

國立交通大學

電機與控制工程學系

碩士論文

單級全橋式交/直流變通型轉換器之小訊號分析
與並聯架構之電流均享設計



Small Signal Analysis of a Modified
Single-Stage Full-Bridge AC/DC Converter
and the Current Sharing Design
in Paralleled Structure

研究生：陳彥廷

指導教授：張隆國 博士

中華民國九十五年九月

單級全橋式交/直流變通型轉換器之小訊號分析
與並聯架構之電流均享設計

Small Signal Analysis of a Modified
Single-Stage Full-Bridge AC/DC Converter
and the Current Sharing Design
in Paralleled Structure

學生：陳彥廷

Student : Yen-Ting Chen

指導教授：張隆國 博士

Advisor : Dr. Lon-Kou Chang



A Thesis

Submitted to Institute of Electrical and Control Engineering

College of Electrical Engineering and Computer Science

National Chiao Tung University

in Partial Fulfillment of the Requirements

for the Degree of Master

in

Electrical and Control Engineering

September 2006

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國九十五年九月

單級全橋式交/直流變通型轉換器之小訊號分析 與並聯架構之電流均享設計

研究生：陳彥廷

指導老師：張隆國博士

國立交通大學電機與控制工程學系

摘 要

本文旨在對一變通的單級全橋式交/直流電源轉換器作小訊號分析，並且以此電路為基本模組，於並聯架構中設計電流均享電路以實現模組擴充。該轉換器主要包含輸入電流修飾部分與全橋穩壓兩部分。電路主要特色為：使用一開關利用責任週期比加上盲點時間，來控制儲能電容電壓的最大值，並且修飾輸入電流提高電源側的功率因數。

文中針對此電路架構作開迴路小訊號分析，基於此小訊號分析，對轉換器設計迴授補償電路。並以此電路架構為基本模組，在輸入並聯輸出並聯的架構中，設計具有電流均享功能的電路。同時以 Pspice 模擬軟體，針對一部 220V ac(r.m.s)輸入，且為 660W/100V 輸出的單級全橋式交/直流轉換器，並且符合規範 IEC61000-3-2 的雛形電路，進行電腦模擬以輔助相關的設計。

關鍵詞：單級電源轉換器、全橋式電源轉換器、小訊號分析。

Small Signal Analysis of a Modified Single-Stage Full-Bridge AC/DC Converter and the Current Sharing Design in Paralleled Structure

Student : Yen-Ting Chen

Advisor : Lon-Kou Chang

Department of Electrical and Control Engineering
National Chiao-Tung University



ABSTRACT

In this thesis, a detailed small-signal analysis of an improved single-stage full-bridge AC/DC converter, 220V input and 660W/100V output, is presented. A current sharing paralleled structure integrated by the proposed converters is also presented to realize an integrated power system. The converter was composed of two subcircuits: an input current shaper and a full-bridge regulator. The proposed circuit has two major merits: the maximum voltage across the bulk capacitor can be suppressed, and the input current satisfies IEC61000-3-2 Class A standard. The converters are connected in the input-parallel-and-output-parallel configuration. The system simulation and analysis had been successfully carried out in both Matlab and Pspice system for verification.

Keywords: single-stage converter, full-bridge converter, small signal analysis

誌 謝

本論文能順利完成，首先要感謝指導教授張隆國博士的細心照顧與教誨，使我在研究生兩年生涯中得以成長茁壯。感謝老師的指導方使本論文得以順利完成，在此表示最誠摯的謝意。

另外感謝口試委員廖德誠教授、鄭木火教授與林君明教授及張隆國教授給予本論文的指正以及建議，使得本論文更加完整。

感謝宴銘學長、如璇學姊、致暉學長、阿信學長、昌吉學長、恆毅學長、文昇、柏蒼、奕廷、宗仁在課業上的切磋。

感謝主，感謝我的父母以及一直在背後支持協助我的家人，使我能夠全心全意地專注於功課與研究工作上。感謝鼓勵我以及不斷為我代禱的弟兄姊妹們，願將此喜悅與你們一同分享。

謹將本論文獻給所有關心我的人！



陳彥廷

謹誌於交通大學 815 實驗室

中華民國九十五年九月

目 錄

中文摘要.....	i
英文摘要.....	ii
誌謝.....	iii
目錄.....	iv
圖目錄.....	vii
表目錄.....	xi
第一章 緒論.....	1
1-1 研究動機.....	1
1-2 文獻回顧.....	2
1-3 論文架構.....	3
第二章 單級全橋式交/直流轉換器、小訊號分析及電源轉換器模組化 之文獻回顧.....	4
2-1 單級全橋式電源轉換器.....	5
2-1-1 功率因數之定義.....	5
2-1-2 單級式電源轉換器之背景說明.....	6
2-1-3 單級全橋式電源轉換器之說明.....	7
2-2 小訊號分析.....	10
2-2-1 CCM 模式之小訊號分析.....	11
2-2-2 DCM 模式之小訊號分析.....	13
2-3 電源轉換器模組化.....	18
2-3-1 模組擴充結構組合之討論.....	19
2-3-2 電流分配誤差.....	20
2-3-3 IPOP 操控技術.....	23

第三章	單級全橋式交/直流變通型轉換器之小訊號分析	25
3-1	單級全橋式交/直流變通型轉換器的動作流程與波形	26
3-2	雙時間尺度平均法的簡介	32
3-3	小訊號模型的建立	34
3-3-1	切換週期 T_s 的平均化模式之推導	34
3-3-1	線電壓週期 T_L 的平均化模式之推導	40
3-4	閉迴路系統之小訊號分析與控制器設計	50
3-4-1	閉迴路系統之小訊號分析	50
3-4-2	系統控制器之設計	54
3-5	應用 Pspice 驗證轉換函數之正確性	59
3-5-1	單極全橋式交/直流變通型轉換器在直流輸入電壓下 之小訊號模型	59
3-5-2	應用 Pspice 驗證直流輸入電壓下之轉換函數	64
第四章	單級全橋式交/直流變通型轉換器於並聯架構之電流均享設計 ..	69
4-1	電流均享原理與設計	69
4-1-1	電流均享方塊圖之說明	72
4-1-2	電流均享電路於單級式全橋交/直流轉換器之應用 ...	73
4-2	單級全橋式交/直流變通型轉換器並聯架構之閉迴路小訊號 分析	79
第五章	實驗結果與討論	86
5-1	開關控制訊號波形	86
5-2	電感電流與電容電壓之波形	89
5-3	全橋開關電流波形與感測電阻感測電流之波形	95
5-4	輸出電壓之波形	99
5-5	其他元件不對稱下之 CDE 模擬比較	100
第六章	結論與展望	107

6-1 結論.....	107
6-2 展望.....	108
參考文獻.....	109



圖 目 錄

圖 2.1	使用元件位移法的電路.....	6
圖 2.2	使用同步切換法的電路.....	7
圖 2.3	全橋式電路.....	8
圖 2.4	單級全橋式交/直流電源轉換器	8
圖 2.5	加入額外變壓器線圈的單級全橋式交/直流電源轉換器	9
圖 2.6	具有輸入電流修飾的單級全橋式交/直流電源轉換器	9
圖 2.7	輸出電壓調整 (a)迴授控制系統 (b)線性化迴授控制系統	10
圖 2.8	降壓轉換器(Buck Converter)	11
圖 2.9	降壓轉換器之小訊號等效模型.....	12
圖 2.10	全橋式電路.....	12
圖 2.11	圖 2.9 之全橋式電路其小訊號等效模型.....	12
圖 2.12	昇壓轉換器.....	14
圖 2.13	DCM 模式下昇壓轉換器之導通情況 (a)區間 1 (b)區間 2 (c)區間 3...14	
圖 2.14	DCM 模式下電感電流之波形	15
圖 2.15	四種模組輸入-輸出的組合 (a)輸入串聯輸出並聯 (b)輸入串聯輸出 串聯 (c)輸入並聯輸出串聯 (d)輸入並聯輸出並聯	18
圖 2.16	兩個 Buck 轉換器並聯示意圖	20
圖 2.17	兩個 Buck 模組在單一迴路控制下之方塊圖	21
圖 2.18	兩個並聯的 Buck 轉換器的在只有穩壓迴授下的等效小訊號模型	21
圖 3.1	單級全橋式交/直流變通型轉換器	26
圖 3.2	在一個切換週期內的電壓與電流波形.....	27
圖 3.3	Mode 1 的電流迴路	28
圖 3.4	Mode 2 的電流迴路	29

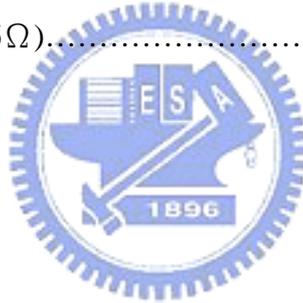
圖 3.5	Mode 3 的電流迴路	30
圖 3.6	Mode 4 的電流迴路	31
圖 3.7	Mode 5 的電流迴路	31
圖 3.8	單級全橋式交/直流變通型轉換器之電感/電容電壓/電流波形	36
圖 3.9	$y=0.2763x+0.4980$ 與 $y=\tan^{-1}x$ 在 $1.1 \leq x \leq 2.26$ 之比較	42
圖 3.10	以電流模式控制之單級全橋式變通型交/直流轉換器迴授線路圖	50
圖 3.11	光耦合與補償器線路圖	51
圖 3.12	Isense 腳感測的開關電流訊號	51
圖 3.13	電流模式控制單級全橋式變通型交/直流轉換器之迴授方塊圖	53
圖 3.14	附帶有元件參數值的閉迴路系統線路圖	54
圖 3.15	無頻率補償的電流模式控制迴路增益波德圖	55
圖 3.16	補償器 $G_c(s)$ 的波德圖	57
圖 3.17	補償後之迴路增益 $T_A(s)$ 的波德圖	58
圖 3.18	半載/全載暫態反應模擬波形	58
圖 3.19	直流輸入電壓導通率至輸出電壓轉換函數之波德圖	62
圖 3.20	交流輸入電壓導通率至輸出電壓轉換函數之波德圖	62
圖 3.21	迴路增益 $T_A(s)$ 之波德圖 (a) 直流輸入電壓 (b) 交流輸入電壓	63
圖 3.22	Pspice 波德圖產生器的原理方塊圖	64
圖 3.23	RLC 負載測試電路	65
圖 3.24	頻率、增益及相位輸出波形	66
圖 3.25	頻率、增益及相位在共軛複根對應刻度	66
圖 3.26	頻率、增益及相位在高頻 70kHz 對應刻度	67
圖 3.27	Matlab 的增益及相位模擬結果與刻度	67
圖 3.28	開迴路 Pspice 模擬結果之頻率、增益及相位輸出波形	68
圖 4.1	(a) $R=0.833$ 時並聯之 Buck 轉換器的電流分配誤差 (b) $R=1.25$ 時並聯之 Buck 轉換器的電流分配誤差	70

圖 4.2	並聯之單級式全橋交/直流變通型轉換器其電感電流($R=10\Omega$).....	71
圖 4.3	並聯之單級式全橋交/直流變通型轉換器其電感電流($R=15\Omega$).....	71
圖 4.4	數個並聯的轉換器之電流均享控制方塊圖.....	73
圖 4.5	在 Pspice 中單級式全橋交/直流轉換器之電流均享電路圖.....	74
圖 4.6	A 方塊變壓器二次側輸出部分的電路圖.....	75
圖 4.7	A 方塊 PWM 控制器前置迴授部分的電路圖.....	75
圖 4.8	並聯之單級式全橋交/直流變通型轉換器電流均享後其電感電流 ($R=10\Omega$).....	76
圖 4.9	並聯之單級式全橋交/直流變通型轉換器電流均享後其電感電流 ($R=15\Omega$).....	76
圖 4.10	$R=10\Omega$ 時並聯之單級式全橋交/直流變通型轉換器電流均享後在 不同 M 值之下其電感電流之分配 (a) $M=-2$ (b) $M=-5$ (c) $M=-10$	78
圖 4.11	單級全式交/直流變通型轉換器之並聯架構.....	79
圖 4.12	單級全橋式交/直流變通型轉換器電流共享之並聯架構方塊圖.....	81
圖 4.13	圖 4.12 之等效單模組方塊圖.....	82
圖 4.14	圖 4.11 之等效單模組電路圖.....	83
圖 4.15	附帶有元件值的等效單模組系統線路圖.....	84
圖 4.16	補償後之迴路增益 $T_A'(s)$ 的波德圖.....	85
圖 4.17	負載由 $10\Omega \rightarrow 15\Omega$ 之暫態反應模擬波形.....	85
圖 5.1	Q_5 開關控制訊號與全橋開關控制訊號波形(全載 660W) (a)實測 (b)模擬.....	87
圖 5.2	Q_5 開關控制訊號與全橋開關控制訊號波形(半載 330W) (a)實測 (b)模擬.....	88
圖 5.3	Q_5 開關控制訊號與輸入電感電流波形(全載 660W) (a)實測 (b)模擬.....	89
圖 5.4	Q_5 開關控制訊號與輸入電感電流波形(半載 330W) (a)實測 (b)模擬.....	90
圖 5.5	儲能電容電壓波形(全載 660W) (a)實測 (b)模擬.....	91

圖 5.6	儲能電容電壓波形(半載 330W) (a)實測 (b)模擬	92
圖 5.7	輸出電感電流波形(全載 660W) (a)實測 (b)模擬	93
圖 5.8	輸出電感電流波形(半載 330W) (a)實測 (b)模擬	94
圖 5.9	全橋開關電流與全橋開關控制訊號波形(全載 660W) (a)實測 (b)模擬	95
圖 5.10	全橋開關電流與全橋開關控制訊號波形(半載 330W) (a)實測 (b)模擬	96
圖 5.11	Isense 電壓訊號與全橋開關控制訊號波形(全載 660W) (a)實測 (b)模擬	97
圖 5.12	Isense 電壓訊號與全橋開關控制訊號波形(半載 330W) (a)實測 (b)模擬	98
圖 5.13	實體電路閉迴路之元件及參數值.....	99
圖 5.14	實測輸出電壓波形(全載 660W).....	100
圖 5.15	實測輸出電壓波形(半載 330W).....	100
圖 5.16	補償器不對稱(左為模組一，右為模組二).....	101
圖 5.17	$M=-5.1$ 時補償器不對稱時的電流分配 (a)均流前 (b)均流後.....	102
圖 5.18	$M=-5.1$ 時感測電阻不對稱時的電流分配 (a)均流前 (b)均流後.....	103
圖 5.19	$M=-5.1$ 時三種元件都不對稱時的電流分配 (a)均流前 (b)均流後.....	104

表 目 錄

表 5-1	輸出電感內阻不對稱時 M 與 CDE 的關係對照 ($R_{L_o1}=0.001\Omega$, $R_{L_o2}=2\Omega$).....	105
表 5-2	補償器不對稱時 M 與 CDE 的關係對照 (模組一之 $R_{33}=40k$, 模組一之 $R_{33}=25k$).....	105
表 5-3	輸出電感內阻不對稱時 M 與 CDE 的關係對照 ($R_{s1}=0.1\Omega$, $R_{s2}=0.06\Omega$).....	106
表 5-4	輸出電感內阻不對稱時 M 與 CDE 的關係對照 ($R_{L_o1}=0.001\Omega$, $R_{L_o2}=2\Omega$; 模組一之 $R_{33}=40k$, 模組二之 $R_{33}=25k$; $R_{s1}=0.1\Omega$, $R_{s2}=0.06\Omega$).....	106



第一章

緒論

1-1 研究動機

隨著電力電子科技的普及，舉凡軍事、航太、通信、家電等各類資訊產業，都是電源供應器的應用範圍。為確保電力品質不因電子產品而劣化，已有許多國際法規針對電源產品的功因與諧波加以規範。因此電源供應器需要加入電路以校正功因，提高了電路成本。為了簡化電路，近年來發展出了”單級單開關”(Single-Stage Single Switch)的設計方式。利用昇壓轉換器(Boost Converter)的昇壓電感操作於不連續導通模式時，電路本身即具功因校正的能力，無須額外加入功因修正電路。因此當使用此電路架構來提升功率因數時，可使電路簡化與並降低成本。

本論文以上述之單級架構為基礎，搭配全橋式直/直流轉換器，設計一可提供 500 瓦以上之具有輸入電流修飾的單級全橋式變通型電源轉換器，滿足各國對於電子產品的諧波規範。而為了使電路工作時達到合適的暫態特性與穩定度，本論文針對此嶄新架構作小訊號分析，利用波德圖(Bode Plots)設計閉迴路補償器。同時針對轉換器的開迴路架構，使用可直接繪出波德圖的 Pspice 模擬電路，驗證推導結果之正確性。

由於受到功率元件本身規格限制，無法以單組電源轉換器負擔過大之功率。為了提升整體系統可提供之功率，考量更大功率之負載需求，本文使用並聯架構將轉換器模組化，並設計控制電路，使轉換器輸出電流得以均流。這樣的模組化架構有利於系統的維護，並且提供更可靠的電源供應。

1-2 文獻回顧

電子設備的廣泛使用為人類帶來便利，然而電源污染的問題隨之而來，因此先進國家對於電力電子產品其功率因數與諧波量都有相關規範。為了改善交/直流轉換器高諧波成分使得功因低且造成電力污染的問題，兩級式交/直流轉換器(Two-stage AC/DC converter)[1]，功因校正電路及直/直流轉換電路，使轉換器的功因提升至幾乎為 1，但是其電路較複雜成本提高較高。於是許多學者將功因校正電路與直/直流轉換器整合，即所謂的單級式電源轉換器[2]-[4]。為了將單級式電路應用在高功率上，因此採用全橋式架構，此應用已有相關文獻提出[5][6]。

若能將轉換器的功率級(power stage)線性化，則可用奈式穩定定理(Nyquist Stability)及波德圖(Bode Plots)設計閉迴路補償器，使系統達到合適的穩定度。Middlebrook 提出一狀態平均法(state-space averaging technique)[7]，將功率級線性化。另有一種利用畫出 PWM 開關線性化模型，將電路線性化的方法[8]-[10]。而操作於不連續電流導通模式的轉換器，其小訊號分析較為複雜，[11]中有詳細的推導過程。但為了簡化推導過程[11][12]提供了”降階平均模型”(Reduced-Order Averaged Models)，電感電流不需作為狀態變數，即可得到近似的小訊號模型，提供模組擴充控制器設計的依據。

電力系統模組化的優點在於[10][13]-[16]：(1)電源供應較可靠，具有備用模組者可靠度(reliability)更高。(2)模組元件的標準化，易於設計且降低成本。(3)功率和功率密度較佳。(4)各模組零件均勻老化，因而減少組件的應力。模組輸出端的串並聯組合視負載情況而定，而輸入端的串並聯組合各自有其應用之處。輸入端串聯的組合近年來開始有相關文獻討論其電壓均享設計原理[17][18]，主要應用於高直流電壓輸入之系統中。輸入端並聯輸出端並聯結構(IPOP)中，輸出電感內阻的不同將會造成電流分配誤差(current

distribution error)[19]，因此需要設計電流均享電路，使各模組間元件均勻老化。近 20 年來已有相當多的文獻提供其設計方法，包括了被動壓降法[20]-[22]及主動分流法[23]-[27]。主動分流法中，[23]-[25]說明了主僕技術(master-slave scheme)，[26][27]描述了民主式電流均享技術(democratic current share scheme)。[28]將各種不同的均流方法作了綜合的比較。

1-3 論文架構

本論文的全文共分為六章，各章之內容概述如下：

第一章：緒論。說明本研究的動機、文獻回顧及論文內文概述。

第二章：首先針對單級全橋式交/直流轉換器其衍生過程作簡要回顧，

其次說明現有之小訊號分析方法，最後對電源轉換器模組化作綜合的比較以及並聯均流設計方法的簡要說明。

第三章：針對本論文所使用電路作小訊號分析，設計控制迴路，並且使用 Pspice 模擬電路驗證推導結果。

第四章：對於本電路之並聯架構的電流均享設計作詳細的說明以及說明 Pspice 模擬結果。

第五章：實作量測與討論。實際進行量測，並與 Pspice 模擬結果對比加以討論。

第六章：結論。總結本論文之研究成果與主要貢獻，並提出數點建議，以供未來研究之參考。

第二章

單級全橋式交/直流轉換器、小訊號分析及

電源轉換器模組化之文獻回顧

一般交/直流電源轉換器，是由功因校正級與輸出穩壓級所組成，將交流電源轉換為直流電源，再將直流電壓降壓或升壓至所需之電壓。在無功因校正的轉換器中，只有在交流電源與穩壓電路之間加入橋式整流與濾波電路，使交流輸入轉換為平穩的直流。但因橋式整流二極體的特性導致輸入電流發生畸變，無法維持正弦波，因此諧波加大，功率因數降低。而諧波會對電源污染，因此相關廠商及學者積極投入這方面的研究。本文所設計的電源轉換器的輸出功率大於 500 瓦，因此選用全橋式電源轉換器作為電路架構。

2-1 節將會簡介電源轉換器如何由雙級衍生至單級，並且說明本文單級全橋式架構衍生過程中，所逐步改進的部分。為了針對本文之單級全橋式交/直流轉換器作小訊號分析以設計控制迴路，2-2 節則分別回顧常用之不同的小訊號分析方法，於工作在連續導通模式以及不連續導通模式的直/直流轉換器之使用。

考量更大功率負載需求，本論文採用輸入電壓為交流 220V，輸出電壓 100V，於全載時輸出電流 6.6A 之單級全橋交/直流轉換器做為基本模組。針對需要更大輸出電流之負載需求，本文模組擴充採用輸入並聯輸出並聯架構(IPOP)。2-3 節將對模組擴充之基本架構作綜合的討論，並且針對已有文獻中 IPOP 電路架構之設計理念，作簡要的介紹。

2-1 單級全橋式電源轉換器

單級式交/直流電源轉換器是整合了兩級式交/直流轉換器 (Two-stage AC/DC converter)[1]中的功因校正電路及直/直流轉換電路。而直/直流轉換電路又依輸出功率需求的不同可分為順向式、返馳式、與橋式電路，因此單級式交/直流電源轉換器可衍生出各種不同的電路。由於本文所設計的電源轉換器的輸出功率大於 500W，所以選用全橋式電源轉換器作為電路架構。本節將回顧單級式交/直流轉換器電路的原理，說明如何由單級單開關電路衍生至單級全橋式交/直流電源轉換器。

2-1-1 功率因數之定義

所謂功率因數校正(Power Factor Correction, PFC，簡稱功因校正)，即將輸入電流修飾成與輸入電壓波形同相位的正弦波，進而減少電流諧波成分，以降低電力污染。 S 是電力設備提供的電力，稱為視在功率(Apparent Power)。 P 與負載實際得到的能量有關，稱為實功率。其中 $S = V_S I_S$ ， $P = \text{Re}[S] = V_S I_S \cos \phi$ ， V_S 為輸入線電壓均方根值， I_S 為輸入線電流均方根值， ϕ 為 V_S 與 I_S 的相位差。功率因數(Power Factor, PF)定義為

$$PF = \frac{P}{S} = \cos \phi \quad (2.1)$$

而實際上大部分隔離式電源供應器的輸入電流均非正弦波，因為這些電源供應器輸入端都使用一個橋式整流及輸入濾波電容，只有當交流輸入電壓超過電容電壓時，才會產生電流對電容充電，此時輸入電流將發生畸變，產生高次諧波。電流除了基本波外，高次諧波會反饋至傳輸線，形成電力污染。因此，當輸入電流波形不再是正弦波時，功率因數的定義將修正為

$$PF = \frac{V_S I_{S1} \cos \phi_1}{V_S I_S} = \frac{I_{S1}}{I_S} \cos \phi_1 \quad (2.2)$$

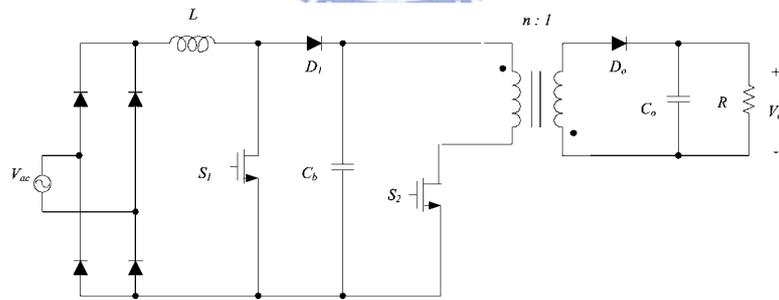
其中 I_{S1} 為一次諧波電流， ϕ_1 為其與 V_S 的相角差。

2-1-2 單級式電源轉換器之背景說明

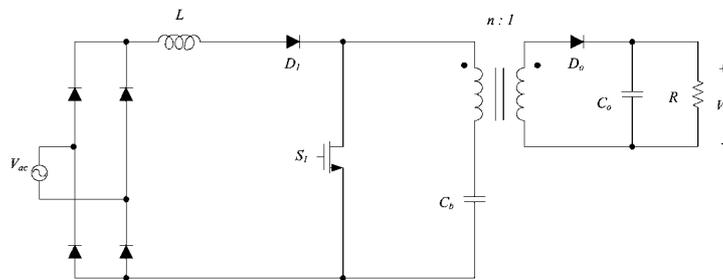
近年來關於單級式電源轉換器已有相當多的研究成果[2]-[4]。將兩級式功因校正電路演變為單級式電路的方法根據文獻資料大致可歸納為元件移位法和同步切換法。以下將分別介紹：

(1) 元件移位法

在不改變電源轉換器功能的前提下，改變元件相對位置，逐步拉近前後兩級電源轉換器的切換開關、電容及電壓源，使彼此的切換開關、電容及電壓源能整合為一。以圖 2.1(a) 的電路為例，利用元件位移技術，將圖中的昇壓型電源轉換器與返馳式電源轉換器經由移動儲能電容的相對位置，將兩開關 S_1 和 S_2 合併為一，形成如圖 2.1(b) 所示之 BIFRED(Boost Integrated With Flyback Rectifier/Energy Storage/DC-DC Converter) 電路。



(a) 兩級式電源轉換器

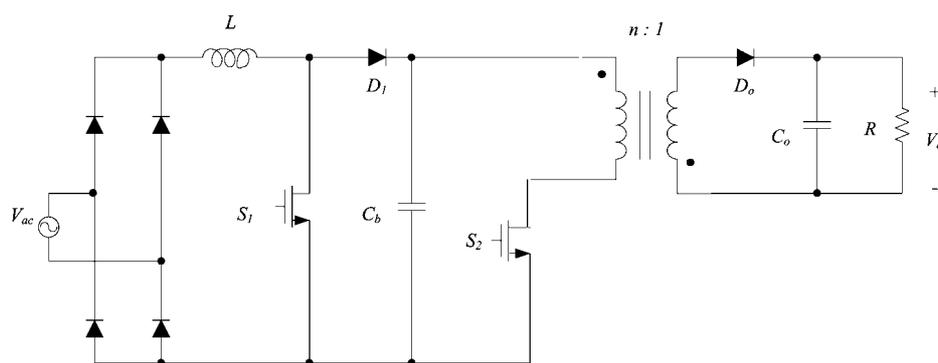


(b) BIFRED 單級式電源轉換器

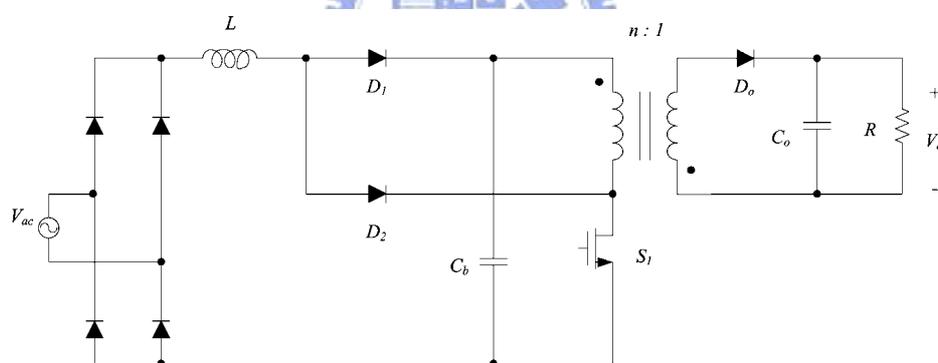
圖 2.1 使用元件移位法的電路

(2) 同步切換法

同步切換技術的精神是利用一個共同的切換開關及二極體，將兩個切換開關合併成單一切換開關的等效電路。圖 2.2 為應用同步切換法形成的單級式電源轉換器，圖 2.2(a)的兩級式基本電路同圖 2.1(a)。不同於元件位移法，儲能電容不再串接，而是與兩級式電路同為並接，多了二極體 D_2 。



(a) 兩級式電源轉換器



(b) 同步切換法單級式電源轉換器

圖 2.2 使用同步切換法的電路

同步切換法的適用條件為：1.前後級的切換開關必須同時導通或截止才可合併。2.切換開關的電力參考點必須相同。

2-1-3 單級全橋式電源轉換器之說明

全橋式電源轉換器具有四個功率開關，如圖 2.3 所示。在一般直/直流

電源轉換器中，使用相同規格的功率晶體下，全橋式電路的輸出功率最大，所以常應用在 500 瓦以上至數千瓦的電源轉換器。本文所設計的電源轉換器的輸出功率大於 500 瓦，因此選用全橋式電源轉換器作為電路架構。將圖 2.2(b)的電路應用在全橋式架構上，可以得到圖 2.4 的電路[5]，此電路具有同時達到輸入電流波形以提升功率因數與穩壓的功能。

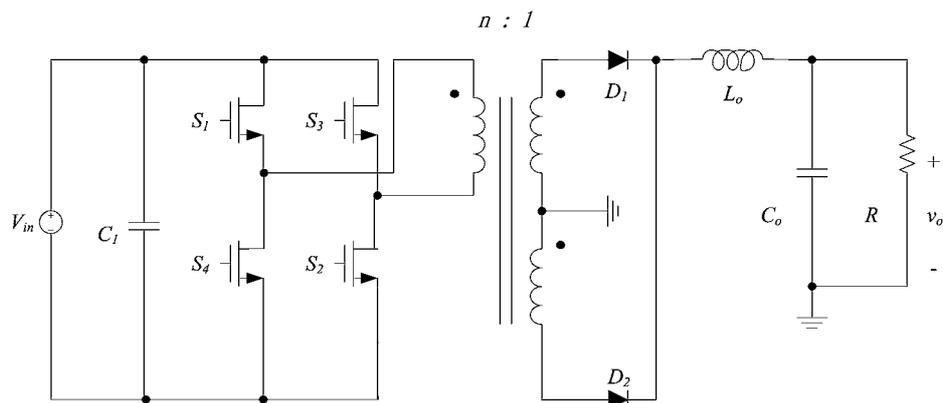


圖 2.3 全橋式電路

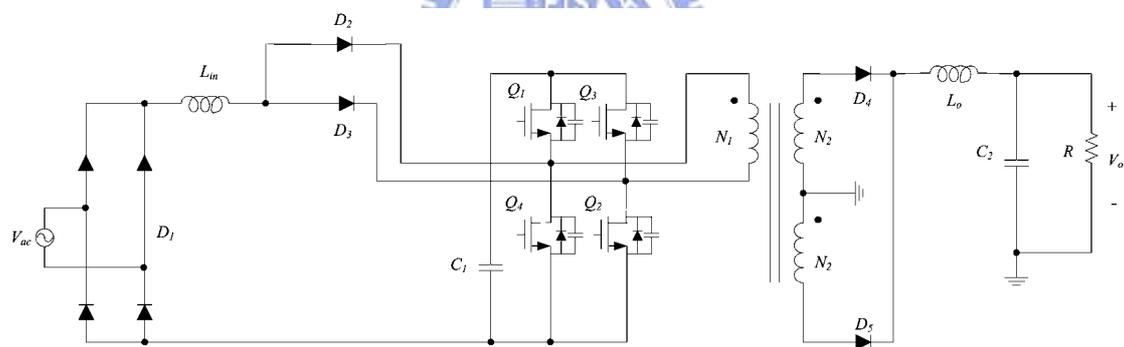


圖 2.4 單級全橋式交/直流電源轉換器

此電路在輸出功率為 660W，且輸入電壓為 220V 的應用上，因為在輕載時，儲能電容電壓的最大值很難保持在 450V 以下，而且功率因數不高。因此有人提出另一種降低儲能電容電壓的方法，即在輸入電流修飾器的部分，多加了額外的變壓器線圈[6]，如圖 2.5 所示。

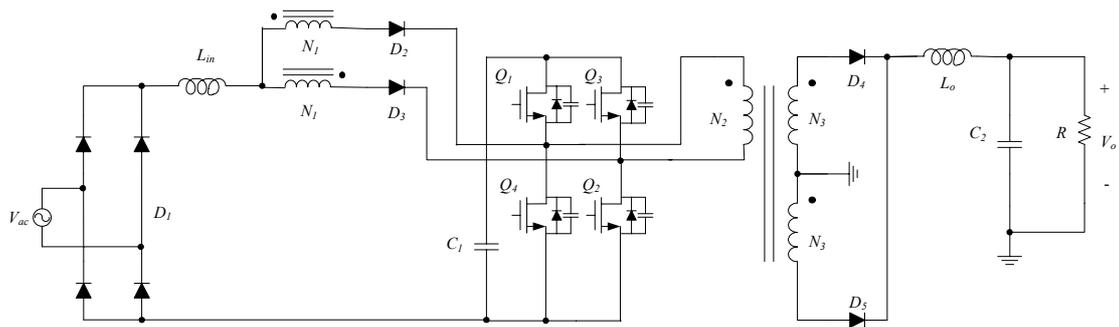


圖 2.5 加入額外變壓器線圈的單級全橋式交/直流電源轉換器

圖 2.5 電路應用在 660W，輸入電壓為 220V 時，因加入額外的變壓器線圈 N_1 回授儲能電容電壓 V_{C1} ，經由適當的調整變壓器 N_1/N_3 的比值，可使儲能電容電壓在半載時，最大值保持在 450V 以下。雖然加入額外的變壓器線圈 N_1 可降低儲能電容電壓，使得輸入電感電流操作在連續導通模式下的時間縮短，提高功率因數。但當輸入正弦電壓開始不為零時，電流仍會持續一段時間為零，此時輸入電流不會流入轉換器。雖然整體來說將功率因數提高到 0.89，但是仍然無法滿足需求。為了能更提高功率因數，且電路工作在半載時，使儲能電容電壓的最大值保持在 450V 以下，設計了圖 2.6 的電路。

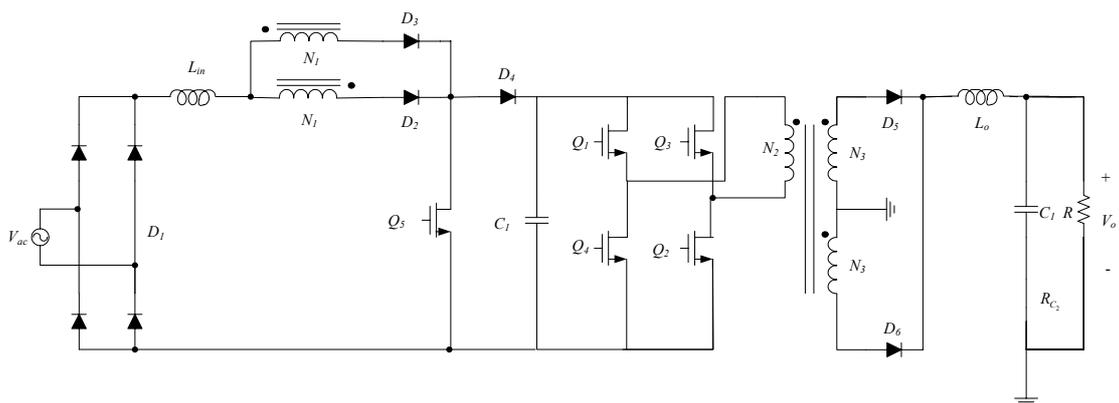


圖 2.6 具有輸入電流修飾的單級全橋式交/直流電源轉換器

本論文將分析此單級全橋式交/直流轉換器之小訊號模型，並且以此電路做為並聯擴充的基本模組。

2-2 小訊號分析

直流電源轉換器輸出電壓之調整是指輸入電壓或負載變動時，輸出電壓仍能維持在設定的誤差範圍內(例如 $\pm 1\%$)。此調整可由圖 2.5 所示的負迴授完成，其中 v_o 與參考電壓 $V_{o,ref}$ 比較之誤差經放大後產生控制電壓 v_c ，接著再經由 PWM(Pulse-Width Modulation，脈波寬度調變)控制器調整切換開關之責任週期(duty cycle) d 。若圖 2.7(a)中轉換器的功率級(Power Stage)可以被線性化，則可用奈式穩定定理(Nyquist Stability)及波德圖(Bode Plots)設計閉迴路補償器，使系統達到合適的暫態特性與穩定度。

Middlebrook 提出一狀態平均法(State-Space Averaging Technique) [7]可以將轉換器的功率級及 PWM 控制器對其穩態操作點線性化，以求得線性的小訊號模型。因此圖 2.7(a)中每一個方塊都可以圖 2.7(b)的轉換函數表示，圖 2.7(b)以“ $\tilde{\sim}$ ”來表示交流小訊號。另外還有一種利用畫出 PWM 開關線性化模型，將電路線性化的方法[8,9]。此兩種方法會在 2-2-1 節中舉例說明之。

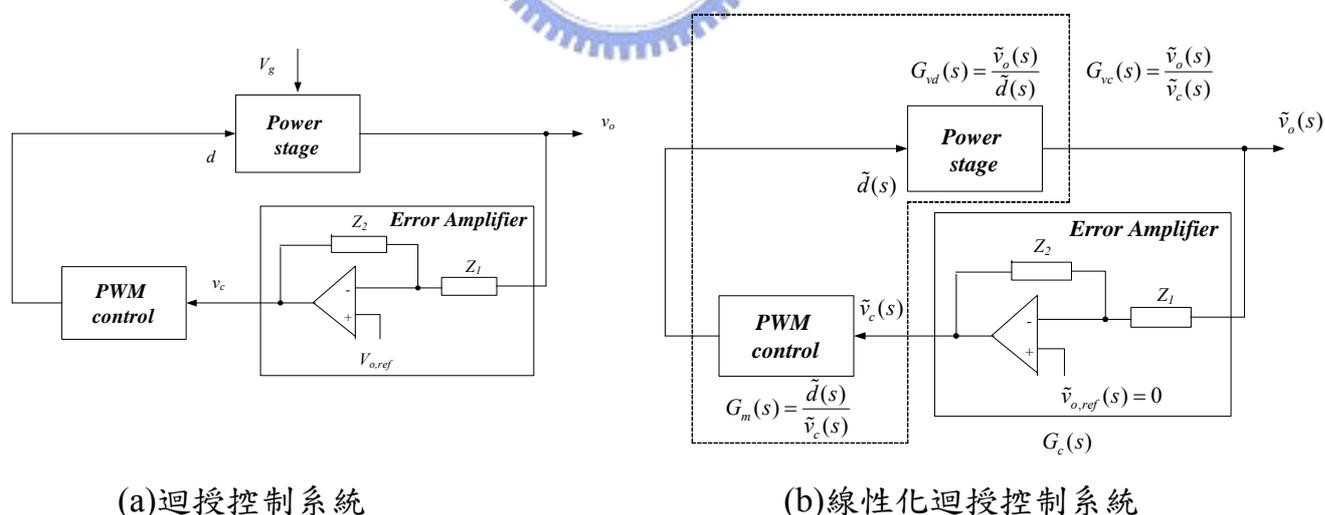


圖 2.7 輸出電壓調整

直/直流轉換器有兩種操作模式：一為連續電流導通(Continuous Current Conduction，簡稱 CCM)模式，一為不連續電流導通(Discontinuous Current Conduction，簡稱 DCM)模式。轉換器有可能同時操作在兩種模式，而此兩種模式之特性完全不同，因此轉換器的小訊號模型必須根據各模式的操作來推導。

2-2-1 CCM 模式之小訊號分析

以圖 2.8 降壓轉換器為例，使用狀態平均法，可以求得工作在 CCM 模式的小訊號轉換函數。電路的描述包含了寄生元件：電感之電阻及濾波電容之等效電阻。小寫字母用以表示穩態值加上小信號值，如： $d = D + \tilde{d}$ 。

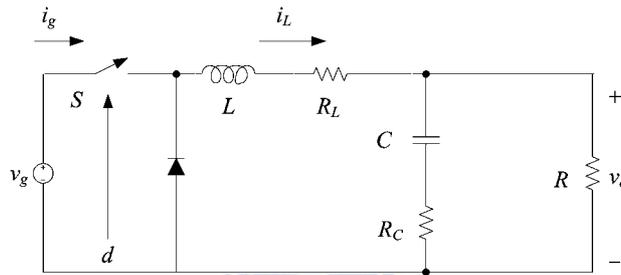


圖 2.8 降壓轉換器(Buck Converter)

其導通率 \tilde{d} 至輸出電壓 \tilde{v}_o 之轉換函數 $G_{vd}(s)$ 及導通率 \tilde{d} 至電感電流之轉換函數 $G_{id}(s)$ 如下：

$$G_{vd}(s) = \frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{V_g(1+sR_C C)}{s^2 LC + s[(R_L + R_C)C + \frac{L}{R}] + 1} \quad (2.3)$$

$$G_{id}(s) = \frac{\tilde{i}_L(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{\frac{V_g}{R}(1+sR_C C)}{s^2 LC + s[(R_L + R_C)C + \frac{L}{R}] + 1} \quad (2.4)$$

而狀態平均法乃是將輸出電壓 v_o 對輸入電壓 v_g 及電感電流對 i_L 對輸入電流 i_g 的關係，分別以導通率 d 的函數表示。進而以獨立電流源、獨立電壓源及理想的直流變壓器模型取代 MOS 開關以及二極體，將 PWM 開關

線性化。圖 2.8 降壓轉換器的小訊號等效模型如圖 2.9 所示。根據此小訊號等效模型，可以得到與式(2.3)及(2.4)相同的轉換函數。

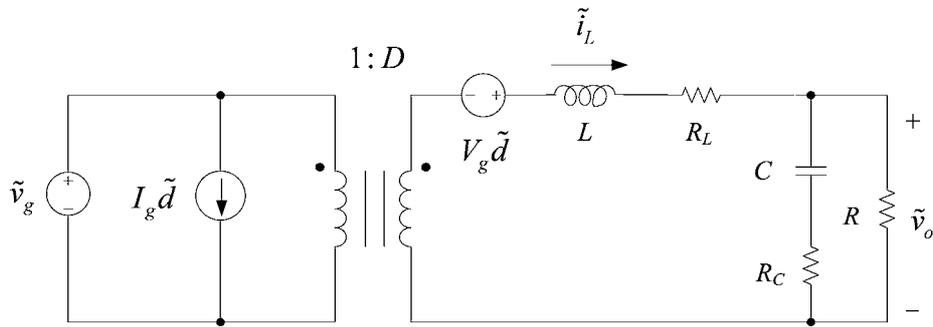


圖 2.9 降壓轉換器之小訊號等效模型

圖 2.10 為本論文所採用的直/直流轉換器—全橋式電路。當其工作在 CCM 模式時，可以利用 PWM 開關線性化模型，繪出其小訊號等效模型如圖 2.11 所示[10]。

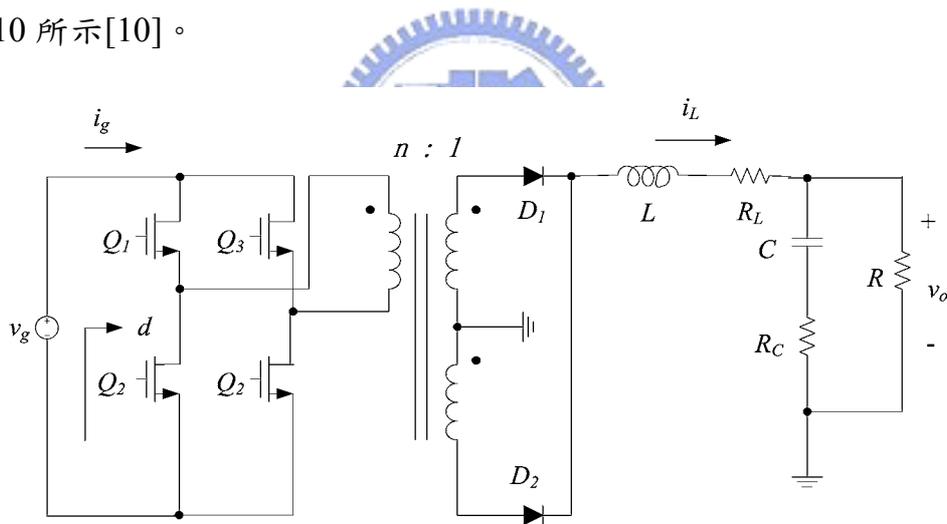


圖 2.10 全橋式電路

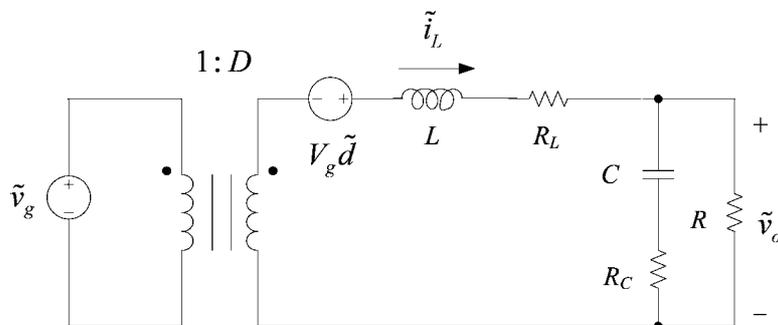


圖 2.11 圖 2.9 之全橋式電路其小訊號等效模型

其導通率 \tilde{d} 至輸出電壓 \tilde{v}_o 之轉換函數 $G_{vd}(s)$ 及導通率 \tilde{d} 至電感電流之

轉換函數 $G_{id}(s)$ 如下

$$G_{vd}(s) = \frac{\frac{V_g}{n}(1+sR_C C)}{s^2 LC + s[(R_L + R_C)C + \frac{L}{R}] + 1} \quad (2.5)$$

$$G_{id}(s) = \frac{\frac{V_g}{nR}(1+sR_C C)}{s^2 LC + s[(R_L + R_C)C + \frac{L}{R}] + 1} \quad (2.6)$$

2-2-2 DCM 模式之小訊號分析

DCM 模式之小訊號分析，以圖 2.12 昇壓轉換器為例。其在 DCM 模式下，各個區間的導通情況示於圖 2.13，其電感電流如圖 2.14 所示。



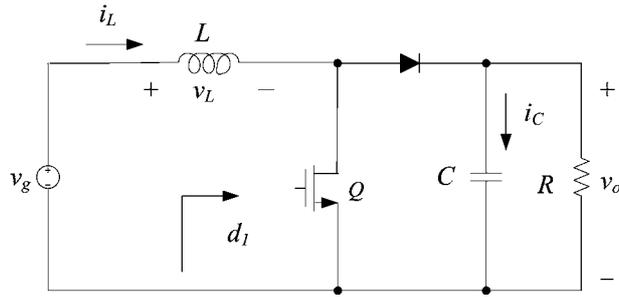


圖 2.12 昇壓轉換器

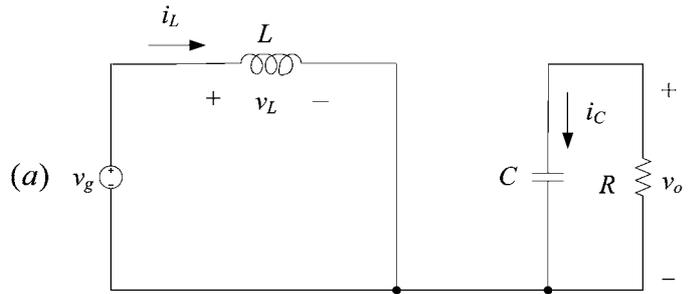


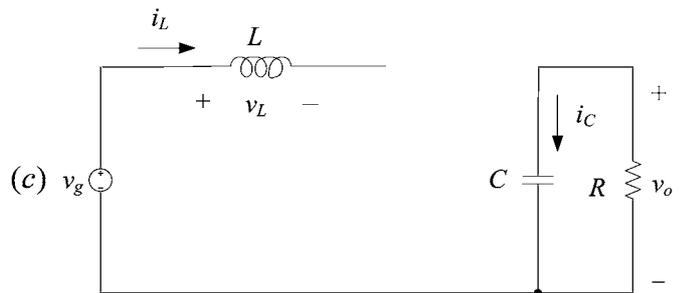
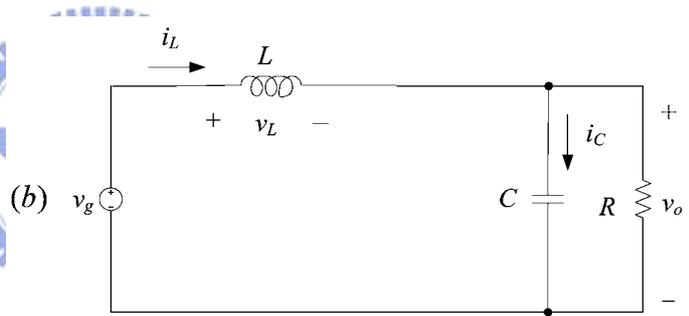
圖 2.13 DCM 模式下昇壓轉換器之導通情況

(a) 區間 1, $0 < t < d_1 T_s$

(b) 區間 2, $d_1 T_s < t < (d_1 + d_2) T_s$

(c) 區間 3, $(d_1 + d_2) T_s < t < T_s$

(T_s 為開關切換週期, 且 $v_o = v_c$)



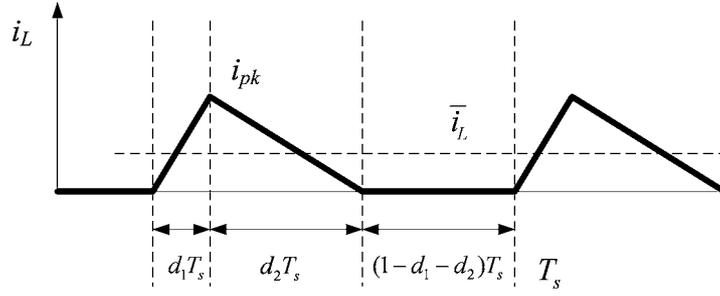


圖 2.14 DCM 模式下電感電流之波形

(i_{pk} 為峰值電流， \bar{i}_L 為一個切換週期內的平均電流)

根據狀態平均法，可以得到平均狀態方程式

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \bar{i}_L \\ \bar{v}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d_2}{L} \\ \frac{d_2}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_L \\ \bar{v}_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{d_1 + d_2}{L} \\ 0 \end{bmatrix} v_g \quad (2.7)$$

(2.7)式需要以一個對電感電流校正的矩陣 M 修正 [11]

$$M = \begin{bmatrix} \frac{1}{d_1 + d_2} & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \bar{i}_L \\ \bar{v}_c \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d_2}{L} \\ \frac{d_2}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} M \begin{bmatrix} \bar{i}_L \\ \bar{v}_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{d_1 + d_2}{L} \\ 0 \end{bmatrix} v_g \\ &= \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d_2}{L} \\ \frac{d_2}{C(d_1 + d_2)} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_L \\ \bar{v}_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{d_1 + d_2}{L} \\ 0 \end{bmatrix} v_g \end{aligned} \quad (2.9)$$

而在圖 2.14 中， \bar{i}_L 如(2.7)所示

$$\bar{i}_L = \frac{i_{pk}}{2} (d_1 + d_2) \quad (2.10)$$

$0 < t < d_1 T_s$ 時， i_{pk} 可以(2.8)表示

$$i_{pk} = \frac{v_g}{L} d_1 T_s \quad (2.11)$$

將(2.8)代入(2.7)，可以得到(2.9)所示 d_2 與 d_1 的關係式

$$d_2 = \frac{2L\bar{i}_L}{d_1 T_s v_g} - d_1 \quad (2.12)$$

將(2.12)代入(2.9)，就可以使 d_2 消失於平均狀態方程式中，得到

$$\frac{d\bar{i}_L}{dt} = \frac{2\bar{i}_L}{d_1 T_s} \left(1 - \frac{\bar{v}_c}{v_g}\right) + \frac{d_1 \bar{v}_c}{L} \quad (2.13)$$

$$\frac{d\bar{v}_c}{dt} = \frac{\bar{i}_L}{C} - \frac{d_1^2 T_s v_g}{2LC} - \frac{\bar{v}_c}{RC} \quad (2.14)$$

再經過線性化處理，取出交流小訊號成分，就可以得到

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \tilde{i}_L \\ \tilde{v}_c \end{bmatrix} = \mathbf{A} \begin{bmatrix} \tilde{i}_L \\ \tilde{v}_c \end{bmatrix} + \mathbf{B} \begin{bmatrix} \tilde{v}_g \\ \tilde{d}_1 \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

又

$$\tilde{v}_o = [0 \quad 1] \begin{bmatrix} \tilde{i}_L \\ \tilde{v}_c \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

其中交流小訊號狀態變數的係數以矩陣 \mathbf{A} 和矩陣 \mathbf{B} 來表示。遂可以得到導通率至輸出電壓的轉換函數 $\frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{d}_1(s)}$ 。

由上述步驟可以得知，操作在 DCM 模式下之轉換器的小訊號轉換函數推導過程相當繁雜，因此衍生了“降階平均模型”(Reduced-Order Averaged Models[11,12])，提供較簡便的推導流程以得到近似的小訊號模型。

由圖 2.13 和圖 2.14，由電感電壓的伏秒平衡關係式(volt-balance relation)，可以得到

$$d_2 = \frac{v_g}{\bar{v}_c - v_g} d_1 \quad (2.17)$$

將(2.17)代入(2.9)，就可以得到

$$\frac{d\bar{i}_L}{dt} = 0 \quad (2.18)$$

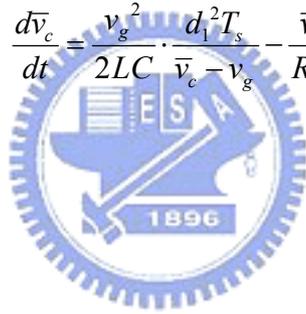
$$\frac{d\bar{v}_c}{dt} = \frac{v_g}{\bar{v}_c} \cdot \frac{\bar{i}_L}{C} - \frac{\bar{v}_c}{RC} \quad (2.19)$$

由(2.18)可知電感電流的改變率已經消失於此模型中，因此只要將(2.19)中的 \bar{i}_L 取代即可。由圖 2.13 及圖 2.14 可以得到

$$\bar{i}_L = \frac{i_{pk}}{2} (d_1 + d_2) = \frac{v_g}{2L} \cdot \frac{d_1^2 T_s \bar{v}_c}{\bar{v}_c - v_g} \quad (2.20)$$

將(2.20)代入(2.19)，就可以得到如(2.21)所示之昇壓轉換器在 DCM 模式下的降階平均模型。取出交流小訊號成分以後，就可以得到可以得到導通率至輸出電壓的轉換函數 $\frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{d}_1(s)}$ [11]。

$$\frac{d\bar{v}_c}{dt} = \frac{v_g^2}{2LC} \cdot \frac{d_1^2 T_s}{\bar{v}_c - v_g} - \frac{\bar{v}_c}{RC} \quad (2.21)$$



2-3 電源轉換器模組化

電力系統模組化的優點在於[10],[13]-[16]：(1)提供較可靠的電源供應，具有備用模組者可靠度(reliability)更高。(2) 模組元件的標準化，容易設計且減少製造成本及時間。(3) 對整個系統而言，可以帶來較高的功率和功率密度。(4) 減少組件的應力，各模組零件均勻老化因而壽命延長。

基本模組擴充結構共有四種組合，包括了並串(Input-Parallel and Output-Series---IPOS)、並並(Input-Parallel and Output- Parallel ---IPOP)、串並(Input- Series and Output-Parallel---ISOP)、串串(Input-Series and Output-Series---ISOS)，如圖 2.15 所示。輸出端模組擴充的結構視負載情況所定。當負載需要低輸出電壓及高輸出電流時，輸出端一般採用並聯架構；當負載需要高輸出電壓及低輸出電流時，輸出端採用串聯架構。而輸入端模組擴充的結構可分為串聯和並聯，各有其優點，以下將分別討論。

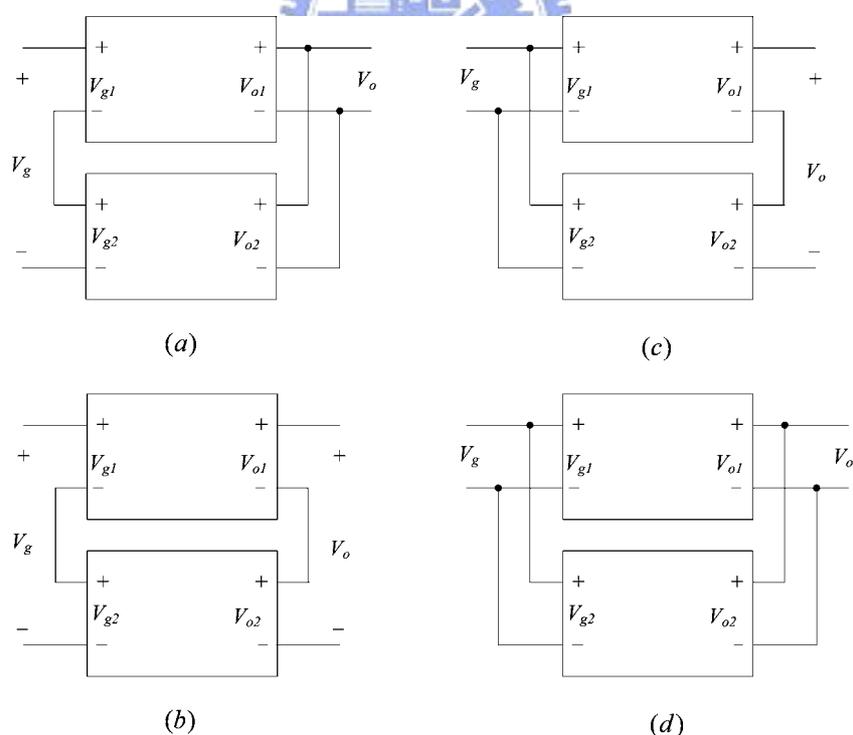


圖 2.15 四種模組輸入-輸出的組合(a)輸入串聯輸出並聯(b) 輸入串聯輸出串聯
(c)輸入並聯輸出串聯(d) 輸入並聯輸出並聯

2-3-1 模組擴充結構組合之討論[17][18]

A. 輸入端串聯

在不同的應用中，系統的輸入電壓也可能有廣泛的變動，因此必須發展具有動態輸入電壓分享能力，並且在輸入端可以串聯的轉換器。對於需要高直流電壓輸入的電源供應器而言，輸入端串聯的優點如下：

- (1)對於高輸入電壓的應用中，可使用 MOSFET 做為開關，不同於一般高功率系統使用 IGBT 作為開關。因此系統的開關頻率和功率密度都會提高。
- (2)使 MOS 開關的開關速度快，導通電壓較低，效率變好。
- (3)對於個別的轉換器而言，變壓器的圈數比減少，漏電感會越小，可得到更有效的能量轉換。
- (4)改善暫態響應

B. 輸入端並聯

輸入端並聯的結構中，IPOS 已在現今普遍應用在許多需要高電壓輸出的系統中。附有獨立輸出電壓控制的標準直/直流轉換器中，輸出端可串聯以達到輸出電壓均享及相同的輸出電流。然而為了使到模組化中的備用模組發生效果，就需要使用一個共同的輸出電壓迴路以及輸出電壓均享匯流排[10]，對系統作整體的控制。。

至於 IPOP 結構，近年來已有相當多的研究文獻，主要應用在低電壓輸入及高電流輸出。應用上主要的課題是：儘管在各個模組化轉換器中，功率級或者控制電路的參數，甚至元件的內阻具有微小的誤差，但仍然能確保負載電流可以平均分配在所有模組化轉換器。一些控制方法已經被發表，包括了各種壓降法技術 (droop scheme)[20]-[22]、主僕技術(master-slave scheme) [23]-[24]、民主式電流均享技術(democratic current share scheme)[25]-[27]，達到模組化轉換器的電流均享 (current sharing)。[28]中也提出了各種不同 IPOP 的設計方法以供比較。

2-3-2 電流分配誤差(current distribution error)[19]

當模組擴充為 IPOP 型式時，如果不使用電流均享電路，輸出將會有電流分配誤差的情況發生。以下將用圖 2.16 所示的兩個 Buck 轉換器所組成的並聯系統做為說明。電感電流是 i_{Li} 及系統的輸出電壓 V_o 迴授產生啟動開關 S_i 的切換控制訊號，同時每一個模組的輸出電流以及系統的輸出電壓也為控制電路所支配。

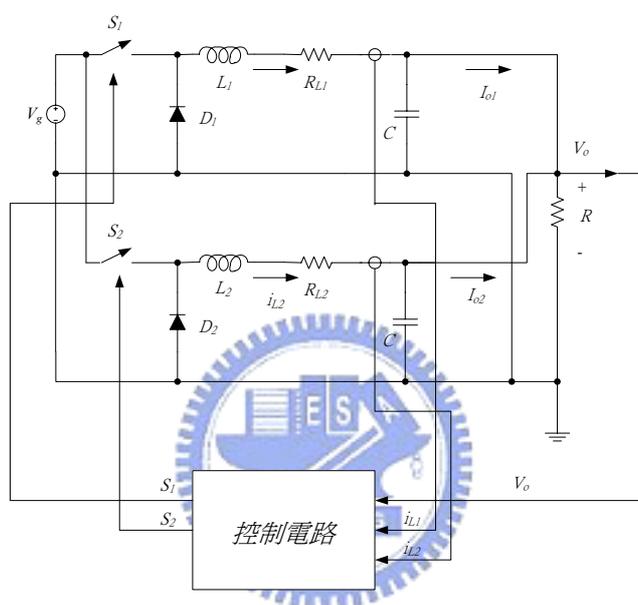


圖 2.16 兩個 Buck 轉換器並聯示意圖

圖 2.17 則是整個系統在只有單一迴授達成輸出穩壓而沒有做電流均享控制的控制方塊圖，方塊圖中轉換函數的意義分別如下所定義：

K_i ：第 i 個轉換器的脈波寬度調變(PWM)增益

$G_{idi}(s)$ ：責任週期至電感電流的轉換函數

$G_c(s)$ ：補償電路的轉換函數

$Q(s)$ ：總輸出電流流經的輸出阻抗函數

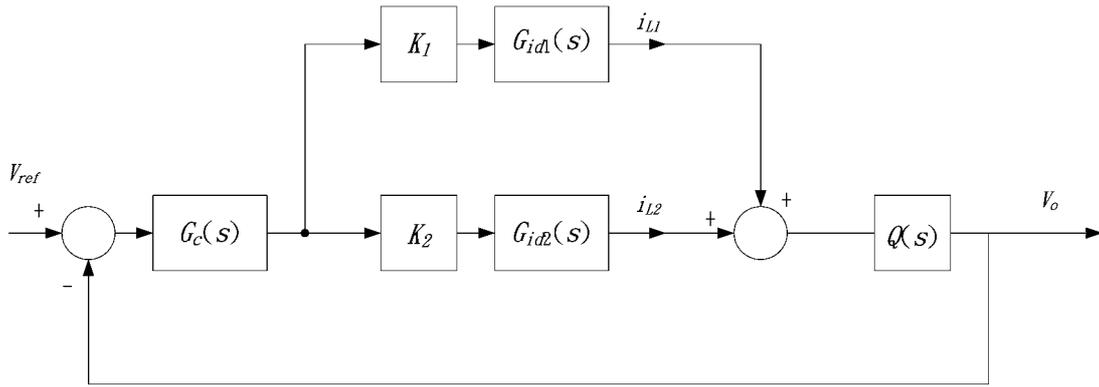


圖 2.17 兩個 Buck 模組在單一迴路控制下之方塊圖

在只有穩壓迴授控制的情況下，圖 2.16 的系統可以化為如圖 2.18 所式的等效電路，如果不使用電流均享電路，將會由電感內阻的不同而造成電流不均勻分配，產生電流分配誤差(current distribution error, CDE)。為簡化說明 CDE，只考慮責任週期的交流小訊號，並且不考慮輸出電容的等效串聯電阻(ESR)。

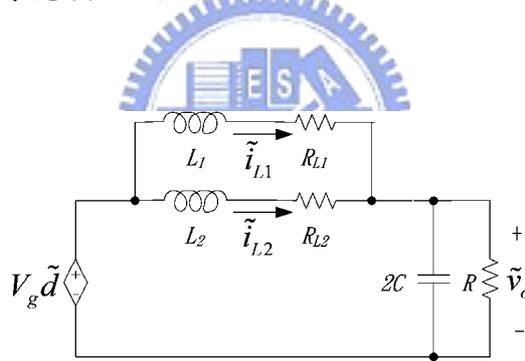


圖 2.18 兩個並聯的 Buck 轉換器的在只有穩壓迴授下的等效小訊號模型

假設 $L_1 = L_2 = L$ ，責任週期至輸出電感電流的轉換函數分別如下

$$\begin{aligned}
 G_{id1}(s) &= \frac{\tilde{i}_{L1}(s)}{\tilde{d}(s)} \\
 &= \frac{(2sC + \frac{1}{R})(sL + R_{L2})}{(sL + R_{L1})[(2sC + \frac{1}{R})(sL + R_{L2}) + 1] + sL + R_{L2}} V_g
 \end{aligned} \tag{2.22}$$

$$\begin{aligned}
G_{id2}(s) &= \frac{\tilde{i}_{L2}(s)}{\tilde{d}(s)} \\
&= \frac{(2sC + \frac{1}{R})(sL + R_{L1})}{(sL + R_{L2})[(2sC + \frac{1}{R})(sL + R_{L1}) + 1] + sL + R_{L1}} V_g
\end{aligned} \tag{2.23}$$

輸出阻抗的函數 $Q(s)$ 如下

$$Q(s) = \frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{i}_{L1}(s) + \tilde{i}_{L2}(s)} = \frac{R}{2sRC + 1} \tag{2.24}$$

應用梅森增益公式 (*Mason's gain formula*) 並且假設 $K_1 = K_2 = K$ ，可以由圖

2.17 的方塊圖求得電流分配誤差如下

$$\tilde{i}_{L1}(s) - \tilde{i}_{L2}(s) = \frac{KG_c(s)(G_{id1}(s) - G_{id2}(s))}{1 + KG_c(s)Q(s)(G_{id1}(s) + G_{id2}(s))} V_{ref}(s) \tag{2.25}$$

步階函數 $V_{ref}(s) = V_{ref}/s$ ，由終值定理，可以得到穩態時的電流分配誤差

$$I_{L1}(\infty) - I_{L2}(\infty) = \lim_{s \rightarrow 0} s(\tilde{i}_{L1}(s) - \tilde{i}_{L2}(s)) \tag{2.26}$$

$I_{L1}(\infty)$ 和 $I_{L2}(\infty)$ 是 $\tilde{i}_{L1}(s)$ 和 $\tilde{i}_{L2}(s)$ 個別的穩態值。因為系統的迴路增益夠大，

可以假設當 $s \rightarrow 0$ 的時候 $KG_c(s) \gg 1$ ，所以電流分配誤差可以近似如下

$$|I_{L1}(\infty) - I_{L2}(\infty)| \approx \frac{|R_{L2} - R_{L1}|}{R(R_{L1} + R_{L2})} V_{ref} \tag{2.27}$$

如果兩個 Buck 轉換器都是理想的，那麼電流分配誤差就會為零。因此兩個不理想的轉換器並聯，可能會造成不小的平均電流不平衡，所以必須使用電流均享電路，避免由電感內阻造成的電流不平衡現象，以達到電流均衡的目的。

2-3-3 IPOP 操控技術[29]

IPOP 系統架構很多，具有下列優點：

- (1) 電源供應可靠度較高，具有備用模組的系統，可靠度更高。
- (2) 可以線上更換模組及維護。
- (3) 轉換器可以經過設計，使之易於並聯並且模組化。
- (4) 減少組件之應力，各模組之組件老化均勻，因而壽命延長。

並聯分流控制方式可分為 A. 被動壓降法(Passive Droop Method)；B. 主動分流法(Active Current Sharing Method)。以下分別簡介之：

A. 被動壓降法

利用壓降法做簡單的分流規劃，轉換器本身之輸出特性須具下垂電壓調節特性，不需複雜的控制電路，藉由規劃轉換器之等效輸出電阻以調整其承擔的輸出電流。壓降法易於實現並擴增，並且不需要在各模組控制電路間接線，高模組化且可靠度也佳。但是由於無閉迴路控制，電流分流特性較差。

B. 主動分流法

可分為①分離式公共控制器；②外部控制器。

①分離式公共控制器：公共控制單元稱為主單元(Master Unit)，為一獨立的公共控制器，其餘並聯模組為僕單元(Slave Units)。此法如果公共控制器故障，則全系統無法運作。

②外部控制器：將每一個參與並聯之轉換器的輸出電流與一參考值比較，產生的修正控制訊號修正原有外迴路所生的控制訊號，使每個輸出電流追隨參考電流。若被選為參考電流的模組為主(Master)模組，其他為僕(Slave)模組。主/僕操作方式又分成：

- (i) 特定主模組：電路較簡單，但若主模組故障時，則並聯操控無法進行。

(ii) 輪流主模組：參考電流設為各並聯模組輪流，此方法可靠度較高，但由於參考電流持續改變，造成輸出電壓變動，同時實作也較複雜。

本文所採用的並聯分流控制方式為主動分流法，並且設計外部控制器以達到電流均享。較詳細的流程及設計說明，將於第四章介紹之。



第三章

單級全橋式交/直流變通型轉換器之小訊號分析

本章的主旨是要針對本設計的單級全橋式交/直流變通型轉換器作線性化的小訊號分析。圖 3-1 為具有輸入電流修飾的單級全橋式交/直流轉換器，這個電路中的昇壓電感 L_m ，變壓器線圈 N_1 ，三個功率二極體 D_2 、 D_3 與 D_4 ，切換開關 Q_5 ，儲能電容 C_1 ，共組成具有輸入電流修飾功能的升壓型電路。其中 N_1 為額外加入的變壓器線圈，用來回授儲能電容電壓。另外，四個切換開關 Q_1 、 Q_2 、 Q_3 與 Q_4 ，儲能電容 C_1 ，變壓器線圈 N_2 和 N_3 ，磁化電感 L_m ，兩個功率二極體 D_5 與 D_6 ，輸出電感 L_o 與輸出電容 C_2 則組成穩定輸出電壓的全橋式轉換電路。電路正常工作時。昇壓電感 L_m 操作在非連續導通模式(DCM)，全橋轉換器則操作在連續導通模式(CCM)，此後簡稱此單級式轉換器電路工作於 DCM+CCM 模式。

本章將使用雙時間尺度平均化法(Averaging Method for Two-Time-Scale System) [31][32]，推導操作於 DCM+CCM 模式之下，圖 3.1 之單級全橋式交/直流轉換器的交流小訊號數學模式，以及此電路閉迴路的小訊號分析，並且應用推導結果，針對系統設計控制器。最後利用 Pspice 針對電壓轉換器開迴路設計的增益及相位模擬電路，來驗證數學式的正確性。

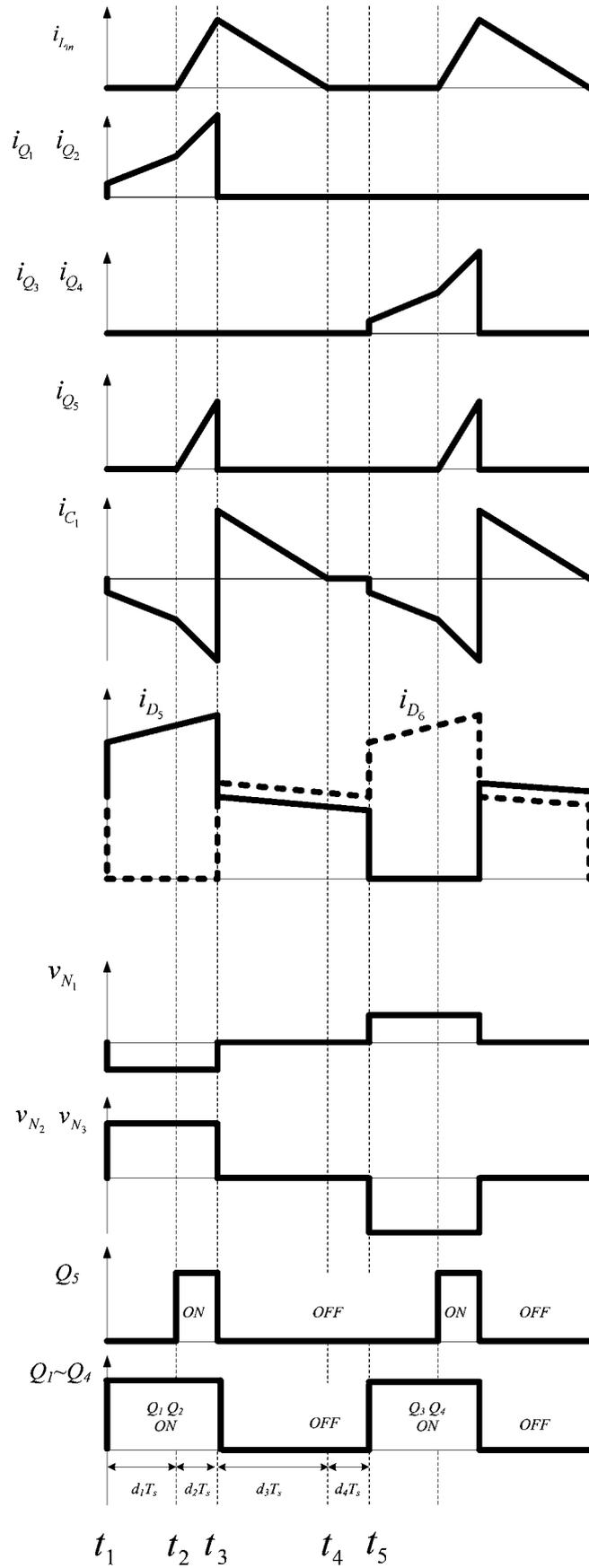


圖 3.2 在一個切換週期內的電壓與電流波形

電路區間工作原理如下：

Mode 1：能量傳送區間($t_1 \leq t < t_2$)

一開始，開關 Q_1 和 Q_2 導通， Q_5 截止，此時儲能電容電壓 v_{C_1} 等於變壓器電壓 v_{N_2} ， i_{N_2} 為 i_{C_1} 加上 i_{N_3} 反射回來的電流和。因為此時儲能電容電壓 v_{C_1} 大於輸入電壓，所以二極體 D_4 截止，輸入電感電流 i_{L_m} 為零。輸出端 D_5 導通，輸出電感電流 i_{L_o} 線性上升，能量從電容 C_1 經由變壓器被轉移到負載。由

圖 3.3 可得：

$$v_{N_1} = -v_{C_1} \times \frac{N_1}{N_2} \quad v_{N_2} = v_{C_1} \quad v_{N_3} = v_{C_1} \times \frac{N_3}{N_2} \quad (3.1)$$

$$i_{Q_1} = i_{Q_2} = i_{N_2} \quad (3.2)$$

$$\frac{di_{C_1}}{dt} = -\left(\frac{v_{C_1}}{L_m} + \frac{N_3}{N_2} \times \frac{v_{N_3} - v_o}{L_o} \right) \quad (3.3)$$

$$\frac{di_{L_m}}{dt} = 0 \quad (3.4)$$

$$\frac{di_{L_o}}{dt} = \frac{v_{N_3} - v_o}{L_o} \quad (3.5)$$

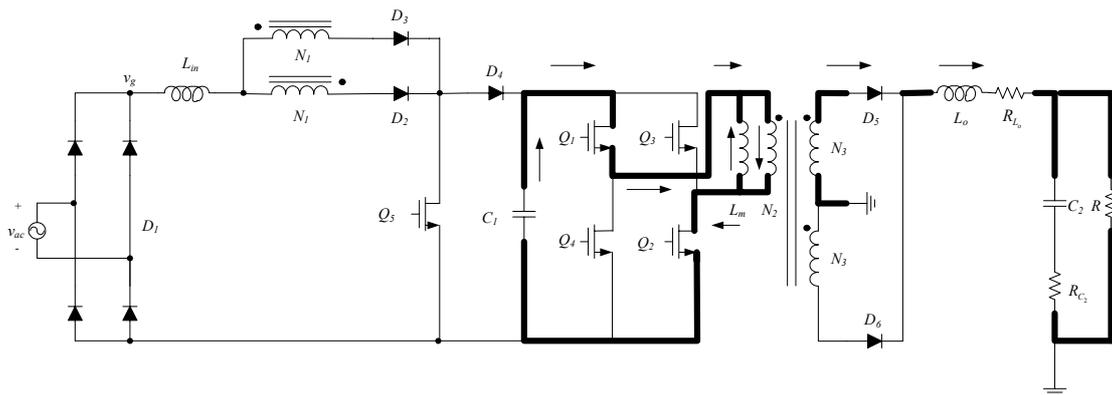


圖 3.3 Mode 1 的電流迴路

Mode 2： Q_5 導通區間($t_2 \leq t < t_3$)

開關 Q_5 導通，此時二極體 D_4 仍然截止，輸入電感電流 i_{L_m} 等於開關電

流 i_{Q_5} ，此時 i_{N_2} 等於 i_{C_1} 加上 i_{N_3} 和 i_{N_1} 反射回來的電流和。輸出端仍然由 D_5 導通， $i_{L_{in}}$ 和 i_{L_o} 都是線性上升，繼續把能量從電容 C_1 經由變壓器被轉移到負載。由圖 3.4 可得：

$$v_{N_1} = -v_{C_1} \times \frac{N_1}{N_2} \quad v_{N_2} = v_{C_1} \quad v_{N_3} = v_{C_1} \times \frac{N_3}{N_2} \quad (3.6)$$

$$i_{Q_1} = i_{Q_2} = i_{N_2} \quad (3.7)$$

$$\frac{di_{C_1}}{dt} = -\left(\frac{v_{C_1}}{L_m} + \frac{N_3}{N_2} \times \frac{v_{N_3} - v_o}{L_o} + \frac{N_1}{N_2} \times \frac{v_g - v_{N_1}}{L_{in}} \right) \quad (3.8)$$

$$\frac{di_{L_{in}}}{dt} = \frac{v_g - v_{N_1}}{L_{in}} \quad (3.9)$$

$$\frac{di_{L_o}}{dt} = \frac{v_{N_3} - v_o}{L_o} \quad (3.10)$$

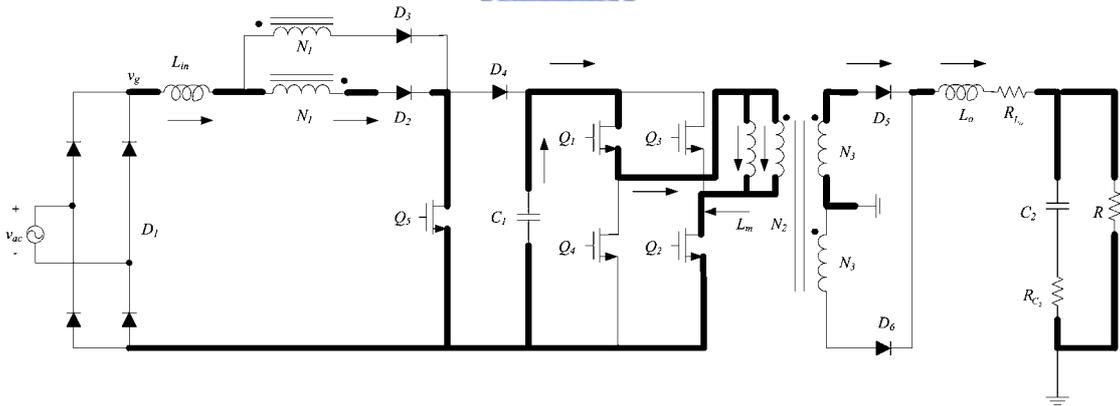


圖 3.4 Mode 2 的電流迴路

Mode 3：對 C_1 充電區間 ($t_3 \leq t < t_4$)

開關 Q_1 、 Q_2 和 Q_5 截止，變壓器電壓 v_{N_2} 為零，輸入電感跨壓變成輸入電壓減掉儲能電容電壓 v_{C_1} 為負值，因此 $i_{L_{in}}$ 會線性減少；同理， i_{L_o} 也線性減少。此時二極體 D_4 導通，輸入電感電流流經 D_4 對電容 C_1 充電。因為二極體 D_5 和 D_6 會同時導通，因此 v_{N_2} 變成零，且因為變壓器磁化電流反射到

N_3 的值，使得 i_{D6} 會大於 i_{D5} 。由圖 3.5 可得：

$$v_{N_1} = v_{N_2} = v_{N_3} = 0 \quad (3.11)$$

$$\frac{di_{C_1}}{dt} = \frac{di_{L_{in}}}{dt} \quad (3.12)$$

$$\frac{di_{L_{in}}}{dt} = \frac{v_g - v_{C_1}}{L_{in}} \quad (3.13)$$

$$\frac{di_{L_o}}{dt} = \frac{-v_o}{L_o} \quad (3.14)$$

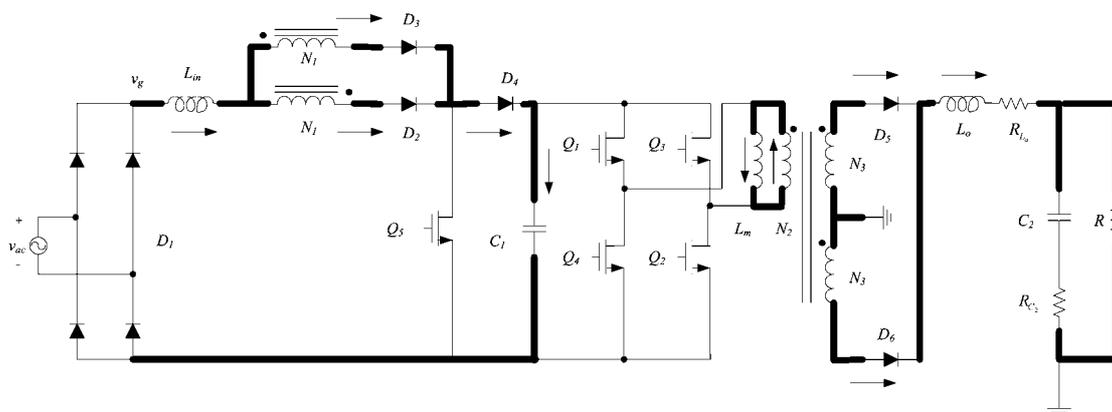


圖 3.5 Mode 3 的電流迴路

Mode 4：輸入電感電流降到零區間 ($t_4 \leq t < t_5$)

此時輸入電感電流 $i_{L_{in}}$ 降到零，則二極體 D_2 、 D_3 和 D_4 截止。輸出端

D_5 和 D_6 在此階段仍繼續導通。由圖 3.6 可得：

$$\frac{di_{L_o}}{dt} = \frac{-v_o}{L_o} \quad (3.15)$$

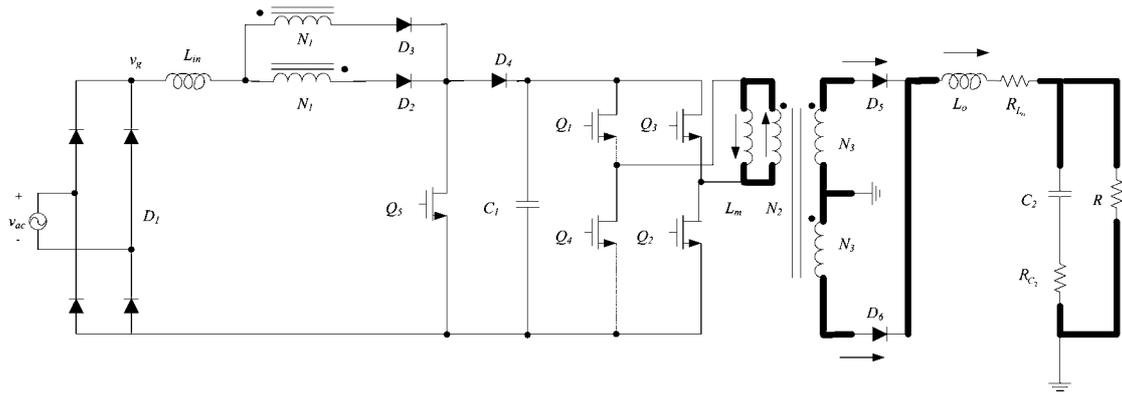


圖 3.6 Mode 4 的電流迴路

Mode 5：轉向區間($t > t_5$)

又接著循環區間一，但是導通開關由 Q_1 、 Q_2 變成 Q_3 、 Q_4 ，如圖 3.7。此時磁化電流線性減少，當磁化電流減少到零的時候，磁化電流的流向就會開始改變。

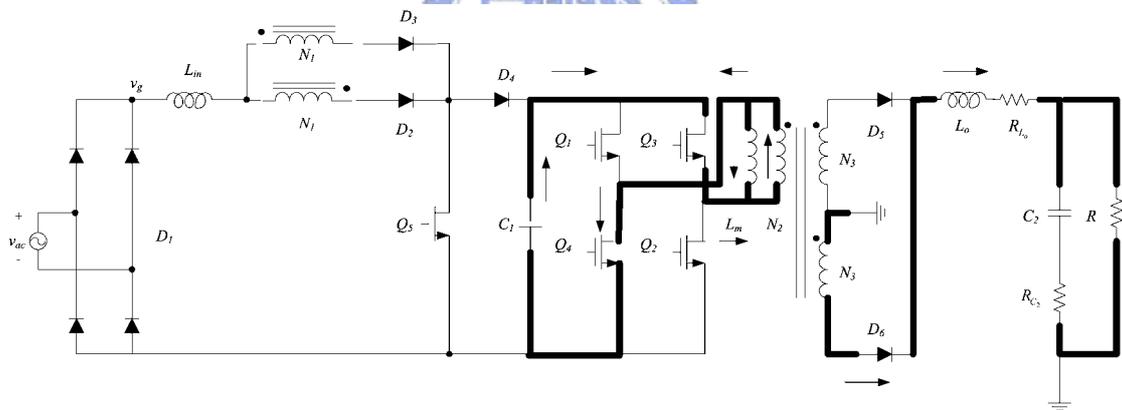


圖 3.7 Mode 5 的電流迴路

3-2 雙時間尺度平均法的簡介[30]

利用雙時間尺度平均化法，先求出快速變數的移動平均(moving average)函數，然後帶入慢速變數中，即可得到慢速變數的平均化模式。求其直流工作點，及推導慢速子系統的小訊號模式。

具有雙時間尺度的電力轉換器，每個切換週期內可分為 n 個階段，因此其混合型模式的狀態方程式(state equation)，可描述為

$$\begin{cases} \dot{X} = \varepsilon \cdot f_i(t, X, Y), X(t_0) = X_0 \\ Y = g_i(t, X, Y), Y(t_0) = Y_0 \end{cases} \quad (3.16)$$

其中 $i=1,2,3,\dots,n$ ，且 ε 為很小之正數， X 為反應較慢的狀態變數，而 Y 為反應較快的狀態變數。 U 為輸入控制訊號。假設轉換器中切換開關為理想元件，則(3.16)中函數 f_i 與 g_i 為片段連續(piecewise continuous)函數，因此系統狀態方程式可寫成

$$\begin{cases} \dot{X} = A_{sx}^{(i)} X + A_{sy}^{(i)} Y + B_{si}^{(i)} U, X(t_0) = X_0 \\ Y = A_{fx}^{(i)} X + A_{fy}^{(i)} Y + B_f^{(i)} U, Y(t_0) = Y_0 \end{cases} \quad (3.17)$$

其中， s 表示慢速下標， f 表示快速下標。對於快速變數而言，慢速變數 X 可視為幾乎不變的常數，因此由(3.17)可解得

$$Y(t) = \varphi(t, X, Y_0) \quad (3.18)$$

反之，對於慢速系統而言，只能得到快速變數的平均化效應。因此，將快速變數平均化後，代入慢速系統中，即可得到慢速變數平均化模式的狀態方程式。對任意函數 $h(t)$ ，其移動平均函數(moving average function)定義為

$$\bar{h}(t) := \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_t^{t+T} h(\tau) d\tau \quad (3.19)$$

根據上述定義，將(3.18)取移動平均得

$$\bar{Y}(X) = \frac{1}{T_s} \sum_{i=1}^n \int_0^{T_i} \varphi_i(t, X, Y_0) d\tau \quad (3.20)$$

當慢速變數視為常數時， f_i 與 g_i 均為週期函數，只須對(3.20)在一個切換週

期 T_s 內取平均，即 $\bar{Y}(X) = \frac{1}{T_s} \sum_{i=1}^n \int_0^{T_i} \varphi_i(t, X, Y_0) d\tau$ ，其中 T_i 為切換週期 T_s 中各個階段經歷的時間。最後，將此解代入式(3.16)，可得慢速變數平均化模式的狀態方程式

$$\dot{X} = \varepsilon \cdot f_i(t, X, \bar{Y}(X)) \quad (3.21)$$

如此，電壓轉換器的數學模式，已由混合模式的(3.15)轉換成(3.21)的慢速平均化模式。使得原本具有兩種時間尺度的系統，轉換為只有慢速時間尺度的系統。應用雙時間尺度平均法，可求電壓轉換器其交流小訊號數學模式。



3-3 小訊號模型的建立

根據 3-2 節概念，首先針對電壓轉換器在一個切換週期內平均化，可獲得切換週期 T_s 下快速系統平均化模式，即各元件之電感電壓/電容電流的平均值為各階段電感電壓/電容電流與時間軸之間的面積總和，再除以切換週期 T_s 。然後再利用切換週期 T_s 所求得之平均化模式對線電壓週期 T_L 取平均。切換週期 T_s 的移動平均，將在符號上方加橫線表示：如電容電流的移動平均符號為 \bar{i}_c 。

3-3-1 切換週期 T_s 的平均化模式之推導

平均化模式推導之前，做下列假設：

- (1) 切換開關、二極體及變壓器視為理想元件；
- (2) 線電壓頻率(120Hz)遠小於切換頻率(60kHz)，所以在一個切換週期 T_s 內，可將輸入電壓 $v_g(t)$ 視為定值；
- (3) 儲能電容 C_1 與輸出電容 C_2 的電壓變化率遠小於開關切換頻率，所以 v_{C_1} 及 v_{C_2} 在一個切換週期內可視為常數。

圖 3.1 中有五個儲能元件，個別是輸入電感 L_{in} 、磁化電感 L_m 、輸出電感 L_o 、儲能電容 C_1 、輸出電容 C_2 ，自圖 3.2 取出其電壓/電流波形示於圖 3.8。因轉換器操作於 DCM+CCM 模式，故輸入電感電流 i_{L_m} 不再是狀態變數，只能屬於約束方程式(constraint equation)，實際上僅四個狀態變數。於是列出在切換週期 T_s 的平均狀態方程式、約束方程式及輸出方程式如下：平均化狀態方程式

$$\begin{cases} C_1 \frac{d\bar{v}_{C_1}}{dt} = \bar{i}_{C_1} \\ C_2 \frac{d\bar{v}_{C_2}}{dt} = \bar{i}_{C_2} \\ L_o \frac{d\bar{i}_{L_o}}{dt} = \bar{v}_{L_o} \\ L_m \frac{d\bar{i}_{L_m}}{dt} = \bar{v}_{L_m} \end{cases} \quad (3.22)$$

約束方程式

$$L_{in} \frac{d\bar{i}_{L_m}}{dt} = 0 \quad (3.23)$$

其中， L_{in} 操作於不連續導通模式，在每個切換週期 T_s 中， i_{L_m} 的初值及終

值都為零，故可得 $L_{in} \frac{d\bar{i}_{L_m}}{dt} = 0$ [11][12]。

輸出方程式

$$\bar{v}_o = \bar{v}_{C_2} + \bar{i}_{C_2} R_{C_2} \quad (3.24)$$

根據圖 3.8 之波形圖，並將圖 3.1 之電路圖一併示於圖 3.8 以方便對照，式(3.22)、(3.23)將進一步分析成式(3.25)、(3.26)、(3.27)，以求得電感移動平均電壓和電容移動平均電流。

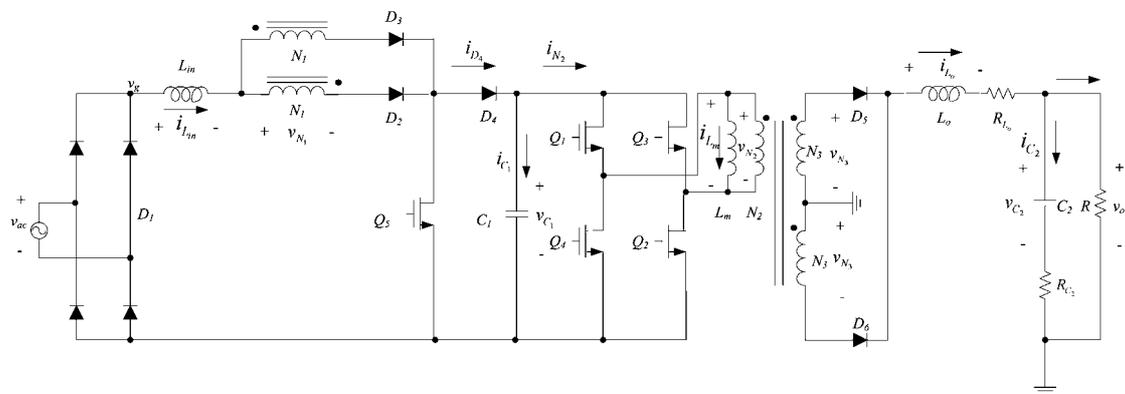
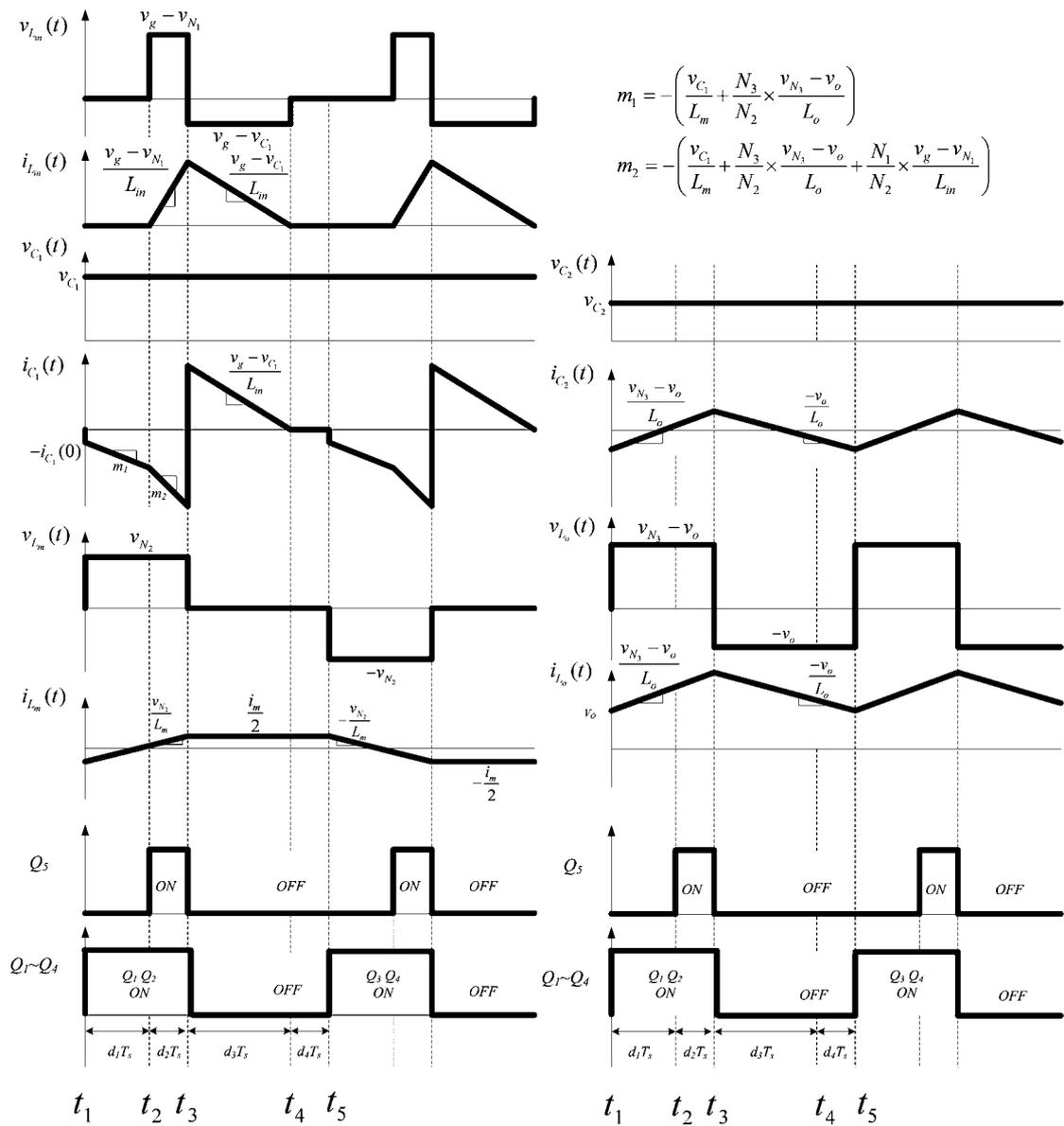


圖 3.8 單級全橋式交/直流變通型轉換器之電感/電容電壓/電流波形圖

$$\left\{ \begin{aligned} \bar{i}_{C_1} &= \bar{i}_{D_4} - \bar{i}_{N_2} \\ &= \frac{1}{T_s} \left\{ \text{area}[i_{C_1(1)}] + \text{area}[i_{C_1(2)}] + \text{area}[i_{C_1(3)}] + \text{area}[i_{C_1(4)}] \right\} \\ \bar{i}_{C_2} &= \bar{i}_{L_o} - \frac{\bar{v}_o}{R} \\ \bar{v}_{L_o} &= \frac{1}{T_s} \left\{ \text{area}[v_{L_o(1)}] + \text{area}[v_{L_o(2)}] + \text{area}[v_{L_o(3)}] + \text{area}[v_{L_o(4)}] \right\} \end{aligned} \right. \quad (3.25)$$

$$\begin{aligned} \bar{v}_{L_{in}} &= \frac{1}{T_s} \left\{ \text{area}[v_{L_{in}(1)}] + \text{area}[v_{L_{in}(2)}] + \text{area}[v_{L_{in}(3)}] + \text{area}[v_{L_{in}(4)}] \right\} \\ &= \frac{1}{T_s} [0 + (\bar{v}_g - \bar{v}_{N_1})d_2T_s + (\bar{v}_g - \bar{v}_{C_1})d_3T_s + 0] \end{aligned} \quad (3.26)$$

$$\begin{aligned} \bar{v}_{L_m} &= \frac{1}{2T_s} \left\{ \text{area}[v_{L_m(1)}] + \text{area}[v_{L_m(2)}] + \text{area}[v_{L_m(3)}] + \text{area}[v_{L_m(4)}] \right. \\ &\quad \left. + \text{area}[v_{L_m(5)}] + \text{area}[v_{L_m(6)}] + \text{area}[v_{L_m(7)}] + \text{area}[v_{L_m(8)}] \right\} \\ &= \frac{1}{2T_s} \left\{ \bar{v}_{N_2} \frac{(d_1 + d_2)}{2} T_s + 0 + 0 - \bar{v}_{N_2} \frac{(d_1 + d_2)}{2} T_s + 0 + 0 \right\} \end{aligned} \quad (3.27)$$

式(3.25)~(3.27)中，下標(1)表示 d_1T_s 階段，下標(2)表示 d_2T_s 階段，依此類推。下標(5)(6)(7)(8)代表當 Q_3 、 Q_4 導通時，全橋另外一臂的工作區間。為了配合 Q_5 開關的切換週期， T_s 選用為全橋單臂工作的切換週期。輸入電壓 v_g 、儲能電容電壓 v_{C_1} 、繞組跨壓 v_{N_1} 、 v_{N_2} 在一個切換週期 T_s 中可視為常數，所以其移動平均可表示成： $\bar{v}_g = v_g$ 、 $\bar{v}_{C_1} = v_{C_1}$ 、 $\bar{v}_{N_1} = v_{N_1}$ 、 $\bar{v}_{N_2} = v_{N_2}$ ，但為保持狀態變數的一致性，只有整流後輸入電壓 \bar{v}_g 寫成 v_g 。將式(3.26)代入(3.23)中，可得到

$$\begin{aligned} d_3 &= -\frac{v_g - \bar{v}_{N_1}}{v_g - \bar{v}_{C_1}} d_2 \\ &= -\frac{v_g + \frac{N_1}{N_2} \bar{v}_{C_1}}{v_g - \bar{v}_{C_1}} d_2 \end{aligned} \quad (3.28)$$

而 d_1T_s 是 Q_5 開關的導通時間， d_1 的大小可視為自行決定的常數。

而且

$$d_1 + d_2 + d_3 + d_4 = 1 \quad (3.29)$$

將式(3.28)、(3.29)代回(3.25)中，就可以得到 \bar{i}_{C_1} 和 \bar{v}_{L_o} 的平均化狀態方程式。

為簡化推導過程，此處忽略 R_{C_2} 對 \bar{v}_o 造成的微小影響，直接令 $\bar{v}_o = \bar{v}_{C_2}$ 。另外，

\bar{v}_{N_1} 、 \bar{v}_{N_2} 、 \bar{v}_{N_3} 的值隨著電路工作區間的不同而改變。Mode 1~Mode 4 中 \bar{v}_{N_1} 、

\bar{v}_{N_2} 、 \bar{v}_{N_3} 個別對應的值如(3.30)所列。

$$\begin{aligned} \text{Mode 1} \quad & v_{N_1} = -v_{C_1} \times \frac{N_1}{N_2} \quad v_{N_2} = v_{C_1} \quad v_{N_3} = v_{C_1} \times \frac{N_3}{N_2} \\ \text{Mode 2} \quad & v_{N_1} = -v_{C_1} \times \frac{N_1}{N_2} \quad v_{N_2} = v_{C_1} \quad v_{N_3} = v_{C_1} \times \frac{N_3}{N_2} \\ \text{Mode 3} \quad & v_{N_1} = v_{N_2} = v_{N_3} = 0 \\ \text{Mode 4} \quad & v_{N_1} = v_{N_2} = v_{N_3} = 0 \end{aligned} \quad (3.30)$$

因為 $\bar{i}_{C_1} = \bar{i}_{D_4} - \bar{i}_{N_2}$ ，所以接下來將分別計算 D_4 和 N_2 的移動平均電流

$$\begin{aligned} \bar{i}_{D_4} &= \frac{1}{T_s} \times \frac{1}{2} d_3^2 T_s^2 \times \left(-\frac{v_g - \bar{v}_{C_1}}{L_{in}} \right) \\ &= -\frac{1}{2} \left(\frac{v_g + \frac{N_1}{N_2} \bar{v}_{C_1}}{v_g - \bar{v}_{C_1}} \right)^2 d_2^2 T_s \times \frac{v_g - \bar{v}_{C_1}}{L_{in}} \\ &= -\frac{d_2^2 T_s}{2L_{in}} \left(\frac{v_g + \frac{N_1}{N_2} \bar{v}_{C_1}}{v_g - \bar{v}_{C_1}} \right)^2 \end{aligned} \quad (3.31)$$

$$\begin{aligned} \bar{i}_{N_2} &= \frac{1}{T_s} \left(\text{area}[i_{N_2(1)}] + \text{area}[i_{N_2(2)}] \right) \\ &= \frac{1}{T_s} \left(-\text{area}[i_{C_1(1)}] - \text{area}[i_{C_1(2)}] \right) \end{aligned} \quad (3.32)$$

在圖 3.8 中， $i_{C_1}(t)$ 在 $d_1 T_s$ 區間的起始值 $i_{C_1}(0)$ 是

$$\left(\frac{\bar{v}_{C_2}}{R} - \frac{(d_1 + d_2) T_s (\bar{v}_{N_3} - \bar{v}_{C_2})}{2L_o} \right) - \frac{i_m}{2} [6]，$$

根據 $i_{L_m}(t)$ 在一個切換週期內的波形圖，

i_m 可以(3.33)表示

$$i_m = \frac{\bar{v}_{N_2}}{L_m} (d_1 + d_2) T_s \quad (3.33)$$

$area[i_{N_2(1)}] = \square + \triangle$ (對應工作區間之面積可切割為矩形與三角形)

$$\begin{aligned} &= \left[\left(\frac{\bar{v}_{C_2}}{R} - \frac{(d_1 + d_2) T_s}{2L_o} \times \frac{N_3}{N_2} (\bar{v}_{N_3} - \bar{v}_o) \right) - \frac{i_m}{2} \right] \times d_1 T_s + \frac{1}{2} \times d_1^2 T_s^2 \times \left(\frac{\bar{v}_{C_1}}{L_m} + \frac{N_3}{N_2} \times \frac{\bar{v}_{N_3} - \bar{v}_o}{L_o} \right) \\ &= \left[\frac{\bar{v}_{C_2}}{R} - \frac{(d_1 + d_2) T_s}{2L_o} \left(\frac{N_3^2}{N_2^2} \bar{v}_{C_1} - \frac{N_3}{N_2} \bar{v}_{C_2} \right) - \frac{(d_1 + d_2) T_s}{2L_m} \bar{v}_{C_1} \right] \times d_1 T_s + \frac{1}{2} d_1^2 T_s^2 \left(\frac{\bar{v}_{C_1}}{L_m} + \frac{N_3}{N_2} \times \frac{\frac{N_3}{N_2} \bar{v}_{C_1} - \bar{v}_{C_2}}{L_o} \right) \\ &= \frac{\bar{v}_{C_2}}{R} d_1 T_s - \frac{d_1 (d_1 + d_2) T_s^2}{2L_o} \left(\frac{N_3^2}{N_2^2} \bar{v}_{C_1} - \frac{N_3}{N_2} \bar{v}_{C_2} \right) - \frac{d_1 (d_1 + d_2) T_s^2}{2L_m} \bar{v}_{C_1} + \frac{1}{2} d_1^2 T_s^2 \left(\frac{\bar{v}_{C_1}}{L_m} + \frac{N_3}{N_2} \times \frac{\frac{N_3}{N_2} \bar{v}_{C_1} - \bar{v}_{C_2}}{L_o} \right) \end{aligned} \quad (3.34)$$

$area[i_{N_2(2)}] = \square + \triangle$ (對應工作區間之面積可切割為矩形與三角形)

$$\begin{aligned} &= \left[\frac{\bar{v}_{C_2}}{R} - \frac{(d_1 + d_2) T_s}{2L_o} \times \frac{N_3}{N_2} (\bar{v}_{N_3} - \bar{v}_o) - \frac{i_m}{2} + d_1 T_s \left(\frac{\bar{v}_{C_1}}{L_m} + \frac{N_3}{N_2} \times \frac{\bar{v}_{N_3} - \bar{v}_o}{L_o} \right) \right] d_2 T_s + \frac{1}{2} d_2^2 T_s^2 \left(\frac{\bar{v}_{C_1}}{L_m} + \frac{N_3}{N_2} \times \frac{\bar{v}_{N_3} - \bar{v}_o}{L_o} + \frac{N_1}{N_2} \times \frac{v_g - \bar{v}_{N_1}}{L_m} \right) \\ &= \left[\frac{\bar{v}_{C_2}}{R} - \frac{(d_1 + d_2) T_s}{2L_o} \left(\frac{N_3^2}{N_2^2} \bar{v}_{C_1} - \frac{N_3}{N_2} \bar{v}_{C_2} \right) - \frac{(d_1 + d_2) T_s}{2L_m} \bar{v}_{C_1} + d_1 T_s \left(\frac{\bar{v}_{C_1}}{L_m} + \frac{N_3}{N_2} \times \frac{\frac{N_3}{N_2} \bar{v}_{C_1} - \bar{v}_{C_2}}{L_o} \right) \right] d_2 T_s + \frac{1}{2} d_2^2 T_s^2 \left(\frac{\bar{v}_{C_1}}{L_m} + \frac{N_3}{N_2} \times \frac{\frac{N_3}{N_2} \bar{v}_{C_1} - \bar{v}_{C_2}}{L_o} + \frac{N_1}{N_2} \times \frac{v_g + \frac{N_1}{N_2} \bar{v}_{C_1}}{L_m} \right) \end{aligned} \quad (3.35)$$

$$\begin{aligned} \therefore \bar{i}_{N_2} &= \frac{\bar{v}_{C_2}}{R} (d_1 + d_2) + \frac{1}{2} d_1 T_s \left[-\frac{1}{L_o} (d_1 + d_2) \left(\frac{N_3^2}{N_2^2} \bar{v}_{C_1} - \frac{N_3}{N_2} \bar{v}_{C_2} \right) - \frac{1}{L_m} (d_1 + d_2) \bar{v}_{C_1} + d_1 \left(\frac{\bar{v}_{C_1}}{L_m} + \frac{N_3}{N_2} \times \frac{\frac{N_3}{N_2} \bar{v}_{C_1} - \bar{v}_{C_2}}{L_o} \right) \right] \\ &\quad + \frac{1}{2} d_2 T_s \left\{ -\frac{1}{L_o} (d_1 + d_2) \left(\frac{N_3^2}{N_2^2} \bar{v}_{C_1} - \frac{N_3}{N_2} \bar{v}_{C_2} \right) - \frac{1}{L_m} (d_1 + d_2) \bar{v}_{C_1} + (2d_1 + d_2) \left[\frac{\bar{v}_{C_1}}{L_m} + \frac{1}{L_o} \left(\frac{N_3^2}{N_2^2} \bar{v}_{C_1} - \frac{N_3}{N_2} \bar{v}_{C_2} \right) \right] + d_2 \frac{N_1}{N_2} \times \frac{v_g + \frac{N_1}{N_2} \bar{v}_{C_1}}{L_m} \right\} \end{aligned} \quad (3.36)$$

將(3.28)、(3.29)、(3.31)及(3.36)代入式(3.25)，整理後再代入(3.22)中，可得到平均化狀態方程式。在(3.22)中磁化電感 L_m 在全橋完整切換週期內的移動平均電壓，由(3.27)可知其移動平均電壓為零，所以平均化狀態方程式將只剩下三個狀態變數，如(3.37)所示

$$\left\{ \begin{array}{l} C_1 \frac{d\bar{v}_{C_1}}{dt} = \bar{i}_{D_4} - \bar{i}_{N_2} \\ C_2 \frac{d\bar{v}_{C_2}}{dt} = \bar{i}_{L_o} - \frac{\bar{v}_o}{R} \\ L_o \frac{d\bar{i}_{L_o}}{dt} = \bar{v}_{L_o} \\ \quad = d_1 (\bar{v}_{N_3} - \bar{v}_o - \bar{i}_{L_o} R_{L_o}) + d_2 (\bar{v}_{N_3} - \bar{v}_o - \bar{i}_{L_o} R_{L_o}) - (1 - d_1 - d_2) (\bar{v}_o + \bar{i}_{L_o} R_{L_o}) \\ \quad = d_1 \left(\frac{N_3}{N_2} \bar{v}_{C_1} - \bar{v}_o - \bar{i}_{L_o} R_{L_o} \right) + d_2 \left(\frac{N_3}{N_2} \bar{v}_{C_1} - \bar{v}_o - \bar{i}_{L_o} R_{L_o} \right) - (1 - d_1 - d_2) (\bar{v}_o + \bar{i}_{L_o} R_{L_o}) \end{array} \right. \quad (3.37)$$

輸出方程式

$$\bar{v}_o = \bar{v}_{C_2} + \bar{i}_{C_2} R_{C_2} \quad (3.38)$$

3-3-2 線電壓週期 T_L 的平均化模式之推導

在線電壓週期 T_L 中， $v_g = |v_p \sin(\omega t)|$ ，故輸入電壓 v_g 不再視為常數；選擇合適的儲能電容 C_1 和輸出電容 C_2 ，可使漣波電壓變化小，能夠達到穩壓的效果。因為線電壓頻率遠大於儲能電容電壓及輸出電容電壓的變化率，所以在線電壓週期 T_L 中， \bar{v}_{C_1} 及 \bar{v}_{C_2} 仍可視為常數。

接下來將針對轉換器對線電壓週期 T_L 作平均化模式，線電壓移動平均符號以 $\langle \rangle_{T_L}$ 表示，如電容電流的移動平均符號為 $\langle \bar{i}_C \rangle_{T_L}$ 。因為

$v_g = |v_p \sin(\omega t)|$ ， $\bar{v}_{C_1} = \langle \bar{v}_{C_1} \rangle_{T_L}$ ， $\bar{v}_{C_2} = \langle \bar{v}_{C_2} \rangle_{T_L}$ ， $\bar{i}_{L_o} = \langle \bar{i}_{L_o} \rangle_{T_L}$ 。而輸入電壓 v_g 並沒有對 \bar{i}_{C_2} 和 \bar{v}_{L_o} 產生影響，所以在(3.37)中只需要針對 \bar{i}_{C_1} 求出於線電壓週期 T_L 的平均化模式。直流工作點為 $\langle \bar{v}_{C_1} \rangle_{T_L} = V_{C_1}$ 、 $\langle \bar{v}_{C_2} \rangle_{T_L} = V_{C_2}$ 、 $v_p = V_p$ 、 $\langle \bar{v}_o \rangle_{T_L} = V_o$ 、

$d_1 = D_1$ 及 $d_2 = D_2$ 。因為 $C_1 \frac{d\langle \bar{v}_{C_1} \rangle_{T_L}}{dt} = \langle \bar{i}_{D_4} \rangle_{T_L} - \langle \bar{i}_{N_2} \rangle_{T_L}$ ，令 $\theta = \omega t$ ，將分別求出

$\langle \bar{i}_{D_4} \rangle_{T_L}$ 及 $\langle \bar{i}_{N_2} \rangle_{T_L}$ 。

$$\begin{aligned}
 \langle \bar{i}_{D_4} \rangle_{T_L} &= \frac{d_2^2 T_s}{2\pi L_{in}} \int_0^\pi \frac{\left(v_p \sin \theta + \frac{N_1}{N_2} \bar{v}_{C_1} \right)^2}{\bar{v}_{C_1} - v_p \sin \theta} d\theta \\
 &= \frac{d_2^2 T_s}{2\pi L_{in}} \left[v_p \cos \theta \Big|_0^\pi - \langle \bar{v}_{C_1} \rangle_{T_L} \left(1 + 2 \frac{N_1}{N_2} \right) \theta \Big|_0^\pi - \frac{2 \langle \bar{v}_{C_1} \rangle_{T_L} \left(1 + \frac{N_1}{N_2} \right)^2 \tan^{-1} \left(\frac{v_p - \langle \bar{v}_{C_1} \rangle_{T_L} \tan \frac{\theta}{2}}{\sqrt{\langle \bar{v}_{C_1} \rangle_{T_L}^2 - v_p^2}} \right) \Big|_0^\pi}{\sqrt{\langle \bar{v}_{C_1} \rangle_{T_L}^2 - v_p^2}} \right] \\
 &= \frac{d_2^2 T_s}{2\pi L_{in}} \left[-2v_p - \pi \left(1 + 2 \frac{N_1}{N_2} \right) \langle \bar{v}_{C_1} \rangle_{T_L} + \frac{2 \langle \bar{v}_{C_1} \rangle_{T_L} \left(1 + \frac{N_1}{N_2} \right)^2}{\sqrt{\langle \bar{v}_{C_1} \rangle_{T_L}^2 - v_p^2}} \left(\frac{\pi}{2} + \tan^{-1} \frac{v_p}{\sqrt{\langle \bar{v}_{C_1} \rangle_{T_L}^2 - v_p^2}} \right) \right]
 \end{aligned} \tag{3.39}$$

在(3.39)產生了非線性函數 $\tan^{-1} \frac{v_p}{\sqrt{\langle \bar{v}_{C_1} \rangle_{T_L}^2 - v_p^2}}$ ，必須將此函數線性化。

由於 $\langle \bar{v}_{C_1} \rangle_{T_L}$ 的直流工作點 V_{C_1} 會控制在 340(V)~420(V)之間，而 v_p 的直流工作點 $V_p = 220\sqrt{2} = 311(V)$ ，所以可以在 $340 \leq V_{C_1} \leq 420$ 的範圍中將其線性化。

$$\text{令 } \frac{v_p}{\sqrt{\langle \bar{v}_{C_1} \rangle_{T_L}^2 - v_p^2}} = x$$

$$\text{當 } V_p = 311 \quad V_{C_1} = 340 \quad \rightarrow \quad x = 2.2634 \quad y = \tan^{-1} x = 1.1548$$

$$V_p = 311 \quad V_{C_1} = 420 \quad \rightarrow \quad x = 1.1018 \quad y = \tan^{-1} x = 0.8338$$

將(2.2634,1.1548)和(1.1018,0.8338)這兩點連線，其方程式為

$$y = 0.2763x + 0.5294 \tag{3.40}$$

將(3.40)與 $y = \tan^{-1} x$ 在 $1.1 \leq x \leq 2.26$ 區間內將兩函數作比較，由圖 3.9 可驗證此為合適的線性化，如此(3.39)將可近似為(3.41)

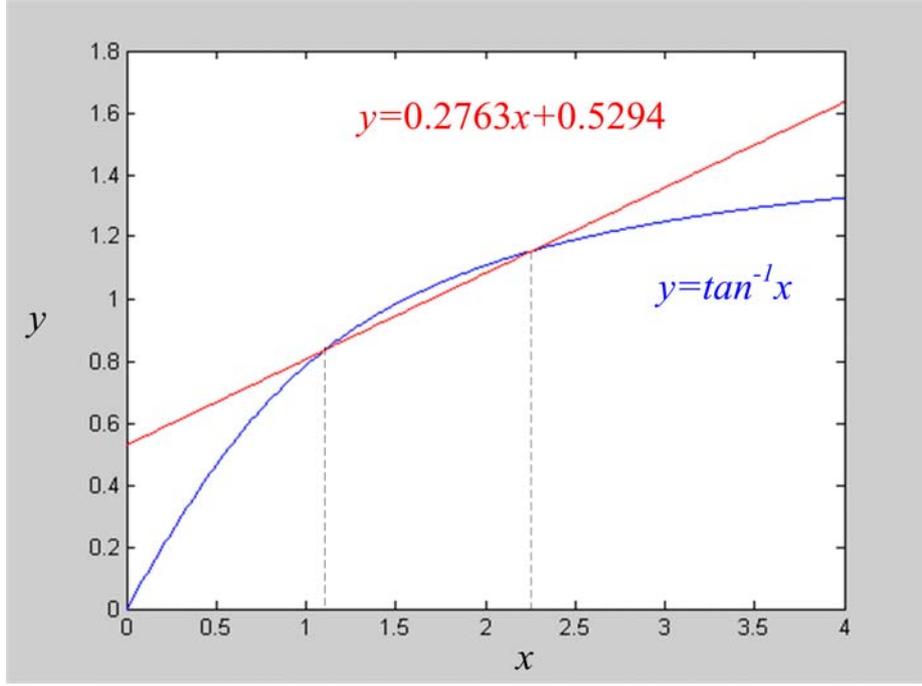


圖 3.9 $y=0.2763x+0.4980$ 與 $y=\tan^{-1}x$ 在 $1.1 \leq x \leq 2.26$ 之比較

$$\begin{aligned}
 \langle \bar{i}_{D_4} \rangle_{T_L} &= \frac{d_2^2 T_s}{2\pi L_{in}} \left[-2v_p - \pi \left(1 + 2 \frac{N_1}{N_2} \right) \langle \bar{v}_{C_1} \rangle_{T_L} + \frac{2 \langle \bar{v}_{C_1} \rangle_{T_L} \left(1 + \frac{N_1}{N_2} \right)^2}{\sqrt{\langle \bar{v}_{C_1} \rangle_{T_L}^2 - v_p^2}} \left(\frac{\pi}{2} + \frac{0.2763v_p}{\sqrt{\langle \bar{v}_{C_1} \rangle_{T_L}^2 - v_p^2}} + 0.5294 \right) \right] \\
 &= \frac{d_2^2 T_s}{2\pi L_{in}} \left[-2v_p - \pi \left(1 + 2 \frac{N_1}{N_2} \right) \langle \bar{v}_{C_1} \rangle_{T_L} + \frac{4.2004 \left(1 + \frac{N_1}{N_2} \right)^2}{\sqrt{\langle \bar{v}_{C_1} \rangle_{T_L}^2 - v_p^2}} \langle \bar{v}_{C_1} \rangle_{T_L}^2 + \frac{0.5526 \left(1 + \frac{N_1}{N_2} \right)^2 v_p \langle \bar{v}_{C_1} \rangle_{T_L}^2}{\langle \bar{v}_{C_1} \rangle_{T_L}^2 - v_p^2} \right]
 \end{aligned} \tag{3.41}$$

由(3.36)可求出 $\langle \bar{i}_{N_2} \rangle_{T_L}$

$$\begin{aligned}
 \langle \bar{i}_{N_2} \rangle_{T_L} &= \frac{1}{\pi} \int_0^\pi \left\{ \frac{\langle \bar{v}_{C_1} \rangle_{T_L}}{R} (d_1 + d_2) + \frac{1}{2} d_1 T_s \left[-\frac{1}{L_o} (d_1 + d_2) \left(\frac{N_3^2}{N_2^2} \langle \bar{v}_{C_1} \rangle_{T_L} - \frac{N_3}{N_2} \langle \bar{v}_{C_1} \rangle_{T_L} \right) - \frac{1}{L_m} (d_1 + d_2) \langle \bar{v}_{C_1} \rangle_{T_L} + d_1 \left(\frac{\langle \bar{v}_{C_1} \rangle_{T_L}}{L_m} + \frac{N_3}{N_2} \times \frac{\frac{N_3}{N_2} \langle \bar{v}_{C_1} \rangle_{T_L} - \langle \bar{v}_{C_1} \rangle_{T_L}}{L_o} \right) \right] \right\} d\theta \\
 &\quad + \frac{1}{2} d_2 T_s \left\{ -\frac{1}{L_o} (d_1 + d_2) \left(\frac{N_3^2}{N_2^2} \langle \bar{v}_{C_1} \rangle_{T_L} - \frac{N_3}{N_2} \langle \bar{v}_{C_1} \rangle_{T_L} \right) - \frac{1}{L_m} (d_1 + d_2) \langle \bar{v}_{C_1} \rangle_{T_L} + (2d_1 + d_2) \left[\frac{\langle \bar{v}_{C_1} \rangle_{T_L}}{L_m} + \frac{1}{L_o} \left(\frac{N_3^2}{N_2^2} \langle \bar{v}_{C_1} \rangle_{T_L} - \frac{N_3}{N_2} \langle \bar{v}_{C_1} \rangle_{T_L} \right) \right] + d_2 \frac{N_1}{N_2} \times \frac{v_p \sin \theta + \frac{N_1}{N_2} \langle \bar{v}_{C_1} \rangle_{T_L}}{L_m} \right\} \\
 &= \frac{\langle \bar{v}_{C_1} \rangle_{T_L}}{R} (d_1 + d_2) + \frac{1}{2} d_1 T_s \left[-\frac{1}{L_o} (d_1 + d_2) \left(\frac{N_3^2}{N_2^2} \langle \bar{v}_{C_1} \rangle_{T_L} - \frac{N_3}{N_2} \langle \bar{v}_{C_1} \rangle_{T_L} \right) - \frac{1}{L_m} (d_1 + d_2) \langle \bar{v}_{C_1} \rangle_{T_L} + d_1 \left(\frac{\langle \bar{v}_{C_1} \rangle_{T_L}}{L_m} + \frac{N_3}{N_2} \times \frac{\frac{N_3}{N_2} \langle \bar{v}_{C_1} \rangle_{T_L} - \langle \bar{v}_{C_1} \rangle_{T_L}}{L_o} \right) \right] \\
 &\quad + \frac{1}{2} d_2 T_s \left\{ -\frac{1}{L_o} (d_1 + d_2) \left(\frac{N_3^2}{N_2^2} \langle \bar{v}_{C_1} \rangle_{T_L} - \frac{N_3}{N_2} \langle \bar{v}_{C_1} \rangle_{T_L} \right) - \frac{1}{L_m} (d_1 + d_2) \langle \bar{v}_{C_1} \rangle_{T_L} + (2d_1 + d_2) \left[\frac{\langle \bar{v}_{C_1} \rangle_{T_L}}{L_m} + \frac{1}{L_o} \left(\frac{N_3^2}{N_2^2} \langle \bar{v}_{C_1} \rangle_{T_L} - \frac{N_3}{N_2} \langle \bar{v}_{C_1} \rangle_{T_L} \right) \right] + d_2 \frac{N_1}{N_2} \times \frac{1}{\pi} \int_0^\pi v_p \sin \theta + \frac{N_1}{N_2} \langle \bar{v}_{C_1} \rangle_{T_L} d\theta \right\}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{\langle \bar{v}_{C_2} \rangle_{T_L}}{R} (d_1 + d_2) + \frac{1}{2} d_1 T_s \left[-\frac{1}{L_o} (d_1 + d_2) \left(\frac{N_3^2}{N_2^2} \langle \bar{v}_{C_1} \rangle_{T_L} - \frac{N_3}{N_2} \langle \bar{v}_{C_2} \rangle_{T_L} \right) - \frac{1}{L_m} (d_1 + d_2) \langle \bar{v}_{C_1} \rangle_{T_L} + d_1 \left(\frac{\langle \bar{v}_{C_1} \rangle_{T_L}}{L_m} + \frac{N_3}{N_2} \times \frac{\frac{N_3}{N_2} \langle \bar{v}_{C_1} \rangle_{T_L} - \langle \bar{v}_{C_2} \rangle_{T_L}}{L_o} \right) \right] \\
&+ \frac{1}{2} d_2 T_s \left[-\frac{1}{L_o} (d_1 + d_2) \left(\frac{N_3^2}{N_2^2} \langle \bar{v}_{C_1} \rangle_{T_L} - \frac{N_3}{N_2} \langle \bar{v}_{C_2} \rangle_{T_L} \right) - \frac{1}{L_m} (d_1 + d_2) \langle \bar{v}_{C_1} \rangle_{T_L} + (2d_1 + d_2) \left[\frac{\langle \bar{v}_{C_1} \rangle_{T_L}}{L_m} + \frac{1}{L_o} \left(\frac{N_3^2}{N_2^2} \langle \bar{v}_{C_1} \rangle_{T_L} - \frac{N_3}{N_2} \langle \bar{v}_{C_2} \rangle_{T_L} \right) \right] + d_2 \frac{N_3}{N_2} \times \frac{\frac{2}{\pi} v_p + \frac{N_1}{N_2} \langle \bar{v}_{C_1} \rangle_{T_L}}{L_m} \right]
\end{aligned} \tag{3.42}$$

由(3.41)和(3.42)，即可求出 $C_1 \frac{d\langle \bar{v}_{C_1} \rangle_{T_L}}{dt} = \langle \bar{i}_{D_4} \rangle_{T_L} - \langle \bar{i}_{N_2} \rangle_{T_L}$ 。(3.37)的線電壓週期

T_L 的平均化模式可寫為式(3.43)

$$\begin{cases} C_1 \frac{d\langle \bar{v}_{C_1} \rangle_{T_L}}{dt} = \langle \bar{i}_{D_4} \rangle_{T_L} - \langle \bar{i}_{N_2} \rangle_{T_L} \\ C_2 \frac{d\langle \bar{v}_{C_2} \rangle_{T_L}}{dt} = \langle \bar{i}_{L_o} \rangle_{T_L} - \frac{\langle \bar{v}_o \rangle_{T_L}}{R} \\ L_o \frac{d\langle \bar{i}_{L_o} \rangle_{T_L}}{dt} = d_1 \left(\frac{N_3}{N_2} \langle \bar{v}_{C_1} \rangle_{T_L} - \langle \bar{v}_o \rangle_{T_L} - \langle \bar{i}_{L_o} \rangle_{T_L} R_{L_o} \right) + d_2 \left(\frac{N_3}{N_2} \langle \bar{v}_{C_1} \rangle_{T_L} - \langle \bar{v}_o \rangle_{T_L} - \langle \bar{i}_{L_o} \rangle_{T_L} R_{L_o} \right) - (1 - d_1 - d_2) \left(\langle \bar{v}_o \rangle_{T_L} + \langle \bar{i}_{L_o} \rangle_{T_L} R_{L_o} \right) \end{cases} \tag{3.43}$$

(3.38)的輸出方程式可寫成(3.44)

$$\langle \bar{v}_o \rangle_{T_L} = \langle \bar{v}_{C_2} \rangle_{T_L} + R_{C_2} C_2 \frac{d\langle \bar{v}_{C_2} \rangle_{T_L}}{dt} \tag{3.44}$$

直流工作點為 $\langle \bar{v}_{C_1} \rangle_{T_L} = V_{C_1}$ 、 $\langle \bar{v}_{C_2} \rangle_{T_L} = V_{C_2}$ 、 $\langle \bar{i}_{L_o} \rangle_{T_L} = I_{L_o}$ 、 $v_p = V_p$ 、 $\langle \bar{v}_o \rangle_{T_L} = V_o$ 、

$d_1 = D_1$ 及 $d_2 = D_2$ ，可令(3.43)中之狀態變數微分項為零，並且設 $V_o = V_{C_2}$ ，可

解得 V_{C_1} 、 V_{C_2} 及 I_{L_o} 。

接下來將進行交流小訊號分析：

對狀態變數 $\langle \bar{v}_{C_1} \rangle_{T_L}$ 、 $\langle \bar{v}_{C_2} \rangle_{T_L}$ 、 $\bar{i}_{L_o} = \langle \bar{i}_{L_o} \rangle_{T_L}$ 、輸出電壓 $\bar{v}_o = \langle \bar{v}_o \rangle_{T_L}$ 、市電之

峰值電壓 v_p 及切換開關導通率 d_1 、 d_2 在直流工作點引入小訊號擾動，並冠

以 \sim 表示之：

$$\left\{ \begin{array}{l} \langle \bar{v}_{C_1} \rangle_{T_L} = V_{C_1} + \tilde{v}_{C_1} \\ \langle \bar{v}_{C_2} \rangle_{T_L} = V_{C_2} + \tilde{v}_{C_2} \\ \langle \bar{i}_{L_o} \rangle_{T_L} = I_{L_o} + \tilde{i}_{L_o} \\ \langle \bar{v}_o \rangle_{T_L} = V_o + \tilde{v}_o \\ v_p = V_p + \tilde{v}_p \\ d_1 = D_1 \\ d_2 = D_2 + \tilde{d}_2 \end{array} \right. \quad \text{其中} \quad \left\{ \begin{array}{l} V_{C_1} \gg |\tilde{v}_{C_1}| \\ V_{C_2} \gg |\tilde{v}_{C_2}| \\ I_{L_o} \gg |\tilde{i}_{L_o}| \\ V_o \gg |\tilde{v}_o| \\ V_p \gg |\tilde{v}_p| \\ D_2 \gg |\tilde{d}_2| \end{array} \right. \quad (3.45)$$

因為 d_1 的大小可視為自行決定的常數，所以其小訊號擾動 $\tilde{d}_1=0$ 。將上式代入式(3.41)、(3.42)、(3.43)及(3.44)，忽略交流高次項及乘積項，整理後可分別得到直流微分項及交流微分項。以下將先針對 $C_1 \frac{d(V_{C_1} + \tilde{v}_{C_1})}{dt}$ 進行整理

$$C_1 \frac{d(V_{C_1} + \tilde{v}_{C_1})}{dt} = C_1 \frac{d(V_{C_1} + \tilde{v}_{C_1})}{dt} \Big|_{\langle \bar{i}_{D_4} \rangle_{T_L}} + C_1 \frac{d(V_{C_1} + \tilde{v}_{C_1})}{dt} \Big|_{-\langle \bar{i}_{N_2} \rangle_{T_L}} \quad (3.46)$$

$$\rightarrow \left\{ \begin{array}{l} C_1 \frac{dV_{C_1}}{dt} = C_1 \frac{dV_{C_1}}{dt} \Big|_{\langle \bar{i}_{D_4} \rangle_{T_L}} + C_1 \frac{dV_{C_1}}{dt} \Big|_{-\langle \bar{i}_{N_2} \rangle_{T_L}} \\ C_1 \frac{d\tilde{v}_{C_1}}{dt} = C_1 \frac{d\tilde{v}_{C_1}}{dt} \Big|_{\langle \bar{i}_{D_4} \rangle_{T_L}} + C_1 \frac{d\tilde{v}_{C_1}}{dt} \Big|_{-\langle \bar{i}_{N_2} \rangle_{T_L}} \end{array} \right. \quad (3.47)$$

為簡化推導過程，令 $k_1 = 4.2004(1 + \frac{N_1}{N_2})^2$ ， $k_2 = 0.5526(1 + \frac{N_1}{N_2})^2$

$$C_1 \frac{dV_{C_1}}{dt} \Big|_{\langle \bar{i}_{D_4} \rangle_{T_L}} = \frac{D_2^2 T_s}{2\pi L_{in}} \left[-2V_p - \pi(1 + 2\frac{N_1}{N_2})V_{C_1} + \frac{k_1 V_{C_1}^2}{\sqrt{V_{C_1}^2 - V_p^2}} + \frac{k_2 V_p V_{C_1}^2}{V_{C_1}^2 - V_p^2} \right] \quad (3.48)$$

$$\begin{aligned} C_1 \frac{d\tilde{v}_{C_1}}{dt} \Big|_{\langle \bar{i}_{D_4} \rangle_{T_L}} &= \frac{D_2^2 T_s}{2\pi L_{in}} \left[\frac{k_1 V_{C_1}^2}{\sqrt{V_{C_1}^2 - V_p^2}} + \frac{k_2 V_p V_{C_1}^2}{V_{C_1}^2 - V_p^2} - \pi(1 + 2\frac{N_1}{N_2}) - \frac{k_1 V_{C_1}^3}{(V_{C_1}^2 - V_p^2)^{3/2}} - \frac{2k_2 V_p V_{C_1}^3}{(V_{C_1}^2 - V_p^2)^2} \right] \tilde{v}_{C_1} \\ &+ \frac{D_2 T_s}{\pi L_{in}} \left[-2V_p - \pi(1 + 2\frac{N_1}{N_2})V_{C_1} + \frac{k_1 V_{C_1}^2}{\sqrt{V_{C_1}^2 - V_p^2}} + \frac{k_2 V_p V_{C_1}^2}{V_{C_1}^2 - V_p^2} \right] \tilde{d}_2 \\ &+ \frac{D_2^2 T_s}{2\pi L_{in}} \left[-2 + \frac{2k_1 V_{C_1}^2 V_p}{(V_{C_1}^2 - V_p^2)^{3/2}} + \frac{k_2 V_{C_1}^2}{V_{C_1}^2 - V_p^2} + \frac{2k_2 V_{C_1}^2 V_p^2}{(V_{C_1}^2 - V_p^2)^2} \right] \tilde{v}_p \end{aligned} \quad (3.49)$$

$$C_1 \frac{dV_{C_1}}{dt} \Big|_{\langle \tilde{v}_{C_2} \rangle_{t_0}} = -\frac{1}{R}(D_1+D_2)V_{C_2} - \frac{1}{2}D_1T_s \left[-\frac{1}{L_o}(D_1+D_2)\left(\frac{N_3^2}{N_2^2}V_{C_1} - \frac{N_3}{N_2}V_{C_2}\right) - \frac{1}{L_m}(D_1+D_2)V_{C_1} + \frac{1}{L_o}D_1\left(\frac{L_o}{L_m}V_{C_1} + \frac{N_3^2}{N_2^2}V_{C_1} - \frac{N_3}{N_2}V_{C_2}\right) \right] \\ - \frac{1}{2}D_2T_s \left[-\frac{1}{L_o}(D_1+D_2)\left(\frac{N_3^2}{N_2^2}V_{C_1} - \frac{N_3}{N_2}V_{C_2}\right) - \frac{1}{L_m}(D_1+D_2)V_{C_1} + \frac{1}{L_o}(2D_1+D_2)\left(\frac{L_o}{L_m}V_{C_1} + \frac{N_3^2}{N_2^2}V_{C_1} - \frac{N_3}{N_2}V_{C_2}\right) + \frac{1}{L_m}D_2\left(\frac{N_1}{N_2} \times \frac{2}{\pi}V_p + \frac{N_1^2}{N_2^2}V_{C_1}\right) \right] \quad (3.50)$$

$$C_1 \frac{d\tilde{v}_{C_1}}{dt} \Big|_{\langle \tilde{v}_{C_2} \rangle_{t_0}} = \left[\frac{(D_1+D_2)^2T_s}{2L_o} \frac{N_3^2}{N_2^2} + \frac{(D_1+D_2)^2T_s}{2L_m} - \frac{D_1^2T_s}{2L_m} - \frac{D_1^2T_s}{2L_o} \frac{N_3^2}{N_2^2} - \frac{D_2(2D_1+D_2)T_s}{2L_m} - \frac{D_2(2D_1+D_2)T_s}{2L_o} \frac{N_3^2}{N_2^2} - \frac{D_2^2T_s}{2L_m} \frac{N_1^2}{N_2^2} \right] \tilde{v}_{C_1} \\ + \left[-\frac{1}{R}(D_1+D_2) - \frac{(D_1+D_2)^2T_s}{2L_o} \frac{N_3}{N_2} + \frac{D_1^2T_s}{2L_o} \frac{N_3}{N_2} + \frac{D_2(2D_1+D_2)T_s}{2L_o} \frac{N_3}{N_2} \right] \tilde{v}_{C_2} \\ + \left\{ -\frac{V_{C_2}}{R} + \frac{(D_1+D_2)T_s}{2L_o} \left(\frac{N_3^2}{N_2^2}V_{C_1} - \frac{N_3}{N_2}V_{C_2}\right) + \frac{(D_1+D_2)T_sV_{C_1}}{2L_m} - \frac{D_2T_s}{2L_o} \left(\frac{L_o}{L_m}V_{C_1} + \frac{N_3^2}{N_2^2}V_{C_1} - \frac{N_3}{N_2}V_{C_2}\right) - \frac{D_2T_s}{2L_m} \left(\frac{N_1}{N_2} \times \frac{2}{\pi}V_p + \frac{N_1^2}{N_2^2}V_{C_1}\right) \right. \\ \left. - \frac{T_s}{2} \left[-\frac{1}{L_o}(D_1+D_2)\left(\frac{N_3^2}{N_2^2}V_{C_1} - \frac{N_3}{N_2}V_{C_2}\right) - \frac{1}{L_m}(D_1+D_2)V_{C_1} + \frac{1}{L_o}(2D_1+D_2)\left(\frac{L_o}{L_m}V_{C_1} + \frac{N_3^2}{N_2^2}V_{C_1} - \frac{N_3}{N_2}V_{C_2}\right) + \frac{D_2}{L_m} \left(\frac{N_1}{N_2} \times \frac{2}{\pi}V_p + \frac{N_1^2}{N_2^2}V_{C_1}\right) \right] \right\} \tilde{d}_2 \\ + \left(-\frac{D_2^2T_s}{\pi L_m} \frac{N_1}{N_2} \right) \tilde{v}_p \quad (3.51)$$

由式(3.49)、(3.51)代入(3.46)可得

$$C_1 \frac{d\tilde{v}_{C_1}}{dt} := -a_{11}\tilde{v}_{C_1} + a_{12}\tilde{v}_{C_2} + a_{13}\tilde{i}_{L_o} + a_{14}\tilde{d}_2 + a_{15}\tilde{v}_p \quad (3.52)$$

接下來個別針對 $C_2 \frac{d(V_{C_2} + \tilde{v}_{C_2})}{dt}$ 及 $L_o \frac{d(I_{L_o} + \tilde{i}_{L_o})}{dt}$ 進行整理

$$C_2 \frac{d(V_{C_2} + \tilde{v}_{C_2})}{dt} = (I_{L_o} + \tilde{i}_{L_o}) - \frac{(V_o + \tilde{v}_o)}{R} \quad (3.53)$$

$$C_2 \frac{dV_{C_2}}{dt} = I_{L_o} - \frac{V_o}{R} \quad (3.54)$$

$$C_2 \frac{d\tilde{v}_{C_2}}{dt} = \tilde{i}_{L_o} - \frac{(\tilde{v}_{C_2} + \tilde{i}_{C_2}R_{C_2})}{R} \\ = \tilde{i}_{L_o} - \frac{\tilde{v}_{C_2}}{R} - \frac{R_{C_2}}{R}C_2 \frac{d\tilde{v}_{C_2}}{dt} \quad (3.55)$$

$$\left(1 + \frac{R_{C_2}}{R}\right)C_2 \frac{d\tilde{v}_{C_2}}{dt} = -\frac{\tilde{v}_{C_2}}{R} + \tilde{i}_{L_o} \quad \text{令 } r = 1 + \frac{R_{C_2}}{R} \quad (3.56)$$

$$C_2 \frac{d\tilde{v}_{C_2}}{dt} = -\frac{1}{rR}\tilde{v}_{C_2} + \frac{1}{r}\tilde{i}_{L_o} \\ := a_{21}\tilde{v}_{C_1} - a_{22}\tilde{v}_{C_2} + a_{23}\tilde{i}_{L_o} + a_{24}\tilde{d}_2 + a_{25}\tilde{v}_p \quad (3.57)$$

$$\begin{aligned}
L_o \frac{d(I_{L_o} + \tilde{i}_{L_o})}{dt} = & D_1 \left[\frac{N_3}{N_2} (V_{C_1} + \tilde{v}_{C_1}) - (V_{C_2} + \tilde{v}_{C_2}) - R_{C_2} C_2 \frac{d(V_{C_2} + \tilde{v}_{C_2})}{dt} - (I_{L_o} + \tilde{i}_{L_o}) R_{L_o} \right] \\
& + (D_2 + \tilde{d}_2) \left[\frac{N_3}{N_2} (V_{C_1} + \tilde{v}_{C_1}) - (V_{C_2} + \tilde{v}_{C_2}) - R_{C_2} C_2 \frac{d(V_{C_2} + \tilde{v}_{C_2})}{dt} - (I_{L_o} + \tilde{i}_{L_o}) R_{L_o} \right] \\
& - (1 - D_1 - D_2 - \tilde{d}_2) \left[(V_{C_2} + \tilde{v}_{C_2}) + R_{C_2} C_2 \frac{d(V_{C_2} + \tilde{v}_{C_2})}{dt} + (I_{L_o} + \tilde{i}_{L_o}) R_{L_o} \right]
\end{aligned} \tag{3.58}$$

$$L_o \frac{dI_{L_o}}{dt} = (D_1 + D_2) \left[\frac{N_3}{N_2} V_{C_1} - V_{C_2} - I_{L_o} R_{L_o} \right] - (1 - D_1 - D_2) (V_{C_2} + I_{L_o} R_{L_o}) \tag{3.59}$$

$$\begin{aligned}
L_o \frac{d\tilde{i}_{L_o}}{dt} = & (D_1 + D_2) \frac{N_3}{N_2} \tilde{v}_{C_1} - \left(1 - \frac{R_{C_2}}{R}\right) \tilde{v}_{C_2} - (R_{C_2} + R_{L_o}) \tilde{i}_{L_o} + \frac{N_3}{N_2} V_{C_1} \tilde{d}_2 \\
:= & a_{31} \tilde{v}_{C_1} + a_{32} \tilde{v}_{C_2} - a_{33} \tilde{i}_{L_o} + a_{34} \tilde{d}_2 + a_{35} \tilde{v}_p
\end{aligned} \tag{3.60}$$

最後對輸出方程式進行整理

$$V_o + \tilde{v}_o = V_{C_2} + \tilde{v}_{C_2} + R_{C_2} C_2 \frac{d(V_{C_2} + \tilde{v}_{C_2})}{dt} \tag{3.61}$$

$$\tilde{v}_o = \left(1 - \frac{R_{C_2}}{rR}\right) \tilde{v}_{C_2} + \frac{R_{C_2}}{r} \tilde{i}_{L_o} \tag{3.62}$$

結合(3.52)、(3.57)、(3.60)、(3.62)可得到交流小訊號方程式

$$\begin{bmatrix} \frac{d\tilde{v}_{C_1}}{dt} \\ \frac{d\tilde{v}_{C_2}}{dt} \\ \frac{d\tilde{i}_{L_o}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-a_{11}}{C_1} & \frac{a_{12}}{C_1} & \frac{a_{13}}{C_1} \\ \frac{a_{21}}{C_2} & \frac{-a_{22}}{C_2} & \frac{a_{23}}{C_2} \\ \frac{a_{31}}{L_o} & \frac{a_{32}}{L_o} & \frac{-a_{33}}{L_o} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{v}_{C_1} \\ \tilde{v}_{C_2} \\ \tilde{i}_{L_o} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{a_{14}}{C_1} & \frac{a_{15}}{C_1} \\ \frac{a_{24}}{C_2} & \frac{a_{25}}{C_2} \\ \frac{a_{34}}{L_o} & \frac{a_{35}}{L_o} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{d}_2 \\ \tilde{v}_p \end{bmatrix} \tag{3.63}$$

$$\tilde{v}_o = \begin{bmatrix} 0 & 1 - \frac{R_{C_2}}{rR} & \frac{R_{C_2}}{r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{v}_{C_1} \\ \tilde{v}_{C_2} \\ \tilde{i}_{L_o} \end{bmatrix}$$

(3.63)中各參數分別為

$$\begin{aligned}
a_{11} &= -\frac{D_2^2 T_s}{2\pi L_m} \left[\frac{k_1 V_{C_1}^2}{\sqrt{V_{C_1}^2 - V_p^2}} + \frac{k_2 V_p V_{C_1}^2}{V_{C_1}^2 - V_p^2} - \pi \left(1 + 2 \frac{N_1}{N_2}\right) - \frac{k_1 V_{C_1}^3}{(V_{C_1}^2 - V_p^2)^{3/2}} - \frac{2k_2 V_p V_{C_1}^3}{(V_{C_1}^2 - V_p^2)^2} \right] \\
&\quad - \frac{(D_1 + D_2)^2 T_s}{2L_o} \frac{N_3^2}{N_2^2} - \frac{(D_1 + D_2)^2 T_s}{2L_m} + \frac{D_1^2 T_s}{2L_m} + \frac{D_1^2 T_s}{2L_o} \frac{N_3^2}{N_2^2} + \frac{D_2(2D_1 + D_2) T_s}{2L_m} + \frac{D_2(2D_1 + D_2) T_s}{2L_o} \frac{N_3^2}{N_2^2} + \frac{D_2^2 T_s}{2L_m} \frac{N_1^2}{N_2^2} \\
a_{12} &= -\frac{1}{R} (D_1 + D_2) - \frac{(D_1 + D_2)^2 T_s}{2L_o} \frac{N_3}{N_2} + \frac{D_1^2 T_s}{2L_o} \frac{N_3}{N_2} + \frac{D_2(2D_1 + D_2) T_s}{2L_o} \frac{N_3}{N_2} \\
a_{13} &= 0 \\
a_{14} &= \frac{D_2 T_s}{\pi L_m} \left[-2V_p - \pi \left(1 + 2 \frac{N_1}{N_2}\right) V_{C_1} + \frac{k_1 V_{C_1}^2}{\sqrt{V_{C_1}^2 - V_p^2}} + \frac{k_2 V_p V_{C_1}^2}{V_{C_1}^2 - V_p^2} \right] \\
&\quad + \left\{ -\frac{V_{C_2}}{R} + \frac{(D_1 + D_2) T_s}{2L_o} \left(\frac{N_3^2}{N_2^2} V_{C_1} - \frac{N_3}{N_2} V_{C_2} \right) + \frac{(D_1 + D_2) T_s V_{C_1}}{2L_m} - \frac{D_2 T_s}{2L_o} \left(\frac{L_o}{L_m} V_{C_1} + \frac{N_3^2}{N_2^2} V_{C_1} - \frac{N_3}{N_2} V_{C_2} \right) - \frac{D_2 T_s}{2L_m} \left(\frac{N_1}{N_2} \times \frac{2}{\pi} V_p + \frac{N_1^2}{N_2^2} V_{C_1} \right) \right. \\
&\quad \left. - \frac{T_s}{2} \left[-\frac{1}{L_o} (D_1 + D_2) \left(\frac{N_3^2}{N_2^2} V_{C_1} - \frac{N_3}{N_2} V_{C_2} \right) - \frac{1}{L_m} (D_1 + D_2) V_{C_1} + \frac{1}{L_o} (2D_1 + D_2) \left(\frac{L_o}{L_m} V_{C_1} + \frac{N_3^2}{N_2^2} V_{C_1} - \frac{N_3}{N_2} V_{C_2} \right) + \frac{D_2}{L_m} \left(\frac{N_1}{N_2} \times \frac{2}{\pi} V_p + \frac{N_1^2}{N_2^2} V_{C_1} \right) \right] \right\} \\
a_{15} &= \frac{D_2^2 T_s}{2\pi L_m} \left[-2 + \frac{2k_1 V_{C_1}^2 V_p}{(V_{C_1}^2 - V_p^2)^{3/2}} + \frac{k_2 V_{C_1}^2}{V_{C_1}^2 - V_p^2} + \frac{2k_2 V_{C_1}^2 V_p^2}{(V_{C_1}^2 - V_p^2)^2} \right] - \frac{D_2^2 T_s}{\pi L_m} \frac{N_1}{N_2} \\
a_{21} &= 0 \\
a_{22} &= \frac{1}{rR} \\
a_{23} &= \frac{1}{r} \\
a_{24} &= 0 \\
a_{25} &= 0 \\
a_{31} &= (D_1 + D_2) \frac{N_3}{N_2} \\
a_{32} &= -\left(1 - \frac{R_{C_2}}{R}\right) \\
a_{33} &= R_{C_2} + R_{L_o} \\
a_{34} &= \frac{N_3}{N_2} V_{C_1} \\
a_{35} &= 0
\end{aligned}$$



(3.64)

$$\begin{aligned}
A &= \begin{bmatrix} \frac{-a_{11}}{C_1} & \frac{a_{12}}{C_1} & \frac{a_{13}}{C_1} \\ \frac{a_{21}}{C_2} & \frac{-a_{22}}{C_2} & \frac{a_{23}}{C_2} \\ \frac{a_{31}}{L_o} & \frac{a_{32}}{L_o} & \frac{-a_{33}}{L_o} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-a_{11}}{C_1} & \frac{a_{12}}{C_1} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{rRC_2} & \frac{1}{rC_2} \\ \frac{a_{31}}{L_o} & \frac{a_{32}}{L_o} & \frac{-a_{33}}{L_o} \end{bmatrix} \\
B &= \begin{bmatrix} \frac{a_{14}}{C_1} & \frac{a_{15}}{C_1} \\ \frac{a_{24}}{C_2} & \frac{a_{25}}{C_2} \\ \frac{a_{34}}{L_o} & \frac{a_{35}}{L_o} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{a_{14}}{C_1} & \frac{a_{15}}{C_1} \\ 0 & 0 \\ \frac{a_{34}}{L_o} & 0 \end{bmatrix} \\
C &= \begin{bmatrix} 0 & 1 - \frac{R_{C_2}}{rR} & \frac{R_{C_2}}{r} \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{3.65}$$

由(3.65)可簡化矩陣 A ，經由拉氏轉換後，可得到特徵方程式 Δ

$$\Delta = s^3 + \left(\frac{1}{rRC_2} + \frac{a_{11}}{C_1} + \frac{a_{33}}{L_o} \right) s^2 + \left(\frac{a_{11}}{rRC_1C_2} - \frac{a_{32}}{rL_oC_2} + \frac{a_{11}a_{33}}{L_oC_1} + \frac{a_{33}}{rRC_2L_o} \right) s + \frac{(a_{11}a_{33} - a_{11}a_{32} - a_{12}a_{31})}{rL_oC_1C_2} \tag{3.66}$$

輸入電壓 \tilde{v}_p 至輸出電壓 \tilde{v}_o 的轉換函數為

$$\begin{aligned}
G_{vv}(s) &\equiv \left. \frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{v}_p(s)} \right|_{\tilde{d}_2=0} \\
&= \frac{1}{\Delta} \left[\frac{R_{C_2} a_{15} a_{31}}{rL_o C_1} s + \frac{a_{15} a_{31}}{rL_o C_1 C_2} \left(1 - \frac{R_{C_2}}{rR} \right) + \frac{R_{C_2} a_{15} a_{31}}{r^2 R L_o C_1 C_2} \right]
\end{aligned} \tag{3.67}$$

導通率 \tilde{d}_2 至輸出電壓 \tilde{v}_o 的轉換函數為

$$\begin{aligned}
G_{vd}(s) &\equiv \left. \frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{d}_2(s)} \right|_{\tilde{v}_p=0} \\
&= \frac{1}{\Delta} \left\{ \frac{R_{C_2} a_{34}}{rL_o} s^2 + \left[\frac{R_{C_2} a_{14} a_{31}}{rL_o C_1} + \frac{a_{34}}{rL_o C_2} \left(1 - \frac{R_{C_2}}{rR} \right) + \frac{R_{C_2} a_{11} a_{34}}{rL_o C_1} + \frac{R_{C_2} a_{34}}{r^2 R L_o C_2} \right] s + \left[\frac{a_{14} a_{31}}{rL_o C_1 C_2} + \frac{a_{11} a_{34}}{rL_o C_1 C_2} \left(1 - \frac{R_{C_2}}{rR} \right) + \frac{R_{C_2} a_{11} a_{34}}{r^2 R L_o C_1 C_2} \right] \right\}
\end{aligned} \tag{3.68}$$

當矩陣 $C = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$ 時，可求得導通率 \tilde{d}_2 至輸出電感電流 \tilde{i}_{L_o} 的轉換函數

$$G_{id}(s) \equiv \left. \frac{\tilde{i}_{L_o}(s)}{\tilde{d}_2(s)} \right|_{\tilde{v}_p=0} \quad (3.69)$$

$$= \frac{1}{\Delta} \left[\frac{a_{34}}{L_o} s^2 + \left(\frac{a_{11}a_{34} + a_{14}a_{31}}{L_o C_1} \right) s + \left(\frac{a_{11}a_{34}}{L_o C_1} + \frac{a_{11}a_{34} + a_{14}a_{31}}{r^2 R L_o C_1 C_{21}} \right) \right]$$

單級全橋式交/直流變通型轉換器的交流小訊號數學方程式已求出，3-5 節中將利用可求得開迴路之增益和相位的 Pspice 模擬電路，驗證本節小訊號數學方程式的正確性。



3-4 閉迴路系統之小訊號分析與控制器設計

單級全橋式交直流變通型轉換器採用電流控制模式，使得閉迴路系統能夠達到穩壓的要求。圖 3.10 為本電路的閉迴路完整線路圖。主要有三個層級，分別是功率級、光耦合迴授級及電流模式控制級。PWM 控制 IC 選用電流模式 PWM 控制的 UC3844，責任週期最大不超過 50%，以確保全橋電路正常工作，也因此本電路不需要加上斜率補償。

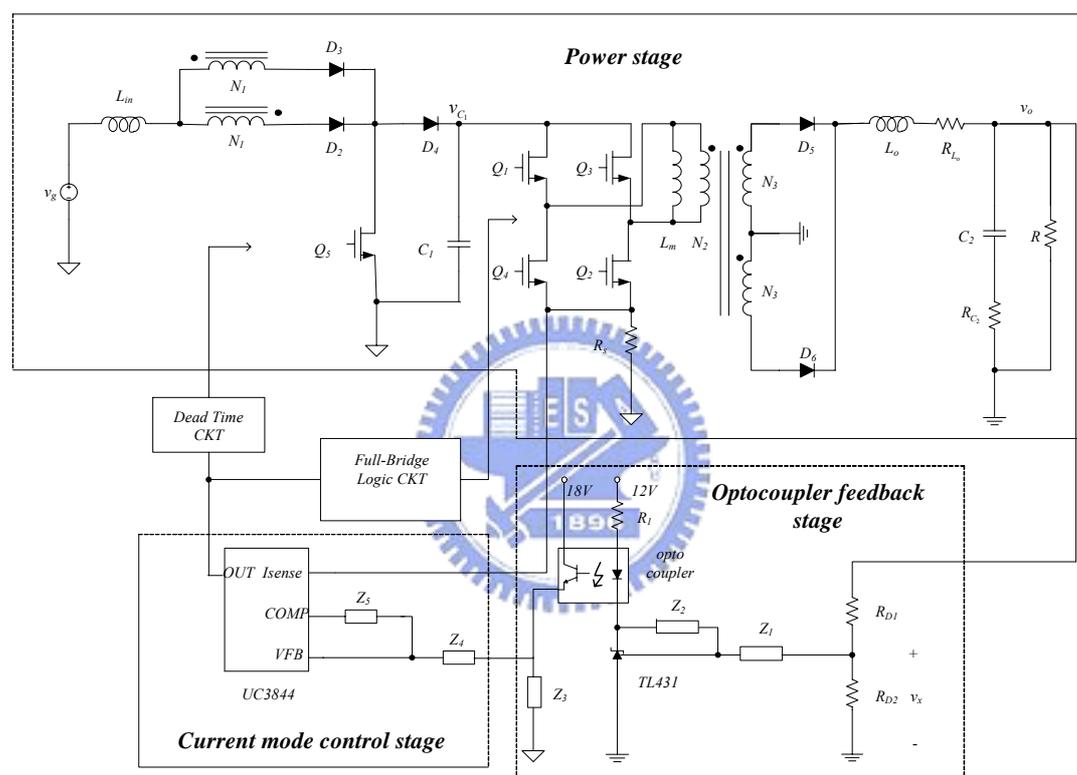


圖 3.10 以電流模式控制之單級全橋式交/直流變通型轉換器迴授線路圖

3-4-1 閉迴路系統之小訊號分析

圖 3.10 中，感測電阻 R_s 被用來偵測流過全橋的電流波形，經由 R_s 將電流轉為電壓訊號接至 UC3844 的 I_{sense} 腳位。 I_{sense} 的訊號與圖 3.11 中 $Comp$ 腳位產生之誤差訊號 v_e 的分壓 v_c 相比較，以產生控制開關切換的信號。

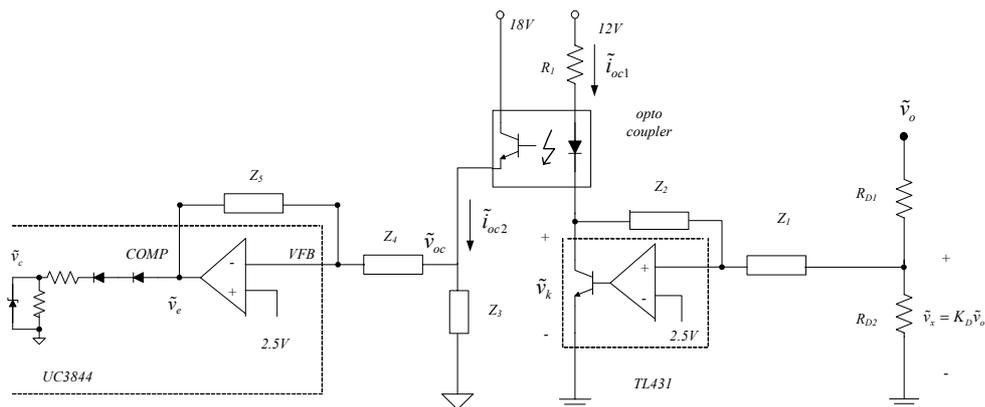


圖 3.11 光耦合與補償器線路圖

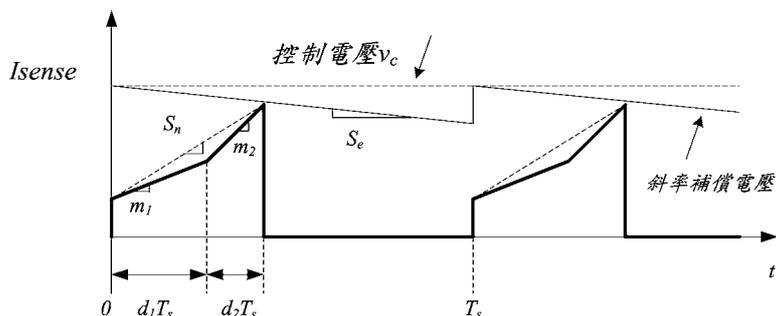


圖 3.12 Isense 腳感測的開關電流訊號

因為單級全橋式交/直流變通型轉換器的全橋部分工作在 CCM 模式下，所以 Isense 腳感測到的訊號會是在 CCM 下的波形。一般的電流模式控制如圖 3.12 所示，控制電壓必須加入一斜率補償信號，以避免迴路工作不穩定。 F_m 是電流模式控制調變器(current-mode modulator)的增益，其值由感測電流斜率 S_n 和斜率補償電壓斜率 S_e 所決定，如(3.70)所示[33]。

$$F_m \equiv \frac{\tilde{d}}{\tilde{v}_c} = \frac{1}{(S_n + S_e)T_s} \quad (3.70)$$

而圖 3.12 可以看出，在 d_2T_s 區間流經繞組 N_2 的電流為繞組 N_1 和 N_3 的電流和，使感測電流的斜率變大，所以 S_n 為此電流訊號的近似斜率。而本電路並沒有採用斜率補償，所以 S_e 的效應也可以忽略。所以 F_m 的近似值可簡化為(3.71)

$$F_m \approx \frac{1}{S_n T_s} \quad (3.71)$$

量測到的開關電流在流經 R_s 電阻後產生了近似之等效取樣及保持 (sample-and-hold) 的電流波形， $H_e(s)$ 是取樣模型[33]，其表示式如(3.72)所示，可近似為一個二階連續函數，如(3.73)所示， Q_z 和 ω_n 如(3.74)和(3.75)所示

$$H_e(s) = \frac{sT_s}{e^{sT} - 1} \quad (3.72)$$

$$H_e(s) \approx 1 + \frac{s}{\omega_n Q_z} + \frac{s^2}{\omega_n^2} \quad (3.73)$$

$$Q_z = \frac{-2}{\pi} \quad (3.74)$$

$$\omega_n = \frac{\pi}{T_s} \quad (3.75)$$

圖 3.12 為本電路的迴授線路圖，TL431 的特性等如一個運算放大器，輸入負端接有內建 2.5V 參考電壓包裝於 IC 內部。光耦合器一次側是 UC3844 內部的運算放大器，輸入正端接有內建 2.5V 參考電壓包裝於內部。VFB 是運算放大器的負輸入端，COMP 是運算放大器的輸出端。光耦合器主要目的是隔離一次側與二次側，性質為電流轉換器，做為 TL431 和 UC3844 的連接器。因為 TL431 的內部的參考電壓是精確的 2.5V，所以參考電位端不會有小訊號擾動，由圖 3.11 可以得到下列參數的關係[34]

$$\frac{\tilde{v}_x}{\tilde{v}_o} = \frac{R_{D2}}{R_{D1} + R_{D2}} \quad (3.76)$$

$$\frac{\tilde{v}_k}{\tilde{v}_x} = -\frac{Z_2}{Z_1} \quad (3.77)$$

$$\frac{\tilde{i}_{oc1}}{\tilde{v}_k} = -\frac{1}{R_1} \quad (3.78)$$

$$\frac{\tilde{i}_{oc2}}{\tilde{i}_{oc1}} = CTR \quad (3.79)$$

$$\frac{\tilde{v}_{oc}}{\tilde{i}_{oc2}} = Z_3 \quad (3.80)$$

CTR 是光耦合器的電流轉換率 (current transfer ratio)[34]，一般會使其工作

點操作在電流轉換率接近 100%。 $K_D = \frac{R_{D2}}{R_{D1} + R_{D2}}$ 是分壓比， Z_1 、 Z_2 、 Z_3 是

迴路中的阻抗。

結合圖 3.10 和圖 3.11 以及 3-3 節的所得到的轉換函數，可以得到圖 3.13 的迴授方塊圖。由式(3.73)可知， $H_e(s)$ 在 $f_s/2$ 時會產生使系統不穩定的效應，所以一般在 CCM 電流模式控制下，轉換器的增益交越頻率(crossover frequency)通常設計在甚小於 $f_s/2$ 下，如此 $H_e(s)$ 在實際控制器的設計過程中，其效應幾乎可以被忽略，也就是 $H_e(s) \approx 1$ [34]。於是根據圖 3.13 的方塊圖[35]，可以求出控制電壓至輸出電壓的轉換函數 $G_{vc}(s)$

$$G_{vc}(s) \equiv \frac{\tilde{v}_o}{\tilde{v}_c} = \frac{F_m G_{vd}(s)}{1 + F_m R_s G_{id}(s)} \quad (3.81)$$

G_{EA} 是 TL431 的轉換函數， $-A_{oc}$ 是光耦合器的轉換函數， H_v 是 UC3844 內部運算放大器的轉換函數，分別如下

$$G_{EA} = -\frac{Z_2}{Z_1} \quad (3.82)$$

$$-A_{oc} = CTR \cdot \frac{Z_3}{R_1} \quad (3.83)$$

$$H_v = -\frac{Z_5}{Z_4} \quad (3.84)$$

於是可以得到迴路增益 T_A

$$T_A = -K_D G_{EA} A_{oc} H_v G_{vc} \quad (3.85)$$

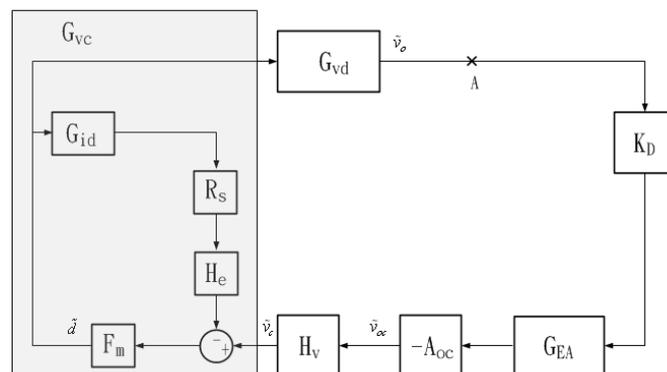


圖 3.13 電流模式控制單級全橋式交/直流變通型轉換器之迴授方塊圖

3-4-2 系統控制器之設計

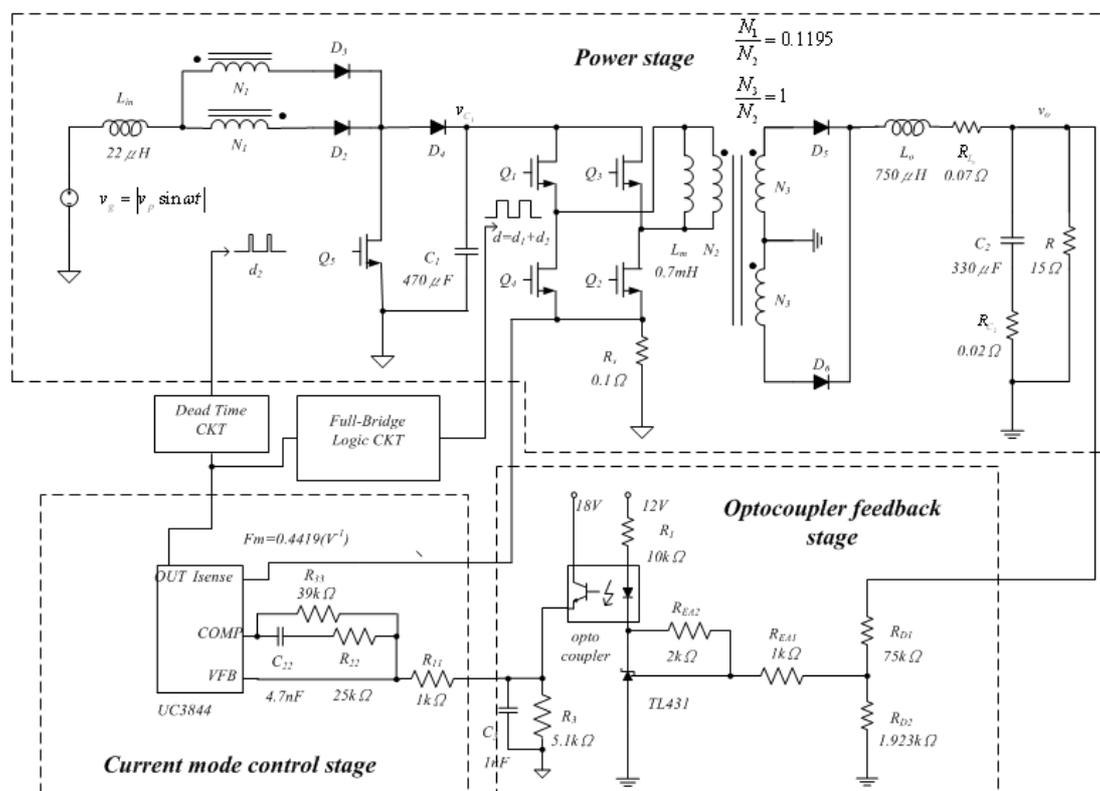


圖 3.14 附帶有元件參數值的閉迴路系統線路圖

根據迴路增益 $T_A(s)$ ，可以針對所需要的相位餘域以及增益交越頻率，設計合適的控制器，使系統得到良好的暫態特性及穩態響應。圖 3.14 為全載 100V，負載 $R=15$ 之元件參數值，由 3-3 節可得全載直流工作點如下

$$\begin{aligned}
 V_{C_1} &= 386(V) \\
 V_{C_2} &= 100(V) \\
 V_p &= 311(V) \\
 V_o &= 100(V) \\
 D_1 &= 0.1718 \\
 D_2 &= 0.1081
 \end{aligned} \tag{3.86}$$

開關切換頻率 $f_s = 60k(Hz)$ ， $T_s = 16.67(ms)$ 。將各參數值代入式(3.66)、

(3.68)、(3.69)及(3.81)，可得到不含補償電路的迴路增益 $T_1(s)$

$$T_1(s) = K_D G_{vc}(s) = \frac{283.3 s^5 + 1.733 \times 10^7 s^4 + 1.05 \times 10^{10} s^3 + 7.094 \times 10^{13} s^2 + 1.267 \times 10^{16} s + 5.021 \times 10^{17}}{s^6 + 2.358 \times 10^4 s^5 + 2.067 \times 10^7 s^4 + 9.814 \times 10^{10} s^3 + 3.375 \times 10^{13} s^2 + 4.894 \times 10^{15} s + 1.91 \times 10^{17}} \quad (3.87)$$

由(3.87)繪製 $T_1(s)$ 的波德圖如下

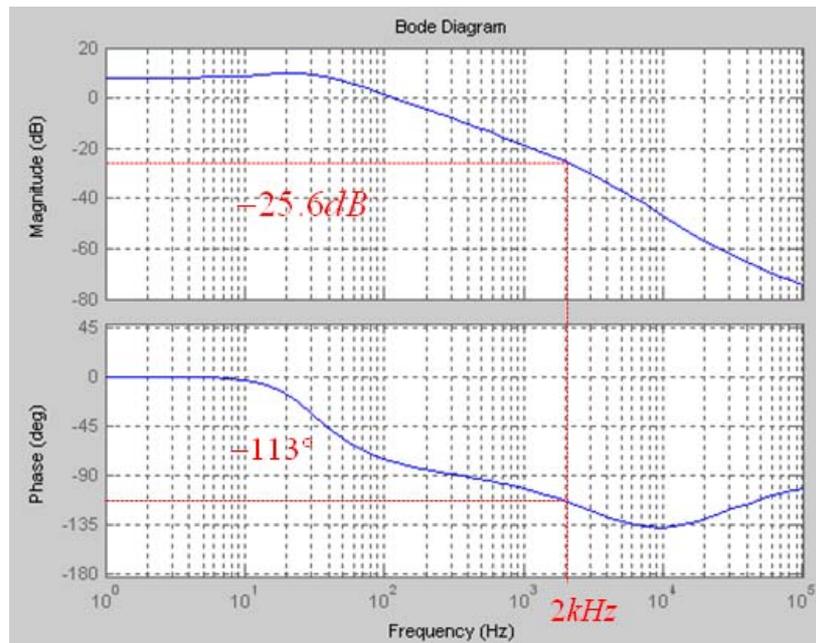


圖 3.15 無頻率補償的電流模式控制迴路增益波德圖

希望補償後的迴路增益 $T_A(s)$ 其增益交越頻率 $f_c=2\text{kHz}$ ，相位餘域 $\phi_m \approx 45^\circ$ 。由圖 3.15 的波德圖之位於頻率 2kHz 附近的增益只有 -25.6dB 明顯不足，相位為 -113° ，因此必須設計補償器其補償增益 26dB，補償相位 -22° 左右。

由圖 3.14 及式(3.82)、(3.83)、(3.84)可得補償器 $G_c(s)$ 的轉換函數

$$\begin{aligned}
G_c(s) &= -G_{EA}(s)A_{OC}(s)H_v(s) \\
&= \frac{R_{EA2}}{R_{EA1}} \times CTR \cdot \frac{1}{R_{OC1}C_{OC3}} \frac{1}{\left(s + \frac{1}{R_{OC3}C_{OC3}}\right)} \times \frac{sR_{22}R_{33}C_{22} + R_{33}}{sR_{11}(R_{22} + R_{33})C_{22} + R_{11}} \\
&= CTR \cdot \frac{R_{EA2}R_{OC3}}{R_{EA1}R_{OC1}} \frac{1}{(sR_{OC3}C_{OC3} + 1)} \times \frac{sR_{22}R_{33}C_{22} + R_{33}}{sR_{11}(R_{22} + R_{33})C_{22} + R_{11}}
\end{aligned} \tag{3.88}$$

為了使設計過程簡化，希望提供直流增益的部分主要由 $H_v(s)$ 提供，所以希望 $CTR \cdot \frac{R_{EA2}R_{OC3}}{R_{EA1}R_{OC1}}$ 的值在 1 左右，而 $CTR \approx 100\%$ 。 C_{OC3} 與 R_{OC3} 並聯，濾除光耦合輸出端的雜訊。 C_{OC3} 與 R_{OC3} 提供了一個高頻極點，使相位餘域變小。為了降低此高頻極點的效應， C_{OC3} 必須控制在數 nF 左右，同時 $\frac{R_{EA2}C_{EA1}}{R_{OC1}C_{OC3}}$ 也設計成接近 1，如此可以簡化設計，只需決定 $H_v(s)$ 所提供的極點和零點，以達到設計目標。 R_{OC1} 和 R_{OC3} 盡量設計接近，選擇 $R_{OC1} = 10k$ ， $R_{OC3} = 5.1k$ ，可使 R_{OC3} 的跨壓在 2.5V 左右，得到較精準的輸出電壓準位。 C_{OC3} 選擇 1nF，於是決定 R_{EA1} 及 R_{EA2} 的值。取 $R_{EA1} = 1k$ ， $R_{EA2} = 2k$ ，可使 $CTR \cdot \frac{R_{EA2}R_{OC3}}{R_{EA1}R_{OC1}} \approx 1$ ，並且降低了 C_{OC3} 與 R_{OC3} 提供的高頻極點對相位餘域的影響。

接下來令(3.88)中 $\frac{sR_{22}R_{33}C_{22} + R_{33}}{sR_{11}(R_{22} + R_{33})C_{22} + R_{11}}$ 以 $A(s)$ 表示，則

$$|A(j\omega_c)| = \sqrt{\frac{\omega_c^2 R_{22}^2 R_{33}^2 C_{22}^2 + R_{33}^2}{\omega_c^2 R_{11}^2 (R_{22} + R_{33})^2 C_{22}^2 + R_{11}^2}} \tag{3.89}$$

$$\phi_c(\omega_c) = \tan^{-1} \omega_c R_{22} C_{22} - \tan^{-1} \omega_c (R_{22} + R_{33}) C_{22} \tag{3.90}$$

依前述需求，補償器的增益於 $f_c = 2k$ 為 26dB，而 TL431 與光耦合可計算共提供了約 1dB，故 $A(s)$ 需提供 25dB。將 $\omega_c = 4000\pi$ 代入(3.89)和(3.90)得

$$20 \log_{10} |A(j\omega_c)| = \sqrt{\frac{1.6 \times 10^7 \pi^2 R_{22}^2 R_{33}^2 C_{22}^2 + R_{33}^2}{1.6 \times 10^7 \pi^2 R_{11}^2 (R_{22} + R_{33})^2 C_{22}^2 + R_{11}^2}} = 25(dB) \tag{3.91}$$

$$|A(j\omega_c)| = \sqrt{\frac{1.6 \times 10^7 \pi^2 R_{22}^2 R_{33}^2 C_{22}^2 + R_{33}^2}{1.6 \times 10^7 \pi^2 R_{11}^2 (R_{22} + R_{33})^2 C_{22}^2 + R_{11}^2}} = 17.78 \quad (3.92)$$

$$\phi_c(\omega_c) = \tan^{-1} \omega_c R_{22} C_{22} - \tan^{-1} \omega_c (R_{22} + R_{33}) C_{22} = -22^\circ \quad (3.93)$$

選擇 $R_{11}=1k$ ，令 $R_{33}=39k$ ，代入(3.92)和(3.93)求解，得到 $R_{22}=25k$ ， $C_{22}=4.7n$ 。

將上述解得參數代入(3.88)、(3.85)可得

$$G_c(s) = \frac{4.674 \times 10^4 s + 3.978 \times 10^8}{0.01534 s^2 + 3059 s + 10^7} \quad (3.94)$$

$$T_d(s) = \frac{5.308 \times 10^6 s^6 + 8.52 \times 10^{11} s^5 + 7.282 \times 10^{15} s^4 + 6.847 \times 10^{18} s^3 + 2.877 \times 10^{22} s^2 + 4.992 \times 10^{24} s + 2.022 \times 10^{26}}{0.01534 s^8 + 3419 s^7 + 8.216 \times 10^7 s^6 + 2.958 \times 10^{11} s^5 + 4.933 \times 10^{14} s^4 + 1.079 \times 10^{18} s^3 + 3.497 \times 10^{20} s^2 + 4.978 \times 10^{22} s + 2.014 \times 10^{24}} \quad (3.95)$$

補償器 $G_c(s)$ 的波德圖如圖 3.16 所示。補償後的迴路增益可由式 3.80 繪出波德圖和圖 3.17 所示。頻率 2kHz 的迴路增益大小為 0dB，即頻寬為 2kHz，相位餘域為 45° ，直流增益為 40dB，符合需求。

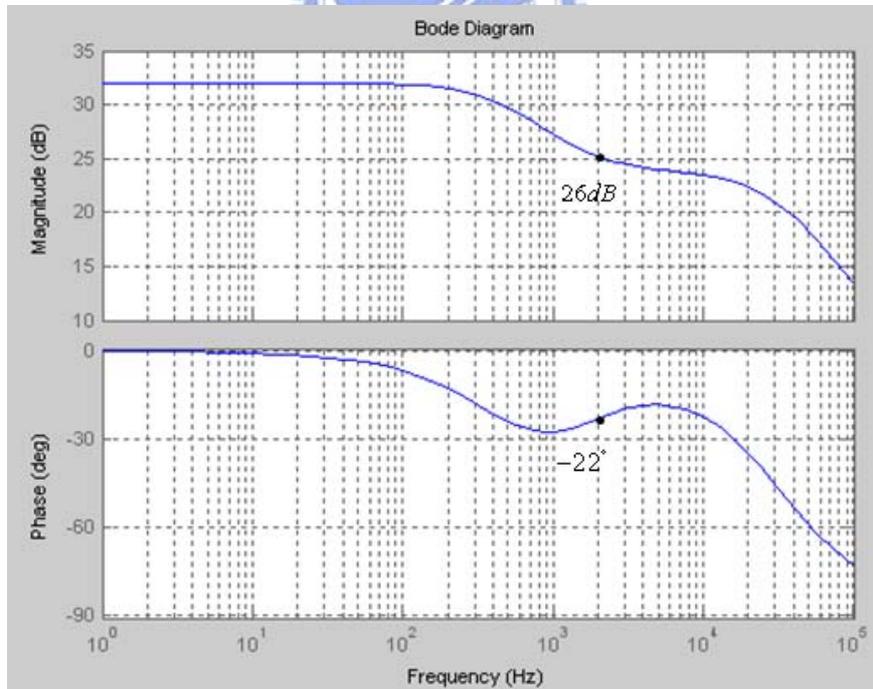


圖 3.16 補償器 $G_c(s)$ 的波德圖

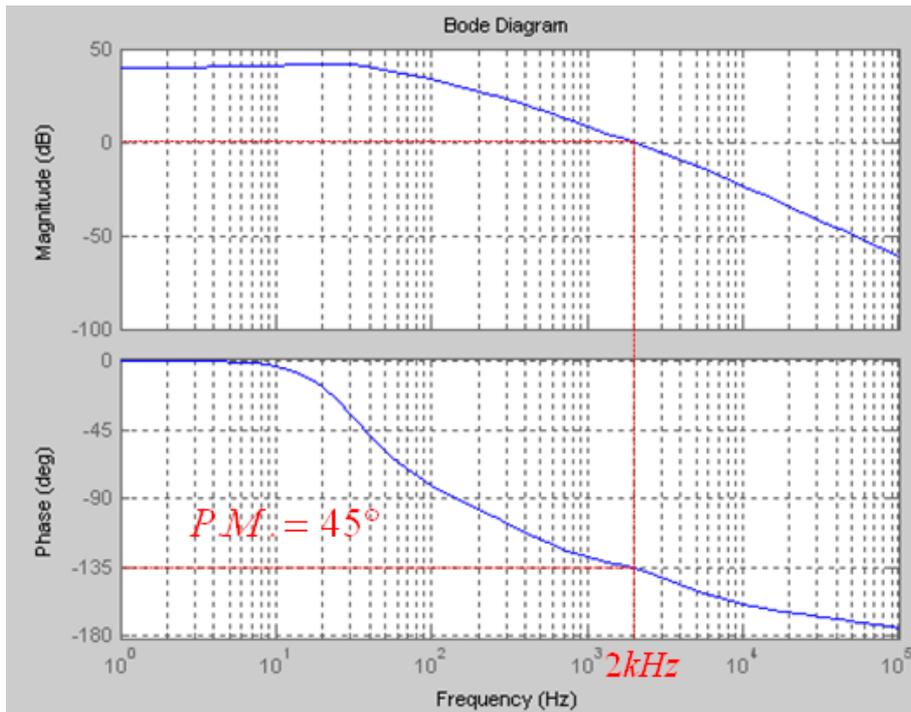


圖 3.17 補償後之迴路增益 $T_A(s)$ 的波德圖

圖 3.18 是模擬的全載/半載(負載由 $15 \rightarrow 30\Omega$)的暫態反應模擬波形。反應時間約 1.5m 秒，幅度約 1V。

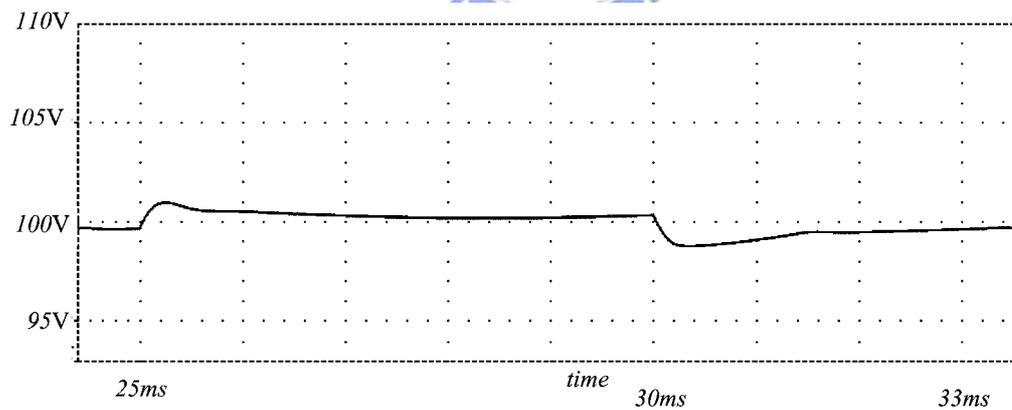


圖 3.18 全載/半載暫態反應模擬波形

3-5 應用 Pspice 驗證轉換函數之正確性

本節將使用利用 Pspice 所設計的波德圖產生器，驗證 3-3 節所得開迴路轉換函數之正確性。波德圖產生器是使用在開迴路之下，將輸出電壓對責任週期做量測，而切換控制訊號的大小由三角波及一直流準位所決定，因此責任週期的大小是固定的，輸入電壓也必須固定，才能使電路在開迴路之下正常工作。故本節將在輸入電壓改為直流 220V 的情況下，求得其直流轉換函數，並與 3-3 節在交流輸入之下得到的轉換函數相比較，確認兩者為相似，且其差異性不影響迴路增益 T_A 的增益交越頻率以及相位餘域之後，量測結果相當於驗證輸入為交流電壓下所得到的轉換函數。

3-5-1 單極全橋式交/直流轉換器在直流輸入電壓下之小訊號模型

由於輸入電壓為直流 220V，與 3-3 節相比較，推導切換電壓週期的平均化模式之後，無須推導線電壓週期的平均化模式。切換電壓週期的平均化狀態方程式示於(3.37)和(3.38)，因此(3.37)中僅 $C_1 \frac{d\bar{v}_{C_1}}{dt} = \bar{i}_{L_4} - \bar{i}_{N_2}$ 需要做修改。直接將(3.31)及(3.36)代入(3.37)，並且將

$$\left\{ \begin{array}{l} \bar{v}_{C_1} = V_{C_1} + \tilde{v}_{C_1} \\ \bar{v}_{C_2} = V_{C_2} + \tilde{v}_{C_2} \\ \bar{i}_{L_o} = I_{L_o} + \tilde{i}_{L_o} \\ \bar{v}_o = V_o + \tilde{v}_o \\ v_g = V_g + \tilde{v}_g \\ d_1 = D_1 \\ d_2 = D_2 + \tilde{d}_2 \end{array} \right. \quad \text{其中} \quad \left\{ \begin{array}{l} V_{C_1} \gg |\tilde{v}_{C_1}| \\ V_{C_2} \gg |\tilde{v}_{C_2}| \\ I_{L_o} \gg |\tilde{i}_{L_o}| \\ V_o \gg |\tilde{v}_o| \\ V_g \gg |\tilde{v}_g| \\ D_2 \gg |\tilde{d}_2| \end{array} \right. \quad (3.96)$$

代入(3.37)，可得到

$$C_1 \frac{dV_{C_1}}{dt} \Big|_{\bar{i}_{L_4}} = \frac{D_2^2 T_s}{2L_{in}} \left[-V_p - (1 + 2 \frac{N_1}{N_2}) V_{C_1} + \frac{(1 + \frac{N_1}{N_2})^2 V_{C_1}^2}{V_{C_1} - V_g} \right] \quad (3.97)$$

$$\begin{aligned}
C_1 \frac{d\tilde{v}_{C_1}}{dt} \Big|_{\tilde{v}_{D_4}} &= \frac{D_2^2 T_s}{2L_{in}} \left[-\left(1 + 2\frac{N_1}{N_2}\right) + \frac{2\left(1 + \frac{N_1}{N_2}\right)^2 V_{C_1}}{V_{C_1} - V_g} - \frac{\left(1 + \frac{N_1}{N_2}\right)^2 V_{C_1}^2}{\left(V_{C_1} - V_g\right)^2} \right] \tilde{v}_{C_1} \\
&+ \frac{D_2 T_s}{L_{in}} \left[-V_p - \left(1 + 2\frac{N_1}{N_2}\right) V_{C_1} + \frac{\left(1 + \frac{N_1}{N_2}\right)^2 V_{C_1}^2}{V_{C_1} - V_g} \right] \tilde{d}_2 \\
&+ \frac{D_2^2 T_s}{2L_{in}} \left[-1 + \frac{\left(1 + \frac{N_1}{N_2}\right)^2 V_{C_1}^2}{\left(V_{C_1} - V_g\right)^2} \right] \tilde{v}_g
\end{aligned} \tag{3.98}$$

$$\begin{aligned}
C_1 \frac{dV_{C_1}}{dt} \Big|_{\tilde{v}_{C_2}} &= -\frac{1}{R}(D_1 + D_2)V_{C_1} - \frac{1}{2}D_1 T_s \left[-\frac{1}{L_o}(D_1 + D_2)\left(\frac{N_3^2}{N_2^2}V_{C_1} - \frac{N_3}{N_2}V_{C_2}\right) - \frac{1}{L_m}(D_1 + D_2)V_{C_1} + \frac{1}{L_o}D_1\left(\frac{L_o}{L_m}V_{C_1} + \frac{N_3^2}{N_2^2}V_{C_1} - \frac{N_3}{N_2}V_{C_2}\right) \right] \\
&- \frac{1}{2}D_2 T_s \left[-\frac{1}{L_o}(D_1 + D_2)\left(\frac{N_3^2}{N_2^2}V_{C_1} - \frac{N_3}{N_2}V_{C_2}\right) - \frac{1}{L_m}(D_1 + D_2)V_{C_1} + \frac{1}{L_o}(2D_1 + D_2)\left(\frac{L_o}{L_m}V_{C_1} + \frac{N_3^2}{N_2^2}V_{C_1} - \frac{N_3}{N_2}V_{C_2}\right) + \frac{1}{L_m}D_2\left(\frac{N_1}{N_2}V_g + \frac{N_1^2}{N_2^2}V_{C_1}\right) \right]
\end{aligned} \tag{3.99}$$

$$\begin{aligned}
C_1 \frac{d\tilde{v}_{C_1}}{dt} \Big|_{\tilde{v}_{D_2}} &= \left[\frac{(D_1 + D_2)^2 T_s}{2L_o} \frac{N_3^2}{N_2^2} + \frac{(D_1 + D_2)^2 T_s}{2L_m} - \frac{D_1^2 T_s}{2L_m} - \frac{D_1^2 T_s}{2L_o} \frac{N_3^2}{N_2^2} - \frac{D_2(2D_1 + D_2)T_s}{2L_m} - \frac{D_2(2D_1 + D_2)T_s}{2L_o} \frac{N_3^2}{N_2^2} - \frac{D_2^2 T_s}{2L_m} \frac{N_1^2}{N_2^2} \right] \tilde{v}_{C_1} \\
&+ \left[-\frac{1}{R}(D_1 + D_2) - \frac{(D_1 + D_2)^2 T_s}{2L_o} \frac{N_3}{N_2} + \frac{D_1^2 T_s}{2L_o} \frac{N_3}{N_2} + \frac{D_2(2D_1 + D_2)T_s}{2L_o} \frac{N_3}{N_2} \right] \tilde{v}_{C_2} \\
&+ \left\{ -\frac{V_{C_2}}{R} + \frac{(D_1 + D_2)T_s}{2L_o} \left(\frac{N_3^2}{N_2^2}V_{C_1} - \frac{N_3}{N_2}V_{C_2}\right) + \frac{(D_1 + D_2)T_s}{2L_m} \frac{V_{C_1}}{L_m} - \frac{D_2 T_s}{2L_o} \left(\frac{L_o}{L_m}V_{C_1} + \frac{N_3^2}{N_2^2}V_{C_1} - \frac{N_3}{N_2}V_{C_2}\right) - \frac{D_2 T_s}{2L_m} \left(\frac{N_1}{N_2}V_g + \frac{N_1^2}{N_2^2}V_{C_1}\right) \right. \\
&\quad \left. - \frac{T_s}{2} \left[-\frac{1}{L_o}(D_1 + D_2)\left(\frac{N_3^2}{N_2^2}V_{C_1} - \frac{N_3}{N_2}V_{C_2}\right) - \frac{1}{L_m}(D_1 + D_2)V_{C_1} + \frac{1}{L_o}(2D_1 + D_2)\left(\frac{L_o}{L_m}V_{C_1} + \frac{N_3^2}{N_2^2}V_{C_1} - \frac{N_3}{N_2}V_{C_2}\right) + \frac{D_2}{L_m} \left(\frac{N_1}{N_2}V_g + \frac{N_1^2}{N_2^2}V_{C_1}\right) \right] \right\} \tilde{d}_2 \\
&+ \left(-\frac{D_2^2 T_s}{2L_{in}} \frac{N_1}{N_2} \right) \tilde{v}_g
\end{aligned} \tag{3.100}$$

由(3.99)~(3.102)，(3.64)中的參數 a_{11} 、 a_{14} 、 a_{15} 修改如下

$$\begin{aligned}
a_{11} &= -\frac{D_2^2 T_s}{2L_{in}} \left[-\left(1 + 2\frac{N_1}{N_2}\right) + \frac{2\left(1 + \frac{N_1}{N_2}\right)^2 V_{C_1}}{V_{C_1} - V_g} - \frac{\left(1 + \frac{N_1}{N_2}\right)^2 V_{C_1}^2}{\left(V_{C_1} - V_g\right)^2} \right] \\
&+ \frac{(D_1 + D_2)^2 T_s}{2L_o} \frac{N_3^2}{N_2^2} + \frac{(D_1 + D_2)^2 T_s}{2L_m} - \frac{D_1^2 T_s}{2L_m} - \frac{D_1^2 T_s}{2L_o} \frac{N_3^2}{N_2^2} - \frac{D_2(2D_1 + D_2)T_s}{2L_m} - \frac{D_2(2D_1 + D_2)T_s}{2L_o} \frac{N_3^2}{N_2^2} - \frac{D_2^2 T_s}{2L_m} \frac{N_1^2}{N_2^2}
\end{aligned} \tag{3.101}$$

$$\begin{aligned}
a_{14} = & \frac{D_2 T_s}{L_m} \left[-V_p - \left(1 + 2 \frac{N_1}{N_2}\right) V_{C_1} + \frac{\left(1 + \frac{N_1}{N_2}\right)^2 V_{C_1}^2}{V_{C_1} - V_g} \right] \\
& + \frac{(D_1 + D_2) T_s V_{C_1}}{2L_m} - \frac{D_2 T_s}{2L_o} \left(\frac{L_o}{L_m} V_{C_1} + \frac{N_3^2}{N_2^2} V_{C_1} - \frac{N_3}{N_2} V_{C_2} \right) - \frac{D_2 T_s}{2L_{in}} \left(\frac{N_1}{N_2} V_g + \frac{N_1^2}{N_2^2} V_{C_1} \right) - \frac{V_{C_2}}{R} + \frac{(D_1 + D_2) T_s}{2L_o} \left(\frac{N_3^2}{N_2^2} V_{C_1} - \frac{N_3}{N_2} V_{C_2} \right) \\
& - \frac{T_s}{2} \left[-\frac{1}{L_o} (D_1 + D_2) \left(\frac{N_3^2}{N_2^2} V_{C_1} - \frac{N_3}{N_2} V_{C_2} \right) - \frac{1}{L_m} (D_1 + D_2) V_{C_1} + \frac{1}{L_o} (2D_1 + D_2) \left(\frac{L_o}{L_m} V_{C_1} + \frac{N_3^2}{N_2^2} V_{C_1} - \frac{N_3}{N_2} V_{C_2} \right) + \frac{D_2}{L_{in}} \left(\frac{N_1}{N_2} V_g + \frac{N_1^2}{N_2^2} V_{C_1} \right) \right]
\end{aligned} \tag{3.102}$$

$$a_{15} = \frac{D_2^2 T_s}{2L_{in}} \left[-1 + \frac{\left(1 + \frac{N_1}{N_2}\right)^2 V_{C_1}^2}{(V_{C_1} - V_g)^2} \right] - \frac{D_2^2 T_s}{2L_{in}} \frac{N_1}{N_2} \tag{3.103}$$

$G_{vv}(s)$ 、 $G_{vd}(s)$ 仍然如(3.67)、(3.68)所示，只是(3.64)中的的參數 a_{11} 、 a_{14} 、 a_{15}

以(3.101)、(3.102)及(3.103)取代。全載下直流輸入的 $G_{vd}(s)$ 之波德圖如圖

3.19 所示，交流輸入之波德圖如圖 3.20 所示。



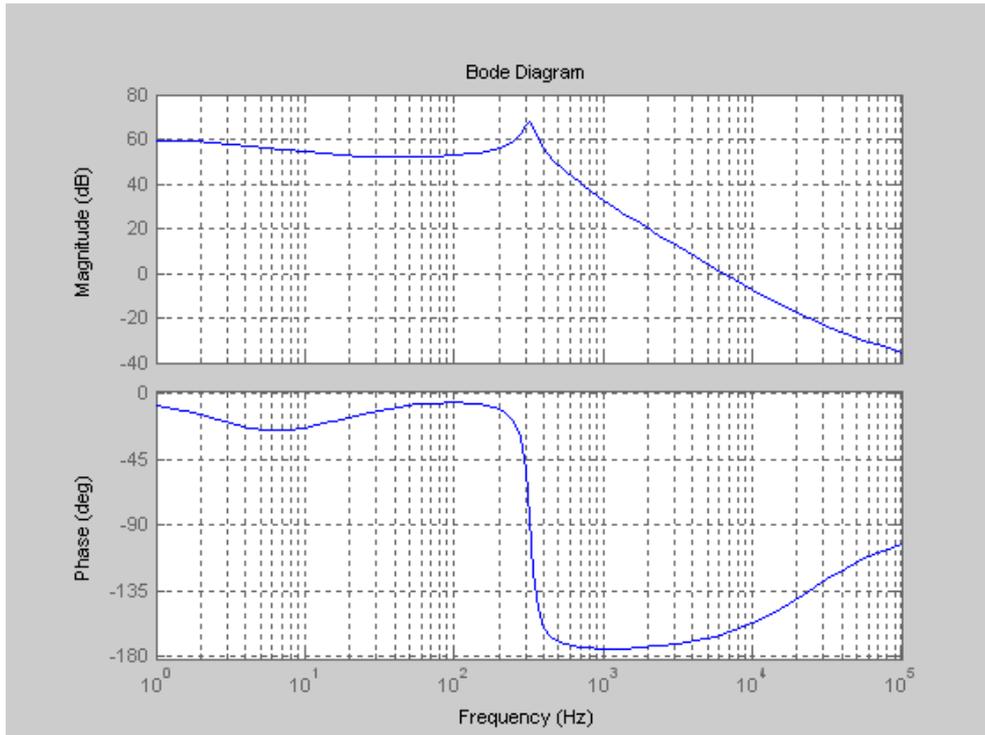


圖 3.19 直流輸入電壓導通率至輸出電壓轉換函數之波德圖

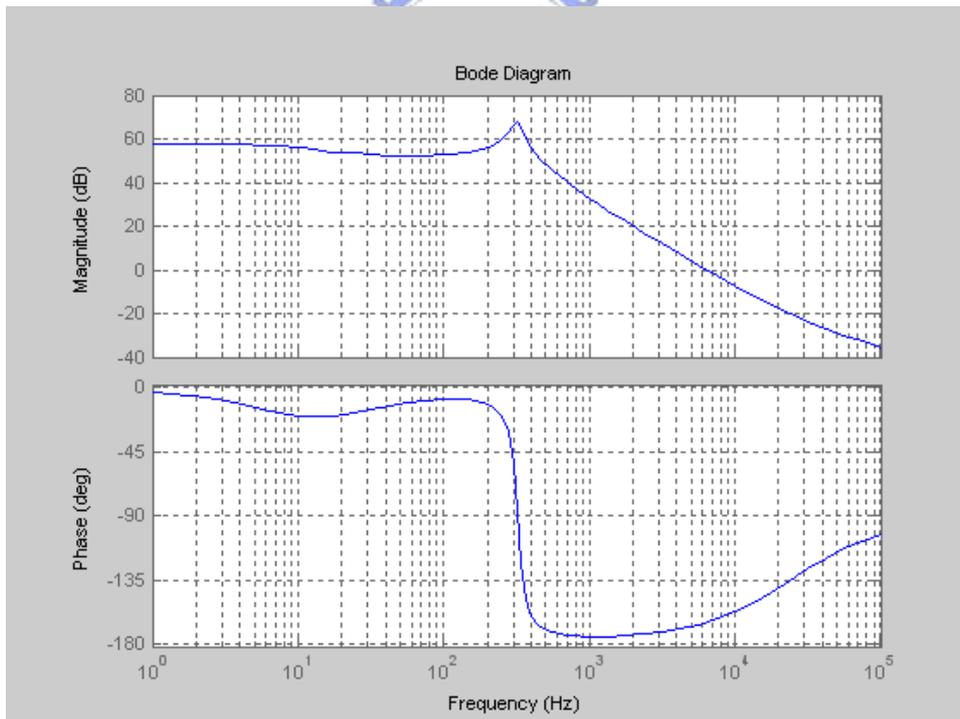
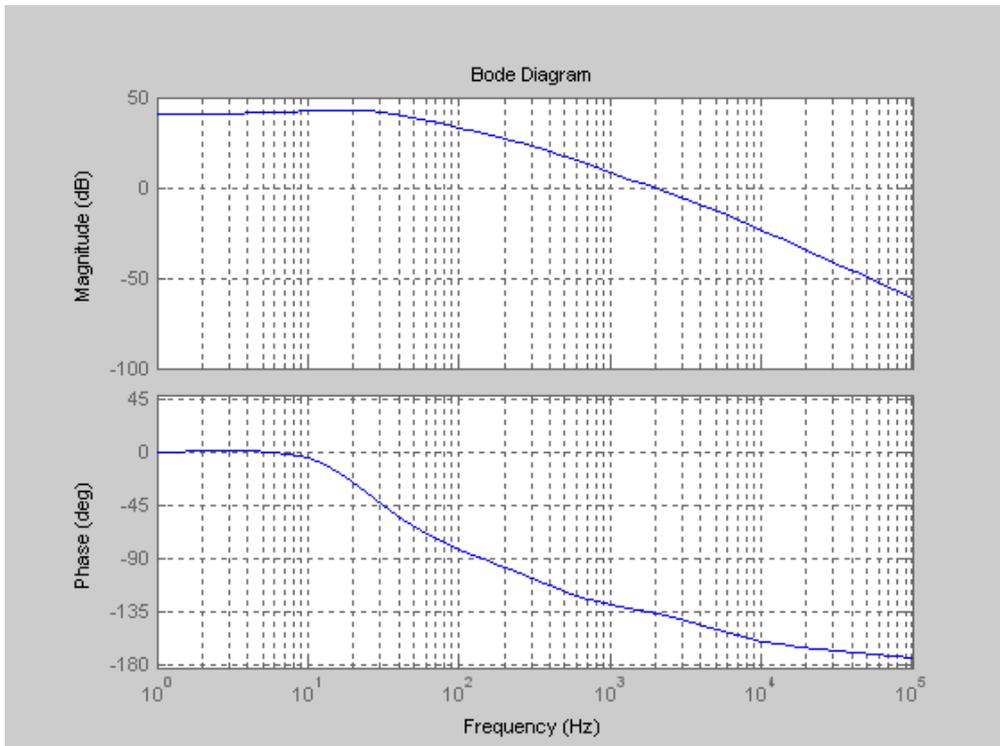


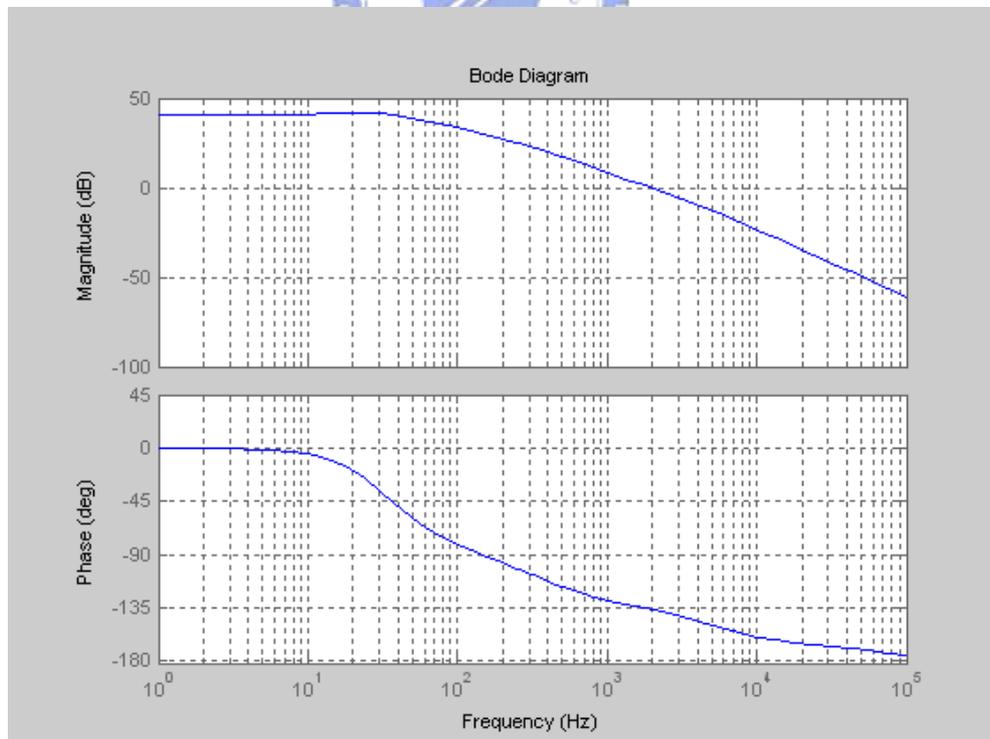
圖 3.20 交流輸入電壓導通率至輸出電壓轉換函數之波德圖

由圖 3.19 和圖 3.20 可以看出，在直流和交流輸入電壓下分別得到的波德圖，僅在 100Hz 以下有略有不同。為比較低頻些微的不同對系統閉迴路穩

定性的影響，迴授補償後的迴路增益 $T_A(s)$ 之波德圖的比較如圖 3.21 所示



(a) 直流輸入電壓



(b) 交流輸入電壓

圖 3.21 迴路增益 $T_A(s)$ 之波德圖

由圖 3.21(a)(b)可知在迴路增益 $T_A(s)$ 之波德圖在直流和交流輸入電壓下幾乎為相同，因此 Pspice 在直流輸入電壓下的量測結果可近似於驗證交流輸入電壓下所得到的轉換函數。

3-5-2 應用 Pspice 驗證直流輸入電壓下之轉換函數

藉由此 Pspice 模擬電路，可以直接由轉換器在開迴路的情況下，得到導通率至輸出電壓轉換函數的增益以及相位。其原理方塊圖如圖 3.22 所示。

圖中有三部分電路，第一部份是小訊號擺頻信號產生器，VPWL (piecewise linear voltage source) 控制頻率的擺動，在串接直流偏壓源以後，送到 Duty ratio 控制產生電路，以控制轉換器的開關。另兩部分的電路是振幅檢知電路以檢知輸出電壓的交流信號之振幅；以及相位檢知電路，檢測出相位角度信號。波德圖的繪製是由 VPWL 的輸出當頻率軸，振幅及相角信號做縱軸。橫軸和縱軸分別取 log 及 dB 後，就可以得到波德圖的曲線。

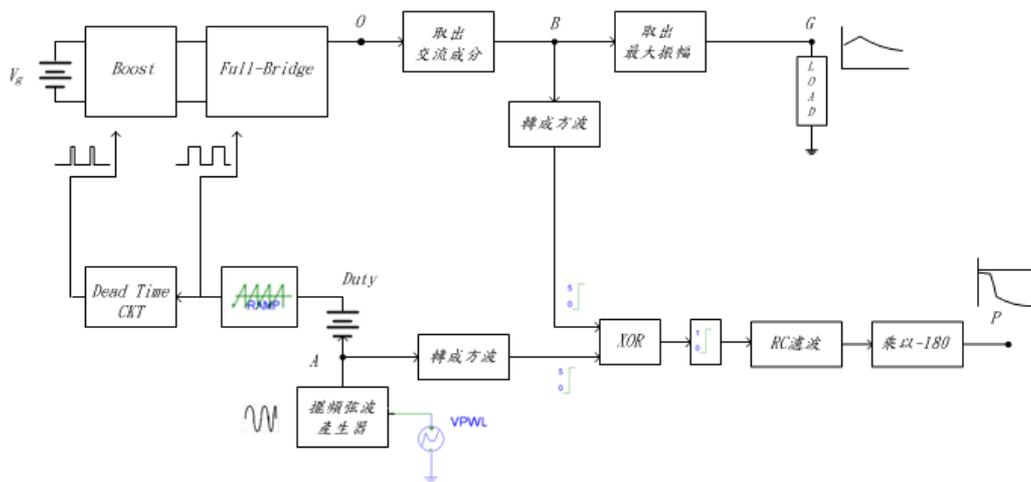


圖 3.22 Pspice 波德圖產生器的原理方塊圖

圖 3.23 之等效 RLC 負載近似於單級全橋式交/直流變通型轉換器的直/直流部分。將 Pspice 波德圖產生器應用在圖 3.23 之電路上，可以得到圖 3.24 所示之波德圖。圖 3.24 為控制信號至輸出電壓轉換函數其 50Hz 至

1.25kHz 的頻率響應。VPWL 的縱座標電壓值決定頻率點，橫座標時間決定斜率，斜率越大則擺頻弦波頻率變動的幅度越大，由圖 3.24 可看出斜率的不同對增益及相位的影響。斜率小則相角越準確，斜率大則方便看到高頻的頻率響應。圖 3.25 是在共軛複根處對應的頻率、增益及相位的刻度，圖 3.26 是在高頻 70kHz 處對應的刻度，圖中數字為在 Pspice 中所量出的刻度。與圖 3.27 Matlab 模擬結果相比較，可以看出刻度相當接近，驗證了此 Pspice 波德圖產生電路的可行性。

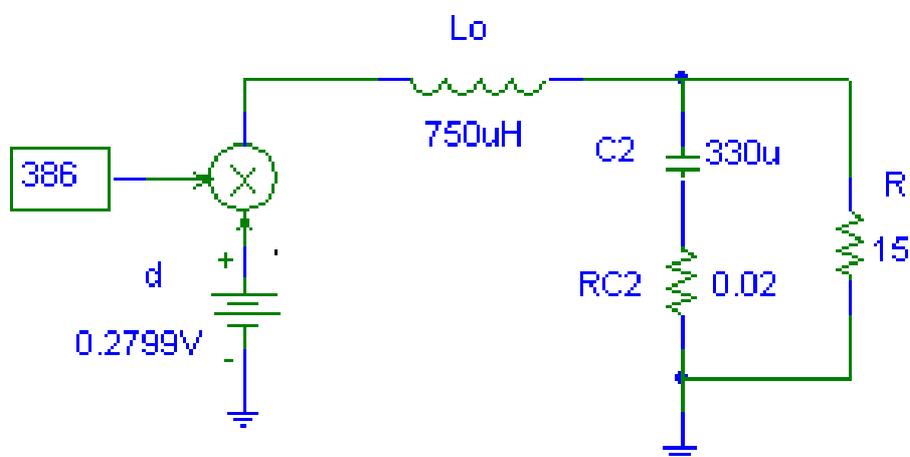


圖 3.23 RLC 負載測試電路

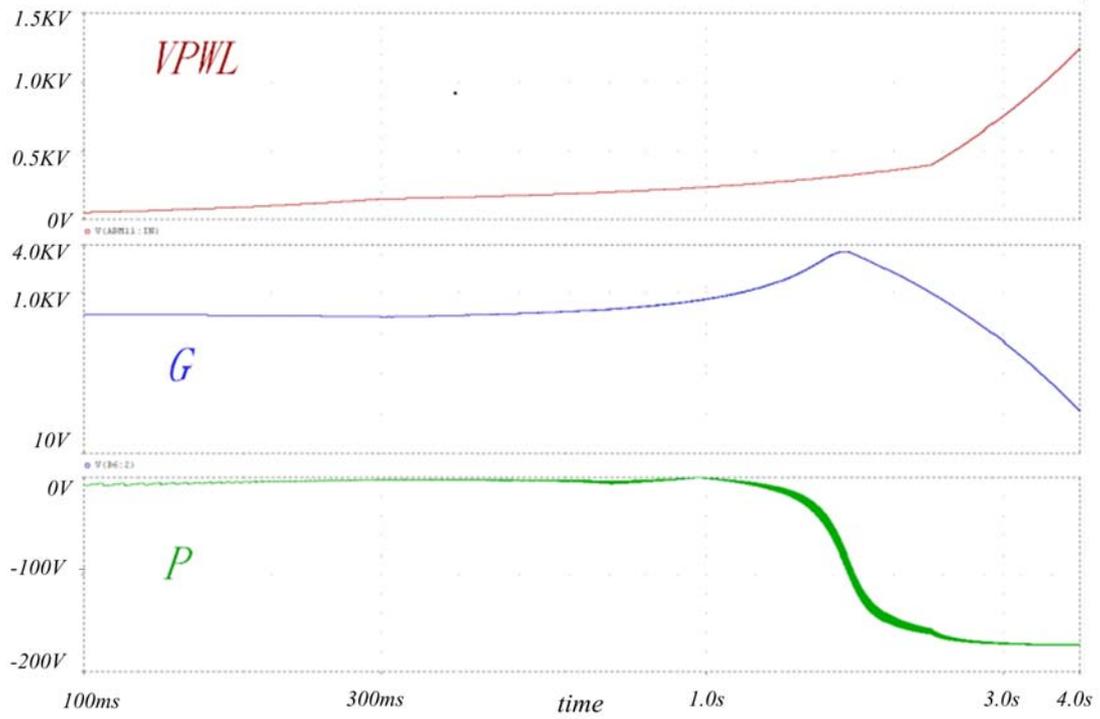


圖 3.24 頻率、增益及相位輸出波形



圖 3.25 頻率、增益及相位在共軛複根對應刻度

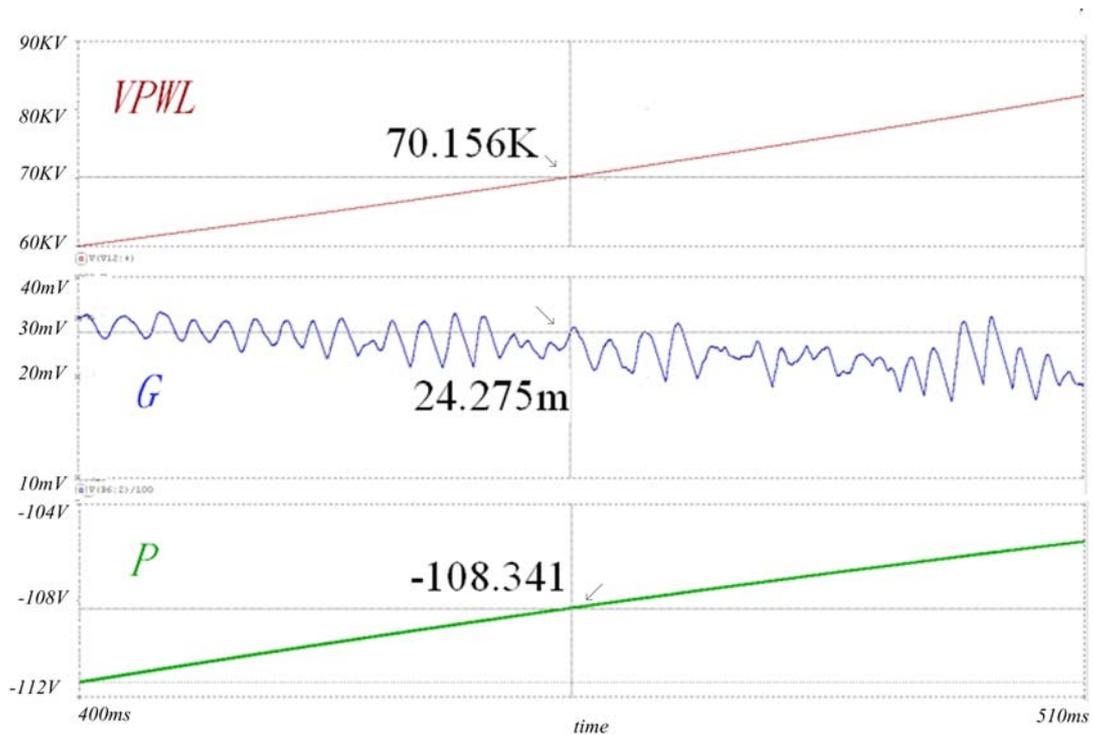


圖 3.26 頻率、增益及相位在高頻 70kHz 對應刻度

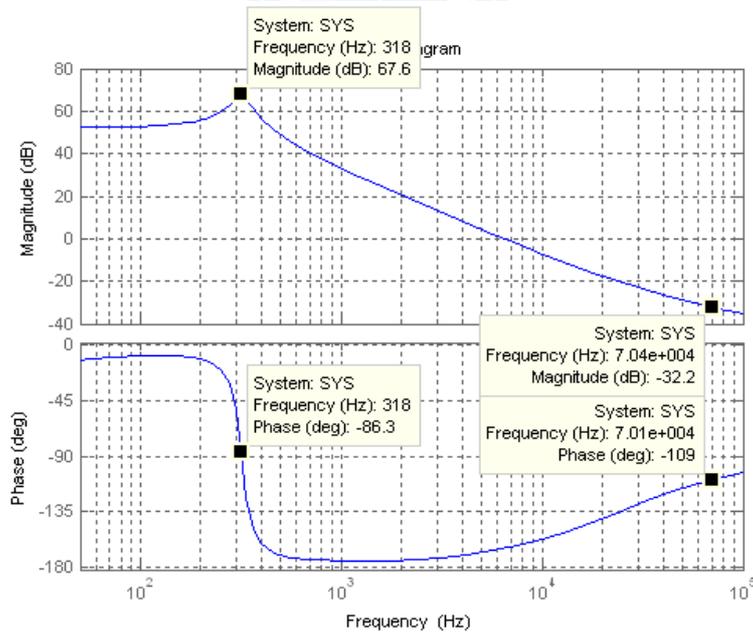


圖 3.27 Matlab 的增益及相位模擬結果與刻度

將此電路直接用在圖 3.1 電路的控制信號至輸出電壓轉換函數之開迴路 Pspice 模擬結果，如圖 3.28 所示，為 150Hz 至 1kHz 的頻率響應。不同的頻率範圍，VPWL 的斜率也隨之改變，以得到較精確的刻度。共軛複

數極點之刻度標於圖中，由圖中可以看出與圖 3.27 之 Matlab 模擬結果誤差並不大。而在接近 1kHz 的位置，由於高頻雜訊影響輸出訊號的震幅，使得相位產生誤差。

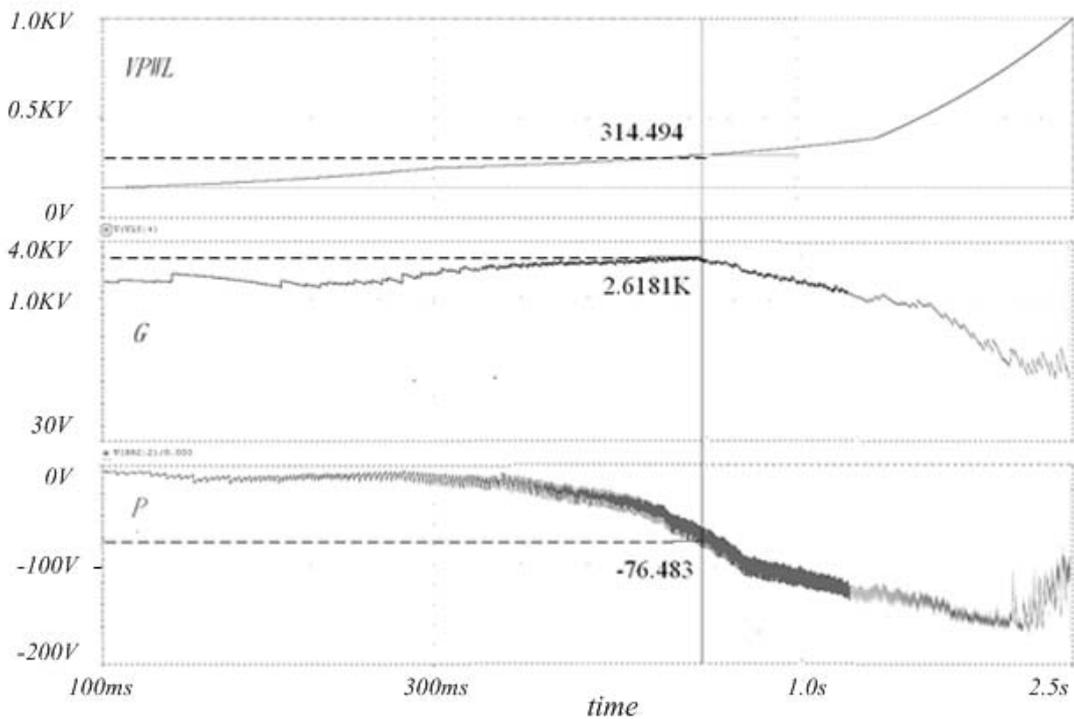


圖 3.28 開迴路 Pspice 模擬結果之頻率、增益及相位輸出波形

第四章

單級全橋式交/直流變通型轉換器於並聯架構 之電流均享設計

為了考量更大功率負載需求，本論文採用較小功率之單級全橋式交/直流變通型轉換器為基本模組，實現高功率之電力模組。電源模組擴充的設計採用 IPOP 架構，使用電流均享技術，使每個模組本身具有良好分流特性。其中的基本模組，則是利用第三章所推導出的單級全橋式交/直流變通型轉換器的小訊號模型，做為並聯架構閉迴路分析之依據。

4-1 電流均享原理與設計

應用 2-3-2 節的電流分配誤差(Current Distribution Error, CDE)

$$CDE \equiv |I_{L1}(\infty) - I_{L2}(\infty)| \approx \frac{|R_{L2} - R_{L1}|}{R(R_{L1} + R_{L2})} V_{ref} \quad (4.1)$$

以下列參數的 Buck 轉換器為例(參照圖 2.1 及圖 2.2)：

$$V_g = 12V, V_o = 5V$$

$$L_1 = L_2 = L = 100\mu H$$

$$R_{L1} = 0.01\Omega, R_{L2} = 0.2\Omega$$

$$C = 680\mu F$$

$$V_{ref} = 2.5V$$

負載 $R=0.833\Omega$ 時代入(4.1)，可得 $CDE=2.7515A$ ；負載 $R=1.25\Omega$ 時代入(4.1)，可得 $CDE=1.81A$ 。Pspice 模擬結果如圖 4.1 所示，電感平均電流標於圖中。 $R=0.833\Omega$ 時，模擬可得 $CDE=2.7039A$ ； $R=1.25\Omega$ 時，模擬可得 $CDE=1.7522A$ 。由此可知兩個不理想的 Buck 轉換器並聯，會造成電流分配誤差現象。

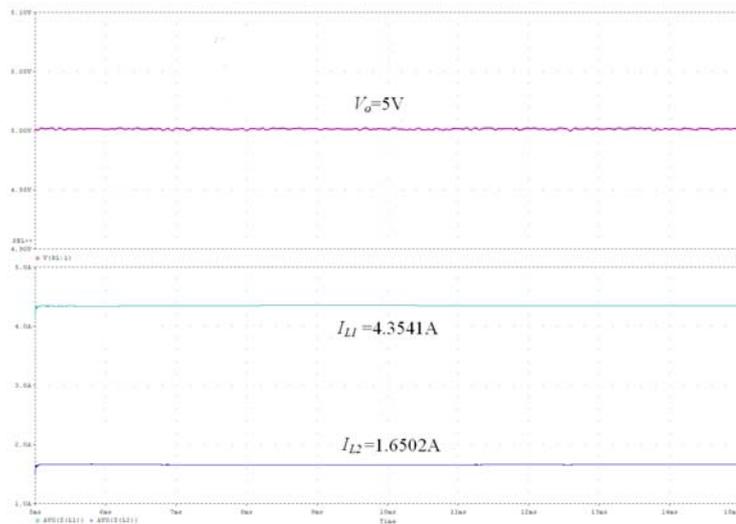


圖 4.1(a) $R=0.833$ 時並聯之 Buck 轉換器的電流分配誤差

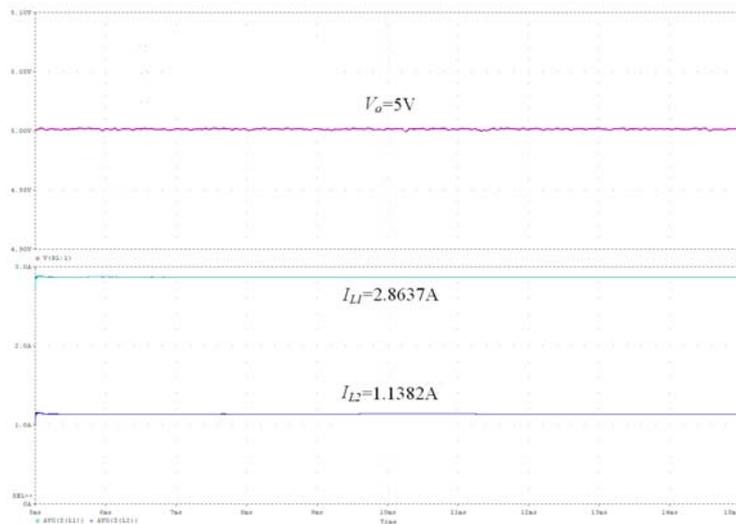


圖 4.1(b) $R=1.25$ 時並聯之 Buck 轉換器的電流分配誤差

由於單級全橋式交/直流變通型轉換器其儲能電容的漣波不到 5%，幾乎可視為常數，因此全橋轉換器部分可視為直/直流轉換器。而全橋二次側為類似 Buck 轉換器的架構，小訊號模型也幾乎等同 Buck 轉換器[10]，因此可使用 2-3-3 節所推導出的 CDE 公式大略估計單級全橋式交/直流轉換器的並聯架構的電流分配誤差。單級全橋式交/直流變通型轉換器兩台並聯的參數如下(其中 L_1 、 L_2 為單級全橋式交/直流變通型轉換器的輸出電感)：

$$V_o=100V$$

$$L_1=L_2=L=750\mu H$$

$$R_{L1}=0.001\Omega, R_{L2}=2\Omega$$

$$C=100\mu F$$

$$V_{ref}=2.5V$$

模擬中的電感串聯電阻假設極端的不同，以看出電流分配誤差。Pspice 模擬結果如圖 4.2、4.3 所示，圖中數字分別代表電感的平均電流 I_{L1} 和 I_{L2} 在 25ms 時已進入穩態的數值。負載 $R=10\Omega$ 時(預計 $I_L=5A$)，CDE 計算值為 $0.2475A$ ，模擬得到 $0.205A$ ； $R=15\Omega$ 時， $CDE=0.165A$ ，模擬得到 $0.0641A$ 。

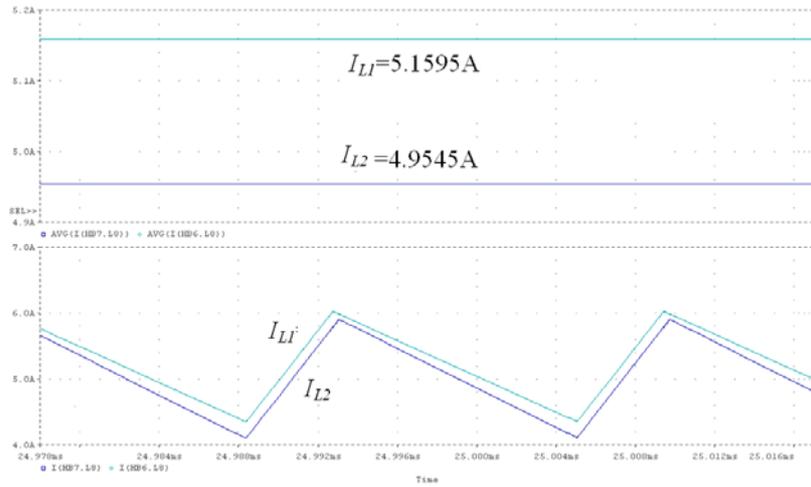


圖 4.2 並聯之單級式全橋交/直流變通型轉換器其電感電流($R=10\Omega$)

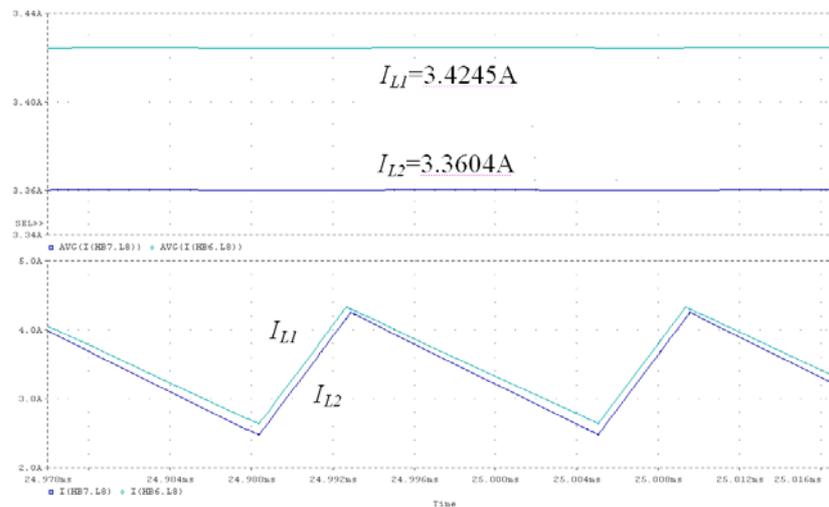


圖 4.3 並聯之單級式全橋交/直流變通型轉換器其電感電流($R=15\Omega$)

4-1-1 電流均享方塊圖之說明[25]

為降低電流分配誤差的效應，單級全橋式交/直流變通型轉換器在並聯操作時，將採用如圖 4.4 之架構，以達到主動分流的目標。圖 4.4 以簡化的方塊圖描述 j 個轉換器在並聯架構中採用的電流均享方法。各個轉換器的輸出電流 I_j 各自流經阻抗 Z_{cj} ，同時從 P 點流入轉換器共同的負載。 Z_P 是從 P 點至輸出電壓的 V_o 的阻抗， Z_L 是輸出電壓負載的阻抗。準位電流 I_{COM} 的意義是為了使轉換器個別的輸出電流 I_j 都能逼近準位電流 I_{COM} ，也就是各自輸出電流總和的平均值，如此就能使電流均勻分配。為了產生準位電流 I_{COM} ，轉換器從各自的輸出電流 I_j 經過增益 μ_j 各自提供訊號 $\mu_j I_j$ ，準位電流 I_{COM} 就是 $\mu_j I_j$ 的總和。各個轉換器的輸出電流 I_j 都要與 I_{COM} 做比較，得到的電流誤差訊號 $I_j - I_{COM}$ 經過增益 M_j 形成 $M_j(I_j - I_{COM})$ ，轉換器個別的迴授電壓 V_{VFB} 減去 $M_j(I_j - I_{COM})$ ，也就是原本共同輸出電壓 V_o 所提供共同的迴授電壓經過微調的步驟後，再輸入 PWM 控制 IC，就可以使得轉換器個別的輸出電流 I_j 趨近於一個共同的值，達成電流共享的目的。假設有 n 台轉換器，則 $I_{COM} = \frac{I_1 + I_2 + \dots + I_n}{n}$ ，當增益 $\mu_1 \sim \mu_n$ 都等於 $1/n$ 時，即”民主式電流均享”(democratic current-sharing scheme[25][26])；當 $\mu_1=1$ ，而 $\mu_2 \sim \mu_n$ 都等於零，即”主僕式電流均享”(master slave current-sharing scheme[23][24])。

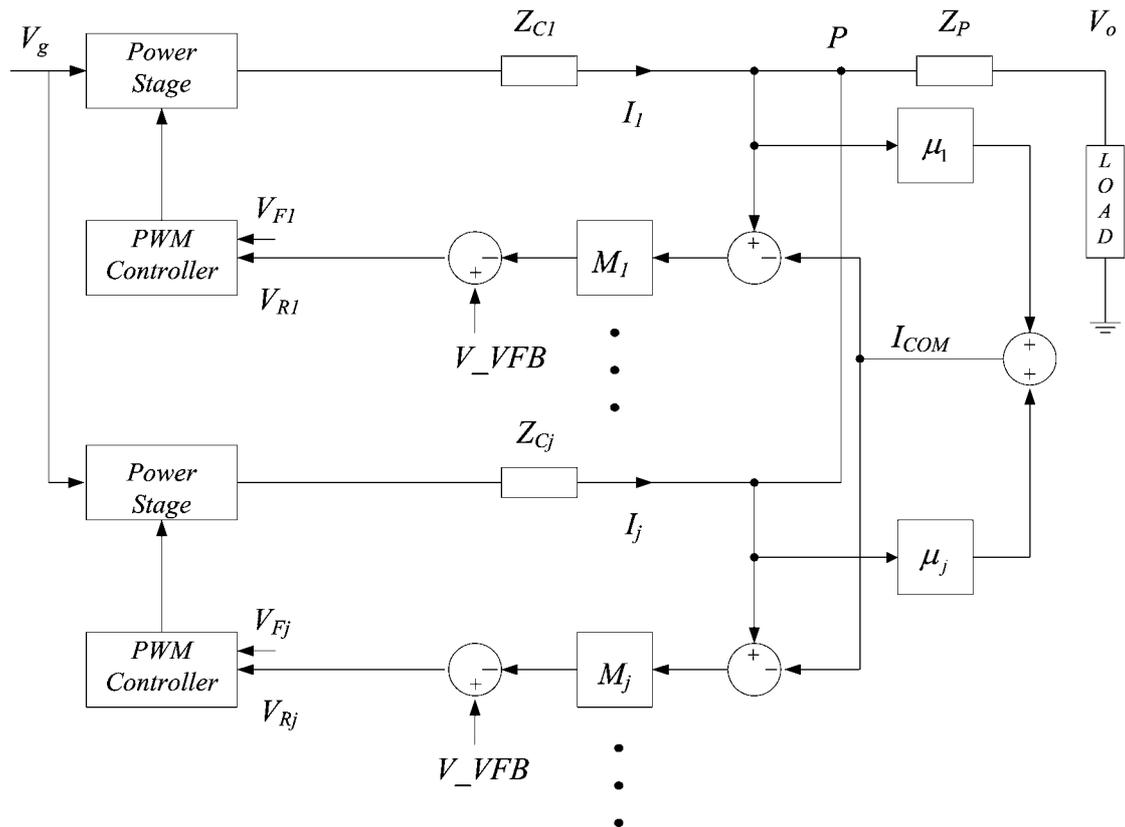


圖 4.4 數個並聯的轉換器之電流均享控制方塊圖

4-1-2 電流均享電路於單級式全橋交/直流轉換器之應用

單級全橋式交/直流變通型轉換器將基於圖 4.4 的方塊圖來做並聯架構的電流均享設計，採用的是”民主式電流均享”，也就是 μ_j 均等於 $1/n$ 。Pspice 模擬電路如圖 4.5 所示，以下將針對圖中方塊作個別說明。

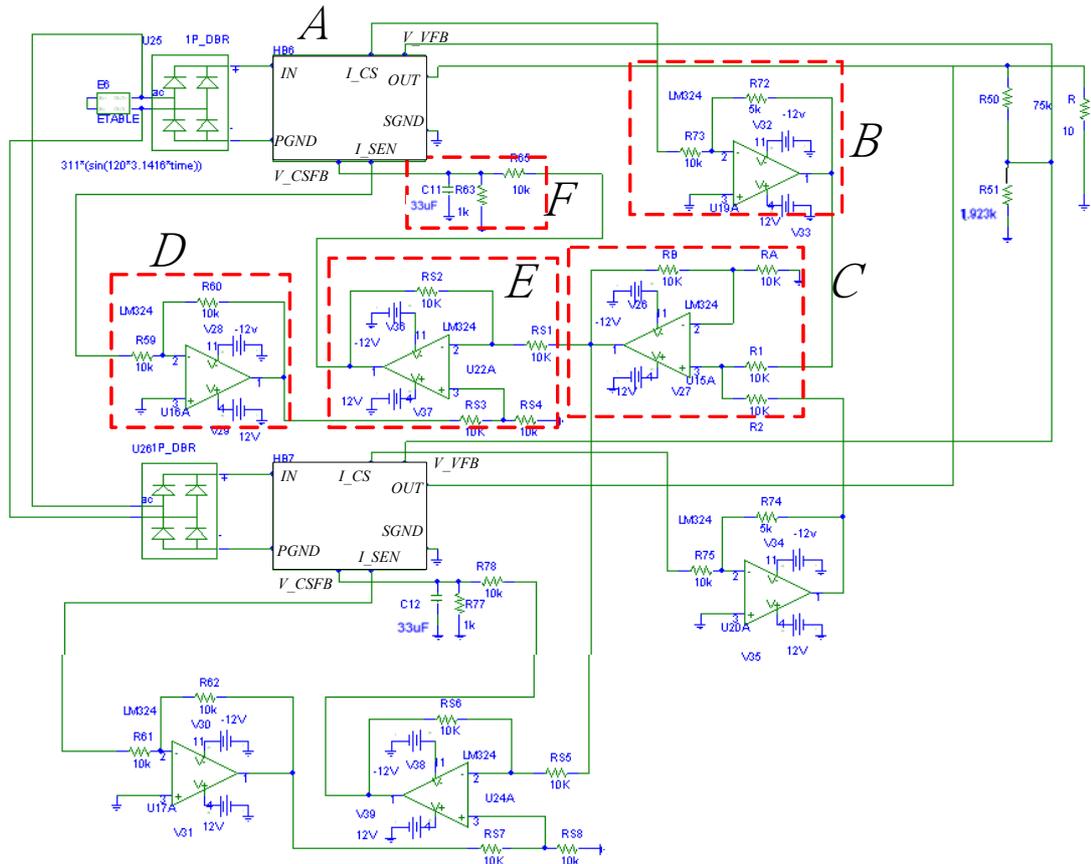


圖 4.5 在 Pspice 中單級全橋式交/直流變通型轉換器之電流均享電路圖

方塊 A：轉換器的方塊簡圖，*IN* 和 *PGND* 腳分別為一次側的輸入端及接地端，*OUT* 和 *SGND* 腳分別為二次側的輸出電壓與接地端，*V_VFB* 腳是輸出電壓的分壓。如圖 4.6 所示，*L5* 和 *L6* 為轉換器其變壓器的輸出繞組。*I_CS* 及 *I_SEN* 腳代表利用 0.1Ω 的感測電阻 R_{isen} 感測到的電感電流訊號，其電壓為負值，所以倍率為 -0.1 。A 方塊的主要電路為單級全橋式交/直變通型轉換器，詳細電路已列在第三章。圖 4.7 所示，*A1* 為反相放大器，*A2* 為減法器。*V_VFB* 腳的迴授電壓減去 *V_CSFB* 腳透過 *A1* 反相放大後的訊號，使輸入 PWM IC 的迴授電壓經過微調，調整責任週期大小，此處 *A1* 的倍率為 -5 。

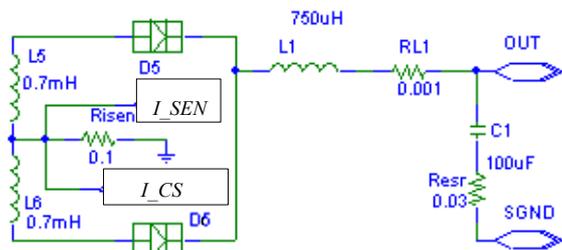


圖 4.6 A 方塊變壓器二次側

輸出部分的電路圖

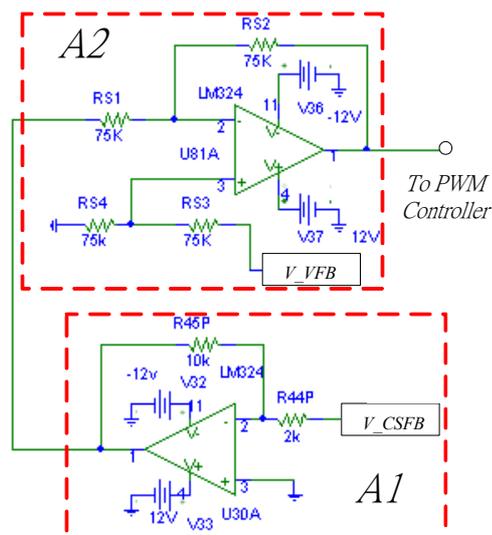


圖 4.7 A 方塊 PWM 控制器

前置迴授部分的電路圖

方塊 B：反相放大器，其值本來應該為-1，為了使 I_{CS} 腳得到負值的電壓變為正電壓訊號。但為了與方塊 C 的加法器配合，所以增益調整為-0.5。在方塊 C 中將一併說明。

方塊 C：非反相加法器， R_A 和 R_B 是 OP 上控制增益的電阻。其增益為

$$\left(1 + \frac{R_B}{R_A}\right) \frac{1}{2} (V_1 + V_2)$$

的輸出電壓，作為方塊 C 的輸入電壓。由於 $\frac{R_B}{R_A} = 1$ ，為了使方塊 C

的輸出恰為個別電感電流之感測電壓訊號的平均值，所以方塊 B

反相放大器的增益調整為-0.5。

方塊 D：反相放大器，增益為-1。與方塊 B 類似，使 I_{SEN} 得到的負值電壓變為正電壓訊號。

方塊 E：減法器，增益為 1。方塊 D 的輸出與方塊 C 的輸出相減，會得到電流誤差訊號。

方塊 F：分壓並且低通濾波。由於 R_{isen} 的電流感測電阻有寄生電感，開關電流通過時會引發高頻雜訊震盪波形，為提高信號/雜訊比， R_{isen}

用比較大的電阻 0.1Ω 。 R_{isen} 的電壓再迴授到 PWM 控制器和 V_{VFB} 的迴授電壓比較，以決定開關的責任週期。所以方塊 E 的輸出經過分壓再迴授，並且透過低通濾波，以消除高頻震盪。分壓的比例與 $A1$ 方塊增益的乘積，相當於圖 4.4 中的 M 值。因此 M 在本電路中為 -0.5 。

經過民主式電流均享設計之後，單級全橋式交/直流變通型轉換器並聯後的電流分配如圖 4.8 和圖 4.9 所示。 $R=10\Omega$ 時，原本的 $CDE=0.205A$ ，電流均享以後 $CDE=0.0409A$ ； $R=15\Omega$ 時，原本的 $CDE=0.0641A$ ，電流均享以後 $CDE=0.0151A$ 。由此可以得知電流均享電路對於電流分配的改善。

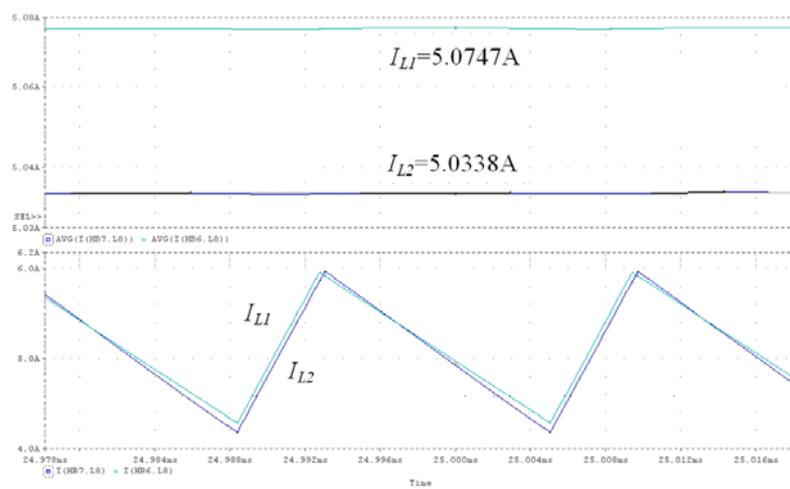


圖 4.8 並聯之單級全橋式交/直流變通型轉換器電流均享後其電感電流($R=10\Omega$)

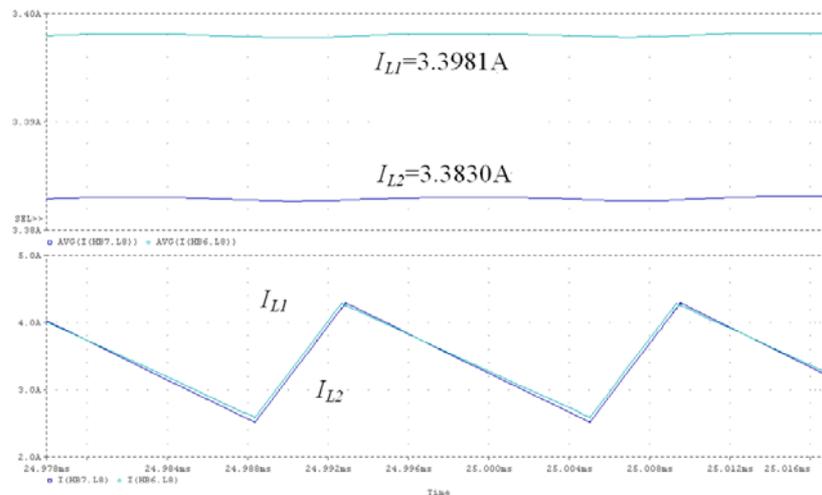
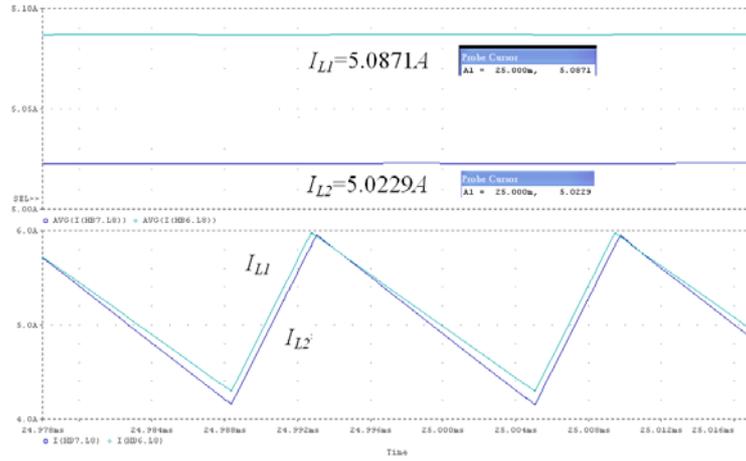
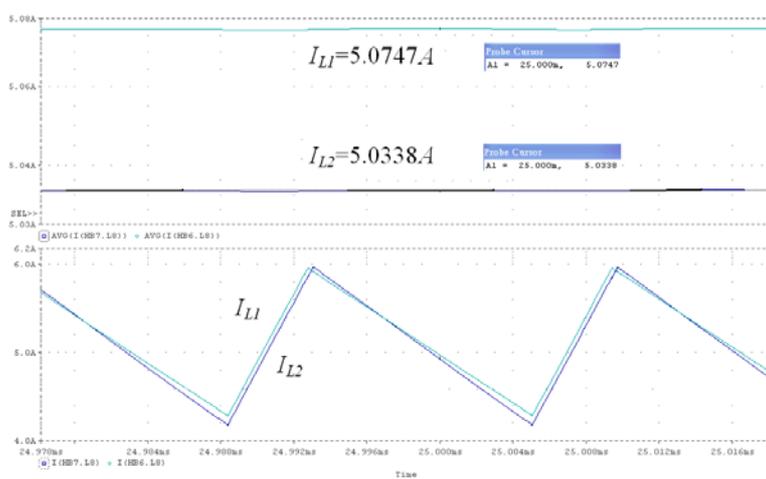


圖 4.9 並聯之單級全橋式交/直流變通型轉換器電流均享後其電感電流($R=15\Omega$)

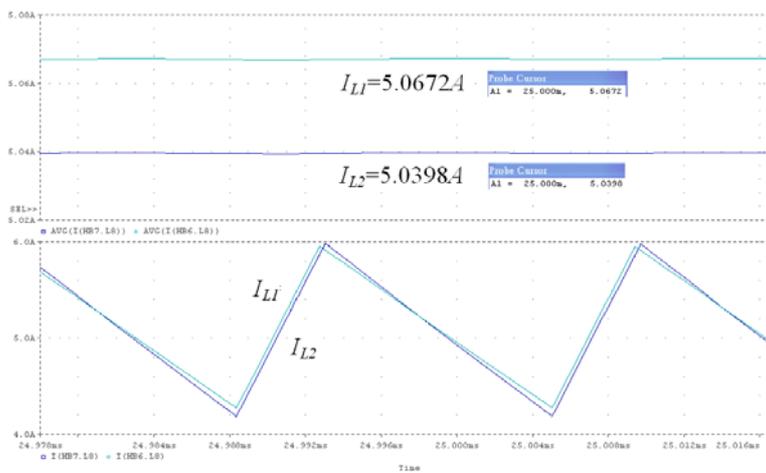
在方塊 F 中， M 值是調整 V_{VFB} 腳之迴授電壓的參數。尚未電流均享之前，兩組轉換器的迴授電壓均相同，都會被控制到 $2.5V$ 。由於本轉換器是屬 Buck Converter 型，故輸出電感內阻的偏差會造成電流分配不均，造成責任週期不同，輸出平均電流較大的轉換器，責任週期就較大，由 3-3 節 UC3844 的工作原理可知 Comp 腳的電壓較高。為了使輸出電流趨近平衡，對輸出電流較大的轉換器而言，輸入進誤差放大器的參考電壓需要變大，才能使 Comp 腳的電壓降低，使得責任週期變小，調整後輸入進誤差放大器的電壓(方塊 A2 OP 的輸出端)即圖 4.4 中的 V_{Rj} 。對輸出電流較小的轉換器則反之，責任週期需要變大。因此原本輸出電流不同的兩個轉換器，產生各自的 V_{Rj} 後，就可以調整責任週期，使得使得輸出電流趨近均享，同時 V_{Rj} 也趨近平衡。所以 M 值越小，對參考電壓的影響就較小，改善 CDE 的程度就較小； M 值越大，改善 CDE 的程度就越大。圖 4.10(a) (c) 分別為為 $R=10\Omega$ 時，不同 M 值時的輸出平均電流，以方便與原本 $M=-0.5$ 做比較，瞭解 M 值對電流分配的影響。由圖 4.10 可得知 $M=-0.2$ 、 -0.5 及 -1 時，CDE 分別為 $0.0642A$ 、 $0.0409A$ 、 $0.0274A$ 。



(a)



(b)



(c)

圖 4.10 $R=10\Omega$ 時並聯之單級全橋式交/直流變通型轉換器電流均享後在不同 M 值之下其電感電流之分配

(a) $M=-0.2$ (b) $M=-0.5$ (c) $M=-1$

4-2 單級全橋式交/直流變通型轉換器並聯架構之閉迴路小訊號分析

圖 4.11 為單級全式交/直流變通型轉換器的並聯架構，部分元件之參數值亦標於圖中，因為磁化電流對小訊號轉換函數的影響極小，故忽略磁化電感 L_m 以簡化說明。

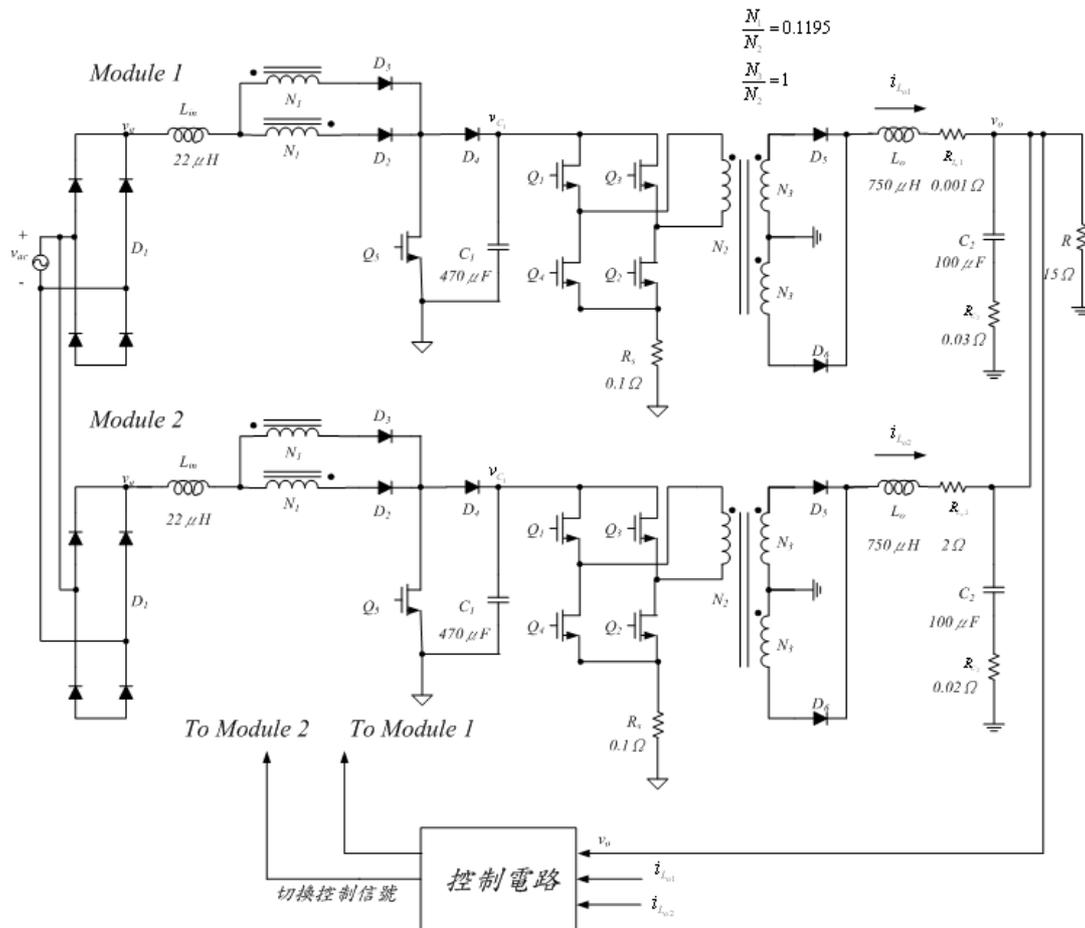


圖 4.11 單級全式交/直流轉換器之並聯架構

基於圖 3.13 之迴授方塊圖，可以繪出電流均享後之並聯架構之小訊號方塊圖，如圖 4.12 所示。各小訊號參數定義如下： \tilde{v}_g 是輸入電壓， \tilde{v}_o 是輸出電壓， \tilde{d}_{21} 和 \tilde{d}_{22} 分別為模組 1 和模組 2 產生的 \tilde{d}_2 控制信號， $\tilde{i}_{L_{o1}}$ 和 $\tilde{i}_{L_{o2}}$ 分別為模組 1 和模組 2 的輸出電感電流。圖中方塊內各參數定義及其餘參數如下：

$$G_{vv} \equiv \frac{\tilde{v}_o}{\tilde{v}_g} \quad (4.2)$$

$$G_{vd1} \equiv \frac{\tilde{v}_o}{\tilde{d}_{21}} \quad (4.3)$$

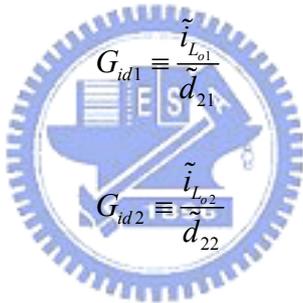
$$G_{vd2} \equiv \frac{\tilde{v}_o}{\tilde{d}_{22}} \quad (4.4)$$

$$G_{gi1} \equiv \frac{\tilde{i}_{L_{o1}}}{\tilde{v}_g} \quad (4.5)$$

$$G_{gi2} \equiv \frac{\tilde{i}_{L_{o2}}}{\tilde{v}_g} \quad (4.6)$$

$$G_{vd1} \equiv \frac{\tilde{v}_o}{\tilde{d}_{21}} \quad (4.7)$$

$$G_{vd2} \equiv \frac{\tilde{v}_o}{\tilde{d}_{22}} \quad (4.8)$$



$$G_{id1} \equiv \frac{\tilde{i}_{L_{o1}}}{\tilde{d}_{21}} \quad (4.9)$$

$$G_{id2} \equiv \frac{\tilde{i}_{L_{o2}}}{\tilde{d}_{22}} \quad (4.10)$$

$$\tilde{i}_{COM} = \mu_1 \tilde{i}_{L_{o1}} + \mu_2 \tilde{i}_{L_{o2}} \quad (4.11)$$

$$\tilde{\delta}_1 = M_1 (\tilde{i}_{L_{o1}} - \tilde{i}_{COM}) \quad (4.12)$$

$$\tilde{\delta}_2 = M_2 (\tilde{i}_{L_{o2}} - \tilde{i}_{COM}) \quad (4.13)$$

G_{c1} : 模組 1 的補償器轉換函數

G_{c2} : 模組 2 的補償器轉換函數

K_D : 輸出電壓分壓比例

R_{s1} : 模組 1 的感測電阻

R_{s2} : 模組 2 的感測電阻

H_e : 取樣函數

圖 4.13 中有標「'」的符號是等效以後需要做改變的參數，其中

$$G'_{vd} \equiv G'_{vd}(s) = \frac{\tilde{v}'_o(s)}{\tilde{d}'_2(s)} \quad (4.14)$$

$$G'_{id} \equiv G'_{id}(s) = \frac{\tilde{i}'_{L_o}(s)}{\tilde{d}'_2(s)} \quad (4.15)$$

(4.14)和(4.15)直接套用式(3.66)、(3.68)、(3.69)，然後將(3.66)、(3.68)、(3.69)相關參數套用圖 4.14 所示之參數與數值，可以得到等效的責任週期對輸出電壓轉換函數及責任週期對輸出電感電流轉換函數。直流工作點如下：

$$\begin{aligned} V_{C_1} &= 406(V) \\ V_{C_2} &= 100(V) \\ V_p &= 311(V) \\ V_o &= 100(V) \\ D_1 &= 0.1936 \\ D_2 &= 0.0814 \end{aligned} \quad (4.16)$$

開關切換頻率 $f_s = 60k(Hz)$ ， $T_s = 16.67(ms)$ 。再將(4.14)及(4.15)的結果套入 3-4 節的閉迴路轉換函數，就可以依序得到控制電壓對輸出電壓的轉換函數 $G'_{vc}(s)$ ；補償前的迴路增益，定義為 $T'_1(s)$ ；補償後的迴路增益，定義為 $T'_A(s)$ 。由(3.81)可得

$$G'_{vc}(s) = \frac{F_m G'_{vd}(s)}{1 + F_m R_s' G'_{id}(s)} \quad (4.17)$$

由(3.87)可得

$$T'_1(s) = K_D G'_{vc}(s) \quad (4.18)$$

由(3.85)可得

$$T'_A(s) = K_D G_c(s) G'_{vc}(s) \quad (4.19)$$

其中補償器 $G_c(s)$ 的轉換函數參照(3.88)重列於式(4.20)。(CTR $\approx 100\%$)

$$\begin{aligned}
G_c(s) &= -G_{EA}(s)A_{OC}(s)H_v(s) \\
&= \frac{R_{EA2}}{R_{EA1}} \times CTR \cdot \frac{1}{R_{OC1}C_{OC3}} \frac{1}{(s + \frac{1}{R_{OC3}C_{OC3}})} \times \frac{sR_{22}R_{33}C_{22} + R_{33}}{sR_{11}(R_{22} + R_{33})C_{22} + R_{11}} \\
&= CTR \cdot \frac{R_{EA2}R_{OC3}}{R_{EA1}R_{OC1}} \frac{1}{(sR_{OC3}C_{OC3} + 1)} \times \frac{sR_{22}R_{33}C_{22} + R_{33}}{sR_{11}(R_{22} + R_{33})C_{22} + R_{11}}
\end{aligned}
\tag{4.20}$$

控制器的設計參考 3-4-2 節。欲設計 $T'_A(s)$ 的相位餘域約 45° ，增益交越頻率等於 2kHz 時，補償器參數值如圖 4.15 所示。

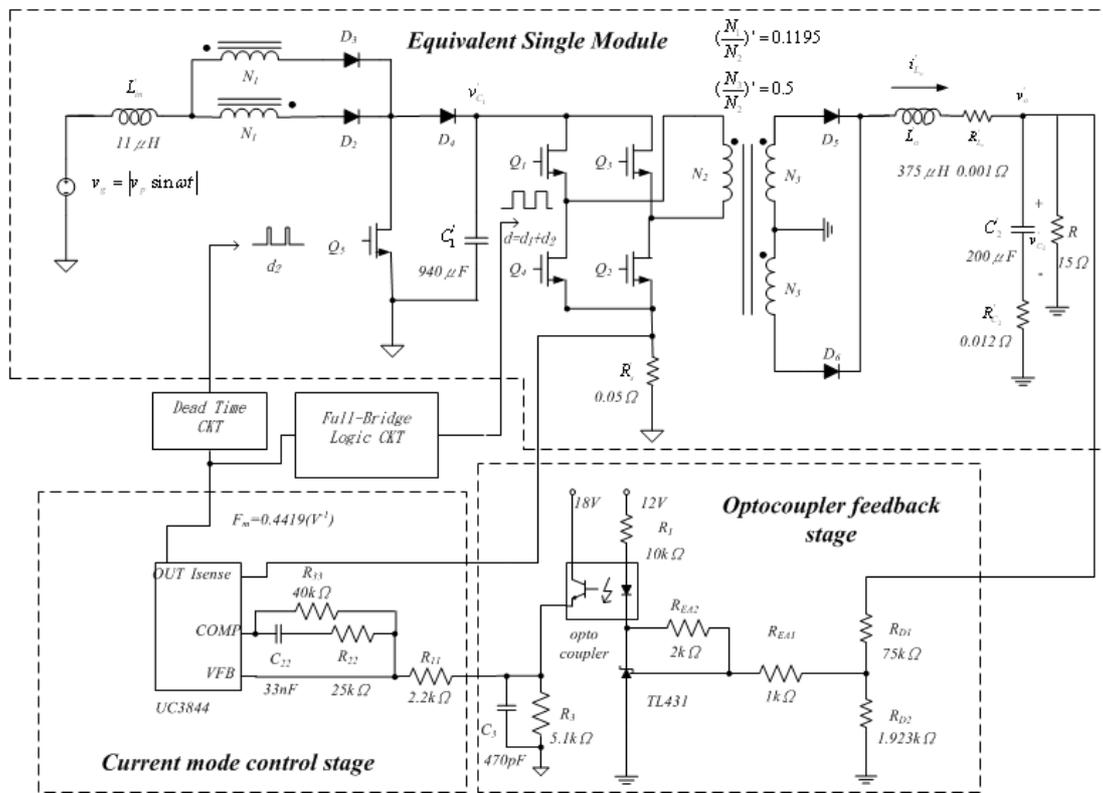


圖 4.15 附帶有元件值的等效單模組系統線路圖

將圖 4.15 之參數及元件值代入式(4.20)，可得

$$T'_A(s) = \frac{2.414 \times 10^7 s^6 + 1.01 \times 10^{13} s^5 + 1.7750^{16} s^4 + 1.413 \times 10^{20} s^3 + 1.738 \times 10^{23} s^2 + 1.309 \times 10^{25} s + 2.014 \times 10^{26}}{0.1131 s^8 + 4.87 \times 10^4 s^7 + 6.344 \times 10^8 s^6 + 1.868 \times 10^{12} s^5 + 8.932 \times 10^{15} s^4 + 1.286 \times 10^{19} s^3 + 4.726 \times 10^{21} s^2 + 2.465 \times 10^{23} s + 3.231 \times 10^{24}}
\tag{4.21}$$

式(4.21) $T'_A(s)$ 之波德圖如圖 4.16 所示

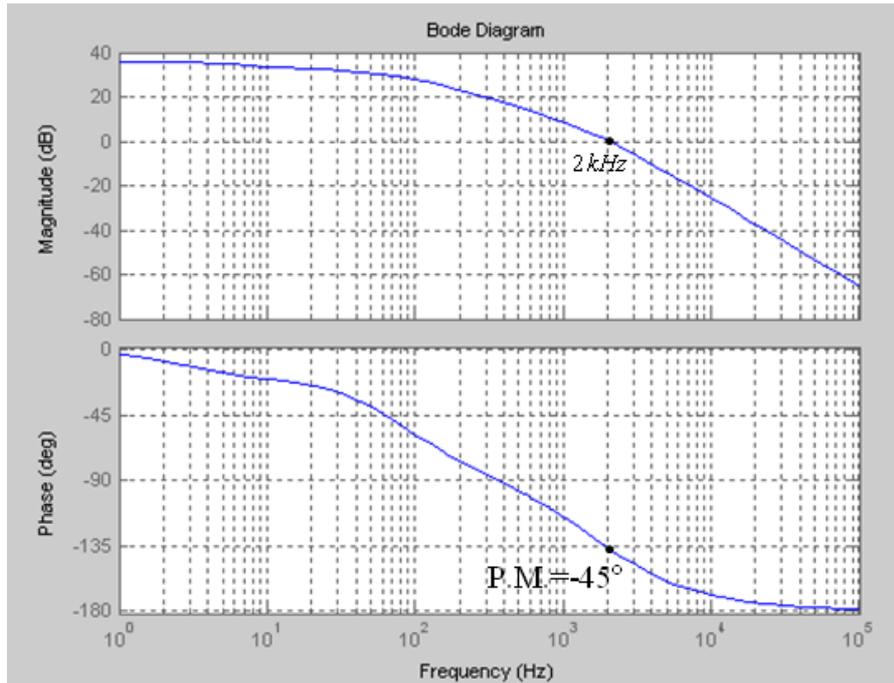


圖 4.16 補償後之迴路增益 $T'_A(s)$ 的波德圖

圖 4.17 是暫態反應模擬波形，負載由 $15\Omega \rightarrow 10\Omega$ 。上半部是輸出電壓，下半部是輸出電感平均電流。模擬時輸出電感內阻 $R_{L_0,1}=0.001\Omega$ ， $R_{L_0,2}=2\Omega$ 。

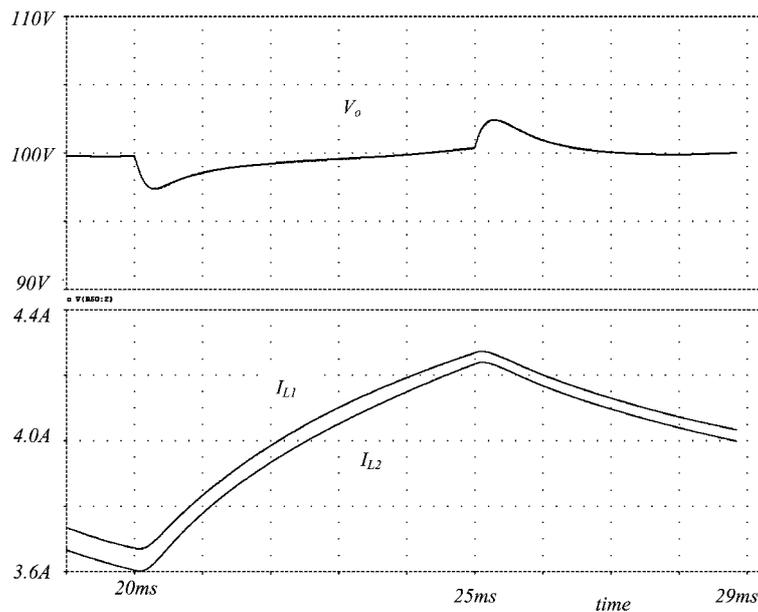


圖 4.17 負載由 $15\Omega \rightarrow 10\Omega$ 之暫態反應模擬波形

第五章

實驗結果與討論

本章將根據第三章之理論推導，實測波形與圖 3.8 之 Pspice 模擬波形作對比，於實體電路做小訊號分析結果的驗證。系統負載部分則使用吉普生(Gibson)公司所生產的石英管電暖器，利用其兩段式切換的功能來提供實驗電路的全/半載變換。並且在 5-5 中利用 Pspice，針對第四章所設計的電流均享電路在轉換器中其他元件參數值不對稱的情況下，對 CDE 所造成的影響，做結果的比較與分析。

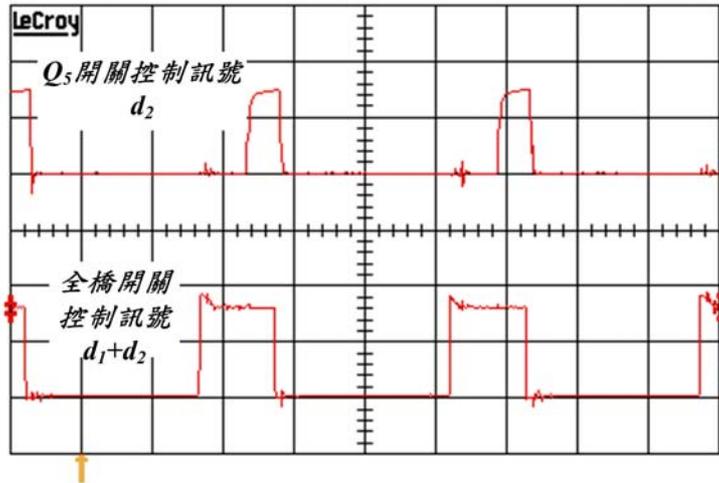
5-1 開關控制訊號波形



圖 5.1 為全載時 Q_5 開關控制訊號 d_2 與全橋開關控制訊號 d_1+d_2 波形。在盲時控制電路中，由於 Pspice 內建的 74LS02 模型與實際使用的 74LS02 內部電路不同，因此造成實測的 d_2 比模擬的 d_2 稍大，實測的 d_1+d_2 也比模擬值略大，5-2 節中會與儲能電容電壓一併說明。參考式(3.45)，令大寫符號為小寫符號之直流工作點。模擬的 $D_1=0.1718$ ， $D_2=0.1081$ ；實測的 $D_1=0.171$ ， $D_2=0.143$ 。

29-Aug-06
4:10:57

A: 3
5 μ s
10.0 V



TRACE D

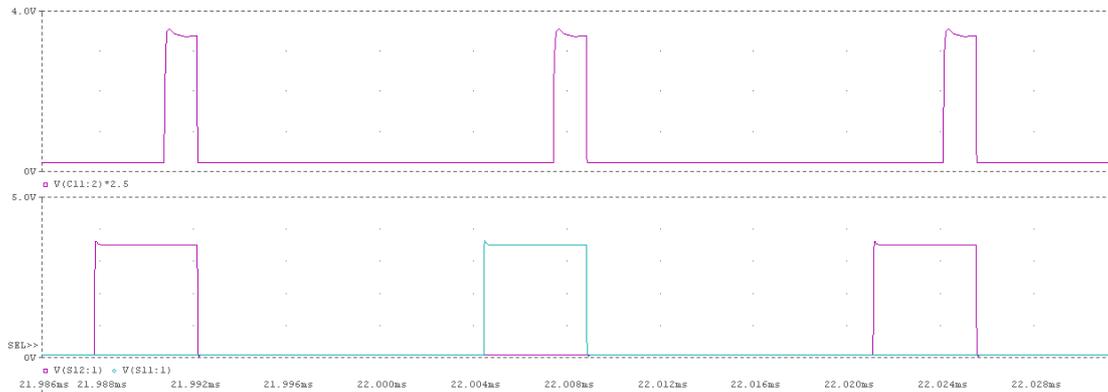
Trace

OFF On

SETUP

B: 2
5 μ s
10.0 V

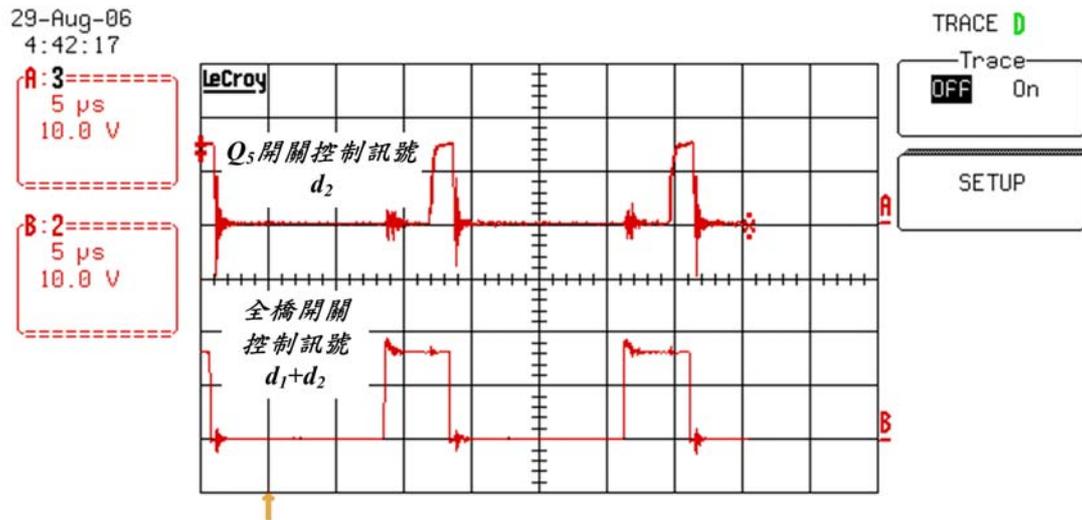
(a)實測 Q_5 開關控制訊號與全橋開關控制訊號波形(全載 660W)



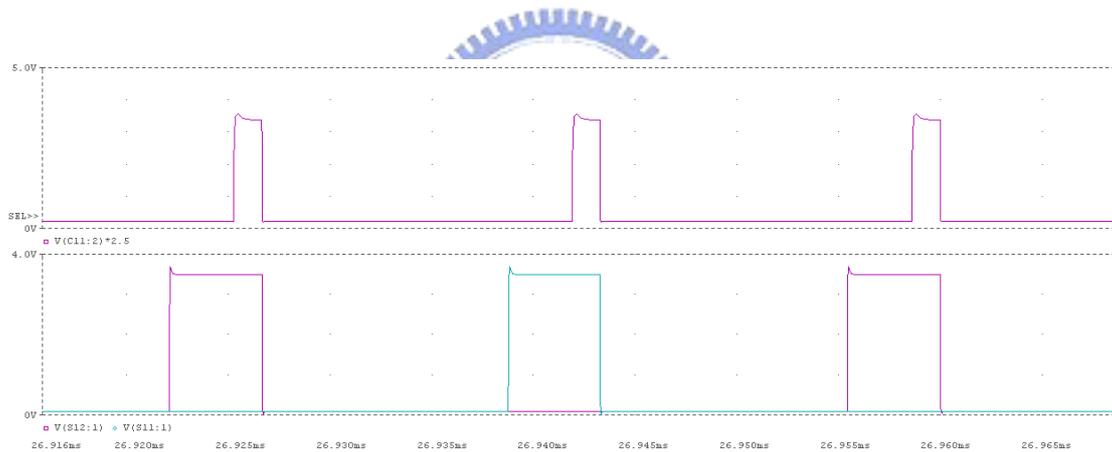
(b)模擬 Q_5 開關控制訊號與全橋開關控制訊號波形(全載 660W)

圖 5.1 Q_5 開關控制訊號與全橋開關控制訊號波形(全載 660W)

圖 5.2 為半載時 Q_5 開關控制訊號 d_2 與全橋開關控制訊號 d_1+d_2 波形。
 模擬的 $D_1=0.175$ ， $D_2=0.0814$ ；實測的 $D_1=0.155$ ， $D_2=0.114$ 。



(a) 實測 Q_5 開關控制訊號與全橋開關控制訊號波形(半載 330W)

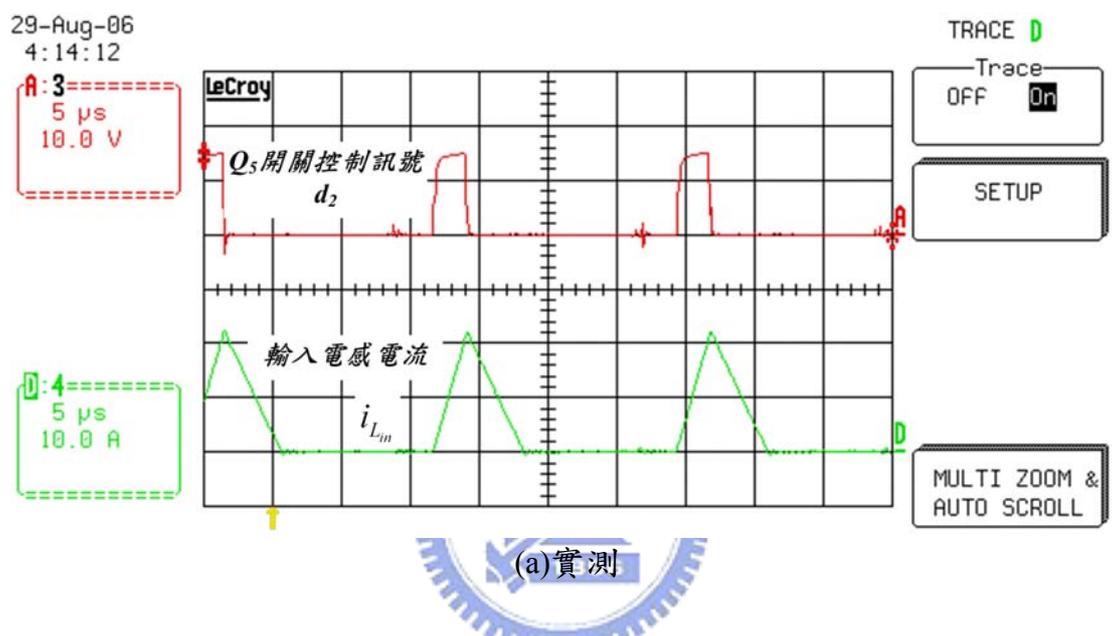


(b) 模擬 Q_5 開關控制訊號與全橋開關控制訊號波形(半載 330W)

圖 5.2 Q_5 開關控制訊號與全橋開關控制訊號波形(半載 330W)

5-2 電感電流與電容電壓之波形

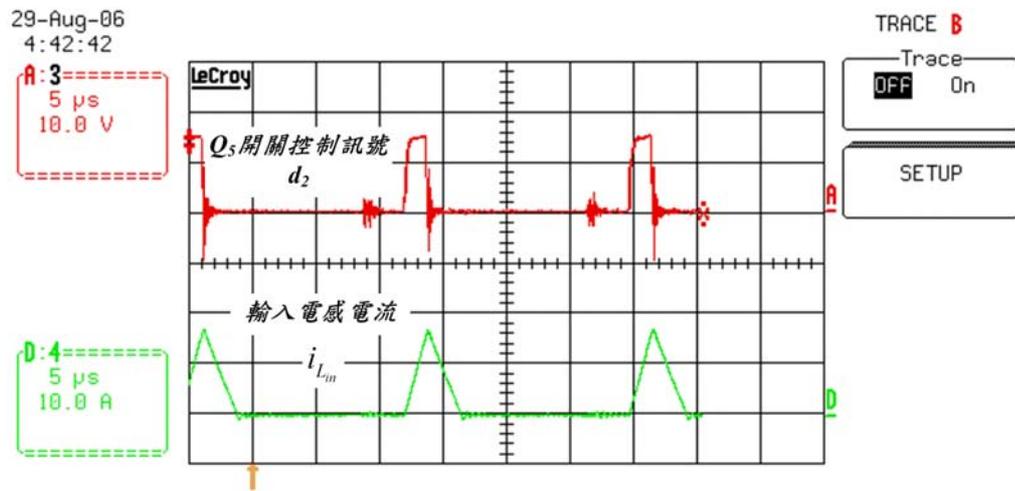
圖 5.3 為全載時 Q_5 開關控制訊號 d_2 與輸入電感電流 i_{L_m} 波形。電感電流 i_{L_m} 在 Q_5 開關導通期間開始上升， Q_5 開關導通截止後電感電流 i_{L_m} 開始下降，一直到歸零為止。由圖中可以看出 L_m 工作在 DCM 模式，並且實測與模擬的峰值均為 22A 左右，斜率也相當接近。



(b)模擬

圖 5.3 Q_5 開關控制訊號與輸入電感電流波形(全載 660W)

圖 5.4 為半載時 Q_5 開關控制訊號 d_2 與輸入電感電流 $i_{L_{in}}$ 波形。實測與模擬的峰值均為 17A 左右。



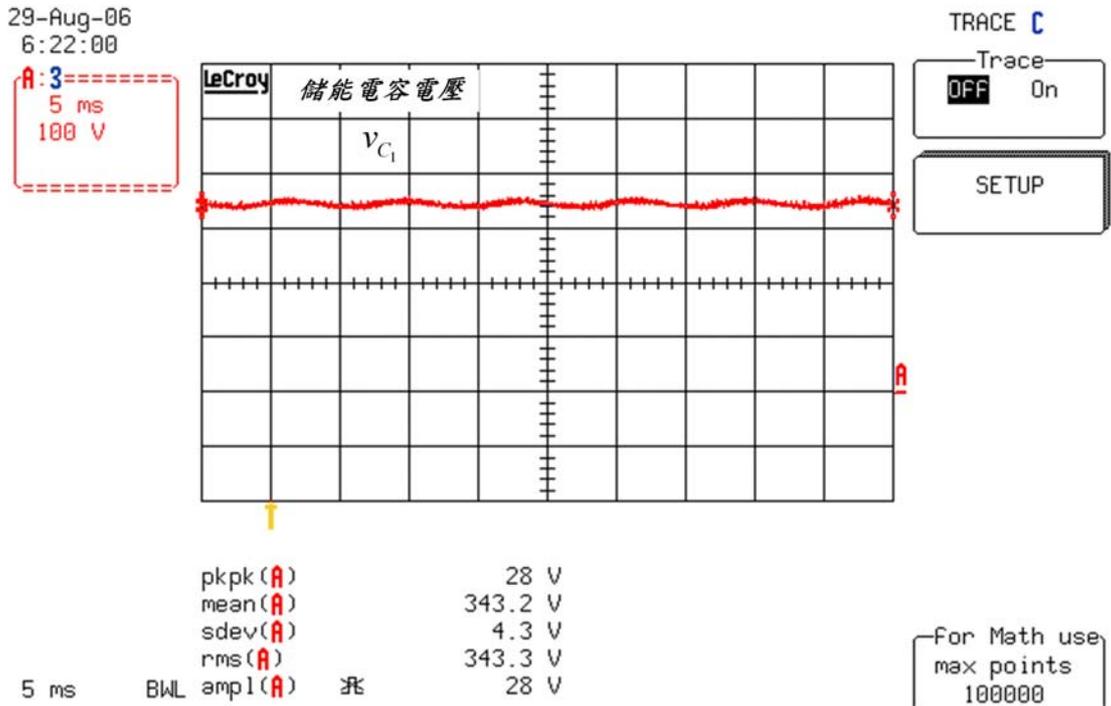
(a)實測



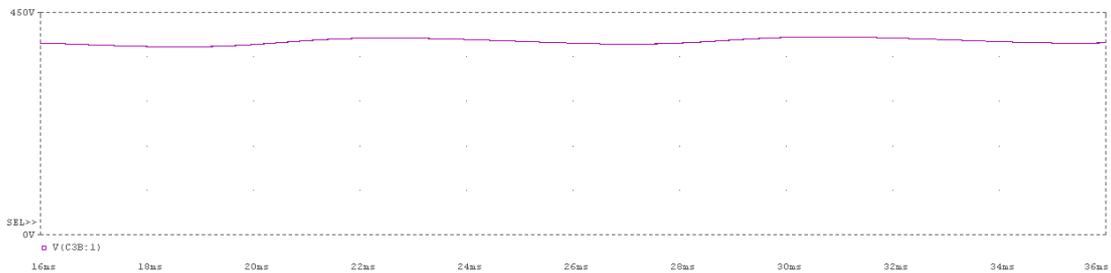
(b)模擬

圖 5.4 Q_5 開關控制訊號與輸入電感電流波形(半載 330W)

圖 5.5 為全載時儲能電容電壓 v_{C_1} 之波形。模擬之 V_{C_1} 平均值約 386V，實測顯示為 343.2V，這是因為前述 Pspice 內建的 74LS02 模型與實際使用的 74LS02 內部電路不同所造成的影響，造成實測的 D_2 比模擬時的 D_2 大。而前級可視為 DCM 模式下之昇壓轉換器，因此實測 V_{C_1} 比模擬小。又輸出電壓固定為 100V，因此實測時全橋部分導通率 D_1+D_2 就會比模擬值略大



(a)實測

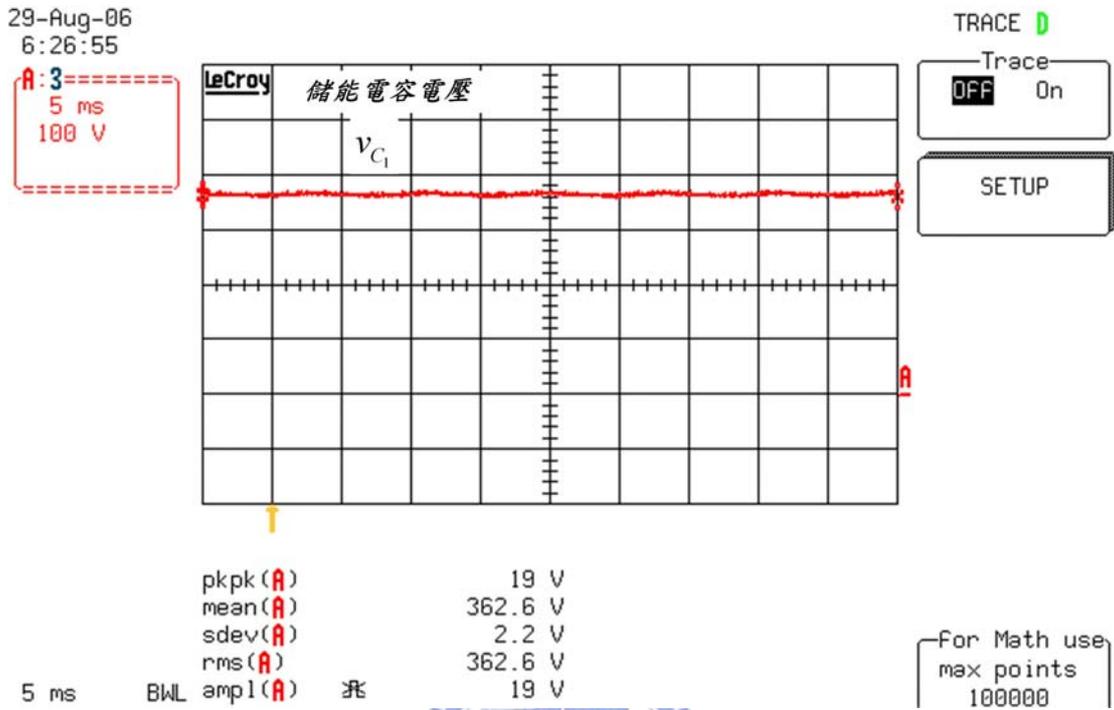


(b)模擬

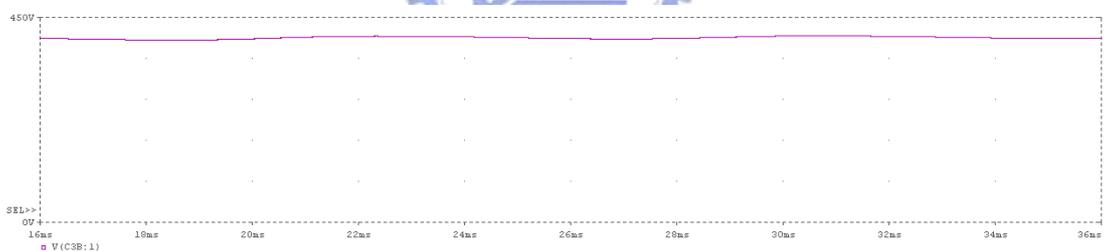
圖 5.5 儲能電容電壓波形(全載 660W)

圖 5.6 為半載時儲能電容電壓 v_{C_1} 之波形。模擬之 V_{C_1} 平均值約 406V，

實測顯示為 362.6V。



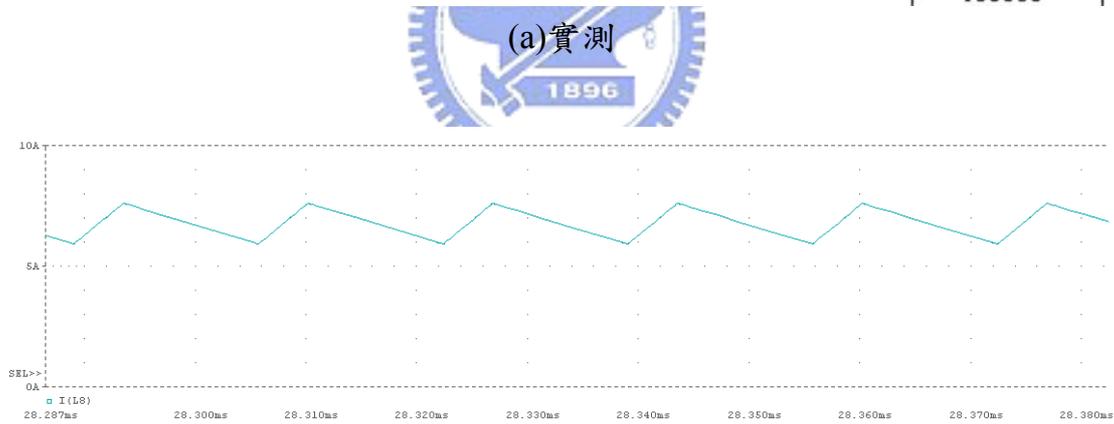
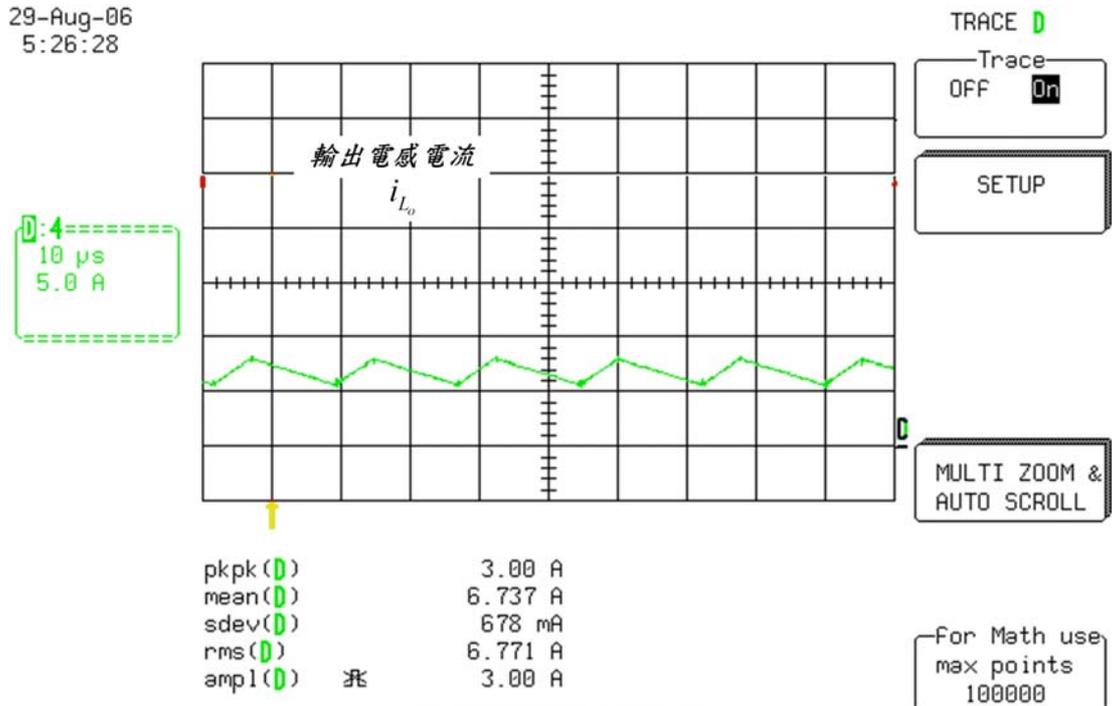
(a)實測



(b)模擬

圖 5.6 儲能電容電壓波形(半載 330W)

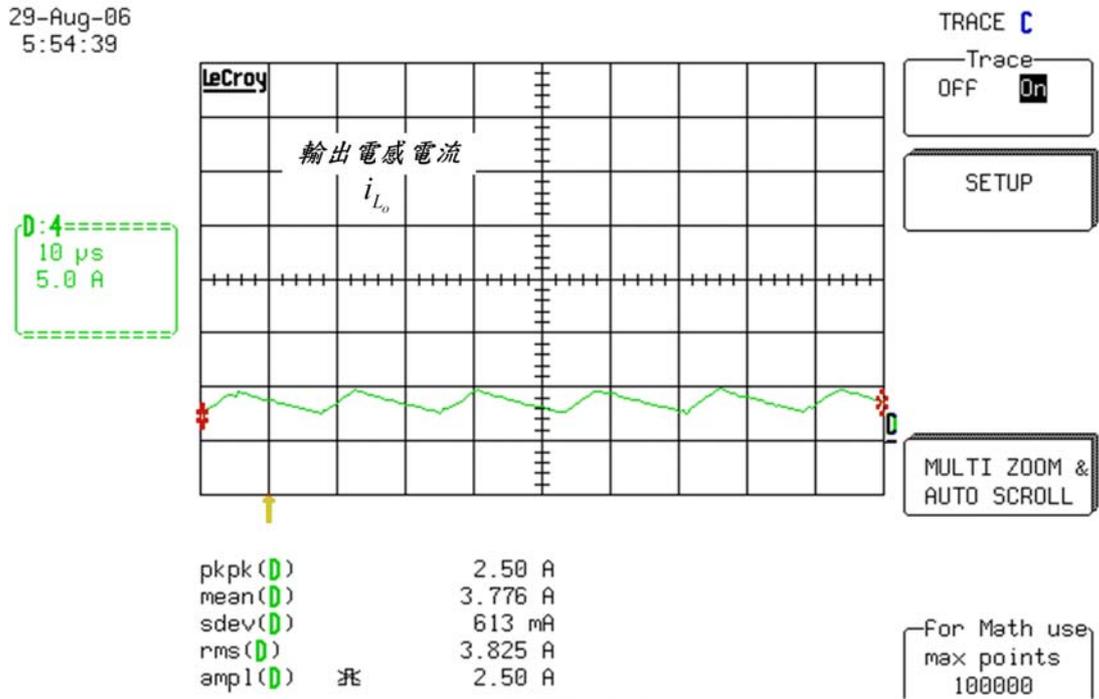
圖 5.7 為全載時輸出電感電流 i_{L_o} 之波形。 L_o 工作在 CCM 模式，實測顯示平均值為 6.737A，與模擬很接近。



(b)模擬

圖 5.7 輸出電感電流波形(全載 660W)

圖 5.8 為半載時輸出電感電流 i_{L_o} 之波形，實測顯示平均值為 3.776A。



(a)實測



(b)模擬

圖 5.8 輸出電感電流波形(半載 330W)

5-3 全橋開關電流波形與感測電阻感測電流之波形

圖 5.9 為全載時全橋開關電流與全橋開關控制訊號波形。實測可以看出兩段斜率，當 Q_5 開關導通時，全橋開關電流變化之斜率變大。實測峰值約 11A，模擬之峰值將近 12A，這是因為模擬時切換開關為理想，而實作時有部分功率消耗在切換開關上，因此效率比模擬差。

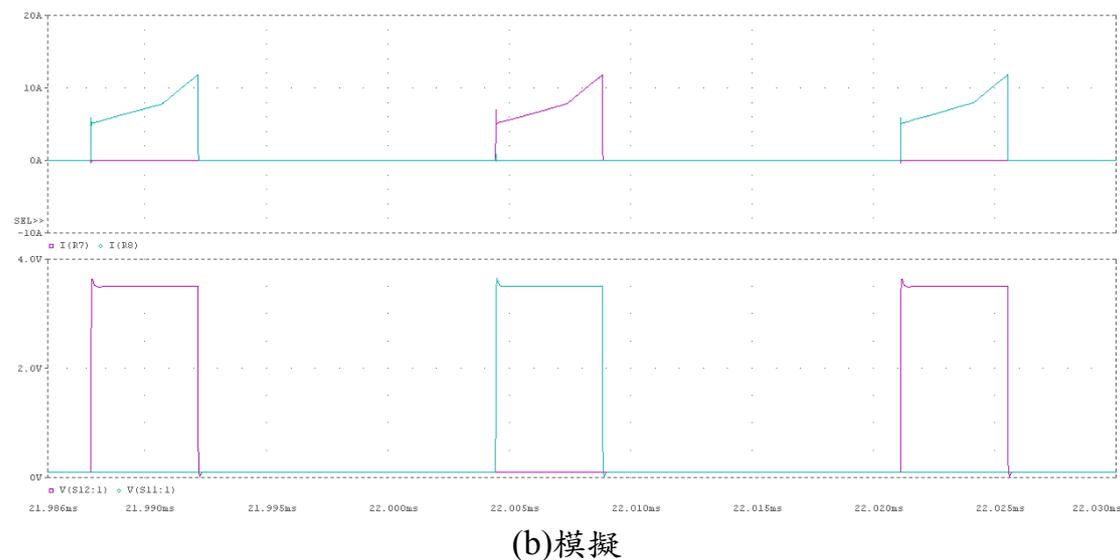
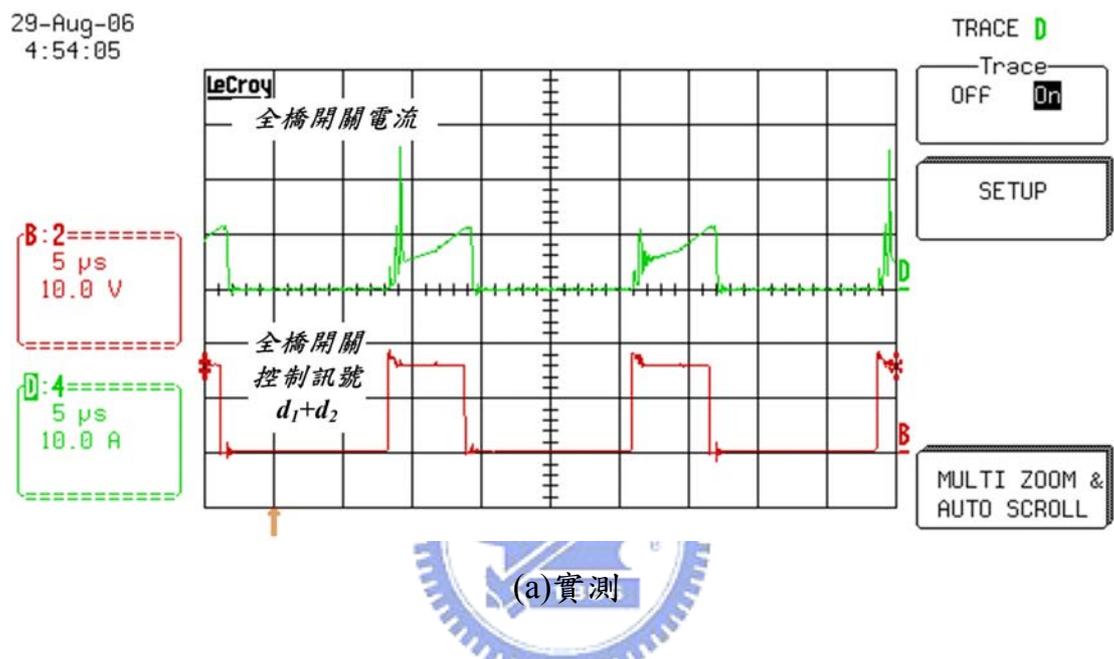
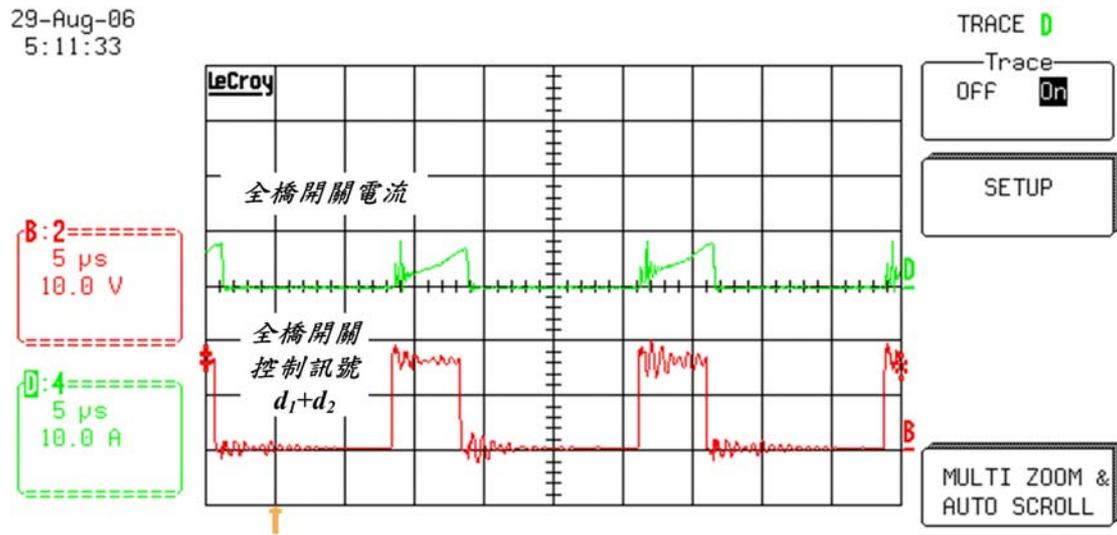
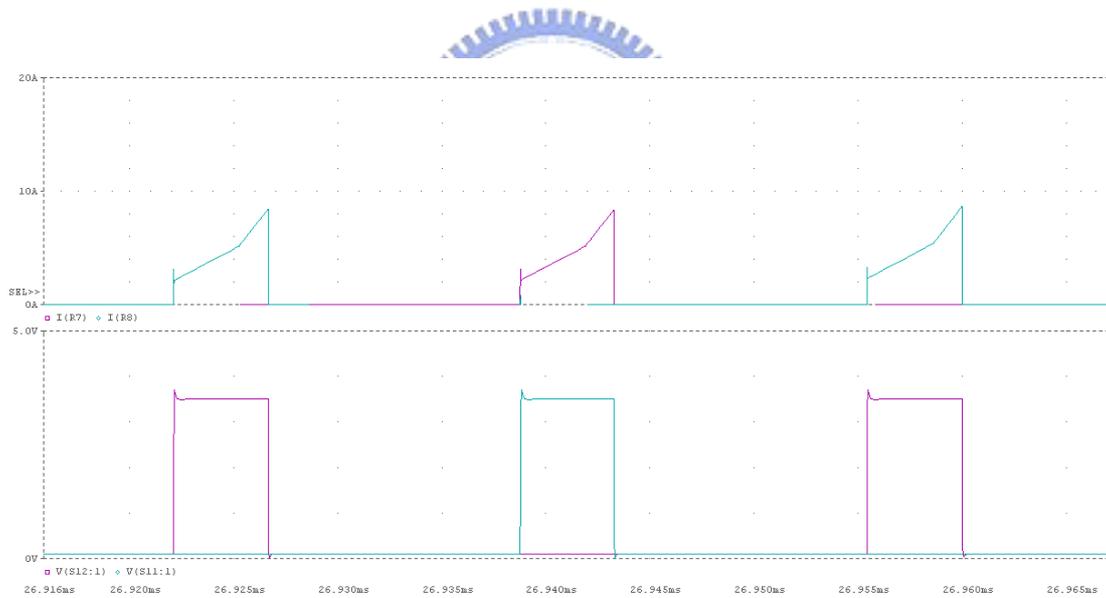


圖 5.9 全橋開關電流與全橋開關控制訊號波形(全載 660W)

圖 5.9 為半載時全橋開關電流與全橋開關控制訊號波形。實測峰值約 7.5A，模擬之峰值約 8A 左右。



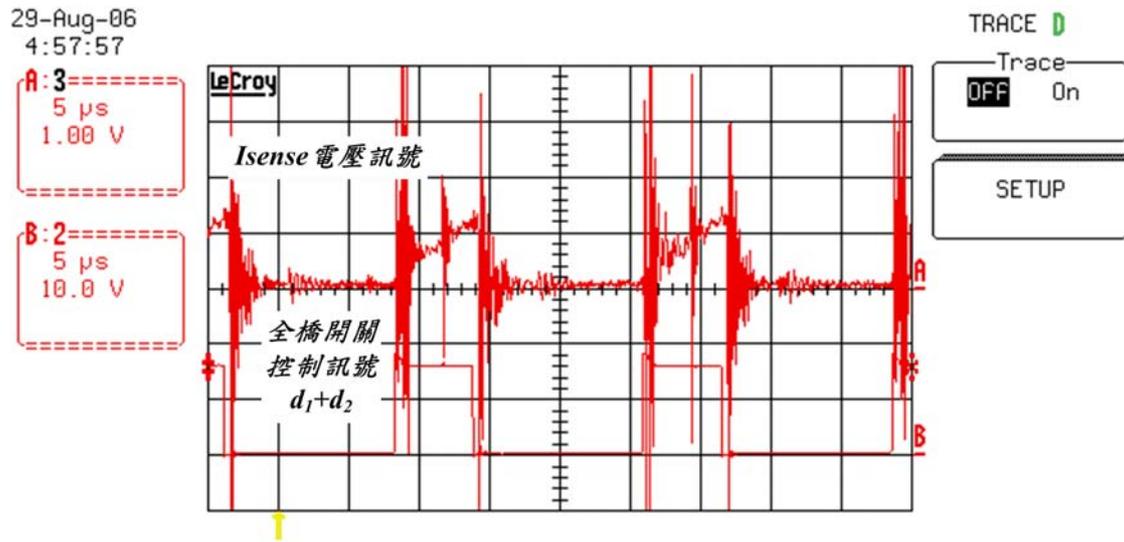
(a)實測



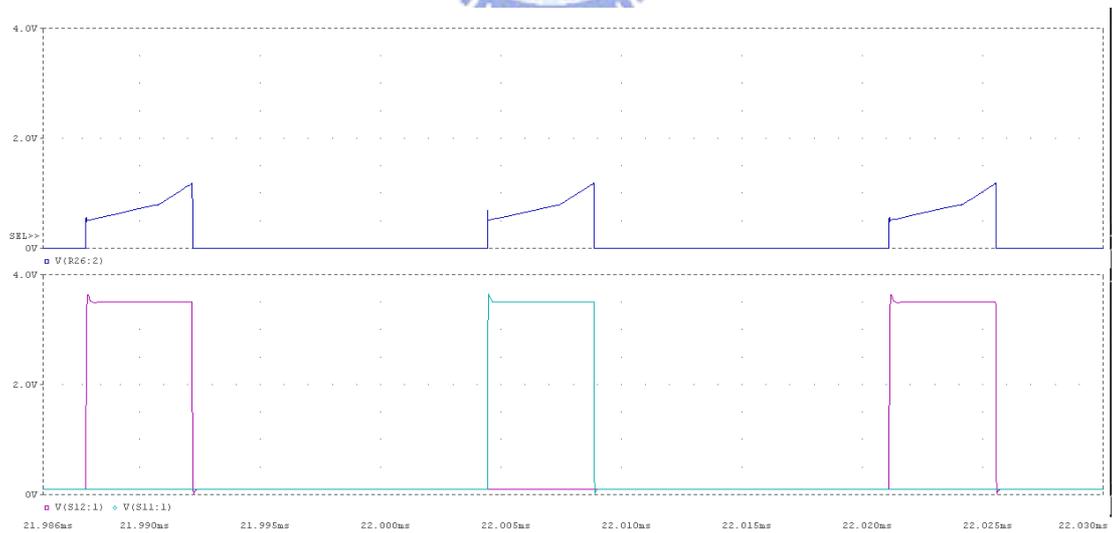
(b)模擬

圖 5.10 全橋開關電流與全橋開關控制訊號波形(半載 330W)

圖 5.11 為全載時 I_{sense} 電壓訊號與全橋開關控制訊號波形。量測時並非使用量測 I_{sense} 訊號專用的探棒，因此造成雜訊很大。但實測仍然可以得知取樣後幾乎已看不出兩段斜率，因此圖 3.12 取近似斜率是合理的假設。由模擬可以計算出 F_m 值約 0.4419(見式(3.70))，實測與模擬並沒有太大差距。



(a)實測



(b)模擬

圖 5.11 I_{sense} 電壓訊號與全橋開關控制訊號波形(全載 660W)

圖 5.12 為半載時 I_{sense} 電壓訊號與全橋開關控制訊號波形。斜率幾乎與全載時相同，由模擬可以計算出 F_m 值為 0.44 左右。某些微差異對整體系統沒有造成影響，因此其值可視為與全載時相同。

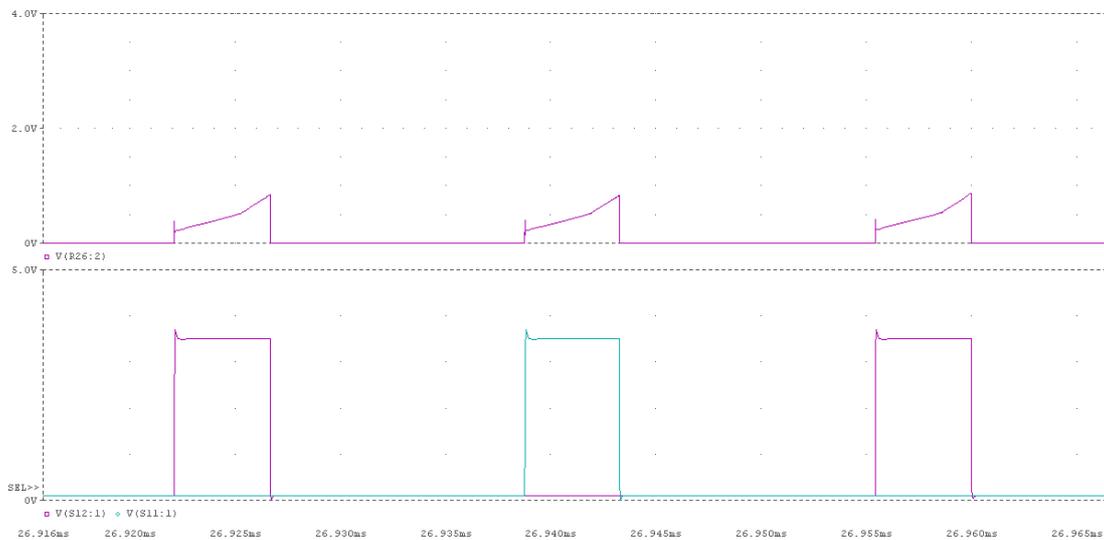
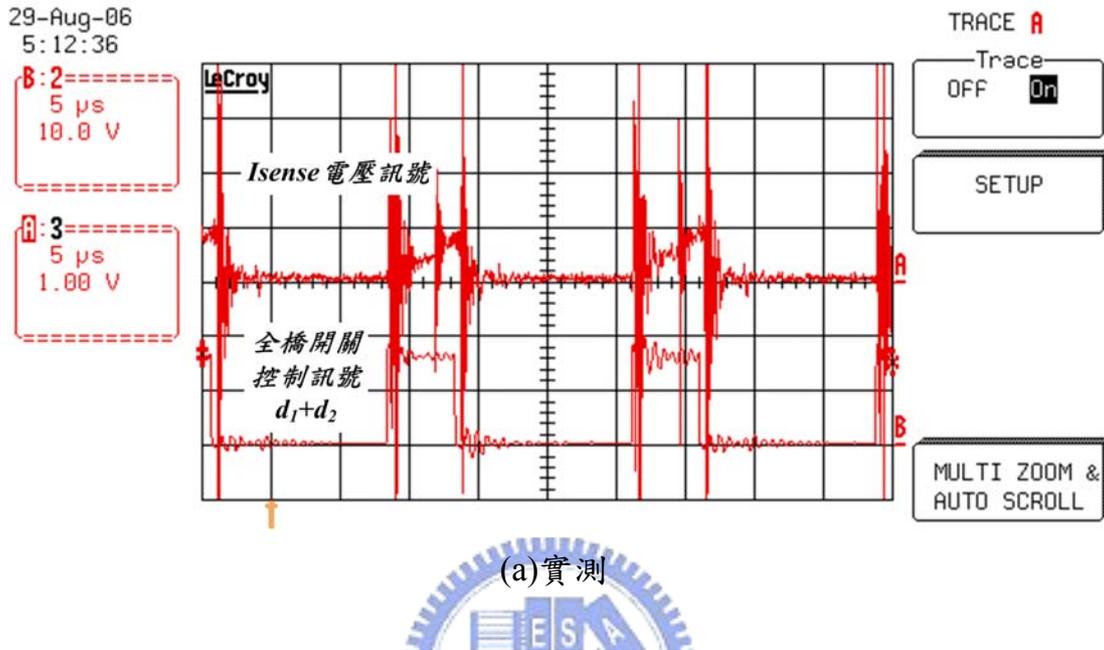


圖 5.12 I_{sense} 電壓訊號與全橋開關控制訊號波形(半載 330W)

5-4 輸出電壓之波形

由 5-1~5-3 節可以得知，式(3.86)之全載直流工作點已有改變，並且實作時輸出電容 C_2 之等效串聯電阻經量測得知為 0.05Ω ，因此 3-4 節所設計的補償器需要做修改。實測之全載直流工作點修正如下：

$$\begin{aligned}
 V_{C_1} &= 343.2(V) \\
 V_{C_2} &= 100(V) \\
 V_p &= 311(V) \\
 V_o &= 100(V) \\
 D_1 &= 0.171 \\
 D_2 &= 0.143
 \end{aligned} \tag{5.1}$$

開關切換頻率 $f_s = 60k(Hz)$ ， $T_s = 16.67(ms)$ 。依照 3-4-2 節設計補償器之步驟，針對實體電路於設計系統的 $f_c = 2kHz$ ， $\phi_m \approx 45^\circ$ ，修正補償器之參數值

如圖 5.13 所示

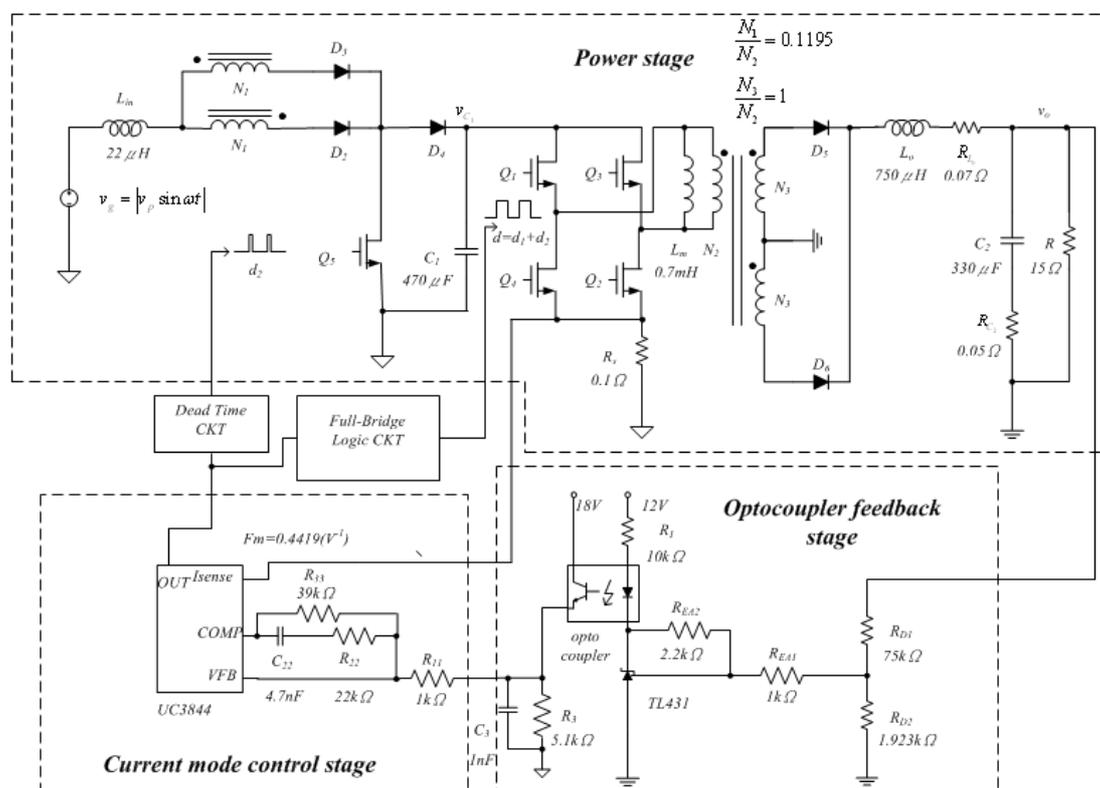


圖 5.13 實體電路閉迴路之元件及參數值

於是可以得到全載時輸出電壓如圖 5.14 所示，半載時輸出電壓如圖 5.15 所示，看出針對實體電路設計之控制器產生的穩壓效果。

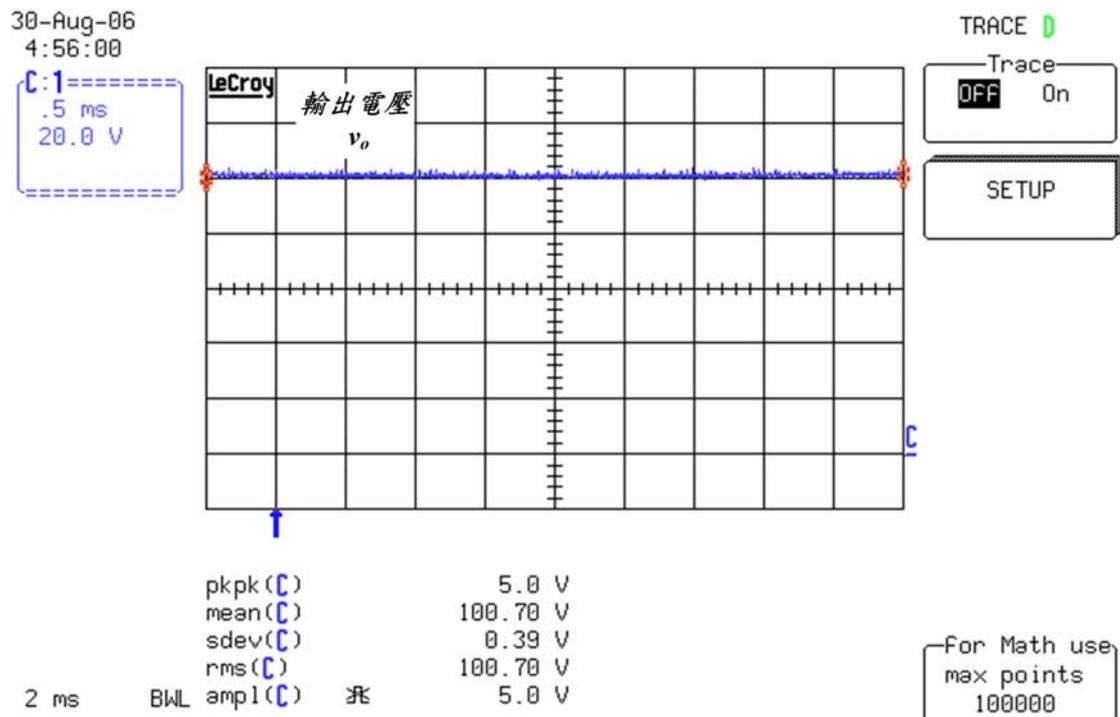


圖 5.14 實測輸出電壓波形(全載 660W)

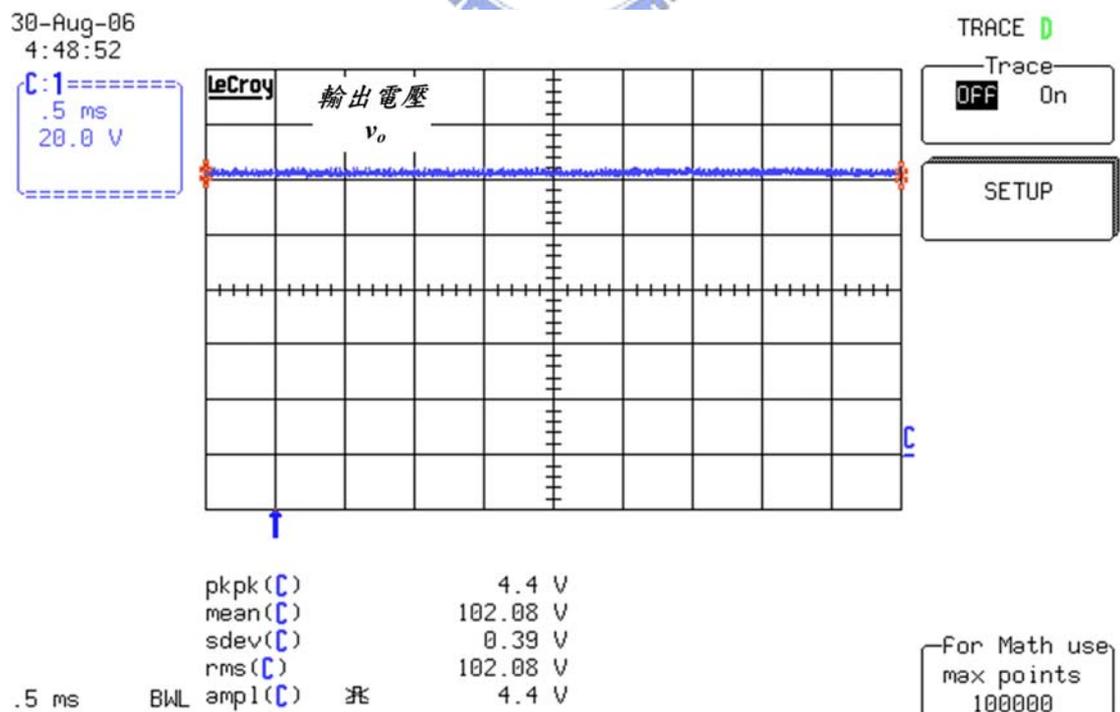


圖 5.15 實測輸出電壓波形(半載 330W)

5-5 其他元件不對稱下之 CDE 模擬比較

本節將利用 Pspice 模擬，在其他元件不對稱的情況下，測試第四章所設計的電流均享電路對單級全橋式交/直流變通型轉換器並聯時 CDE 的影響，並且做綜合的比較。(元件值同圖 4.11 及圖 4.15)

Case 1：補償器不對稱

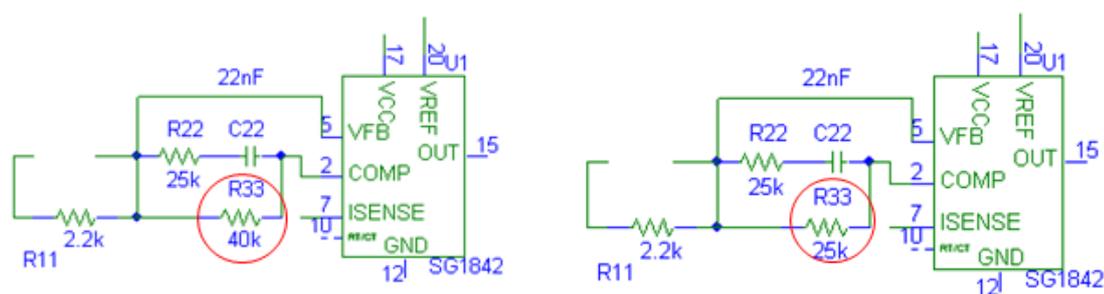
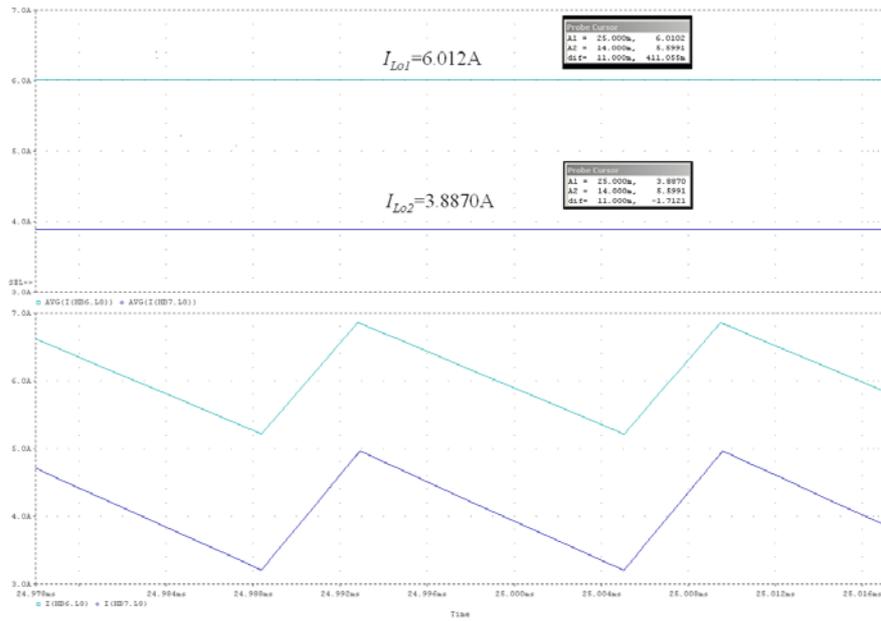
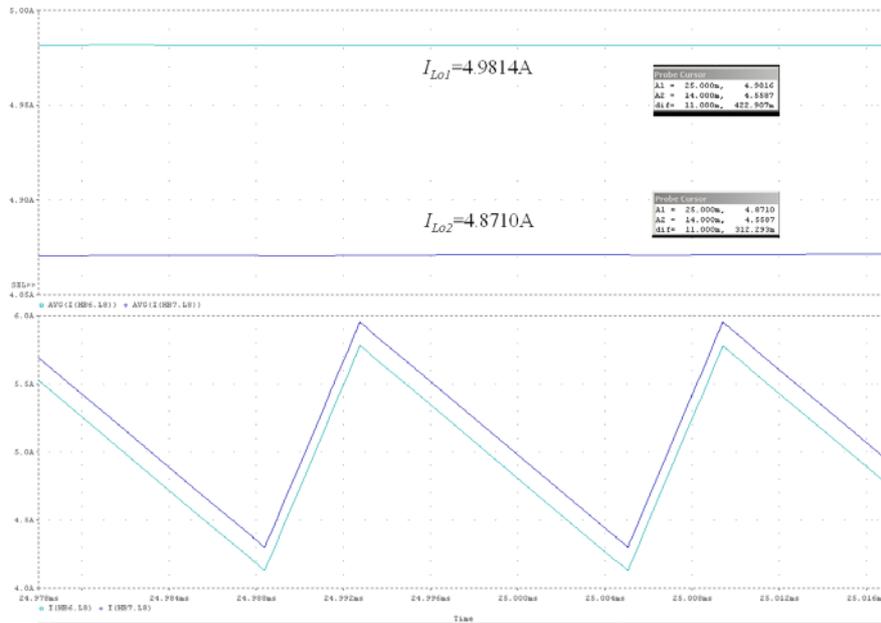


圖 5.16 補償器不對稱(左為模組一，右為模組二)

如圖 5.16 所示，改變 UC3844 上 Phase Lag 補償器的增益，觀察對其 CDE 的影響。電流分配如圖 5.17(a)(b)所示，均流前 CDE=2.1232A，均流後 CDE=0.1166A，CDE 有明顯改善。



(a)



(b)

圖 5.17 $M=-5.1$ 時補償器不對稱時的電流分配 (a)均流前 (b)均流後

Case 2：感測電阻 R_s 不對稱

令模組一的偵測全橋開關電流波形的感測電阻為 R_{s1} ，模組二的感測電阻為 R_{s2} 。當 $R_{s1}=0.1\Omega$ ， $R_{s2}=0.06\Omega$ 時，電流分配如圖 5.18(a)(b) 所示，均流前 CDE=3.5353A，均流後 CDE=0.1766A，CDE 有明顯改善。

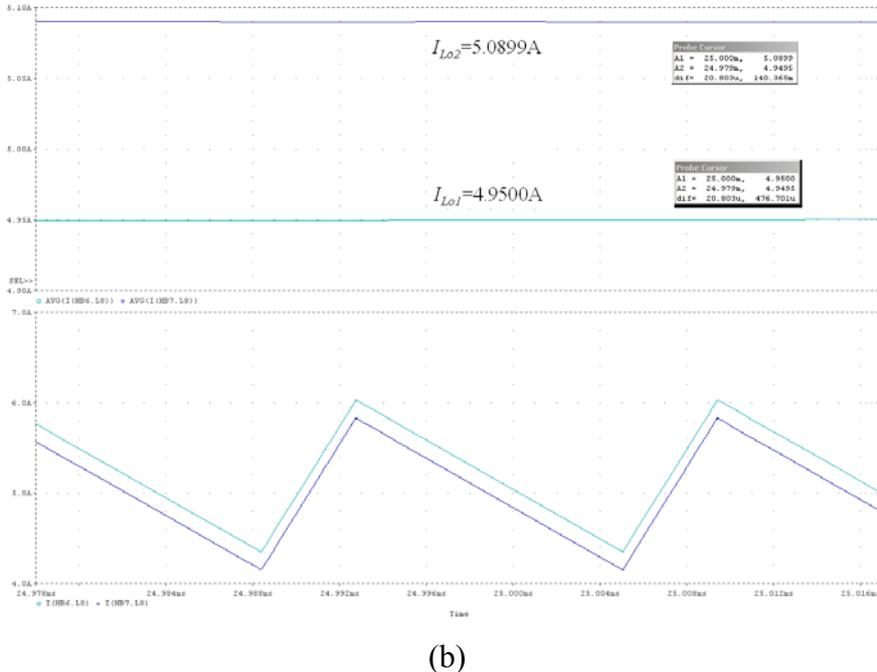
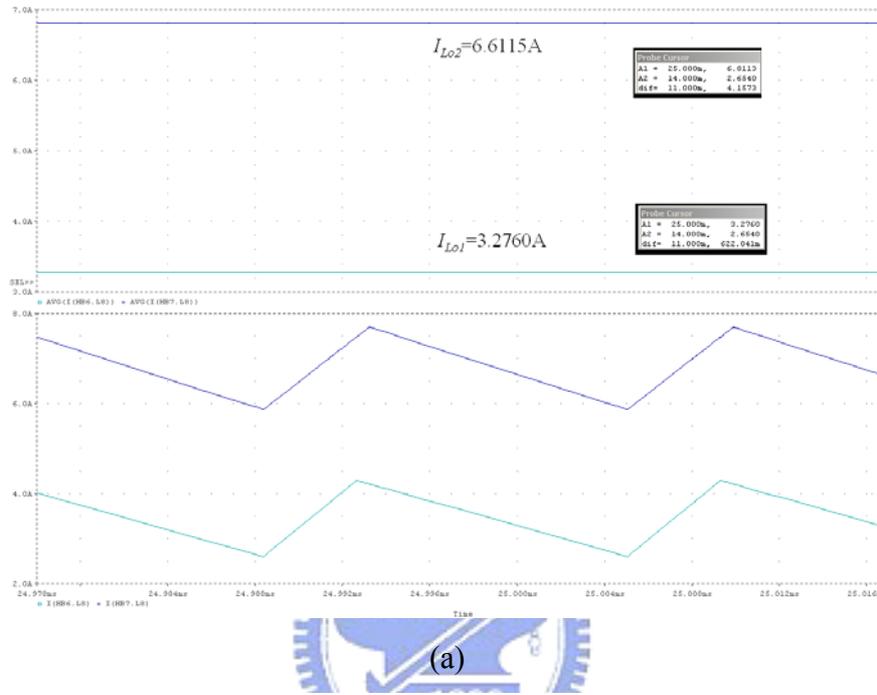
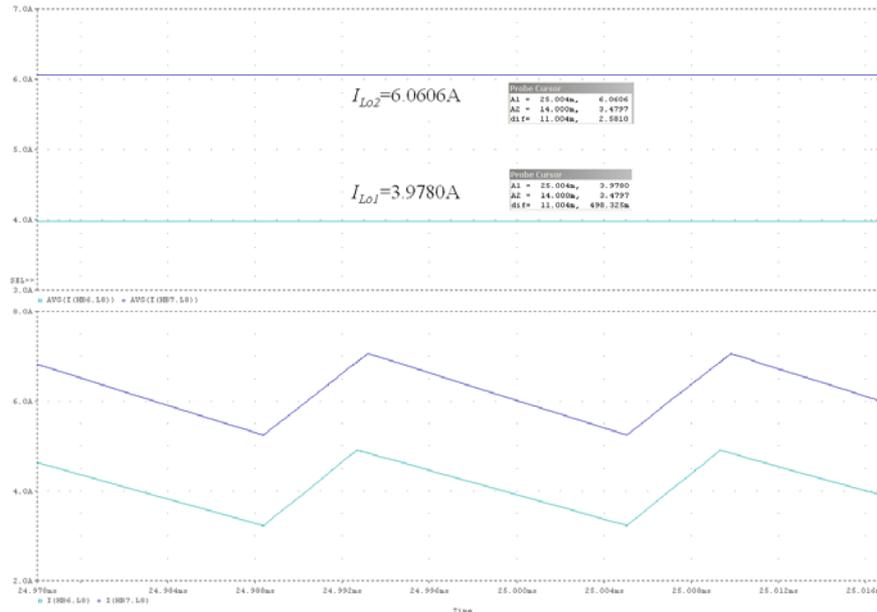


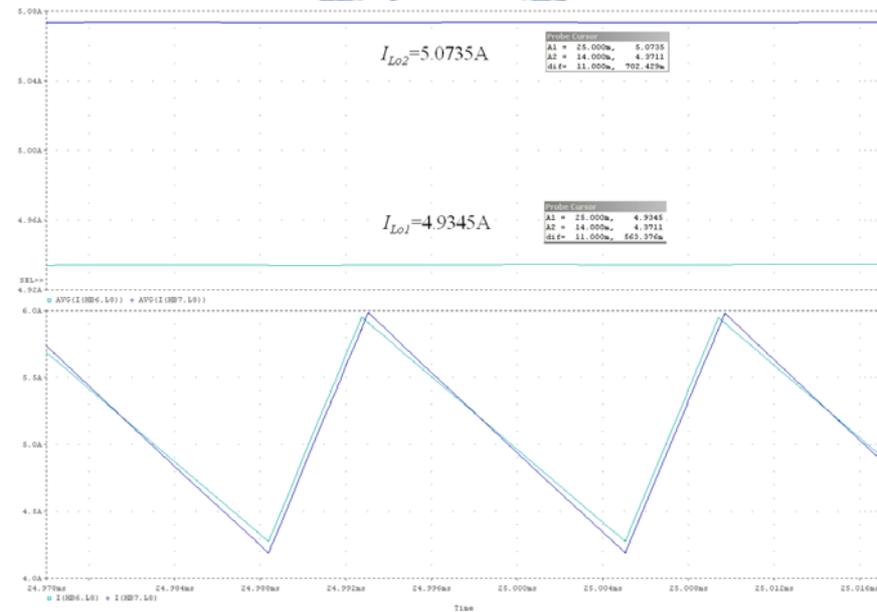
圖 5.18 $M=5.1$ 時感測電阻不對稱時的電流分配 (a)均流前 (b)均流後

Case 3：輸出電感的等效串聯電阻、補償器與感測電阻 R_s 都不對稱

當輸出電感內阻 $R_{L01}=0.001\Omega$ ， $R_{L02}=2\Omega$ 且 $R_{s1}=0.1\Omega$ ， $R_{s2}=0.06\Omega$ ，同時圖 5.16 所示補償器也不對稱的情況下，電流分配如圖 5.19(a)(b)所示，均流前 CDE=2.0826A，均流後 CDE=0.0157A，CDE 仍然可以改善。



(a)



(b)

圖 5.19 $M=-5.1$ 時三種元件都不對稱時的電流分配 (a)均流前 (b)均流後

由圖 5.17、圖 5.18 及圖 5.19 可以看出，第四章所設計的電流均享控制電路，可以適用於輸出電感之內阻以外的元件不對稱情況，並且在多組元件不對稱的情況下，只要 M 值調整得當，調整電路仍然維持均享的效果。表 5-1 至表 5-4 為利用 Pspice 模擬在輸出電壓為 100V， $R=10\Omega$ 的情況下，當不同元件不對稱的情形發生時，分別列出模組一及模組二所對應的輸出電感平均電流，比較 M 值與 CDE 的關係。

M	L1 平均電流	L2 平均電流	CDE
0	5.1595	4.9545	0.205
-0.5	5.0747	5.0338	0.0409
-1	5.0672	5.0398	0.0274
-5.1	4.9484	4.9773	0.0289
-51	4.7967	4.796	0.007

表 5-1 輸出電感內阻不對稱時 M 與 CDE 的關係對照

$$(R_{L_1}=0.001\Omega, R_{L_2}=2\Omega)$$

M	L1 平均電流	L2 平均電流	CDE
0	6.0102	3.887	2.1232
-0.5	5.5677	4.3247	1.0312
-1	5.351	4.5365	0.8145
-5.1	4.9816	4.871	0.1166
-51	4.7666	4.7613	0.0053

表 5-2 補償器不對稱時 M 與 CDE 的關係對照

$$(\text{模組一之 } R_{33}=40k, \text{ 模組一之 } R_{33}=25k)$$

M	L1平均電流	L2平均電流	CDE
0	3.276	6.8113	3.5353
-0.5	4.3839	5.6654	1.2815
-1	4.6649	5.4102	0.7453
-5.1	4.9161	5.0927	0.1766
-51	4.8151	4.8457	0.0306

表 5-3 感測電阻不對稱時 M 與 CDE 的關係對照

$$(R_{s1}=0.1\Omega, R_{s2}=0.06\Omega)$$

M	L1平均電流	L2平均電流	CDE
0	3.978	6.0606	2.0826
-0.5	4.5638	5.4763	0.9125
-1	4.7257	5.3126	0.5869
-5.1	4.9345	5.0735	0.142
-51	4.8275	4.8432	0.0157

表 5-4 三種元件都不對稱時 M 與 CDE 的關係對照

$$(R_{L_{o1}}=0.001\Omega, R_{L_{o2}}=2\Omega; \text{模組一之 } R_{33}=40k, \text{模組二之 } R_{33}=25k;$$

$$R_{s1}=0.1\Omega, R_{s2}=0.06\Omega)$$

由表 5-1 至表 5-4 可以看出 M 負值越大，對 CDE 改善的程度就越好。但在 $M=-51$ 時，電流分配已經相當接近，但此時輸出電流總和已不為 10A，輸出電壓開始下降。這是由於 M 的迴授量過大，反而支配了系統的穩態響應。另外在表 5-2 至 5-4 可以看出在補償器或感測電阻產生不對稱的情形下，均流之前的 CDE 值相當大，均流以後平均電流的改變率為 25%至 53%左右，在這些情況下 4-2 節所得並聯時的小訊號模型並不適用。因此在表 5-1 中，並且 M 在一定的範圍內，輸出電壓維持 100V 的情形下，4-2 節之並聯小訊號模型始可以應用。

第六章

結論與展望

6-1 結論

本文所推導之單級全橋式交/直流變通型轉換器之小訊號轉換函數，參數眾多且數學式繁雜，並且產生非線性部分需要作線性化的近似。然而除了以 Pspice 模擬電路驗證之外，亦可從全橋轉換器的角度大致判斷導通率至輸出電壓之轉換函數 $G_{vd}(s)$ 的正確性。假設全橋直/直流部分的導通率至輸出電壓之轉換函數為 $G'_{vd}(s)$ 。由於儲能電容漣波電壓比例不大，若將儲能電容電壓視為常數，則 $G_{vd}(s)$ 應當近似於 $G'_{vd}(s)$ 。而從第三章 $G_{vd}(s)$ 的推導結果可以發現其增益與相位僅在 10Hz 以下略不同於 $G'_{vd}(s)$ ，10Hz 以上幾乎完全重疊。並且由 3-5-1 輸入為直流時的轉換函數所繪出之波德圖，可以看出低頻部分些微的差異對閉迴路的特性幾乎沒有影響。我們也在 Pspice 下的做波德圖的量測驗證，在 3-5-2 中 Pspice 之波德圖產生電路在針對電路的開迴路架構作頻率掃瞄時，我們發現擺頻信號輸入的振幅需有所限制。模擬時若當輸入振幅稍大，則二次側之變壓器跨壓不正常，會使得輸出電感電流非工作在 CCM 模式，造成波德圖與理論推導發生誤差。然而輸入振幅若過小會使頻率能掃瞄的範圍越小，因此輸入振幅的值需要妥善調整，才能得到最實用的結果。而電流均享電路是基於輸出電感內阻不對稱的理論所建立的，但是所設計出來的電路適用於各種元件不對稱的情況。

6-2 展望

國內外此架構之單級全橋式轉換器小訊號推導的文獻發表甚少，本文之小訊號推導過程可供讀者對本電路之小訊號操作更為清晰，並且當設計者推導其他架構之單級式轉換器轉換函數時，本文之推導過程可供參考。Pspice 之波德圖產生器可應用於別種架構的轉換器中，對開迴路轉換函數的推導也產生幫助。而本文所設計之電流均享電路，電路可朝更精簡方向改進，例如以 UC3907 設計，以助於高功率需求之模組擴充設計。



參考文獻

- [1] D. Abud, F. Canales and J. Arau, “Design of a two stage, 1 kW AC/DC power factor pre-regulator, using the FB-ZVS-PWM topology,” in *Proc. of CIEP*, 1993, pp. 129-134.
- [2] M. Madigan, R. Erickson and E. Ismail, “Integrated high-quality rectifier-regulators,” in *Proc. IEEE PESC*, 1992, pp. 1043-1051.
- [3] I. Takahashi and R. Y. Igarashi, “A switching power supply of 99% power factor by dither rectifier,” in *Proc. of INTELEC*, 1991, pp. 714-719.
- [4] R. Redl, L. Balogh and N. O. Sokal, “A new family of single-stage isolated power-factor correctors with fast regulation of the output voltage,” in *Proc. of IEEE PESC*, 1994, pp. 1137-1144.
- [5] Mei Qiu, G. Moschopoulos, H. Pinheiro and P. Jain, “A PWM full-bridge converter with natural input power factor correction,” in *Proc. of IEEE PESC*, 1998, pp. 1605-1611.
- [6] 劉興富，新型式單相單級交流轉直流且具有輸入電流修飾的電源轉換器，交通大學電機與控制工程系博士論文，2005。
- [7] R. D. Middlebrook and S. Cuk, ”A General Unified Approach to Modeling Switching-Converter Power Stages, “in *Proc. of IEEE PESC*, 1976, pp.18-34.
- [8] V. Vorperian, “Simplified analysis of PWM converters using model of PWM switch. Continuous conduction mode,” *IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems* , vol. 26, pp. 490-496, 1990.

- [9] V. Vorperian, "Simplified analysis of PWM converters using model of PWM switch. II. Discontinuous conduction mode," *IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 26, pp. 497-505, 1990.
- [10] S. N. Manias and G. Kostakis, "Modular DC-DC converter for high output voltage applications," in *Proc. of Inst. Elect. Eng.*, vol. 140, no. 2, 1993, pp. 97-102.
- [11] Jian Sun, D. M. Mitchell, M. F. Greuel, P. T. Krein and R. M. Bass, "Averaged modeling of PWM converters operating in discontinuous conduction mode," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 16, pp. 482-492, 2001.
- [12] S. Cuk and R. D. Middlebrook, "A general unified approach to modeling switching DC-to-DC converters in discontinuous conduction mode," in *Proc. of IEEE PESC*, 1977, pp. 36-57.
- [13] T. F. Wu, K. Siri and C. Q. Lee, "Reliability improvement in parallel connected converter systems," in *Proc. of IEEE Industrial Electronics, Control Instrumentation Conf.*, vol. 1, 1991, pp. 429-434.
- [14] L. Thorsell and P. Lindman, "Reliability analysis of a direct parallel connected $n+1$ redundant power system based on highly reliable DC/DC modules," in *Proc. of IEEE Int. Telecommunications Energy Conf.*, 1988, pp. 551-556.
- [15] K. Siri, C. Q. Lee and T. F. Wu, "Current distribution control for parallel connected converters. I," *IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 28, pp. 829-840, 1992.
- [16] D. J. Perreault, R. L. Selders Jr and J. G. Kassakian, "Frequency-based current-sharing techniques for paralleled power converters," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 13, pp. 626-634, 1998.

- [17] R. Ayyanar, R. Giri and N. Mohan, "Active input-voltage and load-current sharing in input-series and output-parallel connected modular DC-DC converters using dynamic input-voltage reference scheme," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 19, pp. 1462-1473, 2004.
- [18] Ramesh Giri, Raja Ayyanar and E. Ledezma, "Input-series and output-series connected modular DC-DC converters with active input voltage and output voltage sharing," *IEEE Trans. on Power Electronics* vol. 3. , pp. 1751-1756, 2004.
- [19] K. Siri, C. Q. Lee and T. -. Wu, "Current distribution control for parallel connected converters I," *IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 28, pp. 829-840, 1992.
- [20] B. T. Irving and M. M. Jovanovic, "Analysis, design, and performance evaluation of droop current-sharing method," in *Proc. of IEEE APEC*, 2000, pp. 235-241.
- [21] Jung-Won Kim, Hang-Seok Choi and Bo Hyung Cho, "A novel droop method for converter parallel operation," *IEEE Trans. on Power Electronics* , vol. 17, pp. 25-32, 2002.
- [22] J. S. Glaser and A. F. Witulski, "Output plane analysis of load-sharing in multiple-module converter systems," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 9, pp. 43-50, 1994.
- [23] Y. Panov, J. Rajagopalan and F. C. Lee, "Analysis and design of N paralleled DC-DC converters with master-slave current-sharing control," in *Proc. of IEEE APEC*, 1997, pp. 436-442.
- [24] M. Jordan, UC3907 load share IC simplifies parallel power supply design, in *Unitrode Applicat. Not U-129*, 2004.

- [25] K. T. Small, "Single wire current share paralleling of power supply," U. S. Patent 4 717 833, Jan. 1988.
- [26] V. J. Thottuvelil and G. C. Verghese, "Analysis and control design of paralleled DC/DC converters with current sharing," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 13, pp. 635-644, 1998.
- [27] M. M. Jovanovic, D. E. Crow and Lieu Fang-Yi, "A novel, low-cost implementation of "democratic" load-current sharing of paralleled converter modules," *IEEE Trans. on Power Electron*, pp. 420-427, 1994.
- [28] Shiguo Luo, Zhihong Ye, Ray-Lee Lin and F. C. Lee, "A classification and evaluation of paralleling methods for power supply modules," in *Proc. of IEEE PESC*, 1999, pp. 901-908.
- [29] 經濟部工業局九十三年度工業技術人才培訓計畫講義, 專案計畫名稱: 照明技術人才培訓計畫, 課程名稱: 電力換器之電流模式及並聯操作控制技術, 2004年7月15-16日
- [30] 張銘智, "嶄新單級隔離式高功因電力轉換器之分析與控制器之設計" 成功大學工程科學學系碩士論文, 2002。
- [31] J. Sun and H. Grotstollen, "Averaged modelling of switching power converters: Reformulation and theoretical basis," in *Proc. of IEEE PESC*, 1992, pp. 1165-1172.
- [32] J. Sun and H. Grotstollen, "Averaged modeling and analysis of resonant converters," in *Proc. of IEEE PESC*, 1993, pp. 707-713.
- [33] R. B. Ridley, "A new, continuous-time model for current-mode control [power convertors]," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 6, pp. 271-280, 1991.
- [34] W. Kleebchampee and C. Bunlaksananusorn, "Modeling and control design of a current-mode controlled flyback converter with optocoupler

- feedback,” in *Proc. of IEEE PEDS*, 2005, pp. 787-792.
- [35] Y. Panov and M. M. Jovanovic, “Small-signal analysis and control design of isolated power supplies with optocoupler feedback,” *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 20, pp. 823-832, 2005.
- [36] Jung-Won Kim, Jung-Sik Yon and B. H. Cho, “Modeling, control, and design of input-series-output-parallel-connected converter for high-speed-train power system,” *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 48, pp. 536-544, 2001.
- [37] B. Choi, B. H. Cho, R. B. Ridley and F. C. Lee, “Control strategy for multi-module parallel converter system,” in *Proc. of IEEE PESC*, pp. 225-234, 1990.
- [38] Erickson, Robert W. and Dragan Maksimovic, *Fundamentals of Power Electronics*, 2nd ed.; Norwell, Mass.: Kluwer Academic, 2001.

