

國立交通大學

電機與控制工程學系

碩士論文

多相升壓型切換式整流器
之無電流感測控制



Current Sensorless Control for Multiphase Boost-Type SMR

研究生：吳任浩

指導教授：陳鴻祺博士

中華民國九十八年七月

多相升壓型切換式整流器之無電流感測控制

Current Sensorless Control for Multiphase Boost-Type SMR

研究生：吳任浩

Student : Zen-How Wu

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

碩士論文

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

July 2009

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國九十八年七月

多相升壓型切換式整流器之無電流感測控制

研究生：吳任浩

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

本篇文章是利用多相升壓型切換式整流器電路，實現無電流感測控制迴路架構。其目的為取代傳統多迴路控制架構需要迴授輸入電壓、輸出電壓、電感電流之缺憾，利用無電流感測控制，不管相數的增加，依然只需迴授輸入電壓與輸出電壓即可，如此即可節省許多在實現上的成本，並可符合適當的諧波規範限制。在本篇文章中推導了最大電流漣波相等的等效電路，以及平均狀態相等的等效電路。也推導在考慮誤差參數下的平均電流式子以及輸出電壓轉移函數。模擬部分，模擬無電流感測控制在三種不同相數的多相升壓型電路在穩態下的表現、兩相電路在不同負載變動的暫態響應，以及在相數減少的暫態模擬。最後實作部份利用了 FPGA 實現無電流感測控制，用以控制兩相式的多相升壓型電路，分別實作了兩相升壓型電路在穩態、暫態，以及相數減少的響應。

Current Sensorless Control for Multiphase Boost-Type SMR

Student : Zen-How Wu

Advisor : Hung-Chi Chen

Department of Electrical and Control Engineering
National Chiao Tung University

Abstract

Multiphase boost-type SMRs are often used in the applications of power factor correction recently. The conventional multi-loop control needs to sense inductor current, output voltage and input voltage. In the used single-loop current sensorless control(SLCSC) regardless of the number of phase, only output voltage and input voltage should be sensed. In SLCSC some nominal parameters had also been studied to compensate the voltage drops across the switch, diodes and inductor resistance. In this thesis, the effect of the differences between nominal and real circuit parameters on the input current waveforms of SLCSC are addressed in details. Also, there are plenty simulation and experiment in the thesis.

In the simulation and experiment results, several boost-type SMR in the steady state, two-phase boost-type SMR in transition state, and phase change in two-phase boost-type SMR had been provided. FPGA is used to implement the current sensorless control.

誌謝

在這兩年的研究生活中，首先要感謝的是我的指導教授陳鴻祺老師，不管是在研究上的指導、生活態度上的教導以及面對學習的態度，對我都有很大的影響以及成長。另外也很感謝在一起研究、生活、玩樂，同窗兩年的暉舜、志杰、庠澤以及後來加入我們的育慶，沒有你們的研究生活，想必會相當枯燥乏味。也很感謝已經畢業的學長奕謙、子揚，在我還是蒙蒙懂懂的時候給予我相當多的幫助以及鼓勵。以及學弟們崇賢、振宇、子安、智豪在相處的一年中也帶給我們很多的快樂。

同時也要感謝我的家人爸爸、媽媽、弟弟對我無私的奉獻，讓我在這兩年的學習中無後顧之憂，以及從高中就開始陪伴著我的逸帆，很謝謝有妳的支持與鼓勵。

在此將本論文獻給在我學習中有幫助過我的人，不管是正面的幫助或反面的砥礪，都很感謝你們讓我成為今天的我。



目錄

中文提要.....	i
英文提要.....	ii
誌謝.....	iii
目錄.....	iv
圖目錄.....	vi
表目錄.....	x
第一章 簡介.....	1
1.1 研究動機.....	1
1.2 非線性負載.....	2
1.3 功率因數校正.....	5
1.3.1 諧波規範.....	5
1.3.2 被動功率因數校正.....	7
1.3.3 主動功率因數校正.....	12
1.4 文獻回顧.....	13
1.5 UCC28060 及 UCC28070 介紹.....	15
1.5.1 UCC28060.....	16
1.5.2 UCC28070.....	17
第二章 多相升壓型切換式整流器.....	22
2.1 多相升壓型整流器.....	22
2.2 最大漣波電流相等之等效電路.....	26
2.3 平均狀態下之模型推導.....	29
第三章 無電流感測控制器設計與分析.....	30
3.1 一相電路之無電流感測控制架構.....	30
3.2 多相電路之無電流感測控制架構.....	34
3.3 電路誤差參數分析.....	36
3.4 平均輸入電流波形.....	39
3.4.1 純弦波電流.....	39
3.4.2 箝制電流.....	39
3.4.3 硬換相電流.....	40
3.5 輸出電壓轉移函數推導.....	42
3.5.1 純弦波電流.....	42
3.5.2 箝制電流.....	44
3.5.3 硬換相電流.....	45
第四章 模擬驗證.....	46
4.1 模擬電路及元件參數.....	47
4.2 無電流感測控制實現於多相升壓型電路.....	49

4.2.1 穩態波形.....	49
4.2.2 切載測試.....	53
4.3 簡化補償迴路之無電流感測控制迴路.....	55
4.4 相數減少.....	59
4.5 相數為 3 之電路模擬.....	64
第五章 電路實作部份.....	66
5.1 現場可規劃邏輯陣列(FPGA).....	66
5.2 實作電路.....	68
5.2.1 數位類比轉換電路.....	70
5.2.2 同步電路.....	71
5.2.3 閘極驅動電路.....	72
5.3 控制器合成.....	73
5.4 穩態波形.....	75
5.5 切載測試.....	87
5.5.1 負載變動之暫態波形.....	87
5.5.2 工作相數減少之暫態波形.....	88
第六章 結論.....	91
參考文獻.....	92



圖目錄

圖 1.1 線電流失真.....	2
圖 1.2 傳統 AC/DC 橋式整流架構波形示意圖.....	5
圖 1.3 橋式整流+AC 側電感.....	8
圖 1.4 橋式整流+AC 側電感波形示意圖.....	8
圖 1.5 橋式整流+串聯共振.....	8
圖 1.6 橋式整流+串聯共振波形示意圖.....	9
圖 1.7 橋式整流+並聯共振.....	9
圖 1.8 橋式整流+並聯共振波形示意圖.....	9
圖 1.9 橋式整流+3 rd & 5 th 諧波消除.....	10
圖 1.10 橋式整流+3 rd & 5 th 諧波消除波形示意圖.....	10
圖 1.11 橋式整流+LCD 架構.....	11
圖 1.12 橋式整流+LCD 架構波型示意圖.....	11
圖 1.13 橋式整流+Valley-fill 架構.....	11
圖 1.14 橋式整流+Valley-fill 架構波形示意圖.....	12
圖 1.15 UCC28060 電壓誤差放大器.....	17
圖 1.16 UCC28070 電流補償迴路.....	18
圖 1.17 UCC28070 電壓補償迴路.....	19
圖 1.18 UCC28060 內部架構圖.....	20
圖 1.19 UCC28070 內部架構圖.....	21
圖 2.1 N 相升壓型切換式整流器電路.....	22
圖 2.2 開關訊號及電感電流波形($k=2, \frac{T_s}{N} \leq dT_s < \frac{2T_s}{N}$).....	24
圖 2.3 開關訊號及電感電流波形($k=N-1, \frac{(N-2)T_s}{N} \leq dT_s < \frac{(N-1)T_s}{N}$).....	25
圖 2.4 輸入電流漣波關係示意圖.....	28

圖 2.5 最大漣波相同之單開關等效電路.....	28
圖 2.6 平均狀態下之單開關等效電路.....	29
圖 3.1 升壓型電路簡化電路.....	30
圖 3.2 無電流感測控制迴路.....	30
圖 3.3 升壓型電路開關導通等效電路.....	32
圖 3.4 升壓型電路開關關閉等效電路.....	32
圖 3.5 多相升壓型電路平均狀態等效電路.....	34
圖 3.6 多相升壓型電路無電流感測控制迴路.....	34
(a)不含相數調節器；(b)包含相數調節器。	
圖 3.7 簡化補償迴路的無電流感測控制迴路.....	35
圖 3.8 參數誤差所可能產生的輸入電流波形.....	38
(a)純弦波；(b)箝制電流；(c)硬換相電流波形。	
圖 3.9 無電流感測下多相升壓型電路之等效小訊號模型.....	43
圖 4.1 PowerSIM 功能模組概圖.....	46
圖 4.2 PSIM 模擬電路圖.....	48
圖 4.3 一相電路額定穩態波形.....	50
圖 4.4 兩相電路額定穩態波形.....	51
圖 4.5 不同瓦數下之穩態輸入電流波形.....	52
(a)700W；(b)600W；(c)500W；(d)400W；(e)300W；(f)200W。	
圖 4.6 兩相式升壓型電路電路模擬切載波形.....	54
(a)切載範圍 66.6%~100%；(b)切載範圍 30%~100%。	
圖 4.7 不同瓦數下模擬穩態波形.....	55
(a)700W；(b)600W；(c)500W；(d)400W；(e)300W；(f)200W。	
圖 4.8 輸出功率 200W 下相數減少之模擬波形.....	60
圖 4.9 輸出功率 300W 下相數減少之模擬波形.....	61
圖 4.10 透過位移角補償之輸出功率 200W 下相數減少之模擬波形.....	62

圖 4.11 透過位移角補償之輸出功率 300W 下相數減少之模擬波形.....	63
圖 4.12 相數等於 3 之電路額定穩態波形.....	65
圖 5.1 FPGA 元件基本結構.....	67
圖 5.2 系統示意圖.....	68
圖 5.3 實作電路照片.....	69
圖 5.4 A/D 轉換電路.....	70
圖 5.5 D/A 轉換電路.....	71
圖 5.6 同步取樣電路.....	71
圖 5.7 開極驅動電路.....	72
圖 5.8 無電流感測控制模組時序圖.....	73
圖 5.9 簡化補償迴路的穩態輸入電流波形.....	76
(a)700W ; (b)600W ; (c)500W ; (d)400W ; (e)300W ; (f)200W 。	
圖 5.10 輸出功率 700W 下不同補償量的輸入電流.....	78
(a) $\hat{V}_F = 1.8V$; (b) $\hat{V}_F = 2.4V$; (c) $\hat{V}_F = 3V$; (d) $\hat{V}_F = 3.6V$; (e) $\hat{V}_F = 4.2V$ 。	
圖 5.11 輸出功率 600W 下不同補償量的輸入電流.....	79
(a) $\hat{V}_F = 1.8V$; (b) $\hat{V}_F = 2.4V$; (c) $\hat{V}_F = 3V$; (d) $\hat{V}_F = 3.6V$; (e) $\hat{V}_F = 4.2V$ 。	
圖 5.12 輸出功率 500W 下不同補償量的輸入電流.....	80
(a) $\hat{V}_F = 1.8V$; (b) $\hat{V}_F = 2.4V$; (c) $\hat{V}_F = 3V$; (d) $\hat{V}_F = 3.6V$; (e) $\hat{V}_F = 4.2V$ 。	
圖 5.13 輸出功率 400W 下不同補償量的輸入電流.....	81
(a) $\hat{V}_F = 1.8V$; (b) $\hat{V}_F = 2.4V$; (c) $\hat{V}_F = 3V$; (d) $\hat{V}_F = 3.6V$; (e) $\hat{V}_F = 4.2V$ 。	
圖 5.14 輸出功率 300W 下不同補償量的輸入電流.....	82
(a) $\hat{V}_F = 1.8V$; (b) $\hat{V}_F = 2.4V$; (c) $\hat{V}_F = 3V$; (d) $\hat{V}_F = 3.6V$; (e) $\hat{V}_F = 4.2V$ 。	
圖 5.15 輸出功率 200W 下不同補償量的輸入電流.....	83
(a) $\hat{V}_F = 1.8V$; (b) $\hat{V}_F = 2.4V$; (c) $\hat{V}_F = 3V$; (d) $\hat{V}_F = 3.6V$; (e) $\hat{V}_F = 4.2V$ 。	

圖 5.16 兩相升壓型電路 30%~100%切載波形.....	87
圖 5.17 兩相升壓型電路 60%~100%.....	88
圖 5.18 輸出功率 200W 下工作相數減少之波型.....	89
圖 5.19 透過位移角補償輸出功率 200W 下工作相數減少之波型.....	89
圖 5.20 輸出功率 300W 下工作相數減少之波型.....	90
圖 5.21 透過位移角補償輸出功率 300W 下工作相數減少之波型.....	90



表目錄

表 1.1 IEC/EN 61000-3-2 諧波規範的詳細規範內容.....	6
表 1.2 IEC/EN 61000-3-2 諧波規範設備分類內容.....	7
表 1.3 參考文獻分類.....	15
表 3.1 依據誤差參數不同所產生不同種類的輸入電流.....	37
表 3.2 誤差參數影響下不同輸入電流波形式子.....	42
表 4.1 模擬參數.....	47
表 4.2 負載 200W~700W 諧波數值整理.....	53
表 4.3 負載 200W~700W 諧波數值整理.....	56
表 4.4 輸出功率 200W 下諧波電流與 A 類及 D 類規範的比較.....	57
表 4.5 輸出功率 300W 下諧波電流與 A 類及 D 類規範的比較.....	57
表 4.6 輸出功率 400W 下諧波電流與 A 類及 D 類規範的比較.....	57
表 4.7 輸出功率 500W 下諧波電流與 A 類及 D 類規範的比較.....	57
表 4.8 輸出功率 600W 下諧波電流與 A 類及 D 類規範的比較.....	58
表 4.9 輸出功率 700W 下諧波電流與 A 類及 D 類規範的比較.....	58
表 5.1 控制器參數.....	75
表 5.2 輸出功率 700W 各狀態的量測結果.....	84
表 5.3 輸出功率 600W 各狀態的量測結果.....	84
表 5.4 輸出功率 500W 各狀態的量測結果.....	85
表 5.5 輸出功率 400W 各狀態的量測結果.....	85
表 5.6 輸出功率 300W 各狀態的量測結果.....	86
表 5.7 輸出功率 200W 各狀態的量測結果.....	86

第一章

簡介

1.1 研究動機

近幾年來越來越顯著的能源危機，使得人類在致力於尋找新能源的同時，也必須發展更具效率的電力電子技術，更有效的利用能源。生活中當各項電子儀器連接到市電作為輸入時，對於市電端而言就等於是連接到各種不同的負載，在不做任何的補償方法下，將會使輸入端產生大量的諧波電流。而這些諧波電流會造成供電的效率降低、電子儀器損壞、輸入電壓失真等種種問題，因此有功率因素校正(Power Factor Correction)電路的出現。最常見的 PFC 電路為單相升壓型 PFC 電路，此電路架構簡單也是本論文所使用的多相升壓型電路的基本電路組態，其他也有無橋式、半橋式、全橋式等電路作為 PFC 電路的應用。針對 PFC 電路已經發展了許多的控制方法來達到功率因素校正的目的，最常見的是具有外電壓迴路以及內電流迴路的雙迴路控制架構，也就是具有輸出電壓穩定調節，以及輸入電流追隨輸入電壓達到功率因數校正目的的控制。

此外在各個國家組織間也有訂定許多對於諧波限制的規範，如 International Electrical Commission 及 CENELEC 所制定的 IEC 1000-3-2、IEC/EN 61000-3-2 等。另外尚有許多不同的規範存在於各種不同的應用領域當中，例如飛航用電或是軍事用電對於諧波的規範都有更嚴苛的規定。

如同前面所說，縱使已經有許多的 PFC 電路已經發展，但如何發展出效率更佳、更節省成本的電路或是控制方法也就是本論文研究的目的。

1.2 非線性負載

將理想的弦波電壓源加於一非線性負載，則會造成輸入電流非純弦波，產生諧波電流成份，也會造成共接點(PCC)的線電壓失真。不過此失真通常很小，為了簡化分析在此假設輸入電壓為無失真之基本波 $v_s = \sqrt{2}V_s \sin(\omega_1 t)$ ，其中 $V_{sp} = \sqrt{2}V_s$ 為輸入電壓的峰值。如圖 1.1 所示。



圖 1.1 線電流失真

而線電流可以利用式(1.1)表示，其中 $i_s(t)$ 為基本波， $i_{sh}(t)$ 為第 h 次諧波 ($f_h = hf_1$)。

$$i_s(t) = i_{s1}(t) + \sum_{h \neq 1} i_{sh}(t) = i_{s1}(t) + i_{dis}(t) \quad (1.1)$$

而式(1.1)可以進一步表示為式(1.2)，其中 ϕ_1 為 v_s 和 i_{s1} 的相差， I_{s1} 和 I_{sh} 分別為輸入電流之基本波有效值以及諧波有效值。

$$i_s(t) = \sqrt{2}I_{s1} \sin(\omega_1 t - \phi_1) + \sum_{h \neq 1} \sqrt{2}I_{sh} \sin(h\omega_1 t - \phi_h) \quad (1.2)$$

在此利用總諧波失真因數(THD)描述波型失真特性的數值。在式(1.1)中失真電流成分為。

$$i_{dis}(t) = i_s(t) - i_{s1}(t) = \sum_{h \neq 1} i_{sh}(t) \quad (1.3)$$

而失真電流的電流有效值為式(1.4)表示

$$I_{dis} = \left[I_s^2 - I_{s1}^2 \right]^{\frac{1}{2}} = \left(\sum_{h \neq 1} I_{sh}^2 \right)^{\frac{1}{2}} \quad (1.4)$$

THD 之定義為所有非基本波頻率有效值之總和與基本波有效值的比值。

$$\begin{aligned}
\%THD_i &= 100 \times \frac{I_{dis}}{I_{s1}} \\
&= 100 \times \frac{\sqrt{I_s^2 - I_{s1}^2}}{I_{s1}} \\
&= 100 \times \sqrt{\sum_{h \neq 1} \left(\frac{I_{sh}}{I_{s1}} \right)^2}
\end{aligned} \tag{1.5}$$

常見功率因數的定義為平均實功率和視在功率的比值，可由式(1.6)表示。而平均實功率的定義為，在一週期平均下瞬時電壓與瞬時電流的乘積積分的數值，可以藉由式(1.7)表示。視在功率的定義為電壓有效值和電流有效值的乘積數值，可以藉由式(1.8)表示

$$PF = \frac{P}{S} \tag{1.6}$$

$$P = \frac{1}{T_0} \int_0^T v(t)i(t)dt \tag{1.7}$$

$$S = V_{rms} \times I_{rms} \tag{1.8}$$

考慮負載為非線性負載的狀況下，功率因數的大小就須考慮電流失真的影響，將輸入電壓 $v_s = \sqrt{2}v_s \sin(\omega_1 t)$ 以及輸入電流如式(1.2)表示，代入到式(1.7)可以計算得到平均功率為式(1.9)表示。

$$P = \frac{1}{T_0} \int_0^T \sqrt{2}v_s \sin(\omega_1 t) \times \left[\sqrt{2}I_{s1} \sin(\omega_1 t - \phi_1) + \sum_{h \neq 1} \sqrt{2}I_{sh} \sin(h\omega_1 t - \phi_h) \right] dt \tag{1.9}$$

由於不同頻率的電壓與電流相乘，計算的平均功率皆為零，因此可以將式(1.9)簡化得 (1.10)

$$P = \frac{1}{T_0} \int_0^T \sqrt{2}V_s \sin(\omega_1 t) \times \sqrt{2}I_{s1} \sin(\omega_1 t - \phi_1) dt \tag{1.10}$$

並將式(1.10)計算出，得式(1.11)

$$P = V_s I_{s1} \cos \phi_1 \tag{1.11}$$

將式(1.8)、式(1.11)代入式(1.6)可以得到式(1.12)

$$PF = \frac{P}{S} = \frac{V_s I_{s1} \cos \phi_1}{V_s I_s} = \frac{I_{s1}}{I_s} \cos \phi_1 = DF \times DPF \tag{1.12}$$

而功率因數可分為兩個部分，一個部份為位移功率因數(Displace Power Factor, DPF)由式(1.13)定義，另一個部份則為電流基本波有效值與電流有效值的比值，定義為失真因數(Distortion Factor, DF)如式(1.14)表示。

$$DPF = \cos \phi_1 \quad (1.13)$$

$$DF = \frac{I_{s1}}{I_s} \quad (1.14)$$

因此結合式(1.5)、(1.12)及(1.13)可以將功率因數用式(1.15)表示。

$$PF = \frac{1}{\sqrt{1 + THD_i^2}} \times DPF \quad (1.15)$$

當負載為線性負載時，輸入電流與輸入電壓皆為純弦波，電流基本波有效值即為電流有效值，因此輸入電流與輸入電壓之間的關係則變為很單純的相位領先或是落後，因此可以將式(1.12)簡化為式(1.16)。

$$PF = \cos \phi_1 \quad (1.16)$$

即當負載端為線性負載時，功率因數可直接由輸入電壓輸入電流之相位差決定。



1.3 功率因數校正(Power Factor Correction)

生活中加諸於市電的各式用電，會對於市電產生污染及大量的諧波電流，而如同前面所述，需要一種機制去校正這種現象，功率因數修正的概念因此而產生。最單純的 AC/DC 轉換電路即為將 AC 電源經過橋式整流器，再經過一個大電容濾波得到 DC 的輸出電壓，但這種電路所產生的輸入電流波形如圖 1.2 所示，有相當大的諧波電流成份，因此在這電路加上功率因數修正的機制，用以改善電流諧波的成分。

而功率因數修正的方法可以根據是否有利用主動的開關例如 IGBT 或是 MOSFET 作為分界。在被动功率因數修正的方法中，只有被動元件有使用到例如電感、電容、二極體等。而主動功率因數修正的方法中，則有使用到主動開關，而主動功率因數修正因為需要控制開關，故結構也較為複雜許多。

市面上的電器產品，在加上各種功率因數校正的機制後，還必須要符合一些特定的諧波規範，而依據運用的領域不同有不同的規範內容。以下簡單介紹一種 IEC/EN 61000-3-2 諧波規範，其應用的領域有四大類，依據各種領域有不同的規範內容。



圖 1.2 傳統 AC/DC 橋式整流架構波形示意圖

1.3.1 諧波規範

如前面所述，各個國家以及組織對於應用的領域不同，有不同的電流諧波限制規範，如 International Electrical Commission 及 CENELEC 所制定的 IEC 1000-3-2、IEC/EN 61000-3-2 等。

而 IEC/EN 61000-3-2 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，須符合 IEC/EN 61000-3-2 的諧波規範。在此規範中將設備分為四類 A、B、C 和 D 類，A 類及 B 類為國際電工委員會(IEC)制定，而 C 類及 D 類為可變動的限制，此二類規範取決於被測電路的功率因數以及電路的輸出功率來決定，C 類中 λ 代表的是電路的功率因數，而表 1.1 中對於 C 類的規範內容為和電流基本波的百分比，而 D 類則是和所測試電路的額定負載功率有關，利用和額定負載功率的比值作為 D 類規範的定義。表 1.1 和表 1.2 分別列出 IEC/EN 61000-3-2 的詳細諧波規範事項以及諧波規範的設備分類內容。

表 1.1 IEC/EN 61000-3-2 諧波規範的詳細規範內容

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	-	-
$8 \leq n \leq 40$	$0.23 \times \frac{8}{n}$	$0.345 \times \frac{8}{n}$	-	-

表 1.2 IEC/EN 61000-3-2 諧波規範設備分類內容

IEC/EN 61000-3-2 標準	規範內容
A 類 適用於三相設備、家用電器、電動工具 (不含手提式工具、白熾燈的調光器、音訊設備)	由 IEC 規定
B 類 手提式電動工具、電弧焊設備等非專業人員設備	由 IEC 規定
C 類 照明設備	變動的
D 類 個人電腦和監視器等不超過 600W 驅動功率的設備	變動的

1.3.2 被動功率因數校正

在大致上瞭解了諧波規範的內容後，這裡介紹兩種的功率因數校正方法，被動功率因數校正與主動功率因數校正。

被動功率因數修正有幾個優點，例如結構簡單、可靠度高、對於雜訊的抵抗能力強。但他的缺點為，不可控制的輸出電壓、較差的暫態響應、相當大的體積以及輸入電流波形會隨負載有很大的變化。

透過一些帶拒、帶通或指定諧波消除濾波器的設計可以濾掉如三次、五次諧波，但基本波和輸入電壓的相位差依然會影響到功率因數的表現。另外輸入電壓頻率的改變對於濾波器的設計也有很大的影響。這都是被動功率因數修正的方法無法成為主流的原因。

下面簡單介紹幾種常見的被動功率因數修正器：

A. 橋式整流加上交流側電感

此電路架構為單純橋式整流電路在交流側串聯一電感，此架構為最簡單之被動式功率因數修正電路，當電感選擇很大時，可以使輸入電流為在連續模式下操作。電路架構如圖 1.3 所示，波形示意圖如圖 1.4 所示。

圖 1.3 橋式整流+AC 側電感



圖 1.4 橋式整流+AC 側電感波形示意圖

B. 橋式整流加上串聯共振帶通濾波器

此為利用共振電路來實現功率因數串聯數校正的電路，如圖 1.5 即為一橋式整流器加上利用串聯共振電路實現的帶通濾波器，並透過 L_s 和 C_s 的設計將共振頻率設計在輸入電壓頻率點上，如此即可達到修正輸入電流的功效。波形示意圖如圖 1.6 所示。

圖 1.5 橋式整流+串聯共振

圖 1.6 橋式整流+串聯共振波形示意圖

C. 橋式整流加上並聯共振之帶拒濾波器

另一種透過共振電路設計的功率因數修正器，如圖 1.7 所示為一橋式整流器加上一並聯共振電路實現的帶拒濾波器，透過設計 L_p 和 C_p ，將共振頻率設計在三倍輸入電壓頻率點上，目的為希望有效濾除輸入電流的三次諧波成分。波形示意圖如圖 1.8 所示。



圖 1.7 橋式整流+並聯共振

圖 1.8 橋式整流+並聯共振波形示意圖

D. 橋式整流加上指定諧波消除濾波器

另外還有透過設計共振電路的功率因數修正器如圖 1.9 所示，此電路為可以指定諧波次數消除的濾波器設計，圖 1.9 為利用兩個串聯共振電路並聯於交流測，並且設計兩個串聯共振電路的共振頻率點於三次諧波與五次諧波，希望能有效濾除此二諧波成分。由圖 1.10 可以發現透過減弱三次以及五次諧波對於基本波的影響，輸入電流波形已經表現的算是不錯，但也如同前面所述，被動的功率因數修正方法雖然可以使特定的諧消除，但輸入電流基本波與輸入電壓的相差依然存在，並且對於功率因數依然造成不小的影響。



圖 1.9 橋式整流+3rd & 5th諧波消除

圖 1.10 橋式整流+3rd & 5th諧波消除波形示意圖

E. 橋式整流加上 LCD 濾波器

LCD 濾波器如圖 1.11 所示，即為在橋式整流電路的直流側，加上一個電感(L_s)、電容(C_s)與二極體(D_s)，此種電路的好處在於，可以利用比較小數值的被動元件來達到功率因數修正的功效，即可使電路的體積縮小。波形示意圖如圖 1.12 所示。

圖 1.11 橋式整流+LCD 架構



圖 1.12 橋式整流+LCD 架構波型示意圖

F. 橋式整流加上 Valley-fill 濾波器

此一架構的電路雖然可以達到減小輸入電流諧波的功能，但缺點為輸出電壓的變化相當大如圖 1.14 所示，而這直接影響到的是負載的承受度。波形示意圖如圖 1.14 所示。

圖 1.13 橋式整流+Valley-fill 架構

圖 1.14 橋式整流+Valley-fill 架構波形示意圖

1.3.3 主動功率因數校正

主動式的功率因數修正方法可以依開關的操作頻率粗略的分為兩類，即高頻率的功率因數校正與低頻率的功率因數校正。低頻率功率因數校正顧名思義，即為開關頻率操作在相對低的頻率，也就是兩倍輸入電壓的頻率。高頻率功率因數校正則為開關操作頻率遠大於輸入電壓頻率。

低頻率的功率因數校正為利用線頻相位控制整流器作為實現的電路，藉由控制閘流體較常見的開關控制方法有兩種，一種為熄滅角控制法，另一種為對稱角控制法。在熄滅角控制法中開關導通同步於輸入電壓的零交會點，而去控制開關的關閉時間。利用此方法常會使輸入電流基本波領先輸入電壓，造成如前面所述 DPF 不為一，進而影響功率因數的表現。對稱角控制法則需要設計開關的導通時間與關閉時間，以二分之一輸入電壓週期來看，開關導通的時間必須對稱於四分之一輸入電壓週期的地方。利用對稱角控制法可以使輸入電流基本波與輸入電壓同相，使得 DPF 為一進而達到不錯的功率因數表現。

高頻率的功率因數校正可利用如降壓型電路(BUCK)、升壓型電路(BOOST)、降升壓型電路(BUCK-BOOST)、返馳式電路(FLYBACK)等做為實現的電路。其中升壓型電路為最常見的電路，降升壓型電路和返馳式電路所操作輸出電壓的範圍可大於或小於輸入電壓，因此是良好的功率因數校正電路的選擇。但在使用降升壓型電路上有兩點需要注意，其一為由於輸出電壓的極性相反，因此輸出電壓和輸入電壓並不共地，其二為控制開關的驅動電路需要特別設計，這兩個原因使得降升壓電路可應用的領域便的很狹隘。

另外降壓型電路由於架構上的限制使其只能操作在輸出電壓小於輸入電壓的情況，因此較其他三種電路對於功率因數校正的功能較為遜色，不過降升壓及降壓電路之輸入電流不連續，因此無法應用在電流連續導通模式操作的 PFC 上。

實現於高頻率的功率因數校正的控制方法，較常見的有兩種，即為平均電流控制以及峰值電流控制。此兩種控制方法都需要感測輸入電壓、輸出電壓，最重要的是這兩種控制都需要感測電流，並且為多迴路控制，擁有外電壓迴路以及內電流迴路。其中平均電流控制方法為固定開關頻率的控制，並且不需要做斜率補償即可穩定，而峰值電流控制為開關頻率不固定，並且須做斜率補償來維持系統的穩定。另外也有許多無感測控制的提出，如同前面所述，有電壓無感測控制、電流無感測控制，其中又分可分為單迴路控制與多迴路控制。

本論文所應用的電路為多相升壓型切換式整流器，並實現單迴路的電流無感測控制，達到功率因數修正的功效，其中多相升壓型切換式整流器為利用升壓型電路作為基本電路的延伸電路。以下簡單說明多相升壓型電路的優點，以及無電流感測有別於其他控制方法應用在多相升壓型電路上的優勢。

1.4 文獻回顧

多相升壓型切換式整流器(Multiphase Boost-Type SMR)在功率因數校正電路上已被廣泛的應用，而所謂的多相升壓型切換式整流器是由許多獨立的升壓型轉換器並聯而成。而這些獨立的升壓轉換器是由平均下等效相同的開關訊號所控制。也因為多相升壓型切換式整流器是由許多的升壓型轉換器所並聯而成，輸入電流亦是由各相電流所疊加，也因此多相升壓型切換式整流器在許多的研究中都顯示在功率電子系統應用中可提供較好的可靠度以及效率表現，同時也可達到輸入電流漣波降低的功效。另外若系統中使用多相升壓型電路，由於輸入電流漣波可有效的降低，因此可以縮小電感以及電磁干擾濾波器的體積。將有效增加系統的功率密度[1]，並且有利於高功率的應用。

而由於多相升壓型電路是由許多升壓型電路並聯而成，因此各相電流大小將與相數成反比，故單一開關切換時所造成的切換損也較傳統升壓型電路小。另外利用零電壓切

換以及電路操作在邊界模式、不連續導通模式所實現的多相升壓型電路，也在許多研究中提出用於高功率的應用上[2,3,4]。不過隨著相數的提升，首先元件消耗增加是必然且明顯的，多一相就多一組電感、二極體以及開關，在穩態和暫態的分析上以及開關訊號的處理上也都較傳統的升壓型轉換器複雜，另外由於輸入電流為各相電流所疊加，因此需要額外的機制去保證各相電流平均分配[5]。另外在多相升壓型電路實現上，大多的研究都以兩相式為主要實現電路[1,2,3,4,7,8,9]，但也有利用三相式作為實現架構[5,6]，其中[5]也利用了 Cuk 做為實現的電路。

在單相的升壓電路中，有許多無感測控制已經發展，其中包括了電壓無感測控制[12-16]、電流無感測控制[10,11,14]。其中電流無感測控制在多相升壓型電路實現上，可以更顯著的節省迴授的訊號。從控制架構的觀點下，這些無感測控制[10-16]可以分為兩種種類：一種為多迴路無感測控制[10,12,13]，另一種為單迴路無感測控制[11,14-16]。由於在單迴路無感測控制中只有一個迴路，也就是電壓迴路，而多迴路控制則為在電壓迴路中尚有一個內電流迴路。

在升壓型架構的切換式整流器，電感電流上升斜率和輸入電壓成比例，下降斜率則為和輸出電壓和輸入電壓的差成比例。而上述的這些關係利用於多迴路無感測控制中[10,12,13]用以估測電流及電壓數值。在[12]的無感測控制架構為不感測輸入電壓及輸出電壓，因此輸入電壓為由電感的上升斜率所重建出，而在[12,13]中的輸出電壓則由電感的下降斜率所估測而得。至於在[10]中則為電流無感測控制，因此電流訊號則由輸入電壓及輸出電壓所預測出來。在這裡值得一提的是，在[12,13]中在電流上升及下降的區間，各別都必須感測兩次以上，如此才可得出在這段感測時間的變化率，進而估測出電壓數值。而在[10]中，為了得到更準確預測的電流，感測輸入電壓以及輸出電壓的頻率必須隨著開關的切換頻率提高而提高。

參考文獻[11,14-16]為單迴路的無感測控制，常用的電壓隨耦控制即可視為最早的單迴路無感測控制，開關訊號為直接由經過輸出電壓迴路的訊號與一個載波做比較而產生[14]。另外其他的單迴路無感測控制有如[15]的非線性載波控制，以及如[16]的平均電流模式控制，皆為不感測輸入電壓的無感測控制。在[15]中的非線性載波以及在[16]中的三

角波載波振幅，皆為由輸出電壓迴路所產生的訊號作為調變的依據，而開關訊號正是由此經過調變的載波訊號與迴授的電流訊號做比較所產生的。雖然在[15,16]並沒有電流迴路，但還是必須迴授電流。至目前的無感測控制在單迴路架構下，大多為需要感測電流的控制架構，而[11]提出了一個在單迴路下的電流無感測控制架構，並且在電感電流連續導通模式下操作。而本論文的控制架構就是基於[11]做延伸，將之應用在多相升壓型電路上，由於無需感測電流的特性因此在多相升壓型電路下，無關相數的多寡，迴授的訊號都為兩個，輸出電壓以及輸入電壓的相位，如此和其他的需要感測電感電流的控制架構相比在成本上的優勢立馬可見。上述之參考文獻在表 1.3 有個大略的整理。

表 1.3 參考文獻分類

	DC/DC		AC/DC		
	CCM	DCM	CCM	CM	DCM
N=2	[9]	[8]	[1,7]	[2,4]	[3]
N=3			[5,6]		
Input Voltage Sensorless		[14]	[12,15,16]		[14]
Output Voltage Sensorless			[12,13]		
Current Sensorless		[14]	[10,11]		[14]

1.5 UCC28060 及 UCC28070 介紹

以上說明了多相升壓型電路的架構以及電流的特性，以及一些無感測的控制方法，以下介紹 TEXAS INSTRUMENTS (TI)實現的兩顆 IC，UCC28060 以及 UCC28070，兩顆皆為用於交錯式電路(兩相電路)架構下的控制 IC，依據電流操作模式的不同分為在邊界模式操作的 UCC28060 與在連續導通模式操作的 UCC28070。以下將介紹此兩顆已經被廣為使用 IC 的特性以及功能。

1.5.1 UCC28060

UCC28060 為 TI 研發，協助降低在數位電視、個人電腦電源、低階伺服器平台及電子照明穩定器的電源系統成本與耗電，所推出的第一款兩相交錯式 PFC 控制器。此 PFC 控制 IC 為將電流控制在邊界模式操作，旨在降低開關造成的損失。UCC28060 有許多特性，以下將簡單介紹。

A. *Natural Interleaving*TM 特性

*Natural Interleaving*TM 是 TI 所註冊的一個商標技術，而他所涵蓋的內容包括：在低負載環境下之相數管理能力，用於提高低負載下的效率、雙迴路故障安全防護裝置，為利用雙迴路的確認機制來避免短路現象以及湧浪電流保護機制等。

其中透過 *Natural Interleaving*TM 這個技術，可以使得兩相電路在同步下個別獨立操作，這可以使得電路的契合度高、反應速度快，並且可以保證兩相電路都在邊界模式下操作。

B. 系統特性

在 UCC28060 中，有許多保護的機制包括了：停電機制、輸出過電壓保護、開路保護、過載保護、軟啟動機制、相位錯誤偵測以及過熱關閉保護等，針對各種不同可能導致系統損壞的情況都有對應的保護機制。此類 IC 也提供單相的功率因數修正應用，可以提高在低負載應用下的效率。透過交錯式開關設計可以減小輸入以及輸出的電流漣波，因此可達到較高的可靠度以及在元件的利用上可以減小濾波電容，以及 EMI 濾波器的體積。

C. 控制方法

在 UCC28060 中，利用了一個電壓的補償器用來控制開關開啟的時間，而這個補償器的架構如圖 2.6 所示。開關導通時間如式(1.17)所示，其中 V_{COMP} 為誤差放大器的輸出，而 125mV 為一個平移的調變參數，可以由式(1.17)觀察到，開關導通的時間正比於 V_{COMP} 以及係數 K_T ，而 K_T 會隨者使用的狀況不同而改變，例如在高電壓使用時 K_T 就為

在低電壓利用時的三倍如式(1.18)所示，而在單相應用時 K_T 為兩相的兩倍。且由圖 1.15 可以知道對於開關導通時間的限制可以由式(1.19)表示。

$$T_{ON} = K_T \times (V_{COMP} - 125mV) \quad (1.17)$$

$$K_{TL} = 3 \times K_{TH} \quad (1.18)$$

$$T_{ON(MAX)} = K_T \times 4.825V \quad (1.19)$$

圖 1.15 UCC28060 電壓誤差放大器

開關的導通時間可以透過式(1.17)得知，而在邊界模式操作的電路，開關開始導通的時間為電感電流降到零的時候，而這顆 IC 具備兩相偵測電感電流零交越點的機制，可以偵測電感電流降至零的時刻。

1.5.2 UCC28070

UCC28070 為 TI 研發，利用在千瓦功率等級的通訊、伺服器和工業控制系統上。此類 IC 為利用交錯式的平均電流控制方法來達到功率因數校正的功能。UCC28070 在功能上較 UCC28060 更為多樣，UCC28060 具有的保護機制 UCC28070 也都有並且多了許多的創新功能，其中最重要的增進即為多了一個電流的補償迴路，利用一個乘法器的實現產生一個電流的參考訊號，供獨立的兩個電流誤差放大器使用，此舉可以保證在平均電流控制下的兩相電流契合，並且產生一個穩定、低失真的弦波輸入電流。此外尚有許多功能在下面做簡單介紹。

A. 創新功能

UCC28070 為了在功率因數、總諧波電流失真、暫態響應及效率提升上，發展了許多的創新功能，如：電流合成、量化電壓前饋的功能。其中電流合成的功能為加在電流

補償迴路的前級，由於迴授兩相的開關電流時只能得知電流的上升波型，因此透過電流合成的機制在開關導通的時候透過取樣電流迴授並記錄此時流經開關的電流，而當開關關閉時透過計算好的開關下降斜率重建下降的電流，藉此完成一個完整的電感電流訊號好和電感電流參考訊號比較。

量化電壓前饋的機制，為將迴授的整流輸入電壓在 IC 內部量化為八個數量級，並且對應八個固定的 k_{VFF} 參數，此 k_{VFF} 的數值代表的為該區間的電壓有效值平方，並用於之後乘法器的運算，取代直接迴授整流的輸入電壓，如此消除了直接迴授訊號，訊號的二次諧波對於乘法器結果的失真影響，透過此機制所產生出來的參考電流訊號可用式 (1.20) 表示。其中 V_{VAO} 為電壓補償迴路的輸出訊號， V_{VINAC} 為量化後的輸入電壓。

$$I_{IMO} = \frac{17\mu A \times (V_{VINAC}) \times (V_{VAO} - 1)}{k_{VFF}} \quad (1.20)$$

B. 系統特性

UCC28070 交錯式連續導通模式 PFC 控制 IC，除上述所說增進的創新外，尚具有許多特點，如：可程式變頻、外部時脈同步、兩相以上偶數相的應用以及透過電壓補償迴路的迴轉率校正目的為使暫態響應變好等，都為 UCC28070 的優點以及更廣泛的應用範圍。另外也有許多保護的機制，來防止系統的損壞，如：輸出過電壓偵測、可程式峰值電流限制、不足偏壓停工機制、開路保護以及過熱保護等。

C. 電流補償迴路

在控制上，UCC28070 比 UCC28060 多了兩個電流補償迴路，每相各有獨立的電流補償迴路，架構如圖 1.16 所示。圖中的 x 代表的式其中任一相。這個電流的補償機制是由經過重建的平均電感電流和從乘法器輸出的參考電流做比較，所產生的輸出控制訊號 V_{CAO} 再跟後級的三角波作比較產生開關的 PWM 控制訊號。

圖 1.16 UCC28070 電流補償迴路

D. 電壓補償迴路

在電壓補償迴路的設計上，兩相電路的設計和單相電路的設計是為相同的，架構如圖 1.17 所示。但必須注意到的為，電壓迴路的頻寬必須儘可能小於兩倍輸入電壓頻率，避免導致補償電路輸出電壓的失真。由於補償電路的輸出即為乘法器的輸入，而乘法器即為電流迴路的參考電流來源，因此也接連影響到電流的控制。



圖 1.17 UCC28070 電壓補償迴路

以下附上完整的 UCC28060 及 UCC28070 的內部架構圖[28,29]。

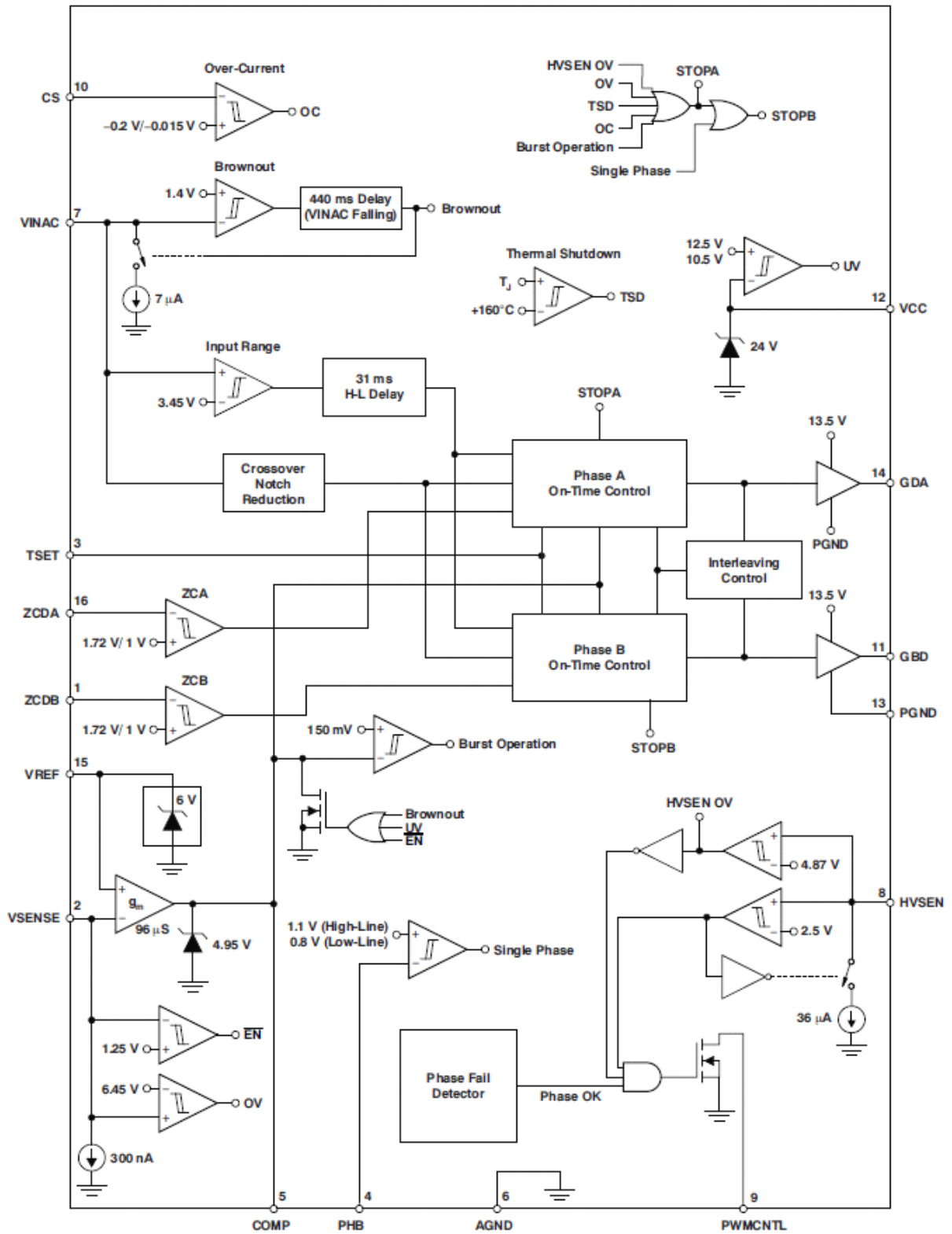


圖 1.18 UCC28060 內部架構圖

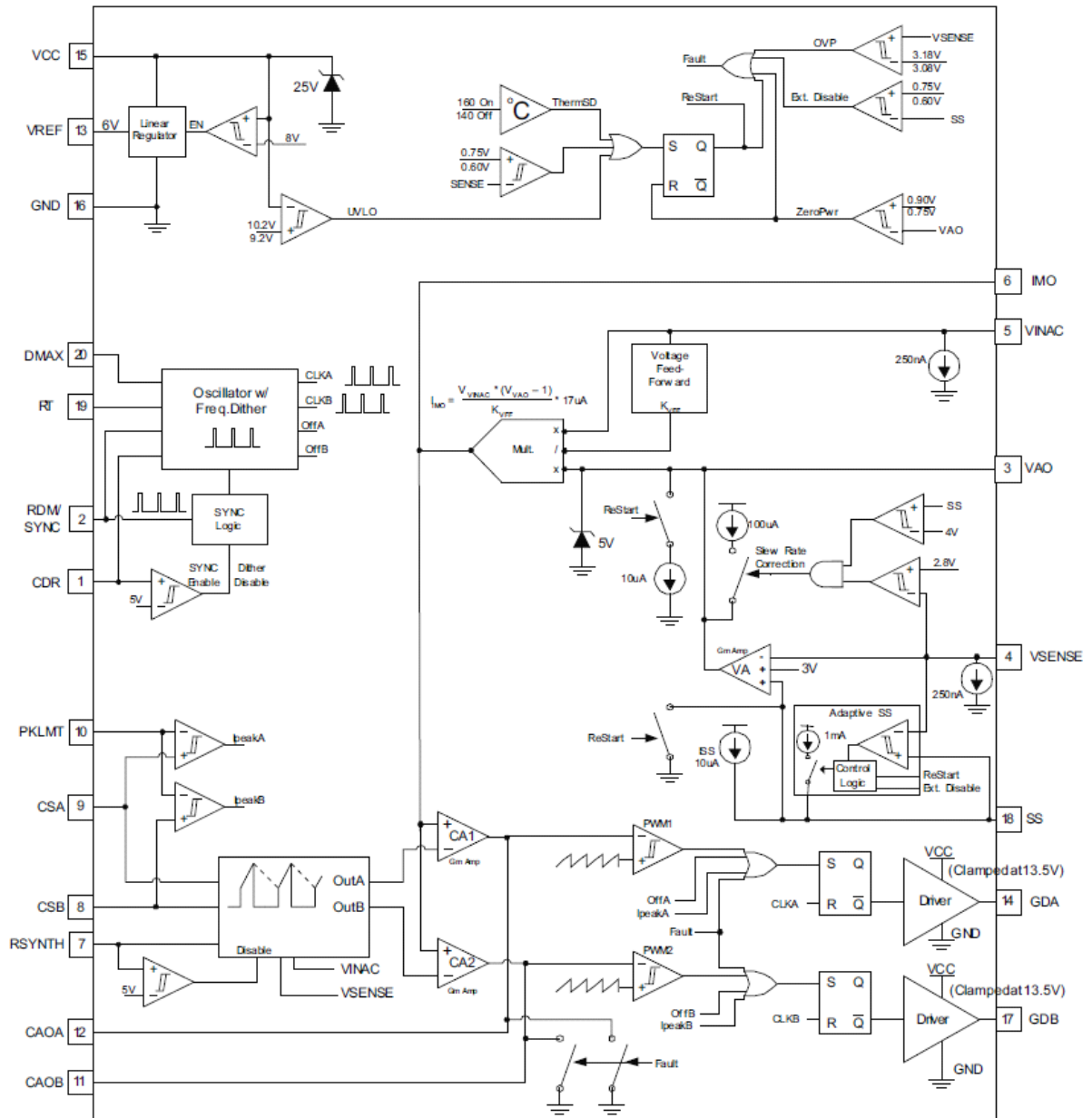


圖 1.19 UCC28070 內部架構圖

第二章

多相升壓型切換式整流器

多相升壓型電路如同前面所說，具有較高的可靠度以及效率的表現，同時可以達到輸入電流漣波降低的功效，並且有利於高功率的應用。另外在有些文獻中[28]指出，多相升壓型電路在低功率應用時，透過控制器設計降低電路的工作相數還可以提升在低功率應用時的效率。故以下將針對此多相升壓型整流電路做介紹。

2.1 多相升壓型整流器



圖 2.1 N 相升壓型切換式整流器電路

如圖 2.1 所示， N 相升壓型電路包含了一個橋式整流器以及由許多升壓型的 DC/DC 轉換器並聯而成的電路。其中具有 N 個相同的電感以及二極體，以及具有 N 個開關，輸出則是透過一個很大的電容，濾波後輸出給負載。在開關訊號方面，透過控制器輸出的 v_{cont} 產生一組開關訊號 $d(t)$ ，而後經由開關訊號產生器產生出 N 組不同切換時序的開關訊號，供給 N 個開關。

由電路的架構可以知道當輸入電壓 v_s 為正時，輸入電流 i_s 等於總電感電流 i_L ，而當輸

入電壓 v_s 為負時輸入電流 i_s 等於負的總電感電流 $-i_L$ ，因此可以將輸入電流表示為式(2.1)所示。

$$i_s(t) = \text{sign}(v_s(t)) i_L(t) \quad (2.1)$$

其中 $\text{sign}(\bullet)$ 為：

$$\text{sign}(X) = \begin{cases} +1, & \text{when } X \geq 0 \\ -1, & \text{when } X < 0 \end{cases} \quad (2.2)$$

而多相升壓型電路的開關切換時序設計，由上述已經了解各相開關的控制訊號為由 v_{cont} 控制訊號和三角波 v_{tri} 作比較，得到的開關訊號 $d(t)$ 經過開關訊號產生器再分配給各相關開關做控制，因此可以了解平均下的責任週期為式(2.3)。

$$\bar{d} = 1 - v_{cont} \quad (2.3)$$

在此為了分析穩態下該多相升壓型電路行為先提出幾點假設：

- 一、假設開關切換頻率遠大於入電頻率，因此在每一個切換週期下，輸入電壓可以視為一個固定的數值。
- 二、假設輸出濾波電容 C_d 相當大，因此輸出電壓可以視為一個定值 V_d 。
- 三、各相電感感值以及電感內阻值相同。
- 四、開關導通與截止時，各迴路的總壓降皆為 V_F 。

在基於上述假設下做以下的推導，討論 N 相升壓型電路的開關設計，首先將一開關週期分為 N 個時間區間，因此平均下的責任週期可藉由式(2.4)表示。

$$\frac{(k-1)T_s}{N} \leq \bar{d}T_s < \frac{kT_s}{N}, \quad k=1 \sim N \quad (2.4)$$

由式(2.4)可發現當 $k=1 \sim N$ ，平均的責任週期有 N 個範圍，而在此 N 個範圍中各相電感電流的表現皆不同，因此必須將此 N 個可能性對於分析的影響皆考慮到後續的分析中。如圖 2.2 所示，其中 $d_1(t) \sim d_N(t)$ 為 N 像開關的開關訊號，而 $i_{L,1}(t) \sim i_{L,N}(t)$ 為在此

開關訊號下各相對應的電感電流波形，而 $i_L(t)$ 則為此 N 相電感電流波形疊加後的總電感電流波形。

N 相升壓型電路開關設計的方式是將組成 $d(t) (= d_1(t))$ 的波形 #1 ~ # N ，藉由特定的排列方式來組成其他的開關訊號， $d_2(t)$ 開關訊號的設計即為將 $d_1(t)$ 的 #1 ~ # N 波形重新排列成為 # N , #1 ~ # $N-1$ ， $d_3(t)$ 開關訊號的設計即為將 $d_2(t)$ 的 # N , #1 ~ # $N-1$ 波形重新排列成為 # $N-1$, # N , #1 ~ # $N-2$ ，如圖 2.2 所示，如此可以推至 $d_N(t)$ 的排列順序即為 #2 ~ # N , #1，如此即可產生 N 個開關訊號，因為皆為由相同的 #1 ~ # N 波形所組成，所以保證此 N 相開關在平均下均有相同的責任週期，如式(2.5)所示。

$$\bar{d} = \bar{d}_1 = \bar{d}_2 = \dots = \bar{d}_N \quad (2.5)$$

將開關依照上述說明的方式設計，預期可以達到輸入電流漣波消除的功能，以下則依照上述的開關設計去推導證明漣波消除的關係式。





圖 2.2 開關訊號及電感電流波形($k=2, \frac{T_s}{N} \leq \bar{d}T_s < \frac{2T_s}{N}$)



圖 2.3 開關訊號及電感電流波形($k = N-1, \frac{(N-2)T_s}{N} \leq dT_s < \frac{(N-1)T_s}{N}$)

2.2 最大漣波電流相等之等效電路

如圖 2.2 所示，圖中所表示的開關導通時間範圍為在 $\frac{T_s}{N} \leq \bar{d}T_s < \frac{2T_s}{N}$ ， $k=2$ 作圖。在一個開關週期中可以分為 N 個時間長度為 $\tau = \frac{T_s}{N}$ 的區間，在任一個時間區間中只會有一相開關為切換的狀態，其餘皆為全開或是全關的狀態，因此(2.6)式在各個時間區間下皆滿足。其中 N_{ON} (N_{OFF}) 是指在一個時間區間下開關全開(全關)的個數，同時 N_{ON} 和 N_{OFF} 也可以利用當時責任週期所在的區間 k 表示。

$$N = N_{ON} + N_{OFF} + 1 \quad (2.6)$$

$$N_{ON} = k - 1 \quad (2.7)$$

$$N_{OFF} = N - k \quad (2.8)$$

開關導通時間 T_{ON} 可透過(2.9)式描述，其中 τ_{ON} 是指在開關在切換的狀態下(圖 2.2 的 #2 狀態)，開關導通所佔的時間。可用下述式子表示。

$$T_{ON} = N_{ON} \times \tau + \tau_{ON} = \bar{d}T_s \quad (2.9)$$

$$\tau_{ON} = T_{ON} - N_{ON} \times \tau = \left(\bar{d} - \frac{k-1}{N}\right)T_s, \quad k=1 \sim N \quad (2.10)$$

將(2.10)式整理後可以得到(2.11)式。

$$\bar{d} = \frac{k-1}{N} + \frac{\tau_{ON}}{T_s}, \quad k=1 \sim N \quad (2.11)$$

根據以上所定義的式子，總電感電流漣波可以利用以下的推導所得到。其中總電感電流上升斜率可以由(2.12)式表示，下降斜率可以用(2.13)式表示，

$$m_+ = (N_{ON} + 1) \times \frac{|v_s|}{L} - N_{OFF} \times \frac{V_d - |v_s|}{L} \quad (2.12)$$

$$m_- = - \left[N_{ON} \times \frac{|v_s|}{L} - (N_{OFF} + 1) \times \frac{V_d - |v_s|}{L} \right] \quad (2.13)$$

在得到上述兩個斜率後，總電感電流漣波即可利用總電感電流上升斜率乘上維持的時間而得，也可以利用總電感電流下降斜率乘上維持的時間得到另一個總電感電流漣波

的表示式，也就如(2.14)、(2.15)式表示。

$$I_{rip,N} = m_+ \times \tau_{ON} \quad (2.14)$$

$$I_{rip,N} = m_- \times (\tau - \tau_{ON}) \quad (2.15)$$

將(2.14)、(2.15)式相加可以得到：

$$\tau = \frac{I_{rip}}{\left[(N_{ON} + 1) \times \frac{|v_s|}{L} - N_{OFF} \times \frac{V_d - |v_s|}{L} \right]} - \frac{I_{rip}}{\left[N_{ON} \times \frac{|v_s|}{L} - (N_{OFF} + 1) \times \frac{V_d - |v_s|}{L} \right]} \quad (2.16)$$

將(2.16)式整理可得：

$$I_{rip,N} = \frac{V_d T_s}{L} \times \left(\frac{\tau_{ON}}{T_s} - N \left(\frac{\tau_{ON}}{T_s} \right)^2 \right) \quad (2.17)$$

由(2.17)式可以計算出當 $\tau_{ON} = \frac{T_s}{2N}$ 可以對應到最大的總電感電流漣波數值，如(2.18)式所示。

$$I_{rip,N,max} = \frac{V_d T_s}{4NL} \quad (2.18)$$

將(2.11)式代入(2.17)式，可以得到(2.19)式。

$$I_{rip,N} = \frac{V_d T_s [Nd - k + 1] [-Nd + k]}{LN}, \quad k = 1 \sim N \quad (2.19)$$

利用(2.17)式做圖 2.4(b)時，可以發現總電流漣波與所分析的責任週期區間 k 無關，而當以(2.19)式做圖 2.4(a)時，輸入總電流漣波則和每個區間的 k 值有關。這是因為在不同的平均責任週期下， τ_{ON} 可能會相同，因此利用(2.17)式做圖 2.4(b),(c)時在不同的 k 值區間下對應到的波形將會相同，此時的波形將只和相數 N 有關，圖 2.4(d)即為對所有的 N 都成立。由(2.18)式以及圖 2.4 可以推得等效的漣波電路，在最大漣波相同的觀點下， N 相式多相升壓型電路可以等效為如圖 2.5 所示之單開關升壓型電路。

如圖 2.5 所示，由 N 相升壓型電路藉由輸入總電流最大漣波相等的條件下，所等效的單開關升壓電路，可以發現的是，等效的單開關電路的電感數值增加了 N 倍，而其他的參數皆為一樣，如此就可以發現在漣波消除的層面上，多相式電路具有很大的優勢，

單開關電路需要利用到 N 倍的電感才能達到相同的漣波消除能力。

(a)

(b)



(c)

(d)

圖 2.4 輸入電流漣波關係示意圖

圖 2.5 最大漣波相同之單開關等效電路

2.3 平均狀態下之模型推導

N 相升壓型電路架構可以由圖 2.1 明顯看出，總電感電流 i_L 是由 N 相電感電流 $i_{L,1} \sim i_{L,N}$ 所疊加產生。而多相升壓型電路的各相開關平均責任週期皆相同，故推導平均觀點下的多相升壓型電路可以簡單拆成各相來分析。在此由於平均狀態下的模型與之後的控制器推導有關，因此將電感內阻 r_L 與總迴路導通壓降 V_F 考慮進以下的推導中。

因此可以得到各相電流的式子皆為(2.20)式所示。

$$L \frac{di_{L,i}(t)}{dt} = V_{sp} |\sin(\omega t)| - i_{L,i}(t) \times r_L - V_F - V_d \times (1 - \bar{d}) \quad (2.20)$$

各相電感電流相加得到總輸入電感電流如(2.21)式所示。

$$L \left(\sum_{i=1}^N \frac{di_{L,i}(t)}{dt} \right) = NV_{sp} |\sin(\omega t)| - \sum_{i=1}^N i_{L,i}(t) \times r_L - NV_F - NV_d \times (1 - \bar{d}) \quad (2.21)$$

將 $i_L = \sum_{i=1}^N i_{L,i}$ 關係代入(2.21)式可以得到(2.22)式。

$$L \frac{di_L}{dt} = NV_{sp} |\sin(\omega t)| - i_L \times r_L - NV_F - NV_d \times (1 - \bar{d}) \quad (2.22)$$

整理可得(2.23)式。

$$\frac{L}{N} \frac{di_L}{dt} = V_{sp} |\sin(\omega t)| - i_L \times \frac{r_L}{N} - V_F - V_d \times (1 - \bar{d}) \quad (2.23)$$

故得到在平均狀態下的輸入電感總電流的表示式，就平均的角度可以將圖 2.1 的多相升壓型電路等效為圖 2.6 的平均電流單開關等效電路。由圖 2.6 可以觀察到在平均狀態下之單開關等效電路，總迴路壓降維持一樣的 V_F ，但電感數值及電感內阻皆下降了 N 倍，圖 2.6 中的橋式整流器和二極體皆視為理想元件。由於之後的控制器設計考慮就是在穩態下的平均狀態，因此將利用平均狀態下的單開關電路去做推導。

圖 2.6 平均狀態下之單開關等效電路



第三章

無電流感測控制器設計與分析

由 2.3 節的推導，可以知道多相升壓型電路可以等效為單開關的升壓電路，因此以下 3.1 節先就一相電路也就是指具有一個開關的升壓電路做無電流感測的推導。

3.1 一相電路之無電流感測控制架構

以下將介紹所實現的無電流感測控制器，首先就一升壓型電路作為推導的依據。一個簡化的升壓型電路可以用圖 3.1 所示，其中包含了總迴路導通壓降 V_F 及電感內阻 r_L 的不理想因素。



圖 3.1 升壓型電路簡化電路

圖 3.2 無電流感測控制迴路

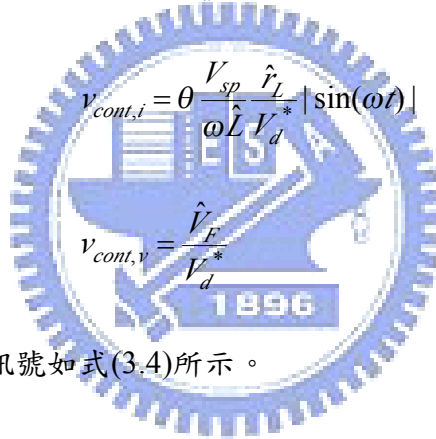
所實現的無電流感測控制迴路由圖 3.2 所示，迴授了兩個訊號輸入電壓以及輸出電壓。迴授輸入電壓的目的為在控制器內部產生一個同步的 $|\sin(\omega t)|$ ，迴授輸出電壓透過一個電壓迴路和輸出電壓的參考訊號 V_d^* 相減，誤差訊號進入電壓控制器產生一個位移角訊號，經過後續的處理產生 $|\sin(\omega t - \theta)|$

而在此處 v_{cont} 的設計包含了補償電感內阻 $v_{cont,i}$ 、開關導通壓降 $v_{cont,v}$ 的迴路，以及無電流感測迴路 $v_{cont,\theta}$ ，透過這兩個補償迴路，可以使電路的非理想因素對於輸入電流的影響降低，其中 $v_{cont,i}$ 、 $v_{cont,v}$ 、 $v_{cont,\theta}$ 補償訊號的設計由下面幾個式子表示。

$$v_{cont,\theta} = \frac{V_{sp}}{V_d^*} |\sin(\omega t - \theta)| \quad (3.1)$$

$$v_{cont,i} = \theta \frac{V_{sp}}{\omega \hat{L}} \frac{\hat{r}_L}{V_d^*} |\sin(\omega t)| \quad (3.2)$$

$$v_{cont,v} = \frac{\hat{V}_F}{V_d^*} \quad (3.3)$$



因此可以得到 v_{cont} 控制訊號如式(3.4)所示。

$$v_{cont} = v_{cont,\theta} - v_{cont,v} - v_{cont,i} = \frac{V_{sp}}{V_d^*} |\sin(\omega t - \theta)| - \frac{\hat{V}_F}{V_d^*} - \theta \frac{V_{sp}}{\omega \hat{L}} \frac{\hat{r}_L}{V_d^*} |\sin(\omega t)| \quad (3.4)$$

因此透過將式(3.4)代入到(2.3)中可以得到平均責任週期的表示式為(3.5)。

$$\bar{d} = 1 - v_{cont} = 1 - \frac{V_{sp}}{V_d^*} |\sin(\omega t - \theta)| + \frac{\hat{V}_F}{V_d^*} + \theta \frac{V_{sp}}{\omega \hat{L}} \frac{\hat{r}_L}{V_d^*} |\sin(\omega t)| \quad (3.5)$$

得到平均下的責任週期表示式如式(3.5)後，考慮圖 3.1 的電路在開關導通下的等效電路可以由圖 3.3 所示。在開關導通時二極體反向偏壓，此時輸入電源對電感充電，而負載端則由電容放電。因此透過克希霍夫電壓定律可以知道在開關導通下電壓方程式為式(3.6)所示。

圖 3.3 升壓型電路開關導通等效電路

$$L \frac{di_L(t)}{dt} = V_{sp} |\sin(\omega t)| - V_F - i_L r_L \quad (3.6)$$

當開關截止時，圖 3.1 的電路可以等效為圖 3.4 的電路，此時二極體為導通狀態，並且電感對負載放電，而此時的迴路電壓方程式可以用式(3.7)表示。



圖 3.4 升壓型電路開關關閉等效電路

$$L \frac{di_L(t)}{dt} = V_{sp} |\sin(\omega t)| - V_d - V_F - i_L r_L \quad (3.7)$$

利用狀態平均法將式(3.6)和式(3.7)合併。首先將式(3.6)乘上開關導通時間 $\bar{d}T_s$ 得到式(3.8)，以及將式(3.7)乘上開關關閉時間 $(1-\bar{d})T_s$ 得到式(3.9)。

$$L \frac{di_L(t)}{dt} \bar{d}T_s = [V_{sp} |\sin(\omega t)| - V_F - i_L r_L] \bar{d}T_s \quad (3.8)$$

$$L \frac{di_L(t)}{dt} (1-\bar{d})T_s = [V_{sp} |\sin(\omega t)| - V_d - V_F - i_L r_L] (1-\bar{d})T_s \quad (3.9)$$

將式(3.8)和式(3.9)相加可以得到式(3.10)。

$$L \frac{di_L(t)}{dt} = V_{sp} |\sin(\omega t)| - (1 - \bar{d})V_d - V_F - i_L r_L \quad (3.10)$$

其中平均責任週期利用式(3.5)推導的結果代入式(3.10)，可以得到式(3.11)，由於在此不考慮誤差參數的影響 $\hat{V}_F = V_F$ 、 $\hat{r}_L = r_L$ 及 $\hat{L} = L$ ，所以將總導通壓降 V_F 抵銷，而式(3.10)變成一個一階微分方程式。

$$L \frac{di_L(t)}{dt} = V_{sp} |\sin(\omega t)| - V_{sp} |\sin(\omega t - \theta)| + \left[\frac{V_{sp} \theta}{\omega L} |\sin(\omega t)| - i_L \right] r_L \quad (3.11)$$

因此現在的目標為將式(3.11)解出，首先利用三角函數特性將 $\sin(\omega t - \theta)$ 展開成 $\sin(\omega t) \cos(\theta) - \cos(\omega t) \sin(\theta)$ ，並且由於在此控制器中，所實現的位移角訊號 θ 相當小，因此 $\sin(\theta) \approx \theta$ 、 $\cos(\theta) \approx 1$ ，接著重新整理式(3.11)可以得到式(3.12)。

$$\frac{di_L(t)}{dt} = \frac{V_{sp} |\sin(\omega t)|}{L} - \frac{V_{sp} |\sin(\omega t) - \theta \cos(\omega t)|}{L} + \left[\frac{V_{sp} \theta}{\omega L} |\sin(\omega t)| - i_L \right] \frac{r_L}{L} \quad (3.12)$$

將式(3.12)絕對值符號取掉。可以得到一個近似如式(3.13)所示。

$$\frac{di_L(t)}{dt} \approx \text{sign}(\sin(\omega t)) \left[\frac{V_{sp} \theta}{L} \cos(\omega t) \right] + \left[\frac{V_{sp} \theta}{\omega L} |\sin(\omega t)| - i_L \right] \frac{r_L}{L} \quad (3.13)$$

最後將式(3.13)求解得到式(3.14)

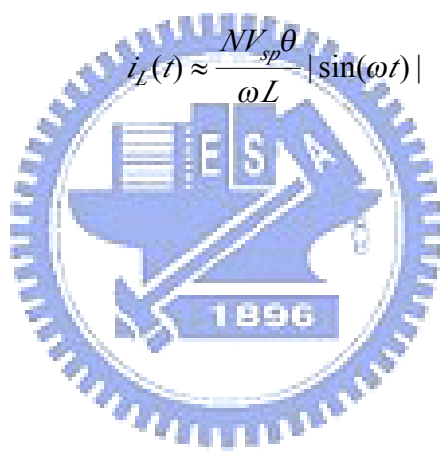
$$i_L(t) \approx \frac{V_{sp} \theta}{\omega L} |\sin(\omega t)| \quad (3.14)$$

由上式了解到當在無電流感測控制下，輸入電流是純弦波並且振幅和位移角訊號 θ 成正比。以下將討論的電路由升壓型電路轉換成多相升壓型電路。

3.2 多相電路之無電流感測控制架構

圖 3.5 多相升壓型電路平均狀態等效電路

如圖 3.5 所示為一 N 相升壓型電路等效單開關電路，其中電感值與電感內阻值縮小了 N 倍。藉由上述推導的結果可以得到，對於多相升壓型電路的無電流感測控制迴路可以用圖 3.6(a) 表示。而式(3.14)，在 N 相電路架構下變為式(3.15)所表示。

$$i_L(t) \approx \frac{NV_s \theta}{\omega L} |\sin(\omega t)| \quad (3.15)$$


(a)

(b)

圖 3.6 多相升壓型電路無電流感測控制迴路

(a) 不含相數調節器；(b) 包含相數調節器。

其中改變的只有 $v_{cont,i}$ 的迴路，變為 $\theta \frac{NV_{sp}}{\omega \hat{L}} \frac{\hat{r}_L}{NV_d^*} |\sin(\omega t)|$ ，不過可以將其中多相升壓

型電路的參數 N 消去，因此多相升壓型電爐的無電流感測控制迴路就跟圖 3.2 相同，故可了解此無電流感測控制迴路在電感內阻補償迴路上，應用於各種相數的電路中只要電感內阻與電感比值固定，就不需改變，此特性利於在各種負載的狀況下做相數的切換，而控制器本身不需更動即可達到相同的控制效果。

而圖 3.6(b) 為加上相數調節器的無電流感測控制迴路，用於偵測當相數變化時，位移角適當的調節量，圖中的相數調節機制為當電路相數為 N 操作時，相數調節器的參數為一，而當減少至一相為 $N-1$ 相操作時，相數調節器的參數就變為 2，而當減少至電路為一相操作時，相數調節器的參數就變為 N 。

由圖 3.2 及圖 3.6 可以發現，在補償迴路中參數所除的輸出電壓數值為參考電壓值 V_d^* ，並非真實的輸出電壓值 V_d ，一方面是由於濾波電容相當大，因此輸出電壓可以等效為固定的參考電壓值，另一方面在控制迴路中省略了即時的非整數除法，取而代之的是一個固定的常數，這對於控制器的實現省掉了相當多的資源消耗，亦使得控制的撰寫簡化許多，在第四章即利用此種無電流感測控制器去做模擬。此外對於電路中不理想因素補償迴路的簡化，如簡化了補償電感內阻與總導通壓降的迴路，此時的無電流感測控制迴路變為圖 3.7 所示，之後在第四章亦會有相對應的模擬驗證。

圖 3.7 簡化補償迴路的無電流感測控制迴路

3.3 電路誤差參數分析

在以下的分析將考慮電路的參數誤差，對於總電感電流及輸出電壓轉移函數的影響。考慮的項目如式(3.16)、(3.17)和(3.18)所示。

$$\Delta r_L = \hat{r}_L - r_L \quad (3.16)$$

$$\Delta L = \hat{L} - L \quad (3.17)$$

$$\Delta V_F = \hat{V}_F - V_F \quad (3.18)$$

其中電感內阻(\hat{r}_L)、電感(\hat{L})及總迴路導通壓降(\hat{V}_F)為在 FPGA 內補償的數值，而 r_L 和 L 為實際在多相升壓型切換式整流器中的實際數值， V_F 為實際總迴路導通壓降的數值。因為考慮電路誤差參數的關係，式(3.5)可以改寫成式(3.19)。

$$\bar{d} = 1 - \frac{V_{sp}}{V_d^*} \left[|\sin(\omega t - \theta)| - \theta \frac{\hat{r}_L}{\omega \hat{L}} |\sin(\omega t)| \right] + \frac{\hat{V}_F}{V_d^*} \quad (3.19)$$

將式(3.19)代入(2.23)中可以得到式(3.20)

$$\frac{L}{N} \frac{di_L}{dt} = V_{sp} \left[|\sin(\omega t)| - |\sin(\omega t - \theta)| + \theta \frac{\hat{r}_L}{\omega \hat{L}} |\sin(\omega t)| \right] - \frac{i_L \times r_L}{N} + (\hat{V}_F - V_F) \quad (3.20)$$

將上式利用 $\sin(\theta) \approx \theta$ 、 $\cos(\theta) \approx 1$ 可以將式(3.20)近似為式(3.21)

$$\frac{L}{N} \frac{di_L}{dt} + \frac{i_L \times r_L}{N} = V_{sp} \left[|\sin(\omega t)| - |\sin(\omega t) - \theta \cos(\omega t)| + \theta \frac{(r_L + \Delta r_L)}{\omega(L + \Delta L)} |\sin(\omega t)| \right] + \Delta V_F \quad (3.21)$$

並且在此無電流感測控制中此所實現的 $\theta \approx 0$ ，因此 $|\sin(\omega t)| - |\sin(\omega t) - \theta \cos(\omega t)|$ 可以利用 $\theta \times \text{sign}(\sin(\omega t)) \cos(\omega t)$ 所取代，因此式(3.21)可以改寫成式(3.22)。

$$\frac{L}{N} \frac{di_L}{dt} + \frac{i_L \times r_L}{N} = V_{sp} \theta \left[\text{sign}(\sin(\omega t)) \cos(\omega t) + \frac{(r_L + \Delta r_L)}{\omega(L + \Delta L)} |\sin(\omega t)| \right] + \Delta V_F \quad (3.22)$$

由於電感電流在穩態下具有週期性，並且週期為 $\frac{T}{2}$ ，因此電感電流可以用式(3.23)表示，並且具有式(3.24)的特性，其中 T 為輸入電壓的週期。

$$i_L(t) = \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} i_{Ln}(t - n \times \frac{T}{2}) \quad (3.23)$$

$$i_{Ln}\left(\frac{T}{2}\right) = i_{Ln}(0) \quad (3.24)$$

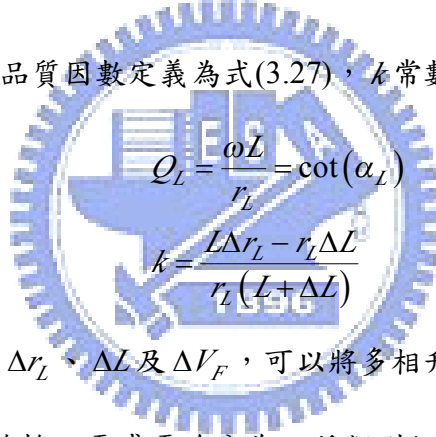
若我們只考慮式(3.22)的範圍在 $\left[0: \frac{T}{2}\right]$ ，則式(3.22)可以改寫成式(3.25)

$$\frac{L}{N} \frac{di_{Ln}}{dt} + \frac{i_{Ln} \times r_L}{N} = V_{sp} \theta \left[\cos(\omega t) + \frac{(r_L + \Delta r_L)}{\omega(L + \Delta L)} \sin(\omega t) \right] + \Delta V_F \quad (3.25)$$

將式(3.25)求解可以得到式(3.26)的半週期輸入總電感電流表示式

$$i_{Ln}(t) \approx \left[\begin{array}{l} \frac{NV_{sp}\theta}{\omega L} \sin(\omega t) + i_{Ln}(0) e^{-\frac{\omega t}{Q_L}} + \frac{\Delta V_F}{r_L} (1 - e^{-\frac{\omega t}{Q_L}}) \\ + k \times \frac{NV_{sp}\theta}{\omega L} \sin(\alpha_L) [\sin(\alpha_L) \sin(\omega t) - \cos(\alpha_L) \cos(\omega t)] \\ + k \times \frac{NV_{sp}\theta}{\omega L} \sin(\alpha_L) \cos(\alpha_L) e^{-\frac{\omega t}{Q_L}} \end{array} \right] \times \left[u(t) - u\left(t - \frac{T}{2}\right) \right] \quad (3.26)$$

其中 Q_L 代表的是電感的品質因數定義為式(3.27)， k 常數的定義在式(3.28)



$$Q_L = \frac{\omega L}{r_L} = \cot(\alpha_L) \quad (3.27)$$

$$k = \frac{L\Delta r_L - r_L\Delta L}{r_L(L + \Delta L)} \quad (3.28)$$

依據誤差參數的表現 Δr_L 、 ΔL 及 ΔV_F ，可以將多相升壓型切換式整流器利用單迴路無電流感測控制實現的總輸入電感電流分為三種類型如表 3.1 及圖 3.8 所示，可分為純弦波電流(Sinusoidal)、箝制電流(Clamped)及硬換相電流(Hard-commutation)。

表 3.1 依據誤差參數不同所產生不同種類的輸入電流

	$k < 0$	$k = \frac{L\Delta r_L - r_L\Delta L}{r_L(L + \Delta L)} = 0$	$k > 0$
$\Delta V_F < 0$	Clamped	Clamped	either Hard-commutation or Clamped
$\Delta V_F = 0$		Sinusoidal	Hard-commutation

$\Delta V_F > 0$	either Hard-commutation or Clamped	Hard-commutaion	
------------------	---------------------------------------	-----------------	--

(a)

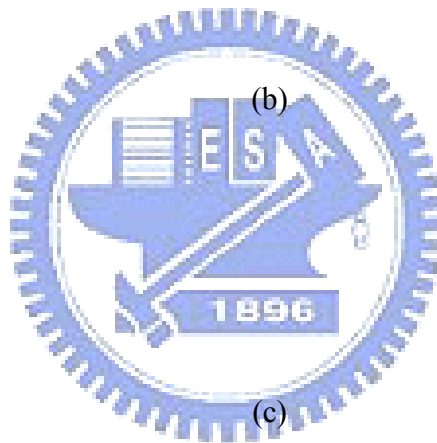


圖 3.8 參數誤差所可能產生的輸入電流波形
(a)純弦波；(b)箝制電流；(c)硬換相電流波形。

3.4 平均輸入電流波形

以下考慮在不同的誤差參數影響下，平均輸入電流的表現，分為三類做討論分別是純弦波電流、箝制電流以及硬換相電流波形。

3.4.1 純弦波電流

經由上述的分析，可以推得半週期的總電感電流的通式為式(3.26)所示。在此考慮沒有 Δr_L 、 ΔL 及 ΔV_F 誤差參數的影響，因此 $\Delta V_F = 0$ 、 $k = 0$ ，以及在純弦波電流的狀態下，電流初始值為零因此，電流可以表示為式(3.29)所示。

$$i_{Ln}(t) \approx \left[\frac{NV_{sp}\theta}{\omega L} \sin(\omega t) \right] \times \left[u(t) - u\left(t - \frac{T}{2}\right) \right] \quad (3.29)$$

將式(3.29)代入式(3.23)變成式(3.30)得到總電感電流為。

$$i_L(t) = \frac{NV_{sp}\theta}{\omega L} \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} \sin\left(\omega t - \frac{nT}{2}\right) \left[u\left(t - \frac{nT}{2}\right) - u\left(t - \frac{nT}{2} - \frac{T}{2}\right) \right] \approx \frac{NV_{sp}\theta}{\omega L} |\sin(\omega t)| \quad (3.30)$$

再將式(3.30)代入式(2.1)可以推得輸入電流的表示式，如式(3.30)所示。

$$i_s(t) = \text{sign}(v_s) i_L(t) \approx \frac{NV_{sp}\theta}{\omega L} \sin(\omega t) \quad (3.31)$$

由式(3.31)可以觀察到，輸入電流為和輸入電壓同相的純弦波電流波形，並且正比於位移角訊號 θ 。

3.4.2 箝制電流

在升壓型切換式整流器電路中，電感的電流必須為正數或是等於零，因此當 Δr_L 、 ΔL 及 ΔV_F 誤差參數使得式(3.26)之總電感電流表示式變為負的時候，實際上電感電流則會維持為零，直到下一個半週期的到來，因此會有一段電流維持在 DCM 一段時間，如圖 3.8(b)所示。在此類型的電流中電流為從零出發並結束在零的位置，也就是 $i_{Ln}(0) = 0$ 。

從式(3.26)及表 3.1 可以發現，在 $\Delta V_F \leq 0$ 和 $k \leq 0$ 時，由於 $(1 - e^{-\frac{\omega}{Q_L}t})$ 及 $\cos(\alpha_L) e^{-\frac{\omega}{Q_L}t} - \cos(\omega t + \alpha_L)$ 在每個半週結束前皆為正，所以電流此時將會維持在零。

藉由上述的描述，可以知道在此電流情況下 $i_{Ln}(0)=0$ ，以及利用

$\sin(\alpha_L) = \frac{1}{\sqrt{(1+Q_L^2)}}$ 和 $\cos(\alpha_L) = \frac{Q_L}{\sqrt{(1+Q_L^2)}}$ 取代，可以將式(3.26)改寫成式(3.32)。其中

t_c 為標示在圖 3.8(b)中，為電流提前降到零的時刻，範圍為 $0 < t_c \leq \frac{T}{2}$ 。

$$i_{Ln}(t) \approx \left[\begin{aligned} & \frac{NV_{sp}\theta}{\omega L} \left[\left(1 + \frac{k}{1+Q_L^2} \right) \sin(\omega t) - \frac{kQ_L}{1+Q_L^2} \cos(\omega t) \right] \\ & + \frac{NV_{sp}\theta}{\omega L} \times \frac{kQ_L}{1+Q_L^2} e^{-\frac{\omega t}{Q_L}} + \frac{\Delta V_F}{r_L} (1 - e^{-\frac{\omega t}{Q_L}}) \end{aligned} \right] \times [u(t) - u(t-t_c)] \quad (3.32)$$

在式(3.32)中，總電感電流的 $\frac{\Delta V_F}{r_L} (1 - e^{-\frac{\omega t}{Q_L}})$ 項和 θ 沒有關係，另外 ΔV_F 並不會影響輸出

電壓小訊號轉移函數 $G_c(s) = \frac{\Delta V_d}{\Delta \theta}$ ，因此以下為了簡化分析假設 $\Delta V_F = 0$ ，透過式(2.1)、式(3.23)及式(3.32)可以將輸入電流表示為式(3.33)。

$$i_{s,c}(t) \approx \frac{NV_{sp}\theta}{\omega L} \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} \left[\begin{aligned} & \left(1 + \frac{k}{1+Q_L^2} \right) \sin(\omega t) \\ & - \frac{kQ_L}{1+Q_L^2} \cos(\omega t) \\ & + \frac{kQ_L}{1+Q_L^2} \text{sign}(\sin(\omega t)) e^{-\frac{\omega t - \frac{nT}{2}}{Q_L}} \end{aligned} \right] \times \left[u\left(t - \frac{nT}{2}\right) - u\left(t - t_c - \frac{nT}{2}\right) \right] \quad (3.33)$$

3.4.3 硬換相電流

和上述幾節討論相異的，在每個半週期要結束時透過誤差參數 Δr_L 、 ΔL 及 ΔV_F 的影響，可能會使電流依然為正值，這將會迫使在電壓由正變負時，電流也強迫從原先導通的兩個橋式整流器換到另一組。而此時電流在每個半週期出發的值也並不是零，將式(3.26)代入到式(3.24)可以計算出在每個半週期時電流在穩態下出發的值如式(3.34)表示。

$$i_{Ln}(0) = \frac{\Delta V_F}{r_L} + k \times \frac{NV_{sp}}{\omega L} \times \frac{Q_L}{1+Q_L^2} \times \frac{1 + e^{-\frac{\pi}{Q_L}}}{1 - e^{-\frac{\pi}{Q_L}}} \quad (3.34)$$

再將式(3.34)重新代入到式(3.26)可以得到在強制轉換類型下的總輸入電感電流為式

(3.35)表示。

$$i_{L_n}(t) \approx \left[\begin{array}{l} \frac{NV_{sp}\theta}{\omega L} \left(1 + k \times \frac{1}{1+Q_L^2} \right) \sin(\omega t) \\ -k \times \frac{NV_{sp}\theta}{\omega L} \times \frac{Q_L}{1+Q_L^2} \times \cos(\omega t) \\ +k \times \frac{NV_{sp}}{\omega L} \times \frac{Q_L}{1+Q_L^2} \times \frac{2}{1-e^{-\frac{\pi}{Q_L}}} e^{-\frac{\omega t}{Q_L}} + \frac{\Delta V_F}{r_L} \end{array} \right] \times \left[u(t) - u\left(t - \frac{T}{2}\right) \right] \quad (3.35)$$

在式(3.35)中，總電感電流的 $\frac{\Delta V_F}{r_L}$ 項和 θ 沒有關係，另外 ΔV_F 並不會影響輸出電壓小訊號轉移函數 $G_h(s) = \frac{\Delta V_d}{\Delta \theta}$ ，因此以下為了簡化分析假設 $\Delta V_F = 0$ 。如同上述分析方法透過式(2.1)、式(3.23)及式(3.35)可以將輸入電流表示為式(3.36)。

$$i_{s,h}(t) \approx \frac{NV_{sp}\theta}{\omega L} \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} \left[\begin{array}{l} \left(1 + \frac{k}{1+Q_L^2} \right) \sin(\omega t) - \frac{kQ_L}{1+Q_L^2} \cos(\omega t) \\ + \text{sign}(\sin(\omega t)) \frac{kQ_L}{1+Q_L^2} \frac{2}{1-e^{-\frac{\pi}{Q_L}}} e^{-\frac{\omega t - \frac{nT}{2}}{Q_L}} \end{array} \right] \times \left[u\left(t - \frac{nT}{2}\right) - u\left(t - \frac{T}{2} - \frac{nT}{2}\right) \right] \quad (3.36)$$

透過以上的分析，得到了在各種誤差參數影響下，不同電流類型的輸入電流表示式，以下利用表 3.2 做一個整理。

表 3.2 誤差參數影響下不同輸入電流波形式子

純弦波電流
$i_s(t) = \frac{NV_{sp}\theta}{\omega L} \sin(\omega t)$
箝制電流
$i_{s,c}(t) \approx \frac{NV_{sp}\theta}{\omega L} \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} \left[\left(1 + \frac{k}{1+Q_L^2} \right) \sin(\omega t) - \frac{kQ_L}{1+Q_L^2} \cos(\omega t) \right. \\ \left. + \text{sign}(\sin(\omega t)) \frac{kQ_L}{1+Q_L^2} e^{-\frac{\omega t - \frac{nT}{2}}{Q_L}} \right] \times \left[u\left(t - \frac{nT}{2}\right) - u\left(t - t_c - \frac{nT}{2}\right) \right]$
硬換相電流
$i_{s,h}(t) \approx \frac{NV_{sp}\theta}{\omega L} \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} \left[\left(1 + \frac{k}{1+Q_L^2} \right) \sin(\omega t) - \frac{kQ_L}{1+Q_L^2} \cos(\omega t) \right. \\ \left. + \text{sign}(\sin(\omega t)) \frac{kQ_L}{1+Q_L^2} \frac{2}{1 - e^{-\frac{\pi}{Q_L}}} e^{-\frac{\omega t - \frac{nT}{2}}{Q_L}} \right] \times \left[u\left(t - \frac{nT}{2}\right) - u\left(t - \frac{T}{2} - \frac{nT}{2}\right) \right]$

3.5 輸出電壓轉移函數推導

在此將推導多相升壓型切換式整流器，利用單迴路無電流感測控制的輸出電壓轉移函數。由式(3.5)可以知道，開關的責任週期 \bar{d} 是由位移角訊號 θ 經過一些計算得到的。因此將推導位移角訊號 θ 對輸出電壓訊號 V_o 的轉移函數。

3.5.1 純弦波電流

由式(3.31)可以發現，輸入電流 i_s 將為一個純弦波，並且和輸入電壓同相位，而電流的振幅則和位移角訊號 θ 成正比。因此可以了解輸入平均功率 P_s 是受到單迴路無電流感測控制所輸出的控制訊號調整。

而位移角訊號擾動對於輸出電壓擾動影響，之間的輸出電壓轉移函數關係，可以透

過輸入平均功率 P_s 、輸出平均功率 P_d 以及電容功率擾動 ΔP_C 推得。其中輸入平均功率加上輸入功率擾動可以由式(3.37)表示。

$$P_s + \Delta P_s = \frac{NV_{sp}^2(\theta + \Delta\theta)}{2\omega L} = \frac{NV_{sp}^2\theta}{2\omega L} + \frac{NV_{sp}^2\Delta\theta}{2\omega L} \quad (3.37)$$

而輸出電壓平均功率加上輸出功率擾動可以藉由負載變動 ΔR_L 以及輸出電壓變動 ΔV_d 來表示，如式(3.38)表示。在此假設負載為純電阻 R_L ，但有一擾動項 ΔR_L 。

$$P_d + \Delta P_d = \frac{(V_d^* + \Delta V_d)^2}{R_L + \Delta R_L} \approx \frac{(V_d^*)^2}{R_L} + \frac{(V_d^*)^2}{R_L} \left(-\frac{\Delta R_L}{R_L} \right) + \frac{2V_d^* \Delta V_d}{R_L} \quad (3.38)$$

電容功率擾動 ΔP_C 可以利用輸出電壓擾動 ΔV_d 來表示，如式(3.39)所示。

$$\Delta P_C = \frac{d\left(\frac{C}{2}(V_d^* + \Delta V_d)^2\right)}{dt} \approx CV_d^* \frac{d(\Delta V_d)}{dt} \quad (3.39)$$

在功率平衡的考慮下 $\Delta P_s = \Delta P_d + \Delta P_C$ ，因此可以得到小訊號的輸出電壓轉移函數，如式(3.40)所示。

$$G_s(s) = \frac{\Delta V_d}{\Delta\theta} = \frac{NV_{sp}^2}{2CV_d^*\omega L} \times \frac{1}{s + \frac{2}{CR_L}} \quad (3.40)$$

由式(3.40)可以發現，輸出電壓的表現可以視為一個一階的模型，因此透過一個 PI 控制器就可以調變的很好。因此不考慮電路誤差參數影響之單迴路無電流感測控制下的等效小訊號模型，可以由圖 3.9 表示。

圖 3.9 無電流感測下多相升壓型電路之等效小訊號模型



3.5.2 箝制電流

由於在此的輸入電流並非純弦波，因此需要先將式(3.33)利用傅利葉級數展開，展開的結果中，與輸入電壓 $V_{sp} \sin(\omega t)$ 同相的基本波電流可以用式(3.41)表示，其中 $F_c(k, Q_L)$ 利用式(3.42)表示。

$$I_{s,c} = \frac{NV_{sp}\theta}{\omega L} F_c(k, Q_L) \quad (3.41)$$

$$F_c(k, Q_L) = \left[\begin{aligned} & \left(1 + \frac{k}{1+Q_L^2} \right) \left(\frac{2t_c}{T} - \frac{1}{2\pi} \sin(2t_c) \right) - \frac{kQ_L}{1+Q_L^2} \left(\frac{1-\cos(2t_c)}{2\pi} \right) \\ & + \frac{2}{\pi} \times \frac{kQ_L}{1+Q_L^2} \times \frac{Q_L^2 - Q_L^2 \cos(t_c) e^{-\frac{t_c}{Q_L}} - Q_L \sin(t_c) e^{-\frac{t_c}{Q_L}}}{1+Q_L^2} \end{aligned} \right] \quad (3.42)$$

由於式(3.41)說明了和輸入電壓同相的基本波電流從原先的式(3.31)的 $\frac{NV_{sp}\theta}{\omega L}$ ，變成乘上一個和 k 誤差參數以及 Q_L 電感品質因數，有關的穩態下固定的常數 $F_c(k, Q_L)$ ，因此接下來在推導輸出電壓轉移函數時輸入平均功率的擾動 ΔP_s 變為式(3.43)所示。

$$\Delta P_s = F_c(k, Q_L) \times \frac{NV_{sp}^2 \Delta\theta}{2\omega L} \quad (3.43)$$

因此輸出電壓轉移函數變為式(3.44)所示

$$G_c(s) = F_c(k, Q_L) \times \frac{NV_{sp}^2}{2CV_d^* \omega L} \times \frac{1}{s + \frac{2}{CR_L}} = F_c(k, Q_L) \times G_s(s) \quad (3.44)$$

式(3.44)可以視為式(3.40)之純弦波電流的輸出電壓轉移函數，乘上一個調變因子 $F_c(k, Q_L)$ ，在此所討論的箝制電流與純弦波類型的輸入電流皆可被歸類於屬於軟切換，這是由於當每個半週期開始時電流都從零開始上升。下面將討論的硬換相電流類型是屬於硬切換的種類，因為當每個半週開始時電流都不為零出發，因此在每個半週都會有強制換相的情形出現如圖 3.8(c)所示。

3.5.3 硬換相電流

仿上述分析方法，將式(3.36)利用傅利葉級數展開，展開的結果中，與輸入電壓 $V_{sp} \sin(\omega t)$ 同相的基本波電流可以用式(3.45)表示，其中 $F_h(k, Q_L)$ 利用式(3.46)表示。

$$I_{s,h} = \frac{NV_{sp}\theta}{\omega L} F_h(k, Q_L) \quad (3.45)$$

$$F_h(k, Q_L) = \left[\left(1 + \frac{k}{1+Q_L^2} \right) - \frac{1}{2\pi} \times \frac{kQ_L}{1+Q_L^2} + \frac{2}{\pi} \times \frac{kQ_L}{1+Q_L^2} \times \frac{Q_L^2 + Q_L^2 e^{-\frac{T}{2Q_L}}}{1+Q_L^2} \right] \quad (3.46)$$

由於式(3.45)說明了和輸入電壓同相的基本波電流從原先式(3.31)的 $\frac{NV_{sp}\theta}{\omega L}$ 變成乘上一個和 k 誤差參數以及 Q_L 電感品質因數，有關的穩態下固定的常數 $F_h(k, Q_L)$ ，因此接下來在推導輸出電壓轉移函數時輸入平均功率的擾動 ΔP_s 變為式(3.47)所示。

$$\Delta P_s = F_h(k, Q_L) \times \frac{NV_{sp}^2 \Delta\theta}{2\omega L} \quad (3.47)$$

因此輸出電壓轉移函數變為式(3.48)所示

$$G_h(s) = F_h(k, Q_L) \times \frac{NV_{sp}^2}{2CV_d^* \omega L} \times \frac{1}{s + \frac{2}{CR_L}} = F_h(k, Q_L) \times G_s(s) \quad (3.48)$$

式(3.47)可以視為式(3.40)之純弦波電流的輸出電壓轉移函數，乘上一個調變因子 $F_h(k, Q_L)$ 。前面所述兩種電流類型純弦波以及箝制電流類型，所有橋式整流器的二極體都是操作在零電流切換(ZCS)，但在此硬換相電流類型橋式整流器的二極體並非在零電流時關閉，這將會導致多餘的損失以及下降整體的效率，除此之外在輸入電壓由正變負的時間，電流的強制切換將會產生比前面兩種更大量的諧波電流成分。

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[32]。

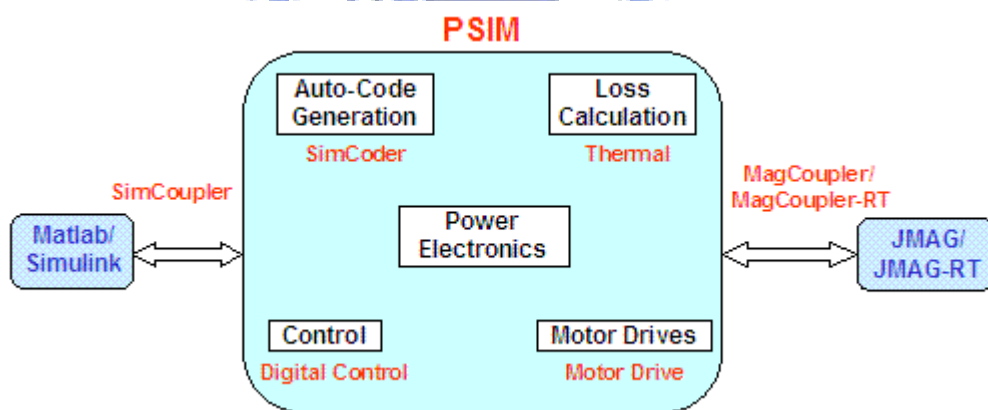


圖 4.1 PowerSIM 功能模組概圖

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

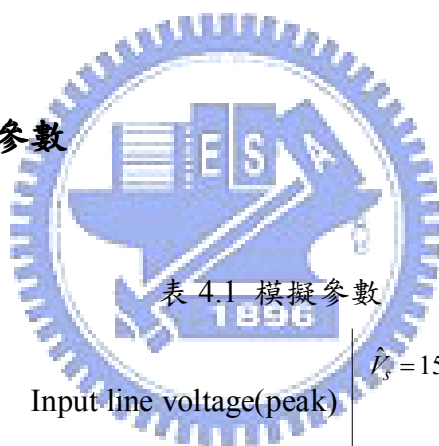


表 4.1 模擬參數

Input line voltage(peak)	$\hat{V}_s = 155V(110V_{rms})$
Voltage command	$V_d^* = 300V$
Rated output power	$\bar{P} = 700W$
Input line frequency	$f = 50Hz$
Smoothing capacitance	$C_d = 1880\mu F$
Boost inductance	$L = 4mH$
ESR of boost inductance	$r_L = 0.25\Omega$
Conduction voltage	$V_F = 3.68V$
Carrier frequency	$f_{wi} = 10kHz$

在此利用 PSIM 所實現的模擬電路為圖 4.2 所示，其中包含了多相升壓型主電路、一個 PI 控制器、PWM 模組，以及無電流感測控制迴路，而無電流感測控制迴路中有兩個補償迴路，一個為補償電感內阻的迴路一個為補償總導通壓降的迴路。而在圖 4.2 中模擬的電路為實現圖 3.6 的控制迴路。

而圖 4.2 中的參數由表 4.1 列出，其中電感值指的是獨立各相的電感值，感值為 4mH，電感內阻亦指的是獨立各相的電感內阻值，阻值為 0.25Ω。電路是操作在入電 110 有效值、50Hz，輸出電壓透過控制穩定在 300V，最大額定功率為 700W，輸出濾波電容為 1880uF，總迴路導通壓降近似為 3.68V。

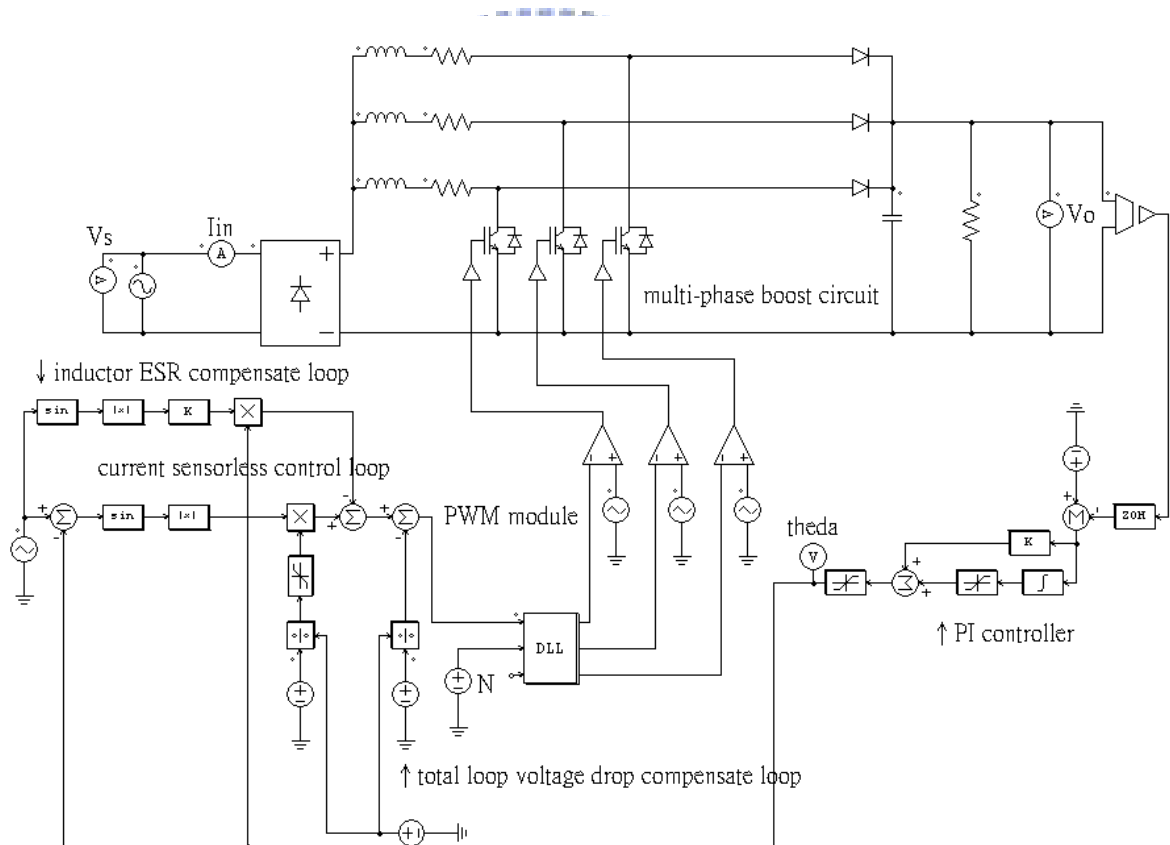


圖 4.2 PSIM 模擬電路圖

4.2 無電流感測控制實現於多相升壓型電路

這裡利用電腦模擬來驗證多相升壓型電路，在無電流感測控制器實現上的表現，下表列出了模擬所使用的參數，其中針對了一相的升壓型電路及兩相的多相升壓型電路去做模擬，模擬穩態下兩種電路的表現以及兩相升壓型電路在負載變動為 30%~100%及 66%~100%的切載暫態響應。另外也模擬了兩種電路在負載 200W~700W 範圍下穩態的輸入電流波形，並加以整理。

利用圖 4.2 模擬的電路，其中 $\hat{V}_F = V_F$ 、 $\hat{r}_L = r_L$ 以及 $\hat{L} = L$ 因此誤差參數 $\Delta r_L = 0$ 、 $\Delta V_F = 0$ 以及 $\Delta L = 0$ ，故如表 3.1 的推導預測會為純弦波電流波形，以下則模擬一相及兩相電路觀察其穩態下的輸入電流及輸出電壓波形。

4.2.1 穩態波形

透過表 4.1 參數的設定下，模擬一相升壓型電路與兩相升壓型電路，透過模擬出來的圖 4.3 及圖 4.4 可以觀察到，輸入電流與輸入電壓同相，輸出電壓振幅並無很大的差異。而控制訊號 v_{cont} 主要是由 $v_{cont,0}$ 所主導，這是由於電感的跨壓遠較總導通電壓 V_F 以及電感內阻的跨壓來的大。且隨著相數的增加 $v_{cont,i}$ 隨之減少，表示隨相數增加各相所需要的位移角 θ 也隨之下降。在兩相電路中，可以發現輸入電流在責任週期為 0.5 時電流漣波近乎為零。而 THD_i 的表現，一相升壓型電路約為 7.82%，兩相升壓型電路約為 7.72%。

由圖 4.3 及圖 4.4 所示的穩態下輸出電壓波形，在相同的控制器，相同的開關頻率，一相電路的輸出電壓漣波可以稍微觀察到略大於兩相電路，這是因為兩相電路的電路架構使得輸出電壓的漣波由開關頻率變為兩倍的開關頻率，因此使得漣波得以變小。

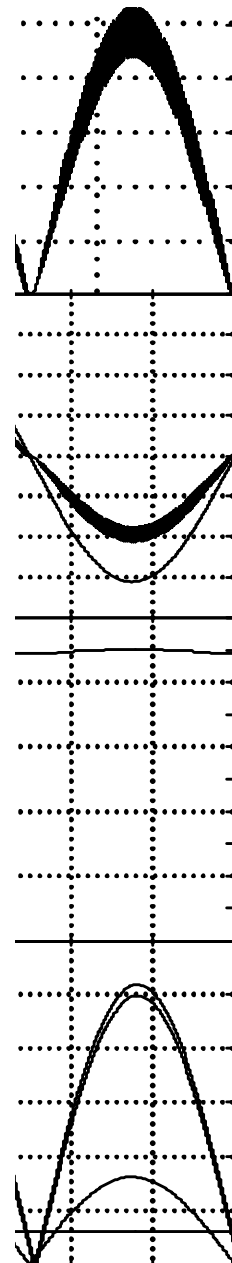


圖 4.3 一相電路額定穩態波形

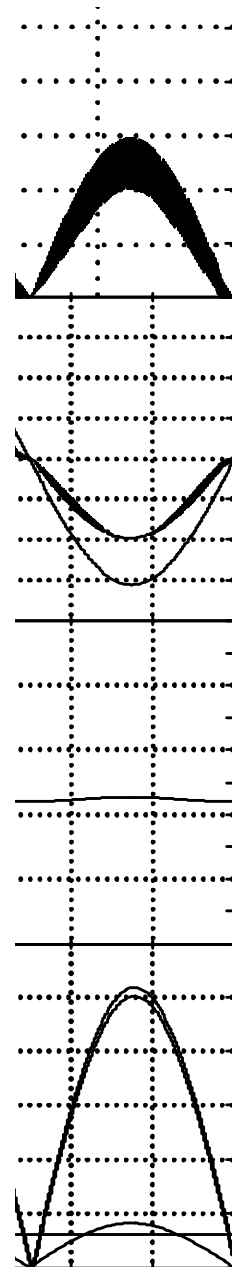


圖 4.4 兩相電路額定穩態波形

以下為利用無電流感測控制迴路，控制兩相升壓型電路，模擬在不同負載從 700W 到 200W 的穩態輸入電流波形。另外將各電流的諧波成份整理在表 4.2 中。

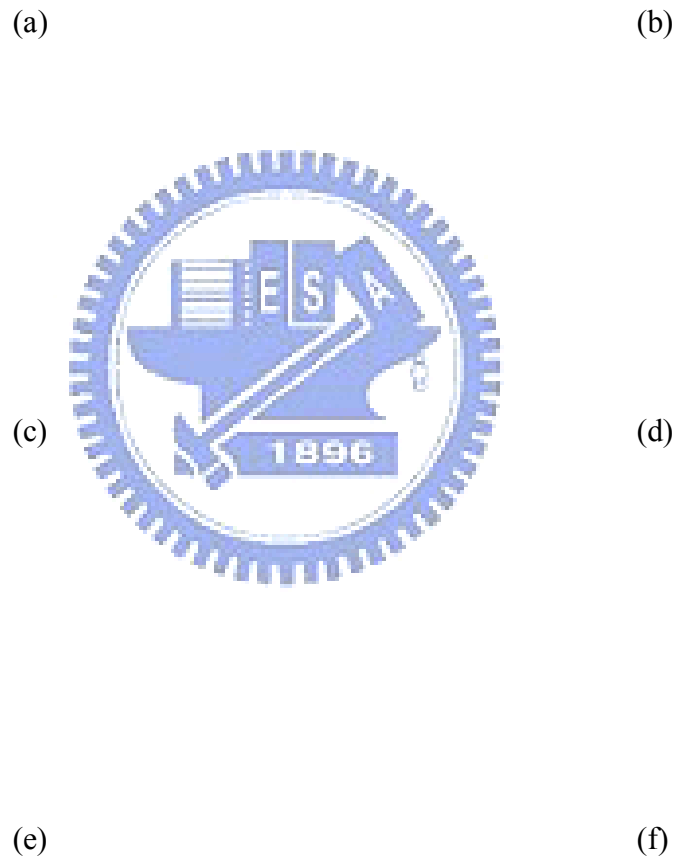


圖 4.5 不同瓦數下之穩態輸入電流波形

(a)700W ; (b)600W ; (c)500W ; (d)400W ; (e)300W ; (f)200W 。

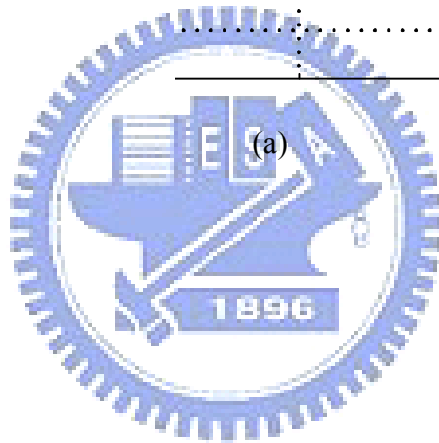
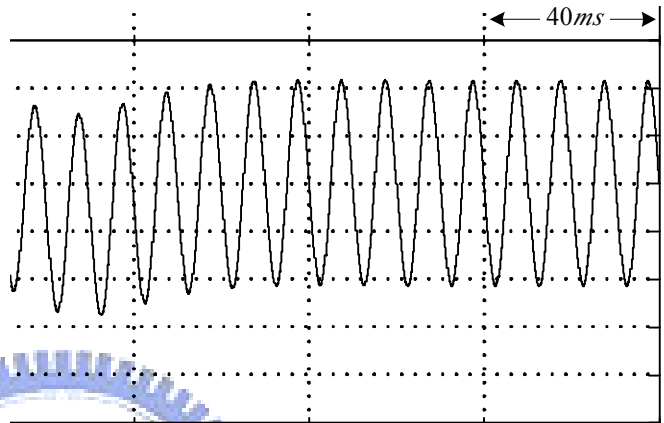
表 4.2 負載 200W~700W 諧波數值整理

諧波次數	200W	300W	400W	500W	600W	700W
1-基本波 (單位安培)	2.663	3.997	5.334	6.671	8.01	9.354
3	0.158	0.332	0.434	0.516	0.583	0.648
5	0.094	0.087	0.127	0.154	0.173	0.187
7	0.029	0.033	0.071	0.098	0.114	0.128
9	0.019	0.016	0.035	0.061	0.08	0.092
11	0.009	0.02	0.013	0.038	0.055	0.067
13	0.008	0.019	0.003	0.021	0.038	0.05
15	0.012	0.014	0.01	0.008	0.024	0.036
17	0.005	0.006	0.013	0.001	0.014	0.026
19	0.005	0.001	0.013	0.006	0.007	0.017
$THD_i(\%)$	11.45	10.16	9.61	8.89	8.23	7.72

由表 4.2 的整理可以觀察，利用圖 4.2 的無電流感測控制器控制下，額定功率 700W 下的總諧波失真電流因數表現約為 7.72%，而在輕載 200W 下總諧波失真因數則約為 11.45%。另外 3~19 的奇次諧波成分大小也在表 4.2 中列出。

4.2.2 切載測試

將兩相多相升壓型電路利用 PSIM 模擬在負載變動下的響應，藉以測試此無電流感測控制的暫態響應，模擬了負載由 30%~100% 的變化以及 66.6%~100% 的變化，其中圖 4.6(a) 為模擬負載由 193Ω (66.6%) 經過切載變為 128.6Ω (100%)，由圖 4.6(a) 可以觀察到電流最大值從 6.6A 變化到 10A，並且輸出電壓經過大約十個週期即可穩定。圖 4.6(b) 則為模擬負載由 428.6Ω (30%) 切載到 128.6Ω (100%) 的變化，電流最大值從 3A 變化到 10A，並且輸出電壓同樣的經過大約十個週期亦穩定。



(a)

(b)

圖 4.6 兩相式升壓型電路電路模擬切載波形

(a)切載範圍 66.6%~100%；(b)切載範圍 30%~100%。

4.3 簡化補償迴路之無電流感測控制迴路

以下為利用圖 3.7 的簡化控制迴路模擬，模擬負載變動 700W~200W 的穩態輸入電流波形。由於簡化了兩個補償電路中不理想因素的迴路，也就是等於將 $\hat{i}_L = 0$ 以及 $\hat{V}_F = 0$ ，將之代入到式(3.27)可以得到 $k = -1$ ，因此如表 3.1 所示預期會進入箝制電流的類型。以下將藉由模擬驗證。並且將各電流的諧波成分整理在表 4.3 中。

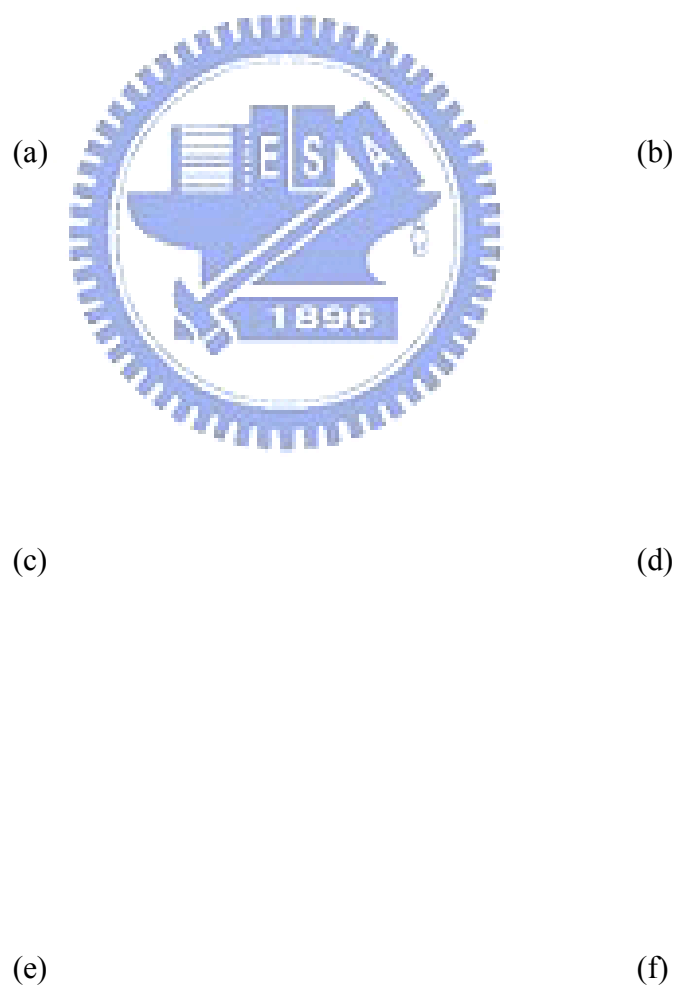


圖 4.7 不同瓦數下模擬穩態波形

(a)700W；(b)600W；(c)500W；(d)400W；(e)300W；(f)200W。

表 4.3 負載 200W~700W 下之電流諧波數值整理

諧波次數	200W	300W	400W	500W	600W	700W
1-基本波 (單位安培)	2.729	4.215	5.661	7.077	8.472	9.857
3	0.767	1.363	1.821	2.218	2.573	2.899
5	0.169	0.182	0.201	0.289	0.411	0.54
7	0.065	0.198	0.256	0.264	0.249	0.215
9	0.063	0.04	0.101	0.174	0.229	0.266
11	0.016	0.082	0.073	0.037	0.05	0.1
13	0.033	0.02	0.074	0.095	0.087	0.063
15	0.008	0.043	0.014	0.046	0.08	0.098
17	0.02	0.02	0.047	0.03	0.012	0.044
19	0.008	0.023	0.021	0.047	0.046	0.028
$THD_i(\%)$	30.28	33.5	33.03	32.1	31.13	30.21

將表 4.2 與表 4.3 所整理出的諧波數值，利用第一章所述的諧波規範 IEC/EN 61000-3-2 來作下述的比較。其中由於 A 類及 D 類的應用規範較廣，也較符合本論文的應用領域，因此就取其 IEC/EN 61000-3-2 中的 A 類以及 D 類規範內容來和表 4.2 及 4.3 的內容作比較。並由表 4.4~表 4.8 整理，其中利用下標註記的為違反了 D 類的規範，而利用*星號標記的表示 A 類及 D 類都不滿足。

表 4.4 輸出功率 200W 下諧波電流與 A 類及 D 類規範的比較

諧波次數	3	5	7	9	11	13	15	17	19
A 類規範(A)	2.3	1.14	0.77	0.4	0.33	0.21	0.15	0.132	0.118
D 類規範(A)	0.68	0.38	0.2	0.1	0.07	0.059	0.051	0.045	0.041
圖 4.5(f)	0.158	0.094	0.029	0.019	0.009	0.008	0.012	0.005	0.005
圖 4.7(f)	<u>0.767</u>	0.169	0.065	0.063	0.016	0.033	0.008	0.02	0.008

表 4.5 輸出功率 300W 下諧波電流與 A 類及 D 類規範的比較

諧波次數	3	5	7	9	11	13	15	17	19
A 類規範(A)	2.3	1.14	0.77	0.4	0.33	0.21	0.15	0.132	0.118
D 類規範(A)	1.02	0.57	0.3	0.15	0.105	0.089	0.077	0.068	0.061
圖 4.5(e)	0.332	0.087	0.033	0.016	0.02	0.019	0.014	0.006	0.001
圖 4.7(e)	<u>1.363</u>	0.182	0.198	0.04	0.082	0.02	0.043	0.02	0.023

表 4.6 輸出功率 400W 下諧波電流與 A 類及 D 類規範的比較

諧波次數	3	5	7	9	11	13	15	17	19
A 類規範(A)	2.3	1.14	0.77	0.4	0.33	0.21	0.15	0.132	0.118
D 類規範(A)	1.36	0.76	0.4	0.2	0.14	0.118	0.103	0.091	0.081
圖 4.5(d)	0.434	0.127	0.071	0.035	0.013	0.003	0.01	0.013	0.013
圖 4.7(d)	<u>1.821</u>	0.201	0.256	0.101	0.073	0.074	0.014	0.047	0.021

表 4.7 輸出功率 500W 下諧波電流與 A 類及 D 類規範的比較

諧波次數	3	5	7	9	11	13	15	17	19
A 類規範(A)	2.3	1.14	0.77	0.4	0.33	0.21	0.15	0.132	0.118
D 類規範(A)	1.7	0.95	0.5	0.25	0.175	0.148	0.128	0.113	0.101
圖 4.5(c)	0.516	0.154	0.098	0.061	0.038	0.021	0.008	0.001	0.006
圖 4.7(c)	<u>2.218</u>	0.289	0.264	0.174	0.037	0.095	0.046	0.03	0.047

表 4.8 輸出功率 600W 下諧波電流與 A 類及 D 類規範的比較

諧波次數	3	5	7	9	11	13	15	17	19
A 類規範(A)	2.3	1.14	0.77	0.4	0.33	0.21	0.15	0.132	0.118
D 類規範(A)	2.04	1.14	0.6	0.3	0.21	0.178	0.154	0.136	0.122
圖 4.5(b)	0.583	0.173	0.114	0.08	0.055	0.038	0.024	0.014	0.007
圖 4.7(b)	*2.573	0.411	0.249	0.229	0.05	0.087	0.08	0.012	0.046

表 4.9 輸出功率 700W 下諧波電流與 A 類及 D 類規範的比較

諧波次數	3	5	7	9	11	13	15	17	19
A 類規範(A)	2.3	1.14	0.77	0.4	0.33	0.21	0.15	0.132	0.118
圖 4.5(a)	0.648	0.187	0.128	0.092	0.067	0.05	0.036	0.026	0.017
圖 4.7(a)	*2.899	0.54	0.215	0.266	0.1	0.063	0.098	0.044	0.028

從上述整理的表格中可以發現，在簡化補償迴路的控制器中，對於 D 類的規範大多不能滿足。而到高瓦數輸出功率的應用，簡化補償迴路的控制器對於 A 類的規範，三次諧波也變的不能滿足規範的內容。

之後在實作中，會就上述所對應的不同輸出功率應用以及控制器的簡化與否做對應的實作驗證。

4.4 相數減少

以下模擬兩相升壓型電路在操作的過程中，由兩相變一相。觀察此時的輸出電壓以及輸入電流的暫態變化，模擬的環境為在輸出功率為 200W 及 300W 下作模擬。此一目的為測試在低負載應用時，在實作中若將相數減少，此時的電壓電流的暫態變化將會是如何，給予實作一個參考的依據。在此所模擬的相數減少波形，在圖 4.10 及圖 4.11 中為額外附加一個相數變化調節器，控制器會偵測相數減少的時刻，此時的位移角會適當的躍升一個倍率，至切換後之相數所應當對應的位移角數值，而透過此機制可以使相數減少的過程中，暫態響應變好，而較快到達穩態。

圖 4.8 及圖 4.9 為未加此相數變化調節器，在 200W 及 300W 輸出功率下的相數減少波形，由圖中可以發現，切換的時機都在零交越點的時刻，而在切換當下電感電流一向降為零，但另一相並沒有馬上提升，而是過了幾個週期後才慢慢提升至穩態值，也因此導致輸出電壓也有不小的變動。而 300W 的變動又比 200W 的變動來的劇烈。

圖 4.10 及圖 4.11 為透過相數變化調節器，在 200W 及 300W 輸出功率下的相數減少波形，由圖中可以發現，系統很快就達到穩態並且輸入電流及輸出電壓的擾動也相當細微。

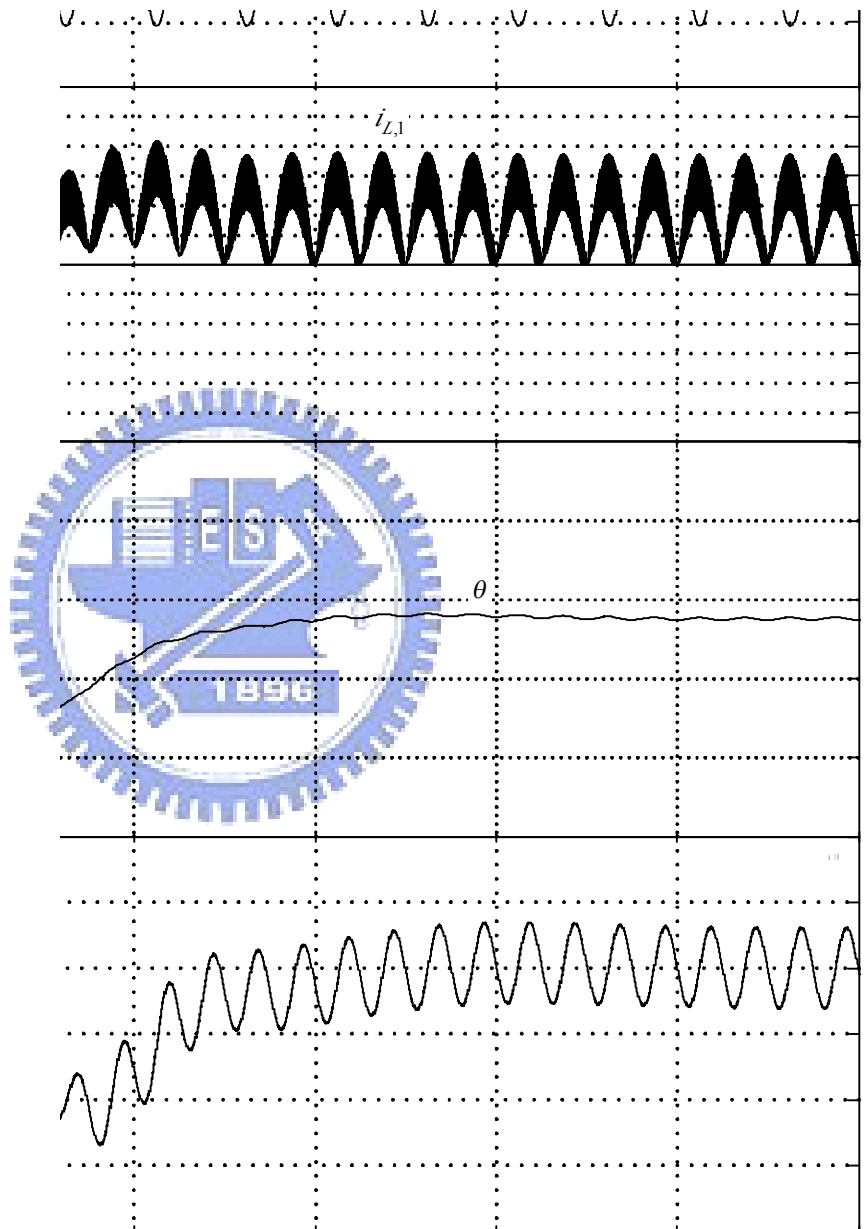


圖 4.8 輸出功率 200W 下相數減少之模擬波形

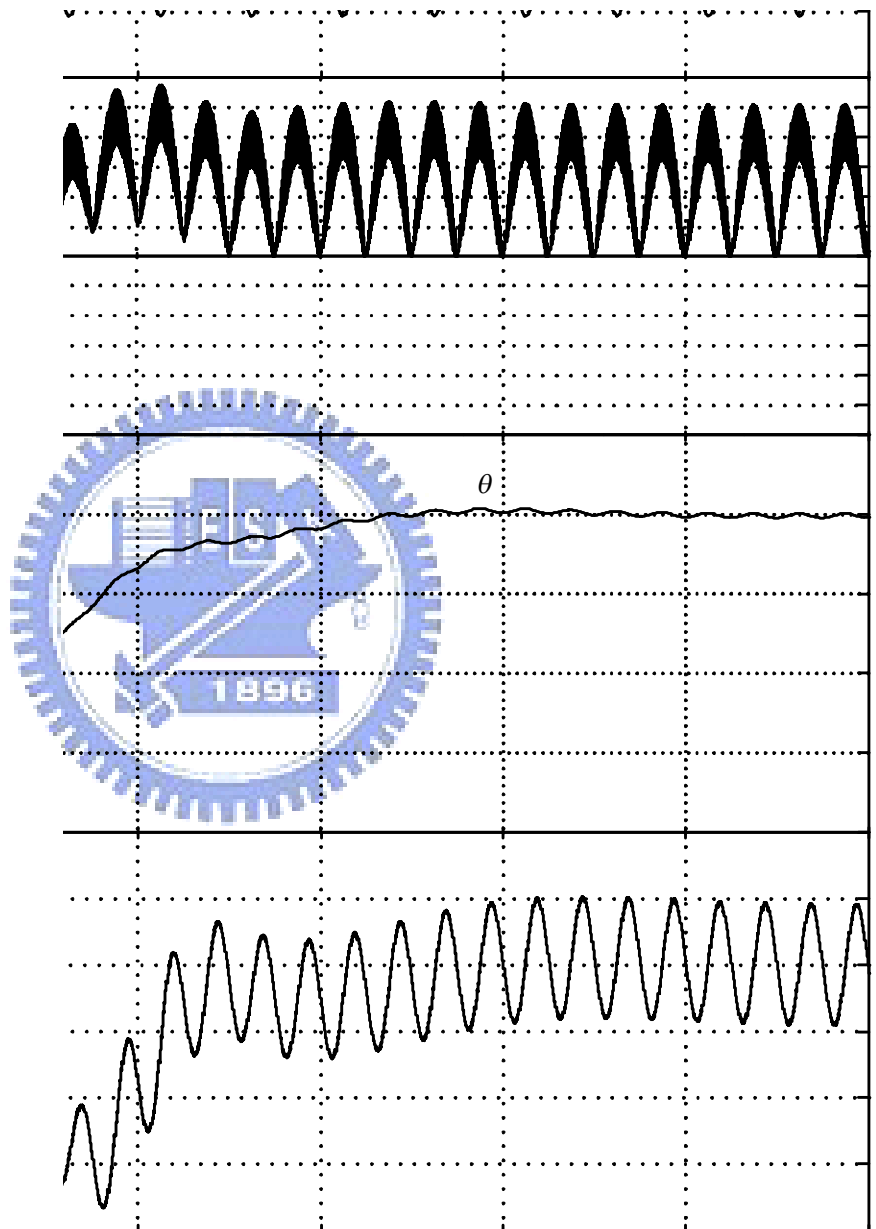


圖 4.9 輸出功率 300W 下相數減少之模擬波形

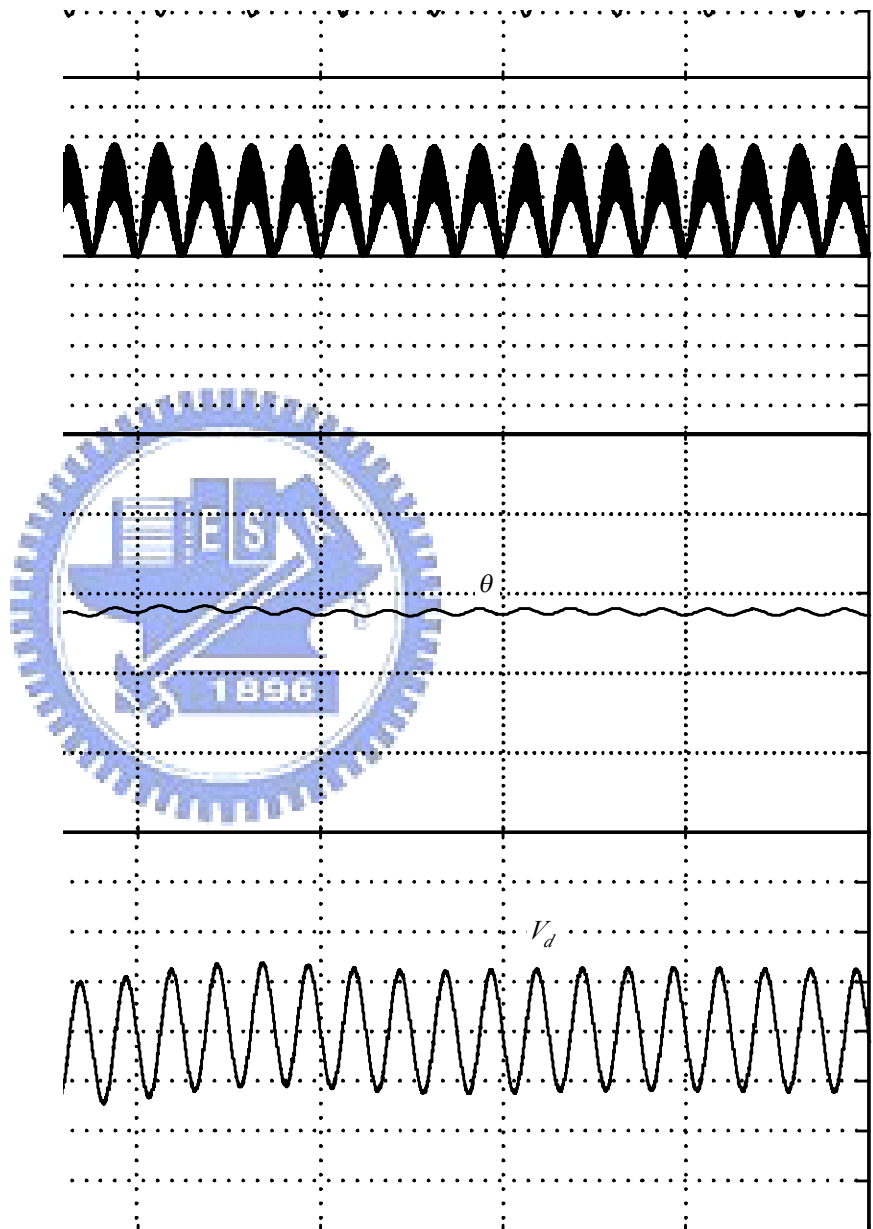


圖 4.10 透過相數變化調節器之輸出功率 200W 下相數減少之模擬波形

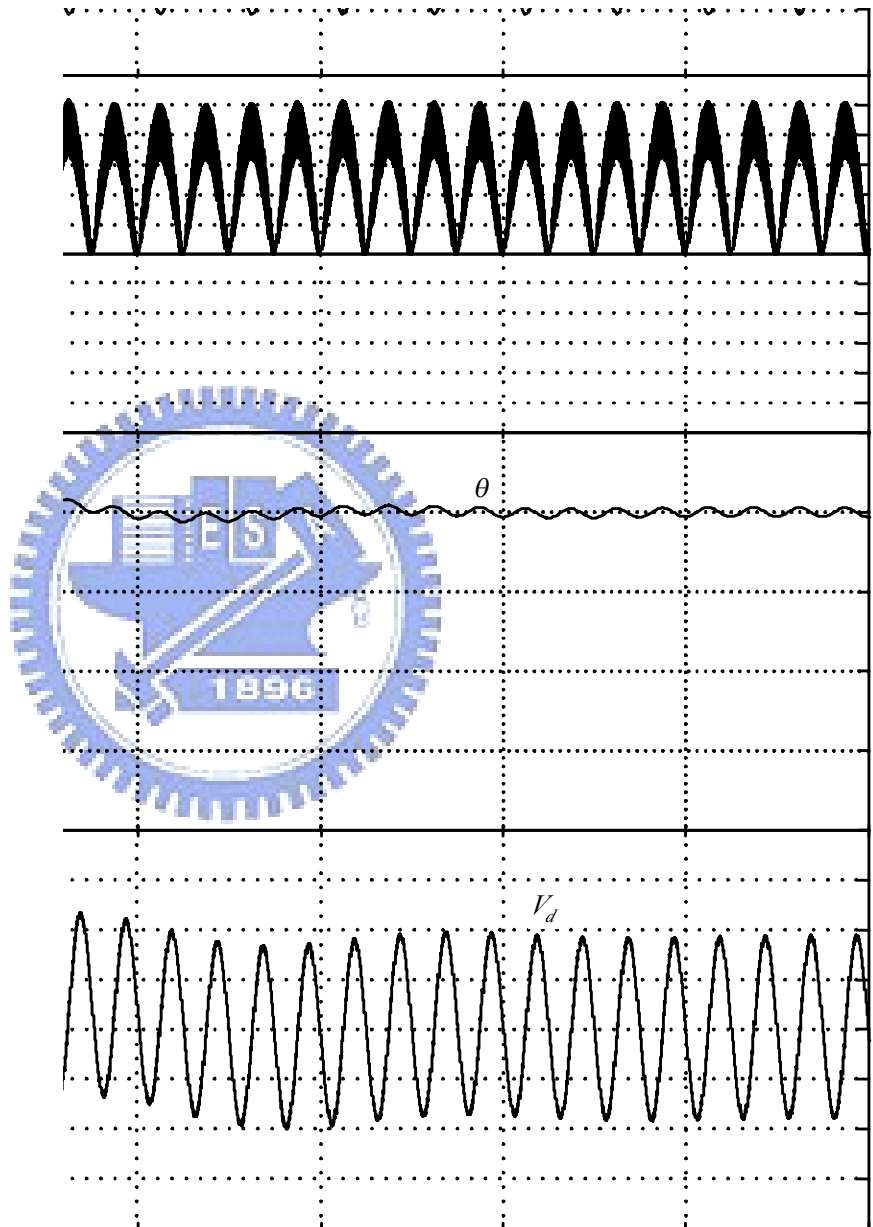


圖 4.11 透過相數變化調節器之輸出功率 300W 下相數減少之模擬波形

4.5 相數為 3 之電路模擬

多相電路除了上述的兩相升壓型電路外，以下模擬了多相升壓型電路在 $N=3$ 的狀態，觀察其輸入電流穩態波形表現是否有達到預期的漣波消除的功效。

圖 4.12 為模擬相數為 3 之電路在穩態下的輸入電流波形、輸出電壓波形，由圖可知，輸出電壓穩定的在 300V 振盪，幅度約為 298V~302V。觀察此時的開關控制訊號，由圖 4.3、圖 4.4 以及圖 4.12 可以發現控制訊號 $v_{cont,i}$ ，在相同的輸出功率(額定功率)下隨相數增加而減少。這是因為在相同的輸出功率下，所對應的平均位移角訊號相同，但隨相數增加，各相所分配的位移角訊號下降導致 $v_{cont,i}$ 下降，因此控制器的 v_{cont} 訊號，也就越來越被 $v_{cont,\theta}$ 所主導。

觀察圖 4.12 的輸入電流，可以發現和兩相電路有些許的不同，在漣波消除的部份可以發現有兩處漣波近乎為零，在責任週期為 0.33 和 0.66 的部份，而模擬的總諧波失真因數也較兩相電路為低，由兩相電路的 7.82% 變為 6.92%。



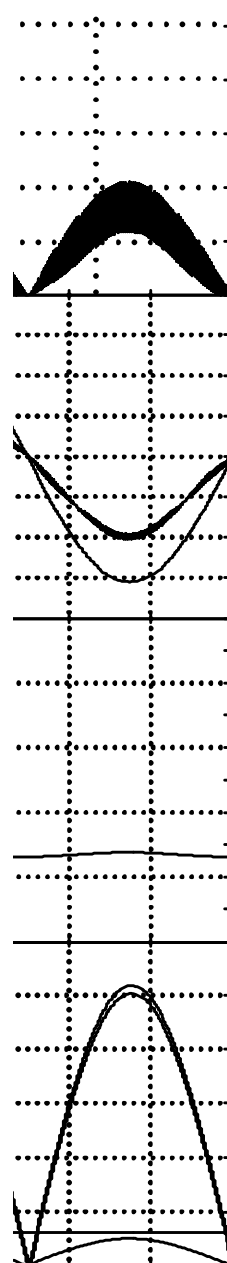


圖 4.12 相數等於 3 之電路額定穩態波形

第五章

電路實作部份

5.1 現場可規劃邏輯陣列(FPGA)

現場可規劃邏輯陣列(Field Programmable Gate Array, FPGA)是一種可規劃邏輯陣列 IC，它提供了「邏輯陣列」(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) [30]。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。

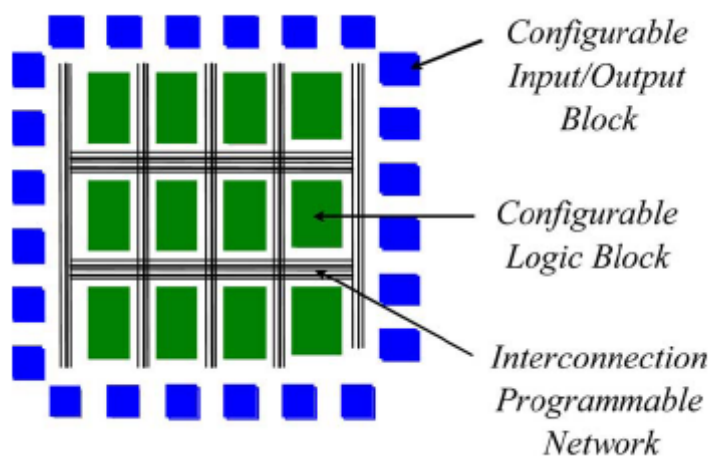


圖 5.1 FPGA 元件基本結構

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 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[31]。

5.2 實作電路

實作電路部分，實現的為兩相升壓型切換式整流器電路，並利用 FPGA 作為無電流感測控制迴路的實現平台，另外也包含了同步取樣電路、數位類比轉換電路，以及開關驅動電路來完成整個系統的操作。大致上的架構如圖 5.2 所示。其中同步取樣電路目的為取得輸入電壓的相位，如此可將 FPGA 內部控制訊號和輸入電壓同步。數位類比轉換電路可以分為 A/D 轉換器與 D/A 轉換器，A/D 轉換器的目的為迴授訊號，以供控制器內部所用，而 D/A 轉換器目的為觀測控制器內部的參數，以利於控制器設計。開關驅動電路提供由 FPGA 輸出的 PWM 訊號，透過隔離放大，用以驅動在兩相升壓型電路中的 IGBT 開關。以下有各子電路的簡單介紹。實際的實作電路照片由圖 4.3 呈現。



圖 5.2 系統示意圖

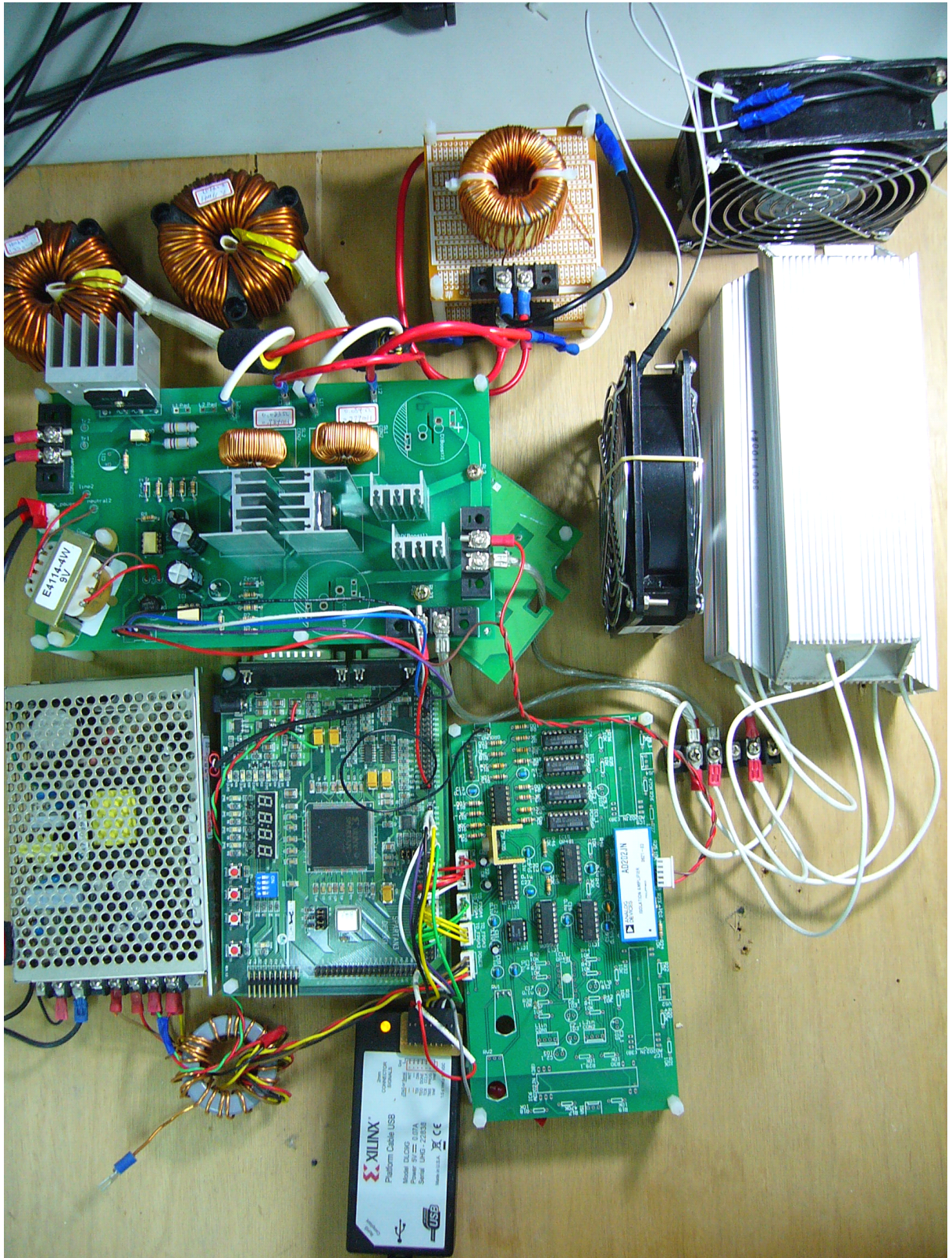


圖 5.3 實作電路照片

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

在實作電路中，A/D 轉換器電路的組成就如同圖 5.4 所示。將需要迴授的電壓，經過一個電阻分壓取樣處理，再經過 AD202 將訊號端與主電路作一個隔離的動作，如此可以保證在迴授電壓的過程中，訊號端不會受到主電路的影響，或是導致損壞。將隔離並且分壓在適當的範圍的電壓利用 MAXIM 所生產的 MAX121 類比轉數位 IC 做處理，再將具有特殊涵義的與 FPGA 做連結，透過在 FPGA 內建立的 A/D 模組即可和 MAX121 溝通，完成訊號的傳遞。

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 BURR-BROWN 所生產的 PCM59P 數位轉類比 IC 有特殊涵義的訊號，經過一個反相放大器將 PCM59P 輸出的 $\pm 3V$ 放大到 $\pm 10V$ 在給予示波器觀測。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 同步電路(Input Voltage Synchronized Circuit)

同步取樣電路是由一個 TLP620 光耦合 IC 完成用作以隔離主電路與數位電路，將 TLP620 用如圖 5.6 的架構完成，將輸入連結到輸入電壓，而在輸入電壓由正到負或由負到正的轉換過程中，TLP620 的 3、4 腳位會輸出高度為 3.3V 的脈衝波，而在 FPGA 內部感測此脈衝波的產生，即可使透過程式撰寫，使 FPAG 控制器與輸入電壓同步。由於在無感測迴路中產生的位移角訊號，依據的就是和輸入電壓的相位差，因此此電路的功能不言可喻。

圖 5.6 同步取樣電路

5.2.3 開極驅動電路(Gate Driving Circuit)

如圖 5.7 所示，由 FPGA 設計好的 PWM 開關訊號聯結到開關驅動電路，用以驅動主電路中的 IGBT 開關訊號，其架構是由一個 TLP250 光耦合 IC 作為隔離的用途，在輸入 PWM 為高電位時，腳位 8、6 將會導通，因此透過後級電路的設計可以使 Gate 端與 Source 端產生大約 16V 的電壓使 IGBT 導通，而當輸入 PWM 為低電位時，腳位 6、5 將會導通而此時可以使 Gate 端與 Source 端產生約 -8V 的電壓，完全使 IGBT 截止。



5.3 控制器合成

以上介紹了實作的電路，以及實現控制器的 FPGA 硬體。以下將介紹在 FPGA 內所撰寫的電流感測控制迴路，以及所建立的模組。

在 FPGA 中所撰寫的模組，有最主要的無電流感測控制模組、除頻模組、A/D 模組、D/A 模組、弦波查表模組、PWM 模組、以及輸入電壓同步模組。其中無電流感測控制模組為利用有限狀態機(Finite State Machine)去撰寫，而在此使用有限狀態機的目的為確保運算資料的正確性，而無電流感測控制模組的合成可用圖 5.8 的時序圖做解釋。



圖 5.8 無電流感測控制模組時序圖

狀態一(S1)到狀態八(S8)是電壓迴路，其中包含了一個 PI 控制器。將回授的輸出電壓經過 A/D 模組轉換成 12 位元的資料，其中最高位元為正負位元，因此從 A/D 模組產生的輸出電壓數位訊號為+2047~-2048 對應+5V~-5V。輸出電壓的數位訊號進入 FPGA 後就和 FPGA 內部的參考電壓 V_d^* 相減，產生的誤差訊號進入狀態三到狀態六的 PI 控制

器，由狀態六輸出的控制訊號透過狀態七的對應成位移角訊號 θ 。而對應的位移角訊號限制為9位元，角度為 $0 \sim 0.0786\pi \text{ rad}$ 。

狀態九(S9)到狀態十七(S17)為產生開關訊號迴路，其中內建了一個6500資料比數的正弦波半週期絕對值表，由於正弦波半週期的頻率為100Hz，而查表週期為 $20\mu\text{s}$ ，因此每次查表所跳位置的長度為 $6500 \div \left[\frac{1/100\text{Hz}}{20\mu\text{s}} \right] = 13$ ，而狀態十到狀態十二為將此查表位置累加，而進入狀態十三的查表位置，為經過電壓迴路所輸出的位移角訊號位移過的查表訊號。透過狀態十三和狀態十四的查表機制(Look Up Table)，產生了位移過的 $|\sin(\omega t - \theta)|$ 以及和輸入電壓同相的 $|\sin(\omega t)|$ ，而後在狀態十四到狀態十六分別乘上補償的係數產生了控制訊號。

狀態十七(S17)為PWM的模組，利用狀態十六所產生的控制訊號，經過PWM模組可以產生兩組如第二章說明的開關訊號。而整個控制迴路利用 $20\mu\text{s}$ 完成。

其它在FPGA內所實現的模組，包括產生各模組觸發時脈的除頻模組、以及在圖5.4中，作為和A/D轉換電路溝通的A/D模組、在圖5.5中和D/A模組溝通的D/A模組、一個內建半週期絕對值6500精度的弦波查表模組、產生兩相開關的PWM模組、以及輸入電壓同步模組，用以接收圖5.6中的同步訊號，可以讓查表模組產生一個和輸入電壓同步的正弦波絕對值訊號。

5.4 穩態波形

表 5.1 控制器參數

FPGA on board frequency	40MHz
PWM frequency	10kHz
PWM resolution	500
Sin-table resolution	6500
A/D sampling frequency	2kHz
Controller frequency	50kHz
Theta (θ) resolution	9bits ($0 \sim 0.0786\pi \text{ rad}$)

表 5.1 所示為控制器的參數，其中包括了：40MHz 的 FPGA 內部基頻、在 PWM 模組中，10kHz 的 PWM 頻率、以及一開關週期 PWM 的解析度為 500、6500 筆資料所構成的正弦波半週期絕對值表、A/D 模組的取樣頻率為 2kHz 完成一次取樣、50kHz 的控制器操作頻率，最後就是其中最重要的 9 位元的位移角精度，將對應的角度限制在 $0 \sim 0.0786\pi \text{ rad}$ 。

在實作中，所實現的控制迴路已經簡化掉輸出電壓的除法器，這是由於在 FPGA 內部若要實現即時非整數除法為相當困難的事，並且會造成資源大量消耗。因此在此簡化輸出電壓除法，因此原先需要除以輸出電壓的部份，取而代之的為乘上一固定常數，使得控制器的運算變的簡單許多。

在了解了控制器的參數，以及 5.3 節的控制器控制原理架構和控制流程，以下將藉由實作觀測此控制器對於多相升壓型電路的控制表現。在穩態波形中，針對不同的輸出功率範圍(200W~700W)，紀錄其穩態輸入電流波形及其諧波參數、功率因數以及總諧波失真因數，其中針對不同的控制器參數以及無電流感測迴路中補償迴路的存在與否，也有對應的實作。

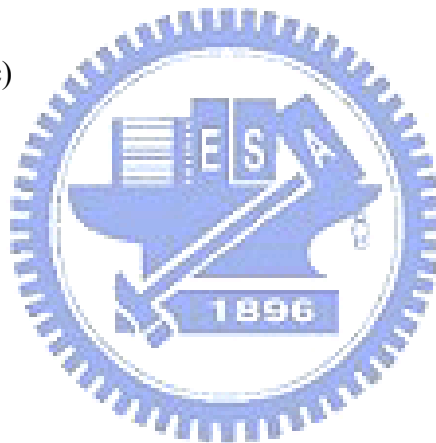
在暫態響應的波形上，實作了 30%~100%的切載，以及 66%~100%的切載測試。

(a)

(b)

(c)

(d)



(e)

(f)

圖 5.9 簡化補償迴路的穩態輸入電流波形

(a)700W；(b)600W；(c)500W；(d)400W；(e)300W；(f)200W。

首先利用如圖 3.7 所示的簡化補償迴路的無電流感測控制器，實作了輸出功率在 200W~700W 範圍的穩態電流波形。如圖 5.9 所示。透過無電流感測控制，在各瓦數下的輸入電流皆可滿足 IEC/EN 61000-3-2 之 A 類及 D 類的規範。其中功率因數為 200W 下最高 0.94，總諧波失真因數也為 200W 最低為 23.75%。

以下就無電流感測控制迴路，在不同的總導通壓降補償量 \hat{V}_F 下做討論。這是由於在不同負載的應用下，隨著平均操作電流的不同，實際的迴路總導通壓降 V_F 是變動的。因此就誤差參數 ΔV_F 來看，在不同輸出功率的應用下若使用同一組補償參數 \hat{V}_F 做補償，則有可能出現三種輸入電流波形，純弦波($\Delta V_F = 0$)、箝制電流($\Delta V_F < 0$)以及硬換相電流($\Delta V_F > 0$)。因此透過不同補償參數的實作波形量測，測量輸入電流的奇次諧波數值、功率因數以及總諧波失真因數。即可推得在特定功率的應用下，較適當的補償參數設定範圍，可最接近想要的純弦波電流，以及避免輸入電流成為硬換相電流。

之所以不考慮電感內阻補償迴路的變動，是由於在不同負載應用下，電感內阻 r_L 的影響遠不及迴路總導通壓降，以及電感內阻在不同的平均操作電流變異也很小。

在此選擇的補償量為 $(00300)_H$ 、 $(00400)_H$ 、 $(00500)_H$ 、 $(00600)_H$ 及 $(00700)_H$ 。而這些補償量數值所代表的意義為總導通壓降補償參數除以輸出電壓再乘上 PWM 的解析度($\frac{\hat{V}_F}{V_d^*} \times (PWM \text{ resolution})$)，因此 $(00300)_H$ 所對應的總導通壓降補償量 $\hat{V}_F = 1.8V$ ， $(00400)_H$ 所對應的總導通壓降補償量 $\hat{V}_F = 2.4V$ ， $(00500)_H$ 所對應的總導通壓降補償量 $\hat{V}_F = 3V$ ， $(00600)_H$ 所對應的總導通壓降補償量 $\hat{V}_F = 3.6V$ ， $(00700)_H$ 所對應的總導通壓降補償量 $\hat{V}_F = 4.2V$ 。

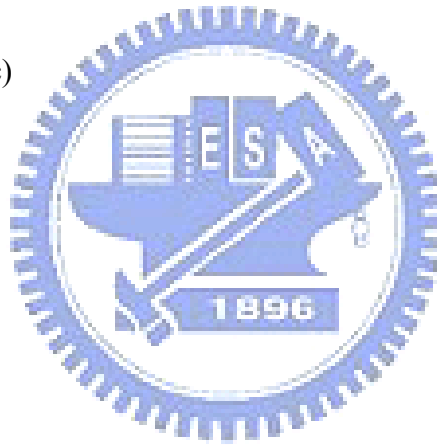
以下的波形即為在此五種補償參數下，所測量的輸入電流波形並且記錄其奇次諧波數值、功率因數及總諧波失真因數。並且和 IEC/EN 61000-3-2 中 A 類及 D 類的諧波規範做比較。

(a)

(b)

(c)

(d)



(e)

圖 5.10 輸出功率 700W 下不同補償量的輸入電流

(a) $\hat{V}_F = 1.8V$; (b) $\hat{V}_F = 2.4V$; (c) $\hat{V}_F = 3V$; (d) $\hat{V}_F = 3.6V$; (e) $\hat{V}_F = 4.2V$ 。

圖 5.10 為輸出功率在 700W 下，穩態的輸入電流波形。其中補償量設計為 $\hat{V}_F = 4.2V$ 下總諧波失真因數為 8.04%，並且未出現電流硬換相的狀況出現，因此可以了解此補償量對於輸出功率 700W 的應用為很適當的。

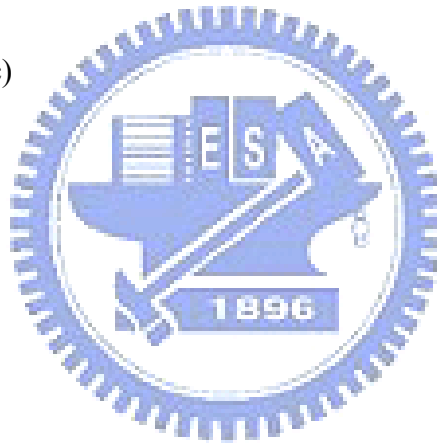
而在各補償量下，對 A 類及 D 類的諧波規範皆能滿足，且功率因素最低為 0.917 最高為 0.98，總諧波失真因數範圍為 24.36%~8.04%。

(a)

(b)

(c)

(d)



(e)

圖 5.11 輸出功率 600W 下不同補償量的輸入電流

(a) $\hat{V}_F = 1.8V$; (b) $\hat{V}_F = 2.4V$; (c) $\hat{V}_F = 3V$; (d) $\hat{V}_F = 3.6V$; (e) $\hat{V}_F = 4.2V$ 。

圖 5.11 為輸出功率在 600W，穩態下的輸入電流波形，在圖 5.11(e)可以發現電流有硬換相的情況出現，而此時的總諧波失真因數也從圖 5.11(d)的 10.77%躍升到 11.05%，可以發現在此功率的應用使用 $\hat{V}_F = 3.6V$ 的補償是較適當的。

而在各補償量下，對 A 類及 D 類的諧波規範皆能滿足，功率因數最低為 0.925 最高為 0.988。不過補償量在 $\hat{V}_F = 3.6V$ 時總諧波失真因數為最低 10.77%，在補償量

$\hat{V}_F = 4.2V$ 則提升為 11.05%。

(a)

(b)

(c)

(d)



(e)

圖 5.12 輸出功率 500W 下不同補償量的輸入電流

(a) $\hat{V}_F = 1.8V$; (b) $\hat{V}_F = 2.4V$; (c) $\hat{V}_F = 3V$; (d) $\hat{V}_F = 3.6V$; (e) $\hat{V}_F = 4.2V$ 。

圖 5.12 為輸出功率在 500W，穩態下的輸入電流波形。在此可以發現圖 5.12(d)開始有電流硬換相產生，而圖 5.12(e)則有很嚴重的電流硬換相現象，此時的總諧波失真因數也為相當高的 35.75%，比不加補償的狀況還差。故可以了解，當電流硬換相產生時，對於參數的小變化，輸入電流會產生很大的遽變。故要選擇較適當的補償參數，最好是選在電流開始有硬換相情況之前，在此 $\hat{V}_F = 3V$ 會是較好的選擇。

對於 A 類及 D 類的規範，只有補償量 $\hat{V}_F = 4.2V$ 中九次以上諧波不滿足規範。其中功率因數最低為 0.93 最高為 0.986，總諧波失真由 20.42% 到 10.25%，又開始上升到 35.75%。

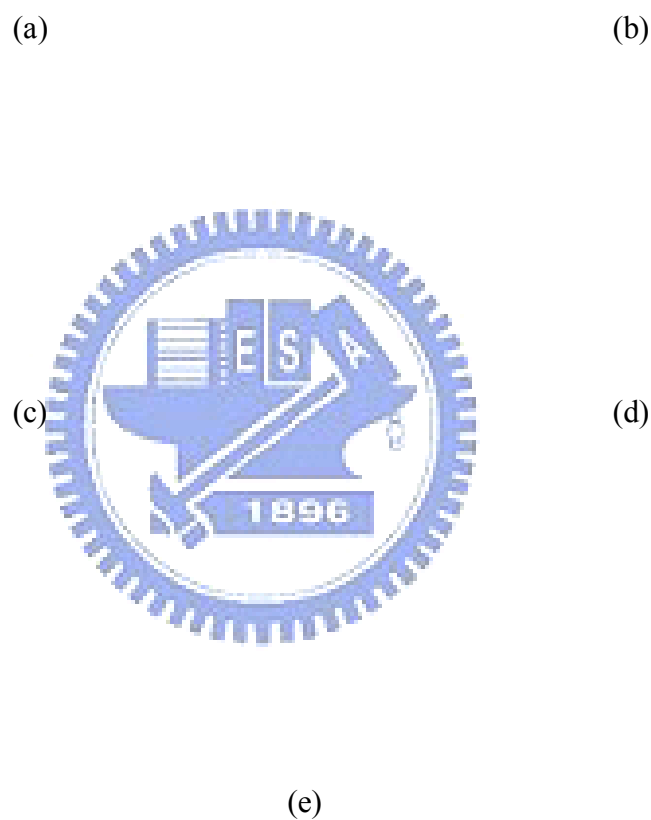


圖 5.13 輸出功率 400W 下不同補償量的輸入電流

(a) $\hat{V}_F = 1.8V$; (b) $\hat{V}_F = 2.4V$; (c) $\hat{V}_F = 3V$; (d) $\hat{V}_F = 3.6V$; (e) $\hat{V}_F = 4.2V$ 。

圖 5.13 為輸出功率在 400W，穩態下的輸入電流波形。圖 5.13(d)和圖 5.13(e)中硬換相電流的情況相當嚴重，而圖 5.13(c)也開始有硬換相電流的情況出現，最低的總諧波失真因數為補償量為 $\hat{V}_F = 3V$ 的 13.68%，而功率因數最高為 0.98。

對於 A 類及 D 類規範，補償量 $\hat{V}_F = 1.8V \sim 3V$ 皆可滿足， $\hat{V}_F = 3.6V$ 及 $\hat{V}_F = 4.2V$ 皆無

法滿足。因此在此輸出功率的應用下，雖然補償量 $\hat{V}_F = 3V$ 有較好的測量結果，但選擇補償量 $\hat{V}_F = 2.4V$ 為較佳的補償。

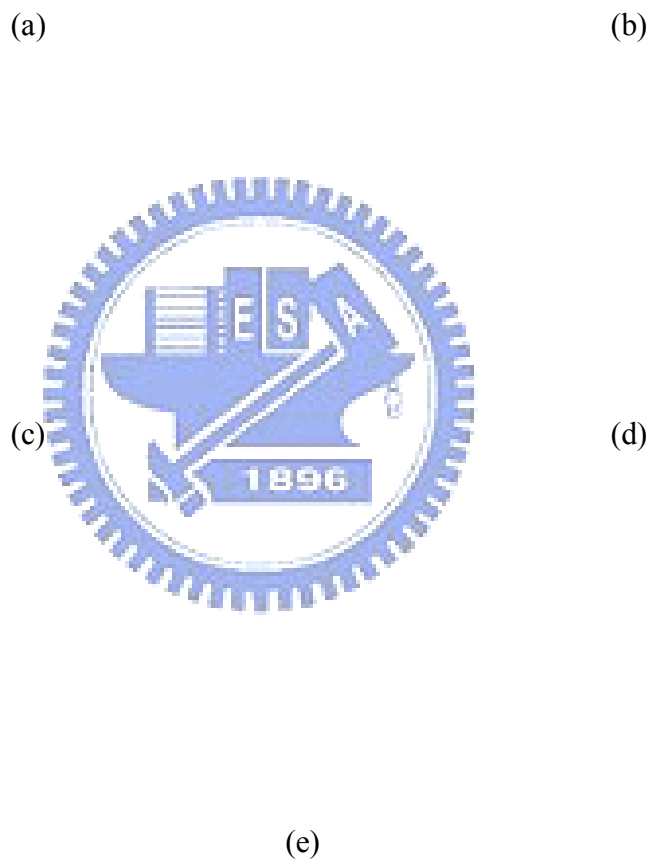


圖 5.14 輸出功率 300W 下不同補償量的輸入電流

(a) $\hat{V}_F = 1.8V$; (b) $\hat{V}_F = 2.4V$; (c) $\hat{V}_F = 3V$; (d) $\hat{V}_F = 3.6V$; (e) $\hat{V}_F = 4.2V$ 。

圖 5.14 為輸出功率在 300W，穩態的輸入電流波形。由圖 5.14 可以發現，補償量由 $\hat{V}_F = 3V \sim 4.2V$ 輸入電流皆為嚴重的硬換相電流， $\hat{V}_F = 2.4V$ 也開始產生電流硬換相的現象。功率因數最高為 0.976，總諧波失真因數最低為補償量 $\hat{V}_F = 2.4V$ 的 11.34%。

對於 A 類及 D 類規範，補償量 $\hat{V}_F = 1.8V$ 及 $\hat{V}_F = 2.4V$ 皆可滿足， $\hat{V}_F = 3V$ 以上則無法滿足。因此可以得知在此功率的應用下， $\hat{V}_F = 1.8V$ 為較佳的補償方法。

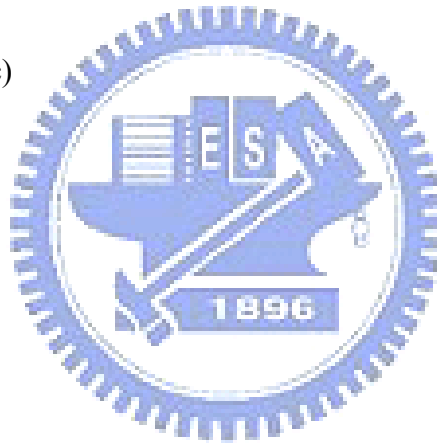


(a)

(b)

(c)

(d)



(e)

圖 5.15 輸出功率 200W 下不同補償量的輸入電流

(a) $\hat{V}_F = 1.8V$; (b) $\hat{V}_F = 2.4V$; (c) $\hat{V}_F = 3V$; (d) $\hat{V}_F = 3.6V$; (e) $\hat{V}_F = 4.2V$ 。

圖 5.15 為輸出功率在 200W，穩態下的輸入電流波形。最佳的補償量為 $\hat{V}_F = 1.8V$ ，最高的功率因數為 0.95，總諧波失真因數最低為 19.51%。

對於 A 類及 D 類規範，除了補償量 $\hat{V}_F = 1.8V$ 之外皆無法滿足。

以下列出各補償量及各功率所對應的諧波成分，表 5.2~表 5.7 為輸出功率 700W~200W 的各狀態諧波成分、功率因數與總諧波失真因數整理表。

表 5.2 輸出功率 700W 各狀態的量測結果

輸出負載功率 700W							
諧波次數	A 類規範 (安培)	圖 5.9(a)	圖 5.10(a)	圖 5.10(b)	圖 5.10(c)	圖 5.10(d)	圖 5.10(e)
基本波	X	7.096	6.949	6.906	6.812	6.7	6.6895
3	2.3	2.14	1.643	1.415	1.181	0.886	0.4963
5	1.14	0.307	0.364	0.379	0.36	0.303	0.1435
7	0.77	0.141	0.06	0.12	0.155	0.168	0.1032
9	0.4	0.165	0.074	0.033	0.03	0.074	0.0687
11	0.33	0.068	0.105	0.079	0.041	0.036	0.0492
13	0.21	0.027	0.052	0.061	0.05	0.024	0.0335
15	0.15	0.061	0.008	0.031	0.04	0.025	0.0273
17	0.132	0.035	0.027	0.008	0.027	0.026	0.0175
19	0.118	0.012	0.03	0.022	0.009	0.021	0.012
21	0.107	0.027	0.022	0.026	0.011	0.013	0.0106
功率因數		0.89	0.917	0.93	0.945	0.96	0.98
總電流諧波失真(%)		30.76	24.36	21.36	17.5	14.55	8.04
基本波功率因數		0.93	0.95	0.96	0.968	0.9779	0.9928

表 5.3 輸出功率 600W 各狀態的量測結果

輸出負載功率 600W								
諧波次數	A 類規範 (安培)	D 類規範 (安培)	圖 5.9(b)	圖 5.11(a)	圖 5.11(b)	圖 5.11(c)	圖 5.11(d)	圖 5.11(e)
基本波	X	X	5.975	5.7936	2.8078	5.7495	5.7554	5.646
3	2.3	2.04	1.7555	1.234	1.0824	0.7713	0.57	0.4966
5	1.14	1.14	0.234	0.3149	0.3175	0.2573	0.1839	0.219
7	0.77	0.6	0.1157	0.0628	0.1042	0.1449	0.1178	0.1719
9	0.4	0.3	0.1398	0.0546	0.0238	0.0462	0.0528	0.13
11	0.33	0.21	0.0517	0.0815	0.062	0.0289	0.0343	0.0897
13	0.21	0.178	0.0319	0.045	0.0509	0.0177	0.151	0.0776
15	0.15	0.154	0.0504	0.01	0.0248	0.0289	0.0147	0.0773
17	0.132	0.136	0.0266	0.0213	0.0078	0.0183	0.0147	0.0631
19	0.118	0.122	0.0126	0.0231	0.0155	0.02	0.0136	0.0487
21	0.107	0.11	0.0245	0.0195	0.0194	0.0086	0.0133	0.0471
功率因數			0.89	0.925	0.94	0.955	0.975	0.988
總電流諧波失真(%)			29.85	22.12	19.83	14.43	10.77	11.05
基本波功率因數			0.935	0.9564	0.964	0.9774	0.986	0.998

表 5.4 輸出功率 500W 各狀態的量測結果

輸出負載功率 500W								
諧波次數	A 類規範 (安培)	D 類規範 (安培)	圖 5.9(c)	圖 5.12(a)	圖 5.12(b)	圖 5.12(c)	圖 5.12(d)	圖 5.12(e)
基本波	X	X	4.88	4.8592	4.855	4.73	4.6698	4.74
3	2.3	1.7	1.38	0.948	0.7915	0.44	0.4325	1.26
5	1.14	0.95	0.18	0.2522	0.2507	0.1566	0.2142	0.722
7	0.77	0.5	0.1133	0.0631	0.0946	0.1016	0.1377	0.4922
9	0.4	0.25	0.1065	0.0391	0.0114	0.0407	0.1005	0.3728
11	0.33	0.175	0.028	0.0632	0.0418	0.0222	0.0846	0.307
13	0.21	0.148	0.0305	0.0393	0.0387	0.014	0.073	0.2436
15	0.15	0.128	0.0365	0.0099	0.0253	0.0208	0.0633	0.2114
17	0.132	0.113	0.0176	0.0161	0.0122	0.0155	0.0524	0.1836
19	0.118	0.101	0.0138	0.0205	0.0104	0.0125	0.0462	0.156
21	0.107	0.092	0.0192	0.0181	0.0155	0.0118	0.0442	0.1411
功率因數			0.89	0.93	0.95	0.97	0.986	0.95
總電流諧波失真(%)			28.8	20.42	17.67	10.25	11.92	35.75
基本波功率因數			0.9378	0.9607	0.9686	0.986	0.9978	0.9961

表 5.5 輸出功率 400W 各狀態的量測結果

輸出負載功率 400W							
諧波次數	A 類規範 (安培)	D 類規範 (安培)	圖 5.9(d)	圖 5.13(a)	圖 5.13(b)	圖 5.13(c)	圖 5.13(d)
基本波	X	X	3.847	3.78	3.698	3.7132	3.77
3	2.3	1.36	0.9943	0.6298	0.4858	0.3983	1.4395
5	1.14	0.76	0.1547	0.1824	0.1676	0.1918	0.816
7	0.77	0.4	0.0905	0.0441	0.0737	0.1302	0.5664
9	0.4	0.2	0.09	0.0227	0.0088	0.1091	0.4348
11	0.33	0.14	0.0203	0.0425	0.0293	0.0892	0.34499
13	0.21	0.118	0.0294	0.0286	0.0277	0.0739	0.2847
15	0.15	0.103	0.0234	0.0093	0.0156	0.0624	0.2453
17	0.132	0.091	0.01	0.0102	0.0079	0.0508	0.2094
19	0.118	0.081	0.079	0.0151	0.0087	0.0455	0.181
21	0.107	0.073	0.0158	0.0147	0.0115	0.0442	0.16
功率因數			0.9	0.948	0.958	0.98	0.86
總電流諧波失真(%)			26.52	17.66	14.22	13.68	51.37
基本波功率因數			0.944	0.969	0.9157	0.9988	0.98

表 5.6 輸出功率 300W 各狀態的量測結果

輸出負載功率 300W							
諧波次數	A 類規範 (安培)	D 類規範 (安培)	圖 5.9(e)	圖 5.14(a)	圖 5.14(b)	圖 5.14(c)	圖 5.14(d)
基本波	X	X	2.795	2.823	2.6816	2.8614	2.8926
3	2.3	1.02	0.716	0.322	0.271	1.3559	1.5607
5	1.14	0.57	0.0593	0.1125	0.1075	0.7389	0.874
7	0.77	0.3	0.092	0.038	0.0632	0.5192	0.6182
9	0.4	0.15	0.0336	0.037	0.0262	0.3989	0.4679
11	0.33	0.105	0.0182	0.0194	0.0202	0.3179	0.3768
13	0.21	0.089	0.0222	0.017	0.0178	0.2606	0.3084
15	0.15	0.077	0.0123	0.0094	0.0147	0.2245	0.2665
17	0.132	0.068	0.0111	0.0073	0.0152	0.1921	0.2256
19	0.118	0.061	0.0121	0.0082	0.0094	0.1653	0.1961
21	0.107	0.055	0.0099	0.0093	0.0116	0.0129	0.1717
功率因數			0.91	0.96	0.976	0.86	0.77
總電流諧波失真(%)			26.29	12.55	11.34	62.8	72.14
基本波功率因數			0.95	0.98	0.99	0.96	0.9566

表 5.7 輸出功率 200W 各狀態的量測結果

輸出負載功率 200W							
諧波次數	A 類規範 (安培)	D 類規範 (安培)	圖 5.9(f)	圖 5.15(a)	圖 5.15(b)	圖 5.15(c)	圖 5.15(d)
基本波	X	X	1.8	1.8676	1.9111	1.9091	1.9392
3	2.3	0.68	0.4	0.358	0.8664	0.9581	1.0696
5	1.14	0.38	0.0078	0.0357	0.4745	0.533	0.6184
7	0.77	0.2	0.041	0.0341	0.3411	0.3701	0.4321
9	0.4	0.1	0.0085	0.0224	0.2481	0.2778	0.3229
11	0.33	0.07	0.0181	0.0096	0.2031	0.2274	0.2656
13	0.21	0.059	0.0106	0.0174	0.1748	0.1873	0.2099
15	0.15	0.051	0.0095	0.0087	0.1462	0.1613	0.1814
17	0.132	0.045	0.0101	0.0101	0.1262	0.1366	0.1596
19	0.118	0.041	0.0058	0.0079	0.1109	0.1208	0.139
21	0.107	0.037	0.0074	0.0045	0.1015	0.1075	0.1217
功率因數			0.94	0.95	0.84	0.77	0.76
總電流諧波失真(%)			23.75	19.51	60.35	67.4	74.46
基本波功率因數			0.97	0.98	0.9586	0.9696	0.9686

5.5 切載測試

5.5.1 負載變動之暫態波形

圖 5.16 所示為兩相升壓型電路在輸出功率 30%~100%的切載波形。如圖所示，電流由峰值約 3A 變化到峰值約 11A，輸出電壓振幅也由原先 300 ± 1 到 300 ± 3 ，並且經過約十五個輸出電壓週期可穩定。而圖 5.17 所示為輸出功率 60%~100%的切載波形，如圖所示，電流由峰值約 5A 變化到峰值約 11A，而輸出電壓振幅也由原先 298~302V 到 297~303V，且經過約十二個週期及可穩定。而由圖 5.16 以及圖 5.17 可以發現，透過所實現的無電流感測控制，在切載過程中輸入電流始終與輸入電壓同相。



圖 5.16 兩相升壓型電路 30%~100%切載波形

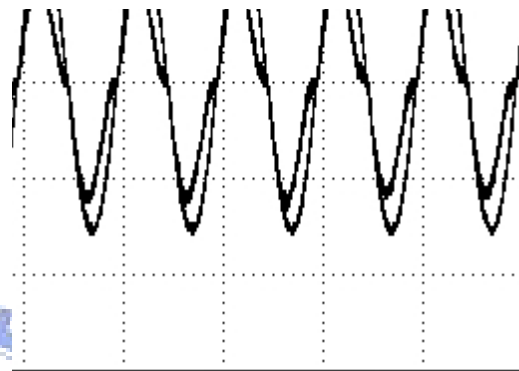


圖 5.17 兩相升壓型電路 60%~100%

5.5.2 工作相數減少之暫態波形

由於在文獻[28]中，指出在低負載時將操作的相數減少，可以使切換損失降低，並且在適當的輸出功率應用下，降低的切換損將會大於增加的導通損，因此可以用以提升效率。在此將此無電流感測控制迴路也加上此相數減少之功能，並透過實作觀察其暫態波形以及其效率的表現。

圖 5.19 及圖 5.21 為 200W 及 300W 下相數由兩相變一相的暫態波形。與圖 5.18 及圖 5.20 比起來，透過位移角補償機制，使得波形的暫態響應相當好，幾乎是在切換時就直接穩定。從圖中可以觀察到一相操作之電路，漣波明顯增加以及輸入電流有 DCM 的成分，並且對於輸入電壓的干擾也變大。不過由此實作亦可發現，在控制器不變的狀況下，工作相數減少依然可以達到很好的控制效果，此為本論文之無電流感測控制應用在多相升壓型電路上的優點，不需要依據相數的不同而更改控制器。

在此由於電路並未最佳化，以及最低輸出功率限制下，故對於效率提升上較不明顯，因此無法實作出如文獻[28]中所說的低載下透過相數減少而造成的 5%效率提升。

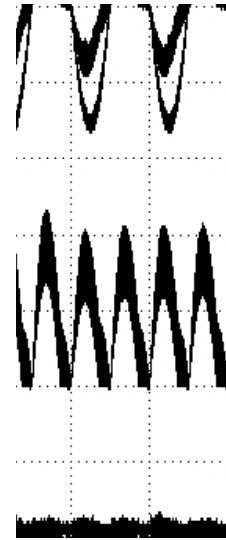


圖 5.18 輸出功率 200W 下工作相數減少之波形



圖 5.19 透過位移角補償輸出功率 200W 下工作相數減少之波形



圖 5.20 輸出功率 300W 下工作相數減少之波形



圖 5.21 透過位移角補償輸出功率 300W 下工作相數減少之波形

第六章

結論

在本篇文章中利用 FPGA 實現無電流感測控制迴路，實現於兩相式升壓型電路上，透過模擬與實做進一步驗證。實做結果可發現此無電流感測控制迴路在穩態以及暫態響應下皆有良好的表現。並且理論推導了平均狀態下的單開關等效電路，以及最大漣波下的單開關等效電路。而利用多相升壓型電路做為實現無電流感測控制的電路，可以更彰顯此無電流感測無須感測電感電流的優點。

利用無電流感測控制，隨相數提高，由於無需感測電流的特性只須感測輸出電壓與輸入電壓，因此不需要增加額外的感測器。這可減少成本以及使此控制器有很廣泛的應用範圍，在元件參數不變的情況，由實作了解到相數變化對於控制器沒有影響，因此對於各種輸出功率下各種相數應用，此一無電流感測控制皆有對應的方法符合要求。



参考文献

MULTIPHASE CIRCUIT

- [1] L. Balogh, R. Redl, “Power-Factor Correction with interleaved boost converter in continuous-inductor-current mode”, in *Proc. Applied Power Electronics Conf. (APEC)*, pp. 168-174, Mar. 1993.
- [2] M. S. Elmore, “Input Current Ripple Cancellation in Synchronized, Parallel Connected Critically Continuous Boost Converters”, in *Proc. Applied Power Electronics Conf. (APEC)*, vol. 1, pp. 152-158, Mar. 1996.
- [3] B. A. Miwa, D. M. Otten, and M. F. Schlecht, “High Efficiency Power Factor Correction using Interleaving Techniques”, in *Proc. Applied Power Electronics Conf. (APEC)*, pp. 557-568, Feb. 1992.
- [4] J. R. Tsai, T. F. Wu, Y. M. Chen, M. C. Lee, “Interleaving Control Schemes for Critical-Mode Boost PFC”, *Power Electronics Spec. Conf. (PESC)*, pp. 2905-2911, Jun. 2007.
- [5] A. Newton, T. C. Green, D. Andrew, “AC/DC Power Factor Correction using Interleaved Boost & Cuk Converters”, *Power Electronics and Variable Speed Drives*, pp. 293-298, 2000.
- [6] P. Wolfs, P. Thomas, “Boost Rectifier Power Factor Correction Circuits with Improved Harmonic and Load Voltage Regulation Responses”, in *Proc. IEEE Power Electronics Spec. Conf. (PESC)*, pp. 1314-1318, Jun. 2007.
- [7] I. Cadirci, A. Tafavi, M. Ermis, “Unity power factor boost converter with phase shifted parallel IGBT operation for medium power application”, *IEE Proc. Electric Power Applications*, vol. 149, no. 3, pp. 237-244, May 2002.
- [8] S. Mariethoz, A.G. Beccuti, M. Morari, “Model Predictive Control of Multiphase Interleaved DC-DC Converter with Sensorless Current Limitation and Power Balance”,

Power Electronics Spec. Conf. (PSEC), pp. 1069-1047, Jun. 2008.

- [9] C. S. Babu, M. Veerachary, “Predictive Controller for Interleaved Boost Converter”, in *Proc. IEEE ISIE*, vol. 2, pp. 577-581, Jun. 2005.

SENSORLESS

- [10] S. Sivakumar, K. Natarajan, R. Gudelewicz, “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.
- [11] H. C. Chen, “Single-Loop Current Sensorless Control for Single-Phase Boost-Type SMR”, *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 24, no. 1, pp. 163-171, Jan. 2009.
- [12] 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. Power Electronics*, vol. 18, no. 6, pp. 1346-1355, Nov. 2003.
- [13] A. Pandey, B. Singh, and D. P. Kothari, “A Novel DC Bus Voltage Sensorless PFC Rectifier with Improved Voltage Dynamics”, in *Proc. IEEE IECON 2002*, pp. 226-228.
- [14] J. Sevastian, J. A. Martinez, J. M. Alonso, and J. A. Cobos, “Voltage-follower Control in Zero-Current-Switched Quasi-Resonant Power Factor Preregulators”, *IEEE Trans. Power Electronic*, vol. 13, no. 4, pp. 727-738, Jul. 1998.
- [15] D. Maksimovic, U. Jang, and R. W. Erickson, “Nonlinear-Carrier Control for High-Power Factor Boost Rectifiers”, *IEEE Trans. Power Electronic*, vol. 11, no. 4, pp. 578-584, Jul. 1996.
- [16] 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 Circuits Without Input Voltage Sensing”, *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 14, no. 4, pp. 663-672, Jul. 1999.

DIGITAL IMPLEMENT

- [17] W. Zhang, Y. F. Liu, B. Wu, "A New Duty Cycle Control Strategy for Power Factor Correction and FPGA Implementation", *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 21, No. 6, pp. 1745-1753, Nov. 2006.
- [18] A. D. Castro, P. Zumel, O. Garcia, T. Riesgo, J. Uceda, "Concurrent and Simple Digital Controller of an AC/DC Converter with Power Factor Correction Based on an FPGA", *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 18, No. 1, pp. 334-342, Jan. 2003.
- [19] A. V. Peterchev, S. R. Sanders, "Quantization Resolution and Limit Cycling in Digitally Controlled PWM Converters", *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 18, No. 1, pp. 301-308, Jan. 2003.
- [20] B. A. Mather, D. Maksimovic, "Quantization Effects and Limit Cycling in Digitally Controlled Single-Phase PFC Rectifiers", in *Proc. IEEE Power Electronics Spec. Conf. (PESC)*, pp. 1297-1303, Jun. 2008.
- [21] M. Ilic, D. Maksimovic, "Digital Average Current-Mode Controller for DC-DC Converters in Physical Vapor Deposition Applications", *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 23, No. 3, pp. 1428-1436, May 2008.

CONTROL STRATEGY

- [22] J. R. Pinheiro, H. A. Grundling, D. L. Vidor, J. E. Baggio, "Control strategy of an interleaved boost power factor correction converter", in *Proc. IEEE Power Electronics Spec. Conf. (PESC)*, pp. 137-142, Jul. 1999.
- [23] M. A. P. Andrade, L. Schuch, J. R. Pinheiro, "Generalized Switching Logic Scheme for CCM-PFC Interleaved Boost Converters", in *Proc. IEEE Power Electronics Spec. Conf. (PESC)*, vol. 3, pp. 2353-2359, Jun. 2004.

ANALYSIS

- [24] P. W. Lee, T. S. Lee, D. K. W. Cheng, X. C. Liu, "Steady-State Analysis of an Interleaved Boost Converter with Coupled Inductors", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol.47, No. 4, pp. 787-795, Aug. 2000.

- [25] H. B. Shin, J. G. Park, S. K. Chung, H. W. Lee, T. A. Lipo, "Generalised Steady-State Analysis of Multiphase Interleaved Boost Converter with Coupled Inductors", *IEE Proc. Electric Power Applications*, vol. 152, No. 3, pp. 584-594, May 2005.
- [26] M. Veerachary, T. Senjyu, K. Uezato, "Modeling and analysis of interleaved dual boost converter", in *Proc. IEEE ISIE*, vol. 2, pp. 718-722, Jun. 2001.
- [27] J. A. A. Qahoug, L. Huang, D. Huard, "Sensorless Current Sharing Analysis and Scheme for Multiphase Converters", *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 23, No. 5, pp. 2237-2247, Sep. 2008.
- [28] DATASHEET---UCC28060
- [29] DATASHEET---UCC28070
- [30] 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.
- [31] Xilinx, Spartan-3 FPGA Family Data Sheet, 2008.
- [32] PSIM WEBSITE---<http://www.powersimtech.com/>

