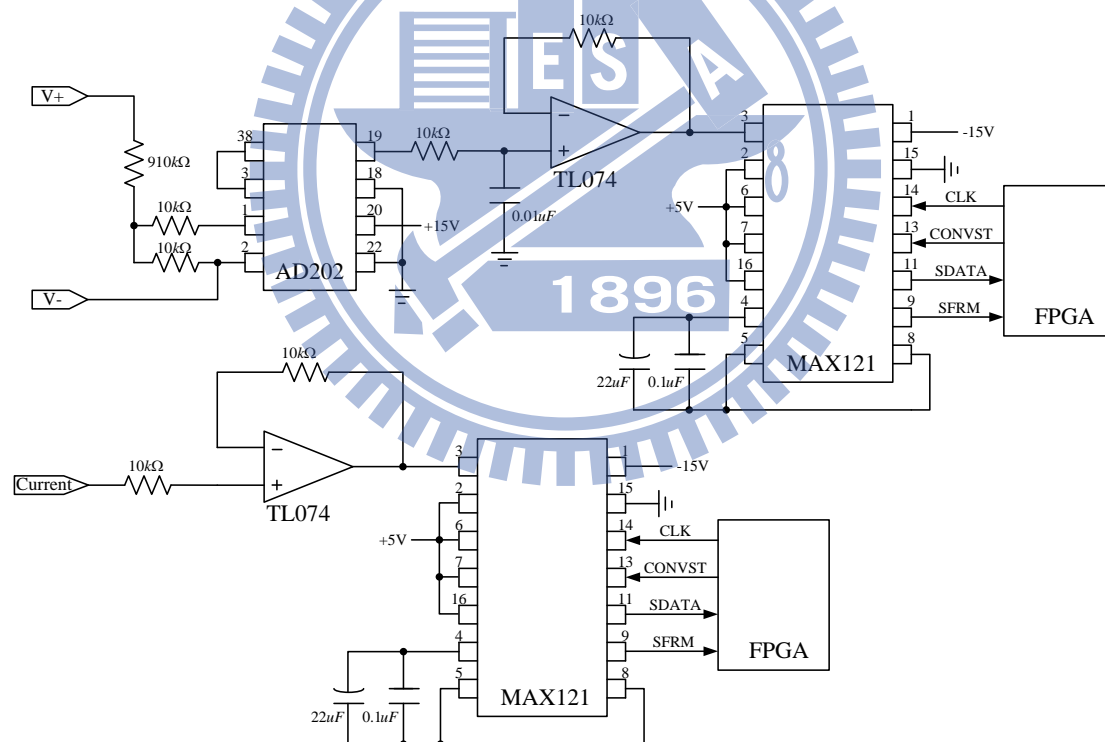


圖 5.7 類比數位轉換電路

5.2.4 數位類比轉換電路(D/A)

數位類比轉換器的功能是能將數位訊號轉換成類比訊號，在實作上，需要觀測控制器內部訊號現象，所以會需要將數位訊號呈現在示波器上，以方便除錯或是觀察波形。本文中採用四組數位類比轉換器，所以最多可以同時觀察四組訊號。

數位類比轉換器組成如圖 5.8 所示，所使用的 IC 為 PCM56P，首先由 FPGA 內部的 D/A 模組給予 IC PCM56P 輸出訊號，再經過一個反相放大器將 PCM56P 輸出的 $\pm 3V$ 放大至 $\pm 10V$ 給予示波器觀測。

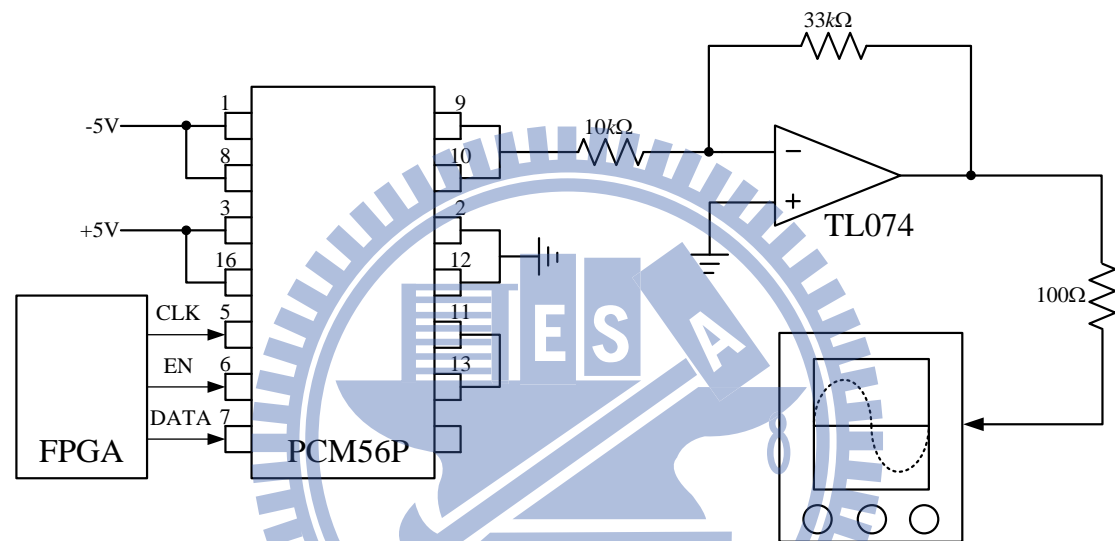


圖 5.8 數位類比轉換電路

5.3 直流無限匯流排實作

系統連接於直流匯流排之啟動最大功率追蹤及電壓平衡控制啟動之啟動實作。由於在太陽能電源未達到最大功率追蹤時，直流微電網系統無法提供最大功率輸出於直流匯流排，所以須將啟動最大功率追蹤控制。啟動過程為設置控制命令 $v_{cont1} = 0.4$ 之啟動太陽能最大功率追蹤實作如圖 5.9 所示；到達最大功率追蹤點穩態時將電壓平衡控制啟動於三階層升壓電路之電壓、電流波形過程變化如圖 5.10 所示。

從啟動實作如圖 5.9 所示，可以看到在一開始啟動太陽能最大功率追蹤的時候，輸入電壓 v_{pv} 及電感電流 i_L 快速達到最大功率點之電壓點及電流點，而電容電壓 v_{C1} 及 v_{C2} 因電容值不一致使電壓不相等。此時將系統切至電壓平衡控制，可看出兩者電容電壓慢慢趨近至平衡，即可完成電壓平衡控制，完成系統連接於直流匯流排之啟動實作。

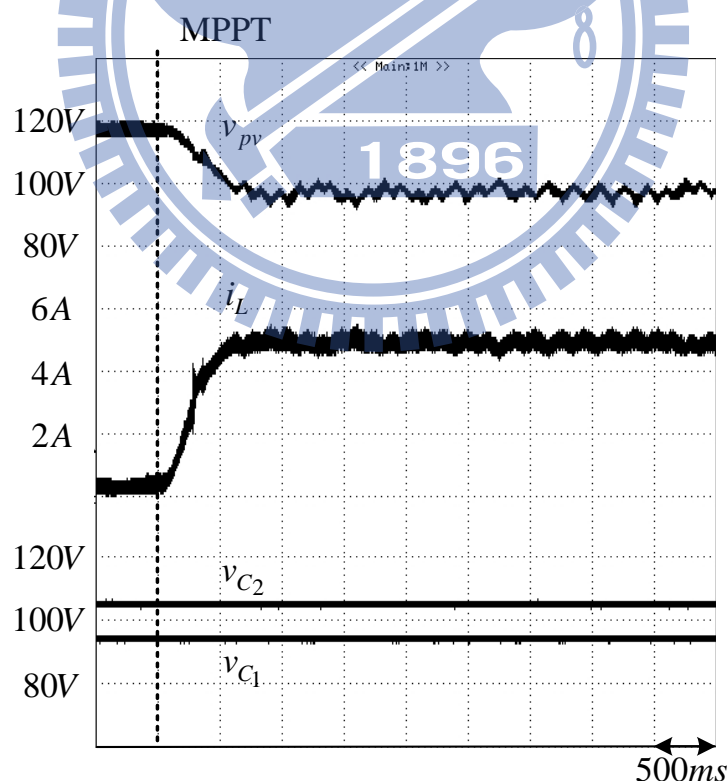


圖 5.9 直流匯流排之太陽能最大功率追蹤實作波形

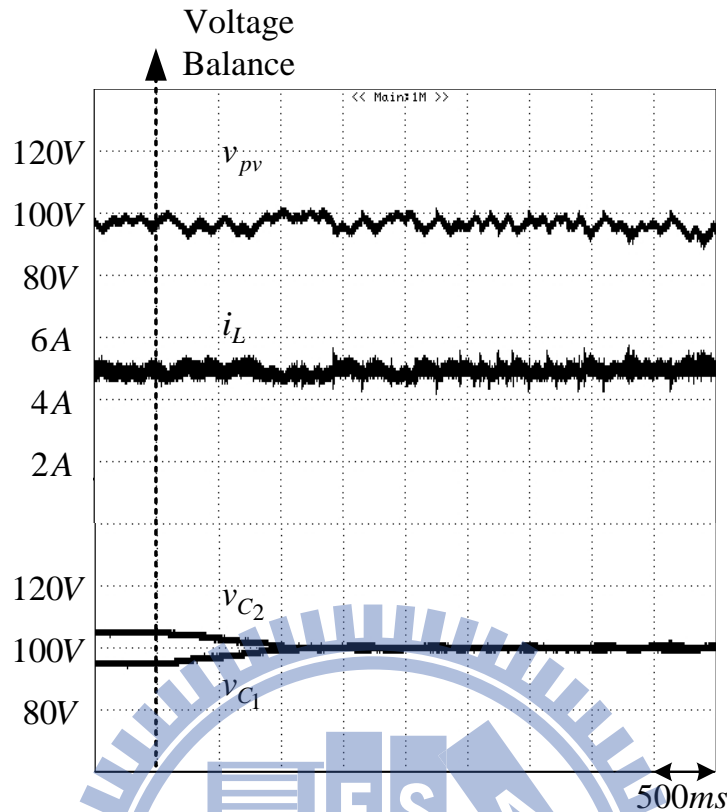


圖 5.10 直流匯流排之電壓平衡控制實作波形

到達最大功率追蹤點穩態時之未啟動電壓平衡控制之電容電壓不平衡，使電感電流漣波不一致之電容電壓及電感電流漣波波形實作如圖 5.11 所示；啟動電壓平衡控制使電容電壓平衡及電感電流漣波一致，電壓平衡控制之電感電流漣波波形實作如圖 5.12 所示。

如圖 5.11 所示，可以看到未啟動電壓平衡控制的時候，因電容電壓 v_{C1} 及 v_{C2} 不相等使電感電流 i_L 漣波波形不一致，而取樣之電流漣波值 I_L 、 I_{vc1} 及 I_{vc2} 不相等；切至電壓平衡控制如圖 5.12 所示，可看出電容電壓 v_{C1} 及 v_{C2} 平衡使電感電流 i_L 漣波波形一致，而取樣之電流漣波值相等，完成系統之電壓平衡控制。

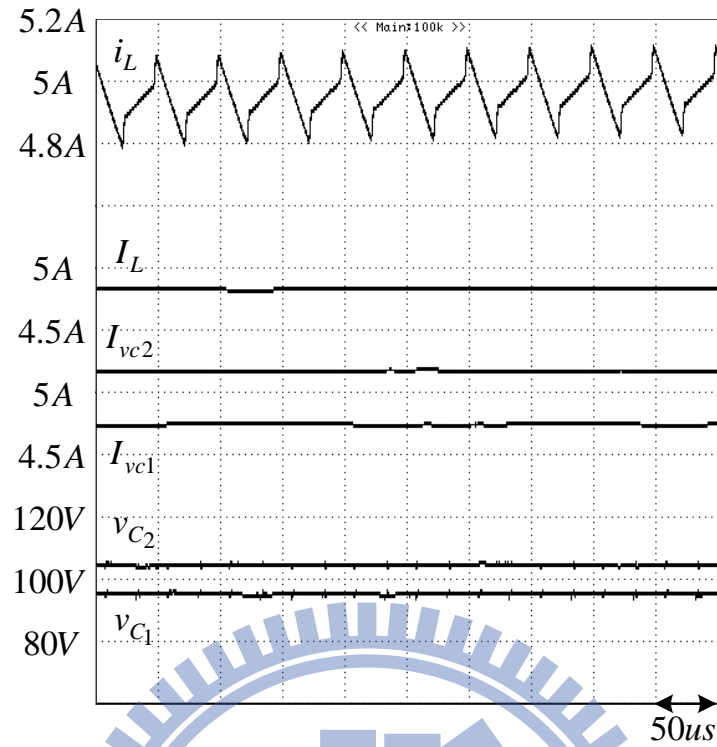


圖 5.11 未啟動電壓平衡控制之電容電壓及電流漣波波形

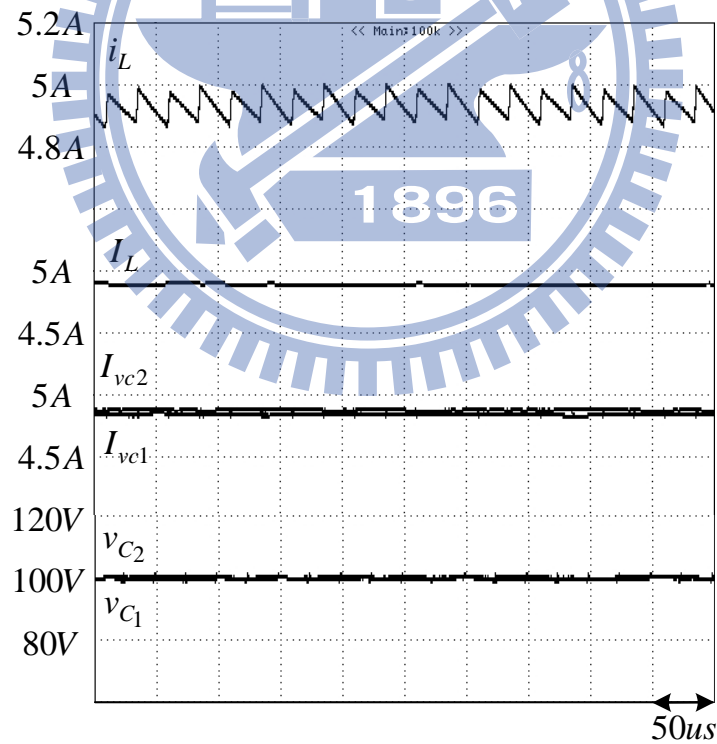


圖 5.12 電壓平衡控制之電容電壓及電流漣波波形

5.4 直流微電網系統控制啟動實作

由於在太陽能電源未達到最大功率追蹤時，直流微電網系統無法提供最大功率輸出於負載端，所以須將啟動最大功率追蹤控制。啟動過程為設置控制命令 $v_{cont1} = 0.4$ 之啟動太陽能最大功率追蹤實作如圖 5.13 所示；到達最大功率追蹤點穩態時將電壓平衡控制啟動於三階層升壓電路之波形過程變化如圖 5.14 所示。

如圖 5.13 所示，可以看到在一開始啟動太陽能最大功率追蹤的時候，輸入電壓 v_{pv} 及電感電流 i_L 快速達到最大功率點之電壓點及電流點，而電容電壓 v_{C1} 及 v_{C2} 因電容值不一致隨著最大功率點追蹤使電壓差距越大。如圖 5.14 所示，此時將系統切至電壓平衡控制，可看出兩者電容電壓慢慢趨近至平衡，即可完成電壓平衡控制，完成系統之啟動實作。

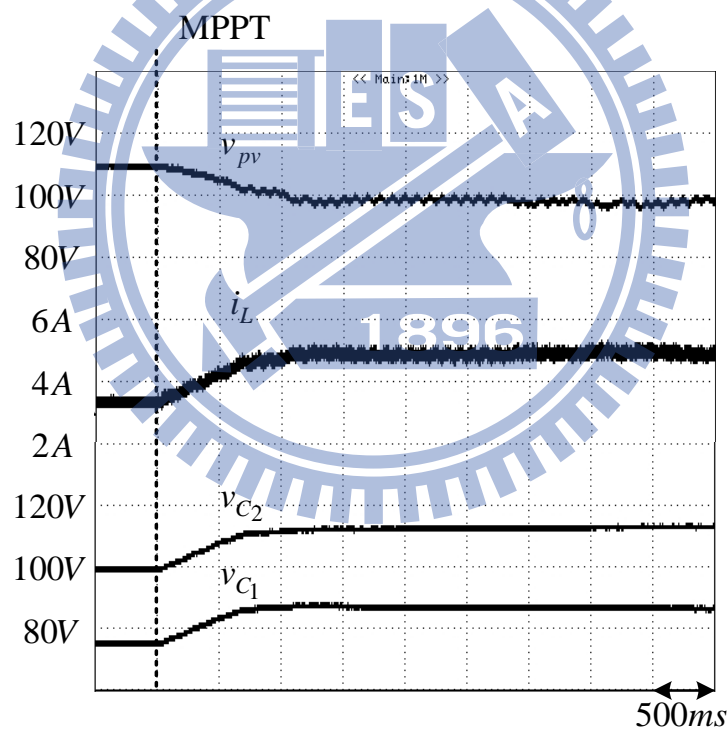


圖 5.13 系統控制啟動之太陽能最大功率追蹤實作波形

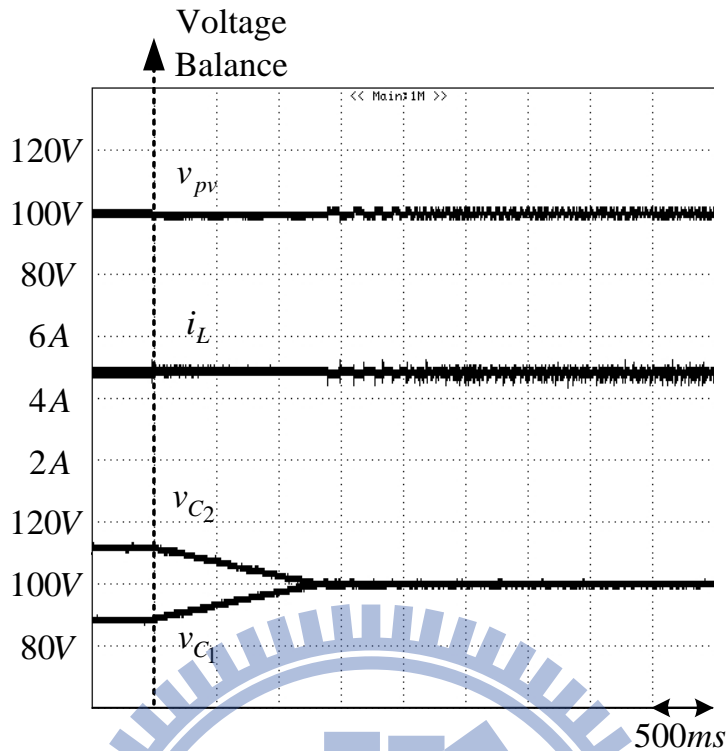


圖 5.14 系統控制啟動之電壓平衡控制實作波形

到達最大功率追蹤點穩態時之未啟動電壓平衡控制之電容電壓不平衡，使電感電流漣波不一致之電容電壓及電感電流漣波波形實作如圖 5.15 所示；啟動電壓平衡控制使電容電壓平衡及電感電流漣波一致，電壓平衡控制之電感電流漣波波形實作如圖 5.16 所示。

如圖 5.15 所示，可以看到未啟動電壓平衡控制的時候，因電容電壓 v_{C1} 及 v_{C2} 不相等使電感電流 i_L 漣波波形不一致，而取樣之電流漣波值 I_L 、 I_{vc1} 及 I_{vc2} 不相等；切至電壓平衡控制如圖 5.16 所示，可看出電容電壓 v_{C1} 及 v_{C2} 平衡使電感電流 i_L 漣波波形一致，而取樣之電流漣波值相等，完成系統之電壓平衡控制。

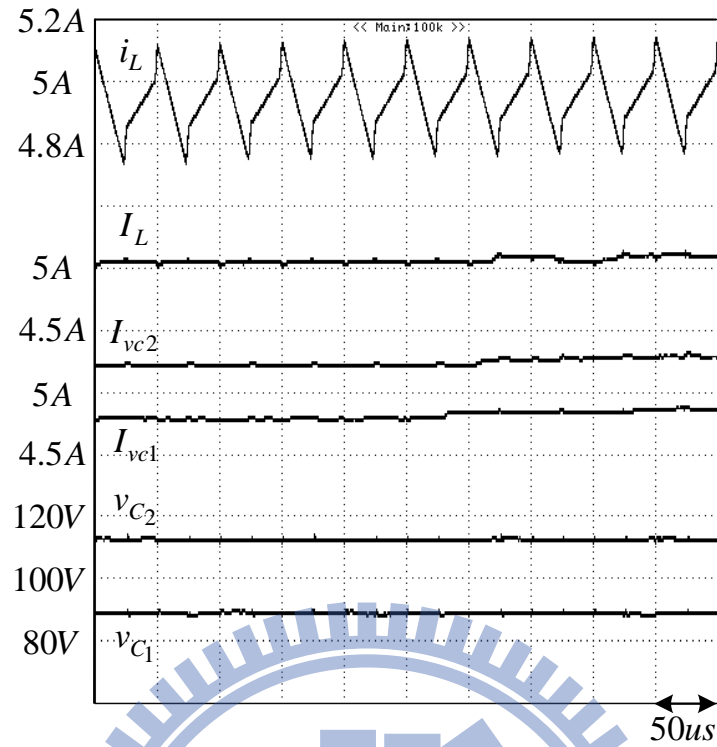


圖 5.15 未啟動電壓平衡控制之電容電壓及電流漣波波形

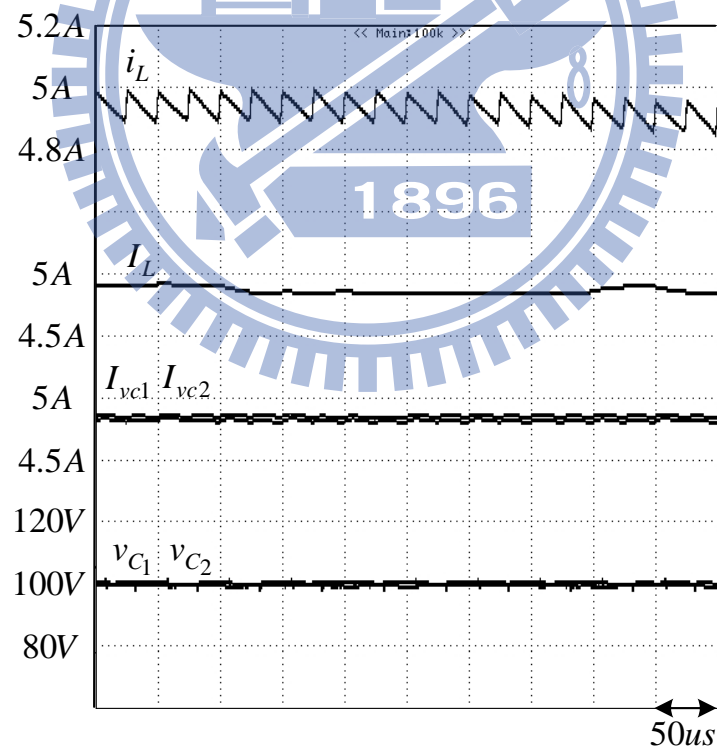
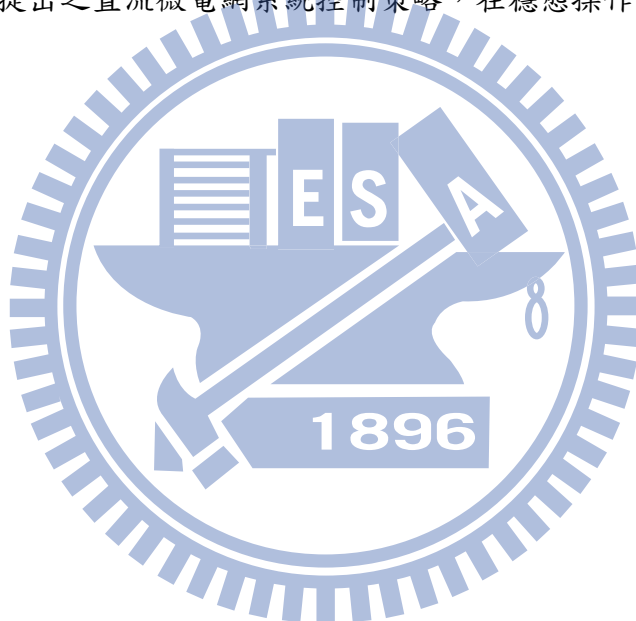


圖 5.16 電壓平衡控制之電容電壓及電流漣波波形

5.5 直流微電網系統穩態實作波形

在直流微電網系統控制實作中，直流微電網系統參數及控制參數如表 4.2 所示，輸出負載 R_{Load} 分別為 50Ω 及 200Ω 。在各別情況下觀察穩態下直流鏈電壓 v_{dc} 、各別電容電壓 v_{C1}, v_{C2} 、電池電流 i_B 波形。

觀察電池電流 i_B 可以發現，穩態下負載 R_{Load} 為 200Ω ，實作結果如圖 5.17 所示，太陽能產生之最大功率下供給超過負載所需求，太陽能輸出多餘的能量對電池進行充電，而此電池電流 i_B 為正；穩態下負載 R_{Load} 為 50Ω ，實作結果如圖 5.18 所示，在太陽能產生之最大功率下不足供給於負載，此電池會進行放電提供至負載，而此電池電流 i_B 為負。整體觀察，直流微電網系統正常操作下，可知在不同負載下，所提出之直流微電網系統控制策略，在穩態操作下是可行的。



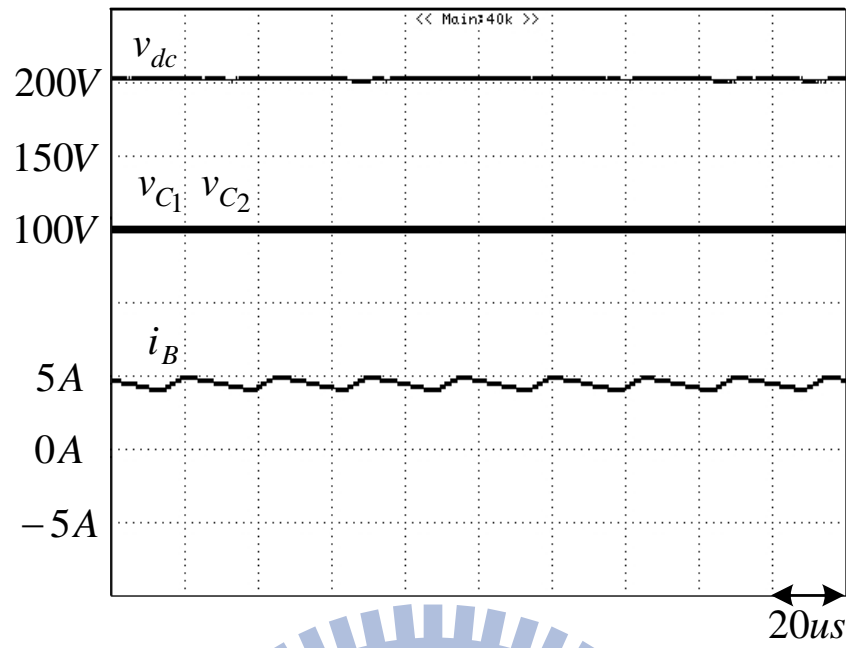


圖 5.17 直流微電網系統負載波形($R_{load} = 200\Omega$)

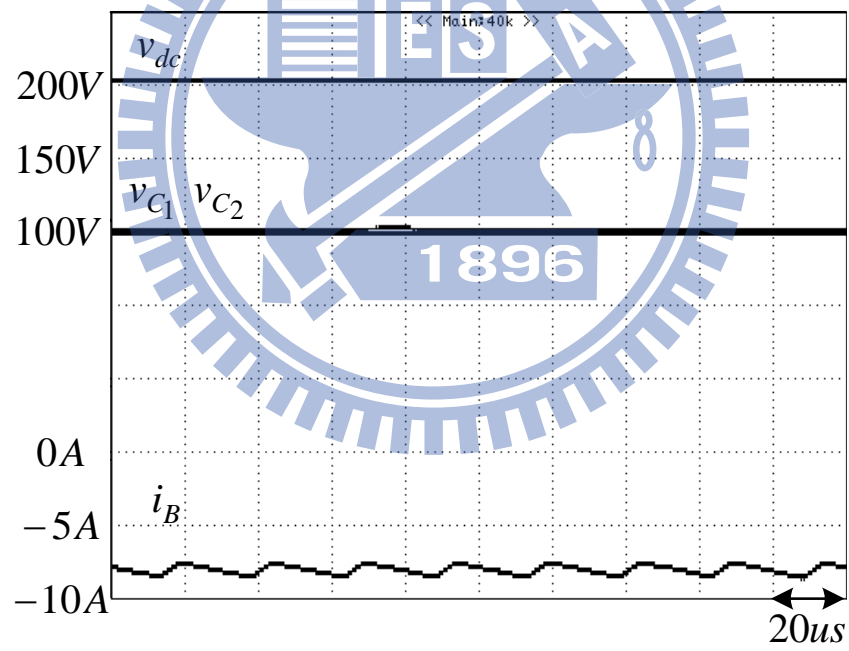


圖 5.18 直流微電網系統負載波形($R_{load} = 50\Omega$)

5.6 直流微電網系統負載切換實作波形

負載切換造成直流微電網系統控制進入暫態，因此必須考慮讓電路能在較短的時間內由不穩定的暫態回復到穩態中。根據圖 5.19 所示，當切載開始時負載從 50Ω 切換至 200Ω ，負載由重載切入輕載，太陽能維持在最大功率下供給超過負載所需求，使直流鏈電壓上升，此時直流鏈電壓控制使電池電流 i_b 從負至正，約在 250ms 維持直流鏈電壓穩定；根據圖 5.20 所示，當切載開始時負載從 200Ω 切換至 50Ω ，負載由輕載切入重載，太陽能維持在最大功率下供給不足負載所需求，使直流鏈電壓下降，此時直流鏈電壓控制使電池電流 i_b 從正至負，約在 250ms 維持直流鏈電壓穩定。根據直流微電網系統控制實作，其不論是在穩態實作或者是暫態實作，系統均能維持穩定。



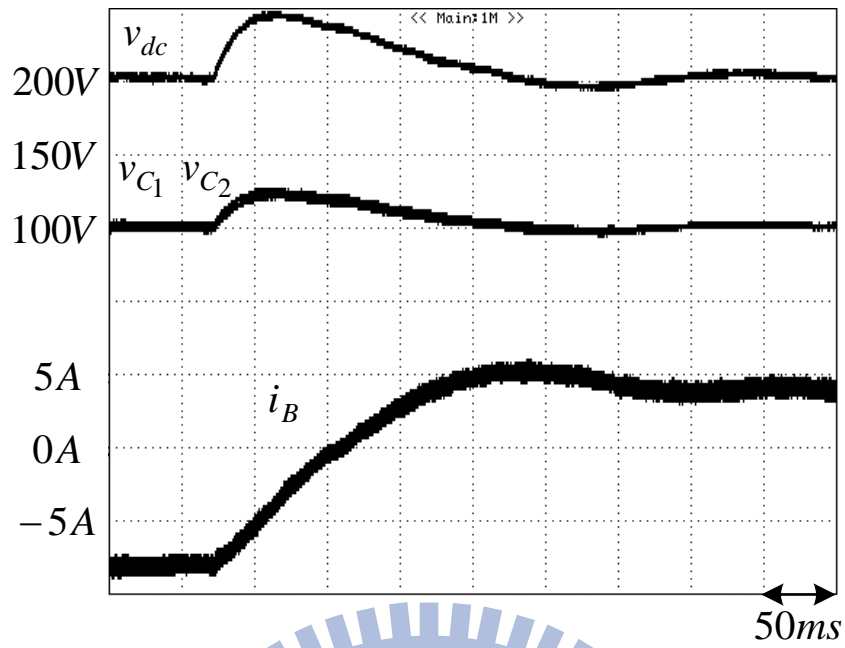


圖 5.19 直流微電網系統切載波形($R_{load} = 50\Omega \rightarrow 200\Omega$)

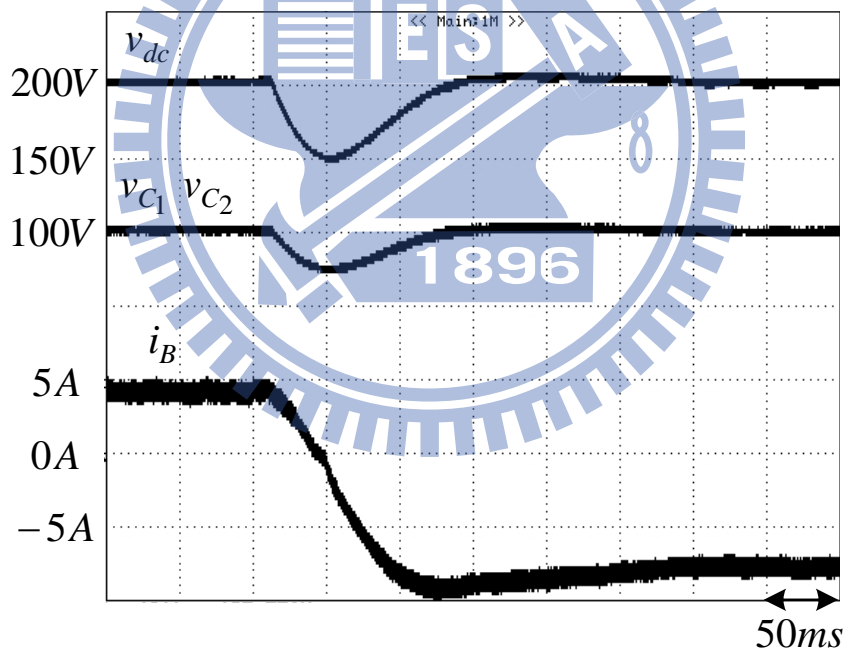


圖 5.20 直流微電網系統切載波形($R_{load} = 200\Omega \rightarrow 50\Omega$)

第六章

結論

本文呈現以三階層升壓電路實現太陽能供電之獨立直流微電網系統，並以模擬與實驗的方式，驗證控制架構的可行性。獨立直流微電網系統設計中，以電池作為雙向直流轉換器，具有功率雙向流動的能力，在太陽能發電維持在最大功率點輸出下，供給負載過多或不足，電池可以即時充電或放電，維持直流鏈電壓穩定。以 FPGA 為實現平台，提出僅感測單一電流設計出電壓平衡控制及最大功率追蹤控制，進而達成之控制。

獨立直流微電網控制系統 FPGA 電路設計，其實現採用階層式、模組化的設計方式，其控制系統主要包含利用本文交錯取樣策略、電壓平衡控制及最大功率追蹤控制、直流鏈電壓控制器、PI 回授控制電路以及 PWM 產生電路。而透過 PSIM，整合太陽能電源以及控制系統進行系統層次模擬，驗證電路功能的正確性。

由實驗結果觀察可知直流微電網系統控制實作，其不論是在穩態實作或者是暫態實作，系統均能維持穩定。

參考文獻

- [1] K. H. Hussein, I. Muta, T. Hoshino and M. Osakada, " Maximum photovoltaic power tracking: an algorithm for rapidly changing atmospheric conditions " *Generation, Transmission and Distribution, IEE Proceedings*, Vol. 142, No. 1, Jan. 1995
- [2] J. M. Kwon, B. H. Kwon and K. H. Nam, " Three-Phase Photovoltaic System With Three-Level Boosting MPPT Control " *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 23, No. 5, September 2008
- [3] W. Xiao, N. Ozog, and W. G. Dunford, " Topology study of photovoltaic interface for maximum power point tracking " *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 54, no. 3, pp. 1696–1704, Jun. 2007
- [4] R. Gules, J. D. P. Pacheco, Hélio Leães Hey and J. Imhoff, " A Maximum Power Point Tracking System With Parallel Connection for PV Stand-Alone Applications " *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 55, No. 7, July 2008
- [5] F. Locment, M. Sechilariu and I. Houssamo, " DC Load and Batteries Control Limitations for Photovoltaic Systems. Experimental Validation " *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 27, No. 9, September 2012
- [6] R. A. Mastromauro, M. Liserre and A. Dell'Aquila, " Control Issues in Single-Stage Photovoltaic Systems: MPPT, Current and Voltage Control " *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, Vol. 8, No. 2, May 2012
- [7] Q. Mei, M. Shan, L. Liu, and J. M. Guerrero, " A Novel Improved Variable Step-Size Incremental-Resistance MPPT Method for PV Systems " *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 58, No. 6, June 2011
- [8] B. H. Mouna, S. Lassaâd, F. Aymen, A. Aicha and G. Radia, " A real time Implementation of an Improved MPPT Controller for Photovoltaic Systems " *First International Conference on Renewable Energies and Vehicular Technology*, 2012
- [9] E. Koutroulis, K. Kalaitzakis, and N. C. Voulgaris, " Development of a microcontroller-based, photovoltaic maximum power point tracking control system " *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 16, No. 1, January 2001.

- [10] S. J. Chiang, H.J. Shieh and M. C. Chen, " Modeling and Control of PV Charger System With SEPIC Converter " *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 56, No. 11, November 2009
- [11] M. A. Elgendy, B. Zahawi and D. J. Atkinson, " Assessment of Perturb and Observe MPPT Algorithm Implementation Techniques for PV Pumping Applications " *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, Vol. 3, No. 1, January 2012
- [12] B. Yang, W. Li, Y. Zhao and X. He, " Design and Analysis of a Grid-Connected Photovoltaic Power System " *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 25, No. 4, April 2010
- [13] F. M. Ishengoma and L. E. Norum, " Design and implementation of a digitally controlled stand-alone photovoltaic power supply " *Nordic Workshop on Power and Industrial Electronics*, page 12-14, 2002
- [14] D. Y. Jung, Y. H. Ji, S. H. Park, Y. C. Jung and C. Y. Won, " Interleaved Soft-Switching Boost Converter for Photovoltaic Power-Generation System " *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 26, No. 4, April 2011
- [15] B. N. Alajmi, K. H. Ahmed, S. J. Finney, and B. W. Williams, " Fuzzy-Logic-Control Approach of a Modified Hill-Climbing Method for Maximum Power Point in Microgrid Standalone Photovoltaic System " *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 26, No. 4, April 2011
- [16] J. M. Shen, H. L. Jou and J. C. Wu, " Novel Transformerless Grid-Connected Power Converter With Negative Grounding for Photovoltaic Generation System " *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 27, No. 4, April 2012
- [17] F. Liu, S. Duan, F. Liu, B. Liu and Y. Kang, " A Variable Step Size INC MPPT Method for PV Systems " *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 55, No. 7, July 2008
- [18] A. Safari and S. Mekhilef, " Simulation and Hardware Implementation of Incremental Conductance MPPT With Direct Control Method Using Cuk Converter " *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 58, No. 4, April 2011

- [19] M. Orellana, S. Petibon, B. Estibals and C. Alonso, " Four Switch Buck-Boost Converter for Photovoltaic DC-DC Power Applications " *IECON 2010 - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, page 469-474, November 2010
- [20] R. F. Coelho, F. M. Concer and D. C. Martins, " A MPPT Approach Based on Temperature Measurements Applied in PV Systems " *Sustainable Energy Technologies (ICSET), 2010 IEEE International Conference*, page 1-6, December 2010
- [21] N. Mutoh, M. Ohno and T. Inoue, " A Method for MPPT Control While Searching for Parameters Corresponding to Weather Conditions for PV Generation Systems " *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 53, No. 4, August 2006

