

國立交通大學

電控工程研究所

碩士論文

單組反流器供電之雙五相永磁同步馬達控制

Single-Inverter-Fed Control for two Five-Phase PMSMs

研究生：蘇崇賢

指導教授：陳鴻祺博士

中華民國九十九年九月

單組反流器供電之雙五相永磁同步馬達控制

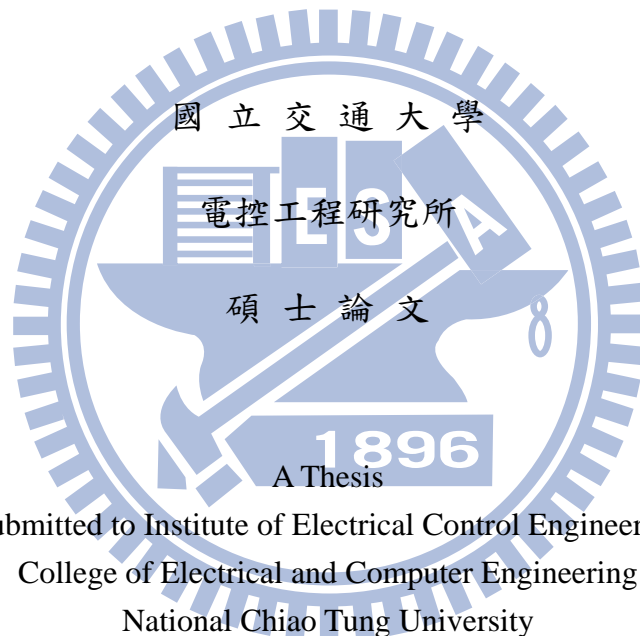
Single-Inverter-Fed Control for two Five-Phase PMSMs

研究生：蘇崇賢

Student : Chong-Xian Su

指導教授：陳鴻祺

Advisor : Hung-Chi Chen



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

Electrical Control Engineering

Sep. 2010

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國九十九年九月

單組反流器供電之雙五相永磁同步馬達控制

研究生：蘇崇賢

指導教授：陳鴻祺 博士

國立交通大學電控工程研究所

摘要

本論文以 FPGA (Field Programmable Gate Array ;) 為控制器，實現雙五相馬達獨立控制。首先探討五相馬達的電路模型，接著討論相序對馬達造成的影響，並依照其結果延伸設計，架構出線圈為串接型式的雙五相馬達系統。在雙五相馬達系統中，藉由控制器調整反流器的輸出電流，使電流為兩組相序交錯的組合，並藉此達成兩顆馬達彼此獨立的控制。由於串接系統中，控制器回授的訊號會受到馬達上的擾動影響，利用 PI 控制器對於弦波的追隨，會有不小的穩態誤差情形。因此在控制器的部份再做設計，使用前饋控制器將擾動縮減，並藉此提升追隨情形。最後利用實作來驗證不同相序的成分彼此間互相作用的狀態，以及不同情況下控制架構的追隨情形。

Single-Inverter-Fed Control for two Five-Phase PMSMs

Student : Chong-Xian Su

Advisor : Hung-Chi Chen

Institute of Electrical Control Engineering
National Chiao Tung University

Abstract

This thesis implements independent control strategy of two-five-phase motor by FPGA. From the characteristic of five-phase motor, we can know how sequences affect motor, moreover design dual motor system. In this system, we control two motors independently by adjust the controller to affect the output current sequence of voltage source inverter. Inside this system, there are a lot of disturbances which greatly affects controller operation, so we design feed-forward controller to decrease the disturbance to improve system tracing. Finally, there are some experimental results shows how sequences make motor system independent control and how control system work here.

誌謝

首先我要感謝我的指導教授陳鴻祺博士，在本文創立的時候給予我的教誨，一路上細心的帶領使本論文得以順利完成。在老師的指導下，除了讓我在這個領域有長足的進步外，也更深刻的體會自己的不足，需要多方的學習與調整，在此對老師致上由衷的感謝。此外，感謝口試委員張鈺炯博士以及胡竹生博士，對論文的方向以及發展給予許多的指教以及寶貴的意見。

在這兩年的研究生涯中，在實驗室認識了許多的朋友，在朝夕相處切磋琢磨之間，使我在各方面都有進步，並且了解合作的真諦。感謝志杰、任浩、庠澤、曄舜以及育慶學長對我的提攜，與你們相處的時光是快樂的。感謝振宇、子安以及智豪同學，在課業上相互的砥礪。此外感謝宏和、威諭以及修哲學弟，讓我在最後一年中的生活，還是充滿各型各色的樂趣，沒有你們，研究的生涯是單調而苦悶的。最後感謝我的父母，給予我經濟以及精神上的依靠，使我能夠專心的在學業上努力。感謝在一路上陪伴著我的各位，在各方面對我的支持，使我成長，謝謝你們。



目錄

| | |
|-----------------------------|-----------|
| 中文摘要 | II |
| 英文摘要 | III |
| 誌謝 | IV |
| 目錄 | V |
| 圖目錄 | VIII |
| 表目錄 | XI |
| 第一章 緒論 | 1 |
| 1.1 研究背景與發展現況 | 1 |
| 1.2 文獻回顧 | 2 |
| 1.3 研究目的 | 3 |
| 1.4 本文架構 | 4 |
| 第二章 五相馬達模型與控制 | 5 |
| 2.1 五相馬達簡介 | 5 |
| 2.1.1 編碼器元件 | 7 |
| 2.1.2 五相馬達模型 | 8 |
| 2.2 五相馬達相序 | 9 |
| 2.2.1 理想感應電動勢 | 9 |
| 2.2.2 實際感應電動勢波形與馬達扭矩 | 11 |
| 2.3 五相馬達驅動模型 | 13 |
| 2.3.1 五相反流器模型 | 13 |
| 2.4 五相馬達控制架構 | 19 |
| 第三章 雙五相馬達接線與控制 | 20 |
| 3.1 五相平衡相序 | 20 |
| 3.1.1 馬達扭矩 | 23 |
| 3.2 馬達連線 | 24 |
| 3.3 雙五相馬達驅動模型 | 28 |
| 3.3.1 雙五相馬達系統驅動組態 | 28 |
| 3.3.2 雙馬達系統下單相線圈電氣方程式 | 29 |

| | |
|------------------------------|-----------|
| 3.3.3 雙馬達系統下馬達機械模型 | 31 |
| 3.4 雙五相馬達控制架構 | 33 |
| 第四章 電流控制器設計 | 35 |
| 4.1 馬達單相模型與反流器單相模型 | 35 |
| 4.2 所提電流控制架構 | 37 |
| 4.2.1 電流命令前饋迴路 | 38 |
| 4.2.2 擾動前饋控制迴路 | 41 |
| 4.2.3 等效擾動前饋控制 | 43 |
| 4.3 控制架構模擬 | 47 |
| 4.3.1 馬達參數及感應電動勢頻譜 | 47 |
| 4.3.2 模擬狀況及模擬架構 | 49 |
| 4.4 模擬結果 | 53 |
| 第五章 實作電路與結果 | 56 |
| 5.1 現場可規劃邏輯閘陣列(FPGA) | 56 |
| 5.2 馬達參數測量 | 57 |
| 5.2.1 馬達電阻測量 | 57 |
| 5.2.2 馬達電感測量 | 59 |
| 5.2.3 馬達感應電動勢測量 | 61 |
| 5.3 實作電路 | 65 |
| 5.3.1 開關驅動電路 | 68 |
| 5.3.2 編碼器轉換電路 | 69 |
| 5.3.3 數位類比轉換電路(DAC、ADC)..... | 70 |
| 5.4 控制架構實作 | 71 |
| 5.4.1 模擬與實作對照 | 71 |
| 5.4.2 電流回授控制實作 | 72 |
| 5.4.3 電流前饋控制實作 | 74 |
| 5.4.4 擾動前饋控制實作 | 76 |
| 5.5 單馬達系統實作波形 | 79 |
| 5.5.1 穩態運作波形 | 79 |

| | |
|----------------------|-----------|
| 5.5.2 轉速變化實作波形 | 81 |
| 5.5.3 負載切換實作 | 81 |
| 5.6 雙馬達實作波形 | 83 |
| 5.6.1 穩態運作波形 | 83 |
| 5.6.2 轉速變化運作波形 | 86 |
| 第六章 結論 | 87 |
| 參考文獻 | 88 |



圖目錄

| | |
|-------------------------------------|----|
| 圖 2.1 五相馬達工作原理 | 6 |
| 圖 2.2 光編碼器示意圖 | 7 |
| 圖 2.3 五相線圈圖 | 8 |
| 圖 2.4 理想狀況下馬達感應電動勢波形 | 9 |
| 圖 2.5 改變轉向之理想感應電動勢波形 | 10 |
| 圖 2.6 五相馬達驅動電路組態 | 13 |
| 圖 2.7 開關訊號示意圖 | 14 |
| 圖 2.8 開關與馬達驅動電路組態 | 15 |
| 圖 2.9 馬達模型方塊圖 | 16 |
| 圖 2.10 電流控制等效方塊圖 | 17 |
| 圖 2.11 馬達轉速與扭矩方塊圖 | 18 |
| 圖 2.12 速度控制方塊圖 | 18 |
| 圖 2.13 五相永磁同步馬達速度控制 | 19 |
| 圖 3.1 相隔 72° 的感應電動勢波形 | 20 |
| 圖 3.2 相隔 144° 的感應電動勢波形 | 21 |
| 圖 3.3 雙馬達連線模型 | 24 |
| 圖 3.4 雙五相馬達驅動電路 | 28 |
| 圖 3.5 雙馬達系統下單組馬達線圈模型 | 29 |
| 圖 3.6 電流控制等效方塊圖 | 30 |
| 圖 3.7 雙馬達系統下單顆馬達機械模型 | 31 |
| 圖 3.8 速度控制方塊 | 32 |
| 圖 3.9 雙五相永磁同步馬達速度控制架構圖 | 34 |
| 圖 4.1 電流控制等效方塊圖 | 35 |
| 圖 4.2 改善的電流架構圖 | 37 |
| 圖 4.3 前饋電流控制等效方塊圖(理想狀況) | 38 |
| 圖 4.4 擾動前饋控制迴路 | 42 |
| 圖 4.5 擾動前饋控制迴路 | 43 |
| 圖 4.6 擾動前饋控制等效迴路 | 45 |
| 圖 4.7 感應電動勢頻譜成份 | 47 |
| (a)實作測量 (b)模擬 | 47 |
| 圖 4.8 感應電動勢模擬架構圖 | 48 |
| 圖 4.9 模擬線圈架構圖 | 49 |
| 圖 4.10 模擬控制器架構圖 | 50 |
| 圖 4.11 模擬比較器架構圖 | 50 |
| 圖 4.12 模擬架構全圖 | 51 |
| 圖 4.13 電流追隨模擬圖 | 53 |
| (a)PI 架構 (b)電流前饋架構 (c)擾動前饋架構 | 53 |

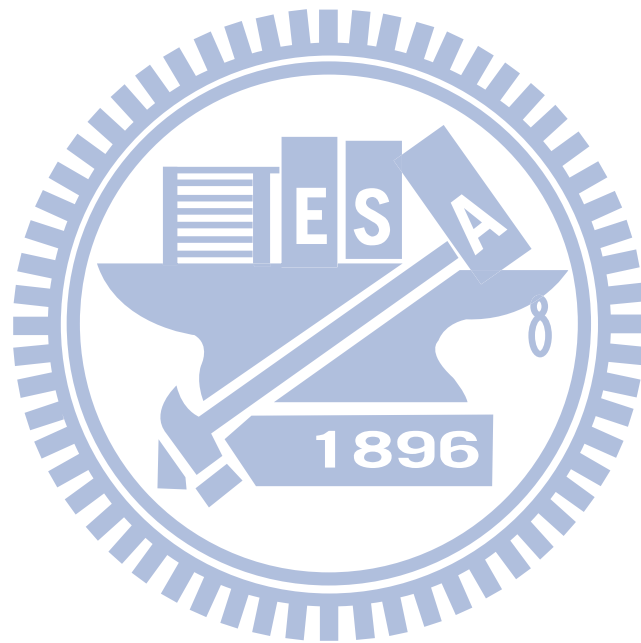
| | |
|--|----|
| 圖 4.14 參數誤差下電流追隨模擬圖 | 54 |
| (a)PI 架構下理想線圈 (b)PI 架構下線圈變動 | 54 |
| (c)擾動前饋架構下理想線圈 (d)擾動前饋架構下線圈變動 | 54 |
| 圖 4.15 參數誤差下電流追隨模擬圖 | 55 |
| (a)PI 架構 (b)PI 架構下轉速變動 | 55 |
| (c)擾動前饋架構 (d)擾動前饋架構下轉速變動 | 55 |
| 圖 5.1 五相馬達線圈示意圖 | 57 |
| (a)線圈電路圖 (b)線圈穩態圖 | 57 |
| 圖 5.2 五相馬達線圈穩態圖 | 58 |
| (a)串聯兩組線圈 (b)串聯四組線圈 | 58 |
| 圖 5.3 馬達電流波形 | 60 |
| (a)五組單相線圈電流波形 (b)串接線圈電流波形 | 60 |
| 圖 5.4 串聯線圈電路 | 60 |
| 圖 5.5 模擬電流波形對照實作波形圖 | 60 |
| 圖 5.6 馬達電路圖 | 61 |
| (a)等效線圈電路圖 (b)等效線圈開路圖 | 61 |
| 圖 5.7 感應電動勢與轉速對應關係 | 62 |
| 圖 5.8 感應電動勢頻率成分 | 63 |
| (a) 示波器波形 (b) Matlab 運算波形 | 63 |
| 圖 5.9 整體架構 | 65 |
| 圖 5.10 實作電路照片 | 66 |
| 圖 5.11 雙馬達系統 | 67 |
| 圖 5.12 開關驅動電路 | 68 |
| 圖 5.13 編碼器轉換電路 | 69 |
| 圖 5.14 數位類比轉換電路 | 70 |
| (a)A/D 轉換電路 (b)D/A 轉換電路 | 70 |
| 圖 5.15 模擬與實作對照圖 | 71 |
| (a)PI 模擬 (b)PI 實作 (c)擾動前饋控制模擬 (d)擾動前饋控制實作 | 71 |
| 圖 5.16 電流迴路模型 | 72 |
| 圖 5.17 電流回授控制圖 | 73 |
| (a) 500rpm, (b) 1000rpm, (c) 2000rpm,命令與回授波形 | 73 |
| 圖 5.18 電流前饋控制系統 | 74 |
| 圖 5.19 電流前饋控制 | 75 |
| (a) 500rpm, (b) 1000rpm, (c) 2000rpm,命令與回授波形 | 75 |
| 圖 5.20 擾動前饋等效控制系統 | 76 |
| 圖 5.21 擾動前饋控制實作 $W=0.25$ | 77 |
| (a) 500rpm, (b) 1000rpm, (c) 2000rpm,命令與回授波形 | 77 |
| 圖 5.22 擾動前饋控制實作 $W=0.5$ | 78 |

| | |
|---|----|
| (a) 500rpm, (b) 1000rpm, (c) 2000rpm,命令與回授波形 | 78 |
| 圖 5.23 FPGA 內部訊號波形圖 | 79 |
| 圖 5.24 穩態運轉實作波形圖($R_g=100\Omega$) : 500 rpm, 1000 rpm, 2000 rpm | 80 |
| 圖 5.25 轉速切換實作 500 rpm 至 2000 rpm ($R_g=100\Omega$)..... | 81 |
| 圖 5.26 負載切換實作波形 | 82 |
| 圖 5.27 雙馬達系統下的 FPGA 內部訊號圖 | 83 |
| 圖 5.28 M1 與 M2 共同運作圖 | 84 |
| 圖 5.29 雙馬達系統轉向變動對應電流圖 | 85 |
| (a)M1 運作於順時針方向 (b)M1 運作於逆時針方向 | 85 |
| 圖 5.30 雙馬達系統暫態圖 | 86 |
| (a)轉速命令切換 (b)負載切換 | 86 |



表目錄

| | |
|-----------------------------|----|
| 表 5.1：FPGA 使用率 | 56 |
| 表 5.2：1 安培電流所測得之電壓電阻表 | 58 |
| 表 5.3：頻率與峰值對照表 | 64 |



第一章

緒論

1.1 研究背景與發展現況

隨著工業的快速發展，馬達廣泛的被應用於產業自動化與電腦相關產品。直流馬達的優點是控制容易，只要改變電樞電壓就可達到變速的目的，最早為工業界運用於各類機械負載驅動器。然而，傳統直流有刷馬達的電樞位於轉子，必須使用換向片與定子的碳刷接觸，當馬達旋轉時兩者摩擦容易產生火花，使得傳統直流有刷馬達不適用於多塵、易爆的特殊場合。而且碳刷必須經常維護，降低了直流有刷馬達的可靠度，直流無刷馬達的出現以電子式換相取代碳刷與換向片，改進了這方面的問題。因此直流無刷馬達由於構造簡單、堅固、體積小和免維護等優點，亦擁有相當於直流有刷馬達的性能，更因為轉子為磁性材料、轉動慣量小、不需激磁電流，可減少轉子功率損失，提昇運轉效能，目前已被廣泛應用在精密機械、電腦週邊及消費性電子產品等裝置中。

由於電力電子技術的發展以及微處理晶片的演進，更高相數的反流器技術實現相對的容易，馬達的相數不再侷限於三相。近年來，關於更高相數的馬達系統，也有著廣泛而熱烈的研究[1]。相較於更高相數的馬達，三相馬達有著較大的頓轉轉矩，影響馬達運轉時的噪音以及振動。在同樣的額定功率下，由於三相馬達的相數較少，同時每一相線圈要承擔的電流數量較大，在高功率的應用下電路元件的規格相對有較大的限制。除此之外，利用多相馬達的特性，在多馬達系統應用的場合中，可以減少反流器的使用數量以及反流器的開關數量。有鑑於此，考慮到馬達應用場合、運作狀態與反流器電路規格，若能夠使用較高相數的馬達來達到相同的控制目的，會更加符合經濟效益，故有多組多相控制策略的提出。

1.2 文獻回顧

一開始對於多相馬達的研究，主要是希望藉由相數的增加來研究與三相馬達的不同之處。相關的研究也許可以溯源於[2]，在[2]中對於馬達相數選取為五相，並比較兩種馬達在運作狀況下，扭矩變化的程度。此外，在[3]中使用兩組三相馬達以互差 30 度方式建構出六相系統，並與三相系統比較扭矩輸出品質。

這些研究的目的，主要著眼於增進馬達的運作效能方面，比如說減少運轉時轉子產生的震盪、減少電流通線圈的耗損；增加馬達相數一方面每一相承受的電流較少，另一方面增加反流器開關切換狀態，兩者都是朝這方面改善的手段。此外，可靠度也是其考量之一，在[4]的研究中探討線圈開路狀況下的多相系統運作狀況，假若反流器供電端輸入的線圈有一組(或更多組)的線圈因不明的狀態而呈現開路，與三相馬達相比，多相馬達依然可以平順的運轉。

利用三相馬達架構的多組馬達系統常見於日常生活中，若要使各組馬達分別獨立運作，其驅動系統必須使用相應數量的反流器做控制。考慮使用多相馬達搭配多相反流器的系統，透過接線以及控制器上的改變，可以得到不同的解決方法[5]。在多相系統的研究中，由於多相系統有額外的自由度可以使用，實作中利用一組反流器可以操作一顆以上的多相馬達，此概念首見於[6]。利用這個特性，改變使用的馬達相數，多組馬達系統的驅動電路可以得到進一步的簡化。

在馬達變速控制中，可以從改變直流鏈電壓著手，但是需要增加額外的電路調整，反流器是另一種較為簡便的方式。弦波脈寬調變(Sine-triangular Pulse Width Modulation)為 PWM 的一種，在經過低通濾波器的電路後，輸出的波形更類似於弦波。多相反流器的架構可以依照三相反流器作為延伸，在開關控制的部分可以用同樣的 PWM 概念達成，本實作中反流器開關的控制方式也依照弦波脈寬調變的方式運作。

1.3 研究目的

在多相馬達的文獻研究中，多相馬達的架構在較高功率的應用、開關規格、運轉噪訊方面有比三相馬達突出的表現。另一方面，多相馬達有著更高的相數以及更多的自由度，在串接系統中可以僅利用一組反流器做控制，[7]則有對馬達相數為偶數下的狀況做探討。利用此種概念，可以縮減反流器的數量，其原理適用於更高相數的馬達。

運用多相馬達的特性，在多馬達系統的應用中，需要的反流器數量僅需一組，使多組馬達的電路系統有簡化的可能性。從降低驅動器的複雜度、生產成本以及應用規格等方面做考量，以三相馬達為主的架構較不適合。有鑒於此，在本論文中主要的目的是發展 SPWM 架構的五相直流無刷馬達，在定子線圈串接的狀況下以適度的相序調整，藉由單一組五相反流器輸出電源作獨立控制。在輸入的部份，需分別取得兩組馬達的光編碼器訊號，經過程式處理後得到對應的電流命令，接著進入相序處理後輸入到五組 SPWM 得出五組開關訊號控制馬達。而這樣的架構，在後面的實作中可以看出兩顆馬達彼此的運作是完全獨立的，意味者兩組馬達系統的功率、負載、轉速以及轉向在控制方面都不需要一致，可以自由調整。

在一般的馬達控制系統中，多數控制器的核心是以數位訊號處理(DSP)來達成，DSP 是一種功能強大且非常快速的微處理器，其特性在於能夠即時處理數位訊號，以便為連續的類比訊號進行測量或濾波。近幾年由於微電子技術的迅速發展，馬達控制透過特殊應用積體電路(Application Specific Integrated Circuit, ASIC)、系統晶片(System On Chip, SOC)或可程式邏輯元件(CPLD/ FPGA)，使得控制器可依系統的應用需求作特殊規劃，提昇整體效能。故本論文針對五相馬達，發展出以 FPGA 為控制器核心並使用硬體描述語言(Verilog HDL)來設計，將系統各個功能做模組化實現，最後與外部驅動電路結合，設計出一套以 FPGA 晶片為基礎之五相馬達串接獨立控制系統。

1.4 本文架構

本論文的内容一共分為六個章節，各章節之大綱内容概述如下：

第一章：說明本論文的研究背景以及相關文獻回顧。

第二章：介紹單組五相直流無刷馬達驅動電路、馬達數學模型。

第三章：介紹本文所使用之雙五相馬達系統整體電路架構、作用原理、以及在此狀況下之馬達數學模型。

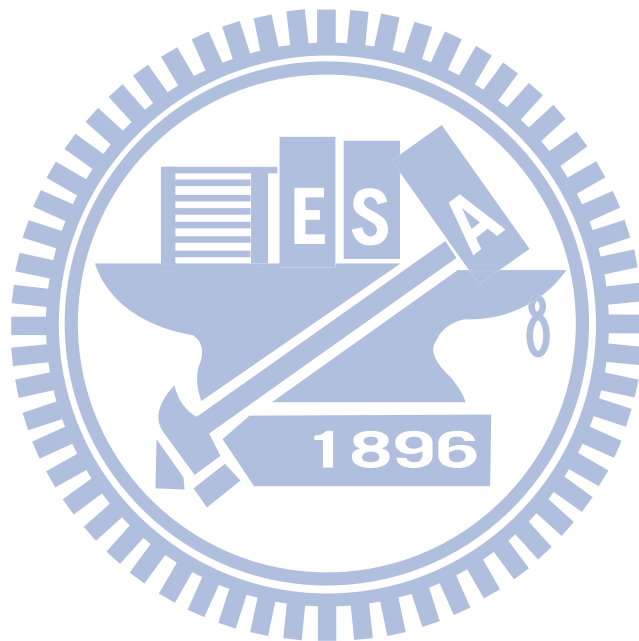
第四章：探討馬達控制器的選用。

第五章：馬達參數量測以及實作結果。

第六章：總結本論文之研究成果以及主要貢獻。

參考文獻。

附錄



第二章

五相馬達模型與控制

2.1 五相馬達簡介

直流無刷馬達內部的轉子為永磁物質，欲使轉子轉動必須要從外界的磁場變化著手，利用定子繞組線圈，以輸入電流造成電磁場的改變。直流無刷馬達工作原理可經由觀察弦波類型直流無刷馬達之操作來了解，一個二極五相直流無刷馬達如圖 2.1(a)所示，主要分成轉子與定子兩部分：轉子部分由一組 N、S 磁極組成，馬達定子的部分由五組線圈構成。由於在本論文中需要使用馬達線圈兩端點的接線，中性點部份的線圈也會使用到，馬達中性點部份的線圈沒有內藏。由於這個原因，五相馬達一共有十個端子拉出來，線圈的部份將屬於中性點的端子以“-”號標示，而另一端接至反流器的端子以“+”號標示。流經線圈的電流方向以打點以及打叉標示，利用打點定義為線圈上電流流出的方向，而打叉則定義為電流流入的方向。

五相馬達上的定子線圈共有五組，相鄰的兩組在空間中呈 72° 分佈，欲操作馬達轉子轉動需要改變定子線圈上的電流方向。假設定子線圈上的電流波形如理想弦波，而馬達轉子位置 θ_r 定義如圖 2.1(a)所示，理想操作下在若要輸出最大扭矩則五相線圈的電流波形與轉子位置的對應關係如同圖 2.1(b)所示。在此狀況下電流波形為理想弦波，五組電流波形間最小的相位差為 72° ，峰值以及頻率皆相同，定義其波形為 i_a 、 i_b 、 i_c 、 i_d 以及 i_e 。

圖 2.1(b)的輸入電流取其中兩組交會點，分別是馬達轉子在 θ_r 為 36° 以及 108° 時對應的電流，在轉子位置為 36° 時電流在馬達的方向以及對應的線圈關係如下所示：此時 i_a 以及 i_b 的值為正，此兩組線圈標示為“+”的部份電流由反流器流至馬達，而 i_c 、 i_d 以及 i_e 的值為負，此三組線圈標示為“-”的部份電流方向由馬達流至反流器。根據電流方向定義打點以及打叉標示如圖 2.1(c)所示，從圖中可以看出五組線圈架構出的磁場以及轉子位置的關係，在此狀況下可以產生最大扭矩。同樣的當轉子位置改變至 108° 度時， i_b 以及 i_c 為正，其他三組為負，此時架構出的圖如同 2.1(d)所示。

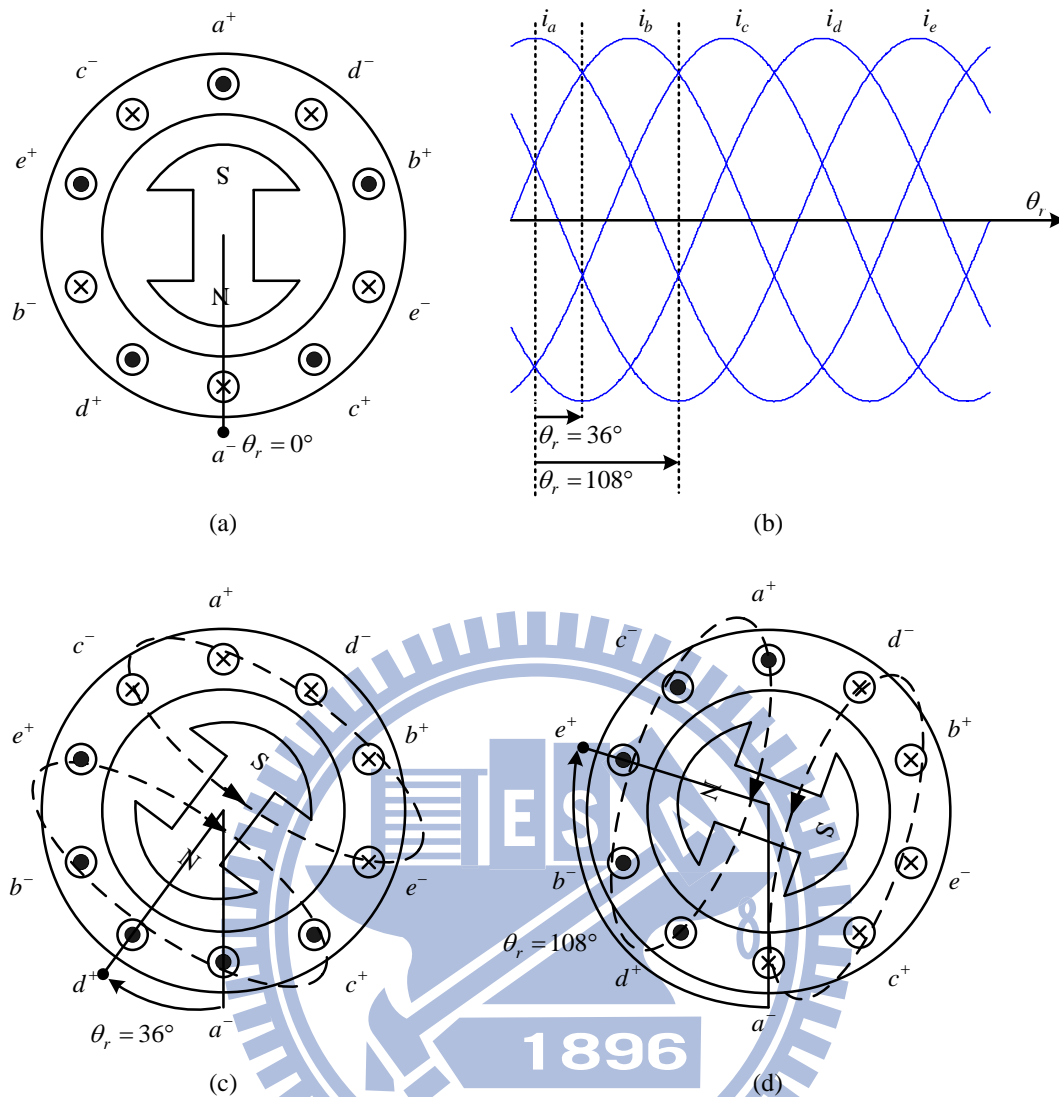


圖 2.1 五相馬達工作原理

藉由觀察定子磁場與轉子磁場之間電磁力作用的觀念可知：如要使馬達的輸出轉矩最大則必須使馬達轉子產生之磁通量和輸入電流產生之電磁場保持垂直的位置，但直流無刷馬達之轉子(磁極)位置是會隨著時間週期變化，位置資訊必須要一直更新。為了保持轉子之順序轉動及獲得最大轉矩，一般的作法是偵測永久磁鐵轉子之磁極位置，然後由驅動電路提供相對應之輸入電流給線圈，使其磁動勢和轉子磁極隨時保持垂直狀態，藉由此控制方法使得馬達不停運轉。

2.1.1 編碼器元件

一般使用的馬達，其上通常會附有編碼器，經過適當的電路處理後能夠將馬達位置資訊送出。當馬達在運轉時附於其上的編碼器會產生輸出電壓的變化，其變化分別由光編碼器以及霍爾元件所產生，輸出的電壓皆有高低兩種位準的變化，依照元件以及電路定義其輸出。

光編碼器為一組均勻分布的柵欄結構加上光感測器組成，其上特定位置一側有等同柵欄寬度的光源通過，另一側有感測器接收光源，柵欄結構如同圖 2.2 所示。柵欄結構會使加於其上的有向性光源被遮蓋或通過，使光感測器接收到的光源有變化，進而改變光感測器的狀態，接著進一步利用邏輯電路產生不同的位準輸出。由於柵欄結構是固定的，在沒有震盪以及轉向改變的狀況下，轉動馬達一圈可得到固定的位準轉換次數，可以依照其次數換算馬達轉動的角度。在正常運作下感測器的波形可以類似於方波輸出，另一組光感測器放置位置會延遲原感測器約 1/4 週期的位置，使兩者的輸出位準不會一致，並且藉由位準順序的差異可以從中判斷馬達轉子的轉向。

霍爾元件用於偵測電流或是磁場訊號，依照其偵測的訊號方向改變輸出的位準，將其結果轉為邏輯輸出。此元件在馬達運轉時位準改變的次數遠少於光編碼器，位準的判定方式為訊號的方向而不是大小，轉換的點為待測訊號值為零的地方，因此可以在特定位準變換的時候得知轉子角度。

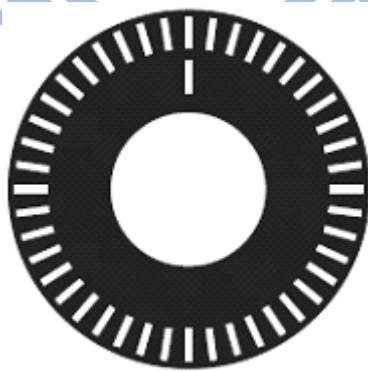


圖 2.2 光編碼器示意圖

利用光感測器在固定時間內的轉換次數可以轉換成速度，而兩組感測器間的序列變化可以得到轉向，將光編碼器加入處理可以得到明確的角度資訊。

2.1.2 五相馬達模型

五相馬達內部的線圈如圖 2.3 所示，理想狀況下假設馬達每一相線圈之間彼此相等而平衡，其線圈的電路可以等效為一組電阻 r 以及電感 L 的組合，五組之間的電阻以及電感相等，線圈間的互感為零。

穩態狀況下馬達供電藉由反流器運作送電，輸出五組平衡而理想的電流至馬達，假若此時馬達以轉速 ω_r 運轉，而各相線圈上有相應而生的感應電動勢 e 存在。假設馬達線圈的電阻值 r 極小，導致電流流經線圈所產生的功率很小，其能量的耗損可以略去不計。在這種狀況下，反流器電能完全轉換成馬達的機械能，在反流器供應的電流以及馬達感應電動勢波形作用下馬達轉矩 T_{em} 可以式(2.1)表示。

$$T_{em} = \frac{[e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c + e_d i_d + e_e i_e]}{\omega_r} \quad (2.1)$$

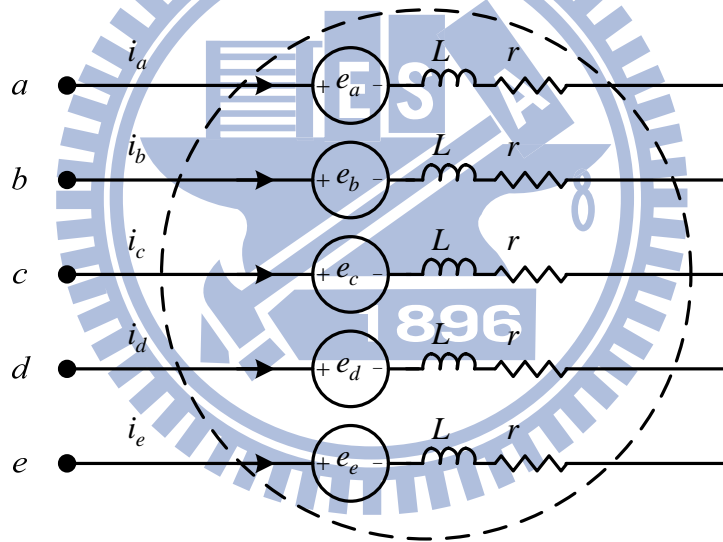


圖 2.3 五相線圈圖

2.2 五相馬達相序

2.2.1 理想感應電動勢

在馬達運作下，馬達上的線圈會產生出相應的感應電動勢，其波形與馬達轉子有關。理想狀況下馬達以穩定速度運轉，五相馬達上各相感應電動勢波形依照與轉子的角度差異，呈現相差 72° 的理想弦波分布。在五相馬達中定義角度差為 72° 的兩組線圈為相鄰線圈，觀測馬達感應電動勢波形，依照相鄰角度差定義出五組線圈 a 、 b 、 c 、 d 以及 e ，拉出其中三組波形觀測如圖 2.4 所示。而感應電動勢的峰值與當前的轉速有關，在轉子轉速穩定的狀況下，各相波形的峰值皆為固定且彼此相等。在馬達轉速為 ω_r 而轉子位置在 θ_r 時，五相感應電動勢的波形如同式(2.2)所示：

$$\begin{aligned} e_a &= k_v \omega_r \cos \theta_r \\ e_b &= k_v \omega_r \cos(\theta_r - 72^\circ) \\ e_c &= k_v \omega_r \cos(\theta_r - 144^\circ) \\ e_d &= k_v \omega_r \cos(\theta_r - 216^\circ) \\ e_e &= k_v \omega_r \cos(\theta_r - 288^\circ) \end{aligned} \quad (2.2)$$

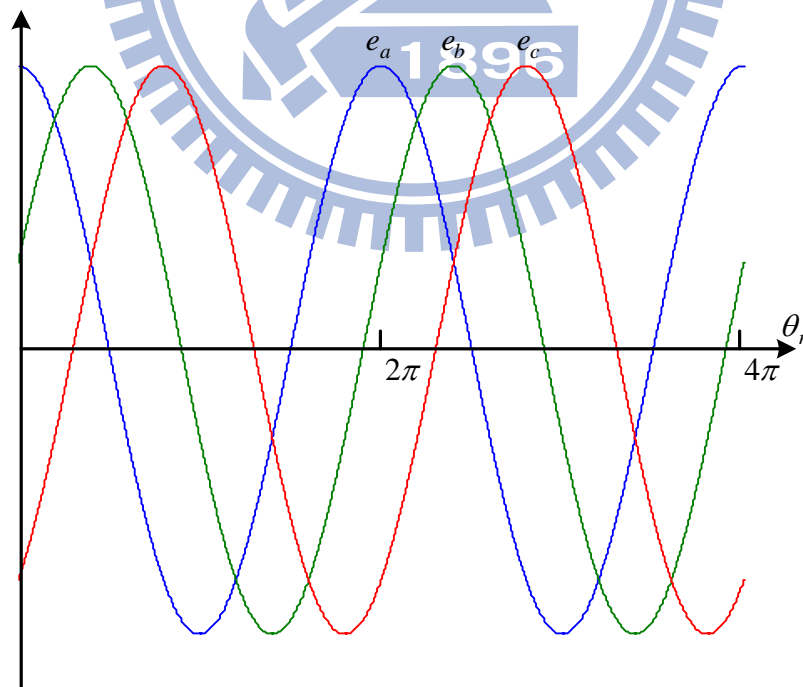


圖 2.4 理想狀況下馬達感應電動勢波形

感應電動勢波形其相序與馬達的轉向有關，假設馬達目前轉子轉向轉至另一個方向，則此時的感應電動勢波形對照轉子的圖可以圖 2.5 表示。在實際狀況下馬達轉子順時針運作時波形如圖 2.4 所示，而逆時針運作方向波形如圖 2.5 所示。

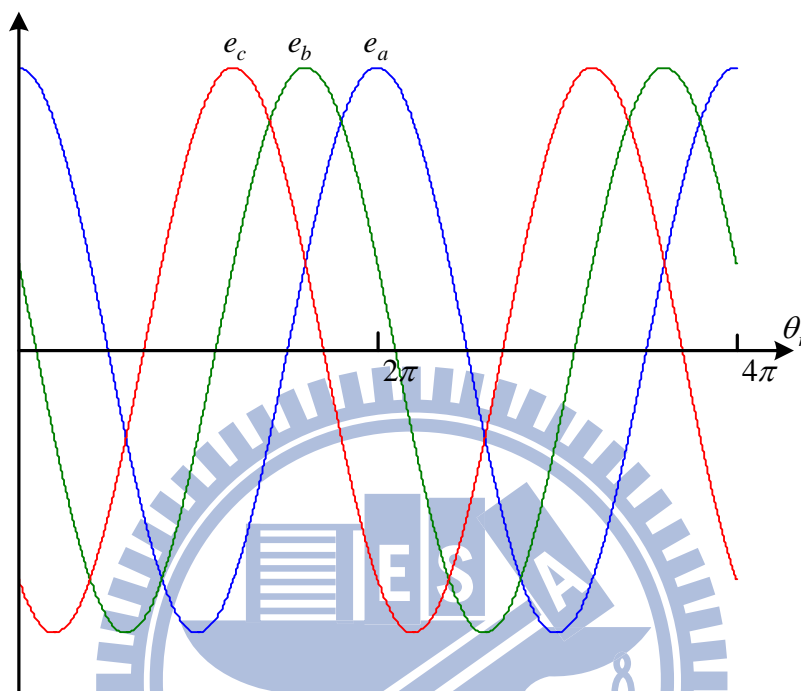


圖 2.5 改變轉向之理想感應電動勢波形

由圖 2.4 作為延伸，五相馬達在順時針方向轉動，五組線圈上的相序呈現弦波分佈，個別的角度為 $\theta_r, \theta_r - 72^\circ, \theta_r - 144^\circ, \theta_r - 216^\circ, \theta_r - 288^\circ$ ，如式(2.3)左側的序列。同樣的，觀察圖 2.5 五相線圈相序對應的角度為 $\theta_r, \theta_r - 288^\circ, \theta_r - 216^\circ, \theta_r - 144^\circ, \theta_r - 72^\circ$ ，如式(2.3)右側的序列。由此可知，此二序列的感應電動勢一致，僅有轉向不同。

$$\begin{aligned}
 e_a &= k_v \omega_r \cos \theta_r & &= k_v \omega_r \cos(-\theta_r) \\
 e_b &= k_v \omega_r \cos(\theta_r - 72^\circ) & &= k_v \omega_r \cos(-(\theta_r - 288^\circ)) \\
 e_c &= k_v \omega_r \cos(\theta_r - 144^\circ) & &= k_v \omega_r \cos(-(\theta_r - 216^\circ)) \\
 e_d &= k_v \omega_r \cos(\theta_r - 216^\circ) & &= k_v \omega_r \cos(-(\theta_r - 144^\circ)) \\
 e_e &= k_v \omega_r \cos(\theta_r - 288^\circ) & &= k_v \omega_r \cos(-(\theta_r - 72^\circ))
 \end{aligned} \tag{2.3}$$

2.2.2 實際感應電動勢波形與馬達扭矩

在實際狀況下，馬達運作時所產生的感應電動勢不是理想弦波，轉子轉動時除了基本頻率之外，也伴隨著其他高次項的諧波成份出現。在(2.3)式中理想感應電動勢的方程式在這裡稍作修改，利用 $K_n \omega_r$ 代表第 n 次項諧波的峰值，取代原先的 k_v 。而偶次項的諧波成份為零，因此在式中的 n 值皆為奇數，此時在式(2.3)中的感應電動勢波形可以進一步修改成式(2.4)：

$$\begin{aligned}
 e_a &= \sum_n K_n \omega_r \cos(n\theta_r) \\
 e_b &= \sum_n K_n \omega_r \cos(n(\theta_r - 72^\circ)) \\
 e_c &= \sum_n K_n \omega_r \cos(n(\theta_r - 144^\circ)) \\
 e_d &= \sum_n K_n \omega_r \cos(n(\theta_r - 216^\circ)) \\
 e_e &= \sum_n K_n \omega_r \cos(n(\theta_r - 288^\circ))
 \end{aligned} \tag{2.4}$$

感應電動勢的諧波能量與其次項成反比，在基本波以外的能量消滅的速度相當的急劇，因此整體的波形大致上還是呈現弦波分佈。而在馬達驅動時，利用編碼器可以得到轉子的位置資訊 θ_r ，接著用反流器輸入相應的電流提供馬達扭矩。

假若反流器輸出的電流波形與感應電動勢基本波同相序，在馬達穩定運作下輸入理想弦波電流。此時定子線圈上流過的電流其峰值為 I ， θ_r 為從編碼器上獲得的資訊，反流器輸出與馬達實際轉子位置之間的追隨有 ϕ 的誤差存在，相對應的電流方程式可以如同式(2.5)所示：

$$\begin{aligned}
 i_a^* &= I \cos(\theta_r + \phi) \\
 i_b^* &= I \cos(\theta_r - 72^\circ + \phi) \\
 i_c^* &= I \cos(\theta_r - 144^\circ + \phi) \\
 i_d^* &= I \cos(\theta_r - 216^\circ + \phi) \\
 i_e^* &= I \cos(\theta_r - 288^\circ + \phi)
 \end{aligned} \tag{2.5}$$

將上述二式帶入式(2.1)，經過運算可得到馬達的輸出扭矩，列式於式(2.6)：

$$\begin{aligned}
 T_{em} &= \frac{5}{2} IK_1 \cos \phi + \frac{5}{2} (IK_9 + IK_{11}) \cos(10\theta_r + \phi) \\
 &\quad + \frac{5}{2} (IK_{19} + IK_{21}) \cos(20\theta_r + \phi) + \dots
 \end{aligned} \tag{2.6}$$

於式(2.6)中可以看出，扭矩為電流與各項感應電動勢基頻成分的加總，其他頻率的組合則變成高次項的諧波， ϕ 為零時可以得到最大扭矩。

諧波成分在運算中會有互相抵消的狀況，於式(2.6)中感應電動勢在三、五、七次諧波成分，與電流波形相乘後加總的結果皆為零，而不會影響到馬達的運作。經過三角函數和差化積運算，九、十一次的感應電動勢成分會與電流產生十倍頻的扭矩。因此在控制器的設計中，三次到七次的頻譜成份影響可以略去不計，僅需考慮九次以上諧波的成分。

同樣的抵消的情形會發生在十三、十五、以及十七次的部分，高次項的諧波成分會累積於以十倍頻率為主的式子中，這一部分的能量主要帶給馬達的是漣波轉矩，影響馬達轉速的變動。使用 PWM 的架構下能量分布在基頻時為最大，在諧波次項中隨著頻率的增加而快速的減少。靠近基頻的諧波成分對馬達有較大的影響，三相馬達的扭矩在三次諧波的部分會相消不會作用，但會受到五次、七次諧波的影響。相較之下影響五相馬達的諧波成分，其頻譜較高且數量分部較少，諧波對五相馬達的影響比三相馬達要小許多。



2.3 五相馬達驅動模型

2.3.1 五相反流器模型

在實際的控制中，五相馬達的運作需要接上相同相數的五相反流器驅動控制，整個架構如同圖 2.6 所示。五相反流器主要由十組開關以及電容組成，開關兩兩一組形成一臂與馬達端子連接由直流鏈端提供電壓源，而在入電側加上電容穩壓。

在 2.2 節中利用感應電動勢定義出五相馬達的順序，將反流器接至線圈端的部份定義其電位點 a 、 b 、 c 、 d 以及 e 。直流鏈端的電容值其值極大，在穩定運作下兩組電容的壓降會相等，定義其中心點電位為 o 。在單組五相馬達的運作中，由於五相馬達的另一端不需要接至其他馬達接線，因此在這裡將其以星型接法將其連接而成中性點，定義此點電位為 n 。驅動的方式是使用開關切換將直流鏈的電流送入馬達，在電路運作期間，五相反流器依照 SPWM 的開關切換方式運作。

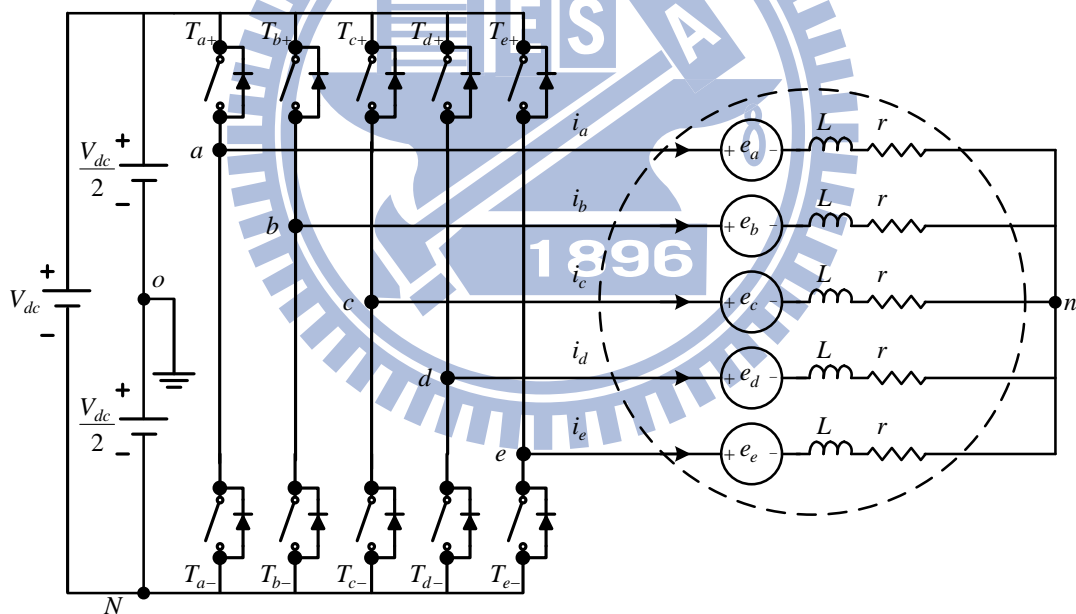


圖 2.6 五相馬達驅動電路組態

一般的三相馬達驅動方法分為方波驅動以及正弦波驅動，前者將反流器六個開關以單純方波訊號切換來驅動馬達運轉，後者驅動方式如一般的交流馬達。正弦波驅動在定子端輸入三相正弦波訊號、合成一旋轉磁場帶動轉子旋轉，本論文採用正弦波驅動馬達運作，故在此節略去方波驅動的介紹。如同三相馬達的驅動，在五相馬達的控制可以沿用這個方法。

圖 2.6 中一共會輸出的 10 組開關波形，主要是兩種類型的訊號比較的結果，一組是固定峰值頻率的三角波訊號、一組是依照相序以及角度改變的弦波訊號。定子端輸入的理想弦波電流可由程式產生，在反流器的每一相上各有一組上下臂開關，利用特定的運作策略可以使反流器輸出近似正弦波的訊號。反流器的一組上下臂開關僅有四種變化：分別是[上臂 on 下臂 on]、[上臂 on 下臂 off]、[上臂 off 下臂 on]以及[上臂 off 下臂 off]，其中兩個開關動作皆為 off 的開關組態皆視為開路，開路狀態對於整體的電路而言沒有辦法控制，因此算三種狀態。而兩組開關動作皆為 on 的狀態下視為短路，由於開關的阻值遠小於馬達線圈，因此此狀態可以視為直流端電壓直接通過兩個開關，此時開關會損毀。因為這兩種狀況皆不是理想的電路操作，且有對電路造成損壞的問題，在此控制方式中主要利用其他兩種開關狀態。

在這裡使用 SPWM 控制開關的狀態，使其輸出的頻譜類似弦波。SPWM (sinusoidal pulse width modulation 弦波脈衝寬度調變) 利用一組固定頻率的三角波以及弦波訊號做比較，依照比較結果決定開關的狀態，改變開關的 *duty* (工作週期)：當弦波值最大時開關的 *duty* 為最大，相對的弦波值最小時開關的 *duty* 最小，將 *a* 相的控制訊號與三角波訊號 v_{tri} 拉出比較如圖 2.7 所示。當馬達正常運作時編碼器送出位置資訊，藉由程式處理後得到相應的弦波控制訊號 v_{cont} ，控制訊號的峰值由程式控制。將此訊號與三角波比較後可以得到兩種狀態，導通或是開路，此為 *a* 相開關上臂的開關訊號。而由上段所提及的開關組態可以明白，下臂的開關不能與上臂的相同，因此下臂開關的產生方式主要是由邏輯電路產生相反的狀態。

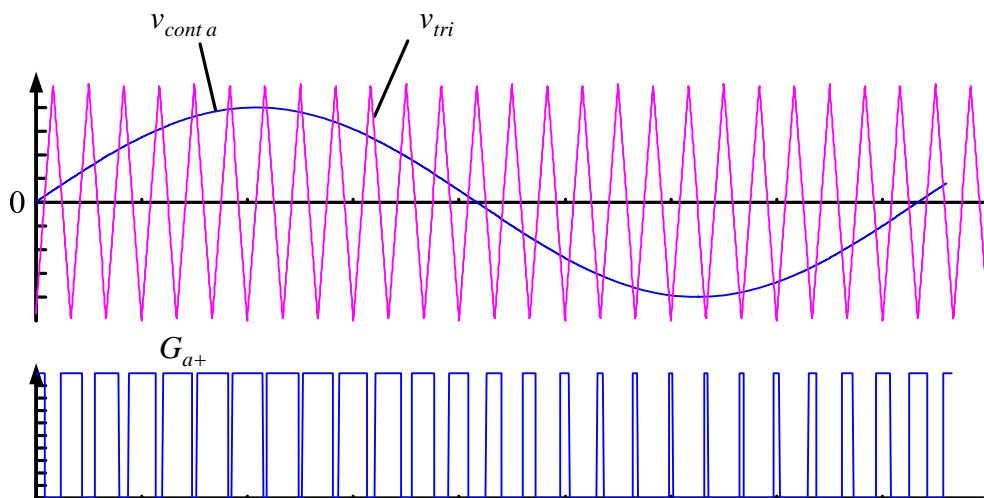


圖 2.7 開關訊號示意圖

2.3.2 單相馬達相圈等效模型

在電路運作期間，反流器開關依照 SPWM 運作，依照其控制方式有兩種輸出狀態，而整體的馬達驅動模型可以進一步定義如圖 2.8。

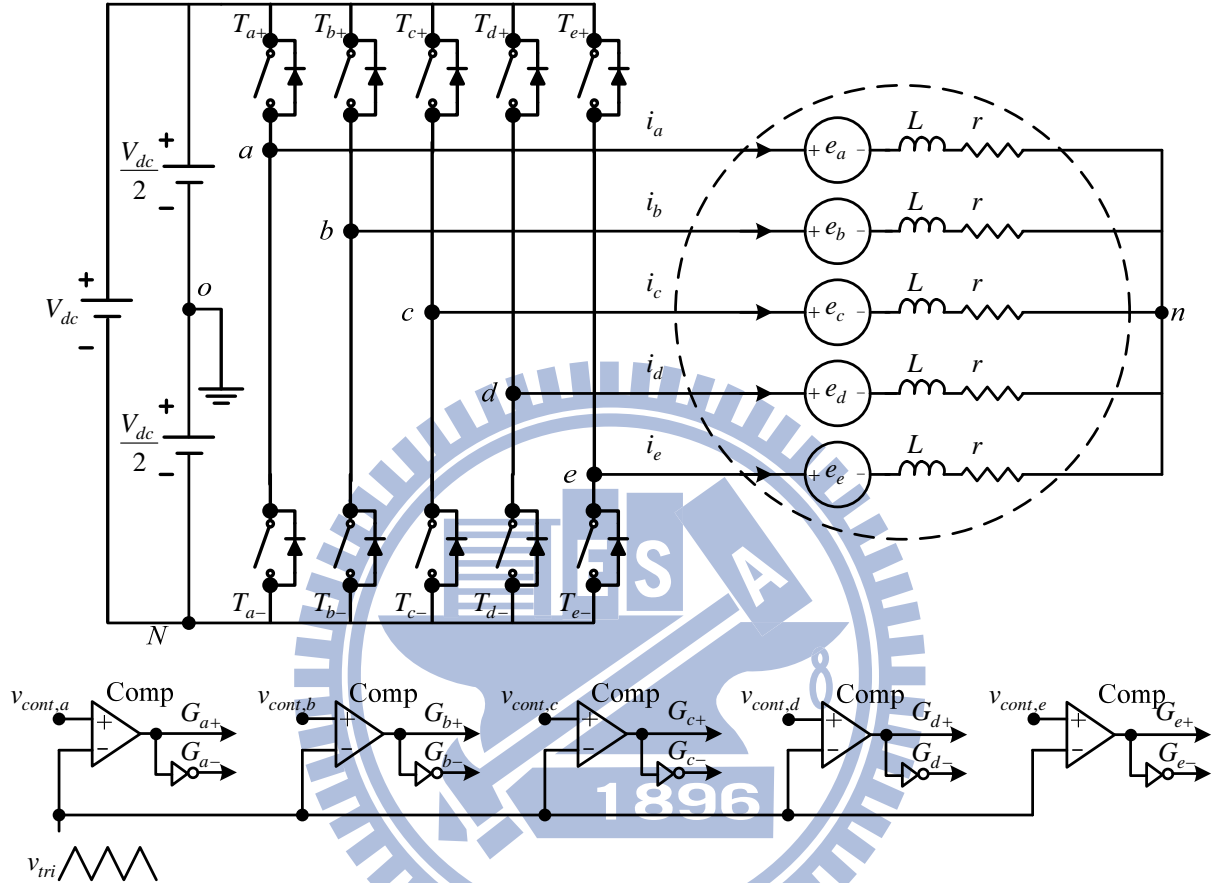


圖 2.8 開關與馬達驅動電路組態

利用向量關係，反流器輸出端在任意時刻的電位點可以定義如式(2.7)

$$v_{ko} = \left(\frac{V_{dc}/2}{\hat{v}_{tri}} \right) v_{cont,k} \quad k = a, b, c, d, e \quad (2.7)$$

觀察反流器上輸出端的電位 \$v_{ko}\$，藉由開關的控制可以輸出兩種電位，利用向量的關係可以得到馬達相電壓的向量關係，列式如下：

$$v_{ko} = v_{kn} + v_{no} \quad (2.8)$$

平衡穩定的三相系統相電壓互差 \$120^\circ\$，加總後總值為零。依照這個方式延伸，在穩態狀況下理想五相系統相電壓彼此互差 \$72^\circ\$，而在加總後其總值亦為零。因此在式(2.8)

中，將五相的方程式帶入加總，可以得到式(2.9)的結果。因此藉由(2.8)以及(2.9)兩式的關係，可以得到五相馬達相電壓公式，如同式(2.10)。

$$v_{no} = \frac{1}{5}(v_{ao} + v_{bo} + v_{co} + v_{do} + v_{eo}) \quad (2.9)$$

$$v_{kn} = v_{ko} - \frac{1}{5}(v_{ao} + v_{bo} + v_{co} + v_{do} + v_{eo}) \quad (2.10)$$

根據馬達上相電壓 v_{kn} 以及在先前描述的馬達模型，可以得到此時流過馬達的電流方程式，而相電壓經過向量的代換可以得出控制命令對上馬達電流的方程式。推導其方程式如式(2.11)的結果，電感 L 以及電阻 r 為任意時刻存在於馬達上的阻抗，假設馬達五相線圈間彼此無互感，馬達上每一相線圈的電壓輸入轉換電流可以下式表示。

$$L \frac{di_k(t)}{dt} + ri_k(t) = v_{kn}(t) - e_k(t),$$

$$v_{ko}(t) - v_{no}(t) - e_k(t) = L \frac{di_k(t)}{dt} + ri_k(t),$$

$$\frac{V_{dc}}{2\hat{v}_{tri}} v_{cont,k}(t) - v_{no}(t) - e_k(t) = L \frac{di_k(t)}{dt} + ri_k(t),$$

將上面列式轉換如式(2.11)，可以得到電壓轉換電流方塊圖如圖 2.9：

$$\frac{V_{dc}}{2\hat{v}_{tri}} v_{cont,k} - v_{no} - e_k = (Ls + r)i_k \quad (2.11)$$

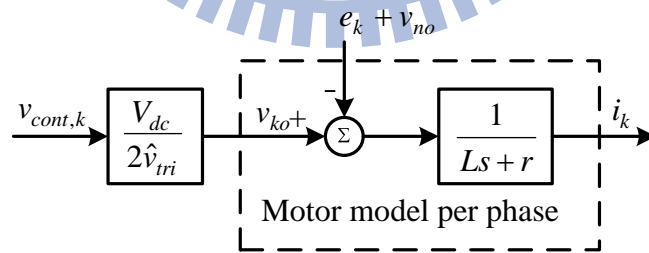


圖 2.9 馬達模型方塊圖

從圖 2.9 中觀測，反流器輸出端的電壓經過感應電動勢以及代換後，經過馬達線圈的等效電路後得到電流。反流器的控制電壓是利用程式控制回授產生，在馬達運作時利用電流感測器回授電流至系統。在這裡先將電流轉換係數定義為 K_s ，而假定能理想轉換 $K_s = 1$ ，整體架構如圖 2.10 所示。

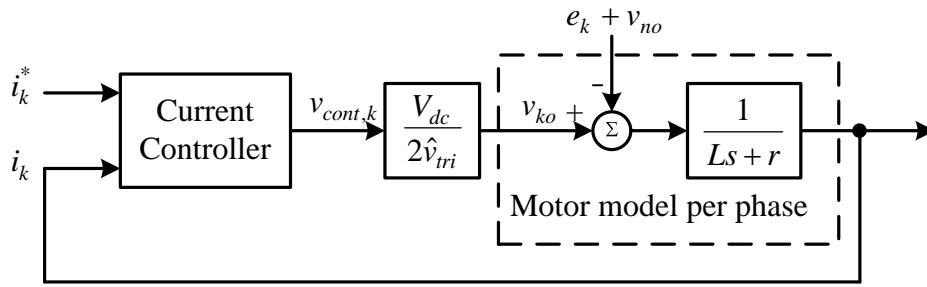
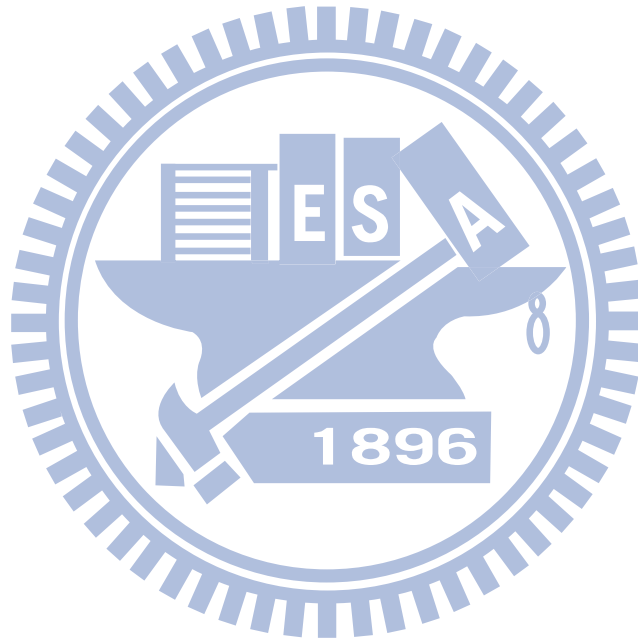


圖 2.10 電流控制等效方塊圖

假設電流迴路控制器設計良好，各相電流皆能緊密追隨該相電流命令，使扭矩方程式 2.6 中電流與感應電動勢之相位差 ϕ 為零。在式 2.6 中的運算結果含有諧波成份會造成馬達轉速的變化，而其諧波次項在九次以上會對扭矩作用而其值極小，因此在這裡忽略諧波成份。



2.3.3 馬達機械模型

在實作中五相馬達運作時會加入一組對接的馬達，馬達的相數可以自由選取，在這裡採用三相馬達系統。作為負載而言，馬達拉出的線圈不與反流器連接，而是接至電阻，其扭矩大小 T_L 與當前轉速以及接上的負載有關。此時所操控的五相馬達轉動慣量為 J 而黏滯係數為 B ，兩個參數與馬達的對應關係如式(2.12)。

$$T_{em} - T_L = J \frac{d\omega_r}{dt} + B \frac{d\theta_r}{dt} \quad (2.12)$$

將式(2.12)做轉換，得到式(2.13)，此時馬達系統與扭矩的關係可以用圖 2.11 來表示。

$$T_{em} - T_L = \omega_r (Js + B) \quad (2.13)$$

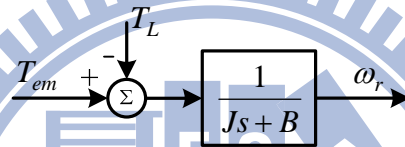


圖 2.11 馬達轉速與扭矩方塊圖

同樣的，假設控制器為理想的狀況下，利用程式處理回授的轉速命令產生適當電流訊號，電流與感應電動勢作用的扭矩如式(2.6)所示。而假定感應電動勢諧波成份的影響極小，扭矩可以近似如式(2.14)，則速度控制迴路可以等效如圖 2.12 之等效方塊：

$$T_{em} = \frac{5}{2} IK_1 \cos \phi + \frac{5}{2} (IK_9 + IK_{11}) \cos(10\theta_r + \phi) + \frac{5}{2} (IK_{19} + IK_{21}) \cos(20\theta_r + \phi) + \dots$$

$$T_{em} \cong \frac{5}{2} IK_1 \quad (2.14)$$

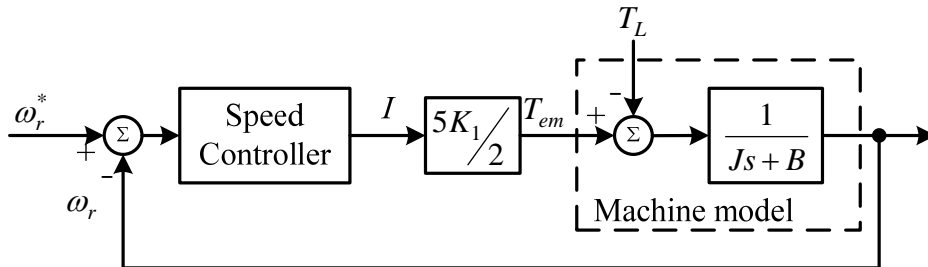


圖 2.12 速度控制方塊圖

2.4 五相馬達控制架構

在圖 2.10 以及圖 2.12 的方塊圖中，分別使用了兩種控制器，於本節中一併作介紹。五相馬達的控制架構如圖 2.13 所示，在此架構下利用速度迴路控制，使馬達維持穩定的轉速運作。整個架構分為兩部份討論，分別是命令產生以及控制回授的區塊，在本實作中兩種五相馬達的控制都遵循著這個架構運作。

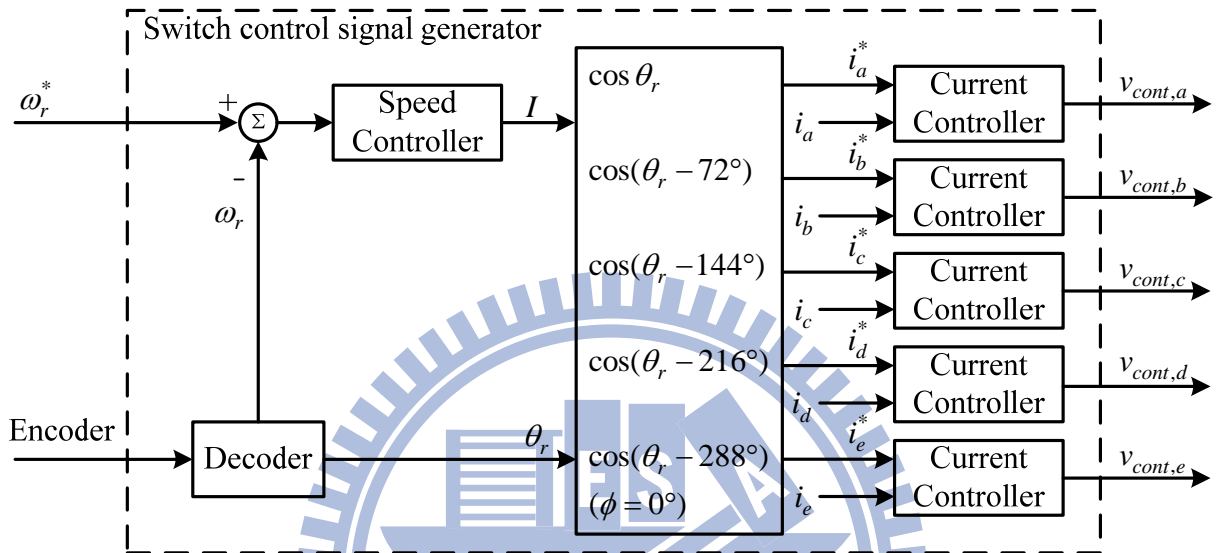


圖 2.13 五相永磁同步馬達速度控制

在先前對馬達的簡介中有提及編碼器訊號，在適當的電路調整下將此部分的訊號輸入至控制器，利用解碼器將此三部份的訊號轉變成馬達轉子角度 θ_r 。在程式中使用計數器計算時間，並紀錄馬達轉子角度在固定時間內的變動值，經過運算後可以得到當前馬達轉動的速度 ω_r 。將 ω_r 以及轉速命令 ω_r^* 比較取得差值，帶入速度迴路控制器運算，得出適當的電流命令峰值。接著利用位置訊號 θ_r 在程式中做查表，依據給定的每相輸出相位差，產生式(2.5)的電流弦波波形。由式(2.6)中的馬達扭矩方程式可以看出，當相位差 ϕ 值帶入零的時候可以使馬達產生最大的扭矩，因此在查表時將相位差 ϕ 設為零。得到適當的弦波波形後，將此值與速度控制器產生的電流峰值相乘，產生理想的五相電流命令。

此外在實際操作中，程式需要回授當前馬達線圈的電流資訊，依照定義的線圈，分別是 i_a 、 i_b 、 i_c 、 i_d 以及 i_e 。在此狀況下將回授的電流以及速度控制器產生的電流命令相減，取其誤差值後進入電流控制器，經過運算後取得五組電壓控制訊號。

第三章

雙五相馬達接線與控制

3.1 五相平衡相序

在本論文的雙五相馬達系統中，所使用的反流器以及控制系統只有一組，而兩組馬達之間的接線以端子連接，而線圈的連接必須依照相序排列，在本節中會將馬達的相序定義。

電路學三相系統中有相序的概念，為正相序與負相序，在三相馬達中僅有轉向的對應。而在五相馬達中鄰近的兩相線圈角度差為 72° ，依照相隔 72° 定義線圈 a 、 b 、 c 、 d 以及 e ，可以得到五個在空間中不重複的線圈。當馬達穩定運作下，馬達轉子的位置 θ_r 隨時間改變，任意時刻下產生的感應電動勢的基本波波形分別可以表示為 $\cos\theta_r, \cos(\theta_r - 72^\circ), \cos(\theta_r - 144^\circ), \cos(\theta_r - 216^\circ), \cos(\theta_r - 288^\circ)$ ，這部分在上一章當中有討論過。拉出五相馬達的其中三組線圈 a 、 b 、 c ，對應轉子位置 θ_r 的感應電動勢如圖 3.1，此時相鄰的線圈互差 72° ，而此三組線圈的感應電動勢基本波波形為 $\cos\theta_r, \cos(\theta_r - 72^\circ), \cos(\theta_r - 144^\circ)$ 。

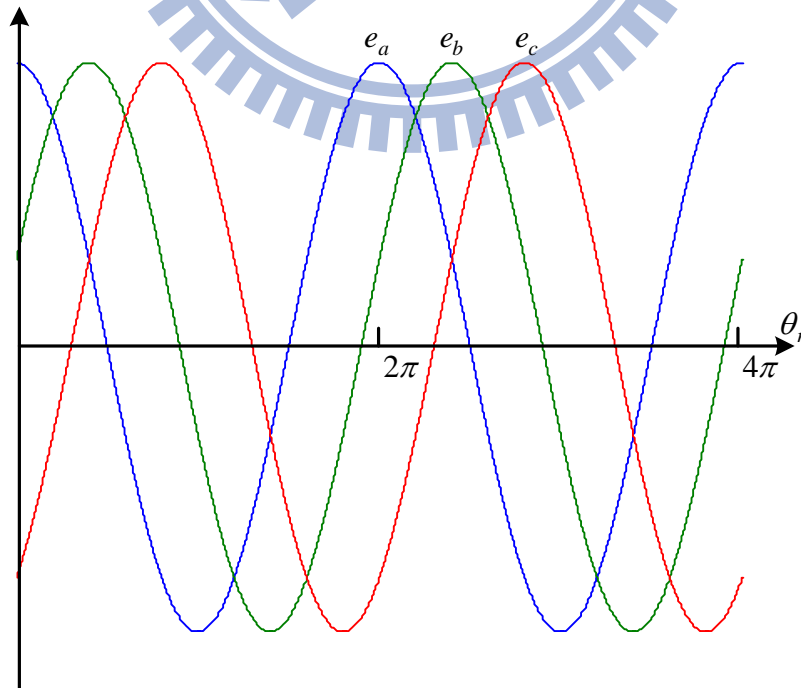


圖 3.1 相隔 72° 的感應電動勢波形

將相隔的角度改變，使定義線圈之間相鄰的角度從 72° 調整至 144° ，可以定義出不重複的線圈 a 、 b 、 c 、 d 以及 e ，其感應電動勢的基本波波形分別可以表示為 $\cos\theta_r, \cos(\theta_r - 144^\circ), \cos(\theta_r - 288^\circ), \cos(\theta_r - 72^\circ), \cos(\theta_r - 216^\circ)$ 。利用同樣的電路，測量在此定義下的三組線圈 a 、 b 、 c ，在固定轉速以及轉向的狀況下可以得到圖 3.2 的波形。此時定義的三組線圈相差 144° ，而其感應電動勢的基本波波形可以表示為 $\cos\theta_r, \cos(\theta_r - 144^\circ), \cos(\theta_r - 288^\circ)$ 。

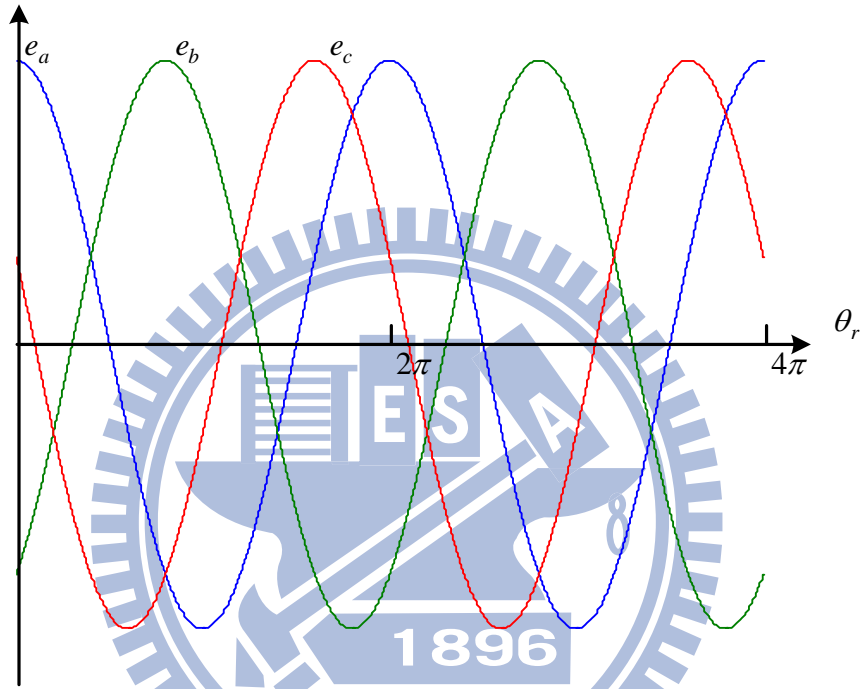


圖 3.2 相隔 144° 的感應電動勢波形

將定義的線圈其相鄰角度再調整為 216° 以及 288° ，可以發現此五組線圈在空間中呈現彼此獨立、沒有重疊的情況。其中相鄰角度互差 288° 在第二章有討論過，與相鄰角度 72° 的相序組合一樣而轉向相反。相鄰角度互差 216° 時的狀態，與互差 144° 的感應電動勢波形列式如式(3.1)，感應電動勢一致而在轉向部份有差異。

$$\begin{aligned}
 e_a &= \sum_n K_n \omega_r \cos(n\theta_r) &= \sum_n K_n \omega_r \cos(-n\theta_r) \\
 e_b &= \sum_n K_n \omega_r \cos(n(\theta_r - 144^\circ)) &= \sum_n K_n \omega_r \cos(-n(\theta_r - 216^\circ)) \\
 e_c &= \sum_n K_n \omega_r \cos(n(\theta_r - 288^\circ)) &= \sum_n K_n \omega_r \cos(-n(\theta_r - 72^\circ)) \\
 e_d &= \sum_n K_n \omega_r \cos(n(\theta_r - 72^\circ)) &= \sum_n K_n \omega_r \cos(-n(\theta_r - 288^\circ)) \\
 e_e &= \sum_n K_n \omega_r \cos(n(\theta_r - 216^\circ)) &= \sum_n K_n \omega_r \cos(-n(\theta_r - 144^\circ))
 \end{aligned} \tag{3.1}$$

依照定義線圈相隔的角度不同，將這些線圈的感應電動勢基本波組合排列，可以得到四種相序，分作四行列式如下式， θ_r 表示馬達轉子位置

$$\begin{aligned} & \cos \theta_r, \cos(\theta_r - 72^\circ), \cos(\theta_r - 144^\circ), \cos(\theta_r - 216^\circ), \cos(\theta_r - 288^\circ) \\ & \cos \theta_r, \cos(\theta_r - 144^\circ), \cos(\theta_r - 288^\circ), \cos(\theta_r - 72^\circ), \cos(\theta_r - 216^\circ) \\ & \cos \theta_r, \cos(\theta_r - 216^\circ), \cos(\theta_r - 72^\circ), \cos(\theta_r - 288^\circ), \cos(\theta_r - 144^\circ) \\ & \cos \theta_r, \cos(\theta_r - 288^\circ), \cos(\theta_r - 216^\circ), \cos(\theta_r - 144^\circ), \cos(\theta_r - 72^\circ) \end{aligned}$$

第一行與第四行可以視為馬達在同一組相序中不同轉向時的相序組合，於前一章中有提及，相鄰的項次互差 72° ，記為相序 1；第二行與第三行可以視為馬達在另一個相序中不同轉向時的相序組合，相鄰的項次互差 144° ，記為相序 2。不考慮轉向的問題，就五相馬達而言有兩種不同的相序。考慮到五相馬達有不同相序的可能性，利用微控器控制反流器的輸出，使感應電動勢以及線圈電流的相序能夠相對應，這是在前一章的處理方式。於本章節中利用所定義的相序，改變反流器的電流以及馬達感應電動勢的相序，使兩者在不同相序下運作，並依照其結果做進一步的延伸。



3.1.1 馬達扭矩

除了馬達的感應電動勢具有相序的特性外，五相反流器輸出的電流相序亦可調整，依照上段介紹的分類將電流方程式調整為相序 2。假設電流方程式為理想弦波，峰值為 I 相位差 ϕ 調整為零，將此時的電流方程式帶入式(2.1)的扭矩方程式，感應電動勢目前為相序 1， θ_r 表示馬達位置資訊，計算在此相序排列下的扭矩，列式如下：

$$\begin{aligned} T_{em} = & (IK_4 + IK_6)\cos 5\theta_r \\ & + (IK_{14} + IK_{16})\cos 15\theta_r + \dots = 0 \end{aligned} \quad (3.2)$$

與式(2.6)相比較，基頻部份的值經過運算後會全部抵消，式(2.6)中會產生扭矩的十倍頻諧波成分在這裡也會抵消。利用和差化積運算，在四次以及六次的感應電動勢成分會與電流波形產生五倍頻的扭矩成分，同樣的在十四次以及十六次的感應電動勢亦可以產生十五倍頻的扭矩成分。在偶次項部分的諧波成分為零，所以這邊的漣波扭矩都不會產生，因此以相序 2 組成的電流成分無法與以相序 1 排列的馬達感應電動勢作用。

在五相馬達每一相感應電動勢穩定且均衡的狀況下，輸入的電流相序與感應電動勢的相序相異的話，兩個成分不會作用。在上段中感應電動勢的相序 1 與相序 2 的電流成分，經過計算扭矩為零，考慮將兩者的相序對調。調整馬達的相序至相序 2，電流方程式維持於相序 1 的狀況下，帶入式(2.1)運算可以發現其扭矩亦為零，這樣的情況意味著能量在不同相序的成分下不會轉成扭矩。

在下一節中會介紹接線的方式。利用這個架構可以使用一組反流器運作兩顆馬達，且達成此兩組五相馬達間彼此呈現獨立運作的狀態。

3.2 馬達連線

在這裡先作定義：反流器的五組線圈其輸出相序標誌為 a 、 b 、 c 、 d 以及 e ，相鄰輸出接點相位差 72° 。第一顆串接馬達系統 M1 的定子線圈定義為 $a1$ 、 $b1$ 、 $c1$ 、 $d1$ 、 $e1$ ，相鄰相線圈彼此互差 72° ；第二顆馬達 M2 定子線圈定義為 $a2$ 、 $b2$ 、 $c2$ 、 $d2$ 、 $e2$ ，相鄰相線圈彼此互差 72° 。假設 M1 上的線圈理想而平衡，線圈上的電感值 L_1 與電阻值 r_1 彼此相等；同樣的，M2 上的線圈理想而平衡，線圈上的電感值 L_2 與電阻值 r_2 彼此相等。M1 與 M2 所使用的規格不受限制，負載亦可自行選定。

兩顆馬達的線圈排列皆依照相序 1 做排列，連接的部分再作處理。依照相序串接如圖 3.3 所示，馬達的模型沿用圖 1 的設定，由於反流器部分的架構維持不變，在這裡略去不提。圖 3.3 的接線，反流器接到 M1 是以相序 1 接線、接到 M2 是以相序 2 連接：以 M1 定義的線圈調整要接到 M2 的位置， $a1$ 對齊 $a2$ ，之後每一個接點在空間中相隔 144° 的地方連接，M2 另一端以星型接線連接。

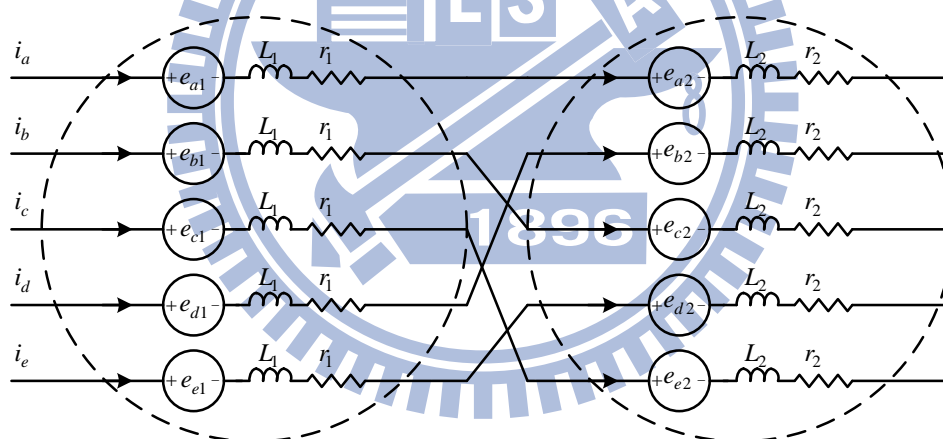


圖 3.3 雙馬達連線模型

依照相序的排列連接，靠近反流器端的馬達 M1 以相序 1 排列，接線依序為 $a1$ 、 $b1$ 、 $c1$ 、 $d1$ 、 $e1$ ；M2 接線以相序 2 排列，接線依序為 $a2$ 、 $c2$ 、 $e2$ 、 $b2$ 、 $d2$ ，將兩組接線依序串接：兩組馬達的定子線圈中定義“ $a1$ ”與“ $a2$ ”直接連接，在第一顆馬達中定義“ $b1$ ”的定子線圈，需要與第二顆馬達“ $c2$ ”的定子線圈連接，第一顆馬達定義“ $c1$ ”的線圈連接到第二顆馬達“ $e2$ ”的線圈。第一顆馬達定義“ $d1$ ”的線圈連接到第二顆馬達“ $b2$ ”線圈。第一顆馬達定義為“ $e1$ ”的線圈連接到第二顆馬達定義為“ $d2$ ”的線圈。

假若反流器的電流輸出維持在相序 1 不變，而所得到的轉子資訊準確相位差 ϕ 為零，其角度變化依照 M1 的編碼器變化。並且在此狀況下，兩組馬達在各自穩定的狀態運作：M1 此時轉速為 ω_{r1} ，轉子位置為 θ_{r1} 、M2 此時轉速為 ω_{r2} ，轉子位置為 θ_{r2} ，感應電動勢速度增益常數改以 H 表示，而從反流器看到的感應電動勢可表示為(3.3)：

$$\begin{aligned}
 e_a &= e_{1,a} + e_{2,a} \\
 e_b &= e_{1,b} + e_{2,c} \\
 e_c &= e_{1,c} + e_{2,e} \\
 e_d &= e_{1,d} + e_{2,b} \\
 e_e &= e_{1,e} + e_{2,d}
 \end{aligned} \tag{3.3}$$

此時 M1 的扭矩如同下所示，與式(2.6)相同，依照公式的算法帶入，M2 的扭矩如式(3.4)：

$$\begin{aligned}
 T_{em1} &= \frac{5}{2}IK_1 + \frac{5}{2}(IK_9 + IK_{11})\cos(10\theta_{r1}) \\
 &\quad + \frac{5}{2}(IK_{19} + IK_{21})\cos(20\theta_{r1}) + \dots \\
 T_{em2} &= 0
 \end{aligned} \tag{3.4}$$

同樣的結果會出現在各電流與感應電動勢同頻的部份，而在式(2.4)中有 10 倍頻連波的部份亦會有同樣的狀況發生，亦即對應 M1 的反流器電流成分不會對串連狀況下的 M2 產生磁動勢以及轉矩。假若將此時反流器的輸出電流相序作調整，使其對應至串接下的 M2， θ_r 為反流器目前電流的角度值，將此時反流器的電流角度跟隨 M2 做變化，如下式：

$$\begin{aligned}
 i_a &= I \cos(\theta_r) \\
 i_b &= I \cos(\theta_r - 144^\circ) \\
 i_c &= I \cos(\theta_r - 288^\circ) \\
 i_d &= I \cos(\theta_r - 72^\circ) \\
 i_e &= I \cos(\theta_r - 216^\circ)
 \end{aligned}$$

此時計算 M2 的扭矩可以得到跟式(2.6)類似的結果，而經過調整的反流器電流相序與 M1 之間則完全的抵消，如同式(3.5)。

$$T_{em1} = 0$$

$$\begin{aligned}
T_{em2} = & \frac{5}{2}IH_1 + \frac{5}{2}(IH_9 + IH_{11})\cos(10\theta_{r2}) \\
& + \frac{5}{2}(IH_{19} + IH_{21})\cos(20\theta_{r2}) + \dots
\end{aligned} \tag{3.5}$$

由上面的運算結果我們可以得到一個關係，在依照圖 3.3 連接的馬達系統中，五相反流器的電流固定輸出一組相序(相序 1 或相序 2)的電流成分。這樣的狀況下，對於兩組馬達而言，僅有對應相序的馬達會產生相應的扭矩，而不同相序的馬達不會受到其影響，亦即在此相序下的電流成分會流過馬達線圈但不產生扭矩。

更進一步來說，兩組不同相序的馬達因接線的關係有獨立的表現，考慮利用控制器將反流器輸出的電流成分調整，使輸出的電流同時存在相序 1 及相序 2 兩種相序的組合。在這裡將相序 1 的電流成分其峰值定義為 I_1 、頻率定義為 ω_{r1} ， θ_{r1} 為此相序電流的角度值。而相序 2 的電流成分其峰值定義為 I_2 、頻率定義為 ω_{r2} ， θ_{r2} 為此相序電流的角度值，式(3.6)為反流器電流的方程式。

$$\begin{aligned}
i_a &= I_1 \cos(\theta_{r1}) + I_2 \cos(\theta_{r2}) \\
i_b &= I_1 \cos(\theta_{r1} - 72^\circ) + I_2 \cos(\theta_{r2} - 144^\circ) \\
i_c &= I_1 \cos(\theta_{r1} - 144^\circ) + I_2 \cos(\theta_{r2} - 288^\circ) \\
i_d &= I_1 \cos(\theta_{r1} - 216^\circ) + I_2 \cos(\theta_{r2} - 72^\circ) \\
i_e &= I_1 \cos(\theta_{r1} - 288^\circ) + I_2 \cos(\theta_{r2} - 216^\circ)
\end{aligned} \tag{3.6}$$

在此狀況下，利用扭矩方程式(2.1)運算如式(3.7)：

$$\begin{aligned}
T_{em1} &= \frac{[e_{1,a}i_a + e_{1,b}i_b + e_{1,c}i_c + e_{1,d}i_d + e_{1,e}i_e]}{\omega_{r1}} \\
&= \frac{5}{2}I_1K_1
\end{aligned} \tag{3.7}$$

對 M1 能產生磁動勢以及扭矩 T_{em1} 的電流成分峰值為 I_1 、頻率為 ω_{r1} ，穩態狀況下馬達會在 ω_{r1} 的轉速下運轉。電流與感應電動勢頻率相同的成分貢獻主要的扭矩，此外有能量相對而言極小的能量會在十倍頻率的地方貢獻漣波成分，在這邊略去不計；峰值為 I_2 、頻率為 ω_{r2} 部分的電流不會對 M1 造成影響。相對的，M2 的扭矩利用扭矩方程式(2.1)計算可以得到式(3.8)：

$$T_{em2} = \frac{[e_{2,a}i_a + e_{2,b}i_d + e_{2,c}i_b + e_{2,d}i_e + e_{2,e}i_c]}{\omega_{r2}} \quad (3.8)$$

$$= \frac{5}{2}I_2H_1$$

經由串接送到 M2 的電流成分中，僅有峰值為 I_2 、頻率為 ω_{r2} 部分的電流能對其產生磁動勢以及扭矩 T_{em2} ，列式如(3.8)。與式(3.7)相同，電流以及感應電動勢在頻率相同的地方貢獻主要的扭矩，其它極小的能量則在高頻的部份產生諧波，同樣的略去不計。而峰值為 I_1 、頻率為 ω_{r1} 部分的電流，對於 M2 感應電動勢相乘的結果互消，造成的輸出扭矩為零。

在(3.7)以及(3.8)兩個扭矩方程式的運算結果可以看出，依照相序作排列的反流器入電電流成份僅會對同相序接線的馬達產生磁交鏈及扭矩，而不同相序的馬達則會相互抵消，僅在固定的諧波項次貢獻漣波。因為這樣的特點，所以只要控制反流器的輸入成分，就可以一次對兩組馬達做個別的控制。



3.3 雙五相馬達驅動模型

3.3.1 雙五相馬達系統驅動組態

由 3.2 節的討論可以明白，混合兩種相序成分的電流波形，在兩組不同相序定義的馬達中流通，馬達僅會與相同相序的電流產生扭矩。在這種狀態下，兩組馬達的驅動架構可以簡化，在此節中討論雙馬達系統的架構。

為了方便做分析，在這裡先將圖 2.8 的驅動模型沿用如同圖 3.4 所示，利用程式控制反流器可以得到需要的電流輸出，因此在這個部份的架構維持不變。在反流器的開關控制訊號部分，其比較的訊號為兩組命令的組合，因此將比較器的部份移至之後的章節說明較為直觀。原有的單組馬達驅動架構中，一側接上反流器，另一側以星型接法形成中性點，在這裡將此部分解開。將馬達上標示為“-”的端子與另一組馬達標示為“+”的部份連接，接線的方式依照 3.2 節的接法連接，並將另一組馬達上標示為“-”的另外五個端子以星型接法連接。在電路運作期間，反流器開關依照 SPWM 運作，其控制方式維持不變。

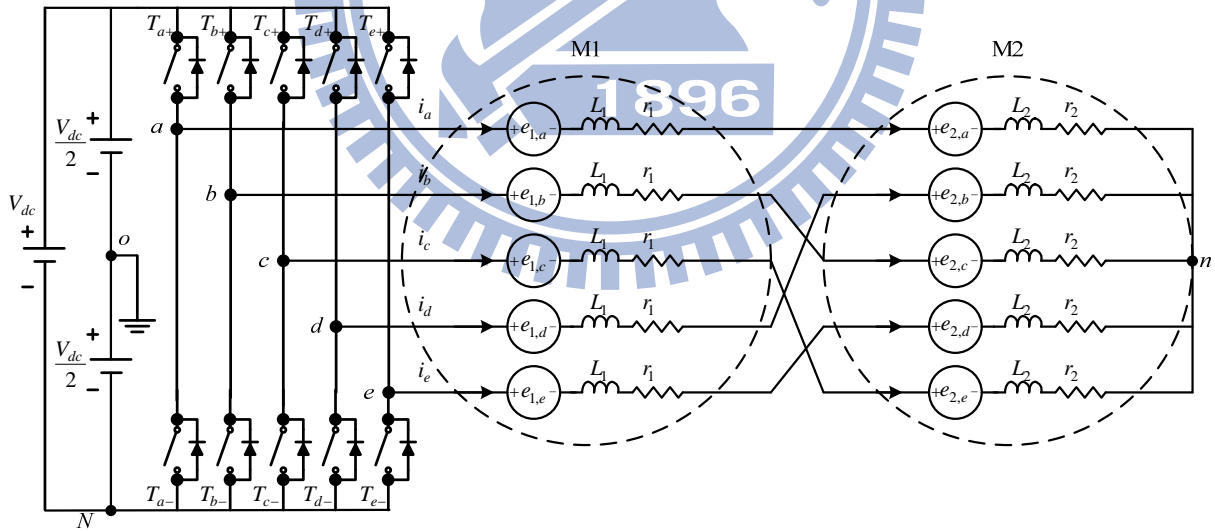


圖 3.4 雙五相馬達驅動電路

3.3.2 雙馬達系統下單相線圈電氣方程式

觀察圖 3.4，開關組態的關係可以表示如下：

$$v_{ko} = v_{kn} + v_{no}, \quad k = a, b, c, d, e$$

此時從反流器端觀測馬達相電壓，每一相的電壓皆含有兩組馬達的成分，在理想且平衡的狀況下，兩組馬達線圈的相電壓總和皆為零。利用這個特性將反流器上五臂的電壓點加總，反流器輸出端在任意時刻的電位點可以定義如式(3.9)：

$$v_{kn} = v_{ko} - v_{no} = v_{ko} - \frac{1}{5}(v_{ao} + v_{bo} + v_{co} + v_{do} + v_{eo}) \quad (3.9)$$

而馬達上線圈電流與相電壓的關係與第二章推導的方式類似，在這裡由於線圈串聯的緣故，每一相線圈上會有另一組馬達線圈的感應電動勢以及阻抗。在這裡假設 M1 在穩態下以 ω_{r1} 的轉速運作、此時線圈上的感應電動勢為 $e_{1,k}$ ；M2 在穩態下以 ω_{r2} 的轉速運作、此時線圈上的感應電動勢為 $e_{2,h}$ 。假設作用的兩組馬達，其線圈皆無互感作用且每相的阻抗皆為相等，在串接系統下的阻抗為兩組組抗串聯。

在同一組接線上，阻值為 M1 上線圈的阻抗加上 M2 上線圈的阻抗，關係式列式如下：

$$\begin{aligned} (L_1 + L_2) \frac{di_k(t)}{dt} + (r_1 + r_2)i_k(t) &= v_{kn}(t) - e_{1,k}(t) - e_{2,h}(t); \\ v_{ko}(t) - v_{no}(t) - e_{1,k}(t) - e_{2,h}(t) &= (L_1 + L_2) \frac{di_k(t)}{dt} + (r_1 + r_2)i_k(t); \end{aligned}$$

將上面的關係式轉換得到式(3.10)，並利用電流與電壓的關係可以得到雙馬達系統下的線圈等效方塊圖如 3.5 所示：

$$\frac{V_{dc}}{2\hat{v}_{tri}} v_{cont,k} - e_{1,k} - e_{2,h} - v_{no} = (L_1 + L_2)si + (r_1 + r_2)i; \quad (3.10)$$

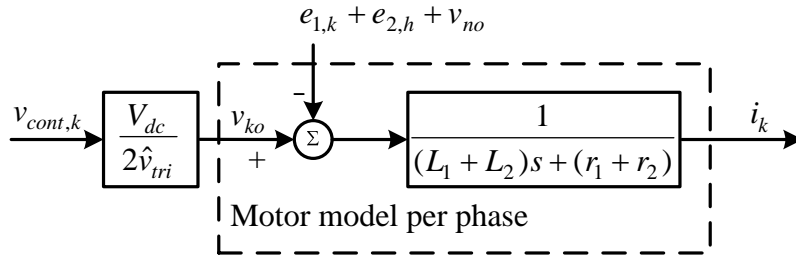


圖 3.5 雙馬達系統下單組馬達線圈模型

依照式(3.10)的運算結果，將反流器的架構加入，假設此時電流控制器的輸出為理想，使馬達系統能夠穩定運作。電流控制器的輸出為控制開關的電壓 $v_{cont,k}$ ，經過開關切換的轉換後變成反流器的輸出組態，利用式(3.10)的關係式，可以得到圖 3.6 的雙馬達系統下反流器輸出的電流控制等效方塊圖：

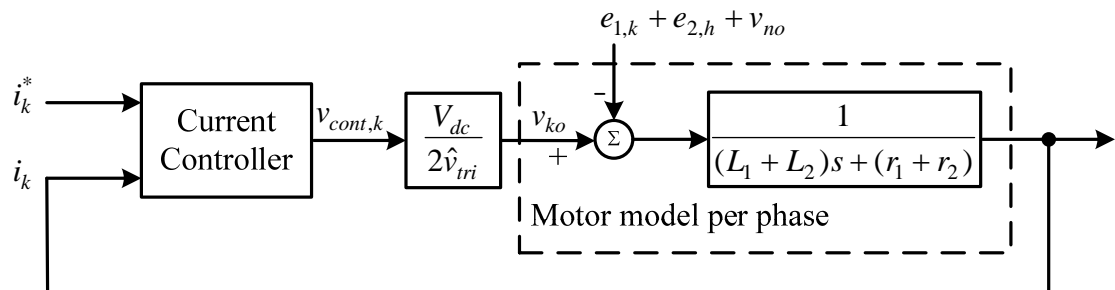


圖 3.6 電流控制等效方塊圖

假設整體的系統運作情況理想，在兩組編碼器持續回授馬達轉子位置的狀況下，各相反流器電流皆能緊密追隨該相電流命令。此時對應的電流與感應電動勢之相位差 ϕ 為零，使輸出的扭矩能夠最大，接下來在這個狀況下討論雙馬達系統的機械運作狀況。

3.3.3 雙馬達系統下馬達機械模型

在 3.2 節中有討論過，不同相序的馬達感應電動勢與流通電流兩者不會作用，現在利用控制器控制反流器的輸出，使輸出的電流為兩組馬達電流命令的總和。此狀況下電流會流經線圈而不產生扭矩，因此對於扭矩方程式而言，兩組的模型是獨立的。

在式 3.7 以及式 3.8 中的運算結果將諧波成份忽略，而兩組馬達在實作時選用的規格皆為一致，採用的負載彼此獨立，分別是 T_{L1} 以及 T_{L2} 。假設所操控的五相馬達 M1 轉動慣量為 J_1 而黏滯係數為 B_1 、M2 轉動慣量為 J_2 而黏滯係數為 B_2 ，兩個參數與馬達的對應關係如下所示：

$$T_{em1}(t) - T_{L1}(t) = J_1 \frac{d\omega_{r1}(t)}{dt} + B_1 \frac{d\theta_{r1}(t)}{dt}$$

$$T_{em2}(t) - T_{L2}(t) = J_2 \frac{d\omega_{r2}(t)}{dt} + B_2 \frac{d\theta_{r2}(t)}{dt}$$

將上兩式轉換成式(3.13)以及(3.14)並以此做圖，馬達系統與扭矩的關係可以用圖 3.7 來表示。

$$T_{em1} - T_{L1} = \omega_{r1}(J_1 s + B_1) \quad (3.13)$$

$$T_{em2} - T_{L2} = \omega_{r2}(J_2 s + B_2) \quad (3.14)$$

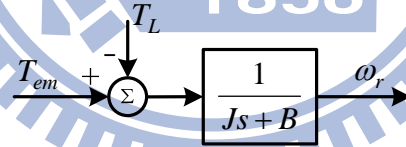


圖 3.7 雙馬達系統下單顆馬達機械模型

假設馬達速度控制架構運作良好，在系統運作下能理想的控制反流器，使反流器輸出 I_1 以及 I_2 電流成分的總和，電流方程式可以對照式(3.6)。 I_1 的相序對應到馬達 M1 而 I_2 的相序對應到馬達 M2 的相序，在相序有差異的狀況下兩組馬達的扭矩不會互相影響，使兩組馬達能在個別額定的轉速下穩定運作。

在此狀況下 M1 扭矩僅與電流成分 I_1 作用，M2 扭矩僅與電流成分 I_2 作用，假設馬達的扭矩方程式中諧波值極小可以略去不計，可以分別將兩組馬達的速度控制方塊以圖 3.8 來表示。

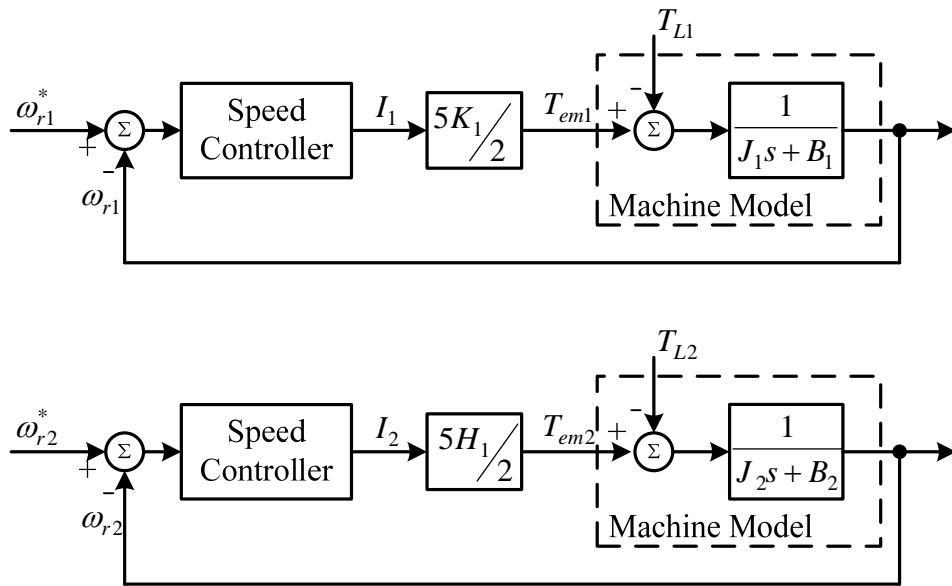


圖 3.8 速度控制方塊

比較圖 3.6 以及圖 3.8，由於電流與感應電動勢在不同相序狀態中不會做用，因此串接系統下扭矩獨立。但電流會流經兩組線圈，由電流流過電阻所產生的功率消耗會比較大，流過 M1 並會產生扭矩的電流在 M1 以及 M2 上會有線阻產生的耗損，同樣的情形發生在對 M2 能產生扭矩的電流成分。相較於分別使用兩組反流器控制兩組五相馬達的控制架構而言，因線阻而產生的消耗是此種架構的兩倍；利用串接系統作為控制雖然在控制器以及開關使用上較為節省，但在能量在線圈的部份有較多的耗損。

3.4 雙五相馬達控制架構

雙馬達系統的控制可以參考上一章的架構，在 2.4 節中將馬達上的編碼器訊號經過電路處理後得到轉子相應的位置資訊，並且進一步利用速度控制器以及電流控制操作反流器的開關運作。延伸應用至雙馬達系統時，由於兩組馬達彼此是獨立的，因此必須要在控制器運作中分別得到兩組編碼器的訊號，此架構下另外再建立一組處理編碼器的電路取得其訊號。將兩組馬達的編碼器分開處理，經過運算後會得到各別馬達的轉速以及位置，因為兩組馬達的線圈定義皆以相序 1 為基準，經過各別速度控制器運算後的電流命令如式(3.15)所示。

$$\begin{aligned}
 i_{a1}^* &= I_1 \cos \theta_{r1} & i_{a2}^* &= I_2 \cos \theta_{r2} \\
 i_{b1}^* &= I_1 \cos(\theta_{r1} - 72^\circ) & i_{b2}^* &= I_2 \cos(\theta_{r2} - 72^\circ) \\
 i_{c1}^* &= I_1 \cos(\theta_{r1} - 144^\circ) & i_{c2}^* &= I_2 \cos(\theta_{r2} - 144^\circ) \\
 i_{d1}^* &= I_1 \cos(\theta_{r1} - 216^\circ) & i_{d2}^* &= I_2 \cos(\theta_{r2} - 216^\circ) \\
 i_{e1}^* &= I_1 \cos(\theta_{r1} - 288^\circ) & i_{e2}^* &= I_2 \cos(\theta_{r2} - 288^\circ)
 \end{aligned} \tag{3.15}$$

而在先前提及馬達接線的架構，以及其相序的影響，藉由式 3.15 所產生的電流命令需要做額外的排列處理，排列的方式如同圖(3.16)所示：

$$\begin{aligned}
 i_a^* &= i_{a1}^* + i_{a2}^* \\
 i_b^* &= i_{b1}^* + i_{b2}^* \\
 i_c^* &= i_{c1}^* + i_{c2}^* \\
 i_d^* &= i_{d1}^* + i_{b2}^* \\
 i_e^* &= i_{e1}^* + i_{d2}^*
 \end{aligned} \tag{3.16}$$

由於在電流控制器中為線性運算，利用電流命令產生器得到電流命令，經過電流控制器運算後作加總，跟兩組電流命令加總後經過電流控制器運算的結果是一樣的。而使用後者的方式可以節省一組控制器，所以這裡採用後者的方式來達成，控制器的輸出為電壓命令，利用 SPWM 的控制方式可以使反流器輸出所需的電流成分控制兩組馬達。

沿用先前在第二章時的控制架構，以及在第三章所提及的相序概念，雙五相馬達的控制架構可以進一步規劃，而整個圖可以作得圖 3.9。

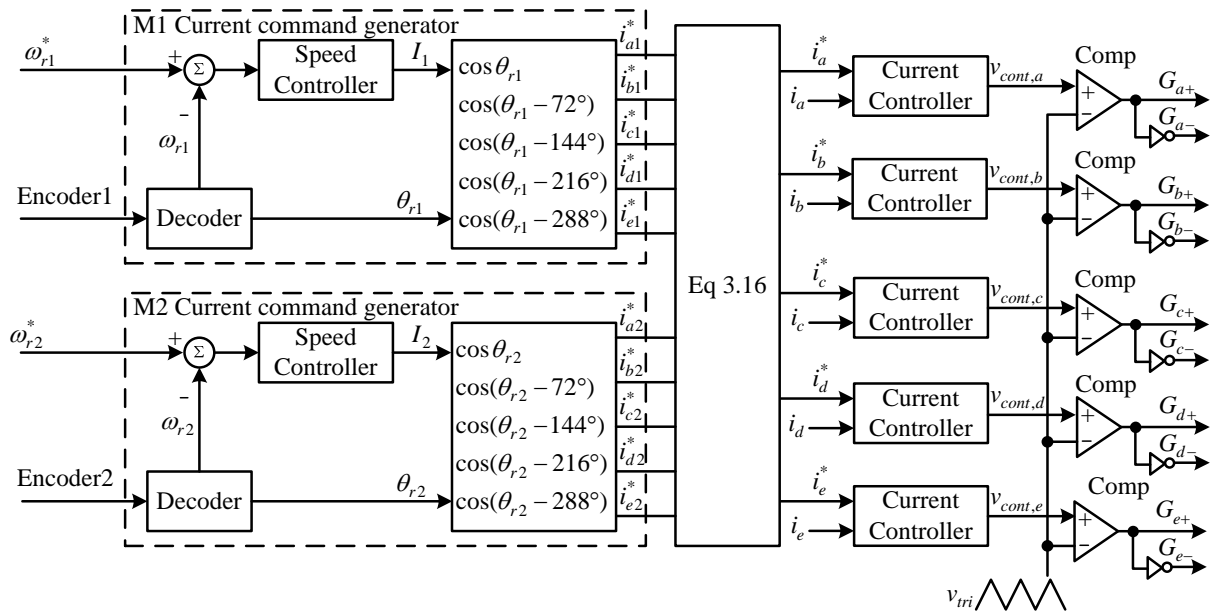


圖 3.9 雙五相永磁同步馬達速度控制架構圖

在圖3.9控制架構中，採用的系統為回授控制，整體的流程為：一開始利用編碼器得到兩組馬達在運作時的轉速以及位置資訊，與所給定的速度命令做比較，經過速度控制器運作後產生電流命令。接著依照兩組馬達的相序將電流命令兩兩相加，得到反流器每一相的電流命令，同時利用電流感測器得到馬達運作時的電流訊號。將理想的電流命令以及實際的電流值運算取其誤差進入電流控制器運算，取得兩組馬達的再將結果送至開關控制訊號處理。開關將反流器切換得到所需的電流，驅動馬達運作，使其符合所需要的轉速，同時使編碼器持續運作回授當前的馬達狀態。

第四章

電流控制器設計

4.1 馬達單相模型與反流器單相模型

在本實作的馬達控制中以電流回授作為追隨，參照第二章的內容，設計控制器輸出控制反流器運作，雙馬達系統任一組線圈的架構如同圖 4.1。外層的控制迴路為速度控制迴路，在第二章後段亦有提及，利用位置感測器得到速度資訊用以維持馬達轉速。而速度迴路的命令在不同轉速切換下可以看作一組步進函數，利用速度控制器作為追隨，在一階函數下系統的穩態誤差為零，為理想的控制架構。

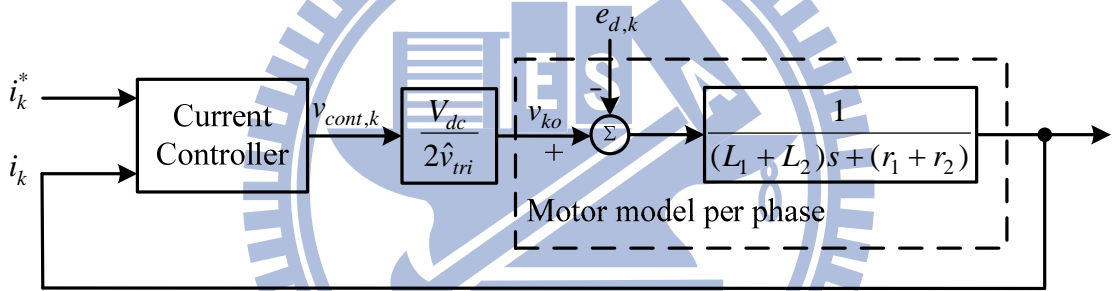


圖 4.1 電流控制等效方塊圖

當馬達系統在穩態狀況下運作時，線圈上會產生相應的感應電動勢，理想狀況下感應電動勢成理想弦波分布，而實際狀況下的感應電動勢為多組不同頻率以及能量組成的波形，因此這部份比較沒有規律。在這裡的馬達架構皆為雙馬達系統，在轉速以及轉子位置不同下，其感應電動勢波形各異，因此對於反流器看入的感應電動勢很難以數學式描述，在系統中可以視為擾動。此外 v_{no} 由反流器開關組態產生，實際的電壓控制命令並非理想弦波，因此 v_{no} 的壓降變化也難以估測，可以視為在馬達系統中的另一個擾動源。在這裡將這兩部分整合如下所示：

$$e_{d,k} = e_{1,k} + e_{2,h} + v_{no} \quad (4.1)$$

在第二章的反流器架構中，輸出的開關組態主要是依照式(4.2)的方式判斷：

$$v_{ko} = \frac{V_{dc}}{2} \frac{v_{cont,k}}{\hat{v}_{tri}} \quad (4.2)$$

此式可以將控制命令提出，看作下式，控制命令從程式轉換成反流器輸出，之間的關係可以視為通過一個增益的方塊圖，如圖4.1的表示。

$$v_{ko} = v_{cont,k} \frac{V_{dc}}{2\hat{v}_{tri}} \quad (4.3)$$

由上段的迴路可以看出，從電流命令進入程式計算到最後控制開關的輸出，這中間的轉換過程並非完全理想。此架構是根據回授作補償，會依照目前回授與命令比較後的差值改變控制訊號，而給定的命令為理想弦波，代表著命令會一直產生變化。利用單一的PI控制器在馬達擾動以及變動的命令中操作，可以想見的是整體的追隨效果會變的不理想，系統會一直呈現誤差追隨的現象。

而在圖 4.1 的控制架構中，輸入的電流命令為理想弦波，到達反流器時的電流輸出是利用方波波形切換得到的，因此除了所需要的頻譜之外，也多了很多不同頻率的成分存在。在第 2.3.1 節的部分有介紹過開關的組態，其中兩組開關皆導通的狀態會使開關燒毀，因此必須使用程式避開此種組態。而實際開關運作中開關的狀態在切換時，需要一小段時間去改變電路狀態，因此需要依照元件給定的參數做額外的判斷，使切換時上下兩臂的開關在一小段時間內皆為開路以避免開關燒毀。這樣的狀況使的原本輸出的訊號有一定程度的失真，使波形變的更不理想。此外從馬達線圈等效模型中可以看出，馬達的電路有額外的擾動影響：隨著五相反流器開關組態改變的電壓 v_{no} 以及隨著當前轉速、位置而改變的感應電動勢。

在此狀況下利用 PI 控制器作為控制系統，相對而言會有許多不理想的狀況存在，電流從控制器輸出後到電路之間經過了許多的失真以及雜訊干擾，導致系統的追隨難以進行。在接下來的章節中會利用馬達線圈組態的參數，使用額外的控制器對控制系統作補償，使馬達的運作趨於理想。

4.2 所提電流控制架構

在速度控制器中，由於擾動與命令較為單純，系統只需要用 PI 的控制架構即可將馬達穩在給定的命令狀態。但是接續速度控制器的電流控制器，在這方面會遇到較為嚴峻的條件，延用 PI 的控制架構較不理想，因此加入 PD 控制器的成分[8]，利用不同的控制架構以求改善，架構圖如圖 4.2 所示。

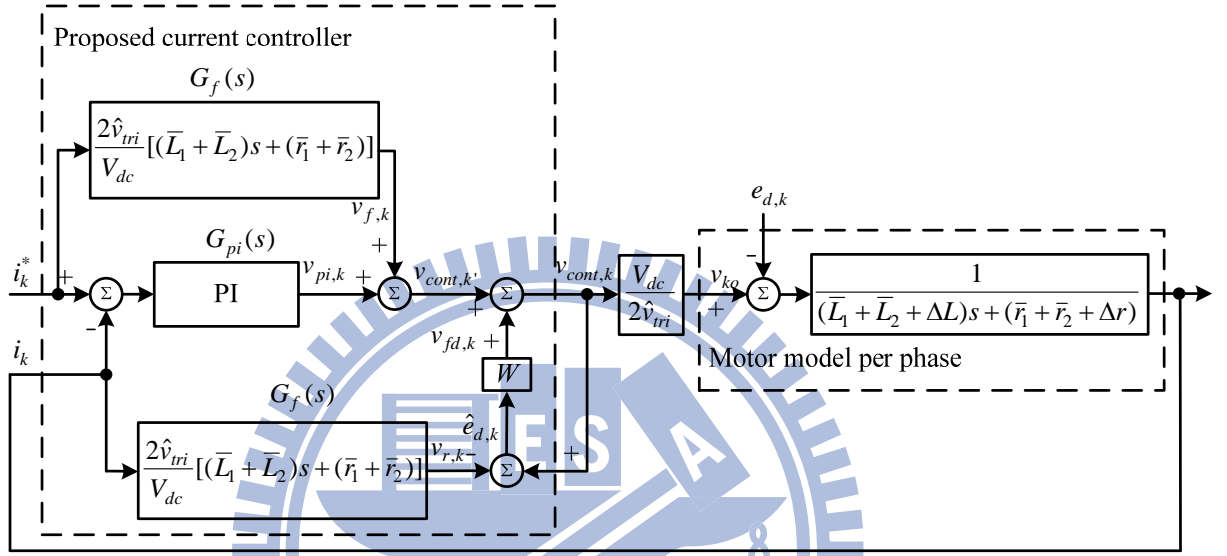


圖 4.2 改善的電流架構圖

在圖 4.2 中，從電流命令到開關控制訊號之間，總共由三組控制器做為處理，分別為一組與速度控制器相同概念的 PI 控制器、一組電流前饋控制器、一組擾動前饋控制器。在圖 4.2 的馬達模型中，可以發現與圖 4.1 的模型有差異，圖 4.2 中的電感表示有 \bar{L} 以及 ΔL 兩種。 \bar{L} 代表的是經過量測所得到的馬達電感數值， L 為實際狀況下馬達線圈因溫度及其他因素干擾而有變動的電感數值，在這之中兩者的差異則以 ΔL 表示，如式 (4.4) 所示，線圈的電阻值同樣的也是以這種方式表示如式 (4.5)。

$$L_1 + L_2 = \bar{L}_1 + \bar{L}_2 + \Delta L \quad (4.4)$$

$$r_1 + r_2 = \bar{r}_1 + \bar{r}_2 + \Delta r \quad (4.5)$$

兩組前饋控制器從接受的命令到使用的概念都不一樣，其架構將分成兩節討論。

4.2.1 電流命令前饋迴路

在 4.1 節中所提及的回授控制，可以讓馬達運作於命令轉速或命令電流值，然其電流運作狀況下的追隨並不理想。接下來嘗試在回授控制架構下加入不同的控制器，對系統作補償：在本節中先將擾動控制器略去，單純討論 PI 加上電流前饋控制的架構。

在理想的狀況下，假若馬達在運作時相當的穩定，而馬達在運轉時溫度的變化很小，因此而有變動的線圈電阻以及電感值可以略去不計。在此狀況下假設馬達上的參數值皆為固定，經過實際測量後可以得到線圈上的電感值 \bar{L} 以及電阻值 \bar{r} 。除此之外，在轉動時產生的感應電動勢以及開關組態產生的壓降會成為馬達的擾動，假設此兩訊號的值極小，可以略去不計。

命令前饋控制 (command feed-forward control) 是將系統中的命令拉出，在不考慮回授的狀況下進入一組電流前饋控制器 $G_f(s)$ 運算，電流控制器的參數依照馬達的參數而定。電流前饋控制器 $G_f(s)$ 的參數，主要是將整個迴圈的增益算出並取其倒數，用意是希望電流命令經過反流器以及電器模型後成為馬達運作的電流。此理想狀況下命令與回授相等，則電流沒有誤差存在，此時原本的電流控制器不會作用，整個系統的命令將由 $G_{fc}(s)$ 部分處理，馬達亦會一直維持在理想的操作狀態，整體的架構圖如圖 4.3 所示。

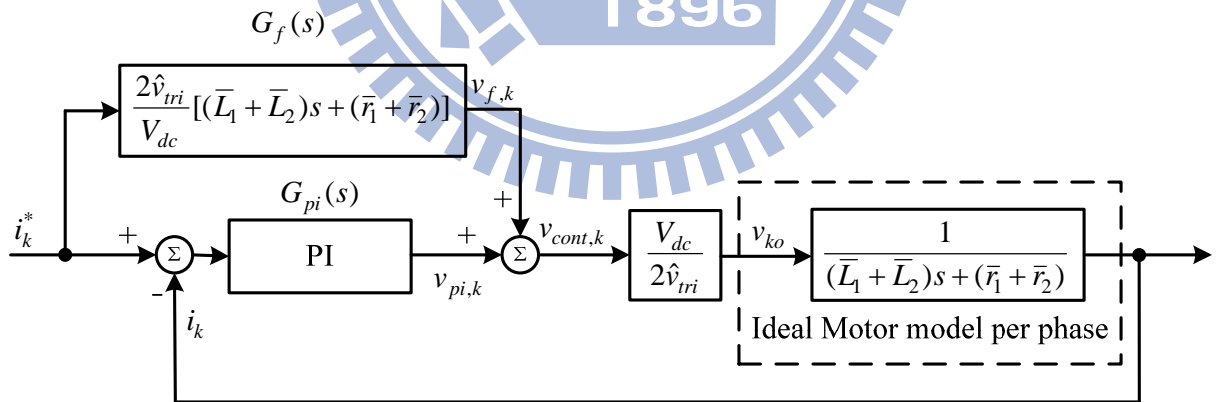


圖 4.3 前饋電流控制等效方塊圖(理想狀況)

利用前饋控制器的補償，會減少 PI 控制器的輸出大小並提高控制命令的比重，對於變動命令下的追隨有良好的效果。因為控制命令 $v_{cont,k}$ 為兩組命令的總和，屬於 PI 部分的命令 v_{pi} 大小有縮減，這部份的縮減同時也減少了系統存在的擾動 $e_{1,k} + e_{2,h} + v_{no}$ ，擾動在此狀況下假設很小可以忽略。在忽略原本電流控制器輸出 v_{pi} 的運作，可以看出 v_f 的輸出如式(4.6)：

$$v_{cont,k} = v_{f,k} + f_{pi,k}$$

$$v_{cont,k} \cong v_{f,k}$$

$$v_{f,k} = i_k^* \frac{2\hat{v}_{tri}}{V_{dc}} [(\bar{L}_1 + \bar{L}_2)s + (\bar{r}_1 + \bar{r}_2)] \quad (4.6)$$

而上式經過反流器開關切換以及馬達線圈的轉換後，可以發現輸出變成理想的電流命令，如(4.7)所示：

$$i_k = v_{f,k} \frac{V_{dc}}{2\hat{v}_{tri}} \frac{1}{(\bar{L}_1 + \bar{L}_2)s + (\bar{r}_1 + \bar{r}_2)} = i_k^* \quad (4.7)$$

從上式可以發現，當加入前饋控制器 $G_{fc}(s)$ 之後，由於輸出中電流命令的成分增加，回授的電流與電流命令之間的誤差值會逐步減少，到穩定狀態的時候誤差值會等於零。因此系統的運作狀況便如同(4.7)的公式一般，原本的電流控制器不作用。而在此狀況下，控制系統中的 PI 控制器則對系統不產生影響，馬達系統可以持續的理想運作，這是一個很理想的結果，前提是對馬達參數的值取的足夠精確以及擾動不足以對系統影響。

在忽略電流命令前饋控制器的狀況下，圖 4.3 的轉移函數如式(4.8)所示，而經過控制架構改變後的轉移函數如(4.9)所示。

$$\frac{i_k}{i_k^*} = \frac{\frac{V_{dc}}{2\hat{v}_{tri}} \frac{1}{(L_1 + L_2)s + (r_1 + r_2)} G_{pi}(s)}{1 + \frac{V_{dc}}{2\hat{v}_{tri}} \frac{1}{(L_1 + L_2)s + (r_1 + r_2)} G_{pi}(s)} \quad (4.8)$$

$$\frac{i_k}{i_k^*} = \frac{\frac{V_{dc}}{2\hat{v}_{tri}} \frac{1}{(L_1 + L_2)s + (r_1 + r_2)} [G_{pi}(s) + G_f(s)]}{1 + \frac{V_{dc}}{2\hat{v}_{tri}} \frac{1}{(L_1 + L_2)s + (r_1 + r_2)} [G_{pi}(s) + G_f(s)]} \quad (4.9)$$

而式(4.7)的方程式可以進一步做簡化，如(4.10)所示

$$\frac{i_k}{i_k^*} = \frac{1 + \frac{V_{dc}}{2\hat{v}_{tri}} \frac{1}{(L_1 + L_2)s + (r_1 + r_2)} G_{pi}(s)}{2 + \frac{V_{dc}}{2\hat{v}_{tri}} \frac{1}{(L_1 + L_2)s + (r_1 + r_2)} G_{pi}(s)} \quad (4.10)$$

利用圖4.3的控制架構可以將系統的誤差追隨改善，但由於馬達運作時會產生感應電動勢以及擾動等不理想的因素，而這部份的值通常大到足以影響馬達的運作，此外馬達線圈在運作時的變動也是個不可忽略的因素。這些問題在實際馬達運作當中皆會產生，並且對馬達造成影響，因此類似式(4.7)的狀況不會發生，加入的電流命令前饋控制器在實際的狀況下追隨的效果並不理想。

假若能夠將擾動的成分儘量的減少，使馬達模型更加趨於理想，則透過電流命令前饋控制器可以得到更好的效果，因此接下來討論加入擾動前饋控制迴路的架構。



4.2.2 擾動前饋控制迴路

在4.2中的架構，理想狀況下可以使控制系統的命令與回授相等，但是受到外在雜訊以及實際電路的影響，使得控制器會有追隨上的問題。考慮再額外增加一組控制器，主要用於處理實際馬達在運作中產生的各種擾動，而其增益對於系統完全沒有影響。

首先觀察圖4.4的電流回授情況，加入命令前饋控制器後，在馬達有擾動的狀況下運作，假設此控制器能理想的操作系統，使回授的電流與命令間的誤差值足夠小，進一步使原先的電流控制器 $G_{pi}(s)$ 對系統幾乎沒有影響。此時觀察電流命令 i_k^* 在系統運作後，經過感測器回授的電流 i_k 之間的關係如下所示

$$\begin{aligned}
 i_k &= (v_{ko} - e_{d,k}) \frac{1}{(L_1 + L_2)s + (r_1 + r_2)}, \quad e_{d,k} = e_{1,k} + e_{2,h} + v_{no} \\
 v_{ko} &= i_k^* G_f(s) \frac{V_{dc}}{2\hat{V}_{tri}} \\
 v_{ko} &= i_k^* [(\bar{L}_1 + \bar{L}_2)s + (\bar{r}_1 + \bar{r}_2)] \\
 i_k^* - i_k &= \frac{i_k^* (\Delta L s + \Delta r) + e_{d,k}}{(L_1 + L_2)s + (r_1 + r_2)} = i_{err,k}
 \end{aligned} \tag{4.11}$$

由上面的推導可以看出，理想與實際的電流之間的誤差值，主要是由馬達擾動的成分所產生，理想與實際回授之間的誤差可以如下表示

$$\begin{aligned}
 i_k^* - i_k &= i_{err,k} \\
 i_k &= i_k^* - i_{err,k}
 \end{aligned} \tag{4.12}$$

假若將輸入的電流命令做調整，將其調整如式(4.13)所示，可以看出電流命令與回授之間的誤差能夠獲得改善。

$$(i_k^*)' = i_k^* + i_{err,k} \tag{4.13}$$

而這樣的更動使得之後電流命令對上回授的電流，其誤差為零。

$$(i_k^*)' - i_k = i_k^* + i_{err,k} - i_k = 0 \tag{4.14}$$

利用這樣的概念，在圖4.3中再加上另外一組擾動前饋控制器，使其輸出的內容為系統當前的擾動值，另外改變開關控制訊號 $v_{cont,k}$ 為 $v_{cont,k'}$ ，再將此結果與原本的開關訊號 $v_{cont,k}$ 相加，操控反流器作用。

要使用式(4.13)的作法，首先必須先知道電流的誤差，而在控制架構內的運算結果皆為電壓命令，因此需要將電流訊號與控制器作用以電壓形式呈現，整體的運算如下式：

$$\begin{aligned}
 i_{err,k} &= i_k^* - i_k, \\
 i_{err,k} &= \frac{G_f(s)}{G_f(s)}(i_k^* - i_k), \\
 G_f(s)i_{err,k} &= G_f(s)i_k^* - G_f(s)i_k, \\
 \hat{e}_{d,k} &= v_{cont,k} - v_{r,k}, \quad \hat{e}_{d,k} = G_f(s)i_{err,k}, \quad v_{r,k} = G_f(s)i_k \quad (4.15)
 \end{aligned}$$

依照上面的架構規劃，可以得到如圖4.4的控制架構圖，在原本的電流控制器 $G_{pi}(s)$ 下再多加一組額外的控制器 $G_f(s)$ 。此控制器的輸入為馬達回授的電流訊號，在經過控制器運算後得到一組電壓命令 $v_{r,k}$ ，將原本的控制命令 $v_{cont,k}$ 拉出來與其相減，得到的輸出即為原先所估測的誤差 $\hat{e}_{d,k}$ 。而此部分的輸出 $\hat{e}_{d,k}$ ，會經過一個權重係數 W 作為調整，真正與電壓控制命令作用的是 $v_{fd,k}$ 。

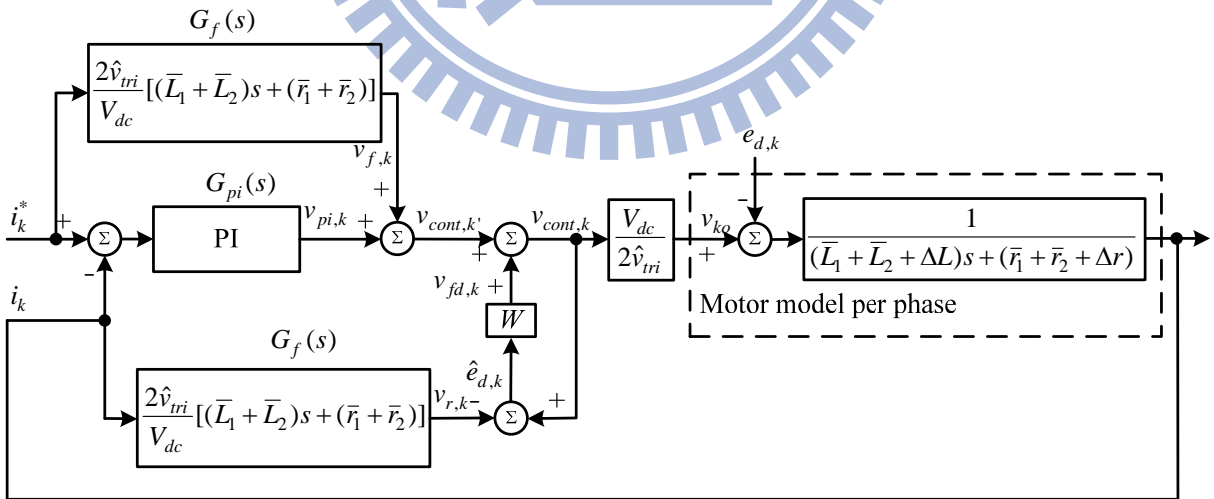


圖 4.4 擾動前饋控制迴路

4.2.3 等效擾動前饋控制

由於加入的控制器主要用於處理擾動部分的問題，該迴路對於實際控制命令沒有影響，因此可以嘗試利用等效的概念將之簡化，藉由方塊圖的簡化可以更加清楚的看出擾動前饋控制器在這裡扮演的角色，這也是這一節的內容。為了方便分析，在4.2.2所提出的架構圖改寫如圖4.5，整體的系統不變，只重新規劃方塊圖的位置，而在接下來的推導中會將圖4.5右側的部份做簡化。

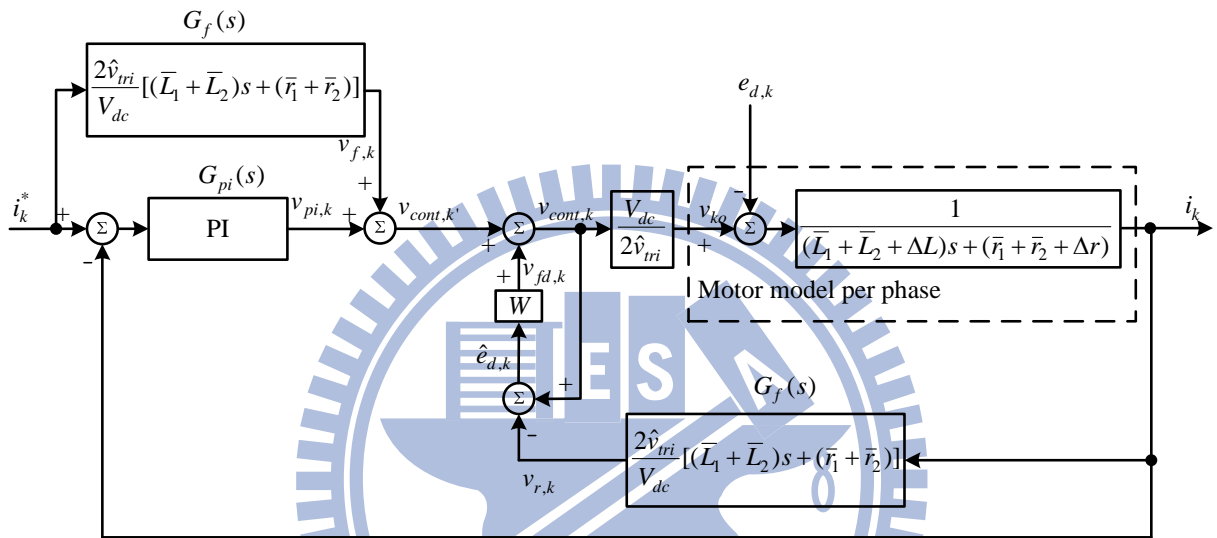


圖 4.5 擾動前饋控制迴路

在圖4.5中，關於擾動控制器的部份移動到右側，在左側的開關命令中有兩組雷同的值，分別是 $v_{cont,k}$ 以及 $v_{cont,k'}$ ，接下來的部份即是將回授電流 i_k 與命令 $v_{cont,k}$ 的對應關係，轉換成回授電流 i_k 與命令 $v_{cont,k'}$ 的對應關係。藉由對應關係的轉換，可以進一步的將右側部分的方塊圖做重整，使系統更加簡化，而因為 $v_{cont,k}$ 維持不變的關係，所以左側的部份不會變動。

擾動前饋控制器會將上一次的開關命令 $v_{cont,k}$ 接收，並經過運算後得到其輸出 $v_{fd,k}$ ，在實作中開關命令的更新時間極快，與之相比的系統狀態可以視為沒有變化，因此在這裡假設時域下的開關命令在相鄰的兩個時間點中相同，如式(4.16)所示：

$$v_{cont,k}(t) \cong v_{cont,k}(t-1) \quad (4.16)$$

此外為了計算上的方便，將馬達模型中的線圈電阻電感值，利用不同的方程式描述：

$$G_m(s) = \frac{1}{(\bar{L}_1 + \bar{L}_2 + \Delta L)s + (\bar{r}_1 + \bar{r}_2 + \Delta r)} = \frac{1}{Ls + r} \quad (4.17)$$

在圖4.5中，回授電流 i_k 與命令 $v_{cont,k}$ 的對應關係如下所示：

$$i_k = \left(\frac{V_{dc}}{2\hat{v}_{tri}} v_{cont,k} - e_{d,k} \right) G_m(s) \quad (4.18)$$

而開關命令可以再作拆解，如式(4.19)：

$$\begin{aligned} v_{cont,k} &= v_{cont,k'} + W(v_{cont,k} - i_k G_f(s)) \\ &= \frac{1}{1-W} (v_{cont,k'} - W i_k G_f(s)) \end{aligned} \quad (4.19)$$

將這部份的式子代回式(4.18)，則原本的等效式改變如式(4.20)：

$$\begin{aligned} i_k &= \left[\frac{V_{dc}}{2\hat{v}_{tri}} \frac{1}{1-W} (v_{cont,k'} - W i_k G_f(s)) - e_{d,k} \right] G_m(s) \\ \Rightarrow \left[1 + \frac{V_{dc}}{2\hat{v}_{tri}} \frac{W}{1-W} G_f(s) G_m(s) \right] i_k &= \left[\frac{V_{dc}}{2\hat{v}_{tri}} \frac{1}{1-W} v_{cont,k'} - e_{d,k} \right] G_m(s) \end{aligned} \quad (4.20)$$

在式(4.20)中可以看出，經過等效後的算式變得較為複雜，因此接下來會將電流部分的參數拆解，再轉移至右側部分。

$$\begin{aligned} 1 + \frac{V_{dc}}{2\hat{v}_{tri}} \frac{W}{1-W} G_f(s) G_m(s) &= 1 + \frac{W}{1-W} \frac{(\bar{L}_1 + \bar{L}_2)s + (\bar{r}_1 + \bar{r}_2)}{Ls + r} \\ &= \frac{(1-W)(Ls+r) + W[(Ls+r) - (\Delta Ls + \Delta r)]}{(1-W)(Ls+r)} \\ &= \frac{(Ls+r) - W(\Delta Ls + \Delta r)}{(1-W)(Ls+r)} \end{aligned}$$

在上式中，與回授電流 i_k 有關係的參數作了簡化，將其帶回式(4.20)

$$\begin{aligned} i_k &= G_m(s) \left[\frac{V_{dc}}{2\hat{v}_{tri}} \frac{1}{1-W} \frac{(1-W)(Ls+r)}{(Ls+r) - W(\Delta Ls + \Delta r)} v_{cont,k'} - \right. \\ &\quad \left. \frac{(1-W)(Ls+r)}{(Ls+r) - W(\Delta Ls + \Delta r)} e_{d,k} \right] \end{aligned} \quad (4.21)$$

接著將式(4.21)拆解，將對應的開關命令以及擾動做進一步的簡化與等效，開關命令的等效如同式(4.22)：

$$\begin{aligned}
& \frac{1}{Ls+r} \frac{V_{dc}}{2\hat{v}_{tri}} \frac{1}{1-W} \frac{(1-W)(Ls+r)}{(Ls+r)-W(\Delta Ls+\Delta r)} v_{cont,k}' \\
& \Rightarrow \frac{V_{dc}}{2\hat{v}_{tri}} \frac{1}{(Ls+r)-W(\Delta Ls+\Delta r)} v_{cont,k}' \\
& \Rightarrow \frac{V_{dc}}{2\hat{v}_{tri}} \left[\frac{1}{(\bar{L}_1+\bar{L}_2)s+(\bar{r}_1+\bar{r}_2)+(1-W)(\Delta Ls+\Delta r)} \right] v_{cont,k}' \\
& \Rightarrow \frac{V_{dc}}{2\hat{v}_{tri}} G_{m'}(s) v_{cont,k}' \tag{4.22}
\end{aligned}$$

在這裡馬達的表示式可以做進一步的等效，而擾動部分的式子如同式(4.23)：

$$\begin{aligned}
& \frac{1}{Ls+r} \frac{(1-W)(Ls+r)}{(Ls+r)-W(\Delta Ls+\Delta r)} e_{d,k} \\
& \Rightarrow (1-W) \left[\frac{1}{(\bar{L}_1+\bar{L}_2)s+(\bar{r}_1+\bar{r}_2)+(1-W)(\Delta Ls+\Delta r)} \right] e_{d,k} \\
& \Rightarrow (1-W) G_m(s) e_{d,k} \tag{4.23}
\end{aligned}$$

將上兩式的結果帶回式(4.21)，並將之與式(4.18)作對照：

$$i_k = \left(\frac{V_{dc}}{2\hat{v}_{tri}} v_{cont,k}' - (1-W)e_{d,k} \right) G_m'(s) \Leftrightarrow \left(\frac{V_{dc}}{2\hat{v}_{tri}} v_{cont,k} - e_{d,k} \right) G_m(s) \tag{4.24}$$

從式(4.24)中可以看出，回授電流與開關命令可以有不同的表示方式，左側中的式子代表的是從PI以及電流命令前饋控制器看入的等效式，而此時整體的方塊圖可以作進一步的改寫，圖4.5的部份可以依照上面的推導簡化成圖4.6：

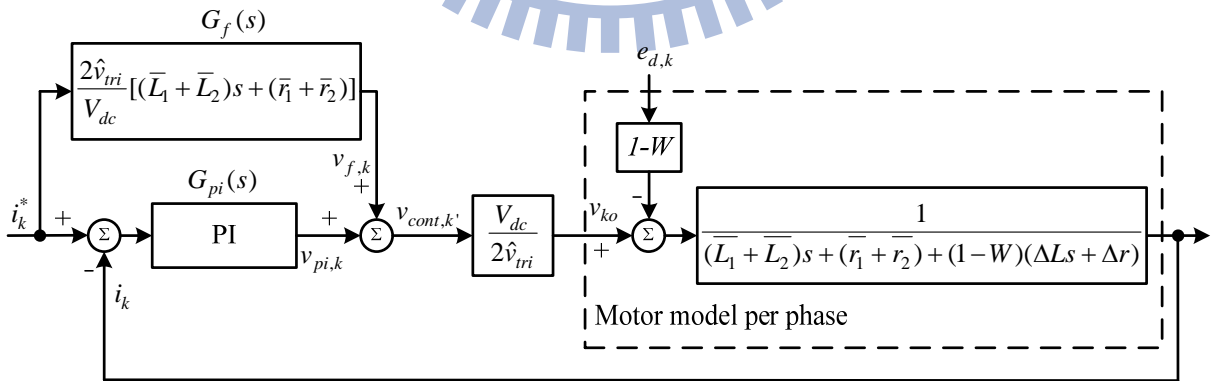


圖 4.6 擾動前饋控制等效迴路

可以看出加入控制器後，此部分的變動會依照權重係數 W 的大小縮減，使回授的電流與電流命令的誤差值減小，讓系統趨近於理想。從圖4.6可以看出穩健控制器中，權重係數 W 對於系統的影響：在 W 為零的時候，系統對擾動沒有消滅，整體的運作可以視為圖4.4的控制迴路；隨著 W 的增加，馬達擾動對系統的影響也越來越小。將 W 調整為最大值1時，兩個部份的擾動源都會消失，這意味著系統在理想的狀況下運作。此時 $G_{pi}(s)$ 不會有輸出，而整體系統由電流前饋控制器 $G_f(s)$ 運作，整體的運作可以視為圖4.3的控制迴路，而這也是本章節中設計控制器時，所希望的理想狀態。

提高 W 的數值可以使系統趨於理想，但實際的運作狀態是擾動前饋控制器 $G_f(s)$ 會先將擾動加入系統中，並且在之後的電路中與電路的擾動相消。因此隨著 W 的增加，系統本身的擾動也會增加，造成系統本身的不穩定、以及反流器的控制訊號不理想，在實作中需要視馬達實際運作的狀況來調整權重係數的值。

在本章節的部分主要是對原本所使用的電流控制架構做改變，針對系統命令特性以及電路架構在運作中所遇到的擾動，額外加上兩組前饋控制器改善系統的表現。在下一節的模擬中會依照選取的馬達，取其參數值並利用程式模擬，此外再改變馬達的參數比較各控制架構下的差異。

4.3 控制架構模擬

4.3.1 馬達參數及感應電動勢頻譜

討論完所使用的架構後，接著將馬達參數帶入，使用上述所介紹的架構模擬。經過量測後得到的參數如下所示，而馬達的參數實際測量會在第五章的部份做介紹：

$$\begin{aligned}V_{dc} &= 310V, \\ \hat{v}_{tri} &= 1V, f_{tri} = 10kHz, \\ K_v &= 30V / krpm, \\ r &= 0.575\Omega, L = 2.79mH\end{aligned}$$

將這部份的參數帶入模擬控制架構，並比較各個架構的差異，在這裡分別討論三種架構下馬達系統的模型，以圖 4.4 來看，分別是只有 PI 架構的模型、加入電流命令前饋控制的模型、以及加入擾動前饋控制的模型。

在第二章介紹馬達感應電動勢時，提及此波形為多組諧波組合，在第五章實作測量時會有相關的波形以及各頻譜的成分，模擬的架構中先取量測結果來使用。實作中測得的頻譜如圖 4.7(a)所示，而依照其成份利用模擬軟體模擬的感應電動勢頻譜如圖 4.7(b)所示，可以看出在各頻率上對應的成分頗為貼近，而模擬的部份由於相當理想，在相對高頻的部份幾乎為零。感應電動勢模擬的示意圖如圖 4.8 所示，感應電動勢會對應轉速有不同的頻率以及峰值，在之後的模擬有關感應電動勢部分的成分皆會依此架構構築。

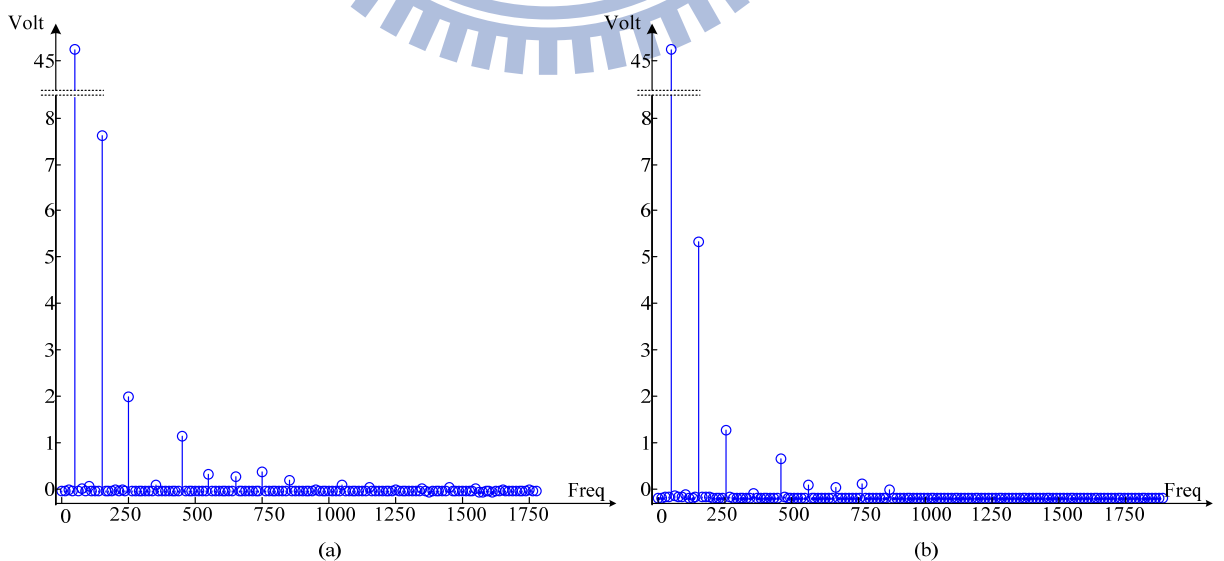


圖 4.7 感應電動勢頻譜成份

(a)實作測量 (b)模擬

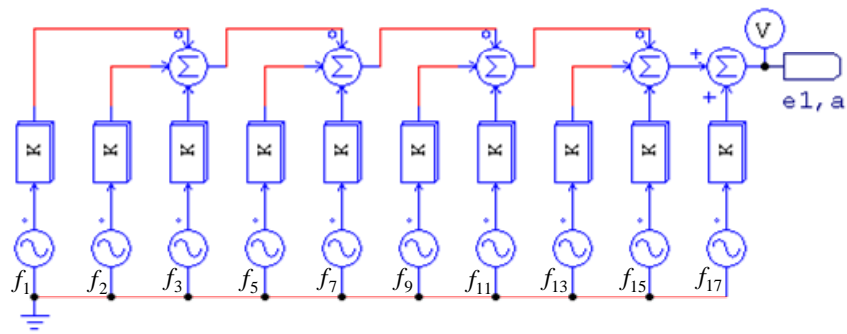


圖 4.8 感應電動勢模擬架構圖

圖 4.8 為圖 4.7(b)模擬結果的架構圖，而各頻譜成份的大小則是參照圖 4.7(a)的成分，由於實際的波形並非理想而有許多的諧波，因此在模擬的架構中是選取能量足夠大的頻譜成份，主要分布在奇次項諧波。這裡的模擬是觀測馬達線圈上電流追隨的表現，主要是在馬達呈現穩態運作的狀況下，不同控制架構之間的運作狀況，所以對於感應電動勢而言是穩定的運作狀況，不需要參照當前馬達轉速資訊。

而馬達感應電動勢在每一相線圈間皆有不同，圖 4.8 為其中一顆馬達的其中一相線圈感應電動勢架構，整體的架構類似而龐大，因此在之後的架構中會將這部份省略不提。

4.3.2 模擬狀況及模擬架構

在接下來的模擬主要分做兩種狀況，兩組馬達之間轉速命令的差異對上控制架構的影響、馬達線圈估測的誤差對上控制架構的影響。

轉速命令的部分，藉由兩組馬達在穩態狀況下轉速的差異，造成合成的開關命令在比例中交雜程度的不同，藉此比較控制架構對此的影響。在之後的模擬會固定一組轉速，改變另一組的轉速命令來觀測，轉速的命令分別是 2000rpm、1500rpm 以及 2000rpm、900rpm 這兩種狀況。

而線圈誤差的部分，由於模擬的線圈為理想，在任何狀況下線圈上的電阻值以及電感值皆為定值，因此在接下來的模擬當中會直接改變線圈上電阻以及電感的值，並且觀測其穩態狀況下追隨的表現。與其作比較的線圈值分別是 $\Delta L = 0, \Delta r = 0$ 以及 $\Delta L = 0.2(\bar{L}_1 + \bar{L}_2), \Delta r = 0.5(\bar{r}_1 + \bar{r}_2)$ 這兩種狀況。

在這裡不會做同時改變線圈以及轉速比例的模擬，主要是因為變因較多，無法單純比較各控制架構的在不同狀況下追隨結果。圖 4.2 的方塊圖在模擬程式中轉化成的架構圖在下面會逐步介紹，圖 4.9 部分為單組馬達線圈標示為 a 相的電路架構，還有一組 PI 控制器。參照圖 3.4 定義的參考點可以看出五相線圈在另一側會以星形接法連接形成中性點 n，在這裡將線圈的末端拉至 n 點，並以電流感測器得到線圈電流資訊送回控制器運算。

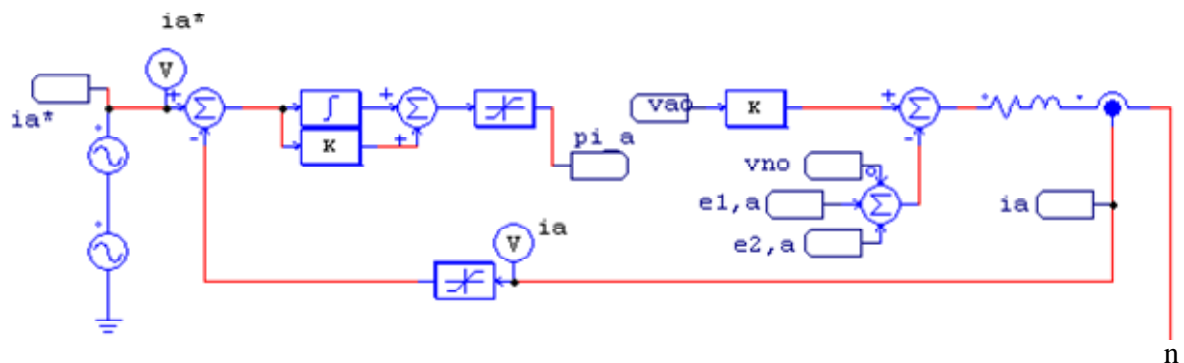


圖 4.9 模擬線圈架構圖

而所提及的額外兩組前饋控制器礙於篇幅的關係，將這部份放到下一頁表示如圖 4.10，控制器依照不同的輸入處理後，在經過各別的限制器後將結果送入比較器，比較

器的模擬圖如圖 4.11 所示。

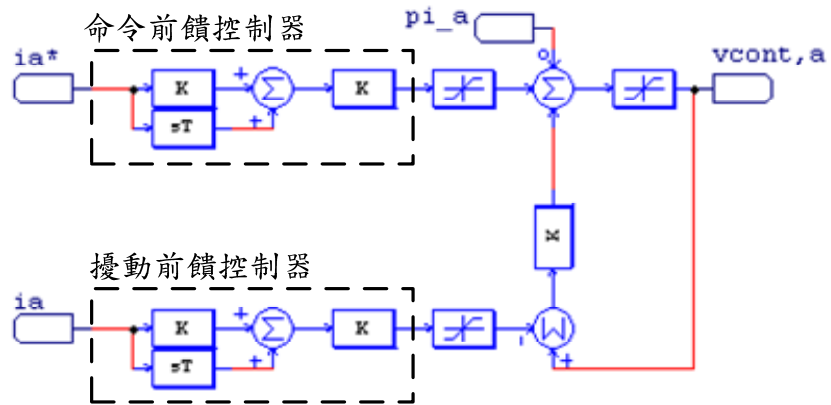


圖 4.10 模擬控制器架構圖

圖 4.11 為程式比較器的架構圖，利用一組固定頻率的三角波與五個開關命令比較，三角波的頻率比照實作的規格，頻率為 10kHz。

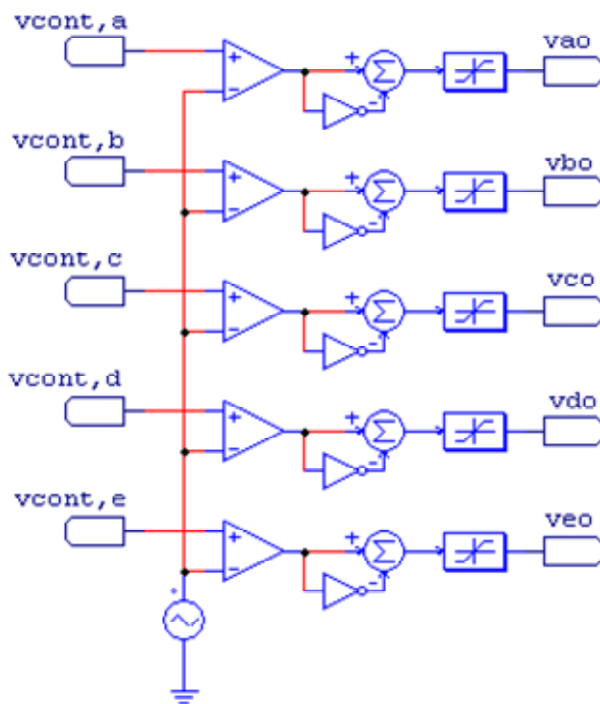


圖 4.11 模擬比較器架構圖

整體的架構如同圖 4.12 所示，除了感應電動勢趨快的架構圖略去之外，在這裡將反流器的五相線圈模型都顯示出來。

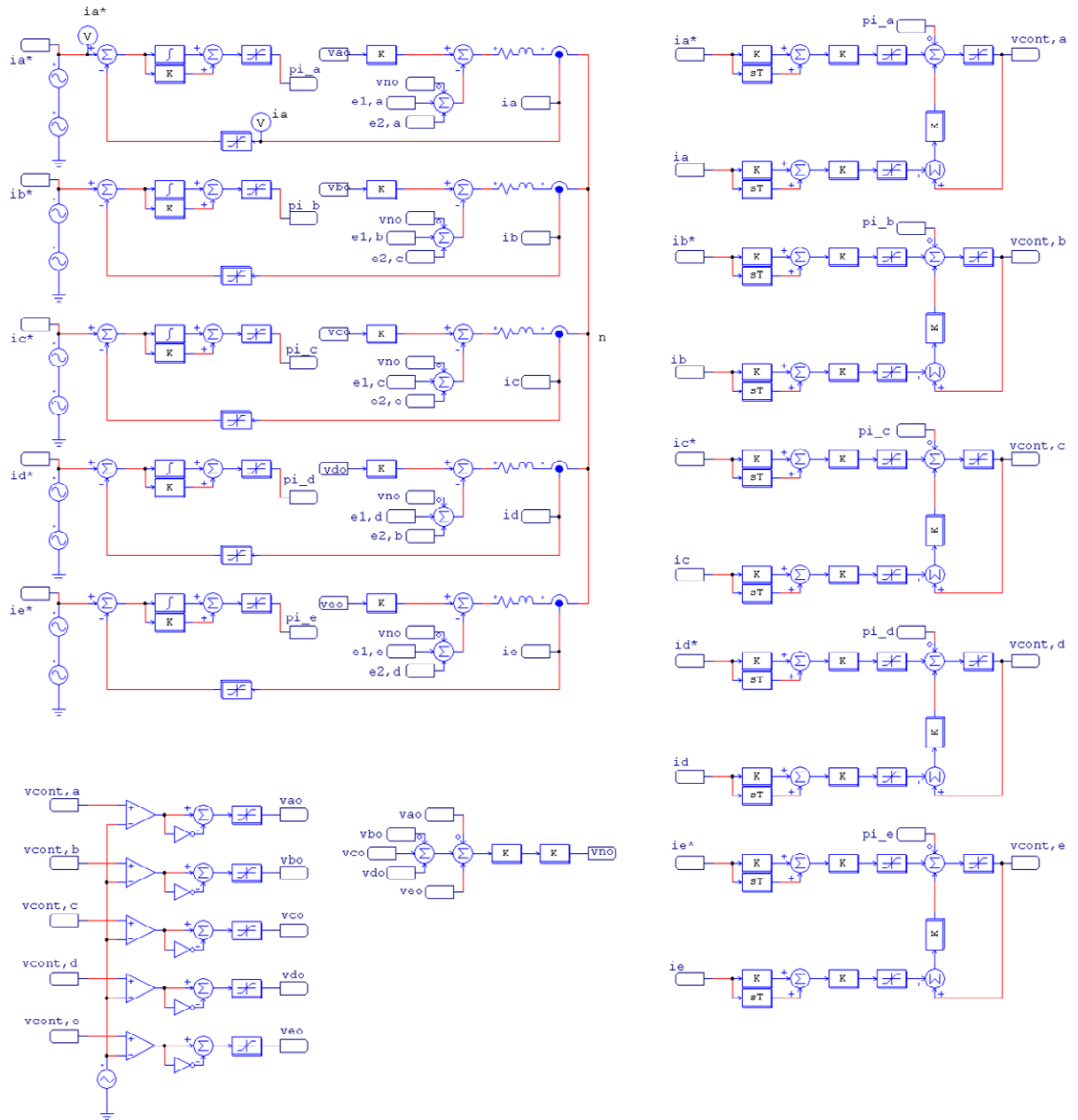


圖 4.12 模擬架構全圖

在式(2.9)中，因開關組態而產生的擾動源方程式如下所示，主要是由反流器各臂的開關控制訊號所產生，最大可與直流鏈值相比，對於系統而言是很大的干擾源。

$$v_{no} = \frac{1}{5}(v_{ao} + v_{bo} + v_{co} + v_{do} + v_{eo})$$

除此之外藉由模擬的條件中轉速的命令來判斷，另一組干擾源感應電動勢的峰值在 2000rpm、1500rpm 的組合下會出現 120v、90v 峰對峰值的兩組弦波成份，相對於整體的系統而言，也是極大的干擾源。在 4.2.1 節中，對於圖 4.3 的構想前提幾乎不存在，亦

及擾動源的影響極小以及線圈的變化可以忽略這兩個條件，因此在穩定狀況下的電流命令控制模式中，模擬 PI、加上電流前饋控制器這兩種架構的結果會差不多，補償的效果有限。

有鑑於此，在之後的模擬僅會考慮單純 PI 的架構對上所提的控制迴路，並在各種不同的狀況中比較兩者之間的差異。在電流控制器的架構中，除了 PI 的架構之外還有兩組前饋控制器，這部份的數值處理放在圖 4.9 的右側，PI 控制器在圖 4.9 的左側與馬達以及反流器等區塊放在一起。由於是使用模擬軟體，因此馬達的線圈為理想，線圈上電阻以及電感在模擬馬達運作時不會有變化，此外在運作時的雜訊也不會產生，因此經由模擬跑出來的波形與實作會有一定程度的差異，模擬的部份會在下一節中討論。

而加入電流前饋控制的架構，在實作的速度控制迴路中會有較大的影響，然而這部分涉及電流命令的改變，在模擬中較難描述，因此這部份的影響會以實作的波形個別表示以及比較，在這裡不討論速度控制迴路的架構。



4.4 模擬結果

圖 4.13 分別是上述三種控制架構的追隨狀況，而 4.13(a)以及 4.13(b)這兩組的波形可以看出沒有很明顯的差異，這是由於擾動成分太大的關係，補償的效果有限。與之相比，圖 4.13(c)則有比較好的追隨表現，在這裡擾動控制器的權重參數 W 比照實作狀態調整為 0.5，可以看出將擾動的成分做消減後，整體的追隨效果會提升。

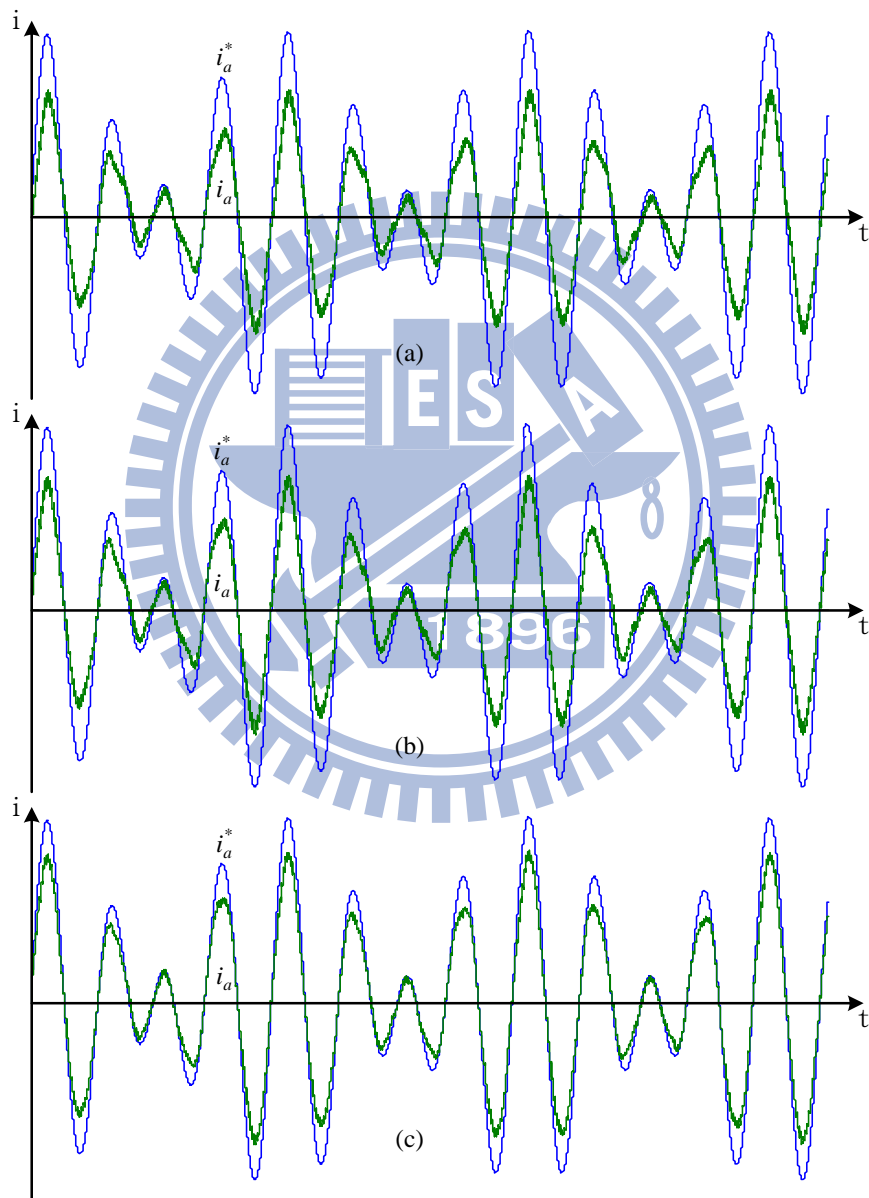


圖 4.13 電流追隨模擬圖

(a)PI 架構 (b)電流前饋架構 (c)擾動前饋架構

接著改變馬達線圈上的數值，假設估測錯誤或是因為溫度造成線圈數值的變動，在這狀況下比較 PI 架構以及擾動前饋架構之間的差異。

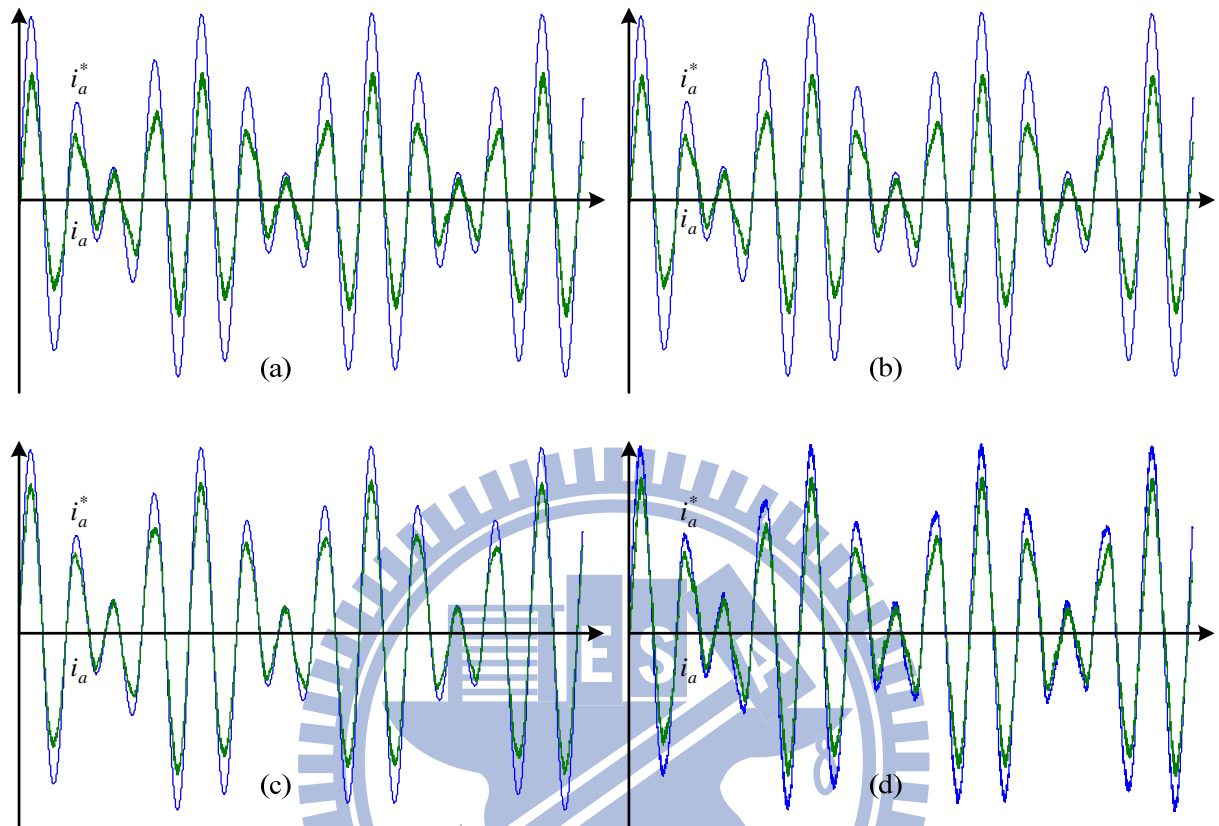


圖 4.14 參數誤差下電流追隨模擬圖
(a)PI 架構下理想線圈 (b)PI 架構下線圈變動
(c)擾動前饋架構下理想線圈 (d)擾動前饋架構下線圈變動

觀察圖 4.14(a)、(b)，可以發現兩者在線圈上參數變動時的追隨狀況相近，這是因為整體追隨的狀況在受到擾動的狀況下有極大的影響，因此追隨的狀況反而不是很明顯。圖 4.14(c)、(d)可以看到線圈估測的誤差出現後，原本擾動前饋控制器需要作用的除了干擾源之外，額外加入了線圈部分的不理想，在電流追隨的部份可以看到回授的電流些微受到影響，有較多尖銳的波形產生。

而從這裡可以看出，線圈的變動對於系統追隨的影響，經過擾動前饋控制器的架構雖然可以消除一部份的誤差，但還是會降低追隨的效果。

接著將速度命令做調整，將兩組馬達的轉速差拉大，觀察在此狀況下不同架構之間的追隨情況，並與未調整轉速前的狀況做比較，如圖 4.15 所示。

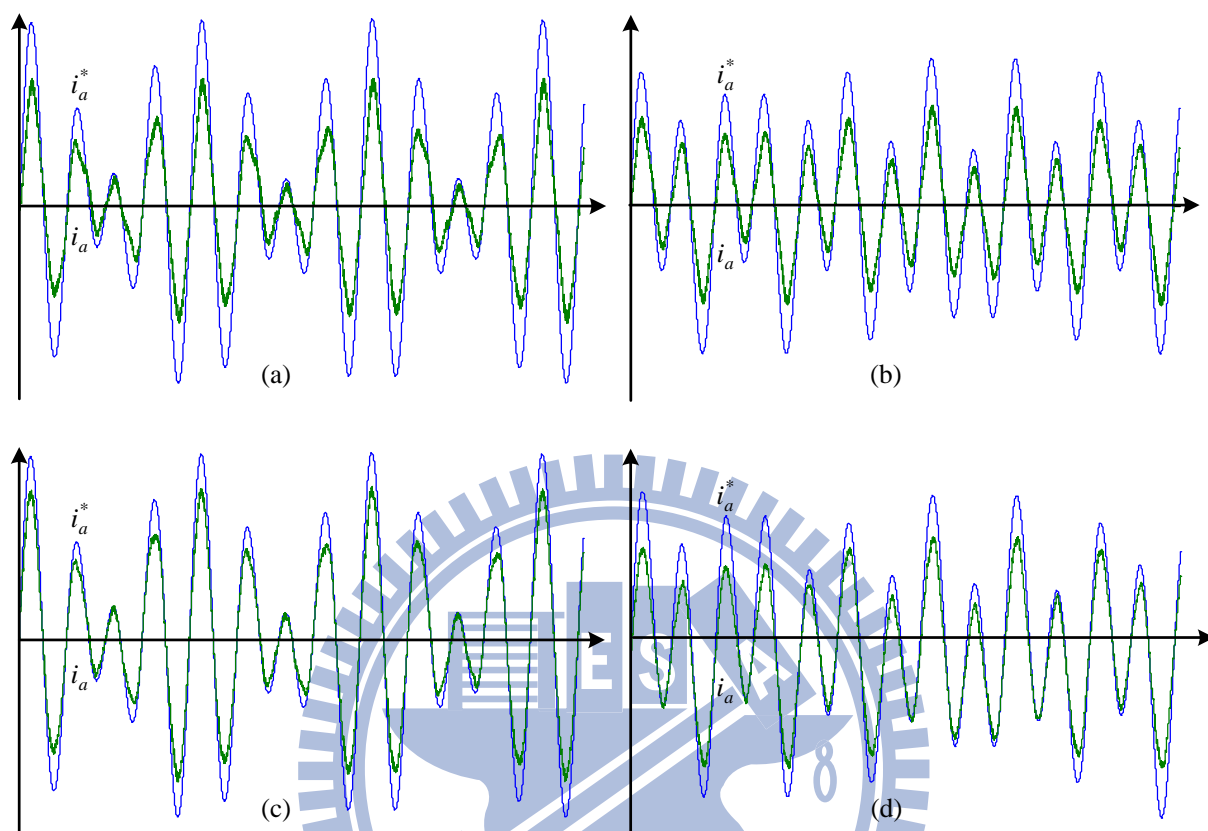


圖 4.15 參數誤差下電流追隨模擬圖
(a)PI 架構 (b)PI 架構下轉速變動
(c)擾動前饋架構 (d)擾動前饋架構下轉速變動

由於轉速下降，對應的感應電動勢相對減小，擾動的成分也隨著降低，因此圖 4.15(a)、(b)相對比較之下，電流的波形較為圓滑。而轉速同時影響到頻率以及電流命令的峰值，在圖中也可以看到命令的峰值也有稍微減小的趨勢。在圖 4.15(c)、(d)中可以看到在比較小的命令變化中有較好的追隨效果，而較大的命令變化則是差異不大，上面這三種的模擬狀況在擾動前饋架構下，其權重參數 W 皆為 0.5，權重參數的選取依照實作的狀況而定。在這裡是以電流命令作為比較，而實作中的趨勢也差不多故不贅述，在第五章的實作狀況主要以固定轉速命令的狀態作為討論，在加入速度控制迴路後電流前饋控制迴路的架構在電流追隨部分有比較明顯的改變，在實作中會提出來討論。

第五章

實作電路與結果

5.1 現場可規劃邏輯閘陣列(FPGA)

本論文所使用之現場可規劃邏輯閘陣列發展板，型號為 UBD-Spartan3E-ST3E。其核心為 Xilinx 公司研製，型號為 Spartan-3E XC3S250E，並配合 Xilinx ISE 10.1i 之軟體進行電路之撰寫及模擬。此核心內含 4896 個 4 輸入 LUT(Look-Up Table)及 Slice 正反器 (Slice Flip-Flop)，封裝為 PQFP 208 隻腳位，其中可供使用者使用之腳位有 158 隻。此外，還包含了有 12 個 18K-bits 的 Block RAMs，12 個 18 乘 18 的硬體乘法器。實驗板上則提供 8 個指撥開關及 LED 介面及 40MHz 之石英震盪器等。

本論文以FPGA實現雙五相馬達速度控制，表5.1為FPGA使用率分析表。

表 5.1：FPGA 使用率

| Logic Elements | 可使用 | 已使用(使用率) |
|------------------|------|-----------|
| 4 Input LUTs | 4896 | 3973(81%) |
| Slice Flip-Flops | 4896 | 1296(26%) |
| IOBs | 158 | 117(86%) |
| Block RAMs | 12 | 2(16%) |
| MULT 18*18s | 12 | 7(58%) |

5.2 馬達參數測量

5.2.1 馬達電阻測量

在實作中選用五相馬達系統作為控制，因此需要取得馬達的參數，由於馬達線圈上的電阻值以及電感值相當小，測量這些參數不是很容易，在這裡將馬達的電路更改後，觀測流經其上的電流的波形響應來做分析。

由於馬達五相線圈彼此平衡且對稱，理想的狀況下，每一相上的電阻值 r 以及電感值 L 可以視為相同。在第二章有對於馬達驅動電路的介紹，將其電路稍作修改：將接至反流器端的線圈解開，並且將星型接點的部份解開。首先量測選用 e 相線圈作為馬達參數，將 e 相線圈兩端拉出接電源如圖 5.1(a) 所示。將馬達轉子固定住，使其轉速為零，則位於各相線圈上的感應電動勢此時皆不會產生。此狀況下切換開關導通 e 相線圈，在穩態狀況下電感飽和後， e 相線圈的電路可以等效為圖 5.1(b) 所示，原先的電感可以視為線圈。此時量測流經此線圈的電流以及輸入端的跨壓，利用歐姆定律可以計算出電阻值，調整接上的電壓值，在測量中將輸出的電流固定為 1 安培。

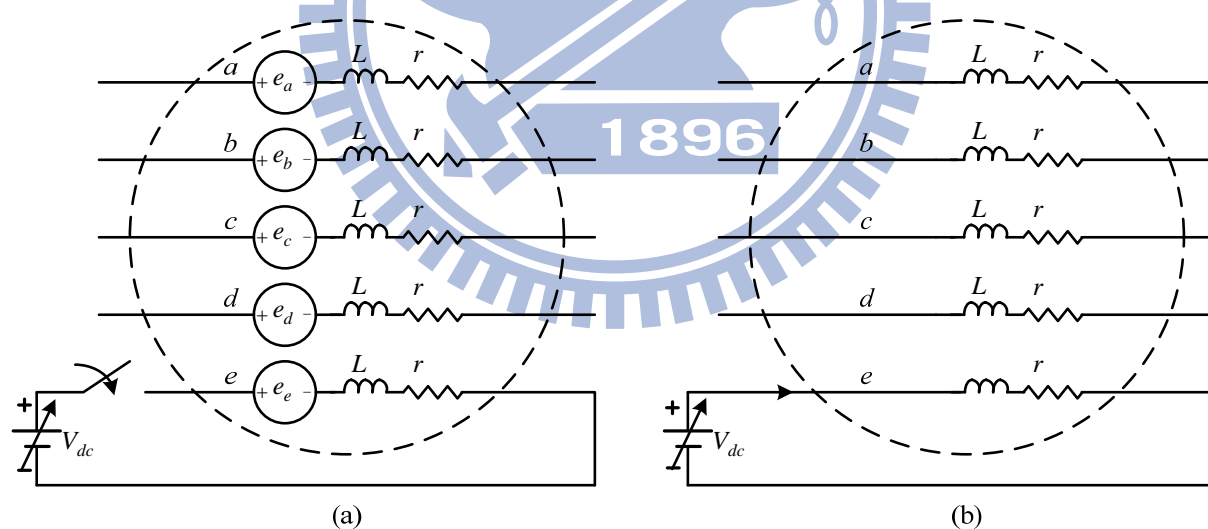


圖 5.1 五相馬達線圈示意圖
(a)線圈電路圖 (b)線圈穩態圖

利用上述的量測方法，在輸出電流為 1 安培時量測馬達跨壓為 0.575 伏特。接著改變馬達的接線串聯其他相線圈，在轉子固定不動的狀況下輸入電源量測，如圖 5.2(a)、(b) 所示。此兩種狀況分別是串聯兩組線圈以及串聯四組線圈，調整輸出電源使的兩組電路在穩態狀況下的電流維持 1 安培，並記錄此時輸出電壓。

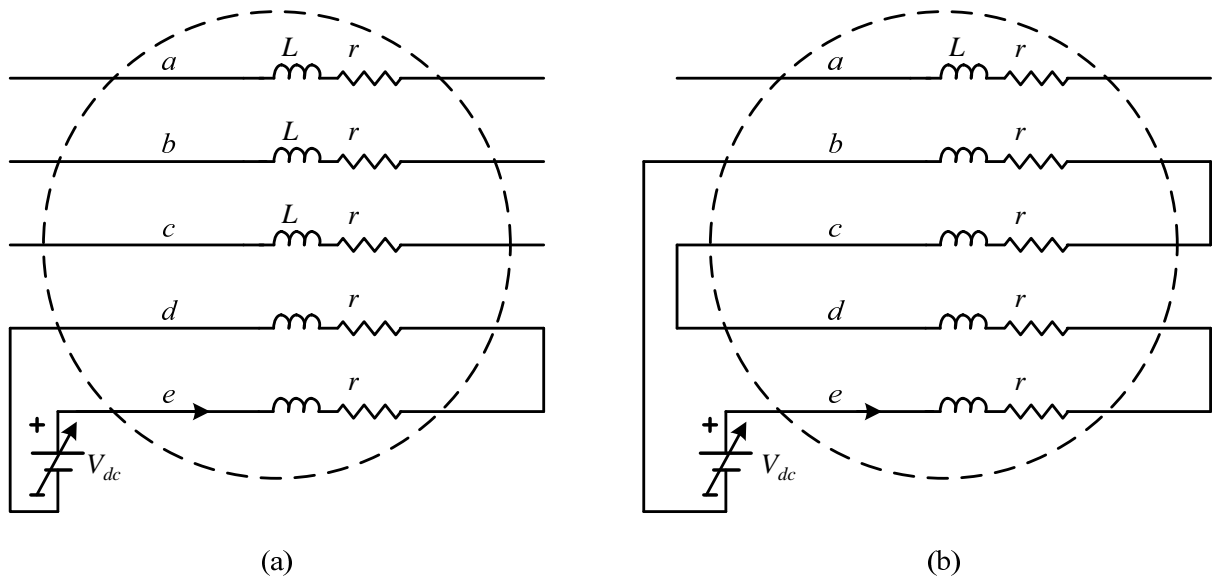


圖 5.2 五相馬達線圈穩態圖
(a)串聯兩組線圈 (b)串聯四組線圈

將結果列表於表 5.2，在三種接法中穩態狀況下的輸出電壓呈現線性增長，五相馬達上每一相的電阻值彼此相同。經過運算後，可以發現五相馬達的電阻值約在 0.575Ω 到 0.576Ω 左右，在這裡取為 0.575Ω 。

表 5.2：1 安培電流所測得之電壓電阻表

| 電阻串聯個數 | 輸出電壓 V | 平均阻值 Ω |
|--------|--------|---------------|
| 1 | 0.575 | 0.575 |
| 2 | 1.152 | 0.576 |
| 4 | 2.3 | 0.575 |

利用電流的穩態波形可以得到馬達電阻的參數，而在馬達線圈上的電感值則需要分析電流波形：在固定轉子的狀況下，馬達線圈可以等效為一組電感以及電阻的電路，輸入電源使電感飽和後可以等效為只有電阻的電路，因此在量測電感時取其充電時電流波形的暫態作為觀測。

5.2.2 馬達電感測量

在投入電源前，轉子靜止下的五相馬達如同圖 5.1 所示，而在達成穩態時電流約為 1A，將馬達線圈上電壓及電流列式如(5.1)，其中 I 為穩態下電流值 1 安培、 V 為此狀況下之輸入電壓、 r 為經過線圈的電阻值、 τ 為時間常數。經過運算後可以得到時變狀態下，電流以及時間對應的電感方程式。

$$\begin{aligned} i(t) &= \frac{V}{r}(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}), \quad \tau = \frac{L}{r}, \quad I = \frac{V}{r} \\ \tau &= \frac{-t}{\ln(1 - \frac{i(t)}{I})}, \quad L = \frac{-rt}{\ln(1 - \frac{i(t)}{I})} \end{aligned} \quad (5.1)$$

將馬達線圈接上電源，並記錄其電流暫態波形，紀錄於圖 5.3(a)以及圖 5.3(b)。圖 5.3(a)為五相線圈個別接上電源，觀察其電流至穩態前的波形，並將五個電流波形重合對照。在 2.1 的簡介中介紹過五相馬達工作原理，線圈上流通電流會產生瞬間轉矩使馬達轉子位移，而此狀況會產生感應電動勢，使式(5.1)的電感方程式變得不理想。量測電阻時是觀測其穩態電流波形，此時轉子已轉動至通電線圈處，因此無感應電動勢產生的問題。量測時所用的方法是先觀測投入電源後轉子的轉動位置，將轉子固定於此後移除電源再導入電源測量，此時馬達轉子不會產生移動的轉矩。

從圖 5.3(a)中可以看出，電流增長的趨勢大致上相同。圖 5.3(b)則是將五組線圈首尾相接如圖 5.4 所示，利用這種接法可以使電流由五個端子標為“+”的部份流至標示為“-”的部分，使其扭矩完全抵消。而全部串接的狀況下，等效電阻以及電感值為原本 5 倍，而從式(5.1)可以看出由於兩個參數的增長倍率一樣，因此對此式沒有影響可以消掉；調整穩態電流為 1 安培狀況下，觀測其電流波形。

量測電流波形在從投入電源到電流增長至 1 安培間的時間以及電流值，在這裡取電流值為 0.4、0.5 以及 0.6 安培時三組數據帶入計算，得到等效的電感值為 2.83mH、2.79mH、2.77mH 在這裡取在 0.5 安培狀況下算出來的電感值 2.79mH。

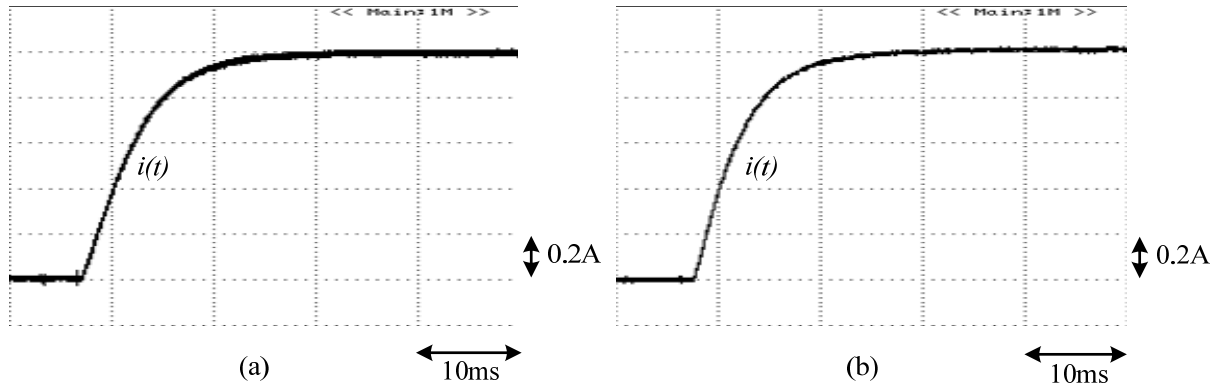


圖 5.3 馬達電流波形
 (a)五組單相線圈電流波形 (b)串接線圈電流波形

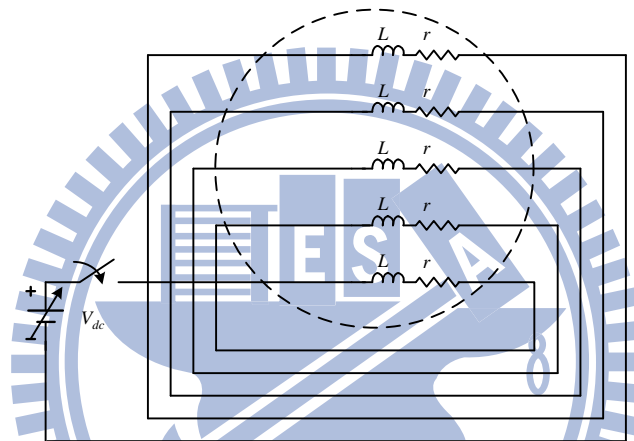


圖 5.4 串聯線圈電路

而取得電感值利用程式運算式(5.1)，並將結果與實作波形對照如圖 5.5 所示，可以看出兩波形間大致上重合。在模擬的電流波形分別在 0.4、0.5 以及 0.6 安培的狀況下觀測時間軸，與原本示波器量測的值大致上符合。

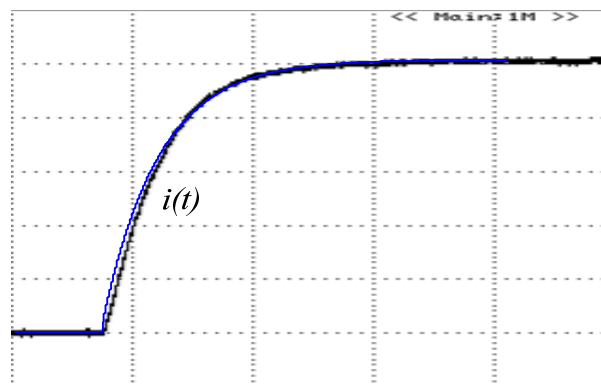


圖 5.5 模擬電流波形對照實作波形圖

5.2.3 馬達感應電動勢測量

在 2.2 中有對馬達感應電動勢的數學式做描述：穩態狀況下當馬達以一定轉速運轉時，各相線圈內會產生感應電動勢，感應電動勢為多組諧波的總和，其峰值與轉速成正比。在本節中這裡改變馬達的電路狀態，利用不同轉速時馬達的感應電動勢變化來測量其參數。

馬達正常運作時，其電路圖如圖 5.6(a)所示，在這裡將反流器的架構略去僅討論馬達電路。使用隔離探棒量測其中一相線圈的兩端觀測其相電壓，馬達相電壓會受到電阻 r 、電感 L 以及感應電動勢的影響，在此狀況下不能單純藉由轉速改變取得感應電動勢的資訊。

馬達上的電阻 r 以及電感 L 是依照線圈電流產生壓降的元件，將馬達做適度的調整：把原本星型接法的部份解開，並且將反流器端的線圈移除如圖 5.6(b)，並且控制另外一顆馬達轉動，其轉子與馬達的轉子對接帶動運轉。在此時由於線圈皆為開路，馬達內部不會有電流產生，所以馬達線圈此時只有感應電動勢存在。在此電路狀況下以隔離探棒量測線圈上的相電壓，顯示的波形只有感應電動勢存在，可以在此狀況下觀察感應電動勢對照轉速的關係。

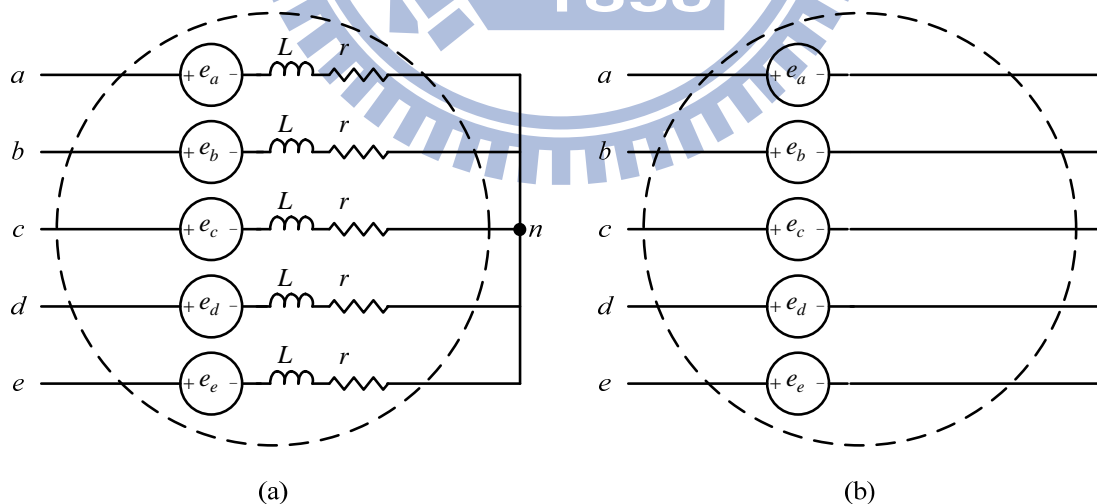


圖 5.6 馬達電路圖

(a) 等效線圈電路圖 (b) 等效線圈開路圖

式(2.2)中 a 相的感應電動勢如下所示，其波形與弦波相近而峰值與轉速成比例，各諧波次項中以基頻部份的成分最大，在波形量測中所得到的峰值成份大致上與基頻的峰值相等。在實作中五相馬達的轉速在 2000rpm 以內，因此以此轉速為基準，分別讓馬達處於 500rpm、1000rpm 以及 2000rpm 三個穩態的轉速狀況下，量測其中一相線圈的相電壓。由於所選擇的轉速呈比例關係，在其他影響因素極小的狀況下，所測得的峰值亦會呈比例分佈，將測量結果重疊，波形如圖 5.7 所示。

$$e_a = \sum_n K_n \omega_r \cos(n\theta_r)$$

圖 5.7 中，馬達感應電動勢在 500rpm 下峰值為 15v、1000rpm 下峰值為 30v、2000rpm 下峰值為 60v，因此上述的參數 K_n 為 30v/krpm。

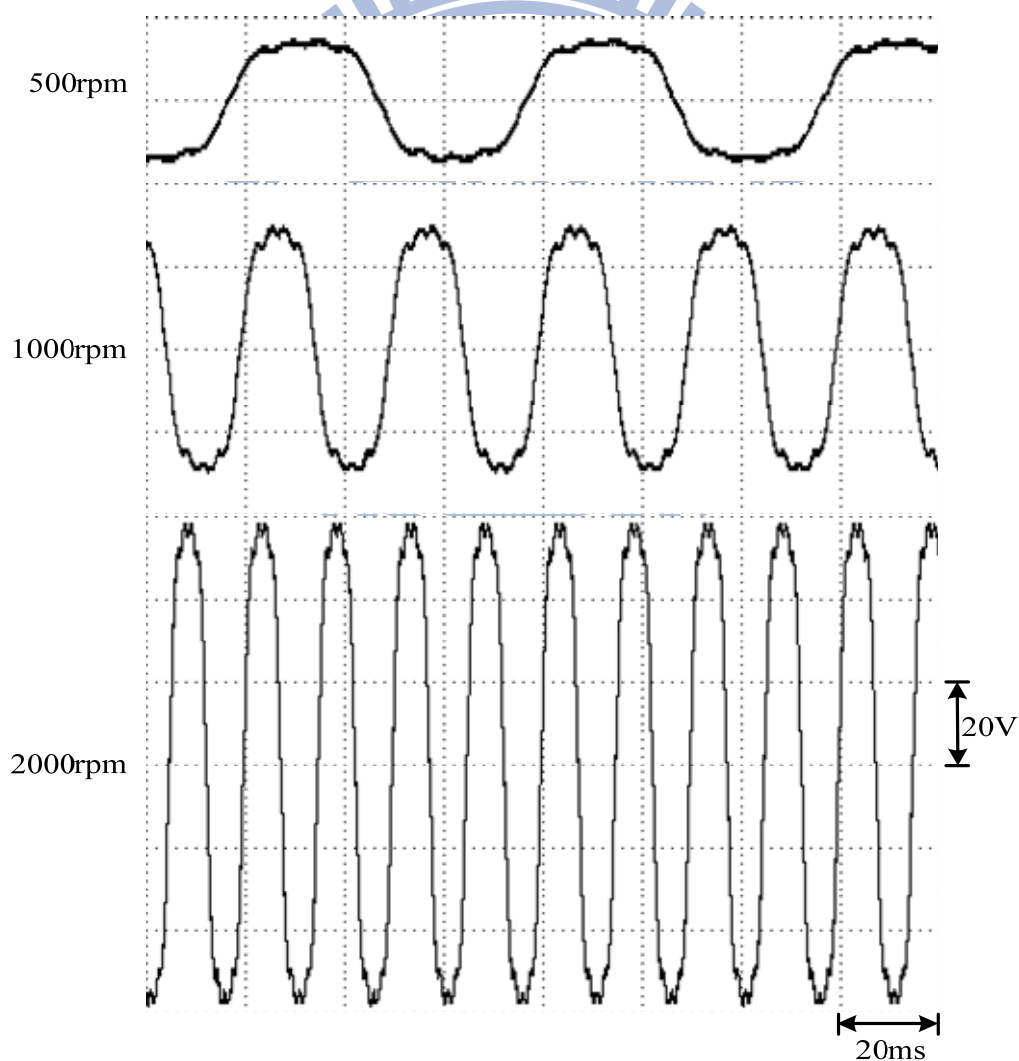


圖 5.7 感應電動勢與轉速對應關係

觀測圖 5.7，可以發現此波形雖然不是理想弦波，但是感應電動勢與轉速的關係是呈現比例增長的。此波形是以隔離探棒接上開路的馬達線圈，在適度調整示波器與隔離探棒的放大值後，將圖形擷取並且處理而取得。但是在這裡沒有辦法看出實際感應電動勢的波形成份，因此嘗試使用將此部分的波形轉成頻譜觀測其成分。頻譜分析需要使用完整週期的波形，在這裡將轉速以及擷取的點數做調整，使得到的訊號資訊恰好為完整的週期。

選定的馬達測量轉速為 1500rpm，等同於每秒有 25 轉，而馬達為四極馬達因此會有 50 次週期的轉換。整個取樣的時間為 0.1 秒，因此可以得到五個週期的弦波、峰值為 45v，擷取後轉換的圖型如同圖 5.8(a)所示，而將波形資訊取出以 matlab 處理後得到的圖型如同圖 5.8(b)所示：

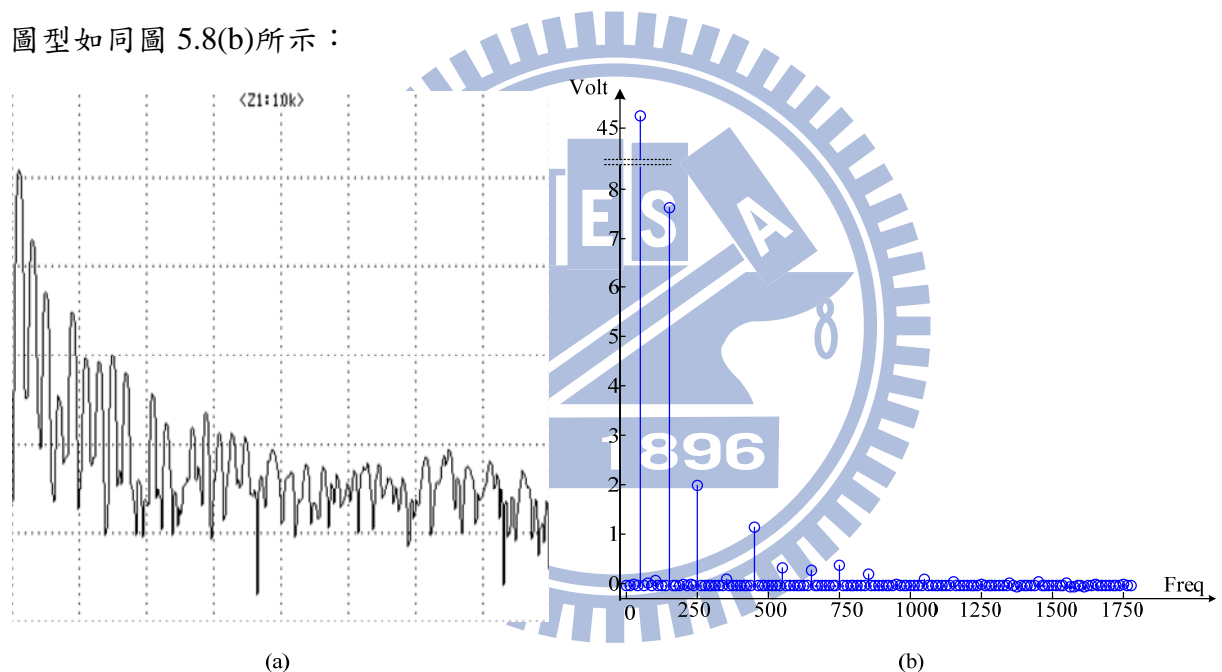


圖 5.8 感應電動勢頻率成分

(a) 示波器波形 (b) Matlab 運算波形

由於示波器上的波形較為不精細，因此利用 matlab 做圖，可以看到在圖表中的點在特定的頻率下會有特別集中的現象。在理想的單一頻率弦波下，整理出來的頻率成分會只有一個點有極大的值，代表能量完全集中於此。而從圖 5.8(b)中可以發現整個波形的能量分散於好幾個點，表示感應電動勢的組成成分有好幾組弦波參雜，經過整理的波形資訊，比較各組波形的百分比以及對應的頻率條列於表 5.3：

表 5.3：頻率與峰值對照表

| 頻率 | 百分比(%) | 頻率 | 百分比(%) |
|-------|--------|----------|--------|
| f_1 | 100 | f_{11} | 0.79 |
| f_3 | 15.93 | f_{13} | 0.68 |
| f_5 | 4.24 | f_{15} | 0.86 |
| f_7 | 0.3 | f_{17} | 0.51 |
| f_9 | 2.46 | f_{19} | 0.08 |

由於馬達內的電流運作頻率為 50Hz，因此觀測表 5.3 可以看出在 50Hz 的地方有極大的峰值產生，而感應電動勢的偶次項由於會互相抵消的關係，因此以 100Hz 為倍數的頻率上峰值幾乎為零。除了 50Hz 之外，在三倍頻率的部份有一個較小的峰值存在，其他奇次項的成分亦有稍為明顯的峰值存在，而峰值的大小從基本波存在的頻率之後就急速的衰減。

在先前第二章提及的扭矩方程式中，由於感應電動勢的諧波影響，除了基本波之外會有 9、11 次的諧波成分，在這裡可以看出來由於能量隨頻率增長衰減極快，因此在高次項的諧波部份可以作約略的省去。

5.3 實作電路

直流無刷馬達之無位置感測控制實作，以Xilinx之Spartan系列中XC3S250E的晶片為實現無感測控制平台。主要包括了兩個五相四極直流無刷馬達、功率級電路、編碼器轉換電路，並有數位類比轉換電路及開關驅動電路。大致的直流無刷馬達之無位置感測控制實作架構，如圖5.9所示。數位類比轉換電路是對轉速命令及實際轉速進行觀察，以利於了解馬達實際轉速是否達到轉速命令。開關驅動電路自FPGA接收十個開關訊號，進行隔離放大，用以驅動IGBT模組。IGBT模組為使用Mitsubishi公司所生產之型號PS21565-P DIP-IPM。實際實作電路照片如圖5.10所示。

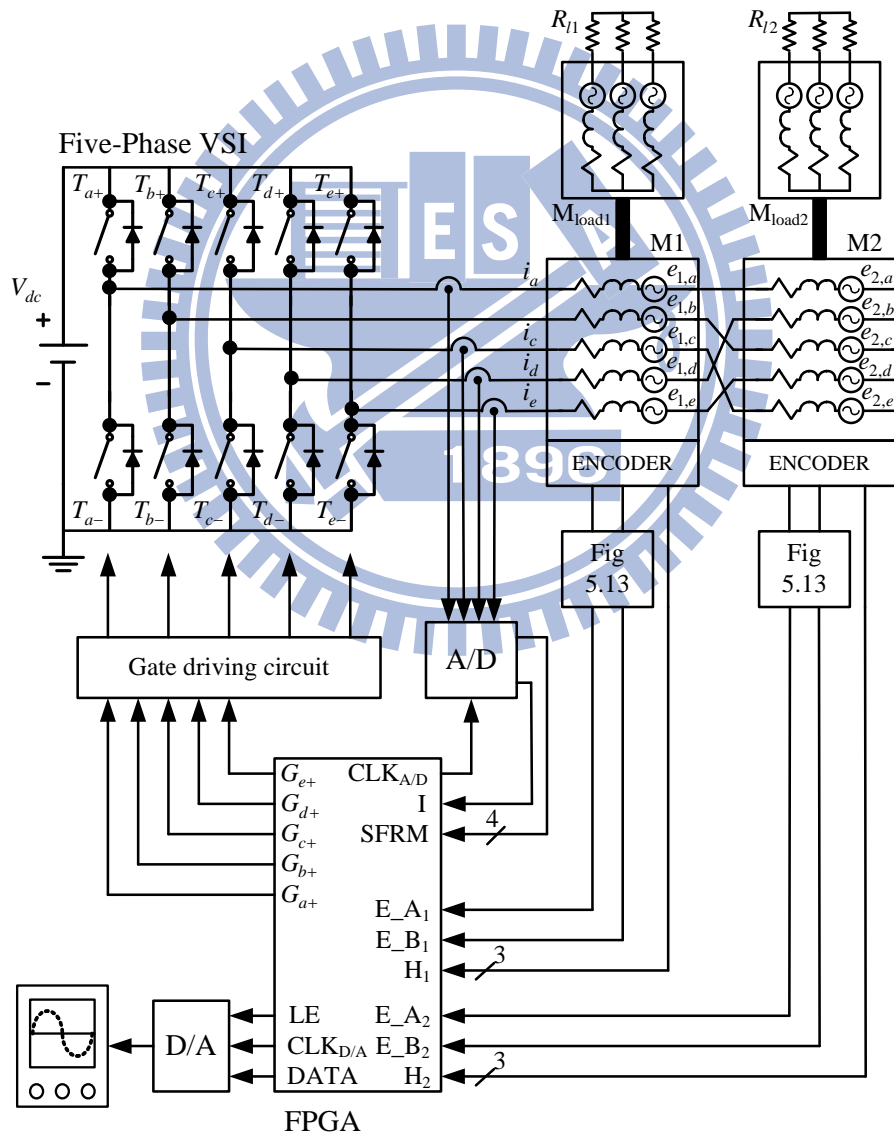


圖 5.9 整體架構

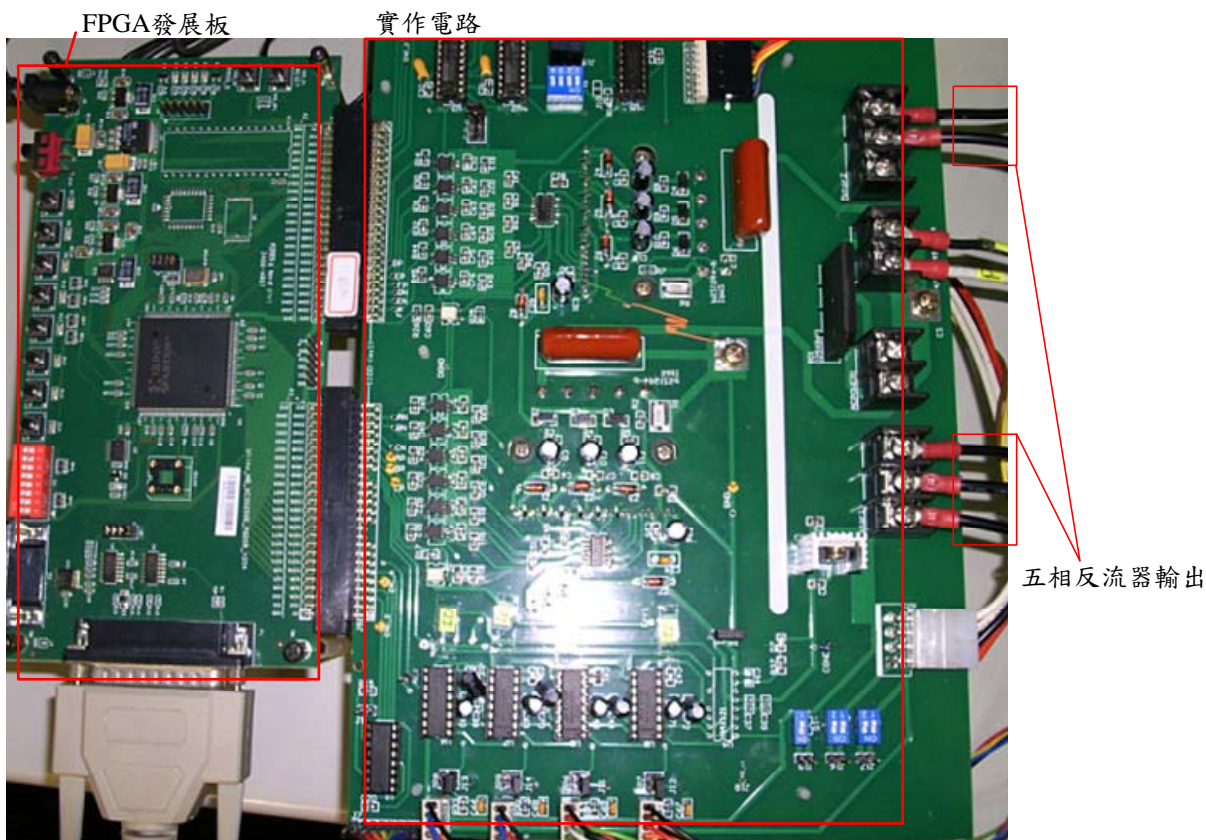


圖 5.10 實作電路照片

圖 5.11 為本實作所使用之雙五相馬達系統，兩組馬達內的參數都是相同的，在圖中可以看到入電側為右下角反流器的接線進入，從端子台接到定義為第一顆的馬達 1 上。由於需要馬達與馬達間的連接，所以必須要採用非內接型式的馬達，在圖中間的位置利用端子台將兩種不同的相序串聯在一起。馬達 2 完成接線後在端子標示為“-“的部份採用星型接法連接，形成一個中性點。此外可以看到餘下兩組接線，則分別是馬達 1 與馬達 2 的編碼器訊號，送到 FPGA 前會再經過電路處理，詳細電路於 5.3.2 部份討論。

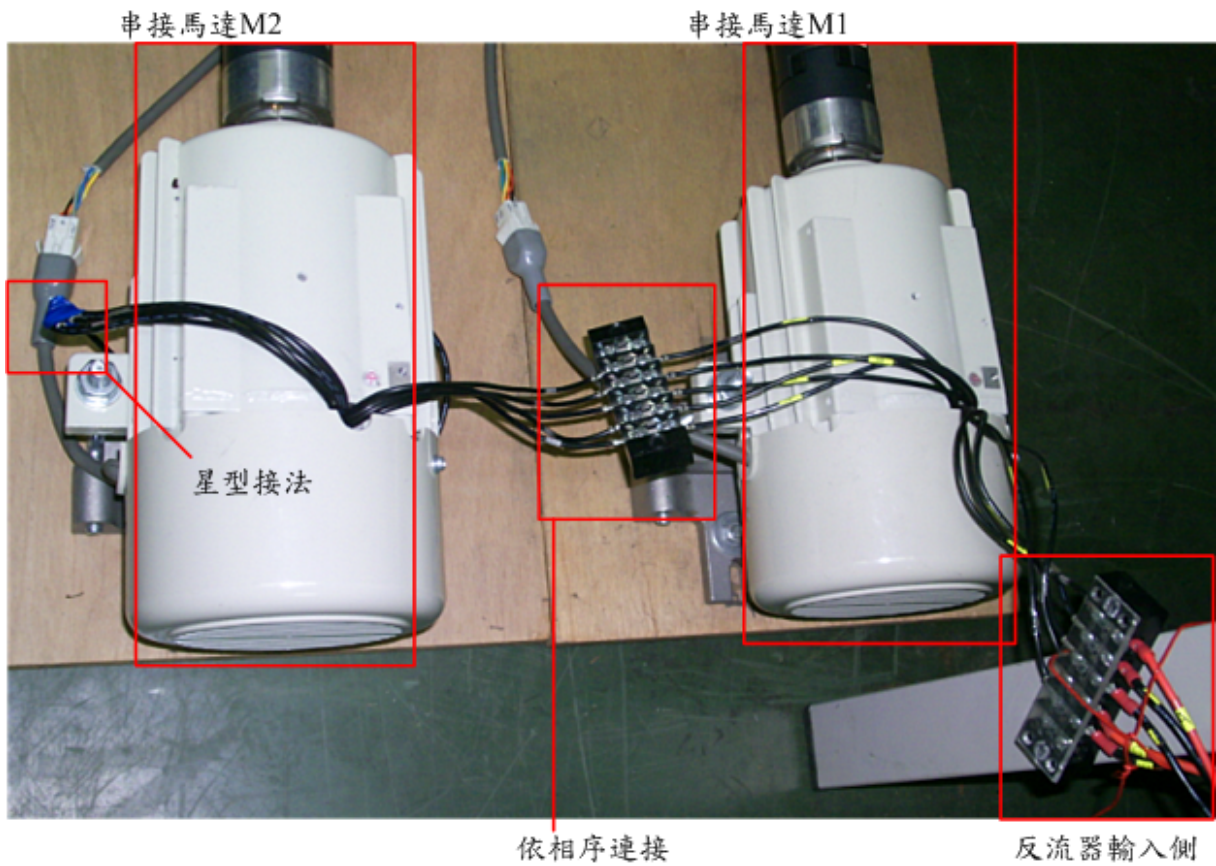


圖 5.11 雙馬達系統



5.3.1 開關驅動電路

如圖 5.12 所示，從 FPGA 取得開關訊號進入開關驅動電路，接著產生足夠大的電壓以驅動主電路中 IGBT 開關模組。開關訊號首先由光耦合 IC HCPL-M601 進行隔離，但光耦合 IC 為反相輸出，因此在開關訊號從自光耦合 IC 輸出時，接上一個反相緩衝 IC 7404。7404 總共有 6 組反相器，在這裡僅表達單一開關運作的關係；以 FPGA 送出一組方波訊號 GT1 為例，光耦合器將 FPGA 的輸出準位從 0~3.3v 提升至 0~5v，同時使其反相。7404 則將開關訊號作再一次的反相，讓 IGBT 模組的驅動與 FPGA 的輸出訊號一致。

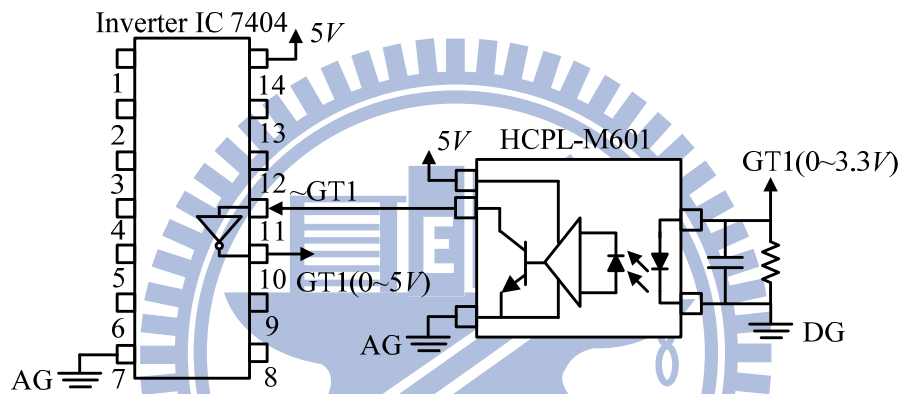


圖 5.12 開關驅動電路

5.3.3 數位類比轉換電路(DAC、ADC)

在實作電路中，類比與數位的轉換都需要用到，因此有架構出 A/D 以及 D/A 兩種轉換電路。A/D 主要用於電流訊號的轉換：在實際馬達運作時回授相電流進入 A/D 電路，經轉換後存入 FPGA 暫存器，用於電流控制器做誤差的比較，在實作中使用的 IC 為 MAX121，電路如圖 5.14(a)所示。D/A 轉換電路組成，如圖 5.14(b)所示。首先由 FPGA 內部的 D/A 模組輸出轉速命令以及實際估測轉速訊號至數位類比轉換 IC PCM56P，最後將類比訊號由示波器觀測。藉由 D/A 轉換器可隨時觀察在穩態下轉速之誤差；以及切載暫態下實際轉速是否能即時提升至轉速命令。

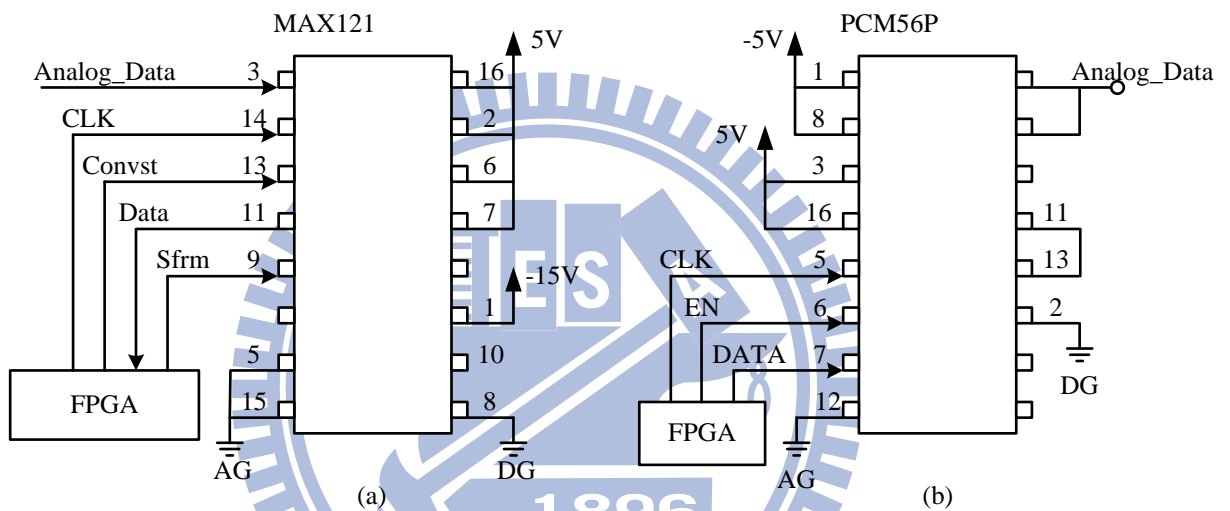


圖 5.14 數位類比轉換電路

(a)A/D 轉換電路 (b)D/A 轉換電路

5.4 控制架構實作

5.4.1 模擬與實作對照

在第四章的模擬中主要討論兩組馬達同時運作的狀態，而在實時運作中對於波形的擷取較為麻煩，且電流追隨的結果較難比較，因此在這一節中僅將先前一部份的模擬用來與實作對照。與模擬的對照如同圖 5.15 所示：

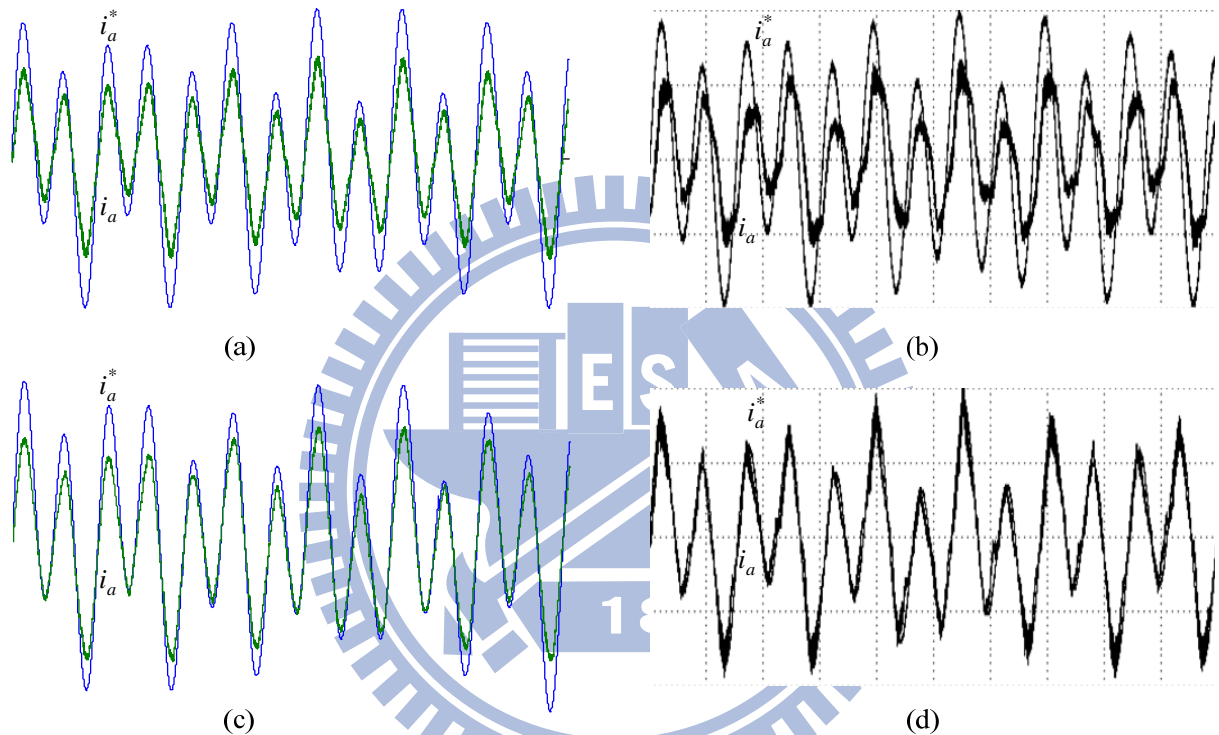


圖 5.15 模擬與實作對照圖

(a)PI 模擬 (b)PI 實作 (c)擾動前饋控制模擬 (d)擾動前饋控制實作

對照圖 5.15(a)、(b)可以看出，在實作中由於實際影響的變因更多，因此電流追隨的情況不理想，由於電路狀態造成的電流漣波，會稍微影響到觀測的便利性。圖 5.15(c)、(d)則是將提出來的控制架構加入後的表現，而由於系統補償的關係，命令的電流有些微誤差，而略去實作電流的漣波，整體的追隨可以算是符合理想。在這裡的實作狀況是直接給予系統固定的電流命令，而單純的電流前饋控制架構在實作中追隨的結果與單純的 PI 架構沒有差異，因為擾動成分不能忽略。所以在這裡略去這部份的圖，然而在固定轉速實作中，第四章提及的三種架構會有不同的效果，接下來會對這部份做介紹。

5.4.2 電流回授控制實作

在 4.1 節中介紹的電流控制架構，主要是將命令與回授的電流做比較，取當前的誤差值補償，此狀況下馬達的負載電阻為 100Ω ，所使用的控制架構如圖 5.16 所示。

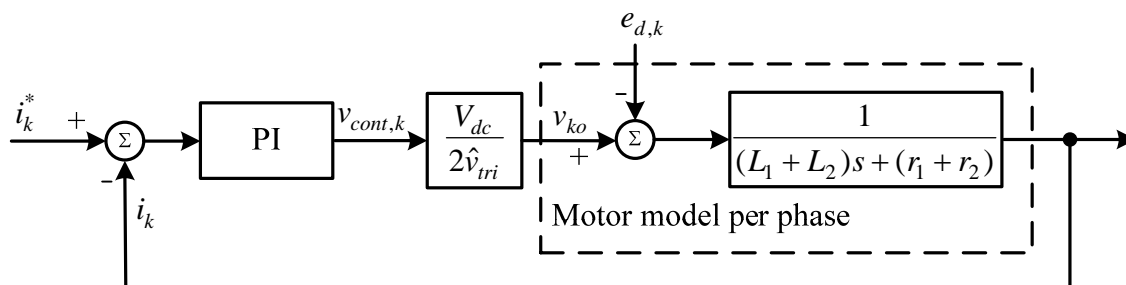


圖 5.16 電流迴路模型

圖 5.17 為五相馬達實作波形，分別為五相馬達在 500rpm、1000rpm、2000rpm 穩態運作狀況下，利用電流感測器得到馬達線圈上的電流資訊 i_k ，同時利用速度控制器算出電流命令 i_k^* 。在運作的過程中使用數位類比轉換晶片搭配感測電路，將回授的電流以及控制器輸出的命令作比較，另一組馬達的轉速命令皆為零。

由於是速度回授控制，因此在穩態狀況下馬達可以運作於命令的速度。從兩組不同轉速下的狀況可以看出，所下的命令對上回授的波形，在回授控制的追隨下並不理想。除了相位追隨的部份不理想外，電流波形在峰值的部份亦與命令有一段差距，整體的波形與理想弦波也有一定的差異。

馬達的感應電動勢並非理想弦波，是由許多頻譜的成分所合成的波形，在第二章介紹實際五相馬達相序的部分有提及，因此對於系統而言是更不穩定的存在。而電流控制電壓源反流器中，每一相的開關並非理想開關需要時間切換其狀態，為避免電路短路出現極大的電流造成開關燒毀，在程式中開關切換的部份會設定 dead time 來隔開這部份的區間。雖然使用 dead time 可以避免電路過流的現象，但是這也造成反流器的輸出更不直觀，在扭矩以及線圈上的電流與實際的命令產生差異。由於實作方面有許多需要考慮的部份，因此可以看到回授的電流波形與理想弦波稍有差距。而因為這些關係，在這裡以單組馬達的電流追隨狀況做討論。

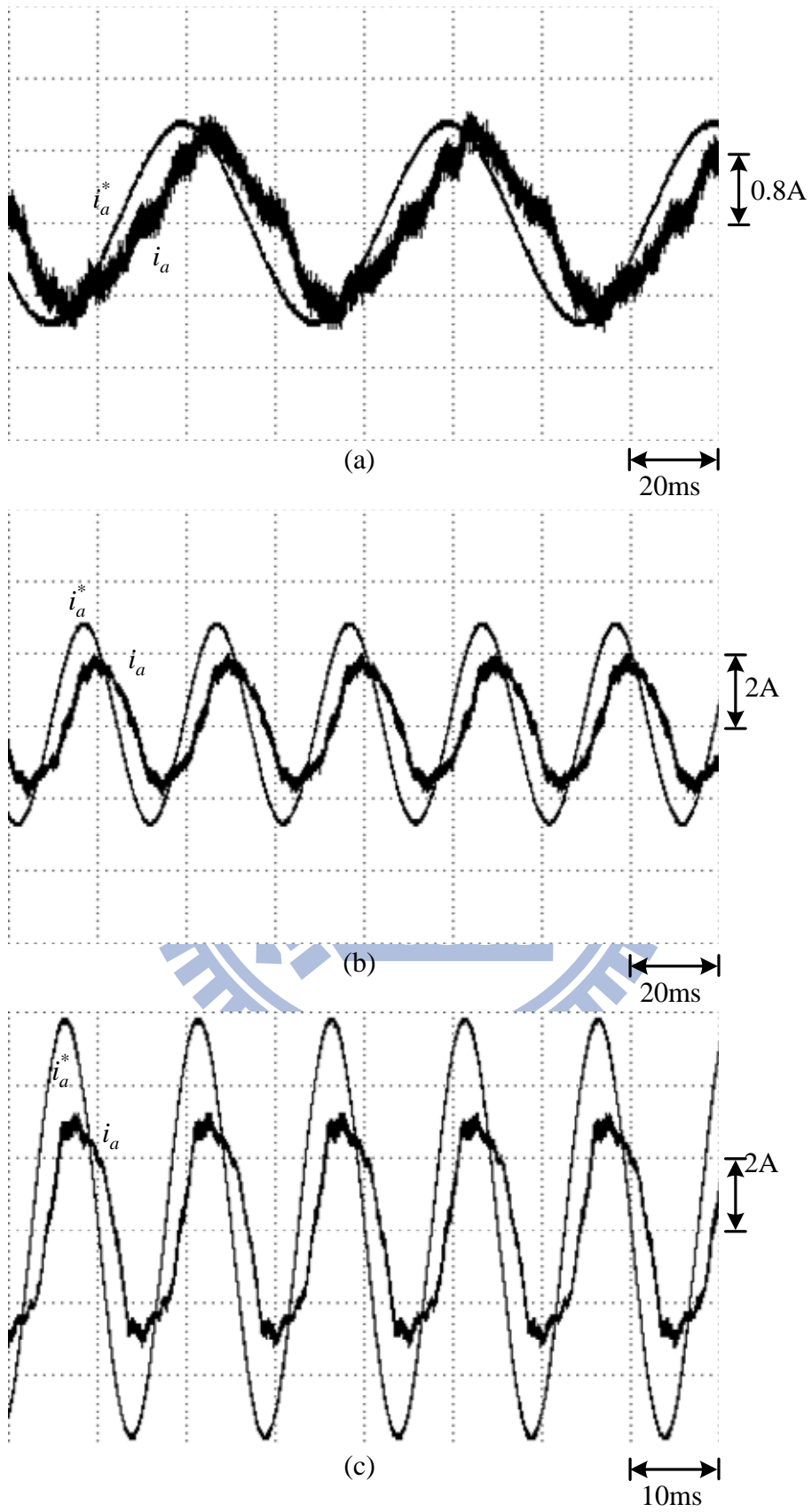


圖 5.17 電流回授控制圖

(a) 500rpm, (b) 1000rpm, (c) 2000rpm, 命令與回授波形

5.4.3 電流前饋控制實作

在第四章的控制器設計中，為了使馬達能夠在理想狀態下運作，因而討論了實際電路中會產生的擾動以及變動因素，同時也對控制架構做更改，添加了其他的控制器。在 4.2 節的內容中，使用了電流前饋控制系統，而整體的架構如同圖 5.18 所示：

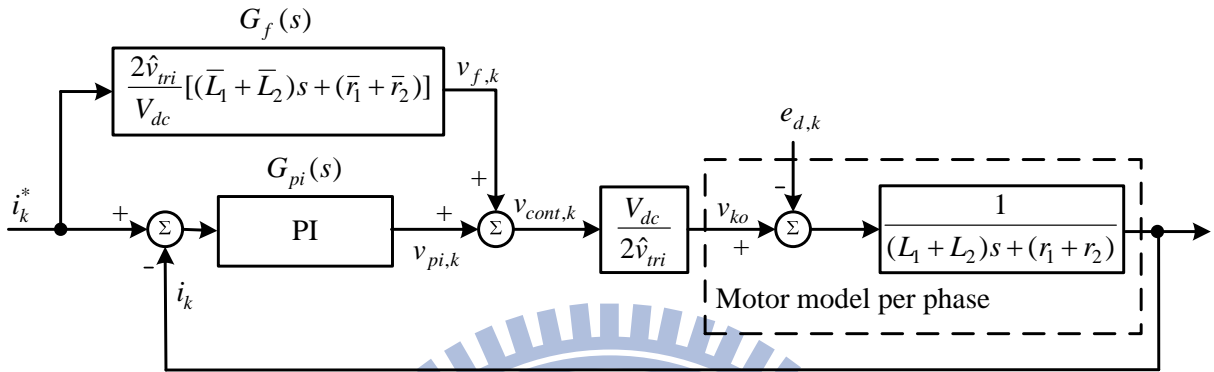


圖 5.18 電流前饋控制系統

在原本的系統中，僅有一組電流控制器在命令與回授間處理系統的運作，在加入電流前饋控制器後，可以發現輸出的電壓命令 $v_{cont,k}$ 中，其組成的成分為兩個控制器的輸出。這樣的狀況意味著電流命令 i_k^* 的比重在系統中增加了，在同樣大的電流命令下可以使輸出的馬達有更大的能量，可以達到更高的轉速。而在外部的速度迴路控制下，由於必須將速度穩在一個固定的值，因此會開始調整：將輸出的電流命令值作縮減。縮減的結果是原本的電流控制器在誤差值部份減少，系統也能產生更好的追隨效果。

實作的圖如 5.19 所示，與 5.17 做相比較可以發現差異：隨著轉速的增加，經過前饋控制器的補償後，命令與回授電流的差異值不至於過大。而受到實際馬達擾動以及反流器開關組態的影響，整體的追隨效果依然不盡理想。

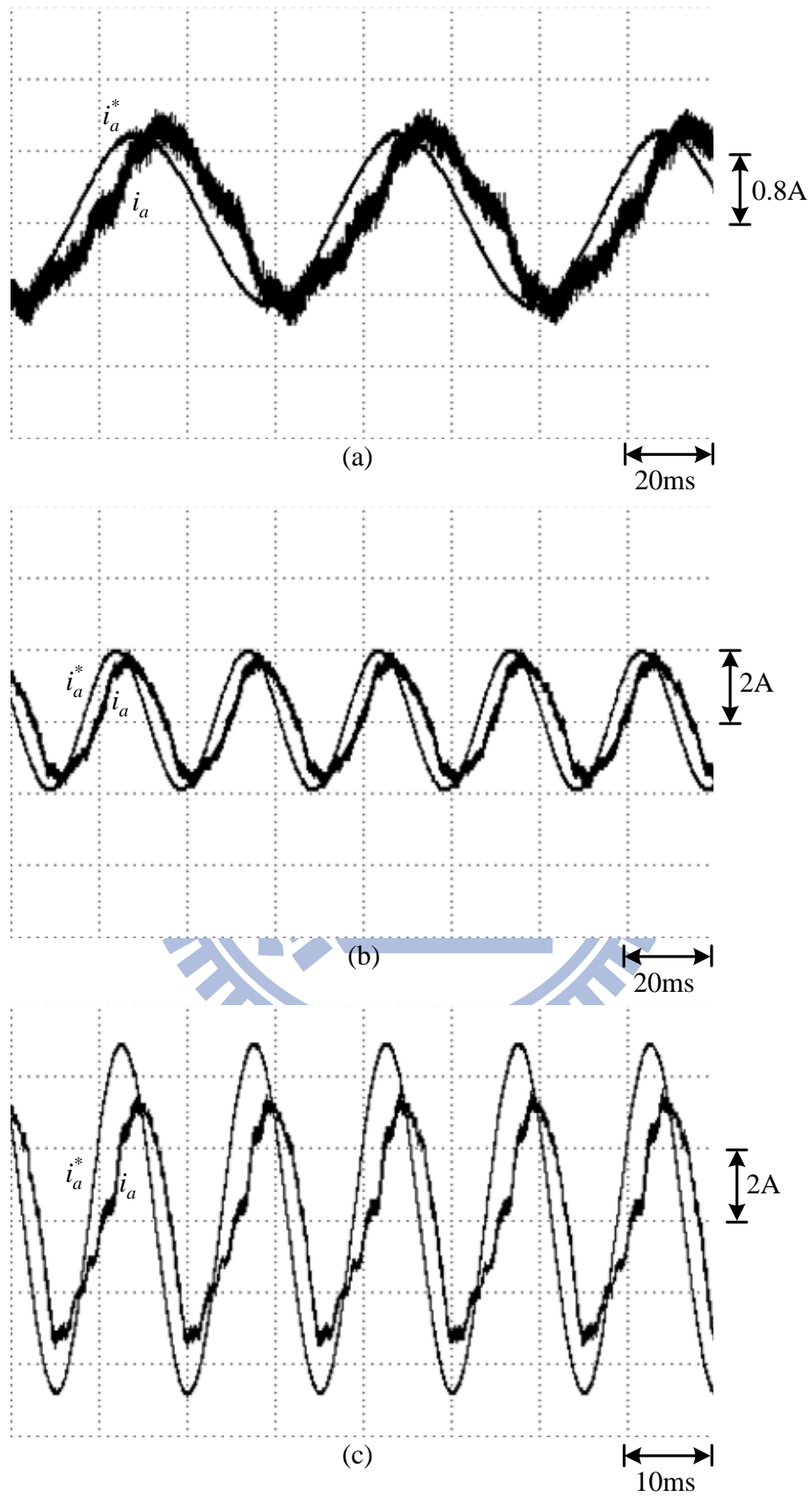


圖 5.19 電流前饋控制

(a) 500rpm, (b) 1000rpm, (c) 2000rpm, 命令與回授波形

5.4.4 擾動前饋控制實作

由上一段的實作結果可以發現，由於實際電路的擾動影響，在電流追隨的部份依然不盡理想。因此接著將控制系統切換至圖 5.20 之控制架構，藉由擾動前饋控制器的影響，將電路的擾動情形做消滅。由於命令前饋控制器的架構，需要在系統為理想的架構下才能有最大的效益，也就是緊密的追隨狀況。因此若能將現有的電路干擾做消滅，對於系統而言，該追隨的效果能夠大大的增加。

圖 5.20 為等效後的擾動前饋控制架構，並依照此架構使馬達分別運轉於 500rpm、1000rpm、2000rpm 三種狀況，作圖於 5.21 以及圖 5.22。這裡改變其控制器架構中的權重係數 W ，觀測其變化對於命令追隨的表現，在此狀況下經過調整的權重係數 W 為 0.25 以及 0.5。由於此控制架構中， $v_{cont,k}$ 所輸出的訊號除了原先兩組控制器的運算結果之外，還會額外加上擾動的成分，進而影響到輸出的扭矩成份。在速度控制器的回授下，會將較大的電流命令輸入，以達到平衡狀態，因此在下兩張圖中可以看出電流命令比起圖 5.19 還要稍微大一些。

觀察圖 5.21，此時的權重係數 W 為 0.25，可以看到由於擾動的部份一定程度上被削減了，因此命令與回授之間的追隨獲得了良好的表現。

接著在此控制架構下，對於穩健控制器端的權重係數 W 做調整，圖 5.21 時的值為 0.25，其他條件不變下將其值往上調整至 0.5。圖 5.22 為調整後量測的結果，可以看出將擾動的部分消除的越多，則相位追隨的效果越好。而將其權重調高，等同於將系統本身的擾動提高，容易造成不穩定，因此在實作中僅調整至 0.5。

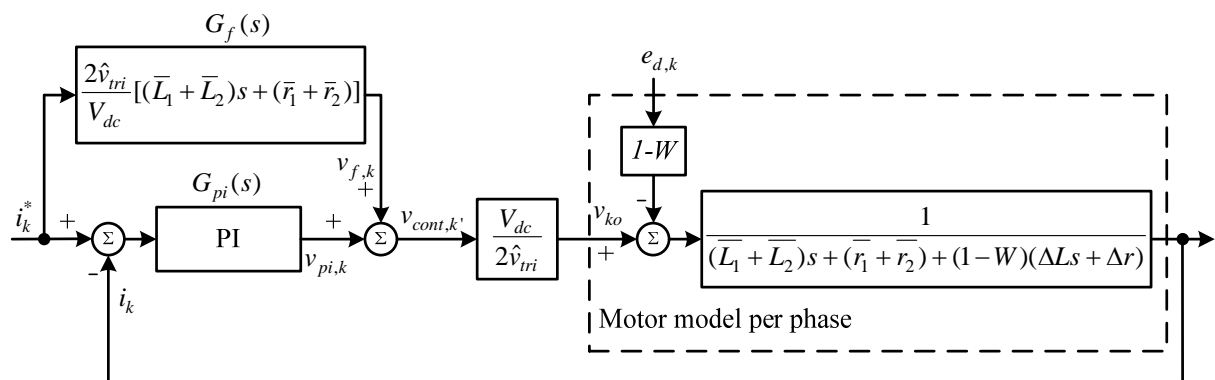


圖 5.20 擾動前饋等效控制系統

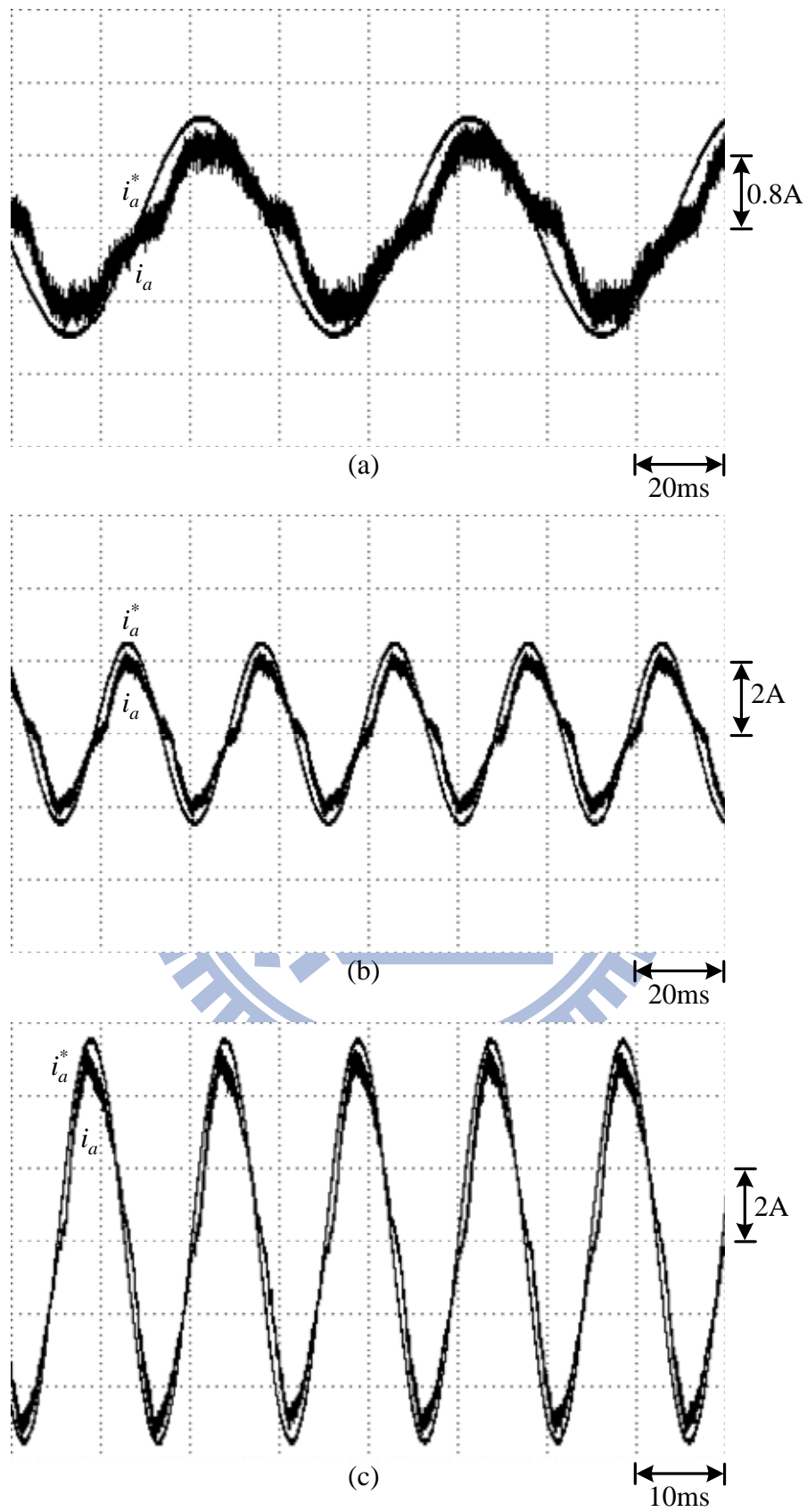


圖 5.21 擾動前饋控制實作 $W=0.25$
 (a) 500rpm, (b) 1000rpm, (c) 2000rpm, 命令與回授波形

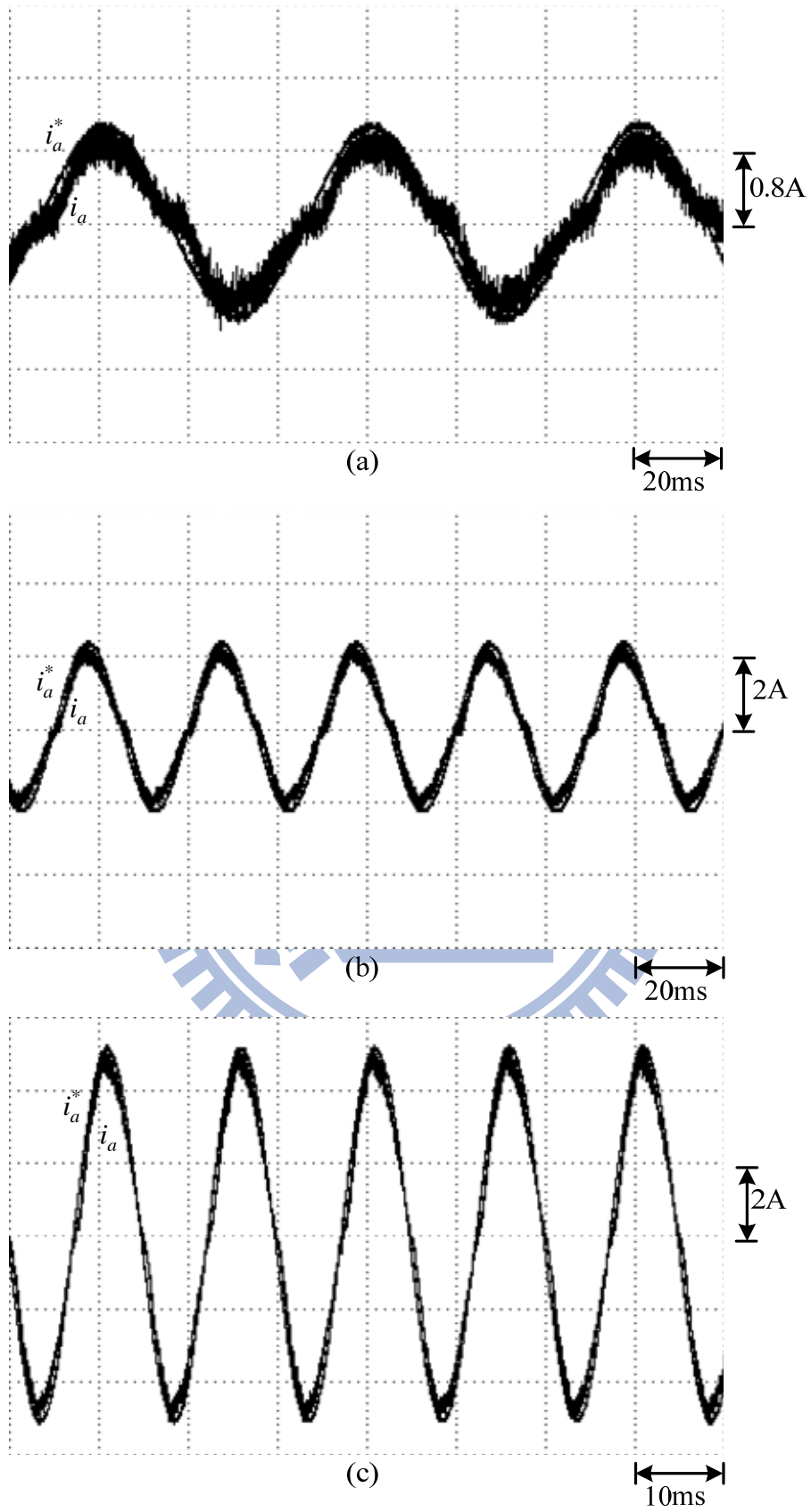


圖 5.22 擾動前饋控制實作 $W=0.5$
 (a) 500rpm, (b) 1000rpm, (c) 2000rpm, 命令與回授波形

5.5 單馬達系統實作波形

5.5.1 穩態運作波形

在五相馬達控制實作中，反流器直流電源為 310 伏特，IGBT 模組開關切換頻率為 10kHz，輸出負載 R_g 100 Ω ，轉速命令為 500 rpm、1000 rpm 和 2000 rpm。在各個情況下觀察馬達的相電流與端電壓波形並且比較估測轉速與轉速命令。

穩態下 FPGA 各內部訊號波形，如圖 5.23 所示。穩態運作下編碼器經偵測電路產生位置訊號 θ_r ， $v_{cont,a}$ 為位置訊號以及電流命令經過 PI 後所合成，藉由 SPWM 判斷開關訊號 T_{a+} 。利用霍爾元件訊號 H_a 可以重置 θ_r 。而這也是第二章關於馬達的簡介中，對於馬達所附的編碼器的使用方式。

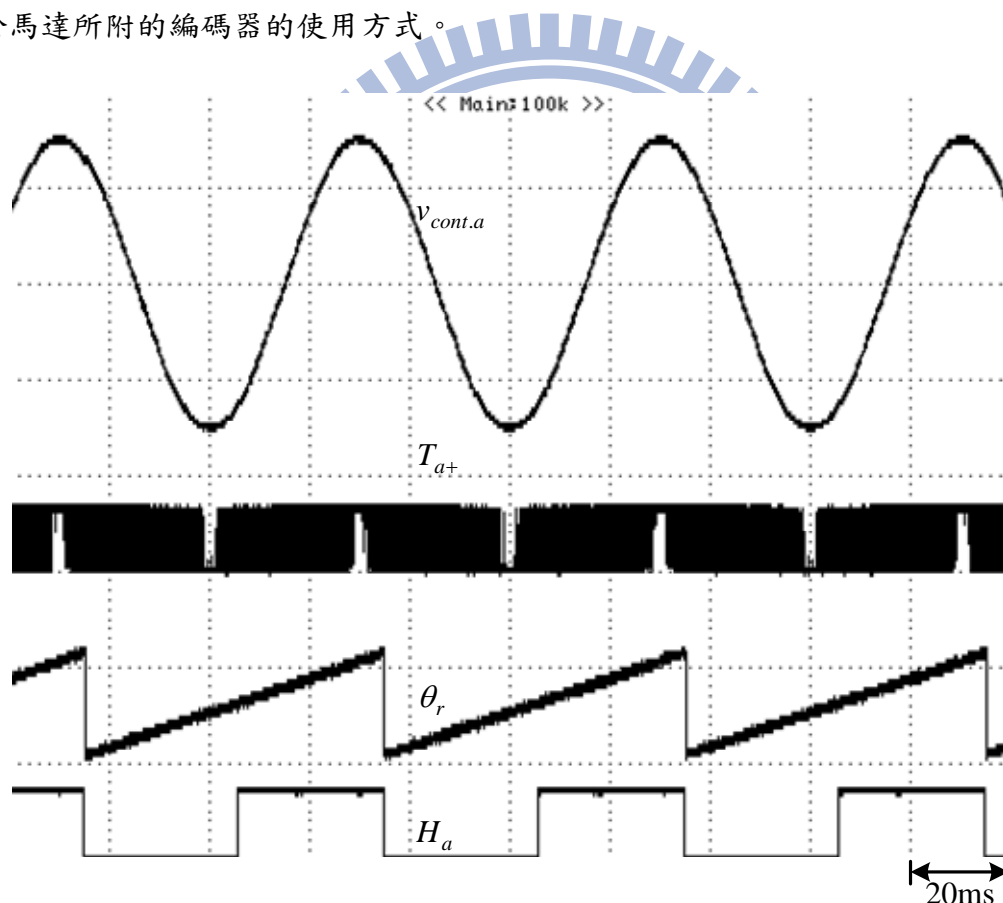


圖 5.23 FPGA 內部訊號波形圖

穩態下負載 R_l 為 100 Ω ，實作結果如圖 5.24 所示。當速度分別穩定於 500 rpm、1000 rpm 和 2000 rpm 時，觀察馬達端電壓 V_{an} 、電流 i_a 可以發現，當轉速穩定時，馬達電流與端電壓同相，維持系統穩定並使轉矩出力達到最大。

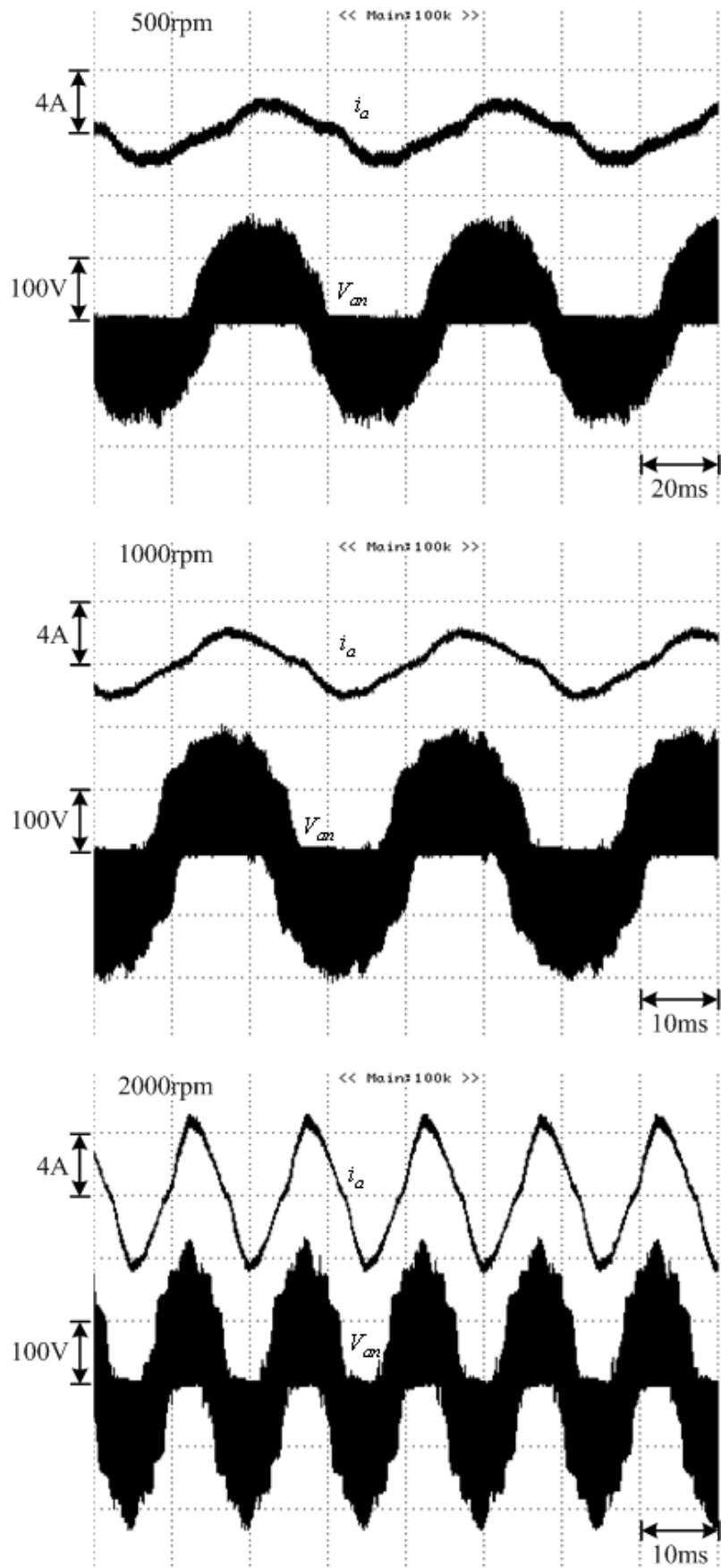


圖 5.24 穩態運轉實作波形圖($R_g=100\Omega$)： 500 rpm, 1000 rpm, 2000 rpm

5.5.2 轉速變化實作波形

將轉速命令從 500rpm 切換至 2000rpm，馬達控制器調整輸出轉速從 500rpm 上升至 2000rpm，利用數位類比轉換 IC 觀測其暫態實作圖，如圖 5.25 所示。在命令變動時，由於轉速誤差變大，使得控制進入暫態。但是隨著轉速誤差收斂，控制很快就回復穩態。在低轉速切換至高轉速時，約需時 0.5 秒至穩態；在高轉速切換至低轉速時，也約需時 0.5 秒至穩態。到這裡為止都是以一組馬達作為控制的架構，接下來會利用先前提及的架構將馬達串接，並對其做控制。

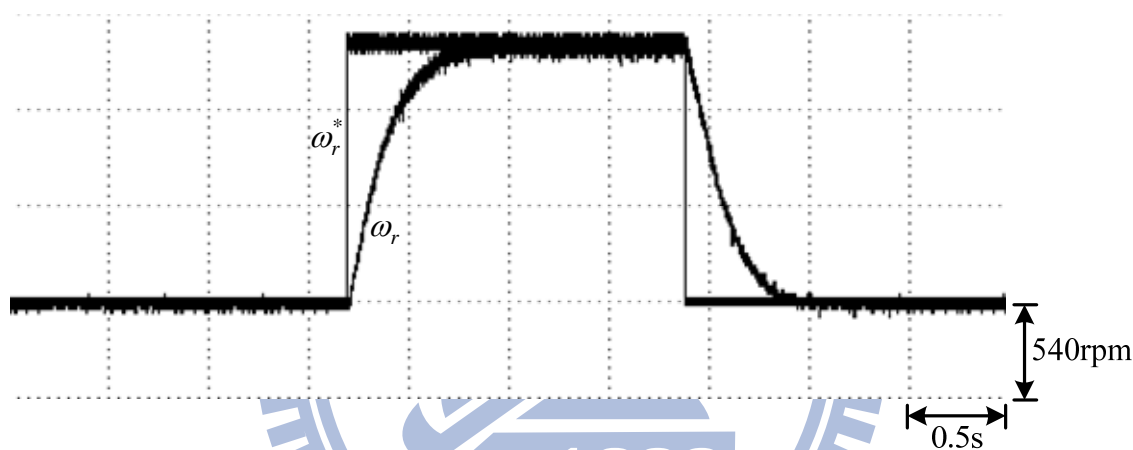


圖 5.25 轉速切換實作 500 rpm 至 2000 rpm ($R_g=100\Omega$).

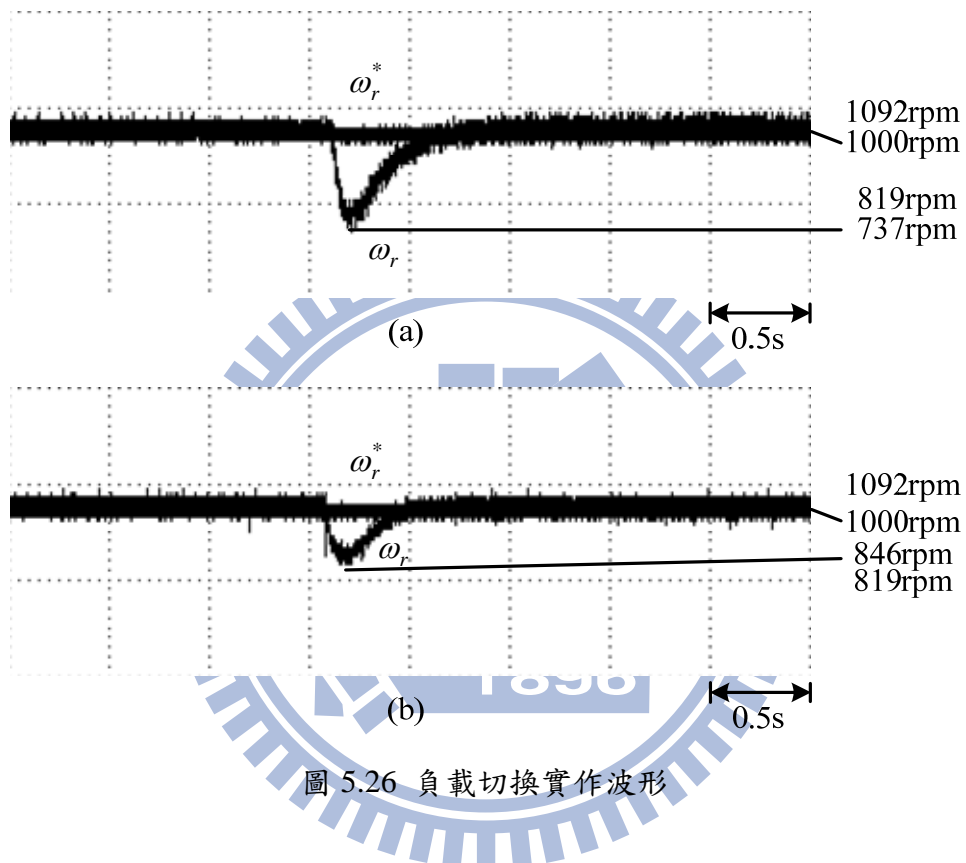
5.5.3 負載切換實作

將負載切換使馬達速度控制迴路進入暫態，此時馬達扭矩產生變化，藉此觀測控制器補償的效果。如圖 5.26 所示，分別是將負載 R_l 從空載切換至 40Ω 以及 100Ω ，利用數位轉類比 IC 將轉速命令以及目前轉速資訊送出觀測。負載處於空載時電流最小，此時產生的扭矩最小，而經過切換改變阻值使電流變大扭矩隨之增加。在馬達轉速命令為 1000rpm 的穩態狀況下，負載側的扭矩增加使得馬達的轉速趨緩，同時電流控制器開始補償將轉速維持在穩定狀態。

在圖 5.26(a)中將空載切換至 40Ω ，此時馬達轉速從 1000rpm 下降至 737rpm 左右，在控制器的補償下約經過 0.5 秒回升至穩定狀態。圖 5.26(b)則是將電阻改變至 100Ω ，由於阻值較大，因此負載側電流較小，扭矩的變化較少。觀測馬達轉速資訊，此時轉速

從 1000rpm 下降至 846rpm 左右，並在系統運作下於 0.4 秒內回復至穩定狀態。

根據電流控制迴路運作，可以看出在轉速命令變化或是負載端變動的狀況下，造成系統發生暫態，於實作中均能維持穩定，此為單馬達系統的架構。在雙馬達系統下各自的負載獨立，且馬達產生的扭矩是獨立的，因此雙馬達系統下的切載狀況與單馬達系統相同，負載切換的實作於雙馬達系統部分略去不提。



5.6 雙馬達實作波形

將兩組馬達線圈串接，並且電路中增設一組編碼器轉換電路，接著控制器生出相應的開關訊號，這是本論文所提及的雙五相馬達系統的控制架構。與 5.5 類似，這一節中會先從穩態的狀況開始呈現，接著會觀測不同相序間彼此的影響，然後才是暫態的追隨。

5.6.1 穩態運作波形

與圖 5.23 類似，圖 5.27 是雙五相馬達一起運作時 FPGA 所接收到的狀況，隨著馬達的轉速變化，編碼器的方波訊號頻率也會有改變。由於兩組馬達的參數都一致，所以從圖 5.27 可以看出來在各個霍爾元件產生的訊號有位準改變時，各別暫存器上的轉子位置重置的值會一致。

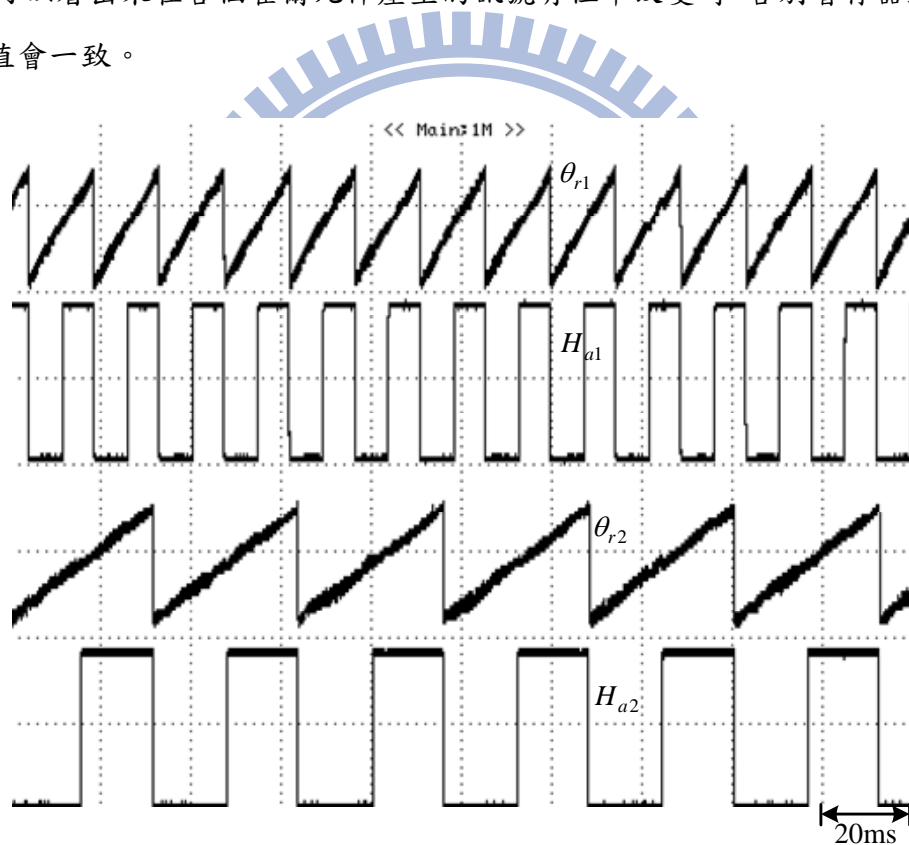


圖 5.27 雙馬達系統下的 FPGA 內部訊號圖

圖 5.28 為兩組馬達同時運作時的狀況，在馬達 1 運轉於 2000rpm 狀況下、馬達 2 運轉於 900rpm。圖中分別顯示出經過各別的電流命令以及位置訊號後，得到兩個在峰值以及頻率皆不相同的弦波電流命令，為方便觀測比較，取出反流器標示為 a 相線圈中輸出對應的馬達組合，即為 i_{a1}^* 、 i_{a2}^* 。另外兩個波形則是反流器 a 相線圈的電流命令 i_a^* ，以及穩態運作下回授回馬達的電流訊號 i_a 。

由圖中可以看出，反流器上的電流為兩組電流的總和，為了方便表示，在這裡時間軸從 20ms 調整為 50ms。 i_a^* 為兩組電流的加總，兩者皆為有號數而程式中使用 2 補數的方式作為運算，2 補數的運算在某些狀況下會出現溢位的狀況。出現溢位時會有極大的差異值產生，除了會與預期的狀況不符合之外，在 PI 中造成不穩定的現象，因此必須要避開這樣的狀態。溢位的發生受到兩個相加減的暫存器值的影響：以最大值為 1 來表示的話，當兩數的和的大於 1 時會出現極小值，同樣的狀況會出現在負數運算當中。這樣的狀況可以使用邏輯運算來排除，但問題在於偵測到溢位時修改兩個命令的任何一個皆不適宜，因此在程式中設定限制器作為對應。而從 i_a 可以看出，在雙馬達系統中反流器的電流是混合的，因此類似圖 5.26 觀測電流對上轉速以及負載的波形，較不易觀測，此外其現象亦接近，故於此不贅述。

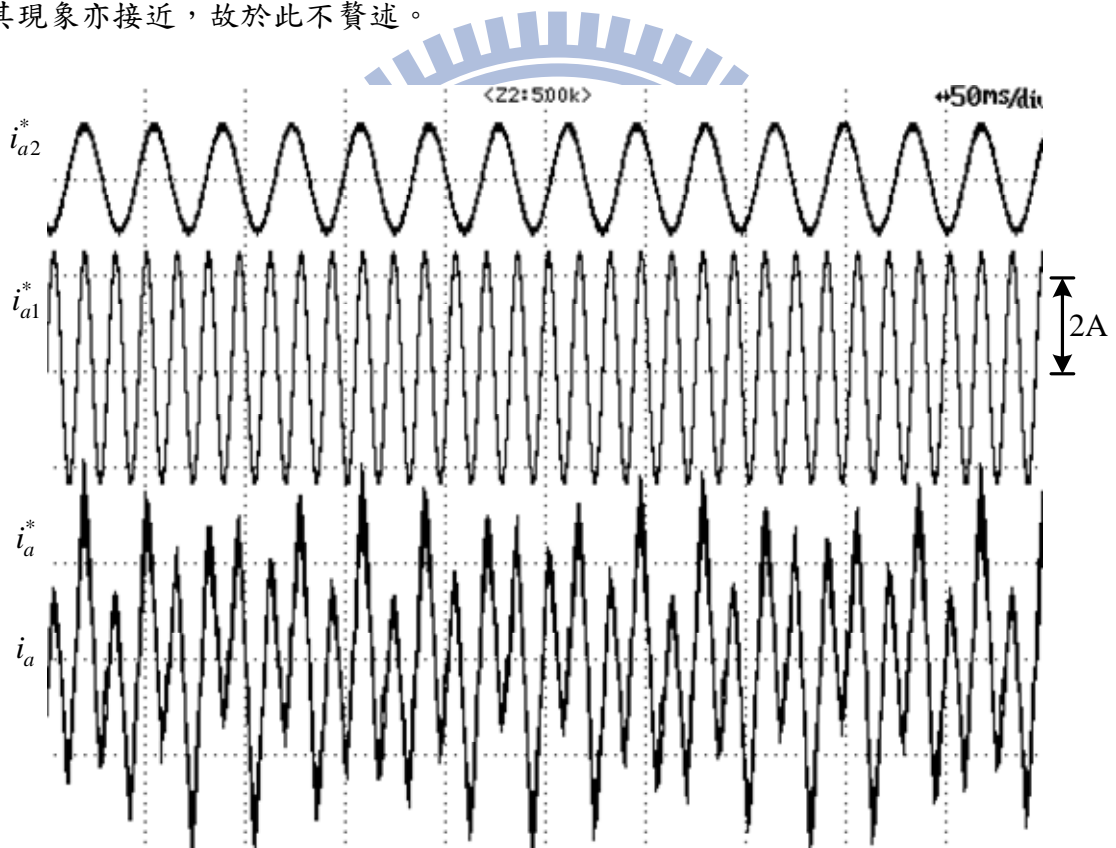


圖 5.28 M1 與 M2 共同運作圖

圖 5.29(a)以及圖 5.29(b)是在 M2 維持其轉速以及轉向的狀況下，改變 M1 的轉向，接著利用數位轉類比的 IC 將 FPGA 內暫存器的電流命令拉出來觀測，訊號分別是 M1 以及 M2 的 a、b 相電流。由於 M1 僅有轉向的改變，而穩定後的最終轉速維持不變，所以在 5.29(a)、(b)中 M1 電流命令的峰值以及頻率沒有變化。由第二章相序部分的介紹可以知道，五相馬達有四種相序兩兩一組，同一組相序的差異為方向上的差異，在這裡藉由改變電流命令的正負號來達成方向的轉變。可以看到即便是方向改變了，但 M2 的狀態沒有變化，這表示兩組不同的相序狀態中各自的組成成分不會互相影響，彼此皆為獨立。

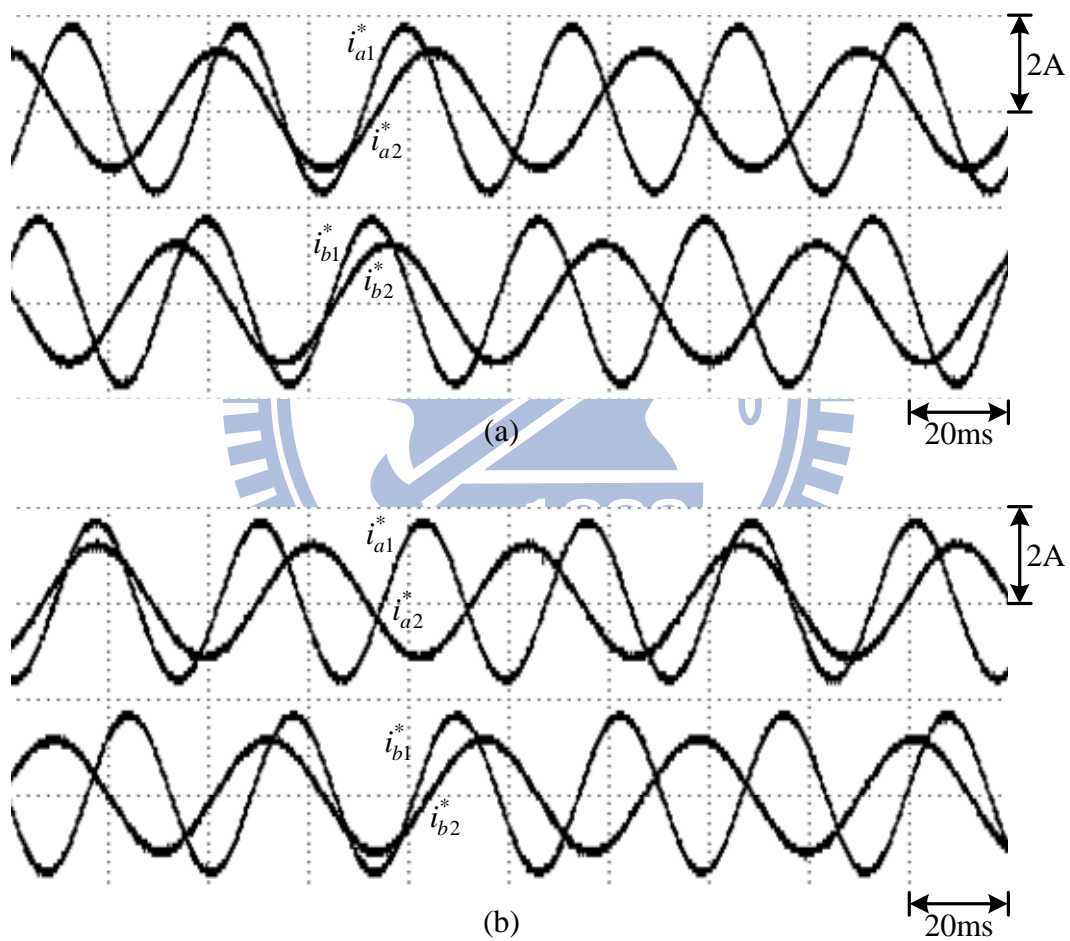


圖 5.29 雙馬達系統轉向變動對應電流圖
(a)M1 運作於順時針方向 (b)M1 運作於逆時針方向

5.6.2 轉速變化運作波形

接著在這裡觀察雙馬達系統在運作條件改變時，其暫態的變化狀態。在圖 5.30 中 M1 的轉速為 2000rpm，M2 轉速維持轉速在 900rpm，分別改變馬達的轉速命令以及負載變動，作圖得到 5.30(a)以及 5.30(b)。在 5.30(a)的狀況下將 M1 的轉速從順時針 2000rpm 改成逆時針方向的 2000rpm，在命令變動時由於轉速誤差變大，使得控制進入暫態。隨著轉速誤差收斂，控制很快就回復穩態，這部份的狀況與圖 5.26 類似，所以沒有將轉速命令也顯示出來。圖 5.30 主要是比較暫態對不同相序接線的馬達的影響，擷取的四組波形訊號分別是兩顆馬達回授的轉速訊號 ω_{r1} 、 ω_{r2} ，以及編碼器經轉換電路後得到的定子位置 θ_{r1} 、 θ_{r2} 。在 M1 切換轉向時，約需時 0.5 秒至穩態；而從順時針到逆時針的期間 θ_{r1} 也從遞增變成遞減，這部份可以從圖 5.30 中標示 θ_{r1} 那一段看出來，M2 的部份維持穩態。

5.30(b)則是兩組馬達在穩態的狀況下切換 M1 的負載，從 0Ω 切至 100Ω ，在切換時系統進入暫態而轉速下降，經過速度控制器補償後慢慢拉回原本運作狀態，而 M2 在這裡幾乎沒有變動。從圖 5.30 中可以看到在 M1 中的改變對 M2 沒有造成影響，在實作中可以看出不同相序成分的電流能夠對馬達作獨立操控。

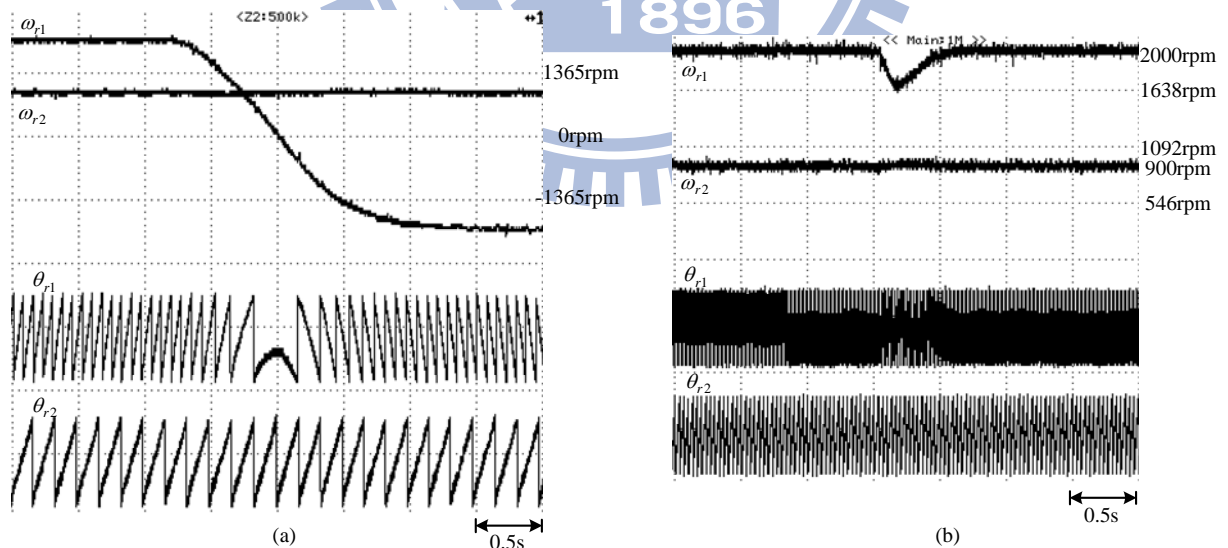


圖 5.30 雙馬達系統暫態圖
(a)轉速命令切換 (b)負載切換

第六章

結論

本文呈現五相馬達位置感測之速度控制，以及雙五相馬達接線設計與分析結果，並以模擬與實驗的方式，驗證控制架構的可行性。所採用的架構主要使用由四組電流偵測電路，以 FPGA 為實現平台，利用五相馬達相序特性達成雙馬達系統獨立控制。此外分別利用兩組馬達的位置感測器，經過電路及程式處理得到速度以及位置資訊，進而達成馬達的速度回授控制。整個系統的優點為利用多相馬達所具有的相序特性，使單一組反流器可以獨立控制兩顆馬達，並且與傳統的獨立控制比較，還可以節省一組開關。

由實驗結果觀察可知在穩態時，不同負載情況下，馬達轉速皆可與轉速命令之誤差穩定在一定的範圍內。當命令變化暫態的情況下，轉速互相切換，馬達也能夠很快的回復到所下達的轉速命令。以暫態、穩態來看皆得到不錯實驗結果。

本文所提出的方法尚有一些缺點以及未臻完善之處。首先在雙馬達系統下運作擔一組馬達時，另一組的馬達會有些微震動的狀況，但不影響整體系統。此狀況是出於反流器的輸出並非理想弦波，此外反流器開關的切換頻率以及切換時電路狀態的變動也會有影響，因為開關控制方式而隨之產生的 dead-time 也是造成輸出不理想的原因。

若能在電路設計方面再做處理、更換開關模組，則此現象可以得到改善，更趨近於當初在模型推導的狀態。而在此架構中，利用實作證明了多相馬達的獨立操作，假若可以將相數再做提升，則單一組的反流器以及控制晶片能夠處理的馬達數量能夠再增加，使得此種控制架構更具有競爭優勢。

參考文獻

- [1] E. Levi, R. Bojoi, F. Profumo, H.A. Toliyat and S. Williamson, “Multiphase induction motor drives – a technology status review”, *IET Proc. Electric Power Applications*, vol. 1, no. 4, pp. 489-516, July 2007.
- [2] E. E. Ward, H. H'arer, “Preliminary investigation of an inverter-fed 5-phase induction motor”, *Proc. IEE*, vol. 116, no.6, pp. 980-984, June 1969.
- [3] M. A. Abbas, R. Christen and T. M. Jahns, “Six-Phase Voltage Source Inverter Driven Induction Motor”, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-20, no. 5, pp. 1251-1259, Sept. 1984.
- [4] J. R. Fu and T. A. Lipo, “Disturbance-Free Operation of a Multiphase Current-Regulated Motor Drive with an Opened Phase”, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 30, no. 5, pp. 1267-1274, Sep./Oct. 1994
- [5] E. Levi, M. Jones, S. N. Vukosavic and H. A. Toliyat, “A Five-Phase Two-Machine Vector Controlled Induction Motor Drive Supplied from a Single Inverter”, *European Power Electronics & Drives Journal*, vol. 14 no. 3, pp. 38-48, Aug. 2004.
- [6] S.Gataric, “A Polyphase Cartesian Vector Approach to Control Of Polyphase AC Machines”, in *Proc.of IEEE-IAS'00*, pp.1648-1654.
- [7] E. Levi, M.Jones, S. N. Vukosavic, “Even-phase multi-motor vector controlled drive with single inverter supply and series connection of stator windings”, *IEE Proc. Elec. Power Appl.*, vol.150, no. 2, pp580-590, Sep. 2003.
- [8] LIAW, C.M., and CHIANG, S.J, “Robust control of multi-module current-mode controlled converters”, *IEEE Trans.*, vol.8, no. ,pp455-465, Oct. 1993.