

# 國立交通大學

## 電機與控制工程學系

### 碩士論文

以 FPGA 實現升壓型切換式整流器之  
無電流感測控制技術



FPGA-Based Current Sensorless Control for Boost-Type SMR

研究生：任奕謙

指導教授：陳鴻祺博士

中華民國九十七年九月

以 FPGA 實現升壓型切換式整流器之無電流感測控制技術

FPGA-Based Current Sensorless Control for Boost-Type SMR

研究生：任奕謙

Student：Yi-Chien Jen

指導教授：陳鴻祺

Advisor：Hung-Chi Chen

國立交通大學

電機與控制工程學系



A Thesis

Submitted to Department of Electrical and Control Engineering  
College of Electrical Engineering  
National Chiao Tung University  
in partial Fulfillment of the Requirements  
for the Degree of  
Master  
in

Electrical and Control Engineering

September 2008

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國九十七年九月

# 以 FPGA 實現升壓型切換式整流器之無電流感測控制技術

研究生：任奕謙

指導教授：陳鴻祺 博士

國立交通大學電機與控制工程學系

## 摘要

本文主要介紹利用現場可規劃邏輯閘陣列作為控制單元，並使用一新的無電流感測控制法，目的為使一升壓型切換式整流器兼具功因校正及輸出穩壓之特性。與傳統的多迴路控制結構相比，多迴路控制包含了內電流控制迴路及外電壓控制迴路，而無電流感測控制架構僅保留電壓控制迴路。在不需要使用電流迴路的情況下，則不用考慮對電感電流進行取樣及偵測。因此使用無電流感測控制架構將可以減少控制架構的複雜度，此外輸入電流將操作在連續導通模式下。

本文中亦提到，在使用無電流感測控制架構時，電感內阻壓降以及開關、二極體元件導通壓降對輸入電流波形影響的重要性。而利用無電流感測控制架構中之補償迴路，將可以改善這不良的影響。接著藉由電腦軟體進行模擬，驗證無電流感測控制架構之理論的正確性。最後則是將無電流感測控制架構，在現場可規劃邏輯閘陣列發展板上進行實現，並得到實作結果。

# **FPGA-Based Current Sensorless Control for Boost-Type SMR**

Student : Yi-Chien Jen

Advisor : Dr. Hung-Chi Chen

Department of Electrical and Control Engineering  
National Chiao Tung University

## **Abstract**

In this thesis, a novel current sensorless control method is developed and implemented based on field programmable gate array (FPGA) in order to yield high power factor and output voltage regulation. Compared to the conventional multi-loop control with one inner current loop and one outer voltage loop, there is only one voltage loop in the proposed single-loop current sensorless controls. Because of no current loop, the efforts of sampling and tracking inductor current are unnecessary.

In this thesis, the effects of input current waveform are analyzed and modeled with considering the inductor resistance and conduction voltages. Using the compensation loop can reduce input current distortion. Then, some simulated and experimental results have been given to demonstrate the performances of the proposed SLCSCs.

# 誌謝

在這兩年多來的研究過程中，首先要感謝的為指導教授陳鴻祺博士，不論在學理或是實作上，均給予我不厭其煩的細心教導，使我在這兩年的學習中受益匪淺。而老師在作學問上的嚴謹態度以及對研究之熱忱，亦對我產生很大的影響，在此對老師獻上由衷的感謝。除此之外，感謝口試委員廖德誠教授及鄒應嶼教授，給予本論文之批評指教並提供寶貴的意見，使得本論文得以更加完整。

在實驗室的研究生活中，實驗室成員彼此間的情誼是支持我的力量之一，感謝我的同學子揚，在兩年的時間裡一起學習；感謝學弟們任浩、志杰、庠澤、暉舜和育慶，這兩年中的陪伴。另外感謝我的朋友候泰還有新和，在我面對挫折與壓力的同時，是我傾訴的對象；還有感謝我的朋友積福，在課業上給予我的幫助。

最後，感謝所有家人的支持，不論任何時刻總是給予我鼓勵，並讓我在這兩年多日子中可以無後顧之憂的完成學業，願您們與我共同分享這份榮耀。



# 目錄

中文摘要 .....	I
英文摘要 .....	II
誌謝 .....	III
目錄 .....	IV
圖目錄 .....	VI
表目錄 .....	IX
<b>第一章 緒論 .....</b>	<b>1</b>
1.1 研究背景 .....	1
1.2 文獻回顧 .....	2
1.3 本文架構 .....	4
<b>第二章 升壓型切換式整流器 .....</b>	<b>5</b>
2.1 諧波電流 .....	5
2.2 功率因數 .....	6
2.2.1 非線性負載 .....	6
2.2.2 線性負載 .....	7
2.2.3 功率因數修正 .....	8
2.3 升壓型切換式整流器 .....	8
2.4 輸出電壓漣波 .....	9
2.5 諧波規範 .....	12
<b>第三章 無電流感測控制 .....</b>	<b>15</b>
3.1 無電流感測控制 .....	15
3.2 輸出電壓漣波補償迴路 .....	19
3.3 輸出電壓轉移函數推導 .....	21
3.4 無電流測控制之簡化 .....	22
3.4.1 簡化除法器-簡化一 .....	22
3.4.2 簡化除法器及電感內阻壓降之補償迴路-簡化二 .....	23
3.4.3 簡化除法器及導通電壓壓降之補償迴路-簡化三 .....	23

3.4.4	簡化除法器及電感內阻壓降及導通電壓壓降之補償迴路-簡化四	24
3.5	電路參數誤差分析	25
3.6	無電流感測控制架構模擬	28
3.6.1	穩態模擬	28
3.6.2	電路參數敏感度	31
3.6.3	電壓連波補償模擬	33
3.6.4	電壓迴路	36
3.6.5	暫態模擬	37
3.7	簡化之無電流感測控制架構模擬	39
3.7.1	諧波規範比較	39
3.7.2	電路參數敏感度	45
3.7.3	電壓連波補償模擬	46
<b>第四章</b>	<b>實作結果</b>	<b>49</b>
4.1	現場可規劃邏輯閘陣列(FPGA)	49
4.2	實作電路組成及參數量測	51
4.3	FPGA 電路合成	55
4.4	實作波形	58
4.4.1	穩態實作波形	59
4.4.2	暫態實作波形	67
4.4.3	系統位元數比較	68
4.4.4	輸入電壓波形失真	69
<b>第五章</b>	<b>結論</b>	<b>71</b>
	<b>參考文獻</b>	<b>72</b>

## 圖目錄

圖 1.1	橋式整流濾波電路圖 .....	1
圖 1.2	輸入電壓及輸入電流波形圖 .....	1
圖 2.1	線電流失真 .....	5
圖 2.2	升壓型切換式整流器電路 .....	8
圖 2.3	用於升壓型切換式整流器之典型多迴路控制架構 .....	9
圖 3.1	用於升壓型切換式整流器之無電流感測控制架構 .....	15
圖 3.2	結合輸入相位位移訊號之簡化電路 .....	16
圖 3.3	開關導通狀態下之等效電路 .....	17
圖 3.4	開關截止狀態下之等效電路 .....	17
圖 3.5	輸出電壓漣波補償：(a)直接回授輸出電壓；(b)經過帶拒濾波器後回授； (c)減掉計算出之漣波後回授。 .....	20
圖 3.6	簡化一之無電流感測控制架構 .....	23
圖 3.7	簡化二之無電流感測控制架構 .....	23
圖 3.8	簡化三之無電流感測控制架構 .....	24
圖 3.9	簡化四之無電流感測控制架構 .....	24
圖 3.10	電路參數不確定之無電流感測控制架構 .....	25
圖 3.11	模擬之電路圖 .....	28
圖 3.12	各額定功率下之模擬波形：(a)輸入電壓及輸入電流；(b)輸出電壓 .....	30
圖 3.13	各輸出負載功率下之控制訊號模擬波形：(a)675W；(b)450W；(c)225W .....	30
圖 3.14	額定輸出負載功率下且改變電感感值之模擬波形：(a)電感感值不變；(b) 電感感值增加 20%；(c)電感感值減少 20% .....	32
圖 3.15	額定輸出負載功率下且改變電感內阻值之模擬波形：(a)電感內阻值不變； (b)電感內阻值增加 30%；(c)電感內阻值減少 30% .....	32
圖 3.16	輸出電壓漣波補償之模擬波形 $C = 470\mu F$ ：(a)輸出電壓直接進入電壓控制 器；(b)輸出電壓進入帶拒濾波器後再進入電壓控制器；(c)輸出電壓先減掉 估測之輸出電壓漣波後再進入電壓控制器 .....	34
圖 3.17	輸出電壓漣波補償之模擬波形 $C = 94\mu F$ ：(a)輸出電壓直接進入電壓控制	



	器；(b)輸出電壓進入帶拒濾波器後再進入電壓控制器；(c)輸出電壓先減掉估測之輸出電壓漣波後再進入電壓控制器 .....	35
圖 3.18	開迴路模擬電路圖 .....	36
圖 3.19	工作點為輸出電壓 300V 之步階響應模擬波形：(a)負載電阻 $R = 133.33\Omega$ ；(b)負載電阻 $R = 200\Omega$ .....	37
圖 3.20	閉迴路切載模擬波形：(a)675W↔450W；(a)675W↔225W .....	38
圖 3.21	額定輸出負載功率 675W 下之各種簡化控制架構模擬波形：(a)所提無感測電流架構；(b)簡化一之無電流感測控制架構；(c)簡化二之無電流感測控制架構；(d)簡化三之無電流感測控制架構；(e)簡化四之無電流感測控制架構 .....	40
圖 3.22	輸出負載功率 450W 下之各種簡化控制架構模擬波形：(a)所提無感測電流架構；(b)簡化一之無電流感測控制架構；(c)簡化二之無電流感測控制架構；(d)簡化三之無電流感測控制架構；(e)簡化四之無電流感測控制架構 .....	41
圖 3.23	輸出負載功率 225W 下之各種簡化控制架構模擬波形：(a)所提無感測電流架構；(b)簡化一之無電流感測控制架構；(c)簡化二之無電流感測控制架構；(d)簡化三之無電流感測控制架構；(e)簡化四之無電流感測控制架構 .....	42
圖 3.24	電感參數誤差下輸入電壓輸入電流之模擬波形 .....	46
圖 3.25	簡化除法器之輸出電壓漣波補償模擬波形 $C = 470\mu F$ ：(a)輸出電壓直接進入電壓控制器；(b)輸出電壓進入帶拒濾波器後再進入電壓控制器；(c)輸出電壓減掉減掉估測之輸出電壓漣波再進入電壓控制器 .....	47
圖 3.26	簡化除法器之輸出電壓漣波補償模擬波形 $C = 94\mu F$ ：(a)輸出電壓直接進入電壓控制器；(b)輸出電壓進入帶拒濾波器後再進入電壓控制器；(c)輸出電壓減掉減掉估測之輸出電壓漣波再進入電壓控制器 .....	48
圖 4.1	FPGA 元件基本結構 .....	50
圖 4.2	實作電路架構 .....	51
圖 4.3	MAX121 控制訊號 .....	52
圖 4.4	PCM56P 控制訊號 .....	53
圖 4.5	電感內阻量測電路 .....	53
圖 4.6	FPGA 實驗板及取樣電路之實作電路照片 .....	54

圖 4.7	單相升壓型切換式整流器及相位偵測電路之實作電路照片 .....	55
圖 4.8	電壓迴路之執行順序示意圖 .....	56
圖 4.9	相位偵測實作波形 .....	56
圖 4.10	產生開關訊號之執行順序示意圖 .....	57
圖 4.11	單相升壓型切換式整流器開關截止狀態下之輸入電壓及輸入電流實作波形： (a)675W；(b)450W；(c) 225W .....	59
圖 4.12	額定輸出功率下之控制訊號實作波形 .....	60
圖 4.13	額定輸出負載功率 675W 下之各種簡化控制架構實作波形： (a)簡化一之無電流感測控制架構； (b)簡化二之無電流感測控制架構； (c)簡化三之無電流感測控制架構； (d)簡化四之無電流感測控制架構 .....	61
圖 4.14	輸出負載功率 450W 下之各種簡化控制架構實作波形： (a)簡化一之無電流感測控制架構； (b)簡化二之無電流感測控制架構； (c)簡化三之無電流感測控制架構； (d)簡化四之無電流感測控制架構 .....	62
圖 4.15	輸出負載功率 225W 下之各種簡化控制架構實作波形： (a)簡化一之無電流感測控制架構； (b)簡化二之無電流感測控制架構； (c)簡化三之無電流感測控制架構； (d)簡化四之無電流感測控制架構 .....	63
圖 4.16	各種簡化架構之輸入電壓及輸入電流實作波形： (a)675W；(b)450W；(c) 225W .....	66
圖 4.17	輸出負載功率切載之實作波形： (a)450W 至 675W；(a)675W 至 450W .....	67
圖 4.18	輸出負載功率切載之實作波形： (a)225W 至 675W；(a)675W 至 225W .....	68
圖 4.19	不同位元數之輸入電流實作波形： (a)14bits；(a) 12bits；(c)10bits .....	69
圖 4.20	輸入電壓波形失真之輸入電壓及輸入電流波形： (a)675W；(b)450W；(c) 225W .....	70

## 表目錄

表 1.1	各種無感測控制架構之整理 .....	3
表 2.1	諧波規範 IEC 61000-3-2 之各種設備之分類 .....	13
表 2.2	諧波規範 IEC 61000-3-2 之諧波電流規範 .....	14
表 3.1	模擬電路元件參數 .....	29
表 3.2	各種簡化架構在不同額定的負載條件下之諧波大小與 A 類規範比較 .....	43
表 3.3	各種簡化架構在不同額定的負載條件下之諧波大小與 D 類規範比較 .....	44
表 4.1	各種架構下之 FPGA 使用率 .....	58
表 4.2	額定輸出負載功率 675W 於各種控制簡化架構之諧波電流功率因數及總諧波失真 .....	64
表 4.3	輸出負載功率 450W 於各種簡化架構之諧波電流功率因數及總諧波失真 .....	64
表 4.4	輸出負載功率 225W 於各種簡化架構之諧波電流功率因數及總諧波失真 .....	65
表 4.5	各種簡化架構與 IEC61000-3-2 比較表 .....	66
表 4.6	各位元數之總諧波失真及功率因數 .....	68
表 4.7	輸入電壓波形失真時之量測數據 .....	70

# 第一章

## 緒論

### 1.1 研究背景

日常生活中，大量的設備仰賴著穩定的且可靠的電源，以維持正常的運作。傳統的交流轉直流電力轉換器是由橋式整流器與電容所組成，如圖 1.1 所示，是最常使用在需要直流電源的設備上。利用簡單之橋式整流器將市電轉換成直流電源，再加上利用一大電容來降低輸出電壓之漣波以供應後級之負載。

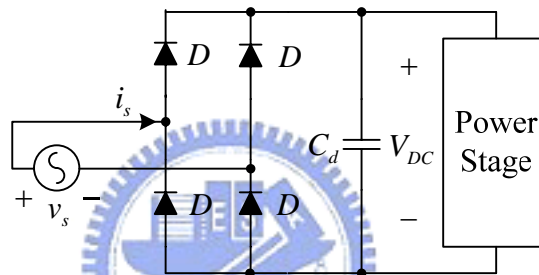


圖 1.1. 橋式整流濾波電路圖。

此種電源轉換器具有成本低、結構簡單且不需要任何外部控制等優點，然而相對的也存在著不少的缺點。如圖 1.2 所示，輸入電流  $i_s$  因為二極體元件有導通壓降的影響，使得電流波形產生盲帶(Dead Band)。此不良的電流波形將導致輸入端之電流含有大量的諧波成分，諧波成分將會污染公用電源之品質，甚至會對精密之電器產品造成損害。因此許多先進國家及國際組織相繼訂定了諧波規範，如 IEC 61000-3-2 等，如此才能確保電力品質。

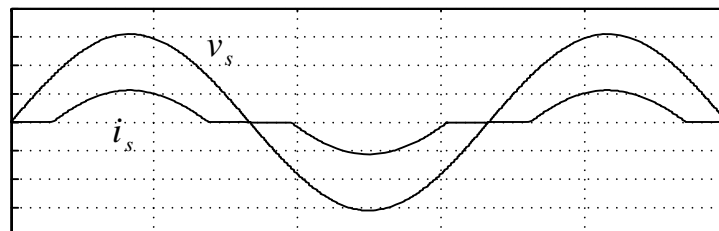


圖 1.2. 輸入電壓及輸入電流波形圖。

近年來隨著科技的發展，半導體製造技術的進步，使得耐電壓耐電流更高之功率半

導體開關不斷推陳出新，速度快的控制晶片，也讓改善輸入端之功率因數及抑制諧波之技術，有很大的突破。因此如何利用更新穎的半導體元件且提升功率因數修正之技術成為了重點研究之一。

## 1.2 文獻回顧

近年來在改善功率因數方面的研究非常多，文獻資料亦相當豐富。在早期的研究中，乃利用在電源側並聯電感或電容元件所組成的濾波器[1]，來減少輸入電壓與輸入電流間的相位差，藉以提升功率因數。

近年來，主動式的切換式整流器[2-5]電路架構的出現，使得在交流轉直流轉換中，能同時得到良好的輸入電流波形以及穩定的輸出電壓。其中又以單相升壓型切換式整流器最常被使用。為了能使升壓型切換式整流器達到具有良好的輸入電流波形以及穩定的輸出電壓，常使用的控制方法有前向式電流控制法[4-6]，強健式電壓及電流控制法[4,7]及預測式電流控制法[8-9]。多迴路的控制架構是應用最廣泛的，利用分別對電壓以及電流進行以控制達到良好的輸出電流以及輸出穩壓之效果。

然而上述的多迴路控制法面臨二大問題。其一，由外電壓迴路回授的輸出電壓漣波會影響到內電流迴路之電流命令。其二，由於電流的變化率大，使得在決定電流取樣頻率上面臨到困難。

根據前面所提到之二問題，很明顯的可以發現均與內電流迴路所回授之電流有關，所以最直接解決此二問題的方法就是不使用電流迴路。如此不但能順利解決上述兩問題，亦能在僅保留單一電壓迴路的情況下，大大簡化控制結構。

用於升壓型切換式整流器之無感測電壓控制[10-11,13-15]以及無感測電流控制[12-13]之架構非常多，其主要目的不外乎減少回授後之輸入訊號。若以控制架構的觀點來區分，無感測電壓控制[10-15]之方法又可以再細分為二種型態。其一，多迴路之無感測控制[10-12]；其二，單一迴路之無感測控制[13-15]。其中後者僅含一電壓迴路，並且捨掉內電流迴路，因此可以視其為一無感測電流之電壓模式控制。各種不同之無感測控制方法詳細的列於表 1.1 中。



升壓型切換式整流器之電流上升斜率與輸入電壓成比例，而電流之下降斜率則與輸出電壓及輸入電壓之差值成比例。上述之關係被運用在多迴路之無感測控制[10-12]。其中在文獻[10]中，輸入電壓就是利用電感電流之上升斜率所決定。在文獻[10-11]中輸出電壓則是利用電感電流之下降斜率所估測而得。在文獻[12]中之電流則是利用感測輸入電壓及輸出電壓而得。

表 1.1 各種無感測控制架構之整理

		[10]	[11]	[12]	[13]	[14]	[15]	單迴路無感測電流控制
無感測控制	多迴路 (電流模式)	•	•	•				
	單迴路 (電壓模式)				•	•	•	•
電流波形	連續導通模式	•	•	•		•	•	•
	不連續導通模式				•			
無感測輸入電壓		•	•		•	•	•	
無感測輸出電壓		•	•					
無感測輸入電流				•	•			•

在文獻[10-11]中，為了要計算出電流的變化率，因此必須至少在電流上升及電流下降的時刻各進行一次的取樣過程。至於多迴路的無感測電流控制[12]，為了要得到良好的電流預測效果，勢必需要增加對輸入電壓及輸出電壓取樣之頻率。這也指出了利用[10-12]之無感測控制方法，非但沒有減少實際感測的動作，反而是增加了。因此在多迴路之無感測控制方法[10-12]，實際其複雜度是遠大於典型之多迴路控制架構。除此之外，電感值的經確度對於多迴路之無感測控制方法[10-12]之效能有很大之影響。

在文獻[13-15]中之控制技術為單迴路之無感測控制。其中在文獻[13]中，此架構可以視為是第一種單迴路之無感測控制架構。利用一常用之電壓跟隨器產生之控制訊號，直接與三角波相比後得之開關訊號，對一開關進行控制。因為此架構中的電流操作於不連續導通模式，故電流中之諧波成分較多，但是因為簡單的電壓跟隨器仍能滿足某些諧波規範，因此仍廣泛的應用在低功率的場合。

非線性控制[14]及平均電流控制法[15]均為另一種單迴路之無感測控制架構，且皆不感測輸入電壓。非線性訊號[14]及三角波訊號[15]之大小，乃利用電壓迴路之輸出調整而得，而開關訊號則是由上述之訊號與感測之電流相比較後產生而得。然而在[14-15]中雖然不存在電流迴路，但是仍必須回授電流。

在本文中將提出另一新的單迴路之無感測控制架構，此架構能使電流操作於連續導通模式，但卻無需感測電流。

## 1.3 本文架構

本論文的内容一共分為五個章節，各章節之大綱內容概述如下：

- 第一章：說明本論文的研究背景以及相關文獻回顧。
- 第二章：介紹諧波電流、功率因數之定義以及升壓式整流器之原理。並推導出升壓式整流器之輸出電壓漣波，最後則列出 IEC 61000-3-2 之諧波規範。
- 第三章：首先回顧各種無感測控制架構，接著推導出本文之重點—無電流感測控制架構，並對無電流感測控制架構進行簡化。此外，設計電壓控制器以達穩壓效果。最後再進行電腦模擬驗證。
- 第四章：對實際電路做一簡介，並將實作之結果進行量測及討論。
- 第五章：總結本論文之研究成果以及主要貢獻。

## 第二章

# 單相升壓型切換式整流器

### 2.1 諧波電流

考慮一弦波電壓源加於一非線性負載，則電流將不是弦波，電流的失真將造成諧波電流，同時也會造成公用點(PPC)線電壓的失真，不過電壓的失真通常很小，故為了簡化分析，假設輸入電壓  $v_s(t) = V_{sp} \sin(\omega_1 t)$  為無失真之弦波，其中  $V_{sp}$  表示輸入電壓之峰值，如圖 2.1 所示。

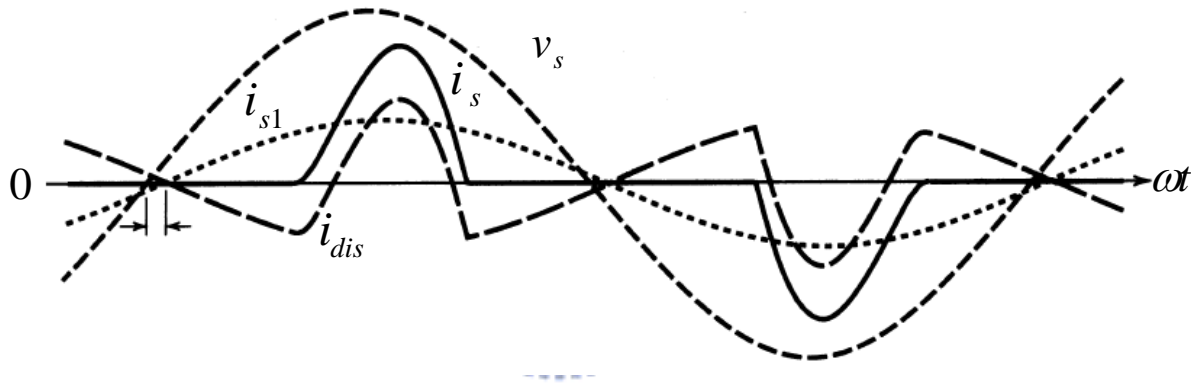


圖 2.1. 線電流失真。

輸入電流  $i_s(t)$  可以由下式表示，其中， $i_{s1}(t)$  表示輸入電流之基本波， $i_{sh}(t)$  表示輸入電流之第  $h$  次諧波。 $i_{dis}$  為基本波以外之電流成分。

$$i_s(t) = i_{s1}(t) + \sum_{h=2}^{\infty} i_{sh}(t) = i_{s1}(t) + i_{dis} \quad (2-1)$$

由於輸入電流  $i_s(t)$  為週期性波形，故可進一步以傅立葉級數展開為：

$$i_s(t) = I_{s1p} \sin(\omega_1 t - \phi_1) + \sum_{h=2}^{\infty} I_{shp} \sin(h\omega_1 t - \phi_h) \quad (2-2)$$

其中  $\phi_1$  為輸入電壓與輸入電流基本波之相位差， $\phi_h$  則為輸入電壓與輸入電流各次諧波之相位差。 $I_{s1p}$  及  $I_{shp}$  分別代表輸入電流之基本波峰值及諧波峰值大小。因此定義另一項用來計量一波形之非弦波性質之名詞，亦即總諧波失真。總諧波失真為所有非基本波頻率有效值之總和與基本波頻率有效值之比值：



$$\%THD_i = \sqrt{\frac{\sum_{h=2}^{\infty} I_{sh,rms}^2}{I_{s1,rms}^2}} \times 100\% \quad (2-3)$$

上式亦可以改寫為：

$$\%THD_i = \frac{\sqrt{I_{rms}^2 - I_{s1,rms}^2}}{I_{s1,rms}} \times 100\% \quad (2-4)$$

## 2.2 功率因數

### 2.2.1 非線性負載

一般功率因數的定義為，輸出消耗之平均功率  $P$  與視在功率  $S$  的比值。其中平均功率的定義為，一週期  $T$  內瞬時電壓  $v_s(t)$  與瞬時電流  $i_s(t)$  之乘積，再對時間積分的平均值，可寫為：

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T v_s(t) i_s(t) dt \quad (2-5)$$

視在功率的定義為，電壓有效值  $V_{rms}$  與電流有效值  $I_{rms}$  之乘積大小，可寫為：

$$S = V_{rms} I_{rms} \quad (2-6)$$

當負載端為非線性負載時，功率因數大小的決定就必須考慮到電流失真的問題。考慮式(2-1)及式(2-3)之輸入電壓與輸入電流表示式，代入式(2-8)中可得平均功率為：

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T V_{sp} \sin(\omega_1 t) \left[ I_{s1p} \sin(\omega_1 t - \phi_1) + \sum_{h=2}^{\infty} I_{shp} \sin(\omega_h t - \phi_h) \right] dt \quad (2-7)$$

又因為不同頻率電壓與電流乘積之平均功率為零，故可將上式改寫為：

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T V_{sp} \sin(\omega_1 t) \cdot I_{s1p} \sin(\omega_1 t - \phi_1) dt \quad (2-8)$$

利用三角函數積化和差之公式，可將上式展開為：

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T \frac{1}{2} V_{sp} I_{s1p} [\cos \phi_1 - \cos \omega_1 t] dt \quad (2-9)$$

又因為純弦波之平均功率為零，並考慮利用電壓與電流之有效值代入：

$$P = V_{rms} I_{s1,rms} \cos \phi_1 \quad (2-10)$$

其中  $I_{s1,rms}$  表示電流基本波之有效值。接著利用上式可將功率因數之定義寫為：

$$PF = \frac{P}{S} = \frac{V_{rms} I_{s1,rms} \cos \phi_1}{V_{rms} I_{rms}} = \frac{I_{s1,rms}}{I_{rms}} \cos \phi_1 \quad (2-11)$$

此時再定義一位移功率因數(DPF)：

$$DPF = \cos \phi_1 \quad (2-12)$$

因此非正弦波之電流功率因數亦可以表示為：

$$PF = \frac{I_{s1,rms}}{I_{rms}} DPF \quad (2-13)$$

再利用式(2-4)及式(2-13)，可以得到功率因數之另一種表示法為：

$$PF = \frac{1}{\sqrt{1+THD_i^2}} DPF \quad (2-14)$$

由上式可以知道，功率因數受到電流波形失真所產生之諧波影響甚大。

在式(2-14)中，基本波頻率之電流有效值與電流有效值之比值，又稱之為失真因數。如下所示。

$$DF = \frac{I_{s1,rms}}{I_{rms}} \quad (2-15)$$



## 2.2.2 線性負載

若考慮輸入端之電壓與電流均為弦波，亦即負載為線性負載時，輸入電流與輸入電壓之間的關係則為單純的相位領先或落後  $\phi$  度。因此可以將式(2-11)中之功率因數之定義簡化。根據定義，當電流為弦波時，其有效值及基本波之有效值將相等，因此可得到下式：

$$\frac{I_{s1,rms}}{I_{rms}} = 1 \quad (2-16)$$

將上式代入式(2-12)可以得到：

$$PF = \cos \phi \quad (2-17)$$

亦即當負載端為線性負載時，功率因數可由輸入電壓與輸入電流之相位差決定，相位差越大，功率因數越小；反之，相位差越小，功率因數越大。

### 2.2.3 功率因數修正

日常生活中所用的電，源自於電力公司經由輸配電系統傳送至用戶端，然而不同之電器用品之負載情況亦不相同，大致上可以分為電阻性、電感性及電容性負載。當負載為純電阻性負載時，輸入側的電壓電流並無相位差，亦即無落後或領先，功率因數為一。當負載為純電感性負載時，輸入電流則會落後輸入電壓一個角度 $\phi$ ，當負載為純電容性負載時，輸入電流則會領先輸入電壓一個角度 $\phi$ ，此時功率因數均小於一。

當負載為線性負載時，其功因校正的方法非常簡單，當負載為電感性負載時，則需加一適當大小之電容，使輸入端得到一等校之電阻性負載。同理，當負載為電容性負載時，則需加一適當大小之電感，使輸入端得到一等校之電阻性負載。此功因校正之方法，我們稱之為被動式功因校正。

然而當因為電流失真而造成功率因數低落時，亦即負載不為線性負載，此時我們需要一主動式功因修正法來達到功率因數接近一的效果。最常使用的電路為升壓型切換式整流器將在下一節進行介紹。

## 2.3 升壓型切換式整流器

考慮如圖 2.2 中之升壓型切換式整流器，此電路是一最常使用於達到功因校正目的的電路架構。電路的主要的工作原理為，藉著控制電路中唯一可控之元件功率開關，利用高頻的切換，達到將電流波形修正與輸入電壓波形一致。電路中主要包含橋式整流器及一升壓型直流/直流電壓轉換器，並假設電路元件為實際非理想元件。電感內含內阻，以串聯一電阻 $r_L$ 表示，二極體導通壓降為 $V_D$ 、開關之導通壓降為 $V_{SW}$ 及整流子內二極體導通壓降為 $V_{DB}$ 。負載端之電阻為 $R$ ，輸出電壓為 $v_o$ 。

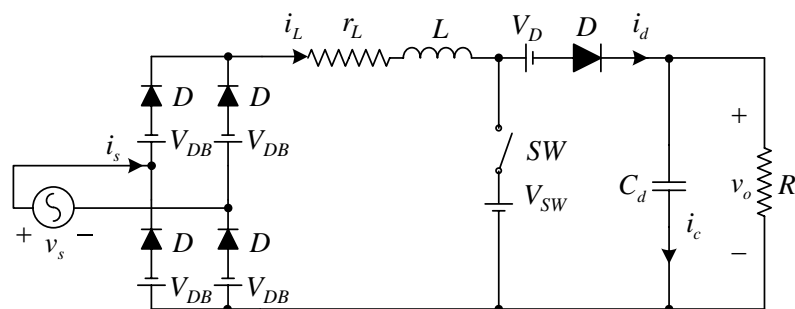


圖 2.2. 升壓型切換式整流器電路。

升壓型切換式整流器主要的目的為有良好的輸入電流波形，以及穩定的輸出電壓。典型的多迴路控制架構如圖 2.3 所示，此控制架構將使升壓型切換式整流器之電感電流操作在連續導通模式。圖中包含了內電流迴路及外電壓迴路，其中電流迴路的作用在得到良好的電流波形；電壓迴路的作用在於得到良好的輸出電壓。將此二迴路串聯後可以得到所需要之開關訊號，藉由此開關訊號達到上述所要求之電路功能。

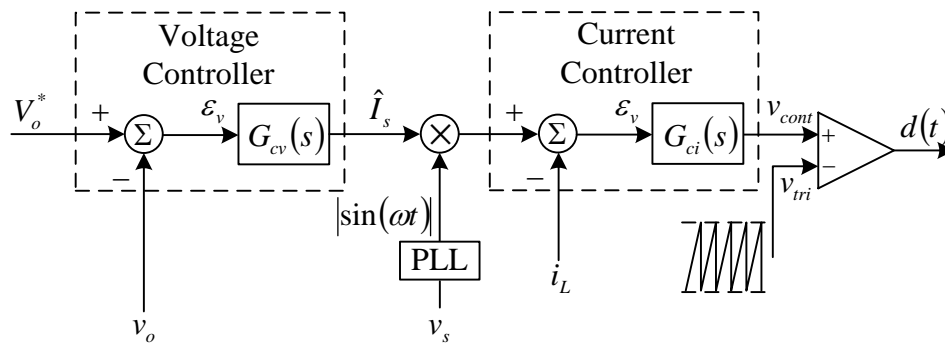


圖 2.3. 用於升壓型切換式整流器之典型多迴路控制架構。

典型多迴路控制架構需要偵測回授三種訊號，分別為輸入電壓  $v_s$ 、輸出電壓  $v_o$  以及電感電流  $i_L$ 。其工作原理為：回授之輸出電壓首先與參考電壓相減，計算出之誤差值進入電壓控制器後，可得一電流訊號。此時將此電流訊號與輸入電壓之絕對值相乘，目的在於使電流能和輸入電壓同相。相乘後的結果即為電流之參考電流，此參考電流與回授電流  $i_L$  相減後之誤差，最後進入電流控制器，可得到開關之控制訊號  $v_{cont}$ 。此控制訊號與一固定頻率、大小之三角波相比較後即可得到控制功率開關之開關訊號。

由於輸出電壓均含有漣波成分，若此漣波成分進入至電壓控制器中，將會使得電流訊號含有漣波成分，如此將會影響到電路的效能。因此為了避免輸出電壓漣波對電路造成的不良影響，通常會將輸出電壓回授至控制器前先進入一低通濾波器，將漣波對電路的影響降低。

## 2.4 輸出電壓漣波

利用上節所定義之電路規格我們可以推導出輸出電壓漣波之大小，利用功率平衡的觀點進行推導。首先假設輸入端之電壓源為理想，亦即可表示為：

$$v_s(t) = V_{sp} \sin(\omega t) \quad (2-18)$$

其中  $V_{sp}$  代表輸入電流峰值大小。且因為此電路具有良好電流波形之功能，固假設輸入電流為弦波電流，表示為：

$$i_s(t) = I_{sp} \sin(\omega t) \quad (2-19)$$

其中  $I_{sp}$  代表輸入電流峰值大小。藉由輸入電壓及輸入電流，我們可計算出輸入端所提供之瞬間功率為：

$$P_{in} = V_{sp} I_{sp} \sin^2 \omega t \quad (2-20)$$

將上式整理如下，我們可以觀察出  $V_{sp} I_{sp} / 2$  代表了輸入端的平均功率。

$$P_{in} = \frac{V_{sp} I_{sp}}{2} - \frac{1}{2} V_{sp} I_{sp} \cos 2\omega t \quad (2-21)$$

在得到輸入端所提供之功率後，根據輸入瞬間功率等於輸出瞬間功率之原理，可得下式：

$$P_{in} = P_{V_F} + P_L + P_C + P_{r_L} + P_R \quad (2-22)$$

其中  $P_{V_F}$  代表電路之總導通壓降  $V_F$  所消耗之瞬間功率； $P_L$  代表電感所儲存之瞬間功率； $P_C$  代表電容所儲存之瞬間功率； $P_{r_L}$  代表電感內阻所消耗之瞬間功率； $P_R$  代表負載電阻所消耗之瞬間功率。接著將分別討論上述元件所消耗或儲存之瞬間功率。

首先考慮電路之總導通壓降  $V_F$ 。因為不論功率開關為導通或截止，從輸入側至輸出側均會有  $V_F$  之壓降，且流過之電流均可由  $|I_{sp} \sin(\omega t)|$  表示，故可將功率開關及二極體導通時所消耗的功率表示為：

$$P_{V_F} = V_F |I_{sp} \sin(\omega t)| \quad (2-23)$$

上式中包含了絕對值符號，為了利於接下來的分析，我們考慮用傅立葉級數展開將方程式作近似。作傅立葉級數後可得如下之通式：

$$P_{V_F} = \frac{2V_F I_{sp}}{\pi} - \frac{4V_F I_{sp}}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\cos 2n\omega t}{4n^2 - 1} \quad (2-24)$$

得到上式後，我們將假設  $n=3$  之後的項很小可以忽略，故取到  $n=3$  作近似。重寫功率開關及二極體導通時所消耗的瞬間功率如下：

$$P_{V_F} \approx \frac{2V_F I_{sp}}{\pi} \left( 1 - \frac{2}{3} \cos 2\omega t - \frac{2}{15} \cos 4\omega t - \frac{2}{35} \cos 6\omega t \right) \quad (2-25)$$

其中  $2V_F I_{sp} / \pi$  代表了功率開關及二極體導通時所消耗的平均功率。

電感與電容是電路中的儲能元件，我們將從能量的觀點進行討論。電感中儲存之能量與其流過之電流有關，設為  $|i_s|$ ；電容中儲存之能量與其跨過兩端之電壓有關，設為  $v_o$ 。其中  $v_o$  包含了輸出電壓平均值的部分  $V_o$  以及輸出電壓漣波的部分  $\Delta v_o$ 。接著利用公式將電感與電容中儲存之能量分別表示如下：

$$W_L = \frac{1}{2} L |i_s|^2 = \frac{1}{2} L I_{sp}^2 \sin^2 \omega t \quad (2-26)$$

$$W_C = \frac{1}{2} C v_o^2 = \frac{1}{2} C (V_o + \Delta v_o)^2 \quad (2-27)$$

為了利於接下來之討論，我們假設  $\Delta v_o \ll V_o$ ，亦即輸出電壓之漣波遠小於輸出電壓之平均值。最後將上二式進行微分，即可得到電感及電容中之瞬間功率，如下所示：

$$P_L = \frac{\partial W_L}{\partial t} = \frac{1}{2} \omega L I_{sp}^2 \sin 2\omega t \quad (2-28)$$

$$P_C \approx \frac{\partial W_C}{\partial t} = C V_o \frac{\partial \Delta v_o}{\partial t} \quad (2-29)$$

觀察上二式我們可以發現，式中不含平均功率的項。

最後我們討論電感內阻  $r_L$ ，及負載電阻  $R$  所消耗之功率。考慮流經電感內阻之電流為  $|i_s|$ ；跨於負載電阻  $R$  兩端之電壓為  $v_o$ 。利用公式將電感內阻與負載電阻功率分別表示如下：

$$P_{i_L} = (I_{sp}^2 \sin^2 \omega t) \cdot r_L \quad (2-30)$$

$$P_R = \frac{v_o^2}{R} = \frac{(V_o + \Delta v_o)^2}{R} \quad (2-31)$$

假設  $\Delta v_o \ll V_o$ ，並重新整理上二式，可得：

$$P_{i_L} = \frac{r_L I_{sp}^2}{2} - \frac{1}{2} r_L I_{sp}^2 \cos 2\omega t \quad (2-32)$$

$$P_R \approx \frac{V_o^2}{R} \quad (2-33)$$

其中  $r_L I_{sp}^2 / 2$  為電感內阻消耗之平均功率； $V_o^2 / R$  為負載電阻消耗之平均功率。

在完成各元件之瞬間功率計算後，代入式(2-22)可以得到下式：



$$\begin{aligned} \frac{V_{sp}I_{sp}}{2} - \frac{1}{2}V_{sp}I_{sp} \cos 2\omega t &= \frac{2V_F I_{sp}}{\pi} \left( 1 - \frac{2}{3} \cos 2\omega t - \frac{2}{15} \cos 4\omega t - \frac{2}{35} \cos 6\omega t \right) \\ &+ \frac{1}{2} \omega L I_{sp}^2 \sin 2\omega t + C V_o \frac{\partial \Delta v_o}{\partial t} \\ &+ \frac{r_L I_{sp}^2}{2} - \frac{1}{2} r_L I_{sp}^2 \cos 2\omega t + \frac{V_o^2}{R} \end{aligned} \quad (2-34)$$

接著將代表平均功率的部分消掉，並把微分項移到等號左手邊，重新整理後可得：

$$\begin{aligned} C V_o \frac{\partial \Delta v_o}{\partial t} &= \frac{2V_F I_{sp}}{\pi} \left( \frac{2}{3} \cos 2\omega t + \frac{2}{15} \cos 4\omega t + \frac{2}{35} \cos 6\omega t \right) \\ &- \frac{1}{2} V_{sp} I_{sp} \cos 2\omega t - \frac{1}{2} \omega L I_{sp}^2 \sin 2\omega t + \frac{1}{2} r_L I_{sp}^2 \cos 2\omega t \end{aligned} \quad (2-35)$$

最後將方程式兩端積分則可以得到輸出電壓連波之大小。

$$\begin{aligned} \Delta v_o &= \left( \frac{r_L I_{sp}^2}{4\omega C V_o} - \frac{V_{sp} I_{sp}}{4\omega C V_o} + \frac{2V_F I_{sp}}{3\pi\omega C V_o} \right) \sin 2\omega t + \frac{L I_{sp}^2}{4C V_o} \cos 2\omega t \\ &+ \frac{V_F I_{sp}}{15\pi\omega C V_o} \cos 4\omega t + \frac{2V_F I_{sp}}{105\pi\omega C V_o} \sin 6\omega t \end{aligned} \quad (2-36)$$

若是考慮元件理想，亦即  $r_L = 0$ 、 $V_F = 0$ ，可將上式簡化為：

$$\Delta v_o = -\frac{V_{sp} I_{sp}}{4\omega C V_o} \sin 2\omega t + \frac{L I_{sp}^2}{4C V_o} \cos 2\omega t \quad (2-37)$$

## 2.5 諧波規範

根據前述之討論我們可以知道，電力系統中之電流連波對整個系統的影響非常巨大，因此許多國家及國際組織皆定有類似之諧波規範。例如 IEC 61000-3-2、IEEE 519 等。

以 IEC 61000-3-2 而言，此規範的使用範圍為，當一設備之當像輸入電流小於 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 2.1 中之分類可以得到表 2.2 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  $\lambda$  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2.1 諧波規範IEC 61000-3-2之各種設備之分類

A 類	<ul style="list-style-type: none"> <li>■ 平衡之三相系統</li> <li>■ 家用設備，不包含 D 類中之設備</li> <li>■ 白熾燈調光器</li> <li>■ 音響設備</li> <li>■ 工具，但不包含手持工具</li> <li>■ 任何不為 B 類、C 類、D 類中之設備</li> </ul>
B 類	<ul style="list-style-type: none"> <li>■ 手持工具</li> <li>■ 非專業之焊接設備</li> </ul>
C 類	<ul style="list-style-type: none"> <li>■ 照明設備</li> </ul>
D 類	<ul style="list-style-type: none"> <li>■ 個人電腦及螢幕</li> <li>■ 電視接收器</li> </ul> <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 2.2 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	-	-
$8 \leq n \leq 40$	$0.23 \times \frac{8}{n}$	$0.345 \times \frac{8}{n}$	-	-

# 第三章

## 無電流感測控制

### 3.1 無電流感測控制

如圖 3.1 所示，為所提之無電流感測控制架構，僅回授輸入電壓與輸出電壓進行控制，沒有電流迴路，是一單迴路控制架構。輸出電壓之誤差值經過電壓控制器所得出的訊號為一相角訊號  $\theta$ 。此架構中回授了二種訊號，其一，為輸出電壓，目的在於做輸出電壓準位的調整；其二，為輸入電壓，目的在於偵測出輸入電壓之相位，並得到一相同相位之單位正弦波絕對值訊號  $|\sin(\omega t)|$ 。接著利用相移器將  $|\sin(\omega t)|$  訊號相移為  $|\sin(\omega t - \theta)|$  訊號。接著將單位大小之  $|\sin(\omega t - \theta)|$  訊號乘以一比值，此值之大小為輸入電壓之峰值大小除以輸出電壓，最後即可以得到控制訊號中之  $v_{cont,\theta}$  訊號。

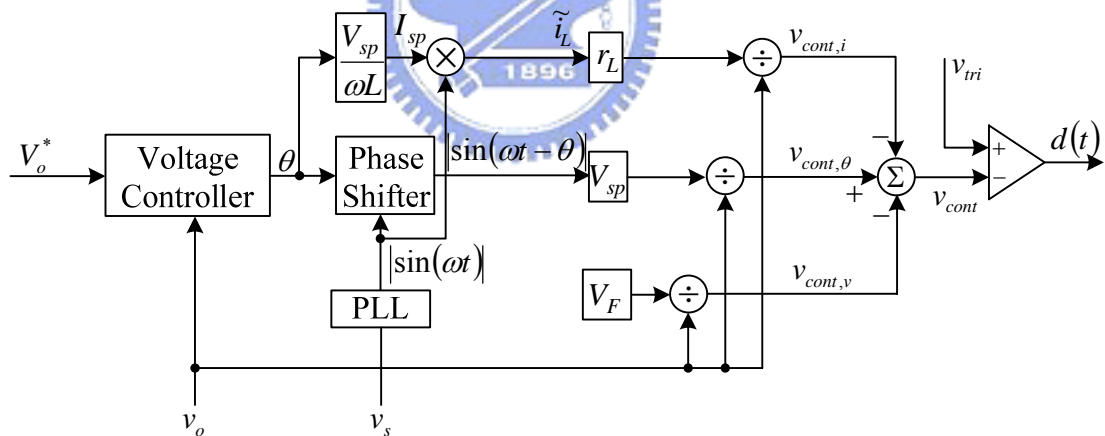


圖 3.1. 用於升壓型切換式整流器之無電流感測控制架構。

相位訊號  $\theta$  乘以一比值  $\frac{V_{sp} r_L}{\omega L v_o}$  後，再乘以單位大小之  $|\sin(\omega t)|$  訊號，即可以得到控制訊號中之  $v_{cont,i}$  部分。控制訊號  $v_{cont,i}$  主要的目的為補償電感內阻造成電流波形的影響。至於控制訊號  $v_{cont,v}$  則是利用總導通電壓之大小值  $V_F$  除以輸出電壓  $v_o$ ，其主要目的亦為補償導通電壓對電流波形的影響。

接著將圖 3.1 的無電流感測控制架構與圖 2.1 的升壓型切換式整流器結合，可以得到如下圖 3.2 之等效電路圖。輸入端之全橋整流器利用兩個串聯之二極體  $DB1$ 、 $DB2$  取代，輸入電壓則由整流後理想之電壓源  $|V_{sp} \sin(\omega t)|$  取代。

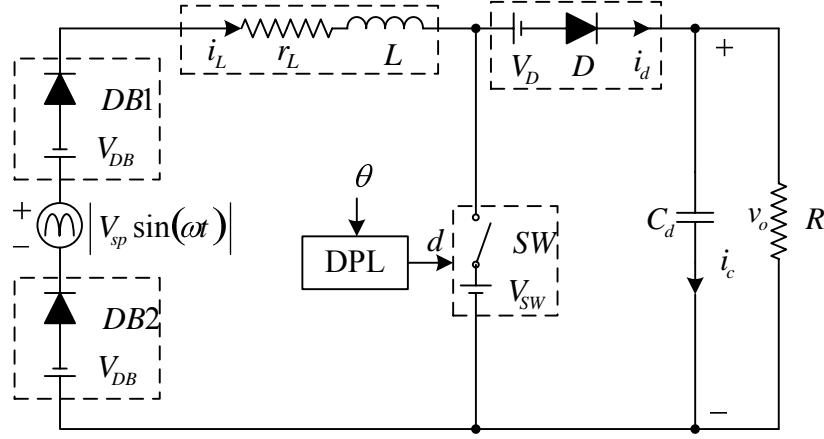


圖 3.2. 結合輸入相位位移訊號之簡化電路。

利用電壓控制器計算出的相位訊號，經過控制架構處理後可以得到一控制訊號  $v_{cont}$ ，此控制訊號與三角波做比較後則可以得到我們所希望之開關訊號。控制訊號  $v_{cont}$  是由三個訊號組合而成，表示如式(3-4)：

$$v_{cont} = v_{cont,\theta} - v_{cont,i} - v_{cont,v} \quad (3-1)$$

其中

$$v_{cont,v} = \frac{V_F}{v_o} \quad (3-2)$$

$$v_{cont,\theta} = \frac{V_{sp}}{v_o} |\sin(\omega t - \theta)| \quad (3-3)$$

$$v_{cont,i} = \theta \frac{V_{sp}}{\omega L} \frac{r_L}{v_o} |\sin(\omega t)| \quad (3-4)$$

其中  $r_L$  及  $V_F$  分別代表電感內阻及二極體、開關導通壓降。

由於控制訊號  $v_{cont}$  是由比較器的負端進入，並將平均責任週期  $\bar{d}$  以相移角  $\theta$  表示，整理後可得下式所以責任週期  $\bar{d}$  可以表示：

$$\bar{d} = 1 - v_{cont} = 1 - \frac{V_{sp}}{v_o} |\sin(\omega t - \theta)| + \theta \frac{V_{sp}}{\omega L} \frac{r_L}{v_o} |\sin(\omega t)| + \frac{V_F}{v_o} \quad (3-5)$$

得到上式後，將利用克希霍夫電壓定律，分別列出開關導通及截止時的電壓方程式，並

推導出平均電感電流之方程式。

首先考慮開關導通時的電路狀態，可得到如圖 3.3 之開關導通時之等效電路。當開關導通時，二極體反向偏壓，輸入之電能儲存於電感之中，而負載電阻之電能則由電容提供。觀察圖 3.3 之迴路，利用克希霍夫電壓定律可知，迴路繞一圈的電壓壓降為零，並假設此時總導通壓降為  $V_F$ 。故我們可推得開關導通時刻之方程式：

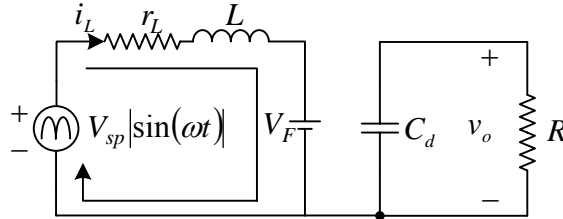


圖 3.3. 開關導通狀態下之等效電路。

$$L \frac{di_L(t)}{dt} = V_{sp} |\sin(\omega t)| - V_F - i_L r_L \quad (3-6)$$

當開關截止時，可將圖 3.2 之電路等效為圖 3.4 之電路。此時二極體為導通狀態且電感儲能釋放。觀察圖 3.4 之迴路，利用克希霍夫電壓定律可知，迴路繞一圈的電壓壓降為零，並假設此時總導通壓降為  $V_F$ 。再利用克希霍夫電壓定律我們可推得開關截止時刻之電路方程式，如下所示：

$$L \frac{di_L(t)}{dt} = V_{sp} |\sin(\omega t)| - v_o - V_F - i_L r_L \quad (3-7)$$

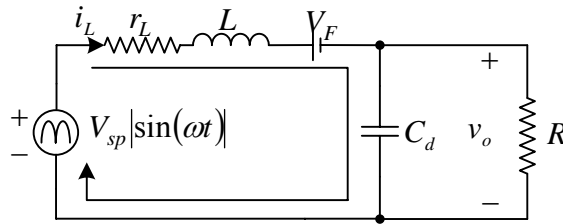


圖 3.4. 開關截止狀態下之等效電路。

為了將開關導通及開關截止時刻的電路方程式合併，將利用時間平均法進行計算。首先，開關導通時刻之等效電路方程式，兩端同乘以導通時間  $\bar{d}(t)T_s$ ，可得式(3-8)；開關截止時刻之等效電路方程式，兩端同乘以截止時間  $(1 - \bar{d}(t))T_s$ ，可得式(3-9)。

$$L \frac{di_L(t)}{dt} \bar{d}(t)T_s = [V_{sp} |\sin(\omega t)| - V_F - i_L r_L] \bar{d}(t)T_s \quad (3-8)$$

$$L \frac{di_L(t)}{dt} (1 - \bar{d}(t))T_s = [V_{sp} |\sin(\omega t)| - v_o - V_F - i_L r_L] (1 - \bar{d}(t))T_s \quad (3-9)$$

最後，將兩式相加可得：

$$L \frac{di_L(t)}{dt} = V_{sp} |\sin(\omega t)| - (1 - \bar{d}(t)) v_o - V_F - i_L r_L \quad (3-10)$$

其中， $\bar{d}(t)$  可利用式(3-5)中所推導出之結果代入，代入後可以發現，方程式變為電感電流之一階微分方程式，如下所示：

$$L \frac{di_L(t)}{dt} = V_{sp} |\sin(\omega t)| - V_{sp} |\sin(\omega t - \theta)| + \left[ \frac{V_{sp} \theta}{\omega L} |\sin(\omega t)| - i_L(t) \right] r_L \quad (3-11)$$

整理後可以發現  $V_F$  的項已經被消掉。

在得到電感電流之一階微分方程式後，接著將考慮把電感電流計算出來。首先，將方程式右手邊之  $\sin(\omega t - \theta)$  項，利用三角函數的複角運算公式展開如下，

$$\begin{aligned} L \frac{di_L(t)}{dt} = & V_{sp} |\sin(\omega t)| - V_{sp} |\sin(\omega t) \cos \theta - \cos(\omega t) \sin \theta| \\ & + \left[ \frac{V_{sp} \theta}{\omega L} |\sin(\omega t)| - i_L(t) \right] r_L \end{aligned} \quad (3-12)$$

此時，假設相移角  $\theta$  非常小且趨近於零，在此假設下，我們可將正餘弦函數的特性引入，亦即  $\sin \theta \approx \theta$ 、 $\cos \theta \approx 1$ 。重新整理上式可得：

$$\frac{di_L(t)}{dt} \approx \frac{V_{sp} |\sin(\omega t)|}{L} - \frac{V_{sp} |\sin(\omega t) - \theta \cos(\omega t)|}{L} + \left[ \frac{V_{sp} \theta}{\omega L} |\sin(\omega t)| - i_L(t) \right] \frac{r_L}{L} \quad (3-13)$$

將上式右手邊的絕對值符號拿掉，可近似如下：

$$\frac{di_L(t)}{dt} \approx \text{sign}(\sin(\omega t)) \left[ \frac{V_{sp} \theta}{L} \cos(\omega t) \right] + \left[ \frac{V_{sp} \theta}{\omega L} |\sin(\omega t)| - i_L(t) \right] \frac{r_L}{L} \quad (3-14)$$

接著考慮  $\sin(\omega t)$  正負半週期時進行計算，最後兩端積分可以得到電感電流為：

$$i_L(t) \approx \frac{V_{sp} \theta}{\omega L} |\sin(\omega t)| = I_{sp} |\sin(\omega t)| \quad (3-15)$$

觀察上式可以發現電感電流為弦波且其峰值與相移角  $\theta$  有關。

## 3.2 輸出電壓漣波補償迴路

觀察無感測電流控制架構，回授的輸出電壓  $v_o$ ，包含了輸出電壓平均值的部分， $V_o$  以及輸出電壓漣波的部分  $\Delta v_o$ 。但是參考電壓  $V_o^*$  為一固定值，亦即僅代表輸出電壓之平均值。然而，若直接將輸出電壓  $\Delta v_o$  與參考電壓  $V_o^*$  相減，會使得誤差訊號包含了漣波的成分，如此會影響控制的準確度，示意圖如圖 3.5(a)所示。最常使用的方法即為利用一帶拒濾波器(Bandstop Filter)，將二倍頻率的輸出電壓漣波濾掉，示意圖如圖 3.5(b)所示。

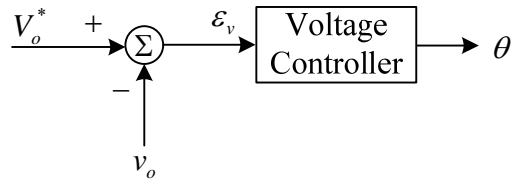
除了上述的作法外，我們考慮先利用方程式計算得到輸出電壓漣波  $\Delta v_o$ ，接著將輸出電壓  $v_o$  先減掉計算出來的輸出電壓漣波  $\Delta v_o$ ，即可以得到輸出電壓之平均值  $V_o$ 。最後將輸出電壓之平均值  $V_o$  與參考電壓  $V_o^*$  相減得到不含漣波成分之誤差訊號。根據上述之構想，我們將第二章中所推導之輸出電壓漣波  $\Delta v_o$  之方程式，利用相角  $\theta$  代入作為方程式中主要之變數，可改寫為：

$$\begin{aligned} \Delta v_o = & \left( \frac{r_L V_{sp}^2 \theta^2}{4\omega^3 L^2 C V_o} - \frac{V_{sp}^2 \theta}{4\omega^2 L C V_o} + \frac{2V_F V_{sp} \theta}{\pi\omega^2 L C V_o} \right) \sin 2\omega t \\ & + \frac{V_{sp}^2 \theta^2}{4\omega^2 L C V_o} \cos 2\omega t + \frac{V_F V_{sp} \theta}{5\pi\omega^2 L C V_o} \sin 4\omega t \\ & + \frac{2V_F V_{sp} \theta}{35\pi\omega^2 C V_o} \sin 6\omega t \end{aligned} \quad (3-16)$$

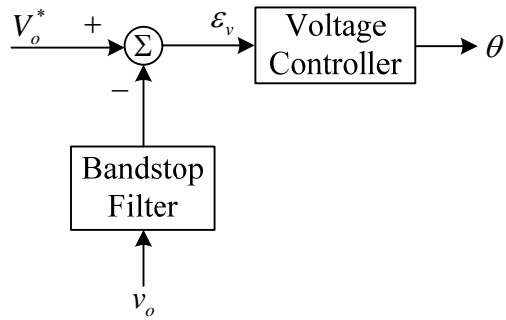
考慮式(3-17)中  $\sin 2\omega t$  之係數，括號中左手邊的第一項包含了  $\theta^2/\omega^3$  之成分，將使得其值會遠小於後面二項，故將其省略。並考慮  $\sin 4\omega t$  及  $\sin 6\omega t$  之係數亦遠小於  $\sin 2\omega t$  及  $\cos 2\omega t$  之係數，故將其省略。最後簡化(3-17)式為：

$$\Delta v_o \approx \left( \frac{2V_F V_{sp} \theta}{\pi\omega^2 L C V_o} - \frac{V_{sp}^2 \theta}{4\omega^2 L C V_o} \right) \sin 2\omega t + \frac{V_{sp}^2 \theta^2}{4\omega^2 L C V_o} \cos 2\omega t \quad (3-17)$$

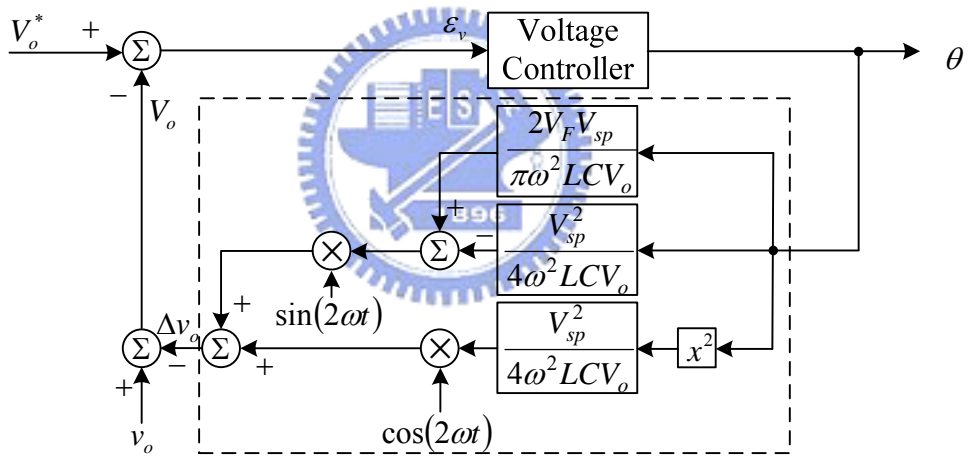
利用上式可以得到如圖 3.5(c)所示之控制架構，利用此架構應能使增進控制效果，其結果將在本章後段模擬中表示。



(a)



(b)



(c)

圖 3.5. 輸出電壓漣波補償：  
 (a)直接回授輸出電壓；  
 (b)經過帶拒濾波器後回授；  
 (c)減掉估測之電壓漣波後回授。



### 3.3 輸出電壓轉移函數推導

在本節中將推導出升壓型切換式整流器電路，配合使用無電流感測架構時的輸出電壓轉移函數，根據前述之討論可以知道，相移角 $\theta$ 是控制開關訊號之關鍵，因此將推導出相移角 $\theta$ 與輸出電壓 $v_o$ 之間的轉移函數。

考慮利用功率平衡的觀點進行推導，並為了簡化推導過程的難度，將假設電路中的元件均為理想元件。當電路操作在穩態下時，平均功率是平衡的，根據公式可知輸入端所提供之平均功率可以寫為：

$$P_{in} = \frac{V_{sp} I_{sp}}{2} \quad (3-18)$$

其中 $V_{sp}$ 及 $I_{sp}$ 分別代表輸入電壓及輸入電流之峰值大小。再利用式(3-15)將 $I_{sp}$ 以相移角 $\theta$ 取代，可以改寫整理為其中 $V_o$ ：

$$P_{in} = \frac{V_{sp} \frac{V_{sp} \theta}{\omega L}}{2} = \frac{V_{sp}^2 \theta}{2\omega L} \quad (3-19)$$

負載端之平均功率則可以寫為：

$$P_{out} = \frac{V_o^2}{R} \quad (3-20)$$

其中 $V_o$ 代表輸出電壓平均值。

接著考慮相移角 $\theta$ 訊號有一小擾動 $\Delta\theta$ ，根據此小擾動 $\Delta\theta$ ，我們可以將輸入端之功率改寫為：

$$P_{in} + \Delta P_{in} = \frac{V_{sp}^2 (\theta + \Delta\theta)}{2\omega L} \quad (3-21)$$

當相移角 $\theta$ 瞬間有變化時，此時我們就必須考慮電容中功率的變化，因此輸出端的功率可以改寫為：

$$P_{out} + \Delta P_{out} = \frac{(V_o + \Delta v_o)^2}{R} + \frac{C}{2} \frac{d(V_o + \Delta v_o)^2}{dt} \quad (3-22)$$

再將上式進行整理，小訊號平方項可以忽略不計，平均值之微分視為零，故可以重新寫為：

$$P_{out} + \Delta P_{out} = \frac{V_o^2 + 2V_o \Delta v_o}{R} + \frac{C}{2} \cdot 2V_o \cdot \frac{d\Delta v_o}{dt} \quad (3-23)$$



考慮功率平衡，故可將輸入功率及輸出功率之等式表示如下：

$$\frac{V_{sp}^2(\theta + \Delta\theta)}{2\omega L} = \frac{V_o^2 + 2V_o\Delta v_o}{R} + \frac{C}{2} \cdot 2V_o \cdot \frac{d\Delta v_o}{dt} \quad (3-24)$$

最後將代表平均功率的項對消，則可以得到 $\Delta\theta$ 影響下之功率變化等式。

$$\frac{V_{sp}^2\Delta\theta}{2\omega L} = \frac{2V_o\Delta v_o}{R} + CV_o \frac{d\Delta v_o}{dt} \quad (3-25)$$

將上式轉至s域，可得：

$$\frac{V_{sp}^2\theta(s)}{2\omega L} = \frac{2V_o v_o(s)}{R} + CV_o \cdot s v_o(s) \quad (3-26)$$

最後再將上式整理後，可以得到輸出電壓 $v_o$ 對相移角 $\theta$ 之轉移函數：

$$\frac{v_o(s)}{\theta(s)} = \frac{\frac{V_{sp}^2}{2CV_o\omega L}}{s + \frac{2}{CR}} \quad (3-27)$$

觀察上式可以發現，此轉移函數為簡單之一階轉移函數，僅含一極點。且轉移函數分子項含有輸出電壓平均值 $V_o$ ，表示此轉移函數將隨著電路工作點的不同而有改變。

## 3.4 無電流感測控制之簡化

### 3.4.1 簡化除法器-簡化一

本節將會簡化前述之無電流感測控制架構，目的在於降低硬體實現上之複雜度。首先回顧圖3.1之無電流感測控制架構，觀察可以發現架構中存在三個除法器。然而除法器在利用數位系統實現上較為困難，因此首先即考慮將除法器之部分進行簡化。簡化的根據為假設輸出電壓漣波 $\Delta v_o$ 遠小於輸出電壓平均值 $V_o$ ，故可以將圖3.1簡化為圖3.6。圖中將原本除以輸出電壓 $v_o$ 的部份改為除以參考電壓 $V_o^*$ ，即可以省略除法的過程。此時圖中之除法器成為一固定增益，在實現上變得更簡單。

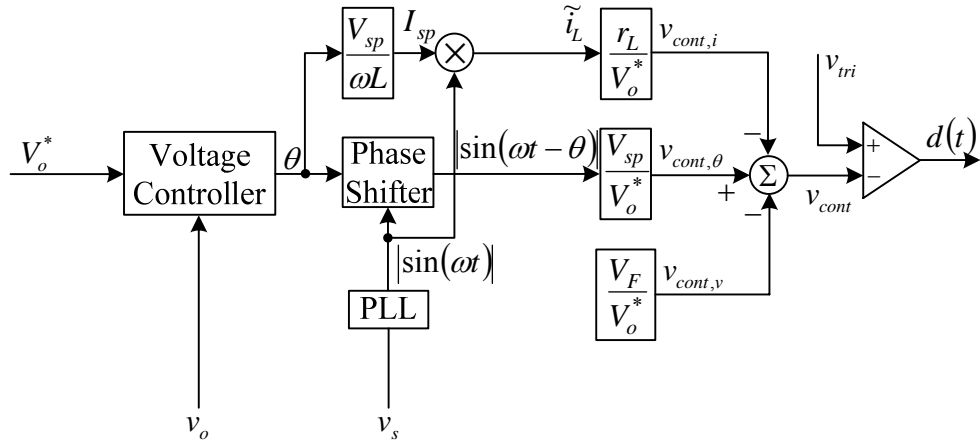


圖 3.6. 簡化一之無電流感測控制架構。

### 3.4.2 簡化除法器及電感內阻壓降之補償迴路-簡化二

控制訊號中之  $v_{cont,i}$  主要的作用為補償電感內阻對電流波形造成的不良影響。但若是考慮電感內阻很小且可以忽略，則可以將電感內阻之補償迴路進行省略。故可以再將圖 3.6 中之補償迴路省略，簡化為圖 3.7。

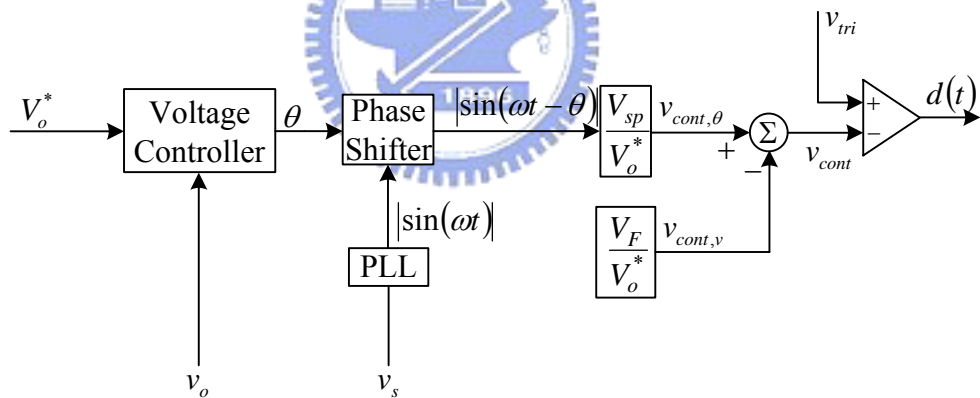


圖 3.7. 簡化二之無電流感測控制架構。

### 3.4.3 簡化除法器及導通電壓壓降之補償迴路-簡化三

控制訊號中之  $v_{cont,v}$  主要的作用為補償功率開關及二極體之導通電壓對電流波形造成的不良影響。若是電路導通電壓很小，則可以將導通電壓之補償迴路進行省略。故可以將圖 3.6 中之補償迴路省略，簡化為圖 3.8。

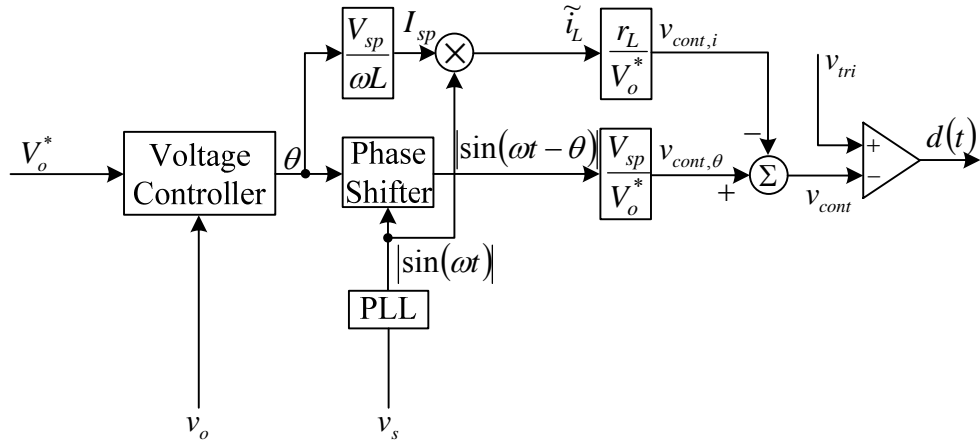


圖 3.8. 簡化三之無電流感測控制架構。

### 3.4.4 簡化除法器及電感內阻壓降及導通電壓壓降之補償迴路-簡化四

最後，若系統中之  $r_L$ 、 $V_F$  很小，接近理想，則可以將控制訊號中之  $v_{cont,i}$  及  $v_{cont,v}$  項同時省略，無感測控制架構即可以簡化如下。

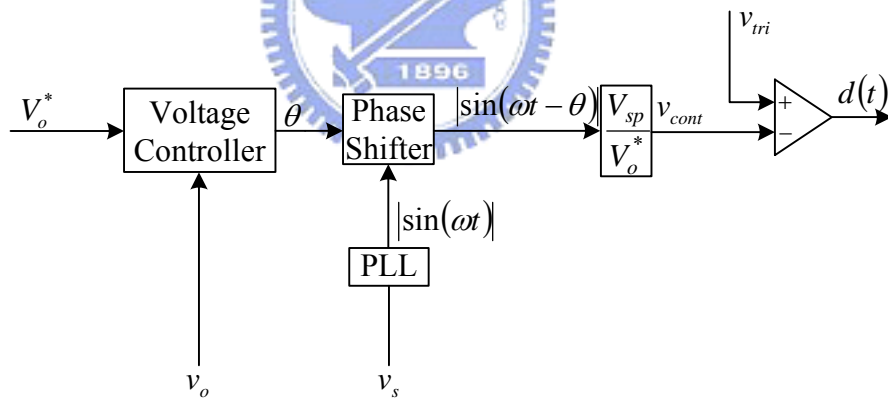


圖 3.9. 簡化四之無電流感測控制架構。

觀察圖 3.9 之最為簡化之無電流感測控制架構圖，可以發現簡化後之無電流感測控制架構，在實現上最為簡單，且完全不需要考慮到系統電路的參數，如  $r_L$ 、 $V_F$  等。

### 3.5 電路參數誤差分析

本節將考慮實際電路參數與控制器中設定之參數有誤差時，對輸入電流的影響，故可以將圖 3.1 之無電流感測架構改為下圖 3.10。首先考慮  $\hat{r}_L$  及  $\hat{L}$  代表控制器中使用的參數大小，而  $r_L$  及  $L$  則是代表實際電路中的參數大小。同理， $\hat{V}_F$  是代表控制器中使用的總導通壓降，而  $V_F$  是代表實際電路中的總導通壓降。由於參數量測的不確定性，因此我們可以得到以下的關係：

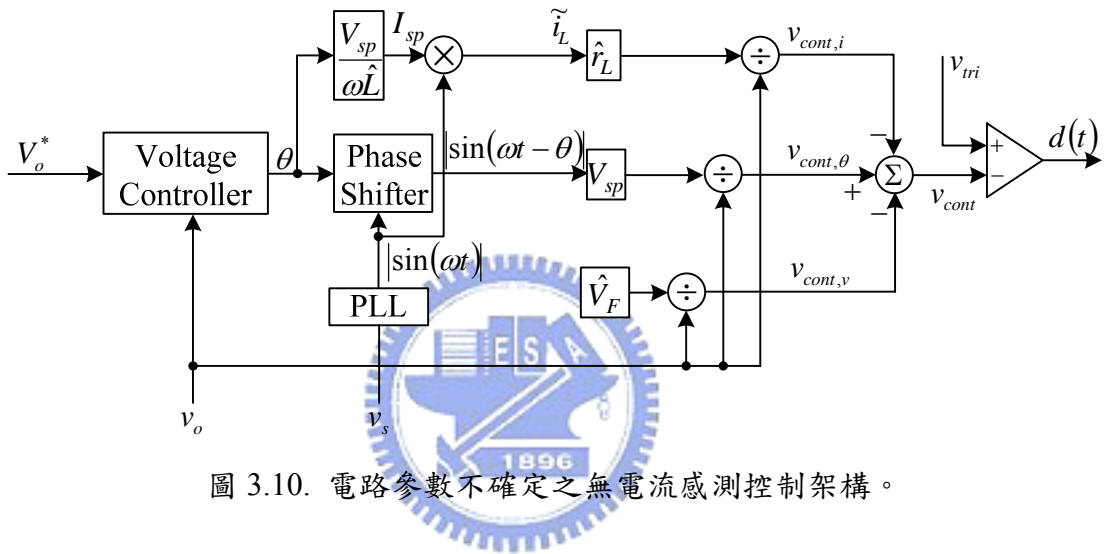


圖 3.10. 電路參數不確定之無電流感測控制架構。

$$\hat{r}_L = r_L + \Delta r_L \quad (3-28)$$

$$\hat{L} = L + \Delta L \quad (3-29)$$

$$\hat{V}_F = V_F + \Delta V_F \quad (3-30)$$

其中  $\Delta r_L$  及  $\Delta L$  代表控制器中之參數與實際參數的誤差， $\Delta V_F$  則代表控制器中之導通壓降與實際導通壓降的誤差。因此可以將式(3-5)改寫如下：

$$\bar{d} = 1 - v_{cont} = 1 - \frac{V_{sp}}{v_o} |\sin(\omega t - \theta)| + \theta \frac{V_{sp}}{\omega \hat{L}} \frac{\hat{r}_L}{v_o} |\sin(\omega t)| + \frac{\hat{V}_F}{v_o} \quad (3-31)$$

接著再將上式(3-31)代入式(3-10)中可重新得到下式：

$$L \frac{di_L(t)}{dt} = V_{sp} \left[ |\sin(\omega t)| - |\sin(\omega t - \theta)| + \theta \frac{\hat{r}_L}{\omega L} |\sin(\omega t)| \right] - r_L i_L(t) + (\hat{V}_F - V_F) \quad (3-32)$$

在得到電感電流之一階微分方程式後，接著將考慮把電感電流計算出來。首先，將方程式右手邊之  $\sin(\omega t - \theta)$  項，利用三角函數的複角運算公式展開如下，

$$L \frac{di_L(t)}{dt} = V_{sp} \left[ |\sin(\omega t)| - |\sin(\omega t) - \theta \cos(\omega t)| + \theta \frac{\hat{r}_L}{\omega L} |\sin(\omega t)| \right] - r_L i_L(t) + (\hat{V}_F - V_F) \quad (3-33)$$

此時，假設相移角  $\theta$  非常小且趨近於零，在此假設下，我們可將正餘弦函數的特性引入，亦即  $\sin \theta \approx \theta$ 、 $\cos \theta \approx 1$ 。並將(3-1)至(3-3)代入，重新整理上式可得：

$$L \frac{di_L(t)}{dt} + r_L i_L(t) \approx V_{sp} \theta \left[ \text{sign}(\sin(\omega t)) \cos(\omega t) + \frac{r_L + \Delta r_L}{\omega(L + \Delta L)} |\sin(\omega t)| \right] + \Delta V_F \quad (3-34)$$

穩態下之電感電流，其頻率為線電壓之二倍，考慮求出第一週期之電感電流  $i_{Ln}(t)$ 。

$$L \frac{di_{Ln}(t)}{dt} + r_L i_{Ln}(t) \approx V_{sp} \theta \left[ \cos(\omega t) + \frac{r_L + \Delta r_L}{\omega(L + \Delta L)} |\sin(\omega t)| \right] + \Delta V_F \quad (3-35)$$

最後將上式兩端積分可以得到電感電流  $i_{Ln}(t)$  為：

$$i_{Ln}(t) \approx \left\{ \begin{array}{l} \frac{V_{sp} \theta}{\omega L} \sin(\omega t) + i_{Ln}(0) e^{-\frac{\omega}{Q_L} t} \\ + \frac{\Delta V_F}{r_L} \left( 1 - e^{-\frac{\omega}{Q_L} t} \right) \\ + k \frac{V_{sp} \theta}{\omega L} \left[ \frac{\cos(\omega t + \alpha_L)}{\sqrt{1 + Q_L^2}} - \frac{Q_L}{1 + Q_L^2} e^{-\frac{\omega}{Q_L} t} \right] \end{array} \right\} \left[ u(t) - u\left(t - \frac{T}{2}\right) \right] \quad (3-36)$$

其中  $k$  代表了參數的不確定性所造成的影響：

$$k = \frac{r_L \Delta L - L \Delta r_L}{r_L (L + \Delta L)} \quad (3-37)$$

而  $Q_L$  在表示電感的品質因數：

$$Q_L = \frac{\omega L}{r_L} \quad (3-38)$$

$$\alpha_L = \cot^{-1}(Q_L) \quad (3-39)$$

由上述第一週期之電感電流  $i_{Ln}(t)$ ，進一步可以表示出穩態時之電感電流  $i_L(t)$ ：

$$i_L(t) = \sum_{n=0}^{\infty} i_{Ln}\left(t - n\frac{T}{2}\right) \quad (3-40)$$

其中週期  $T$  代表了輸入端線電壓之週期，因此可以得到：

$$i_{Ln}(T/2) = i_{Ln}(0) \quad (3-41)$$

此外當輸入電壓  $v_s(t) = V_{sp} \sin(\omega t)$  為正時，輸入電流  $i_s$  等於電感電流  $i_L$ ，而當輸入電壓為負時，輸入電流  $i_s$  等於電感電流  $-i_L$ 。因此可將輸入電流表示為：

$$i_s(t) = \text{sign}(v_s(t))i_L(t) = \text{sign}(\sin(\omega t))i_L(t) \quad (3-42)$$

依據電路參數是否存在著誤差，可將電感電流的分成三種狀態進行討論。第一種狀態為考慮電路參數的誤差均為零，亦即  $k=0$ ，且導通壓降的誤差為零，亦即  $\Delta V_F = 0$ ，則此時的電感電流將為一弦波。因此可將式(3-36)之第一週期電感電流寫為：

$$i_{Ln}(t) \approx \left[ \frac{V_{sp}\theta}{\omega L} \sin(\omega t) + i_{Ln}(0)e^{-\frac{\omega}{Q_L}t} \right] \left[ u(t) - u\left(t - \frac{T}{2}\right) \right] \quad (3-43)$$

且根據式(3-41)，電感電流初始值  $i_L(0)$  為零，再由式(3-40)可得電感電流  $i_L(t)$  為：

$$i_L(t) \approx \sum_{n=0}^{\infty} \frac{V_{sp}\theta}{\omega L} \sin\left(\omega t - n\frac{\pi}{2}\right) \left[ u\left(n\frac{T}{2}\right) - u\left(n\frac{T}{2} - \frac{T}{2}\right) \right] = \frac{V_{sp}\theta}{\omega L} |\sin(\omega t)| \quad (3-44)$$

根據式(3-42)，可以得到輸入電流  $i_s(t)$  為：

$$i_s(t) \approx \frac{V_{sp}\theta}{\omega L} \sin(\omega t) = I_{sp} \sin(\omega t) \quad (3-45)$$

由上式可知，輸入電流之峰值與相移角  $\theta$  有關，且與式(3-15)之結果相同。

第二種狀態則考慮在  $\Delta V_F$ 、 $\Delta r_L$  及  $\Delta L$  均不為零時，將導致電感電流在其週期的後端時，其值將為零，且其初始值亦為零  $i_{Ln}(0) = 0$ 。因此可將此時的電流  $i_{Ln}(t)$  表示為：

$$i_{Ln}(t) \approx \left\{ \begin{array}{l} \frac{V_{sp}\theta}{\omega L} \left[ \sin(\omega t) + k \frac{\cos(\omega t + \alpha_L)}{\sqrt{1+Q_L^2}} - \frac{Q_L}{1+Q_L^2} e^{-\frac{\omega}{Q_L}t} \right] \\ + \frac{\Delta V_F}{r_L} \left( 1 - e^{-\frac{\omega}{Q_L}t} \right) \end{array} \right\} [u(t) - u(t - t_c)] \quad (3-46)$$

其中  $t_c$  表示為電感電流為零的時間。

第三種狀態則考慮在  $\Delta V_F$ 、 $\Delta r_L$  及  $\Delta L$  均不為零時，將導致電感電流在其週期的最後將不會降至零，此現象會使得輸入電流在不為零的狀態時，橋式二極體進行換相。這樣將增加切換時的能量損失及減少整體的效率。而此時的電感電流的初始值  $i_{L_n}(0)$  將不為零，可由式(3-41)及式(3-36)求得。

根據上述三種狀態之討論可知，弦波電流是一理想狀態下的結果，然而這結果是不實際的。然而由於在第三種狀態的非零電流切換，其效率是低於第二種狀態。因此為了避免電流進入第三種狀態的非零電流切換，在控制器中應使用較大的導通電壓及電感感值，且使用較小電感內阻值。

## 3.6 無電流感測控制架構模擬

本節中將進行電腦軟體PSIM進行模擬，用以驗證無電流感測控制架構對功因校正電路的控制效果。控制架構如圖3.1所示，不做任何簡化。

### 3.6.1 穩態模擬

模擬之電路元件及其大小值列於表 3.1 中，圖 3.11 則為模擬之電路圖。其中開關及二極體的導通電壓是根據實作中所使用之元件進行設定。至於其他電感及電容值的大小則是參考文獻[16]。

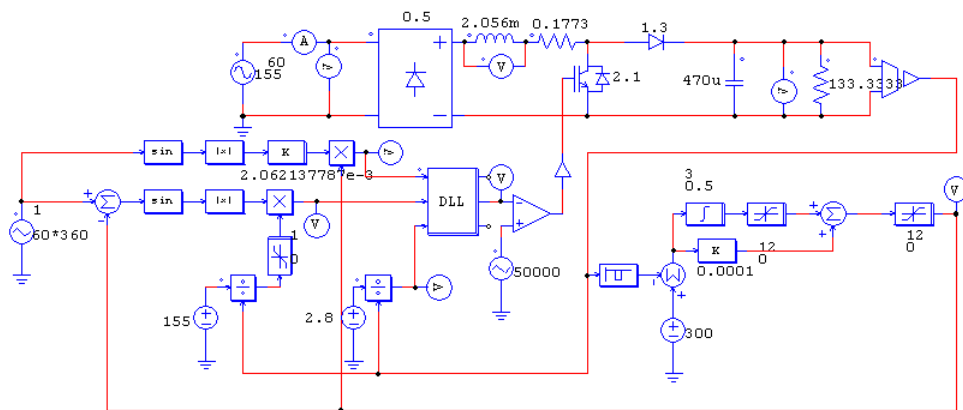


圖 3.11. 模擬之電路圖。



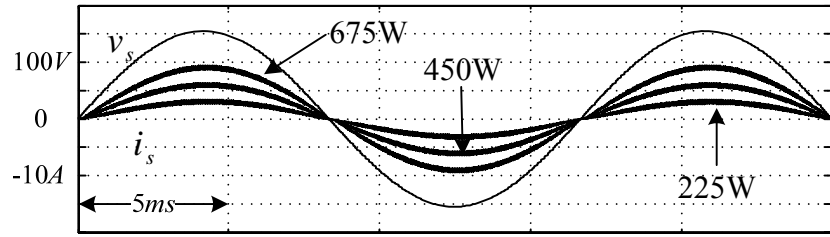
表 3.1 模擬電路元件參數

輸入電壓(峰值)	$V_{sp} = 155V$
輸出電壓之參考電壓	$V_o^* = 300V$
輸入電壓頻率	$f = 60Hz$
額定輸出功率	$P_o = 675W$
電感	$L = 2.056mH$
電容	$C = 470\mu F$
電感內阻	$r_L = 0.1773\Omega$
開關切換頻率	$f_{tri} = 50kHz$
整流子二極體導通電壓	$V_{DB} = 0.5V$
功率開關導通電壓	$V_{SW} = 2.1V$
二極體導通電壓	$V_D = 1.3V$

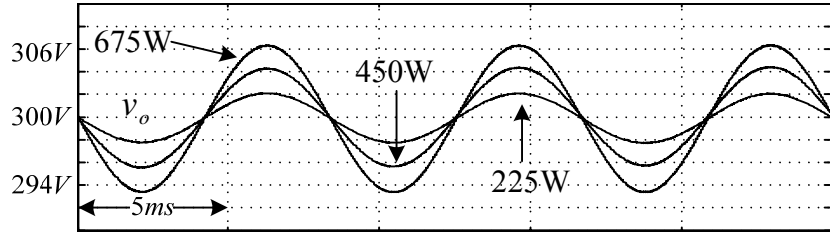
首先考慮三種不同額定負載下之模擬波形，分別考慮輸出額定負載 675W、輸出負載 450W 及輸出負載 225W 之模擬條件。模擬結果如圖 3.12 所示，其中圖 3.12 (a)繪出了輸入電壓波形及各額定負載下之輸入電流波形。觀察模擬結果可以發現，輸入電流的波形非常的接近正弦波，且相位與輸入電壓同相，亦即有高的功率因數。輸出電壓則有良好的穩壓效果。這也說明了在沒有感測電流的情況下，無電流感測的控制架構仍然能使功因校正電路的輸入電流擁有良好的電流波形。

考慮如圖 3.13 的額定功率下之控制訊號模擬波形，其中控制訊號  $v_{cont}$  包含了  $v_{cont,i}$ 、 $v_{cont,\theta}$  及  $v_{cont,v}$  三部份。 $v_{cont,\theta}$  根據推導可知其峰值約為 51.6%， $v_{cont,i}$  則因為  $\theta$  與  $r_L$  均很小的情況下，使其值較小，至於  $v_{cont,v}$  為一很小之定值。雖然  $v_{cont,i}$  及  $v_{cont,v}$  對責任週期的影響看似很小，但是卻對輸入電流之波形有很大的影響，在後來模擬中將會提到其重要性。



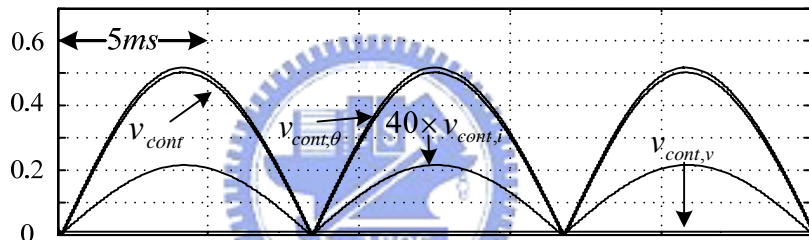


(a)

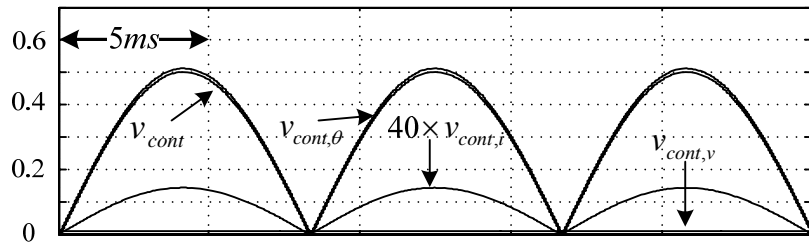


(b)

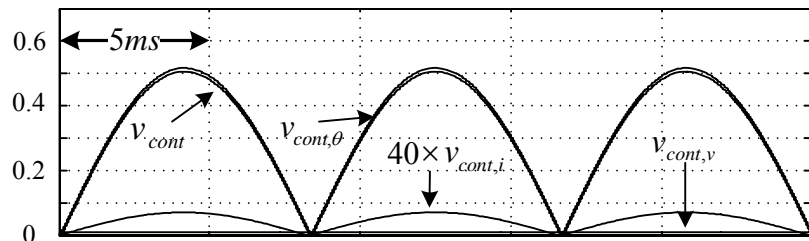
圖 3.12. 各額定功率下之模擬波形：(a)輸入電壓及輸入電流；(b)輸出電壓。



(a)



(b)



(c)

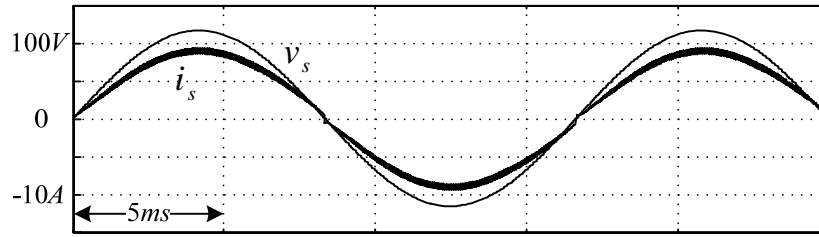
圖 3.13. 各輸出負載功率下之控制訊號模擬波形：  
(a)675W；(b)450W；(c)225W。

### 3.6.2 電路參數敏感度

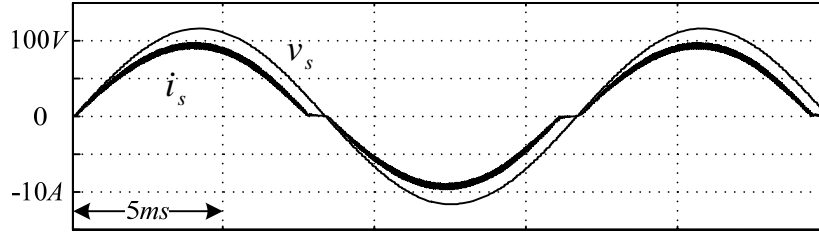
電感感值的大小以及電感內阻的大小，往往無法得到非常精確的數字，若無電流感測控制架構對於電感參數之敏感度太大時，則會影響無電流感測控制架構之控制效果。因此這階段的模擬，將分別考慮已知的電感感值以及電感內阻值與實際值有誤差存在，因此利用式(3-5)所計算出之責任週期亦與實際值有誤差存在。藉此探討數值不精確的狀況下對無電流感測控制的影響，負載狀況設為額定負載下。

圖 3.14(a)為在電感感值有誤差的狀況，假設電感感值之誤差為 $\Delta L = -0.2L$ 以及 $\Delta L = L$ ，當有誤差存在時，將會影響到責任週期 $\bar{d}$ 之大小。根據式(3-5)之平均責任週期 $\bar{d}$ 之公式可知，電感感值的大小會影響平均責任週期 $\bar{d}$ 之大小。故當電感感值之誤差為 $\Delta L = -0.2L$ 時，則此時所需要實際之平均責任週期 $\bar{d}$ 則會比利用式(3-5)所計算出之值小，因此較大的平均責任週期 $\bar{d}$ 會使得電感電流在零交會點時尚未降到零，圖 3.14(b)之結果符合上述描述。同理，當電感感值之誤差 $\Delta L = L$ 時，電感電流則會提前降到零，模擬結果亦符合。最後根據模擬結果，當電感之量測值較實際值小時，其敏感度稍大；當電感之量測值較實際值大時，其敏感度很小。

接著考慮電感內阻值之誤差為 $\Delta r_L = -0.5r_L$ 以及 $\Delta r_L = 0.25r_L$ 進行模擬。根據式(3-5)之平均責任週期 $\bar{d}$ 之公式可知，電感內阻值的對責任週期 $\bar{d}$ 影響，事實上電感感值影響的倒數。故當電感內阻之誤差為 $\Delta r_L = 0.25r_L$ 時，則此時所需要實際之平均責任週期 $\bar{d}$ 則會比利用式(3-5)所計算出之值小，因此較大的平均責任週期 $\bar{d}$ 會使得電感電流在零交會點時尚未降到零，圖 3.14 (a)之結果符合上述描述。同理，量測之電感內阻為 $\Delta r_L = -0.5r_L$ 時，電感電流則會提前降到零，模擬結果亦符合，如圖 3.14(b)所示。最後根據模擬結果，當電感內阻之量測值較實際值大時，其敏感度稍大；當電感內阻之量測值較實際值小時，其敏感度很小。



(a)

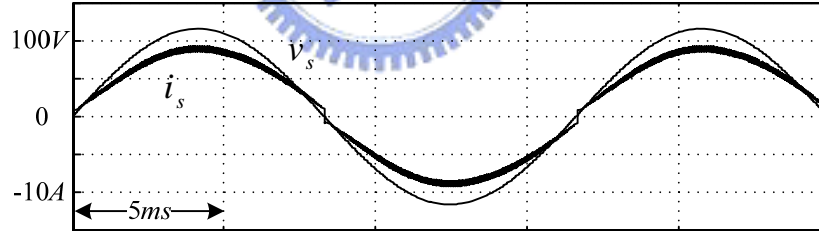


(b)

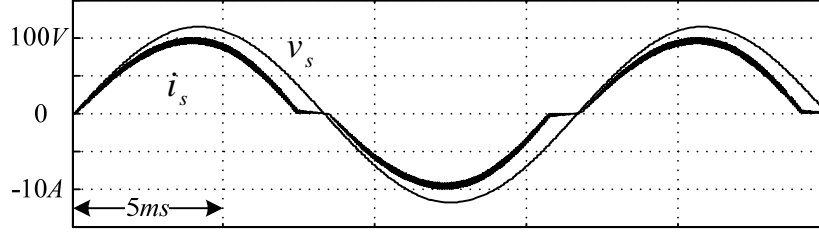
圖 3.14. 電感參數誤差下輸入電壓及輸入電流之模擬波形：

- (a)  $\Delta L = -0.2L$  或  $\Delta r_L = 0.25r_L$  ；
- (b)  $\Delta L = L$  或  $\Delta r_L = -0.5r_L$  。

當導通電壓之誤差為  $\Delta V_F = 0.1V_F$  或  $\Delta V_F = -0.5V_F$  時，其影響與電感感值的影響相同，模擬結果如圖 3.15 所示。而根據結果可以發現當誤差為正時其敏感較大，當誤差為負時其敏感較小。



(a)



(b)

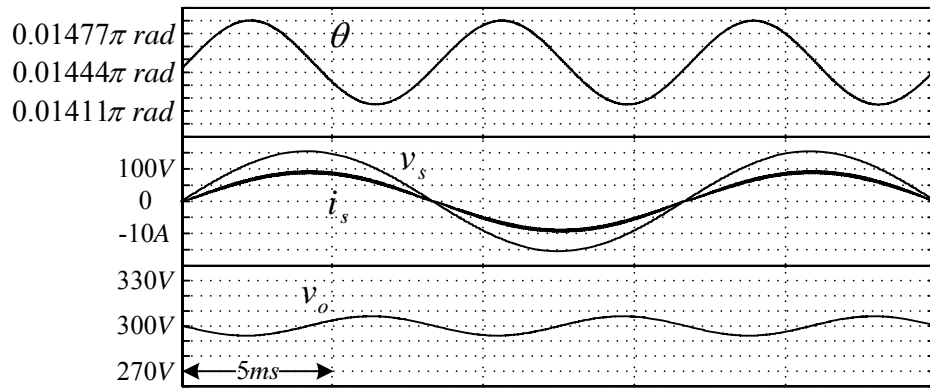
圖 3.15. 導通壓降誤差下之輸入電壓輸入電流之模擬波形：

- (a)  $\Delta V_F = 0.1V_F$  ；
- (b)  $\Delta V_F = -0.5V_F$  。

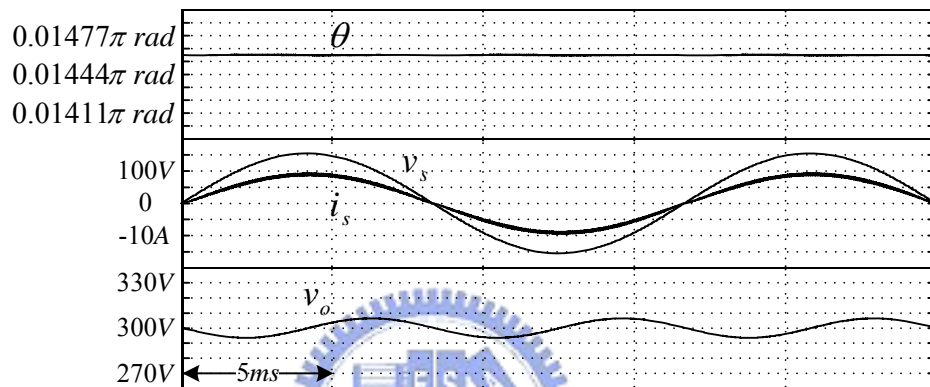
### 3.6.3 電壓漣波補償模擬

根據前述之輸出電壓漣波補償，將利用模擬來探討輸出電壓漣波對控制器的影響。考慮三種模擬條件：一、將輸出電壓直接回授進入電壓控制器，如圖 3.16(a)所示；二、將輸出電壓經過帶拒濾波器(Notch Filter)再進入電壓控制器，如圖 3.16(b)所示；三、將輸出電壓減掉所估測之輸出電壓漣波後，再進入電壓控制器，如圖 3.16(c)所示。根據三種的模擬結果，輸出電壓漣波是否進入電壓控制，其影響較難由電流波形上看出來，而其主要的影響須由相移角才能表現出來。為瞭解輸出電壓漣波的大小是否會影響模擬結果，考慮將輸出端並聯之電容變為五分之一，成為 $94\mu F$ 時，而其模擬結果如圖 3.17。觀察發現，輸出電壓漣波明顯因為電容變小而變大，然而其影響仍無法由電流波形看出，僅能由相移角之變化觀察出來。

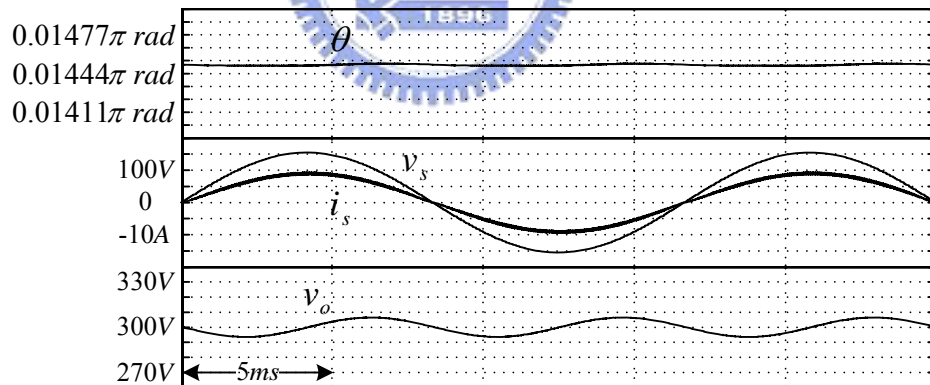




(a)



(b)



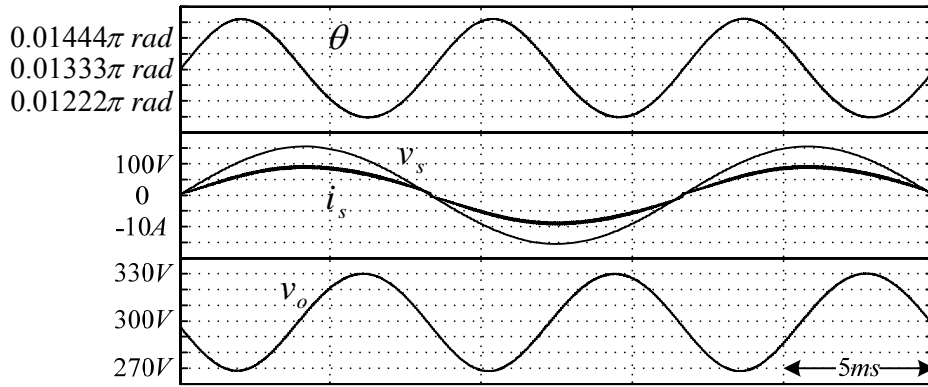
(c)

圖 3.16. 輸出電壓漣波補償之模擬波形  $C = 470\mu F$  :

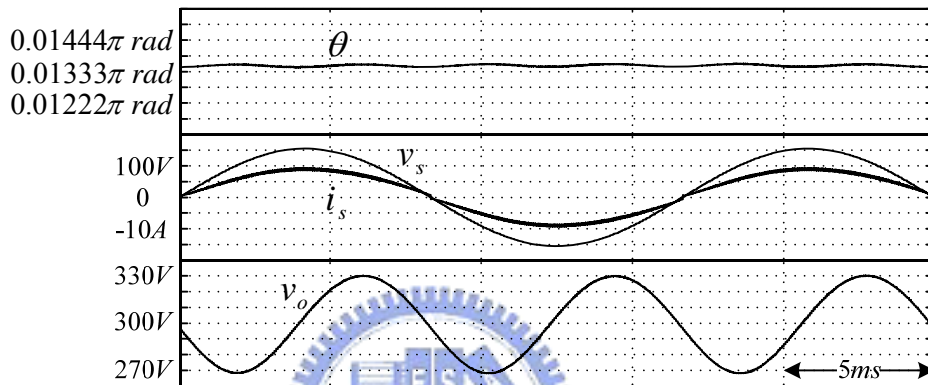
(a)輸出電壓直接進入電壓控制器；

(b)輸出電壓進入帶拒濾波器後再進入電壓控制器；

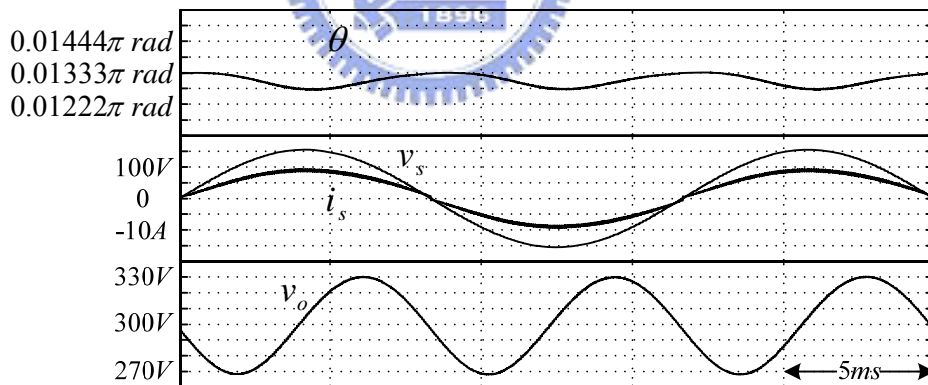
(c)輸出電壓減掉估測之輸出電壓漣波再進入電壓控制器。



(a)



(b)



(c)

圖 3.17. 輸出電壓漣波補償之模擬波形  $C = 94\mu F$  :

(a)輸出電壓直接進入電壓控制器；

(b)輸出電壓進入帶拒濾波器後再進入電壓控制器；

(c)輸出電壓減掉估測之輸出電壓漣波再進入電壓控制器。

### 3.6.4 電壓迴路

根據上一節所推出的輸出電壓  $v_o$  對相移角  $\theta$  之轉移函數，將利用模擬來驗證其正確性。首先找到一相移角  $\theta = 0.01466\pi \text{ rad}$  使得在負載電阻為  $R = 133.33\Omega$  時，輸出電壓能穩在 300 伏特，接著加一大小為  $0.00111\pi \text{ rad}$  之步階訊號，並觀察其結果，模擬圖如圖 3.18 所示。根據式(3-27)，將上述參數代入可得輸出電壓之轉移函數如式(3-47)所示。

$$\frac{v_o(s)}{\theta(s)} = \frac{110716.42}{s + 31.915} \quad (3-47)$$

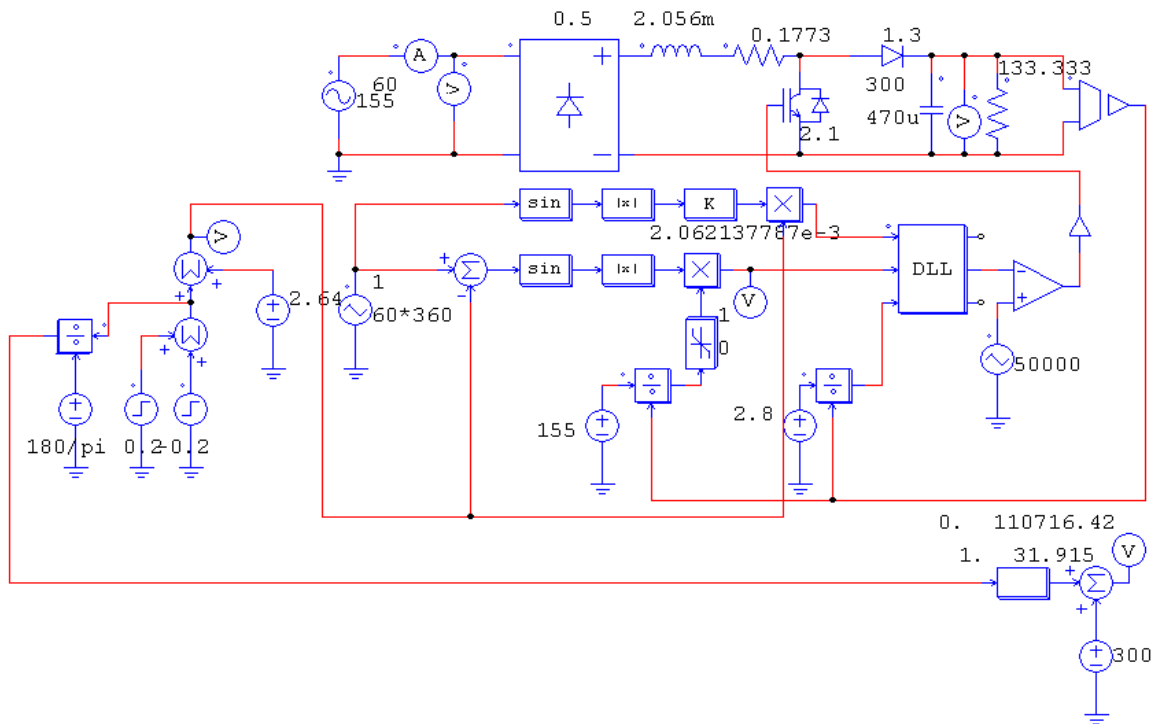


圖 3.18. 開迴路模擬電路圖。

根據圖 3.19(a)之模擬結果，相移角  $\theta$  由  $0.01466\pi \text{ rad}$  變為  $0.01577\pi \text{ rad}$ ，並待輸出電壓穩定後又變回  $0.01466\pi \text{ rad}$ ，輸出電壓平均值由 300 伏特上升至約 312.5 伏特。圖中亦繪出由轉移函數所得到的步階響應，沿著輸出電壓平均變化之實線  $v_{o,tf}$  即為由轉移函數所得到之步階響應，根據結果可以驗證出前述之輸出電壓  $v_o$  對相移角  $\theta$  轉移函數為正確。圖 3.19(b)則是將負載電阻改變為  $R = 200\Omega$  之模擬結果。



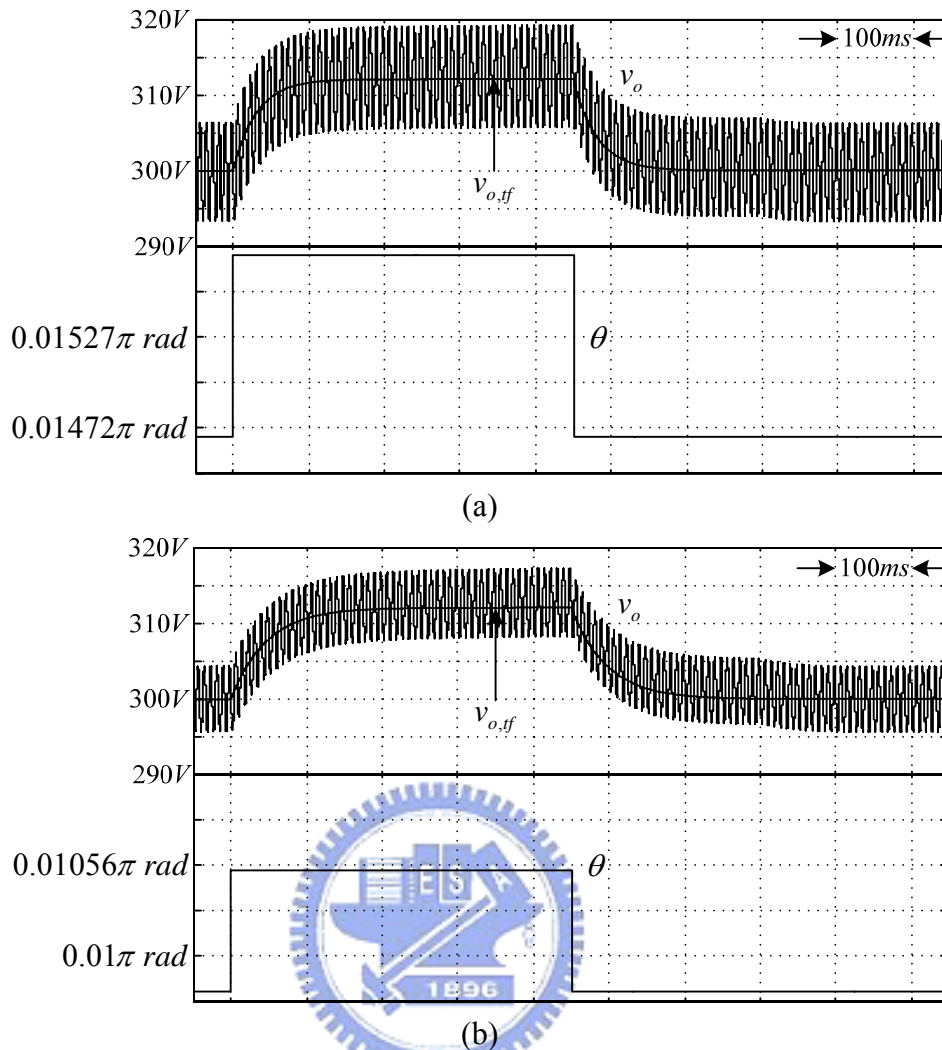
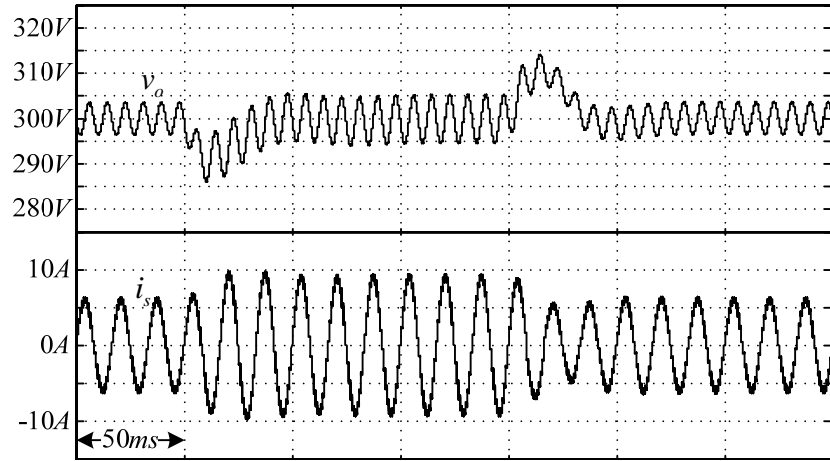


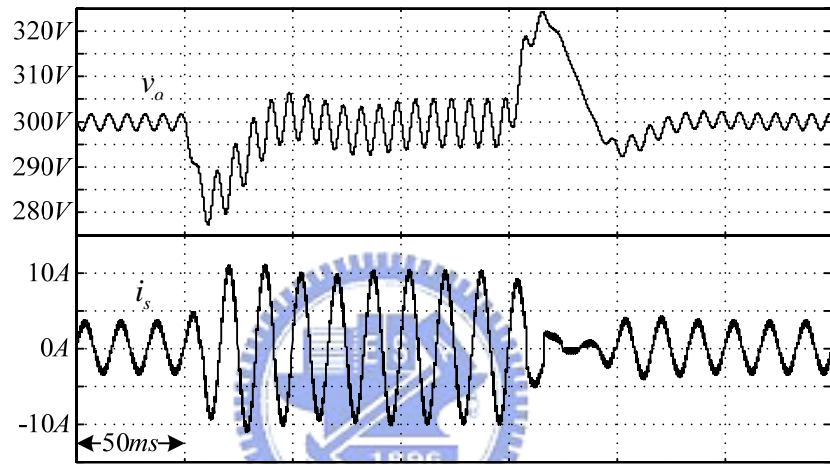
圖 3.19. 工作點為輸出電壓 300V 之步階響應模擬波形：  
 (a) 負載電阻  $R = 133.33\Omega$  ；(b) 負載電阻  $R = 200\Omega$  。

### 3.6.5 暫態模擬

除了考慮電路穩態時的表現，亦需考慮到電路在暫態時的響應情形。負載端的變動是主要造成升壓型切換式整流器會進入暫態的關鍵因素。因此必須考慮讓電路能在最短的時間內由不穩定的暫態回復到穩態中。根據圖 3.20(a)之模擬結果，輸出端之負載功率由 450W 增加 675W，待穩定後再切回 450W，輸出電壓在暫態時的電壓變化維持在 20 伏特左右，且在 12 個週期內即能回復到穩定的狀態。圖 3.20(b)之模擬結果，則為輸出端之負載功率由 225W 增加 675W，待穩定後再切回 225W，然而因為切載的幅度大，因此其暫態的超越量亦較大。



(a)



(b)

圖 3.20. 閉迴路切載模擬波形：(a)675W↔450W；(a)675W↔225W。

## 3.7 簡化之無電流感測控制架構模擬

### 3.7.1 諧波規範比較

接下來的模擬將討論前面小節中所提到之各種簡化的無電流感測控制架構。模擬結果之波形圖表示於圖 3.21 中，此時的負載為額定輸出負載功率 675W。圖中分別繪出了輸入電壓以及輸入電流。由於簡化無電流感測控制架構主要是對輸入電流的波形會有影響，對於輸出電壓的穩壓效果影響很小，因此這裡僅就輸入電流之改變進行討論。

觀察圖 3.21 之模擬結果，簡化輸出電壓之除法器對於輸入電流的影響不大，但是若將控制訊號中之  $v_{cont,i}$  及  $v_{cont,v}$  二部份簡化，則會對電流波形造成很大的影響。故雖然  $v_{cont,i}$  及  $v_{cont,v}$  二部份其值相對於  $v_{cont,\theta}$  為小，但是對於電流波形的影響卻非常巨大。若將  $v_{cont,i}$  或  $v_{cont,v}$  任一部份簡化，都將使得電流波形之不連續段增加，並使得電流的諧波增加。圖 3.22 及圖 3.23 分別繪出輸出負載功率 450W 及輸出負載功率 225W 條件下之各種簡化的無電流感測控制架構，其趨勢與額定負載的模擬結果相同。

為了瞭解各種不同的簡化架構在不同額定的負載條件下，是否能滿足 IEC 61000-3-2 之諧波規範，在表 3.2 中分別列出了圖 3.21 及圖 3.22 模擬結果之各諧波值，並與 A 類規範做比較，且另外找到在符合 A 類規範下之臨界功率。在表 3.3 中分別列出了圖 3.20、圖 3.22 及圖 3.23 模擬結果之各諧波值，並與 D 類規範做比較。需要注意的是，D 類規範所定義之單位為  $mA/W$ ，表 3.3 中之單位則為轉換過後的單位安培 A。本電路之偶次電流諧波均為零，故表 3.2 及表 3.3 中將省略偶次諧波之部分。

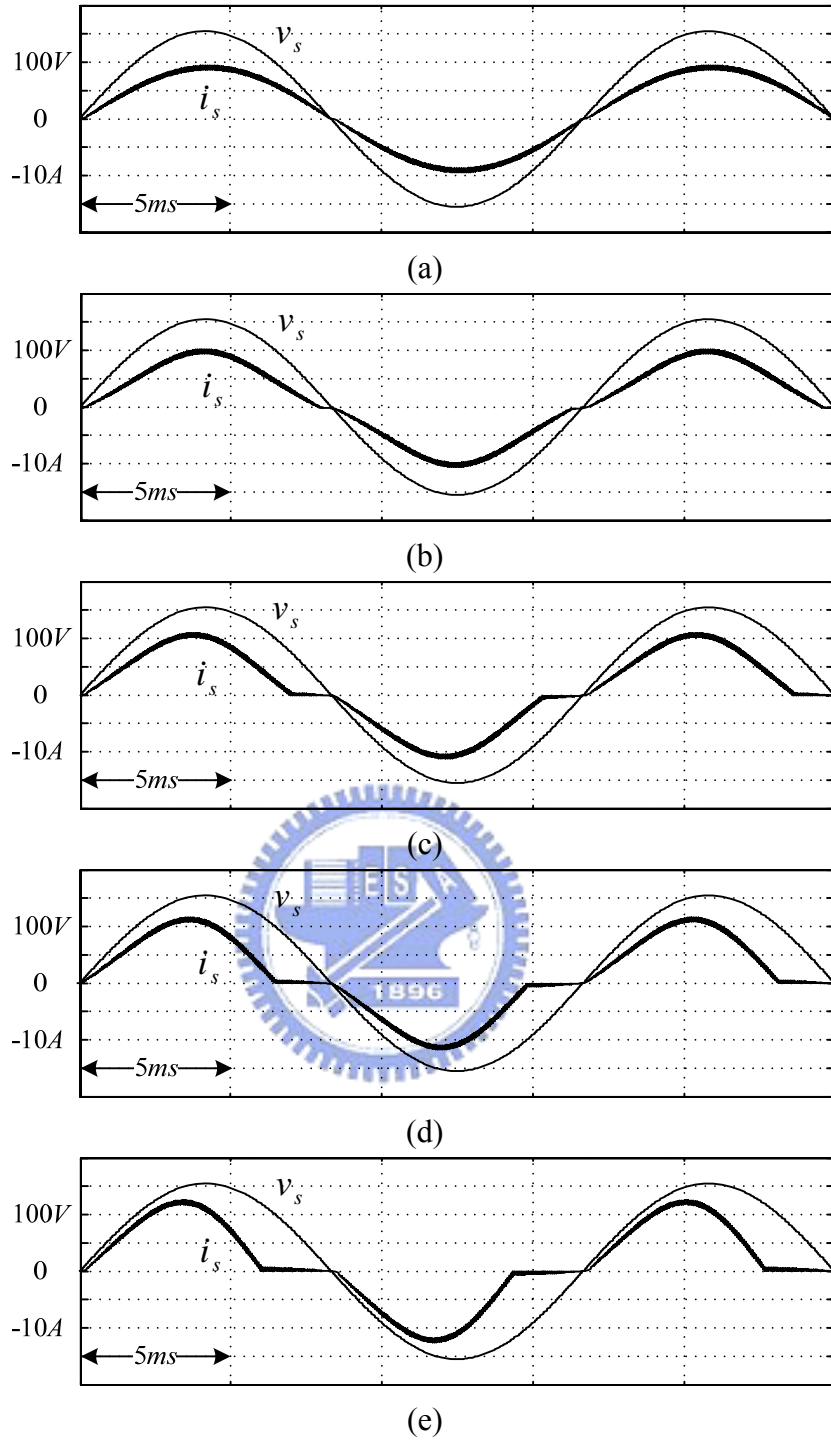


圖 3.21. 額定輸出負載功率 675W 下之各種簡化控制架構模擬波形：

- (a) 所提無感測電流架構；
- (b) 簡化一之無電流感測控制架構；
- (c) 簡化二之無電流感測控制架構；
- (d) 簡化三之無電流感測控制架構；
- (e) 簡化四之無電流感測控制架構。

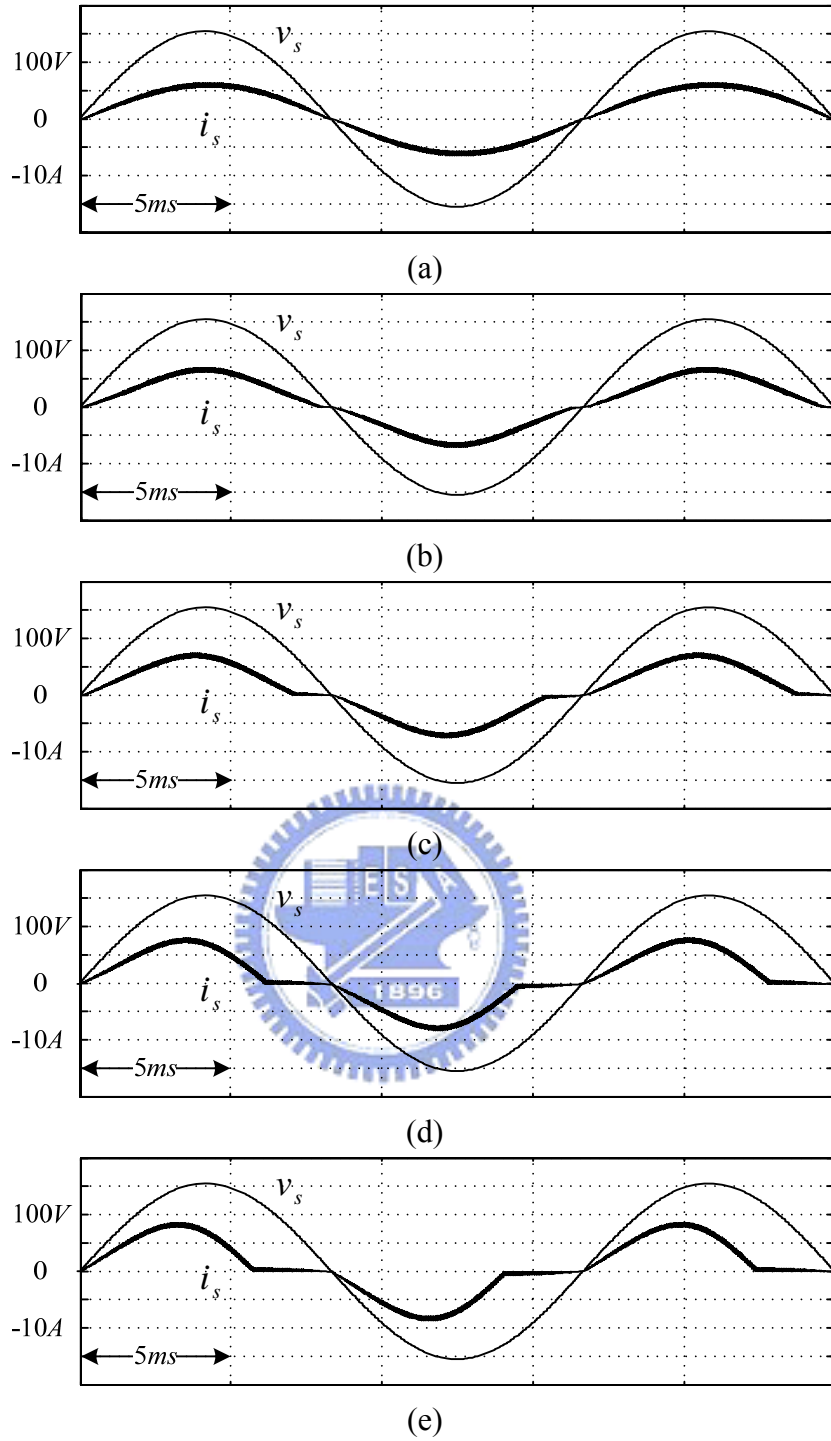


圖 3.22. 輸出負載功率 450W 下之各種簡化控制架構模擬波形：

- (a) 所提無感測電流架構；
- (b) 簡化一之無電流感測控制架構；
- (c) 簡化二之無電流感測控制架構；
- (d) 簡化三之無電流感測控制架構；
- (e) 簡化四之無電流感測控制架構。

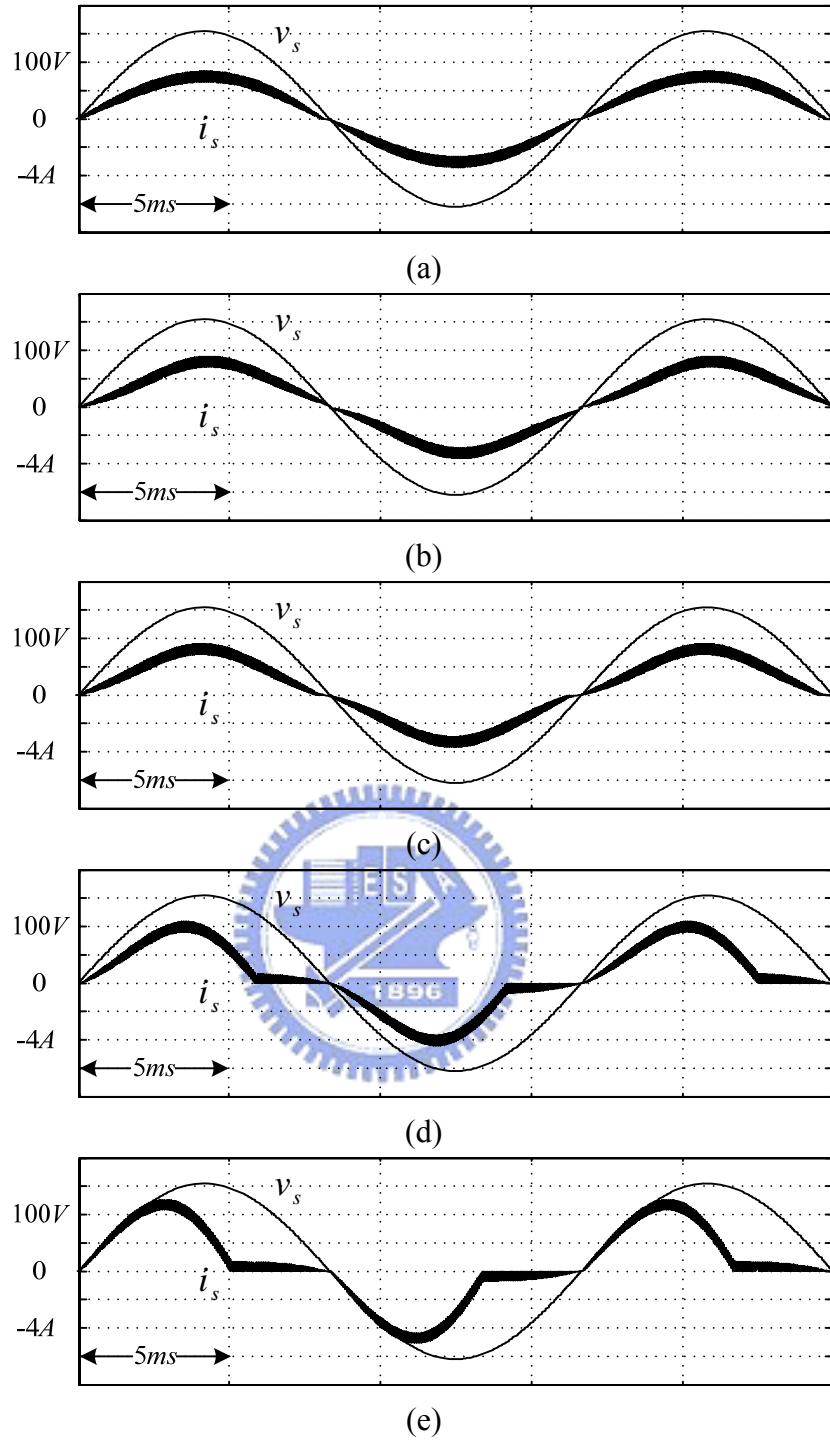


圖 3.23. 輸出負載功率 225W 下之各種簡化控制架構模擬波形：

(a)所提無感測電流架構；

(b)簡化一之無電流感測控制架構；

(c)簡化二之無電流感測控制架構；

(d)簡化三之無電流感測控制架構；

(e)簡化四之無電流感測控制架構。

表 3.2 各種簡化架構在不同額定的負載條件下之諧波大小與 A 類規範比較

額定輸出負載功率 675W						
諧波次數	A 類(安培)	圖 3.21(a)	圖 3.21(b)	圖 3.21(c)	圖 3.21(d)	圖 3.21(e)
3	2.300	0.1029	1.076	1.844	2.392	3.081
5	1.140	0.05857	0.13169	0.45836	0.57196	0.60478
7	0.770	0.04048	0.10633	0.23439	0.18655	0.0968
9	0.400	0.03096	0.07907	0.09607	0.05104	0.21259
11	0.330	0.02503	0.0611	0.0159	0.09268	0.15261
13	0.210	0.02097	0.04814	0.02889	0.08934	0.03708
15	0.150	0.01799	0.03828	0.04468	0.05408	0.05606
17	0.132	0.01572	0.03047	0.04295	0.0161	0.0687
19	0.118	0.01392	0.02413	0.03119	0.02239	0.03328
21	0.107	0.01245	0.01889	0.01568	0.03262	0.01531
輸出負載功率 450W						
諧波次數	A 類(安培)	圖 3.22(a)	圖 3.22(b)	圖 3.22 (c)	圖 3.22(d)	圖 3.22(e)
3	2.300	0.0859	0.7100	1.1504	1.7832	2.1784
5	1.140	0.0453	0.0817	0.2741	0.3927	0.3823
7	0.770	0.0307	0.0665	0.1480	0.0910	0.1205
9	0.400	0.0232	0.0494	0.0677	0.0823	0.1693
11	0.330	0.0187	0.0382	0.0191	0.0897	0.0870
13	0.210	0.0156	0.0301	0.0104	0.0543	0.0244
15	0.150	0.0134	0.0240	0.0228	0.0164	0.0578
17	0.132	0.0117	0.0192	0.0253	0.259	0.0410
19	0.118	0.0103	0.0152	0.0212	0.0308	0.0089
21	0.107	0.0092	0.0120	0.0137	0.0193	0.0273
輸出負載功率 225W						
諧波次數	A 類(安培)	圖 3.23(a)	圖 3.23(b)	圖 3.23(c)	圖 3.23(d)	圖 3.23(e)
3	2.300	0.0723	0.2510	0.3400	0.9999	1.4157
5	1.140	0.0342	0.0283	0.0324	0.1898	0.1265
7	0.770	0.0222	0.0144	0.0259	0.0722	0.1908
9	0.400	0.0164	0.0100	0.0189	0.0717	0.0759
11	0.330	0.0129	0.0076	0.0146	0.0422	0.0484
13	0.210	0.0107	0.0062	0.0117	0.0176	0.0549
15	0.150	0.0090	0.0052	0.0094	0.0236	0.0085
17	0.132	0.0078	0.0045	0.0077	0.0197	0.0321
19	0.118	0.0068	0.0040	0.0063	0.0085	0.0163
21	0.107	0.0060	0.0036	0.0052	0.0105	0.0135



表 3.3 各種簡化架構在不同額定的負載條件下之諧波大小與 D 類規範比較

額定輸出負載功率 675W						
諧波次數	D 類(安培)	圖 3.21(a)	圖 3.21(b)	圖 3.21(c)	圖 3.21(d)	圖 3.21(e)
3	2.295	0.1029	1.076	1.844	2.392	3.081
5	1.283	0.05857	0.13169	0.45836	0.57196	0.60478
7	0.675	0.04048	0.10633	0.23439	0.18655	0.0968
9	0.338	0.03096	0.07907	0.09607	0.05104	0.21259
11	0.236	0.02503	0.0611	0.0159	0.09268	0.15261
13	0.200	0.02097	0.04814	0.02889	0.08934	0.03708
15	0.173	0.01799	0.03828	0.04468	0.05408	0.05606
17	0.153	0.01572	0.03047	0.04295	0.0161	0.0687
19	0.137	0.01392	0.02413	0.03119	0.02239	0.03328
21	0.124	0.01245	0.01889	0.01568	0.03262	0.01531
輸出負載功率 450W						
諧波次數	D 類(安培)	圖 3.22(a)	圖 3.22(b)	圖 3.22(c)	圖 3.22(d)	圖 3.22(e)
3	1.530	0.0859	0.7100	1.1504	1.7832	2.1784
5	0.855	0.0453	0.0817	0.2741	0.3927	0.3823
7	0.450	0.0307	0.0665	0.1480	0.0910	0.1205
9	0.225	0.0232	0.0494	0.0677	0.0823	0.1693
11	0.158	0.0187	0.0382	0.0191	0.0897	0.0870
13	0.133	0.0156	0.0301	0.0104	0.0543	0.0244
15	0.116	0.0134	0.0240	0.0228	0.0164	0.0578
17	0.102	0.0117	0.0192	0.0253	0.259	0.0410
19	0.091	0.0103	0.0152	0.0212	0.0308	0.0089
21	0.083	0.0092	0.0120	0.0137	0.0193	0.0273
輸出負載功率 225W						
諧波次數	D 類(安培)	圖 3.23(a)	圖 3.23(b)	圖 3.23(c)	圖 3.23(d)	圖 3.23(e)
3	0.765	0.0723	0.2510	0.3400	0.9999	1.4157
5	0.428	0.0342	0.0283	0.0324	0.1898	0.1265
7	0.225	0.0222	0.0144	0.0259	0.0722	0.1908
9	0.113	0.0164	0.0100	0.0189	0.0717	0.0759
11	0.079	0.0129	0.0076	0.0146	0.0422	0.0484
13	0.067	0.0107	0.0062	0.0117	0.0176	0.0549
15	0.058	0.0090	0.0052	0.0094	0.0236	0.0085
17	0.051	0.0078	0.0045	0.0077	0.0197	0.0321
19	0.046	0.0068	0.0040	0.0063	0.0085	0.0163
21	0.042	0.0060	0.0036	0.0052	0.0105	0.0135

根據表 3.2 之結果，觀察可以發現，在輸出功率過大的情況下，將使得最後二種的簡化狀況，亦即簡化輸出電壓除法器及導通電壓補償迴路，或者是簡化輸出電壓除法器及電感內阻補償迴路及導通電壓補償迴路，則會發生第三次電流諧波大小不符合 IEC 61000-3-2 之 A 類情形發生。故只要將電路操作在低於某一功率下時，則不論使用何種簡化的架構下，均能符合 IEC61000-3-2 A 類規範。因此利用無感測控制架構仍能使功因校正電路有良好的效能。

再根據表 3.3 之結果，由於 D 類的諧波規範是依據不同的功率而有所不同。因此觀察可以發現不論在何種的輸出功率下，若使用最後二種的簡化狀況，亦即簡化輸出電壓除法器及導通電壓補償迴路，或者是簡化輸出電壓除法器及電感內阻補償迴路及導通電壓補償迴路，均會有第三次電流諧波不符合 IEC 61000-3-2 之 D 類情形發生。固若需要符合 D 類之規範將使用前三種之架構。

### 3.7.2 電路參數敏感度

本小節的電路參數敏感度模擬，僅考慮將除法器進行簡化。圖 3.24 為在電感感值有誤差的狀況，將電感感值之誤差設為  $\Delta L = -0.5L$  以及  $\Delta L = 7L$ ，而根據模擬結果可知，當電感之量測值較實際值小時，其敏感度稍大；當電感之量測值較實際值大時，其敏感度非常小。若是跟完整的無電流感測架構相比，簡化一的架構，其電路參數敏感度是更小的。

接著考慮將電感內阻值之誤差設為  $\Delta r_L = -0.875r_L$  以及  $\Delta r_L = r_L$  進行模擬，其模擬結果如圖 3.24。根據模擬結果，當電感內阻之量測值較實際值大時，其敏感度稍大；當電感內阻之量測值較實際值小時，其敏感度非常小。若是跟完整的無電流感測架構相比，簡化一的架構，其電路參數敏感度是更小的。

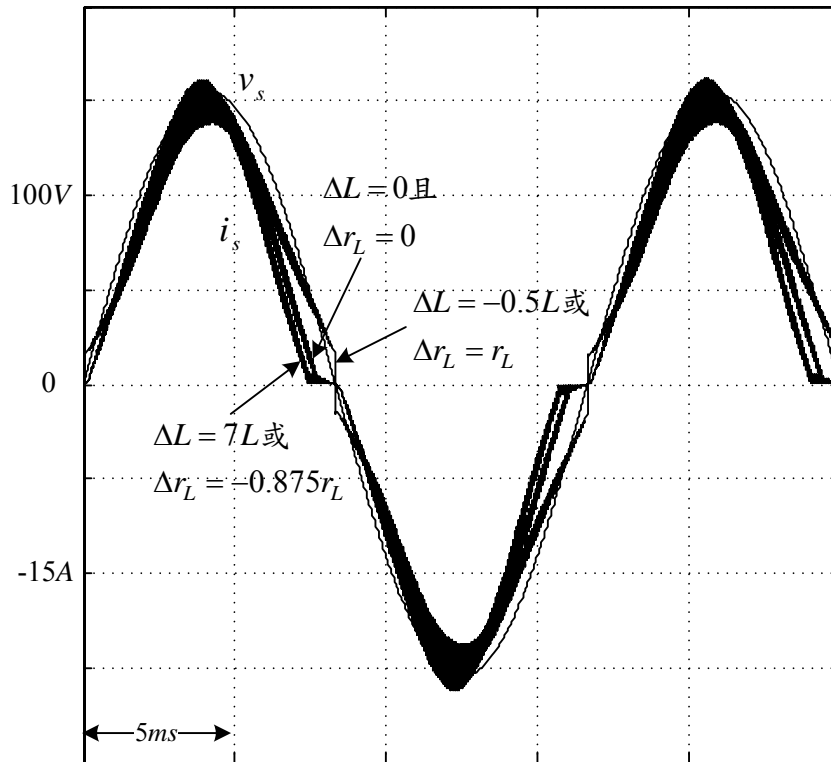
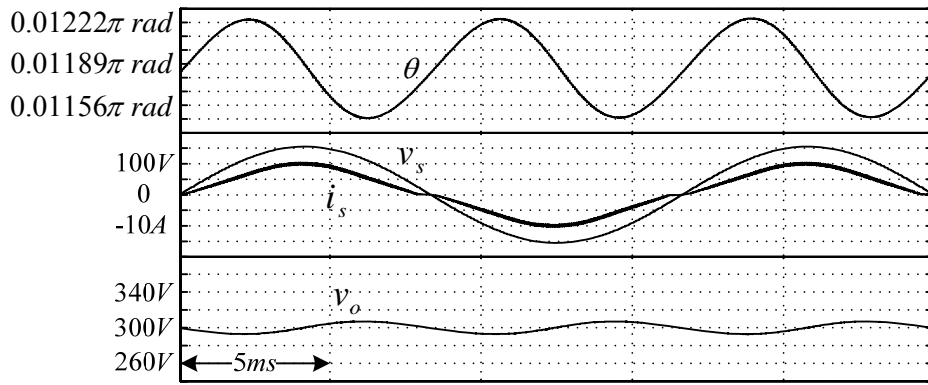


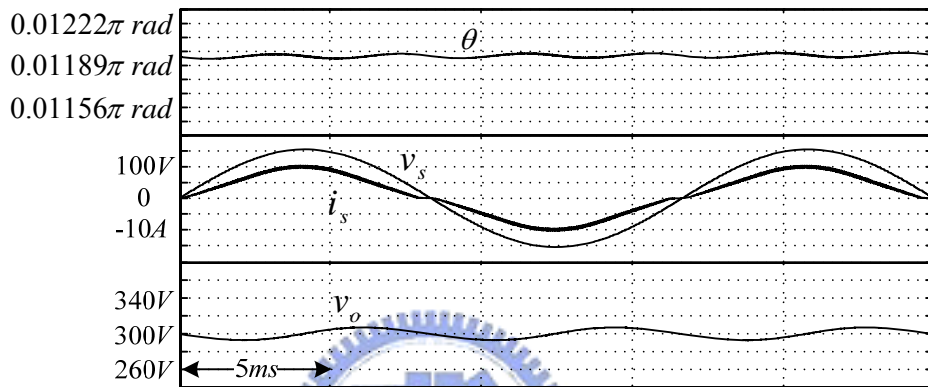
圖 3.24. 電感參數誤差下輸入電壓輸入電流之模擬波形。

### 3.7.3 電壓漣波補償模擬

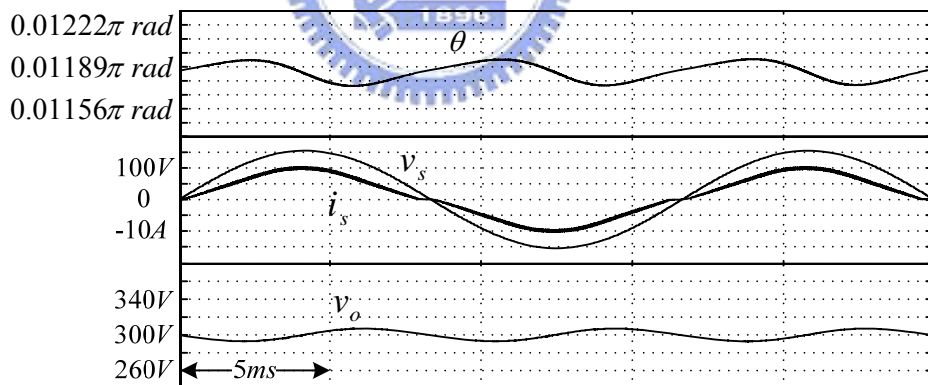
同於前面 3.6.3 模擬的條件，僅將輸出電壓除法器省略並進行模擬。模擬結果如下所示。其中圖 3.25 之輸出端並聯電容為  $C = 470\mu F$ ，圖 3.26 之輸出端並聯電容為  $C = 94\mu F$ 。根據模擬結果，當電容為  $C = 470\mu F$  時，輸出電壓漣波對輸入電流波形的影響是不存在的。然而當電容為  $C = 94\mu F$  時，雖然輸入電流波形不因使用不同方法消去漣波而不同，但是輸入電流的不連續段非常明顯，而造成這樣結果的原因為省略輸出電壓除法器，以及電容變小。因此若希望省略除法器則必須使用大電容，而若希望使用小電容則除法器是必須的。



(a)



(b)



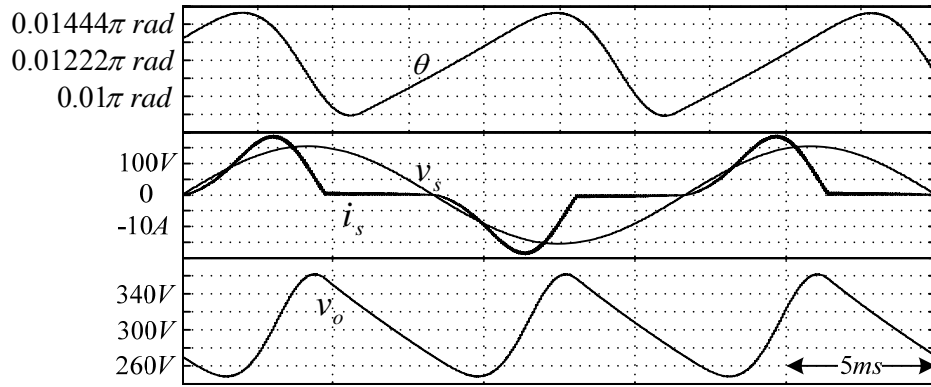
(c)

圖 3.25. 簡化除法器之輸出電壓漣波補償模擬波形  $C = 470\mu F$  :

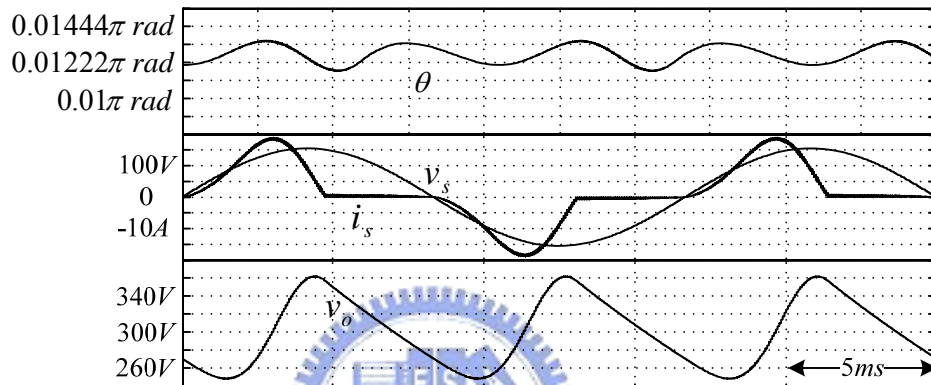
(a)輸出電壓直接進入電壓控制器；

(b)輸出電壓進入帶拒濾波器後再進入電壓控制器；

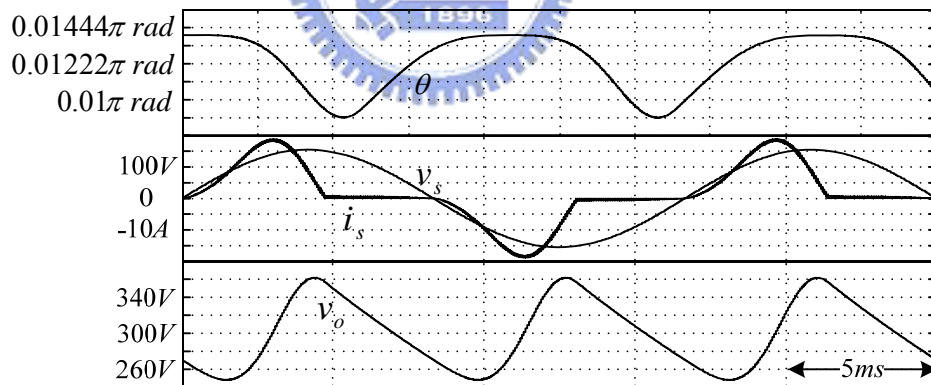
(c)輸出電壓減掉估測之輸出電壓漣波再進入電壓控制器。



(a)



(b)



(c)

圖 3.26. 簡化除法器之輸出電壓漣波補償模擬波形  $C = 94\mu F$  :

(a)輸出電壓直接進入電壓控制器；

(b)輸出電壓進入帶拒濾波器後再進入電壓控制器；

(c)輸出電壓減掉估測之輸出電壓漣波再進入電壓控制器。

# 第四章

## 實作結果

### 4.1 現場可規劃邏輯閘陣列(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) [17]。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，數萬個標準的可程式邏輯單元(Configurable Logic Blocks, CLBs)，排列形成  $N \times N$  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 4.1 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。

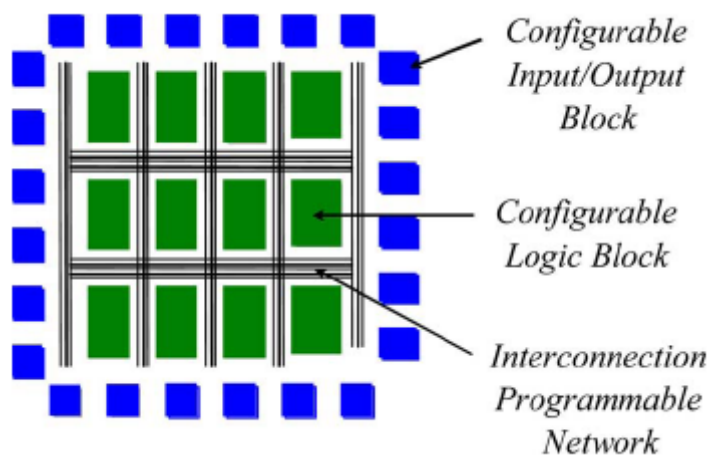


圖 4.1. FPGA 元件基本結構。

將所希望設計的電路利用上述方法完成後，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。

本實驗所使用之現場可規劃邏輯陣列發展板，型號為 UBD-Spartan3-ST3。其核心為 Xilinx 公司研製，型號為 Spartan-3 XC3S200，並配合 Xilinx ISE 9.2i 之軟體進行電路之撰寫及模擬。此核心內含 3840 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 141 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 4 個指撥開關及 LED 介面，4 個七段顯示器及 40MHz 之石英震盪器等[18]。





板則需要四隻腳位進行連結，其控制訊號示意圖如圖 4.3 所示。其中 CLK 及 CONVST 是由 FPGA 板給至 MAX121 之驅動訊號，利用調整 CLK 的頻率可以得到所需要之取樣頻率。而 SDATA 及 SFRM 則為 MAX121 傳輸給 FPGA 板取樣後之串列訊號。

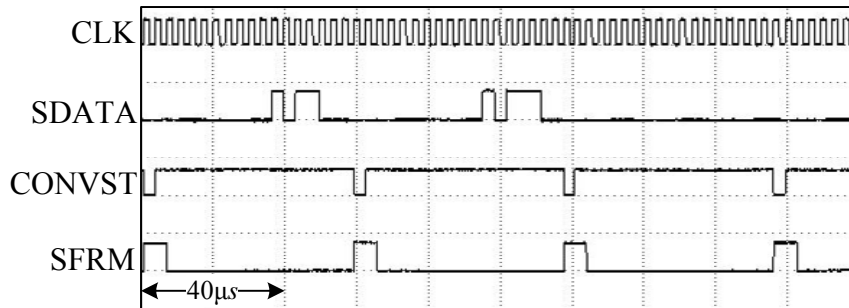


圖 4.3. ADC MAX121 控制訊號。

至於輸入電壓回授的部份，本實驗之硬體架構中需要一偵測相位之電路，目的在於得到輸入電壓相位，進一步在 FPGA 板中利用查表的方式得到與輸入電壓同相位之正弦波絕對值 $|\sin(\omega t)|$ 。其中主要是利用一顆光耦合 TLP620 來完成所需要之功能，其工作原理為，輸入電壓由 IC 的第一及第二隻腳位輸入並經過一大電阻，使流入 IC 的電流降低。接著當輸入電壓足以使發光二極體發光時，則會使右邊之 BJT 導通，使得 $v_{PLL}$ 點之電壓為零。反之當輸入電壓不足以使發光二極體發光時，則會使右邊之 BJT 截止，使得 $v_{PLL}$ 點之電壓為 3.3 伏特。TLP620 與 FPGA 板需要三隻腳位進行連結，其中 GND 及 3.3V 是由 FPGA 板給至 TLP620，而 $v_{PLL}$ 則為 TLP620 傳輸給 FPGA 板之相位訊號。

利用 FPGA 板得到所需要之開關訊號後，需經由光耦合 TLP250 的隔離，再將開關訊號傳入升壓型切換式整流器之開關中。TLP250 與 FPGA 板需要二隻腳位進行連結，其中 PWM 及 GND 訊號是由 FPGA 板給至 TLP250。進行隔離的目的在於避免電力轉換器電源之高壓造成 FPGA 板之損壞，此外，亦可以防止電力轉換器在開關切換時所產生的雜訊干擾。根據圖 4.2 所示，由 FPGA 板所產生之開關訊號由第二隻腳位進入 TLP250 中，當開關訊號為高準位時二極體發亮，使得上方之 BJT 導通，則第六隻腳位輸出的訊號則為高準位；當開關訊號為低準位時二極體截止，使得下方之 BJT 導通，則第六隻腳位輸出的訊號則為低準位。最後藉由後方之電路，可將由 FPGA 板得到之開關訊號放大再進入開關中

PCM56P 為用於數位轉類比之功能，利用 PCM56P 則可以將控制器所處理的數位訊號轉為類比訊號進行觀察，然而 DAC 之功能並非無電流感測架構所必須，其目的僅為確認數位訊號之正確性。PCM56P 與 FPGA 板需要三隻腳位進行連結，其控制訊號示意圖如圖 4.4 所示，實作上使用了 4 組數位轉類比模組因此需要有 4 組不同時刻的驅動訊號 EN。CLK、EN 及 DATA 均是由 FPGA 板給至 PCM56P。CLK 及 EN 訊號為用於驅動 PCM56P，DATA 則為一序列訊號進入晶片中進行轉換。

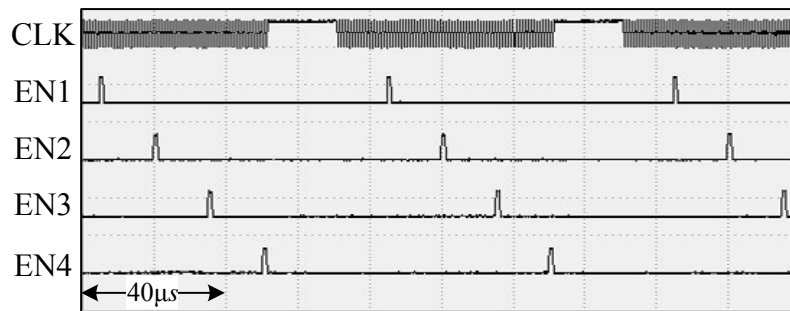


圖 4.4. DAC PCM56P 控制訊號。

實作電路中之電感元件，其內阻值的精確度對於無電流感測架構而言是非常重要的。因此利用圖 4.5 中所示的電路架構對電感內阻進行量測。方法為將電感串聯一大小為  $5\Omega$  的電阻  $R$ ，再以一交流電壓源  $v_s$  加於兩側，電感則可以視為純電感串聯一小電阻  $r_L$ 。接著利用功率計可以得到此迴路之電流大小以及交流電源所提供之功率大小。配合式(4-1)即可以計算出所需要之電感內阻值。

$$Z = \frac{V_s}{I_s} = \sqrt{(R + r_L)^2 + (2\pi fL)^2} \quad (4-1)$$

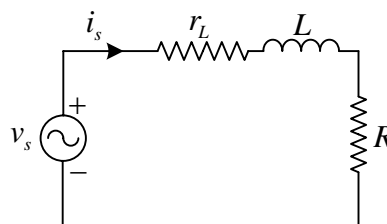


圖 4.5. 電感內阻量測電路。

首先，我們需得到精確的負載電阻  $R$  大小，考慮利用一電壓源直接串聯此電阻  $R$ ，並利用功率計得到輸入電壓及輸入電流，接著在算出電阻  $R$  的大小。當輸入電壓頻率為 60Hz 時，利用功率計得到之  $v_{in} = 9.723V$ 、 $i_{in} = 1.9412A$ ，計算可得  $R = 5.00876\Omega$ 。當輸

入電壓頻率為 120Hz 時，利用功率計得到之  $v_{in}=9.717V$ 、 $i_{in}=1.94A$ ，計算可得  $R=5.00876\Omega$ 。

接下來根據式(4-1)計算  $r_L$ 。當輸入電壓頻率為 60Hz 時，利用功率計得到之  $v_{in}=9.704V$ 、 $i_{in}=1.8771A$ ，計算可得  $Z=5.16968$ ，代入式(4-1)可以計算出  $R+r_L=5.111245\Omega$ ，最後可得到  $r_L=0.10249\Omega$ 。當輸入電壓頻率為 120Hz 時，利用功率計得到之  $v_{in}=9.737V$ 、 $i_{in}=1.8115A$ ，計算可得  $Z=5.3751$ ，代入式(4-1)可以計算出  $R+r_L=5.111245\Omega$ ，最後可得到  $r_L=0.13795\Omega$ 。除了考慮電感的內阻外，實際上輸入側的導線的電阻值  $r_l$  其重要性亦同於電感內阻  $r_L$ ，其大小約為  $r_l=0.05\Omega$ 。最後可以得到  $r_L+r_l=0.1536\sim 0.1880\Omega$ 。

圖 4.6 及圖 4.7 為實作電路之照片，其中圖 4.6 左邊所示的為 FPGA 實驗板，而右邊的則為取樣電路。圖 4.7 下方所示的為相位偵測電路，上方則為單相升壓型切換式整流器及其電感和負載電阻。

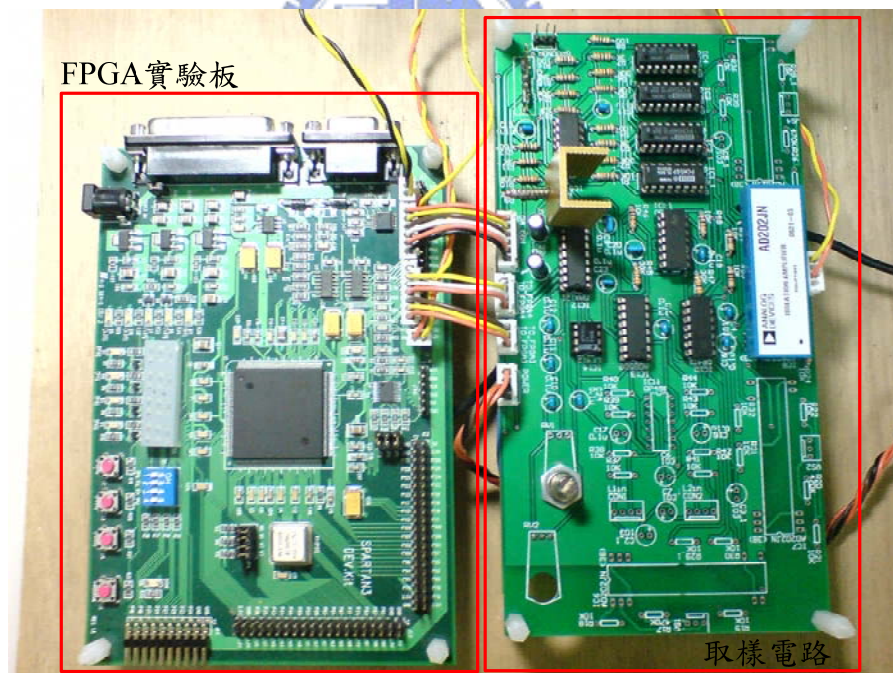


圖 4.6. FPGA 實驗板及取樣電路之實作電路照片。



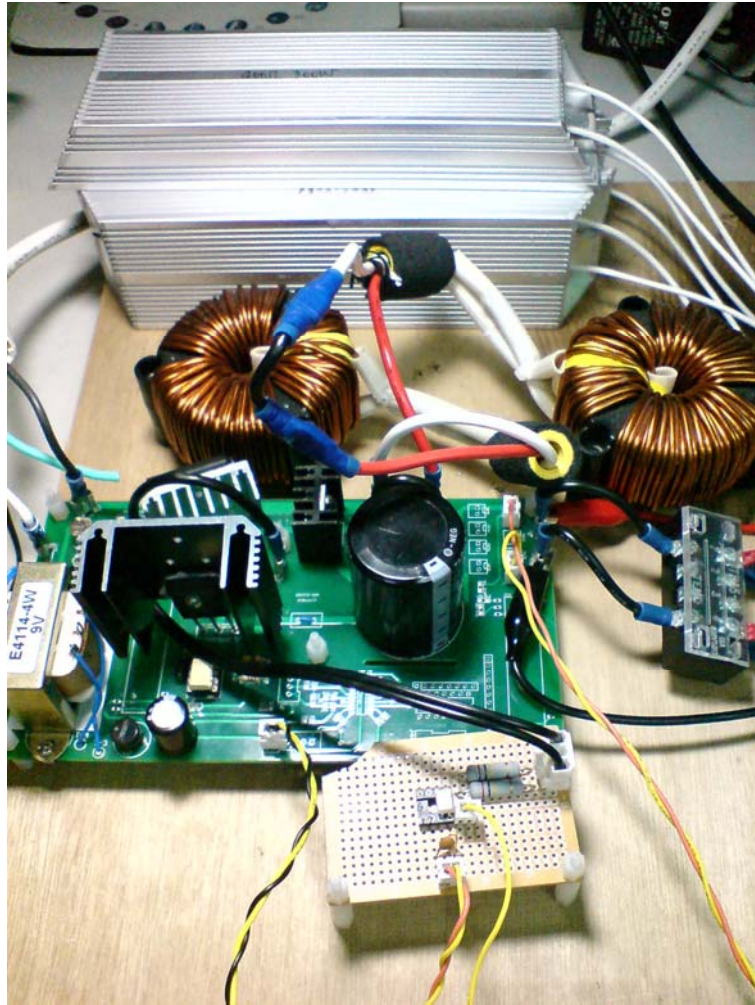


圖 4.7. 單相升壓型切換式整流器及相位偵測電路之實作電路照片。

## 4.3 FPGA 電路合成

在完成實作硬體電路後，接下來就需要在 FPGA 板中完成無電流感測架構之電路合成。FPGA 的電路合成又可以簡單分為二大部分，其一為電壓迴路，主要包含了輸出電壓取樣以及 PI 控制器；其二為產生開關訊號之電路，主要包含了建立一正弦波絕對值之表  $|\sin \omega t|$ 、電感內阻壓降補償、導通電壓壓降補償以及產生開關訊號。

電壓迴路的目的主要是為了達到輸出電壓穩壓的效果，並且得到一相角訊號  $\theta$ ，其執行順序示意圖如圖 4.8 所示。其中 S2 到 S7 的步驟為完成 PI 控制器，首先將輸出電壓  $v_o$  經過分壓後，接著取樣為 12bit 與參考電壓  $V_{o,ref}$  相減後得到誤差值，將此誤差值分別乘上  $K_p$  及  $K_i$ ，在程式中將  $K_p$  及  $K_i$  分別設定為  $K_p = 003F(63)$  及  $K_i = 003C(60)$ 。假設考慮輸出電壓有 10V 的誤差並維持 10ms，經過分壓取樣後可得  $err = 00D0(208)$ ，接著乘

上  $K_p$  後，左移一位取高位元可得到  $V_m = 000E(14)$ ，利用此值可以得到此時的相角大小為  $14 \times \frac{\pi}{6250} = 0.00224\pi \text{ rad}$ ，因此可以得到  $K_p = 2.24 \times 10^{-4} \pi \text{ rad/V}$ 。同理可以得到  $K_i = 0.71083\pi \text{ rad/V}\cdot s$ ，差別僅在於需考慮將誤差維持時累加的過程。

在 S4 時進行累加的過程，將本時刻之相乘結果加上上一時刻之相乘結果。圖中包含二個限制器，能將誤差訊號限制在一正負範圍之內。最後則是將經由比例積分控制器轉為相角訊號。在實際合成上，電壓迴路使用  $12\mu s$  完成。

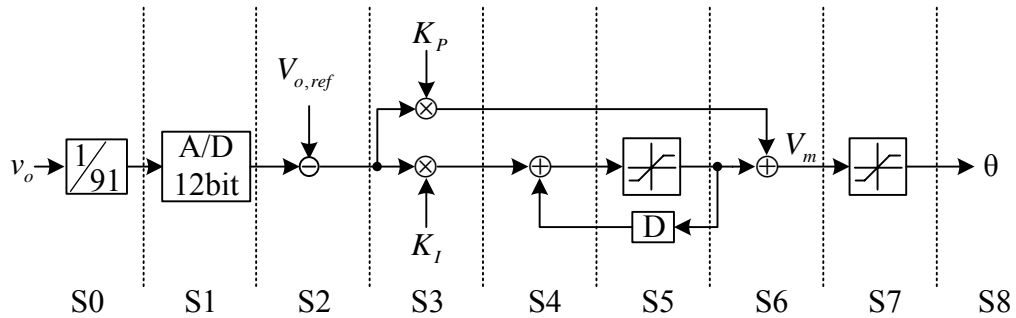


圖 4.8. 電壓迴路之執行順序示意圖。

利用上述電壓迴路所得出之相角訊號後，就需要利用此相角訊號得到電路所需要的開關訊號。根據第三章中所推導之無電流感測控制之公式可知，需要一正弦波絕對值訊號  $|\sin \omega t|$ ，此訊號在利用 FPGA 實現時，是建立一正弦波絕對值之表。利用查表的方式並配合輸入電壓相位偵測電路，即可以得到一與輸入電壓同相之正弦波絕對值訊號  $|\sin \omega t|$ 。圖 4.9 為由相位偵測電路得到之實作波形，其中  $v_{PLL}$  為測量 TLP620 第三隻腳位而得， $|\sin \omega t|$  則為利用  $v_{PLL}$  訊號查表而得的正弦波絕對值訊號。

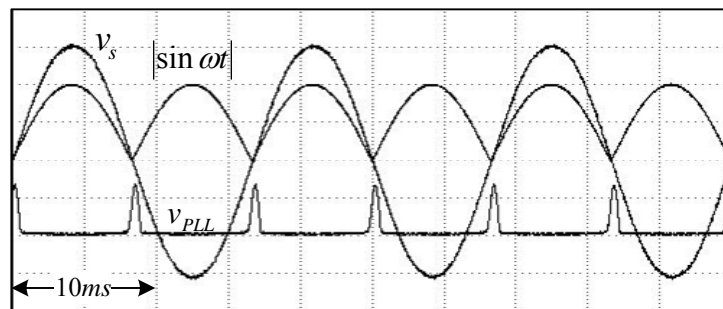


圖 4.9. 相位偵測實作波形。

圖 4.10 為產生開關訊號之執行順序示意圖，其中關鍵的步驟即為查表的過程。在實現上，FPGA 中建立一 6250 筆之正弦波絕對值，選擇 6250 的主要因為，根據輸入電

壓可知，正弦波絕對值訊號 $|\sin \omega t|$ 的頻率為 120Hz，且考慮在每一次開關切換週期查一次表，亦即查表的時間間格為 $20\mu s$ 。利用上述的數據可以知道在一個正弦波絕對值週期內的查表次數應為 $\frac{1/120}{20\mu}$ ，為了能在一週期內查完一次表，我們則需要找到一整數，能整除上述之查表次數。同時考慮表的筆數越大對控制的效果越好的條件下，因此選擇了 6250 筆。圖 4.10 中之常數 15 即為 $6250 \div \left(\frac{1/120}{20\mu}\right) = 15$ 之結果。

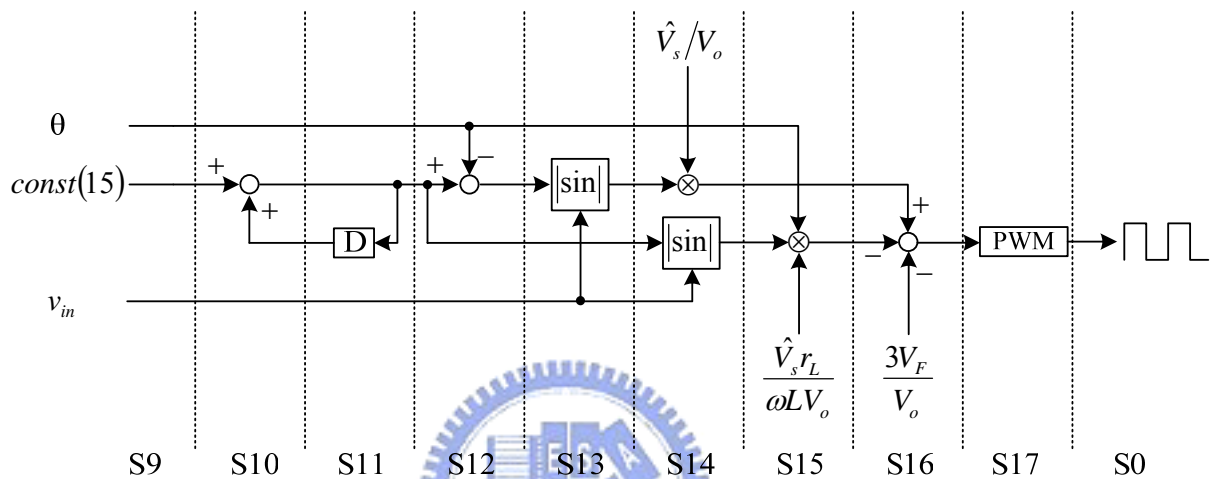


圖 4.10. 產生開關訊號之執行順序示意圖。

根據第三章所推導之控制訊號公式，需要對同一個表進行兩次查表的動作，分別得到與輸入電壓同相位之正弦波絕對值訊號 $|\sin \omega t|$ ，在 S14 時完成；以及與輸入電壓有相位差 $\theta$ 之正弦波絕對值訊號 $|\sin(\omega t - \theta)|$ ，在 S13 時完成。並再個別乘上一常數即可以得到我們所求之控制訊號，最後即可以得到所希望之開關訊號。在實際合成中，產生開關訊號的迴路使用了 $8\mu s$ 完成。若再加上電壓迴路所需的 $12\mu s$ ，則剛好為一個開關切換週期 $20\mu s$ 。

本實作合成的電路，根據不同的簡化架構所使用 FPGA 的資源比例如下表 4.1 所示。根據文獻[18]，Spartan-3 XC3S200 FPGA 中可以供使用的 4 輸入 LUT(Look-Up Table) 及 D 型正反器(D-type Flip-Flop)皆分別有 3840 個。Block RAM 主要是由建立之正弦波絕對值表所使用。一組乘法器的使用，僅用於圖 4.10 步驟 S15 中。



表 4.1 各種架構下之 FPGA 使用率

	可使用	簡化一	簡化二	簡化三	簡化四
		已使用 (使用率)	已使用 (使用率)	已使用 (使用率)	已使用 (使用率)
4 Input LUTs	3840	489 (12%)	396 (10%)	489 (12%)	395 (10%)
D-type Flip-Flops	3840	927 (24%)	715 (18%)	919 (23%)	712 (18%)
IOBs	141	19 (13%)	19 (13%)	19 (13%)	19 (13%)
Block RAMs	12	6 (50%)	6 (50%)	6 (50%)	6 (50%)
MULT 18X18s	12	1 (8%)	0 (0%)	1 (8%)	0 (0%)

## 4.4 實作波形

本節中將以實作結果來驗證利用 FPGA 所實現之數位無電流感測控制架構，是否能使電力轉換器達到輸出穩壓以及功因校正之功能。實作上考慮輸出端的電壓為 300 伏特，並且考慮三種不同的負載狀態，分別為額定輸出負載功率 675W、輸出負載功率 450W 以及輸出負載功率 225W。

若考慮將單相升壓型切換式整流器之開關維持在截止的狀態，此時輸出電壓仍能建立，實作波形如圖 4.11 所示，改變負載電阻得到額定輸出負載功率 675W、輸出負載功率 450W 以及輸出負載功率 225W 之波形，並且得到此時的功率因數以及總諧波失真。其中額定輸出負載功率為 675W 時候的功率因數為  $PF = 0.751$ ，總諧波失真為  $\%THD_i = 86.45\%$ ；輸出負載功率為 450W 時候的功率因數為  $PF = 0.724$ ，總諧波失真為  $\%THD_i = 93.50\%$ ；輸出負載功率為 225W 時候的功率因數為  $PF = 0.685$ ，總諧波失真為  $\%THD_i = 103.40\%$ 。

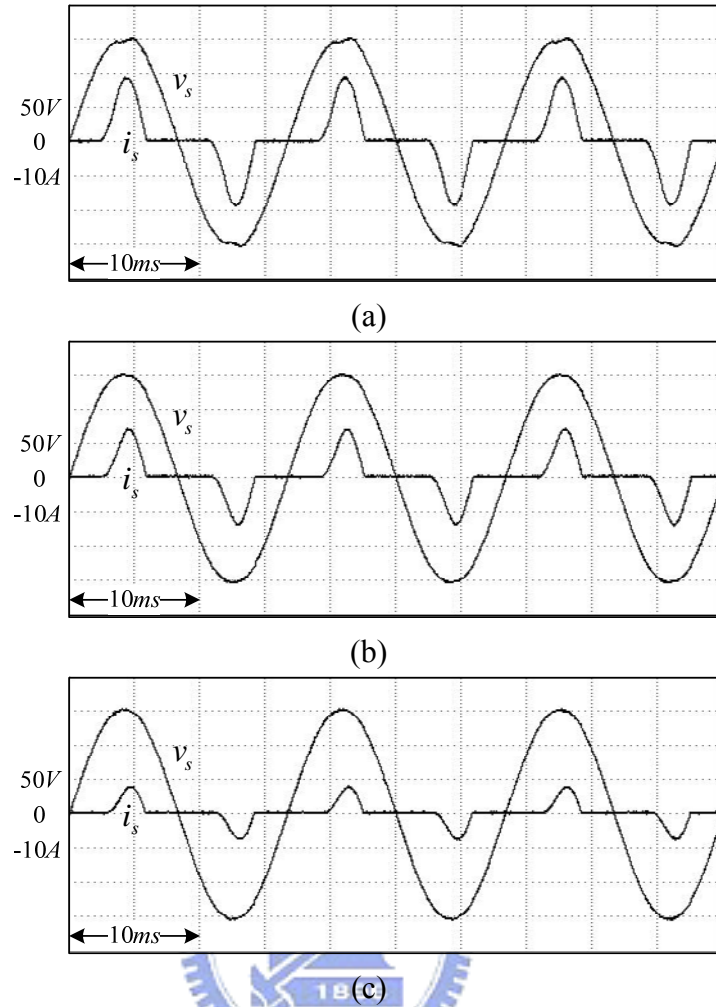


圖 4.11. 單相升壓型切換式整流器開關截止狀態下之輸入電壓及輸入電流實作波形：  
(a)675W；(b)450W；(c) 225W。

#### 4.4.1 穩態實作波形

首先看到的是額定功率下的實作波形，實作上僅考慮實現四種簡化之無電流感測架構。圖 4.12 為簡化一之控制訊號圖，圖中所示的控制訊號為  $v_{cont}$  以及  $v_{cont,\theta}$ ，其中  $v_{cont,\theta}$  訊號之峰值為 51.6%，此值的大小則是根據輸入電壓之峰值  $\hat{V}_s = 155V$  和輸出電壓平均值  $V_o = 300V$  之比值有關。實作下之相移角  $\theta$  約為  $0.027\pi(rad)$ ，此相移角非常小將使得  $\sin\theta \approx \theta$ 、 $\cos\theta \approx 1$  的近似假設成立。這裡我們需要注意到數位系統下之相移角的解析度對系統而言是非常重要的，若解析度不夠大將導致系統無法穩定，解析度的大小又根據所建立的正弦波絕對值表有關，實作上 180 度對應到 6250 筆正弦波絕對值表，每一間格大小即為  $\frac{180}{6250}$  度，換算成弧度則為  $0.00016\pi(rad)$ ，而  $0.00016\pi(rad)$  則為本實驗之相移角解析度。

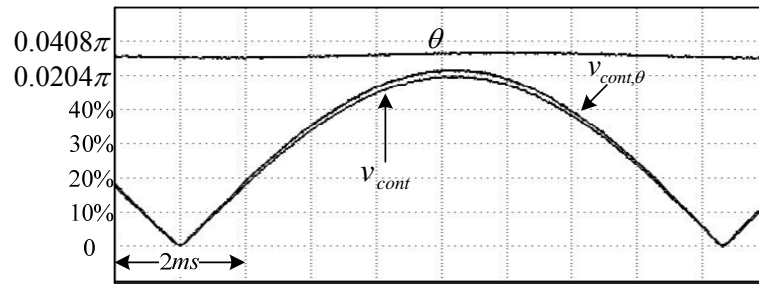
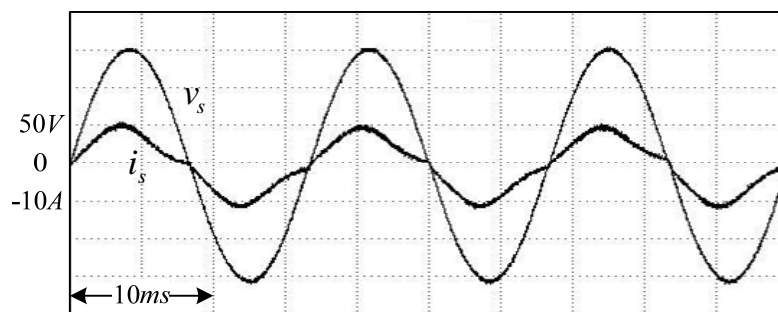


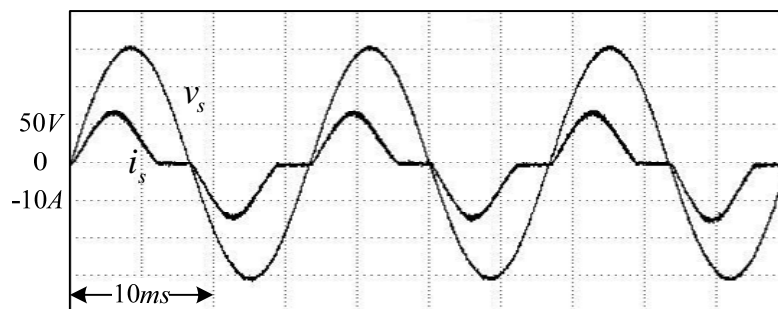
圖 4.12. 額定輸出功率下之控制訊號實作波形。

接著看到各簡化架構下之輸入電壓及電流波形，其中額定負載的實作波形如圖 4.13 所示，2/3 額定負載的實作波形如圖 4.14，1/3 額定負載的實作波形如圖 4.15。至於各種簡化架構下之功率因數、總諧波失真以及各次諧波電流大小則分別列於表 4.2、表 4.3 及表 4.4 中，其中亦包含了開關截止時之輸入電流諧波數據。根據實作結果可知，無電流感測架構的確具有功因校正之功能，但是我們可以很明顯的發現，負載功率小的情況下輸入電流較快進入不連續模式，因此將導致功率因數及總諧波失真均較差，故無電流感測架構較適合使用於高功率下的情況。將簡化四的實作結果與開關截止狀態下之實作結果進行比較，其中功率因數的大小兩者相差約 0.1 左右，但是若考慮到總諧波失真時，則相差非常多。

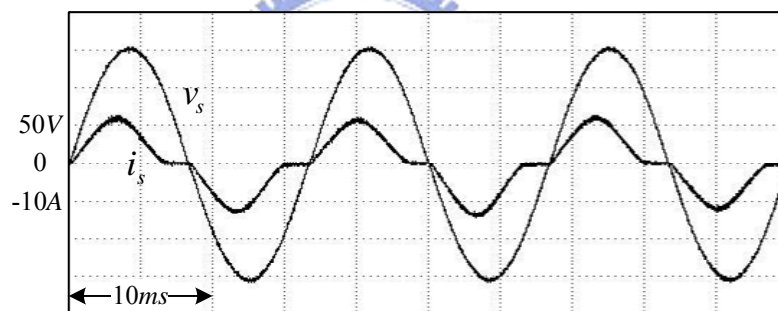




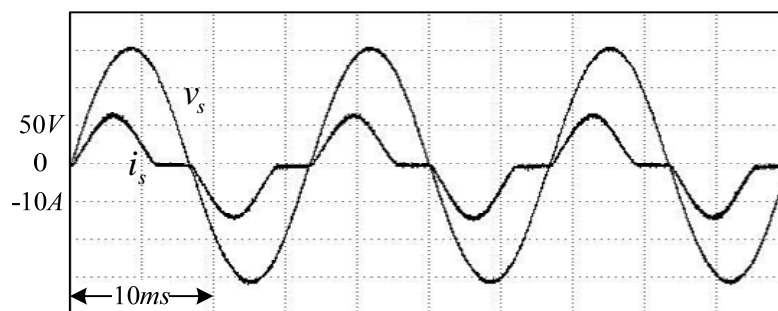
(a)



(b)



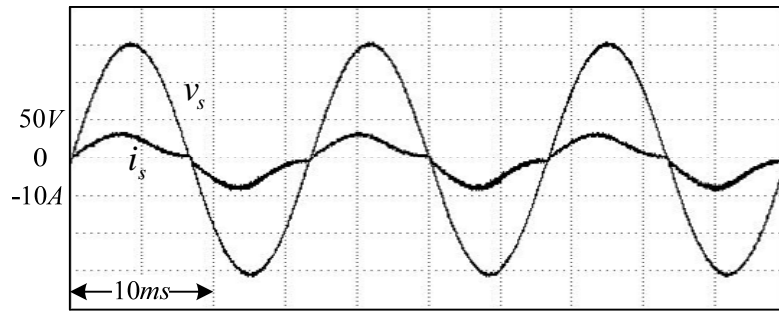
(c)



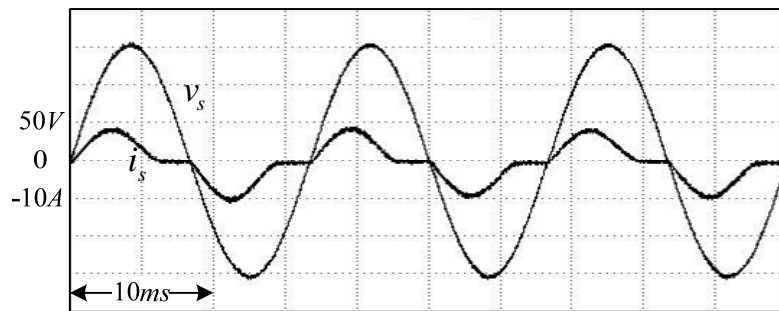
(d)

圖 4.13. 額定輸出負載功率 675W 下之各種簡化控制架構實作波形：

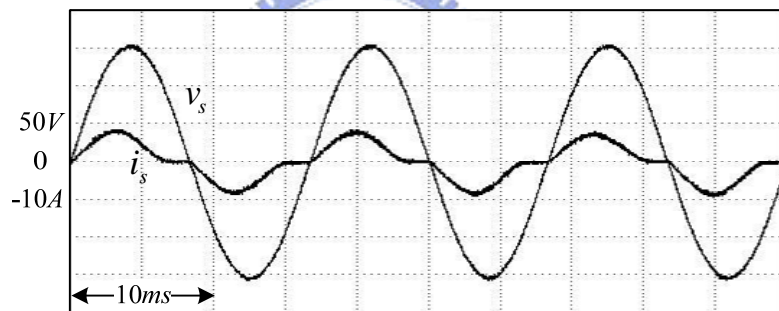
- (a) 簡化一之無電流感測控制架構；
- (b) 簡化二之無電流感測控制架構；
- (c) 簡化三之無電流感測控制架構；
- (d) 簡化四之無電流感測控制架構。



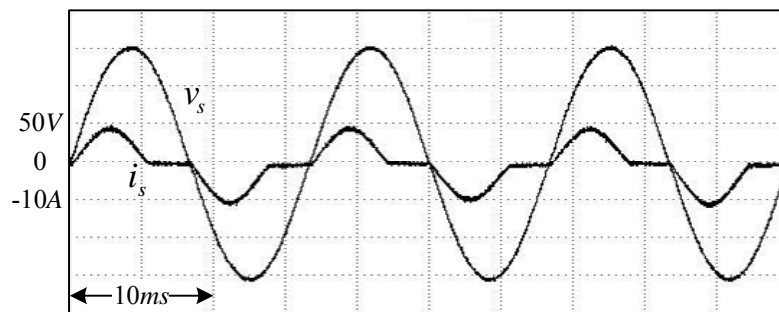
(a)



(b)



(c)

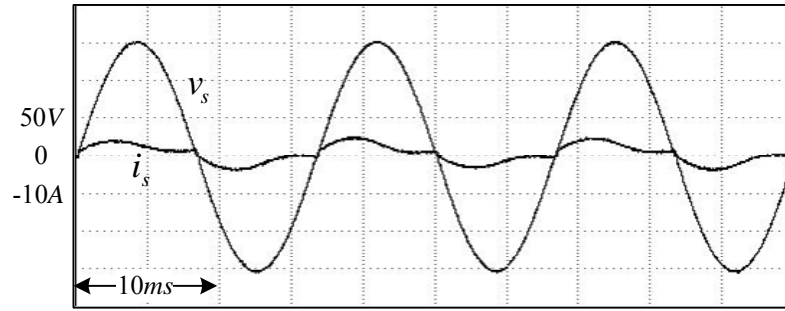


(d)

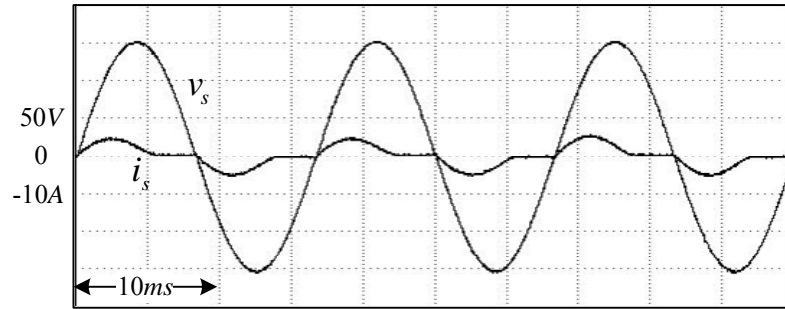
圖 4.14. 輸出負載功率 450W 下之各種簡化控制架構實作波形：

- (a) 簡化一之無電流感測控制架構；
- (b) 簡化二之無電流感測控制架構；
- (c) 簡化三之無電流感測控制架構；
- (d) 簡化四之無電流感測控制架構。

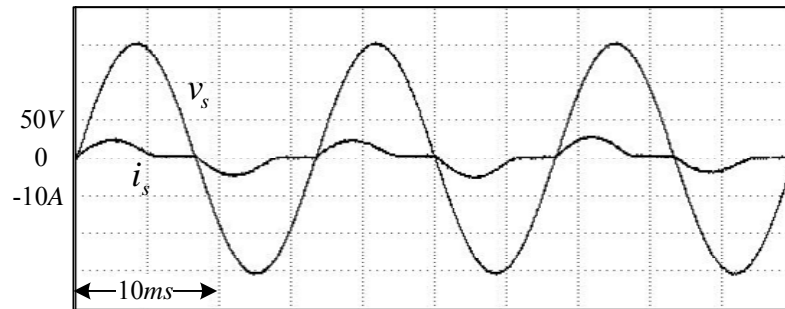




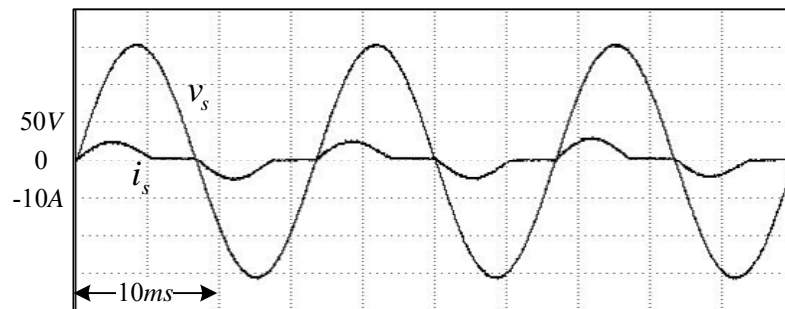
(a)



(b)



(c)



(d)

圖 4.15. 輸出負載功率 225W 下之各種簡化控制架構實作波形：

- (a) 簡化一之無電流感測控制架構；
- (b) 簡化二之無電流感測控制架構；
- (c) 簡化三之無電流感測控制架構；
- (d) 簡化四之無電流感測控制架構。

表 4.2 額定輸出負載功率 675W 於各種控制簡化架構之諧波電流功率因數及總諧波失真

額定輸出負載功率 675W							
諧波次數	A 類規範(安培)	D 類規範(安培)	簡化一	簡化二	簡化三	簡化四	二極體整流
基本波	X	X	6.514	7.0234	6.8303	7.016	5.713
3	2.300	2.295	0.7021	2.3902	1.9319	2.5711	4.304
5	1.140	1.283	0.1903	0.2659	0.2938	0.2182	2.295
7	0.770	0.675	0.1380	0.0581	0.1229	0.0966	0.6167
9	0.400	0.338	0.1107	0.1224	0.0349	0.1551	0.2560
11	0.330	0.236	0.0762	0.0991	0.0626	0.0932	0.3035
13	0.210	0.200	0.0576	0.0282	0.0559	0.0137	0.1935
15	0.150	0.173	0.0392	0.0177	0.0325	0.0452	0.1118
17	0.132	0.153	0.0331	0.0322	0.0097	0.0362	0.0064
19	0.118	0.137	0.0318	0.0178	0.0096	0.0045	0.0724
21	0.107	0.124	0.0270	0.0016	0.0136	0.0169	0.0802
功率因數			0.982	0.865	0.912	0.853	0.751
總諧波失真			12.38%	34.41%	28.78%	36.36%	86.45%
基本波功率因數			0.985 領先	0.913 領先	0.943 領先	0.908 領先	0.999 落後

表 4.3 輸出負載功率 450W 於各種簡化架構之諧波電流功率因數及總諧波失真

輸出負載功率 450W							
諧波次數	A 類規範(安培)	D 類規範(安培)	簡化一	簡化二	簡化三	簡化四	二極體整流
基本波	X	X	4.2716	4.6624	4.4262	4.82	3.9099
3	2.300	1.53	0.5825	1.4415	1.0895	1.9128	3.0709
5	1.140	0.855	0.1628	0.2407	0.2382	0.1049	1.8198
7	0.770	0.45	0.1076	0.0711	0.1043	0.1347	0.7230
9	0.400	0.225	0.0810	0.0713	0.0416	0.1327	0.2013
11	0.330	0.1575	0.0634	0.0657	0.0351	0.0325	0.1728
13	0.210	0.1332	0.0501	0.0387	0.0308	0.430	0.0948
15	0.150	0.1155	0.0379	0.0155	0.0233	0.0394	0.0879
17	0.132	0.1019	0.0281	0.0148	0.0159	0.0057	0.0712
19	0.118	0.0912	0.0226	0.0149	0.0107	0.0164	0.0438
21	0.107	0.0825	0.0215	0.0112	0.0072	0.136	0.0423
功率因數			0.962	0.856	0.91	0.821	0.724
總諧波失真			15.41%	31.57%	25.39%	40%	93.50%
基本波功率因數			0.976 領先	0.908 領先	0.932 領先	0.878 領先	0.995 落後



表 4.4 輸出負載功率 225W 於各種簡化架構之諧波電流功率因數及總諧波失真

輸出負載功率 225W							
諧波次數	A 類規範(安培)	D 類規範(安培)	簡化一	簡化二	簡化三	簡化四	二極體整流
基本波	X	X	2.2703	2.3638	2.3779	2.4794	1.9969
3	2.300	0.765	0.6333	0.9304	0.8575	1.0343	1.6457
5	1.140	0.428	0.2281	0.1250	0.1138	0.0502	1.0904
7	0.770	0.225	0.1426	0.1022	0.0784	0.1314	0.5422
9	0.400	0.113	0.1002	0.0812	0.0804	0.0706	0.1896
11	0.330	0.079	0.0785	0.0408	0.0362	0.0270	0.1258
13	0.210	0.067	0.0656	0.0313	0.0238	0.0392	0.1018
15	0.150	0.058	0.0545	0.0297	0.0274	0.0191	0.0569
17	0.132	0.051	0.0476	0.0198	0.0137	0.0139	0.0522
19	0.118	0.046	0.0425	0.0145	0.0102	0.0151	0.0438
21	0.107	0.041	0.0367	0.0152	0.0105	0.0061	0.0300
功率因數			0.884	0.784	0.810	0.775	0.685
總諧波失真			31.44%	40.93%	37.31%	42.39%	103.4%
基本波功率因數			0.945 領先	0.902 領先	0.911 領先	0.850 領先	0.989 落後

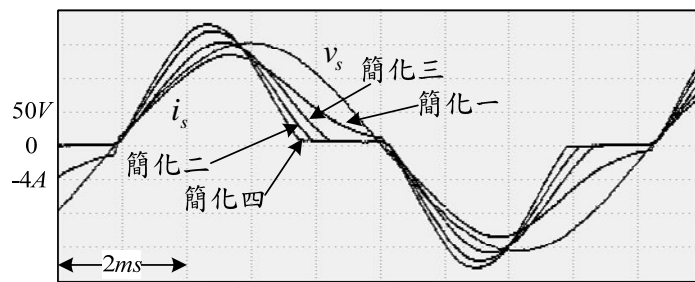
表 4.2 至表 4.4 中亦列出了各簡化架構下之電流基本波功率因數以及基本波相位，由輸入電流波形可知，其基本波的相位是領先輸入電壓，提供了負 Q 值，將利於使用於電感性負載的狀況。反之，若是單純的二極體整流，其基本波相位是落後輸入電壓，提供了正 Q 值。

最後則是將各種架構是否符合 IEC61000-3-2 A 類或 D 類的結果整理於表 4.5 中，其中打●代表符合規範；打 X 代表不符合規範。根據整理結果可知，若是希望符合 IEC61000-3-2 A 類規範，則可以使用簡化四的架構，但需注意負載功率的大小。若是希望符合 IEC61000-3-2 D 類規範，則需使用簡化一的架構。

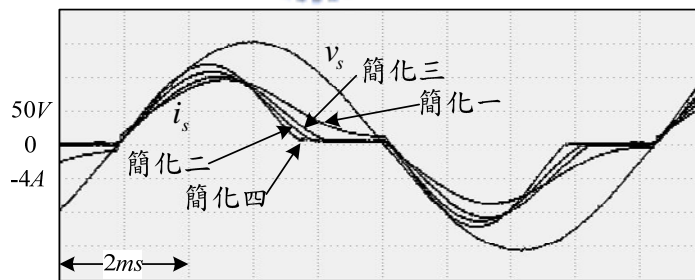
表 4.5 各種簡化架構與 IEC61000-3-2 比較表

	IEC61000-3-2 A 類規範			IEC61000-3-2 D 類規範		
	675W	450W	225W	675W	450W	225W
簡化一	●	●	●	●	●	●
簡化二	X	●	●	X	●	X
簡化三	●	●	●	●	●	X
簡化四	X	●	●	X	X	X
二極體整流	X	X	●	X	X	X

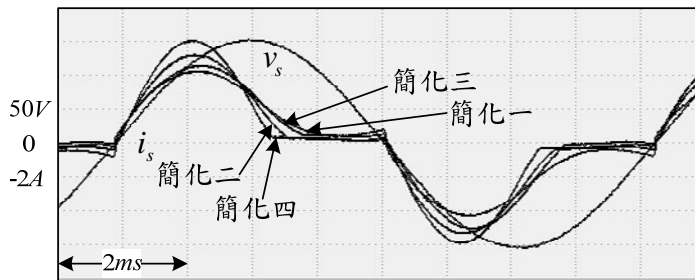
圖 4.16 則是將各簡化架構下的電流波形放在同一張圖上，可以清楚比較出使用不同架構時電流波形的變化。



(a)



(b)

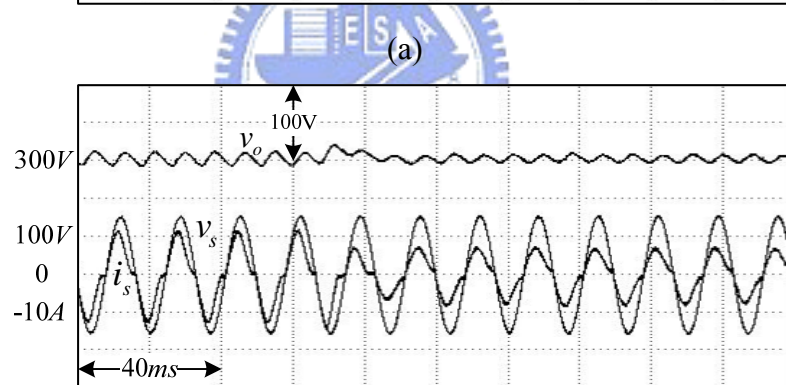
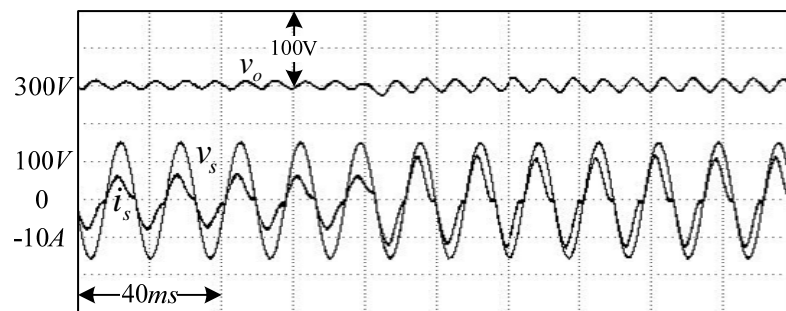


(c)

圖 4.16. 各種簡化架構之輸入電壓及輸入電流實作波形：(a)675W；(b)450W；(c) 225W。

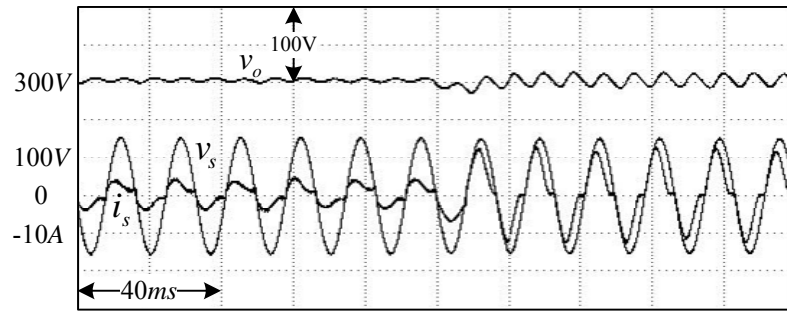
## 4.4.2 暫態實作波形

在了解無電流感測控制架構在穩態下之實作結果後，接著將看到電流感測控制架構在暫態下之實作結果。首先看到下二圖之實作結果，其中圖 4.17 為 450W 與 675W 之間切載之實作波形；圖 4.18 則為 225W 與 675W 之間切載之實作波形。圖中上方所示的波形為輸出電壓，很明顯的可以看出輸出電壓均能穩定維持在 300V。圖中下方所示的波形則為輸入電壓及輸入電流，輸入電流的大小則隨著負載的情況不同而變化。在負載變動的情況下，無電流感測控制架構能讓電流回復到穩定的狀態下，不至於發生不穩定的情況。因此根據實作結果可以得到無電流感測控制架構有良好的暫態響應。

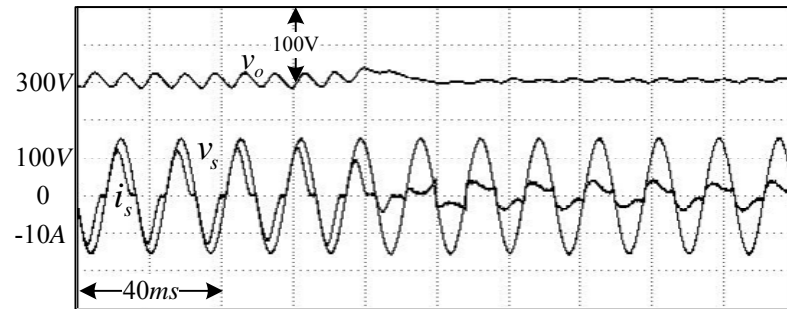


(b)

圖 4.17. 輸出負載功率切載之實作波形：(a)450W 至 675W；(a)675W 至 450W。



(a)



(b)

圖 4.18. 輸出負載功率切載之實作波形：(a)225W 至 675W；(b)675W 至 225W。

### 4.4.3 系統位元數比較

本小節將考慮在利用 FPGA 實現時所使用之位元數不同對無電流感測控制的影響。分別利用 10bits、12bits 及 14bits 進行實現，且僅考慮負載為 675W 時之簡化一架構，實作波形如圖 4.19 所示。根據實作波形可發現當位元數不同時，其對輸入電流的影響較難從圖中看出來，其差異須由總諧波失真及功率因數得出，如表 4.6 所示。然而根據表中的數據可發現，利用 14bits 實現之結果優於利用 10bits 實現之結果，但若與 12bits 相比則差距非常有限。因此位元數對電流的影響是有限的。

表 4.6 各位元數之總諧波失真及功率因數

	%THD	PF
14bits	12.25%	0.983
12bits	12.38%	0.982
10bits	14.86%	0.980

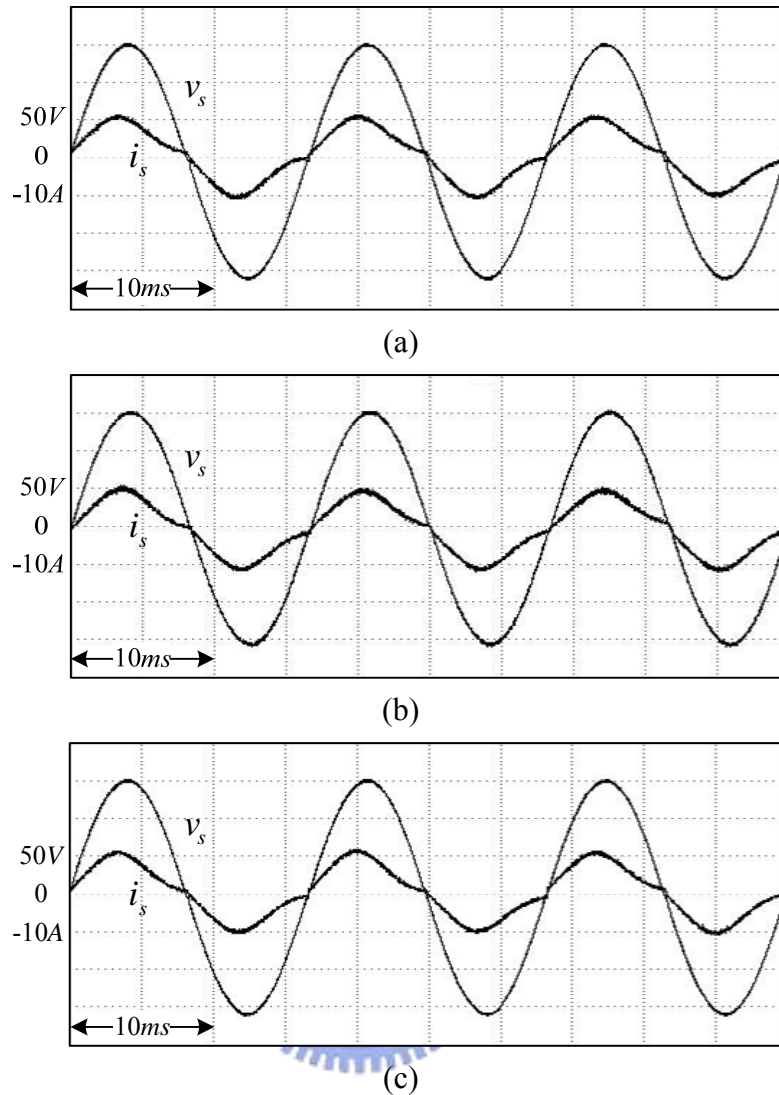
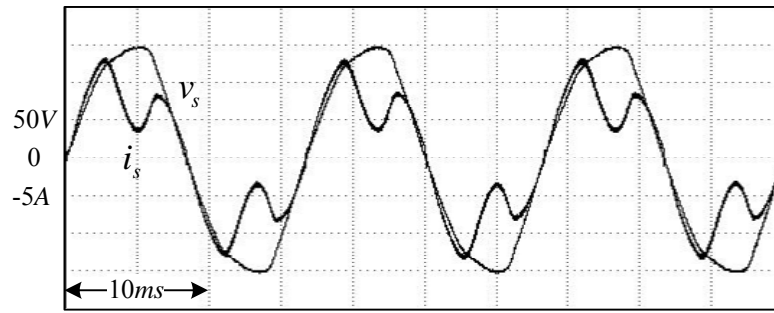


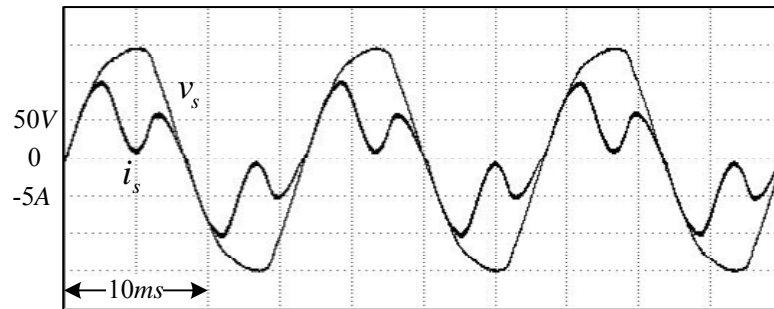
圖 4.19. 不同位元數之輸入電流實作波形：(a)14bits；(a) 12bits；(c)10bits。

#### 4.4.4 輸入電壓波形失真

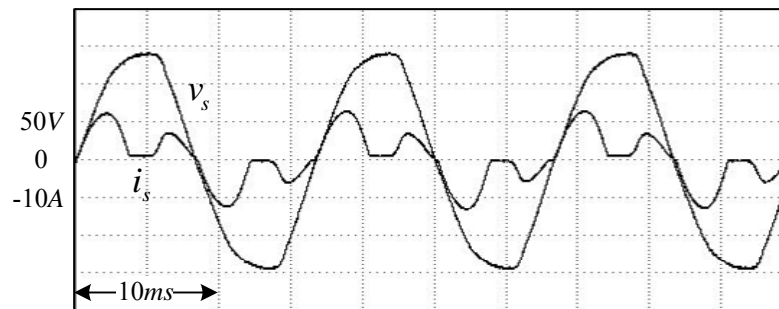
本小節將考慮輸入電壓波形失真的情況，對無電流感測控制架構進行實作。輸入電壓波形失真，將會對無電流感測控制架構造成不良的影響。圖 4.20 為各負載功率時的輸入電壓及輸入電流實作波形。觀察可以發現，在輸入電壓失真時，輸入電流的波形亦變的非常差。主要的原因為，在無電流感測控制架構中，假設輸入電壓為純弦波，且僅偵測輸入電壓波形之相位，利用查表的方式得到開關訊號的依據。因此當輸入電壓波形失真時，開關訊號所依據的輸入電壓波形無法同時改變，故造成了輸入電流波形不良的影響。伴隨著輸入電流波形改變而來的，即為功率因數低落及總諧波失真增加的結果，數據整理於表 4.7 中。



(a)



(b)



(c)

圖 4.20. 輸入電壓波形失真之輸入電壓及輸入電流波形：(a)675W；(b)450W；(c) 225W。

表 4.7 輸入電壓波形失真時之量測數據

	675W	450W	225W
$\%THD_{v_{in}}$	6.09%	6.03%	5.55%
$\%THD_{i_{in}}$	45.88%	58.64%	76.59%
$PF$	0.89	0.80	0.68



# 第五章

## 結論

本論文主要提出了一新的無電流感測控制架構，用於單相切換式整流器，並取代傳統的多迴路控制架構。與傳統的多迴路控制架構做比較，無電流感測控制架構僅需迴授輸入電壓及輸出電壓，並利用一 PI 控制器即可以達到輸出穩壓之效果。接著利用 PI 控制器輸出的相角訊號即可以調整輸入電流之波形，達到功因校正的效果。

本論文除了對於單相切換式整流器之原理以及無電流感測控制架構之功能進行了詳盡的介紹外，更利用電腦模擬軟體 PSIM 來驗證無電流感測架構理論之可行性。最後利用 FPGA 實現無電流感測架構，在輸入 110V 的電壓的狀況下得到穩定的輸出電壓 300V 以及輸入電流波形修飾的效果。根據實作結果，若希望符合 IEC 61000-3-2 A 類規範則可以考慮使用簡化四架構但需將操作功率低於 675W；IEC 61000-3-2 D 類規範則可以考慮使用簡化一架構。

然而因為在數位系統有限的解析度下，無電流感測控制架構操作在較低負載功率時，電流波形的總諧波失真將較大。此外，當輸入電壓波形失真時，由無電流感測控制架構得到之輸入電流波形，其諧波影響將會增加。原因在於因為無電流感測控制架構是基於輸入電壓波形為純弦波的假設下，故當輸入電壓波形失真時，則需將無電流感測控制架構進行修正。



## 參考文獻

- [1] S. B. Dewan, "Optimum Input and Output Filter for a Single-Phase Rectifier Power Supply," *IEEE Trans. on Industry Application*, vol. 17, no. 3, pp. 282-288, May, 1981.
- [2] O. Garcia, J. A. Cobos, R. Prieto, P. Alou, and J. Uceda, "Single phase Power Factor Correction: A Survey," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 18, no. 3, pp. 749-754, May, 2003.
- [3] J. B. Williams, "Design of Feedback Loop in Unity Power Factor AC to DC Converter," in *Proc. PESC'89*, 1989, pp. 959-967.
- [4] H. C. Chen, S. H. Li, and C. M. Liaw, "Switch-Mode Rectifier with Digital Robust Ripple Compensation and Current Waveform Controls", *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 19, no. 2, pp. 560-566, Mar. 2004.
- [5] M. Chen, and J. Sun, "Feedforward Current Control of Boost Single-Phase PFC Converters," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 21, no. 2, pp. 338-345, Mar. 2006.
- [6] D. M. Van de Sype, K. De Gusseme, A. P. Van den Bossche, and J. A. Melkbeek, "Duty-Ratio Feedforward for Digitally Controlled Boost PFC Converters," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 52, no. 1, pp. 108-115, Feb. 2005.
- [7] E. Fiqueres, J. M. Benavent, G. Garcera and M. Pascual, "Robust Control of Power-Factor-Correction Rectifiers with Fast Dynamic Response," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 52, no. 1, pp. 66-76, Feb. 2005.
- [8] J. Chen, A. Prodic, R. W. Erickson, and D. Maksimovic, "Predictive Digital Current Programmed Control," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 18, no. 1, pp. 411-419, Jan. 2003.
- [9] W. Zhang, G. Feng, Y. F. Liu, and B. Wu, "A Digital Power Factor Correction (PFC) Control Strategy Optimized for DSP," J. Chen, A. Prodic, R. W. Erickson, and D. Maksimovic, "Predictive Digital Current Programmed Control," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 19, no. 6, pp. 1474-1485, Nov. 2004.
- [10] 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 Electronics*, vol. 18, no. 6, pp. 1346-1355, Nov. 2003.
- [11] A. Pandey, B. Singh, and D. P. Kothari, “A Novel DC Bus Voltage Sensorless PFC Rectifier with Improved Voltage Dynamics”, in *IEEE IECON’02*, pp. 226-228, 2002.
- [12] S. Sivakumar, K. Natarajan, and R. Gudelewics, “Control of Power Factor Correcting Boost Converter Without Instantaneous Measurement of Input Current”, *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 10 no. 4, pp. 435-445, Jul. 1995.
- [13] J. Sebastian, J. A. Martinez, J. M. Alonso and J. A. Cobos, “Voltage-Follower Control in Zero-Current-Switched Quasi-Resonant Power Factor Preregulators”, *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 13, no. 4, pp. 727-738, Jul. 1998.
- [14] D. Maksimovic, Y. Jang, and R. W. Erickson, “Nonlinear-Carrier Control for High-Power-Factor Boost Rectifiers”, *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 11, no. 4, pp. 578-584, Jul. 1996.
- [15] J. Rajagopalan, F. C. Lee, and P. Nora, “A General Technique for Derivation of Average Current Mode Control Laws for Single-Phase Power-Factor-Correction Circuit Without Input Voltage Sensing”, *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 14, no. 4, pp. 663-672, Jul. 1999.
- [16] H. C. Chen, “Duty Phase Control for Single-Phase Boost-Type SMR”, *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 23, no. 4, pp. 1927-1934, Jul. 2008.
- [17] E. Monmasson, M. N. Cirstea, “FPGA Design Methodology for Industrial Control Systems-A Review”, *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 4, pp. 1824-1842, Aug. 2007.
- [18] Xilinx, Spartan-3 FPGA Family Data Sheet, 2008.