

國立清華大學

碩士論文

基於廣義零向量單相升降壓型反流器之  
建模與設計

Modeling and Design of a Single Phase  
Step Up/Down GZV-Based Inverter

系所別：電機工程學系碩士班 組別：電力組

學生姓名：9661508 游憲鵬 (Shian-Peng You)

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

近年來各國積極推動分散式潔淨能源系統的開發，如燃料電池、太陽光伏發電系統等。上述替代能源系統常被應用於偏遠地區作為小型離線式電源的供應，因此，系統中單相反流器的角色便非常重要。一般而言，上述系統輸入端多屬低壓直流電源，在應用上往往需要經過直流轉換器升壓後，再由降壓型反流器提供交流輸出。有鑒於此，本文採用之轉換器架構是基於廣義零向量之概念達到整合成單級架構，吾人將其應用於單相反流器工作模式，可取代傳統應用於升壓系統中直交流轉換的二級式架構。整合後的優點不僅降低了傳統架構複雜度，且進而提高系統功率密度與可靠度。本文之目的即在於研究如何建模與設計此一兼具升降壓功能與雙向電力潮流能力之新型反流器，使其應用效能得以更加卓越。

本論文主要貢獻如下：第一點貢獻是推導出本文所提轉換器於單相反流器工作模式中之完整數學模型，其中包含直流模型以及交流小訊號模型，此可做為將來控制器設計之指標。第二點貢獻則是本文在建模過程中同時導演出直流側電壓與電流之二倍頻數學模型及其等效電路，此模型可以更精確地量化描述出此諧波成分。據作者所了解，本二倍頻模型係國際上首度提出。第三，本文所提單相反流器之交流輸出端加入一新型被動式漣波消除電路用以補償輸出漣波，藉此可大幅降低傳統 LC 二階濾波器之體積並且同時提供近乎純淨弦波之電源輸出。第四點貢獻，本文根據前述二倍頻成分解析式提出一套被動元件參數設計方針，可對於不同應用場合之諧波要求做出更經濟且快速的設計。最後，依據本文理論分析之結果，設計與研製一規格為 48V 直流輸入 110V 有效值交流輸出，以及額定功率 400W 之離型系統，並經由實驗與模擬結果驗證，可知此新型單相反流器確實可達到預期之效果。

**關鍵字：**分散式潔淨能源系統、廣義零向量、被動式漣波消除電路、純淨弦波、二倍頻成分解析式、二倍頻等效電路模型

## Abstract

In recent years, distributed clean energy sources such as fuel cell and solar cell systems are promoted greatly in many countries. These alternative systems are often used in remote areas as stand-alone power supplies. Generally speaking, the output of fuel cells or solar cells is a low-voltage DC source. Thus, in many applications, a step up DC/DC converter is required for boosting the voltage to a higher value, for the following Voltage-Source Inverter. However, the two-stage configuration has some drawbacks such as high cost and complex control. In view of the above drawbacks, a single-stage DC/AC converter integrated based on Generalized Zero Vector (GZV) is adopted in this thesis to operate as a single phase inverter. In fact, the main purpose of this thesis is focused on modeling and design of the novel inverter with step up/down and bidirectional power flow capabilities.

Basically, the contributions of this thesis can be summarized as follows. First, both the DC and small-signal models of the proposed inverter are derived for simplifying the design of close-loop control. Second, both state equations and equivalent circuit model for the double line frequency of the voltage and current at DC side are derived. Based on these models, the harmonic magnitude can be calculated accurately. To the author's best knowledge, these derived models for describing the double line frequency components are proposed for the first time. Third, a passive ripple cancelling cell (RCC) is proposed for reducing the volume and weight of the traditional second-order LC filter significantly to achieve clean output current waveform at the AC side. Fourth, based on the models and analytic forms of the doubly line frequency components, a design guideline of LC parameters is given to achieve faster design for different applications. Finally, a 400W, 48V DC input and 110V<sub>rms</sub> AC output prototype is constructed. Both the simulation and experimental results are given to verify the effectiveness of the proposed inverter.

**Keywords:** *distributed clean energy, Generalized Zero Vector (GZV), RCC, clean output current waveform, analytic forms of double line frequency components, equivalent circuit of double line frequency components*

## 誌 謝

本論文得以順利完成，首先由衷地感謝指導教授 潘晴財 博士兩年來不辭辛勞的細心指導與諄諄教誨。潘老師平日嚴謹的治學研究態度與敦厚樸實待人處事之道皆讓學生受益良多，學生將永銘於心，並以為日後效法之典範，在此致上誠摯的敬意。另外，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 教授費心審查，給予許多寶貴建議，使本論文更臻完善。

於兩年的研究生活中，亦特別感謝 賴慶明、阮昱霖、張瑞陽、莊岑豐、陳伯彥、徐士勛 等多位博士班學長在研究期間給予學生理論及實務上許多寶貴意見與研究歷程的經驗分享，使我更容易掌握正確的研究方向。感謝同儕 鄭明杰、劉威志 及 梁仕坤 在求學過程中時常一同挑燈夜戰，相互扶持與砥礪，使研究的漫漫長路上，雖然辛苦但並不孤單。其次感謝學弟 清閔、東昇、維辰、孟儒、承恩、政彬、宗澤 平時的協助，及助理小姐 瑞苑 對實驗室各項事務的打理。再則感謝清華大學電力電子實驗室全體人員對本人笑話的捧場，兩年求學生活中有你們的加入，增添許多值得回憶的精采片段。另外特地感謝死黨好友 裕翔、俊傑、博仁 於求學過程中一路相伴，並常常一起分憂，一次次度過壓力與低潮。

感謝我的家人，敬愛的父親 游景洪 先生辛苦工作，使我可無後顧之憂的求學。母親 黃鈴玉 女士多年來為家庭的付出，讓我每每回到溫暖的家中就能徹底忘掉煩惱。哥哥 游宗訓，對我的愛護與照顧。因為您們對我無私的付出與貢獻，讓我得以順利完成學業。特別將此論文獻給最疼愛我的爺爺 游培奇 先生與奶奶 游張秀而 女士，希望在天國的你們可以與我一同分享這份喜悅。謹將此論文，獻給所有我關心以及關心我的人。

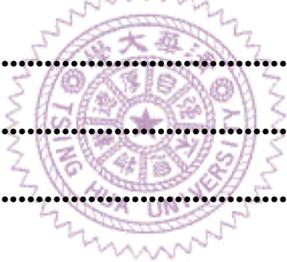
游憲鵬 謹誌於清華大學

中華民國 九十八年七月

# 目 錄

摘 要.....	I
英文摘要.....	II
誌 謝.....	III
圖 目 錄.....	VI
表 目 錄.....	IX
第一章 緒論.....	1
1.1 研究動機.....	1
1.2 相關文獻回顧.....	2
1.3 本論文之貢獻.....	3
1.4 本文概述.....	4
2.1 前言.....	5
2.2 廣義零向量(GZV)回顧.....	5
2.3 本文轉換器架構與工作原理.....	8
2.3.1 邱克直流轉換器之工作原理.....	8
2.3.2 單相全橋反流器之工作原理.....	10
2.3.3 整合後之單相升降壓型反流器之工作原理.....	13
2.4 被動式漣波消除電路.....	19
2.5 轉換器特性模擬結果.....	22
第三章 反流器之數學模型建立.....	28
3.1 前言.....	28
3.2 狀態平均模式之推導.....	28
3.3 直流與小訊號模型之建立.....	42
3.3.1 狀態平均方程式之簡化.....	42

3.3.2	由簡化後之狀態方程式求直流工作點模型 .....	45
3.3.3	由簡化後之狀態方程式求交流小訊號模型 .....	49
3.4	二倍頻諧波模型之建立 .....	53
3.5	模擬結果 .....	54
第四章	單相升壓型反流器參數設計 .....	63
4.1	前言 .....	63
4.2	轉換器增益與雛型電路額定規格 .....	63
4.3	被動元件參數設計 .....	66
4.3.1	基於直流側二倍頻諧波解析式之元件設計 .....	67
4.3.2	基於交流側高頻漣波抑制之元件設計 .....	74
第五章	雛型系統製作與實驗結果 .....	79
5.1	前言 .....	79
5.2	雛型系統製作 .....	79
5.3	實驗結果 .....	86
第六章	結論 .....	99
	參考文獻 .....	101



# 圖目錄

圖 1.1 傳統二級式直交流轉換系統架構圖 .....	1
圖 2.1 三相六開關主動式整流器電路圖 .....	7
圖 2.2 基於廣義零向量之三相升邱克主動式整流器 .....	8
圖 2.3 具雙向潮流之邱克直流轉換器 .....	8
圖 2.4 雙向潮流邱克轉換器之開關閘極訊號時序圖 .....	9
圖 2.5 狀態 I 之等效電路 .....	9
圖 2.6 狀態 II 之等效電路 .....	9
圖 2.7 單相全橋直交流反流器 .....	10
圖 2.8 單相全橋直交流反流器以單極性切換之開關時序圖 .....	11
圖 2.9 單相全橋反流器狀態 I(同狀態 V)之等效電路 .....	12
圖 2.10 相全橋反流器狀態 II(同狀態 IV) 之等效電路 .....	12
圖 2.11 單相全橋反流器狀態 III 之等效電路 .....	12
圖 2.12 基於廣義零向量單相升降壓反流器整合過程 .....	13
圖 2.13 基於廣義零向量單相升降壓反流器電路架構 .....	14
圖 2.14 直流電感儲能模式，假設 S0 導通時之開關時序圖 .....	15
圖 2.15 基於廣義零向量單相升降壓反流器五只開關時序圖 .....	16
圖 2.16 基於廣義零向量單相升降壓反流器五只開關單一切換週期時序圖 .....	17
圖 2.17 基於廣義零向量單相升降壓反流器狀態 0 等效電路 .....	17
圖 2.18 基於廣義零向量單相升降壓反流器狀態 I 等效電路 .....	18
圖 2.19 基於廣義零向量單相升降壓反流器狀態 II 等效電路 .....	18
圖 2.20 基於廣義零向量單相升降壓反流器狀態 III 等效電路 .....	19
圖 2.21 包含漣波消除電路之單相升降壓反流器 .....	20
圖 2.22 被動式漣波消除電路 .....	20
圖 2.23 本文轉換器操作之控制訊號圖 .....	22
圖 2.24 基於廣義零向量單相升降壓轉換器應用於反流器電路圖 .....	23
圖 2.25 基於廣義零向量單相升降壓反流器模擬結果 .....	23
圖 2.26 基於廣義零向量單相升降壓轉換器應用於整流器電路圖 .....	24
圖 2.27 基於廣義零向量單相升降壓整流器模擬結果 .....	24
圖 2.28 基於廣義零向量單相升降壓反流器應用於升壓工作模式模擬結果 .....	25
圖 2.29 基於廣義零向量單相升降壓反流器應用於降壓工作模式模擬結果 .....	25
圖 2.30 單相升降壓反流器與漣波消除電路電路圖 .....	26
圖 2.31 單相升降壓反流器未加入被動式漣波消除電路模擬結果 .....	27

圖 2.32 單相升降壓反流器加入被動式漣波消除電路後模擬結果 .....	27
圖 3.1 本文所提單相升降壓反流器電路架構 .....	29
圖 3.2 單一切換週期之開關時序圖 .....	29
圖 3.3 $P_{out} = 500W$ $L_s = 1mH$ $C_{dc} = 200\mu F$ (A)各狀態變數穩態波形與(B)穩態波 形之頻譜分佈 .....	32
圖 3.4 $P_{out} = 500W$ $L_s = 2mH$ $C_{dc} = 1800\mu F$ (A)各狀態變數穩態波形與(B)穩態波 形之頻譜分佈 .....	33
圖 3.5 本文所提轉換器之直流模型等效電路 .....	49
圖 3.6 轉換器之小訊號模型等效電路 (A)直流側、(B)交流側餘弦分量與(C)交流 側正弦分量 .....	52
圖 3.7 轉換器直流側二倍頻等效電路(A)餘弦分量與(B)正弦分量 .....	54
圖 3.8 第一組直流工作點電路模擬結果 .....	55
圖 3.9 第二組直流工作點電路模擬結果 .....	56
圖 3.10 $G_1(s)$ 、 $G_2(s)$ 、 $G_3(s)$ 之增益對於頻率響應 .....	58
圖 3.11 $G_1(s)$ 、 $G_2(s)$ 、 $G_3(s)$ 之相位對於頻率響應 .....	58
圖 3.12 正餘弦分離之模擬方塊 .....	60
圖 3.13 轉換器二倍頻成分模擬結果 .....	61
圖 3.14 二倍頻諧波模型等效電路模擬接線圖 .....	62
圖 3.15 二倍頻諧波模型等效電路模擬結果 .....	62
圖 4.1 本文所提轉換器開關責任週期操作區間 .....	64
圖 4.2 本文所提轉換器升降壓模式操作區間 .....	64
圖 4.3 本文所提轉換器電壓增益走勢圖 .....	65
圖 4.4 電壓增益為 3.24 之工作直線 .....	66
圖 4.5 直流側電壓二倍頻標么值與儲能元件關係圖 .....	69
圖 4.6 直流側電流二倍頻標么值與儲能元件關係圖 .....	70
圖 4.7 儲能元件與二倍頻諧波之等高線圖 .....	71
圖 4.8 本文被動元件標么值選定之等高線圖 .....	74
圖 4.9 傳統全橋反流器與二階低通濾波 .....	75
圖 4.10 全橋反流器與新型被動式漣波消除電路 .....	77
圖 4.11 新型被動式漣波消除等效電路 .....	78
圖 5.1 雜型系統架構圖 .....	79

圖 5.2 功率級電路架構圖 .....	80
圖 5.3 開關閘極驅動電路 .....	81
圖 5.4 零向量邏輯判斷電路 .....	82
圖 5.5 (A)儲能電容電壓檢測電路 (B)輸出交流電壓檢測電路 .....	82
圖 5.6 DSPIC 內部程式規劃流程圖 .....	84
圖 5.7 系統閉迴路控制方塊圖 .....	86
圖 5.8 雜型系統各區塊硬體電路照片 .....	87
圖 5.9 本文所提單相升降壓反流器雜型系統照片 .....	87
圖 5.10 零向量開關切換策略模擬波形， $S_0$ 、 $S_3$ 、 $S_1$ 及 $S_4$ 閘極驅動訊號 .....	88
圖 5.11 零向量開關切換策略實測波形， $S_0$ 、 $S_3$ 、 $S_1$ 及 $S_4$ 閘極驅動訊號 .....	88
圖 5.12 弦波參考訊號於零交越點附近 $V_{AB}$ 之波形 .....	89
圖 5.13 弦波參考訊號 60Hz 全週期 $V_{AB}$ 之切換波形 .....	89
圖 5.14 全橋反流器 $S_1$ 與 $S_3$ 之盲時 .....	90
圖 5.15 離開零向量模式進入全橋 SPWM 切換模式時 $S_0$ 與 $S_3$ 之盲時 .....	90
圖 5.16 本文所提反流器漣波消除效果模擬波形 .....	91
圖 5.17 本雜型系統漣波消除能力實測波形 .....	91
圖 5.18 輸出電壓峰值時漣波消除電路模擬波形 .....	92
圖 5.19 輸出電壓峰值時漣波消除電路實測波形 .....	92
圖 5.20 $V_s \cong 48V, V_{Cdc} \cong 240V, V_{o\_rms} = 110V, I_{o\_rms} = 316mA, P_o \cong 35W$ 實測波形 ..	93
圖 5.21 $V_s \cong 48V, V_{Cdc} \cong 240V, V_{o\_rms} = 110V, I_{o\_rms} = 2.4A, P_o \cong 265W$ 實測波形 ..	93
圖 5.22 $V_s \cong 48V, V_{Cdc} \cong 240V, V_{o\_rms} = 110V, I_{o\_rms} = 3.78A, P_o \cong 415W$ 實測波形 ..	93
圖 5.23 $V_s \cong 48V, V_{Cdc} \cong 78V, V_{o\_rms} = 12V, I_{o\_rms} = 4.13A, P_o \cong 50W$ 實測波形 .....	94
圖 5.24 $P_o \cong 35W \rightarrow 300W$ 之動態加載實測波形 .....	94
圖 5.25 $P_o \cong 300W \rightarrow 35W$ 之動態卸載實測波形 .....	95
圖 5.26 儲能電感充放電模擬波形， $\Delta I_{Ls} \cong 502mA$ .....	95
圖 5.27 儲能電感充放電實測波形， $\Delta I_{Ls} \cong 507mA$ .....	96
圖 5.28 直流側電容電壓二倍頻成分頻譜 $V_{Cdc2} \cong 503mV$ .....	98
圖 5.29 直流側電感電流二倍頻成分頻譜 $I_{Ls2} \cong 64mA$ .....	98

# 表 目 錄

表 2.1 三相整流器中六個開關之組態表 .....	6
表 2.2 基於廣義零向量單相升降壓反流器電路元件符號及定義 .....	14
表 2.3 被動式漣波消除電路元件定義及符號 .....	21
表 2.4 基於廣義零向量單相升降壓反流器模擬參數 .....	23
表 2.5 基於廣義零向量單相升降壓整流器模擬參數 .....	24
表 2.6 單相升降壓反流器與漣波消除電路電路圖模擬參數 .....	26
表 3.1 轉換器各狀態等效電路之狀態方程式與時間權重 .....	31
表 3.2 直流工作點模型之模擬條件一 .....	54
表 3.3 直流工作點模型之模擬條件二 .....	56
表 3.4 二倍頻諧波模型之模擬條件 .....	60
表 4.1 雛型轉換器額定規格 .....	66
表 4.2 被動式漣波消除電路參數 .....	78
表 5.1 二倍頻成分實際值比較 .....	97
表 5.2 二倍頻成分標么值比較 .....	97

# 第一章

## 緒論

### 1.1 研究動機

目前世界上所使用的能源中，電力能源是最廣泛被應用的。其中，由電力公司所提供之固定電壓及頻率的正弦交流電源，在現代日常生活中更是不可或缺。就大部分中小型消費性電子產品而言，皆仰賴單相弦波電源予以運作。隨著電力電子與能源轉換技術的演進，此與民生日常生活最密切的單相弦波電源不再單純的由電力公司才可取得，如直流轉交流的反流器或電子式變壓器等，皆能有效地轉換出負載所需的電源形式。

此外，近年來潔淨能源如太陽能電池、燃料電池等系統的應用越來越廣。由於上述二者皆為低壓直流之電源型式，應用於小型離線式電源的能源轉換過程中，往往先經過一級直流升壓型轉換器(DC/DC Converter)，而後再進入電壓型反流器(Voltage-Source Inverter, VSI)做降壓式的直交流調變切換，其系統架構圖如下圖 1.1 所示。

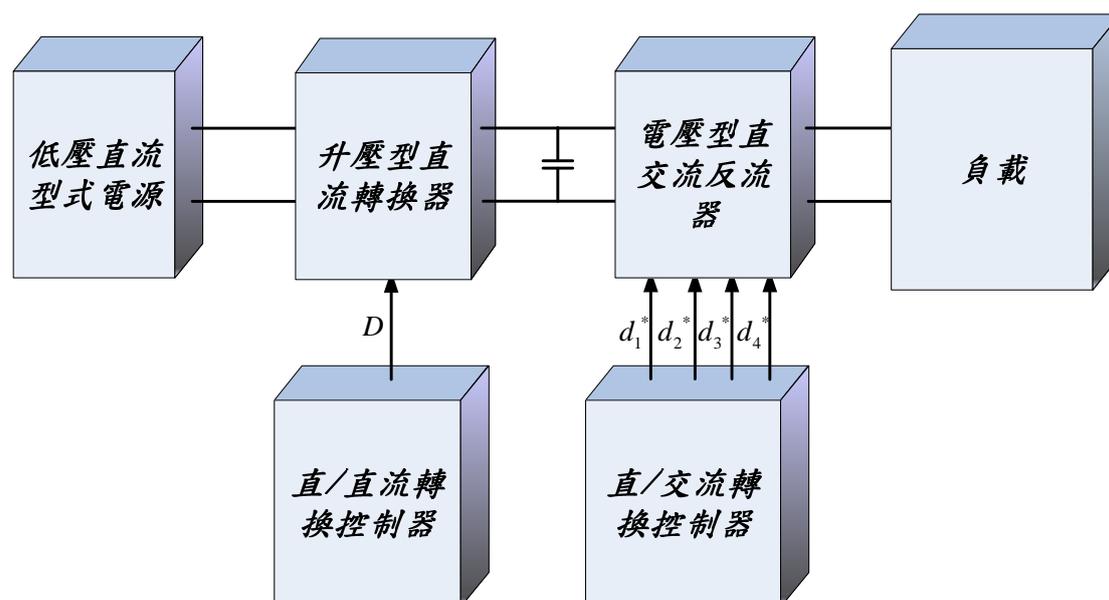


圖 1.1 傳統二級式直交流轉換系統架構圖

雖然傳統架構於產業應用上已有成熟的技術與良好的效能，但值得注意的是，此系統之架構過於龐大且需兩組控制器分別對直流鏈(DC Link)與交流輸出作控制，故系統可靠度與功率密度皆隨之降低。爰此，本實驗室學長遂採用廣義零向量之概念將傳統直流轉換器與反流器串接之二級式架構予以整合成一可升降壓與雙向電力潮流能力之單級架構，此可有效提升轉換器之可靠度與功率密度。然而此整合型轉換器由於同時載有直流及交流兩種完全不同性質之波形信號，其數學模型至今文獻尚未有人深入加以探討，更不用提及如何做最佳化設計。此外，由於單相交流電的特性，除了其平均功率外尚含有等幅度之二倍頻成分，此點更對新型轉換器之數學模型推導增加一層困難度。因此，本論文的主要動機即在針對此新型轉換器嚴謹地推導數學模型及二倍頻成分模型，以便更精確掌握其特性。從而試著提出一些設計準則，藉以加速與簡化設計過程而提升設計效率。

## 1.2 相關文獻回顧

本論文之相關文獻可從前人所研究之電路拓樸、建模方法等兩方面獲得。以直交流轉換器應用而言，一般提供定壓定頻的民生用弦波電源，通常架構採用 VSI 居多[21]。而在潔淨再生能源轉換系統中，如太陽光伏系統、燃料電池皆為低壓直流電源，故一般應用上常需要以升壓直流轉換器串接 VSI 之兩級架構實現[8-11]。基於上述原因，如何設計一同時兼具低系統成本、高穩定度以及升降壓或雙向潮流之多功能的直交流轉換器也因此漸漸成為此研究領域的重要課題，如混合電源饋入型[12][13]、Z-Source 反流器[14][15]都是文獻上所提出的實際案例。

電路在建模方面，通常應用波寬調變(Pulse Width Modulation, PWM)技術的電能轉換器建立其數學模型最常採用的方法為狀態空間平均法(State-Space Averaging Method)[22][28]。此方法係由美國加州理工學院的 Middlebrook 教授所提出，其基本原理是將轉換器在多種不同開關導通模式下之電路結構與特性，分別對不同的時間權重作出狀態空間模型予以平

均。但對於直交流轉換系統，由於同時存在直交流兩種特性截然不同的電源信號，所以在建模過程中常常需要配合向量分析或者是座標轉換以致複雜度提高[29-30]。

再者，單相直交流轉換器在輸送功率時之基本工作特性，就是其瞬時功率會在轉換器內部產生二倍頻之諧波。此二倍頻諧波除了可能影響直流電源端之供電能力[16-17][27]，也會導致交流輸出品質下降。針對二倍頻問題，目前文獻上仍鮮少對此現象加以分析，通常在產業應用上僅透過較大的被動儲能元件加以抑制[20]。

### 1.3 本論文之貢獻

本文對於採用之新型反流器所作的探討，包含理論推導的建模及實務相關的設計，主要貢獻包括以下幾點：

1. 本文對所提之基於廣義零向量單相升降壓型反流器推導出完整的數學模型，其中包含直流模型(DC Model)與交流小訊號模型(Small-Signal Model)。此數學模型可作為往後控制器設計之指標。
2. 對於系統元件之狀態變數以不同假設方式，並利用狀態空間平均技術導出本文單相系統中之二倍頻成分解析式及其等效電路模型，此模型可以更精確的量化描述出系統中二倍頻諧波成分。
3. 本文於反流器之交流輸出端提出一新型被動式漣波消除電路以補償交流輸出電流漣波。此電路可大幅減少用於低頻 LC 二階濾波電路之體積與重量，並且提供更高品質之電源供使用者使用。
4. 依據電壓與電流之二倍頻解析式歸納出有效抑制二倍頻諧波之被動元件設計方針。此設計方針有助於對不同諧波容許量的應用場合作出更經濟且有效率的參數設計。

## 1.4 本文概述

本文各章節之內容可概述如下。在第二章中，首先將對本文所引用之重點觀念「廣義零向量」作完整的文獻回顧，並且說明本文所提轉換器之整合過程，接著闡述轉換器各個部份之工作原理與模擬結果。第三章則利用狀態空間平均技術對本文所提反流器做一數學導演，其中包括直流、小訊號以及二倍頻諧波成分之數學模型。並由數學模型繪出其對應之等效電路模型，且透過模擬結果來驗證數學模型與等效電路模型之正確性。第四章中則特別將第三章所導演出之二倍頻解析式提出討論，並且設計一套得以有效抑制二倍頻成分與高頻切換漣波的被動元件參數選用方針。接著在第五章中說明硬體電路製作規劃過程，以及電路製作上的細節，且以數位方式實現控制器，繼而完成本文所提單相反流器之雛型系統，最後以實驗結果的量測波形驗證本文所提理論基礎的正確性。第六章則為本文總結，並建議未來值得繼續研究的方向。



## 第二章

### 電路架構之工作原理與特性

#### 2.1 前言

本章節主要目的即針對基於廣義零向量單相升降壓型反流器的電路架構與工作原理作一說明。此電路架構主要是將傳統全橋反流器與邱克直流轉換器做一組合，再結合廣義零向量的觀念以達到直交流系統整合、升降壓功能與共用功率開關之特性。首先在第二節介紹本實驗室學長早期在學術文獻上發表之廣義零向量與其應用，其次於第三節說明吾人應用在單相反流器架構中之工作原理。另外，為提升輸出電源之品質，本文採用之轉換器輸出端加入一被動式漣波消除電路(Ripple Cancelling Cell, R.C.C.)，可以有效降低輸出電流之高頻漣波成分，其消除漣波之方式與運作原理將於第四節中加以說明。最後，吾人並採用 Powersim Inc. 公司所開發之 PSIM Version 6.0 電路模擬軟體，對於本論文所提出之單相反流器特性，如雙向潮流工作模式、升降壓功能與漣波消除能力進行模擬，以驗證該電路之操作特性。

#### 2.2 廣義零向量(GZV)回顧

將廣義零向量之概念應用於電能轉換器上最初是由本實驗室潘晴財教授於 1999 年在國際上首度提出[1][18]。當時潘教授利用心經中『色即是空，空即是色，受想行識亦復如是』空的觀念與啟示延伸至零空間向量，進而巧妙的將直交流系統整合在一起。所謂零向量可概分為電壓零向量與電流零向量。若以最直覺的概念解釋之，則電壓零向量泛指短路，電流零向量泛指開路。本論文所應用是為電壓零向量，以下將針對廣義零向量之理論作簡單的介紹。

以一傳統三臂的主動式三相整流器為例，其電路架構如圖 2.1 所示。其六開關分別為導通與開路狀態，則可得表 2.1 中之 64 種組合。其中有

表 2.1 三相整流器中六個開關之組態表

<i>S1</i>	<i>S2</i>	<i>S3</i>	<i>S4</i>	<i>S5</i>	<i>S6</i>	<i>State</i>	<i>S1</i>	<i>S2</i>	<i>S3</i>	<i>S4</i>	<i>S5</i>	<i>S6</i>	<i>State</i>
0	0	0	0	0	0	Open	1	0	0	0	0	0	Open
0	0	0	0	0	1	Open	1	0	0	0	0	1	Open
0	0	0	0	1	0	Open	1	0	0	0	1	0	Open
0	0	0	0	1	1	Open	1	0	0	0	1	1	$V_{43}$
0	0	0	1	0	0	Open	1	0	0	1	0	0	Open
0	0	0	1	0	1	Open	1	0	0	1	0	1	Open
0	0	0	1	1	0	Open	1	0	0	1	1	0	Open
0	0	0	1	1	1	$V_{07}$	1	0	0	1	1	1	$V_{47}$
0	0	1	0	0	0	Open	1	0	1	0	0	0	Open
0	0	1	0	0	1	Open	1	0	1	0	0	1	Open
0	0	1	0	1	0	Open	1	0	1	0	1	0	$V_{52}$
0	0	1	0	1	1	Open	1	0	1	0	1	1	$V_{53}$
0	0	1	1	0	0	Open	1	0	1	1	0	0	Open
0	0	1	1	0	1	Open	1	0	1	1	0	1	Open
0	0	1	1	1	0	$V_{16}$	1	0	1	1	1	0	$V_{56}$
0	0	1	1	1	1	$V_{17}$	1	0	1	1	1	1	$V_{57}$
0	1	0	0	0	0	Open	1	1	0	0	0	0	Open
0	1	0	0	0	1	Open	1	1	0	0	0	1	$V_{61}$
0	1	0	0	1	0	Open	1	1	0	0	1	0	Open
0	1	0	0	1	1	Open	1	1	0	0	1	1	$V_{63}$
0	1	0	1	0	0	Open	1	1	0	1	0	0	Open
0	1	0	1	0	1	$V_{25}$	1	1	0	1	0	1	$V_{65}$
0	1	0	1	1	0	Open	1	1	0	1	1	0	Open
0	1	0	1	1	1	$V_{27}$	1	1	0	1	1	1	$V_{67}$
0	1	1	0	0	0	Open	1	1	1	0	0	0	$V_{70}$
0	1	1	0	0	1	Open	1	1	1	0	0	1	$V_{71}$
0	1	1	0	1	0	Open	1	1	1	0	1	0	$V_{72}$
0	1	1	0	1	1	Open	1	1	1	0	1	1	$V_{73}$
0	1	1	1	0	0	$V_{34}$	1	1	1	1	0	0	$V_{74}$
0	1	1	1	0	1	$V_{35}$	1	1	1	1	0	1	$V_{75}$
0	1	1	1	1	0	$V_{36}$	1	1	1	1	1	0	$V_{76}$
0	1	1	1	1	1	$V_{37}$	1	1	1	1	1	1	$V_{77}$

37 種組合為線電流開路狀態，即表中陰影部份之開關組態。故僅剩的 27 種組態為電路實際操作上可用的狀態。在圖 2.1 中，三臂開關正常工作於傳送功率開關狀態為  $V_{34}$ 、 $V_{43}$ 、 $V_{16}$ 、 $V_{61}$ 、 $V_{25}$  與  $V_{52}$  這 6 種組態。而  $V_{07}$  與  $V_{70}$  這 2 種開關狀態係為三相上臂或下臂全部導通，使  $V_A = V_B = V_C = V_N$ ，此為傳統零向量狀態。而扣除以上功率傳送及傳統零向量等 8 種開關狀態後，所剩之 19 個狀態亦能夠使單臂以上的開關短路，且有如零向量狀態中  $V_A = V_B = V_C = V_N$  之特性。故將 2 種傳統零向量狀態再加上新的 19 個零向量狀態統稱為『廣義零向量』，亦即為本文引用的重點概念。

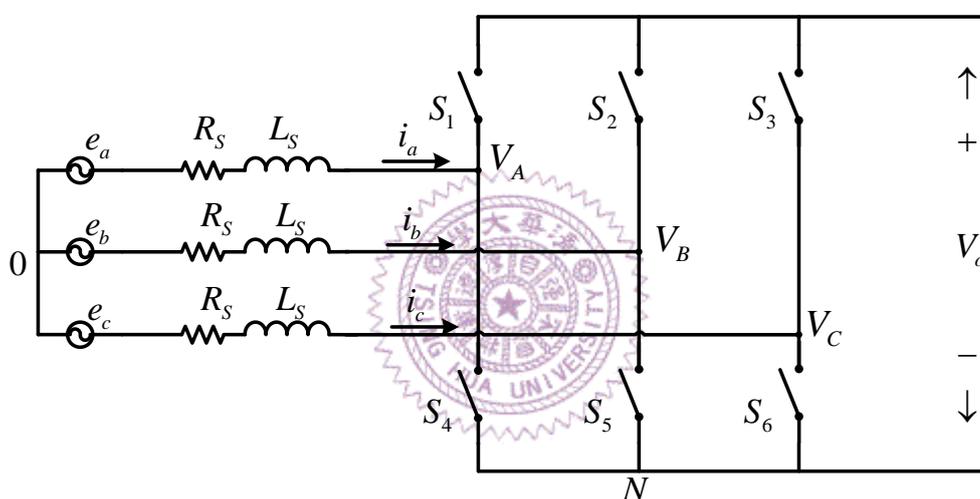


圖 2.1 三相六開關主動式整流器電路圖

如圖 2.2 所示，廣義零向量之概念首先應用於主動式三相升降壓整流器上[1][2]。利用廣義零向量整合此直交流混合系統後可得到雙向電力潮流特性及輸出可同時升降壓之功能，且此整合電路能夠減少開關數目以節省成本，另外，減少電力電路元件數亦可相對提高系統可靠度。而後，美國威斯康辛大學資深教授 T. A. Lipo 亦引用此廣義零向量之概念與電路架構發表論文[3]，欲達到雙向功率潮流調節控制之功能，事實上雙向功率潮流功能早已發表在學長的研究成果與學術論文[4][5]。

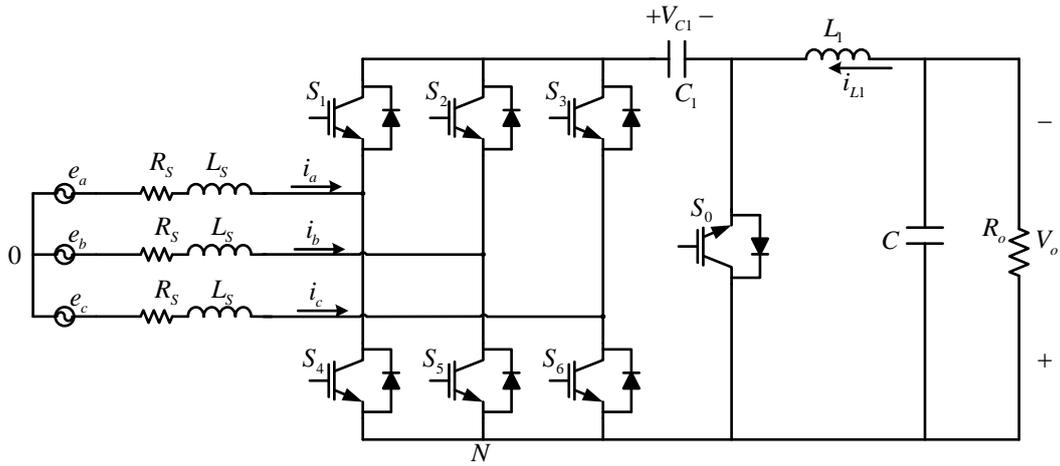


圖 2.2 基於廣義零向量之三相升邱克主動式整流器

以上對於廣義零向量的定義做了簡單說明。接著將於下一節探討本文所提基於廣義零向量單相升降壓型反流器的電路架構及工作原理。

## 2.3 本文轉換器架構與工作原理

### 2.3.1 邱克直流轉換器之工作原理

本論文所採用之單相升降壓型反流器中，直流側之工作原理可等同於邱克直流轉換器。為了方便了解，在以下即針對連續導通電流模式下之邱克直流轉換器做簡單的分析與說明。如下圖 2.3 所示為一具有雙向電力潮流之邱克直流轉換器，電路中以主動開關  $S_2$  取代傳統電路的二極體，並且  $S_1$  與  $S_2$  採互補方式進行切換。圖 2.4 為  $S_1$  與  $S_2$  之切換時序圖，由此閘極訊號波形示意圖中可分為兩個電路狀態，其等效電路如圖 2.5、2.6 所示，以下將分別說明電路狀態中的運作情形。

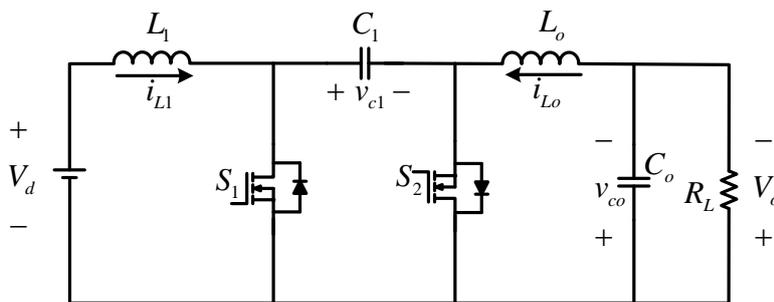


圖 2.3 具雙向潮流之邱克直流轉換器

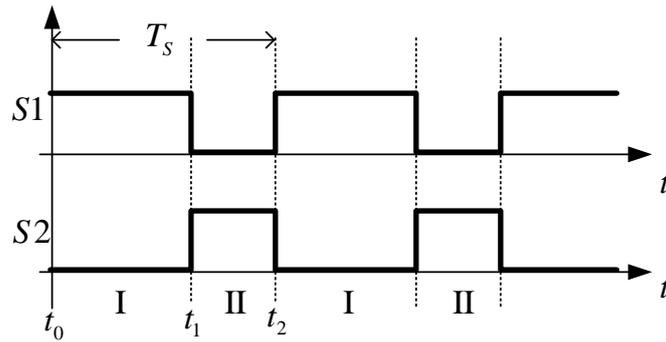


圖 2.4 雙向潮流邱克轉換器之開關極訊號時序圖

**狀態 I** ( $t_0 < t < t_1$ ):

如圖 2.5 所示為狀態 I 之等效電路，於此狀態下，開關  $S_1$  導通， $S_2$  截止。此時輸入電流流經電感  $L_1$  進行儲能，而儲能電容  $C_1$  上的能量亦經由  $S_1$  放電至輸出端。

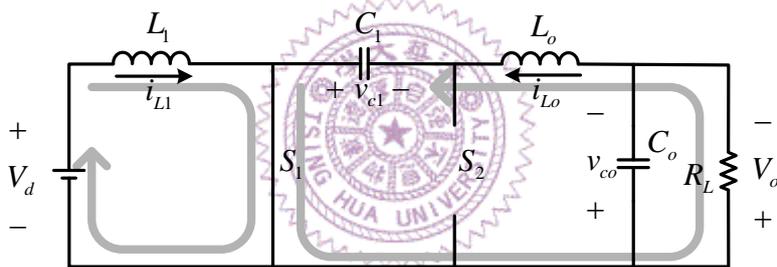


圖 2.5 狀態 I 之等效電路

**狀態 II** ( $t_1 < t < t_2$ ):

圖 2.6 所示為狀態 II 之等效電路，此時開關  $S_2$  導通， $S_1$  截止。電感  $L_1$  將前一狀態儲存之能量經由  $S_2$  開關轉移至  $C_1$  上。而前一狀態流經輸出電感  $L_o$  之負載電流  $i_{L_o}$  經由  $S_2$  續流，與  $C_o$  持續提供負載電流。

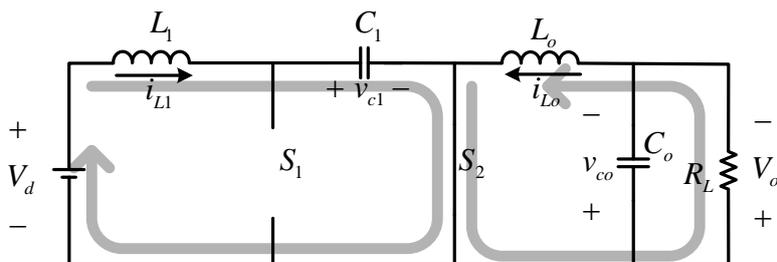


圖 2.6 狀態 II 之等效電路

以上兩個狀態即完成此轉換器一週期運作，接著於下一小節簡單說明單相全橋反流器之工作原理。

### 2.3.2 單相全橋反流器之工作原理

本文所提出的功率電路中，後級採用單相全橋反流器之架構，其電路架構如圖 2.7 所示。單相全橋反流器主要由四只功率開關與輸出端之二階低通濾波器的  $L_o$  與  $C_o$  所組成，而輸入端的電容  $C_{dc}$  則用以穩定電源端電壓。本文所提反流器選擇全橋式電路架構的主要原因有以下幾點。(1)相對於半橋式，全橋式架構可在能量轉換過程中使用到全部的輸入電壓  $V_{dc}$ ，即有較高的電壓利用率。(2)相對於半橋式之架構，各個功率開關所承受之電流應力較小，可延長開關壽命。故在此對於單相全橋反流器作簡單的說明與分析，並依據所選擇之開關切換策略說明電路工作原理。

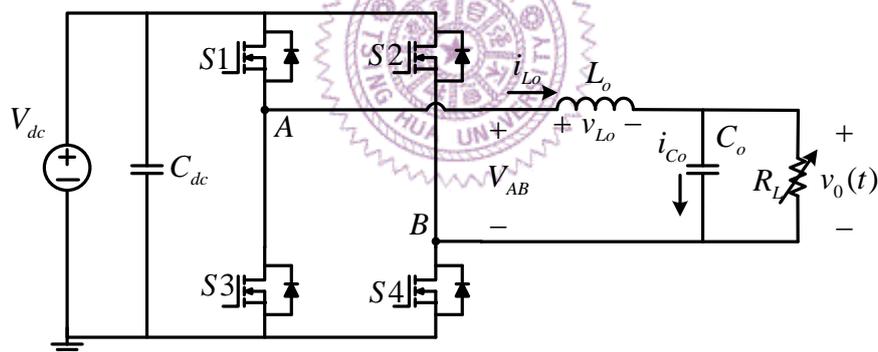


圖 2.7 單相全橋直交流反流器

在眾多的波寬調變方法中，正弦脈波寬度調變(SPWM)是目前反流器最常使用的切換策略，此調變方法可得到較穩定的輸出電壓及低諧波失真等特性，且輸出電壓振幅與頻率皆為可控。此控制方式之工作原理是經由弦波調變訊號與三角波載波訊號瞬時大小互相比較，所得之脈波訊號再透過隔離驅動電路來控制主動開關。而正弦脈波寬度調變又可分為雙極性切換(Bipolar Switching)與單極性切換(Unipolar Switching)兩種方式[6]。本文所採用為單極性切換策略，其最主要的原因為，單極性切換所得之輸出電

壓有較小的諧波成分，使濾波器設計較為容易。接下來，將依據單極性切換方式的開關狀態說明單相全橋直交流反流器工作狀態。

單相全橋反流器以單極性開關切換策略操作，可由圖 2.8 表示出其各個開關極訊號時序圖。其中  $T_s$  為一個開關切換週期， $m(t)$  為弦波調變訊號， $v_{tri}$  為三角波載波訊號， $-m(t)$  為弦波調變訊號的負值。在兩調變訊號分別與載波訊號比較後， $m(t)$  負責控制圖 2.7 中 A 臂， $-m(t)$  則控制 B 臂。而單臂中的兩開關以互補的形式進行開關切換，因而可得圖 2.8 中 S1、S2、S3 與 S4 之時序圖。且在圖中一個週期內，將其分為五個不同的開關狀態，以下將分別說明電路狀態中的運作情形。

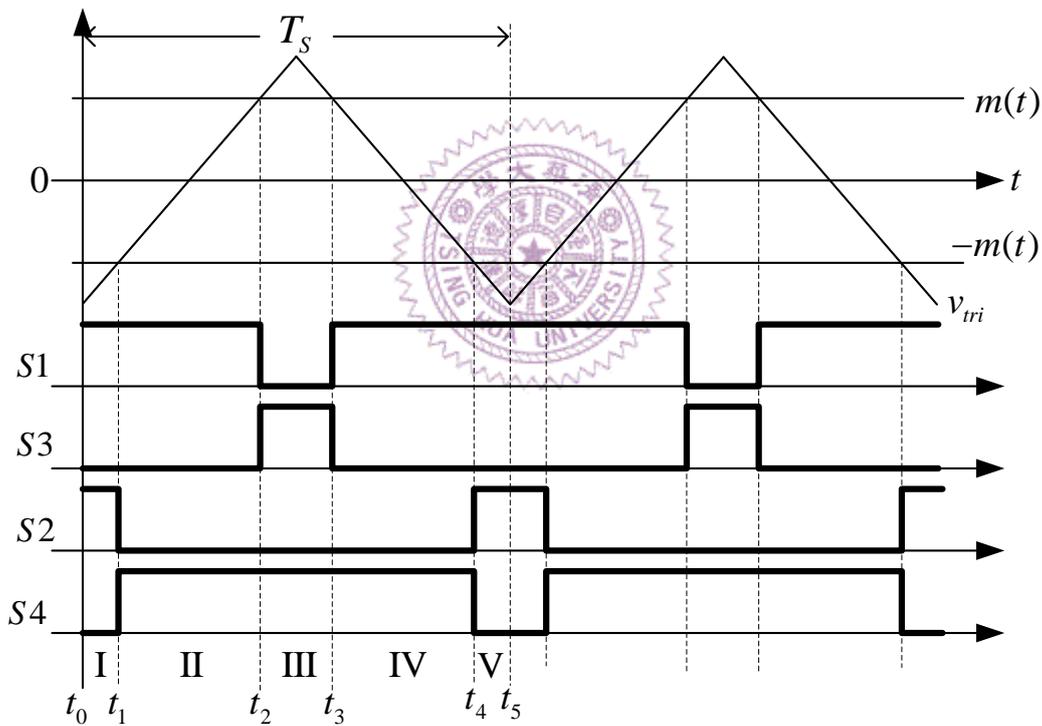


圖 2.8 單相全橋直交流反流器以單極性切換之開關時序圖

**狀態 I** ( $t_0 < t < t_1$ ):

圖 2.9 所示為狀態 I 之等效電路，開關 S1、S2 導通，S3、S4 截止。此時直流側並無傳送功率至交流側，交流側端電壓  $V_{AB} = 0$ ，而負載電流主要是由電感  $L_o$  經 S1 與 S2 導通路徑所提供。

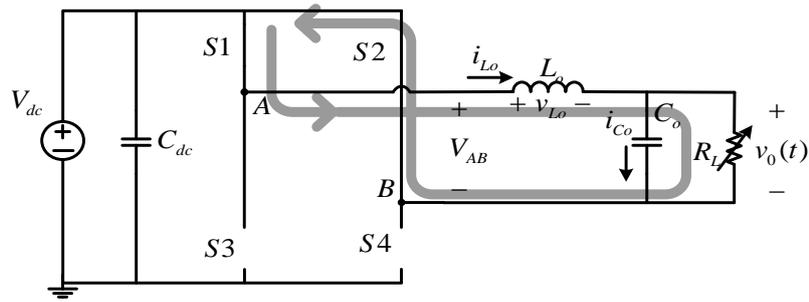


圖 2.9 單相全橋反流器狀態 I(同狀態 V)之等效電路

**狀態 II** ( $t_1 < t < t_2$ ) :

如圖 2.10 所示為狀態 II 之等效電路，開關 S1、S4 導通，S2、S3 截止。在此狀態下直流側由 S1 與 S4 導通之路徑提供負載功率至交流輸出端，此時交流側端電壓  $V_{AB} = V_{dc}$ 。

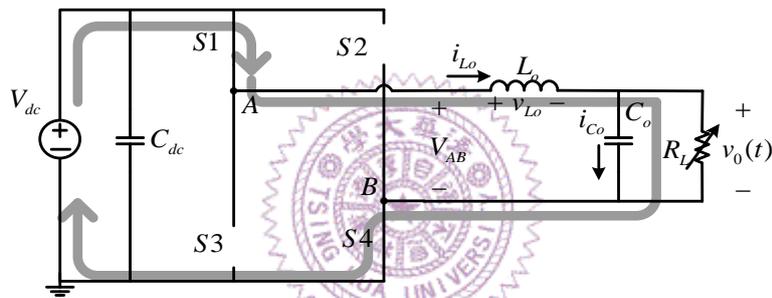


圖 2.10 相全橋反流器狀態 II(同狀態 IV) 之等效電路

**狀態 III** ( $t_2 < t < t_3$ ) :

圖 2.11 為狀態 III 之等效電路，開關 S1、S2 截止，S3、S4 導通。此時直流側同樣無傳送功率至交流側，交流側端電壓  $V_{AB} = 0$ ，而負載電流由電感  $L_o$  經 S3 與 S4 導通路徑以提供續流。

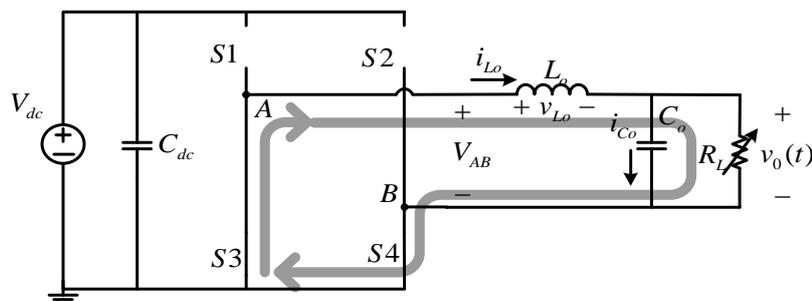


圖 2.11 單相全橋反流器狀態 III 之等效電路

狀態 IV ( $t_3 < t < t_4$ ):

在狀態 IV 中，開關 S1、S4 導通，S2、S3 截止，運作方式及等效電路皆與狀態 II 相同，直流側功率經 S1、S4 傳送至交流負載側。

狀態 V ( $t_4 < t < t_5$ ):

當  $t = t_4$  時，開關 S1、S2 導通，S3、S4 截止，進入狀態 V。因此時工作模式及等效電路皆與狀態 I 相同，故其工作原理亦相同，負載電流由電感  $L_o$  經 S1 與 S2 導通路徑續流。

### 2.3.3 整合後之單相升降壓型反流器之工作原理

在前述兩小節中，已逐一對邱克直流轉換器與單相全橋反流器的基本工作原理做簡略的說明。而在此一小節將把前述兩電路架構基於廣義零向量的概念做直交流整合，並對其工作原理與電路特性做分析與探討。

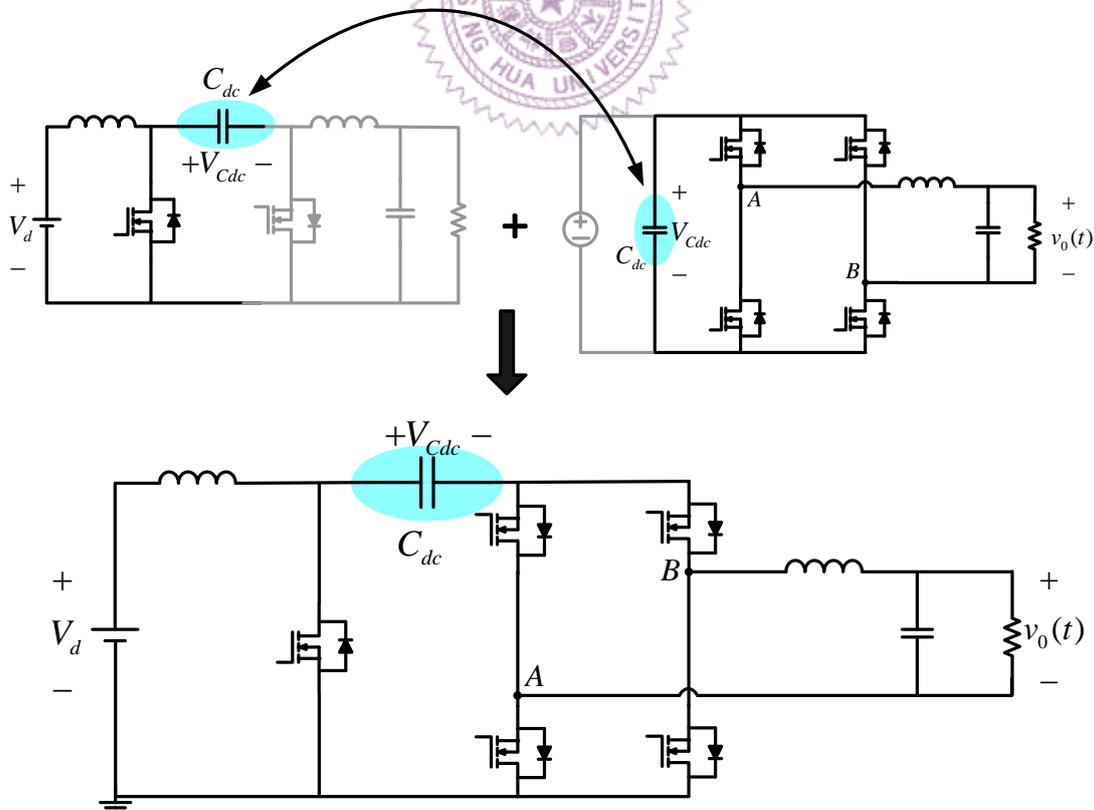


圖 2.12 基於廣義零向量單相升降壓反流器整合過程

由圖 2.12 可看出，將邱克轉換器之前級與全橋反流器直流鏈串接，並以儲能電容  $C_{dc}$  為中繼點整合，即可得本文所提之新型轉換器架構。此電路之操作特性有如邱克轉換器，以直流電源將輸入電感充電，後將能量轉移至儲能電容上。不同於以往一般全橋反流器，本論文所提出之反流器是取儲能電容  $C_{dc}$  上的電壓做正弦波寬調變(SPWM)的全橋開關切換策略，以提供交流電壓的輸出。由於所提出之電路架構是基於邱克轉換器以零向量概念作整合，因此此電路所輸出電壓可達到升降壓的功能，有助於更廣泛的應用範疇。接下來將以開關時序圖與電路導通方式作為說明，如圖 2.13 所示為本論文所提新型電路架構，其元件符號及其定義如表 2.2 所示。吾人將以兩種工作模式分別解說其工作原理(一)直流側電感儲能模式，(二)引入零向量之工作模式。

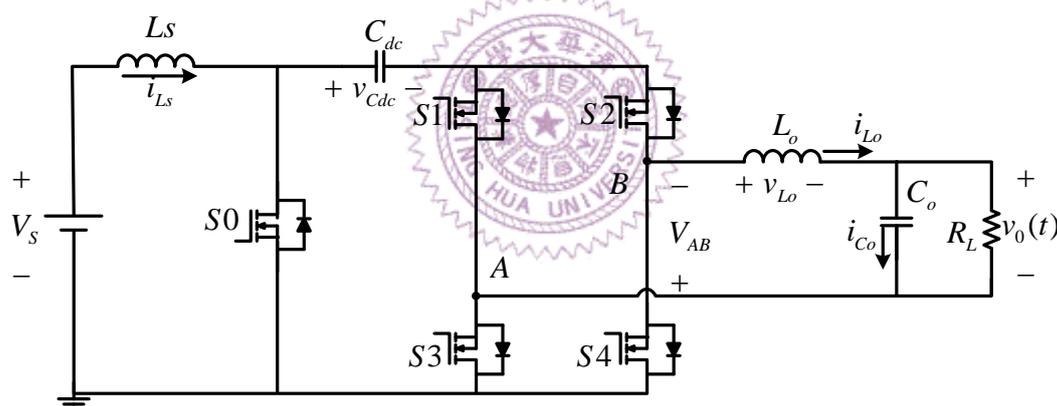


圖 2.13 基於廣義零向量單相升降壓反流器電路架構

表 2.2 基於廣義零向量單相升降壓反流器電路元件符號及定義

$V_S$ : 直流輸入電壓	$L_S$ : 直流側升壓電感
$i_{L_S}$ : $L_S$ 上之電流，亦為輸入電流	$C_{dc}$ : 直流儲能電容
$v_{C_{dc}}$ : $C_{dc}$ 上之電壓	$L_o$ : 輸出濾波電感
$i_{L_o}$ : $L_o$ 上之電流	$C_o$ : 輸出濾波電容
$i_{C_o}$ : $C_o$ 上之電流	$R_L$ : 負載電阻

### (一) 直流電感儲能模式：

首先考慮輸入端升壓電感  $L_s$  為儲能狀態，儲能電容  $C_{dc}$  為釋能狀態，即  $S_0$  為常導通，而  $S_1$ 、 $S_2$ 、 $S_3$  與  $S_4$  則以單極性 SPWM 進行交流切換，此情況下之開關時序圖與交流側  $V_{AB}$  之瞬時電壓如圖 2.14 所示，由圖中可看出  $V_{AB}$  之值僅於 0 與  $-v_{Cdc}$  之間作變換。

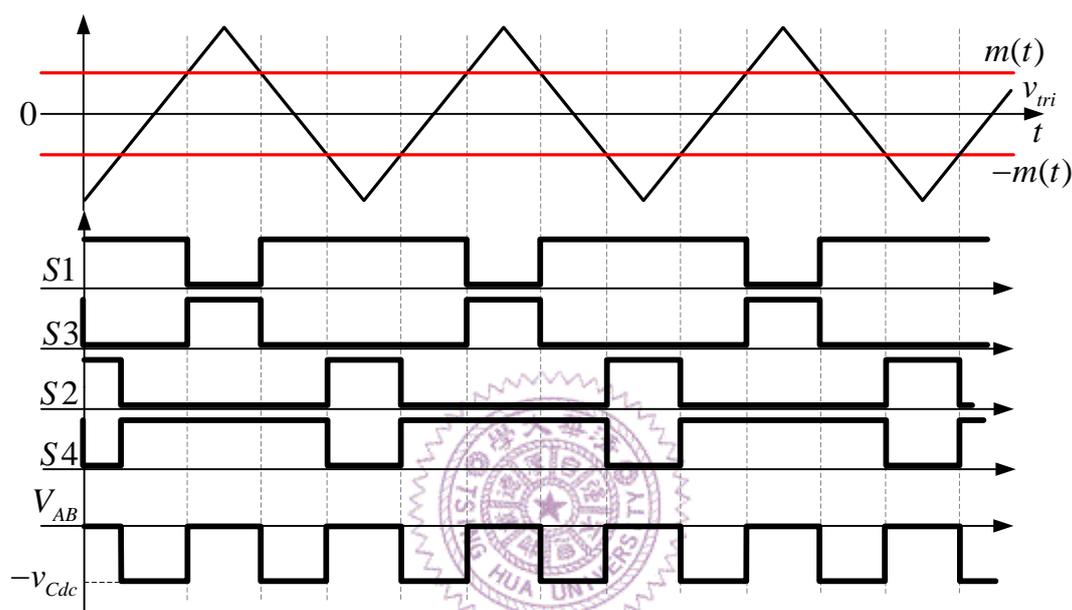


圖 2.14 直流電感儲能模式，假設  $S_0$  導通時之開關時序圖

### (二) 引入零向量之工作模式

引入零向量之工作模式，即是使全橋四開關的雙臂同時短路，目的是提供輸入端升壓電感  $L_s$  將能量轉移至直流儲能電容  $C_{dc}$  上的路徑。倘若需在不影響輸出電壓的前提下加入零向量狀態，則必須選定圖 2.14 中  $V_{AB} = 0$  的區間內使 A、B 雙臂短路。因此，吾人的做法是在正負弦波調變訊號峰值  $m_{peak}$ 、 $-m_{peak}$  與正負三角載波峰值  $v_{tri-peak}$ 、 $-v_{tri-peak}$  之間，加入兩互為反相之直流側調變訊號  $M_0$  與  $-M_0$ ，此兩訊號負責控制直流側開關  $S_0$ 。其五只開關之時序如圖 2.15 所示，當  $S_0$  導通時輸入電壓  $V_s$  對升壓電感  $L_s$  進行充電，此時  $S_1 \sim S_4$  也藉由  $S_0$  為路徑以取得  $C_{dc}$  上之電壓  $v_{Cdc}$  作

SPWM 之切換。而當  $S_0$  截止時，直流側電感電流藉由  $S_1$ 、 $S_2$ 、 $S_3$  與  $S_4$  將能量轉移至  $C_{dc}$  上儲存。而為了減小此一狀態電流路徑的導通損，控制策略上再以邏輯判斷使  $S_1\sim S_4$  的閘極開關訊號皆為高準位，此便可使主開關與旁路二極體分流以降低路徑上之等效阻抗。由圖 2.15 中  $S_0$  訊號與交流側電壓  $V_{AB}$  做比較，其中可確定開關  $S_0$  的截止狀態皆發生於  $V_{AB} = 0$  的區間內，故得以確定不影響交流側輸出電壓，並稱此四開關皆導通的狀態為零向量狀態。

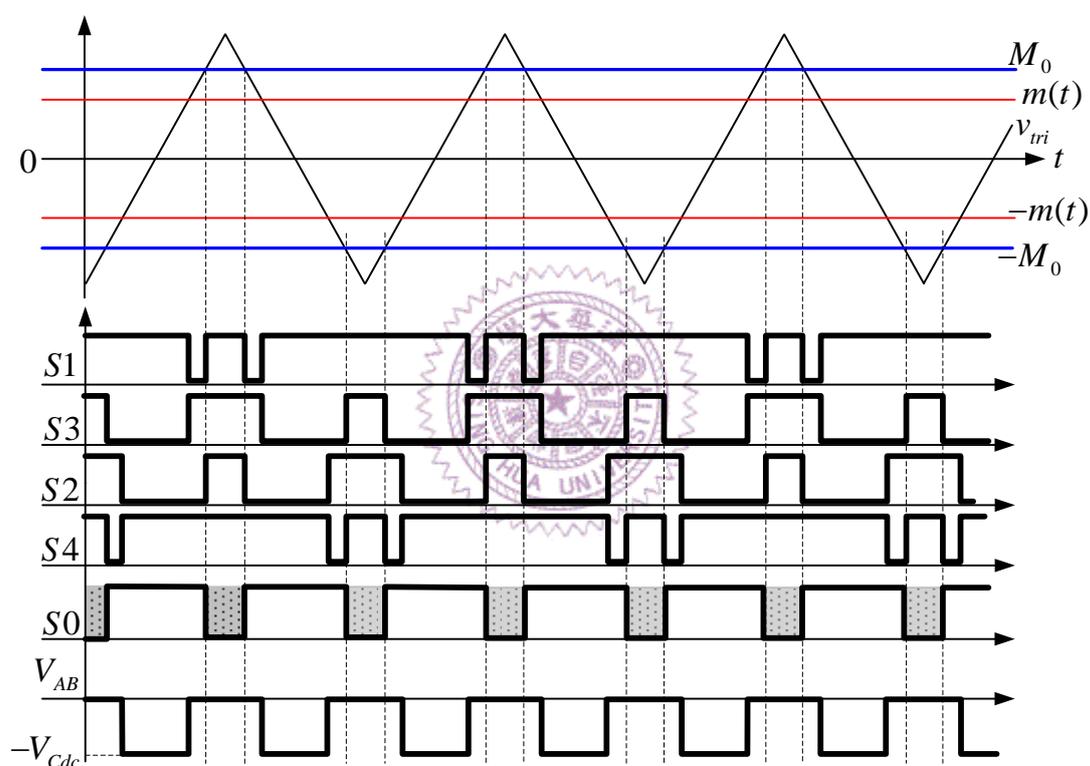


圖 2.15 基於廣義零向量單相升降壓反流器五只開關時序圖

將圖 2.15 開關切換時序取單一個切換週期進而分析，可得圖 2.16 之開關切換時序圖。圖中前半週期內，依閘極訊號可將其分為四種不同的開關狀態，以下將以各個開關狀態之等效電路，分別說明各個狀態中電路運作情形。

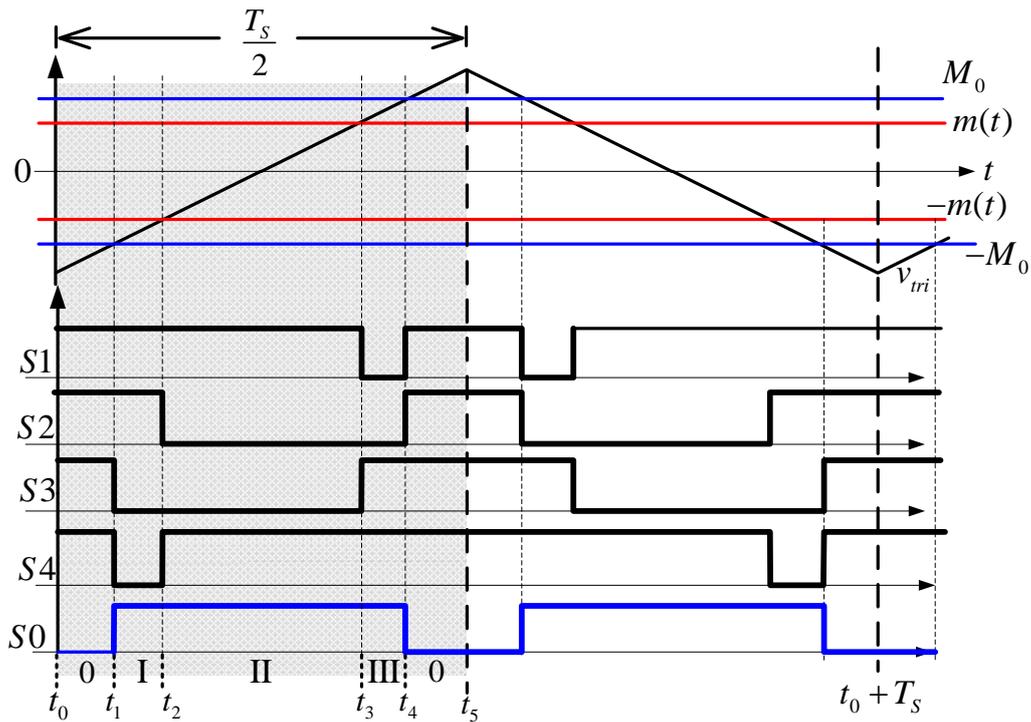


圖 2.16 基於廣義零向量單相升降壓反流器五只開關單一切換週期時序圖

**狀態 0** ( $t_0 < t < t_1 ; t_4 < t < t_5$ ) :

如圖 2.17 所示為狀態 0 之轉換器等效電路，開關 S1、S2、S3、S4 全部導通，S0 截止，即為零向量狀態。此時直流側電感  $L_s$  將能量透過 S1~S4 為路徑放電至電容上，交流側端電壓  $V_{AB} = 0$ ，而負載電流亦經零向量中雙臂短路進行續流。

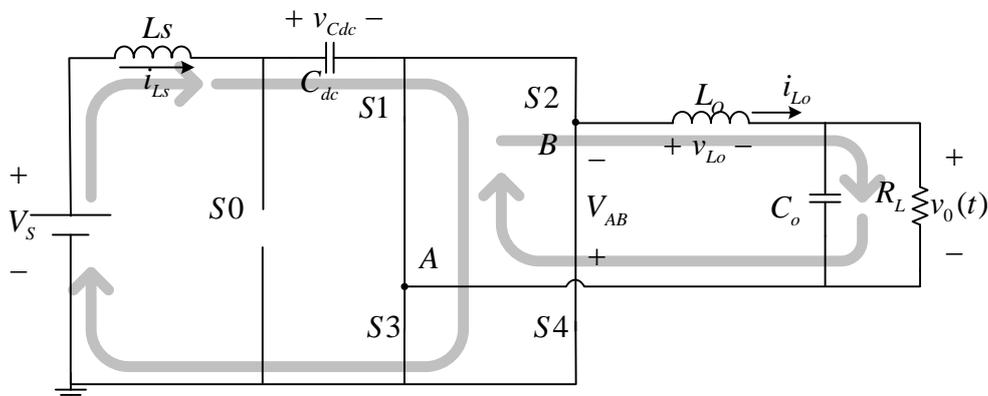


圖 2.17 基於廣義零向量單相升降壓反流器狀態 0 等效電路

**狀態 I** ( $t_1 < t < t_2$ ) :

圖 2.18 為狀態 I 等效電路，開關 S0、S1、S2 導通，S3、S4 截止。此時直流側電源經由 S0 對直流側升壓電感  $L_S$  充電，交流側則由 S1 與 S2 使負載電流續流。

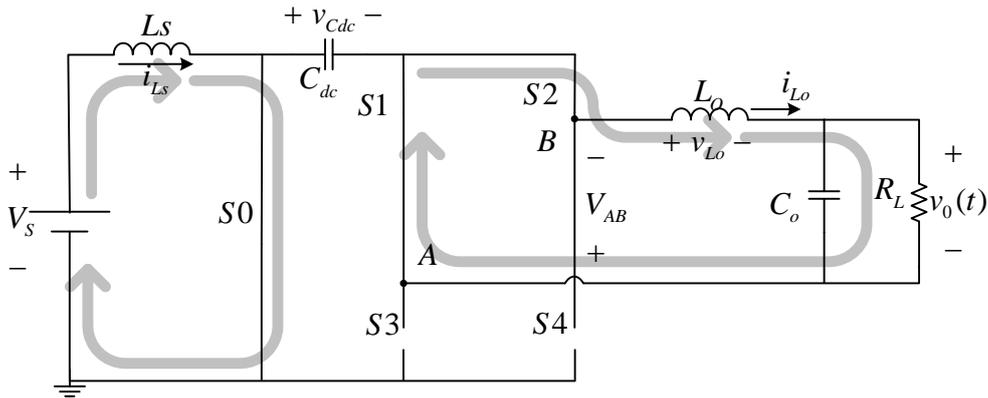


圖 2.18 基於廣義零向量單相升降壓反流器狀態 I 等效電路

**狀態 II** ( $t_2 < t < t_3$ ) :

在狀態 II 中，開關 S0、S1、S4 導通，S2、S3 截止，如圖 2.19 所示。此時 S0 之導通路徑除了使直流側電源對直流側電感  $L_S$  充電外，同時也使交流側取得電容上之電壓值  $v_{Cdc}$ ，將能量經由 S1 與 S4 傳送至交流輸出端。

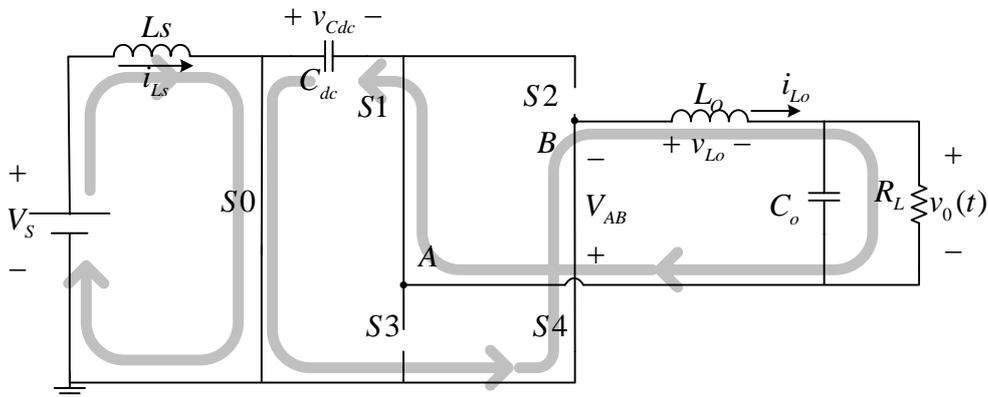


圖 2.19 基於廣義零向量單相升降壓反流器狀態 II 等效電路

**狀態 III** ( $t_3 < t < t_4$ ) :

圖 2.20 為狀態 III 之等效電路，開關 S0、S3、S4 導通，S1、S2 截止。此時工作如同狀態 I，直流側電源經由 S0 對電感充電，交流側則由 S3 與 S4 使負載電流續流。

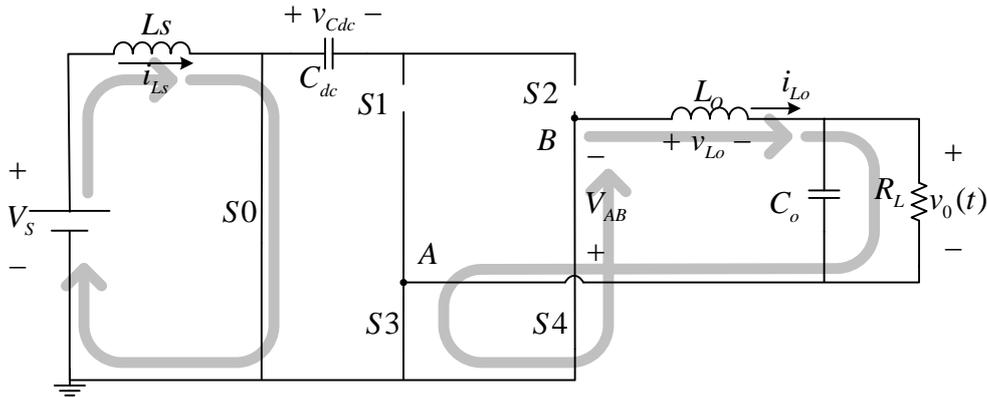


圖 2.20 基於廣義零向量單相升降壓反流器狀態 III 等效電路

於圖 2.16 切換周期時序圖中可知，在後半週期  $t_5 < t < (t_0 + T_s)$  中的狀態與工作模式和前半週期  $t_0 < t < t_5$  相同且對稱，便不再重述。而若考慮交流輸出電壓為負半週之區間內，即當  $m(t) < 0$ ;  $-m(t) > 0$  時之工作模式將與上述工作狀態亦相同。差別僅有輸出電流流向相反，將於 S2、S3 同時導通時，能量傳送至交流輸出端。

除了此節工作原理之解說與分析，遵循以上開關策略方式進行操作外，必須進一步考慮電感電流與電容電壓應為連續的基本物理特性，避免電感電流路徑瞬間斷開與電容兩端短路的情形。所以在零向量區間(即  $S0 \rightarrow OFF$ )與 SPWM 區間(即  $S0 \rightarrow ON$ )中，必須加入盲時(Dead-time)控制以避免直流儲能電容  $C_{dc}$  兩端短路的情形發生。

## 2.4 被動式漣波消除電路

在本論文所提出的轉換器尚包含一組被動式漣波消除電路(Ripple Cancelling Cell, R.C.C.)，此電路亦由本實驗室所提出，並且已應用於各類

直流對直流轉換器上且得到良好的漣波消除效果，吾人首次將此漣波消除電路應用於直交流轉換系統中並且探討與分析其消除方式與改善後之效果。

此漣波消除電路由一高頻變壓器，一只電感與二只電容等被動元件所組成。其優點為不需額外的控制且與責任週期無關。如圖 2.21 陰影部份所示，本文應用此被動式漣波消除電路於反流器中，可降低輸出電流漣波，並提高反流器性能。

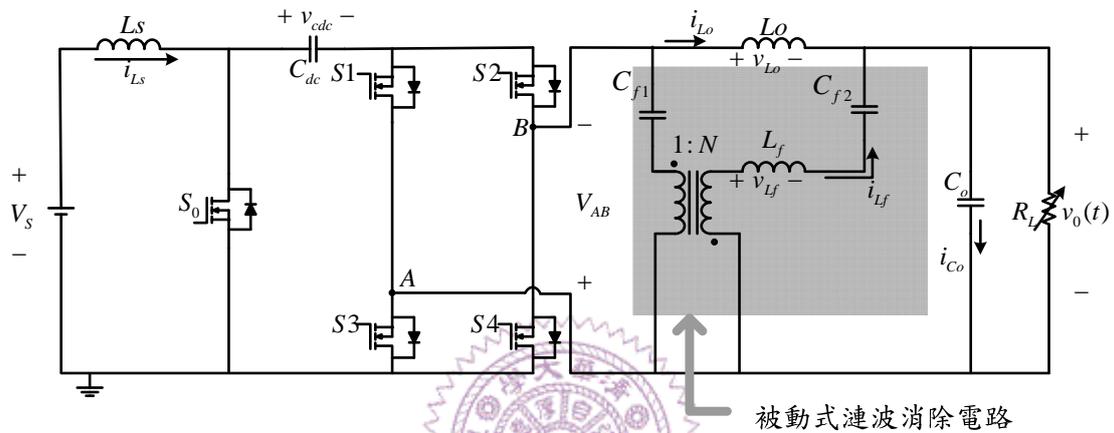


圖 2.21 包含漣波消除電路之單相升降壓反流器

以下將說明圖 2.21 中被動式漣波消除電路之工作原理。為便於說明，吾人擷取圖中漣波消除電路。考慮輸出電源於正半週內做分析，其輸入端  $V_{in}$  隨前級開關狀態於  $V_{Cdc}$  與 0 之間切換。並且將一次側電容依變壓器匝比等效至二次側。故等效電路如下圖 2.22 所示，其元件符號及定義如表 2.3。

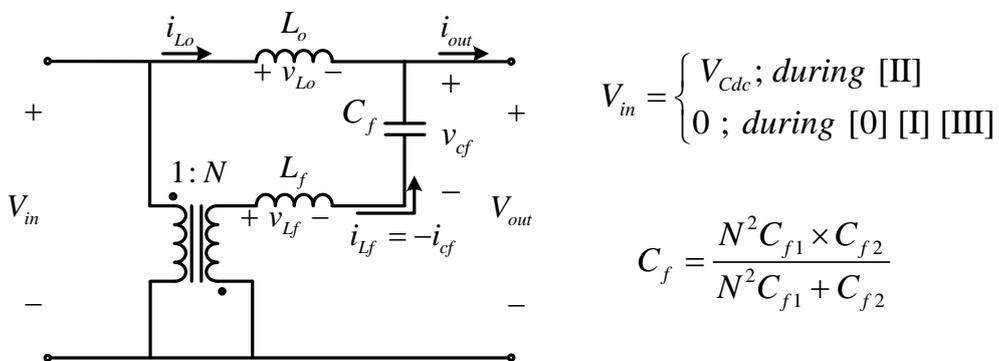


圖 2.22 被動式漣波消除電路

表 2.3 被動式漣波消除電路元件定義及符號

$V_{in}$ : 輸入電壓	$L_o$ : 輸出主濾波電感
$L_f$ : 漣波消除電路電感	$V_{out}$ : 輸出電壓
$C_f$ : 漣波消除電路等效電容	$N$ : 漣波消除電路變壓器匝比
$i_{out}$ : 輸出電流	

由圖 2.22 可列出以下方程式

$$v_{L_o} = L_o \frac{di_{L_o}}{dt} = V_{in} - V_{out} \quad (2-1)$$

$$v_{L_f} = L_f \frac{di_{L_f}}{dt} = -NV_{in} - V_{out} + v_{c_f} \quad (2-2)$$

$$i_{c_f} = C_f \frac{dv_{c_f}}{dt} = -i_{L_f} \quad (2-3)$$

若欲達到輸出電流零漣波，則須符合下式

$$\frac{di_{out}}{dt} = \frac{d(i_{L_o} + i_{L_f})}{dt} = 0 \quad (2-4)$$

將(2-1)、(2-2)帶入(2-4)式中可得方程式(2-5)

$$\frac{d(i_{L_o} + i_{L_f})}{dt} = \left(\frac{1}{L_o} - \frac{N}{L_f}\right)V_{in} - \left(\frac{1}{L_o} + \frac{1}{L_f}\right)V_{out} + \frac{1}{L_f}v_{c_f} = 0 \quad (2-5)$$

其中令(2-5)式中  $V_{in}$  係數為零則可得第一條限制式

$$L_f = NL_o \quad (2-6)$$

再令其餘項為零則可得第二條限制式

$$\frac{1}{L_f}v_{c_f} = \left(\frac{1}{L_o} + \frac{1}{L_f}\right)V_{out} \quad (2-7)$$

將(2-6)式中兩電感關係代入(2-7)式中，則可得

$$v_{c_f} = (1 + N)V_{out} \quad (2-8)$$

圖 2.22 中電容  $C_f$  是用來隔絕低頻(60Hz)成分，而在高頻分析中可將其視為短路。相同的， $L_o$  與  $L_f$  在低頻成分中可視為短路，高頻分析則為開路。

若基於上述條件下，則(2-8)式方可成立。再者，此漣波消除電路中電感與高頻變壓器匝比設計符合(2-6)式，即可達到輸出電流漣波消除之工作要求，則本文所提反流器將能夠提供更理想之輸出電源供使用者應用。

## 2.5 轉換器特性模擬結果

綜合上述工作原理解說後，接著吾人採用商用軟體 PSIM Version 6.0 對於本論文所提出之轉換器進行工作模式、升降壓功能與漣波消除能力進行模擬。

### (一) 雙向潮流能力模擬結果:

為驗證本論文所提轉換器具雙向潮流能力，則分別針對轉換器操作於(1).反流器與(2).整流器等不同的工作模式進行模擬。模擬方式是將正負弦波調變訊號峰值  $m_{peak}$ 、 $-m_{peak}$  與正負三角載波峰值  $v_{tri-peak}$ 、 $-v_{tri-peak}$  之間，加入兩互為反相之直流側調變訊號  $M_0$  與  $-M_0$ ，此直流側調變訊號用來控制直流側開關 S0。控制訊號示意圖如下圖 2.23 所示。其中  $m_{peak} = 0.648$ 、 $f_m = 60\text{Hz}$ ， $v_{tri-peak} = 1$ 、 $f_{tri} = f_s = 20\text{kHz}$ ， $M_0 = 0.8$ 。

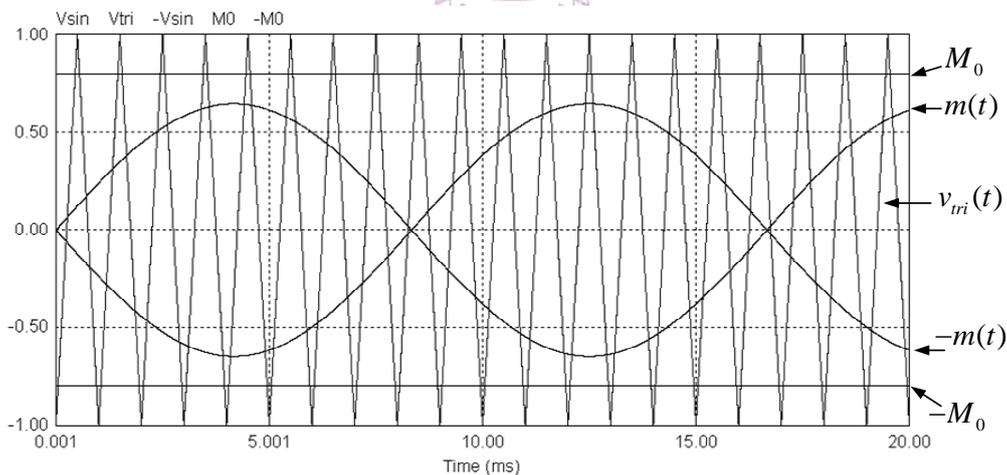


圖 2.23 本文轉換器操作之控制訊號圖

圖 2.24、2.25 為反流器工作模式之電路圖與模擬結果，其中模擬參數如表 2.4 所示。而圖 2.26、2.27 則為轉換器工作於整流器之模擬電路圖與模擬結果，其模擬參數如表 2.5 所示。比較兩模擬結果可得知，本轉換器可將

直流48V轉換為交流 $110V_{rms}$ 電壓輸出。而若儲能及濾波的被動元件經設計後，亦可操作於主動式整流模式，將交流 $110V_{rms}$ 轉換為直流48V輸出。

(1).本文所提轉換器操作於單相升降壓反流器之模擬結果

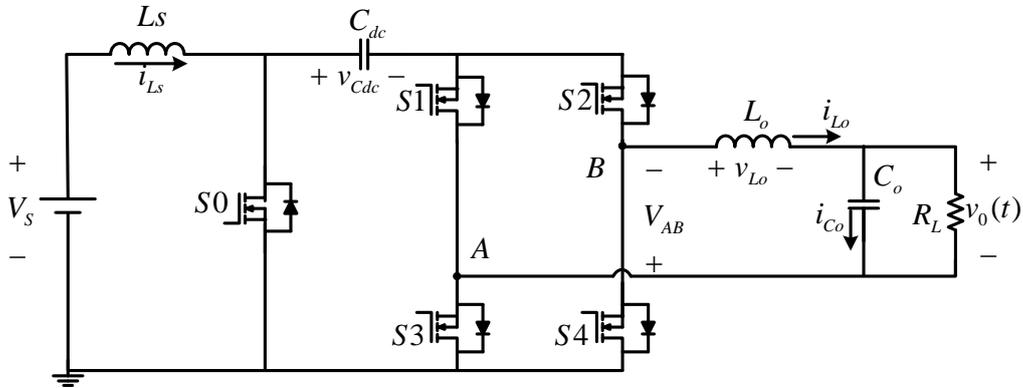


圖 2.24 基於廣義零向量單相升降壓轉換器應用於反流器電路圖

表 2.4 基於廣義零向量單相升降壓反流器模擬參數

額定輸出功率	$P_{out} = 500W$	輸入電壓	$V_S = 48V$
直流側升壓電感	$L_S = 3mH$	直流側儲能電容	$C_{dc} = 2200\mu F$
交流側濾波電感	$L_o = 1.5mH$	交流側濾波電容	$C_o = 3.3\mu F$
交流輸出電壓	$v_o = 110V_{rms}$	開關切換頻率	$f_s = 20kHz$

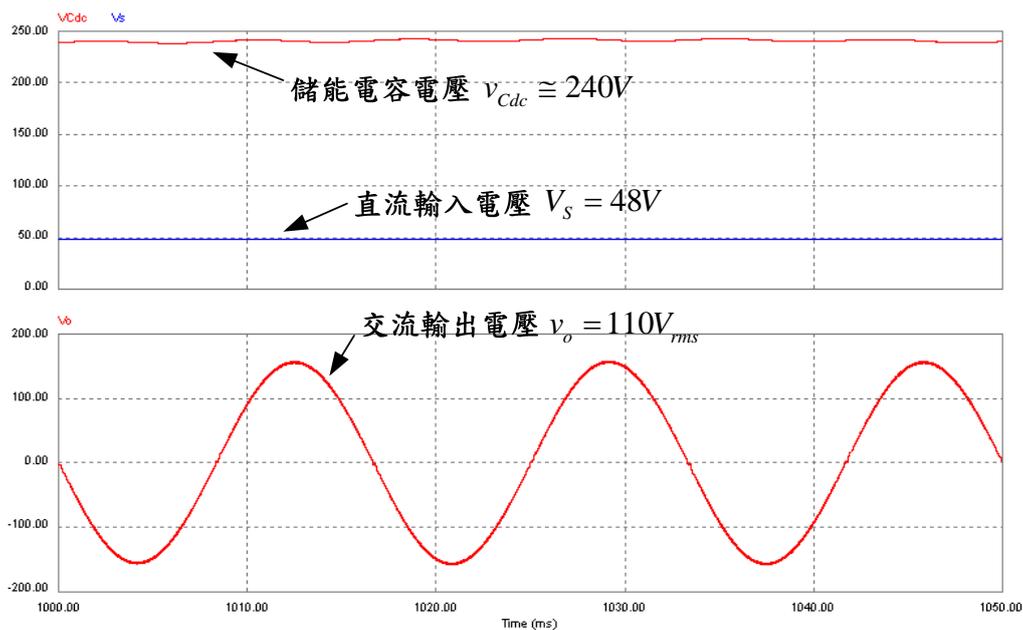


圖 2.25 基於廣義零向量單相升降壓反流器模擬結果

(2). 本文所提轉換器操作於單相升降壓整流器之模擬結果

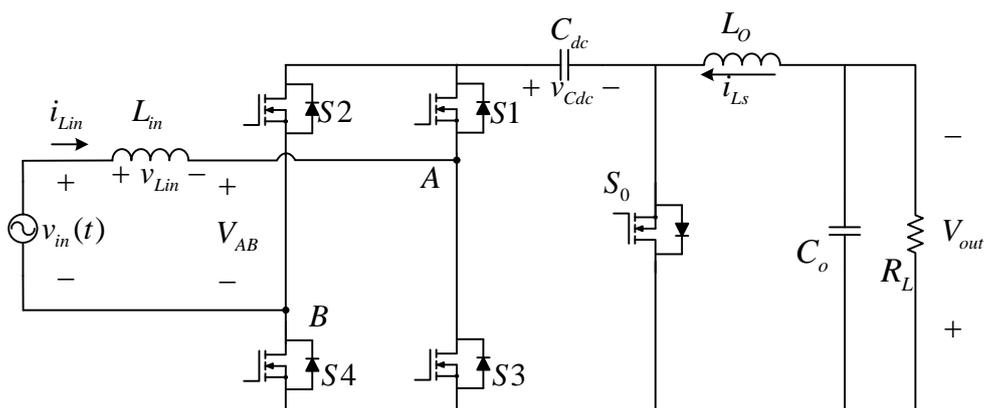


圖 2.26 基於廣義零向量單相升降壓轉換器應用於整流器電路圖

表 2.5 基於廣義零向量單相升降壓整流器模擬參數

額定輸出功率	$P_{out} = 230W$	輸入電壓	$v_{in} = 110V_{rms}$
交流側輸入電感	$L_{in} = 3mH$	直流側儲能電容	$C_{dc} = 2200\mu F$
直流側濾波電感	$L_o = 3mH$	直流側濾波電容	$C_o = 1000\mu F$
直流輸出電壓	$V_{out} = 48V$	開關切換頻率	$f_s = 20kHz$

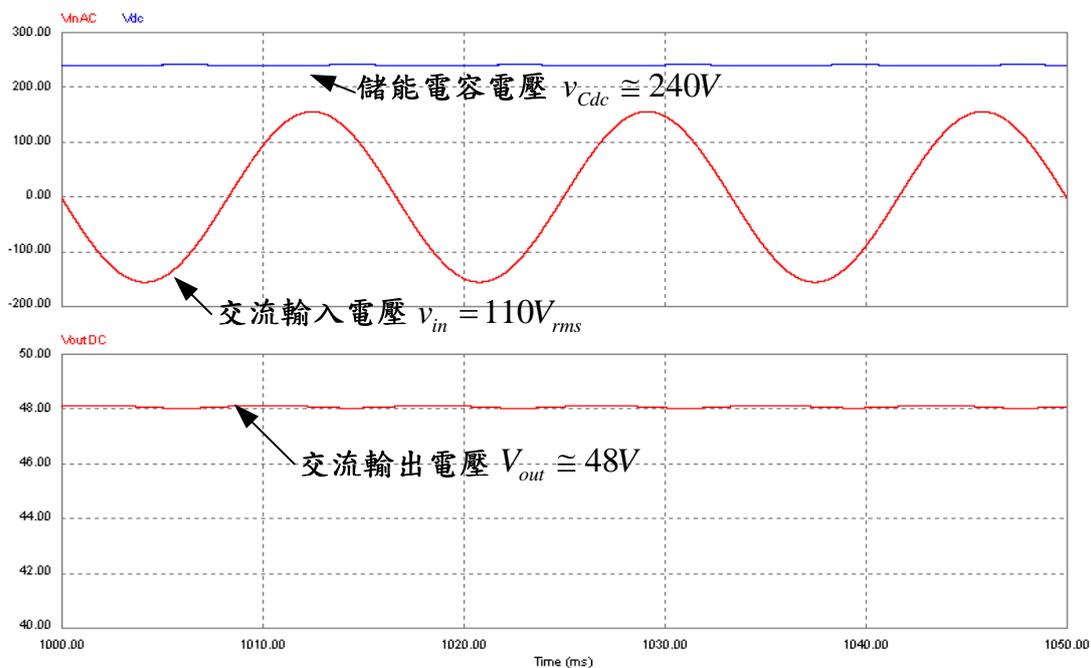


圖 2.27 基於廣義零向量單相升降壓整流器模擬結果

## (二) 升降壓功能模擬結果：

對於所提轉換器的升降壓功能進行模擬，其升降壓之控制訊號主要是調變  $m(t)$  與  $M_0$  之峰值。而詳細的電壓增益關係將於第四章說明。圖 2.28 為直流 48V 轉換為 60Hz 交流有效值 110V 之升壓模擬結果。其中  $M_0 = 0.8$ 、 $m_{peak} = 0.648$ ，此輸出電壓等級適用於一般民生家庭用電。圖 2.29 為直流 48V 轉換為 60Hz 交流有效值 12V 之降壓工作模擬結果，其中  $M_0 = 0.35$ 、 $m_{peak} = 0.23$ ，此工作電壓目前市場上常應用在展場或者室內設計之鹵素杯燈上。

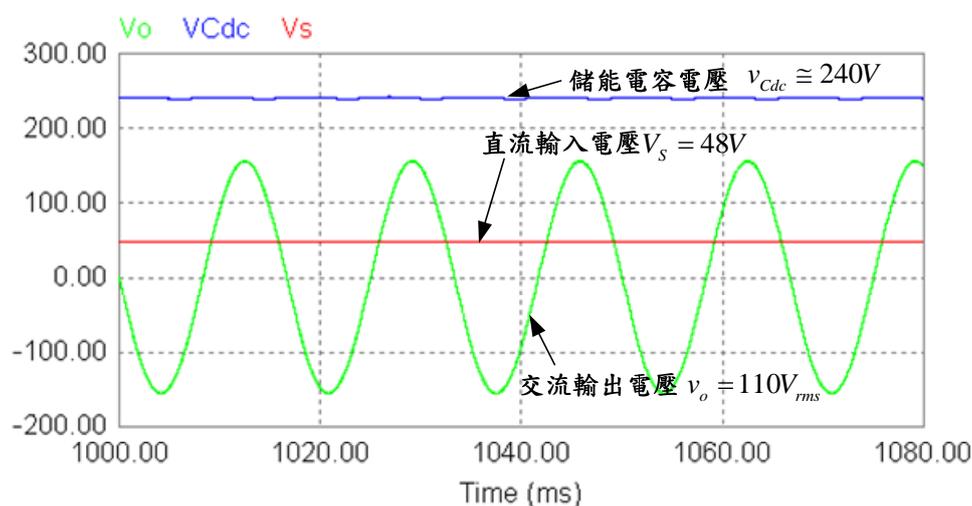


圖 2.28 基於廣義零向量單相升降壓反流器應用於升壓工作模式模擬結果

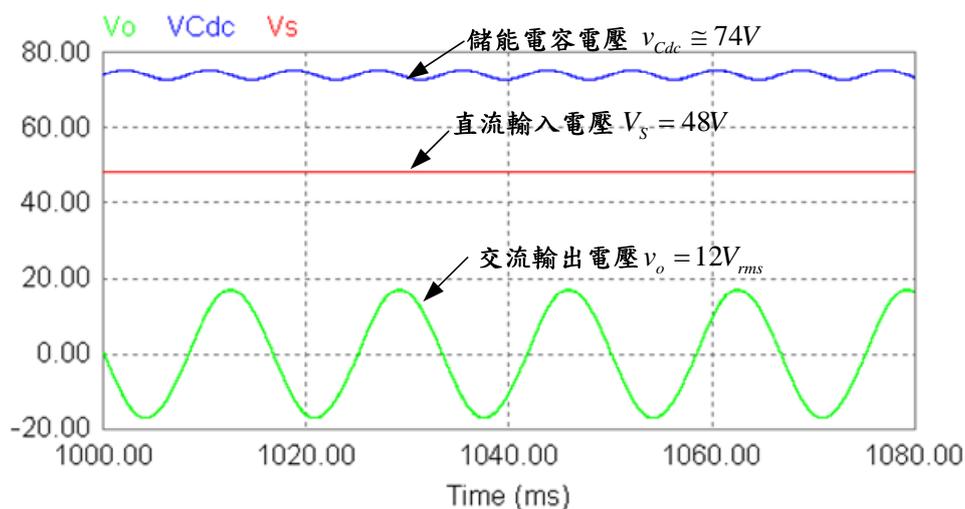


圖 2.29 基於廣義零向量單相升降壓反流器應用於降壓工作模式模擬結果

### (三) 被動式漣波消除電路模擬結果：

對於本文所提轉換器輸出端整合被動式漣波消除電路後輸出電壓、電流波形的比較。為便於觀察漣波成分，模擬時將輸出濾波電感  $L_o$  降低，模擬其漣波消除能力。加入 R.C.C. 前之模擬電路圖與模擬參數如圖 2.24 與表 2.4 所示。而加入 R.C.C. 後則以圖 2.30 與表 2.6 進行模擬。其中模擬結果包含輸出電流總諧波失真，其定義如(2-9)式。可看出輸出電流漣波經過 R.C.C. 後約可由 5.5% 降低至 0.2%，此將可提供更理想的電源供負載使用。

$$THD_{i_{out}} \% \triangleq \frac{\sqrt{(I_{out.rms})^2 - (I_{out.fund.})^2}}{I_{out.fund.}} \times 100\% \quad (2-9)$$

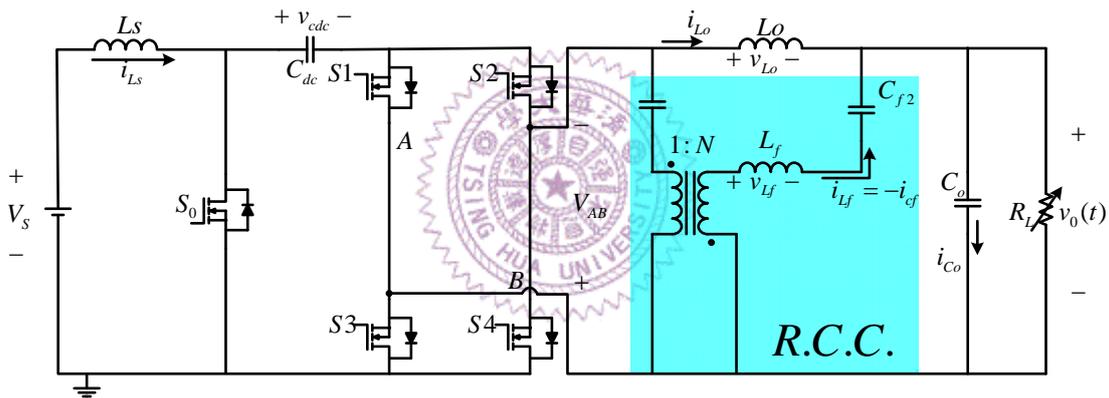


圖 2.30 單相升降壓反流器與漣波消除電路電路圖

表 2.6 單相升降壓反流器與漣波消除電路電路圖模擬參數

額定輸出功率	$P_{out} = 500W$	輸入電壓	$V_S = 48V$
直流側升壓電感	$L_S = 3mH$	直流側儲能電容	$C_{dc} = 2200\mu F$
交流側濾波電感	$L_o = 500\mu H$	交流側濾波電容	$C_o = 3.3\mu F$
交流輸出電壓	$v_o = 110V_{rms}$	開關切換頻率	$f_s = 20kHz$
RCC 變壓器匝比	$N = 1$	RCC 濾波電感	$L_f = 500\mu H$
RCC 一次側電容	$C_{f1} = 3.3\mu F$	RCC 二次側電容	$C_{f2} = 3.3\mu F$

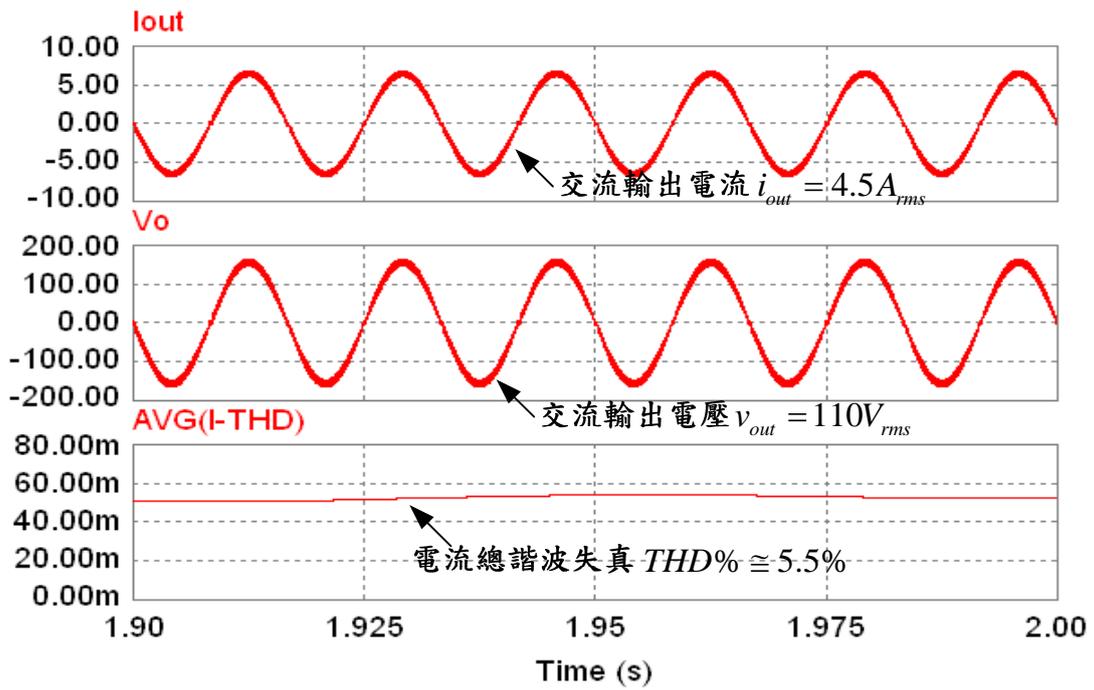


圖 2.31 單相升降壓反流器未加入被動式漣波消除電路模擬結果

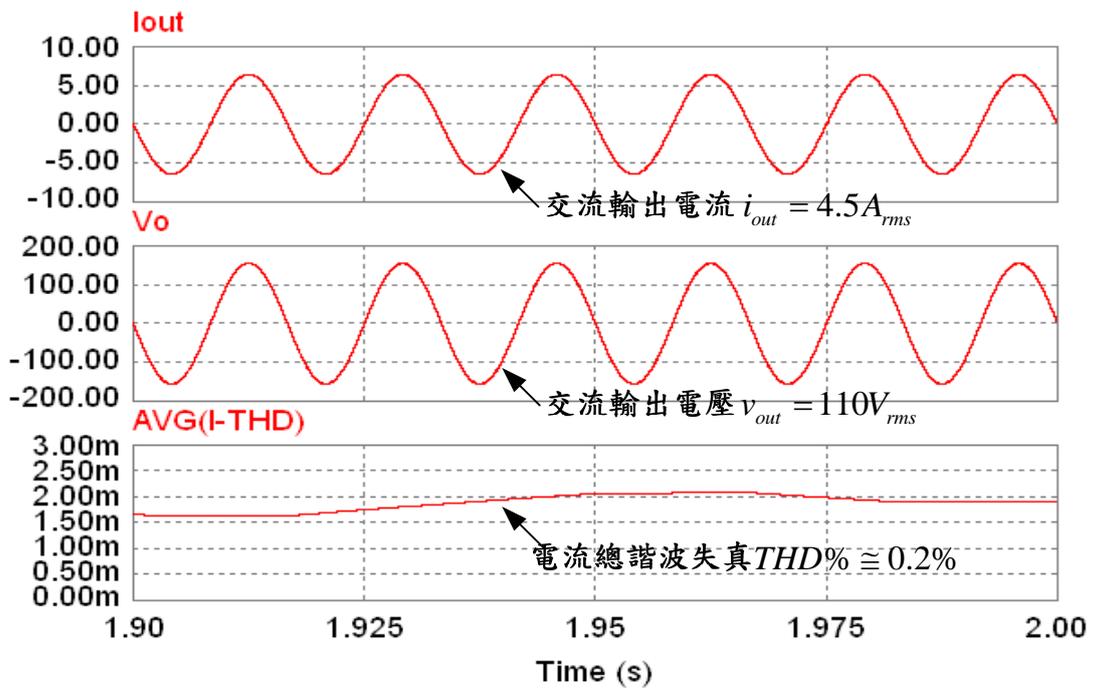


圖 2.32 單相升降壓反流器加入被動式漣波消除電路後模擬結果

## 第三章

### 反流器之數學模型建立

#### 3.1 前言

本章將著重於本論文所提單相升降壓反流器的數學模型導演。由於單相反流器的基本工作特性，於輸入電源端電壓與電流會產生二倍頻的諧波，針對此二倍頻瞬時功率現象的存在，現有文獻中大都將直流鏈電容與電感等儲能元件假設為足夠大而忽略此現象，鮮少有對此基本學理問題多作探討。因此，在文獻上尚未得見一完整且正確的反流器數學模型。本論文獨創地以新的變數假設方法來建立數學模型，此方法除了同樣可求出系統之直流穩態模型與交流小訊號模型外，亦同時涵蓋了二倍頻諧波之數學模型。擁有此模型，則可正確的推論出交流側輸出功率時，直流側儲能元件上的電壓電流失真情形。另外，也針對此現象作進一步探討與分析，進而找出二倍頻電壓電流量之解析式，可作為抑制二倍頻成分之設計依據。

下一節將首先介紹有別於以往的變數假設方式作狀態空間平均技術的推導，並條列各個步驟詳細說明之。接著在第三節找出直流工作點模型，提供轉換器應用於不同工作場合中的設計方針，同時亦利用微擾量導出其小訊號等效模型，以作為回授控制器設計的依據。第四節則詳述二倍頻諧波模型的建立與物理意義，並配合電路模擬軟體對於本論文所提出之單相反流器進行模擬並且進一步探討與分析電路之特性。

#### 3.2 狀態平均模式之推導

本論文所提單相反流器輸出端包含一被動式漣波消除電路，此電路目的僅在於補償輸出電流漣波，並不影響轉換器之數學模型推導。因此，為求簡化建模過程，吾人先不考慮被動式漣波消除電路上之元件，其電路架構如圖 3.1 所示。首先吾人定義  $S_0$ 、 $S_1$ 、 $S_2$ 、 $S_3$  與  $S_4$  的責任週期比(Duty

Ratio)分別為 $d_0$ 、 $d_1$ 、 $d_2$ 、 $d_3$ 與 $d_4$ 。由圖 3.2 單一週期的開關時序圖可觀察出，前半週期( $t_0 < t < t_5$ )與後半週期( $t_5 < t < t_0 + T_s$ )工作狀態相同且對稱，故吾人可藉由前半週期的分析得到轉換器各被動元件的狀態方程式。

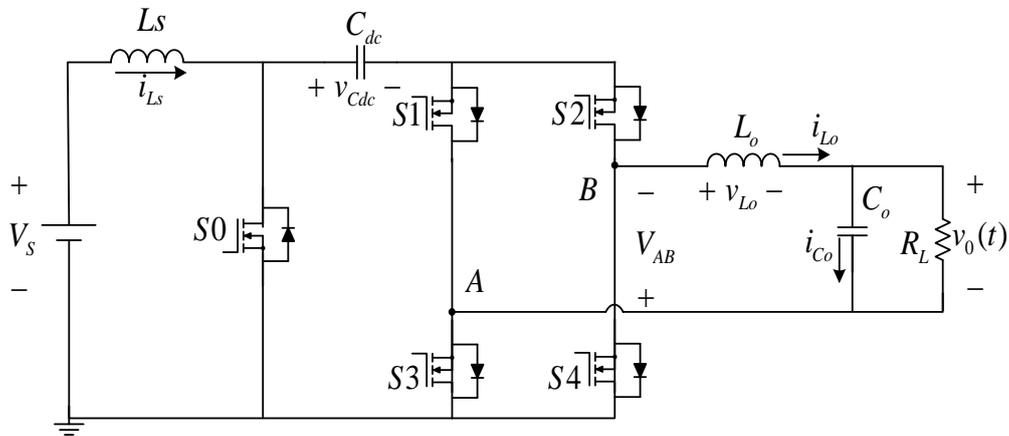


圖 3.1 本文所提單相升降壓反流器電路架構

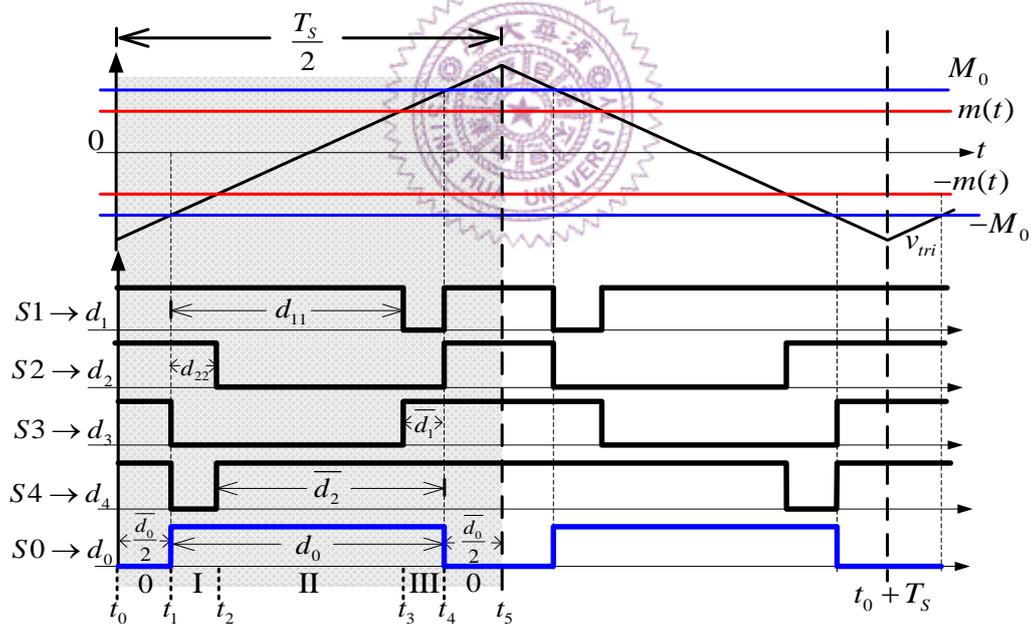


圖 3.2 單一切換週期之開關時序圖

### 步驟 1：決定各模式的時間權重因子

先定義  $\bar{d}_n = 1 - d_n$ ，並由圖 3.2 中找出下列各開關責任週期 $d_0$ 、 $d_1$ 、 $d_2$ 、 $d_3$ 與 $d_4$ 的關係式，而有關 $d_{11}$ 及 $d_{22}$ 定義則如圖 3.2 所示。

$$d_1 = \bar{d}_0 + d_{11} \Rightarrow d_{11} = d_1 - \bar{d}_0 \quad (3-1)$$

$$d_2 = \bar{d}_0 + d_{22} \Rightarrow d_{22} = d_2 - \bar{d}_0 \quad (3-2)$$

$$d_3 = \bar{d}_0 + \bar{d}_1 = \bar{d}_0 + (1 - d_1) = \bar{d}_0 + (1 - \bar{d}_0 - d_{11}) = 1 - d_{11} \quad (3-3)$$

$$d_4 = \bar{d}_0 + \bar{d}_2 = \bar{d}_0 + (1 - d_2) = \bar{d}_0 + (1 - \bar{d}_0 - d_{22}) = 1 - d_{22} \quad (3-4)$$

整理以上四式可得各個開關責任週期比之關係如

$$\begin{cases} d_1 = \bar{d}_0 + d_{11} \\ d_2 = \bar{d}_0 + d_{22} \\ d_3 = 1 - d_{11} \\ d_4 = 1 - d_{22} \end{cases} \quad (3-5)$$

由(3-5)式可得圖 3.2 中半週期內各個時間區域依責任週期比之表示式如下

$$(t_0 \sim t_1) = (t_4 \sim t_5) : \frac{\bar{d}_0}{2} \times \frac{T_s}{2} = (1 - d_0) \frac{T_s}{4} \quad (3-6)$$

$$(t_1 \sim t_2) : d_{22} \times \frac{T_s}{2} = (d_0 + d_2 - 1) \frac{T_s}{2} \quad (3-7)$$

$$(t_2 \sim t_3) : (d_{11} - d_{22}) \times \frac{T_s}{2} = (d_1 - d_2) \frac{T_s}{2} \quad (3-8)$$

$$(t_3 \sim t_4) : \bar{d}_1 \times \frac{T_s}{2} = (1 - d_1) \frac{T_s}{2} \quad (3-9)$$

基於對稱特性可將上半切換週期各個區間分別乘以二，得到一個切換週期內各個開關狀態之時間權重，如(3-10)~(3-13)式所示。

$$\text{狀態 0 : } (1 - d_0)T_s \quad (3-10)$$

$$\text{狀態 I : } (d_0 + d_2 - 1)T_s \quad (3-11)$$

$$\text{狀態 II : } (d_1 - d_2)T_s \quad (3-12)$$

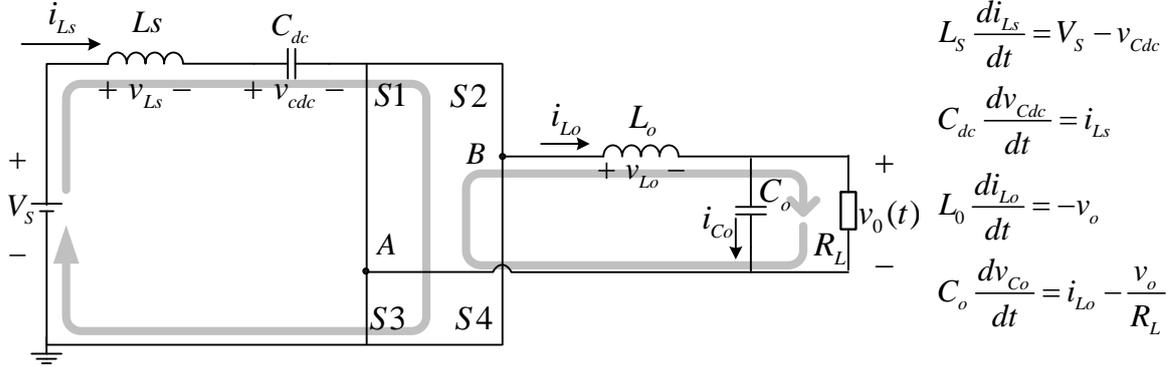
$$\text{狀態 III : } (1 - d_1)T_s \quad (3-13)$$

## 步驟 2：依各模式開關導通截止情形畫出等效電路

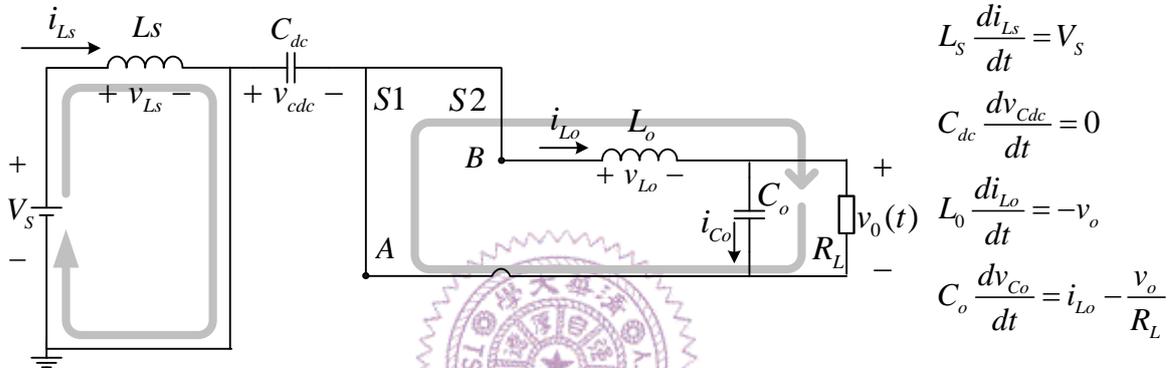
以下依照各模式之開關導通情形畫出電路各個狀態之等效電路，並依克希荷夫電壓、電流定律(KVL、KCL)列出各個狀態變數表示式，各個模式之狀態方程式對應其時間權重整理如下表 3.1 所示。

表 3.1 轉換器各狀態等效電路之狀態方程式與時間權重

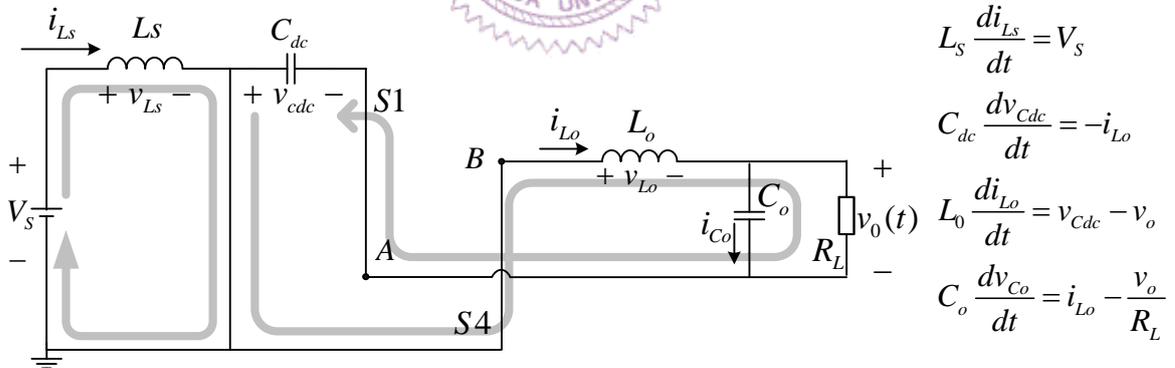
**MODE-0** Time-weighting  $(1-d_0)T_s$



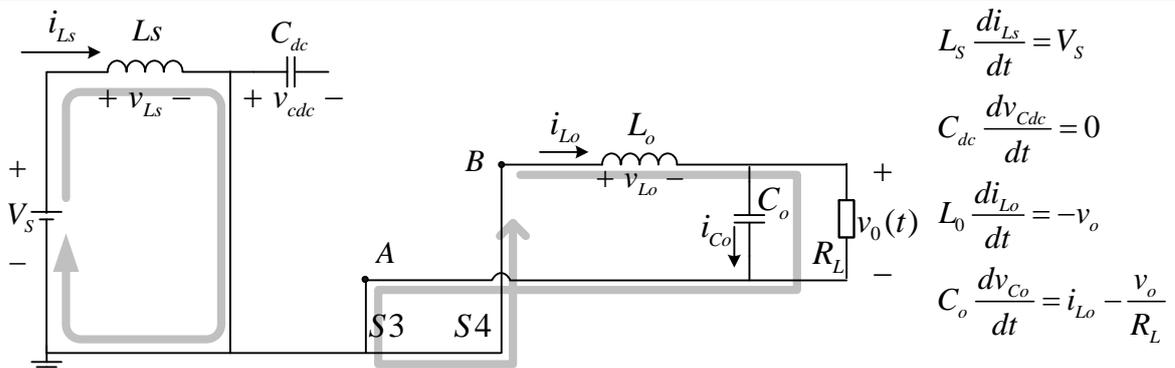
**MODE-I** Time-weighting  $(d_0 + d_2 - 1)T_s$



**MODE-II** Time-weighting  $(d_1 - d_2)T_s$



**MODE-III** Time-weighting  $(1-d_1)T_s$



### 步驟 3：分析電路中各變數之諧波成分

與以往既有之狀態平均方式不同的是，為進一步考量直交流能量轉換所引起的諧波問題，本文在狀態變數的表示式將包含諧波成分。因此，以下以圖 3.1 中本論文所提之電力電路進行初步的模擬，以便吾人探討直流側儲能元件  $L_s$  與  $C_{dc}$  之大小不同時  $i_{L_s}$ 、 $v_{C_{dc}}$ 、 $i_{L_o}$  與  $v_{C_o}$  波形與諧波分佈的差異性。下圖 3.3 為反流器交流輸出功率  $P_{out} = 500W$ ，儲能元件  $L_s = 1mH$ 、 $C_{dc} = 200\mu F$  之穩態響應模擬結果，由圖中可觀察出直流側中兩狀態變數  $i_{L_s}$  與  $v_{C_{dc}}$  除了系統所需的直流量外，經頻譜分析後可看出尚含有二倍頻成分(120Hz)，而交流側兩狀態變數  $i_{L_o}$  與  $v_{C_o}$  除了系統所需的基頻以外(60Hz)，其中可看出也包含了三次諧波成分(180Hz)，亦即交流電壓電流波形有失真情形。

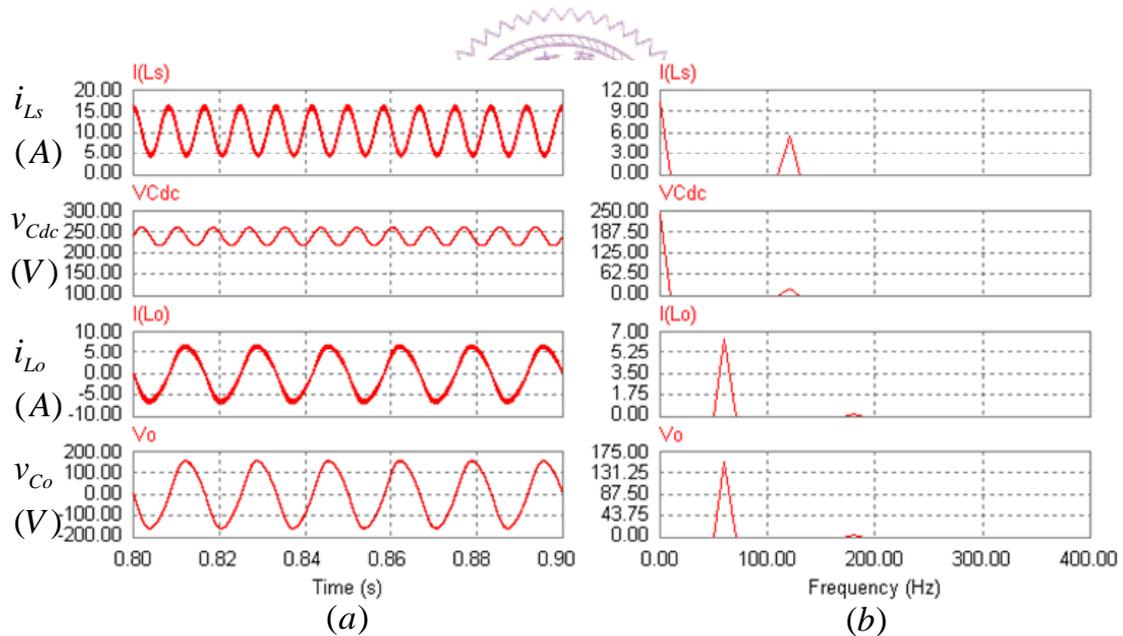


圖 3.3  $P_{out} = 500W$   $L_s = 1mH$   $C_{dc} = 200\mu F$   
 (a)各狀態變數穩態波形與(b)穩態波形之頻譜分佈

若將上述儲能元件的參數改變為  $L_s = 2mH$ 、 $C_{dc} = 1800\mu F$  後，則其模擬結果如圖 3.4 所示可看出直流側二倍頻成分與交流側三次諧波量都已小到可忽略。由此可見只要電路中直流側的儲能元件足夠大，即可降低其諧波對反流器的影響。

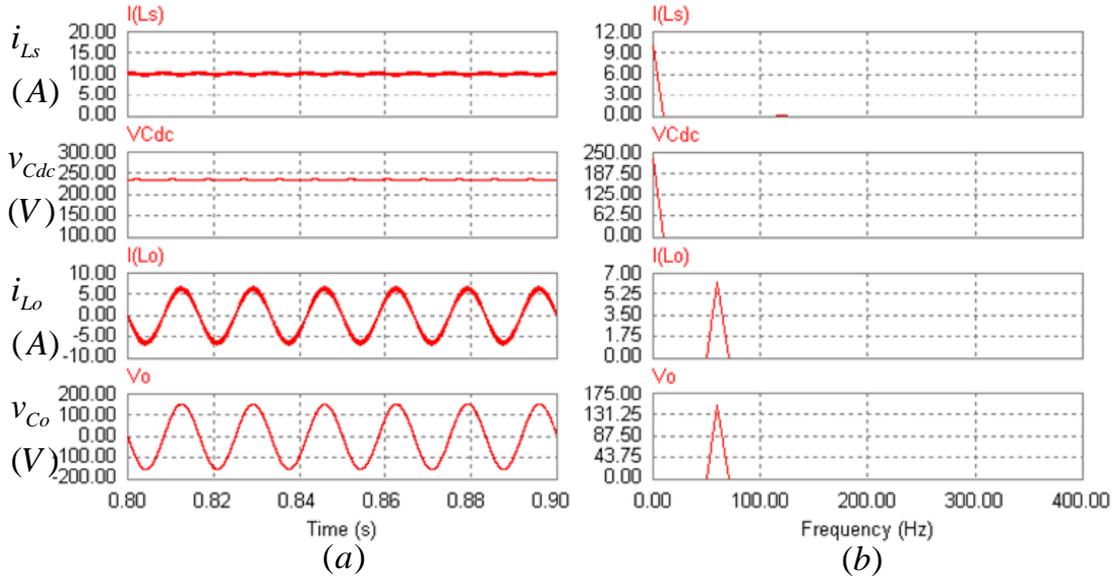


圖 3.4  $P_{out} = 500W$   $L_s = 2mH$   $C_{dc} = 1800\mu F$   
 (a)各狀態變數穩態波形與(b)穩態波形之頻譜分佈

#### 步驟 4：依據各變數諧波成分，決定其狀態變數表示式

由圖 3.3 與圖 3.4 的模擬結果可得知，直流側中二倍頻大小與交流側中的諧波成分與  $L_s$ 、 $C_{dc}$  之大小有關。為求一通解，吾人依上述模擬結果考慮非理想特性，基於諧波分佈關係並賦予各個狀態變數更合理的假設。

依據圖 3.3 模擬結果，為避免採用正確傅立葉級數之複雜結果，可將反流器之四個狀態變數簡化表示如下之近似式：

$$i_{Ls}(t) = I_{Ls0} + I_{Ls2}^c \cos(2\omega t) + I_{Ls2}^s \sin(2\omega t) \quad (3-14)$$

$$v_{Cdc}(t) = V_{Cdc0} + V_{Cdc2}^c \cos(2\omega t) + V_{Cdc2}^s \sin(2\omega t) \quad (3-15)$$

$$i_{Lo}(t) = I_{Lo1}^c \cos(\omega t) + I_{Lo1}^s \sin(\omega t) + I_{Lo3}^c \cos(3\omega t) + I_{Lo3}^s \sin(3\omega t) \quad (3-16)$$

$$v_{Co}(t) = V_{Co1}^c \cos(\omega t) + V_{Co1}^s \sin(\omega t) + V_{Co3}^c \cos(3\omega t) + V_{Co3}^s \sin(3\omega t) \quad (3-17)$$

同理，反流器的弦波調變指標  $m(t)$  定義可以(3-18)近似式表示之。

$$m(t) = M_1^c \cos(\omega t) + M_1^s \sin(\omega t) \quad (3-18)$$

而上述狀態變數中，各個交流量定義如下：

$$I_{Ls2}^c \cos(2\omega t) + I_{Ls2}^s \sin(2\omega t) \triangleq I_{Ls2} \sin(2\omega t + \theta_{ILs2}) \quad (3-19)$$

$$V_{Cdc2}^c \cos(2\omega t) + V_{Cdc2}^s \sin(2\omega t) \triangleq V_{Cdc2} \sin(2\omega t + \theta_{Vcdc2}) \quad (3-20)$$

$$I_{Lo1}^c \cos(\omega t) + I_{Lo1}^s \sin(\omega t) \triangleq I_{Lo1} \sin(\omega t + \theta_{ILO1}) \quad (3-21)$$

$$I_{Lo3}^c \cos(\omega t) + I_{Lo3}^s \sin(\omega t) \triangleq I_{Lo3} \sin(3\omega t + \theta_{ILO3}) \quad (3-22)$$

$$V_{Co1}^c \cos(\omega t) + V_{Co1}^s \sin(\omega t) \triangleq V_{Co1} \sin(\omega t + \theta_{Vco1}) \quad (3-23)$$

$$V_{Co3}^c \cos(3\omega t) + V_{Co3}^s \sin(3\omega t) \triangleq V_{Co3} \sin(\omega t + \theta_{Vco3}) \quad (3-24)$$

$$M_1^c \cos(\omega t) + M_1^s \sin(\omega t) \triangleq M_1 \sin(\omega t + \theta_{m1}) \quad (3-25)$$

其中

$$X^c \cos(\omega t) + X^s \sin(\omega t) \triangleq X \sin(\omega t + \theta_X)$$

$$X = \sqrt{(X^c)^2 + (X^s)^2} \quad ; \quad \theta_X = \tan^{-1} \frac{X^c}{X^s} \quad (3-26)$$

$$X^c \in \{I_{Ls2}^c, V_{Cdc2}^c, I_{Lo1}^c, I_{Lo3}^c, V_{Co1}^c, V_{Co3}^c, M_1^c\}$$

$$X^s \in \{I_{Ls2}^s, V_{Cdc2}^s, I_{Lo1}^s, I_{Lo3}^s, V_{Co1}^s, V_{Co3}^s, M_1^s\}$$

#### 步驟 5：列出各模式下之狀態方程式

將(3-14)到(3-17)中四個狀態變數表示式，代入表 3.1 中並列出各個模式下之狀態方程式。

#### 模式 0:

$$L_S \frac{d}{dt} [I_{Ls0} + I_{Ls2}^c \cos(2\omega t) + I_{Ls2}^s \sin(2\omega t)] \quad (3-27)$$

$$= V_S - [V_{Cdc0} + V_{Cdc2}^c \cos(2\omega t) + V_{Cdc2}^s \sin(2\omega t)]$$

$$C_{dc} \frac{d}{dt} [V_{Cdc0} + V_{Cdc2}^c \cos(2\omega t) + V_{Cdc2}^s \sin(2\omega t)] \quad (3-28)$$

$$= [I_{Ls0} + I_{Ls2}^c \cos(2\omega t) + I_{Ls2}^s \sin(2\omega t)]$$

$$L_0 \frac{d}{dt} [I_{Lo1}^c \cos(\omega t) + I_{Lo1}^s \sin(\omega t) + I_{Lo3}^c \cos(3\omega t) + I_{Lo3}^s \sin(3\omega t)] \quad (3-29)$$

$$= -[V_{Co1}^c \cos(\omega t) + V_{Co1}^s \sin(\omega t) + V_{Co3}^c \cos(3\omega t) + V_{Co3}^s \sin(3\omega t)]$$

$$C_o \frac{d}{dt} [V_{Co1}^c \cos(\omega t) + V_{Co1}^s \sin(\omega t) + V_{Co3}^c \cos(3\omega t) + V_{Co3}^s \sin(3\omega t)]$$

$$= [I_{Lo1}^c \cos(\omega t) + I_{Lo1}^s \sin(\omega t) + I_{Lo3}^c \cos(3\omega t) + I_{Lo3}^s \sin(3\omega t)] \quad (3-30)$$

$$- \frac{1}{R_L} [V_{Co1}^c \cos(\omega t) + V_{Co1}^s \sin(\omega t) + V_{Co3}^c \cos(3\omega t) + V_{Co3}^s \sin(3\omega t)]$$

模式 I:

$$L_S \frac{d}{dt} [I_{Ls0} + I_{Ls2}^c \cos(2\omega t) + I_{Ls2}^s \sin(2\omega t)] \quad (3-31)$$

$$= V_S$$

$$C_{dc} \frac{d}{dt} [V_{Cdc0} + V_{Cdc2}^c \cos(2\omega t) + V_{Cdc2}^s \sin(2\omega t)] \quad (3-32)$$

$$= 0$$

$$L_0 \frac{d}{dt} [I_{Lo1}^c \cos(\omega t) + I_{Lo1}^s \sin(\omega t) + I_{Lo3}^c \cos(3\omega t) + I_{Lo3}^s \sin(3\omega t)] \quad (3-33)$$

$$= -[V_{Co1}^c \cos(\omega t) + V_{Co1}^s \sin(\omega t) + V_{Co3}^c \cos(3\omega t) + V_{Co3}^s \sin(3\omega t)]$$

$$C_o \frac{d}{dt} [V_{Co1}^c \cos(\omega t) + V_{Co1}^s \sin(\omega t) + V_{Co3}^c \cos(3\omega t) + V_{Co3}^s \sin(3\omega t)] \quad (3-34)$$

$$= [I_{Lo1}^c \cos(\omega t) + I_{Lo1}^s \sin(\omega t) + I_{Lo3}^c \cos(3\omega t) + I_{Lo3}^s \sin(3\omega t)]$$

$$- \frac{1}{R_L} [V_{Co1}^c \cos(\omega t) + V_{Co1}^s \sin(\omega t) + V_{Co3}^c \cos(3\omega t) + V_{Co3}^s \sin(3\omega t)]$$



模式 II:

$$L_S \frac{d}{dt} [I_{Ls0} + I_{Ls2}^c \cos(2\omega t) + I_{Ls2}^s \sin(2\omega t)] \quad (3-35)$$

$$= V_S$$

$$C_{dc} \frac{d}{dt} [V_{Cdc0} + V_{Cdc2}^c \cos(2\omega t) + V_{Cdc2}^s \sin(2\omega t)] \quad (3-36)$$

$$= -[I_{Lo1}^c \cos(\omega t) + I_{Lo1}^s \sin(\omega t) + I_{Lo3}^c \cos(3\omega t) + I_{Lo3}^s \sin(3\omega t)]$$

$$L_0 \frac{d}{dt} [I_{Lo1}^c \cos(\omega t) + I_{Lo1}^s \sin(\omega t) + I_{Lo3}^c \cos(3\omega t) + I_{Lo3}^s \sin(3\omega t)] \quad (3-37)$$

$$= [V_{Cdc0} + V_{Cdc2}^c \cos(2\omega t) + V_{Cdc2}^s \sin(2\omega t)]$$

$$- [V_{Co1}^c \cos(\omega t) + V_{Co1}^s \sin(\omega t) + V_{Co3}^c \cos(3\omega t) + V_{Co3}^s \sin(3\omega t)]$$

$$C_o \frac{d}{dt} [V_{Co1}^c \cos(\omega t) + V_{Co1}^s \sin(\omega t) + V_{Co3}^c \cos(3\omega t) + V_{Co3}^s \sin(3\omega t)] \quad (3-38)$$

$$= [I_{Lo1}^c \cos(\omega t) + I_{Lo1}^s \sin(\omega t) + I_{Lo3}^c \cos(3\omega t) + I_{Lo3}^s \sin(3\omega t)]$$

$$- \frac{1}{R_L} [V_{Co1}^c \cos(\omega t) + V_{Co1}^s \sin(\omega t) + V_{Co3}^c \cos(3\omega t) + V_{Co3}^s \sin(3\omega t)]$$

模式 III:

$$L_S \frac{d}{dt} [I_{Ls0} + I_{Ls2}^c \cos(2\omega t) + I_{Ls2}^s \sin(2\omega t)] \quad (3-39)$$

$$= V_S$$

$$C_{dc} \frac{d}{dt} [V_{Cdc0} + V_{Cdc2}^c \cos(2\omega t) + V_{Cdc2}^s \sin(2\omega t)] \quad (3-40)$$

$$= 0$$

$$L_0 \frac{d}{dt} [I_{Lo1}^c \cos(\omega t) + I_{Lo1}^s \sin(\omega t) + I_{Lo3}^c \cos(3\omega t) + I_{Lo3}^s \sin(3\omega t)] \quad (3-41)$$

$$= -[V_{Co1}^c \cos(\omega t) + V_{Co1}^s \sin(\omega t) + V_{Co3}^c \cos(3\omega t) + V_{Co3}^s \sin(3\omega t)]$$

$$C_o \frac{d}{dt} [V_{Co1}^c \cos(\omega t) + V_{Co1}^s \sin(\omega t) + V_{Co3}^c \cos(3\omega t) + V_{Co3}^s \sin(3\omega t)] \quad (3-42)$$

$$= [I_{Lo1}^c \cos(\omega t) + I_{Lo1}^s \sin(\omega t) + I_{Lo3}^c \cos(3\omega t) + I_{Lo3}^s \sin(3\omega t)]$$

$$- \frac{1}{R_L} [V_{Co1}^c \cos(\omega t) + V_{Co1}^s \sin(\omega t) + V_{Co3}^c \cos(3\omega t) + V_{Co3}^s \sin(3\omega t)]$$

步驟 6：求狀態平均方程式

將以上各個狀態之方程式以各個模式之時間權重作狀態平均，可得以下(3-43)至(3-46)

$$L_S \frac{d}{dt} [I_{Ls0} + I_{Ls2}^c \cos(2\omega t) + I_{Ls2}^s \sin(2\omega t)] \quad (3-43)$$

$$= V_S - [V_{Cdc0} + V_{Cdc2}^c \cos(2\omega t) + V_{Cdc2}^s \sin(2\omega t)](1 - d_0)$$

$$C_{dc} \frac{d}{dt} [V_{Cdc0} + V_{Cdc2}^c \cos(2\omega t) + V_{Cdc2}^s \sin(2\omega t)] \quad (3-44)$$

$$= [I_{Ls0} + I_{Ls2}^c \cos(2\omega t) + I_{Ls2}^s \sin(2\omega t)](1 - d_0)$$

$$- [I_{Lo1}^c \cos(\omega t) + I_{Lo1}^s \sin(\omega t) + I_{Lo3}^c \cos(3\omega t) + I_{Lo3}^s \sin(3\omega t)](d_1 - d_2)$$

$$L_0 \frac{d}{dt} [I_{Lo1}^c \cos(\omega t) + I_{Lo1}^s \sin(\omega t) + I_{Lo3}^c \cos(3\omega t) + I_{Lo3}^s \sin(3\omega t)] \quad (3-45)$$

$$= [V_{Cdc0} + V_{Cdc2}^c \cos(2\omega t) + V_{Cdc2}^s \sin(2\omega t)](d_1 - d_2)$$

$$- [V_{Co1}^c \cos(\omega t) + V_{Co1}^s \sin(\omega t) + V_{Co3}^c \cos(3\omega t) + V_{Co3}^s \sin(3\omega t)]$$

$$\begin{aligned}
& C_o \frac{d}{dt} [V_{Co1}^c \cos(\omega t) + V_{Co1}^s \sin(\omega t) + V_{Co3}^c \cos(3\omega t) + V_{Co3}^s \sin(3\omega t)] \\
&= [I_{Lo1}^c \cos(\omega t) + I_{Lo1}^s \sin(\omega t) + I_{Lo3}^c \cos(3\omega t) + I_{Lo3}^s \sin(3\omega t)] \quad (3-46) \\
&-\frac{1}{R_L} [V_{Co1}^c \cos(\omega t) + V_{Co1}^s \sin(\omega t) + V_{Co3}^c \cos(3\omega t) + V_{Co3}^s \sin(3\omega t)]
\end{aligned}$$

上述式中  $(1-d_0)$  與  $(d_1-d_2)$  兩項可藉由圖 3.2 中的幾何關係找出代換式，並以  $M_0$  與  $m(t)$  兩控制量表示為如下：

$$d_0 = M_0 \Rightarrow (1-d_0) = (1-M_0) \triangleq \overline{M}_0 \quad (3-47)$$

$$\left. \begin{aligned}
d_1 &= \frac{1+m(t)}{2} + \frac{\overline{d}_0}{2} \\
d_2 &= \frac{1-m(t)}{2} + \frac{\overline{d}_0}{2}
\end{aligned} \right\} \Rightarrow (d_1-d_2) = m(t) = M_1^c \cos(\omega t) + M_1^s \sin(\omega t) \quad (3-48)$$

因此，反流器電感  $L_S$ 、 $L_o$  與電容  $C_{dc}$ 、 $C_o$  等各狀態變數上之狀態平均方程式可分別導演完成。



$L_S$  之狀態平均方程式：

首先將(3-47)代入(3-43)中，並將微分式依連鎖律(Chain Rule)展開後可得

$$\begin{aligned}
& L_S \frac{d}{dt} I_{Ls0} + L_S \left( \frac{d}{dt} I_{Ls2}^c \right) \cos(2\omega t) - 2L_S \omega I_{Ls2}^c \sin(2\omega t) \\
&+ L_S \left( \frac{d}{dt} I_{Ls2}^s \right) \sin(2\omega t) + 2\omega L_S I_{Ls2}^s \cos(2\omega t) \quad (3-49) \\
&= V_S - [V_{Cdc0} + V_{Cdc2}^c \cos(2\omega t) + V_{Cdc2}^s \sin(2\omega t)] \overline{M}_0
\end{aligned}$$

最後分離(3-49)式中直流成分、正弦二倍頻與餘弦二倍頻等各項，比較係數後可得  $L_S$  上之三條狀態平均方程式如下：

$$L_S \frac{d}{dt} I_{Ls0} = V_S - V_{Cdc0} \overline{M}_0 \quad (3-50)$$

$$L_S \frac{d}{dt} I_{Ls2}^c = -2\omega L_S I_{Ls2}^s - V_{Cdc2}^c \overline{M}_0 \quad (3-51)$$

$$L_S \frac{d}{dt} I_{Ls2}^s = 2\omega L_S I_{Ls2}^c - V_{Cdc2}^s \overline{M}_0 \quad (3-52)$$

$C_{dc}$  之狀態平均方程式：

將(3-47)及(3-48)代入(3-44)中，並將微分式依連鎖律展開後可得

$$\begin{aligned}
& C_{dc} \frac{d}{dt} V_{Cdc0} + C_{dc} \left( \frac{d}{dt} V_{Cdc2}^c \right) \cos(2\omega t) - 2\omega C_{dc} V_{Cdc2}^c \sin(2\omega t) \\
& + C_{dc} \left( \frac{d}{dt} V_{Cdc2}^s \right) \sin(2\omega t) + 2\omega C_{dc} V_{Cdc2}^s \cos(2\omega t) \\
& = [I_{Ls0} + I_{Ls2}^c \cos(2\omega t) + I_{Ls2}^s \sin(2\omega t)] \times \overline{M_0} \\
& - [I_{Lo1}^c \cos(\omega t) + I_{Lo1}^s \sin(\omega t) + I_{Lo3}^c \cos(3\omega t) + I_{Lo3}^s \sin(3\omega t)] \\
& \times [M_1^c \cos(\omega t) + M_1^s \sin(\omega t)]
\end{aligned} \tag{3-53}$$

(3-53)式乘開後，並以三角函數積化和差公式重新整理可得

$$\begin{aligned}
& C_{dc} \frac{d}{dt} V_{Cdc0} + C_{dc} \left( \frac{d}{dt} V_{Cdc2}^c \right) \cos(2\omega t) - 2\omega C_{dc} V_{Cdc2}^c \sin(2\omega t) \\
& + C_{dc} \left( \frac{d}{dt} V_{Cdc2}^s \right) \sin(2\omega t) + 2\omega C_{dc} V_{Cdc2}^s \cos(2\omega t) \\
& = I_{Ls0} \overline{M_0} + I_{Ls2}^c \overline{M_0} \cos(2\omega t) + I_{Ls2}^s \overline{M_0} \sin(2\omega t) \\
& - \left\{ I_{Lo1}^c M_1^c \frac{\cos(2\omega t) + 1}{2} + I_{Lo1}^s M_1^c \frac{\sin(2\omega t)}{2} \right. \\
& + I_{Lo3}^c M_1^c \frac{\cos(4\omega t) + \cos(2\omega t)}{2} + I_{Lo3}^s M_1^c \frac{\sin(4\omega t) + \sin(2\omega t)}{2} \\
& + I_{Lo1}^c M_1^s \frac{\sin(2\omega t)}{2} + I_{Lo1}^s M_1^s \frac{1 - \cos(2\omega t)}{2} \\
& \left. + I_{Lo3}^c M_1^s \frac{\sin(4\omega t) - \sin(2\omega t)}{2} + I_{Lo3}^s M_1^s \frac{\cos(2\omega t) - \cos(4\omega t)}{2} \right\}
\end{aligned} \tag{3-54}$$

將(3-54)式忽略四倍頻成分，並分離直流成分、正弦二倍頻與餘弦二倍頻等各項，比較係數後可得  $C_{dc}$  上之三條狀態平均方程式如下：

$$C_{dc} \frac{d}{dt} V_{Cdc0} = \overline{M_0} I_{Ls0} - \frac{1}{2} I_{Lo1}^c M_1^c - \frac{1}{2} I_{Lo1}^s M_1^s \tag{3-55}$$

$$C_{dc} \frac{d}{dt} V_{Cdc2}^c = \overline{M_0} I_{Ls2}^c - 2\omega C_{dc} V_{Cdc2}^s - \frac{1}{2} I_{Lo1}^c M_1^c - \frac{1}{2} I_{Lo3}^c M_1^c + \frac{1}{2} I_{Lo1}^s M_1^s - \frac{1}{2} I_{Lo3}^s M_1^s \tag{3-56}$$

$$C_{dc} \frac{d}{dt} V_{Cdc2}^s = \overline{M_0} I_{Ls2}^s + 2\omega C_{dc} V_{Cdc2}^c - \frac{1}{2} I_{Lo1}^s M_1^c - \frac{1}{2} I_{Lo1}^c M_1^s - \frac{1}{2} I_{Lo3}^s M_1^c + \frac{1}{2} I_{Lo3}^c M_1^s \tag{3-57}$$

$L_o$  之狀態平均方程式：

將(3-48)代入(3-45)，並將微分式依連鎖律展開後可得

$$\begin{aligned}
 & L_o \left( \frac{d}{dt} I_{Lo1}^c \right) \cos(\omega t) - \omega L_o I_{Lo1}^c \sin(\omega t) \\
 & + L_o \left( \frac{d}{dt} I_{Lo1}^s \right) \sin(\omega t) + \omega L_o I_{Lo1}^s \cos(\omega t) \\
 & + L_o \left( \frac{d}{dt} I_{Lo3}^c \right) \cos(3\omega t) - 3\omega L_o I_{Lo3}^c \sin(3\omega t) \\
 & + L_o \left( \frac{d}{dt} I_{Lo3}^s \right) \sin(3\omega t) + 3\omega L_o I_{Lo3}^s \cos(3\omega t) \\
 & = [V_{Cdc0} + V_{Cdc2}^c \cos(2\omega t) + V_{Cdc2}^s \sin(2\omega t)] \\
 & \times [M_1^c \cos(\omega t) + M_1^s \sin(\omega t)] \\
 & - [V_{Co1}^c \cos(\omega t) + V_{Co1}^s \sin(\omega t) + V_{Co3}^c \cos(3\omega t) + V_{Co3}^s \sin(3\omega t)]
 \end{aligned} \tag{3-58}$$

(3-58)式乘開後，並以三角函數積化和差公式重新整理可得

$$\begin{aligned}
 & L_o \left( \frac{d}{dt} I_{Lo1}^c \right) \cos(\omega t) - \omega L_o I_{Lo1}^c \sin(\omega t) \\
 & + L_o \left( \frac{d}{dt} I_{Lo1}^s \right) \sin(\omega t) + \omega L_o I_{Lo1}^s \cos(\omega t) \\
 & + L_o \left( \frac{d}{dt} I_{Lo3}^c \right) \cos(3\omega t) - 3\omega L_o I_{Lo3}^c \sin(3\omega t) \\
 & + L_o \left( \frac{d}{dt} I_{Lo3}^s \right) \sin(3\omega t) + 3\omega L_o I_{Lo3}^s \cos(3\omega t) \\
 & = [V_{Cdc0} M_1^c \cos(\omega t) + V_{Cdc0} M_1^s \sin(\omega t) \\
 & + V_{Cdc2}^c M_1^c \frac{\cos(3\omega t) + \cos(\omega t)}{2} + V_{Cdc2}^s M_1^c \frac{\sin(3\omega t) + \sin(\omega t)}{2} \\
 & + V_{Cdc2}^c M_1^s \frac{\sin(3\omega t) - \sin(\omega t)}{2} + V_{Cdc2}^s M_1^s \frac{\cos(\omega t) - \cos(3\omega t)}{2}] \\
 & - V_{Co1}^c \cos(\omega t) - V_{Co1}^s \sin(\omega t) - V_{Co3}^c \cos(3\omega t) - V_{Co3}^s \sin(3\omega t)
 \end{aligned} \tag{3-59}$$

比較基頻成分、三次諧波成分之正餘弦各項係數後，可得到  $L_o$  上之四條狀態平均方程式如下：

$$L_o \frac{d}{dt} I_{Lo1}^c = V_{Cdc0} M_1^c + \frac{1}{2} V_{Cdc2}^c M_1^c + \frac{1}{2} V_{Cdc2}^s M_1^s - \omega L_o I_{Lo1}^s - V_{Co1}^c \tag{3-60}$$

$$L_o \frac{d}{dt} I_{Lo1}^s = V_{Cdc0} M_1^s + \frac{1}{2} V_{Cdc2}^s M_1^c - \frac{1}{2} V_{Cdc2}^c M_1^s + \omega L_o I_{Lo1}^c - V_{Co1}^s \tag{3-61}$$

$$L_0 \frac{d}{dt} I_{Lo3}^c = \frac{1}{2} V_{Cdc2}^c M_1^c - \frac{1}{2} V_{Cdc2}^s M_1^s - 3\omega L_0 I_{Lo3}^s - V_{Co3}^c \quad (3-62)$$

$$L_0 \frac{d}{dt} I_{Lo3}^s = \frac{1}{2} V_{Cdc2}^s M_1^c + \frac{1}{2} V_{Cdc2}^c M_1^s + 3\omega L_0 I_{Lo3}^c - V_{Co3}^s \quad (3-63)$$

$C_o$  之狀態平均方程式：

(3-46)中微分式以連鎖律展開後可整理成

$$\begin{aligned} & C_o \left( \frac{d}{dt} V_{Co1}^c \right) \cos(\omega t) - \omega C_o V_{Co1}^c \sin(\omega t) \\ & + C_o \left( \frac{d}{dt} V_{Co1}^s \right) \sin(\omega t) + \omega C_o V_{Co1}^s \cos(\omega t) \\ & + C_o \left( \frac{d}{dt} V_{Co3}^c \right) \cos(3\omega t) - 3\omega C_o V_{Co3}^c \sin(3\omega t) \\ & + C_o \left( \frac{d}{dt} V_{Co3}^s \right) \sin(3\omega t) + 3\omega C_o V_{Co3}^s \cos(3\omega t) \\ & = [I_{Lo1}^c \cos(\omega t) + I_{Lo1}^s \sin(\omega t) + I_{Lo3}^c \cos(3\omega t) + I_{Lo3}^s \sin(3\omega t)] \\ & - \frac{1}{R_L} [V_{Co1}^c \cos(\omega t) + V_{Co1}^s \sin(\omega t) + V_{Co3}^c \cos(3\omega t) + V_{Co3}^s \sin(3\omega t)] \end{aligned} \quad (3-64)$$

比較基頻成分、三次諧波成分之正餘弦各項係數後，可得到  $C_o$  上之四條狀態平均方程式如下：

$$C_o \frac{d}{dt} V_{Co1}^c = I_{Lo1}^c - \frac{1}{R_L} V_{Co1}^c - \omega C_o V_{Co1}^s \quad (3-65)$$

$$C_o \frac{d}{dt} V_{Co1}^s = I_{Lo1}^s - \frac{1}{R_L} V_{Co1}^s + \omega C_o V_{Co1}^c \quad (3-66)$$

$$C_o \frac{d}{dt} V_{Co3}^c = I_{Lo3}^c - \frac{1}{R_L} V_{Co3}^c - 3\omega C_o V_{Co3}^s \quad (3-67)$$

$$C_o \frac{d}{dt} V_{Co3}^s = I_{Lo3}^s - \frac{1}{R_L} V_{Co3}^s + 3\omega C_o V_{Co3}^c \quad (3-68)$$

依照前述所推導的步驟，整理各個元件之狀態平均方程式後，可得到本論文所提轉換器中十四條狀態平均方程式如下：

$$L_S \frac{d}{dt} I_{Ls0} = V_S - V_{Cdc0} \overline{M}_0 \quad (3-69)$$

$$L_S \frac{d}{dt} I_{Ls2}^c = -2\omega L_S I_{Ls2}^s - V_{Cdc2}^c \overline{M}_0 \quad (3-70)$$

$$L_S \frac{d}{dt} I_{Ls2}^s = 2\omega L_S I_{Ls2}^c - V_{Cdc2}^s \overline{M}_0 \quad (3-71)$$

$$C_{dc} \frac{d}{dt} V_{Cdc0} = \overline{M}_0 I_{Ls0} - \frac{1}{2} I_{Lo1}^c M_1^c - \frac{1}{2} I_{Lo1}^s M_1^s \quad (3-72)$$

$$C_{dc} \frac{d}{dt} V_{Cdc2}^c = \overline{M}_0 I_{Ls2}^c - 2\omega C_{dc} V_{Cdc2}^s - \frac{1}{2} I_{Lo1}^c M_1^c - \frac{1}{2} I_{Lo3}^c M_1^c + \frac{1}{2} I_{Lo1}^s M_1^s - \frac{1}{2} I_{Lo3}^s M_1^s \quad (3-73)$$

$$C_{dc} \frac{d}{dt} V_{Cdc2}^s = \overline{M}_0 I_{Ls2}^s + 2\omega C_{dc} V_{Cdc2}^c - \frac{1}{2} I_{Lo1}^s M_1^c - \frac{1}{2} I_{Lo1}^c M_1^s - \frac{1}{2} I_{Lo3}^s M_1^c + \frac{1}{2} I_{Lo3}^c M_1^s \quad (3-74)$$

$$L_0 \frac{d}{dt} I_{Lo1}^c = V_{Cdc0} M_1^c + \frac{1}{2} V_{Cdc2}^c M_1^c + \frac{1}{2} V_{Cdc2}^s M_1^s - \omega L_0 I_{Lo1}^s - V_{Co1}^c \quad (3-75)$$

$$L_0 \frac{d}{dt} I_{Lo1}^s = V_{Cdc0} M_1^s + \frac{1}{2} V_{Cdc2}^s M_1^c - \frac{1}{2} V_{Cdc2}^c M_1^s + \omega L_0 I_{Lo1}^c - V_{Co1}^s \quad (3-76)$$

$$L_0 \frac{d}{dt} I_{Lo3}^c = \frac{1}{2} V_{Cdc2}^c M_1^c - \frac{1}{2} V_{Cdc2}^s M_1^s - 3\omega L_0 I_{Lo3}^s - V_{Co3}^c \quad (3-77)$$

$$L_0 \frac{d}{dt} I_{Lo3}^s = \frac{1}{2} V_{Cdc2}^s M_1^c + \frac{1}{2} V_{Cdc2}^c M_1^s + 3\omega L_0 I_{Lo3}^c - V_{Co3}^s \quad (3-78)$$

$$C_o \frac{d}{dt} V_{Co1}^c = I_{Lo1}^c - \frac{1}{R_L} V_{Co1}^c - \omega C_o V_{Co1}^s \quad (3-79)$$

$$C_o \frac{d}{dt} V_{Co1}^s = I_{Lo1}^s - \frac{1}{R_L} V_{Co1}^s + \omega C_o V_{Co1}^c \quad (3-80)$$

$$C_o \frac{d}{dt} V_{Co3}^c = I_{Lo3}^c - \frac{1}{R_L} V_{Co3}^c - 3\omega C_o V_{Co3}^s \quad (3-81)$$

$$C_o \frac{d}{dt} V_{Co3}^s = I_{Lo3}^s - \frac{1}{R_L} V_{Co3}^s + 3\omega C_o V_{Co3}^c \quad (3-82)$$

以上所得之狀態平均方程式，即可用以求取反流器之直流工作點與交流小訊號模型，其導演過程將敘述於下一小節。

### 3.3 直流與小訊號模型之建立

為了簡化數學分析，以順利求取轉換器之直流及小訊號模型。以下將透過交流側三次諧波量的分析，與直流側二倍頻成分的考量以進一步簡化狀態平均方程式，並導演二倍頻、三次諧波與反流器電路中儲能元件三者之間的交互關係。

#### 3.3.1 狀態平均方程式之簡化

上節已求出本論文所提轉換器的完整十四條狀態平均方程式，首先將交流側輸出電壓電流含三次諧波成分的狀態平均方程式重列如下：

$$L_0 \frac{d}{dt} I_{Lo3}^c = \frac{1}{2} V_{Cdc2}^c M_1^c - \frac{1}{2} V_{Cdc2}^s M_1^s - 3\omega L_0 I_{Lo3}^s - V_{Co3}^c \quad (3-83)$$

$$L_0 \frac{d}{dt} I_{Lo3}^s = \frac{1}{2} V_{Cdc2}^s M_1^c + \frac{1}{2} V_{Cdc2}^c M_1^s + 3\omega L_0 I_{Lo3}^c - V_{Co3}^s \quad (3-84)$$

$$C_o \frac{d}{dt} V_{Co3}^c = I_{Lo3}^c - \frac{1}{R_L} V_{Co3}^c - 3\omega C_o V_{Co3}^s \quad (3-85)$$

$$C_o \frac{d}{dt} V_{Co3}^s = I_{Lo3}^s - \frac{1}{R_L} V_{Co3}^s + 3\omega C_o V_{Co3}^c \quad (3-86)$$

令交流側三次諧波穩態為定值，即變化率為零，可得

$$I_{Lo3}^c = \frac{1}{R_L} V_{Co3}^c + 3\omega C_o V_{Co3}^s \quad (3-87)$$

$$I_{Lo3}^s = \frac{1}{R_L} V_{Co3}^s - 3\omega C_o V_{Co3}^c \quad (3-88)$$

$$3\omega L_0 I_{Lo3}^s + V_{Co3}^c = \frac{1}{2} V_{Cdc2}^c M_1^c - \frac{1}{2} V_{Cdc2}^s M_1^s \quad (3-89)$$

$$3\omega L_0 I_{Lo3}^c - V_{Co3}^s = -\frac{1}{2} V_{Cdc2}^c M_1^s - \frac{1}{2} V_{Cdc2}^s M_1^c \quad (3-90)$$

(3-87)、(3-88)平方和可得

$$I_{Lo3}^c{}^2 + I_{Lo3}^s{}^2 = \frac{1}{R_L^2} (V_{Co3}^c{}^2 + V_{Co3}^s{}^2) + (3\omega C_o)^2 (V_{Co3}^c{}^2 + V_{Co3}^s{}^2) \quad (3-91)$$

將上式交流量中的正餘弦分量合併為峰值，其合併條件如(3-26)式中之定義，即可表示成

$$I_{Lo3}^2 = V_{Co3}^2 \left[ \frac{1}{R_L^2} + (3\omega C_o)^2 \right] \quad (3-92)$$

代入(3-87)、(3-88)於(3-89)、(3-90)，整理可得

$$\frac{3\omega L_o}{R_L} V_{Co3}^s - (9\omega^2 L_o C_o - 1) V_{Co3}^c = \frac{1}{2} V_{Cdc2}^c M_1^c - \frac{1}{2} V_{Cdc2}^s M_1^s \quad (3-93)$$

$$\frac{3\omega L_o}{R_L} V_{Co3}^c + (9\omega^2 L_o C_o - 1) V_{Co3}^s = -\frac{1}{2} V_{Cdc2}^c M_1^s - \frac{1}{2} V_{Cdc2}^s M_1^c \quad (3-94)$$

將(3-93)、(3-94)平方和後合併各交流變數中正餘弦項可得

$$V_{Co3}^2 = \frac{V_{Cdc2}^2 M_1^2}{4 \times \left[ \frac{9\omega^2 L_o^2}{R_L^2} + (9\omega^2 L_o C_o - 1)^2 \right]} \quad (3-95)$$

令上式中  $3\omega L_o = X_{3Lo}$ ； $3\omega C_o = X_{3Co}^{-1}$ ，則可進一步將(3-92)、(3-95)表示成

$$I_{Lo3}^2 = V_{Co3}^2 \left[ \frac{1}{R_L^2} + \frac{1}{X_{3Co}^2} \right] \quad (3-96)$$

$$V_{Co3}^2 = \frac{V_{Cdc2}^2 M_1^2}{4 \times \left[ \frac{X_{3Lo}^2}{R_L^2} + \left( \frac{X_{3Lo}}{X_{3Co}} - 1 \right)^2 \right]} \quad (3-97)$$

如圖 3.1 所示，本文所提反流器交流側  $L_o$  與  $C_o$  組成二階低通濾波器，而  $R_L$  為負載電阻。一般而言，為避免負載效應，實際的應用場合中上述三者之大小關係會設計為

$$X_{3Co} \gg R_L \gg X_{3Lo} \quad (3-98)$$

依據(3-98)，(3-96)及(3-97)可分別近似為

$$I_{Lo3} \cong \frac{V_{Co3}}{R_L} \quad (3-99)$$

$$V_{Co3} \cong V_{Cdc2} \frac{M_1}{2} \quad (3-100)$$

由(3-99)與(3-100)可知：(1).交流輸出電壓之三次諧波係由直流電容  $C_{dc}$  上二倍頻電壓所致，而其增益為  $\frac{M_1}{2} < 1$ 。(2).交流電流三次諧波則由電壓三次

諧波依歐姆定律產生。綜合以上兩結論可得知，若有效抑制直流電容  $C_{dc}$  上的二倍頻電壓，則交流輸出端電壓、電流諧波亦可有效的降低。

此外，依上節推導直流側儲能電感電容含二倍頻成分的狀態平均方程式重列如下：

$$L_S \frac{d}{dt} I_{Ls2}^c = -2\omega L_S I_{Ls2}^s - V_{Cdc2}^c \bar{M}_0 \quad (3-101)$$

$$L_S \frac{d}{dt} I_{Ls2}^s = 2\omega L_S I_{Ls2}^c - V_{Cdc2}^s \bar{M}_0 \quad (3-102)$$

$$C_{dc} \frac{d}{dt} V_{Cdc2}^c = \bar{M}_0 I_{Ls2}^c - 2\omega C_{dc} V_{Cdc2}^s - \frac{1}{2} I_{Lo1}^c M_1^c - \frac{1}{2} I_{Lo3}^c M_1^c + \frac{1}{2} I_{Lo1}^s M_1^s - \frac{1}{2} I_{Lo3}^s M_1^s \quad (3-103)$$

$$C_{dc} \frac{d}{dt} V_{Cdc2}^s = \bar{M}_0 I_{Ls2}^s + 2\omega C_{dc} V_{Cdc2}^c - \frac{1}{2} I_{Lo1}^s M_1^c - \frac{1}{2} I_{Lo1}^c M_1^s - \frac{1}{2} I_{Lo3}^s M_1^c + \frac{1}{2} I_{Lo3}^c M_1^s \quad (3-104)$$

令二倍頻成分穩態為定值，即變化率為零，且假設三次諧波成分夠小以致於可被忽略，則可得

$$0 = -2\omega L_S I_{Ls2}^s - V_{Cdc2}^c \bar{M}_0 \quad (3-105)$$

$$0 = 2\omega L_S I_{Ls2}^c - V_{Cdc2}^s \bar{M}_0 \quad (3-106)$$

$$0 = \bar{M}_0 I_{Ls2}^c - 2\omega C_{dc} V_{Cdc2}^s - \frac{1}{2} I_{Lo1}^c M_1^c + \frac{1}{2} I_{Lo1}^s M_1^s \quad (3-107)$$

$$0 = \bar{M}_0 I_{Ls2}^s + 2\omega C_{dc} V_{Cdc2}^c - \frac{1}{2} I_{Lo1}^c M_1^s - \frac{1}{2} I_{Lo1}^s M_1^c \quad (3-108)$$

(3-105)與(3-106)移項整理可得

$$I_{Ls2}^s = -\frac{\bar{M}_0}{2\omega L_S} V_{Cdc2}^c \quad (3-109)$$

$$I_{Ls2}^c = \frac{\bar{M}_0}{2\omega L_S} V_{Cdc2}^s \quad (3-110)$$

(3-109)與(3-110)平方和後開根號，可得到二倍頻電流峰值與二倍頻電壓峰值關係式如下：

$$I_{Ls2} = \frac{\bar{M}_0}{2\omega L_S} V_{Cdc2} \quad (3-111)$$

將(3-109)與(3-110)代入(3-107)及(3-108)中，整理後可得

$$\left(\frac{\overline{M_0}^2}{2\omega L_s} - 2\omega C_{dc}\right)V_{Cdc2}^s = \frac{1}{2}I_{L01}^c M_1^c - \frac{1}{2}I_{L01}^s M_1^s \quad (3-112)$$

$$-\left(\frac{\overline{M_0}^2}{2\omega L_s} - 2\omega C_{dc}\right)V_{Cdc2}^c = \frac{1}{2}I_{L01}^c M_1^s + \frac{1}{2}I_{L01}^s M_1^c \quad (3-113)$$

(3-94)與(3-95)平方和後再開根號，便可得二倍頻電壓峰值之解析式如下：

$$V_{Cdc2} = \frac{I_{L01} \cdot M_1}{2 \times \left| \frac{\overline{M_0}^2}{2\omega L_s} - 2\omega C_{dc} \right|} \quad (3-114)$$

由 (3-111)與(3-114)可得知：(1).造成直流側儲能電感  $L_s$  上電流二倍頻晃動的原因是由直流側電容  $C_{dc}$  上之電壓二倍頻成分所致，其增益為  $\frac{\overline{M_0}}{2\omega L_s}$ 。(2).

直流側電容  $C_{dc}$  上電壓二倍頻成分是由交流側輸出基頻電流  $I_{L01}$  與弦波調變訊號  $M_1$  的乘積所造成。(3).電壓與電流二倍頻可透過  $L_s$  與  $C_{dc}$  參數的設計達到抑制。而此設計方針將在第四章中再加以說明。

### 3.3.2 由簡化後之狀態方程式求直流工作點模型

由上一小節對於直流側二倍頻與交流側三次諧波成分的探討及分析可知，若本文所提系統之參數設計足夠使二倍頻成分得到有效的限制以致可忽略，則原先所求之狀態平均方程式(3-69)~(3-82)可簡化並重新表示成

$$L_s \frac{d}{dt} I_{Ls0} = V_s - V_{Cdc0} \overline{M_0} \quad (3-115)$$

$$C_{dc} \frac{d}{dt} V_{Cdc0} = \overline{M_0} I_{Ls0} - \frac{1}{2} I_{L01}^c M_1^c - \frac{1}{2} I_{L01}^s M_1^s \quad (3-116)$$

$$L_0 \frac{d}{dt} I_{L01}^c = V_{Cdc0} M_1^c - \omega L_0 I_{L01}^s - V_{C01}^c \quad (3-117)$$

$$L_0 \frac{d}{dt} I_{L01}^s = V_{Cdc0} M_1^s + \omega L_0 I_{L01}^c - V_{C01}^s \quad (3-118)$$

$$C_o \frac{d}{dt} V_{Co1}^c = I_{Lo1}^c - \frac{1}{R_L} V_{Co1}^c - \omega C_o V_{Co1}^s \quad (3-119)$$

$$C_o \frac{d}{dt} V_{Co1}^s = I_{Lo1}^s - \frac{1}{R_L} V_{Co1}^s + \omega C_o V_{Co1}^c \quad (3-120)$$

整理後可得矩陣如下：

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{Ls0} \\ V_{Cdc0} \\ I_{Lo1}^c \\ I_{Lo1}^s \\ V_{Co1}^c \\ V_{Co1}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{-\overline{M}_0}{L_s} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{\overline{M}_0}{C_{dc}} & 0 & -\frac{M_1^c}{2C_{dc}} & -\frac{M_1^s}{2C_{dc}} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{M_1^c}{L_o} & 0 & -\omega & \frac{-1}{L_o} & 0 \\ 0 & \frac{M_1^s}{L_o} & \omega & 0 & 0 & \frac{-1}{L_o} \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_o} & 0 & -\frac{1}{C_o R_L} & -\omega \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_o} & \omega & -\frac{1}{C_o R_L} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{Ls0} \\ V_{Cdc0} \\ I_{Lo1}^c \\ I_{Lo1}^s \\ V_{Co1}^c \\ V_{Co1}^s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_s}{L_s} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3-121)$$

考慮穩態部分以進一步求得反流器之直流模型，即(3-121)中各狀態變數之微分項為零，如下式所示：

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{-\overline{M}_0}{L_s} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{\overline{M}_0}{C_{dc}} & 0 & -\frac{M_1^c}{2C_{dc}} & -\frac{M_1^s}{2C_{dc}} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{M_1^c}{L_o} & 0 & -\omega & \frac{-1}{L_o} & 0 \\ 0 & \frac{M_1^s}{L_o} & \omega & 0 & 0 & \frac{-1}{L_o} \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_o} & 0 & -\frac{1}{C_o R_L} & -\omega \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_o} & \omega & -\frac{1}{C_o R_L} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{Ls0} \\ V_{Cdc0} \\ I_{Lo1}^c \\ I_{Lo1}^s \\ V_{Co1}^c \\ V_{Co1}^s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_s}{L_s} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3-122)$$

由(3-122)求出各個狀態變數之直流工作點，如(3-123)式。為了使(3-123)式中得以較清楚地呈現其物理意義，吾人進一步令式中  $\omega L_o = X_{L_o}$ ； $\omega C_o = X_{C_o}^{-1}$ ，分別代表著交流側二階濾波電感、電容元件於基頻交流量中

的電抗及電納值。因此，(3-123)可重新表示為(3-124)。

$$\begin{aligned}
 & \left[ \begin{array}{l} I_{Ls0} \\ V_{Cdc0} \\ I_{Lo1}^c \\ I_{Lo1}^s \\ V_{Co1}^c \\ V_{Co1}^s \end{array} \right] = \left[ \begin{array}{l} \frac{R_L[(M_1^c)^2 + (M_1^s)^2]V_S}{2\bar{M}_0^2[R_L^2 + \omega^2 L_o(C_o R_L^2(\omega^2 C_o L_o - 2) + L_o)]} \\ \frac{V_S}{\bar{M}_0} \\ \frac{[R_L M_1^c - (\omega C_o R_L^2(\omega^2 C_o L_o - 1) + \omega L_o)M_1^s]V_S}{\bar{M}_0[R_L^2 + \omega^2 L_o(C_o R_L^2(\omega^2 C_o L_o - 2) + L_o)]} \\ \frac{[(\omega C_o R_L^2(\omega^2 C_o L_o - 1) + \omega L_o)M_1^c + R_L M_1^s]V_S}{\bar{M}_0[R_L^2 + \omega^2 L_o(C_o R_L^2(\omega^2 C_o L_o - 2) + L_o)]} \\ - \frac{R_L(R_L(\omega^2 C_o L_o - 1)M_1^c + \omega L_o M_1^s)V_S}{\bar{M}_0[R_L^2 + \omega^2 L_o(C_o R_L^2(\omega^2 C_o L_o - 2) + L_o)]} \\ \frac{R_L(R_L(1 - \omega^2 L_o C_o)M_1^s + M_1^c \omega L_o)V_S}{\bar{M}_0[R_L^2 + \omega^2 L_o(C_o R_L^2(\omega^2 C_o L_o - 2) + L_o)]} \end{array} \right] \quad (3-123)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & \left[ \begin{array}{l} I_{Ls0} \\ V_{Cdc0} \\ I_{Lo1}^c \\ I_{Lo1}^s \\ V_{Co1}^c \\ V_{Co1}^s \end{array} \right] = \left[ \begin{array}{l} \frac{R_L[(M_1^c)^2 + (M_1^s)^2]V_S}{2\bar{M}_0^2[R_L^2 + X_{Lo}^2 + R_L^2(\frac{X_{Lo}}{X_{Co}})^2 - 2R_L^2 \frac{X_{Lo}}{X_{Co}}]} \\ \frac{V_S}{\bar{M}_0} \\ \frac{[R_L M_1^c - (R_L^2(\frac{X_{Lo} - X_{Co}}{X_{Co}^2}) + X_{Lo})M_1^s]V_S}{\bar{M}_0[R_L^2 + X_{Lo}^2 + R_L^2(\frac{X_{Lo}}{X_{Co}})^2 - 2R_L^2 \frac{X_{Lo}}{X_{Co}}]} \\ \frac{[(R_L^2(\frac{X_{Lo} - X_{Co}}{X_{Co}^2}) + X_{Lo})M_1^c + R_L M_1^s]V_S}{\bar{M}_0[R_L^2 + X_{Lo}^2 + R_L^2(\frac{X_{Lo}}{X_{Co}})^2 - 2R_L^2 \frac{X_{Lo}}{X_{Co}}]} \\ - \frac{R_L(R_L(\frac{X_{Lo}}{X_{Co}} - 1)M_1^c + X_{Lo} M_1^s)V_S}{\bar{M}_0[R_L^2 + X_{Lo}^2 + R_L^2(\frac{X_{Lo}}{X_{Co}})^2 - 2R_L^2 \frac{X_{Lo}}{X_{Co}}]} \\ \frac{R_L(R_L(1 - \frac{X_{Lo}}{X_{Co}})M_1^s + X_{Lo} M_1^c)V_S}{\bar{M}_0[R_L^2 + X_{Lo}^2 + R_L^2(\frac{X_{Lo}}{X_{Co}})^2 - 2R_L^2 \frac{X_{Lo}}{X_{Co}}]} \end{array} \right] \quad (3-124)
 \end{aligned}$$

在一般應用場合上為避免負載效應， $L_o$ 、 $C_o$ 濾波元件與負載電阻 $R_L$ 之設計會符合下列關係式：

$$X_{C_o} \gg R_L \gg X_{L_o} \quad (3-125)$$

基於上述關係，(3-124)直流工作點方程式可近似為

$$\begin{bmatrix} I_{Ls0} \\ V_{Cdc0} \\ I_{Lo1}^c \\ I_{Lo1}^s \\ V_{Co1}^c \\ V_{Co1}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{[(M_1^c)^2 + (M_1^s)^2]V_S}{2\overline{M_0}^2 R_L} \\ \frac{V_S}{M_0} \\ \frac{M_1^c V_S}{M_0 R_L} \\ \frac{M_1^s V_S}{M_0 R_L} \\ \frac{M_1^c V_S}{M_0} \\ \frac{M_1^s V_S}{M_0} \end{bmatrix} \quad (3-126)$$

上式中正餘弦交流量，可依據(3-26)之定義將其合併成如下式峰值表示式

$$\begin{bmatrix} I_{Ls0} \\ V_{Cdc0} \\ I_{Lo1} \\ V_{Co1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{M_1^2 V_S}{2\overline{M_0}^2 R_L} \\ \frac{V_S}{M_0} \\ \frac{M_1 V_S}{M_0 R_L} \\ \frac{M_1 V_S}{M_0} \end{bmatrix} \quad (3-127)$$

以上所求得即為本論文所提反流器之直流工作點數學模型，此模型內代表交流量之狀態變數皆以峰值表示。由(3-127)可畫出直流工作點之等效電路模型如圖 3.5 所示。由於本系統為一直交流整合架構，因此轉換至交流側

之理想變壓器匝數比必須修正為 $1:\frac{M_1}{\sqrt{2}}$ ，以避免產生功率不平衡之矛盾現

象，且等效電路上交流側狀態變數改以有效值表示。

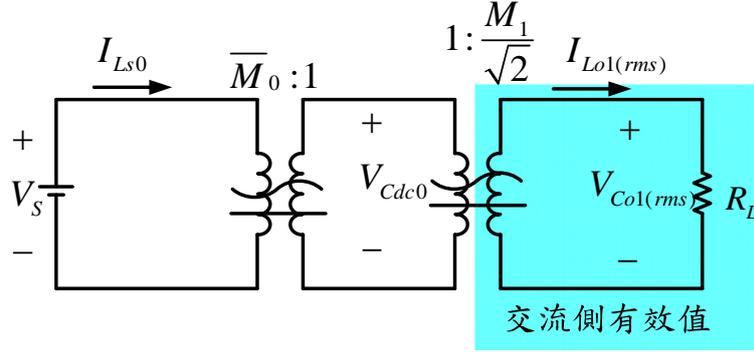


圖 3.5 本文所提轉換器之直流模型等效電路

### 3.3.3 由簡化後之狀態方程式求交流小訊號模型

為獲得線性化小訊號模型，將簡化後之狀態平均方程式(3-115)~(3-120)中的各個變數於穩態工作點上加入一微擾量，如下定義。

$$\begin{aligned}
 I_{Ls0} &\triangleq I_{Ls0} + \hat{i}_{Ls0} & I_{Lo1}^c &\triangleq I_{Lo1}^c + \hat{i}_{Lo1}^c & I_{Lo1}^s &\triangleq I_{Lo1}^s + \hat{i}_{Lo1}^s \\
 V_{Cdc0} &\triangleq V_{Cdc0} + \hat{v}_{Cdc0} & V_{Co1}^c &\triangleq V_{Co1}^c + \hat{v}_{Co1}^c & V_{Co1}^s &\triangleq V_{Co1}^s + \hat{v}_{Co1}^s \\
 \overline{M}_0 &\triangleq (1 - M_0 - \hat{m}_0) & M_1^c &\triangleq M_1^c + \hat{m}_1^c & M_1^s &\triangleq M_1^s + \hat{m}_1^s \\
 V_s &\triangleq V_s + \hat{v}_s
 \end{aligned}$$

將以上定義代入(3-115)到(3-120)中，可得包含微擾量之狀態平均方程式：

$$L_S \frac{d}{dt} (I_{Ls0} + \hat{i}_{Ls0}) = (V_s + \hat{v}_s) - (1 - M_0 - \hat{m}_0)(V_{Cdc0} + \hat{v}_{Cdc0}) \quad (3-128)$$

$$\begin{aligned}
 C_{dc} \frac{d}{dt} (V_{Cdc0} + \hat{v}_{Cdc0}) &= (1 - M_0 - \hat{m}_0)(I_{Ls0} + \hat{i}_{Ls0}) \\
 &\quad - \frac{1}{2} (M_1^c + \hat{m}_1^c) (I_{Lo1}^c + \hat{i}_{Lo1}^c) \\
 &\quad - \frac{1}{2} (M_1^s + \hat{m}_1^s) (I_{Lo1}^s + \hat{i}_{Lo1}^s)
 \end{aligned} \quad (3-129)$$

$$L_0 \frac{d}{dt} (I_{Lo1}^c + \hat{i}_{Lo1}^c) = (M_1^c + \hat{m}_1^c)(V_{Cdc0} + \hat{v}_{Cdc0}) - \omega L_0 (I_{Lo1}^s + \hat{i}_{Lo1}^s) - (V_{Co1}^c + \hat{v}_{Co1}^c) \quad (3-130)$$

$$L_0 \frac{d}{dt} (I_{Lo1}^s + \hat{i}_{Lo1}^s) = (M_1^s + \hat{m}_1^s)(V_{Cdc0} + \hat{v}_{Cdc0}) + \omega L_0 (I_{Lo1}^c + \hat{i}_{Lo1}^c) - (V_{Co1}^s + \hat{v}_{Co1}^s) \quad (3-131)$$

$$C_o \frac{d}{dt} (V_{Co1}^c + \hat{v}_{Co1}^c) = (I_{Lo1}^c + \hat{i}_{Lo1}^c) - \frac{1}{R_L} (V_{Co1}^c + \hat{v}_{Co1}^c) - \omega C_o (V_{Co1}^s + \hat{v}_{Co1}^s) \quad (3-132)$$

$$C_o \frac{d}{dt} (V_{Co1}^s + \hat{v}_{Co1}^s) = (I_{Lo1}^s + \hat{i}_{Lo1}^s) - \frac{1}{R_L} (V_{Co1}^s + \hat{v}_{Co1}^s) + \omega C_o (V_{Co1}^c + \hat{v}_{Co1}^c) \quad (3-133)$$

接著使用線性化技巧整理上式(3-128)~(3-133)，忽略微擾量高次項部份，只考慮一次項部份，則得到線性化小訊號數學模型如下：

$$L_s \frac{d}{dt} \hat{i}_{Ls0} = \hat{v}_s + V_{Cdc0} \hat{m}_0 - (1 - M_0) \hat{v}_{Cdc0} \quad (3-134)$$

$$C_{dc} \frac{d}{dt} \hat{v}_{Cdc0} = (1 - M_0) \hat{i}_{Ls0} - I_{Ls0} \hat{m}_0 - \frac{1}{2} (I_{Lo1}^c \hat{m}_1^c + \hat{i}_{Lo1}^c M_1^c + I_{Lo1}^s \hat{m}_1^s + \hat{i}_{Lo1}^s M_1^s) \quad (3-135)$$

$$L_o \frac{d}{dt} \hat{i}_{Lo1}^c = V_{Cdc0} \hat{m}_1^c + \hat{v}_{Cdc0} M_1^c - \omega L_o \hat{i}_{Lo1}^s - \hat{v}_{Co1}^c \quad (3-136)$$

$$L_o \frac{d}{dt} \hat{i}_{Lo1}^s = V_{Cdc0} \hat{m}_1^s + \hat{v}_{Cdc0} M_1^s + \omega L_o \hat{i}_{Lo1}^c - \hat{v}_{Co1}^s \quad (3-137)$$

$$C_o \frac{d}{dt} \hat{v}_{Co1}^c = \hat{i}_{Lo1}^c - \frac{1}{R_L} \hat{v}_{Co1}^c - \omega C_o \hat{v}_{Co1}^s \quad (3-138)$$

$$C_o \frac{d}{dt} \hat{v}_{Co1}^s = \hat{i}_{Lo1}^s - \frac{1}{R_L} \hat{v}_{Co1}^s + \omega C_o \hat{v}_{Co1}^c \quad (3-139)$$

將小訊號模型表示成矩陣表示式  $\dot{x} = Ax + Bu + Cv_s$ 。其中

$$x^T = \begin{bmatrix} \hat{i}_{Ls0} & \hat{v}_{Cdc0} & \hat{i}_{Lo1}^c & \hat{i}_{Lo1}^s & \hat{v}_{Co1}^c & \hat{v}_{Co1}^s \end{bmatrix} \quad (3-140)$$

$$u^T = \begin{bmatrix} \hat{m}_0 & \hat{m}_1^c & \hat{m}_1^s \end{bmatrix} \quad (3-141)$$

$$A = \begin{bmatrix} 0 & \frac{-(1-M_0)}{L_s} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1-M_0}{C_{dc}} & 0 & -\frac{M_1^c}{2C_{dc}} & -\frac{M_1^s}{2C_{dc}} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{M_1^c}{L_0} & 0 & -\omega & -\frac{1}{L_0} & 0 \\ 0 & \frac{M_1^s}{L_0} & \omega & 0 & 0 & -\frac{1}{L_0} \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_o} & 0 & -\frac{1}{R_L C_o} & -\omega \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_o} & \omega & -\frac{1}{R_L C_o} \end{bmatrix} \quad (3-142)$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{V_{Cdc0}}{L_s} & 0 & 0 \\ -\frac{I_{Ls0}}{C_{dc}} & -\frac{I_{Lo1}^c}{2C_{dc}} & -\frac{I_{Lo1}^s}{2C_{dc}} \\ 0 & \frac{V_{Cdc0}}{L_0} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{V_{Cdc0}}{L_0} \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3-143)$$

$$C^T = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3-144)$$

$$v_s = \hat{v}_s \quad (3-145)$$

藉由以上推導所得之小訊號數學模型，可進一步將其繪成小訊號等效電路

模型表示之。將(3-134)式與(3-135)式繪成轉換器直流側小訊號等效電路，如圖 3.6 (a)所示。(3-136)式與(3-138)式繪出轉換器交流側餘弦分量等效電路，如圖 3.6 (b)所示。而(3-137)式與(3-139)式可畫出交流側正弦分量等效電路，如圖 3.6(c)所示。

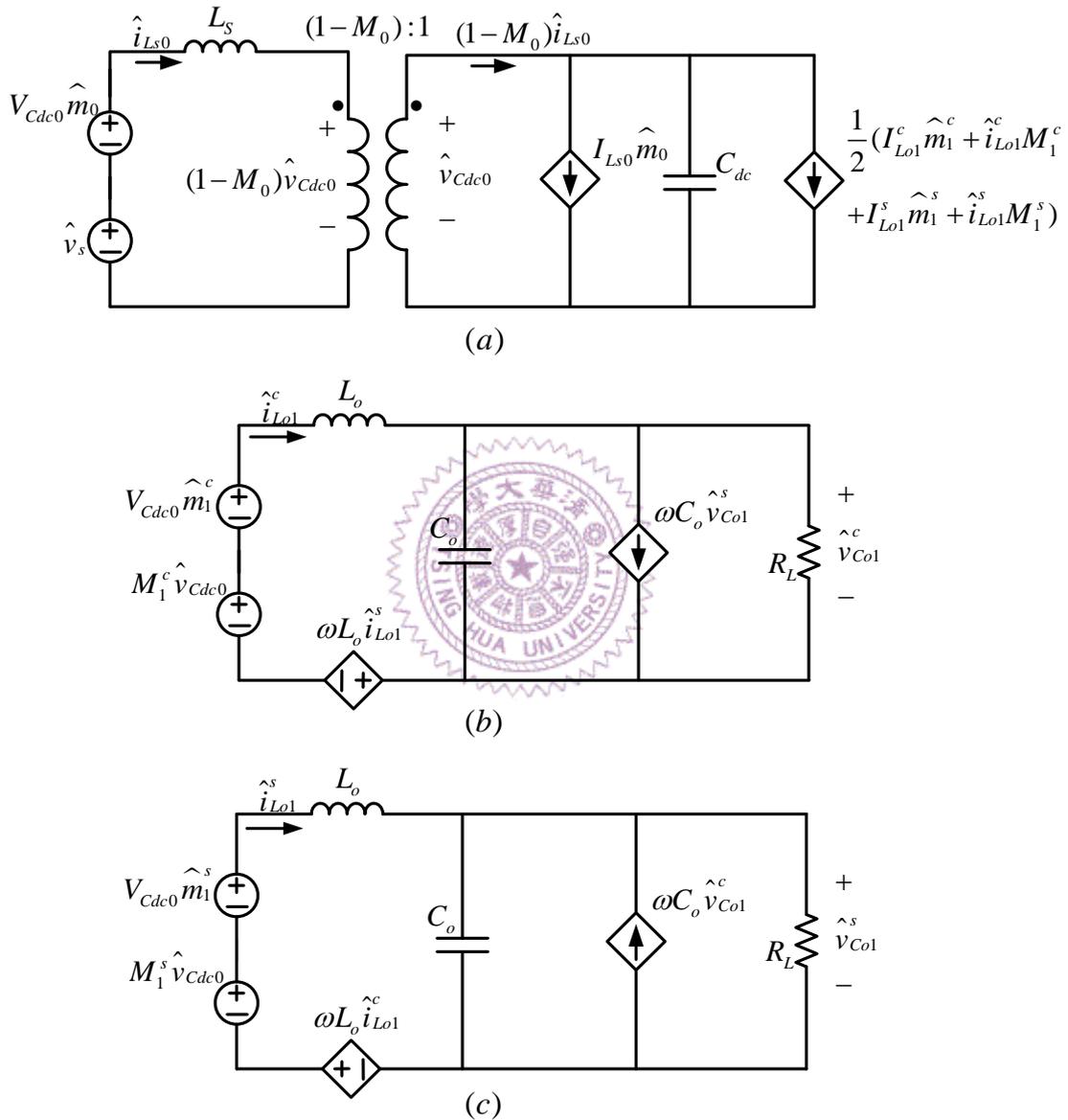


圖 3.6 轉換器之小訊號模型等效電路  
(a)直流側、(b)交流側餘弦分量與(c)交流側正弦分量

以上對本論文所提轉換器所推導之數學模型與等效電路模型，將可作為往後設計穩態工作點與線性控制器之考量依據。

### 3.4 二倍頻諧波模型之建立

由 3.2 節所推導的十四條狀態平均方程式中，由於該模式為線性系統形式，故吾人可利用重疊原理來考慮。取其直流側二倍頻成分表示式，此外就實際應用情形並可忽略交流側三次諧波量，則可得到以下四條二倍頻數學表示式。

$$L_S \frac{d}{dt} I_{Ls2}^c = -2\omega L_S I_{Ls2}^s - V_{Cdc2}^c \bar{M}_0 \quad (3-146)$$

$$L_S \frac{d}{dt} I_{Ls2}^s = 2\omega L_S I_{Ls2}^c - V_{Cdc2}^s \bar{M}_0 \quad (3-147)$$

$$C_{dc} \frac{d}{dt} V_{Cdc2}^c = \bar{M}_0 I_{Ls2}^c - 2\omega C_{dc} V_{Cdc2}^s + \left(-\frac{1}{2} I_{Lo1}^c M_1^c + \frac{1}{2} I_{Lo1}^s M_1^s\right) \quad (3-148)$$

$$C_{dc} \frac{d}{dt} V_{Cdc2}^s = \bar{M}_0 I_{Ls2}^s + 2\omega C_{dc} V_{Cdc2}^c + \left(-\frac{1}{2} I_{Lo1}^s M_1^s - \frac{1}{2} I_{Lo1}^c M_1^c\right) \quad (3-149)$$

由上述公式中，(3-148)式與(3-149)式括弧內的量可視為提供系統直流側二倍頻諧波的電源。而在本章第三小節所求的公式(3-114)中，亦可看出二倍頻電壓與輸出基頻電流之峰值關係式。穩態情況下，(3-148)式與(3-149)式平方和後開根號結果即為公式(3-114)。而二倍頻諧波數學模型亦可表示成  $\dot{x} = Ax + Bu$  之矩陣形式如下

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{Ls2}^c \\ I_{Ls2}^s \\ V_{Cdc2}^c \\ V_{Cdc2}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -2\omega & -\frac{\bar{M}_0}{L_S} & 0 \\ 2\omega & 0 & 0 & -\frac{\bar{M}_0}{L_S} \\ \frac{\bar{M}_0}{C_{dc}} & 0 & 0 & -2\omega \\ 0 & \frac{\bar{M}_0}{C_{dc}} & 2\omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{Ls2}^c \\ I_{Ls2}^s \\ V_{Cdc2}^c \\ V_{Cdc2}^s \end{bmatrix} - \frac{1}{2C_{dc}} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ I_{Lo1}^c M_1^c - I_{Lo1}^s M_1^s \\ I_{Lo1}^c M_1^s + I_{Lo1}^c M_1^c \end{bmatrix} \quad (3-150)$$

擁有以上關係式，吾人便能將其繪成等效電路以描述此二倍頻諧波模型。由(3-146)與(3-148)可繪出如圖 3.7 (a)所示之直流側二倍頻餘弦分量等效電路。而(3-147)與(3-149)則可畫出如圖 3.7 (b)直流側二倍頻正弦分量等效電路。

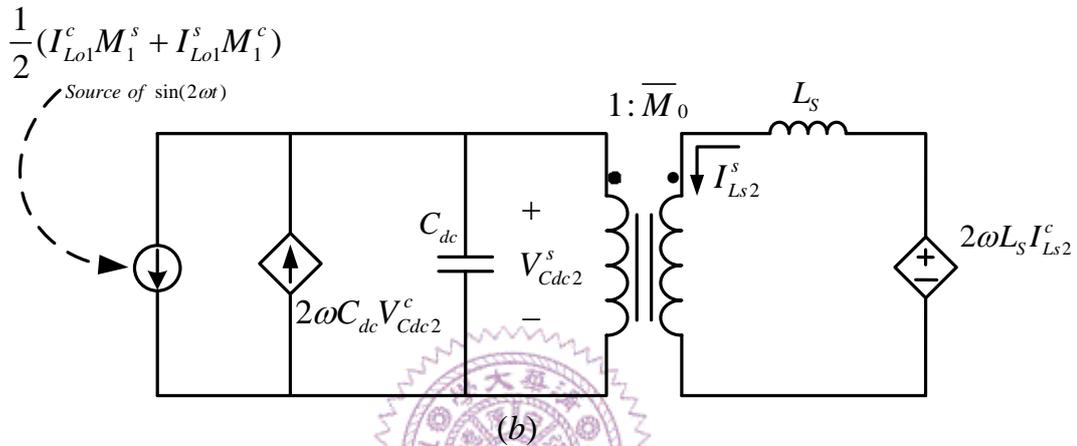
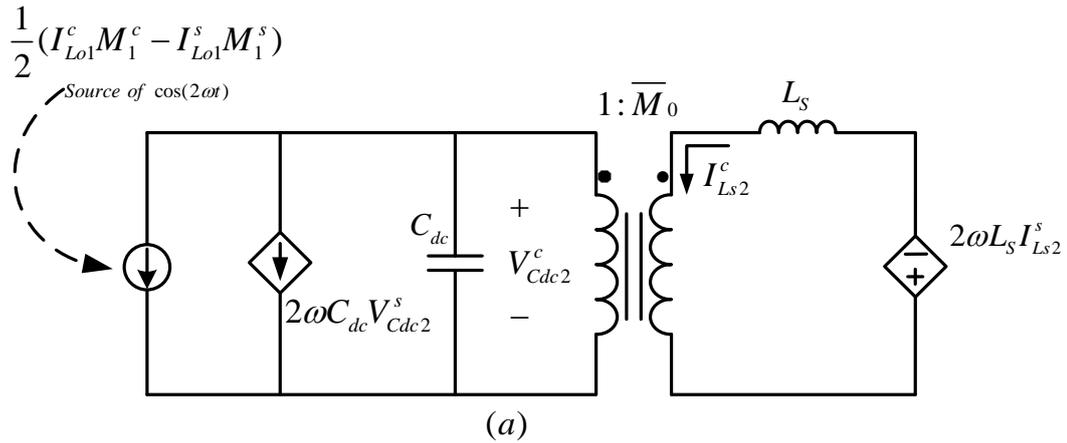


圖 3.7 轉換器直流側二倍頻等效電路(a)餘弦分量與(b)正弦分量

### 3.5 模擬結果

本節針對前述所推導的轉換器各個模型加以模擬驗證，包括直流工作點模型、交流小訊號模型以及二倍頻諧波模型。

#### (1) 直流工作點模型：

首先設計一工作點，而後給定直流數學模型中的各項參數，並且驗證模擬結果中狀態變數穩態值是否與數學模型計算值相吻合。第一組模擬條件參數如下表 3.2 所示

表 3.2 直流工作點模型之模擬條件一

輸入電壓	$V_S = 48V$	輸出電壓	$V_{out} = 110V_{rms}$
負載電阻	$R_L = 24.2\Omega$	輸出功率	$P_{out} = 500W$
餘弦調變指標	$M_1^c = 0.51$	正弦調變指標	$M_1^s = 0.4$
直流側調變指標	$M_0 = 0.8$		

將以上參數代入公式(3-126)中，可計算出各個狀態變數之穩態值，如(3-151)式所示。如圖 3.8 為針對第一組直流工作點之電路模擬結果，其結果與數學推導模型所得數值幾乎相近。

$$\begin{bmatrix} I_{Ls0} \\ V_{Cdc0} \\ I_{Lo1}^c \\ I_{Lo1}^s \\ V_{Co1}^c \\ V_{Co1}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{[(M_1^c)^2 + (M_1^s)^2]V_S}{2\overline{M}_0^2 R_L} \\ \frac{V_S}{\overline{M}_0} \\ \frac{M_1^c V_S}{\overline{M}_0 R_L} \\ \frac{M_1^s V_S}{\overline{M}_0 R_L} \\ \frac{M_1^c V_S}{\overline{M}_0 R_L} \\ \frac{M_1^s V_S}{\overline{M}_0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 10.416 \\ 240 \\ 5.059 \\ 3.967 \\ 122.4 \\ 96 \end{bmatrix} \quad (3-151)$$

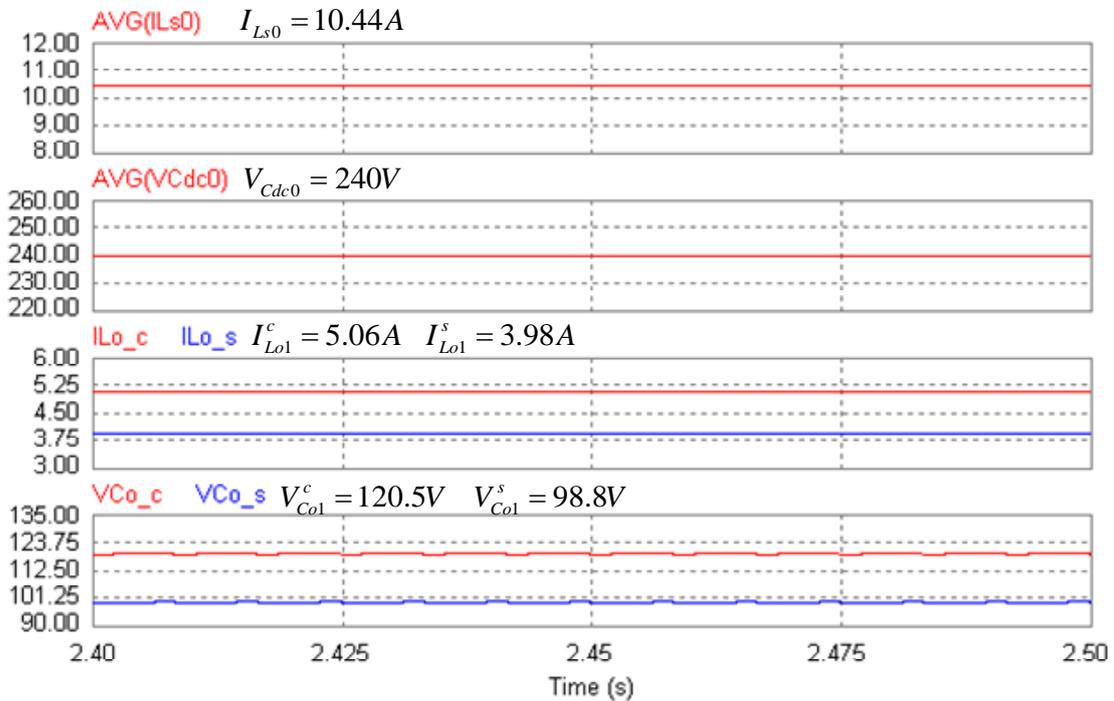


圖 3.8 第一組直流工作點電路模擬結果

如表 3.3 所示，為所假設第二組模擬參數之工作點。

表 3.3 直流工作點模型之模擬條件二

輸入電壓	$V_s = 48V$	輸出電壓	$V_{out} = 110V_{rms}$
負載電阻	$R_L = 48.4\Omega$	輸出功率	$P_{out} = 250W$
餘弦調變指標	$M_1^c = 0.423$	正弦調變指標	$M_1^s = -0.30$
直流側調變指標	$M_0 = 0.84$		

同樣地，以表 3.3 之值代入(3-126)式計算後，其結果如下式(3-152)。而經第二組直流工作點參數電路模擬所得結果如下圖 3.9。

$$\begin{bmatrix} I_{Ls0} \\ V_{Cdc0} \\ I_{Lo1}^c \\ I_{Lo1}^s \\ V_{Co1}^c \\ V_{Co1}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{[(M_1^c)^2 + (M_1^s)^2] V_s}{2\overline{M_0}^2 R_L} \\ \frac{V_s}{M_0} \\ \frac{M_1^c V_s}{M_0 R_L} \\ \frac{M_1^s V_s}{M_0 R_L} \\ \frac{M_1^c V_s}{M_0 R_L} \\ \frac{M_1^s V_s}{M_0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 5.209 \\ 300 \\ 2.622 \\ -1.860 \\ 126.9 \\ -90 \end{bmatrix} \quad (3-152)$$

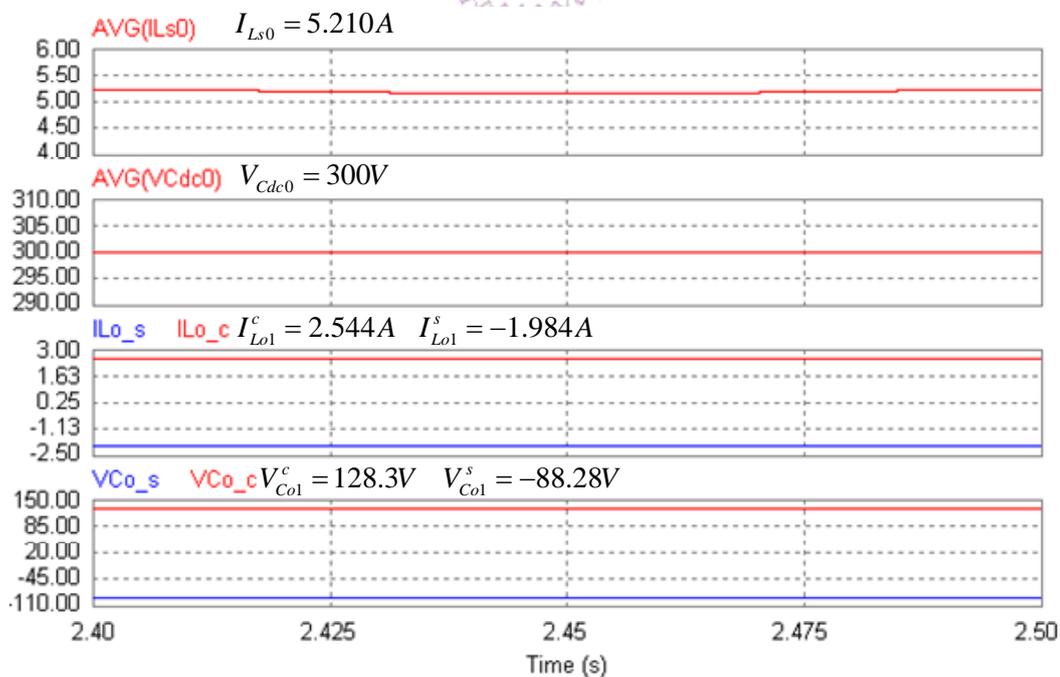


圖 3.9 第二組直流工作點電路模擬結果

比較以上兩組模擬結果可得，數學模型計算與電路模擬之穩態值僅有些微的誤差。此誤差應是在求取直流工作點模型的過程中，吾人為簡化方程式所假設之條件  $X_{Co} \gg R_L \gg X_{Lo}$  所造成。因此除了負載短路以及無載開路之極端條件外，在額定範圍內正常操作情形下此假設是為合理，亦即誤差皆在容許範圍內。

## (2) 交流小訊號模型：

由 3.3 節中所推導出小訊號模型，公式(3-140)~公式(3-145)中，令小訊號等效模型之初值為零，取其拉式轉換(Laplace Transform)可得

$$sX(s) = AX(s) + BU(s) + CV_s(s) \quad (3-153)$$

將方程式(3-153)加以整理可得其解為

$$X(s) = (sI - A)^{-1}BU(s) + (sI - A)^{-1}CV_s(s) \quad (3-154)$$

先假設輸入電壓不變即擾動量為零， $\hat{v}_s = 0$ ，則(3-154)可化簡為

$$X(s) = (sI - A)^{-1}BU(s) \quad (3-155)$$

其中  $(sI - A)^{-1}B$  項即為各個控制量對於狀態變數之轉移函數，而後進一步導演以下轉移函數：

$$G_1(s) \triangleq \left. \frac{V_{Cdc0}(s)}{M_0(s)} \right|_{\hat{v}_s=0} \quad (3-156)$$

$$G_2(s) \triangleq \left. \frac{V_{Co1}^c(s)}{M_1^c(s)} \right|_{\hat{v}_s=0} \quad (3-157)$$

$$G_3(s) \triangleq \left. \frac{V_{Co1}^s(s)}{M_1^s(s)} \right|_{\hat{v}_s=0} \quad (3-158)$$

其中， $G_1(s)$  為直流側開關對於儲能電容  $C_{dc}$  上電壓的轉移函數， $G_2(s)$  表示弦波控制訊號餘弦分量對於輸出電壓餘弦分量之轉移函數，而  $G_3(s)$  則表示弦波控制訊號正弦分量對於輸出電壓正弦分量之轉移函數。

由於此轉移函數相當複雜且不易化簡，故本文在此利用數值運算軟體 Mathematica 求其頻率響應。下圖 3.10、3.11 即為上述三項轉移函數之波德圖。

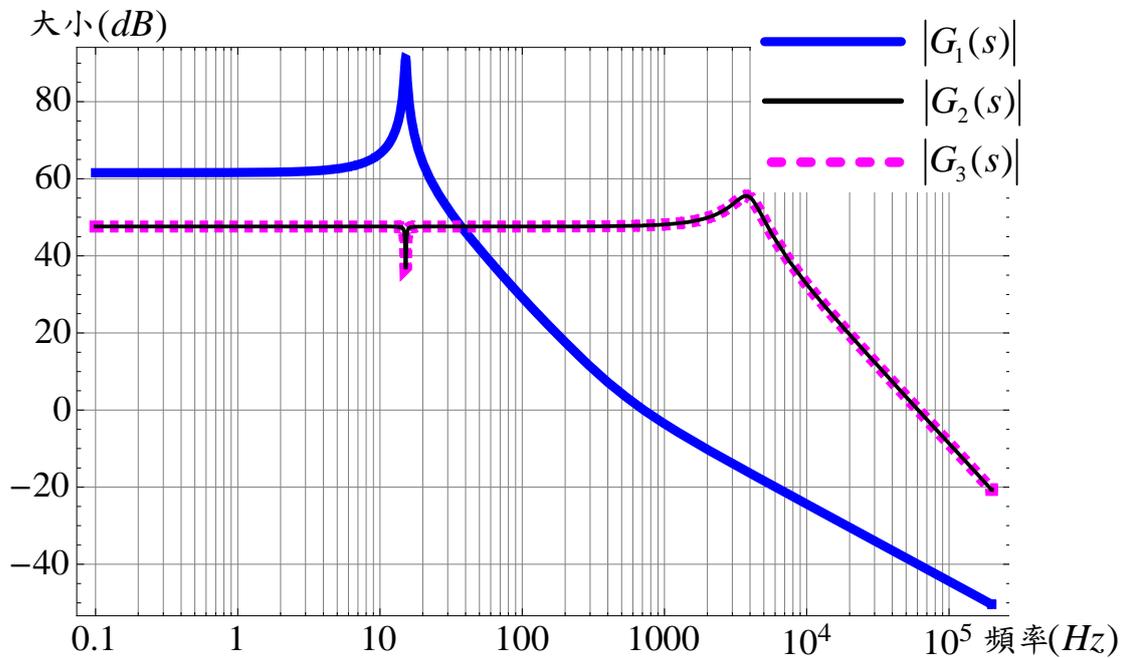


圖 3.10  $G_1(s)$ 、 $G_2(s)$ 、 $G_3(s)$ 之增益對於頻率響應

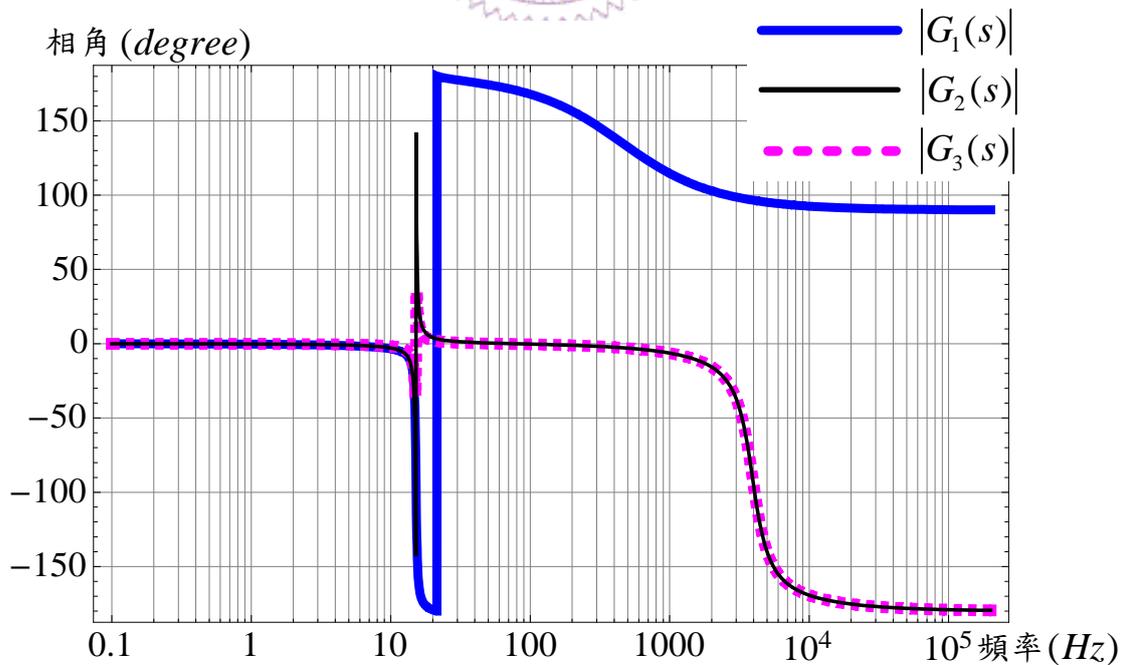


圖 3.11  $G_1(s)$ 、 $G_2(s)$ 、 $G_3(s)$ 之相位對於頻率響應

### (3)二倍頻諧波模型：

在本章第四節裡，如公式(3-150)與圖 3.7 所示，已分別求得數學模型與等效電路模型以描述二倍頻成分於單相全橋反流器中之現象。在此，本文將以電路模擬軟體驗證所求得二倍頻等效模型。首先，於模型中將各成分之正餘弦項分開表示，以下就為正餘弦項分離之數學運算技巧。

假設一交流弦波訊號為  $A(t) = A \sin(\omega t + \theta)$ ，將此訊號以和差化積公式展開可得

$$A(t) = A \cos(\theta) \sin(\omega t) + A \sin(\theta) \cos(\omega t) \quad (3-159)$$

其中令  $A \cos(\theta) = A^s$  即此交流訊號之正弦分量， $A \sin(\theta) = A^c$  為交流訊號之餘弦分量。將(3-159)式乘上一單位正弦量  $\sin(\omega t)$ ，則可得下式

$$A(t) \sin(\omega t) = A^s \sin^2(\omega t) + A^c \cos(\omega t) \sin(\omega t) \quad (3-160)$$

將上式以積化和差展開可得(3-161)式。

$$A(t) \sin(\omega t) = \frac{A^s}{2} [1 - \cos(2\omega t)] + \frac{A^c}{2} [\sin(2\omega t)] \quad (3-161)$$

求(3-161)式平均值，即可得僅剩之直流成分。而將求得直流量乘二，便求得交流訊號之正弦分量。

$$2 \times \text{AVG}\{A(t) \sin(\omega t)\} = A^s \quad (3-162)$$

同理，若將原弦波訊號乘上一單位餘弦量即  $\cos(\omega t)$ ，則可得下式

$$A(t) \cos(\omega t) = A^s \sin(\omega t) \cos(\omega t) + A^c \cos^2(\omega t) \quad (3-163)$$

展開(3-163)式可得

$$A(t) \cos(\omega t) = \frac{A^s}{2} [\sin(2\omega t)] + \frac{A^c}{2} [1 + \cos(2\omega t)] \quad (3-164)$$

將(3-164)取其平均值可得僅剩之直流成分。而將求得直流量乘二，即可得

原交流訊號之餘弦分量。

$$2 \times \text{AVG}\{A(t) \cos(\omega t)\} = A^c \quad (3-165)$$

上述正餘弦項分離數學技巧，可以圖 3.12 之模擬方塊表示。其中計算平均值部份以一低通濾波保留直流成分並濾除交流量。

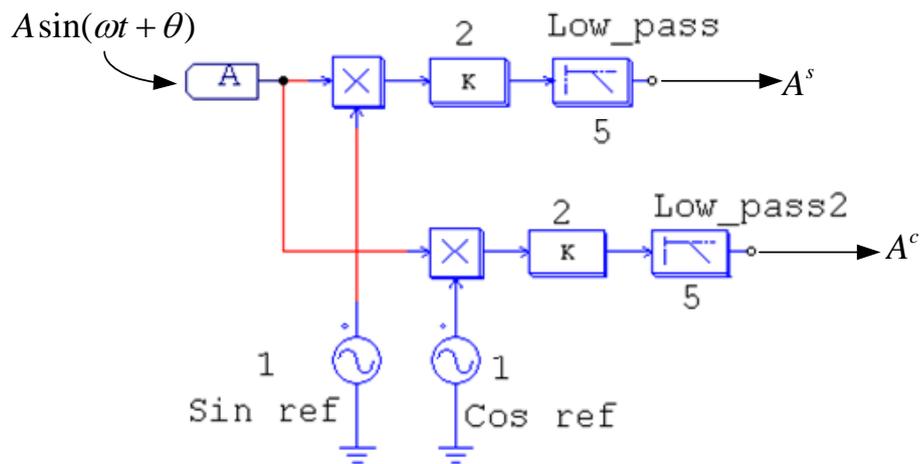


圖 3.12 正餘弦分離之模擬方塊

由上述方式分解正餘弦部份後，以表 3.4 之工作點條件與各個參數對本文所提轉換器之二倍頻等效模型進行模擬。

表 3.4 二倍頻諧波模型之模擬條件

直流儲能電感	$L_s = 1mH$	直流儲能電容	$C_{dc} = 500\mu F$
輸入電壓	$V_s = 48V$	輸出電壓	$V_{out} = 110V_{rms}$
負載電阻	$R_L = 24.2\Omega$	輸出功率	$P_{out} = 500W$
餘弦調變指標	$M_1^c = 0.51$	正弦調變指標	$M_1^s = 0.4$
直流側調變指標	$M_0 = 0.8$		

下圖 3.13 為本文轉換器直流側儲能電感  $L_s$  與電容  $C_{dc}$  上之電流與電壓二倍頻成分模擬結果，其中各正餘弦分量如圖所示。

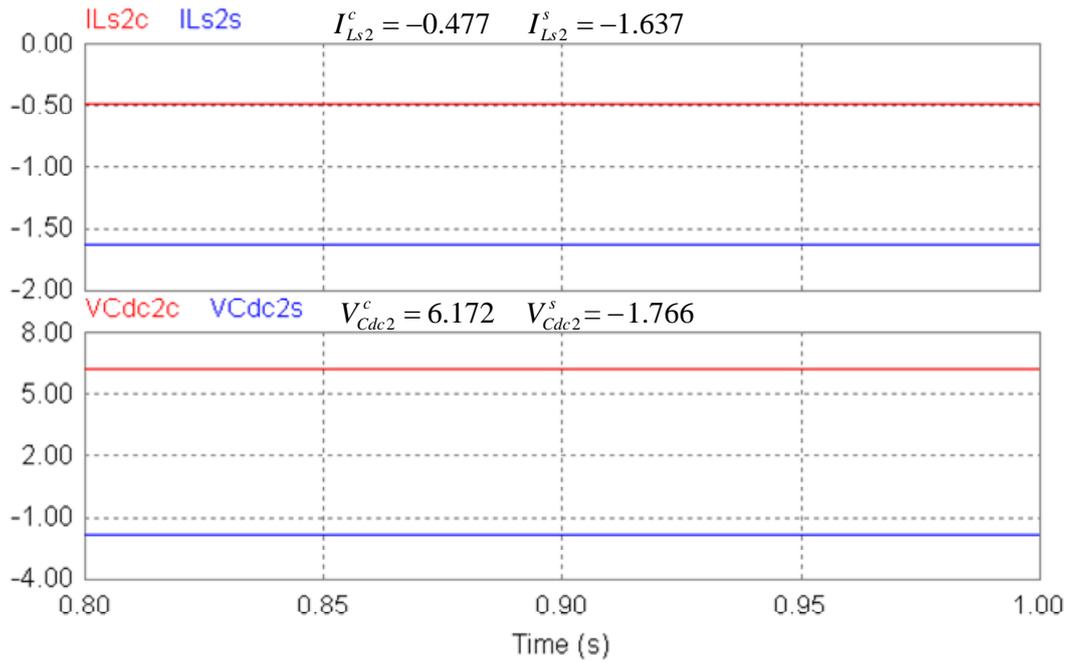


圖 3.13 轉換器二倍頻成分模擬結果

將表 3.4 之模擬參數代入公式(3-126)之直流工作點數學模型，可計算出交流輸出電流值之正餘弦分量如下：

$$\begin{bmatrix} I_{Lo1}^c \\ I_{Lo1}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 5.059 \\ 3.967 \end{bmatrix} \quad (3-166)$$

而後將模擬參數與公式(3-166)所得之值代入公式(3-146)~(3-149)中，可求得四個二倍頻狀態變數之穩態值為

$$\begin{bmatrix} I_{Ls2}^c \\ I_{Ls2}^s \\ V_{Cdc2}^c \\ V_{Cdc2}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -0.407802 \\ -1.6553 \\ 6.24048 \\ -1.53742 \end{bmatrix} \quad (3-167)$$

最後，以下圖 3.14 之電路進行圖 3.7 二倍頻諧波等效模型之模擬驗證。如圖 3.15 即為模擬結果。

由圖 3.13、以及簡化後二倍頻諧波模型數學式與等效電路，(3-167)式與圖 3.15 等三種模擬結果相互比較，可發現皆相當吻合。其中，由於圖 3.13 是以原始轉換器電路進行模擬所得之值，其與後兩者模擬結果有些許數值偏差是因簡化過程參數忽略所致。

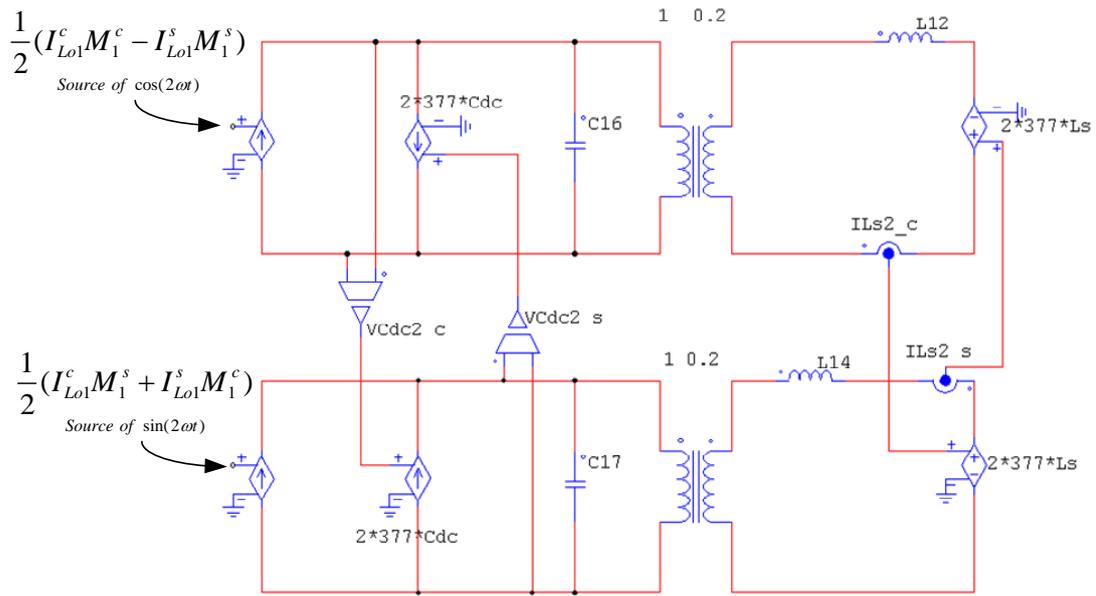


圖 3.14 二倍頻諧波模型等效電路模擬接線圖

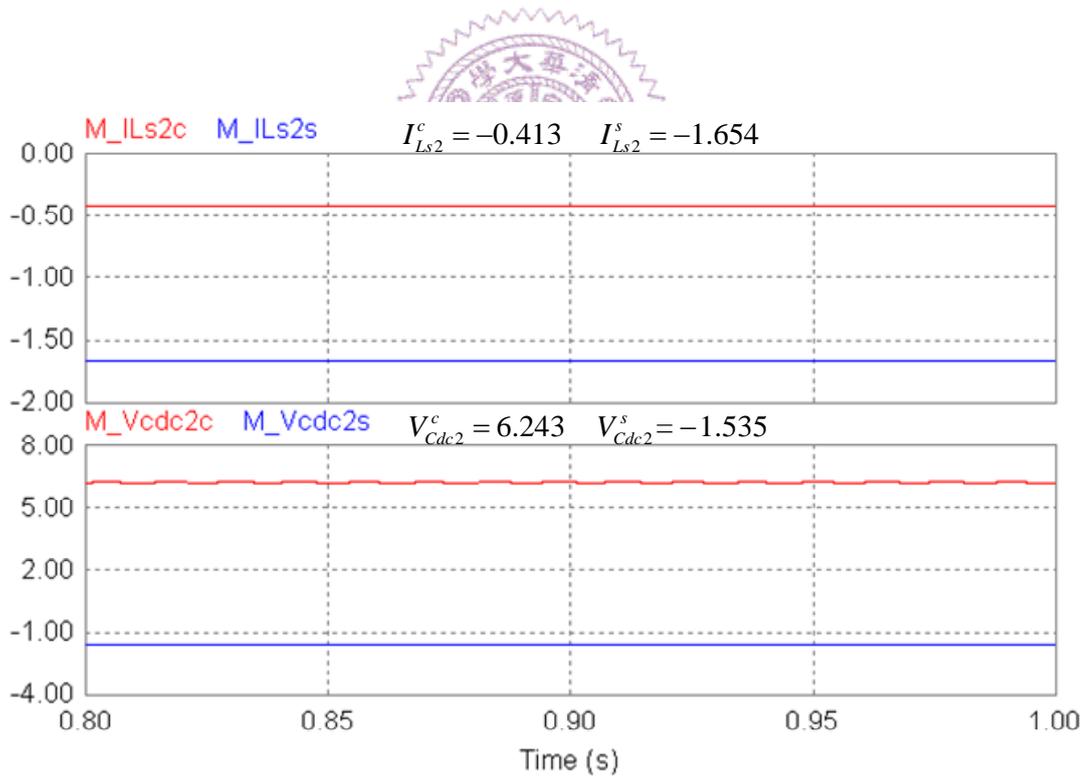


圖 3.15 二倍頻諧波模型等效電路模擬結果

## 第四章

### 單相升壓型反流器參數設計

#### 4.1 前言

本文所提轉換器同時具升降壓與雙向電力潮流之功能，而在實體電路的實現中，本文選定其操作於升壓型反流器之工作模式進而探討。在本文第三章中已求得抑制諧波成分之限制式，將在此作為轉換器被動元件參數設計之重要指標。

下一節首先將說明本文所提轉換器之電壓增益與操作範圍，並且選用目前應用較為廣泛的工作電壓與額定功率以制定一工作點。接著，針對操作於此工作電壓與功率額定範圍內，進行電力電路之被動元件設計。其中包含針對直流側二倍頻諧波抑制之儲能元件設計，以及交流側高頻漣波濾波元件設計。此設計方式所得到之各項參數值，將於下一章作為本文反流器雛型電路製作之選用依據。

#### 4.2 轉換器增益與雛型電路額定規格

於第三章中所求得本文所提轉換器直流工作點數學模型，如公式(3-127)所示。由其可得本轉換器電壓增益公式為

$$G_v \triangleq \frac{V_{Out\ Amplitude}}{V_s} = \frac{V_{Col}}{V_s} = \frac{M_1}{M_0} = \frac{M_1}{(1-M_0)} \quad (4-1)$$

而在本論文所提轉換器之切換策略下，會有以下限制式：

$$0 \leq M_1 \leq M_0 \leq 1 \quad (4-2)$$

為更明確呈現此轉換器之特性，可將上述公式(4-2)之限制式由下圖 4.1 之二維平面座標表示。其中橫座標(x 軸)為直流側開關責任週期  $M_0$ ，縱座標(y 軸)為交流側弦波波峰調變指標  $M_1$ 。圖中陰影部份即為本文所使用之切

換策略中可操作之區間。各個責任週期皆被限制於 0 與 1 之間，且符合(4-2)式之限制。

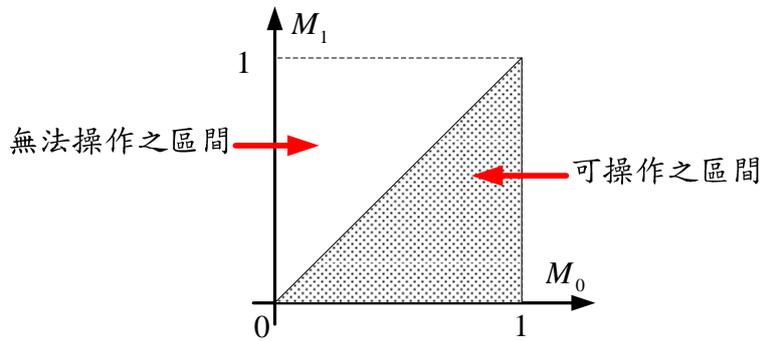


圖 4.1 本文所提轉換器開關責任週期操作區間

由公式(4-1)可知，若轉換器欲達升壓功能，則必須符合以下(4-3)式之關係。

$$M_1 > (1 - M_0) \quad (4-3)$$

同樣地，可使用下圖 4.2 之二維座標以更清楚呈現轉換器升降壓模式之區間，其中陰影部份為升壓模式，填滿部份則為降壓模式，座標定義則與圖 4.1 相同。

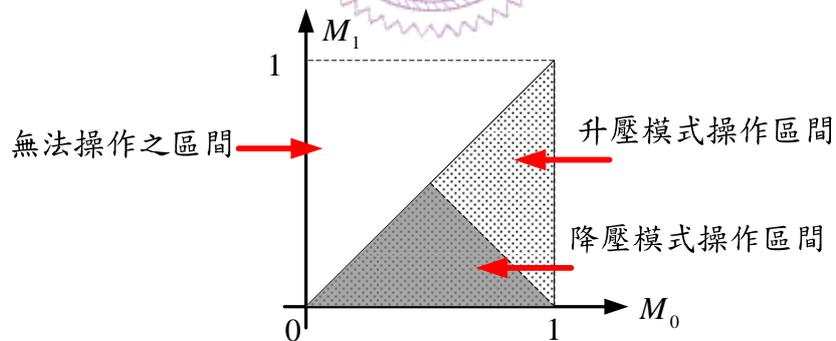


圖 4.2 本文所提轉換器升降壓模式操作區間

綜合上述之轉換器增益與操作特性，可將公式(4-1)由三維空間示意圖呈現之，如圖 4.3 所示。其中橫座標(x 軸)為直流側開關責任週期  $M_0$ ，縱座標(y 軸)為交流側弦波波峰調變指標  $M_1$ ，而垂直座標(z 軸)即為轉換器之電壓增益  $G_v$ 。圖中可明顯看出轉換器增益對應於兩責任週期調變參數的走勢，當直流側開關責任週期  $M_0$  越接近 1，則電壓放大倍率越大。

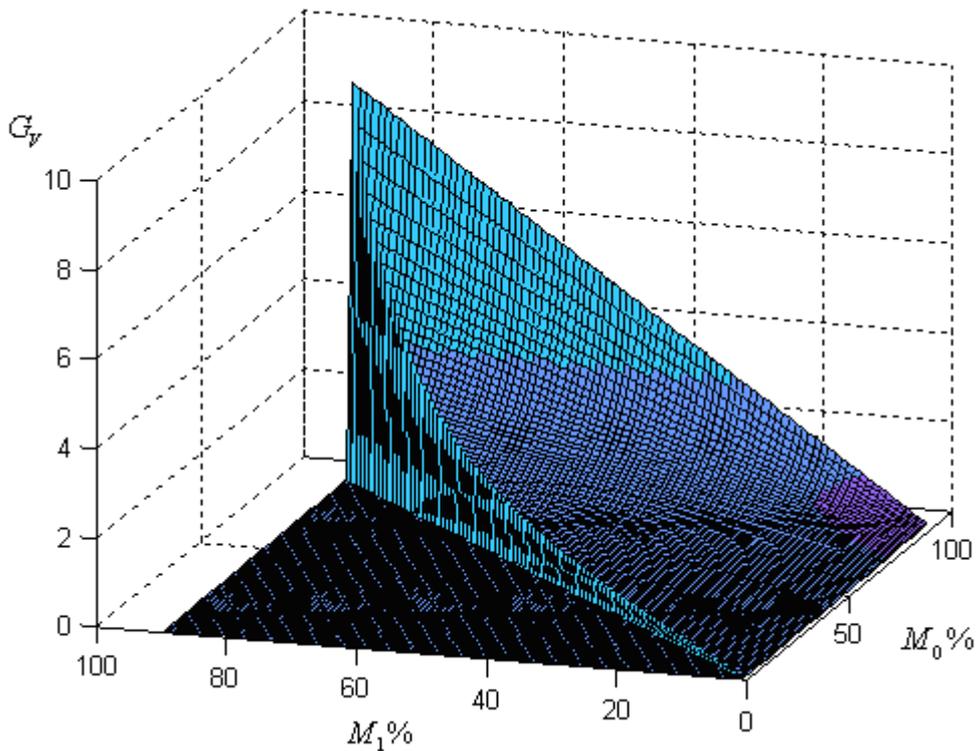


圖 4.3 本文所提轉換器電壓增益走勢圖

本文所提轉換器同時具有雙向潮流與升降壓功能，而在製作雛型電路以實現此轉換器時，吾人選擇將其操作於升壓型直交流反流器之工作模式下。而訂定其額定電壓規格是將 48V 之直流電源轉換至交流有效值 110V，電源頻率 60Hz 之弦波電壓輸出。選定此輸入電源之原因為，48V 乃目前通訊電源或是電源備份模組中較易取得之直流電壓等級。而 110V 有效值之交流電壓則為當下國內民生用電之主流。由下式(4-4)可計算出此電源轉換工作下之電壓增益需求。

$$G_v = \frac{110\sqrt{2}}{48} \cong 3.24 \quad (4-4)$$

代入此增益於公式(4-1)中，可在  $M_0$  與  $M_1$  之二維平面中求出一直線方程式，如下公式(4-5)所示。

$$M_1 = -3.24M_0 + 3.24 \quad (4-5)$$

下圖 4.4 為  $M_0$  與  $M_1$  之二維平面，其中粗實線為 (4-5) 之直線方程式，即轉換器工作於電壓增益為 3.24 之工作線。

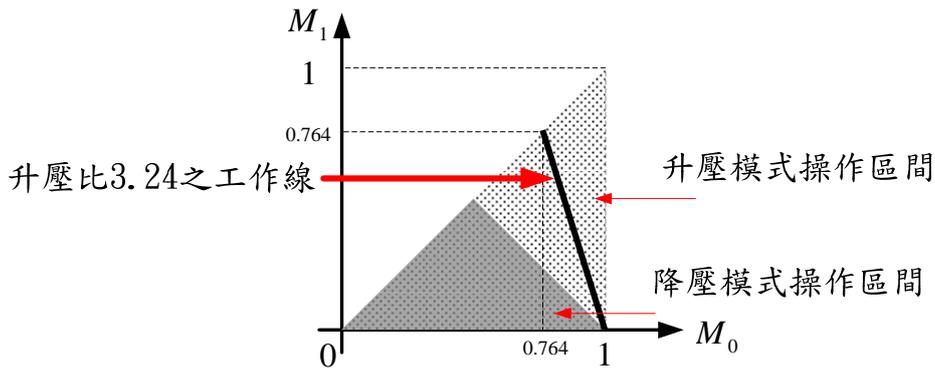


圖 4.4 電壓增益為 3.24 之工作直線

換言之，若選訂  $M_0$  與  $M_1$  的工作點落在公式(4-5)的直線方程式上且同時符合公式(4-2)之限制條件，即可達到所需的增益。然而，實際上必須考量主動開關元件特性，不宜操作於過高之責任週期。以及避免直流側儲能電容  $C_{dc}$  雙端短路情形所加入之盲時區間，故  $M_1$  應略小於  $M_0$ 。

綜合上述，考慮元件材料取得之方便性、額定上的安全考量以及實際應用廣泛性，在本文以下離型電路製作中，將其額定規格制定如下表 4.1。

表 4.1 離型轉換器額定規格

直流輸入電壓	$V_s = 48V$	交流輸出電壓	$V_{out} = 110V_{rms} \quad f = 60Hz$
滿載輸出功率	$P_{out} = 400W$	儲能電容電壓	$V_{Cdc} = 240V$
直流側工作週期	$M_0 = 0.8$	弦波調變指標	$M_1 = 0.648$

下一節將針對操作於表 4.1 之工作電壓與功率的額定範圍內，並且以前章所導演出之二倍頻解析式為基礎進行電力電路之被動元件設計。

### 4.3 被動元件參數設計

第三章所導演出之直流側電壓、電流二倍頻解析式，如(3-111)與(3-114)式所示，本節將由此兩限制式作為直流側儲能元件之設計指標。另外，也對交流輸出端的被動式漣波消除電路作簡單的計算與設計。

### 4.3.1 基於直流側二倍頻諧波解析式之元件設計

#### 步驟 1: 解析式標么化

為了使第三章所求得之限制式在不同額定層級的類似轉換器中更便於被採用、參考以進行設計，吾人將此限制式進行標么化之工作。

訂定系統電壓基準值為

$$V_B = V_{o-Amplitude} \quad (4-6)$$

功率基準值為

$$P_B = P_{out} \quad (4-7)$$

而系統頻率基準值為

$$\omega_B = 2\pi f_B \quad (4-8)$$

由(4-6)~(4-8)，可進一步求得其他參數基準值。其定義如下

$$I_B = \frac{2P_B}{V_B} \quad (4-9)$$

$$Z_B = \frac{V_B}{I_B} = R_B = X_B \quad (4-10)$$

$$L_B = \frac{V_B}{\omega_B I_B} = \frac{Z_B}{\omega_B} \quad (4-11)$$

$$C_B = \frac{I_B}{\omega_B V_B} = \frac{1}{\omega_B Z_B} \quad (4-12)$$

前章所求之直流側電壓二倍頻解析式如下：

$$V_{Cdc2} = \frac{I_{Lo1} \cdot M_1}{2 \times \left| \frac{\overline{M_0}^2}{2\omega L_S} - 2\omega C_{dc} \right|} \quad (4-13)$$

將上式等號兩邊同除以電壓基準值，可得

$$\frac{V_{Cdc2}}{V_B} = \frac{I_{Lo1}}{I_B} \times \frac{M_1}{Z_B \left| \frac{\overline{M_0}^2}{\omega L_S} - 4\omega C_{dc} \right|} \quad (4-14)$$



將(4-9)~(4-12)之定義代入(4-14)中，可得其簡化結果為

$$V_{Cdc2}^{p.u.} = \frac{I_{Lo1}^{p.u.} \cdot M_1}{\sqrt{\frac{\overline{M}_0^2}{\omega^{p.u.} L_S^{p.u.}} - 4\omega^{p.u.} C_{dc}^{p.u.}}} \quad (4-15)$$

而若應用於定頻工作模式之系統中，可令電源頻率標么值  $\omega^{p.u.} = 1$ 。故可再進一步簡化(4-15)為

$$V_{Cdc2}^{p.u.} = \frac{I_{Lo1}^{p.u.} \cdot M_1}{\sqrt{\frac{\overline{M}_0^2}{L_S^{p.u.}} - 4C_{dc}^{p.u.}}} \quad (4-16)$$

前章所求之直流側電流二倍頻解析式如下式：

$$I_{Ls2} = \frac{\overline{M}_0}{2\omega L_S} V_{Cdc2} \quad (4-17)$$

相同地，將上式等號兩邊同除以電流基準值，可得

$$\frac{I_{Ls2}}{I_B} = \frac{\omega_B L_B}{V_B} \frac{\overline{M}_0}{2\omega L_S} V_{Cdc2} \quad (4-18)$$

令其操作於定頻系統，且進一步簡化可得

$$I_{Ls2}^{p.u.} = \frac{\overline{M}_0}{2L_S^{p.u.}} V_{Cdc2}^{p.u.} \quad (4-19)$$

設定本文離型電路之基準值如下：

$$V_B = 110\sqrt{2} \text{ V} \quad (4-20)$$

$$P_B = 400\text{W} \quad (4-21)$$

$$\omega_B = 120\pi \text{ rad/s} \quad (4-22)$$

由(4-20)~(4-22)式，可計算出以下參數之基準值：

$$I_B = \frac{2P_o}{V_B} = \frac{40\sqrt{2}}{11} \cong 5.14\text{A} \quad (4-23)$$

$$L_B = \frac{V_B}{\omega_B I_B} = 80.2\text{mH} \quad (4-24)$$

$$C_B = \frac{I_B}{\omega_B V_B} = 87.7 \mu F \quad (4-25)$$

以上(4-20)~(4-25)式作為本文轉換器系統之基準值，並配合本文轉換器實現過程中被動元件之合理範圍。假設儲能元件標么值選用範圍分別為

$$L_S^{p.u.} = 0.01 \sim 0.1 \quad (\text{電感實際值 } L_S = 802 \mu H \sim 8.02 mH)$$

$$C_{dc}^{p.u.} = 10 \sim 40 \quad (\text{電容實際值 } C_{dc} = 877 \mu F \sim 3508 \mu F)$$

若轉換器操作於額定電壓且滿載功率輸出時，即  $I_{Lol}^{p.u.} = 1$ 、 $M_1 = 0.648$ 、 $\overline{M}_0 = (1 - M_0) = 0.2$ 。將兩被動元件標么值範圍代入公式(4-16)中，可找出直流側電壓二倍頻標么值  $V_{Cdc2}^{p.u.}$  對應於  $L_S^{p.u.}$  與  $C_{dc}^{p.u.}$  之關係，如下圖 4.5 所示。

其橫座標(x 軸)為  $\frac{L_S^{p.u.}}{1000}$ ，縱座標(y 軸)為  $C_{dc}^{p.u.}$ ，垂直座標(z 軸)為  $V_{Cdc2}^{p.u.}$ 。

圖中可觀察出，影響直流側電壓二倍頻最直接的參數為直流側儲能電容，其值越大便能越有效的抑制此諧波量。

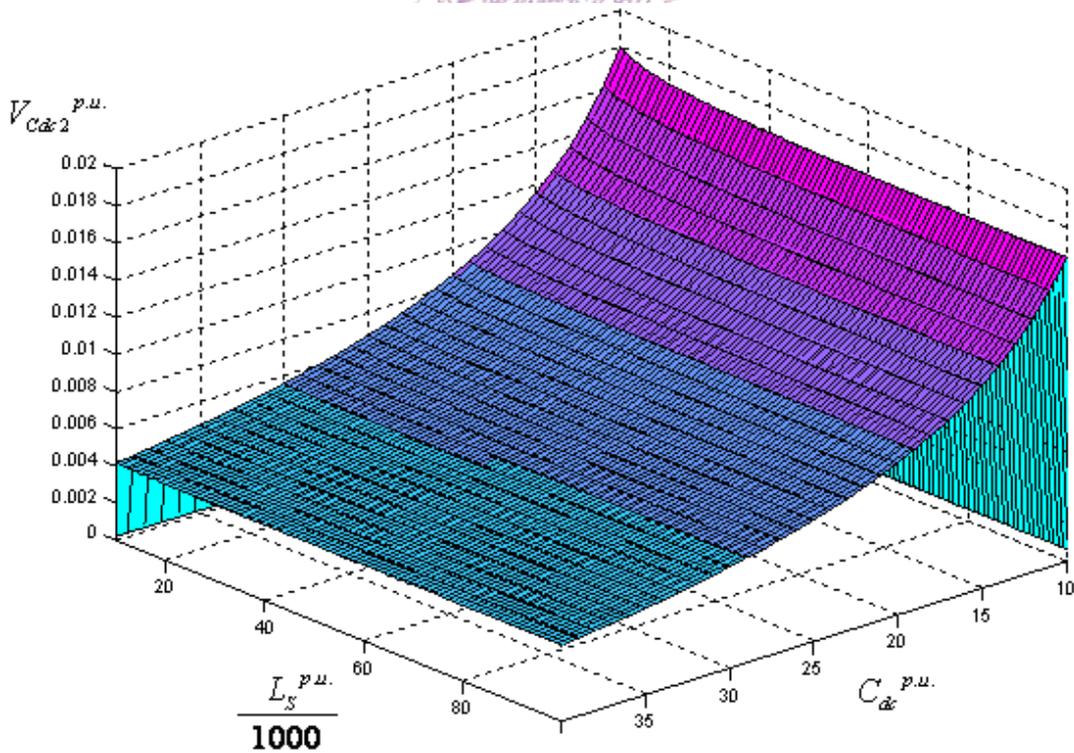


圖 4.5 直流側電壓二倍頻標么值與儲能元件關係圖

再將  $L_S$  與  $C_{dc}$  標么值範圍代入公式(4-19)中，即可找出直流側電流二倍頻標么值  $I_{Ls2}^{p.u.}$  對應於  $L_S^{p.u.}$  與  $C_{dc}^{p.u.}$  之關係，如下圖 4.6 所示。其橫座標(x 軸)為  $\frac{L_S^{p.u.}}{1000}$ ，縱座標(y 軸)為  $C_{dc}^{p.u.}$ ，垂直座標(z 軸)為  $I_{Ls2}^{p.u.}$ 。由圖可知，影響直流側電流二倍頻最直接的參數為直流側儲能電容與電感的乘積，其值越大便能越有效的抑制此諧波量。

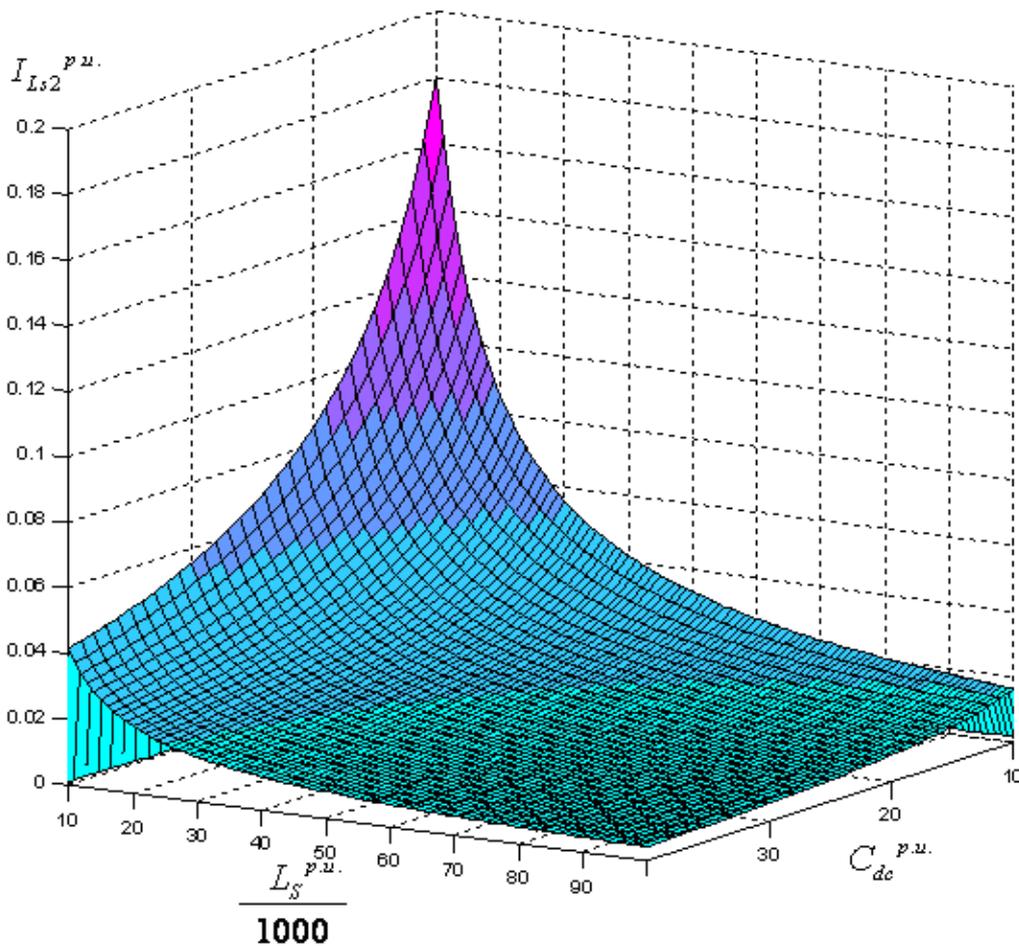


圖 4.6 直流側電流二倍頻標么值與儲能元件關係圖

為了以更簡易之量化表示法，以便於往後同類型轉換器元件設計。吾人可將圖 4.5 與圖 4.6 以二維平面等高線表示，如圖 4.7 所示。其中橫座標(x 軸)為  $L_S^{p.u.}$ ，縱座標(y 軸)為  $C_{dc}^{p.u.}$ ，虛線為電壓二倍頻  $V_{Cdc2}^{p.u.}$  各個層級等高線，而實線則表示電流二倍頻  $I_{Ls2}^{p.u.}$  各個層級等高線。

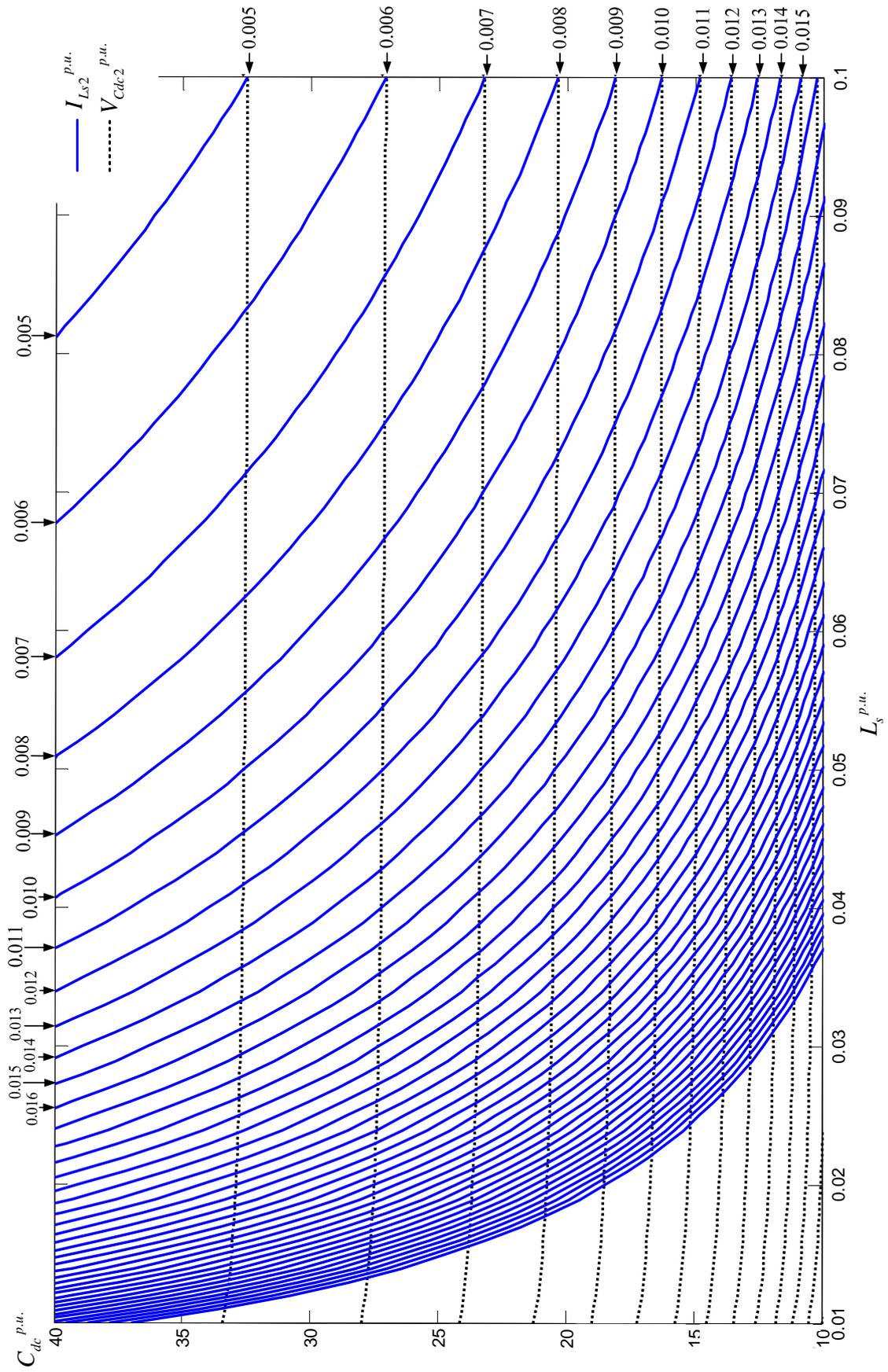


圖 4.7 儲能元件與二倍頻諧波之等高線圖

## 步驟 2: 直流電容 $C_{dc}$ 設計方針

本文設計直流側儲能元件之目的，是為了避免二倍頻諧波成分過大而造成交流輸出端產生三次諧波而波形畸變。故由第三章所求得三次諧波解析式對其作最佳化設計。將(3-99)與(3-100)式標么化可表示如下：

$$I_{Lo3}^{p.u.} \cong \frac{V_{Co3}^{p.u.}}{R_L^{p.u.}} \quad (4-26)$$

$$V_{Co3}^{p.u.} \cong V_{Cdc2}^{p.u.} \times \frac{M_1}{2} \quad (4-27)$$

根據 IEEE 519-1992 [26]制定之標準，低於 69kV 電壓總諧波失真 THD% 必須小於 5%。而吾人假設應用於本文所提系統中，輸出電源三次諧波成分低於基頻成分的 0.5% (即  $V_{Co3}^{p.u.} = 0.005$ ) 為可被忽略，不過實際情形容許度可由設計者針對應用場合不同而改變。由(4-27)式可推算出直流側電壓二倍頻的限制為

$$V_{Cdc2}^{p.u.} \times \frac{M_1}{2} < 0.005 \Rightarrow V_{Cdc2}^{p.u.} < \frac{0.005 \times 2}{0.648} = 0.0154 \quad (4-28)$$

而將(4-28)代入(4-26)中，即可得滿載輸出電流三次諧波標么值為

$$I_{Lo3}^{p.u.} = \frac{0.0154}{30.25} = 5.1 \times 10^{-4} \quad (4-29)$$

由(4-28)及(4-29)式可得知，若設計被動元件使電壓二倍頻標么值低於 0.0154，則可達本文所提轉換器之系統需求。而由 4.7 等高線圖中看出，電壓二倍頻與儲能電容關係近乎線性。故可直接以(4-28)所得之值作為電容值選用範圍之參考。

## 步驟 3: 直流電感 $L_s$ 設計方針

對於直流側儲能電感的設計，必須增加考慮轉換器是否操作於連續導

通模式(C.C.M.)。直流側電感電流包含平均值電流、二倍頻諧波及高頻切  
換漣波三成分，可由下式表示

$$i_{L_s}(t) = I_{L_s\_AVG} + I_{L_s2} \sin(2\omega t + \theta_{ILs2}) + i_{L_s\_ripple} \quad (4-30)$$

為確保其操作於連續導通模式，則須符合

$$\frac{P_{in\_min}}{V_s} - I_{L_s2} - \frac{\Delta I_{L_s\_ripple}}{2} > 0 \quad (4-31)$$

(4-31)式中  $\Delta I_{L_s\_ripple}$  為高頻切換漣波峰對峰值，可由下式表示之

$$\Delta I_{L_s\_ripple} = \frac{V_s M_0}{L_s \times f_{s\_d0}} \quad (4-32)$$

將(4-32)與(4-17)代入(4-31)中，即可列出連續導通模式的限制條件如下

$$\frac{P_{in\_min}}{V_s} - \frac{(1-M_0)}{2\omega L_s} V_{Cdc2} - \frac{V_s M_0}{2L_s f_{s\_d0}} > 0 \quad (4-33)$$

於本文離型電路製作中，為兼顧磁性元件體積與控制器之設計，訂定切換  
頻率  $f_s \cong 20kHz$ 。而依第三章所述之開關切換方式，直流側開關切換頻率  
將為三角波之兩倍，即  $f_{s\_d0} \cong 40kHz$ 。若假設本文轉換器實際操作時最小  
輸入功率  $P_{in\_min} = 30W$ ，則將表 4.1 之轉換器額定規格與(4-28)式中所求得  
之二倍頻電壓需求值代入(4-33)式。即可計算出本文所提反流器應用於額  
定規格且操作於連續導通模式下，其儲能電感值適當之選用條件如下式所  
示

$$L_s > 1.785mH \quad (4-34)$$

#### 步驟 4: 決定直流側被動元件

擁有(4-28)中電壓二倍頻的容許條件，以及(4-34)中電感值的選用範  
圍，則可參考圖 4.7 之等高線示意圖以決定所需的被動元件大小。公式(4-34)  
中，若將其轉換為標么值可得

$$L_s^{p.u.} > \frac{1.785mH}{80.2mH} = 0.022 \quad (4-35)$$

局部放大並延伸圖 4.7 中接近上述選用條件之部份等高線圖，如下圖 4.8 所示。圖中陰影部份即為元件設計可選擇之區間。於實作中，將選用直流儲能電感  $L_s \cong 2mH$ ，儲能電容採用兩只  $680\mu F$ ，耐壓  $400V$  之電解質電容並聯連接，總電容值為  $1360\mu F$ 。而將此兩被動元件參數值標么化後分別為  $L_s^{p.u.} \cong 0.025$ 、 $C_{dc}^{p.u.} \cong 15.5$ ，其所對應點如圖 4.8 中所標示，故可符合本文轉換器之系統需求。

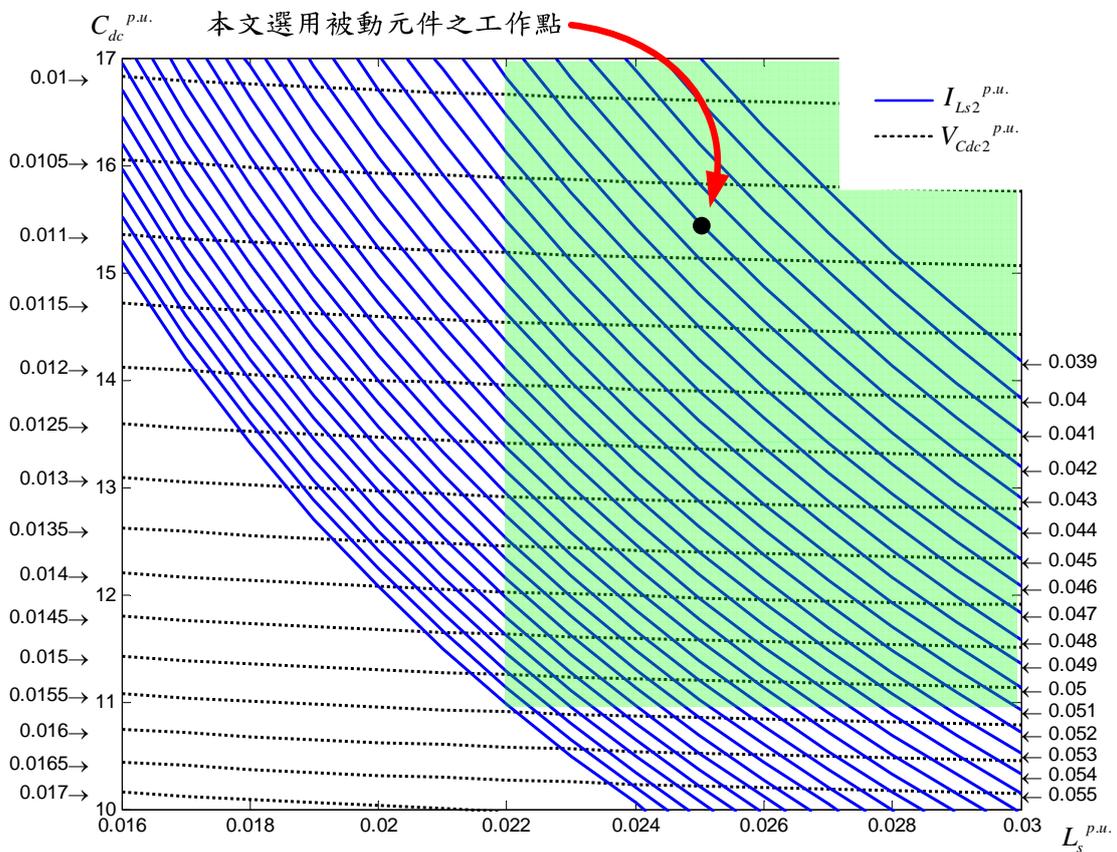


圖 4.8 本文被動元件標么值選定之等高線圖

### 4.3.2 基於交流側高頻漣波抑制之元件設計

下圖 4.9 為傳統全橋單相反流器及包含交流輸出端之二階濾波電路。

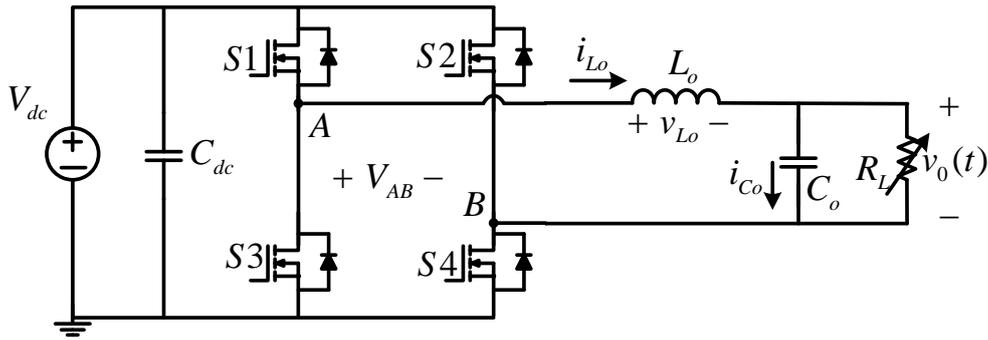


圖 4.9 傳統全橋反流器與二階低通濾波

假設反流器開關切換頻率為  $f_s$ ，為了濾除此切換頻率上的諧波。一般將反流器之輸出端二階低通濾波器之截止頻率  $f_c$  (Cut-off frequency) 設計於切換頻率之十分之一。但由於本文採單極性切換策略，輸出端等效之切換頻率將提高一倍，因此濾波器截止頻率的設計如下：

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_o C_o}} \cong \frac{2f_s}{10} \quad (4-36)$$

以圖 4.9 之電路架構為例，令輸出電流容許漣波大小為  $\Delta I_{L_o}$ ，則符合下式：

$$L_o \frac{\Delta I_{L_o}}{\Delta t} = V_{L_o} \quad (4-37)$$

應用於單極性切換之弦波波寬調變 (SPWM) 之反流器時，則 (4-37) 可改寫為

$$L_o \frac{\Delta I_{L_o}}{\frac{1}{2f_s} \times M_1} = V_{C_{dc}} - V_{o\_peak} \quad (4-38)$$

其中  $f_s$  為反流器側開關切換頻率， $M_1$  為弦波振幅調變指標， $V_{C_{dc}}$  為直流側儲能電容電壓， $V_{o\_peak}$  則是輸出交流電壓峰值。所以，若給定容許輸出電流漣波大小即能找出適當之濾波電感值如下：

$$L_o = \frac{1}{\Delta I_{L_o}} \times \frac{M_1}{2f_s} (V_{dc} - V_{o\_peak}) \quad (4-39)$$

最後將 (4-39) 所得電感值代回 (4-36) 中，即能求得對應之濾波電容值如下：

$$C_o = \left(\frac{1}{2\pi f_c}\right)^2 \frac{1}{L_o} \quad (4-40)$$

參考表 4.1 中，本文轉換器所訂定之額定規格，並依據上述設計方法進行計算。首先由額定功率與額定輸出電壓可求得輸出電流峰值為

$$\frac{I_{Lo\_peak}}{\sqrt{2}} = \frac{P_o}{V_{o\_rms}} \Rightarrow I_{Lo\_peak} = \frac{400\sqrt{2}}{110} A \quad (4-41)$$

假設濾波電感電流漣波大小為 5%，則

$$\Delta I_{Lo} = I_{Lo\_peak} \times 0.05 \cong 0.26A \quad (4-42)$$

將(4-42)求得之值與轉換器額定規格代入(4-39)，可求出輸出濾波電感值為

$$L_o = \frac{1}{0.26} \times \frac{0.648}{40k} (240 - 110\sqrt{2}) \cong 5.26mH \quad (4-43)$$

而由公式(4-36)得到本文應用時之截止頻率如下：

$$f_c = \frac{2 \times 20k}{10} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_o C_o}} \quad (4-44)$$

其中， $L_o$  與  $C_o$  之乘積關係為

$$L_o C_o \cong 1.58 \times 10^{-9} \quad (4-45)$$

經(4-43)所求電感值代入(4-45)中，便可求出適當之輸出濾波電容值約為

$$C_o \cong 0.3\mu F \quad (4-46)$$

如(4-43)與(4-46)所得之設計結果可知，應用於此類直交流轉換器輸出端之  $LC$  二階低通濾波器，為提高輸出之電源品質，其濾波電感值往往需要很大。此類之大電感通常需選擇矽鋼片磁性材料來實現，但矽鋼片操作於高頻與低頻時，其導磁特性相差甚遠，以致於設計上更加困難。而本文轉換器輸出端使用本實驗室所提出之被動式漣波消除電路(R.C.C.)，如圖 4.10 所示。

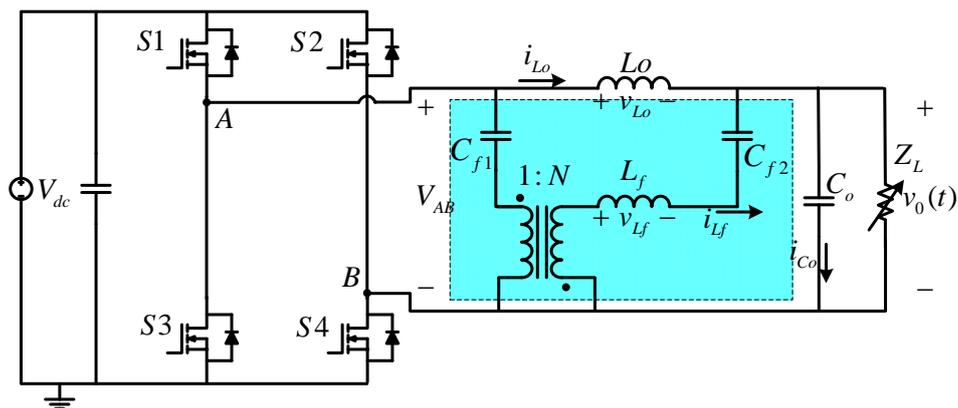


圖 4.10 全橋反流器與新型被動式漣波消除電路

此被動式漣波消除電路之工作原理已於本論文 2-4 節中做詳細說明，其附加電路功能即為補償主電路上濾波電感之漣波。而為突顯與傳統二階濾波電路之差距，本文先假設容許主電路濾波電感電流漣波大小為 35%。則漣波電流大小為

$$\Delta I_{L_o} = I_{L_o\_peak} \times 0.35 \cong 1.8A \quad (4-47)$$

而將此電流漣波容許量代回(4-39)中，可找出主電路濾波電感值為

$$L_o = \frac{1}{1.8} \times \frac{0.648}{40k} (240 - 110\sqrt{2}) \cong 759\mu H \quad (4-48)$$

由於容許條件放寬，所採用之濾波電感遠小於(4-43)式所得之值。但此容許之漣波量未能傳送至二次側，其將於附加電路中被消除。

而繞製電感所選用的導磁材料為“鐵鎳鉬合金粉鐵心”(Molypermalloy, M.P.P. Core)。此種磁性材料除了具有不易磁飽和、體積小、重量輕的優點外，其操作於高低頻之導磁特性幾乎相同，使設計上更為簡單。實作中主電路濾波電感值擬訂約為  $L_o \cong 750\mu H$ ，而主電路濾波電容值可由截止頻率設計關係如(4-44)來求出適當值如下

$$\frac{2 \times 20k}{10} = \frac{1}{2\pi\sqrt{750\mu H \times C_o}} \Rightarrow C_o \cong 2.11\mu F \quad (4-49)$$

附加電路方面，為了方便設計與呈現漣波消除之效果，高頻變壓器採  $N = 1$

的匝比設計。由圖 4.10 中輸出濾波電路部份，將一次側電容等效至二次側，如圖 4.11 所示。

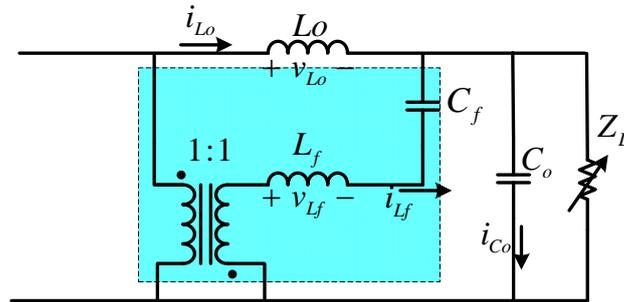


圖 4.11 新型被動式漣波消除等效電路

其中等效至二次側之電容  $C_f$  之值可表示為

$$C_f = \frac{C_{f1} \times C_{f2}}{C_{f1} + C_{f2}} \quad (4-50)$$

為了達到漣波消除之效果，變壓器匝比  $N$ 、主電路濾波電感  $L_o$  與被動式漣波消除電感  $L_f$  的關係必須符合本文 2-4 節中所求出的關係式。如下(4-51)所示，便可求得  $L_f$  之值為

$$L_f = NL_o = 1 \times 750 \mu H = 750 \mu H \quad (4-51)$$

而將上式求得結果代回截止頻率設計關係式中，即可得  $C_f$  適當之值。

$$\frac{2 \times 20k}{10} = \frac{1}{2\pi \sqrt{750 \mu H \times C_f}} \Rightarrow C_f \cong 2.11 \mu F \quad (4-52)$$

由於電感為人工繞製，便於作參數值的微調，而電容器為現成產品既有的電容量。綜合以上所求各項參數設計值，將本文實作上反流器輸出端各項被動元件參數整理如表 4.2 所示。

表 4.2 被動式漣波消除電路參數

主電路濾波電感	$L_o = 753 \mu H$	主電路濾波電容	$C_o = 2.2 \mu F$
R.C.C.變壓器匝比	$N = 1$	R.C.C. 濾波電感	$L_f = 751 \mu H$
R.C.C.一次側電容	$C_{f1} = 4.7 \mu F$	R.C.C.二次側電容	$C_{f2} = 4.7 \mu F$

## 第五章

### 雛型系統製作與實驗結果

#### 5.1 前言

本章將依據本文所提之新型單相升降壓反流器之電路架構，且依照第四章所述之參數設計方法選定被動元件參數，規劃並製作一雛型電路。為便於偵錯及維護，吾人將雛型電路劃分為各個區塊。將於下一節中詳述各模組之內容及工作原理。其中包含電路製作規格、數位控制器簡介以及系統閉迴路控制介紹與實現方法。最後將其整合並測試，由電路模擬軟體之模擬波形配合實測波形的比較，並驗證本文所提反流器之可行性。

#### 5.2 雛型系統製作

本文雛型系統架構如下圖 5.1 所示，大致上依功能可分成五大區塊。(1)功率級電路、(2)開極驅動電路、(3)零向量邏輯判斷電路、(4)電壓檢測電路與(5)dsPIC30F4011 數位訊號處理控制電路。以下將一一介紹各個區塊內容。

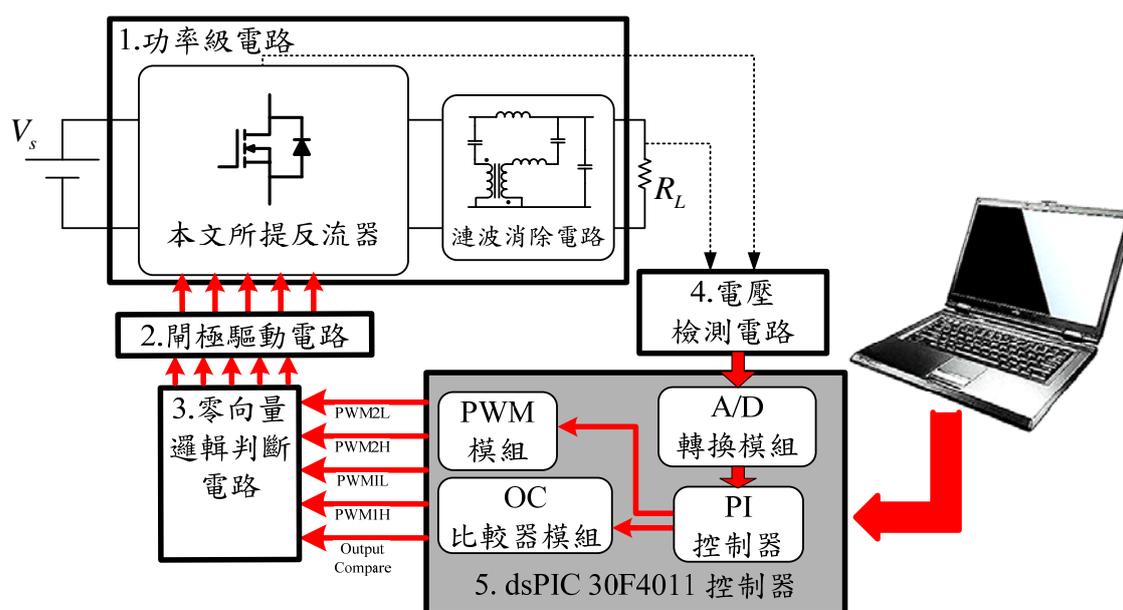


圖 5.1 雛型系統架構圖

### (1). 功率級電路:

本文所提轉換器之電路架構如下圖 5.2 所示，其負責主要的能量轉換功能。

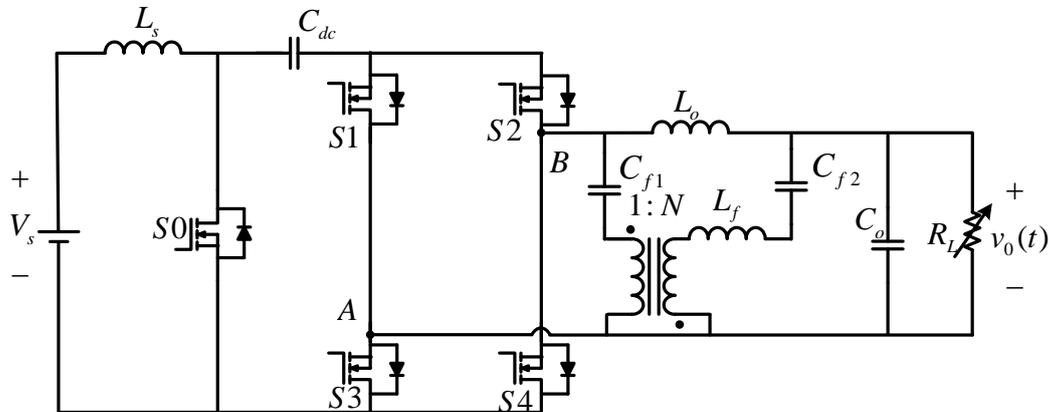


圖 5.2 功率級電路架構圖

其額定規格如下：

額定輸出功率：	$P_{out} = 400W$
輸入電壓：	$V_s = 48V$
輸出電壓：	$V_{out} = 110V_{rms} \quad f = 60Hz$
三角波載波頻率	$f_s \cong 20kHz$
直流側儲能電感：	$L_s = 1.9mH$
直流側儲能電容：	$C_{dc} = 1360\mu F$
交流側主電路濾波電感：	$L_o = 753\mu H$
交流側主電路濾波電容：	$C_o = 2.2\mu F$
交流側 R.C.C.變壓器匝比：	$N = 1$
交流側 R.C.C.濾波電感：	$L_f = 751\mu H$
交流側 R.C.C.一次側電容：	$C_{f1} = 4.7\mu F$
交流側 R.C.C.二次側電容：	$C_{f2} = 4.7\mu F$

電路中功率半導體元件均採用 IXYS 公司所生產，編號 IXFH-32N50Q 的 Power-MOSFET。其汲極至源極開路耐壓( Drain-Source Voltage,  $V_{DS}$ )可承

受 500V，汲極電流(Drain Current,  $I_D$ )可達 32A，汲源極導通等效阻值(Drain-Source On Resistance,  $R_{DS(on)}$ )約為160m $\Omega$ 。

### (2). 閘極驅動電路:

為避免閘極控制電路與功率級電路發生共地與雜訊干擾之現象，必須於閘極控制訊號產生電路之輸出端加入一隔離驅動電路來控制功率半導體開關的導通與截止以確保轉換器能正常運作。於此電路中，吾人採用 HP 公司所生產之光耦合隔離驅動器，編號 HCPL3120 作為此電路之訊號隔離元件。如圖 5.3 中接線圖所示，實作中之開關訊號採低準位觸發(Active Low)以降低本系統中控制晶片與控制周邊電路之負荷。此閘極驅動電路在輸入控制訊號為低準位時，經過發光二極體耦合使二次側電晶體導通，PWM 輸出腳位為 +15V。而在訊號為高準位時，使 PWM 輸出為 -15V 以確保功率開關為截止狀態。

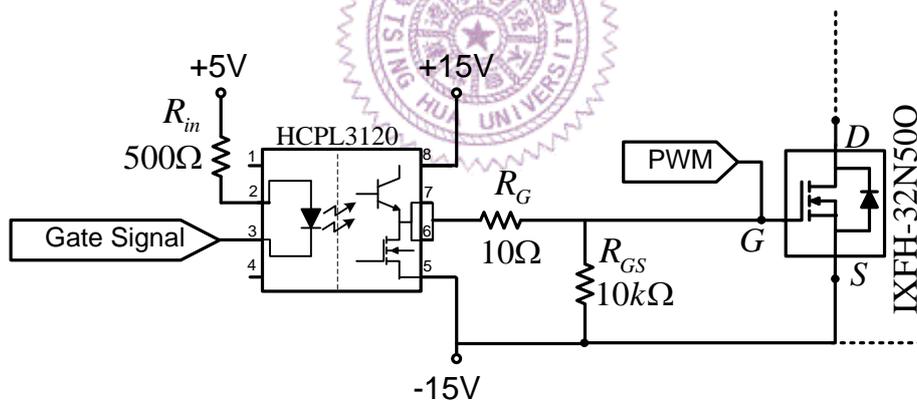


圖 5.3 開關閘極驅動電路

### (3). 零向量邏輯判斷電路

目前市面上數位控制器，例如本文所使用之 dsPIC 或是 DSP。其 PWM 模組之輸出腳位通常已被限制為互補模式輸出。為了達到第三章工作原理中所提之零向量開關切換策略(PWM 輸出皆為同準位)，吾人實現方式是於控制器輸出端加入一簡單的邏輯判斷電路以進入零向量工作模式。其邏輯電路以及輸入、輸出之低準位觸發邏輯訊號如下圖 5.4 所示。

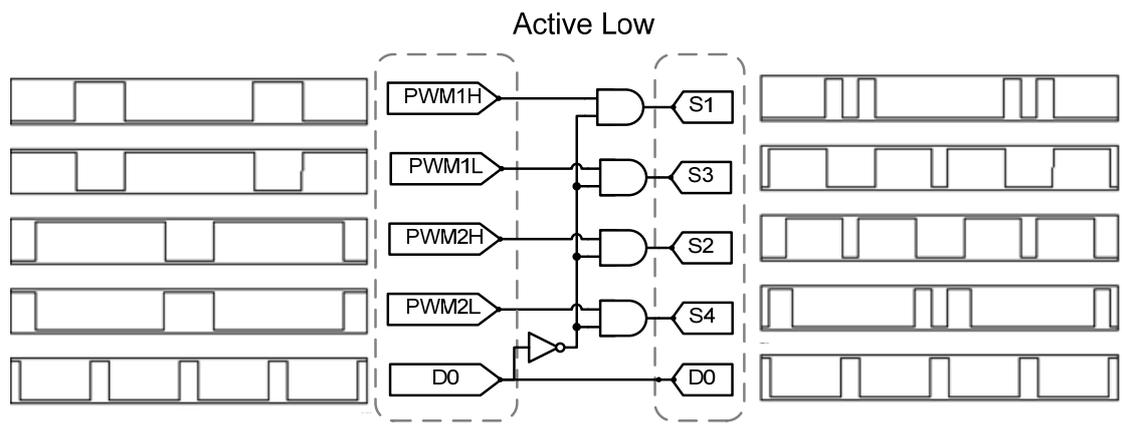


圖 5.4 零向量邏輯判斷電路

**(4). 電壓檢測電路**

下圖 5.5 為本文雛型系統製作中所使用之電壓偵測電路。此一部份主要功能是取得功率級電路之電壓訊號，經等比增益與濾波後輸入至控制器 A/D 轉換模組作為回授訊號。

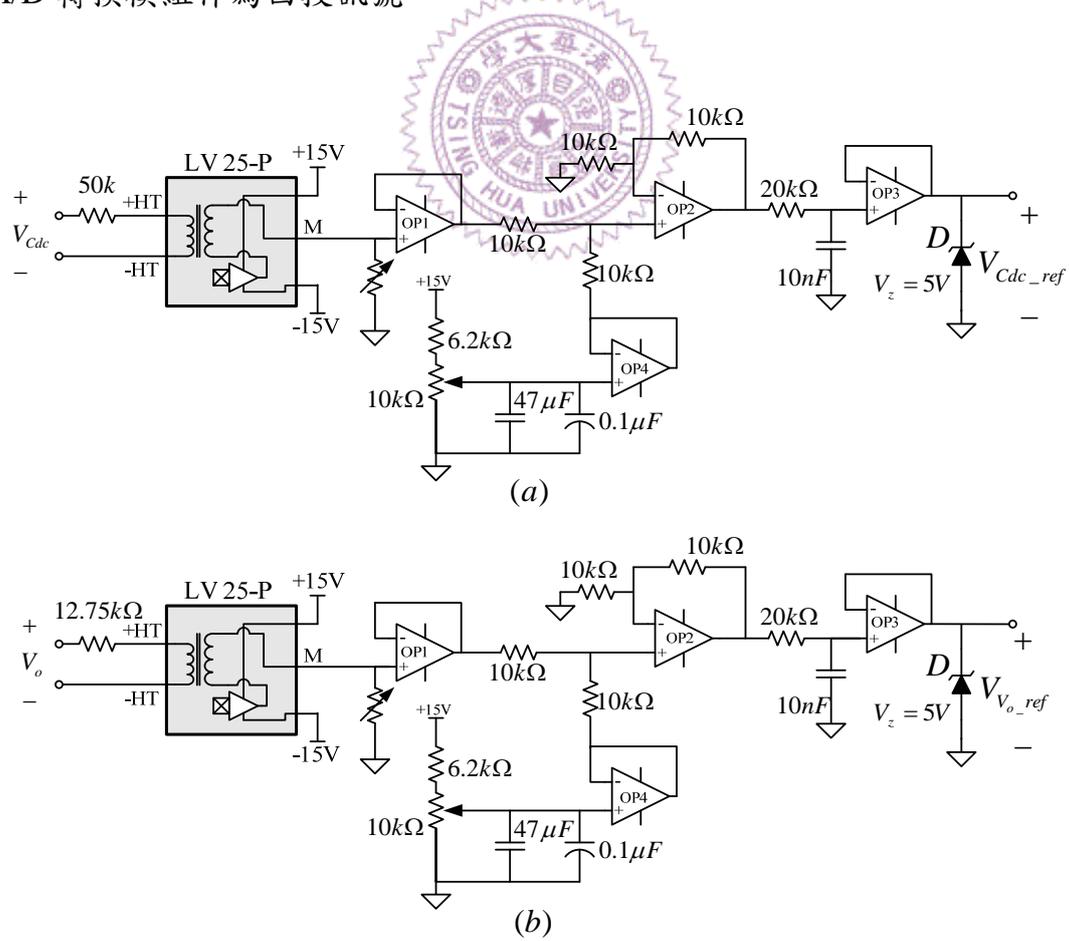


圖 5.5 (a)儲能電容電壓檢測電路 (b)輸出交流電壓檢測電路

圖 5.5 中，(a)為直流側儲能電容電壓檢測電路，(b)為交流輸出電壓檢測電路。此電壓檢測器選用 LEM 公司所生產，編號 LV 25-P 之霍爾元件檢測器。此檢測器具隔離功能，可避免功率級電路與控制電路共地。其轉換原理是將一次側電壓經分流電阻後之電流訊號，依霍爾效應轉換成電流並由元件 M 端輸出，而再通過二次側可變電阻即可由使用者調變電壓轉換比。而週邊運算放大器電路中，OPA1 為檢入電壓隨耦器。OPA2 與 OPA4 可調整檢入電壓準位，作在檢入交流電壓準位提升使用。而 OPA3 則為高頻雜訊濾波後之電壓隨耦器，可作為阻抗匹配之用。本文所使用控制器的 A/D 轉換模組容許輸入 0V~+5V 之電壓訊號，故在 OPA3 輸出端加入一崩潰電壓為 5V 之稽納二極體作為限制保護。

### **(5). dsPIC30F4011 控制器 [23-25]**

本文所製作之雛型系統，控制器擬採用數位方式實現。數位控制之優點有：

- (1)以數位控制可大量降低類比元件使用量，除了降低成本外，亦可避免類比元件參數漂移之問題。
- (2)透過軟體撰寫更易於系統升級與控制參數調校。
- (3)相較於類比電路，更易於實現複雜度較高的控制演算法，如模糊控制(Fuzzy Control)、類神經控制(Neural Control)...等。

本文採用 Microchip 公司所推出 dsPIC30F4011 的數位信號控制器作為整個控制核心。dsPIC 為 Digital Signal Peripheral Interface Controller 的縮寫，意思為數位訊號週邊介面控制器。相較於數位訊號處理器(Digital Signal Processor, DSP)，雖然 dsPIC 演算能力較弱，但由於成本低，故於目前工業應用上比 DSP 更為廣泛。

dsPIC30F4011 除了數位處理器以外，其附加的功能包含計時/計數器模組(Timer)、輸出比較模組(Output Compare, OC)、脈波寬度調變模組(Pulse Width Modulation, PWM)、10 位元高速類比數位轉換器(Analog to Digital, A/D)、定位編碼器介面(Quadrature Encoder Interface)，另外還有多種傳輸

介面模組。下圖 5.6 為本文控制器程式流程圖，吾人所應用到的模組主要有 Timer、OC、PWM 與 A/D。接下來將簡單說明如何以 dsPIC30F4011 來達到本文離型系統之運作。

由下圖 5.6 可知，程式流程大致上分三個部份，(1)程式開始初始化設定、(2)主程式與(3)中斷服務常式。程式開始時，必須對晶片工作基本參數設定，包含工作頻率與輸出工作模式設定...等。接著，即將各個子程式中運算所使用到的全域變數作定義。最後，將所應用到的模組作初始化設定，其中包括 Timer 計數週期、OC 比較準位、PWM 輸出腳位與盲時 (Dead-Time)設定、A/D 轉換訊號腳位。設定完成後，便可進入主程式工作。

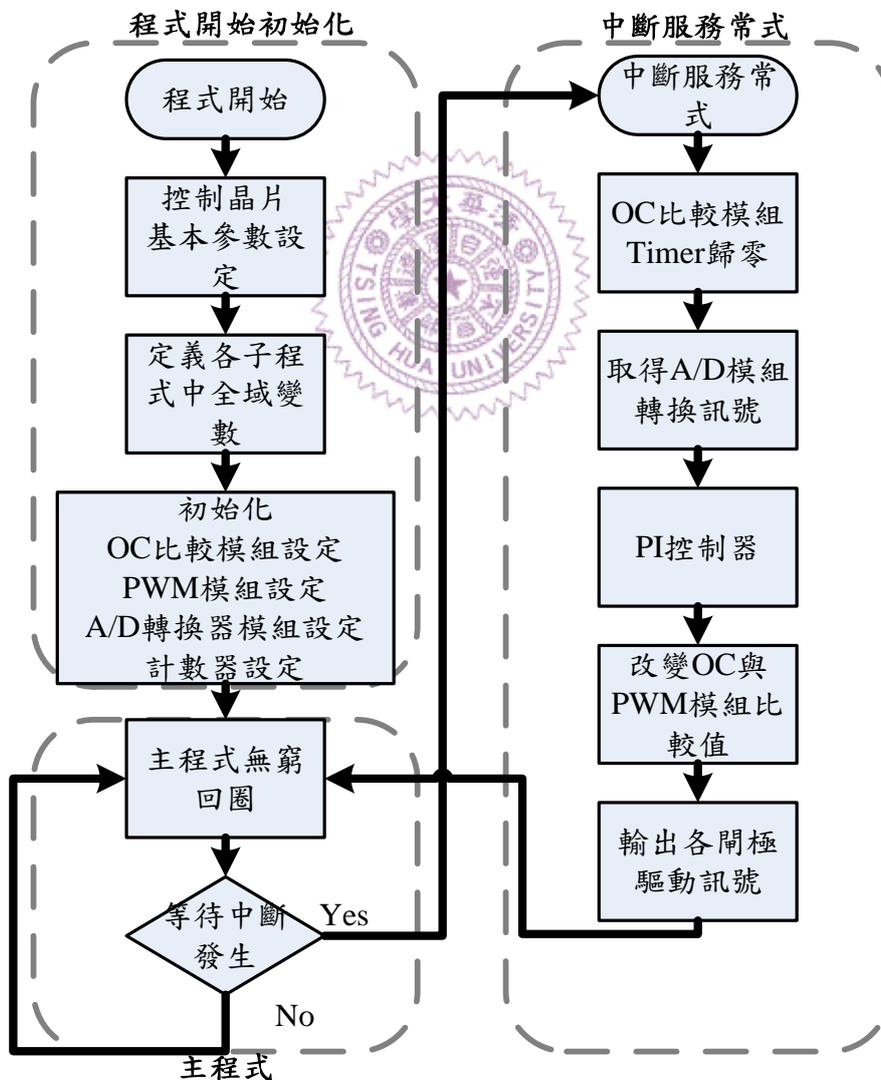


圖 5.6 dsPIC 內部程式規劃流程圖

主程式的工作內容在於持續的 PWM 輸出與判斷中斷是否發生。其中程式流程的中斷發生是以固定 PWM 計數週期工作於“連續上下數雙中斷模式”(即三角載波之波峰與波谷各中斷一次)於予觸發，當主程式接受到中斷發生訊息後即跳入中斷服務常式，反之則繼續工作於無窮迴圈狀態。

進入中斷服務常式時，首先將 OC 計數器歸零，此動作為確保零向量控制訊號與 SPWM 開關訊號為同步。下一步為致能 A/D 轉換器取樣，並等待轉換完成回傳數位訊號。接著，將回授訊號引入 PI 控制器中運算，以求得新的命令值。最後，將新求得的命令值替換原始命令值，並在離開中斷服務常式前清除中斷旗標。此動作為確保下一次中斷發生時不會發生誤判情形。

其中 PI 控制器中的數位積分器部份，吾人採用梯形面積近似方式實現 (Trapezoid Rule)。其積分器之數位化轉移函數如下(5-1)式所示，其中  $x[n]$  與  $y[n]$  則分別為積分器輸入與輸出的數位訊號等效數值。

$$\frac{y[n]}{x[n]} = \frac{T_s (1+z^{-1})}{2 (1-z^{-1})} \quad (5-1)$$

將(5-1)交叉相乘整理後，可轉換回離散差分方程式如

$$y[n] = y[n-1] + \frac{T_s}{2} (x[n] + x[n-1]) \quad (5-2)$$

其中  $T_s$  為取樣頻率。由(5-2)式所得數位積分之定義，配合控制方塊圖來實現離型系統閉迴路控制之工作。本文離型系統製作中採用雙重控制迴路，分別對直流側儲能電容電壓  $V_{dc}$  與交流側輸出電壓  $v_o(t)$  作閉迴路控制，其控制方塊如下圖 5.7 所示。而需特別注意的是，圖 5.7 中兩個限制器之功能除了避免比例積分控制器的增益飽和以外，還需符合第三章工作原理中所提之開關切換策略，即直流側開關責任週期必須大於交流側 SPWM 責任週期。否則在負載劇變之動態響應情況下，極可能造成直流側

儲能電容短路的情形。故在圖中 *Limiter 1* 之最低下限不得低於  $m^* \times [\text{sintable value}]$ ，而 *Limiter 2* 之最高上限不得高於  $d_0^*$ 。

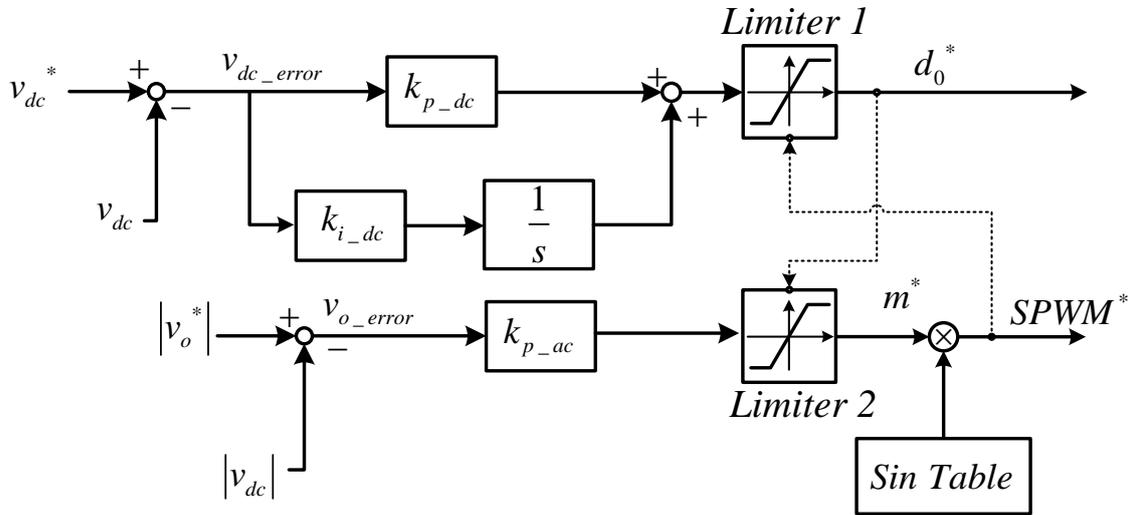


圖 5.7 系統閉迴路控制方塊圖

### 5.3 實驗結果

在硬體製作過程中，為了便於偵錯以及維護，吾人將硬體電路分各個區塊逐一完成。於本章前一節所介紹之雛型系統中的各個區塊及其硬體照片如下圖 5.8 所示。而於各個電路區塊完成後，先對其進行個別測試並確定功能無誤。最後，進一步將各區塊整合，以完成本文所提之基於廣義零向量單相升降壓型反流器，其整合後雛型系統照片如圖 5.9 所示。以下將對本系統完成後所實測之波形作簡單的說明，並與模擬結果相互驗證。吾人將實測波形分為四部份，(1)控制訊號實測波形、(2)被動式漣波消除電路實測波形、(3)系統工作實測波形與(4)參數驗證實測波形。

#### (1)控制訊號實測波形：

首先，為驗證零向量開關切換策略之可行性，圖 5.10 與圖 5.11 分別為零向量開關切換策略實現之模擬波形與實測波形。

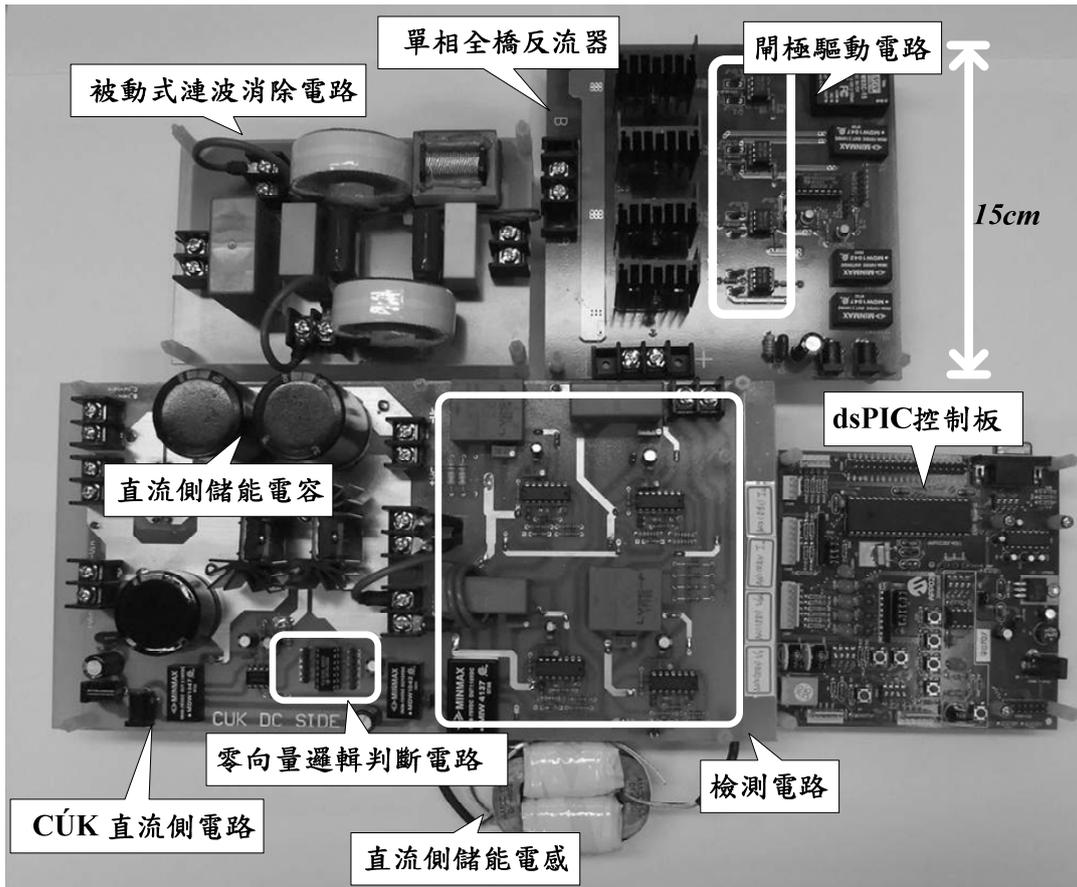


圖 5.8 離型系統各區塊硬體電路照片

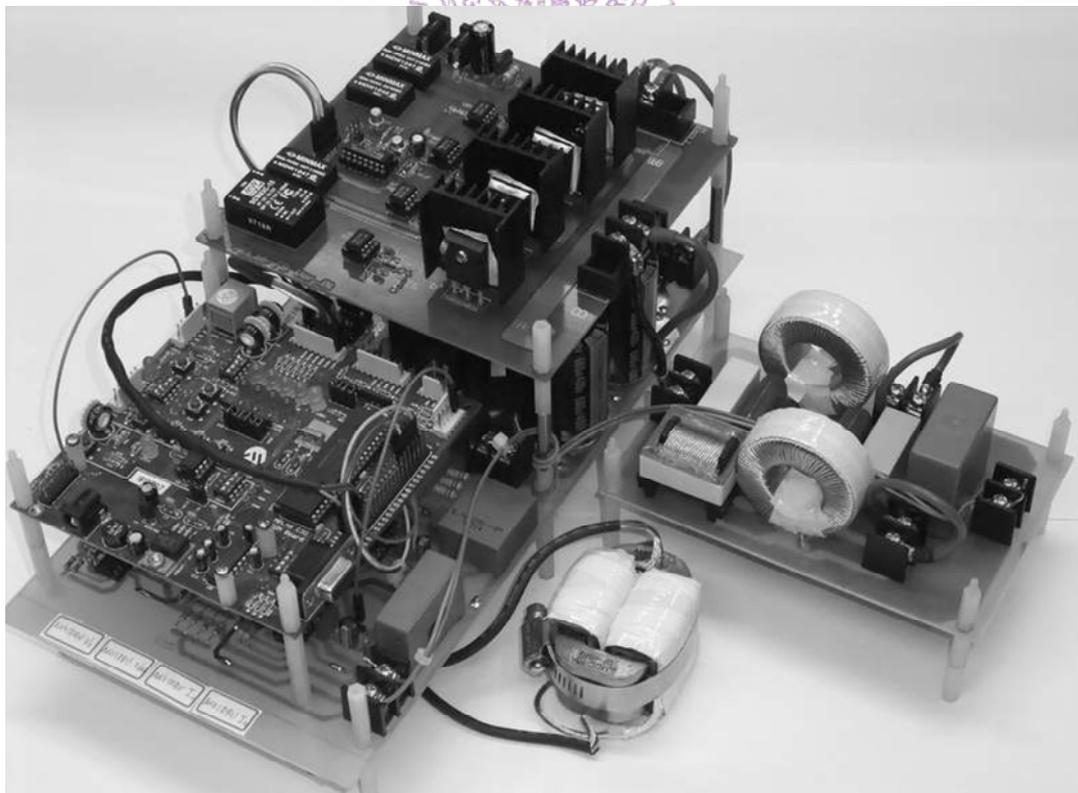


圖 5.9 本文所提單相升降壓反流器離型系統照片

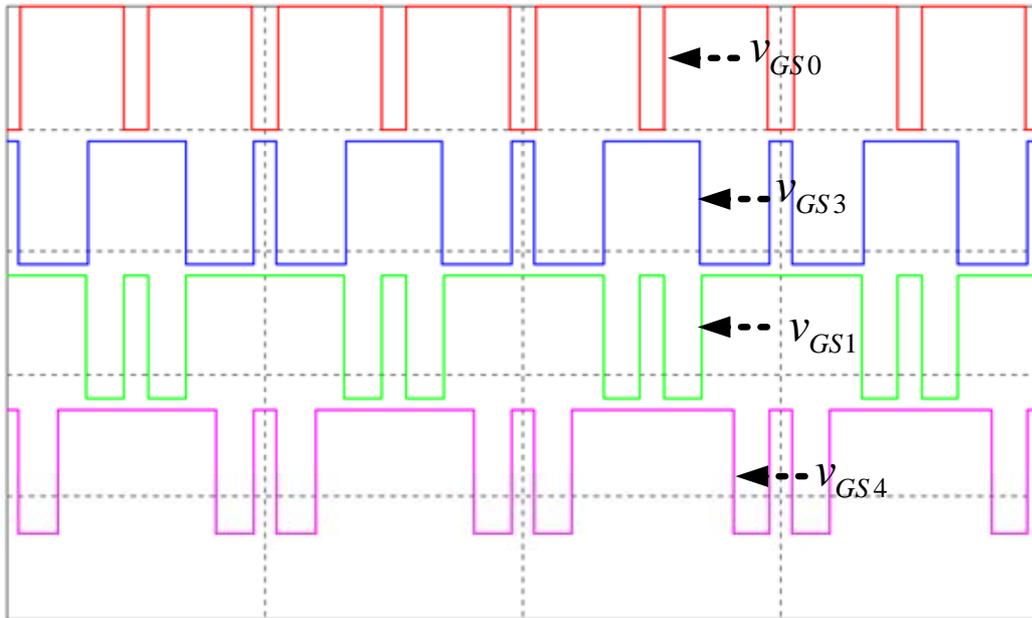


圖 5.10 零向量開關切換策略模擬波形，S0、S3、S1 及 S4 開極驅動訊號

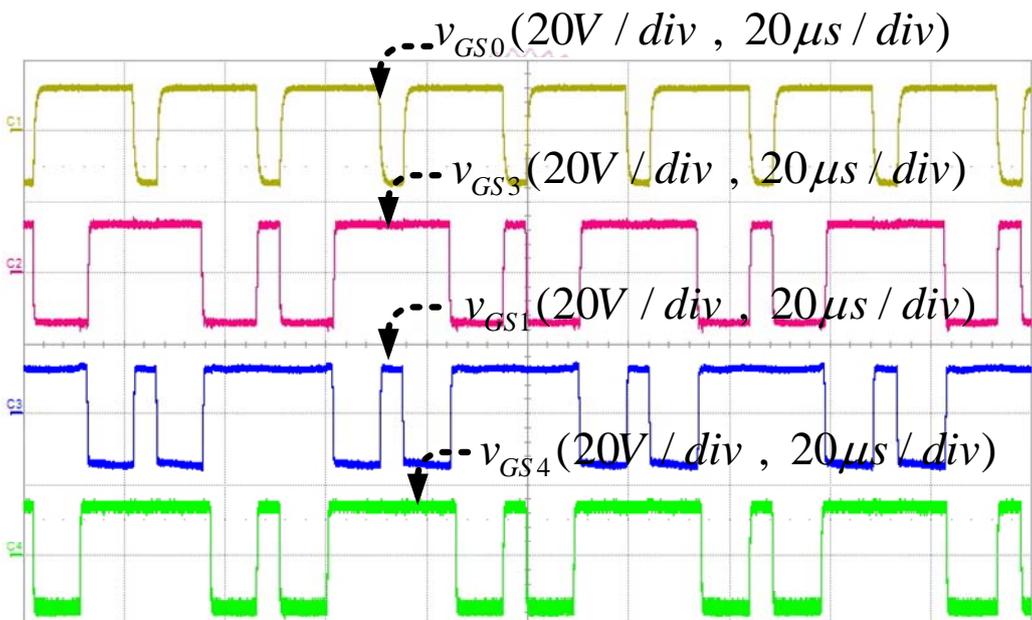


圖 5.11 零向量開關切換策略實測波形，S0、S3、S1 及 S4 開極驅動訊號

而由第三章中之工作原理可知，廣義零向量之觀念就是於不影響交流輸出電壓的前提下，引入零向量工作模式。由圖 5.12 與圖 5.13 之實測結果可看出，在加入零向量工作模式後的全橋反流器輸出端電壓  $V_{AB}$  與傳統單極性切換之  $V_{AB}$  相同。其中 5.12 圖為弦波參考訊號於零交越點附近  $V_{AB}$  之波形，圖 5.13 則為弦波參考訊號 60Hz 全週期  $V_{AB}$  之切換波形。

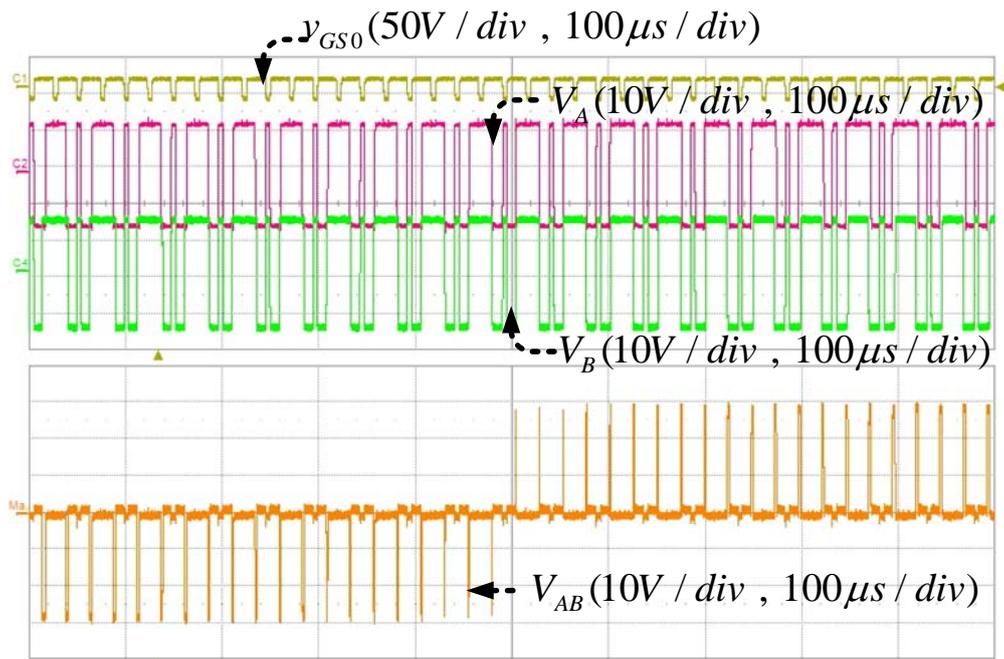


圖 5.12 弦波參考訊號於零交越點附近  $V_{AB}$  之波形

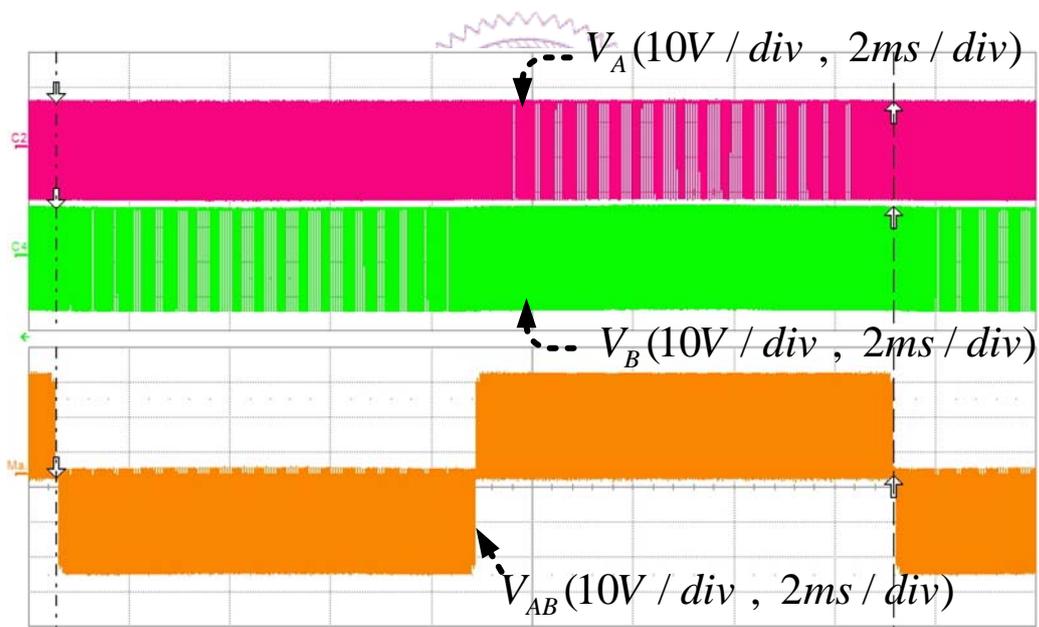


圖 5.13 弦波參考訊號 60Hz 全週期  $V_{AB}$  之切換波形

為避免全橋反流器於 SPWM 工作模式時單臂開關同時導通，以及直流側儲能電容於 SPWM 與零向量工作模式轉換時發生短路之情形，吾人於實驗時透過數位控制器加入一約為 250ns 的盲時(Dead-Time)區域以確保安全。下圖 5.14 為全橋反流器 A 臂中 S1 與 S3 之盲時。圖 5.15 則為離開零向量模式，進入全橋 SPWM 切換模式時 S0 與 S3 之盲時。

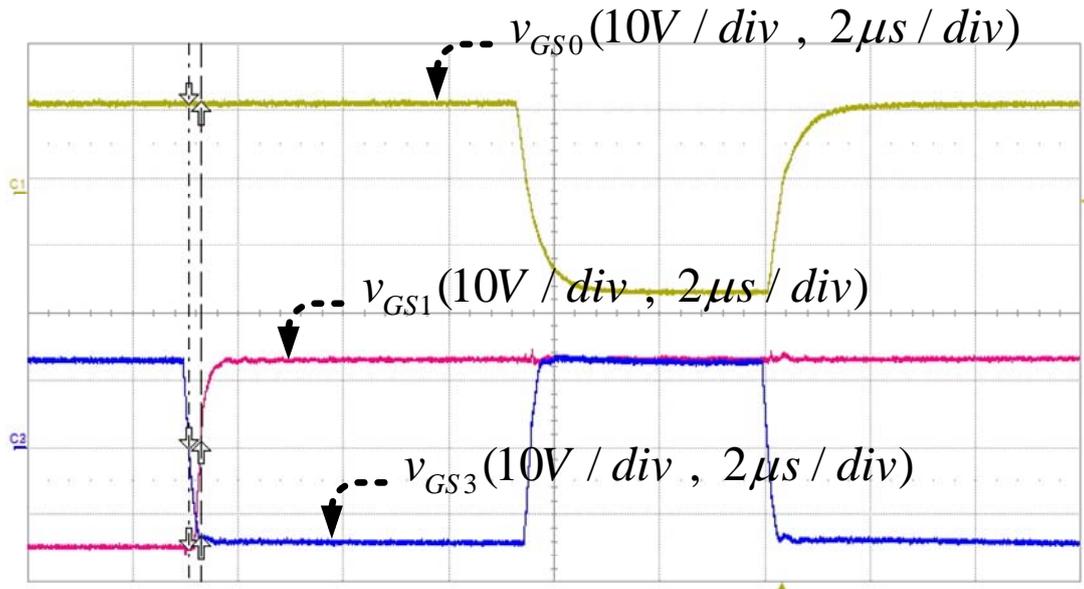


圖 5.14 全橋反流器  $S_1$  與  $S_3$  之盲時

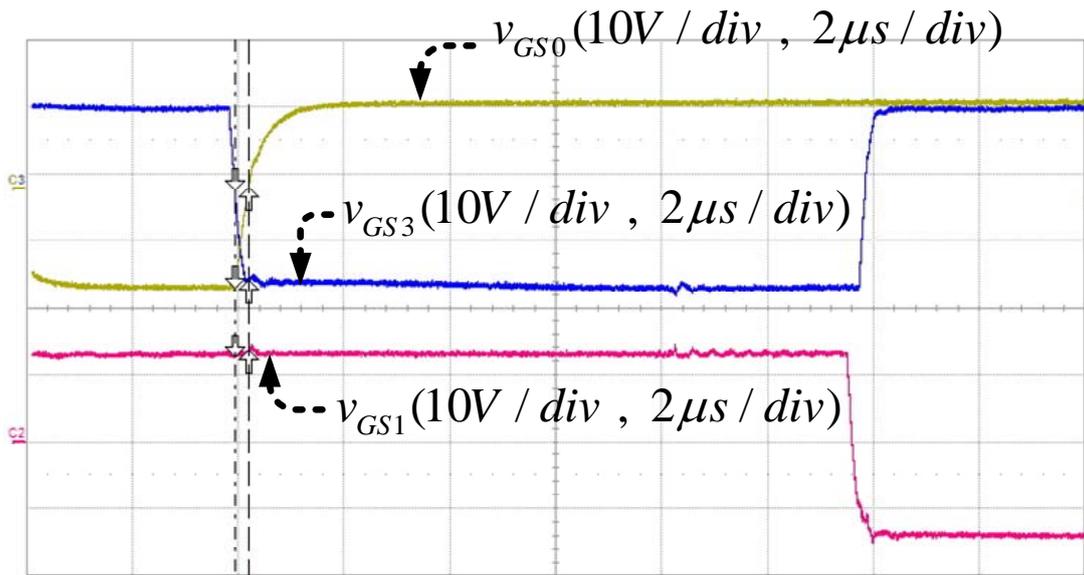


圖 5.15 離開零向量模式進入全橋 SPWM 切換模式時  $S_0$  與  $S_3$  之盲時

**(2) 被動式漣波消除電路實測波形：**

在本文雛型系統中，被動式漣波消除電路主要功能在於補償輸出電感之電流漣波，使得輸出濾波電感得以下降，但仍具有良好的低漣波輸出效果。下圖 5.16 為反流器後級漣波消除電路於 100ms 中(約六周波)模擬波形，而圖 5.17 即為本雛型系統漣波消除能力實測波形。

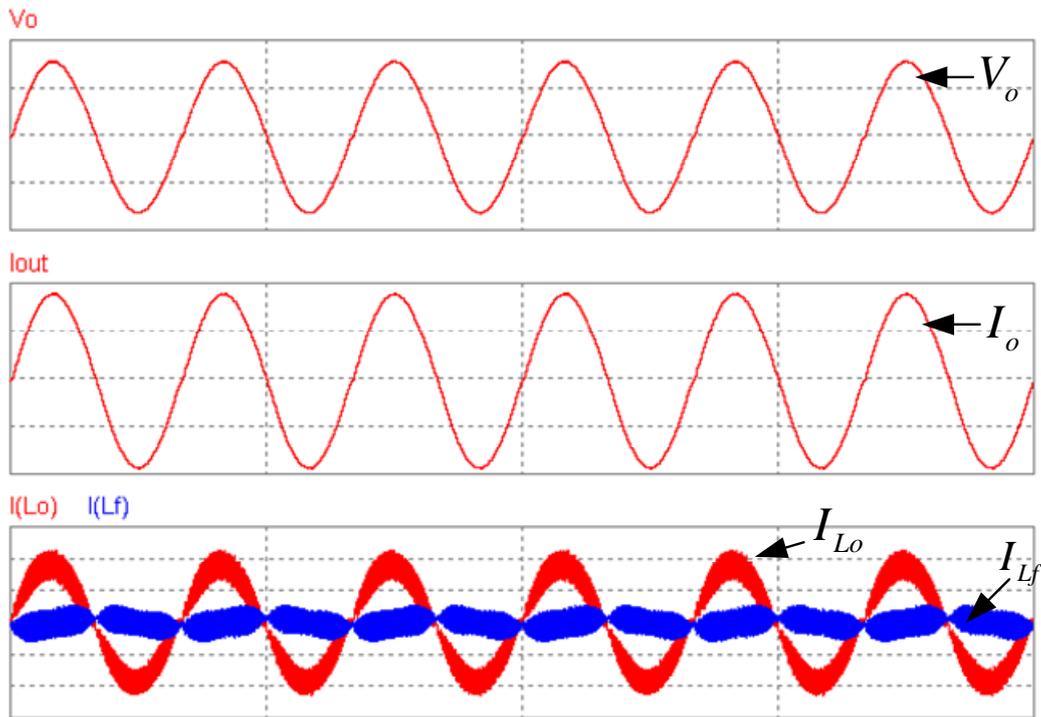


圖 5.16 本文所提反流器漣波消除效果模擬波形

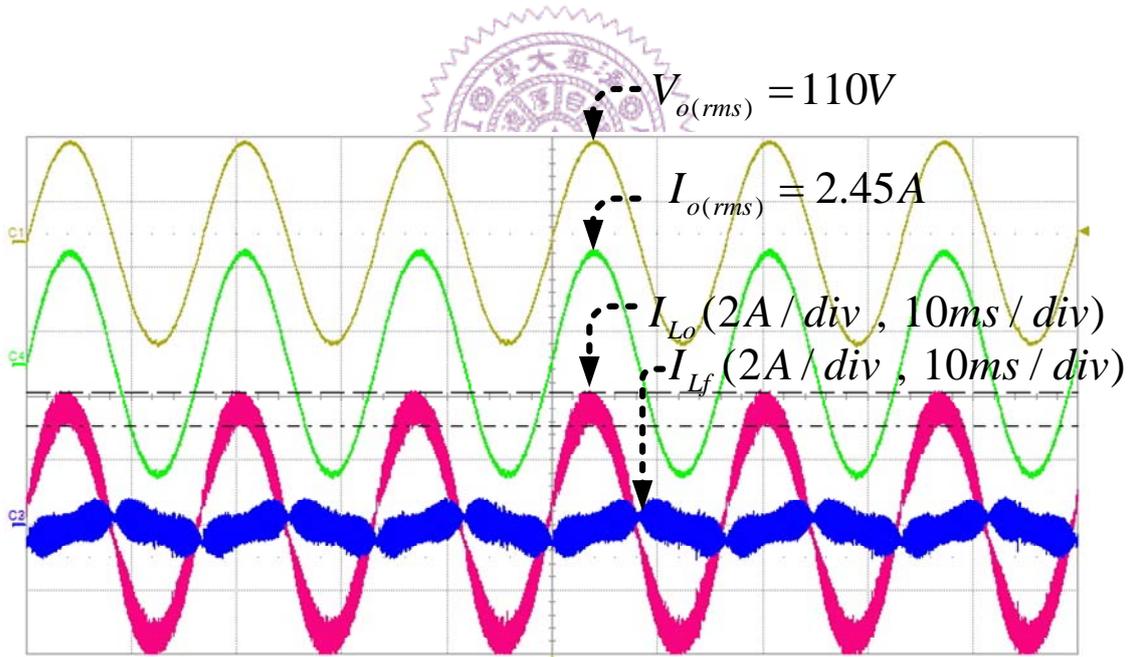


圖 5.17 本離型系統漣波消除能力實測波形

下圖 5.18 為交流輸出電壓約為峰值時，其中  $200\mu s$  時間內漣波消除電路模擬波形。而如圖 5.19 所示，其為本文離型系統在相同操作條件下的實測波形。可明顯看出其透過  $I_{Lo}$  與  $I_{Lf}$  斜率相反之特性，有效地消除輸出電流漣波。

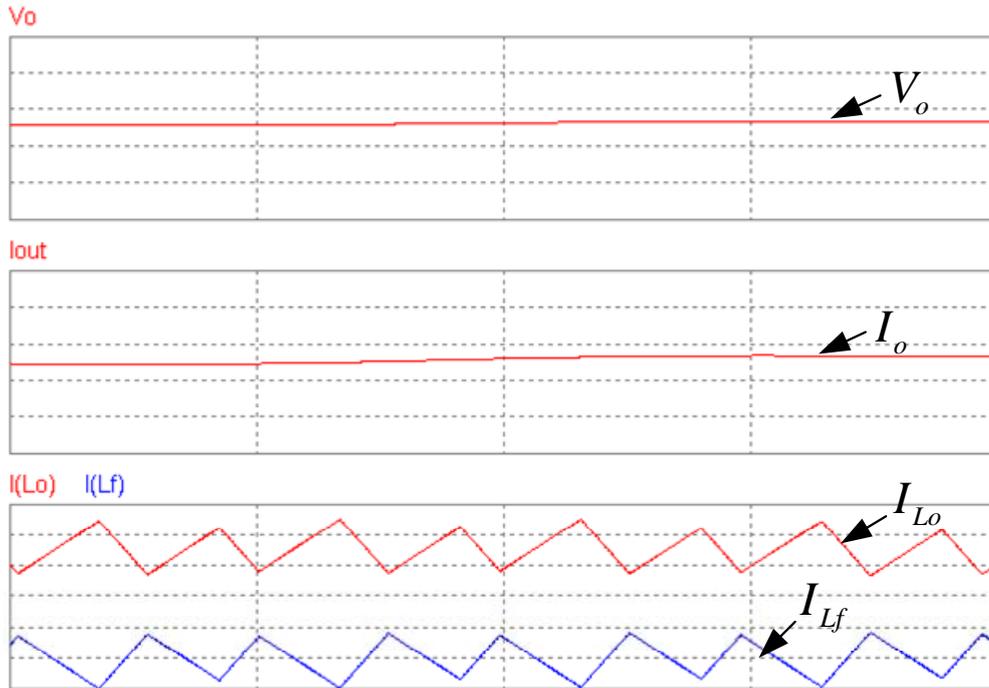


圖 5.18 輸出電壓峰值時漣波消除電路模擬波形

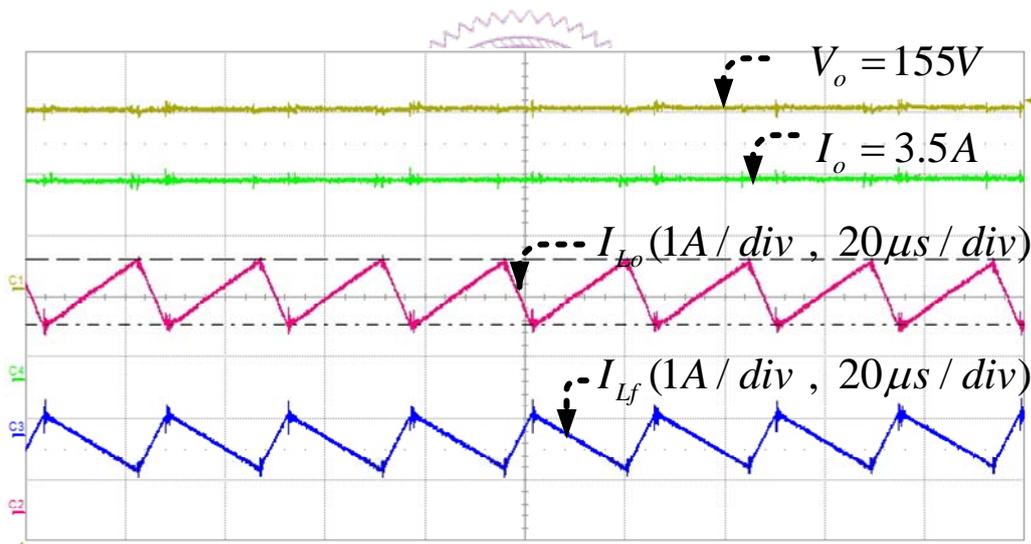


圖 5.19 輸出電壓峰值時漣波消除電路實測波形

### (3)系統工作實測波形：

本文所製作之雛型系統，擬可應用於小型離線式電源供應器 (Stand-Alone Power Supply) 或者其他升降壓直交流轉換之場合。在此將規格訂定為 48V 直流輸入、單相 110V 交流有效值輸出且額定功率約為 400W。下圖 5.20、5.21 與 5.22 分別為系統操作於 35W、265W 與 415W 時之穩態實測波形。

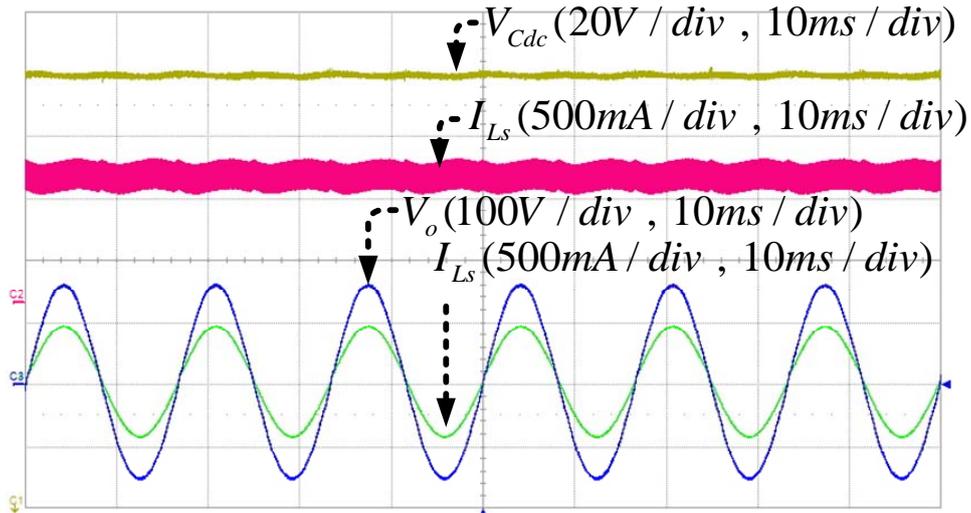


圖 5.20  $V_s \cong 48V, V_{Cdc} \cong 240V, V_{o\_rms} = 110V, I_{o\_rms} = 316mA, P_o \cong 35W$  實測波形

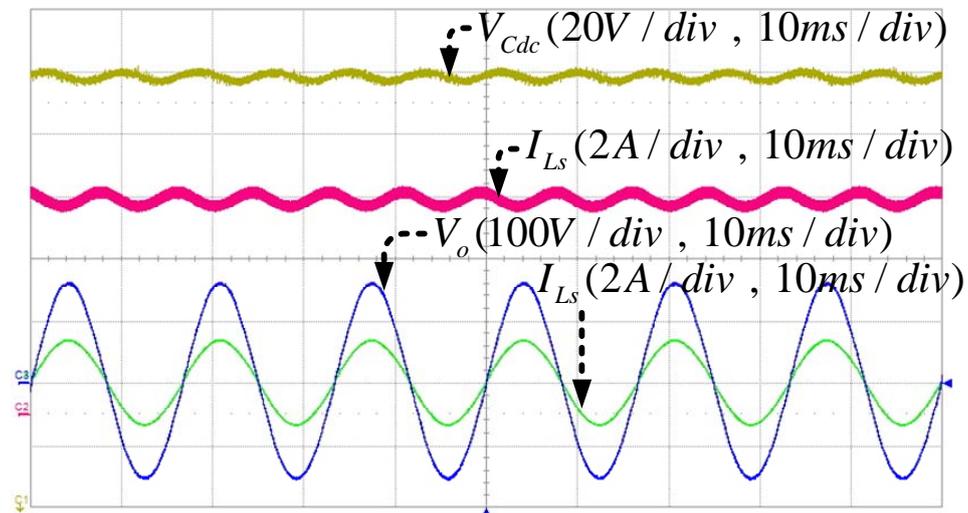


圖 5.21  $V_s \cong 48V, V_{Cdc} \cong 240V, V_{o\_rms} = 110V, I_{o\_rms} = 2.4A, P_o \cong 265W$  實測波形

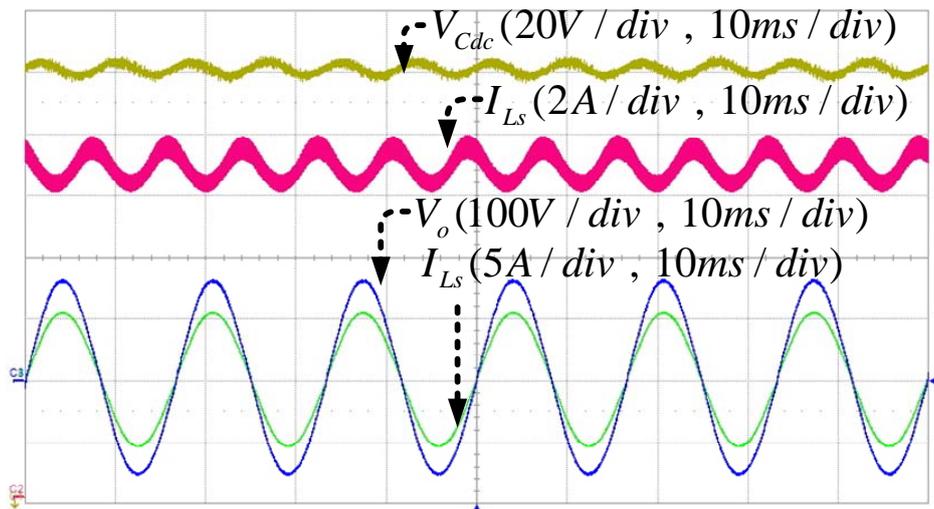


圖 5.22  $V_s \cong 48V, V_{Cdc} \cong 240V, V_{o\_rms} = 110V, I_{o\_rms} = 3.78A, P_o \cong 415W$  實測波形

下圖 5.23 為轉換器操作於降壓型反流器工作模式。其將直流 48V 轉換為交流有效值 12V 之弦波，輸出功率約為 50W，此類型負載目前為展示場鹵素杯燈之應用。雖然本文被動元件參數並非根據此工作點而設計，但此波形可驗證本文所提反流器同時具備升降壓功能。

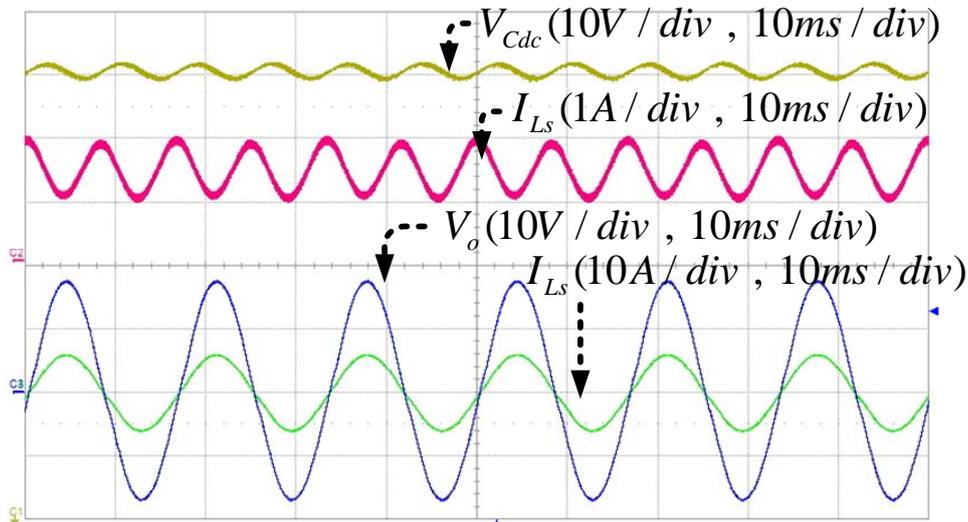


圖 5.23  $V_s \cong 48V, V_{Cdc} \cong 78V, V_{o\_rms} = 12V, I_{o\_rms} = 4.13A, P_o \cong 50W$  實測波形

而為驗證離型系統閉迴路控制可行性，下列為動態測試。圖 5.24 為系統加載測試，約由 35W 變化至 300W 之動態實測波形。而圖 5.25 為卸載測試，由 300W 降回 35W 之動態實測波形。

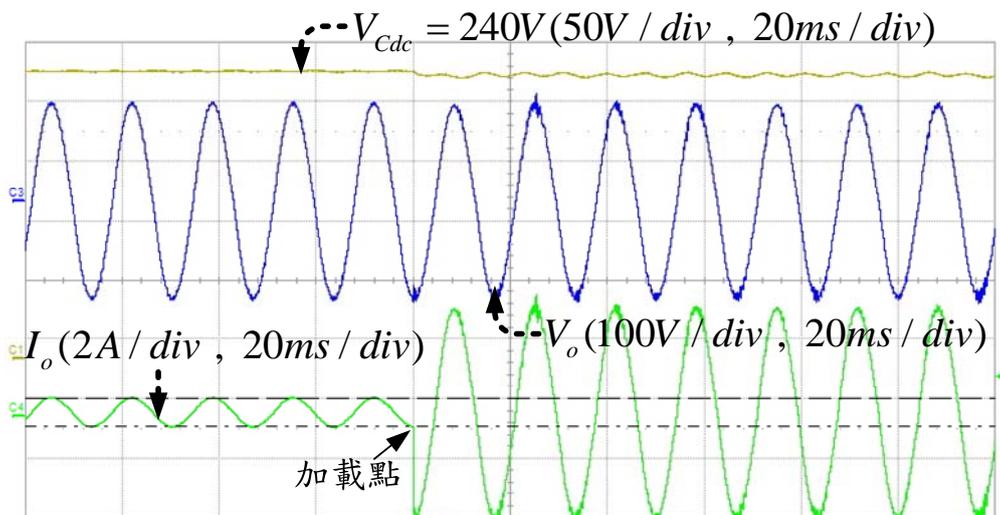


圖 5.24  $P_o \cong 35W \rightarrow 300W$  之動態加載實測波形

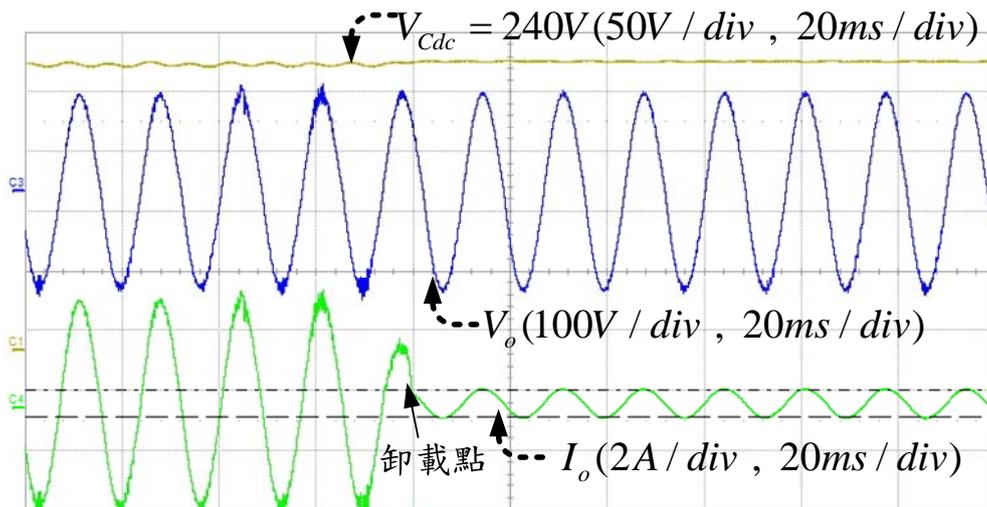


圖 5.25  $P_o \cong 300W \rightarrow 35W$  之動態卸載實測波形

#### (4) 參數驗證實測波形：

此部份為驗證本文前幾章之理論推導與實測上的吻合度。實作上之直流側儲能電感約選用  $L_s \cong 1.9mH$ ，當直流電源  $V_s \cong 48V$ ，儲能電容  $V_{Cdc} \cong 240V$  且直流側開關切換頻率  $f_{s\_d0} \cong 40.9kHz$  時。輸入電流漣波峰對峰值經計算後  $\Delta I_{L_s} \cong 495mA$ 。下圖 5.26 為直流側電感電流充放電模擬波形，圖 5.27 則為實測波形。

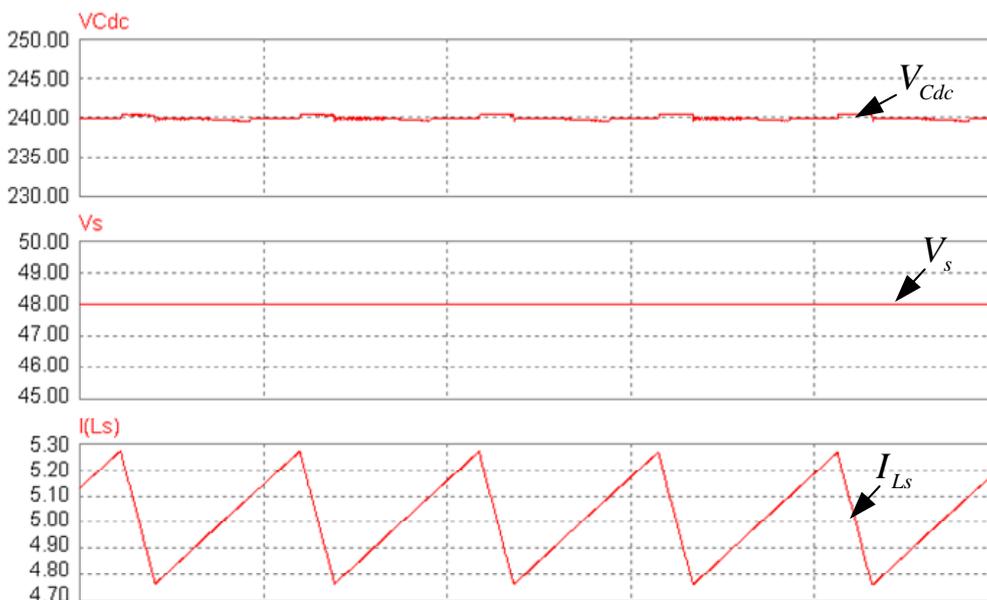


圖 5.26 儲能電感充放電模擬波形， $\Delta I_{L_s} \cong 502mA$

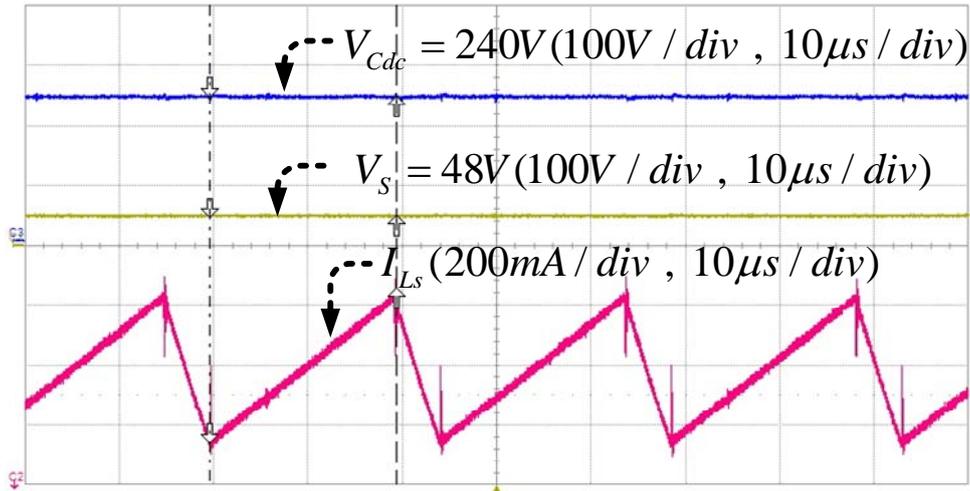


圖 5.27 儲能電感充放電實測波形， $\Delta I_{Ls} \cong 507mA$

以下實測波形目的為量測電感電流及電容電壓二倍頻成分，並驗證其實驗結果與本文推導出之二倍頻成分析式是否相符。圖 5.28 之量測條件分別為  $V_S = 48V$ 、 $V_{Cdc} = 240V$ 、 $I_{Ls} = 2.64A$ 、 $V_{o(rms)} = 110V$  及  $I_{Lo(rms)} = 992mA$ 。輸出電流振幅可由計算求出  $I_{Lo1} \cong 992 \times \sqrt{2} mA = 1.4A$ 。將此交流輸出電流振幅代入第三章所求出之二倍頻成分析式，如下(5-3)式與(5-4)式所示。

$$V_{Cdc2} = \frac{I_{Lo1} \cdot M_1}{2 \times \left| \frac{\overline{M_0}^2}{2\omega L_S} - 2\omega C_{dc} \right|} \quad (5-3)$$

$$I_{Ls2} = \frac{\overline{M_0}}{2\omega L_S} V_{Cdc2} \quad (5-4)$$

其中反流器操作之各項參數分別為， $M_1 = 0.648$ 、 $\overline{M_0} = 0.2$ 、 $\omega = 120\pi$ 、 $L_S = 1.9mH$ ，而本文使用之電解質電容工作於 120Hz 之等效容值  $C_{dc} \cong 1250\mu F$ 。將此參數值代入上述(5-3)之解析式計算後，可求出儲能電容電壓二倍頻振幅  $V_{Cdc2} \cong 498.6mV$ 。再將此結果代入(5-4)式的電流二倍頻解析式中，即可計算出電感電流二倍頻振幅  $I_{Ls2} \cong 69.6mA$ 。

而在實際量測時，吾人取直流側兩狀態變數 $V_{Cdc}$ 與 $I_{Ls}$ 所測得之波形以快速傅立葉轉換進而觀察其二倍頻成分，如圖 5.28 及圖 5.29 所示。在相同工作條件下之量測結果可求出電容電壓與電感電流二倍頻成分實際峰值分別為 $V_{Cdc2} \cong 356 \times \sqrt{2} = 503mV$ ， $I_{Ls2} \cong 45 \times \sqrt{2} \cong 64mA$ 。吾人分別將解析式所求得之計算結果及系統實際量測結果整理如下表 5.1 以便於比較。

表 5.1 二倍頻成分實際值比較

數學模型計算結果	$V_{Cdc2} \cong 498.6mV$	$I_{Ls2} \cong 69.6mA$
硬體操作量測結果	$V_{Cdc2} \cong 503mV$	$I_{Ls2} \cong 64mA$

而為較清楚地呈現此諧波量存在於系統中之比重及其影響，吾人將其轉為標么化數值並整理如下表 5.2。由表中可看出，藉由本論文所提的被動元件設計方針而選用之元件參數可有效抑制此二倍頻諧波量。其電壓、電流二倍頻於本文系統額定中標么值分別為 0.3% 與 1.2%。而與數學模型計算結果相比，由於建模過程中的一些簡化與忽略步驟，以致量測結果與理論值仍有些微誤差，電壓二倍頻成分誤差約 0.001%，電流二倍頻成分誤差約為 0.1%。

表 5.2 二倍頻成分標么值比較

數學模型計算結果	$V_{Cdc2}^{p.u.} \cong 3.21 \times 10^{-3}$	$I_{Ls2}^{p.u.} \cong 13.53 \times 10^{-3}$
硬體操作量測結果	$V_{Cdc2}^{p.u.} \cong 3.22 \times 10^{-3}$	$I_{Ls2}^{p.u.} \cong 12.45 \times 10^{-3}$

綜合以上各實測波形與驗證結果，由於本文前章推導中為降低電路數學模型複雜度而將電路元件假設皆為理想。因此，理論雖與電路模擬結果相符，但仍有可能因為量測技巧及元件實際工作特性造成實測結果與理論值會有些微不同。但在上述各個實驗中所整理之比較結果，其誤差皆在容許範圍內。

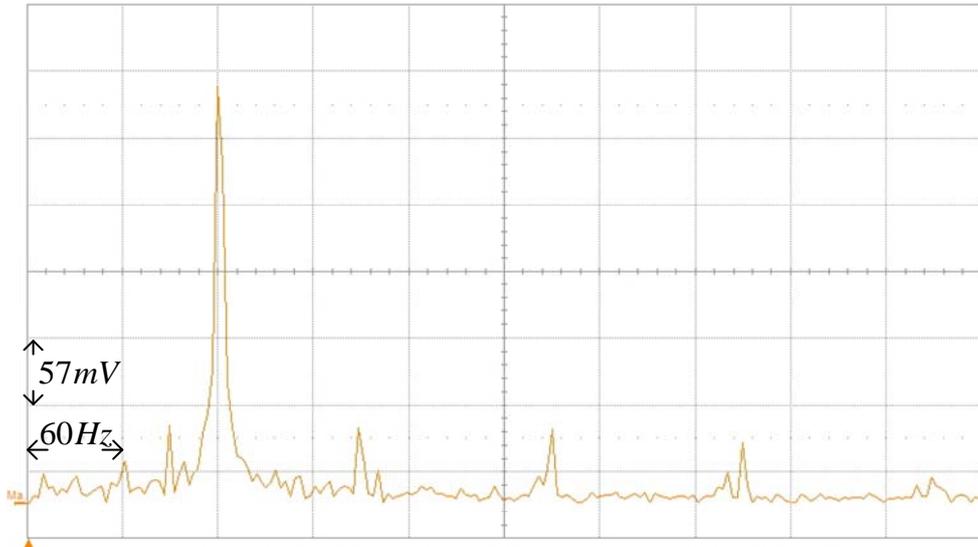


圖 5.28 直流側電容電壓二倍頻成分頻譜  $V_{Cdc2} \cong 503mV$

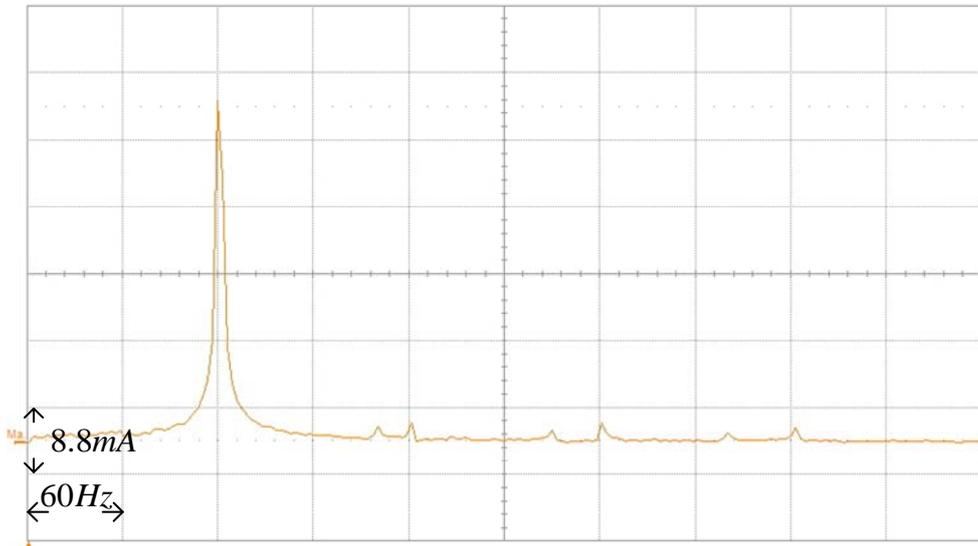


圖 5.29 直流側電感電流二倍頻成分頻譜  $I_{Ls2} \cong 64mA$

## 第六章

### 結論

本論文首先介紹廣義零向量之概念與其應用實例，進而引用同樣的概念整合邱克直流轉換器與電壓型單相全橋反流器，以衍生出本文所提單相反流器之架構。透過 Power Sim. 電路模擬軟體進行開路穩態特性模擬後，此電路架構之可行性即得到驗證。接著本文進一步導演出所提架構完整的數學模型，其中包括直流模型、小訊號模型以及二倍頻諧波模型。而後，藉著數學模型繪出等效電路模型，並且由數值計算與電路模擬結果驗證所推導理論之正確性。另外，本文亦針對二倍頻諧波模型之數學解析式提出討論，同時以本文規劃離型系統之額定參數為例，設計一套對於抑制二倍頻成分之參數選用方針。而在本文系統中所加入之被動式漣波消除電路，得以有效降低傳統低頻二階濾波器之體積與重量，且同時提供更高的電源品質。實作方面，吾人依據前述理論基礎並且配合所設計出的參數值，以 dsPIC30F4011 作為本文系統數位控制器之核心，實作一離型系統。經由量測實際電路之操作波形與動態響應，可驗證前述之理論、數學模型以及實際製作上之可行性。

由於時間有限，本論文仍有一些有待未來繼續研究之方向，茲列述以下幾點以為參考：

1. 本文系統完成之離型電路，是採用較單純之電路架構實現。若將直流側前級以多相高升壓比電路予以整合，方能提供更高的功率傳輸以及更寬廣的供電範圍。
2. 可應用柔性切換技術(Soft-Switching Technique)於本文所提單相升降壓反流器中，以減少各個功率開關元件之切換損失與所能承受的電壓電流應力，進一步提高能量轉換效率。

3. 本文架構具雙向功率潮流之功能，若設計一優良且可達到工作模式切換之控制器，則此轉換器將能更彈性的應用在多元的場合。例如不斷電電源供應器(Uninterruptible Power Supply, UPS)，或衍生至多相電源架構應用於雙向潮流電機驅動技術...等。
4. 雖然導演出之二倍頻解析式僅限於本文系統架構，但於其他同樣會產生二倍頻諧波之架構中，亦可利用本文推導步驟求出其低頻諧波解析式與等效模型。進而使二倍頻諧波達到有效的抑制，甚至由控制器做最佳化之補償。



## 參考文獻

- [1] C. T. Pan and J. J. Shieh, "A Single-Stage Three-Phase Boost-Buck AC/DC Converter Based on Generalized Zero-Space Vectors," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 14, no. 5, September 1999.
- [2] J. J. Shieh, "SEPIC Derived Three Phase Switching Mode Rectifier With Sinusoidal Input Current," *IEE Power Appl.* vol. 147, no. 4, July 2000.
- [3] J. Kikuchi and T. A. Lipo, "Three-Phase PWM Boost-Buck Rectifiers With Power-Regenerating Capability," *IEEE Trans. on Industrial Appl.* vol. 38, no.5, September/ October 2002.
- [4] 謝振中, "高性能三相切換式交直流轉換器", 國立清華大學博士論文, 中華民國八十七年六月。
- [5] 陳政裕, "高性能主動式三相升降壓型整流器", 國立清華大學博士論文, 中華民國九十年七月。
- [6] N. Mohan, T. M. Undeland and W. P. Robbins, *Power Electronics Converters, Applications and Design*, Second Edition, John Wiley & Sons, Inc., 1996.
- [7] G. Joos, G. Moschopoulos, and P. D. Ziogas, "A High Performance Current Source Inverter," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 8, no. 4, October 1993.
- [8] S. Daher, J. Schmid, and F. L. M. Antunes, "Multilevel Inverter Topologies for Stand-Alone PV Systems," *IEEE Trans. on Industrial Electronics* vol. 55, no. 7, July 2008.
- [9] Y. M. Chen, Y. C. Liu, S. C. Hung, and C. S. Cheng, "Multi-Input Inverter for Grid-Connected Hybrid PV/Wind Power System," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 22, no. 3, May 2007.

- [10] R. Gopinath, S. Kim, J. H. Hahn, P. N. Enjeti, M. B. Yearly, and J. W. Howze, "Development of a Low Cost Fuel Cell Inverter System With DSP Control," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 19, no. 5, September 2004.
- [11] J. Lee, J. Jo, S. Choi, and S. B. Han, "A 10-kW SOFC Low-Voltage Battery Hybrid Power Conditioning System for Residential Use," *IEEE Trans. on Energy Conversion*, vol. 21, no. 2, June 2006.
- [12] A. M. Trzynadlowski, N. Patriciu, F. Blaabjerg, and J. K. Pedersen, "A Hybrid, Current-Source/Voltage-Source Power Inverter Circuit," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 16, no. 6, November 2001.
- [13] A. M. Salamah, S. J. Finney, and B. W. Williams, "Single Phase Voltage Source Inverter With a Bidirectional Buck-Boost Stage for Harmonic Injection and Distributed Generation," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 24, no. 2, February 2009.
- [14] F. Z. Peng, "Z-Source Inverter," *IEEE Trans. on Industrial Appl.* vol. 39, no. 2, March/April 2003.
- [15] F. Z. Peng, M. Shen, and K. Holland, "Application of Z-Source Inverter for Traction Drive of Fuel Cell Battery Hybrid Electric Vehicles," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 22, no. 3, May 2007.
- [16] C. Liu and J. S. Lai, "Low Frequency Current Ripple Reduction Technique With Active Control in a Fuel Cell Power System With Inverter Load," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 22, no. 4, July 2007.
- [17] N. D. Benavides and P. L. Chapman, "Modeling the Effect of Voltage Ripple on the Power Output of Photovoltaic Modules," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 7, July 2008.
- [18] C. T. Pan and J. J. Shieh, "New Space-Vector Control Strategies for Three-Phase

- Step-Up/Down AC/DC Converter,” *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 47, no. 1, February 2000.
- [19] N. M. Abdel-Rahim and J. E. Quaicoe, ”Analysis and Design of a Multiple Feedback Loop Control Strategy for Single-Phase Voltage-Source TIPS Inverters,” *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 11, no. 4, July 1996.
- [20] N. Li, J. Zhang, and Y. Zhong, ”A Novel Charging Control Scheme for Super Capacitor Energy Storage in Photovoltaic Generation System,” *DRPT 2008 6-9 April 2008 Nanjing China*.
- [21] G. T. Kim and T. A. Lipo, ” VSI-PWM Rectified Inverter System with a Reduced Switch Count,” *IEEE Trans. on Industrial Appl.*, vol. 32, no. 6, November/December 1996.
- [22] Erickson, W. Robert, and M. Dragan, *Fundamentals of Power Electronics*. Kluwer Academic Publisher, Inc. 2001.
- [23] “dsPIC30F4011 High Performance Digital Signal Controllers,” *Microchip Technology*, 2005.
- [24] “MPLAB C30 C Compiler User Guide,” *Microchip Technology*, 2005.
- [25] 曾百由，『數位信號控制器原理與應用』，宏友圖書開發股份有限公司。
- [26] “IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems,” *IEEE Std. 519-1992*.
- [27] G. Fontes, C. Turpin, S. Astier, and T. A. Meynard, ”Interactions Between Fuel Cells and Power Converters: Influence of Current Harmonics on a Fuel Cell Stack,” *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 22, no. 2, March 2007.
- [28] S. S. Ang, *Power Switching Converter*. Marcel Dekker, Inc 1995.

- [29] T. C. Chen, and C. T. Pan, "Modeling and Design of a Single Phase AC to DC Converter," *IEE Proceedings-B*, vol. 139, no. 5, September 1992.
- [30] A. Roshan, R. Burgos, A. C. Baisden, F. Wang, and D. Boroyevich, "A D-Q Frame Controller for a Full-Bridge Single Phase Inverter Used in Small Distributed Power Generation System," *IEEE Applied Power Electronics Conference*, pp. 641-647, 2007.

