

摘要

本文提出可改善太陽能發電系統最大功率追蹤能力之決定型杜鵑鳥搜尋法。杜鵑鳥搜尋法擁有快速收斂、高轉換效率及參數設計需求較少等特性，但其複雜的程式流程以及亂數產生之需求導致實現困難度提升。決定型杜鵑鳥搜尋法主要理念為捨去原杜鵑鳥搜尋法之列維飛行(Levy Flight)模式運算及簡化程式判斷，進而降低其運算及程式流程之複雜度。

本文系統採用升壓式轉換器作為功率級電路，並搭配 dsPIC33FJ16GS502 數位信號控制器，實現最大功率追蹤程式控制以完成一太陽能最大功率追蹤器，並針對傳統擾動觀察法及變動步階式擾動觀察法與本文所提之方法進行實測比較分析。根據模擬及實驗結果得知，本文所提之方法的穩態追蹤精確度高達 99.94%，而追蹤時間相較於傳統擾動觀察法及變動步階式擾動觀察法各可減少 46.42% 及 11.76% 的時間。此外，本文所提出之決定型杜鵑鳥搜尋法可成功解決部分遮蔭之問題，達到全域最大功率追蹤之功能。

關鍵字：最大功率追蹤、太陽能發電系統、杜鵑鳥搜尋法、擾動觀察法

Abstract

In this thesis, a deterministic cuckoo search (CS) method is proposed to improve the maximum power point tracking (MPPT) capability of a photovoltaic generation system. It is acknowledged that the CS method boasts advantages such as fast convergence, high efficiency and few tuning parameters. However, complicated flowchart and the requirement of random number generation make it difficult to implement CS technique in low cost microcontrollers. The main idea of the proposed method is to remove the levy flight calculation in the conventional CS method; hence, the proposed MPPT algorithm is much simpler compared to the conventional CS technique. In this thesis, the proposed deterministic CS method is realized using digital signal controller dsPIC33FJ16GS502 from Microchip corp. The constructed MPPT controller is then implemented on a boost converter and compared to the conventional perturb and observe (P&O) and variable-step P&O method. According to the simulated and experimental results, the MPPT accuracy of the proposed system is 99.94 %, and the tracking time can be improved by 46.42 % and 11.76 % comparing to conventional P&O and variable-step P&O method, respectively. In addition, the proposed deterministic CS method can also successfully handle the global maximum power point tracking problem under partial shaded conditions.

Keywords : Maximum Power Point Tracking, Solar energy generation, Cuckoo Search Algorithm, Perturb and Observe method.

誌謝

在研究所的學習期間，首先誠摯地感謝指導老師劉益華博士用心的栽培及教導並適時地給予我們提點，引領實驗室同仁朝向正確的人生方向，使我們在專業領域的知識及技術能更加精進，另外，非常感謝王順忠教授從不缺席實驗室每周的 Meeting 並且認真的教導及時常給予我們不同面向之建議及方向，促使我們的研究不會侷限於固定範圍，讓我們學生銘記在心，並感謝王順忠教授、邱煌仁教授及鄧人豪教授於口試中提出寶貴之建議與悉心指正，使得論文可以更加完整，在此獻上最誠摯的感謝。

在實驗室的日子裡所需要感謝的人不計其數，首先感謝敬孝博班學長在作者剛進實驗室時，適時的協助指導，在專業領域方面不吝嗇給予建議及討論，對作者有很大的幫助。柏成博班學長給予模擬軟體上的協助以及程式的討論。奕勳博班學長管理實驗室之大小事務，只要有任何疑難雜症他都可以幫助你解決問題。于珊博班學姐不僅人有氣質英文能力更是厲害，只要有任何英文方面的問題，都可以請教她。柏瑞博班學長時常帶領實驗室提升歡樂氣氛，使我們於實驗室不會過於拘束，就像一個大家庭似的。伯彥博班學長常常提供比賽資訊及分享業界現況，提升實驗室同仁對學術界以外之認知。昆哲博班學長常常於上班之餘來探望實驗室同仁，並適時給予我們一些電路的新知識。奇樵學長給作者完整的交接，促使往後能更快適應研究所之研究。力仁學長不時的回應及解答作者的任何程式疑問。聿廷學長時常以幽默風趣的對話拉近實驗室感情，讓大家可以更快親近，並指導作者如何訂購實驗室各項元件及儀器等。建霖學長於熱電計畫中給予極大的幫助，解決作者各種有關電路之問題。偉傑學長於暑假時教導我們各種會使用到之軟體應用。感謝同儕于瑄、詠嘉、嘉慶、旭鴻、貝珊及

承盈，時常相約吃飯及參與休閒娛樂活動，在寫論文時也時常給予建議及互相鼓勵，才能使我們這屆每位同學都可如期順利畢業。最後特別感謝學弟昱德及建璋協助作者論文的修訂及除錯，也感謝其他實驗室的學弟妹們富昱、霆、彥均、銘家、秋源、柏涵及侑哲時常被我們使喚且沒有怨言，希望在我們畢業後也可以快快樂樂地在實驗室繼續學習，提升自己的能力。

最後感謝父親倪奕堃先生及母親張秀珠女士，謝謝他們多年的養育之恩，給予作者良好的生活環境，無時無刻地支持與關懷作者，讓作者可以無憂無慮的完成學業，以及謝謝乾媽湯智能女士從小時常給予作者與弟弟倪鵬儒適當的教導，在我們最需幫助的求學階段給予強大的後盾。

僅此論文獻給曾經與鼓勵過作者之親友及師長們，願與你們分享此刻的喜悅，本論文雖經再三審查，但作者才疏識淺，恐有遺漏之處，煩請各鴻學碩學之人不吝指正。

倪鵬濤 一百零五年七月

目錄

摘要.....	I
Abstract.....	II
誌謝.....	III
目錄.....	V
圖目錄.....	VIII
表目錄.....	XII
第一章 緒論.....	1
1.1 研究背景與動機.....	1
1.2 研究目的.....	2
1.3 文獻探討.....	3
1.4 太陽能最大功率追蹤系統架構.....	4
1.5 論文大綱.....	5
第二章 太陽能電池介紹	6
2.1 太陽能電池簡介.....	6
2.2 太陽能電池原理.....	6
2.3 太陽能電池種類.....	7
2.4 太陽能電池電氣特性.....	9
第三章 太陽能最大功率追蹤技術	13
3.1 最大功率追蹤技術簡介.....	13
3.2 最大功率追蹤控制技術.....	13
3.2.1 開路電壓法.....	13

3.2.2 短路電流法.....	14
3.2.3 直接量測法.....	15
3.2.4 擾動觀察法.....	16
3.2.5 增量電導法.....	17
3.3 各追蹤方法比較.....	20
第四章 太陽能最大功率追蹤系統之硬體架構設計	21
4.1 升壓式轉換器介紹.....	22
4.2 升壓式轉換器之動作原理.....	22
4.3 升壓轉換器電路主要元件規格設計.....	27
第五章 太陽能最大功率追蹤系統之軟體架構設計	32
5.1 數位訊號處理器簡介.....	33
5.2 濾波器	34
5.2.1 類比濾波器.....	34
5.2.2 數位濾波器.....	35
5.2.3 有限脈衝響應濾波器.....	38
5.2.4 有限脈衝響應濾波器設計.....	39
5.3 數位 PID 控制器	41
5.3.1 PID 控制原理	42
5.3.2 數位 PID 控制器設計	43
5.4 本文比較之最大功率追蹤技術簡介.....	46
5.4.1 固定步階式擾動觀察法.....	46
5.4.2 變動步階式控制法則.....	48
5.4.2.1 變動步階式擾動觀察法	48
5.4.2.2 數位 PI 控制擾動觀察法.....	52
5.4.2.3 自適應變動步階式增量電導法	54

5.4.3 杜鵑鳥搜尋法則.....	58
5.4.3.1 杜鵑鳥搜尋法	58
5.4.3.2 決定型杜鵑鳥搜尋法	61
5.5 韌體主程式架構.....	65
第六章 實驗模擬與結果分析	67
6.1 實驗環境與設備介紹.....	67
6.2 太陽能最大功率追蹤系統量測準則及性能評估	71
6.3 太陽能最大功率追蹤系統模擬.....	73
6.3.1 固定步階式擾動觀察法.....	74
6.3.2 變動步階式控制法則模擬.....	75
6.3.3 決定型杜鵑鳥搜尋法模擬.....	76
6.3.4 模擬結果比較及分析.....	79
6.4 太陽能最大功率追蹤系統實測.....	81
6.4.1 固定步階式擾動觀察法實測.....	81
6.4.2 變動步階式擾動觀察法實測.....	82
6.4.3 決定型杜鵑鳥搜尋法實測.....	83
6.4.3.1 一般均勻照度實測	83
6.4.3.2 EN50530 照度變化標準實測.....	86
6.4.3.3 部分遮蔽實測	89
6.4.4 實驗結果比較及分析.....	99
第七章 結論與未來展望	102
7.1 結論.....	102
7.2 未來展望.....	103
參考文獻.....	104

圖目錄

圖 1.1 2014 年全球發電能源消耗分配比例圖.....	1
圖 1.2 2014 年再生能源裝置營收成長率圖.....	2
圖 2.1 太陽能電池基本架構圖	7
圖 2.2 太陽能電池分類圖	7
圖 2.3 太陽能電池等效電路圖	9
圖 2.4 太陽能電池於標準測試條件下之輸出特性曲線圖	10
圖 2.5 太陽能電池於各照度下之輸出特性曲線圖	11
圖 2.6 太陽能電池操作於各環境溫度下之輸出特性曲線圖	12
圖 3.1 開路電壓法系統架構圖	14
圖 3.2 短路電流法系統架構圖	15
圖 3.3 直接量測法系統架構圖	16
圖 3.4 擾動觀察法系統架構圖	16
圖 3.5 太陽能電池功率-電壓曲線示意圖	18
圖 3.6 增量電導法系統架構圖	19
圖 4.1 系統架構圖	21
圖 4.2 升壓轉換器架構圖	22
圖 4.3 升壓轉換器於連續導通模式之電感電流波形圖	23
圖 4.4 升壓轉換器於邊界導通模式之電感電流波形圖	23
圖 4.5 升壓轉換器於不連續導通模式之電感電流波形圖	24
圖 4.6 升壓轉換器於開關導通期間之等效電路圖	25
圖 4.7 升壓器轉換器於開關截止期間之等效電路圖	26
圖 4.8 連續導通模式下電感電壓及電流漣波波形圖	28
圖 4.9 連續導通模式下二極體平均電流及輸出電容電壓波形圖	29

圖 5.1 太陽能最大功率追控制系統架構圖	32
圖 5.2 dsPIC33FJ16GS502 腳位圖	33
圖 5.3 dsPIC33F 系列內部功能方塊圖	33
圖 5.4 被動式 RC 低通濾波器	35
圖 5.5 主動式 RC 低通濾波器	35
圖 5.6 數位濾波簡易流程圖	36
圖 5.7 有限脈衝響應濾波器工作原理示意圖	38
圖 5.8 16 階有限脈衝響應濾波器頻率響應波形圖	40
圖 5.9 16 階有限脈衝響應濾波器驗證波形	41
圖 5.10 PID 控制結構方塊圖	42
圖 5.11 增量型 PID 控制器流程圖	45
圖 5.12 擾動觀察法擾動方向示意圖	47
圖 5.13 固定步階式擾動觀察法之程式流程圖	47
圖 5.14 太陽能電池輸出功率-電壓及斜率曲線圖	49
圖 5.15 變動步階式擾動觀察法之程式流程圖	51
圖 5.16 數位 PI 控制擾動觀察法之程式流程圖	53
圖 5.17 F 及 G 電流-電壓關係曲線圖	55
圖 5.18 F/G 及 G/F 電流-電壓關係曲線圖	55
圖 5.19 $1-F/G$ 及 $1-G/F$ 電流-電壓關係曲線圖	56
圖 5.20 自適應變動步階式增量電導法程式流程圖	57
圖 5.21 列維飛行(Lévy flight pattern)模式示意圖	59
圖 5.22 杜鵑鳥搜尋法之程式流程圖	60
圖 5.23 決定型杜鵑鳥搜尋法之基本動作理念說明圖	61
圖 5.24 決定型杜鵑鳥搜尋法之防止錯追換邊機制動作原理示意圖	62

圖 5.25 決定型杜鵑鳥搜尋法之程式流程圖	64
圖 5.26 韌體主程式架構圖	66
圖 6.1 實驗測試環境圖	68
圖 6.2 實際測試最大功率追蹤器實體圖	68
圖 6.3 太陽能模擬曲線圖	70
圖 6.4 TerraSAS ETS 600X8 D-PVE 之人機操作介面	71
圖 6.5 量測項目準則示意圖	72
圖 6.6 決定型杜鵑鳥搜尋法之 252 種遮蔽情況模擬結果圖	78
圖 6.7 決定型杜鵑鳥搜尋法於變動因子 α 為 9/16 追蹤波形模擬圖 ..	79
圖 6.8 固定步階式擾動觀察法實測追蹤波形圖	81
圖 6.9 固定步階式擾動觀察法實測追蹤波形放大圖	82
圖 6.10 變動步階式擾動觀察法實測追蹤波形圖	82
圖 6.11 變動步階式擾動觀察法實測追蹤波形放大圖	83
圖 6.12 決定型杜鵑鳥搜尋法於一般均勻照度實測追蹤波形圖	84
圖 6.13 決定型杜鵑鳥搜尋法於一般均勻照度實測追蹤波形放大圖 ..	85
圖 6.14 決定型杜鵑鳥搜尋法於一般均勻照度實測步數變化圖	85
圖 6.15 EN50530 照度變化標準示意圖	86
圖 6.16 EN50530 7/10H/7/10L 照度變化圖	86
圖 6.17 決定型杜鵑鳥搜尋法 EN50530 7/10H/7/10L 實測追蹤波形圖 ..	87
圖 6.18 決定型杜鵑鳥搜尋法 EN50530 實測	89
圖 6.19 第二峰為全域最大功率點之特性曲線圖	90
圖 6.20 第二峰為全域最大功率點之追蹤波形圖	91
圖 6.21 第二峰為全域最大功率點之追蹤波形放大圖	91
圖 6.22 第二峰為全域最大功率點之實測步數變化圖	92
圖 6.23 第二峰為全域最大功率點之實測圖	92

圖 6.24 第三峰為全域最大功率點之特性曲線圖	93
圖 6.25 第三峰為全域最大功率點之追蹤波形圖	94
圖 6.26 第三峰為全域最大功率點之追蹤波形放大圖	94
圖 6.27 第三峰為全域最大功率點之實測步數變化圖	95
圖 6.28 第三峰為全域最大功率點之實測圖	95
圖 6.29 第五峰為全域最大功率點之特性曲線圖	96
圖 6.30 第五峰為全域最大功率點之追蹤波形圖	97
圖 6.31 第五峰為全域最大功率點之追蹤波形放大圖	97
圖 6.32 第五峰為全域最大功率點之實測步數變化圖	98
圖 6.33 第五峰為全域最大功率點之實測圖	98

表目錄

表 2.1 太陽能電池等效電路符號表	9
表 3.1 各追蹤方法之比較表	20
表 4.1 升壓式轉換器電路規格	31
表 5.1 有限脈衝濾波器與無限脈衝濾波器之特性比較表	37
表 5.2 數位濾波器設計規格	39
表 5.3 16 階有限脈衝響應濾波器係數表	39
表 6.1 TerraSAS ETS 600X8 D-PVE 太陽能模擬機電氣規格表	69
表 6.2 HES-50 太陽能電池之電氣規格表	70
表 6.3 太陽能電池模擬曲線之電氣規格表(5 串 1 並)	70
表 6.4 MATLAB 模擬之太陽能電池電氣規格表	73
表 6.5 固定步階式擾動觀察法模擬結果比較表	74
表 6.6 變動步階式控制各演算法模擬結果比較表	75
表 6.7 均勻照度下各種不同變動因子 α 之模擬結果比較表	77
表 6.8 各演算法之比較表	80
表 6.9 固定步階式擾動觀察法之模擬與實測比較表	100
表 6.10 變動步階式擾動觀察法之模擬與實測比較表	100
表 6.11 決定型杜鵑鳥搜尋法之模擬與實測比較表	101

第一章 緒論

1.1 研究背景與動機

從十八世紀英國工業革命以機械化生產代替人力生產以來，社會發生了巨大的變革，對現代人而言，不論農林漁牧工商產業皆需電力能源作為生產動力，由圖 1.1 所示之 2014 年全球發電能源消耗分配比例圖可看出化石燃料及核能仍為目前能源消耗之大宗，所佔比例高達 78.4%，再生能源佔 22.8%則次之[1]。

Estimated Renewable Energy Share of Global Electricity Production, End-2014

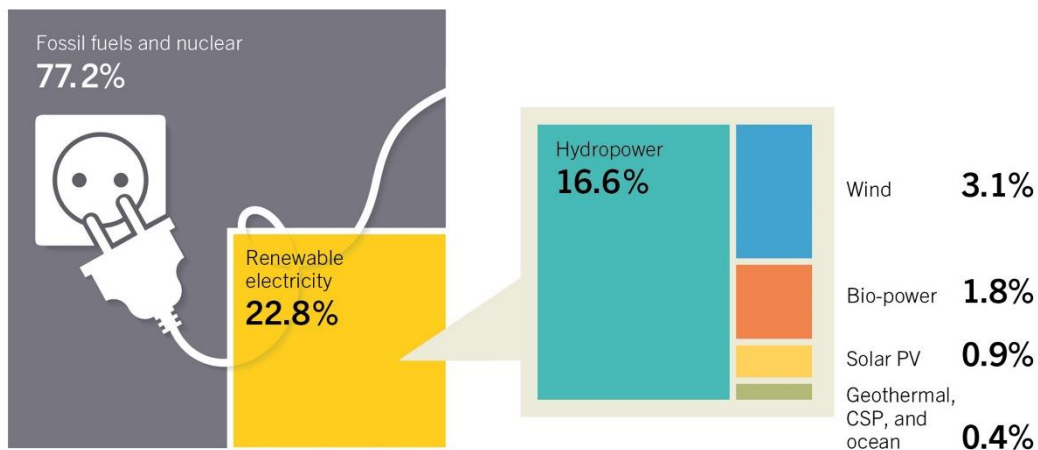


圖 1.1 2014 年全球發電能源消耗分配比例圖[1]

由於工業發展需大量消耗煤、石油及化石燃料，造成能源短缺問題，另一方面逐漸增加的二氧化碳排放量造成全球氣候變遷、動植物棲息地遭受破壞及全球暖化，這些現象均說明了人類對地球的破壞將會影響人類之生活環境，情況嚴重的話則會直接對人類造成傷害。因此，為降低對地球環境之破壞，須找尋新且乾淨之能源，也就是各界所說的綠色能源，包括地熱能、潮汐能、風力能、生物能及太陽能等。其中太陽能為目前最受重視之綠色能源之一，原因在於太陽能為低污染、不需燃料成本且是取之不盡、用之不竭之能源，由圖 1.2 所示之

2014 年再生能源裝置營收成長圖可看出太陽能於 2014 年營收成長率為 12%，高達 1 兆 610 億美元[2]，主要原因在於現今太陽能電池已到達技術門檻，發電效率較以往來的高，加上製作成本低廉，導致太陽能電池價格下降使得需求量上升，因此如何有效應用太陽能能源已成為重要之課題。

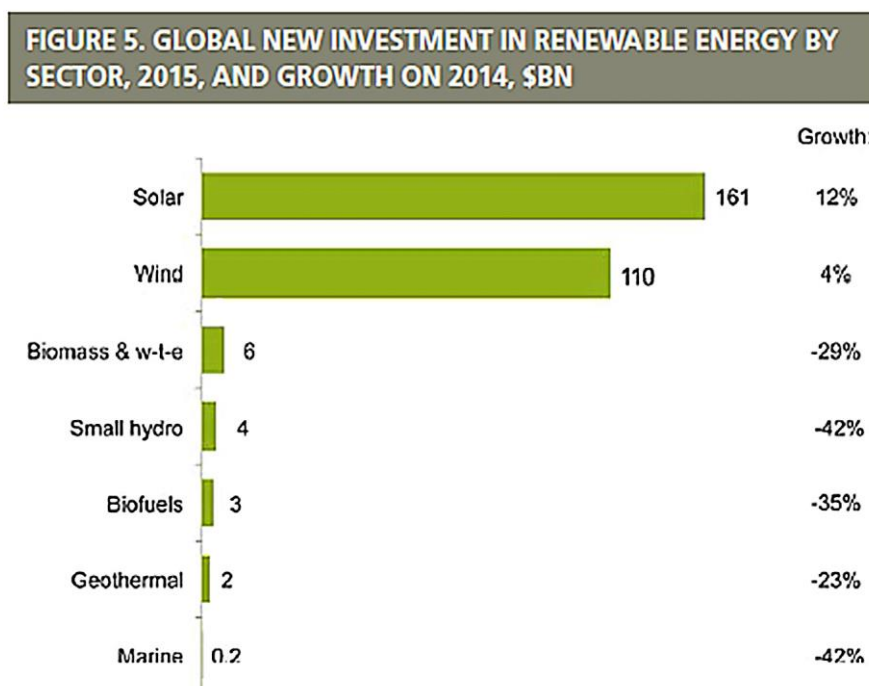


圖 1.2 2014 年再生能源裝置營收成長率圖[2]

1.2 研究目的

於綠色能源中，太陽能是最方便取得且乾淨的能源，但由於目前商用的太陽能電池之發電效率僅有 20 % 仍然不盡理想，加上太陽光並非全時皆處於全照度狀態且周遭環境之綠樹或建築物都可能影響太陽光照射之強度，導致太陽能電池功率-電壓特性曲線變化，為維持太陽能電池於最佳輸出狀態，須尋找太陽能電池最大功率點位置，此技術稱為最大功率追蹤(Maximum Power Point Tracking, MPPT)技術。太陽能電池最大功率追蹤演算法相關研究方向可分為兩部分說明：

1. 由於最大功率追蹤演算法於暫態追蹤時會產生功率損失，為減少追蹤功率損失並提升應變外在環境變化之能力，如何擁有理想之暫態響應成為重要課題。
2. 太陽能發電系統長時間處於穩態狀態，故避免演算法於最大功率點附近振盪即可準確地將操作點操作於最大功率點位置，如此亦可提升整體輸出效率，降低追蹤損失。因此如何準確地找尋太陽能電池之最大功率點亦為太陽能發電系統中不可或缺之一環。

由以上兩部分說明可清楚得知最大功率追蹤技術講求追蹤快速及高穩態追蹤精確度，本文將於後文中進行較深入之探討，並且提出對策。

1.3 文獻探討

由於傳統固定步階式擾動觀察法會有暫態及穩態響應之權衡問題，故眾多學者提出各式各樣之變動步階式控制法則，期望克服固定步階式擾動觀察法之問題，進而提升整體系統效率，文獻[3]利用太陽能電池功率-電壓特性曲線之斜率作為步階變化的依據，將傳統增量電導法改進成變動步階式控制，進而提升系統穩態之響應，但太陽能電池功率-電壓曲線斜率並非為對稱曲線，因此將造成左半平面追蹤速度較慢之情況。文獻[4,5]提出自動調整步階最大功率追蹤法，其靈感來自增量電導法關係式，利用關係式特性獲得步階變化曲線，此方法改善變動步階式增量電導法之斜率不足而導致暫態響應過慢之問題。文獻[6]考慮到照度改變可能造成演算法錯追之問題，當照度改變時，利用短路電流使操作點直接放置於最大功率點附近，以降低照度改變時之追蹤功率損失，提升暫態響應表現。文獻[7]提出於太陽能發

電系統到達穩態時使用二次趨近以改善穩態響應。文獻[8]僅使用一感測元件感測電流，利用關係式計算獲得責任週期及電流相互關係以進行演算法判斷，因此可降低電路成本，此論文除了變動步階亦加入變動頻率來加快追蹤速度及提升穩態追蹤精確度，但須加入過多之判斷方能達到成效，故增加演算法複雜度及實現之困難度。文獻[9]使用二進位趨近改善於每段區間須執行追蹤重新之情況，提出自適應二進位及逐步遞減方法，結合兩者優勢進行最大功率追蹤以達到降低追蹤功率損失以及提升整體系統效率之目的。文獻[10]以增量電導法為基礎應用模糊控制於太陽能發電系統中，可降低程式運算時間及複雜度，進而提升追蹤速度。

1.4 太陽能最大功率追蹤系統架構

本文主要探討高性能之太陽能最大功率追蹤演算法，首先，將固定步階式擾動觀察法、變動步階式控制法及本文所提出之方法利用 MATLAB 模擬軟體進行模擬，利用模擬結果進行分析及探討，並利用本文所定義之量測項目評估各方法性能表現，最後選取最佳表現值進行實測比較。

本文完成之太陽能最大功率追蹤系統可分為硬體及軟體兩部分，硬體部分選用升壓式轉換器(Boost Converter)電路，輸入端使用太陽能模擬機代替太陽能電池，輸出端則使用電子負載並採用定電壓模式進行抽載；軟體部分選用 dsPIC33FJ16GS502 數位信號處理器來實現最大功率追蹤程式控制，並將固定步階式、變動步階式擾動觀察法及本文所提之演算法分別實現於數位信號處理器中，透過電壓電流回授，經過演算法之判斷給予正確之命令以達到追蹤最大功率之效果。

1.5 論文大綱

本文共分為七章，以下將針對各章節進行簡介：

第一章 緒論

本章針對本文之研究背景、動機與目的以及系統架構進行概述，並進行文獻探討。

第二章 太陽能電池介紹

本章介紹太陽能電池之起源、原理、種類、等效模型與電氣特性。

第三章 太陽能最大功率追蹤技術

本章介紹文獻中所提及之各種傳統太陽能最大功率追蹤技術。

第四章 太陽能最大功率追蹤系統之硬體架構

本章介紹升壓式轉換器之特性，針對硬體之操作模式、工作原理與元件值設計三大部分進行說明。

第五章 太陽能最大功率追蹤系統之軟體架構

本章針對軟體部分進行陳述，首先簡介控制核心數位信號處理器，並說明數位濾波器原理及設計，最後針對固定步階式擾動觀察法、變動步階式控制法則與本文所提出之決定型性杜鵑鳥搜尋法原理與程式設計進行探討。

第六章 實驗結果與分析

本章提供模擬結果、實驗波形與數據，並針對模擬與實驗結果進行分析與討論。

第七章 結論與未來展望

本章將對本論文做出總結並簡述未來研究之方向。

第二章 太陽能電池介紹

2.1 太陽能電池簡介

太陽能電池為一種可將光能轉換成電能的發電裝置，光能轉電能之原理稱為「光伏效應」(Photovoltaic Effect)。此效應之最早發現時間可追溯至 19 世紀，法國物理科學家 Alexandre Edmond Becquerel 於實驗過程中發現當光照射於不均勻之半導體或半導體與金屬之結合物體時，會產生電位差的現象，即稱為「光伏效應」。

由 19 世紀至今，太陽能電池已被廣泛應用，1960 年代太陽能電池被作為人造衛星的能量來源，1970 年代發生能源危機後，各國更開始關注能源開發之重要性，尋找對地球生態影響較低的能源，以利永續發展，因此開始將太陽能電池應用至一般民生用途上，目前在歐洲、日本等地區已經大量使用太陽能發電裝置，未來更將規劃朝著商業化方向前進。

2.2 太陽能電池原理

太陽能電池其內部架構是由一 P 型及 N 型半導體組合而成，其基本架構圖如圖 2.1 所示，利用 P 型與 N 型半導體內部不同載子特性於 P-N 接合處形成擴散，便可產生一 N 指向 P 的電場。當太陽光照射於太陽能電池時，接合處因吸收光能量而激發 P 型與 N 型少數載子產生電洞及自由電子，P 型半導體層裡之電洞會往 P 型半導體層電極端移動；而 N 型半導體層裡之自由電子會往 N 型半導體層電極端移動，因此於兩端電極累積電荷，此時若以導線連接正負極即可產生電流[11]。

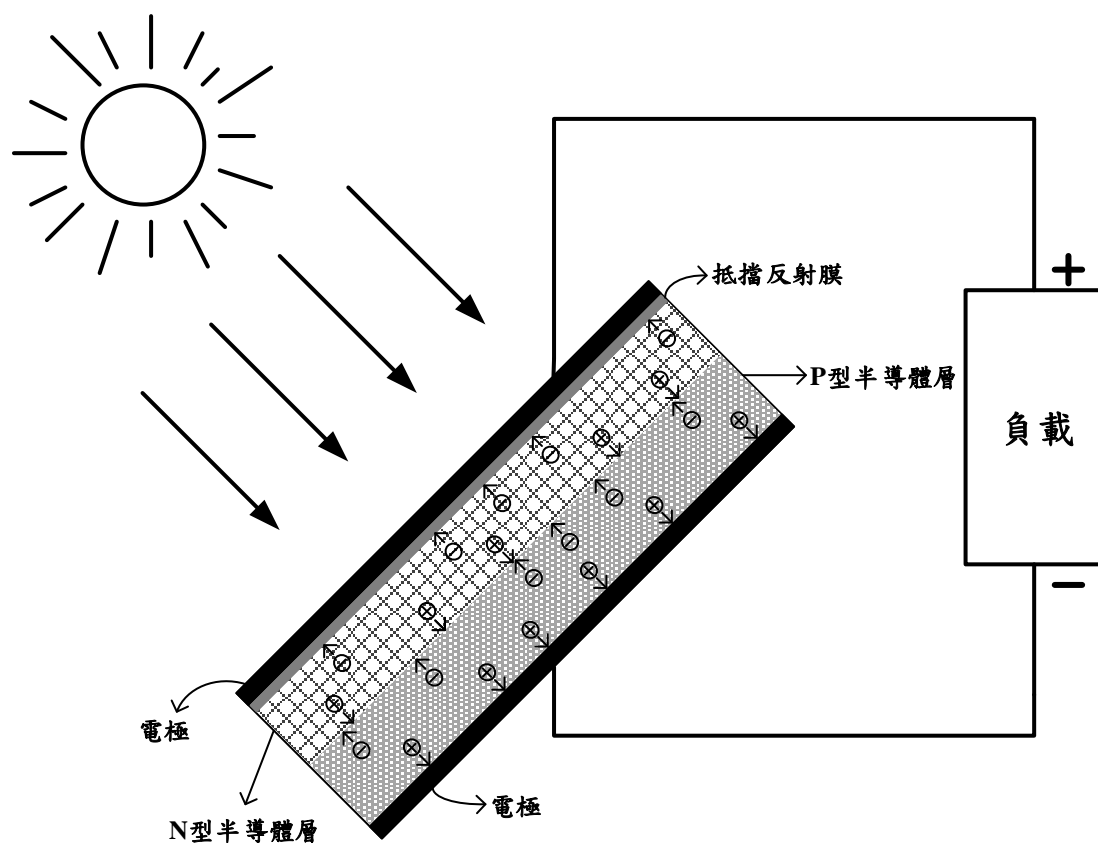


圖 2.1 太陽能電池基本架構圖

2.3 太陽能電池種類

現今太陽能電池多半為由矽製造而成之矽太陽能電池，但實際上太陽能電池還有許多種類。太陽能電池以特徵來區分大致可分為三種：無機類、有機類以及量子點型，如圖 2.2 所示[12]。

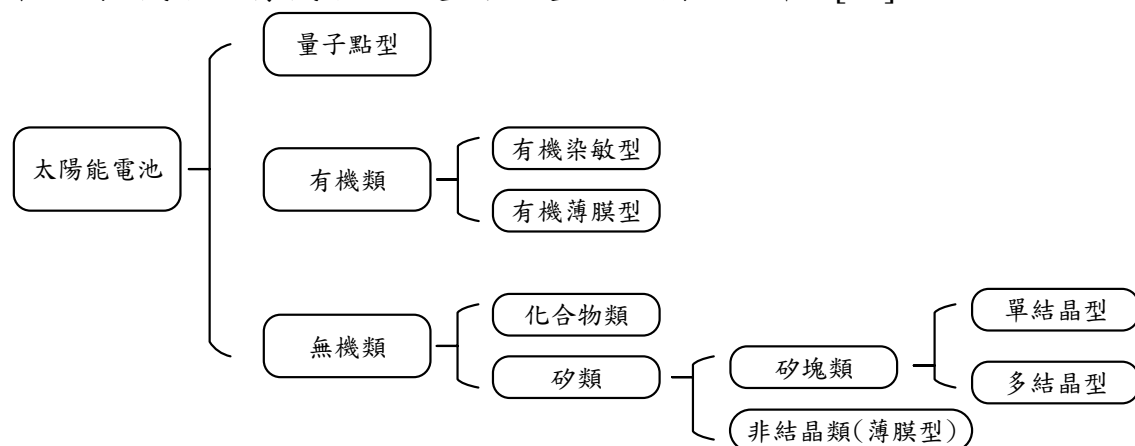


圖 2.2 太陽能電池分類圖[12]

量子點型太陽能電池其原理與一般矽類太陽能電池截然不同，採用奈米量子研製而成，但目前還處於研發階段，雖然目前其轉換效率可高達 75%，但製作成本及製程困難度也離實用等級甚遠。

有機類太陽能電池其特色為輕薄、柔軟、成本低廉、生產方便，使其受到眾人期待；而有機太陽能電池可分為有機染敏太陽能電池及有機薄膜太陽能電池兩種，以成本報酬率來說，有機類太陽能電池已經朝向實用階段邁進。

無機類太陽能電池可再細分為使用化合物半導體的化合物太陽能電池及使用矽所製成的矽太陽能電池。化合物太陽能電池其表現性能高於一般常見的矽太陽能電池，但化合物太陽能電池需使用稀有金屬製作，會產生因資源缺乏而昂貴的問題，所以現今大多用於人造衛星等特殊用途。矽類太陽能電池又可依矽材料之形狀分成為矽塊太陽能電池與非結晶矽薄膜太陽能電池。其中矽塊太陽能電池又可再細分為單結晶矽太陽能電池與多結晶矽太陽能電池。所謂單結晶矽太陽能電池是指由一塊完整結晶所構成之太陽能電池，其具有光電轉換效率高、使用壽命長的特性，至於多晶矽太陽能電池則是由許多小結晶所組成，其製作簡單、價格較低。單結晶矽太陽能電池雖有較好的光電轉換效率之優勢，但因價格昂貴，使得單結晶矽太陽能電池於低價市場中發展較為不易，因此現今大多數太陽能電池均為多結晶矽太陽能電池[12,13]。

2.4 太陽能電池電氣特性

太陽能電池之電氣特性為一非線性電源，其電壓與電流呈現一指數曲線的關係，因此當太陽能電池輸出電壓變動時，其輸出電流也會隨之變動。以下將以圖 2.3 太陽能電池等效電路圖來探討太陽能電池之特性，由圖 2.3 可得知太陽能電池輸出電壓與電流之關係式如式(2-1)所示[14]。

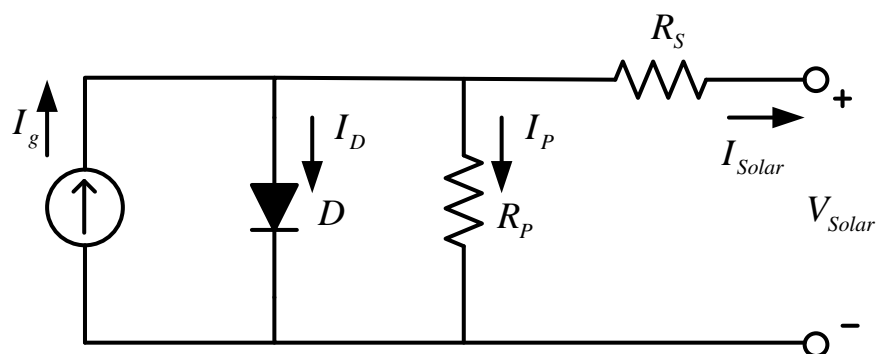


圖 2.3 太陽能電池等效電路圖

$$I_{Solar} = I_g - I_s \left\{ e^{\left[\frac{q(R_s I_{Solar} + V_{Solar})}{nKT} \right]} - 1 \right\} - \frac{R_s I_{Solar} + V_{Solar}}{R_p} \quad (2-1)$$

上式(2-1)中代表符號如下表 2.1 所示

表 2.1 太陽能電池等效電路符號表

I_{Solar}	太陽能電池輸出電流	I_g	光電轉換電流
I_D	二極體等效電流	V_{Solar}	太陽能電池輸出電壓
R_p	並聯等效電阻	R_s	串聯等效電阻
q	載子電荷量($1.602 \times 10^{-19} C$)	n	理想因子 (1 至 2 之間)
K	波茲曼常數($1.38065 \times 10^{-23} J / K$)	T	絕對溫度

由於太陽能電池的並聯電阻之阻值遠大於串聯電阻之阻值，故可將式(2-1)化簡成式(2-2)

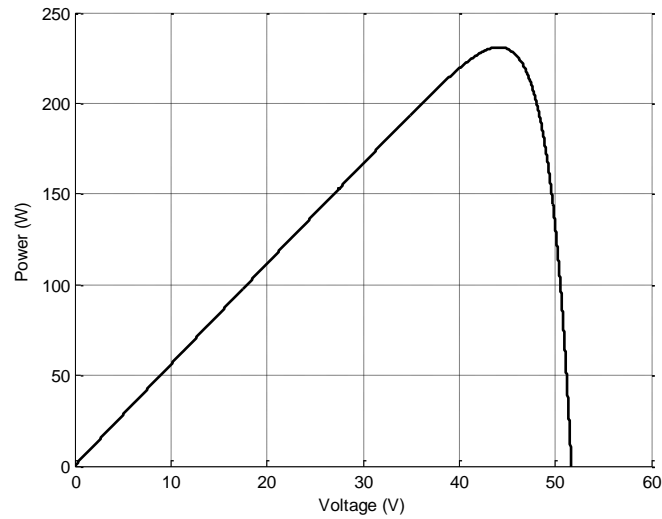
$$I_{Solar} = I_g - I_s \left\{ e^{\left[\frac{q(R_s I_{Solar} + V_{Solar})}{nKT} \right]} - 1 \right\} \quad (2-2)$$

為了方便觀察環境溫度與照度改變時對太陽能電池輸出特性曲線

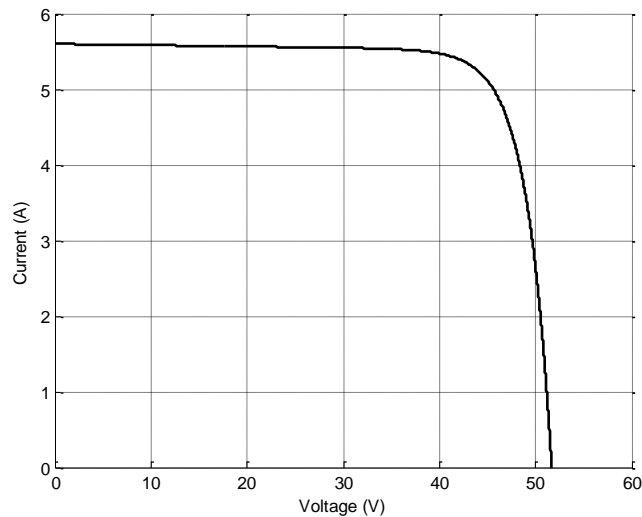
之影響，可將式(2-2)整理成式(2-3)

$$V_{Solar} = \frac{nKT}{q} \times \ln\left(\frac{I_g - I_{Solar}}{I_s} + 1\right) - I_{Solar} \times R_s \quad (2-3)$$

依據太陽能電池模組標準測試條件(Standard Test Condition, STC)，將照度設定於 $1000W / m^2$ 且溫度為 $25^\circ C$ ，利用式(2-2)可畫出太陽能電池於標準測試條件下之輸出特性曲線圖，如圖 2.4 所示。



(a)

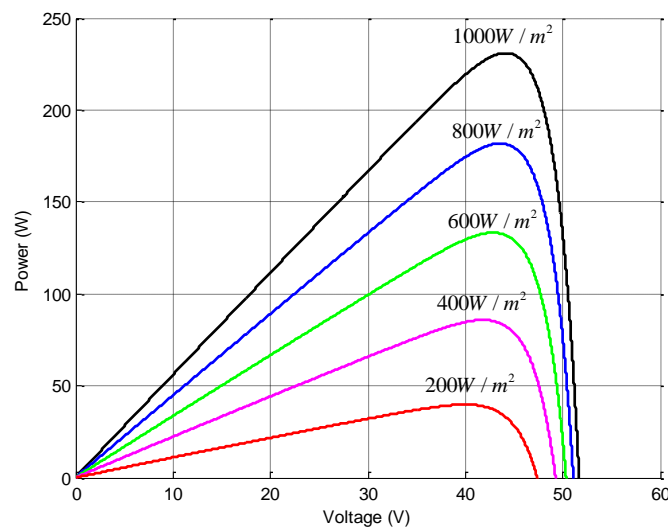


(b)

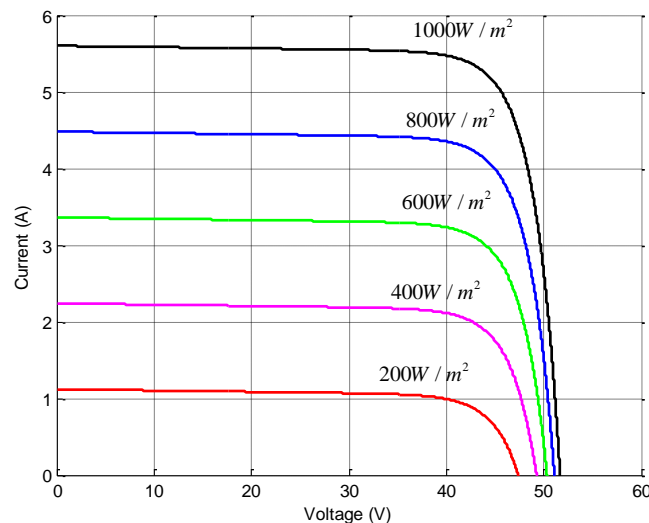
圖 2.4 太陽能電池於標準測試條件下之輸出特性曲線圖

(a)輸出功率-電壓曲線圖 (b)輸出電流-電壓曲線圖

當太陽光照度上升時，半導體因照入光能量增加使轉出的電能量增加，故太陽能電池之光電轉換電流隨之增加，可由式(2-2)得知，太陽能電池輸出電流與光電轉換電流成正比，因此照度增加時，太陽能電池輸出電流亦會有顯著的增加，又由式(2-3)可知，因自然對數之存在，故太陽能電池輸出電壓於照度上升時只有些微的變化，利用式(2-2)可畫出各種照度下之太陽能電池特性曲線，如圖 2.5 所示。



(a)

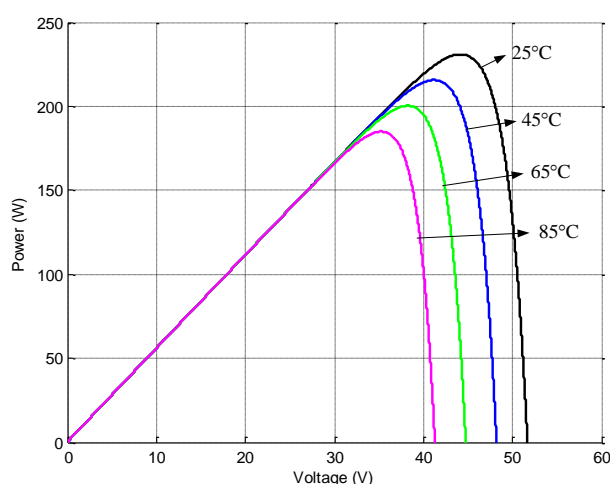


(b)

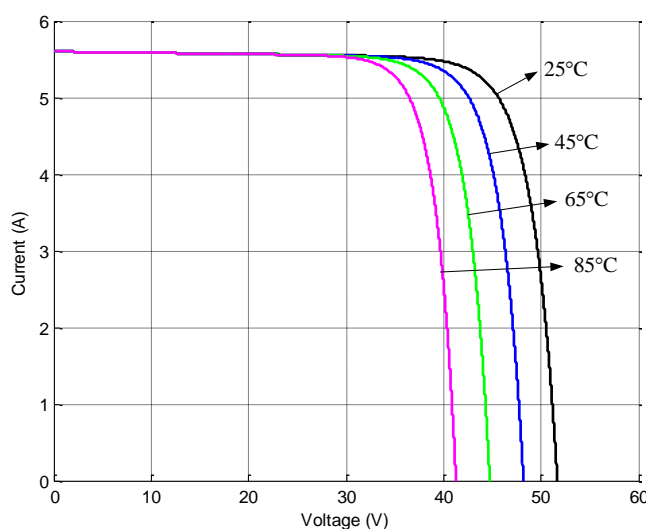
圖 2.5 太陽能電池於各照度下之輸出特性曲線圖

(a)輸出功率-電壓曲線圖 (b)輸出電流-電壓曲線圖

太陽能電池輸出特性曲線除了會隨著照度變動而隨之改變，環境溫度也會影響曲線的變化，由式(2-2)所示，當環境溫度上升時，等效二極體特性會使太陽能電池輸出電流略為上升，且由式(2-3)可知，環境溫度與太陽能電池輸出電壓成正比關係，而太陽能電池輸出電流也會隨溫度上升而隨之上升，並且其所受影響遠大於輸出電壓所受之影響，因此環境溫度對太陽能電池輸出電壓影響不大，反而串聯等效電阻之跨壓會對太陽能電池輸出電壓造成明顯的下降，利用式(2-2)可畫出圖 2.6 太陽能電池操作於各環境溫度下之輸出特性曲線圖。



(a)



(b)

圖 2.6 太陽能電池操作於各環境溫度下之輸出特性曲線圖

(a)輸出功率-電壓曲線圖 (b)輸出電流-電壓曲線圖

第三章 太陽能最大功率追蹤技術

3.1 最大功率追蹤技術簡介

由第二章所介紹之太陽能電池特性，可得知其特性曲線為指數曲線且有一頂點，而此特性曲線會受外在環境溫度及太陽照度影響而隨之變化，因此其最大功率點也會隨之變化。為了隨時可得到最多的功率輸出以最大化太陽能電池輸出效率，需使用一最大功率追蹤法則來進行控制，此控制方式被稱為最大功率追蹤控制技術。

3.2 最大功率追蹤控制技術

常見之最大功率追蹤控制技術包含開路電壓法、短路電流法、直接量測法、擾動觀察法及增量電導法等，由於各種最大功率追蹤控制技術皆有其優缺點，使用者須進行評估方能尋找出符合系統之最佳控制技術，以下將詳細解說前述之各種最大功率追蹤控制技術。

3.2.1 開路電壓法

由分析多次實驗結果可知太陽能電池之最大功率點電壓位置大約座落於開路電壓之 70%~85% 之間[15,16]。故開路電壓法利用量測太陽能電池開路電壓的方式來間接尋找最大功率位置，以達到最大功率追蹤之成效，本方法電路系統架構圖如圖 3.1 所示。由於此方法控制參數為利用實務經驗所得，而市面上太陽能電池之電氣規格皆有所不同，故各種不同電氣規格之太陽能電池都有著不同之最大功率點位置，因此開路電壓法並無法準確追至最大功率點位置，導致其追蹤精確度差。

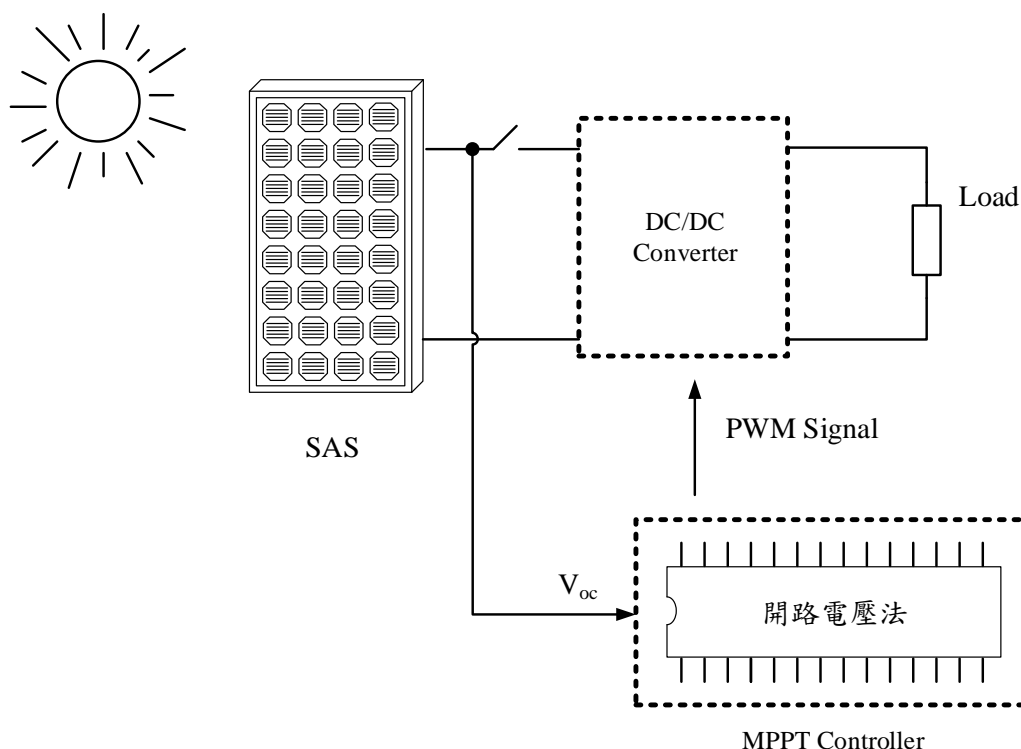


圖 3.1 開路電壓法系統架構圖

3.2.2 短路電流法

短路電流法其理念與上述之開路電壓法相同，兩者皆為分析多次實驗結果所建立之控制方法，由文獻[15]可知各種不同之太陽能電池於相同照度下，太陽能電池之最大功率點位置會座落於短路電流之 85 %~95 %之間，利用此經驗法則設置控制參數使太陽能電池輸出電流操作於此區間，即可實現短路電流法，達到最大功率追蹤之成效，其系統架構圖如圖 3.2 所示。但其缺點與開路電壓法相同，兩者都無法準確追蹤至太陽能電池之最大功率點位置，導致追蹤精確度表現較差。

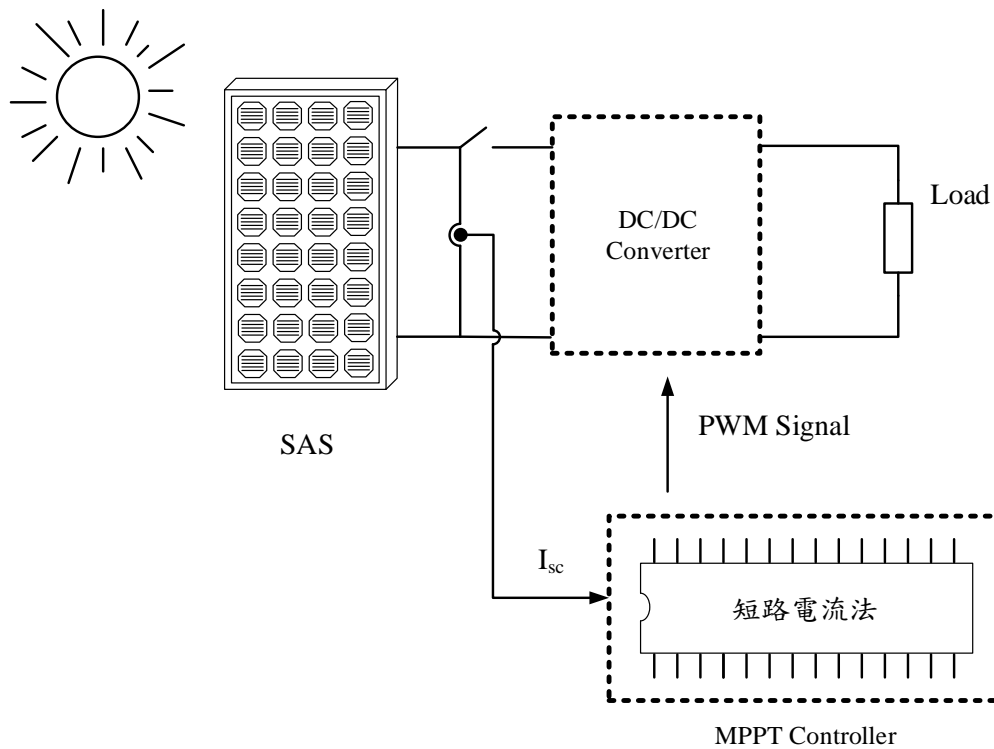


圖 3.2 短路電流法系統架構圖

3.2.3 直接量測法

直接量測法顧名思義就是每隔一段時間直接量測小型太陽能電池之開路電壓及短路電流，由此資訊可得知主要系統太陽能電池之最大功率點位置。故實際量測法之實現其系統需分為兩個部分，分別為主要系統與小型太陽能電池，而小型太陽能電池之規格需挑選與主要系統所使用之太陽能電池電氣特性相同，方可利用小型太陽能電池來尋找主要系統之最大功率點，以達到最大功率追蹤之成效。此追蹤方法雖與前述兩種追蹤方法類似，都以量測開路電壓或短路電流來進行分析判斷最大功率點位置，但此方法之優勢為可於主要系統正常運作狀態下量測小型太陽能電池之開路電壓及短路電流來進行判斷並給予即時之控制命令，避免量測時系統產生損失；劣勢部分為需要額外之小型太陽能電池及偵測電路，製作成本因而增加，故此追蹤方法並不適用於小型發電系統，較不符合經濟效益[17]。其方法之系統架構圖如圖 3.3 所示。

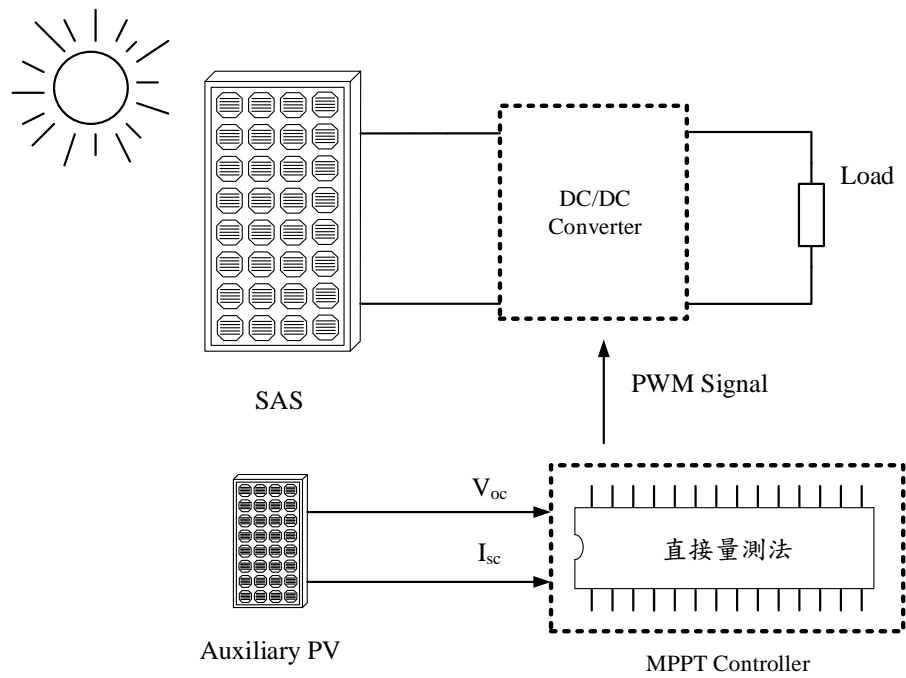


圖 3.3 直接量測法系統架構圖

3.2.4 擾動觀察法

擾動觀察法具有架構簡單、應用相容性高及不易受元件老化影響之優勢，為目前工業界較常被應用之追蹤方法，其系統架構圖如圖 3.4 所示。

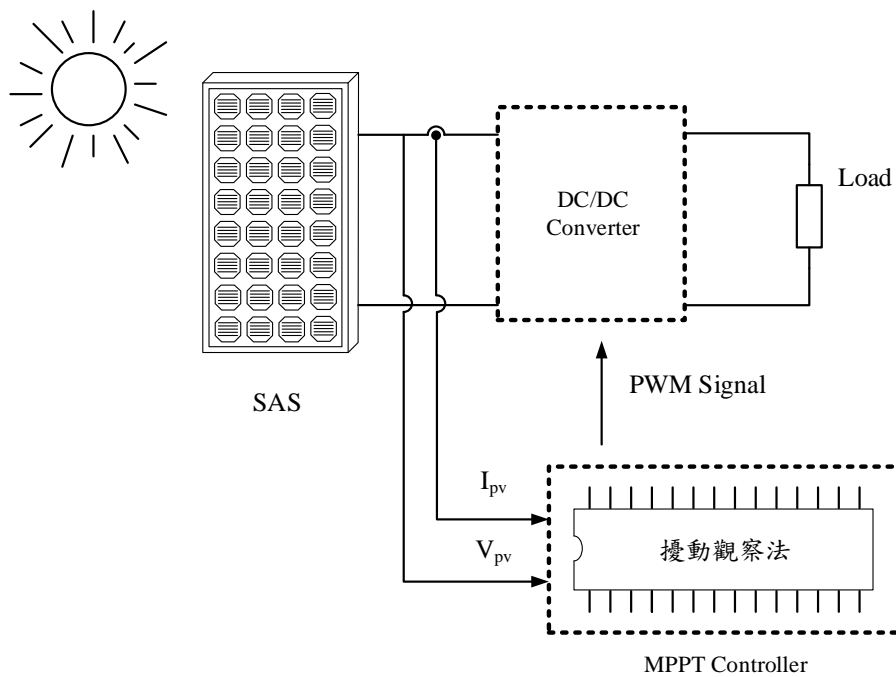


圖 3.4 擾動觀察法系統架構圖

以電壓為控制命令為例，其工作原理如下所述。首先，進行太陽能電池輸出之電壓電流取樣，利用取樣所得之信號資料計算出太陽能電池當前輸出功率，接下來進行輸出功率變化判斷，倘若輸出功率上升，下次擾動方向可往原方向擾動；反之，若輸出功率下降，下次擾動方向則需改變為反方向擾動，持續進行以上動作即可追蹤至最大功率點附近，達到最大功率追蹤之成效[18,19]。

本方法優點如前段所述；而其缺點為固定不變之步階擾動量將產生設計權衡考量問題，若步階擾動量大，可加快追蹤速度以提升系統暫態表現，但追至最大功率點附近因固定步階擾動量過大會產生振盪導致穩態追蹤精確度不佳，其穩態響應表現差；反之，當步階擾動量小時，於追至最大功率點附近時會有較小之振盪，可增加穩態追蹤精確度以提升穩態響應表現，但過小之步階擾動量將導致追蹤速度過慢使暫態表現不佳，此外，於照度快速變化時系統可能會產生誤判情形，導致系統追蹤效率下降[19]。

3.2.5 增量電導法

增量電導法其追蹤理念與前述擾動觀察法相似，均為利用擾動達到最大功率追蹤之目的，其中相異之處為判斷方法不同，前述擾動觀察法利用判斷功率之上升或下降進行電壓命令擾動方向控制；增量電導法則利用太陽能電池之特性曲線之斜率來判斷操作點位置，由圖 3.5 可得知於最大功率點處其特性曲線斜率為零，其關係式如式(3-1)所示，於最大功率點左側其斜率為正，最大功率右側其斜率為負；利用功率計算式(3-2)對電壓做一次微分且與式(3-1)整合可得式(3-3)，並將式(3-3)整理可得式(3-4)，由關係式式(3-4)可得知此為電導關係式，故稱之為增量電導法[20,21]。

$$\frac{dP}{dV} = 0 \quad (3-1)$$

$$P = V \times I \quad (3-2)$$

$$\frac{dP}{dV} = \frac{dV}{dV} \times I + \frac{dI}{dV} \times V = 0 \quad (3-3)$$

$$-\frac{I}{V} = \frac{dI}{dV} \quad (3-4)$$

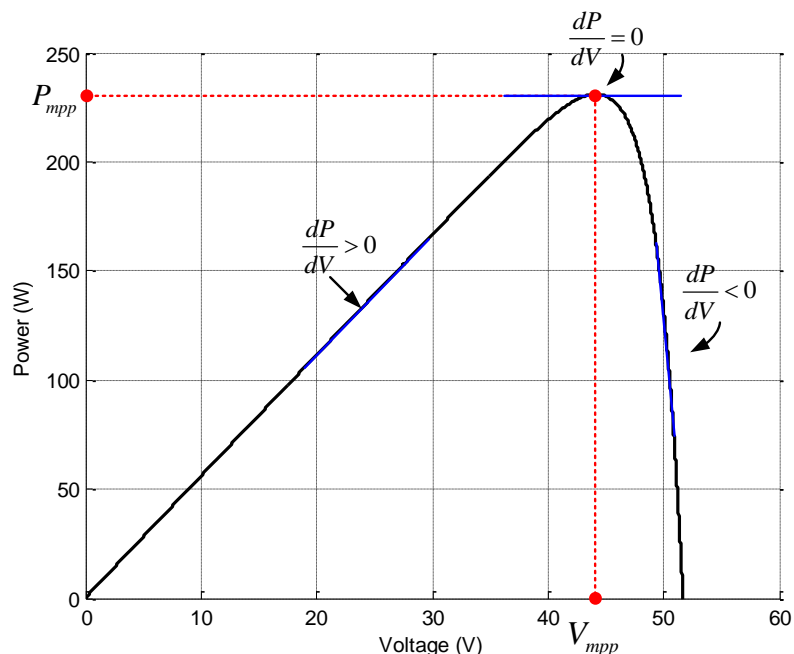


圖 3.5 太陽能電池功率-電壓曲線示意圖

增量電導法之系統架構圖如圖 3.6 所示，其工作原理由以下說明，首先進行太陽能電池輸出之電壓電流取樣，利用程式計算式(3-4)進行判斷，若目前判斷式滿足式(3-5)，則表示此操作點位於最大功率點之左側，電壓控制命令需增加；反之，目前判斷式滿足式(3-6)，則表示其操作點位於最大功率點之右側，此時電壓控制命令需減少，經過數次之上述過程判斷，即可使操作點滿足式(3-4)，此處即為最大功率點位置[20,21]。

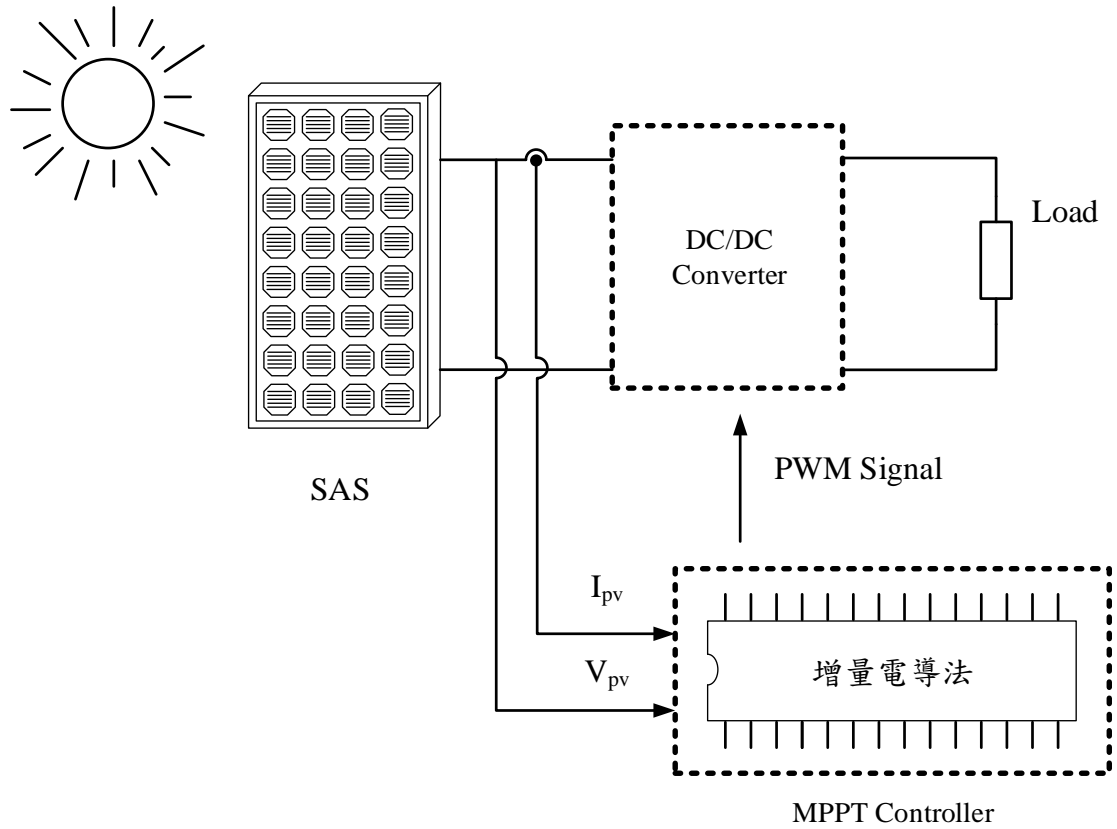


圖 3.6 增量電導法系統架構圖

$$-\frac{I}{V} < \frac{dI}{dV} \quad (3-5)$$

$$-\frac{I}{V} > \frac{dI}{dV} \quad (3-6)$$

由於增量電導法僅使用式(3-4)進行判斷操作點位置，而照度變化時太陽能電池僅有輸出電流有較大之變化，因此本方法可給予正確之判斷，降低前述擾動觀察法之誤判情況發生，故本方法之優勢為可降低照度變化之誤判產生及提升穩態響應表現，但其劣勢為須使用較精密之感測元件及運算複雜度提升，兩者均會增加系統之成本。

3.3 各追蹤方法比較

綜觀以上所述之追蹤方法，本文在此列表整理各追蹤方法之優缺點，其比較表如表 3.1 所示。

表 3.1 各追蹤方法之比較表

追蹤方法	優點	缺點
開路電壓法	1. 架構簡單 2. 程式運算量小 3. 易實現	1. 量測開路電壓時會產生功率損失
短路電流法	1. 架構簡單 2. 程式運算量小 3. 易實現	1. 量測短路電流時可能會造成電路損壞
直接量測法	1. 架構簡單 2. 可避免元件老化問題	1. 需額外太陽能板，增加建構成本
擾動觀察法	1. 架構簡單 2. 程式運算量小 3. 可避免元件老化之問題	1. 步階設計權衡問題 2. 穩態振盪之問題
增量電導法	1. 架構簡單 2. 可避免元件老化之問題 3. 改善振盪問題	1. 程式運算量大 2. 需採用較靈敏之感測元件 3. 建構成本高

第四章 太陽能最大功率追蹤系統之硬體架構設計

本章將介紹本文所提出之太陽能最大功率追蹤系統之硬體架構。本文所實現之系統架構圖如圖 4.1 所示，其中包含了太陽能模擬器、升壓式轉換器及數位信號處理器控制核心三大部分。一般太陽能電池輸出電壓普遍過低，所以需經過轉換器來提升輸出電壓，故本文硬體電路架構採用升壓式轉換器。控制部分則採用美國 Microchip 公司所推出之 dsPIC33FJ16GS502 數位訊號處理器來實現。將取樣所得之太陽能電池輸出電壓及電流訊號輸入至數位訊號處理器進行最大功率追蹤運算，便可計算出適當之責任週期訊號來控制升壓式轉換器開關動作，達到最大功率追蹤之目的。

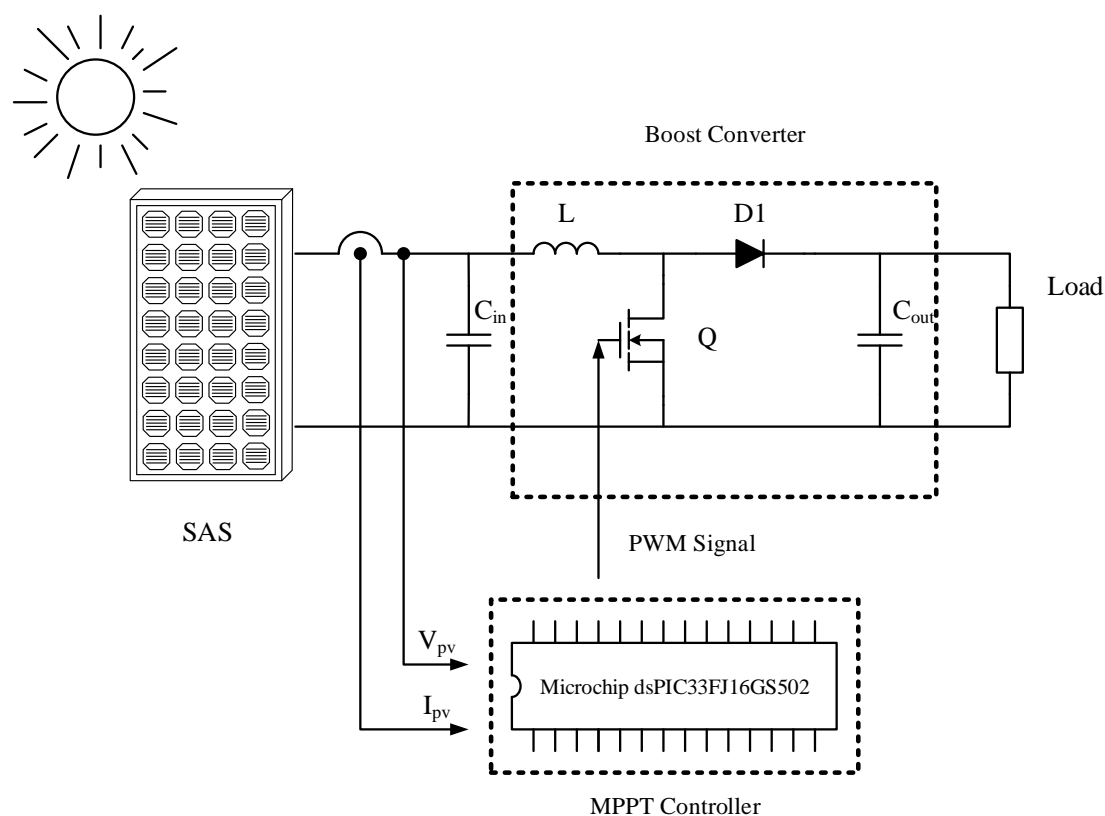


圖 4.1 系統架構圖

4.1 升壓式轉換器介紹

升壓型轉換器為直流-直流轉換器的一種，由電感(L)、電容(C)、二極體(D1)及功率開關(Q)所組成，其架構圖如圖 4.2 所示。其中功率開關 MOSFET 操作於截止區與飽和區，並藉由責任週期的控制來調整升壓轉換器之輸出電壓及電流。

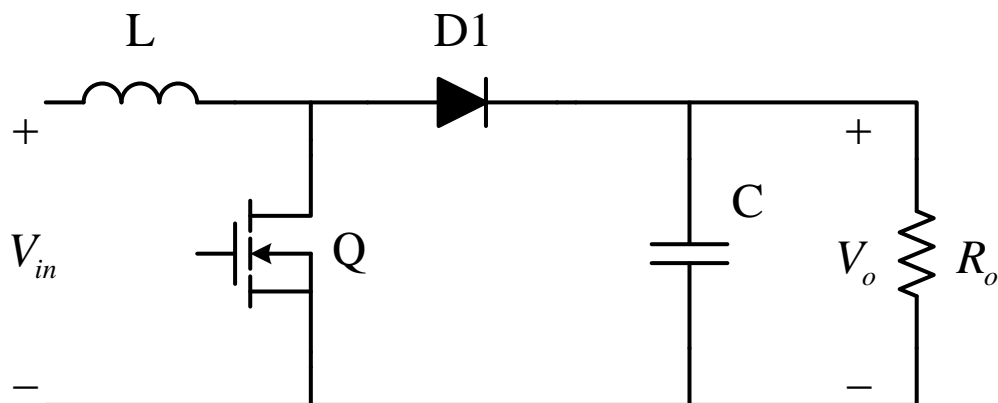


圖 4.2 升壓轉換器架構圖

假設各元件皆為理想狀態，當開關導通時，輸入電壓 V_{in} 跨接於電感 L 之兩端，因此對電感 L 儲能，電感電流呈線性上升，二極體 $D1$ 因逆向偏壓而截止，此時電容 C 對負載供電；當開關截止時，因電感電流無法瞬間改變流向，因此二極體 $D1$ 順向導通，此時電感對輸出負載端釋能[22]。

4.2 升壓式轉換器之動作原理

升壓式轉換器依照電感電流的狀態可區分為以下幾種模式[22-24]:

1. 連續導通模式(Continuous Conduction Mode, CCM): 在此模式下，電感電流於開關截止時不會降為零，如圖 4.3 所示，故稱為連續導通模式。

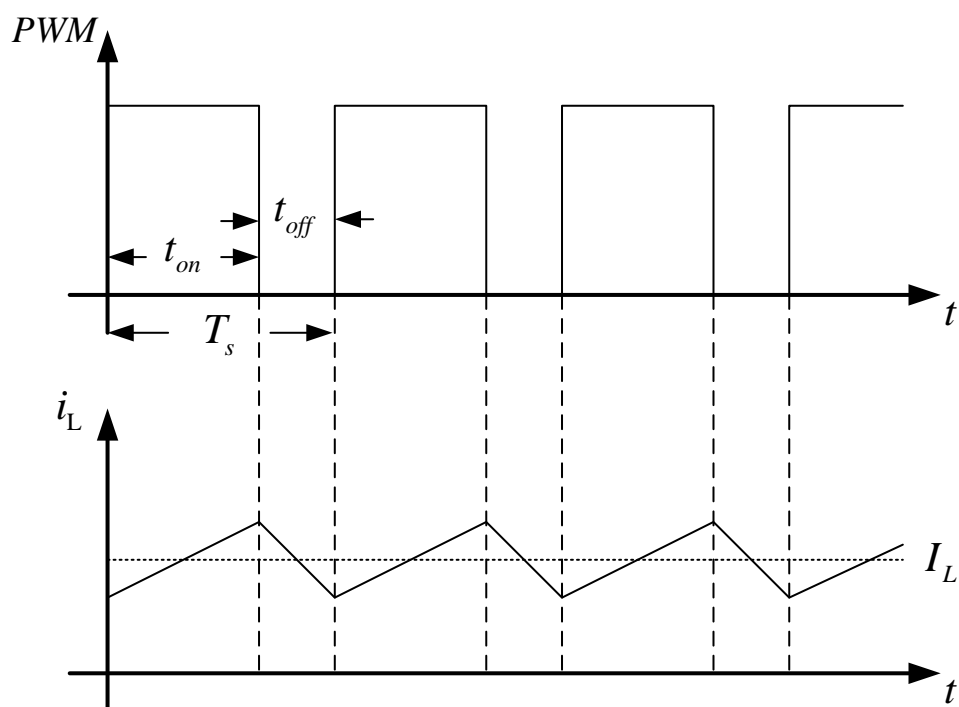


圖 4.3 升壓轉換器於連續導通模式之電感電流波形圖

2. 邊界導通模式(Boundary Conduction Mode, BCM): 在此模式下電感電流於開關截止時恰好降至零後開關又再度導通，如圖 4.4 所示，故稱為邊界導通模式。

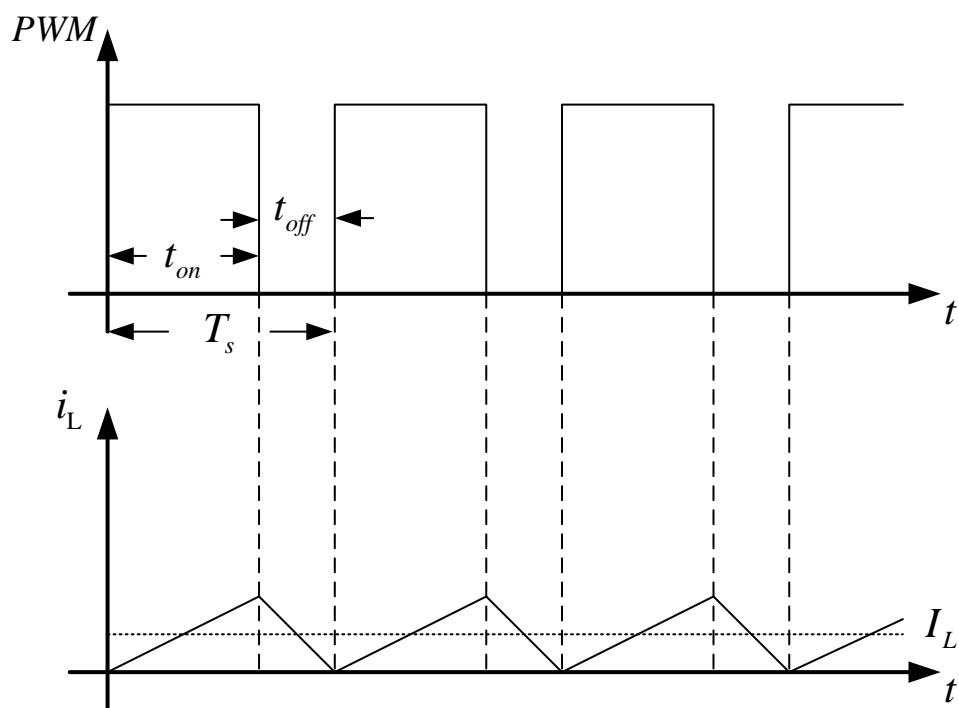


圖 4.4 升壓轉換器於邊界導通模式之電感電流波形圖

3. 不連續導通模式(Discontinues Conduction Mode，DCM)：當電感值不足或者負載電流過低之情況下，升壓轉換器會進入此模式，當開關截止時，電感電流會下降至零一段時間，直到開關再次由截止狀態轉換到導通狀態，電感電流才會再次線性上升，如圖 4.5 所示，故稱為不連續導通模式。

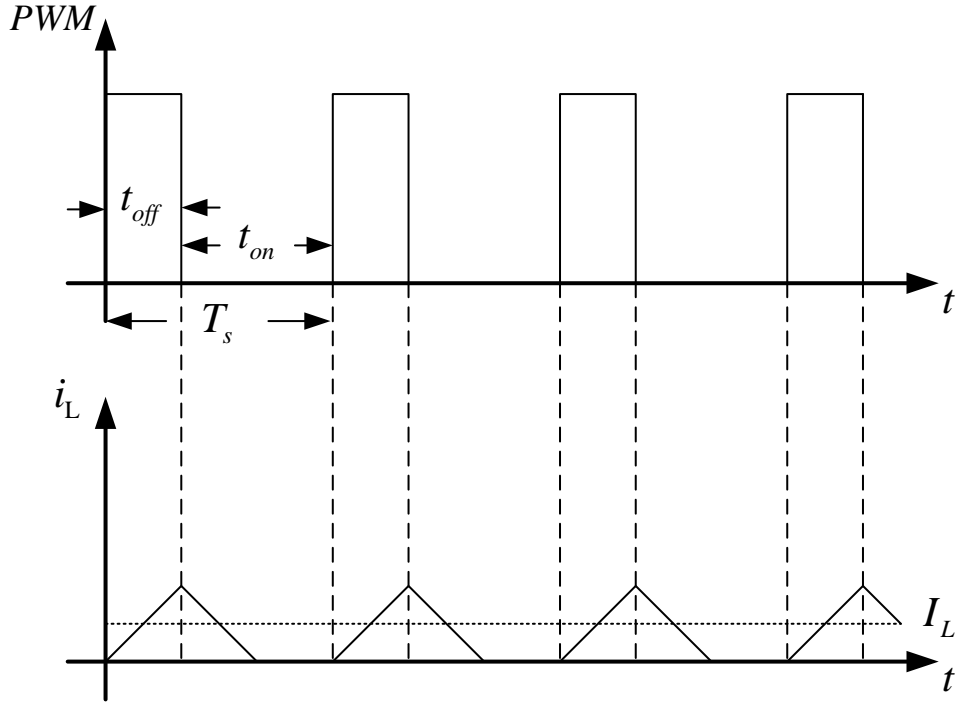


圖 4.5 升壓轉換器於不連續導通模式之電感電流波形圖

本文之升壓轉換器僅操作於連續導通模式，接下來將對此模式進行穩態分析與相關公式推導。

在連續導通模式下，升壓轉換器可區分為以下兩個狀態[22-26]:

1. 開關導通期間:當開關於導通期間可視開關為短路，其等效電路圖 4.6 所示，輸入電壓 V_{in} 跨接於電感 L 兩端對電感儲能，故電感電流 i_L 呈線性上升，此時二極體 $D1$ 因逆偏而截止，輸出電壓 V_o 由電容 C 維持。由電感電壓公式(4-1)可推導出電感電流變化量之關係如式(4-2)所示，由於式中 $di_L \cong \Delta i_L$ 及 $dt \cong t_{on} = DT_s$ ，可將關係式轉換成式(4-3)所示，其中 D 為責任週期， T_s 為開關週期。

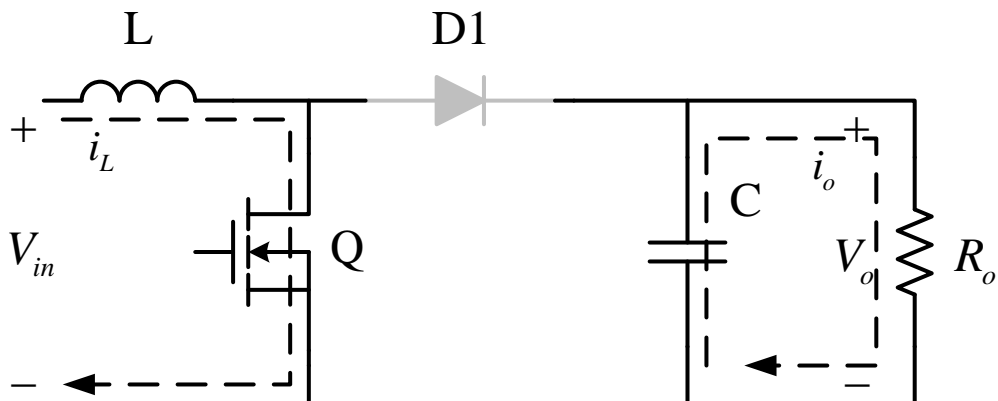


圖 4.6 升壓轉換器於開關導通期間之等效電路圖

$$v_L = V_{in} = L \frac{di_L}{dt} \quad (4-1)$$

$$di_L = \frac{V_{in}}{L} dt \quad (4-2)$$

$$\Delta i_L = \frac{V_{in}}{L} t_{on} = \frac{V_{in}}{L} DT_s \quad (4-3)$$

2. 開關截止期間:當開關於截止期間可視開關為開路，因電感電流 i_L 無法瞬間改變電流方向，促使電感上電壓極性反轉，導致二極體 D1 順向導通，其等效電路圖如圖 4.7 所示。由電感電壓公式(4-4)可推導出電感電流變化量之關係如式(4-5)所示，由於式中 $di_L \cong \Delta i_L$ 及 $dt \cong t_{off} = (1-D)T_s$ ，可將關係式轉換成式(4-6)所示，其中 D 為責任週期， T_s 為開關週期。

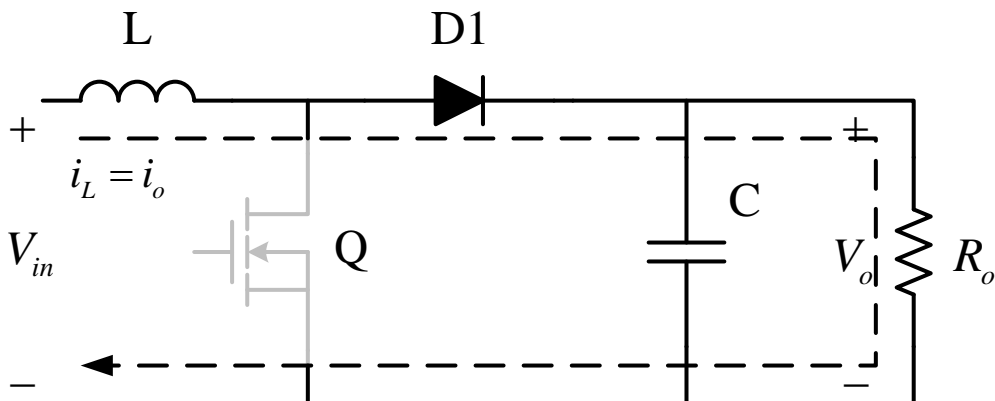


圖 4.7 升壓器轉換器於開關截止期間之等效電路圖

$$v_L = V_{in} - V_o = L \frac{di_L}{dt} \quad (4-4)$$

$$di_L = \frac{V_{in} - V_o}{L} dt \quad (4-5)$$

$$\Delta i_L = \frac{V_{in} - V_o}{L} t_{off} = \frac{-(V_{in} - V_o)}{L} (1 - D) T_s \quad (4-6)$$

當升壓轉換器操作於穩態時，開關導通期間之電感 L 儲存能量會與開關截止期間之電感釋放能量達成平衡，形成伏秒平衡 (Volt-Second Balance)。因此將式(4-3)與式(4-6)合併可得式(4-7)，如下所示。

$$\Delta i_L = \frac{V_{in}}{L} D T_s = \frac{-(V_{in} - V_o)}{L} (1 - D) T_s \quad (4-7)$$

將式(4-7)整理及推導可得下式(4-8)及式(4-9)

$$V_{in} D T_s + (V_{in} - V_o)(1 - D) = 0 \quad (4-8)$$

$$V_{in} = V_o (1 - D) \quad (4-9)$$

最後可經式(4-9)推導出升壓轉換器於 CCM 下之電壓轉換率 $M(D)$ ，如式(4-10)所示。

$$M(D) = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{1 - D} \quad (4-10)$$

假設轉換器電路為理想沒有損失，即輸入功率等於輸出功率時，如式(4-11)所示，將式(4-9)代入即可得到電壓、電流與責任週期關係，如式(4-12)所示。

$$P_{in} = P_o = V_{in} I_{in} = V_o I_o \quad (4-11)$$

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{I_{in}}{I_o} = \frac{1}{1-D} \quad (4-12)$$

4.3 升壓轉換器電路主要元件規格設計

升壓轉換器電路主要元件包含了功率開關(MOSFET)、功率二極體、電感及電容，各個主要元件選用及設計原則由以下分別說明。

電感設計值由輸入電壓 V_{in} 、電感電流變動量 Δi_L 、責任週期 D 及開關週期 T_s 決定，如下式(4-13)所示，其中電感電流變化量 Δi_L 可表示成升壓轉換器之電流漣波 i_{ripple} ，如圖 4.8 連續導通模式下電感電壓及電流漣波波形圖所示，可列出式(4-14)[26]。

$$L = \frac{V_{in}}{\Delta i_L} D T_s \quad (4-13)$$

$$i_{ripple} = i_{L(max)} - i_{L(min)} = \Delta i_L \quad (4-14)$$

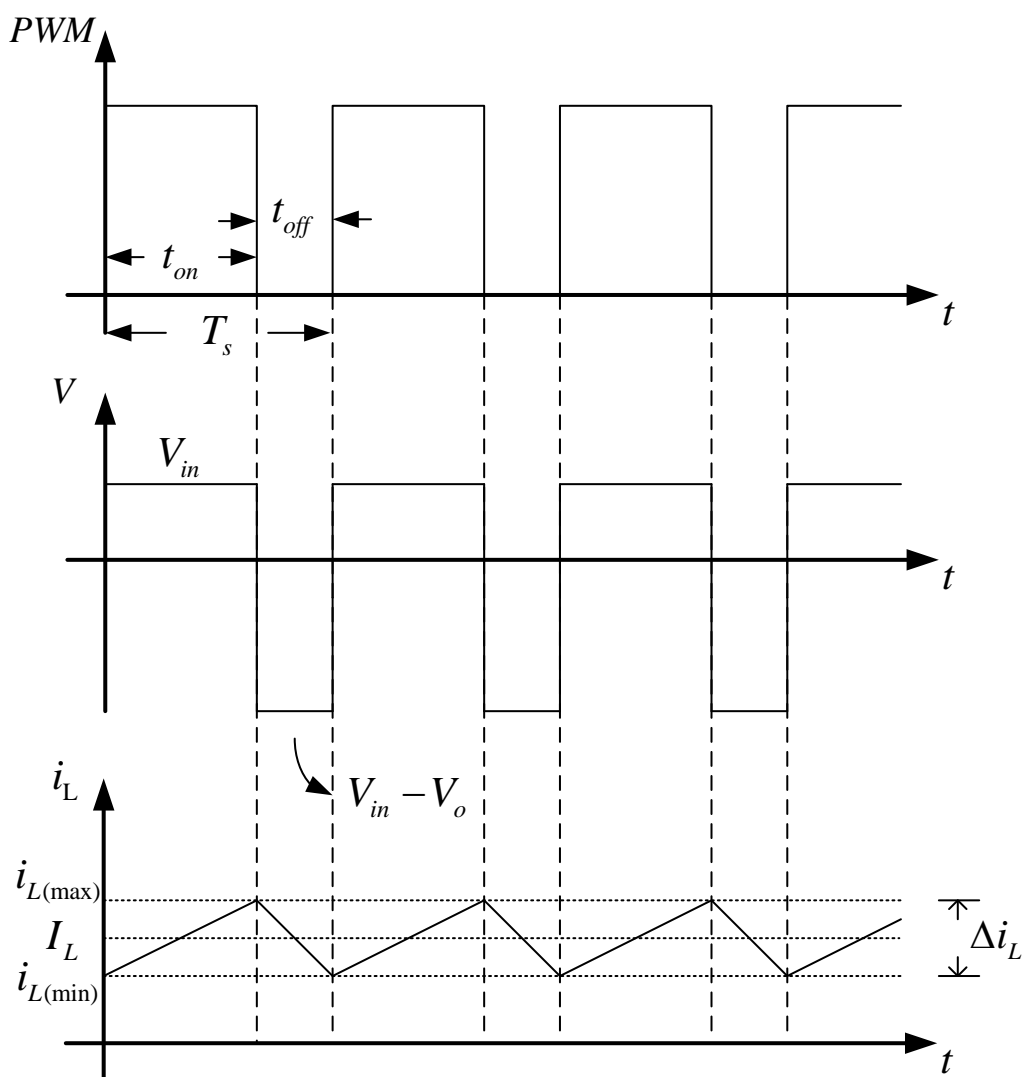


圖 4.8 連續導通模式下電感電壓及電流漣波波形圖

升壓轉換器裡另一重要元件為輸出電容 C ，當開關導通，二極體 $D1$ 為逆向截止，故輸出電容 C 對負載端供電，此時輸出電壓 V_o 因輸出電容 C 放電造成輸出電壓 V_o 下降；而當開關截止，二極體 $D1$ 因電感 L 上之電壓反轉形成順向導通，此時電感 L 處於釋能狀態對輸出電容 C 充電，造成輸出電壓 V_o 上升。由於開關持續在導通-截止狀態間切換，因此輸出電壓 V_o 會產生漣波，即輸出電容之規格會影響輸出電壓之漣波量。根據電荷與電流-時間關係式(4-15)與電容公式(4-16)，可推導出電荷與輸出電容之關係，如式(4-17)所示。

$$\Delta Q = I_o t \quad (4-15)$$

$$i_c = C \frac{dv}{dt} = C \frac{\Delta V_o}{DT_s} \quad (4-16)$$

$$\Delta Q = I_o DT_s = C \Delta V_o \quad (4-17)$$

假設不考慮電容之串聯等效電阻(Equivalent Series Resistance, ESR)，如圖 4.9 所示，二極體中的平均電流即為輸出至負載的平均電流 I_o ，將式(4-17)整理，可得出電容值之設計公式，如式(4-18)所示。

$$C = \frac{I_o DT_s}{\Delta V_o} \quad (4-18)$$

其中 ΔV_o 為輸出電壓漣波， I_o 為輸出電流。

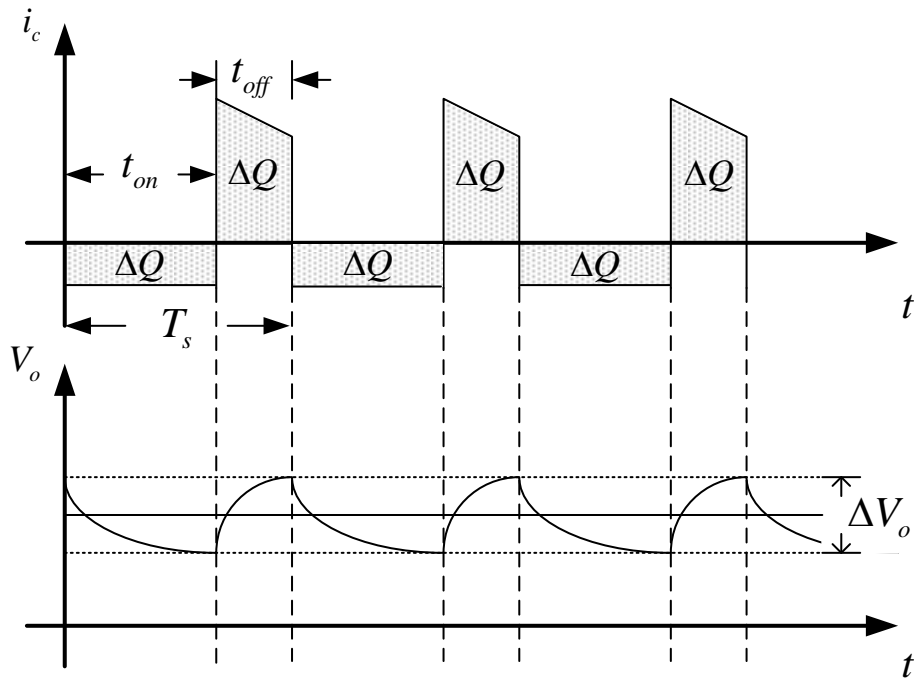


圖 4.9 連續導通模式下二極體平均電流及輸出電容電壓波形圖

實際上電容為非理想元件，二極體電流除了流至負載，也會流入輸出電容 C 及其串聯等效電阻，形成另一電壓變動量，如式(4-19)所示，故實作時須將其內部串聯等效電阻列入設計考量。

$$\Delta V_{esr} = i_{ripple} \times ESR \quad (4-19)$$

其中 ESR 為輸出電容之串聯等效電阻， i_{ripple} 為輸出端電流漣波。

在開關的選擇上，需注意轉換器之電壓與電流規格，以確保轉換器運作時能夠安全並正確地工作。設計關係式如式(4-20)與式(4-21)所示。

$$I_s = I_{in(max)} = \frac{I_o}{1-D} \quad (4-20)$$

$$V_s = V_o \quad (4-21)$$

其中 V_s 為開關截止耐壓， I_s 為開關導通耐流。

表 4.1 為本文所採用之升壓式轉換器之電路規格，由表 4.1 升壓轉換器電路規格表可看出用於太陽能發電系統之電力轉換器大多為輸入電壓可變之設計，故本文升壓轉換器需符合變動輸入電壓規格設計。首先利用式(4-12)分別計算出輸入電壓變動範圍內之責任週期，其責任週期範圍為 0.333 至 0.611，由表 4.1 規格中輸出電流漣波需小於 20%，可計算出電感電流漣波 Δi_L 為 0.416 A 及 0.714 A；而開關週期 T_s 為 $20\mu s$ ，接下來將責任週期、電感電流漣波 Δi_L 及開關週期 T_s 代入式(4-13)計算電感值，可得電感值為 1.92 mH 及 1.19 mH，為了符合設計規格本文選擇使用 1.92 mH 來進行實作。於電容部分，將輸出電流 I_o 為 1.38 A、輸出電壓漣波為 1.8 V、開關週期 T_s 為 $20\mu s$ 、責任週期範圍為 0.333 至 0.611 分別代入式(4-18)，可得其電容值分別為 5.16 μF 及 9.36 μF ，為考量電感鐵芯導磁率會因直流磁場增加而衰減，因此實際選用電感值為 2mH；電容部分則考慮串聯等效電阻之影響，故實際選用之電容值為 22 μF 。

表 4.1 升壓式轉換器電路規格

輸入電壓(V_{in})	70~120V
輸出電壓(V_o)	180V
輸出功率(P_o)	250W
開關切換頻率(f_s)	50kHz
輸出電壓漣波($\Delta V_o / V_o$)	1%
輸出電流漣波($\Delta I_o / I_o$)	20%

於開關選擇上，需考量其耐壓及耐流，計算耐流大小如式(4-20)所示，因此可計算出開關耐流需 4.83 A 以上；而耐壓計算由式(4-21)可得開關耐壓需 180 V 以上。為了符合以上耐壓耐流規格，本文選用 MOSFET 型號為 Infineon IPP65R110CFDA，其耐壓為 650 V、耐流為 31.2 A。

第五章 太陽能最大功率追蹤系統之軟體架構設計

太陽能電池其輸出特性曲線為一非線性曲線，曲線之頂點被稱為「最大功率點」。為了成功尋找太陽能電池之最大功率點，達成輸出功率最大化，需要一個良好的控制法則及精確度高的控制器，故本文控制器選用 Microchip 公司所推出 dsPIC33FJ16GS502 數位訊號處理器作為本文最大功率追蹤控制之數位控制核心，其控制系統架構圖如圖 5.1 所示。首先由取樣電路取樣太陽能電池輸出電壓及電流並將其送至數位訊號處理器，經過類比/數位轉換後再進入數位濾波器濾波，接著由數位訊號處理器中之最大功率追蹤程式運算得到電壓命令，最後利用 PID 補償器計算出責任週期命令控制升壓式轉換器開關，以達到最大功率追蹤之功效。

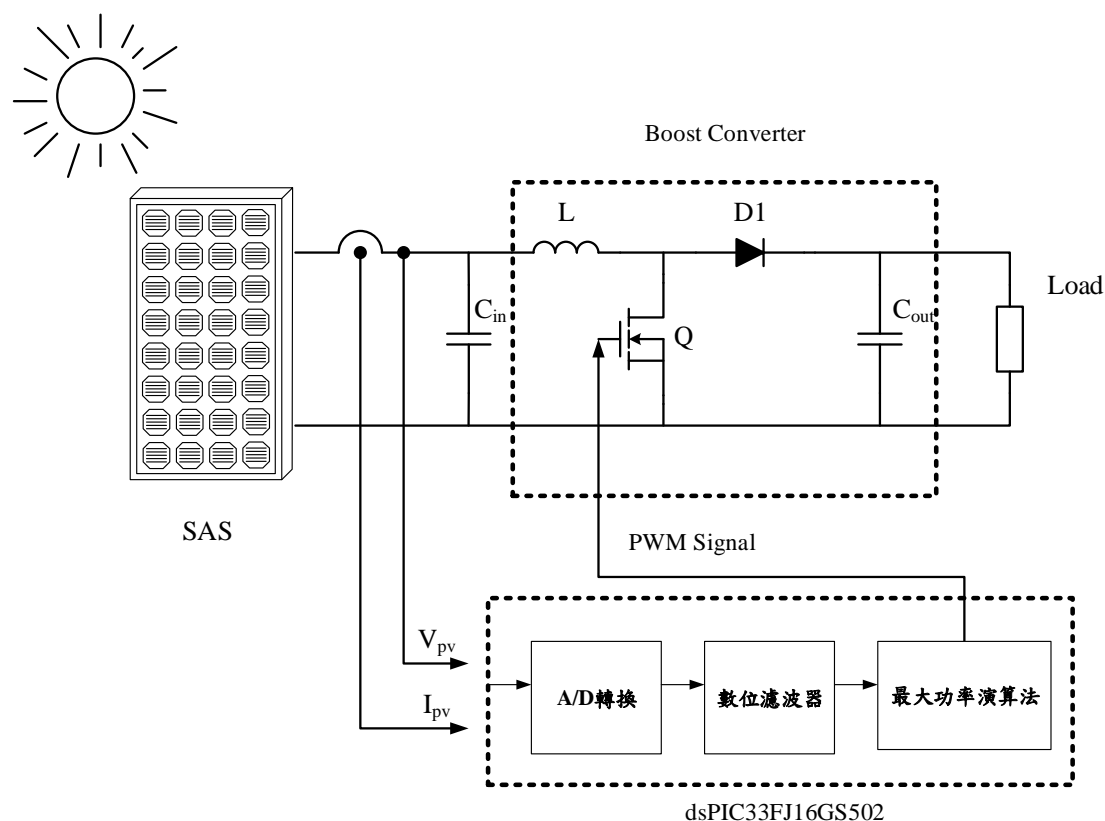


圖 5.1 太陽能最大功率追蹤控制系統架構圖

5.1 數位訊號處理器簡介

本文選用 Microchip 公司所推出之 dsPIC33FJ16GS502 數位信號處理器，其主要應用於切換式電源場合，具有基本資料通訊界面及其他周邊功能，並擁有 16 位元運算邏輯單元(ALU)與數位訊號處理引擎(Digital Signal Processing)，且提供 16 個可規劃通用型輸出入埠，此數位訊號處理器有 28 隻腳位，其腳位圖如圖 5.2 所示[27]。

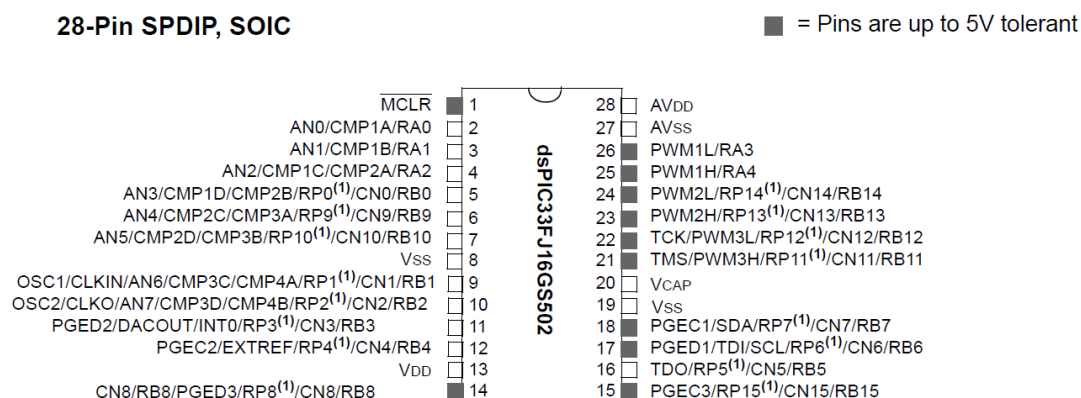


圖 5.2 dsPIC33FJ16GS502 腳位圖[27]

本文所選用之 dsPIC33FJ16GS502 數位訊號處理器其內功能方塊圖如圖 5.3 所示，主要控制功能如下所示[28]:

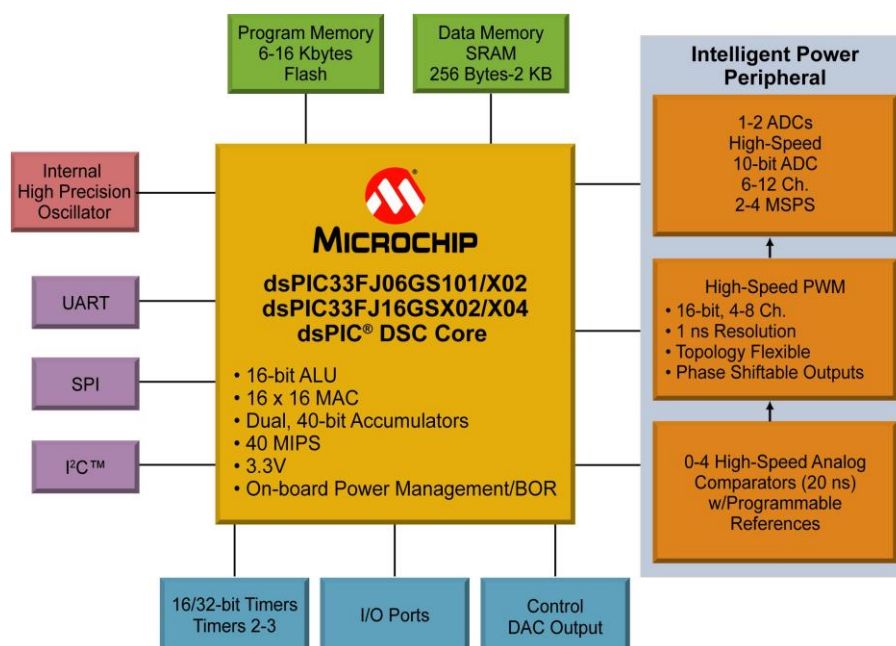


圖 5.3 dsPIC33F 系列內部功能方塊圖[28]

1. 擁有 16K 位元組(byte)程式記憶體，2K 位元組(byte)資料記憶體；具備 16 位元資料寬度及 40MIPS 工作速度。
2. DSP 核心擁有兩組 40 位元累加器、可單一指令週期執行乘法累加計算及在單一指令週期完成記憶體資料擷取，並具有內建 RC 振盪電路與頻率鎖相迴路模組。
3. 提供多種 UART、I2C 及 SPI 列傳輸介面。
4. 提供 10 位元解析度之高速類比/數位轉換器，其擁有 8 組輸入通道，提供多種觸發選擇功能。
5. 擁有 3 組 16 位元與 1 組 32 位元計時器。
6. 擁有 4 組 PWM 模組，8 條產生訊號通道，提供 13 位元解析度之工作週期、責任週期、相移及死區(Dead time)控制暫存器，可選擇獨立、互補、推挽及同步工作模式。

5.2 濾波器

在切換式電源中，因開關需進行高頻切換易產生高頻雜訊，使回授迴路或控制迴路受外在雜訊影響導致控制命令錯誤或者發生不穩定之情況，故良好的切換式電源除了需要良好的控制法則，控制及回授迴路的訊號正確性也相當重要，因此需藉由濾波器來將外在雜訊濾除。

濾波器主要功能為保留所需要之頻段的訊號並衰減不需要頻段之訊號，以達到濾波之目的。依據訊號處理方式，可將濾波器分為兩大類[29]，分別為類比濾波器與數位濾波器兩種。

5.2.1 類比濾波器

類比濾波器是由不同的電子元件所組成，其優點為可即時反應輸出及成本低廉，而類比濾波器又可細分為被動式類比濾波器及主動式類比濾波器：

1. 被動式濾波器:由電阻及電容所組成，其優點為設計容易、成本低廉且不須額外電源即可正常動作，但其缺點為易受負載效應影響、當需高階濾波時會大幅提升設計困難度，除此之外，還會產生元件老化問題，影響初始設計濾波效果，典型之被動式 RC 低通濾波器如圖 5.4 所示。

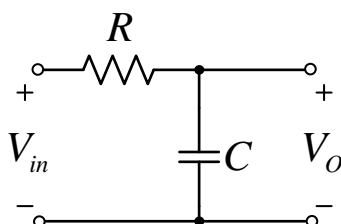


圖 5.4 被動式 RC 低通濾波器

2. 主動式類比濾波器:由電阻、電容及運算放大器所組成，由於加入運算放大器，可將可用之頻段增益放大，亦可有效降低被動式濾波器所產生之負載效應問題，使主動式濾波器較被動式濾波器更加容易實現，但此架構之缺點為須加上額外電源才能使其動作，圖 5.5 為主動式 RC 低通濾波器。

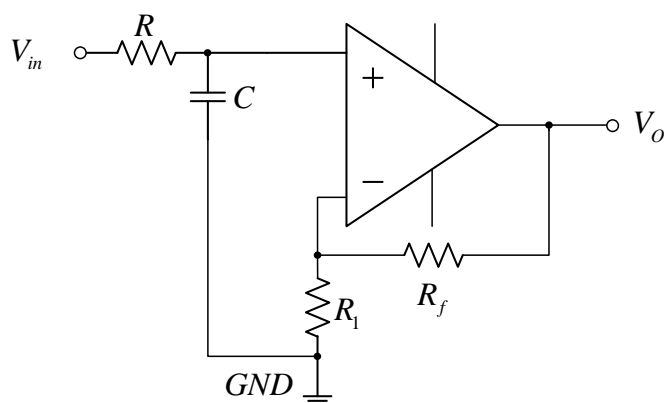


圖 5.5 主動式 RC 低通濾波器

5.2.2 數位濾波器

數位濾波器其功能與類比濾波器大致相同，相異之處為數位濾波器將原先類比之連續輸入訊號，以固定時間間隔進行輸入訊號取樣，使輸入訊號呈現離散型式，並將其儲存至資料陣列中以進行數值運算，濾除資料陣列中之雜訊，最後再送往控制器做判斷。相較於類比濾波

器，數位濾波器之系統不受外在溫度變化及雜訊干擾，可靠度及穩定性相對較高。另一方面，可程式化之特性帶來改變設計規格之方便性，也可同時執行多組輸入訊號濾波。但因數位濾波器須將類比之連續訊號取樣成數位之不連續訊號，其取樣頻率會影響信號輸入頻帶的範圍，連帶造成運算時間延遲，使系統無法即時反應。數位濾波器濾波簡易流程說明如圖 5.6 所示，首先將類比輸入訊號轉成數位離散訊號，再經數位濾波得到結果。

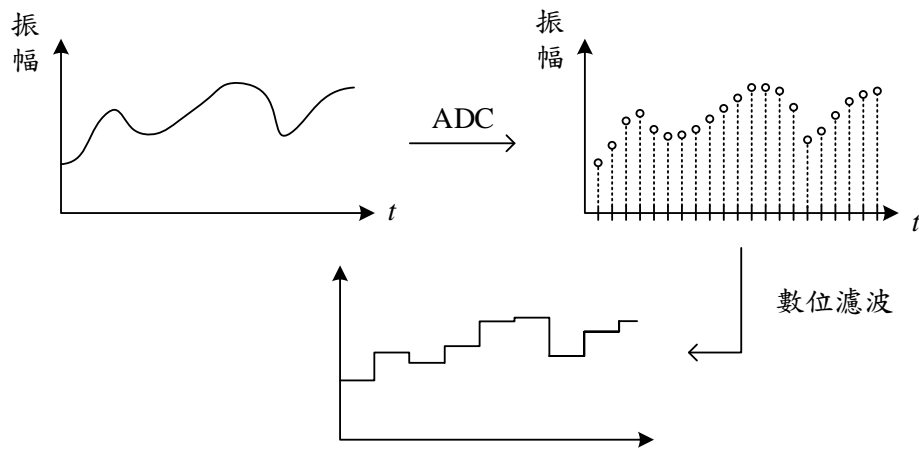


圖 5.6 數位濾波簡易流程圖

數位濾波器依照運算方法可將其細分為有限脈衝響應濾波器 (Finite Impulse Response Filter, FIR Filter) 及無限脈衝響應濾波器 (Infinite Impulse Response Filter, IIR Filter) 兩種，其中無限脈衝響應濾波器輸出訊號僅與輸入訊號有關連，故其脈衝響應為有限的；而無限脈衝響應濾波器其輸出訊號與前一次輸出訊號有關係，因此其脈衝響應為無限延續的。

本文採用數位控制來實現太陽能最大功率追蹤技術，故選用數位濾波器來協助處理輸入微處理機之電壓、電流訊號。而數位濾波器轉移函數經 Z 轉換後可表示成式(5-1)

$$H(z) = \frac{Y(z)}{U(z)} = \frac{y_0 + y_1 z^{-1} + y_2 z^{-2} + \cdots + y_N z^{-N}}{1 + u_1 z^{-1} + u_2 z^{-2} + \cdots + u_M z^{-M}} \quad (5-1)$$

於式(5-1)中，若分母係數 $u_1, u_2, u_3 \dots u_M$ 皆為零，則表示此轉移函數為有限脈衝響應濾波器之轉移函數，如式(5-2)所示；反之，若分母係數 $u_1, u_2, u_3 \dots u_M$ 中係數不全為零，此轉移函數則為無限脈衝響應濾波器之轉移函數，如式(5-3)所示。

$$H_{\text{FIR}}(z) = \frac{Y_{\text{FIR}}(z)}{U_{\text{FIR}}(z)} = y_0 + y_1 z^{-1} + y_2 z^{-2} + \dots + y_N z^{-N} \quad (5-2)$$

$$H_{\text{IIR}}(z) = \frac{Y_{\text{IIR}}(z)}{U_{\text{IIR}}(z)} = \frac{y_0 + y_1 z^{-1} + y_2 z^{-2} + \dots + y_N z^{-N}}{1 + u_1 z^{-1} + u_2 z^{-2} + \dots + u_M z^{-M}} \quad (5-3)$$

無限脈衝響應濾波器因輸出結果與前次輸出結果相關，利用較少階數即可達到有限脈衝響應濾波器之濾波效果，但由於無限脈衝響應濾波器有極點存在，可能造成系統不穩定；反觀有限脈衝響應濾波器並無極點存在，故有絕對穩定之特性。此外，由式(5-2)及式(5-3)有限脈衝濾波器及無限脈衝響應濾波器之轉移函數，可得知有限脈衝響應濾波器相較無限脈衝響應濾波器實現容易，以下列出有限脈衝響應濾波器與無限脈衝響應濾波器之特性比較表，如表 5.1 所示。

表 5.1 有限脈衝濾波器與無限脈衝濾波器之特性比較表

特性	有限脈衝響應濾波器	無限脈衝響應濾波器
穩定度	穩定	條件穩定
運算量	較少	較多
系統響應	線性	非線性
階數對系統敏感度	較差	較好

5.2.3 有限脈衝響應濾波器

由上一小節數位濾波器之種類比較，可發現有限脈衝響應濾波器雖然須利用較多濾波階數，但其擁有絕對穩定及設計較簡單之優點，故本文選用有限脈衝響應濾波器當作本文太陽能電池最大功率追蹤系統之取樣系統濾波器。將有限脈衝響應濾波器之轉移函數，如式(5-2)轉換成差分方程式，即可得到式(5-4)，其中 m 為濾波器之階數， y_i 為濾波器之運算係數。

$$Y[n] = \sum_{i=0}^{m-1} y_i x[n-i] \quad (5-4)$$

當濾波器階數越多，濾波效果越顯著，但運算時間也越長；反之，若濾波器階數越少，運算時間減少，訊號延遲時間降低，但濾波效果也隨之下降，故在設計濾波器時，須考量應用場合進行權衡，以達最合適的設計。

有限脈衝響應濾波器之工作原理示意如圖 5.7 所示，其中 $x[n]$ 為當前取樣訊號、 $x[n-1]$ 為前次取樣訊號、 $x[n-2]$ 為前兩次取樣訊號，以此類推至前 m 次， y_0 至 y_{m-1} 為濾波器各項係數。首先將當前訊號和之前各次訊號與相對應係數進行乘法運算，再將其輸出加總即完成一次濾波，接著等待下次取樣訊號並執行前述相同動作，重複此動作之執行即可達到濾波效果。

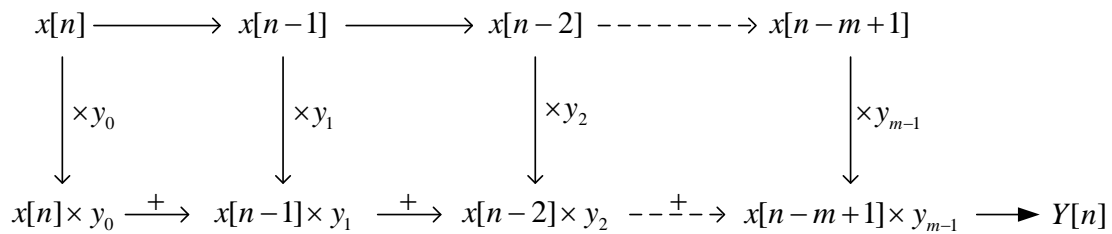


圖 5.7 有限脈衝響應濾波器工作原理示意圖

5.2.4 有限脈衝響應濾波器設計

本文升壓式轉換器切換頻率為 50 kHz，且類比/數位轉換器跟隨脈波寬度調變(Pulse Width Modulation, PWM)訊號作動，故類比/數位轉換器之取樣頻率亦為 50 kHz，本文數位濾波器設計規格如下表 5.2 所示。

表 5.2 數位濾波器設計規格

Sampling Frequency	50 kHz
Passband Frequency	100 Hz
Stopband Frequency	5000 Hz
Passband Ripple (dB)	5 dB
Stopband Ripple (dB)	10 dB

為了消除轉換器於切換過程與其他周邊元件所產生的高頻雜訊，故本文選用 16 階 Kaiser 型之有限脈衝響應濾波器，並根據表 5.2 數位濾波器設計規格透過 Microchip 公司所推出之數位濾波器輔助設計軟體 dsPIC FD 來產生濾波器各階係數及其響應波形，濾波器各階係數列於表 5.3、頻率響應波形圖則如圖 5.8 所示。

表 5.3 16 階有限脈衝響應濾波器係數表

y_0	0x0333	y_8	0x0B61
y_1	0x04C8	y_9	0x0AFE
y_2	0x065D	y_{10}	0x0A3E
y_3	0x07DC	y_{11}	0x092E
y_4	0x092E	y_{12}	0x07DC
y_5	0x0A3E	y_{13}	0x065D
y_6	0x0AFE	y_{14}	0x04C8
y_7	0x0B61	y_{15}	0x0333

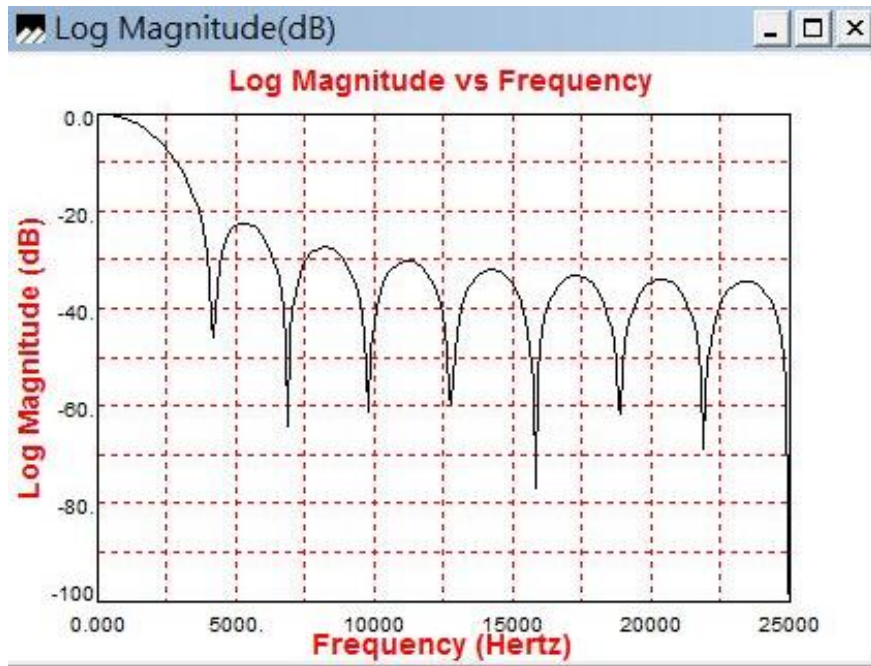
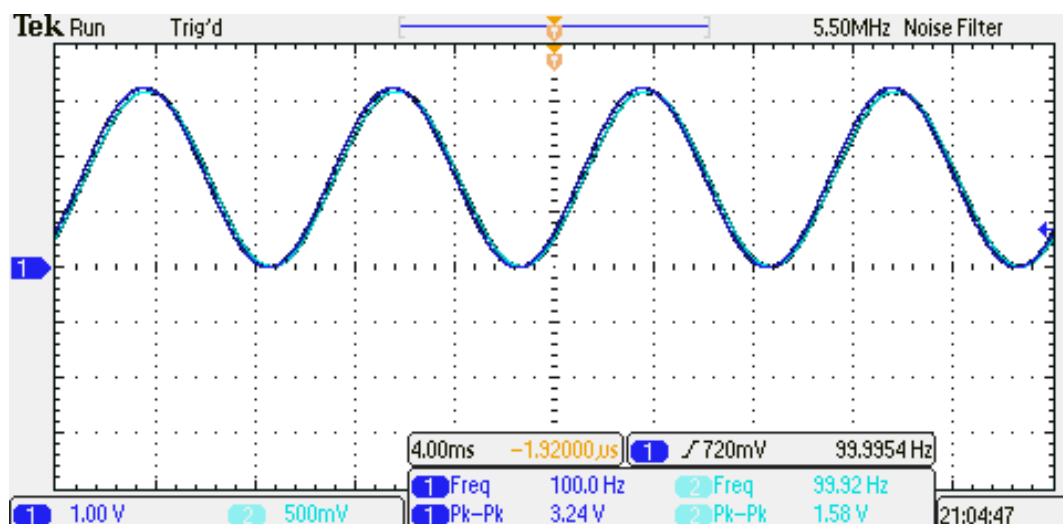
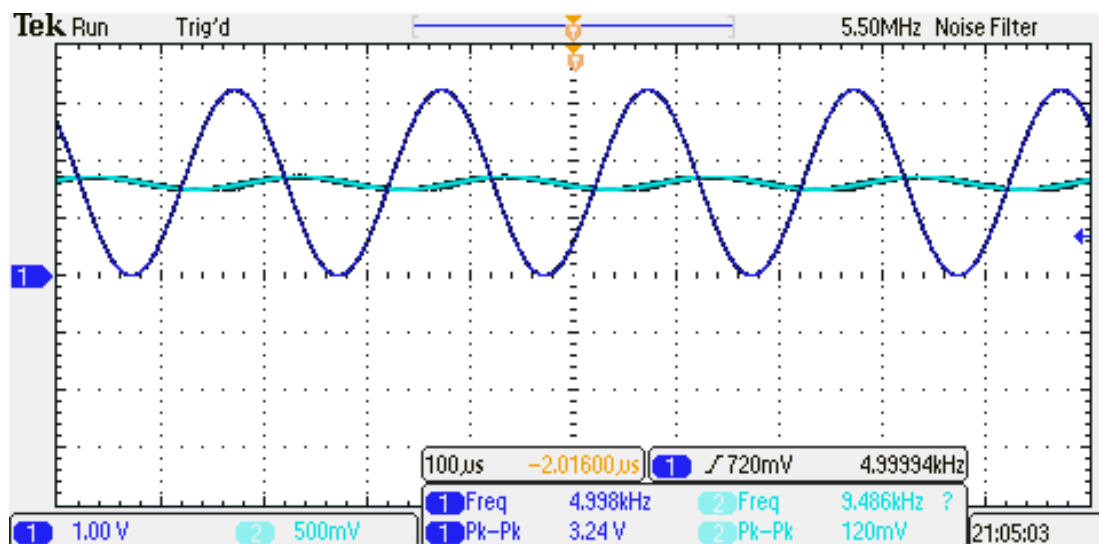


圖 5.8 16 階有限脈衝響應濾波器頻率響應波形圖

為了驗證本文所設計 16 階有限脈衝響應濾波器之正確性，利用訊號產生器分別產生 100 Hz 與 5000 Hz 之正弦波輸入至數位訊號處理器類比/數位轉換器，再將經過微處理機內部有限脈衝響應濾波器程式運算所得之結果送至數位/類比轉換器輸出以進行驗證，由於 Microchip 公司所推出之 dsPIC33FJ16GS502 數位訊號處理器內建數位/類比轉換器輸出電壓峰值僅能到達輸入電壓峰值的一半，因此將示波器輸出波形檔位設定於輸入波形檔位之一半以利觀察，由觀察輸入正弦波訊號與輸出濾波結果可看出，於 100Hz 時，經過有限脈衝響應濾波器之正弦波輸入訊號僅有些微變化，如圖 5.9(a)所示，而由圖 5.9(b)可看出輸入訊號為 5000 Hz 時，經過有限脈衝響應濾波器之正弦波輸入訊號有明顯的衰減，因此驗證本文所設計之數位濾波器之正確性。



(a)



(b)

圖 5.9 16 階有限脈衝響應濾波器驗證波形

(a) 於 100Hz (b) 於 5000Hz

5.3 數位 PID 控制器

比例-積分-微分控制器(Proportional Integral Derivative, PID)具有結構簡單、調整方便及穩定性佳等優點，為工業上應用最廣泛之控制器。本文將使用數位訊號處理器實現數位 PID 控制，此舉除了節省硬體元件成本與功耗外，更能靈活調整 PID 參數[30]。

5.3.1 PID 控制原理

PID 控制器其原理是將輸出結果與命令的誤差，利用比例、積分及微分運算後所得之結果對受控體進行控制。圖 5.10 為 PID 控制結構方塊圖，為使系統輸出與命令值相同，因此將命令值 $x(t)$ 與輸出回授量 $y(t)$ 相減後可產生一誤差量 $e(t)$ ，再經過 PID 控制器運算後得出一控制量 $u(t)$ ，如式(5-5)所示。其中 $u(t)$ 代表控制器之控制量輸出、 $e(t)$ 代表控制器之誤差量、 K_p 代表比例增益、 K_I 代表積分增益、 K_D 代表微分增益。

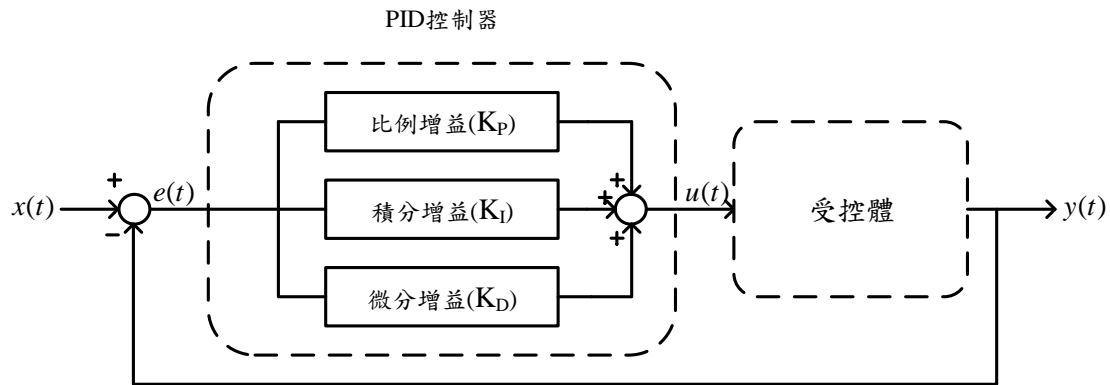


圖 5.10 PID 控制結構方塊圖

$$u(t) = K_p e(t) + K_I \int_0^t e(t) \cdot dt + K_D \frac{d}{dt} e(t) \quad (5-5)$$

由式(5-5)中可以發現，PID 控制器可分為比例控制、積分控制、微分控制，而 K_p 、 K_I 、 K_D 參數的設計將會影響控制器的表現，若是設計不當，將會導致系統無法達到穩定，以下將針對此三種控制策略進行說明：

1. 比例控制器 K_p : 比例控制器其命令訊號與誤差量成比例關係，當有誤差產生時，控制器將立即反應以減少誤差。處於相同之誤差量下，增加比例增益會使控制器輸出增加，但過大的比例增益會使控制器輸出變化過大，使系統無法達到穩定；反之，較小的比例增益會使控制器輸出減少，但過小的比例增益會

使控制器輸出無法立即反應及修正，使系統靈敏度降低，而誤差量為零時，控制器輸出亦為零，所以於穩定輸出之系統，必有穩態誤差之存在，因此設計適當比例增益，可增加控制器之響應速度及改善系統穩態誤差。

2. 積分控制器 K_I ：積分控制器其命令訊號與誤差量之積分成正比關係，以過去的平均誤差值來控制系統輸出結果。過大的積分增益會使系統響應峰值過大，而過小的積分增益會使系統響應速度過慢，因此積分增益的大小將會影響系統的響應速度。若控制器中存在很小的誤差訊號，積分項將會隨著時間累積而持續增加，因此將控制器的輸出增大而減小輸出誤差，直到誤差為零，故積分控制器可有效消除系統穩態誤差。
3. 微分控制器 K_D ：微分控制器其命令訊號與誤差量之變化率成正比關係，具有反應誤差變化的趨勢，使控制器能在誤差量變化之前，加入一個有效修正訊號，藉此可加快反應速度，因此可有效改善系統暫態響應。

5.3.2 數位 PID 控制器設計

數位控制系統其輸入與輸出訊號是以固定時間間隔進行取樣，依據取樣點與控制命令之誤差量，運行 PID 控制運算得出一控制量。而前述式(5-5)為一連續型 PID 控制器，因為數位控制系統之輸入與輸出訊號都以離散形式存在，故無法直接套用於數位控制系統中，需採用離散化的方法針對數位取樣進行運算，再利用尤拉(Euler)積分法近似積分與微分法，如式(5-6)、(5-7)、(5-8)所示

$$t = nT \quad (n = 0, 1, 2, 3, \dots) \quad (5-6)$$

$$\int_0^t e(t) \cdot dt \cong T \sum_{i=0}^n e(i) \quad (5-7)$$

$$\frac{d}{dt}e(t) \cong \frac{e(n) - e(n-1)}{T} \quad (5-8)$$

根據式(5-6)、(5-7)及(5-8)可得到離散型 PID 控制器表示式，如式(5-9)所示，其中 $e(n)$ 為目前系統誤差量、 $e(n-1)$ 為系統前一次誤差量、 T 為取樣週期。

$$u(n) = K_p \cdot e(n) + K_I \cdot \sum_{i=0}^n e(i) + K_D \cdot \frac{e(n) - e(n-1)}{T} \quad (5-9)$$

數位訊號處理器內建之暫存器為固定寬度，若以數位訊號處理器實現數位 PID 控制會因式(5-9)積分項之存在而可能發生積分飽和之問題，導致數位訊號處理器內建暫存器因持續累加而溢位，間接影響數位 PID 控制器之控制量。為了預防積分飽和之問題發生，本文採用增量型 PID 控制器，其表示式如式(5-10)所示，其中 Δu 為輸出變動量、 $e(n)$ 為目前系統誤差量、 $e(n-1)$ 為系統前一次誤差量、 $e(n-2)$ 為系統前兩次誤差量及 T 為取樣週期，而增量型 PID 控制只與現在誤差量、前一次誤差量及前兩次誤差量有關，因此可避免積分飽和之問題。

$$\begin{aligned} \Delta u = & K_p [e(n) - e(n-1)] + K_I e(n) \\ & + K_D [e(n) - 2e(n-1) + e(n-2)] \end{aligned} \quad (5-10)$$

增量型 PID 程式流程如圖 5.11 所示，首先將輸出命令值與當下取樣值相減後得誤差值 $e(n)$ ，再將前一次誤差量 $e(n-1)$ 及前兩次誤差量 $e(n-2)$ 分別運算後可得 A、B 及 C 值，再將其值代入式(5-10)，即可得到一輸出變動量 Δu ，其輸出結果(PID_{out})等於 Δu 與前一次的責任週期量(Duty)相加，再與所設定之責任週期上下限比較，若輸出結果小於 Duty_{min} 或大於 Duty_{max} 時，則輸出結果分別等於 Duty_{min} 或 Duty_{max}，最後將其輸出結果輸出 PWM 產生器，以達到穩定輸出電壓或電流之目的。

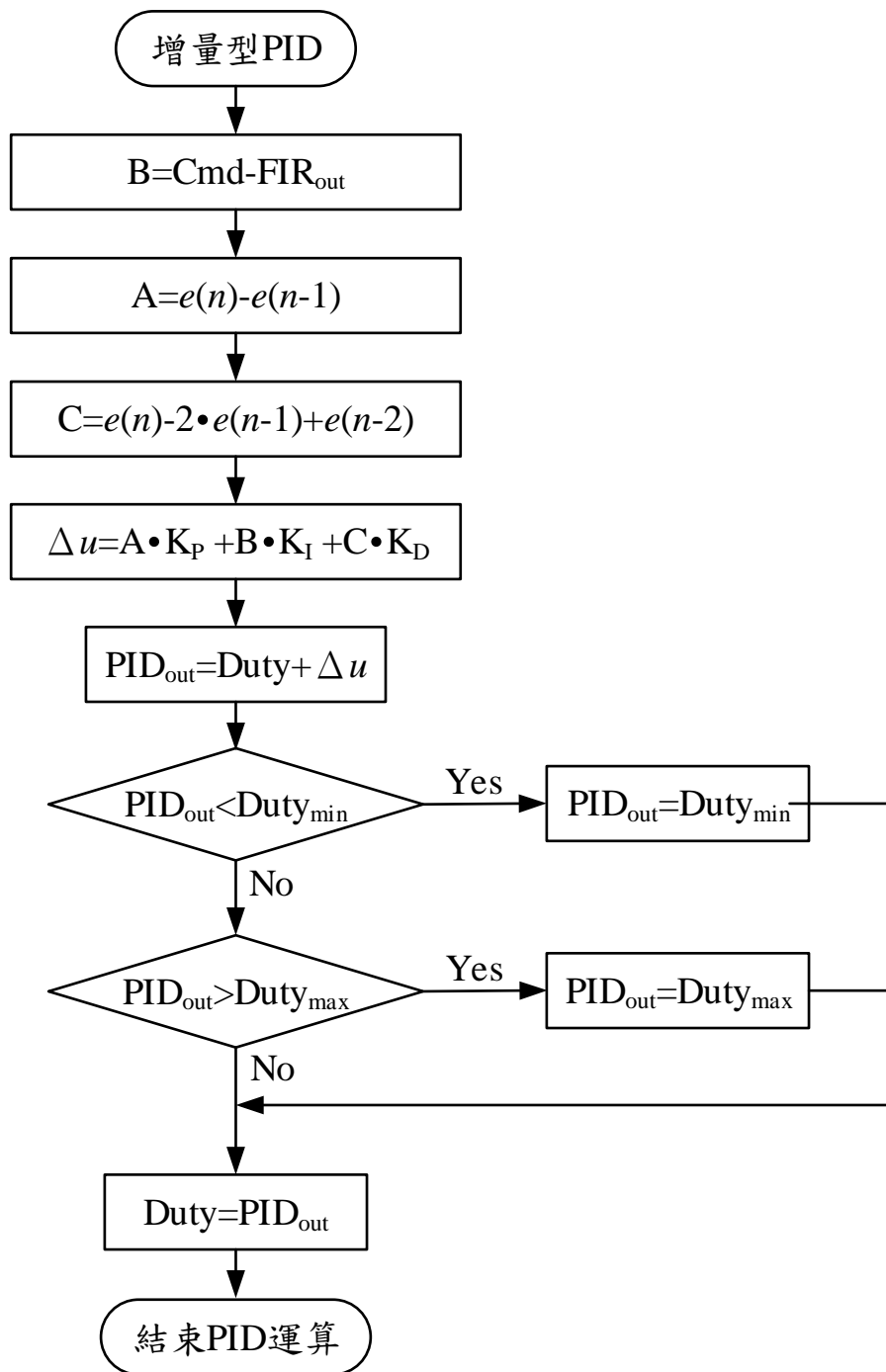


圖 5.11 增量型 PID 控制器流程圖

5.4 本文比較之最大功率追蹤技術簡介

本文針對架構簡單及現今工業界較常採用之擾動觀察法及變動步階式控制方法進行說明，接著於本文第六章進行模擬及實現以進行比較分析及評估。

5.4.1 固定步階式擾動觀察法

擾動觀察法其原理簡單且易實現，以下將簡單說明固定步階式擾動觀察法的動作原理，此方法會將系統目前功率值與前一次功率值做比較，若系統目前功率值大於前一次功率值，此時擾動方向為朝向太陽能系統最大功率點，故下次擾動方向則維持原擾動方向，如圖 5.12 中(i)所示；反之，若系統目前功率值小於前一次功率值，此時擾動方向為遠離太陽能系統最大功率點，為了追蹤最大功率點，故下一次擾動方向將朝向原擾動之反方向前進，如圖 5.12 中(ii)所示。

本論文以電壓控制命令來實現固定步階式擾動觀察法，其程式流程圖如圖 5.13 所示，首先先取樣太陽能電池之輸出電壓及電流，計算出太陽能電池之功率、功率變動量及電壓變動量，對功率變動量進行判斷，若功率變動量大於零時，則表示功率為增加之情況，再利用電壓變動量判斷目前擾動方向，給予與上次擾動方向相同之電壓命令；反之，若功率變動量小於零，則表示功率為減少之情況，利用電壓變動量判斷目前擾動方向，給予與上次擾動方向相反之電壓命令，接著再將目前系統之功率及電壓數值存入上一次功率及電壓之暫存器，以利下次判斷使用，最後重覆上述流程反覆進行擾動[18,19]。

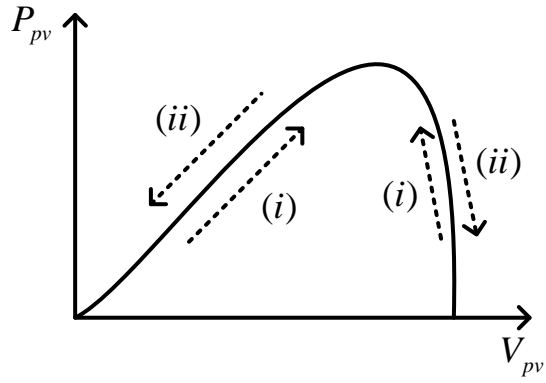


圖 5.12 擾動觀察法擾動方向示意圖

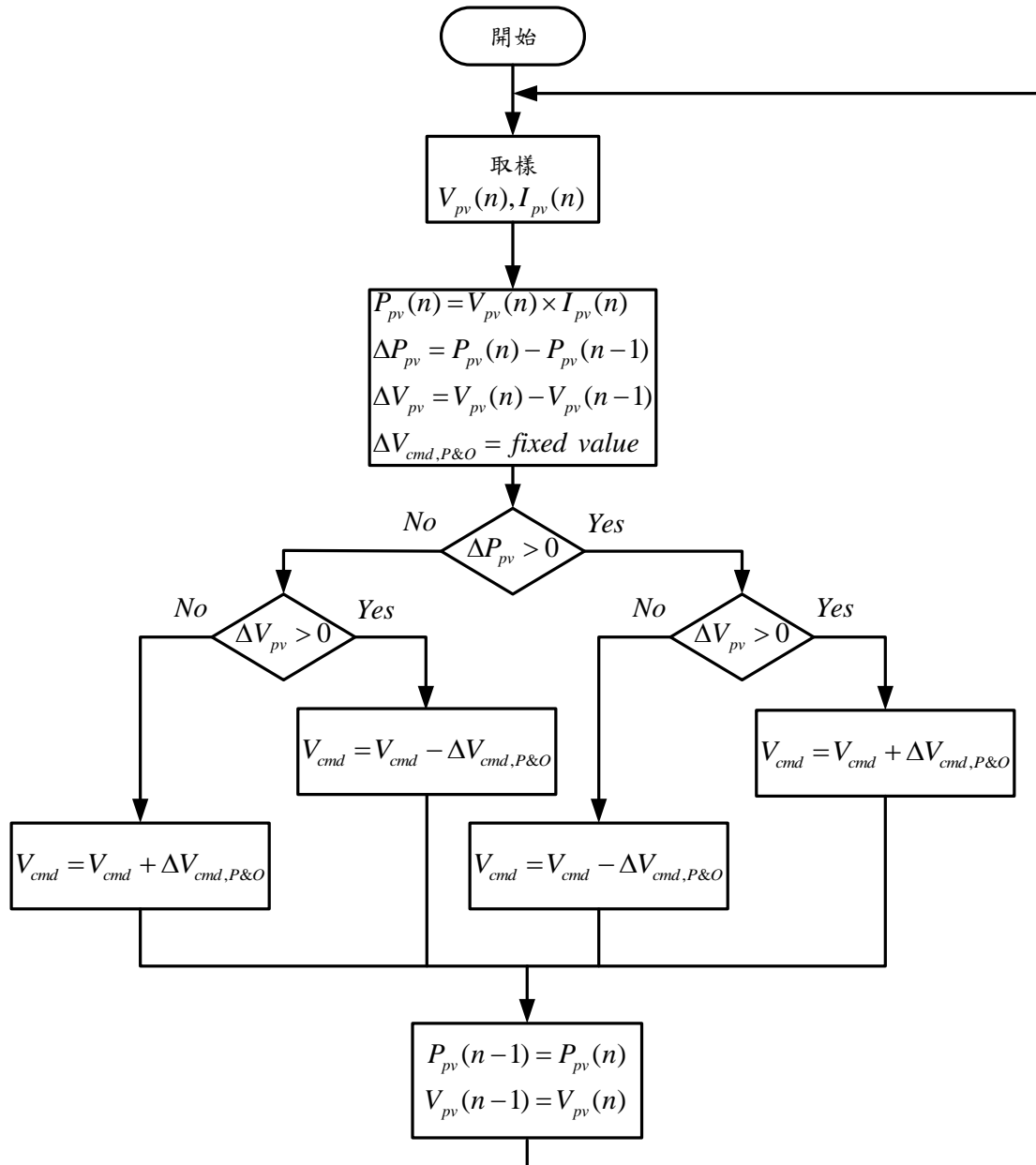


圖 5.13 固定步階式擾動觀察法之程式流程圖

由於固定步階式擾動觀察法其擾動步階為恆定值，此一步階大小會直接影響系統追蹤性能，當擾動步階大時，系統追蹤速度快，但追至最大功率點附近時會因擾動步階過大而產生振盪，導致穩態時系統輸出功率損失；而當擾動步階小時，於穩態後系統輸出功率損失減小，但會降低系統追蹤速度，增加追蹤時之功率損失。故使用固定步階式擾動觀察法時，需考慮系統本身之應用環境，將上述因素所帶來之利弊做適當的權衡設計，方能找出系統最佳化方案。

5.4.2 變動步階式控制法則

變動步階式控制法則其基本精神與前一小節所敘述之固定步階式擾動觀察法類似，相異處為利用變動步階的控制方式來改善固定步階控制方式之權衡問題，以下將介紹各文獻中所提出之方法，其中數位 PI 擾動觀察法及自適應變動步階式增量電導法本文僅使用於 MATLAB 模擬軟體進行模擬與分析。

5.4.2.1 變動步階式擾動觀察法[3, 31-34]

變動步階式擾動觀察法利用太陽能電池輸出功率-電壓曲線斜率會由最大功率點之最遠處至最近處逐漸減小之特性，達到變動步階之效果，典型太陽能電池輸出功率-電壓及斜率曲線圖如圖 5.14 所示。

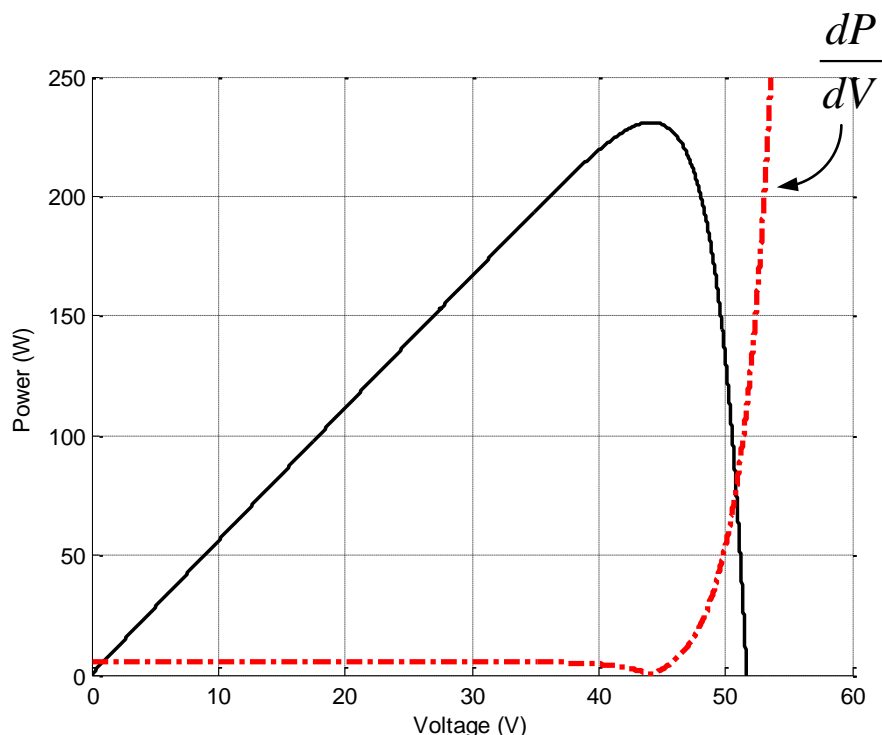


圖 5.14 太陽能電池輸出功率-電壓及斜率曲線圖

由於太陽能電池輸出功率-電壓特性曲線之斜率數值不適合直接作為變動步階之設定值，故此方法利用一個比例因子 M 來調整輸出電壓命令變動量之大小，進而改善暫態追蹤時間與穩態效率，此方法之電壓控制命令變動量關係式如式(5-11)所示。

$$\Delta V_{cmd,VarP\&O} = M \times \left| \frac{dP_{pv}}{dV_{pv}} \right| \cong M \times \left| \frac{P_{pv}(n) - P_{pv}(n-1)}{V_{pv}(n) - V_{pv}(n-1)} \right| \quad (5-11)$$

其中 $\Delta V_{cmd,VarP\&O}$ 為變動步階擾動觀察法之電壓命令變動量， M 為比例因子， $P_{pv}(n)$ 為系統目前功率， $P_{pv}(n-1)$ 為前一次系統功率， $V_{pv}(n)$ 為系統目前輸出電壓， $V_{pv}(n-1)$ 為前一次系統輸出電壓。

變動步階式擾動觀察法其工作原理如圖 5.15 所示，首先先取樣太陽能電池之輸出電壓及電流，計算出太陽能電池之功率、功率變動量及電壓變動量，其次利用式(5-11)，計算出目前系統適當的電壓控制命令變動量，接著對功率變動量進行判斷，若功率變動量大於零時，則表示功率為增加之情況，再利用電壓變動量判斷目前擾動方向，給

予與上次擾動方向相同之電壓命令；反之，若功率變動量小於零，則表示功率為減少之情況，利用電壓變動量判斷目前擾動方向，給予與上次擾動方向相反之電壓命令，接著再將目前系統之功率及電壓數值存入上一次功率及電壓之暫存器，以利下次判斷使用，最後重覆上述流程直到追蹤至最大功率點，即斜率為零之處並停止擾動。

此方法成功解決固定步階式擾動觀察法步階選擇之權衡問題，不僅改善暫態追蹤響應時間，也降低穩態時因擾動造成之輸出功率損失，提升系統之性能表現，但此方法需加入一個定值之比例因子 M ，此一比例因子需經過特別設計，方能達到效果，一般此方法比例因子之設計僅適用於特定照度情況及特定太陽能電池之特性曲線，因此大幅降低其運用之廣泛性。

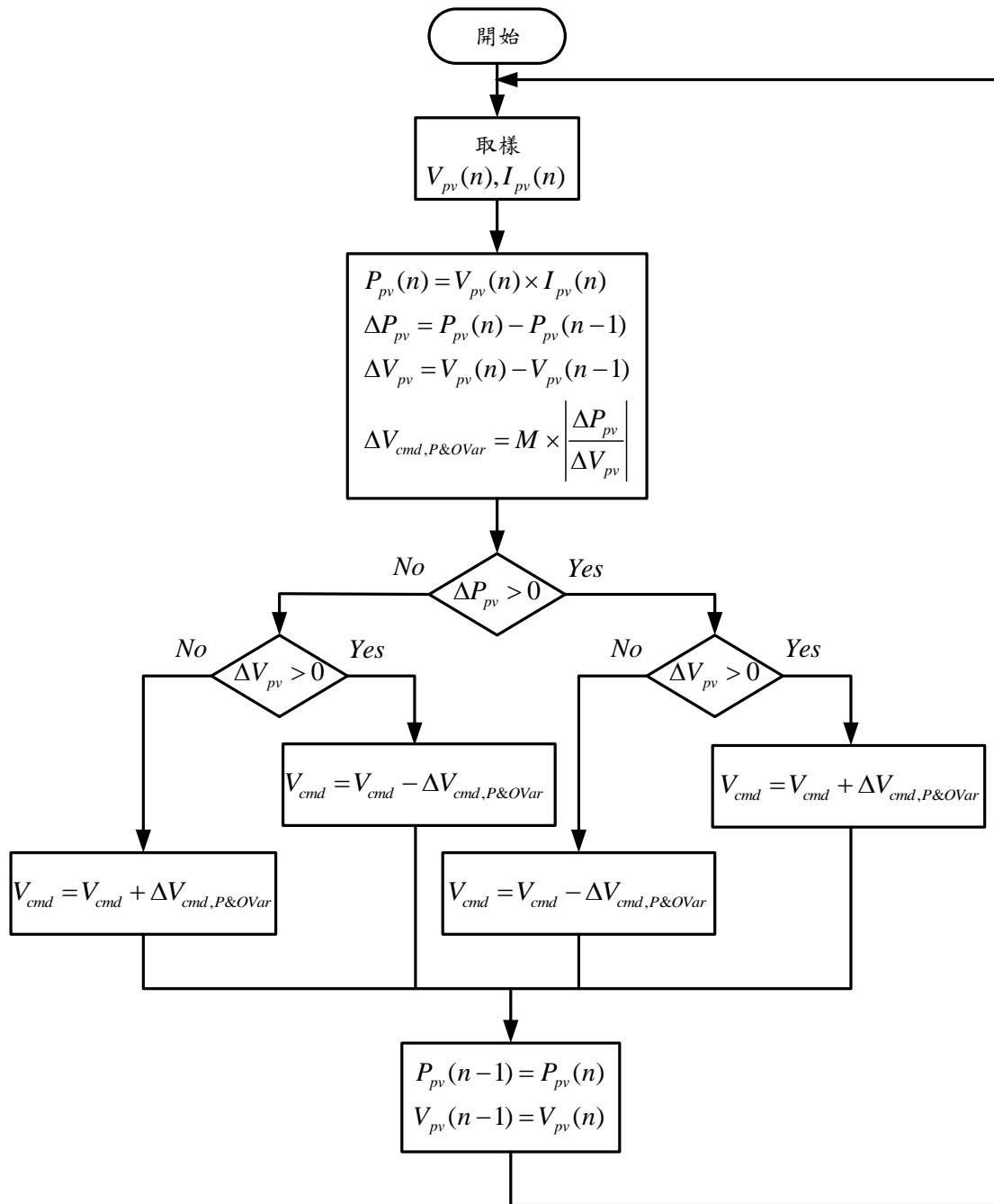


圖 5.15 變動步階式擾動觀察法之程式流程圖

5.4.2.2 數位 PI 控制擾動觀察法[35]

太陽能電池功率-電壓特性曲線如圖 2.4(a)所示，文獻[35]提出當工作點由開路電壓及短路電流端移到最大功率點附近時，功率變化量 ΔP_{pv} 均會由大變小，故可將功率變化量視為一誤差訊號，利用 K_p 比例增益及 K_I 積分增益來控制擾動量 $\Delta V_{cmd,P\&OVarPI}$ 之大小，以減少追蹤時間及消除穩態誤差，而當工作點移至最大功率點時誤差為零，則擾動量 $\Delta V_{cmd,P\&OVarPI}$ 亦為零，以達到最大功率追蹤之效用，並將其稱之為數位 PI 控制擾動觀察法。

數位 PI 控制擾動觀察法其程式流程如下圖 5.16 所示，其程式流程與變動步階式擾動觀察法大部分相似，故相似處在此不再多做贅述，其相異處僅有擾動量之計算方式，本方法擾動量 $\Delta V_{cmd,P\&OVarPI}$ 關係式如式(5-13)所示，其中 $\Delta V_{cmd,P\&OVarPI}$ 為目前系統擾動量、 K_p 為比例增益及 K_I 為積分增益。

$$\begin{aligned}\Delta V_{cmd,P\&OVarPI} &= K_p [P_{pv}(n) - P_{pv}(n-1)] + K_I \sum [P_{pv}(n) - P_{pv}(n-1)] \\ &= K_p (\Delta P_{pv}) + K_I \sum (\Delta P_{pv})\end{aligned}\tag{5-13}$$

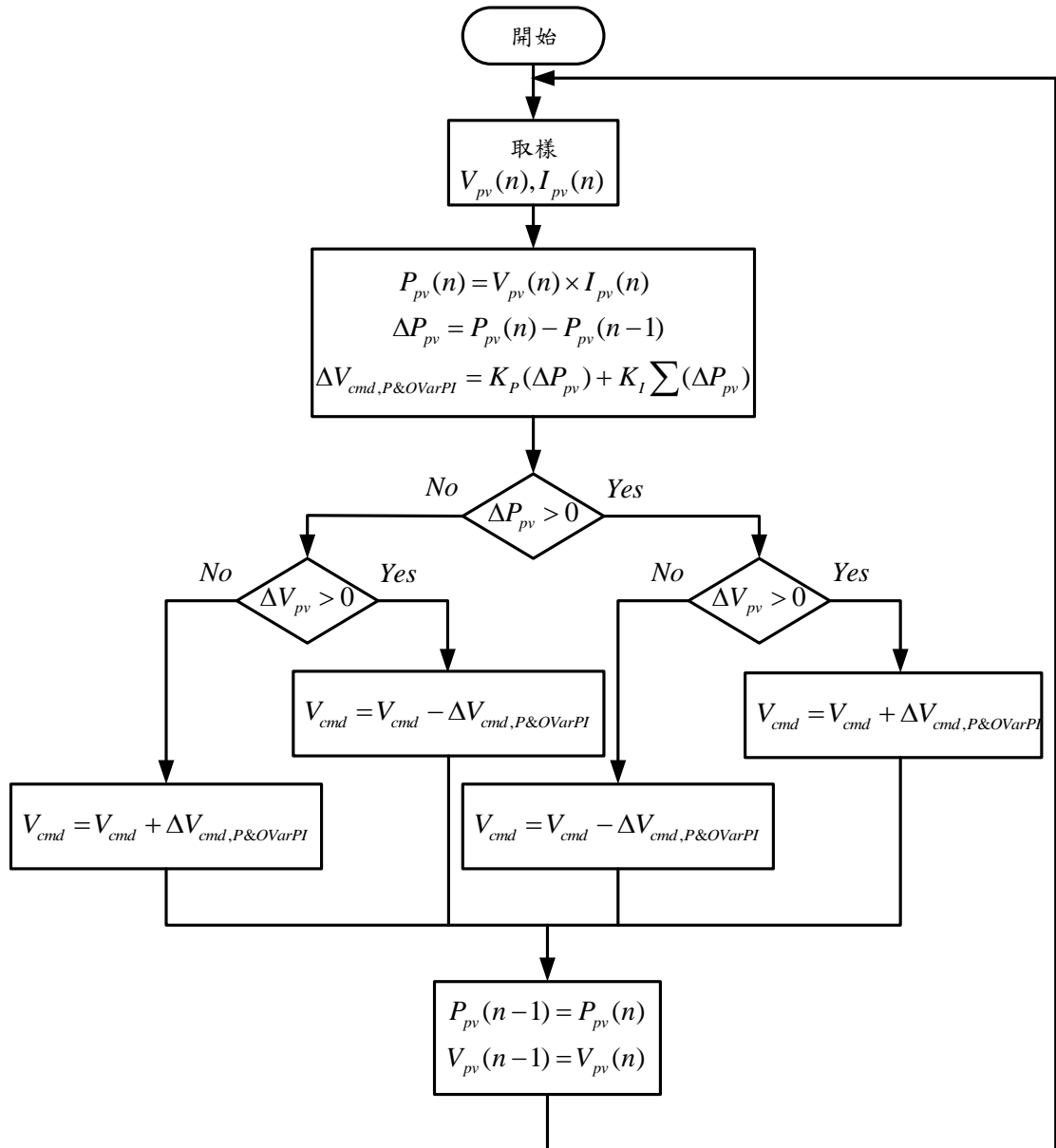


圖 5.16 數位 PI 控制擾動觀察法之程式流程圖

5.4.2.3 自適應變動步階式增量電導法[4,5]

自適應變動步階式擾動觀察法其靈感來自增量電導法，利用第二章所述之增量電導法之公式可得式(5-14)，並將其各別定義為 F 與 G 參數，如式(5-15)及式(5-16)所示，以利往後對照。

$$\left| \frac{\Delta I_{pv}}{\Delta V_{pv}} \right| = \left| \frac{I_{pv}}{V_{pv}} \right| \quad (5-14)$$

$$F = \left| \frac{\Delta I_{pv}}{\Delta V_{pv}} \right| \quad (5-15)$$

$$G = \left| \frac{I_{pv}}{V_{pv}} \right| \quad (5-16)$$

若式(5-14)成立時，代表系統到達最大功率點，故文獻[5]利用此特性畫出 F 及 G 之電流-電壓關係曲線圖如圖 5.17 所示，由圖可得知兩曲線成 X 型交叉，且兩曲線之交叉點即為最大功率點位置，運用分母大及分子小的關係，可使最大功率點兩側形成絕對值小於 1 之數值曲線，其 F/G 及 G/F 電流-電壓關係曲線如圖 5.18 所示，由於對理想變動步階式設計而言，步階數值需於最大功率點為 0 且隨操作點遠離最大功率點而增加，經觀察圖 5.18 可得知該曲線於最大功率點位置其數值為 1，最外側兩端其數值為 0，利用此特性與數值 1 相減可得理想之變動步階式需求，其關係式如式(5-17)所示， $1-F/G$ 及 $1-G/F$ 電流-電壓關係曲線圖則如圖 5.19 所示。

$$\begin{cases} \frac{\Delta P_{pv}}{\Delta V_{pv}} \geq 0, 1 - \left| \frac{\Delta I_{pv}}{\Delta V_{pv}} \right| / \left| \frac{I_{pv}}{V_{pv}} \right| \\ \frac{\Delta P_{pv}}{\Delta V_{pv}} < 0, 1 - \left| \frac{I_{pv}}{V_{pv}} \right| / \left| \frac{\Delta I_{pv}}{\Delta V_{pv}} \right| \end{cases} \quad (5-17)$$

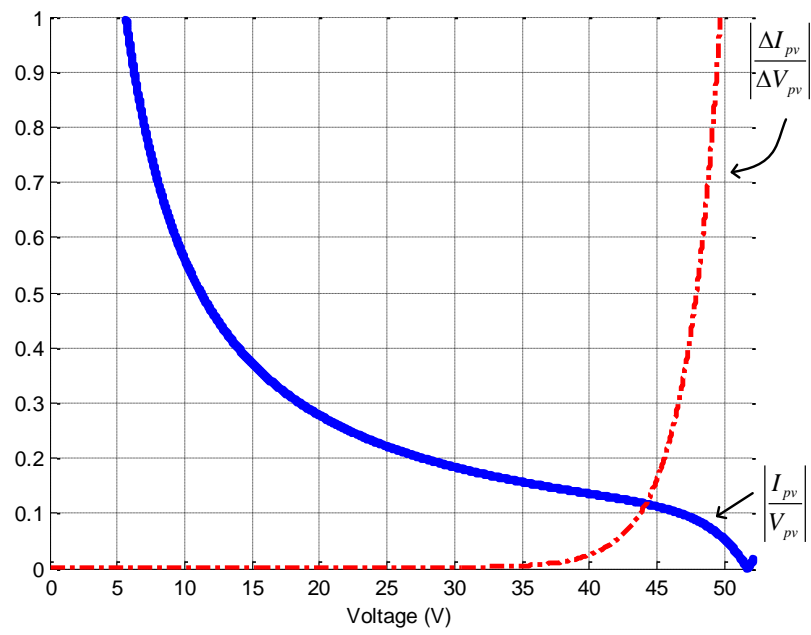


圖 5.17 F及G 電流-電壓關係曲線圖

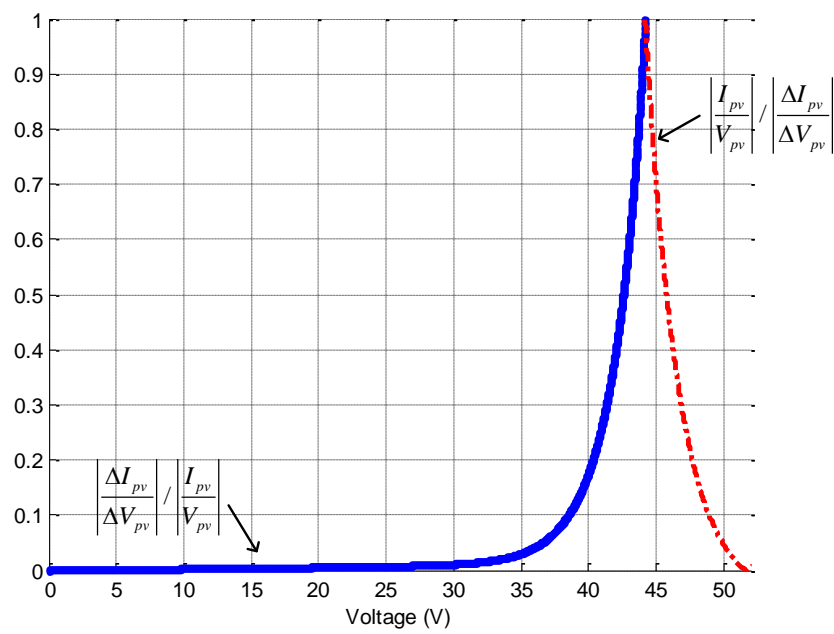


圖 5.18 F/G及G/F電流-電壓關係曲線圖

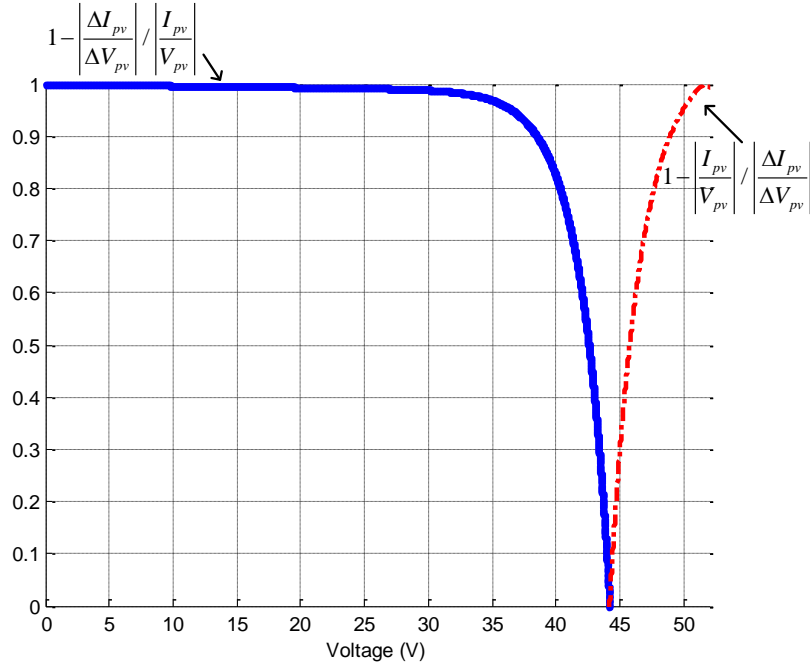


圖 5.19 $1 - F/G$ 及 $1 - G/F$ 電流-電壓關係曲線圖

自適應變動步階式增量電導法其程式流程如圖 5.20 所示，首先，先設定程式之最大變動電壓命令 $\Delta V_{cmd,max}$ 數值，取樣太陽能電池輸出電壓及電流，計算出目前系統功率 P_{pv} 、功率變動量 ΔP_{pv} 、電壓變動量 ΔV_{pv} 及電流變動量 ΔI_{pv} ，並利用式(5-15)計算左半邊及右半邊比例因子，其分別為 $Left$ 及 $Right$ ，接下來判斷 $\Delta I_{pv} / \Delta V_{pv}$ 與 $-I_{pv} / V_{pv}$ 是否相等，若相等即表示已追蹤至最大功率點；反之，則繼續判斷目前系統工作點在最大功率點之左邊或者右邊，若 $\Delta I_{pv} / \Delta V_{pv}$ 大於 $-I_{pv} / V_{pv}$ 則表示目前系統工作點在最大功率點之左邊，因此下一次之電壓命令 $V_{cmd}(n)$ 可由前一次電壓命令 $V_{cmd}(n-1)$ 加上 $Left$ 倍之最大變動電壓命令 $\Delta V_{cmd,max}$ 得到，以朝最大功率點方向移動；反之，下一次之電壓命令 $V_{cmd}(n)$ 可由前一次電壓命令 $V_{cmd}(n-1)$ 減去 $Right$ 倍之最大變動電壓命令 $\Delta V_{cmd,max}$ 得到，以朝著最大功率點方向移動，接著將目前功率、電壓及電流值存入暫存器中，最後利用上述流程反覆動作，即可達到最大功率追蹤之效果。

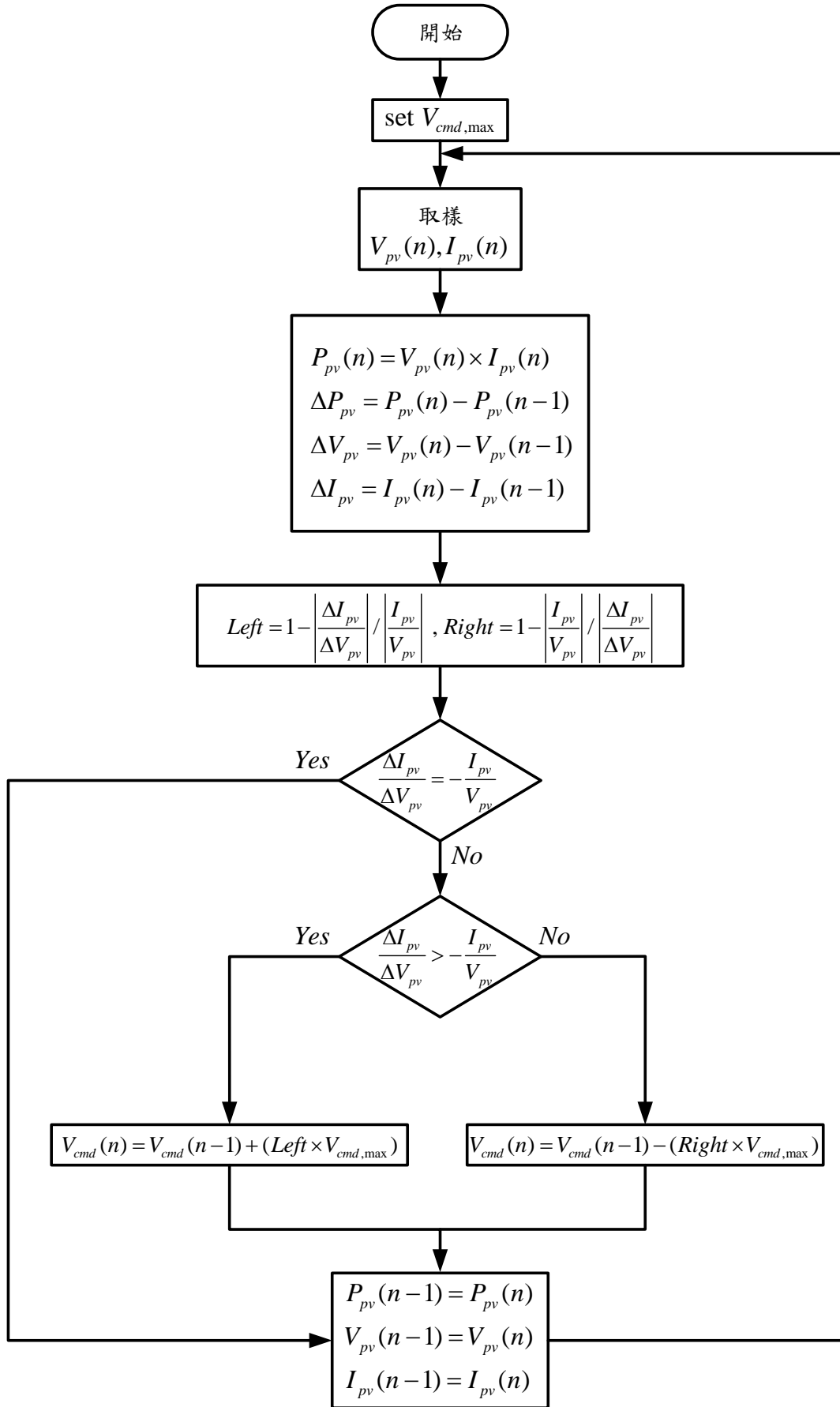


圖 5.20 自適應變動步階式增量電導法程式流程圖

5.4.3 杜鵑鳥搜尋法則

杜鵑鳥搜尋法則其基本精神與粒子群演算法(Particle Swarm Optimization, PSO)相似，其賦予粒子擁有記憶性，透過各粒子與群體之間互動來尋求最佳解位置。

5.4.3.1 杜鵑鳥搜尋法

杜鵑鳥搜尋法其靈感來自於杜鵑鳥的寄生與繁殖策略，其寄生與繁殖策略可分為以下三種[36]:

1. 與同種生物個體進行生存競爭:其行為如同演算法裡各粒子進行性能比較競爭。
2. 與原巢主合作一起育雛:其行為如同粒子個體與被比較之粒子個體互相平衡，故不取代其粒子個體。
3. 直接佔領原巢主之鳥巢:其行為如同粒子個體相較於原粒子個體更加強大，故可取而代之，鳩佔鵲巢之意。

而文獻[37]所提到之列維飛行模式(Levy flight pattern)為由 2004 年德國物理學家 Dirk Brockmann 所發現之模式。Dirk Brockmann 於鈔票流通規則研究中發現在大部分的時間裡，鈔票只會在小區域範圍流通，僅有小部分時間鈔票會流通至較遠的地方。而列維飛行模式就如同動物覓食模式，於大多時間裡只會於附近尋找食物覓食，只有少數時間裡會跑至遠方尋找食物覓食，其示意圖由圖 5.21 所示，而文獻[38]將其理論套用於杜鵑鳥搜尋鳥巢之策略，其速度向量式如式(5-18)所示。

$$V_i^{(t+1)} = V_i^t + \alpha \oplus \text{Levy}(\lambda) \quad (5-18)$$

其中 $V_i^{(t+1)}$ 為下一次速度向量、 V_i^t 為系統目前速度向量、 α 為限制變動量因子、 \oplus 為左邊項目分別相乘右邊個別項目符號及 $\text{Levy}(\lambda)$ 為列維飛行函數，而 $\text{Levy}(\lambda)$ 關係式如式(5-19)所示。

$$L\acute{e}vy(\lambda) \approx l^{-\lambda}, l < \lambda < 3 \quad (5-19)$$

其中 λ 為系統亂數、 l 為飛行長度，且經由參數設計條件，可觀察出列維飛行參數之範圍可由零至無限大，以利於搜尋全域最大功率點位置。

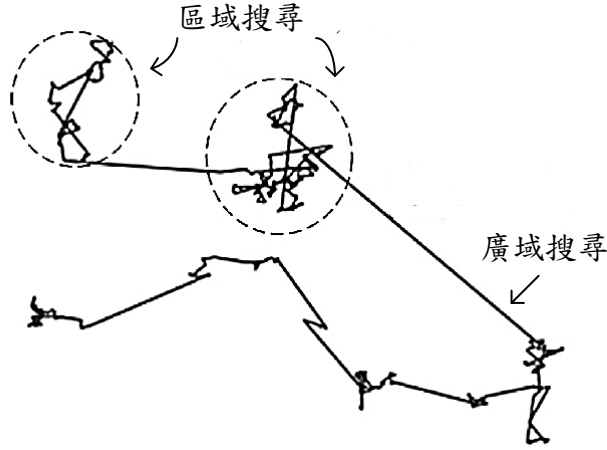


圖 5.21 列維飛行(Lévy flight pattern)模式示意圖[39]

杜鵑鳥搜尋法其程式流程由下圖 5.22 所示，首先，先將參數初始化設定，取樣太陽能電池其輸出電壓及電流，計算出太陽能電池之功率，判斷各電壓粒子之距離，若距離小於 0.1，表示已追至最大功率點附近，若此時適應值 $|J_i^2 - J_i^1| / J_i^1 > 0.1$ ，表示其功率有上升或下降之趨勢，則表示照度改變情況發生，程式重新初始化；若判斷無照度改變情況發生，則繼續判斷其功率是否大於零，若其功率小於零，則直接進入程式末端，不紀錄此次之適應值；反之，若功率大於零，則判斷其時間是否到達所設定之時間，若時間還未到達指定時間，而此次之輸出功率大於前次適應值，則將其輸出電壓及功率紀錄下來；若此次輸出功率未大於前次適應值，則不將其輸出電壓及功率紀錄下來；另一方面，若時間計數至指定時間，且 $L\acute{e}vy=0$ ，利用式(5-18)計算出下次之電壓命令；若 $L\acute{e}vy=1$ ，則捨去所儲存最差之適應值，創造一個新的電壓命令，達到列維飛行之效果，最後依據上述流程持續反覆進行[39]。

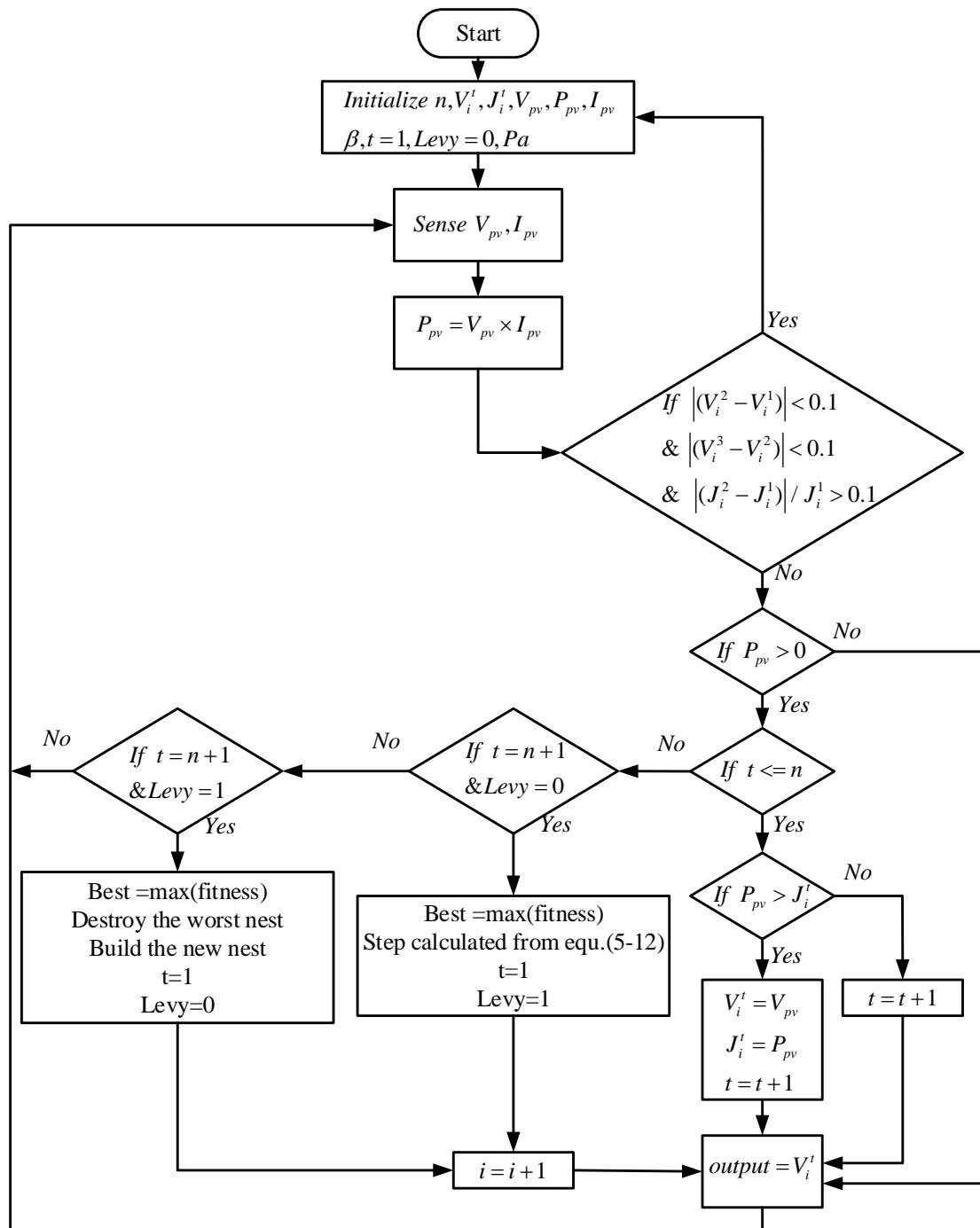


圖 5.22 杜鵑鳥搜尋法之程式流程圖[39]

5.4.3.2 決定型杜鵑鳥搜尋法

由於前一小節所敘述之杜鵑鳥搜尋法程式過於複雜，須計算隨機亂數以及次方函數，計算相當複雜，於實際低成本數位訊號處理器上實現較為困難，且錯綜複雜的判斷及運算可能會增加數位訊號處理器之誤判機率並增加追蹤時間，導致追蹤性能降低，故本文提出決定型杜鵑鳥搜尋法，在維持前述演算法之理念及其追蹤表現性能之前提下，改善其錯綜複雜之程式流程，利用簡易之判斷及運算達到優越之追蹤性能。

本文所提之決定型杜鵑鳥搜尋法基本動作理念由圖 5.23 所示，圖 5.23 中，系統一開始會先以固定位置的三點電壓命令(V_a 、 V_b 、 V_c)進行取樣，在此將三者間最大功率之電壓點稱之為 V_a 、於最大與最小功率間之電壓點稱之為 V_b 、最小功率之電壓點稱之為 V_c ，若能使 V_c 與 V_b 電壓點各自朝向 V_a 電壓點移動，持續前述動作使 V_b 與 V_c 電壓點接近 V_a 電壓點，便可達到最大功率追蹤之功效，其電壓命令變動關係式如式(5-20)、式(5-21)所示，其中 $\Delta V_{cmd,b}$ 為 V_b 之電壓變動量、 $\Delta V_{cmd,c}$ 為 V_c 之電壓變動量、 α 為變動比例因子。

$$\Delta V_{cmd,b} = \alpha \times (V_a - V_b) \quad (5-20)$$

$$\Delta V_{cmd,c} = \alpha \times (V_a - V_c) \quad (5-21)$$

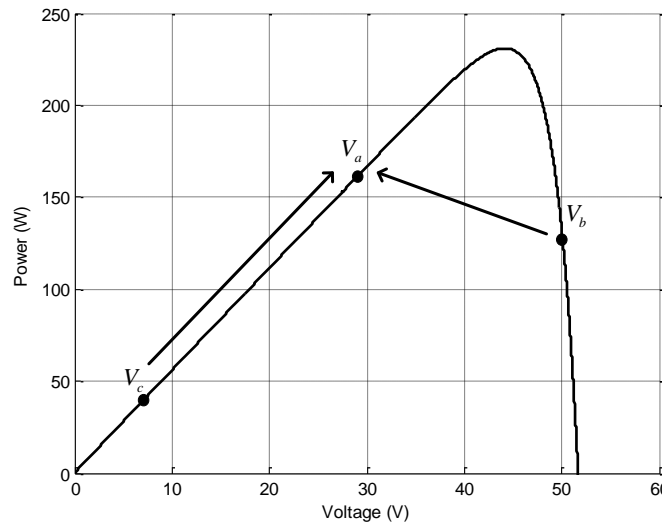


圖 5.23 決定型杜鵑鳥搜尋法之基本動作理念說明圖

然而上述之決定型杜鵑鳥搜尋法基本動作理念存在一缺點，當初始粒子點 V_a 電壓點設置不恰當，將導致系統無法順利追蹤至系統之最大功率點，故本文提出防止錯追之換邊機制，可避免此情況發生，其機制之動作原理由圖 5.24 所示，當程式判斷 $V_{a,1}$ 電壓點位於三點之最左側或最右側時，程式會啟動換邊機制， $V_{a,1}$ 電壓點將維持不動，因此 $V_{a,1}$ 電壓點等於 $V_{a,2}$ 電壓點， $V_{c,1}$ 電壓點移至 $V_{a,1}$ 電壓點的另一側，此時最小 $V_{c,2}$ 電壓點其關係式由式(5-22)所示，因三點成一斜直線，故 $V_{b,1}$ 電壓點與 $V_{a,1}$ 電壓點距離較短，利用此距離作為換邊機制之變動量，可防止換邊距離過大而導致追蹤速度降低之情形。

$$V_{c,2} = V_{a,1} + \alpha \times (V_{a,1} - V_{b,1}) \quad (5-22)$$

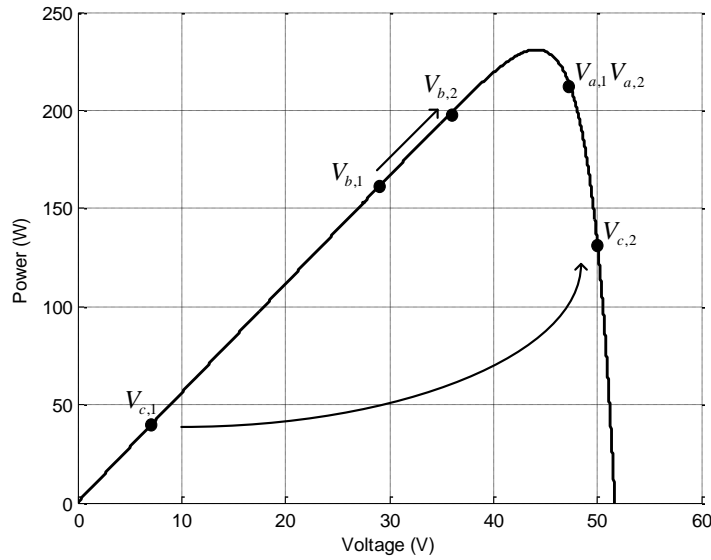


圖 5.24 決定型杜鵑鳥搜尋法之防止錯追換邊機制動作原理示意圖

決定型杜鵑鳥搜尋法其程式流程由下圖 5.25 所示，首先，設置粒子初始擺放位置 $par1$ 、 $par2$ 、 $par3$ 及變動比例因子 α ，其次取樣太陽能電池之開路電壓，進行初始粒子擺放作業及取樣各粒子點之輸出電壓及電流來計算各輸出功率值，接下來判斷是否有照度改變之情況發生，若發生照度改變，則系統重新開始；反之，尋找各粒子點之最大、中間值及最小功率點，進行換邊機制需求判斷，倘若經判斷不需使用換邊機制，此時下一次 $V_{a,new}$ 電壓點維持於 V_a 電壓點，下一次 $V_{b,new}$ 電壓點由前次 V_b 電壓點以 $(V_a - V_b)$ 之 α 倍朝向前次 V_a 電壓點移動，下一次 $V_{c,new}$ 電壓點由 V_c 電壓點以 $(V_a - V_c)$ 之 α 倍朝向前次 V_a 電壓點移動；反之若最大功率點為最大電壓點或最小電壓點，則表示需進行換邊機制模式，此時之下一次 $V_{a,new}$ 電壓點則繼續維持於 V_a 電壓點，而下一次 $V_{b,new}$ 電壓點由前次 V_b 電壓點以 $(V_a - V_b)$ 之 α 倍朝向前次 V_a 電壓點移動，而下一次 $V_{c,new}$ 電壓點需進行換邊機制，換至 V_a 電壓點之另一側，利用 V_a 電壓點為定位點以 $(V_a - V_b)$ 之 α 倍朝向 V_b 電壓點的反方向移動，最後再判斷換邊點 $V_{c,new}$ 是否超過程式所設定之邊界，倘若超過邊界值，將其固定所設定之邊界內，以防止系統產生錯誤之電壓命令，將上述流程反覆運作即可追蹤至最大功率點。

流程圖中照度改變判斷是依據各粒子點之電壓差及功率差來做判斷，若各粒子點間電壓差小於 0.1，表示其已追至最大功率點附近，理論上功率不會有太大之差異，但若此時功率差大於 10 瓦特以上，則表示有照度改變之情況發生。

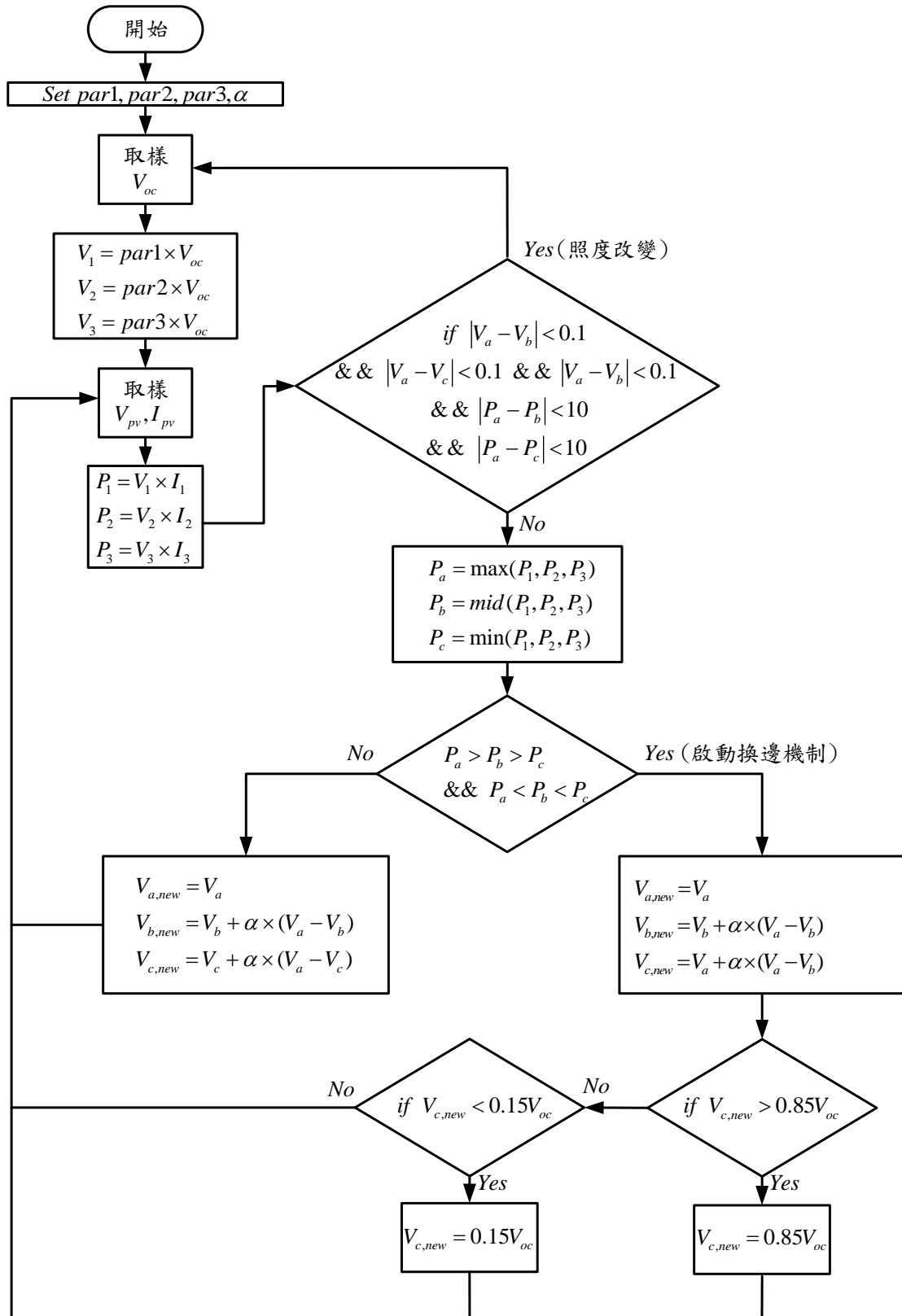


圖 5.25 決定型杜鵑鳥搜尋法之程式流程圖

5.5 韌體主程式架構

前面幾小節所述之各追蹤方法除了可經由模擬驗證方法之優劣，也須經由實作證明各方法之實際應用可行性，本文選用數位訊號處理器來實現控制核心，以下將介紹韌體控制核心主程式。

本文之韌體主程式其中包括數位訊號處理器內部工作環境設定及初始化、輸入/輸出腳位選擇、中斷需求設計、類比/數位轉換器(ADC)、脈波寬度調變(PWM)及計時器周邊相關設定。

韌體主程式其架構圖如圖 5.26 所示，首先數位訊號處理器初始化程式中所使用之變數，對內部振盪器進行初始化設定，規劃輸入/輸出埠腳位，設計定時器(TIMER)、類比/數位轉換器(ADC)及脈波寬度調變(PWM)模組並致能類比/數位轉換器(ADC)及脈波寬度調變(PWM)模組中斷向量，接著主程式將進入無限迴圈等待中斷發生。本文中斷僅使用 ADC 中斷，其可細分為取樣、濾波、最大功率追蹤副程式三大部分，取樣部分利用類比/數位轉換器將類比量轉換成數位量輸入至數位訊號處理器，為防範高頻雜訊影響程式誤判，本文使用 5.2.4 節所設計之 16 階有限脈衝響應濾波器以消除高頻雜訊，還原訊號真實性。此外，太陽能電池發電系統實際日照變化緩慢，因此本文設計 0.2 秒計算一次電壓命令，由於程式設計 ADC 中斷時間間隔為 1 ms，故將 timecount 設計於 200，當計數未數至 200 次時，僅對太陽能電池輸入電壓、電流取樣值進行 FIR 濾波，利用 PID 運算來追隨太陽能最大功率追蹤副程式所給予之電壓命令以達到準確之電壓追蹤；反之，若計數至 200，則表示已經過 0.2 秒，則判斷升壓轉換器輸入端是否有供電，若有供電則進行最大功率追蹤副程式，將 timecount 歸零以便下次重新計數；反之，若無供電，則將 timecount 歸零以便下次重新計數，且進入休息模式，依序將上述之動作反覆運作即可完成最大功率追蹤。

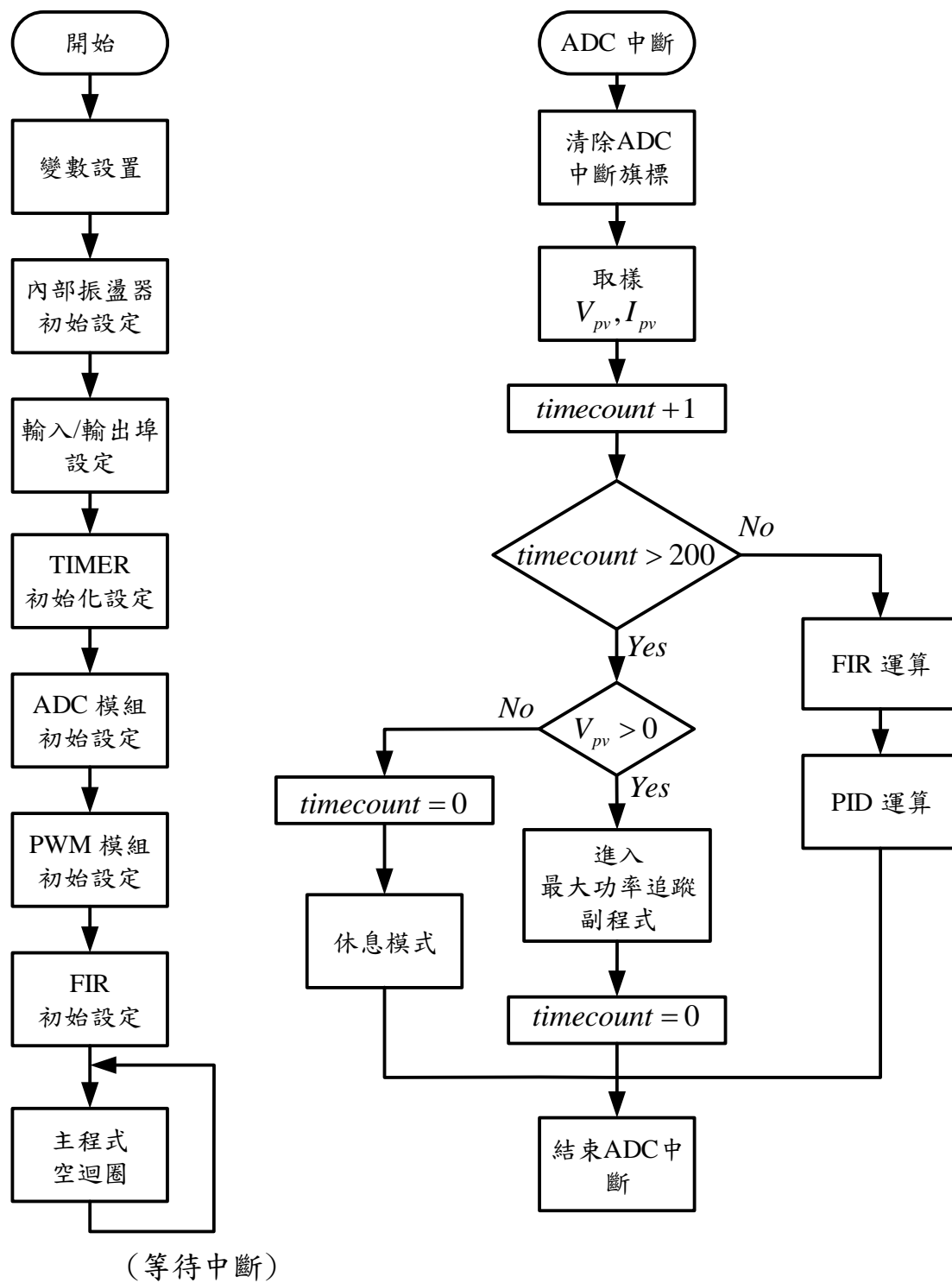


圖 5.26 韌體主程式架構圖

第六章 實驗模擬與結果分析

本文已於第四章中介紹本文所使用升壓式轉換器之動作原理及元件規格設計，於第五章中針對本文所實現之各種最大功率追蹤演算法詳細解說其理念及實際程式流程，而本章擬將先前所介紹之硬體及軟體架構結合，利用模擬軟體 MATLAB 分析各方法之性能表現，並選用性能表現較佳之設計值來進行實際實驗，最後對實驗數據進行分析及比較。

6.1 實驗環境與設備介紹

本文實驗測試環境圖如圖 6.1 所示，於實際測試時使用 AMETEK 公司所推出之 TerraSAS ETS 600X8 D-PVE 太陽能電池模擬機模擬 HESPV 公司所推出型號為 HES-50 之太陽能電池做為系統輸入來源，功率級電路為升壓式轉換電路，其規格如 4.3 小節所示，控制級電路採用 Microchip 公司所推出之 dsPIC33FJ16GS502 數位訊號處理器做為控制核心來控制功率級電路之功率開關以達到系統最大功率追蹤，本文實際測試最大功率追蹤器實體圖如圖 6.2 所示，而負載端則選用 Chroma 公司所推出之 63108A 電子式負載並將其操作於定電壓模式穩壓至 180V 進行實際測試，量測波形部分本文使用 Tektronix 公司所推出之 MSO2024 示波器來記錄系統量測數值及波形。

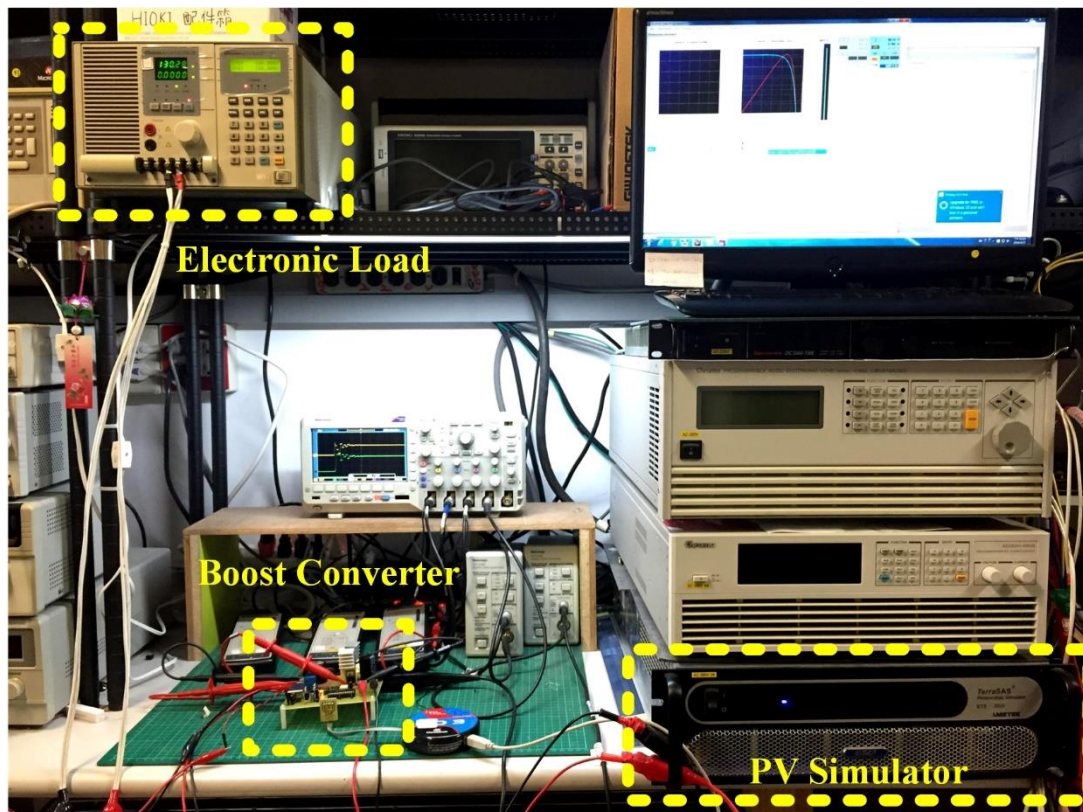


圖 6.1 實驗測試環境圖

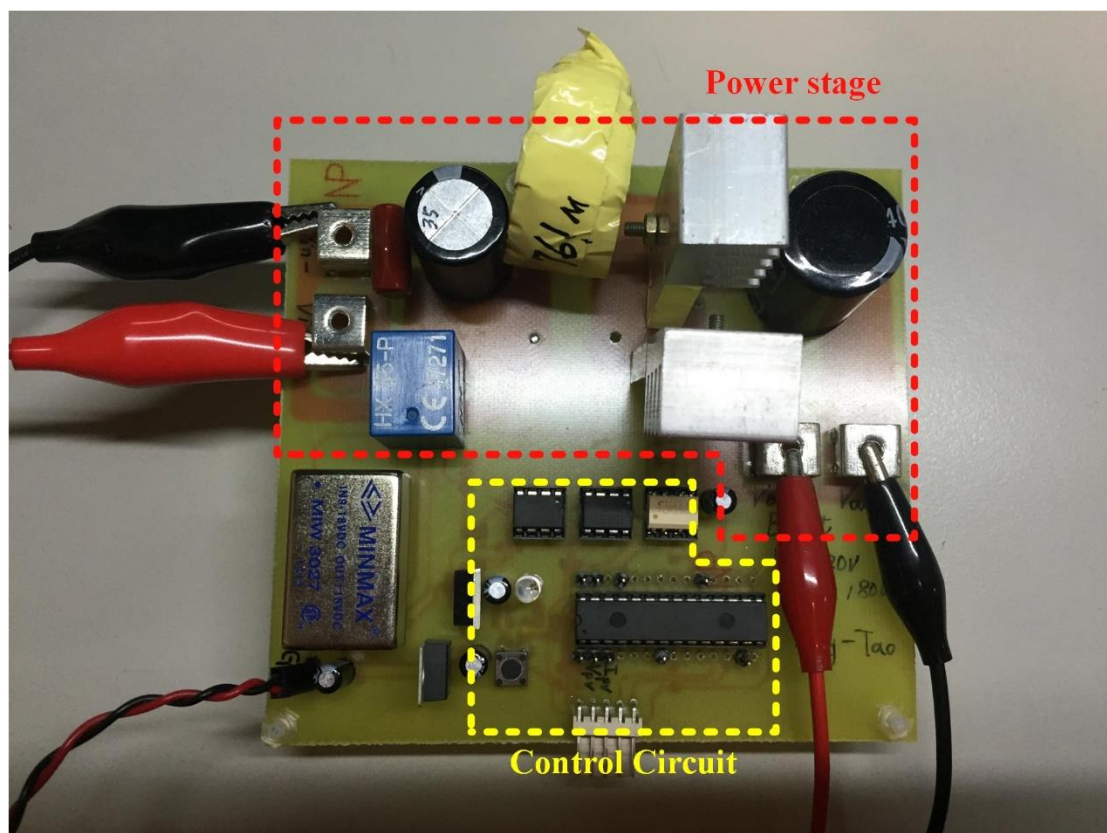


圖 6.2 實際測試最大功率追蹤器實體圖

本文所選用之 TerraSAS ETS 600X8 D-PVE 太陽能模擬機電氣規格如表 6.1 所示，其內部擁有兩顆 RISC 架構之數位訊號處理器，數位訊號處理器運算速度為 80MIPS 且擁有 32 位元資料寬度，分別用於處理功率級電路控制及外部通訊管理，電壓電流回授部分利用 16 位元資料寬度類比/數位轉換模組，可於系統實際操作時量測電壓及電流值，並經由運算得出目前功率與最大功率精確度。

表 6.1 TerraSAS ETS 600X8 D-PVE 太陽能模擬機電氣規格表

型號	TerraSAS ETS 600X8 D-PVE
最大操作功率	5 kW
最大操作電壓	600 V
最大操作電流	8 A

在實際模擬太陽能電池特性曲線方面，TerraSAS ETS 600X8 D-PVE 其程式使用 1024 個電壓及電流點利用內插法來繪出所欲之太陽能電池的電流-電壓特性曲線，亦可使用內建之繪圖方案，當使用者輸入太陽能電池之開路電壓 V_{oc} 、短路電流 I_{sc} 、最大功率點電壓 V_{mpp} 、最大功率點電流 I_{mpp} 、填充係數及溫度係數等相關資訊即可建立出相對應之太陽能電池電流-電壓特性曲線，本文採用 5 個 HES-50 太陽能電池進行串聯來做為系統輸入來源以模擬部分遮蔽之情況，太陽能電池電氣規格如表 6.2 所示，經串聯後其對應之太陽能電池模擬曲線之電氣規格如表 6.3 所示，所產生太陽能電池模擬曲線則如圖 6.3 所示。

表 6.2 HES-50 太陽能電池之電氣規格表

型號	HES-50
最大功率 P_{mpp}	50 W
開路電壓 V_{oc}	22.1 V
短路電流 I_{sc}	3.14 A
最大功率點電壓 V_{mpp}	17.2 V
最大功率點電流 I_{mpp}	2.91 A

表 6.3 太陽能電池模擬曲線之電氣規格表(5 串 1 並)

最大功率 P_{mpp}	250W
開路電壓 V_{oc}	110.5V
短路電流 I_{sc}	3.14 A
最大功率點電壓 V_{mpp}	88.52 V
最大功率點電流 I_{mpp}	2.84 A

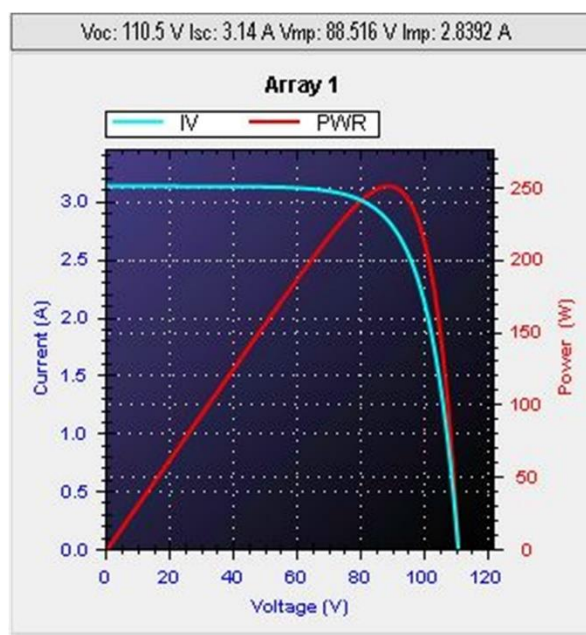


圖 6.3 太陽能模擬曲線圖

電腦操作介面採用 AMETEK 所推出之 TerraSAS Solar Array Simulator 人機操作介面，其使用者畫面如圖 6.4 所示，此人機介面可即時讓使用者得知目前太陽能電池之輸出功率、輸出電壓、輸出電流及最大功率追蹤精確度等資訊，以方便使用者記錄。

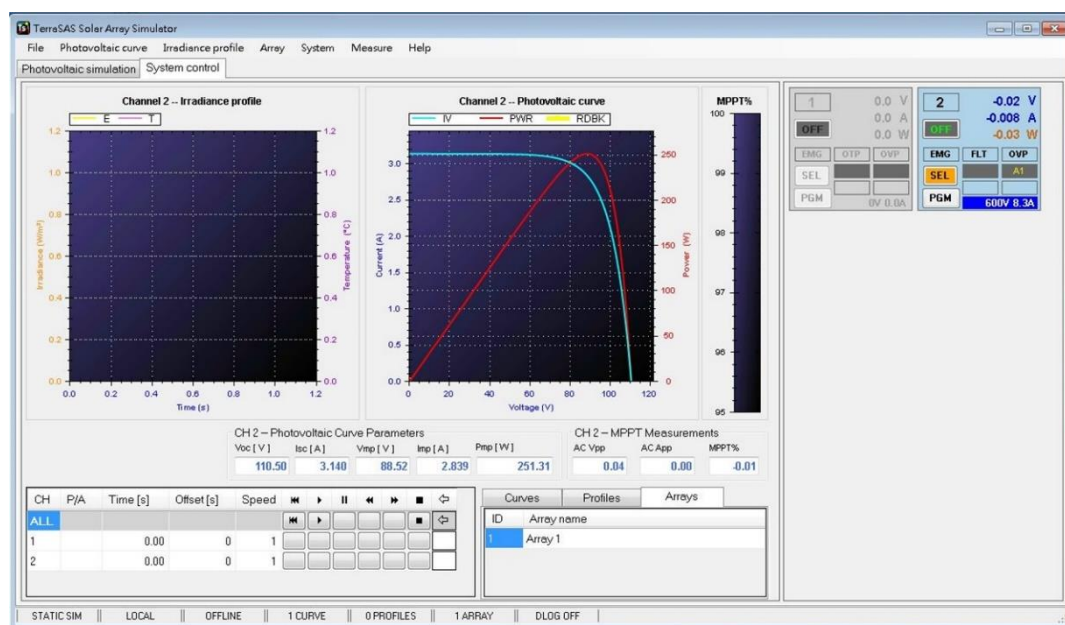


圖 6.4 TerraSAS ETS 600X8 D-PVE 之人機操作介面

6.2 太陽能最大功率追蹤系統量測準則及性能評估

在進行各太陽能最大功率追蹤方法之比較時，須建立一套標準之量測項目及性能表現評估準則，方可達到比較之公正性。本文定義下列量測項目準則以進行比較，其示意圖如圖 6.5 所示。

1. 上升時間 T_r :由功率初始值升至 95 %最大功率線所需的時間。
2. 穩定時間 T_s :由功率初始值至振幅小於 $\pm 1\%$ 最大功率線(99 %最大功率線)範圍內所需的時間。
3. 穩態平均功率:紀錄穩態後 1 秒之功率總和，並除以紀錄資料數量所得。
4. 穩態追蹤精確度:將上述穩態平均功率除以最大功率值所得之數據。

5. 追蹤電能損失:紀錄追蹤功率值至 10 秒，再利用最大功率值減去各功率追蹤點數值可得，其中 10 秒之設定主要是根據模擬結果，各方法之穩定時間最大值為 5 秒，故將其乘以 2 以兼顧評估暫態及穩態時之追蹤電能損失。
6. 平均追蹤功率損失:利用上述之追蹤電能損失除以 10 秒可得。

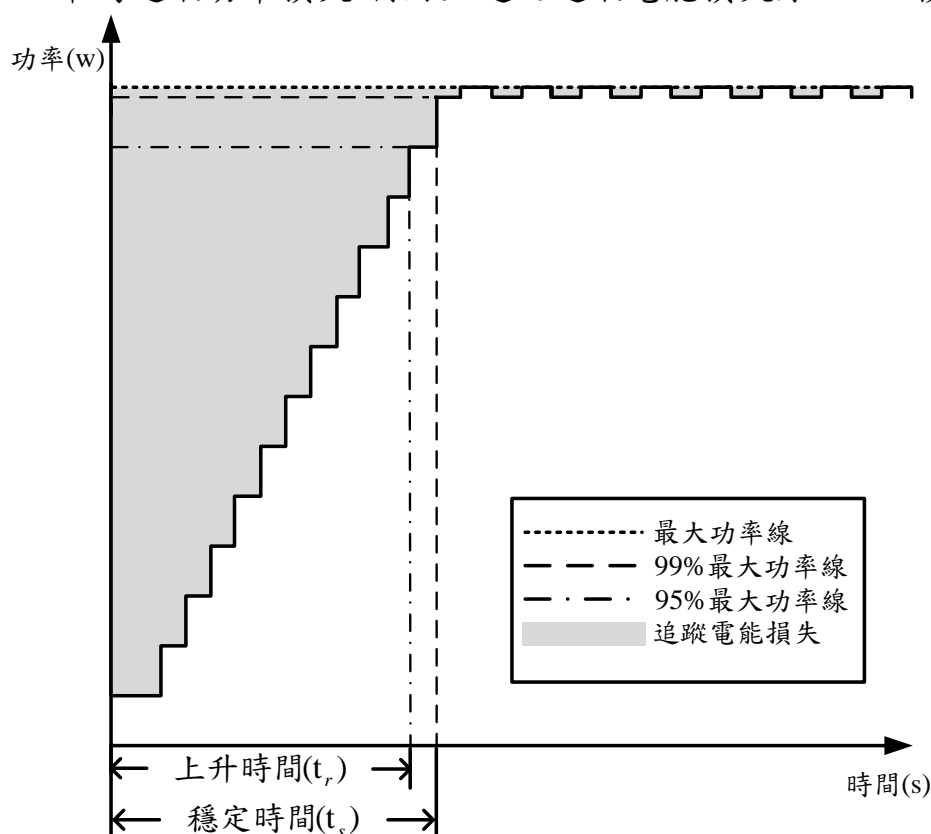


圖 6.5 量測項目準則示意圖

太陽能發電系統之能量來自於太陽光，而在正常一天當中，太陽能之照度會隨著地球的自轉而產生變化，但其變化幅度不大且變化時間區間長，代表太陽能發電系統會長時間處於穩定狀態，僅有少部分時間需要重新執行最大功率追蹤，故本文將穩態追蹤精確度設置為第一優先考量項目，次要為平均追蹤功率損失，最後才為上升時間及穩態時間之考量，本文性能評估準則關係式如式(6-1)所示。

$$\begin{aligned}
&\text{性能表現} = 60\% \times \text{穩態追蹤精確度} \\
&\quad + 20\% \times \text{平均追蹤功率損失表現} \\
&\quad + 10\% \times \text{上升時間表現} + 10\% \times \text{穩定時間表現}
\end{aligned} \tag{6-1}$$

由式(6-1)中穩態追蹤精確度、上升時間表現及穩定時間表現利用前述量測方法即可得知，而平均追蹤功率損失其性質則與前幾項因素不同，其數值越大性能表現就越差，故本文尋找出各方法之最大平均追蹤功率損失，利用最大平均功率損失與平均功率損失之差值來計算其平均追蹤功率損失表現。期望利用以上定義之量測項目及評估準則，能加強性能表現評估之實際性與可靠性。

6.3 太陽能最大功率追蹤系統模擬

本章節選用 MathWorks 公司所出品的數學軟體 MATLAB 進行各最大功率追蹤演算法之模擬，其中皆以步階(step)來表示最大功率追蹤命令變動值，本文將一步階定義為 0.2 秒來對各最大功率追蹤演算法進行紀錄，因模擬系統使用之太陽能電池特性曲線為利用較簡化之數學關係式獲得，故其特性曲線將與實際上略有差異，本文利用 MATLAB 模擬軟體所模擬之太陽能電池電氣規格如表 6.4 所示。

表 6.4 MATLAB 模擬之太陽能電池電氣規格表

最大功率 P_{mpp}	259.21 W
開路電壓 V_{oc}	110.50 V
短路電流 I_{sc}	3.14 A
最大功率點電壓 V_{mpp}	89.71V
最大功率點電流	2.88 A

6.3.1 固定步階式擾動觀察法

本小節針對 5.4 節所介紹之固定步階式擾動觀察法進行模擬，其固定步階(ΔV_{cmd})採用 1 V、3 V 及 5 V 來進行模擬及分析比較。固定步階式擾動觀察法模擬結果比較表如表 6.5 所示，由表 6.5 可清楚看出固定步階式擾動觀察法之權衡問題，當固定步階值為 5 V 時，雖有較快追蹤速度使得 10 秒內之追蹤電能損失較少，但因其無法達到本文定義之穩定狀態，故穩定時間無限長，且其穩態追蹤精確度低，若將追蹤電能損失計算時間拉長，會使得此值無限增加；而當固定步階值為 1 V 時，穩態追蹤精確度高，但因其追蹤速度慢導致上升時間及穩定時間都較長，因此也影響到追蹤電能損失，大幅降低其性能表現分數；而當固定步階值為 3 V 時，其各項量測值表現平均，使得其性能表現分數最高，故本文將選用此設計參數值與本文所提出之演算法進行比較及分析。

表 6.5 固定步階式擾動觀察法模擬結果比較表

步階值 量測項目	$\Delta V_{cmd} = 1 \text{ V}$	$\Delta V_{cmd} = 3 \text{ V}$	$\Delta V_{cmd} = 5 \text{ V}$
上升時間	- 秒	5 秒	3.2 秒
穩定時間	- 秒	5.8 秒	- 秒
穩態平均功率	180.68 W	257.65 W	252.78 W
穩態追蹤精確度	69.7 %	99.4 %	97.52 %
追蹤電能損失	7523.9 J	2933.3 J	1956.9 J
平均追蹤功率損失	150.48 W	58.67 W	39.14 W
性能表現	46.77 分	82.973 分	81.398 分

6.3.2 變動步階式控制法則模擬

本文接著針對 5.5 節所介紹之三種變動步階式控制最大功率追蹤演算法進行模擬，由於各演算法都需調整參數方能得到系統之較佳值，故本文利用試誤法依所定義之評估法則依序找尋各演算法之較佳性能表現分數。

各演算法之最佳性能表現參數值列於下表 6.6，可觀察出各演算法穩態追蹤精確度都可達到 100%，此現象可看出變動步階式控制與傳統固定步階式控制之差異，另外由表 6.6 可發現各演算法之上升及穩定時間都相同，表示其受限於電壓變動命令最大值，而此參數設計須考慮目前所使用之太陽能電池特性曲線，若設計過大則可能導致系統上升速度過快而產生振盪；反之，若設計太小則會延長上升及穩定時間導致系統追蹤電能損失增加，故變動步階式控制雖解決固定步階式步階大小設計之權衡問題，但衍生出步階最大值之權衡問題。

表 6.6 變動步階式控制各演算法模擬結果比較表

各方法 量測項目	變動步階式 擾動觀察法 ($M=0.17$)	數位 PI 控制擾 動觀察法 ($K_p=0.45, K_i=20$)	自適應變動步階 式增量電導法 $V_{cmd,max} = 5 \text{ V}$
上升時間	3.2 秒	3.2 秒	3.2 秒
穩定時間	3.8 秒	3.8 秒	3.8 秒
穩態平均功率	259.21 W	259.19 W	259.21 W
穩態追蹤精確度	100 %	100 %	100 %
追蹤電能損失	1787.7 J	1789.6 J	1811.7 J
平均追蹤功率損失	35.76 W	35.79 W	36.23 W
性能表現	89.424 分	89.415 分	89.377 分

由性能表現分數可得知三種方法中變動步階式擾動觀察法分數最高，且基於實作需簡單且容易實現，而數位 PI 控制不但其性能表現較差、所需參數較多且容易發生積分飽和之問題，故本文選擇變動步階式擾動觀察法來與本文所提出之演算法進行實測比較及分析。

6.3.3 決定型杜鵑鳥搜尋法模擬

本節針對本文於 5.6.2 小節所提出之決定型杜鵑鳥搜尋法進行模擬，此演算法僅有一個變數需要設計，即正常情況下之變動因子 α ，因此本文只需經由模擬測試各種不同之變動因子 α 的性能表現，即可選出最佳之變動因子 α 數值。

本文將變動因子 α 分成 16 等分，其原因為本文於數位化實現中，數值除法會增加運算所需時間及困難度，因此本文利用 2 的倍數當作分母，利用二進位之特性，於程式中將資料左移或右移來執行除法以簡化運算，而 16/16 數值為 1，此數值將導致系統誤判最大功率點，故本文在此不將其列入模擬及實作比較及分析探討。

以下列出均勻照度下各種不同變動因子 α 之模擬結果，如表 6.7 所示，可看出隨著變動因子 α 愈大，其系統穩定時間愈快，性能表現分數也愈高。

表 6.7 均勻照度下各種不同變動因子 α 之模擬結果比較表

(a)

變動因子 α 量測項目	1/16	2/16	3/16	4/16	5/16
上升時間	0.6 秒	0.6 秒	0.6 秒	0.6 秒	0.6 秒
穩定時間	- 秒	- 秒	7.2 秒	5.6 秒	4.8 秒
穩態平均功率	235.99 W	257.5 W	258.9 W	259.1 W	259.17 W
穩態追蹤精確度	91.04%	99.33 %	99.88%	99.96 %	99.98 %
追蹤電能損失	2113.4 J	1570.3 J	1137.1 J	924.89J	729.8 J
平均追蹤功率損失	42.27 W	31.41 W	22.74 W	18.5 W	14.6 W
性能表現	79.79 分	85.85 分	89.85 分	91.92 分	93.12 分

(b)

變動因子 α 量測項目	6/16	7/16	8/16	9/16	10/16
上升時間	0.6 秒	0.6 秒	0.6 秒	0.6 秒	0.6 秒
穩定時間	4 秒	3.2 秒	3.2 秒	2.8 秒	2.4 秒
穩態平均功率	259.18 W	259.17 W	259.19 W	259.21 W	259.2 W
穩態追蹤精確度	99.99 %	99.99 %	99.99 %	100 %	100 %
追蹤電能損失	682.72 J	612.04 J	599.18 J	490.61 J	462.01 J
平均追蹤功率損失	13.65 W	12.4 W	11.98 W	9.81 W	9.24 W
性能表現	94.02 分	94.97 分	94.99 分	95.62 分	96.07 分

(c)

變動因子 α 量測項目	11/16	12/16	13/16	14/16	15/16
上升時間	0.6 秒	0.6 秒	0.6 秒	0.6 秒	0.6 秒
穩定時間	2 秒	2.2 秒	2 秒	2 秒	1.8 秒
穩態平均功率	259.19 W	259.21 W	259.19 W	259.21 W	259.21 W
穩態追蹤精確度	99.99 %	100 %	99.99 %	100 %	100 %
追蹤電能損失	446.36 J	452.01 J	428.15 J	412.22 J	412.69 J
平均追蹤功率損失	8.93 W	9.04 W	8.56 W	8.24 W	8.25 W
性能表現	96.50 分	96.29 分	96.53 分	95.57 分	96.77 分

除此之外，本文提出之決定型杜鵑鳥搜尋法亦可使用於部分遮蔽之情況，因其擁有粒子群演算法之精神，利用分散之粒子點逐步搜尋最大功率點之特性，即可增加其命中全區域之最大功率點之機率，故本文於模擬時，亦把部分遮蔽之情況考慮於比較中，由於本文選用 5 個太陽能電池進行串聯，每個照度最小相差 $100\text{W}/\text{m}^2$ 且考慮照度不重複之情況，利用式(6-2)之公式，可計算出本系統共有 $252(C_5^{10})$ 不同種遮蔽情況。

$$C_k^n = \frac{n!}{(n-k)!k!} \quad (6-2)$$

本文針對 252 種不同之遮蔽情況進行模擬，整理出 252 種遮蔽情況模擬結果圖，如圖 6.6 所示可得知於均勻照度下最佳性能表現之變動因子 α 為 $15/16$ 於 252 種遮蔽情況模擬結果不盡理想，反觀變動因子 α 為 $9/16$ 時，其命中率高達 249 次，僅有 3 種遮蔽情況無法成功命中全區域之最大功率點，由於實際應用環境無法滿足全時均能處於均勻照度，故本文將部分遮蔽情況加入評估考量，最後選用將變動因子 α 設為 $9/16$ 來實際實現並與其他方法進行比較及分析，其追蹤波形模擬圖如圖 6.7 所示。

252種遮蔽情況之成功命中率

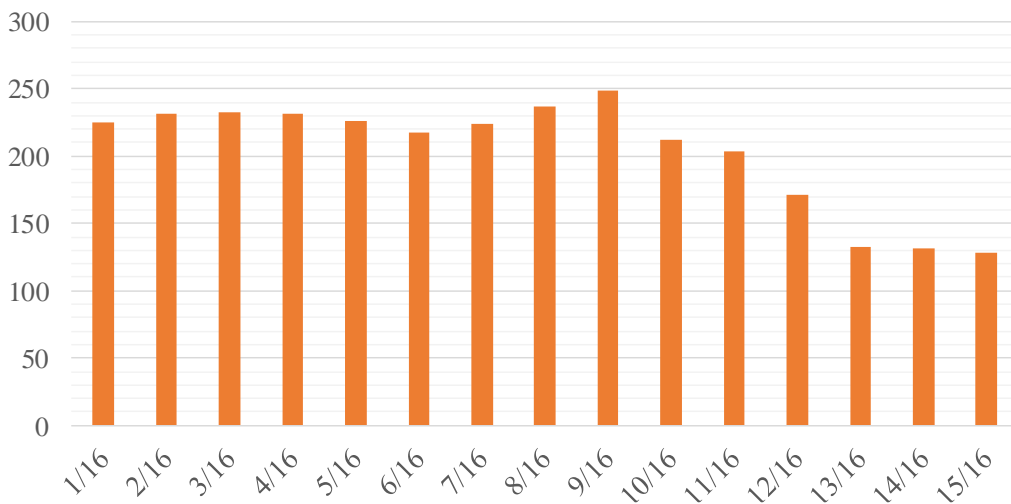


圖 6.6 決定型杜鵑鳥搜尋法之 252 種遮蔽情況模擬結果圖

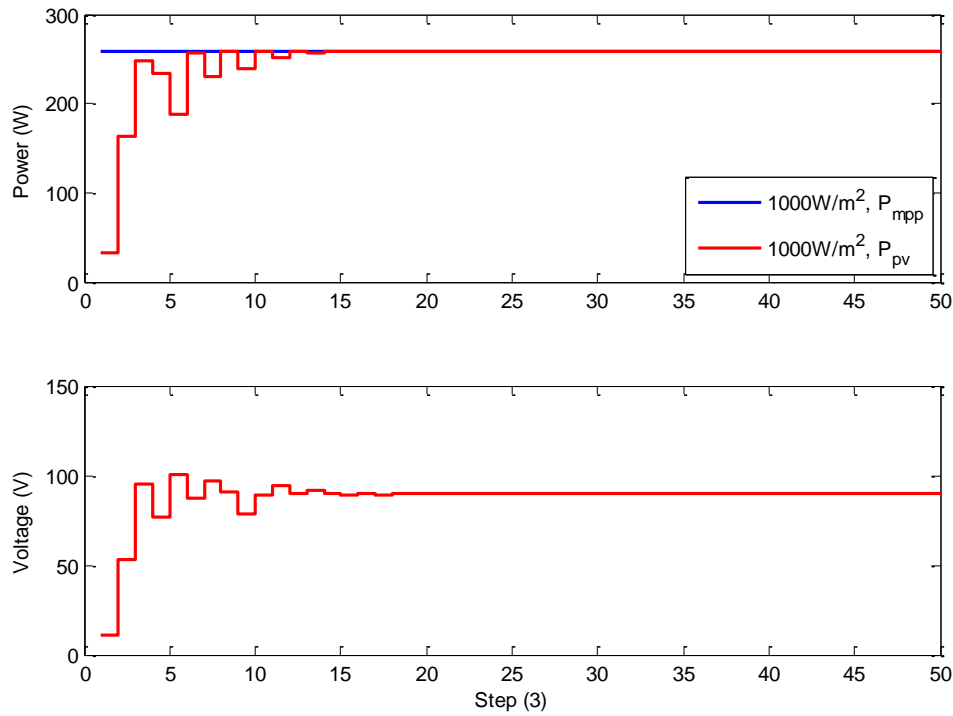


圖 6.7 決定型杜鵑鳥搜尋法於變動因子 α 為 9/16 追蹤波形模擬圖

6.3.4 模擬結果比較及分析

本小節將本文所模擬各種演算法之結果及優缺點列表於表 6.8，由此表可知擾動觀察法實現容易且結構簡單，但其步階設計須考慮權衡問題，而文獻中提出之三種變動步階式控制演算法皆解決了固定步階式擾動觀察法的權衡問題，也因此獲得良好之穩態響應，但卻會增加程式運算之複雜度，同時無法解決擾動觀察法於部分遮蔽情況下被限制於區域最大功率點，而導致錯追現象發生之問題，而本文所提出之決定型杜鵑鳥搜尋法不僅解決固定步階式擾動觀察法之設計權衡問題，亦成功達到部分遮蔽之全區域最大功率高命中率，其唯一缺點同時也是所有演算法之缺點，即為無法適用於各種太陽能電池曲線，即變動因子 α 需依照系統特性進行模擬方能尋找到適用於該系統之最佳值。

表 6.8 各演算法之比較表

方法	性能表現	優點	缺點
固定步階式擾動觀察法	82.97 分	1. 易實現 2. 程式架構簡單	1. 步階設計權衡問題 2. 無法適用部分遮蔽情況
變動步階式擾動觀察法	89.42 分	1. 快速之暫態響應 2. 穩定之穩態響應	1. 運算複雜度增加 2. M 比例因子設計不易 3. 設計僅適用特定曲線 4. 無法適用部分遮蔽情況
數位 PI 控制擾動觀察法	89.41 分	1. 方便調整參數 2. 系統穩定性高	1. 積分飽和之問題 2. 運算複雜 3. 設計僅適用特定曲線 4. 無法適用部分遮蔽情況
自適應變動步階式增量電導法	89.37 分	1. 集結變動步階式擾動觀察法之優點 2. 可隨意從兩側追蹤	1. 運算複雜 2. 設計僅適用特定曲線 3. 無法適用部分遮蔽情況
決定型杜鵑鳥搜尋法	95.62 分	1. 架構簡單、易實現 2. 快速之暫態響應 3. 穩定之穩態響應 4. 適用部分遮蔽情況	1. 設計僅適用特定曲線

6.4 太陽能最大功率追蹤系統實測

本文實測與模擬環境條件相同，各演算法之程式皆以 0.2 秒更新一次最大功率追蹤命令進行實測，其中固定步階式擾動觀察法與變動步階式擾動觀察法僅測試一般均勻照度(Standard Test Condition, STC)情況，而本文所提出之決定型杜鵑鳥搜尋法將增加 EN50530 照度變化測試及部分遮蔽情況測試。

6.4.1 固定步階式擾動觀察法實測

由 6.3.1 小節模擬結果得知選用電壓變動命令 $\Delta V_{cmd} = 3 \text{ V}$ 時固定步階式擾動觀察法性能表現最佳，故本文將電壓變動命令 ΔV_{cmd} 設為 3 V 來進行實測，演算法實測波形及其放大版如圖 6.8 及圖 6.9 所示。實測之上升時間為 4.6 秒，穩定時間為 5.6 秒，本文使用 Tektronix MSO2024 示波器來記錄太陽能電池輸出電壓、電流及功率波形，並利用 Tektronix 所推出之 Open Choice Desktop 應用程式將示波器上之各波形資料點記錄下來，依照 6.2 節之量測準則，列出各項目之數據，其穩態平均功率為 249.61 W，穩態追蹤功率精確度為 98.92%，追蹤電能損失為 2082.49 J，平均追蹤功率損失為 41.65 W。

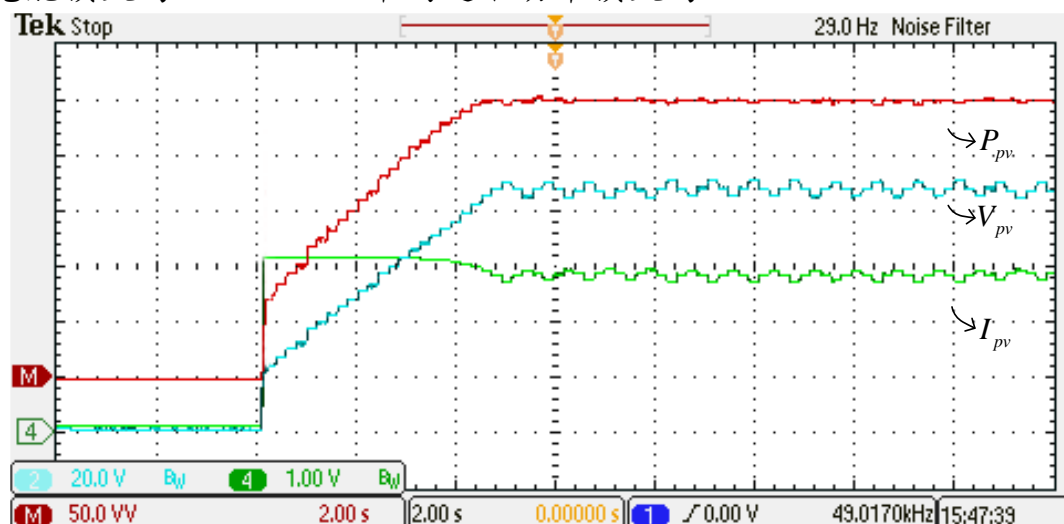


圖 6.8 固定步階式擾動觀察法實測追蹤波形圖

(Ch2:20V/div ; Ch4:1.0A/div ; Math:(Ch2*Ch4) 50W/div ; Time:2 s)

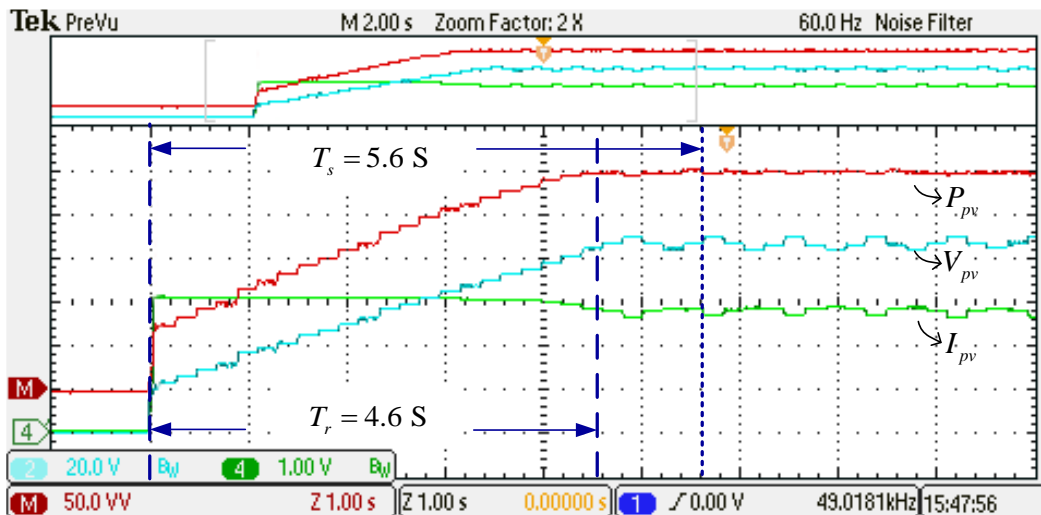


圖 6.9 固定步階式擾動觀察法實測追蹤波形放大圖

(Ch2:20V/div ; Ch4:1.0A/div ; Math:(Ch2*Ch4) 50W/div ; Time:1 s)

6.4.2 變動步階式擾動觀察法實測

依據 6.3.2 小節模擬結果，採用最佳性能表現之變動步階式擾動觀察法，其比例因子 M 設計值為 0.17 來進行實際測試，其實測追蹤波形及放大圖如圖 6.10 及圖 6.11 所示。實測結果顯示變動步階式擾動觀察法上升時間 2.8 秒，穩定時間為 3.4 秒，穩態平均功率為 249.8 W，穩態追蹤功率精確度為 99.4%，追蹤電能損失為 1092.89 J，平均追蹤功率損失為 21.86 W。

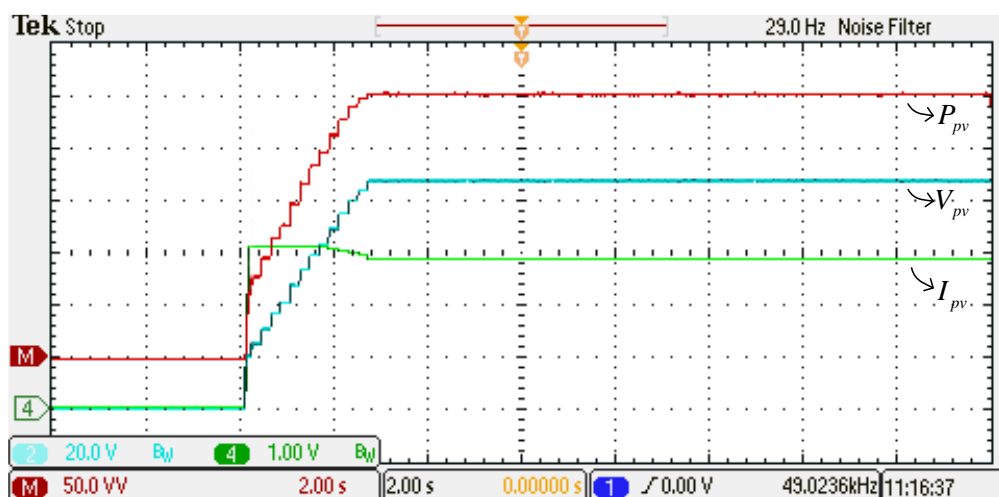


圖 6.10 變動步階式擾動觀察法實測追蹤波形圖

(Ch2:20V/div ; Ch4:1.0A/div ; Math:(Ch2*Ch4) 50W/div ; Time:2 s)

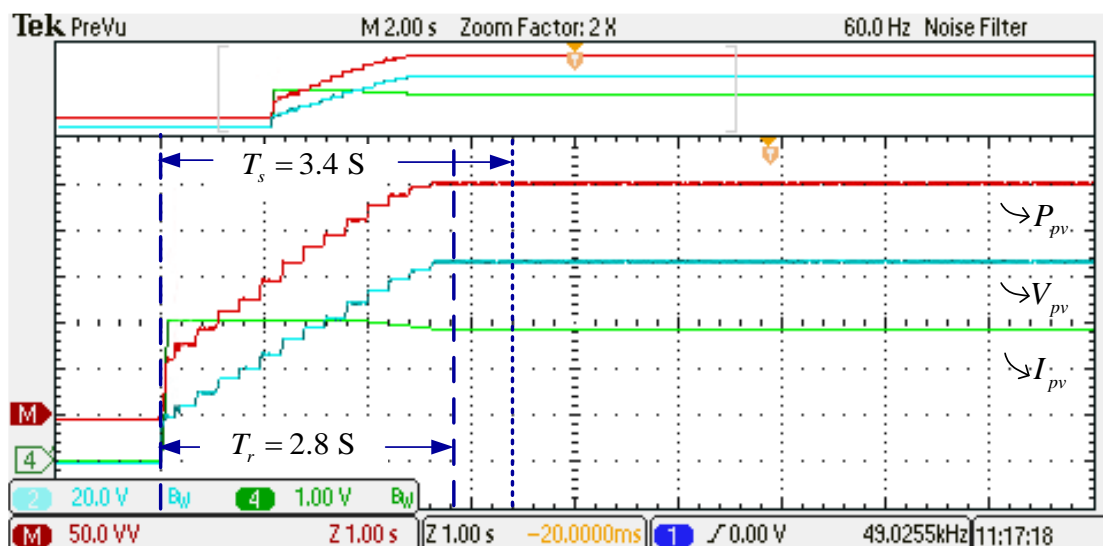


圖 6.11 變動步階式擾動觀察法實測追蹤波形放大圖

(Ch2:20V/div ; Ch4:1.0A/div ; Math:(Ch2*Ch4) 50W/div ; Time:1 s)

6.4.3 決定型杜鵑鳥搜尋法實測

本文將決定型杜鵑鳥搜尋法實測分為三大部分，第一部分測試方法與前一小節兩種演算法相同，為一般均勻照度實測，第二部分將採用 EN50530 測試標準來針對照度變化進行實測，最後一部分則進行部分遮蔽實測。

6.4.3.1 一般均勻照度實測

本文使用 6.3.3 模擬結果所得最佳變動因子 α 設計值 9/16 進行一般均勻照度實測，其實測追蹤波形圖如下圖 6.12 所示。實測之上升時間 1.8 秒，穩定時間為 3 秒，穩態平均功率為 251.16 W，穩態追蹤功率精確度為 99.94%，追蹤電能損失為 502.62 J，平均追蹤功率損失為 10.05 W。

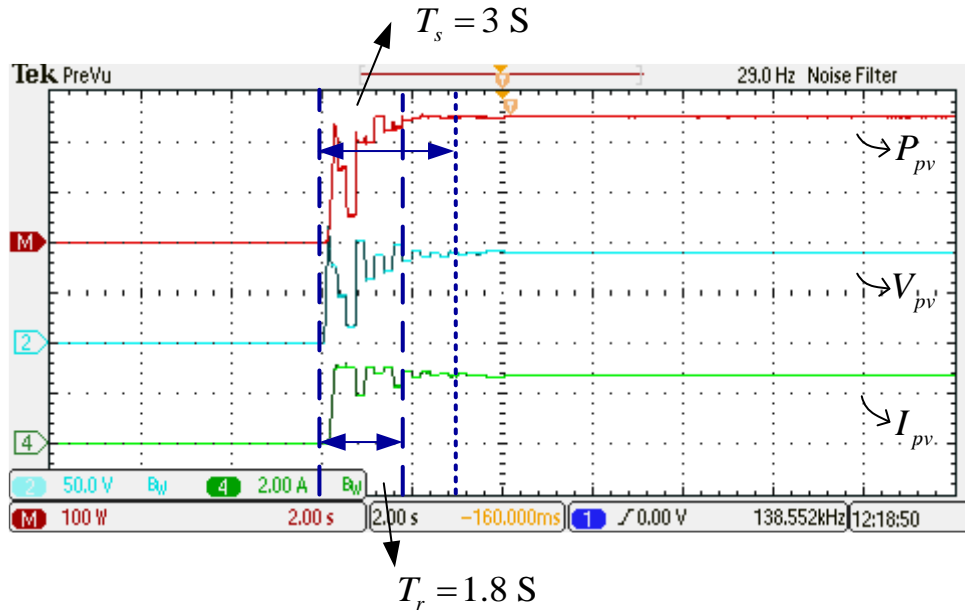
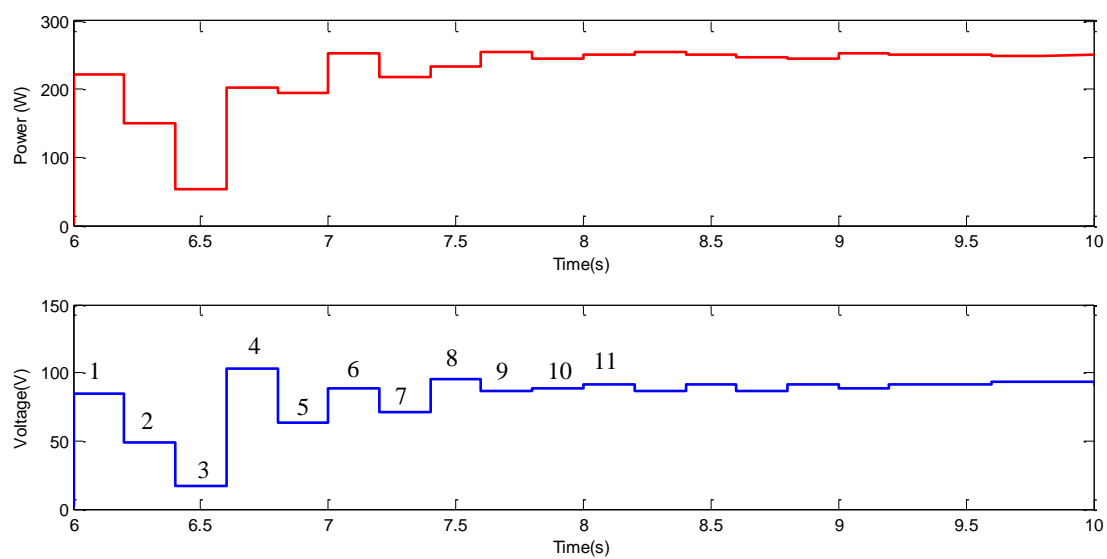


圖 6.12 決定型杜鵑鳥搜尋法於一般均勻照度實測追蹤波形圖
(Ch2:50V/div ; Ch4:2.0A/div ; Math:(Ch2*Ch4)50W/div ; Time:2 s)

本文利用模擬軟體 MATLAB 將圖 6.12 波形放大顯示以利分析及探討，放大圖如圖 6.13 所示，其中電壓-時間追蹤波形圖之步數標示可與圖 6.14 數字點連結，可依此判斷本文所提方法是否正確。由圖 6.13 可得知初始 1、2、3 點為初始粒子點設定，其為設置於 0.85、0.5 及 0.15 倍的開路電壓值，於圖 6.14 可看出一開始就形成一斜直線，依據 5.6.2 小節所介紹，當發生此情況需進行換邊作業，故可於圖 6.13 中第 4 及第 5 點之變化看出此時系統將保留第 1 點位置，並繼續將各操作點往第 6 點位置移動，於搜尋至第 6、7、1 點時又可於圖 6.14 看出此時各功率點呈現一斜直線，需進行換邊作業，故可於圖 6.13 第 8 及第 9 點變化看出，此時系統將目前最大功率點由第 1 點位置換至第 6 點位置，並繼續將各操作點往第 6 點位置移動，依照前述之程序持續進行即可完成最大功率追蹤。



變化順序：1,2,3 $\xrightarrow{\text{換邊}}$ 4,1,5 \rightarrow 6,1,7 $\xrightarrow{\text{換邊}}$ 8,6,9 \rightarrow 11,6,10

圖 6.13 決定型杜鵑鳥搜尋法於一般均勻照度實測追蹤波形放大圖

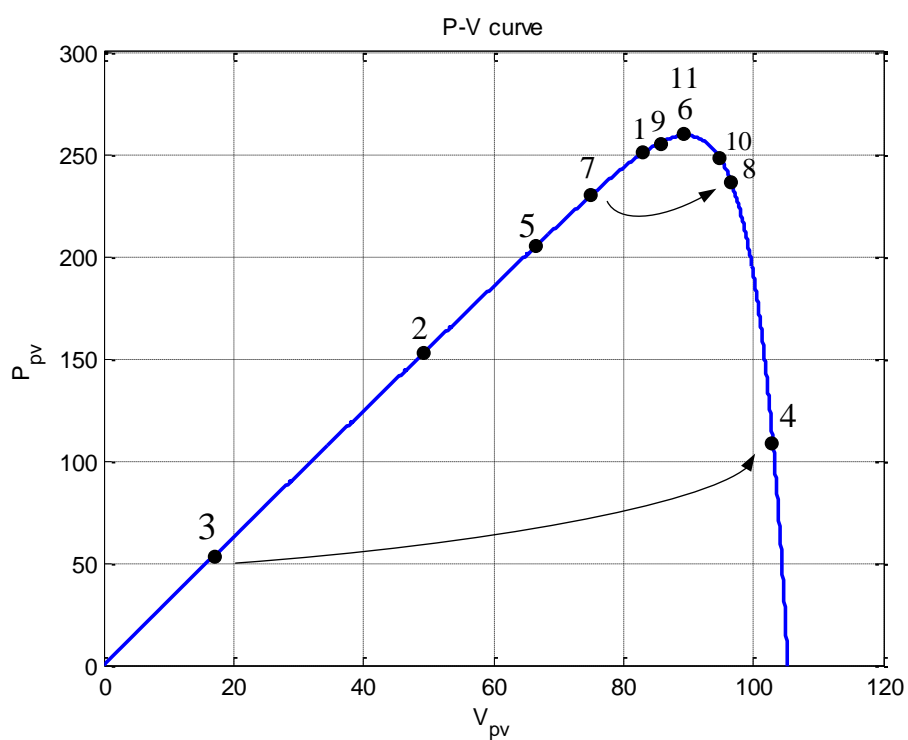


圖 6.14 決定型杜鵑鳥搜尋法於一般均勻照度實測步數變化圖

6.4.3.2 EN50530 照度變化標準實測

EN50530 照度變化測試標準其示意圖如下圖 6.15 所示， $A/BH/C/DL$ 為 EN50530 模式表示方式，其中 A 表示每秒上升之斜率，B 表示高平台之穩定秒數，C 表示每秒下降之斜率，D 表示低平台之穩定秒數。

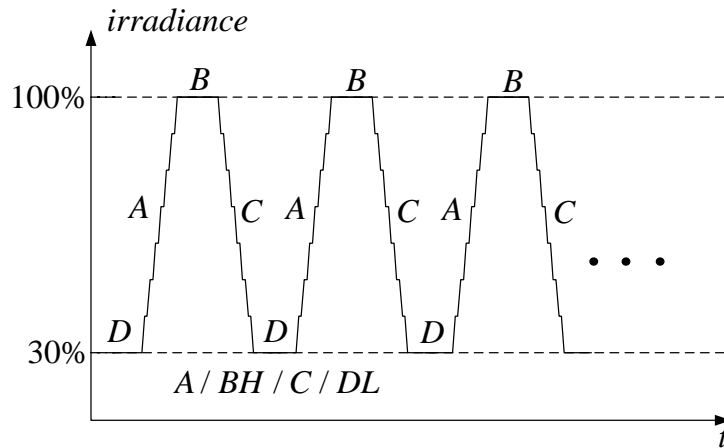


圖 6.15 EN50530 照度變化標準示意圖

本文選用 7/10H/7/10L 來進行實測，其為 EN50530 中變化最快速之規格，利用 TerraSAS Solar Array Simulator 人機操作介面建立 EN50530 7/10H/7/10L 照度變化圖如下圖 6.16 所示。

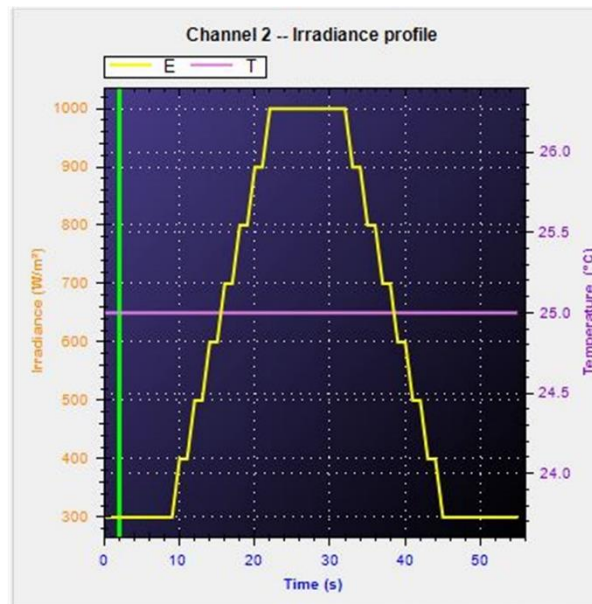


圖 6.16 EN50530 7/10H/7/10L 照度變化圖

利用 EN50530 7/10H/7/10L 照度變化圖進行實測，由於示波器所紀錄時間解析度之關係將導致無法觀察其追蹤波形之變化，本文將示波器上之電壓、電流及功率值記錄下來，並利用 MATLAB 模擬軟體將其追蹤波形重新繪製於圖 6.17。如圖 6.17 所見，決定型杜鵑鳥搜尋法於 EN50530 7/10H/7/10L 模式下，照度由 300 W/m^2 至 1000 W/m^2 之間照度變化後穩定時間僅維持於 1 秒，導致決定型杜鵑鳥搜尋法其粒子點還沒滿足收斂至最大功率點條件就再次改變照度，但由圖 6.17 可得知只要演算法程式還沒收斂，都可成功追至最大功率點位置附近。初始 300 W/m^2 、 1000 W/m^2 及最後降為 300 W/m^2 穩態後追蹤表現圖如圖 6.18(a)、(b)及(c)所示，於初始 300 W/m^2 時，其穩態追蹤精度為 99.84%，上升至 1000 W/m^2 時，其穩態追蹤精確度為 99.24%，而最後降為 300 W/m^2 時，其穩態追蹤精確度為 99.81%。

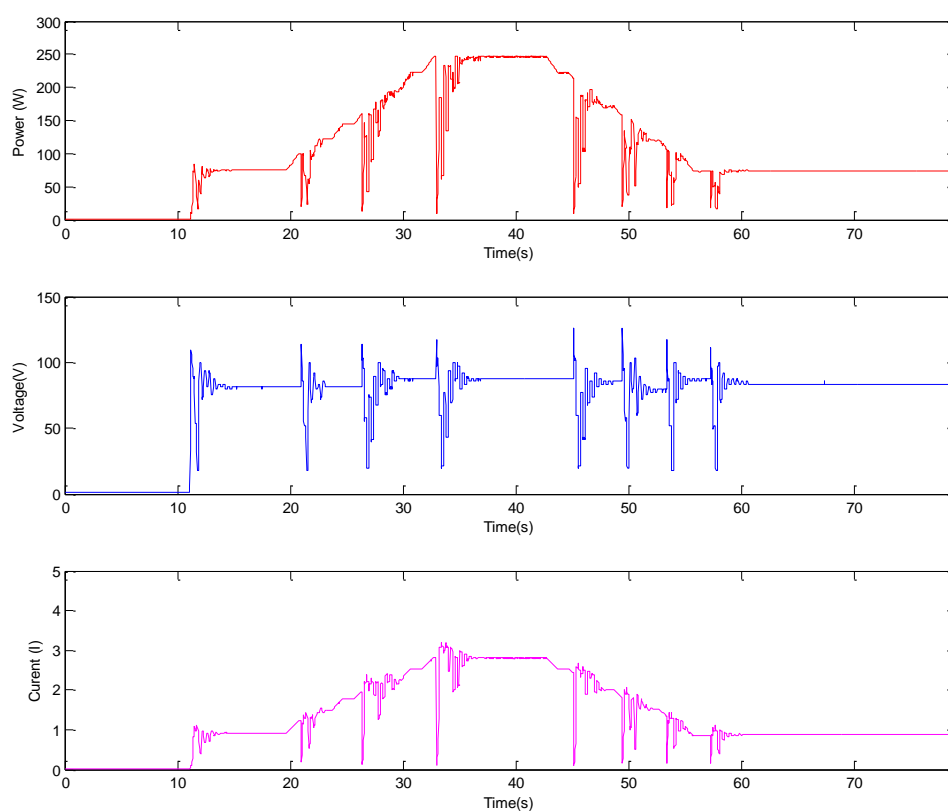
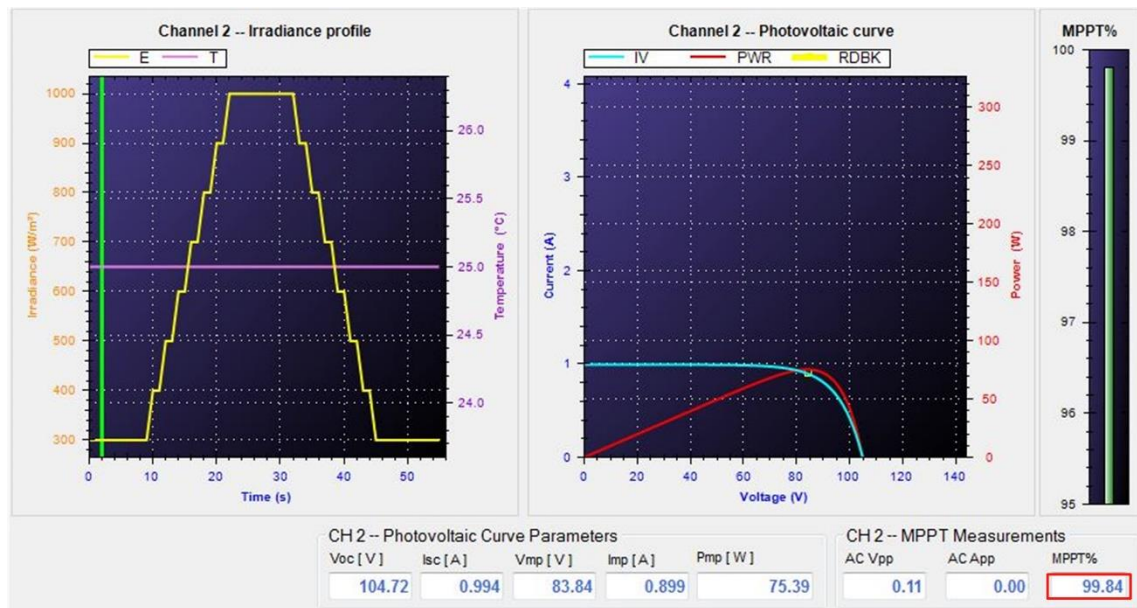
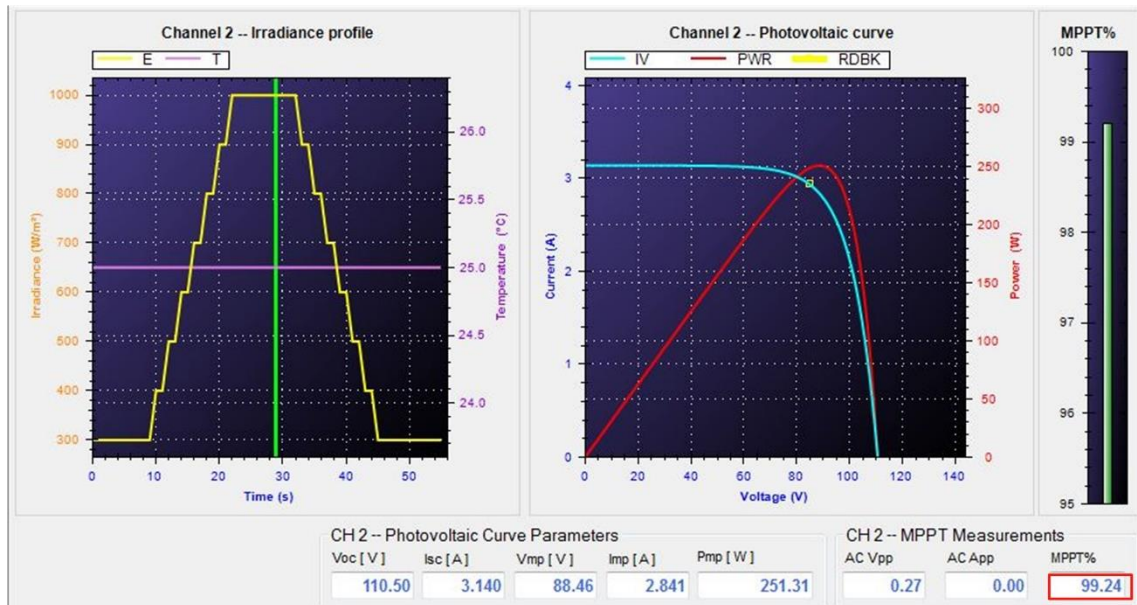


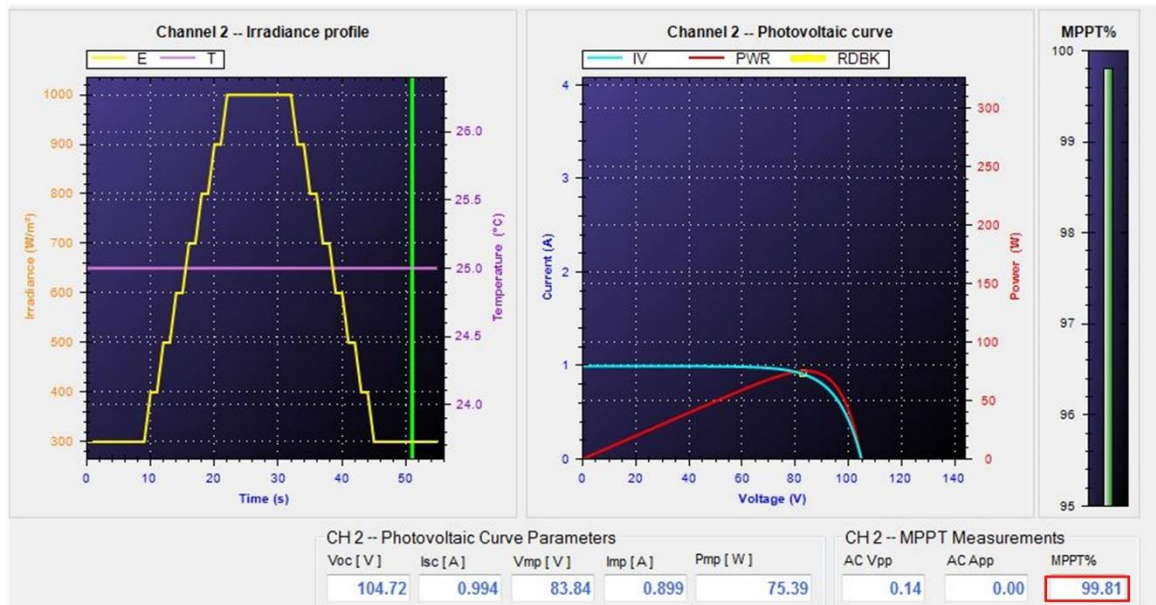
圖 6.17 決定型杜鵑鳥搜尋法 EN50530 7/10H/7/10L 實測追蹤波形圖



(a)



(b)



(c)

圖 6.18 決定型杜鵑鳥搜尋法 EN50530 實測

(a) 初始照度於 $300 \text{ W} / \text{m}^2$ 追蹤表現圖

(b) 上升照度於 $1000 \text{ W} / \text{m}^2$ 追蹤表現圖

(c) 下降照度於 $300 \text{ W} / \text{m}^2$ 追蹤表現圖

6.4.3.3 部分遮蔽實測

部分遮蔽情況發生將造成太陽能電池特性曲線出現多個峰值，而峰值之多寡取決於有多少種不同照度層級。本文採用 5 組太陽能電池串聯進行實測，故最極端之情況將會出現五種不同照度層級導致特性曲線形成五個峰值點。因此，本文擬選用全域最大功率點位於最左端、最右端以及中間位置進行實測以驗證本文所提出方法處理部分遮蔽現象之能力，但因本文所採用之太陽能電池規格關係無法建立出全域最大功率點位於第一峰之情況，故本文最後選用全域最大功率點位於第二峰、第三峰及第五峰位置進行實際測試。

當五個太陽能電池照度分別為 $100\text{W}/\text{m}^2$ 、 $200\text{W}/\text{m}^2$ 、 $300\text{W}/\text{m}^2$ 、 $500\text{W}/\text{m}^2$ 及 $900\text{W}/\text{m}^2$ 時全域最大功率點將會出現於第二峰位置，全域最大功率點於第二峰位置之實測太陽能電池特性曲線圖如圖 6.19 所示，其最大功率 P_{mpp} 為 56.18 W，最大功率之電壓點 V_{mpp} 為 36.54 V，最大功率之電流點 I_{mpp} 為 1.537 A。

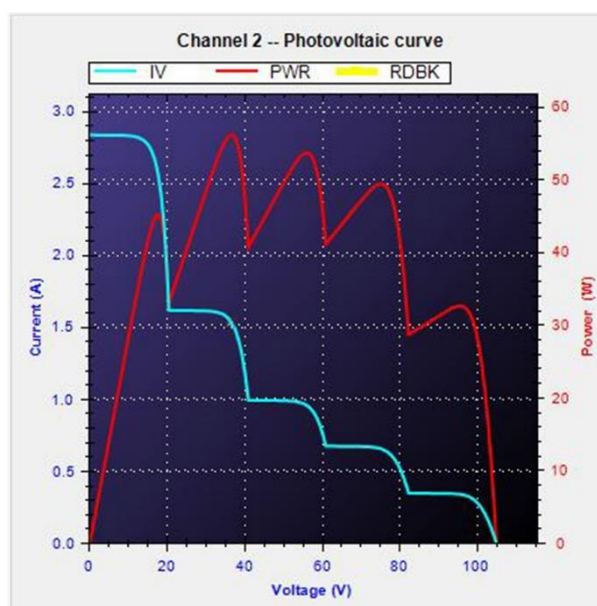


圖 6.19 第二峰為全域最大功率點之特性曲線圖

實驗之追蹤波形圖如圖 6.20，其放大圖如圖 6.21 所示，其中電壓-時間追蹤波形圖之步數標示可與圖 6.22 數字點連結，可得知初始 1、2、3 點為初始粒子點設定，其為設置於 0.85、0.5 及 0.15 倍的開路電壓值，其中第 2 點為三者中之最大值，故第 1、3 點朝第 2 點位置移動形成第 4、5 點位置，接著將第 2、4、5 點進行分析，可得知第 5 點為最大點且為三點之最左側，因此需進行換邊動作，將第 5 點設定為最大點位置，將三者中最小點第 4 點位置換至最大點位置之另一側即達成換邊動作，而第 2 點則繼續朝著最大點第 5 點位置移動，之後持續上述動作即可追蹤至全域之最大功率點位置，達成全域最大功率追蹤之目的，由圖 6.23 中可看到收斂後追蹤精確度為 99.83%。

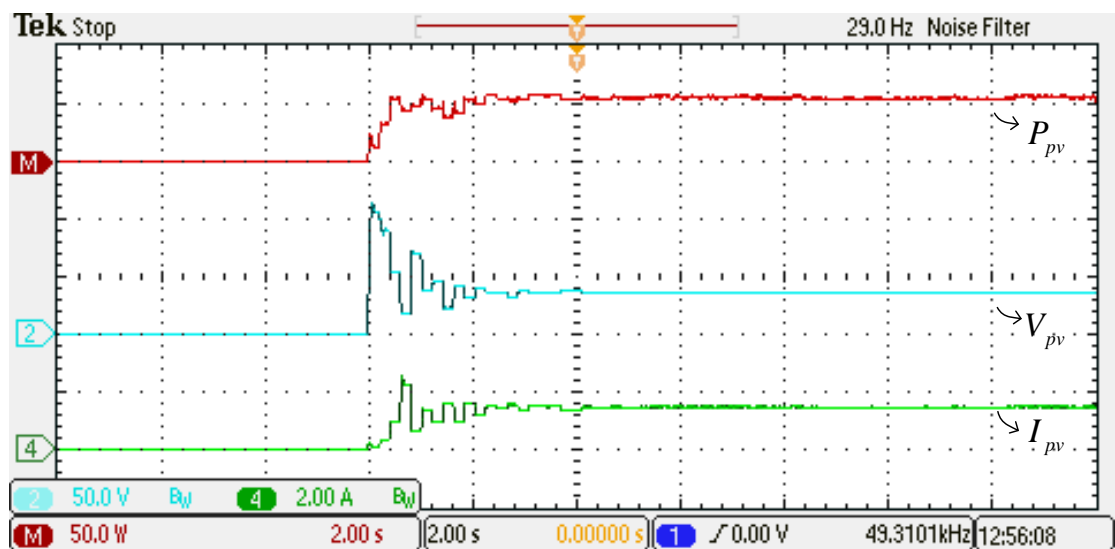
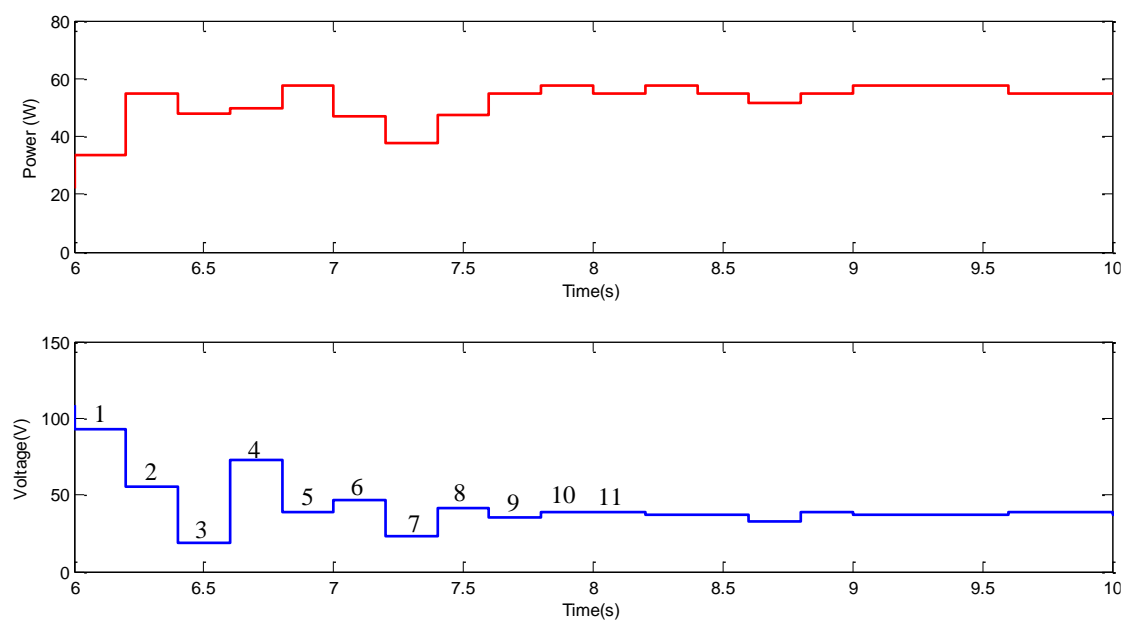


圖 6.20 第二峰為全域最大功率點之追蹤波形圖

(Ch2:50V/div ; Ch4:2.0A/div ; Math:(Ch2*Ch4)50W/div ; Time:2 s)



換
邊

變化順序：1,2,3 → 4,2,5 → 6,5,7 → 8,5,9 → 11,5,10

圖 6.21 第二峰為全域最大功率點之追蹤波形放大圖

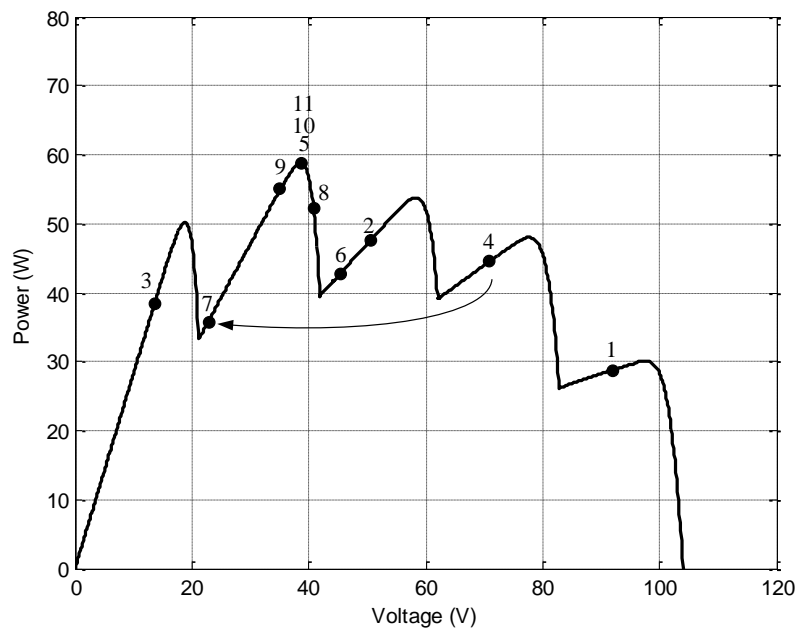


圖 6.22 第二峰為全域最大功率點之實測步數變化圖

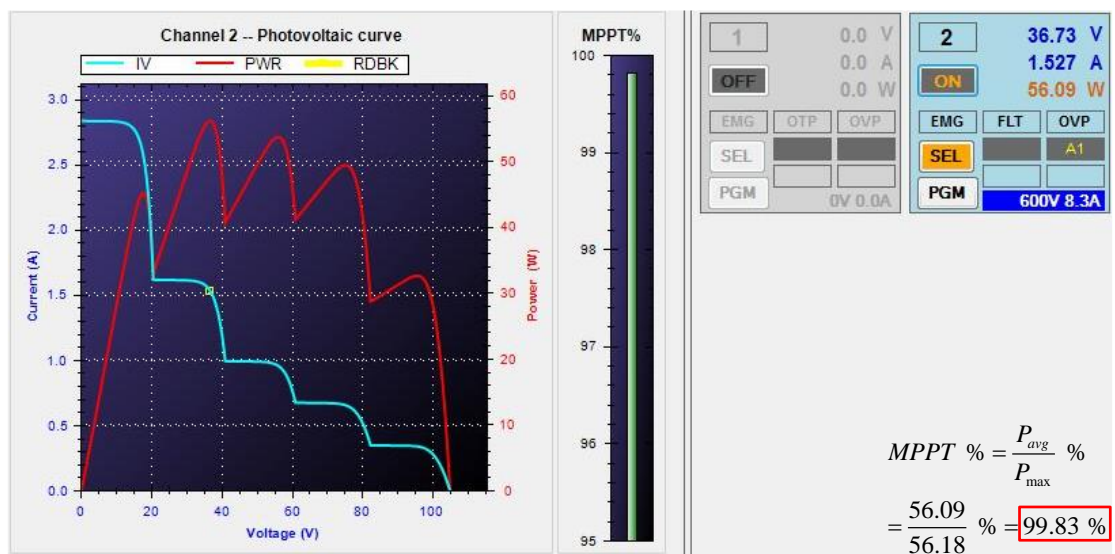


圖 6.23 第二峰為全域最大功率點之實測圖

當五個太陽能電池照度分別為 $100\text{W}/\text{m}^2$ 、 $200\text{W}/\text{m}^2$ 、 $400\text{W}/\text{m}^2$ 、 $500\text{W}/\text{m}^2$ 及 $700\text{W}/\text{m}^2$ 時全域最大功率點將會出現於第三峰位置，全域最大功率點出現於第三峰位置之實測太陽能電池特性曲線圖如圖 6.24 所示，其最大功率 P_{mpp} 為 68.28 W，最大功率之電壓點 V_{mpp} 為 54.23 V，最大功率之電流點 I_{mpp} 為 1.259 A。

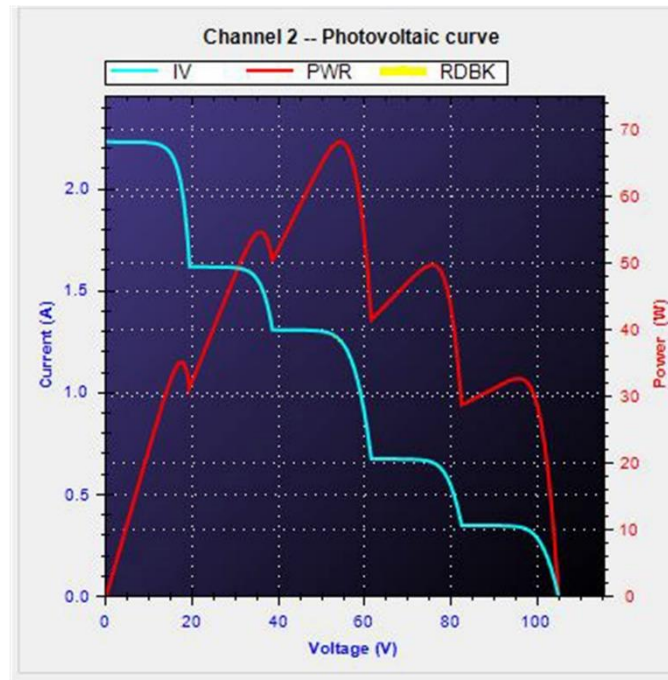


圖 6.24 第三峰為全域最大功率點之特性曲線圖

實驗之追蹤波形圖如圖 6.25，其放大圖如圖 6.26 所示，其中電壓-時間追蹤波形圖之步數標示可與圖 6.27 數字點連結，可得知初始 1、2、3 點為初始粒子點設定，其為設置於 0.85、0.5 及 0.15 倍的開路電壓值，由於此情況於初始就成功追至全域最大功率點位置附近，故之後的每一步都將朝向第 2 點移動直到收斂，達成全域最大功率追蹤之目的，由圖 6.28 中可看到收斂後追蹤精確度為 99.87%。

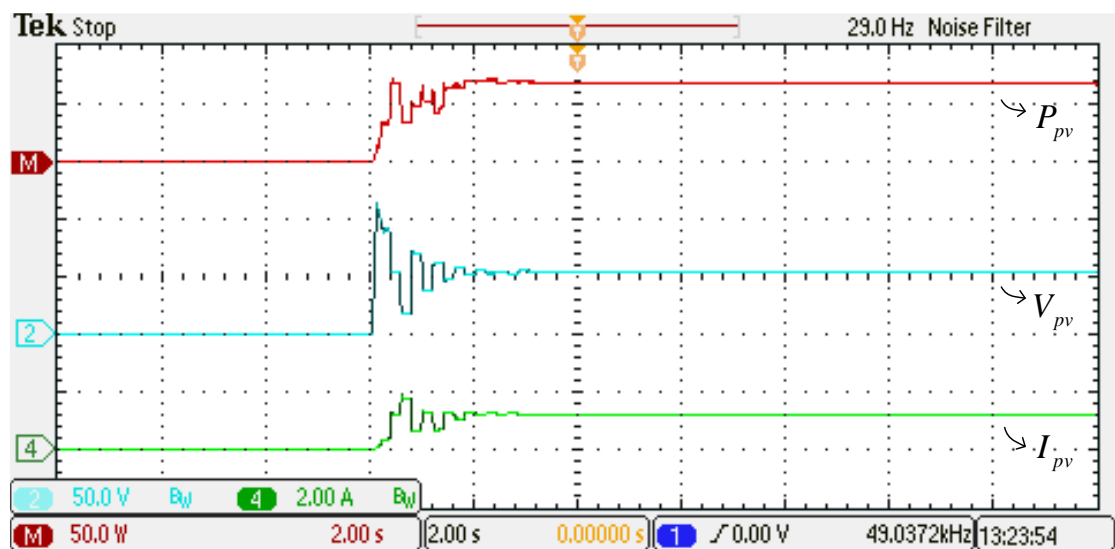
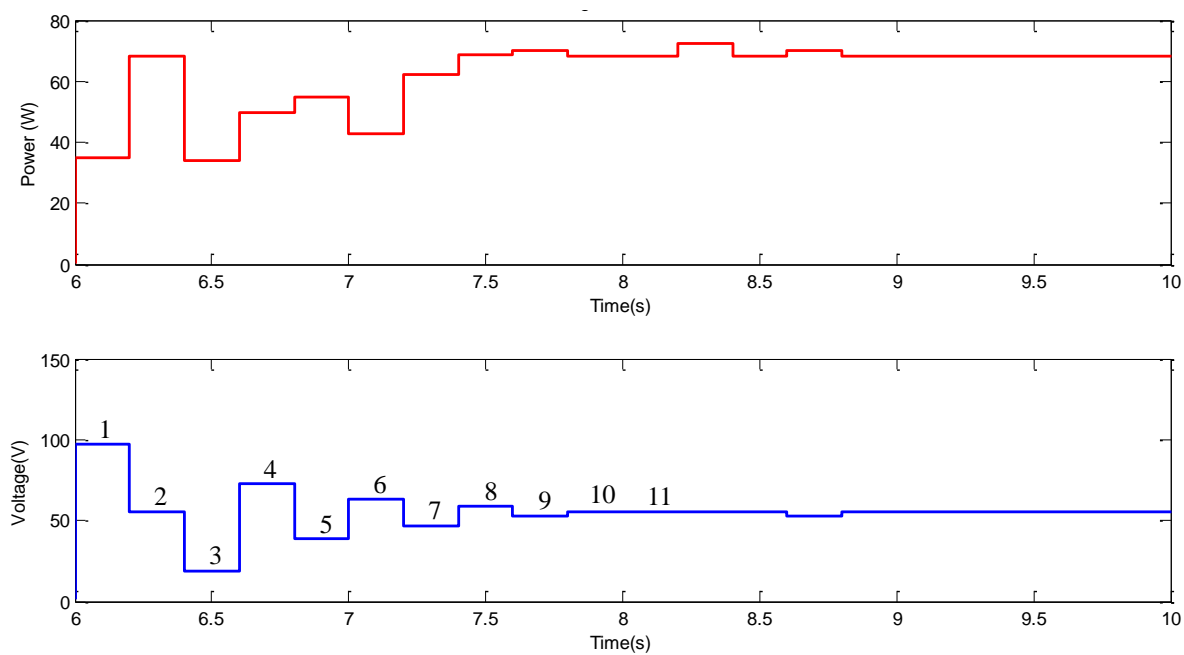


圖 6.25 第三峰為全域最大功率點之追蹤波形圖

(Ch2:50V/div ; Ch4:2.0A/div ; Math:(Ch2*Ch4)50W/div ; Time:2 s)



變化順序：1,2,3 → 4,2,5 → 6,2,7 → 8,2,9 → 11,2,10

圖 6.26 第三峰為全域最大功率點之追蹤波形放大圖

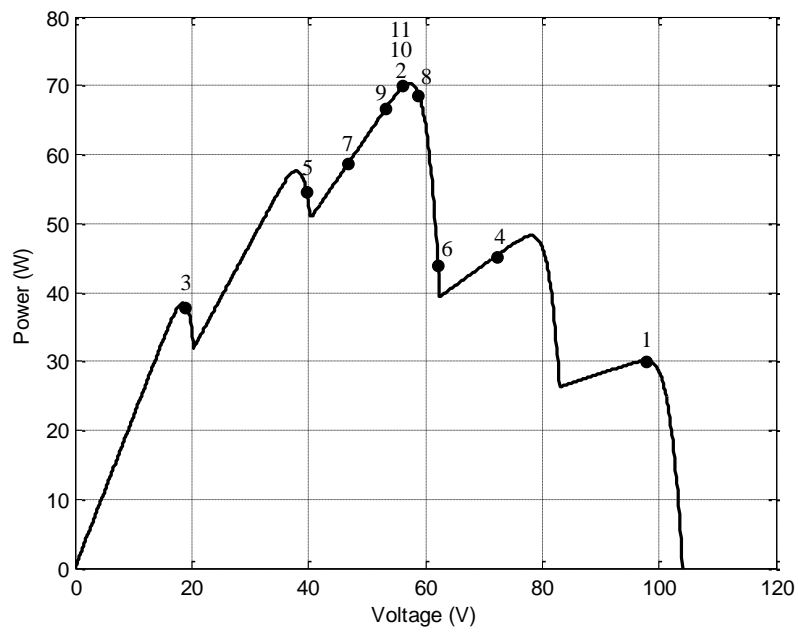


圖 6.27 第三峰為全域最大功率點之實測步數變化圖

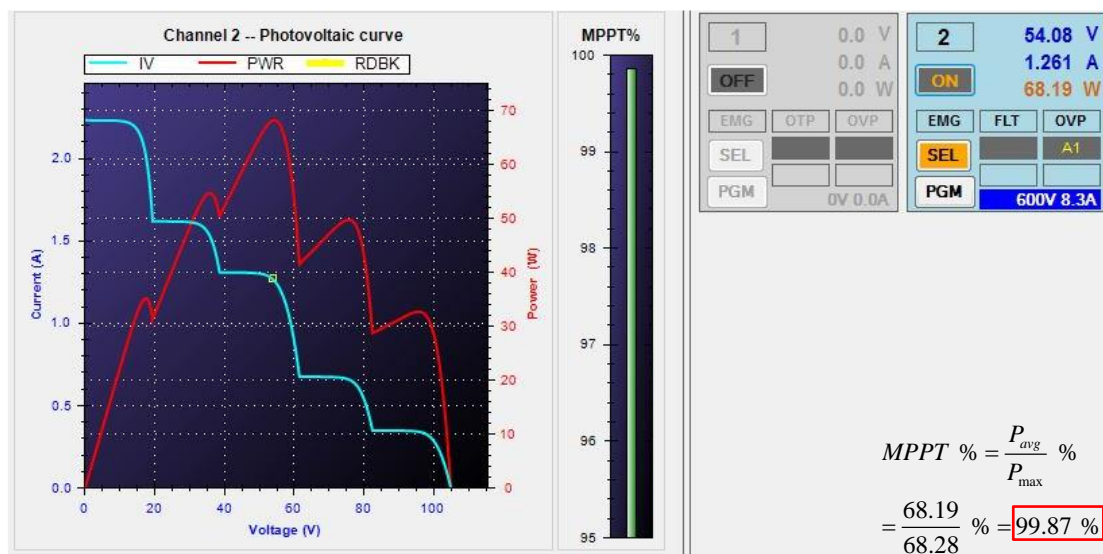


圖 6.28 第三峰為全域最大功率點之實測圖

當五個太陽能電池照度分別為 $400\text{W}/\text{m}^2$ 、 $500\text{W}/\text{m}^2$ 、 $600\text{W}/\text{m}^2$ 、 $800\text{W}/\text{m}^2$ 及 $900\text{W}/\text{m}^2$ 時全域最大功率點將會出現於第五峰位置，全域最大功率點出現於第五峰位置之實測太陽能電池特性曲線圖如圖 6.29 所示，其最大功率 P_{mpp} 為 120.28 W ，最大功率之電壓點 V_{mpp} 為 94.02V ，最大功率之電流點 I_{mpp} 為 1.279 A 。

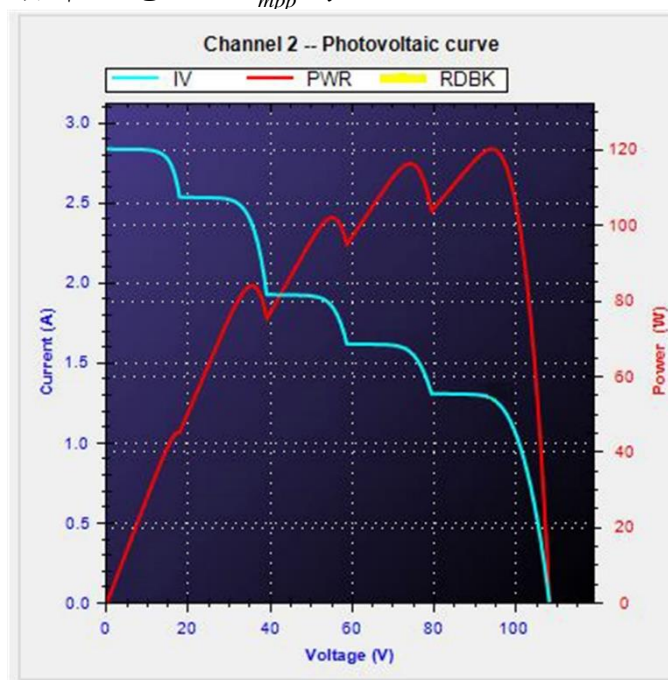


圖 6.29 第五峰為全域最大功率點之特性曲線圖

實驗之追蹤波形圖如圖 6.30，其放大圖如圖 6.31 所示，其中電壓-時間追蹤波形圖之步數標示可與圖 6.32 數字點連結，可得知初始 1、2、3 點為初始粒子點設定，其為設置於 0.85、0.5 及 0.15 倍的開路電壓值，而三者中之最大值為第 1 點且位於最右側，故啟動換邊動作，將第 3 點換至最大值第 1 點之另一側形成第 4 點，第 2 點則朝向最大值第 1 點方向移動形成第 5 點位置，由於第 1 點位置相當靠近全域最大功率點位置，接下來幾次之粒子點移動方向都朝向第 1 點位置漸漸靠近直到當第 8 點功率大於第 1 點時，又再次進行換邊動作，將最小值第 9 點換至最大點之另一側形成第 10 點，而第 1 點則朝著最大值第 8 點移動形成第 11 點，此時程式判斷第 11 點即為全域最大功

率點，故達到全域最大功率追蹤之目的，可於圖 6.33 中可看到收斂後追蹤精確度為 99.83%。

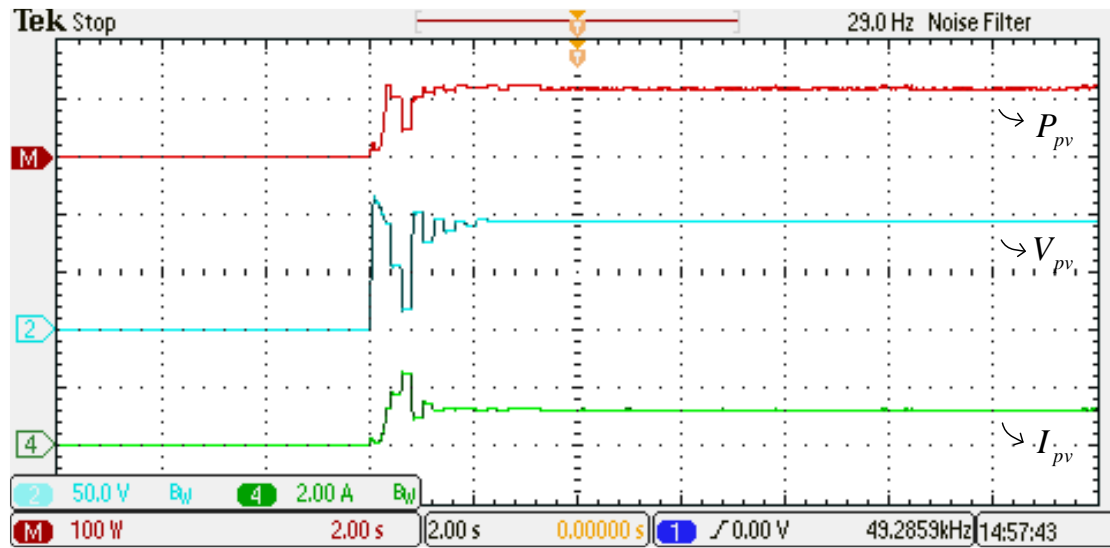
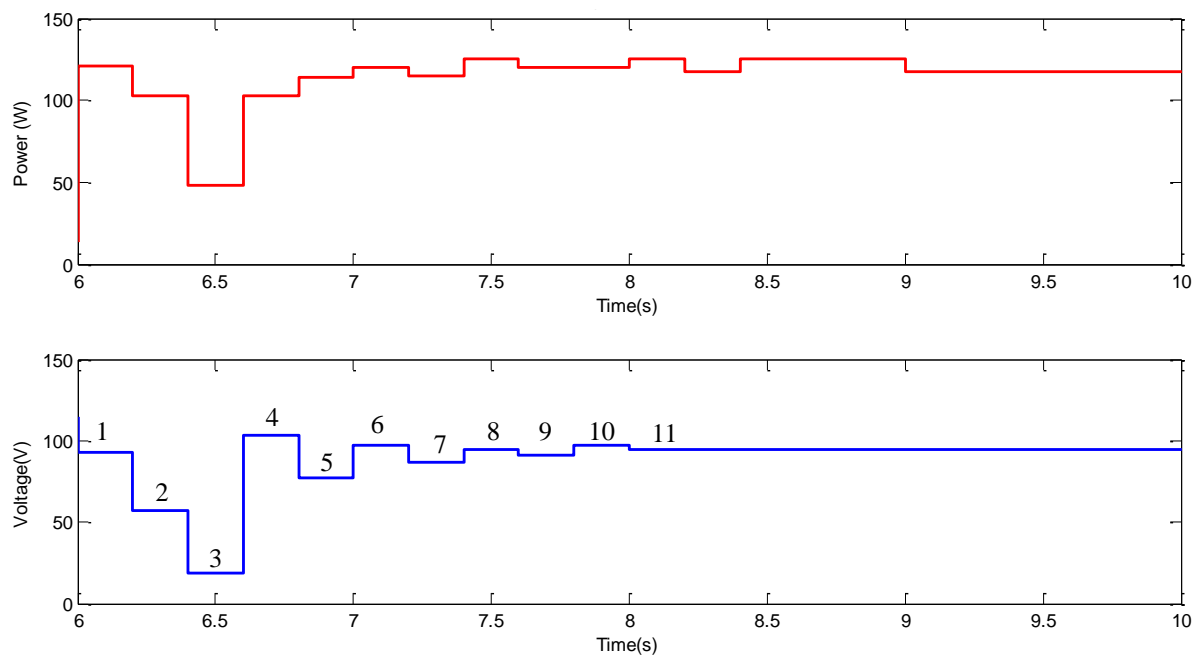


圖 6.30 第五峰為全域最大功率點之追蹤波形圖

(Ch2:50V/div ; Ch4:2.0A/div ; Math:(Ch2*Ch4)100W/div ; Time:2 s)



變化順序：1,2,3 $\xrightarrow{\text{換邊}}$ 4,1,5 \rightarrow 6,1,7 $\xrightarrow{\text{換邊}}$ 8,1,9 \rightarrow 11,8,10

圖 6.31 第五峰為全域最大功率點之追蹤波形放大圖

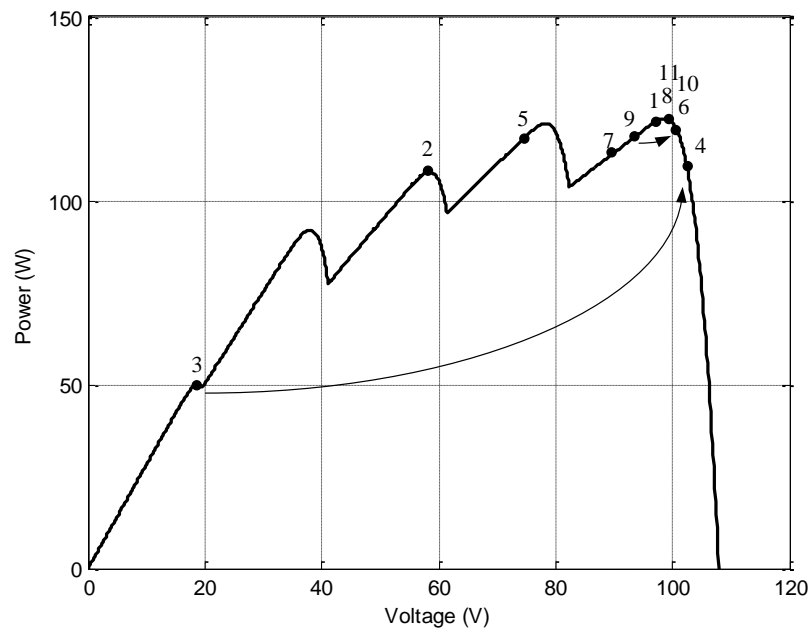


圖 6.32 第五峰為全域最大功率點之實測步數變化圖

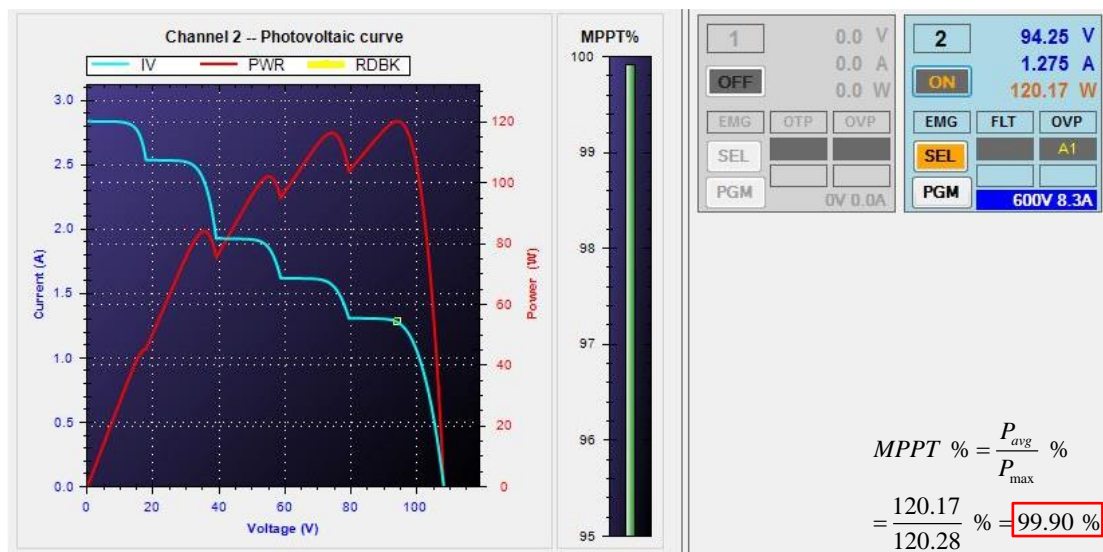


圖 6.33 第五峰為全域最大功率點之實測圖

6.4.4 實驗結果比較及分析

此章節中本文將模擬與實測結果進行比對，將各演算法所得結果促列於表 6.9 至表 6.11，由表中可看出本文實際測試與模擬結果差距甚小，故可驗證本文所模擬數據之正確性。於實際測試結果中，可觀察出固定步階式擾動觀察法由於無法隨著時間調整步階大小而無法同時滿足上升時間短與穩態追蹤精確度高之要求，故固定步階式擾動觀察法之上升時間、穩定時間及穩態追蹤精確度等均劣於其他兩者；而變動步階式擾動觀察法雖然成功克服固定步階式擾動觀察法之權衡問題，但也衍生出步階最大值之設計問題，過大之步階最大值會導致系統不穩定，反之，過小之步階最大值也會造成暫態響應速度過慢之情況，故變動步階式擾動觀察法須一一對各種不同之太陽能電池的電氣規格進行設計，增加設計困難度；而本文所提出之決定型杜鵑鳥搜尋法可解決上述兩種演算法之問題，因此提升各項量測項目之表現。

於暫態表現上，其上升時間相較於固定步階式擾動觀察法降低了 2.8 秒，與變動步階式擾動觀察法相較降低了 0.8 秒；穩定時間相較於固定步階式擾動觀察法降低了 2.6 秒，與變動步階式擾動觀察法相較降低了 0.4 秒，因此得證本文所提之方法擁有快速追蹤之優點。於穩態部分，固定步階式擾動觀察法進入穩態後會於最大功率點附近振盪導致穩態平均功率降低，其穩態平均功率僅有 248.61 W，穩態追蹤精確度為 98.92 %；由於變動步階式擾動觀察法加入可變之步階，大幅降低於最大功率點附近之振盪，與固定步階式擾動觀察法相較，可有效提升穩態追蹤精確度至 99.40 %；本文提出之決定型杜鵑鳥搜尋法穩態追蹤精確度為 99.94 %，與前兩種方法相比各提升 1.02 %與 0.54%，故本文之決定型杜鵑鳥搜尋法有較佳之穩態響應。於追蹤電能損失部分，由於固定步階式擾動觀察法其步階設計須考慮暫態及穩

態響應表現之權衡問題，無法兼顧兩者表現，平均追蹤電能損失較多，而變動步階式擾動觀察法因暫態響應較固定步階式擾動觀察法快，故其平均追蹤電能損失較固定步階式擾動觀察法降低 47.5 %；而本文所提出之決定型杜鵑鳥搜尋法不論暫態及穩態響應均有良好的表現，因此其平均追蹤電能損失為三種方法中最低的，與固定步階式擾動觀察法相比減少 75.87 %，與變動步階式擾動觀察法相比減少 54.02 %，故整體成績表現最佳，也應證了第 6.3.4 小節所述之優點。

表 6.9 固定步階式擾動觀察法之模擬與實測比較表

	模擬結果	實驗結果
上升時間	5 秒	4.6 秒
穩定時間	5.8 秒	5.6 秒
穩態平均功率	257.65 W	248.61 W
穩態追蹤精確度	99.4 %	98.92 %
追蹤電能損失	2933.3 J	2082.49 J
平均追蹤電能損失	58.67 W	41.65 W

表 6.10 變動步階式擾動觀察法之模擬與實測比較表

	模擬結果	實驗結果
上升時間	3.2 秒	2.8 秒
穩定時間	3.8 秒	3.4 秒
穩態平均功率	259.21 W	249.8 W
穩態追蹤精確度	100 %	99.40 %
追蹤電能損失	1787.7 J	1092.89 J
平均追蹤電能損失	35.76 W	21.86 W

表 6.11 決定型杜鵑鳥搜尋法之模擬與實測比較表

	模擬結果	實驗結果
上升時間	0.6 秒	1.8 秒
穩定時間	2.8 秒	3 秒
穩態平均功率	259.21 W	251.16 W
穩態追蹤精確度	100 %	99.94 %
追蹤電能損失	490.61 J	502.62 J
平均追蹤電能損失	9.81 W	10.05 W

第七章 結論與未來展望

7.1 結論

由於杜鵑鳥搜尋法擁有良好之追蹤表現，但其缺點為程式過於錯綜複雜及運算流程需計算亂數導致增加實現之困難度，因此本文提出決定型杜鵑鳥搜尋法，本文採用原方法精神及理念，簡化其程式判斷及運算流程並將其實現於數位訊號處理器中，最後再與目前工業界較常被應用之擾動觀察法方法進行性能比較及評估分析，而擾動觀察法又可細分為固定步階式及變動步階式兩種，故本文於 6.3.4 章節將各種追蹤方法模擬結果進行分析評估各方法之性能表現，於變動步階式法則中選出表現最佳之追蹤方法來進行實測比較。

本文於 6.4 章節選用固定步階式擾動觀察法、變動步階式擾動觀察法及決定型杜鵑鳥搜尋法進行實測及比較分析。依照實測結果可得知擾動觀察法雖然可利用變動步階式來改善其暫態及穩態響應之權衡問題，但與本文所提出之追蹤方法相較，本文之追蹤方法既可應用於部分遮蔽之情況且不論暫態或穩態響應均有良好之表現，因此於上升時間、穩態時間、追蹤電能損失及平均追蹤電能損失方面之表現均為三者中之最佳者，且穩態追蹤精確度更高達 99.94%，與變動步階式相較提升了 0.5%。由上述可知本文所提出之決定型杜鵑鳥搜尋法同時具備快速的暫態響應及高性能的穩態響應，也改善變動步階式無法應用於部分遮蔽之問題，因此本方法可於任何環境下成功達到太陽能電池最大功率追蹤之目的。

7.2 未來展望

本文實現之決定型杜鵑鳥搜尋法，利用三個分散粒子點進行判斷目前最大功率粒子點，且另外兩粒子點利用一固定比例 α 乘以與最大功率粒子點之距離朝向目前最大功率粒子點移動，持續上述程序即可搜尋至最大功率點達到最大功率追蹤之目的，但此方法仍有可改進之處，未來可朝著以下幾點進行改善使此方法更加完整：

1. 當照度改變時，本方法將重新設定原始參數追蹤，此舉動會增加追蹤功率損失及追蹤時間，導致整體性能表現降低，若能針對各式太陽能電池規格因照度改變所產生之變化進行大量模擬，建立出照度改變時之參數設定，應可降低重新追蹤時所產生之追蹤功率損失及追蹤時間，提升照度改變時之暫態響應。
2. 比例因子 α 之大小將影響系統之收斂速度，故本文利用MATLAB 模擬軟體進行模擬尋找出其最佳值，再利用實驗進行驗證，但不同之太陽能電池之電氣規格有著不同之特性曲線，因此會影響最大功率追蹤之成效。為降低每次更換規格時之參數設計時間，可建立數學模型，利用太陽能電池之開路電壓、短路電流、最大功率點電壓及最大功率點電流來計算出適當之比例因子 α 值，以利使用者將此方法應用於各種不同之太陽能發電系統。

參考文獻

- [1] Renewable Energy Policy Network for the 21st Century, Available at: <http://www.ren21.net/>.
- [2] Frankfurt School Fs-Unep Collaborating Centre, Available at: <http://fs-unep-centre.org/>
- [3] F. Liu, S. Duan, F. Liu, B. Liu, and Y. Kang, “A Variable Step Size INC MPPT Method for PV System,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 55, No. 7, pp. 2622-2628, 2008.
- [4] Y. T. Chen, Z. H. Lai, Y. C. Jhang, and R. H. Liang, “A Single-sensor PV System Featuring an Innovative Auto-adjustment Variable Step-size MPPT Method,” *Journal of the Chinese Institute of Engineers*, Vol. 38, No. 7, pp. 866-877, 2015.
- [5] Y. T. Chen, Z. H. Lai, and R. H. Liang, “A Novel Auto-scaling Variable Step-size MPPT Method for a PV System,” *Solar Energy*, Vol. 102, pp. 247-256, 2014.
- [6] S. K. Kollimalla, and M. K. Mishra, “A Novel Adaptive P&O MPPT Algorithm Considering Sudden Change in the Irradiance,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 29, No. 3, pp. 602-610, 2014.
- [7] E. Mamarelis, G. Petrone, and G. Spagnuolo, “A Two-step Algorithm Improving the P&O Steady State MPPT Efficiency,” *Applied Energy*, Vol. 113, pp. 414-421, 2014.
- [8] Y. Jiang, A. Qahouq, and T. A. Haskew, “Adaptive Step Size With Adaptive-Perturbation-Frequency Digital MPPT Controller for a Single –Sensor Photovoltaic Solar System,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 28, No.7, pp. 3195-3205, 2013.
- [9] Y. Hong, S. N. Pham, T. Yoo, K. Chae, K. H. Baek, and Y. S. Kim, “Efficient Maximum Power Point Tracking for a Distributed PV

system under Rapidly Changing Environmental Conditions,” *IEEE Transactions on Power Electronic*, Vol. 30, No. 8, pp. 4209-4218, 2015.

- [10] T. Radjai, L. Rahmani, S. Mekhilef, and J. P. Gaubert, “Implementation of a Modified Incremental Conductance MPPT Algorithm with Direct Control Based on a Fuzzy Duty Cycle Change Estimator Using dSPACE,” *Solar Energy*, Vol. 110, pp. 325-337, 2014.
- [11] 林冠宇, 「獨立型太陽能發電系統用準 Z 源換流器之設計與研製」國立台灣科技大學電機工程系碩士學位論文, 民國 102 年 7 月。
- [12] 齋藤勝裕, 「3 小時讀通太陽能電池」, 世茂出版有限公司, 民國 101 年 5 月。
- [13] 顧鴻濤, 「太陽能電池元件導論：材料、元件、製程、系統」, 全威圖書, 民國 98 年 10 月。
- [14] 翁敏航、楊茹媛、管鴻、晁成虎, 「太陽能電池：原理、元件、材料、製程與檢測技術」, 東華書局, 民國 99 年 5 月。
- [15] H. A. Sher, A. F. Murtaza, K. E. Addoweesh, and M. Chiaberge, “An Intelligent Off-line MPPT Technique for PV Applications,” *IEEE Conference on System Process & Control (ICSPE)*, Kuala Lumpur, Malaysia, pp. 316-320, 2013.
- [16] 黃嘉偉, 「適用於快速變動環境之太陽能最大功率追蹤技術研究」國立台灣科技大學電機工程系博士學位論文, 民國 101 年 7 月。
- [17] 蔡俊嘉, 「非對稱型模糊控制太陽能發電系統最大功率追蹤技術研究」國立台灣科技大學電機工程系碩士學位論文, 民國 102 年 1 月。
- [18] A. M. Atallah, A. Y. Abdelaziz, and R. S. Jumaah, “Implementation of Perturb and Observe MPPT of PV System with Direct Control Method Using Buck and Buck-Boost Converters,” *Emerging Trends in*

Electrical, Electronics & Instrumentation Engineering: An international Journal(EEIEJ), Vol. 1, No. 1, pp. 31-44, 2014.

- [19] N. Femia, G. Petrone, G. Spagnuolo, and M. Vitelli, "Optimization of Perturb and Observe Maximum Power Point Tracking Method," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 20, No.4, pp. 963-973, 2005.
- [20] Y. C. Kuo, T. J. Liang, and J. F. Chen, "Novel Maximum-Power-Point-Tracking Controller for Photovoltaic Energy Conversion System," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol.48, No. 3, pp. 594-601, 2001.
- [21] G. J. Yu, Y. S. Jung, J. Y. Choi, and G. S. Kim, "A Novel Two-Mode MPPT Control Algorithm Based on Comparative Study of Existing Algorithms," *Solar Energy*, Vol. 76, No. 4, pp. 455-463, 2004.
- [22] 王順忠,「電力電子學」,臺灣東華書局股份有限公司,民國 90 年。
- [23] 梁適安,「交換式電源供給器之理論與實務設計」,全華圖書,民國 93 年 10 月。
- [24] R. W. Erickson and D. Maksimovic, "Fundamentals of Power Electronics," 2nd Edition, *Kluwer Academic Publishers*, 2001.
- [25] 江炫樟,「電力電子學」第三版,全華圖書,民國 94 年 8 月。
- [26] A. I. Pressman, K. Billings, and T. Morey, "Switching Power Supply Design," 3 Edition, *McGraw-Hill Professional*, 2009.
- [27] Microchip Technology Inc., "dsPIC33FJ06GS101/X02 and dsPIC33FJ16GSX02/X04," Available at: <http://www.microchip.com>.
- [28] Microchip Technology Inc., "dsPIC30F/33F Programmer's Reference Manual," Available at: <http://www.microchip.com>.
- [29] 曾百由,「數位訊號控制器原理與應用」,宏友圖書開發股份有限公司,民國 98 年 12 月。
- [30] 郭書瑋, "應用於微電網系統之高效能雙向直流/直流轉換器,"

國立台灣科技大學電子工程系博士學位論文, 民國 103 年 5 月.

- [31] A. Pandey, N. Dasgupta, and A. K. Mukerjee, "High-Performance Algorithms for Drift Avoidance and Fast Tracking in Solar MPPT System," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 23, No. 2, pp. 681-689, 2008.
- [32] Q. Mei, M. Shan, L. Liu, and M. Guerrero, "A Novel Improved Variable Step-Size Incremental-Resistance MPPT Method for PV Systems," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 58, No. 6, pp. 2427-2434, 2011.
- [33] S. K. Kollimalla, and M. K. Mishra, "Variable Perturbation Size Adaptive P&O MPPT Algorithm for Sudden Changes in Irradiance," *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, Vol. 5, No. 3, pp. 718-728, 2014.
- [34] C. C. Hua, Y. H. Fang, and W. T. Chen, 'Hybrid Maximum Power Point Tracking Method with Variable Step Size for Photovoltaic Systems," *IET Renewable Power Generation*, Vol. 10, No. 2, pp.127-132, 2016.
- [35] A. K. Abdelsalam, A. M. Massoud, S. Ahmed and P. Enjeti, "High-Performance Adaptive Perturb and Observe MPPT Technique for Photovoltaic-Based Microgrids," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 26, No. 4, pp. 1010–1021, 2011.
- [36] D. Brockmann, and T. Geisel, "Are Human Scanpaths Lévy Flights?," International Conference on Artificial Neural Networks(ICANN), Vol. 1, No.473, pp. 263-268, Edinburgh, Scotland, 1999.
- [37] Y. Teuschl, B. Taborsky, and M. Taborsky, "How Do Cuckoo Find Their Hosts? The Role of Habitat Imprinting," *Animal Behaviour*, Vol. 56, pp. 1425-1433, 1998.
- [38] X. S. Yang, and S. Deb, "Cuckoo Search via Lévy Flights," *Nature*

and Biologically Inspired Computing(NaBIC), Coimbatore, India, pp. 210-214, 2009

- [39] J. Ahmed, and Z. Salam, “A Maximum Power Point Tracking (MPPT) for PV System Using Cuckoo Search with Particle Shading Capability,” *Applied Energy*, Vol. 119, pp. 118-130, 2014.