

國立臺灣大學電機資訊學院電機工程學系



碩士論文

Department of Electrical Engineering

College of Electrical Engineering and Computer Science

National Taiwan University

Master Thesis

應用於電動機車之永磁同步電動機控制策略研究

Research of Permanent Magnet Synchronous Motor

Control Strategies in Electrical Motorcycle

劉呈軒

Cheng-Hsuan Liu

指導教授：劉志文 博士

Advisor: Chih-Wen Liu, Ph.D.

中華民國 109 年 7 月

July, 2020

國立臺灣大學碩士學位論文  
口試委員會審定書



應用於電動機車之永磁同步電動機控制策略研究  
Research of Permanent Magnet Synchronous Motor  
Control Strategies in Electrical Motorcycle

本論文係劉呈軒君（學號 R07921086）在國立臺灣大學電機工程學系完成之碩士學位論文，於民國 109 年 07 月 15 日承下列考試委員審查通過及口試及格，特此證明。

口試委員：

劉呈軒

(簽名)

(指導教授)

梁佩芳

黃世杰

鄭政謙

系主任

吳忠熾

(簽名)

## 致謝



碩士研究生涯中，受到許多師長及同儕的指導與鼓勵，首先，感謝指導教授劉志文教授兩年來的指導及照顧，不僅在研究專業領域上給予建議，並學習到研究精神與發現問題，也時常教導待人處事道理，使我在專業知識和解決問題能力皆有成長。其次感謝黃世杰教授、郭政謙教授以及工研院梁佩芳組長在百忙之中擔任口委，給予許多指正及建議，使本論文內容更加完善且充實。

在 228 電力實驗室中，先感謝棹沅、浩恩、聲揚、宇航、Rois、歐靖、逸松、育琦、謝忱學長們的教學，讓我對研究有更多的認識，尤其是宇航學長於電動機驅動控制領域給我一些寶貴的建議，以及實驗上協助與指導，讓電動機實驗能夠順利完成，也於計畫報告撰寫方面給我很多幫助。亦感謝同屆的威銘、仕凡、家禮、鄧維、Israjuddin，有這些同儕們陪著我一起修課，互相討論課業中遇到的問題，讓我順利完成修課學分。接著感謝仁宏、君翰、孟芸、韋帆、鳳翎、倚任學弟妹們的陪伴，讓我看到研究精神的傳遞，並於口試當天的幫忙，使口試過程能順利完成。然後感謝同產學合作計畫工科海洋系的慕祈同學，在馬達驅動控制程式上給我一些指導與不同想法，更感謝台灣台全股份有限公司，提供永磁同步電動機及動力分析儀等設備，讓我有良好的研究器材與環境可以進行電動機相關實驗。

最後要感謝家人及女友的支持，長期下來給予我經濟上與心靈上的幫助，在無後顧之憂下完成研究，使我能夠面對及克服各種挑戰，在此感謝以上一路上幫助過我的人，讓我有動力向前邁進，沒有你們的幫助，本論文難以順利完成。

## 摘要

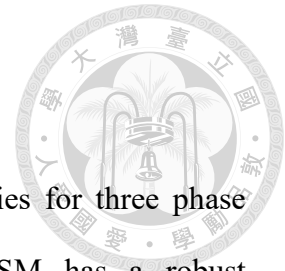


本論文主旨為三相內藏式永磁同步電動機控制策略之設計及實現，此電動機將永久磁鐵埋入於轉子內部，具有強健的機械結構，適合應用於高速運轉及高性能電動機車驅動系統中，文中有介紹兩種電動機操作區域：定轉矩區及定功率區，於定轉矩區採用每安培最大轉矩控制，選擇此控制有最小的電流，且產生最大轉矩及最小的銅損，當反電動勢高於三相變頻器直流限制電壓，需藉由反向 d 軸電流弱化磁通鏈，因此於定功率區採用弱磁控制，延伸轉速操作範圍。在控制器設計上，本論文採用模糊控制器取代傳統的比例積分控制器，藉由調整模糊控制器之參數區間，使得永磁同步電動機有較好的響應。最後，於軟體 MATLAB/SIMULINK 上建立不同控制策略應用在電動機驅動系統中，並使用德州儀器 TMS320F28069M 數位信號處理器實現三相內藏式永磁同步電動機驅動系統實驗，實驗結果顯示上述控制策略具有可行性。

**關鍵字：** 內藏式永磁同步電動機、每安培最大轉矩控制、弱磁控制、模糊控制、電動機車



## ABSTRACT



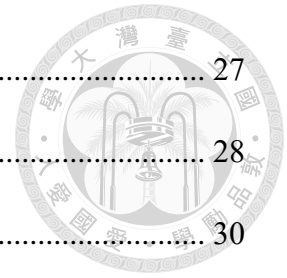
This thesis aims to design and implement the control strategies for three phase interior permanent magnet synchronous motor (IPMSM). IPMSM has a robust mechanical structure for permanent magnets inside the rotor, which can be applied to the electrical motorcycle drive system of high speed operation and high performance. The two motor operational regions will be mentioned in the thesis, including the constant torque region and constant power region. The Maximum torque per ampere (MTPA) control strategy is adopted to generate the maximum torque and minimize the copper losses in the constant torque region, which is a better choice for the minimum current. When the back electromotive force (back EMF) is higher than three phase inverter DC limit voltage, the flux linkage needs to be weakened by demagnetizing the effect of the d-axis current. Therefore, the flux weakening control strategy is adopted to extend the speed operational region of IPMSM in the constant power region. In terms of controller design, the fuzzy controller is adopted to replace the conventional proportional integral (PI) controller in this thesis. By tuning the interval parameters of the fuzzy controller, IPMSM can receive better reviews. Finally, the different types of the control strategies established in the MATLAB/SIMULINK software are applied to IPMSM drive system. Also, Texas Instruments TMS320F28069M digital signal processor is used to implement the experiments of three phase interior permanent magnet synchronous motor drive system. The results show the feasibility of the aforementioned control strategies.

**Keyword : Interior permanent magnet synchronous motor, maximum torque per ampere control, flux weakening control, fuzzy control, electrical motorcycle**

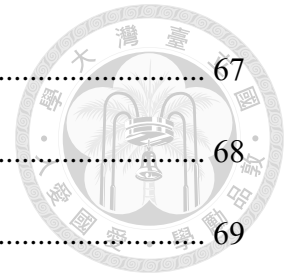
# 目錄



口試委員會審定書 .....	1
致謝 .....	ii
摘要 .....	iii
ABSTRACT .....	iv
目錄 .....	v
圖目錄 .....	viii
表目錄 .....	xii
第一章 緒論 .....	1
1.1 研究動機 .....	1
1.2 研究貢獻與目的 .....	2
1.3 文獻回顧 .....	3
1.4 章節摘要 .....	5
第二章 永磁同步電動機 .....	7
2.1 前言 .....	7
2.2 永磁同步電動機械結構 .....	7
2.3 座標軸轉換 .....	9
2.3.1 靜止座標軸系統轉換 .....	9
2.3.2 同步旋轉座標軸系統轉換 .....	10
2.4 永磁同步電動機數學模型 .....	13
2.5 空間向量脈波寬度調變 .....	18
第三章 驅動控制策略設計 .....	27



3.1	前言 .....	27
3.2	電壓與電流限制 .....	28
3.3	磁場導向控制 .....	30
3.4	每安培最大轉矩控制 .....	31
3.5	弱磁控制 .....	35
3.5.1	前饋式弱磁控制 .....	37
3.5.2	反饋式弱磁控制 .....	39
第四章	模糊控制理論分析與設計 .....	41
4.1	前言 .....	41
4.2	模糊控制理論 .....	42
4.3	反饋式弱磁之模糊控制器設計 .....	49
4.3.1	模糊控制器之輸入與輸出變數 .....	49
4.3.2	模糊歸屬函數及模糊化 .....	50
4.3.3	模糊規則庫及推論方法 .....	52
4.3.4	解模糊化方式 .....	53
第五章	永磁同步電動機控制策略模擬結果 .....	55
5.1	前言 .....	55
5.2	電腦模擬說明 .....	55
5.3	電腦軟體模擬結果 .....	58
5.3.1	現有驅動控制策略模擬結果 .....	58
5.3.2	應用模糊控制器之弱磁控制模擬結果 .....	63
第六章	永磁同步電動機控制策略實驗結果 .....	67



6.1	前言 .....	67
6.2	電動機系統硬體電路及設備 .....	68
6.2.1	相電流回授電路 .....	69
6.2.2	三相變頻器與閘極驅動電路 .....	71
6.2.3	霍爾效應感測電路 .....	72
6.3	軟體程式設計規劃 .....	75
6.3.1	數位信號處理器 .....	75
6.3.2	程式設計流程 .....	76
6.4	實驗結果分析 .....	79
6.4.1	現有驅動控制策略實驗結果 .....	79
6.4.2	應用模糊控制器之弱磁實驗結果 .....	93
第七章	結論與未來工作 .....	103
7.1	結論 .....	103
7.2	未來工作 .....	104
	參考文獻 .....	105



## 圖目錄

圖 2.1	永磁同步電動機內部機械結構圖 .....	8
圖 2.2	靜止座標軸與三相座標軸系統向量關係圖 .....	10
圖 2.3	同步旋轉座標軸與靜止座標軸向量關係圖 .....	11
圖 2.4	各系統座標軸轉換關係圖 .....	12
圖 2.5	Park 及 Clarke 轉換矩陣及反轉換矩陣實現方塊圖 .....	12
圖 2.6	永磁同步電動機定子及轉子側結構圖 .....	13
圖 2.7	永磁同步電動機三相系統座標軸之定子側等效電路圖 .....	14
圖 2.8	永磁同步電動機於 d-q 軸等效電路模型 .....	17
圖 2.9	三相六臂變頻器電路圖 .....	19
圖 2.10	電壓向量與六個扇形區域 .....	21
圖 2.11	扇形 I 區電壓向量圖 .....	23
圖 3.1	永磁同步電動機之轉矩-轉速輸出特性圖 .....	27
圖 3.2	電壓限制橢圓與電流限制圓示意圖 .....	29
圖 3.3	磁場導向控制架構圖 .....	31
圖 3.4	各轉矩對 d 軸電流特性曲線圖 .....	32
圖 3.5	d-q 軸電流分量示意圖 .....	32
圖 3.6	每安培最大轉矩控制架構圖 .....	34
圖 3.7	每安培最大轉矩控制軌跡圖 .....	35
圖 3.8	d-q 軸座標平面上電流與磁通量向量 .....	36
圖 3.9	於定功率區操作之 d-q 軸座標平面上運行軌跡圖 .....	37
圖 3.10	前饋式弱磁控制架構圖 .....	39

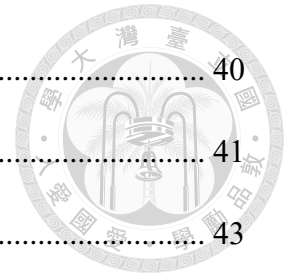


圖 3.11	反饋式弱磁控制架構圖 .....	40
圖 4.1	d-q 軸電流操作點於電壓與電流限制圓示意圖 .....	41
圖 4.2	傳統集合與模糊集合示意圖 .....	43
圖 4.3	模糊控制基本架構圖 .....	43
圖 4.4	模糊變數空間論域分佈範圍示意圖 .....	44
圖 4.5	離散化歸屬函數圖 .....	45
圖 4.6	三角形歸屬函數示意圖 .....	46
圖 4.7	梯形歸屬函數示意圖 .....	46
圖 4.8	高斯函數形歸屬函數示意圖 .....	47
圖 4.9	最小推論方式 .....	48
圖 4.10	最大推理方式 .....	48
圖 4.11	模糊控制輸入與輸出變數圖 .....	50
圖 4.12	輸入及輸出變數歸屬函數示意圖 .....	51
圖 4.13	模糊控制器內部架構圖 .....	53
圖 4.14	模糊控制應用反饋式弱磁控制架構圖 .....	54
圖 5.1	內藏式永磁同步電動機實體圖 .....	55
圖 5.2	內藏式永磁同步電動機之控制系統模擬方塊圖 .....	57
圖 5.3	直流端電壓與輸入電流命令響應圖 .....	58
圖 5.4	無載時各控制策略轉速響應圖 .....	59
圖 5.5	加載時各控制策略特性曲線圖 .....	61
圖 5.6	反饋式弱磁控制 d-q 軸電流平面模擬結果圖 .....	62
圖 5.7	反饋式弱磁控制 d-q 軸電流角度模擬結果圖 .....	63



圖 5.8	反饋式弱磁與應用模糊控制器之弱磁控制特性曲線比較圖	65
圖 5.9	合成電壓 $v_s$ 與電壓誤差 $v_{s\_error}$ 關係圖	66
圖 5.10	模糊區間變數與 q 軸電流關係圖	66
圖 6.1	電動機驅動系統實驗方塊圖	67
圖 6.2	電動機驅動系統硬體電路實體圖	68
圖 6.3	永磁同步電動機動力測試平台及設備	69
圖 6.4	電流感測電路實體圖	70
圖 6.5	相電流訊號數位化過程	70
圖 6.6	類比電壓與量測電流關係圖	71
圖 6.7	三相變頻器實體圖	71
圖 6.8	開極驅動電路實體圖	72
圖 6.9	A、B 相方波訊號	73
圖 6.10	歸零用之脈衝訊號圖	73
圖 6.11	轉子初始位置波形圖	74
圖 6.12	LAUNCHXL-F28069M 數位訊號處理器實體圖	75
圖 6.13	Q24 格式表示圖	76
圖 6.14	CCS 軟體操作介面圖	77
圖 6.15	程式動作流程圖	78
圖 6.16	現有永磁同步電動機控制策略測試流程圖	80
圖 6.17	無載時各控制策略轉速響應實驗結果圖	81
圖 6.18	MTPA 控制各電流夾角比較實驗結果圖	84
圖 6.19	定轉矩區 FOC 與 MTPA 比較圖	86

圖 6.20	電動機 FOC 與 MTPA 之整體系統效率及輸出功率比較圖 .....	87
圖 6.21	三相電流與電磁轉矩關係圖 .....	88
圖 6.22	加載時各驅動控制策略電磁轉矩對轉速響應實驗結果比較圖 .....	90
圖 6.23	加載時各控制策略 d 軸電流對轉速實驗結果圖 .....	91
圖 6.24	加載時各控制策略 q 軸電流對轉速實驗結果圖 .....	92
圖 6.25	反饋式弱磁控制 d-q 軸電流平面實驗結果圖 .....	93
圖 6.26	弱磁比較實驗流程圖 .....	94
圖 6.27	無載時各弱磁控制比較圖 .....	95
圖 6.28	定轉速加載實驗結果比較圖 .....	96
圖 6.29	加載時反饋式弱磁與應用模糊控制器弱磁控制比較圖 .....	97
圖 6.30	應用模糊控制器之弱磁與反饋式弱磁電流比較圖 .....	99
圖 6.31	不同電流命令之轉速多點加載測試比較圖 .....	101
圖 6.32	各電流命令下之三相變頻器溫度結果圖 .....	102



## 表目錄



表 2-1	各電壓空間向量之電壓表 .....	20
表 2-2	六個扇形區域操作之電壓空間向量表 .....	22
表 2-3	各扇形區域電壓空間向量操作時間及週期表 .....	23
表 2-4	開關切換順序對照表 .....	25
表 4-1	模糊規則庫 .....	52
表 5-1	內藏式永磁同步電動機之參數表 .....	56
表 6-1	永磁同步電動機測試方式表 .....	79
表 6-2	永磁同步電動機定轉速加載實驗表 .....	82
表 6-3	MTPA 控制固定角度實驗數據表 .....	82
表 7-1	電流命令 30 安培下各控制策略測試結果 .....	103
表 7-2	不同電流命令下反饋式與模糊控制之弱磁結果 .....	104




# 第一章 緒論

## 1.1 研究動機

為了改善二氧化碳造成地球溫室效應、空氣汙染等問題，以及石化能源逐漸枯竭，節能減碳成為近年來國際矚目議題，在世界各國政府都希望未來車輛能朝向零碳排放的目標前進，像是歐盟制定燃油車的碳排放標準，甚至一些國家直接宣布禁售燃油車的時間點，於各國政府政策推行下，加上現今民眾對節能減碳的環保意識抬頭，各國車廠極力推動及研發乾淨的電動車以取代傳統燃油車輛，造就電動車銷售量每年正以驚人的速度成長，而台灣方面行政院推動「空氣汙染防制行動方案」，宣示將大幅度補助電動車，並訂定 2035~2040 年新售機車、汽車全面電氣化之目標，在這波全球交通工具的革命中，台灣並非毫無優勢，由於台灣自行車與機車的上中下游產業鏈完整，所以台灣電動機車產業的前景十分看好，如果能把握好這次機會，可帶來許多商機與就業發展。

動力系統在電動機車佔有關鍵地位，其系統以電動機為核心，因此成為世界各國重點發展對象，其中以永磁同步電動機最受世人歡迎，因轉子側繞組被永久磁鐵取代，體積較感應電動機小，且無轉子損失，所以具有高效率、高功率密度以及噪音小等優勢，其內部結構因永久磁鐵放置於轉子側位置不同，分為表面黏貼式及內藏式，其中內藏式永磁同步電動機具有較高機械強度，高速時磁鐵不容易飛脫，因此擁有較寬廣轉速操作範圍，與其他電動機相比更適合應用於高性能驅動之電動機車動力系統中。

近年來隨著稀土材料大量開挖及提煉技術進步，高性能磁性材料研發快速並應用於永久磁鐵中，結合電力電子元件及數位訊號處理器等重要硬體設備發展，使得各種電動機控制理論用於永磁同步電動機之文獻紛紛發表在世界上，其中以向量控制經常被使用於工業界及學術界中，最常被採用控制策略為磁場導向控制 (Field-Oriented Control, FOC)，保持 d 軸電流為零，其控制簡單且容易實現，由於



內藏式永磁同步電動機轉矩特性與其他電動機相比，多一個磁阻轉矩，若適當地控制 d 軸電流，便可提升電磁轉矩，其控制方法可採用每安培最大轉矩控制，除此之外，當電動機轉速達到基準轉速時，電動機反電動勢趨近於三相變頻器所輸出電壓限制值，導致電動機轉速無法提升，此時，需以控制 d 軸電流為反向值來弱化磁場，消去永久磁鐵產生的磁通鏈，便能提升電動機轉速操作範圍，因此本論文將針對內藏式永磁同步電動機之驅動控制弱化磁場加以研究及分析。

## 1.2 研究貢獻與目的

本論文針對應用於電動機車之永磁同步電動機作為主要研究對象，說明電動機內部機械結構及分類，利用座標軸轉換技巧，詳細地推導內藏式永磁同步電動機之數學模型，並結合空間向量脈波寬度調變理論，產生三相訊號驅動電動機，在驅動控制策略方面，以基準轉速作為電動機控制分界條件，分界區域為定轉矩區及定功率區，為了達成寬廣轉速操作範圍及良好的電磁轉矩輸出之控制目標，於定轉矩區採每安培最大轉矩控制，而定功率區採用弱磁控制，並於本論文中詳細地說明其驅動控制原理，也利用模糊控制理論，設計出模糊控制器，且結合傳統弱磁控制架構，實現內藏式永磁同步電動機弱化磁場之應用。

在電動機模擬方面，於電腦模擬軟體 MATLAB/Simulink 中建立電動機控制方塊，依據內藏式永磁同步電動機數學模型，搭配各驅動控制策略演算法及空間向量脈波寬度調變，觀察於不同驅動控制策略下，電動機轉速、轉矩、電流等特性曲線之間差異，進行模擬分析，在電動機實驗方面，使用德州儀器公司生產的數位信號處理器作為核心，於個人電腦軟體 CCS 操作平台上撰寫驅動控制策略程式，結合電動機驅動硬體電路，實現內藏式永磁同步電動機寬廣速度操作範圍。




### 1.3 文獻回顧

永磁同步電動機具有高效率及高功率密度等優勢，因此近年來無論學術界或工業界皆有研究人員投入於永磁同步電動機相關研究，在國內或國際上已有許多文獻發表。由於永磁同步電動機驅動系統會有些限制，像是電動機內部反電動勢，當電動機運轉到基準轉速時，反電動勢達到三相變頻器之電壓操作限制，將無足夠電壓裕度驅動電動機，若要繼續提升操作轉速，需削弱電動機永久磁鐵產生之磁通鏈，主要有兩種方式實現永磁同步電動機弱化磁場，一種方法為改善永磁同步電動機內部機械結構設計，而另一種方法為改變永磁同步電動機驅動控制策略演算法。

內部機械結構設計方面，可透過變更電動機內部結構或改變激磁方法[1]-[5]，來提升永磁同步電動機弱化磁場能力，文獻[1]使用安裝於磁鐵表面之環形磁鐵及八個磁通屏障來改變磁通路徑，以減少電樞繞組與電動機相連磁通。文獻[2]使用一對分流齒埋入每個定子槽裡，減少電樞繞組產生的磁通勢，使得電動機轉速提升。文獻[3]應用混合式激磁方法，將永久磁鐵與激磁繞組相互結合，以提升永磁同步電動機磁通鏈弱化能力。

永磁同步電動機驅動控制演算法方面，為本論文實現弱化磁場提升轉速操作範圍之方式，文獻[6]分析各種電動機驅動控制策略原理及優點，其中最常用的控制策略為向量控制中磁場導向控制，文獻[7]中，利用電腦模擬軟體及數位訊號控制，且結合空間向量脈波寬度調變法[8]，實現永磁同步電動機之磁場導向控制模擬及實驗，許多學者依據磁場導向控制策略架構為核心，提出控制 d 軸電流分量演算法，來弱化永久磁鐵之磁通鏈，擴展電動機轉速操作範圍[9]。

文獻[10]回顧弱化磁場方法並以架構區分為四種型式，其中以前饋式及反饋式兩種弱磁控制策略架構最為常見[11]-[20]，文獻[11]針對兩者弱磁控制以電腦模擬方式比較電動機電磁轉矩、轉速、電流特性曲線，前饋式弱磁控制[12]-[14]，



利用三相變頻器電壓與電流限制圓之交集點求解出 d-q 軸電流命令值，其驅動控制策略需要精準的電動機參數。文獻[12]，考慮定子繞組中電阻壓降影響，研究表面黏貼型式電動機弱磁控制，文獻[13]提出一種改進弱磁控制方法，以提高永磁同步電動機驅動性能；而反饋式弱磁控制[15]-[17]，藉由電動機高速電壓特性，於電壓限制橢圓及電流限制圓範圍下操作，以 d-q 軸電壓命令之合成電壓向量與電壓限制相比，產生誤差作為弱磁電流命令之依據，文獻[15]依據三相變頻器非線性現象來補償電壓，提升定功率區電磁轉矩輸出大小，若電壓限制橢圓圓心位於電流限制圓內，可採用每電壓最大轉矩控制[18]-[20]，提升定功率區電磁轉矩，文獻[18]針對加入每電壓最大轉矩控制方法與傳統反饋式弱磁控制相互比較。

近年來現代控制理論逐步應用於永磁同步電動機弱磁控制中，其中以模糊控制理論較為廣泛應用[21]-[24]，由於比例積分控制器參數設定需要電動機系統模型參數，才使電動機有良好的特性輸出，而模糊控制器只需專家經驗及人的直覺來設計，且可得出良好的電動機特性，文獻[21]、[22]將模糊控制理論應用於比例積分控制器更新參數，使電動機系統在較大變化下還具備強健性，文獻[23]以 d-q 軸電流命令值及誤差值作為控制器輸入，獲得弱磁電流值進行 d 軸電流大小調整，減少電樞作用的影響。



## 1.4 章節摘要

本論文主要分為永磁同步電動機、控制理論、永磁同步電動機系統模擬及永磁同步電動機系統實驗四個部分，各章節架構及內容說明如下：

### 第一章 緒論

簡述研究動機、貢獻與目的，並回顧永磁同步電動機弱磁場提升轉速相關文獻及說明本論文各章節內容簡介。

### 第二章 永磁同步電動機

探討不同永磁同步電動機特性與優缺點，以及不同座標軸間所使用的轉換矩陣公式，推導出內藏式永磁同步電動機數學模型，作為後續章節參考之依據，並介紹三相變頻器中最常用之空間向量脈波寬度調變驅動控制原理。


### 第三章 驅動系統控制策略設計

分析內藏式永磁同步電動機轉速與轉矩操作不同分成定轉矩區及定功率區，且說明於定轉矩區中，磁場導向控制與每安培最大轉矩控制兩者差異，若要提升電動機操作轉速至定功率區，將受到三相變頻器及電動機電壓、電流限制影響，需採用弱磁控制提升轉速，本章也將說明弱磁控制前饋式及反饋式弱磁控制之間差異。

### 第四章 模糊控制理論分析與設計

介紹模糊控制理論，將輸入及輸出變數依據歸屬程度進行模糊化，並與模糊規則及推理方法結合，產生輸出變數且解模糊化，才能控制實際目標，本章節運用模糊控制理論設計一個模糊控制器應用於反饋式弱磁控制架構，取代原先的比例積分控制器。

### 第五章 永磁同步電動機控制策略模擬結果



針對永磁同步電動機系統進行模擬，利用電腦軟體 MATLAB/Simulink 建立電動機控制系統模型方塊，模擬第三、四章介紹之驅動控制策略，並比對模擬出來電動機轉速、轉矩及電流等特性曲線進行分析說明，作為第六章電動機實驗結果之依據。

## 第六章 永磁同步電動機控制策略實驗結果

介紹本論文所採用的硬體電路架構及量測設備，並說明數位信號處理器程式撰寫流程圖，結合第三、四章所敘述之控制策略，實現內藏式永磁同步電動機驅動控制系統，對比電動機於各種驅動控制策略之轉速、轉矩及電流等特性曲線，進行實驗結果分析及說明。

## 第七章 結論與未來研究方向

對本論文模擬及實驗結果做出總結，並提出一些未來研究還可以繼續努力之方向。



## 第二章 永磁同步電動機

### 2.1 前言

本章節將先介紹不同永磁同步電動機轉子側之間內部機械結構差異，再說明各座標軸轉換矩陣公式，並推導內藏式永磁同步電動機之數學模型，最後說明驅動電動機之三相變頻器空間向量脈波寬度調變實現原理，以作為後續章節參考之依據。

### 2.2 永磁同步電動機械結構

永磁同步電動機其轉子磁場由永久磁鐵提供，並與定子磁場交互作用產生電磁轉矩，故無需額外激磁繞組，無轉子損失問題，因此具備體積小、效率高以及噪音小等優點，亦沒有碳刷、換向片等機械元件，所以無需定期保養與維護，且其轉子與旋轉磁場同步，故無滑差問題，隨著電力電子技術進步，使得學術界及產業界大量投入永磁式同步電動機驅動控制策略相關研究，主要應用場合於高性能及高精度工業設備中。

圖 2.1 所示為永磁同步電動機內部機械結構圖[25]，由三個部分組成，從外而內依序為定子、空氣隙、轉子，依據磁鐵放置位置之不同，分為表面黏貼型式(surface permanent-magnet, SPM)及內藏式(interior permanent-magnet, IPM)，兩者電動機動態特性及應用場合有不同之處，其優缺點依序說明如下：

圖 2.1(a)所示為表面黏貼型式電動機內部機械結構圖[25]，其內部機械結構將永久磁鐵黏貼於轉子表面，製作過程容易、價格低廉，故機械強度較為低，電動機高速運轉時，永久磁鐵可能有飛脫的風險，只適用於小功率及中、低轉速場合，此外，電動機內部結構具有對稱性，因此空氣隙均勻分佈，使得直軸電感值 $L_d$ 與交軸電感值 $L_q$ 相等，應用於電動機驅動控制策略上較簡單，且轉矩漣波小。



圖 2.1(b)所示為內藏式電動機內部機械結構圖[25]，其內部機械結構將永久磁鐵埋入於轉子層內，故機械結構具有強健性，適合應用於大功率及高速運轉或經常正反轉場合，此外，由於電動機內部結構不對稱，導致空氣隙不均勻分佈，具有凸極效應，使得交軸電感值 $L_q$ 大於直軸電感值 $L_d$ ，因此有磁阻轉矩產生，若適當地控制電動機便能獲得較高電磁轉矩輸出，於電動機驅動控制方面，可利用座標軸轉換技巧，來進行數學模型分析及推導，為了得到較高電磁轉矩輸出量，本論文採用內藏式永磁同步電動機作為模擬及實驗之對象。

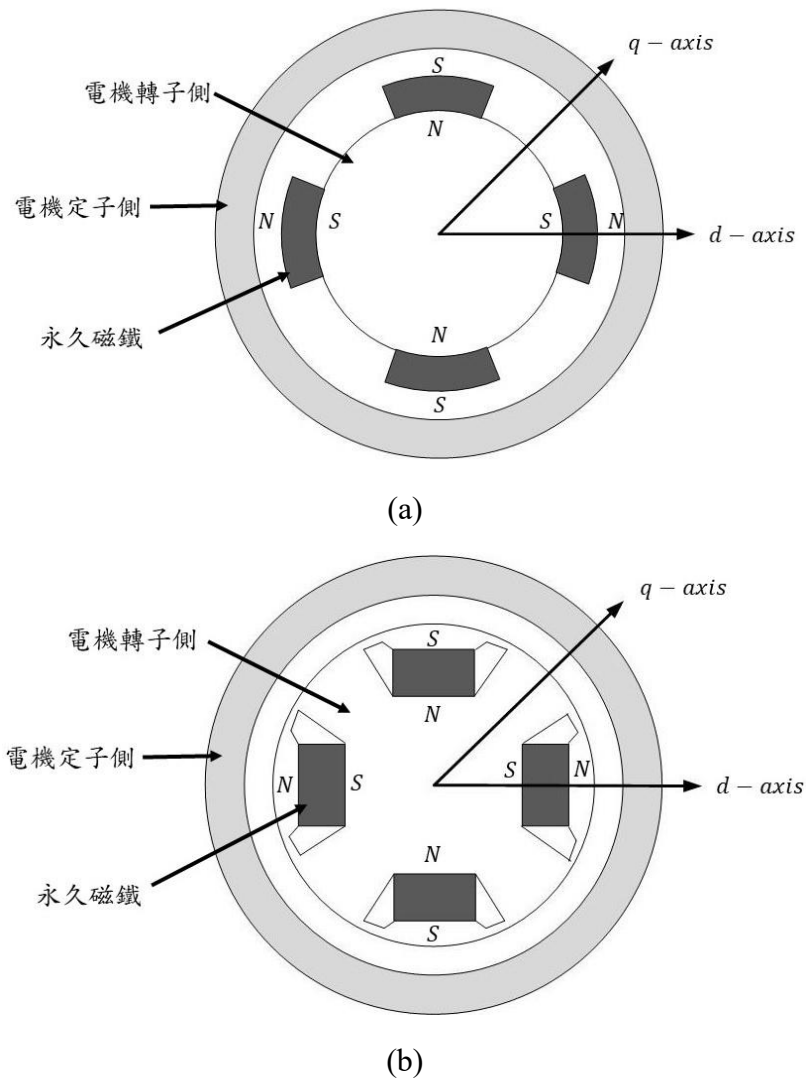


圖 2.1 永磁同步電動機內部機械結構圖

(a)表面黏貼式(b)內藏式



## 2.3 座標軸轉換

由於永磁同步電動機為三相交流非線性時變系統，其數學模型公式推導相當繁雜，不易於電動機系統特性分析，若直接數學模型公式推導，會有龐大的數學運算式，為了便於系統分析，需透過座標軸轉換技巧，將原三相座標軸系統，轉換至兩相座標軸系統，便可簡化永磁同步電動機之數學模型，也利於將耦合項進行解耦合，本小節將說明兩相系統之靜止座標軸及同步旋轉座標軸，與三相系統之轉換矩陣及反轉換矩陣關係式。

### 2.3.1 靜止座標軸系統轉換

靜止座標軸與三相座標軸系統向量關係圖，如圖 2.2 所示，旋轉角速度 $\omega_e$ 為 0，靜止座標軸 $\alpha$ 軸與三相系統座標軸 a 軸相互平行，而 $\beta$ 軸與 $\alpha$ 軸相互垂直，若將三相座標軸系統之物理量投影至靜止座標軸上，三相系統便可轉換成兩相系統，彼此座標轉換矩陣及反轉換矩陣關係式，可表示於式(2.1)及式(2.2)[26]。

$$\begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \\ f_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} = T_{\alpha\beta 0} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

$$\begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \\ f_0 \end{bmatrix} = T_{\alpha\beta 0}^{-1} \begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \\ f_0 \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

其中

$f_{abc}$ 為三相座標軸系統上之物理量，表示三相電流、電壓或磁通鏈

$f_{\alpha\beta 0}$ 為靜止座標軸上之物理量，表示電流、電壓或磁通鏈



$T_{\alpha\beta 0}$  為靜止座標軸與三相座標軸系統轉換矩陣，又稱克拉克(Clarke)轉換矩陣

$T_{\alpha\beta 0}^{-1}$  為靜止座標軸與三相座標軸系統反轉換矩陣，又稱克拉克(Clarke)反轉換

矩陣

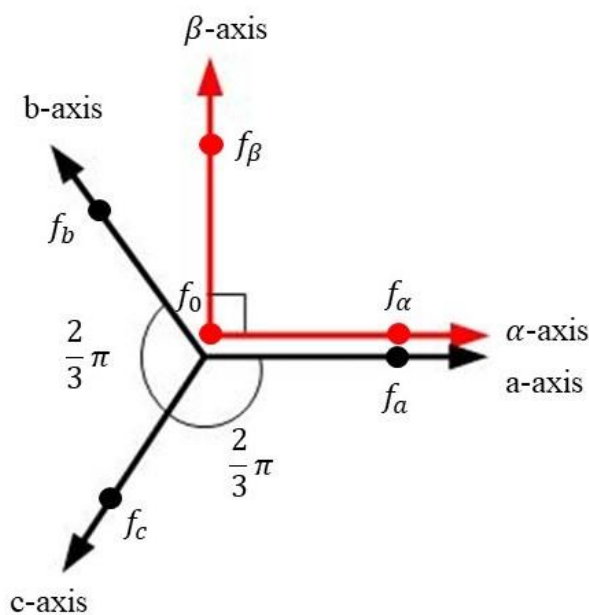


圖 2.2 靜止座標軸與三相座標軸系統向量關係圖

### 2.3.2 同步旋轉座標軸系統轉換

同步旋轉座標軸與靜止座標軸向量關係圖，如圖 2.3 所示，同步旋轉座標軸之 d 軸及 q 軸以旋轉角速度  $\omega_e$  旋轉，d 軸與  $\alpha$  軸夾角為同步旋轉角度  $\theta_e$ ，q 軸與 d 軸相互垂直，若將靜止座標軸之物理量投影至同步旋轉座標軸上，便能控制 d-q 軸上之物理分量，進一步影響電動機動態特性響應，彼此座標轉換矩陣及反轉換矩陣關係式，可表示於式(2.3)及式(2.4)[26]。

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_e & \sin \theta_e \\ -\sin \theta_e & \cos \theta_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \end{bmatrix} = T_\theta \begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

$$\begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_e & -\sin \theta_e \\ \sin \theta_e & \cos \theta_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} = T_\theta^{-1} \begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} \quad (2.4)$$



其中

$f_{\alpha\beta}$  為靜止座標軸上之物理量，表示電流、電壓或磁通鏈

$f_{dq}$  為同步旋轉座標軸上之物理量，表示電流、電壓或磁通鏈

$T_\theta$  為同步旋轉座標軸與靜止座標軸轉換矩陣，又稱派克(Park)轉換矩陣

$T_\theta^{-1}$  為同步旋轉座標軸與靜止座標軸反轉換矩陣，又稱派克(Park)反轉換矩陣

$\theta_e = \int \omega_e dt$  為同步旋轉角度與同步旋轉轉速之關係式

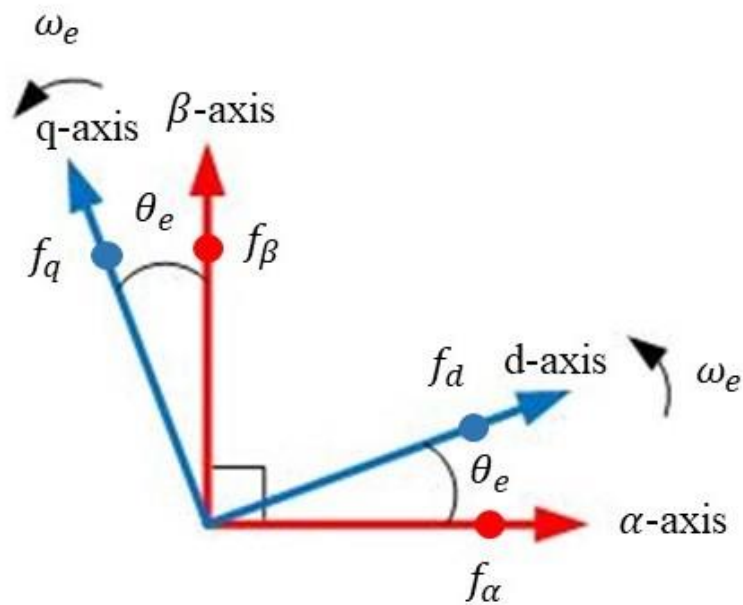


圖 2.3 同步旋轉座標軸與靜止座標軸向量關係圖

綜合本小節以上兩者座標軸系統轉換之敘述，將圖 2.2 及圖 2.3 靜止座標軸、同步旋轉座標軸與三相座標軸系統之向量關係圖結合而成，如圖 2.4 所示，轉換與反轉換矩陣關係，將可由圖 2.5 所示之 Park 及 Clarke 轉換矩陣及反轉換矩陣實現方塊圖，經由座標軸轉換矩陣得出所需之電壓及電流，並運用於後續章節電動機驅動控制策略中。

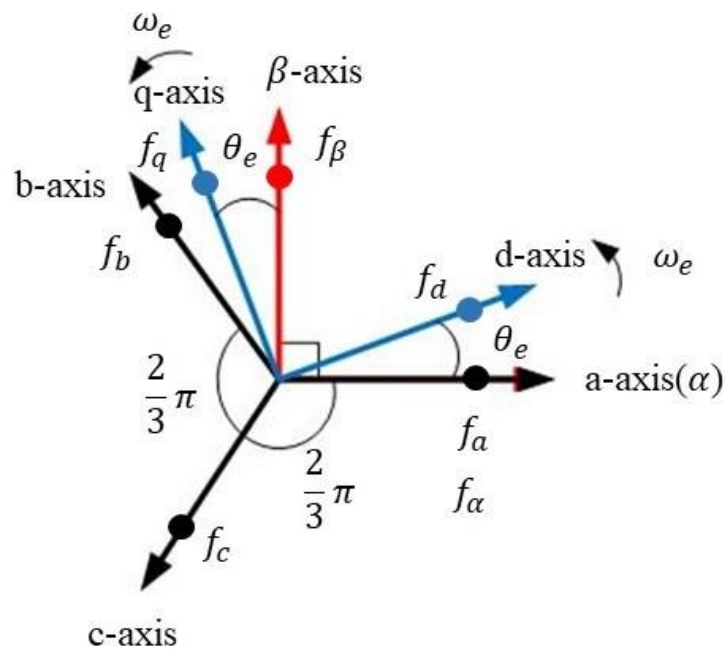


圖 2.4 各系統座標軸轉換關係圖

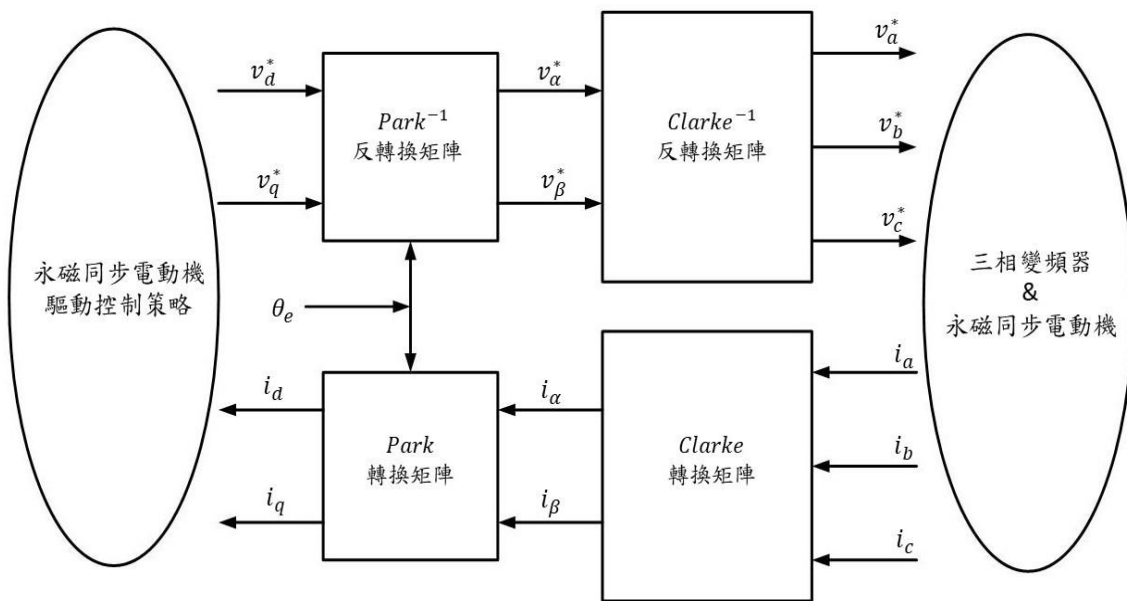


圖 2.5 Park 及 Clarke 轉換矩陣及反轉換矩陣實現方塊圖



## 2.4 永磁同步電動機數學模型

若要控制永磁同步電動機，得了解其電動機動態響應特性及數學模型，因永磁同步電動機為三相交流非線性時變系統，其數學模型推導相當複雜，需經由上小節所敘述之座標軸轉換技巧，電動機數學模型將可簡化，由原三相交流系統轉換為兩相座標軸系統，以便於實現電動機驅動控制策略及理論分析，永磁同步電動機定子及轉子側結構圖，如圖 2.6 所示[9]，其中定子側由三相繞組所組成，繞組間彼此相差 120 度空間向量，而轉子側由永久磁鐵組成，並與定子側繞組激磁產生磁場，其磁場方向與同步旋轉座標軸之 d 軸平行且同方向，三相系統 a 軸與同步旋轉座標軸 d 軸之夾角為同步旋轉角度  $\theta_e$ 。

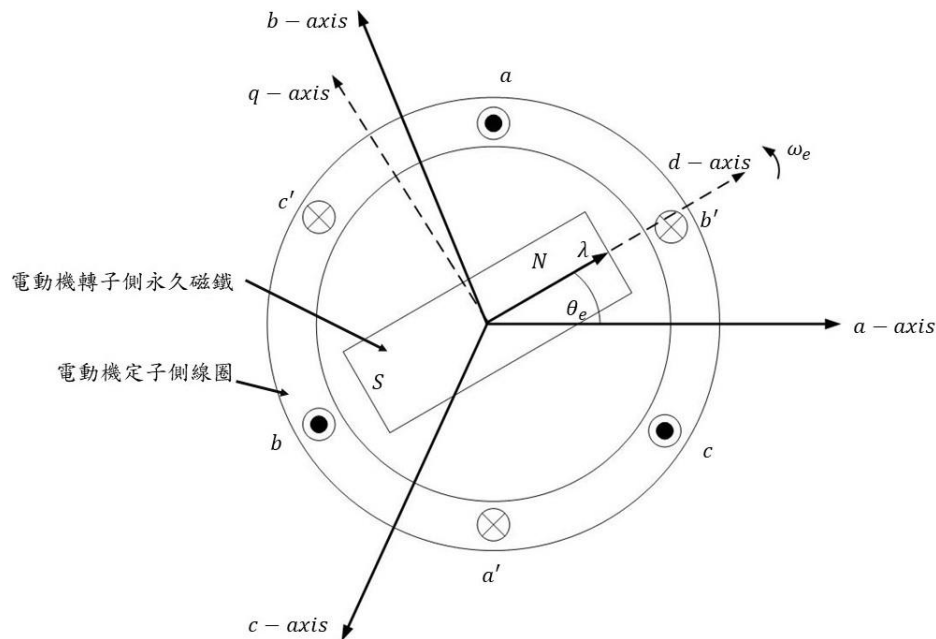


圖 2.6 永磁同步電動機定子及轉子側結構圖

當電動機運轉時，轉子側永久磁鐵亦跟著旋轉，產生切割磁場於定子側線圈，且形成反電動勢，其永磁同步電動機三相系統座標軸之定子側等效電路圖表示於圖 2.7 中[27]，以此圖作為永磁同步電動機數學模型分析及推導之依據，其推導過程中忽略渦流損與磁滯損、磁飽和現象、無阻尼繞組及將電動機反電動勢為正弦波等基本假設。

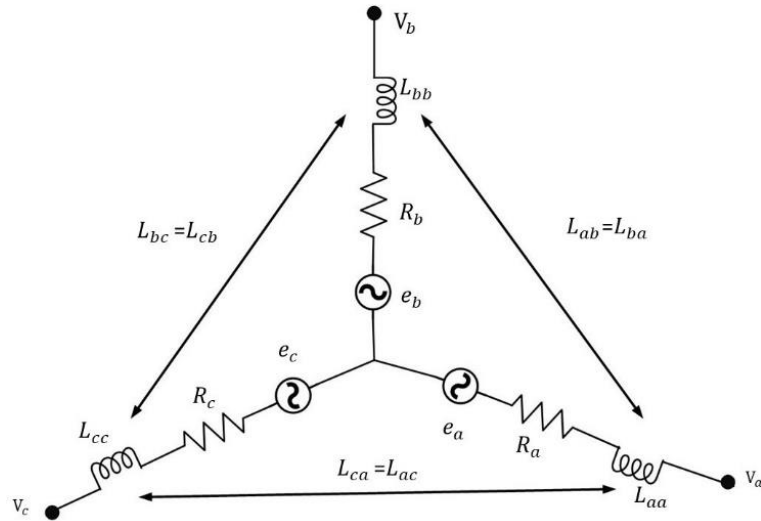


圖 2.7 永磁同步電動機三相系統座標軸之定子側等效電路圖

電動機三相定子繞組具有對稱性，因此三相電阻與電感以固定值假設，即為  $R_s = R_a = R_b = R_c$  與  $L_s = L_a = L_b = L_c$ ，依據電學柯希荷夫電壓定律，可將永磁同步電動機三相系統座標軸之電壓方程式表示於式(2.5) [27]。

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_a \\ \lambda_b \\ \lambda_c \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

其中  $\lambda_a$ 、 $\lambda_b$ 、 $\lambda_c$  為 abc 三相之磁通鏈，其矩陣方程式由式(2.6)表示。

$$\begin{bmatrix} \lambda_a \\ \lambda_b \\ \lambda_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \lambda_m \begin{bmatrix} \sin \theta_e \\ \sin(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

其中  $L_{aa}$ 、 $L_{bb}$ 、 $L_{cc}$  為三相定子側繞組自感項，其係數表示於式(2.7) [27]。



$$\begin{cases} L_{aa} = L_{ls} + L_A - L_B \cos(2\theta_e) \\ L_{bb} = L_{ls} + L_A - L_B \cos(2\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \\ L_{cc} = L_{ls} + L_A - L_B \cos(2\theta_e - \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (2.7)$$

其中  $L_{ab}$ 、 $L_{bc}$ 、 $L_{ac}$  為三相定子側繞組互感項，其係數表示於式(2.8) [27]。

$$\begin{cases} L_{ab} = L_{ba} = -\frac{1}{2}L_A + L_B \cos(2\theta_e - \frac{2\pi}{3}) \\ L_{bc} = L_{cb} = -\frac{1}{2}L_A + L_B \cos(2\theta_e) \\ L_{ca} = L_{ac} = -\frac{1}{2}L_A + L_B \cos(2\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (2.8)$$

其中  $L_{ls}$  為電動機定子側繞組漏磁電感， $L_A$  為電動機定子側直流電感係數，

$L_B$  為電動機定子側交流電感係數。

將式(2.6)磁通鏈方程式代入式(2.5)電壓方程式中，可得出式子表示於式(2.9)。

$$v_{abc} = R_s i_{abc} + L_s \frac{d}{dt} i_{abc} + e_{abc} \quad (2.9)$$

其中  $e_{abc}$  為永磁同步電動機之反電動勢，由三相定子側繞組線圈受永久磁鐵

激磁產生，與電動機同步旋轉轉速  $\omega_e$  成正比關係，其方程式可表示於式(2.10)。

$$\begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} = \omega_e \lambda_m \begin{bmatrix} \cos \theta_e \\ \cos(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

永磁同步電動機之電磁功率以式(2.11)表示，並將式(2.10)代入，得出式(2.11)

第二行結果，若假定電動機三相電流與電壓相位相同且三相平衡，可進一步簡化





電磁功率方程式，得出式(2.11)第三行結果。

$$\begin{aligned}
 P_e &= v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c \\
 &= \omega_e \lambda_m [i_a \cos \theta_e + i_b \cos(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) + i_c \cos(\theta_e + \frac{2\pi}{3})] \\
 &= \frac{3}{2} \omega_e \lambda_m I_m
 \end{aligned} \tag{2.11}$$

其中  $I_m$  為電動機相電流峰值， $\lambda_m$  為電動機相磁通量峰值。

由式(2.11)第三行結果可知，永磁同步電動機類似一個分激式直流電動機，其電磁功率與轉速及相電流峰值乘積成正比關係，將可做線性控制使用。於 abc 三相座標軸系統下分析，電壓及電流為非線性時變系統，且各變數互有耦合情況，導致永磁同步電動機數學模型較為複雜，且控制器設計較為困難，若使用上一小節座標軸轉換式(2.1)及式(2.3)，將三相座標軸系統轉換至同步旋轉座標軸系統，其變數解耦合，電動機系統也變為線性非時變，數學模型可簡化許多，分析較為容易，永磁同步電動機 d-q 軸電壓與電流方程式為式(2.12)。

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_d \\ \lambda_q \\ \lambda_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\omega_e \lambda_q \\ \omega_e \lambda_d \\ 0 \end{bmatrix} \tag{2.12}$$

其中  $\lambda_d$ 、 $\lambda_q$ 、 $\lambda_0$  分別為同步旋轉座標 dq0 軸磁通鏈，假設忽略零相序，永久磁鐵產生之磁通鏈  $\lambda_{pm}$  與同步旋轉座標軸的 d 軸平行，可知電動機 d-q 軸磁場分別為  $\lambda_d = L_d i_d + \lambda_{pm}$  及  $\lambda_q = L_q i_q$ ，則 d-q 軸電壓方程式表示於式(2.13)與式(2.14)，其等效電路模型表示於圖 2.8 中[9]。

$$v_d = R_s i_d + L_d \frac{d}{dt} i_d - \omega_e L_q i_q \tag{2.13}$$

$$v_q = R_s i_q + L_q \frac{d}{dt} i_q + \omega_e (L_d i_d + \lambda_{pm}) \tag{2.14}$$

其中  $R_s$  為定子側電阻， $L_d$ 、 $L_q$  分別為 d-q 軸電感值， $\lambda_{pm}$  為永磁同步電動機



永久磁鐵產生之磁通鏈，而電磁功率方程式將可由式(2.15)表示。

$$P_e = \frac{3}{2}(v_q i_q + v_d i_d) \quad (2.15)$$

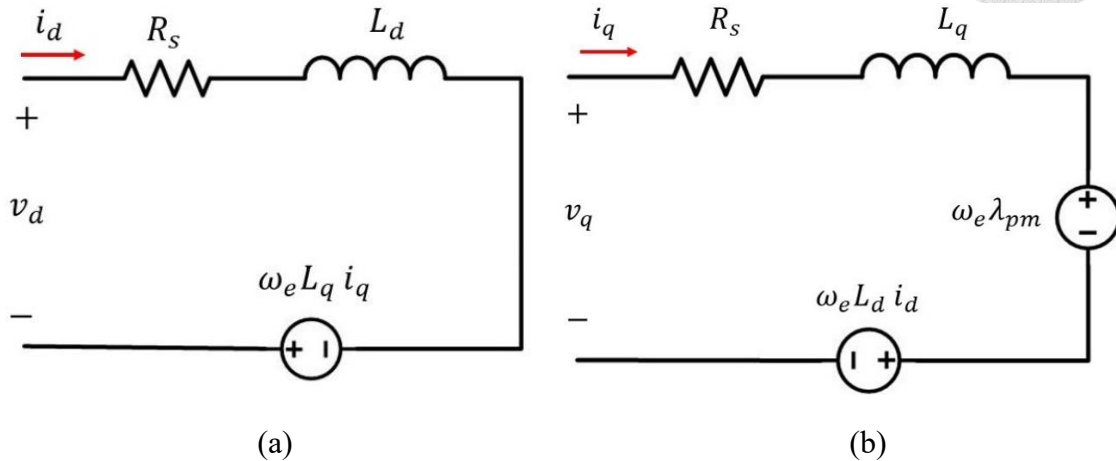


圖 2.8 永磁同步電動機於 d-q 軸等效電路模型

因定子線圈  $R_s$  很小忽略不計，且於定轉速穩態情況下，可省略電壓方程式之時變項，簡化後電磁功率方程式  $P_e$  可表示於式(2.16)，其電磁轉矩方程式所示為式(2.17)。

$$P_e = \frac{3}{2} \omega_r [\lambda_{pm} i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \quad (2.16)$$

$$T_e = \frac{P_e}{\omega_m} = \frac{N_p}{2} \frac{P_e}{\omega_r} = \frac{3}{2} \frac{N_p}{2} [\lambda_{pm} i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \quad (2.17)$$

其中  $N_p$  為電動機磁極數， $\omega_m$  為電動機同步轉速， $\omega_r$  為電動機轉子轉速。

於式(2.17)中， $\frac{3}{2} \frac{N_p}{2} (\lambda_{pm} i_q)$  為永磁同步電動機永久磁鐵產生之勵磁轉矩， $\frac{3}{2} \frac{N_p}{2} (L_d - L_q) i_d i_q$  為永磁同步電動機凸極效應產生之磁阻轉矩，因本論文採用內藏式永磁同步電動機，其 d-q 軸電感不相等，即為  $L_d \neq L_q$ ，所以具有兩者轉矩特性，除了說明電動機電氣特性外，還需說明機械特性，根據牛頓第二運動定律，且考慮電動機伺服機械負載  $T_L$ 、電動機阻尼係數  $B$  以及轉動慣量  $J$ ，其電動機機



械動態方程式可表示於式(2.18)[9]。

$$T_e = J \frac{d\omega_m}{dt} + B\omega_m + T_L \quad (2.18)$$

## 2.5 空間向量脈波寬度調變

脈波寬度調變(Pulse Width Modulation, PWM)原理是以高頻三角載波訊號決定脈波之導通及截止時間，建立工作週期(duty cycle)驅動三相變頻器(Inverter)功率電晶體，產生相差 120 度三相電壓訊號波形，而使永磁同步電動機產生轉子旋轉磁場，其驅動控制策略可分成弦波式脈波寬度調變(Sinusoidal Pulse Width Modulation, SPWM)及空間向量脈波寬度調變(Space Vector Pulse Width Modulation, SVPWM)。

弦波式脈波寬度調變原理是將控制器產生之三相弦波電壓命令與三角載波相互比較，利用兩者大小差異，藉此產生脈波寬度調變訊號，再由三相變頻器將信號放大後驅動永磁同步電動機，其控制方法較簡單，但電壓線性操作範圍較小，為了有較高的電壓線性操作範圍，空間向量脈波寬度調變方法被提出，其電壓線性操作範圍高於弦波式脈波寬度調變 1.155 倍，控制原理依據三相變頻器之電壓空間向量切換，獲得圓形旋轉磁場，作為驅動功率電晶體之依據，因有較多電壓空間向量切換，可消除電流諧波及降低電磁轉矩漣波，本論文採用空間向量脈波寬度調變，以下將詳細說明其原理[24]。

三相六臂變頻器電路圖，如圖 2.9 所示，圖中變頻器共有三組上下臂功率電晶體，其定義  $T_a^+$ 、 $T_b^+$ 、 $T_c^+$  表示上臂開關、 $T_a^-$ 、 $T_b^-$ 、 $T_c^-$  表示下臂開關，為了防止直流電壓輸入端短路，造成功率電晶體及其他電路元件燒壞，同相間之上下兩臂不能同時導通，故以互補型式進行驅動功率電晶體元件，三相變頻器開關狀態可表示如式(2.19)。



$$s_x = \begin{cases} 1 & : T_x^+ : ON, T_x^- : OFF \\ 0 & : T_x^+ : OFF, T_x^- : ON \end{cases} \quad (2.19)$$

其中  $s_x$  為開關狀態， $x$  為  $a$ 、 $b$ 、 $c$  三相， $T_x^+$  為上臂開關， $T_x^-$  為下臂開關，

$ON$  為功率電晶體元件導通， $OFF$  為功率電晶體元件截止。

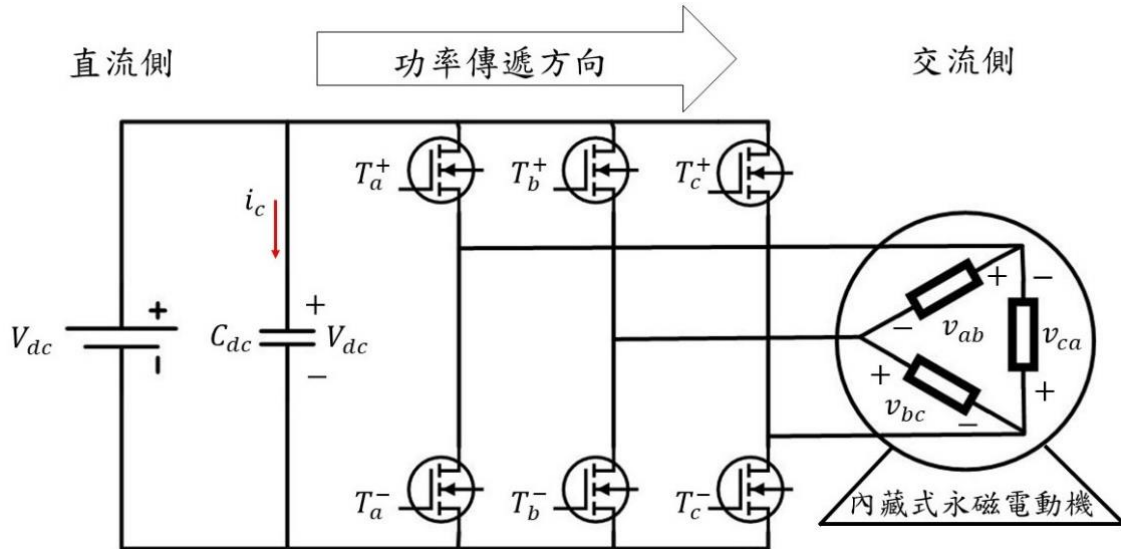


圖 2.9 三相六臂變頻器電路圖

由圖 2.9 及式(2.19)，已知功率電晶體元件開關狀態為 0 或 1，可得知三相相電壓  $v_{as}$ 、 $v_{bs}$ 、 $v_{cs}$  為 0 或  $v_{dc}$ ，進而整理成各線對線電壓，表示為式(2.20)。

$$\begin{cases} v_{ab} = v_{as} - v_{bs} = (s_a - s_b)v_{dc} \\ v_{bc} = v_{bs} - v_{cs} = (s_b - s_c)v_{dc} \\ v_{ca} = v_{cs} - v_{as} = (s_c - s_a)v_{dc} \end{cases} \quad (2.20)$$

根據式(2.20)，可得知負載端相電壓  $v_{as}$ 、 $v_{bs}$ 、 $v_{cs}$  與開關狀態  $s_a$ 、 $s_b$ 、 $s_c$  之矩陣關係為式(2.21)。

$$\begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} = \frac{v_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_a \\ s_b \\ s_c \end{bmatrix} \quad (2.21)$$



經由式(2.21)三組開關之切換，可得出  $2^3 = 8$  種不同開關切換狀態，分別產生八個電壓空間向量當作基底，其中有六個非零電壓向量及兩個零電壓向量，並由二進制編碼表示，表 2-1 所示為各電壓空間向量之電壓值，可得知每次開關切換時，都只變更一個開關狀態，將可減少開關切換損失，使流入永磁同步電動機之電流諧波變小，便可提升三相變頻器效率，表中亦有利用第 2.3 小節座標軸轉換技巧，由三相座標軸系統轉換至靜止座標軸系統之電壓空間向量  $v_{\alpha s}$ 、 $v_{\beta s}$ 。

表 2-1 各電壓空間向量之電壓表

	$s_a s_b s_c$	$v_{as}(v_{dc})$	$v_{bs}(v_{dc})$	$v_{cs}(v_{dc})$	$v_{\alpha s}(v_{dc})$	$v_{\beta s}(v_{dc})$	$\vec{v}_n(v_{dc})$
$\vec{v}_1$	1 0 0	$\frac{2}{3}$	$-\frac{1}{3}$	$-\frac{1}{3}$	$\frac{2}{3}$	0	$\frac{2}{3} \angle 0^\circ$
$\vec{v}_2$	1 1 0	$\frac{1}{3}$	$\frac{1}{3}$	$-\frac{2}{3}$	$\frac{1}{3}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{2}{3} \angle 60^\circ$
$\vec{v}_3$	0 1 0	$-\frac{1}{3}$	$\frac{2}{3}$	$-\frac{1}{3}$	$-\frac{1}{3}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{2}{3} \angle 120^\circ$
$\vec{v}_4$	0 1 1	$-\frac{2}{3}$	$\frac{1}{3}$	$\frac{1}{3}$	$-\frac{2}{3}$	0	$\frac{2}{3} \angle 180^\circ$
$\vec{v}_5$	0 0 1	$-\frac{1}{3}$	$-\frac{1}{3}$	$\frac{2}{3}$	$-\frac{1}{3}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{2}{3} \angle 240^\circ$
$\vec{v}_6$	1 0 1	$\frac{1}{3}$	$-\frac{2}{3}$	$\frac{1}{3}$	$\frac{1}{3}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{2}{3} \angle 300^\circ$
$\vec{v}_7$	1 1 1	0	0	0	0	0	0
$\vec{v}_0$	0 0 0	0	0	0	0	0	0

將表 2-1 所得之非零電壓向量，可分為六個扇形區域，如圖 2.10 所示，每個非零電壓向量之大小皆為  $\frac{2}{3} v_{dc}$ ，相鄰兩電壓向量皆差 60 度，而兩個零電壓向量則位於圓中心點，其圓半徑為圓心與六角形相切之距離，此距離即為空間向量脈波寬度調變之線性區操作範圍，由式(2.22)表示。



$$0 \leq v_m^* \leq \frac{v_{dc}}{\sqrt{3}} \quad (2.22)$$

其中  $v_m^*$  為線性區操作範圍之電壓。

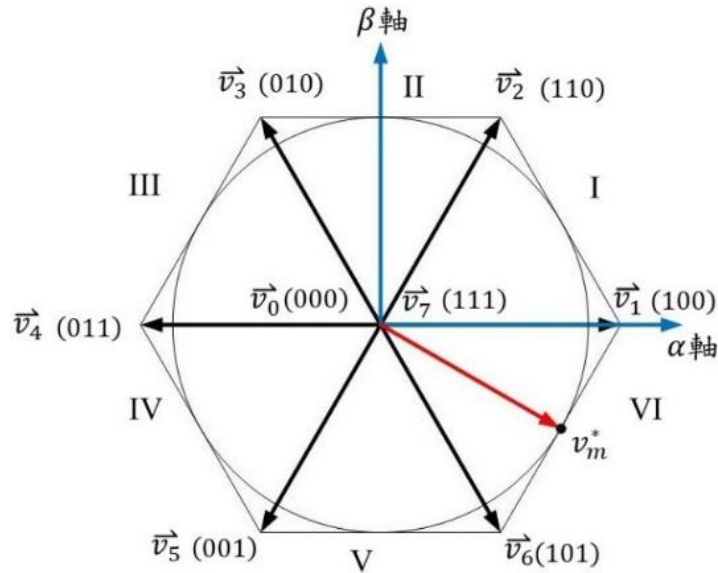


圖 2.10 電壓向量與六個扇形區域

根據圖 2.10 六個扇形區域操作之電壓空間向量，可得知每個扇形區域會有四個電壓向量分量，依序表示於表 2-2 中，若給予一個參考電壓向量，根據位置  $\theta$  範圍所在之扇形區域，可將扇形區中相鄰兩個非零電壓向量及零向量合成此參考電壓向量，採用參考電壓向量的時間積分與操作電壓向量的時間積分相等，將計算出三相逆變器之開關導通及截止時間，此關係式如式(2.23)所示。

$$\int_0^T \vec{v}_{ref} dt = \int_0^{T_n} \vec{v}_n dt + \int_0^{T_{n+1}} \vec{v}_{n+1} dt + \int_0^{T_0} \vec{v}_0 dt + \int_0^{T_7} \vec{v}_7 dt \quad (2.23)$$

其中， $T$  為開關元件對稱切換半週期， $T_n$ 、 $T_{n+1}$ 、 $T_0$  分別為電壓空間向量  $\vec{v}_n$ 、 $\vec{v}_{n+1}$ 、 $\vec{v}_0$  及  $\vec{v}_7$  作用時間， $n$  為電壓向量之變數，其範圍為 1~6。

表 2-2 六個扇形區域操作之電壓空間向量表

區域	角位置 $\theta$ 範圍	操作之電壓空間向量
I	$0 \leq \theta \leq 60^\circ$	$\vec{v}_1 \quad \vec{v}_2 \quad \vec{v}_0 \quad \vec{v}_7$
II	$60^\circ \leq \theta \leq 120^\circ$	$\vec{v}_2 \quad \vec{v}_3 \quad \vec{v}_0 \quad \vec{v}_7$
III	$120^\circ \leq \theta \leq 180^\circ$	$\vec{v}_3 \quad \vec{v}_4 \quad \vec{v}_0 \quad \vec{v}_7$
IV	$180^\circ \leq \theta \leq 240^\circ$	$\vec{v}_4 \quad \vec{v}_5 \quad \vec{v}_0 \quad \vec{v}_7$
V	$240^\circ \leq \theta \leq 300^\circ$	$\vec{v}_5 \quad \vec{v}_6 \quad \vec{v}_0 \quad \vec{v}_7$
VI	$300^\circ \leq \theta \leq 360^\circ$	$\vec{v}_6 \quad \vec{v}_1 \quad \vec{v}_0 \quad \vec{v}_7$

當開關切換頻率高時，零向量之作用時間  $T_0$ 、 $T_7$  可忽略不計，式(2.23)可簡化得出式(2.24)。

$$\vec{v}_{ref} T = \vec{v}_n T_n + \vec{v}_{n+1} T_{n+1} \quad (2.24)$$

接下來將說明各電壓操作時間推導過程，以扇形 I 區為例子說明，如圖 2.11 所示，當參考電壓向量位於扇形 I 區時， $\vec{v}_{ref}$  為  $\vec{v}_1$  及  $\vec{v}_2$  之電壓向量合成，由表 2-1 各電壓空間向量之電壓值可得  $\vec{v}_1 = \frac{2}{3} v_{dc} \vec{\alpha}$ 、 $\vec{v}_2 = \frac{1}{3} v_{dc} \vec{\alpha} + \frac{1}{\sqrt{3}} v_{dc} \vec{\beta}$  代入於式(2.24)，可得出式(2.25)。

$$\begin{aligned} \vec{v}_{ref} &= \frac{T_1}{T} \vec{v}_1 + \frac{T_2}{T} \vec{v}_2 = \frac{T_1}{T} \left( \frac{2}{3} v_{dc} \vec{\alpha} \right) + \frac{T_2}{T} \left( \frac{1}{3} v_{dc} \vec{\alpha} + \frac{1}{\sqrt{3}} v_{dc} \vec{\beta} \right) \\ &= \left( \frac{2}{3} v_{dc} \frac{T_1}{T} + \frac{1}{3} v_{dc} \frac{T_2}{T} \right) \vec{\alpha} + \left( \frac{1}{\sqrt{3}} v_{dc} \frac{T_2}{T} \right) \vec{\beta} \\ &= v_\alpha \vec{\alpha} + v_\beta \vec{\beta} \end{aligned} \quad (2.25)$$

其中  $v_\alpha$ 、 $v_\beta$  為靜止座標軸上之電壓向量， $\vec{\alpha}$ 、 $\vec{\beta}$  為靜止座標軸上向量，式(2.25)中整理出  $v_\alpha = \frac{2}{3} v_{dc} \frac{T_1}{T} + \frac{1}{3} v_{dc} \frac{T_2}{T}$  及  $v_\beta = \frac{1}{\sqrt{3}} v_{dc} \frac{T_2}{T}$ ，可得扇形 I 區導通時間  $T_1$ 、



$T_2$  值，分別表示於式(2.26)、式(2.27)。

$$T_1 = \frac{T}{v_{dc}} \sqrt{3} \left( \frac{\sqrt{3}}{2} v_{\alpha s} - \frac{1}{2} v_{\beta s} \right) \quad (2.26)$$

$$T_2 = \frac{T}{v_{dc}} \sqrt{3} v_{\beta s} \quad (2.27)$$

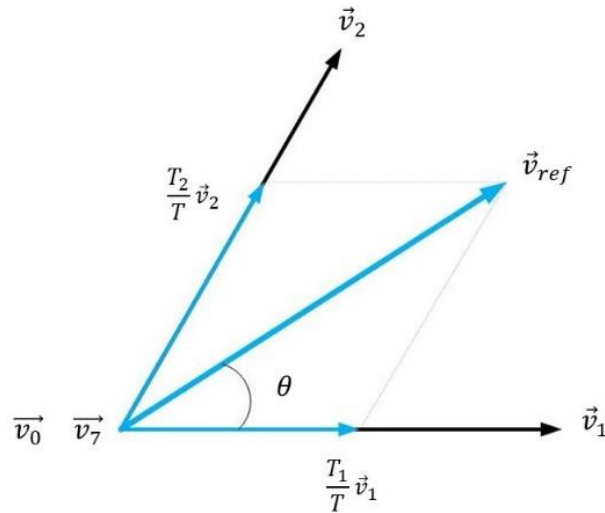


圖 2.11 扇形 I 區電壓向量圖

其餘五個扇形區域，可由表 2-1 中各電壓空間向量之靜止座標軸分量，並依序代入式(2.23)中，進一步推導出各扇形區的  $T_n$  與  $T_{n+1}$  導通時間，所得之結果表示於表 2-3 中，且求得三相操作週期。

表 2-3 各扇形區域電壓空間向量操作時間及週期表

區域	電壓空間向量之操作時間	操作週期	三相操作週期
I 區	$T_1 = \frac{T}{v_{dc}} \sqrt{3} \left( \frac{\sqrt{3}}{2} v_{\alpha s} - \frac{1}{2} v_{\beta s} \right)$ $T_2 = \frac{T}{v_{dc}} \sqrt{3} v_{\beta s}$	$d_1 = \frac{T_1}{T}$ $d_2 = \frac{T_2}{T}$	$d_c = \frac{1}{2}(1 - d_1 - d_2)$ $d_b = d_c + d_2$ $d_a = d_b + d_1$


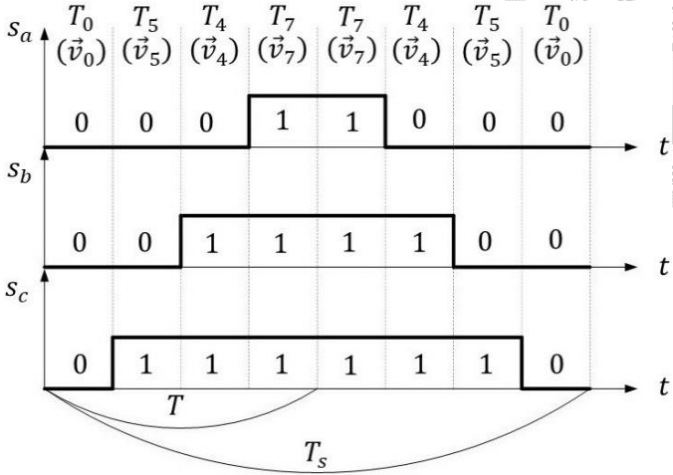

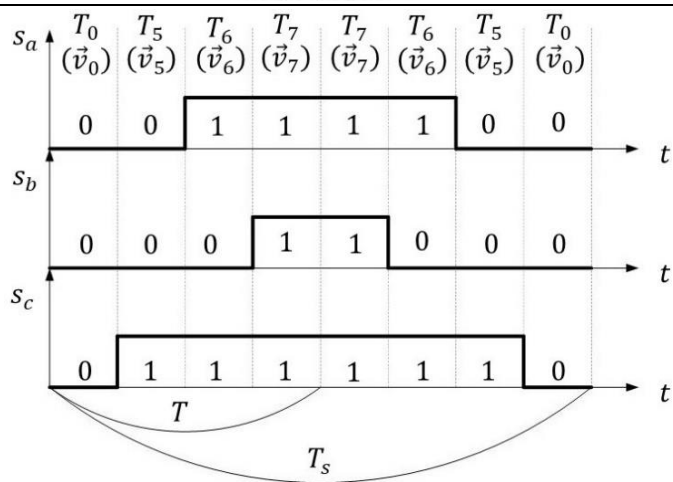

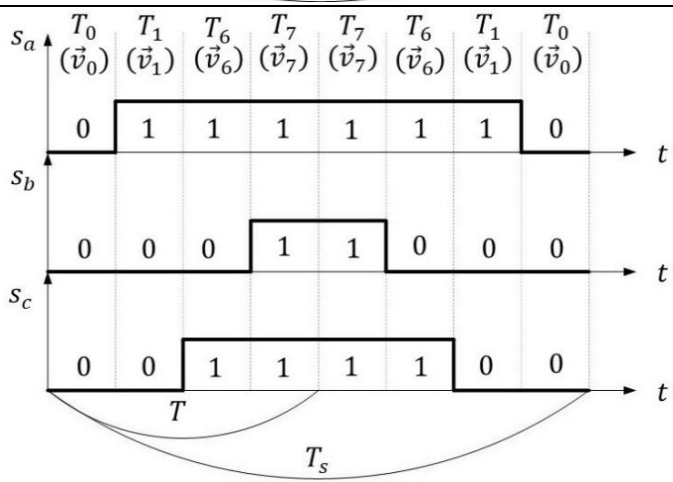


II 區	$T_2 = \frac{T}{v_{dc}} \sqrt{3} \left( \frac{\sqrt{3}}{2} v_{\alpha s} + \frac{1}{2} v_{\beta s} \right)$ $T_3 = \frac{T}{v_{dc}} \sqrt{3} \left( -\frac{\sqrt{3}}{2} v_{\alpha s} + \frac{1}{2} v_{\beta s} \right)$	$d_1 = \frac{T_3}{T}$ $d_2 = \frac{T_2}{T}$	$d_c = \frac{1}{2}(1-d_1-d_2)$ $d_a = d_c + d_2$ $d_b = d_a + d_1$
III 區	$T_3 = \frac{T}{v_{dc}} \sqrt{3} v_{\beta s}$ $T_4 = \frac{T}{v_{dc}} \sqrt{3} \left( -\frac{\sqrt{3}}{2} v_{\alpha s} - \frac{1}{2} v_{\beta s} \right)$	$d_1 = \frac{T_3}{T}$ $d_2 = \frac{T_4}{T}$	$d_a = \frac{1}{2}(1-d_1-d_2)$ $d_c = d_a + d_2$ $d_b = d_c + d_1$
IV 區	$T_4 = \frac{T}{v_{dc}} \sqrt{3} \left( -\frac{\sqrt{3}}{2} v_{\alpha s} + \frac{1}{2} v_{\beta s} \right)$ $T_5 = \frac{T}{v_{dc}} (-\sqrt{3} v_{\beta s})$	$d_1 = \frac{T_5}{T}$ $d_2 = \frac{T_4}{T}$	$d_a = \frac{1}{2}(1-d_1-d_2)$ $d_b = d_a + d_2$ $d_c = d_b + d_1$
V 區	$T_5 = \frac{T}{v_{dc}} \sqrt{3} \left( -\frac{\sqrt{3}}{2} v_{\alpha s} + \frac{1}{2} v_{\beta s} \right)$ $T_6 = \frac{T}{v_{dc}} (-\sqrt{3} v_{\beta s})$	$d_1 = \frac{T_5}{T}$ $d_2 = \frac{T_6}{T}$	$d_b = \frac{1}{2}(1-d_1-d_2)$ $d_a = d_b + d_2$ $d_c = d_a + d_1$
VI 區	$T_6 = \frac{T}{v_{dc}} (-\sqrt{3} v_{\beta s})$ $T_1 = \frac{T}{v_{dc}} \sqrt{3} \left( -\frac{\sqrt{3}}{2} v_{\alpha s} + \frac{1}{2} v_{\beta s} \right)$	$d_1 = \frac{T_6}{T}$ $d_2 = \frac{T_1}{T}$	$d_b = \frac{1}{2}(1-d_1-d_2)$ $d_c = d_b + d_2$ $d_a = d_c + d_1$

經由上述，得出六個扇形區之電壓向量作用時間，接著是如何實現空間向量脈波寬度調變中開關切換，每次開關狀態變換時，僅改變一相功率電晶體開關狀態，為了得到可用的波形及減少三相變頻器開關切換損失，電壓向量在六個扇形區域需要有適當地安排，其開關切換順序及狀態波形圖，如表 2-4 所示。

表 2-4 開關切換順序對照表

區	開關切換電壓向量順序	三相開關狀態波形圖
I 區	$\vec{v}_0 \rightarrow \vec{v}_1 \rightarrow \vec{v}_2 \rightarrow$ $\vec{v}_7 \rightarrow \vec{v}_2 \rightarrow \vec{v}_1 \rightarrow \vec{v}_0$	
II 區	$\vec{v}_0 \rightarrow \vec{v}_3 \rightarrow \vec{v}_2 \rightarrow$ $\vec{v}_7 \rightarrow \vec{v}_2 \rightarrow \vec{v}_3 \rightarrow \vec{v}_0$	
III 區	$\vec{v}_0 \rightarrow \vec{v}_3 \rightarrow \vec{v}_4 \rightarrow$ $\vec{v}_7 \rightarrow \vec{v}_4 \rightarrow \vec{v}_3 \rightarrow \vec{v}_0$	

IV 	$\vec{v}_0 \rightarrow \vec{v}_5 \rightarrow \vec{v}_4 \rightarrow$ $\vec{v}_7 \rightarrow \vec{v}_4 \rightarrow \vec{v}_5 \rightarrow \vec{v}_0$	 <p>Timing diagram for IV showing signals <math>s_a</math>, <math>s_b</math>, and <math>s_c</math> over time <math>t</math>. The diagram is divided into eight time intervals labeled <math>T_0</math> through <math>T_7</math> with corresponding velocity vectors <math>(\vec{v}_0)</math> through <math>(\vec{v}_7)</math>. <math>s_a</math> has pulses at <math>T_4</math> and <math>T_7</math>. <math>s_b</math> has pulses at <math>T_4</math>, <math>T_5</math>, <math>T_6</math>, and <math>T_7</math>. <math>s_c</math> has a long pulse from <math>T_1</math> to <math>T_7</math>. A period <math>T</math> is marked from <math>T_1</math> to <math>T_4</math>, and a total period <math>T_s</math> is marked from <math>T_1</math> to <math>T_7</math>.</p>
V 	$\vec{v}_0 \rightarrow \vec{v}_5 \rightarrow \vec{v}_6 \rightarrow$ $\vec{v}_7 \rightarrow \vec{v}_6 \rightarrow \vec{v}_5 \rightarrow \vec{v}_0$	 <p>Timing diagram for V showing signals <math>s_a</math>, <math>s_b</math>, and <math>s_c</math> over time <math>t</math>. The diagram is divided into eight time intervals labeled <math>T_0</math> through <math>T_7</math> with corresponding velocity vectors <math>(\vec{v}_0)</math> through <math>(\vec{v}_7)</math>. <math>s_a</math> has pulses at <math>T_4</math>, <math>T_5</math>, <math>T_6</math>, and <math>T_7</math>. <math>s_b</math> has pulses at <math>T_4</math> and <math>T_5</math>. <math>s_c</math> has a long pulse from <math>T_1</math> to <math>T_7</math>. A period <math>T</math> is marked from <math>T_1</math> to <math>T_4</math>, and a total period <math>T_s</math> is marked from <math>T_1</math> to <math>T_7</math>.</p>
VI 	$\vec{v}_0 \rightarrow \vec{v}_1 \rightarrow \vec{v}_6 \rightarrow$ $\vec{v}_7 \rightarrow \vec{v}_6 \rightarrow \vec{v}_1 \rightarrow \vec{v}_0$	 <p>Timing diagram for VI showing signals <math>s_a</math>, <math>s_b</math>, and <math>s_c</math> over time <math>t</math>. The diagram is divided into eight time intervals labeled <math>T_0</math> through <math>T_7</math> with corresponding velocity vectors <math>(\vec{v}_0)</math> through <math>(\vec{v}_7)</math>. <math>s_a</math> has pulses at <math>T_1</math>, <math>T_4</math>, <math>T_5</math>, <math>T_6</math>, and <math>T_7</math>. <math>s_b</math> has pulses at <math>T_4</math> and <math>T_5</math>. <math>s_c</math> has a long pulse from <math>T_1</math> to <math>T_7</math>. A period <math>T</math> is marked from <math>T_1</math> to <math>T_4</math>, and a total period <math>T_s</math> is marked from <math>T_1</math> to <math>T_7</math>.</p>

## 第三章 驅動控制策略設計



### 3.1 前言

本章節將介紹不同驅動控制策略，並了解各控制策略之特性及差異，且運用於電動機車之內藏式永磁同步電動機中，首先需了解電動機轉矩-轉速輸出特性，如圖 3.1 所示，永磁同步電動機操作範圍為黑色曲線所圍區域內，而紅色曲線為功率操作線，區域可依據基準轉速  $\omega_{base}$  作為分界點，電動機操作轉速於基準轉速以下為定轉矩區，應用上需要有較大的電磁轉矩輸出，故採用每安培最大轉矩控制，便可得到較好的電動機電磁轉矩輸出及整體系統效率響應；於基準轉速以上為定功率區，此區域需要寬廣速度操作範圍，使電動機車能高速運行，故採用弱磁控制，得以延伸永磁同步電動機轉速操作範圍。而兩者區域轉換往往受到規格限制，因此本章節先說明電動機電壓與電流限制原理，作為後續小節驅動控制策略之依據，依序說明磁場導向控制、每安培最大轉矩控制、前饋式及反饋式弱磁控制理論與架構。

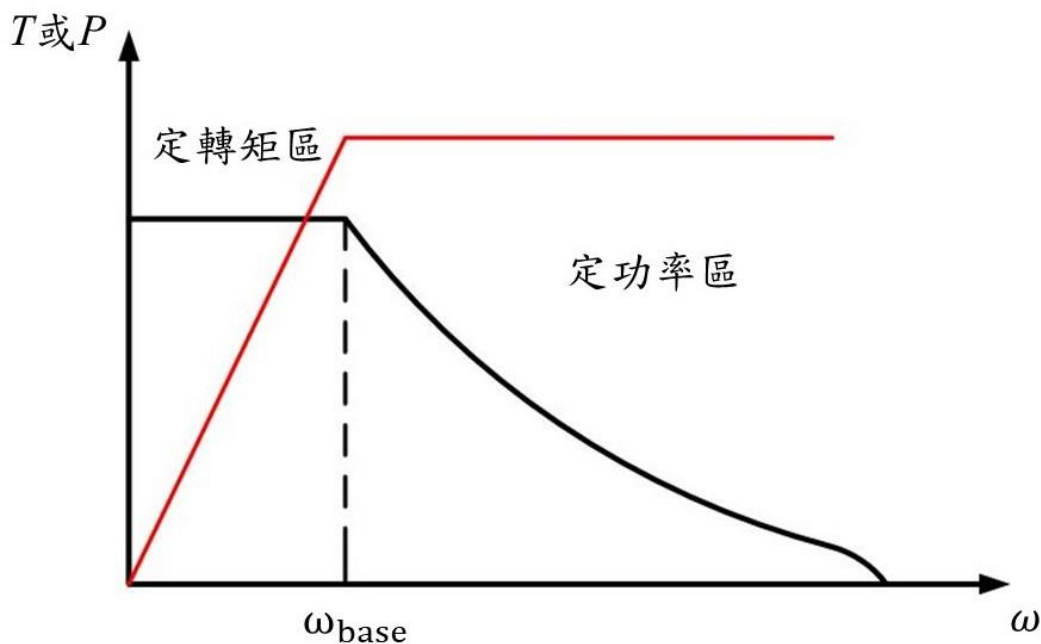


圖 3.1 永磁同步電動機之轉矩-轉速輸出特性圖



## 3.2 電壓與電流限制

永磁同步電動機在高速實驗時，往往會受限於電動機實際規格及三相變頻器驅動電路硬體規格，電動機電壓與電流需滿足式(3.1)、式(3.2)之限制條件。

$$\sqrt{v_d^2 + v_q^2} \leq v_{s\_max} \quad (3.1)$$

$$\sqrt{i_d^2 + i_q^2} \leq i_{s\_max} \quad (3.2)$$

其中  $v_{s\_max}$  為電動機電壓最大限制值， $i_{s\_max}$  為電動機電流最大限制值，若考慮內藏式永磁同步電動機於穩態狀態下操作，且忽略定子電阻電壓降，因此可將第二章節電動機數學模型之 d-q 軸電壓方程式式(2.13)、式(2.14)簡化，並表示於式(3.3)、(3.4)。

$$v_d = -\omega_e L_q i_q \quad (3.3)$$

$$v_q = \omega_e (L_d i_d + \lambda_{pm}) \quad (3.4)$$

將上述簡化得出的 d-q 軸電壓方程式式(3.3)、式(3.4)帶入式(3.1)中，其電壓限制條件可表示為式(3.5)。

$$\sqrt{(-\omega_e L_q i_q)^2 + (\omega_e (L_d i_d + \lambda_{pm}))^2} \leq v_{s\_max} \quad (3.5)$$

若將電壓限制條件式(3.5)整理，便可得出一個橢圓型式之方程式式(3.6)。

$$\left( \frac{\frac{\lambda_{pm} + i_d}{L_d}}{\frac{v_{s\_max}}{\omega_e L_d}} \right)^2 + \left( \frac{i_q}{\frac{v_{s\_max}}{\omega_e L_q}} \right)^2 = 1 \quad (3.6)$$

根據永磁同步電動機轉速不同，可將式電流限制條件(3.2)及電壓限制條件式(3.6)繪製於 d-q 軸電流座標軸平面，將得出電流限制圓及電壓限制橢圓示意圖，如圖 3.2 所示，電流限制圓以原點為圓心，隨著電流命令大小，改變電流限制圓



半徑；而電壓限制橢圓以  $\left(\frac{-\lambda_{pm}}{L_d}, 0\right)$  為中心點，橢圓長軸為  $\frac{V_{s\_max}}{\omega_e L_d}$ ，橢圓短軸為

$\frac{V_{s\_max}}{\omega_e L_q}$ ，電流限制圓及電壓限制橢圓交集區域為永磁同步電動機操作範圍，電動

機轉速高低關係為  $\omega_3 > \omega_2 > \omega_1 > \omega_{base}$ ，隨著轉速增加，電壓限制橢圓半徑逐漸縮小，兩者限制圓交集區域也逐漸縮小，直到電動機電磁轉矩輸出為 0，而電壓限制橢圓之大小代表電壓裕度可用的範圍，當電動機操作轉速低於基準轉速時，有較大的電壓限制橢圓，代表電壓還有較大的操作範圍，電動機操作轉速超過基準轉速時，電壓限制橢圓逐漸縮小，代表電壓裕度可利用的範圍變小，為了能夠在電流限制圓與電壓限制橢圓範圍內操作，需控制反向之 d 軸電流，削弱永久磁鐵產生的磁通鏈，此方法稱為弱磁控制，將由第 3.5 小節詳細地說明控制原理。

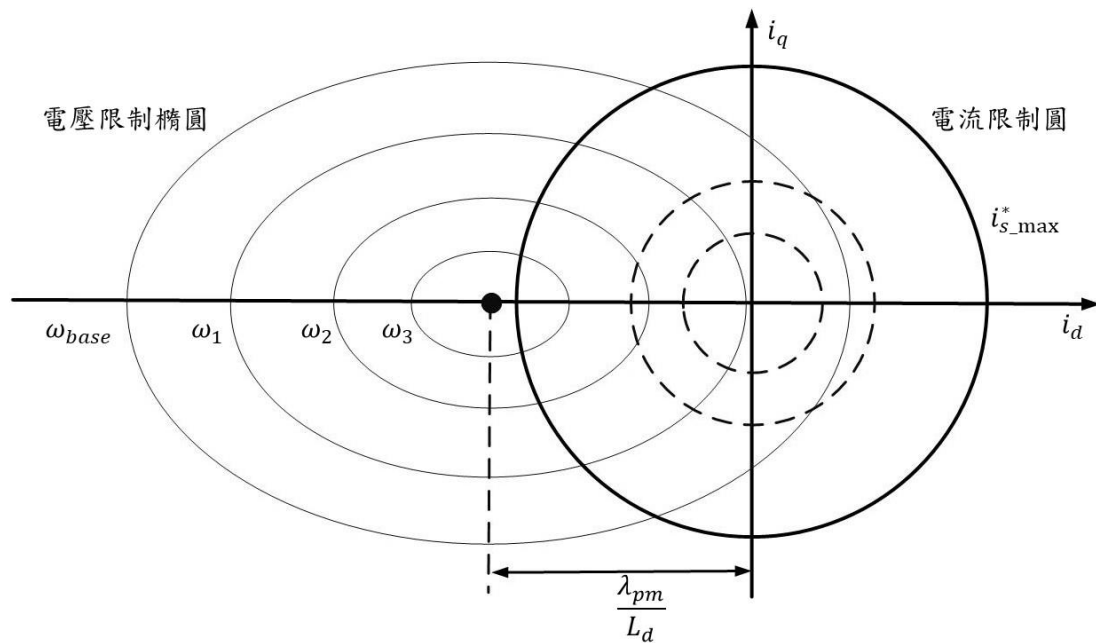


圖 3.2 電壓限制橢圓與電流限制圓示意圖



### 3.3 磁場導向控制

目前交流電機控制方法發展至今，大致可分成純量控制及向量控制兩種，純量控制不需要電流與轉子角位置回授，依據命令值調整輸出電壓及頻率，此控制架構簡單，但容易受負載大小所影響，導致運轉效率變差。

向量控制則需要轉子角位置與電流回授，其控制策略有兩種方式，第一種方法為 Hasse 及 Blaschke 學者在 1968 年間提出的磁場導向控制，第二種方法為 Takahashi 與 Noguchi 學者在 1984 年發表的直接轉矩控制法(Direct Torque Control, DTC)，本小節將說明以磁場導向控制原理[29]，作為後續驅動控制策略之核心。

根據第二章永磁同步電動機之數學模型推導，可得知內藏式永磁同步電動機轉矩特性不像分激式直流電動機擁有轉矩與電樞電流成正比關係，為了達成相同電磁轉矩控制效果，因此衍生出磁場導向控制策略，其原理為將原本電磁耦合非線性控制結構，利用 2.3 小節座標軸轉換技巧，轉換至同步旋轉座標軸 d、q 軸上，便可將電動機三相電流解耦合成兩相電流分量，分別為與轉子磁場同方向之 d 軸電流，以及與電磁轉矩同方向之 q 軸電流，達成磁場和轉矩獨立控制而不互相關擾問題，其兩者電流類似分激式直流電動機之激磁場電流及電樞電流。

原內藏式永磁同步電動機電磁轉矩方程式(2.17)，將 d 軸電流命令為零，將解耦電磁轉矩，減少內磁式永磁同步電動機凸極效應產生之磁阻轉矩，使得電動機電磁轉矩  $T_e$  與 q 軸電流  $i_q$  成線性關係，此關係式表示於式(3.7)。

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{N_p}{2} \lambda_{pm} i_q \quad (3.7)$$

如此一來其電磁轉矩如同分激式直流電動機線性控制特性，便能透過單獨控制 q 軸電流，線性控制電磁轉矩，但對於內藏式永磁同步電動機之驅動控制，捨去了磁阻轉矩，只有永久磁鐵產生的勵磁轉矩，故電動機電磁轉矩輸出較低，磁場導向控制架構圖，如圖 3.3 所示，量測內藏式永磁同步電動機 A、B 兩相電流及

電動機同步旋轉軸上角度位置訊號後，經由座標軸轉換後，得出在同步旋轉座標上 d-q 軸電流，此兩者電流皆為回授值，與電流命令值相減後之誤差值，經過比例積分器產生 d-q 軸電壓命令，透過 2.5 小節空間向量脈波寬度調變控制原理，產生三相變頻器功率電晶體切換訊號，並驅動內藏式永磁同步電動機，實現磁場導向控制原理。

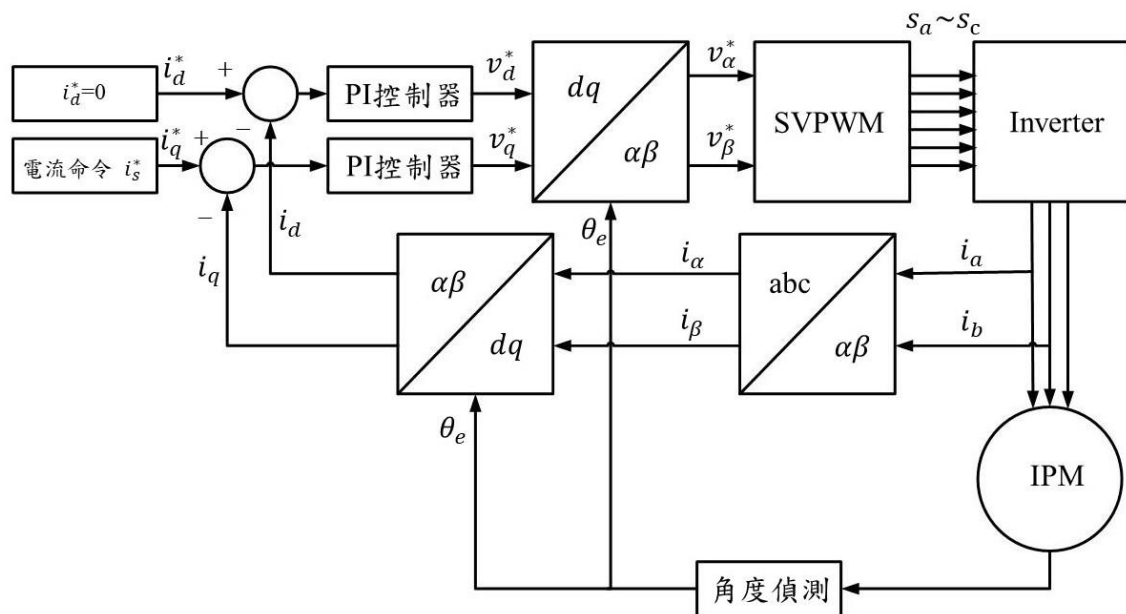


圖 3.3 磁場導向控制架構圖

### 3.4 每安培最大轉矩控制

從電磁轉矩方程式(2.17)可知，電磁轉矩可分為勵磁轉矩及磁阻轉矩，因本論文採用內藏式永磁同步電動機，具有兩者轉矩之特性，若適當地控制 d 軸電流，便可有較高的電磁轉矩輸出，圖 3.4 所示為各轉矩對 d 軸電流特性曲線圖 [30]，由於磁場導向控制是將 d 軸電流命令為零，使得磁阻轉矩無法被利用，電磁轉矩輸出只有勵磁轉矩，於低轉速運轉時，電動機車通常處在爬坡路段，此時電動機對電磁轉矩輸出有較大需求，若有效地控制 d 軸電流為反向值，將使磁阻轉矩不為零，電動機電磁轉矩就可提升，為了使電動機於每一個電流命令情況下，都有最大轉矩量輸出，故發展出每安培最大轉矩控制策略(Maximum Torque Per Ampere Control, MTPA)，可在每單位電流中得出最大轉矩量，將銅損(copper



losses)最小化，增加內藏式永磁同步電動機動系統整體效率。

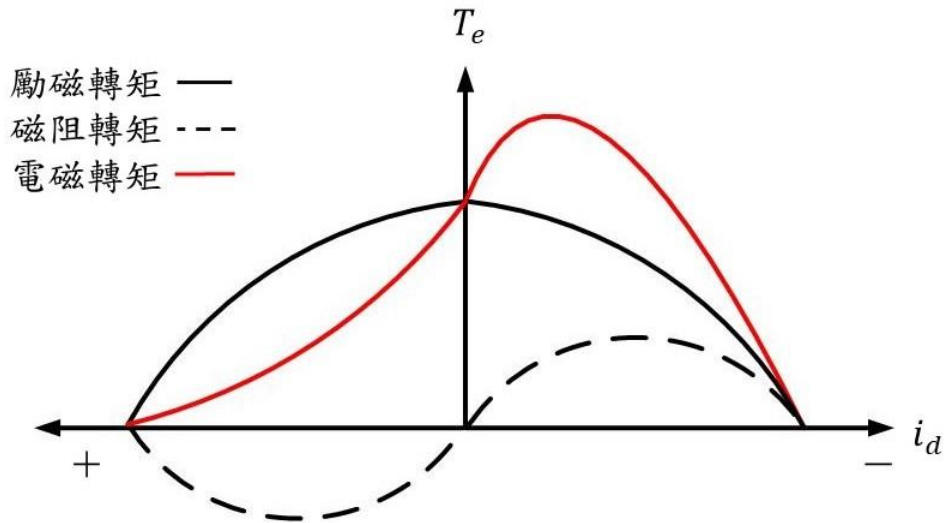


圖 3.4 各轉矩對 d 軸電流特性曲線圖

依據電磁轉矩方程式(2.17)，給予一個電流命令值  $i_s^*$ ，其命令值可分為 d-q 軸兩者電流分量，為了有較佳電磁轉矩輸出，已知 q 軸電流分量為正向值，而 d 軸電流分量必為反向值，因此電流命令值  $i_s^*$  操作於 d-q 軸電流平面第二象限，d-q 軸電流分量示意圖，如圖 3.5 所示，電流命令  $i_s^*$  與正向 d 軸電流夾角為  $\theta$ ，若要以最小電流量產生最大電磁轉矩輸出，此電流需與等轉矩線相切，數學表示式為電流夾角  $\theta$  做偏微分求解極值，以下將說明其每安培最大轉矩控制策略推導。

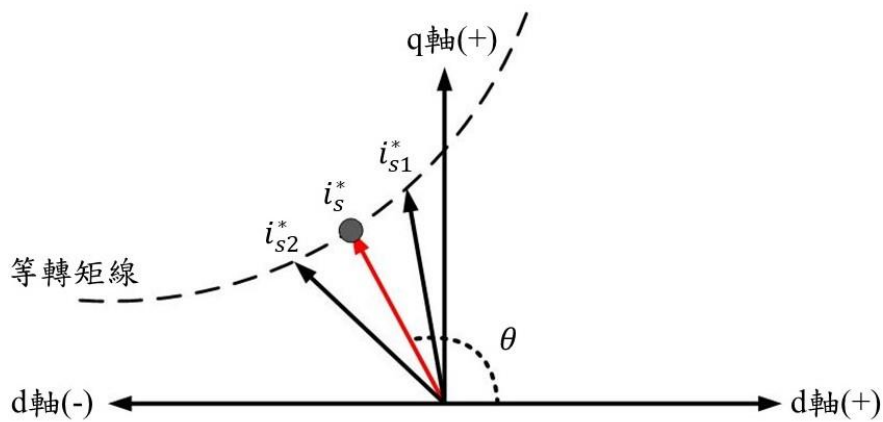


圖 3.5 d-q 軸電流分量示意圖

根據圖 3.5 示意圖，可將 d-q 軸電流命令以相位角  $\theta$  之數學型式表示於式



(3.8)。

$$\begin{cases} i_d^* = i_s^* \cos \theta \\ i_q^* = i_s^* \sin \theta \end{cases} \quad (3.8)$$

將式(3.8) d-q 軸電流命令代入電磁轉矩方程式(2.17)中，表示於式(3.9)，並對相位角  $\theta$  偏微分求解極值，其方程式表示於式(3.10)。

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{N_p}{2} \left[ \lambda_{pm} i_s^* \sin \theta + (L_d - L_q) i_s^{*2} \frac{\sin 2\theta}{2} \right] \quad (3.9)$$

$$\frac{\partial T_e}{\partial \theta} = \frac{3}{2} \frac{N_p}{2} \left[ \lambda_{pm} i_s^* \cos \theta + (L_d - L_q) i_s^{*2} \cos 2\theta \right] = 0 \quad (3.10)$$

將式(3.8) d-q 軸電流分量及電流限制圓式(3.1)代入式(3.10)中，並整理成式(3.11)，得到一個二次方程式，且進一步求解出 d 軸電流分量式(3.12)[9]。

$$2(L_d - L_q) i_d^{*2} + \lambda_{pm} i_d^* - (L_d - L_q) i_s^{*2} = 0 \quad (3.11)$$

$$i_d^* = \frac{-\lambda_{pm} \pm \sqrt{\lambda_{pm}^2 + 8(L_d - L_q)^2 i_s^{*2}}}{4(L_d - L_q)} \quad (3.12)$$

由於內藏式永磁同步電動機具有凸極效應，即為 q 軸電感大於 d 軸電感 ( $L_q > L_d$ ) 之特性，若要得到較高的電磁轉矩輸出，從電磁轉矩式(2.17)得知相位角  $\theta > 90^\circ$ ，電流命令  $i_s^*$  在 d 軸之投影分量為負值，即為 d 軸電流  $i_d < 0$ ，因此每安培最大轉矩控制策略演算法可由式(3.13)表示

$$\begin{cases} i_{d\_MTPA}^* = \frac{-\lambda_{pm} + \sqrt{\lambda_{pm}^2 + 8(L_d - L_q)^2 i_s^{*2}}}{4(L_d - L_q)} \\ i_{q\_MTPA}^* = \sqrt{i_s^{*2} - i_{d\_MTPA}^{*2}} \\ \theta_{MTPA} = \tan^{-1} \left( \frac{i_{q\_MTPA}^*}{i_{d\_MTPA}^*} \right) \end{cases} \quad (3.13)$$

每安培最大轉矩控制架構圖，如圖 3.6 所示，電流命令  $i_s^*$  由式(3.13)演算法產



生 d-q 軸電流命令  $i_{d\_MTPA}^*$ 、 $i_{q\_MTPA}^*$ ，與永磁同步電動機 d-q 軸電流回授值相比，產生電流誤差值，經由比例積分控制形成 d-q 電壓命令，再由空間向量脈波寬度調變切換，來驅動三相逆變器開關切換及內藏式永磁同步電動機。

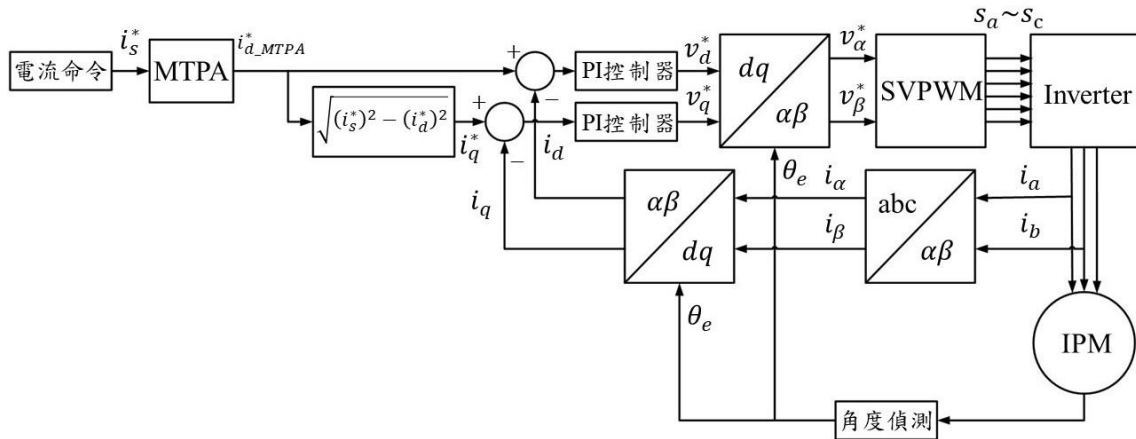


圖 3.6 每安培最大轉矩控制架構圖

每安培最大轉矩控制軌跡圖，如圖 3.7 所示，給定電流命令  $i_s^*$ ，當轉速上升時，永磁同步電動機工作點軌跡從電流限制圓中心點 O 開始，沿著每安培最大轉矩控制軌跡操作，由圖中可知 MTPA 軌跡皆為電流向量同心圓與等轉矩線之切點繪製而成，故於相同的電磁轉矩輸出下，所採用之電流向量大小為最小值，因此可降低電動機銅損以提高系統整體效率。隨著轉速上升，電壓限制橢圓逐漸縮小，當 MTPA 軌跡運行至電壓限制橢圓與電流限制圓之交點 A 點時，即為電動機轉折點，亦稱為基準轉速點，此點不論電壓還是電流都達到最大限制值，其電動機電磁轉矩輸出也是最大值，此時，將 d-q 軸電壓方程式(3.3)、式(3.4)代入電壓限制橢圓式(3.1)中，便可得知操作於 A 點電動機基準轉速值為式(3.14)所示。

$$\omega_{base} = \sqrt{\frac{v_{s\_max}^2}{(L_q i_q)^2 + (L_d i_d + \lambda_{pm})^2}} \quad (3.14)$$

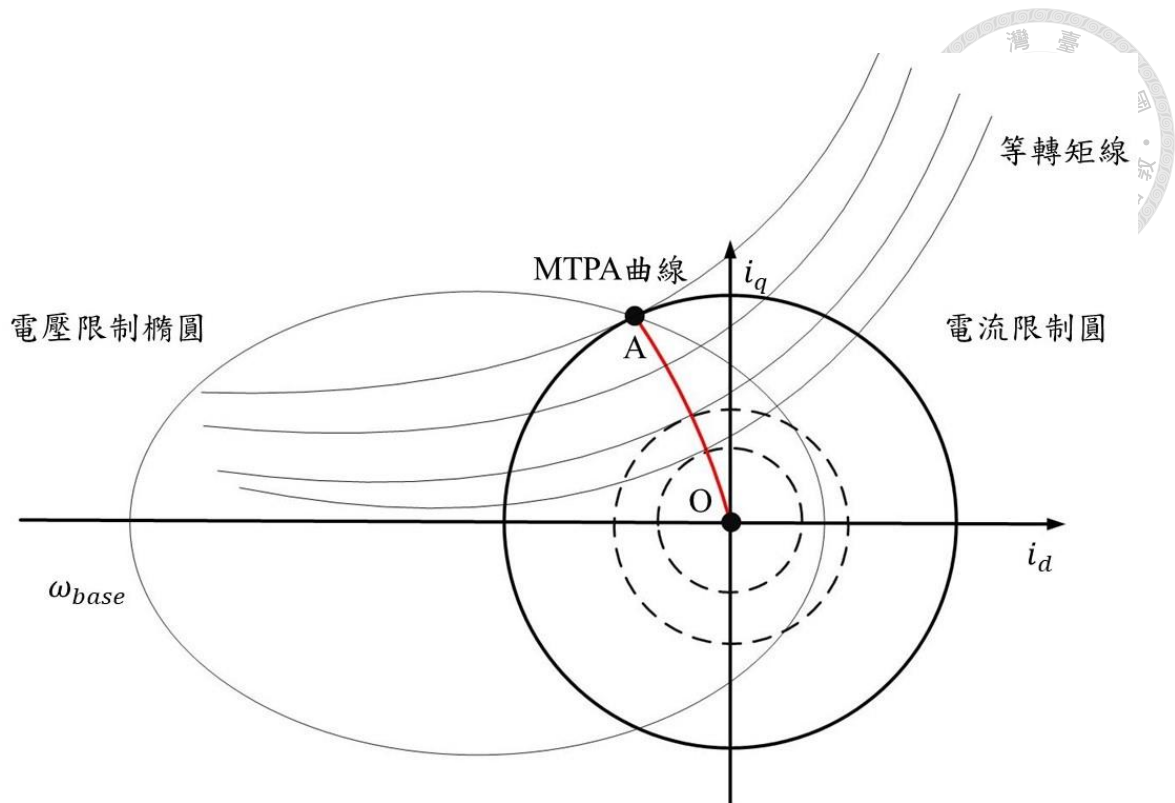


圖 3.7 每安培最大轉矩控制軌跡圖

### 3.5 弱磁控制

由第二章永磁同步電動機數學模型所敘述之反電動勢方程式(2.10)中，假設永久磁鐵產生磁通鏈為固定值，可簡化為式(3.15)，由式中可知電動機反電動勢與轉速成正比關係，當轉速達到基準轉速時，反電動勢將大於三相變頻器之輸出電壓限制，此時電壓裕度操作空間不夠，若要將電動機轉速操作於基準轉速之上，需要採用弱磁控制(Flux Weakening Control)策略。

$$E_{emf} = \omega_e \lambda_{pm} \quad (3.15)$$

弱磁控制策略原理是利用反向 d 軸電流分量，而使 d 軸上之磁通鏈產生反向值，來減弱永久磁鐵產生的磁通鏈，達到轉速操作範圍延伸之效果，d-q 軸座標平面上電流與磁通量向量，如圖 3.8 所示，電動機永久磁鐵於 d 軸磁通鏈分量為  $\lambda_d$ ，電流命令  $i_s^*$  於 d 軸電流分量  $i_d$  為負值，導致與永磁同步電動機永久磁鐵磁通鏈  $\lambda_{pm}$  有反向磁通量  $L_d i_d$ ，故可得知 d 軸電流分量  $i_d$  反向量越多，d 軸磁通量  $\lambda_d$  被

削弱越多，電動機轉速便可提升，根據式(2.17)可知，永磁同步電動機轉速與電磁轉矩成反比關係，於定功率區弱磁控制操作時，電動機電磁轉矩輸出會隨轉速上升而下降，直到電磁轉矩輸出為 0，弱磁控制架構可分為前饋式弱磁控制(Feedforward Flux Weakening Control, FF-FW)與反饋式弱磁控制(Feedback Flux Weakening Control, FB-FW)，本小節將說明兩者弱磁控制原理及差異[11]。

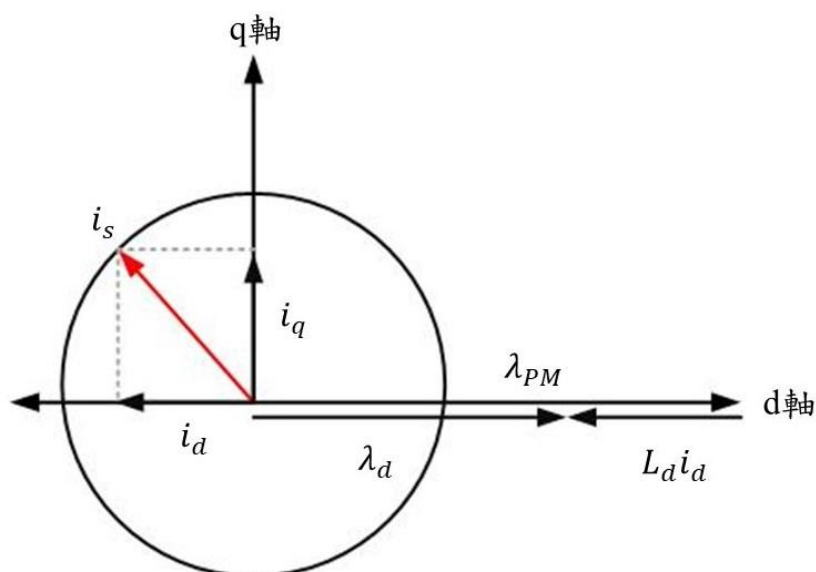


圖 3.8 d-q 軸座標平面上電流與磁通量向量

永磁同步電動機於定功率區操作之 d-q 軸座標平面上運行軌跡圖，如圖 3.9 所示，給定電流命令  $i_s^*$ ，於定轉矩區時，其轉速操作於基準轉速之下，將如上小節所敘述之每安培最大轉矩控制曲線運行於 O 點至 A 點之間，進入弱磁區域，此時，電動機轉速超過基準轉速，反電動勢亦高於三相變頻器輸出電壓限制，則開始增加反向 d 軸電流分量來弱化磁場，因此運行軌跡將逐漸遠離每安培最大轉矩控制曲線，而 q 軸電流分量依據電流限制圓原理，其分量值逐漸減少至 0，最後 d 軸電流分量達到原給定之電流命令  $i_s^*$  反向上限，即為 B 點，此刻電動機擁有最大轉速工作點。

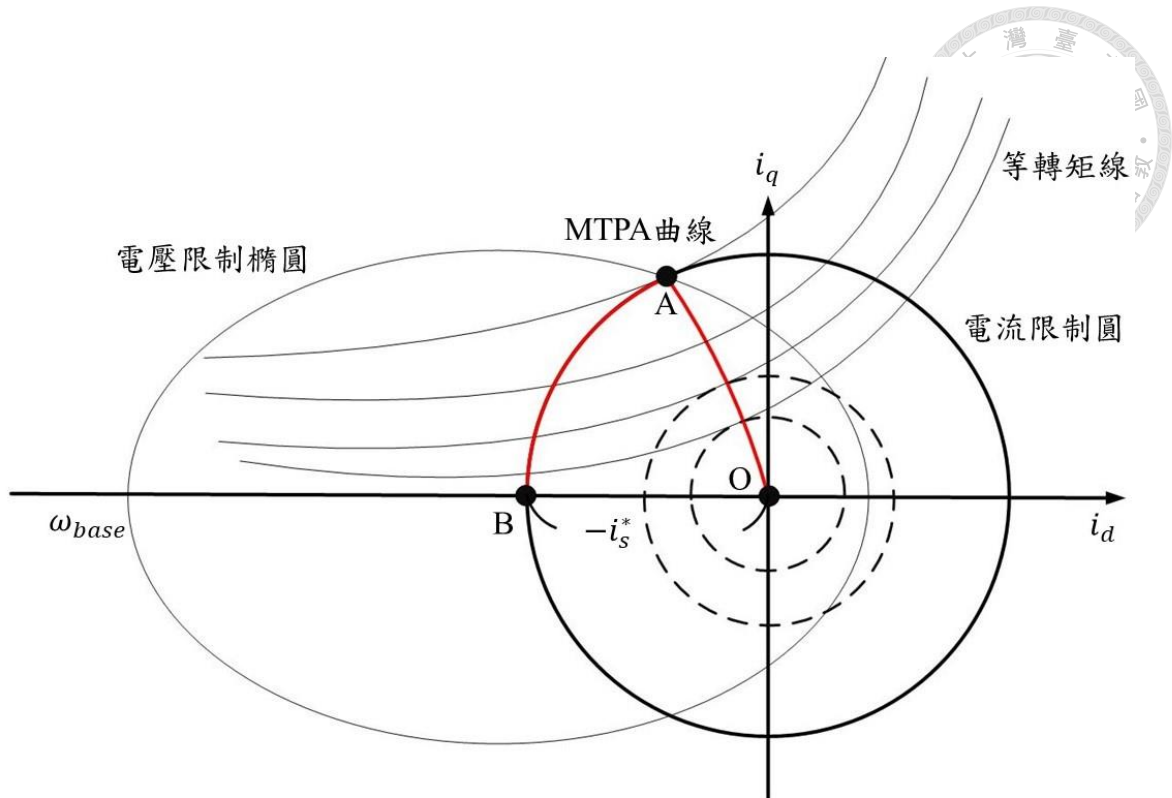


圖 3.9 於定功率區操作之 d-q 軸座標平面上運行軌跡圖

### 3.5.1 前饋式弱磁控制

前饋式弱磁控制策略需要內藏式永磁同步電動機參數及直流端電壓參考值，並依循電流限制圓與電壓限制橢圓兩者交點求解，計算出 d-q 軸電流命令值，以下為前饋式弱磁控制電流分量之推導，依據上小節電流限制圓及電壓限制橢圓方程式(3.1)、式(3.2)，將進一步表示於式(3.16)及式(3.17)。

$$i_q^* = \sqrt{i_s^{*2} - i_d^{*2}} \quad (3.16)$$

$$\left(L_q i_q^*\right)^2 + \left(L_d i_d^* + \lambda_{pm}\right)^2 = \frac{v_{s\_max}^2}{\omega_e^2} \quad (3.17)$$

將電流限制圓式(3.16)代入於電壓限制橢圓式(3.17)中，得出 d 軸電流命令  $i_d^*$  之二次方程式及其解分別表示於式(3.18)、式(3.19)。

$$\left(L_d^2 - L_q^2\right) i_d^{*2} + 2\lambda_{pm} L_d i_d^* + \lambda_{pm}^2 + L_q^2 i_s^{*2} - \frac{v_{s\_max}^2}{\omega_e^2} = 0 \quad (3.18)$$



$$\begin{cases} i_{d-1}^* = \frac{-\lambda_{pm}L_d + \sqrt{(\lambda_{pm}L_d)^2 - (L_d^2 - L_q^2)\left(\lambda_{pm}^2 + L_q^2 i_s^{*2} - \frac{v_{s\_max}^2}{\omega_e^2}\right)}}{(L_d^2 - L_q^2)} < 0 \\ i_{d-2}^* = \frac{-\lambda_{pm}L_d - \sqrt{(\lambda_{pm}L_d)^2 - (L_d^2 - L_q^2)\left(\lambda_{pm}^2 + L_q^2 i_s^{*2} - \frac{v_{s\_max}^2}{\omega_e^2}\right)}}{(L_d^2 - L_q^2)} > 0 \end{cases} \quad (3.19)$$

由於永磁同步電動機操作於定功率區弱磁控制範圍內，需符合電壓及電流限制條件，因此 d 軸電流命令  $i_d^*$  為負值，才有減弱永久磁鐵磁場及提升電動機轉速之效果，故其值選擇  $i_{d-1}$  為弱磁控制所需，前饋式弱磁控制相關演算法表示於式 (3.20)。

$$\begin{cases} i_{d\_FF\_FW}^* = \frac{-\lambda_{pm}L_d + \sqrt{(\lambda_{pm}L_d)^2 - (L_d^2 - L_q^2)\left(\lambda_{pm}^2 + L_q^2 i_s^{*2} - \frac{v_{s\_max}^2}{\omega_e^2}\right)}}{(L_d^2 - L_q^2)} \\ i_{q\_FF\_FW}^* = \sqrt{i_{s\_max}^2 - i_{d\_FF\_FW}^{*2}} \end{cases} \quad (3.20)$$

前饋式弱磁控制架構圖，如圖 3.10 所示，結合 3.4 小節所述之每安培最大轉矩控制，給定其一電流命令值  $i_s^*$ ，並經由上述每安培最大轉矩控制及前饋式弱磁控制之演算法，求得兩者控制之 d 軸電流命令值  $i_d^*$ ，當電動機轉速操作於基準轉速以下，採用每安培最大轉矩控制演算法 d 軸電流命令值  $i_{d\_MTPA}^*$ ，電動機轉速操作於基準轉速以上，採用前饋式弱磁控制演算法 d 軸電流命令值  $i_{d\_FF\_FW}^*$ ，q 軸電流命令值  $i_q^*$  則依據電流限制圓關係式得出，兩者電流命令值再與永磁同步電動機回授電流值相減，形成誤差值經由比例積分控制器產生 d-q 軸電壓命令，最後由空間向量脈波寬度調變之切換策略來驅動三相變頻器開關，使內藏式永磁同步電動機運轉，實現前饋式弱磁控制之原理。

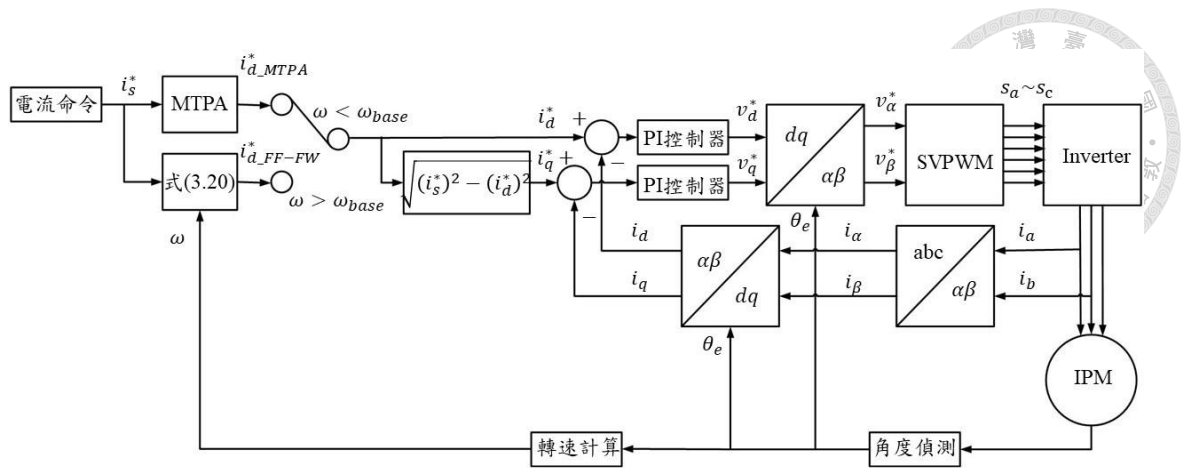


圖 3.10 前饋式弱磁控制架構圖

前饋式弱磁控制需給定電流命令、電動機參數及回授電動機轉速，便可於電動機運轉過程中，求得 d 軸電流命令值，其控制方法較為簡單且方便，電動機參數精準時，特性曲線瞬時響應較為快速且控制效果佳，若電動機參數不準時，所求得的 d 軸電流命令值也不是最佳解，可能使電動機轉速無法運轉於基準轉速以上。

### 3.5.2 反饋式弱磁控制

與上小節之前饋式弱磁控制策略相比，反饋式弱磁不需電動機參數便能運算出 d 軸電流命令值，主要利用永磁同步電動機於高速運轉特性，電流控制器產生出 d-q 軸電壓命令值之合成電壓  $v_s$ ，與三相變頻器輸出電壓限制比較，合成電壓  $v_s$  小於三相變頻器輸出電壓限制時，代表電壓裕度還足夠，電動機轉速還有提升的空間，一旦合成電壓  $v_s$  大於三相變頻器輸出電壓限制時，兩者電壓之誤差將形成負值，因此可藉由比例積分控制器產生弱磁電流命令  $i_{df}^*$ ，且加入 d 軸電流命令中，來降低永久磁鐵產生的磁通鏈，形成一個電流閉迴路系統，但電流響應速度較前饋式弱磁控制慢。

反饋式弱磁控制架構圖，如圖 3.11 所示，給定其一電流命令值  $i_s^*$ ，經由每安





培最大轉矩控制演算法計算出 d 軸電流命令值  $i_{d\_MTPA}^*$ ，依據電流限制圓關係式得出 q 軸電流命令值  $i_q^*$ ，兩者電流命令值再與永磁同步電動機回授電流值相減，得出其誤差值由比例積分控制器形成 d-q 軸電壓命令值，永磁同步電動機轉速上升，其 d-q 軸電壓命令值合成之電壓相量  $v_s$  逐漸接近於三相變頻器輸出電壓限制值，亦為空間向量脈波寬度調變之線性區操作電壓最大值  $\frac{v_{dc}}{\sqrt{3}}$ ，當合成電壓  $v_s$  超過電壓限制值時，其兩者電壓誤差經過比例積分控制器產生反向弱磁電流命令  $i_{df}^*$ ，與每安培最大轉矩控制之 d 軸電流命令值  $i_{d\_MTPA}^*$  相加後，再依電流限制圓公式修正 q 軸電流命令值  $i_q^*$ ，實現反饋式弱磁控制原理。

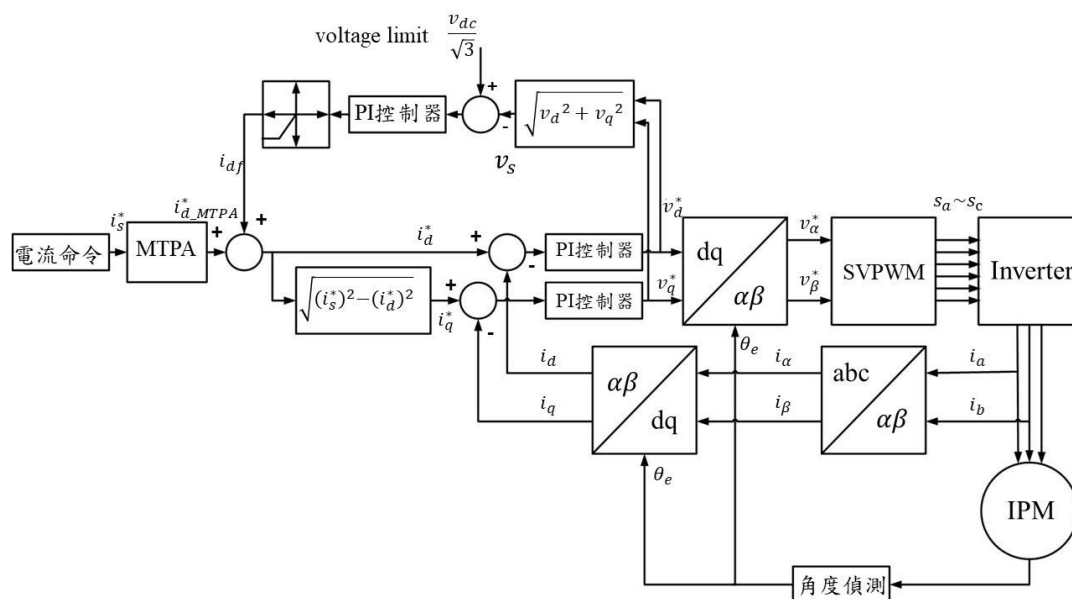


圖 3.11 反饋式弱磁控制架構圖

反饋式弱磁控制策略透過合成電壓與三相變頻器輸出電壓限制值之誤差，以便能夠控制 d 軸電流大小，比起前饋式弱磁控制更具有定功率區域穩定性之操作，但比例積分控制器參數設定不夠準確，導致 d 軸電流也可能不是最佳解，使得無法適時地降低永久磁鐵之磁通鏈。

## 第四章 模糊控制理論分析與設計



### 4.1 前言

根據第三章中介紹弱磁控制策略，兩種弱磁控制策略各有優缺點，前饋式弱磁控制較為簡單且方便，但缺點需要精準的電動機參數，才有良好的特性響應，而反饋式弱磁控制與前饋式弱磁控制相比更具有穩定性，但弱磁電流閉迴路環中比例積分控制器需參數設定，若設定不夠準確時，電動機弱磁電流  $i_{df}$  不是最佳解，d-q 軸電流操作點於電壓與電流限制圓示意圖如圖 4.1 所示，兩限制圓交集有  $B_1$  與  $B_2$  點， $B_2$  點為比例積分控制器設定不夠準確時的電流操作點，與  $B_1$  點相比，有過多 d 軸電流流入電動機內，造成定功率區電磁轉矩輸出較低及轉速無法有效延伸等問題，所以本論文採用模糊控制理論，設計弱磁電流閉迴路環中控制器，藉由過往的實驗經驗及電動機特性，嘗試改善反饋式弱磁控制定功率區 d 軸電流最佳解之問題，本章將說明模糊控制原理及架構簡介，並設計模糊控制器，且應用於反饋式弱磁控制系統中。

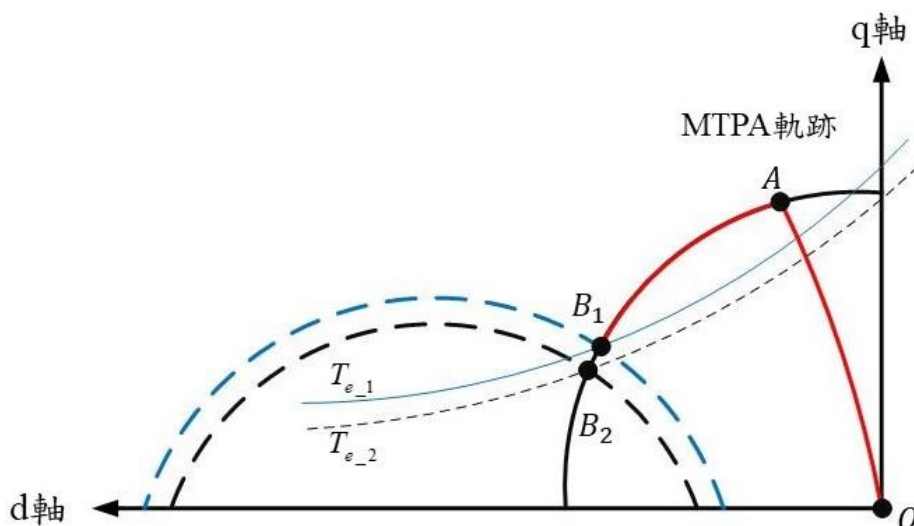
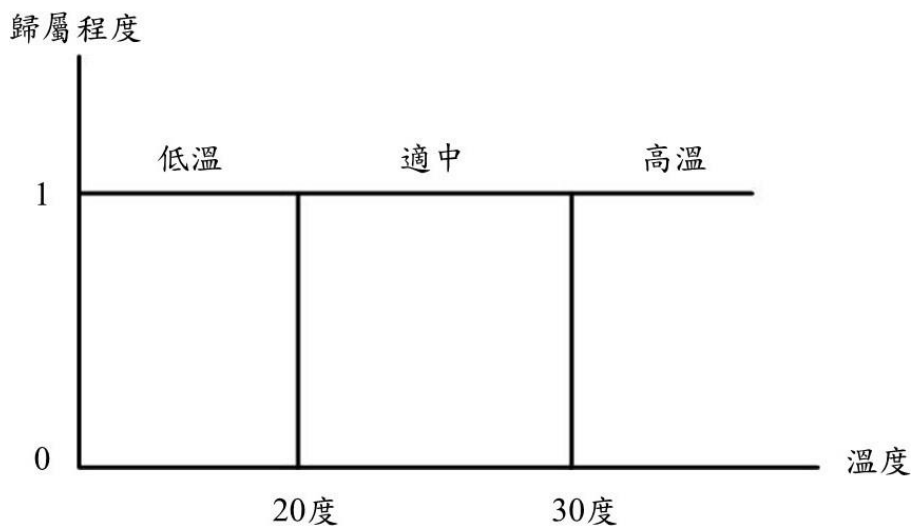


圖 4.1 d-q 軸電流操作點於電壓與電流限制圓示意圖



## 4.2 模糊控制理論

模糊控制器與傳統控制器兩者間集合有所不同，傳統控制集合往往以二分法「屬於/不屬於」兩種邏輯方式實現，過於單一，其邊界條件為明確值，而模糊控制集合以程式語言之模糊規則庫為核心，用來彌補傳統控制集合只使用二分法實現控制理論缺點，此集合邊界條件為不明確值且具有重疊範圍，在此以溫度為例說明，圖 4.2 所示為傳統集合與模糊集合示意圖，於傳統控制集合中，如圖 4.2(a)所示，溫度 30 度以上定義為高溫，溫度 30 度到 20 度之間定義為適中，而溫度 20 度以下定義為低溫，假設本日溫度為 30.5 度，雖然只與適中定義的 30 度差 0.5 度，但於傳統控制集合中是被定義為高溫，由此可知，輸入變數只有些微差異，卻有不同輸出結果；反觀在模糊控制集合中，如圖 4.2(b)所示，歸屬程度範圍由 0 至 1，溫度條件一樣為 30.5 度，於模糊集合中所定義中歸屬程度 0.5 的適中與歸屬程度 0.5 的高溫，所以模糊控制集合較傳統控制集合具有客觀性。



(a)

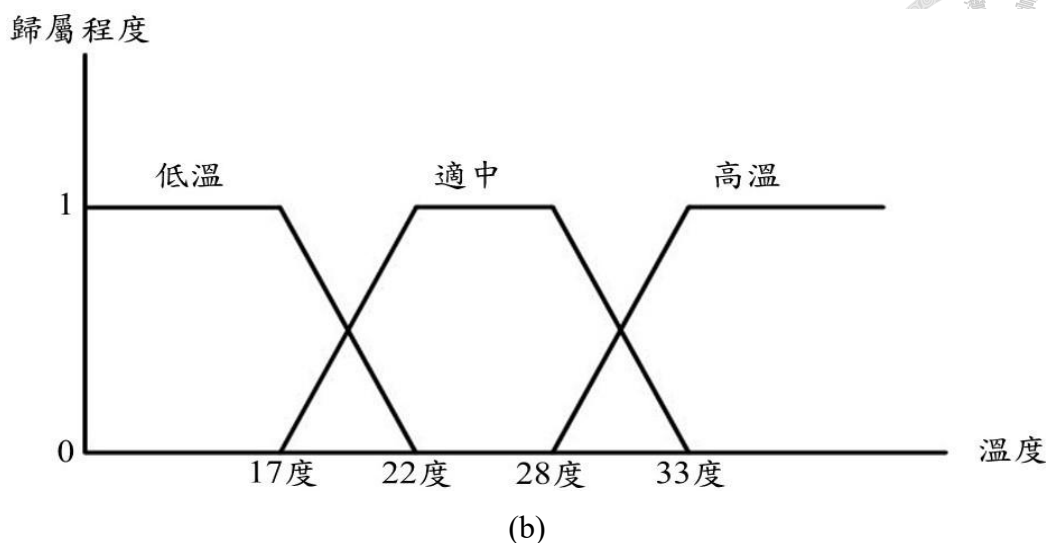


圖 4.2 傳統集合與模糊集合示意圖

(a)傳統集合(b)模糊集合

由於內藏式永磁同步電動機為非線性及時變性系統，採用傳統控制器時需要利用電動機數學模型來估算出該控制器參數值，且估算出的參數值往往與實測狀況有些許誤差，使得電動機響應較差需微調參數值，而模糊控制器特色是不需電動機數學模型估算出參數值，便可簡化受控系統之複雜性，亦具有強健控制及適應性，主要利用過往實測經驗與推理邏輯等知識，於控制時所得電動機輸出訊息與效果作出相對應之控制行為，系統操作上更加簡單，模糊控制基本架構圖，如圖 4.3 所示，圖中需將尋找輸入及輸出變數，並與模糊歸屬函數結合且模糊化，再根據所訂定模糊規則庫及推理方法得出模糊輸出變數值，最後將其輸出變數值再解模糊化，便能控制實際系統，整個模糊控制系統基本上分為四個部分，以下將依序說明尋找輸入及輸出變數、建立模糊歸屬函數及模糊化、訂定模糊規則庫及推論方法、定義解模糊化方式。

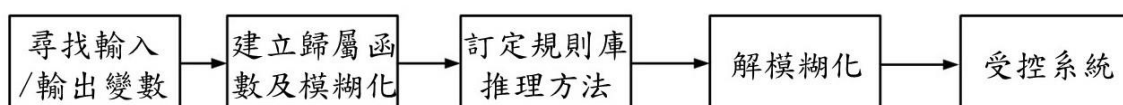


圖 4.3 模糊控制基本架構圖



## (1) 尋找輸入及輸出變數

模糊變數選擇是影響系統穩定性及輸出結果之關鍵，使用者需探討受控系統特性、操作經驗及專業知識，尋找受控系統中有意義狀態特性加以觀測作為模糊控制器之輸入變數，同時也尋找受控系統所需控制結果當作模糊輸出變數，確定輸入及輸出控制變數後，還需決定模糊變數空間論域。圖 4.4 所示為模糊變數空間論域分佈範圍示意圖，根據受控系統情況及實驗經驗來決定輸入及輸出變數分割範圍，將劃分成適當數量之模糊變數空間論域，每個空間論域個數沒有數量限制，論域個數越多電動機特性響應愈好，但缺點則是對數位信號處理器運算上造成負擔，將會增加運算時間，因此需考量系統特性及控制需求來選定適合之模糊變數空間論域個數。

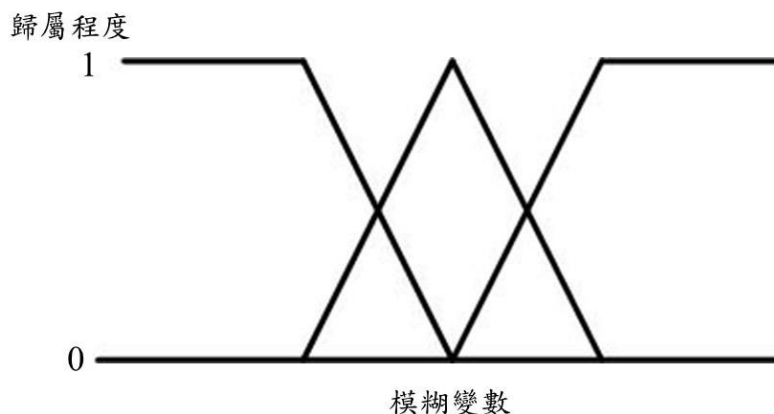


圖 4.4 模糊變數空間論域分佈範圍示意圖

## (2) 建立模糊歸屬函數及模糊化

設定完成之模糊輸入/輸出變數條件，並將變數明確值轉換至對應變數空間論域分佈範圍，依據歸屬函數之定義，其歸屬函數範圍介於 0 至 1 區間，得出各模糊變數歸屬程度，以提供模糊推論方法使用，並由程式語言撰寫而成，此過程稱為模糊化(Fuzzification)，一般歸屬函數可分成數值與函數兩種定義，以下將說明兩種歸屬函數之定義：

### (A) 數值

又稱離散化歸屬函數，其函數定義方式是以一組數值向量表示，向量大小與論域離散化程度有關係，圖 4.5 所示為離散化歸屬函數圖，由圖可得知用簡單的垂直線將可表示出該向量歸屬程度，離散區間大小會直接影響受控系統，設定不對會使受控系統失去完整性及精確性，此歸屬函數也會造成數位信號處理器運算較為耗時。

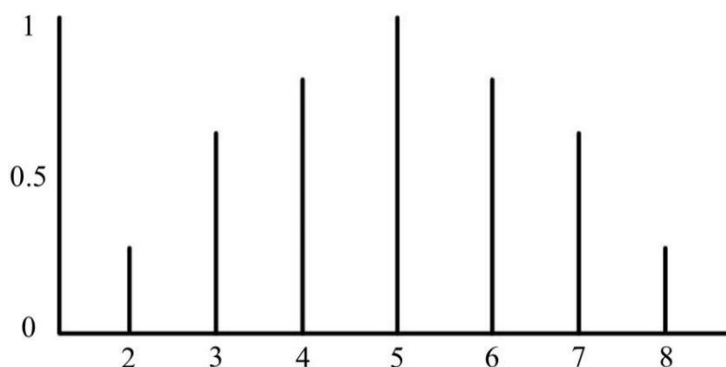


圖 4.5 離散化歸屬函數圖

### (B) 函數

又稱連續化歸屬函數，其函數定義方式有較完整輸入及輸出變數，模糊控制器中常見的歸數函數型式有三種，根據波形不同作為區分條件，將依序說明如下：

1. 三角形歸數函數：圖 4.6 所示為三角形歸屬函數示意圖，其歸屬函數數學表

示式於式(4.1)，以  $x_2$  當作分界點，前後區間之斜率各有不同運算方式。

$$f(x, x_1, x_2, x_3) = \begin{cases} 0, & x \leq x_1 \\ \frac{x - x_1}{x_2 - x_1}, & x_1 \leq x \leq x_2 \\ \frac{x_3 - x}{x_3 - x_2}, & x_2 \leq x \leq x_3 \\ 0, & x_3 \leq x \end{cases} \quad (4.1)$$

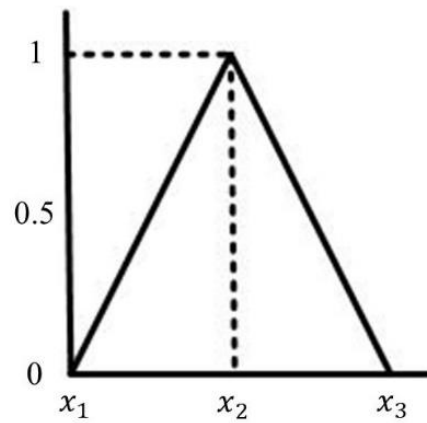


圖 4.6 三角形歸數函數示意圖

2. 梯形歸屬函數：圖 4.7 所示為梯形歸屬函數示意圖，其歸屬函數數學表示式於式(4.2)。

$$f(x, x_1, x_2, x_3, x_4) = \begin{cases} 0, & x \leq x_1 \\ \frac{x - x_1}{x_2 - x_1}, & x_1 \leq x \leq x_2 \\ 1, & x_2 \leq x \leq x_3 \\ \frac{x_4 - x}{x_4 - x_3}, & x_3 \leq x \leq x_4 \\ 0, & x_4 \leq x \end{cases} \quad (4.2)$$

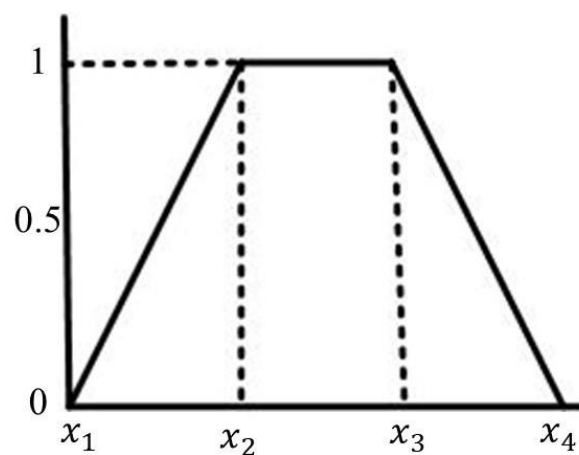


圖 4.7 梯形歸屬函數示意圖

3. 高斯函數形歸屬函數：圖 4.8 所示為高斯函數形歸數函數示意圖，其歸屬函數數學表示式於式(4.3)。



$$f(x, x_1, l) = e^{-\frac{1}{2} \left( \frac{x-x_1}{l} \right)^2} \quad (4.3)$$

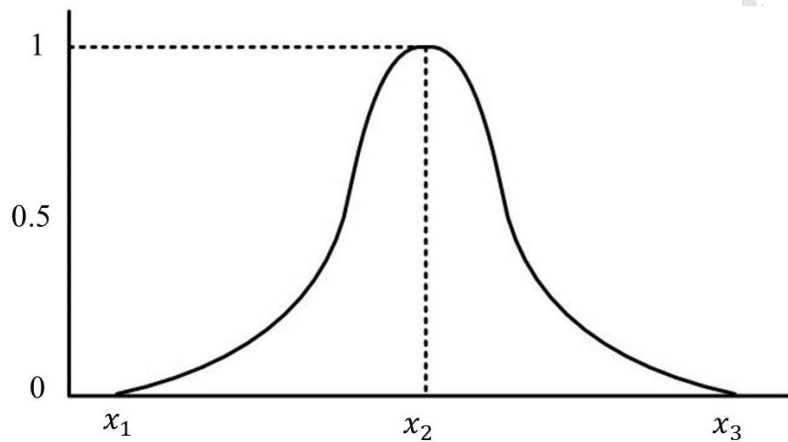


圖 4.8 高斯函數形歸數函數示意圖

### (3) 訂定模糊規則庫及推論方法

開發者可依據專家或實測經驗及控制系統特性，擬定適合的模糊控制規則，且以程式語言化的條件句撰寫而成，其規則設計需考量輸入及輸出變數、規則來源與表達形式等問題，在不失模糊控制規則的情況下，通常都以「if...,then...」陳述句來撰寫，表示型式為多輸入單輸出控制系統，其模糊規則表示如下：

Rule 1 : If  $X$  is  $A_1$  and  $Y$  is  $B_1$  then  $Z$  is  $C_1$

Rule 2 : If  $X$  is  $A_2$  and  $Y$  is  $B_2$  then  $Z$  is  $C_2$

⋮

Rule  $n$  : If  $X$  is  $A_n$  and  $Y$  is  $B_n$  then  $Z$  is  $C_n$

其中  $X$ 、 $Y$  為輸入變數， $Z$  為輸出變數， $A_n$ 、 $B_n$  為第  $n$  條規則輸入程式語言之變數， $C_n$  為相對應第  $n$  條輸出語言之變數。

以上模糊規則透過模糊推理數學概念加以實現，來模擬人類大腦思考邏輯，常見的模糊推理方式有最小推理(AND)與最大推理(OR)，藉此可得到模糊推論之





輸出值。圖 4.9 所示為最小推論方式，此方法取歸屬函數交集範圍，圖 4.10 所示為最大推理方式，是取歸屬函數聯集範圍。

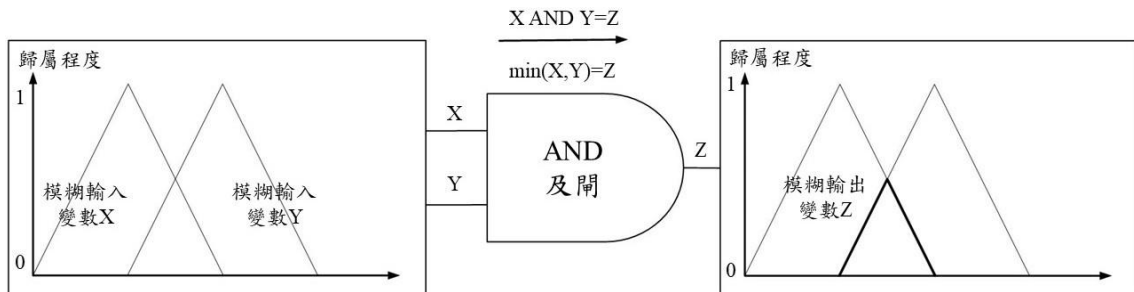


圖 4.9 最小推論方式

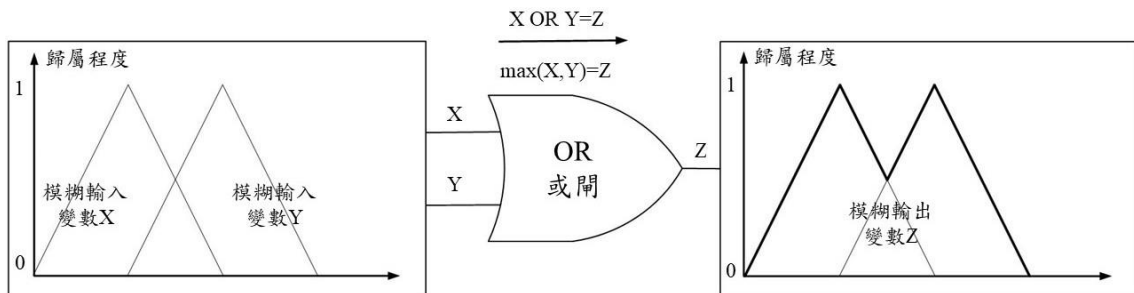


圖 4.10 最大推理方式

#### (4) 定義解模糊化方式

將模糊推論之輸出值轉換為明確值且呈現出來，提供受控系統使用，此過程稱為解模糊化(Defuzzification)。基本上，解模糊化是一種求取平均分佈的演算法，以下將說明解模糊化最常用的兩種方法：

##### (A) 重心法

將所有模糊推理結果之集合面積相加後，計算重心值且作為模糊控制器輸出，其方法表示於式(4.4)。

$$y = \frac{\sum_{i=1}^n y_i \times \mu_{C^*}(y_i)}{\sum_{i=1}^n \mu_{C^*}(y_i)} \quad (4.4)$$



其中  $n$  為規則數， $\mu_{c^*}(y_i)$  為第  $i$  條模糊規則推理結果， $y_i$  為第  $i$  條模糊規則對應輸出。

#### (B) 平均高度法

將各模糊規則之歸屬程度乘以相對應之模糊輸出變數的中心值，並除以模糊規則之歸屬程度之總和，其方法表示於式(4.5)。

$$y = \frac{\sum_{i=1}^n y_i \times g_i}{\sum_{i=1}^n y_i} \quad (4.5)$$

其中  $g_i$  為模糊推理結果之權重值。

### 4.3 反饋式弱磁之模糊控制器設計

根據上小節所敘述之模糊控制理論四個部分，本小節將設計出模糊控制器並應用於內藏式永磁同步電動機之弱磁驅動控制策略中，且完整地說明模糊控制器如何尋找輸入和輸出變數、定義變數論域分佈範圍及歸屬函數、模糊推論運算、解模糊化方式等設計方式。

#### 4.3.1 模糊控制器之輸入與輸出變數

依據內藏式永磁同步電動機系統之弱磁控制操作經驗得知，於定功率區域需有反向  $d$  軸電流分量，來削弱永久磁鐵產生之磁通鏈，若無足夠反向  $d$  軸電流分量時，磁通鏈無法有效地消除，導致電動機  $q$  軸電流回授及電磁轉矩輸出將迅速下降，造成轉速操作範圍較小，若以  $q$  軸回授電流下降量作為依據，結合反饋式弱磁控制電壓限制之誤差  $v_{s\_error}$ ，將兩者作為輸入變數，經由模糊控制器於定功率區電動機操作時，需延伸轉速操作範圍之特性，以弱磁電流  $i_{df}$  當作輸出變數，開始進行電動機弱化磁場控制，其模糊控制輸入與輸出變數圖，如圖 4.11 所示。

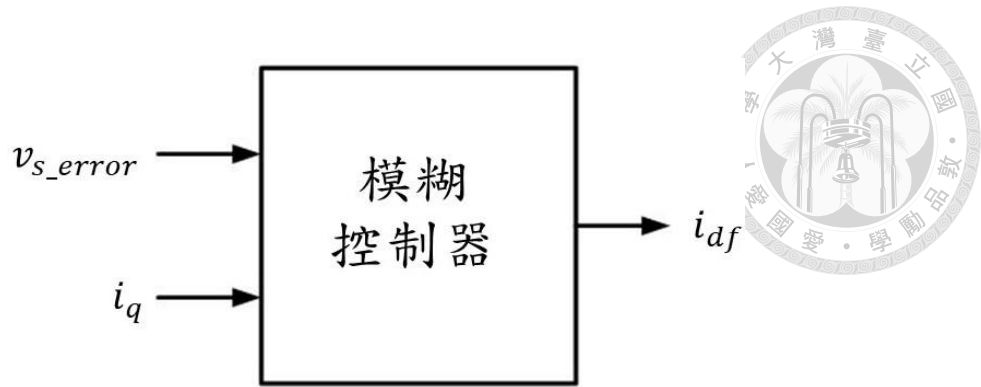
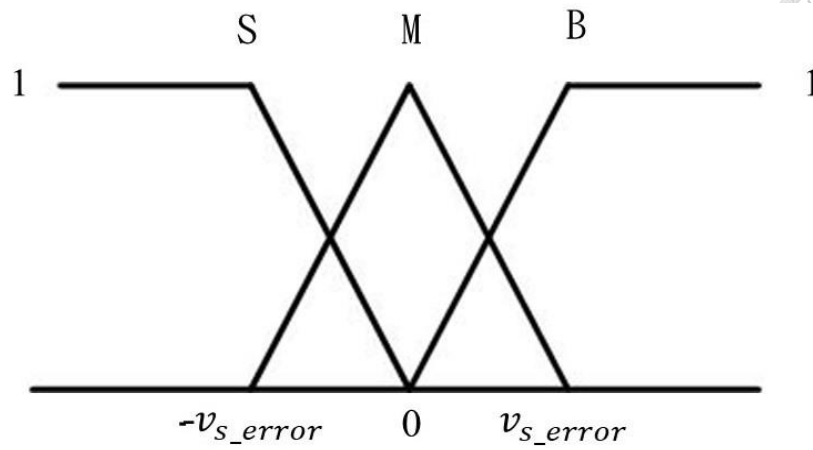


圖 4.11 模糊控制輸入與輸出變數圖

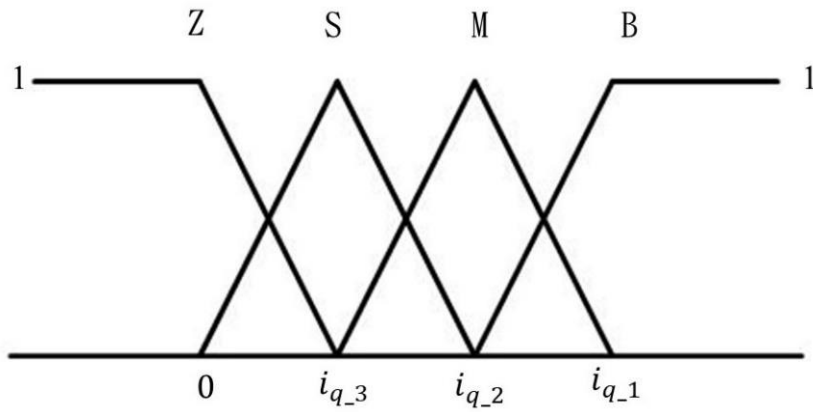
### 4.3.2 模糊歸屬函數及模糊化

本論文需有較佳的運算速度及輸出效果，故採用連續三角形函數作為模糊歸屬函數，為了實現良好電動機控制結果，需針對每個模糊控制器輸入及輸出變數，適當地劃分各空間論域範圍及個數，圖 4.12 所示為輸入及輸出變數歸屬函數示意圖，輸入變數擷取電壓限制之誤差  $v_{s\_error}$  及 q 軸電流回授值  $i_q$ ，前者決定永磁同步電動機之定轉矩區與定功率區分界點，後者決定電動機於定功率區電磁轉矩輸出大小，模糊輸入空間論域個數分別設 3、4 個，由於模糊控制器於定功率區弱磁控制下操作，電動機轉速上升而電磁轉矩輸出量會下降，依據下降的電磁轉矩量，決定加入弱磁電流  $i_{df}^*$  大小，其計算公式如式(4.6)，來削弱永久磁鐵產生之反電動勢，所以以弱磁電流  $i_{df}^*$  作為模糊輸出變數，其模糊輸出空間論域個數根據 q 軸電流回授值  $i_q$  論域個數相同設為 4 個。

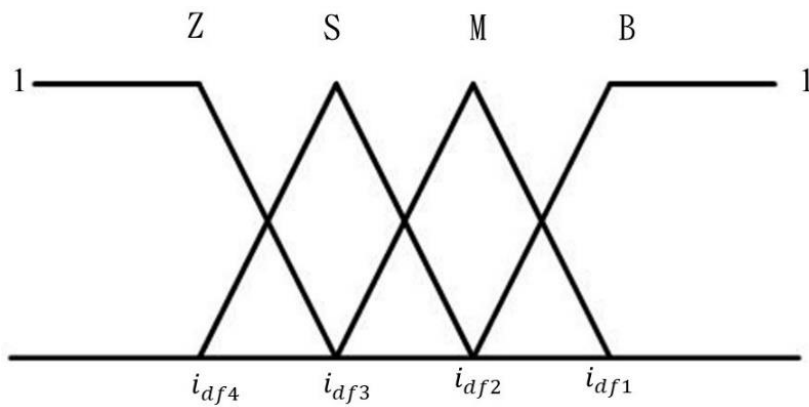
$$i_{df}^* = -\sqrt{i_s^{*2} - i_q^2} - i_{d\_MTPA}^* \quad (4.6)$$



(a)



(b)



(c)

圖 4.12 輸入及輸出變數歸屬函數示意圖

(a)電壓限制誤差 (b)q 軸電流命令 (c)弱磁電流

其中代號 B、M、S、Z 分別為模糊變數之大、中、小、零區域



### 4.3.3 模糊規則庫及推論方法

選定模糊控制規則型式，並以「if...then...」陳述句表示，型式採用兩個輸入單個輸出控制系統，由於模糊輸入變數空間論域個數分別選用 3、4 個，因此最多可得 12 條模糊控制規則：

Rule 1 : If  $i_q$  is  $B$  and  $v_{s\_error}$  is  $B$  then  $i_{df}$  is  $B$

Rule 2 : If  $i_q$  is  $M$  and  $v_{s\_error}$  is  $B$  then  $i_{df}$  is  $M$

⋮

Rule 12 : If  $i_q$  is  $Z$  and  $v_{s\_error}$  is  $S$  then  $i_{df}$  is  $Z$

以上 12 條規則將以表格型式表示於表 4-1 中，於電動機電壓限制達到最大限制  $\frac{v_{dc}}{\sqrt{3}}$  時，開始弱化磁場且執行模糊規則庫，依據電壓限制之誤差及 q 軸電流回授值大小，分配弱磁電流  $i_{df}$  輸出變數值，為了得到較佳的電動機特性，於實驗過程中需視情況調整變數值大小。

表 4-1 模糊規則庫

$v_{s\_error}$ \ $i_q$	B	M	S
B	B	B	B
M	M	M	M
S	S	S	S
Z	Z	Z	Z



### 4.3.4 解模糊化方式

將推論方法之模糊集合結果，轉換成明確值便可實際控制電動機系統，而解模糊化有很多種方式，若考慮數位信號處理器運算效能，本論文選用平均高度法，較能得到良好的運算效能，綜合以上所述，完成模糊控制器之設計，以反饋式弱磁控制架構為核心，搭配模糊控制器，取代原先的比例積分控制器，產生弱磁電流值。

綜合以上四大部分敘述，將整理設計出模糊控制器，其控制器內部架構圖，如圖 4.13 所示，需先設定輸入變數並與歸屬函數空間分佈範圍結合，且進行模糊化，根據 12 條模糊規則進行模糊推理，得出模糊推理輸出變數值，用平均高度法解模糊化得出弱磁電流，最後將其輸出變數值傳遞內藏式永磁同步電動機系統中。

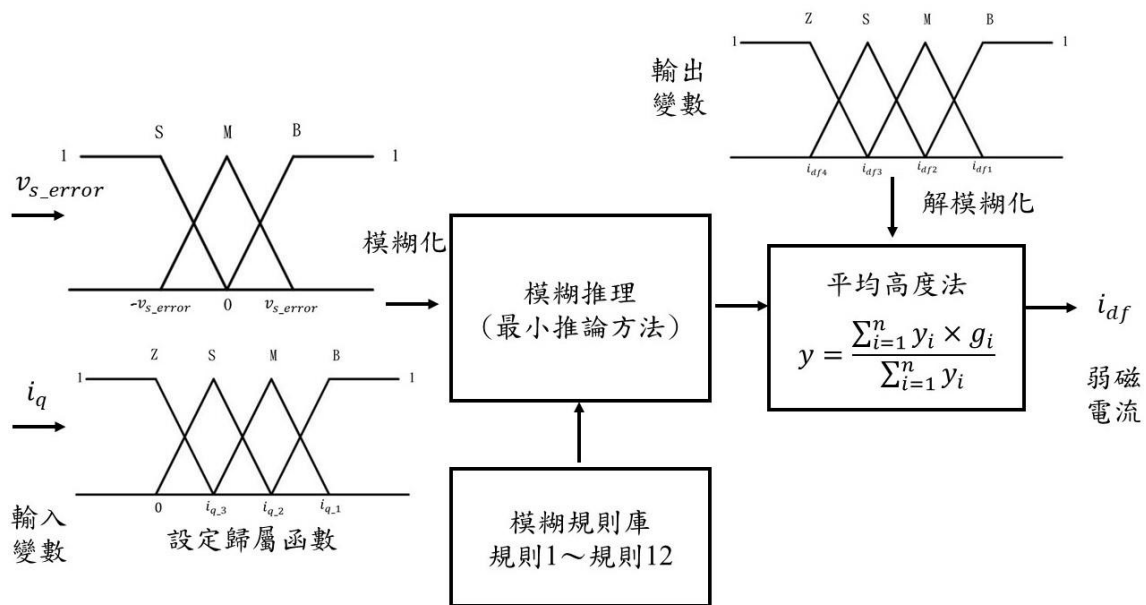


圖 4.13 模糊控制器內部架構圖

模糊控制應用於反饋式弱磁控制架構圖，如圖 4.14 所示，給定其一電流命令值  $i_s^*$ ，經由每安培最大轉矩控制演算法計算出 d 軸電流  $i_{d\_MTPA}^*$  及 q 軸電流  $i_{q\_MTPA}^*$ ，依據電流限制圓關係式得出 q 軸電流命令值  $i_q^*$ ，d-q 軸電流命令值再與永磁同步電

動機回授電流值相減，得出其誤差值由電流比例積分控制器產生 d-q 軸電壓命令值，當永磁同步電動機轉速上升，其 d-q 軸電壓命令值合成之電壓相量  $v_s$  逐漸接近於電壓限制值  $\frac{v_{dc}}{\sqrt{3}}$ ，轉速超過基準轉速後，合成之電壓相量  $v_s$  超過電壓限制值，模糊控制器開始動作，依據 q 軸回授電流之變化產生弱磁電流命令  $i_{df}^*$ ，與每安培最大轉矩控制之 d 軸電流命令值  $i_{d\_MTPA}^*$  相加後，再修正 q 軸電流命令值  $i_q^*$ ，實現模糊控制理論應用於反饋式弱磁控制中。

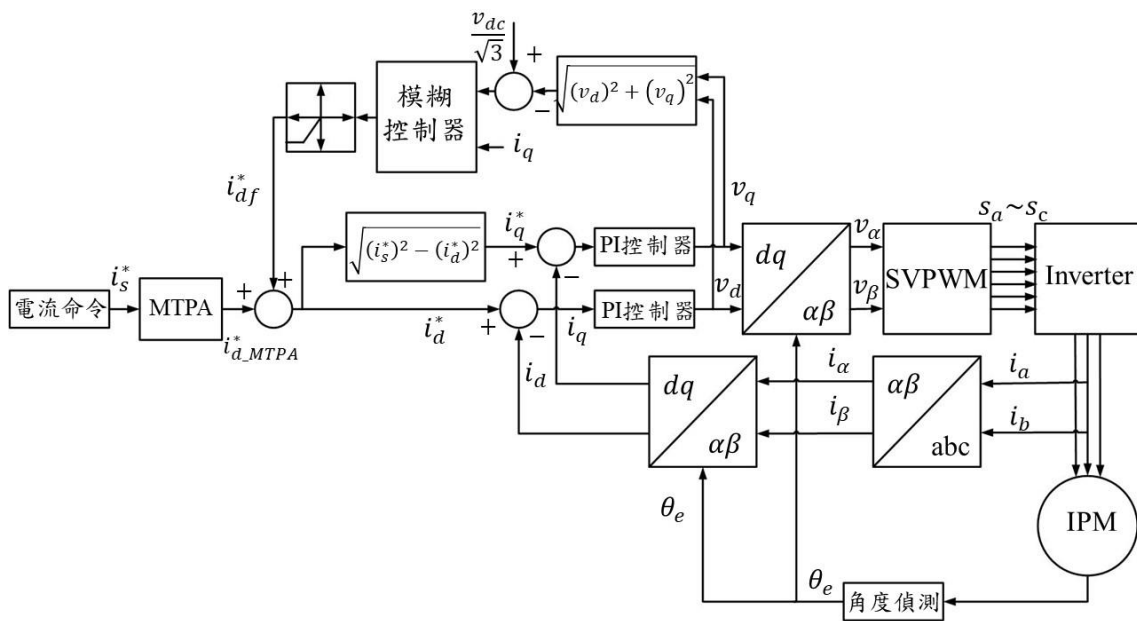


圖 4.14 模糊控制應用反饋式弱磁控制架構圖

## 第五章 永磁同步電動機控制策略模擬結果



### 5.1 前言

本章節利用電腦軟體 MATLAB/SIMULINK 模擬內藏式永磁同步電動機動態特性，此軟體常用於模擬及分析受控系統特性曲線，於軟體中建立第二章所敘述之座標軸轉換、內藏式永磁同步電動機數學模型及空間向量脈波寬度調變，且結合第三、四章所敘述之驅動控制策略，完成一套內藏式永磁同步電動機控制系統，給予其一電流命令，於伺服機械負載空載及有負載狀態下，觀察電動機轉速、電磁轉矩、電流及電壓特性曲線變化情形，評估第三、四章所敘述之驅動控制策略應用於內藏式永磁同步電動機系統之可行性。

### 5.2 電腦模擬說明

利用電腦軟體 MATLAB/SIMULINK 建立內藏式永磁同步電動機數學模型及驅動控制策略，電動機實體圖如圖 5.1 所示，進行特性曲線模擬及分析，此電動機為台灣台全電機股份有限公司所生產製造，應用於電動機車動力系統中，額定功率為 4000 瓦特，其餘電動機參數如表 5-1 所示。



圖 5.1 內藏式永磁同步電動機實體圖



表 5-1 內藏式永磁同步電動機之參數表

參數名稱	數值
磁極數	8 poles
轉動慣量	0.0017 kg/m <sup>2</sup>
反電動勢常數	0.144 V <sub>s</sub> /rad
定子側電阻	0.026 Ω
d 軸電感	0.122 mH
q 軸電感	0.169 mH
直流端電壓	48 V
額定功率	4000 W
額定轉速	3000 rpm

於軟體內建構內藏式永磁同步電動機之控制系統，其系統模擬方塊圖，如圖 5.2 所示，圖中方塊上代號標示：A 為驅動控制策略方塊、B 為空間向量脈波寬度調變方塊、C 為三相變頻器電路、D 為內藏式永磁同步電動機、E 為座標軸轉換方塊，將表 5-1 所示之電動機相關參數，輸入於電腦模擬軟體內建永磁同步電動機中，進行特性曲線模擬及分析，圖 5.2 中各方塊操作原理以下依序說明，其中三相變頻器切換頻率為 20k 赫茲：

#### (1) 驅動控制策略方塊

輸入電流命令及回授之 d-q 軸電流、永磁同步電動機角度訊號，建立第三、四章所敘述之驅動控制策略，由電流控制器產生出 d-q 軸電壓命令值，驅動三相變頻器，其方塊運算週期為 500 微秒，目的為模擬電動機實驗時，程式進入中斷服務副程式週期。



## (2) 空間向量脈波寬度調變方塊

以電動機角度訊號、d-q 軸電壓命令值作為計算依據，運用 2.5 小節空間向量脈波寬度調變理論，決定三相變頻器功率電晶體之切換狀態。

## (3) 三相變頻器電路

電壓輸入訊號依據空間向量脈波寬度調變之切換狀態，藉由改變三相變頻器功率電晶體之狀態，產生三相交流輸出訊號，驅動內藏式永磁同步電動機。

## (4) 座標軸轉換方塊

輸入電動機角度訊號以及三相系統電流，由此方塊轉換至 d-q 軸同步旋轉座標上之電流，回授至驅動控策略方塊內。

## (5) 內藏式永磁同步電動機

依據第二章所敘述之內藏式永磁同步電動機數學模型，及表 5-1 所示之電動機參數值，模擬出電動機輸出三相電流訊號、轉速及電磁轉矩等特性曲線，此驅動控制系統採連續模式下進行模擬及分析。

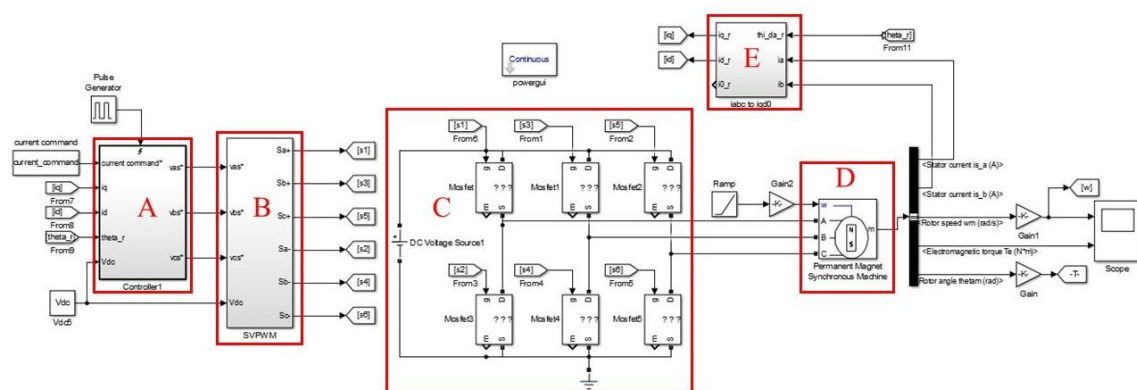


圖 5.2 內藏式永磁同步電動機之控制系統模擬方塊圖



### 5.3 電腦軟體模擬結果

本論文模擬以輸入電流命令  $i_s^*$  為 30 安培及直流端電壓 49.5 伏特條件下，進行內藏式永磁同步電動機之特性曲線模擬，直流端電壓與輸入電流命令響應圖，如圖 5.3 所示，其模擬現有驅動控制策略依序有磁場導向控制、每安培最大轉矩控制、前饋式與反饋式弱磁控制，以及本論文所提出的模糊控制器應用於反饋式弱磁控制架構，觀察及分析各控制策略電動機轉速、電磁轉矩及電流響應之模擬結果。

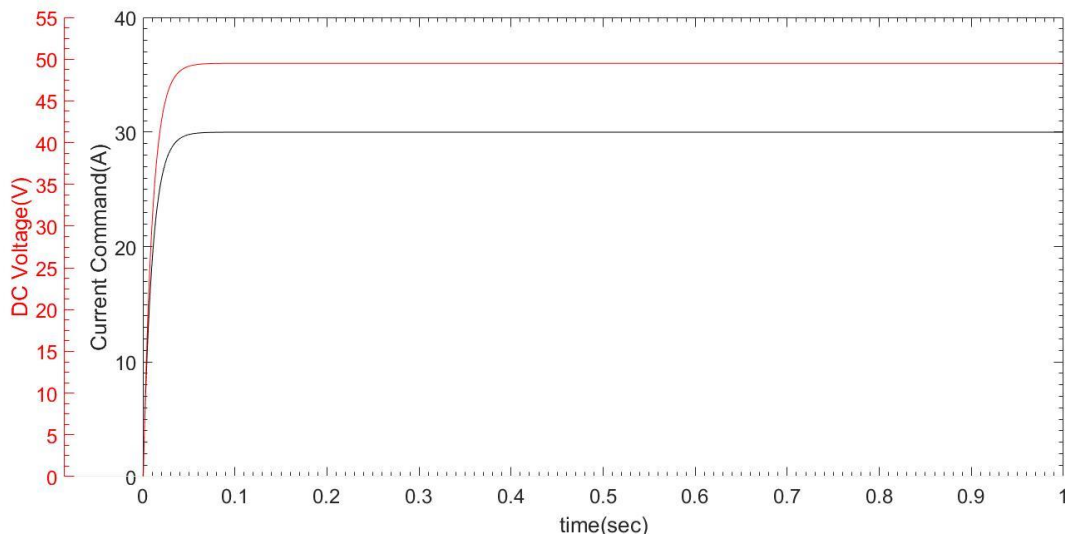


圖 5.3 直流端電壓與輸入電流命令響應圖

#### 5.3.1 現有驅動控制策略模擬結果

先以電動機無伺服機械負載條件下，評估各驅動控制策略轉速響應變化，其模擬結果如圖 5.4 所示，藍色曲線為磁場導向控制，因 d 軸電流命令為零，無反向電流削弱永久磁鐵產生磁通鏈，其電動機轉速操作範圍較小，而紅色曲線為每安培最大轉矩控制，因驅動控制策略演算法得出反向之 d 軸電流命令，可削弱部分永久磁鐵產生磁通鏈，與磁場導向控制相比，有較好的電動機轉速操作範圍，紫色與黃色曲線分別為前饋式及反饋式弱磁控制，當電動機操作於基準轉速之上，兩者弱磁控制策略演算法將 d 軸電流逐漸往反向增加，最後 d 軸電流達到上



限之反向電流命令 30 安培，與磁場導向控制、每安培最大轉矩控制相比，更有效地延伸電動機轉速操作範圍。

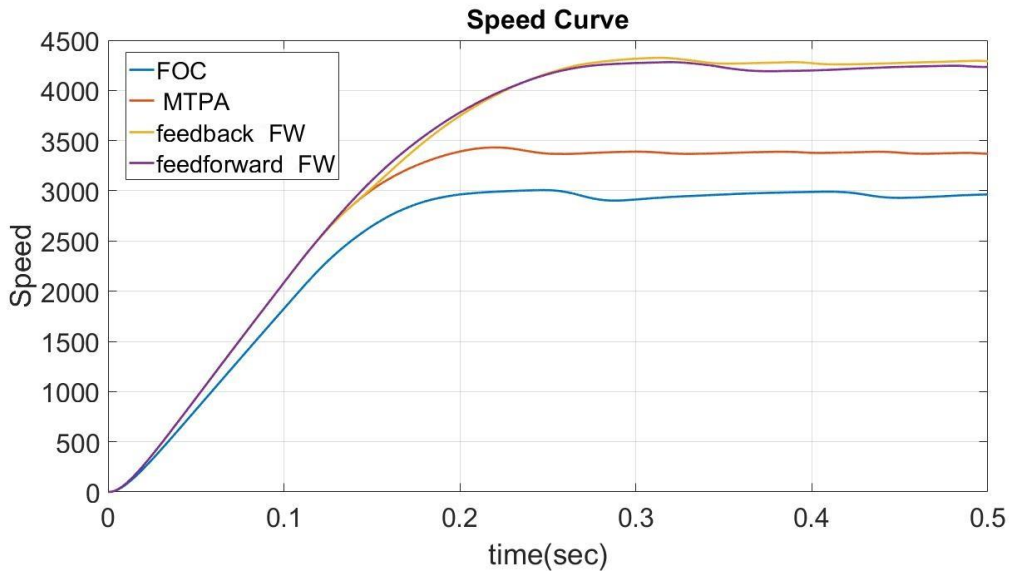


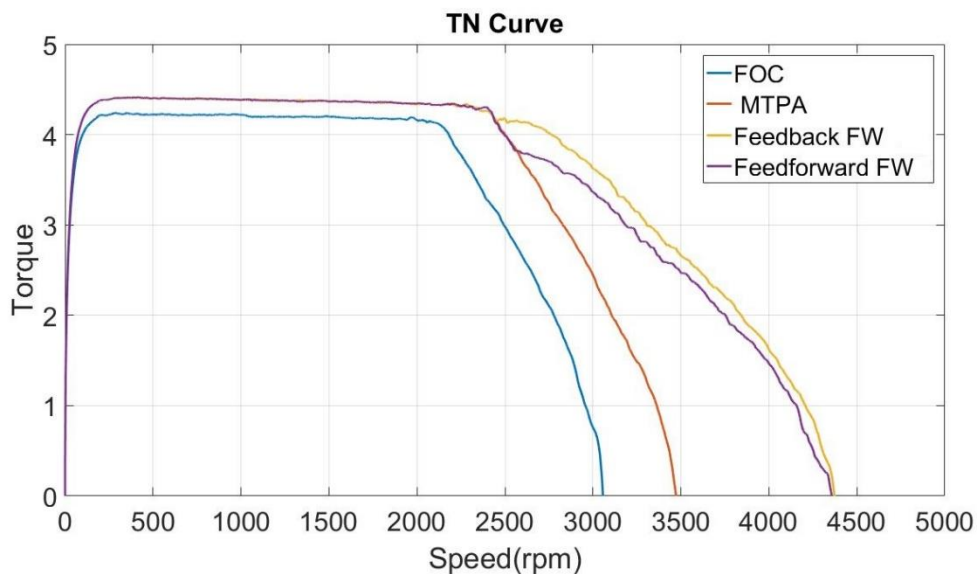
圖 5.4 無載時各控制策略轉速響應圖

電動機加入轉矩負載，觀察各驅動控制策略電磁轉矩、轉速及電流響應變化情形，其特性曲線模擬結果圖，如圖 5.5 所示，於電流命令  $i_s^*$  為 30 安培及直流端電壓 49.5 伏特條件下，模擬得出電動機電磁轉矩及 d-q 軸電流與轉速特性曲線圖，由圖 5.5(a)所示為電磁轉矩對轉速之特性曲線，可得知藍色曲線為磁場導向控制，因 d 軸電流命令為零，無利用內藏式永磁同步電動機之磁阻轉矩，只有永磁鐵產生之勵磁轉矩輸出，故電動機電磁轉矩輸出較低，而紅色曲線為每安培最大轉矩控制，因驅動控制策略 d-q 軸電流演算法運算，便可得出反向之 d 軸電流命令，因此有效地利用內藏式永磁同步電動機之磁阻轉矩，以相同輸入電流命令 30 安培下，於定轉矩區域可產生最大電磁轉矩輸出，紫色與黃色曲線分別是前饋式及反饋式弱磁控制，於定轉矩區域因電動機轉速低於基準轉速，將有較大電磁轉矩輸出之需求，兩者弱磁控制策略皆採用每安培最大轉矩控制，而於定功率區域電動機轉速高於基準轉速，採用弱磁控制弱化永久磁鐵磁通鏈，依據電流限制圓公式分配 d-q 軸電流，電磁轉矩輸出隨著轉速上升而逐漸下降，其電磁轉矩

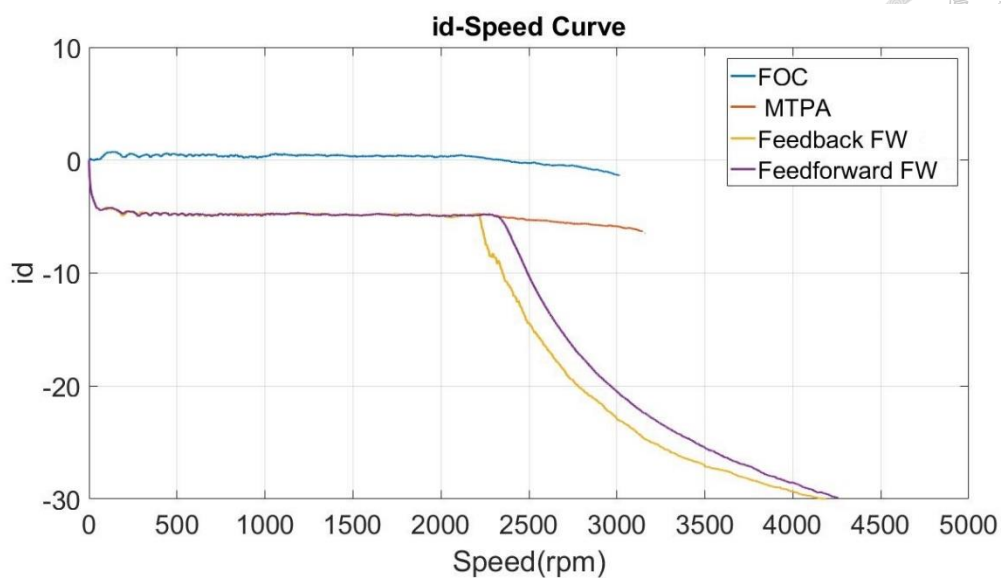
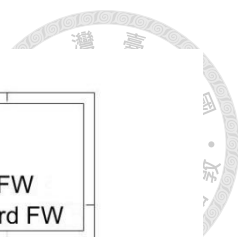


輸出皆高於磁場導向控制與每安培最大轉矩控制。

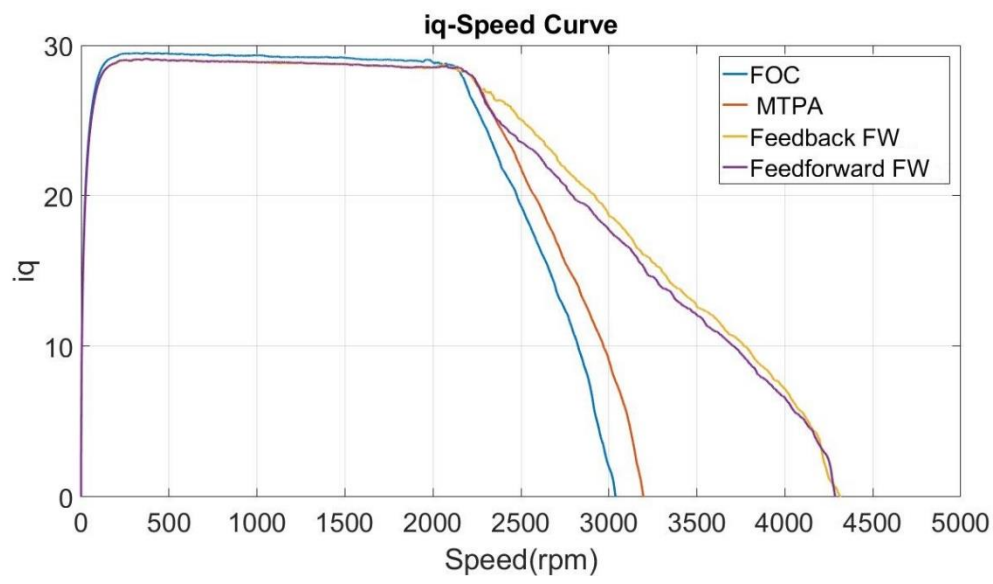
圖 5.5(b)與圖 5.5(c)分別為 d-q 軸電流對轉速之特性曲線圖，於定轉矩區域，磁場導向控制為了得到分激式直流電動機線性轉矩控制，將 d 軸電流命令設定為零，故由 q 軸電流回授決定電磁轉矩輸出大小，其電流值趨近於 30 安培電流命令  $i_s^*$ ，而每安培最大轉矩控制與弱磁控制 d-q 軸電流命令皆由 3.4 小節式(3.13)演算法求得固定電流命令值；於定功率區域，受限於內藏式永磁同步電動機反電動勢限制，磁場導向控制與每安培最大轉矩控制，無足夠的反向之 d 軸電流削去電動機永久磁鐵產生之磁通鏈，因此 q 軸電流急遽下降，而前饋式及反饋式弱磁控制，兩者驅動控制策略相比，由於前饋式弱磁電流響應較快，將有過多的 d 軸電流加入電動機驅動系統內，間接使得定功率區電磁轉矩變低，兩者控制策略於定功率區依據電流限制圓與電壓限制橢圓操作原理，d 軸電流逐漸往反向增加，而 q 軸電流逐步減少至零，因此 d-q 軸電流特性曲線操作範圍便能有效地延伸，最後 q 軸電流為零，d 軸電流達到上限之反向電流命令  $i_s^*$ ，此時，轉速為該電流命令下內藏式永磁同步電動機最高轉速工作點。



(a)



(b)



(c)

圖 5.5 加載時各控制策略特性曲線圖

(a)電磁轉矩對轉速曲線(b)d 軸電流對轉速曲線(c)q 軸電流對轉速曲線

由上敘述之特性曲線模擬結果圖，可觀察出反饋式弱磁控制效果較佳，以下述將反饋式弱磁控制之 d、q 兩軸電流表示為平面座標軸，分析兩軸電流響應之變化情形，其模擬結果圖，如圖 5.6 所示，給定電流命令  $i_s^*$  為 30 安培後，電動機轉速逐漸上升，形成一條每安培最大轉矩控制運行軌跡，即為 O 點至 A 點，此操作



於定轉矩區域，當運行軌跡操作至 A 點時，電動機轉速達到基準轉速，將脫離每安培最大轉矩控制運行軌跡，便進入定功率區域操作，需遵守電壓及電流限制條件，因此 d 軸電流往反向增加，q 軸電流逐漸減少，最終電動機 d 軸電流達到反向電流命令  $i_s^*$  上限值 30 安培，q 軸電流近於零，即為 B 點。

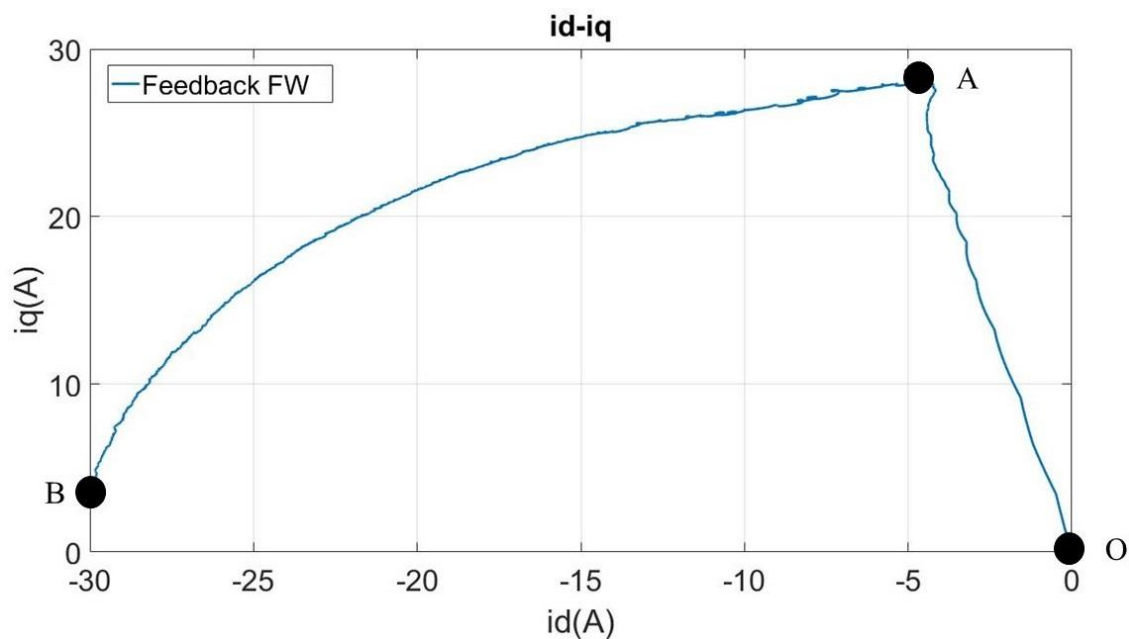


圖 5.6 反饋式弱磁控制 d-q 軸電流平面模擬結果圖

依據圖 5.6 所描述之兩軸電流變化關係，可藉由模擬結果得出反饋式弱磁控制 d-q 軸電流夾角變化，如圖 5.7 所示，於定轉矩區域採用每安培最大轉矩控制，電動機 d 軸電流由 3.4 小節中式(3.13)演算法得知為負值，而 q 軸電流依據電流限制圓公式得知為正值，因此兩軸電流夾角位於第二象限，於定轉矩區域，因採用每安培最大轉矩演算法之 d-q 軸電流命令值，故電流夾角值不變且固定於其一角度值；而定功率區域，由圖 5.6 反饋式弱磁控制 d-q 軸電流平面模擬結果圖可知，隨著 d 軸電流往相反方向增加，q 軸電流逐漸減少，因此電流夾角逐漸增加，最終趨近於 180 度。

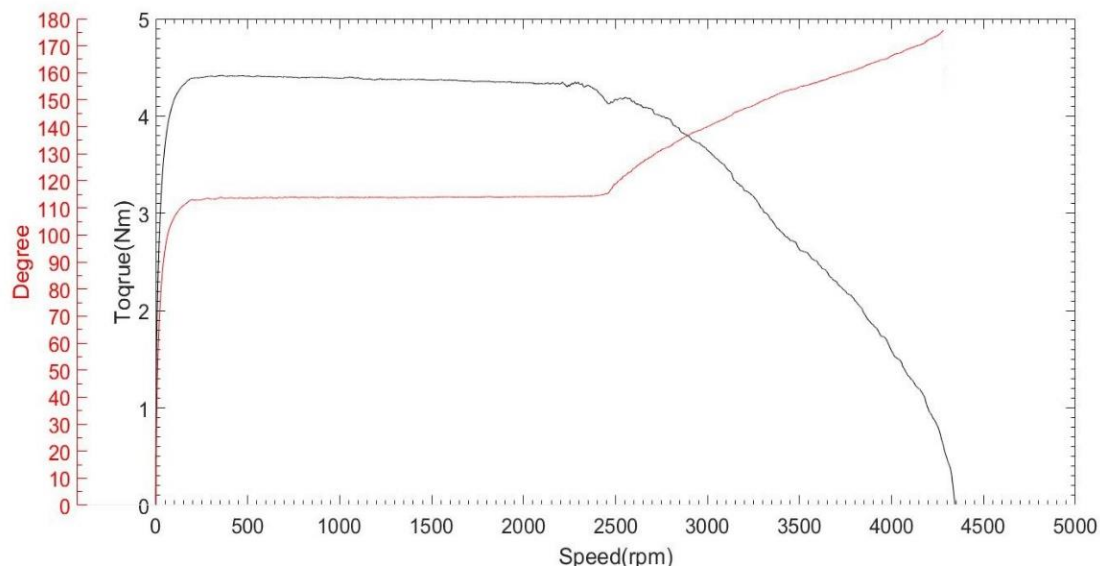


圖 5.7 反饋式弱磁控制 d-q 軸電流角度模擬結果圖

### 5.3.2 應用模糊控制器之弱磁控制模擬結果

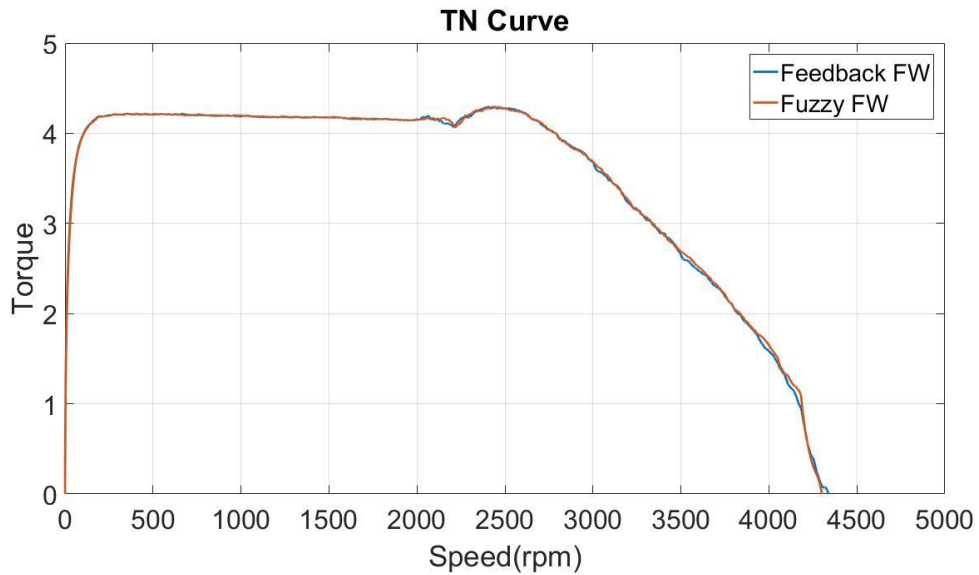
本小節以第四章所敘述之模糊弱磁控制原理應用於內藏式永磁同步電動機控制策略進行模擬分析，設計一個模糊控制器應用於反饋式弱磁控制系統，取代原先弱磁電流閉迴路環內之比例積分控制器，並建構其控制系統方塊於電腦模擬軟體中，評估模糊驅動控制策略之可行性，以電動機 q 軸電流回授值  $i_q$  及電壓限制之誤差  $v_{s\_error}$  作為模糊輸入變數，由兩者變數之變化情形，決定如何調整模糊輸出變數之弱磁電流  $i_{df}$  輸出大小，觀察傳統反饋式弱磁與應用模糊控制器弱磁控制轉速、電磁轉矩及 d-q 軸電流之差異。

圖 5.8 所示為兩者弱磁控制特性曲線比較圖，於定轉矩區域皆採用每安培最大轉矩控制，提升電動機電磁轉矩輸出，而定功率區域，電壓限制之誤差趨近於 0，傳統反饋式弱磁控制，於弱磁電流閉迴路環中之比例積分控制器需參數設定，若參數設定不夠準確時，電動機弱磁電流  $i_{df}$  不是最佳解，而模糊控制器則依據電動機系統特性及實驗經驗設定模糊區間變數，將其輸出變數解模糊化，便可

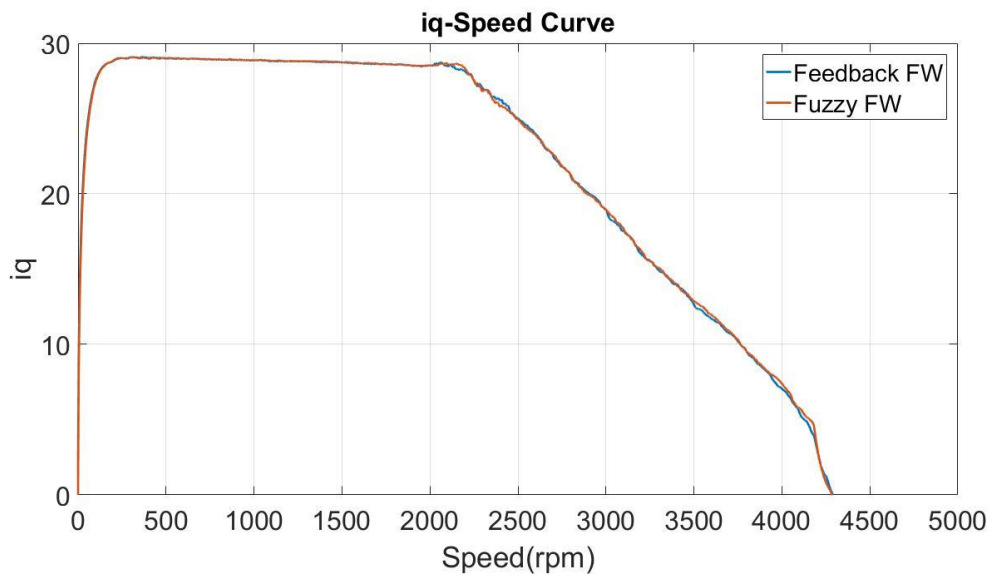




達成與傳統反饋式弱磁控制相同控制效果，在設計過程中不需建立電動機精確數學模型參數，有助於減少參數調整的時間，因此具有設計簡單且適應能力較強等優點，實現以人思考為主之控制經驗。



(a)



(b)

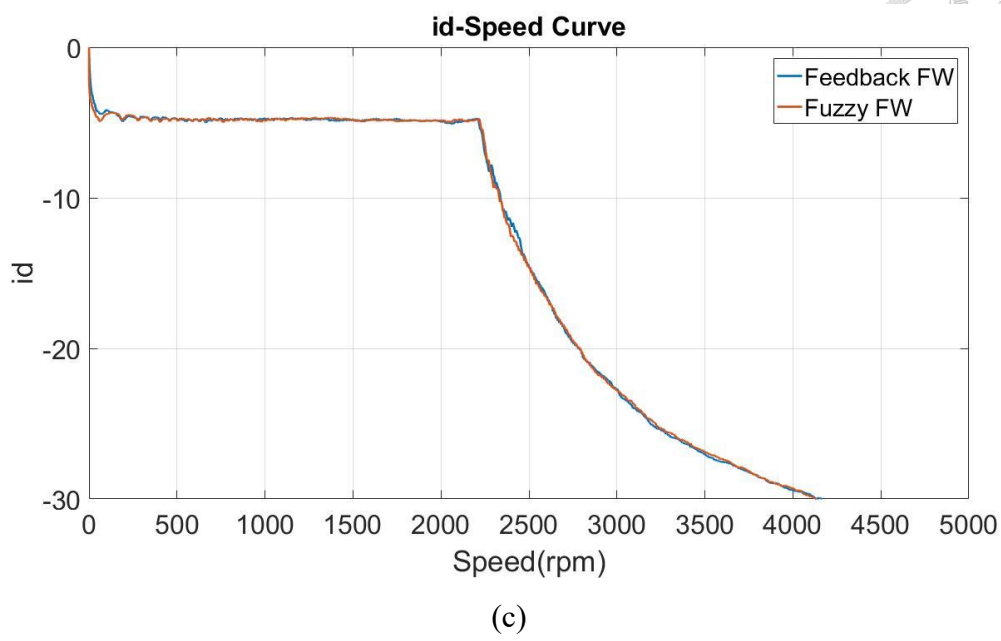


圖 5.8 反饋式弱磁與應用模糊控制器之弱磁控制特性曲線比較圖

(a) 轉矩對轉速曲線(b) q 軸電流對轉速曲線(c) d 軸電流對轉速曲線

圖 5.9 所示為合成電壓  $v_s$  與電壓誤差  $v_{s\_error}$  關係圖，模擬條件為電動機轉速命令斜率以 1 秒 5000rpm 速度上升，圖中  $v_s$  為 d-q 軸電壓命令之合成電壓， $v_{s\_error}$  為  $\frac{V_{dc}}{\sqrt{3}}$  與合成電壓之誤差，時間 0 至 0.5 秒電動機處在定轉矩區域，合成電壓  $v_s$  隨轉速上升而上升，電壓之誤差  $v_{s\_error}$  則下降，時間 0.5 至 1 秒電動機處在定功率區域，合成電壓  $v_s$  趨近於  $\frac{V_{dc}}{\sqrt{3}}$ ，電壓之誤差  $v_{s\_error}$  產生為反向值輸出，因此模糊控制器開始動作，產生弱磁電流  $i_{df}$  加入 d 軸電流命令中，轉速操作範圍逐漸延伸。

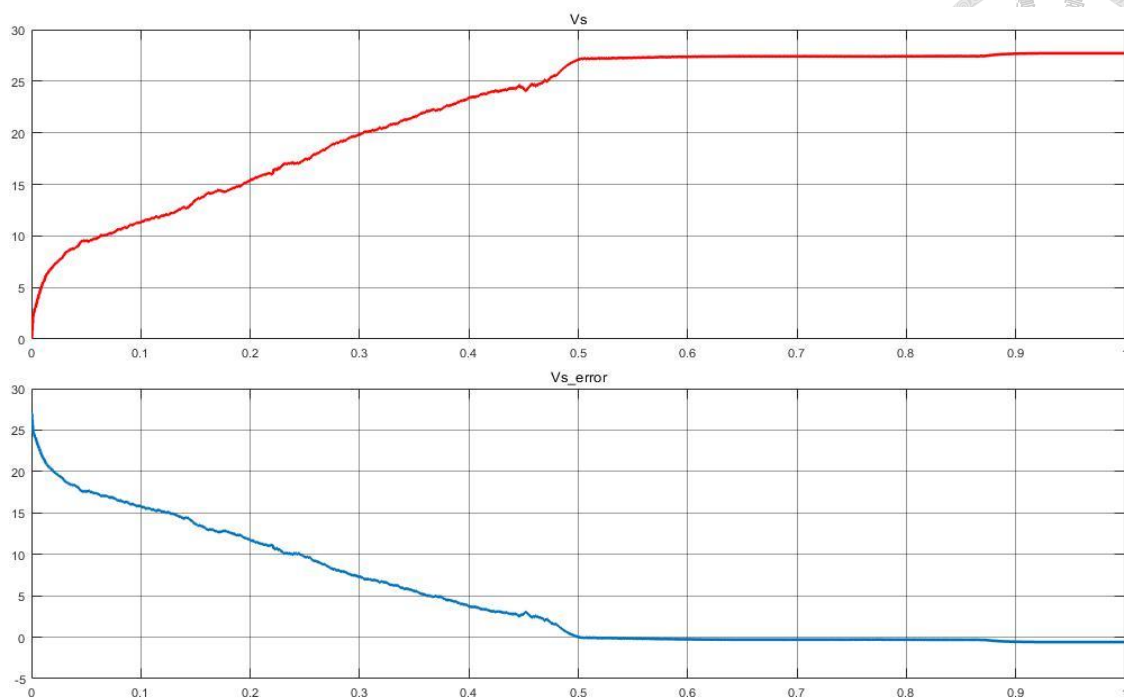


圖 5.9 合成電壓  $v_s$  與電壓誤差  $v_{s\_error}$  關係圖

圖 5.10 所示為模糊區間與 q 軸電流關係圖，以第四章模糊控制理論，將設計 q 軸電流為四個模糊區間變數，上圖為模糊區間變數，下圖為 q 軸電流，時間 0 至 0.5 秒電動機處在定轉矩區域，模糊區間變數值固定不變，時間 0.5 至 1 秒電動機處在定功率區域，模糊控制器開始動作，模糊區間變數值亦跟著改變。

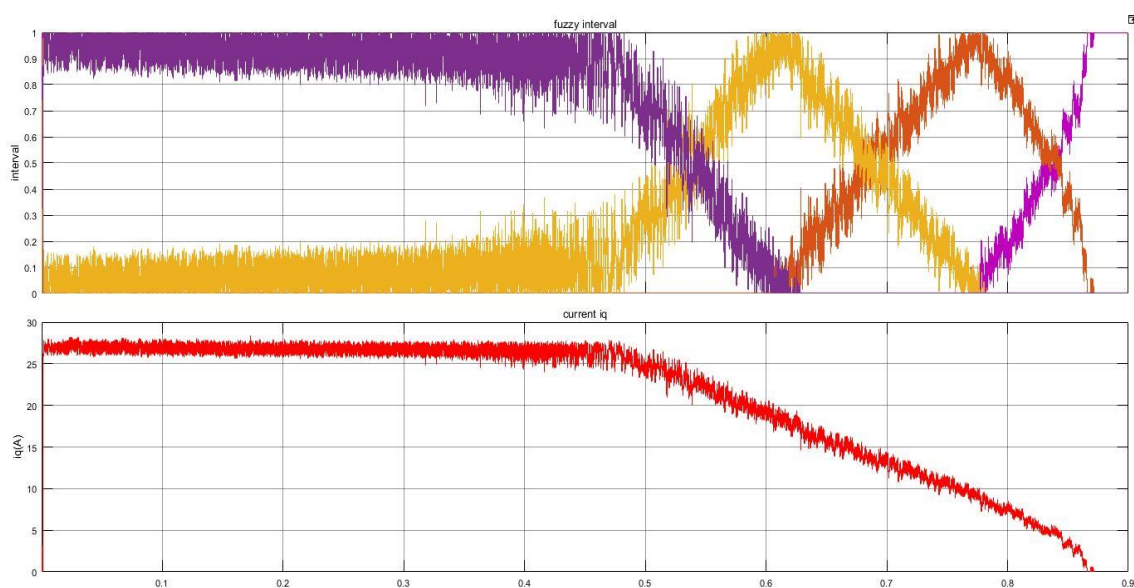


圖 5.10 模糊區間變數與 q 軸電流關係圖

## 第六章 永磁同步電動機控制策略實驗結果



### 6.1 前言

本章將說明內藏式永磁同步電動機之驅動系統，以驗證本論文所敘述之控制策略性能，圖 6.1 所示為電動機驅動系統實驗方塊圖，其電動機驅動系統主要分為硬體驅動電路及軟體程式兩部分，硬體驅動電路部分包含三相變頻器電力電路、電流/轉速/位置回授訊號量測電路、閘極驅動電路、直流電源供應器、三相內藏式永磁同步電動機、機械負載。軟體部分以數位訊號處理器為核心，作為硬體驅動電路與軟體程式兩者溝通媒介，其電動機控制策略演算法於個人電腦開發平台上撰寫組合程式語言，實現第三、四章電動機控制策略，觀察內藏式永磁同步電動機之特性曲線變化，以下章節將依序說明系統硬體電路、軟體程式設計及實驗結果。

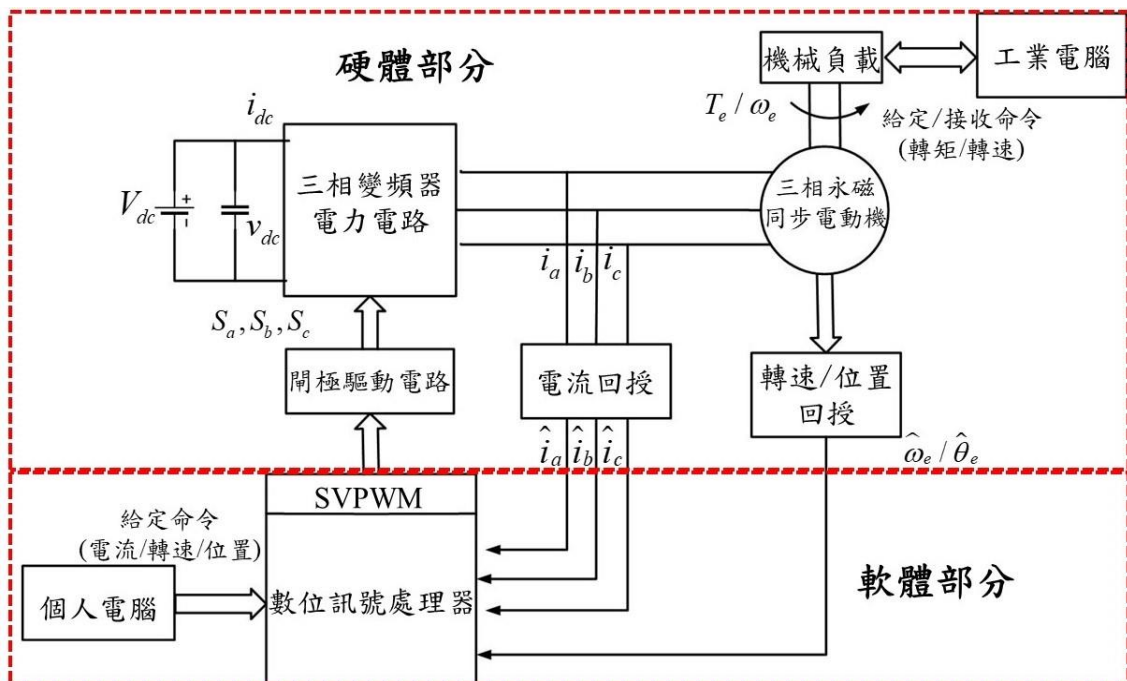


圖 6.1 電動機驅動系統實驗方塊圖



## 6.2 電動機系統硬體電路及設備

本小節將研製內藏式永磁同步電動機之驅動系統，圖 6.2 所示為驅動系統實體圖，可分為三大部分，分別為電源供應、硬體驅動電路、量測電路及監控設備，電源供應包含有電池與直流電源供應器，圖中 A 為電池，穩定電路電壓於 48 伏特，以防瞬間電壓過大造成硬體電路燒毀，B 為直流電源供應器，產生直流電壓 15 伏特輸出至閘極驅動電路，硬體驅動電路有三相變頻器硬體電路及閘極硬體電路，分別為圖中的 D 與 E，藉此兩者電路產生三相電流訊號驅動待測電動機，量測電路及監控設備方面，C、G、H 分別為熱影像儀、轉速/位置回授電路及電流/電壓回授電路，量測及監控其數據值，F 為數位信號處理器系統，採用美國德州儀器公司所生產數位信號處理器 LAUNCHXL-F28069M。

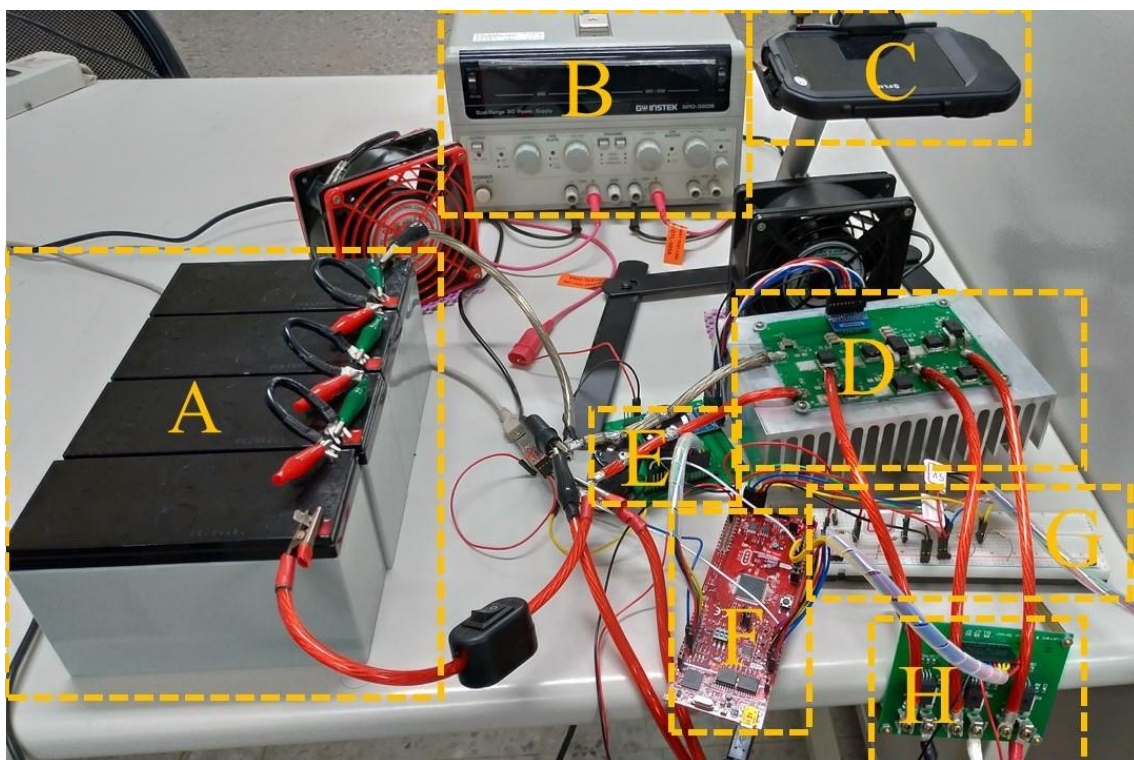


圖 6.2 電動機驅動系統硬體電路實體圖

圖 6.3 所示為永磁同步電動機動力測試平台及設備，I 為電力分析儀，分析直流及三相交流端電壓、電流響應，J 為工業電腦，下達轉速或轉矩輸入命令至伺服機械負載帶動待測電動機，且收集電壓、電流及轉矩等量測數據並繪畫出待測



電動機特性曲線，K 為直流電源供應器，提供直流電壓 49.5 伏特至三相變頻器硬體驅動電路中，L 為直流及三相交流量測接線槽，透過接線槽連接待測電動機及硬體驅動電路，且擷取直流及三相交流電壓、電流數據提供至工業電腦將繪畫出電動機特性曲線，M 為待測電動機，接收個人電腦下達之控制命令後運轉，N 為轉矩量測計，量測轉矩與轉速數值，O 為伺服機械負載，接收工業電腦下達之命令帶動待測電動機。

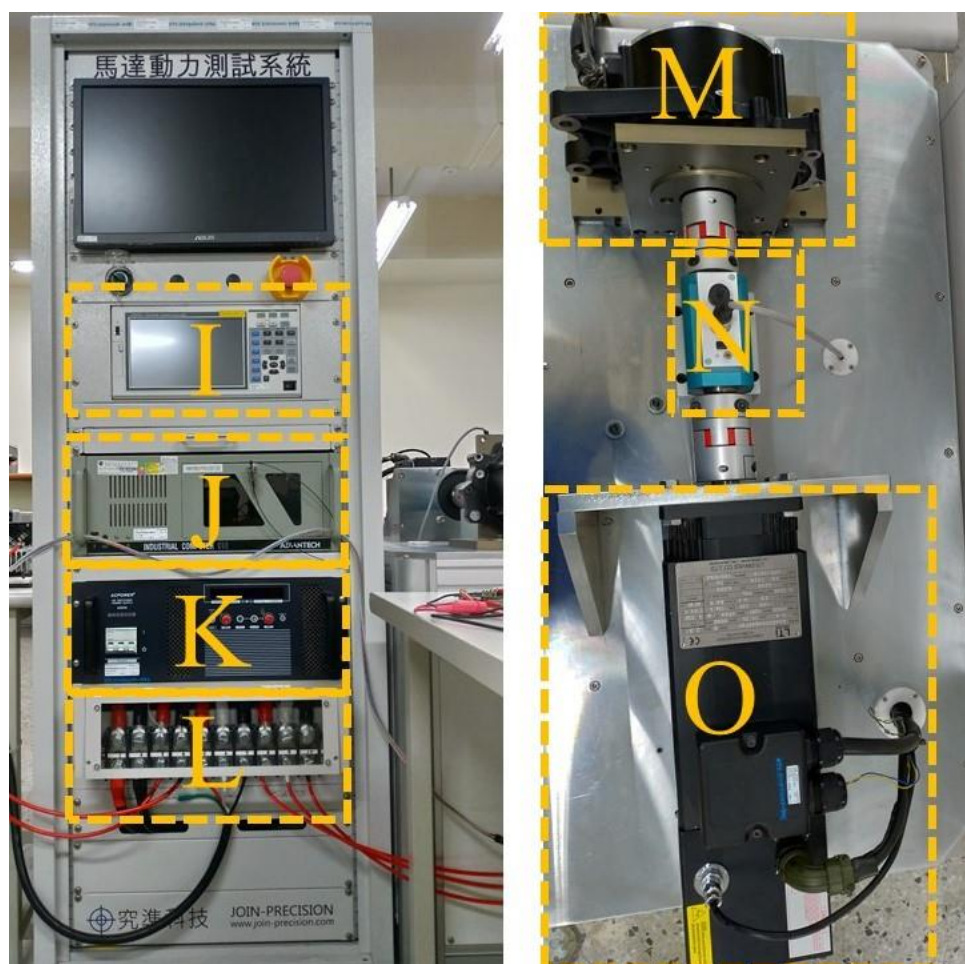


圖 6.3 永磁同步電動機動力測試平台及設備

### 6.2.1 相電流回授電路

硬體電路與軟體程式兩者相互配合才能進行內藏式永磁同步電動機控制策略實驗，由於驅動控制策略內需要電動機三相電流資訊，於硬體量測電路上擷取三相電流訊號，再將擷取之類比電流訊號由數位訊號處理器轉換成數位值，進入程



式中運算，且透過座標軸轉換技巧，最後轉換成旋轉座標 d-q 軸型式，圖 6.4 所示為相電流量測電路實體圖，其元件型號採用 ACS733，相電流由類比到數位化過程如圖 6.5 所示。



圖 6.4 電流感測電路實體圖

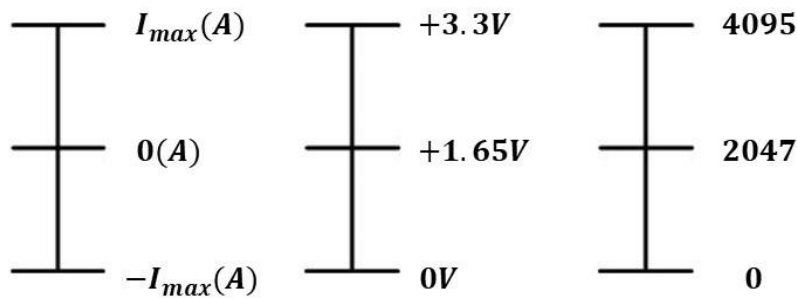


圖 6.5 相電流訊號數位化過程

圖 6.6 所示為相電流回授電路之類比電壓與量測電流關係圖，由圖 6.5 相電流訊號數位化過程中，得知量測電流與類比電壓兩者數值為線性關係，可將關係式表示於式(6.1)，於實驗上，可量測電流範圍為  $\pm 200$  安培，類比電壓對應範圍為  $0V \sim 3.3V$ ，最後透過數位訊號處理器 ADC 將電壓訊號轉換為 12-bit 的數位訊號。

$$y = 0.00825x + 1.65 \quad (6.1)$$

其中  $x$  表示為量測電流值(A)， $y$  表示為類比電壓值(V)

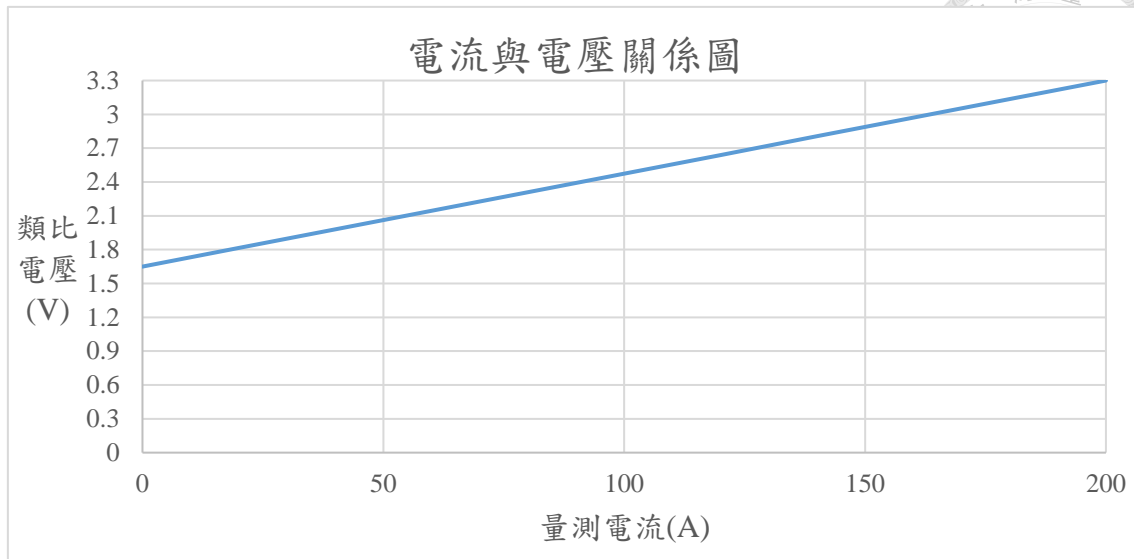


圖 6.6 類比電壓與量測電流關係圖

## 6.2.2 三相變頻器與開極驅動電路

三相變頻器主要功能是将直流电源轉換至三相平衡电源，並且具有可變頻率、電壓或電流之輸出訊號值，因此可應用於三相電動機驅動控制系統中，依據輸入電源之不同分為電壓源變頻器(Voltage Source Inverter, VSI)及電流源變頻器(Current Source Inverter, CSI)，由於功率電晶體開關元件之耐壓與耐流提升，且開關切換速度快速，目前產業界大都使用電壓源變頻器為主，開關元件採用矽功率電晶體元件，其實體電路圖如圖 6.7 所示，元件型號為 IRF2804S-7P，本論文採用 SVPWM 切換方法作為可變頻率之控制驅動功率電晶體開關及永磁同步電動機。



圖 6.7 三相變頻器實體圖



矽功率電晶體元件需要閘極驅動電路來控制閘極-源極之間電壓驅動訊號  $V_{GS}$ ，其訊號來源由數位信號處理器之 PWM 輸出訊號產生，並將數位信號處理器之 PWM 輸出訊號從 0~3.3V 放大至 0~15V 之電壓大小具有足夠功率驅動矽功率電晶體元件，其元件實體圖如圖 6.8 所示。



圖 6.8 閘極驅動電路實體圖

### 6.2.3 霍爾效應感測電路

霍爾效應感測(Hall Effect Sensor)之原理為電動機運轉過程中，永久磁鐵形成磁場變化，透過感測電路上霍爾元件接收磁場變化訊號，產生類比電壓輸出訊號，此訊號可運算出電動機轉子實際位置，本實驗感測電路輸出採用兩相訊號相位相差 90 度，其實測波形結果如圖 6.9 所示，圖中紅色方塊為一個週期情況，可得知每四分之一個週期感測器會產生訊號高低變化，與一個方波訊號相比，便能達到高解析度轉子定位之要求，並觀測兩者方波訊號何者領先作為判斷電動機轉子轉動方向之依據，除此之外，還需搭配一個歸零用的脈衝訊號，每當電動機轉子運轉一圈時，就產生此脈衝訊號，其實測波形結果如圖 6.10 所示，而感測器亦產生轉子初始位置訊號，如圖 6.11 所示，於示波器之占空比範圍為 5%至 95%，對應電機角為 0 至 360 度，以上敘述之訊號皆被數位訊號處理器內部之正交編碼



脈衝(Quadrature Encoder Pulse, QEP)所採用，運算出電動機運轉或靜止時轉子目前所在角度位置值。

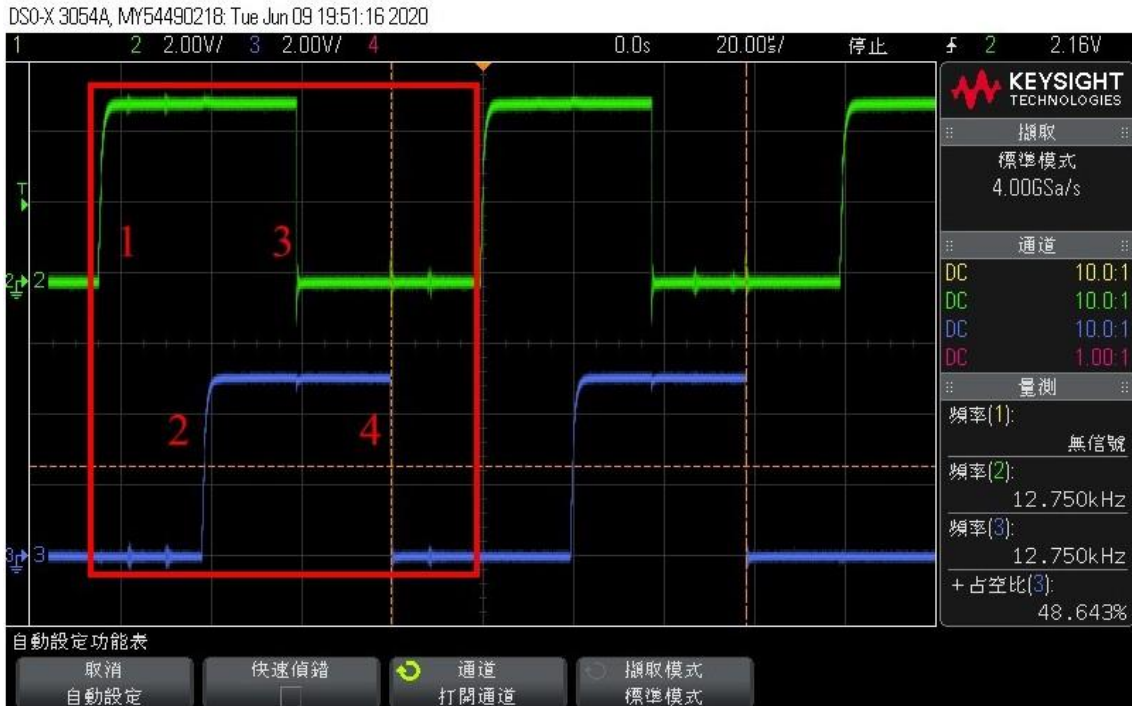


圖 6.9 A、B 相方波訊號

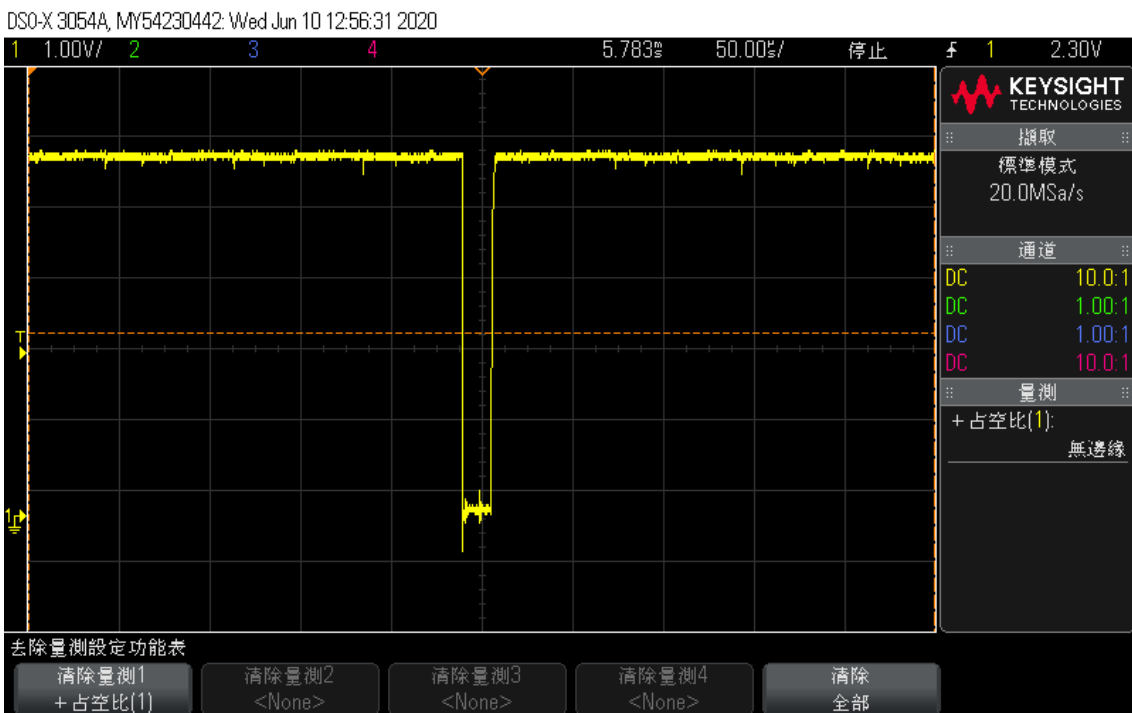
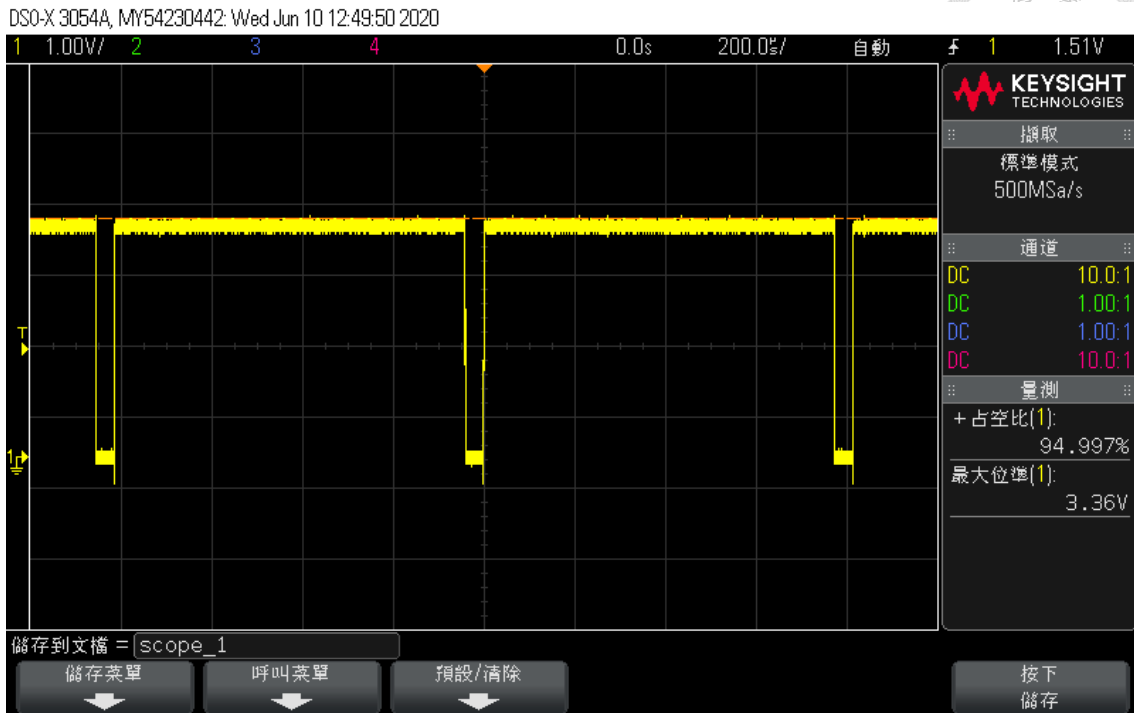
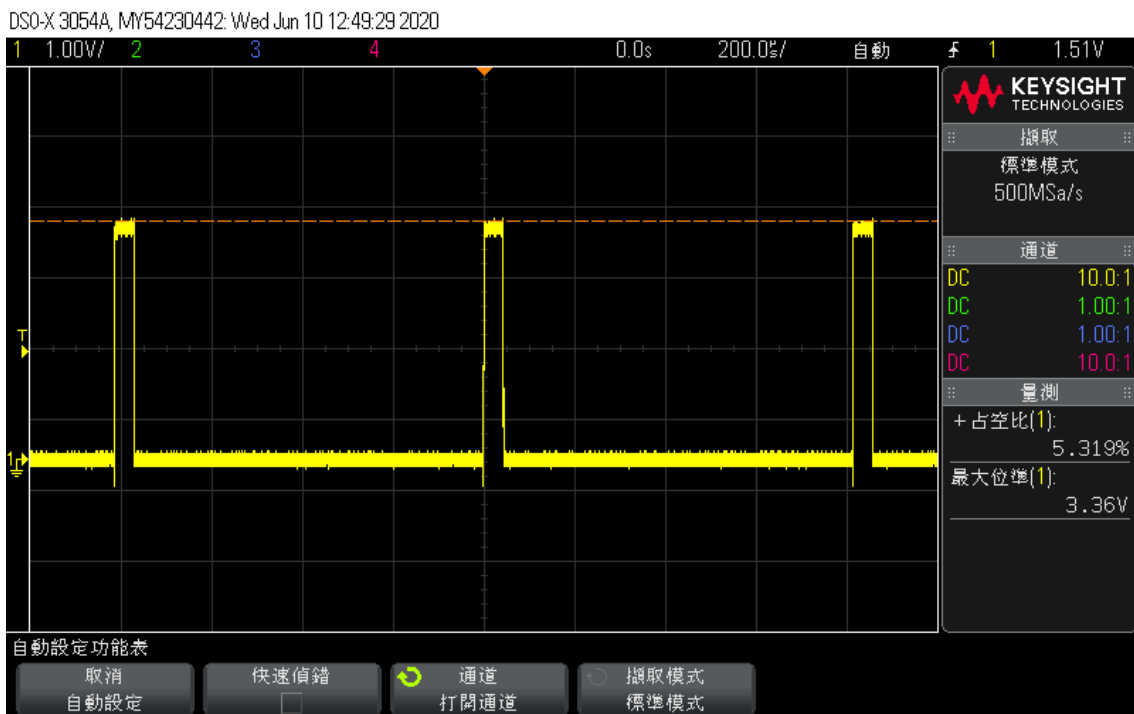


圖 6.10 歸零用之脈衝訊號圖



(a)



(b)

圖 6.11 轉子初始位置波形圖

(a)角度 360 (b)角度 0 度



## 6.3 軟體程式設計規劃

### 6.3.1 數位信號處理器

本論文採用美國德州儀器公司生產的 LAUNCHXL-F28069M 數位訊號處理器作為電動機驅動控制及設計核心，其處理器上之控制晶片為 F28069M，具有 JTAG 仿真器邊界掃描功能，將可作為個人電腦及三相變頻器硬體驅動電路兩者媒介，並監控內藏式永磁同步電動機控制系統運轉時的轉速、電流、電壓等數值，使用者可於軟體平台上自行撰寫程式，實現整體電動機控制系統之開發，其數位訊號處理器實體圖，如圖 6.12 所示。



圖 6.12 LAUNCHXL-F28069M 數位訊號處理器實體圖

F28069M 控制晶片內具備快速運算能力，最大工作頻率可達 90MHz，有 32 位元 CPU，於數值運算時採取浮點運算(float point)方式，因此適用於大量資料及測量處理之控制場合，以 Q 值概念實現，二進制數值中設定一個無形小數點，此小數點後之位元數即為 Q 值，本文採用 Q24 格式表示，如圖 6.13 所示，以小數點作為分界，前有 8 個位元數，包含 1 個有號位數及 7 個整數部分位元數，小數點後則有 24 個位元數小數部分，其數值格式表示範圍在-128~127 之間。

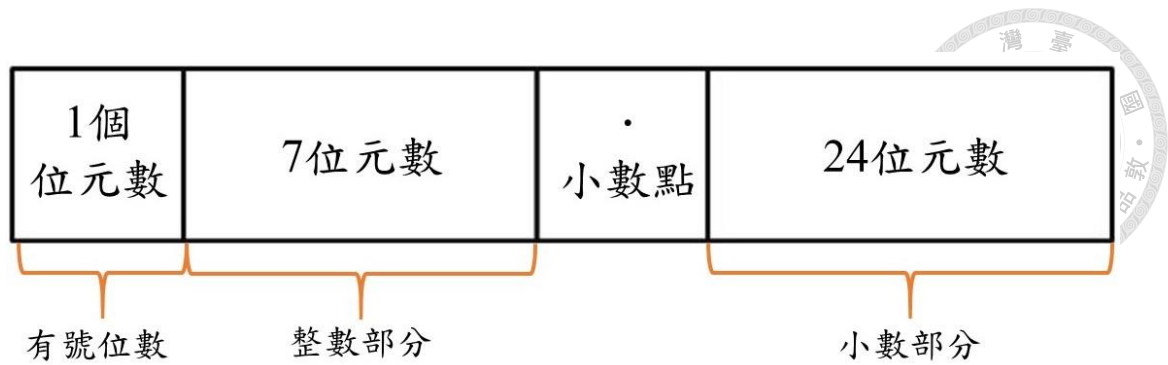


圖 6.13 Q24 格式表示圖

LAUNCHXL-F28069M 數位訊號處理器上也具有一些功能，12 位元類比數位轉換器(ADC)，可將量測的類比訊號轉換為數位訊號，增強型脈波寬度調變(ePWM)模塊，產生 PWM 訊號驅動三相變頻器硬體驅動電路，輸入增強型正交編碼器脈衝(eQEP)模塊，偵測電動機轉子位置，以便計算轉速大小，通用輸入/輸出(GPIO)引腳，經由程式撰寫輸出/接收訊號，32 位元 CPU 定時器等功能，因此 LAUNCHXL-F28069M 數位訊號處理器很適合應用於永磁同步電動機系統驅動控制。

### 6.3.2 程式設計流程

本論文軟體程式是以組合語言形式於個人電腦代碼設計工作室(Code Composer Studio, CCS)開發環境上撰寫，其軟體操作介面如圖 6.14 所示，使用軟體版本為 CCS7.4，程式內包含主程式與中斷服務副程式兩者架構，主程式中撰寫內容為數位信號處理器環境設定與變數初始化及宣告，而中斷服務副程式撰寫內容為內藏式永磁同步電動機驅動控制策略及三相變頻器空間向量脈波寬度調變切換策略，兩個程式相關設定及內容將依序說明如下：



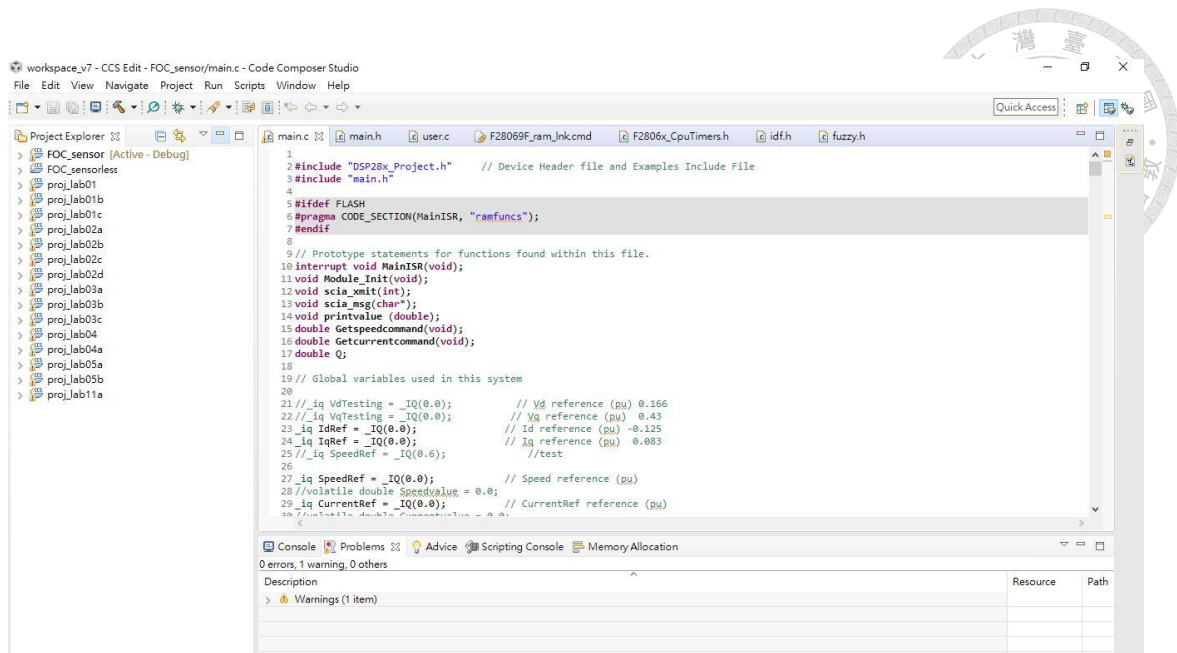
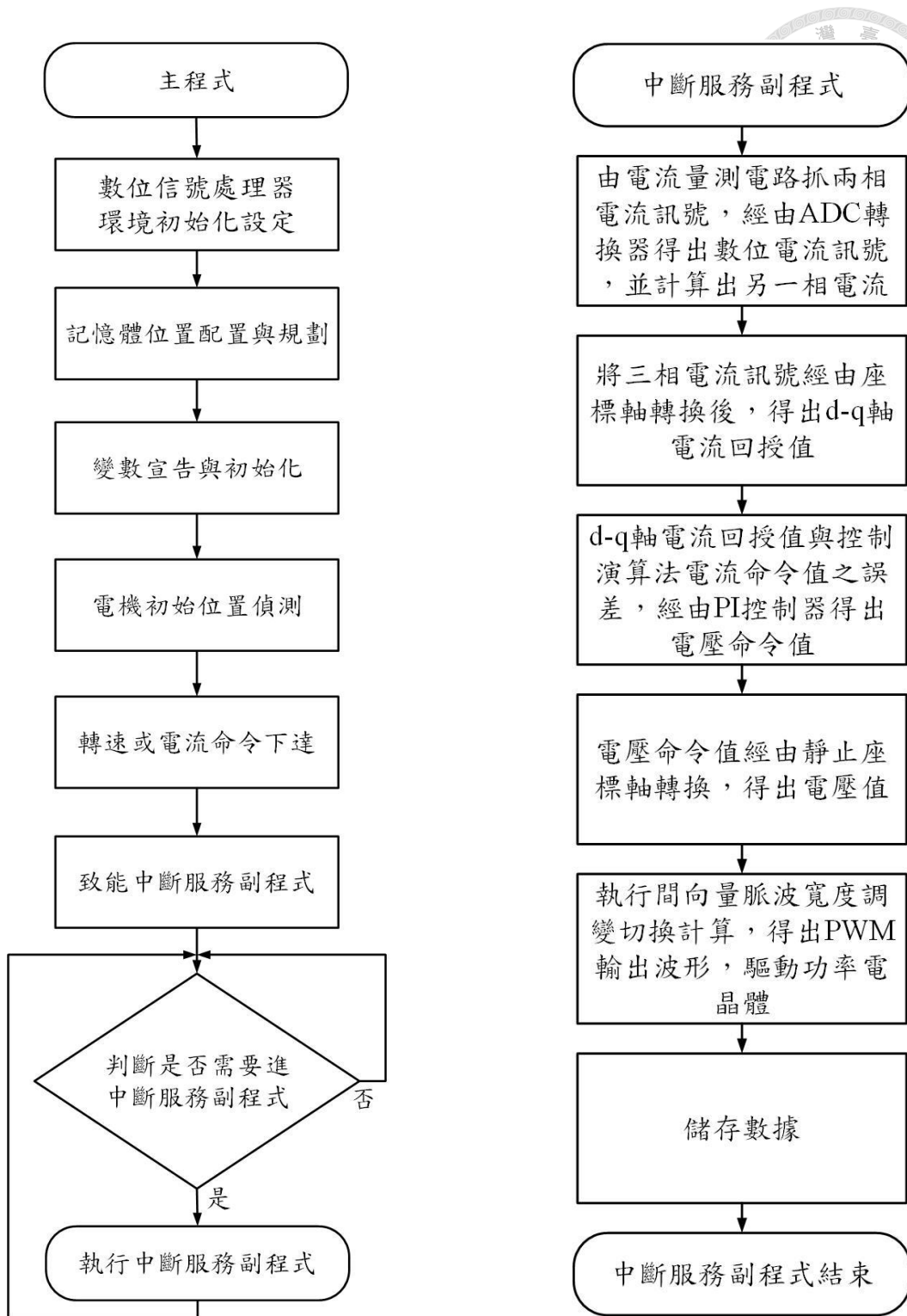


圖 6.14 CCS 軟體操作介面圖

(1)主程式：主要進行 LAUNCHXL-F28069M 數位信號處理器環境初始化設定，規劃控制晶片內記憶體配置，宣告及初始化變數，內藏式永磁同步電動機初始位置偵測，轉速及電流輸入命令下達，中斷遮罩設定及中斷致能等等程式撰寫，主程式動作流程圖，如圖 6.15(a)所示。

(2)中斷服務副程式：本論文空間向量脈波寬度調變切換週期為 50 微秒，因此每 50 微秒執行一次中斷服務副程式，其副程式主要執行內容為 ADC 轉換器之電流訊號、各控制策略演算法、d-q 軸電流控制器、座標軸轉換、空間向量脈波寬度調變切換策略控制等程式撰寫，中斷服務副程式動作流程圖，如圖 6.15(b)所示。



(a)

(b)

圖 6.15 程式動作流程圖

(a)主程式動作流程圖 (b) 中斷服務副程式動作流程圖



## 6.4 實驗結果分析

本小節永磁同步電動機實驗以章節作為區分，分為第三章所敘述之現有驅動控制策略及第四章模糊控制之弱磁兩部分，測試方式先於無負載測試，觀察各驅動控制策略最大轉速工作點，作為加載實驗之依據，由於電動機車實際應用上往往需承受外在阻力影響如駕駛人員體重、風阻及爬坡等等因素，因此需以加載實驗觀察內藏式永磁同步電動機轉矩、轉速及電流特性曲線之變化情形，其實驗將分為定轉速加載測試、轉速多點測試及電流響應量測，最後弱磁控制比較實驗中，將設定不同電流命令於轉速多點加載進行測試，觀察反饋式弱磁控制及模糊控制之弱磁最大轉速、電磁轉矩響應，依據以上敘述之永磁同步電動機測試整理於表 6-1 中，將會依序說明各電動機實驗結果。

表 6-1 永磁同步電動機測試方式表

永磁同步 電動機測試	觀察實驗結果	測試條件		控制策略
		電流 命令	直流 電壓	
無負載測試	最大轉速響應	30 安培	49.5 伏特	1.現有驅動控制策略 <b>(1)低轉速區域</b> (磁場導向控制、 每安培最大轉矩控制) <b>(2)高轉速區域</b> (前饋式弱磁控制、 反饋式弱磁控制) 2.弱磁控制比較實驗 (反饋式弱磁控制、 模糊控制之弱磁)
定轉速加載測試	電磁轉矩響應			
轉速多點加載測試 (T-N 曲線)	最大轉速、 電磁轉矩響應			
轉速多點加載測試 之電流響應	d-q 軸 電流響應			
不同電流命令下轉 速多點加載測試	最大轉速、 電磁轉矩響應	25~ 40 安培		

### 6.4.1 現有驅動控制策略實驗結果

將表 6-1 永磁同步電動機測試方式表由流程圖呈現如圖 6.16 所示，本節敘述之驅動控制策略包含：磁場導向控制、每安培最大轉矩控制、前饋式弱磁控制、反饋式弱磁控制，先於無負載測試及定轉速加載測試，觀察最大轉速響應及電磁





轉矩響應，由此兩者量測數據作為第三步與第四步轉速多點加載測試及電流響應測試之依據，進行以上驅動控制策略轉速、電磁轉矩、電流之特性曲線分析與討論。

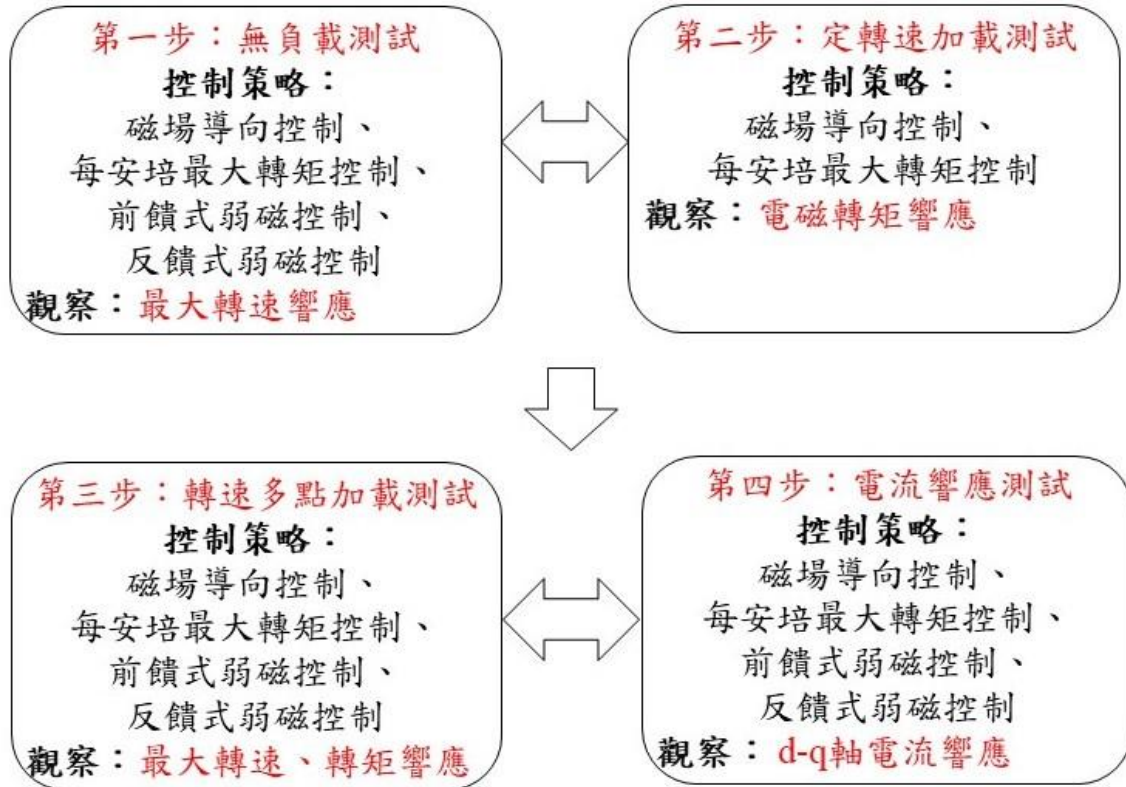


圖 6.16 現有永磁同步電動機控制策略測試流程圖

### (1) 無負載測試

本論文先於內藏式永磁同步電動機無伺服機械負載條件下，個人電腦給定其一電流命令  $i_s^*$  為 30 安培，伺服機械負載轉速及轉矩命令設定為零，實測各驅動控制策略之最大轉速工作點，其實驗轉速結果，如圖 6.17 所示，紅色曲線為磁場導向控制，因 d 軸電流命令為零，無反向電流削弱永久磁鐵產生磁通鏈，其電動機轉速操作範圍較小，轉速值趨近 3300rpm，而綠色曲線為每安培最大轉矩控制，因控制策略演算法得出固定反向之 d 軸電流命令值，可削弱些微永久磁鐵產生磁通鏈，與磁場導向控制相比，有較高的電動機轉速操作範圍，轉速值趨近 3400rpm，藍色與黑色曲線分別是前饋式及反饋式弱磁控制，因兩者弱磁控制演



算法將使 d 軸電流逐漸往反向電流增加，最後 d 軸電流達到負的電流命令上限 30 安培，與磁場導向控制、每安培最大轉矩控制相比，更有效地延伸電動機轉速操作範圍，兩者轉速值分別為 3880rpm 及 4320rpm。

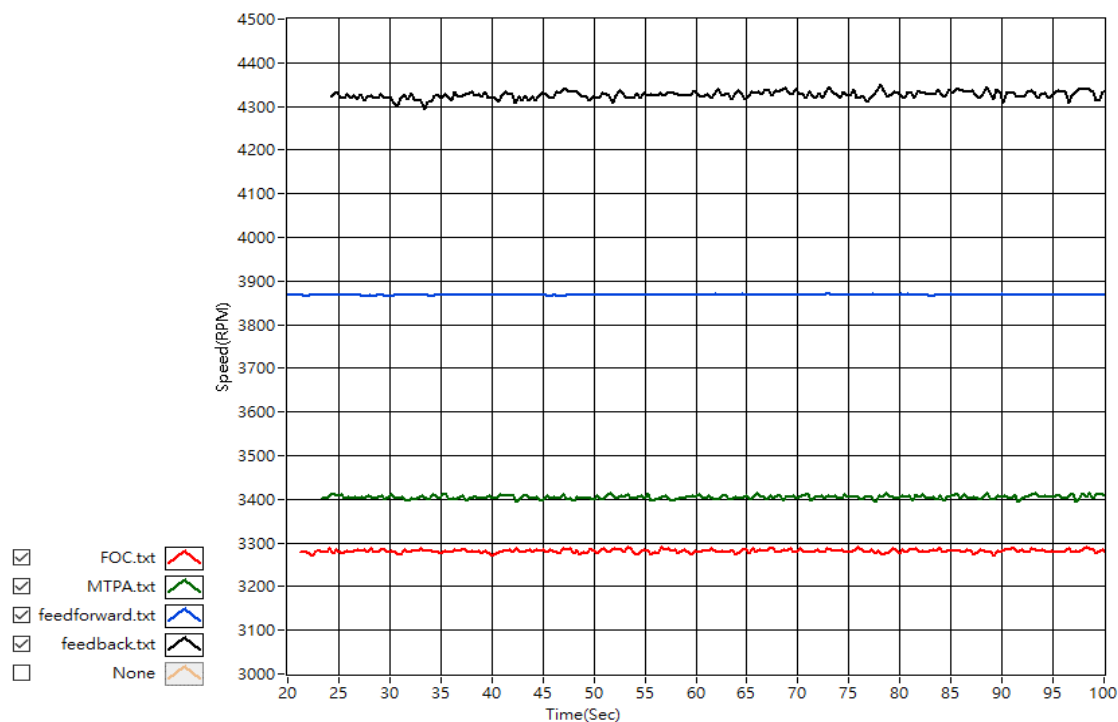


圖 6.17 無載時各控制策略轉速響應實驗結果圖

## (2) 定轉速加載測試

待測電動機於定轉矩區域加載測試，先於伺服機械負載設定轉速命令，此命令需位於定轉矩區域中轉速值，其待測電動機運轉至設定之轉速命令值，便於個人電腦設定輸入電流命令 30 安培，進行內藏式永磁同步電動機定轉速加載測試，本小節測試結果將分為每安培最大轉矩控制各電流夾角實驗、磁場導向控制及每安培最大轉矩控制比較兩個部分，並以表格型式呈現於表 6-2，測試過程中觀察驅動控制策略於固定轉速時，電磁轉矩輸出之間變化，首先為每安培最大轉矩各電流夾角實驗，其控制策略於各輸入電流命令下之電流夾角實驗結果圖，如圖 6.18 所示，本實驗伺服機械負載定轉速命令設定為 1000rpm，角度每 5 度及電流命令每 10 安培為一個單位下進行數據量測，並將電磁轉矩數據量測結果表示於表



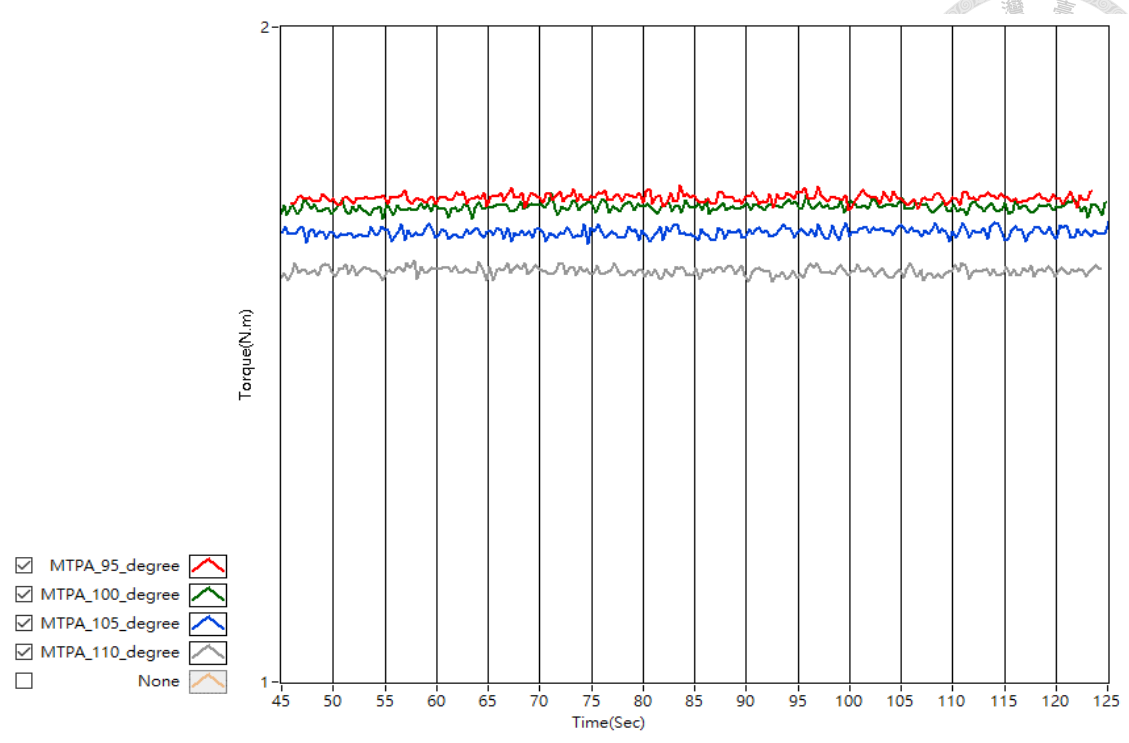
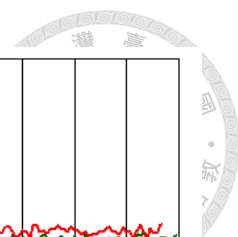
6-3 中，求得各電流命令下最佳電磁轉矩輸出之電流夾角設定，作為第二個轉矩比較實驗與電動機轉速多點加載實驗之依據。

表 6-2 永磁同步電動機定轉速加載實驗表

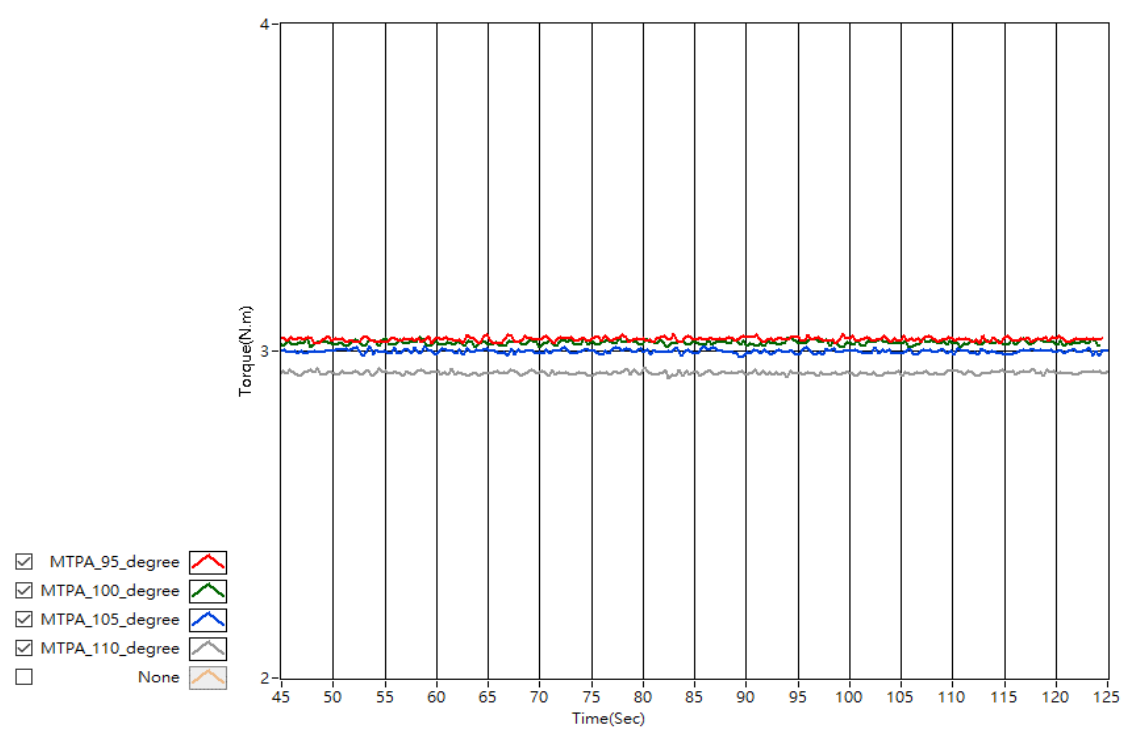
實驗名稱	驅動控制策略	定轉矩區之轉速	量測單位	電流命令	觀察實驗結果
電流夾角實驗	每安培最大轉矩控制	1000rpm	角度 5 度、電流 10 安培	10~40 安培	電磁轉矩
轉矩比較實驗	磁場導向控制、每安培最大轉矩控制	1250rpm、1500rpm	無	30 安培	電磁轉矩、系統效率、輸出功率

表 6-3 MTPA 控制固定角度實驗數據表

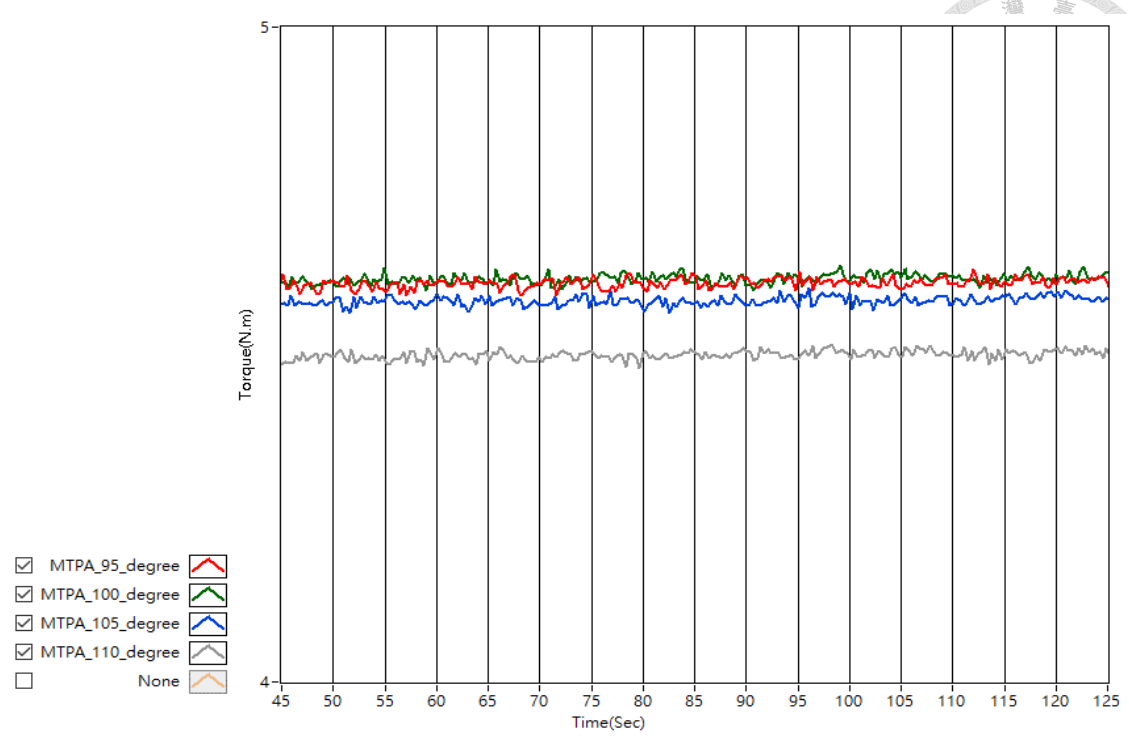
電流命令	角度 95 度	角度 100 度	角度 105 度	角度 110 度	採用角度
10 安培	1.45Nm	1.435Nm	1.415Nm	1.38Nm	角度 95 度
20 安培	3.035Nm	3.02Nm	3.00Nm	2.94Nm	角度 95 度
30 安培	4.6Nm	4.62Nm	4.585Nm	4.5Nm	角度 100 度
40 安培	6.18Nm	6.21Nm	6.175Nm	6.05Nm	角度 100 度



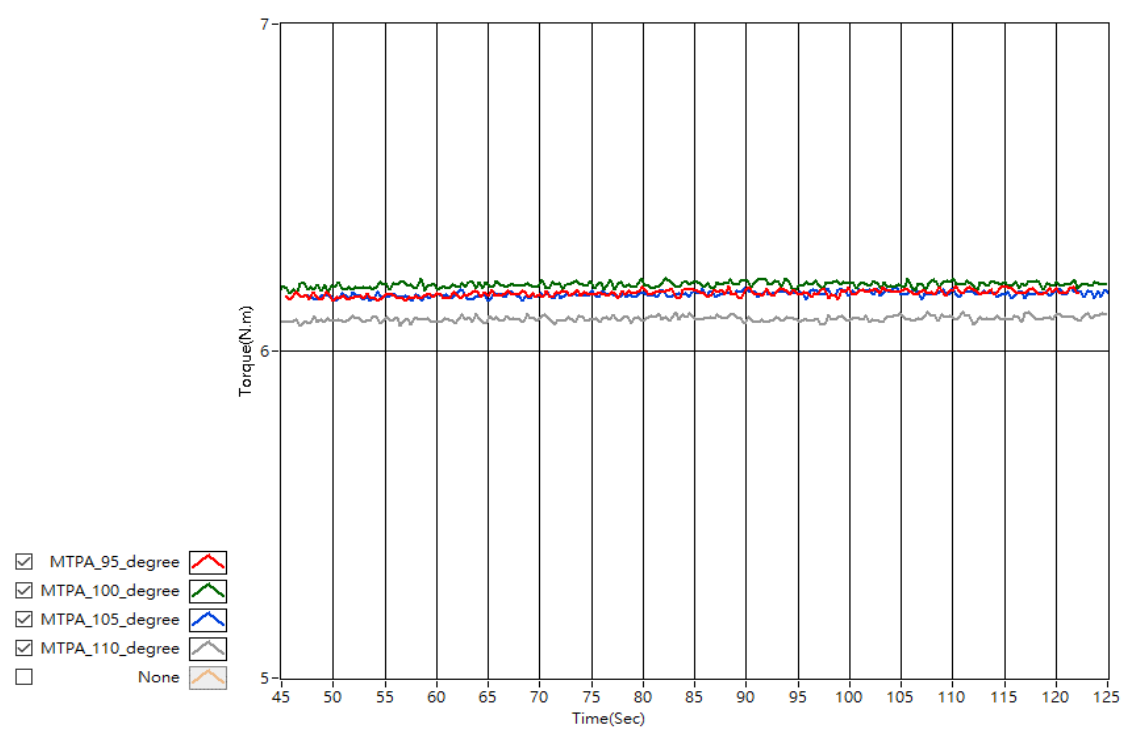
(a)



(b)



(c)

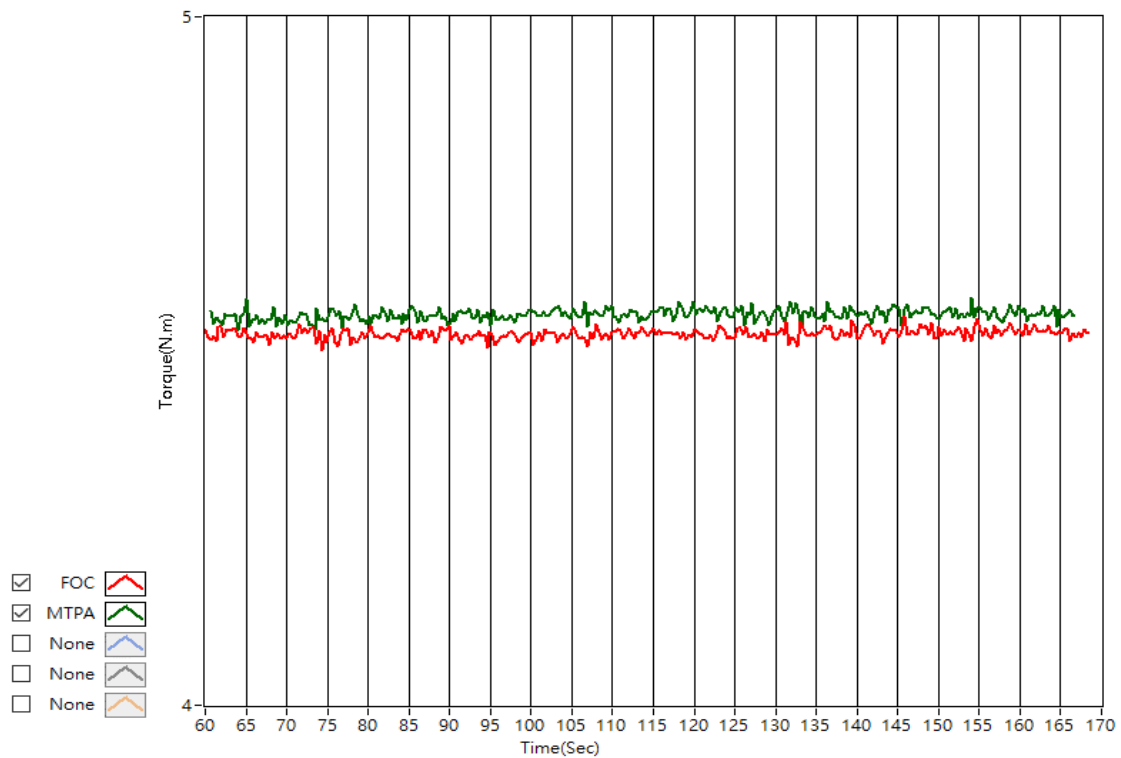


(d)

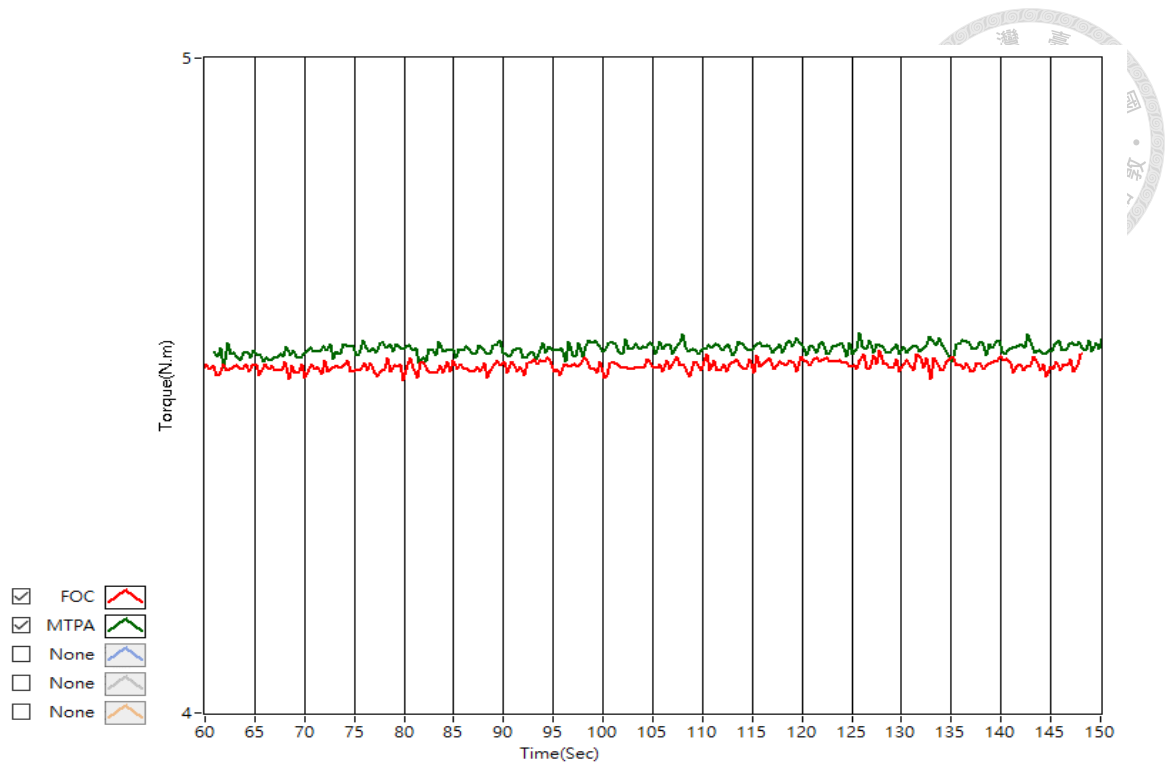
圖 6.18 MTPA 控制各電流夾角比較實驗結果圖

(a)10A (b)20A (c)30A (d)40A

由表 6-3 中可知每安培最大轉矩控制輸入 30 安培電流命令，其固定電流夾角採用 100 度，將得到最好的電動機電磁轉矩值，並於伺服機械負載定轉速命令設定分別為 1250rpm 與 1500rpm，觀察磁場導向控制及每安培最大轉矩控制策略電磁轉矩輸出大小，兩者驅動控制策略實驗結果比較圖，如圖 6.19 所示，紅色曲線為磁場導向控制，綠色為每安培最大轉矩控制，由於每安培最大轉矩控制演算法得出 d 軸電流命令為固定反向值，內藏式永磁同步電動機之磁阻轉矩將有效地利用，其電磁轉矩輸出較大，而磁場導向控制為了線性控制，d 軸電流為負值為零，無利用磁阻轉矩，因此電磁轉矩輸出較小。



(a)

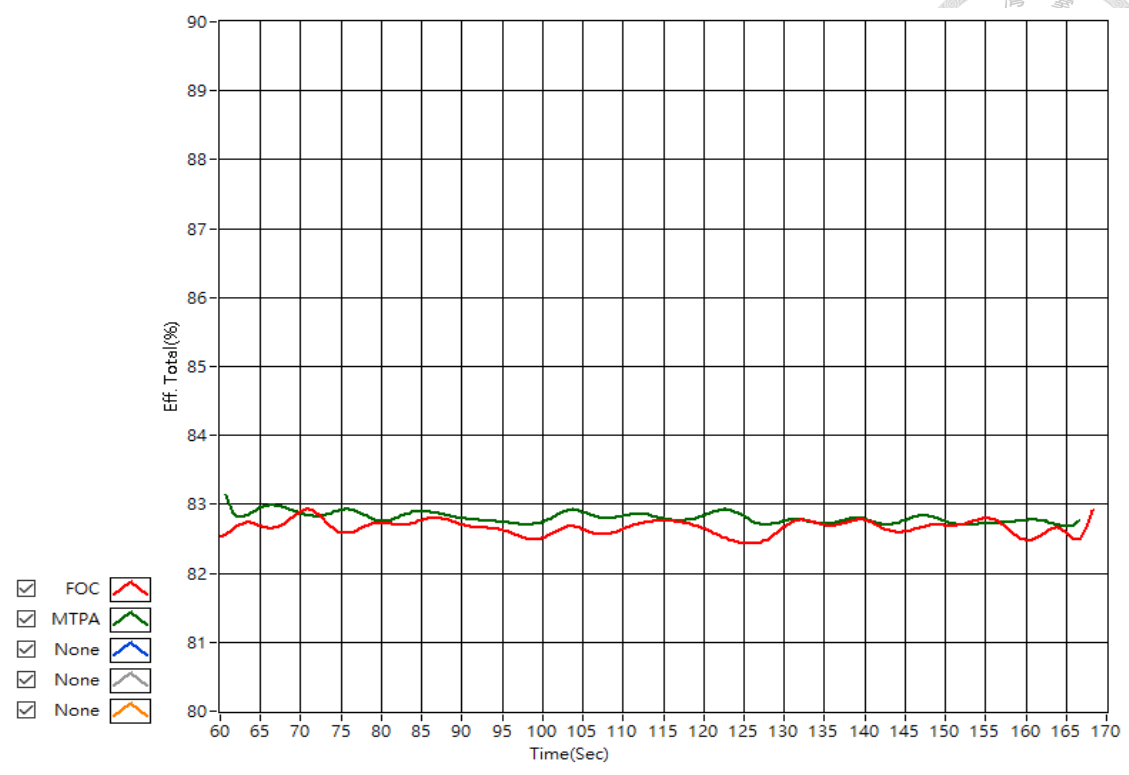


(b)

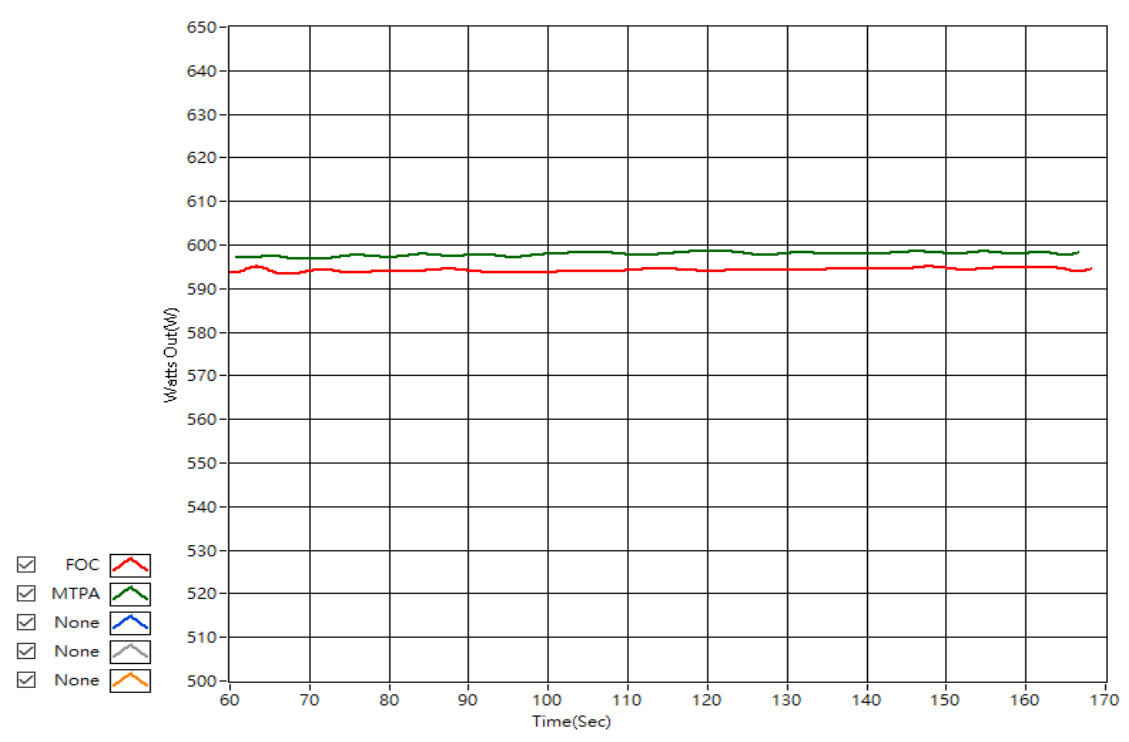
圖 6.19 定轉矩區 FOC 與 MTPA 比較圖

(a)轉速 1250rpm (b)轉速 1500rpm

除了電磁轉矩響應外，驅動系統效率及輸出功率也是決定內藏式永磁同步電動機於電動機車系統性能考量之關鍵因素，圖 6.20 所示為永磁同步電動機效率及輸出功率對應時間之特性曲線圖，於定轉矩區域，將伺服機械負載定轉速命令設定為 1250rpm，輸入電流命令為 30 安培，其驅動控制策略分別為磁場導向控制與每安培最大轉矩控制，觀察兩者驅動控制策略對系統效率及輸出功率變化情形，而系統效率包含電動機效率及三相變頻器效率，在相同輸入電流命令下，綠色曲線為每安培最大轉矩控制便可小幅提升電動機整體驅動系統效率 0.3%，而輸出功率也較磁場導向控制略高一些，由此可驗證 3.4 小節控制理論，以相同輸入電流命令下產生較大電磁轉矩輸出，可有效提升內藏式永磁同步電動機之效率。



(a)



(b)

圖 6.20 電動機 FOC 與 MTPA 之整體系統效率及輸出功率比較圖

(a)整體系統效率 (b)功率





### (3) 轉速多點加載測試

待測電動機加載測試，測試方式為伺服機械負載轉速多點測試，以個人電腦給定電流命令 30 安培，先於伺服機械無載期間將待測電動機加速至最大轉速工作點後，便開始進行內藏式永磁同步電動機轉速多點加載測試，加載測試期間伺服機械負載時間以每 0.6 秒為一個單位，將待測電動機轉速下降 25rpm，直到轉速至 1000rpm 為止，其轉速多點實驗結果圖，如圖 6.21 所示，藍色直線為直流端電壓 49.5 伏特，紅色曲線為磁場導向控制，則綠色曲線為三相電流，轉速隨著伺服機械負載下降過程中，待測電動機之反電動勢亦隨著下降，三相變頻器便有足夠電壓裕度驅動三相電流流入電動機內且產生電磁轉矩輸出。

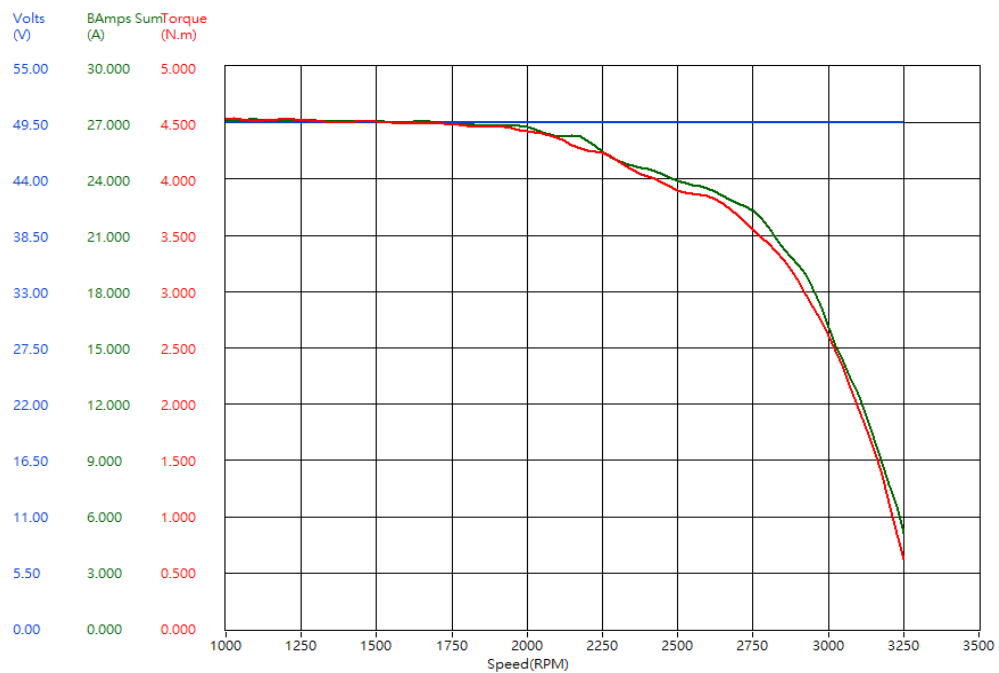
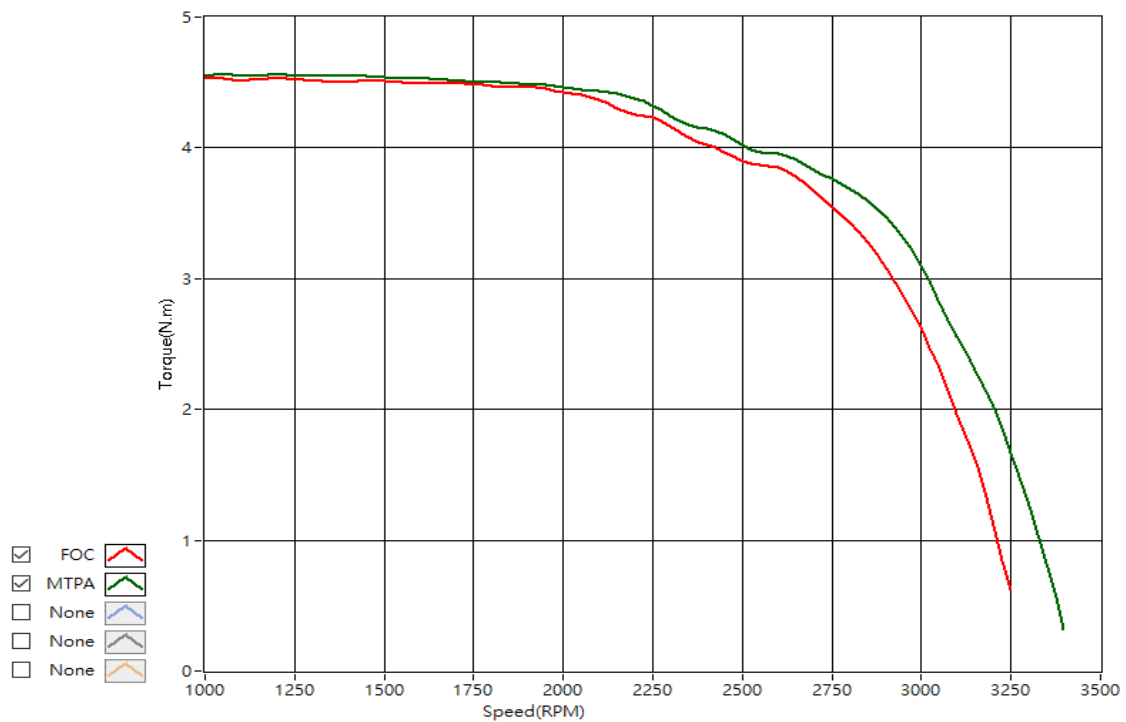


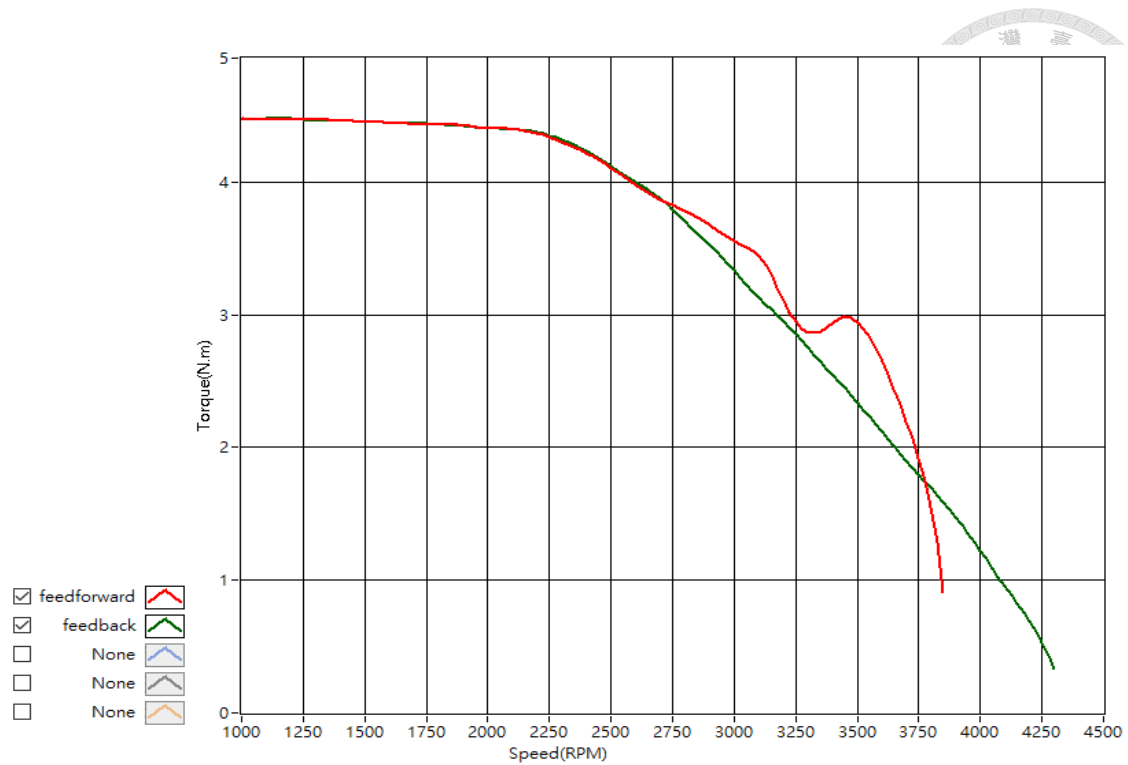
圖 6.21 三相電流與電磁轉矩關係圖

圖 6.22 所示為加載時各驅動控制策略電磁轉矩對轉速響應實驗結果比較圖，其驅動控制策略分為磁場導向控制、每安培最大轉矩控制、前饋式及反饋式弱磁控制，觀察四種控制策略轉速與電磁轉矩之間變化情形，圖 6.22(a)為磁場導向控制與每安培最大轉矩控制實驗結果比較圖，在相同輸入電流命令 30 安培條件下，

於定轉矩區域中，綠色曲線每安培最大轉矩控制電磁轉矩輸出略高，而定功率區，因驅動控制策略演算法得出反向之 d 軸固定電流命令值，每安培最大轉矩控制其最大轉速工作點有小幅增加，從 3250rpm 延伸至 3400rpm，圖 6.22(b)所示為前饋式與反饋式弱磁控制實驗結果比較圖，因兩者弱磁控制演算法於定功率區域將使 d 軸電流逐漸往反向電流增加，更加凸顯出電動機轉速操作範圍延伸之優勢，其最大轉速工作點分別為 3850rpm 及 4300rpm，且於定功率區相同轉速下，電磁轉矩輸出比起磁場導向控制與每安培最大轉矩控制優異，因前饋式弱磁控制 d 軸電流由演算法直接運算得出，在實驗過程中數位信號處理器接收的轉速回授訊號或電動機參數不準確，導致前饋式弱磁轉速延伸效果不及反饋式弱磁，也易造成轉矩變化波動。



(a)



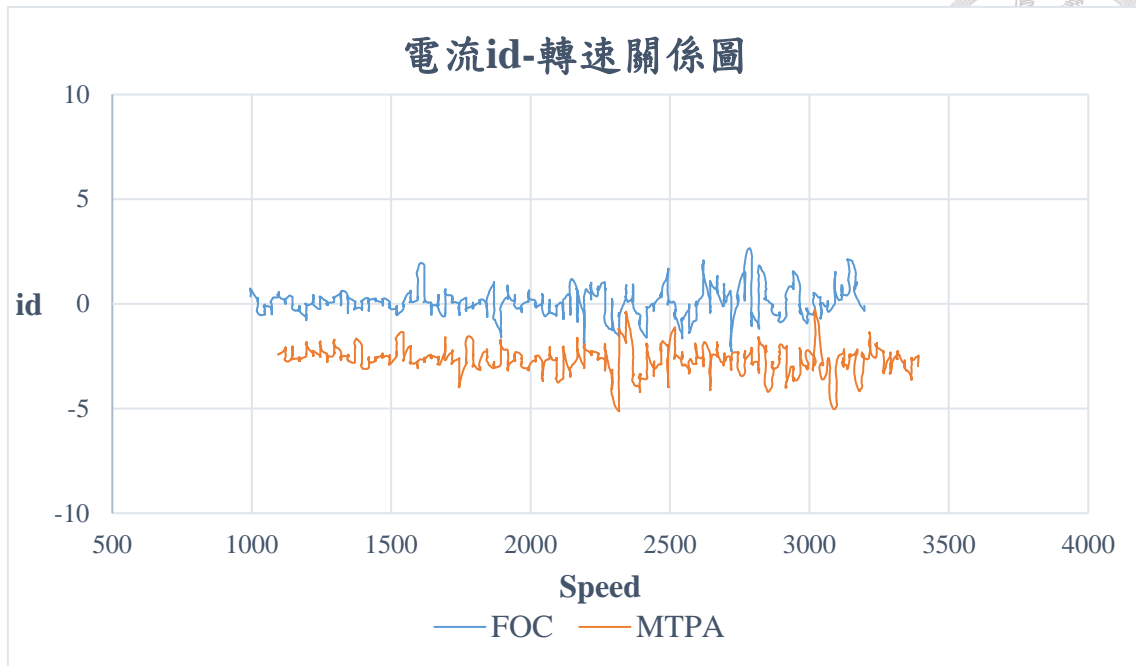
(b)

圖 6.22 加載時各驅動控制策略電磁轉矩對轉速響應實驗結果比較圖

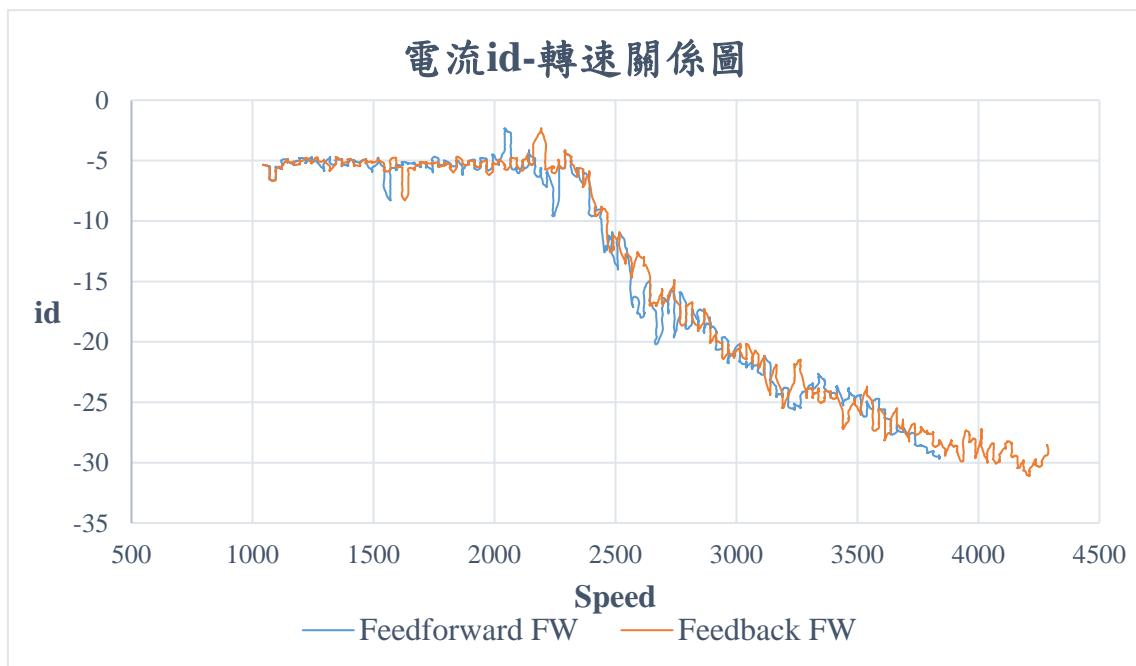
(a)FOC 與 MTPA 控制 (b)前饋式與反饋式弱磁控制

#### (4) 轉速多點加載測試之電流響應

圖 6.23 與圖 6.24 分別為各驅動控制策略之 d 軸及 q 軸電流對轉速實驗結果圖，由實驗結果便可驗證第三章所敘述各控制策略理論，磁場導向控制為了轉矩線性控制，d 軸電流命令趨近於零，q 軸電流大小與電磁轉矩輸出成正比關係，而每安培最大轉矩控制於定轉矩區域，d-q 軸電流命令由表 6-1 固定角度實驗數據表採用電流夾角 100 度分配，其轉矩於輸出電流命令 30 安培下為最大電磁轉矩輸出，於定功率區域，磁場導向控制及安培最大轉矩控制，因電動機反電動勢影響，無足夠反向 d 軸電流削弱反電動勢，q 軸電流迅速下降，而前饋式與反饋式弱磁控制則開始補償弱磁電流  $i_{df}^*$ ，故 d-q 軸電流及轉速操作範圍便能有效地延伸，最後 d 軸電流達到反向電流命令  $i_s^*$  上限 30 安培，此時，轉速為電動機最大轉速工作點。



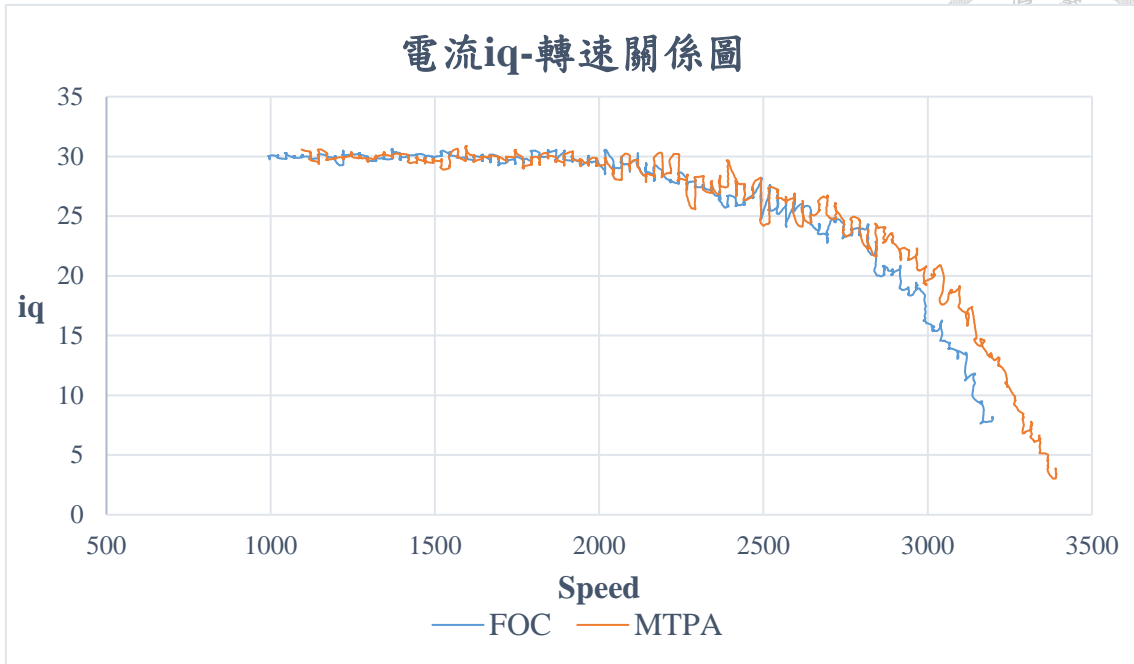
(a)



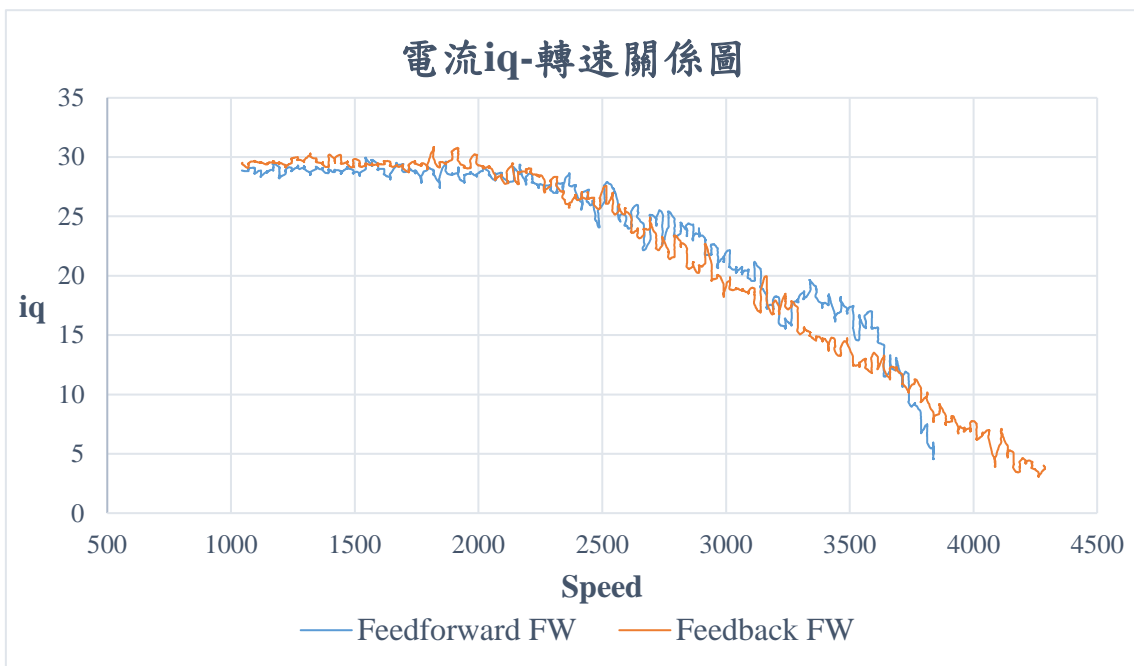
(b)

圖 6.23 加載時各控制策略 d 軸電流對轉速實驗結果圖

(a)FOC 與 MTPA (b)前饋式與反饋式弱磁控制



(a)



(b)

圖 6.24 加載時各控制策略 q 軸電流對轉速實驗結果圖

(a) FOC (b) MTPA (c)前饋式弱磁控制 (d)反饋式弱磁控制

圖 6.25 所示為反饋式弱磁控制 d-q 軸電流平面實驗結果圖，給定電流命令  $i_s^*$  由第三章 3.5 小節所敘述之弱磁控制，當內藏式永磁同步電動機轉速上升至基準轉速時，脫離每安培最大轉矩控制軌跡曲線，進入定功率區 d 軸電流往反向增加，削弱永久磁鐵產生之磁通鏈，q 軸電流依據電流限制圓原理逐漸減少，最終 d 軸電流達到反向電流命令  $i_s^*$  上限，驗證弱磁控制 d-q 電流理論。

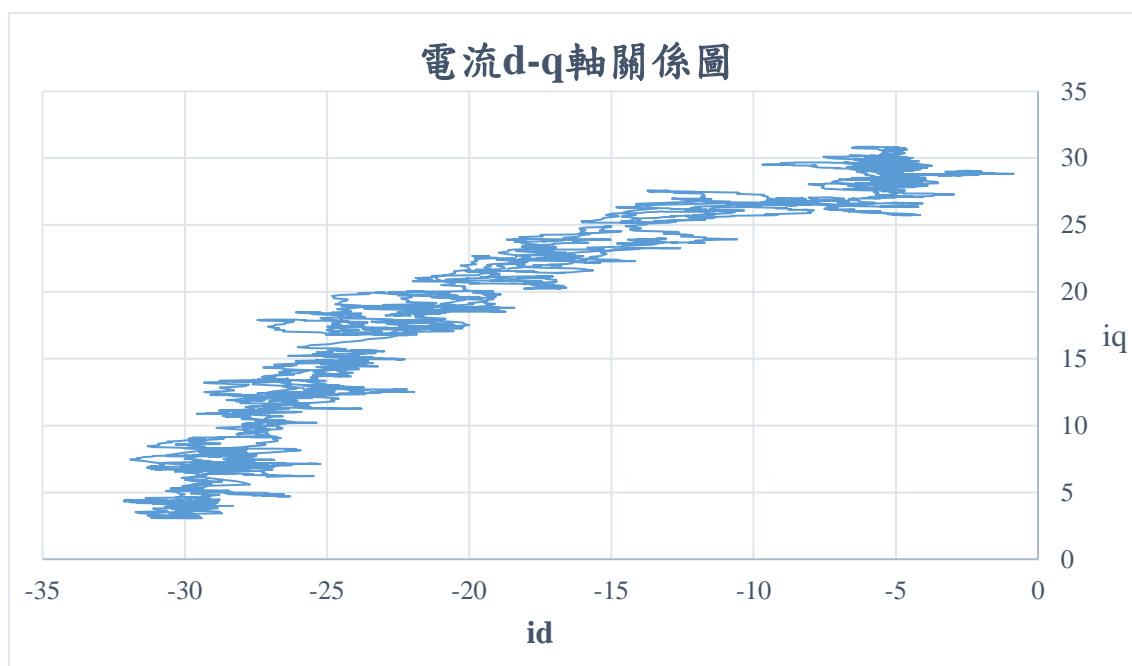


圖 6.25 反饋式弱磁控制 d-q 軸電流平面實驗結果圖

#### 6.4.2 應用模糊控制器之弱磁實驗結果

將表 6-1 永磁同步電動機測試方式表由流程圖呈現如圖 6.26 所示，本小節應用模糊控制器之弱磁實驗驅動控制策略包含：反饋式弱磁、模糊控制之弱磁，先於第一步無負載測試及第二步定轉速加載測試，觀察電動機最大轉速響應及電磁轉矩響應變化情形，由此兩者量測數據作為第三步與第四步轉速多點加載測試及電流響應測試之依據，進行以上驅動控制策略轉速、電磁轉矩、電流之特性曲線分析與討論，最後由不同電流命令測試，評估應用模糊控制器之弱磁可行性，且與反饋式弱磁比較，察看兩者間轉速響應及電磁轉矩響應變化情形。

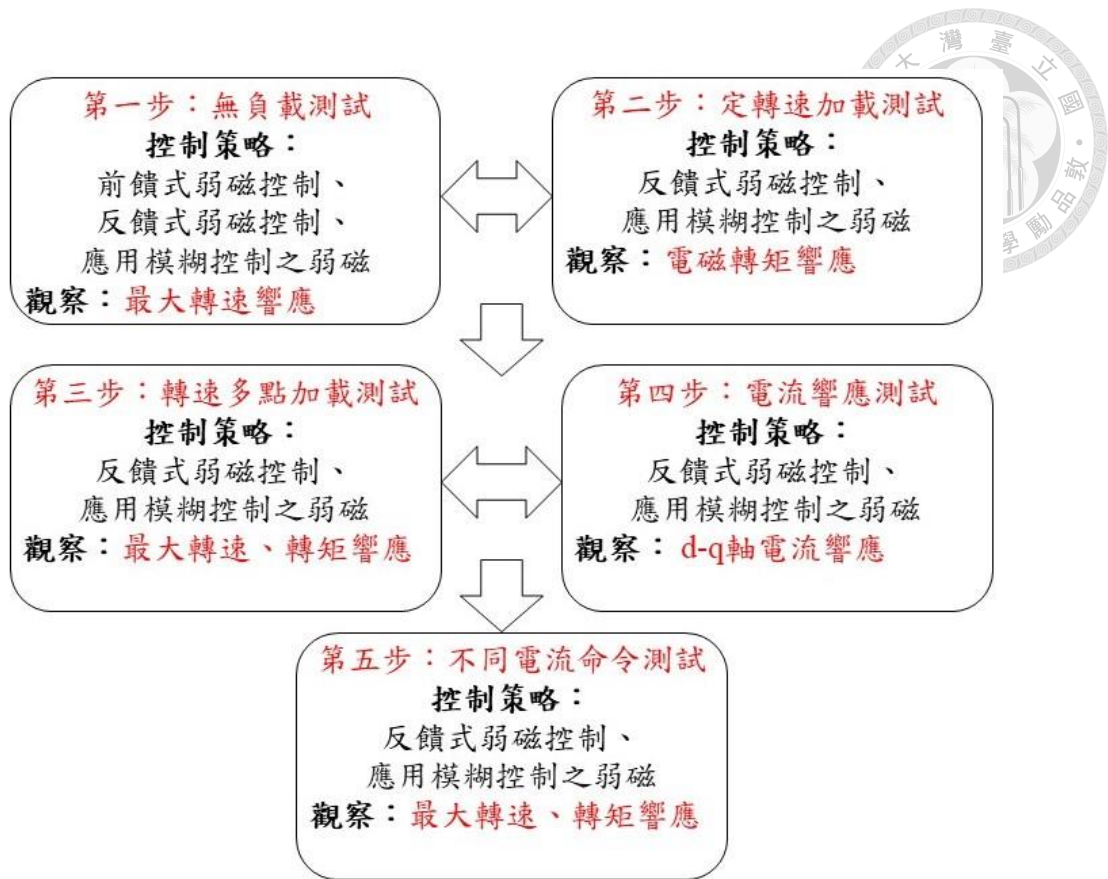


圖 6.26 弱磁比較實驗流程圖

### (1) 無負載測試

本論文先於內藏式永磁同步電動機無載條件下，個人電腦給定電流命令  $i_s^*$  為 30 安培，伺服機械負載轉速及轉矩命令設定為零，觀察各弱磁控制策略之最大轉速工作點，其轉速響應實驗結果圖，如圖 6.27 所示，藍色曲線為前饋式弱磁控制，d 軸電流於第三章 3.5 小節式(3.21)演算法藉由轉速回授及電動機參數直接求得，因此轉速響應較為平穩，綠色曲線為反饋式弱磁控制，藉由電流控制器產生出 d-q 軸電壓命令值之合成電壓  $v_s$ ，與三相變頻器輸出限制電壓比較，若誤差值為負值，開始產生弱磁電流且延伸轉速操作範圍，而應用模糊控制器之弱磁為紅色曲線，因使用模糊控制器其轉速響應曲線震盪較其他弱磁控制來的大，但最大轉速工作點也較高。

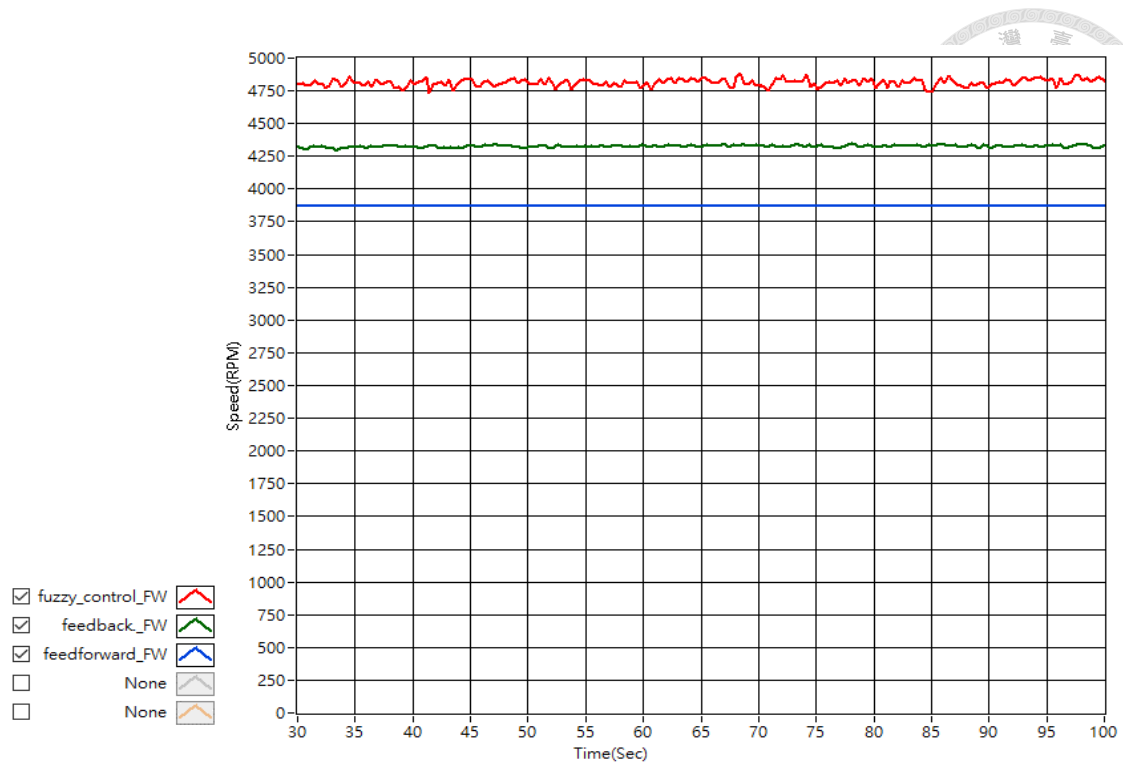
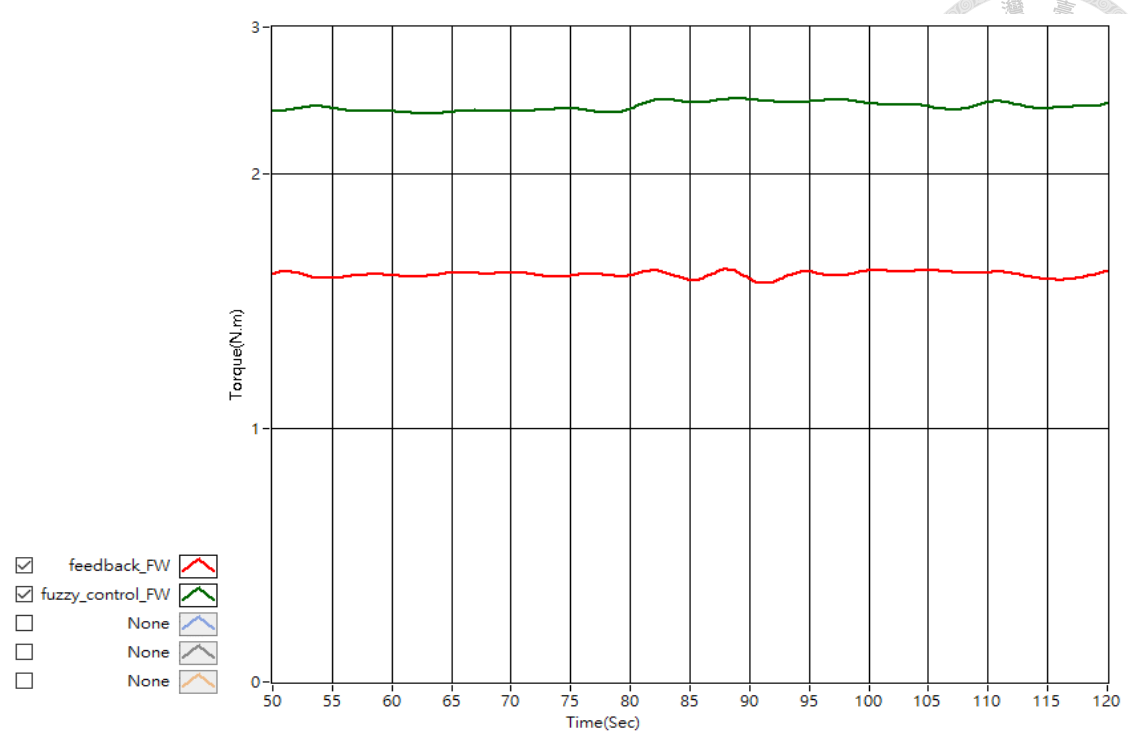
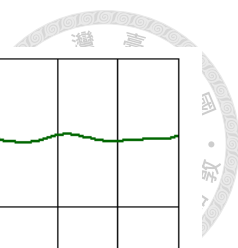


圖 6.27 無載時各弱磁控制比較圖

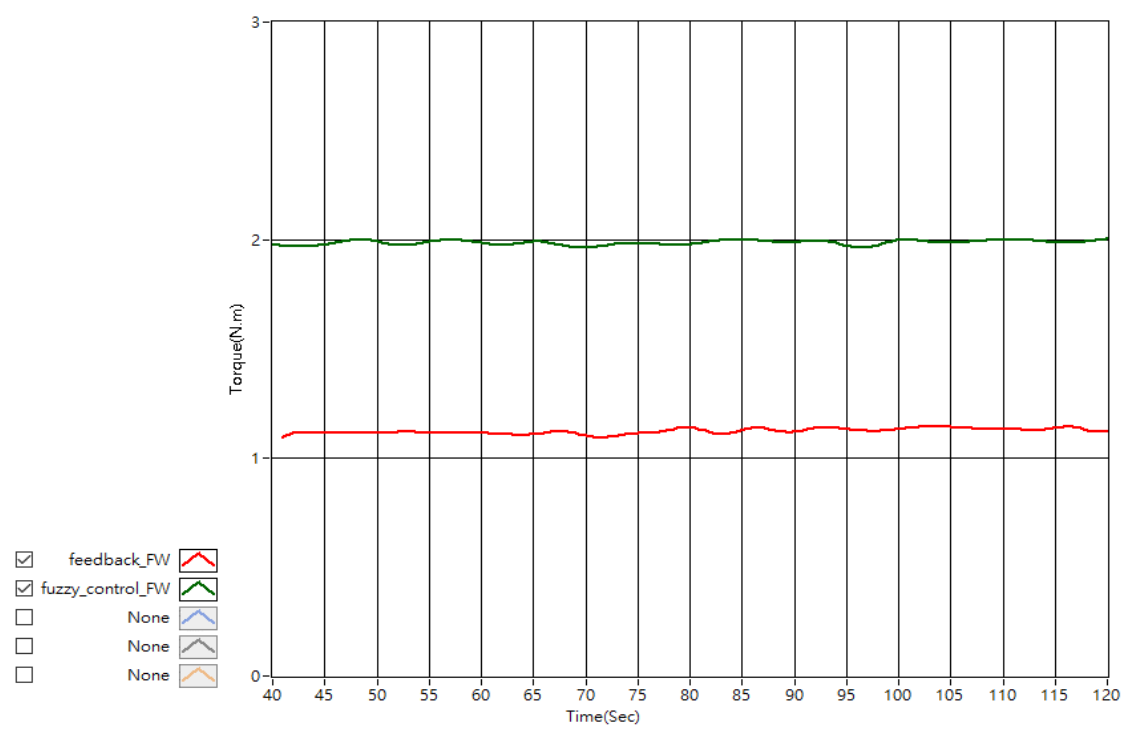
## (2) 定轉速加載測試

待測電動機於定功率區加載測試，先於伺服機械負載設定轉速命令，此命令需位於定功率區域中轉速值，其待測電動機運轉至設定之轉速命令值，便於個人電腦輸入電流命令 30 安培，進行內藏式永磁同步電動機定轉速加載測試，其測試控制策略為反饋式弱磁及應用模糊控制器之弱磁，觀察兩者驅動控制策略於電動機定轉速時之電磁轉矩輸出變化情形，其轉矩響應實驗結果圖，如圖 6.28 所示，本實驗伺服機械負載轉速命令設定固定為 3800rpm 及 4000rpm，應用模糊控制器之弱磁電磁轉矩有較好的輸出。





(a)



(b)

圖 6.28 定轉速加載實驗結果比較圖

(a)3800rpm (b)4000rpm



### (3) 轉速多點加載測試

加載時反饋式弱磁與應用模糊控制器弱磁控制比較圖，如圖 6.29 所示，電動機實驗於輸入電流命令 30 安培及直流端電壓 49.5 伏特下進行轉速多點測試，紅色曲線為傳統反饋式弱磁控制，綠色為應用模糊控制器之弱磁控制，於定轉矩區域，皆採用每安培最大轉矩控制，其電動機電磁轉矩輸出相同，而定功率區域，因傳統反饋式弱磁控制電流閉迴路環的比例積分控制器需設定參數值，若參數值設定不夠準確時，電動機弱磁電流  $i_{df}$  不是最佳解，而電磁轉矩輸出與轉速延伸範圍也受到影響，所以本論文應用模糊控制理論，設計出模糊控制器，取代原先比例積分控制器，並藉由內藏式永磁同步電動機系統特性及反饋式弱磁實驗經驗，得出較佳的電磁轉矩及轉速操作範圍，其最大轉速工作點可達到 4750rpm，且電動機電磁轉矩輸出皆高於傳統反饋式弱磁控制。

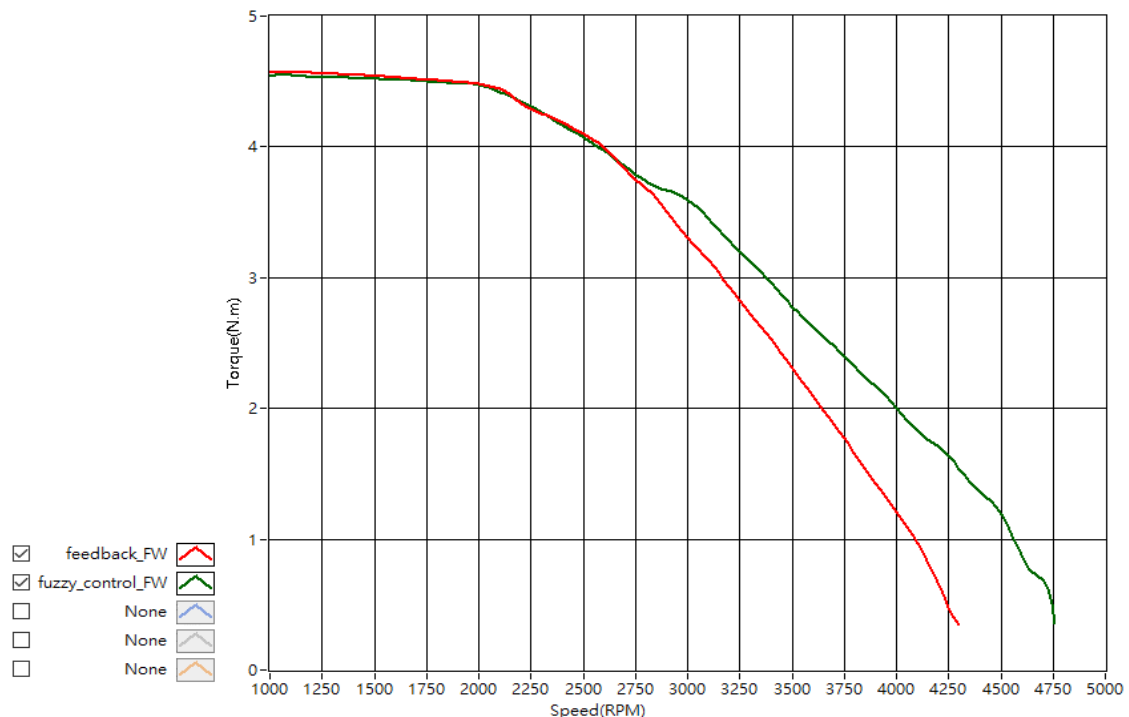
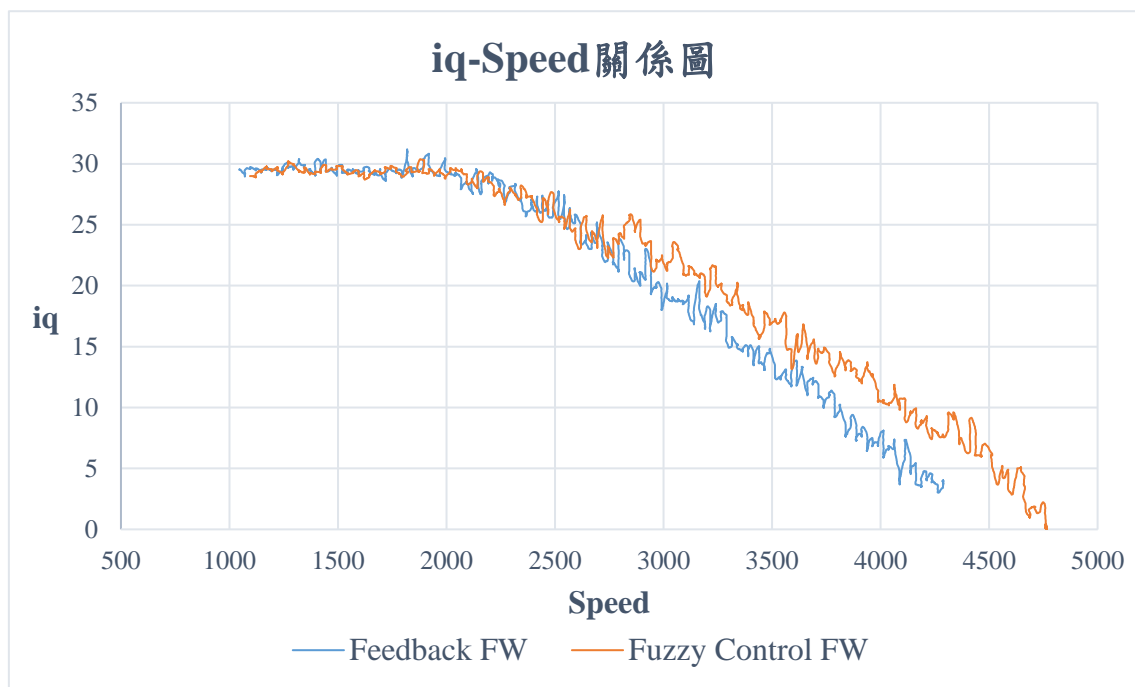


圖 6.29 加載時反饋式弱磁與應用模糊控制器弱磁控制比較圖

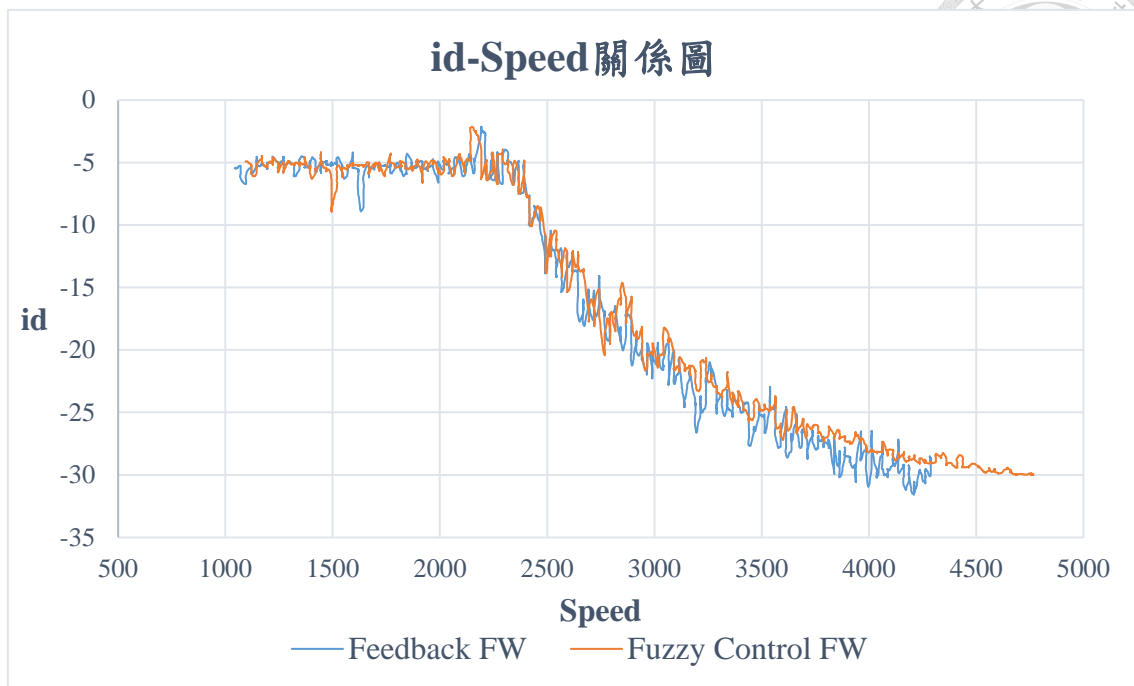


#### (4) 轉速多點加載測試之電流響應

圖 6.30 為應用模糊控制器之弱磁控制 d-q 軸電流對轉速實驗結果圖，由實驗結果便可驗證第四節模糊控制策略所敘述之理論具有可行性，於定轉矩區，採用每安培最大轉矩控制，d-q 軸電流命令由第三章第 3.4 節中式(3.13)演算法決定其一固定值，電磁轉矩輸出為最大值，於定功率區域，d-q 軸合成之電壓向量趨近於  $\frac{v_{dc}}{\sqrt{3}}$ ，此時電壓限制誤差趨近於 0，若無足夠反向 d 軸電流削弱反電動勢，q 軸電流將迅速下降，因此藉由 q 軸電流下降值作為補償弱磁電流  $i_{df}^*$  之依據，故 d 軸、q 軸電流及轉速操作範圍便能有效地延伸，d 軸電流上限達到輸入 30 安培電流命令  $i_s^*$ ，而 q 軸電流趨近於 0 安培，此時，轉速工作點為內藏式永磁電動機最大轉速工作點。



(a)

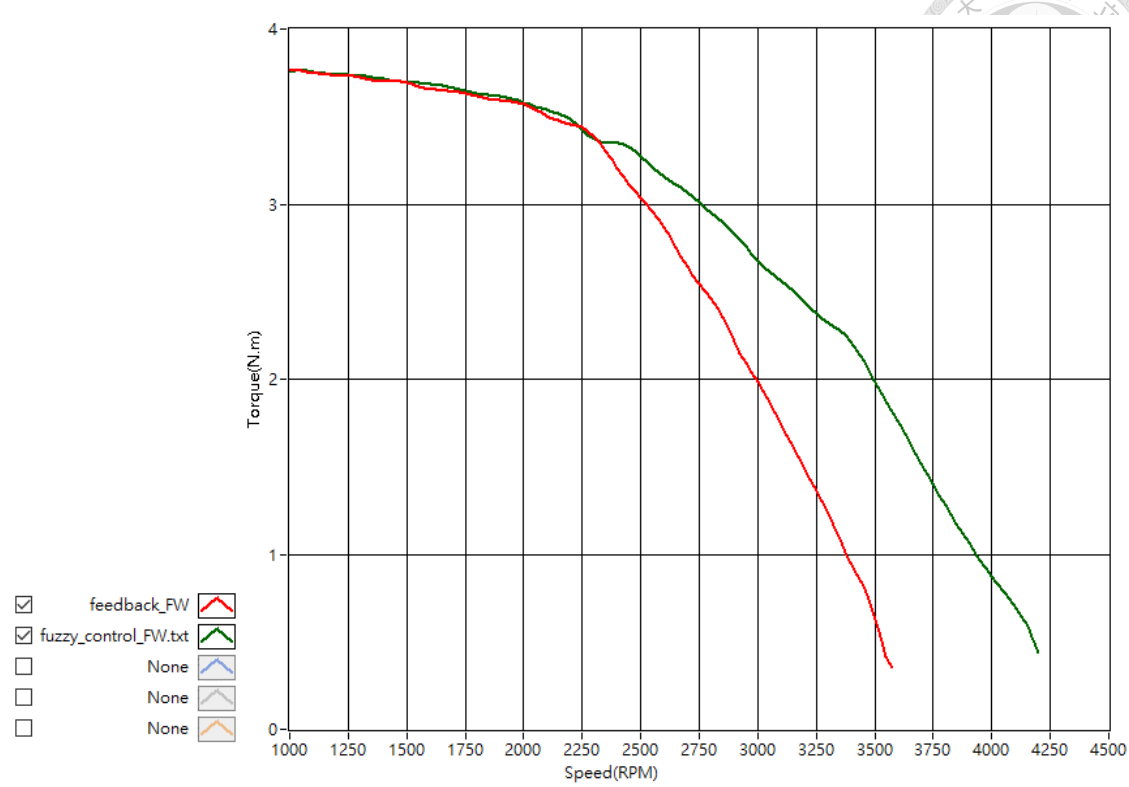
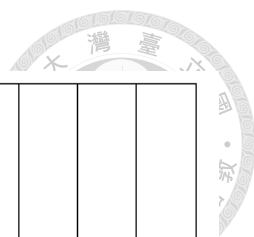


(b)

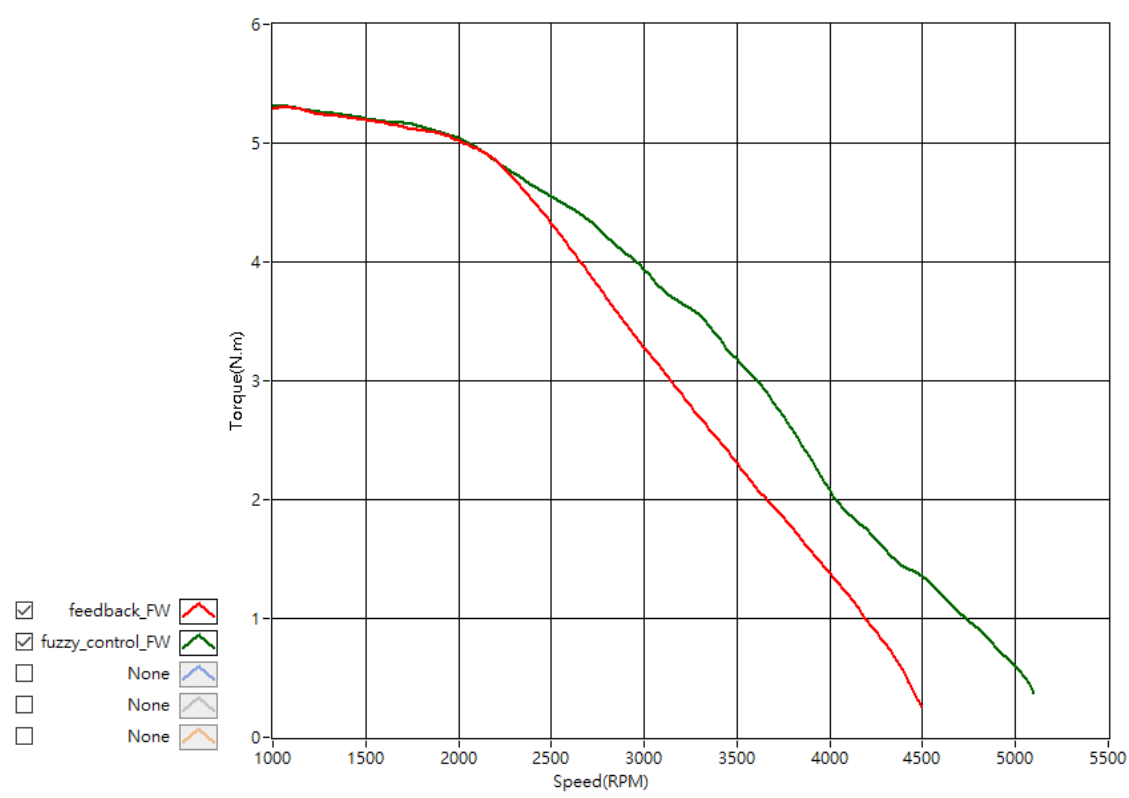
圖 6.30 應用模糊控制器之弱磁與反饋式弱磁電流比較圖

#### (5) 不同電流命令之轉速多點加載測試

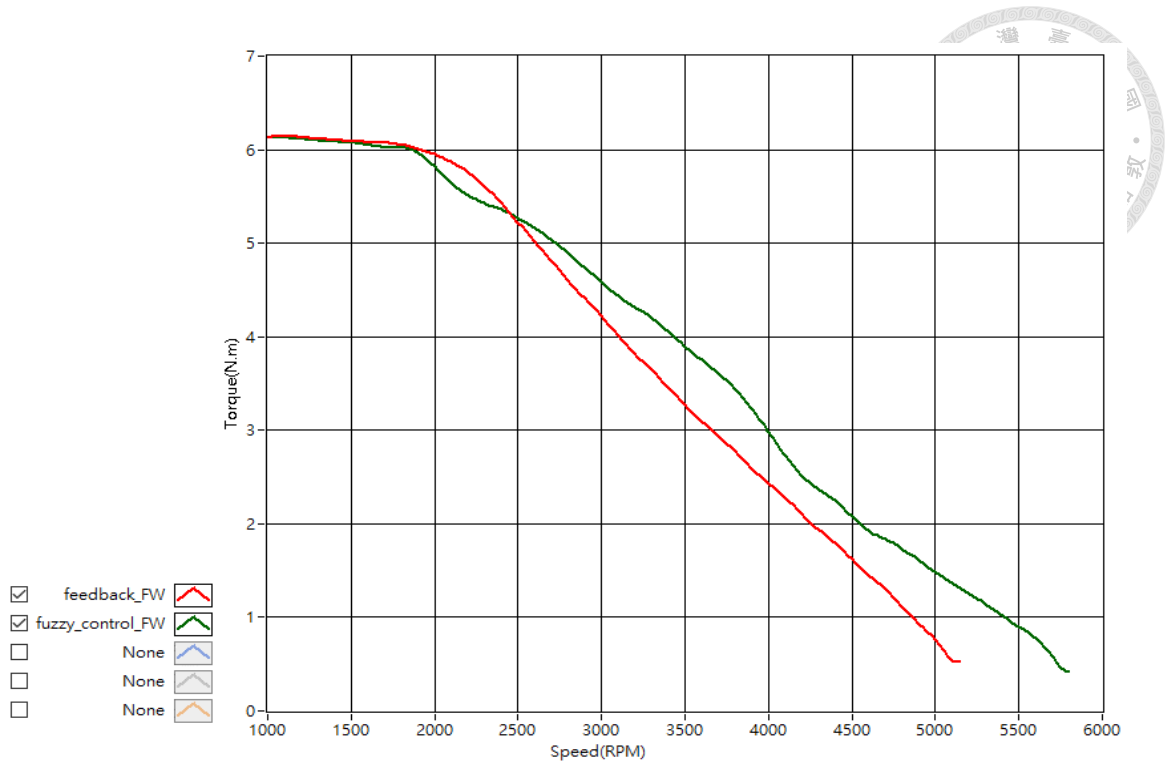
不同電流命令之轉速多點加載測試比較圖，如圖 6.31 所示，紅色曲線為傳統反饋式弱磁控制，綠色為應用模糊控制器之弱磁控制，電流命令分別為 25 安培、35 安培與 40 安培條件下測試，應用模糊控制器之弱磁控制於定功率區，轉速操作範圍延伸較為明顯，最大轉速工作點分別達到 4300rpm、5100rpm 及 5750rpm，電磁轉矩輸出效果亦較出色，實驗驗證此驅動控制策略具有可行性，各電流命令下之三相變頻器溫度結果圖，如圖 6.32 所示，電流命令分別於 25、30、35 及 40 安培下，電動機轉速操作在定轉矩區域中進行量測，左邊為溫度量測結果，右邊為三相變頻器實體圖，溫度隨電流命令增加而上升，目前量測到最高溫度為攝氏 76.3 度於電流命令 40 安培下所得之結果。



(a)



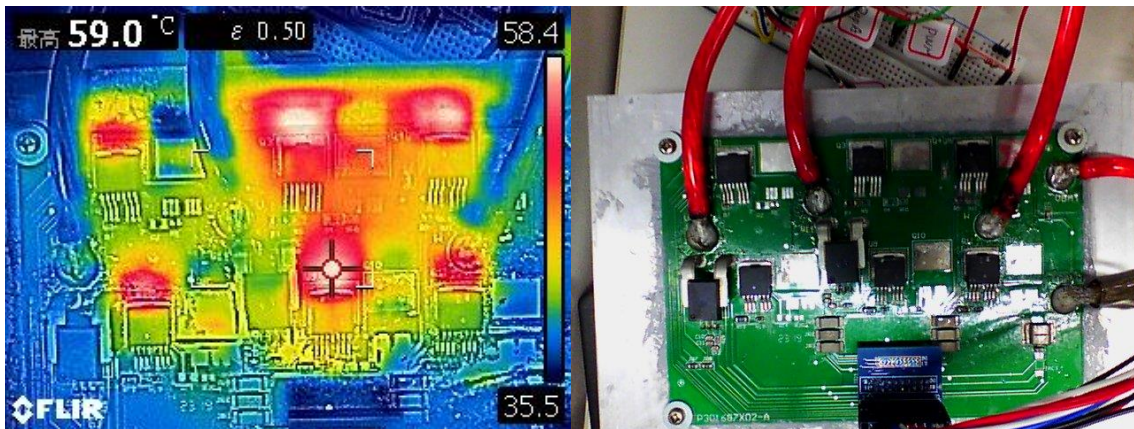
(b)



(c)

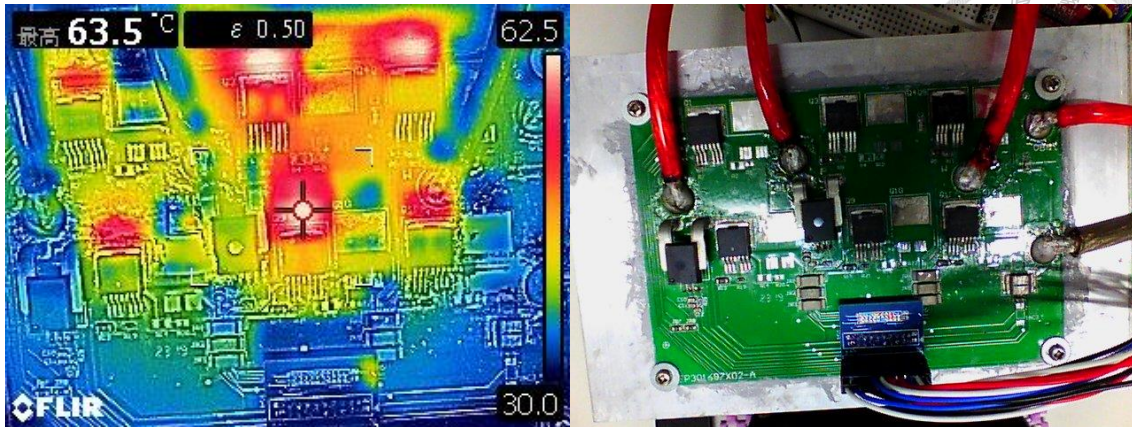
圖 6.31 不同電流命令之轉速多點加載測試比較圖

(a)25A 安培 (b)35 安培 (c)40 安培

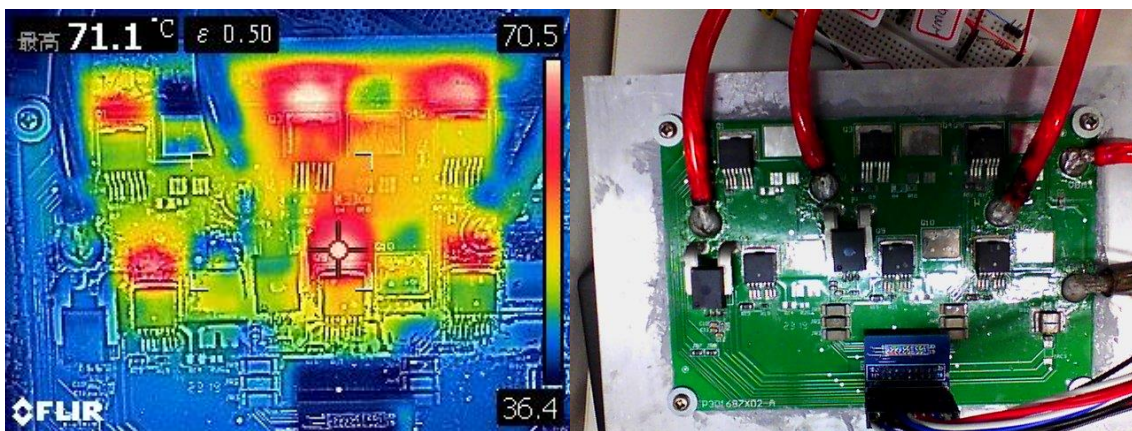


(a)

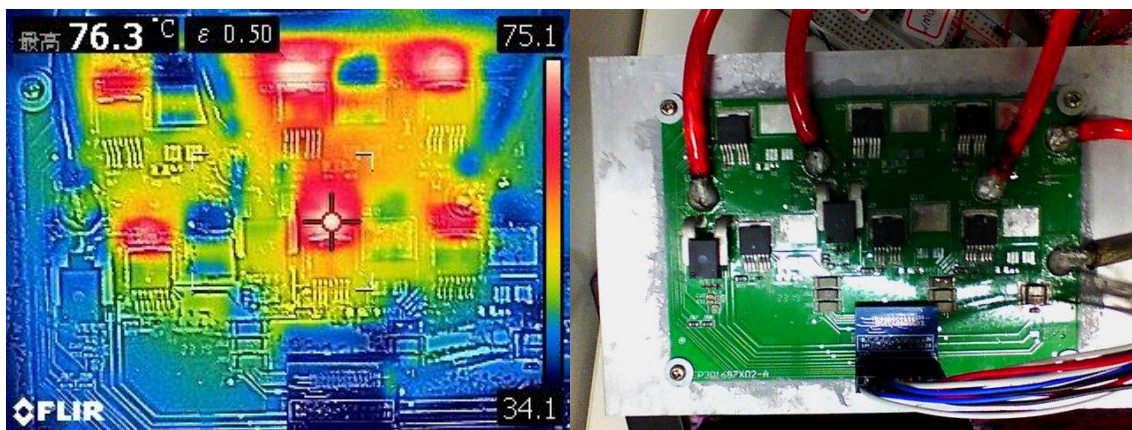




(b)



(c)



(d)

圖 6.32 各電流命令下之三相變頻器溫度結果圖

(a)25 安培 (b) 30 安培 (c) 35 安培 (d) 40 安培

## 第七章 結論與未來工作



### 7.1 結論

本論文針對應用於電動機車之三相內藏式永磁同步電動機與其驅動控制策略進行深入研究，藉由每安培最大轉矩控制與弱磁控制結合，使內藏式永磁同步電動機能有較高轉速及電磁轉矩輸出，實現轉速操作範圍延伸之目標，於電流命令 30 安培條件下，經由電腦軟體模擬及電動機無載與加載實驗得出各驅動控制策略結果，其實驗轉速數據如表 7-1 所示，磁場導向控制與每安培最大轉矩控制最大轉速工作點分別達到 3250rpm 與 3400rpm，但進入定功率區後，因電壓限制影響，電磁轉矩輸出能力急速下降，若採用前饋式及反饋式弱磁控制，其轉速操作範圍可延伸，且有較佳的電磁轉矩輸出能力，其中以反饋式弱磁控制較佳，最大轉速工作點達到 4300rpm，最後並設計模糊控制器取代原先比例積分控制器，減低電動機參數設定對實驗影響，於電流命令 30 安培條件下，最大轉速將可延伸至 4750rpm，且電磁轉矩輸出能力比上述各驅動控制策略來的佳，亦在不同電流命令狀態下與傳統反饋式弱磁控制比較，其量測結果數據如表 7-2 所示，電流命令最大值為 40 安培，最大轉速工作點及溫度分別為 5750rpm 與攝氏 76.3 度，初步驗證本論文所採用之控制策略應用於電動機車驅動之可行性。

表 7-1 電流命令 30 安培下各控制策略測試結果

控制策略	最大轉速工作點	定轉矩區扭力值
磁場導向控制	3250rpm	4.53Nm
每安培最大轉矩控制	3400rpm	4.62Nm
前饋式弱磁控制	3850rpm	
反饋式弱磁控制	4300rpm	
應用模糊控制器之弱磁	4750rpm	



表 7-2 不同電流命令下反饋式與模糊控制之弱磁結果

電流命令	反饋式弱磁	模糊控制弱磁	定轉矩區扭力	溫度
25 安培	3600rpm	4250rpm	3.79Nm	59 度
30 安培	4300rpm	4750rpm	4.62Nm	63.5 度
35 安培	4500rpm	5150rpm	5.37Nm	71.1 度
40 安培	5150rpm	5750rpm	6.14Nm	76.3 度


## 7.2 未來工作

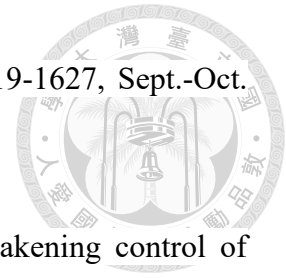
1. 目前實驗中前饋式弱磁控制電動機參數為固定值，導致定功率區域控制響應效果不佳，若未來能搭配線上電動機參數辨別，d 軸電流暫態響應會比反饋式弱磁控制來的迅速，屆時與反饋式弱磁控制效果一樣優秀。
2. 電動機實驗中模糊歸屬函數目前採用三角形歸屬函數，而解模糊化採用平均高度法，未來以其他方式取代，並觀察內藏式永磁同步電動機轉速、轉矩、電流等特性曲線變化，與目前模糊控制器進行比較。
3. 採用車輛電腦模擬軟體如 CarSim 並結合本論文所敘述之各種弱磁驅動控制策略，便能模擬實際車輛運行中遇到外在阻力影響，因此得出結果更精確且貼近現實電動機車運行狀況。
4. 加入其他智慧型控制理論如適應控制，取代或改善目前反饋式弱磁控制策略中的比例積分控制器參數，藉此觀察及比較內藏式永磁同步電動機系統響應及特性曲線變化情形。
5. 研究內藏式永磁同步電動機之無感測控制，並結合本論文所敘述之各弱磁控制策略，使整體電動機驅動控制系統體積縮小且減少感測器電路成本。

## 參考文獻




- [1] L. Xu, L. Ye, L. Zhen, and A. El-Antably, “A new design concept of permanent magnet machine for flux weakening operation,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 31, no. 2, pp. 373-378, 1995.
- [2] J. Yu, L. Li, J. Zhang, L. Pei and L. Zhang, “Novel stator design concept of the permanent magnet synchronous motor for flux weakening operation,” *2016 19th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, pp. 1-5, Nov. 2016
- [3] Y. Amara, L. Vido, M. Gabsi, E. Hoang, A. H. Ben Ahmed and M. Lecrivain, “Hybrid Excitation Synchronous Machines: Energy-Efficient Solution for Vehicles Propulsion,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 58, no. 5, pp. 2137-2149, Jun 2009.
- [4] W. L. Soon, D. A. Staton and T. J. E. Miller, “Design of a new axially-laminated interior permanent magnet motor,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 31, no. 2, pp. 358-367, March-April 1995.
- [5] S. Wang, M. Chen, M. Jiang, H. Yuan, H. Yu and J. Li, “Research on Speed Expansion Capability of Hybrid Permanent Magnet Synchronous Motor,” *2019 IEEE 3rd Conference on Energy Internet and Energy System Integration (EI2)*, pp. 1215-1219, April 2019.
- [6] C. Liu and Y. Luo, “Overview of advanced control strategies for electric machines,” in *Chinese Journal of Electrical Engineering*, vol. 3, no. 2, pp. 53-61, September 2017.

- 
- [7] X. Zhang, X. Xie and R. Yao, "Field oriented control for permanent magnet synchronous motor based on DSP experimental platform," *The 27th Chinese Control and Decision Conference (2015 CCDC)*, pp. 1870-1875, May 2015.
- [8] X. Wang, N. Liu and R. Na, "Simulation of PMSM field-oriented control based on SVPWM," *2009 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, Dearborn, pp. 1465-1469, October 2009.
- [9] 陳桂村, "IPMSM 全區間(MTPA&FW)速度操作特性分析"
- [10] Dongyun Lu and N. C. Kar, "A review of flux-weakening control in permanent magnet synchronous machines," *2010 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, pp.1-6, Sept. 2010.
- [11] J. Wang, J. Wu, C. Gan and Q. Sun, "Comparative study of flux-weakening control methods for PMSM drive over wide speed range," *2016 19th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, pp. 1-6 , 2016.
- [12] M. Tursini, E. Chiricozzi and R. Petrella, "Feedforward Flux-Weakening Control of Surface-Mounted Permanent-Magnet Synchronous Motors Accounting for Resistive Voltage Drop," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 1, pp. 440-448, Jan. 2010.
- [13] H. Liu, Z. Q. Zhu, E. Mohamed, Y. Fu and X. Qi, "Flux-Weakening Control of Nonsalient Pole PMSM Having Large Winding Inductance, Accounting for Resistive Voltage Drop and Inverter Nonlinearities," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 2, pp. 942-952, Feb. 2012.
- [14] G. Pellegrino, E. Armando and P. Guglielmi, "Direct Flux Field-Oriented Control of IPM Drives With Variable DC Link in the Field-Weakening Region," in *IEEE*



- Transactions on Industry Applications*, vol. 45, no. 5, pp. 1619-1627, Sept.-Oct. 2009.
- [15] Sang-Hoon Kim, In-Bum Seo and Nae-Chun Park, “Flux-weakening control of PMSM considering inverter nonlinearity,” *Proceedings of The 7th International Power Electronics and Motion Control Conference*, pp. 2377-2383, June, 2012.
- [16] Sang-Mok Kim and Seung-Ki Sul, “Speed control of interior permanent magnet synchronous motor drive for flux weakening operation,” *Conference Record of the 1995 IEEE Industry Applications Conference Thirtieth IAS Annual Meeting*, vol.1, pp. 216-221, Oct. 1995.
- [17] Y. Kwon, S. Kim and S. Sul, “Voltage Feedback Current Control Scheme for Improved Transient Performance of Permanent Magnet Synchronous Machine Drives,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 9, pp. 3373-3382, Sept. 2012.
- [18] Y. Xu, W. Zhang and D. Sun, “Comparative research of two flux-weakening method of PMSMs in high speed range,” *2017 20th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, Aug. 2017.
- [19] L. Sepulchre, M. Fadel, M. Pietrzak-David and G. Porte, “MTPV Flux-Weakening Strategy for PMSM High Speed Drive,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 54, no. 6, pp. 6081-6089, Nov.-Dec. 2018.
- [20] P. Lin, W. Lee, S. Chen, J. Hwang and Y. Lai, “Infinite speed drives control with MTPA and MTPV for interior permanent magnet synchronous motor,” *IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 668-674, Nov. 2014.

- 
- [21] W. Wei, "Design of flux-weakening control system of PMSM based on the fuzzy self-tuning PID controller," *2011 International Conference on Consumer Electronics, Communications and Networks (CECNet)*, pp. 226-229, April 2011.
- [22] X. Cao and L. Fan, "Flux-Weakening Control Scheme Based on the Fuzzy Logic of PMSM Drive for Hybrid Electric Vehicle," *2009 IITA International Conference on Control, Automation and Systems Engineering (case 2009)*, pp. 287-290, August 2009.
- [23] Huazhong Xu and Zilin Li, "Design of flux-weakening control system of PMSM based on fuzzy theory," *2010 International Conference On Computer Design and Applications*, pp. V3-16-V3-19, August 2010.
- [24] C. Wang and Z. Q. Zhu, "Fuzzy Logic Speed Control of Permanent Magnet Synchronous Machine and Feedback Voltage Ripple Reduction in Flux-Weakening Operation Region," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 56, no. 2, pp. 1505-1517, March-April 2020.
- [25] 游以成, "內藏式永磁同步馬達在弱磁控制策略下之 PDF 控制器設計", 國立交通大學機械學系碩士論文, 中華民國一百零二年二月
- [26] W. C. Dueterhoeft, M. W. Schulz and E. Clarke, "Determination of Instantaneous Currents and Voltages by Means of Alpha, Beta, and Zero Components," in *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, vol. 70, no. 2, pp. 1248-1255, July 1951.
- [27] 張繼, "氮化鎵功率元件於永磁同步馬達驅動之研究", 國立臺灣大學工學院工程科學及海洋工程學系碩士論文, 中華民國一百零七年七月
- [28] 袁雷、胡冰新、魏克銀等, "現代永磁同步電動機控制原理及 MATLAB 仿

真”，北京航空航天大學出版社

[29] 蕭逸軒，“用於電動輔助轉向系統之永磁同步電動機控制策略研究”，國立台灣大學電機資訊學院電機工程學系碩士論文，中華民國一百零七年七月

[30] Y. Kong, M. Lin and L. Jia, “A Novel High Power Density Permanent-Magnet Synchronous Machine With Wide Speed Range,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 56, no. 2, pp. 1-6, Feb. 2020.