

國立清華大學

碩士論文

應用於光伏系統之零輸入電流漣波  
邱克轉換器

A Zero Input Current Ripple Ćuk Converter  
for Photovoltaic Systems

系所別：電機工程學系碩士班      組別：電力組

學生姓名：9661507 鄭明杰 (Ming-Chieh Cheng)

指導教授：潘晴財 博士 (Prof. Ching-Tsai Pan)

中華民國九十八年七月

## 摘要

由於有限石化能源及溫室效應之影響，使得各國政府積極發展及推動再生能源，而其中太陽光伏發電系統由於太陽能取之不盡、用之不竭與無震動噪音之優點，所以近年來始終持續很高的成長率。然而由於太陽能電池輸出端電壓會隨日照量強弱而有高低變化，需要一轉換器調控以擷取最大輸出功率。由於邱克轉換器具有可昇/降壓、輸入/輸出電流連續等優點，故本文選用其作為太陽能電池之最大輸出功率控制轉換器。其次，針對切換式電力轉換器固有之電流漣波會造成太陽能電池輸出功率無法保持運轉於最大輸出功率點、導致其平均輸出功率減少等問題，本論文更深入一層探討轉換器之電流漣波對於太陽能光伏系統所造成的具體量化影響，並提出漣波消除技術以解決上述困境。

基本上，本論文的主要貢獻有四點：第一點，吾人以精確數學模式，探討電流漣波大小所造成太陽能電池輸出功率的量化損失。第二點，本文首先提出一種主動式漣波消除技術，透過輔助電路的設計、以補償漣波之方式使轉換器之輸入與輸出電流達到零漣波效果，此方法能有效減小轉換器儲能電感、且不需要增加額外控制與迴授電路。此外，本文更基於此主動漣波補償的概念進一步研發出更精簡的被動式漣波消除電路，使得邱克轉換器在工作點改變的情形下亦能維持零輸入電流漣波，並精確擷取太陽能電池之最大輸出功率。第三點，針對所提轉換器推導其數學模型，以利迴授控制器之設計，並以電路模擬軟體驗證其數學模型之正確性。第四點，本文並實際製作出一輸入電壓為 24V 至 34V、輸出電壓為 19V 以及額定功率為 90W 的雛型系統。實測結果顯示，本文所研製轉換器可有效減小傳統邱克轉換器之輸入電流漣波最高約達 98%，其漣波大小可降至 30mA；同時在日照強度為  $0.8 \text{ kW/m}^2$ 、太陽能板表面溫度為  $50^\circ\text{C}$  之測試條件下，本論文所提轉換器可使太陽能電池之平均輸出功率約達 75W，相較於原邱克轉換器可增加約 7% 平均功率輸出。

**關鍵字：**太陽能光伏系統、最大功率追蹤控制、電流漣波消除

# Abstract

Due to the limited fossil energy and greenhouse effect, more and more countries are devoting to development and promotion of renewable energy sources. Among the various renewable energy sources, solar energy has the advantages of being inexhaustible and noiseless. Hence, installation of photovoltaic (PV) power generation systems keeps a rather high growing rate in recent years. However, the output voltage of the solar cells changes rapidly with the insolation. Hence, a switching power converter is required as a regulator for achieving the maximum output power of the PV power generation system. In this thesis, Ćuk converter is adopted because of its step up/down capability and nonpulsating input/output current feature. However, the inherent current ripple of switching power converter indeed may cause significant impact on the output power. Hence, the major objective of this thesis is focused on the further study of the quantitative output power reduction effect of the input current ripple of PV systems as well as proposing ripple cancelling techniques to solve the above dilemmas.

Basically, the contributions of this thesis can be summarized as follows. First, the power reduction caused by the current ripple of solar cells is analyzed through an accurate mathematical model. Second, an active ripple cancelling technique is proposed to eliminate the current ripple of the conventional Ćuk converter effectively. By proper design of an auxiliary circuit, zero input and output current ripples can be achieved. The proposed method does not require an extra control and feedback circuit. Furthermore, based on the ripple cancelling concept, a simple passive ripple cancel technique is proposed. It turns out that the maximum output power of the PV system can now be fully extracted.

Third, both DC and AC models of the proposed zero input current ripple Ćuk converter are derived for convenient closed-loop controller design. Also, simulation results are made to verify the accuracy of the models. Finally, a 90W, 24V~34V input, 19V output laboratory prototype is constructed to verify the effectiveness of the proposed converter. It is seen that the resulting peak to peak input current ripple is about 2% of the current ripple due to the conventional Ćuk converter. Furthermore, at 0.8 kW/m<sup>2</sup> insolation, 50°C test condition, it is seen that the average output power of the PV array can reach 75W by using the proposed technique. In other words, this amounts to an increase of 7% averaged output power as compared with the conventional Ćuk converter.

**Keywords :** Photovoltaic Systems, Maximum Power Point Tracking, Current Ripple Cancelling



## 誌 謝

鳳凰花開，驪歌聲響，開心的是又完成了人生中一重要的里程碑，而不捨的是終需與昔日的好友揮別，當分離的日子來臨，彼此各奔東西，送給對方的是滿滿地祝福，而留在心底的是這兩年中點點滴滴的美麗回憶。

本論文得以完成學生首先要感謝的是指導教授 潘晴財博士這兩年來不辭辛勞的悉心教誨，老師在學術方面的嚴謹態度及待人處事上的謙和更使我倍感敬佩、獲益匪淺。十分感謝口試委員 葉勝年教授、陳南鳴教授、林昇甫教授以及 朱家齊教授於百忙之中撥冗指導學生的論文，使學生的論文能夠更臻完善。此外，也感謝大學時期的專題指導教授 鄧人豪博士曾給予我的指導與意見，使我在研究方法與實務技能方面確實受益良多。

回首碩士班的這兩年，埋首研究的日子雖然辛苦，但在學長姐的指導與學弟妹們的幫忙下，使得這些過程顯得繽紛多彩、值得回味。我要特別感謝的是阮昱霖及賴慶明學長常常漏夜與我討論並指引正確的方向，使我學會面對難題時如何思考並找出關鍵。也感謝張瑞陽、陳伯彥、黃景一、徐士勛與莊岑豐等實驗室學長在理論與實務方面的經驗分享，使研究過程能夠更加順利。感謝同窗好友憲鵬、威志與仕坤在這兩年之中的相互砥礪，那些一起討論、熬夜、走走、笑鬧還有談心的日子是我最難忘而且珍惜的。謝謝學弟維辰、東昇、清閔、孟儒、承恩、政彬、宗澤還有助理瑞菀對實驗室事務總是熱心幫忙，並總是帶來歡笑而營造出實驗室溫馨的氛圍。

最後，特別要感謝的是無條件愛我、包容我與支持我的爸媽與姐姐，使我雖離家求學卻也能感受到有家的溫暖、在面臨挑戰時擁有無限的勇氣。還有謝謝摯友怡方一直以來的陪伴、傾聽與支持，使我在壓力中仍能感到不孤單，這些日子的我是幸福的。感謝好友延鴻、恆岫與旅緯總是在我沮喪時適時給予鼓勵，回想那些相聚的時光使我在疲憊時也能感到陣陣窩心。謹此，這份成果獻給我敬愛的師長們、所有愛我及我愛的人。

鄭明杰 謹誌於清華大學

中華民國九十八年七月

# 目 錄

中文摘要.....	I
英文摘要.....	II
誌謝.....	IV
目錄.....	V
圖目錄.....	VI
表目錄.....	IX
第一章 緒論.....	1
1.1 研究動機.....	1
1.2 文獻回顧.....	2
1.3 本論文之貢獻.....	3
1.4 本論文之內容概述.....	4
第二章 電流漣波對太陽能電池輸出功率的影響.....	5
2.1 前言.....	5
2.2 太陽能電池特性簡介.....	6
2.3 最大功率追蹤控制概述.....	13
2.4 電流漣波對輸出功率的影響.....	22
第三章 具漣波消除電路之邱克轉換器.....	33
3.1 前言.....	33
3.2 主動式漣波消除電路.....	34
3.3 被動式漣波消除電路.....	45
3.4 主動式與被動式漣波消除電路之比較.....	65
第四章 實體電路製作與實測結果.....	67
4.1 前言.....	67
4.2 功率電路之設計.....	68
4.3 控制電路之實現.....	72
4.4 實測結果.....	76
第五章 結論.....	90
參考文獻.....	91



## 圖目錄

圖 2.1	太陽能發電系統架構圖.....	6
圖 2.2	太陽能電池之電流對電壓特性曲線(a)被動標示慣例(b)主動標示慣例 ..	7
圖 2.3	單一太陽能電池模組等效電路.....	7
圖 2.4	太陽能電池在不同日照強度下輸出電流對電壓特性曲線 (太陽能電池表面溫度為 25°C).....	10
圖 2.5	太陽能電池在不同溫度下輸出電流對電壓特性曲線 (日照強度為 1 kW/m <sup>2</sup> ).....	11
圖 2.6	太陽能電池在不同日照強度下輸出功率對電壓特性曲線 (太陽能電池表面溫度為 25°C).....	11
圖 2.7	太陽能電池在不同溫度下輸出功率對電壓特性曲線 (日照強度為 1 kW/m <sup>2</sup> ).....	12
圖 2.8	太陽能電池在不同日照強度下輸出功率對電流特性曲線 (太陽能電池表面溫度為 25°C).....	12
圖 2.9	太陽能電池在不同溫度下輸出功率對電流特性曲線 (日照強度為 1 kW/m <sup>2</sup> ).....	13
圖 2.10	增量電導法動作流程圖.....	18
圖 2.11	太陽能電池溫度固定於 25°C，不同日照下最大輸出功率對 電流之曲線.....	20
圖 2.12	太陽能電池溫度固定於 25°C，最大功率點近似直線與最大功率點 曲線比較圖.....	20
圖 2.13	直線近似法控制架構圖.....	20
圖 2.14	$I_{pv,avg} < I_M$ 時，太陽能電池輸出電流變動造成功率變動之示意圖.....	22
圖 2.15	$I_{pv,avg} < I_M$ 時，太陽能電池輸出功率與輸出電流之模擬結果.....	23
圖 2.16	$I_{pv,avg} \cong I_M$ 時，太陽能電池輸出電流變動造成功率變動之示意圖.....	23
圖 2.17	$I_{pv,avg} \cong I_M$ 時，太陽能電池輸出功率與輸出電流之模擬結果.....	24
圖 2.18	$I_{pv,avg} > I_M$ 時，太陽能電池輸出電流變動造成功率變動之示意圖.....	24
圖 2.19	$I_{pv,avg} > I_M$ 時，太陽能電池輸出功率與輸出電流之模擬結果.....	25

圖 2.20	$\Delta i_{pv} = 0.8A$ 時，最大平均輸出功率條件下之輸出電流波形圖 .....	28
圖 2.21	$\Delta i_{pv} = 0.8A$ 時，最大平均輸出功率條件下之輸出功率波形圖 .....	28
圖 2.22	$\Delta i_{pv} = 2A$ 時，最大平均輸出功率條件下之輸出電流波形圖 .....	29
圖 2.23	$\Delta i_{pv} = 2A$ 時，最大平均輸出功率條件下之輸出功率波形圖 .....	29
圖 2.24	標準測試條件下，太陽能電池輸出功率百分率對輸出電流漣波百分率之關係圖 .....	31
圖 2.25	太陽能電池溫度固定於 $25^{\circ}\text{C}$ ，不同日照下輸出功率百分率對輸出電流漣波百分率之關係圖 .....	31
圖 2.26	太陽能電池之日照固定於 $1\text{ kW/m}^2$ ，不同溫度下輸出功率百分率對輸出電流漣波百分率之關係圖 .....	32
圖 3.1	具主動式漣波消除電路之邱克轉換器電路架構 .....	34
圖 3.2	具主動式漣波消除電路之邱克轉換器電感電壓及電流波形圖 (a)輸入端 (b)輸出端 .....	35
圖 3.3	具主動式漣波消除電路之邱克轉換器於工作模式一之等效電路 .....	36
圖 3.4	具主動式漣波消除電路之邱克轉換器於工作模式二之等效電路 .....	37
圖 3.5	漣波補償原理之示意圖 (a) $\Delta i_{L1} = \Delta i_{Lr1}$ (b) $\Delta i_{L1} > \Delta i_{Lr1}$ (c) $\Delta i_{L1} < \Delta i_{Lr1}$ .....	39
圖 3.6	開關工作週期對輸入電流漣波大小關係圖 .....	40
圖 3.7	開關工作週期對輸出電流漣波大小之關係圖 .....	42
圖 3.8	具主動式漣波消除電路之邱克轉換器輸入電流波形 (a)補償前與補償後之輸入電流波形 (b)輸入端之補償電流波形 .....	44
圖 3.9	具主動式漣波消除電路之邱克轉換器輸出電流波形 (a)補償前與補償後之輸出電流波形 (b)輸出端之補償電流波形 .....	44
圖 3.10	具被動式漣波消除電路之邱克轉換器電路架構 .....	45
圖 3.11	具被動式漣波消除電路之邱克轉換器電感電壓及電流波形圖 .....	46
圖 3.12	具被動式漣波消除電路之邱克轉換器於工作模式一之等效電路 .....	47
圖 3.13	具被動式漣波消除電路之邱克轉換器於工作模式二之等效電路 .....	48
圖 3.14	具被動式漣波消除電路之邱克轉換器電感電流及電容電流波形圖 .....	52
圖 3.15	具被動式漣波消除電路之邱克轉換器直流等效電路 .....	61
圖 3.16	具被動式漣波消除電路之邱克轉換器小訊號等效電路 .....	63



圖 3. 17	具被動式漣波消除電路邱克轉換器之控制對輸出轉移函數波德圖	
	(a)增益曲線 (b)相位曲線 .....	64
圖 4. 1	系統架構圖 .....	67
圖 4. 2	功率級電路 .....	71
圖 4. 3	開關閘極驅動電路 .....	72
圖 4. 4	(a)太陽能電池輸出電壓感測電路 (b)太陽能電池輸出電流感測電路 ..	73
圖 4. 5	DSP 內部程式規劃流程圖 .....	75
圖 4. 6	直線近似法之數位化控制方塊圖 .....	76
圖 4. 7	轉換器主開關閘極信號及開關跨壓波形 (a)模擬結果 (b)實測結果 ....	77
圖 4. 8	邱克轉換器之中間電容電壓波形 (a)模擬結果 (b)實測結果 .....	78
圖 4. 9	轉換器輸入端電感電壓波形 (a)模擬結果 (b)實測結果 .....	79
圖 4. 10	轉換器輸入端電感電流及輸入電流漣波波形 (a)模擬結果	
	(b)實測結果 .....	80
圖 4. 11	轉換器輸出電壓與輸入電流波形 (a)模擬結果 (b)實測結果 .....	81
圖 4. 12	具被動式漣波消除電路之邱克轉換器實作之效率曲線 .....	83
圖 4. 13	SP-75W 型太陽能電池在不同日照強度下輸出電流對電壓特性曲線	
	(太陽能電池表面溫度約為 50°C) .....	84
圖 4. 14	SP-75W 型太陽能電池在不同日照強度下輸出功率對電流特性曲線	
	(太陽能電池表面溫度約為 50°C) .....	84
圖 4. 15	太陽能電池操作於最大功率點時輸出電壓、電流與功率波形	
	(日照強度約為 0.8 kW/m <sup>2</sup> 、太陽能電池表面溫度約為 50°C )	
	(a)傳統邱克轉換器 (b)具被動式漣波消除電路之邱克轉換器 .....	86
圖 4. 16	傳統邱克轉換器於日照強度改變時，最大功率動態追蹤軌跡圖	
	(a)軌跡 1 (b)軌跡 2 (c)軌跡 3 .....	87
圖 4. 17	具被動式漣波消除電路之邱克轉換器於日照強度改變時，最大功率	
	動態追蹤軌跡圖 (a)軌跡 1 (b)軌跡 2 (c)軌跡 3 .....	88
圖 4. 18	實作硬體電路圖 .....	89

## 表 目 錄

表 2.1	SP-75W 型單一太陽能電池板電氣規格 ( $1 \text{ kW/m}^2$ , $25^\circ\text{C}$ ).....	9
表 2.2	擾動觀察法判斷法則.....	16
表 2.3	本文所介紹之最大功率追蹤策略比較表.....	21
表 3.1	具主動式漣波消除電路之邱克轉換器模擬相關參數.....	43
表 3.2	應用於邱克轉換器之漣波消除技術比較表.....	66
表 4.1	功率元件參數表.....	71
表 4.2	固定輸入電流、不同輸入電壓條件下，輸入電流漣波消除量測表 ( $V_s: 24\sim 36\text{V}$ 、 $I_s: 3\text{A}$ ； $V_o: 19\text{V}$ ) .....	82
表 4.3	固定輸入電壓、不同輸入電流條件下，輸入電流漣波消除量測表 ( $V_s: 24\text{V}$ 、 $I_s: 1\text{A}\sim 4\text{A}$ ； $V_o: 19\text{V}$ ) .....	83



# 第一章

## 緒 論

### 1.1 研究動機

近年來，全球能源短缺的問題特別受到各國重視，而台灣缺乏自產傳統能源，有 99% 依賴進口，因此國際先進國家開發替代性再生能源的做法亦是我國目前急需努力的方向。在眾多再生能源中，太陽能發電利用光伏(Photovoltaic)效應直接產生電能，不僅無公害污染，取之不盡、用之不竭，並且沒有機械運動組件，不會產生噪音，可說是再生能源中之甚具推廣潛力的一種能源。

目前太陽能發電的成本仍高，針對此問題，探究其原因在於模組材料昂貴及發電效益低落。因此，於材料與製成方面可提升太陽能板的光電轉換效率並且降低其製造成本。而另一方面，可結合切換式電力轉換器作太陽能電池最大功率追蹤(Maximum Power Point Tracking, MPPT)控制，使其在不同的環境條件下皆能確保系統操作於最大功率輸出點，以進一步提升光電能擷取效率，獲得太陽能電池最大的功率輸出。太陽能電池最大功率追蹤控制以往最常使用的為擾動觀察法(Perturbation and Observation Method)，其具有判斷方式簡單、容易實現的優點。然此法的缺點為太陽能電池無法精確的操作在最大功率點，由於需要經由擾動以追蹤最大功率點，操作於最大功率點附近時會產生晃動的情形，因此使得輸出功率減少。為解決上述問題，本實驗室已於 1995 年提出一直線近似法(Linear Line Approximation Method)，此法可在日照強度改變時亦能使太陽能電池瞬時的動作於最大功率輸出點。然而，為了實現最大功率追蹤控制，必須採用高效率切換式轉換器以執行最大功率追蹤控制，而切換式轉換器之特性即先天性具有電流漣波，因此亦會造成太陽能電池輸出功率的變動與損失。

目前文獻上對於轉換器電流漣波所造成太陽能電池輸出功率的損失較少深入探討，所以本論文之主要研究動機即在於探討電流漣波大小所造成的功率損失，並研究如何有效的消減轉換器之電流漣波，以期轉換器能精確的操作於太陽能電池最大輸出功率點，擷取最大的太陽能。

## 1.2 文獻回顧

由於切換式電力轉換器採用主動開關或通或斷之控制策略，與生俱來存在著高頻電流漣波。在實際應用上，其衍生出如電磁干擾(EMI)、影響輸出電壓品質、暫態響應控制、降低轉換效率與濾波元件壽命等等許多問題。以往改善高頻電流漣波最簡單的方法，即是提高切換頻率或加大濾波電感或電容值以減輕其影響。但過度提高切換頻率將使得轉換效率反而降低，而加大濾波電感或電容則易造成體積過大，不利於轉換器功率密度提升。為解決上述問題，現有文獻上提出許多漣波消除電路[1-18]。

一般而言，漣波消除方式可概分為被動式及主動式漣波消除技術。被動式漣波消除技術主要是由電感、電容等被動元件所組成的輔助電路，其不需外加任何控制訊號。文獻上探討之耦合電感(Coupling Inductor)方式[3-9]與漣波濾波器(Ripple Filter)[10-13]即屬被動式漣波消除技術。耦合電感常被使用於非隔離型邱克轉換器，其主要概念是利用共磁性元件組成兩個電感，再經由調整電感值及其耦合係數來達到輸出入零電流漣波。可惜的是耦合電感並不適用在僅含單一電感如降壓、昇壓及升降壓型的基本轉換器，而漣波消滅的效果是經由調整耦合係數來達成，因此較不易達成零電流漣波。此外，耦合電感繞製所產生的漏感能量，亦必須妥善地解決以避免影響整體轉換器效率。而另外一種電流漣波濾波器[10-13]，是由耦合電感及濾波電容所組成，此方法可應用僅單一電感之轉換器，但漣波消除效果仍然受到電感耦合係數的影響。相較於被動式漣波消除技術，主動式漣波消除技術[14-18]則同時由被動元件及主動開關所組成，因此需要外加驅動訊號以控制輔助電路。

文獻上所提主動式漣波消除技術，最常被使用的電路為採交錯式控制之並聯轉換器[14-18]。雖然交錯式控制可有效減少高頻輸入電流漣波、更可達到負載分享>Loading Sharing)，但亦存在著一些限制。除了控制迴路較複雜之外，此方式亦無法應用於單組轉換器的電流漣波消除。此外，更重要的是，交錯式控制的漣波消除效果與開關之工作週期有關，例如兩模組轉換器操作於開關以 50%工作週期交錯時，漣波的消除效果最好。對於許多低壓型再生能源發電系統而言，通常轉換器所設定的工作點並非位於 50%，因此交錯式控制無法完全消除昇壓型轉換器輸入電流漣波[8-10]。

以上有關漣波消除技術之回顧，國際上及國內所提消除電流漣波方法，並無本論文所提漣波消除技術能夠輕易地達到顯著漣波消滅效果，透過輔助電路的設計，可以將各個轉換器輸入或輸出端所產生的高頻電流漣波加以消滅，除了適用於單組轉換器、能夠有效縮小轉換器儲能電感的大小，減少漣波所造成的功率損失以進一步提升效率之外，亦不需要增加額外的控制與迴授電路，不會影響整體系統的穩定性。

### 1.3 本論文之貢獻

由於目前文獻上對於轉換器電流漣波所造成太陽能電池輸出功率的損失較少深入探討，因此吾人以數學量化方式精確探討電流漣波大小所造成的功率損失。為解決電流漣波之基本學理問題，本文首先提出一種主動式漣波消除電路，並結合傳統邱克轉換器成為一零輸入/輸出電流漣波邱克轉換器，此法可在不提高轉換器切換頻率的條件下有效縮小其儲能電感的大小，亦不需要增加額外控制電路。此外為了因應太陽能光伏系統的應用，更進一步研發出被動式漣波消除電路，在太陽能電池輸出電壓隨日照強度變化而使得轉換器工作點改變時，亦能維持輸入電流零漣波，以精確擷取太陽能電池之最大輸出功率。最後，本文於實作中以被動式漣波消除技術作為邱克轉換器輸入電流漣波消除電路之實現，並將其實際應用於太陽能電池之最大功率追蹤控制。經由模擬與實測結果，可驗證本論文所提出之零輸入電流漣波邱克轉換器的可行性與優越性。



## 1.4 本論文之內容概述

本論文各章節之內容概述如下，第二章簡述太陽能直流轉換系統、常見之最大功率追蹤控制法則，同時亦探討電流漣波對太陽能輸出功率所造成的影響，並以精確數學模式量化電流漣波所造成的功率損失。基於這些現象的瞭解，於第三章分別提出主動式及被動式等兩種漣波消除電路，並且將其整合成為零輸入電流漣波邱克轉換器，應用於太陽能發電系統可有效降低電流漣波對太陽能電池輸出功率的負面影響。而轉換器相關電路架構、工作原理、電路特性、建模與模擬驗證亦於第三章詳述。第四章中則說明了功率元件的選用、最大功率追蹤控制器設計、規劃以及運作原理，並且以開迴路與閉迴路的實測結果驗證轉換器之相關電路特性、所提漣波消除技術之可行性、以及應用於太陽能電池最大功率追蹤時，相較於傳統邱克轉換器，確實可更精確、更穩定的操作於最大功率輸出點。第五章為結論，並提出未來研究之建議方向。





## 第二章

### 電流漣波對太陽能電池輸出功率的影響

#### 2.1 前言

在本章節中吾人將針對太陽能直流轉換系統作一簡單回顧，並探討電流漣波對太陽能輸出功率所造成的影響。首先在 2.2 節中對太陽能電池的物理特性作一簡介，並且以德國西門子(Siemens)公司所生產的 SP-75W 型太陽能電池模組為例，使用數學軟體 Mathematica 模擬其相關特性曲線。由於太陽能電池價格高，為充分運用其發電效率，因此最大功率點追蹤控制以確保其操作於最大功率點亦是不可或缺的發電系統功能，所以吾人對於常用之最大功率追蹤控制法則於 2.3 節做一整理與簡介，同時在本論文中亦將採用本實驗室所提出之直線近似法作為系統之最大功率追蹤策略，對快速變化的太陽光不但可瞬時追蹤至最大功率點，且在電路實現上亦較為簡單。

此外，太陽能發電系統後級之轉換器主要係利用開關切換以達到能量轉換以及最大功率點追蹤控制的目的，而開關切換會使太陽能電池之輸出電流具有漣波，已有許多文獻中指出電壓或電流因為漣波的變動，會造成太陽能電池輸出功率的變動，但對於漣波所造成功率的損失則較少有文獻深入探討。所以在 2.4 節中吾人將以數學量化方式精確探討電流漣波大小所造成的功率損失。基於這些現象的瞭解，本論文提出一零輸入電流漣波邱克轉換器，其應用於太陽能發電系統可有效降低電流漣波對太陽能電池輸出功率的負面影響。

## 2.2 太陽能電池特性簡介

本節對於傳統太陽能發電系統架構作一簡單說明，並介紹太陽能電池之等效電路及其相關物理特性。圖 2.1 所示為傳統太陽能發電系統架構圖，它是由太陽能電池模組、昇壓型轉換器及直/交流轉換器所組成。昇壓型轉換器的功用在於達成太陽能電池最大功率追蹤，以確保其操作於最大功率點輸出，並且將太陽能電池輸出電壓  $V_{pv}$  轉換為一足夠高的直流鏈電壓準位  $V_{DC}$  以作為後級直流轉換交流之用，最後則接至負載或與市電併聯。

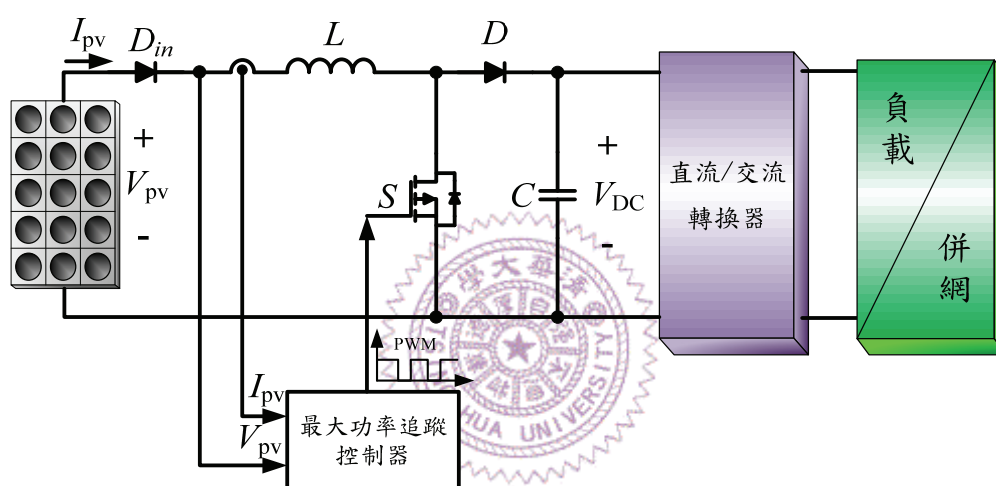


圖 2.1 太陽能發電系統架構圖

如圖 2.2(a)所示為太陽能電池電流對電壓關係之特性曲線圖，由圖中可知在未受到光照時，太陽能電池可視為一被動元件，其電壓對電流特性曲線等效為一般二極體之特性曲線，位於第一及第三象限。在受到光照時則工作在第四象限，此時太陽能電池可提供功率輸出。如圖 2.2(b)所示，為了將太陽能電池作為光伏發電系統中之電源，不再採用被動標示慣例 (passive sign convention)，而採用主動標示慣例 (active sign convention)。因此太陽能電池之瞬時輸出功率不再是為負值，此正值所代表意義則為供給外部電路之功率。其中  $V_{oc}$  定義為太陽能電池之開路電壓、 $V_M$  為對應最大功率點  $P_M$  之電壓、而  $I_M$  為對應最大功率點之電流。

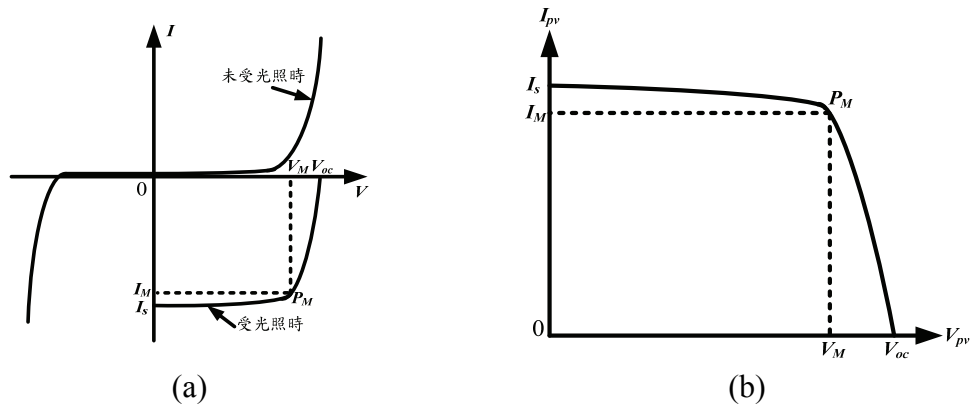


圖 2.2 太陽能電池之電流對電壓特性曲線

(a)被動標示慣例 (b)主動標示慣例

由於半導體材料特性所限制，單一太陽能電池單元(Solar Cell)可得的電壓很低(以矽而言約為 1.12V)，所以一般在製作上會將多個單元封裝為一個太陽能電池模組(Solar Module)，並且串聯、並聯多個模組成為一個太陽能陣列(Solar Array)。單一太陽能電池模組之等效電路如圖 2.3 所示，其輸出電流可藉由式(2-1)表示[19]。

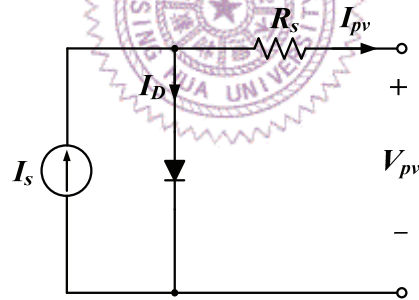


圖 2.3 單一太陽能電池模組等效電路

$$I_{pv} = I_s - I_o \left[ e^{\frac{V_{pv} + I_{pv} R_s}{\alpha}} - 1 \right], \quad \alpha \triangleq \frac{AKT}{q} \quad (2-1)$$

式(2-1)中各項參數定義如下：

$I_{pv}$ ：太陽能電池模組輸出電流 (A)

$V_{pv}$ ：太陽能電池模組輸出電壓 (V)

$I_s$ ：太陽能電池之短路電流 (A)

$I_o$ ：太陽能電池之反向飽和電流 (A)

$A$  : 太陽能電池之理想因素 ( $A=1\sim5$ )

$K$  : 波茲曼常數 ( $1.381\times10^{-23} J / ^\circ K$ )

$T$  : 太陽能電池表面絕對溫度 ( $^\circ K$ )

$q$  : 電子所含的電荷量 ( $1.6\times10^{-19}$  庫倫)

$R_s$  : 太陽能電池內部等效串聯電阻 ( $\Omega$ )

而式(2-1)中  $I_s$  與  $I_o$  可以進一步由下列兩式分別表示之：

$$I_s = [I_{so} + k_i (T - T_r)] \times \frac{S}{1000} \quad (2-2)$$

$$I_o = I_{or} \left( \frac{T}{T_r} \right)^3 e^{\left[ \frac{qE_{gap}}{KT} \left( \frac{1}{T_r} - \frac{1}{T} \right) \right]} \quad (2-3)$$

上兩式中各項參數定義如下：

$I_s$  : 日照量為  $S$  與溫度為  $T$  時之短路電流 (A)

$I_o$  : 太陽能電池在溫度  $T$  時之反向飽和電流 (A)

$S$  : 日照量 ( $kW / m^2$ )

$T_r$  : 參考溫度 ( $^\circ K$ )

$I_{so}$  : 日照量為  $1kW / m^2$  與參考溫度  $T_r$  為  $298^\circ K$  時之短路電流 (A)

$k_i$  : 太陽能電池之短路電流溫度係數

$I_{or}$  : 太陽能電池在參考溫度  $T_r$  時之反向飽和電流 (A)

$E_{gap}$  : 太陽能電池中半導體材料之能隙(以矽而言其值為  $E_{gap} \cong 1.1eV$ )

觀察式(2-2)及式(2-3)可以得知，太陽能電池之短路電流以及反向飽和電流受太陽能電池表面溫度所影響，其短路電流正比於日照強度。若考慮串聯  $N_s$  個太陽能模組，再併聯  $N_p$  個串聯模組為一個太陽能陣列時，其輸出電流可以改寫為下式：

$$I_{pv} = N_p I_s - N_p I_o \left[ e^{\frac{1}{\alpha} \left( \frac{V_{pv} + I_{pv} R_s}{N_s} \right)} - 1 \right] \quad (2-4)$$

由式(2-4)吾人可以整理出太陽能電池輸出電壓之數學式：

$$V_{pv} = -I_{pv}R_s + N_s\alpha \ln\left(\frac{N_pI_s + N_pI_o - I_{pv}}{N_pI_o}\right) \quad (2-5)$$

將式(2-5)乘以電流  $I_{pv}$  可進一步得到電流對功率之關係式：

$$P_{pv} = V_{pv} \times I_{pv} = -I_{pv}^2 R_s + N_s\alpha I_{pv} \ln\left(\frac{N_pI_s + N_pI_o - I_{pv}}{N_pI_o}\right) \quad (2-6)$$

一般而言，太陽能電池之額定功率必須依照其標準測試條件(Standard Test Conditions, STC)下所量測到的輸出功率做為準則，定義如下：

- A. 日照強度為  $1 \text{ kW/m}^2$
- B. 太陽能電池表面溫度為  $25^\circ\text{C}$
- C. 大氣質量(Air Mass, AM)為 1.5

為進一步瞭解上述太陽能電池之物理特性，本文以德國西門子公司所生產的 SP-75W 型太陽能電池模組為例，並利用式(2-4)至式(2-6)，使用數學軟體 Mathematica 模擬其相關特性曲線。SP-75W 型太陽能電池之電氣規格及相關參數如表 2.1 所示。

表 2.1 SP-75W 型單一太陽能電池電氣規格 ( $1 \text{ kW/m}^2$ ,  $25^\circ\text{C}$ )

電氣特性	規格
額定輸出功率 ( $P_M$ )	75W
額定電壓 ( $V_M$ )	17V
額定電流 ( $I_M$ )	4.4A
開路電壓 ( $V_{oc}$ )	21.7V
短路電流 ( $I_s$ )	4.8A
理想因數 ( $A$ )	1.2
短路電流溫度係數 ( $k_i$ )	4 mA/ $^\circ\text{C}$
等效串聯電阻 ( $R_s$ )	0.35 $\Omega$

圖 2.4 及圖 2.5 分別為模擬太陽能電池在固定溫度為  $25^{\circ}\text{C}$ ，改變不同的日照強度；以及固定日照為  $1\text{ kW/m}^2$ ，改變不同的溫度時，其電流對電壓之特性曲線。由模擬結果可以觀察到太陽能電池之短路電流隨日照強度及溫度增加而增加；開路電壓則隨日照強度增加而增加；但隨著溫度增加而減少。而太陽能電池在不同日照時，對電流比對電壓影響大；而在不同溫度時，則對電壓的影響比對電流影響大。

圖 2.6 至 2.9 分別模擬了太陽能電池在固定溫度為  $25^{\circ}\text{C}$ ，改變不同的日照強度；以及固定日照為  $1\text{ kW/m}^2$ ，改變不同的溫度時，其功率對電壓與功率對電流之特性曲線。由這些模擬結果中可以得到不同日照與不同溫度對太陽能電池輸出功率的影響。因此，最大功率追蹤控制就是為了確保在日照量與溫度因素改變時，太陽能電池仍然可以操作於最大的輸出功率點，以使系統獲得最大的能量輸出。

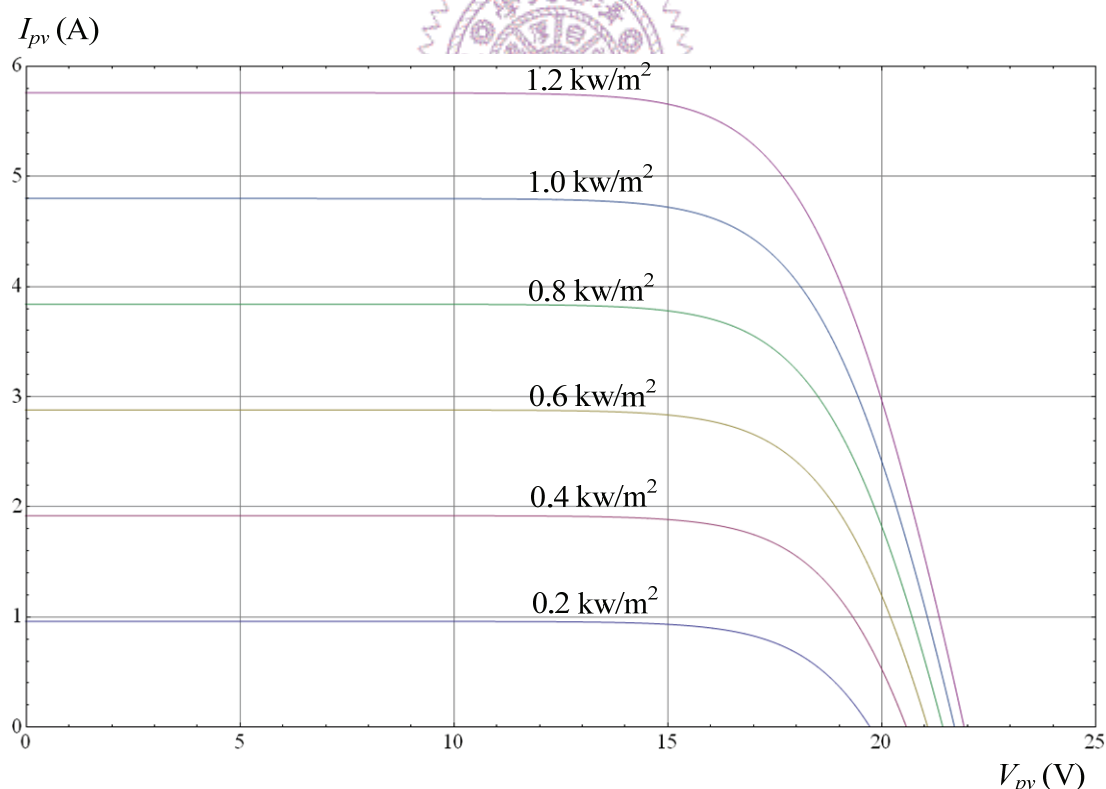


圖 2.4 太陽能電池在不同日照強度下輸出電流對電壓特性曲線  
(太陽能電池表面溫度為  $25^{\circ}\text{C}$ )



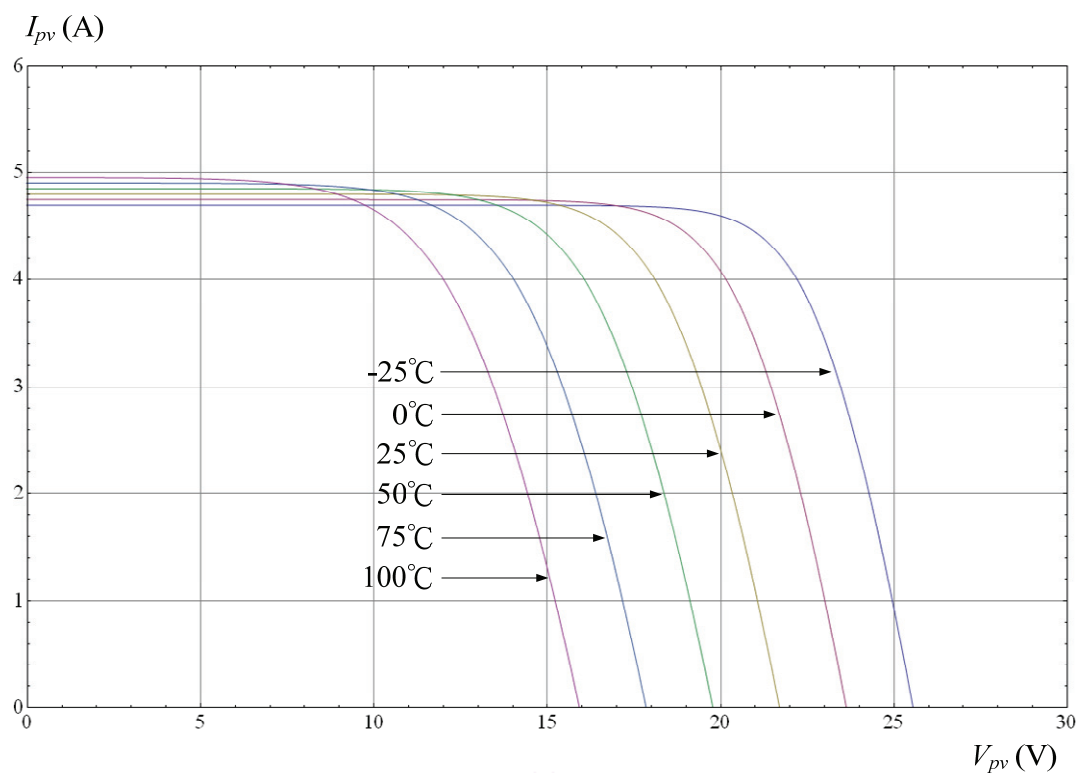


圖 2.5 太陽能電池在不同溫度下輸出電流對電壓特性曲線  
(日照強度為  $1 \text{ kW/m}^2$ )

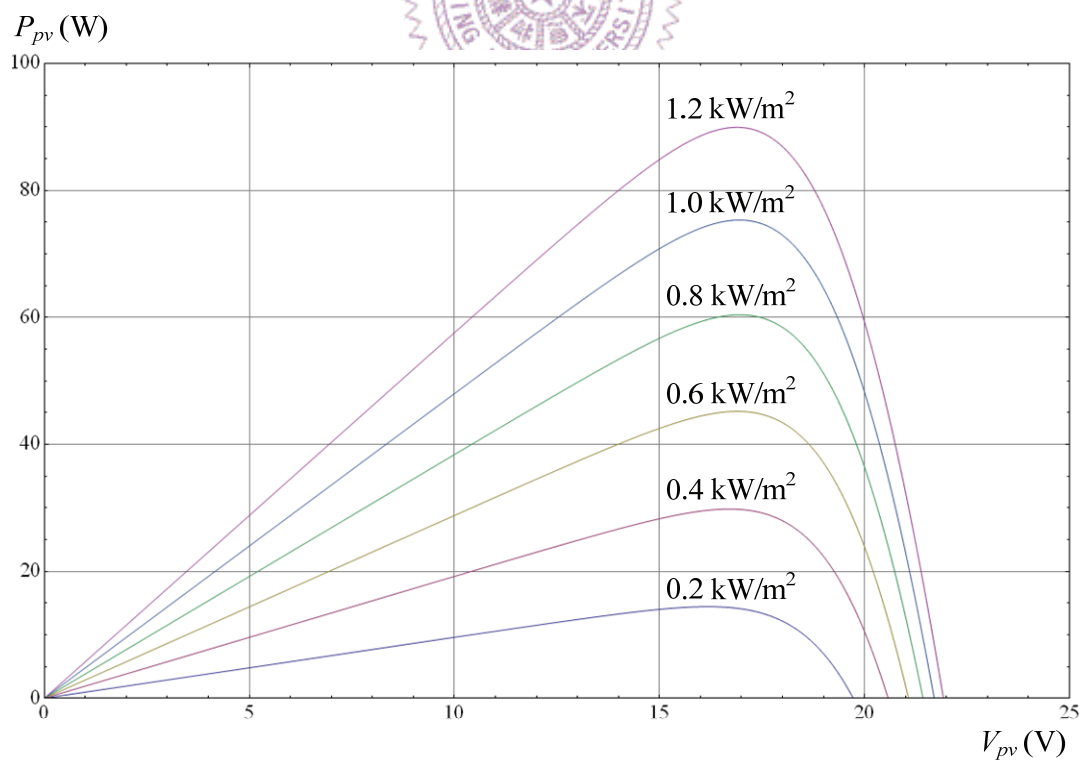


圖 2.6 太陽能電池在不同日照強度下輸出功率對電壓特性曲線  
(太陽能電池表面溫度為  $25^{\circ}\text{C}$ )

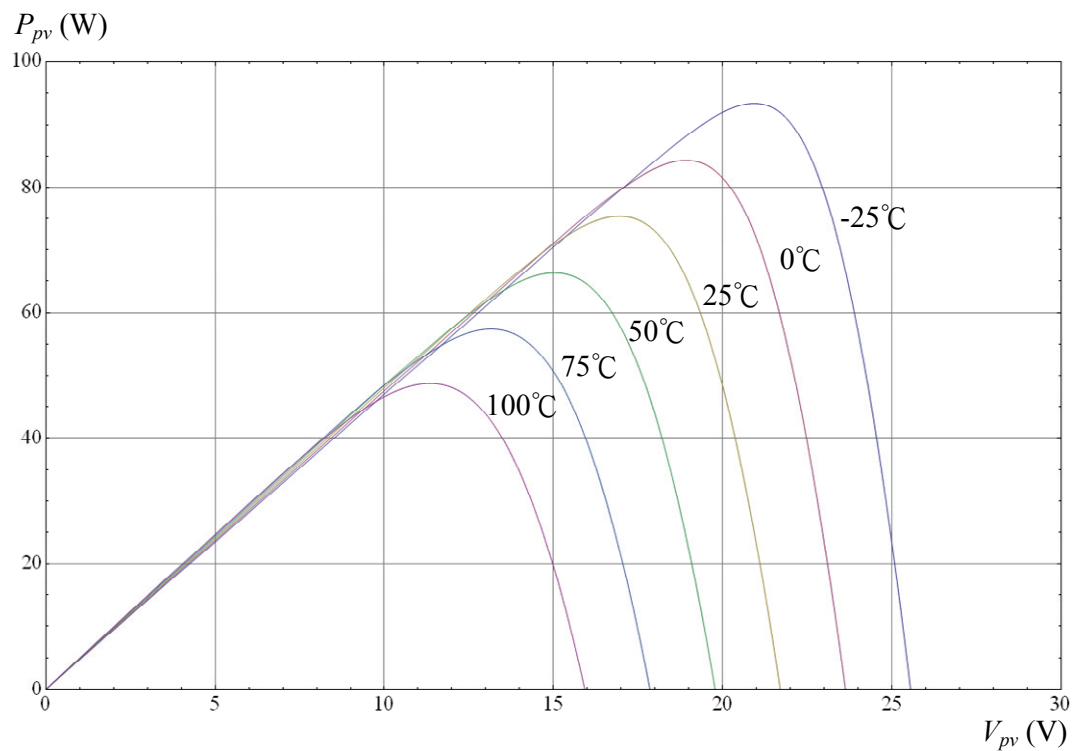


圖 2.7 太陽能電池在不同溫度下輸出功率對電壓特性曲線  
(日照強度為  $1 \text{ kW/m}^2$ )

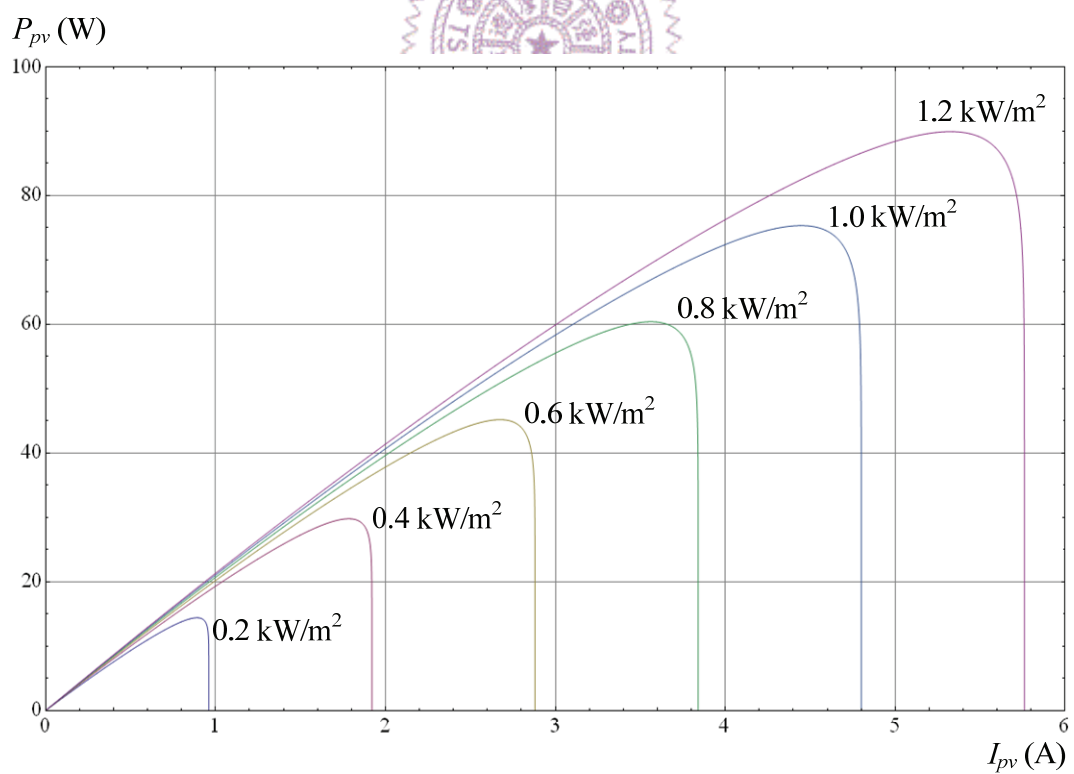


圖 2.8 太陽能電池在不同日照強度下輸出功率對電流特性曲線  
(太陽能電池表面溫度為  $25^{\circ}\text{C}$ )

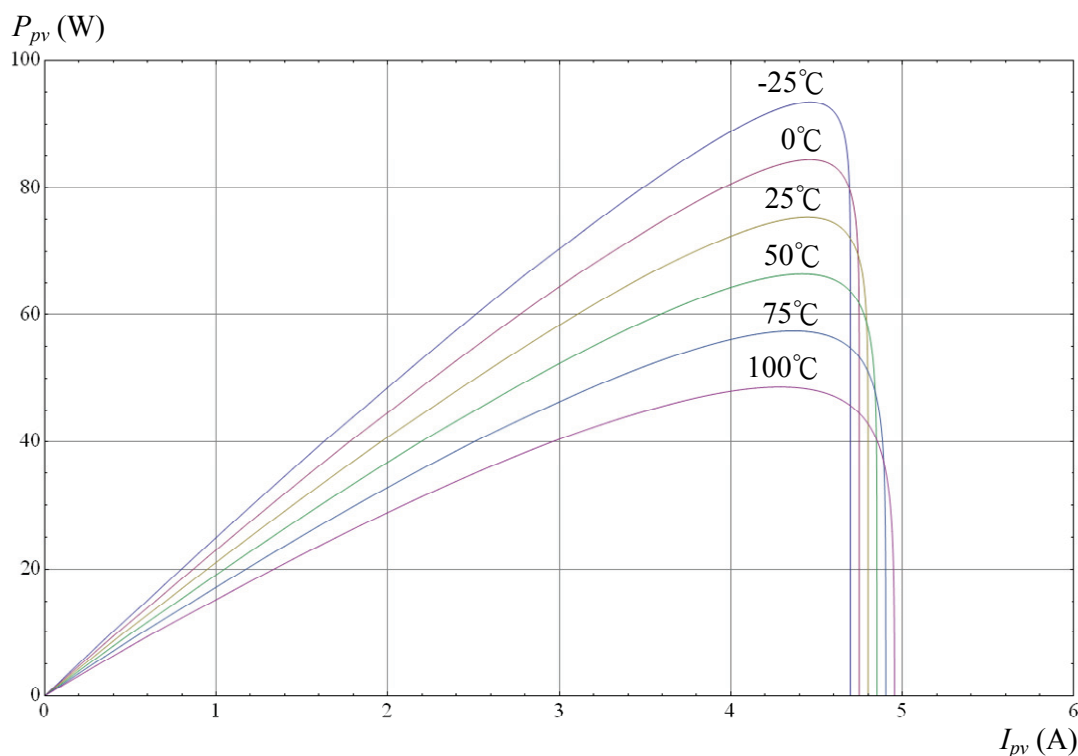


圖 2.9 太陽能電池在不同溫度下輸出功率對電流特性曲線  
(日照強度為  $1 \text{ kW/m}^2$ )

## 2.3 最大功率追蹤控制概述

近年來隨著太陽能發電產業的蓬勃發展，加上數位訊號處理器(Digital Signal Processor, DSP)及微控制器(Microcontroller)之技術不斷的提升以及普遍的應用，已有許多文獻提出各種最大功率追蹤控制策略[20-29]。本節將針對幾種較常見的方法作介紹，分別為：

- (1) 分數開路電壓法(Fractional Open-Circuit Voltage Method)[20][21]。
- (2) 分數短路電流法(Fractional Short-Circuit Current Method)[20][21]。
- (3) 功率迴授法( $dP/dV$  or  $dP/dI$  Feedback Control Method)[22][23]。
- (4) 擾動觀察法(Perturbation and Observation Method)[20][24][25]。
- (5) 增量電導法(Incremental Conductance Method)[20][26][27]。
- (6) 直線近似法(Linear Line Approximation Method)[28][29]。

### (1) 分數開路電壓法(Fractional Open-Circuit Voltage Method)

太陽能電池在不同日照及溫度條件下，最大功率點對應電壓  $V_M$  和開路電壓  $V_{oc}$  可簡單近似為一線性比例關係，如式(2-7)所示，其中  $k_1$  小於 1。由以上關係，可藉著事先的量測以得到  $k_1$  的比例關係，而後量測太陽能電池之開路電壓，乘以  $k_1$  後可得到電壓的控制命令，進而實現最大功率控制。

$$V_M = k_1 V_{oc} \quad (2-7)$$

以上所述即為分數開路電壓法之操作原理，然而這種方法的缺點在於  $k_1$  是經由經驗所決定的參數，在一般的操作環境下，日照強度及溫度都會隨時間而改變， $V_M$  和  $V_{oc}$  並不會維持為固定的比例關係，所以此方法並不能夠準確的追蹤至最大功率點，此外將系統開路也會造成系統不穩定及額外的能量損失。

### (2) 分數短路電流法(Fractional Short-Circuit Current Method)

分數短路電流法和分數開路電壓法相似，在不同的大氣條件下，最大功率點對應電流  $I_M$  和短路電流  $I_s$  可近似為一線性的比例關係，如式(2-8)所示，其中  $k_2$  小於 1。此方法仍需要經由事先的量測求得  $k_2$  的比例關係，和分數開路電壓法不同的是，在實際操作中短路電流的量測較為困難，必須透過轉換器電路架構的設計，適當的將太陽能電池短路以量測短路電流，最後再經由  $k_2$  的比例關係得到電流控制命令，以實現最大功率控制。

$$I_M = k_2 I_s \quad (2-8)$$

而此方法也存在無法精確的追蹤至最大功率點的缺點，為了量測短路電流，更有可能造成額外的成本以及短路時造成之能量損失。

### (3) 功率迴授法( $dP/dV$ or $dP/dI$ Feedback Control Method)

功率迴授法是利用太陽能電池在最大功率點時，輸出功率對電壓或對電流之微分為零( $dP_{pv}/dV_{pv}$  或  $dP_{pv}/dI_{pv}=0$ )之物理特性，作為其主要的最大功率追蹤判斷法則。

由於數位訊號處理器及微控制器能夠進行較複雜及大量的資料運算，因此可藉由每次取樣所量測到的電壓及電流計算功率，和前一次計算得到的功率相減而進一步得到功率的變動量，而後再除以電壓或電流的變動量以實現微分的運算。配合適當的判斷法則改變電壓或電流命令，直到太陽能電池操作於該日照及溫度條件下的最大功率點，就可以實現最大功率點追蹤控制。

### (4) 擾動觀察法(Perturbation and Observation Method)

擾動觀察法之判斷方式簡單、容易實現且不受溫度及日照所影響，為目前被廣泛使用的最大功率追蹤控制法。由圖 2.6 及圖 2.7 功率對電壓之特性曲線可以觀察到，當太陽能電池操作於最大功率點的左半邊時，增加輸出電壓會使得輸出功率增加，反之減少輸出電壓將使輸出功率減少；而操作於最大功率點的右半邊時，增加輸出電壓會使得輸出功率減少，反之減少輸出電壓則使得輸出功率增加。擾動觀察法即是利用太陽能電池上述的物理特性，藉由週期性的量測、計算以得到太陽能電池之輸出功率，而後決定增加或減少其輸出電壓，用以追蹤至最大功率點，其判斷法則可整理如表 2.2 所示。然而，擾動觀察法之缺點為當操作在最大功率點附近時，其擾動並不會停止，所以會造成在最大功率點附近晃動的情形，造成能量的損失。此外，此法追蹤速度緩慢，當溫度及日照條件快速改變時，需要較長的時間才能再次追蹤至最大功率點。

表 2.2 擾動觀察法判斷法則

第 n-1 次擾動	輸出功率變動量	第 n 次擾動
增加輸出電壓	增加	增加輸出電壓
增加輸出電壓	減少	減少輸出電壓
增加輸出電壓	不變	增加輸出電壓量為 第 n-1 次之一半
減少輸出電壓	增加	減少輸出電壓
減少輸出電壓	減少	增加輸出電壓
減少輸出電壓	不變	減少輸出電壓量為 第 n-1 次之一半

#### (5) 增量電導法(Incremental Conductance Method)

增量電導法的原理同樣可由太陽能電池電壓對電流之特性曲線得到，當操作於最大功率點的左半邊時，功率對電壓之斜率為正；操作於最大功率點的右半邊時，功率對電壓之斜率為負；若剛好操作於最大功率點時則斜率為零，如式(2-9)所示。

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dP_{pv}}{dV_{pv}} > 0 : \text{在最大功率點左邊} \\ \frac{dP_{pv}}{dV_{pv}} < 0 : \text{在最大功率點右邊} \\ \frac{dP_{pv}}{dV_{pv}} = 0 : \text{在最大功率點} \end{array} \right. \quad (2-9)$$

所以當太陽能電池操作於最大功率點時，則下列數學式成立：

$$\frac{dP_{pv}}{dV_{pv}} = \frac{d(V_{pv} I_{pv})}{dV_{pv}} = I_{pv} + V_{pv} \frac{dI_{pv}}{dV_{pv}} \cong I_{pv} + V_{pv} \frac{\Delta I_{pv}}{\Delta V_{pv}} \quad (2-10)$$



將式(2-10)代入(2-9)，整理後可以得到：

$$\left\{ \begin{array}{l} -\frac{\Delta I_{pv}}{\Delta V_{pv}} < \frac{I_{pv}}{V_{pv}} : \text{在最大功率點左邊} \\ -\frac{\Delta I_{pv}}{\Delta V_{pv}} > \frac{I_{pv}}{V_{pv}} : \text{在最大功率點右邊} \\ -\frac{\Delta I_{pv}}{\Delta V_{pv}} = \frac{I_{pv}}{V_{pv}} : \text{在最大功率點} \end{array} \right. \quad (2-11)$$

由式(2-11)吾人可進一步定義太陽能電池之增量電導  $G_{inc}$  (Incremental Conductance)及瞬時電導  $G_{inst}$  (Instantaneous Conductance)為：

$$G_{inc} = -\frac{\Delta I_{pv}}{\Delta V_{pv}} \quad (2-12)$$

$$G_{inst} = \frac{I_{pv}}{V_{pv}} \quad (2-13)$$

由式(2-11)即可得到增量電導法之判斷法則，如圖 2.10[20]所示。此法則藉著量測太陽能電池之電壓及電流訊號，經而計算得到瞬時電導及增量電導的值，然後再判斷並決定增加或減少電壓命令，當操作於最大功率點(即  $G_{inc} = G_{inst}$ )時則不再改變電壓命令。

此方法的追蹤速度主要取決於每次改變電壓命令的大小，若每次改變電壓命令的幅度較大，則追蹤至最大功率點的速度較快，但也可能因此造成無法追蹤至最大功率點的情形，所以其存在如何最佳化的問題。然而相較於擾動觀察法，此方法簡化了功率的計算，當計算所得到的增量電導約等於瞬時電導時即不再增加或減少電壓命令，所以可減少在最大功率點附近振盪的情形。

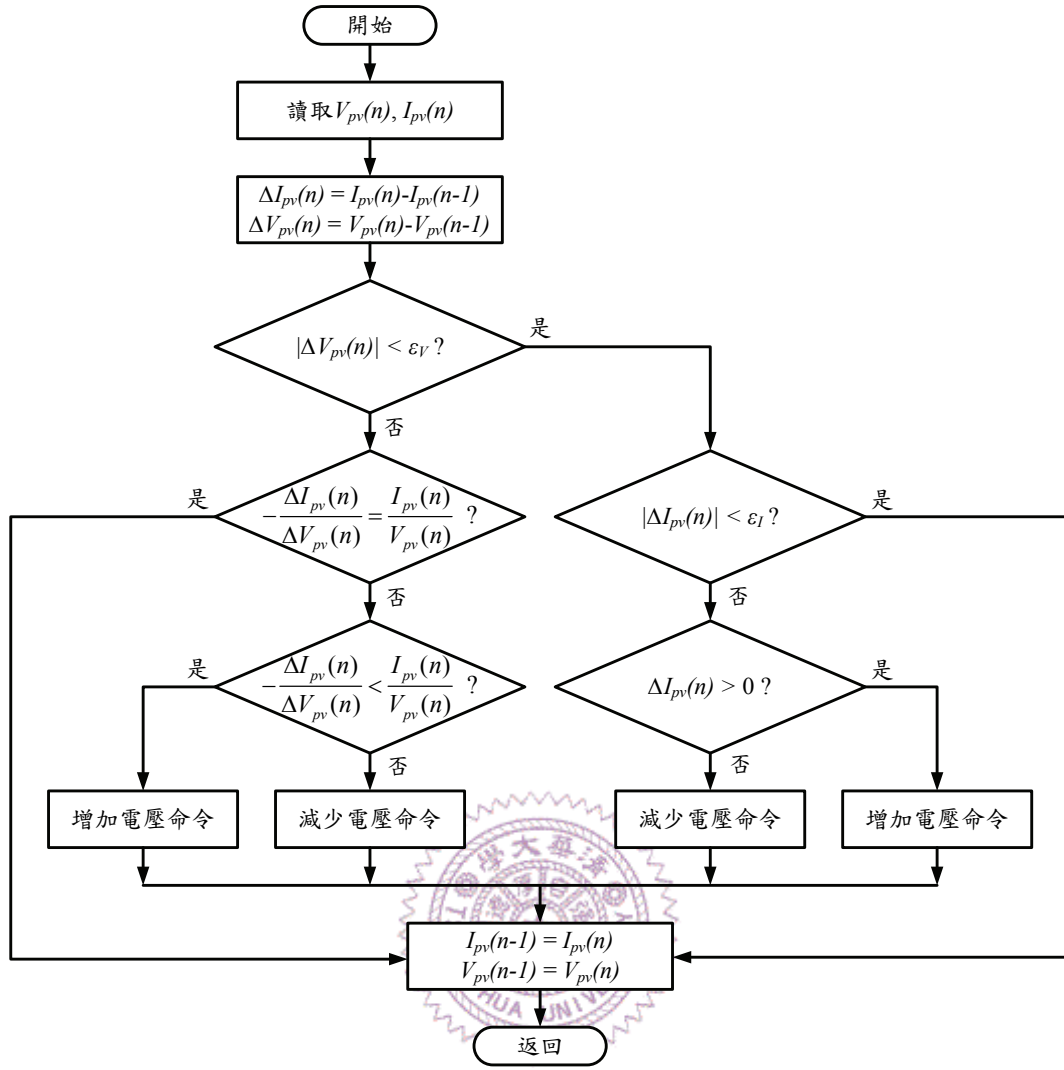


圖 2.10 增量電導法動作流程圖[20]

#### (6) 直線近似法(Linear Line Approximation Method)

直線近似法為本實驗室於 1995 年所提出之最大功率追蹤控制方法，其基本原理乃利用一最大功率點直線(Maximum Power Point Line, MPPL)作為控制器設計之設計準則，具有可迅速追蹤至最大功率點、不會在最大功率點附近晃動以及在電路實現上較為簡單等優點。

由 2.1 節所述，太陽能電池輸出電流對功率之關係式如下：

$$P_{pv} = -I_{pv}^2 R_s + N_s \alpha I_{pv} \ln \left( \frac{N_p I_s + N_p I_o - I_{pv}}{N_p I_o} \right), \quad \alpha \triangleq \frac{AKT}{q} \quad (2-14)$$

由太陽能電池之物理特性可知，在最大功率輸出點時功率對電流微分後其值為零，因此由式(2-14)對電流  $I_{pv}$  微分後令為零，如式(2-15)所示：

$$\frac{dP_{pv}}{dI_{pv}} = -2I_{pv}R_s + N_s\alpha \ln \left[ \frac{-I_{pv} + (I_o + I_s)N_p}{I_oN_p} \right] + \frac{I_{pv}N_s\alpha}{I_{pv} - (I_o + I_s)N_p} = 0 \quad (2-15)$$

將式(2-14)代入最大功率點  $P_M$  及所對應之電流  $I_M$ ，整理後可得：

$$\frac{P_M + I_M^2 R_s}{I_M} = N_s\alpha \ln \left( \frac{N_p I_s + N_p I_o - I_M}{N_p I_o} \right) \quad (2-16)$$

將式(2-16)代入式(2-15)，整理後可得：

$$\frac{N_p I_s + N_p I_o - I_M}{N_p I_o} = \frac{N_s\alpha I_M^2}{(P_M - I_M^2 R_s)N_p I_o} \quad (2-17)$$

最後吾人將式(2-17)代入式(2-16)即得到太陽能電池最大輸出功率  $P_M$  與所對應電流  $I_M$  之關係式：

$$P_M = -I_M^2 R_s + N_s\alpha I_M \ln \left[ \frac{N_s\alpha I_M^2}{(P_M - I_M^2 R_s)N_p I_o} \right] \quad (2-18)$$

由式(2-18)吾人可得到在固定溫度時，不同日照情況下的最大輸出功率點對電流之曲線，如圖 2.11 所示。由圖中可以觀察到在固定溫度下，太陽能電池最大輸出功率點對電流之關係幾乎為線性，所以可使用一斜率為  $k$  之直線加以近似，吾人稱之為最大功率點直線。如圖 2.12 所示，與實際的最大功率點曲線相較，MPPL 相當接近實際的最大功率點。因此，在實際操作上可利用如圖 2.13 所示之控制架構，將量測到之太陽能電池輸出功率，除以斜率  $k$  以進一步得到電流命令。當太陽能電池輸出電流追隨到該電流命令時，可再一次量測到其所對應的輸出功率，然後求得下一次的電流命令，利用閉迴路的控制方式即可瞬時地追蹤至最大功率點。此外，該控制方式還具有控制架構簡單以及不會在最大功率點附近晃動的特點。基於上述優點，所以本文將使用直線近似法作為最大功率追蹤控制實現之策略。

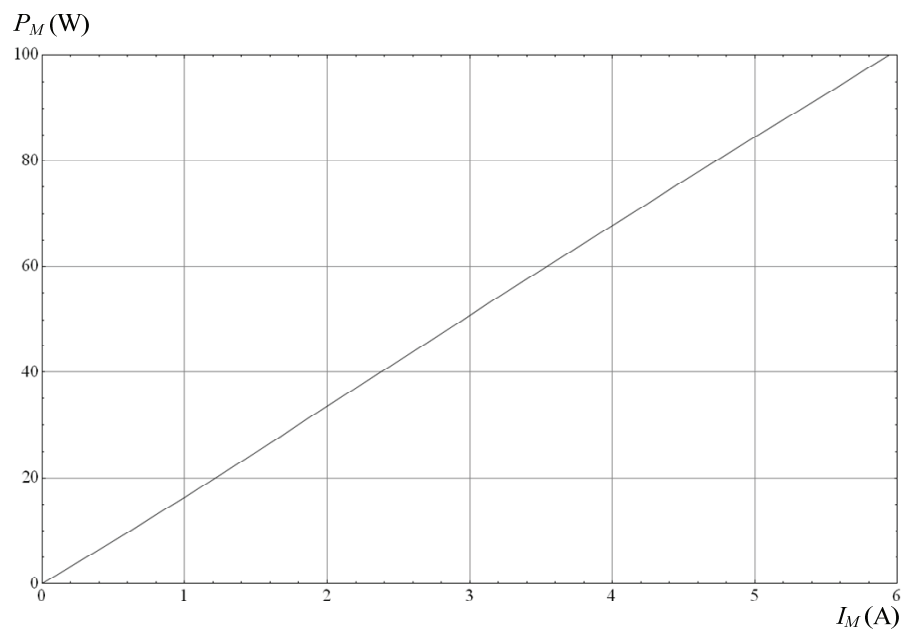


圖 2.11 太陽能電池溫度固定於 25°C，不同日照下  
最大輸出功率對電流之曲線

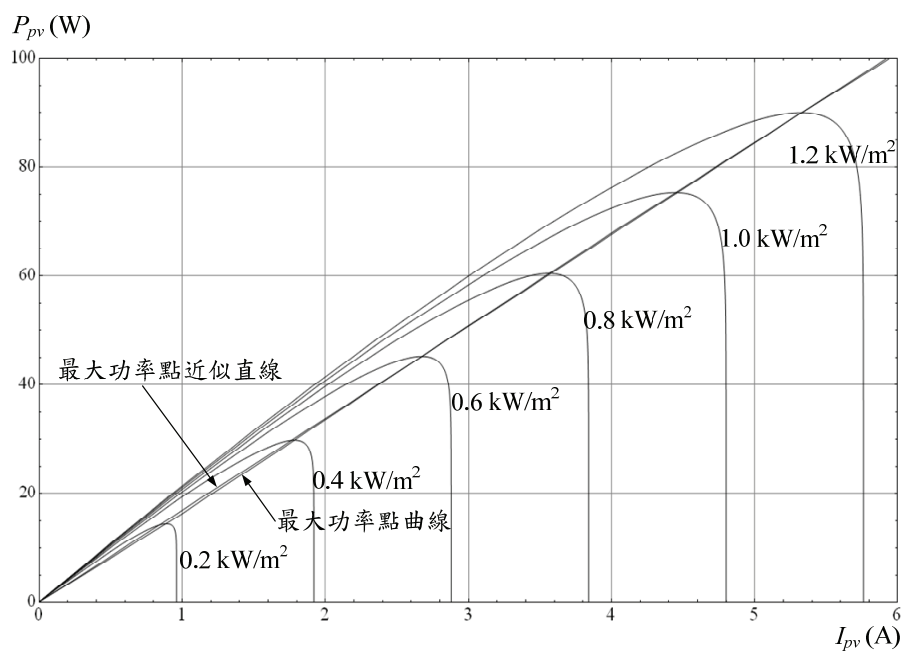


圖 2.12 太陽能電池溫度固定於 25°C，最大功率點近似直線  
與最大功率點曲線比較圖

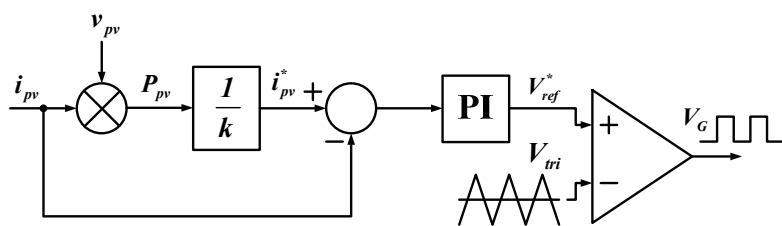


圖 2.13 直線近似法控制架構圖

如前所述，太陽能電池在不同日照強度及溫度條件下，具有不同之輸出功率對電壓或電流特性曲線，然而在各種條件下只會存在一個最大輸出功率點，為了有效的利用太陽能電池，必須作最大功率追蹤控制。而本節介紹了目前常用的最大功率追蹤控制策略，其原理皆是由太陽能電池之物理特性而得，差別在於各方法實現的難易度以及當環境條件改變時是否仍可以穩定地追蹤至最大功率點，表 2.3 為以上所述方法優劣之比較。

表 2.3 本文所介紹之最大功率追蹤策略比較表

最大功率追蹤策略	優點	缺點
分數開路電壓法	量測參數少、 控制策略簡單。	量測開路電壓時會造成額外能量損失、環境條件改變時無法追蹤至最大功率點。
分數短路電流法	量測參數少、 控制策略簡單。	短路電流不易量測、增加額外電路成本、量測時會造成額外能量損失、環境條件改變時無法追蹤至最大功率點。
擾動觀察法	判斷方式簡單、當環境因素改變時仍可追蹤至最大功率點。	追蹤速度緩慢、會在最大功率點附近晃動，造成能量損失。
增量電導法	簡化了功率的計算、改善了在最大功率點附近晃動的情形。	需配合額外控制策略、需精準計算電壓及電流的微小變化量。
直線近似法	追蹤速度快、不會在最大功率點附近晃動、電路實現容易。	當溫度條件改變、太陽能板老化時會造成誤差。

## 2.4 電流漣波對輸出功率的影響

太陽能電池之輸出端一般會接一直流轉換器作最大功率追蹤控制，然而轉換器之開關的切換會造成太陽能電池之輸出電流具有漣波，進而造成輸出功率的變動。針對此問題，本節將先說明電流漣波對輸出功率造成的影響，而後進一步考慮特定漣波對輸出功率之影響，並以前述太陽電池模型及數學軟體 Mathematica 計算，模擬出不同輸出電流漣波大小所造成太陽能電池輸出功率的損失。於此，為方便後續計算及推導，本文定義電流漣波之峰對峰值為其漣波大小  $\Delta i_{pv}$ 。

首先，假設以理想昇壓型轉換器操作於電流連續導通模式(Continuous Conduction Mode, CCM)為例，轉換器開關切換週期為  $T_s$ 、工作週期為  $D$ ，而轉換器之輸入電流等於太陽能電池之輸出電流。依據太陽能電池之平均輸出電流  $I_{pv,avg}$  是否操作於最大功率點對應電流  $I_M$ ，可分別由三種情況探討：

$$(1) I_{pv,avg} < I_M \quad (2) I_{pv,avg} \cong I_M \quad (3) I_{pv,avg} > I_M$$

$$(1) I_{pv,avg} < I_M$$

如圖 2.14，當太陽能電池輸出電流具有漣波，在  $I_a$  及  $I_b$  兩點變動時，太陽能電池輸出功率  $p_{pv}$  同樣也會在  $P_a$  及  $P_b$  兩點之間變動，由於該區間電流對功率幾乎為線性關係，所以  $p_{pv}$  也會呈幾乎線性變化，如圖 2.15 所示。

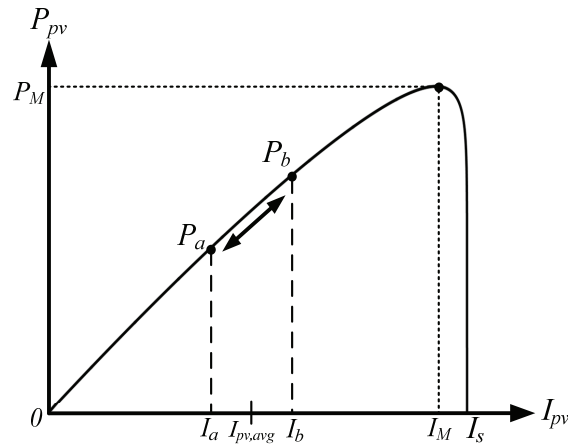


圖 2.14  $I_{pv,avg} < I_M$  時，太陽能電池輸出電流變動造成功率變動之示意圖



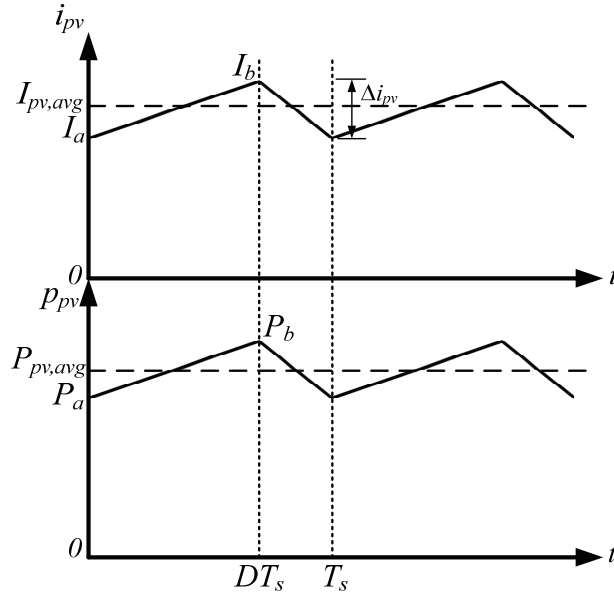


圖 2.15  $I_{pv,avg} < I_M$  時，太陽能電池輸出功率與輸出電流之模擬結果

(2)  $I_{pv,avg} \cong I_M$

如圖 2.16 所示，當太陽能電池輸出電流在  $I_a$  及  $I_b$  兩點變動時，由於在該區間電流對功率呈非線性關係，且  $p_{pv}$  會經過最大功率點  $P_M$ ，所以輸出功率會呈現如圖 2.17 所示之波形。此時雖然平均輸出電流仍約等於最大功率點對應電流，但輸出功率受到電流漣波影響而週期性地變動，也因此其平均功率  $P_{pv,avg}$  小於最大功率輸出  $P_M$ ，由此可得知電流漣波會造成太陽能電池所能提供之平均功率減少。

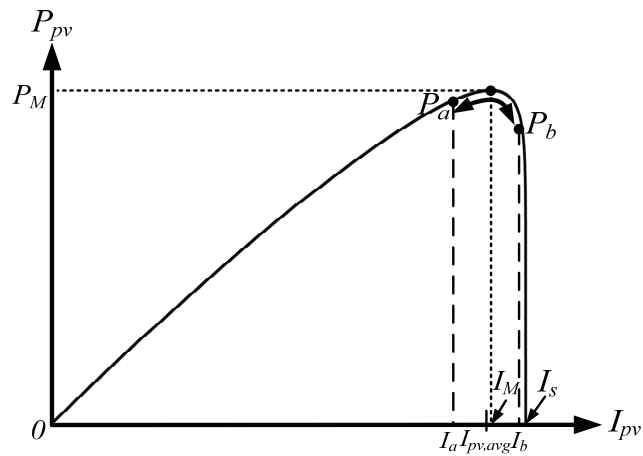


圖 2.16  $I_{pv,avg} \cong I_M$  時，太陽能電池輸出電流變動造成功率變動之示意圖

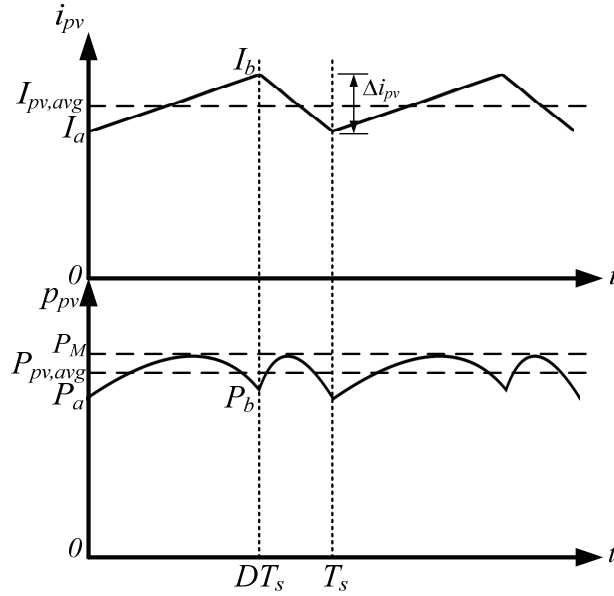


圖 2.17  $I_{pv,avg} \cong I_M$  時，太陽能電池輸出功率與輸出電流之模擬結果

(3)  $I_{pv,avg} > I_M$

當太陽能電池操作於最大功率點右半邊時，電流稍微增加即造成輸出功率急劇的減少。因此可知，在此情況下若電流具有漣波，將可能發生輸出功率短暫為零的情況。如圖 2.18 所示，當電流漣波變化至  $I_b$  時，此時已達太陽電池之短路電流  $I_s$ ，在該點輸出功率為零，所以輸出功率波形即具有短暫時間內下降至零的情況，其模擬結果如圖 2.19 所示。

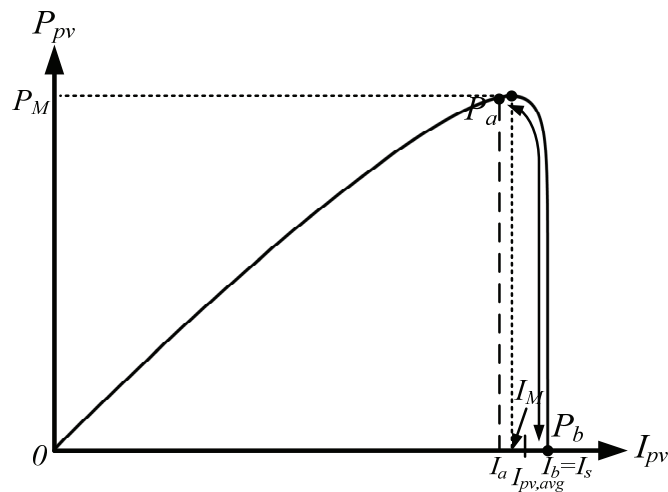


圖 2.18  $I_{pv,avg} > I_M$  時，太陽能電池輸出電流變動造成功率變動之示意圖

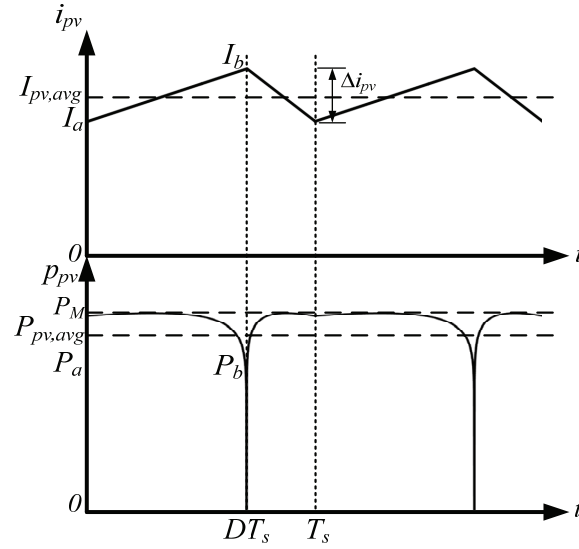


圖 2.19  $I_{pv,avg} > I_M$  時，太陽能電池輸出功率與輸出電流之模擬結果

經由上述說明可知，當太陽能電池輸出電流具有漣波時，其輸出功率隨電流變化而呈現週期性的變動，進而造成平均輸出功率的減少。由於太陽能電池之輸出電流平均值  $I_{pv,avg}$  為其電流漣波之峰對峰值  $\Delta i_{pv}$  大小的二分之一，且由太陽能電池之物理特性可得，輸出電流並不會超過短路電流大小  $I_s$ ，因此當  $\Delta i_{pv} > 2(I_s - I_M)$  時，則  $I_{pv,avg} < I_M$ 。意即於此情況下，太陽能電池之平均輸出電流  $I_{pv,avg}$  無法操作於對應最大功率點之電流大小  $I_M$ ，使得其平均輸出功率減少。

為了進一步考量太陽能電池之輸出電流漣波對最大平均輸出功率  $P_{pv,avg}^{Max}$  的影響，以下將導演太陽能電池輸出功率對電流漣波大小之數學關係式。首先吾人可由一週期性函數表示輸出電流  $i_{pv}$ ：

$$i_{pv}(t) = i_{pv,r}(t) \cdot [u(t - nT_s) - u(t - (n+D)T_s)] + i_{pv,f}(t) \cdot [u(t - (n+D)T_s) - u(t - (n+1)T_s)] \quad (2-19)$$

其中， $i_{pv,r}(t)$  及  $i_{pv,f}(t)$  分別為電流在上升及下降時的時間函數，可以式(2-20)及式(2-21)表示之。

$$i_{pv,r}(t) = \begin{cases} \frac{\Delta i_{pv}}{DT_s}(t - nT_s) + I_a & , t \in [nT_s, (n+D)T_s] \\ 0 & , t \notin [nT_s, (n+D)T_s] \end{cases} \quad (2-20)$$

$n = 0, 1, 2, \dots, n$

$$i_{pv,f}(t) = \begin{cases} -\frac{\Delta i_{pv}}{(1-D)T_s}(t - nT_s - DT_s) + I_b & , t \in [(n+D)T_s, (n+1)T_s] \\ 0 & , t \notin [(n+D)T_s, (n+1)T_s] \end{cases} \quad (2-21)$$

$n = 0, 1, 2, \dots, n$

為了將  $i_{pv}(t)$  以平均輸出電流  $I_{pv,avg}$  及電流漣波之峰對峰值  $\Delta i_{pv}$  表示，可將  $I_a$  及  $I_b$  以下式表示：

$$\begin{cases} I_a = I_{pv,avg} - \frac{\Delta i_{pv}}{2} \\ I_b = I_{pv,avg} + \frac{\Delta i_{pv}}{2} \end{cases} \quad (2-22)$$

將式(2-22)代入式(2-20)及式(2-21)，重新整理出  $i_{pv,r}(t)$  及  $i_{pv,f}(t)$ ：

$$i_{pv,r}(t) = \begin{cases} \frac{\Delta i_{pv}}{DT_s}(t - nT_s) + I_{pv,avg} - \frac{\Delta i_{pv}}{2} & , t \in [nT_s, (n+D)T_s] \\ 0 & , t \notin [nT_s, (n+D)T_s] \end{cases} \quad (2-23)$$

$n = 0, 1, 2, \dots, n$

$$i_{pv,f}(t) = \begin{cases} -\frac{\Delta i_{pv}}{(1-D)T_s}(t - nT_s - DT_s) + I_{pv,avg} + \left[ \frac{1+D}{2(1-D)} \right] \Delta i_{pv} & , t \in [(n+D)T_s, (n+1)T_s] \\ 0 & , t \notin [(n+D)T_s, (n+1)T_s] \end{cases} \quad (2-24)$$

$n = 0, 1, 2, \dots, n$

同理，吾人亦可將太陽能電池之輸出功率以一週期性函數表示：

$$p_{pv}(t) = p_{pv,r}(t) \cdot [u(t - nT_s) - u(t - (n+D)T_s)] + p_{pv,f}(t) \cdot [u(t - (n+D)T_s) - u(t - (n+1)T_s)] \quad (2-25)$$

由前面章節所述，太陽能電池輸出電流對功率之關係式如式(2-26)所示。

$$P_{pv} = -I_{pv}^2 R_s + N_s \alpha I_{pv} \ln \left( \frac{N_p I_s + N_p I_o - I_{pv}}{N_p I_o} \right), \alpha \triangleq \frac{AKT}{q} \quad (2-26)$$

因此，將式(2-23)代入式(2-26)中的 $I_{pv}$ 即可推導出相對應的 $p_{pv,r}(t)$ 如下：

$$p_{pv,r}(t) = \begin{cases} \left[ \frac{(t-nT_s)\Delta i_{pv}}{DT_s} + I_{pv,avg} - \frac{\Delta i_{pv}}{2} \right] \times \\ \left\{ -R_s \left( + \frac{(t-nT_s)\Delta i_{pv}}{DT_s} + I_{pv,avg} - \frac{\Delta i_{pv}}{2} \right) + N_s \alpha \ln \left[ \beta - \frac{(t-nT_s)\Delta i_{pv}}{DT_s I_o N_p} \right] \right\}, t \in [nT_s, (n+D)T_s] \\ 0, t \notin [nT_s, (n+D)T_s] \end{cases} \quad (2-27)$$

$n = 0, 1, 2, \dots, n$

上式中， $\beta = \frac{I_o N_p + I_s N_p - I_{pv,avg} + \frac{\Delta i_{pv}}{2}}{I_o N_p}$ 。

同理，將式(2-24)代入式(2-26)中的 $I_{pv}$ 亦可推導出相對應的 $p_{pv,f}(t)$ 如下：

$$p_{pv,f}(t) = \begin{cases} -R_s \left[ -\frac{(t-nT_s)\Delta i_{pv}}{(1-D)T_s} + I_{pv,avg} + \frac{(1+D)\Delta i_{pv}}{2(1-D)} \right]^2 + \\ N_s \alpha \left[ -\frac{(t-nT_s)\Delta i_{pv}}{(1-D)T_s} + I_{pv,avg} + \frac{(1+D)\Delta i_{pv}}{2(1-D)} \right] \ln \left[ \gamma + \frac{(t-nT_s)\Delta i_{pv}}{(1-D)T_s I_o N_p} \right], t \in [(n+D)T_s, (n+1)T_s] \\ 0, t \notin [(n+D)T_s, (n+1)T_s] \end{cases} \quad (2-28)$$

$n = 0, 1, 2, \dots, n$

上式中， $\gamma = \frac{I_o N_p + I_s N_p - I_{pv,avg} - \frac{(1+D)\Delta i_{pv}}{2(1-D)}}{I_o N_p}$ 。

因此，吾人可進一步得到太陽能電池之平均輸出功率 $P_{pv,avg}$ ，如式(2-29)所示。該式即代表著當太陽能電池輸出電流在漣波影響的情況下，實際可得到的平均功率。

$$P_{pv,avg} = \frac{1}{T_s} \left[ \int_{nT_s}^{(n+D)T_s} p_{pv,r}(t) dt + \int_{(n+D)T_s}^{(n+1)T_s} p_{pv,f}(t) dt \right] \quad (2-29)$$

接著本文以德國西門子公司所生產之 SP-75W 型太陽能電池作為模擬依據，並且使用數學軟體 Mathematica 計算出在不同電流漣波之峰對峰值  $\Delta i_{pv}$  時，最大可達到之平均輸出功率  $P_{pv,avg}^{Max}$ 。為便於了解，吾人亦繪出在該條件下所對應的電流及功率波形。其中太陽能電池假設在單一模組操作 ( $N_s=1$ ,  $N_p=1$ )、日照量為  $1\text{kW/m}^2$  以及溫度為  $25^\circ\text{C}$  之情況下；而轉換器切換頻率設為  $20\text{kHz}$ 、責任週期為  $0.5$ 。圖 2.20 及圖 2.21 為模擬  $\Delta i_{pv}$  為  $0.8\text{A}$  時，在平均輸出功率為最大值之條件下的電流及功率波形圖，由模擬結果可以觀察到，當  $\Delta i_{pv}$  為  $0.8\text{A}$  時、 $I_{pv,avg}$  操作於  $4.3\text{A}$  時，可達到最大平均輸出功率  $74\text{W}$ ，相較於最大功率點  $75.3\text{W}$  減少約  $1.7\%$  之功率輸出。

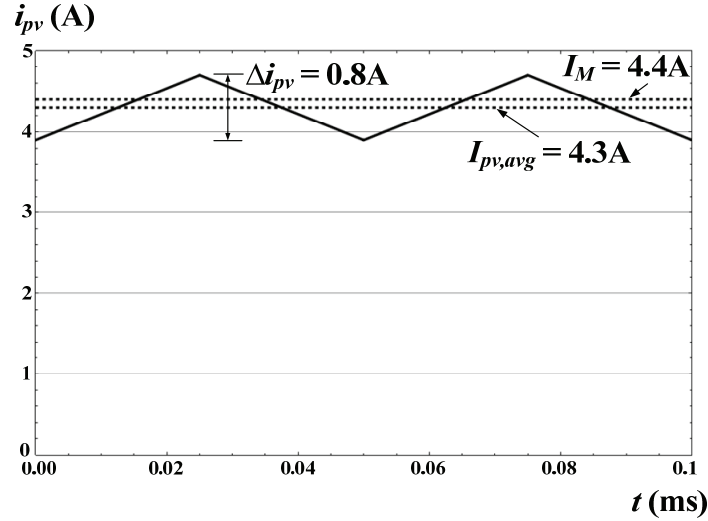


圖 2.20  $\Delta i_{pv} = 0.8\text{A}$  時，最大平均輸出功率條件下之輸出電流波形圖

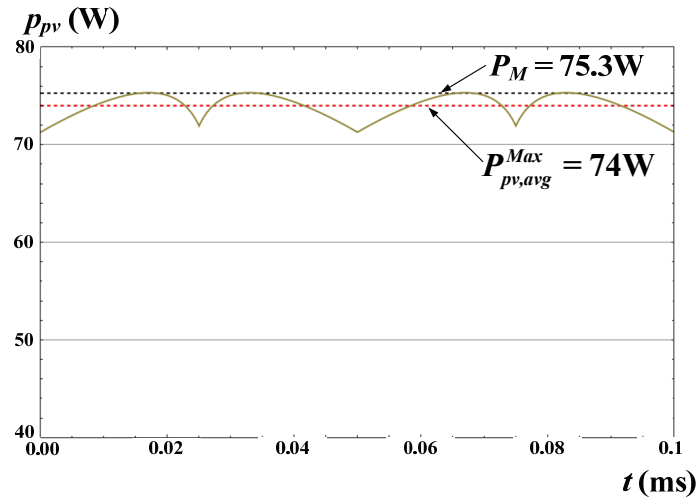


圖 2.21  $\Delta i_{pv} = 0.8\text{A}$  時，最大平均輸出功率條件下之輸出功率波形圖



而圖 2.22 及圖 2.23 為模擬  $\Delta i_{pv}$  為 2A 時，在平均輸出功率為最大值之條件下的電流及功率波形圖。同樣地，由模擬結果可以觀察到，當  $\Delta i_{pv}$  為 2A 時、 $I_{pv,avg}$  操作於 3.8A 時，可達到最大平均輸出功率 67.9W，相較於最大功率點 75.3W 減少約 9.8% 之功率輸出。由上述模擬結果可以得知，當電流漣波較大時，若要達到最大平均功率輸出，則平均輸出電流必須操作於該漣波大小下所能達到的最大平均電流。然而，在此情況下電流漣波峰值會等於短路電流大小，將造成在該點輸出功率為零，進而有可能使系統產生誤動作或不穩定之情形。

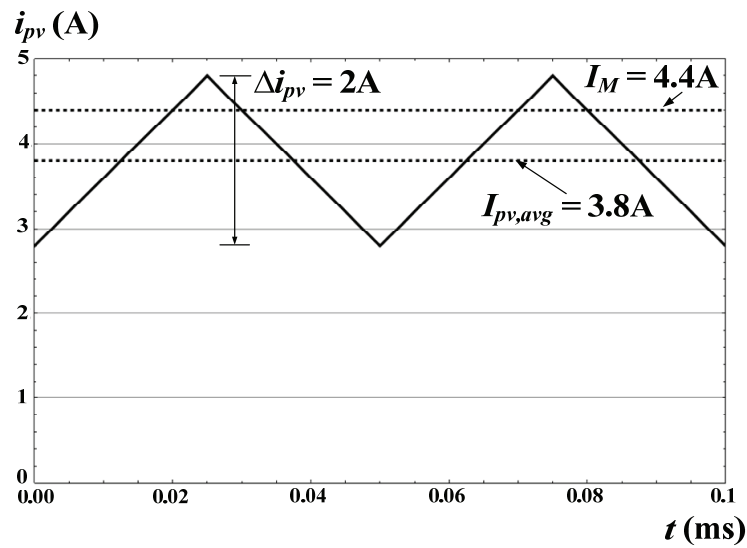


圖 2.22  $\Delta i_{pv} = 2A$  時，最大平均輸出功率條件下之輸出電流波形圖

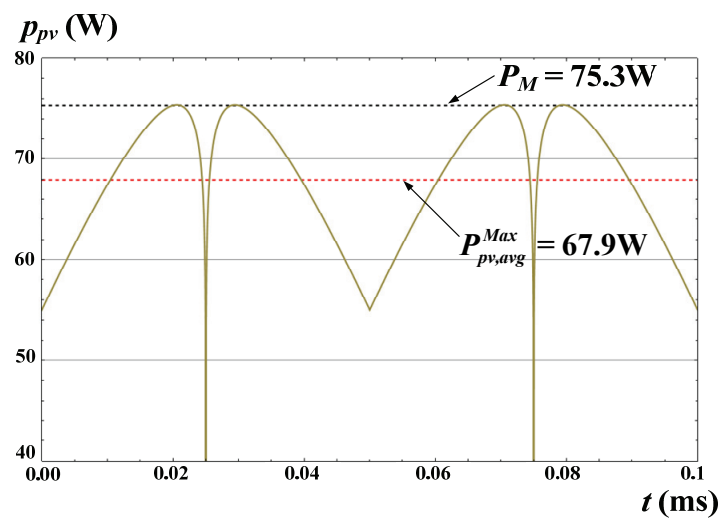


圖 2.23  $\Delta i_{pv} = 2A$  時，最大平均輸出功率條件下之輸出功率波形圖

以下可進一步討論不同漣波大小與最大可達到之平均輸出功率的關係。因此，吾人定義太陽能電池之輸出電流百分率以及輸出功率百分率之定義如下：

$$\text{輸出電流漣波百分率} = \frac{\text{輸出電流漣波之振幅大小 } (\Delta i_{pv} / 2)}{\text{標準測試條件下之額定電流 } (I_M)} \quad (2-30)$$

以及，

$$\text{輸出功率百分率} = \frac{\text{最大平均輸出功率 } (P_{pv,avg}^{Max})}{\text{標準測試條件下之額定功率 } (P_M)} \quad (2-31)$$

如圖 2.24 所示為利用式(2-30)及式(2-31)之定義，所繪出在標準測試情況下太陽能電池的輸出功率百分率對輸出電流漣波百分率之關係曲線。由圖中可知，當輸出電流漣波之振幅大小為額定電流之 9.5%時，輸出功率減少至額定功率之 98%；當輸出電流漣波之振幅大小為額定電流之 15.5%時，則輸出功率減少至額定功率之 95%。此外，可進一步繪出太陽能電池在固定溫度為 25°C，不同日照下以及固定日照為 1 kW/m<sup>2</sup>、不同溫度下之輸出功率百分率對輸出電流漣波百分率之關係曲線，如圖 2.25 及 2.26 所示。由圖中除了可觀察到電流漣波對輸出功率之影響，更以精確量化的方式求得在各個環境條件下，不同漣波大小所造成輸出功率之損失。值得一提的，上述量化圖導演是假設該昇壓型轉換器情形，實際情況或因不同轉換器或因寄生電阻大小不同，亦會有些差別。

綜合上述，轉換器開關切換時所產生之電流漣波，可瞭解其造成太陽能電池輸出功率精確量化後的變動情形。一般常見之解決方式為在轉換器輸入端加一容質足夠大之電解電容，以降低太陽能電池之輸出電流漣波，然而電解電容存在有壽命短、動態響應慢等缺點。基於上述問題，本論文於第三章中提出兩種零輸入電流漣波之轉換器，分別為具主動式及被動式漣波消除電路之邱克轉換器，其透過輔助電路的設計可達到輸入電流幾乎為純直流之特點。因此系統能在不使用很大的電解電容器的情況下大幅減小電流漣波，有效改善太陽能電池因為電流漣波所造成輸出功率減少的情形，並且有助於最大功率的精確追蹤控制。

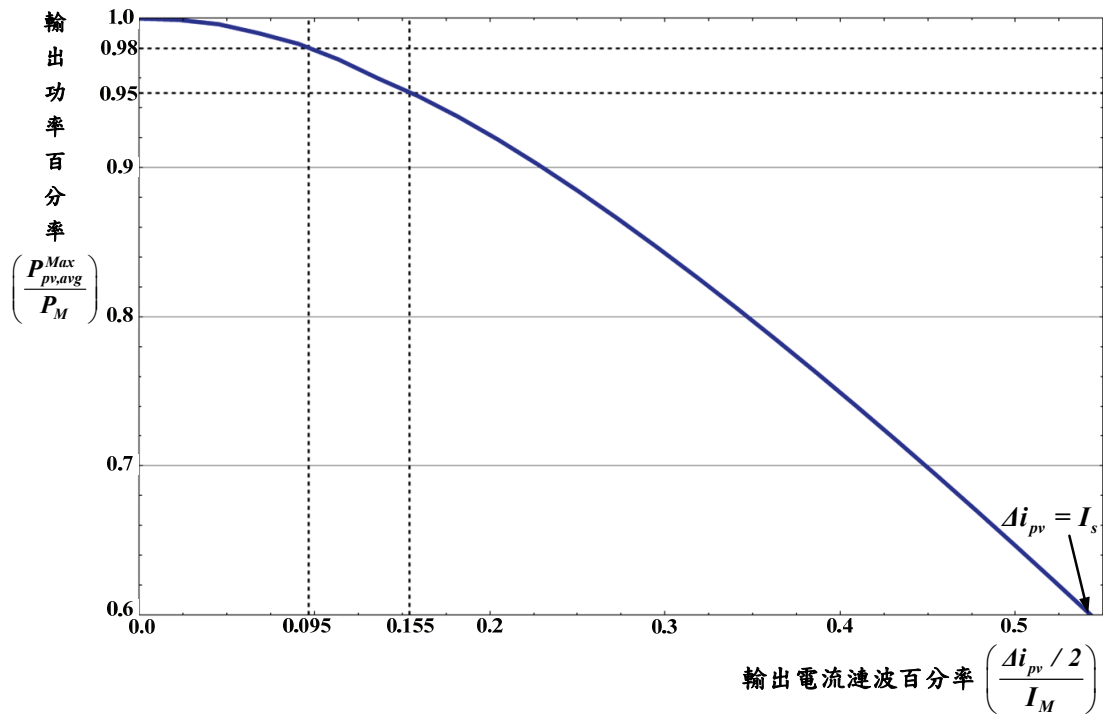


圖 2.24 標準測試條件下，太陽能電池輸出功率百分率  
對輸出電流漣波百分率之關係圖

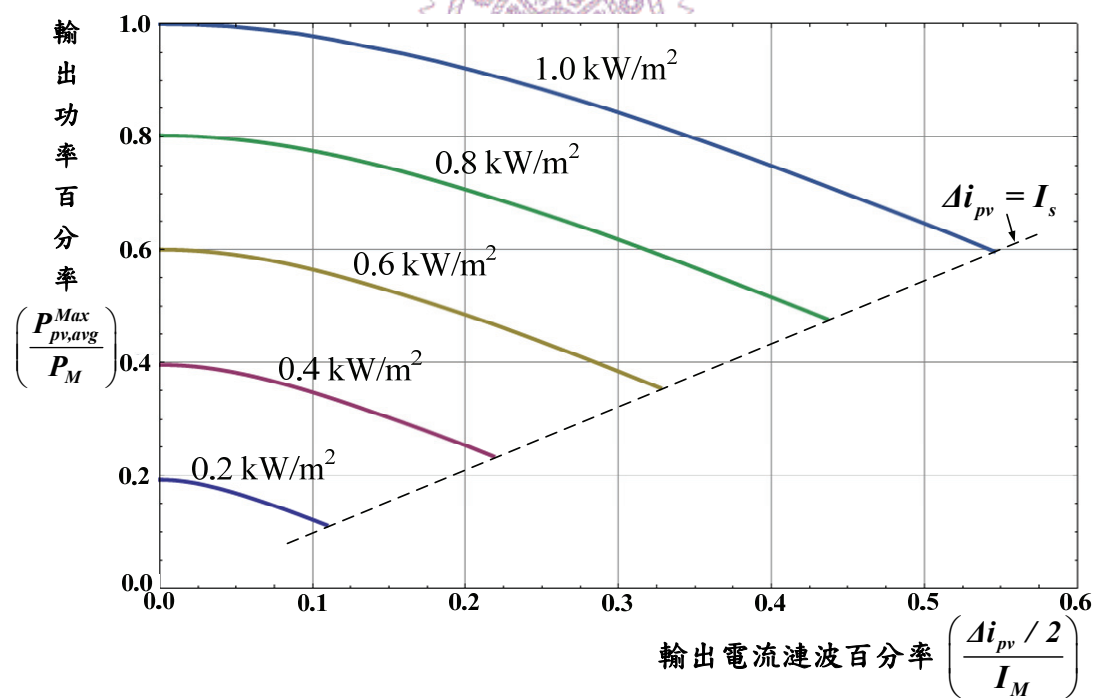


圖 2.25 太陽能電池溫度固定於 25°C，不同日照下  
輸出功率百分率對輸出電流漣波百分率之關係圖

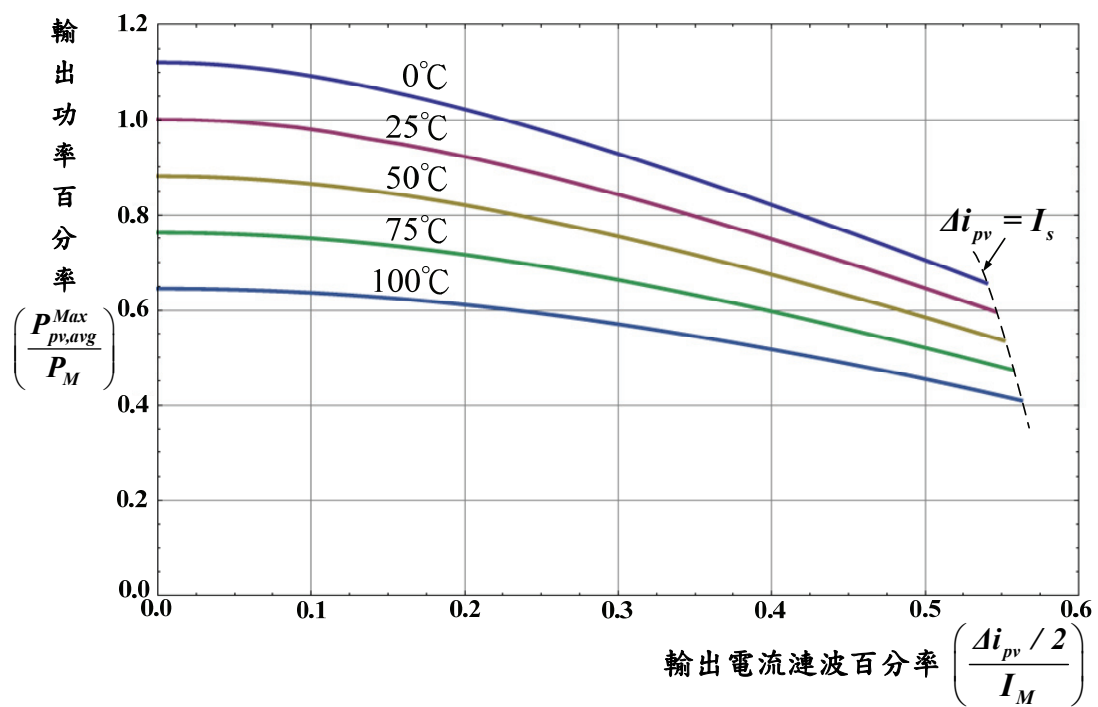


圖 2.26 太陽能電池之日照固定於  $1 \text{ kW/m}^2$ ，不同溫度下  
輸出功率百分率對輸出電流漣波百分率之關係圖



## 第三章

### 具漣波消除電路之邱克轉換器

#### 3.1 前言

如前章所述，轉換器之輸入電流漣波會造成太陽能電池輸出功率變動、使得系統無法精確的操作於最大功率點，進而造成效率損耗、輸出功率減少等問題。以往傳統的解決方式是藉著提高切換頻率或加大濾波電感，並且在轉換器輸入端加一容質足夠大之電解電容以減輕其影響。然而，提高切換頻率將使得轉換效率降低、而加大濾波電感或電容則容易造成體積過大、不利於轉換器之功率密度提升且動態響應慢等缺點。針對上述問題，本章分別提出主動式及被動式等兩種漣波消除電路，並且將其整合於邱克轉換器以應用於太陽能電池。此轉換器具可在不提高切換頻率的情況下有效縮小轉換器儲能電感的大小，並且具有輸入電流零漣波以及輸出可昇/降壓之優點。

本章首先於 3.2 節提出一具主動式漣波消除電路之邱克轉換器，說明其電路架構、工作原理及電路特性，並且使用電路模擬軟體 PowerSIM 進行其電路性能模擬與驗證。由模擬結果及電路特性分析可得知，本論文所探討之主動式漣波消除策略具有電流漣波消除效果，然此法由於受限於固定之開關工作週期，對於應用於太陽能光伏系統而言，在日照強度、溫度或負載改變劇烈下轉換器將操作於較寬廣之工作點，因此主動式漣波消除策略較不適用於光伏系統。吾人以主動式漣波消除之概念為基礎，於 3.3 節另外提出一被動式漣波消除電路，針對其電路架構、工作原理及電路特性作說明，並以狀態空間平均技術建立其數學模型。最後，於 3.4 節對所提主動式及被動式漣波消除電路作一比較。相較於主動式漣波消除電路，被動式漣波消除電路之運作與開關之工作週期無關，且不需額外控制電路，故本論文後續即選用其作為電流漣波消除電路之實現。

## 3.2 主動式漣波消除電路

### 3.2.1 轉換器架構與工作原理

本文所提出的具主動式漣波消除電路之邱克轉換器如圖 3.1 所示，係由傳統邱克轉換器加上一漣波消除電路而得。為了使輸入電流  $i_s$  為一零漣波的純直流源，當電感  $L_1$  儲能，其電流  $i_{L1}$  呈線性上升時，使流經電感  $L_{r1}$  之電流  $i_{Lr1}$  呈線性下降；反之當  $L_1$  釋能， $i_{L1}$  呈線性下降時，使  $i_{Lr1}$  呈線性上升用以補償  $i_{L1}$ 。由於  $i_s$  為  $i_{L1}$  與  $i_{Lr1}$  之和，所以當  $i_{L1}$  之上升斜率與  $i_{Lr1}$  下降斜率大小相同時，輸入電流  $i_s$  即為一零漣波之純直流電流。同理，對於輸出電流  $i_o$  而言，亦可利用流經電感  $L_{r2}$  之電流  $i_{Lr2}$  針對流經電感  $L_2$  之電流  $i_{L2}$  作補償，使  $i_o$  為一零漣波之純直流電流。此外漣波消除電路主要是用於補償主電路中的電流漣波，其輸出端使用一電容  $C_{ro}$  用以阻隔直流成份，使電路中只流過交流漣波。因此，此主動式漣波消除電路並不會造成過多的能量損耗，同時此電路可實現輸入及輸出電流漣波消除，使轉換器之輸入及輸出電流皆為零漣波電流。

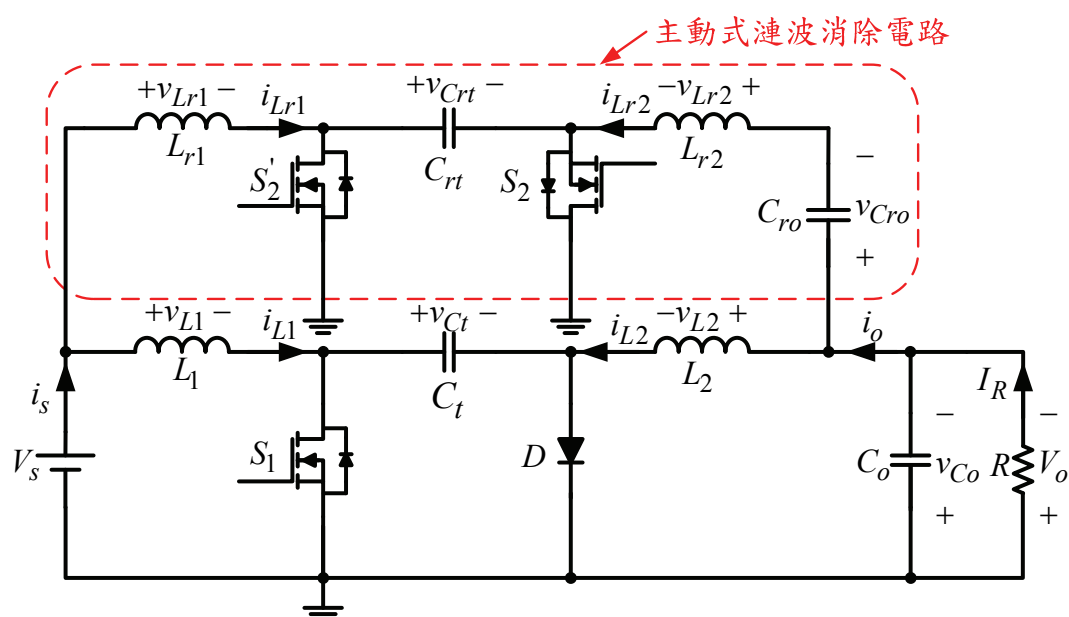


圖 3.1 具主動式漣波消除電路之邱克轉換器電路架構



圖 3.1 所示轉換器之工作原理可由圖 3.2 輸入端與輸出端重要關鍵波形圖加以說明之。

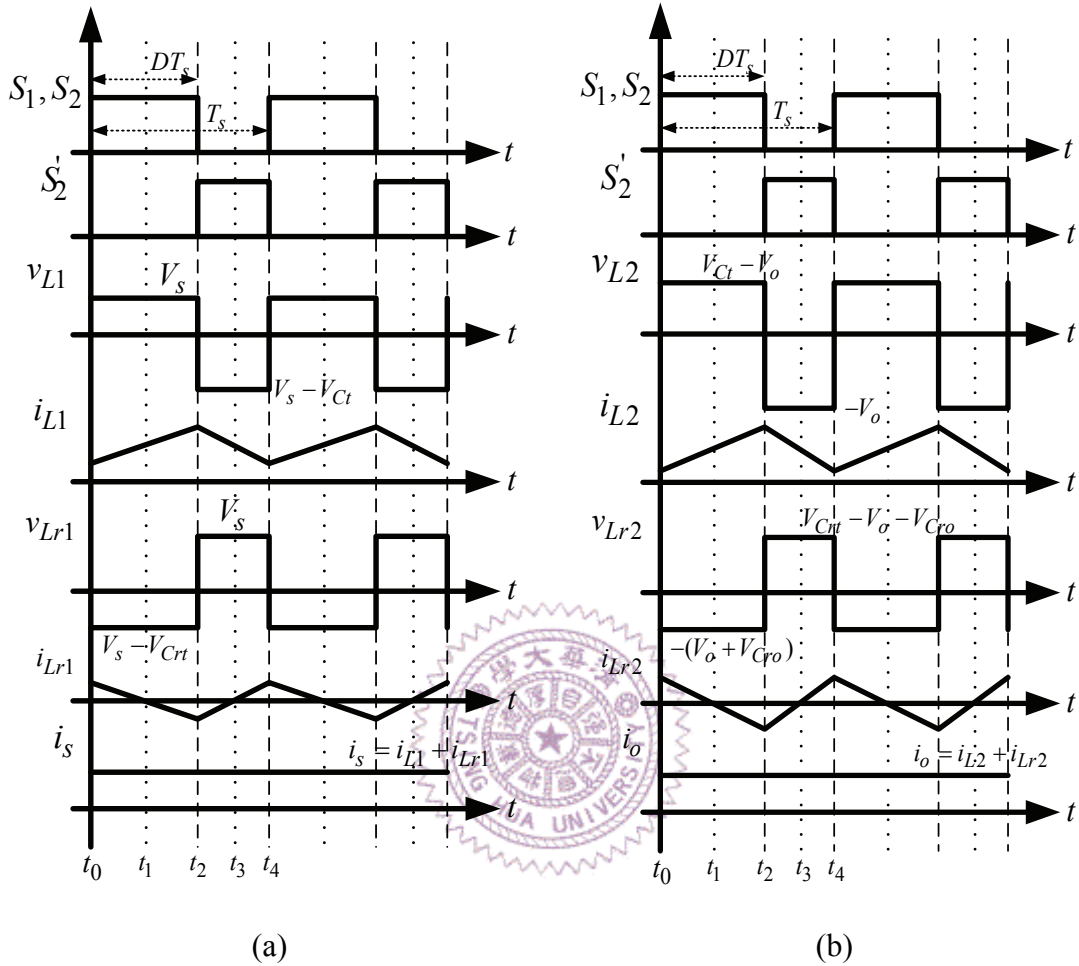


圖 3.2 具主動式漣波消除電路之邱克轉換器電感電壓及電流波形圖

(a)輸入端 (b)輸出端

以下假設轉換器係工作於連續導通模式，並且所有元件皆為理想元件：

【模式一】  $t_0 \leq t \leq t_2 = DT_s$

圖 3.3 為工作模式一之等效電路。此時轉換器開關  $S_1$  與  $S_2$  同時導通、 $S_2'$  截止、二極體  $D$  跨一負電壓而逆偏截止。輸入電流分別流經  $L_1$  及  $L_{r1}$  形成迴路，輸入電壓對電感  $L_1$  儲能，流經  $L_1$  之電流  $i_{L1}$  呈線性上升，而流經  $L_{r1}$  的電流  $i_{Lr1}$  則反向呈線性下降，使得輸入電流  $i_s = i_{L1} + i_{Lr1}$  趨近於一定值。

此外，電容  $C_t$  將能量釋放至負載並且對電感  $L_2$  進行儲能，而流經  $L_{r2}$  的電流  $i_{Lr2}$  則反向直線變化以作補償，使得輸出電流  $i_o = i_{L2} + i_{Lr2}$  趨近於一定值。由圖 3.2 中可以觀察到  $i_{Lr1}$  及  $i_{Lr2}$  在時間  $t_0$  至  $t_1$  區間內為正值，在  $t = t_1$  時下降至零，在  $t_1$  至  $t_2$  區間內則為負值表示電流反向，因此可知流經主動式漣波消除電路之電流為交流漣波。由 KVL 與 KCL 定理可列出工作模式一之電路方程式如下：

$$L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = V_s \quad (3-1)$$

$$L_{r1} \frac{di_{Lr1}}{dt} = V_s - v_{Cr1} \quad (3-2)$$

$$L_2 \frac{di_{L2}}{dt} = v_{Cr1} - v_{Co} \quad (3-3)$$

$$L_{r2} \frac{di_{Lr2}}{dt} = -v_{Co} - v_{Cro} \quad (3-4)$$

$$C_t \frac{dv_{Cr1}}{dt} = -i_{L2} \quad (3-5)$$

$$C_{rt} \frac{dv_{Cr1}}{dt} = i_{Lr1} \quad (3-6)$$

$$C_o \frac{dv_{Co}}{dt} = i_{L2} + i_{Lr2} - \frac{v_{Co}}{R} \quad (3-7)$$

$$C_{ro} \frac{dv_{Cro}}{dt} = i_{Lr2} \quad (3-8)$$

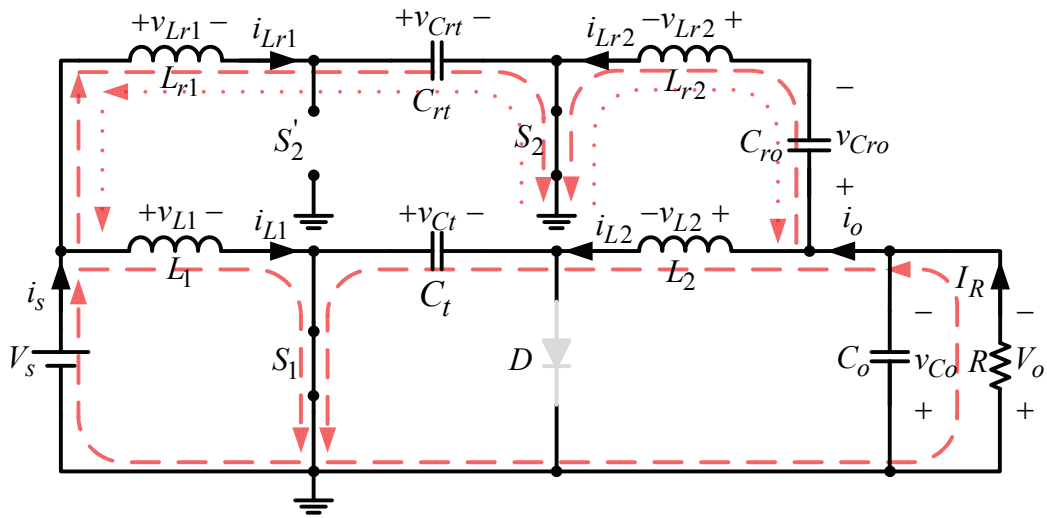


圖 3.3 具主動式漣波消除電路之邱克轉換器於工作模式一之等效電路

【模式二】  $t_2 \leq t \leq t_4 = T_s$

圖 3.4 為工作模式二之等效電路。此時轉換器開關  $S_2'$  導通、 $S_1$  與  $S_2$  截止，電感電流  $i_{L1}$  續流，迫使二極體  $D$  導通，電流流經  $C_t$  將  $L_1$  上的儲能釋放並對其充電， $i_{L1}$  呈線性下降，而  $i_{Lr1}$  則呈反向直線上升以為補償。另一方面， $i_{L2}$  續流將  $L_2$  上儲存能量同時釋放至  $C_o$  與負載，此時  $i_{Lr2}$  則對  $i_{L2}$  作補償。此外，由圖 3.2 中可以觀察到  $i_{Lr1}$  及  $i_{Lr2}$  在工作模式二之起始狀態( $t=t_2$ )時為負值，在  $t=t_3$  時上升至零，在  $t_3$  至  $t_4$  區間內電流換向。由 KVL 與 KCL 定理可列出工作模式二之電路方程式如下：

$$L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = V_s - v_{Ct} \quad (3-9)$$

$$L_{r1} \frac{di_{Lr1}}{dt} = V_s \quad (3-10)$$

$$L_2 \frac{di_{L2}}{dt} = -v_{Co} \quad (3-11)$$

$$L_{r2} \frac{di_{Lr2}}{dt} = v_{Cr1} - v_{Co} - v_{Cro} \quad (3-12)$$

$$C_t \frac{dv_{Ct}}{dt} = i_{L1} \quad (3-13)$$

$$C_{rt} \frac{dv_{Cr1}}{dt} = -i_{Lr2} \quad (3-14)$$

$$C_o \frac{dv_{Co}}{dt} = i_{L2} + i_{Lr2} - \frac{v_{Co}}{R} \quad (3-15)$$

$$C_{ro} \frac{dv_{Cro}}{dt} = i_{Lr2} \quad (3-16)$$

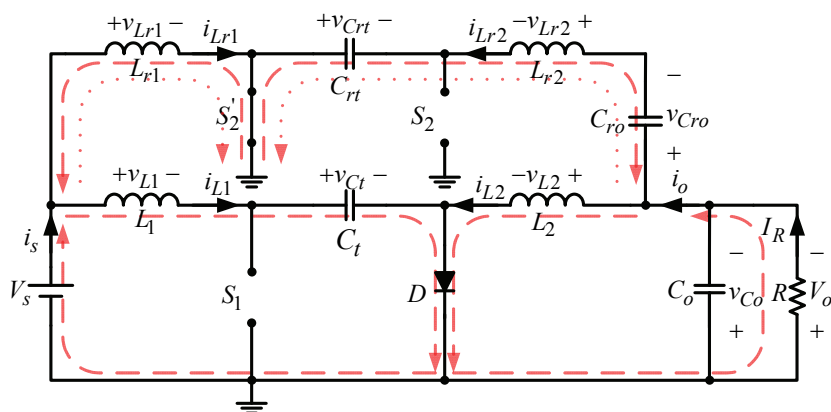


圖 3.4 具主動式漣波消除電路之邱克轉換器於工作模式二之等效電路

### 3.2.2 轉換器特性分析及電路模擬

本節以下討論電壓增益比、輸入電流漣波以及輸出電流漣波三部份，說明具主動式漣波消除電路之邱克轉換器的電路特性，並且推導出零漣波之電路參數設計條件。

#### (1) 電壓增益比

由式(3-1)至式(3-4)以及式(3-9)至式(3-12)，可根據穩態時電感充放電情況以伏秒平衡定理列出下列式子：

$$V_s D + (V_s - V_{Ct})(1 - D) = 0 \quad (3-17)$$

$$(V_s - V_{Crt})D + V_s(1 - D) = 0 \quad (3-18)$$

$$(V_{Ct} - V_{Co})D - V_{Co}(1 - D) = 0 \quad (3-19)$$

$$-(V_{Co} + V_{Cro})D + (V_{Crt} - V_{Co} - V_{Cro})(1 - D) = 0 \quad (3-20)$$

將式(3-17)至式(3-20)整理後可求出穩態下電容電壓平均值：

$$V_{Ct} = \left( \frac{1}{1 - D} \right) V_s \quad (3-21)$$

$$V_{Crt} = \left( \frac{1}{D} \right) V_s \quad (3-22)$$

$$V_{Co} = V_o = V_{Ct} D = \left( \frac{D}{1 - D} \right) V_s \quad (3-23)$$

$$V_{Cro} = \left[ \frac{1 - 2D}{D(1 - D)} \right] V_s \quad (3-24)$$

經由式(3-21)至式(3-24)即可得到此轉換器之電壓增益方程式，如式(3-25)所示。由式(3-25)可知，加入主動式漣波消除電路後並不會改變原有電路之電壓增益，其輸入對輸出電壓之關係式仍與傳統邱克轉換器相同，為一可昇/降壓之轉換器。

$$\frac{V_o}{V_s} = \frac{D}{1 - D} \quad (3-25)$$

## (2) 輸入電流漣波

圖 3.5 為輸入電流漣波補償原理之示意圖，由圖中可知在時間  $DT_s$  內電感電流  $i_{L1}$  為一線性上升且漣波大小為  $\Delta i_{L1}$  的連續電流，而漣波消除電路中之電感電流  $i_{Lr1}$  則為一線性下降且漣波大小為  $\Delta i_{Lr1}$  的連續交流電流。由於輸入電流  $i_s$  為  $i_{L1}$  及  $i_{Lr1}$  之和，其電流漣波大小  $\Delta i_s$  即為  $\Delta i_{L1}$  及  $\Delta i_{Lr1}$  之差，當  $\Delta i_{L1}$  和  $\Delta i_{Lr1}$  大小相等時可得到一零漣波之輸入電流。

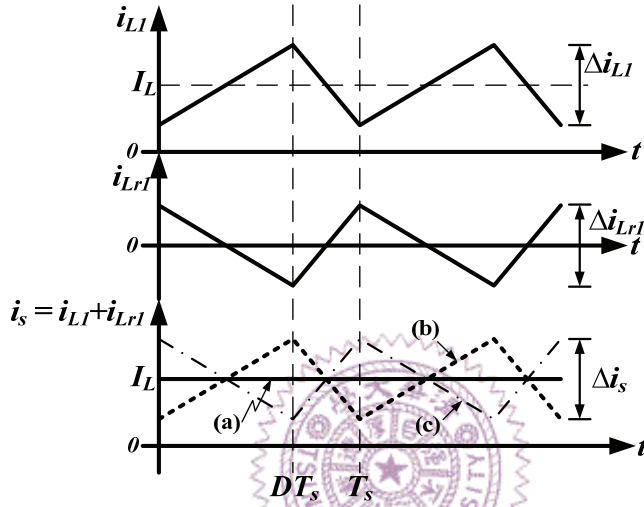


圖 3.5 漣波補償原理之示意圖 (a)  $\Delta i_{L1} = \Delta i_{Lr1}$  (b)  $\Delta i_{L1} > \Delta i_{Lr1}$  (c)  $\Delta i_{L1} < \Delta i_{Lr1}$

根據式(3-1)及式(3-2)可得轉換器於工作模式一中電感電流  $i_{L1}$  及  $i_{Lr1}$  之斜率，其漣波大小可分別由式(3-26)及式(3-27)表示。

$$\Delta i_{L1} = \frac{V_s}{L_1} DT_s \quad (3-26)$$

$$\Delta i_{Lr1} = \frac{V_{Cr} - V_s}{L_{r1}} DT_s \quad (3-27)$$

將式(3-22)所求得之平均電容電壓  $V_{Cr}$  代入式(3-27)，再經由輸入電流漣波大小  $\Delta i_s$ 、 $\Delta i_{L1}$  及  $\Delta i_{Lr1}$  的關係可得：

$$\Delta i_s = |\Delta i_{L1} - \Delta i_{Lr1}| = \left| \frac{V_s DT_s}{L_1} - \frac{(1-D)V_s T_s}{L_{r1}} \right| \quad (3-28)$$

由式(3-28)可進一步推導輸入電流零漣波( $\Delta i_s = 0$ )之設計條件，如式(3-29)所示。由式中可得知若要消除輸入電流漣波，主動式漣波消除電路中之電感  $L_{r1}$  與主電路之電感  $L_1$  需要存在一固定倍率關係，且此關係和轉換器開關之工作週期  $D$  有關。

$$L_{r1} = \left( \frac{1-D}{D} \right) L_1 \quad (3-29)$$

為了探討在  $L_{r1}$  固定的情況下，工作週期變動對輸入電流漣波大小  $\Delta i_s$  的影響。首先假設轉換器於穩態條件下所設計之開關工作週期為  $D = D_s$ ，代入式(3-29)求得  $L_{r1}$  後再將其代入式(3-28)可得：

$$\Delta i_s = |\Delta i_{L1} - \Delta i_{Lr1}| = \left| \frac{V_s D T_s}{L_1} - \left( \frac{(1-D)V_s T_s}{L_1} \right) \left( \frac{D_s}{1-D_s} \right) \right| \quad (3-30)$$

將式(3-30)對  $\Delta i_{L1}$  作標么化，如下式(3-31)所示。

$$\frac{\Delta i_s}{\Delta i_{L1}} = \left| 1 - \left( \frac{1-D}{D} \right) \left( \frac{D_s}{1-D_s} \right) \right| \quad (3-31)$$

根據上式，在  $D_s$  分別設計為 0.4 與 0.5 且  $L_{r1}$  固定的情況下，可分別繪出  $D_s$  在該設計條件下，轉換器操作於不同工作週期  $D$  與輸入電流漣波標么值之關係圖，如圖 3.6 所示。

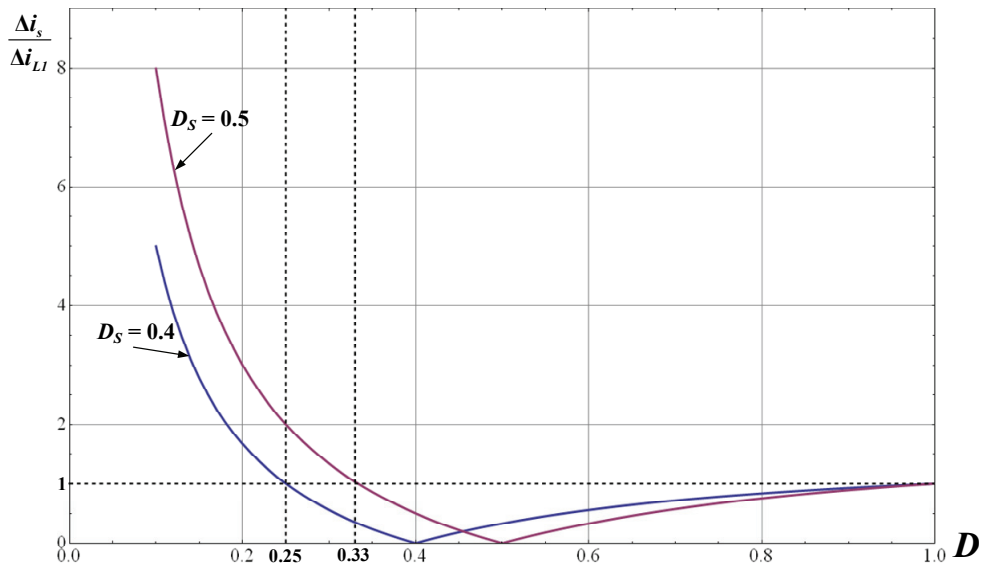


圖 3.6 開關工作週期對輸入電流漣波大小關係圖



由圖 3.6 可得知，若轉換器於穩態條件下所設計之工作週期  $D_s$  為 0.5，此條件下可求得零輸入電流漣波之設計條件為  $L_{r1} = L_1$ 。當實際操作之工作週期  $D = D_s = 0.5$  時可得到輸入電流漣波大小為零，但若  $D$  不為 0.5 時，則漣波大小會隨著  $D$  不同而改變，而工作週期  $D < 0.33$  時則  $\Delta i_s > \Delta i_{L1}$ ，表示此時主動式漣波消除電路不具有漣波消除效果。若  $D_s$  設計為 0.4 時，此時零漣波設計條件為  $L_{r1} = 1.5L_1$ ，即開關工作週期  $D = D_s = 0.4$  時可達到最佳的輸入電流漣波消除效果，但  $D < 0.25$  時則不具漣波消除特性。

### (3) 輸出電流漣波

對於輸出電流漣波可由轉換器輸出端電感之電流漣波加以探討，由式 (3-3) 及式 (3-4) 可分別列出電感電流  $i_{L2}$  及  $i_{Lr2}$  之漣波大小：

$$\Delta i_{L2} = \frac{V_{Ct} - V_{Co}}{L_2} DT_s \quad (3-32)$$

$$\Delta i_{Lr2} = \frac{V_{Co} + V_{Cro}}{L_{r2}} DT_s \quad (3-33)$$

再分別將式 (3-21)、(3-23) 及 (3-24) 所求得之平均電容電壓代入上式，依據輸出電流漣波大小  $\Delta i_o$  與  $\Delta i_{L2}$  及  $\Delta i_{Lr2}$  的關係可得：

$$\Delta i_o = |\Delta i_{L2} - \Delta i_{Lr2}| = \left| \frac{V_s DT_s}{L_2} - \frac{(1-D)V_s T_s}{L_{r2}} \right| \quad (3-34)$$

由式 (3-34) 可求得輸出電流漣波為零 ( $\Delta i_o = 0$ ) 的設計條件如式 (3-35) 所示。電感  $L_{r2}$  需要與電感  $L_2$  存在一和  $D$  有關之倍率關係。

$$L_{r2} = \left( \frac{1-D}{D} \right) L_2 \quad (3-35)$$

假設轉換器於穩態條件下所設計之開關工作週期為  $D = D_s$ ，代入式 (3-35) 可求得零輸出電流漣波條件下  $L_{r2}$  之感值，而輸出電流漣波大小則可改寫為下式：

$$\Delta i_o = |\Delta i_{L2} - \Delta i_{Lr2}| = \left| \frac{V_s DT_s}{L_2} - \left( \frac{(1-D)V_s T_s}{L_2} \right) \left( \frac{D_s}{1-D_s} \right) \right| \quad (3-36)$$

將式(3-36)對  $\Delta i_{L2}$  作標么化，如式(3-37)所式。

$$\frac{\Delta i_o}{\Delta i_{L2}} = \left| 1 - \left( \frac{1-D}{D} \right) \left( \frac{D_s}{1-D_s} \right) \right| \quad (3-37)$$

根據式(3-37)所示，分別以轉換器於穩態條件下所設計之開關工作週期  $D_s = 0.6$  以及  $D_s = 0.7$  求出  $L_{r2}$  後，繪出轉換器操作於不同工作週期  $D$  與輸出電流漣波標么值之關係圖，如圖 3.7 所示。觀察圖 3.7 可知，當轉換器工作週期  $D$  操作於  $D_s$ ，並且電感  $L_{r2}$  依照式(3-35)所示之零輸出電流漣波條件作設計時，此時轉換器可達到最佳之漣波消除效果，輸出電流漣波為零。然而，轉換器工作週期  $D$  變動時則會影響輸出電流漣波之大小，以  $D_s$  設計為 0.7 為例， $D > 0.54$  時漣波消除電路皆具有漣波補償效果，而  $D < 0.54$  時則  $\Delta i_o$  較原本欲補償之  $\Delta i_{L2}$  來得大，如此則失去漣波補償意義。

由以上說明可得知，當主動式漣波消除電路操作於所設計之穩態工作點時，轉換器輸入及輸出電流漣波幾乎可完全被消除為零，但是當轉換器開關工作週期變化時其漣波消除效果將受到影響。

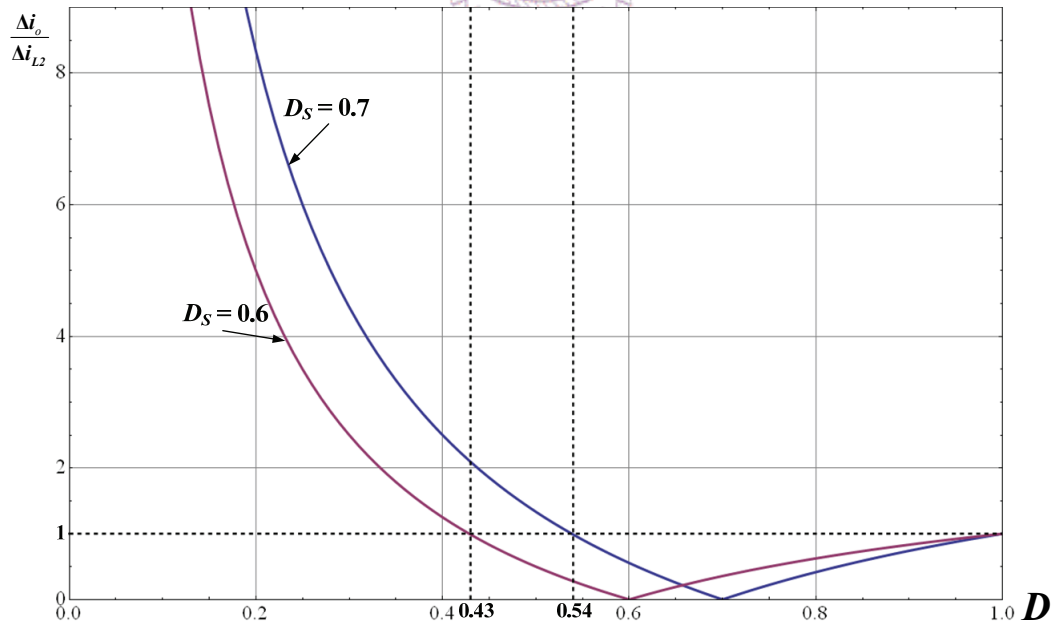


圖 3.7 開關工作週期對輸出電流漣波大小之關係圖

為了驗證所提出之主動式漣波消除電路能夠有效補償邱克轉換器之輸入及輸出電流漣波，進而達到漣波消除特性。本文以電路模擬軟體 PowerSIM 進行性能模擬，而轉換器之模擬參數如表 3.1 所示。圖 3.8 所示即為轉換器之輸入電流模擬結果，由圖中可知補償前之輸入電流漣波大小為 1.59A，經由主動式漣波消除電路提供約 1.58A 之漣波電流補償後，輸入電流漣波幾乎完全被消除。而輸出電流漣波消除之模擬結果則如圖 3.9 所示，從圖中可知補償前之輸出電流漣波約為 1.57A，經由漣波消除電路提供 1.55A 之漣波電流補償後，輸出漣波幾乎完全被消除。

綜合上述可得，本文所提之主動式漣波消除電路，確實可以消除邱克轉換器之輸入與輸出電流漣波，使其輸入及輸出電流幾乎為一純直流源。此外，主動式漣波消除電路無需額外加上控制電路，可直接採用原轉換器之控制訊號加以驅動以節省成本。然而，此方式的漣波消除效果與開關之工作週期有其固定關係，而對於太陽能光伏系統之應用而言，亦存在著電路參數設計方面的限制。所以吾人以主動式漣波消除之概念為基礎，另外提出一具被動式漣波消除電路之邱克轉換器，其電路架構、工作原理及電路特性等將於 3.3 節中作說明。

表 3.1 具主動式漣波消除電路之邱克轉換器模擬相關參數

輸入電壓	$V_s = 12V$
輸出電壓	$V_o = 48V$
輸出電流	$I_R = 6A$
切換頻率	$f_s = 20kHz$
工作週期	$D = 0.8$
邱克轉換器	$L_1 = 300\mu H$ 、 $L_2 = 300\mu H$ $C_t = 120\mu F$ 、 $C_o = 120\mu F$
主動式漣波消除電路	$L_{r1} = 75\mu H$ 、 $L_{r2} = 75\mu H$ $C_{rt} = 120\mu F$ 、 $C_{ro} = 80\mu F$

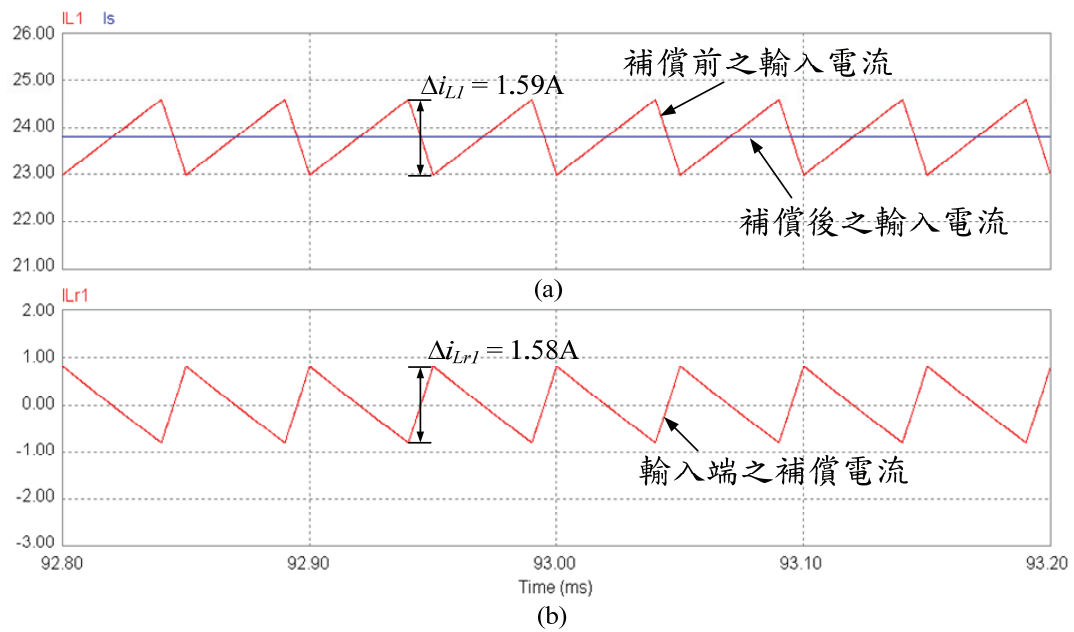


圖 3.8 具主動式連波消除電路之邱克轉換器輸入電流波形  
(a)補償前與補償後之輸入電流波形 (b)輸入端之補償電流波形

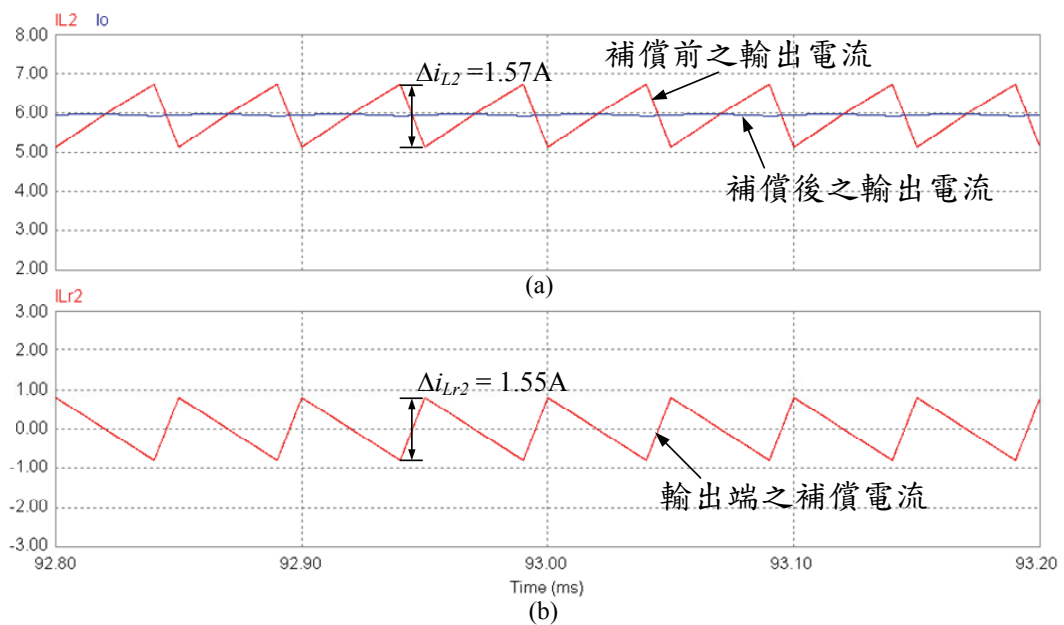


圖 3.9 具主動式連波消除電路之邱克轉換器輸出電流波形  
(a)補償前與補償後之輸出電流波形 (b)輸出端之補償電流波形

### 3.3 被動式漣波消除電路

#### 3.3.1 轉換器架構與工作原理

如前述可得知，主動式漣波消除電路之漣波消除效果有賴固定於所設計之開關切換週期，故實際應用上仍存在著限制。所以本節提出一由被動式元件所組成之被動式漣波消除電路，同樣是利用漣波補償原理達到漣波消除效果，可整合於邱克轉換器之輸入端及輸出端，使其具有零輸入及輸出電流漣波之特點。然而，考慮本文所提之零漣波轉換器主要是為改善輸入電流漣波對太陽能電池的影響，因此僅將其應用於輸入電流漣波消除。

圖 3.10 所示為本文所探討具被動式漣波消除電路之邱克轉換器，其中被動式漣波消除電路係由一個電感  $L_{r1}$ 、一個高頻變壓器及兩個阻隔電容  $C_{r1}$  及  $C_{r2}$  所組成。而  $L_m$  為變壓器之等效激磁電感，該電路跨接於傳統邱克轉換器之電感  $L_1$  用以補償輸入電感電流  $i_{L1}$  之電流漣波。當  $L_1$  儲能、 $i_{L1}$  呈線性上升時，高頻變壓器一次側為一正電壓，使得電感  $L_{r1}$  上跨壓為負值、電流  $i_{Lr1}$  呈線性下降；反之當  $L_1$  釋能， $i_{L1}$  呈線性下降時，變壓器一次側電壓為負值，此時  $L_{r1}$  上跨一正電壓，使  $i_{Lr1}$  呈線性上升用以補償  $i_{L1}$ ，所以當  $i_{L1}$  之上升斜率與  $i_{Lr1}$  之下降斜率大小相等時， $i_{Lr1}$  可完全補償  $i_{L1}$  之電流漣波，使輸入電流  $i_s$  為一零漣波之純直流電流。此外， $C_{r1}$  及  $C_{r2}$  是用以阻隔直流成份，使漣波消除電路中只流經交流漣波電流，因此，該被動式漣波消除電路具有不會造成過多的能量損耗、且不需要使用開關控制即可達到漣波消除之特點。

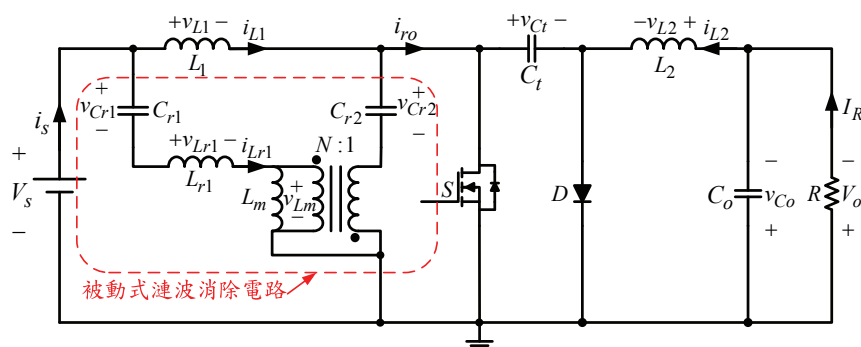


圖 3.10 具被動式漣波消除電路之邱克轉換器電路架構

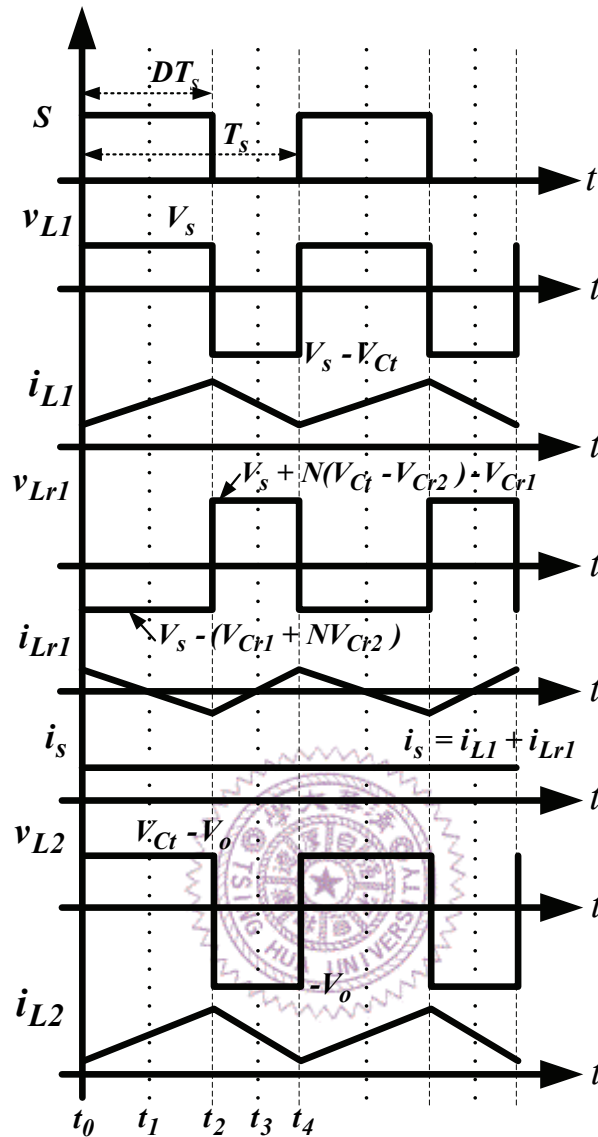


圖 3.11 具被動式漣波消除電路之邱克轉換器電感電壓及電流波形圖

圖 3.11 為該轉換器之電感電壓及電流波形圖，由於被動式漣波消除電路係針對主電路中之電感電流在不同工作模式時予以補償，所以由邱克轉換器之開關  $S$  導通或截止，可分為兩個工作模式來探討其工作原理。

本文在以下假設情況成立時對此電路拓樸作特性分析：

- (1) 穩態操作。
- (2) 所有元件皆為理想元件。
- (3) 轉換器工作於連續導通模式。



【模式一】  $t_0 \leq t \leq t_2 = DT_s$

圖 3.12 為工作模式一之等效電路，此時轉換器開關  $S$  導通、二極體  $D$  跨一負電壓而逆偏截止。此時，輸入電源對  $L_1$  儲能，電感電流  $i_{L1}$  呈線性上升，而漣波消除電路中之電感  $L_{r1}$  跨壓為負值，因此，電感電流  $i_{Lr1}$  呈線性下降對  $i_{L1}$  作負斜率的補償，使得輸入電流  $i_s = i_{L1} + i_{Lr1}$  趨近於一定值。對於轉換器之輸出端而言，電容  $C_t$  將前一狀態下所儲存之能量釋放至負載同時對電感  $L_2$  進行儲能。此外，由於流經被動式漣波消除電路之電流為交流漣波，故其不傳輸功率。由 KVL 與 KCL 定理可列出工作模式一之電路方程式：

$$L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = V_s \quad (3-38)$$

$$L_{r1} \frac{di_{Lr1}}{dt} = V_s - v_{Cr1} - N \cdot v_{Cr2} \quad (3-39)$$

$$L_m \frac{di_{Lm}}{dt} = N \cdot v_{Cr2} \quad (3-40)$$

$$L_2 \frac{di_{L2}}{dt} = v_{Ct} - v_{Co} \quad (3-41)$$

$$C_{r1} \frac{dv_{Cr1}}{dt} = i_{Lr1} \quad (3-42)$$

$$C_{r2} \frac{dv_{Cr2}}{dt} = N \cdot i_{Lr1} - N \cdot i_{Lm} \quad (3-43)$$

$$C_t \frac{dv_{Ct}}{dt} = -i_{L2} \quad (3-44)$$

$$C_o \frac{dv_{Co}}{dt} = i_{L2} - \frac{v_{Co}}{R} \quad (3-45)$$

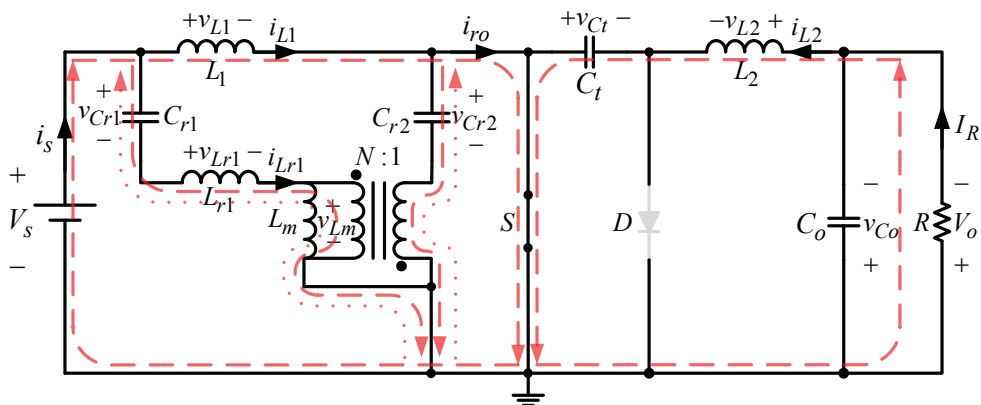


圖 3.12 具被動式漣波消除電路之邱克轉換器於工作模式一之等效電路

【模式二】  $t_2 \leq t \leq t_4 = T_s$

圖 3.13 為工作模式二之等效電路，此時轉換器開關  $S$  截止、電感電流  $i_{L1}$  續流而迫使二極體  $D$  導通，並且對電容  $C_t$  充電。電感電流  $i_{L1}$  呈線性下降，而  $L_{r1}$  跨壓為正值，使得  $i_{Lr1}$  呈線性上升對  $i_{L1}$  作補償。輸出端方面，電感電流  $i_{L2}$  續流將前一狀態下所儲存之能量釋放至負載。由 KVL 與 KCL 定理可列出工作模式二之電路方程式如下：

$$L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = V_s - v_{Ct} \quad (3-46)$$

$$L_{r1} \frac{di_{Lr1}}{dt} = V_s - v_{Cr1} - N \cdot v_{Cr2} + N \cdot v_{Ct} \quad (3-47)$$

$$L_m \frac{di_{Lm}}{dt} = N \cdot v_{Cr2} - N \cdot v_{Ct} \quad (3-48)$$

$$L_2 \frac{di_{L2}}{dt} = -v_{Co} \quad (3-49)$$

$$C_{r1} \frac{dv_{Cr1}}{dt} = i_{Lr1} \quad (3-50)$$

$$C_{r2} \frac{dv_{Cr2}}{dt} = N \cdot i_{Lr1} - N \cdot i_{Lm} \quad (3-51)$$

$$C_t \frac{dv_{Ct}}{dt} = i_{L1} - N \cdot i_{Lr1} + N \cdot i_{Lm} \quad (3-52)$$

$$C_o \frac{dv_{Co}}{dt} = i_{L2} - \frac{v_{Co}}{R} \quad (3-53)$$

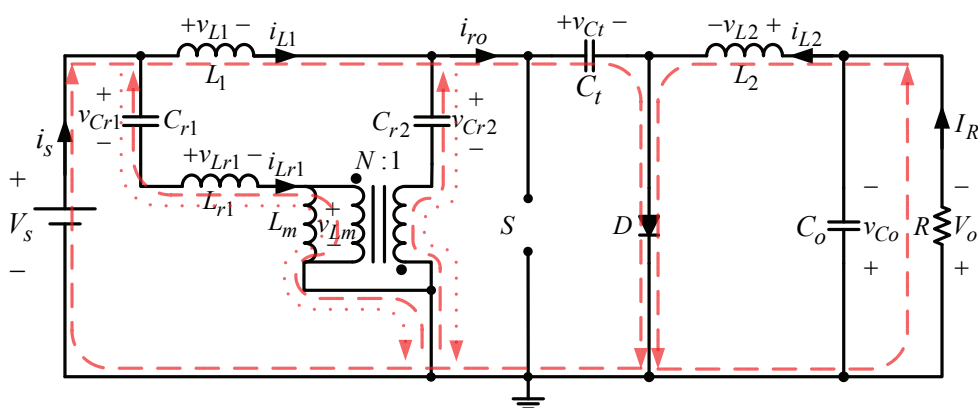


圖 3.13 具被動式漣波消除電路之邱克轉換器於工作模式二之等效電路

### 3.3.2 轉換器特性分析

本節將討論電壓增益比、輸入電流漣波以及電容電壓漣波三部份，次說明具被動式漣波消除電路之邱克轉換器電路特性，並且推導出輸入電流零漣波之電路參數設計條件。

#### (1) 電壓增益比

由式(3-38)至式(3-41)以及式(3-46)至式(3-49)所列出之電路方程式，可根據穩態時電感充放電情況以伏秒平衡定理列出下列式子：

$$V_s D + (V_s - V_{Ct})(1 - D) = 0 \quad (3-54)$$

$$[V_s - (V_{Cr1} + NV_{Cr2})]D + [V_s - (V_{Cr1} + NV_{Cr2}) + NV_{Ct}](1 - D) = 0 \quad (3-55)$$

$$NV_{Cr2}D - N(V_{Ct} - V_{Cr2})(1 - D) = 0 \quad (3-56)$$

$$(V_{Ct} - V_{Co})D - V_{Co}(1 - D) = 0 \quad (3-57)$$

整理式(3-54)至式(3-57)後可得穩態下電容電壓平均值：

$$V_{Ct} = \left( \frac{1}{1 - D} \right) V_s \quad (3-58)$$

$$V_{Cr1} = V_s \quad (3-59)$$

$$V_{Cr2} = V_s \quad (3-60)$$

$$V_{Co} = V_o = DV_{Ct} \quad (3-61)$$

經由式(3-58)及式(3-61)即可進一步求得此轉換器之電壓增益方程式，如式(3-62)所示。由該式可觀察到所提之被動式漣波消除電路並不影響原邱克轉換器之電壓增益，仍為一可昇/降壓之轉換器。

$$\frac{V_o}{V_s} = \frac{D}{1 - D} \quad (3-62)$$

## (2) 輸入電流漣波

由前述可得，被動式漣波消除的方法係以一交流漣波電流補償主電路中之電感電流漣波，使其輸入端電流為一零漣波之直流電流。為了推導輸入電流零漣波之電路參數設計條件，以下先分別求取原邱克轉換器輸入端之電感電流漣波大小與漣波消除電路中之電感電流漣波大小。根據式(3-38)及式(3-39)可得轉換器於工作模式一中電感電流  $i_{L1}$  及  $i_{Lr1}$  之斜率，所以其漣波大小如式(3-63)及式(3-64)表示。

$$\Delta i_{L1} = \frac{V_s}{L_1} DT_s \quad (3-63)$$

$$\Delta i_{Lr1} = \frac{V_{Cr1} + N \cdot V_{Cr2} - V_s}{L_{r1}} DT_s \quad (3-64)$$

將式(3-59)及式(3-60)所求得之平均電容電壓  $V_{Cr1}$  及  $V_{Cr2}$  代入式(3-64)，可得輸入電流漣波大小  $\Delta i_s$ 、 $\Delta i_{L1}$  及  $\Delta i_{Lr1}$  的關係如下：

$$\Delta i_s = |\Delta i_{L1} - \Delta i_{Lr1}| = \left| \frac{V_s DT_s}{L_1} - \frac{NV_s DT_s}{L_{r1}} \right| \quad (3-65)$$

由式(3-65)可進一步推導得到輸入電流零漣波 ( $\Delta i_s = 0$ ) 之設計條件，如式(3-66)所示。由式中可以觀察到，若要消除輸入電流漣波，則被動式漣波消除電路中之電感  $L_{r1}$  與主電路之電感  $L_1$  將存在一固定倍率關係，而此關係和所使用之高頻變壓器匝數比  $N$  有關。此外，由式(3-66)可得當  $N < 1$  時， $L_{r1}$  可使用較  $L_1$  小之電感，加上漣波消除電路並不需要傳輸功率，因此在參數設計上可選用適當之匝數比  $N$  以減小  $L_{r1}$  的體積。

$$L_{r1} = N \cdot L_1 \quad (3-66)$$

## (3) 電容電壓漣波

由前述分析可得，被動式漣波消除電路中之電感電壓  $v_{Lr1}$  為正值時，可產生一線性上升之交流漣波電流  $i_{Lr1}$ ；而  $v_{Lr1}$  為負值時， $i_{Lr1}$  為線性下降，因此  $i_{Lr1}$  即可補償主電路中之電感電流漣波  $\Delta i_{L1}$  以達到漣波消除效果。

然而值得注意的是， $v_{Lr1}$  與阻隔電容電壓  $v_{Cr1}$  及  $v_{Cr2}$  有關，當其電容電壓漣波  $\Delta v_{Cr1}$  及  $\Delta v_{Cr2}$  過大時，將造成  $i_{Lr1}$  呈非線性，進而影響漣波消除效果。而邱克轉換器之中間電容  $C_i$  主要是作為輸入端電感與輸出端電感能量轉移之用，當其電壓漣波過大時，同樣會造成主電路中之電感電流  $i_{L1}$  及  $i_{L2}$  呈非線性而影響轉換器特性。因此接下來將推導轉換器中各電容電壓漣波大小，以作為後續電路參數設計之用。

如圖 3.14 所示，為連續導通模式下本節所提轉換器之電感電流及電容電流波形圖。由前述轉換器之工作原理可得，漣波消除電路中阻隔電容  $C_{r1}$  之電流  $i_{Cr1}$  即為流經電感  $L_{r1}$  之電流  $i_{Lr1}$ ，所以由電容電流  $i_{Cr1}$  可進一步推得電容  $C_{r1}$  之電壓漣波大小  $\Delta v_{Cr1}$ ，如式(3-67)所示。

$$\Delta v_{Cr1} = \frac{1}{C_{r1}} \cdot \frac{\Delta i_{Cr1}}{4} \cdot \frac{T_s}{2} = \frac{1}{8C_{r1}f_s} \cdot \Delta i_{Lr1} = \frac{NV_s D}{8C_{r1}L_{r1}f_s^2} \quad (3-67)$$

對於阻隔電容  $C_{r2}$  而言，其電流  $i_{Cr2}$  為  $i_{Lr1}$  經由漣波消除電路中之高頻變壓器耦合至二次側之電流，若考慮變壓器之激磁感  $L_m$  足夠大，則電流幾乎不流經  $L_m$ ，則電容電流  $i_{Cr2}$  可以表示為：

$$i_{Cr2} = N \cdot (i_{Lr1} - i_{Lm}) \cong N \cdot i_{Lr1} \quad (3-68)$$

而電容  $C_{r2}$  之電壓漣波大小  $\Delta v_{Cr2}$  為：

$$\Delta v_{Cr2} = \frac{1}{C_{r2}} \cdot \frac{\Delta i_{Cr2}}{4} \cdot \frac{T_s}{2} = \frac{N}{8C_{r2}f_s} \cdot \Delta i_{Lr1} = \frac{N^2 V_s D}{8C_{r2}L_{r1}f_s^2} \quad (3-69)$$

上述推導結果可得知阻隔電容之電壓漣波  $\Delta v_{Cr1}$  及  $\Delta v_{Cr2}$  隨著高頻變壓器之匝數比、輸入電壓、工作週期、切換頻率、漣波消除電路之阻隔電容以及電感等電路參數變動。此外，當  $N < 1$  時可減小其電壓漣波大小，此結果可作為後續電路參數設計之依據。

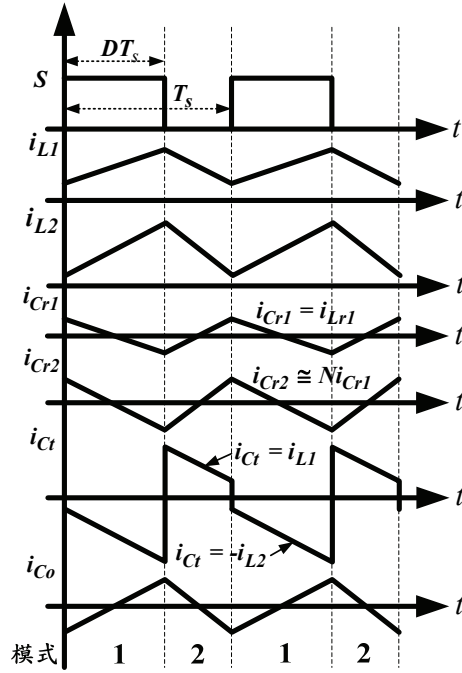


圖 3.14 具被動式漣波消除電路之邱克轉換器電感電流及電容電流波形圖

邱克轉換器之中間電容  $C_t$  方面，由轉換器之工作模式可得輸入電流  $I_s$  於模式 2 時對其充電，所以由電容電流  $i_{Ct}$  與  $I_s$  之關係可求得其電壓漣波大小  $\Delta v_{Ct}$ ，如下式(3-70)所示。

$$\Delta v_{Ct} = \frac{1}{C_t} \cdot I_s \cdot (1-D)T_s = \frac{V_o D}{RC_t f_s} \quad (3-70)$$

最後，輸出電壓漣波大小  $\Delta v_o$  可由輸出電容電壓漣波  $\Delta v_{Co}$  求得，由於電容電流  $i_{Co}$  可近似為電感電流  $i_{L2}$  之交流漣波成份，所以可得輸出電壓漣波大小  $\Delta v_o$  如式(3-71)所示。

$$\Delta v_o \cong \Delta v_{Co} = \frac{1}{C_o} \cdot \frac{\Delta i_{L2}}{4} \cdot \frac{T_s}{2} = \frac{V_o (1-D)}{8C_o L_2 f_s^2} \quad (3-71)$$

綜合上述，本小節針對本文所提具被動式漣波消除電路之邱克轉換器的電路特性作探討，推導出轉換器之電壓增益、零輸入電流漣波之電路參數設計條件以及電容電壓漣波大小，以作為後續硬體電路製作時電路規格訂定之依據。



### 3.3.3 轉換器之數學模型建立

為了進一步瞭解本文所提具被動式漣波消除電路之邱克轉換器的動態響應，方便轉換器之補償電路及控制器設計之最佳化設計，以下將使用美國加州理工學院的 Middlebrook 教授所提出之狀態空間平均法(State-Space Averaging Method)推導其數學模型[1][2]。首先，建立轉換器於不同工作模式下之狀態方程式，並以各模式對應之工作週期為權重因子(Weighting Factor)予以平均，以得到一近似的平均狀態方程式，接著將狀態方程式加以微擾量並且求得轉換器之線性化直流模型(DC Model)及小訊號模型(Small Signal Model)，最後將此小訊號模型以拉式轉換(Laplace Transform)即可求出轉換器之控制對輸出以及輸入對輸出等特性函數。

#### 步驟 1. 推導轉換器於各工作模式下之狀態方程式。

假設轉換器之開關與二極體為理想元件，並且將電感之等效串聯電阻  $R_L$  (Equivalent Series Resistance, ESR)及電容之等效串聯電阻  $R_C$  列入考慮，以獲得較準確之動態模型。首先，將轉換器之電感電流及電容電壓令為狀態變數  $x$ 、而輸入變數  $u$  及輸出變數  $y$  則分別為輸入及輸出電壓，由轉換器於不同工作模式下可列出其對應之兩組狀態方程式，可表示如式(3-72)。

$$\begin{aligned}\dot{x} &= A_n x + B_n u \\ y &= C_n x \\ n &\in \{1, 2\}\end{aligned}\tag{3-72}$$

其中，上述各向量分別定義如下：

$$\begin{aligned}x^T &= [i_{L1} \quad i_{Lr1} \quad i_{Lm} \quad i_{L2} \quad v_{Cr1} \quad v_{Cr2} \quad v_{Ci} \quad v_{Co}] \\ u &= [V_s] \\ y &= [v_o]\end{aligned}\tag{3-73}$$

而  $A_n$ 、 $B_n$  及  $C_n$  為常數矩陣，可由轉換器於不同工作模式下所列出之狀態方程式求得，其推導過程如下。

當轉換器工作於模式 1 時，可列出其對應之狀態及輸出方程式：

$$L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = V_s - R_{L1} i_{L1} \quad (3-74)$$

$$L_{r1} \frac{di_{Lr1}}{dt} = V_s - (R_{Cr1} + R_{Lr1} + N^2 R_{Cr2}) i_{Lr1} + N^2 R_{Cr2} i_{Lm} - v_{Cr1} - N v_{Cr2} \quad (3-75)$$

$$L_m \frac{di_{Lm}}{dt} = N^2 R_{Cr2} i_{Lr1} - N^2 R_{Cr2} i_{Lm} - N v_{Cr2} \quad (3-76)$$

$$L_2 \frac{di_{L2}}{dt} = - \left( R_{Ct} + R_{L2} + \frac{R R_{Co}}{R + R_{Co}} \right) i_{L2} + v_{Ct} - \frac{R}{R + R_{Co}} v_{Co} \quad (3-77)$$

$$C_{r1} \frac{dv_{Cr1}}{dt} = i_{Lr1} \quad (3-78)$$

$$C_{r2} \frac{dv_{Cr2}}{dt} = N i_{Lr1} - N i_{Lm} \quad (3-79)$$

$$C_t \frac{dv_{Ct}}{dt} = -i_{L2} \quad (3-80)$$

$$C_o \frac{dv_{Co}}{dt} = \left( \frac{R}{R + R_{Co}} \right) i_{L2} - \left( \frac{1}{R + R_{Co}} \right) v_{Co} \quad (3-81)$$

$$v_o = \left( \frac{R R_{Co}}{R + R_{Co}} \right) i_{L2} + \left( \frac{R}{R + R_{Co}} \right) v_{Co} \quad (3-82)$$

將上述方程式整理為矩陣型式，如式(3-83)所示。

$$\begin{aligned} \dot{x} &= A_1 x + B_1 u \\ y &= C_1 x \end{aligned} \quad (3-83)$$

$$\text{其中， } A_1 = \begin{bmatrix} A_{1,11} & A_{1,12} \\ A_{1,21} & A_{1,22} \end{bmatrix}; \quad B_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} & \frac{1}{L_{r1}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T;$$

$$C_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \frac{R R_{Co}}{R + R_{Co}} & 0 & 0 & 0 & \frac{R}{R + R_{Co}} \end{bmatrix};$$

$$A_{1,11} = \begin{bmatrix} \frac{-R_{L1}}{L_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{-(R_{Cr1} + R_{Lr1} + N^2 R_{Cr2})}{L_{r1}} & \frac{N^2 R_{Cr2}}{L_{r1}} & 0 \\ 0 & \frac{N^2 R_{Cr2}}{L_m} & \frac{-N^2 R_{Cr2}}{L_m} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{-1}{L_2} \left( R_{Ct} + R_{L2} + \frac{R R_{Co}}{R + R_{Co}} \right) \end{bmatrix};$$

$$A_{1,12} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{-1}{L_{r1}} & \frac{-N}{L_{r1}} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{N}{L_m} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_2} & \frac{-1}{L_2} \left( \frac{R}{R+R_{Co}} \right) \end{bmatrix}; \quad A_{1,21} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{C_{r1}} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{N}{C_{r2}} & \frac{-N}{C_{r2}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{-1}{C_t} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_o} \left( \frac{R}{R+R_{Co}} \right) \end{bmatrix};$$

$$A_{1,22} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{-1}{C_o} \left( \frac{1}{R+R_{Co}} \right) \end{bmatrix};$$

其次，當轉換器工作於模式 2 時，可列出其對應之狀態及輸出方程式：

$$L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = V_s - (R_{L1} + R_{Ct})i_{L1} + NR_{Ct}i_{Lr1} - NR_{Ct}i_{Lm} - v_{Ct} \quad (3-84)$$

$$L_{r1} \frac{di_{Lr1}}{dt} = V_s + NR_{Ct}i_{L1} - (R_{Cr1} + R_{Lr1} + N^2R_{Ct} + N^2R_{Cr2})i_{Lr1} \\ + N^2(R_{Ct} + R_{Cr2})i_{Lm} - v_{Cr1} - Nv_{Cr2} + Nv_{Ct} \quad (3-85)$$

$$L_m \frac{di_{Lm}}{dt} = -NR_{Ct}i_{L1} + (N^2R_{Ct} + N^2R_{Cr2})i_{Lr1} - (N^2R_{Cr2} + N^2R_{Ct})i_{Lm} \\ + Nv_{Cr2} - Nv_{Ct} \quad (3-86)$$

$$L_2 \frac{di_{L2}}{dt} = - \left( R_{L2} + \frac{RR_{Co}}{R+R_{Co}} \right) i_{L2} - \frac{R}{R+R_{Co}} v_{Co} \quad (3-87)$$

$$C_{r1} \frac{dv_{Cr1}}{dt} = i_{Lr1} \quad (3-88)$$

$$C_{r2} \frac{dv_{Cr2}}{dt} = Ni_{Lr1} - Ni_{Lm} \quad (3-89)$$

$$C_t \frac{dv_{Ct}}{dt} = i_{L1} - Ni_{Lr1} + Ni_{Lm} \quad (3-90)$$

$$C_o \frac{dv_{Co}}{dt} = \left( \frac{R}{R+R_{Co}} \right) i_{L2} - \left( \frac{1}{R+R_{Co}} \right) v_{Co} \quad (3-91)$$

$$v_o = \left( \frac{RR_{Co}}{R+R_{Co}} \right) i_{L2} + \left( \frac{R}{R+R_{Co}} \right) v_{Co} \quad (3-92)$$

同理，將上述方程式整理為矩陣型式，如式(3-93)所示。

$$\begin{aligned}\dot{x} &= A_2 x + B_2 u \\ y &= C_2 x\end{aligned}\tag{3-93}$$

$$\text{其中, } A_2 = \begin{bmatrix} A_{2,11} & A_{2,12} \\ A_{2,21} & A_{2,22} \end{bmatrix}; \quad B_2 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} & \frac{1}{L_{r1}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T;$$

$$C_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \frac{RR_{Co}}{R+R_{Co}} & 0 & 0 & 0 & \frac{R}{R+R_{Co}} \end{bmatrix};$$

$$A_{2,11} = \begin{bmatrix} \frac{-(R_{L1}+R_{Ct})}{L_1} & \frac{NR_{Ct}}{L_1} & \frac{-NR_{Ct}}{L_1} & 0 \\ \frac{NR_{Ct}}{L_{r1}} & \frac{-(R_{Cr1}+R_{Lr1}+N^2R_{Cr2}+N^2R_{Ct})}{L_{r1}} & \frac{N^2(R_{Ct}+R_{Cr2})}{L_{r1}} & 0 \\ \frac{-NR_{Ct}}{L_m} & \frac{(N^2R_{Cr2}+N^2R_{Ct})}{L_m} & \frac{-(N^2R_{Cr2}+N^2R_{Ct})}{L_m} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{-1}{L_2} \left( R_{L2} + \frac{RR_{Co}}{R+R_{Co}} \right) \end{bmatrix};$$

$$A_{2,12} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{-1}{L_1} & 0 \\ \frac{-1}{L_{r1}} & \frac{-N}{L_{r1}} & \frac{N}{L_{r1}} & 0 \\ 0 & \frac{N}{L_m} & \frac{-N}{L_m} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{-1}{L_2} \left( \frac{R}{R+R_{Co}} \right) \end{bmatrix}; \quad A_{2,21} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{C_{r1}} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{N}{C_{r2}} & \frac{-N}{C_{r2}} & 0 \\ 1 & \frac{-N}{C_t} & \frac{N}{C_t} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_o} \left( \frac{R}{R+R_{Co}} \right) \end{bmatrix};$$

$$A_{2,22} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{-1}{C_o} \left( \frac{1}{R+R_{Co}} \right) \end{bmatrix};$$

**步驟 2. 使用權重因子求得狀態空間平均方程式。**

由前述轉換器之工作原理可得，工作模式 1 時，轉換器開關之工作週期為  $D$ ；工作模式 2 時，轉換器開關之工作週期為  $(1-D)$ 。將式(3-83)及式(3-93)分別以其對應之權重因子加以平均整合如下：

$$\begin{aligned}\dot{x} &= Ax + Bu \\ y &= Cx\end{aligned}\tag{3-94}$$

式(3-94)中之常數矩陣 A、B 及 C 可分別定義如下：

$$\begin{aligned} A &= A_1 D + A_2 (1-D) \\ B &= B_1 D + B_2 (1-D) \\ C &= C_1 D + C_2 (1-D) \end{aligned} \quad (3-95)$$

將式(3-83)及式(3-93)中各常數矩陣代入式(3-95)可得：

$$\text{其中， } A = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix};$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} & \frac{1}{L_{r1}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T;$$

$$C = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \frac{RR_{Co}}{R+R_{Co}} & 0 & 0 & 0 & \frac{R}{R+R_{Co}} \end{bmatrix};$$

$$A_{11} = \begin{bmatrix} \frac{-R_{L1} - R_{Ci}(1-D)}{L_1} & \frac{NR_{Ci}(1-D)}{L_1} & \frac{-NR_{Ci}(1-D)}{L_1} & 0 \\ \frac{NR_{Ci}(1-D)}{L_{r1}} & \frac{-[R_{Cr1} + R_{Lr1} + N^2 R_{Cr2} + N^2 R_{Ci}(1-D)]}{L_{r1}} & \frac{N^2 [R_{Cr2} + R_{Ci}(1-D)]}{L_{r1}} & 0 \\ \frac{-NR_{Ci}(1-D)}{L_m} & \frac{N^2 R_{Cr2} + N^2 R_{Ci}(1-D)}{L_m} & \frac{-[N^2 R_{Cr2} + N^2 R_{Ci}(1-D)]}{L_m} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{-1}{L_2} \left( R_{Ci} D + R_{L2} + \frac{RR_{Co}}{R+R_{Co}} \right) \end{bmatrix};$$

$$A_{12} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{-(1-D)}{L_1} & 0 \\ \frac{-1}{L_{r1}} & \frac{-N}{L_{r1}} & \frac{N(1-D)}{L_{r1}} & 0 \\ 0 & \frac{N}{L_m} & \frac{-N(1-D)}{L_m} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{D}{L_2} & \frac{-1}{L_2} \left( \frac{R}{R+R_{Co}} \right) \end{bmatrix}; \quad A_{21} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{C_{r1}} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{N}{C_{r2}} & \frac{-N}{C_{r2}} & 0 \\ \frac{(1-D)}{C_i} & \frac{-N(1-D)}{C_i} & \frac{N(1-D)}{C_i} & \frac{-D}{C_i} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_o} \left( \frac{R}{R+R_{Co}} \right) \end{bmatrix};$$

$$A_{22} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{-1}{C_o} \left( \frac{1}{R+R_{Co}} \right) \end{bmatrix};$$

步驟 3. 將狀態空間平均方程式加以微小擾動，並且忽略各高次乘積項以求得轉換器之線性化直流模型與小訊號模型。

假設轉換器於操作點附近予以微小擾動量(Perturbation)，亦即令

$$x = X + \hat{x}; u = U + \hat{u}; d = D + \hat{d}; v_o = V_o + \hat{v}_o \quad (3-96)$$

$$\frac{\hat{x}}{X} \ll 1; \frac{\hat{u}}{U} \ll 1; \frac{\hat{d}}{D} \ll 1; \frac{\hat{v}_o}{V_o} \ll 1 \quad (3-97)$$

上式中  $X, U, D, V_o$  為穩態直流工作點，而  $\hat{x}, \hat{u}, \hat{d}, \hat{v}_o$  則為其小訊號變化量。

為求得轉換器之小訊號動態模型，將式(3-96)代入式(3-94)可得：

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}(I_{L1} + \hat{i}_{L1}) = & \frac{-1}{L_1} [R_{L1} + R_{Ct}(1-D-\hat{d})] (I_{L1} + \hat{i}_{L1}) + \frac{1}{L_1} NR_{Ct}(1-D-\hat{d})(I_{Lr1} + \hat{i}_{Lr1}) \\ & - \frac{1}{L_1} NR_{Ct}(1-D-\hat{d})(I_{Lm} + \hat{i}_{Lm}) - \frac{1}{L_1} (1-D-\hat{d})(V_{Ct} + \hat{v}_{Ct}) \\ & + \frac{1}{L_1} (V_s + \hat{v}_s) \end{aligned} \quad (3-98)$$

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}(I_{Lr1} + \hat{i}_{Lr1}) = & \frac{1}{L_{r1}} [NR_{Ct}(1-D-\hat{d})] (I_{L1} + \hat{i}_{L1}) \\ & - \frac{1}{L_{r1}} [R_{Cr1} + R_{Lr1} + N^2 R_{Cr2} + N^2 R_{Ct}(1-D-\hat{d})] (I_{Lr1} + \hat{i}_{Lr1}) \\ & + \frac{1}{L_{r1}} [N^2 R_{Cr2} + N^2 R_{Ct}(1-D-\hat{d})] (I_{Lm} + \hat{i}_{Lm}) - \frac{1}{L_{r1}} (V_{Cr1} + \hat{v}_{Cr1}) \\ & - \frac{1}{L_{r1}} N(V_{Cr2} + \hat{v}_{Cr2}) + \frac{1}{L_{r1}} N(1-D-\hat{d})(V_{Ct} + \hat{v}_{Ct}) + \frac{1}{L_{r1}} (V_s + \hat{v}_s) \end{aligned} \quad (3-99)$$

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}(I_{Lm} + \hat{i}_{Lm}) = & \frac{-1}{L_m} [NR_{Ct}(1-D-\hat{d})] (I_{L1} + \hat{i}_{L1}) \\ & + \frac{1}{L_m} [N^2 R_{Cr2} + N^2 R_{Ct}(1-D-\hat{d})] (I_{Lr1} + \hat{i}_{Lr1}) \\ & - \frac{1}{L_m} [N^2 R_{Cr2} + N^2 R_{Ct}(1-D-\hat{d})] (I_{Lm} + \hat{i}_{Lm}) \\ & + \frac{1}{L_m} N(V_{Cr2} + \hat{v}_{Cr2}) - \frac{1}{L_m} N(1-D-\hat{d})(V_{Ct} + \hat{v}_{Ct}) \end{aligned} \quad (3-100)$$

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}(I_{L2} + \hat{i}_{L2}) = & \frac{-1}{L_2} \left[ R_{Ct}(D + \hat{d}) + R_{L2} + \frac{RR_{Co}}{R + R_{Co}} \right] (I_{L2} + \hat{i}_{L2}) + \frac{1}{L_2} (D + \hat{d})(V_{Ct} + \hat{v}_{Ct}) \\ & - \frac{1}{L_2} \left( \frac{R}{R + R_{Co}} \right) (V_{Co} + \hat{v}_{Co}) \end{aligned} \quad (3-101)$$



$$\frac{d}{dt}(V_{Cr1} + \hat{v}_{Cr1}) = \frac{1}{C_{r1}}(I_{Lr1} + \hat{i}_{Lr1}) \quad (3-102)$$

$$\frac{d}{dt}(V_{Cr2} + \hat{v}_{Cr2}) = \frac{1}{C_{r2}}N(I_{Lr1} + \hat{i}_{Lr1}) - \frac{1}{C_{r2}}N(I_{Lm} + \hat{i}_{Lm}) \quad (3-103)$$

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}(V_{Ct} + \hat{v}_{Ct}) = & \frac{1}{C_t}(1-D-\hat{d})(I_{L1} + \hat{i}_{L1}) - \frac{1}{C_t}N(1-D-\hat{d})(I_{Lr1} + \hat{i}_{Lr1}) \\ & + \frac{1}{C_t}N(1-D-\hat{d})(I_{Lm} + \hat{i}_{Lm}) - \frac{1}{C_t}(D+\hat{d})(I_{L2} + \hat{i}_{L2}) \end{aligned} \quad (3-104)$$

$$\frac{d}{dt}(V_{Co} + \hat{v}_{Co}) = \frac{1}{C_o}\left(\frac{R}{R+R_{Co}}\right)(I_{L2} + \hat{i}_{L2}) - \frac{1}{C_o}\left(\frac{1}{R+R_{Co}}\right)(V_{Co} + \hat{v}_{Co}) \quad (3-105)$$

$$V_o + \hat{v}_o = \left(\frac{RR_{Co}}{R+R_{Co}}\right)(I_{L2} + \hat{i}_{L2}) + \left(\frac{R}{R+R_{Co}}\right)(V_{Co} + \hat{v}_{Co}) \quad (3-106)$$

將式(3-98)至式(3-106)之狀態方程式作線性化(Linearization)，亦即忽略非線性的小訊號高次乘積項，化簡後所得之狀態方程式如式(3-107)至式(3-115)所示。

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}(I_{L1} + \hat{i}_{L1}) = & \frac{-1}{L_1}[R_{L1} + R_{Ct}(1-D)](I_{L1} + \hat{i}_{L1}) + \frac{1}{L_1}NR_{Ct}(1-D)(I_{Lr1} + \hat{i}_{Lr1}) \\ & - \frac{1}{L_1}NR_{Ct}(1-D)(I_{Lm} + \hat{i}_{Lm}) - \frac{1}{L_1}(1-D)(V_{Ct} + \hat{v}_{Ct}) \\ & + \frac{1}{L_1}(V_s + \hat{v}_s) + \frac{1}{L_1}[R_{Ct}I_{L1} - NR_{Ct}(I_{Lr1} - I_{Lm}) + V_{Ct}]\hat{d} \end{aligned} \quad (3-107)$$

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}(I_{Lr1} + \hat{i}_{Lr1}) = & \frac{1}{L_{r1}}[NR_{Ct}(1-D)](I_{L1} + \hat{i}_{L1}) \\ & - \frac{1}{L_{r1}}[R_{Cr1} + R_{Lr1} + N^2R_{Cr2} + N^2R_{Ct}(1-D)](I_{Lr1} + \hat{i}_{Lr1}) \\ & + \frac{1}{L_{r1}}[N^2R_{Cr2} + N^2R_{Ct}(1-D)](I_{Lm} + \hat{i}_{Lm}) - \frac{1}{L_{r1}}(V_{Cr1} + \hat{v}_{Cr1}) \\ & - \frac{1}{L_{r1}}N(V_{Cr2} + \hat{v}_{Cr2}) + \frac{1}{L_{r1}}N(1-D)(V_{Ct} + \hat{v}_{Ct}) + \frac{1}{L_{r1}}(V_s + \hat{v}_s) \\ & - \frac{1}{L_{r1}}N[R_{Ct}I_{L1} - NR_{Ct}(I_{Lr1} - I_{Lm}) + V_{Ct}]\hat{d} \end{aligned} \quad (3-108)$$

$$\begin{aligned}
\frac{d}{dt}(I_{Lm} + \hat{i}_{Lm}) &= \frac{-1}{L_m} [NR_{Ct}(1-D)](I_{L1} + \hat{i}_{L1}) \\
&+ \frac{1}{L_m} [N^2 R_{Cr2} + N^2 R_{Ct}(1-D)](I_{Lr1} + \hat{i}_{Lr1}) \\
&- \frac{1}{L_m} [N^2 R_{Cr2} + N^2 R_{Ct}(1-D)](I_{Lm} + \hat{i}_{Lm}) \\
&+ \frac{1}{L_m} N(V_{Cr2} + \hat{v}_{Cr2}) - \frac{1}{L_m} N(1-D)(V_{Ct} + \hat{v}_{Ct}) \\
&+ \frac{1}{L_m} N[R_{Ct}I_{L1} - NR_{Ct}(I_{Lr1} - I_{Lm}) + V_{Ct}] \hat{d}
\end{aligned} \tag{3-109}$$

$$\begin{aligned}
\frac{d}{dt}(I_{L2} + \hat{i}_{L2}) &= \frac{-1}{L_2} \left[ R_{Ct}D + R_{L2} + \frac{RR_{Co}}{R + R_{Co}} \right] (I_{L2} + \hat{i}_{L2}) + \frac{1}{L_2} D(V_{Ct} + \hat{v}_{Ct}) \\
&- \frac{1}{L_2} \left( \frac{R}{R + R_{Co}} \right) (V_{Co} + \hat{v}_{Co}) + \frac{1}{L_2} (V_{Ct} - R_{Ct}I_{L2}) \hat{d}
\end{aligned} \tag{3-110}$$

$$\frac{d}{dt}(V_{Cr1} + \hat{v}_{Cr1}) = \frac{1}{C_{r1}} (I_{Lr1} + \hat{i}_{Lr1}) \tag{3-111}$$

$$\frac{d}{dt}(V_{Cr2} + \hat{v}_{Cr2}) = \frac{1}{C_{r2}} N(I_{Lr1} + \hat{i}_{Lr1}) - \frac{1}{C_{r2}} N(I_{Lm} + \hat{i}_{Lm}) \tag{3-112}$$

$$\begin{aligned}
\frac{d}{dt}(V_{Ct} + \hat{v}_{Ct}) &= \frac{1}{C_t} (1-D)(I_{L1} + \hat{i}_{L1}) - \frac{1}{C_t} N(1-D)(I_{Lr1} + \hat{i}_{Lr1}) \\
&+ \frac{1}{C_t} N(1-D)(I_{Lm} + \hat{i}_{Lm}) - \frac{1}{C_t} D(I_{L2} + \hat{i}_{L2}) \\
&- \frac{1}{C_t} [I_{L1} - N(I_{Lr1} - I_{Lm}) + I_{L2}] \hat{d}
\end{aligned} \tag{3-113}$$

$$\frac{d}{dt}(V_{Co} + \hat{v}_{Co}) = \frac{1}{C_o} \left( \frac{R}{R + R_{Co}} \right) (I_{L2} + \hat{i}_{L2}) - \frac{1}{C_o} \left( \frac{1}{R + R_{Co}} \right) (V_{Co} + \hat{v}_{Co}) \tag{3-114}$$

$$V_o + \hat{v}_o = \left( \frac{RR_{Co}}{R + R_{Co}} \right) (I_{L2} + \hat{i}_{L2}) + \left( \frac{R}{R + R_{Co}} \right) (V_{Co} + \hat{v}_{Co}) \tag{3-115}$$

由線性化後之狀態方程式，可分別求得具被動式漣波消除電路之邱克轉換器的直流模型與小訊號模型：

### (1) 直流模型

$$0 = -[R_{L1} + R_{Ct}(1-D)]I_{L1} + NR_{Ct}(1-D)I_{Lr1} - NR_{Ct}(1-D)I_{Lm} - (1-D)V_{Ct} + V_s \tag{3-116}$$

$$\begin{aligned}
0 &= [NR_{Ct}(1-D)]I_{L1} - [R_{Cr1} + R_{Lr1} + N^2 R_{Cr2} + N^2 R_{Ct}(1-D)]I_{Lr1} \\
&+ [N^2 R_{Cr2} + N^2 R_{Ct}(1-D)]I_{Lm} - V_{Cr1} - NV_{Cr2} + N(1-D)V_{Ct} + V_s
\end{aligned} \tag{3-117}$$

$$0 = -[NR_{Cr1}(1-D)]I_{L1} + [N^2R_{Cr2} + N^2R_{Cr1}(1-D)]I_{Lr1} - [N^2R_{Cr2} + N^2R_{Cr1}(1-D)]I_{Lm} + NV_{Cr2} - N(1-D)V_{Cr1} \quad (3-118)$$

$$0 = -\left[R_{Cr1}D + R_{L2} + \frac{RR_{Co}}{R + R_{Co}}\right]I_{L2} + DV_{Cr1} - \left(\frac{R}{R + R_{Co}}\right)V_{Co} \quad (3-119)$$

$$0 = I_{Lr1} \quad (3-120)$$

$$0 = NI_{Lr1} - NI_{Lm} \quad (3-121)$$

$$0 = (1-D)I_{L1} - N(1-D)I_{Lr1} + N(1-D)I_{Lm} - DI_{L2} \quad (3-122)$$

$$0 = \left(\frac{R}{R + R_{Co}}\right)I_{L2} - \left(\frac{1}{R + R_{Co}}\right)V_{Co} \quad (3-123)$$

$$V_o = \left(\frac{RR_{Co}}{R + R_{Co}}\right)I_{L2} + \left(\frac{R}{R + R_{Co}}\right)V_{Co} \quad (3-124)$$

由以上所求方程式可得知，若忽略電感與電容之等效串聯電阻，則式(3-116)、式(3-119)及式(3-124)所推導結果即為轉換器之理想直流電壓增益，此外由式(3-120)可得知，被動式漣波消除電路並不傳輸功率，此點與 3.3.2 節中利用穩態分析所推導之結果完全相符，因此可驗證所推導直流模型之正確性。此外，由式(3-116)至式(3-124)可進一步得到具被動式漣波消除電路之邱克轉換器的直流等效電路，如圖 3.15 所示。

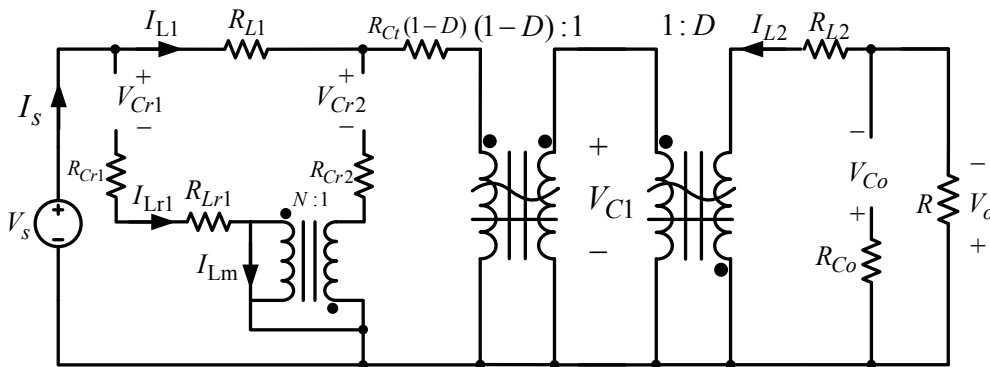


圖 3.15 具被動式漣波消除電路之邱克轉換器直流等效電路

## (2) 小訊號模型

將式(3-120)及式(3-121)代入式(3-107)至式(3-115)可獲得轉換器之小訊號模型，如式(3-125)所示。此外，由所求得之小訊號模型可進一步得到轉換器之小訊號等效電路，如圖 3.16 所示。

$$\begin{aligned}\dot{\hat{x}} &= A'\hat{x} + B'\hat{u} + E\hat{d} \\ \hat{y} &= C'\hat{x} + F\hat{d}\end{aligned}\quad (3-125)$$

$$\text{其中， } A' = \begin{bmatrix} A'_{11} & A'_{12} \\ A'_{21} & A'_{22} \end{bmatrix}; \quad B' = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} & \frac{1}{L_{r1}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T;$$

$$C' = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \frac{RR_{Co}}{R+R_{Co}} & 0 & 0 & 0 & \frac{R}{R+R_{Co}} \end{bmatrix};$$

$$E = \begin{bmatrix} \frac{R_{Ct}I_{L1} + V_{Ct}}{L_1} & \frac{-N(R_{Ct}I_{L1} + V_{Ct})}{L_{r1}} & \frac{N(R_{Ct}I_{L1} + V_{Ct})}{L_m} & \frac{V_{Ct} - R_{Ct}I_{L2}}{L_2} & 0 & 0 & \frac{-I_{L1} - I_{L2}}{C_t} & 0 \end{bmatrix}^T; \quad F = [0];$$

$$A'_{11} = \begin{bmatrix} \frac{-R_{L1} - R_{Ct}(1-D)}{L_1} & \frac{NR_{Ct}(1-D)}{L_1} & \frac{-NR_{Ct}(1-D)}{L_1} & 0 \\ \frac{NR_{Ct}(1-D)}{L_{r1}} & \frac{-[R_{Cr1} + R_{Lr1} + N^2R_{Cr2} + N^2R_{Ct}(1-D)]}{L_{r1}} & \frac{N^2[R_{Cr2} + R_{Ct}(1-D)]}{L_{r1}} & 0 \\ \frac{-NR_{Ct}(1-D)}{L_m} & \frac{N^2R_{Cr2} + N^2R_{Ct}(1-D)}{L_m} & \frac{-[N^2R_{Cr2} + N^2R_{Ct}(1-D)]}{L_m} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{-1}{L_2} \left( R_{Ct}D + R_{L2} + \frac{RR_{Co}}{R+R_{Co}} \right) \end{bmatrix};$$

$$A'_{12} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{-(1-D)}{L_1} & 0 \\ \frac{-1}{L_{r1}} & \frac{-N}{L_{r1}} & \frac{N(1-D)}{L_{r1}} & 0 \\ 0 & \frac{N}{L_m} & \frac{-N(1-D)}{L_m} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{D}{L_2} & \frac{-1}{L_2} \left( \frac{R}{R+R_{Co}} \right) \end{bmatrix}; \quad A'_{21} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{C_{r1}} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{N}{C_{r2}} & \frac{-N}{C_{r2}} & 0 \\ \frac{(1-D)}{C_t} & \frac{-N(1-D)}{C_t} & \frac{N(1-D)}{C_t} & \frac{-D}{C_t} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_o} \left( \frac{R}{R+R_{Co}} \right) \end{bmatrix};$$

$$A'_{22} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{-1}{C_o} \left( \frac{1}{R+R_{Co}} \right) \end{bmatrix};$$

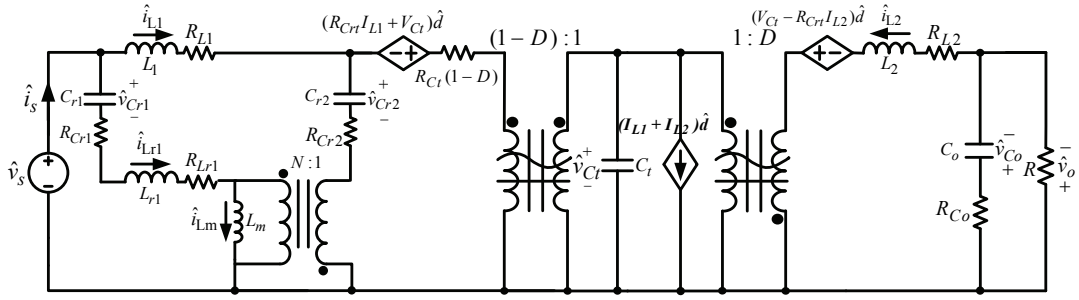


圖 3.16 具被動式漣波消除電路之邱克轉換器小訊號等效電路

步驟 4. 將小訊號模型以拉式轉換求出所需之轉移函數。

令式(3-125)的小訊號模型之初值為零，取其拉式轉換後可得到下式：

$$\begin{aligned} S\hat{x}(s) &= A'\hat{x}(s) + B'\hat{u}(s) + E\hat{d}(s) \\ \hat{y}(s) &= C'\hat{x}(s) + F\hat{d}(s) \end{aligned} \quad (3-126)$$

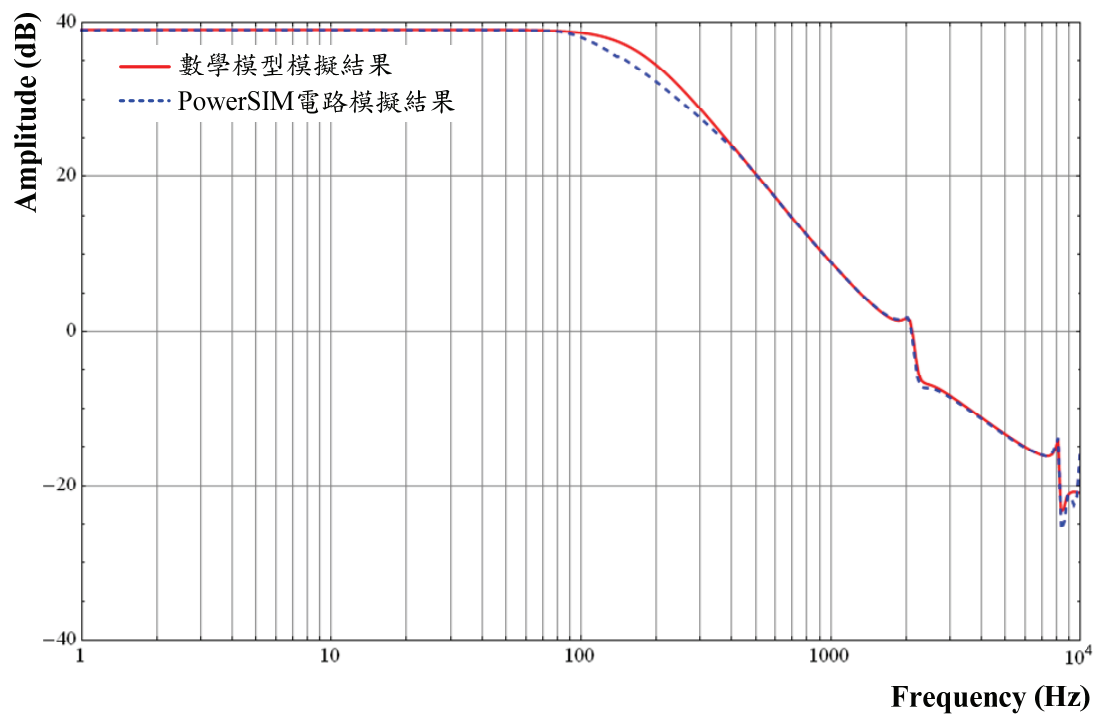
將方程式(3-126)加以整理後可得其解如下：

$$\begin{aligned} \hat{x}(s) &= (SI - A')^{-1} B'\hat{u}(s) + (SI - A')^{-1} E\hat{d}(s) \\ \hat{y}(s) &= C'(SI - A')^{-1} B'\hat{u}(s) + C'(SI - A')^{-1} E\hat{d}(s) + F\hat{d}(s) \end{aligned} \quad (3-127)$$

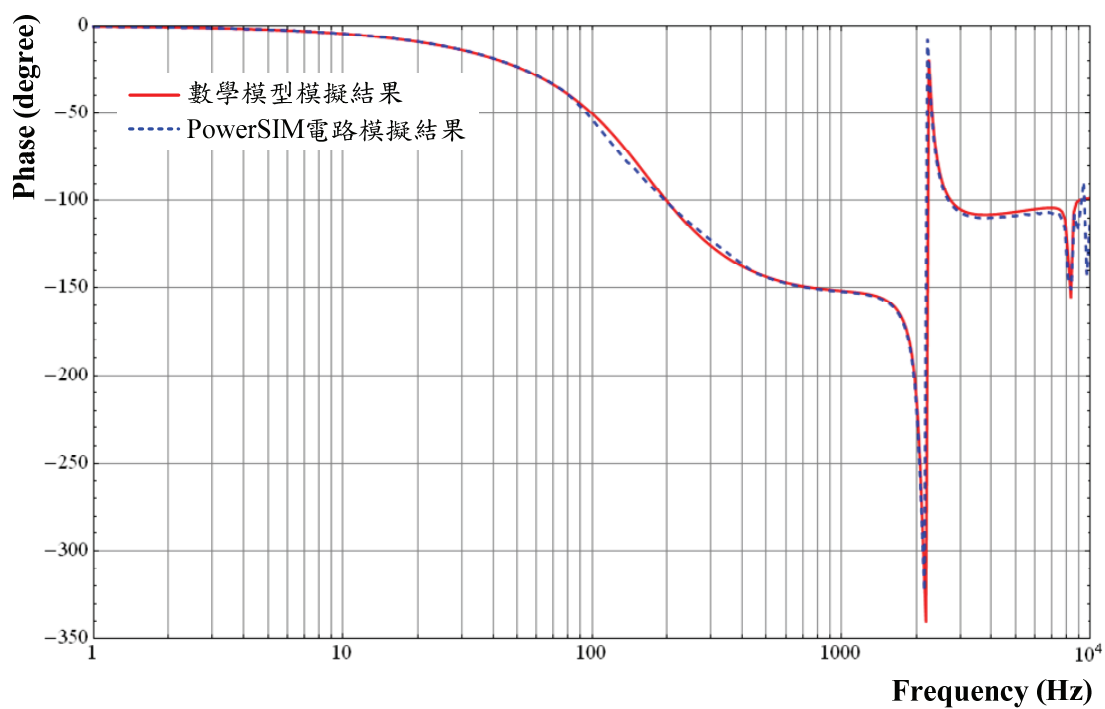
根據上述推導所得到的的小訊號模型，進一步導演本論文所提具被動式漣波消除電路之邱克轉換器的控制對輸出轉移函數，其定義為工作週期  $\hat{d}$  對輸出電壓  $\hat{v}_o$  之轉移函數，如式(3-128)所示。

$$G_d = \left. \frac{\hat{y}(s)}{\hat{d}(s)} \right|_{\hat{u}(s)=0} = \left. \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} \right|_{\hat{u}(s)=0} = C'(SI - A')^{-1} E + F \quad (3-128)$$

為了驗證所建立之小訊號模型的正確性，本文使用數學軟體 Mathematica 針對式(3-128)進行模擬，並且使用電路模擬軟體 PowerSIM 加以對照。如圖 3.17 所示即為轉換器控制對輸出轉移函數之波德圖，由圖中可觀察到，使用本文所建立之小訊號模型繪出的增益及相位曲線與電路模擬軟體 PowerSIM 所得結果相當吻合，由此可驗證該模型之正確性。



(a)



(b)

圖 3.17 具被動式漣波消除電路邱克轉換器之控制對輸出轉移函數波德圖

(a)增益曲線 (b)相位曲線



### 3.4 主動式與被動式漣波消除電路之比較

綜合上述，本章節提出兩種電流漣波消除技術，分別為主動式及被動式漣波消除之輔助電路，並且將其應用於邱克轉換器，使轉換器具有輸入電流零漣波、幾乎為一純直流源之特點。其中，主動式漣波消除電路係由一結構和主電路相似之輔助電路所構成，其開關訊號和主電路之開關訊號為互補，且電路中使用一電容器阻隔直流成份以使流經該電路之電感電流僅存交流漣波。此交流漣波之上升及下降斜率和主電路之電感電流漣波恰好相反，因此可用以抵消原邱克轉換器之電感電流漣波。最後，透過適當地設計漣波消除電路中之元件參數，即可達到輸入及輸出電流漣波消除的效果。

本章論文所提之另一技術為被動式漣波消除電路，係由主動式漣波消除技術之概念而得。該電路由兩個阻隔電容器、一個高頻變壓器以及電感器所構成。其中，高頻變壓器用於當轉換器操作於不同工作模式時，適當地將主電路中的電壓感應至漣波消除電路，使漣波消除電路中之電感跨壓與主電路中之電感跨壓相反，進而產生一相反斜率之電感電流，用以補償原邱克轉換器之電感電流漣波。此外，配合阻隔直流成份之電容器的使用，被動式漣波消除電路僅流經交流漣波電流，所以此電路不會造成過多之能量損耗，並且能有效消除電感電流漣波。

透過前述轉換器之特性分析可得，主動式漣波消除技術與轉換器開關工作週期有關。當轉換器操作於所設計之穩態工作點時，可達到良好之輸入與輸出電流漣波消除效果。然而，當轉換器開關工作週期變動時，其漣波消除效果將受到影響。相較之下，被動式漣波消除電路技術僅與高頻變壓器之匝數比有關，不受開關之工作週期的影響，而且若使用兩組並分別跨接於邱克轉換器之輸入及輸出電感，可用以消除其輸入及輸出電流漣波，被動式與主動式漣波消除電路之相關優缺點比較如表 3.2 所示。

表 3.2 應用於邱克轉換器之漣波消除技術比較表

<div>類型</div> <div>比較項目</div>	主動式漣波消除電路	被動式漣波消除電路 (應用於輸入及輸出端)
主動開關數目	2	0
被動元件數目	4	4 (8)
額外驅動電路	需要	不需要
優點	控制簡單、可減小主電路之電感、不會造成過多能量損耗、可有效消除輸入及輸出電流漣波。	不需額外控制電路、可減小主電路之電感、可有效消除輸入及輸出電流漣波、轉換器開關工作週期變動時，漣波消除效果不受影響。
缺點	當轉換器開關工作週期變動時，漣波消除效果會受到影響、不適於操作在電流不連續模式。	需額外繞製高頻變壓器、被動元件數目較多。

對於應用於太陽能光伏系統而言，在日照強度、溫度或負載改變劇烈下轉換器將操作於較寬廣之工作點。藉由表 3.2 可知，被動式漣波消除技術不受轉換器開關之工作週期影響，因此本論文後續部份硬體實現將選用其作為電流漣波消除電路。再者，考慮本論文旨在改善轉換器輸入電流漣波對太陽能電池的影響，為節省電路成本，僅以一組被動式漣波消除電路用於邱克轉換器之輸入端，以達到輸入電流零漣波的效果。

## 第四章

### 實體電路製作與實測結果

#### 4.1 前言

本論文於前章提出兩種具有零輸入電流漣波之邱克轉換器，分別採用主動式及被動式漣波消除技術以消除轉換器輸入電流漣波，俾應用於太陽能電池之最大輸出功率控制，以擷取最大的太陽能。由於主動式漣波消除電路之漣波消除效果與轉換器之開關週期有固定關係，於太陽能光伏系統的應用上有所限制，因此本論文選用被動式漣波消除技術作為轉換器輸入電流漣波消除電路之實現，並將其應用於邱克轉換器。

本文所完成之系統架構如圖 4.1 所示，主要可分為功率級電路以及控制電路，而功率級電路輸出端部份則是採用電子負載並設定為定電壓 (Constant Voltage, CV) 模式，以便於模擬儲能電池充電情形。其中功率級電路中之元件參數的設計步驟將於本章第二節說明，而第三節為控制及迴授電路設計，本文採用 DSP TM320F2808 開發電路板作為數位控制器，有關細節及實測結果則將於後面詳述之。

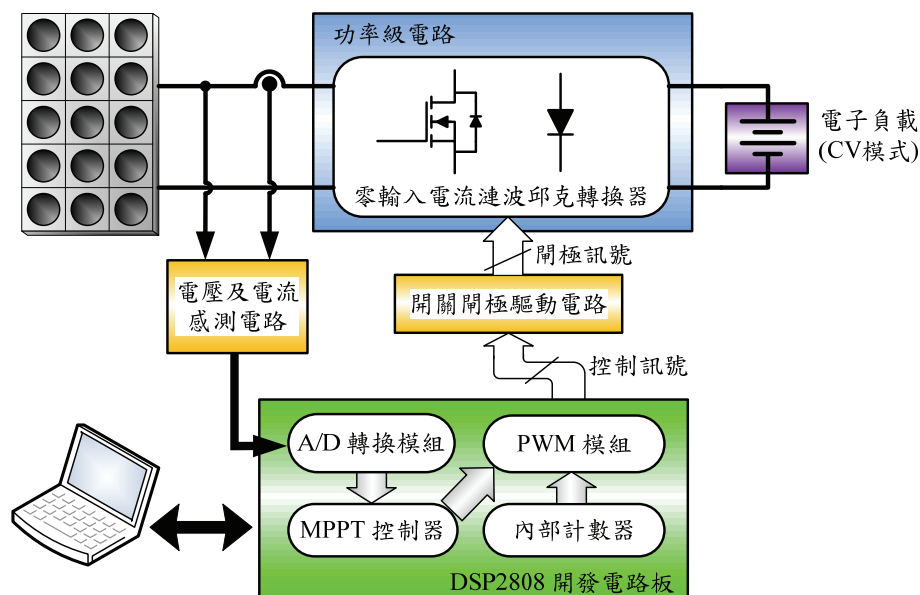


圖 4.1 系統架構圖

## 4.2 功率電路之設計

本文使用德國西門子公司所生產之 SP-75W 型太陽能電池並且串聯兩個模組作為轉換器之輸入電源。由 2009 年 5 月陽光強度下所量測結果可知該串聯光伏模組之輸出電壓約為 24~34V，而其最大輸出功率可達 90W。故本文所實作轉換器之基本規格設計為 24~34V 直流輸入、19V 直流輸出、額定功率為 90W、切換頻率為 40kHz 且工作於連續導通模式，以下為功率元件參數設計步驟：

### 步驟 1. 選定邱克轉換器之輸入與輸出電感值

首先由轉換器之最小輸入電壓  $V_{s,min}$  及最大輸出電壓  $V_{s,max}$  可分別求出其所對應之開關工作週期，如下列兩式所示。

$$\frac{V_o}{V_{s,min}} = \frac{19}{24} = \frac{D_{max}}{1-D_{max}} \Rightarrow D_{max} \cong 0.44 \quad (4-1)$$

$$\frac{V_o}{V_{s,max}} = \frac{19}{36} = \frac{D_{min}}{1-D_{min}} \Rightarrow D_{min} \cong 0.36 \quad (4-2)$$

當電路工作於輸出滿載 90W、輸入電壓為 24V~34V 時，吾人可求出轉換器之最小輸入電流平均值、最大輸入電流平均值以及輸出電流平均值，分別如式(4-3)及式(4-4)所示：

$$\begin{cases} V_{s,min} = 24V : I_{s,max} = I_{L1,max} = \frac{90}{24} = 3.75A \\ V_{s,max} = 34V : I_{s,min} = I_{L1,min} = \frac{90}{34} \cong 2.65A \end{cases} \quad (4-3)$$

$$I_o = I_{L2} = \frac{90}{19} \cong 4.74A \quad (4-4)$$

今欲設計邱克轉換器使其在 30%額定功率仍能操作於電流連續導通模式，因此可得轉換器於臨界情況操作下的最小輸入電流平均值為 0.795A，即輸入電感的峰對峰值電流漣波為 1.59A。為方便起見，輸出電流峰對峰值電流漣波亦選定為 1.59A，因此可求得  $L_1$  及  $L_2$  如式(4-5)及式(4-6)所示。

$$L_1 = \frac{V_{s,max}}{\Delta i_{L1}} \cdot D_{min} T_s = \frac{34 \cdot (0.36) \cdot 25\mu}{1.59} \cong 192.45\mu H \quad (4-5)$$

$$L_2 = \frac{V_{s,max}}{\Delta i_{L2}} \cdot D_{min} T_s = \frac{34 \cdot (0.36) \cdot 25\mu}{1.59} \cong 192.45\mu H \quad (4-6)$$

以上設計是為了確保轉換器於 30% 之額定功率操作下時，使輸入與輸出電感電流均處於連續導通模式，而實作時所繞製之輸入與輸出電感值則採用 200 $\mu$ H。

## 步驟 2. 選定邱克轉換器之中間電容值

邱克轉換器之中間電容  $C_i$  主要是作為輸入端與輸出端能量轉移之用，當其電容電壓漣波過大時，會造成電路中之電感電流波形呈非線性而影響轉換器特性。本文選擇  $C_i$  上之電壓漣波峰對峰值為 1V，因此由 3.3.2 節中之式(3-70)可代入轉換器於額定功率時的輸出電流 4.74A、開關工作週期 0.44 及切換週期 25 $\mu$ s 而求得  $C_i$  值如式(4-7)所示。實際製作時所採用邱克轉換器之中間電容質為 60 $\mu$ F。

$$C_i = \frac{I_o \cdot D_{max} T_s}{\Delta v_{Ci}} = \frac{(4.74) \cdot (0.44) \cdot 25\mu}{1} = 52.14\mu F \quad (4-7)$$

## 步驟 3. 選定邱克轉換器之輸出濾波電容值

至於邱克轉換器之輸出濾波電容的選用則設定輸出電壓漣波小於 100mV，由 3.3.2 節中之式(3-71)即可求得所需輸出濾波電容質如下：

$$C_o = \frac{V_o \cdot (1 - D_{min}) \cdot T_s^2}{8 \cdot L_2 \cdot \Delta v_{Co}} = \frac{19 \cdot (1 - 0.36) \cdot (25\mu)^2}{8 \cdot (200\mu) \cdot (0.1)} = 47.5\mu F \quad (4-8)$$

為提供足夠能量供給轉換器之後級使用，由於輸出濾波電容當須考量維持時間(Hold-up time)，所以此元件之選用可遠大於所求出之設計值。實作時選用輸出濾波電容之容質為 440 $\mu$ F。



#### 步驟 4. 選定被動式漣波消除電路之電感值

在被動式漣波消除電路之元件參數設計方面，選擇高頻變壓器匝數比  $N=1$ ，故電感  $L_{r1}$  可根據本文於 3.3.2 節中所推導出之輸入電流零漣波條件作設計，如式(4-9)所示。

$$L_{r1} = N \cdot L_1 = 1 \cdot (200\mu) = 200\mu H \quad (4-9)$$

#### 步驟 5. 選定被動式漣波消除電路之阻隔電容值

在阻隔電容  $C_{r1}$  及  $C_{r2}$  之設計方面，由於漣波消除電路之電感電壓  $v_{Lr1}$  與阻隔電容電壓有關，當其電容電壓漣波  $\Delta v_{Cr1}$  及  $\Delta v_{Cr2}$  過大時，將造成電感  $L_{r1}$  在儲能及釋能時，其電感電流波形呈非線性，進而影響漣波消除效果。

本文設定阻隔電容電壓漣波小於 1V，因此可將轉換器所設計之高頻變壓器之匝數比 1、最大輸入電壓 34V、開關工作週期 0.36、切換週期 25 $\mu$ s 及被動式漣波消除電路之電感值 200 $\mu$ H 代入 3.3.2 節中的式(3-67)及式(3-69)計算，求得之  $C_{r1}$  及  $C_{r2}$  值分別如式(4-10)及式(4-11)所示。實作時所採用阻隔電容值皆為 10 $\mu$ F。

$$C_{r1} = \frac{N \cdot V_{s,max} \cdot D_{min} \cdot T_s^2}{8 \cdot L_{r1} \cdot \Delta v_{Cr1}} = \frac{1 \cdot 34 \cdot (0.36) \cdot (25\mu)^2}{8 \cdot (200\mu) \cdot 1} \cong 4.78\mu F \quad (4-10)$$

$$C_{r2} = \frac{N^2 \cdot V_{s,max} \cdot D_{min} \cdot T_s^2}{8 \cdot L_{r1} \cdot \Delta v_{Cr2}} = \frac{1^2 \cdot 34 \cdot (0.36) \cdot (25\mu)^2}{8 \cdot (200\mu) \cdot 1} \cong 4.78\mu F \quad (4-11)$$

以上設計是為了確保轉換器工作於所設計之電壓範圍內時，阻隔電容之電壓漣波皆能小於 1V，使得漣波消除電感之跨壓在開關導通及截止時均可為一定值，進而使電感電流波形呈線性。在用以補償原邱克轉換器之輸入電感電流漣波時，確實可達到良好的漣波消除效果，使轉換器之輸入電流漣波幾乎為零。



圖 4.2 所示為本文於實體電路製作中之功率級電路，其中為了提高轉換器效率，轉換器使用同步開關切換技術，開關訊號  $PWM1$  及  $PWM1'$  為互補訊號。且為了避免兩開關同時導通而將邱克轉換器之中間電容  $C_t$  短路，兩開關訊號間之盲時(Dead Time)設為 200ns。

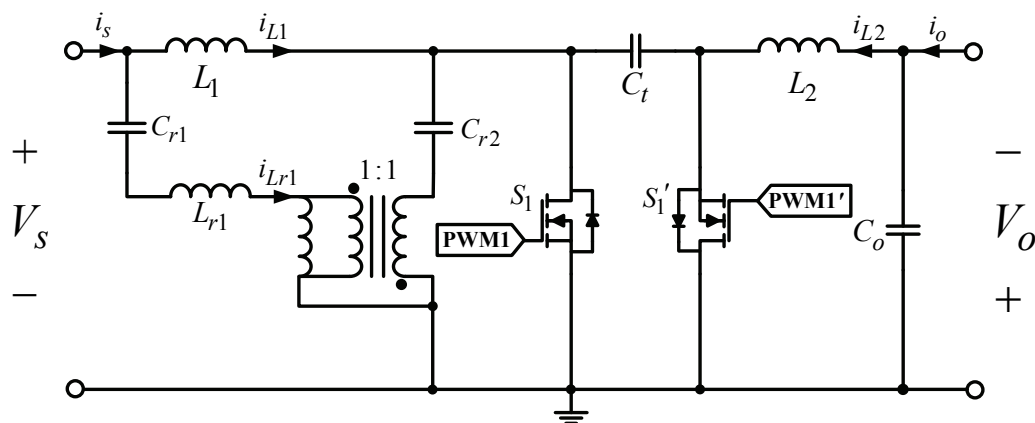


圖 4.2 功率級電路

表 4.1 為實際使用於電路中的元件參數以及功率半導體的元件編號，其中開關  $S_1$  及  $S_1'$  皆選用 IXYS 公司所生產的擁有低導通內阻特性的 IXFH170N10P Power-MOSFET，其耐壓為 100V、導通電阻為 9m $\Omega$ ，此規格符合本文所設計轉換器之需求。

表 4.1 功率元件參數表

元件類別	符號	參數
輸入及輸出端電感	$L_1, L_2$	200 $\mu H$ , 200 $\mu H$
漣波消除電路之電感	$L_{r1}$	200 $\mu H$
高頻變壓器匝數比	$N$	1
中間電容	$C_t$	60 $\mu F$
輸出濾波電容	$C_o$	440 $\mu F$
漣波消除電路之阻隔電容	$C_{r1}, C_{r2}$	10 $\mu F$ , 10 $\mu F$
開關 MOSFET	$S_1, S_1'$	IXFH170N10P
開關切換頻率	$f_s$	40kHz

### 4.3 控制電路之實現

本文所架構系統之控制電路部份包括開關閘極驅動電路、電壓及電流感測電路及 DSP TMS320F2808 開發電路板。太陽能電池之輸出電壓與電流透過感測電路產生所需電壓、電流訊號，再經由開發電路板內建之類比數位轉換器(Analog to Digital Converter, A/D)轉換為數位訊號形式，然後再以 DSP 進行最大功率控制法則演算，以產生開關控制訊號。最後，經由驅動電路提升電壓及電流準位以驅動開關動作。

為了更詳細說明本系統，以下將分為(1)開關驅動電路(2)電壓及電流感測電路以及(3)DSP 數位訊號處理器等三個部份進行介紹。

#### (1) 開關驅動電路

圖 4.3 所示為本文所使用之開關閘極驅動電路[31]，其中光耦合器 IC HCPL3120 為一隔離型驅動 IC，可將 DSP 輸出 0~3.3V 之訊號提升至 0~15V 之間，且可提供 2.5A 之電流用以驅動後級開關。透過將訊號地與電源地之隔離，可使功率級電路運作時不影響以低壓操作的控制電路。此外，在後級開關可承受的範圍內，提高驅動電壓及電流將有助於減小開關的切換時間，所以本開關驅動電路甚適合高頻切換之電路應用。圖中電容  $C_1$  是用於 15V 電源側之穩壓電容，而電阻  $R_{in}$  與  $R_g$  分別為輸入及輸出端之限流電阻，電阻  $R_{gs}$  則是用於吸收干擾，以避免主電路開關誤動作。

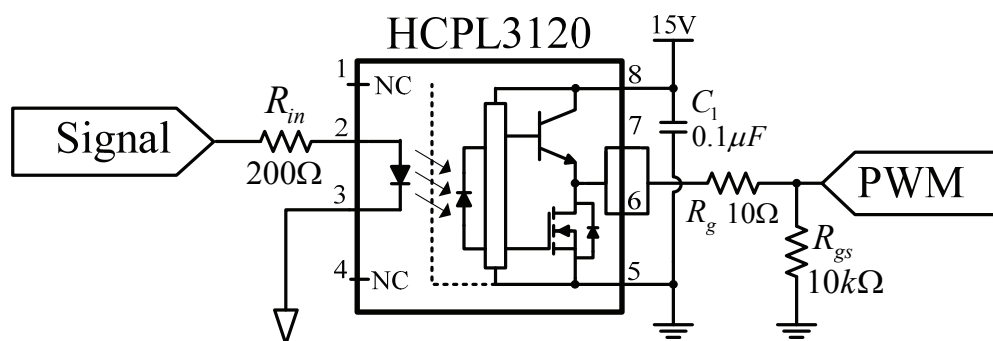


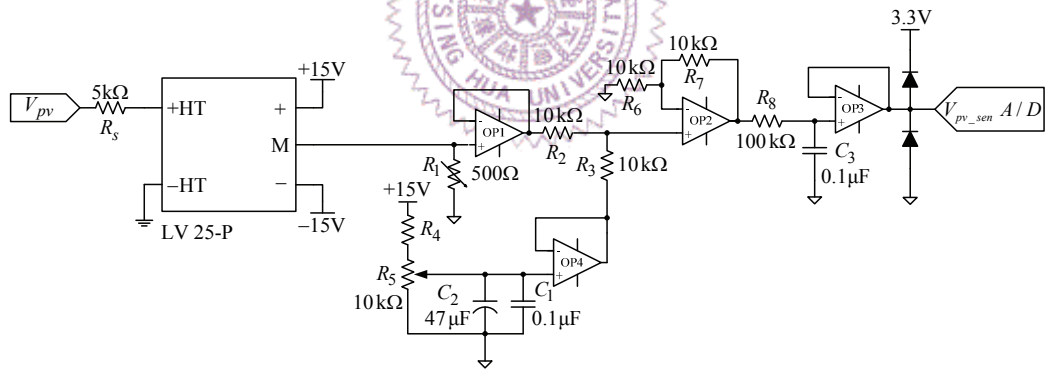
圖 4.3 開關閘極驅動電路

## (2) 電壓及電流感測電路

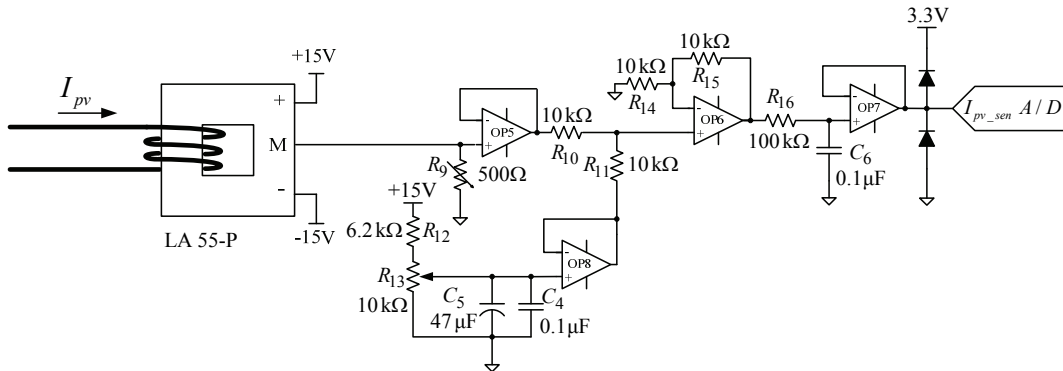
圖 4.4(a)、(b)分別為本文使用於感測太陽能電池輸出電壓及輸出電流之感測電路。其主要目的在於將所量測訊號轉換成 0~3.3V 之電壓準位，以供 DSP 開發電路板之 A/D 轉換模組使用。

電壓及電流感測器皆為 LEM 公司出產之霍爾效應感測元件，編號分別為 LV 25-P 及 LA 55-P。太陽能電池輸出電壓部份是由電阻  $R_s$  產生分流電流，流經電壓感測器一次側；而輸出電流部份則是以繞線方式使其通過電流感測器一次側。當感測器二次側藉由霍爾效應產生感應電流訊號輸出時，再分別經由圖 4.4 中可變電阻  $R_1$  及  $R_9$  即可轉換為電壓訊號。

在電壓及電流感測器輸出端電路方面，以電壓感測電路部份作說明。OP1 及 OP3 為電壓隨耦器，用於阻抗匹配，OP2 及 OP4 則用以調整訊號直流準位的偏移量，最後，感測訊號經由  $R_8$  與  $C_3$  濾波後、再以二極體保護電路將其限制在 0~3.3V 之間，即可輸入至 A/D 轉換器。



(a)



(b)

圖 4.4 (a) 太陽能電池輸出電壓感測電路 (b) 太陽能電池輸出電流感測電路

### (3) DSP 數位訊號處理器

本文所提系統之控制器部份，使用DSP TMS320F2808開發電路板實現。TMS320F2808為TI公司所研發，其工作頻率最高可達100MHz，在A/D轉換器模組方面共有16個通道，每個通道為12bit、3組32-Bit的計數器以及16組PWM輸出。由於其功能模組非常適合應用於電力電子領域，故本文採用此開發電路板作為太陽能電池最大功率追蹤控制器之實現。

在最大功率追蹤控制法則方面，本文使用本實驗室於1995年所提出之直線近似法作為最大功率追蹤控制實現之策略。其原理乃利用一最大功率點直線作為控制器設計之設計準則，具有可瞬時追蹤至最大功率點、以及不會在最大功率點附近晃動等優點。

圖4.5所示為DSP內部程式規劃流程圖，在主程式中，首先進行DSP內部各模組以及全域變數的初始化，並且作計數器及中斷環境之相關設定，此部份的設定包括設定計數器為上數/下數模式，且下數為零時中斷發生。此外，轉換器切換頻率為40kHz，故計數器一週期時間設為25 $\mu$ s。接著，再設定A/D轉換模組，程式中使用2個通道來將電壓及電流迴授之類比訊號轉為數位訊號。PWM模組設定方面，由於轉換器使用同步開關切換，故使用兩組互補之PWM訊號輸出，且兩訊號間盲時設為200ns。最後，程式進入空迴圈等待計數器中斷發生。

計數器於一週期後下數為零時產生中斷，中斷信號使程式進入中斷服務常式。中斷服務常式開始時，程式首先由A/D轉換模組取得太陽能電池輸出電壓與電流迴授訊號，並且計算輸出功率。接著由直線近似法決定電流命令，計算誤差量後即可輸入至PI控制器。最後，將比較值輸出至PWM模組以產生開關之閘極訊號，清除中斷旗標後離開中斷服務常式，回到主程式之無窮迴圈以等待下一次中斷發生。

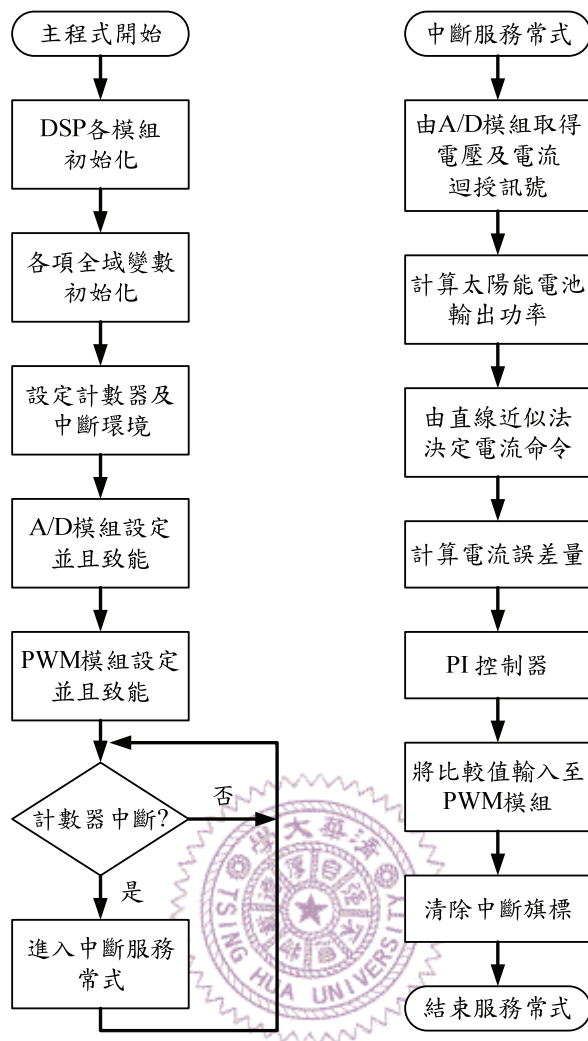


圖 4.5 DSP 內部程式規劃流程圖

圖 4.6 為本文使用於太陽能電池最大功率追蹤控制之直線近似法的數位化控制方塊圖。在 PI 控制器部份，在程式中使用 Backward Rectangular 法作為積分器數位化之實現方法。其數位化之轉移函數可以式(4-12)表示，而式(4-13)為其離散差分方程式之表示式，其中  $T_s$  為轉換器之切換週期。

$$\frac{y(k)}{e(k)} = \frac{K_i T_s}{1 - Z^{-1}} \quad (4-12)$$

$$y(k) = y(k-1) + k_i T_s \cdot e(k) \quad (4-13)$$

由式(4-13)可進一步求得比較值  $V_{ref}^*$  之離散差分方程式，如式(4-14)所示。

$$V_{ref}^*(k) = k_p \cdot e(k) + [y(k-1) + k_i T_s \cdot e(k)] \quad (4-14)$$



此外，在圖 4.6 中限制器 Limiter1 之功能是避免積分器飽和、在程式中發生暫存器溢位而造成運算錯誤的情形；而限制器 Limiter2 是用以限制比較值維持在一固定大小之內，以防止轉換器開關之責任週期過大，造成過大電流流進轉換器之情形。

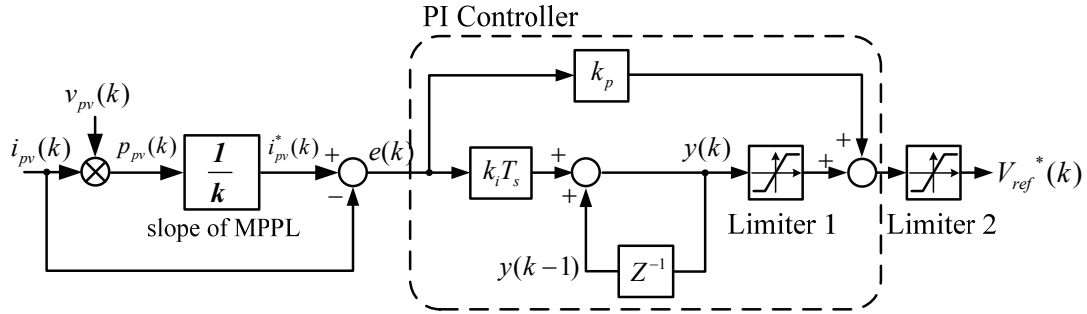


圖 4.6 直線近似法之數位化控制方塊圖

#### 4.4 實測結果

以下為充分驗證本文所提具被動式漣波消除電路之邱克轉換器之可行性，本文於實測結果中分為兩部份作測試。第一部份為開迴路實測結果，此部份主要依照 4.2 節所訂定之轉換器規格作測試，輸入電壓固定為 24V、輸出電壓為 19V、切換頻率為 40kHz 且工作於連續導通模式。同時配合電路模擬軟體 PowerSIM，將實際電路中之相關參數代入，進行模擬並且對照實際量測波形，以驗證相關電路特性。最後，量測轉換器在不同輸入電壓與電流條件下之電流漣波消除效果，以及轉換器之效率曲線。

第二部份為閉迴路實測結果，使用架設於國立清華大學資電館頂樓之德國西門子公司所生產的 SP-75W 型太陽能電池、並且串聯兩個模組作為轉換器輸入電源。轉換器輸出端使用電子負載，操作於定電壓模式並設定輸出電壓為 19V，以模擬儲能電池充電情形。此部份主要為驗證相較於當太陽能電池因轉換器開關切換，而使其輸出電流具有漣波的情況時，本文所提之被動式漣波消除電路確實可大幅減小轉換器輸入電流漣波，進而使得太陽能電池最大功率追蹤控制之過程更穩定、可更精確地操作於最大功率點，有效改善電流漣波造成其平均輸出功率減少的情形。

#### 4.4.1 開迴路實測結果

##### 【1】主開關閘極信號及其跨壓波形

圖 4.7(a)、(b)所示分別為主開關閘極訊號及其跨壓之模擬與實測結果，觀察圖中可得知，轉換器之開關週期於模擬時約為 0.44，而實測時由於電路中的損耗，需擴張至 0.45 始能達到所設計之輸出電壓 19V。此外，轉換器開關跨壓約為 43V，約等於邱克轉換器之中間電容  $C_i$  電壓之平均值。比較圖 4.7(a)與 4.7(b)可見兩者結果相當一致。

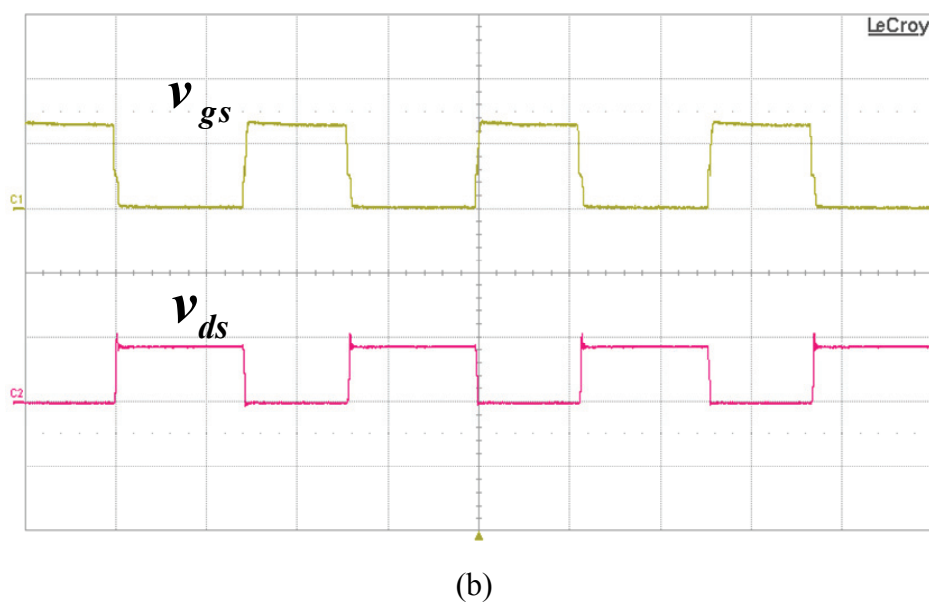
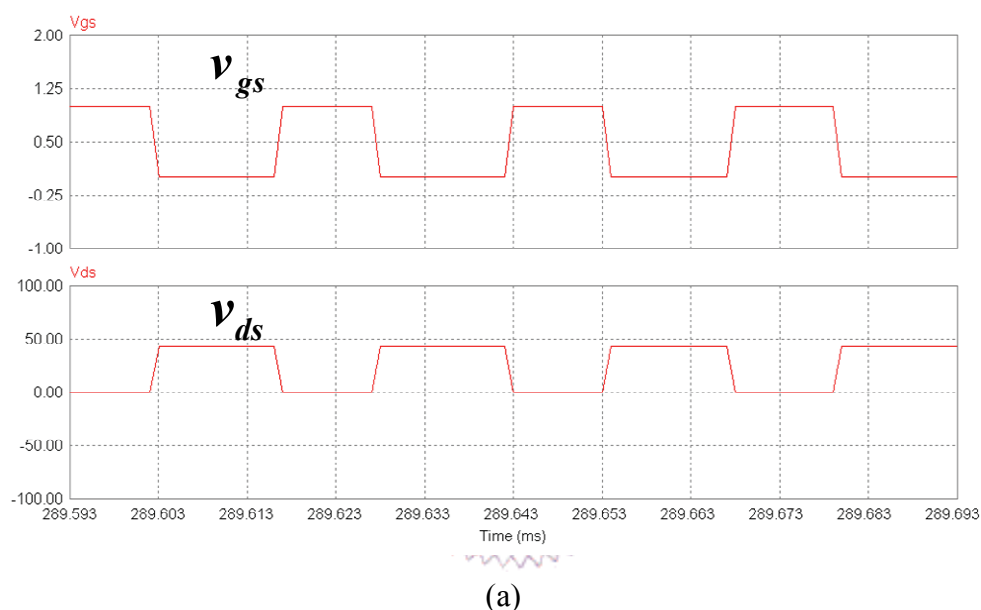


圖 4.7 轉換器主開關閘極信號及開關跨壓波形  
(a)模擬結果 (b)實測結果(10V/div , 50V/div , 10 $\mu$ s/div)



## 【2】 邱克轉換器之中間電容電壓波形

如圖 4.8(a)、(b)所示分別為轉換器的中間電容電壓波形之模擬與實測結果。由圖中可得轉換器之中間電容電壓平均值約為 43V，約等於輸入電壓加上輸出電壓大小。電路模擬顯示電容電壓漣波大小為 0.63V，而實測結果中所得之中間電容電壓漣波大小約為 0.65V，結果與模擬值相當接近，且符合 4.3 節中設計電容電壓漣波小於 1V 之條件。

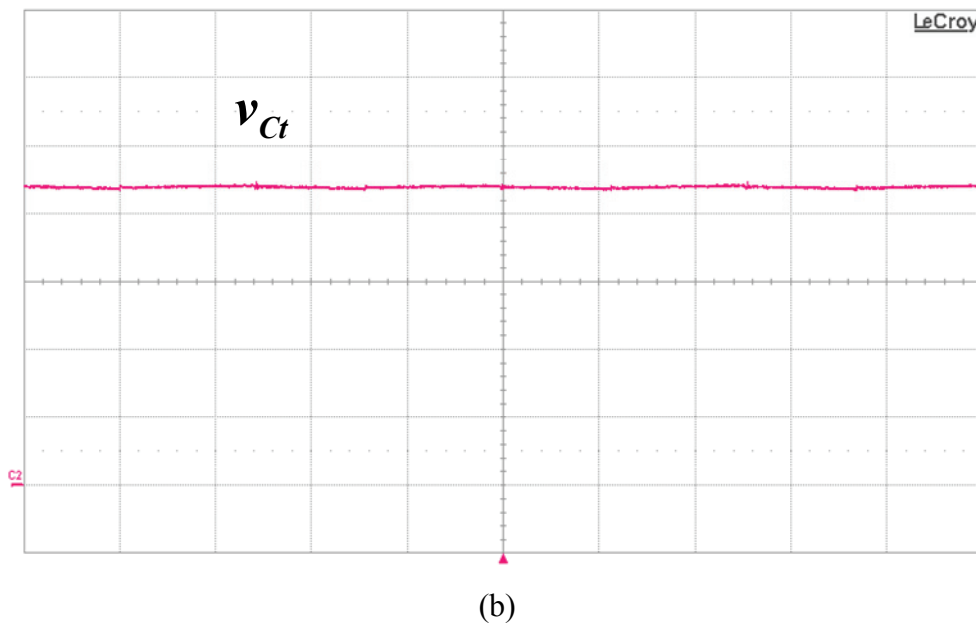
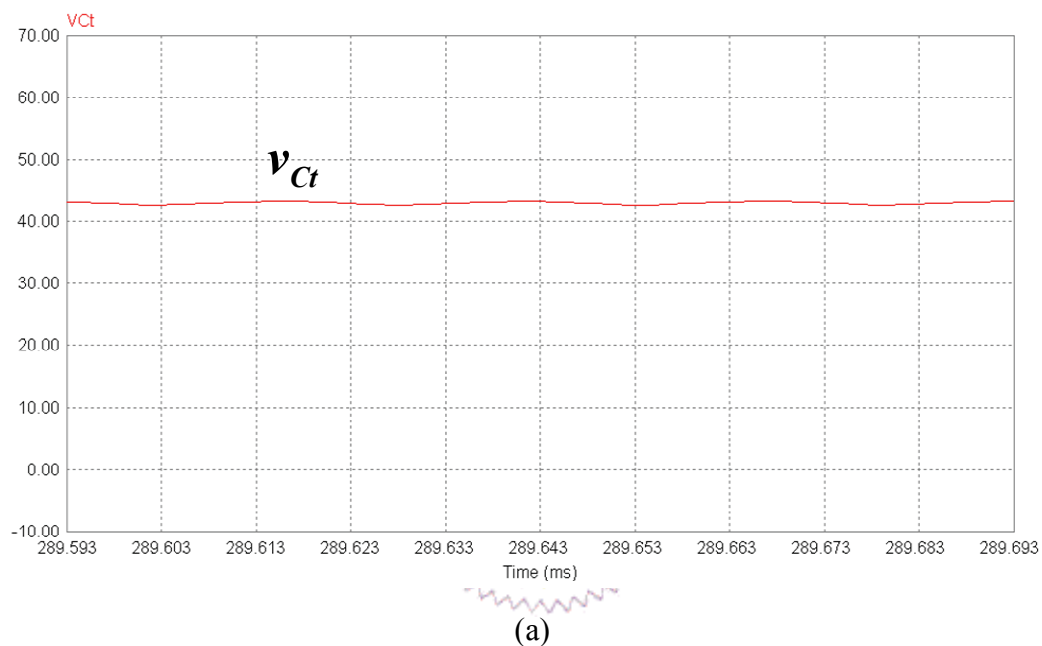
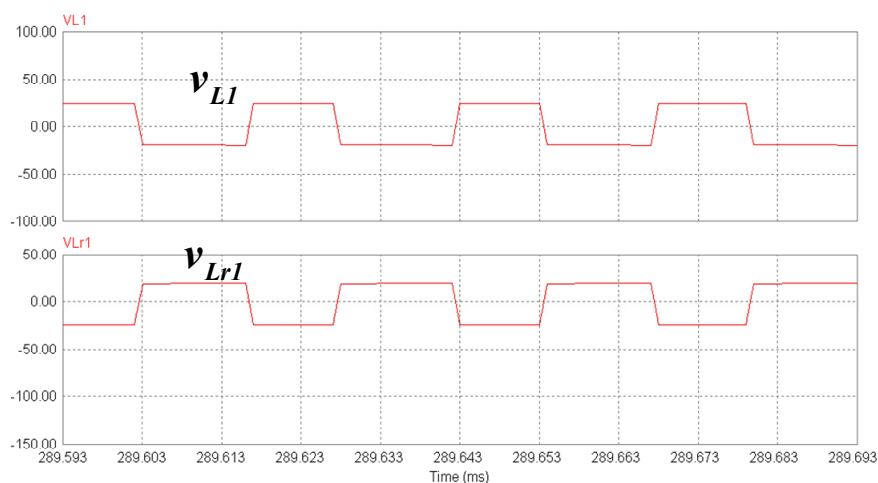


圖 4.8 邱克轉換器之中間電容電壓波形  
(a)模擬結果 (b)實測結果(10V/div , 10 $\mu$ s/div)

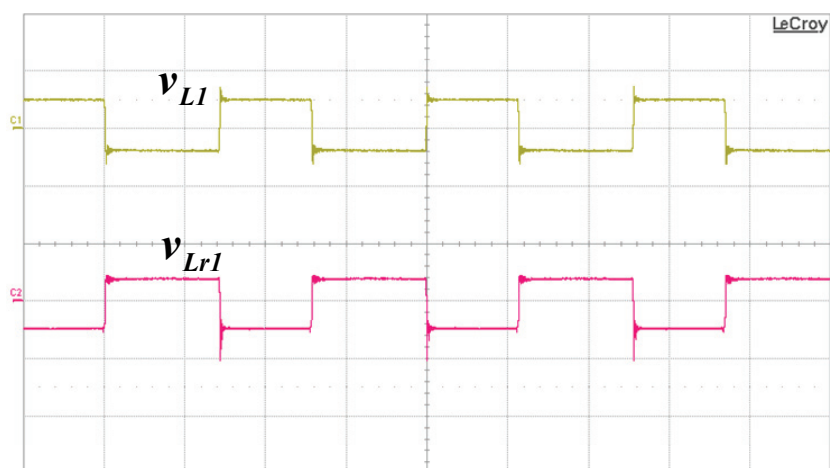
### 【3】轉換器輸入端電感電壓波形

圖 4.9 為輸入端電感  $L_1$  及漣波消除電路中之電感  $L_{r1}$  的電感電壓波形，由模擬與實測結果可得，當轉換器開關導通時， $L_1$  之跨壓等於輸入電壓 24V，此時  $L_{r1}$  跨壓為輸入電壓之反向 -24V；當轉換器開關截止時， $L_1$  跨壓為輸出電壓之反向 -19V，此時  $L_{r1}$  之跨壓為輸出電壓 19V。

由此驗證了當漣波消除電路中高頻變壓器匝數比為 1 時，在轉換器工作於不同工作模式時，電感  $L_1$  與  $L_{r1}$  之跨壓皆為大小相同且極性相反，所以當  $L_1$  與  $L_{r1}$  感值相同時， $L_{r1}$  的電感電流漣波可用以補償  $L_1$  的電感電流漣波，使其合成後之電流漣波幾乎為零。



(a)



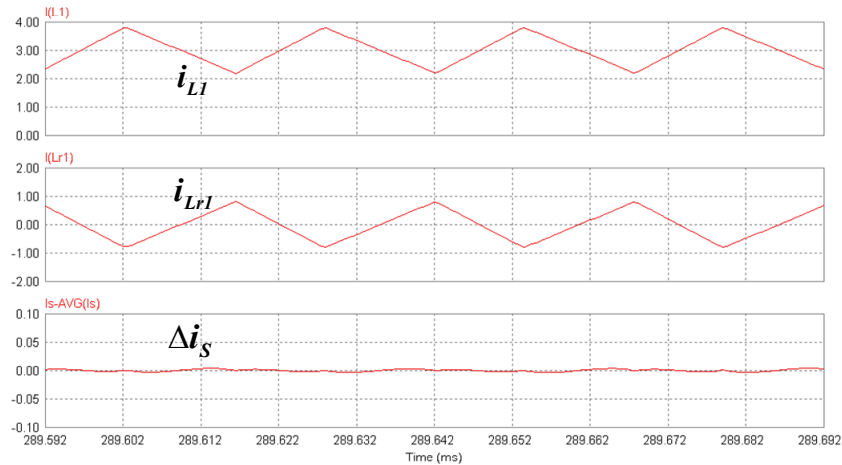
(b)

圖 4.9 轉換器輸入端電感電壓波形  
(a)模擬結果 (b)實測結果(50V/div , 50V/div , 10μs/div)

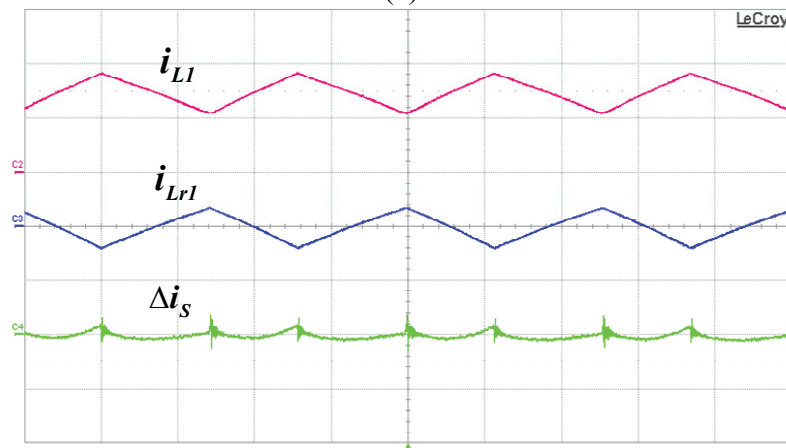
#### 【4】轉換器輸入端電感電流、輸入電流漣波波形

圖 4.10 為電感電流  $i_{L1}$  與  $i_{Lr1}$ ，以及輸入電流之交流漣波成份  $\Delta i_s$  的模擬與實測波形，由其結果可得，當轉換器開關導通時， $i_{L1}$  呈正斜率上升，而  $i_{Lr1}$  呈負斜率遞減；當轉換器開關截止時， $i_{L1}$  呈負斜率遞減， $i_{Lr1}$  呈正斜率上升，所以  $i_{Lr1}$  可用以補償  $i_{L1}$  之電流漣波，使輸入電流漣波幾乎為零。

根據實測結果中可得，原邱克轉換器中  $i_{L1}$  之電流漣波大小為 1.59A，而漣波消除電路中  $i_{Lr1}$  之電流漣波大小為 1.62A，其合成後輸入電流漣波大小為 0.03A，相較於  $i_{L1}$  之電流漣波減小約 98%，由此可驗證本文所提之被動式漣波消除技術確實能達到預期的漣波消除效果。



(a)



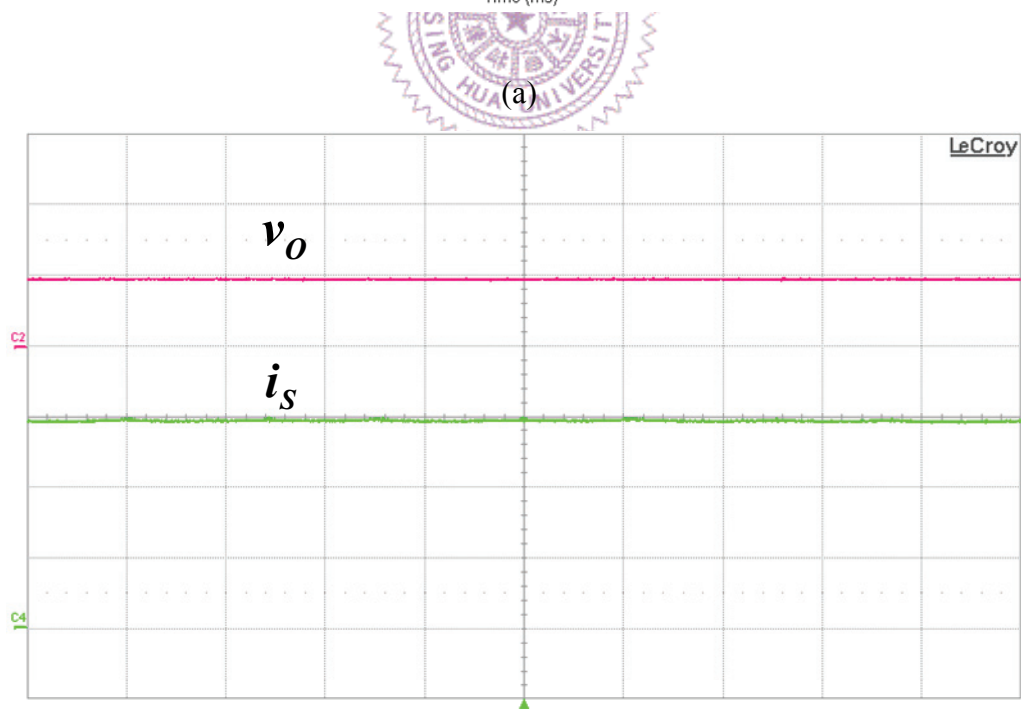
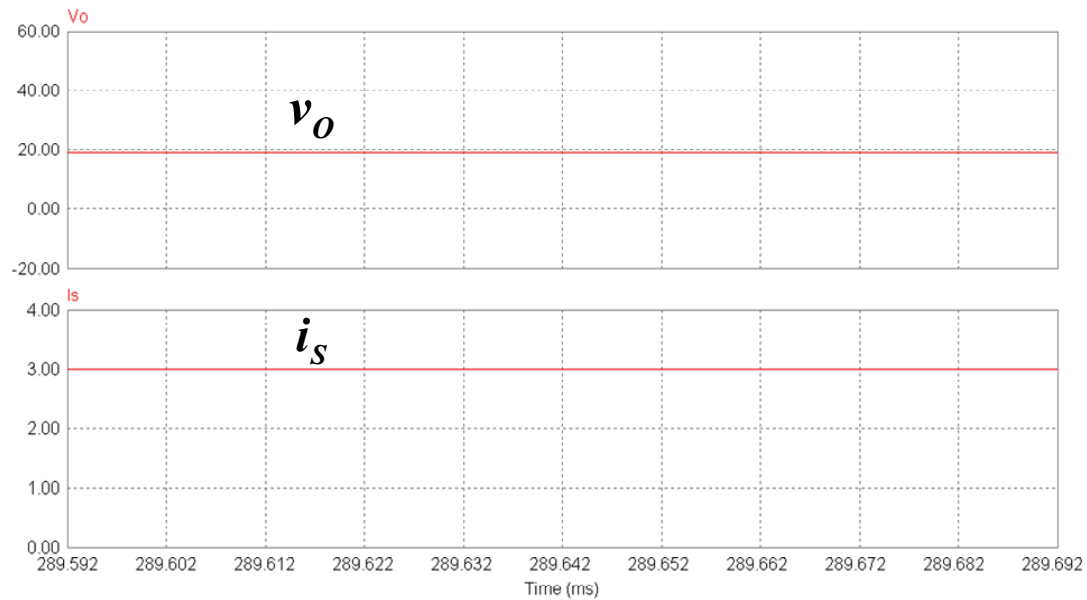
(b)

圖 4.10 轉換器輸入端電感電流及輸入電流漣波波形

(a)模擬結果 (b)實測結果(2A/div , 2A/div , 100mA/div , 10μs/div)

### 【5】轉換器輸出電壓、輸入電流波形

圖 4.11 所示分別為轉換器之輸出電壓與輸入電流波形，由模擬與實測結果可得輸出電壓為 19V，輸入電流平均值約為 3A。此外，由前述之量測結果可得輸入電流漣波大小約為 0.03A，幾乎為一穩定的直流電流。



(b)

圖 4.11 轉換器輸出電壓與輸入電流波形  
(a)模擬結果 (b)實測結果 (20V/div , 1A/div , 10 $\mu$ s/div)

## 【6】不同輸入電壓及電流條件下，輸入電流漣波消除效果

表 4.2 及表 4.3 分別為量測轉換器於固定輸入電流、不同輸入電壓，以及固定輸入電壓、不同輸入電流之測試條件下的輸入電流漣波消除效果。由表 4.2 中所量測結果可知，轉換器輸入電壓由 24V 增加至 34V 時，原邱克轉換器之輸入端電感電流漣波大小  $\Delta i_{L1}$  由 1.59A 增加至 1.78A。經由本論文所提之被動式漣波消除電路補償後，均可減小轉換器輸入電流漣波約 97% 以上，且輸入電流漣波大小  $\Delta i_s$  皆維持在 40mA 以下。

觀察表 4.3 中可得，當轉換器之輸入電壓為 24V、輸入電流由 1A 增加至 4A 時， $\Delta i_{L1}$  由 1.46A 增加至 1.74A。被動式漣波消除電路均可減小電流漣波約 91% 以上，且最大可減小至 98%、輸入電流漣波大小為 30mA。

綜合上述結果，可驗證本論文所提之被動式漣波消除電路在輸入電壓改變、轉換器工作週期變動時，以及在不同輸入電流之情況下，皆可有效補償轉換器之電感電流漣波，使轉換器輸入電流幾乎為一零漣波之純直流電流。

表 4.2 固定輸入電流、不同輸入電壓條件下，輸入電流漣波消除量測表  
( $V_s$ : 24~36V、 $I_s$ : 3A;  $V_o$ : 19V)

輸入電壓 ( $V_s$ )	原邱克轉換器之 輸入電流漣波大小 ( $\Delta i_{L1}$ )	加入漣波消除電路 後之輸入電流漣波 大小( $\Delta i_s$ )	漣波消除百分比 ( $1 - \frac{\Delta i_s}{\Delta i_{L1}}$ )
24V	1.59A	0.030A	98.1%
26V	1.60A	0.035A	97.8%
28V	1.66A	0.035A	97.9%
30V	1.70A	0.037A	97.8%
32V	1.74A	0.035A	98.0%
34V	1.78A	0.040A	97.8%

表 4.3 固定輸入電壓、不同輸入電流條件下，輸入電流漣波消除量測表  
( $V_s$ : 24V、 $I_s$ : 1A~4A； $V_o$ : 19V)

輸入電流 ( $I_s$ )	原邱克轉換器之 輸入電流漣波大小 ( $\Delta i_{L1}$ )	加入漣波消除電路 後之輸入電流漣波 大小( $\Delta i_s$ )	漣波消除百分比 ( $1 - \frac{\Delta i_s}{\Delta i_{L1}}$ )
1.0A	1.46A	0.118A	91.9%
1.5A	1.50A	0.098A	93.5%
2.0A	1.52A	0.080A	94.7%
2.5A	1.58A	0.043A	97.3%
3.0A	1.59A	0.030A	98.1%
3.5A	1.62A	0.069A	95.7%
4.0A	1.74A	0.127A	92.7%

#### 【7】轉換器效率量測

圖 4.12 所示為本文所提轉換器之整體效率曲線，其中分別量測了傳統邱克轉換器以及加入被動式漣波消除電路後之效率曲線。由實測結果可知，加入被動式漣波消除電路後，相較於原邱克轉換器效率相差約 0.7% 以內，由此可驗證由於被動式漣波消除電路不傳輸功率，於實際電路應用中不會造成過多能量損耗。而本文所製作具被動式漣波消除電路之邱克轉換器效率最高可達 91.54%，當負載降至 30W 時，效率仍能夠保有 90.12%。

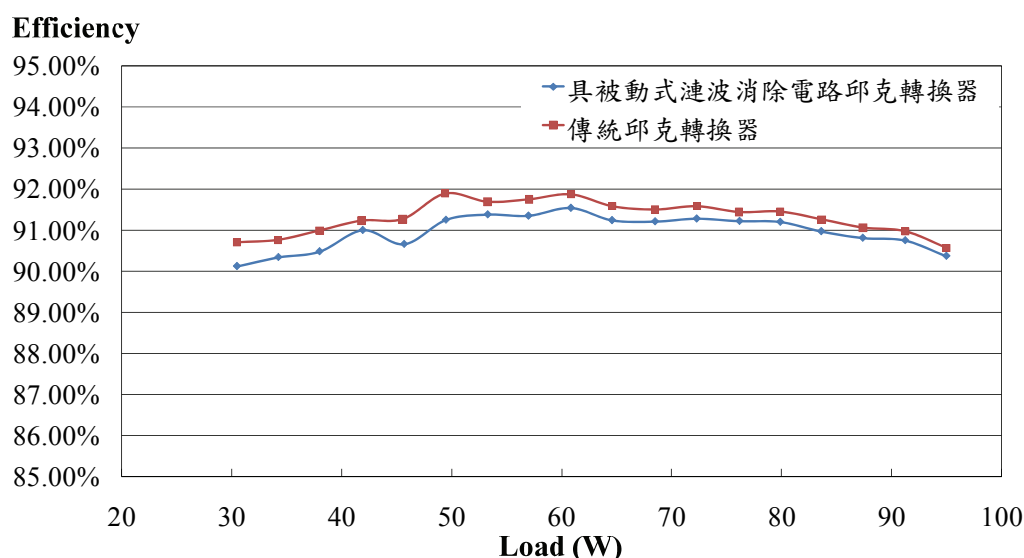


圖 4.12 具被動式漣波消除電路之邱克轉換器實作之效率曲線

## 4.4.2 閉迴路實測結果

### 【1】太陽能電池輸出電流對電壓、輸出功率對電流之特性曲線量測

本文使用架設於國立清華大學資電館頂樓之 Siemens SP-75W 型太陽能電池、串聯兩模組作為轉換器之輸入電源，以驗證所提零輸入電流漣波邱克轉換器應用於太陽能光伏系統時，確實可有效改善電流漣波所造成的負面影響。於實驗期間，本文測得 6 月份白天時，太陽能電池的表面溫度約維持在  $50^{\circ}\text{C}$ ，該溫度下、不同日照強度時太陽能電池輸出電壓對電流，以及輸出功率對電流之特性曲線，其量測結果如圖 4.13 及 4.14 所示，並且以此作為最大功率追蹤近似直線之設計準則。

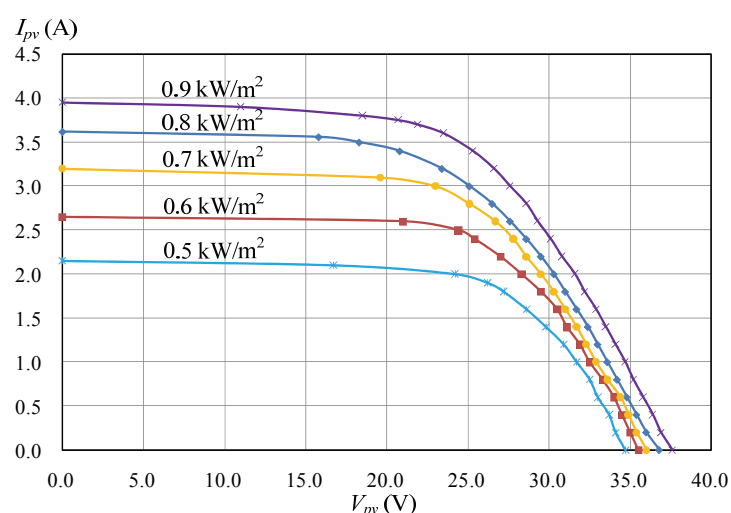


圖 4.13 SP-75W 型太陽能電池在不同日照強度下輸出電流對電壓特性曲線  
(太陽能電池表面溫度約為  $50^{\circ}\text{C}$ )

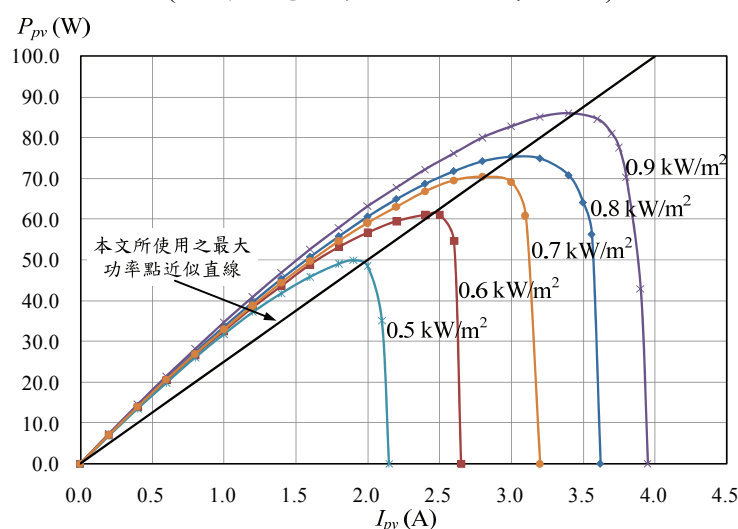


圖 4.14 SP-75W 型太陽能電池在不同日照強度下輸出功率對電流特性曲線  
(太陽能電池表面溫度約為  $50^{\circ}\text{C}$ )

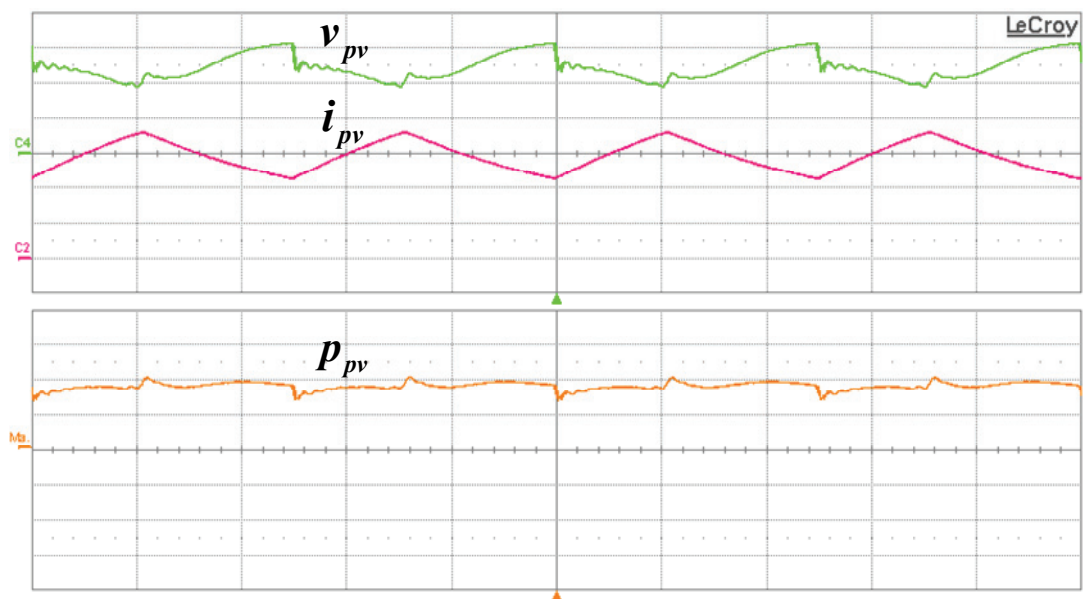


**【2】太陽能電池操作於最大功率點時輸出電壓、電流與功率波形，以及日照強度改變時最大功率追蹤器之動態追蹤軌跡圖**

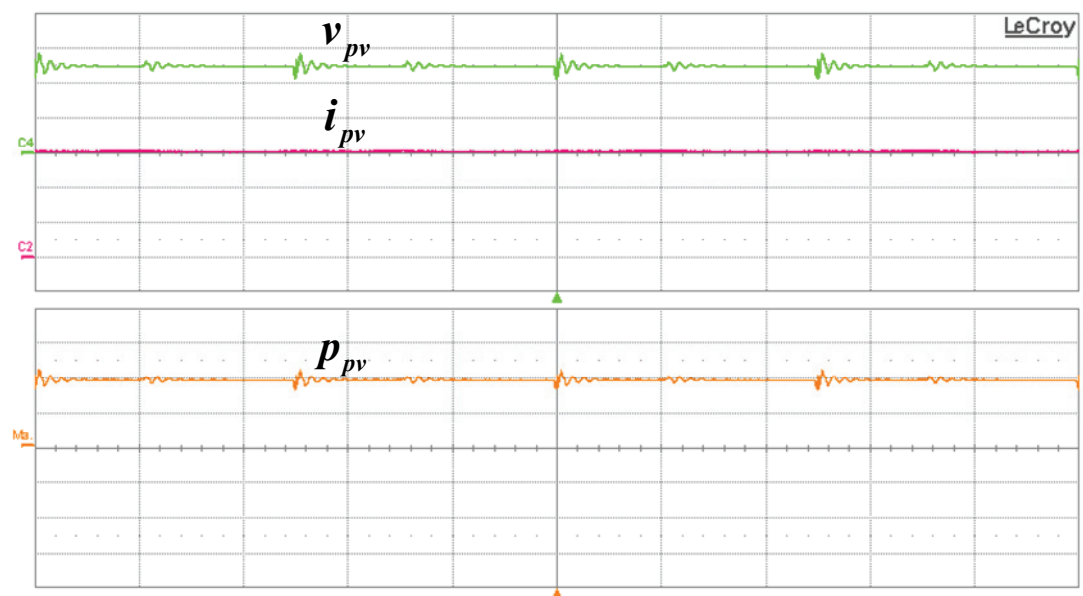
圖 4.15(a)、(b)所示分別為太陽能電池操作於最大功率點時，模組之輸出端接以傳統邱克轉換器以及本文所提轉換器，所量測到太陽能電池輸出電壓  $v_{pv}$ 、電流  $i_{pv}$  與輸出功率  $p_{pv}$  之波形，而此時日照強度約為  $0.8 \text{ kW/m}^2$ 、太陽能電池表面溫度約為  $50^\circ\text{C}$ 。觀察圖 4.15(a)可知，太陽能電池輸出電流  $i_{pv}$  受到傳統邱克轉換器之開關切換所影響而具有漣波，且輸出電壓  $v_{pv}$  亦呈現週期性的變動，導致輸出功率  $p_{pv}$  變動、平均輸出功率下降。

進一步觀察實測結果可得，當太陽能電池輸出電流  $i_{pv}$  之漣波大小為  $1.4\text{A}$  時，將造成太陽能電池輸出電壓  $v_{pv}$  在  $31\text{V}$  至  $19\text{V}$  之間變動、其平均值約為  $25\text{V}$ ，此時平均輸出功率為  $70.02\text{W}$ 。如圖 4.15(b)所示，加入被動式漣波消除電路後，則  $i_{pv}$  趨近為一直流電流，平均值約為  $3\text{A}$ ，此時輸出電壓約為  $25\text{V}$ 、平均輸出功率為  $74.97\text{W}$ 。由於電流漣波被消除，太陽能電池的輸出功率也能夠趨近於一定值，且較傳統邱克轉換器增加約  $7\%$ 。

最後，為驗證本文所製作硬體確實可完成太陽能系統之最大功率追蹤，並揭示邱克轉換器整合被動式漣波消除電路所具有的優點，下圖 4.16 及圖 4.17 所示分別為傳統邱克轉換器以及本文所提轉換器於日照強度改變時，最大功率追蹤器之動態追蹤軌跡圖，而圖 4.18 則為本文實作之硬體電路圖。觀察圖 4.16 可得，當太陽能電池輸出功率因為轉換器之輸入電流漣波而變動時，在最大功率追蹤過程中也會產生晃動的情形，並不會穩定地操作在最大功率點，而造成平均輸出功率的減少。如圖 4.17 所示，由於本文所提出之被動式漣波消除電路可大幅減小原轉換器之輸入電流漣波，此特點應用於太陽能光伏系統時，將能使太陽能電池輸出電流近似為一純直流電流，使其功率輸出穩定且不產生晃動的情形。實驗結果證明，邱克轉換器配合本實驗室所提出之直線近似法，並輔以被動式漣波消除電路，即可讓系統迅速追蹤至最大功率點，並且能夠更穩定的操作於最大功率點，以擷取更多能量。

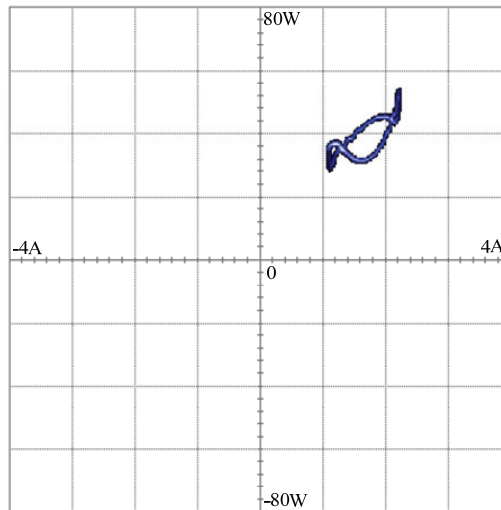


(a)

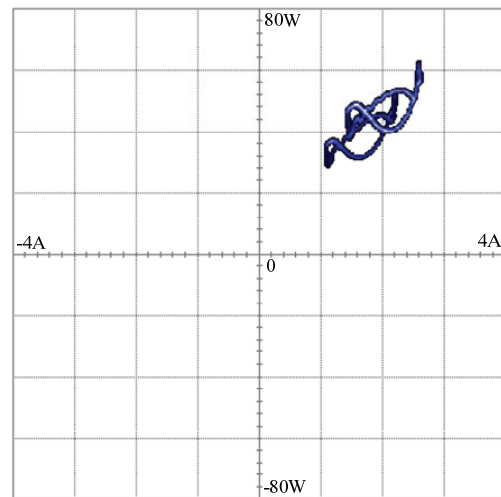


(b)

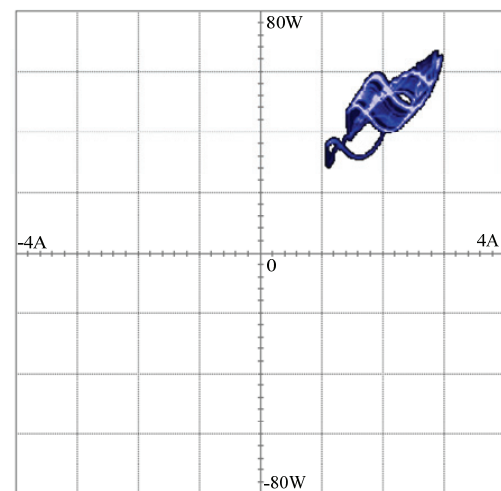
圖 4.15 太陽能電池操作於最大功率點時輸出電壓、電流與功率波形  
 (日照強度約為  $0.8 \text{ kW/m}^2$ 、太陽能電池表面溫度約為  $50^\circ\text{C}$ )  
 (10V/div, 1A/div, 40W/div, 10 $\mu\text{s}$ /div)  
 (a)傳統邱克轉換器 (b)具被動式漣波消除電路之邱克轉換器



(a)

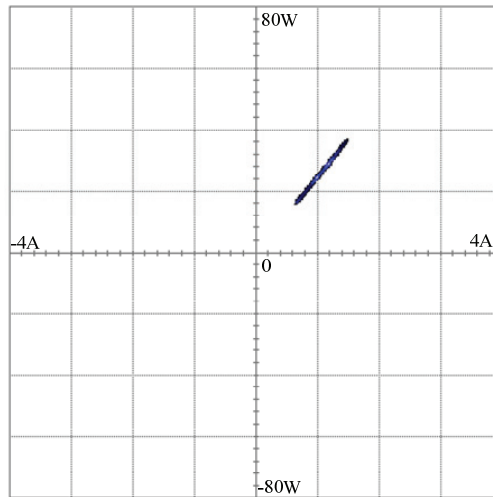


(b)

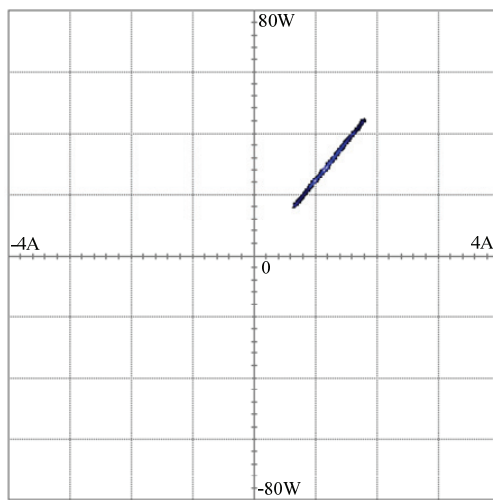


(c)

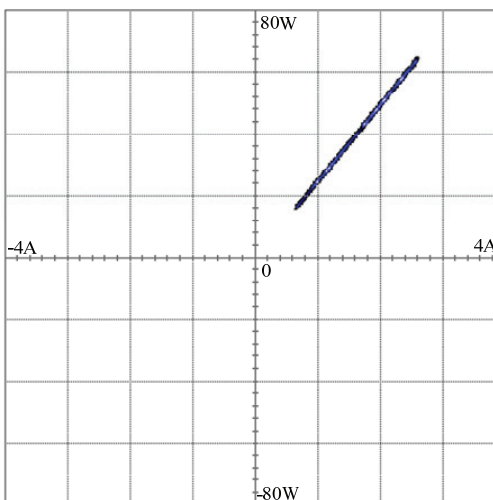
圖 4.16 傳統邱克轉換器於日照強度改變時，最大功率動態追蹤軌跡圖  
(a)軌跡 1 (b)軌跡 2 (c)軌跡 3  
(X-Axis: 太陽能電池輸出電流, 1A/div; Y-Axis: 太陽能電池輸出功率, 20W/div)



(a)



(b)



(c)

圖 4.17 具被動式漣波消除電路之邱克轉換器於日照強度改變時，最大功率  
動態追蹤軌跡圖 (a)軌跡 1 (b)軌跡 2 (c)軌跡 3  
(X-Axis: 太陽能電池輸出電流, 1A/div; Y-Axis: 太陽能電池輸出功率, 20W/div)

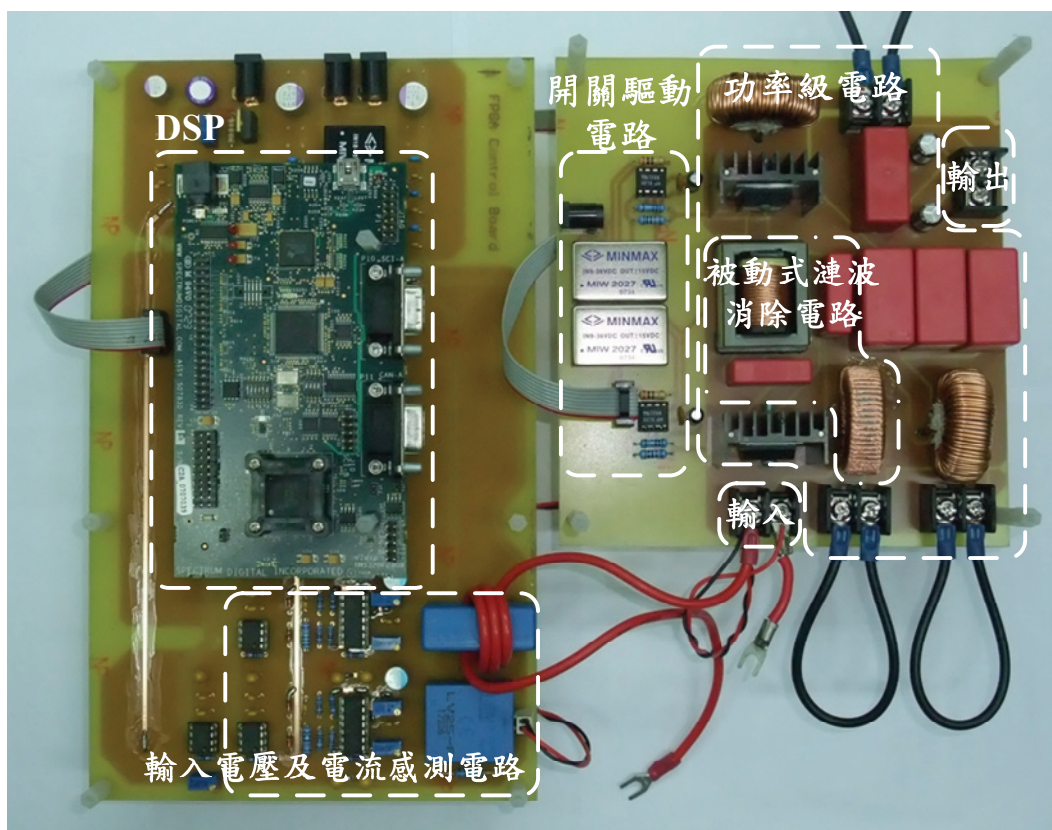


圖 4.18 實作硬體電路圖





## 第五章

### 結 論

本文首先探討切換式電力轉換器所固有之電流漣波對太陽能電池輸出功率的影響，並以數學量化方式精確計算電流漣波所造成的功率損耗。為解決電流漣波之基本學理問題，本文分別提出主動式以及被動式兩種電流漣波消除技術，並結合邱克轉換器成為一零輸入電流漣波邱克轉換器。相較於文獻中所提及採用耦合電感、漣波濾波器與使用交錯式控制等既有漣波消除方式，本文所提漣波消除技術適用於單組轉換器、不需要增加額外控制與迴授電路，並能夠有效地消除轉換器輸入或輸出端之高頻電流漣波。此外，主動式漣波消除技術的效果在實際應用時受開關工作週期限制，故本文以被動式漣波消除技術實現一零輸入電流漣波邱克轉換器。

實測部份，本文實際製作出一輸出電壓為 24V~34V、輸出電壓為 19V 以及額定功率為 90W 的零輸入電流漣波邱克轉換器硬體雛型。吾人亦針對轉換器之重要關鍵波形分別進行開迴路與閉迴路測試，並利用電路模擬軟體 PowerSIM 進行模擬於實測結果比對，以驗證理論分析之正確性。相關實測波形顯示，本文所提被動式漣波消除電路確實可有效補償原邱克轉換器之輸入電流漣波，且最高減小 98%、輸入電流漣波大小則可降至 0.03A。其應用於太陽能發電系統時，可有效改善轉換器電流漣波所造成太陽能電池輸出功率晃動以致於平均輸出功率下降之情形，進而使最大功率追蹤過程更迅速、更穩定的操作於最大功率點。在日照強度為  $0.8 \text{ kW/m}^2$ 、太陽能板表面溫度為  $50^\circ\text{C}$  之測試條件，在未加上漣波消除電路的情況下，太陽能電池經過最大功率追蹤控制後所得輸出功率約為 70W，而本文所提零輸入電流漣波邱克轉換器則能夠提升效率約 7%、使得輸出功率約達 75W。

由於時間有限，本論文仍有一些未來值得研究之處：(1)利用所導演之轉換器小訊號數學模型作閉迴路控制器之最佳化設計；(2)加入開關柔性切換技術以進一步提升轉換器效率；(3)探討太陽能電池陣列被遮蔽或單一模組故障時之最大功率追蹤策略等皆為後續值得研究之方向。

## 參考文獻

- [1] S. S. Ang, *Power Switching Converters*. Marcel Dekker, Inc. 1995.
- [2] R. W. Erickson and D. Maksimovics, *Fundamentals of Power Electronics*. Kluwer Academic Publisher, Inc. 2001.
- [3] S. Cuk, "A New Zero-Ripple Switching DC-to-DC Converter and Integrated Magnetics," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 19, no. 2, pp. 57-75, March 1983.
- [4] A. F. Witulski, "Introduction to Modeling of Transformers and Coupled Inductors," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 10, no. 3, pp. 349-357, May 1995.
- [5] J. Wang, W. G. Dunford, and K. Mauch, "Analysis of a Ripple-Free Input-Current Boost Converter with Discontinuous Conduction Characteristics," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 12, no. 4, pp. 684-694, July 1997.
- [6] S. Senini and P. J. Wolfs, "The Coupled Inductor Filter: Analysis and Design for AC Systems," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 45, no. 4, pp. 574-578, Aug. 1998.
- [7] G. Ranganathan and L. Umanand, "Power Factor Improvement Using DCM Cuk Converter with Coupled Inductor," *IEE Proceedings- Electric Power Applications*, vol. 146, no. 2, pp. 231-236, March 1999.
- [8] G. Zhu, B. McDonald, and K. Wang, "Modeling and Analysis of Coupled Inductors in Power Converters," *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition Conference*, pp. 83-89, 2009.
- [9] J. Wang, W. G. Dunford, and K. Mauch, "Design of Zero-Current-Switching Fixed Frequency Boost and Buck Converters with Coupled Inductors," *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, vol. 1, pp. 273-279, June 1995.
- [10] D. C. Hamill and P. T. Krein, "A 'Zero' Ripple Technique Applicable to Any DC Converter," *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 1165-1171, July 1999.
- [11] D. S. Lymar, T. C. Neugebauer, and D. J. Perreault, "Coupled-Magnetic Filters with Adaptive Inductance Cancellation," *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 590-600, June 2005.



- [12] J. W. Kolar, H. Sree, N. Mohan, and F. C. Zach, "Novel Aspects of an Application of 'Zero'-Ripple Techniques to Basic Converter Topologies," *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 796-803, July 1997.
- [13] M. J. Schutten, R. L. Steigerwald, and J. A. Sabate, "Ripple Current Cancellation Circuit," *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, vol. 1, pp. 464-470, Feb. 2003.
- [14] B. R. Lin and C. L. Huang, "Interleaved ZVS Converter with Ripple-Current Cancellation," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 4, pp. 1576-1585, April 2008.
- [15] S. Chandrasekaran and L. U. Gokdere, "Integrated Magnetics for Interleaved DC-DC Boost Converter for Fuel Cell Powered Vehicles," *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 356-361, June 2004.
- [16] T. F. Wu, J. R. Tsai, Y. M. Chen, and Z. H. Tsai, "Integrated Circuits of a PFC Controller for Interleaved Critical-Mode Boost Converters," *IEEE Applied Power Electronics Conference*, pp. 1347-1350, Feb. 2007.
- [17] G. Yao, A. Chen, and X. He, "Soft Switching Circuit for Interleaved Boost Converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, no. 1, pp. 80-86, Jan. 2007.
- [18] P. Thounthong, P. Sethakul, S. Rael, and B. Davat, "Modeling and Control of a Fuel Cell Current Control Loop of a 4-Phase Interleaved Step-Up Converter for DC Distributed System," *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 230-236, June 2008.
- [19] B. K. Bose, P. M. Szczepanski, and R. L. Steigerwald, "Microcomputer Control of a Residential Photovoltaic Power Conditioning System," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 1A-21, no. 5, pp. 1182-1191, 1985.
- [20] T. Easram and P. L. Chapman, "Comparison of Photovoltaic Array Maximum Power Point Tracking Techniques," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 22, no. 2, pp. 439-449, June. 1985.
- [21] M. A. S. Masoum, H. Dehbonei, and E. F. Fuchs, "Theoretical and Experimental Analyses of Photovoltaic Systems with Voltage and Current-Based Maximum Power-Point Tracking," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 17, no. 4, pp. 514-522, Dec. 2002.

- [22] H. Sugimoto and H. Dong, "A New Scheme for Maximum Photovoltaic Power Tracking Control," *Power Conversion Conference*, pp. 691-696, Aug. 1997.
- [23] S. J. Chiang, K. T. Chang, and C. Y. Yen, "Residential Photovoltaic Energy Storage System," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 45, no. 3, pp. 385-394, Jun. 1998.
- [24] 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, Jul. 2005.
- [25] O. Wasynczuk, "Dynamic Behavior of a Class of Photovoltaic Power Systems," *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. 102, no. 9, pp. 3031-3037, Sep. 1983.
- [26] 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, Jun. 2001.
- [27] 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, pp. 2622-2628, July 2008.
- [28] C. T. Pan, J. Y. Chen, C. P. Chu, and Y. S. Huang, "A Fast Maximum Power Point Tracker for Photovoltaic Power Systems," *IEEE Industrial Electronics Conference*, pp. 21-24, 1999.
- [29] 廖常興, "市電並聯型之光伏風力混成型發電系統之研製," 國立清華大學電機工程研究所碩士論文, 民國九十三年。
- [30] 羅運俊、何梓年、王長貴, "太陽能發電技術與應用," 新文京開發出版有限公司, 民國九十六年。
- [31] L. Balogh, "Agilent 2.5 Amp Output Current IGBT Gate Drive Optocoupler," Agilent Technologies. Application Note, April 2005.