

國立交通大學
電機與控制工程學系

碩士論文

永磁式同步馬達使用線性型霍爾感測器伺服控制
及特性參數鑑別

PMSM Servo Control Using Linear Hall Effect
Sensors and Parameter Identification

研究生：童建強

指導教授：鄒應嶼 博士

中華民國 九十五年九月

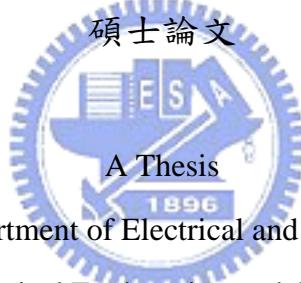
永磁式同步馬達使用線性型霍爾感測器伺服控制 及特性參數鑑別

PMSM Servo Control Using Linear Hall Effect Sensors and Parameter Identification

研究 生：童建強 Student: Chien-Chiang Tung
指導教授：鄒應嶼 博士 Advisor: Dr. Ying-Yu Tzou

國立交通大學

電機與控制工程學系



Submitted to Department of Electrical and Control Engineering

College of Electrical Engineering and Computer Science

National Chiao Tung University

in Partial Fulfillment of the Requirements

for the Degree of Master

in

Electrical and Control Engineering

September 2006

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國九十五年九月

永磁式同步馬達使用線性型霍爾感測器伺服控制及特性參數鑑別

研究生：童建強

指導教授：鄒應嶼 博士

國立交通大學電機與控制工程研究所

摘要

本論文第一部分為使用線性型霍爾感測器訊號達到速度控制的目的，第二部分使用該速度控制架構進行馬達特性參數鑑別。首先在伺服控制迴路上，取代一般磁場導向的方式，使用線性型霍爾元件所產生的訊號，不需使用三軸 $a-b-c$ 靜止座標以及 $d-q$ 二軸旋轉座標之間的互相轉換，能直接於靜止三相座標中產生各相電流命令，達到電流控制的目的。霍爾元件訊號由查表的機制可計算得到馬達轉子位置，進而能得到轉速訊號，以達到速度控制的目的。並且提出一種新型的單相電流條及技術驅動馬達，再藉由此調變機制執行馬達參數鑑別的工作。利用單相電流調節技術驅動馬達配合上述的控制迴路可以獲得馬達的特性參數如反抗電動勢常數、轉動慣量、摩擦係數、電阻、電感。計算反抗電動勢上，馬達控制於各種轉速訊號下，計算反抗電動勢常數結果均為一致，並配合對照實驗及規格書的數據可以驗證該實驗數據的準確性。針對轉動慣量及摩擦係數的估測，使用最小平方法的觀念估測轉動慣量以及摩擦係數，然後再利用即時線上參數鑑別方法，針對於不同的負載情況可估測出轉動慣量，先由模擬的方式得到估測值，再以實驗驗證。量測電感電阻上，利用市售的量測儀器，輸入不同頻率的測試訊號得到馬達定子線圈的電感及電感值，直接驗證馬達電感會隨轉子角度不同而有所改變，稱為遞增電感；以及訊號注入頻率不同可以驗證電感及電阻值因極膚效應(skin effect)以及渦流效應(eddy effect)而有所變化。最後利用 LabVIEW 軟體建立一個自動化量測馬達特性參數的虛擬平台，可同時估測出馬達反抗電動勢、轉動慣量以及摩擦係數等。

PMSM Servo Control Using Linear Hall Effect Sensors and Parameter Identification

Student: Chien-Chiang Tung Advisor: Dr. Ying-Yu Tzou

Department of Electrical and Control Engineering
National Chiao Tung University

Abstract

The focus of this thesis is to use linear Hall sensor signal to achieve the purpose of servo control, and we adopt the structure of that servo control to investigate parameters of PMSM furthermore. First, we substitute linear Hall sensor signal for general FOC which can directly produce various phase current commands in three phase stationary frames. Hall sensor signal can obtain the rotor position by the mechanism of table look-up and then get the rotor speed. In addition, the work of single-phase-current drives corresponds with servo control can get parameters of PMSM such as back-EMF constant, inertia, friction constant, resistance, and inductance. The results of back-EMF constant are all consistent and we test the accuracy in accordance with traditional experiment and the data in specifications. We use least-square method to estimate inertia and friction constant and then measure that inertia in different load status by the method of on-line parameter identification. We input different frequency test signals to obtain inductance of stator coil by instrument, the condition of motor inductance changes in different inertia angles is called incremental inductance and the different frequency can test the changes of inductance due to eddy effect and skin effect. The method of single-phase-current drives can also receive motor resistance and inductance in order to test possibility of on-line estimation for inductance and resistance. Finally, we establish a platform by LabVIEW software to measure parameters of PMSM, back-EMF constant, inertia, and friction constant.

致 謝

首先在此感謝鄒應嶼教授，感謝教授兩年的辛苦指導，始能完成本論文，永遠記得老師常常為了學生研究內容或是研究上的問題與學生討論至深夜。也就是老師秉持著這種一絲不苟的研究態度，讓我在這兩年內學到該怎麼做研究以及尋找研究的價值所在。未來若我能夠在專業領域有一番成就，得歸功於老師這兩年來的身教以及言教。

再來我要感謝我的父母，由於他們的經濟、心理上的支持，讓我能夠無後顧之憂的讀書以及做研究；也感謝他們在我人生旅程中教導我做人做事的道理。

感謝上蒼在這兩年刻意的安排我們兄弟倆能夠在同一所學校做研究，每每於研究上遇上瓶頸或是不順遂時他總是能夠及時以家人的身分的給予最直接的支持以及鼓勵。

再來要感謝的是女友惠鈞，感謝他由大學生涯一路互相扶持到現在，在研究路上互相扶持，在研究上有他的鼓勵與愛護讓我在研究路上能夠更加的屹立不搖。

以及實驗室的學長學弟以及戰友們，感謝國隆、久峰、育宗、逸軒等這些學長的經驗傳承以及精神鼓勵，也感謝晏詮、智達、翊仲、少軍及韋吉這些學弟讓我在實驗上幫助非常大。也感謝助理月貴，在這兩年內在行政或是生活上幫我了許多忙。在實驗室內最要感激是我的戰友啟揚、哲韋、威凱，有他們的直接的鼓勵幫助，讓我能夠及時解決許多研究上或是生活上的問題，一起在實驗室兢兢業業的奮鬥兩年，如此同窗情誼及患難之交實為難得。在最後感謝交大機械系的同學們對於我的鼓勵與愛護。讓我在交大 6 年能夠一起共度歡樂以及互相幫忙。

沒有這些人的支持就沒有今天的我，更沒有這篇論文，再次的感謝在我研究生涯中曾經幫助過我的所有人。

謹以此論文獻給所有關懷過我的長輩以及師長們

童建強 2006 于交大

目 錄

中文摘要	i
英文摘要	ii
致謝	iii
目錄	iv
表列	vii
圖列	viii
第一章 簡介	1
1.1 研究背景與發展概況.....	1
1.2 研究動機與目的.....	3
1.3 研究方法與系統描述.....	3
1.4 論文架構	4
第二章 永磁式同步馬達的基本工作原理	5
2.1 永磁式同步馬達的操作原理.....	5
2.1.1 馬達旋轉原理.....	5
2.1.2 轉子位置偵測元件.....	6
2.1.3 驅動器的架構.....	12
2.2 永磁式同步馬達模型推導.....	13
2.2.1 永磁式同步馬達數學模型.....	13
2.2.2 座標轉換.....	15
2.2.3 馬達等效動態模型.....	17
2.2.4 磁場導向向量控制法則	18
2.2.5 永磁同步馬達單相繞組開路時的動態模型推導	19
第三章 永磁式同步馬達使用線性型霍爾感測器伺服定位控制	23
3.1 永磁式同步馬達磁場導向向量控制架構.....	23
3.2 利用線性型霍爾感測器偵測轉子位置與轉速.....	25
3.3 伺服控制迴路的控制策略.....	27

3.4 一種新型單相電流調節技術驅動永磁同步馬達.....	28
3.4.1 一種新型單相電流調節技術驅動永磁同步馬達.....	28
3.4.2 輸入固定頻率及振幅的電壓訊號驅動馬達.....	29
3.4.3 含速度閉迴路控制馬達.....	30
3.5 模擬結果與分析.....	30
 第四章 永磁同步馬達參數鑑別	37
4.1 馬達參數鑑別介紹.....	37
4.2 馬達反抗電動勢估測	38
4.2.1 無負載反抗電動勢量測法.....	38
4.3 馬達轉動慣量及摩擦係數估測	39
4.3.1 簡易方法計算轉動慣量及摩擦係數.....	39
4.3.2 最小平方法估測轉動慣量及摩擦係數.....	40
4.3.3 最小平方遞迴估測法.....	41
4.3.4 Landau's 遷迴估測法.....	42
4.4 馬達電感及電阻估測	43
4.4.1 鎮住轉子測試法.....	43
4.5 模擬結果分析	46
4.5.1 反抗電動勢常數計算.....	46
4.5.2 馬達轉動慣量及摩擦係數估測.....	48
 第五章 永磁式同步馬達單相電流速度控制及參數鑑別實現	54
5.1 實驗發展系統介紹.....	54
5.2 軟體實現以及數位化的數值考量.....	56
5.2.1 軟體的實現.....	56
5.2.2 數位化的數值考量.....	58
5.2.3 單相電流驅動之速度控制實驗結果.....	58
5.3 永磁式同步馬達參數鑑別.....	62
5.3.1 無負載測試法量測反抗電動勢常數.....	62
5.3.2 以單相電流調節法輸入固定振幅以及頻率電壓訊號計算反	

抗電動勢常數.....	63
5.3.3 閉迴路單相電流驅動法計算反抗電動勢常數.....	64
5.3.4 去除磁通偏移量.....	66
5.3.5 轉子慣量以及摩擦係數估測結果	68
5.3.6 量測電感及電阻.....	69
5.3.7 驗證馬達參數.....	75
5.3.8 使用 LabVIEW 介面量測反抗電動勢常數.....	80
5.3.9 使用 LabVIEW 介面估算轉動慣量及摩擦係數	85
 第六章 結論與建議	88
6.1 結論.....	88
6.2 建議	89
 參考文獻	91
附 錄I	94
附 錄II.....	95
作者簡介	97



表 列

4.1 永磁同步馬達模擬參數值.....	46
5.1 永磁同步馬達規格書所提供的參數值.....	55
5.2 永磁同步馬達參數鑑別所得的參數值.....	75



圖 列

2.1 永磁式同步馬達結構 (薄型 DVD 主軸馬達)	5
2.2 馬達轉子與定子合成磁場	6
2.3 霍爾感測器原理	8
2.4 具有霍爾元件裝置的無刷直流馬達	8
2.5 遞增型光編碼器(incremental photoencoder).....	9
2.6 霍爾元件隨轉子角度變化的磁通量	9
2.7 脈波頻率對電壓轉換器的原理	10
2.8 鎖相迴路序列	10
2.9 鎖相迴路系統	10
2.10 鎖相頻率計算	11
2.11 線性化後的鎖相迴路	11
2.12 交流-直流-直流-交流轉換器的基本架構	12
2.13 三相換流器與永磁同步馬達的連接	13
2.14 永磁式同步馬達等效電路圖	13
2.15 永磁式同步馬達反抗電動勢與電流波形圖	15
2.16 永磁式同步馬達座標轉換向量圖	16
2.17 永磁式同步馬達在同步旋轉座標上的動態模型	18
2.18 永磁式同步馬達解耦控制向量圖	19
2.19 永磁式同步馬達完全解耦時的動態模型圖	19
2.20 單相繞組開路時的電路圖	20
3.1 以 $d-q$ 旋轉二軸為基礎之磁場導向控制架構	24
3.2 線性型霍爾感測器訊號與反抗電動勢波形	24
3.3 使用線性型霍爾感測器之磁場導向控制架構	24
3.4 使用線性型霍爾感測器之轉子角度偵測機制	26
3.5 馬達電氣轉速計算	26
3.6 使用線性型霍爾感測器之永磁式同步馬達伺服控制架構	27

3.7 單相電流調節技術驅動馬達	28
3.8 b 、 c 相 PWM 調變訊號	29
3.9 單相電流調節技術驅動馬達示意圖	29
3.10 b 、 c 相電壓命令	29
3.11 單相電流調節技術驅動馬達之閉迴路速度控制圖	30
3.12 使用線性型霍爾感測器偵測轉子角度位置及轉速(a)理想霍爾元件訊號 (b)非理想霍爾元件訊號($H_a \times 0.97$ 、 H_b offset 5%)	32
3.13 使用線性型霍爾感測器之定轉速控制(a)3000 rpm(b)100 rpm	33
3.14 使用線性型霍爾感測器之速度響應控制, 加速至 3000 rpm 再減速到 100 rpm(a)步階命令(b)斜坡命令	34
3.15 使用線性型霍爾感測器之位置響應控制, 正反轉一圈(a)步階命令(b)斜 坡命令	35
3.16 分別模擬單相電流調節技術於速度命令 500 及 2500 rpm 的速度控制	36
3.17 純步階及斜坡速度命令	36
4.1 無負載實驗示意圖	38
4.2 馬達速度曲線圖	40
4.3 相電流與磁場關係	44
4.4 電感與轉子角度關係	44
4.5 馬達三相電壓圖	45
4.6 反抗電動勢計算結果, 由 0 rpm 加速至 2000 rpm	47
4.7 反抗電動勢計算結果, 300 rpm 至 1200 rpm	47
4.8 馬達轉速, 上圖為實際轉速, 下圖為使用霍爾元件訊號得到轉速	49
4.9 最小平方法估測轉動慣量	49
4.10 最小平方法估測摩擦係數	50
4.11 即時遞迴方法估測轉動慣量	50
4.12 即時遞迴方法估測摩擦係數	51
4.13 Landau's 遲迴方法估測轉動慣量	51
4.14 β 與轉動慣量誤差的關係	52

4.15	三種方法估測轉動慣量	52
4.16	估測摩擦係數	53
4.17	變動負載下的估測結果	53
5.1	永磁同步馬達實驗發展平台	55
5.2	DSP 程式的中斷配置	56
5.3	內迴路控制之程式流程圖	57
5.4	外迴路控制之程式流程圖	57
5.5	實際 b 、 c 二相 PWM 開關切換電壓	59
5.6	永磁同步馬達速度控制於 500 rpm.....	59
5.7	永磁同步馬達速度控制於 1000 rpm.....	60
5.8	永磁同步馬達速度控制於 3000 rpm.....	60
5.9	永磁同步馬達速度控制於 4000 rpm.....	61
5.10	速度命令分別為步階及斜坡命令 500 rpm 到 4000 rpm	61
5.11	無負載測試法實驗圖	62
5.12	待測馬達線對線反抗電動勢波形(碧茂)	62
5.13	待測馬達線對線反抗電動勢波形(元本)	63
5.14	開迴路 1000 rpm 下 a 相電壓及磁通(碧茂馬達).....	63
5.15	開迴路 2000 rpm 下 a 相電壓及磁通(碧茂馬達).....	64
5.16	閉迴路 1000 rpm 下 a 相電壓及磁通(碧茂馬達).....	65
5.17	閉迴路 1776 rpm 下 a 相電壓及磁通(碧茂馬達).....	65
5.18	閉迴路變轉速下 a 相電壓及磁通(碧茂)	66
5.19	原始磁通訊號及二次遞迴曲線近似偏移曲線	67
5.20	扣除偏移曲線的磁通訊號	67
5.21	無載時估測馬達轉子慣量以及摩擦係數 (元本電子)	68
5.22	掛載一般 12 cm 光碟片時估測馬達轉子慣量以及摩擦係數 (元本電子)	
	69
5.23	量測馬達電感及電阻平台	70
5.24	分別注入 1 V、0.7 V、0.5 V、0.1 V 電壓大小所量測到的(a)電阻-角度(b) 電感-角度 (碧茂馬達)	71

5.25 分別注入 2k Hz、1k Hz、500 Hz、100 Hz 電壓頻率所量測到的 (a)電阻-角度(b)電感-角度 (碧茂馬達)	72
5.26 分別注入 1 V、0.7 V、0.5 V、0.1 V 電壓大小所量測到的 (a)電阻-角度(b)電感-角度 (元本馬達)	73
5.27 分別注入 2k Hz、1k Hz、500 Hz、100 Hz 電壓頻率所量測到的 (a)電阻-角度(b)電感-角度 (元本馬達)	74
5.28 實際或爾元件訊號頻譜分析 (1000 rpm)	76
5.29 使用理想與非理想線性型霍爾元件訊號計算馬達轉子位置	76
5.30 無載三相伺服控制 (1000 rpm)	76
5.31 無載三相伺服控制 (200 至 1000 rpm)	77
5.32 無載三相伺服控制 (200 至 1000 rpm)	77
5.33 掛載碟片下三相伺服控制 (500 rpm)	78
5.34 掛載碟片下三相伺服控制 (2000 rpm)	78
5.35 無載下單相電流調節法速度控制於 2000 rpm 下扭矩、電流、反抗電動勢及轉速	79
5.36 掛載碟片下單相電流調節法速度控制於 2000 rpm 下扭矩、電流、反抗電動勢及轉速	79
5.37 實驗架構圖	80
5.38 LabVIEW 虛擬儀控人機介面	82
5.39 閉迴路單相電流驅動 1000 rpm (碧茂)	82
5.40 閉迴路單相電流驅動 3000 rpm (碧茂)	82
5.41 閉迴路單相電流驅動 1000 rpm (元本)	83
5.42 閉迴路單相電流驅動 2000 rpm (元本)	83
5.43 閉迴路單相電流驅動 3000 rpm (元本)	83
5.44 閉迴路單相電流驅動 4000 rpm (元本)	84
5.45 分別於不同穩態轉速下多次自動化計算馬達反抗電動勢常數結果(元本 馬達)	84
5.46 估測轉動慣量、摩擦係數及反抗電動勢常數之 LabVIEW 人機介面	86
5.47 反抗電動勢常數、轉動慣量及摩擦係數估測結果 (碧茂)	86

5.48 反抗電動勢常數、轉動慣量及摩擦係數估測結果（元本） 87



第一章

簡介

1.1 研究背景與發展概況

自從1821年法拉第發現馬達以來，馬達於機電系統中是不可或缺的，加上半導體製程技術的進步，微處理器的功能越來越強大，也普遍的應用於各種電力電子以及電機控制技術上。目前永磁式同步馬達(Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM)，因本身具有稀土元素的永久磁鐵，有較高的功率體積、效率高、較低的轉動慣量、以及維修方便等優點，廣泛的應用在生活上，如一般的家電冰箱、冷氣、影音播放器以及電動車中都含有永磁式同步馬達。永磁式同步馬達伺服控制定位能力在工業界亦是不可或缺的，舉凡精密工具機、伺服控制定位儀器等，均是工業上的應用。並且在民生電力方面，作為發電機使用，是生活上極為重要的應用。



永磁式交流伺服馬達依其磁通分布可以分成，無刷直流馬達(Brushless DC Motor, BLDC)以及永磁式同步馬達(Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM)，前者磁通分布為梯形狀，後者為弦波。因此兩者反抗電動勢(Back Electromotive Force, Back EMF)前者為梯形，後者為弦波。

為了達到良好的控制，無刷直流馬達電流波形為梯形，在電流換相的瞬間會造成漣波轉矩的問題，會產生較大的振動以及噪音，相對於永磁式同步馬達而言，其電流波形為弦波，較無噪音及震動問題；然而無刷直流馬達在相同的峰值電壓下能夠提供比永磁式同步馬達多出15%的能量密度，其優缺點取決於應用面。

交流伺服馬達的向量控制方法已經有相當多的論文提出解決方案，基本控制目的是將三相電流利用座標轉換的觀念解耦成與磁場方向平行的電流分量，以及垂直磁場方向的扭矩電流分量，以達到磁場導向向量控制的目的。最早提出磁場導向控制觀念的是1969年由Hasse提出，接著在1972年，德國西門子的Blaschke提出磁場導向法則與以公式化[1]，此法則提出至今非常的成功的應用在永磁式同步馬達的向量控制上，於

[2][3]中，提出典型的永磁式同步馬達向量控制法則，針對電流迴路也做了解耦前置補償；為了使馬達能達到更高速，陸續提出操作於定功率的弱磁控制方法。伺服驅動器因成本以及體積因素，使用霍爾感測元件取代原本使用光學編碼器(Encoder)來量測轉子位置及轉速；甚至不經由轉子位置檢測器的訊號，由馬達的電壓電流等訊號可以估測出轉子位置及速度，目前已經有多篇關於無感測控制方法相繼被提出來，並且已有將此技術開發成產品，如羅姆公司無感測光碟機主軸馬達控制IC[25]。

交流馬達的伺服控制架構，由於有各種高性能的控制方法不斷的被提出及應用於產品上，其控制目的主要針對於響應規格的要求、負載變動與干擾、雜訊的改善與抑制、應用於不同系統下設計各類型的控制架構及補償器來提升系統效能。針對各種需求下，相關的現代控制理論及架構被提出來加以改善或增進系統特定效能，如穩健控制、適應性控制、最佳化控制[7]、模糊控制[8]，應用的層面相當廣，如東元電機的Fuzzy洗衣機[26]為馬達近代控制運用於家電產品的例子。

已經有許多關於研究馬達參數鑑別的文章，為了調整馬達控制迴路的控制器參數，藉由馬達參數的鑑別可以有效的建立馬達模型以達到設計及分析控制器參數的目的。量產馬達時，以快速並且有效準確的檢測出馬達特性參數，可以節省生產成本以及做好品質控管。並且不同馬達的特性參數的資訊可以讓馬達設計人員比較各廠商馬達的優劣，作為往後開發馬達的重要依據。針對於使用於特殊環境下的馬達如大型風扇[9]或是線性馬達，即時馬達參數鑑別以及監控能力，可即時獲得馬達因溫度變化或不當操作或是負載變化時所產生的參數變化。藉由監控的方式即時調整控制器參數或操作模式並通知監控人員，避免發生重大意外 [27]。

1.2 研究動機與目的

由於永磁馬達的轉子為永久磁鐵，為達到良好的同步運轉，需要得到轉子位置訊號。一般馬達轉子位置的偵測元件有編碼器(Encoder)以及霍爾感測器(Hall-effect Sensor)。隨著永磁式同步馬達的廣泛使用，並且於功能強大的微處理器技術支援下，各種複雜的數位控制馬達技術已被使用，如何利用簡便的方法達到伺服控制以及提供一個簡易的監控介面來讓使用者更方便的知道馬達運作的狀況；甚至能提供使用者判斷馬達的使用效能或者參數特性。可以作為往後開發或研究馬達的依據。本論文中提出使用線性型霍爾元件取代一般增量形編碼器來獲得馬達轉子位置，以達到良好的永磁馬達同步旋轉控制。並提出一種新型的單相電流調節技術來驅動馬達，該技術適用於馬達單相開關損毀後，馬達僅能控制另外兩相電力開關，此時若仍使用原來的三相的控制系統，一般的 $d-q$ 二軸控制便不適用，若要再繼續進行速度控制則會造成系統電流過大，短時間內也會導致另外兩相開關損毀，所以本文提出一種新型的單相電流調節技術能於某相開關無法工作時，使用單相電流調節法使得馬達能夠控制於定轉速狀態下。量測馬達參數部份，傳統的方式需要分別量測馬達參數，並需要多種精密的儀器方可將眾多的數據量測出來。本論文使用電相電流調節法的驅動技術，將具代表性的永磁馬達參數如反抗電動勢常數、馬達轉子旋轉慣量、摩擦係數可同時估算出來，此目的除了能解決單相開關損壞造成控制上的困難外，還能夠將馬達的反抗電動勢常數以及負載狀況傳回給監控人員，作為開關損壞原因的參考。最後使用該控制技術配合虛擬儀控的人機介面達到監控以及自動化參數鑑別的目的。最後並用儀器量測電阻以及電感。

1.3 研究方法與系統描述

本論文先提出馬達控制迴路架構，並且使用線性型霍爾元件訊號經過查表的動作得到馬達轉子位置，並且線性型霍爾元件訊號為弦波，其振幅正比於馬達旋轉磁場的強度，可以作為電流命令的同步參考訊號，以達到磁場導向控制之目的。在速度控制迴路上，由霍爾元件訊號可計算出轉子角度，經過微分及適當的濾波後可得到轉速訊號。電流迴路架構上，常用的控制架構可分為線性控制、磁滯控制及預測型控制[4]-[6]。本論文利用線性控制的電流迴路架構。實現上先以PSIM軟體模擬，再藉由DSP馬

達驅動平台實現伺服迴路控制。

單相電流調節技術上，其速度控制架構與上一段提到的使用線性型霍爾元件訊號伺服控制架構相差不多，差別在於產生兩相PWM訊號上，設定開關命令為互補模式，驅動馬達時僅以該兩相驅動電壓驅動馬達。

馬達參數鑑別方面，該單相電流調節技術，以回路中僅有單相電流驅動馬達及使用線性型霍爾元件訊號所構成的控制迴路，達到馬達速度控制的目的。再藉由量測馬達開路的定子線圈端電壓，經過積分可計算得到馬達反抗電動勢常數；並且加上電流訊號可以計算得到馬達扭矩以取代一般馬達上所需要使用的扭力計；速度訊號上由霍爾元件訊號查表可以計算得到，使用最小平方法的觀念可以估測出馬達轉動慣量以及摩擦係數，最後以儀器量測馬達線圈電感以及電阻值。

上述五項參數經由傳統的實驗以及規格書所得的數據先作為參考，先以PSIM模擬得到馬達的電壓電流以及霍爾元件訊號的數據，經由Matlab計算得到馬達參數，最後利用實驗的方法得到此五項參數的數值作為比較。最後將

1.4 論文架構



本節說明本論文的組織架構。

第二章介紹永磁同步馬達的基本工作原理與數學模型，常見的馬達控制迴路，馬達數學模型推導以及典型的伺服控制架構。

在第三章中提到使用霍爾感測器的永磁式同步馬達伺服控制，包含馬達磁場導向向量控制法則，使用霍爾感測器訊號計算轉子位置以及轉速訊號，以及控制迴路的分析與設計，並且提出一種新型的單相電流調節技術驅動馬達以達到速度控制的目的。

第四章介紹馬達參數鑑別方法，使用單相電流調節法及馬達數學模型，計算得到馬達反抗電動勢常數、馬達轉動慣量及摩擦係數。參數計算的方法包含傳統的量測方法及本論文所提出的單相電流調節法，並且以模擬結果顯示其可行性。

第五章為實驗部分，先以DSP達到單相電流調節法的速度控制的目的後，回授開路繞組的電壓、電流計算得到馬達反抗電動勢參數、轉子慣量以及摩擦係數等。並將得到的參數代入模擬以驗證實驗與模擬的一致性。最後使用LabVIEW虛擬儀控人機介

面以及資料擷取卡建立起馬達特性參數鑑別的虛擬平台，將馬達的端電壓、電流以及霍爾元件訊號等由資料擷取卡傳回電腦，藉由Matlab快速的數學運算估測出馬達參數，作為整篇論文內容的應用。

第六章為結論，說明由馬達控制上的需要改進的地方，並且以馬達特性參數鑑別的平台提出其他需要在改善以及加強的地方。



第二章

永磁式同步馬達的基本工作原理

2.1 永磁式同步馬達的操作原理

2.1.1 馬達旋轉原理

永磁式同步馬達為交流馬達的一種，以結構分為內轉子式以及外轉子式，如圖2.1所示的光碟機主軸馬達為外轉子式永磁式同步馬達，其轉子部分為永久磁鐵，定子部分為線圈，該馬達為非凸極式馬達，馬達磁阻不會隨著轉子位置改變而不同。

圖2.2顯示永磁式同步馬達轉子磁場及定子合成磁場的分布，圖2.2上圖定子磁場改變將會帶動馬達轉子旋轉，適當的控制定子磁場可以控制馬達旋轉。

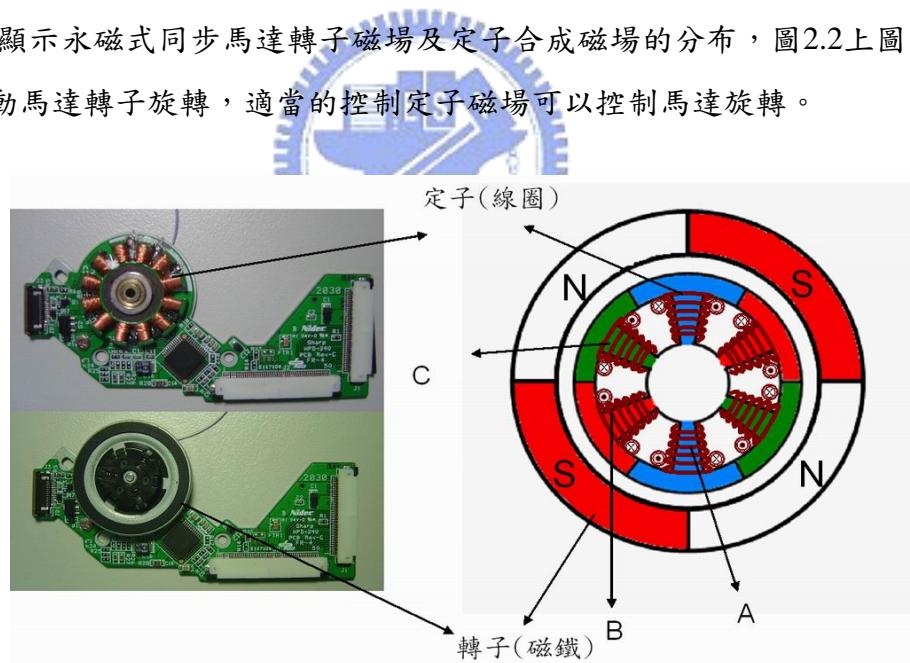


圖2.1 永磁式同步馬達結構（薄型DVD主軸馬達）

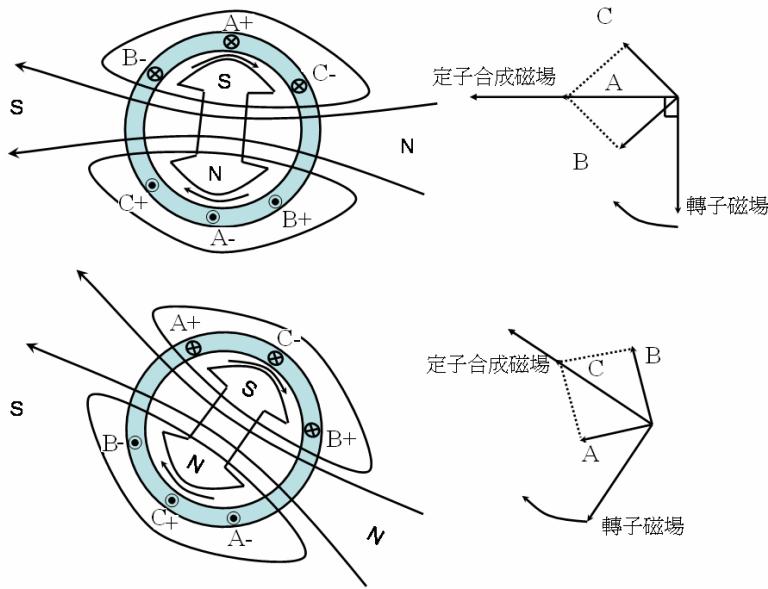


圖2.2 馬達轉子與定子合成磁場

2.1.2 轉子位置偵測元件

為了控制好同步馬達需要得到準確的轉子位置，市面上常用的檢測轉子位置方式大致分為兩種，一種是使用霍爾元件感測器。圖2.3顯示霍爾元件會因磁通的不同而造成輸出電壓的不同，此磁通量有可能來自轉子本身的永久磁鐵或耦合到馬達軸上的其他永久磁鐵。假如半導體塊如圖2.3中所示暴露在磁通下，則根據弗萊明(Fleming)左手定則，向下移動的電子會偏向左邊。導致半導體塊左邊極化為負極，而另一邊為正極。找出輸出點上跨壓，半導體塊便可以用來偵測N極。若磁場方向由於轉子的轉動而輪替，則半導體塊中的電荷載子會偏向另一邊，並產生反向的輸出電壓。

這個著名的霍爾效應現象由美國科學家霍爾(E. H. Hall)於1878年由金屬塊的實驗裡所發現，半導體中的霍爾效應較金屬來的強。

有一種偵測轉子位置和產生切換訊號的方法：圖2.4左圖顯示了一個簡易配置，由兩個各有一組定子線圈、永久磁鐵轉子和放在轉子表面旁邊的霍爾元件所組成的。右圖顯示霍爾元件和決定線圈W1和W2電流的兩個電晶體最簡易的接線方式。圖2.6用來解釋轉子如何連續轉動，說明如下：

- (a) 在此種狀況下，霍爾元件偵測到轉子的N極，而且線圈W2激磁產生逆時針方向的力矩推動轉子的S極。
- (b) 於此位置下，因為沒有磁場施加於霍爾元件，所以兩個電晶體都是在OFF狀態。

態，並且無電流通過W1和W2。轉子將會由於本身的慣性而繼續旋轉。

- (c) 霍爾元件偵測到轉子的S極，而且W1繞組激磁會產生力矩吸引轉子的S極，繼續逆時針方向運動。經由重複以上順序，轉子可連續轉動。

這樣的簡易架構有個缺點，就是假若轉子負載很重時，或是力矩無法克服摩擦力，可能會停留在狀態(b)；所以大部分的無刷直流馬達採用兩個或是更多個霍爾元件及三個以上的繞組，使得轉子在任何位置下均可以產生有效的轉矩來克服摩擦力。以圖2.6所示馬達繞組中含有三個霍爾元件，相間隔為30度排列。

為達到良好的控制目的，需要得到更精準的轉子位置來產生有效的力矩驅動馬達，另一個可以更準確獲得轉子位置的方法，使用光編碼器(Photoencoder或稱為Optical encoder)，圖2.5所示為一簡易型式的光編碼器，其內有一只具有狹縫的圓盤與轉軸耦合，並且於附著在定子上的固定狹縫旁邊旋轉。旋轉時，固定狹縫通過及阻隔由光源所射出之光，由一感光半導體元件接收光的訊號並將其轉換成電氣的脈波訊號，脈波頻率正比於轉軸速度，得到脈波頻率即可得到轉速訊號。此元件被稱為編碼器，將轉速資訊編碼成脈波訊號的形式。另外除此簡單的編碼器外，有一種編碼器將馬達位置轉換成數個位元的二進制碼，稱為絕對編碼器(absolute encoder)。但是單使用上述的兩種編碼器並不能偵測到旋轉方向以及絕對位置。藉由一些邏輯電路或微處理器計算可以判斷該轉子的旋轉方向及絕對位置。遞增編碼器用於控制馬達轉速的方法，簡單的列舉兩種方法：

- A. 頻率方法：此種方法的轉速是以類比電壓來控制，由偵測器檢測到的脈波訊號輸入到一個被稱為頻率對電壓(V/F)轉換器的電路，其輸出電壓正比於脈波頻率；其他部分與使用轉速訊號產生器的架構非常相似。圖2.7涉及頻率/電壓轉換器的原理，暫且不論此處所使用的數位脈波訊號，這個方法是類比的而且其轉速控制的準確性不高。適合應用於不需要太準確的轉速的產品上，如抽水機以及抽風扇上。
- B. 鎖相伺服法(Phase-locked servo, PLS)：此法給定如圖2.8的脈波訊號，轉速命令也是給定一個脈波訊號，使編碼器的脈波訊號與命令脈波訊號同步達成控制，在此控制系統中命令脈波訊號與回授脈波訊號之間的相位差被鎖定。

鎖相伺服法的最大好處是轉速絕對不會隨著馬達負載而改變。此種控制方式被使

用在音響、影響設備及高質量的雷射印表機等設備中，以及各種自動化的工具機上。

圖2.9為一個簡單的鎖相迴路系統的形式，其原理是將落後的相位差值，作為控制器的輸入，將其控制後的訊號轉換為馬達電壓以達到轉速固定的目的。圖2.10為參考訊號以及命令訊號脈波相對關係的比較圖。藉由UP與DN訊號的時間差別就能夠知道系統的誤差轉速，圖2.11為一個線性化後的鎖相迴路系統。

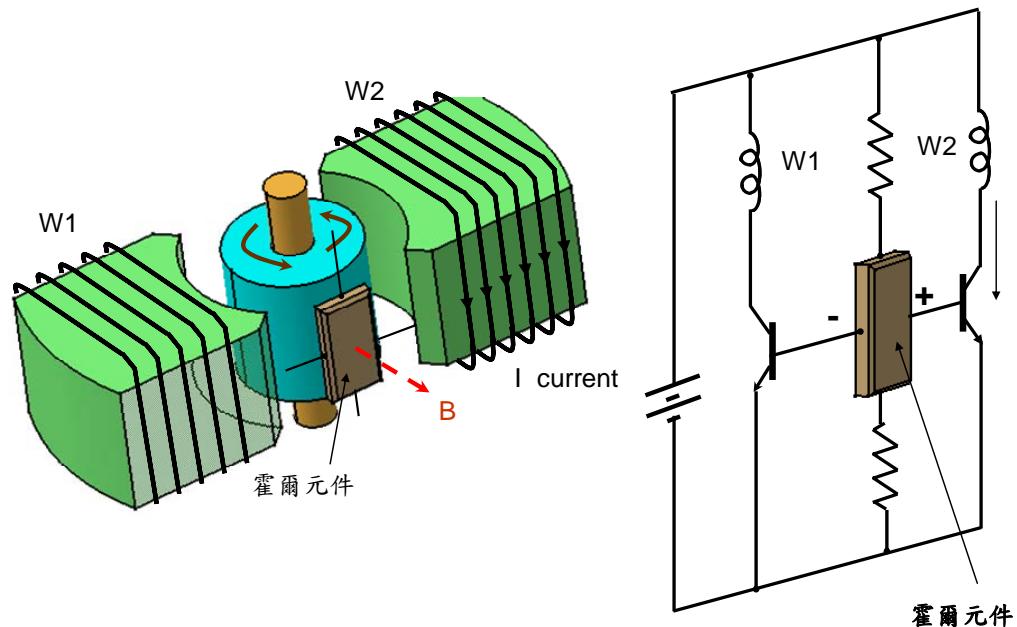
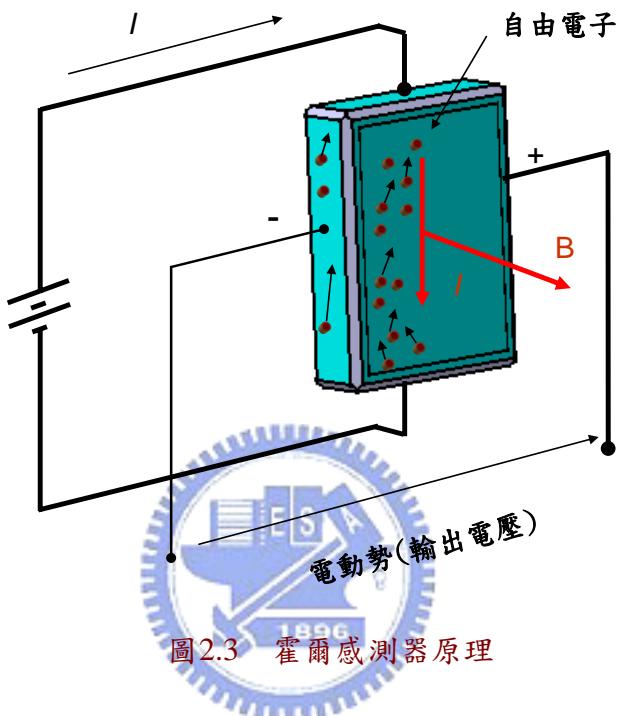


圖2.4 具有霍爾元件裝置的無刷直流馬達

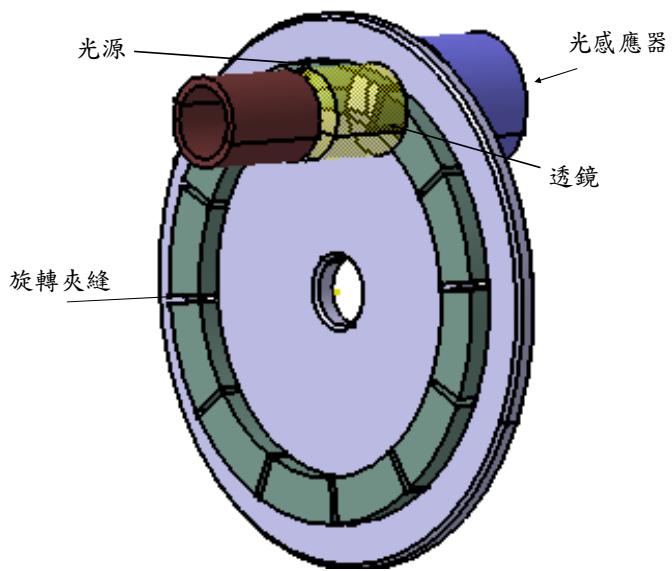


圖2.5 遞增型光編碼器(incremental photoencoder)

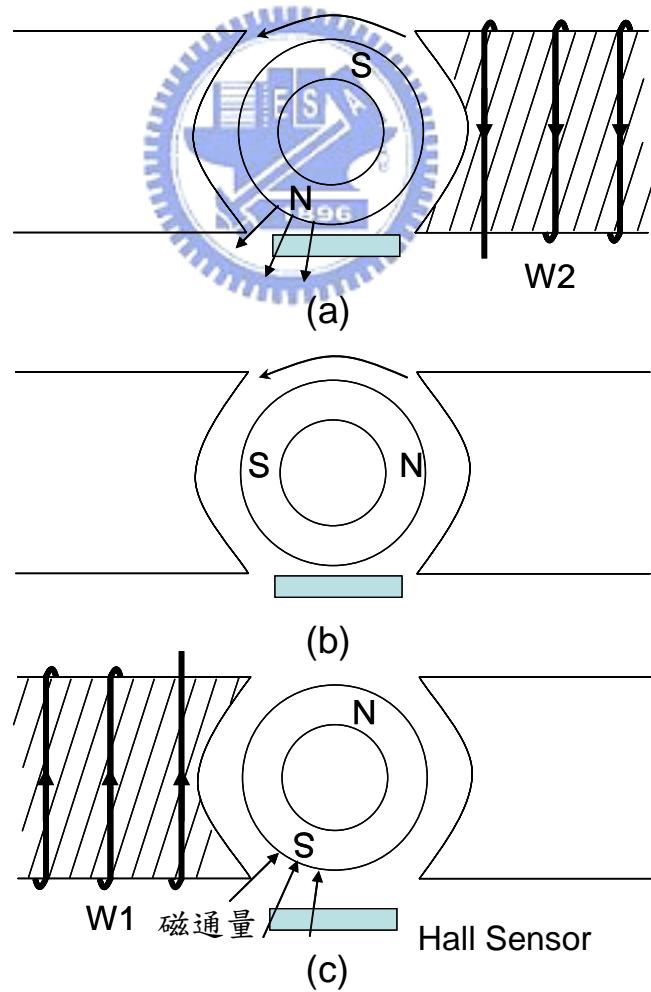


圖2.6 霍爾元件隨轉子角度變化的磁通量

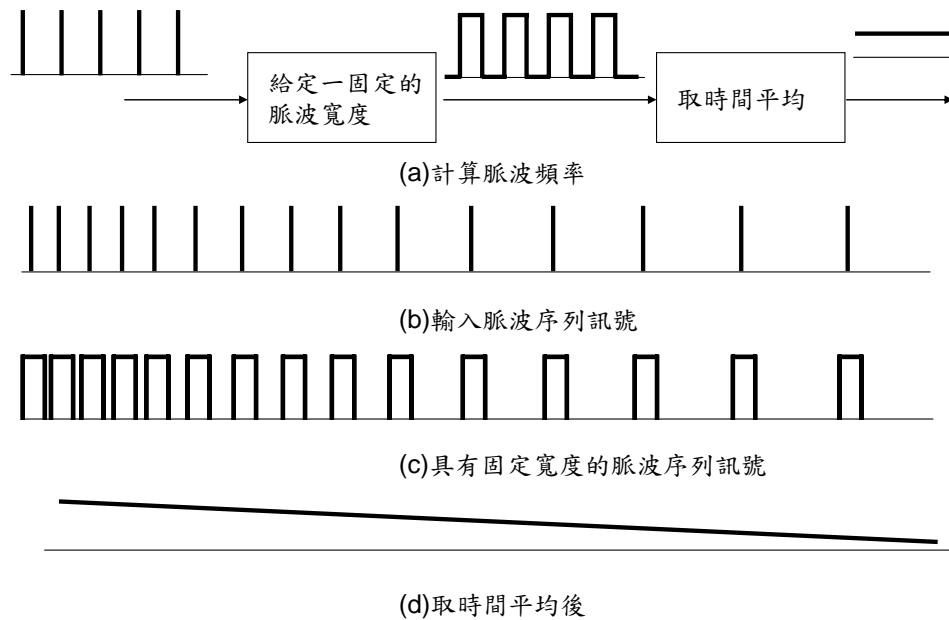


圖2.7 脈波頻率對電壓轉換器的原理

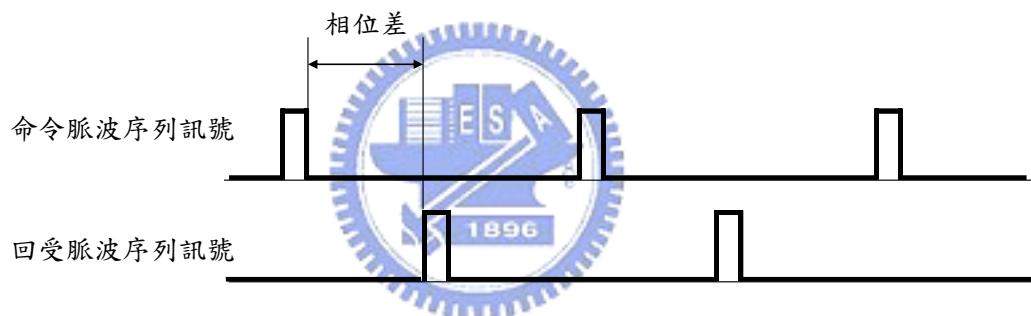


圖2.8 鎖相迴路序列訊號

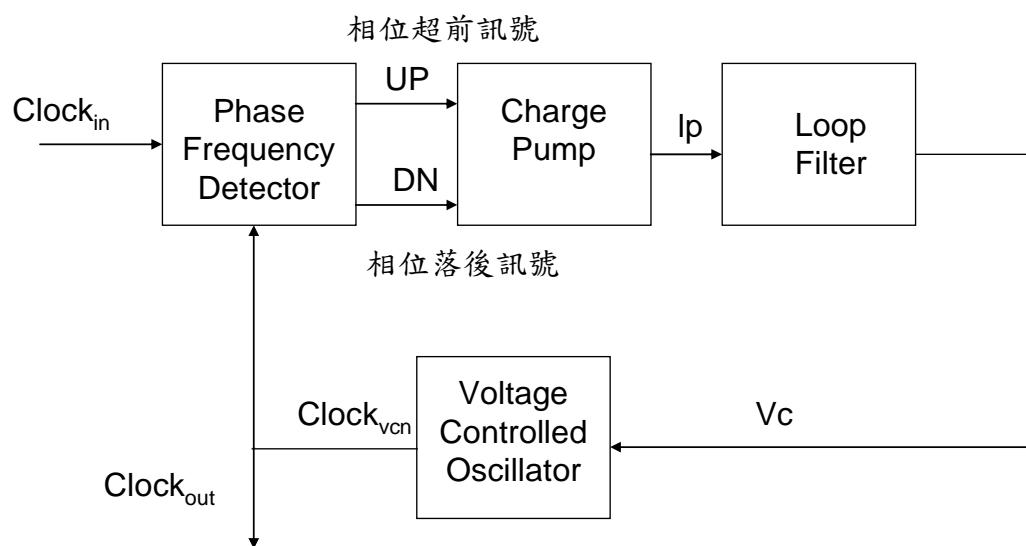


圖2.9 鎖相迴路系統

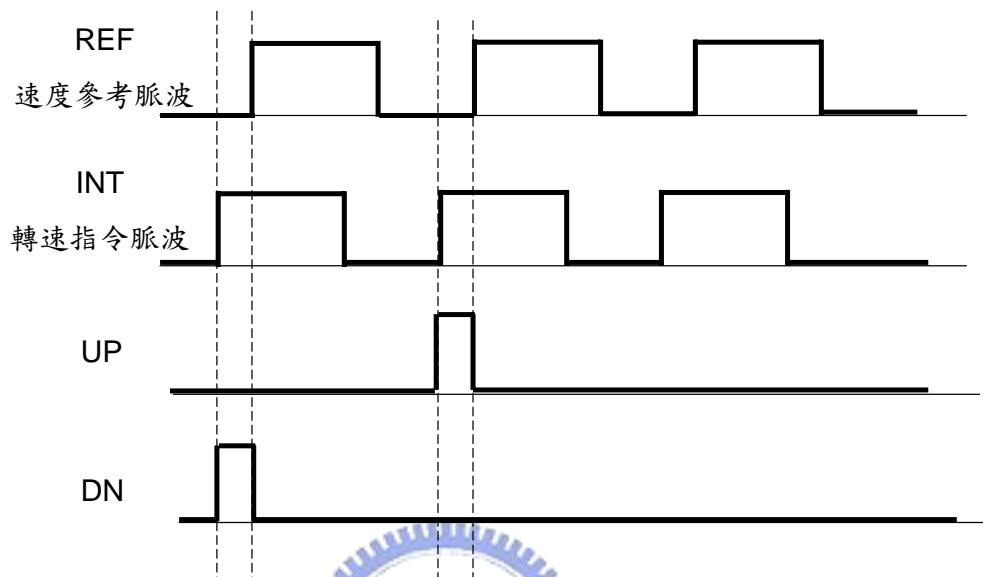


圖2.10 鎖相頻率計算

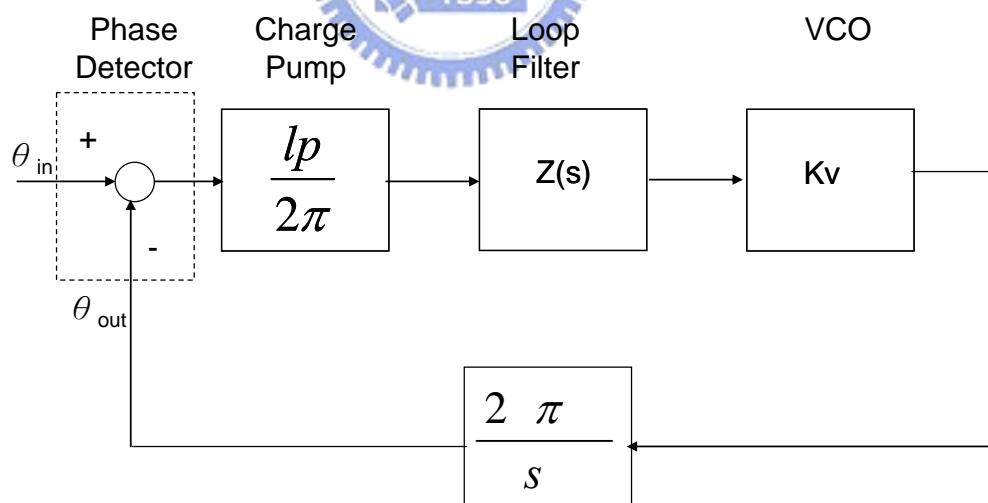


圖2.11 線性化後的鎖相迴路

2.1.3 驅動器的架構

由於一般市電電力系統為固定頻率的三相交流系統，為了驅動永磁同步馬達，需要有可變頻或者是可變振幅的電壓源，前者驅動方式有脈寬調變技術(PWM)，後者為振幅調變技術(PAM)。通常使用如圖2.12的兩級結構，先將一般市電經過整流器成為直流電源，再經由換流器(inverter)將直流電源轉換為交流電源輸出驅動馬達。目前驅動永磁同步馬達，常見的形式如圖2.13，為三相全橋換流器(three-phase full-bridge inverter)。圖中的功率開關元件為絕緣雙載子電晶體(Insulated-Gate Bipolar Transistor, IGBT)，此為適用於驅動功率較大的馬達所使用，若小功率馬達亦可以使用BJT、MOSFET等元件。因馬達本身為電感性負載，每個開關元件必須與一個反向的二極體並聯，提供反向電流路徑以保護開關元件。因為直流鏈(DC-link)電壓提供換流器的電壓源，若同一相換流器的上下臂開關因控制等因素同時導通，會造成一大電流同時流過兩個功率開關，極可能會造成功率開關的損壞。實際情形中，導通中的功率開關無法瞬間關閉，因此控制上下臂開關的訊號之間必須有一段時間均是兩個開關為關閉的訊號，此稱做為空白時間(dead time)，然而這個動作會造成無法輸出最大輸出電壓以及控制上的線性度問題。

為了使永磁同步馬達能夠於穩定且高效率的狀態下操作，換流器的六個開關必須能夠根據轉子的位置作切換，使定子產生適當方向的磁場，然後與轉子磁場交互作用產生穩定且有效率的轉矩控制馬達。其開關切換模式會影響到整個電路的雜訊以及控制模式，常用在控制永磁同步馬達的開關切換方法為SPWM以及以向量控制為基礎的SVPWM，以及其他許多方法，於附錄中有較詳細的整理及說明。

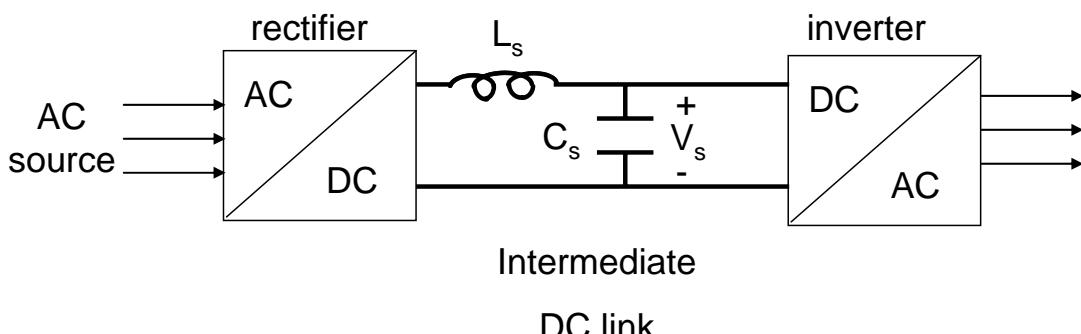


圖2.12 交流-直流-直流-交流轉換器的基本架構

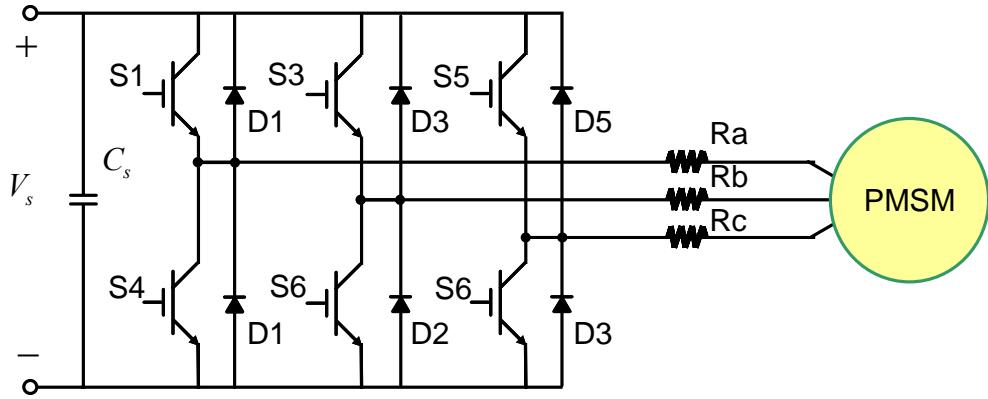


圖2.13 三相換流器與永磁同步馬達的連接

2.2 永磁式同步馬達模型推導

2.2.1 永磁式同步馬達數學模型

假設馬達三相繞組為Y接且為非凸極式的永磁式同步馬達，等效電路圖如圖2.14所示，假設各相線圈電感以及電阻相等，各相的電壓方程式以矩陣表示如(2-1)式：

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{ss} & M & M \\ M & L_{ss} & M \\ M & M & L_{ss} \end{bmatrix} p \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (2-1)$$

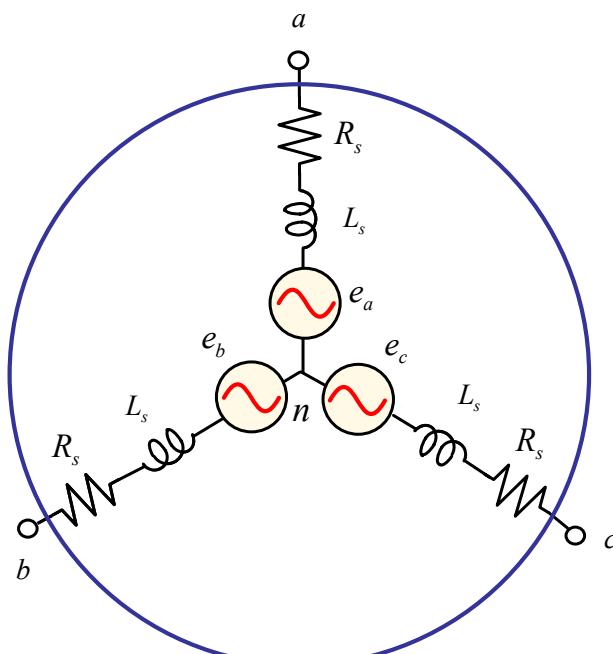


圖2.14 永磁式同步馬達等效電路圖

因線圈感應電動勢大小正比於磁通量對時間的微分(2-2)，故反抗電動勢的振幅 E 與馬達轉子轉速之間的關係可以表示為(2-3)式，並且轉子為非凸極式，假設各線圈的自感以及互感是固定的，根據三相電流和為零，(2-1)可以改寫成(2-4)式

$$e \propto \frac{d\phi}{dt} \quad (2-2)$$

$$E = K_e \cdot \omega_r \quad (2-3)$$

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 \\ 0 & 0 & L_s \end{bmatrix} p \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (2-4)$$

$$L_s = L_{ss} - M \quad (2-5)$$

由(2-4)可得永磁式同步馬達每一相的等效電路模型如圖2.14所示為電阻、電感以及一個正比於轉子轉速的反抗電動勢電壓所構成。

因非凸極式永磁式同步馬達沒有磁阻轉矩，其電磁轉矩僅由定子磁場牽引轉子磁場所產生。定子磁場由線圈電流產生，轉子磁場切割定子線圈會產生反抗電動勢。而反抗電動勢的大小正比於馬達的轉速，因此馬達所產生的電磁轉矩可以表示為反抗電動勢、定子電流以及轉速的函數：



根據(2-6)式，若是馬達的反抗電動勢為弦波，電流必須以相同頻率的弦波才能產生夠穩定的轉矩。圖2.15為理想反抗電動勢與相電流波形。圖中 α 代表相電流與反抗電動勢的相角差，由(2-6)可以推得馬達所產生的電磁轉矩為

$$\begin{aligned} T_e &= \frac{1.5EI}{\omega_r} \cos \alpha \\ &= 1.5K_E I \cos \alpha \end{aligned} \quad (2-7)$$

其中 E 與 I 分別為反抗電動勢峰值與相電流峰值，在一般的操作情況下，若要單位電流產生最大的轉矩， α 必須為零。由(2-7)得知，馬達的轉矩是正比於電流大小，因此馬達轉矩控制即為定子電流控制。但是電磁轉矩非等於馬達的輸出轉矩，考慮負載以及馬達本身所消耗的轉矩，機械方程式可以表示為：

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{J} (T_e - \frac{T_L}{N} - B\omega_r) \quad (2-8)$$

$$J = \frac{J_L}{N^2} + J_M \quad (2-9)$$

$$B = \frac{B_L}{N^2} + B_M \quad (2-10)$$

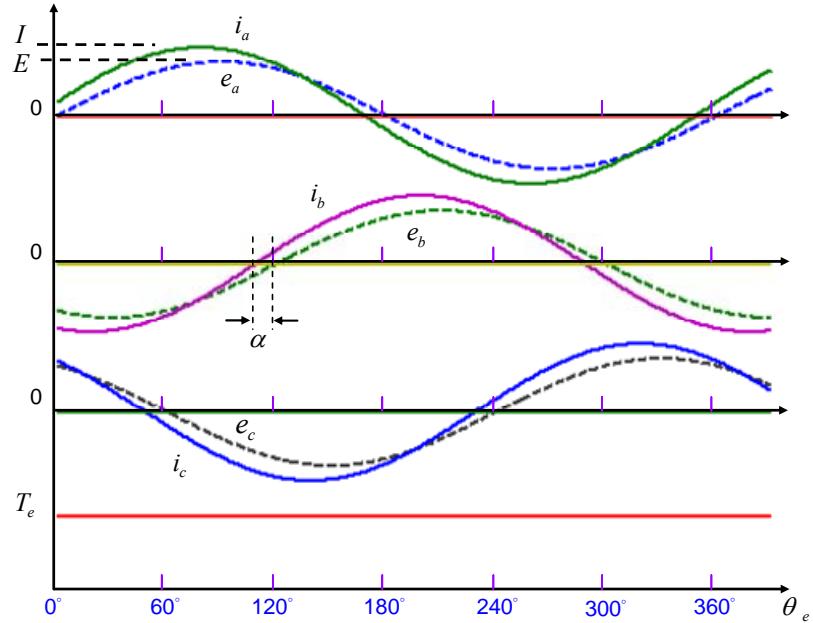


圖2.15 永磁式同步馬達反抗電動勢與電流波形圖

2.2.2 座標轉換

交流馬達座標轉換系統示意圖形如圖2.16所示，其中 $a-b-c$ 為靜止三軸座標；而 $\alpha-\beta$ 為 $a-b-c$ 軸經由線性轉換而得的靜止二軸座標，其關係如下

$$\bar{f}_s = f_{as} + j f_{bs} = k(f_{as} + f_{bs} e^{j\frac{2}{3}\pi} + f_{cs} e^{j\frac{4}{3}\pi}) \quad (2-11)$$

其中 \bar{f}_s 為定子變數，可為電壓、電流或是磁交鏈；本論文採用座標轉換後物理量大小不變，故選擇 k 為 $2/3$ 。

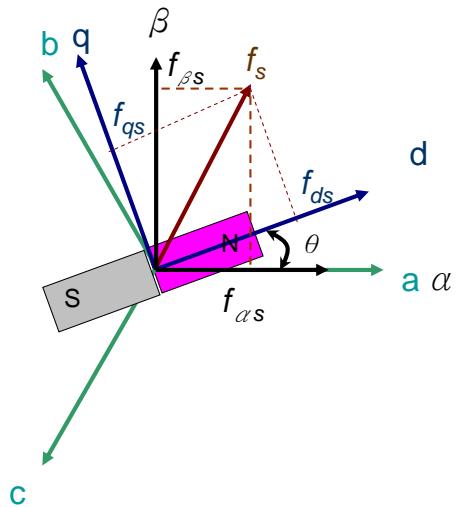


圖2.16 永磁式同步馬達座標轉換向量圖

令 α 與 a 軸重疊，三軸與二軸的座標轉換矩陣如下(2-12)及(2-13)式：

$$\begin{bmatrix} f_{\alpha s} \\ f_{\beta s} \\ f_{0s} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{as} \\ f_{bs} \\ f_{cs} \end{bmatrix} \quad (2-12)$$

$$\begin{bmatrix} f_{as} \\ f_{bs} \\ f_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{\alpha s} \\ f_{\beta s} \\ f_{0s} \end{bmatrix} \quad (2-13)$$

定義 d 軸與 α 軸的夾角為 θ_r ，則靜止 α - β 二軸座標與 d - q 同步旋轉座標轉換關係如(2-14)及(2-15)式，其中再設座標轉換矩陣如(2-16)式。

$$\begin{bmatrix} f_{ds} \\ f_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \sin \theta_r \\ -\sin \theta_r & \cos \theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{\alpha s} \\ f_{\beta s} \end{bmatrix} \quad (2-14)$$

$$\begin{bmatrix} f_{\alpha s} \\ f_{\beta s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_r & -\sin \theta_r \\ \sin \theta_r & \cos \theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{ds} \\ f_{qs} \end{bmatrix} \quad (2-15)$$

$$R(\theta) = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (2-16)$$

整理(2-12)到(2-16)的關係，可以得到 a - b - c 靜止三軸座標與 d - q 軸之間的關係如(2-17)

及(2-18)式。

$$\begin{bmatrix} f_{ds} \\ f_{qs} \\ f_{0s} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \sin(\theta_r) & \sin(\theta_r - \frac{2}{3}\pi) & \sin(\theta_r + \frac{2}{3}\pi) \\ \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r - \frac{2}{3}\pi) & \cos(\theta_r + \frac{2}{3}\pi) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{as} \\ f_{bs} \\ f_{cs} \end{bmatrix} \quad (2-17)$$

$$\begin{bmatrix} f_{as} \\ f_{bs} \\ f_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\theta_r) & \cos(\theta_r) & 1 \\ \sin(\theta_r - \frac{2}{3}\pi) & \cos(\theta_r - \frac{2}{3}\pi) & 1 \\ \sin(\theta_r + \frac{2}{3}\pi) & \cos(\theta_r + \frac{2}{3}\pi) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{ds} \\ f_{qs} \\ f_{0s} \end{bmatrix} \quad (2-18)$$

此座標轉換是為了將永磁式同步馬達三相電壓、電流及磁通鏈轉換成類似直流馬達的模式，但在同步座標與靜止轉換的過程中需要得到馬達轉子位置的資訊，故在控制馬達之前獲得馬達轉子資訊是非常重要的，而轉子位置又代表著轉子磁場的分布。若要達到良好的磁場導向控制，得到準確的轉子位置是非常重要的。

2.2.3 馬達等效動態模型

由2.3.1及2.3.2節提到的永磁同步馬達靜止三軸模型以及座標轉換的觀念，可以得到(2-19)的關係係式：



$$\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_s & -\omega_r L_s \\ \omega_r L_s & R_s + pL_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_r \lambda_f \end{bmatrix} \quad (2-19)$$

其中 $L_s = L_{ls} + 3/2L_{ss}$ ，則穩態時同步座標軸上的定子電壓方程式：

$$\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & -\omega_r L_s \\ \omega_r L_s & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_r \lambda_f \end{bmatrix} \quad (2-20)$$

考慮馬達輸入與輸出之間沒有能量損失：

$$T_e \omega_m = \frac{3}{2} (v_{ds} i_{ds} + v_{qs} i_{qs}) \quad (2-21)$$

其中 T_e 為馬達轉矩， ω_m 為轉子機械角速度。轉子機械角速度與電氣角速度的關係式如(2-22)式：

$$\omega_r = P \omega_m / 2 \quad (2-22)$$

其中 P 為馬達極數(poies)。將(2-20)式代入(2-21)式，得到馬達轉矩方程式為：

$$T_e = K_T i_{qs} \quad (2-23)$$

結合(2-8)(2-19)及(2-23)可得到永磁式同步馬達在同步旋轉座標上的動態模型

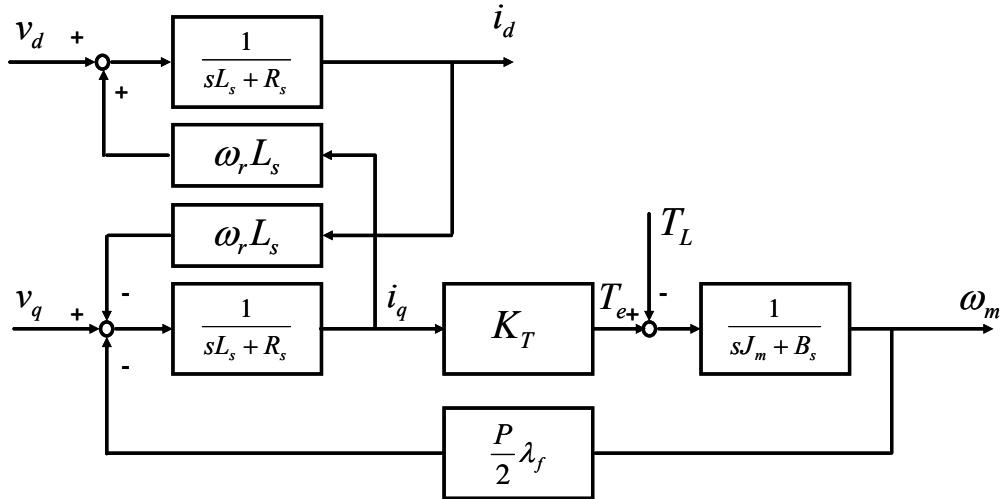


圖2.17 永磁式同步馬達在同步旋轉座標上的動態模型

2.2.4 磁場導向向量控制法則

進行磁場導向向量控制時，必須要知道永久磁鐵轉子的磁場所在位置，由2.2.2節所提到的霍爾元件以及編碼器，均可以得到轉子位置，利用編碼器以及電流控制可以偵測出轉子磁場的位置；而霍爾元件訊號與轉子磁場有相對的關係，亦可得到轉子位置。根據轉子磁場的位置與速度迴路所需之轉矩命令，可以解耦出兩互相垂直的電流分量，其一為等比於轉矩命令的轉矩電流分量，其二為等比於磁場命令的磁場電流分量。因轉子磁場由永久磁鐵所產生，不需要充磁，因此在定轉矩區域操作時皆令磁場電流分量為零，圖2.18為磁場導向控制示意圖。

偵測到磁場位置後，須使磁場位置與同步旋轉座標之d軸重合，在定轉矩區域操作時，由於不需提供磁場電流來充磁轉子，因此令 $i_{ds}=0$ ，將此條件代入可得到：

$$\frac{di_{qs}}{dt} = -\frac{R_s}{L_s}i_{qs} + \frac{1}{L_s}(v_{qs} - \omega_r \lambda_f) = -\frac{R_s}{L_s}i_{qs} + \frac{1}{L_s}(v_{qs} - \omega_m K_E) \quad (2-24)$$

由(2-24)式，可得向量控制下完全解耦時的永磁式同步馬達動態模型，如圖2.19。

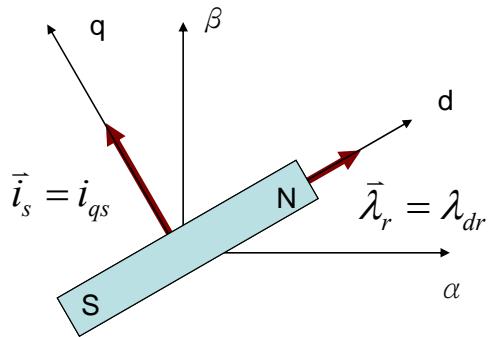


圖2.18 永磁式同步馬達解耦控制向量圖

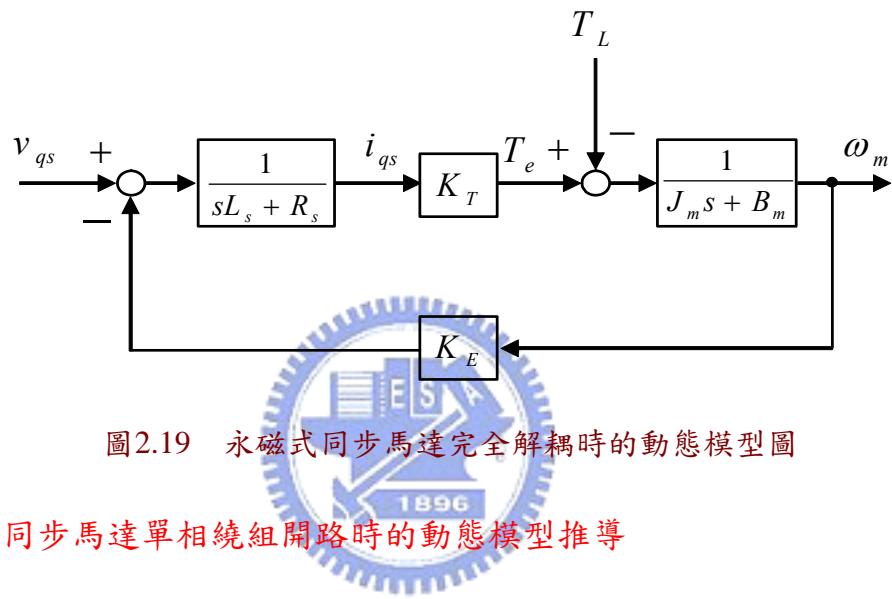


圖2.19 永磁式同步馬達完全解耦時的動態模型圖

2.2.5 永磁同步馬達單相繞組開路時的動態模型推導

永磁式同步馬達因外界因素導致如圖2.20的a相線圈沒有接在驅動器上呈開路狀態時，導致正常工作下的三相控制模式，突然變成僅能控制單相電流的模式，因此由三相平衡所推導出來的動態模型在此便不再適用。便要重新推得馬達於單相電流驅動下的動態模型[33]。參考由上面提到的d-q軸座標的轉換公式(2-12)-(2-15)式，因為a相為開路狀態，a相電流為零。將(2-18)式改寫成(2-25)式。並且由圖2.20得到三相電壓對於中性點(n)和地端(G)的關係式可表示成(2-26)式。

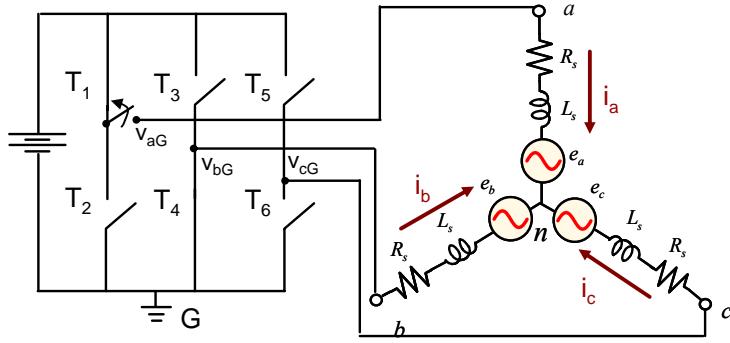


圖2.20 單相繞組開路時的電路圖

$$i_{as} = 0 = i_q \cos \theta_r + i_d \sin \theta_r \quad (2-25)$$

$$v_{aG} = v_{an} + v_{nG}, v_{bG} = v_{bn} + v_{nG}, v_{cG} = v_{cn} + v_{nG} \quad (2-26)$$

將 $a-b-c$ 靜止座標系的電壓改為 $\alpha-\beta$ 靜止座標下的電壓形式，為(2-27)及(2-28)式。

$$v_\beta = \frac{1}{\sqrt{3}}[-v_{bn} + v_{cn}] = \frac{1}{\sqrt{3}}[v_{cG} - v_{bG}] \quad (2-27)$$

$$v_\alpha = \frac{2}{3}[v_{an} - \frac{1}{2}v_{bn} - \frac{1}{2}v_{cn}] = \frac{2}{3}[v_{aG} - \frac{1}{2}v_{bG} - \frac{1}{2}v_{cG}] \quad (2-28)$$

由(2-20)式展開為(2-29)-(2-32)式，可得到馬達於同步旋轉座標下的動態方程式。

$$v_q = r_s i_q + p \lambda_q + \omega_e \lambda_d \quad (2-29)$$

$$v_d = r_s i_d + p \lambda_d - \omega_e \lambda_q \quad (2-30)$$

$$\lambda_q = L_q i_q \quad (2-31)$$

$$\lambda_d = L_d i_d + \Psi_{mag} \quad (2-32)$$

將(2-31)(2-32)式代入(2-29)式，可以展開得到(2-33)式，因為會產生 L_q 與 i_q 的微分項，所以自行設定一個參數為 L'_q 如(2-34)所示，便可以將方程式整理成(2-35)及(2-36)式以及力矩方程式為(2-37)式。

$$v_q = r_s i_q + L'_q \frac{di_q}{dt} + i_q \left(\frac{dL_q}{di_q} \frac{di_q}{dt} \right) + \omega_e L_d i_d + \omega_e \Psi_{mag} \quad (2-33)$$

$$L'_q = L_q + i_q \left(\frac{dL_q}{di_q} \right) \quad (2-34)$$

$$v_q = r_s i_q + L'_q \frac{di_q}{dt} + \omega_e L_d i_d + \omega_e \Psi_{mag} \quad (2-35)$$

$$v_d = r_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_e L_q i_q \quad (2-36)$$

$$T_{em} = 1.5P[i_q \Psi_{mag} + (L_d - L_q)i_q i_d] \quad (2-37)$$

由前面的 α - β 靜止座標與 d - q 旋轉座標的轉換可以得到 v_β 的電壓方程式如(2-38)式，再將(2-35)及(2-36)式代入(2-38)式可得到(2-39)式。

$$v_\beta = -v_q \sin \theta_r + v_d \cos \theta_r \quad (2-38)$$

$$\begin{aligned} v_\beta = & -r_s i_q \sin \theta_r - L_q' \frac{di_q}{dt} \sin \theta_r - \omega_e \Psi_{mag} \sin \theta_r - \omega_r L_d i_d \sin \theta_r + r_s i_d \cos \theta_r \\ & + L_d \frac{di_d}{dt} \cos \theta_r - \omega_r L_q i_q \cos \theta_r \end{aligned} \quad (2-39)$$

由(3-39)式可得方程式較為複雜；由於 a 相電流為零，(2-25)式的 d - q 軸電流為一恆等式。所以假設新參數 ρ 及 ξ ，分別代表如(2-40)式 q 軸以及 d 軸電流分量的關係式。 ρ 及 ξ 之間的關係如(2-41)式，僅差一個負號，將 i_d 、 i_q 的方程式代入(2-40)及(2-41)式可得(2-42)及(2-43)式，兩個方程式的關係又可解成與電流相關的方程式(2-44)及(2-45)式。

$$\rho = \frac{i_q}{\sin \theta_r}, \quad \xi = \frac{i_d}{\cos \theta_r} \quad (2-40)$$

$$\xi = -\rho, \quad \frac{d\xi}{dt} = -\frac{d\rho}{dt} \quad (2-41)$$

$$\frac{d\rho}{dt} = \frac{1}{\sin \theta_r} \frac{di_q}{dt} - \frac{\omega_r \cos \theta_r}{\sin \theta_r} \rho \quad (2-42)$$

$$\frac{d\xi}{dt} = \frac{1}{\cos \theta_r} \frac{di_d}{dt} + \frac{\omega_r \sin \theta_r}{\cos \theta_r} \xi \quad (2-43)$$

$$\frac{di_q}{dt} = \frac{d\rho}{dt} \sin \theta_r + \omega_r \rho \cos \theta_r \quad (2-44)$$

$$\frac{di_d}{dt} = \frac{d\xi}{dt} \cos \theta_r + \omega_r \xi \sin \theta_r \quad (2-45)$$

將(2-40)(2-44)(2-45)代入(2-39)式可解得靜止座標下 v_β 與 ρ 及 ξ 相關的動態方程式。可將(2-41)及(2-42)式中關於參數 ρ 的式子代入(2-45)式，經過計算可以得到(2-47)式。

$$\begin{aligned} v_\beta = & -r_s \rho \sin^2 \theta_r - L_q' \sin \theta_r [\omega_r \rho \cos \theta_r + \frac{d\rho}{dt} \sin \theta_r] - \omega_r \Psi_{mag} \sin \theta_r - \omega_r L_d \xi \cos \theta_r \sin \theta_r \\ & + r_s \xi \cos^2 \theta_r + L_d \cos \theta_r [-\omega_r \xi \sin \theta_r + \frac{d\xi}{dt} \cos \theta_r] - \omega_r L_q \rho \sin \theta_r \cos \theta_r \end{aligned} \quad (2-46)$$

$$\frac{d\rho}{dt} = [-r_s \rho + \omega_r \rho [L_d - \frac{L_q' + L_q}{2}] \sin(2\theta_r) - \omega_r \Psi_{mag} \sin \theta_r - v_\beta] \cdot [\frac{1}{L_q' \sin^2 \theta_r + L_d \cos^2 \theta_r}] \quad (2-47)$$

(2-47)式為一個完整的永磁同步馬達於a相開路時所推導出來的電路方程式。可將整個系統簡化為一階微分方程式，作為永磁同步馬達於單相電流驅動下的特性方程式。



第三章

永磁同步馬達使用線性型霍爾感測器 伺服定位控制

3.1 永磁式同步馬達磁場導向向量控制架構

為了使永磁同步馬達能夠產生穩定的轉矩，定子線圈必須根據轉子位置，產生適當方向的磁場，使得定子線圈的磁場與轉子磁場互相作用以產生最大的扭矩。一般磁場導向向量控制法則是如同上一章所提到的使用 d - q 同步旋轉座標的轉換方式，圖3.1即表示 a - b - c 靜止三軸與 d - q 旋轉二軸轉換基礎下的磁場導向向量控制架構圖。其方法是將取樣到的電流訊號，以及由編碼器或霍爾元件訊號所提供的轉子位置訊號作同步旋轉座標轉換，可以得到 d 軸以及 q 軸的電流分量，經由完全解耦控制可以將永磁交流馬達分為磁場及扭力兩個分量控制，轉換後的 d - q 軸電流訊號與參考命令電流相減後經過電流控制器，計算出 v_d 與 v_q 兩個控制電壓量，並且再透過同步旋轉座標轉換至靜止座標轉得到 v_a 、 v_b 、 v_c 。經由脈寬調變產生三相換流器六個開關的控制訊號，因為脈寬調變訊號會產生高頻雜訊，解決此問題上有許多控制方法，列於附錄做比較。

為了省去在靜止座標 a - b - c 三軸與同步座標二軸 d - q 之間轉換程序，首先知道霍爾元件訊號與轉子磁場有固定的關係，可利用霍爾元件訊號作為反抗電動勢相位的參考訊號。圖3.2為永磁同步馬達旋轉時， c 相對 b 相的線對線反抗電動勢及 b 相線性型霍爾感測器訊號，可得知 c 、 b 相霍爾元件訊號與反抗電動勢 E_b 的相位相同；因此可以藉由計算得到霍爾感測器元件訊號 H_b 領先反抗電動勢 E_b 固定30度的電氣角，由於霍爾感測器固定於定子，因此霍爾感測器的訊號變化即為反應轉子磁場的變化量。因此霍爾元件訊號與轉子磁場頻率應相同，且相位差固定。一般旋轉座標轉靜止座標的目的即為得到轉子磁場以達到磁場導向控制目的，因此可以直接將霍爾元件訊號回授作為轉子磁場的參考訊號，能然可以達到磁場導向的目的。圖3.3即為使用線性型霍爾感測器訊號的永磁式同步馬達控制架構，圖中的 H_a 、 H_b 、 H_c 為馬達三相的霍爾感測器經過類比放大

器後的輸出訊號， I^* 為相電流峰值命令， H_a 、 H_b 、 H_c 分別與 I^* 相乘後產生三相的電流命令，經過電流控制器運算之後再產生三相電壓的控制量[10]-[12]。如此不需要經過靜止三軸與同步旋轉二軸之間的轉換也可以達到磁場導向向量控制的目的。

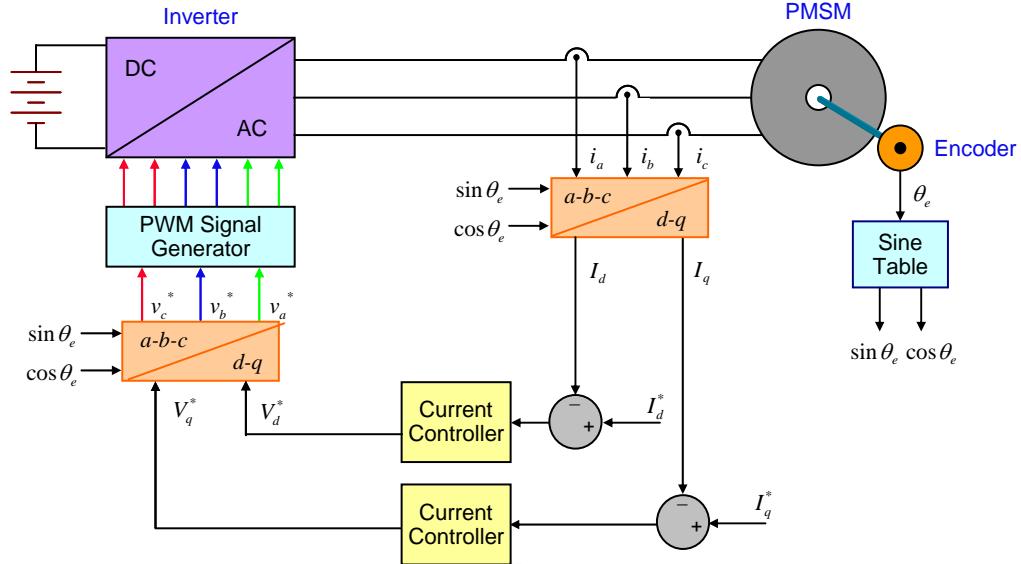


圖3.1 以d-q旋轉二軸為基礎之磁場導向控制架構

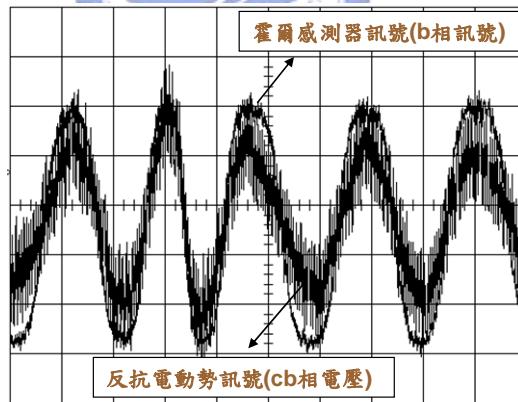


圖3.2 線性型霍爾感測器訊號與反抗電動勢波形

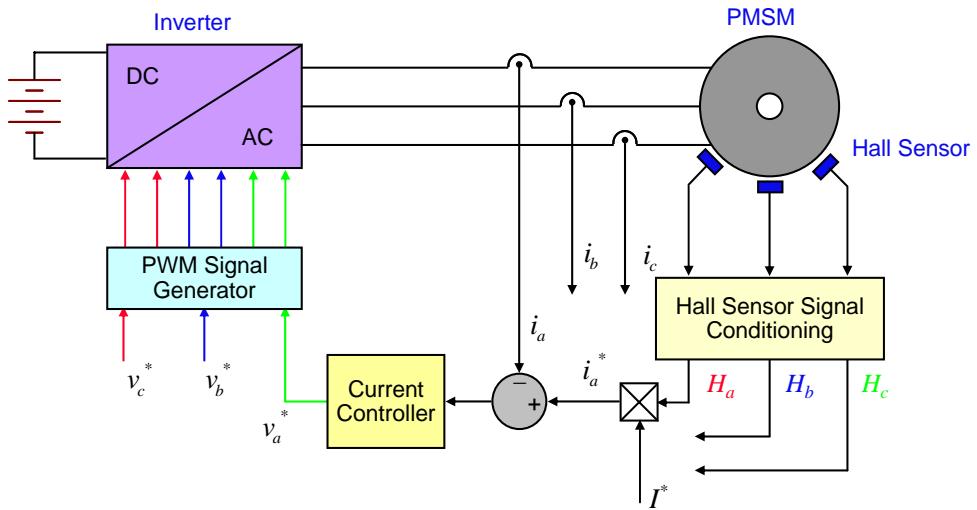


圖3.3 使用線性型霍爾感測器之磁場導向控制架構

3.2 利用線性型霍爾感測器偵測轉子位置與轉速

由於光編碼器的價格相對於霍爾元件的價格較貴，一般常見的霍爾感測器輸出的方波訊號所提供的轉子位置資訊解析度非常低，在本節將介紹利用較低價格的線性型霍爾感測器得到較高解析度的轉子位置的方法。

由前一節提到，線性型霍爾元件所產生的電壓訊號頻率正比於轉子磁場分布狀況。針對於弦波型的永磁式同步馬達而言，轉子位置改變，轉子磁場改變，霍爾元件電壓訊號即會改變，因此利用線性型霍爾感測器可以得到高解析度的轉子角度訊號。但由單相的霍爾元件訊號看來，在一個電氣週期的過程中，所產生的弦波訊號，同一電壓值會對應到兩個不同的角度，僅只使用一個霍爾元件訊號是無法直接偵測到轉子位置。所以將其他兩相的霍爾元件訊號一併考慮進來。實際考量下將以計算兩相霍爾元件訊號的方法將第三相霍爾元件訊號求出，以減少外部類比數位轉換器及類比放大電路的花費。得到了三相霍爾元件訊號後，圖3.4為使用線性型霍爾感測器判斷轉子位置的方法，其方法為利用馬達於一個電氣週期(360°)內，根據三個霍爾感測器的訊號依每 60° 電氣角分為一個區段，依序為I~VI六個區間，可以得到六個區間的電壓波形的規律，每區間內均有三個霍爾元件訊號波形，只需找到一個區間的電壓波形便能夠藉由電壓波形查表得到唯一的角度位置，以I為例，其中a相與c相霍爾元件訊號為一對一函數，且訊號為對稱的，故取a相的訊號作為計算轉子位置的依據。以此類推便可以得到六個區間分別取a-c-b-a-c-b的霍爾元件訊號，a相取前半週期訊號為正，後半週期訊號

為負，在計算轉子位置上並不會重複，並且在這六個區間內分別取 H_a 、 $-H_c$ 、 H_b 、 $-H_a$ 、 H_c 、 $-H_b$ 查表可得到轉子電氣角度。

得到轉子位置後，接下來要求得馬達的轉速，一般而言會將轉子訊號取微分得到轉速訊號，然而在電氣週期 360° 轉換至 0° 的過程中微分數值極大，會影響到計算出來的速度正確性，因此利用如圖 3.5 的機制，在微分過程中，微分數值大於預設的轉速數值後，便不採用該計算後的轉速訊號，而改用上一個取樣訊號，便可得到馬達轉速。

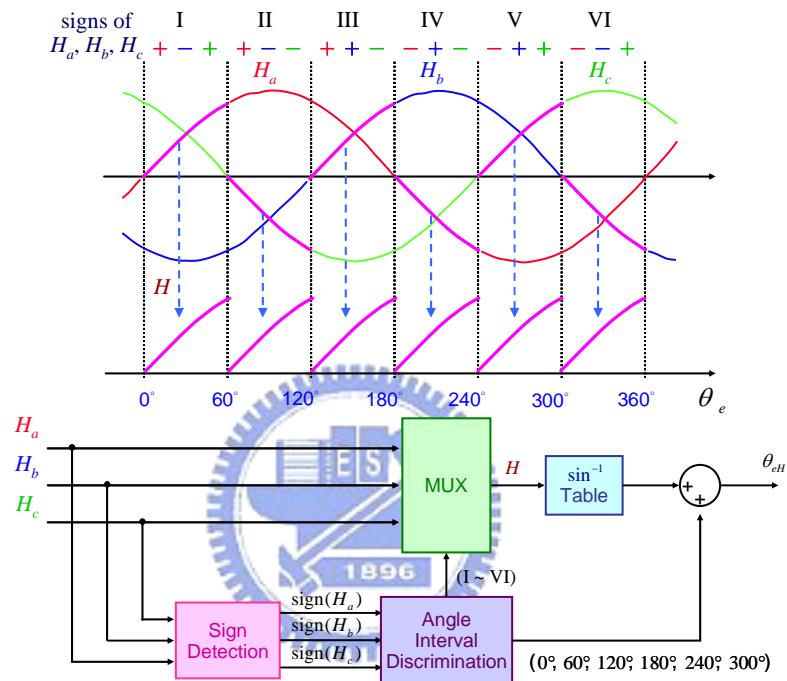


圖3.4 使用線性型霍爾感測器之轉子角度偵測機制

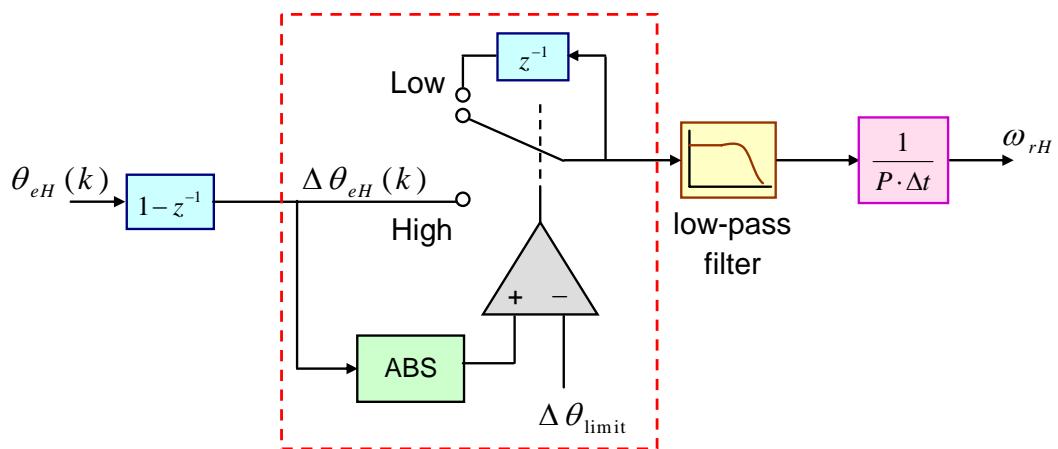


圖3.5 馬達電氣轉速計算

3.3 伺服控制迴路的控制策略

圖3.6為使用線性型霍爾感測器之永磁式同步馬達伺服控制架構。本節將討論各個控制器迴路的設計考量。在永磁式同步馬達控制迴路裡，可分為內迴路以及外迴路控制兩個部份，其中內迴路部份包含電流迴路，外迴路包含速度以及位置迴路。內迴路裡面，電流控制器為比例控制器(P Controller)；不同於 d - q 二軸的磁場導向控制，其控制的電流訊號為直流量；而使用霍爾元件訊號的電流迴路控制器是直接控制相電流。所以馬達在轉速升高時，電流頻率會隨轉速等比例上升，此時便電流迴路需要較高的控制器頻寬；若是頻寬太小，除了輸出電流命令以及命令之間會有振幅上的衰減，更嚴重的會造成相位落後。因控制器本身頻寬不高，故採用比例控制器；使用比例控制器(P Controller)的缺點在於追隨低頻弦波訊號命令時會有振幅誤差；但可以得到比使用PI控制器較大的電流頻寬。

速度迴路方面，迴路頻寬除了與控制器設計本身有關，也會受到馬達所容許的最大電流限制，馬達能夠承受較大的電流通過，也代表馬達產生的最大扭矩可以提升，能有較大的加速能力，對於速度控制是非常重要的。速度迴路使用比例積分控制器於馬達定轉速下沒有穩態誤差，本文著重於速度控制上的穩態結果，故選定比例積分控制器來達到速度控制的目的。

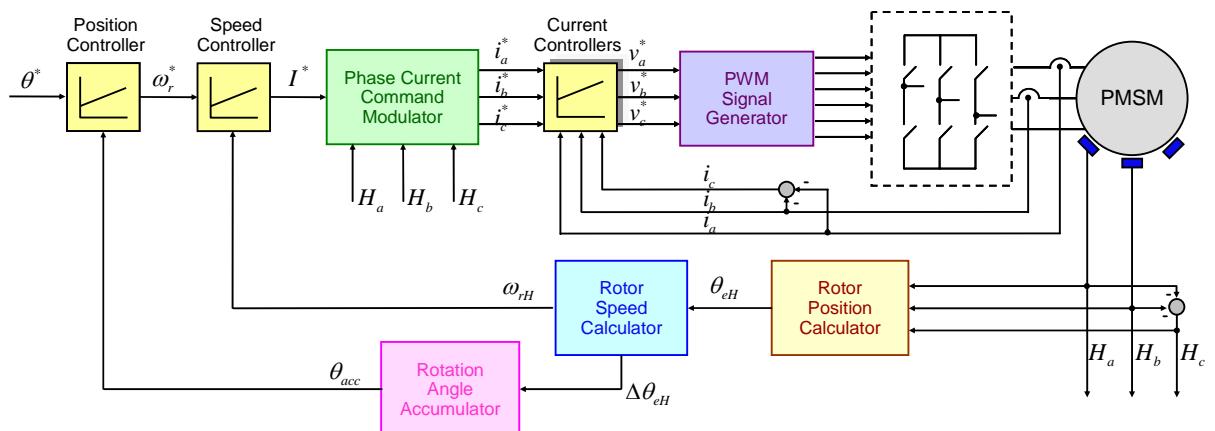


圖3.6 使用線性型霍爾感測器之永磁式同步馬達伺服控制架構

3.4 一種新型單相電流調節技術驅動永磁同步馬達

3.4.1 一種新型單相電流調節技術驅動永磁同步馬達

本文提出一種新型的單相電流技術驅動馬達，其主要的使用狀況在於三相電力開關，因環境因素或元件不堪使用而損壞，使得單相開關無法運作；以一般三相電流控制的控制架構便無法達到原先的控制目的，甚至會使得系統失控造成電流過大導致其他兩組電力開關元件損壞。有相關文章針對同步馬達[33]做為動力載具時單相開關損壞成為開路時的處理機制，但其中並沒有一個主動的控制方式，僅分析系統由高速自動減速到零轉速時使其他兩相開關迴路短路以及開路時的電壓狀態，若是控制環境不允許短時間內轉速降至零轉速時，便需要繼續控制可以用的電力開關，使得馬達產生足夠的扭矩達到一定的速度以免系統發生問題。本文提出一個新的單相電流調節技術，於單相開關開路時，改變脈寬調變的方式使得三相永磁同步馬達能夠達到速度控制的目的。本文使用光碟機主軸馬達作為控制對象，以單相電流調節技術驅動馬達於定轉速狀態，可於單一開關損壞時依舊能夠維持夠高的轉速，使得資料能夠讀取完畢後再進行停機階段。如圖3.7所示a相開關因環境因素造成開路狀態，將bc相開關調變的方式設定為如圖3.8所示，b相訊號與c相訊號為互補，使得 b 、 c 相電壓相加為固定值。圖3.9顯示了以單相電流調節技術驅動馬達的示意圖。

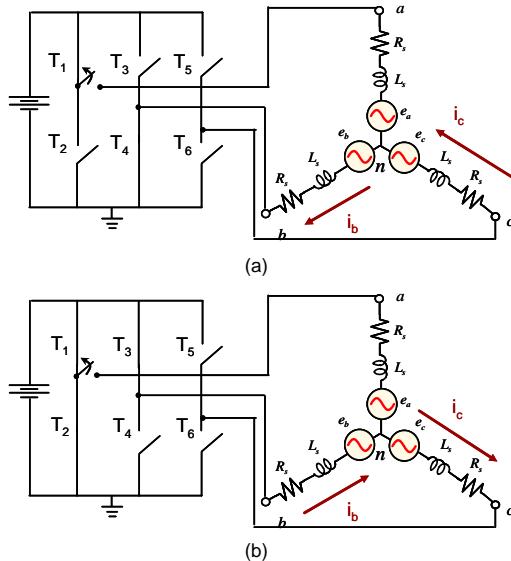


圖3.7 單相電流調節技術驅動馬達

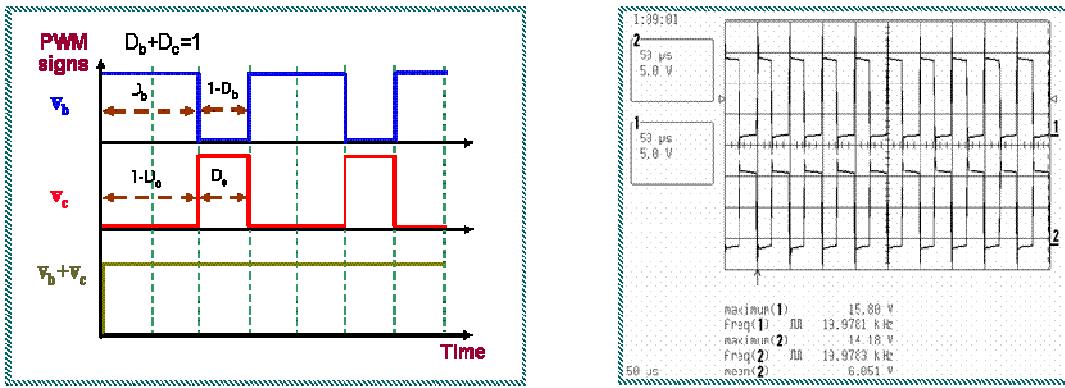


圖3.8 b 、 c 相PWM調變訊號

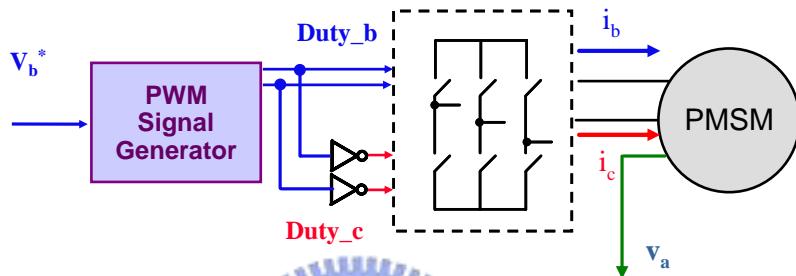


圖3.9 單相電流調節技術驅動馬達示意圖

3.4.2 輸入固定頻率及振福的電壓訊號驅動馬達

由於單相電流調節技術為輸入兩相互補電壓使馬達轉動，經由量測開路繞組端的電壓即可以量測出反抗電動勢；首先如何產生二相電壓訊號能使馬達旋轉是一個重要的問題。如圖3.10打入二相頻率及振幅固定的弦波電壓訊號，並設定 b 、 c 相PWM開關週期為互補訊號，只需知道 b 相開關命令即可算得 c 相開關的訊號，如此 $v_b + v_c$ 可以為定值，如此即可產生扭矩驅動馬達以達到固定的轉速；該開迴路啟動的方式並不需要任何的控制迴路，為一個簡便的轉動裝置，且不需要伺服馬達可使馬達到達固定轉速；但是該方法有不易啟動的問題，以及啟動後馬達效率不高，會造成馬達溫度上升。

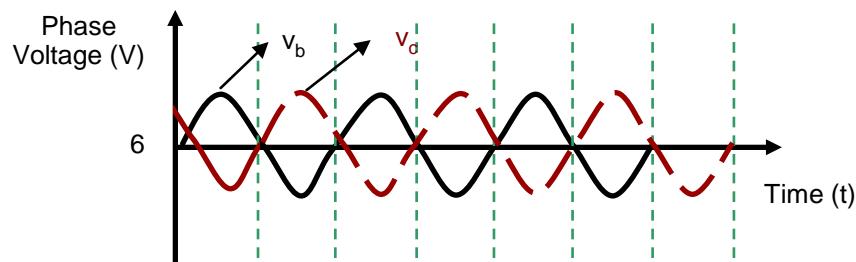


圖3.10 b 、 c 相電壓命令

3.4.3 含速度閉迴路控制馬達

輸入固定頻率及振幅電壓訊號的方式雖然可使得馬達旋轉於固定轉速；但有不易啟動的最大缺點；實際上開迴路驅動方式會導致馬達發熱而造成馬達效率不好。所以為了能更方便的啟動馬達及有較好的效率，使用與第三章所提到的使用霍爾元件訊號作為馬達電流的參考命令；如圖3.11僅利用一個霍爾元件訊號 H_b 作為電流的同步參考訊號，產生b相的電流控制訊號以及PWM電壓驅動訊號，並且由圖3.9的互補式調變機制產生c相的驅動命令。並藉由霍爾元件訊號查表得到轉子位置，經過微分計算出速度訊號作為速度回授命令，因此利用單相電流調節技術驅動馬達可達到速度控制目的。

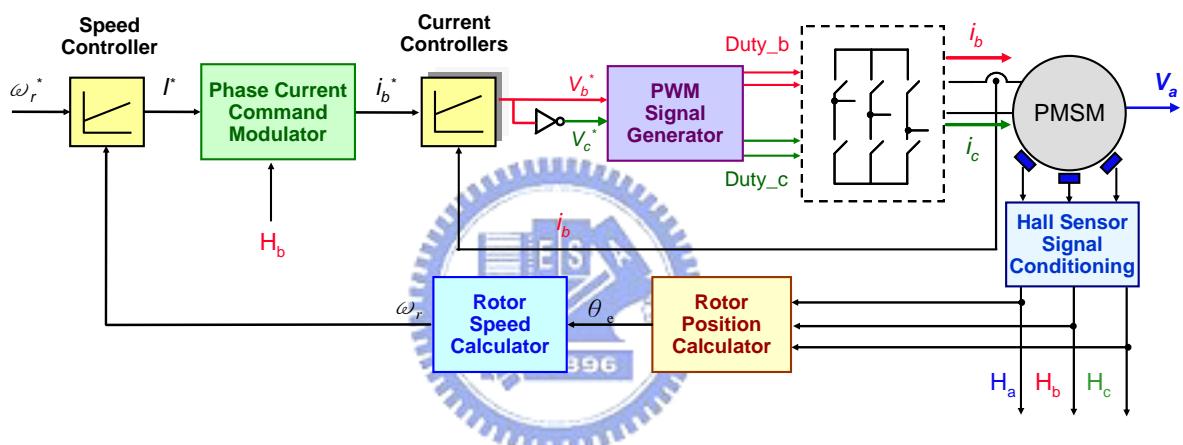


圖3.11 單相電流調節技術驅動馬達之閉迴路速度控制圖

3.5 模擬結果與分析

本節將以模擬的結果驗證利用線性型霍爾感測器之永磁同步馬達伺服控制的方法，圖3.12為在固定轉速下(1000 rpm)轉子角度偵測得結果。如圖3.12a若霍爾元件訊號為理想的弦波，角度誤差約在15度左右，速度誤差約為20 rpm；但是若霍爾元件訊號因為電路設計上而產生訊號上的偏移量以及變化值，圖3.12b顯示了a相霍爾元件訊號振幅比理想值小3%，b相霍爾元件訊號有5%的偏移量，所計算出來的轉子位置以及轉速資訊，經由模擬可以得到最大角度最大誤差增大為30度，速度誤差值最大值為400 rpm，所以必須使用濾波器來降低轉速偵測的誤差。

圖3.13為定轉速控制的模擬結果。馬達於低速運轉時，所需要的電流比較小，因此

在圖3.13b中只能看到開關切換時所產生的電流漣波。圖3.13a模擬給予速度命令為3000 rpm，由圖中可以發現由霍爾元件訊號計算出來的誤差約為20 rpm。這是因為轉速的計算是將轉子角度變化量乘上一個整數值，該數值因為數位化的原因而影響其精確度，會有誤差產生。圖3.14為給予步階速度命令及斜坡速度命令控制響應圖，模擬系統的加速及減速性能。圖3.15為位置控制的模擬結果，對於12極馬達而言，旋轉一周即為6個電氣週期。觀察圖3.15a可發現，若位置命令為步階型式，且控制器為比例控制器，馬達在到達定位目標時會先超越命令值再反轉，最後在目標位置穩定。由圖3.15b可以發現因位置控制器為比例控制器，所以實際位置與命令會有追隨誤差。

圖3.16為穩態500及2500 rpm下的單相電流驅動馬達的模擬結果，可以得知沒有a相電流下依然能夠達到速度控制的目的。圖3.17為給予斜坡命令由0 rpm上升至3000 rpm的模擬結果，由圖3.14及圖3.17可以比較以單相電流驅動下的馬達轉速動態響應沒有三相電流控制時候的響應快，其步階響應的上升時間較長；但是仍然可以達到穩態轉速。而單相電流驅動法穩態狀態時的電流也略大於三相控制的穩態電流。



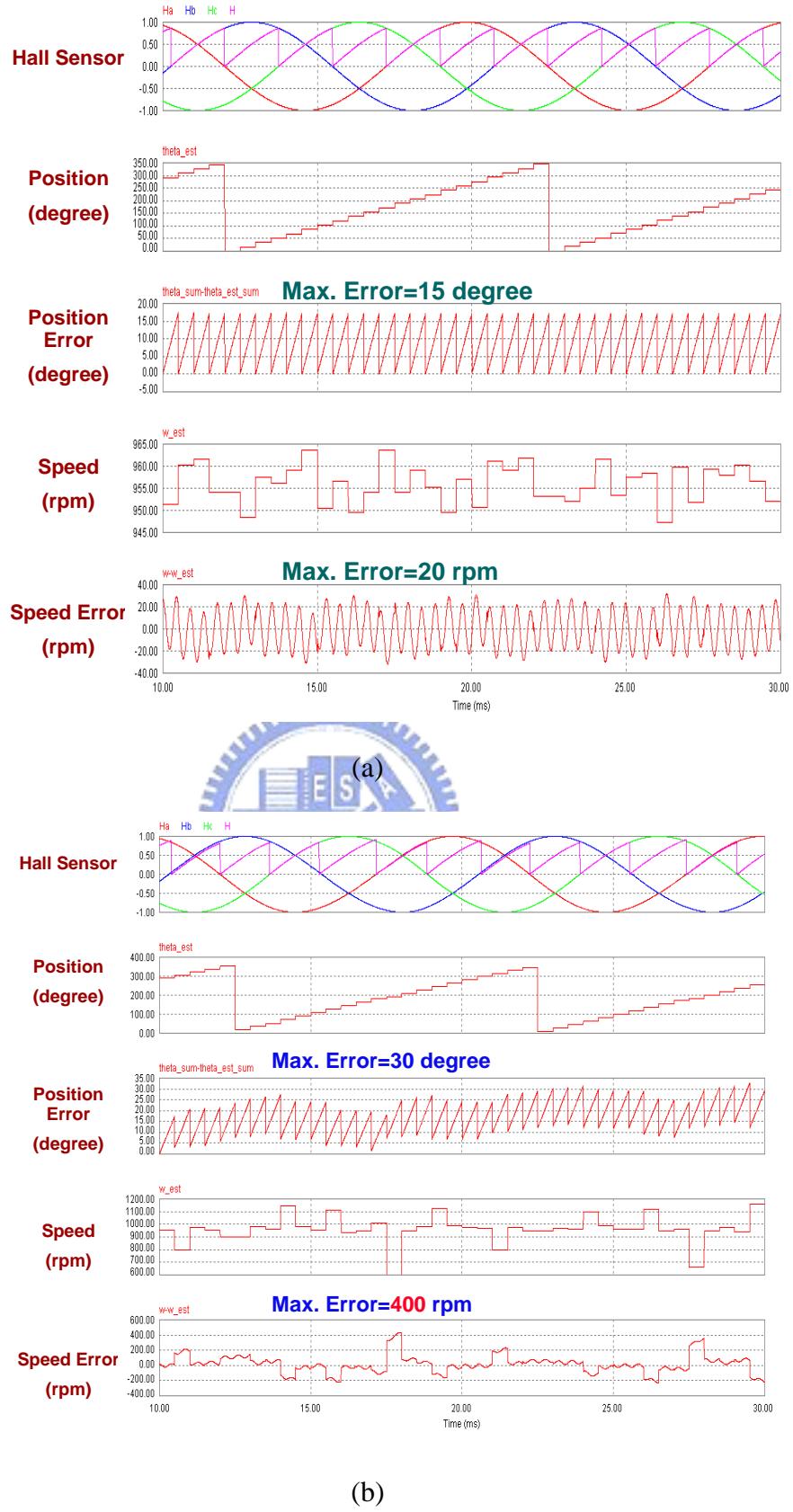
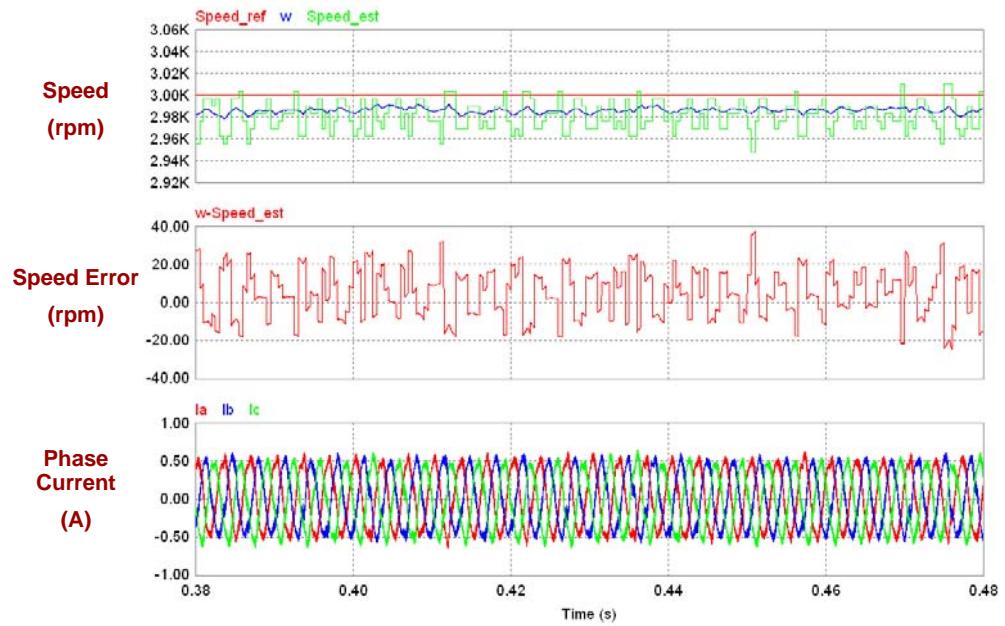
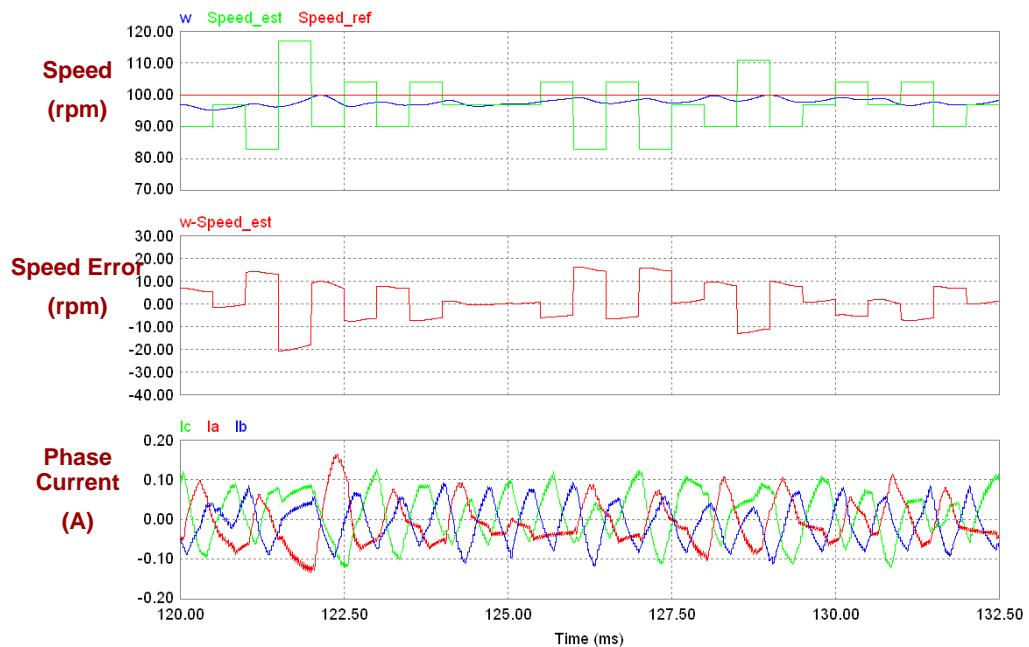


圖3.12 使用線性型霍爾感測器偵測轉子角度位置及轉速(a)理想霍爾元件訊號(b)非理想霍爾元件訊號($H_a \times 0.97$ 、 H_b offset 5%)



(a)



(b)

圖3.13 使用線性型霍爾感測器之定轉速控制(a)3000 rpm(b)100 rpm

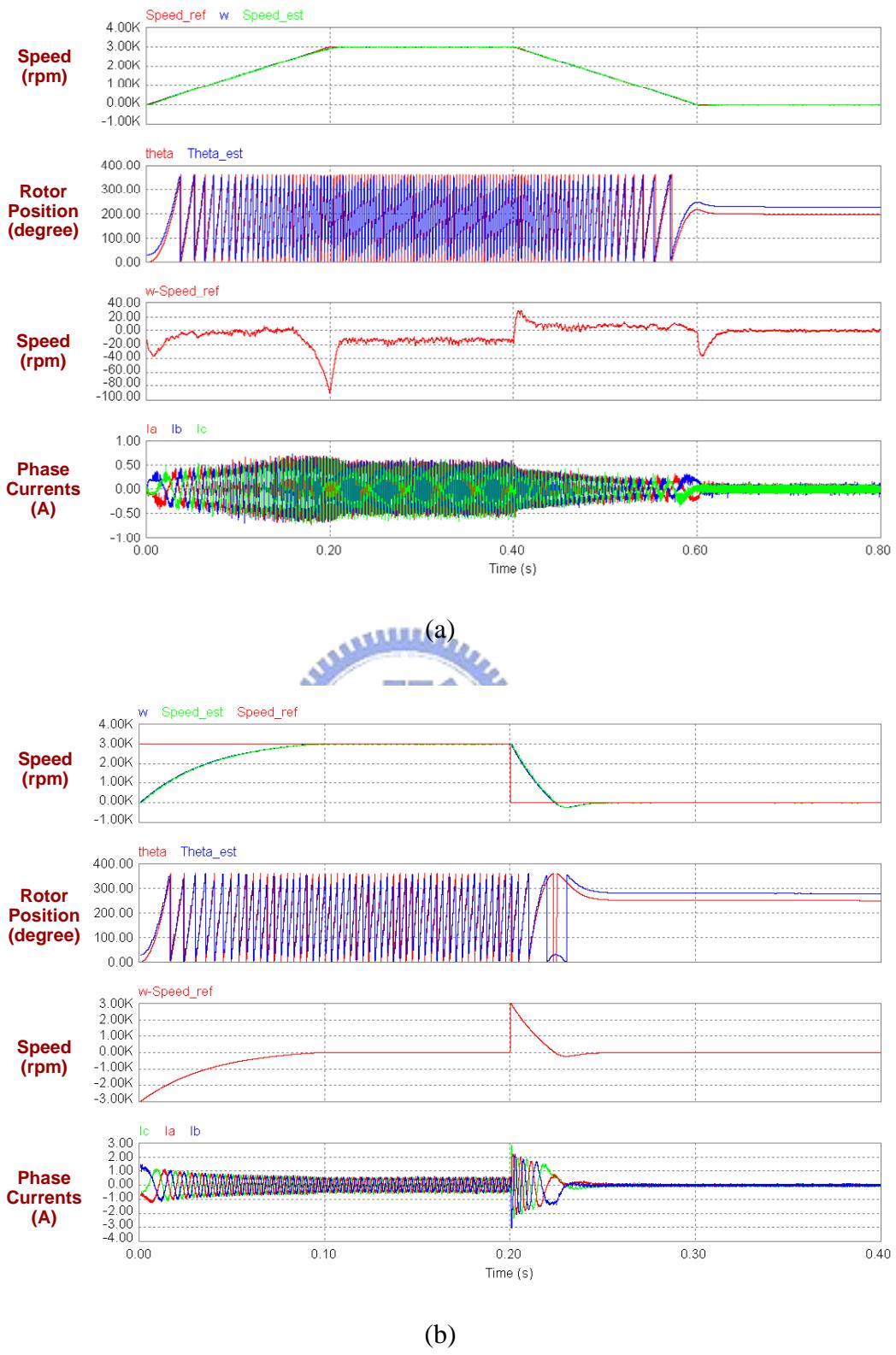
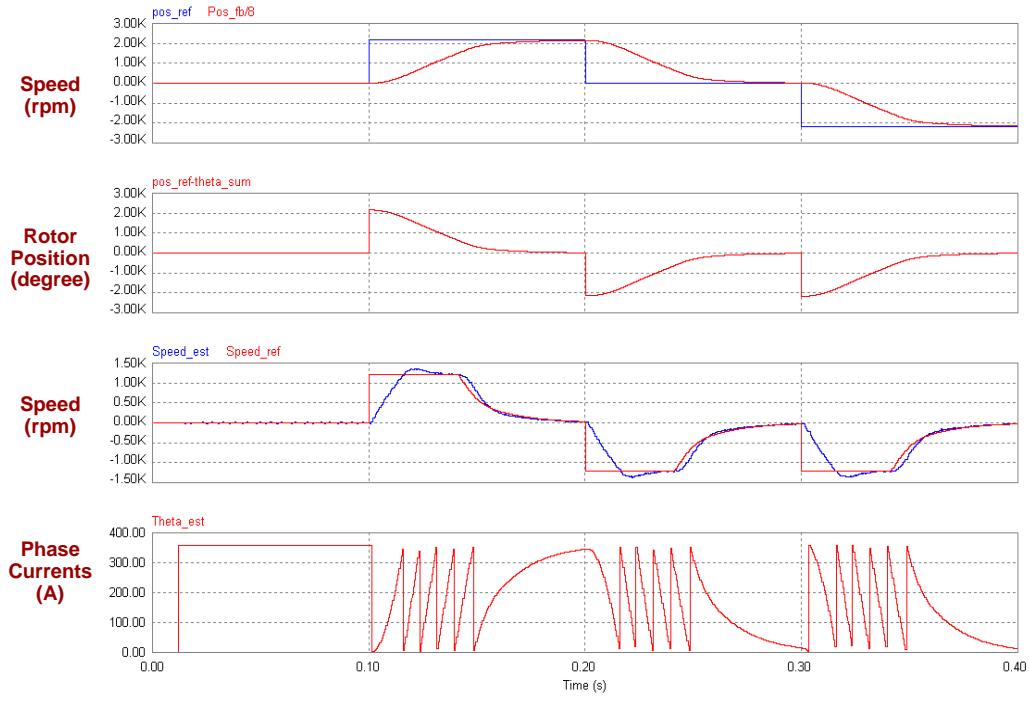
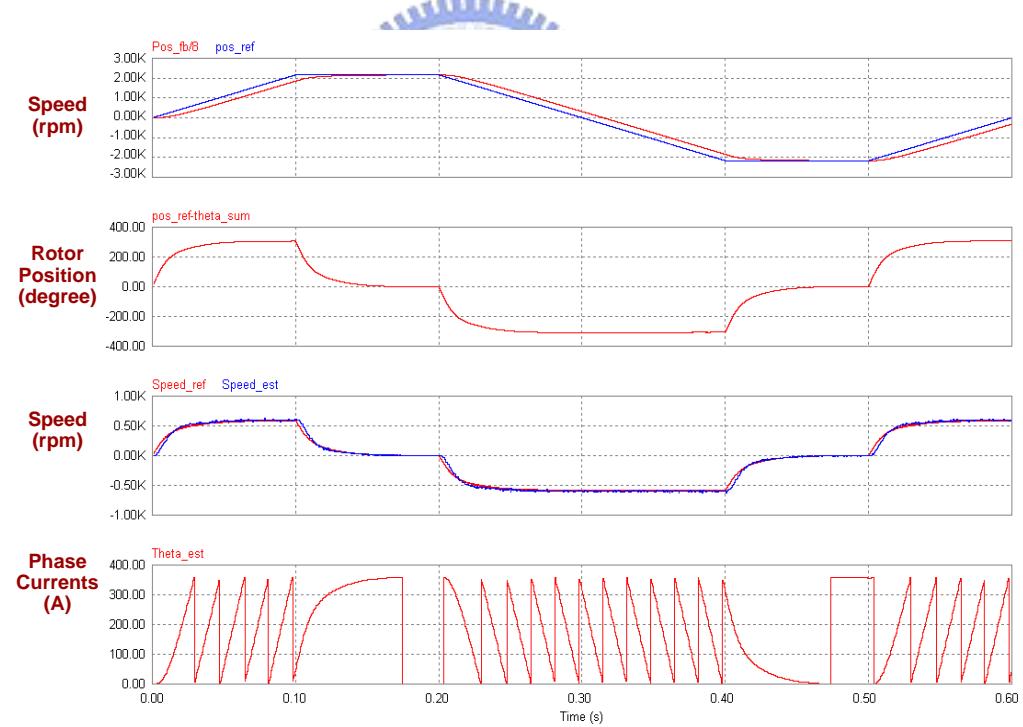


圖3.14 使用線性型霍爾感測器之速度響應控制，加速至3000 rpm再減速到100 rpm
 (a)步階命令(b)斜坡命令



(a)



(b)

圖3.15 使用線性型霍爾感測器之位置響應控制，正反轉一圈(a)步階命令(b)斜坡命令

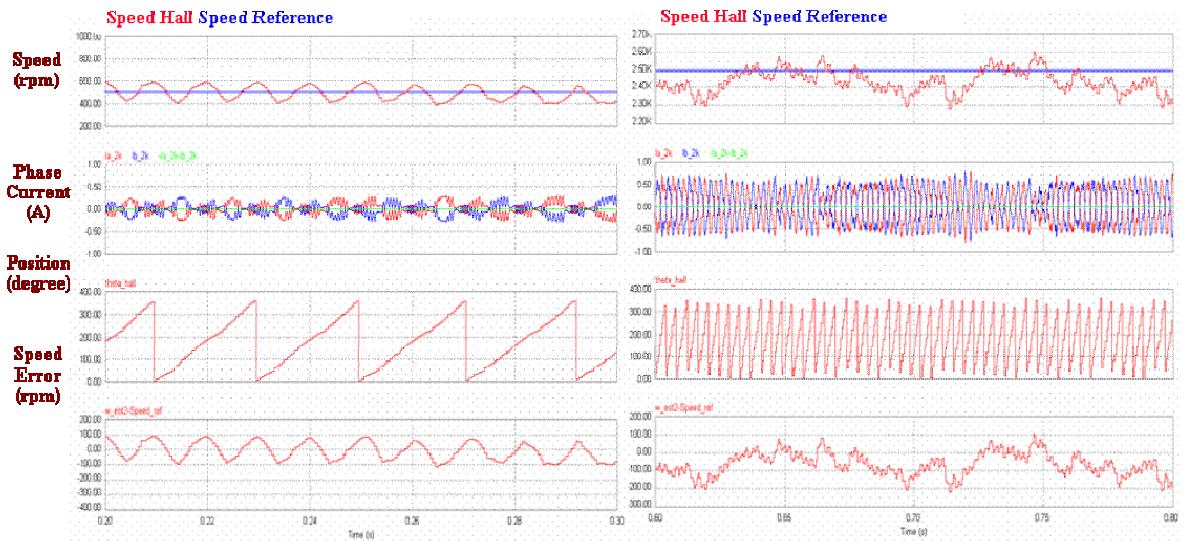


圖3.16 分別模擬單相電流調節技術於速度命令500及2500 rpm的速度控制

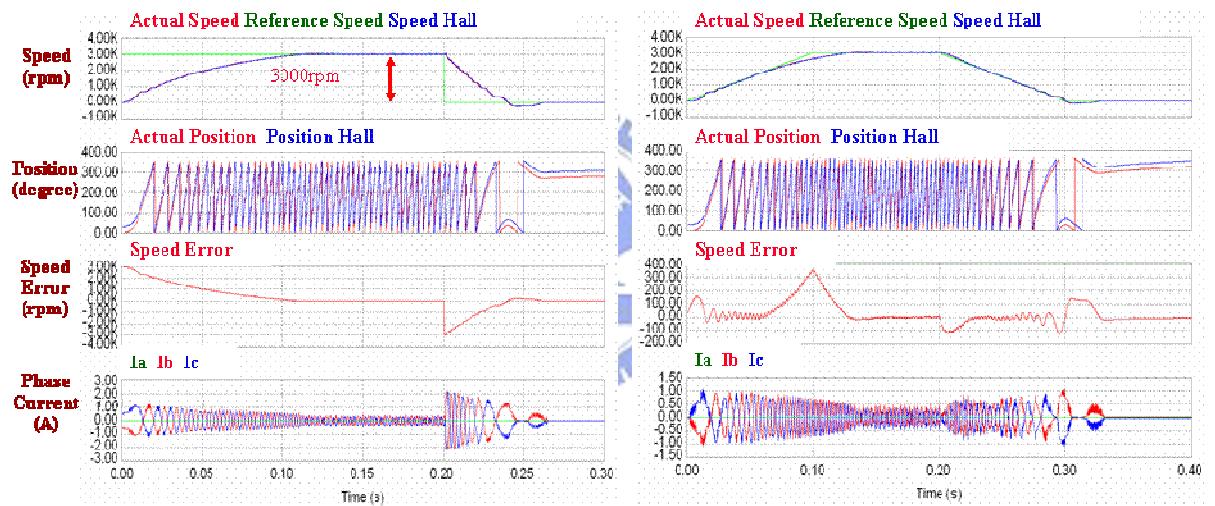


圖3.17 紿予步階及斜坡速度命令

第四章

永磁同步馬達參數鑑別

4.1 馬達參數鑑別介紹

本章將鑑別馬達特性參數，其參數分為馬達電氣類型參數以及機械類型的特性參數，前者如反抗電動勢常數、電感及電阻，後者如轉子轉動慣量、轉子摩擦係數等。

在馬達參數鑑別上已經有許多論文被發表出來。馬達參數如電感電阻等金屬材料除了會受磁場飽和的影響之外，還會因為溫度的影響而改變[9]，並且電感值會隨轉子角度而有所改變，若電感值改變太大會造成可控制性降低。馬達旋轉時會產生反抗電動勢，對於馬達控制來說是非常重要的依據，相同的驅動電流下，反抗電動勢常數比較大可以產生較大的扭力帶動馬達，但缺點是需要較高的驅動電壓來產生驅動電流。

轉子轉動慣量以及摩擦係數方面，由於馬達旋轉時會帶動負載，負載會因為操作關係會變動，所以需要適時的估測負載量以及負載扭矩，將結果回授作為自動調整控制器參數的依據，並且有許多文章已經被提出來討論[27][28][29]。目前馬達參數的鑑別上，反抗電動勢常用的方法為無負載測試法，並且轉子慣量及摩擦係數以扭力計先得到馬達扭矩，再回授轉速估測出轉子慣量以及摩擦係數。本文提出一個方法，以單相電流調技術驅動馬達達到速度控制的目的後，使用開路繞組的電壓可以計算出反抗電動勢訊號，得到反抗電動勢訊號後加上回授電流可以間接計算出馬達旋轉扭矩，並且由霍爾元件訊號所計算出來的轉速訊號即可以最小平方法的概念估測出馬達轉動慣量以及摩擦係數，最後以儀器量測的方式可以得到馬達定子線圈的電阻以及電感值，其電感電阻值會受轉子永久磁鐵影響而有不同的數值。

4.2 馬達反抗電動勢估測

4.2.1 無負載反抗電動勢量測法

量測反抗電動勢上，一般傳統的方法如圖4.1所示，該方法稱為無負載量測法(no load test)，或有稱為下線反抗電動勢量測法[23]，此方法利用一個伺服控制馬達帶動待測馬達到達固定轉速時，量測馬達線電壓 v_{ab} 的電壓峰值及待測馬達的穩態轉速，(4-1)式的計算，將端電壓峰值 v_{ab} 除以 $\sqrt{3}$ 倍轉速可得到馬達的反抗電動勢常數。該方法的缺點在於需要一個能夠提供穩定轉速的伺服馬達，以及需要有另外設計連結機構以及軸心校正的動作。另外有人提出利用遞迴估測出反抗電動勢常數[24]的方法，其目的在於計算出馬達轉子位置，但是其方法需要電流、電壓以及馬達轉動慣量等資訊，針對於一顆未知馬達的反抗電動勢常數是無法使用此方法估測出來。

$$v_{ab} = v_{as} - v_{bs} = \lambda_r \omega_r \cos \theta_r - \lambda_r \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) = -\sqrt{3} \lambda_r \omega_r \sin(\theta_r - \frac{\pi}{3}) \quad (4-1)$$

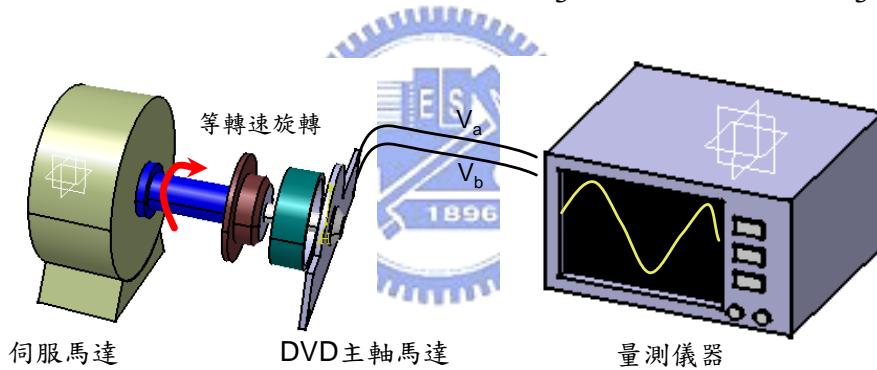


圖4.1 無負載實驗示意圖

4.2.1 無負載反抗電動勢量測法

針對於無負載測試法於量測反抗電動勢時需要由伺服馬達帶動的缺點，若能夠同時驅動馬達旋轉的時候，直接量測與反抗電動勢有關的訊號，便能克服上述的缺點。因此可以使用單相電流調節法驅動馬達使其達到穩態轉速後，將原本的開路繞組電壓訊號回授做計算。

單相電流調節技術下設定馬達電力開關的1、2號開關為非導通狀態，使得馬達迴路電流為 $i_b = -i_c = i$ ，並且 a 相線圈沒有電流通過，其電路方程式可以改寫為(4-2)-(4-4)式，其中(4-4)式，因為 a 相沒有電流，電壓值只跟反抗電動勢以及中性點電壓有關，因(4-3)及(4-4)式的電感跨壓及電阻跨壓和為零，將(4-3)及(4-4)相加後與(4-2)式作線性運

算可以得到如(4-5)式，所得到的電壓 v_w 大小與反抗電動勢大小相同。因 v_w 為轉速的函數，將(4-4)式的轉速改為轉子位置的微分可得到(4-6)式。並對(4-6)式兩邊積分，可以得到如(4-7)所示的磁通 Ψ ，計算出(4-8)式 $\Psi - \Psi_0$ 的振幅即可以得到反抗電動勢常數。

$$v_a = v_{as} + v_s = \lambda_r \omega_r \cos(\theta_r) + v_s \quad (4-2)$$

$$v_b = Ri_b + L\dot{i}_b + M\dot{i}_b + \lambda_r \omega_r \cos(\theta_r - \frac{2}{3}\pi) + v_s \quad (4-3)$$

$$v_c = -Ri_b - L\dot{i}_b - M\dot{i}_b + \lambda_r \omega_r \cos(\theta_r + \frac{2}{3}\pi) + v_s \quad (4-4)$$

$$v_w = \frac{2v_a - v_b - v_c}{3} = \lambda_r \omega_r \cos(\theta_r) \quad (4-5)$$

$$v_w dt = \lambda_r \cos(\theta_r) d\theta_r \quad (4-6)$$

$$\Psi(t) = \int_0^t v_w dt = \int_{\theta_0}^{\theta_t} \lambda_r \cos(\theta_r) d\theta_r = \lambda_r \sin(\theta_r(t)) + \Psi_0 \quad (4-7)$$

$$\Psi(t) - \Psi_0 = \lambda_r \sin(\theta_r(t)) \quad (4-8)$$

4.3 馬達轉動慣量及摩擦係數估測

4.3.1 簡易方法計算轉動慣量及摩擦係數

在轉子旋轉慣量及摩擦係數量測上[22]，一般使用扭力計，先將馬達控制於如圖4.2等速狀態下，量測馬達扭矩以及轉速，等速下摩擦係數與馬達扭矩及轉速之間的關係如(4-2)式：

$$T_e = B\omega \quad (4-9)$$

由此可得摩擦係數，再將馬達控制於加速度的狀態下，因考慮加速度造成的轉動扭矩，其關係式可表為(4-3)式

$$T_e = J \frac{d\omega_r}{dt} + B\omega_r \quad (4-10)$$

代入由(4-9)式得到的摩擦係數，可算出轉動慣量。然而該方法必須在良好控制下及速度穩態的狀態下先計算摩擦係數值，並控制馬達於線性加速區才可計算出較實際的轉動慣量值，針對於自動化量測馬達頗有不便之處。

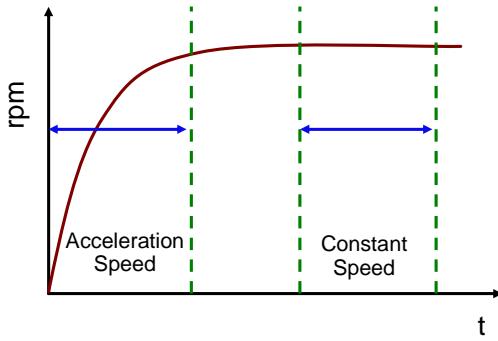


圖4.2 馬達速度曲線圖

4.3.2 使用最小平方法估測轉動慣量及摩擦係數

針對於如何估測轉動慣量，已有許多文章已經被提出來討論，如使用最小平方法[10]，由扭矩方程式(4-11)式以及單相電流驅動下 $i_b = -i_c = i$ ，所以扭矩方程式可以改寫為(4-12)式。由單相電流調節法下，量測開路繞組端電壓所得到的反抗電動勢可以獲得 $\Psi - \Psi_0$ 值，其關係式如(4-13)式，將(4-12)及(4-13)結合可以得到(4-14)式，因此可以藉由a相電壓間接得到馬達轉動扭矩。

為了估測轉動慣量，除了得到轉動扭矩外還需要得到馬達轉速訊號，由第三章提到的使用霍爾元件訊號計算轉子角度的機制得到馬達轉速，微分可得到加速度。

$$T_e = \frac{P}{2} \lambda_r [(i_a - \frac{i_b}{2} - \frac{i_c}{2}) \cos \theta_r + \frac{\sqrt{3}}{2} (i_b - i_c) \sin \theta_r] = \frac{2J}{P} \dot{\omega}_r + \frac{2B_m}{P} \omega_r + T_L \quad (4-11)$$

$$T_e = \frac{\sqrt{3}P}{2} \lambda_r i \sin(\theta_r) = \frac{2J}{P} \dot{\omega}_r + \frac{2B_m}{P} \omega_r + T_L \quad (4-12)$$

$$\Psi(t) - \Psi_0 = \lambda_r \sin(\theta_r(t)) \quad (4-13)$$

$$T_e = \frac{\sqrt{3}P}{2} i (\Psi(t) - \Psi_0) \quad (4-14)$$

首先利用最小平方法(Least-square method)求得馬達的轉動慣量以及摩擦係數，其中最小平方法的觀念如(4-15)式 $y = Ax$ ， $y \in R^{m \times 1}$ ， $A \in R^{m \times n}$ ， $x \in R^{n \times 1}$ ， $m > n$ ，假設方程式線性獨立，則利用最小平方法的觀念，可以找到一個平方誤差和最小的解，設 E 為誤差，為使得平方誤差 V 為最小值，如(4-18)式取 V 對 x 微分為零，可得到最小平方誤差的解為(4-19)式的 \hat{x} 。如(4-10)式以馬達扭矩方程式設定 J 、 B_m 為估側的參數，導入最小平方法的公式，由(4-20)式可得到線性方程式，代入(4-16)式求得最小平方誤差的解 \hat{x} 即可估得馬達轉動慣量以及摩擦係數。

$$y = Ax \quad (4-15)$$

$$E(t) = y(t) - Ax(t) \quad (4-16)$$

$$V = \sum_{k=1}^n e^2(k) = e^T e \quad (4-17)$$

$$dV/dx = 0 \quad (4-18)$$

$$\hat{x} = (A^T A)^{-1} A^T y \quad (4-19)$$

$$y = \begin{bmatrix} T_e(T) \\ T_e(2T) \\ T_e(3T) \\ \vdots \\ T_e(MT) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{P} \frac{(\omega_r(T) - \omega(0))}{T} & \frac{2\omega_r(T)}{P} \\ \frac{2}{P} \frac{(\omega_r(2T) - \omega(T))}{T} & \frac{2\omega_r(2T)}{P} \\ \frac{2}{P} \frac{(\omega_r(3T) - \omega(2T))}{T} & \frac{2\omega_r(3T)}{P} \\ \vdots & \vdots \\ \frac{2}{P} \frac{(\omega_r(MT) - \omega((M-1)T))}{T} & \frac{2\omega_r(MT)}{P} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} J \\ B_m \end{bmatrix} = Ax \quad (4-20)$$

4.3.3 最小平方遞迴估測法

利用最小平方遞迴法可線上即時估測參數，使用扭矩、速度以及加速度，可估測出馬達轉動慣量及摩擦係數[30]，其最大的優點在於能夠於參數會隨著時間變動的系統，可以藉由線上即時的遞迴計算而能夠在短時間內估算出參數值，並且依據該參數值可以適當的調整控制器參數已達到最良好的響應效能，常使用於機器人控制上。並且該方法不像離線式的最小平方法，需要離線收集多筆的資訊如扭矩、速度訊號等，並將其儲存於記憶體中，再將數據代入最小平方法的矩陣運算。離線式的最小平方法適用於參數並不會隨時間改變的系統裡，僅需要一開始花費一段時間計算便可得到該參數值；而即時最小平方遞迴法如(4-21)-(4-24)式，定義A為每個取樣時間內計算出來的加速度及速度所構成的矩陣，P為權重矩陣，x(k)為轉動慣量以及摩擦係數的估測值。並且x(0)值非常重要，會影響系統參數收斂的速度以及立即性，所以該初始值可以先利用離線式的最小平方法求得。接下來的數據經由疊代計算，可以線上即時估測轉動慣量及摩擦係數，也能夠及時的估測出負載變動時的狀態。

$$\underline{x}(k+1) = \underline{x}(k) + \underline{\gamma}(k)[T(k+1) - \underline{A}(k+1)\underline{x}(k)] \quad (4-21)$$

$$\underline{\gamma}(k) = \frac{1}{1 + \underline{A}(k+1)\underline{P}(k)\underline{A}^t(k+1)} \underline{P}(k)\underline{A}^t(k+1) \quad (4-22)$$

$$\underline{P}(k+1) = [I - \underline{\gamma}(k)\underline{A}(k+1)]\underline{P}(k) \quad (4-23)$$

$$\underline{\gamma}(k) = \begin{bmatrix} \gamma_1(k) \\ \gamma_2(k) \end{bmatrix} \quad (4-24)$$

$$\underline{A}(k) = \begin{bmatrix} \omega_m(k+1) - \omega_m(k) & \omega_m(k+1) \\ \Delta t & \end{bmatrix} \quad (4-25)$$

$$\underline{P}(k) = \begin{bmatrix} P_{11}(k) & P_{12}(k) \\ P_{21}(k) & P_{22}(k) \end{bmatrix} \quad (4-26)$$

$$\underline{x}(k) = \begin{bmatrix} J(k) \\ B_m(k) \end{bmatrix} \quad (4-27)$$

4.3.4 Landau's遞迴估測法

由(4-10)式省略摩擦力對於扭矩的影響，將方程式延遲一個取樣時間作相減，可以改寫為(4-29)式，其中 Δt 為資料取樣時間，並且可以經由計算，得到每個取樣時間的轉速命令以及扭矩。

$$T = J\alpha = J(\omega_m[i] - \omega_m[i-1]) / \Delta t \quad (4-28)$$

$$\omega_m[i] = 2\omega_m[i-1] - \omega_m[i-2] + \frac{\Delta t}{J}(T_m[i-1] - T_m[i-2]) \quad (4-29)$$

利用 Landau 離散時間遞迴參數鑑別 (Landau's discrete time-recursive parameter identification)[31][32]，其方式適用於摩擦力所造成的扭矩相對於慣量所造成的扭矩很小的系統上，並且其收斂速度以及穩態值均與 β 有關，所以如何去設定 β 值還需要看收斂的數值大小而決定，其公式如(4-30)-(4-33)式，設估測值為與轉動慣量相關的參數 $b = \Delta t / J$ ，所要估測的對象即為 \hat{b} ，並且 β 為適應性增益值， \hat{y} 為估測速度， y 為實際轉速值， ε 為實際速度以及估測速度誤差值， U 為扭矩增量。如此便可以針對轉動慣量做估測。

$$\hat{y}[i] = 2y[i-1] - y[i-2] + \hat{b}[i-1]U[i-1] \quad (4-30)$$

$$\varepsilon[i] = y[i] - \hat{y}[i] \quad (4-31)$$

$$\hat{b}[i] = \hat{b}[i-1] + \beta \frac{U[i-1]}{1 + \beta U[i-1]^2} \varepsilon[i] \quad (4-32)$$

$$U[i-1] = (T_m[i-1] - T_m[i-2]) \quad (4-33)$$

4.4 馬達電感及電阻估測

為了得到電感及電阻，基本上分為三個類型，第一個利用馬達本身的幾何結構，利用有限元素分析(FEM)來計算出馬達的磁通以及各項參數。第二種方法使用數值運算的模式[15]，藉由馬達的各項元件物理特性，計算出馬達磁路的等效電路模型，代入元件的材料參數，如磁鐵材料導磁係數、線圈匝數、線圈截面積等做計算，即可得到馬達參數。第三種方法藉由馬達數學模型[16]，經由模型的推導，以及實驗的方法可以得到馬達特性參數。

使用第一種方法計算馬達磁路已經有許多研究，以及發表許多論文，Lowther[17]利用有限元素分析法計算馬達電感；但計算忽略了永久磁鐵對於電感的影響。Demerdash[18]提出以能量的觀點，考慮永久磁鐵對於電感的擾動也考慮進去，並且首稱此類電感為遞增電感(incremental inductance)，其研究動機是因為遞增電感變化過大，常會造成永磁同步馬達受控性降低。以後許多關於遞增電感的論文[19]或研究大多參考Demerdash的理論。利用有限元素分析的方法可以計算出精準的磁通；但是會大量消耗CPU的計算量，馬達開發時間會比較長。

有鑑於第一種方法的缺點，有人提出利用等效磁路的方法[15][20]，利用各種解析法去取代有限元素分析法，如此一來便可縮短有限元素法的計算時間。但是計算馬達磁路前首先必須得到馬達幾何結構以及各項元件材料的參數後，才可以計算。若要量測一顆未知的馬達電感，前述第一種方法是比較困難計算得到的，第二種方法會因為馬達的結構誤差而有較大的誤差。一般市場上量測馬達電感使用市售的R-L-C meter[21]量測電感以及電阻，量測方法是打入測試訊號，藉由硬體電路計算電壓與電流的振幅與相位差，即可得到相當準確的電感及電阻值，但是此方法對於商品化產品如光碟機主軸馬達，只能量測到電阻以及電感的參數，卻無法於同一時間內檢測出其他參數如反抗電動勢常數、轉動慣量等等。在針對於品管工作上便需要更多的時間以及儀器。

4.4.1 鎖住轉子測試法

一般常用的電感以及電阻測試方法，是將馬達轉子堵住，又可以稱為鎖住轉子測試法(locked-rotor test)[18]，如圖4.3因為馬達的電感除了本身線圈的產生的磁通外，還會受永久磁鐵的影響，造成磁通的變化量會不一樣，當馬達轉動時，馬達永久磁鐵便會旋轉，因此電感會隨著馬達轉子而改變，如圖4.4顯示了馬達轉子位置與磁場的關係

[15]，並且該馬達增量若太大變化會造成控制上面的困難。

所以利用鎖住轉子測試法，因馬達磁鐵的分布，所以三相電感自感以及互感關係如(4-34)(4-35)式，並且因為將馬達堵住，所以並沒有反抗電動勢成分存在，馬達的電路方程式可以改寫成(4-36)式。利用如同量測馬達反抗電動勢常數的單相驅動法，將C相線圈接出來，此使馬達迴路中只有單相電流(4-37)式，並且由圖4.5的電路可以推得(4-38)-(4-40)的式子，只要打入直流電壓，量測到電壓與電流的比值可以得到馬達的電阻值。並且利用如同4.2.2節所示的開迴路驅動馬達方法，打入固定振幅以及大小的電壓，並且量測電流可以將式子寫成(4-41)-(4-43)式，經由整合可以得到(4-44)式。並且經由轉換可以得到 α - β 座標下的自感量及互感量。

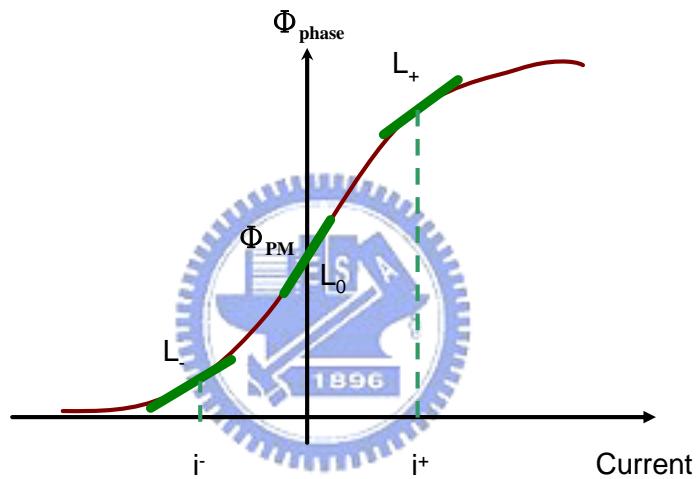


圖4.3 相電流與磁場關係

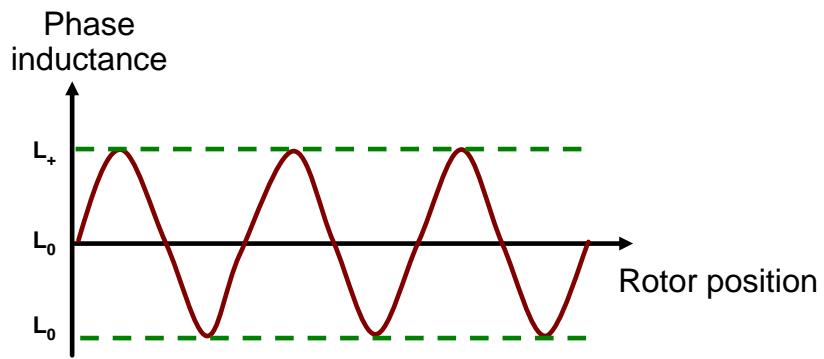


圖4.4 電感與轉子角度關係

$$L_{aa}(\theta) = L_{bb}(\theta + \frac{2\pi}{3P}) = L_{cc}(\theta + \frac{4\pi}{3P}) \quad (4-34)$$

$$M_{ab}(\theta) = M_{bc}(\theta + \frac{2\pi}{3P}) = M_{ac}(\theta + \frac{4\pi}{3P}) \quad (4-35)$$

$$u_{abc} = R_s i_{abc} + L_{abc} \frac{di}{dt} \quad (4-36)$$

$$i_c = 0 \Rightarrow i_a = -i_b = i \quad (4-37)$$

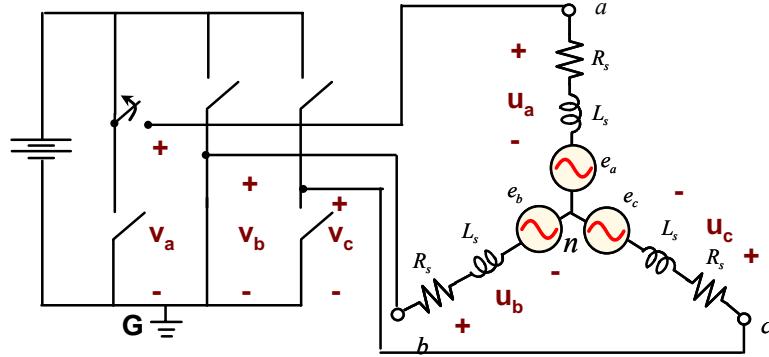


圖 4.5 馬達三相電壓圖

$$u_a = R_s i + [L_{aa}(\theta) - M_{ab}(\theta)] \cdot \frac{di}{dt} \quad (4-38)$$

$$u_b = -R_s i + [M_{ab}(\theta) - L_{bb}(\theta)] \cdot \frac{di}{dt} \quad (4-39)$$

$$V = V_a - V_b = 2R_s i + [L_{aa}(\theta) - 2M_{ab}(\theta) + L_{bb}(\theta)] \cdot \frac{di}{dt} \quad (4-40)$$

$$mes1(\theta^*) = [V - 2R_s i_1] \cdot (\frac{di_1}{dt})^{-1} = L_{aa}(\theta^*) - 2M_{ab}(\theta^*) + L_{bb}(\theta^*) \quad (4-41)$$

$$mes2(\theta^* + \frac{2\pi}{3P}) = [V - 2R_s i_2] \cdot (\frac{di_2}{dt})^{-1} = L_{cc}(\theta^*) - 2M_{ac}(\theta^*) + L_{aa}(\theta^*) \quad (4-42)$$

$$mes3(\theta^* + \frac{4\pi}{3P}) = [V - 2R_s i_3] \cdot (\frac{di_3}{dt})^{-1} = L_{bb}(\theta^*) - 2M_{bc}(\theta^*) + L_{cc}(\theta^*) \quad (4-43)$$

$$\begin{bmatrix} mes1 \\ mes2 \\ mes3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -2 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & -2 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & -2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L_{aa} \\ M_{ab} \\ M_{ac} \\ L_{bb} \\ M_{bc} \\ L_{cc} \end{bmatrix} \quad (4-44)$$

$$\begin{bmatrix} \frac{3}{2}L_{\alpha\alpha} \\ \sqrt{3}M_{\alpha\beta} \\ L_{\beta\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & -\frac{1}{4} \\ -\frac{1}{2} & \frac{1}{2} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} mes1 \\ mes2 \\ mes3 \end{bmatrix} \quad (4-45)$$

4.5 模擬結果分析

4.5.1 反抗電動勢常數計算

本論文使用的馬達模擬參數，為光碟機主軸馬達，磁場分佈為弦波、外轉子式，並且有三顆線性型霍爾元件，需要額外提供5V直流電壓給予霍爾元件。馬達限流為4安培。表4.1提供模擬所需要的馬達參數值。

表4.1 永磁同步馬達模擬參數值

3-phase permanent magnet synchronous motor	
Type	Y-connection, 12 poles
Rated voltage	12 V
Stator resistance	0.6 Ω
Stator inductance	0.202 mH
Back-EMF constant	5.667 mV/(rad/sec)
Rotor inertia	$1.057 \times 10^{-6} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$
Mech. time constant	0.27 sec

使用由上一章提到的單相電流調節技術下的速度控制方法，可達到速度控制的目的，因此將馬達控制於不同穩態轉速下，作反抗電動勢的計算，圖4.6為馬達轉速由0 rpm轉到2000 rpm的伺服控制，顯示由 a 相電壓計算出來的 v_w 會隨轉速上升，振幅及頻率均會上升，將 v_w 積分及去除磁通偏移量，可以計算得反抗電動勢常數為5.618 mV/(rad/sec)，與給予的模擬值5.667 mV/(rad/sec)非常接近。圖4.7為馬達控制轉速於300 rpm至1200 rpm間震盪的轉速，計算出來的反抗電動勢常數為5.598 mV/(rad/sec)，誤差在1%以內，與給定的參數值幾乎相同。可以說明了該方法於馬達非固定轉速下亦能計算出反抗電動勢常數。

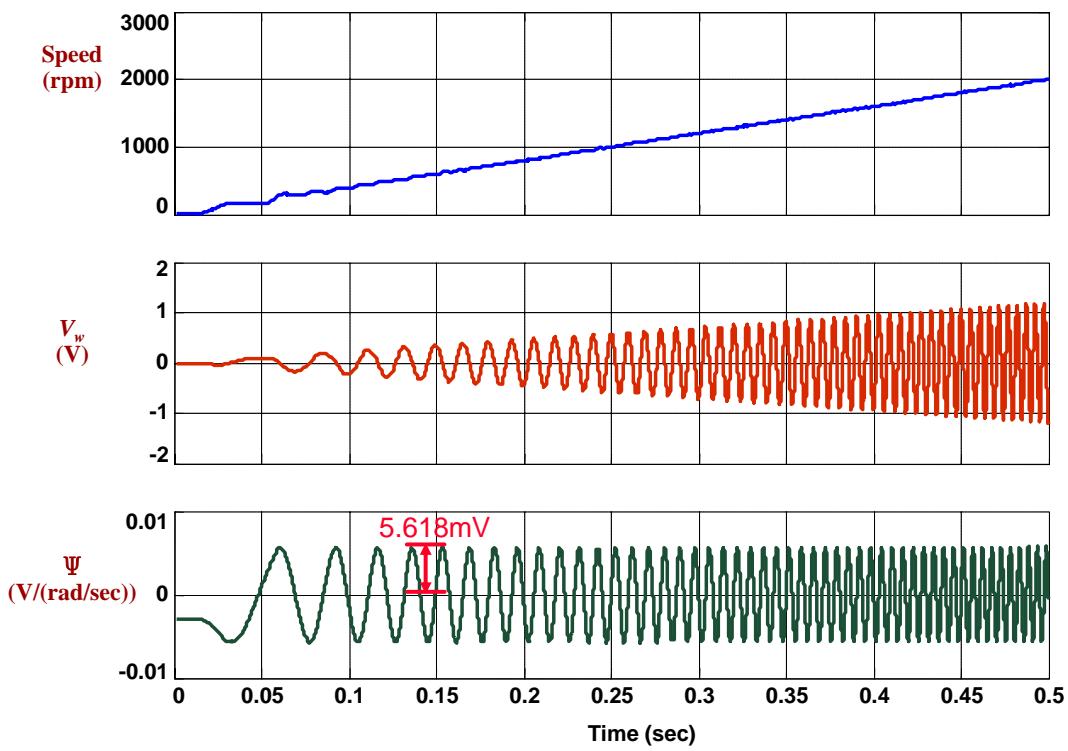


圖4.6 反抗電動勢計算結果，由0 rpm加速至2000 rpm

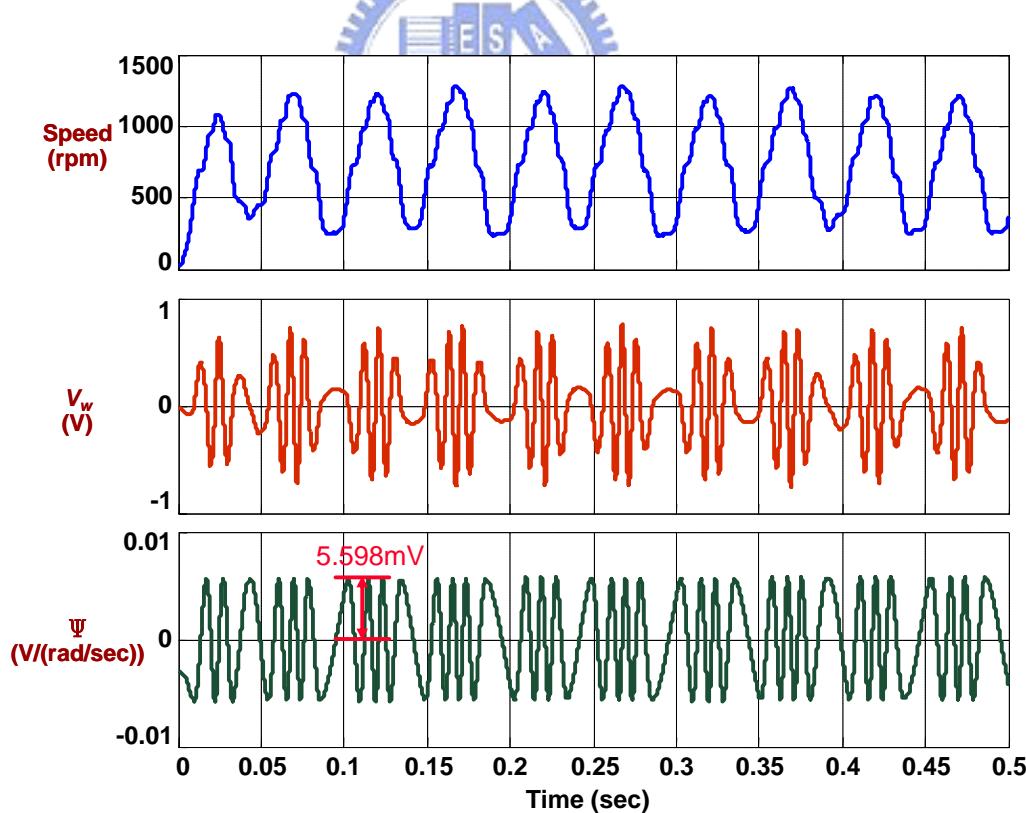


圖4.7 反抗電動勢計算結果，300 rpm至1200 rpm

4.5.2 馬達轉動慣量及摩擦係數估測

由4.3節所提到三種估測馬達轉動慣量以及摩擦係數的方法，利用單相電流調節技術驅動馬達的控制方法，將馬達控制於如圖4.8的轉速狀態下，其轉速如圖4.8上圖為實際馬達轉速，一個為利用霍爾元件訊號得到的轉速。並且針對於兩種轉速使用三種方法估測馬達轉動慣量以及摩擦係數。

圖4.9為利用最小平方法估測出來的轉動慣量值，利用實際馬達轉速估測出來的轉動慣量 $1.045 \times 10^{-6} \text{ kg}\cdot\text{m}^2$ ，誤差約1%，而利用霍爾元件計算出來的速度所估測的轉動慣量值約 $1.0075 \times 10^{-6} \text{ kg}\cdot\text{m}^2$ ，與實際值相差約5%左右。圖4.10為使用最小平方法估測出來的摩擦係數，利用實際轉速所估測出來的數值為 $3.837 \times 10^{-6} \text{ kg}\cdot\text{m}^2\cdot\text{sec}$ ，與實際值 $3.914 \times 10^{-6} \text{ kg}\cdot\text{m}^2\cdot\text{sec}$ 誤差約在2%左右，而利用霍爾元件轉速計算得到的摩擦係數為 $3.809 \times 10^{-6} \text{ kg}\cdot\text{m}^2\cdot\text{sec}$ ，誤差在3%以內。

圖4.11及圖4.12為利用即時估測法所得到的轉動慣量，因使用最小平方法計算，其計算的資料量越多得到的準確度也越高；但也會造成電腦離線計算上的負擔，也會拖慢即時監控系統的時效性，所以實際上採用遞迴方法可以快速的得到轉動慣量，其估測結果於系統啟動0.4 sec即可以接近穩態數值，不用像最小平方法需要更多的計算容量作矩陣運算。其誤差均在5%以內，也驗證的該方法的可行性。

圖4.13為利用Landau's法只針對轉動慣量作估測的結果，因為省略的摩擦對於系統的影響，估測出來的轉動慣量誤差比較大，相較於最小平方法以及即時遞迴估測法精確度並不高，但是其優點在於其計算量比即時遞迴法的計算量更少，並且由圖4.14得到適應增益值 β 值會導致估測出來的轉動慣量與實際值誤差不同，並且適當的選擇 β 可以使的誤差收斂在30%。

綜合上面的三種方法圖4.15及圖4.16說明了最小平方法、即時遞迴法以及Landau's方法所估測出來的馬達轉動慣量值與實際值之間的關係。

圖4.17為模擬馬達負載變動時的估測結果，可以發現使用最小即時遞迴方法(RLS)於有載時可以很快的收斂到實際值，但是對於有載變化後，其收斂速度比較慢。相對於Landau's法其收斂速度非常快，但是由於未考慮摩擦力的成分，會造成估測轉子慣量上的誤差。

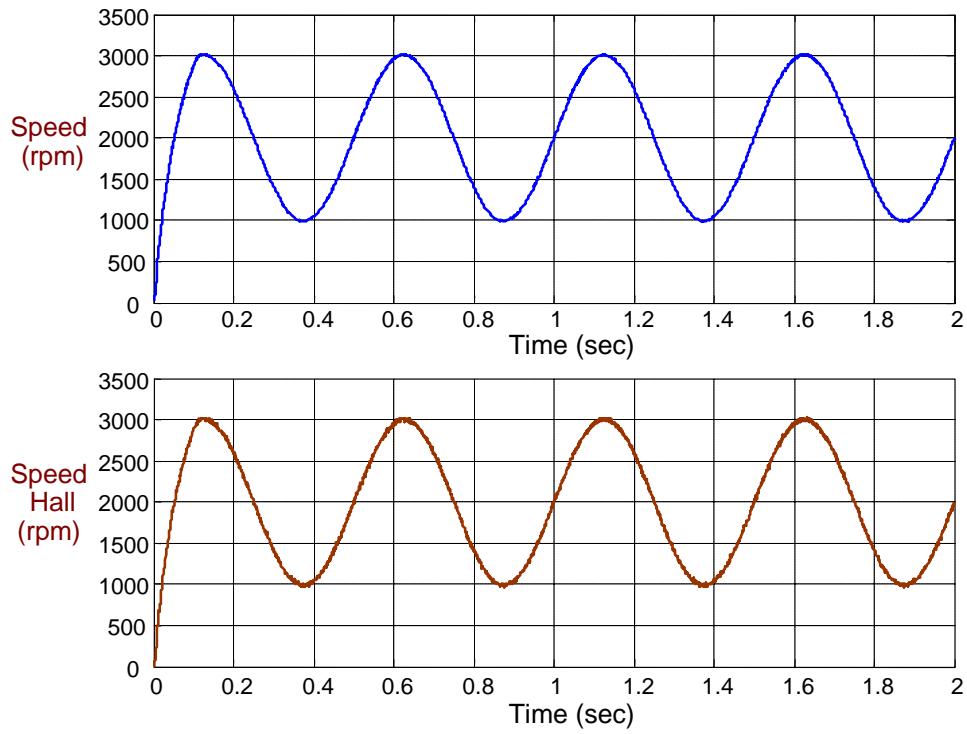


圖4.8 馬達轉速，上圖為實際轉速，下圖為使用霍爾元件訊號得到轉速

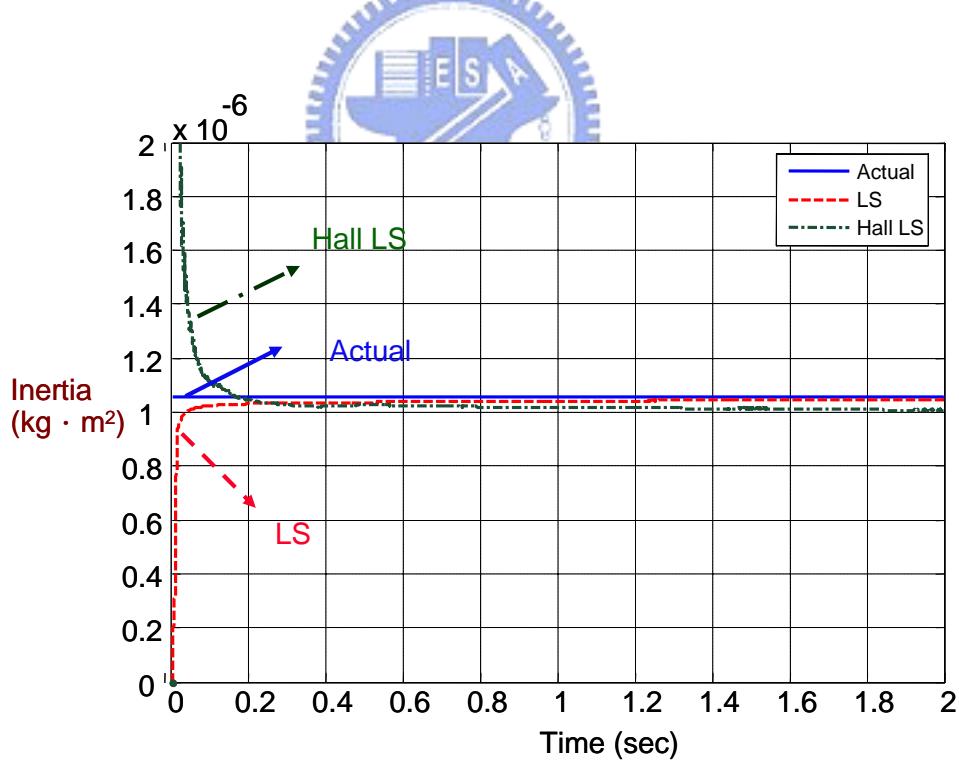


圖4.9 最小平方法估測轉動慣量

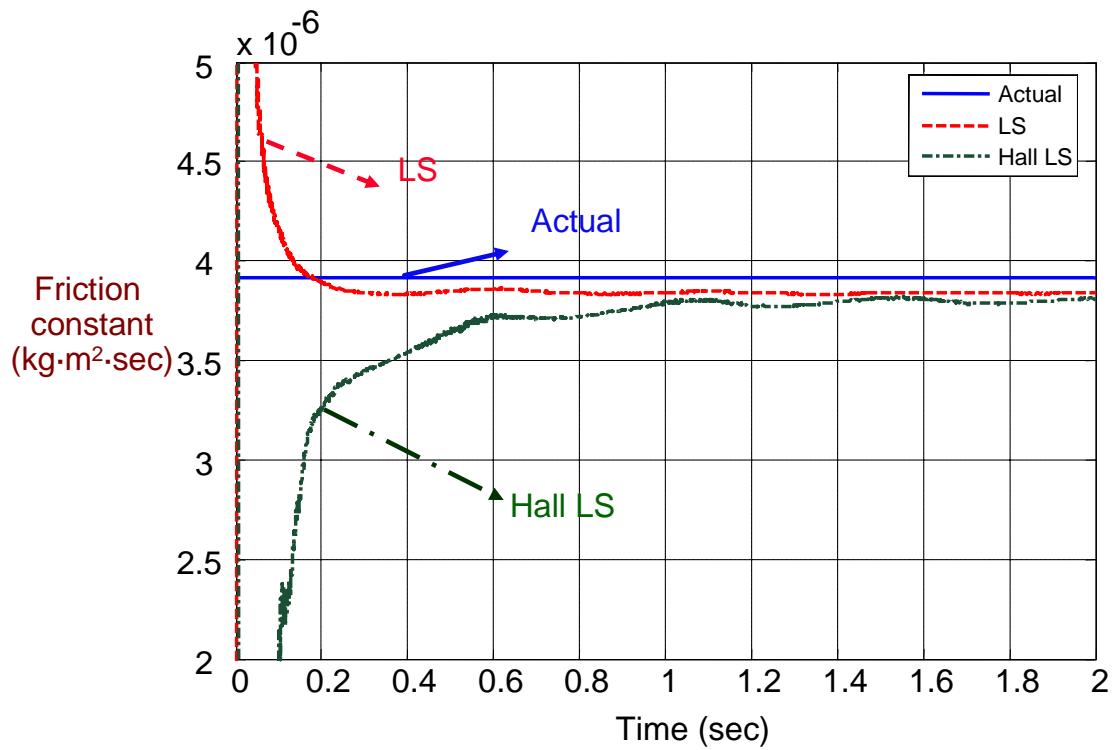


圖4.10 最小平方法估測摩擦係數

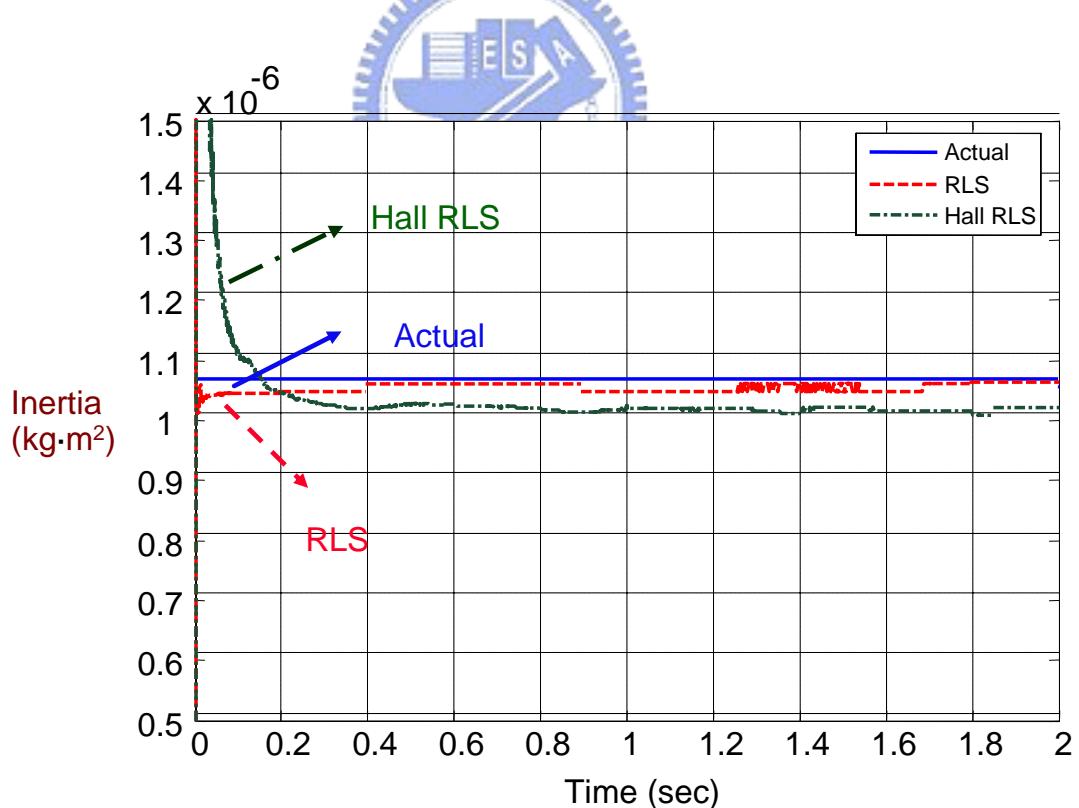


圖4.11 即時遞迴方法估測轉動慣量

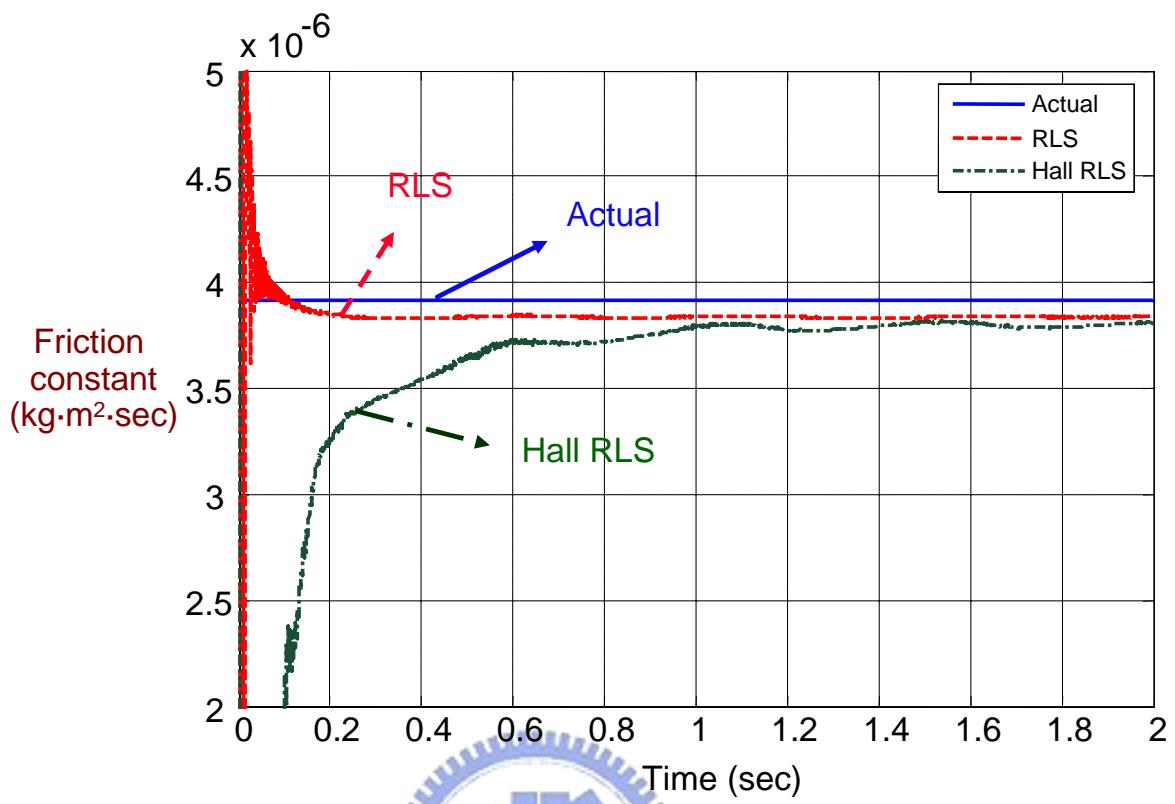


圖4.12 即時遞迴方法估測摩擦係數

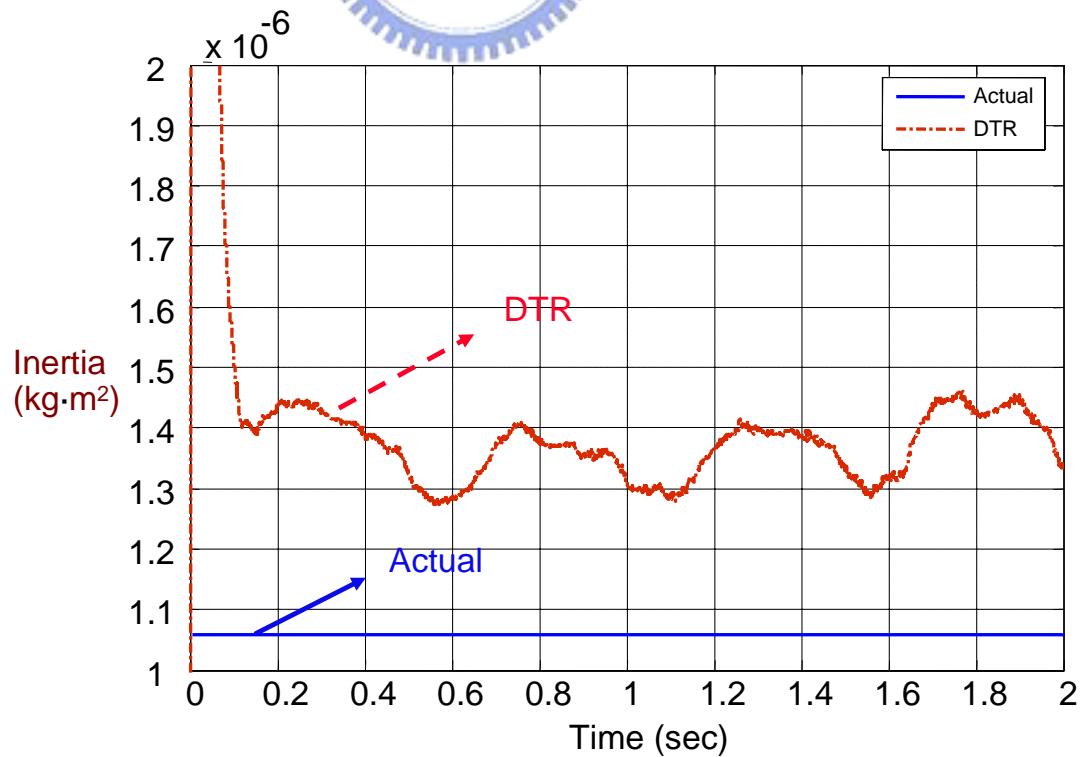


圖4.13 Landau's遞迴方法估測轉動慣量

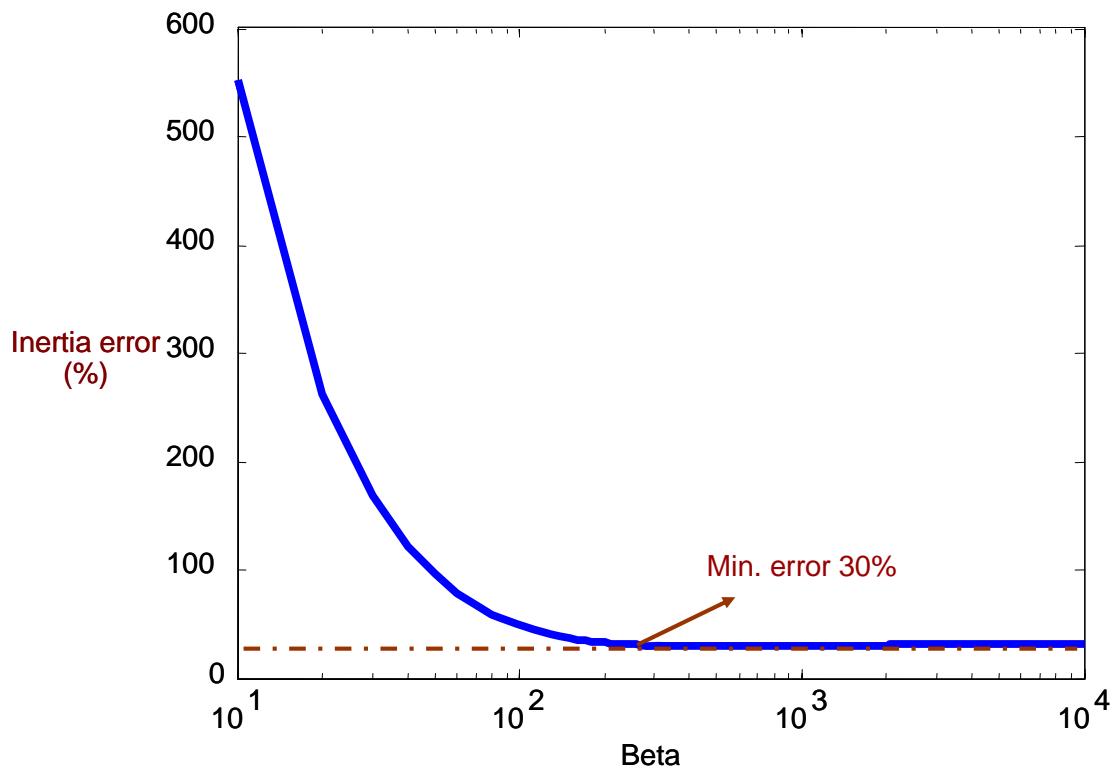


圖4.14 β 與轉動慣量誤差的關係

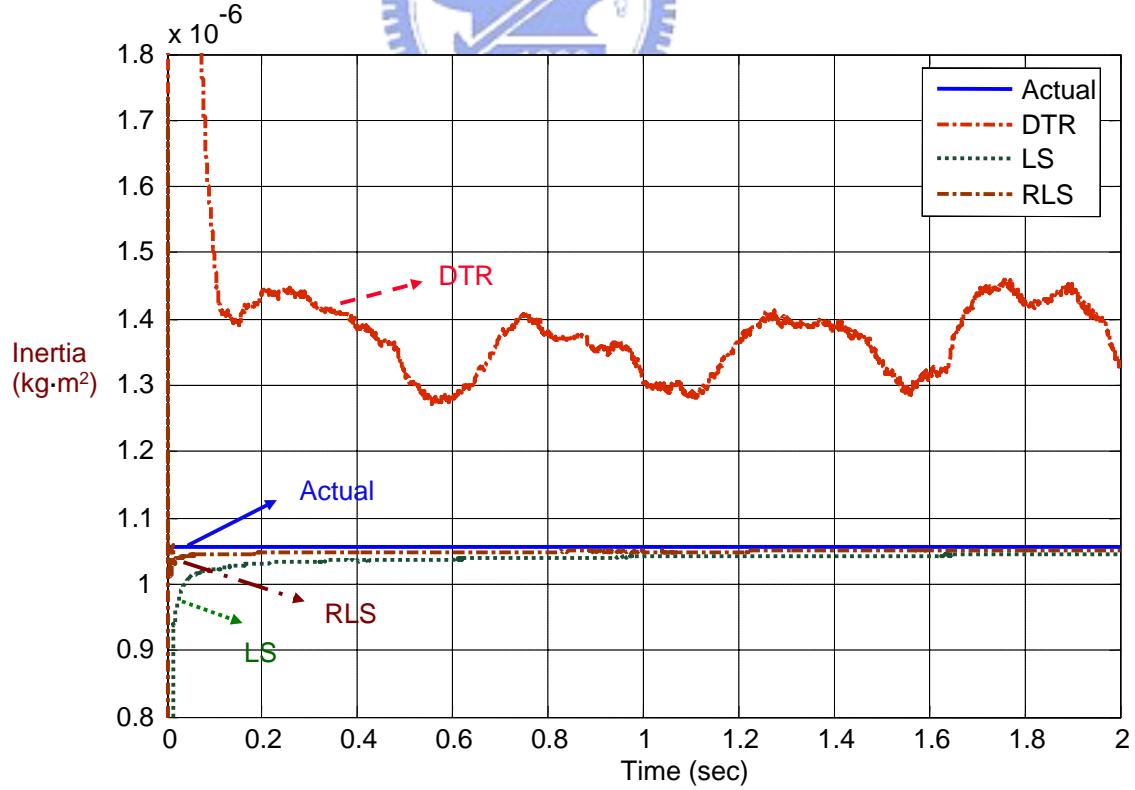


圖4.15 三種方法估測轉動慣量

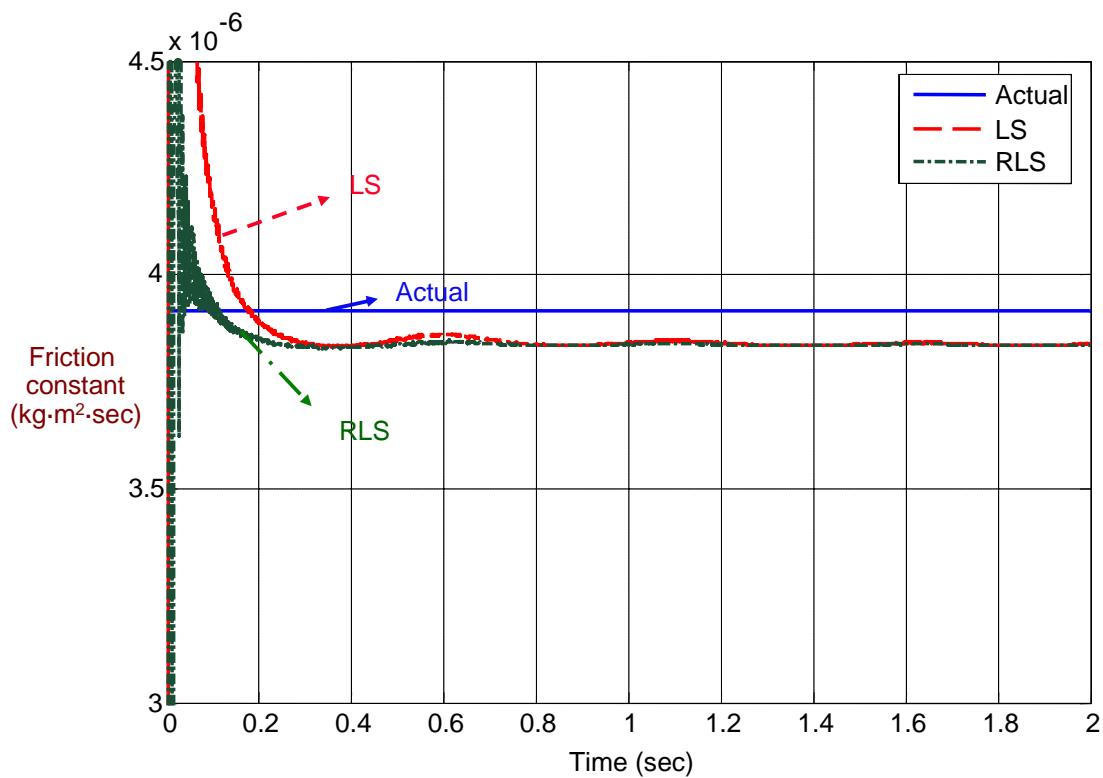


圖4.16 估測摩擦係數

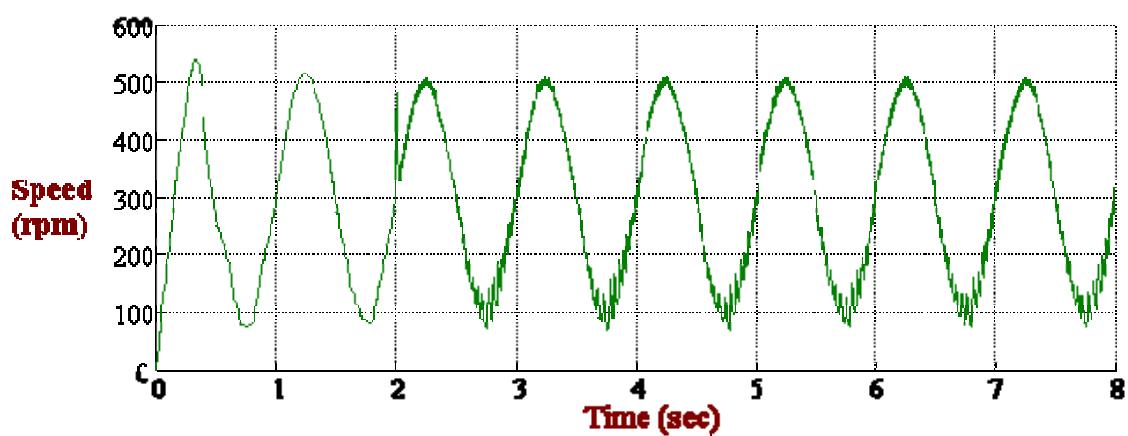
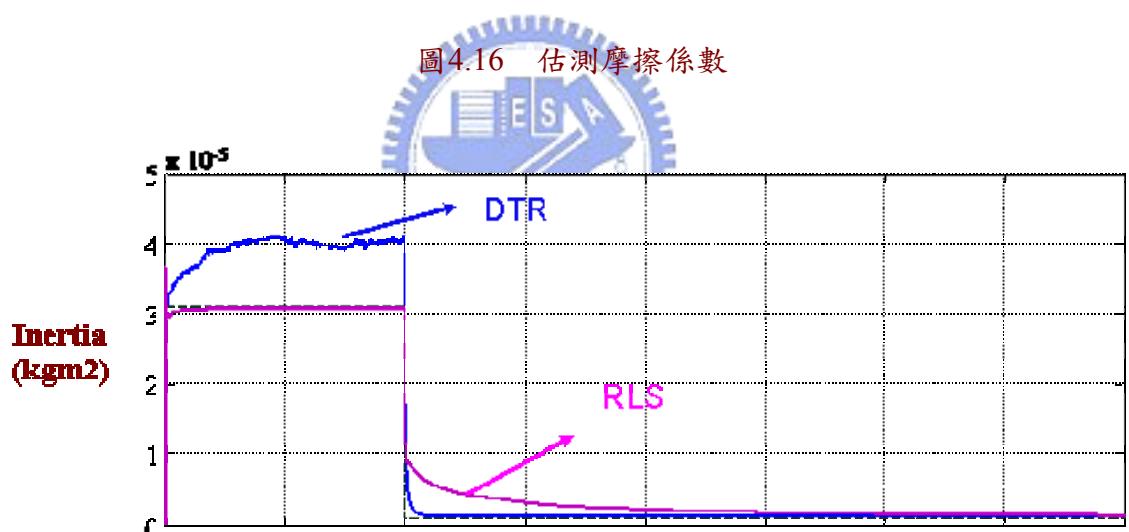


圖4.17 變動負載下的估測結果

第五章

永磁同步馬達以單相電流調節技術進行速度控制及參數鑑別實現

5.1 實驗發展系統介紹

圖5.1為永磁式同步馬達伺服控制及參數鑑別系統的發展平台，主要包括12極的弦波型永磁式同步馬達、功率級電路、訊號偵測與回授電路、定點運算的DSP（德州儀器，TMS320LF2407A）、資料訊號擷取卡（凌華科技）、以及一台個人電腦。馬達廠商所提供的參數值如表5.1。實驗分為兩個部份，一個為馬達速度控制部份，一為資料擷取介面。速度控制介面上，DSP為速度控制的核心，負責讀取外部訊號、各項控制機制及轉速及位置的計算。功率級電路採用ST公司的L6234晶片，負責依DSP的PWM開關控制訊號驅動馬達運轉。訊號偵測與回授電路將馬達的電流訊號與霍爾感測器訊號經過放大濾波後傳到DSP的數位類比轉換器(A/D Converter)。透過RS-232的介面與DSP連結，可在人電腦利用WinDSP軟體觀察以及調整DSP程式的所有參數以及數據。資料擷取上使用凌華科技所生產的資料擷取卡，透過資料擷取卡可以由驅動電路上回授參數鑑別所需要的資訊，並且藉由國家儀器(NI)所發展出來的LabVIEW虛擬儀控軟體。控制擷取卡將資料讀入個人電腦，並且連結Matlab運算，以達到參數鑑別的目的。

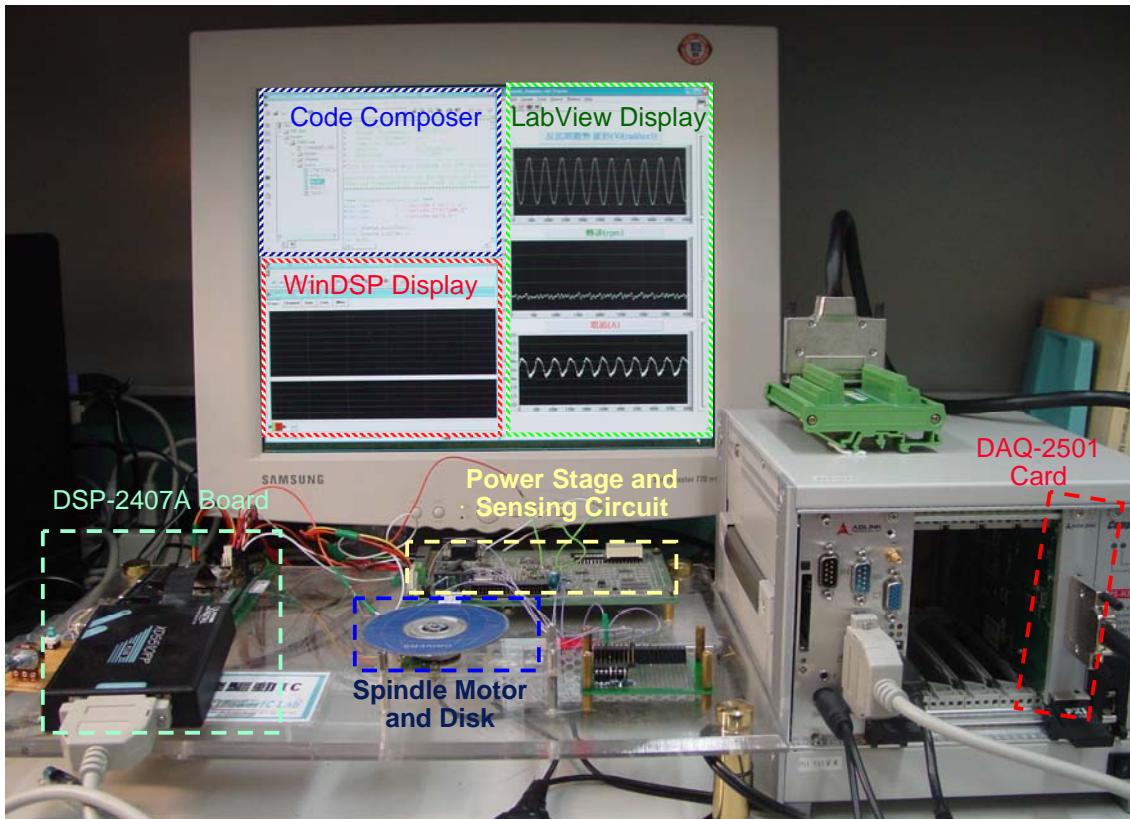


圖5.1 永磁同步馬達實驗發展平台

表5.1 永磁同步馬達規格書所提供的參數值

生產廠商	碧茂科技	元本電子
極數(pole)	12	12
反抗電動勢常數	0.81 V \pm 10% (line-to-line RMS value at 1562 rpm)	
線圈電阻	1.2 Ω \pm 7% (排線末端之線圈電阻)	0.98 Ω \pm 0.13 Ω (排線末端之線圈電阻)
線圈電感	0.204 mH (排線末端之線圈電感)	0.30 mH \pm 0.03 mH (排線末端之線圈電感)
扭矩常數	67.41 g \cdot cm/mA	75.51 g \cdot cm/A
馬達轉子慣量	1.056973 kg \cdot mm ²	1.21×10^{-2} mN \cdot m ²
機械時間常數	0.27	
馬達額定功率	6.8 W(10500 rpm掛載)	
最大扭矩	150 g \cdot cm	

5.2 軟體實現以及數位化的數值考量

5.2.1 軟體的實現

DSP程式中的工作主要是在各個中斷服務常式中執行，中斷的配置如圖5.2所示，裡面包含了三個以計時器觸發的定時中斷，與一個由外部觸發的不定時中斷。透過RS232傳輸介面與電腦之間的資料傳遞是在背景程式中執行的，DSP於接收資料時該中斷會不定時的被觸發，而將裡面的資料數據傳至電腦。

設定兩個頻率為20k Hz的定時中斷，其中一個負責接收A/D轉換器的轉換結果，另一個中斷的服務常式流程圖如圖5.3，負責由速度控制器的輸出結果產生單相的電流命令以及電流控制器的運算，並且使用電流控制器的輸出產生b、c兩相的互補訊號，進而產生PWM開關控制的訊號。

第三個定時中斷的中斷頻率為2 kHz，服務常式如圖5.4所示，負責將回授回來的霍爾元件訊號做為轉速計算的依據，因本實驗只有速度迴路控制，可將以霍爾元件訊號計算出來的轉速作為速度回授。

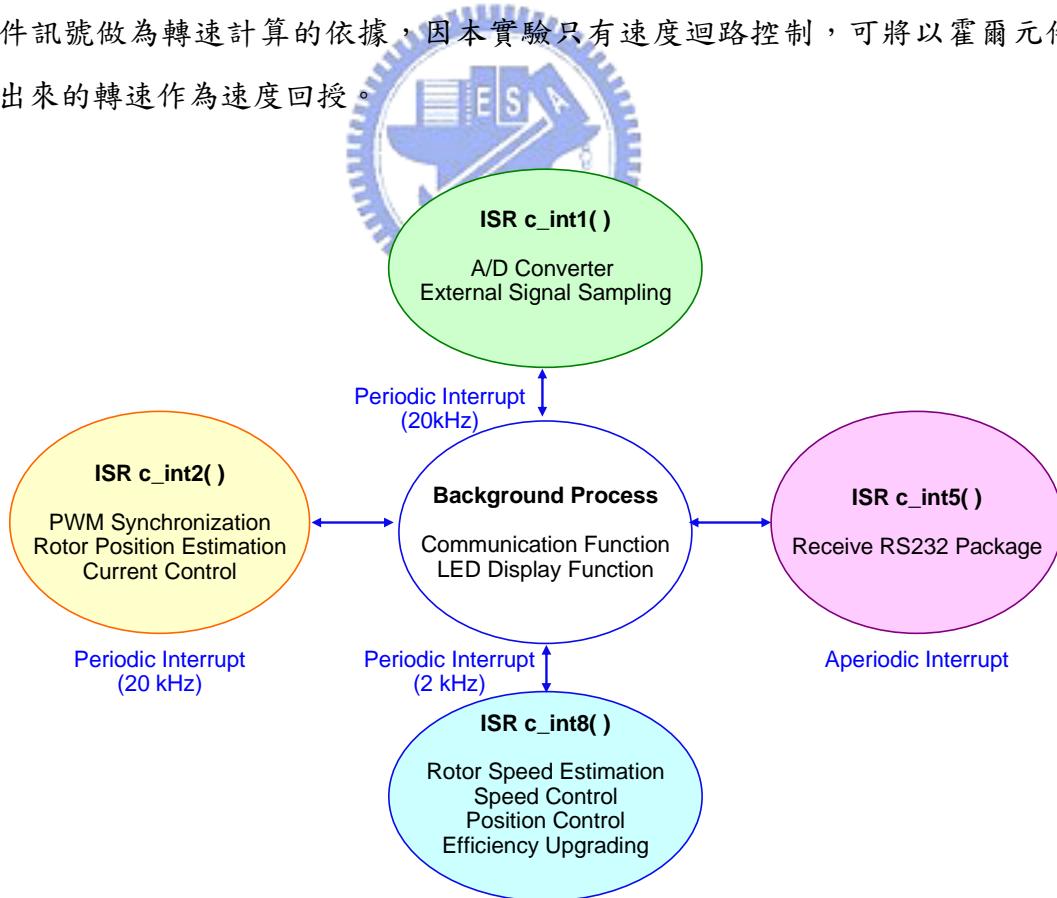


圖5.2 DSP程式的中斷配置

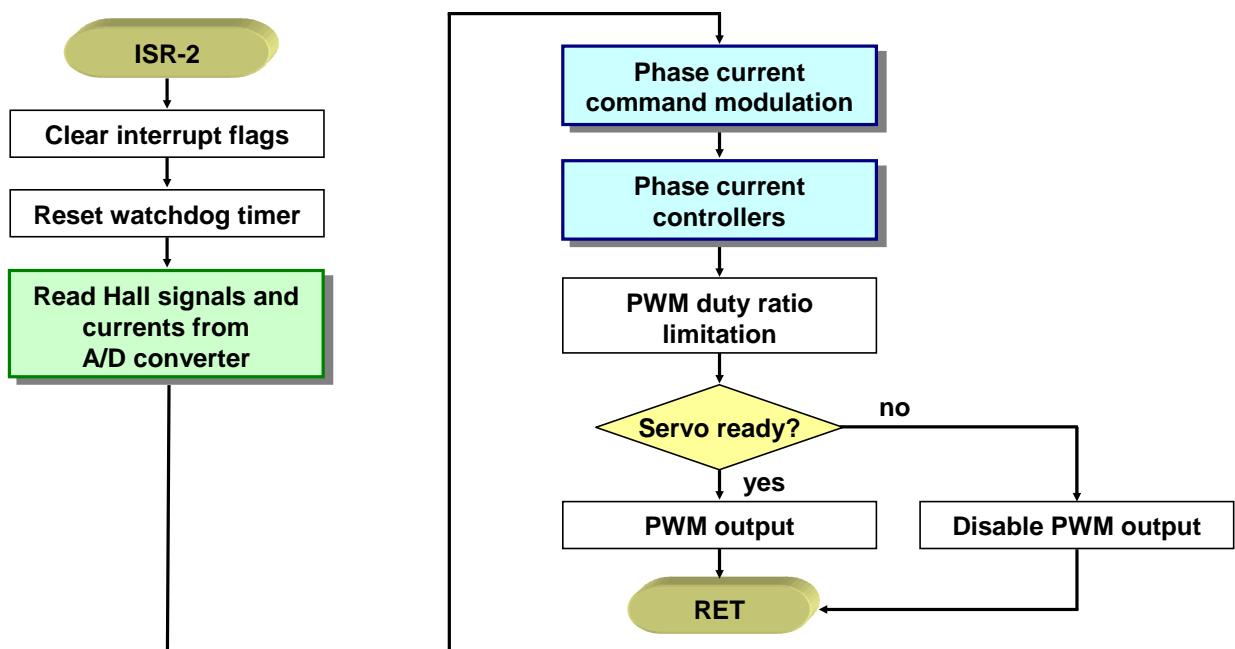


圖5.3 內迴路控制之程式流程圖

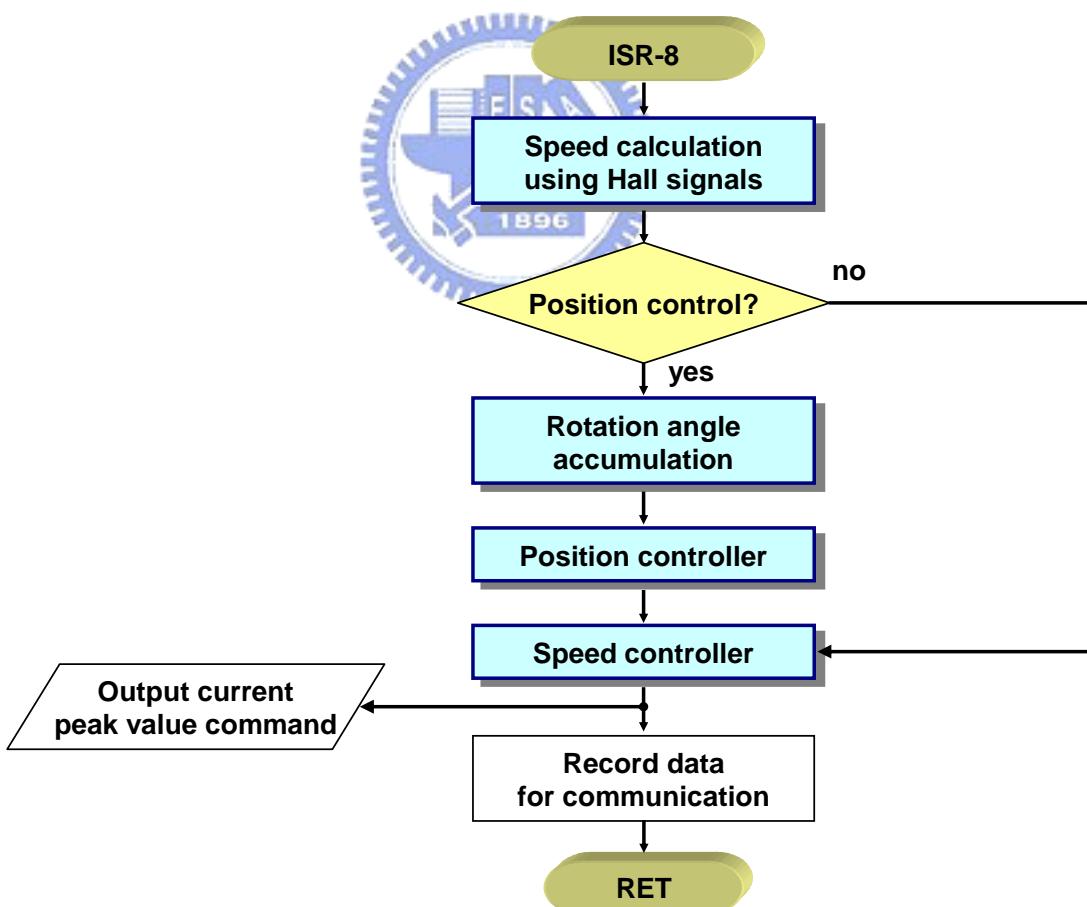


圖5.4 外迴路控制之程式流程圖

5.2.2 數位化的數值考量

以數位的方式實現控制器與演算法時，由於處理器的字元的長度是固定的，數值的表示範圍與精確度之間需要做取捨，會造成在數位類比訊號轉換的過程中、數值的儲存、以及數值運算過程中會有誤差產生，造成的誤差稱為量化誤差(Quantization error)。除此之外，本論文實驗使用的計算核心DSP2407A為定點運算的處理器，程式設計上就必須要使用Q格式的觀念，所謂的Q格式是在一個二進位的整數值中由設計者設定一個無形的小數點，Q值為小數點之後的位元數，Q值越大數值的精確度越高，但是可以表示的數值範圍越小。舉例來說，使用16位元的暫存器，Q15便是代表以15個位元表示小數點後的數值，因此儲存的數值範圍為最小數值為-1到最大的數值為 $1 \cdot 2^{-15}$ 之有號數，最小可以表示的數值為 2^{-15} ；使用其他的Q格式，如Q3格式的數值範圍為-4096~4095.875，精度為 2^{-3} ；若不使用Q格式則暫存器所能表示的數值範圍為最大，由-32768~32767，精度為1。使用定點運算，數值的精準度及數值範圍沒有辦法兼顧，兩者之間的取捨需要設計者針對於系統的需求而做設定。

5.2.3 單相電流調節技術之速度控制實驗結果

本節呈現使用線性型霍爾元件感測器之單相電流調節技術之馬達速度控制的實驗結果，包含了定轉速命令、步階命令、斜坡命令下的各種轉速實驗結果。圖5.5為b、c相PWM的實際訊號，確定了b、c相的電壓訊號為互補的訊號。圖5.6為馬達單相電流控制於速度命令500 rpm的實驗圖，實際上因霍爾感測器訊號波形為非理想的弦波，所以弦波查表計算出來的速度誤差約200 rpm。圖5.7至圖5.9分別為定轉速命令為1000 rpm、3000 rpm、4000 rpm下的實驗，由霍爾訊號計算出來的速度與速度命令誤差約200 rpm。圖5.10為給定速度斜坡命令以及步階命令由500 rpm加速至4000 rpm再減速的實驗結果，顯示了加減速控制與追隨命令之能力。

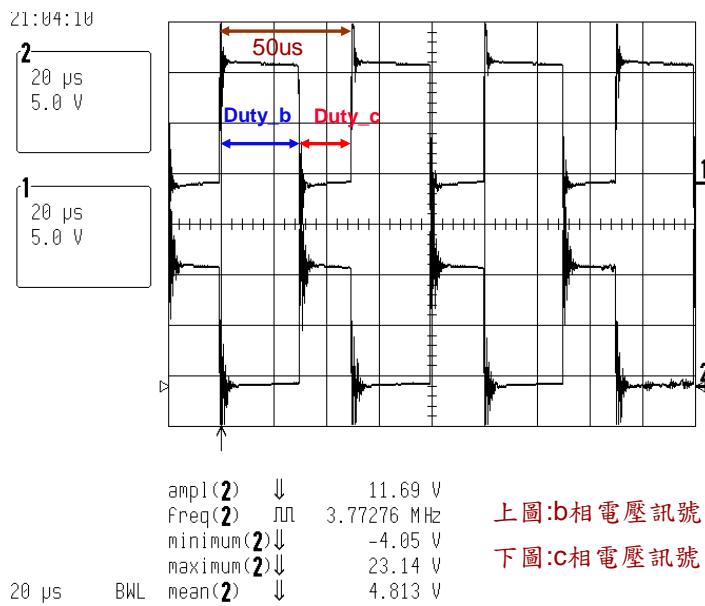


圖 5.5 實際 b 、 c 二相 PWM 開關訊號

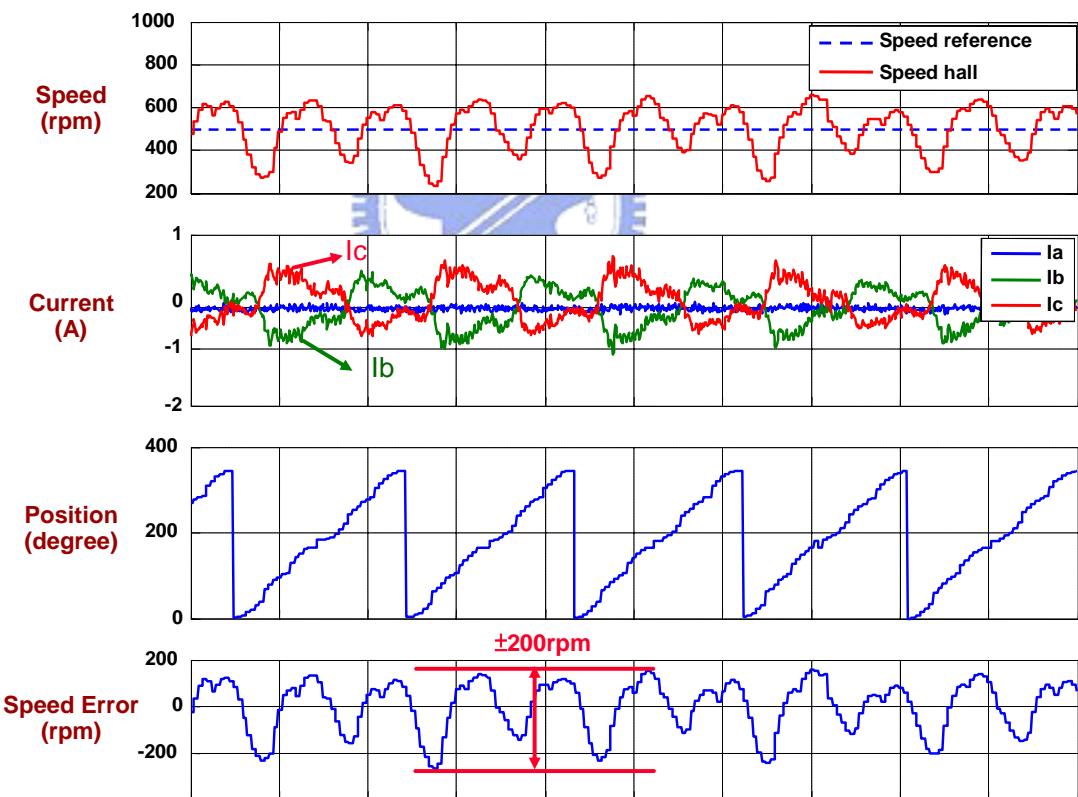


圖 5.6 永磁同步馬達速度控制於 500 rpm

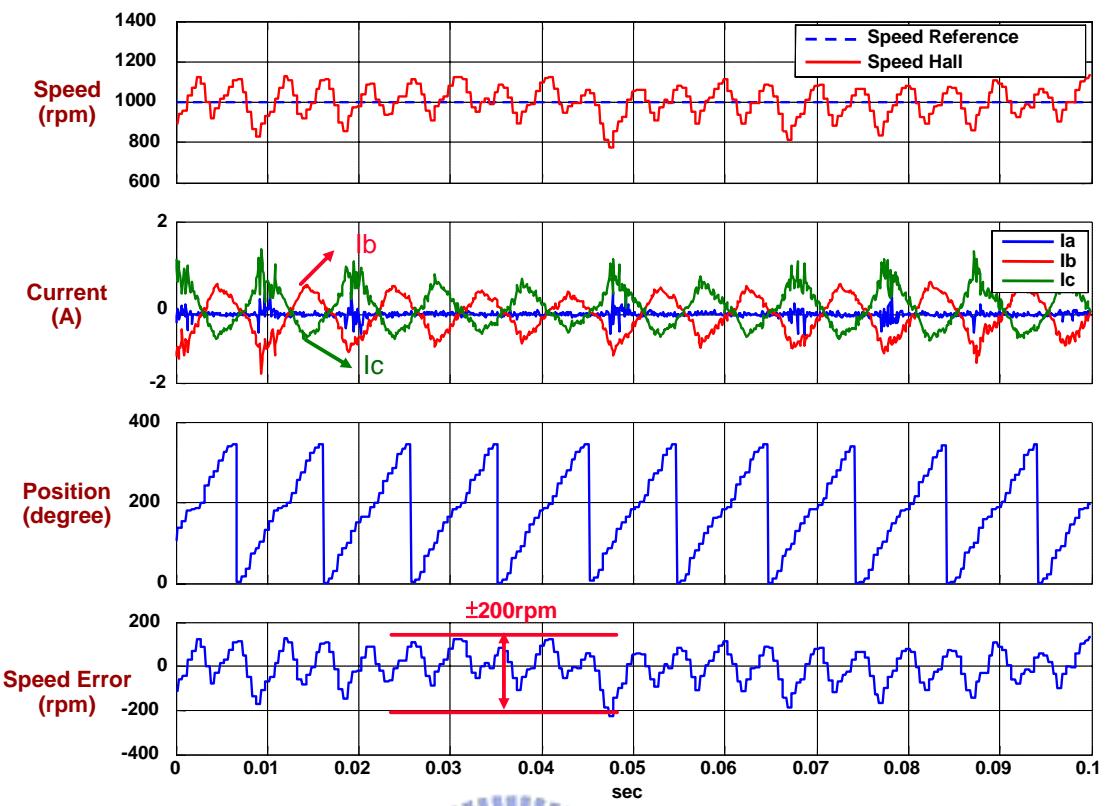


圖5.7 永磁同步馬達速度控制於1000 rpm

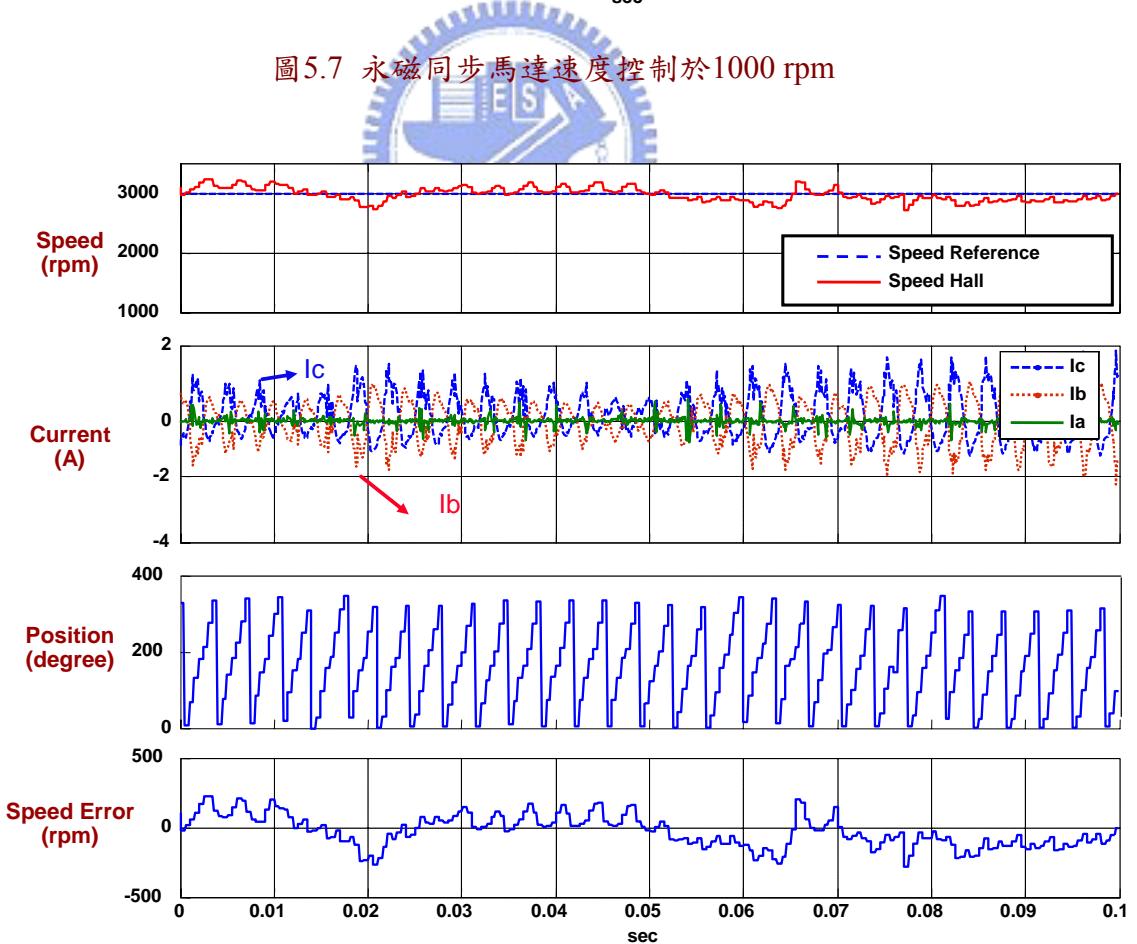


圖5.8 永磁同步馬達伺服控制於3000 rpm

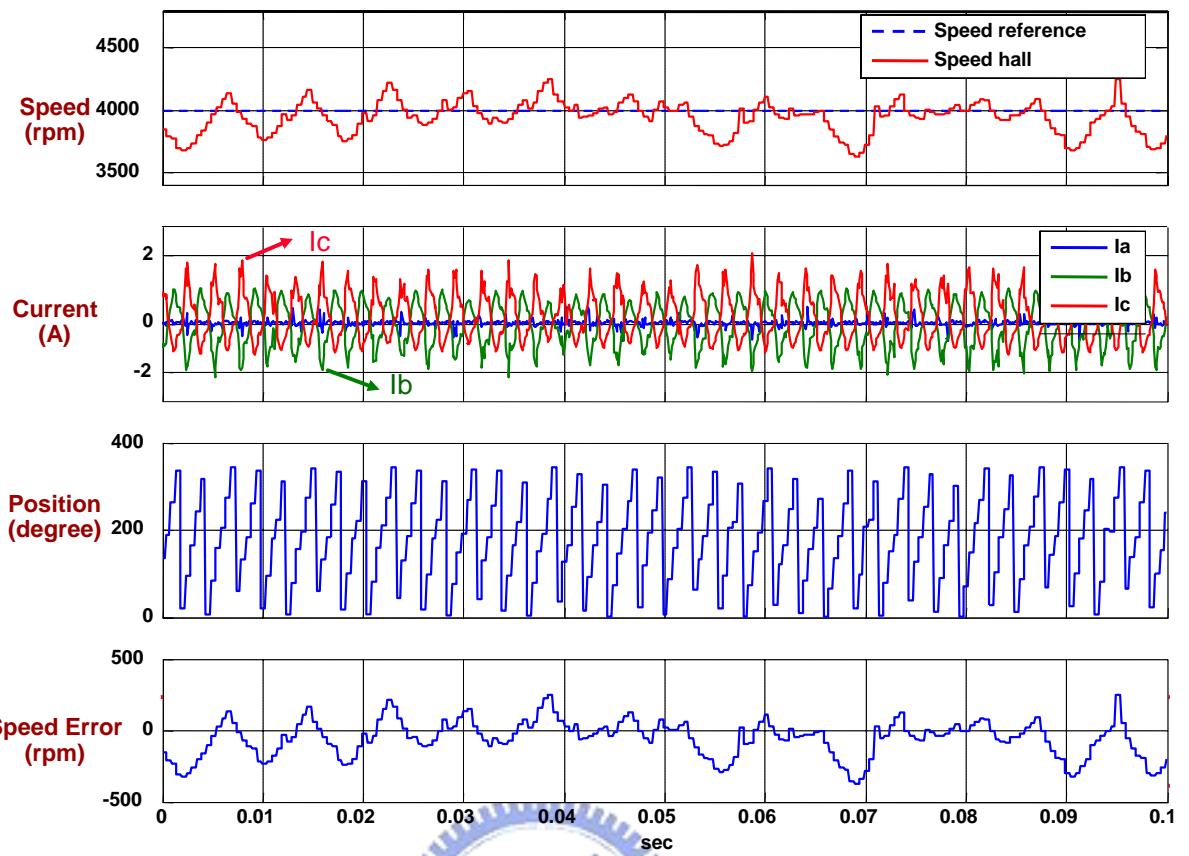


圖5.9 永磁同步馬達速度伺服控制於4000 rpm

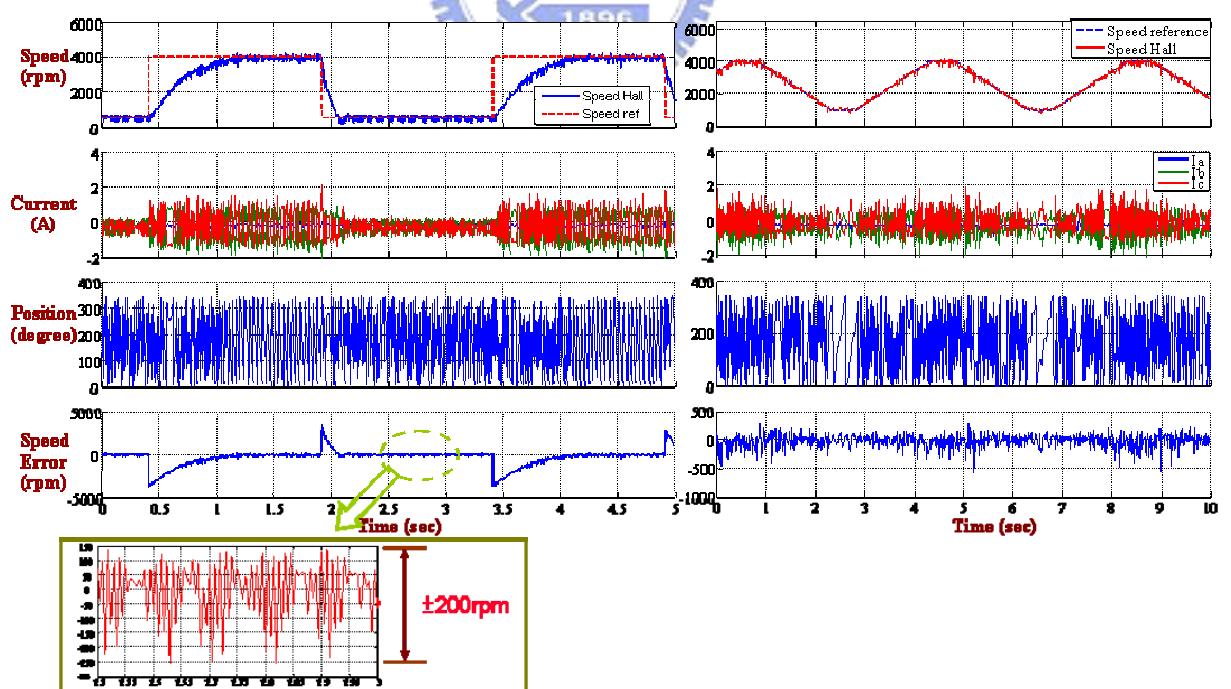


圖5.10 速度命令分別為步階及斜坡命令500 rpm到4000 rpm

5.3 永磁同步馬達參數鑑別

5.3.1 無負載測試法量測反抗電動勢常數

圖5.11為無負載測試法的實驗圖，將待測馬達及伺服馬達的軸心對準，不會因為帶動待測馬達時因準心偏頗而造成震動，並由伺服馬達帶動待測馬達至穩態轉速，量測待測馬達兩端的電壓。圖5.12為碧茂科技生產的馬達所量測到的a、b端線電壓有效值(rms value)乘上 $\sqrt{2}$ 為a、b端線對線反抗電動勢峰值，除以 $\sqrt{3}$ 可以得到單相的反抗電動勢大小，此時反抗電動勢的頻率為107.04 Hz，換算機械轉速為1070.4 rpm，單相的反抗電動勢峰值與馬達轉速的比值為反抗電動勢常數，其數值為0.418 mV/rpm=4 mV/(rad/sec)。規格書上提到的反抗電動勢常數值為4.04 mV/(rad/sec)亦可作為實驗的對照組。並再測試一顆為元本電子生產的馬達，帶動馬達旋轉於1000 rpm及3000 rpm時的反抗電動勢圖，如圖5.13所示，反抗電動勢常數為4.27 mV/(rad/sec)。

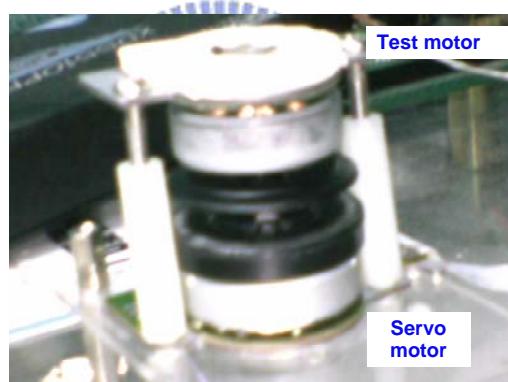


圖5.11 無負載測試法實驗圖

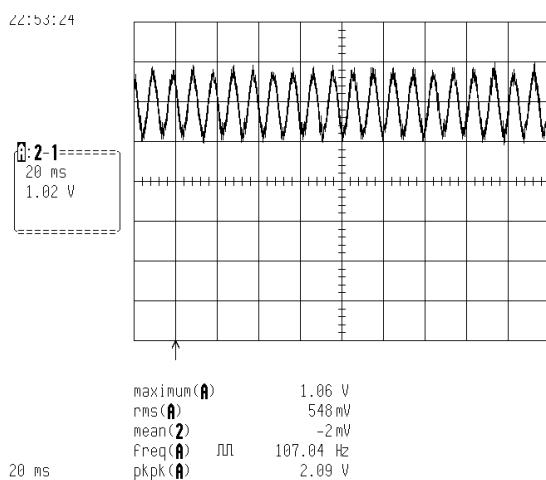


圖5.12 待測馬達線對線反抗電動勢波形(碧茂)

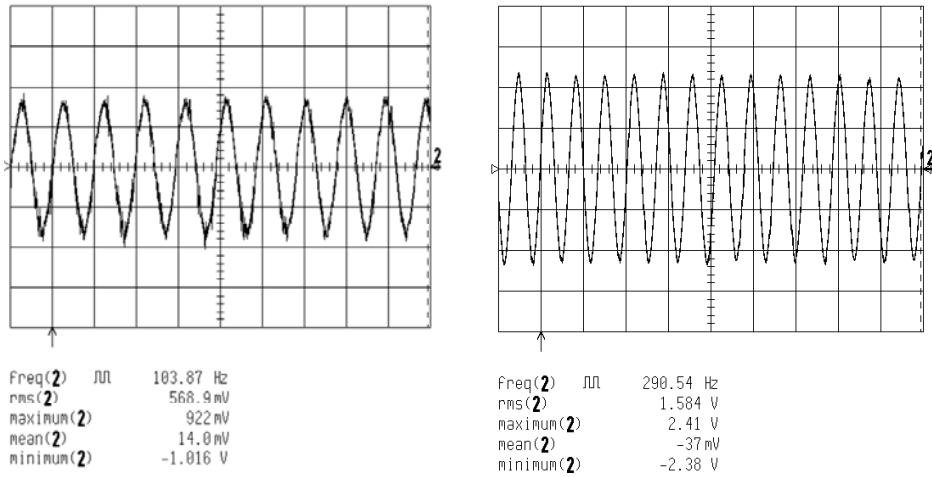


圖5.13 待測馬達線對線反抗電動勢波形(元本)

5.3.2 以單相電流調節法輸入固定振幅以及頻率電壓訊號計算反抗電動勢常數

利用單相電流調節技術數入固定頻率及振幅電壓訊號，需要先藉由外力使得馬達旋轉，馬達順利轉動後可以直接量測 a 相電壓，如圖5.14打入111 Hz驅動電壓並旋轉於穩定轉速，經由計算以及積分後可以得到磁通，發現有一偏移量。若將其峰值取平均值可以得到反抗電動勢常數為 $4.016 \text{ mV}/(\text{rad/sec})$ 。圖5.15為打入200 Hz電壓波形並使其穩定的轉動在2000 rpm，可得到反抗電動勢常數為 $4.0 \text{ mV}/(\text{rad/sec})$ 。打入固定振幅以及頻率的電壓訊號下所測試的反抗電動勢常數與傳統上的無負載測試法所得到的數據為 $4 \text{ mV}/(\text{rad/sec})$ 幾乎相同，也確定了該方法的可行性與準確性。然而該方法雖然可以得到反抗電動勢常數的可行性；但是其缺點有1.啟動馬達極為不易、2.馬達效能非常低，會因旋轉過程中造成熱量的產生，以及有效扭矩太小。

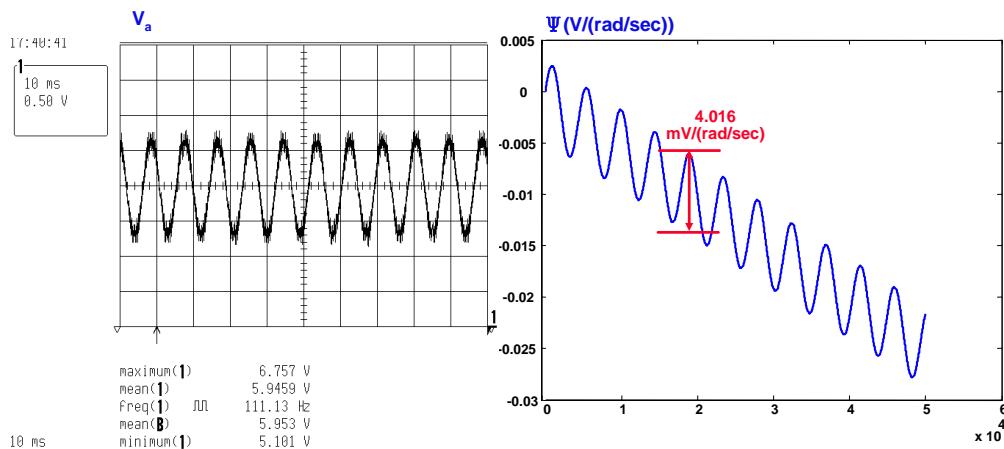


圖5.14 開迴路1000 rpm下 a 相電壓及磁通(碧茂馬達)

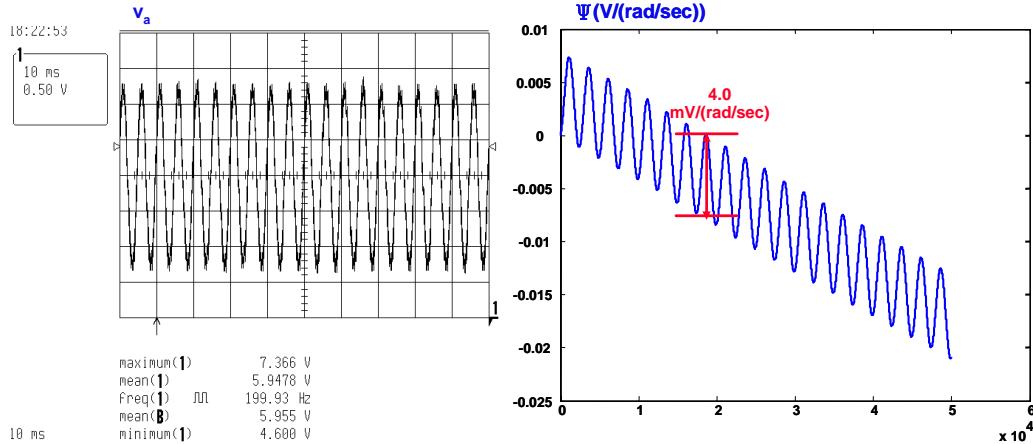


圖5.15 開迴路2000 rpm下 a 相電壓及磁通(碧茂馬達)

5.3.3 開迴路單相電流驅動法計算反抗電動勢常數

為改善開迴路打入電壓的控制方法所造成的缺點，利用線性型霍爾感測器訊號所構成的速度控制迴路，可以達到速度控制的目的。圖5.16及圖5.17分別為碧茂科技馬達控制轉速於1000 rpm以及1776 rpm下的 a 相電壓值，經過計算後得到磁通，利用平均法可分別得到反抗電動勢常數為4.04及4.0425 mV/(rad/sec)，與開迴路的方法所得到的結果是一樣的。若是馬達操作在變轉速的狀態下，如圖5.18圖為變轉速下量測到的 a 相電壓，包含了高、低速區，以及加減速區的部份，其電壓值經過計算後其磁通量會成為如圖5.16會含有非線性的偏移量，由平均法算低速以及高速時的反抗電動勢常數為4.175 mV/(rad/sec)及4.075 mV/(rad/sec)，也驗證該方法亦可以在變轉速的情況下估測出反抗電動勢常數。而元本電子所產的馬達亦可以此方法得到反抗電動勢常數。

加入以霍爾元件訊號組成的速度控制迴路的驅動方式，一方面可避免馬達無法啟動的問題，馬達不容易發熱性能也較好。並可將該速度控制機制使用用於馬達因外界因素導致某一相電晶體開關損壞下，依舊能夠使用該單相電流調節的方法進行速度控制直到停止或是控制於低轉速下避面造成瞬間不法控制而失速的狀態。另一方面可應用於估測轉動慣量以及摩擦係數。該方法的確可以改善馬達開迴路旋轉的問題，但是針對於積分後的磁通偏移量無法做有效的去除，若要成為自動化的檢測上仍需要增加去除磁通的機制方能較準確的自動量測以及計算出反抗電動勢常數。

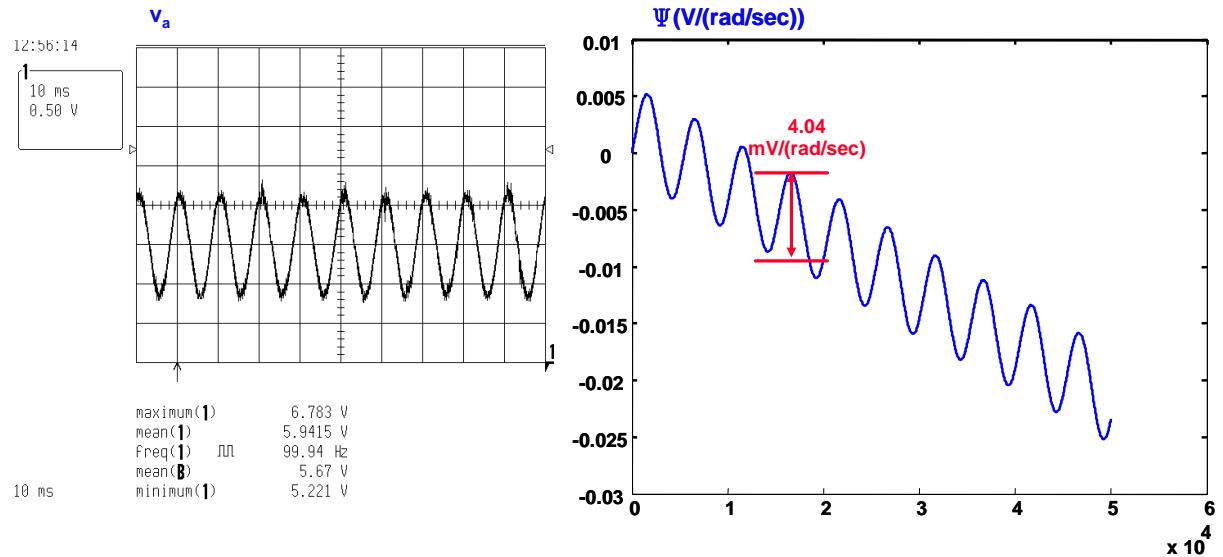


圖5.16 閉迴路1000 rpm下 a 相電壓及磁通(碧茂馬達)

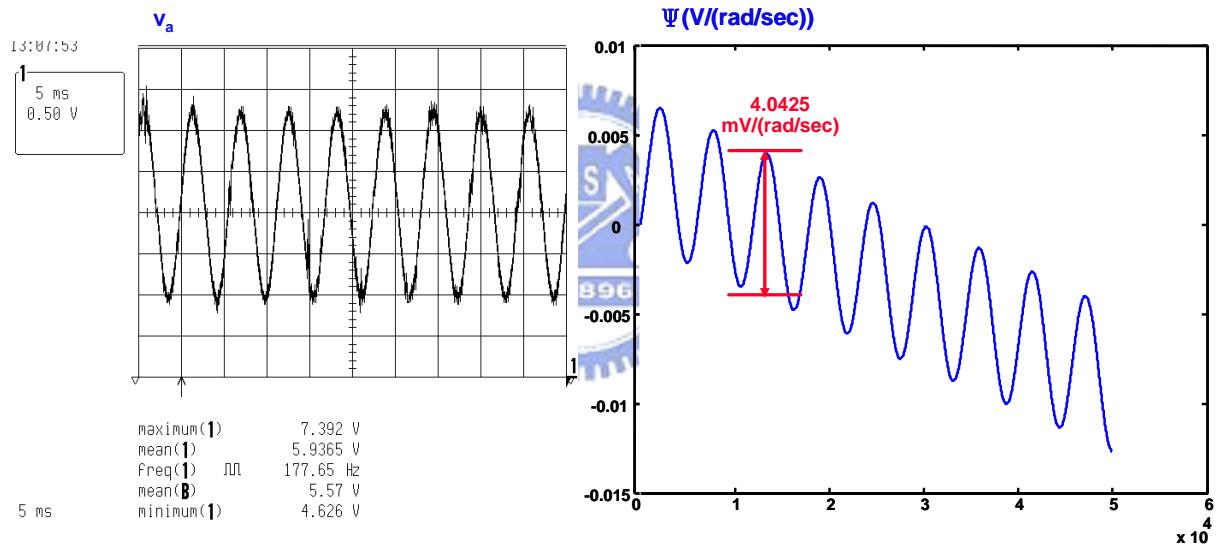


圖5.17 閉迴路1776 rpm下 a 相電壓及磁通(碧茂馬達)

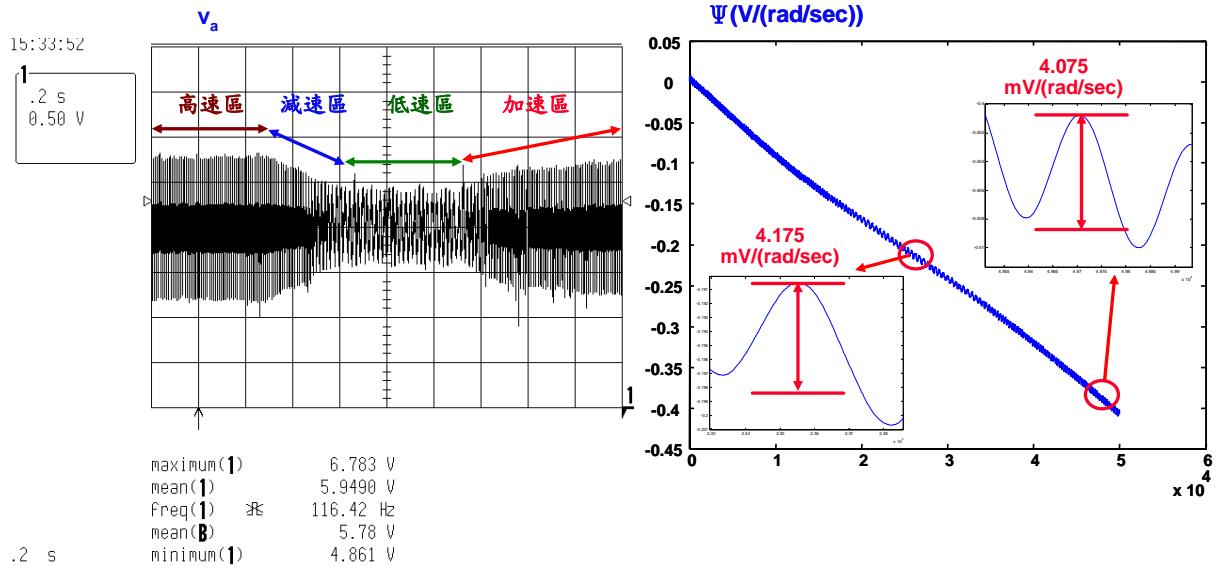


圖 5.18 閉迴路變轉速下 a 相電壓及磁通(碧茂)

5.3.4 去除磁通偏移量

由 5.3.3 節使用單相驅動馬達計算反抗電動勢常數的方法，PWM 切換時的非理想狀態經過積分後而造成如圖 5.19 的偏移量。利用離線計算的方式，將資料傳入電腦，導入回歸分析的觀念，假設磁通偏移量為一條二次的拋物線，假設數學模型為(5-1)式：

$$y = f(x, a_0, a_1, a_2) = a_0 + a_1x + a_2x^2 \quad (5-1)$$

其中 y 為磁通偏移曲線的輸出， x 為資料的輸入， a_0 、 a_1 、 a_2 為磁通偏移曲線函數的參數。目標為找出最佳的參數值使得曲線偏移量能夠使的磁通訊號能夠成為固定大小的弦波。當輸入為 x_i 時，實際輸出為 y_i ，但曲線的預測值為 $f(x_i; a_0, a_1, a_2) = a_0 + a_1x_i + a_2x_i^2$ ，因此平方誤差為 $[y_i - f(x_i)]^2$ ，而總平方誤差 E_{ls} 如(5-2)式：

$$E_{ls} = \sum_{i=1}^n [y_i - f(x_i)]^2 = \sum_{i=1}^n [y_i - (a_0 + a_1x_i + a_2x_i^2)]^2 \quad (5-2)$$

上述平方誤差 E_{ls} 是參數 a_0 、 a_1 、 a_2 的函數，因此可以求出 E_{ls} 與 a_0 、 a_1 、 a_2 的函式，令 E_{ls} 為零，再解出 a_0 、 a_1 、 a_2 。由於此曲線為線性參數，所以平方誤差 E_{ls} 為 a_0 、 a_1 、 a_2 為二次式，而函式 $\frac{\partial E_{ls}}{\partial a_0}$ 、 $\frac{\partial E_{ls}}{\partial a_1}$ 及 $\frac{\partial E_{ls}}{\partial a_2}$ 為 a_0 、 a_1 、 a_2 的一次式，因此在令函式為零後，可以解出參數 a_0 、 a_1 、 a_2 的最佳值。

因此將磁通訊號當作輸入，所要的磁通訊號為弦波訊號，理想狀態下計算出來的

偏移函數為0，所計算出來的曲線值即為磁通量的偏移量曲線，再將其扣除即可以得到所要求的磁通曲線，以實際的磁通曲線圖5.19為例，原本的訊號為含有偏移量以及磁通訊號的波形，利用最小平方誤差所估測出來的為一個二次曲線，如此便可以估算出偏移量的大小，將估算出來的偏移量扣除便可以得到如圖5.20的磁通曲線，為一個對稱於原點的訊號，此時磁通振幅經由計算可以得到4 mV/(rad/sec)與無負載實驗數據相同，因此便可以使用此自動計算的機制，於有限的取樣資料裡面扣除適當的磁通偏移量，再計算其波形的有效值(rms value)即可得到反抗電動勢振幅以及反抗電動勢常數。

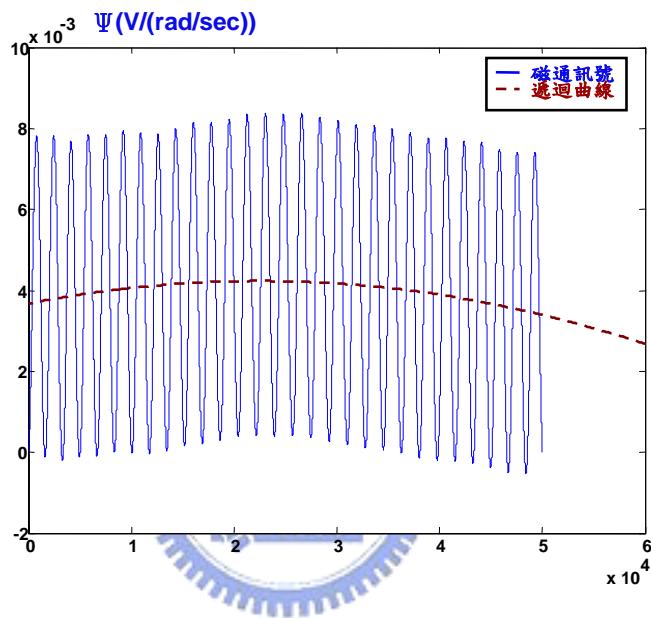


圖5.19 原始磁通訊號及二次遞迴曲線近似偏移曲線

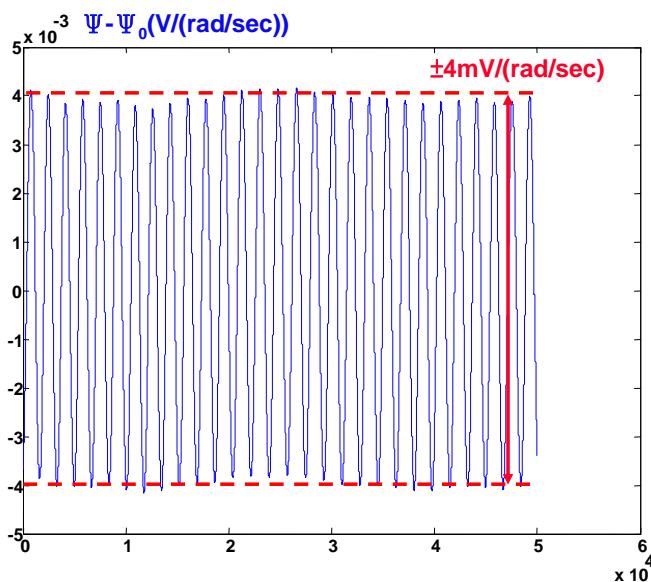


圖5.20 扣除偏移曲線的磁通訊號

5.3.5 轉子慣量以及摩擦係數估測結果

本節將呈現使用單相電流驅動馬達於變轉速下的轉子慣量以及摩擦係數，所使用的馬達為元本電子所生產的光碟機主軸馬達，分別在馬達沒有掛載以及掛載一般12cm光碟片下進行轉子慣量以及摩擦係數的估測。圖5.21為馬達無載狀況下的轉子慣量及摩擦係數估測結果，由圖中分別顯示了由霍爾元件訊號計算出來的轉速，由反抗電動勢訊號及電流計算出來的扭矩，最後由最小平法法的即時遞迴估測可以得到馬達轉子慣量以及摩擦係數分別為 $1.8 \times 10^{-6} \text{ kg}\cdot\text{m}^2$ 以及 $7.23 \times 10^{-6} \text{ kg}\cdot\text{m}^2/\text{sec}$ ，得到馬達的機械時間常數為0.248。圖5.22為馬達掛載12cm碟片時所估測計算出來的轉動慣量約為 $3 \times 10^{-5} \text{ kg}\cdot\text{m}^2$ ，摩擦係數為 $8 \times 10^{-6} \text{ kg}\cdot\text{m}^2/\text{sec}$ 。與一般光碟片所給定的規格 $3 \times 10^{-5} \text{ kg}\cdot\text{m}^2$ 相同。

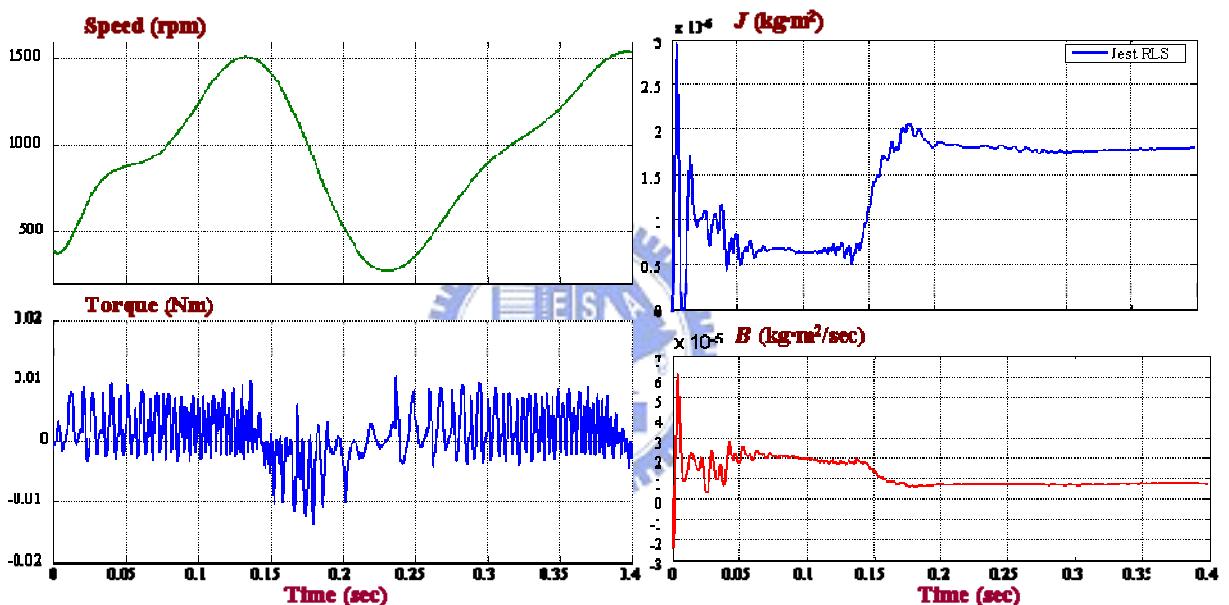


圖5.21 無載時估測馬達轉子慣量以及摩擦係數（元本電子）

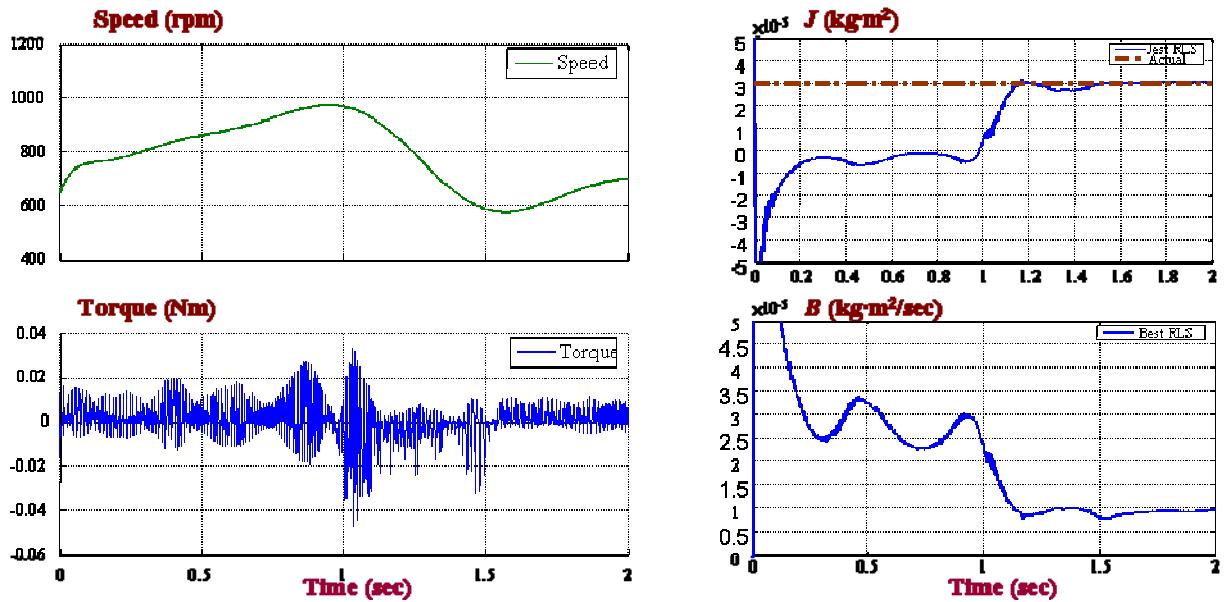


圖5.22 掛載一般12 cm光碟片時估測馬達轉子慣量以及摩擦係數（元本電子）

5.3.6 量測電感及電阻

由上兩個章節提到的計算馬達反抗電動勢以及轉動慣量後，要得到電阻以及電感值，最直接的方法為利用R-L-C Meter量測平台如圖5.23所示，由於馬達轉子為永久磁鐵，旋轉時會造成定子線圈的磁場變化，所以會導致電感會隨轉子位置不同而有所謂的遞增電感產生，所以加入量角器作為角度的依據，轉子每隔5度機械角量測一次電感以及電阻，首先量測碧茂科技所生產的馬達，圖5.24分別注入100 Hz、500 Hz、1 kHz、2 kHz頻率電壓振幅為1 V的測試訊號所得到的電阻電感與馬達轉子角度的數據。圖5.24(a)為打入不同頻率的測試電壓量測到的電阻值，由於高頻訊號於圓形截面導體中會趨於表面傳輸，訊號電流密度也較大，相對於低頻的電阻會增大，這個現象稱為極膚效應(skin effect)，所以注入2 kHz高頻訊號量測電阻值會比較大，其電阻值比100 Hz低頻訊號所量出來的電阻值大15%~20%左右。圖5.24(b)中可以驗證第四章所提到的遞增電感電感會隨著轉子角度不同而有不同的電感，其電感增量約為電感平均值的10%左右。因注入的頻率越高的情況下電感值會越小，是因為渦流效應(eddy effect)會造成能量損失，所以量測出來的電感值會較低頻的時候小。圖5.25顯示在相同頻率但不同電壓振幅的測試訊號下，所量測出來的電阻電感對於角度的圖，由圖中明顯發現輸入電壓較小所量測到的電阻比較小。另外測試另外一顆由元本電子所生產的馬達，圖5.26分別為注入電壓大小為1 V、0.7 V、0.5 V以及0.1 V頻率均為2 kHz電壓訊號，量測得到電阻電感對於轉子角度的圖形，可得到電阻會隨注入的電壓變小而變小。圖5.27為

注入電壓大小為1V電壓頻率分別為2 kHz、1 kHz、500 Hz、100 Hz所得到的電阻與電感值。可以得到注入高頻訊號時因為極膚效應所導致的電阻增大比較明顯，2 kHz頻率下量測出來的電阻值比100 Hz頻率量測下的電阻值大約10%。

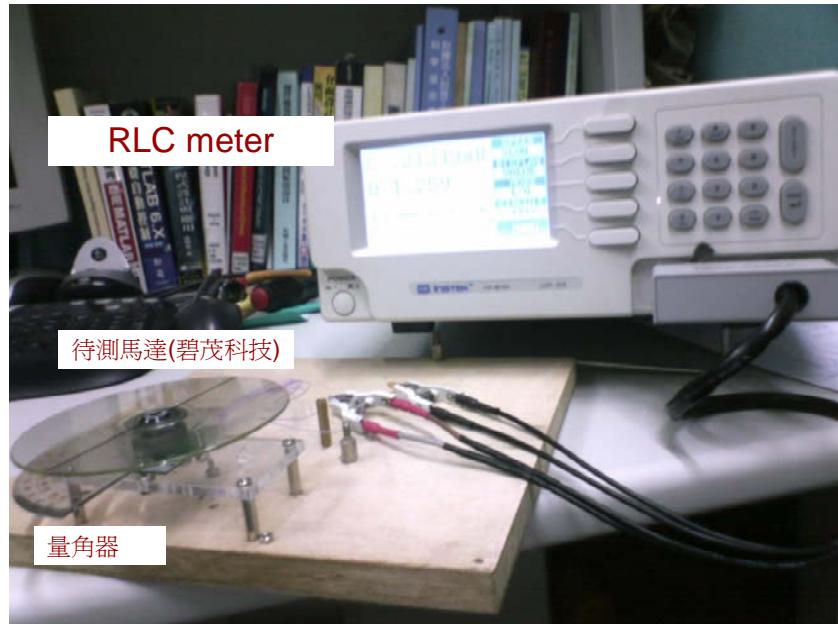


圖5.23 量測馬達電感及電阻平台



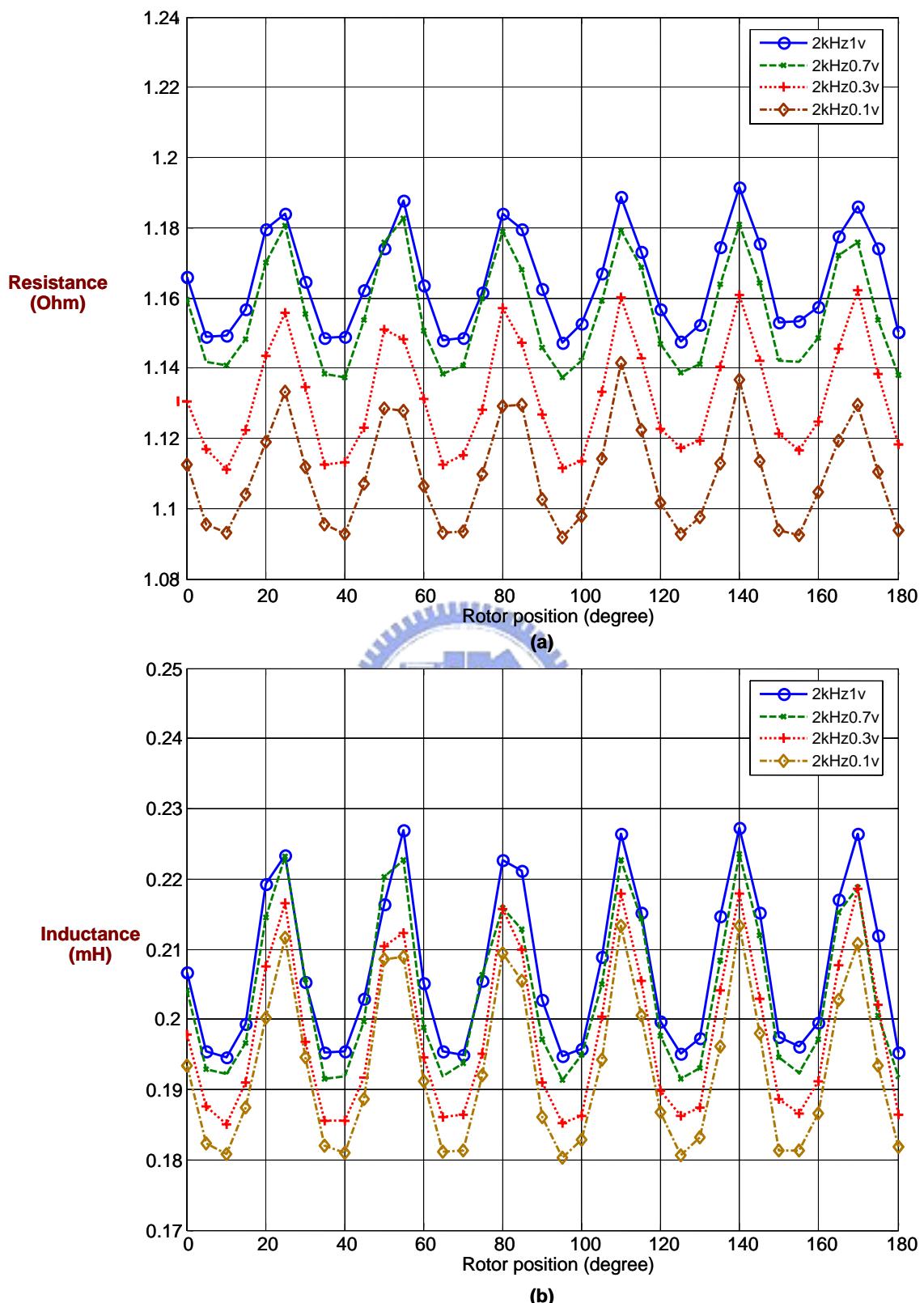


圖5.24 分別注入1 V、0.7 V、0.5 V、0.1 V電壓大小所量測到的(a)電阻-角度(b)電感-角度 (碧茂馬達)

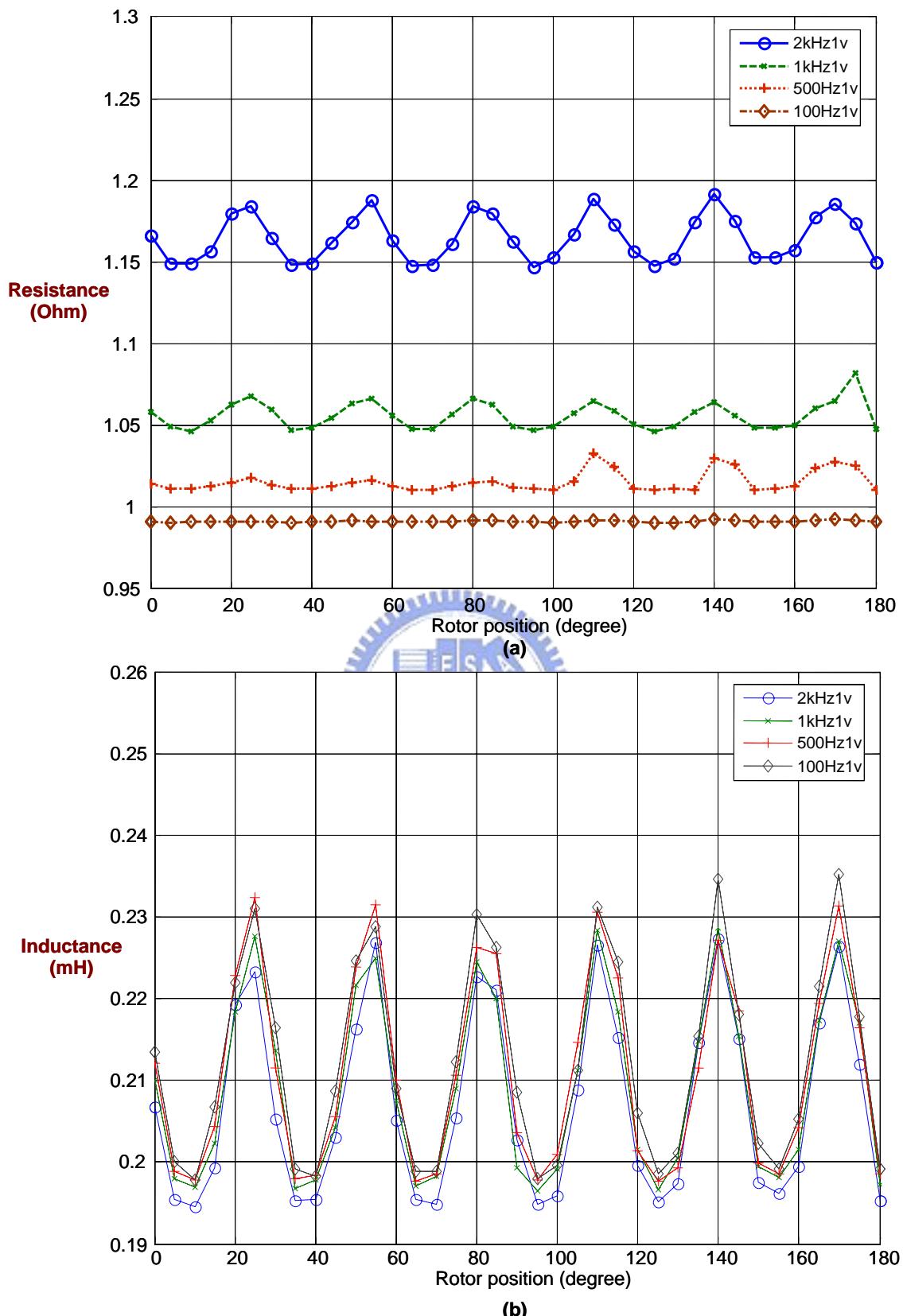


圖 5.25 分別注入 2 kHz、1 kHz、500 Hz、100 Hz 電壓頻率所量測到的
 (a)電阻-角度(b)電感-角度 (碧茂馬達)

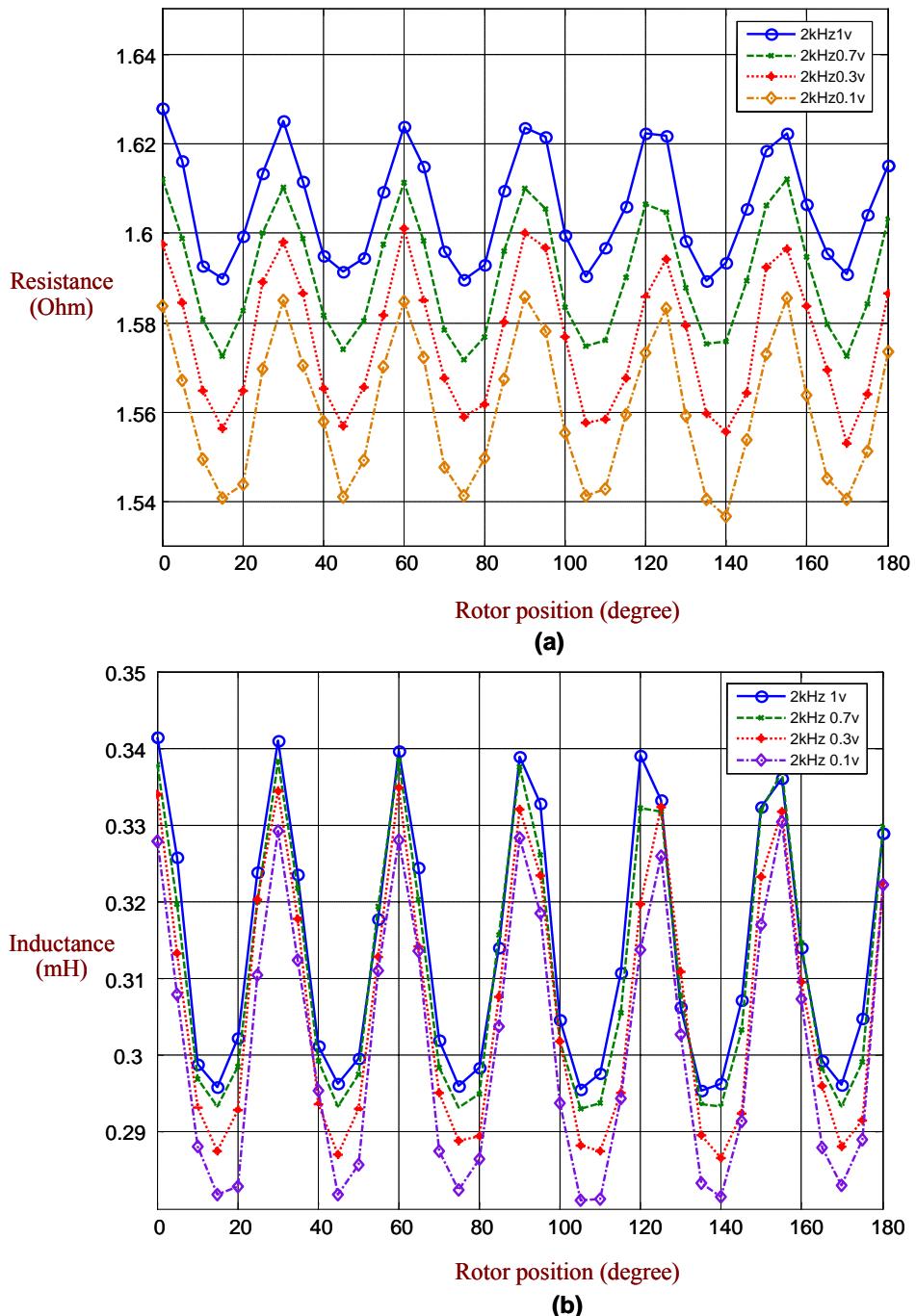


圖5.26 分別注入1 V、0.7 V、0.5 V、0.1 V電壓大小所量測到的
(a)電阻-角度(b)電感-角度（元本馬達）

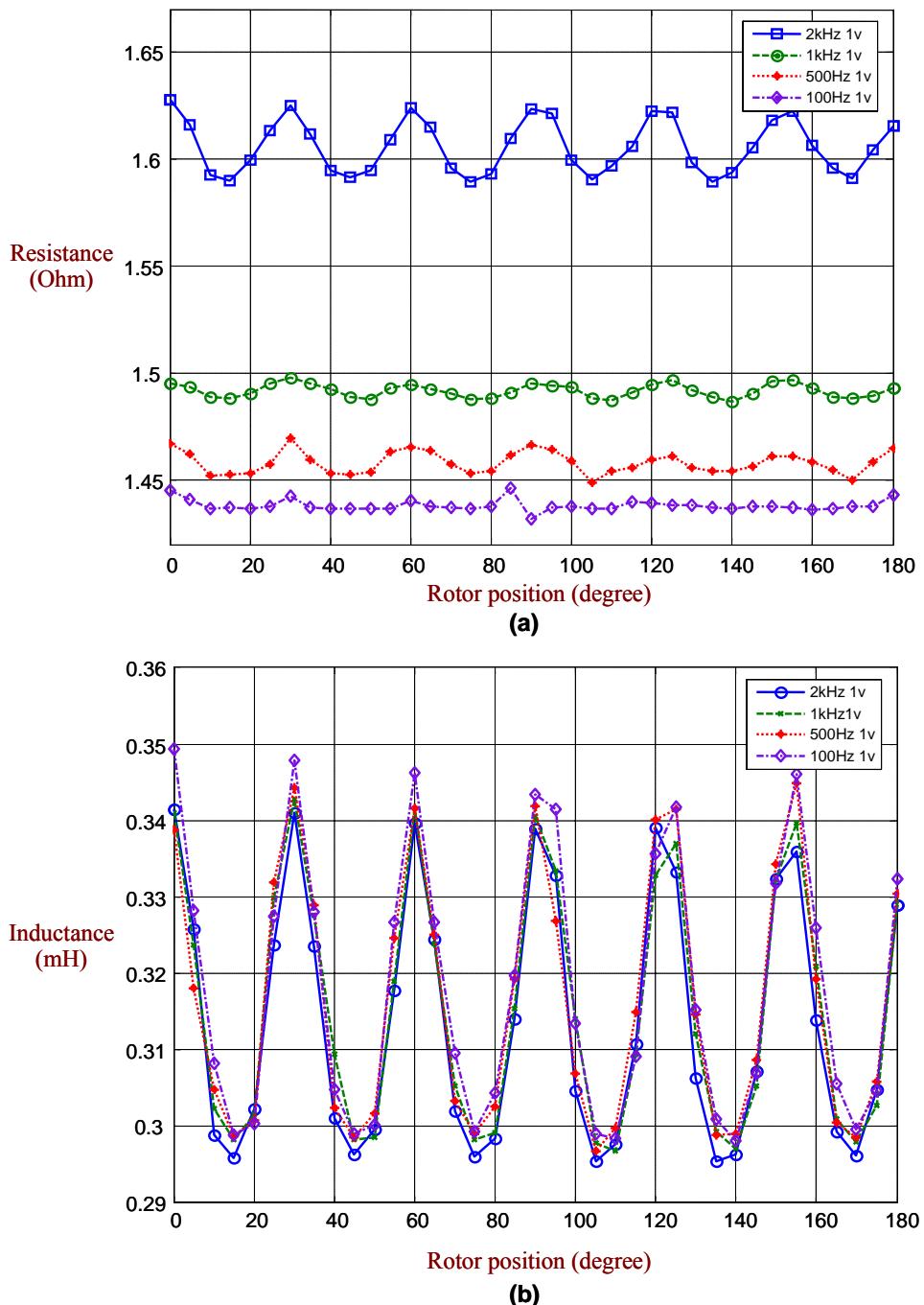


圖 5.27 分別注入 2 kHz、1 kHz、500 Hz、100 Hz 電壓頻率所量測到的
 (a) 電阻-角度 (b) 電感-角度 (元本馬達)

5.3.7 驗證馬達參數

綜合由上面的實驗結果可以得到馬達反抗電動勢常數、轉子慣量、馬達機械常數、電阻以及電感值等，其數據如表5.2所示。將其馬達參數代入PSIM模擬，分別模擬馬達與穩態以及動態的數據。討論穩態時的電流大小以及速度誤差。並且由於實際馬達的霍爾元件訊號為非理想的弦波，因本論文使用霍爾元件訊號作為電流控制的參考訊號以及計算轉子訊號的依據。所以若要驗證實驗與模擬結果，分析霍爾元件訊號是必要的，圖5.28為馬達運轉於1000 rpm以及3750 rpm下的霍爾元件訊號。將訊號做FFT(Fast Fourier Transform)，可以得到霍爾元件訊號除了基頻的成分外還有含有3倍頻的諧波成分。因此在模擬時需要將三倍頻的諧波考慮進去，

圖5.29為加入三倍頻諧波成分的霍爾元件訊號查表機制得結果，可以得到理想的霍爾元件訊號查表最大誤差3 rpm，而加入諧波訊號的霍爾元件訊號查表於500 rpm下實際與計算出來的轉速誤差約在120 rpm，並且轉速上昇誤差越大。因此將此修正機制加入可模擬實際轉速及電流受霍爾元件訊號狀況的影響。接下來對於馬達控制於三相控制時所顯示出來的電流轉速訊號做分析。圖5.30為馬達於無載時使用一般三相速度控制下的穩態轉速以及電流狀態，可以得到模擬以及實驗的電流幾乎相同。並且圖5.31為給予斜坡轉速命令下的電流以及轉速狀況，圖5.32為給予步階命令轉速命令下的電流、轉速狀況，可以得到代入的馬達參數值模擬下的結果與實驗結果為一致的。

表5.2 永磁同步馬達參數鑑別所得的參數值

	K_e	J (轉子慣量)	Machine Time Constant	R	L
元本電 子馬達	0.7798 Vpk/kg·m/s (4.3 mV/(rad/sec))	$1.8 \times 10^{-6} \text{ kg}\cdot\text{m}^2$ (碟片 $3 \times 10^{-5} \text{ kg}\cdot\text{m}^2$)	0.249	0.8 Ω	0.15 mH

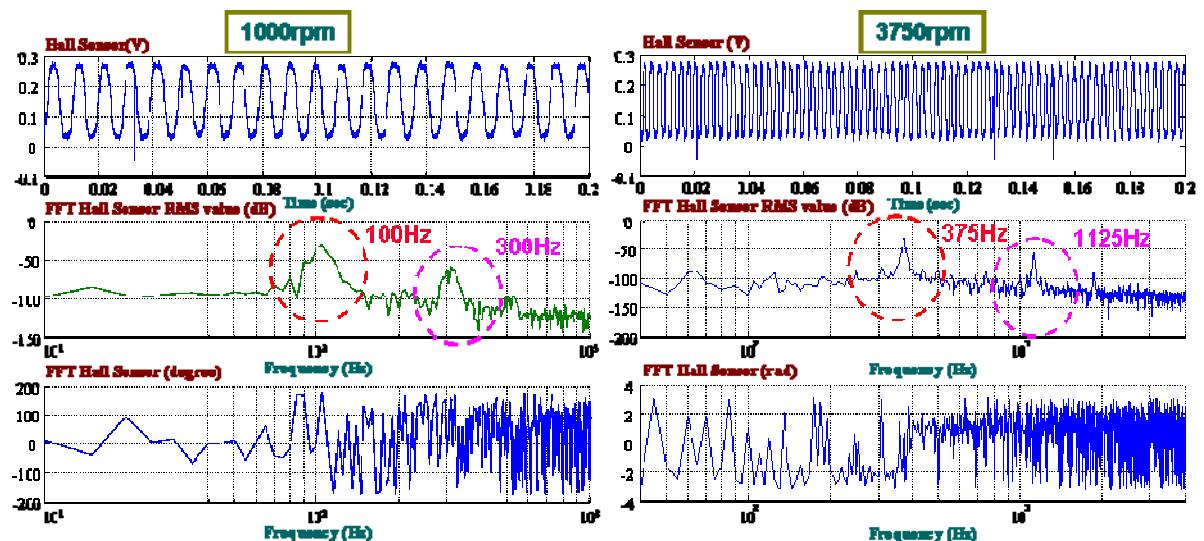


圖 5.28 實際或爾元件訊號頻譜分析 (1000 rpm)

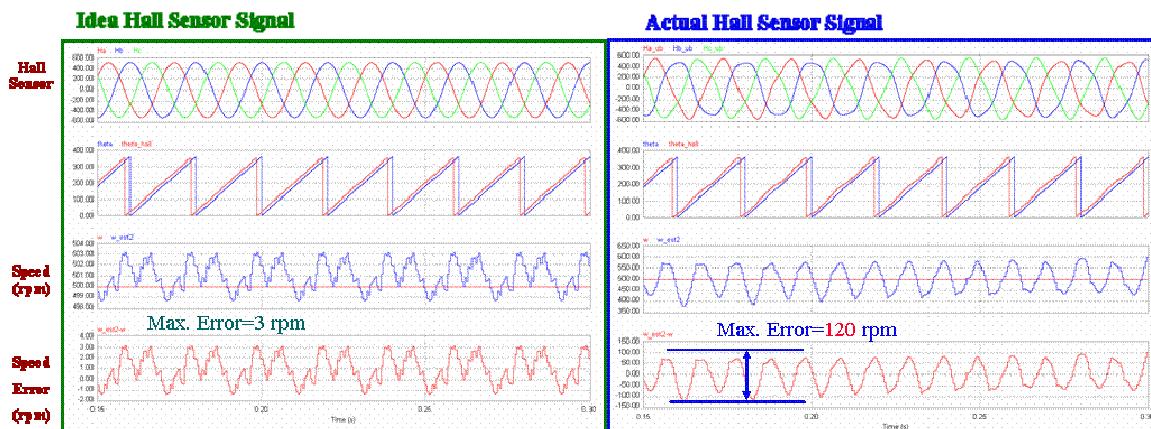


圖 5.29 使用理想與非理想線性型霍爾元件訊號計算馬達轉子位置

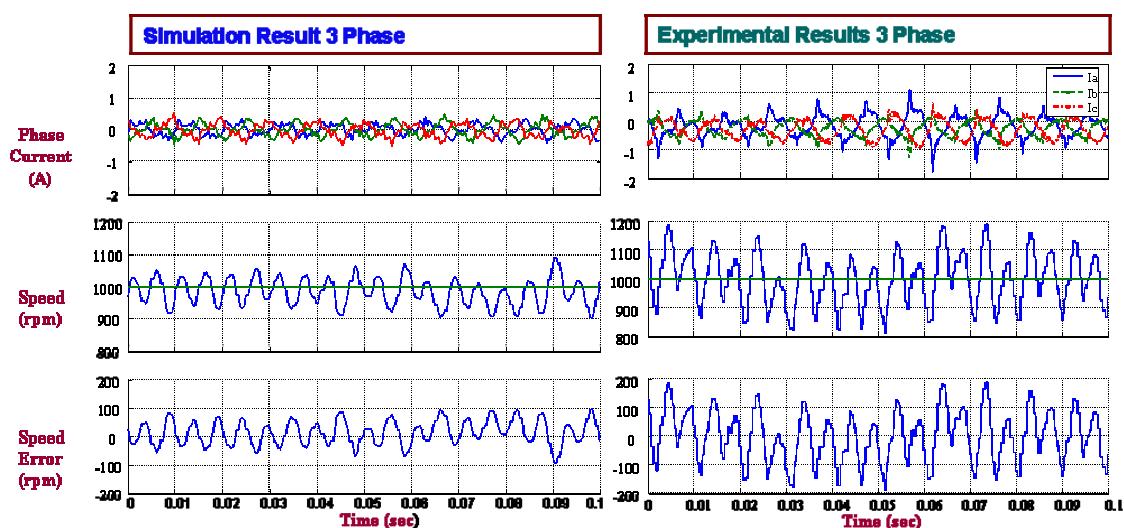


圖 5.30 無載三相伺服控制 (1000 rpm)

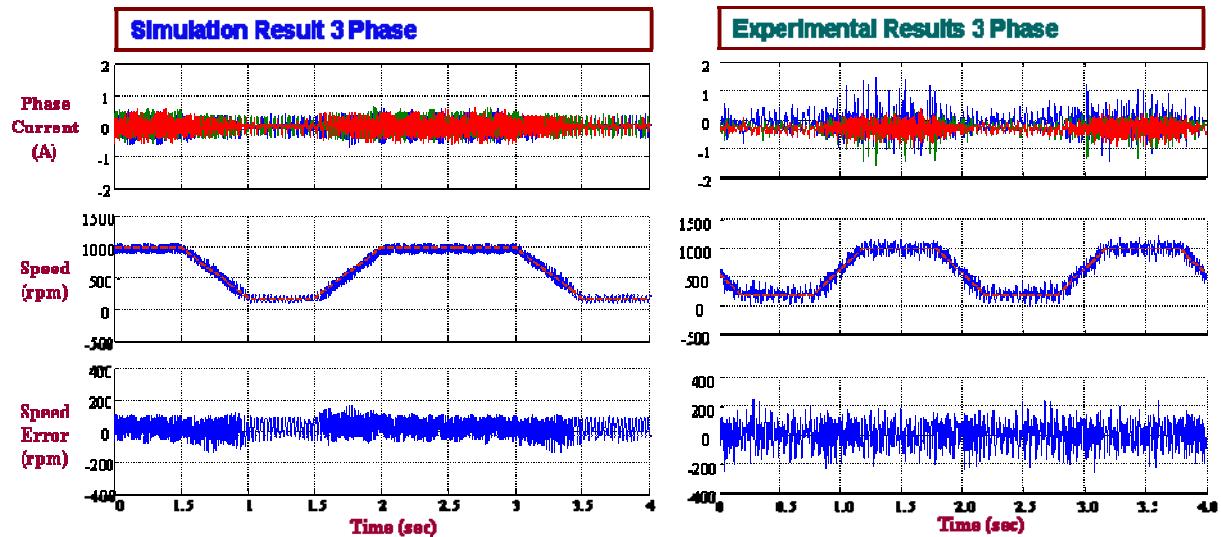


圖5.31 無載三相伺服控制 (200至1000 rpm)

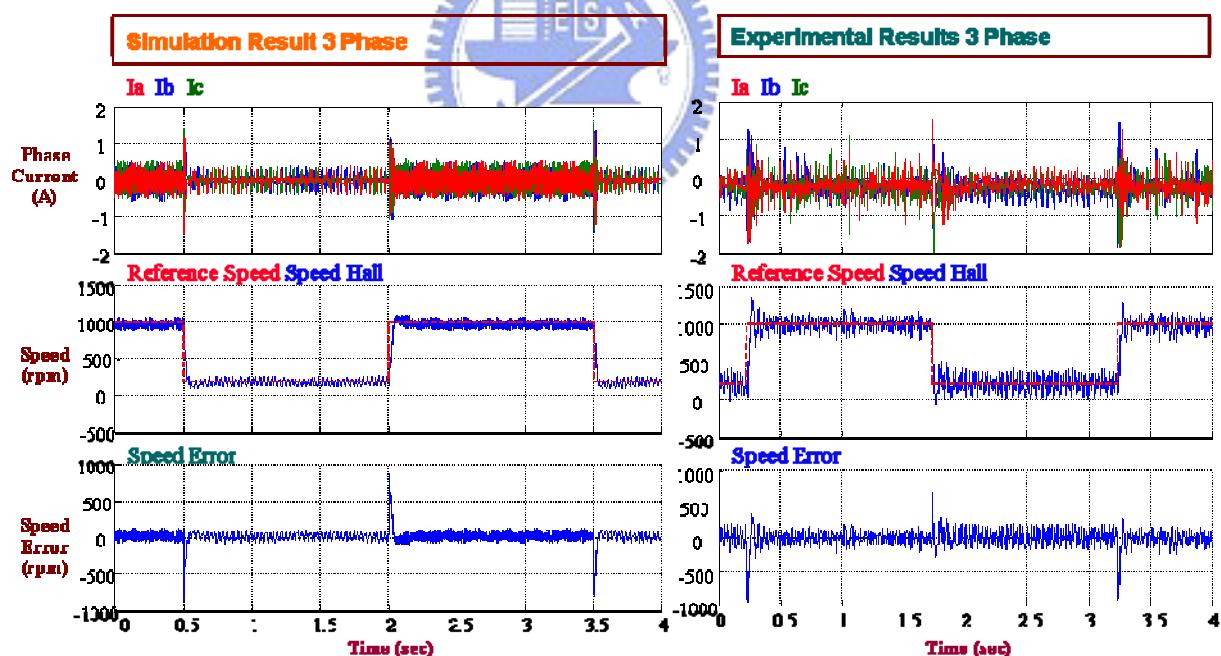


圖5.32 無載三相伺服控制 (200至1000 rpm)

再來考慮馬達掛載12 cm光碟片時的狀態，圖5.33及圖5.34分別為馬達掛載時使用三相電流驅動馬達達到轉速500 rpm及2000 rpm下的模擬與實驗結果，可以得到轉速以及電流均為一致的。

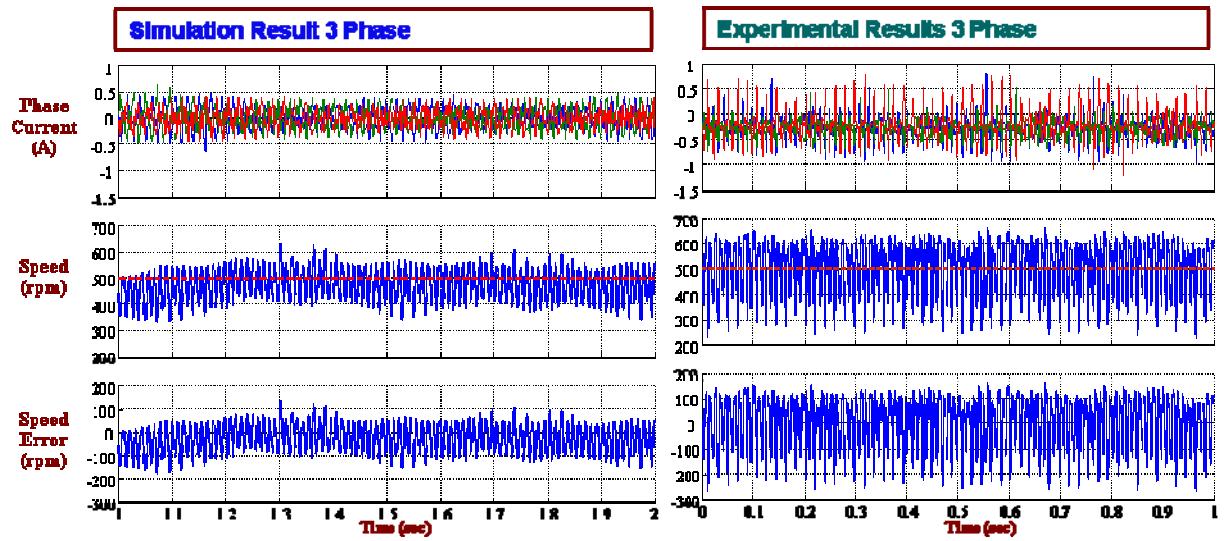


圖5.33 掛載碟片下三相伺服控制 (500 rpm)

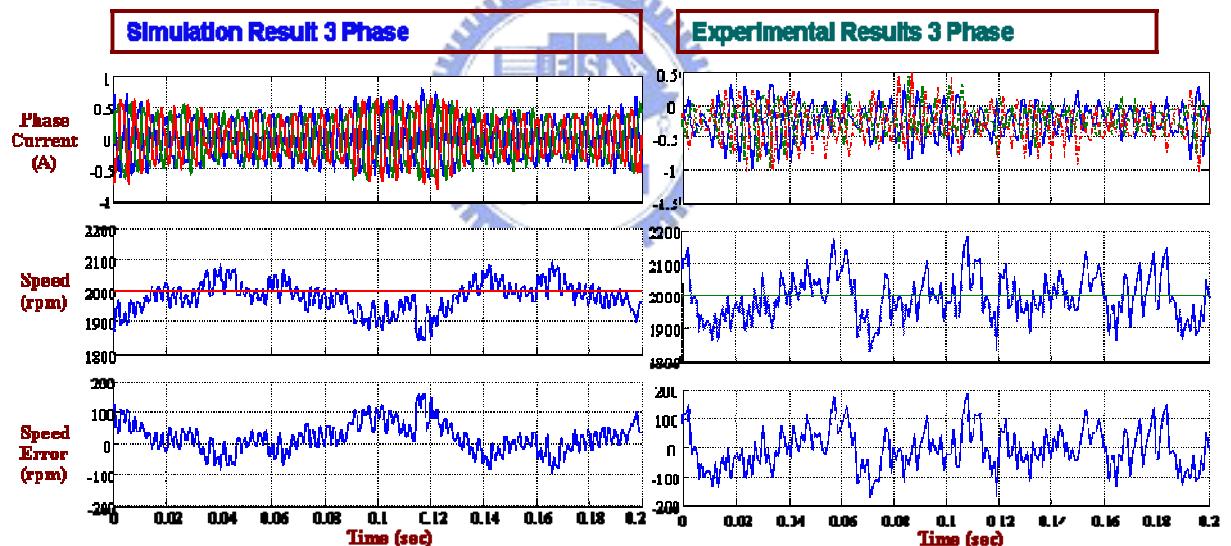


圖5.34 掛載碟片下三相伺服控制 (2000 rpm)

接下來便要由模擬驗證單相電流驅動時所計算出來的扭矩、電流及反抗電動勢是否一致，圖5.35為馬達無載時單相電流驅動馬達於2000 rpm下的扭矩以及電流，可以得到扭矩均為-2~7 mN·m上下震盪。而圖5.36為有載時轉速為2000 rpm時的扭矩狀態，可以得到扭矩狀況唯一一致的。因此由上面驗證所得到的模擬與實驗驗證得到的比較結果一致，所以也可以驗證穩論文所使用方法計算出來的馬達參數為可靠的。

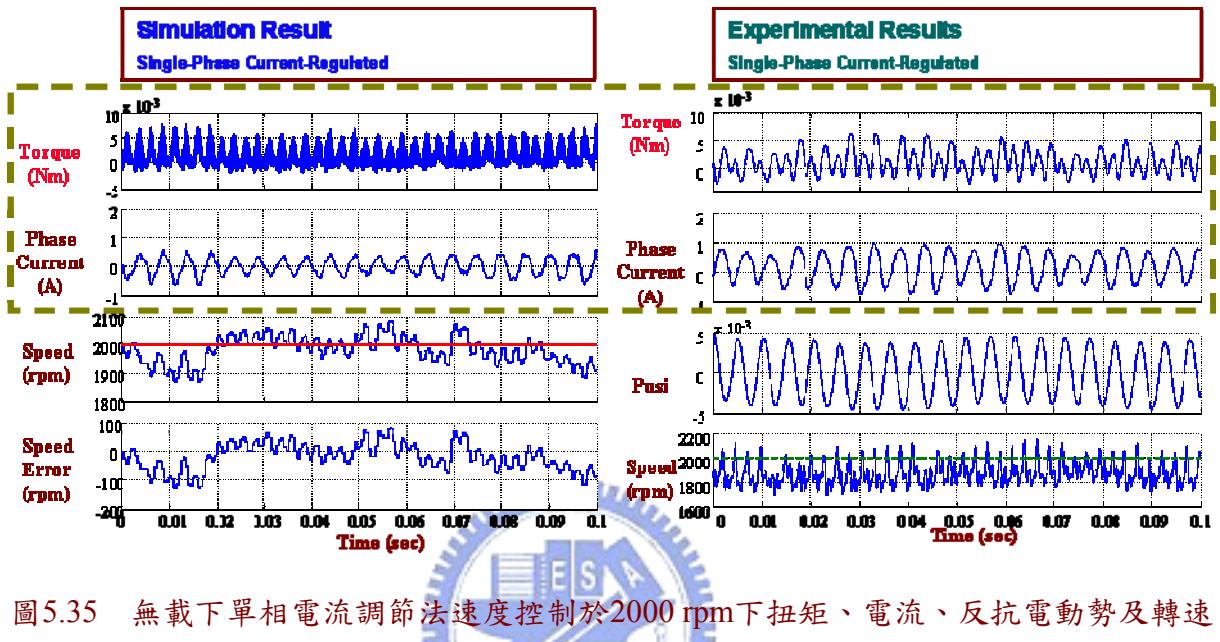


圖5.35 無載下單相電流調節法速度控制於2000 rpm下扭矩、電流、反抗電動勢及轉速

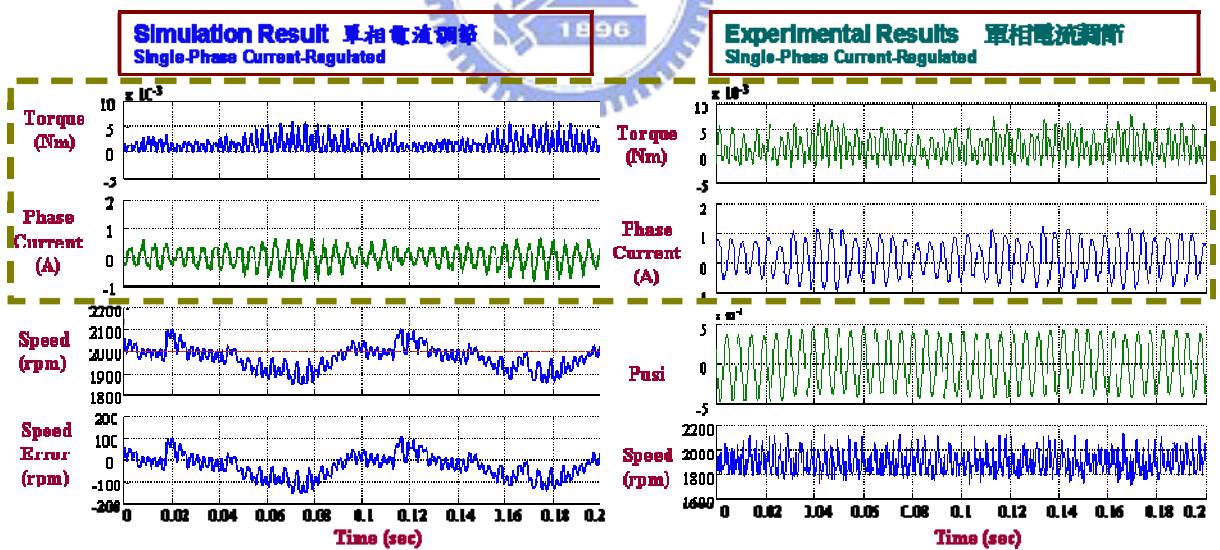


圖5.36 掛載碟片下單相電流調節法速度控制於2000 rpm下扭矩、電流、反抗電動勢及轉速

5.3.8 使用LabVIEW介面量測反抗電動勢常數

由上兩個章節，可以得到利用 a 相電壓經過計算得到磁通訊號，並且經過電腦自動計算扣除偏移磁通便可以計算得反抗電動勢常數。為了使檢測能夠更方便，因此使用國家儀器(NI)發展出來的LabVIEW虛擬儀控軟體設計檢測平台，將 a 相電壓、電流訊號藉由凌華科技(ADLINK)生產的資料擷取卡(DAQ2501/PCI9118)讀回電腦，並存成為資料檔案格式，藉由LabVIEW連結Matlab的方式，以離線的方法將最小平方法這些計算量大的矩陣運算交由Matlab計算，再將結果傳回並顯示在LabVIEW視窗。

圖5.37為整個實驗架構圖，軟體計算部份包含了使用DSP單相伺服控制馬達的部份、LabVIEW連結Matlab計算反抗電動勢以及轉動慣量等特性參數的部份，硬體部分含有DSP主軸馬達驅動平台以及資料擷取卡等。藉由這些實驗平台可在驅動馬達同時，再經由LabVIEW計算得到馬達參數。

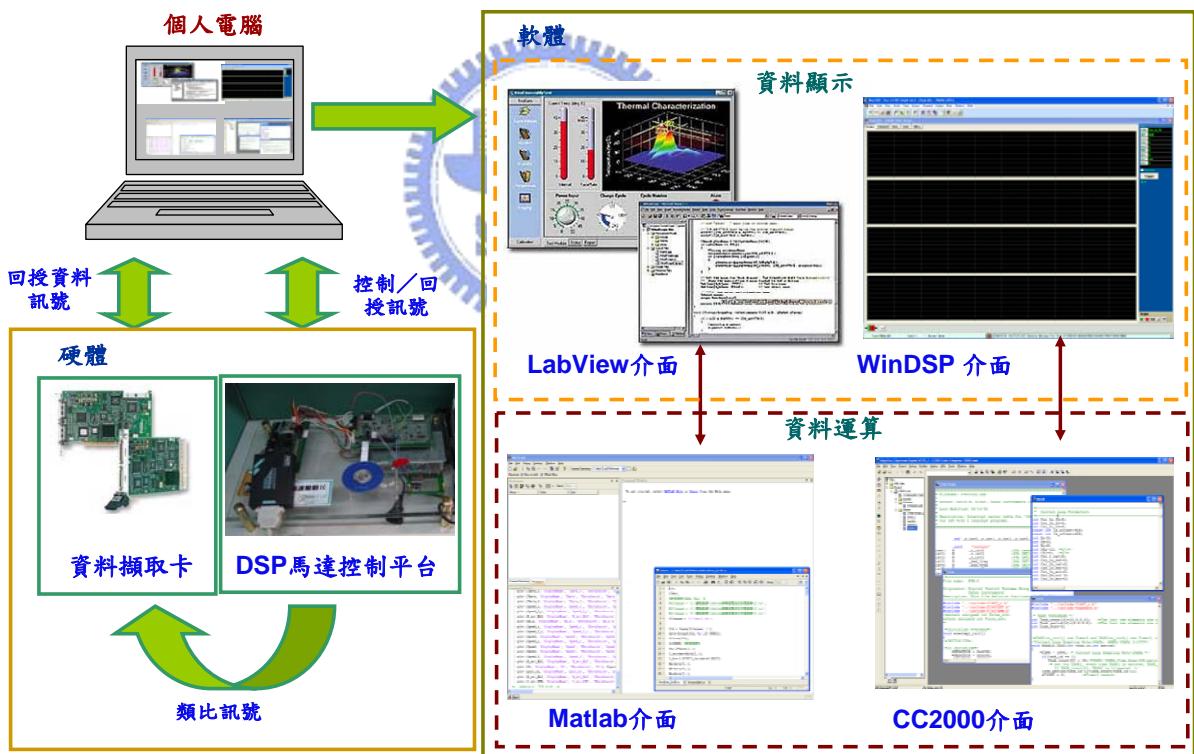


圖5.37 實驗架構圖

LabVIEW程式發展環境與一般的C或BSIC語言有重大的差異。後者使用文字為主的語言還寫成千上百行的程式碼，而LabVIEW卻使用名為“G”的圖形程式語言，以稱為方塊圖的圖畫形式來創造程式，因而消除了許多語法上的細節。採取此法可以在使用時著重於系統邏輯架構以及資料流，不用費心在程式的語法中。然而這種較簡單語法並不會使程式能做的事情變少或是效能變差。

LabVIEW使用術語(terminology)、圖示(icon)，以及科學家和工程師類似的觀念來進行程式層級的規劃。因不使用文字語言，而完全依靠圖形符號(graphical symbol)來描述程式的行為。資料流(dataflow)的原則，及函數只有在接收到所需的資料以後才動作，簡單直接地主導程式的執行。

圖5.38左邊部分為計算反抗電動勢常數的人機介面視窗，左上方為即時讀取資料波形圖，右上方為顯示經過修正後的磁通量，而左下的方塊裡面包含了控制面板開關，g設定資料擷取的取樣時間跟取樣點數，及可供使用者輸入檔案路徑的區塊。而右下的部份為計算按鈕以及由擷取卡讀取回來的a相電壓值；另一方面圖5.38右邊部分為LabVIEW虛擬儀控的圖型化程式方塊圖，裡面含有資料處理方塊、檔案連結功能以及資料流控制方塊的設定外，還有Matlab程式節點，將擷取的資料傳入作矩陣運算。並設定資料的取樣頻率為50k Hz，取樣點數為5000點。

圖5.39至圖5.40分別為使用碧茂科技所產的馬達單相電流伺服控制在1000 rpm、3000 rpm下所計算出來的反抗電動勢波形以及反抗電動勢常數，反抗電動勢數值分別為4.02254 mV/(rad/sec)以及4.24 mV/(rad/sec)，而無負載測試法得到的反抗電動勢常數為4 mV/(rad/sec)，誤差約5%以內。另外除了使用碧茂科技所生產的主軸馬達測試外，還使用另外一間廠商元本電子所提供的光碟機主軸馬達，其控制架構與先前的控架構相同，圖5.41至圖5.44分別為將馬達驅動於轉速1000、2000、3000、4000 rpm下所量測的反抗電動勢常數均在4.3 mV/(rad/sec)左右，與使用無負載測試法得到的反抗電動勢常數4.27 mV/(rad/sec)幾乎相同。驗證該方法可準確計算出反抗電動勢常數。

為了達到自動化計算的目的，上述所提到的計算反抗電動勢常數可以藉由LabVIEW介面做重複的計算馬達參數工作，如圖5.45於元本電子馬達1000、2000、3000、4000 rpm下連續累計計算100次馬達反抗電動勢常數的結果，其最大誤差發生於1000 rpm誤差為7%左右，代表該方法是用於自動化時的準確性。

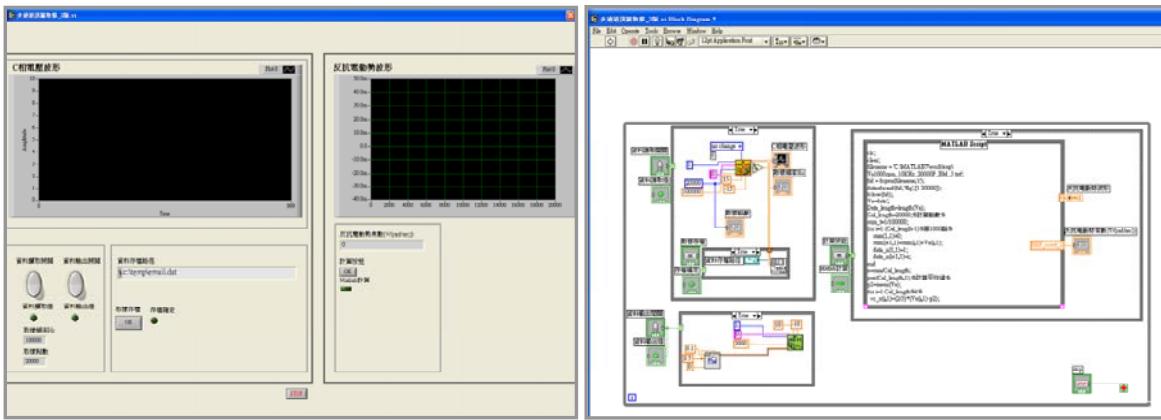


圖5.38 LabVIEW虛擬儀控人機介面

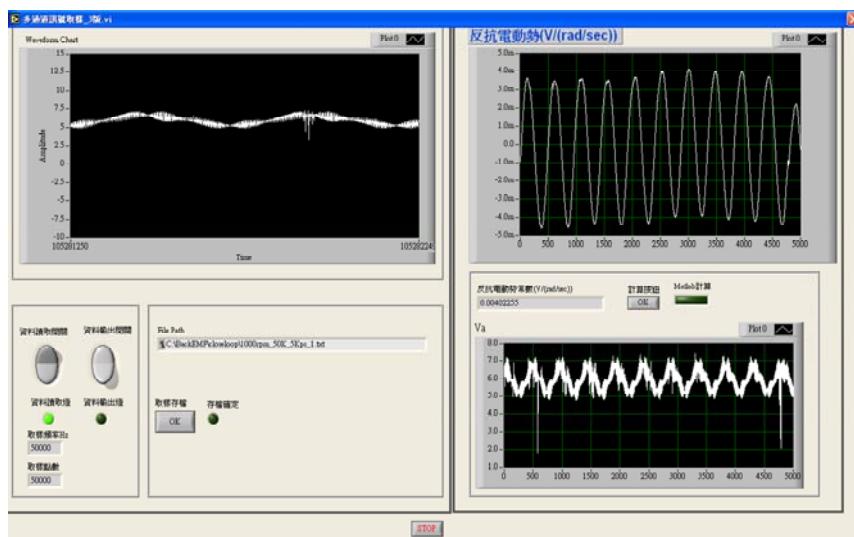


圖5.39 閉迴路單相電流驅動1000 rpm (碧茂)



圖5.40 閉迴路單相電流驅動3000 rpm (碧茂)

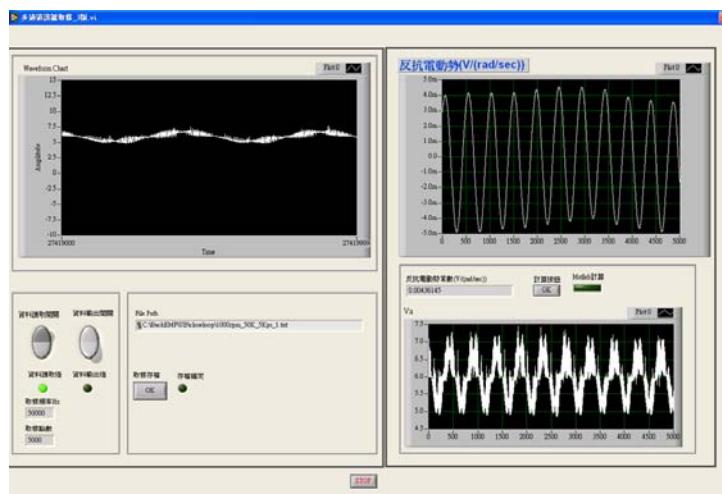


圖5.41 閉迴路單相電流驅動1000 rpm (元本)

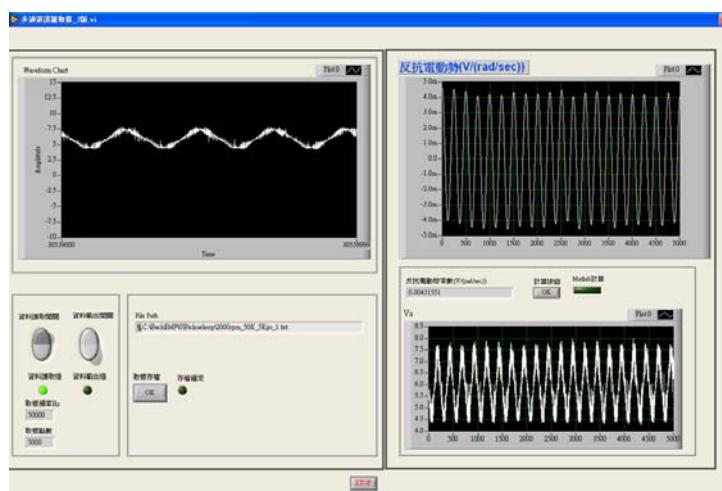


圖5.42 閉迴路單相電流驅動2000 rpm (元本)

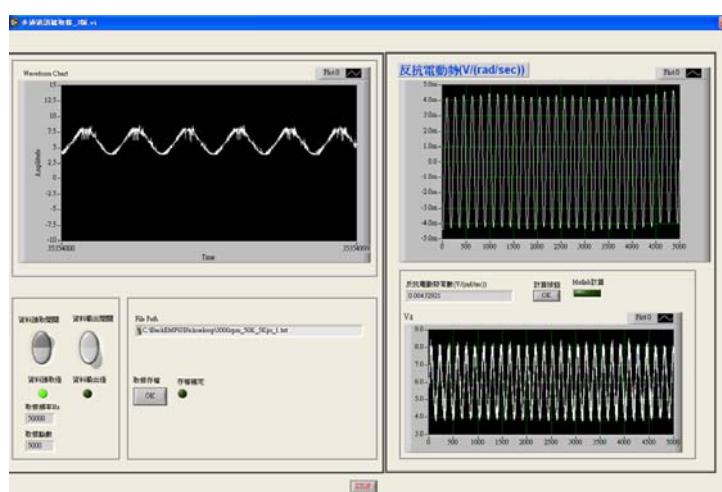


圖5.43 閉迴路單相電流驅動3000 rpm (元本)

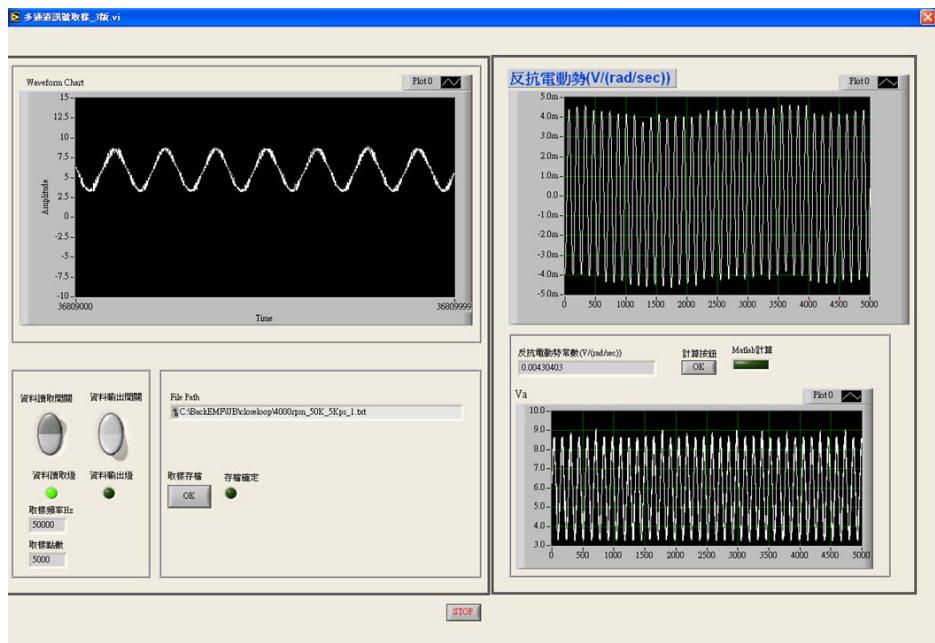


圖 5.44 閉迴路單相電流驅動 4000 rpm (元本)

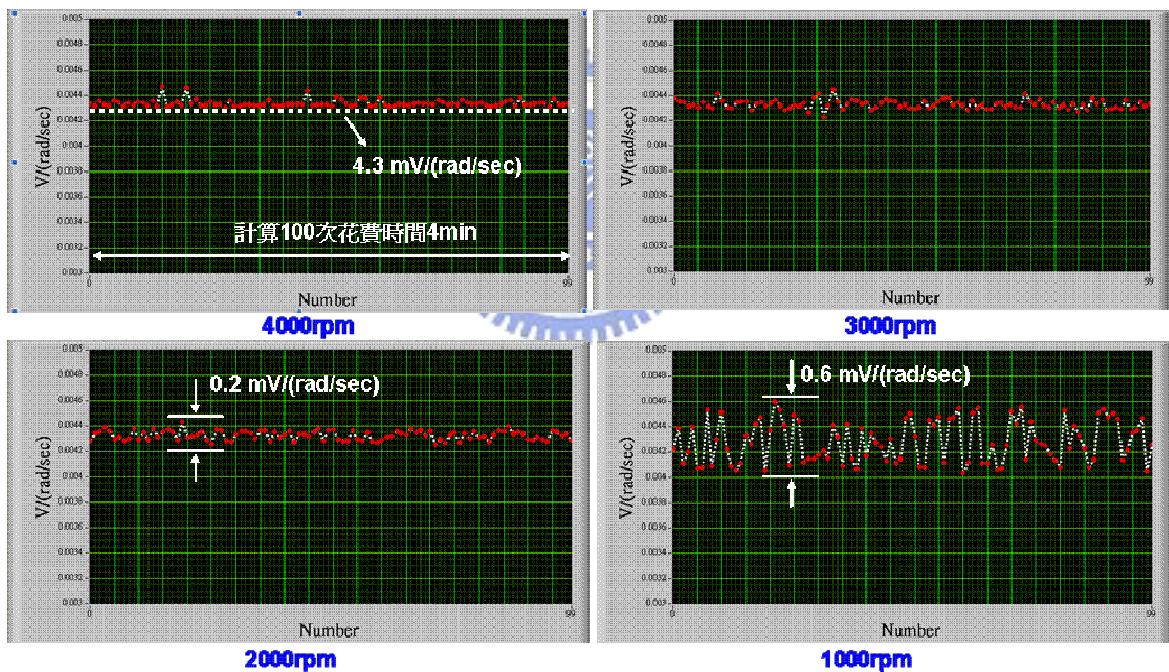


圖 5.45 分別於不同穩態轉速下多次自動化計算馬達反抗電動勢常數結果 (元本馬達)

5.3.9 使用LabVIEW介面估算轉動慣量及摩擦係數

前一節提到的使用 a 相電壓計算反抗電動勢常數，但是僅於定轉速的狀態下作測試，本節將利用單相電流伺服控制馬達，使馬達控制在變轉速的狀態下，除了可計算反抗電動勢常數外，加上估測馬達轉動慣量以及摩擦係數的機制，圖5.46為一個可以同時計算出反抗電動勢常數以及轉動慣量以及摩擦係數的LabVIEW人機介面，右邊為一般開關、檔案存檔路徑、計算按鈕等等。中間視窗分別為顯示計算後的反抗電動勢波形、轉速、電流，左邊視窗為估測出來的摩擦係數、轉動慣量及由(4-11)-(4-14)式所計算出來的扭矩。

如此便可以使用遞迴最小平方法估算轉動慣量以及摩擦係數，如圖5.47為利用碧茂科技馬達所估算出來的結果，計算出馬達反抗電動勢常數為 $4.09 \text{ mV}/(\text{rad/sec})$ ，估測出來的轉動慣量為 $1.3 \times 10^{-6} \text{ kg}\cdot\text{m}^2$ 。廠商所提供的轉動慣量數值為 $1.0 \times 10^{-6} \text{ kg}\cdot\text{m}^2$ 與實驗值非常接近。驗證了轉動慣量估測的可行性。

圖5.48為利用元本電子馬達所估算出來的結果，計算出反抗電動勢常數為 $4.4 \text{ mV}/(\text{rad/sec})$ ，估測出來的轉動慣量為 $1.25 \times 10^{-6} \text{ kg}\cdot\text{m}^2$ ，摩擦係數為 $10^{-5} \text{ kg}\cdot\text{m}^2\cdot\text{sec}$ 。元本電子廠商所提供的規格為 $1.21 \times 10^{-2} \text{ mN}\cdot\text{m}^2 = 1.23 \times 10^{-6} \text{ kg}\cdot\text{m}^2$ 。實驗值與廠商所提供的規格誤差在5%以內。若將一般市售的12 cm光碟片（轉動慣量為 $3 \times 10^{-5} \text{ kg}\cdot\text{m}^2$ ）掛載於馬達上，並且利用單相驅動伺服控制馬達於變轉速狀態時，並將碟片黏貼於轉子上，碟片與轉子間沒有速差下，利用遞迴最小平方法可以估測轉動慣量（轉子慣量及碟片轉動慣量）約為 $3.1 \times 10^{-5} \text{ kg}\cdot\text{m}^2$ ，摩擦係數為 $9.6 \times 10^{-6} \text{ kg}\cdot\text{m}^2\cdot\text{sec}$ 與無掛載碟片時的摩擦係數相距不大，也驗證了該方法可以估測出馬達轉子所掛載的轉動慣量。

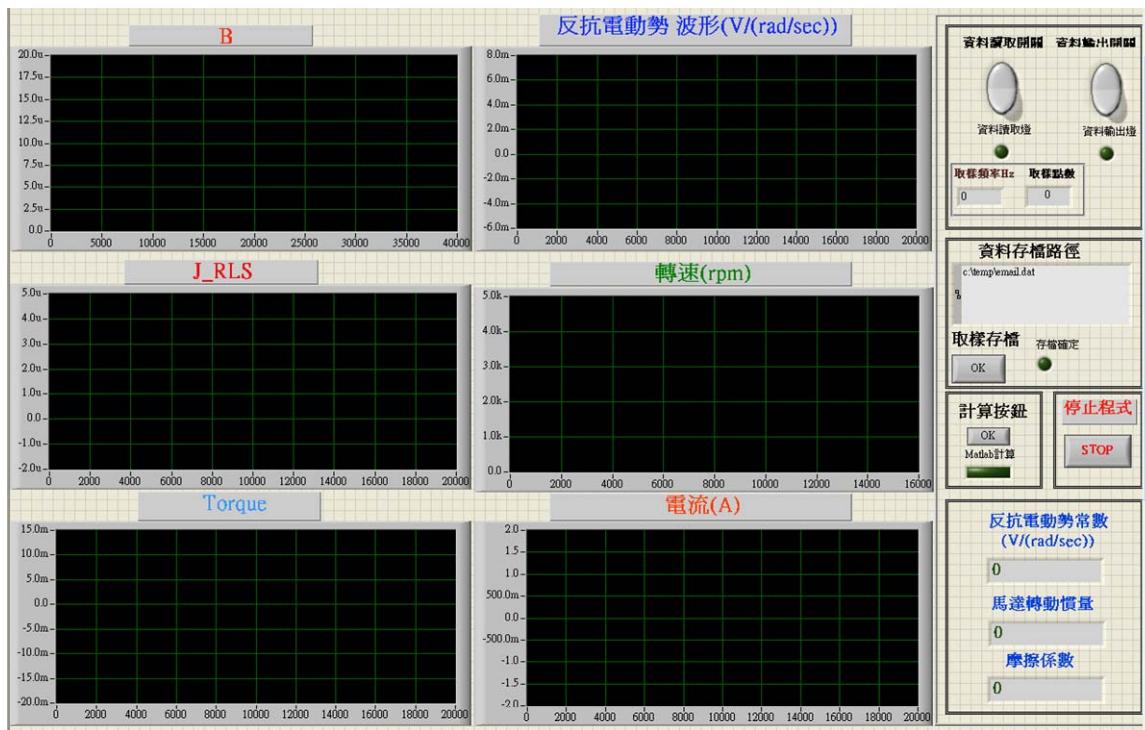


圖5.46 估測轉動慣量、摩擦係數及反抗電動勢常數之LabVIEW人機介面

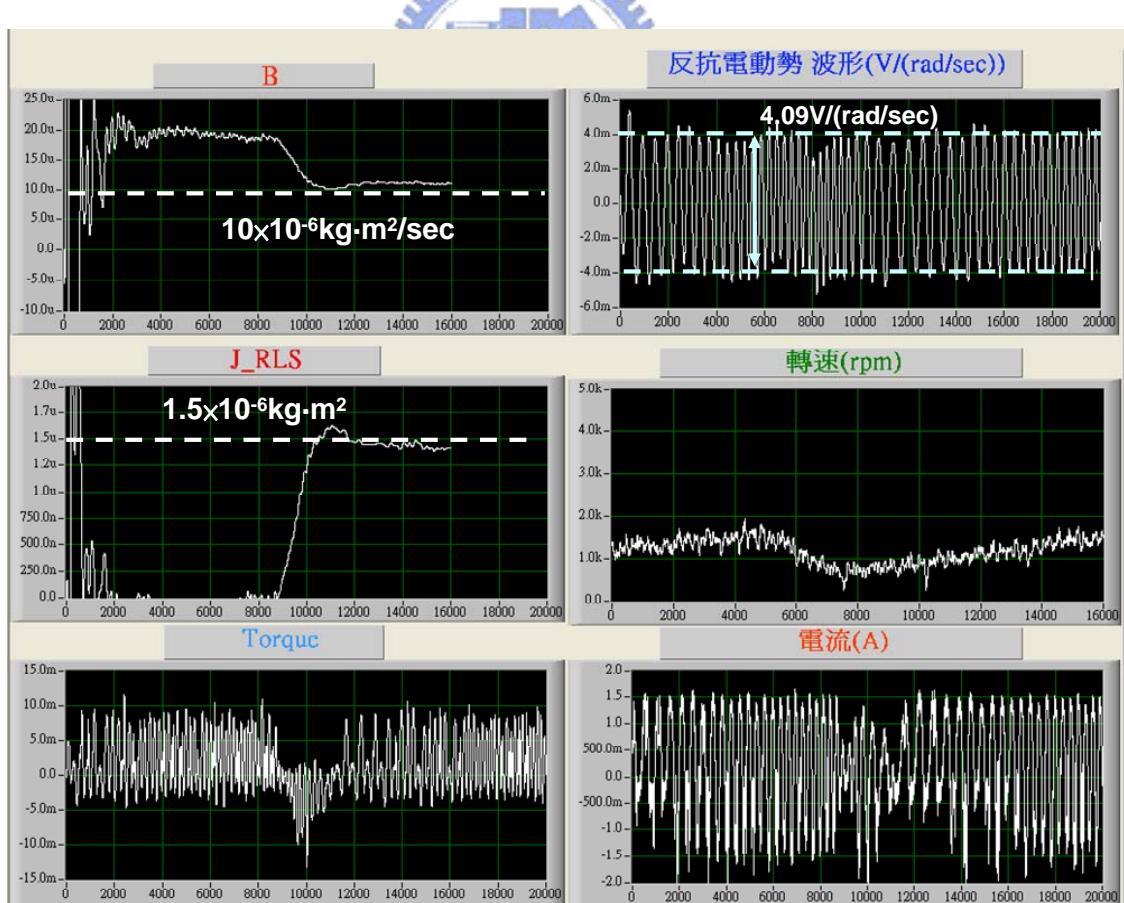


圖5.47 反抗電動勢常數、轉動慣量及摩擦係數估測結果（碧茂）

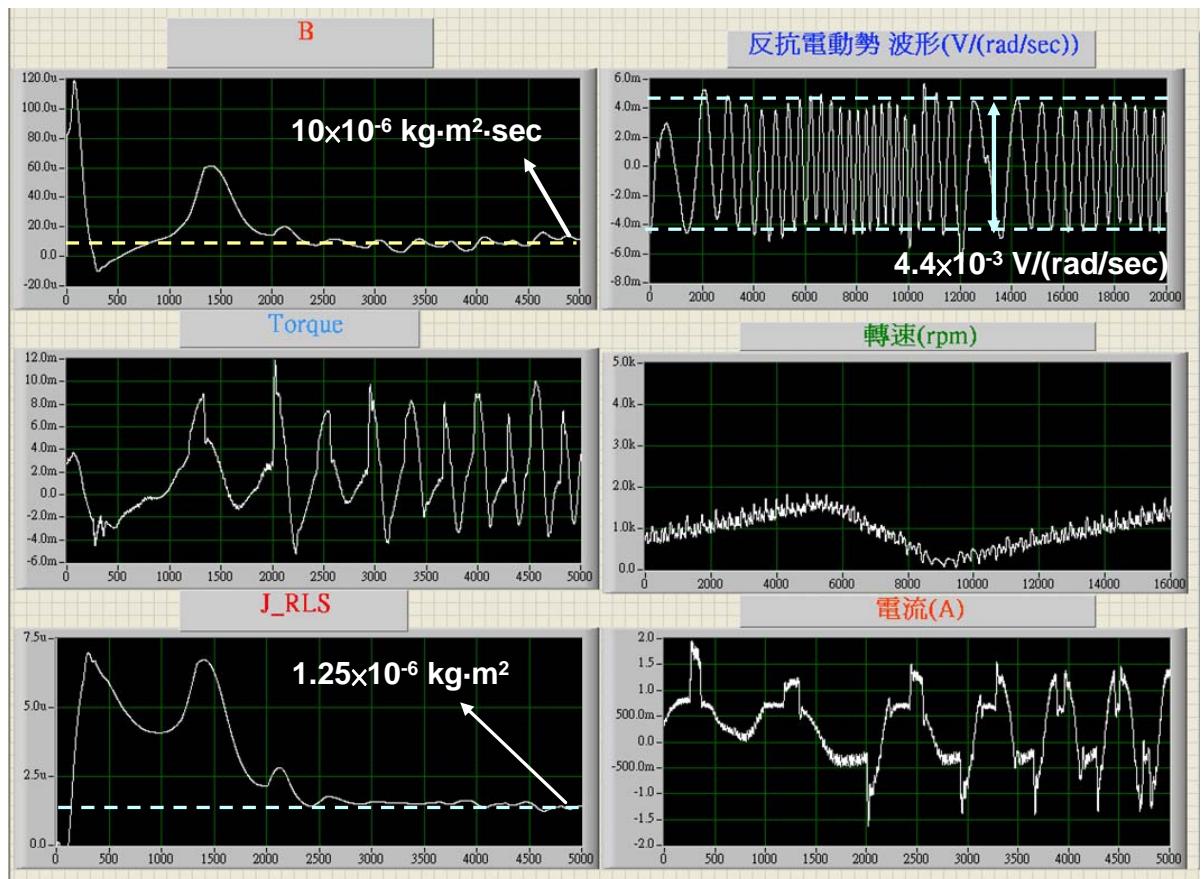


圖 5.48 反抗電動勢常數、轉動慣量及摩擦係數估測結果（元本）



第六章

結論與建議

6.1 結論

本論文呈現了永磁式同步馬達使用線性型霍爾感測器訊號達到速度控制的目的，以及一種新型的電流調節技術驅動馬達及參數鑑別的分析與設計方法，並以模擬以及實驗的方法，驗證了該方法的準確性。

第三章中討論了使用線性型霍爾感測器的伺服控制方法。利用線性型霍爾感測器訊號與反抗電動勢相位差固定與振幅不變的特性，可得到轉子電機角度與轉速。磁場導向向量控制不需透過靜止三軸與同步旋轉二軸間的座標轉換，而是在靜止三軸以速度控制器所產生的相電流峰值命令與線性型霍爾感測器的訊號調變得到各相之電流命令。並且使用一種新的電流調節方法，使用線性型霍爾元件訊號作為單相電流驅動馬達的電壓調變訊號的依據，使用單相電流驅動馬達，以達到伺服控制的目的。

第四章為實現馬達參數鑑別，計算反抗電動勢常數上，先以單相電流調節技術驅動馬達，回授開路相繞組的電壓到電腦，由於馬達的兩相電壓關係已知，所以可以經由計算得到磁通量，進而可直接得到反抗電動勢常數；另一方面將計算得到的磁通量以及電流值作計算可以得到馬達扭矩，並且使用霍爾元件回授的訊號計算出轉速，可以估算出轉動慣量。其中提到三種估測轉動慣量以及摩擦係數的方法，並且針對於三種方法利用模擬的方式顯示估測轉動慣量的可行性以及準確性。在最後並提出馬達電感以及電阻的量測方法。

第五章中首先介紹本論文所使用的實驗平台，於單相伺服控制方面討論永磁單相同步馬達控制演算法的DSP實現，以及DSP程式中的中斷服務常式配置與規劃，完成了計算馬達反抗電動勢常數以及可以準確的估測出馬達於無載以及有載時的轉動慣量。估算出馬達參數後進行參數驗證，除了反抗電動勢常數由無負載實驗作為雙重比對的依據外，將估測出來的馬達參數如反抗電動勢常數、轉動慣量、摩擦係數以及馬達阻

抗代入PSIM模擬，可得到驅動於各個轉速以及不同負載情況下的電流大小、轉速誤差、扭矩大小均可以作為驗證該馬達參數的正確性。

最後設計一個LabVIEW虛擬介面作為馬達參數鑑別的虛擬平台，分為量測馬達反抗電動勢常數、自動化多次計算反抗電動勢常數機制、量測馬達轉子慣量以及摩擦係數的機制三大部分，將本論文的應用層面表現出來，可以達到自動化的檢測馬達特性參數的目的。

綜合以上所述，第一，使用線性型霍爾感測器對永磁同步馬達的速度控制為一便宜且簡單的解決方案並且可以經由改良達到單相電流調節技術驅動馬達。第二，本文提出的單相電流驅動馬達的方法可達到速度控制，該速度控制可繼續估測馬達參數，藉此控制架構可以計算出反抗電動勢常數以及利用最小平方法估算轉動慣量以及摩擦係數。最後的電感及電阻量測實驗也驗證遞增電感的存在，其電感受轉子磁鐵所造成的電感變化量約為電感平均值的5%左右。所以利用單相電流調節技術的方法可以同時計算出馬達反抗電動勢常數、轉動慣量以及摩擦係數；另一方面電阻會因為輸入的電壓大小以及頻率不同而會有10%~15%的改變量，對於要再進一步控制馬達而言，必須要考量馬達電阻以及電感受驅動電壓以及轉子角度所改變的增量。



6.2 建議

本節對於本論文所提出的方法之缺點以及可以加以改善的地方提出可能的方法或應對策略。首先，利用霍爾元件感測器訊號直接產生各相電流命令為一簡單的方法，但由於廠商生產的霍爾元件品質不一，並非為理想的弦波，會造成先天上轉子位置計算上的誤差，或因雜訊以及其他電路的非理想因素，會再造成角度計算上的誤差，導致於角度經由微分計算出來的轉速訊號誤差較大，本論文所使用的霍爾元件訊號微分理想的弦波，含有三倍頻的諧波成分，所估測出來的轉速固定誤差將近200 rpm，一方面會造成伺服控制上的馬達轉矩波動，另一方面會造成轉動慣量估測上的問題。霍爾感測器訊號若能再進一步適當的處理，伺服控制及馬達參數估測上皆能有較佳結果。

在針對單相電流調節技術上， a 相未通電流導致合成扭矩為非固定值，於馬達靜止啟動時，因此轉子於某些角度範圍內扭矩太小不足以抵抗轉子靜摩擦力，會造成無法啟動的問題，改善的方法可以使用切換驅動模式，由靜止啟動時為三相開關控制，

需要做參數鑑別時再切換至單相電流調節的模式。並且馬達轉子慣量以及摩擦係數估測上，本論文以離線的方式做估測，所需要的時間會花費比較長，未來若能夠即時處理磁通偏移量的問題，如此便能夠及時的估測出轉子慣量及摩擦係數。便能得到一個更佳的即時監控馬達特性參數或是離線檢測參數的虛擬儀控平台。



參 考 文 獻

- [1] T. M. Jahns, “Motion control with permanent-magnet AC machines,” *IEEE Proc.*, vol. 82, no. 8, pp. 1241-1252, Aug. 1994.
- [2] S. Rajaram, S. K. Panda, and L. K. Sang, ”Performance comparison of feedback linearised controller with PI controller for PMSM speed regulation”, *Power Electronics, Drives and Energy Systems for Industrial Growth, Proceeding of the 1996 International Conference*, vol. 1, pp. 353-359, 1995.
- [3] B. K. Bose, “A high-performance inverter-fed drive system of an interior permanent magnet synchronous machine,” *Industry Applications, IEEE Transactions on* vol.246, pp. 987-997, Nov.-Dec. 1988.
- [4] H. Le-Huy, K. Slimani, and P. Viarouge, “Analysis and implementation of a real-time predictive current controller for permanent-magnet synchronous servo drives,” *IEEE Trans. Ind. Electronics.*, vol. 41, no. 1, pp. 110-117, Feb.1994.
- [5] K. H. Kim, I. C. Baik, G. W. Moon, and M. J. Youn, “A current control for a permanent magnet synchronous motor with a simple disturbance estimation scheme,” *IEEE Trans. Control Sys. Technol.*, vol. 7, pp. 630-633, Sept. 1999.
- [6] J. K. Ji, S. H. Song, S. K. Sul, and M. H. Park, “DSP-based self-tuning IP speed controller and predictive current controller for rolling mill DC drive,” *IEEE Power Conversion Conf. Rec.*, pp. 303-308, 1993.
- [7] K. T. Chang, T. S. Low, and T. H. Lee, “An optimal speed controller for permanent-magnet synchronous motor drives,” *IEEE Trans. Ind. Electronics.*, vol. 41, pp. 503-510, Oct. 1994.
- [8] F. Cupertino, A. Lattanzi, and L. Salvatore, “A new fuzzy logic-based controller design method for DC and AC Impressed-voltage drives,” *IEEE Trans. Power Electronics.*, pp. 974-982, Nov, 2000.
- [9] C. Kral, T. G. Habetler, R. G. Harley, F. Pirker, G. Pascoli, H. Oberguggenberger, and C. -J. M. Fenz, “Rotor temperature estimation of squirrel-cage induction motors by means of a combined scheme of parameter estimation and a thermal equivalent model,” *Industry Applications, IEEE Transactions on.*, Volume 40, Issue 4, pp. 1049-1057 July-Aug, 2004.
- [10] G. M. Raimondi, D. Howe, and P. H. Mellor, “Assessment of alternative current control methods for brushless permanent magnet motors,” *PCIM.*, pp. 133-140, Nurnberg, Germany, June 10-12, 1997.
- [11] H. W. Park, S. J. Park, J. W. Ahn, Y. B. Choo, M. H. Lee, and C. U. Kim, “A novel optimal excitation scheme of brushless DC motor,” *IEEE ISIE Conf. Rec.* pp. 656-660, 1999.

- [12] F. Caricchi, F. Giulii Capponi, F. Crescimbini, and L. Solero, “Sinusoidal brushless drive with low-cost linear Hall effect position sensors,” in *Proc. IEEE-PESC Conf.*, pp. 799-804, 2001.
- [13] G. Ellis and R. D. Lorenz, “Comparison of motion control loops for industrial applications,” *IEEE IAS Annual Meeting Conf. Rec.*, pp. 2599-2605, 1999.
- [14] D. Y. Ohm, “Analysis of PID and PDF for motion control system,” *IEEE IAS Annual Meeting Conf. Rec.*, pp. 1923-1929, 1994.
- [15] J. Park, “Analysis of torque generation and control in brushless permanent magnet DC sensorless motor,” Dissertation of Doctor of Philosophy, *U. C .Berkeley*, Spring 1999.
- [16] D. W. Novotny, and T. A. Lipo, “Vector control and dynamics of AC driver.” New York: Oxford, 1996.
- [17] D. A. Lowther, and P. P. Sylvester, “Computer-aided design in magnetics.” New York: Springer-Verlag, 1986.
- [18] N. A. Demerdash, F. A. Fouad, and T. W. Nehl, “Determination of winding inductances in ferrite type permanent magnet electric machinery by finite elements,” *IEEE Trans. on Magn.*, vol. MAG-18, no. 6, pp. 1052-1054, 1982.
- [19] M. Gyimesi, and D. Ostergaard, “Inductance computation by incremental finite element analysis,” *IEEE Trans. on Magn.*, vol. 35, no. 3, pp. 1119-1122, 1999.
- [20] S. J. Wang, and S. K. Lin, “Analytical prediction of the incremental inductance of the permanent magnet synchronous motors,” *IEEE Trans. on Magn.*, vol. 40, Issue 4, part 2, pp. 2044-2046, 2004.
- [21] High Precision LCR Meter , LCR-816, 固緯電子實業，台灣。
- [22] 曾憲鈺，“感應馬達參數自動量測與轉子時間常數線上調適”，國立台灣科技大學碩士論文，民國89年六月。
- [23] 謝孟勳，“三相永磁馬達感應電動勢常數的新型鑑別方法”，國立交通大學碩士論文，民國93年六月。
- [24] T. Takeshita, and N. Matsui, “Sensorless brushless DC motor drive with EMF constant identifier,” *IEEE Trans. On.*, pp. 14-19, 1994.
- [25] ROHM CO., PWM driver for combi drive, BH5502KV, 2005.
- [26] TECO CO., <http://www.teco.com.tw/>.
- [27] H. Takahashi, T. Kenjo, and H. Takeuchi, “A Real-time estimation of brushless DC servomotor parameters,” *Power Conversion Conference.*, vol. 2, pp. 673 – 678, 1997.
- [28] 蔡清雄，“淺談轉子慣量即時估測”，馬達科技研究中心數位學習網第11期，2003年1月。
- [29] 洪榮煌，“直線馬達運動平台之參數鑑別與微小路徑定位控制”，國立交通大學博士論文，民國94年10月。
- [30] Olaf Moseler, and Rolf Isermann. “Application of model-based fault detection to a brushless DC motor,” *IEEE Transaction on Industrial Electronics.*, vol. 47, no. 5, Oct.

2000.

- [31] Y. Guo, L. Huang, M. Muramatsu, “Research on inertia identification and auto-tuning of speed controller for AC servo system,” *PCC-Osaka.*, vol. 2, pp. 896-901, 2-5 April 2002.
- [32] I. D. Landau, et al., *Adaptive control*, New York: Springer, 1998.
- [33] B. A. Welchko, T. M. Jahns, S. Hiti, “IPM synchronous machine drive response to a dignal-phase open fault,” *IEEE Trans. On Elect.*, vol. 17, no 5, pp. 764-771, 2002.



附錄 I

調變技術的種類及內容

名稱		技術內容簡介	備註
PAM	Square Wave	直接利用方波在週期內，形成正負對稱兩邊。	這是最早應用直流來模擬交流的方法
	Six Step	將直流波形，調成六步級的階梯波。較方波方法更趨近於正弦波。	
PWM	Square Wave PWM	將連續的調變方波與三角載波做比較而產生對元件開關的控制指令	
	SPWM MSPWM HIPWM	將連續調變的正弦與三角載波做比較產生控制元件開關的訊號，為提高電壓利用率，而有MSPWM及HIPWM的產生。	1960's，Mr. H. S. Bowers提出許多相關文章，其他的方法，都是改變參考波來提高電壓利用率
	Optimum PWM	將所欲最佳化的函數，例如消除某些諧波，求出其對應的PWM波。	1970's Mr. H. S. Patel及70年代末期，Mr. G. S. Buja都有相關文章提出
	Adaptive PWM	利用電流回授與參考值比較，配合磁滯控制產生PWM波。	1980's Mr. A. Kawamura及B. K. Bose都相繼提出相關文章。
	Space Vector PWM	利用簡易的向量空間觀念，推導出切換開關與輸出電壓的關係，得到PWM波。	80年代末期Mr. H. W. Van Der Broeck等提出論文，目前正全面發展中。
	DM ASDM DSMC	將回授觀念以及控制理論上的積分控制都加以應用，使得低頻的諧波雜訊降低許多。	80年代Mr. C. F. Christiansen首先提出。1990's日本Tadshhi Inoue等續作發展。
	Random Modulation	利用調變載波頻率的方式，使得諧波能量分散。	90年代Mr. T. G. Habetler提出文章。

附 錄 II

參數表

符號

R ：電阻(Ω)

$R(\theta)$ ：座標轉換矩陣

$$R(\theta) = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix}$$

L ：電感(H)

M ：相與相之間線圈互感值(H)

T_e ：馬達轉矩($N \cdot m^2/s^2$)

J ：轉動慣量($kg \cdot m^2$)

B ：摩擦係數($N \cdot m^2 \cdot rad/s$)

e ：反抗電動勢(V)

E ：反抗電動勢振幅(V)

K_E ：反抗電動勢常數(V/(rad/sec))

k ：靜止三軸與靜止二軸座標系轉換係數，轉換前後物理量不變為 $2/3$ ；若轉換前後功率不變則為 $\sqrt{2/3}$

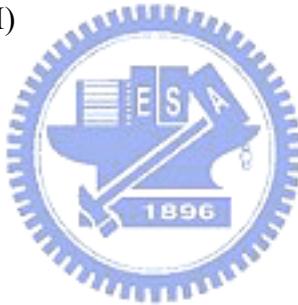
p ：微分運算子(d/dt)

P ：馬達極數(poles)

$\theta_r \theta_{rm}$ ：分別為實際電氣與機械轉子位置(rad)

$\hat{\theta}_r$ ：轉子估測位置(電氣角)(rad)

$\tilde{\theta}_r$ ：轉子位置估測誤差(電氣角)(rad)



ω_r : 實際轉子速度(rad/s)

ω_m : 實際轉子速度（電氣角）(rad/s)

ω_{rpm} : 實際轉子速度(r/min)

$\hat{\omega}_r$: 轉子估測速度(rad/s)

下標

$a-b-c$: 分別代表 a 軸 b 軸以及 c 軸

$d-q$: 分別代表 d 軸以及 q 軸

s : 定子分量

ss : 自感

r : 實際轉子參考座標

\hat{r} : 轉子估測參考座標

$*$: 命令值



作者簡介

個人資料

姓 名：童建強 (Chien-Chiang Tung)

生 日：民國 71 年 11 月 20 日

出生地：台灣省 彰化縣



學 歷

2004.9~2006.7 交通大學電機與控制工程學
系碩士班

2000.9~2004.6 交通大學機械工程學系

1997.9~2000.6 彰化高級中學

