

國立交通大學

電控工程研究所

碩士論文

三相永磁同步馬達之
線圈開路故障偵測及其過渡控制

Detection of Open-Winding Faults

in Three-Phase PMSMs

and It's Drive-Through Control

研究生：巫志軒

指導教授：陳鴻祺博士

中華民國一零二年五月

三相永磁同步馬達之
線圈開路故障偵測及其過渡控制
**Detection of Open-Winding Faults
in Three-Phase PMSMs
and it's Drive-Through Control**

研究生：巫志軒

Student : Zhi-Xuan Wu

指導教授：陳鴻祺

Advisor : Hung-Chi Chen

國立交通大學

電控工程研究所

碩士論文

A Thesis

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

May 2013

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國一零二年五月

三相永磁同步馬達之 線圈開路故障偵測及其過渡控制

研究生：巫志軒

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，描述以單組反流器供電實現三相永磁同步馬達之線圈開路故障偵測及過渡控制。首先從分析三相馬達的等效模型開始，接著利用數學推導結果設計出控制架構，並討論線圈開路故障偵測與過渡控制架構。本論文以平均電流偵測法與電流餘值偵測法來實現故障偵測，探討兩種不同的偵測技術之錯誤偵測情況與其偵測速度，再進行模擬與實作來驗證三相永磁同步馬達之線圈開路故障偵測與過渡控制的可行性，並且比較兩種故障偵測技術之適用情況。

Detection of Open-Winding Faults in Three-Phase PMSMs and it's Drive-Through Control

Student : Zhi-Xuan Wu

Advisor : Hung-Chi Chen

Institute of Electrical Control Engineering
National Chiao Tung University

Abstract

This thesis presents the implementation of the open-winding fault detection and it's drive-through control for one three-phase Permanent-Magnet Synchronous Motor(PMSM) fed by voltage-source-inverter(VSI) in a FPGA-based system. From the equivalent model of the Three-phase PMSM, then we use conclusion of the mathematical derivation to design the control architecture and discuss the architecture of open-winding fault detection and driving-through topology. This thesis presents the average current detection method and the current residual value detection method to achieve fault detection, and explore two different detection technologies to the error fault detection and the fault detection speed, then the simulation and implementation to validate the feasibility of the open phase fault detection and control for PMSM. Finally, a comparison between the advantages and disadvantages of the two fault detection technologies.

誌謝

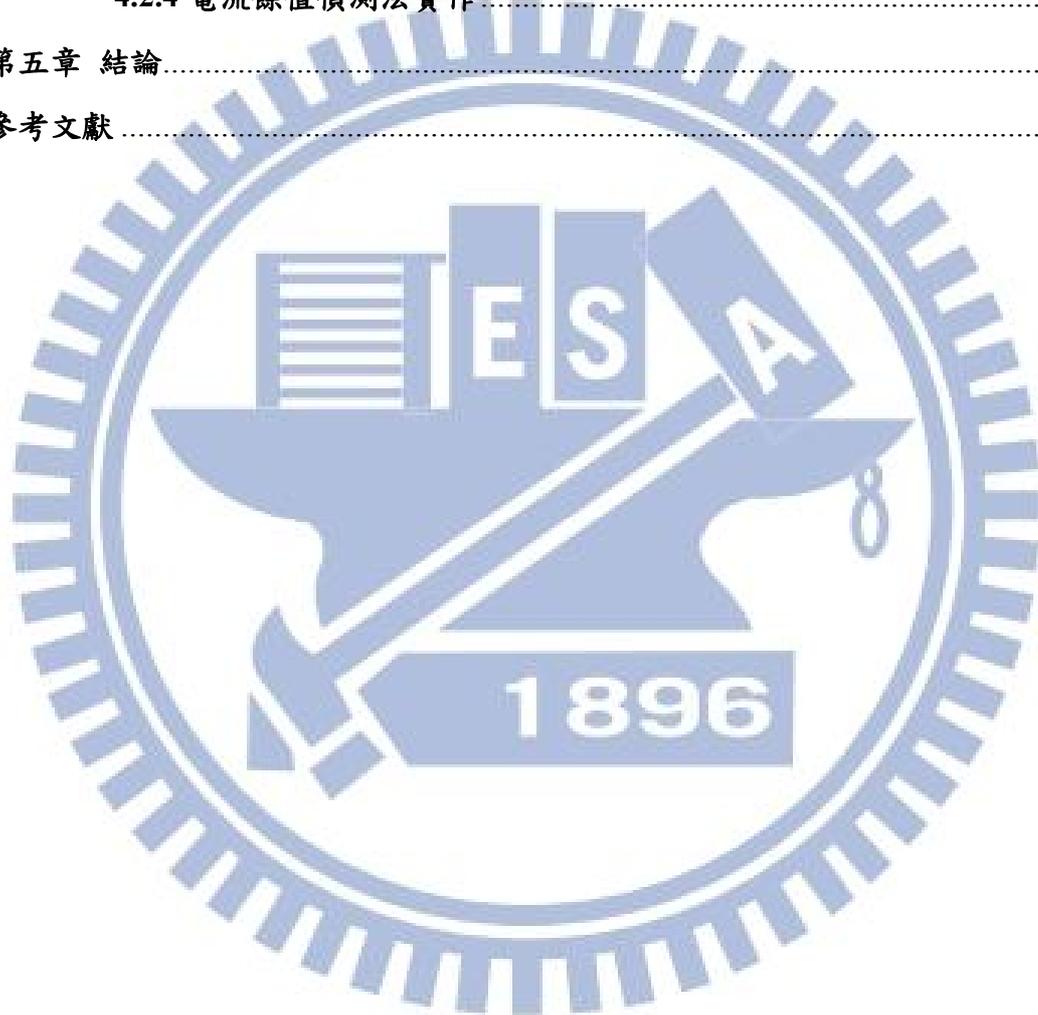
首先我要感謝我的指導教授陳鴻祺博士，在本文創立的時候給予我的教誨，一路上細心的帶領使本論文得以順利完成。在老師的指導下，除了讓我對這個領域有長足的進步外，也更深刻的體會自己的不足，需要多方的學習與調整，在此對老師致上由衷的感謝。此外，感謝口試委員廖益弘博士以及蔡憲逸博士，對論文的方向以及發展給予許多的指教以及寶貴的意見。

在交大的研究生涯中，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。感謝學長振宇、宏和、修哲、威諭與智豪在課業上的指導，與生活經驗的分享。感謝同學文仁再碩班生涯一起成長、互相鼓勵。感謝學弟又瑋、宗辰、韶儒、起行、大開、立明與王榮，讓我在最後一年的生活中，還是充滿各形各色的樂趣，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

摘要.....	I
Abstract.....	II
誌謝.....	III
第一章 緒論.....	1
1.1 研究背景與發展現況.....	1
1.2 故障類型以及因應措施.....	2
1.3 研究目的.....	4
1.4 本文架構.....	4
第二章 三相永磁同步馬達模型與控制策略.....	5
2.1 三相永磁同步馬達模型.....	5
2.2 三相平衡相序.....	7
2.3 三相永磁同步馬達模型.....	9
2.3.1 三相二極永磁同步馬達參數及方程式推導.....	9
2.3.2 在同步旋轉軸參考座標 $q-ds$ 軸下的三相二極永磁同步馬達.....	14
2.3.3 三相 P 極永磁同步馬達參數及方程式.....	17
2.3.4 馬達電流與馬達轉矩的關係.....	20
2.4 馬達線圈開路故障方程式推導.....	21
2.4.1 馬達線圈開路故障方程式推導.....	21
2.5 線圈開路故障控制架構.....	26
第三章 三相永磁同步馬達開路故障偵測.....	29
3.1 開路故障偵測.....	29
3.1.1 平均電流偵測法.....	31
3.1.2 電流餘值偵測法.....	37
3.2 開路故障偵測模擬.....	42
3.2.1 馬達參數及 PSIM 模型建立.....	42
3.2.2 馬達開路故障偵測模擬.....	46
3.2.3 平均電流偵測法偵測錯誤區域.....	47
3.2.4 電流餘值偵測法偵測錯誤區域.....	51
3.2.5 電流平均偵測法偵測模擬.....	53
3.2.6 電流餘值偵測法偵測模擬.....	54
3.3 開路故障過渡控制模擬.....	55
第四章 實作電路與結果.....	57
4.1 實作電路.....	57
4.1.1 實作電路架構與平台.....	57

4.1.2 開關驅動電路.....	60
4.1.2 編碼器轉換電路.....	61
4.1.3 數位類比轉換電路(DAC、ADC).....	62
4.2 馬達開路故障偵測實作.....	63
4.2.1 平均電流偵測法錯誤偵測實作.....	63
4.2.2 電流餘值偵測法錯誤偵測實作.....	64
4.3 馬達開路故障過渡控制.....	67
4.3.1 平均電流偵測法實作.....	67
4.2.4 電流餘值偵測法實作.....	70
第五章 結論.....	71
參考文獻.....	72



圖目錄

圖 1.1 正常狀況與線圈開路故障因應措施之電路架構	3
圖 2.1 三相馬達工作原理	6
圖 2.2 馬達感應電動勢波形	7
圖 2.3 改變轉向之馬達感應電動勢波形	8
圖 2.4 三相二極永磁同步馬達	9
圖 2.5 馬達轉速與轉矩方塊圖	19
圖 2.6 三相 P 極永磁同步馬達馬達方塊圖	19
圖 2.7 三相馬達轉速控制方塊圖	20
圖 2.8 開路故障前之電流空間向量	21
圖 2.9 b 相線圈故障發生前與發生後之電流相位關係	23
圖 2.10 (a) a 相及(b) c 相線圈開路發生前後之電流相位關係	24
圖 2.11 三相永磁同步馬達開路故障控制架構	26
圖 2.12 開關電路示意圖	26
圖 2.13 開關命令方塊圖	27
圖 2.14 空白時間示意圖	28
圖 3.1 故障偵測架構圖	29
圖 3.2 電流平均偵測法	31
圖 3.3 取樣週期與電流平均值之關係	32
圖 3.4 N 固定之平均電流偵測法	34
圖 3.5 N 可變之平均電流偵測法	36
圖 3.6 電流餘值偵測法	37
圖 3.7 (a) I_{ab} 、 I_{bc} 、 I_{ca} 電流波形(b)(c)不同轉速下之 $ I_{ab} $ 、 $ I_{bc} $ 、 $ I_{ca} $ 電流波形	38
圖 3.8 N 固定之電流餘值偵測法	41
圖 3.9 三相永磁同步馬達模型模擬等效電路圖	43
圖 3.10 轉矩方程式模擬電路圖	44
圖 3.11 L_B 互感項模擬電路圖	45
圖 3.12 三相永磁同步馬達開路故障模擬電路圖	46

圖 3.13 轉速、轉矩波形與不同 N 值下的故障偵測訊號.....	48
圖 3.14 N 隨轉速變化下之故障偵測掃描.....	50
圖 3.15 轉速波形與不同 K 值下之故障偵測訊號.....	52
圖 3.16 平均電流偵測法在不同固定取樣個數 N 下之偵測速度.....	53
圖 3.17 電流餘值偵測法在不同 K 值下之偵測速度.....	54
圖 3.18 馬達中性點未連接電容中點時之轉速及轉矩.....	55
圖 3.19 馬達中性點連接電容中點時之轉速及轉矩.....	56
圖 4.1 實作整體架構.....	57
圖 4.2 實作電路照片.....	58
圖 4.3 實作馬達照片.....	59
圖 4.4 開關驅動電路.....	60
圖 4.5 編碼器轉換電路.....	61
圖 4.6 數位類比轉換電路.....	62
圖 4.7 平均電流偵測法之錯誤偵測區域($R_L = 200\Omega$).....	63
圖 4.8 平均電流偵測法之錯誤偵測區域($R_L = 100\Omega$).....	64
圖 4.9 平均電流偵測法之錯誤偵測區域驗證.....	65
圖 4.10 電流餘值偵測法之錯誤偵測($R_L = 200\Omega$).....	66
圖 4.11 馬達三相電流波形以及故障偵測訊號.....	67
圖 4.12 平均電流偵測法在不同固定取樣個數下之故障偵測速度.....	68
圖 4.13 平均電流偵測法在不同固定取樣個數下之故障偵測速度.....	69
圖 4.14 電流餘值偵測法在(a) $K = 1.1$ (b) $K = 1.5$ (c) $K = 1.9$ 下之故障偵測速度 ...	70

表目錄

表 2.1 正常情況下與三相線圈開路(中性點未接電容中點)之電流及轉矩.....	25
表 2.2 三相線圈開路(中性點已接電容中點)之電流及轉矩.....	25
表 3.1 故障訊號與各相開路故障之關係	30
表 3.2 取樣週期與故障偵測範圍.....	35
表 3.3 三相永磁同步馬達參數.....	42
表 4.1 實作相關參數.....	59



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。近年來，一種名為直流無刷馬達(Brushless DC motor, BDCM)具有交流馬達結構簡單、不需維護及沒有火花產生之優點，並且不具像感應馬達有滑差(slip)的缺點，而效率也較感應馬達高，但最大的缺點在於控制較為複雜。但因隨著磁場導向控制(Field-Oriented Control, FOC)與微處理器的進步，也使得直流無刷馬達的實際應用逐漸成熟，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。

儘管直流無刷馬達大量的運用於工業應用中，系統的可靠度仍然是需要被關注的問題，在運轉過程中發生如線圈開路故障、軸承故障、開關元件故障或是感應器故障等等之問題而影響馬達運轉的穩定性，如高轉矩、大轉速漣波、無法啟動等馬達運轉性能降低之問題可能是在馬達運作中所不被接受的，尤其是在被要求操作在連續運轉之過程中，因此馬達的容錯控制(Fault tolerant operation)可說是一項不可或缺的重要課題。

1.2 故障類型以及因應措施

由於需考慮到系統運行的可靠性和安全性，如今故障偵測和因應措施日趨重要，在[1]-[3]中的故障類型為機械方面的故障，包括了馬達定子鐵芯故障、轉子斷裂以及滾動軸承故障。此外在電路方面的故障包括了馬達線圈的開路或短路所造成的故障[4]-[17]以及在[18]-[22]中探討了開關所造成的故障。而在[23]中，說明了感應器故障所造成的系統故障問題以及因應方法。本論文將著重於線圈開路故障之分析，以下將介紹當線圈開路故障發生時所採用的幾種因應措施，圖 1.1(a)為在正常狀況下的三相馬達反流器，馬達定子線圈使用 Y 接接法。圖 1.1(b)為三相六開關反流器，三相線圈哪一相故障則開關 S 便接至相應之線圈。圖 1.1(c)為另一種三相六開關反流器，當故障發生時，將馬達中性點經由一顆繼電器連接至電容中點，本文將採用此種架構進行分析。圖 1.1(d)為三相八開關反流器，將馬達中性點經由一顆繼電器連接至第四臂開關中點。

圖 1.1(b)和圖 1.1(c)相較之下，後者由於在故障發生時，僅需將馬達中性點接至電容中點，可以不必偵測是由哪一相的線圈發生故障，故其控制架構較為簡單。而圖 1.1(d)和圖 1.1(c)相比，圖 1.1(c)的優點是使用了較少數量的開關，但須注意的是，其電容大小必須夠大來使電容電壓平衡。

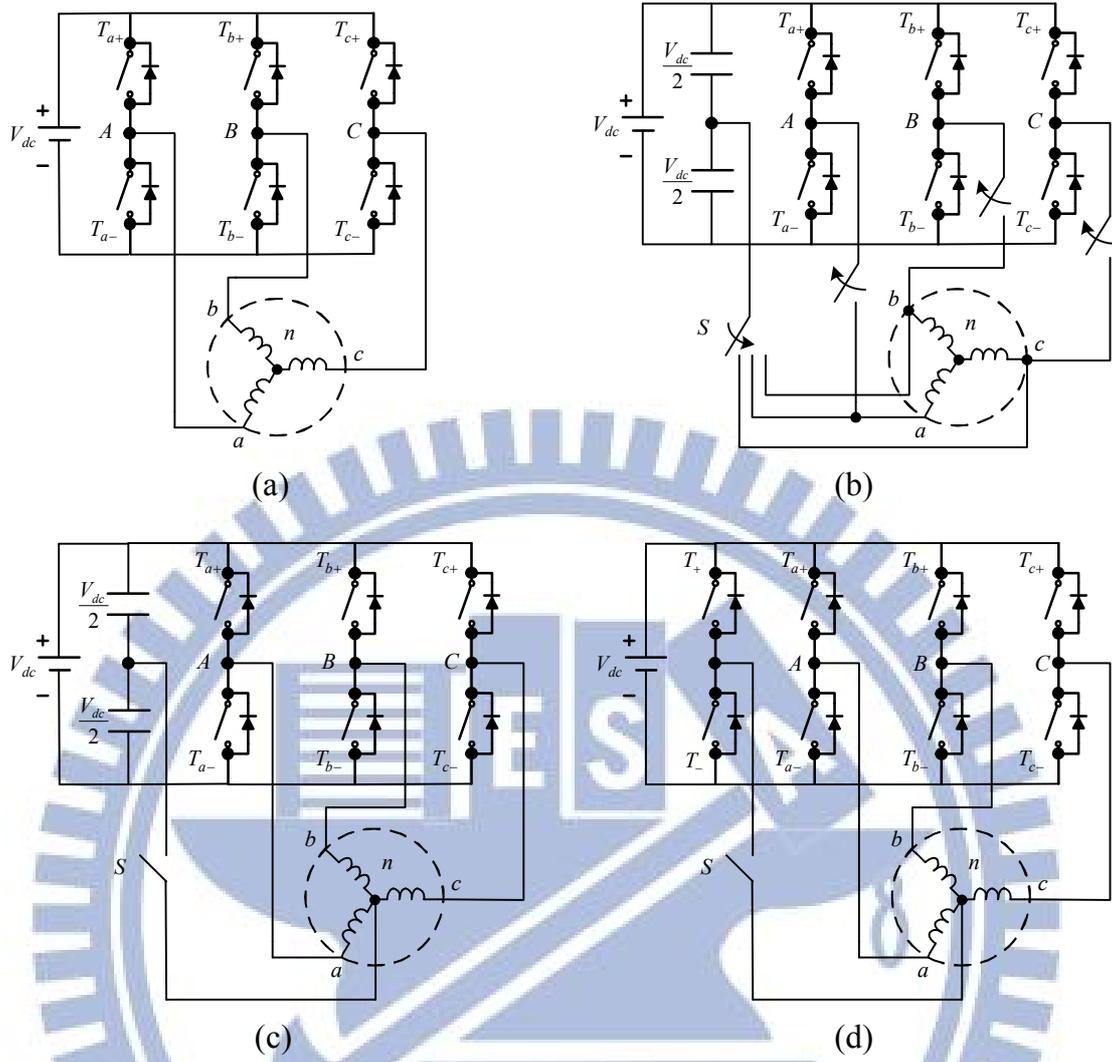


圖 1.1 正常狀況與線圈開路故障因應措施之電路架構

1.3 研究目的

在本論文中主要的目的是研究 SPWM 架構下的三相永磁同步馬達定子線圈以 Y 接法連接時，將其中一相線圈開路導致開路故障，並進行偵測故障以及故障時之轉速控制。在馬達發生開路故障時，利用兩種故障偵測技術，探討如何在最短時間內偵測出故障線圈，比較兩種故障偵測技術之間的差異，觀察並改善錯誤判斷的原因，並切換控制架構使馬達中性點連結至電容中點，進行故障過渡控制，使馬達故障時產生的高轉矩以及轉速漣波獲得改善。

1.4 本文架構

本論文的內容一共分為五個章節，各章節之大綱內容概述如下：

- 第一章：說明本論文的研究背景以及相關文獻回顧。
 - 第二章：介紹三相直流無刷馬達驅動電路、馬達數學模型和故障情況下的馬達數學模型。
 - 第三章：介紹本論文所使用之開路故障偵測技術並進行模擬。
 - 第四章：本論文之實作結果。
 - 第五章：總結本論文之研究結論，如何進一步改善之建議和未來研究方向。
- 參考文獻
- 附錄

第二章

三相永磁同步馬達模型與控制策略

2.1 三相永磁同步馬達模型

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，一個二極三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，馬達定子的部分由三組線圈構成。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，三相馬達一共有六個端子拉出來，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。

三相馬達上的定子線圈共有三組，相鄰的兩組在空間中呈 120° 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三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，三組電流波形間最小的相位差為 120° ，峰值以及頻率皆相同，定義其波形為 i_{as} 、 i_{bs} 以及 i_{cs} 。

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 60° 以及 180° 時對應的電流，在轉子位置為 60° 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_c 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_b 的值為負，此組線圈標示為“-”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，從圖中可以看出三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 180° 度時， i_b 以及 i_c 為正， i_a 為負，此時架構出的圖如同 2.1(d)所示。

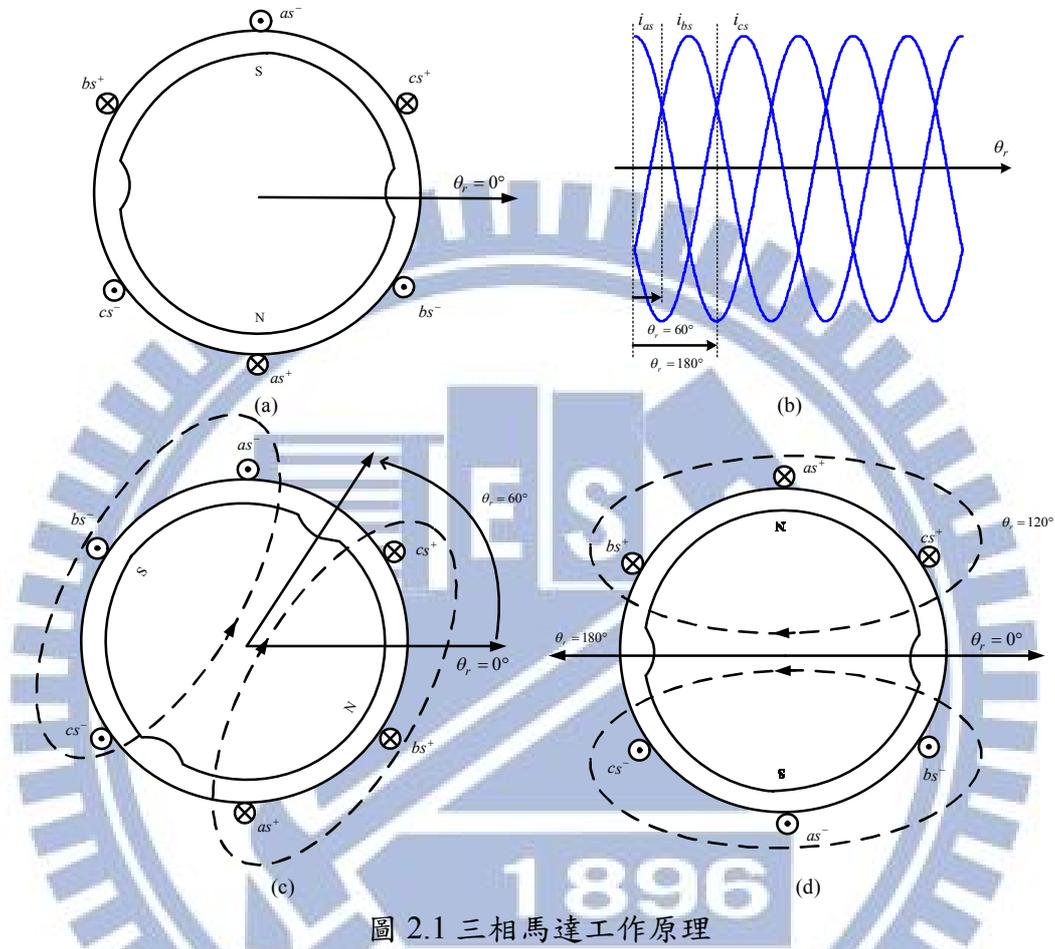


圖 2.1 三相馬達工作原理

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。

2.2 三相平衡相序

在馬達運作下，馬達上的線圈會產生相應的感應電動勢，其波形與馬達轉子有關。理想狀況下馬達以穩定速度運轉，三相馬達上各項感應電動勢波形依照與轉子的角度差異，呈現相差 120° 的理想弦波分布。在三相馬達中定義角度差為 120° 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 a 、 b 以及 c ，其波形觀測如圖 2.2 所示。而感應電動勢的峰值與當前的轉速有關，再轉子轉速穩定的情況下，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，三相感應電動勢的波形如同式(2.1)所示：

$$\begin{aligned} e_a &= k_v \omega_r \cos \theta_r \\ e_b &= k_v \omega_r \cos(\theta_r - 120^\circ) \\ e_c &= k_v \omega_r \cos(\theta_r - 240^\circ) \end{aligned} \quad (2.1)$$

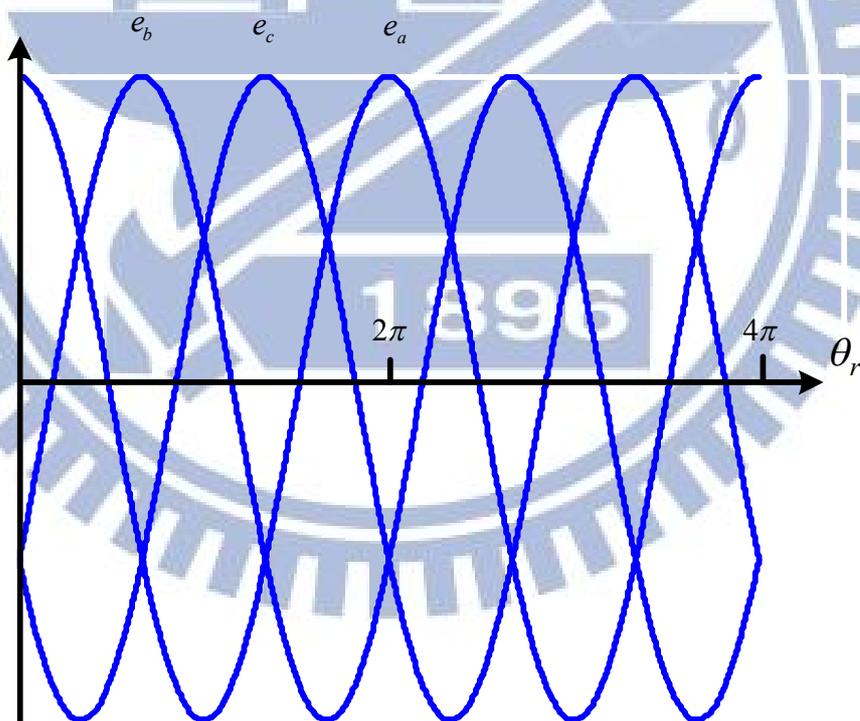


圖 2.2 馬達感應電動勢波形

感應電動勢波型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 2.3 表示。在實際狀況下馬達轉子順時針運作時波形如圖 2.2 所示，而逆時針運作方向波形如圖 2.3 所示。

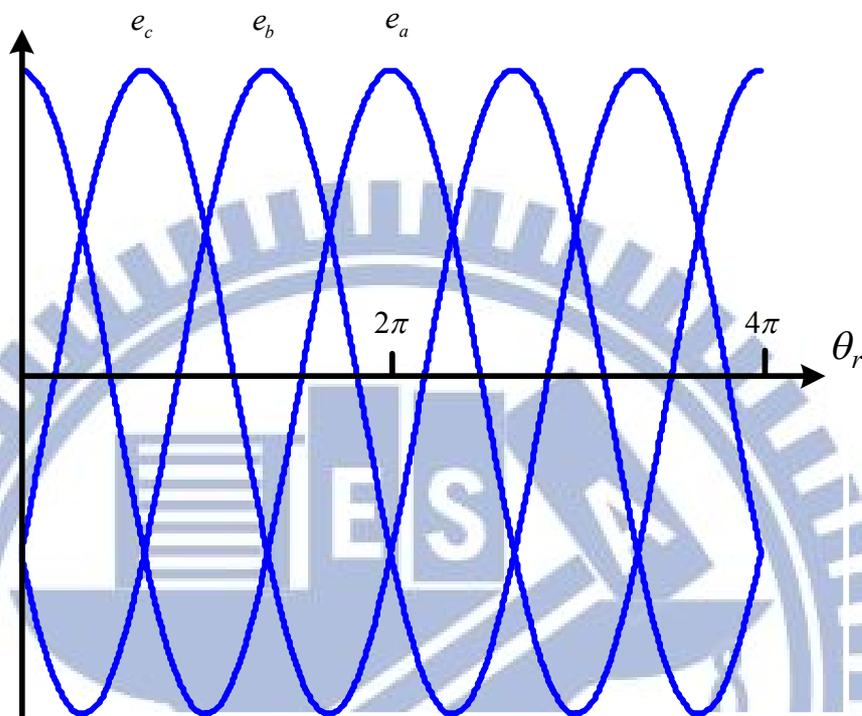


圖 2.3 改變轉向之馬達感應電動勢波形

由圖 2.2 作為延伸，三相馬達在順時針方向轉動，三組線圈上的相序呈現弦波分佈，個別的角度為 θ_r ， $\theta_r - 120^\circ$ ， $\theta_r - 240^\circ$ ，如式(2.2)左側的序列。同樣的，觀察圖 2.3 三相線圈相序對應的角度分別為 θ_r ， $\theta_r - 240^\circ$ ， $\theta_r - 120^\circ$ ，如式(2.2)右側的序列。由此可知，此兩序列的感應電動勢一致，僅有轉向不同。

$$\begin{aligned}
 e_a &= k_v \omega_r \cos \theta_r &= k_v \omega_r \cos(-\theta_r) \\
 e_b &= k_v \omega_r \cos(\theta_r - 120^\circ) &= k_v \omega_r \cos(-(\theta_r - 240^\circ)) \\
 e_c &= k_v \omega_r \cos(\theta_r - 240^\circ) &= k_v \omega_r \cos(-(\theta_r - 120^\circ))
 \end{aligned} \tag{2.2}$$

2.3 三相永磁同步馬達模型

2.3.1 三相二極永磁同步馬達參數及方程式推導

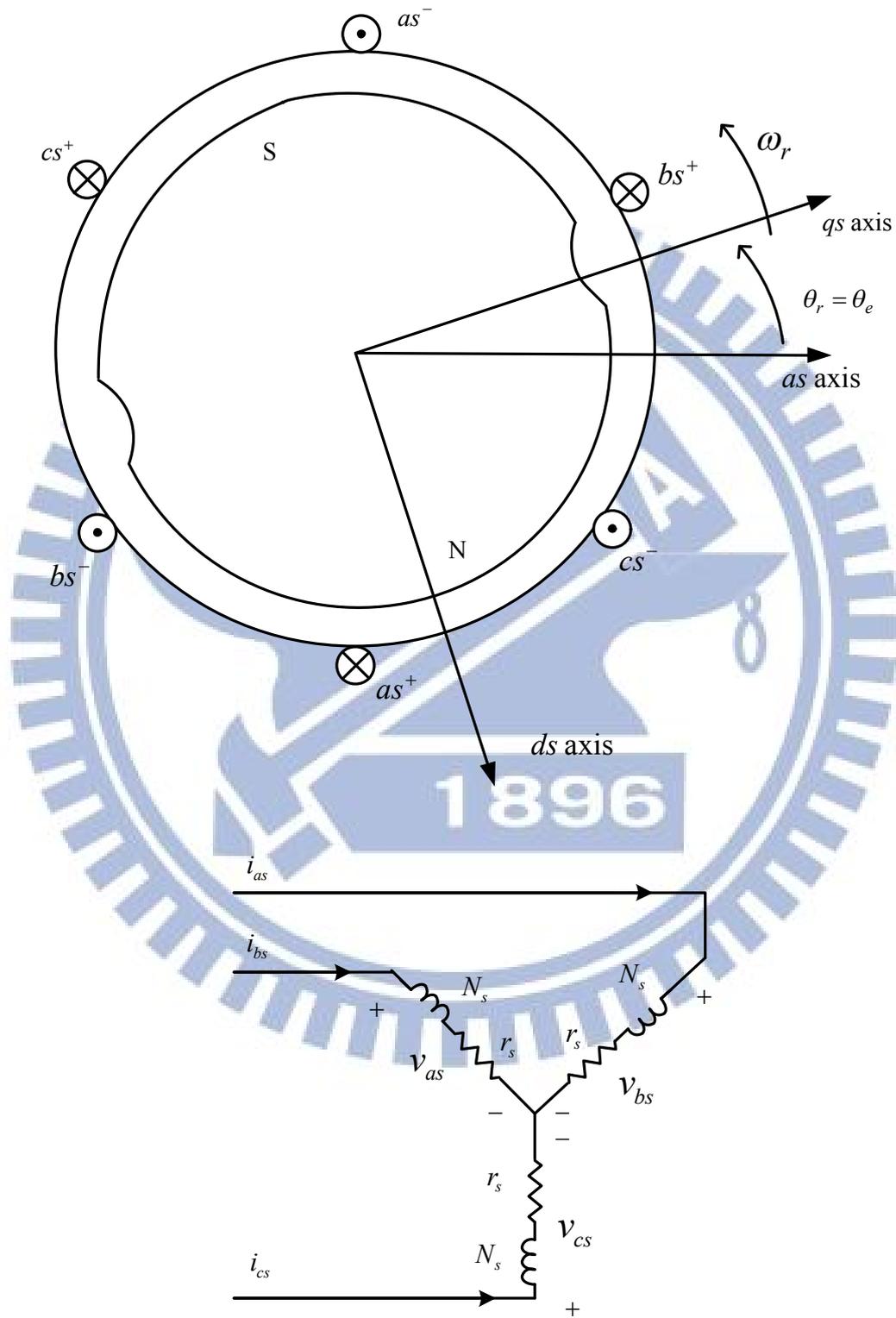


圖 2.4 三相二極永磁同步馬達

圖 2.4 的三相二極的永磁同步馬達模型。其中定子為星型接法而轉子為永久磁鐵，另外，每相等效電阻為 r_s 、定子繞組匝數為 N_s ，而電感和電壓方程式如下——介紹：

三相永磁同步馬達電壓方程式如(2.3)式所示：

$$\begin{aligned} v_{as} &= r_s i_{as} + \frac{d\lambda_{as}}{dt} \\ v_{bs} &= r_s i_{bs} + \frac{d\lambda_{bs}}{dt} \\ v_{cs} &= r_s i_{cs} + \frac{d\lambda_{cs}}{dt} \end{aligned} \quad (2.3)$$

三相永磁式同步馬達電壓方程式用矩陣形式(2.4)表示：

$$\mathbf{v}_{abc} = r_s \mathbf{i}_{abc} + \frac{d}{dt} \boldsymbol{\lambda}_{abc} \quad (2.4)$$

磁交鏈式又可以寫成

$$\boldsymbol{\lambda}_{abc} = \mathbf{L}_s \mathbf{i}_{abc} + \boldsymbol{\lambda}_m \quad (2.5)$$

把磁交鏈式(2.5)代入電壓方程式(2.4)後：

$$\mathbf{v}_{abc} = r_s \mathbf{i}_{abc} + \frac{d}{dt} (\boldsymbol{\lambda}_m) + \frac{d}{dt} (\mathbf{L}_s \mathbf{i}_{abc}) \quad (2.6)$$

其中 $d(\boldsymbol{\lambda}_m)/dt$ 為三相永磁同步馬達的感應電動勢。

另外，為了求得三相永磁同步馬達完整的磁交鏈式 $\boldsymbol{\lambda}_{abc}$ ，我們從定子中的自感和互感產生開始，而 a 相的自感和互感可以分別表示為(2.7)- (2.9)式：

$$L_{asas} = L_{ls} + \left(\frac{N_s}{2}\right)^2 \pi \mu_0 r l \left(\alpha_1 - \frac{\alpha_2}{2} \cos 2\theta_e\right) \quad (2.7)$$

$$L_{asbs} = \left(\frac{N_s}{2}\right)^2 \pi \mu_0 r l \left(\alpha_1 \cos \frac{2}{3}\pi - \frac{\alpha_2}{2} \cos\left(2\theta_e - \frac{2}{3}\pi\right)\right) \quad (2.8)$$

$$L_{ascs} = \left(\frac{N_s}{2}\right)^2 \pi \mu_0 r l \left(\alpha_1 \cos \frac{4}{3}\pi - \frac{\alpha_2}{2} \cos\left(2\theta_e - \frac{4}{3}\pi\right)\right) \quad (2.9)$$

其中：

α_1 、 α_2 ：馬達氣隙長度常數(當 $(\alpha_1 - \alpha_2)^{-1}$ 時為最長， $(\alpha_1 + \alpha_2)^{-1}$ 為最短)

l ：矽鋼片疊積厚度

r ：馬達氣隙位置半徑

μ_0 ：導磁係數

L_{ls} ：漏磁電感

我們再把一些值做替換：

$$L_A = \left(\frac{N_s}{2}\right)^2 \pi \mu_0 r l \alpha_1 \quad (2.10)$$

$$L_B = \left(\frac{N_s}{2}\right)^2 \pi \mu_0 r l \frac{\alpha_2}{2} \quad (2.11)$$

則各相的自感可表示為(2.12)-(2.14)式：

$$L_{asas} = L_{ls} + L_A - L_B \cos 2\theta_e \quad (2.12)$$

$$L_{bsbs} = L_{ls} + L_A - L_B \cos\left(2\theta_e - \frac{2}{3}\pi\right) \quad (2.13)$$

$$L_{csas} = L_{ls} + L_A - L_B \cos\left(2\theta_e + \frac{2}{3}\pi\right) \quad (2.14)$$

而各相的互感可表示為(2.15)-(2.17)式：

$$L_{asbs} = L_{bsas} = -\frac{1}{2}L_A - L_B \cos\left(2\theta_e - \frac{2}{3}\pi\right) \quad (2.15)$$

$$L_{ascs} = L_{csas} = -\frac{1}{2}L_A - L_B \cos\left(2\theta_e + \frac{2}{3}\pi\right) \quad (2.16)$$

$$L_{bscs} = L_{csbs} = -\frac{1}{2}L_A - L_B \cos(2\theta_e) \quad (2.17)$$

五相永磁式同步馬達各相磁交鏈方程式如下(2.18)-(2.20)式所示：

$$\lambda_{as} = L_{asas}i_{as} + L_{asbs}i_{bs} + L_{ascs}i_{cs} + \lambda_{mas} \quad (2.18)$$

$$\lambda_{bs} = L_{bsas}i_{as} + L_{bsbs}i_{bs} + L_{bscs}i_{cs} + \lambda_{mbs} \quad (2.19)$$

$$\lambda_{cs} = L_{csas}i_{as} + L_{csbs}i_{bs} + L_{cscs}i_{cs} + \lambda_{mcs} \quad (2.20)$$

用矩陣形式表示如(2.5)，其中：

$$\mathbf{L}_s = L_s \mathbf{I}_3 + \mathbf{L}_A - \mathbf{L}_B$$

$$\mathbf{L}_A = L_A \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & 1 & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & 1 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{L}_B = L_B \begin{bmatrix} \cos 2\theta_e & \cos(2\theta_e - \frac{2}{3}\pi) & \cos(2\theta_e + \frac{2}{3}\pi) \\ \cos(2\theta_e - \frac{2}{3}\pi) & \cos(2\theta_e - \frac{2}{3}\pi) & \cos(2\theta_e) \\ \cos(2\theta_e + \frac{2}{3}\pi) & \cos(2\theta_e) & \cos(2\theta_e + \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix}$$

$$\boldsymbol{\lambda}_m = \begin{bmatrix} \lambda_{mas} \\ \lambda_{mbs} \\ \lambda_{mcs} \end{bmatrix} = \lambda_m \begin{bmatrix} \sin(\theta_e) \\ \sin(\theta_e - \frac{2}{3}\pi) \\ \sin(\theta_e - \frac{4}{3}\pi) \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{I}_3 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$\theta_e = \int_0^t \omega_e(\tau) d\tau + \theta_e(0)$$

二極永磁同步馬達於耦合場存在的能量可以表示為

$$W_f = \frac{1}{2} (\mathbf{i}_{abcs})^T (\mathbf{L}_s - L_{ls} \mathbf{I}_3) \mathbf{i}_{abcs} + (\mathbf{i}_{abcs})^T \boldsymbol{\lambda}_m \quad (2.21)$$

假設為線性磁場，共能 W_c 與 W_f 相等，而轉矩可以表示為共能 W_c 對馬達機械角 θ_r 的微分

$$T_{em} = \frac{dW_c}{d\theta_r} = \frac{P}{2} \left\{ \frac{1}{2} \frac{d}{d\theta_r} (\mathbf{i}_{abcs})^T (\mathbf{L}_s - L_{ls} \mathbf{I}_3) \mathbf{i}_{abcs} + \frac{d}{d\theta_r} [(\mathbf{i}_{abcs})^T \boldsymbol{\lambda}_m] \right\} \quad (2.22)$$

展開後可以得到三相永磁同步馬達的轉矩方程式為(2.23)：

$$T_{em} = \frac{P}{2} \lambda_m \begin{bmatrix} i_{as} & i_{bs} & i_{cs} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) \\ \cos(\theta_e - \frac{2}{3}\pi) \\ \cos(\theta_e - \frac{4}{3}\pi) \end{bmatrix} + \frac{P}{2} L_B \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \sin 2\theta_e & \sin(2\theta_e - \frac{2}{3}\pi) & \sin(2\theta_e + \frac{2}{3}\pi) \\ \sin(2\theta_e - \frac{2}{3}\pi) & \sin(2\theta_e - \frac{2}{3}\pi) & \sin(2\theta_e) \\ \sin(2\theta_e + \frac{2}{3}\pi) & \sin(2\theta_e) & \sin(2\theta_e + \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

2.3.2 在同步旋轉軸參考座標 $q-ds$ 軸下的三相二極永磁同步馬達

同步旋轉軸參考座標下將三軸轉換成二軸的數學表示式(2.24)為：

$$\mathbf{F}_{qd0s} = \mathbf{K}_s \mathbf{f}_{abcs} \quad (2.24)$$

式中

$$\mathbf{F}_{qd0s} = [\mathbf{F}_{qs} \quad \mathbf{F}_{ds} \quad \mathbf{F}_0]^T$$

$$\mathbf{f}_{abcs} = [f_{as} \quad f_{bs} \quad f_{cs}]^T$$

轉換矩陣 \mathbf{K}_s 為

$$\mathbf{K}_s = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & \cos(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta_e) & \sin(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

反轉換矩陣 \mathbf{K}_s^{-1} 為：

$$\mathbf{K}_s^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & \sin(\theta_e) & 1 \\ \cos(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

三相永磁式同步馬達電壓方程式(2.6)經同步框轉換後可以得到：

$$\begin{aligned} (\mathbf{K}_s^{-1})\mathbf{V}_{qd0s} &= r_s (\mathbf{K}_s^{-1})\mathbf{I}_{qd0s} + \frac{d}{dt} [(\mathbf{K}_s^{-1})\boldsymbol{\Lambda}_{qd0s}] \\ \Rightarrow \mathbf{V}_{qd0s} &= (\mathbf{K}_s)(\mathbf{K}_s^{-1})r_s \mathbf{I}_{qd0s} \\ &\quad + (\mathbf{K}_s) \left[\frac{d}{dt} (\mathbf{K}_s^{-1})\boldsymbol{\Lambda}_{qd0s} + (\mathbf{K}_s^{-1}) \frac{d}{dt} \boldsymbol{\Lambda}_{qd0s} \right] \\ &= r_s \mathbf{I}_{qd0s} + \omega_e \boldsymbol{\Lambda}_{dq0s} + \frac{d}{dt} \boldsymbol{\Lambda}_{qd0s} \end{aligned} \quad (2.27)$$

其中

$$\mathbf{K}_s \frac{d}{dt} \mathbf{K}_s^{-1} = \omega_e \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\Lambda_{dq0s} = [\Lambda_{ds} \quad -\Lambda_{qs} \quad \Lambda_0]$$

而轉換後的磁交鏈方程式為：

$$\begin{aligned} \lambda_{abc} &= \mathbf{L}_s \mathbf{i}_{abc} + \lambda_m \\ \Rightarrow \mathbf{K}_s^{-1} \Lambda_{qd0s} &= \mathbf{L}_s \mathbf{K}_s^{-1} \mathbf{I}_{qd0s} + \Lambda_m \\ \Rightarrow \Lambda_{qd0s} &= \mathbf{K}_s \mathbf{L}_s \mathbf{K}_s^{-1} \mathbf{I}_{qd0s} + \mathbf{K}_s \Lambda_m \end{aligned} \quad (2.28)$$

$$= \begin{bmatrix} L_{qs} & 0 & 0 \\ 0 & L_{ds} & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{qs} \\ I_{ds} \\ I_0 \end{bmatrix} + \lambda_m \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix}$$

其中

$$L_{qs} = L_{ls} + \frac{3}{2}(L_A - L_B)$$

$$L_{ds} = L_{ls} + \frac{3}{2}(L_A + L_B)$$

一般來說，漏感 L_{ls} 值都不會太大。另外，經過同步框轉換後，可以把會隨著角度而改變的互感相轉換為是定值的 L_{qs} 和 L_{ds} 項。

同步旋轉軸下的電壓方程式展開：

$$V_{qs} = r_s I_{qs} + \omega_e \Lambda_{ds} + \frac{d\Lambda_{qs}}{dt}$$

$$V_{ds} = r_s I_{ds} - \omega_e \Lambda_{qs} + \frac{d\Lambda_{ds}}{dt}$$

$$V_0 = r_s I_0 + \frac{d\Lambda_0}{dt}$$

同步旋轉軸下的磁交鏈方程式展開：

$$\Lambda_{qs} = L_{qs} I_{qs}$$

$$\Lambda_{ds} = L_{ds} I_{ds} + \lambda_m$$

$$\Lambda_0 = L_{ls} I_0$$

最後同步旋轉參考座標軸下的電壓方程式整理得到(2.29)：

$$\begin{bmatrix} V_{qs} \\ V_{ds} \\ V_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s + L_{qs} \frac{d}{dt} & \omega_e L_{ds} & 0 \\ -\omega_e L_{qs} & r_s + L_{ds} \frac{d}{dt} & 0 \\ 0 & 0 & r_s + L_{ls} \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{qs} \\ I_{ds} \\ I_0 \end{bmatrix} + \omega_e \begin{bmatrix} \lambda_m \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.29)$$

轉矩方程式(2.23)經由同步旋轉框轉換後得到：

$$\begin{aligned} T_{em} &= \frac{1}{2} \frac{d}{d\theta_r} (\mathbf{i}_{abc})^T (\mathbf{L}_s - L_{ls} \mathbf{I}_3) \mathbf{i}_{abc} + \frac{d}{d\theta_r} [(\mathbf{i}_{abc})^T \boldsymbol{\lambda}_m] \\ \Rightarrow T_{em} &= [\mathbf{K}_s^{-1} \mathbf{I}_{qd0s}]^T \left\{ \frac{1}{2} \frac{d}{d\theta_r} [\mathbf{L}_s - L_{ls} \mathbf{I}_3] \mathbf{K}_s^{-1} \mathbf{I}_{qd0s} + \frac{d}{d\theta_r} \boldsymbol{\lambda}_m \right\} \end{aligned} \quad (2.30)$$

整理後可以得到

$$T_{em} = \frac{P}{2} \left(\frac{3}{2} \right) ((L_{ds} - L_{qs}) I_{ds} I_{qs} + \lambda_m I_{qs}) \quad (2.31)$$

若此時 $L_B = 0$ (即 $L_{ds} = L_{qs}$)，則馬達轉矩大小只會受到 I_{qs} 所影響。

2.3.3 三相 P 極永磁同步馬達參數及方程式

假設每相等效電阻為 r_s 、定子繞組匝數為 N_s ，馬達極數為 P ，大致上三相多極馬達的各個方程式都和三相二極馬達時類似，其電感和電壓方程式如下一一介紹：

三相 P 極永磁式同步馬達電壓方程式用矩陣形式如同三相二極時的馬達方程式 (2.6)，其中不同的是在 L_A 和 L_B 項如下：

$$L_A = \frac{N_s^2}{2P} \pi \mu_0 r l \alpha_1 \quad (2.32)$$

$$L_B = \frac{N_s^2}{2P} \pi \mu_0 r l \frac{\alpha_2}{2} \quad (2.33)$$

此時的三相 P 極永磁同步馬達於耦合場存在的能量也能表示成 (2.21) 式，假設為線性磁場，共能 W_c 與 W_f 相等，而轉矩又為共能對馬達機械角的微分，而另外，在多極馬達裡，馬達電氣角與機械角的關係如下：

$$\omega_e = \frac{P}{2} \omega_r$$

$$\theta_r = \int_0^t \omega_r(\tau) d\tau + \theta_r(0)$$

$$\theta_e = \frac{P}{2} \theta_r$$

用此關係代入 (2.22) 展開後可以得到三相 P 極永磁同步馬達的轉矩方程式如下：

$$T_{em} = \left(\frac{P}{2}\right) \lambda_m \begin{bmatrix} i_{as} & i_{bs} & i_{cs} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) \\ \cos(\theta_e - \frac{2}{3}\pi) \\ \cos(\theta_e + \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix} \quad (2.34)$$

$$+ \left(\frac{P}{2}\right) L_B \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \sin 2\theta_e & \sin(2\theta_e - \frac{2}{3}\pi) & \sin(2\theta_e + \frac{2}{3}\pi) \\ \sin(2\theta_e - \frac{2}{3}\pi) & \sin(2\theta_e - \frac{2}{3}\pi) & \sin(2\theta_e) \\ \sin(2\theta_e + \frac{2}{3}\pi) & \sin(2\theta_e) & \sin(2\theta_e + \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix}$$

接下來，觀察在同步旋轉 q - ds 參考座標中下的三相 P 極永磁同步馬達參數與方程式。從上述可知三相 P 極的電壓方程式與三相二極馬達方程式相同，唯一的差別只有在(2.32)-(2.33)，所以經同步框轉換後的三相 P 極永磁式同步馬達電壓方程式一樣如同於三相二極永磁式同步馬達的(2.29)式。

接著，三相 P 極永磁同步馬達轉矩方程式(2.34)經由同步旋轉框轉換後可得到：

$$T_{em} = \left(\frac{P}{2}\right) \left\{ \frac{1}{2} \frac{d}{d\theta_r} (\mathbf{i}_{abc})^T (\mathbf{L}_s - L_{ls} \mathbf{I}_3) \mathbf{i}_{abc} + \frac{d}{d\theta_r} [(\mathbf{i}_{abc})^T \boldsymbol{\lambda}_m] \right\}$$

$$\Rightarrow T_{em} = \left(\frac{P}{2}\right) [\mathbf{K}_s^{-1} \mathbf{I}_{qd0s}]^T \left\{ \frac{1}{2} \frac{d}{d\theta_r} [\mathbf{L}_s - L_{ls} \mathbf{I}_3] \mathbf{K}_s^{-1} \mathbf{I}_{qd0s} + \frac{d}{d\theta_r} \boldsymbol{\lambda}_m \right\} \quad (2.35)$$

整理後得到

$$T_{em} = \left(\frac{P}{2}\right) \left(\frac{3}{2}\right) ((L_{ds} - L_{qs}) I_{ds} I_{qs} + \lambda_m I_{qs}) \quad (2.36)$$

由(2.36)式我們可以發現在同樣的電流大小下，馬達極數愈高轉矩也相對的愈大。

另外馬達的機械方程式為

$$J \cdot \frac{d\omega_r}{dt} = T_{em} - B \cdot \omega_r - T_{Load} \quad (2.37)$$

其中

J ：馬達轉動慣量

B ：黏滯係數

r ：馬達氣隙位置半徑

T_{Load} ：負載轉矩

將(2.37)式做轉換，得到：

$$T_{em} - T_{Load} = \omega_r (J \cdot s + B) \quad (2.38)$$

此時馬達轉速與轉矩的關係可以用圖 2.5 來表示：

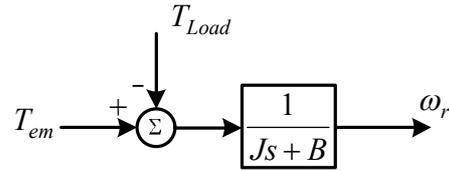


圖 2.5 馬達轉速與轉矩方塊圖

而在同步旋轉 $q-ds$ 參考座標中下的三相 P 極永磁同步馬達完整的方塊圖如下：

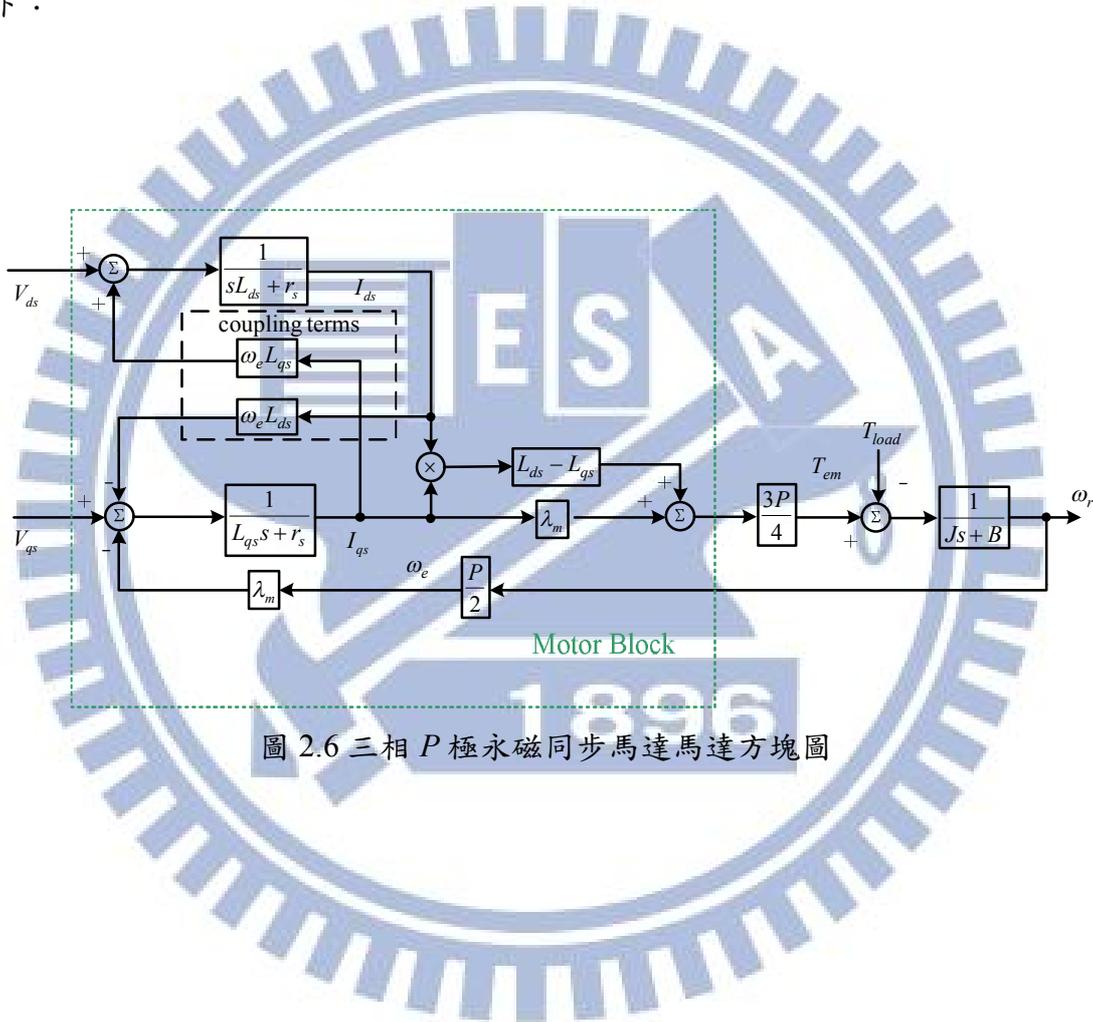


圖 2.6 三相 P 極永磁同步馬達馬達方塊圖

2.3.4 馬達電流與馬達轉矩的關係

在 $L_B = 0$ (即 $L_{ds} = L_{qs}$) 前提下，理想中控制永磁同步馬達所輸入的電流波形

會與感應電動勢的波形同相序，此時輸入電流 \mathbf{i}_{abc} 為：

$$\mathbf{i}_{abc} = I \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) \\ \cos(\theta_e - \frac{2}{3}\pi) \\ \cos(\theta_e + \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix}$$

經過同步框轉換後

$$\mathbf{I}_{qds} = \begin{bmatrix} I \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

此時穩態時馬達轉矩為：

$$T_{em} = \left(\frac{P}{2}\right)\left(\frac{3}{2}\right)(\lambda_m I_{qs}) = \left(\frac{P}{2}\right)\left(\frac{3}{2}\right)(\lambda_m I) \quad (2.39)$$

參考圖 2.5 馬達轉速與轉矩的關係，可以得到速度控制迴路等效方塊圖 2.7 如下：

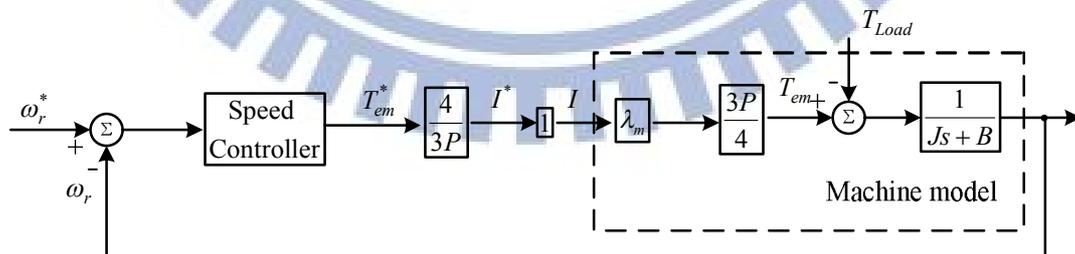


圖 2.7 三相馬達轉速控制方塊圖

2.4 馬達線圈開路故障方程式推導

2.4.1 馬達線圈開路故障方程式推導

本節將探討當線圈開路故障發生時，連接馬達中性點至電源側之電容中點，此時其餘兩相電流所產生的變化。在單相線圈開路故障前，假設三相線圈電流平衡，如式(2.40)所示。

$$\begin{aligned} i_{as} &= I \cos \theta_e \\ i_{bs} &= I \cos \left(\theta_e - \frac{2\pi}{3} \right) \\ i_{cs} &= I \cos \left(\theta_e + \frac{2\pi}{3} \right) \end{aligned} \quad (2.40)$$

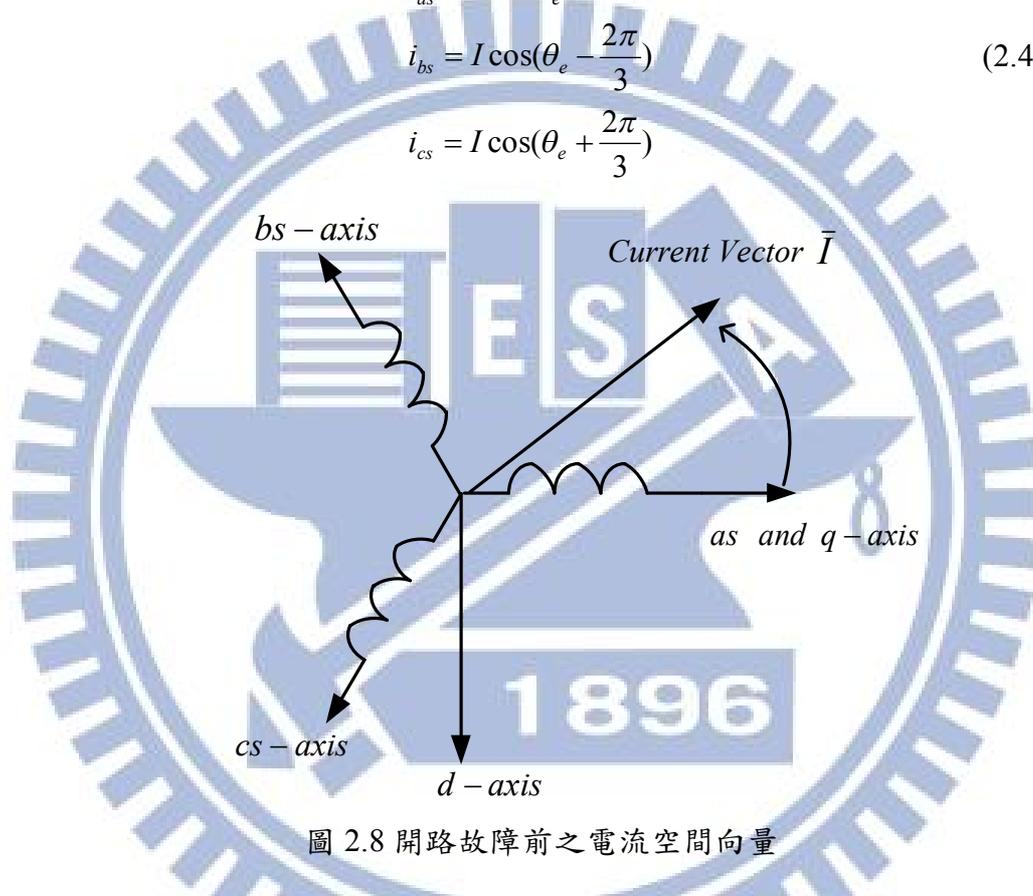


圖 2.8 開路故障前之電流空間向量

並且由電樞電流所產生的轉動磁動勢會相等於三相線圈所產生的磁動勢之加總。根據圖 2.8 所示的三相座標軸，將磁動勢表示為複數向量：

$$MMF = MMF_a + MMF_b + MMF_c = NI_{as} + aNI_{bs} + a^2NI_{cs} \quad (2.41)$$

其中

$$a = 1 \angle 120^\circ$$

N ：每相定子有效線圈匝數

並且在三項平衡的狀況下，磁動勢又可表示為：

$$MMF = \frac{3}{2} NI e^{j\theta} = \frac{3}{2} NI (\cos\theta_e + j \sin\theta_e) \quad (2.42)$$

假設位於某一時間點， b 相線圈電流忽然降為零。在此情況下，轉動磁動勢將只會等於 a 、 c 兩相磁動勢之和。如：

$$MMF' = NI'_{as} + a^2 NI'_{cs} = NI'_{as} + NI'_{cs} \left(\frac{-1}{2} - j \frac{\sqrt{3}}{2} \right) \quad (2.43)$$

由於在 b 相線圈開路故障後，磁動勢將會維持不變，故將(2.42)和(2.43)兩式聯立求解後可得：

$$\begin{aligned} \frac{3}{2} NI \cos\theta_e &= NI'_{as} - \frac{1}{2} NI'_{cs} \\ \frac{3}{2} NI \sin\theta_e &= -\frac{\sqrt{3}}{2} NI'_{cs} \end{aligned}$$

由上式可求出：

$$\begin{aligned} I'_{cs} &= -\sqrt{3} I \sin\theta_e \\ I'_{as} &= \frac{3}{2} I \left(\cos\theta_e - \frac{1}{\sqrt{3}} \sin\theta_e \right) \end{aligned}$$

或者，可將之等效為：

$$I'_{as} = \sqrt{3} I \cos\left(\theta_e + \frac{\pi}{6}\right) \quad (2.44)$$

$$I'_{cs} = \sqrt{3} I \cos\left(\theta_e + \frac{\pi}{2}\right) \quad (2.45)$$

將(2.40)與(2.44)、(2.45)兩式比較，可以看出 I_{as} 角度增加了 30 度，反之 I_{bs} 角度減少了 30 度。並且兩者的電流峰值比原本增加了 $\sqrt{3}$ 倍。圖 2.9 為 b 相線圈故障發生前與發生後的電流相位關係。

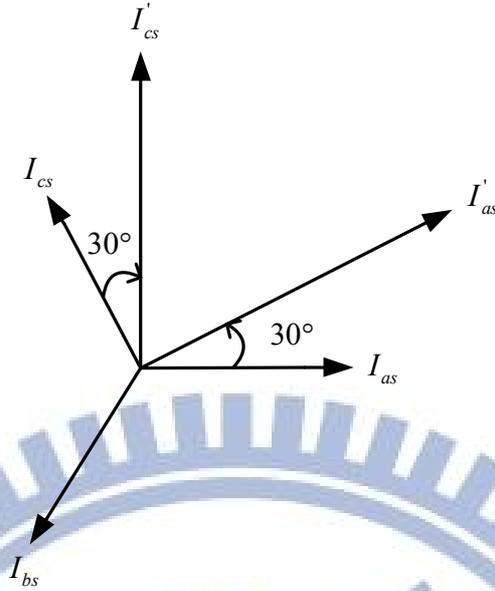


圖 2.9 b 相線圈故障發生前與發生後之電流相位關係

相同的，我們也可以用同樣的方法來針對 a 相線圈或 c 相線圈故障來進行分析。若 a 相線圈開路，則剩下的兩相電流為：

$$I'_{bs} = \sqrt{3}I \cos\left(\theta_e - \frac{5\pi}{6}\right) \quad (2.46)$$

$$I'_{cs} = \sqrt{3}I \cos\left(\theta_e + \frac{5\pi}{6}\right) \quad (2.47)$$

若 c 相線圈開路，則剩下的兩相電流分別為：

$$I'_{as} = \sqrt{3}I \cos\left(\theta_e - \frac{\pi}{6}\right) \quad (2.48)$$

$$I'_{bs} = \sqrt{3}I \cos\left(\theta_e - \frac{\pi}{2}\right) \quad (2.49)$$

圖 2.10 為 a 相及 c 相線圈開路發生前與發生後的電流關係圖。可以看出電流峰值大小皆增加了 $\sqrt{3}$ 倍，並且剩下兩相電流角度間隔縮小為 60 度。

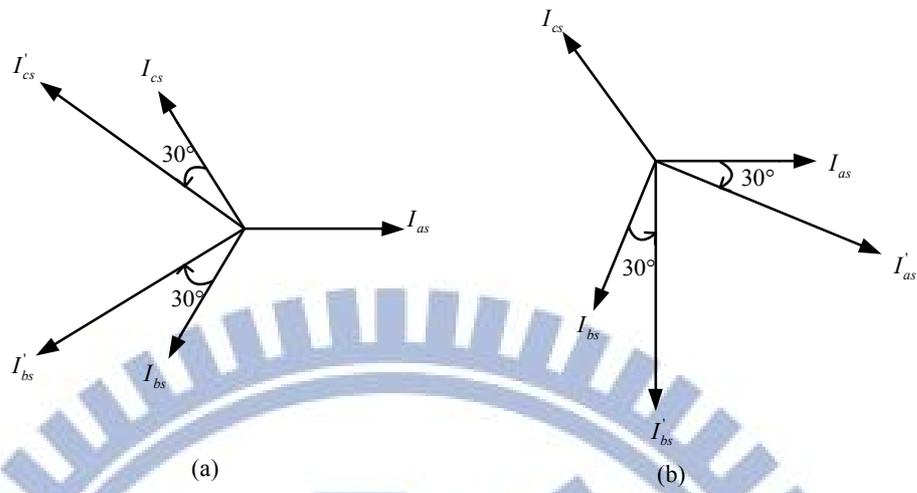


圖 2.10 (a) a 相及(b) c 相線圈開路發生前後之電流相位關係

在馬達中性點未接電容中點時，轉矩以及電流變化將在表 2.1 中加以探討，可以看出其餘兩相電流互為反相，並且轉矩含有二次以及四次諧波成分，故在運轉時其轉矩將會產生漣波。而表 2.2 中為馬達中性點連接電容中點時之電流和轉矩，可以看出其轉矩比正常情況下少了 $\sqrt{3}$ 倍，且其諧波成分已被消除，故可得知馬達接至電容中性點可以有效抑制線圈開路故障所造成的轉矩漣波。

表 2.1 正常情況下與三相線圈開路(中性點未接電容中點)之電流及轉矩

	I_{as}	I_{bs}	I_{cs}	T_{em}
正常情況	$I \cos \theta_e$	$I \cos(\theta_e - 120^\circ)$	$I \cos(\theta_e + 120^\circ)$	$\frac{3P}{4} \lambda_m I$
a 相開路	0	$I \cos(\theta_e - 90^\circ)$	$I \cos(\theta_e + 90^\circ)$	$\frac{\sqrt{3}PI\lambda_m}{4} - \frac{\sqrt{3}PI\lambda_m}{4} \cos 2\theta$ $-\frac{L_B PI^2}{4} \sin 2\theta + \frac{L_B PI^2}{8} \sin 4\theta$
b 相開路	$I \cos(\theta_e - 30^\circ)$	0	$I \cos(\theta_e + 150^\circ)$	$\frac{\sqrt{3}PI\lambda_m}{4} - \frac{\sqrt{3}PI\lambda_m}{4} \cos(2\theta + 120^\circ)$ $-\frac{L_B PI^2}{4} \sin(2\theta + 120^\circ) + \frac{L_B PI^2}{8} \sin(4\theta + 240^\circ)$
c 相開路	$I \cos(\theta_e + 30^\circ)$	$I \cos(\theta_e - 150^\circ)$	0	$\frac{\sqrt{3}PI\lambda_m}{4} - \frac{\sqrt{3}PI\lambda_m}{4} \cos(2\theta - 120^\circ)$ $-\frac{L_B PI^2}{4} \sin(2\theta - 120^\circ) + \frac{L_B PI^2}{8} \sin(4\theta - 240^\circ)$

表 2.2 三相線圈開路(中性點已接電容中點)之電流及轉矩

	I_{as}	I_{bs}	I_{cs}	I_n	T_{em}
a 相開路	0	$I \cos(\theta_e - 150^\circ)$	$I \cos(\theta_e + 150^\circ)$	$I \cos(\theta_e - 150^\circ)$ $+ I \cos(\theta_e + 150^\circ)$ $= -\sqrt{3}I \cos \theta_e$	$\frac{\sqrt{3}P}{4} \lambda_m I$
b 相開路	$I \cos(\theta_e + 30^\circ)$	0	$I \cos(\theta_e + 90^\circ)$	$I \cos(\theta_e + 30^\circ)$ $+ I \cos(\theta_e + 90^\circ)$ $= \sqrt{3}I \cos(\theta_e + 60^\circ)$	$\frac{\sqrt{3}P}{4} \lambda_m I$
c 相開路	$I \cos(\theta_e - 30^\circ)$	$I \cos(\theta_e - 90^\circ)$	0	$I \cos(\theta_e - 30^\circ)$ $+ I \cos(\theta_e - 90^\circ)$ $= \sqrt{3}I \cos(\theta_e - 60^\circ)$	$\frac{\sqrt{3}P}{4} \lambda_m I$

2.5 線圈開路故障控制架構

在正常情況下，利用 Encoder 訊號計算出目前轉速，再與轉速命令相減，將差值丟入 PI 控制器中得到 i_q^* ，並且將 i_d^* 則固定為零。之後回授之三相電流 i_a 、 i_b 以及 i_c ，計算出目前之 i_d 、 i_q ，將 i_d 、 i_q 分別與 i_d^* 、 i_q^* 相減，得到的差值丟入 PI 控制器中可得到所需之 $v_{cont,d}^*$ 、 $v_{cont,q}^*$ ，再將 $v_{cont,d}^*$ 、 $v_{cont,q}^*$ 帶入 d-q 轉換矩陣中可得 $v_{cont,a}^*$ 、 $v_{cont,b}^*$ 以及 $v_{cont,c}^*$ ，再經由 SPWM 控制得到六組開關訊號。當故障發生時，馬達中性點 n 將經由繼電器連接至電源側之電容中點上，屆時由故障所造成之轉矩連波將被消除。

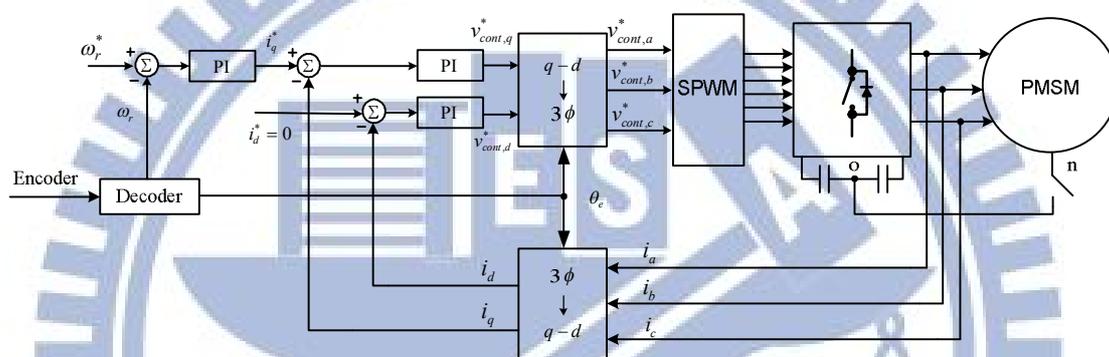


圖 2.11 三相永磁同步馬達開路故障控制架構

開關電路與開關命令

實際控制中，三相馬達運作需要接上同相數的三相反流器驅動控制，整個架構如同圖 2.12。

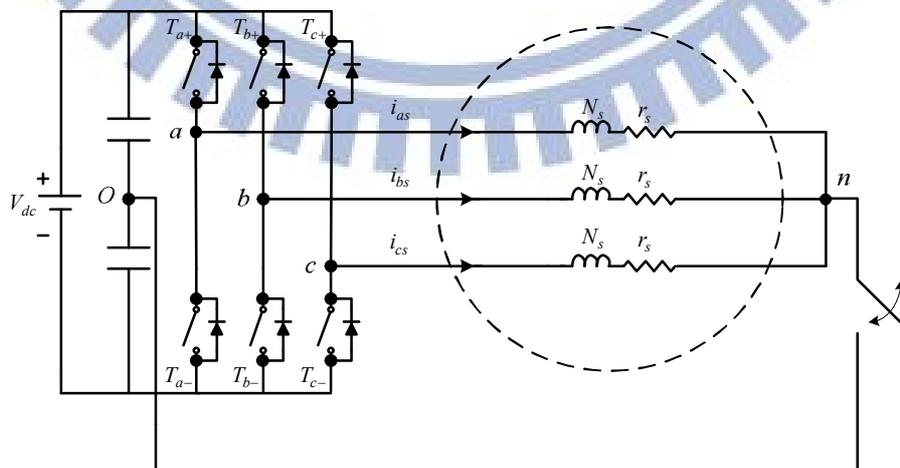


圖 2.12 開關電路示意圖

三相反流器主要由六組開關及電容組成，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，而電容主要是放在入電側來穩壓用。

三相永磁同步馬達過渡控制架構中的 SPWM 示意圖為圖 2.13，當電流命令 $i_a^* \sim i_c^*$ 經過電流控制器後得到三相電壓命令 $v_{cont,a}^* \sim v_{cont,c}^*$ ，再以 SPWM 的開關切換方式送到圖 2.13 裡的各相開關。

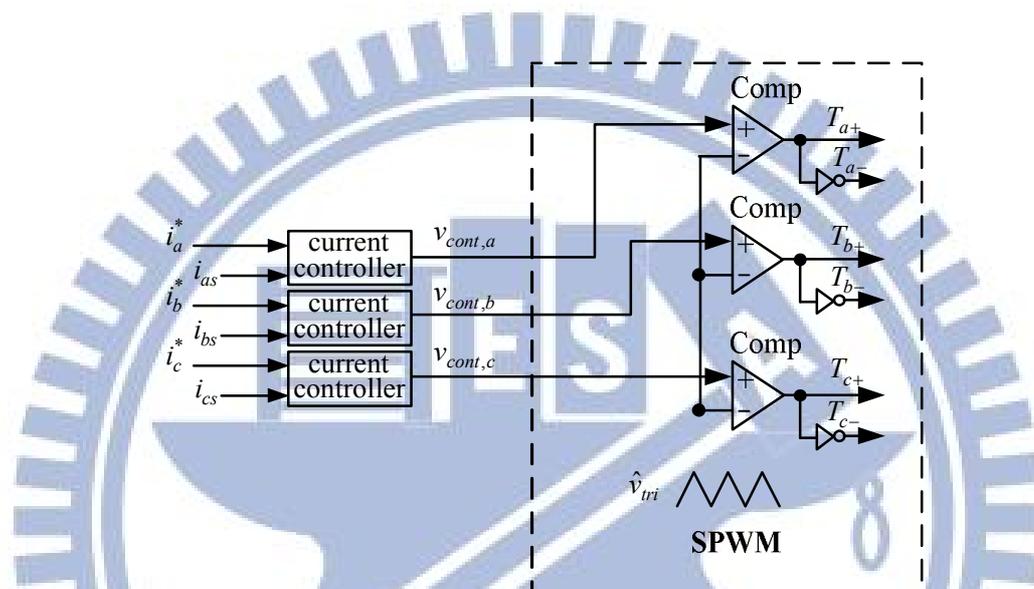


圖 2.13 開關命令方塊圖

弦波脈衝寬度調變(Sinusoidal pulse width modulation, SPWM)，是產生一個弦波訊號與一組固定頻率的三角波做比較來改變開關的工作週期(Duty)，當弦波訊號大於三角波訊號時，上臂的開關就會導通；反之，當弦波訊號小於三角波訊號時，上臂的開關就不為導通。因此，當弦波值最大時開關的工作週期會最大，而弦波值最小時開關的工作週期為最小。

同一相的下臂開關方式，則剛好和上臂反相，通常做法是直接把上臂的開關訊號後面接個反相的邏輯電路而得到下臂的開關訊號。不過這邊要注意的是，在實際電路中若有某一相的上下臂同時導通時，可視為把直流鏈端電壓(DC Bus)經由此相的開關短路，瞬間產生的大電流會導致此相的開關燒掉，所以通常為了避免發生這種同時導通的情況，會在開關加上空白時間(Dead time)，而空白時間之作法乃將每一開關由開路至導通的瞬間延後延遲一小段時間，圖 2.14 裡的 Δt 即為空白時間。其中空白時間的加入會使得馬達輸入電壓減小，所以不宜挑選過大的空白時間。

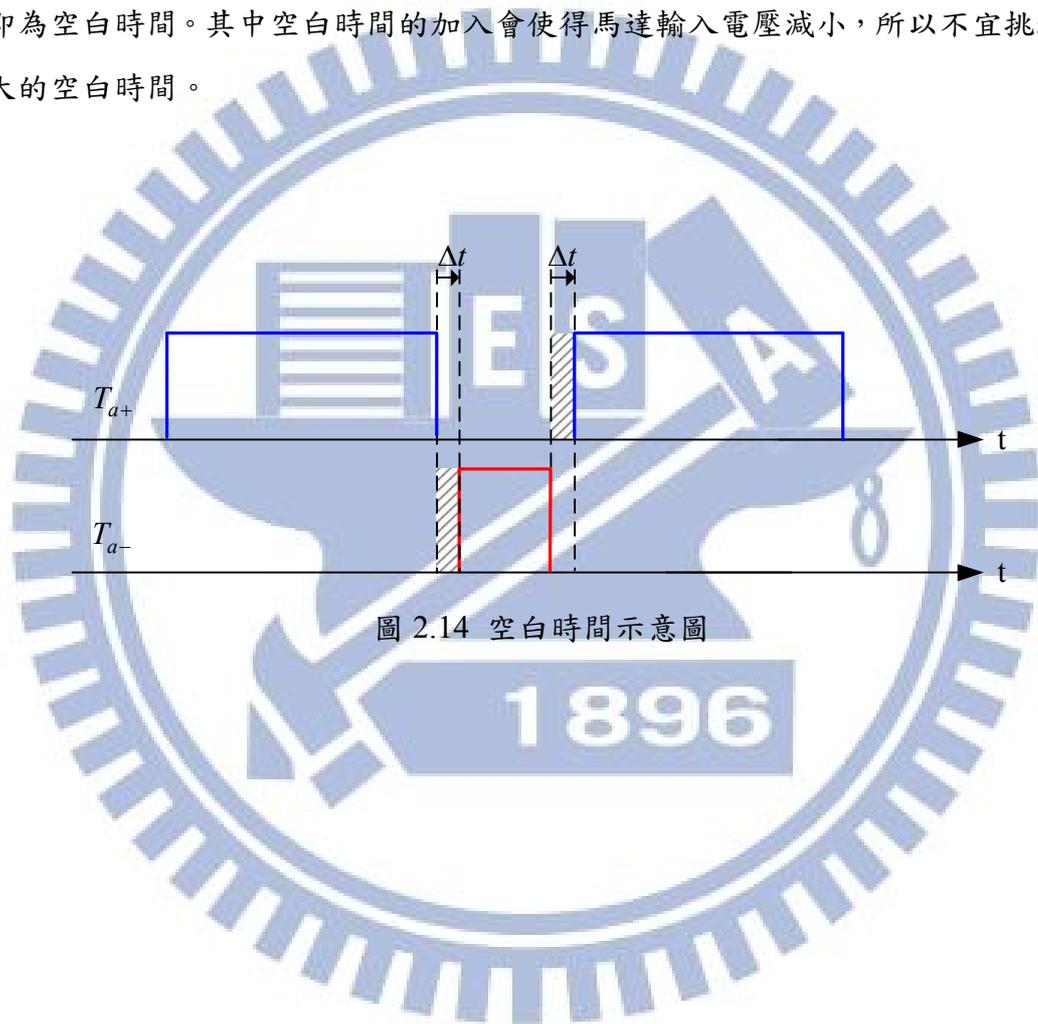


圖 2.14 空白時間示意圖

第三章

三相永磁同步馬達開路故障偵測

3.1 開路故障偵測

故障偵測以及辨識的目的是為了當線圈開路故障發生時，系統能迅速偵測故障，並採取有效動作，讓故障造成的影響減輕至最低。由前一章的表 2.1 可以得知，當馬達中性點連接電容中點時，故障所造成的轉矩漣波會被消除，形成固定之轉矩，達到故障控制的目的。

圖 3.1 為故障偵測之架構圖，當三相電流中有某相線圈開路故障時，故障偵測器將行成對應的三組故障訊號 FT_a 、 FT_b 、 FT_c ，而此三組故障訊號又將合成為 FT 故障訊號，用來控制馬達中性點 n 至電源側電容中點 o 間的開關 S ，使得故障造成的轉矩震盪得以排除。

在表 3.1 中為總故障訊號與各相故障訊號之關係，當正常情況時，故障訊號皆為 0。如果當 a 相線圈發生故障時，對應之 FT_a 將由 0 變成 1，而此時總故障訊號也隨著 FT_a 變成 1。而 b 相、 c 相故障訊號之關係同理可得。

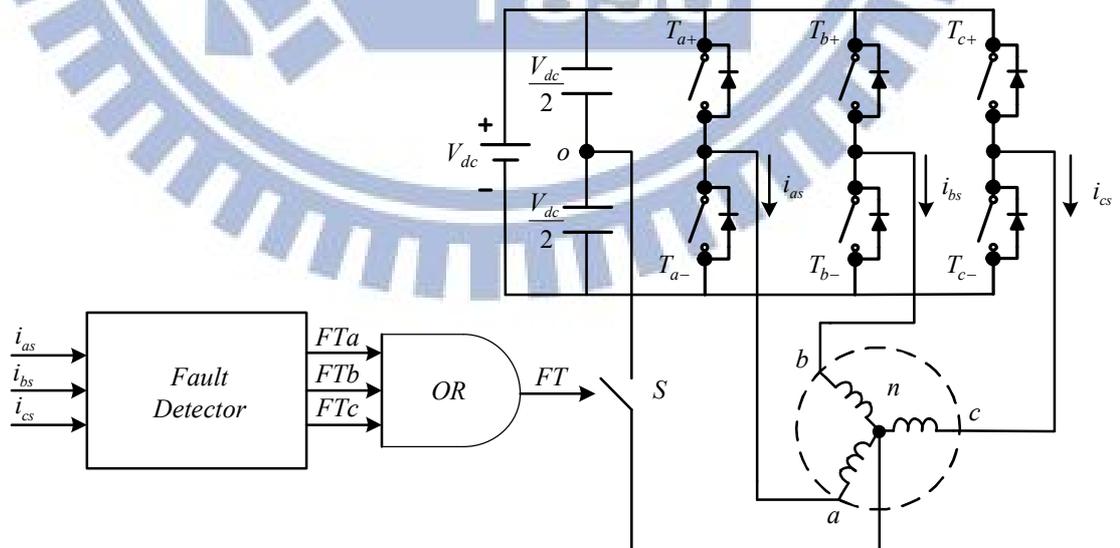
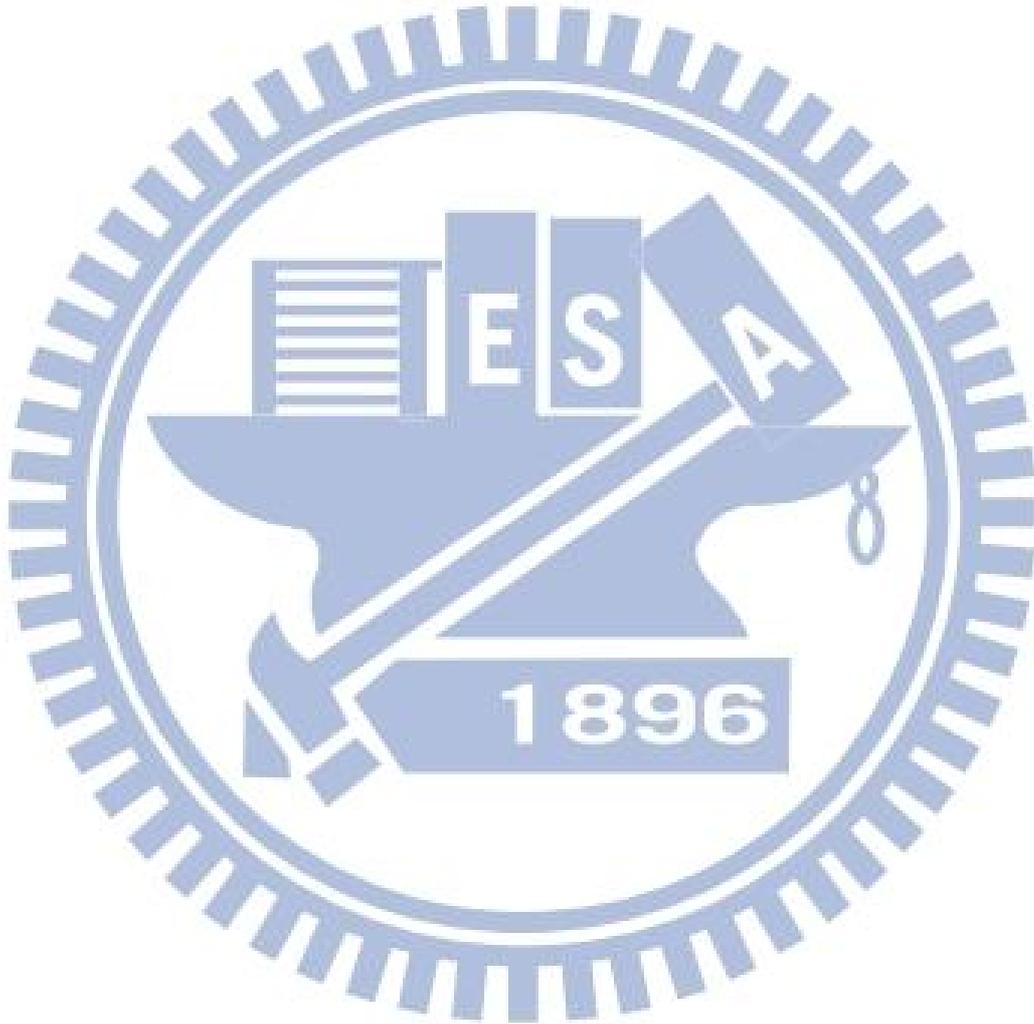


圖 3.1 故障偵測架構圖

	FT_a	FT_b	FT_c	FT
正常情況	0	0	0	0
A相故障	1	0	0	1
B相故障	0	1	0	1
c相故障	0	0	1	1

表 3.1 故障訊號與各相開路故障之關係



3.1.1 平均電流偵測法

由於當線圈開路故障發生時，發生故障之線圈電流便固定為零，平均電流偵測法即是偵測各相之電流大小，判斷是否發生開路故障。平均電流偵測法為先將各相電流取絕對值，再將所得絕對值之結果取平均，此時將假設一極小值作為故障取樣點 I_{th} ，當電流平均值小於故障取樣點 I_{th} 時，則判斷為故障發生，其架構如圖 3.2 所示。

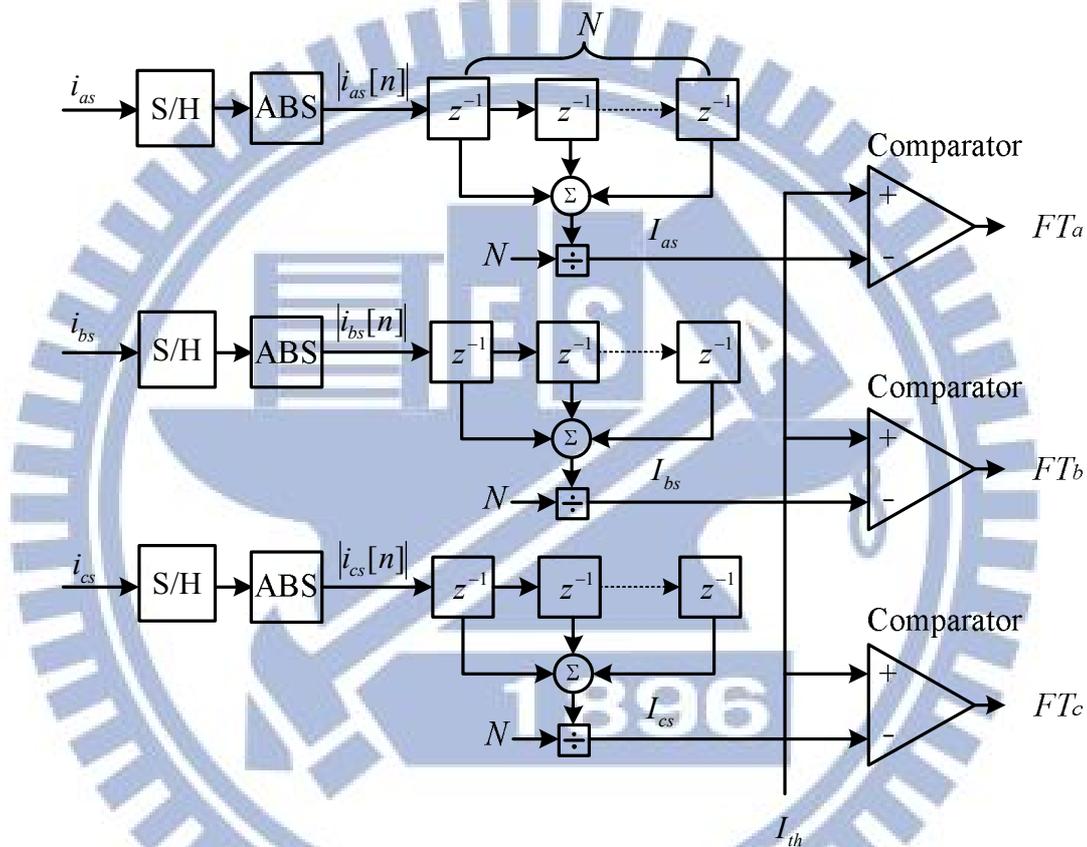


圖 3.2 電流平均偵測法

其中

$$I_{as} = \frac{|i_{as}[n]| + |i_{as}[n-1]| + \dots + |i_{as}[n-N+1]|}{N} \quad (3.1)$$

$$FT_a = \begin{cases} 0 & \text{when } I_{as} > I_{th} \\ 1 & \text{when } I_{as} \leq I_{th} \end{cases}$$

此偵測法的故障偵測時間長短取決於本身偵測取樣週期 T_s ，取樣週期 T_s 越長則偵測時間越久，而取樣週期 T_s 也會影響此偵測法的準確性。如圖 3.3 所示，電流平均值將隨著取樣週期 T_s 的縮短而變小，而正常情況下電流平均值必須大於 I_{th} 否則此偵測法將會判斷為故障發生，故在取樣週期 T_s 較小時，若電流平均值過小則將會較容易導致錯誤的故障偵測結果。

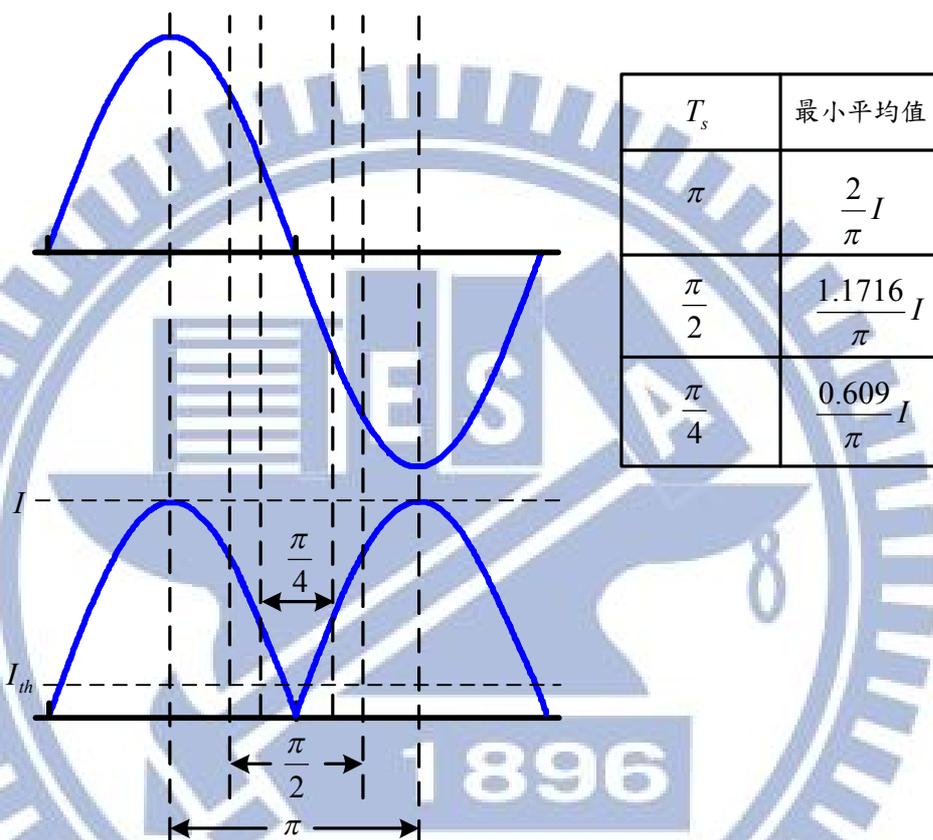


圖 3.3 取樣週期與電流平均值之關係

取樣個數 N 固定(不隨轉速變動)

馬達的週期可以寫成

$$T = \frac{1}{f} = \frac{1}{\left(\frac{\omega_r}{60} \times \frac{P}{2}\right)} = \frac{120}{\omega_r P} \quad (3.2)$$

當 N 為定值且取樣計算週期 $\frac{NT_s}{T_{rated}} \times 2\pi = \pi$ 時

$$\frac{NT_s}{T_{rated}} \times 2\pi = \frac{NT_s}{\left(\frac{120}{\omega_{r,rated} P}\right)} \times 2\pi = \pi \Rightarrow N = \frac{60}{\omega_{r,rated} P T_s} \quad (3.3)$$

可以計算出此時的角位位於

$$\frac{NT_s}{\left(\frac{120}{\omega_r P}\right)} \times 2\pi = \pm \frac{NT_s}{\left(\frac{120}{\omega_r P}\right)} \times \pi = \pm \frac{\left(\frac{60}{\omega_{r,rated} P T_s}\right) T_s}{\left(\frac{120}{\omega_r P}\right)} \times \pi = \pm \frac{\omega_r}{2\omega_{r,rated}} \times \pi \quad (3.4)$$

將此角度代入 $I \sin \theta$ 取平均可得電流平均值為

$$\frac{2\omega_{r,rated}}{\omega_r \pi} \int_0^{\frac{\omega_r \pi}{2\omega_{r,rated}}} I \sin \theta d\theta = \frac{2\omega_{r,rated} I}{\omega_r \pi} \left[1 - \cos\left(\frac{\omega_r \pi}{2\omega_{r,rated}}\right)\right] < I_{th} \quad (3.5)$$

故當下式發生時，系統將偵測出發生故障

$$I < \frac{\omega_r \pi}{2\omega_{r,rated}} \times \left[1 - \cos\left(\frac{\omega_r \pi}{2\omega_{r,rated}}\right)\right]^{-1} I_{th} \quad (3.6)$$

由上式可得圖 3.4 之故障偵測範圍。可以看出當取樣計算區間變短時，能夠正確偵測故障的區域也隨之縮小。其中 $I_{th(p.u.)}$ 、 $T_{em(p.u.)}$ 、 $\omega_{r(p.u.)}$ 分別代表了 I_{th} 、 T_{em} 、 ω_r 的標么值。其中 $I_{th(p.u.)}$ 在此設定為額定電流峰值的 5%。

$$I_{(p.u.)} = \frac{I}{I_{rated,peak}} \quad (3.7)$$

$$I_{th(p.u.)} = \frac{I_{th}}{I_{rated,peak}} = 5\% \quad (3.8)$$

$$T_{em(p.u.)} = \frac{T_{em}}{T_{em,base}} \quad (3.9)$$

$$\omega_{r(p.u.)} = \frac{\omega_r}{\omega_{r,rated}} \quad (3.10)$$

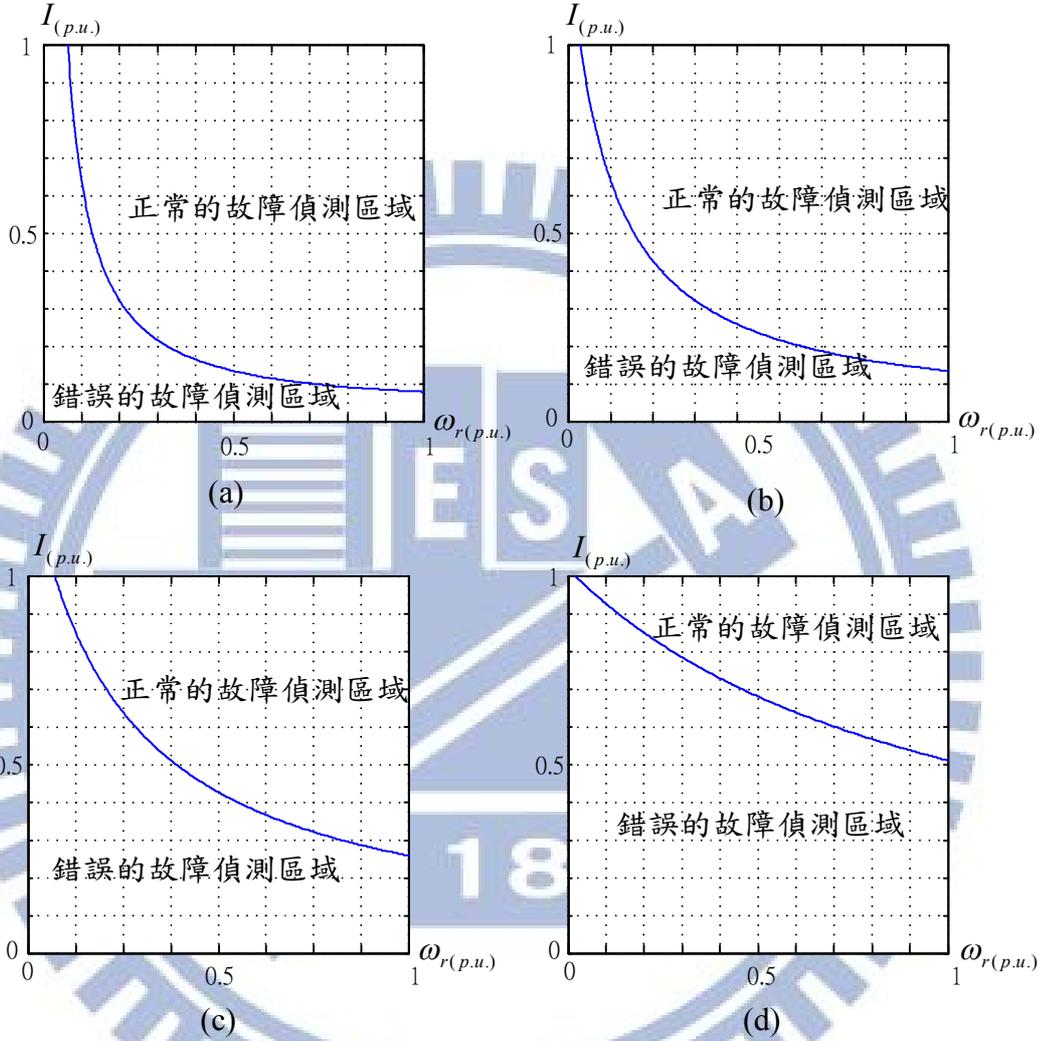


圖 3.4 N 固定之平均電流偵測法

$$(a) N = \frac{T_{rated}}{2T_s} = \frac{60}{\omega_{r,rated} PT_s}, I_{th(p.u.)} = 0.05$$

$$(b) N = \frac{T_{rated}}{2T_s} = \frac{30}{\omega_{r,rated} PT_s}, I_{th(p.u.)} = 0.05$$

$$(c) N = \frac{T_{rated}}{2T_s} = \frac{15}{\omega_{r,rated} PT_s}, I_{th(p.u.)} = 0.05$$

$$(d) N = \frac{T_{rated}}{2T_s} = \frac{7.5}{\omega_{r,rated} PT_s}, I_{th(p.u.)} = 0.05$$

取樣個數 N 可變(隨轉速變動)

由於馬達電氣波形之週期會隨轉速有所變化，為了使取樣計算週期 $\frac{NT_s}{T}$ 固定為 π ，則 N 必須依據轉速而改變。

$$\frac{NT_s}{T} \times 2\pi = \pi \Rightarrow N = \frac{T}{2T_s} = \frac{60}{\omega_r PT_s} \quad (3.11)$$

當下式之情況發生時，系統將偵測出發生故障

$$\frac{2}{\pi} I < I_{th} \Rightarrow I < \frac{\pi}{2} I_{th} \quad (3.12)$$

當 N 為變數時，根據不同的取樣週期可以統整出表 3.2 並且可以繪出故障偵測操作範圍如圖 3.5 所示。

由圖 3.5 可以看出當取樣週期縮小時，故障偵測的區域隨之增加，也可以看成在取樣週期為 π 時，當電流小於 $\frac{\pi}{2} I_{th}$ 系統就判斷為故障；而在取樣週期為 $\frac{\pi}{2}$ 時，電流則小於 $\frac{\pi}{1.1716} I_{th}$ 即判斷為故障，故可知當計算區間縮小時，系統偵測故障的正確區域也隨之縮小。

表 3.2 取樣週期與故障偵測範圍

取樣週期	N	故障偵測範圍
π	$\frac{60}{\omega_r PT_s}$	$I < \frac{\pi}{2} I_{th(p.u)}$
$\frac{\pi}{2}$	$\frac{30}{\omega_r PT_s}$	$I < \frac{\pi}{1.1716} I_{th(p.u)}$
$\frac{\pi}{4}$	$\frac{15}{\omega_r PT_s}$	$I < \frac{\pi}{0.609} I_{th(p.u)}$
$\frac{\pi}{8}$	$\frac{7.5}{\omega_r PT_s}$	$I < \frac{\pi}{0.307} I_{th(p.u)}$

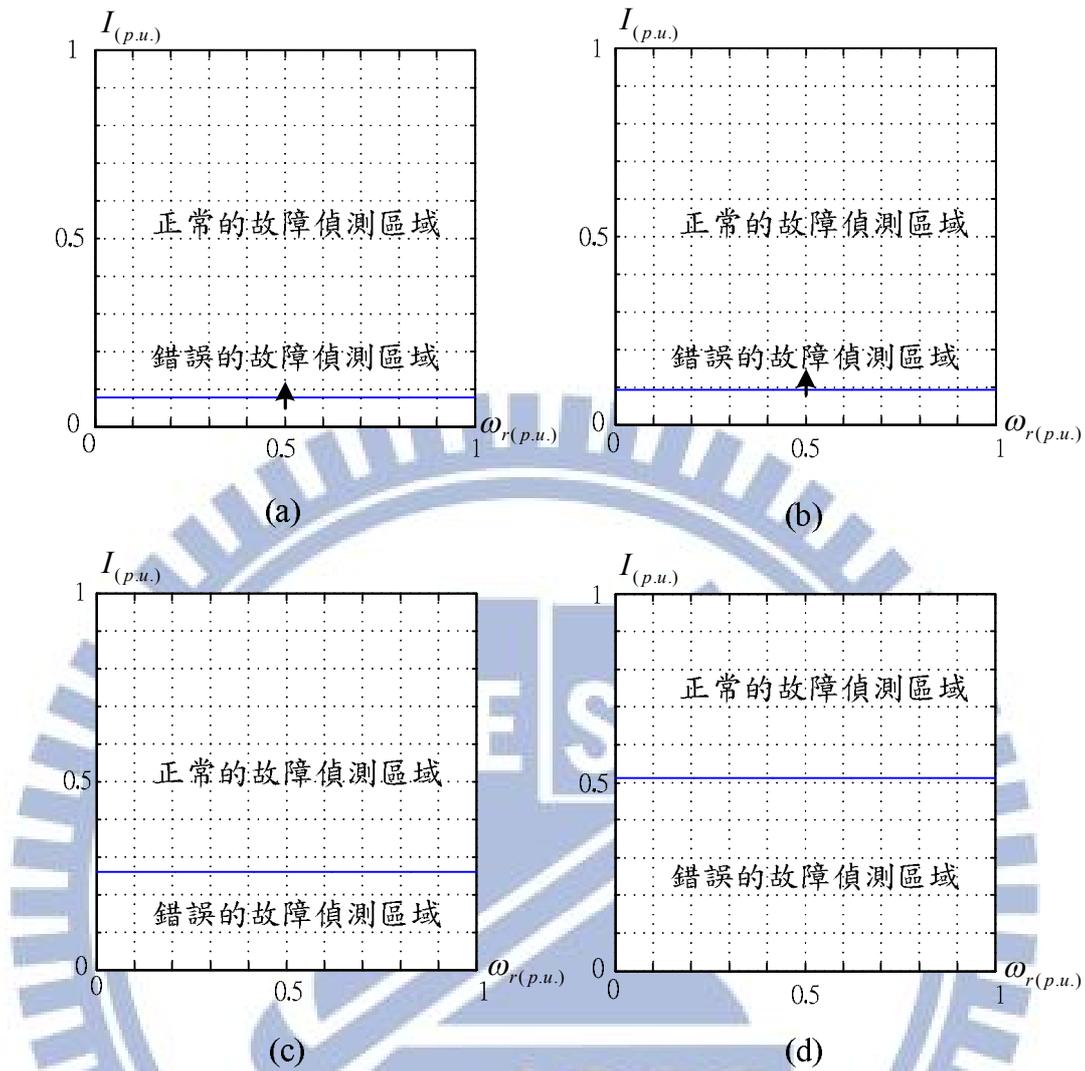


圖 3.5 N 可變之平均電流偵測法

$$(a) N = \frac{T}{2T_s} = \frac{60}{\omega_r PT_s}, I_{th(p.u.)} = 0.05$$

$$(b) N = \frac{T}{2T_s} = \frac{30}{\omega_r PT_s}, I_{th(p.u.)} = 0.05$$

$$(c) N = \frac{T}{2T_s} = \frac{15}{\omega_r PT_s}, I_{th(p.u.)} = 0.05$$

$$(d) N = \frac{T}{2T_s} = \frac{7.5}{\omega_r PT_s}, I_{th(p.u.)} = 0.05$$

當馬達負載變小時，由於線圈電流變小，當電流小於所設定之 I_{th} 時，此偵測法的準確性便相對降低，故此偵測法雖然較為單純，但僅僅適用於較高負載與高計算區間的情況來進行故障偵測。

3.1.2 電流餘值偵測法

電流餘值偵測法其架構如圖 3.6 所示。首先將各相電流兩兩相減，之後將其取絕對值後加總取平均值，再將所得結果減去 K 倍的另外兩項，由於在正常情況下取平均後的值皆為相等，而在 a 相線圈開路故障發生時 $|I_{ab}| : |I_{bc}| : |I_{ca}| = 1 : 2 : 1$ ，故將 K 設於介於 1~2 的值，可以得到 X_a 為正，其餘兩相 X_b 、 X_c 為負，故可得 $FT_a = 1$ ，偵測結果為 a 相發生故障。

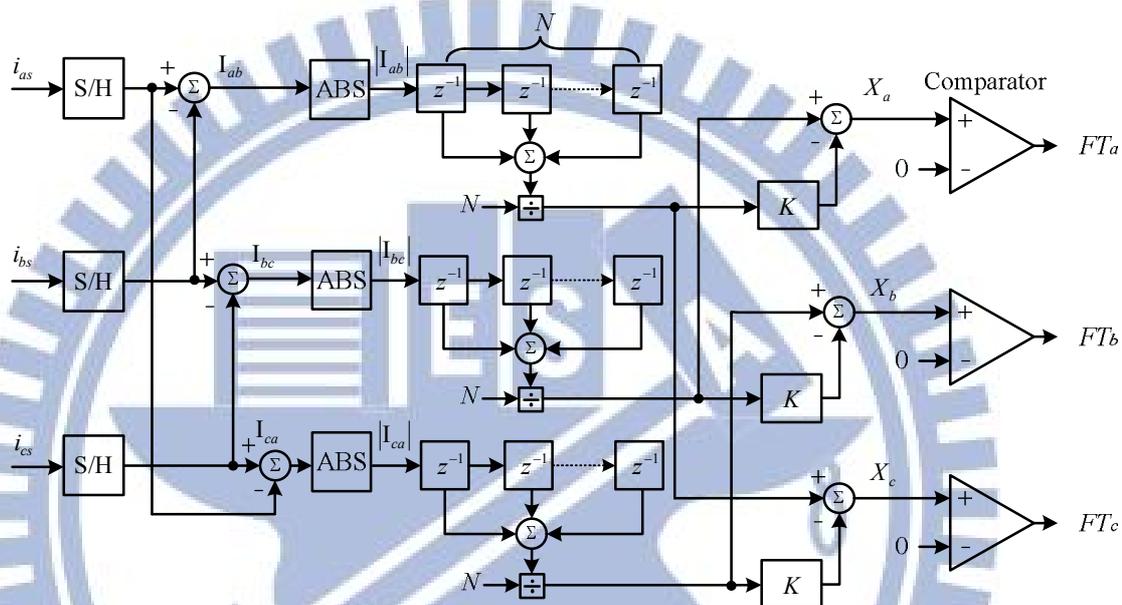


圖 3.6 電流餘值偵測法

其中

$$\begin{aligned} |I_{ab}| &= |i_{as}[n] - i_{bs}[n]| \\ |I_{bc}| &= |i_{bs}[n] - i_{cs}[n]| \\ |I_{ca}| &= |i_{cs}[n] - i_{as}[n]| \end{aligned} \quad , \quad FT_a = \begin{cases} 0 & \text{when } X_a \leq 0 \\ 1 & \text{when } X_a > 0 \end{cases} \quad (3.12)$$

$$\begin{aligned} X_a &= \frac{I_{bc}[n] + I_{bc}[n-1] + \dots + I_{bc}[n-N+1]}{N} - K \times \frac{I_{ab}[n] + I_{ab}[n-1] + \dots + I_{ab}[n-N+1]}{N} \\ X_b &= \frac{I_{ca}[n] + I_{ca}[n-1] + \dots + I_{ca}[n-N+1]}{N} - K \times \frac{I_{bc}[n] + I_{bc}[n-1] + \dots + I_{bc}[n-N+1]}{N} \\ X_c &= \frac{I_{ab}[n] + I_{ab}[n-1] + \dots + I_{ab}[n-N+1]}{N} - K \times \frac{I_{ca}[n] + I_{ca}[n-1] + \dots + I_{ca}[n-N+1]}{N} \end{aligned} \quad (3.14)$$

取樣個數 N 固定

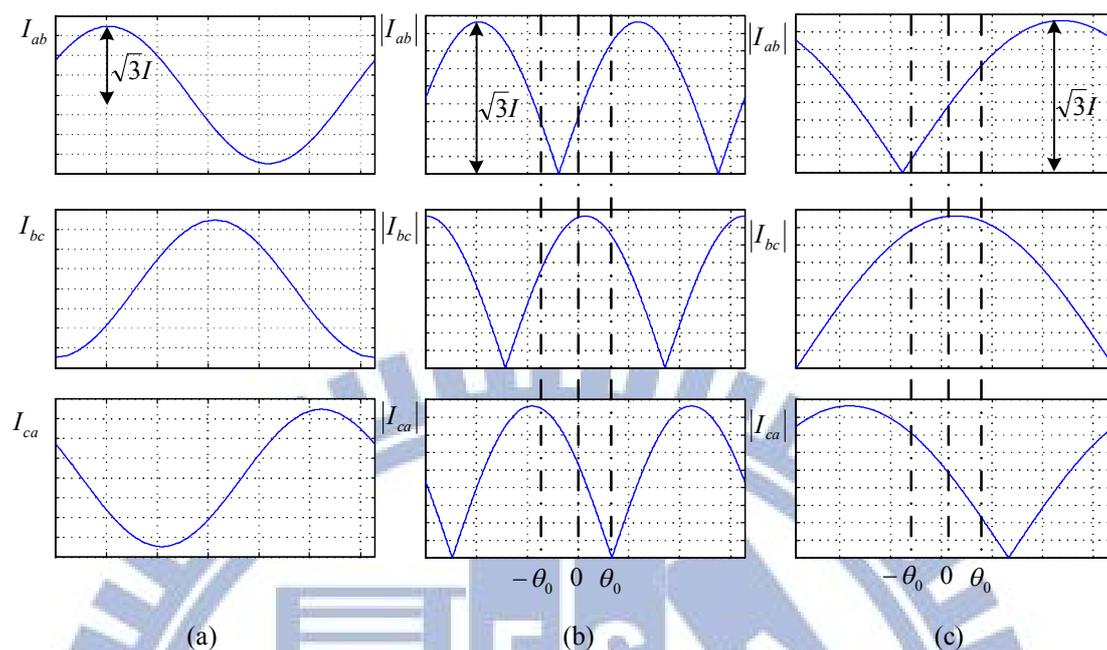


圖 3.7(a) I_{ab} 、 I_{bc} 、 I_{ca} 電流波形(b)(c)不同轉速下之 $|I_{ab}|$ 、 $|I_{bc}|$ 、 $|I_{ca}|$ 電流波形

圖 3.7(a) 為穩態時之馬達三相電流，將其兩兩相減後取絕對值可得(b)、(c)中之波形，而其中(b)、(c)差別在於(b)之轉速大於(c)，故(b)之週期較小。而當 N 固定時，由於所涵蓋之角度固定，所以在計算上(b)與(c)會有些許之差異，其差異在下面之計算中將詳細討論。

當在額定轉速 $\omega_{r, rated}$ 下，選擇固定取樣個數 N 固定為 $\frac{T_{rated}}{2T_s}$ ，計算角度為涵蓋 π 角度區間

$$\frac{NT_s}{T_{rated}} \times 2\pi = \frac{NT_s}{\left(\frac{120}{\omega_{r, rated} P}\right)} \times 2\pi = \pi \Rightarrow N = \frac{60}{\omega_{r, rated} P T_s} \quad (3.15)$$

當在轉速 ω_r 時，其週期為 $\frac{120}{\omega_r P}$ ，所以累加個數 N 對應的計算角度為

$$\frac{NT_s}{\left(\frac{120}{\omega_r P}\right)} \times 2\pi$$

為了計算方便，我們將零點放在此角度之中間得出涵蓋的角度位於

下式的區間，如圖 3.17(b)所示

$$\pm \frac{NT_s}{\left(\frac{120}{\omega_r P}\right)} \times \pi = \pm \frac{\left(\frac{60}{\omega_{r,rated} PT_s}\right) T_s}{\left(\frac{120}{\omega_r P}\right)} \times \pi = \pm \frac{\omega_r}{2\omega_{r,rated}} \times \pi = \pm \theta_0 \quad (3.16)$$

將此角度代入 I_{bc} 中計算此角度下所佔之面積為

$$2 \times \int_0^{\theta_0} I \cos \theta d\theta = 2I \sin \theta_0 \quad (3.17)$$

另外將此角度代入 I_{ab} ，由於當角度大於 $\frac{\pi}{6}$ 時，其角度涵蓋兩條不同之曲線，如圖 3.17(b)所示；而在小於 $\frac{\pi}{6}$ 時，其角度僅涵蓋一條曲線，如圖 3.17(c)所示。故計算其面積要分為角度大於 $\frac{\pi}{6}$ 與小於 $\frac{\pi}{6}$ 兩種情況來做計算，計算過程如下所示。

$$(i) \theta_0 > \frac{\pi}{6} \Rightarrow \frac{\omega_r}{\omega_{r,rated}} = \omega_{r(p.u.)} > \frac{1}{3}$$

$$\int_{-\theta_0}^{\frac{\pi}{6}} I \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) d\theta + \int_{\frac{\pi}{6}}^{\theta_0} I \cos\left(\theta - \frac{\pi}{3}\right) d\theta = I(2 - \sqrt{3} \cos \theta_0) \quad (3.18)$$

$$(ii) \theta_0 < \frac{\pi}{6} \Rightarrow \frac{\omega_r}{\omega_{r,rated}} = \omega_{r(p.u.)} < \frac{1}{3}$$

$$\int_{-\theta_0}^{\theta_0} I \cos\left(\theta - \frac{\pi}{3}\right) d\theta = I \sin \theta_0 \quad (3.19)$$

而當下式發生時，雖然此時並無開路故障情況發生，但依舊有可能判斷錯誤，偵測結果可能為故障狀態。

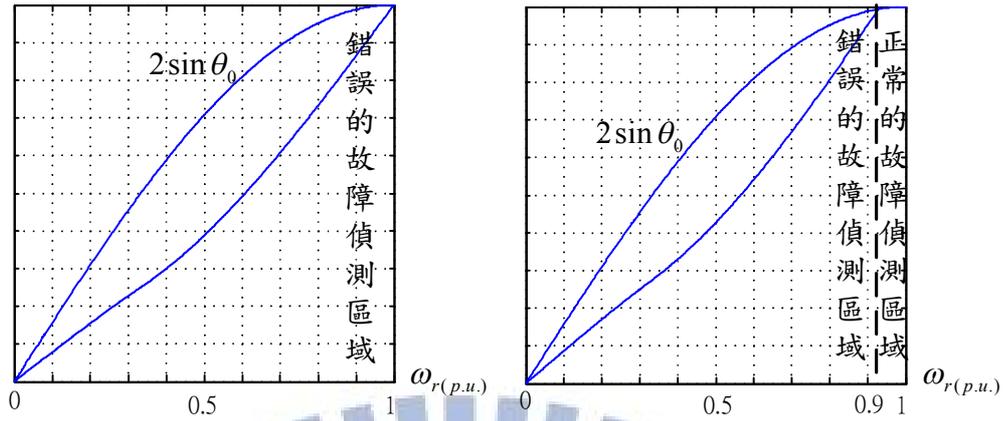
$$(i) \theta_0 > \frac{\pi}{6} \Rightarrow \frac{\omega_r}{\omega_{r, rated}} = \omega_{r(p.u.)} > \frac{1}{3}$$

$$2 \sin \theta_0 > K(2 - \sqrt{3} \cos \theta_0) \quad (3.20)$$

$$(ii) \theta_0 < \frac{\pi}{6} \Rightarrow \frac{\omega_r}{\omega_{r, rated}} = \omega_{r(p.u.)} < \frac{1}{3}$$

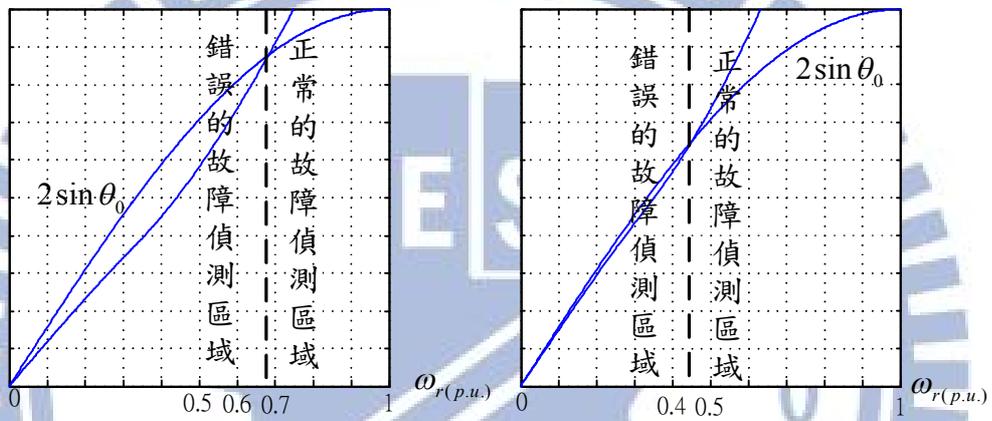
$$2 \sin \theta_0 > K \sin \theta_0 \quad (3.21)$$

由上式可得圖 3.8 之故障偵測範圍，當 $K=1.1$ ，馬達操作在額定轉速時，故障偵測結果屬於正常狀態，而當轉速低於 0.9 倍的額定轉速時，故障偵測結果便發生錯誤偵測。並且當此偵測故障之 K 值越小，在轉速低的情況將無法偵測故障，偵測準確性隨之降低，且此方法之偵測準確性與電流大小並無直接關係。



(a)

(b)



(c)

(d)

圖 3.8 N 固定之電流餘值偵測法

$$(a) N = \frac{T_{rated}}{2T_s} = \frac{60}{\omega_{r,rated} PT_s}, K = 1$$

$$(b) N = \frac{T_{rated}}{2T_s} = \frac{60}{\omega_{r,rated} PT_s}, K = 1.1$$

$$(c) N = \frac{T_{rated}}{2T_s} = \frac{60}{\omega_{r,rated} PT_s}, K = 1.5$$

$$(d) N = \frac{T_{rated}}{2T_s} = \frac{60}{\omega_{r,rated} PT_s}, K = 1.9$$

3.2 開路故障偵測模擬

3.2.1 馬達參數及 PSIM 模型建立

在馬達模擬參數的部份，將定子電阻設為 1.01Ω ，定子電感 L_d 、 L_q 設為 $4.575mH$ ，電壓常數 λ_m 設為 $79.85V/krpm$ ，轉動慣量設為 $17.9 Kg/cm^2$ ，馬達極數為 8 極。如表 3.3 所示。

表 3.3 三相永磁同步馬達參數

Stator resistance	1.01Ω
Stator inductance L_d	$4.575mH$
Stator inductance L_q	$4.575mH$
Voltage Constant λ_m	$79.85V/krpm$
Moment of Inertia	$17.9 Kg/cm^2$
Pole number	8 pole

在 PSIM 之模擬環境下，先根據第二章三相永磁同步馬達的推導，以及使用如上表所述的馬達參數，建立出用來模擬的三相永磁同步馬達模型的等效電路圖，如圖 3.9 所示，而轉矩方程式項與 L_B 互感項分別位於圖 3.10-3.11 所示。

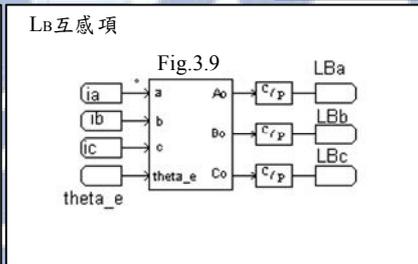
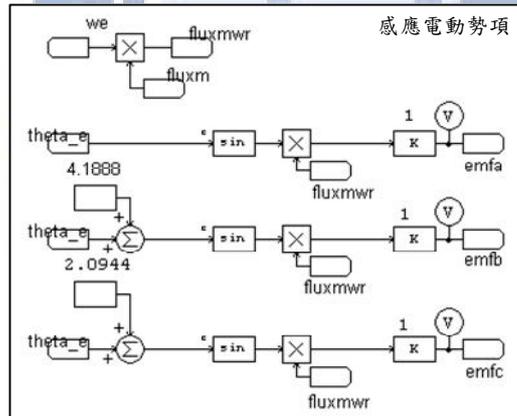
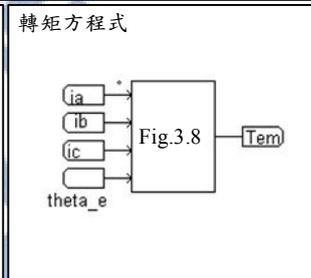
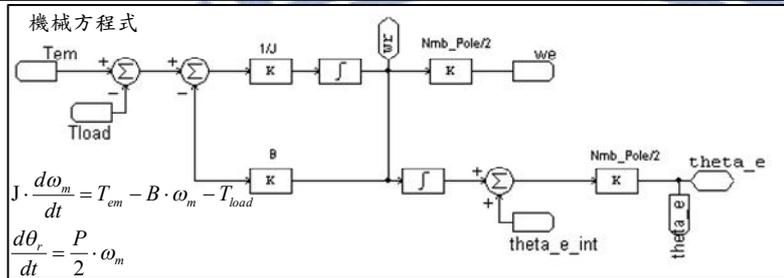
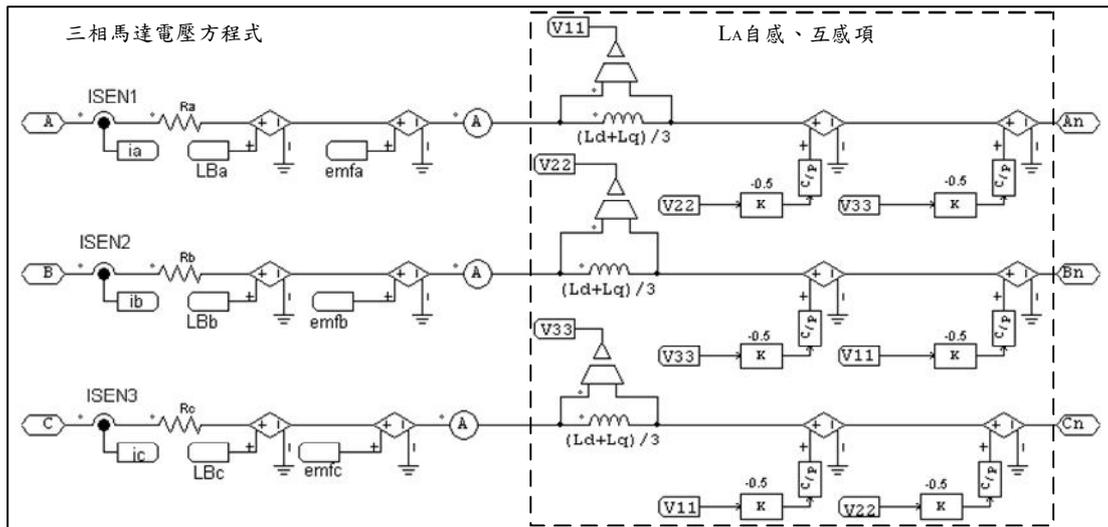


圖 3.9 三相永磁同步馬達模型模擬等效電路圖

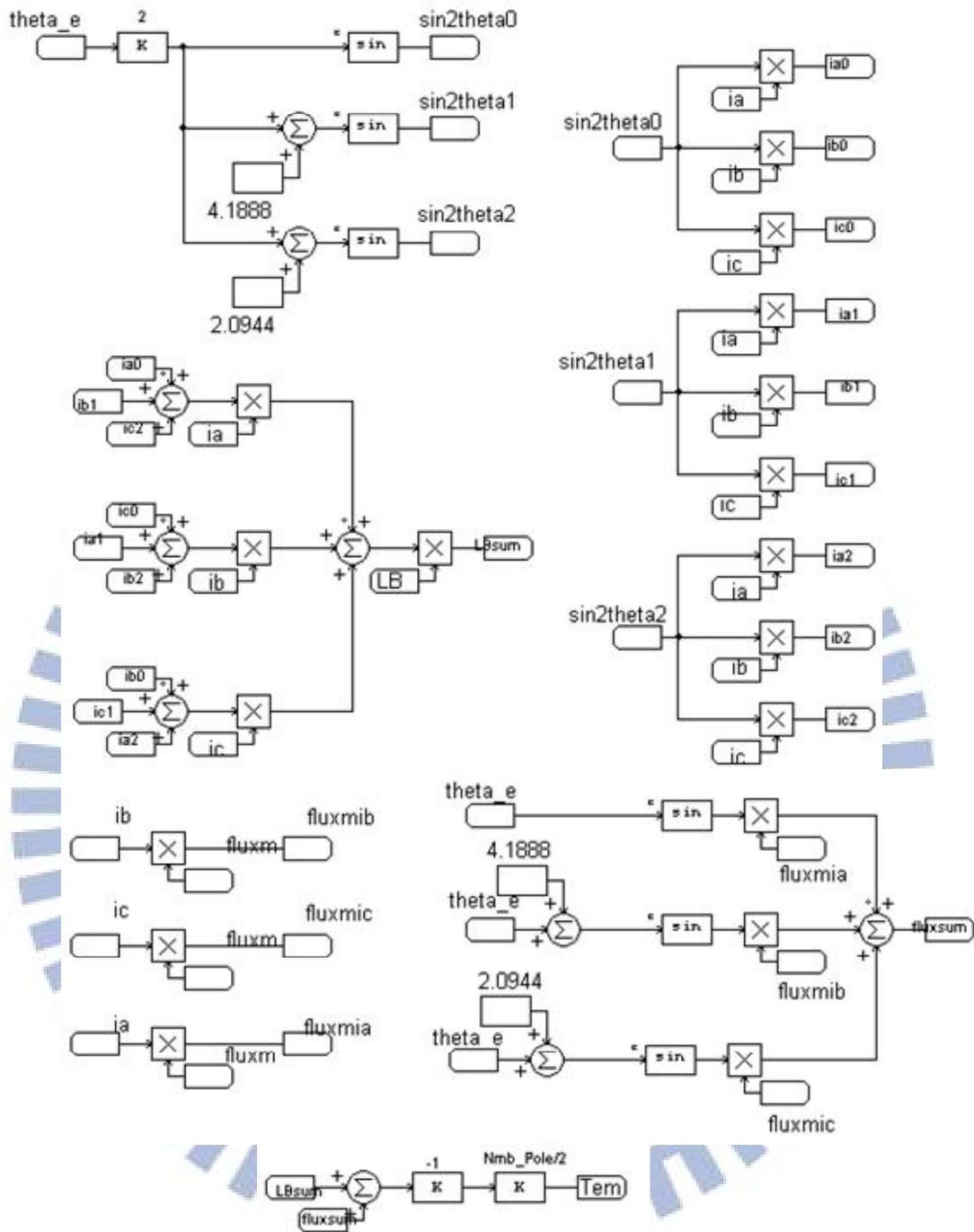


圖 3.10 轉矩方程式模擬電路圖

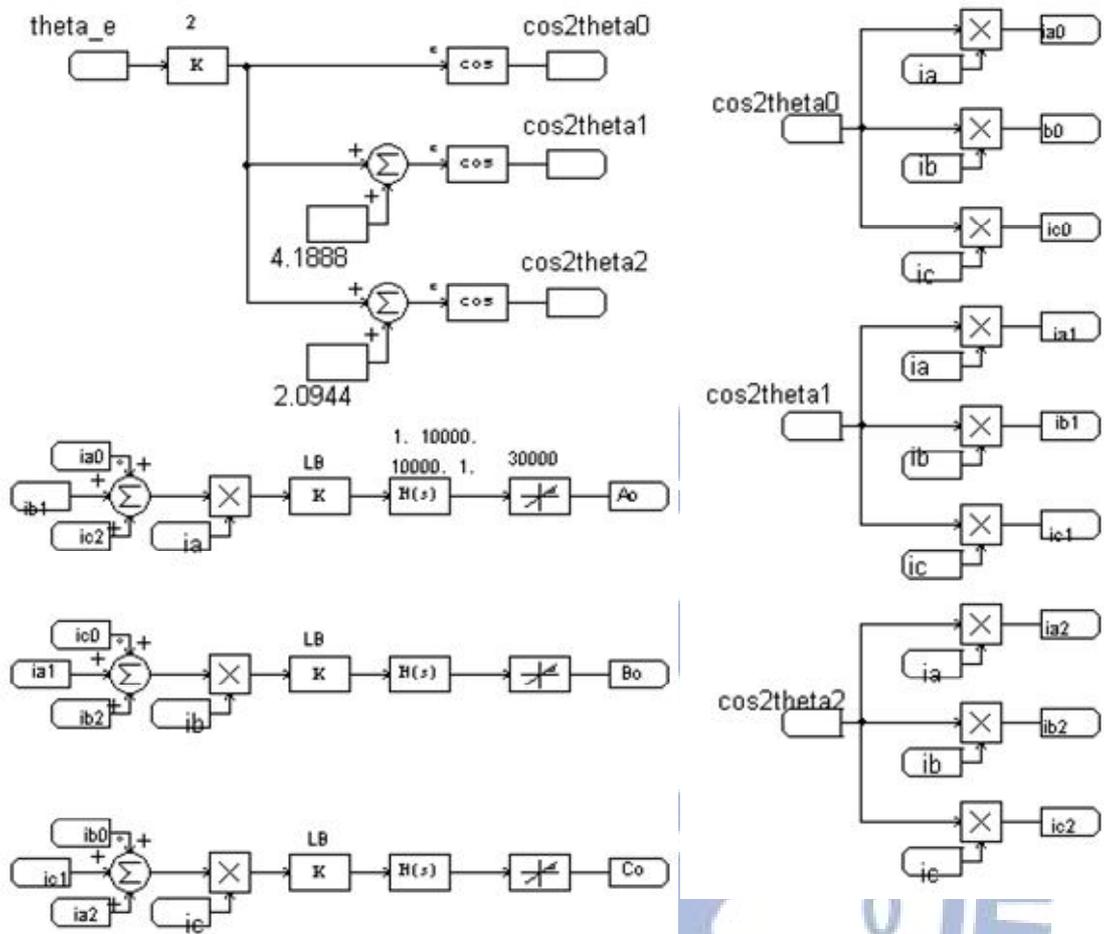


圖 3.11 L_B 互感項模擬電路圖

3.2.2 馬達開路故障偵測模擬

依據圖 2.11 之馬達開路故障控制架構圖，所建立的控制模擬電路如圖 3.12 所示，其中包含反流器、三相永磁馬達等效模型、速度迴路與故障偵測等部份。

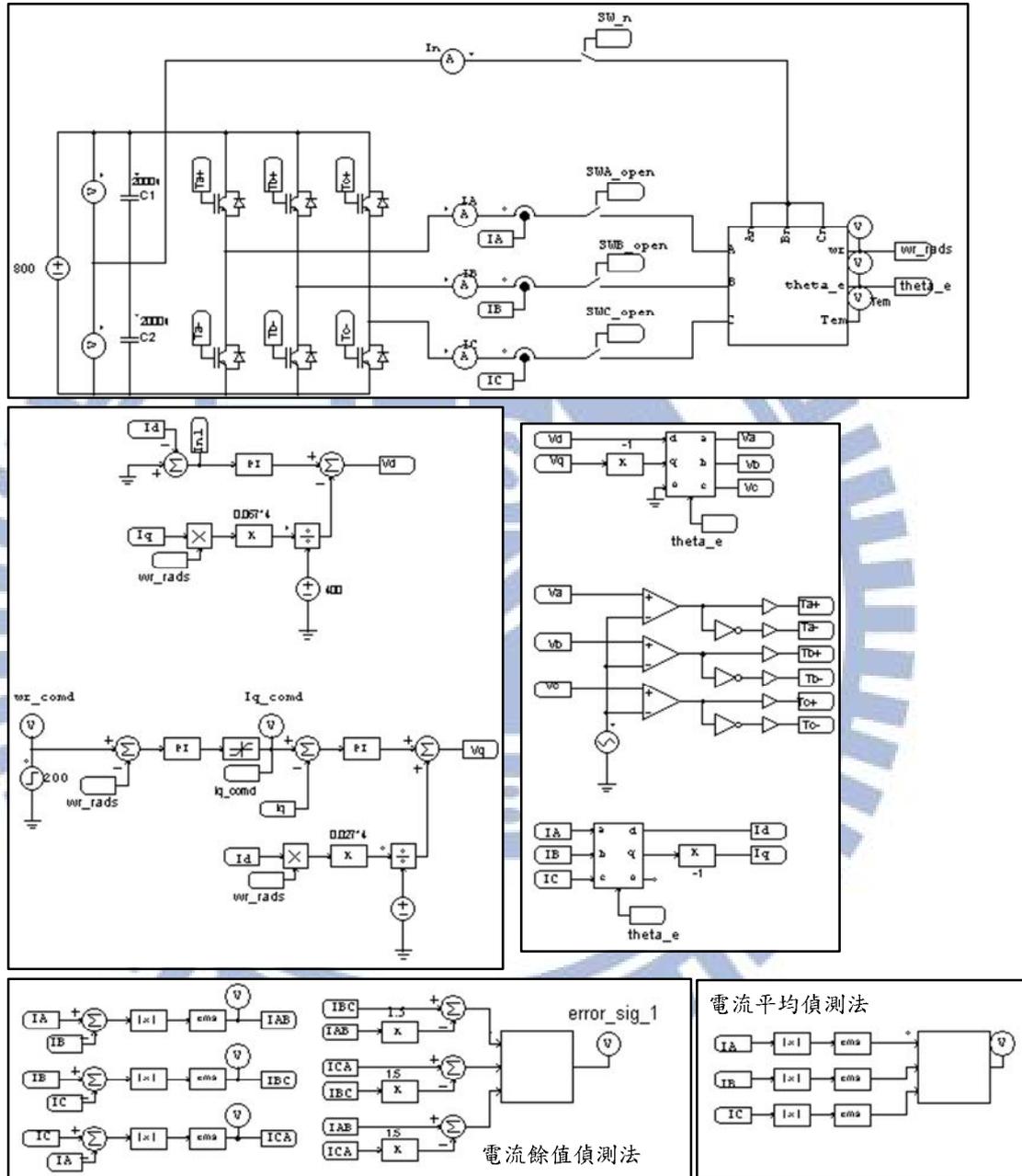


圖 3.12 三相永磁同步馬達開路故障模擬電路圖

3.2.3 平均電流偵測法偵測錯誤區域

N 固定(不隨轉速變動)

前一節提到說當取樣個數 N 為定值，其偵測錯誤區域會隨著取樣計算週期的縮短而變大，偵測準確性降低，如圖 3.4 所示，接下來將驗證此偵測方法之錯誤偵測區域。

圖 3.13 模擬當馬達之轉速、轉矩同時下降，觀察在不同 N 時，偵測錯誤區域的變化，所使用的馬達控制參數為 $P=8$ 、 $T_s=0.08ms$ 、 $\omega_{r, rated}=2000rpm$ 。當

$N = \frac{60}{PT_s \omega_{r, rated}} = 47$ 時，其轉速降低到 0.2 倍的額定轉速時發生錯誤偵測，而當 $N = \frac{15}{PT_s \omega_{r, rated}} = 12$ 時，其轉矩則降低至 0.55 倍的額定轉速時便發生偵測錯誤之現象。

由此可知當使用取樣個數 N 固定之平均電流偵測法時，隨著計算區間的縮短，此偵測方法的錯誤偵測區域也會隨之增加，故在馬達以低轉矩及低轉速的運作下，會發生判斷錯誤的情況，此模擬結果與前一節所推導的結果相同。

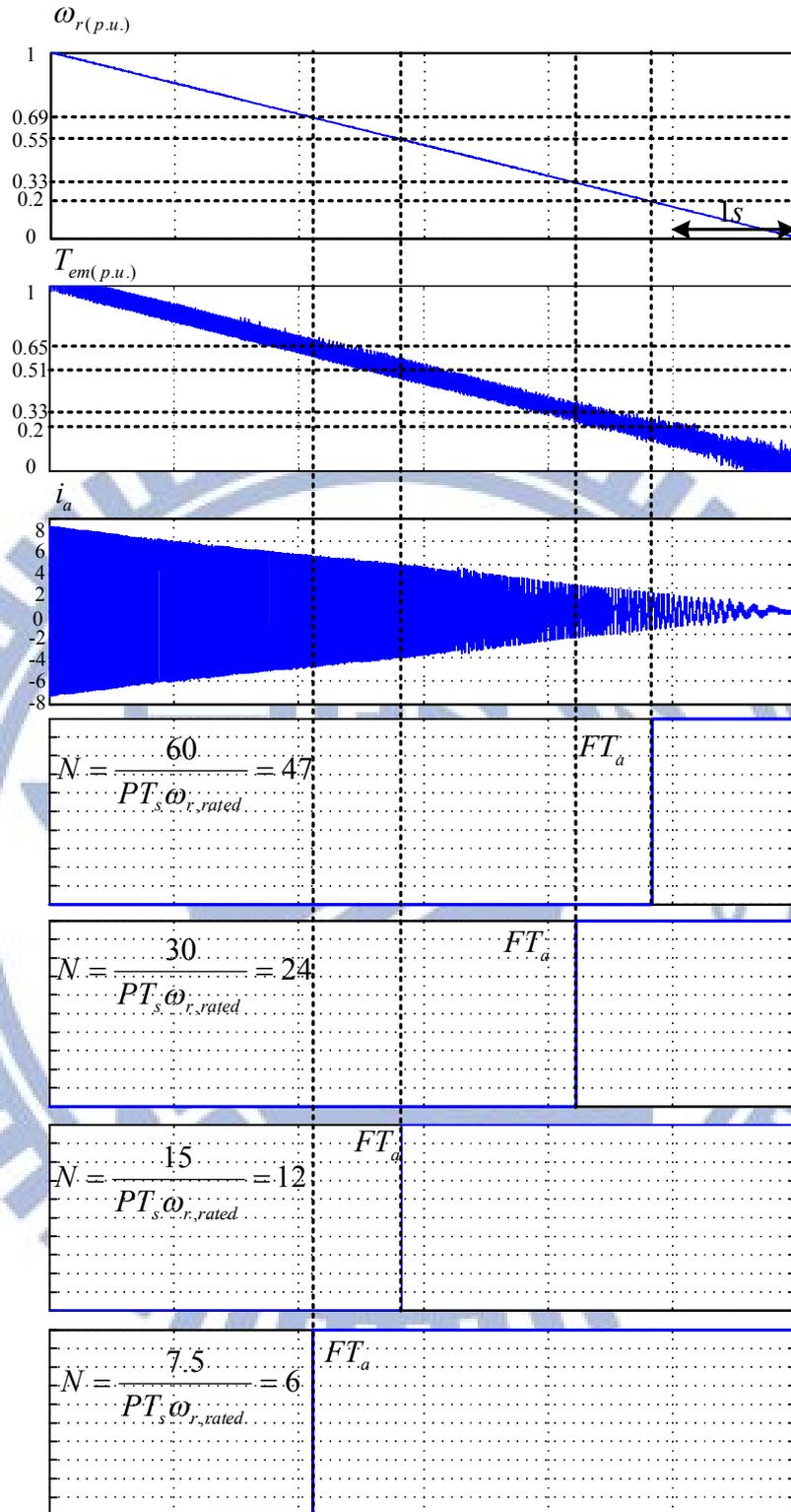


圖 3.13 轉速、轉矩波形與不同 N 值下的故障偵測訊號

N 可變(隨轉速變動)

前一節提到說當取樣個數 N 可依據轉速而改變時，其偵測錯誤區域會隨著取樣週期的縮短而變大，偵測準確性降低，如圖 3.5 所示。

圖 3.14 模擬當馬達之轉矩下降，並且將轉速設定在不同的值下，觀察在不同轉速時，偵測錯誤區域的變化。當 $N = \frac{60}{\omega_r PT_s} = 47$ 時，其轉矩降低到 0.05 倍的額定轉矩時發生錯誤偵測，而當 $N = \frac{15}{\omega_r PT_s} = 12$ 時，其轉矩則降低至 0.29 倍的額定轉矩時便發生偵測錯誤之現象，由此可知當馬達操作在相同的轉矩之下，隨著 N 的縮小，其故障偵測的錯誤率便相對提高了。並且在低轉矩的情況下，會發生判斷錯誤的情況。



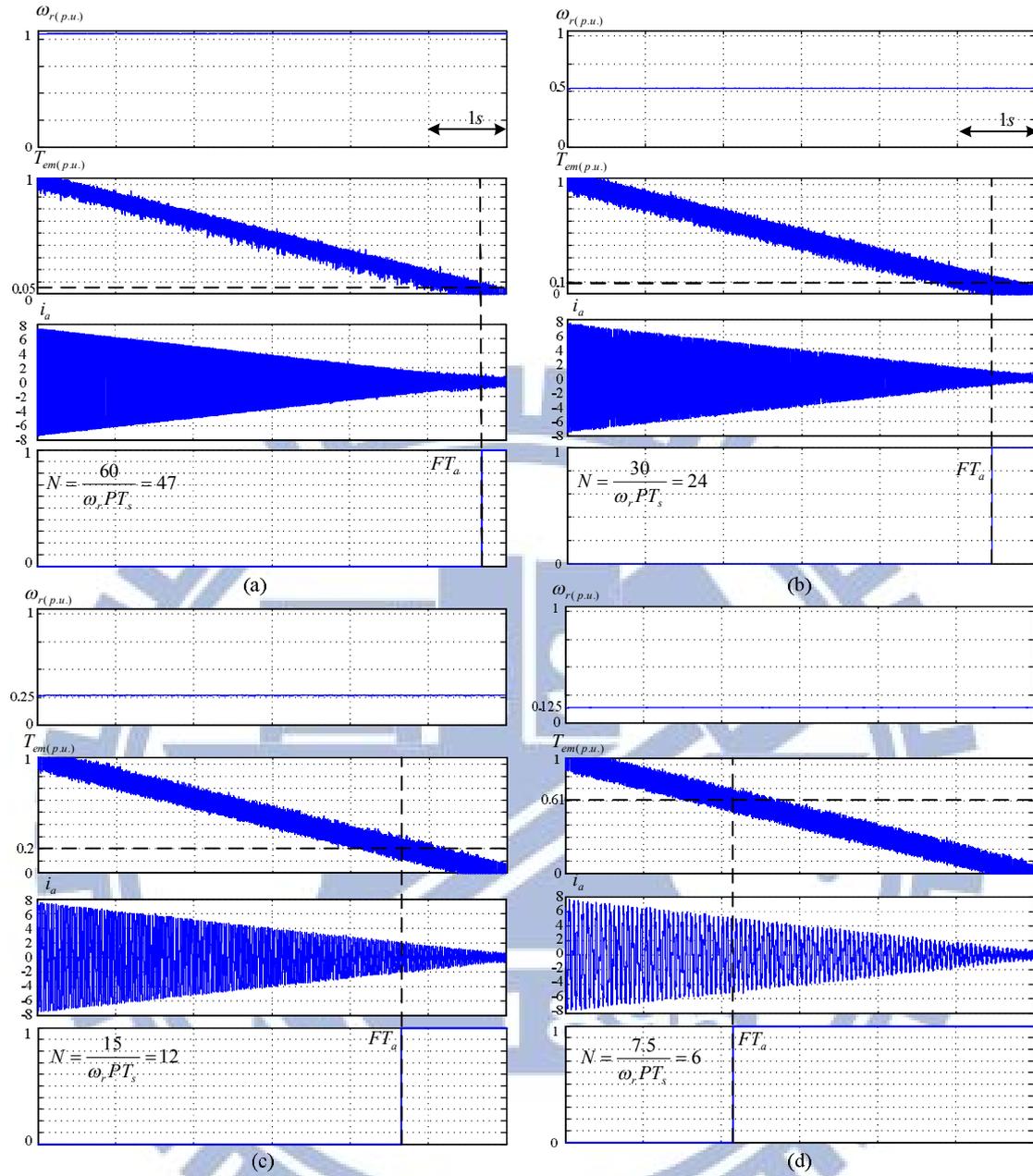


圖 3.14 N 隨轉速變化下之故障偵測掃描
 (a) 2000rpm (b) 1000rpm (c) 500rpm (d) 250rpm

3.2.4 電流餘值偵測法偵測錯誤區域

前一節所提到的電流餘值偵測法會隨著 K 值的縮小使得偵測精確度降低，本節將選定不同之 K 進行模擬，一開始將馬達操作於額定轉速，之後慢慢降低轉速，觀測此偵測方法是否隨著轉速之降低而發生錯誤的故障判斷。圖 3.15 為偵測故障訊號在不同 K 值下的模擬結果($T_s = 3.7ms$)，此時馬達轉速呈現線性下降的趨勢，對應前一節所提之圖 3.8，在不同 K 值下，故障偵測錯誤區域會有所不同，當 K 值漸增加時，所對應的故障偵測錯誤區域也隨之縮小。如下圖中當 $K = 1.1$ 時，轉速在額定轉速的 0.86 倍以下時，便開始產生錯誤偵測，而在 $K = 1.5$ 時，轉速在額定轉速的 0.52 倍以下才出現錯誤偵測，可知當 K 增加時，較不容易出現錯誤之故障偵測。



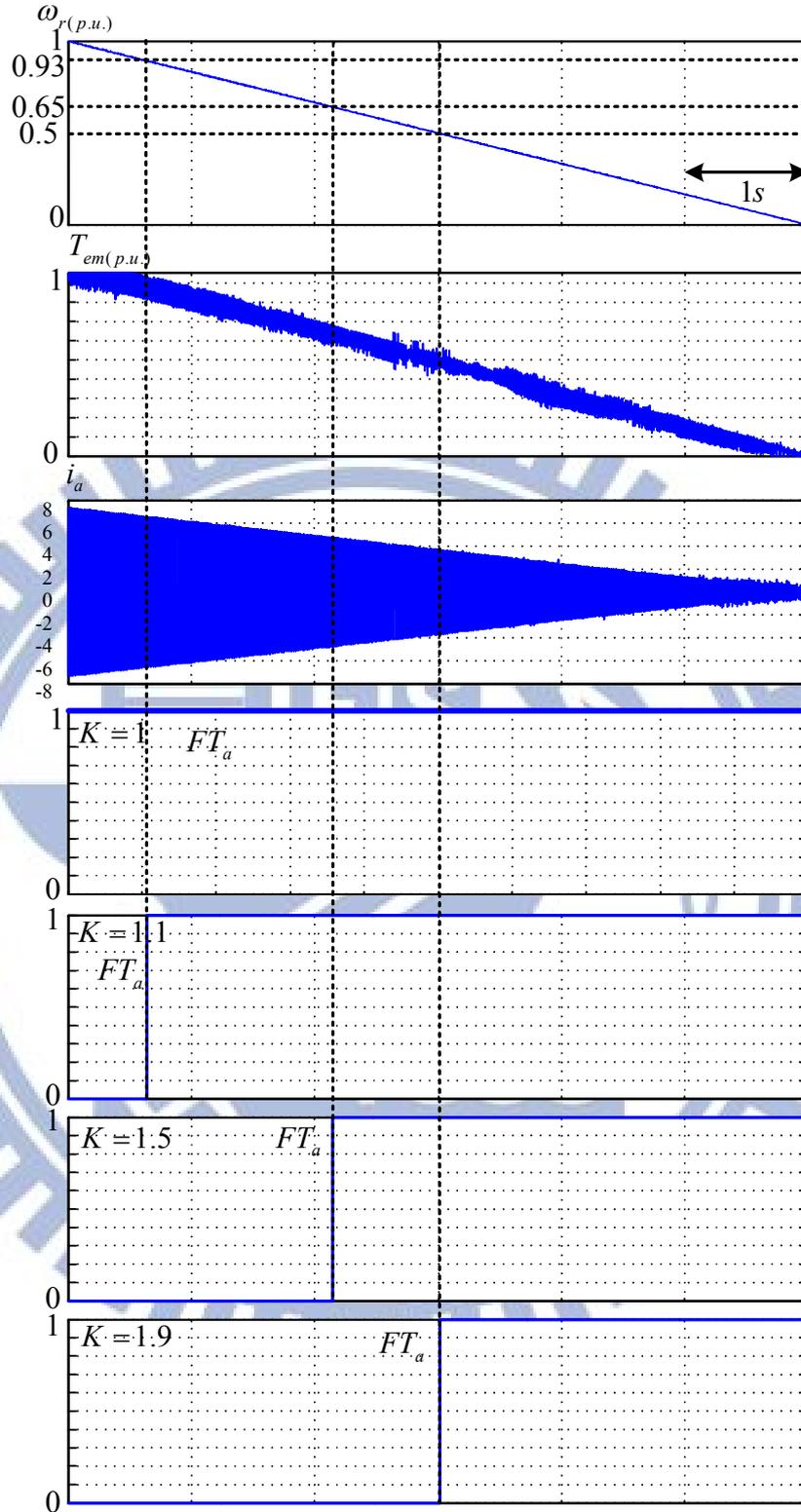


圖 3.15 轉速波形與不同 K 值下之故障偵測訊號

3.2.5 電流平均偵測法偵測模擬

先前利用電流平均偵測法模擬出了在不同取樣個數下之偵測錯誤區域，本段落將馬達控制於額定轉速及額定轉矩下，來比較當馬達線圈發生開路故障時位於不同取樣個數時故障偵測速度快慢。

當取樣個數 $N = \frac{60}{PT_s \omega_{r, rated}} = 47$ 時，開路故障發生至系統偵測出故障訊號期間大約經過了 3.64ms，而當 $N = \frac{30}{PT_s \omega_{r, rated}} = 24$ 時，大約只需 1.8ms 即可偵測出故障發生，故隨著取樣週期的縮短，偵測出故障的速度也隨之變快，如圖 3.16 所示。

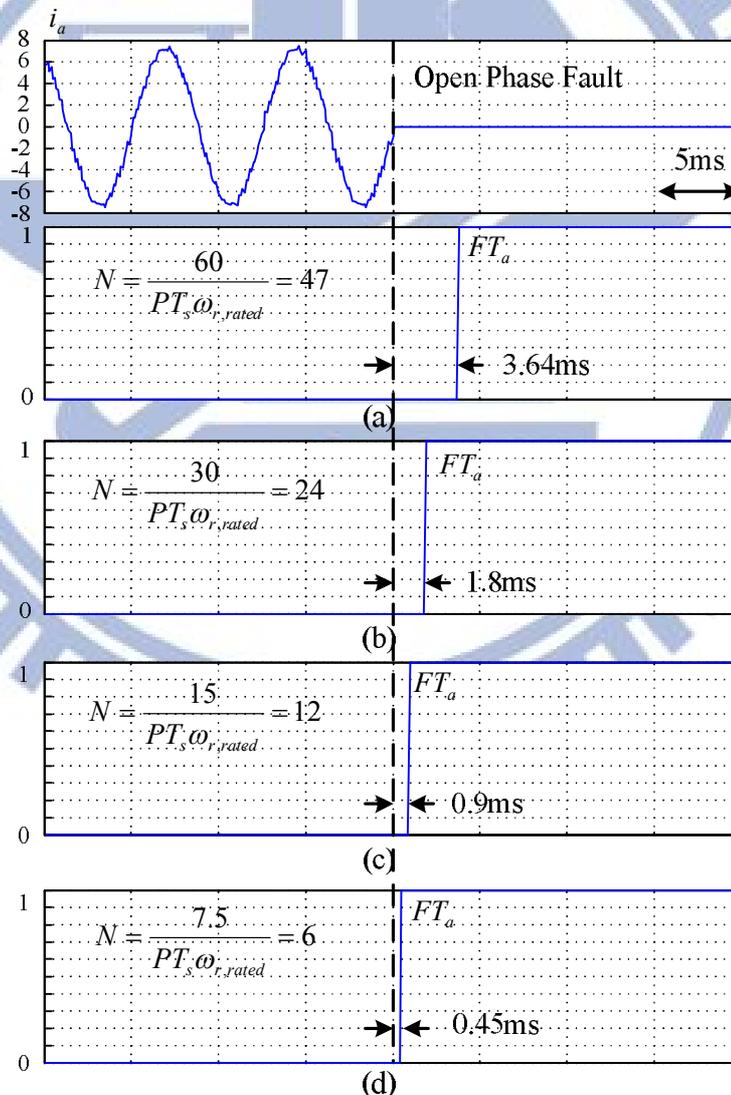


圖 3.16 平均電流偵測法在不同固定取樣個數 N 下之偵測速度
(a) $N = 47$ (b) $N = 24$ (c) $N = 12$ (d) $N = 6$

3.2.6 電流餘值偵測法偵測模擬

先前利用電流餘值偵測法模擬出了在不同取樣個數下之偵測錯誤區域，本段落將馬達控制於額定轉速及額定轉矩下，來比較當馬達線圈發生開路故障時位於不同取樣個數時故障偵測速度快慢。

由圖 3.17 可以看出，縱使 K 值變大，此偵測法之故障偵測時間依舊不變，故此方法之偵測快慢並不受 K 值之影響，並且與電流平均偵測法之故障偵測速度相差不大。

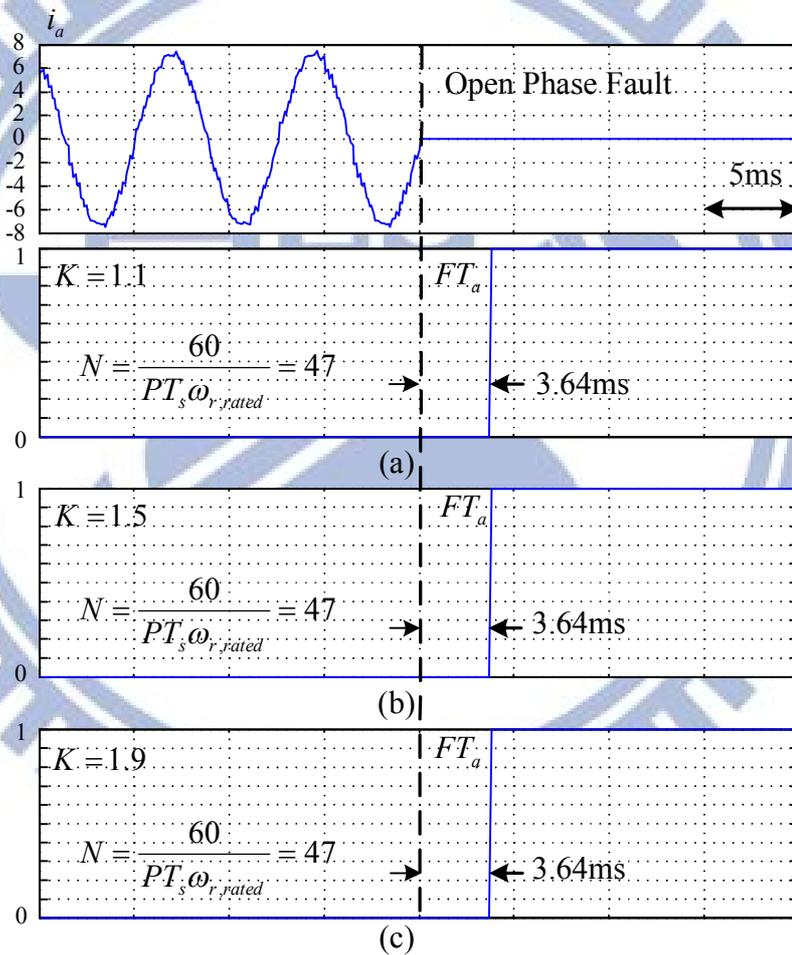


圖 3.17 電流餘值偵測法在不同 K 值下之偵測速度

(a) $K = 1.1$ (b) $K = 1.5$ (c) $K = 1.9$

3.3 開路故障過渡控制模擬

前一節介紹了兩種不同的故障偵測方法，當系統經由這兩種偵測方法偵測出故障發生後，將馬達的中性點 n 連接至前端電源側之兩顆電容中點 o ，由第二章的推導結果可知，馬達在單相開路故障發生後轉速以及轉矩會產生漣波，而將中性點連接至電容中點後，可以有效的抑制漣波的產生，使馬達運轉穩定，故本節將採取此種控制方法，模擬馬達開路故障後的控制。

圖 3.18 中顯示了當馬達中性點尚未連接電源側之電容中點時轉速以及轉矩的漣波相當大，而在圖 3.19 中則由前一節所提之故障偵測法偵測出故障發生，控制馬達中性點連接至電容中點，其間之故障偵測經過了 3.64ms，可以看出此過渡控制方法明顯改善了轉速以及轉矩的漣波大小。

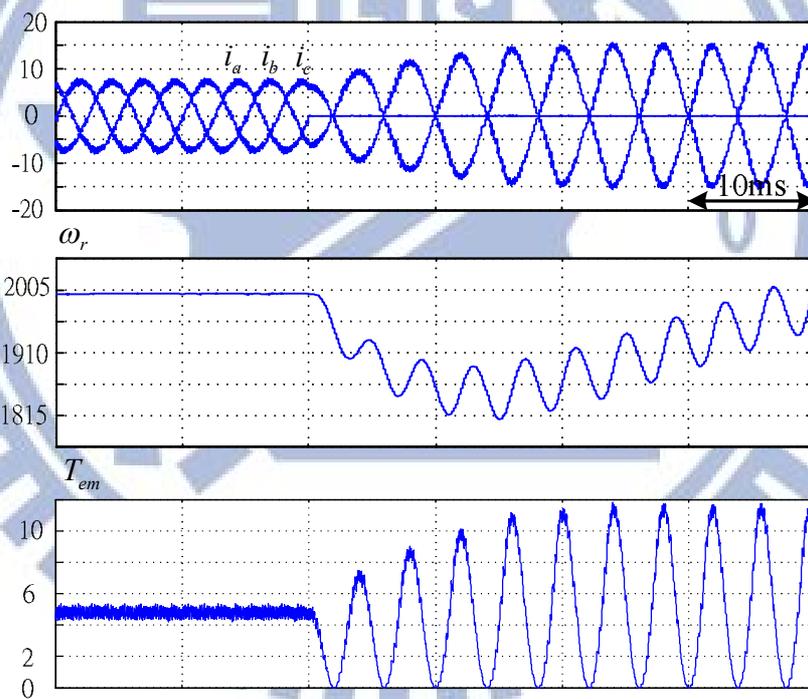


圖 3.18 馬達中性點未連接電容中點時之轉速及轉矩

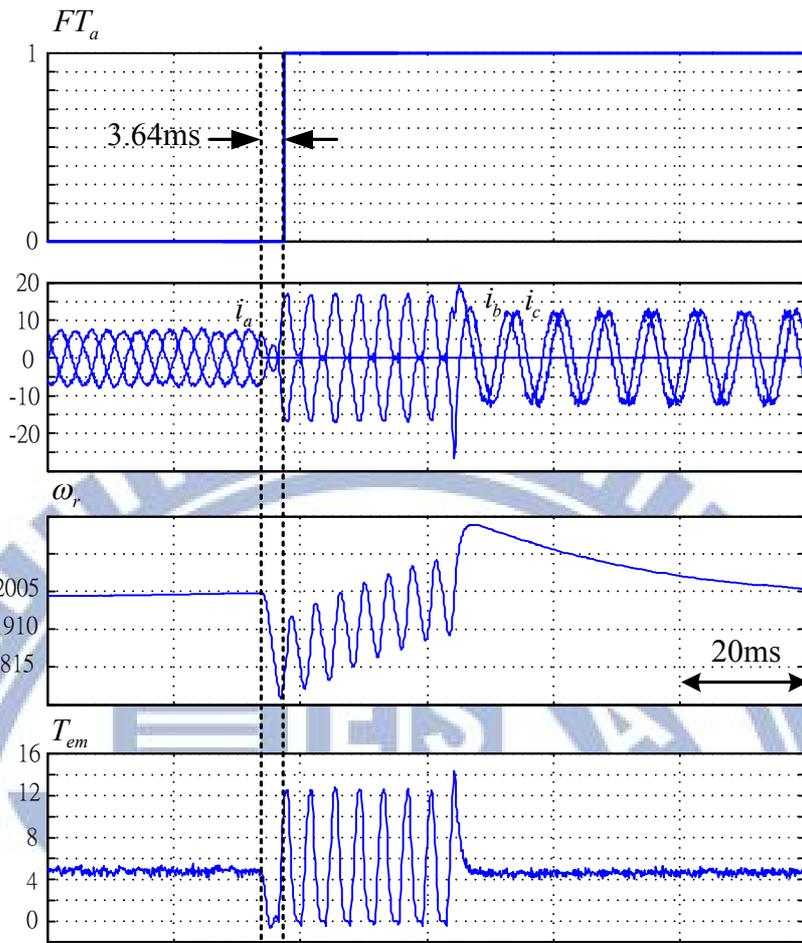


圖 3.19 馬達中性點連接電容中點時之轉速及轉矩

第四章

實作電路與結果

4.1 實作電路

4.1.1 實作電路架構與平台

本論文之開路故障偵測與控制實作，以 Xilinx 公司的 Spartan3 XC3S400 為實現開路故障偵測之控制平台。主要包括了兩個三相八極永磁同步馬達、控制電路有線圈開路電路、驅動電路及由開關元件 IGBT 所組成之反流器電路，實作上的控制架構如圖 4.1 所示。線圈開路控制電路由 FPGA 產生 SW_a 、 SW_n 訊號控制繼電器(Relay)G5PA-1-8，進而控制繼電器 S-P21，達到線圈開路的控制。數位類比轉換電路是對電流命令及實際電流進行觀察，了解馬達實際電流是否達到電流命令。開關驅動電路自 FPGA 接收六個開關訊號，進行隔離放大，用以驅動開關元件 IGBT。

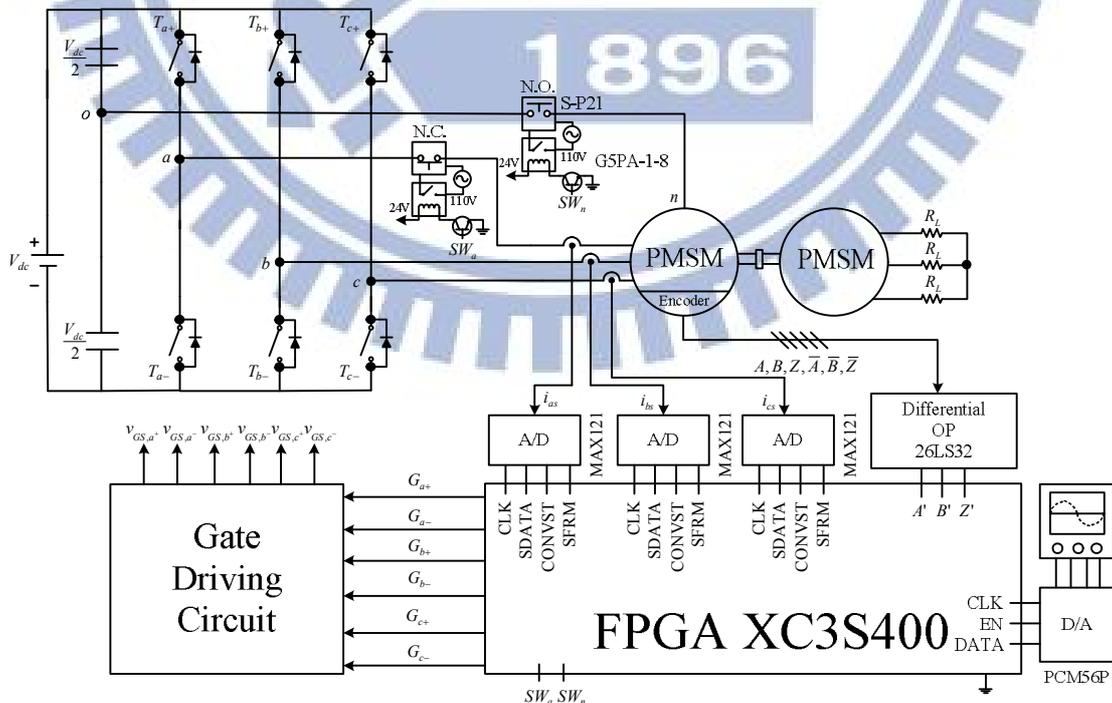


圖 4.1 實作整體架構

實際實作電路照片如圖 4.2 所示。實作電路分成四層，最底層為 IGBT 元件開關電路，上一層為開關驅動電路，第二層為數位類比轉換電路，最上層為 FPGA 控制板，照片左下角為實作時模擬開路故障所使用之繼電器。

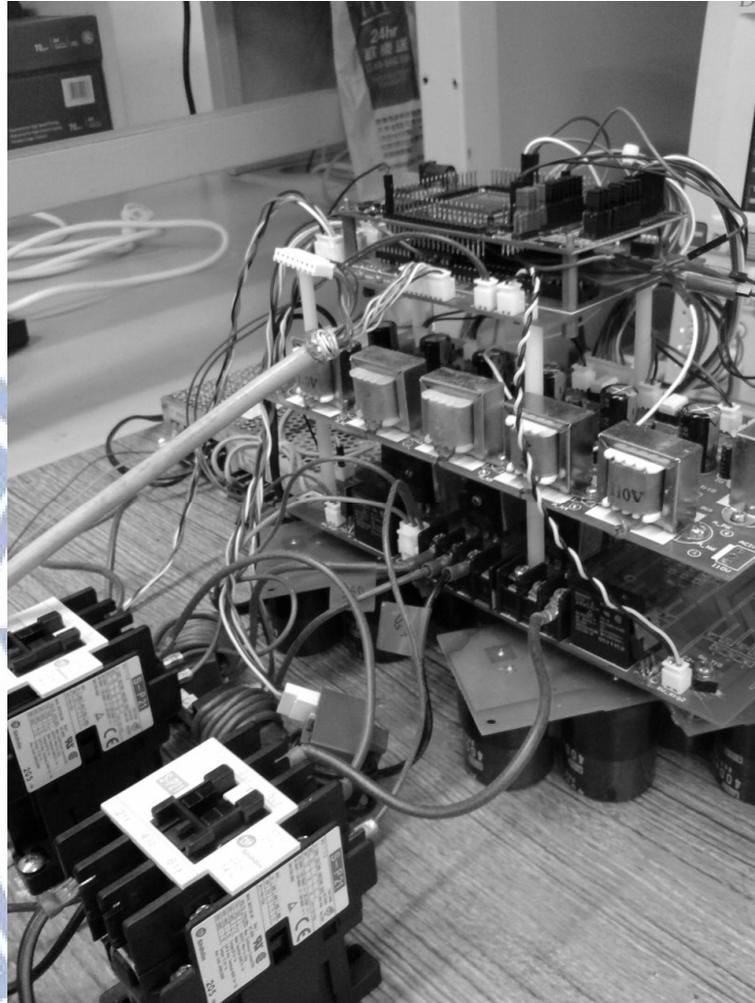


圖 4.2 實作電路照片

圖 4.3 為本實作所使用馬達連接圖，共有兩組馬達。一組為驅動馬達，經由反流器輸出電壓使得驅動馬達轉動，另一組為發電端馬達，外接負載電阻 200Ω Y 接。

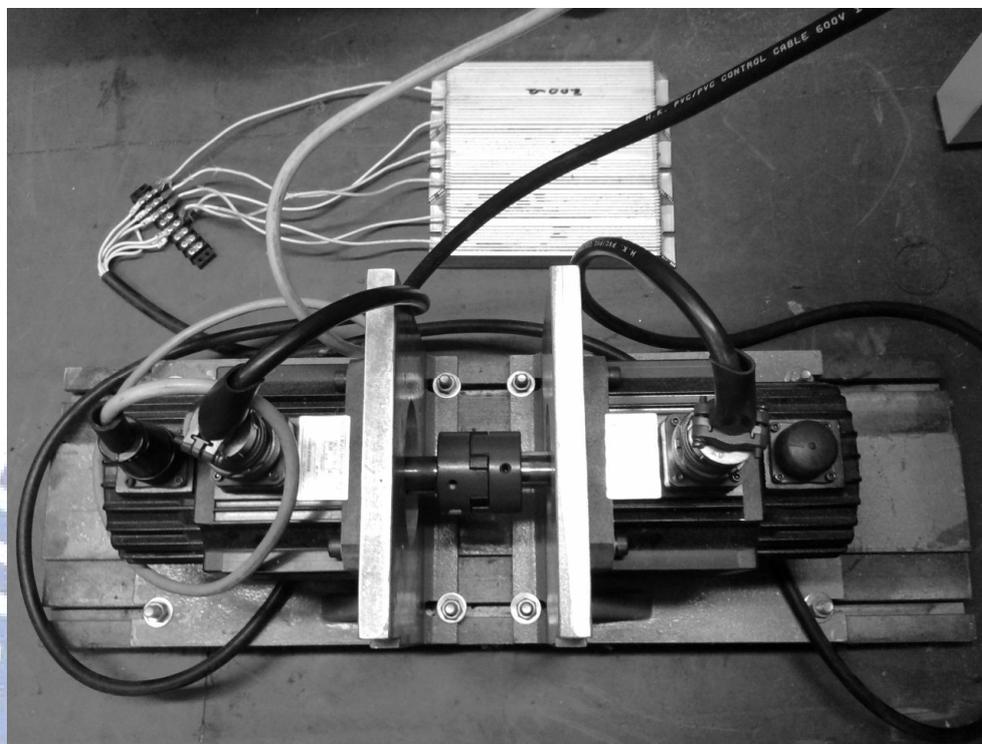


圖 4.3 實作馬達照片

表 4.1 為本次實作之相關參數，其中直流鏈電壓選用 300V、電源側之電容為 1880 μF 兩顆串聯、三角波頻率選用 12.5kHz、負載電阻選用 200Ω Y 接、額定電流峰值為 7.78A。

表 4.1 實作相關參數

直流鏈電壓	$V_{dc} = 300V$
電源側電容值	1880 μF *2
三角波頻率	$f_{tri} = 12.5kHz$
R_L	200 Ω
I_{base}	7.78A

4.1.2 開關驅動電路

一般控制器無法直接推動主電路之開關，均會在控制電路與主電路之間再加入開極驅動電路，為了安全起見，開極驅動電路會加入光耦合 IC，使主電路和控制電路隔離，萬一主電路燒毀時不會影響至控制電路。

如圖 4.4 所示，由 FPGA 設計好的 PWM 開關訊號連結到開關驅動電路，用以驅動主電路中的 Power MOS 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。

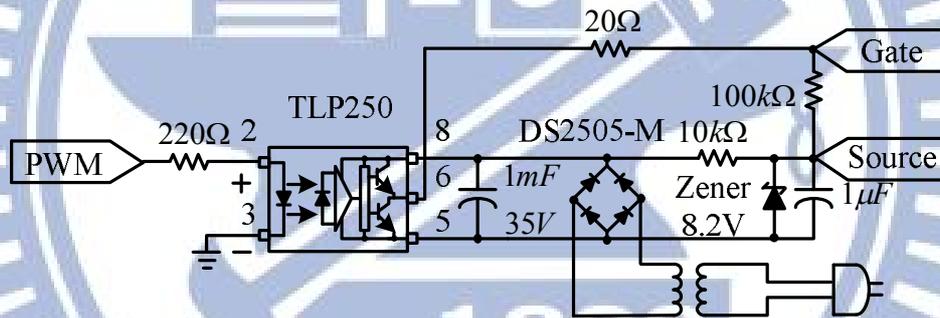


圖 4.4 開關驅動電路

4.1.2 編碼器轉換電路

由於此控制架構需要馬達編碼器的訊號，而其輸出容易被馬達運作時之雜訊所影響，所以在 FPGA 發展版接收訊號前，需經過轉換電路處理，使用差動放大電路 IC 2632 為一常見於編碼器訊號處理的手段。此 IC 的主要作用是藉由一組相互反向的輸入訊號相減取其差值為輸出，將輸入訊號所混入的環境雜訊相消掉來取得真正的訊號，對於一般的環境雜訊而言有著顯著的效果存在。馬達其編碼器在每一相上均輸出兩組訊號，分別為訊號及訊號的反相。把此兩組訊號接到 IC 2632 特定腳位作為輸入，如此經由 IC 處理訊號後可以取得一組理想的輸出訊號。故在本實作中馬達編碼器採用搭配 IC 2632，經 IC 2632 輸出除雜訊後的編碼器訊號送至 FPGA 發展版。而各組訊號及輸入腳位與輸出腳位如下圖 4.5 所示。

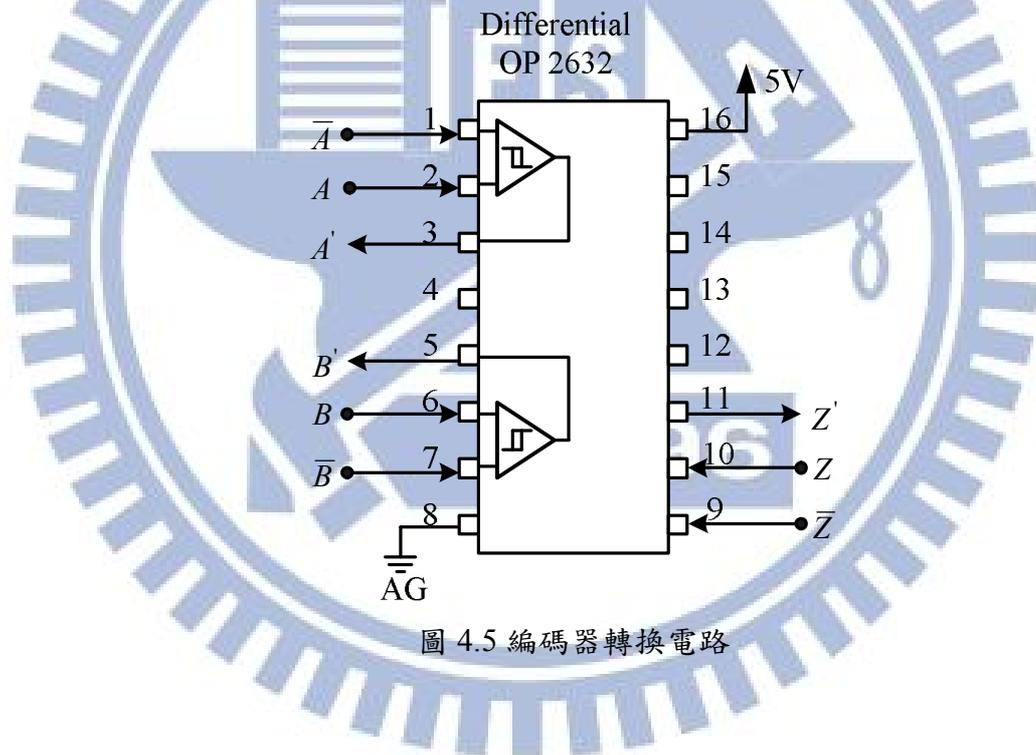


圖 4.5 編碼器轉換電路

4.1.3 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，經由轉換後存入 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，電路圖如 4.6(a)所示。D/A 轉換電路組成如圖 4.6(b)所示。首先由 FPGA 內部的 D/A 模組輸出電流命令以及欲觀察的訊號至數位類比轉換 IC PCM56，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之電流命令；以及暫態下時，FPGA 內部各暫存器數值。

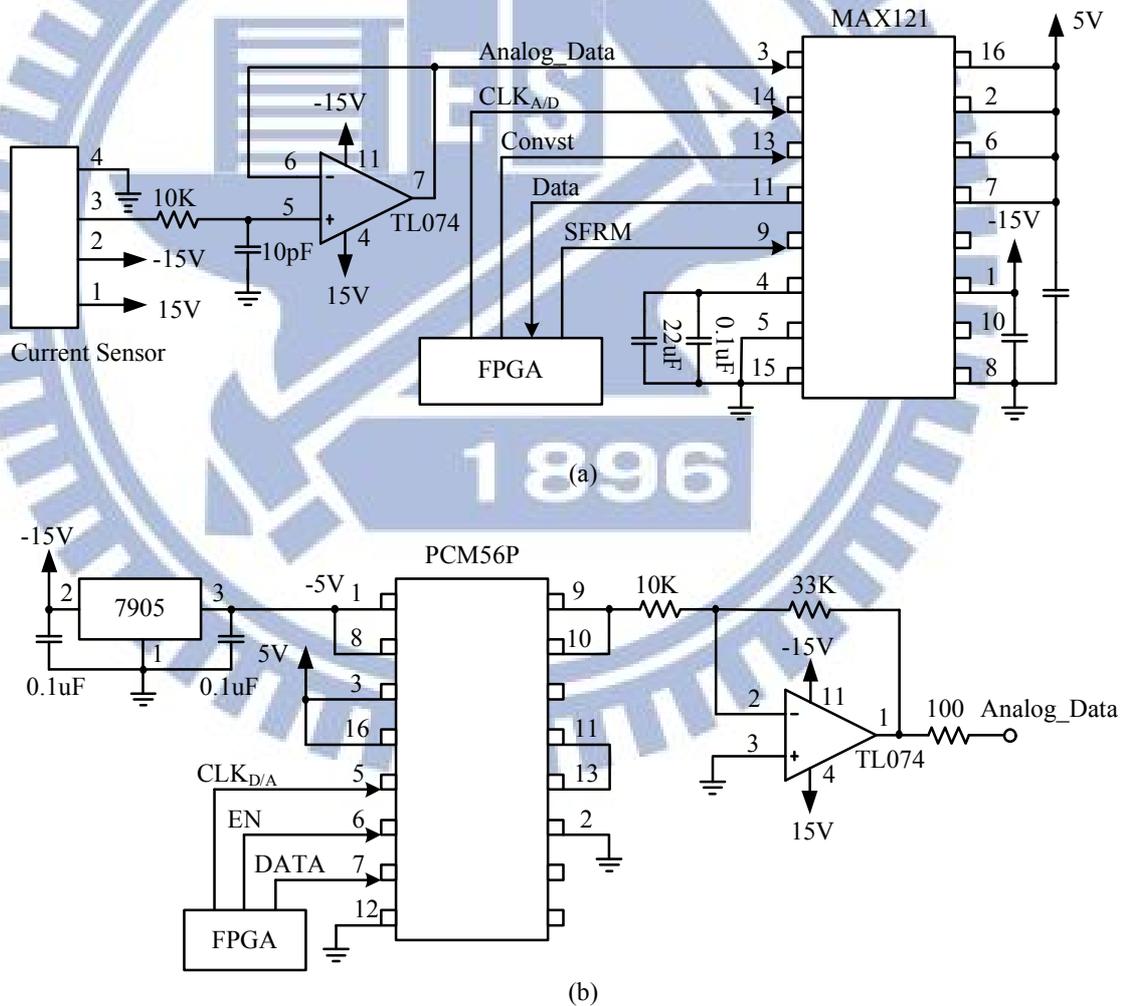


圖 4.6 數位類比轉換電路
(a)A/D 轉換電路(b)D/A 轉換電路

4.2 馬達開路故障偵測實作

4.2.1 平均電流偵測法錯誤偵測實作

為了驗證先前第三章所提到的錯誤偵測區域，將馬達轉速在 7 秒內由 2000rpm 隨時間下降至 0rpm，並且實作在不同負載電阻時之錯誤偵測區域變化。圖 4.7 及圖 4.8 觀察在固定取樣數 N 分別設為 47、24、12 以及 6，並且負載電阻分別為 200Ω Y 接以及 100Ω Y 接之故障偵測圖。可以看出當固定取樣個數 N 越小時，其錯誤偵測發生的時機也就越早，代表其正確故障偵測區域越小。

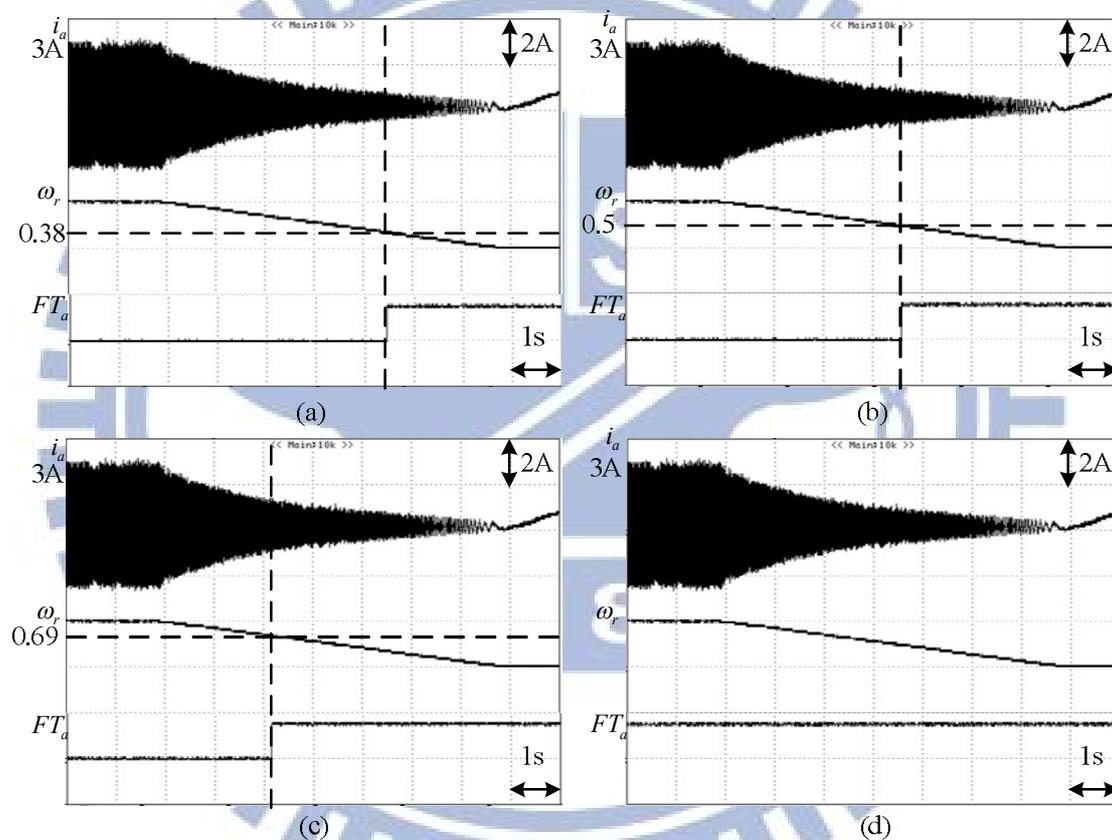


圖 4.7 平均電流偵測法之錯誤偵測區域($R_L = 200\Omega$)

(a) $N = 47, I_{th} = 0.34(A)$ (b) $N = 24, I_{th} = 0.34(A)$

(c) $N = 12, I_{th} = 0.34(A)$ (d) $N = 6, I_{th} = 0.34(A)$

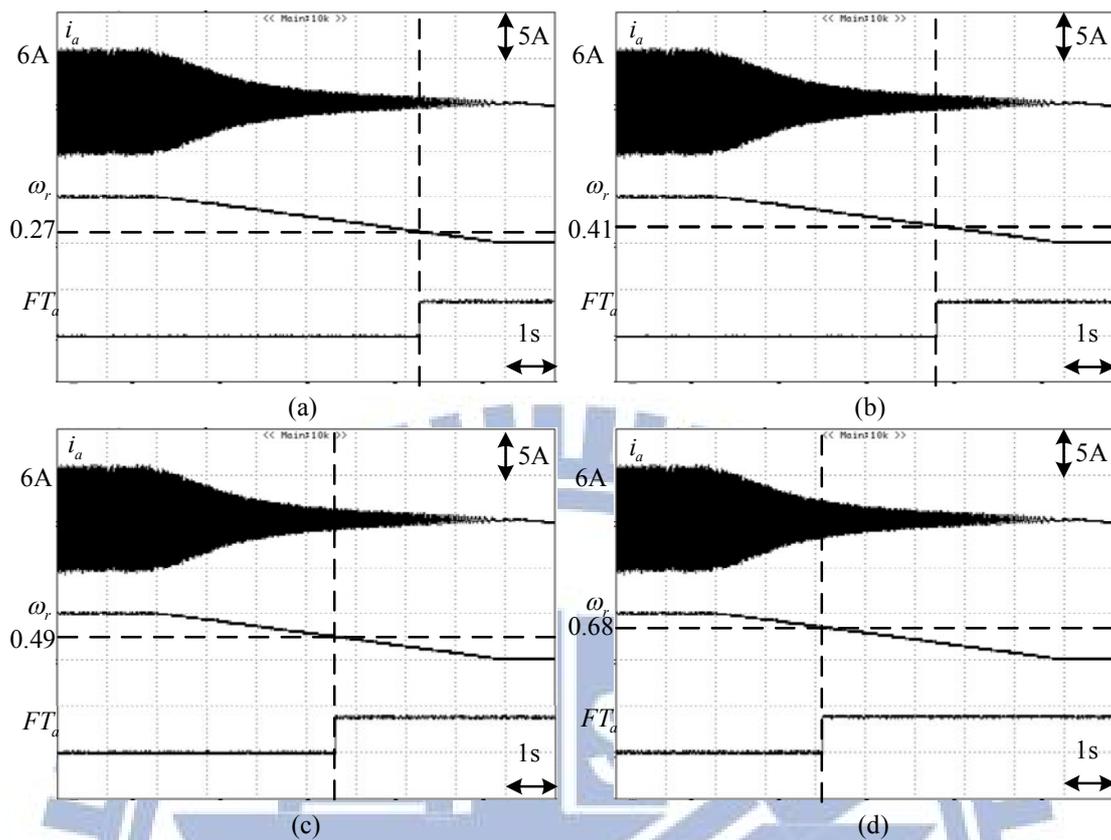


圖 4.8 平均電流偵測法之錯誤偵測區域($R_L = 100\Omega$)

(a) $N = 47, I_{th} = 0.34(A)$ (b) $N = 24, I_{th} = 0.34(A)$

(c) $N = 12, I_{th} = 0.34(A)$ (d) $N = 6, I_{th} = 0.34(A)$

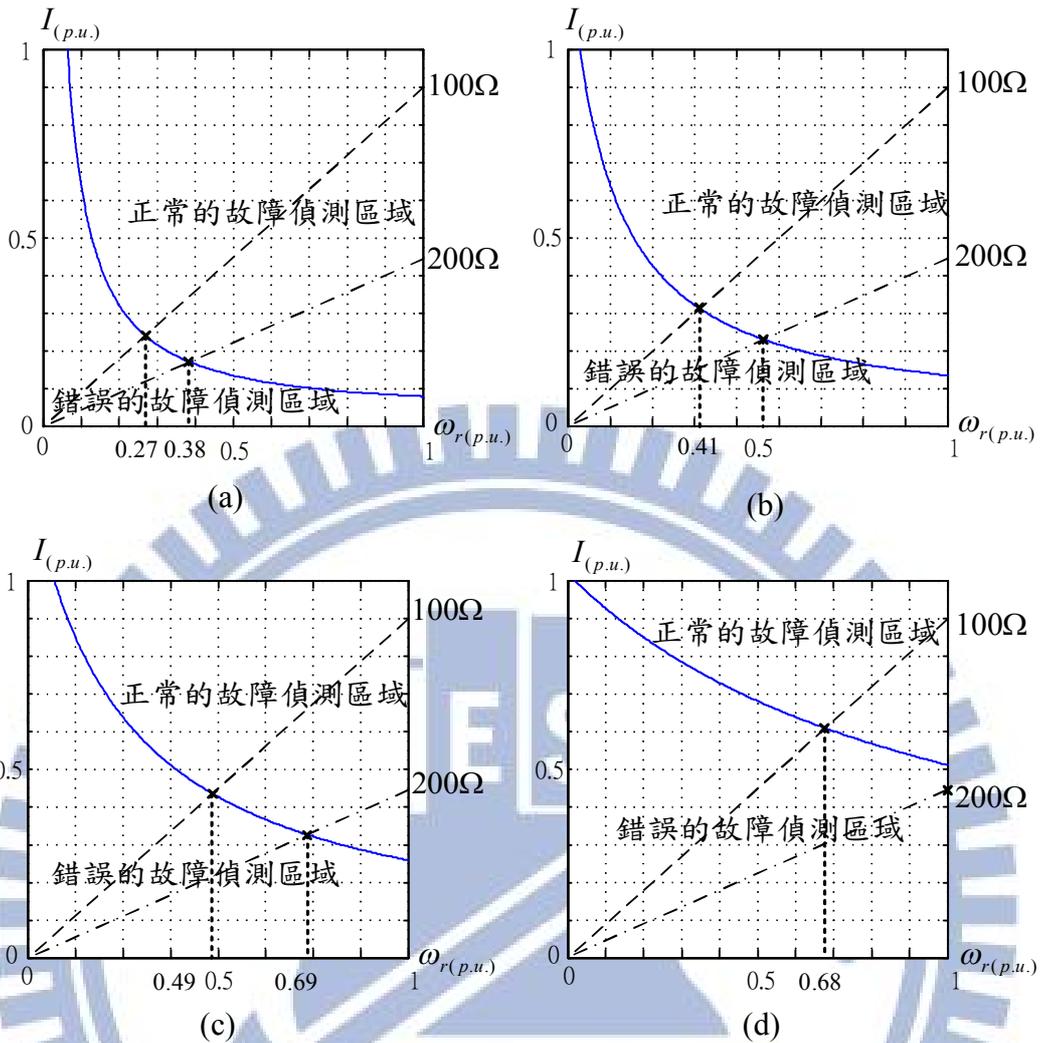


圖 4.9 平均電流偵測法之錯誤偵測區域驗證

(a) $N = 47, I_{th} = 0.34(A)$ (b) $N = 24, I_{th} = 0.34(A)$

(c) $N = 12, I_{th} = 0.34(A)$ (d) $N = 6, I_{th} = 0.34(A)$

圖 4.9 為在第三章中推導得到的平均電流偵測法之錯誤偵測區域圖，我們將利用此圖來驗證本節中平均電流偵測法實作之正確性，圖中兩條虛線分別代表使用負載電阻為 $200\Omega Y$ 接以及 $100\Omega Y$ 接時將轉速由額定轉速 2000rpm 下降至 0rpm 之虛線，如圖 4.9(a) 當固定取樣個數 $N = 47$ 時，在負載電阻為 200Ω 時，轉速下降至 0.38 倍之額定轉速，也就是 760rpm 時，便發生錯誤的故障偵測結果，虛線進入錯誤的故障偵測區域；在負載電阻為 100Ω 時，轉速下降至 0.27 倍之額定轉速，也就是 540rpm 時，便發生錯誤的故障偵測結果，虛線進入錯誤的故障偵測區域。將以上之推論結果與實作結果互相對照，可以驗證平均電流偵測法之錯誤偵測區域。

4.2.2 電流餘值偵測法錯誤偵測實作

由之前模擬結果可以知道將電流餘值偵測法之 K 值增加時，錯誤偵測之區域會縮小，而實際運用電流餘值偵測法其實作結果如圖所示，將馬達轉速隨時間降低，觀察不同 K 值下其錯誤偵測發生之位置，圖 4.10(a)為當 $K=1.1$ 時之偵測結果，其偵測錯誤區域發生於轉速小於0.9倍之額定轉速時；圖 4.10 (b)為當 $K=1.5$ 時之偵測結果，其偵測錯誤區域發生於轉速小於0.65倍之額定轉速時；圖 4.10 (c)為當 $K=1.9$ 時之偵測結果，其偵測錯誤區域發生於轉速小於0.5倍之額定轉速時。由以上之結果可知，當 K 值越小，則其能夠正常偵測故障的範圍也越小。將此圖與圖 3.8 相互對照，可以看出實作結果與理論值互相吻合，得以驗證電流餘值偵測法之錯誤偵測區域。

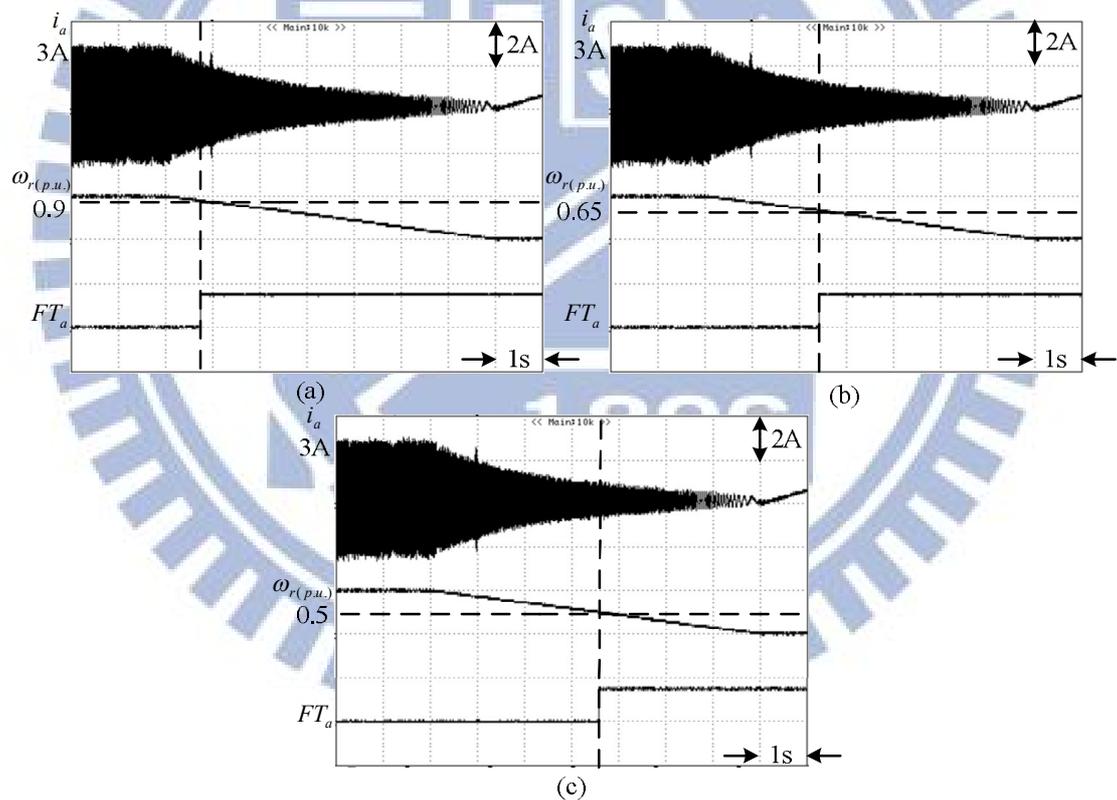


圖 4.10 電流餘值偵測法之錯誤偵測
(a) $K=1.1$ (b) $K=1.5$ (c) $K=1.9$

4.3 馬達開路故障過渡控制

4.3.1 平均電流偵測法實作

為了實現馬達線圈開路故障之情況，本論文實作部分將只針對 a 相線圈進行線圈開路，圖 4.11 為將馬達操作在 1000rpm 下運作之馬達三相電流波形以及故障偵測訊號，其中 i_a 、 i_b 、 i_c 各相差 120 度並且電流峰值為 1 安培。

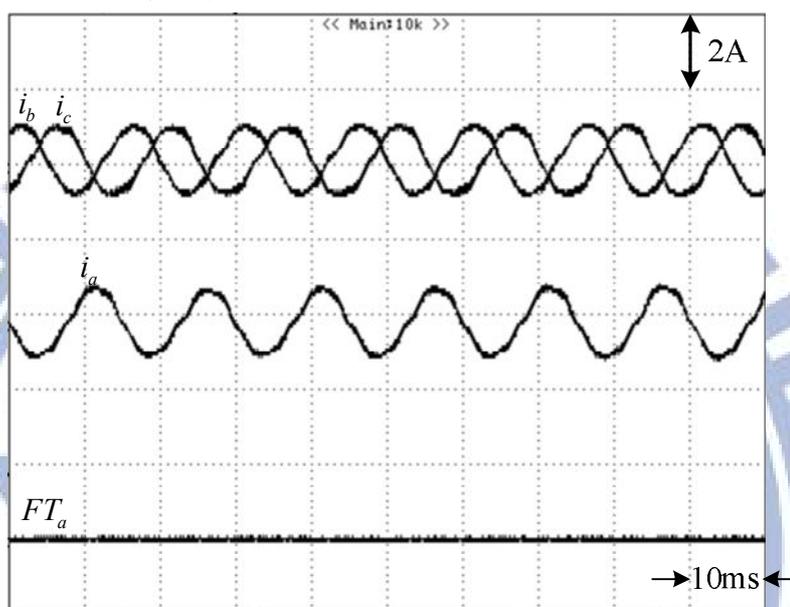
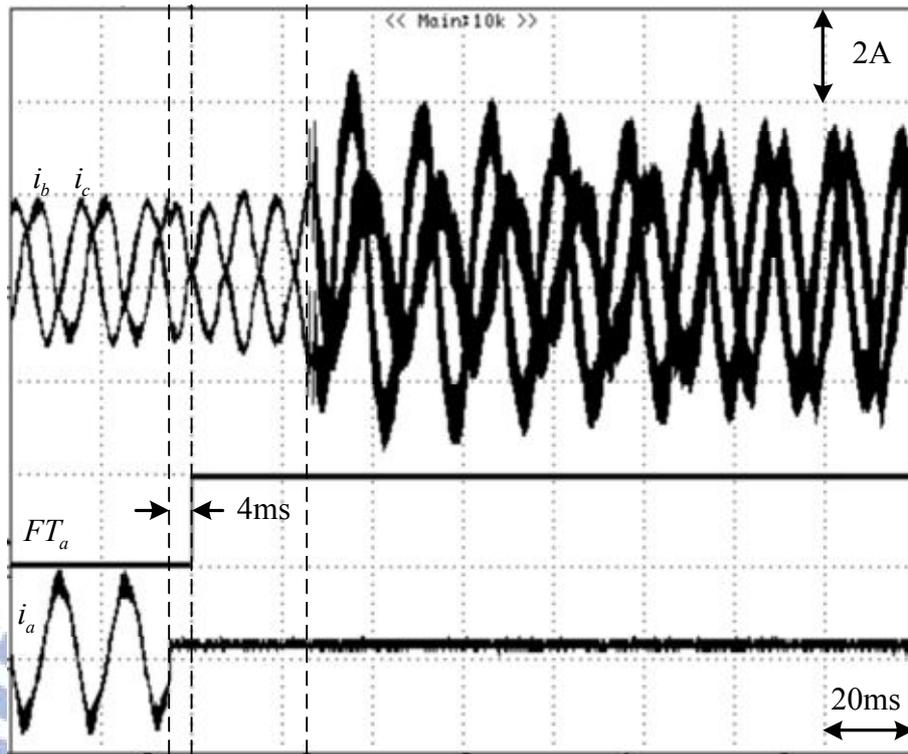
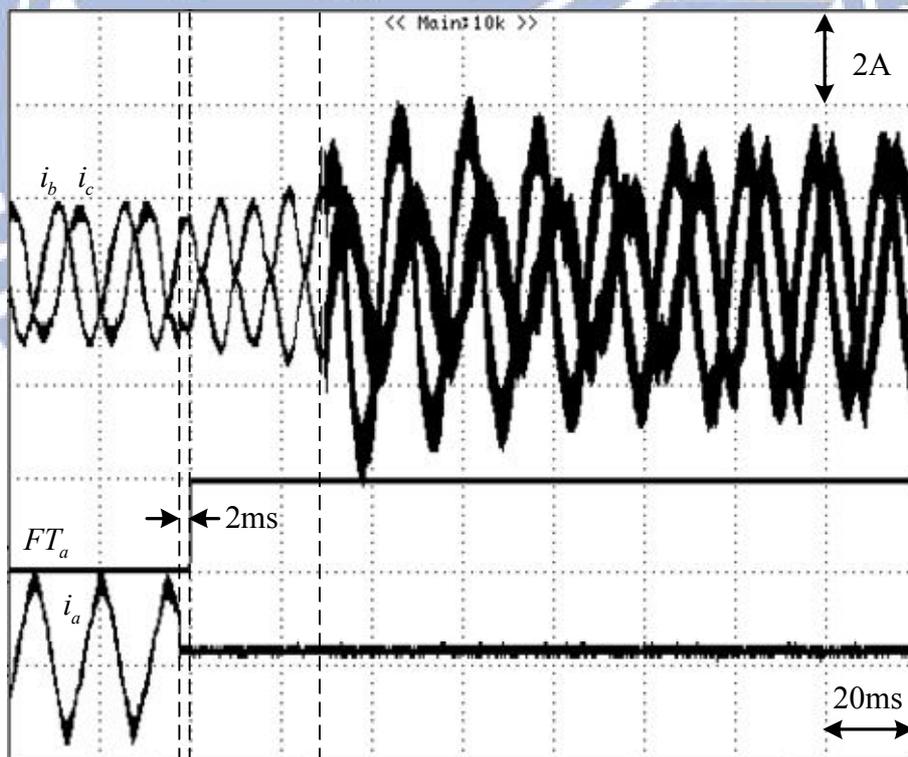


圖 4.11 馬達三相電流波形以及故障偵測訊號

為了驗證第三章中所模擬之平均電流偵測法之偵知速度，圖 4.12-4.13 為使用平均電流偵測法來偵測開路故障的實作圖，將固定取樣數 N 分別設為 47、24、12 以及 6，觀察其故障偵知的速度，圖 4.12(a) 固定取樣數 N 為 47，其偵知出故障發生所用的時間為 4ms，圖 4.12(b) 固定取樣數 N 為 24，其偵知出故障發生所用的時間為 2ms，圖 4.13(a) 固定取樣數 N 為 12，其偵知出故障發生所用的時間為 1ms，圖 4.13(b) 固定取樣數 N 為 6，其偵知出故障發生所用的時間為 0.5ms。由以上結果可知，固定取樣數越小時，其故障偵知所需的時間就越短。其中馬達中性點分別於 t_1 、 t_2 、 t_3 以及 t_4 連接至電源測電容中點。

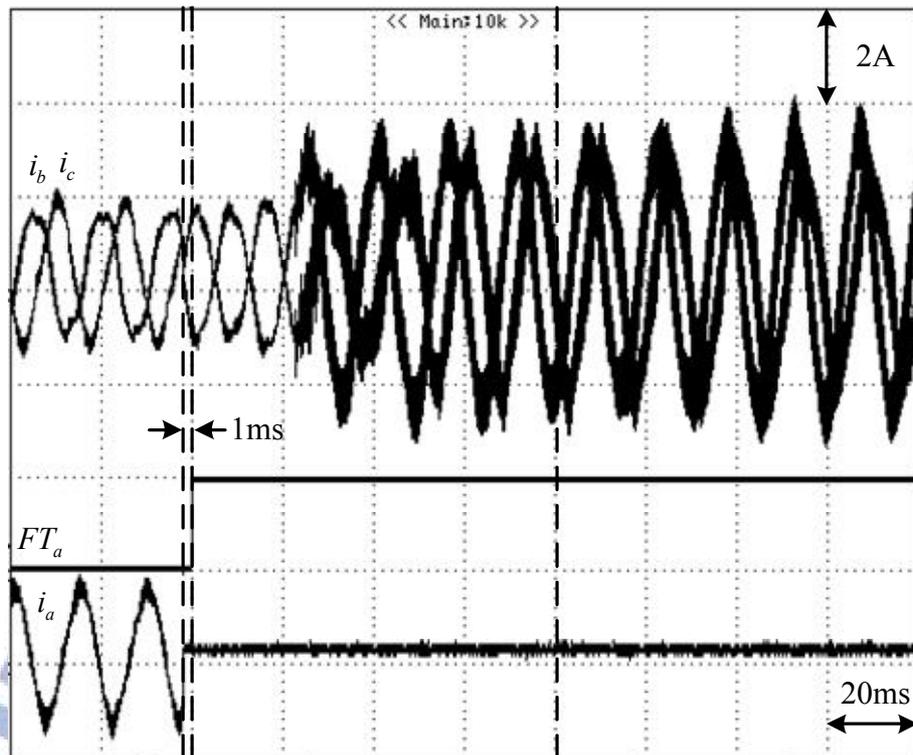


(a)

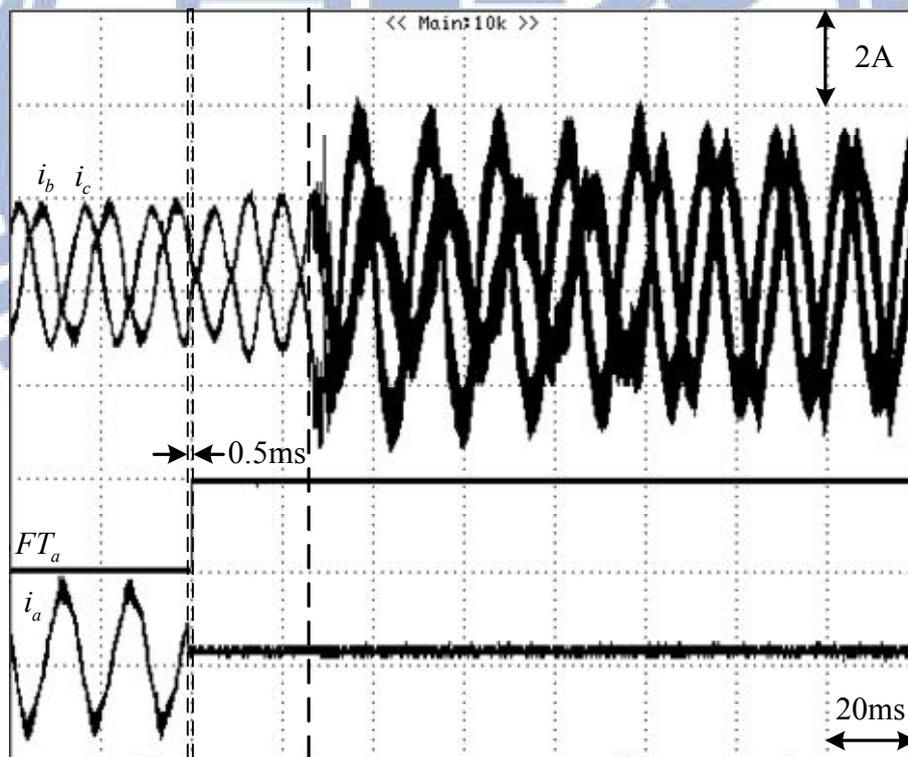


(b)

圖 4.12 平均電流偵測法在不同固定取樣個數下之故障偵知速度
 (a) 固定取樣個數 $N = 47, I_{th} = 0.34(A)$ (b) 固定取樣個數 $N = 24, I_{th} = 0.34(A)$



(a) t_3



(b) t_4

圖 4.13 平均電流偵測法在不同固定取樣個數下之故障偵知速度

(a) 固定取樣個數 $N = 12, I_{th} = 0.34(A)$ (b) 固定取樣個數 $N = 6, I_{th} = 0.34(A)$

4.2.4 電流餘值偵測法實作

圖 4.14 為使用電流餘值偵測法下時之故障偵知結果，當此方法操作在不同 K 值下時，可以看出其故障偵知速度皆為 4ms，可知不同的 K 值並不影響其偵知速度。其中馬達中性點分別於 t_1 、 t_2 、 t_3 連接至電源測電容中點。

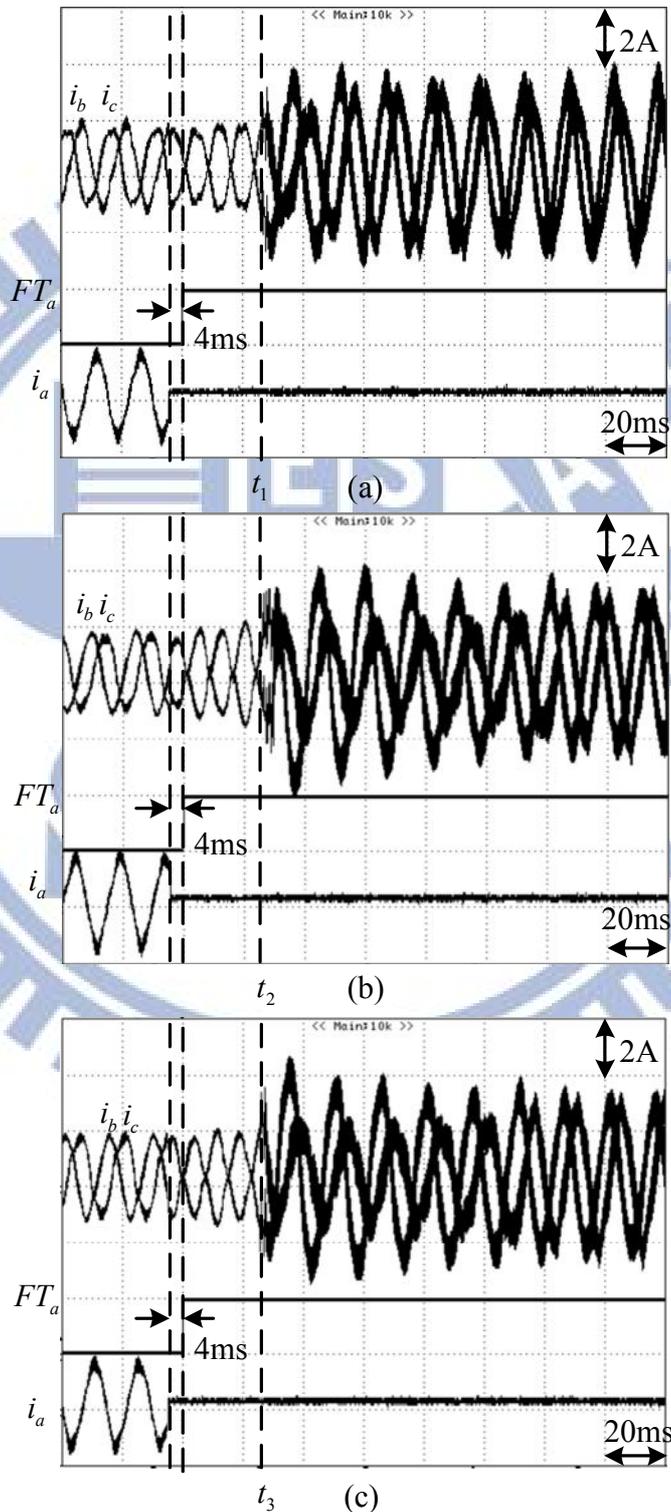


圖 4.14 電流餘值偵測法在(a) $K = 1.1$ (b) $K = 1.5$ (c) $K = 1.9$ 下之故障偵知速度

第五章

結論

本文呈現單反流器供電之三相永磁同步馬達開路故障偵測與控制，從三相永磁同步馬達的推導開始，再分析探討三相馬達接線方式，並以模擬與實驗的方式，驗證偵測與控制方法的可行性。

所採用的偵測架構主要使用電流平均偵測法及餘值電流偵測法，前者利用計算出電流平均值是否小於故障取樣點來判斷是否發生故障。後者經由計算後得到三個餘值，若其中有餘值為正則代表該相發生故障。

在平均電流偵測法中，所選擇的固定取樣個數 N 越小，其偵知故障的速度較快，但錯誤偵測的風險也隨之增加，可說是有利有弊，並且此偵測法並不適用於負載小之情況。

而在電流餘值偵測法中， K 值並不會影響偵知故障的速度，但是若 K 值越小，則錯誤偵測的風險也隨之增加，故當使用此偵測法時，將 K 設定於越接近 2 的值效益越好，並且此偵測法適用於任何大小之負載。

在故障過渡控制的部份在連接馬達中性點後轉速及轉矩尚有些許之震盪情況，如何更進一步改善此控制架構下馬達之運轉，是未來可繼續探討深究的。

參考文獻

- [1] P. M. de la Barrera, G. R. Bossio, J. A. Solsona, G. O. Garcia, “Model for three-phase induction motors with stator core faults” , *IET Electr. Power Appl.*, 2010, 4, (8), pp. 591–602
- [2] R. Supangat, N. Ertugrul, W. L. Soong, D. A. Gray, C. Hansen, J. Grieger, “Detection of broken rotor bars in induction motor using starting-current analysis and effects of loading” , *IET Proc. Electr. Power Appl.*, 2006, 153, (6), pp. 848–855
- [3] B. Trajin, J. Regnier, J. Faucher, “Comparison between vibration and stator current analysis for the detection of bearing faults in asynchronous drives” , *IET Electr. Power Appl.*, 2010, 4, (2), pp. 90–100
- [4] S. Khwan-on, L. De Lillo, L. Empringham, P.W. Wheeler, “A Fault tolerant matrix converter motor drive under open phase faults” , *Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2010), 5th IET International Conference* , 19-21 April 2010
- [5] Ahmed Sayed-Ahmed, Behrooz Mirafzal, Nabeel A.O.Demerdash , “A fault-tolerant technique for Delta-connected vector-control AC motor-drives” , *Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2011 Twenty-Sixth Annual IEEE*
- [6] Tian-Hua Liu, Jen-Ren Fu, Thomas A. Lipo , “A strategy for Improving Reliability of Field-Oriented Controlled Induction Motor Drives” , *IEEE Industry Applications*, vol. 29, no. 5, Sep.1993
- [7] K. D. Hoang, Ziqiang Q. Zhu, Martin P. Foster, David A. Stone, “Comparative study of current vector control performance of alternate fault tolerant inverter topologies for three-phase PM brushless ac machine with one phase open -

- circuit fault" , *Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2010), 5th IET International Conference*, April 2010, vol., no., pp.1,6, 19-21
- [8] O. Wallmark, Lennart Harnefors, O. Carlson, "Control Algorithms for a Fault-Tolerant PMSM Drive" , *Industrial Electronics, IEEE Transactions* , Aug. 2007, vol.54, no.4, pp.1973,1980
- [9] Byoung-Gun Park; Jin-Su Jang; Tae-Sung Kim; Dong-Seok Hyun, "EKF-based fault diagnosis for open-phase faults of PMSM drives" , *Power Electronics and Motion Control Conference, 2009. IPEMC '09. IEEE 6th International* , May 2009, vol., no., pp.418,422, 17-20
- [10] O. Jasim, M. Sumner, C. Gerada, J. Arellano-Padilla, "Fault ride through control for a delta connected induction motor with an open winding fault by controlling the zero sequence voltage" , *Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2010), 5th IET International Conference on April 2010*, vol., no., pp.1,6, 19-21
- [11] C. J. Gajanayake, B. Bhangu, S. Nadarajan, G. Jayasinghe, "Fault tolerant control method to improve the torque and speed response in PMSM drive with winding faults" , *Power Electronics and Drive Systems (PEDS), 2011 IEEE Ninth International Conference on 5-8 Dec. 2011*, vol., no., pp.956,961,
- [12] A. Sayed-Ahmed, B. Mirafzal, N. A O Demerdash, "Fault-Tolerant Operation of Delta-Connected Scalar- and Vector-Controlled AC Motor Drives" , *Power Electronics, IEEE Transactions*, June 2012, vol.27, no.6, pp.3041,3049
- [13] A. Sayed-Ahmed, B. Mirafzal, N. A O Demerdash, "A fault-tolerant technique for Delta-connected vector-control AC motor-drives" , *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2011 Twenty-Sixth Annual IEEE* , 6-11 March 2011, vol., no., pp.1034,1041
- [14] O. Jasim, C. Gerada, M. Sumner, J. Arellano-Padilla, "Investigation of induction machine phase open circuit faults using a simplified equivalent circuit

model" , *Electrical Machines*, 2008. *ICEM 2008. 18th International Conference on* , 6-9 Sept. 2008, vol., no., pp.1,6

- [15] A. Khlaief, M. Boussak, M. Gossa, "Open phase faults detection in PMSM drives based on current signature analysis" , *Electrical Machines (ICEM), 2010 XIX International Conference on* , 6-8 Sept. 2010, vol., no., pp.1,6
- [16] O. Jasim, C. Gerada, M. Sumner, J. Arellano-Padilla, "Operation of an induction motor with an open circuit fault by controlling the zero sequence voltage" , *Electric Machines and Drives Conference, 2009. IEMDC '09. IEEE International* , 3-6 May 2009, vol., no., pp.1426,1433
- [17] O. Jasim, C. Gerada, M. Sumner, J. Arellano-Padilla, "Operation of an induction motor with an open circuit fault by controlling the zero sequence voltage" , *Electric Machines and Drives Conference, 2009. IEMDC '09. IEEE International* , 3-6 May 2009, vol., no., pp.1426,1433
- [18] J. O. Estima, A. J. Marques Cardoso, "A New Approach for Real-Time Multiple Open-Circuit Fault Diagnosis in Voltage-Source Inverters" , *Industry Applications, IEEE Transactions on* , Nov.-Dec. 2011, vol.47, no.6, pp.2487,2494
- [19] Dan Sun, Jun Meng, "A Single Neuron PID Controller Based PMSM DTC Drive System Fed by Fault Tolerant 4-Switch 3-Phase Inverter" , *Industrial Electronics and Applications, 2006 1ST IEEE Conference on* , 24-26 May 2006, vol., no., pp.1,5
- [20] M. B. de R. Correa, C. B. Jacobina, E. R C Da Silva, A. M N Lima, "An induction motor drive system with improved fault tolerance" , *Industry Applications Conference, 2000. Conference Record of the 2000 IEEE*, Oct 2000 , vol.4, no., pp.2071,2077 vol.4

- [21] S. Bolognani, M. Zordan, M. Zigliotto, "Experimental fault-tolerant control of a PMSM drive" , *Industrial Electronics, IEEE Transactions on* , Oct 2000, vol.47, no.5, pp.1134,1141
- [22] B. A. Welchko, T. A. Lipo, T. M. Jahns, S. E. Schulz, "Fault tolerant three-phase AC motor drive topologies: a comparison of features, cost, and limitations" , *Power Electronics, IEEE Transactions on* , July 2004, vol.19, no.4, pp.1108,1116
- [23] H. Berriri, W. Naouar, I. Bahri, I. Slama-Belkhodja, E. Monmasson, "Field programmable gate array-based fault-tolerant hysteresis current control for AC machine drives" , *Electric Power Applications, IET* , March 2012, vol.6, no.3, pp.181,189

