

國立交通大學

電控工程研究所

碩士論文



研究 生：溫子安

指 導 教 授：陳鴻祺 博士

中華民國九十九年十一月

併網型直流匯流排系統之電壓控制

Voltage Control for Bi-Directional Grid-Tied DC Bus System

研究 生：溫子安

Student : Zu-An Wen

指 導 教 授：陳 鴻 褒

Advisor : Hung-Chi Chen



Submitted to Institute of Electrical Control Engineering

College of Electrical and Computer Engineering

National Chiao Tung University

in partial Fulfillment of the Requirements

for the Degree of

Master

in

Electrical and Control Engineering

Nov. 2010

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國九十九年十一月

併網型直流匯流排系統之電壓控制

研究生：溫子安

指導教授：陳鴻祺 博士

國立交通大學電控工程研究所

摘要

本篇論文是利用一組全橋電路，實現具雙向功率潮流特性的直流匯流排系統。在控制方法上，不同於傳統多迴路電流感測控制必須偵測輸入電壓、輸出電壓以及電感電流，本論文提出一只感測輸入電壓及輸出電壓的控制，並利用演算方式控制輸入電流使其達到功因校正且在直流鏈亦可維持一穩定直流電壓，提供能量供應後級使用，若後級電路有併接發電設備如太陽能發電、風力發電、電池等，發電功率若大過於負載，能量回送至直流鏈，本控制器也能將其能量做功因校正並回送至前級並聯的市電端，在前級輸入電壓失真且後級發電設備與負載間功率平衡拉扯的情況下，都能夠維持輸出電壓保持為一穩定命令電壓，且輸入電流為弦波。

Voltage Control for Bi-Directional Grid-Tied DC Bus System

Student : Zu-An Wen

Advisor : Hung-Chi Chen

Institute of Electrical Control Engineering
National Chiao Tung University

Abstract

In this paper, full bridge circuit is used to develop the Bi-directional Grid –type DC Bus System. The sustainable energy such as solar energy, wind energy and the energy storage equipment such as battery are connected to the dc voltage. When the generated power is greater than the dc load, the DC Bus system must feedback the power to the grid. On the contrary, the DC Bus System must get power from grid when the generated power is not large enough to supply the dc load. Compared with the conventional multi-loop control sensing input voltage, output voltage and current the proposed control senses only input and output voltage. It regulates output voltage and yield sinusoidal current synchronized to input voltage.

誌謝

本論文得以完成首先感謝我的指導教授陳鴻祺老師，陳老師不論在於課業及研究上給我方向和指導也常常在生活上也給我許多關懷，讓我也能夠順利進行研究和論文的修改。感謝口試委員廖益弘博士和陳科宏博士給我論文提出寶貴的意見，使本論文更加完整。

在研究所生活當中，相當的幸運，加入了一個氣氛相當融洽的實驗室，每天來實驗室工作都是抱持著愉快的心情，感謝如璇、旼儒、名偉、志杰、任浩、阿澤、暉舜、育慶學長姊們給予我很多指導和方向同時也帶給我相當多的歡樂時光；感謝振宇(波波)、智豪(松松)、崇賢(顆顆)同學在研究生活及課業討論上一起學習、成長；感謝在最後的一年當中加入的學弟宏和、威諭(鮪魚)、修哲(阿哲)、昭男、志軒、文仁，也在我研究生活中增添許多不同的色彩。

最後感謝我的父母，不論遇到什麼困難阻礙，都給予我極大的鼓勵與支持，對於我精神以及實質上有莫大的幫助。

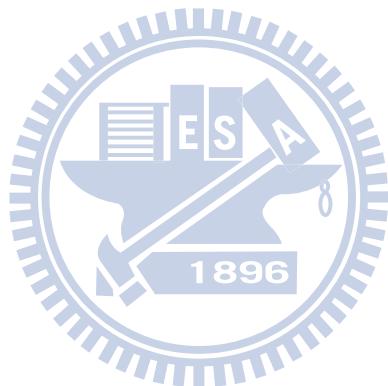


目錄

摘要	I
Abstract	II
誌謝	III
第一章 簡介	1
1.1 併網型直流匯流排系統	2
1.2 直流匯流排整流/反流電路	4
1.3 控制方式	6
1.4 諧波規範	7
1.5 本文架構	10
第二章 全橋型直流匯流排系統模式建立	11
2.1 電路模型假設	11
2.2 開關訊號產生方式	12
2.3 整流模式電路推導($sign(I_{dc}) > 0$)	14
2.3.1 輸入電壓正半週期($sign(v_s) > 0$)	14
2.3.2 輸入電壓負半週期($sign(v_s) < 0$)	15
2.4 反流模式電路推導($sign(I_{dc}) < 0$)	17
2.4.1 輸入電壓正半週期($sign(v_s) > 0$)	17
2.4.2 輸入電壓負半週期	18
2.4.3 反流模式等效模型	19

2.5 全橋型直流系統等效電路.....	20
第三章 所提之無電流感測控制.....	21
3.1 控制架構.....	21
3.2 無電流感測控制推導.....	23
第四章 模擬驗證.....	26
4.1 模擬電路及元件參數.....	27
4.2 無電流感測控制之失真輸入電壓模擬.....	29
4.3 無電流感測控制之模擬.....	30
4.3.1 穩態模擬	30
4.3.2 各瓦數下穩態模擬	34
4.3.2 暫態模擬	41
第五章 電路實作.....	46
5.1 現場可規劃邏輯陣列(FPGA)	46
5.2 實作電路組成	48
5.2.1 數位類比轉換電路(A/D Circuit & D/A Circuit).....	51
5.2.2 開關驅動電路(Gate Driving Circuit).....	52
5.3 控制器合成	53
5.4 無電流感測之實作	54
5.4.1 理想輸入電壓整流模式之穩態實作	55

5.4.2 失真輸入電壓整流模式之穩態實作.....	57
5.4.3 失真輸入電壓反流模式之穩態實作.....	59
5.4.3 暫態實作	61
5.5 諧波規範比較	63
5.6 實驗改善方向	64
第六章 結論	65
參考文獻	66



圖目錄

圖 1.1 電子、電器設備網路	1
圖 1.2 併網型直流匯流排系統	2
圖 1.3 併網型直流系統等效電路圖	3
圖 1.4 升壓型橋式直流匯流排系統：(a) 單相半橋電路 (b)單相全橋電路 (c)全橋加入二個濾波電容及第三臂 (d)全橋加入一個濾波電感及第三臂	4
圖 1.5 傳統全橋有電流感測控制迴路	5
圖 2.1 主要電路及控制方塊圖	11
圖 2.2 開關訊號邏輯電路	13
圖 2.3 整流模式且輸入電壓為正半週期電路示意圖 (a)PWM 訊號 $d(t)$ 為 High (b)PWM 訊號 $d(t)$ 為 Low	14
圖 2.4 整流模式且輸入電壓為負半週期電路示意圖 (a)PWM 訊號 $d(t)$ 為 High (b)PWM 訊號 $d(t)$ 為 Low	15
圖 2.5 整流模式 $\text{sign}(I_{dc}) > 0$ 等效電路圖	16
圖 2.6 反流模式且輸入電壓為正半週期等效電路 (a)PWM 訊號 $d(t)$ 為 High (b)PWM 訊號 $d(t)$ 為 Low	17
圖 2.7 反流模式且輸入電壓為負半週期等效電路 (a)PWM 訊號 $d(t)$ 為 High (b)PWM 訊號 $d(t)$ 為 Low	18
圖 2.8 反流模式 $\text{sign}(I_{dc}) < 0$ 等效電路圖	19
圖 2.9 全橋直流系統等效電路圖	20
圖 3.1 無電流感測控制電路	21
圖 3.2 典型控制迴路參考波形	22
圖 4.1 PowerSIM 功能模組概圖	26
圖 4.2 PSIM 內無電流感測 PFC 電路模擬圖	28
圖 4.3 PSIM 模擬失真輸入電壓電路圖	29

圖 4.4 (a) 實際失真輸入電壓波形 (b) PSIM 模擬失真輸入電壓波形	29
圖 4.5 模擬電路簡圖	30
圖 4.6 整流模式下穩態響應及控制器內部訊號	31
圖 4.7 反流模式下穩態響應及控制器內部訊號	32
圖 4.8 失真輸入電流於整流模式下穩態響應及控制器內部訊號	33
圖 4.9 失真輸入電流於反流模式下穩態響應及控制器內部訊號	34
圖 4.10 300W 下各穩態輸入電壓及輸入電流波形 (a) 理想輸入電壓整流模式 (b) 理想輸入電壓反流模式 (c) 失真輸入電壓整流模式 (d) 失真輸入電壓反流模式	35
圖 4.11 400W 下各穩態輸入電壓及輸入電流波形 (a) 理想輸入電壓整流模式 (b) 理想輸入電壓反流模式 (c) 失真輸入電壓整流模式 (d) 失真輸入電壓反流模式	36
圖 4.12 500W 下各穩態輸入電壓及輸入電流波形 (a) 理想輸入電壓整流模式 (b) 理想輸入電壓反流模式 (c) 失真輸入電壓整流模式 (d) 失真輸入電壓反流模式	37
圖 4.13 700W 下各穩態輸入電壓及輸入電流波形 (a) 理想輸入電壓整流模式 (b) 理想輸入電壓反流模式 (c) 失真輸入電壓整流模式 (d) 失真輸入電壓反流模式	38
圖 4.14 800W 下各穩態輸入電壓及輸入電流波形 (a) 理想輸入電壓整流模式 (b) 理想輸入電壓反流模式 (c) 失真輸入電壓整流模式 (d) 失真輸入電壓反流模式	39
圖 4.15 900W 下各穩態輸入電壓及輸入電流波形 (a) 理想輸入電壓整流模式 (b) 理想輸入電壓反流模式 (c) 失真輸入電壓整流模式 (d) 失真輸入電壓反流模式	40
圖 4.16 理想輸入電壓下 I_{cc} 由 0 安培瞬間增加至 4 安培系統的暫態響應	42
圖 4.17 理想輸入電壓下 I_{cc} 由 4 安培瞬間降至 0 安培系統的暫態響應	43
圖 4.18 失真輸入電壓下 I_{cc} 由 0 安培瞬間增加至 4 安培系統的暫態響應	44
圖 4.19 失真輸入電壓下 I_{cc} 由 4 安培瞬間降至 0 安培系統的暫態響應	45
圖 5.1 FPGA 元件基本結構	47
圖 5.2 實作電路組成 (a) 理想輸入弦波 (b) 失真輸入弦波	49
圖 5.3 實際實作電路照片	50
圖 5.4 A/D 轉換電路	51

圖 5.5 D/A 轉換電路	52
圖 5.6 開關驅動電路	52
圖 5.7 無電流感測控制模組時序圖	53
圖 5.8 理想輸入電壓下且於整流模式之輸入電壓及輸入電流波形 (a)300W (b)400W (c)500W	55
圖 5.9 失真輸入電壓下且於整流模式之輸入電壓及輸入電流波形 (a)300W (b)400W (c)500W	57
圖 5.10 失真輸入電壓下且於反流模式之輸入電壓及輸入電流波形 (a)300W (b)400W (c)500W	59
圖 5.11 I_{cc} 由 0 安培增加至 4.5 安培之暫態響應	61
圖 5.12 I_{cc} 由 4.5 安培驟降至 0 安培之暫態響應	62



表目錄

表 1.1 一般電器設備電流諧波限制	7
表 1.2 諧波規範 IEC 61000-3-2 之各種設備之分類	8
表 1.3 諧波規範 IEC 61000-3-2 之諧波電流規範	9
表 2.1 開關訊號真值表	12
表 4.1 無電流感測模擬參數	27
表 4.2 V_F 補償數據	28
表 4.3 300W 下電流諧波整理	35
表 4.4 400W 下電流諧波整理	36
表 4.5 500W 下電流諧波整理	37
表 4.6 700W 下電流諧波整理	38
表 4.7 800W 下電流諧波整理	39
表 4.8 900W 下電流諧波整理	40
表 5.1 各種架構下之 FPGA 使用率	54
表 5.2 整流模式理想輸入電壓下各次電流諧波及其 THD_i	56
表 5.3 整流模式失真輸入電壓下各次電流諧波及其 THD_i	58
表 5.4 反流模式失真輸入電壓下各次電流諧波及其 THD_i	60
表 5.5 300W 輸入電流諧波與規範比較	63
表 5.6 400W 輸入電流諧波與規範比較	63
表 5.7 500W 輸入電流諧波與規範比較	64

第一章

簡介

在一般生活用電或是工業用電上，一個穩定且可靠的直流電壓源常被拿來做廣泛的應用，如充電器、直流無刷馬達、不斷電系統等都需要一個穩定的直流電壓源來供應，更甚者在近年石化能源漸漸枯竭，並且全球暖化效應漸趨嚴重，發展替代能源減少碳排放量也成為重要的課題，如太陽能發電、風力發電、馬達剎車回充等所產生的能量進入直流電壓源後，我們可將之再經由反流器將其能量轉換為各種頻率的交流電做更廣泛的應用或是將其能量回送至交流電網中，以達成能量的有效利用及再利用，因此併網型直流匯流排系統將成為能源 AC/DC，DC/AC 轉換中的要角，以下圖 1.1 為例，一般家中電子電器設備網路其中包含著可控、不可控電器設備及太陽能發電機等設備，若是要使這些設備彼此間能夠正常運作，則必須要有一個穩定的直流電壓源，另一方面家中的設備整體將影響總輸入電流相位，甚至造成電流諧波，因此在提供一個穩定直流鏈的同時，也必須改善電流諧波以及功因數，使電能能夠以更有效率的方式加以應用。

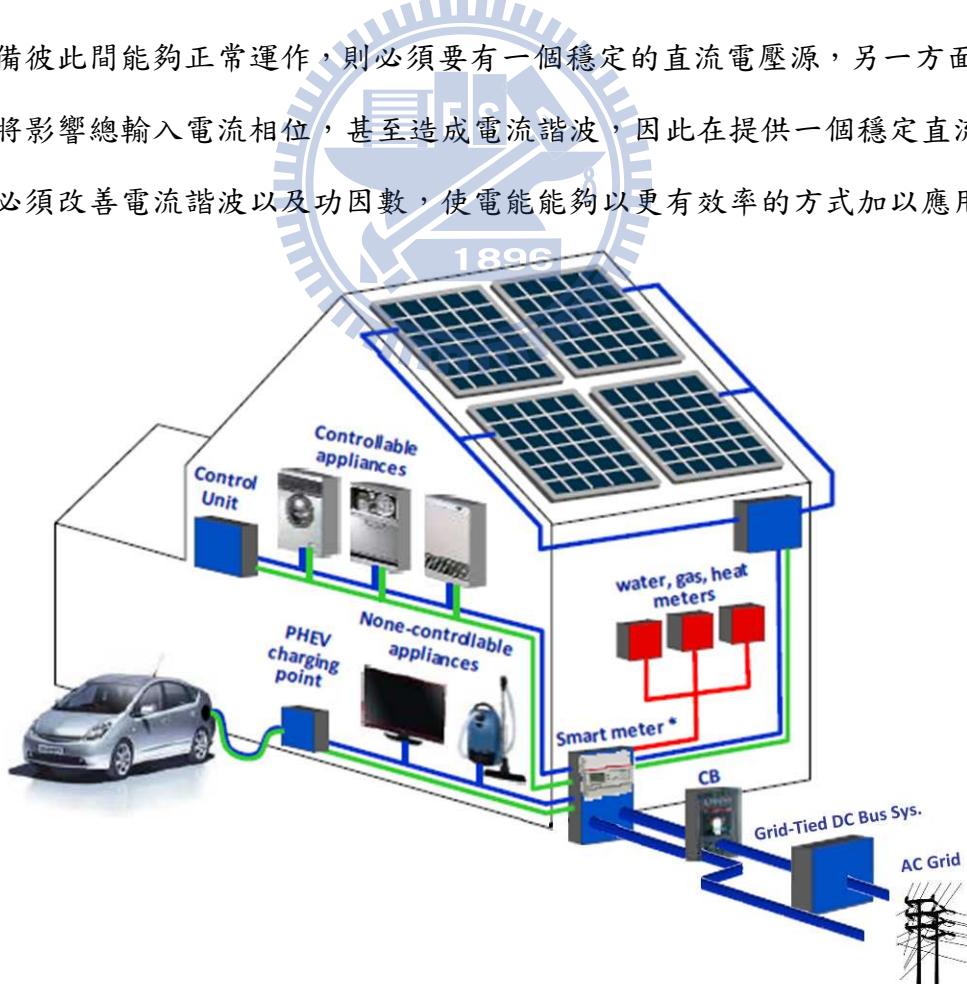


圖 1.1 電子、電器設備網路

1.1 併網型直流匯流排系統

一般可以看到的單相併網型直流匯流排系統如圖 1.2 虛線的部分，主要的功能就是在調節輸出電壓能夠穩定的維持在我們所給的命令電壓下，若因後級發電設備能量回送至直流匯流排上，其輸出電壓大過於命令則能量將回到市電網路，若是直流負載耗電量大造成輸出電壓低於命令電壓，則此時系統自動轉變為整流模式將市電的交流能量轉換為直流能量。

一個併網型直流匯流排系統[5]、[6]後級可能會包含以下的發電設備，如太陽能發電，經過一個升壓型的切換式整流器將其能量轉為直流值 I_{solar} 送至直流匯流排上。此外在其後級也有可能接的是一顆馬達，不論是風力發電，或是馬達剎車所回充的能量都可以經由脈寬調變技術，達到反流的效果，最常見的控制法則有如 SPWM、SVPWM、方波脈寬調變等，此並接電路若在能量回送的情況下，會送回一個直流值 I_{wind} 。最後其後級也可以是額外的 DC 供應器，如電池或是等效大電容等直流供應設備，經由一雙向 DC/DC 升降壓電路，經由責任周期的調變產生電流 I_m ，可以對直流鏈進行充放電。

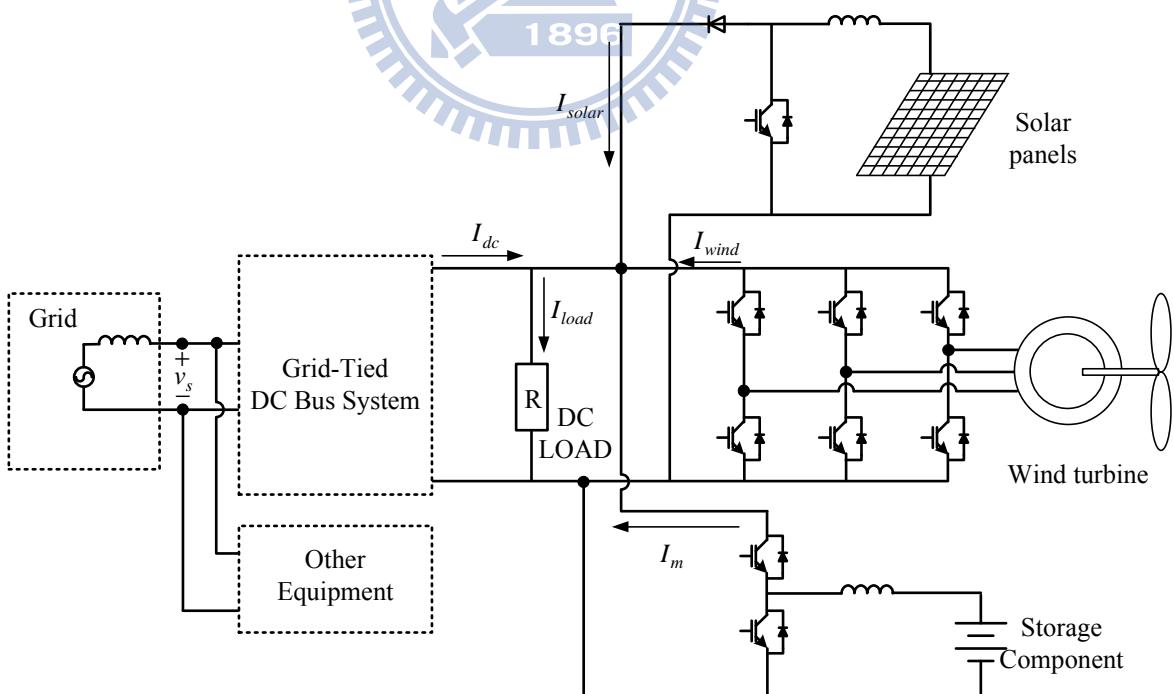


圖 1.2 併網型直流匯流排系統

在圖 1.3 中可以看到電流 I_{wind} 、 I_{solar} 、 I_{load} 、 I_m ，此四條電流或是更多的後級電子設備，會對於直流匯流排系統中的直流鏈，造成電壓的上升下降，此系統最重要的控制是要將此輸出直流電壓維持在一個穩定值，使之能夠穩定的對負載供電，在以下的分析當中我們將後級的所有電流合併為 I_{dc} ，其電流流向取決於後級能量產生與消耗的平衡，若是發電設備能量大過於負載電路，能量回流至直流匯流排系統，此時 I_{dc} 為一負值，系統自動調節成反流器模式，再將多餘的電力併入交流電網中，反之發電設備發電電能量低於消耗能量，則必須從前級提供能量，系統進行整流模式，提供一個穩定值留給後級使用。

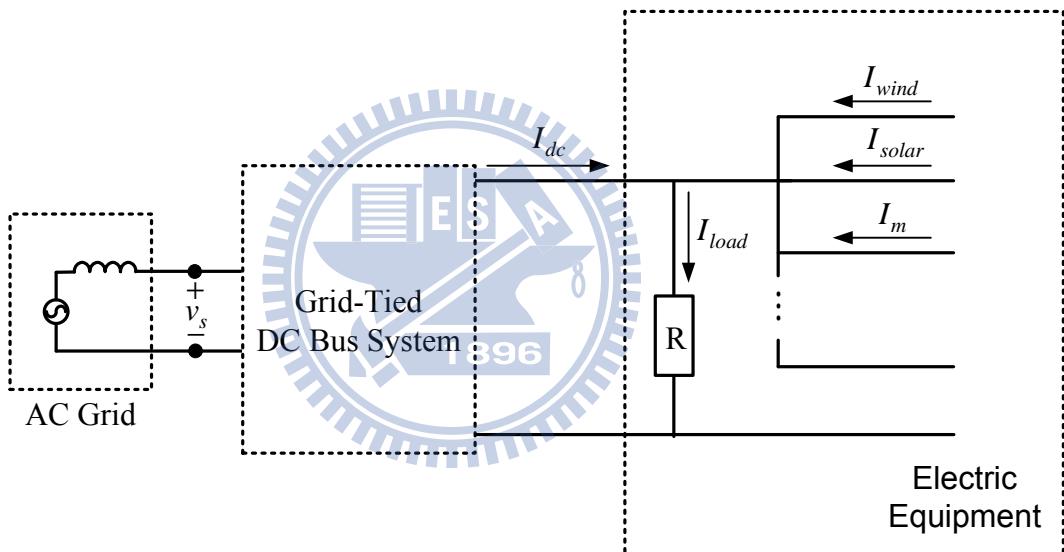


圖 1.3 併網型直流系統等效電路圖

1.2 直流匯流排整流/反流電路

橋式整流電路種類有相當多種[7]，最常見具有雙向功率潮流的單相升壓型直流匯流排系統列舉以下四種，全橋整流器、半橋整流器、全橋加入第三臂及 2 顆濾波電容補償或濾波電感補償，如圖 1.2 所示。

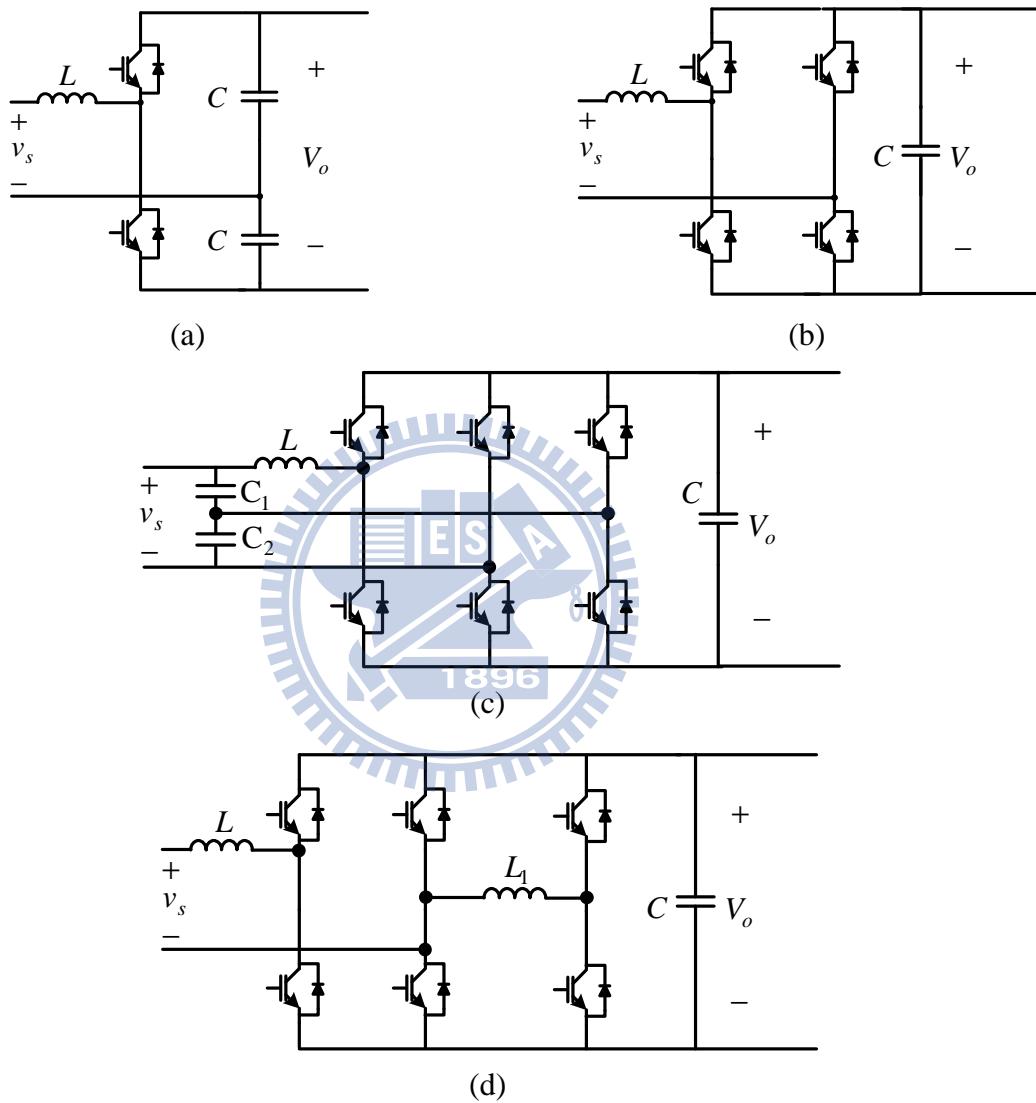


圖 1.4 升壓型橋式直流匯流排系統：(a) 單相半橋電路 (b) 單相全橋電路

(c) 全橋加入二個濾波電容及第三臂 (d) 全橋加入一個濾波電感及第三臂

一般來說此類直流鏈必須要加上一大電容，其容值約在千毫法拉，圖 1.4(c)、1.4(d)加入的直流連波補償，其作用是為了要降低直流鏈電容值，使在低容值下較少的輸出電壓連波，還可減少對於控制輸出電壓的響應時間，但是必須加入第三臂作控制，再多兩個開關，在本論文中將著重於基本橋式電路提出新的控制策略，故將不對此做深入探討。

本篇論文選擇全橋整流電路圖 2.1(b)，其原因在於半橋整流器雖能夠節省兩顆開關，但取而代之為兩顆平衡電容，為了使輸出電壓穩定以及電感電流能夠連續需額外增加平衡電容電壓迴路如圖 1.6 所示，額外增加一個電壓感測器。另一方面半橋整流器若能量要回充(DC→AC)由於電路結構的關係，輸出電壓值必須為輸入電壓峰值的兩倍才得以能量回送，因此半橋整流器較少直接用來當作雙向潮流式的整流器，可應用於雙邊整流-反流器 AC-DC-AC[8]。

具有雙向潮流式的全橋型整流電路，應用廣泛，具有較低成本且控制較簡單的開關體開關電路[15]，或是全橋架構下，將直流鏈電容改為兩顆並且加以回授控制，在反流模式下可以產生多階層電壓改善輸入端的功因數，並減少諧波數[13]、[14]，或是其他控制法則[9]-[12]。

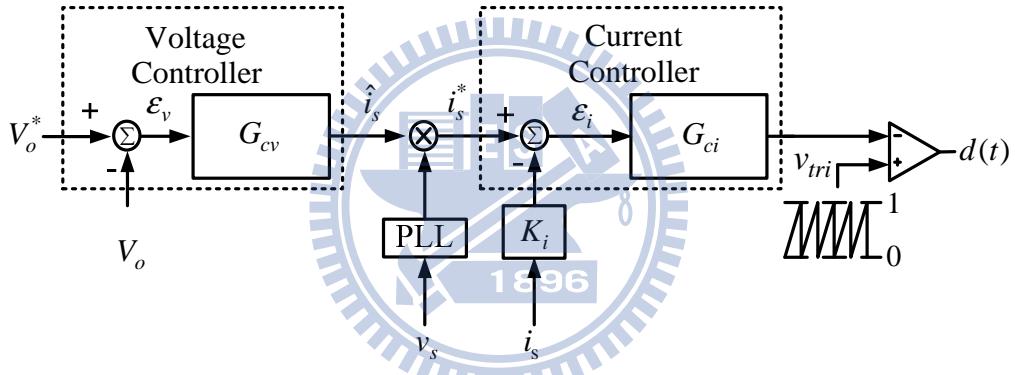


圖 1.5 傳統全橋有電流感測控制迴路

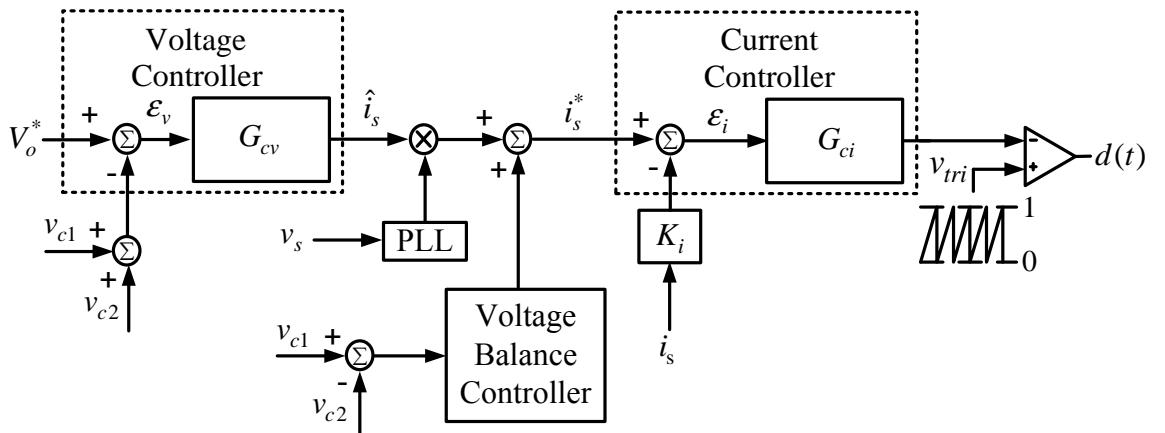


圖 1.6 傳統半橋有電流感測控制迴路

1.3 控制方式

近年來開關半導體元件有如 GTOs, MOSFETs, IGBTs 等都可操作在較高的頻率下，因此我們所使用的 AC/DC 整流器便是利用其高頻切換的特性加入了脈寬調變技術(Pulse Width Modulation)以降低輸入端的諧波電流，提高功因數，提升電力品質，並降低電磁干擾(EMI)以及總諧波失真率(THD_i)以提高能源的利用率。

一般來說傳統的全橋型直流系統為了能夠達到功因校正和穩定輸出電壓功能，會採包含感測輸入電流的內迴路以及感測輸出電壓的外電壓迴路，電流迴路不同於電壓迴路必須額外增加一電流感測器，就成本及系統的複雜度上均有較不利的結果，本篇論文將針對併網型直流匯流排系統，提出一個新的控制方法，其控制法則只感測輸入電壓以及輸出電壓，並利用所感測的兩個迴路經由演算，修正輸入電流，使輸入電流能夠依照輸出直流端的能量變化，自動操作在整流模式或是反流模式，意即輸入電流與輸入電壓的同相或是反相，並降低總電流諧波失真率及提高功因數為主要目的。

本篇的控制方式主要來自於，單方向功率潮流的 AC/DC 升壓型 PFC 控制[1]、[2]，根據其控制法則經過推演改進，進而應用到雙方向功率潮流的直流匯流排系統。

1.4 諧波規範

對於直流匯流排系統的規範有許多例如「IEC 1000」、「IEEE 519」、「IEC 6100-3-2」或是「台灣電力股份有限公司再生能源發電系統併聯技術要點」，本論文以 IEEE 519[16] 以及 IEC 6100-3-2 為主要規範依據。在電氣設備應用中，常會因為交流電源諧波或是設備間的磁偶合諧波造成不良影響，因此用於可控制電器設備其電壓失真因素必須小於 5%，以及單一諧波不得高於基本波之 3%，若超過可能造成設備不穩定，其影響最劇為醫療設備。

IEEE 519 對於諧波電流的規範可見表 1.1，本系統為 $50 < I_{sc} / I_L < 100$ 故 10 次以下諧波電流不得超過基本波之 10%、11 至 17 次諧波電流不得超過基本波之 4.5%、17 至 23 次諧波電流不得超過基本波之 4%、23 至 35 次諧波電流不得超過基本波之 1.5%，其於諧波不得超過基本波之 0.7%。

表 1.1 一般電器設備電流諧波限制

Maximum Harmonic Current Distortion in Percent of I_L						
I_{sc}/I_L	Individual Harmonic Order (Odd Harmonics)					
	<11	11≤ h <17	17≤ h <23	23≤ h <35	35≤ h	TDD
<20*	4.0	2.0	1.5	0.6	0.3	5.0
20<50	7.0	3.5	2.5	1.0	0.5	8.0
50<100	10.0	4.5	4.0	1.5	0.7	12.0
100<1000	12.0	5.5	5.0	2.0	1.0	15.0
>1000	15.0	7.0	6.0	2.5	1.4	20.0

Even harmonics are limited to 25% of the odd harmonic limits above.

Current distortions that result in a dc offset, e.g., half-wave converters, are not allowed.

*All power generation equipment is limited to these values of current distortion, regardless of actual I_{sc}/I_L .

where

I_{sc} = maximum short-circuit current at PCC.

I_L = maximum demand load current (fundamental frequency component) at PCC.

以 IEC 61000-3-2 而言，此規範的使用範圍為，當一設備之單相輸入電流小於 16 安培時，則均須符合 IEC 61000-3-2 之諧波規範。其中 IEC 61000-3-2 又將各種設備作 A 至 D 之分類。其分類之定義如下表所示，接著根據表 1.2 中之分類可以得到表 1.3 之各類設備諧波之限制值。

A 類的規範為單純定義各諧波之大小限制，B 類則為 A 類各諧波限制值之 1.5 倍。C 類的各諧波限制值定義為基本波頻率下之電流的百分比，其中 λ 代表線路之功率因數。對於 D 類設備，各次諧波電流之限制是依據額定負載功率來決定的，輸入電流的各次諧波應不超過 D 類表推算出來之值。

表 1.2 諧波規範 IEC 61000-3-2 之各種設備之分類

A 類	<ul style="list-style-type: none"> ■ 平衡之三相系統 ■ 家用設備，不包含 D 類中之設備 ■ 白熾燈調光器 ■ 音響設備 ■ 工具，但不包含手持工具 ■ 任何不為 B 類、C 類、D 類中之設備
B 類	<ul style="list-style-type: none"> ■ 手持工具 ■ 非專業之焊接設備
C 類	<ul style="list-style-type: none"> ■ 照明設備
D 類	<ul style="list-style-type: none"> ■ 個人電腦及螢幕 ■ 電視接收器 <p>註：此類設備瓦數限制範圍為，大於 75 瓦特但不超過 600 瓦特</p>

表 1.3 諧波規範 IEC 61000-3-2 之諧波電流規範

諧波階數 n	A 類 (安培)	B 類 (安培)	C 類 (% i_{s1})	D 類 (mA/W)
奇次諧波				
3	2.30	3.45	$30 \times \lambda$	3.4
5	1.14	1.71	10	1.9
7	0.77	1.155	7	1.0
9	0.40	0.60	5	0.5
11	0.33	0.495	3	0.35
13	0.21	0.315	3	0.296
$15 \leq n \leq 39$	$0.15 \times \frac{15}{n}$	$0.225 \times \frac{15}{n}$	3	$\frac{3.85}{n}$
偶次諧波				
2	1.08	1.62	2	-
4	0.43	0.645	-	-
6	0.30	0.45	-	-
$8 \leq n \leq 40$	$0.23 \times \frac{8}{n}$	$0.345 \times \frac{8}{n}$	-	-

1.5 本文架構

第一章：簡介直流匯流排系統、橋式整流電路、控制方法，最後列出諧波規範。

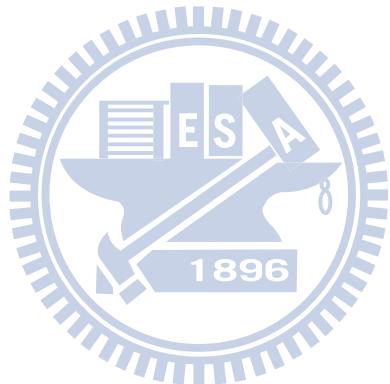
第二章：介紹直流匯流排系統電路架構，對各電路狀態下電路模型化。

第三章：推導無電流感測控制，並且提出實現方法。

第四章：進行電腦模擬控制器架構，用以驗證無電流感測控制。

第五章：介紹實作電路組成並實作驗證。

第六章：總結本論文之研究成果以及主要貢獻。



第二章

全橋型直流匯流排系統模式建立

首先本章將先對升壓型全橋式整流電路做分析，如圖 2.1 示，輸入電壓 v_s 經過四個 IGBT 含背接二極體構成全橋電路，透過高頻開關的切換，使輸出電壓 V_o 能夠穩定於一個定電壓值，並且使輸入電流 i_s 維持為弦波，並與輸入電壓同相或反相為此電路主要目的。在圖 2.1 中可以見到電流感測器的存在，本章節中將讓其先存在於本電路當中，在第三章的部分會加以推導，以估測的方式取代此電流回授，以達成無電流感測控制。

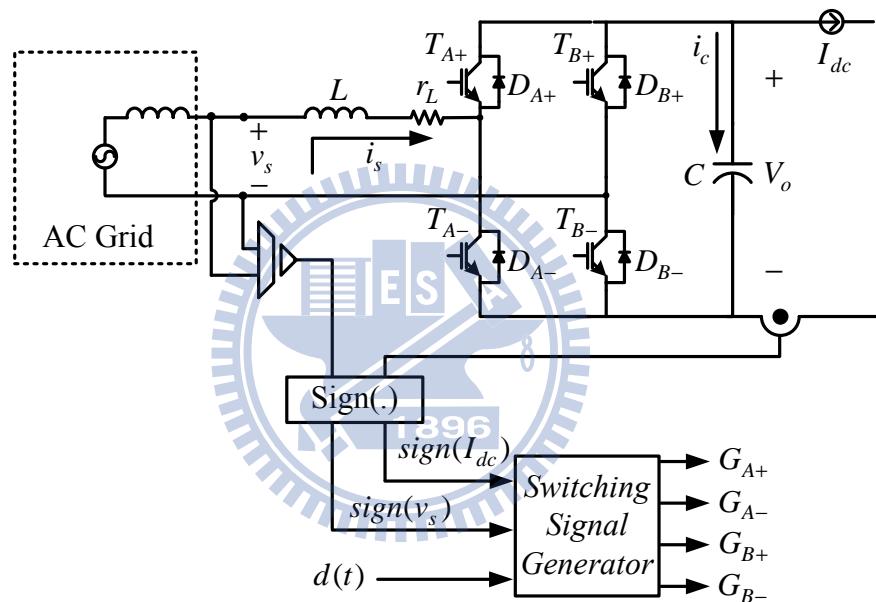


圖 2.1 主要電路及控制方塊圖

2.1 電路模型假設

- (i) 假設開關切換頻率 f_s 相當大，也就是輸入電壓 v_s 在開關週期 T_s 內可視為一定值，且輸入電壓 v_s 零交會點同步之參考波形為 $\sin(\omega t)$ 函數。
- (ii) 假設電路中二極體和開關導通壓降和為 V_F 。
- (iii) 電感等效為電感 L 串接電阻 r_L 。
- (iv) 直流系統上，忽略輸出電壓漣波值。因此在電路穩態響應中，直流電壓 V_o 可被視為等於輸出電壓命令 V_o^* ($V_o \approx V_o^*$)。

2.2 開關訊號產生方式

對於要能夠降低電流諧波，我們必須要用高高頻切換的開關以及開關策略，在此之前必須了解，各個開關導通時所會形成的各種狀態，並寫下數學式，利用狀態平均法寫出一個可以表式系統的通式，首先依照開關的不同，輸入電壓以及功率流向的不同一共分為八種狀態，以下我們將對此八種狀態作推導並且設計控制器。潮流流向由 AC 到 DC 以下稱為整流模式，反之 DC 到 AC 則稱反流模式。圖 2.1 下方方塊為開關分配方式，隨著 $sign(I_{dc})$ 、 $sign(v_s)$ 、PWM 訊號 $d(t)$ 的不同有八種不同的模式，其開關訊號的分配可參照表 2.1 及圖 2.2。

其中 $sign(\cdot)$ 函數，其為符號運算元。

$$sign(x) = \begin{cases} 1, & \text{when } x \geq 0 \\ -1, & \text{when } x < 0 \end{cases} \quad (2.1)$$

表 2.1 開關訊號真值表

模式	$sign(I_{dc})$	$sign(v_s)$	$d(t)$	G_{A+}	G_{A-}	G_{B+}	G_{B-}	對應等效電路圖
整流	1	1	H	off	on	off	off	圖 2.3(a)
			L	off	off	off	off	圖 2.3(b)
	-1	-1	H	on	off	off	off	圖 2.4(a)
			L	off	off	off	off	圖 2.4(b)
反流	1	1	H	on	off	off	off	圖 2.5(a)
			L	on	off	off	on	圖 2.5(b)
	-1	-1	H	off	on	off	off	圖 2.6(a)
			L	off	on	on	off	圖 2.6(b)

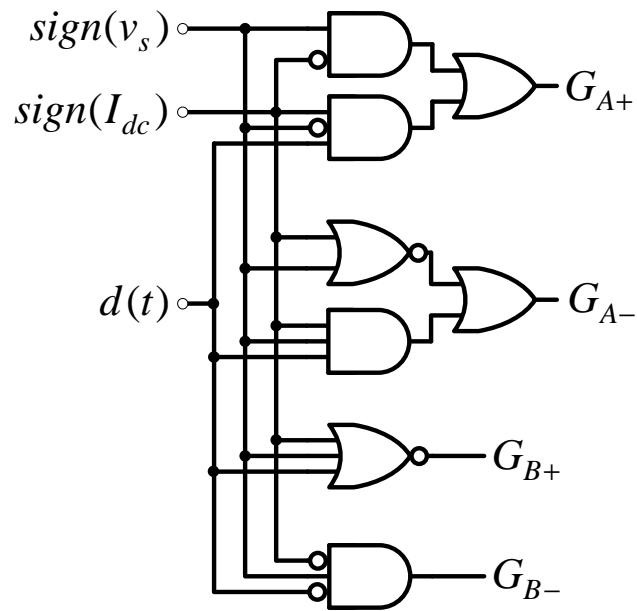


圖 2.2 開關訊號邏輯電路

各個開關訊號的邏輯方程式如下：

$$G_{A+} = \overline{\text{sign}(I_{dc})} \cdot \text{sign}(v_s) + \text{sign}(I_{dc}) \cdot \overline{\text{sign}(v_s)} \cdot d(t) \quad (2.2)$$

$$G_{A-} = \overline{\text{sign}(I_{dc})} \cdot \overline{\text{sign}(v_s)} + \text{sign}(I_{dc}) \cdot \text{sign}(v_s) \cdot d(t) \quad (2.3)$$

$$G_{B+} = \overline{\text{sign}(I_{dc})} \cdot \overline{\text{sign}(v_s)} \cdot \overline{d(t)} \quad (2.4)$$

$$G_{B-} = \overline{\text{sign}(I_{dc})} \cdot \text{sign}(v_s) \cdot \overline{d(t)} \quad (2.5)$$

2.3 整流模式電路推導($\text{sign}(I_{dc}) > 0$)

2.3.1 輸入電壓正半週期($\text{sign}(v_s) > 0$)

根據圖 2.1 在整流模式下，於輸入電壓正半週期時($\text{sign}(v_s) > 0$)，且 PWM 訊號 $d(t)$ 為 High 時， G_{A-} 為 High，其餘 G_{A+} 、 G_{B-} 、 G_{B+} 為 Low，其等效電路如圖 2.3(a)所示，此時輸入能量只在一個封閉且包含一交流電源及一電感的迴圈中流動，輸入的市電對電感充能，在此狀態下電感電流的斜率為正，此時輸入電流 i_s 上升，可寫出下式。

$$v_L = v_s - V_F - r_L i_s \quad (2.6)$$

當 PWM 訊號 $d(t)$ 為 Low 時 G_{A+} 、 G_{A-} 、 G_{B+} 、 G_{B-} 均為 Low，其電路如圖 2.3(b) 所示，進入此狀態時，電路瞬間加入了一的定電壓源峰值為 V_o^* ，此時的電路形成一交流電壓源一電感以及一直流電壓源串連，而直流端電壓峰值又大於交流端，故此時電感電流斜率為負，輸入電流 i_s 將下降，可寫出下式。

$$v_L = v_s - V_F - r_L i_s - V_o^* \quad (2.7)$$

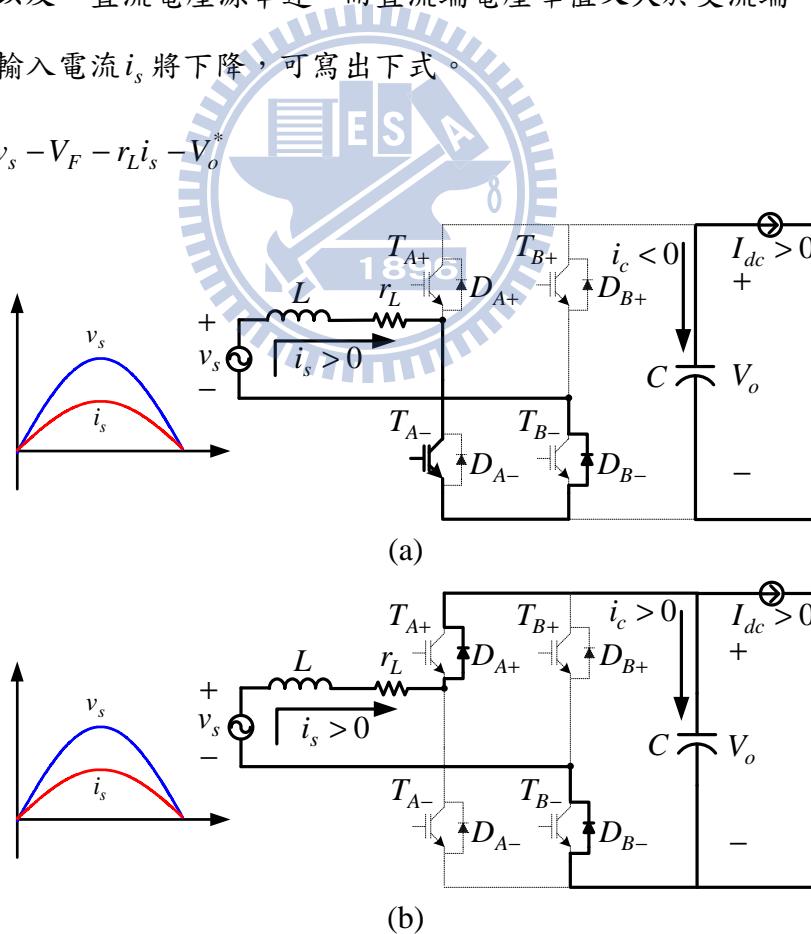


圖 2.3 整流模式且輸入電壓為正半週期電路示意圖

(a) PWM 訊號 $d(t)$ 為 High (b) PWM 訊號 $d(t)$ 為 Low

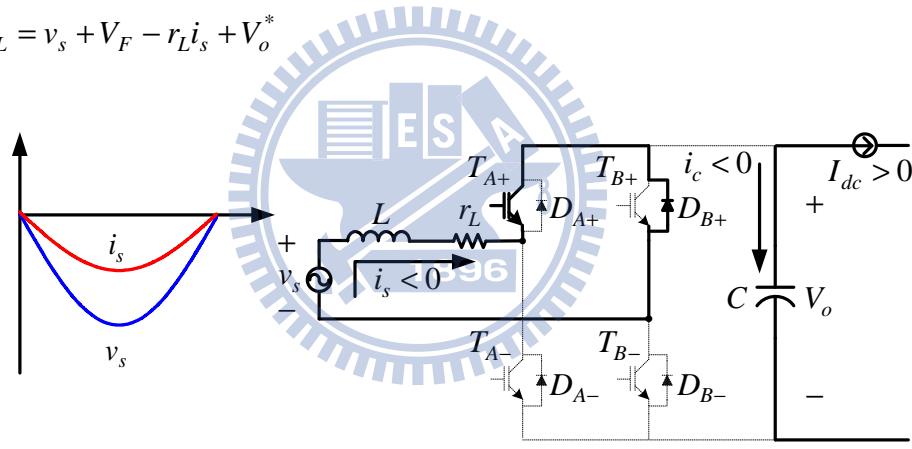
2.3.2 輸入電壓負半週期($\text{sign}(v_s) < 0$)

在整流模式下若輸入電壓為負半週期時，仍有兩個狀態如圖 2.4，當 PWM 訊號 $d(t)$ 為 High 時 G_{A+} 為 High，其餘 G_{A-} 、 G_{B+} 、 G_{B-} 為 Low，其等效電路如圖 2.4(a) 所示，圖中電路形態同圖 2.3(a) 形成一個封閉且僅包含輸入電壓以及電感的電路，又因此時的電感電壓值為負，故此時電感電流斜率為負，輸入電流 i_s 將下降，可寫出下式。

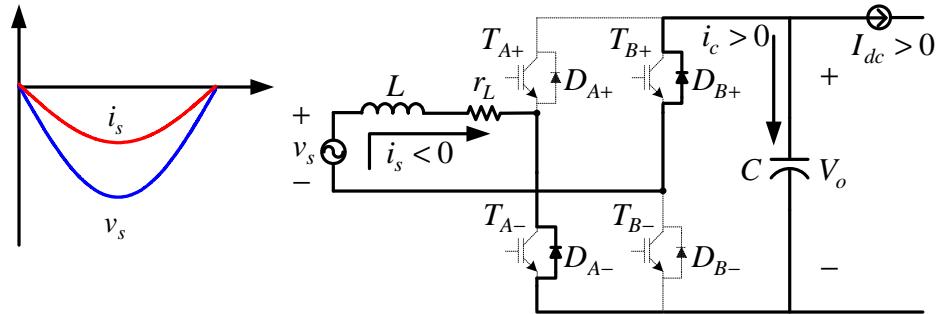
$$v_L = v_s + V_F - r_L i_s \quad (2.8)$$

當 PWM 訊號 $d(t)$ 為 Low 時 G_{A+} 、 G_{A-} 、 G_{B+} 、 G_{B-} 均為 Low，其等效電路如圖 2.4(b) 所示。圖中可以看到此時輸出電壓兩端交叉接到電感端以及輸入交流端，因輸出電壓大於輸入交流電壓的峰值，電感電流斜率為正，所以輸入電流 i_s 將上升，此狀態可寫出下式。

$$v_L = v_s + V_F - r_L i_s + V_o^* \quad (2.9)$$



(a)



(b)

圖 2.4 整流模式且輸入電壓為負半週期電路示意圖

(a)PWM 訊號 $d(t)$ 為 High (b)PWM 訊號 $d(t)$ 為 Low

2.3.3 整流模式等效模型

我們將整流模式中 PWM 訊號同為 High 的狀態合併，方程式(2.6)、(2.8)只有 V_F 的符號不同，因此加入符號運算子 $sign(v_s)$ 後可以合併成通式(2.10)：

$$v_L = v_s - sign(v_s)V_F - r_L i_s \quad (2.10)$$

同理可以將 PWM 訊號同為 Low 的狀態合併，方程式(2.7)、(2.9)加入符號運算子 $sign(v_s)$ 合併成通式(2.11)

$$v_L = v_s - sign(v_s)V_F - r_L i_s - sign(v_s)V_o^* \quad (2.11)$$

式(2.10)、(2.11)即為整流模式下所得狀態的通式，經過等效電路模型化可見圖 2.5 所示，隨後將此二狀態再作合併。

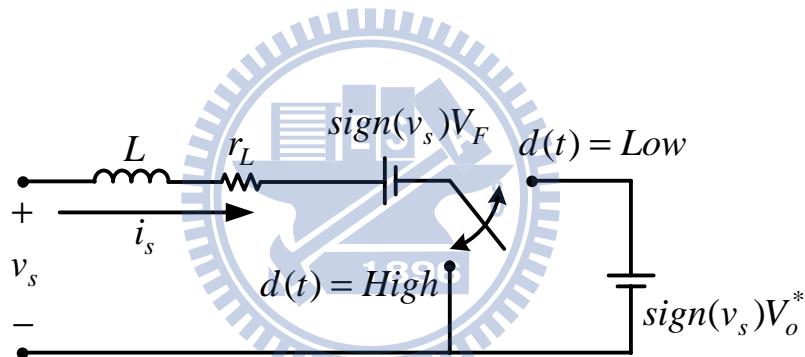


圖 2.5 整流模式 $sign(I_{dc}) > 0$ 等效電路圖

2.4 反流模式電路推導($\text{sign}(I_{dc}) < 0$)

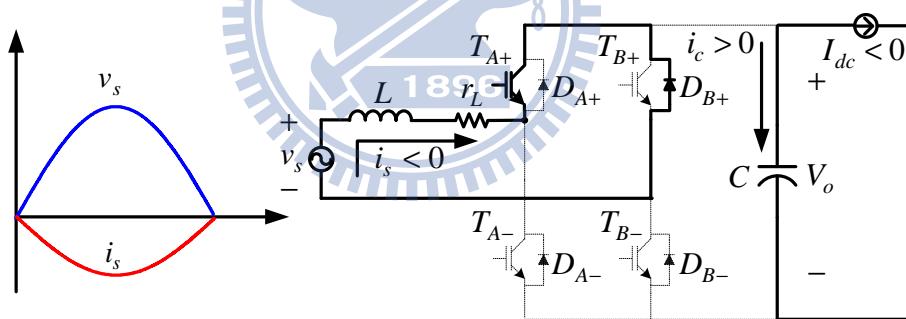
2.4.1 輸入電壓正半週期($\text{sign}(v_s) > 0$)

在反流模式下顧名思義能量的流向將會由輸出端流向輸入端，當此時輸入電壓為正半週期時亦有 2 種電路狀態，在此狀態下當 PWM 訊號 $d(t)$ 為 High 時 G_{A+} 為 High，其餘 G_{A-} 、 G_{B+} 、 G_{B-} 為 Low，其等效電路如圖 2.6(a)所示。圖中等效電路為一封閉迴路且僅包含一輸入交流電壓源以及一電感，電感電流斜率為正，故輸入電流 i_s 上升但由於電路有二極體存在故輸入電流 i_s 為負，與輸入電壓反相，可寫為下式。

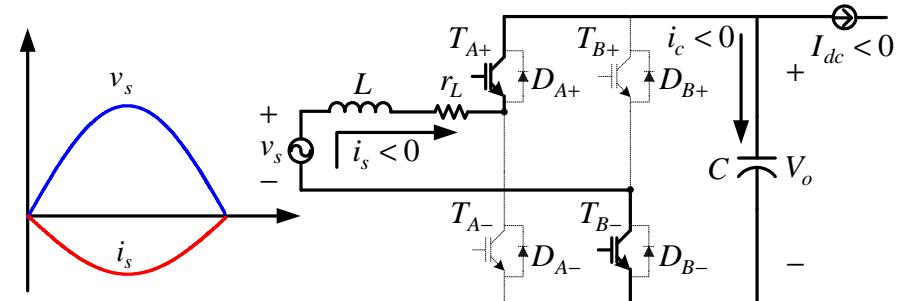
$$v_L = v_s + V_F - r_L i_s \quad (2.12)$$

當 PWM 訊號 $d(t)$ 為 Low 時 G_{A+} 、 G_{B-} 為 High， G_{A-} 、 G_{B+} 為 Low，其等效電路如圖 2.6(b)所示。圖中的等效電路加入了一電壓源，電感電流斜率為負，故輸入電流 i_s 下降，可寫成下式。此兩狀態下的輸入電流都因二極體限制電流方向的關係操作在負半周。

$$v_L = v_s + V_F - r_L i_s - V_o^* \quad (2.13)$$



(a)



(b)

圖 2.6 反流模式且輸入電壓為正半週期等效電路

(a)PWM 訊號 $d(t)$ 為 High (b)PWM 訊號 $d(t)$ 為 Low

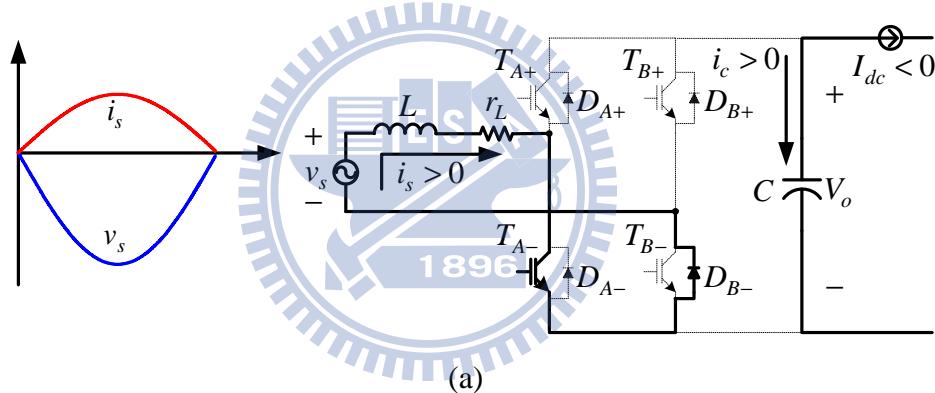
2.4.2 輸入電壓負半週期

在反流模式且輸入電壓為負時，此時由圖 2.7 兩種電路狀態互相切換，當 PWM 訊號 $d(t)$ 為 High 時 G_{A-} 為 High，其餘 G_{A+} 、 G_{B+} 、 G_{B-} 為 Low，其等效電路如圖 2.7(a) 所示，圖中等效電路為一封閉迴路且僅包含輸入電壓及電感，電感電流斜率為負值，輸入電流 i_s 下降，又因二極體的關係輸入電流 i_s 操作在正半週，可依據等效電路寫出下式。

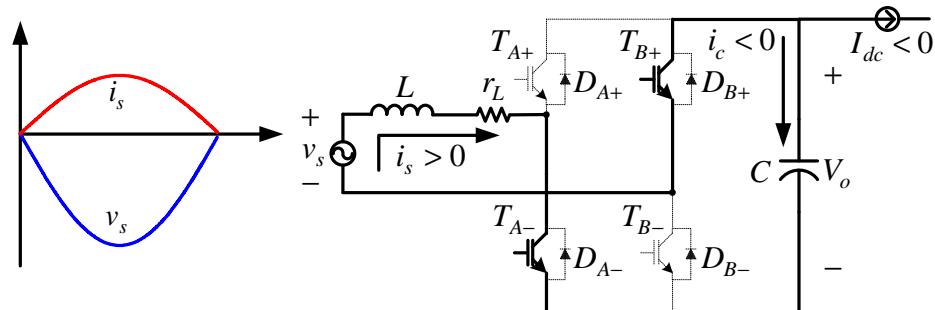
$$v_L = v_s - V_F - r_L i_s \quad (2.14)$$

當 PWM 訊號 $d(t)$ 為 Low 時 G_{A-} 、 G_{B+} 為 High， G_{A+} 、 G_{B-} 均為 Low，其等效電路如圖 2.7(b) 所示。圖中因加入直流電壓，電感電流斜率為正，輸入電流 i_s 上升，並且操作在正半週期，與輸入電壓反相，可依據等效電路圖寫出下式。

$$v_L = v_s - V_F - r_L i_s + V_o^* \quad (2.15)$$



(a)



(b)

圖 2.7 反流模式且輸入電壓為負半週期等效電路

(a) PWM 訊號 $d(t)$ 為 High (b) PWM 訊號 $d(t)$ 為 Low

2.4.3 反流模式等效模型

與整流模式相同，我們可以觀察到反流模式中 PWM 同為 High 的兩個狀態只有 V_F 的正負號不同而已，故可以加入符號運算子 $\text{sign}(v_s)$ ，將相似的式子(2.12)、(2.14)合併成下列通式。

$$v_L = v_s + \text{sign}(v_s)V_F - r_L i_s \quad (2.16)$$

同理將 PWM 同為 Low 的兩個狀態在 V_F 和 V_o^* 也只有正負號的不同，因此加入符號運算子 $\text{sign}(v_s)$ 將此二狀態合併為一式，方程式(2.13)、(2.15)合併成下列通式。

$$v_L = v_s + \text{sign}(v_s)V_F - r_L i_s - \text{sign}(v_s)V_o^* \quad (2.17)$$

式(2.16)、(2.17)為反流模式最終的狀態表示式，其等效電路圖如圖 2.8 所示

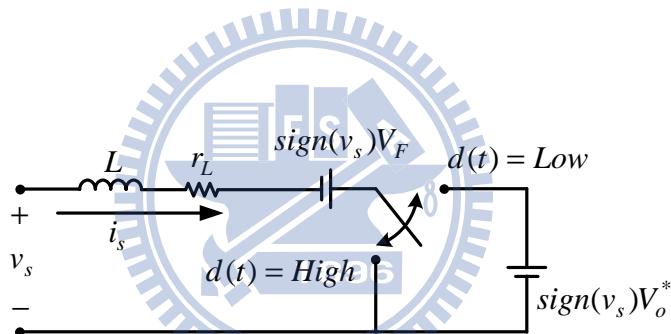


圖 2.8 反流模式 $\text{sign}(I_{dc}) < 0$ 等效電路圖

2.5 全橋型直流系統等效電路

為了設計控制信號，必須要把上述整流以及反流模式的通式再加以整合，可以發現式(2.10)、(2.16)唯獨 $\text{sign}(v_s)V_F$ 項相差一個負號，故再導入能量流向因素 $\text{sign}(I_{dc})$ 合併兩式，其 I_{dc} 的正負即表示系統正處於整流或反流模式，可寫出下式。

$$v_L = v_s - \text{sign}(I_{dc})\text{sign}(v_s)V_F - r_L i_s \quad (2.18)$$

同理將能量流向因素 I_{dc} 導入類似的式子(2.11)、(2.17)，寫出下式。

$$\dot{v}_L = v_s - \text{sign}(I_{dc})\text{sign}(v_s)V_F - r_L i_s - \text{sign}(v_s)V_o^* \quad (2.19)$$

我們可以將上述的兩個式子，作出其等效電路圖如下圖 2.9 所示。

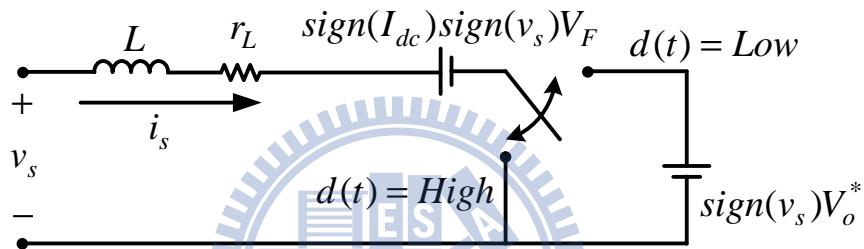


圖 2.9 全橋直流系統等效電路圖

最後根據等效電路，引入平均狀態法的觀念，當責任週期 $d(t)$ 為 High 的時候，系統狀態為式(2.18)當 $d(t)$ 為 Low 時系統狀態為式(2.19)，若我們設定一個開關週期長度為 T_s ，而在此時間內 $d(t)$ 為 High 的時間為 $\bar{d}T_s$ ，反之 $d(t)$ 為 Low 為 $(1-\bar{d})T_s$ ，則我們可以利用平均狀態法將(2.18)、(2.19)分別乘上對應時間，得下式所示。

$$\begin{aligned} & [v_L \times \bar{d}T_s + \dot{v}_L \times (1-\bar{d})T_s] / T_s \\ \Rightarrow \bar{v}_L &= v_s - \text{sign}(I_{dc})\text{sign}(v_s)V_F - r_L i_s - (1-\bar{d}) \cdot \text{sign}(v_s)V_o^* \end{aligned} \quad (2.20)$$

其中 \bar{d} 以及 $(1-\bar{d})$ 為 0 到 1 之間的純量與變數 $d(t)$ 不同，經由狀態平均法後之電感電壓 \bar{v}_L 亦加上上標以表示平均一開關週期內電感電壓，式(2.20)即為此架構最終的狀態方程式，包含了 8 種可能狀態的數學式，在下一章節中將針對此式，提出一控制法，經由數學推導，再以方塊圖設計其實現方式。

第三章

所提之無電流感測控制

3.1 控制架構

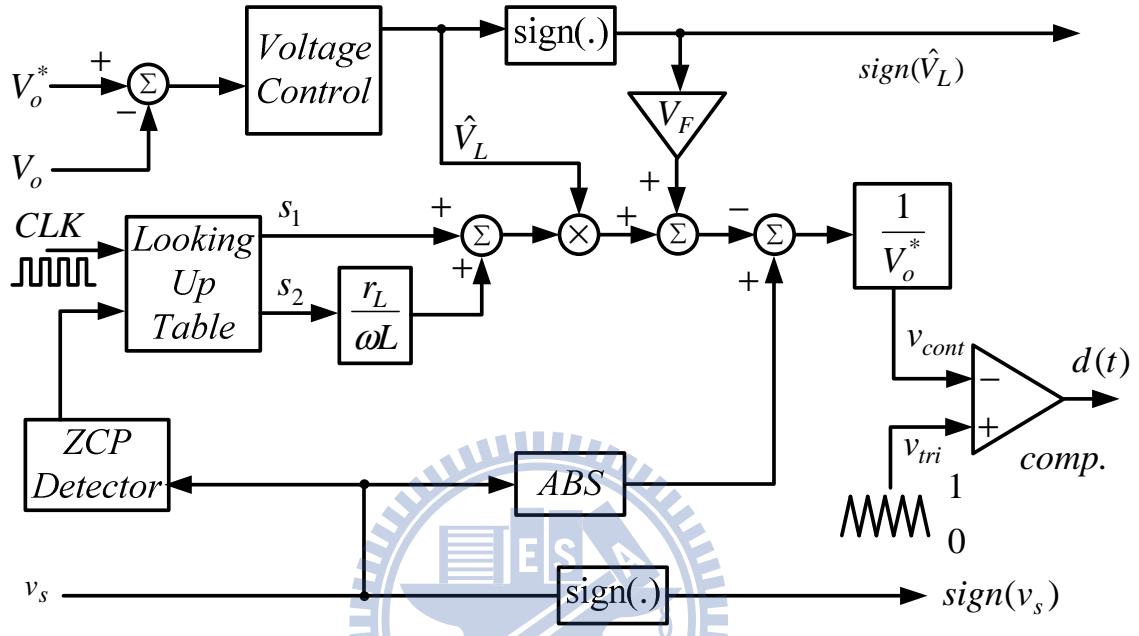


圖 3.1 無電流感測控制電路

上圖 3.1 為本論文所提無電流感測控制方塊圖，此方塊圖為一閉迴路系統，回授兩個訊號一為輸入電壓 v_s 一為輸出電壓 V_o ，輸出三項訊號，各為輸入電壓符號函數 $sign(v_s)$ 、估測電感電壓符號函數 $sign(\hat{V}_L)$ 以及開關導通訊號 $d(t)$ ，此三訊號將作為開關分配各導通時間的依據。

回授輸出電壓 V_o 與命令電壓 V_o^* 相減取得誤差訊號，再經過電壓控制器計算出估測電感電壓峰值 \hat{V}_L ，並產生 $sign(\hat{V}_L)$ 用以調整二極體與開關的不理想補償以及整流/反流模式間切換的依據。

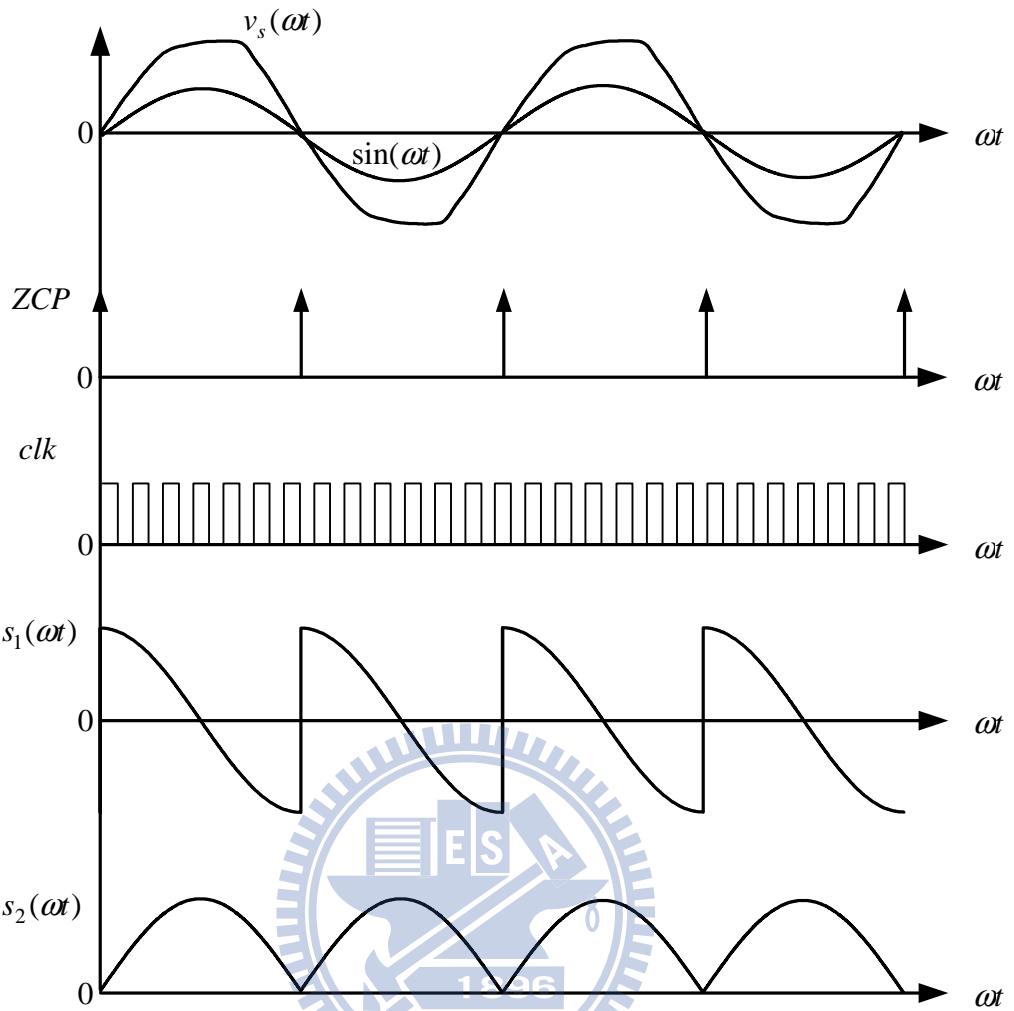


圖 3.2 典型控制迴路參考波形

另一方面回授輸入電壓 v_s 經過零交越點偵測電路，如圖 3.2 所示，若是 ZCP 訊號打入，則系統內的時間軸立刻校正，此時時間軸經過三角函數表，分別產生 s_1 、 s_2 其中 $s_1 = \text{sign}(v_s) \cdot \cos(\omega t)$ 、 $s_2 = |\sin(\omega t)|$ ，此二訊號各自帶有正弦、餘弦函數，將產生出的 s_2 乘以 $\frac{r_L}{\omega L}$ 與 s_1 相加再與 \hat{V}_L 相乘並加入二極體與開關的不理想補償，輸入電壓經過絕對值運算扣掉上述總和，再除以直流側的命令電壓 v_o^* 得到控制訊號 v_{cont} 。

將 v_{cont} 放置於比較器之負端，將一固定三角波 \hat{v}_{tri} 放置於正端，一般來說開關的頻率取決於此三角波的頻率，在現有的 IGBT 實現當中均可高達 40kHz。當控制訊號 v_{cont} 小於三角波形 \hat{v}_{tri} 時， $d(t)$ 輸出為 1；反之當控制訊號波形 v_{cont} 大於或等於三角波形 \hat{v}_{tri} 時， $d(t)$ 為 0 如式(3.1)表示。

$d(t)$ 為開關導通訊號。

$$d(t) = \begin{cases} 0, & \text{when } v_{cont} \geq v_{tri} \\ 1, & \text{when } v_{cont} < v_{tri} \end{cases} \quad (3.1)$$

因此可以得到平均責任週期 \bar{d} 與控制器所產生控制信號 v_{cont} 之間的關係式：

$$\bar{d} = 1 - v_{cont} = 1 - \frac{1}{V_o^*} [|v_s| - sign(\hat{V}_L) V_F - \hat{V}_L (s_1 + s_2 \frac{r_L}{\omega L})] \quad (3.2)$$

3.2 無電流感測控制推導

依據前章 2.5 節所推導全橋直流匯流排系統各狀態所得到的通式為

$$\bar{v}_L = v_s - sign(I_{dc}) sign(v_s) V_F - r_L i_s - (1 - \bar{d}) \cdot sign(v_s) V_o^* \quad (3.3)$$

將(3.2)式帶入(3.3)中可得

$$\begin{aligned} \bar{v}_L = & v_s - sign(I_{dc}) sign(v_s) V_F - r_L i_s - \\ & \frac{1}{V_o^*} [|v_s| - sign(\hat{V}_L) V_F - \hat{V}_L (\frac{r_L}{\omega L} |\sin(\omega t)| + sign(v_s) \cos(\omega t))] \cdot sign(v_s) V_o^* \end{aligned} \quad (3.4)$$

可以觀察到(3.4)式中，帶有一電流項 I_{dc} ，若要實現其控制，則勢必要感測輸出端的直流電流，處於整流模式時 $sign(I_{dc})$ 為 1，能量由直流鏈向後級輸送，處於反流模式時後級發電設備能量大於負載所消耗的能量，則能量回流至直流鏈上，則此時 $sign(I_{dc})$ 為 -1，且直流鏈電壓上升，為了取代 $sign(I_{dc})$ 訊號，可以用 $sign(\hat{V}_L)$ 代替，因其值為直流鏈電壓與命令電壓差值，若系統處於整流模式，此差值會因命令大於值流鏈電壓呈現正值，處於反流模式時則為負，經過一比例積分器(電壓控制器)，其值得值正負符號仍不會被改變，因此可以依據此值來判斷系統處於整流或是反流模式，將此結果用方程式(3.5)表示，此現象也將在後章模擬驗證，檢驗其值正負是否互相信合。

$$sign(I_{dc}) = sign(\hat{V}_L) \quad (3.5)$$

最後將(3.5)式帶入(3.4)式可得

$$\bar{v}_L = -r_L i_s - \hat{V}_L \frac{r_L}{\omega L} \sin(\omega t) + \hat{V}_L \cos(\omega t) \quad (3.6)$$

為了使輸入電流為弦波且同步於輸入電壓，我們希望電感電壓及電感電流為下(3.7)、(3.8)式：

$$\bar{v}_L = \hat{V}_L \cos(\omega t) \quad (3.7)$$

$$\bar{i}_L = \frac{\hat{V}_L}{\omega L} \sin(\omega t) = i_s \quad (3.8)$$

根據我們所需要的電感電壓及電感電流，假設(3.7)和(3.8)，若是將此二式中任一式代入(3.6)式均可得到另外一式，合乎所設定假設，因此設計控制信號為：

$$(1 - \bar{d}) = v_{cont} = \frac{1}{V_o^*} \{ |v_s| - sign(\hat{V}_L) V_F - \hat{V}_L \left[\frac{r_L}{\omega L} |\sin(\omega t)| + sign(v_s) \cos(\omega t) \right] \} \quad (3.9)$$

在式(3.9)中 $\sin(\omega t)$ 項為式(3.8)所產生，即希望的輸入電流，在設計的假設裡，輸入電流的相位必須與輸入電壓 v_s 同相，故 $sign(v_s) \sin(\omega t)$ 可直接寫為 $|\sin(\omega t)|$ 。

為了方便後續的實現，我們將控制命令分為兩個部份，控制命令 s_1 、 s_2 ，此二訊號的相位必須與輸入電壓角度相同，將此二式代入則可將(3.9)改寫成下式：

$$(1 - \bar{d}) = v_{cont} = \frac{1}{V_o^*} \{ |v_s| - sign(\hat{V}_L) V_F - \hat{V}_L (s_1 + s_2 \frac{r_L}{\omega L}) \} \quad (3.10)$$

依據此推導結果，設計控制訊號，其實現方塊圖、模擬、實作均依照此推導基礎來建立。

3.3 無電流感測控制的實現

此控制法運作方式於 3.1 節詳述，本節將針對實現此控制法必須注意的事項逐一說明：

1. 控制信號必須注意 s_1 和 s_2 訊號必須經過鎖相使之與輸入電壓 v_s 角度相同，才符合前章推導過程，若沒有對準相位則很難控制輸入電壓級輸入電流在預設的要求內。
2. s_2 必須乘上 $\frac{r_L}{\omega L}$ ，用以補償電感內阻，其中 ω 為輸入電壓的角頻率， r_L 為電感內阻、 L 電感值均可由 LCR 計量測，寫入模擬或實作參數中，若輸入電壓頻率固定，則此值為一常數值。
3. 在做 v_s 、 V_o 的取樣時，通常必須作降壓的動作，但在圖 3.1 中產生 v_{cont} 之前必須乘以 $\frac{1}{V_o^*}$ ，因此其中降壓比例換算以及在控制器內數位轉換必須要精準，否則難以使輸出電壓追上命令電壓。



第四章

模擬驗證

在此利用來模擬的軟體為 PowerSIM，這套軟體廣泛的使用在電力電子領域的研究中。由於其簡單的操作介面，以及模擬快速的特性，使得使用者更利於在繁複的驗證中，更快速的取得需要的資訊。

另外 PowerSIM 廣受電力電子領域研究所使用的原因，莫過於其內部的馬達驅動零件庫相當豐富，以及很強的控制系統模擬能力，在頻率響應的分析方便，另外它可以和 C/C++ 程式做連結也是其中一個相當重要的原因。以下簡單介紹 PowerSIM 這套軟體。

在 PowerSIM 中有提供五種功能模組供使用者使用，分別為供給馬達驅動系統使用的馬達驅動模組、設計數位控制系統的數位控制模組、提供 Matlab/Simulink 共同模擬的 Simulink 耦合模組、提供 MagCoupler 共同模擬的 JMAG 耦合模組及計算功率開關熱損失與溫度變化的熱分析模組，可以利用圖 4.1 簡單描述此五種功能模組[3]。

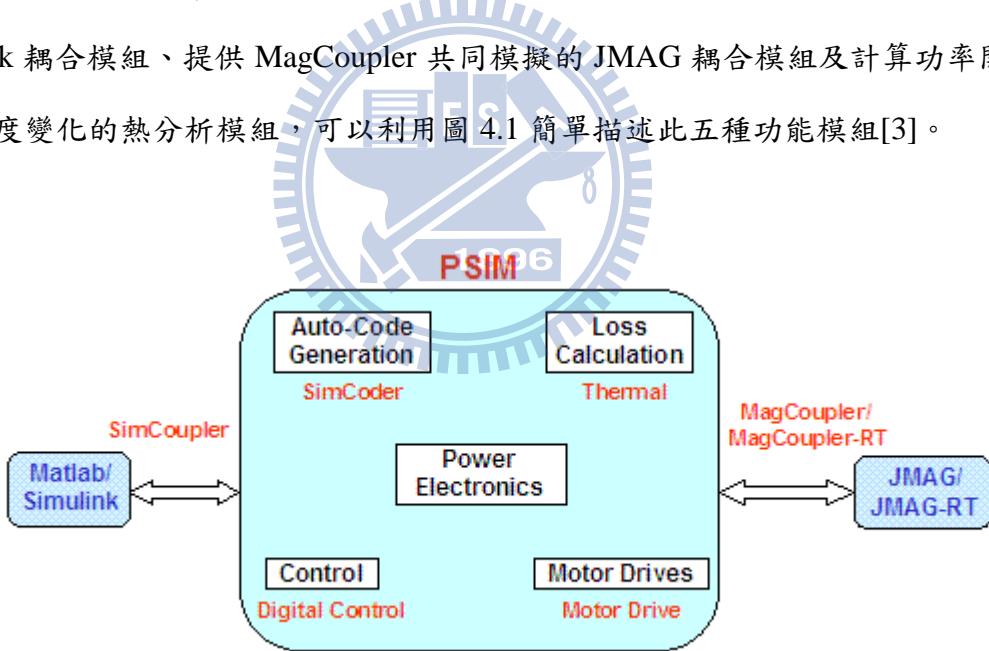


圖 4.1 PowerSIM 功能模組概圖

在馬達驅動模組中，由於電動機模型與控制迴路相當複雜，因此對於馬達驅動系統設計與分析工作具有高度的挑戰性，利用 PowerSIM 的馬達驅動模組中的電動機模型與負載模型可以使複雜的分析工作簡化，此外豐富的零件庫可以使馬達驅動的模擬系統迅速的建立。在 PowerSIM 中馬達驅動模組包括：直流電動機、三項鼠籠式與轉子繞線式

感應電動機、永磁與外激式同步電動機、無刷直流電動機、切換式磁阻電動機、定力矩，定功率及一般常用機械負載、速率與力矩感測器及換速齒輪箱。

在數位控制模組中，不同於類比控制器，數位控制器的設計上，取樣頻率的影響、取樣延遲、量化誤差、以及類比數位轉換上的誤差都必須考慮，因此利用數位控制模組，可以確認控制器的效能跟穩定度、研究取樣頻率對於系統效能的影響以及類比決定數位轉換器的解析度需求，對於數位控制器的設計有很大的幫助。在 PowerSIM 中數位控制模組包括：零階維持、單位延遲、Z 域轉移函數方塊、數位 FIR 與 IIR 濾波器、量化方塊、數位積分與微分控制器及環型緩衝器。

PSIM 正因為強大的計算能力以及豐富的資料庫內容，對於本論文在電路以及控制器驗證上有很大的幫助，以下的模擬也將大量的使用 PSIM 來做各種情況的模擬。

4.1 模擬電路及元件參數

表 4.1 無電流感測模擬參數

輸入電壓(峰值)	$v_{s,pp} = 155V(110V_{rms})$
輸出電壓命令	$V_o^* = 200V$
負載電阻	$R = 100\Omega$
開關切換頻率	$f_{tri} = 40kHz$
輸入電壓頻率	$f = 60Hz$
電感	$L = 4.6mH$
電感等效內阻	$r_L = 0.5\Omega$
電容	$C_o = 1410\mu F$
二極體導通壓降	$V_f = 1.61V$
開關飽和電壓	$V_{sat} = 1.28V$
開關切換頻率	$f_{tri} = 40kHz$

模擬電路圖如 4.2 圖所示其中包含輸入測的變壓器(於 60Hz 下內阻為 3 歐姆)、雙向升壓型切換式整流器(主電路)、第三章所提及之無電流感測控制電路、開關分配訊號以及開關飽和電壓以及背接二極體導通壓降補償電路，關於此導通壓降的補償，為了因應實際開關及背接的不理想因素並不相同，故模擬時設定二極體導通壓降與開關飽和電壓不相同，因此對於 V_F 的補償將依照下表 4.2 規則處理。

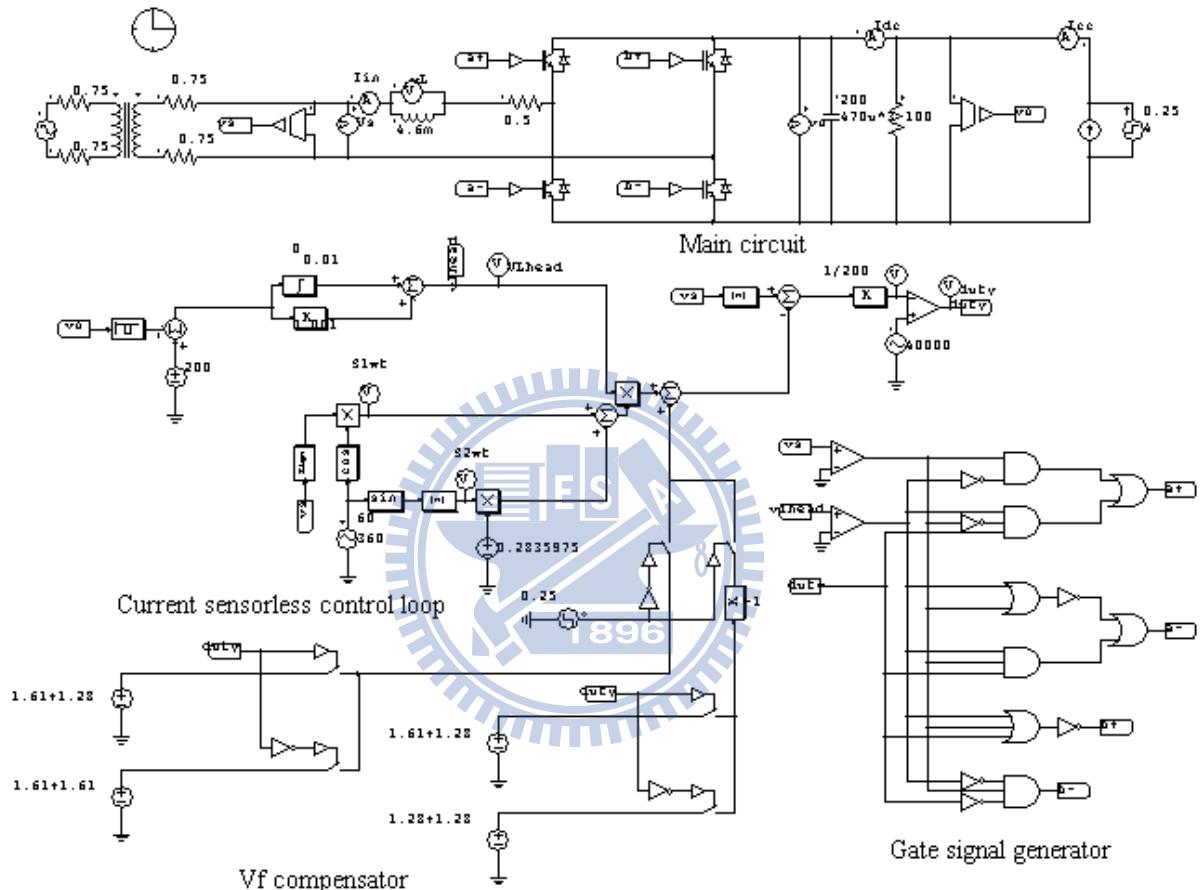


圖 4.2 PSIM 內無電流感測 PFC 電路模擬圖

表 4.2 V_F 補償數據

$sign(\hat{V}_L)$	$duty$	V_F
1	1	$V_f + V_{sat} = 1.61 + 1.28$
1	0	$2V_f = 1.61 + 1.61$
-1	1	$-(V_f + V_{sat}) = -(1.61 + 1.28)$
-1	0	$-2V_{sat} = -(1.28 + 1.28)$

4.2 無電流感測控制之失真輸入電壓模擬

在以下的實驗當中失真電流的模擬由下述方法達成，先將輸入電壓由原先弦波 $v_s = 155 \sin(\omega t)V$ 入電，改由模擬失真輸入電壓 $110V_{rms}$ 輸入模擬。模擬失真輸入電壓方法為，直接利用功率計量測失真輸入電壓各諧波成分，將其紀錄。利用 PSIM 內多個正弦電壓源 Sinusoidal voltage source，再將紀錄的各諧波成份代入進行失真輸入電壓源的模擬，如圖 4.3。圖 4.4 為失真輸入電壓實際量測波形與 PSIM 模擬失真輸入電壓波形圖，兩者相似度極高。失真輸入電壓的總電壓諧波失真約為 $THD_v \approx 5\%$ ，在圖中顯示出理想輸入電壓峰值大小與基本波相位相差的角度。

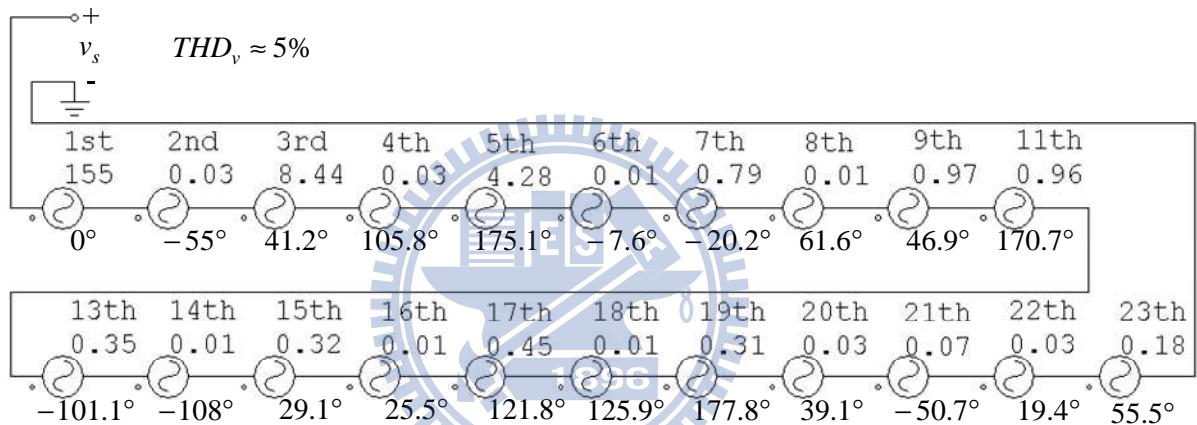


圖 4.3 PSIM 模擬失真輸入電壓電路圖

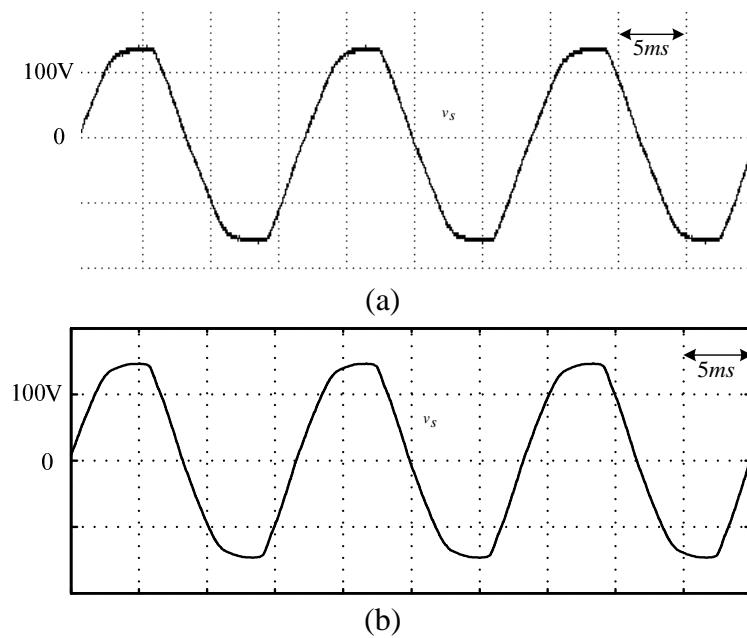


圖 4.4 (a) 實際失真輸入電壓波形 (b) PSIM 模擬失真輸入電壓波形

4.3 無電流感測控制之模擬

在這節裡將利用電腦模擬軟體 PSIM 來驗證此控制架構，首先將針對理想輸入電壓情況下做不同瓦數的模擬，同時對於雙向能量傳遞做模擬驗證，接著進行暫態模擬，測試若輸出端能量發生改變，例如馬達剎車回充、太陽能發電及風力發電等情況發生，直流側電容電壓上升，能量立即調節回送市電端的響應速度，以及輸出電壓的波動大小及時間分析。以此驗證電感電壓控制架構對功因校正電路的控制效果，下圖為模擬簡圖，直流匯流排系統輸出電流為 I_{dc} ，負載 R 以及掛載一電流源 I_{cc} (DC Current Supply On C.C. Mode)於負載端。

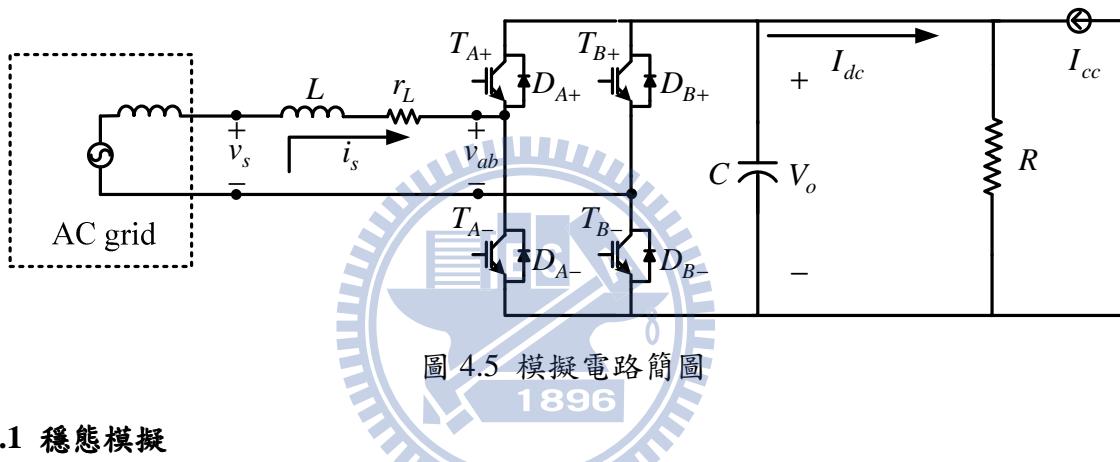


圖 4.5 模擬電路簡圖

1896

4.3.1 穩態模擬

本節模擬將先針對穩態下其內部訊號如 \hat{V}_L 、 s_1 、 s_2 、 v_{cont} 的觀測，若能得知在相對應的時間下，各訊號間彼此的關係，對於實作電路有一定程度的幫助，可從中發現實現的訊號是否正確，從本模擬也可以發現在穩態整流模式下 \hat{V}_L 訊號為一正值如圖 4.6，反之在反流模式 \hat{V}_L 訊號為一負值如圖 4.7 所示，也就與前章推導一致，也由於 \hat{V}_L 是由輸出電壓 v_o 經過一比例積分器得出，故其波形變動將與直流鏈電壓 v_o 相關。

下圖為 400 瓦、電流源(DC Current Supply)關閉狀態下，所進行的穩態模擬，控制輸出直流鏈電壓為 200 伏，輸入電壓為理想電壓，本系統在此處於整流模式， \hat{V}_L 在為 9.2 伏上下震盪，可以觀察到電流 i_s 保持與輸入電壓同相，其 THD_i 為 5.25%，而 s_1 、 s_2 如同推導與輸入電壓時間軸同步，可依據此訊號作為實作時的參考。

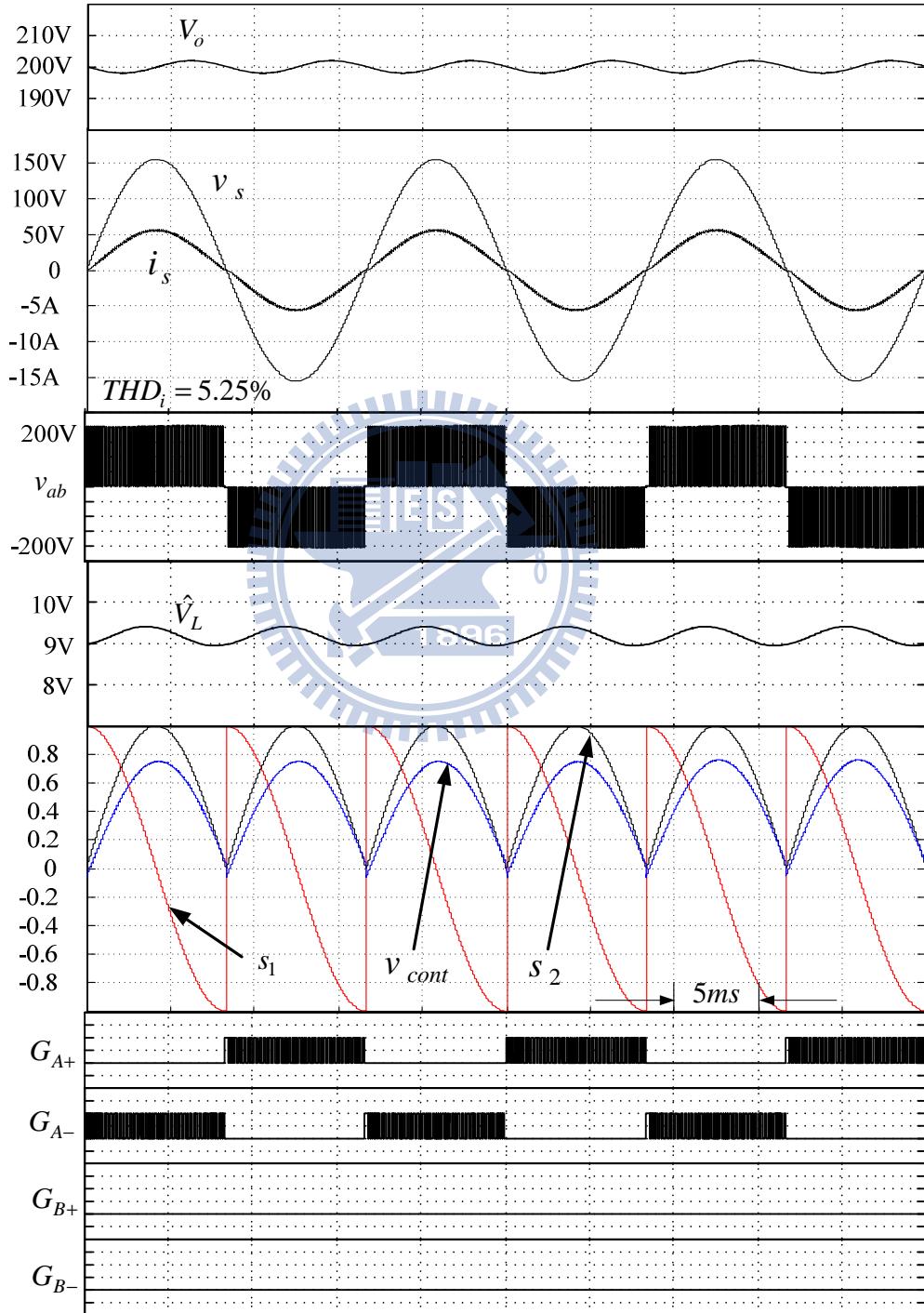


圖 4.6 整流模式下穩態響應及控制器內部訊號

下圖為 400 瓦、電流源(DC Current Supply)提供 4 安培輸出下，所進行的穩態模擬，控制輸出直流鏈電壓為 200 伏，輸入電壓為理想電壓，本系統在此處於反流模式， \hat{V}_L 在為 -7.9 伏上下震盪，可以觀察到電流 i_s 保持與輸入電壓反相，其 THD_i 為 3.86%，而 s_1 、 s_2 如同推導與輸入電壓時間軸同步，可依據此訊號作為實作時的參考。

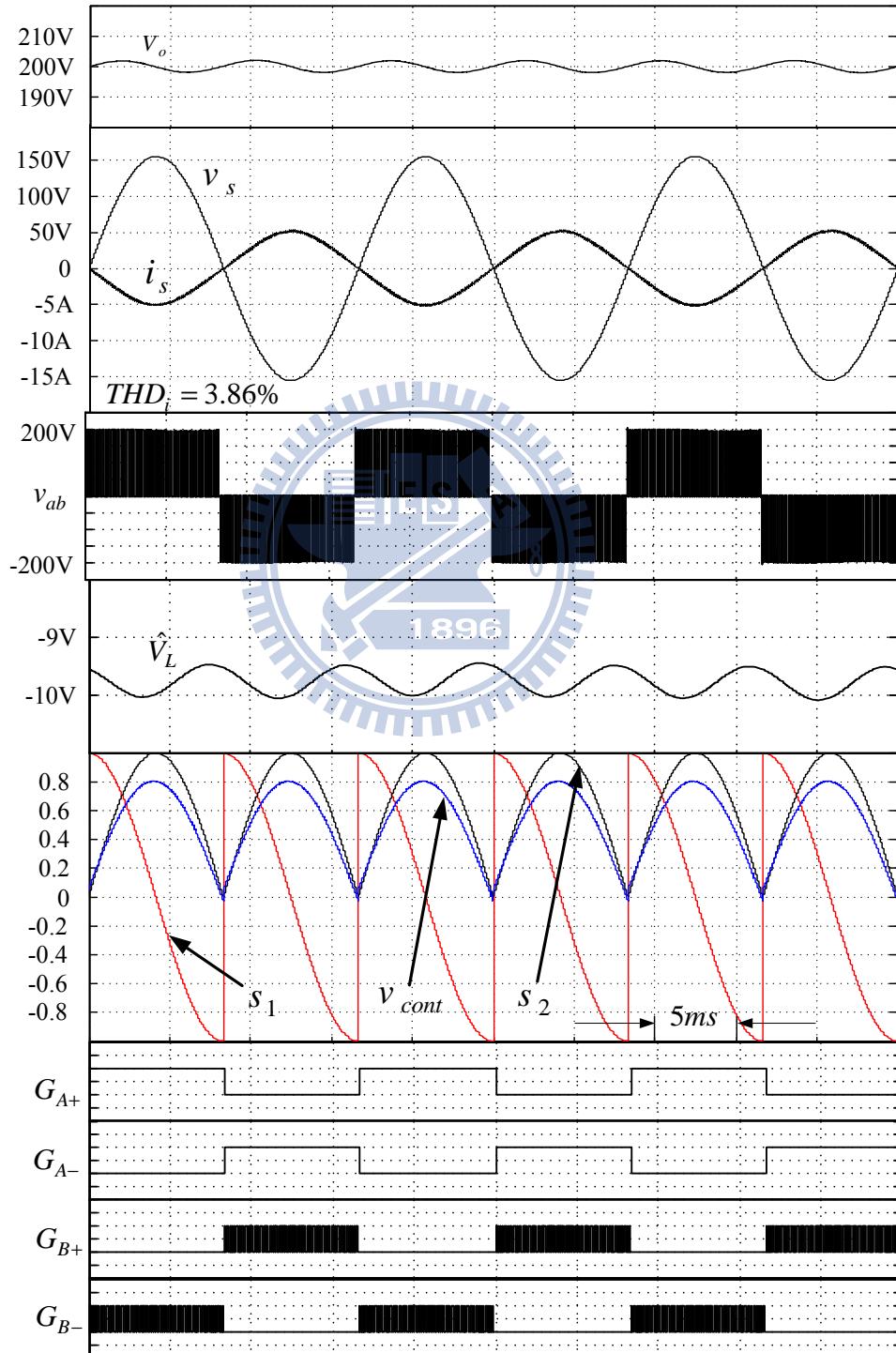


圖 4.7 反流模式下穩態響應及控制器內部訊號

同時亦模擬在失真輸入下穩態的內部訊號，如圖 4.8、4.9。

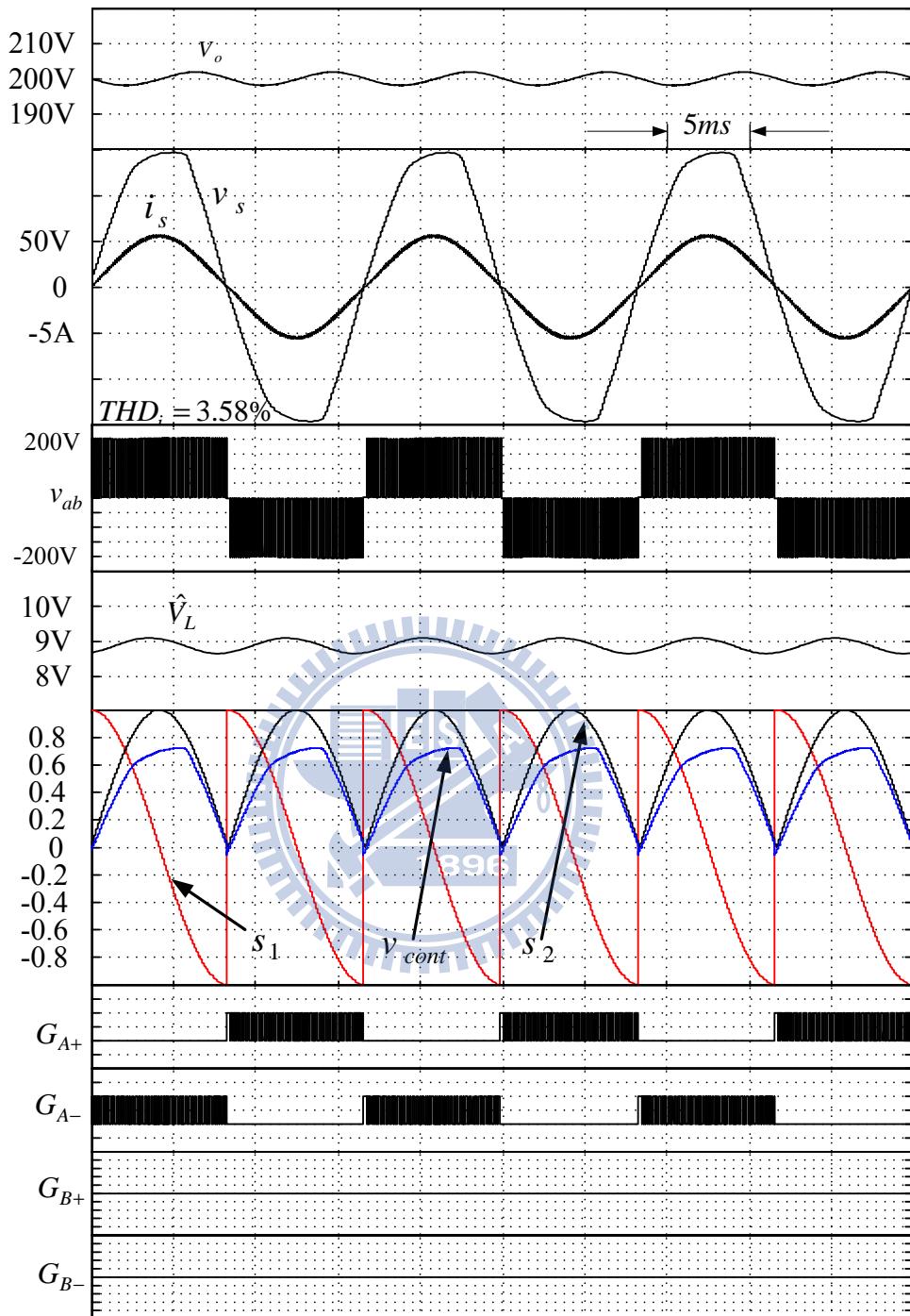


圖 4.8 失真輸入電流於整流模式下穩態響應及控制器內部訊號

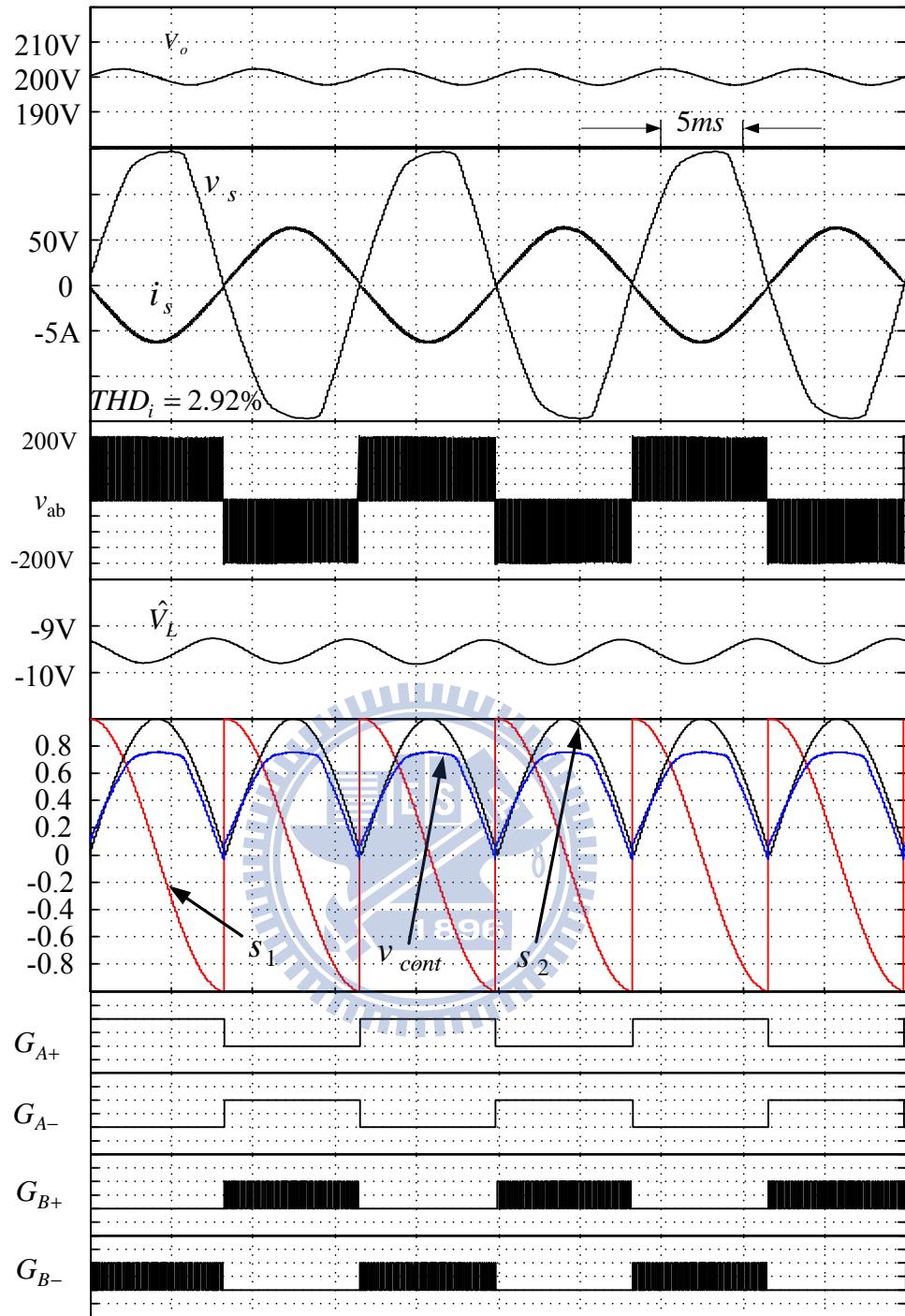


圖 4.9 失真輸入電流於反流模式下穩態響應及控制器內部訊號

4.3.2 各瓦數下穩態模擬

在本節的模擬當中，將會對 300W、400W、500W、700W、800W、900W 六種瓦數下作穩態輸入電壓以及輸入電流波形的模擬，並記錄其各次輸入電流諧波，和總諧波失真率。

300W :

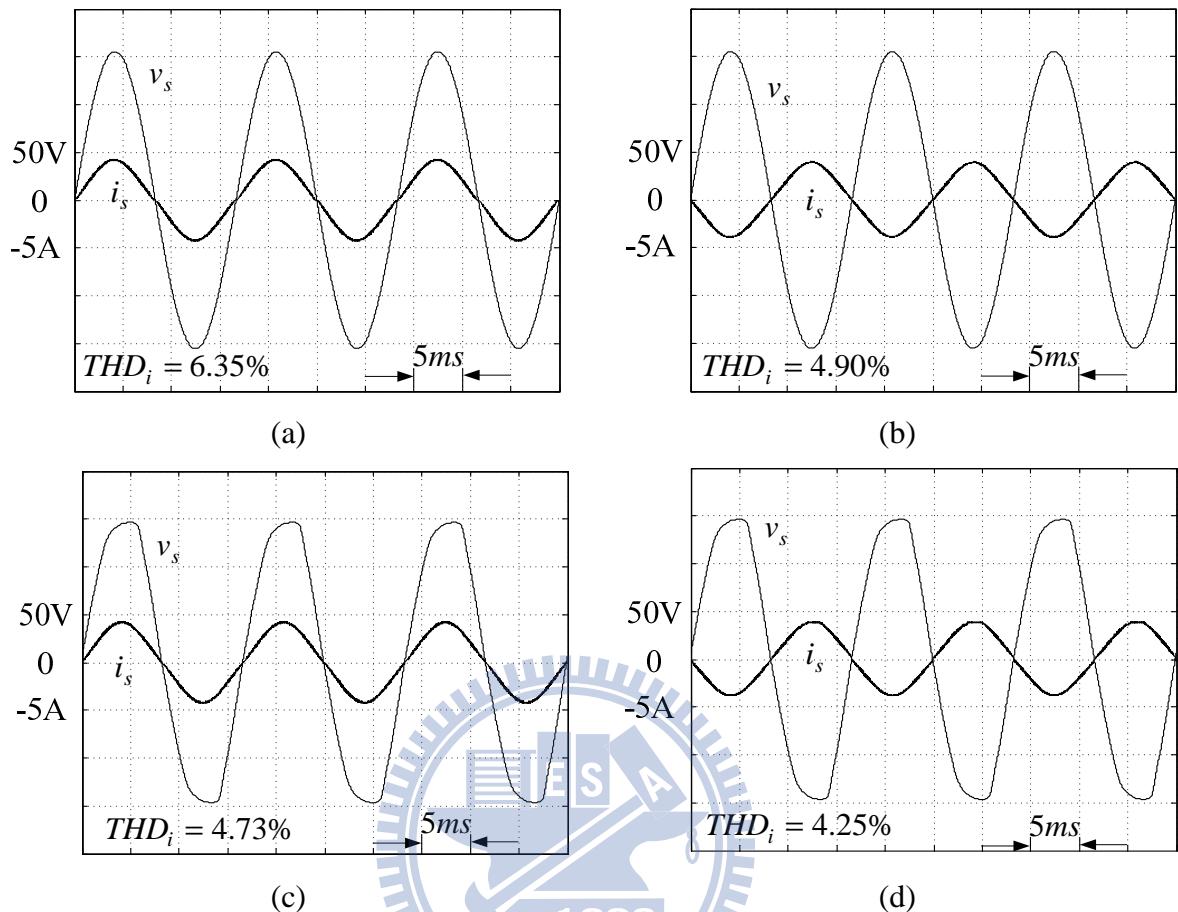


圖 4.10 300W 下各穩態輸入電壓及輸入電流波形 (a)理想輸入電壓整流模式(b)理想輸入電壓反流模式 (c)失真輸入電壓整流模式 (d)失真輸入電壓反流模式

表 4.3 300W 下電流諧波整理

輸出功率 諧波次數	IEEE 519	A 類規範	D 類規範	理想輸入 電壓整流 模式	失真輸入 電壓整流 模式	理想輸入 電壓反流 模式	失真輸入 電壓反流 模式
1-基本波 (單位:A)				4.0102	4.0275	3.7568	3.7392
3	0.40	2.3	1.020	0.2438	0.1866	0.1867	0.1327
5	0.40	1.14	0.570	0.043	0.0243	0.0077	0.0161
7	0.40	0.77	0.300	0.032	0.0092	0.0074	0.0152
9	0.40	0.4	0.150	0.0246	0.0095	0.0062	0.0122
11	0.18	0.33	0.105	0.0197	0.0079	0.0043	0.0079
13	0.18	0.21	0.089	0.0163	0.006	0.0036	0.0066
15	0.18	0.15	0.077	0.0138	0.0053	0.0026	0.0059
17	0.18	0.132	0.068	0.0118	0.0049	0.0017	0.0043
19	0.16	0.118	0.061	0.0102	0.0042	0.002	0.0043
$THD_i (\%)$				6.35%	4.73%	4.90%	4.25%

400W :

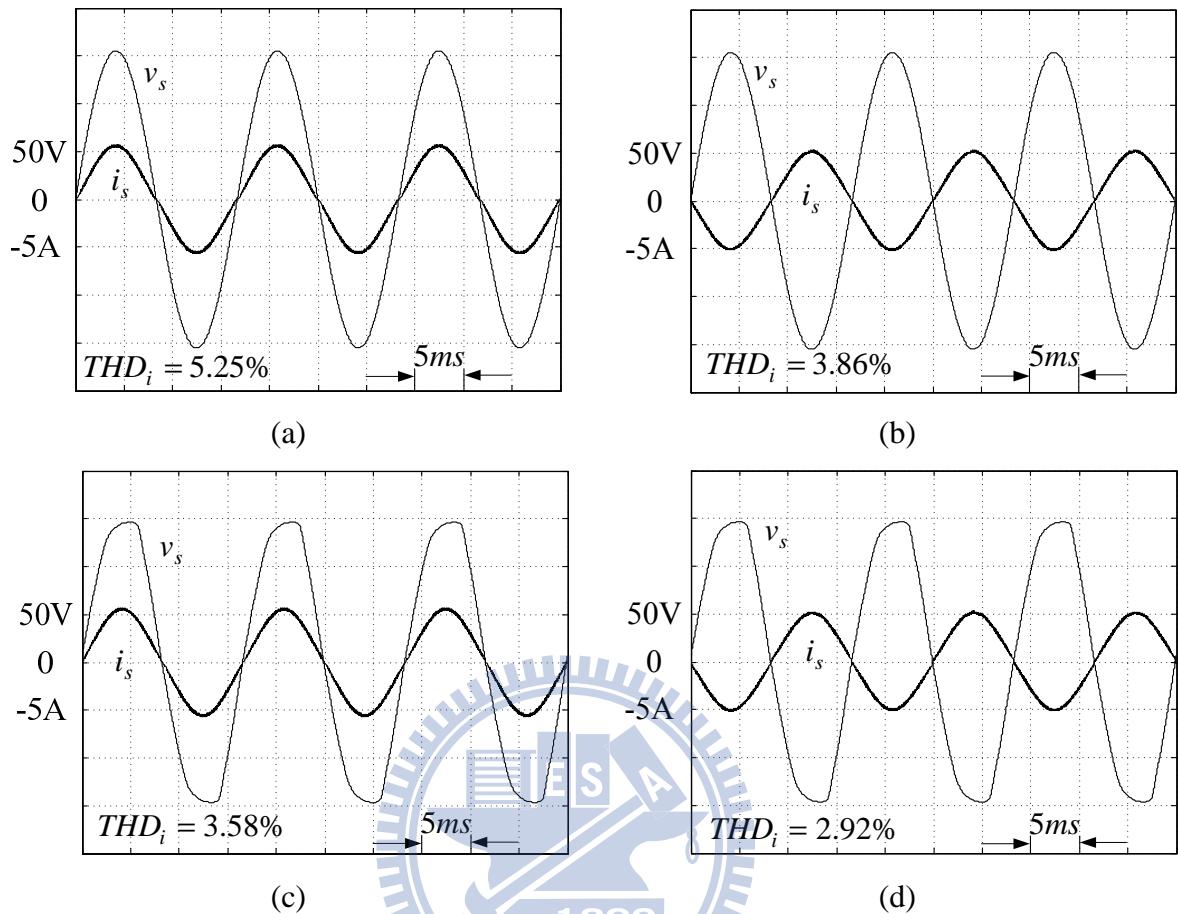


圖 4.11 400W 下各穩態輸入電壓及輸入電流波形 (a)理想輸入電壓整流模式 (b)理想輸入電壓反流模式 (c)失真輸入電壓整流模式 (d)失真輸入電壓反流模式

表 4.4 400W 下電流諧波整理

輸出功率 諧波次數	IEEE 519	A 類規範	D 類規範	理想輸入 電壓整流 模式	失真輸入 電壓整流 模式	理想輸入 電壓反流 模式	失真輸入 電壓反流 模式
1-基本波 (單位:A)				5.3693	5.3888	4.9536	4.9756
3	0.54	2.3	1.360	0.2668	0.1902	0.185	0.1214
5	0.54	1.14	0.760	0.0572	0.0263	0.0086	0.019
7	0.54	0.77	0.400	0.0418	0.0106	0.0071	0.0189
9	0.54	0.4	0.200	0.0321	0.0107	0.0044	0.015
11	0.24	0.33	0.140	0.0258	0.0089	0.004	0.0098
13	0.24	0.21	0.118	0.0214	0.0069	0.0033	0.0117
15	0.24	0.15	0.103	0.0181	0.0062	0.0027	0.0069
17	0.24	0.132	0.091	0.0155	0.0057	0.0023	0.0083
19	0.21	0.118	0.081	0.0134	0.005	0.0026	0.0057
$THD_i (\%)$				5.25%	3.58%	3.86%	2.92%

500W :

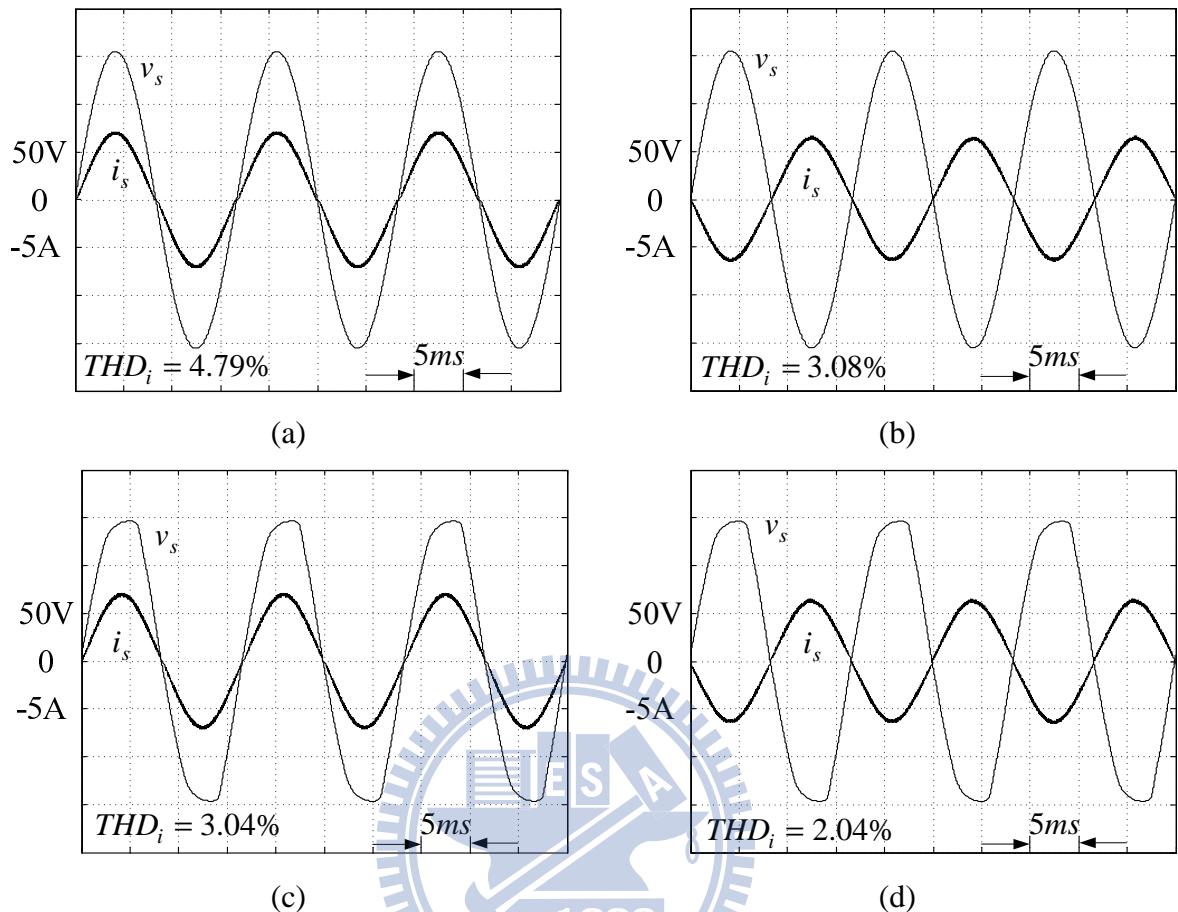


圖 4.12 500W 下各穩態輸入電壓及輸入電流波形 (a)理想輸入電壓整流模式 (b)理想輸入電壓反流模式 (c)失真輸入電壓整流模式 (d)失真輸入電壓反流模式

表 4.5 500W 下電流諧波整理

輸出功率 諧波次數	IEEE 519	A 類規範	D 類規範	理想輸入 電壓整流 模式	失真輸入 電壓整流 模式	理想輸入 電壓反流 模式	失真輸入 電壓反流 模式
1-基本波 (單位:A)				6.7418	6.7636	6.1787	6.1972
3	0.67	2.3	1.700	0.3021	0.2055	0.1931	0.104
5	0.67	1.14	0.950	0.0779	0.0345	0.0081	0.0274
7	0.67	0.77	0.500	0.0561	0.0167	0.0079	0.0268
9	0.67	0.4	0.250	0.043	0.0156	0.005	0.0177
11	0.30	0.33	0.175	0.0345	0.0129	0.0046	0.0166
13	0.30	0.21	0.148	0.0285	0.0103	0.0035	0.0128
15	0.30	0.15	0.128	0.024	0.0093	0.0031	0.0123
17	0.30	0.132	0.113	0.0205	0.0084	0.0025	0.0094
19	0.27	0.118	0.101	0.0176	0.0074	0.003	0.0103
$THD_i (\%)$				4.79%	3.04%	3.08%	2.04%

700W :

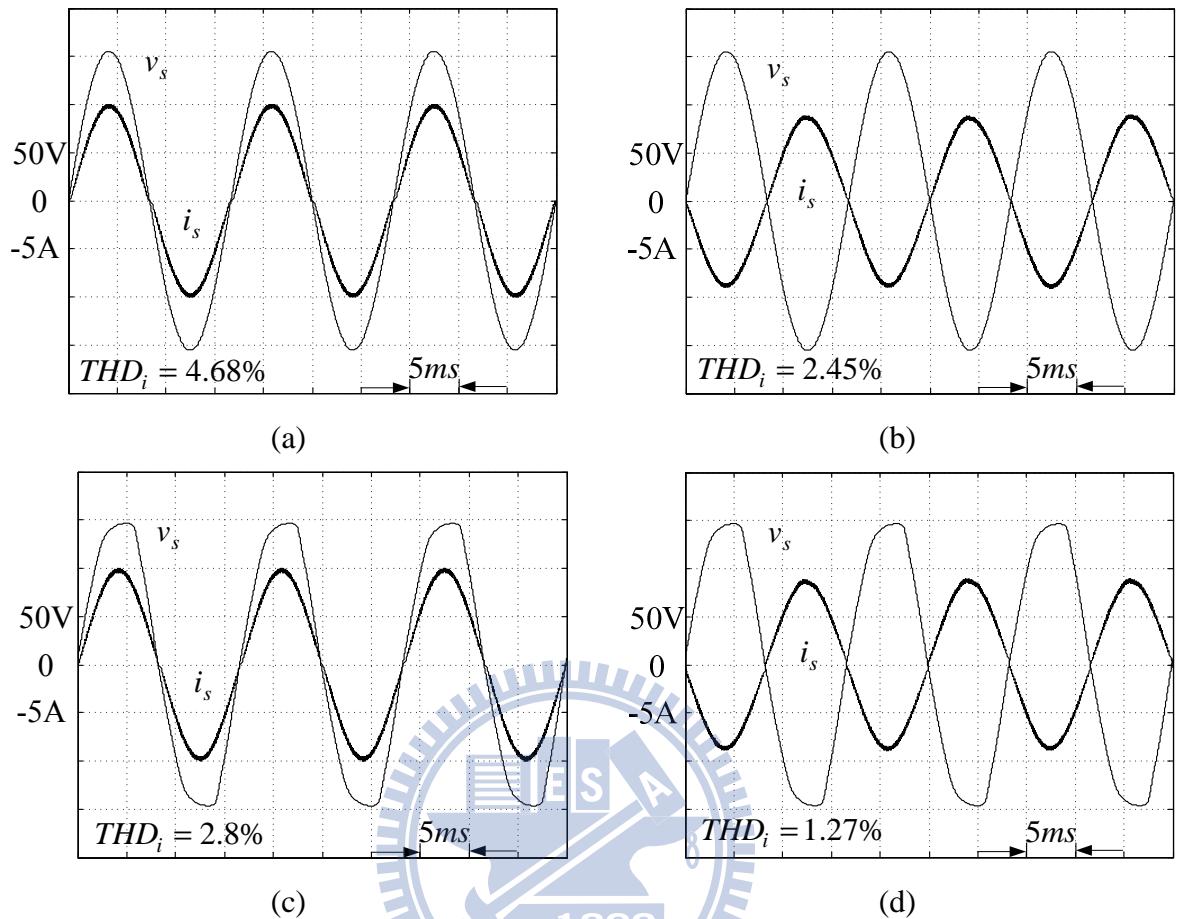


圖 4.13 700W 下各穩態輸入電壓及輸入電流波形 (a)理想輸入電壓整流模式 (b)理想輸入電壓反流模式 (c)失真輸入電壓整流模式 (d)失真輸入電壓反流模式

表 4.6 700W 下電流諧波整理

輸出功率 諧波次數	IEEE 519	A 類規範	D 類規範	理想輸入 電壓整流 模式	失真輸入 電壓整流 模式	理想輸入 電壓反流 模式	失真輸入 電壓反流 模式
1-基本波 (單位:A)				9.5235	9.5488	8.5546	8.5508
3	0.95	2.3	2.380	0.4071	0.2686	0.2158	0.0890
5	0.95	1.14	1.330	0.1386	0.0704	0.0266	0.0390
7	0.95	0.77	0.700	0.0981	0.0424	0.0132	0.0373
9	0.95	0.4	0.350	0.0743	0.0353	0.0154	0.0235
11	0.43	0.33	0.245	0.0588	0.0287	0.0070	0.0250
13	0.43	0.21	0.207	0.0478	0.0235	0.0109	0.0184
15	0.43	0.15	0.180	0.0395	0.0204	0.0043	0.0178
17	0.43	0.132	0.159	0.0329	0.0179	0.0089	0.0169
19	0.38	0.118	0.142	0.0277	0.0156	0.0036	0.0115
$THD_i (\%)$				4.68%	3.58%	2.45%	1.27%

800W :

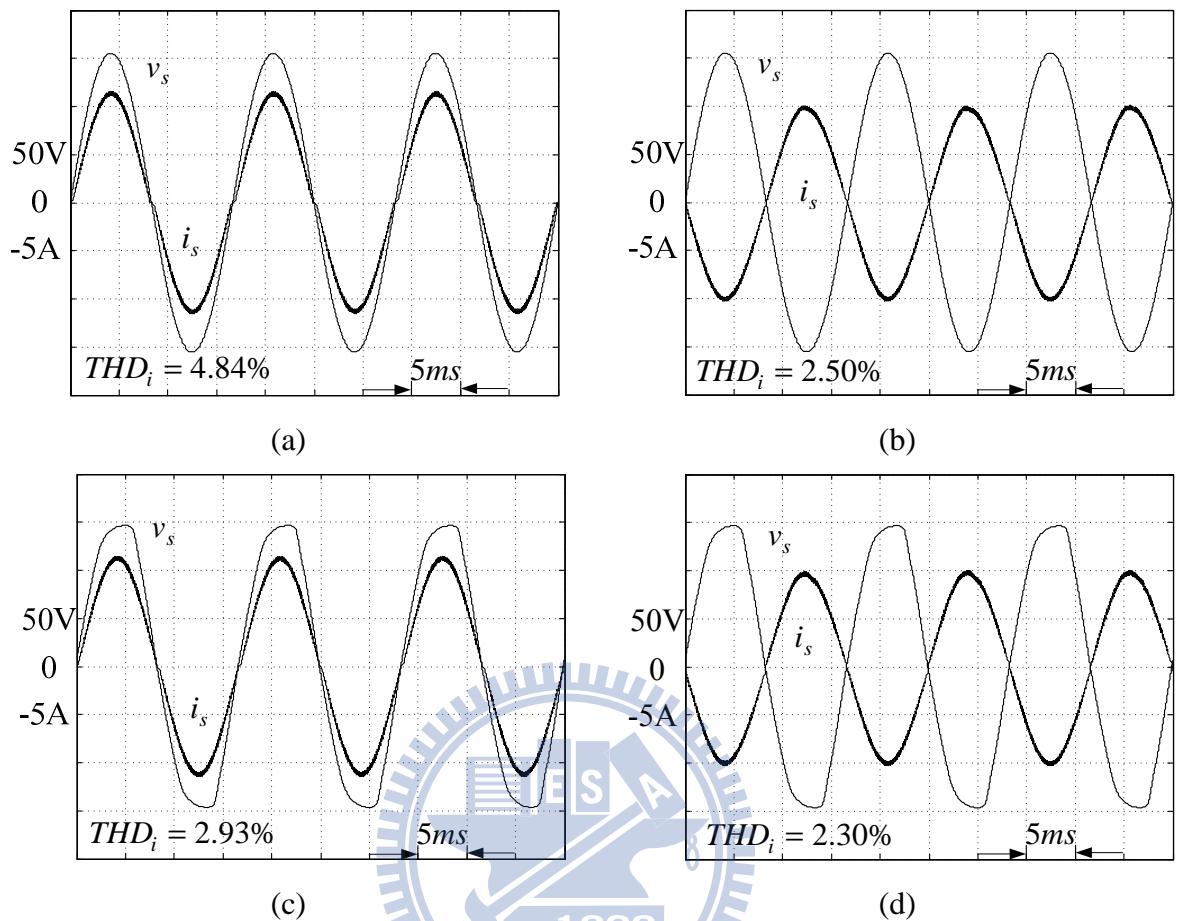


圖 4.14 800W 下各穩態輸入電壓及輸入電流波形 (a)理想輸入電壓整流模式 (b)理想輸入電壓反流模式 (c)失真輸入電壓整流模式 (d)失真輸入電壓反流模式

表 4.7 800W 下電流諧波整理

輸出功率 諧波次數	IEEE 519	A 類規範	D 類規範	理想輸入 電壓整流 模式	失真輸入 電壓整流 模式	理想輸入 電壓反流 模式	失真輸入 電壓反流 模式
1-基本波 (單位:A)				10.9550	10.9833	9.7750	9.7284
3	1.10	2.3	2.720	0.4779	0.3193	0.2103	0.1129
5	1.10	1.14	1.520	0.1788	0.0992	0.0373	0.0297
7	1.10	0.77	0.800	0.1255	0.0625	0.0189	0.0375
9	1.10	0.4	0.400	0.0945	0.0505	0.0210	0.0156
11	0.49	0.33	0.280	0.0741	0.0406	0.0099	0.0150
13	0.49	0.21	0.237	0.0595	0.0331	0.0138	0.0200
15	0.49	0.15	0.205	0.0485	0.0283	0.0056	0.0080
17	0.49	0.132	0.181	0.0398	0.0244	0.0088	0.0191
19	0.44	0.118	0.162	0.0329	0.0210	0.0050	0.0069
$THD_i (\%)$				4.84%	2.93%	2.50%	2.30%

900W :

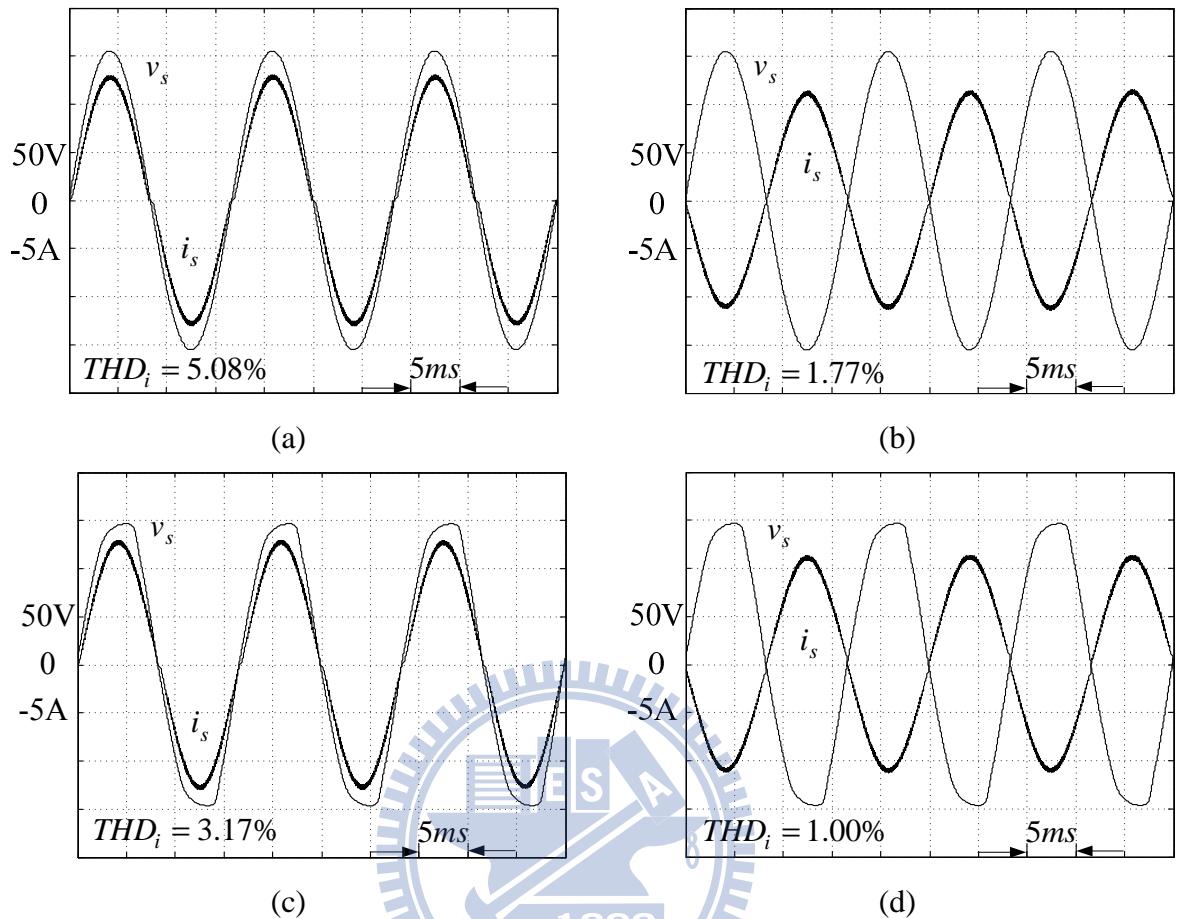


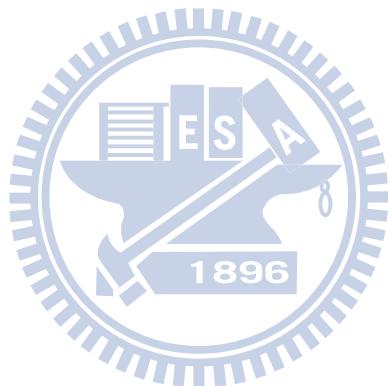
圖 4.15 900W 下各穩態輸入電壓及輸入電流波形 (a)理想輸入電壓整流模式 (b)理想輸入電壓反流模式 (c)失真輸入電壓整流模式 (d)失真輸入電壓反流模式

表 4.8 900W 下電流諧波整理

輸出功率 諧波次數	IEEE 519	A 類規範	D 類規範	理想輸入 電壓整流 模式	失真輸入 電壓整流 模式	理想輸入 電壓反流 模式	失真輸入 電壓反流 模式
1-基本波 (單位:A)				12.3747	12.4387	10.8568	10.9266
3	1.24	2.3	3.060	0.5539	0.3758	0.1977	0.0713
5	1.24	1.14	1.710	0.2224	0.1314	0.0117	0.0643
7	1.24	0.77	0.900	0.1550	0.0849	0.0138	0.0511
9	1.24	0.4	0.450	0.1157	0.0672	0.0088	0.0343
11	0.56	0.33	0.315	0.0898	0.0536	0.0086	0.0370
13	0.56	0.21	0.266	0.0713	0.0434	0.0089	0.0191
15	0.56	0.15	0.231	0.0573	0.0365	0.0086	0.0309
17	0.56	0.132	0.204	0.0463	0.0310	0.0060	0.0192
19	0.49	0.118	0.182	0.0374	0.0263	0.0070	0.0207
$THD_i(\%)$				5.08%	3.17%	1.77%	1.00%

4.3.2 暫態模擬

除了考慮電路穩態下輸入電流的波形，同時也必須關注的是其暫態的響應，因此電路要應用於太陽能、風力發電或者是馬達回充系統時，其回送的能量不為一個定值，故必須了解本系統因回送能量的變化會造成如何的暫態響應，以下的模擬將針對在一個能量即將回送至市電端對於整個系統的影響，我們首先將圖 4.5 的 I_{cc} 設為零(即開路狀態)，然後於輸入電壓第三週期時將其驟升為 4 安培對於整個系統的變化，如下圖 4.16 所示，可以觀察到輸出電壓將會因此 4 安培的輸入擾動最高為 17 伏特，輸入電流擾動最高為 10 安培，而其安定時間約為 50ms。



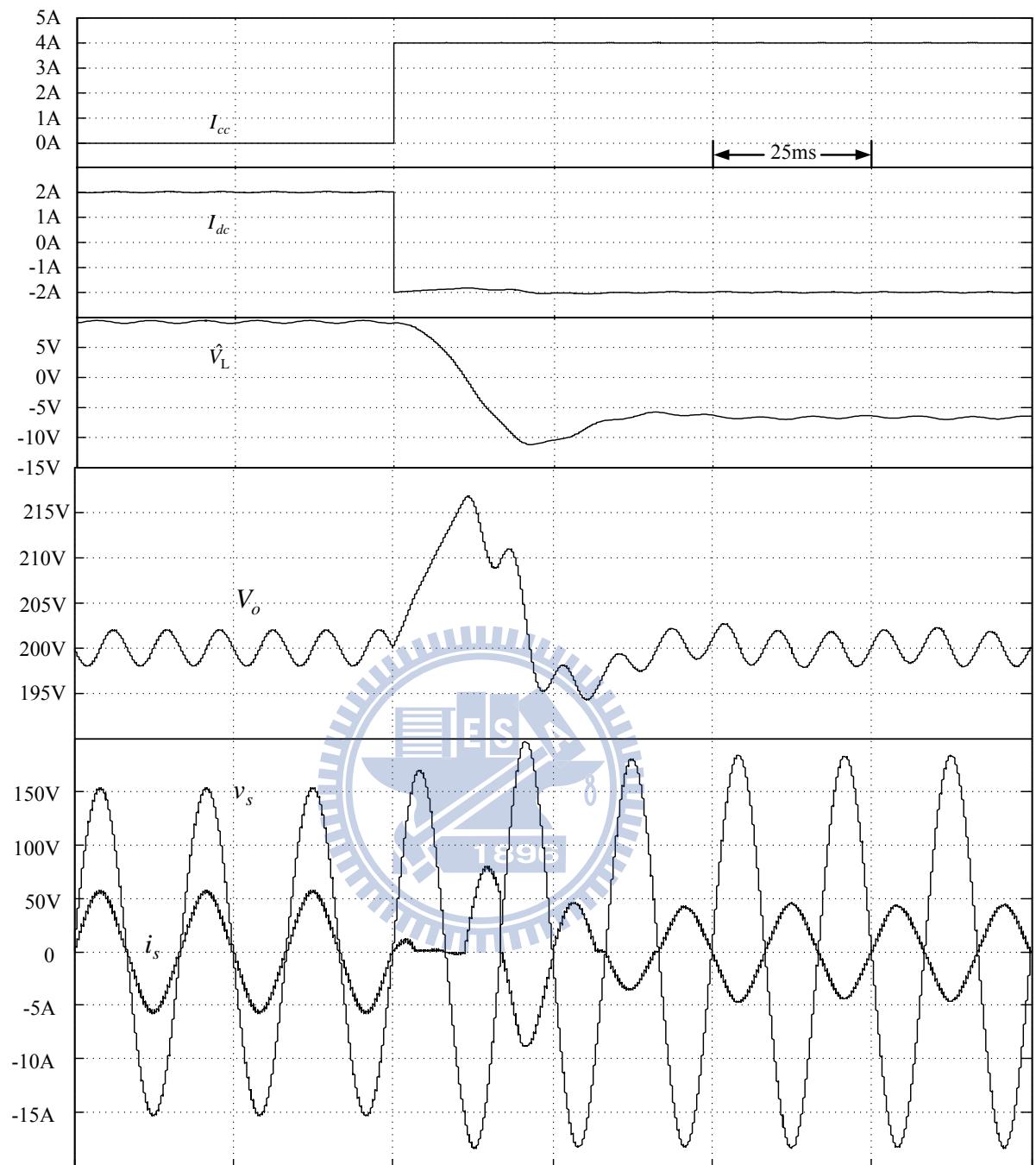


圖 4.16 理想輸入電壓下 I_{cc} 由 0 安培瞬間增加至 4 安培系統的暫態響應

另一方面本模擬將 I_{cc} 原保持 4 安培供應，在第三週期時突然降為 0 安培(即開路狀態)對於系統的影響如下圖 4.17 所示，可以看到輸出電壓擾動最高為 16 伏特，而輸入電流擾動最高為 10 安培，其安定時間也約為 50ms。

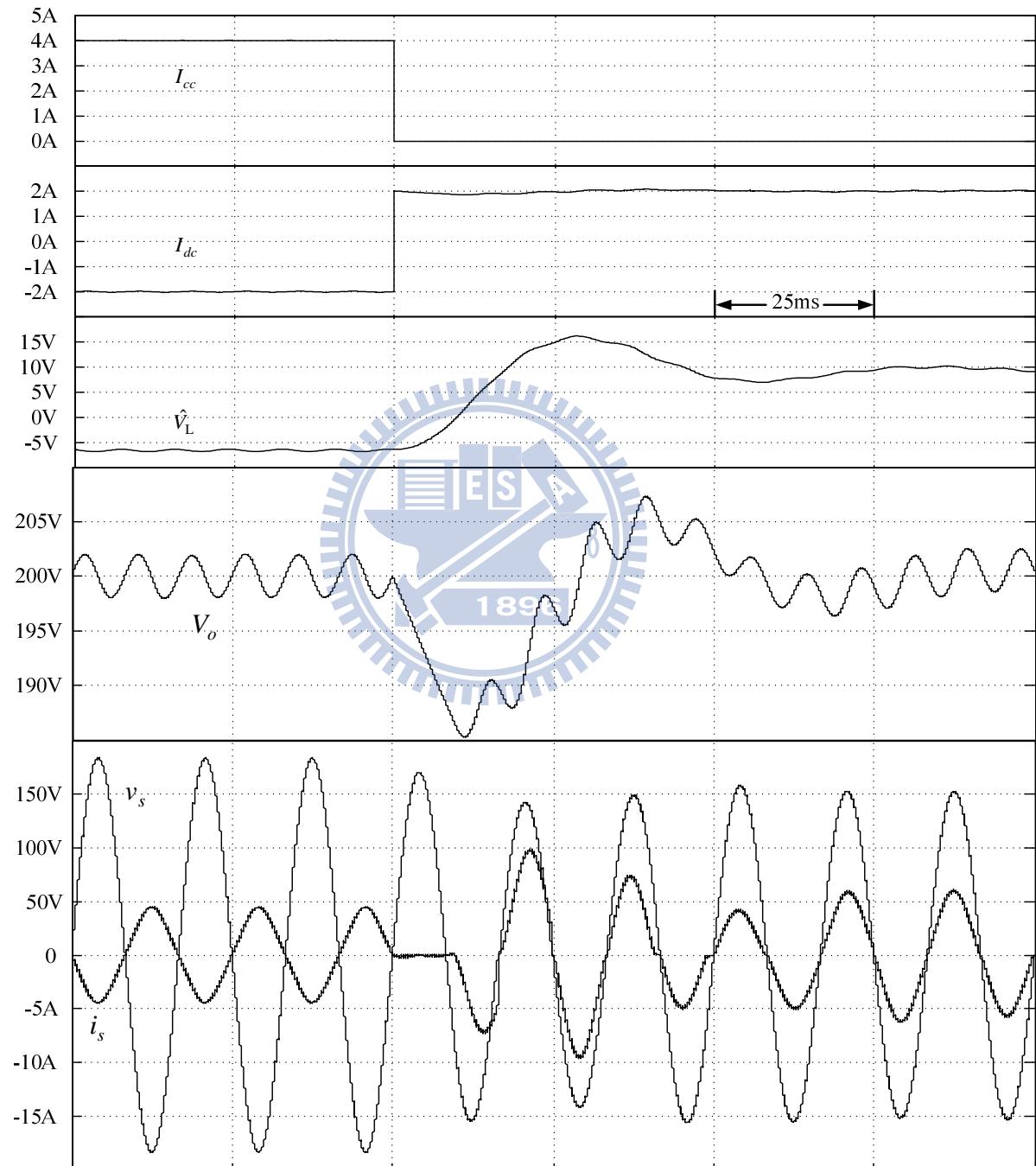


圖 4.17 理想輸入電壓下 I_{cc} 由 4 安培瞬間降至 0 安培系統的暫態響應

在失真電壓輸入下將同樣模擬其暫態響應，如下圖 4.18，本模擬首先將圖 4.5 之 I_{cc} 由原本的開路狀態於第三的電壓週期時驟升為 4 安培輸入，其輸出電壓擾動最高為 16 伏特，輸入電流擾動最高為 10 安培，而安定時間約為 50ms。

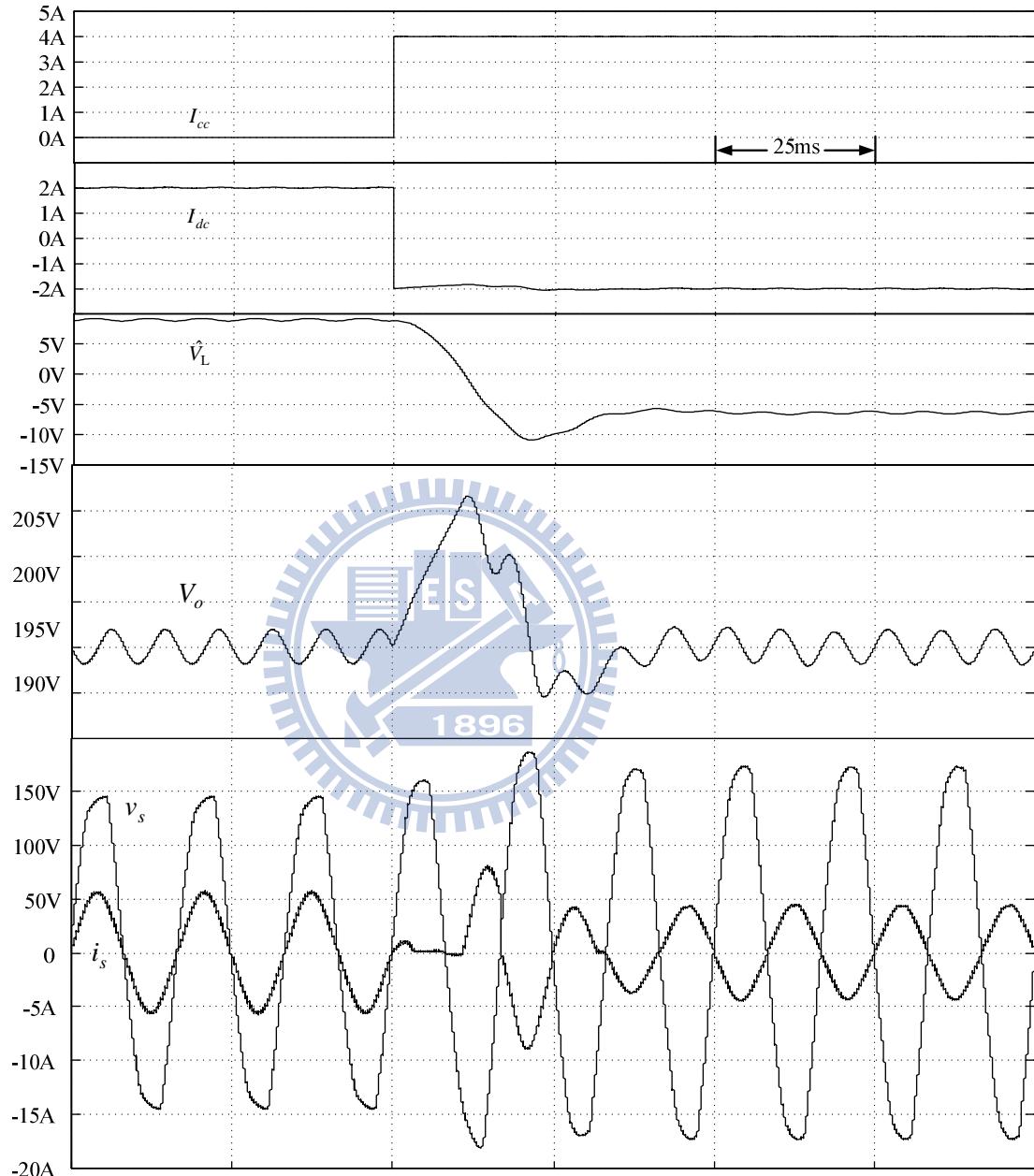


圖 4.18 失真輸入電壓下 I_{cc} 由 0 安培瞬間增加至 4 安培系統的暫態響應

另一方面在失真電壓輸入下本模擬將 I_{cc} 原保持 4 安培供應，在第三週期時突然降為 0 安培(即開路狀態)對於系統的影響如下圖 4.19 所示，可以看到輸出電壓擾動最高為 15 伏特，而輸入電流擾動最高為 10 安培，其安定時間也約為 50ms。

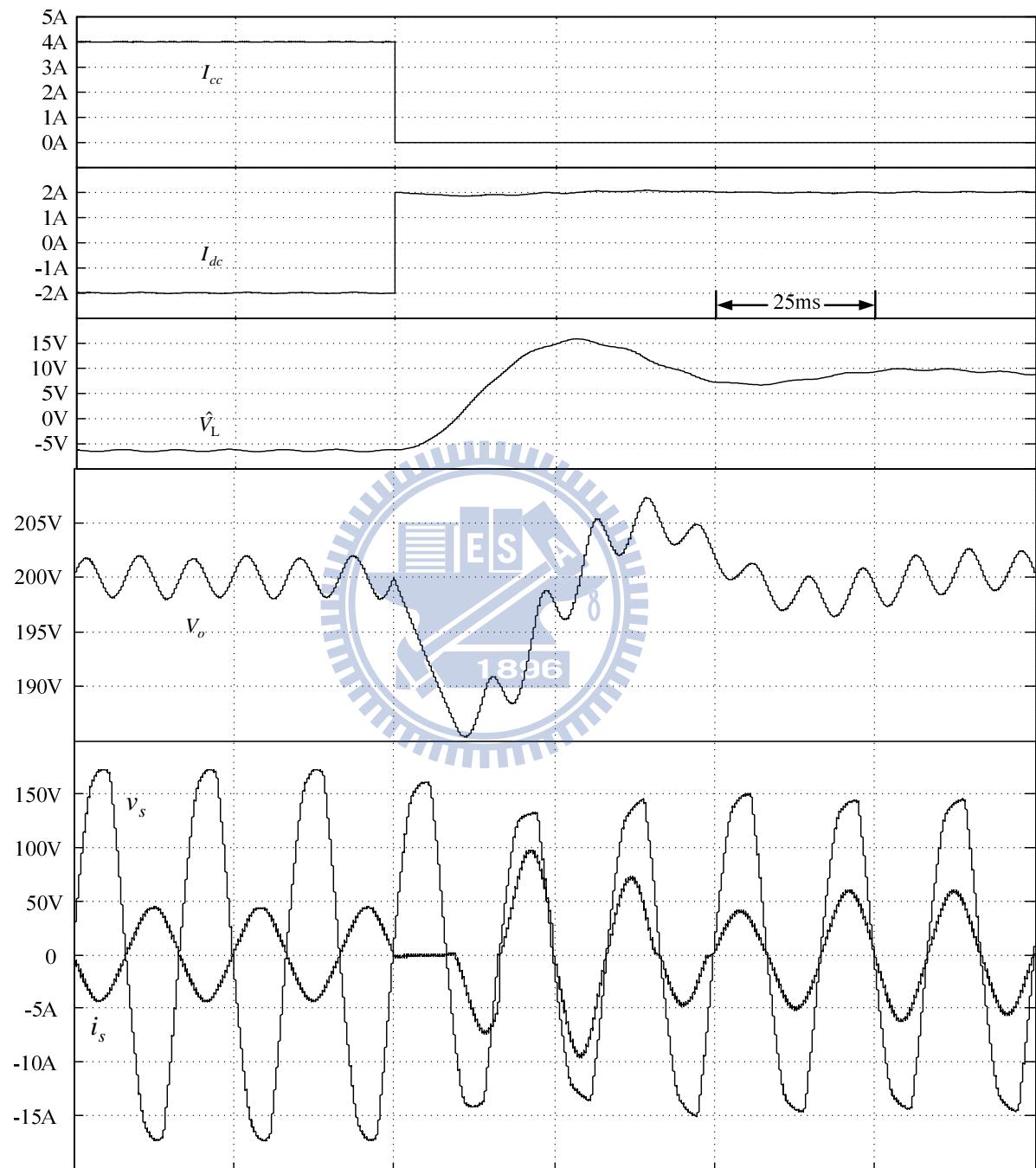


圖 4.19 失真輸入電壓下 I_{cc} 由 4 安培瞬間降至 0 安培系統的暫態響應

第五章

電路實作

5.1 現場可規劃邏輯陣列(FPGA)

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

利用 FPGA 來實現控制系統有著不少優勢在，除了有較高的運算時脈外，其平行運算的能力也相當高。除此之外，利用 FPGA 實現的控制器，其行為亦非常接近等效之類比控制器，而且不但能保留其優點，如無計算上的延遲(No Calculation Delay)、更高的頻寬(Higher Bandwidth)等；更能將其缺點排除，如參數漂移(Parameter Drifting)、較低的積分層級(Poor Level of Integration) [4]。除此之外，FPGA 與其類似功能之 CPLD 做比較亦存在不少優點，在編程上 FPGA 比 CPLD 具有更大的靈活性，且 FPGA 非常適合複雜邏輯結構，這些優勢也讓 FPGA 更適合使用在控制系統上。

FPGA 元件內部主要包含了三大部分，數百到數千個標準的可程式邏輯單元(Configurable Logic Blocks, CLBs)，排列形成 $M \times N$ 的電路矩陣；每個邏輯單元均連接至縱向網路及橫向網路，外部在圍繞一圈輸入輸出單元，如圖 5.1 所示。當電路完成設計後，便可以把產生之電路架構編譯檔下載至 FPGA 中進行連線規劃，成為一顆具有特定功能之 IC。這樣不但縮短了研發時間，同時又擁有多次燒錄等功能，而且也大大增加設計方法上之彈性。

接下來將介紹 FPGA 的設計流程。首先 FPGA 的設計方法有二種，分別為圖形化流程(Schematic Flow)以及硬體描述語言編輯(HDL Editor)，然而近年來電路設計的規模日益龐大複雜，若使用圖形化的設計方法則相當的費時且容易發生錯誤，因此利用硬體描述語言的設計方式成為主流，一般常見的硬體描述語言有 VHDL、Verilog 等，而本論文

所使用的為 Verilog，由於其接近 C 語言的語法撰寫，使得較 VHDL 來的容易上手，而撰寫硬體描述語言最重要的就是電路的觀念，以及訊號時序的正確性，因此在程式撰寫的概念上有別於 C 語言以及 MATLAB 等逐行編譯的程式語言。

將所希望設計的電路利用圖形化流程或是硬體描述語言完成後，接下來則可以做行為模擬(Behavior Simulation)及合成後的函數模擬(Function Simulation)，藉此可以了解所設計的電路功能是否正確。驗證功能正確後，就可以進行時序模擬(Timing Simulation)，模擬電路在燒入 FPGA 後，所造成延遲是否符合需求。

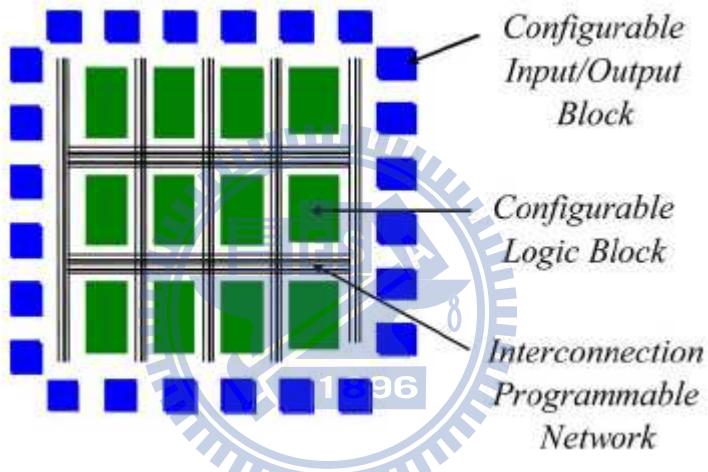


圖 5.1 FPGA 元件基本結構

本實驗所使用之現場可規劃邏輯閘陣列發展板，型號為 UBD-Spartan3E-ST3E。其核心為 Xilinx 公司研製，型號為 Spartan-3E XC3S250E，並配合 Xilinx ISE 8.2i 之軟體進行電路之撰寫及模擬。此核心內含 4896 個 4 輸入 LUT(Look-Up Table)及 D 型正反器(D-type Flip-Flop)，封裝為 PQFP 208 隻腳位，其中供使用者使用的腳位有 158 隻。此外，還包含了有 12 個 18K-bits 的 Block RAMs，12 個 18 乘 18 的硬體乘法器。實驗板上則提供 8 個指撥開關及 LED 介面及 40MHz 之石英震盪器等。

5.2 實作電路組成

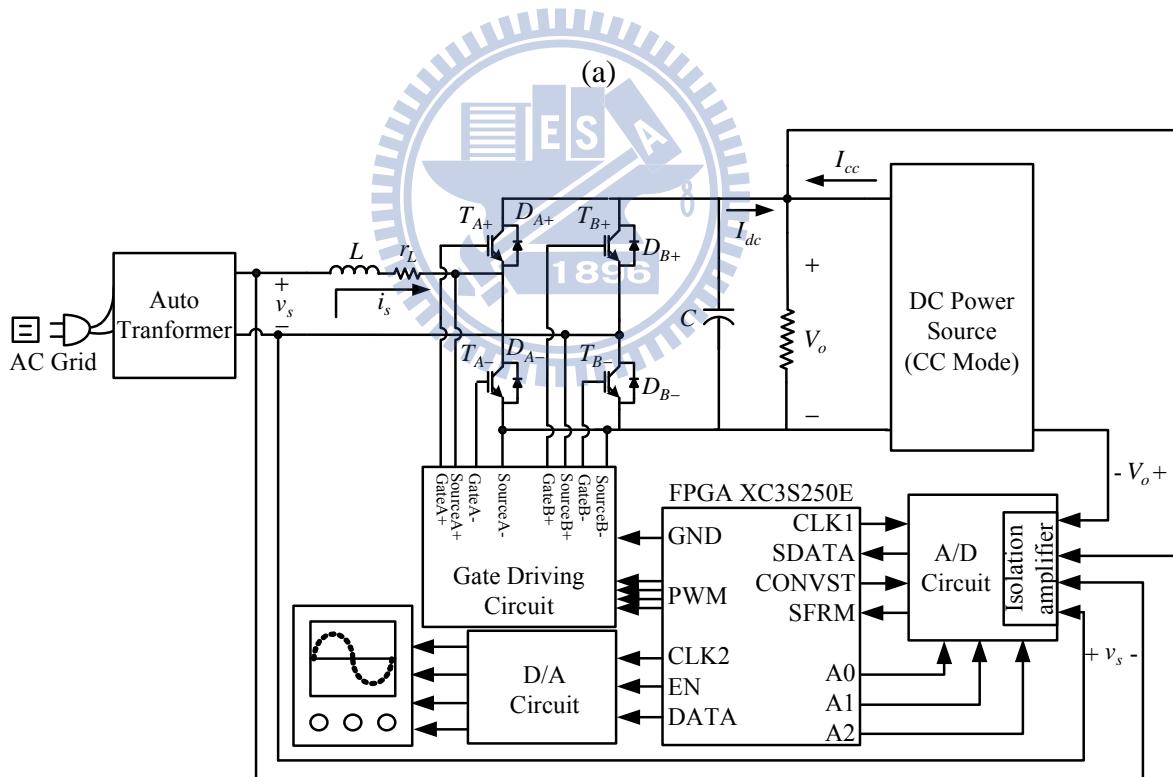
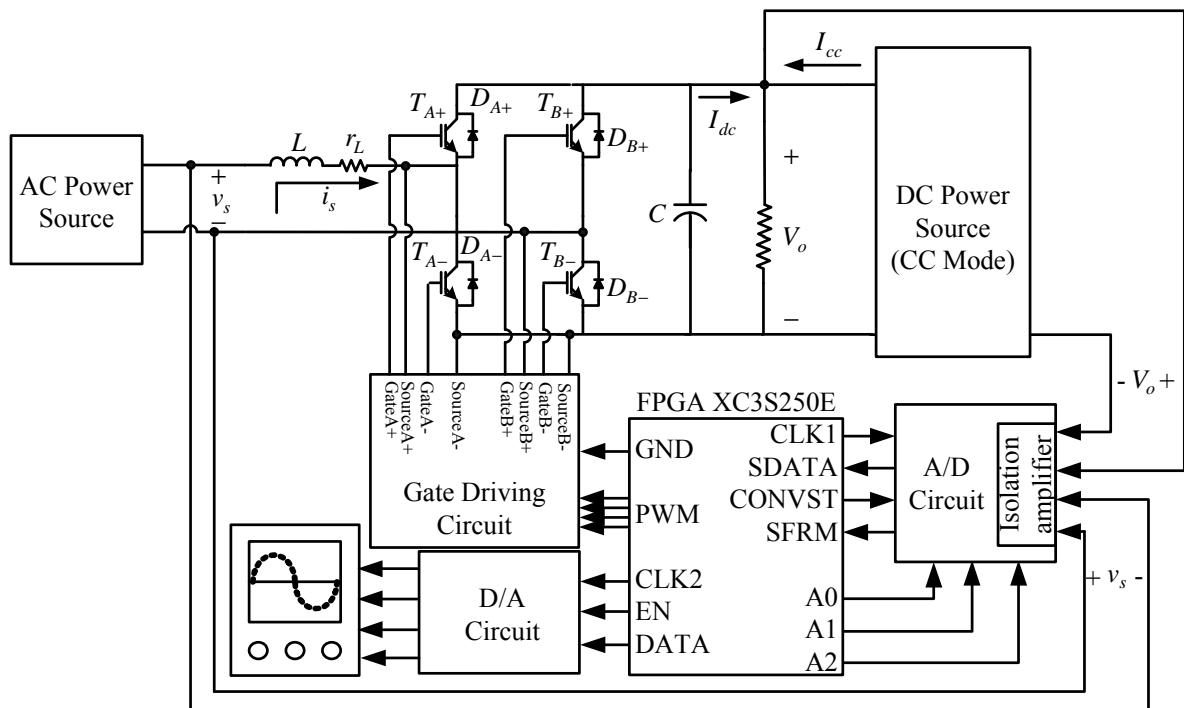
昇壓型切換式整流器之無電流感測控制實作，利用 FPGA 作為實現無電流感測實作平台，並有數位類比轉換電路及開關驅動電路，當昇壓型切換式整流器主電路和 FPGA 之間的媒介。

昇壓型切換式整流器之無電流感測控制實作架構如圖 5.2 所示，5.2(a)我們使用一台 AC 電源供應器提供理想弦波作為輸入，5.2(b)則將電路直接接至市電，由市電網路提供失真輸入電壓。在後級的部分，使用一台 DC 電源供應器提供反流模式所需直流電源，並且操作在定電流模式。

數位類比轉換電路分別為 A/D 轉換電路和 D/A 轉換電路，A/D 轉換電路是迴授輸出電壓及輸入電壓，D/A 轉換電路是對 FPGA 內部訊號進行觀察，雖 D/A 轉換電路並非無電流感測控制所必須，其目的為確保數位訊號正確性。

開關驅動電路從 FPGA 接收 PWM 信號，進行隔離放大以驅動昇壓型切換式整流器中唯一主動元件 IGBT 開關。實際實作電路照片由圖 5.3 呈現。





(b)

圖 5.2 實作電路組成 (a)理想輸入弦波 (b)失真輸入弦波

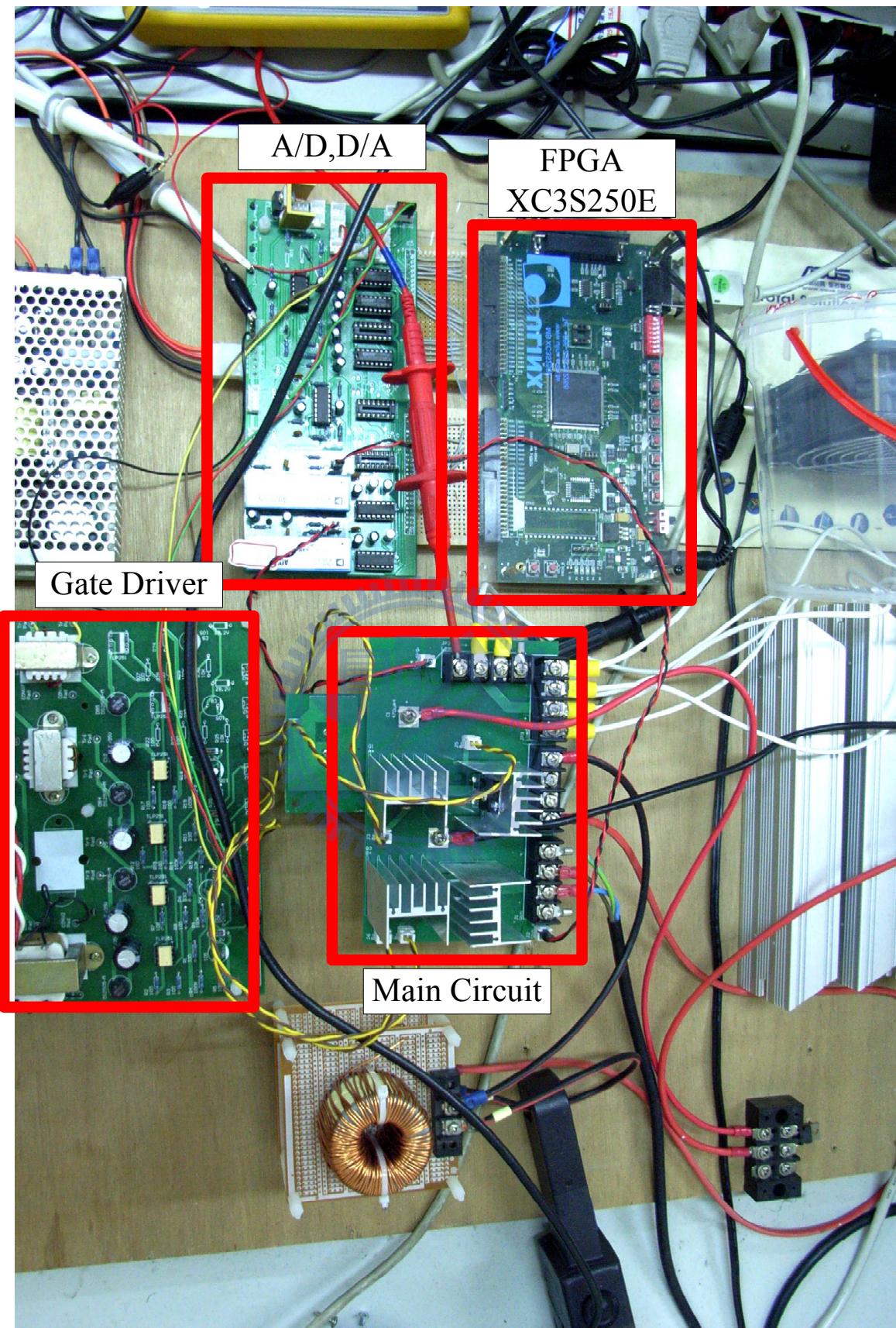


圖 5.3 實際實作電路照片

5.2.1 數位類比轉換電路(A/D Circuit & D/A Circuit)

實作中，完整 A/D 轉換電路組成如圖 5.4，整個電路實作需回授輸出電壓 v_o 跟輸入電壓 v_s 。由於所使用 ADC 為 IC MAX121，其輸入取樣電壓需為在 $\pm 5V$ 之間，故先藉由電阻分壓使其控制在 $\pm 5V$ 之間。電阻分壓後再用隔離放大器 IC AD202，使輸出電壓和輸入電壓二者與取樣電路隔離，避免輸出電壓與輸入電壓直接進入取樣電路對其造成損傷。再藉由 FPGA A/D 模組與 MAX121 兩者做溝通，即完成 A/D 轉換。

D/A 轉換器電路組成就如同圖 5.5 所示，首先由 FPGA 內部的 D/A 模組給予由數位轉類比 IC PCM56P 有特殊涵義的訊號，再經過一個反相放大器將 PCM56P 輸出的 $\pm 3V$ 放大到 $\pm 10V$ 紿予示波器觀測。而 D/A 轉換器在系統中同樣的對於驗證 FPGA 程式有相當大的助益。

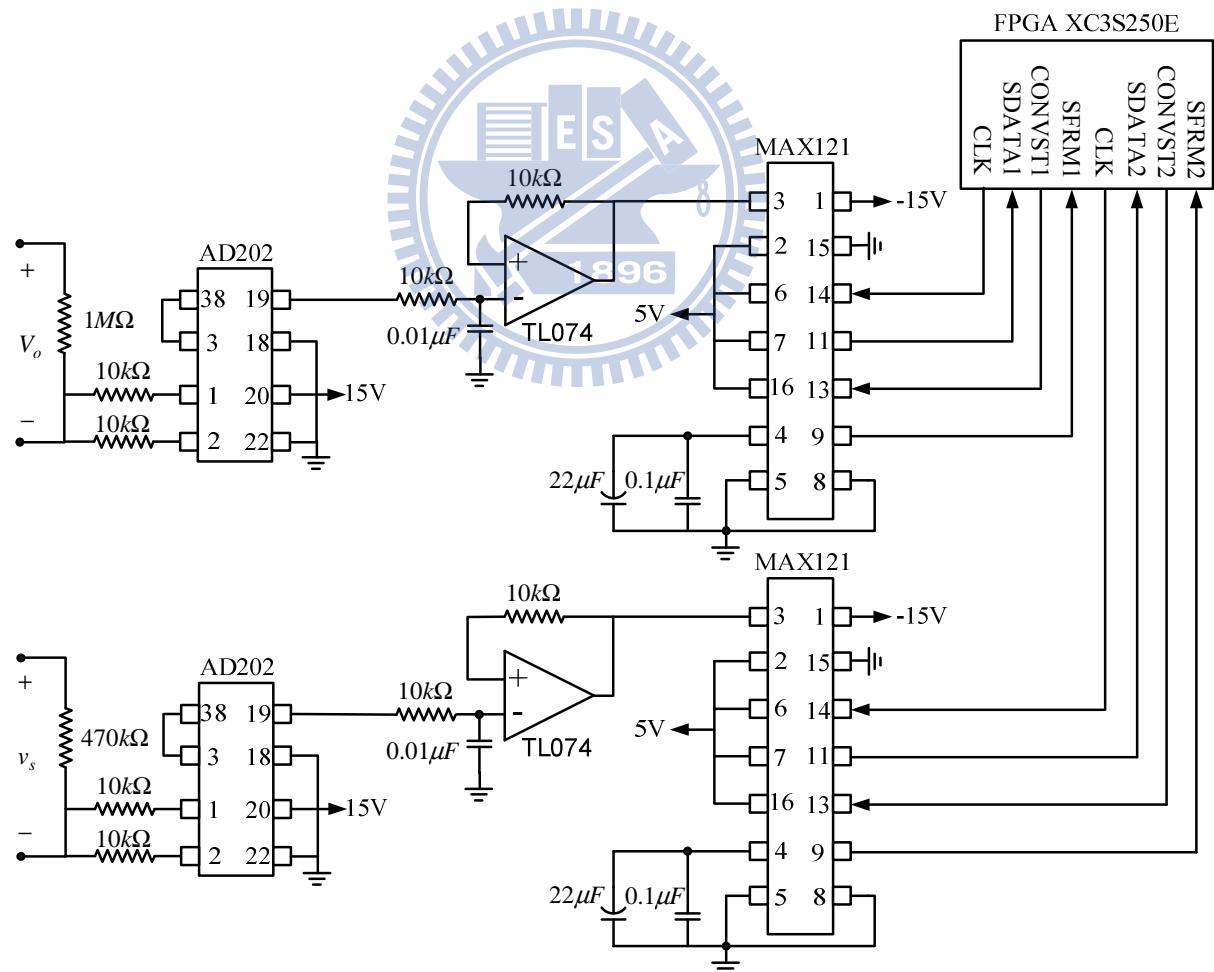


圖 5.4 A/D 轉換電路

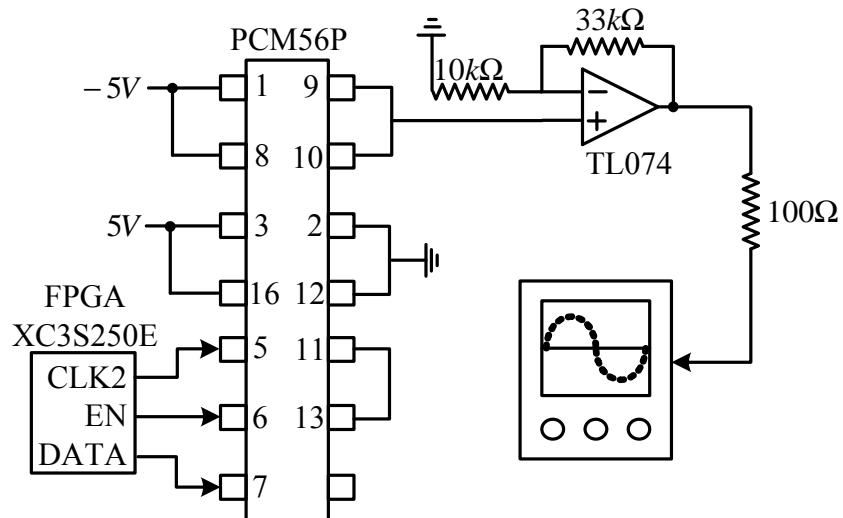


圖 5.5 D/A 轉換電路

5.2.2 開關驅動電路(Gate Driving Circuit)

如圖 5.6 所示，從 FPGA 取得 PWM 開關訊號進入開關驅動電路，在產生足夠大的電壓以驅動主電路中 IGBT 開關。PWM 訊號首先由光耦合 IC TLP250 進行隔離，當 PWM 為高電位時，TLP250 中腳位 6、8 會導通，經由後級電路可得 Gate 端與 Source 端產生約 16V 的電壓使得開關 IGBT 導通；反之 PWM 為低電位時，TLP250 中腳位 5、6 會導通，經由後級電路可得 Gate 端與 Source 端產生約 -8V 的電壓使得開關 IGBT 截止。

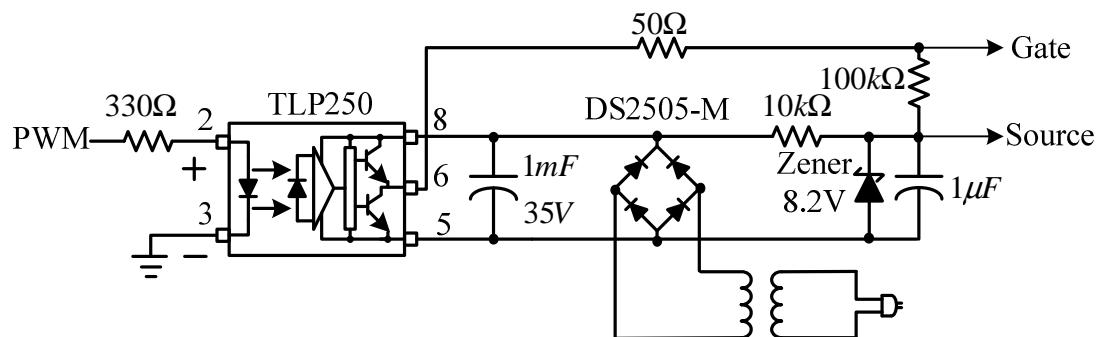


圖 5.6 開關驅動電路

5.3 控制器合成

在完成實作硬體電路後，接下來就需要在 FPGA 電路板中完成無電流感測控制架構之電路合成。在 FPGA 中所包含模組，主要有無電流感測控制模組，另外還有除頻模組、A/D 模組、D/A 模組、查表模組、以及 PWM 模組。而無電流感測控制模組的合成可用圖 5.7 無電流感測控制模組時序圖做解釋。

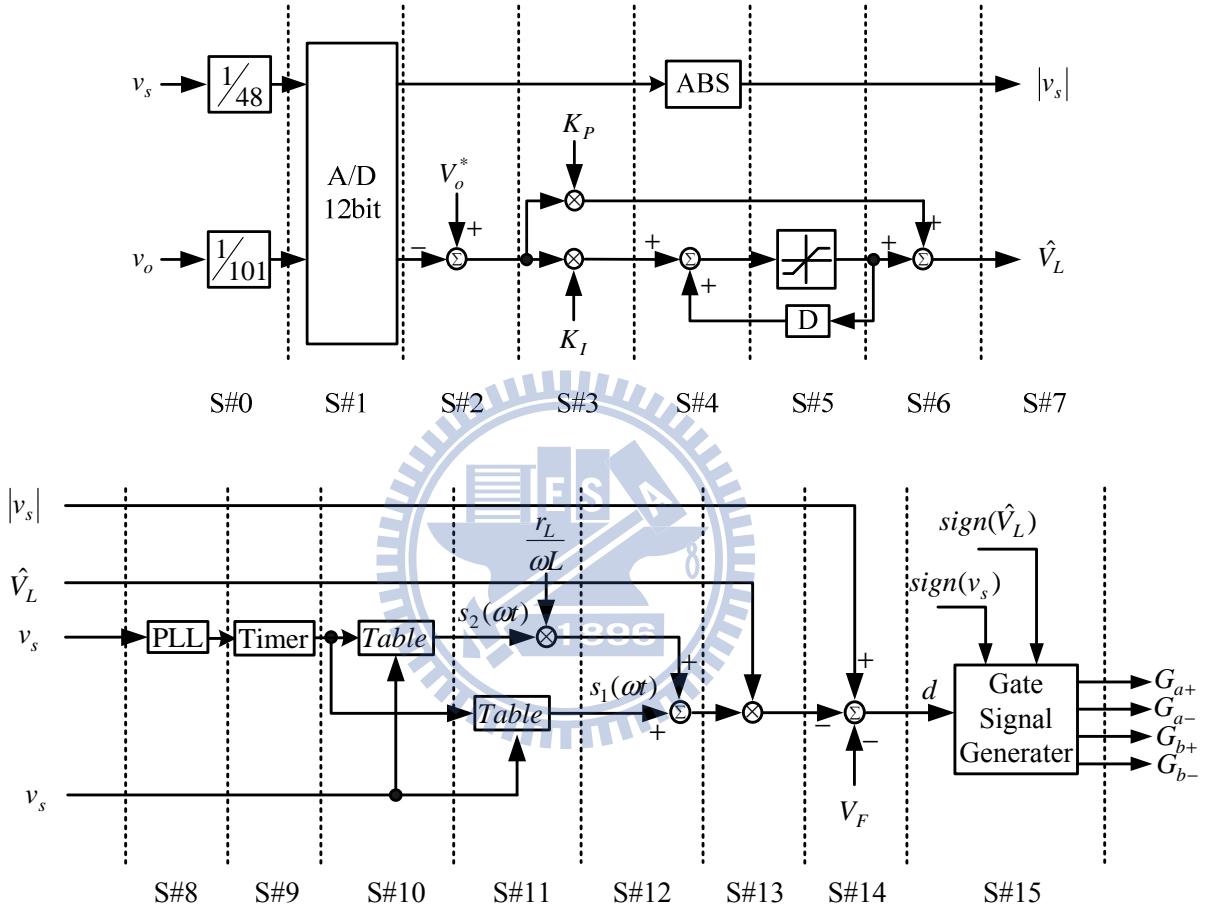


圖 5.7 無電流感測控制模組時序圖

S#1 到 S#7 是電壓迴路，其中包含 A/D 模組和一個電壓控制器。首先將回授的輸出電壓和輸入電壓經過 A/D 模組轉換成 12 位元的資料，最高位元為正負位元。電壓控制器是由一個 PI 控制器所構成，由 A/D 模組產生輸出電壓的數位訊號與參考電壓 V_o^* 相減後所得誤差，進入 S#3 到 S#6 的 PI 控制器產生出電感電壓命令 \hat{V}_L 。

S#9 到 S#17 為開關訊號產生迴路，S#8 將輸入電壓 v_s 鎖相，並抓取其零交越點，然後在 S#9 以週期為(1/60)秒設定一計時器以用來查表，S#10、S#11 中內建 2 個表分別為

$S_1(\omega t)$ 和 $S_2(\omega t)$ ，考慮在每一次開關週期查一次表，亦即查表的時間間隔為 $25\ \mu s$ 。而 S#10 到 S#11 為將此查表位置累加，而進入 S#12，S#13 再乘上估測電感電壓 \hat{V}_L 。而後 S#14 加上開關及二極體不理想因素的補償，產生出控制訊號 d。S#15 為 PWM 的模組，利用 S#14 所產生的控制訊號 d，經過開關分配而得到四組開關訊號輸出。整個控制迴路利用 $25\ \mu s$ 完成。其餘在 FPGA 所實現的模組還有除頻模組和 D/A 模組。除頻模組是將 FPGA 基頻 $40MHz$ 分別產生 $400kHz$ 和 $40kHz$ 等時脈，來當作觸發其餘模組所用。D/A 模組雖非無電流感測控制器所必須，但可藉由此模組觀察 FPGA 內部信號，對於 FPGA 的合成有很大的幫助。表 5.1 為兩種架構下之 FPGA 使用率。

表 5.1 各種架構下之 FPGA 使用率

	可使用	已使用 (使用率)
4 Input LUTs	4896	2372 (48%)
D-type Flip-Flops	4896	733 (14%)
IOBs	158	25 (15%)
MULT 18X18s	12	9 (75%)

5.4 無電流感測之實作

在本節中將以 FPGA 實作 $300W$ 、 $400W$ 、 $500W$ 下整流模式以及反流模式的實作，並記錄其各次諧波值，並與 A 類及 D 類規範作比較，驗證其控制法則的可行性。

5.4.1 理想輸入電壓整流模式之穩態實作

在下列的穩態實作中，將輸入定為理想或失真交流 $110V_{rms}$ ，此時輸出端負載為 100Ω ，故依照輸出功率 $300W$ 、 $400W$ 、 $500W$ ，依據 $P_o = \frac{V_o^2}{R}$ 推算出書出電壓命令分別為 $173.2V$ 、 $200V$ 、 $223.61V$ ，此時示波器量測輸入電壓及輸入電流如下圖 5.8 所示，並將各次電流諧波經過功率計紀錄並計算 THD_i ，如表 5.2 所示。

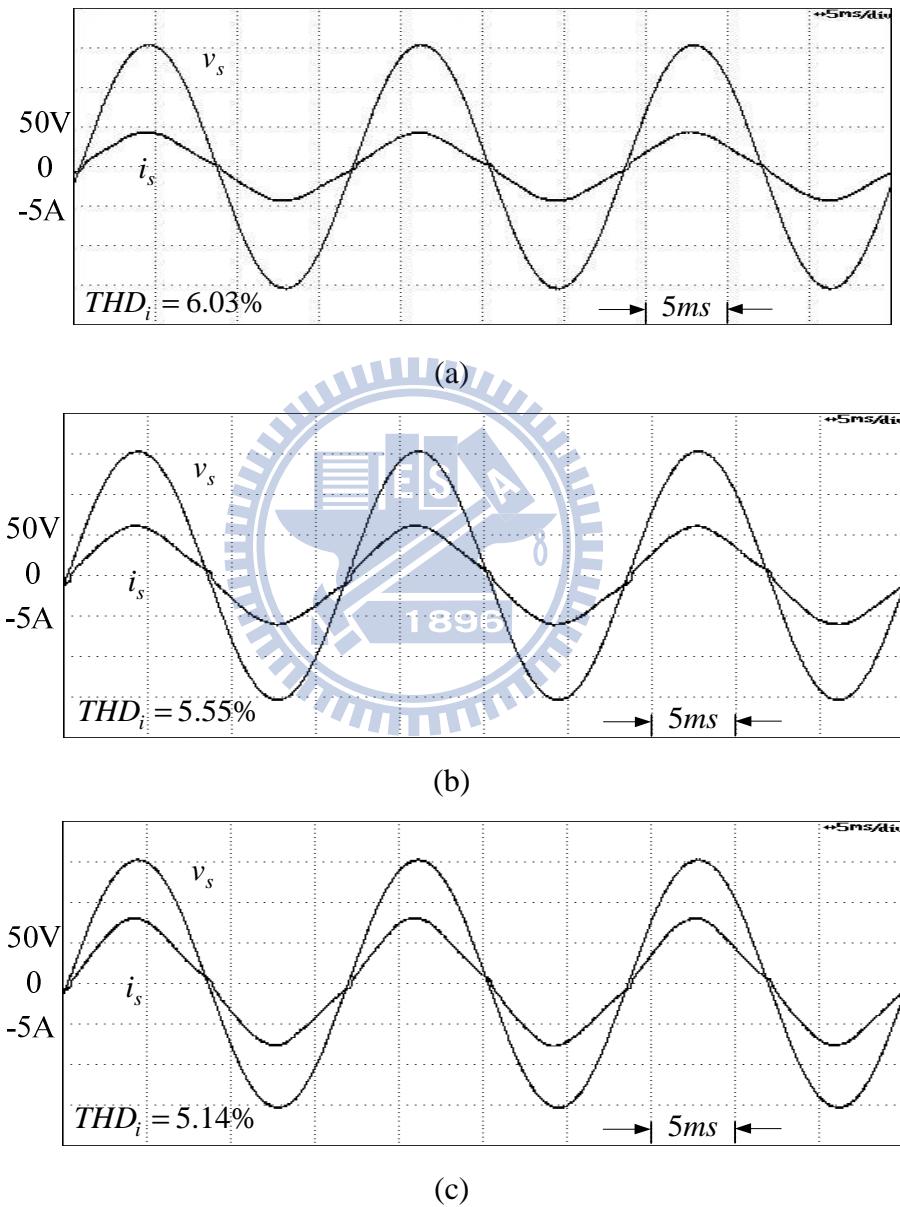
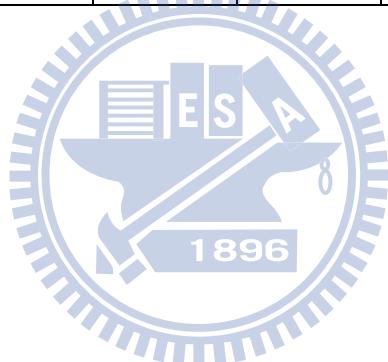


圖 5.8 理想輸入電壓下且於整流模式之輸入電壓及輸入電流波形

(a)300W (b)400W (c)500W

表 5.2 整流模式理想輸入電壓下各次電流諧波及其 THD_i

電流諧波 (單位 : A)	300W	400W	500W
1(基本波)	2.8263	4.0327	5.0671
3	0.1431	0.1933	0.3542
5	0.0485	0.0723	0.0704
7	0.0362	0.0503	0.0502
9	0.0271	0.0347	0.0398
11	0.0225	0.0263	0.0252
13	0.0216	0.0228	0.0191
15	0.018	0.0201	0.0166
17	0.0146	0.0179	0.012
19	0.0129	0.0153	0.0121
THD_i	6.03%	5.55%	5.14%



5.4.2 失真輸入電壓整流模式之穩態實作

同前一節的架構下，本節實驗將輸入電壓改為失真電壓輸入即市電輸入，在其他條件不變的情況下，量測 300W、400W、500W 下輸入電壓以及輸入電流的波形如圖 5.9，同時利用功率計量測各輸入電流諧波記錄於表 5.3。

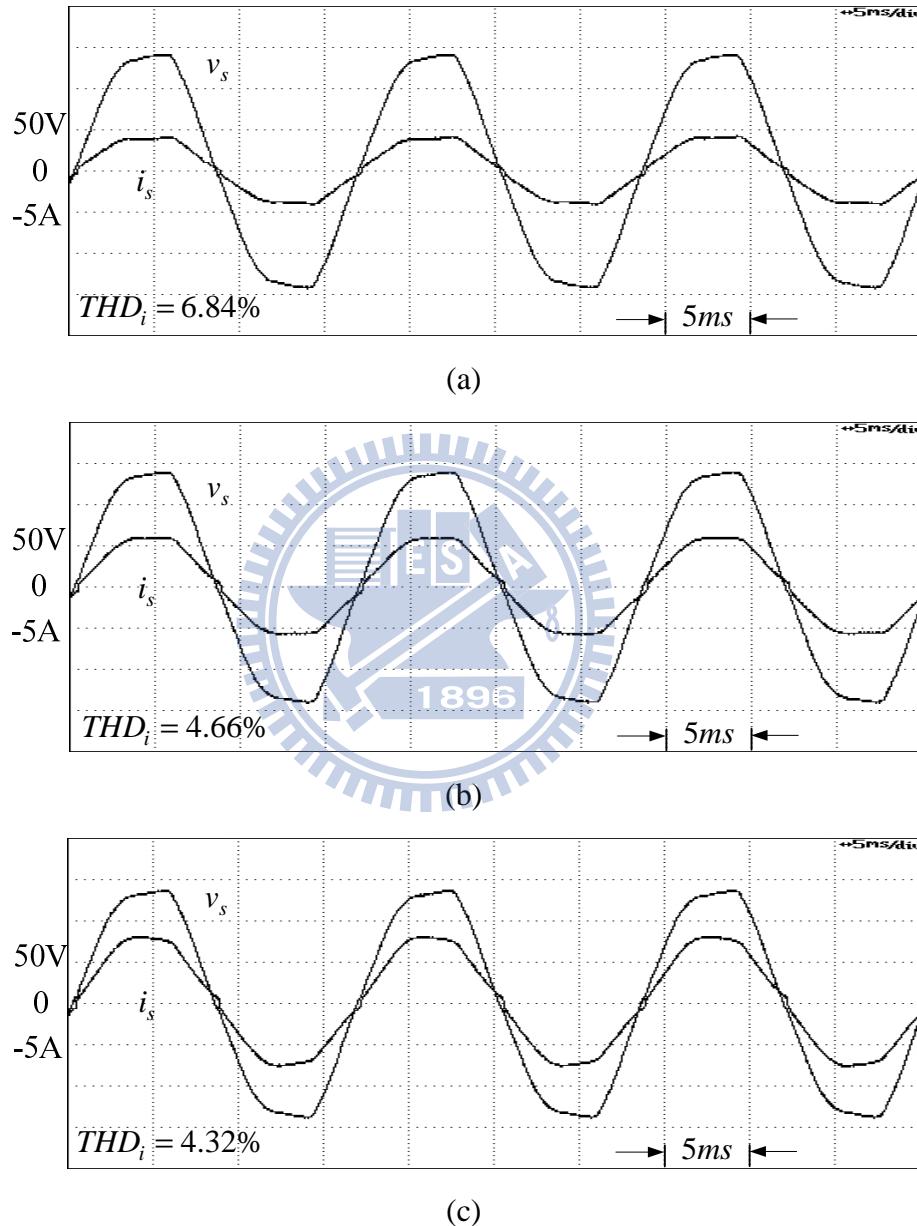


圖 5.9 失真輸入電壓下且於整流模式之輸入電壓及輸入電流波形

(a)300W (b)400W (c)500W

表 5.3 整流模式失真輸入電壓下各次電流諧波及其 THD_i

電流諧波 (單位 : A)	300W	400W	500W
1(基本波)	2.9353	4.0327	4.2437
3	0.1389	0.1933	0.0949
5	0.1093	0.0723	0.1275
7	0.0734	0.0503	0.0915
9	0.0262	0.0347	0.0381
11	0.0184	0.0263	0.0249
13	0.0303	0.0228	0.0372
15	0.015	0.0201	0.0196
17	0.011	0.0179	0.0146
19	0.0163	0.0153	0.0203
THD_i	6.84%	5.55%	4.66%

在以上的實驗當中可以發現在失真輸入電壓下的整流效果比理想輸入電壓效果來的好，也驗證與模擬結果一致。



5.4.3 失真輸入電壓反流模式之穩態實作

在本節的實驗當中以失真電壓輸入並在負載端加入一穩定電流，為了方便比較我們讓整流模式以及反流模式，在輸入端觀察下保持相同的功率輸出/輸入，依據功率300W、400W、500W，負載端加入定電流3.464A、4A、4.472A，輸出電壓仍穩定於173.2V、200V、223.61V，此時利用示波器量測輸入電壓及輸入電流波形圖如圖5.10所示，各次電流諧波如表5.4所示。

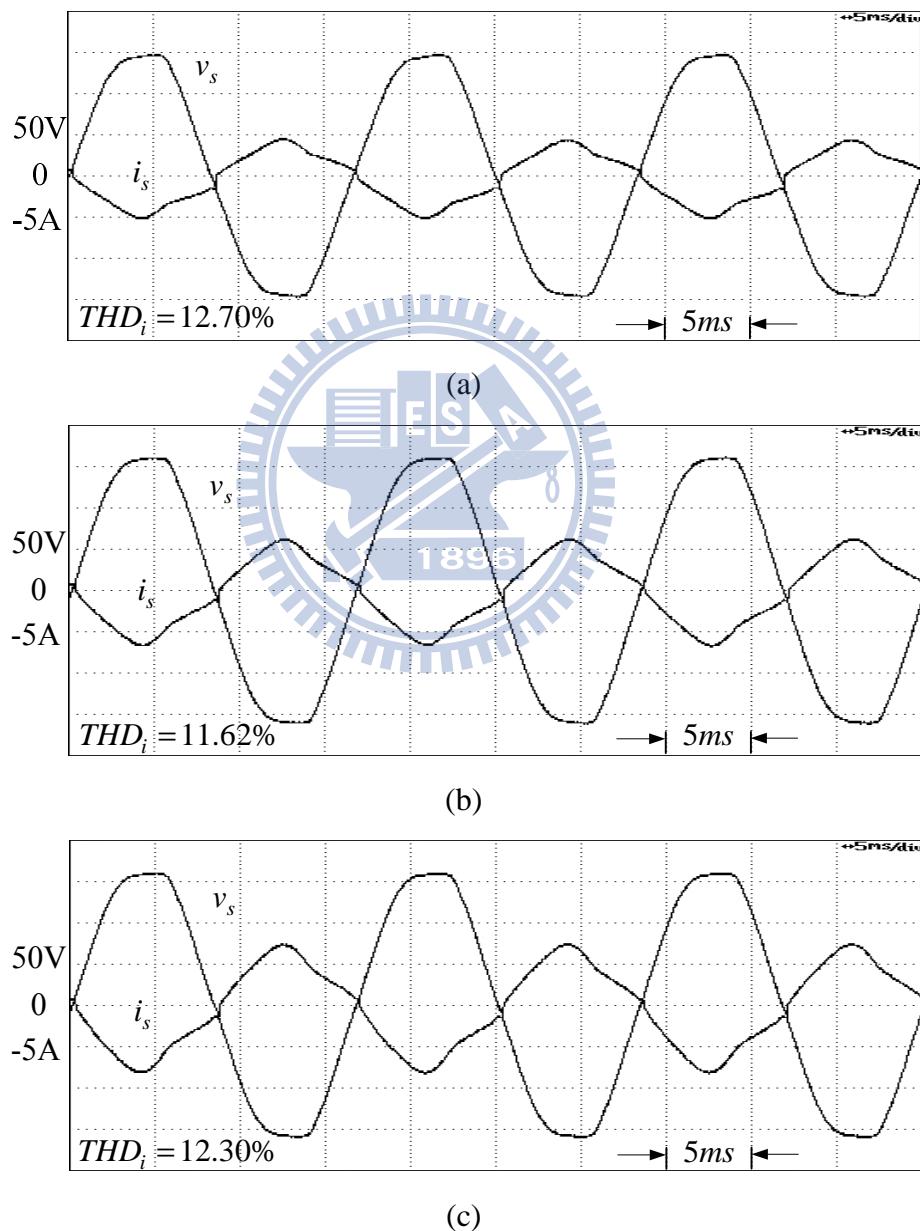


圖 5.10 失真輸入電壓下且於反流模式之輸入電壓及輸入電流波形

(a)300W (b)400W (c)500W

表 5.4 反流模式失真輸入電壓下各次電流諧波及其 THD_i

電流諧波 (單位 : A)	300W	400W	500W
1(基本波)	2.94	3.8671	4.75
3	0.2435	0.3571	0.4843
5	0.2442	0.2472	0.2976
7	0.0382	0.0276	0.0477
9	0.0654	0.0713	0.0783
11	0.0457	0.0423	0.0456
13	0.0274	0.0261	0.0284
15	0.0372	0.0357	0.0397
17	0.0292	0.0262	0.0305
19	0.0212	0.0191	0.023
THD_i	12.70%	11.62%	12.30%



5.4.3 暫態實作

在本小節中將針對系統直流鏈併聯一 DC 電壓源，將其操作在 CC 的模式下，使之能夠提供一穩定之電流，下圖為 I_{cc} 從 0 安培增加至 4.5 安培的暫態響應，在 0.2 秒內電流 I_{cc} 的變化，輸入電流也平穩的改變其相位。

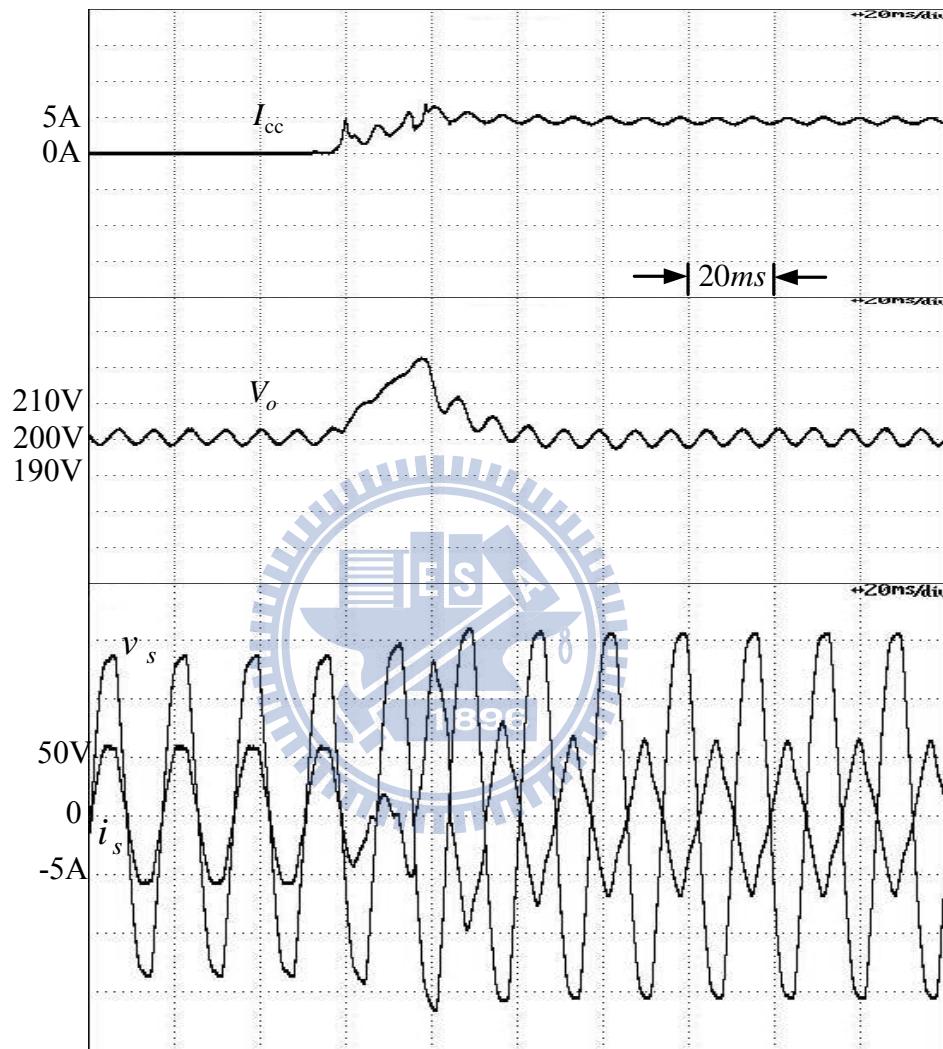


圖 5.11 I_{cc} 由 0 安培增加至 4.5 安培之暫態響應

下圖為 I_{cc} 由 4.5 安培驟降為 0 安培的響應圖，從圖中可以觀察到這次將 I_{cc} 變化時間縮短為 0.02 秒，其造成的輸出電壓擾動達 20 伏，此擾動電壓大小值也與輸出直流側之電容有關，而輸入電流擾動最高可達 14 安培左右。

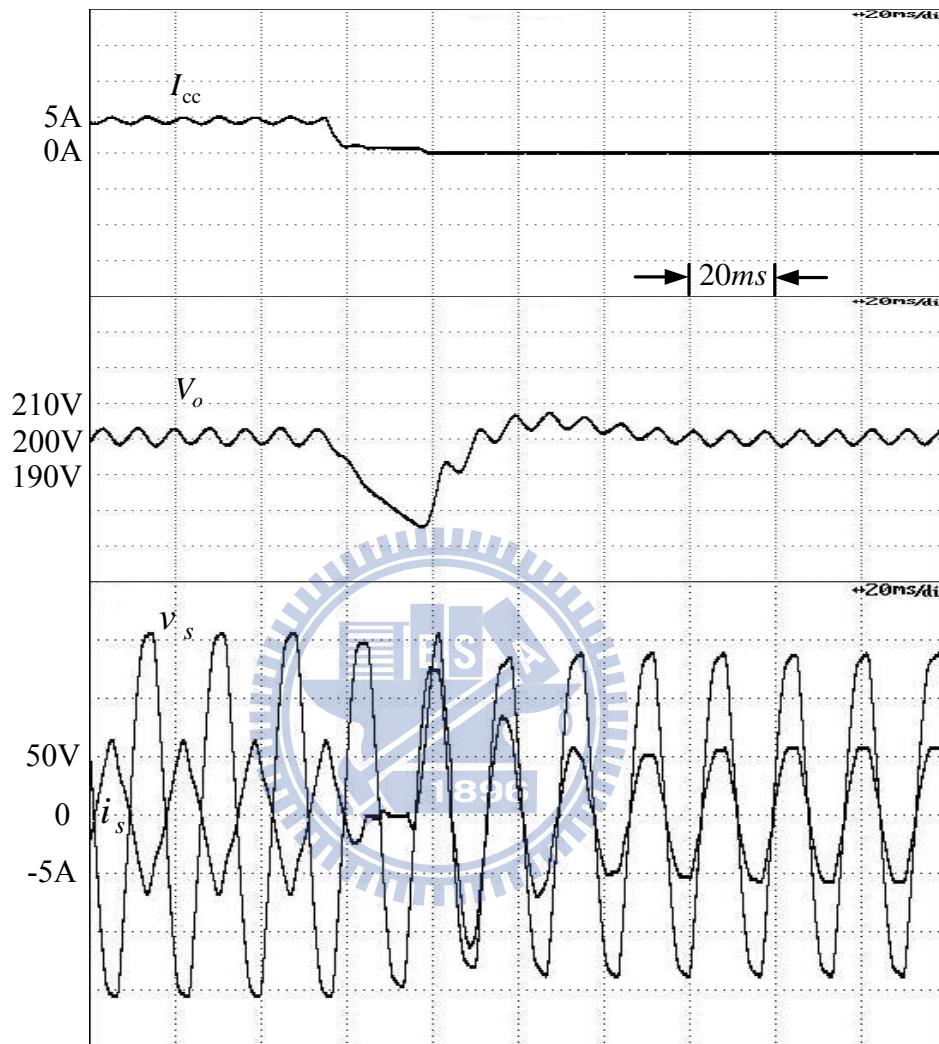


圖 5.12 I_{cc} 由 4.5 安培驟降至 0 安培之暫態響應

5.5 諧波規範比較

以下列出各輸出功率下所得電流諧波成分與 IEEE 519 及 IEC 6100-3-2 之 A、D 類規範做比較，並記錄於下表 5.5~5.7 中。

表 5.5 300W 輸入電流諧波與規範比較

輸出功率 諧波次數	IEEE 519	A 類規範	D 類規範	理想輸入 電壓整流 模式	失真輸入 電壓整流 模式	理想輸入 電壓反流 模式	失真輸入 電壓反流 模式
1-基本波 (單位:A)				2.8263	2.9353		2.94
3	0.29	2.3	1.020	0.1431	0.1389		0.2435
5	0.29	1.14	0.570	0.0485	0.1093		0.2442
7	0.29	0.77	0.300	0.0362	0.0734		0.0382
9	0.29	0.4	0.150	0.0271	0.0262		0.0654
11	0.13	0.33	0.105	0.0225	0.0184		0.0457
13	0.13	0.21	0.089	0.0216	0.0303		0.0274
15	0.13	0.15	0.077	0.018	0.015		0.0372
17	0.12	0.132	0.068	0.0146	0.011		0.0292
19	0.12	0.118	0.061	0.0129	0.0163		0.0212
THDi				6.03%	6.84%		12.7%

表 5.6 400W 輸入電流諧波與規範比較

輸出功率 諧波次數	IEEE 519	A 類規範	D 類規範	理想輸入 電壓整流 模式	失真輸入 電壓整流 模式	理想輸入 電壓反流 模式	失真輸入 電壓反流 模式
1-基本波 (單位:A)				4.0327	4.0327		3.8671
3	0.39	2.3	1.360	0.1933	0.1933		0.3571
5	0.39	1.14	0.760	0.0723	0.0723		0.2472
7	0.39	0.77	0.400	0.0503	0.0503		0.0276
9	0.39	0.4	0.200	0.0347	0.0347		0.0713
11	0.17	0.33	0.140	0.0263	0.0263		0.0423
13	0.17	0.21	0.118	0.0228	0.0228		0.0261
15	0.17	0.15	0.103	0.0201	0.0201		0.0357
17	0.15	0.132	0.091	0.0179	0.0179		0.0262
19	0.15	0.118	0.081	0.0153	0.0153		0.0191
THDi				5.55%	4.66%		11.62%

表 5.7 500W 輸入電流諧波與規範比較

輸出功率 諧波次數	IEEE 519	A 類規範	D 類規範	理想輸入 電壓整流 模式	失真輸入 電壓整流 模式	理想輸入 電壓反流 模式	失真輸入 電壓反流 模式
1-基本波 (單位:A)				5.0671	4.2437		4.75
3	0.48	2.3	1.700	0.3542	0.0949		0.4603
5	0.48	1.14	0.950	0.0704	0.1275		0.2976
7	0.48	0.77	0.500	0.0502	0.0915		0.0477
9	0.48	0.4	0.250	0.0398	0.0381		0.0783
11	0.21	0.33	0.175	0.0252	0.0249		0.0456
13	0.21	0.21	0.148	0.0191	0.0372		0.0284
15	0.21	0.15	0.128	0.0166	0.0196		0.0397
17	0.19	0.132	0.113	0.012	0.0146		0.0305
19	0.19	0.118	0.101	0.0121	0.0203		0.023
THD _i				5.14%	4.32%		12.3%

5.6 實驗改善方向

本論文末將針對實作的誤差，提出幾點本實驗可改善的方向：

- 在主電路開關的選用上，因成本考量 4 顆 IGBT 開關以及 4 個背接二極體均為獨立的元件，其各自之導通壓降、截止時間、導通時間彼此間均有些許誤差，若能夠將此主電路以一個整合封裝形式之開關，則能改善其效能。
- 在實驗中與直流鏈並接之 DC 電流源不盡理想，緩充電容不足，無法提供一穩定直流，因此無法觀測若在一穩定直流提供下，反流模式是否與模擬相同，但是本實驗結果仍可以顯示出在一個不穩定並接 DC 電流源，本系統仍可保持一定的穩定度，並且符合規範。
- 實驗的輸入端放置一個可調式變壓器，當輸入為 60Hz 下，此變壓器內部的內阻為 3 歐姆，因此會對系統造成反流時電壓峰值增大，若是直接接入市電則較不會有此現象，但就必須考慮到電容的湧浪電流效應。

第六章

結論

總結以上實驗歸納，若是要採用本系統，可有以下優點：

1. 本電路結構簡單，相較於傳統之電流控制迴路減少了一個迴圈，因此可降低電路複雜造成的誤差與雜訊。
2. 因為取消了電流迴路，減少了電流感測器，因此可以有相較於電流迴路控制更便宜的電路費用。
3. 在本控制推導中即針對當系統操作於輸入電壓失真嚴重，仍可因輸入電壓迴授的方法，將其失真輸入電壓項完全與輸入電流獨立，因此理論上輸入電流不會因輸入電壓而有任何影響，且仍保持為理想弦波，應用範圍廣泛。

亦有缺點存在：

由於無感測輸入電流，因此我們必須先得知電感的感值以及內阻值，其值精確程度將與 PFC 效果成正比。



本系統未來展望：

可將本控制理論應用於其他的全橋系統電路，例如圖 1.4(c)、(d)之全橋系統加入第三臂以及電容或是電感，配合減少輸出電壓漣波，更加精進本控制法的效能以及精確性。

參考文獻

- [1] H. C. Chen, "Duty phase control for single-phase boost-type SMR," *IEEE Trans. on Power Electron.*, vol. 23, no. 4, pp. 1927–1934, Jul. 2008.
- [2] H. C. Chen, "Single-Loop Current Sensorless Control for Single-Phase Boost-Type SMR," *IEEE Trans. on Power Electron.*, vol. 24, no. 1, Jan. 2009.
- [3] PSIM WEBSITE---<http://www.powersimtech.com/>.
- [4] Xilinx, Spartan-3 FPGA Family Data Sheet, 2008.
- [5] Little, M.; Thomson, M.; Infield, D.; , "Power converters for use in stand-alone renewable energy systems incorporating hydrogen storage," *Universities Power Engineering Conference, 2004. UPEC 2004. 39th International* , vol.2, pp. 644- 648 vol. 1, 6-8 Sept. 2004
- [6] Bo, Dong; Li, Yongdong; Zheng, Zedong; , "Energy management of hybrid DC and AC bus linked microgrid," *Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG), 2010 2nd IEEE International Symposium on* , pp.713-716, 16-18 June 2010
- [7] Singh, B.; Singh, B.N.; Chandra, A.; Al-Haddad, K.; Pandey, A.; Kothari, D.P.; , "A review of single-phase improved power quality AC-DC converters," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on* , vol.50, no.5, pp. 962- 981, Oct. 2003
- [8] Ming-Fa Tsai; Kuo-Lung Chai; Yu-Tzung Lin; Ying-Yu Tzou; , "Design of a digital programmable control IC for common-neutral half-bridge bilateral AC-DC-AC converters," *Power Electronics and Motion Control Conference, 2004. IPEDC 2004. The 4th International* , vol.3, pp. 1647- 1653 Vol.3, 14-16 Aug. 2004
- [9] Itako, K.; Agari, T.; Suzuki, T.; , "Single phase full bridge PWM rectifier with load current feedforward," *Power Electronics Conference (IPEC), 2010 International* , pp.1530-1533, 21-24 June 2010
- [10] Gwo Jen Chiou; Hsin Yu Lin; Tsung Cheng Chen; Jeng Yue Chen; , "A single-phase

full-bridge charger with regeneration and adjustable power factor," *Power Electronics and Drive Systems, 2009. PEDS 2009. International Conference*, pp.1228-1332, 2-5 Nov. 2009

- [11] S. C. Yip, D. Y. Qiu, H. S. Chung, and S. Y. R. Hui, "A novel voltage sensorless control technique for a bidirectional ac/dc converter," *IEEE Trans. on Power Electron.*, vol. 18, no. 6, pp. 1346–1355, Nov. 2003.
- [12] Yaow-Ming Chen; Kuan-Yu Liu; Shih-Kai Chiang; Yung-Ruei Chang; , "Bi-directional grid-tied inverter with predictive current control," *Energy Conversion Congress and Exposition, 2009. ECCE 2009. IEEE* , pp.916-919, 20-24 Sept. 2009
- [13] Bor-Ren Lin; Der-Jan Chen; Hui-Ru Tsay; , "Bi-directional AC/DC converter based on neutral point clamped," *Industrial Electronics, 2001. Proceedings. ISIE 2001. IEEE International Symposium*, vol.1, pp.619-624 vol.1, 2001
- [14] Bor-Ren Lin; Zong-Liang Hung; , "A single-phase bidirectional rectifier with power factor correction ,," *Electrical and Electronic Technology, 2001. TENCON. Proceedings of IEEE Region 10 International Conference* , vol.2, pp.601-605 vol.2, 2001
- [15] Hui, S.Y.; Henry Shu-Hung Chung; Siu-Chung Yip; , "A bidirectional AC-DC power converter with power factor correction ,," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol.15, no.5, pp.942-948, Sep 2000
- [16] "IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems," *IEEE Std 519-1992*