

以灰色理論為基礎之永磁式同步電動機轉子位置估測

Rotor Position Estimation of the Permanent Magnet Synchronous
Motor Based on Grey Theory

研究生：吳敦耀

Student : Dun-Yao Wu

指導教授：陳永平

Advisor : Yon-Ping Chen



Submitted to Degree Program of Electrical Engineering and Computer Science
College of Electrical Engineering and Computer Science
National Chiao Tung University
in Partial Fulfillment of the Requirements
for the Degree of
Master of Science
in
Electrical and Control Engineering
March 2006

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國九十五年三月

以灰色理論為基礎之永磁式同步電動機

轉子位置估測

學生：吳敦燿

指導教授：陳永平 教授

國立交通大學電機與控制工程學系



永磁式同步電動機搭配 FOC(field-oriented control)控制法則早已廣泛使用，但受限於座標軸的轉換轉子位置的狀態應為已知，因此需要額外增加轉子位置感應器以量測轉子位置，除了增加成本以外更會影響電動機的機械結構與強度，所以各種無感測器的理論不斷的被提出。

本論文旨在探討虛擬灰階方法應用於永磁式同步電動機轉子位置(角度)之估測。首先介紹永磁式同步電動機之數學模型，並簡介各種不同的座標軸轉換與轉換後之永磁式同步電動機模型。其次介紹虛擬灰階方法應用於轉子位置估測的方式，由於虛擬灰階方法具有計算簡單的特性相當適合快速計算轉子位置之用。最後藉由模擬來測試本論文所提出之方法的可行性與其限制。透過模擬的結果證明本論文的方法確實可以快速估測轉子的啟動位置，並可將轉子位置估測值應用於 FOC 控制法則的永磁式同步電動控制器。

Rotor Position Estimation of the Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Grey Theory

Student: Dun-Yao Wu

Advisor: Professor Yon-Ping Chen

Department of Electrical and Control Engineering

National Chiao Tung University

The logo of National Chiao Tung University is a circular emblem with a gear-like outer border. Inside the circle, there is a stylized blue figure that resembles a person or a symbol, and the year '1896' is inscribed at the bottom of the inner circle.

ABSTRACT

Permanent Magnet Synchronous Motor (PMSM) with Field-oriented Control (FOC) has been widely used, but the rotor position is required for transformation between different axes. As a result, sensors are needed to measure the rotor position. It will not only increase the cost but also affect the mechanical structure and intensity of motor. Therefore, various sensorless theories are developed.

The pseudo-GM(2,1), or PGM21 in short, is proposed in this thesis to estimate the rotor position of PMSM. First, the axis transformations and dynamic equations of PMSM in different axes are introduced. Second, the rotor position estimation by PGM21 is discussed, where PGM21 is suitable for estimating the rotor position rapidly due to its simplicity. Finally, the validation and limitation of the proposed method are tested by simulation, which shows that the method can estimate the initial position of the rotor quickly and thus, can be appropriately adopted for the FOC controller.

誌謝

首先由衷感謝指導教授陳永平博士二年來研究期間的諄諄教誨與細心指導，對於學生的在職專班身份更是諸多耐心與寬容，使得本論文能夠順利完成，在此表達個人最高的敬意與誠摯的感激之情，浩浩師恩，永銘於心。同時感謝楊谷洋教授與張浚林副教授提供的寶貴意見與指正，使本論文更加嚴謹與完整。

感謝李克聰博士、蔡建峰學長和吳欣達在研究期間提供的協助與意見，也感謝實驗室的夥伴：倪豐洲學長、楊世宏學長、丁桓展、張人中、侯宜穎、程思穎、張仲賢等平日提供的協助與和諧的相處，使得個人的在職專班身份也能在實驗室感受到溫暖。

感謝友達光電的歷任長官：鄭炳欽處長、郭宗勳經理、邵棟樑經理、戚務聖經理、徐振芳副理、廖致霖計劃主持人等，對於個人在工作之餘的學生身份多所包容，對於友達光電諸多同事在工作上的協助，使我能在工作上無後顧之慮更是銘感於心。

最後，僅將此論文獻給我最敬愛的父母：吳秀淋先生與蕭淑娥女士，感謝他們對我的養育之恩，尤其是父親需在長年洗腎與母親早逝的情況下自己獨立生活，另外還有曾協助照顧父親的叔叔吳榮崇先生，令我無後顧之憂的在新竹工作與唸書，以至於能擁有如今的小小成就，亦要感謝弟弟吳慶隆與未婚妻張秀慧的支持與關心。在此，願將這份成果分享給所有關心、支持與照顧我的親人、同學與朋友，願所有的親人、同學與朋友們均能健康快樂、平安惜福。

2006/3/23

目錄

中文摘要	i
英文摘要	ii
誌謝	iii
目錄	iv
表目錄	v
圖目錄	vi
符號說明	xii
第一章 緒論	1
1.1 研究背景	1
1.2 發展現況	1
1.3 大綱	3
第二章 永磁式同步電動機之數學模型	4
2.1 永磁式同步電動機之動態數學模型	4
2.2 座標轉換	5
2.3 不同座標之永磁式同步電動機動態數學模型	8
第三章 虛擬灰階模型於永磁式同步電動機無位置感測器之應用	11
3.1 永磁式同步電動機之轉子位置計算	11
3.2 灰階模型 GM(1,1) 與虛擬二階灰階模型 PGM21	13
3.3 應用 PGM21 預測微分值	15
第四章 灰階預測應用於轉子位置估測之模擬	21
4.1 模擬程式	22
4.2 模擬條件	27
4.3 模擬結果	30
第五章 結論	41
參考文獻	43
附錄 A Case2 和 Case3 模擬結果曲線圖	45

表目錄

表 4.1 不校正轉子位置的模擬條件	28
表 4.2 轉子初始位置校正的模擬條件	29
表 4.3 轉子位置校正的模擬條件	30



圖目錄

圖 2.1 $a-b-c$ 座標軸與 $\alpha-\beta$ 座標軸.....	6
圖 2.2 $a-b-c$ 座標軸與 $d-q$ 座標軸.....	6
圖 3.1 微分值定義.....	16
圖 3.2 微分方程模擬方塊圖.....	17
圖 3.3 當 $x(t) = 10 \sin(100\omega t) + u(t-1)$ 時之 $\frac{dy(t)}{dt}$ 模擬結果.....	17
圖 3.4 當 $x(t) = 10 \sin(100\omega t) + u(t-1)$ 時之預測微分值誤差.....	18
圖 3.5 當 $x(t) = 10 \sin(100\omega t) + u(t-1)$ 時之預測微分值誤差放大圖一.....	18
圖 3.6 當 $x(t) = 10 \sin(100\omega t) + u(t-1)$ 時之預測微分值誤差放大圖二.....	19
圖 3.7 當 $x(t) = 10 \sin(100\omega t) + tu(t-1)e^{(t-1)}$ 時之 $\frac{dy(t)}{dt}$ 模擬結果.....	19
圖 3.8 當 $x(t) = 10 \sin(100\omega t) + tu(t-1)e^{(t-1)}$ 時之預測微分值誤差.....	20
圖 4.1 系統方塊圖.....	21
圖 4.2 模擬系統之方塊圖.....	22
圖 4.3 永磁式同步電動機方塊圖.....	23
圖 4.4 控制器方塊圖.....	23
圖 4.5 轉子位置估測器方塊圖.....	24
圖 4.6 PGM21 微分法方塊圖.....	24
圖 4.7 PGM21 方塊圖.....	25
圖 4.8 修正的轉子位置估測器方塊圖.....	27
圖 4.9 位置校正器方塊圖.....	27
圖 4.10 Case1.1 之轉速及電流模擬結果.....	31
圖 4.11 Case1.2 之轉速及電流模擬結果.....	31
圖 4.12 Case1.3 之轉速及電流模擬結果.....	32
圖 4.13 Case1.4 之轉速及電流模擬結果.....	32
圖 4.14 不同轉子初始位置校正模擬結果一.....	33
圖 4.15 不同轉子初始位置校正模擬結果二.....	34
圖 4.16 不同電流波形之 $\tilde{\theta}_e(t)$	34
圖 4.17 不同取樣時間之 $\tilde{\theta}_e(t_a)$	35
圖 4.18 $T_e=0, \omega=0$ 異常啟動之轉子位置模擬結果.....	36

圖 4. 19 轉速積分器累計誤差 3rad/sec 之轉子位置模擬結果.....	36
圖 4. 20 初始位置校正與轉子位置校之估測值誤差	37
圖 4. 21 轉子位置校正估測器初始值設定之比較	38
圖 4. 22 校正週期間對轉子位置估測的影響	38
圖 4. 23 取樣時間對轉子位置校正之影響	39
圖 4. 24 PGM21Gain 對轉子位置估測之影響.....	40
圖 4. 25 轉速積分誤差對轉子位置校正之影響	40
圖 A. 1 Case2.1 之轉速及電流模擬結果	45
圖 A. 2 Case2.1 之轉子位置($\theta_e(t)$, $\hat{\theta}_e(t)$, $\bar{\theta}_e(t)$)及位置誤差($\tilde{\theta}_{e0}(t_a)$, $\tilde{\theta}_{e0}(t)$)模擬結果	45
圖 A. 3 Case2.1 啟動、加載和穩定之轉子位置($\theta_e(t)$, $\hat{\theta}_e(t)$, $\bar{\theta}_e(t)$)模擬結果.....	46
圖 A. 4 Case2.2 之轉速及電流模擬結果	46
圖 A. 5 Case2.2 之轉子位置($\theta_e(t)$, $\hat{\theta}_e(t)$, $\bar{\theta}_e(t)$)及位置誤差($\tilde{\theta}_{e0}(t_a)$, $\tilde{\theta}_{e0}(t)$)模擬結果	47
圖 A. 6 Case2.2 啟動、加載和穩定之轉子位置($\theta_e(t)$, $\hat{\theta}_e(t)$, $\bar{\theta}_e(t)$)模擬結果.....	47
圖 A. 7 Case2.3 之轉速及電流模擬結果	48
圖 A. 8 Case2.3 之轉子位置($\theta_e(t)$, $\hat{\theta}_e(t)$, $\bar{\theta}_e(t)$)及位置誤差($\tilde{\theta}_{e0}(t_a)$, $\tilde{\theta}_{e0}(t)$)模擬結果	48
圖 A. 9 Case2.3 啟動、加載和穩定之轉子位置($\theta_e(t)$, $\hat{\theta}_e(t)$, $\bar{\theta}_e(t)$)模擬結果.....	49
圖 A. 10 Case2.4 之轉速及電流模擬結果	49
圖 A. 11 Case2.4 之轉子位置($\theta_e(t)$, $\hat{\theta}_e(t)$, $\bar{\theta}_e(t)$)及位置誤差($\tilde{\theta}_{e0}(t_a)$, $\tilde{\theta}_{e0}(t)$)模擬結果	50
圖 A. 12 Case2.4 啟動、加載和穩定之轉子位置($\theta_e(t)$, $\hat{\theta}_e(t)$, $\bar{\theta}_e(t)$)模擬結果	50
圖 A. 13 Case2.5 之轉速及電流模擬結果	51
圖 A. 14 Case2.5 之轉子位置($\theta_e(t)$, $\hat{\theta}_e(t)$, $\bar{\theta}_e(t)$)及位置誤差($\tilde{\theta}_{e0}(t_a)$, $\tilde{\theta}_{e0}(t)$)模擬結果	51
圖 A. 15 Case2.5 啟動、加載和穩定之轉子位置($\theta_e(t)$, $\hat{\theta}_e(t)$, $\bar{\theta}_e(t)$)模擬結果	52
圖 A. 16 Case2.6 之轉速及電流模擬結果	52
圖 A. 17 Case2.6 之轉子位置($\theta_e(t)$, $\hat{\theta}_e(t)$, $\bar{\theta}_e(t)$)及位置誤差($\tilde{\theta}_{e0}(t_a)$, $\tilde{\theta}_{e0}(t)$)模擬結果	53
圖 A. 18 Case2.6 啟動、加載和穩定之轉子位置($\theta_e(t)$, $\hat{\theta}_e(t)$, $\bar{\theta}_e(t)$)模擬結果	53

圖 A. 19 Case2.7 之轉速及電流模擬結果	54
圖 A. 20 Case2.7 之轉子位置($\theta_e(t)$, $\hat{\theta}_e(t)$, $\bar{\theta}_e(t)$)及位置誤差($\tilde{\theta}_{e0}(t_a)$, $\tilde{\theta}_{e0}(t)$)模擬結果	54
圖 A. 21 Case2.7 啟動、加載和穩定之轉子位置($\theta_e(t)$, $\hat{\theta}_e(t)$, $\bar{\theta}_e(t)$)模擬結果	55
圖 A. 22 Case2.8 之轉速及電流模擬結果	55
圖 A. 23 Case2.8 之轉子位置($\theta_e(t)$, $\hat{\theta}_e(t)$, $\bar{\theta}_e(t)$)及位置誤差($\tilde{\theta}_{e0}(t_a)$, $\tilde{\theta}_{e0}(t)$)模擬結果	56
圖 A. 24 Case2.8 啟動、加載和穩定之轉子位置($\theta_e(t)$, $\hat{\theta}_e(t)$, $\bar{\theta}_e(t)$)模擬結果	56
圖 A. 25 Case2.9 之轉速及電流模擬結果	57
圖 A. 26 Case2.9 之轉子位置($\theta_e(t)$, $\hat{\theta}_e(t)$, $\bar{\theta}_e(t)$)及位置誤差($\tilde{\theta}_{e0}(t_a)$, $\tilde{\theta}_{e0}(t)$)模擬結果	57
圖 A. 27 Case2.9 啟動、加載和穩定之轉子位置($\theta_e(t)$, $\hat{\theta}_e(t)$, $\bar{\theta}_e(t)$)模擬結果	58
圖 A. 28 Case2.10 之轉速及電流模擬結果	58
圖 A. 29 Case2.10 之轉子位置($\theta_e(t)$, $\hat{\theta}_e(t)$, $\bar{\theta}_e(t)$)及位置誤差($\tilde{\theta}_{e0}(t_a)$, $\tilde{\theta}_{e0}(t)$)模擬結果	59
圖 A. 30 Case2.10 啟動、加載和穩定之轉子位置($\theta_e(t)$, $\hat{\theta}_e(t)$, $\bar{\theta}_e(t)$)模擬結果	59
圖 A. 31 Case2.11 之轉速及電流模擬結果.....	60
圖 A. 32 Case2.11 之轉子位置($\theta_e(t)$, $\hat{\theta}_e(t)$, $\bar{\theta}_e(t)$)及位置誤差($\tilde{\theta}_{e0}(t_a)$, $\tilde{\theta}_{e0}(t)$)模擬結果	60
圖 A. 33 Case2.11 啟動、加載和穩定之轉子位置($\theta_e(t)$, $\hat{\theta}_e(t)$, $\bar{\theta}_e(t)$)模擬結果.....	61
圖 A. 34 Case2.12 之轉速及電流模擬結果	61
圖 A. 35 Case2.12 之轉子位置($\theta_e(t)$, $\hat{\theta}_e(t)$, $\bar{\theta}_e(t)$)及位置誤差($\tilde{\theta}_{e0}(t_a)$, $\tilde{\theta}_{e0}(t)$)模擬結果	62
圖 A. 36 Case2.12 啟動、加載和穩定之轉子位置($\theta_e(t)$, $\hat{\theta}_e(t)$, $\bar{\theta}_e(t)$)模擬結果	62
圖 A. 37 Case2.13 之轉速及電流模擬結果	63
圖 A. 38 Case2.13 之轉子位置($\theta_e(t)$, $\hat{\theta}_e(t)$, $\bar{\theta}_e(t)$)及位置誤差($\tilde{\theta}_{e0}(t_a)$, $\tilde{\theta}_{e0}(t)$)模擬結果	

.....	63
圖 A. 39 Case2.13 啟動、加載和穩定之轉子位置($\theta_e(t)$, $\hat{\theta}_e(t)$, $\bar{\theta}_e(t)$)模擬結果	64
圖 A. 40 Case2.14 之轉速及電流模擬結果	64
圖 A. 41 Case2.14 之轉子位置($\theta_e(t)$, $\hat{\theta}_e(t)$, $\bar{\theta}_e(t)$)及位置誤差($\tilde{\theta}_{e0}(t_a)$, $\tilde{\theta}_{e0}(t)$)模擬結果	65
.....	65
圖 A. 42 Case2.14 啟動、加載和穩定之轉子位置($\theta_e(t)$, $\hat{\theta}_e(t)$, $\bar{\theta}_e(t)$)模擬結果	65
圖 A. 43 Case2.15 之轉速及電流模擬結果	66
圖 A. 44 Case2.15 之轉子位置($\theta_e(t)$, $\hat{\theta}_e(t)$, $\bar{\theta}_e(t)$)及位置誤差($\tilde{\theta}_{e0}(t_a)$, $\tilde{\theta}_{e0}(t)$)模擬結果	66
.....	66
圖 A. 45 Case2.15 啟動、加載和穩定之轉子位置($\theta_e(t)$, $\hat{\theta}_e(t)$, $\bar{\theta}_e(t)$)模擬結果	67
圖 A. 46 Case3.1 之轉速及電流模擬結果	67
圖 A. 47 Case3.1 之轉子位置($\theta_e(t)$, $\hat{\theta}_e(t)$, $\bar{\theta}_e(t)$)及位置誤差($\tilde{\theta}_{e0}(t_a)$, $\tilde{\theta}_{e0}(t)$)模擬結果	68
.....	68
圖 A. 48 Case3.1 啟動、加載和穩定之轉子位置($\theta_e(t)$, $\hat{\theta}_e(t)$, $\bar{\theta}_e(t)$)模擬結果	68
圖 A. 49 Case3.2 之轉速及電流模擬結果	69
圖 A. 50 Case3.2 之轉子位置($\theta_e(t)$, $\hat{\theta}_e(t)$, $\bar{\theta}_e(t)$)及位置誤差($\tilde{\theta}_{e0}(t_a)$, $\tilde{\theta}_{e0}(t)$)模擬結果	69
.....	69
圖 A. 51 Case3.2 啟動、加載和穩定之轉子位置($\theta_e(t)$, $\hat{\theta}_e(t)$, $\bar{\theta}_e(t)$)模擬結果	70
圖 A. 52 Case3.3 之轉速及電流模擬結果	70
圖 A. 53 Case3.3 之轉子位置($\theta_e(t)$, $\hat{\theta}_e(t)$, $\bar{\theta}_e(t)$)及位置誤差($\tilde{\theta}_{e0}(t_a)$, $\tilde{\theta}_{e0}(t)$)模擬結果	71
.....	71
圖 A. 54 Case3.3 啟動、加載和穩定之轉子位置($\theta_e(t)$, $\hat{\theta}_e(t)$, $\bar{\theta}_e(t)$)模擬結果	71
圖 A. 55 Case3.4 之轉速及電流模擬結果	72
圖 A. 56 Case3.4 之轉子位置($\theta_e(t)$, $\hat{\theta}_e(t)$, $\bar{\theta}_e(t)$)及位置誤差($\tilde{\theta}_{e0}(t_a)$, $\tilde{\theta}_{e0}(t)$)模擬結果	72
.....	72
圖 A. 57 Case3.4 啟動、加載和穩定之轉子位置($\theta_e(t)$, $\hat{\theta}_e(t)$, $\bar{\theta}_e(t)$)模擬結果	73

圖 A. 58 Case3.5 之轉速及電流模擬結果	73
圖 A. 59 Case3.5 之轉子位置($\theta_e(t)$, $\hat{\theta}_e(t)$, $\bar{\theta}_e(t)$)及位置誤差($\tilde{\theta}_{e0}(t_a)$, $\tilde{\theta}_{e0}(t)$)模擬結果	74
圖 A. 60 Case3.5 啟動、加載和穩定之轉子位置($\theta_e(t)$, $\hat{\theta}_e(t)$, $\bar{\theta}_e(t)$)模擬結果	74
圖 A. 61 Case3.6 之轉速及電流模擬結果	75
圖 A. 62 Case3.6 之轉子位置($\theta_e(t)$, $\hat{\theta}_e(t)$, $\bar{\theta}_e(t)$)及位置誤差($\tilde{\theta}_{e0}(t_a)$, $\tilde{\theta}_{e0}(t)$)模擬結果	75
圖 A. 63 Case3.6 啟動、加載和穩定之轉子位置($\theta_e(t)$, $\hat{\theta}_e(t)$, $\bar{\theta}_e(t)$)模擬結果	76
圖 A. 64 Case3.7 之轉速及電流模擬結果	76
圖 A. 65 Case3.7 之轉子位置($\theta_e(t)$, $\hat{\theta}_e(t)$, $\bar{\theta}_e(t)$)及位置誤差($\tilde{\theta}_{e0}(t_a)$, $\tilde{\theta}_{e0}(t)$)模擬結果	77
圖 A. 66 Case3.7 啟動、加載和穩定之轉子位置($\theta_e(t)$, $\hat{\theta}_e(t)$, $\bar{\theta}_e(t)$)模擬結果	77
圖 A. 67 Case3.8 之轉速及電流模擬結果	78
圖 A. 68 Case3.8 之轉子位置($\theta_e(t)$, $\hat{\theta}_e(t)$, $\bar{\theta}_e(t)$)及位置誤差($\tilde{\theta}_{e0}(t_a)$, $\tilde{\theta}_{e0}(t)$)模擬結果	78
圖 A. 69 Case3.8 啟動、加載和穩定之轉子位置($\theta_e(t)$, $\hat{\theta}_e(t)$, $\bar{\theta}_e(t)$)模擬結果	79
圖 A. 70 Case3.9 之轉速及電流模擬結果	79
圖 A. 71 Case3.9 之轉子位置($\theta_e(t)$, $\hat{\theta}_e(t)$, $\bar{\theta}_e(t)$)及位置誤差($\tilde{\theta}_{e0}(t_a)$, $\tilde{\theta}_{e0}(t)$)模擬結果	80
圖 A. 72 Case3.9 啟動、加載和穩定之轉子位置($\theta_e(t)$, $\hat{\theta}_e(t)$, $\bar{\theta}_e(t)$)模擬結果	80
圖 A. 73 Case3.10 之轉速及電流模擬結果	81
圖 A. 74 Case3.10 之轉子位置($\theta_e(t)$, $\hat{\theta}_e(t)$, $\bar{\theta}_e(t)$)及位置誤差($\tilde{\theta}_{e0}(t_a)$, $\tilde{\theta}_{e0}(t)$)模擬結果	81
圖 A. 75 Case3.10 啟動、加載和穩定之轉子位置($\theta_e(t)$, $\hat{\theta}_e(t)$, $\bar{\theta}_e(t)$)模擬結果	82
圖 A. 76 Case3.11 之轉速及電流模擬結果	82
圖 A. 77 Case3.11 之轉子位置($\theta_e(t)$, $\hat{\theta}_e(t)$, $\bar{\theta}_e(t)$)及位置誤差($\tilde{\theta}_{e0}(t_a)$, $\tilde{\theta}_{e0}(t)$)模擬結果	82

.....83

圖 A. 78 Case3.11 啟動、加載和穩定之轉子位置($\theta_e(t)$, $\hat{\theta}_e(t)$, $\bar{\theta}_e(t)$)模擬結果..... 83



符號說明

$v_a(t)$ 、 $v_b(t)$ 、 $v_c(t)$: a 、 b 、 c 三相定子電壓
$i_a(t)$ 、 $i_b(t)$ 、 $i_c(t)$: a 、 b 、 c 三相定子電流
$\lambda_a(t)$ 、 $\lambda_b(t)$ 、 $\lambda_c(t)$: a 、 b 、 c 三相定子磁通
R_s	: 定子線圈電阻
L_s	: 定子線圈電感
λ_{pm}	: 轉子永久磁鐵之磁通
$\theta_e(t)$: 轉子位置之電氣角
$\theta_r(t)$: 轉子位置之機械角
$\omega_e(t)$: 轉子電氣角轉速
$\omega_r(t)$: 轉子機械角轉速
J	: 電動機之轉動慣量
B	: 電動機之黏滯磨擦係數
$T_L(t)$: 負載轉矩
$T_e(t)$: 電磁轉矩
P	: 轉子極數
F_s	: 二維複數平面上之任意向量
f_α 、 f_β	: α 、 β 座標軸的分量
f_a 、 f_b 、 f_c	: a 、 b 、 c 座標軸的分量
T_s	: a - b - c 軸轉換至 α - β 軸之轉換矩陣
K_s	: α - β 軸轉換至 d - q 軸之轉換矩陣
$v_\alpha(t)$ 、 $v_\beta(t)$: α 、 β 座標軸定子電壓
$i_\alpha(t)$ 、 $i_\beta(t)$: α 、 β 座標軸定子電流
$v_d(t)$ 、 $v_q(t)$: d 、 q 座標軸定子電壓
$i_d(t)$ 、 $i_q(t)$: d 、 q 座標軸定子電流
$\lambda_d(t)$ 、 $\lambda_q(t)$: d 、 q 座標軸定子磁通
$\frac{d\hat{i}_\alpha(t)}{dt}$ 、 $\frac{d\hat{i}_\beta(t)}{dt}$: α 、 β 座標軸定子電流微分估測值
θ_{e0}	: 轉子初始位置
$\bar{\theta}_e(t)$: 轉子位置估測值
$\hat{\theta}_{e0}(t)$: 轉子初始位置估測值

$\tilde{\theta}_{e0}(t)$: 轉子初始位置估測值誤差
$\hat{\theta}_e(t)$: 修正的轉子位置估測值
$\hat{\theta}_{e0}(t_a)$: 修正的轉子初始位置估測值
$\tilde{\theta}_{e0}(t_a)$: 修正的轉子初始位置估測誤差值
$\hat{i}_\alpha[n+1]$ 、 $\hat{i}_\beta[n+1]$: 預測的 α 、 β 座標軸定子電流
$x^{(0)}(1), x^{(0)}(2), \dots, x^{(0)}(n)$: GM(1,1)之取樣值
$x^{(1)}(1), x^{(1)}(2), \dots, x^{(1)}(n)$: GM(1,1)之AGO值
$z^{(1)}(1), z^{(1)}(2), \dots, z^{(1)}(n)$: GM(1,1)之MEAN值
$x_{i-1}^{(0)}(1), x_{i-1}^{(0)}(2), \dots, x_{i-1}^{(0)}(n)$: PGM21之前一次取樣值
$x_{i-1}^{(0)}(1), x_{i-1}^{(0)}(2), \dots, x_{i-1}^{(0)}(n)$: PGM21之本次取樣值
$i_q^*(t)$ 、 $i_d^*(t)$: d 、 q 座標軸定子電流命令
$\tilde{\omega}_r(t)$: 轉速迴授誤差
$\omega_r^*(t)$: 轉速命令
K_p	: PI控制法則之比例控制參數
K_I	: PI控制法則之積分控制參數
$\tilde{i}_d(t)$ 、 $\tilde{i}_q(t)$: i_d 、 i_q 之迴授誤差
e_{int}	: 積分器累積誤差與時間之比值常數
$\left(\int \omega_e\right)_{ideal}$: 理想轉速積分器
$\left(\int \omega_e\right)_{non-ideal}$: 非理想轉速積分器
K_θ	: 估測器初始值係數
t_0	: 估測器初始值設定執行時間
t_1 、 t_2	: 估測器第一階段及第二階段校正時間
K	: 微調週期常數
T_{adj}	: 校正週期時間

第一章 緒論

1.1 研究背景

電動機高效率的轉換電能與機械能並應用於機械驅動上早已改變人們的生活。直流電動機由於控制簡單早期廣為工業界使用，但因為碳刷與整流子結構易產生火花，且因碳刷磨擦耗損需定期更換保養，所以使得直流電動機發展受限。

在以往的交流電機應用中，由於電力電子元件和微處理器較不發達，因此同步機多應用於發電的領域，而同步電動機則僅應用於電力系統之功因調整，應用於機械驅動上的多為感應電動機。在電力電子元件和微處理器較發達之後，各種控制法則能夠漸漸被應用於同步電動機之控制上，再加上材料技術的發展，使得永磁式同步電動機(Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM)和無刷直流電動機(Brushless DC, BLDC)被廣泛使用於機械驅動的領域。永磁式同步電動機和無刷直流電動機的轉子均為永久性磁鐵，差異在於定子線圈的分佈方式造成反電動勢(back-EMF)的波形差異，線圈分佈平均反電動勢呈現弦波形式的即為永磁式同步電動機，而線圈分佈不平均反電動勢呈現不規則方波的則為無刷直流電動機，更多的永磁式同步電動機與無刷直流電動機的說明和比較請參考[1]。由於轉子為永久磁鐵，因此沒有轉子銅損和散熱問題，同步電動機的控制更沒有感應電動機的滑差問題，因此適合無位置感測的設計，而且在應用上較無刷直流電動機更適合使用於高轉速運轉的情況。

1.2 發展現況

現今的電動機控制不外乎電流控制、轉速控制和位置控制等三種控制目的。電流控制在透過 FOC(field-oriented control)控制法則，將電流感測器量得之三相電流轉換成同步旋轉座標(或稱 $d-q$ 座標軸)之電流做迴授控制，因為在同步旋轉座標下，轉矩只與 i_q 值成正比關係，所以可控制 i_q 的大小值來控制轉矩的大小，用以達成電動機加、減速的目的；轉速控制將轉速感測器測得之電動機轉速值做迴授控制，透過對 i_q 做控制，將電動機的轉速差修正為零，以達到轉速控制之目標；位置控制將位置感測器測得之電動機轉子位置做迴授控制，透過對轉子轉速做控制將電動機的轉子位置差修正為零。一般而言，僅使用位置感測器，利用位置感測器量得之電動機轉子位置和位置的微分值分別做位置控制和轉速控制。

本論文的目的在做永磁式同步電動機的轉速控制，而轉速之控制又必須透過 FOC 對電流做控制，FOC 之座標轉換時則需要轉子與定子的相對位置做轉換，因此除了轉速感測器外還需要額外的轉子位置感測器，一般而言多使用轉子位置編碼器(encoder)或霍爾感測器(Hall sensor)來量測轉子位置，而這樣的設計除了增加成本和影響機械結構外，在小型的電動機上更受限於體積的大小而無法增加額外的感測器，因此使得無感測器(sensorless)的方法不斷的被提出企圖解決這樣的問題，所以本論文將針對永磁式同步電動機無位置感測器的轉速控制設計做進一步的討論。

無感測器的估測方法多藉由反電動勢來估測轉子位置[2]，包含：反電動勢的感應方法(back-EMFs sensing method)[3]、三次諧波的反電動勢的感應(third-harmonic back-EMFs sensing)[4]與反電動勢積分方法(back-EMFs integrating method)[5], [6]。另外一類則為觀測器基礎(observer-based)之方法，包含：延伸的卡曼濾波器(extended Kalman filter, EKF) [7], [8]、非線性降低(non-linear reduced) [9], [10]及順滑模式[11], [12]觀測器(sliding mode observers)。

反電動勢方法的重點是在穩定階段感應瞬間的反電動勢，而與轉速成比例的反電動勢都可以直接或間接的辨識出來，但是仍存在一個共通的缺點，反電動勢在啟動時或低轉速時難以測量。在估計動態非線性系統狀態裡，EKF 是最小平方概念之推測學的觀測器，在永磁式同步電動機轉子位置與速率的聯合測定中也是可行的。然而，EKF 應用至無感測器傳動裝置也有下列缺點：一是包含初始位置的動態模型細節無法獲得；二是無法以閉迴授系統闡述（或用公式表達）EKF 模型；三是存在著初始位置與速率收斂的問題。非線性降低的觀測器建立於代表靜止參考座標的馬達模型之上，於是收斂與收斂速率的充分條件已然建立，非線性降低觀測器的結果顯示出，對於馬達參數中力矩的擾亂與變動較不敏感。而順滑模式觀測器當順滑模式發生時，觀測者的誤差方程式階數會降低，使得極點的配置比較容易解決，相較於速率估計的誤差使用極點配置時，位置估計會比較穩健，此觀測器對於其他參數的誤差亦較穩健，缺點是誤差會令系統發散而失去控制，使得現有的論文多數只能用來觀測，而無法提供迴授控制所需之狀態值。

以上的所有方法皆藉由轉子磁場對定子線圈的反電動勢估測轉子位置，差別只是方法上的差異，其實由永磁式同步電動機的狀態方程即可觀察得到轉子磁場在定子線圈上產生的反電動勢函數，如果可以求得電流的微分值即可反求轉子的位置，因此本論文將藉由虛擬灰階方法(Pseudo-GM(2,1), PGM21)[13]推測電流的微分值，以求得轉子磁場對定子線圈的反電動勢，再由反電動勢求得轉子位置，進而使用該參數求得同步旋轉座標之電流以控制電動機之加、減速，最終達成電動機轉速控制之目的。

1.3 大綱

本論文首先將在第二章中介紹永磁式同步電動機的數學模型，並簡介各種不同的座標軸轉換與轉換後之永磁式同步電動機模型，以利後續章節之說明與推導。接下來將在第三章中介紹虛擬灰階方法應用於轉子位置估測的方式，由於虛擬灰階方法具有計算簡單和不需要建立資料庫(Database)的特性，因此相當適合應用於快速計算轉子位置。第四章中藉由 Matlab[®]-Simulink[®] 模擬來測試本論文所提出之方法的可行性與其限制，透過模擬的結果，證明本論文的方法確實可以快速估測轉子的啟動位置，並將轉子位置估測值應用於 FOC 控制法則的控制器。第五章則對於本論文所提出之方法做一總結與未來的研究方向。最後附上相關參考文獻。



第二章 永磁式同步電動機之數學模型

本論文的目的是提出一種方法估測永磁式同步電動機之轉子位置，因此本章將先介紹永磁式同步電動機之動態數學模型以利後續章節之說明，內容包含永磁式同步電動機之電氣方程式(electrical equations)和電機機械方程式(electromechanical equation)[14]，並在簡單介紹三相靜止座標(或稱 $a-b-c$ 座標軸)、二相靜止座標(或稱 $\alpha-\beta$ 座標軸)及同步旋轉座標(或稱 $d-q$ 座標軸)[15]等不同座標軸間之轉換後，再以不同座標軸描述永磁式同步電動機之動態數學模型，以利後續位置估測和轉速控制之應用。

2.1 永磁式同步電動機之動態數學模型

本節將簡單介紹三相永磁式同步電動機的動態方程式，在此假設該永磁式同步電動機為三相對稱平衡、氣隙平滑且轉子為表面嵌入式之轉子，如此可將三相永磁式同步電動機電氣方程式之動態數學模型表示如下：

$$\begin{cases} v_a(t) = R_s i_a(t) + \frac{d}{dt} \lambda_a(t) \\ v_b(t) = R_s i_b(t) + \frac{d}{dt} \lambda_b(t) \\ v_c(t) = R_s i_c(t) + \frac{d}{dt} \lambda_c(t) \end{cases} \quad (2.1)$$

其中 $v_a(t)$ 、 $v_b(t)$ 及 $v_c(t)$ 分別為三相電壓， $i_a(t)$ 、 $i_b(t)$ 及 $i_c(t)$ 分別為三相電流， R_s 為定子線圈等效內阻， $\lambda_a(t)$ 、 $\lambda_b(t)$ 及 $\lambda_c(t)$ 分別為定子三相磁通(flux)，包含電流通過定子線圈所產生之磁通和轉子永久磁鐵之磁通，其數學式表示如下：

$$\begin{cases} \lambda_a(t) = L_s i_a(t) + \lambda_{pm} \cos \theta_e(t) \\ \lambda_b(t) = L_s i_b(t) + \lambda_{pm} \cos \left(\theta_e(t) + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \lambda_c(t) = L_s i_c(t) + \lambda_{pm} \cos \left(\theta_e(t) + \frac{4\pi}{3} \right) \end{cases} \quad (2.2)$$

其中 L_s 為定子線圈等效電感， λ_{pm} 為轉子永久磁鐵之磁通鏈(flux linkage)， $\theta_e(t)$ 為轉子位置之電氣角，將(2.2)式代入(2.1)式可整理成狀態方程式如下：

$$\begin{cases} \frac{di_a(t)}{dt} = \frac{1}{L_s}v_a(t) - \frac{R_s}{L_s}i_a(t) + \frac{\omega_e(t)\lambda_{pm}}{L_s}\sin\theta_e(t) \\ \frac{di_b(t)}{dt} = \frac{1}{L_s}v_b(t) - \frac{R_s}{L_s}i_b(t) + \frac{\omega_e(t)\lambda_{pm}}{L_s}\sin(\theta_e(t) + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{di_c(t)}{dt} = \frac{1}{L_s}v_c(t) - \frac{R_s}{L_s}i_c(t) + \frac{\omega_e(t)\lambda_{pm}}{L_s}\sin(\theta_e(t) + \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (2.3)$$

其中轉子電氣角轉速 $\omega_e(t)$ 為(2.2)式 $\theta_e(t)$ 之微分。馬達的電機機械方程式可表示如下:

$$\frac{d\omega_r(t)}{dt} = \frac{1}{J}(B\omega_r(t) + T_e(t) - T_L(t)) \quad (2.4)$$

其中 J 與 B 分別為電動機之轉動慣量與黏滯磨擦係數， $T_L(t)$ 為負載轉矩， $T_e(t)$ 為電動機之電磁轉矩， $\omega_r(t)$ 為電動機之機械轉速和轉子電氣角轉速 $\omega_e(t)$ 關係如下:

$$\omega_r(t) = \frac{2}{P}\omega_e(t) \quad (2.5)$$

其中 P 為轉子極數，同理 $\theta_r(t)$ 和 $\theta_e(t)$ 之關係為

$$\theta_r(t) = \frac{2}{P}\theta_e(t) \quad (2.6)$$

$T_e(t)$ 之數學式表示如下:

$$T_e(t) = -\frac{P}{2}\lambda_{pm}\left[i_a(t)\sin\theta_e(t) + i_b(t)\sin(\theta_e(t) + \frac{2\pi}{3}) + i_c(t)\sin(\theta_e(t) + \frac{4\pi}{3})\right] \quad (2.7)$$

(2.3)式及(2.4)式即為永磁式同步電動機之完整狀態方程式。

以上均以定子三相靜止座標所建立之方程式，由(2.4)式可以觀察出，若要控制轉速，可透過控制 T_e 來達成，而(2.7)式表示若要控制 T_e 須透過控制三相電流來完成，(2.3)式則說明三相電流需要透過控制三相電壓來完成，由於三相電壓的控制複雜因此發展出轉換座標軸的方式來簡化控制，有關座標軸之轉換將在下一小節中說明。

2.2 座標轉換

本小節將簡單介紹三相靜止座標(以下簡稱 $a-b-c$ 座標軸)、二相靜止座標(以下簡稱 $\alpha-\beta$ 座標軸)及同步旋轉座標(以下簡稱 $d-q$ 座標軸)等不同座標軸間之轉換。 $a-b-c$ 座標軸在描述定子三相間之關係，其建立在三相電路之基礎上； $d-q$ 座標軸在描述轉子的二軸座標，其中 d 軸定義為轉子磁場方向， q 軸定義為超前 d 軸 90° 方向，如此即可完整表

達轉子磁場的二維平面，由於轉子角度會隨著時間變化，因此定義 d 軸與 a 軸間的角度 θ 來描述 d - q 座標軸與 a - b - c 座標軸間之相對位置，因為 a - b - c 座標軸為電路關係，所以用 θ_e 來取代 θ ，其對時間的微分即為 ω_e ，如圖 2.2 所示； α - β 座標軸在將 a - b - c 座標軸類化成轉子的二軸座標，並定義 α 軸與 a 軸同方向， β 軸定義為超前 α 軸 90° 方向，如圖 2.1 所示。

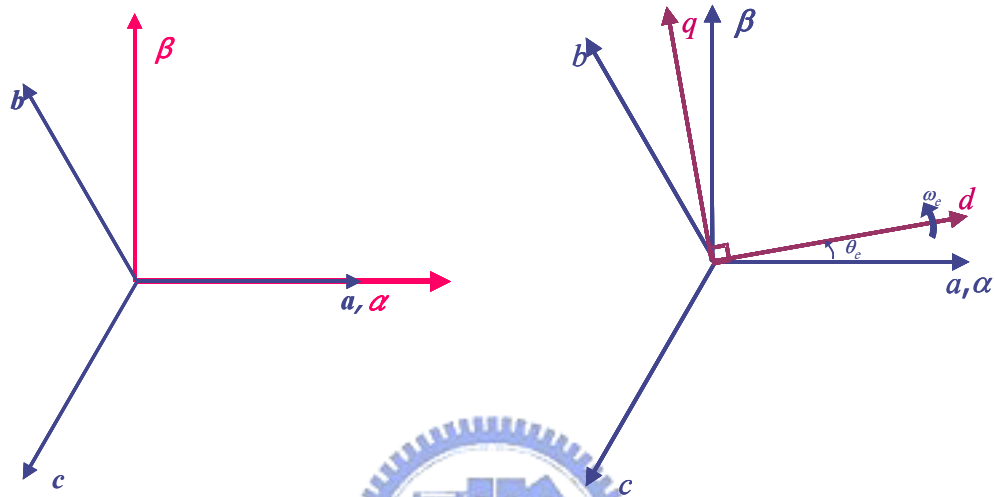


圖 2.1 a - b - c 座標軸與 α - β 座標軸 圖 2.2 a - b - c 座標軸與 d - q 座標軸

若以向量空間表示法描述一向量，則在二維複數平面上之任意向量 F_s 可分別用 a - b - c 座標軸和 α - β 座標軸表示，其數學式表示式如下：

$$F_s = f_a + jf_\beta = k \left(f_a + f_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + f_c e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) \quad (2.8)$$

其中 f_a 、 f_b 和 f_c 分別為 a 軸、 b 軸和 c 軸分量的大小， f_α 和 f_β 分別為 α 軸和 β 軸分量的大小， $k = \frac{2}{3}$ 為轉換係數，而座標軸之轉換以數學式表示如下：

$$\begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \end{bmatrix} = \mathbf{T}_s \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

令上式之 \mathbf{T}_s 為

$$\mathbf{T}_s = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(0) & \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) \\ \sin(0) & \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

則其反轉換矩陣表示如下：

$$\mathbf{T}_s^{-1} = \mathbf{T}_s^T (\mathbf{T}_s \mathbf{T}_s^T)^{-1} = \frac{3}{2} \mathbf{T}_s^T = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

因此定子 a - b - c 座標軸三相電流轉換至 α - β 座標軸為

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

而定子 α - β 座標軸轉換至 a - b - c 座標軸之三相電流如下

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

同理定子電壓也可以用同樣的方式做座標軸之轉換。

因 α 軸與 a 軸同方向，所以 d 軸與 α 軸間的角度亦為 θ_e ，如圖 2.2 所示，則 α - β 座標軸與 d - q 座標軸的關係如下：

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} = \mathbf{K}_s \begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

上式之 \mathbf{K}_s 為

$$\mathbf{K}_s = \begin{bmatrix} \cos\theta_e & \sin\theta_e \\ -\sin\theta_e & \cos\theta_e \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

則其反轉換矩陣表示如下：

$$\mathbf{K}_s^{-1} = \begin{bmatrix} \cos\theta_e & -\sin\theta_e \\ \sin\theta_e & \cos\theta_e \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

將 i 或 v 代入 f 即可將 α - β 座標軸之 i 或 v 轉換至 d - q 座標軸。透過矩陣運算，可將 a - b - c 座標軸轉換至 d - q 座標軸

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} = \mathbf{K}_s \mathbf{T}_s \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

其反轉換則為

$$\begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} = \frac{3}{2} (\mathbf{K}_s \mathbf{T}_s)^T \begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

同樣將 i 或 v 代入 f 即可將電流與電壓做 a - b - c 座標軸與 d - q 座標軸之轉換。

2.3 不同座標之永磁式同步電動機動態數學模型

透過不同座標軸之轉換，可以將永磁式同步電動機之動態數學模型轉換至不同座標軸做不同的應用，接下來將把(2.3)式及(2.7)式利用 2.2 小節的方式做轉換，以利後續章節位置估測器和控制器之說明。

首先將(2.1)式重新以矩陣方式描述如下：

$$\mathbf{V}_{abc} = \mathbf{R} \mathbf{I}_{abc} + \frac{d}{dt} (\mathbf{A}_{abc}) \quad (2.19)$$

其中

$$\mathbf{V}_{abc} = [v_a(t) \quad v_b(t) \quad v_c(t)]^T$$

$$\mathbf{I}_{abc} = [i_a(t) \quad i_b(t) \quad i_c(t)]^T$$

$$\mathbf{A}_{abc} = [\lambda_a(t) \quad \lambda_b(t) \quad \lambda_c(t)]^T$$

$$\mathbf{R} = R_s \mathbf{I}$$

其中 \mathbf{I} 為單位矩陣。以 \mathbf{T}_s 轉換為 α - β 座標軸重寫(2.19)式如下：

$$\mathbf{V}_{\alpha\beta} = \mathbf{R} \mathbf{I}_{\alpha\beta} + \frac{d}{dt} (\mathbf{A}_{\alpha\beta}) \quad (2.20)$$

其中

$$\begin{aligned} \mathbf{V}_{\alpha\beta} &= \mathbf{T}_s \mathbf{V}_{abc} = \begin{bmatrix} v_\alpha(t) & v_\beta(t) \end{bmatrix}^T \\ \mathbf{I}_{\alpha\beta} &= \mathbf{T}_s \mathbf{I}_{abc} = \begin{bmatrix} i_\alpha(t) & i_\beta(t) \end{bmatrix}^T \\ \mathbf{A}_{\alpha\beta} &= \mathbf{T}_s \mathbf{A}_{abc} = \begin{bmatrix} L_s i_\alpha(t) + \lambda_{pm} \cos\theta_e(t) & L_s i_\beta(t) + \lambda_{pm} \sin\theta_e(t) \end{bmatrix}^T \end{aligned}$$

接下來將(2.3)式重新整理成

$$\begin{cases} \frac{di_\alpha(t)}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} i_\alpha(t) + \frac{1}{L_s} v_\alpha(t) + \frac{\omega_e(t)}{L_s} \lambda_{pm} \sin\theta_e(t) \\ \frac{di_\beta(t)}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} i_\beta(t) + \frac{1}{L_s} v_\beta(t) - \frac{\omega_e(t)}{L_s} \lambda_{pm} \cos\theta_e(t) \end{cases} \quad (2.21)$$

(2.7)式則重寫成

$$T_e(t) = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \lambda_{pm} \left[-i_\alpha(t) \sin\theta_e(t) + i_\beta(t) \cos\theta_e(t) \right] \quad (2.22)$$

以上即為 α - β 座標軸之永磁式同步電動機數學模型。利用轉換矩陣 \mathbf{K}_s 轉換成 d - q 座標軸重寫(2.20)式如下

$$\mathbf{V}_{dq} = \mathbf{R} \mathbf{I}_{dq} + \frac{d}{dt} (\mathbf{A}_{dq}) \quad (2.23)$$

其中

$$\begin{aligned} \mathbf{V}_{dq} &= \mathbf{K}_s \mathbf{V}_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} v_d(t) & v_q(t) \end{bmatrix}^T \\ \mathbf{I}_{dq} &= \mathbf{K}_s \mathbf{I}_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} i_d(t) & i_q(t) \end{bmatrix}^T \\ \mathbf{A}_{dq} &= \mathbf{K}_s \mathbf{A}_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} \lambda_d(t) & \lambda_q(t) \end{bmatrix}^T \end{aligned}$$

接下來將(2.21)式重新整理成

$$\begin{cases} \frac{di_d(t)}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} i_d(t) + \frac{1}{L_s} v_d(t) + \omega_e(t) i_q(t) \\ \frac{di_q(t)}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} i_q(t) + \frac{1}{L_s} v_q(t) - \omega_e(t) i_d(t) - \frac{1}{L_s} \omega_e(t) \lambda_{pm} \end{cases} \quad (2.24)$$

(2.22)式則重寫成

$$T_e(t) = \frac{3P}{2} \lambda_{pm} i_q(t) \quad (2.25)$$

以上即為 d - q 座標軸之永磁式同步電動機數學模型。由(2.25)式可以得知電動機之加、減速僅受到 i_q 的影響，因此控制器的設計便會較為單純，而將控制設計在 d - q 座標軸的方式則稱之為 FOC(field-oriented control)，由於可將交流電動機的控制簡化成透過控制 v_q 的增加或減少而達到目的，就如同直流電動機控制電壓大小一般，因此 FOC 受到多數控制器設計者的青睞，在本論文中也以 FOC 設計控制器。



第三章 虛擬灰階模型於永磁式同步電動機

無位置感測器之應用

本章將簡介應用虛擬灰階模型(Pseudo-GM(2,1), PGM21)估測永磁式同步電動機轉子位置之方式，3.1 節將很直覺的以 α - β 座標軸之電氣方程式(2.21)式的感應電動勢推導轉子位置估測方法，唯一的問題是(2.20)式中之 $\frac{di_\alpha}{dt}$ 和 $\frac{di_\beta}{dt}$ 需視為已知，但因為電流之微分難以量測，因此導入虛擬灰階模型(Pseudo-GM(2,1))或稱之為 PGM21 的方式預測電流之微分值。由於 PGM21 是經由灰階模型(GM(1,1))推導而來，因此將在 3.2 節中介紹 GM(1,1)和 PGM21。3.3 節中將以 PGM21 預估微分方程的值，用以確認 PGM21 應用於預測微分值的效果。



3.1 永磁式同步電動機之轉子位置計算

本節將提出一由 α - β 座標軸之永磁式同步電動機數學模型所推導出來的方式，用以計算轉子位置，在此假設電動機之轉子轉速、三相電壓、電流和定子線圈等效電阻、電感均為已知，而轉子位置未知。一般而言皆利用量測轉子位置，再透過位置的微分求得轉子轉速，由於假設轉子位置無法量得，因此將已知的轉子轉速積分反求轉子位置，則轉子位置之數學式表示如下：

$$\theta_e(t) = \int_0^t \omega_e(\tau) d\tau + \theta_{e0} \quad (3.1)$$

其中 θ_{e0} 為轉子初始位置，因此若能求得 θ_{e0} 則即可透過(3.1)式求得轉子位置 $\theta_e(t)$ 。重新整理 α - β 座標軸之永磁式同步電動機數學模型(2.21)式為

$$\begin{cases} -\omega_e(t) \lambda_{pm} \sin \theta_e(t) = v_\alpha(t) - R_s i_\alpha(t) - L_s \frac{di_\alpha(t)}{dt} \\ \omega_e(t) \lambda_{pm} \cos \theta_e(t) = v_\beta(t) - R_s i_\beta(t) - L_s \frac{di_\beta(t)}{dt} \end{cases} \quad (3.2)$$

將上下二式相除得

$$\tan\theta_e(t) = \frac{\sin\theta_e(t)}{\cos\theta_e(t)} = -\frac{v_\alpha(t) - R_s i_\alpha(t) - L_s \frac{di_\alpha(t)}{dt}}{v_\beta(t) - R_s i_\beta(t) - L_s \frac{di_\beta(t)}{dt}} \quad (3.3)$$

其中 α - β 座標軸之電壓、電流皆可藉由量測 a - b - c 座標軸之三相電壓、電流轉換求得， R_s 和 L_s 為已知，若能估測求得 $\frac{di}{dt}$ 的值，則轉子位置之電氣角可經由對(3.3)式取 \tan^{-1} 可求得

$$\bar{\theta}_e(t) = \tan^{-1} \left(-\frac{v_\alpha(t) - R_s i_\alpha(t) - L_s \frac{d\hat{i}_\alpha(t)}{dt}}{v_\beta(t) - R_s i_\beta(t) - L_s \frac{d\hat{i}_\beta(t)}{dt}} \right) \quad (3.4)$$

其中 $\frac{d\hat{i}(t)}{dt}$ 為 $\frac{di}{dt}$ 之估測值，因此以 $\bar{\theta}_e(t)$ 表示所求得之轉子位置之電氣角。若 $\frac{di}{dt}$ 接近實際值則

$$\bar{\theta}_e(t) \cong \theta_e(t) = \int_0^t \omega_e(\tau) d\tau + \theta_{e0} \quad (3.5)$$

令轉子初始位置估測值為 $\hat{\theta}_{e0}(t)$ 則

$$\hat{\theta}_{e0}(t) = \bar{\theta}_e(t) - \int_0^t \omega_e(\tau) d\tau \quad (3.6)$$

而轉子初始位置估測值的誤差 $\tilde{\theta}_{e0}(t)$ 為

$$\tilde{\theta}_{e0}(t) = \hat{\theta}_{e0}(t) - \theta_{e0} \quad (3.7)$$

當 $\tilde{\theta}_{e0}(t) = 0$ 則 $\hat{\theta}_{e0}(t) = \theta_{e0}$ 。由於 $\frac{di}{dt}$ 為估測值，若將 $\bar{\theta}_e(t)$ 直接用來做座標軸的轉換，會因為估測值瞬間切換以及沒有一個合適的迴授機制做控制，將使得誤差不斷的擴大最後造成系統不穩定，所以把轉子位置估測值重新定義為

$$\hat{\theta}_e(t) = \int_0^t \omega_e(\tau) d\tau + \hat{\theta}_{e0}(t_a) \quad (3.8)$$

其中 $\hat{\theta}_{e0}(t_a)$ 為啟動後任意時間點 t_a 的 $\hat{\theta}_{e0}$ ，將(3.7)式之 t 置換成 t_a 則(3.8)式可整理為

$$\begin{aligned} \hat{\theta}_e(t) &= \int_0^t \omega_e(\tau) d\tau + (\theta_{e0} + \tilde{\theta}_{e0}(t_a)) \\ &= \theta_e(t) + \tilde{\theta}_{e0}(t_a) \end{aligned} \quad (3.9)$$

其中 $\tilde{\theta}_{e0}(t_a)$ 為啟動後任意時間點 t_a 的 $\tilde{\theta}_{e0}$ 值，若能找到一個時間點 t_a 使得 $\tilde{\theta}_{e0}(t_a) \cong 0$ 則

$\hat{\theta}_{e0}(t_a) \cong \theta_{e0}$ 而(3.9)式之 $\hat{\theta}_e(t) \cong \theta_e(t)$ 。由於 $\bar{\theta}_e(t)$ 直接由(3.4)式求得，因此稱之為“轉子位置估測值”，而透過 $\hat{\theta}_{e0}(t_a)$ 間接求得之 $\hat{\theta}_e(t)$ 則稱為“修正的轉子位置估測值”， $\tilde{\theta}_{e0}(t_a)$ 則稱為“修正的轉子初始位置估測誤差值”， $\hat{\theta}_e(t)$ 由於可以避免不穩定的值不斷迴授，造成系統的不穩定，因此可用於座標軸的轉換，再利用 FOC 法則設計控制器，另外電動機的實際電磁轉矩(2.25)式需修正為

$$T_e = \frac{3P}{2} \lambda_{pm} i_q(t) \cos(\tilde{\theta}_{e0}(t_a)) \quad (3.10)$$

由於(3.3)式的計算過程中將(3.2)式之 ω_e 被約分了，因此無法判斷電動機之正反轉，所以需有一判斷式來區分電動機之正反轉，其判斷式表示如下

$$\begin{cases} \bar{\theta}_e & \omega_e[n] - \omega_e[n-1] \geq 0 & \text{電動機正轉} \\ \bar{\theta}_e + \pi & \omega_e[n] - \omega_e[n-1] < 0 & \text{電動機反轉} \end{cases} \quad (3.11)$$

其中 $\omega_e[n-1]$ 和 $\omega_e[n]$ 為相鄰二次轉子轉速量測值，當反轉時，由於角度相差 180 度，因此將(3.4)式所求得之角度直接加上 180 度，即可修正電動機轉子位置。

接下來的問題是如何求得 $\frac{di}{dt}$ 的值，傳統的方法是透過最近二次的取樣值差異除以取樣週期時間，但這樣僅能求得過去時間之微分值，對於現在到下一個時間點間之微分值會產生較大的誤差，因此，若能預測下個時間點的值則可求得現在到下一個時間點間之微分值，因此使用一個新修正的方法 PGM21 來預測 $\hat{i}_\alpha[n+1]$ 和 $\hat{i}_\beta[n+1]$ ，進而預測由現在到下次量測時間點之前的微分值 $\frac{di_\alpha}{dt}$ 和 $\frac{di_\beta}{dt}$ ，如此便可以利用較正確的電流微分值估測轉子位置，藉以提供座標軸轉換所需之轉子位置參數。

3.2 灰階模型 GM(1,1) 與虛擬二階灰階模型 PGM21

本節將簡介一階單變數灰階模型(first-order single-variable gray model) GM(1,1)和修正的虛擬二階灰階模型 PGM21，以上皆被用於正值數列的預測上。有三個基本操作需先建立，分別為 AGO (accumulated generating operation)、MEAN (mean operation)及 IAGO (inverse accumulated operation)，首先定義量測而得之正值數列如

$$x^{(0)}(1), x^{(0)}(2), \dots, x^{(0)}(n) \quad (3.12)$$

其中 $x^{(0)}(k) > 0$ ， $k=1,2,\dots,n$ 且 $n \geq 4$ ，三個基本操作分別為

$$\text{AGO - } x^{(1)}(k) = \sum_{l=1}^k x^{(0)}(l), \quad k = 1, 2, \dots, n \quad (3.13)$$

$$\text{MEAN - } z^{(1)}(k) = \frac{1}{2}[x^{(1)}(k) + x^{(1)}(k-1)], \quad k = 2, 3, \dots, n \quad (3.14)$$

$$\text{IAGO - } \begin{aligned} x^{(0)}(1) &= x^{(1)}(1), \\ x^{(0)}(k) &= x^{(1)}(k) - x^{(1)}(k-1), \end{aligned} \quad k = 2, 3, \dots, n \quad (3.15)$$

除這些基本操作外，GM(1,1)還要建構一個灰階微分方程(gray differential equation)[16]

$$x^{(0)}(k) + az^{(1)}(k) = b, \quad k = 2, \dots, n \quad (3.16)$$

其中 a 稱為發展係數(development coefficient)， b 被視為灰階輸入(gray input)，而 a 和 b 皆為未知的常數。將(3.16)式重新整理為

$$y = B \cdot \begin{bmatrix} a \\ b \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

其中

$$y = \begin{bmatrix} x^{(0)}(2) \\ \vdots \\ x^{(0)}(n) \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} -z^{(1)}(2) & 1 \\ \vdots & \vdots \\ -z^{(1)}(n) & 1 \end{bmatrix}$$

由於(3.12)式為正值數列，因此 $z^{(1)}(k) > z^{(1)}(k-1)$ 即 B 為全秩(full rank)，所以可求解 a 及 b 之值如：

$$\begin{bmatrix} a \\ b \end{bmatrix} = (B^T B)^{-1} B^T y \quad (3.18)$$

如此 GM(1,1)即可使用(3.16)式仿效一階常微分方程式寫成

$$\frac{dx^{(1)}(t)}{dt} + ax^{(1)}(t) = b \quad (3.19)$$

直接修正上式的解可得 $x^{(1)}(k)$ 的估測值如

$$\hat{x}^{(1)}(k) = \left(x^{(0)}(1) - \frac{b}{a} \right) e^{-a(k-1)} + \frac{b}{a}, \quad k=1, 2, \dots \quad (3.20)$$

藉由 IAGO 得到

$$\hat{x}^{(0)}(k) = (1 - e^{-a}) \cdot \left(x^{(0)}(1) - \frac{b}{a} \right) \cdot e^{-a(k-1)}, \quad k=2, 3, \dots \quad (3.21)$$

當 $k > n$ 則 $\hat{x}^{(0)}(k)$ 為數列(3.12)式的預測值數列，重新整理(3.21)式

$$\hat{x}^{(0)}(n+p) = (1 - e^{-a}) \cdot \left(x^{(0)}(1) - \frac{b}{a} \right) \cdot e^{-a(n+p-1)}, \quad p=1, 2, \dots \quad (3.22)$$

若要預測(3.12)式下一步的值則代入 $p=1$ 即

$$\hat{x}^{(0)}(n+1) = (1 - e^a) \cdot \left(x^{(0)}(1) - \frac{b}{a} \right) \cdot e^{-an} \quad (3.23)$$

同理下二步的值代入 $p=2$ 。由於 GM(1,1)的方式是透過(3.22)式預測的，因為(3.22)式是一個單調序列(monotone sequence)，而大多數的序列卻為非單調序列(non-monotone sequences)，所以會造成較大的預測誤差，因此需要另外找一個較高階的灰階模型來做預測。

一個新修正的虛擬二階灰階模型“PGM21”被提出，這方法能夠如 GM(1,1)般簡單操作，而且又如同 GM(2,1)有二個指數率用以修正 GM(1,1)的缺點[16]。首先令前後二次的 GM(1,1)的量測值數列為

$$x_{i-1}^{(0)}(1), x_{i-1}^{(0)}(2), \dots, x_{i-1}^{(0)}(n) \quad (3.24)$$

$$x_i^{(0)}(1), x_i^{(0)}(2), \dots, x_i^{(0)}(n) \quad (3.25)$$

其中 $x_i^{(0)}(1) = x_{i-1}^{(0)}(2)$, $x_i^{(0)}(2) = x_{i-1}^{(0)}(3)$, ..., $x_i^{(0)}(n-1) = x_{i-1}^{(0)}(n)$ ，(3.24)式和(3.25)式利用(3.18)式求解之 a 和 b 之值分別為 a_{i-1} , b_{i-1} , a_i , b_i 將(3.22)式修改為

$$\hat{x}_i^{(0)}(n+p) = (1 - e^{a_i}) \times \left(x_i^{(0)}(1) - \frac{b_i e^{-(a_i - a_{i-1})p}}{a_i} \right) \times e^{-a_i(n+p-1)}, \quad p=1, 2, \dots \quad (3.26)$$

此即為 PGM21 對(3.25)式的預測數列，同理若要預測(3.25)式下一步的值則代入 $p=1$ 即可。由於引入 $e^{-(a_i - a_{i-1})p}$ 考慮了 a_{i-1} 和 a_i 的變化，因此預測的值會更接近實際的值。由於需要多一次的取樣時間，因此第一次預測將再被往後延遲一次的取樣時間。

3.3 應用 PGM21 預測微分值

上一小節所介紹之 PGM21 若能預測到較佳的值，則可應用於預測現在到下一個取樣時間點之間的微分值。微分被定義為

$$\lim_{x \rightarrow n} \frac{f(x) - f(n)}{x - n} \quad (3.27)$$

用以求得一曲線上任意一點 n 的斜率，如圖 3.1 所示，因為取樣點的關係傳統上以最近二次之取樣值和取樣時間相除來求得，其表示為

$$\frac{x[n] - x[n-1]}{\Delta t} \quad (3.28)$$

其中 $x[n-1]$ 和 $x[n]$ 為前後二次的取樣值， Δt 為取樣時間，但是到下一個取樣點之前，其微分值不一定相等

$$\frac{x[n]-x[n-1]}{\Delta t} \neq \frac{x[n+1]-x[n]}{\Delta t} \quad (3.29)$$

因此會造成較大的誤差，若能預測 $\hat{x}[n+1]$ 則

$$\frac{\hat{x}[n+1]-x[n]}{\Delta t} \cong \frac{x[n+1]-x[n]}{\Delta t} \quad (3.30)$$

在此使用 PGM21 預測值 $\hat{x}_i^{(0)}(n+1)$ 代入 $\hat{x}[n+1]$ ，則可預測下一個取樣點之前的微分值。

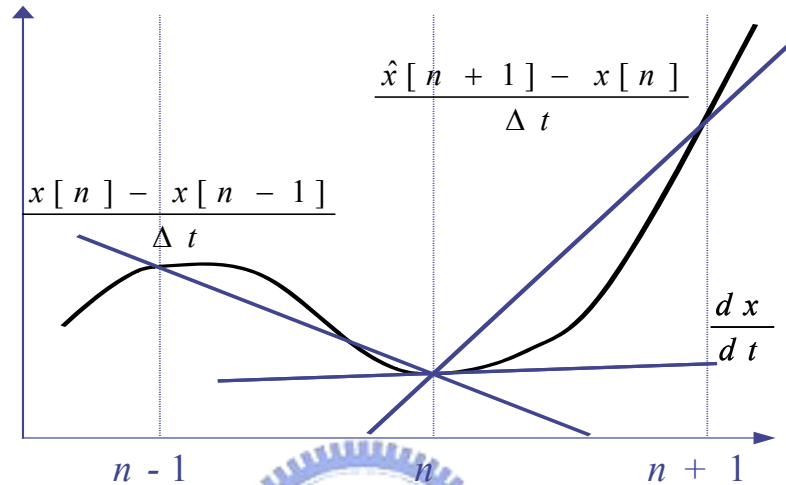


圖 3.1 微分值定義

接著使用微分方程來測試使用 PGM21 預測的微分值和傳統的微分值之間的差異，令微方程為

$$\frac{dy(t)}{dt} = 5x^2(t) + 3x(t) \quad (3.31)$$

其中輸入函數 $x(t)$ 為

$$x(t) = 10 \sin(100\omega t) + u(t-1) \quad (3.32)$$

將(3.31)式積分可得

$$y(t) = \int \left(\frac{dy(t)}{dt} \right) = \int (5x^2(t) + 3x(t)) \quad (3.33)$$

分別以 PGM21 預測的微分值和傳統的微分值，與(3.31)式比較二者之微分值差異，以 Matlab[®] Simulink[®] 建構模擬環境如圖 3.2 所示，透過對積分器的值微分再與積分前的值做比較來比較(3.30)式和(3.28)式的差異。令 $\Delta t=0.1\text{ms}$ ，其中 Dy 的方塊即為(3.31)式的值如圖 3.3，將此積分器之後的值分別以(3.30)式和(3.28)式求微分值，再與 Dy 的輸出做比較以求得微分值估測誤差如圖 3.4。

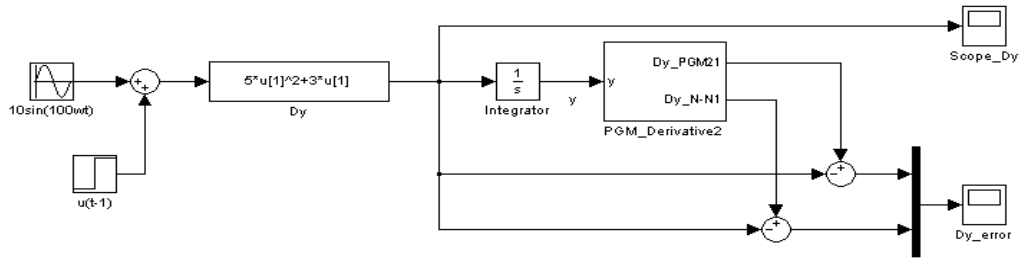


圖 3.2 微分方程模擬方塊圖

圖 3.3 為 $\frac{dy(t)}{dt}$ 之實際值，圖 3.4 中藍色曲線為 PGM21 預測的微分值誤差，綠色曲線為傳統的微分值誤差，圖 3.5 是將圖 3.4 $t=1$ 附近放大的圖，圖 3.6 為對 Y 軸放大的圖。由圖 3.6 中可以看出一般而言 PGM21 預測的微分值效果較佳，由圖中可以分別算出 PGM21 微分值的誤差約在 $\pm 0.02\%$ ，而傳統微分值的誤差約在 $\pm 0.47\%$ 。圖 3.5 中則觀察到 PGM21 因為需要使用先前五次的取樣值做計算，因此反應的速度較慢。

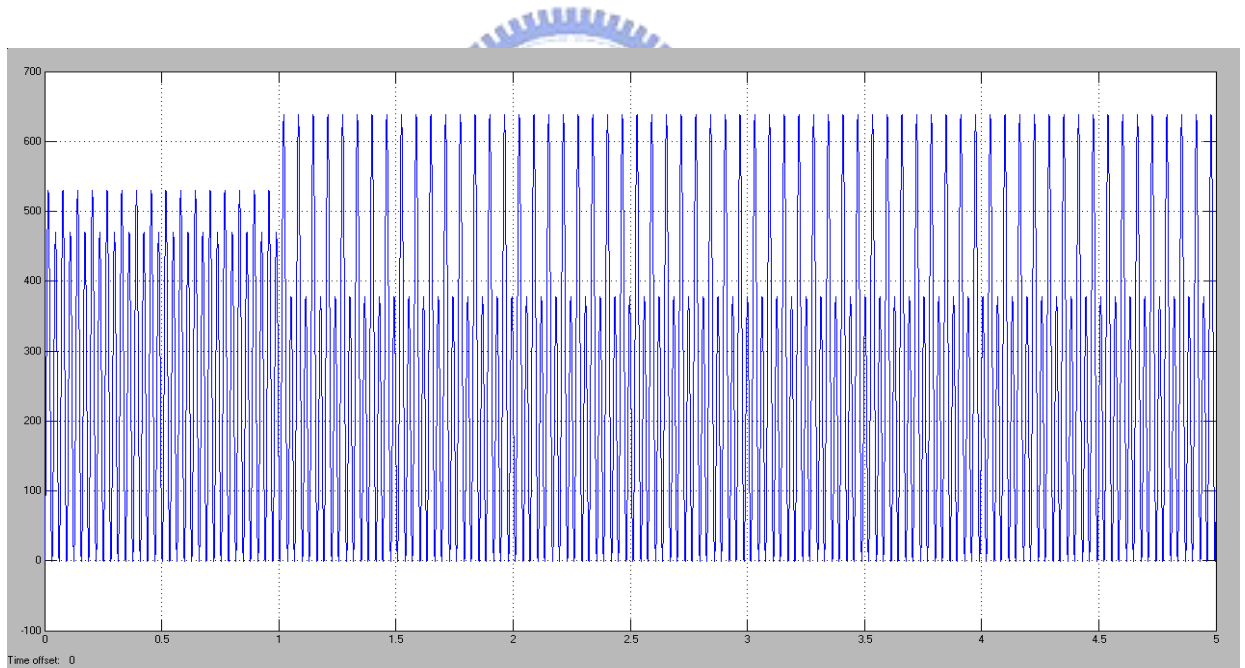


圖 3.3 當 $x(t) = 10 \sin(100\omega t) + u(t-1)$ 時之 $\frac{dy(t)}{dt}$ 模擬結果

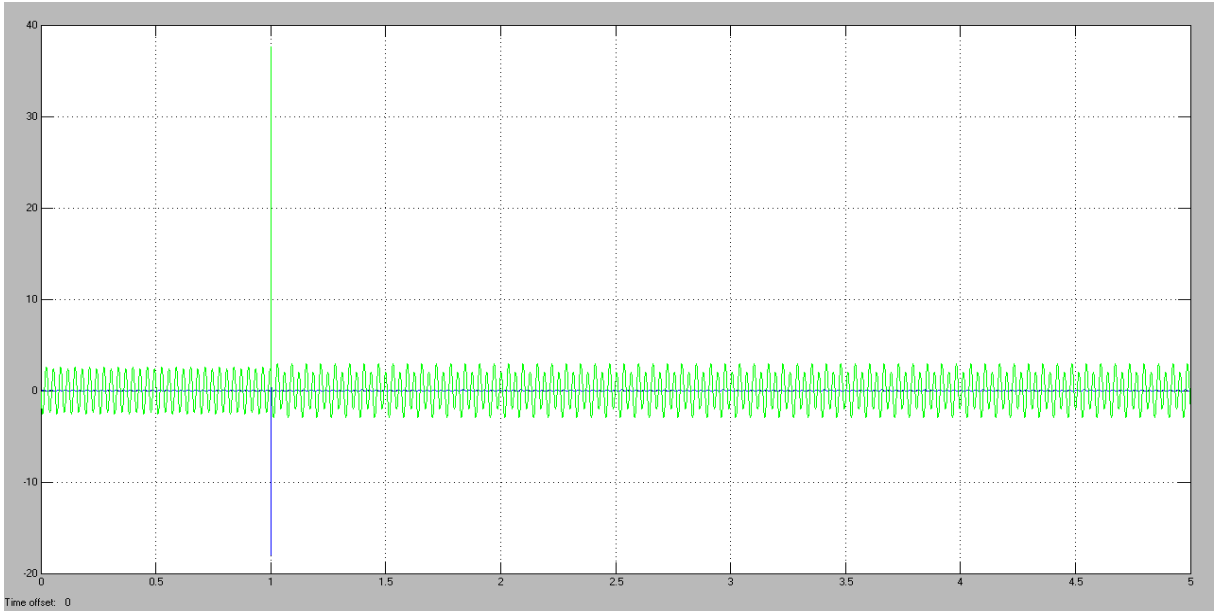


圖 3.4 當 $x(t) = 10 \sin(100\omega t) + u(t-1)$ 時之預測微分值誤差

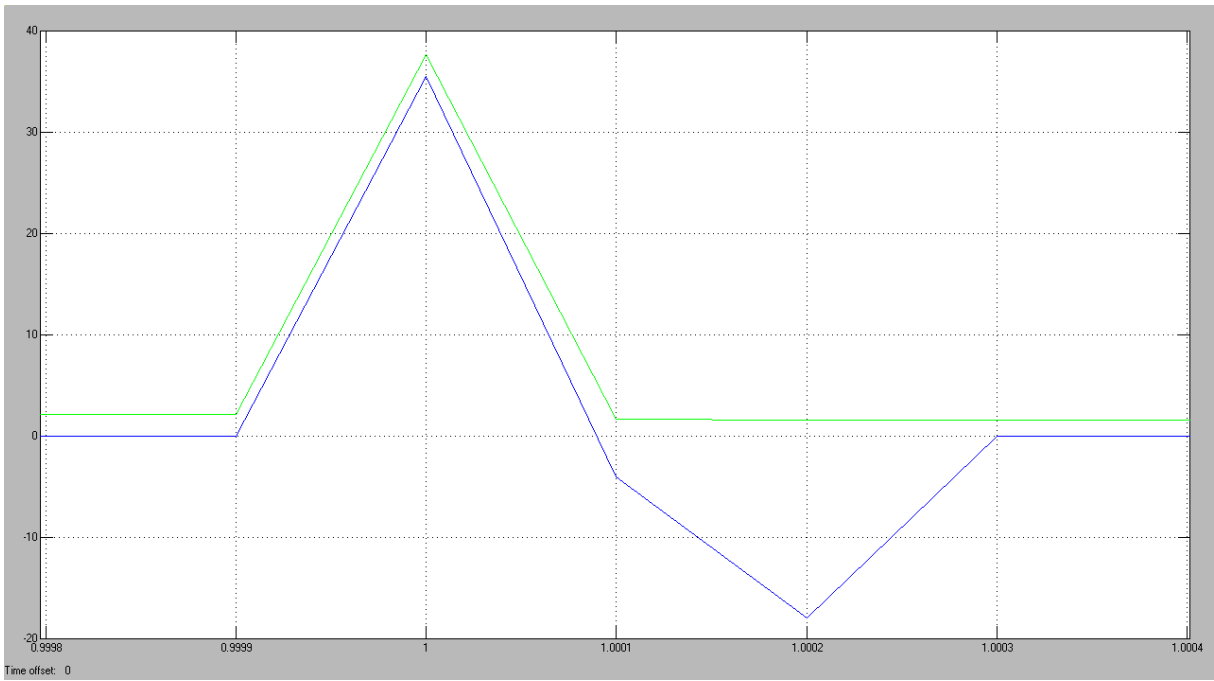


圖 3.5 當 $x(t) = 10 \sin(100\omega t) + u(t-1)$ 時之預測微分值誤差放大圖一

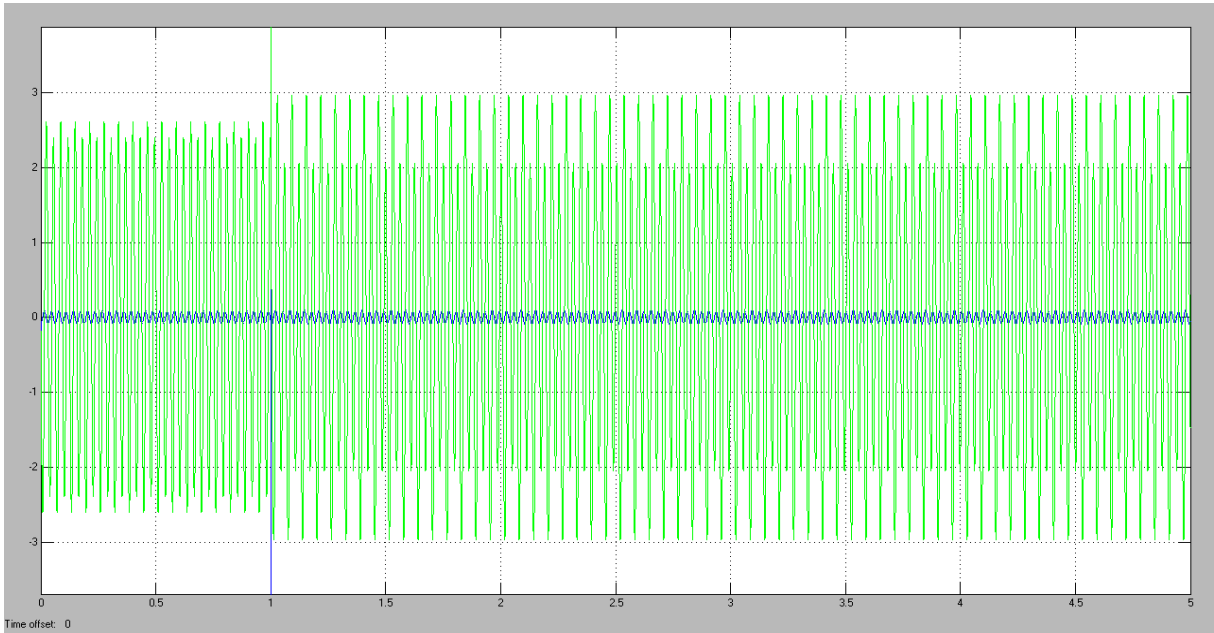


圖 3.6 當 $x(t) = 10 \sin(100\omega t) + u(t-1)$ 時之預測微分值誤差放大圖二

其實以步級函數來測試預測值是較為嚴苛的，且在大自然中會遇到的多為指數函數，因此將(3.32)式之步級函數改成指數函數，重新取一個輸入函數如下：

$$x(t) = 10 \sin(100\omega t) + t u(t-1) e^{(t-1)} \quad (3.34)$$

圖 3.7 為代入(3.34)式求得之 $\frac{dy(t)}{dt}$ 實際值，圖 3.8 為誤差值，其中 PGM21 之預測微分值仍可保持較低的誤差值，因此可以證明 PGM21 之預測微分值能夠提供較佳的微分預測值，並提供轉子位置估測之用。

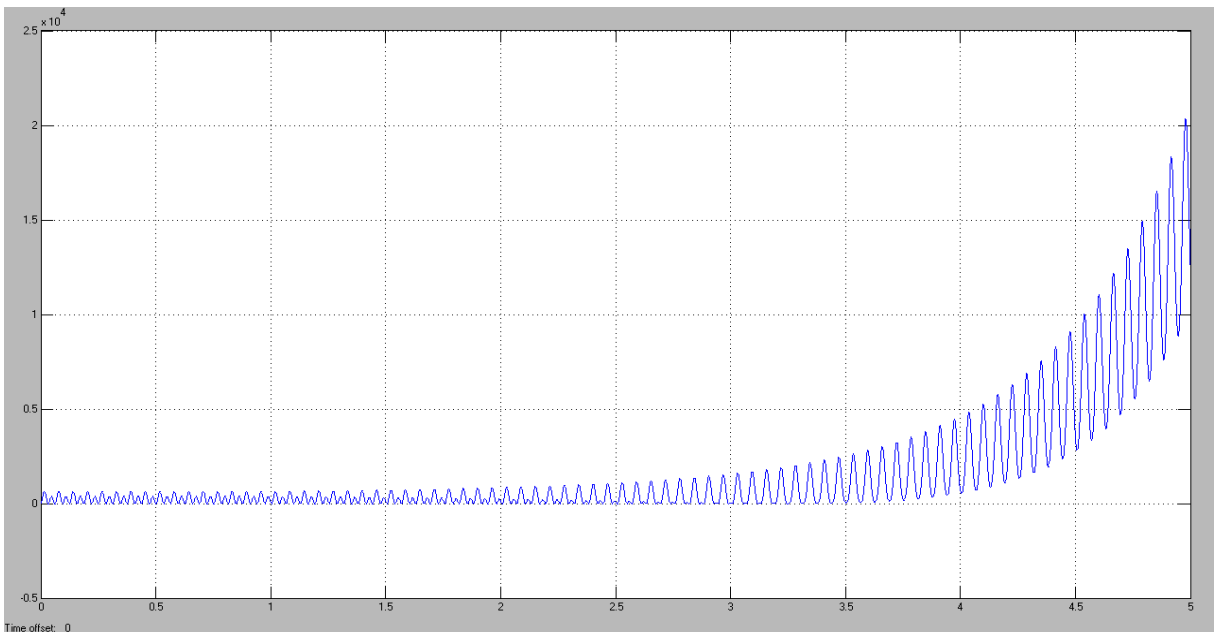


圖 3.7 當 $x(t) = 10 \sin(100\omega t) + t u(t-1) e^{(t-1)}$ 時之 $\frac{dy(t)}{dt}$ 模擬結果

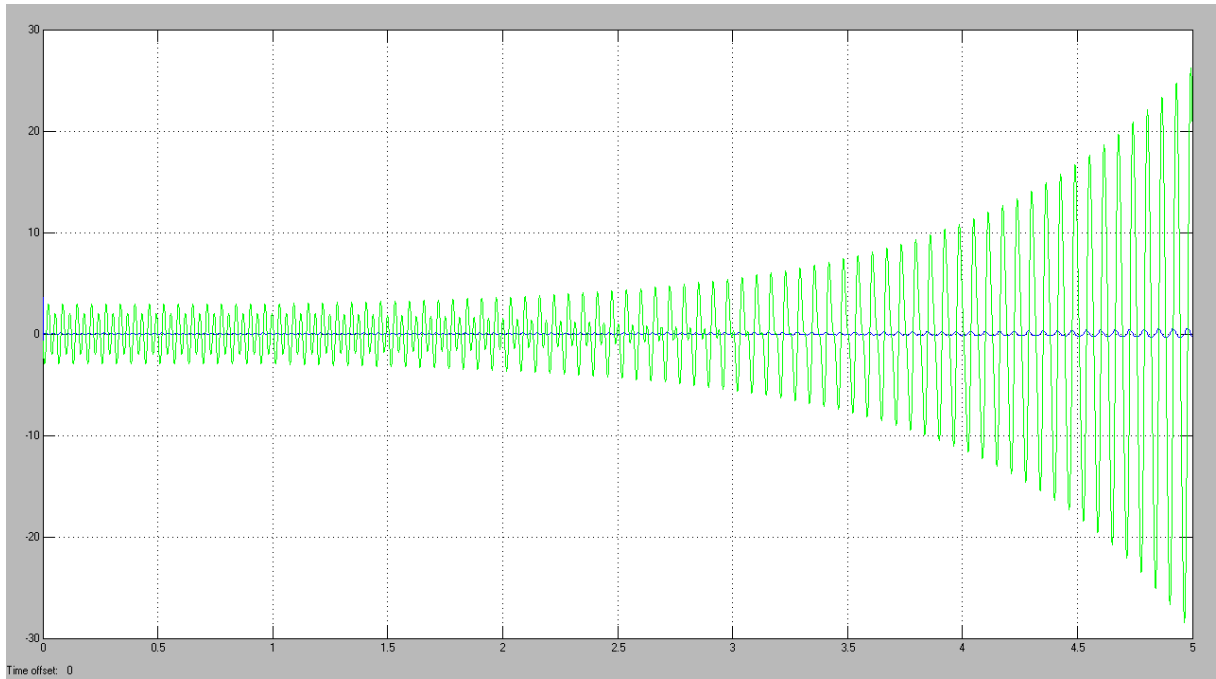


圖 3.8 當 $x(t) = 10 \sin(100\omega t) + tu(t-1)e^{(t-1)}$ 時之預測微分值誤差



第四章 灰階預測應用於轉子位置估測之模擬

本章將介紹灰階預測應用於轉子位置估測之模擬，包括模擬程式、模擬條件及模擬結果，所採用的套裝軟體為 Matlab[®] Simulink[®]。本論文所提方法之系統方塊圖如圖 4.1 所示，轉速的命令與負迴授值做比較後藉由比例-積分控制器(Speed PI controller)對電流 I_q 做控制； I_q 的命令與負迴授值做比較後藉由比例-積分控制器(Current PI controller)對電壓 V_q 做控制； I_d 的命令通常為零與負迴授值做比較後藉由比例-積分控制器(Current PI controller)對電壓 V_d 做控制； V_q 和 V_d 值藉由矩陣轉換成 V_{abc} 輸出給永磁式同步電動機並產生 I_{abc} 與轉速 ω ，藉由量測迴授至控制器與位置估測器(Predictor)；位置估測器則藉由灰階估測器(Gray Predictor)、積分器和修正的位置估測器(M. Position Predictor)估測轉子位置，以提供控制器電流迴授與電壓輸出所需之矩陣轉換之用。

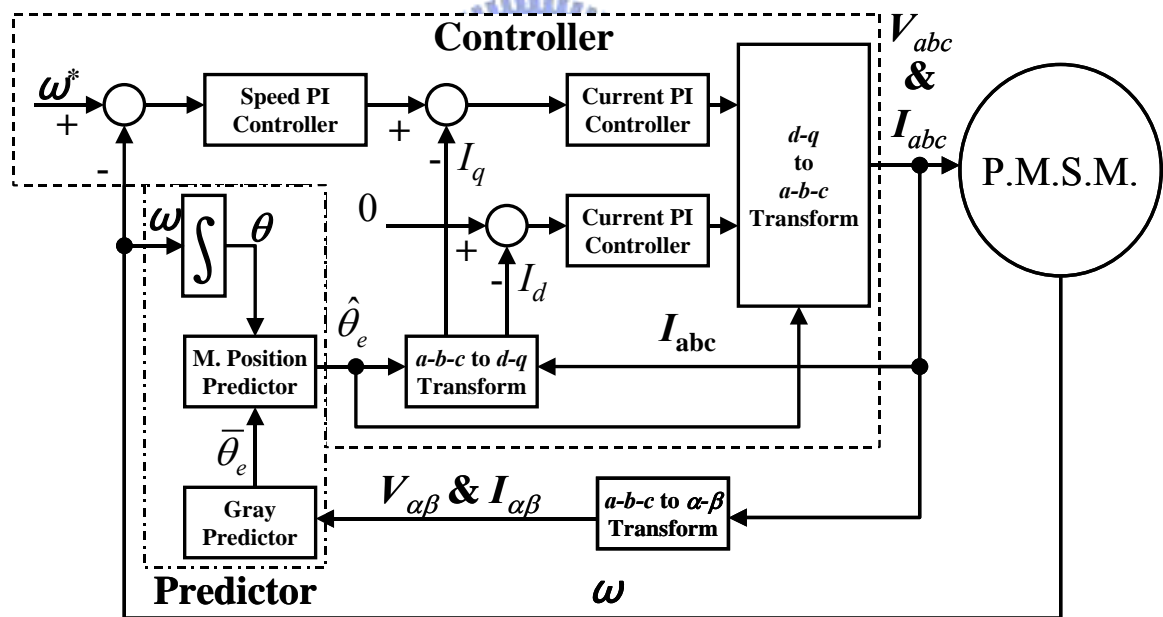


圖 4.1 系統方塊圖

因此模擬程式也分為底下三個部份：永磁式同步電動機、控制器及轉子位置估測器，其中控制器部分先利用座標轉換，將三相電動機數學模式轉換為 $d-q$ 同步旋轉座標，再應用 PI 控制法則來控制電流及轉矩，進而達成轉速控制之目的。由於在未包含轉子位置感應器的情況下，轉子位置無法測量，因此控制器中所需之轉子位置必須藉由轉子位置估測器來求得，此估測器是透過灰階預測器及修正的轉子位置估測器來估測轉子位

置。從下一節開始，將對模擬程式中的永磁式同步電動機、控制器及轉子位置估測器三部分，做進一步的介紹。

4.1 模擬程式

在模擬程式中依照功能分成永磁式同步電動機、控制器和轉子位置估測器等三部分，其模擬系統方塊圖如圖 4.2 所示。在模擬中假設永磁式同步電動機接受由控制器輸出之三相電壓控制，產生電流及轉速由感測器量測作為迴授信號。轉子位置估測器收集電壓、電流及轉速之訊號，用以估測轉子位置，進而提供控制器中座標轉換之用。為了說明方便，將圖 4.2 之 PMSM、Controller 和 Angle Predictor 三個方塊之細部，進一步分別展示於圖 4.3、4.4 及 4.5。

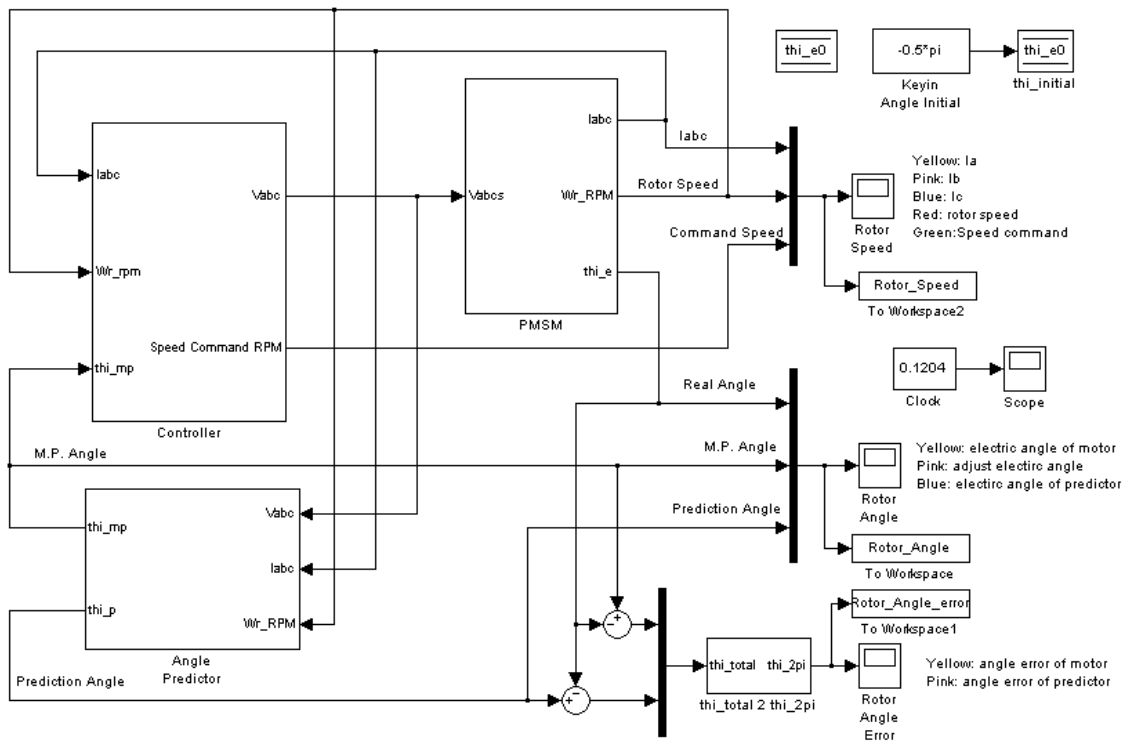


圖 4.2 模擬系統之方塊圖

在圖 4.3 中之永磁式同步電動機方塊圖即代表永磁式同步電動機之數學模式，主要是根據(2.4)式、(2.5)式、(2.17)式、(2.18)式、(2.24)式、(2.25)式和(3.1)式所建構而成。

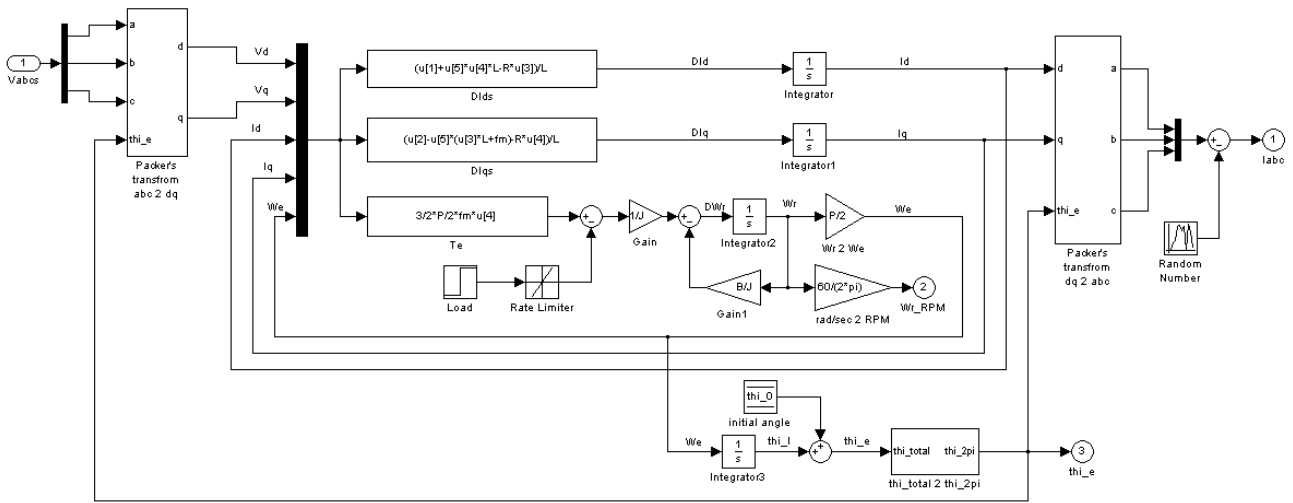


圖 4.3 永磁式同步電動機方塊圖

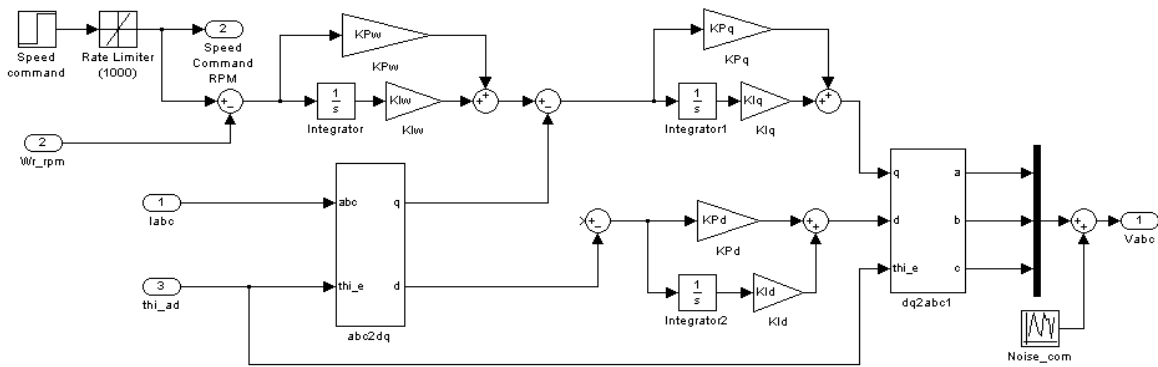


圖 4.4 控制器方塊圖

圖4.4所示之控制器方塊圖，必須應用FOC將座標轉換至 d - q 座標軸藉由(2.25)式控制電轉矩，使交流電動機能採類似直流電動機之方式，以電流來控制電轉矩之增加及減少，進而控制電動機之加、減速，即電動機轉速得以電流 i_q 控制，因此 i_q 之輸入命令為轉速誤差之函數，在此搭配傳統PI控制法則來控制轉速，其數學式表示如下：

$$i_q^*(t) = K_p \tilde{\omega}_r(t) + K_I \int \tilde{\omega}_r(t) \quad (4.1)$$

其中 $i_q^*(t)$ 為 i_q 之輸入命令， $\tilde{\omega}_r = \omega_r^* - \omega_r$ 為轉速誤差， $\omega_r^*(t)$ 為轉速命令， K_p 及 K_I 為比例控制與積分控制之控制參數。由於(2.35)式表示電流可由電壓控制，因此同樣利用PI控制法則，電動機之輸入電壓可表示為電流誤差的函數，其表示如下：

$$\begin{cases} v_d(t) = K_p \tilde{i}_d(t) + K_I \int \tilde{i}_d(t) \\ v_q(t) = K_p \tilde{i}_q(t) + K_I \int \tilde{i}_q(t) \end{cases} \quad (4.2)$$

其中 $\tilde{i}_d(t) = i_d^*(t) - i_d(t)$ 及 $\tilde{i}_q(t) = i_q^*(t) - i_q(t)$ 為 i_d 、 i_q 之迴授誤差。一般而言， i_d 之輸入命令 $i_d^*(t)$ 皆設為零。

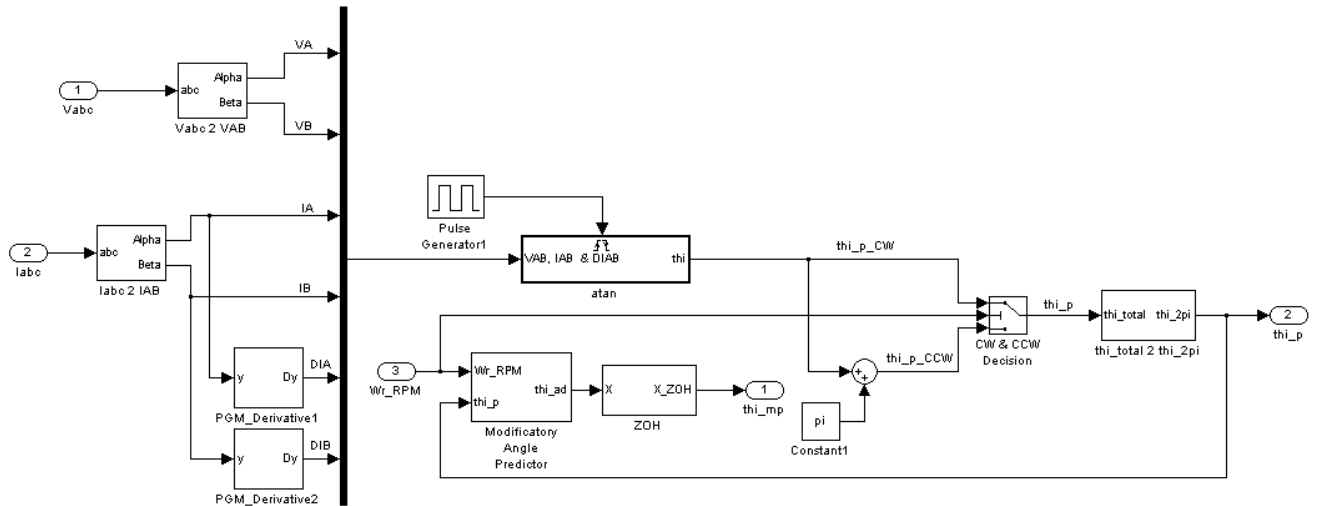


圖 4.5 轉子位置估測器方塊圖

圖4.5為轉子位置估測器之方塊圖，是利用(2.9)式、(3.4)式、(3.6)式、(3.8)式、(3.11)式、(3.18)式、(3.26)式及(3.30)式所建構而成。上述之 d - q 座標軸需要轉子位置做轉換，而這是一個非常重要的參數，但在本系統中因為無位置感測器，使得轉子位置無法量測，因此需經圖4.5所示之轉子位置估測器(Angle Predictor)推算，方能得到此一重要參數，故轉子位置估測器的準確與否，影響控制器甚劇。

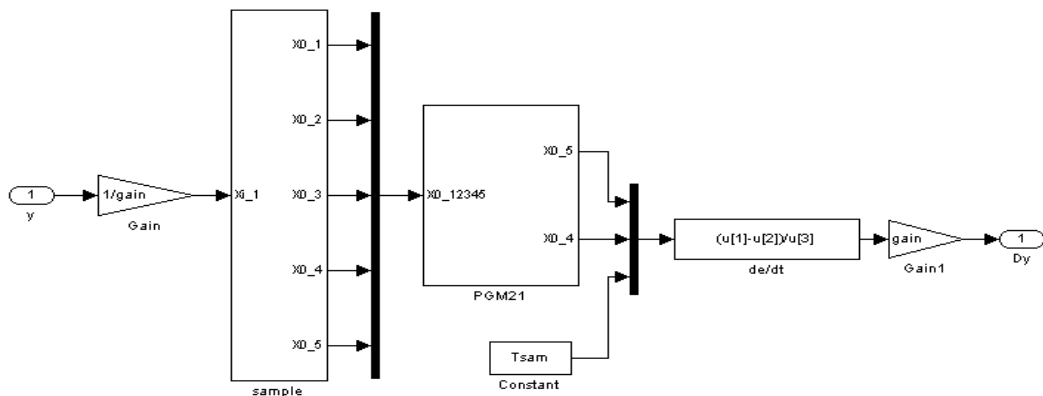


圖 4.6 PGM21 微分法方塊圖

圖4.6為 $\frac{di}{dt}$ 之預測器係利用(3.30)式和PGM21建構而成，在PGM21的輸入數列(3.12)

式中有一條件要求(3.12)式中所有的數值皆為正數，但在實際情況下由於電流為一弦波函數因此有正有負，為了滿足皆為正數的條件，若將所有的輸入值直接加上一個很大的正數(如：10000)，則因為(3.18)式之**B**矩陣中第一行和第二行的數值相差太大，使得(3.18)式之反矩陣無法利用Matlab[®] Simulink[®]來運算，為了解決此問題，在本論文中先將所有輸入的值皆除以一个較大的正數(如：10000)藉以縮小弦波函數之振幅，待PGM21計算完成後再乘上同一倍率將數值恢復，如圖4.6中之gain方塊。如此，圖4.7 PGM21之方塊圖為滿足PGM21(3.12)式的條件所加入之正數可縮小至20而仍可將-200000的輸入值調整為0，故 $\frac{di}{dt}$ 預測器的輸入範圍可擴大到+/-200000而不違反(3.12)式的條件。“AGO &

MEAN”和“Sol ab”即為(3.13)式、(3.14)式和(3.18)式在上一個取樣點做GM(1,1)的計算結果，“AGO & MEAN”和“Sol ab”則為本次取樣點做GM(1,1)的計算結果，“X0_4”和“X0_5”則為(3.26)式p分別代入0和1的公式做計算，減去加入的常數20再乘10000即可求得計算微分值所需的二個取樣點數值。

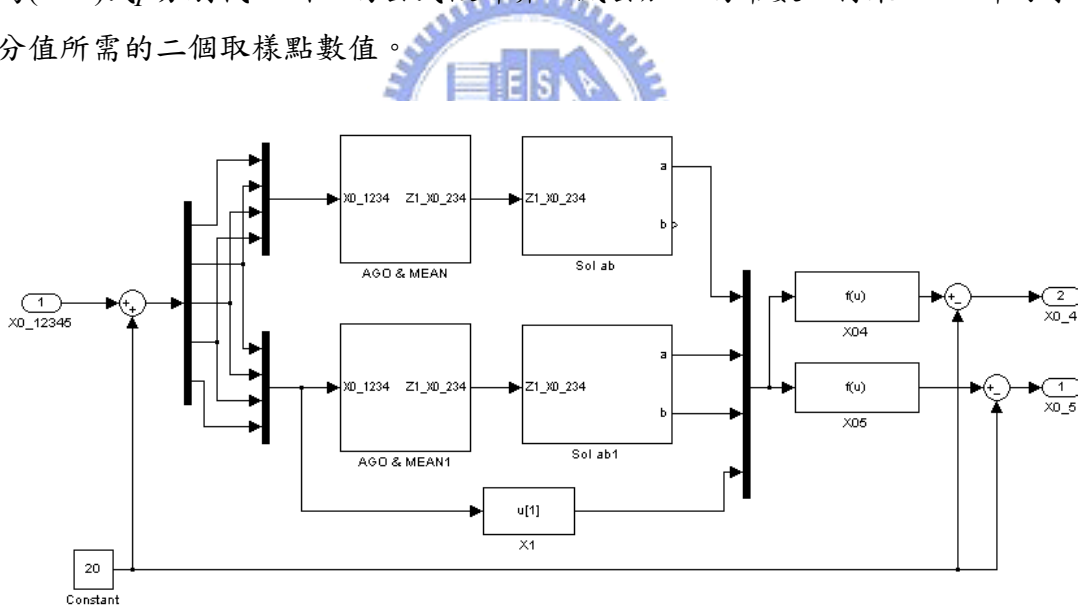


圖 4.7 PGM21 方塊圖

另外圖4.5之轉子位置估測器也包含了利用(3.8)式建構之修正的轉子位置估測器(Modificatory Angle Predictor) 和以(3.6)式建構之位置校正器(Angle Adjuster)，分別如圖4.8及圖4.9所示。修正的轉子位置估測值 $\hat{\theta}_e(t)$ 由轉速積分，再加上校正器計算求得之轉子初始位置估測值 $\hat{\theta}_{e0}(t_a)$ 求得，並且令積分器初始值為零。在模擬中假設積分器為理想的積分器，若要考慮非理想積分器之情況，可將非理想積分器表示為：

$$\left(\int \omega_e\right)_{non-ideal} = \left(\int \omega_e\right)_{ideal} + e_{int} \times t \quad (4.3)$$

其中 e_{int} 為積分器累積誤差與時間之比值常數，在模擬中以“Eint”表示。

在模擬中觀察到一個特殊情況，當 ω_e 為零且 $\tilde{\theta}_{e0}(t_a)$ 為 $\pm \frac{\pi}{2}$ 使(3.10)式 T_e 為零時，在此情況下控制器無法提供有效轉矩驅動電動機，且因為(3.4)式 \tan^{-1} 的分母維持為零，使得位置估測器無法判斷轉子位置為 $+\frac{\pi}{2}$ 或 $-\frac{\pi}{2}$ ；直到第一次的校正，因校正瞬間會造成轉子估測位置的擾動而脫離這樣異常的平衡狀態，為了避免啟動的異常，因此需要在啟動時給予估測器一個任意的初始值，但若給予一個任意的固定值，雖然可以減少遇到相同情形，但仍無法完全避免啟動瞬間因轉子由任意位置啟動再遇到相同情況的可能，所以將估測器的初始位置設定設計為隨時間變化的值，用以避免此一情形，如此一來即可使得校正器能在二次的校正動作後，將 $\hat{\theta}_{e0}(t_a)$ 校正到較正確的值。因此如圖 4.9 所示位置校正器包含估測器初始值設定(Initial Predictor Setting)和位置校正(Adjustment)，依時間分段操作，將(3.8)式之 $\hat{\theta}_{e0}(t_a)$ 取代如下：

(A) 估測器初始值設定

$$(i) \quad 0 < t < t_0 \quad \hat{\theta}_{e0}(t_a) = K_\theta \times t \quad (4.4)$$

$$(ii) \quad t_0 \leq t < t_1 \quad \hat{\theta}_{e0}(t_a) = K_\theta \times t_0 \quad (4.5)$$

(B) 位置校正

$$(i) \quad t_1 \leq t < t_2 \quad \hat{\theta}_{e0}(t_a) = \bar{\theta}_e(t_1) - \int_0^{t_1} \omega_e(\tau) d\tau \quad (4.6)$$

$$(ii) \quad t_2 \leq t \quad \hat{\theta}_{e0}(t_a) = \bar{\theta}_e(t_2 + KT_{adj}) - \int_0^{t_2 + KT_{adj}} \omega_e(\tau) d\tau \quad (4.7)$$

其中 K_θ 為估測器初始值係數， t_0 為估測器初始值設定執行時間， t_1 和 t_2 為第一階段及第二階段校正時間。在前面提到校正瞬間會有不穩定的情形，因此在第一階段校正後需要短暫而足夠的時間以使系統穩定，再進行第二階段的校正，因此也將第一階段的校正稱為“粗調(Coarse Tuning)”，第二階段的校正稱為“微調(Fine Tuning)”。 K 為微調週期常數，若只做一次微調，令 $K=0$ ，則只做轉子初始位置的估測值校正，因此也稱之為“初始位置校正(Initial Position Adjusted)”。若持續不斷的微調，令 $K=0,1,2,\dots$ 則可用來校正非理想積分器之誤差因此也稱之為“轉子位置校正(Rotor Position Adjusted)”。 T_{adj} 為校正週期時間。

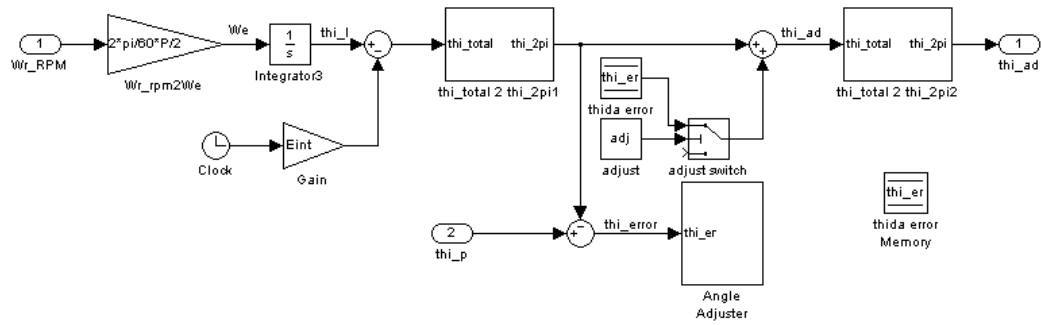


圖 4.8 修正的轉子位置估測器方塊圖

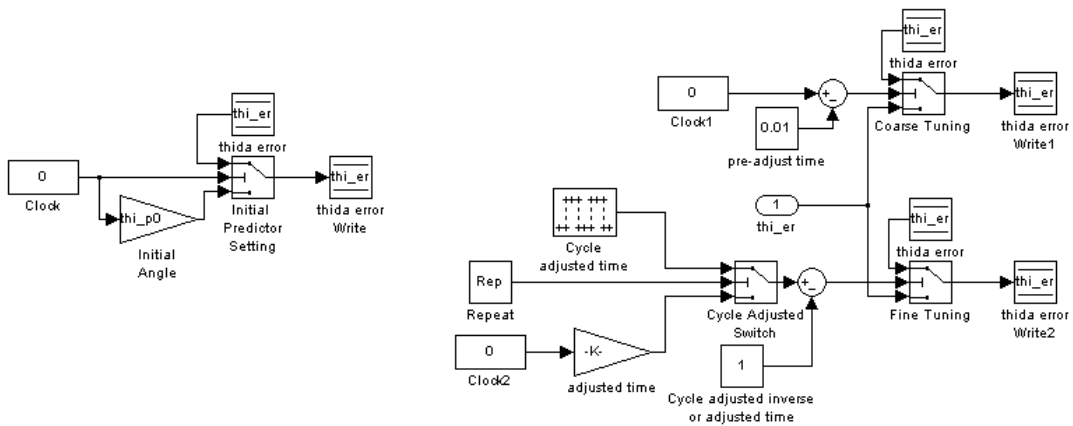


圖 4.9 位置校正器方塊圖

4.2 模擬條件

此小節將考慮以下三種情況，並設計不同模擬條件值，測試各項條件參數對本論文所提之方法的影響：

- Case 1 – 不校正轉子位置估測器位置
- Case 2 – 以灰階估測器做初始位置校正
- Case 3 – 以灰階估測器做轉子位置校正

Case 1 不校正轉子位置估測器位置是傳統情形，假設修正的轉子位置估測器和永磁式同步電動機的轉速積分器為理想模型，位置估測器在不校正的情況下令 $\hat{\theta}_{e0}(t) = 0$ ，則 (3.8) 式之 $\hat{\theta}_e(t)$ 因轉速積分器為理想積分器，因此可視 $\hat{\theta}_e(t)$ 為轉子位置感測器由零啟動的值，設定不同的 θ_{e0} ，可以模擬轉子位置和轉子位置感測器的誤差對永磁式同步電動機控制的影響，如表 4.1 之 θ_{e0} 設定不同轉子初始位置值進行模擬，藉以模擬當位置感應器

偏移時，對系統的控制有何影響。表中的 Load 為永磁式同步電動機的負載，Rotor Speed 為轉速命令，Step Time 為每一次模擬的時間間隔，Sampling Time 為所有感應器的取樣時間。

表 4.1 不校正轉子位置的模擬條件

	θ_{e0} (rad)	Load (Nt-m)	Rotor Speed (RPM)	Step Time (sec)	Sampling Time (sec)	Result Figure
Case1.1	0	2	2000	1.00E-05	1.00E-04	圖 4.10
Case1.2	0.25	2	2000	1.00E-05	1.00E-04	圖 4.11
Case1.3	-0.25	2	2000	1.00E-05	1.00E-04	圖 4.12
Case1.4	-0.5	2	2000	1.00E-05	1.00E-04	圖 4.13

Case 2 是以灰階估測器做初始位置校正，令微調週期常數 $K=0$ ，位置估測器於啟動時校正二次轉子估測位置且轉子位置無法量測，測試轉子位置由任意位置啟動，轉子位置估測器對轉子初始位置的估測效果，及修正的轉子位置估測值應用於永磁式同步電動機 FOC 控制法則的影響。假設修正的轉子位置估測器和永磁式同步電動機的轉速積分器為理想模型，估測器初始值設定時間 $t_0=0.005$ ，轉子初始位置估測值校正 $t_1=0.01$ ， $t_2=0.05$ ， $K=0$ ，則(4.4)式~(4.7)式重寫如下：

$$\begin{cases} \hat{\theta}_{e0}(t_a) = K_{\theta} \times t, & 0 < t < 0.005 \\ \hat{\theta}_{e0}(t_a) = K_{\theta} \times 0.005, & 0.005 \leq t < 0.01 \\ \hat{\theta}_{e0}(t_a) = \bar{\theta}_e(0.01) - \int_0^{0.01} \omega_e(\tau) d\tau, & 0.01 \leq t < 0.05 \\ \hat{\theta}_{e0}(t_a) = \bar{\theta}_e(0.05) - \int_0^{0.05} \omega_e(\tau) d\tau, & 0.05 \leq t \end{cases} \quad (4.8)$$

Step Time 在 Case2 和 Case3 的所有模擬中皆設定為 0.01ms，Case2 其餘參數設定如表 4.2 所示，Case2.1~2.8 在測試本論文所提出的方法是否能校正轉子由任意位置啟動之轉子初始位置；Case2.9 和 2.10 在說明(4.4)式位置估測器初值設定所欲避免的異常啟動問題；Case2.11 和 2.12 測試不同電流波形對估測值的影響，包含不同的電流大小和頻率；Case2.13 和 2.14 測試不同的取樣頻率對估測器的影響；Case 2.15 測試當位置估測器中的轉速積分器為非理模型的影響。

表 4.2 轉子初始位置校正的模擬條件

	θ_{e0} (rad)	K_{θ} (rad/sec)	Load (Nt-m)	Rotor Speed (RPM)	PGM21 Gain	Sampling Time (sec)	Integration Error (rad/sec)	Result Figure
Case2.1	0	10	2	2000	10000	1.00E-04	0	圖 A. 1~3
Case2.2	0.25π	10	2	2000	10000	1.00E-04	0	圖 A. 4~6
Case2.3	0.5π	10	2	2000	10000	1.00E-04	0	圖 A. 7~9
Case2.4	0.75π	10	2	2000	10000	1.00E-04	0	圖 A. 10~12
Case2.5	π	10	2	2000	10000	1.00E-04	0	圖 A. 13~15
Case2.6	-0.75π	10	2	2000	10000	1.00E-04	0	圖 A. 16~18
Case2.7	-0.5π	10	2	2000	10000	1.00E-04	0	圖 A. 19~21
Case2.8	-0.25π	10	2	2000	10000	1.00E-04	0	圖 A. 22~24
Case2.9	-0.5π	0	2	2000	10000	1.00E-04	0	圖 A. 25~27
Case2.10	-0.502π	0	2	2000	10000	1.00E-04	0	圖 A. 28~30
Case2.11	-0.5π	10	4	2000	10000	1.00E-04	0	圖 A. 31~33
Case2.12	-0.5π	10	2	1000	10000	1.00E-04	0	圖 A. 34~36
Case2.13	-0.5π	10	2	2000	10000	5.00E-04	0	圖 A. 37~39
Case2.14	-0.5π	10	2	2000	10000	2.00E-05	0	圖 A. 40~42
Case2.15	-0.5π	10	2	2000	10000	1.00E-04	3	圖 A. 43~45

Case 3 是以灰階估測器做轉子位置校正，令微調週期常數 $K=0,1,2,3,\dots$ ，則位置估測器不斷的定時校正轉子估測位置且轉子位置無法量測，測試轉子位置由任意位置啟動，轉子位置估測器對轉子位置的估測效果及對永磁式同步電動機控制的影響。假設修正的轉子位置估測器和永磁式同步電動機的轉速積分器為理想模型，估測器初始值設定 $t_0=0.005$ ，轉子初始位置估測值校正 $t_1=0.01$ 而 $t_2=0.05$ ，則(4.4)式~(4.7)式重寫如下：

$$\begin{cases} \hat{\theta}_{e0}(t_a) = K_{\theta} \times t, & 0 < t < 0.005 \\ \hat{\theta}_{e0}(t_a) = K_{\theta} \times 0.005, & 0.005 \leq t < 0.01 \\ \hat{\theta}_{e0}(t_a) = \bar{\theta}_e(0.01) - \int_0^{0.01} \omega_e(\tau) d\tau, & 0.01 \leq t < 0.05 \\ \hat{\theta}_{e0}(t_a) = \bar{\theta}_e(0.05 + KT_{adj}) - \int_0^{0.05+KT_{adj}} \omega_e(\tau) d\tau, & 0.05 \leq t \end{cases} \quad (4.9)$$

其餘參數設定如表 4.3 所示，Case3.1 在測試本論文所提出的方法是否能校正轉子啟動位

置並與 Case2.7 做比較；Case3.2 和 2.9 比較(4.4)式位置估測器初值的異常啟動問題在不斷校正下和僅校正初始值的差異；Case3.3 和 3.4 在測試不同的校正時間週期對估測值的影響；Case3.5 和 3.6 測試不同的取樣頻率對估測器的影響；Case3.7 在測試系統的負載極限；Case3.8 和 3.9 在測試不同的 PGM21 gain 對於 PGM21 和永磁式同步電動機控制系統的影響；Case3.10 和 3.11 測試當位置估測器中的轉速積分器為非理模型的影響並和 Case2.15 做比較。

表 4.3 轉子位置校正的模擬條件

	θ_{e0} (rad)	K_{θ} (rad/sec)	Load (Nt-m)	Rotor Speed (RPM)	PGM21 Gain	Sampling Time (sec)	T_{adj} (sec)	Integration Error (rad/sec)	Result Figure
Case3.1	-0.5π	10	2	2000	10000	1.00E-04	1.00E-02	0	圖 A. 46~48
Case3.2	-0.5π	0	2	2000	10000	1.00E-04	1.00E-02	0	圖 A. 49~51
Case3.3	-0.5π	10	2	2000	10000	1.00E-04	2.50E-03	0	圖 A. 52~54
Case3.4	-0.5π	10	2	2000	10000	1.00E-04	4.00E-02	0	圖 A. 55~57
Case3.5	-0.5π	10	1.35	2000	10000	2.00E-04	1.00E-02	0	圖 A. 58~60
Case3.6	-0.5π	10	2	2000	10000	2.00E-05	1.00E-02	0	圖 A. 61~63
Case3.7	-0.5π	10	2.3	2000	10000	1.00E-04	1.00E-02	0	圖 A. 64~66
Case3.8	-0.5π	10	2	2000	10	1.00E-04	1.00E-02	0	圖 A. 67~69
Case3.9	-0.5π	10	2	2000	1	1.00E-04	1.00E-02	0	圖 A. 70~72
Case3.10	-0.5π	10	2	2000	10000	1.00E-04	1.00E-02	-7	圖 A. 73~75
Case3.11	-0.5π	10	2	2000	10000	1.00E-04	1.00E-02	7	圖 A. 76~78

4.3 模擬結果

前一節所敘述之條件的模擬結果將在本節呈現，並對結果做綜合比較以說明各項參數之設定對系統的影響，同樣依前面所述之三種情形分別說明，因 Case1 的例子較少，所以針對各種情況分別說明；Case2 及 Case3 的例子較多，且各例子間有一些相互比較的曲線需要另外摘錄出來，因此將 Case2 及 Case3 的完整的模擬曲線圖全放在附錄 A，僅將相互比較的圖放於本小節內做詳細說明。

Case 1 – 不校正轉子位置估測器位置

Case1.1 模擬(3.1)式 θ_{e0} 為零的情況，轉子位置估測器和永磁式同步電動機之轉速積分器皆由零開始，這種情況即為轉子位置和轉子位置感測器無誤差的標準情況，由轉速曲線可看出轉速受到控制器控制到達目的轉速。

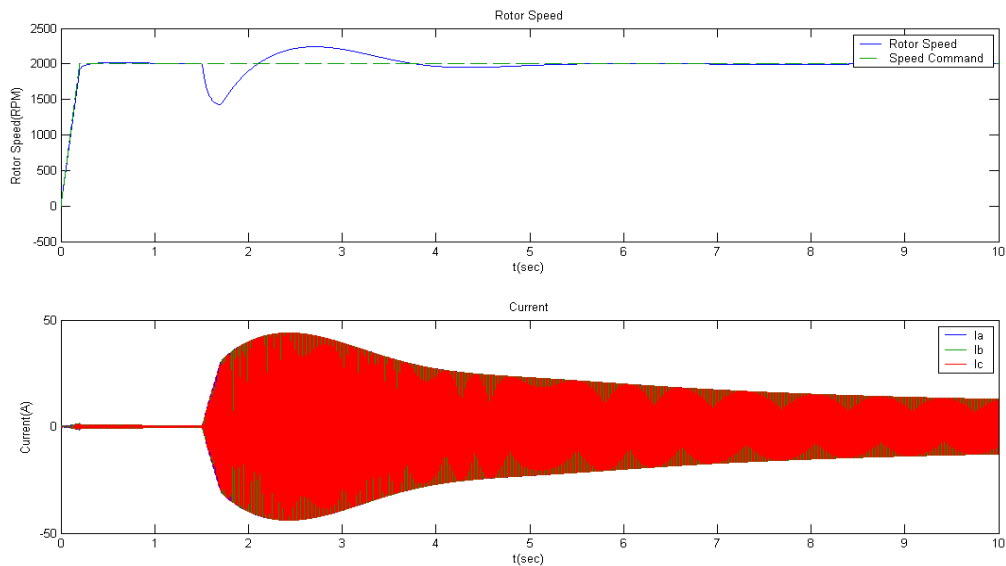


圖 4.10 Case1.1 之轉速及電流模擬結果

Case1.2 模擬 θ_{e0} 為 0.25rad 使得 $\tilde{\theta}_{e0} = -0.25\text{rad}$ 位置感應器落後轉子位置，在無載的情況下轉速有失控的趨勢，在加載之後，情況更加惡化如圖 4.11 所示

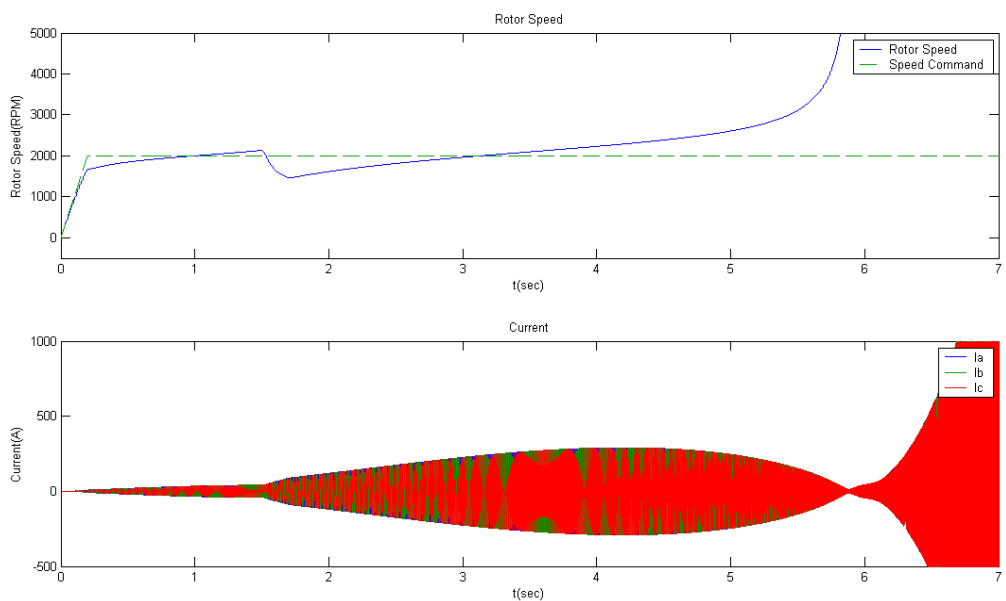


圖 4.11 Case1.2 之轉速及電流模擬結果

Case1.3 模擬 θ_{e0} 為 -0.25rad 使得 $\tilde{\theta}_{e0}=0.25\text{rad}$ 位置感應器超前轉子位置，使電動機電感性負載運作在略為超前的情況，此時虛功率減小造成負載電流較 Case1.1 小。

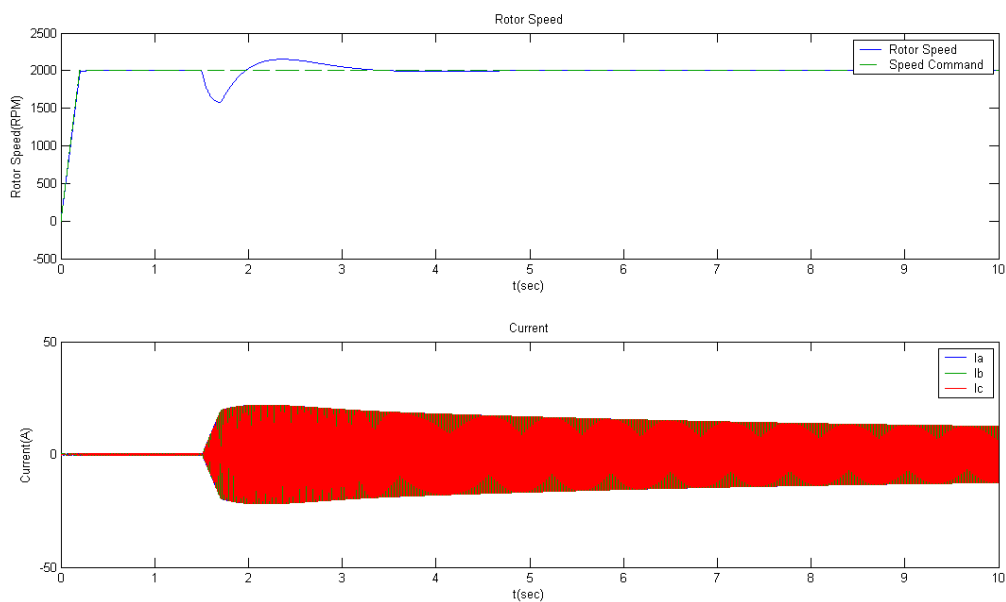


圖 4.12 Case1.3 之轉速及電流模擬結果

Case1.4 模擬 θ_{e0} 為 -0.5rad 使得 $\tilde{\theta}_{e0}=0.5\text{rad}$ 位置感應器超前轉子位置，很明顯的在加載後，轉速恢復前的減速區因減速失控，造成系統失控。

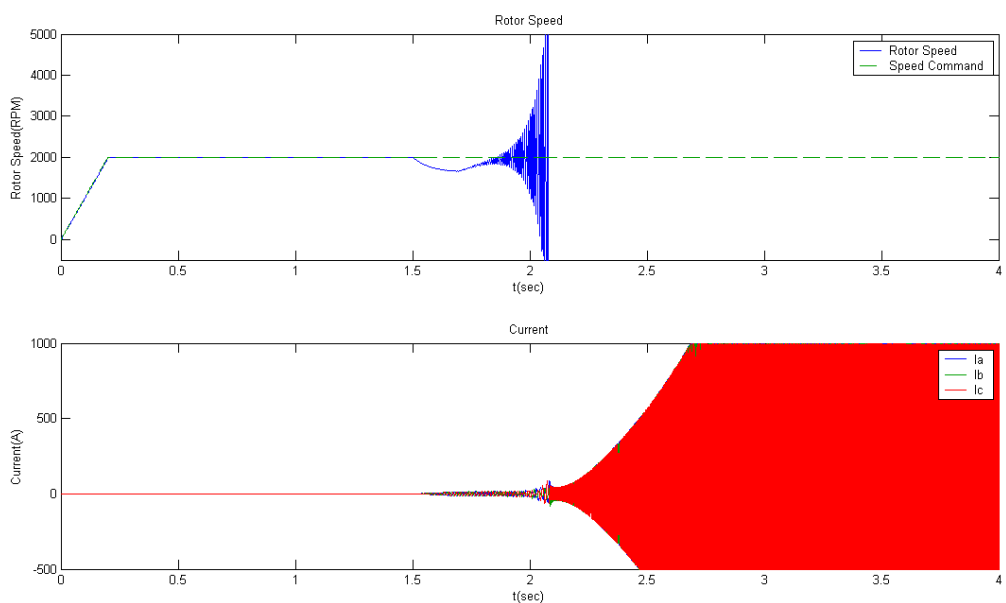


圖 4.13 Case1.4 之轉速及電流模擬結果

由 Cas1.1~1.4 的模擬結果可以看出，當修正的轉子位置估測器由零開始，在不校正

轉子估測位置的情況下，永磁式同步電動機的控制系統無法操作在轉子初始位置估測值誤差 $\tilde{\theta}_{e0}(t)$ 從 0.25rad 到 5.78rad (-0.5rad) 的區間，因為控制器轉換的 $d-q$ 座標軸已經偏移，控制器無法有效的控制永磁式同步電動機加、減速，當負載增加時，更容易因此而失去控制。在同樣偏移 0.25rad 的情況下，Case1.3 轉子位置落後比 Case1.2 轉子位置超前有較佳的控制效果。而 Case1.3 使得控制器操作在相位超前的情況下，因電動機原本即為電感性負載，卻因相位稍微超前使得虛功率減少，因此定子電流變得較 Case1.1 之電流小。

Case 2 – 以灰階估測器做初始位置校正

加入灰階估測器做轉子初始位置校正後，在 Case 2 中將透過一系列的模擬來測試本論文所提出之轉子位置估測方法的可行性，曲線圖中“M. Predict Angle”為 $\hat{\theta}_e(t)$ 之模擬曲線，“Predict Angle”為 $\bar{\theta}_e(t)$ 之模擬曲線，“M. Predict Error”為 $\tilde{\theta}_{e0}(t_a)$ 之模擬曲線，“Predict Error”為 $\tilde{\theta}_{e0}(t)$ 之模擬曲線，由 $\tilde{\theta}_{e0}(t)$ 之曲線的變化可以觀察出，當電動無載時電流值較小， $\bar{\theta}_e(t)$ 的估測誤差也較小；加載後電流值變大，使得 $\bar{\theta}_e(t)$ 的估測誤差也變大，因此在 Case2 中初始位置校正，除了可以避免初值位置誤差太大造成的電動機失控，還可以求得較佳的 $\hat{\theta}_{e0}(t_a)$ 使得 $\tilde{\theta}_{e0}(t_a) \cong 0$ 。從圖 4.14 與 4.15 Case2.1~2.8 的轉子位置模擬結果可以看出，不管轉子初始位置 θ_{e0} 在任何角度，皆可在 0.05 秒內的二次校正完成轉子初始位置之估測，使得電動機能受控制器控制而穩定運轉，也許不是所有的情況都能求得最好的 $\tilde{\theta}_{e0}(t_a)$ ，但還不至於偏差太大。

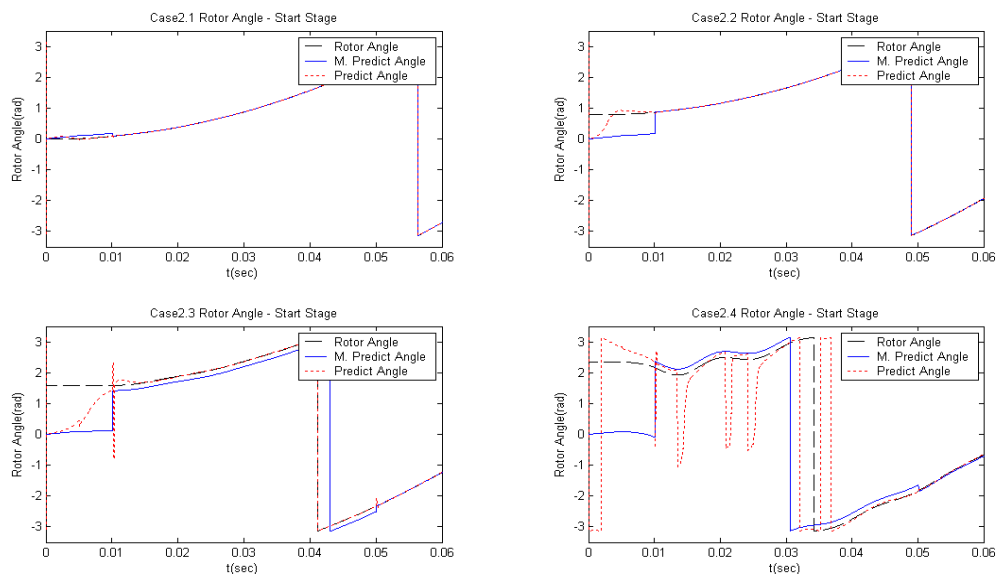


圖 4.14 不同轉子初始位置校正模擬結果一

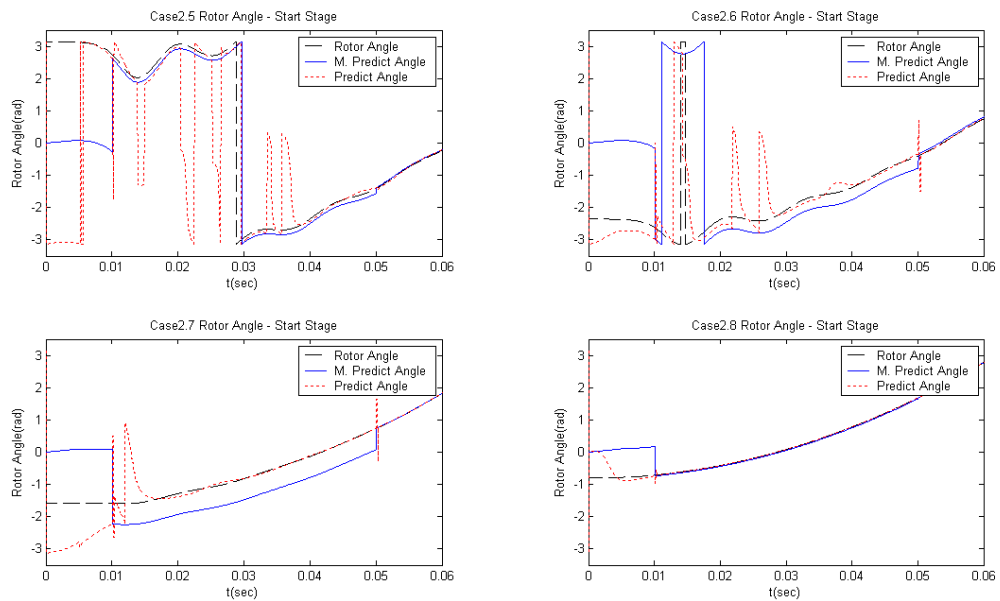


圖 4.15 不同轉子初始位置校正模擬結果二

圖 4.16 是由 Case2.7、2.11 及 2.12 所節錄出來的，目的在比較電流波形對位置估測值 $\bar{\theta}_e(t)$ 的影響。由穩態的電流波形可以看出 Case2.11 的電流大小約為 Case2.7 的二倍，Case2.7 的電流頻率約為 Case2.12 的二倍，由 $\tilde{\theta}_{e0}(t)$ 的圖中可以看出，在相同頻率下，電流越大意味著變化率越大則 $\tilde{\theta}_{e0}(t)$ 的值也就越大；在相同的電流大小下，頻率越快意味著變化越快則 $\tilde{\theta}_{e0}(t)$ 的值也就越大。因為 $\frac{di}{dt}$ 是經由 PGM21 的預測計算出來的，所以上述的結果呈現出電流波形的變化，包含電流的頻率和大小皆會影響轉子位置估測值 $\bar{\theta}_e(t)$ ，而且轉速越慢、電流越小的情況下電流變化率也越小，所以估測值越準確。

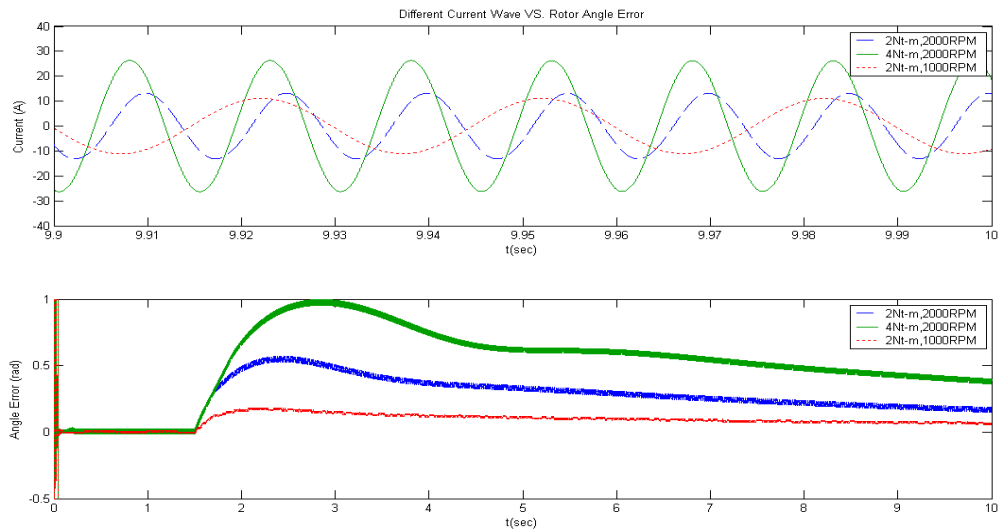


圖 4.16 不同電流波形之 $\tilde{\theta}_{e0}(t)$

圖 4.17 是由 Case2.7、2.13 及 2.14 所節錄出來的，目的在觀察取樣時間對位置估測值 $\hat{\theta}_e(t)$ 的影響。由圖中 $\tilde{\theta}_{e0}(t_a)$ 的變化可以觀察出，在取樣時間越大的情況下，二次取樣時間內的誤差也越大，所以造成曲線比較粗，而且 PGM21 的估測值誤差變大，更造成平均的 $\tilde{\theta}_{e0}(t_a)$ 值也變得較大；相反的，在取樣時間越小的情況下，曲線比較細而且平均的 $\tilde{\theta}_{e0}(t_a)$ 值也變得更趨近於零。

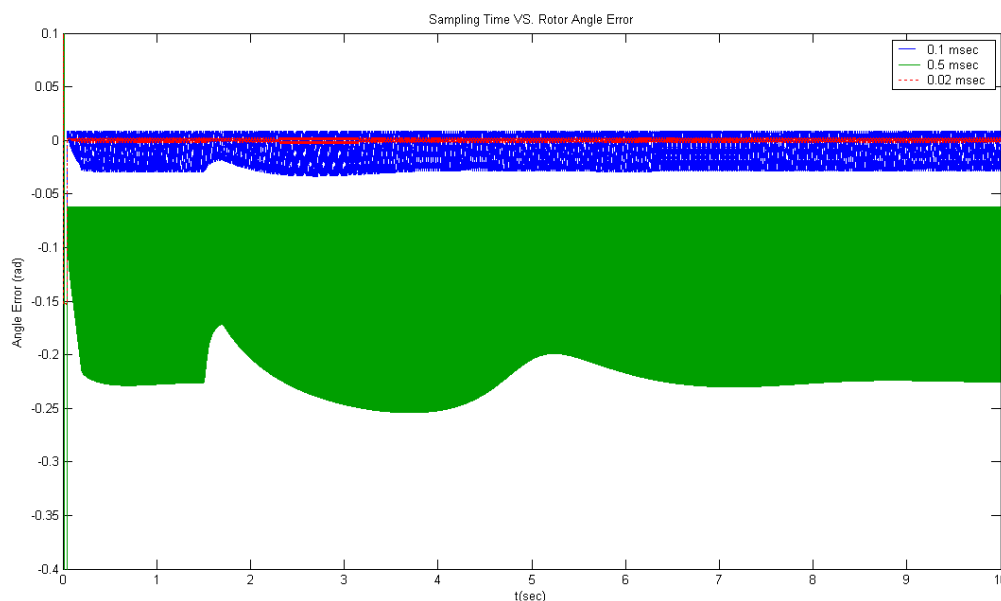


圖 4.17 不同取樣時間之 $\tilde{\theta}_{e0}(t_a)$

圖 4.18 為 Case2.7、2.9 及 2.10 等三個情況啟動時的轉子位置，目的在說明啟動時轉速為零且 $\tilde{\theta}_{e0}(t) = \pm \frac{\pi}{2}$ 的異常情況。Case2.9 呈現的即為此一情形，在圖中可以看到在第一次校正的 0.01 秒之前 Case2.9 的 $\bar{\theta}_e(t) = \hat{\theta}_e(t) = 0$ ，使得(3.10)式之 $\tilde{\theta}_{e0}(t_a) = -\frac{\pi}{2}$ ，直到第一次校正的擾動才使得 $\tilde{\theta}_{e0}(t)$ 脫離了先前的異常平衡狀態，才開始產生電轉矩和轉速，而這樣的情形使得電動機無法在另一次的校正完成 θ_{e0} 的估測使得電動機失控。Case2.10 的 $\tilde{\theta}_{e0}(t)$ 和 Case2.9 只差了 $0.02\pi \text{ rad}(1.1^\circ)$ ，其餘的條件均相同，卻避免了相同的異常啟動情形，若是沒有校正的擾動，則 Case2.9 之電動機更將無法啟動，因此在 Case 2 中的其它 Case 均將估測器初始值 K_{θ} 設定為 20rad/sec，Case2.7 即為設定估測器初始值為 20rad/sec 當 $\tilde{\theta}_{e0}(t) = -\frac{\pi}{2}$ 的啟動情形，在 0.05 秒之前轉子位置估測值的曲線已和實際的轉子位置的曲線重疊，因此勢必能在第二次校正後求得正確的轉子估測位置。

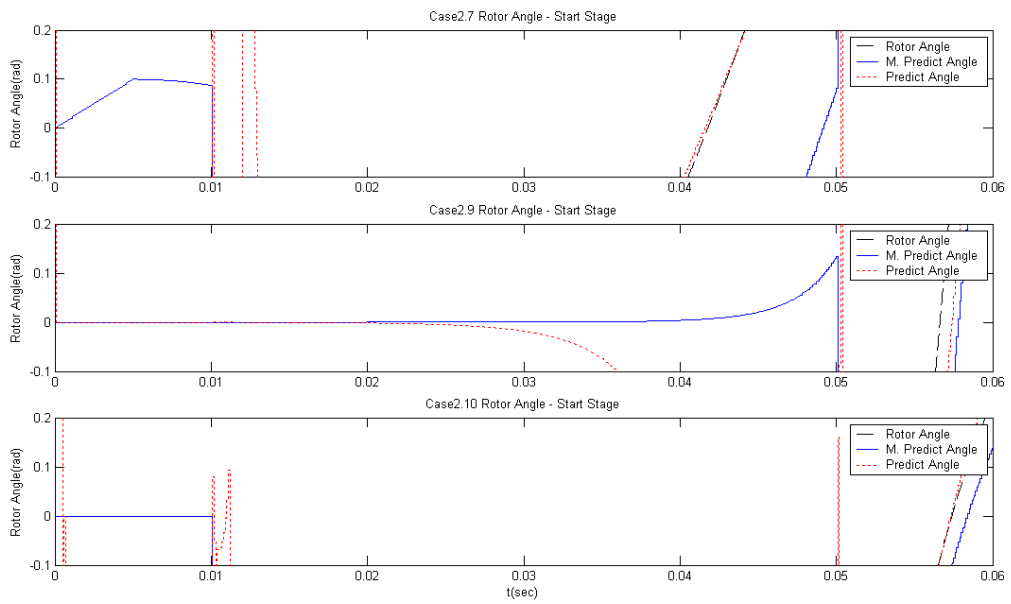


圖 4.18 $T_e=0$, $\omega=0$ 異常啟動之轉子位置模擬結果

Case2.15 在測試當位置估測器之轉速積分器有累計誤差的情形。在圖 4.19 中之模擬結果可以觀察出，當這樣的累計誤差的情形發生時，只做初始位置估測是不夠的，因為積分器中有一個 e_{int} 一直影響著 $\hat{\theta}_e(t)$ ，使得 $\tilde{\theta}_{e0}(t)$ 越來越大而令系統失去控制。

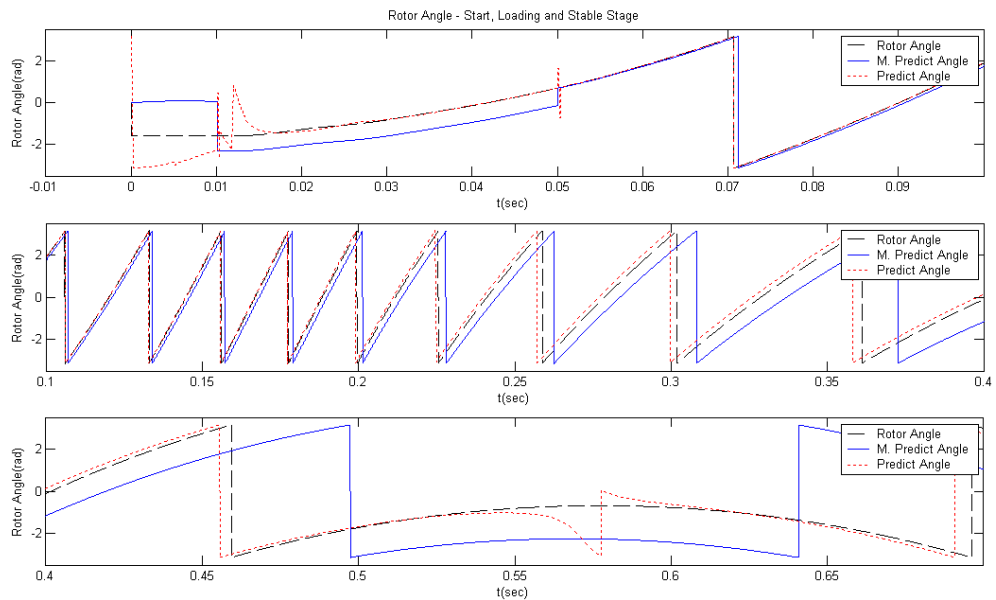


圖 4.19 轉速積分器累計誤差 3rad/sec 之轉子位置模擬結果

Case 3 – 以灰階估測器做轉子位置校正

加入灰階估測器做轉子位置校正後，在 Case 3 中將透過一系列的模擬來測試本論文所提出之轉子位置估測方法的另一種可行性。Case 3 除了做各種參數的變化比較外，還將和 Case 2 的相同參數做比較，看看不斷的校正 $\hat{\theta}_{e0}(t_a)$ 對系統的影響。

Case3.1 和 Case2.7 的轉子估測位置誤差比較可以觀察出，在無載的情況下不斷的校正可以使得 $\tilde{\theta}_{e0}(t_a)$ 更趨近於零。但是在加載之後，由於電流值變大使得 $\bar{\theta}_e(t)$ 的值的誤差 $\tilde{\theta}_{e0}(t)$ 變大，在不斷的校正後 $\hat{\theta}_e(t)$ 也受到了影響使得 $\tilde{\theta}_{e0}(t_a)$ 再度變大，而電動機則操作在超前的情況。如同在 Case1.3 中電動機操作在超前的情況會使得電流減少，而電流減少則使得 $\tilde{\theta}_{e0}(t)$ 變小，就這樣使得系統漸漸達到平衡。

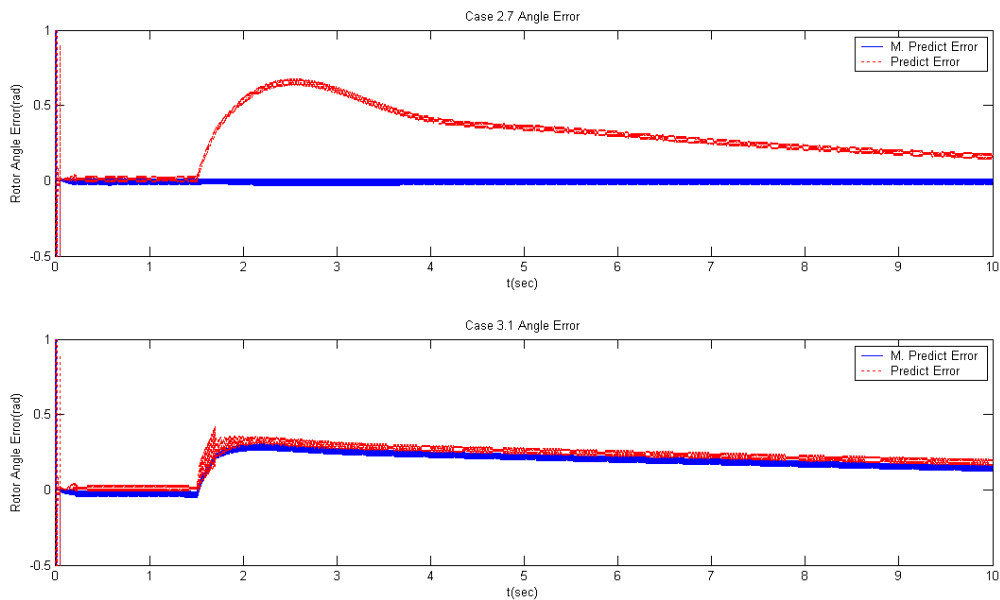


圖 4.20 初始位置校正與轉子位置校之估測值誤差

Case3.2 在測試 Case2.9 所提到的啟動異常問題。在 Case3.2 中可以觀察到，因為不受限於二次的校正次數，所以在無載的情況下最終仍然能夠使得 $\tilde{\theta}_{e0}(t) \cong 0$ ，與 Case3.1 啟動階段的 $\tilde{\theta}_{e0}(t_a)$ 做比較，Case3.2 要校正到使得 $\tilde{\theta}_{e0}(t) \cong 0$ 需要較長的時間。

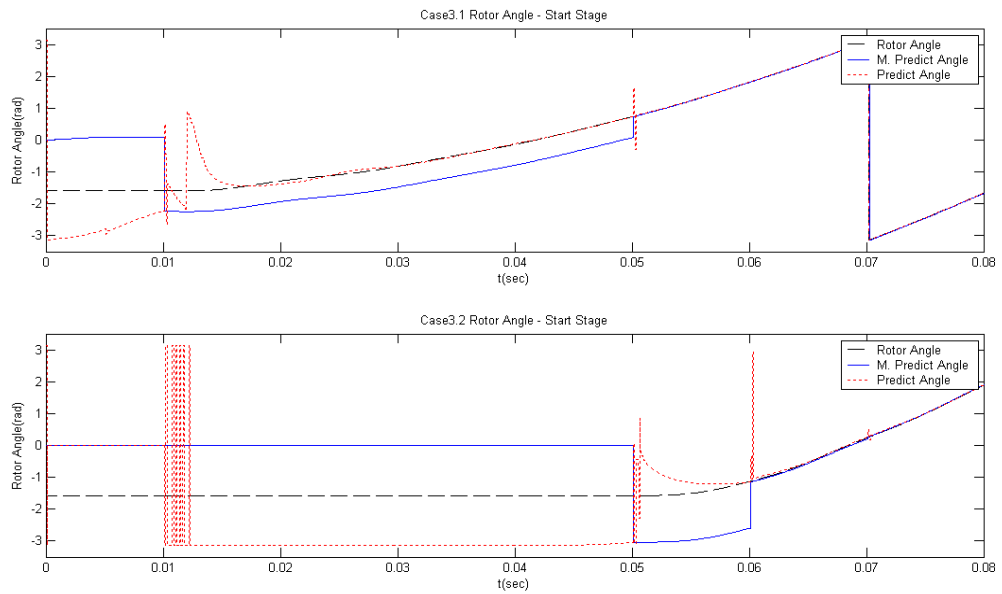


圖 4.21 轉子位置校正估測器初始值設定之比較

Case3.3 和 3.4 在測試校正時間 T_{adj} 對系統的影響，在 Case3.1 中提到不斷校正 $\tilde{\theta}_{e0}(t_a)$ 對系統的影響，在 Case3.3 中因為校正的時間過短，使得系統在前一次的校正後仍未達到穩定的情況下即進行另一次的校正，因此造成系統加載後的短暫不穩定，由轉速曲線上來看 T_{adj} 的設定已經達到臨界值，若設定的更低或有其它的參數(如:轉速或負載)變化皆有可能造成系統的失控。反觀 Case3.4 由於校正週期較長，使得系統較為穩定沒有 Case3.3 的不穩定情形。

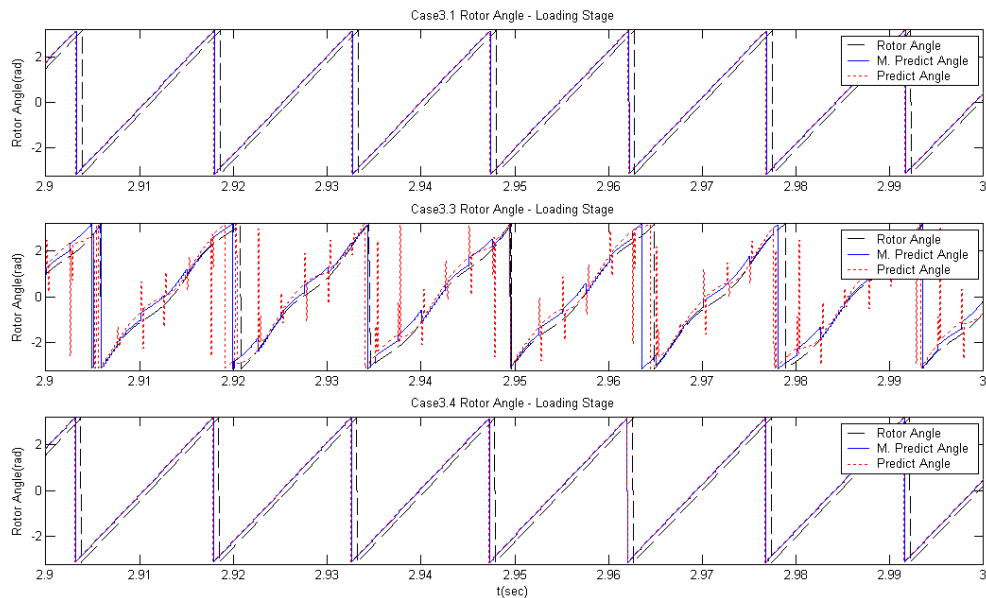


圖 4.22 校正週期間對轉子位置估測的影響

Case3.5 和 3.6 在測試取樣時間對位置估測的影響。和 Case2.13 和 2.14 的結果相同，在取樣時間越長的情況下， $\tilde{\theta}_{e0}(t)$ 的曲線越粗，而 Case3.5 又因為不斷校正的影響，造成 $\tilde{\theta}_{e0}(t_a)$ 超前的值變大，所以負載僅能達到 1.35Nt-m，再大則會使得系統如 Case1.4 般失控。

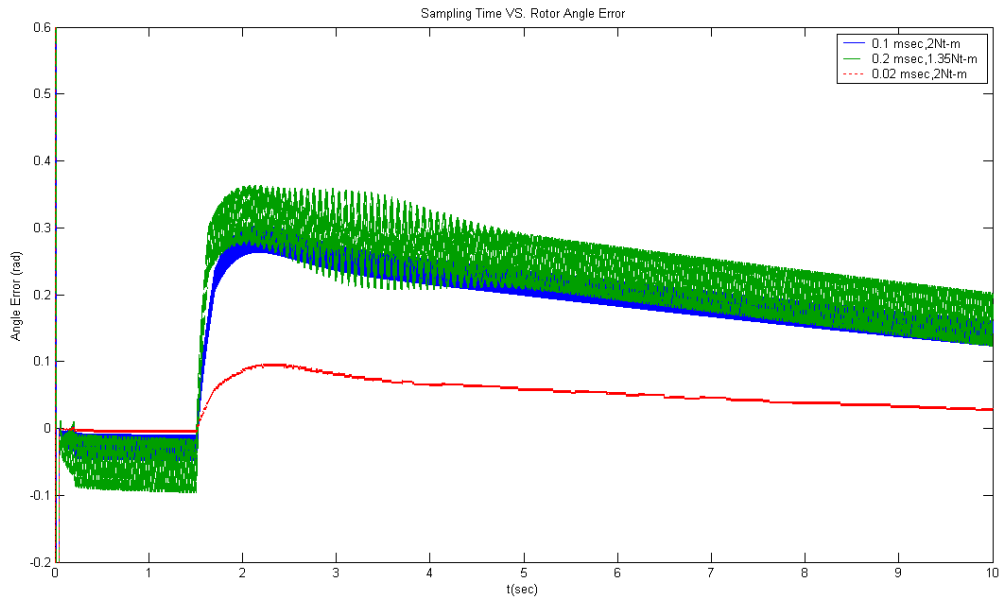


圖 4.23 取樣時間對轉子位置校正之影響

Case3.7 在測試系統的負載極限。由於不斷的迴授使得系統操作在超前的情形，當負載增加時， $\tilde{\theta}_{e0}(t_a)$ 超前的值也隨之增加，在 Case3.7 中系統已達極限，負載再增加系統則容易失去控制，雖然在超前的情況下操作電流較小，但需面對系統控制範圍較小的情形。

Case3.1、3.8 和 3.9 在測試 PGM21 Gain 的設定值。由 Case3.1 和 3.8 中可以看出三相電流最大值約為 25 安培，將 25 除以各自的倍數，再與加入之正數 20 做比較，結果如下：

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{Case3.1} \quad \frac{25}{10000} < 20 \\ \text{Case3.8} \quad \frac{25}{100} < 20 \\ \text{Case3.9} \quad \frac{25}{1} > 20 \end{array} \right. \quad (4.10)$$

其中 Case3.9 已經違反了(3.12)式的條件，使得 PGM21 的預測值誤差過大，造成系統失去控制。

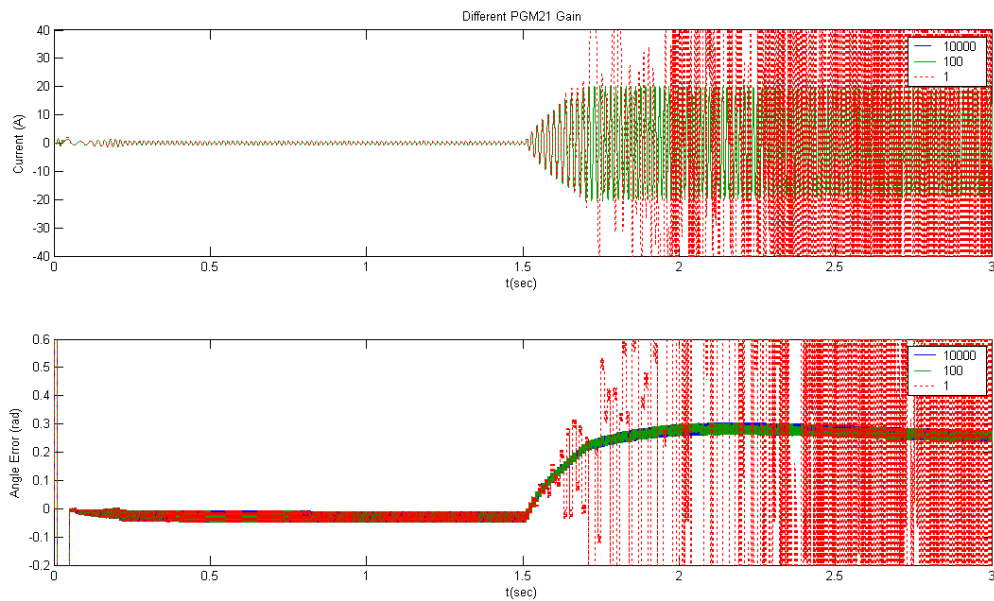


圖 4.24 PGM21Gain 對轉子位置估測之影響

在 Case3.10 和 3.11 在測試當位置估測器之轉速積分器有累計誤差的情形。在圖 4.25 中可以觀察出，即使轉速積分器的累計誤差達 $\pm 7\text{rad/sec}$ 的情況下，雖然在二次校正間的位置和轉速皆已受到影響，使得曲線有變粗的現象，但校正器仍然能夠將轉子位置不斷的校正回正確的位置，使得系統受到控制器的控制，相較之下，Case2.15 的情況就差不多了。

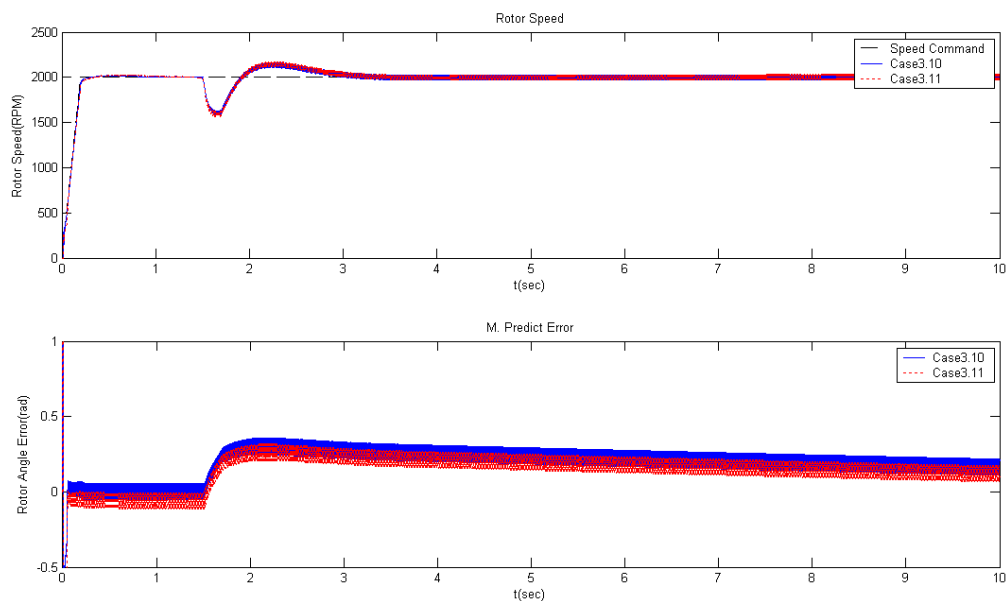


圖 4.25 轉速積分誤差對轉子位置校正之影響

第五章 結論

永磁式同步電動機搭配 FOC 控制法則早已被廣泛使用，但受限於座標軸的轉換，轉子位置的狀態應為已知，即使只需做速度控制仍需要額外增加轉子位置感應器，另一方面由不校正轉子位置估測器位置的模擬結果得知，轉子位置感應器所提供數值的正確與否(即使只差 $0.25 \text{ rad} \cong 14.3^\circ$)也會影響控制系統的效能甚至使得電動機失控，因此各種位置估測的方法也應運而生。本論文提出一個經由 $\alpha\text{-}\beta$ 座標軸的反電動勢推導出來的式子來估測轉子位置，就方法上的推導是非常容易被瞭解的，現今的變頻器(inverter)被廣泛的應用於電動機的控制，其為了控制和保護設備皆有電壓和電流的感應器，這些量測值皆可被用於估測位置計算之用，但仍需要另外估測一個無法量測的狀態“電流微分”，因此利用 PGM21 來預測電流值進而估計電流微分的狀態值，如此便可以利用反電動勢來估測轉子位置。

在初始位置校正的模擬中，估測轉子的初始位置 θ_{e0} 以使得“修正的轉子位置估測值 $\hat{\theta}_e(t)$ ”能夠趨近於轉子實際位置 $\theta_e(t)$ ，在模擬中顯示不管轉子初始位置由任意位置啟動，皆能很快的在二次校正程序後正確的估測 θ_{e0} ，證明了本論文提出的方法確實可行，若將轉速積分器換成轉子位置感應器，則本論文所提出的方法也可用來做轉子位置感應器的歸零校正之用。在初始位置校正的各項測試中也觀察到，不管是轉速、負載、取樣時間、負載或取樣時間等因素皆會影響到轉子位置估測值 $\bar{\theta}_e$ ，但是因為 FOC 所使用的轉子參考位置為 $\hat{\theta}_e(t)$ ，而 $\hat{\theta}_e(t)$ 的 $\hat{\theta}_{e0}(t_a)$ 在啟動 0.05 秒後便不再做校正，使得永磁式同步電動機的控制除了取樣週期時間太長的情況以外並沒有受到很大的影響。另一個無法解決的問題是轉速累計誤差的影響，因為 0.05 秒後不再對 $\hat{\theta}_{e0}(t_a)$ 做校正，因此當積分器累計誤差隨時間不斷增加後，便會對系統產生影響而使系統失控。

在轉子位置校正的模擬中是不斷校正 $\hat{\theta}_{e0}(t_a)$ 的估測方式，由於不斷的校正使得 $\hat{\theta}_{e0}(t_a)$ 不斷的受 $\bar{\theta}_e(t)$ 的影響，尤其是在加載後電流增加使得微分估測值誤差也變大，因此這樣的方式對系統的影響甚劇，會使得電動機的轉矩的控制不良無法負擔太大的負載，但這樣的方式並不是全然沒有優點的，在不受限於二次的校正之下，加載前的校正情況讓 $\tilde{\theta}_{e0}$ 更趨近於零，使得控制器能得到良好的轉子估測位置，即使遇到 ω_e 為零且 $\tilde{\theta}_{e0}(t_a)$ 為 $\pm \frac{\pi}{2}$ 的異常啟動情形，也能在加載前完成轉子位置校正。在遇到轉速積分累計誤差的問題時，不斷的校正方式更提供了一個良好的解決方法，即使每秒積分累積誤差

超過 2π 。

就實務面來說，積分器沒有累計誤差是不可能的，但累計誤差不會像模擬中的那麼大，因此若是應用的領域是負載較小的或轉速較慢的情況，也就是電流變化率較小的情形，本論文所提出不斷校正的估測方法仍是一個不錯的方法，未來若是系統的感測器取樣頻率可以更高，則可以降低二次取樣點之間的電流變化率降低電流的估測誤差；若是可以導入更高階的方法如：模糊(Fuzzy)理論或順滑模式(Sliding Mode)也可以修正電流較大之估測值誤差，而以上的方式皆有助於提高本論文所提出之方法的準確度，在提高準確度之後，勢必可以反過來應用位置估測值的微分值來計算轉子轉速，以達到無轉速感測器的終極目標。對於 PGM21 應用在微分值的估測上，未來還可以針對 PID 控制法則的微分項多加研究，以增進 PID 控制法則在實務上的應用。



參考文獻

- [1] P. Pillay, and R. Krishnan, "Application Characteristics of Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motors for Servo Drives," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol.27, No.5, pp.986-996, September/October 1991.
- [2] T. D. Batzel, and K. Y. Lee, "Electric Propulsion With the Sensorless Permanent Magnet Synchronous Motor: Model and Approach," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol.20, No.4, December 2005.
- [3] G. J. Su and W. McKeever, "Low-Cost Sensorless Control of Brushless DC Motors With Improved Speed Range," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol.19, No.2, pp.296-302, March 2004.
- [4] J. X. Shen, Z. Q. Zhu, and D. Howe, "Sensorless Flux-Weakening Control of Permanent-Magnet Brushless Machines Using Third Harmonic Back EMF," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol.40, No.6, pp.1629-1636, November 2004.
- [5] J. C. Moreira, "Indirect Sensing for Rotor Flux Position of Permanent Magnet AC Motors Operating Over a Wide Speed Range," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol.32, No.6, pp.1394-1401, November 1996.
- [6] V. Peter, *Sensorless vector and direct torque control*, Oxford University Press, New York, 1998.
- [7] R. Dhaouadi, N. Mohan, and L. Norum, "Design and Implementation of an Extended Kalman Filter for the State Estimation of a Permanent Magnet Synchronous Motor," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol.6, pp.491-497, July 1991.
- [8] A. Qiu, B. Wu, and H. Kojor, "Sensorless Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Using Extended Kalman Filter," *Electrical and Computer Engineering*, Vol.3, pp.1557-1562, May 2004.
- [9] J. Solsona, M. I. Valla, and C. Muravchil, "A Nonlinear Reduced Order Observer for Permanent Magnet Synchronous Motors," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol.43, No.4, pp.492-497, August 1996.
- [10] J. Kim and S. Sul, "High Performance PMSM Drives without Rotational Position Sensors using Reduced Order Observer," *IEEE Industry Applications Conference, Thirtieth IAS Annual Meeting*, Vol.1, pp.75-82, 1995.
- [11] Z. Chen, M. Tomita, S. Doki, and S. Okuma, "New Adaptive Sliding Observers for

- Position and Velocity Sensorless Controls of Brushless DC Motors,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol.47, No.3, pp.582-591, June 2000.
- [12] G. D. Andreescu, A. Popa, and A. Spilca, “Two Sliding Mode Based Observers for Sensorless Control of PMSM Drives,” *Taylor & Francis Electric Power Components and Systems*, Vol.30, pp.121-133, 2002.
- [13] K. T. Li and Y. P. Chen, “Predictor Design of a Novel Grey Model PGM21 Using Pseudo Second-order Information,” *JSME*. (Accepted for Publication)
- [14] 劉昌煥, *交流電機控制 第二版*, 東華, 2003
- [15] V. Utkin, J. Guldner, and J. Shi, *Sliding mode control in electromechanical systems*, Taylor and Francis, New York, 1999.
- [16] J. L. Deng, “Introduction to grey system theory,” *The Journal of Grey System*, Vol.1, No.1 (1989), pp.1-24.
- [17] 陳永平, 張浚林, *可變結構控制設計*, 全華, 2002.



附錄 A Case2 和 Case3 模擬結果曲線圖

Case2.1 模擬(3.1)式 θ_{e0} 為零的情況，轉子位置估測器和轉子位置皆由零開始，由於估測器初始值設定使得圖 A.3 的 $\hat{\theta}_e(t)$ 在啟動時有稍微上揚，但在第一次校正時便將轉子位置校正到正確的位置，在二次的校正後使得 $\tilde{\theta}_{e0}(t_a) \cong 0$ 。在加載後，由於電流變大使得估測的誤差 $\tilde{\theta}_{e0}(t)$ 也變大，但因為此時不做校正，所以不會影響電動機之控制。

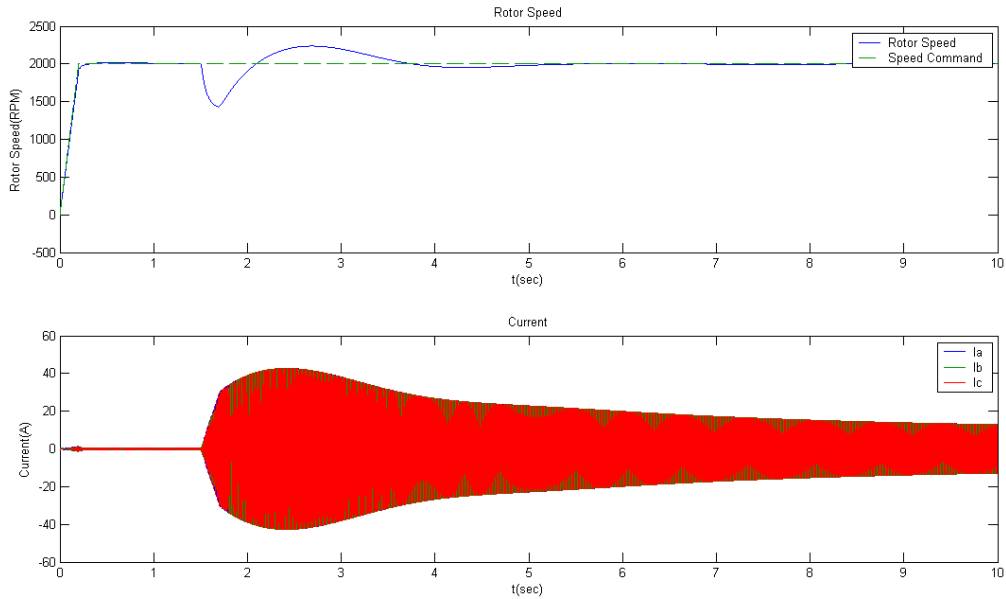


圖 A. 1 Case2.1 之轉速及電流模擬結果

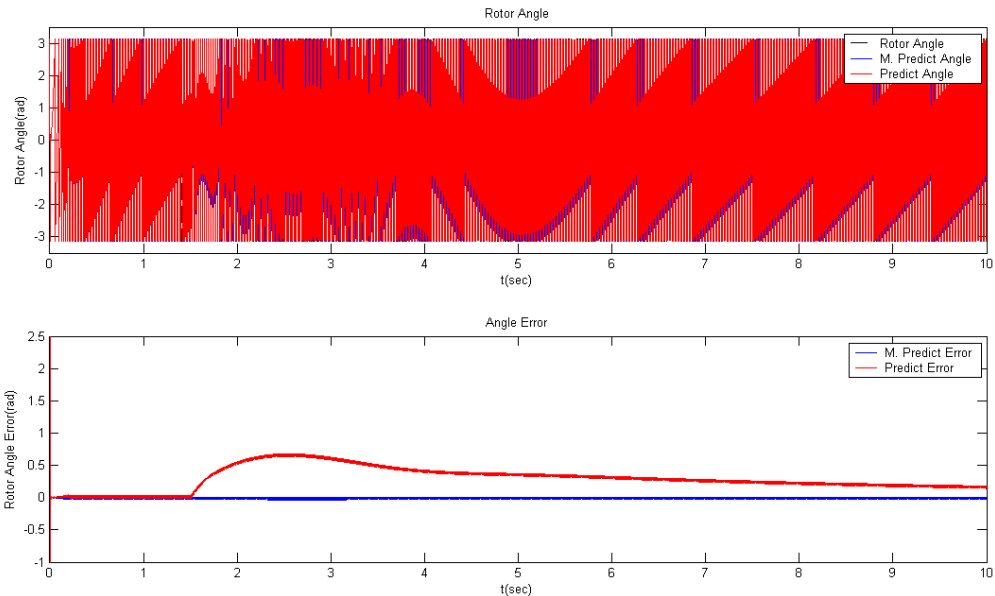


圖 A. 2 Case2.1 之轉子位置($\theta_e(t)$, $\hat{\theta}_e(t)$, $\bar{\theta}_e(t)$)及位置誤差($\tilde{\theta}_{e0}(t_a)$, $\tilde{\theta}_{e0}(t)$)模擬結果

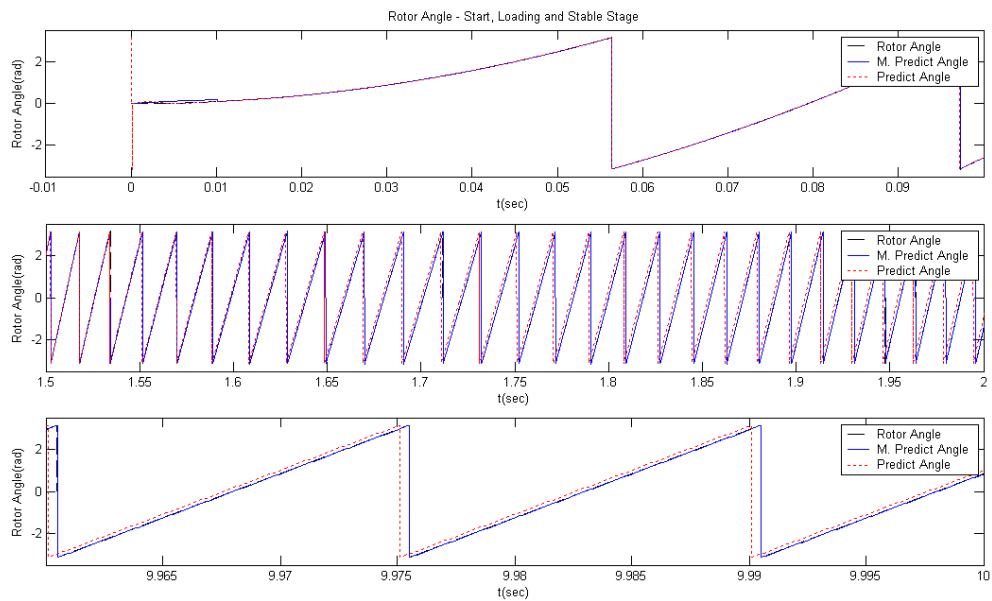


圖 A. 3 Case2.1 啟動、加載和穩定之轉子位置($\theta_e(t)$, $\hat{\theta}_e(t)$, $\bar{\theta}_e(t)$)模擬結果

Case2.2 模擬(3.1)式 θ_{e0} 為 0.25π 的情況，轉子位置由 0.25π 開始，由於估測器初始值設定使得圖 A.6 的 $\hat{\theta}_e(t)$ 在啟動時有稍微上揚，但和實際位置仍有較大之誤差，而 $\bar{\theta}_e(t)$ 在第一次校正前已很接近轉子實際位置，因此在第一次校正時便將轉子位置校正到正確的位置，在二次的校正後使得 $\tilde{\theta}_{e0}(t_a) \cong 0$ 。在加載後，由於電流變大使得估測的誤差 $\tilde{\theta}_{e0}(t)$ 也變大，但因為此時不做校正，所以不會影響電動機之控制。

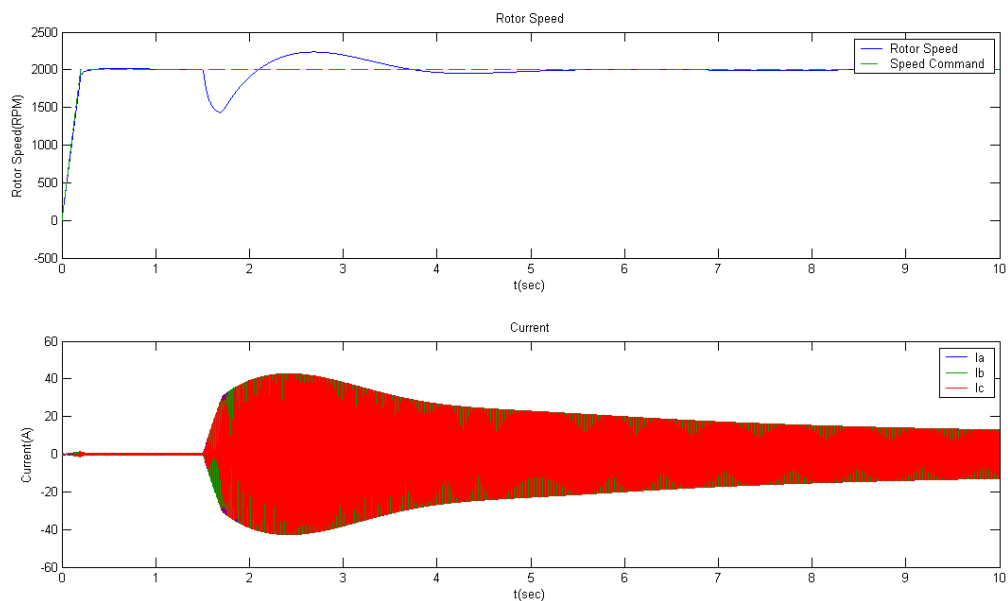


圖 A. 4 Case2.2 之轉速及電流模擬結果

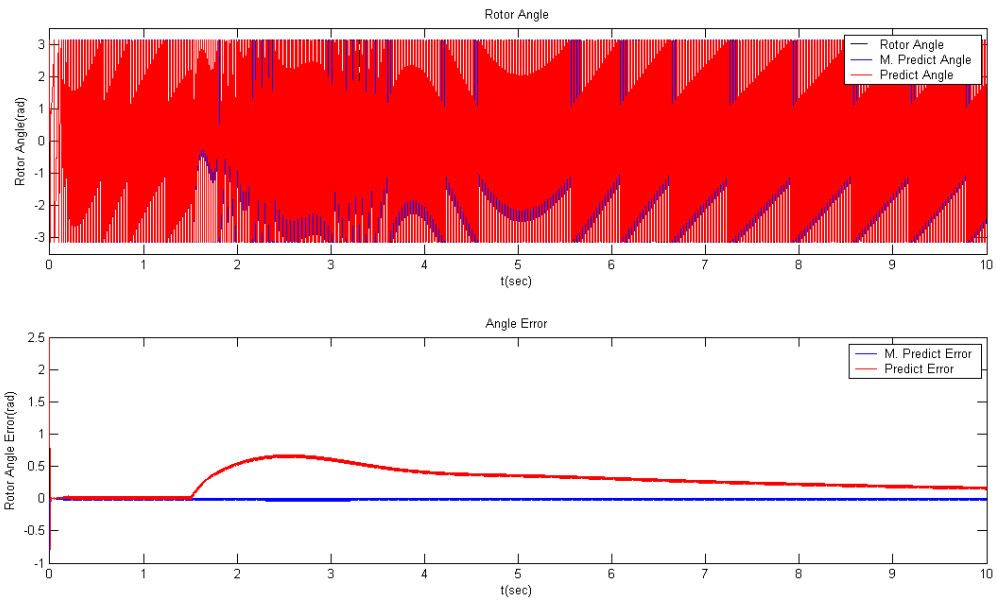


圖 A. 5 Case2.2 之轉子位置($\theta_e(t)$, $\hat{\theta}_e(t)$, $\bar{\theta}_e(t)$)及位置誤差($\tilde{\theta}_{e0}(t_a)$, $\tilde{\theta}_{e0}(t)$)模擬結果

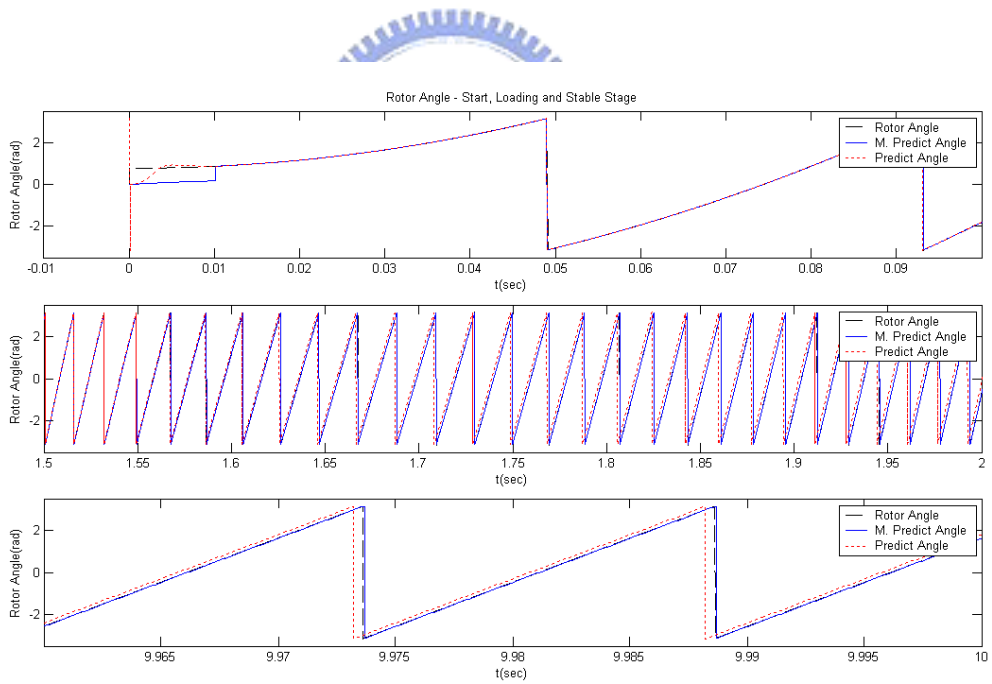


圖 A. 6 Case2.2 啟動、加載和穩定之轉子位置($\theta_e(t)$, $\hat{\theta}_e(t)$, $\bar{\theta}_e(t)$)模擬結果

Case2.3 模擬(3.1)式 θ_{e0} 為 0.5π 的情況，轉子位置由 0.5π 開始，由於估測器初始值設定使得圖 A.9 的 $\hat{\theta}_e(t)$ 在啟動時有稍微上揚，但和實際位置仍有較大之誤差，而 $\bar{\theta}_e(t)$ 在第一次校正前還未到達轉子實際位置，因此在第一次校正時轉子位置與正確的位置仍有誤差，在二次的校正後使得 $\tilde{\theta}_{e0}(t_a) \cong 0$ 。在加載後，由於電流變大使得估測的誤差 $\tilde{\theta}_{e0}(t)$ 也變大，但因為此時不做校正，所以不會影響電動機之控制。

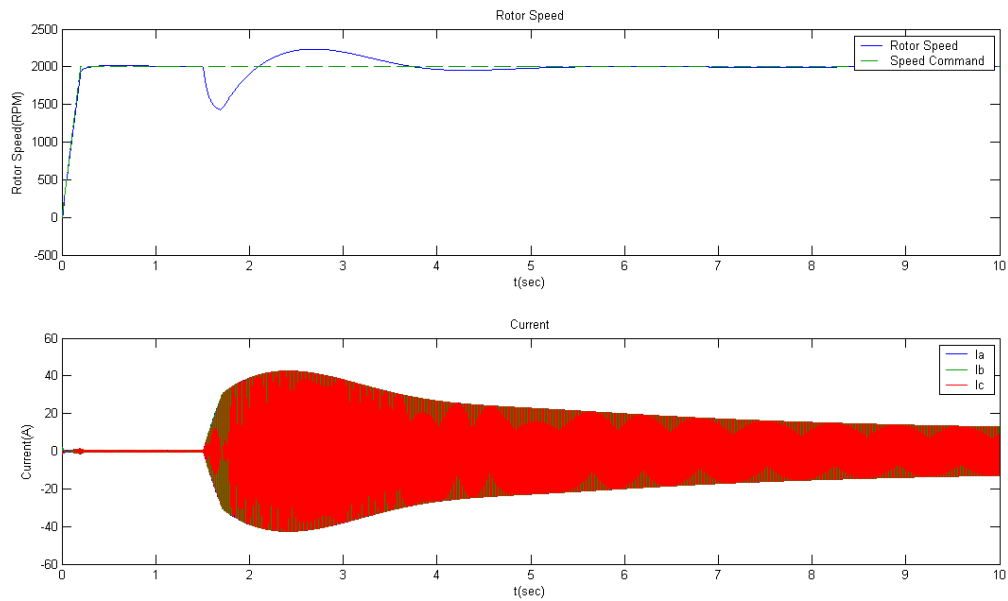


圖 A. 7 Case2.3 之轉速及電流模擬結果

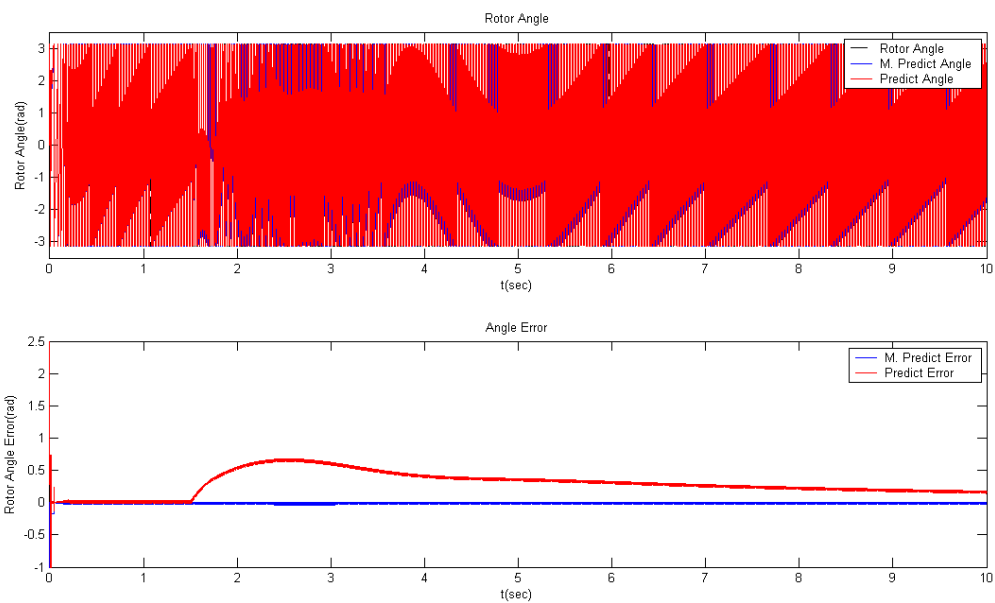


圖 A. 8 Case2.3 之轉子位置($\theta_e(t)$, $\hat{\theta}_e(t)$, $\bar{\theta}_e(t)$)及位置誤差($\tilde{\theta}_{e0}(t_a)$, $\tilde{\theta}_{e0}(t)$)模擬結果

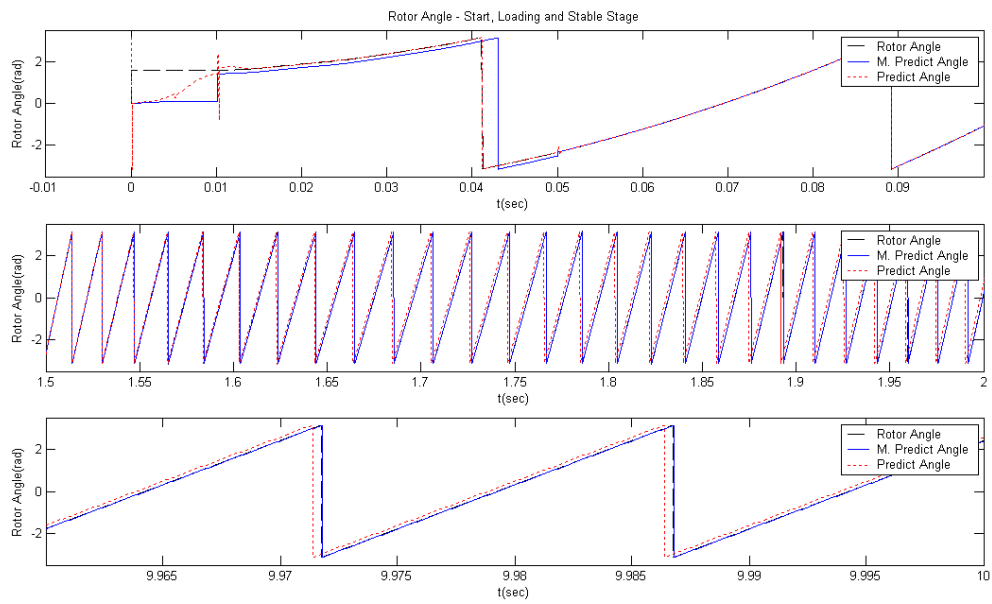


圖 A. 9 Case2.3 啟動、加載和穩定之轉子位置($\theta_e(t)$, $\hat{\theta}_e(t)$, $\bar{\theta}_e(t)$)模擬結果

Case2.4 模擬(3.1)式 θ_{e0} 為 0.75π 的情況，轉子位置由 0.75π 開始， $\hat{\theta}_e(t)$ 在啟動時有較大之誤差，而 $\bar{\theta}_e(t)$ 在第一次校正前還未到達轉子實際位置，因此在第一次校正時轉子位置與正確的位置仍有誤差，在二次的校正後使得 $\tilde{\theta}_{e0}(t_a) \cong -0.05$ ，所以在加載時的最大電流值較 Case2.1 稍大。

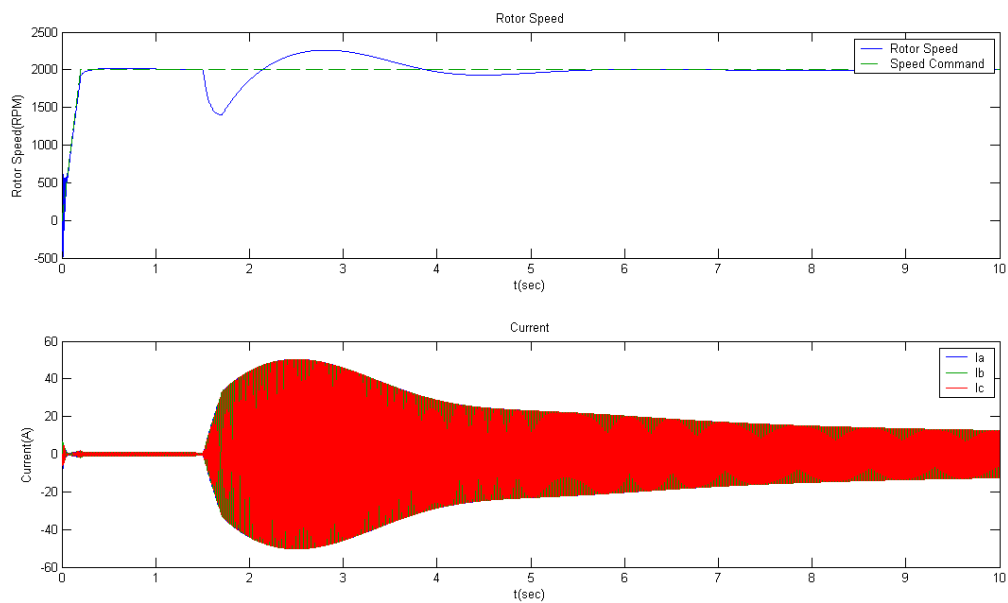


圖 A. 10 Case2.4 之轉速及電流模擬結果

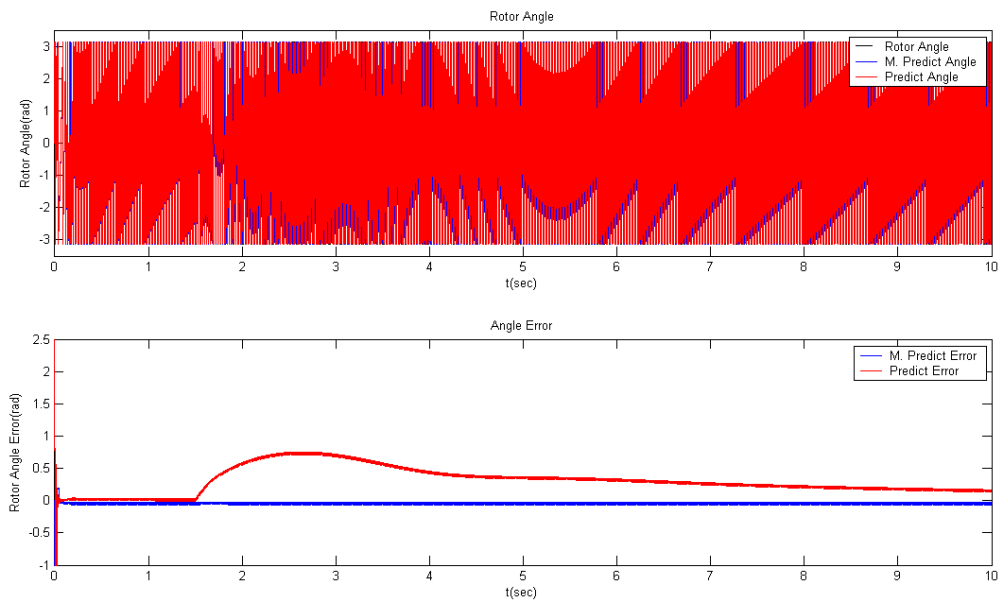


圖 A. 11 Case2.4 之轉子位置($\theta_e(t)$, $\hat{\theta}_e(t)$, $\bar{\theta}_e(t)$)及位置誤差($\tilde{\theta}_{e0}(t_a)$, $\tilde{\theta}_{e0}(t)$)模擬結果

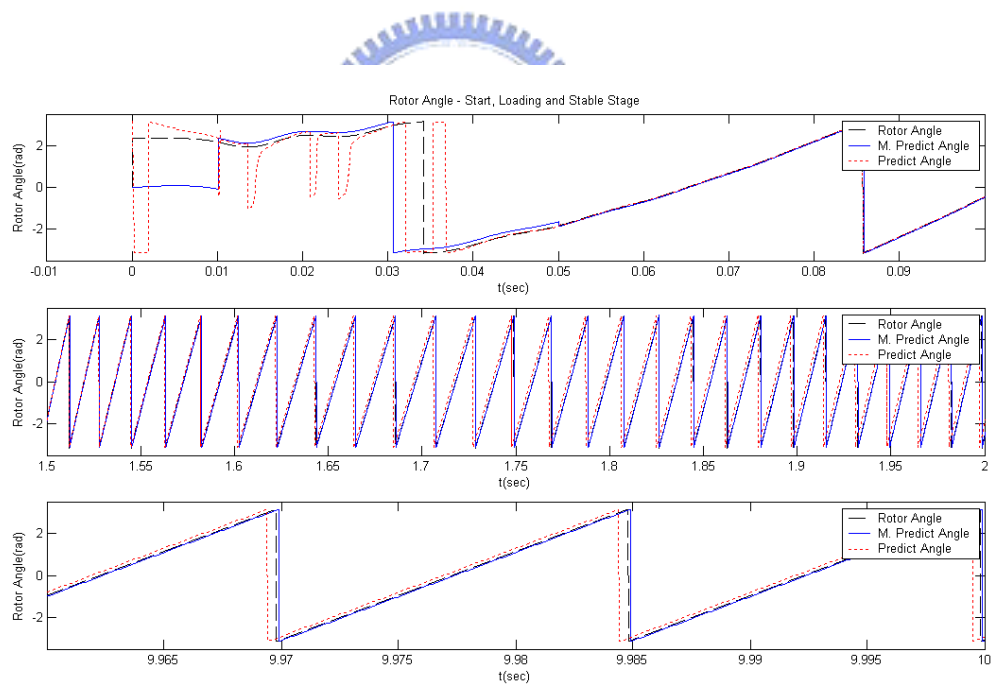


圖 A. 12 Case2.4 啟動、加載和穩定之轉子位置($\theta_e(t)$, $\hat{\theta}_e(t)$, $\bar{\theta}_e(t)$)模擬結果

Case2.5 模擬(3.1)式 θ_{e0} 為 π 的情況，轉子位置由 π 開始， $\hat{\theta}_e(t)$ 在啟動時有較大之誤差，而 $\bar{\theta}_e(t)$ 在第一次校正前還未到達轉子實際位置，因此在第一次校正時轉子位置與正確的位置仍有誤差，在二次的校正後則使得 $\tilde{\theta}_{e0}(t_a) \cong 0$ 。

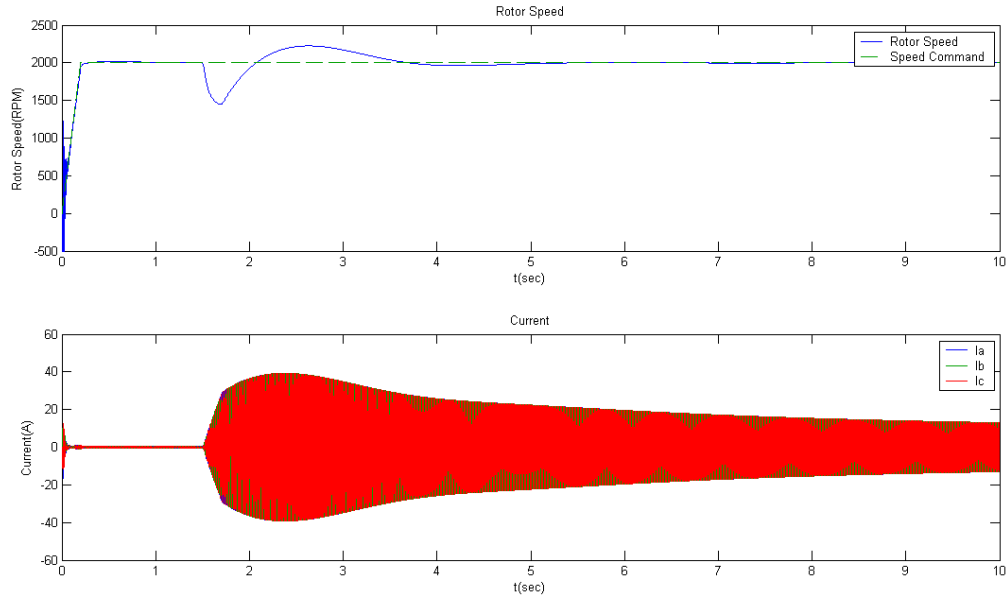


圖 A. 13 Case2.5 之轉速及電流模擬結果

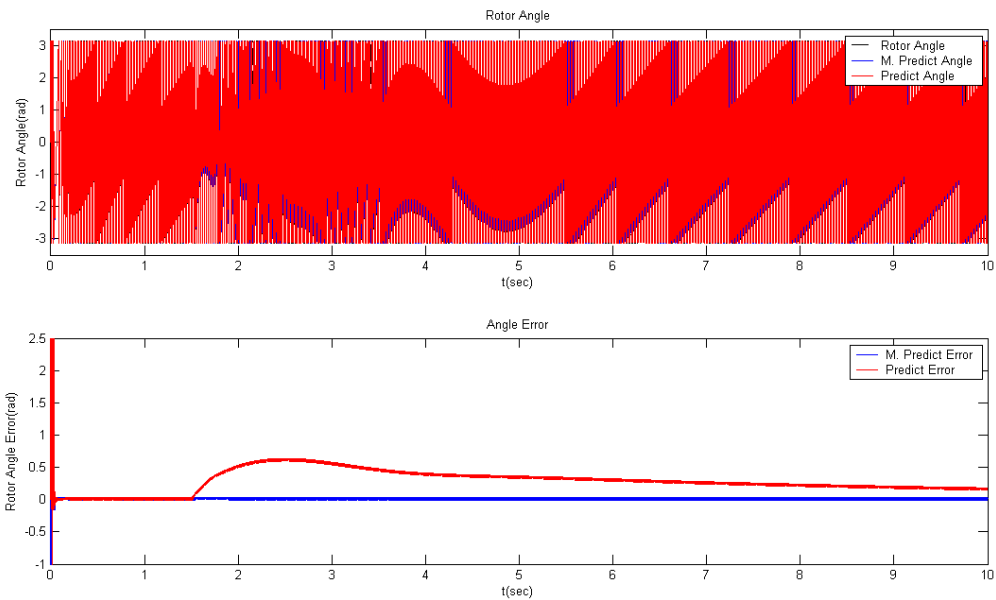


圖 A. 14 Case2.5 之轉子位置($\theta_e(t)$, $\hat{\theta}_e(t)$, $\bar{\theta}_e(t)$)及位置誤差($\tilde{\theta}_{e0}(t_a)$, $\tilde{\theta}_{e0}(t)$)模擬結果

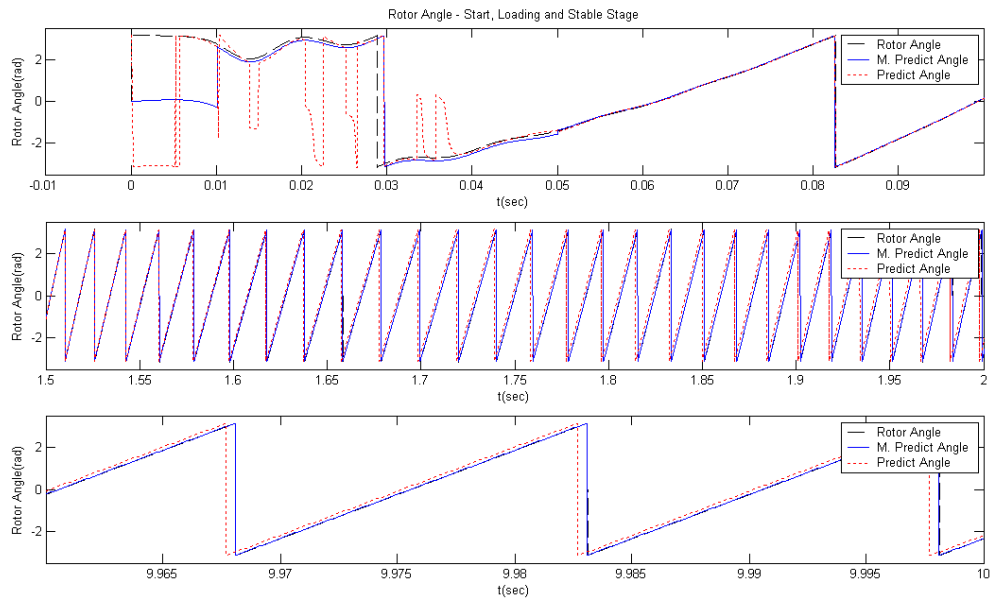


圖 A. 15 Case2.5 啟動、加載和穩定之轉子位置($\theta_e(t)$, $\hat{\theta}_e(t)$, $\bar{\theta}_e(t)$)模擬結果

Case2.6 模擬(3.1)式 θ_{e0} 為 -0.75π 的情況，轉子位置由 -0.75π 開始， $\hat{\theta}_e(t)$ 在啟動時有較大之誤差，而 $\bar{\theta}_e(t)$ 在第一次校正前還未到達轉子實際位置，因此在第一次校正時轉子位置與正確的位置仍有誤差，在二次的校正後使得 $\tilde{\theta}_{e0}(t_a) \cong 0.05$ ，所以在加載時的最大電流值較 Case2.1 稍小。

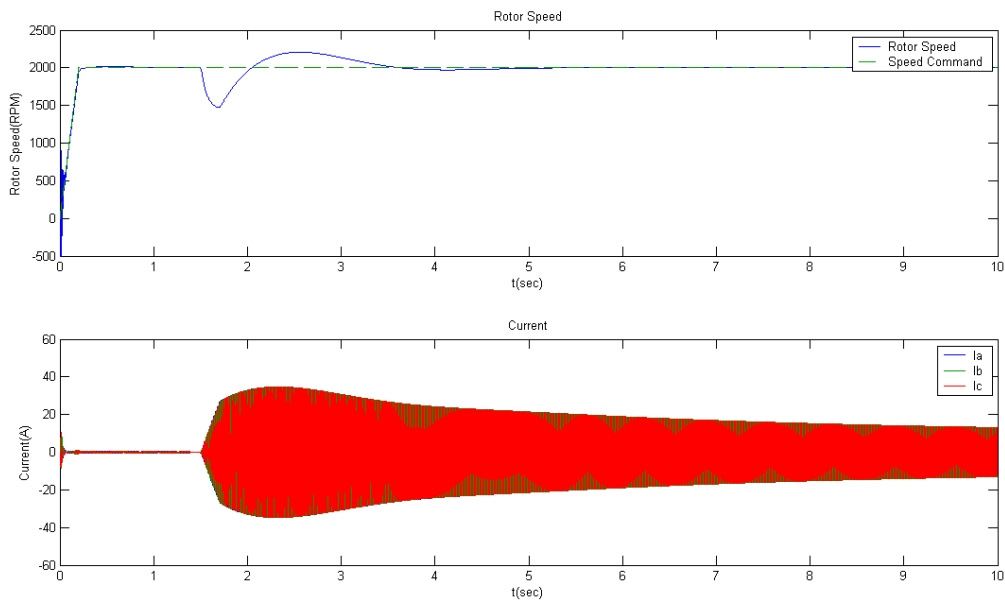


圖 A. 16 Case2.6 之轉速及電流模擬結果

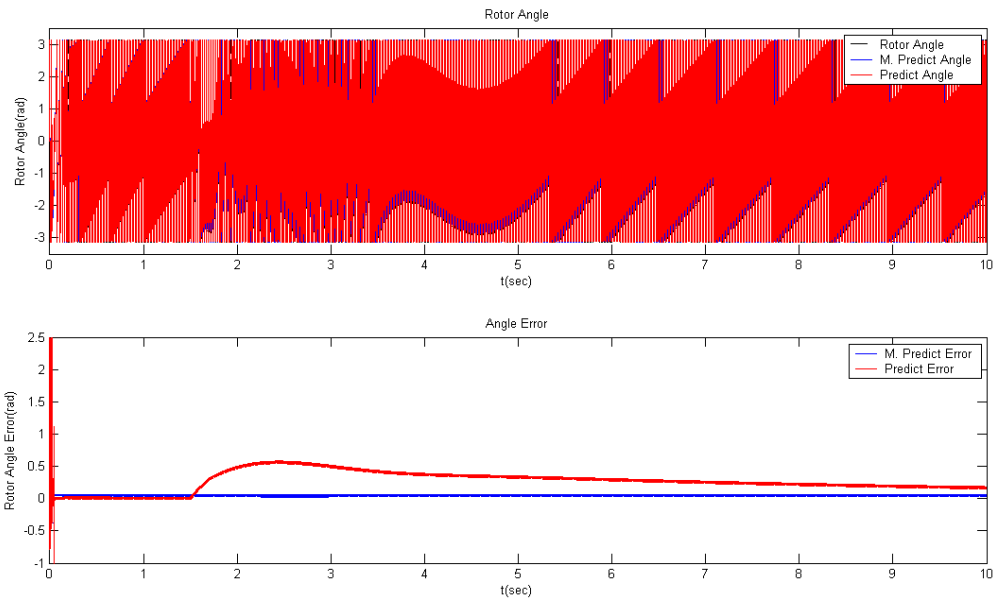


圖 A. 17 Case2.6 之轉子位置($\theta_e(t)$, $\hat{\theta}_e(t)$, $\bar{\theta}_e(t)$)及位置誤差($\tilde{\theta}_{e0}(t_a)$, $\tilde{\theta}_{e0}(t)$)模擬結果

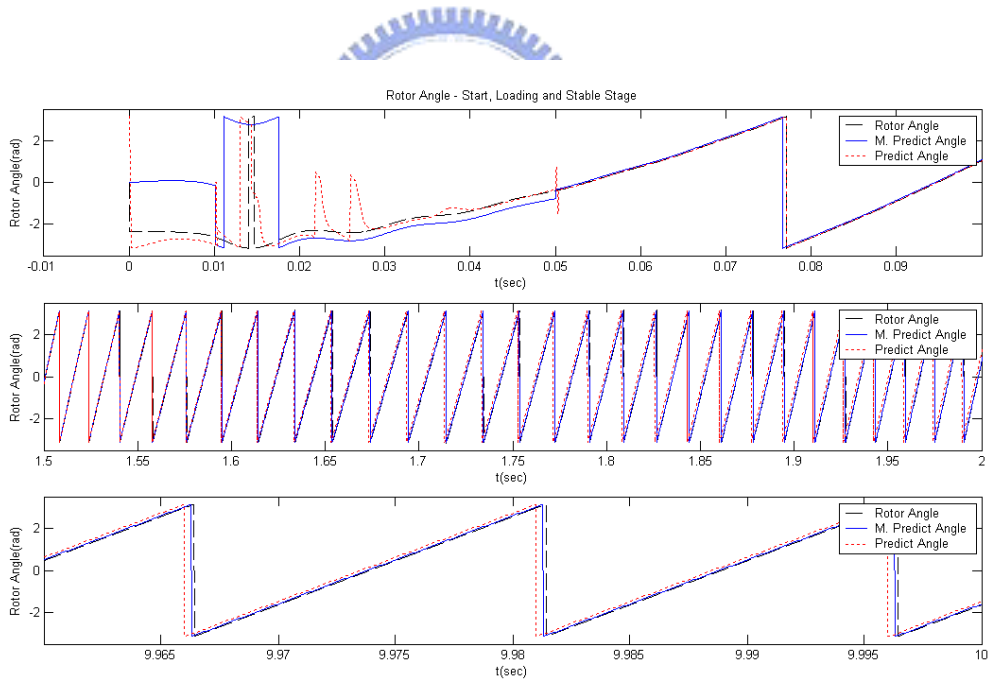


圖 A. 18 Case2.6 啟動、加載和穩定之轉子位置($\theta_e(t)$, $\hat{\theta}_e(t)$, $\bar{\theta}_e(t)$)模擬結果

Case2.7 模擬(3.1)式 θ_{e0} 為 -0.5π 的情況，轉子位置由 -0.5π 開始， $\hat{\theta}_e(t)$ 在啟動時有較大之誤差，而 $\bar{\theta}_e(t)$ 在第一次校正前還未到達轉子實際位置，因此在第一次校正時轉子位置與正確的位置仍有誤差，在二次的校正後使得 $\tilde{\theta}_{e0}(t_a) \cong 0$ 。

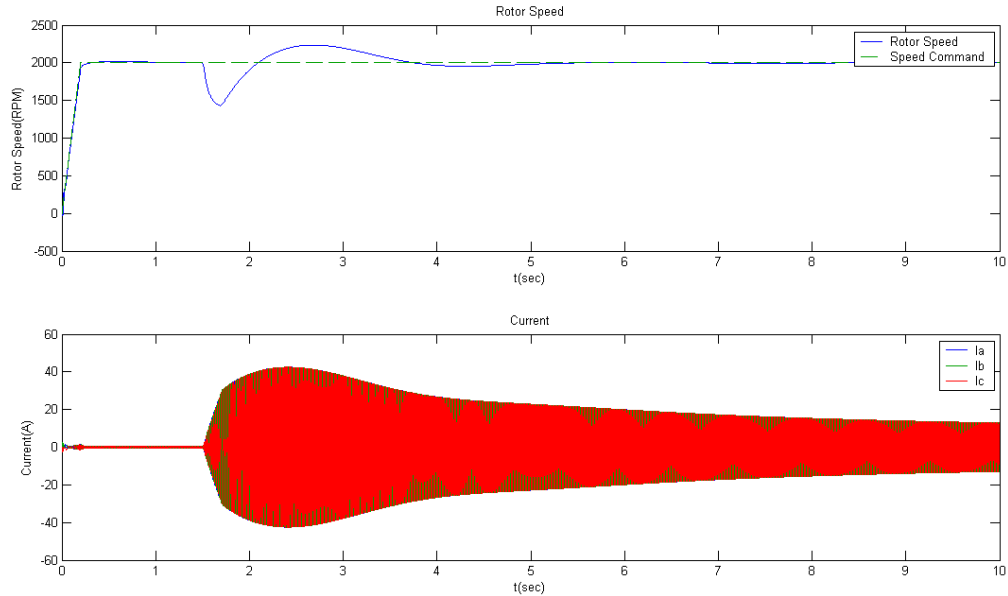


圖 A. 19 Case2.7 之轉速及電流模擬結果

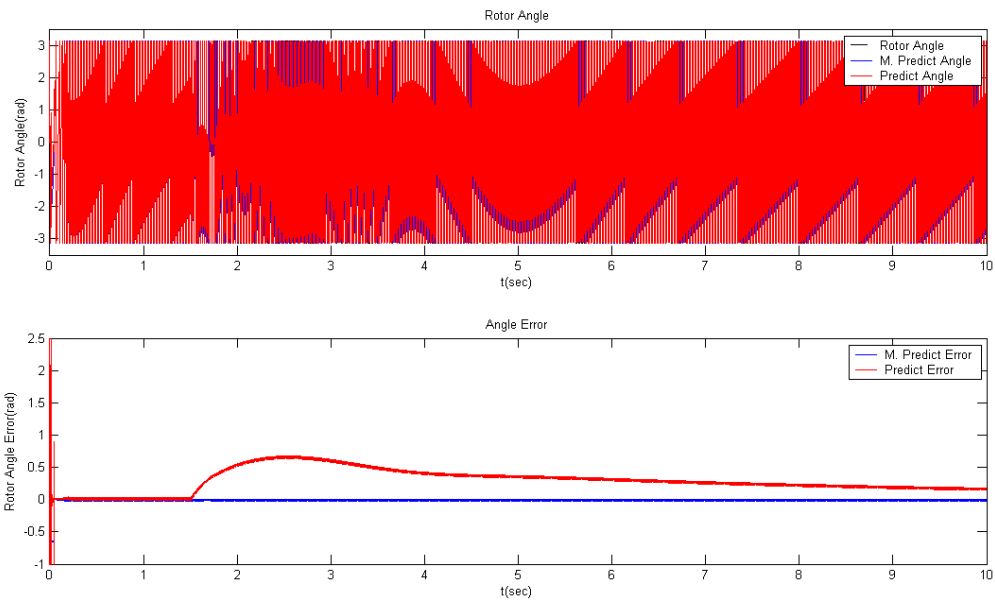


圖 A. 20 Case2.7 之轉子位置($\theta_e(t)$, $\hat{\theta}_e(t)$, $\bar{\theta}_e(t)$)及位置誤差($\tilde{\theta}_{e0}(t_a)$, $\tilde{\theta}_{e0}(t)$)模擬結果

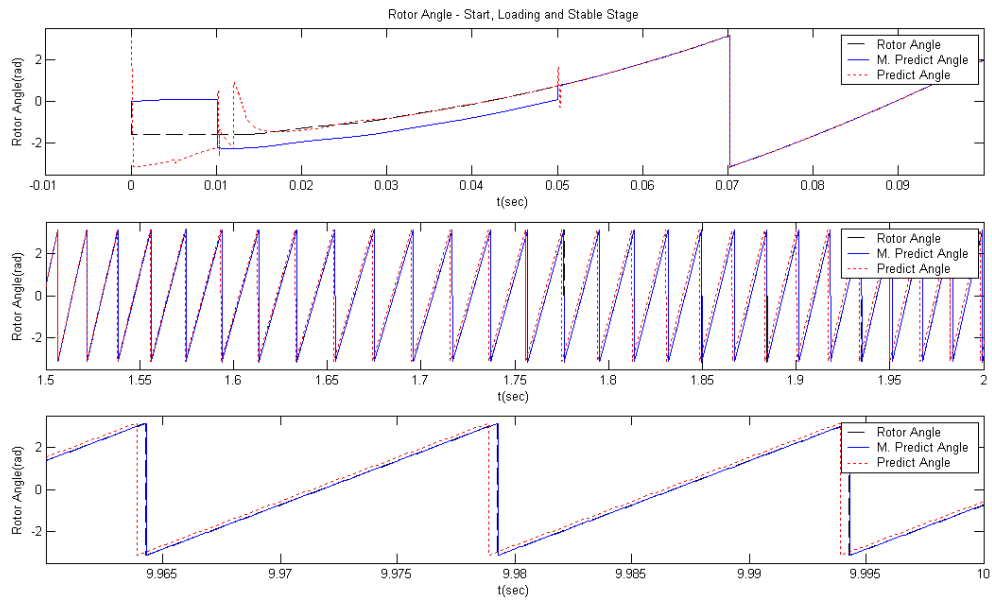


圖 A. 21 Case2.7 啟動、加載和穩定之轉子位置($\theta_e(t)$, $\hat{\theta}_e(t)$, $\bar{\theta}_e(t)$)模擬結果

Case2.8 模擬(3.1)式 θ_{e0} 為 -0.25π 的情況，轉子位置由 -0.25π 開始， $\hat{\theta}_e(t)$ 在啟動時有誤差，而 $\bar{\theta}_e(t)$ 在第一次校正前已到達轉子實際位置，因此在第一次校正時轉子位置與正確的位置相當接近，在二次的校正後使得 $\tilde{\theta}_{e0}(t_a) \cong 0$ 。

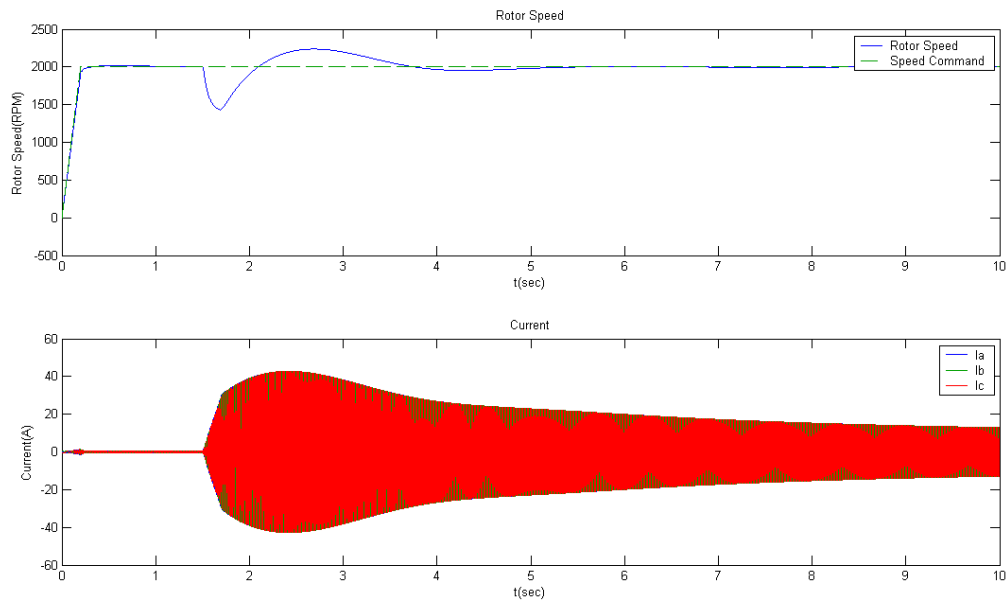


圖 A. 22 Case2.8 之轉速及電流模擬結果

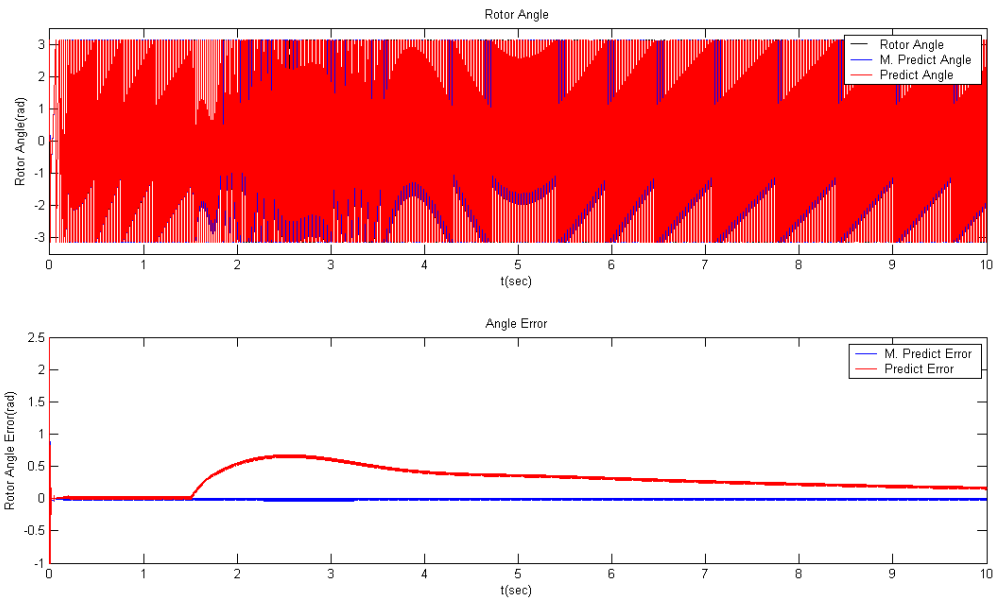


圖 A. 23 Case2.8 之轉子位置($\theta_e(t)$, $\hat{\theta}_e(t)$, $\bar{\theta}_e(t)$)及位置誤差($\tilde{\theta}_{e0}(t_a)$, $\tilde{\theta}_{e0}(t)$)模擬結果

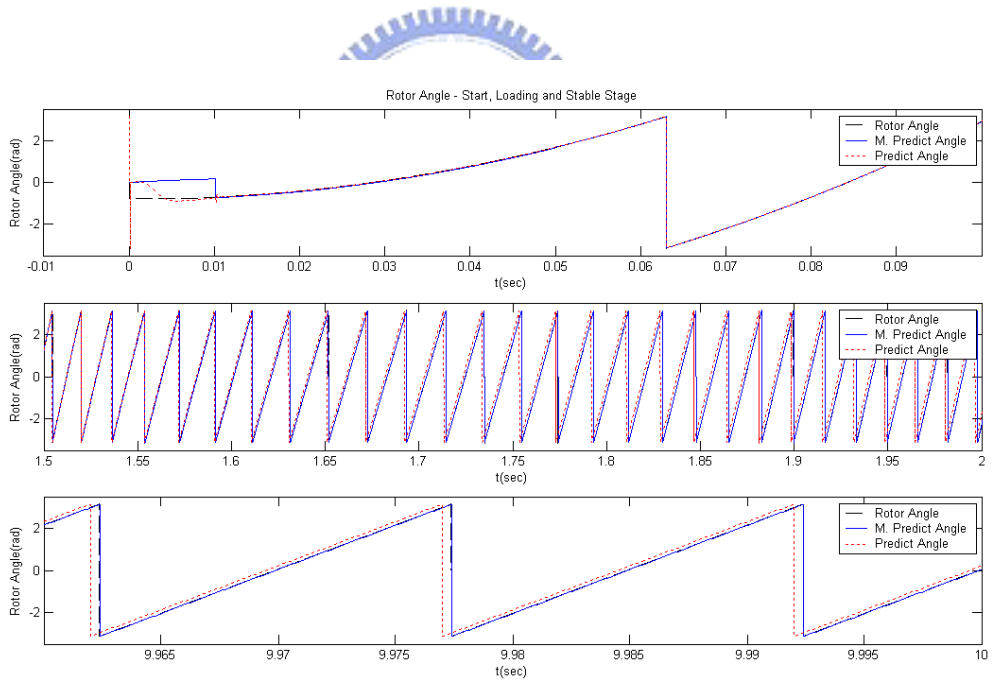


圖 A. 24 Case2.8 啟動、加載和穩定之轉子位置($\theta_e(t)$, $\hat{\theta}_e(t)$, $\bar{\theta}_e(t)$)模擬結果

Case2.9 模擬(3.1)式 θ_{e0} 為 -0.5π 的情況，轉子位置由 -0.5π 開始，且不做估測器初始值設定，由圖 A.27 的 $\bar{\theta}_e(t)$ 在 0.03 秒前都很接近 0，在 0.05 秒前仍未估測出實際的轉子位置，使得 $\hat{\theta}_e(t)$ 在啟動後一直維持在 0 直到 0.05 秒才有較大的變化，但仍和實際位置有較大之誤差，因此系統很快便失去控制。

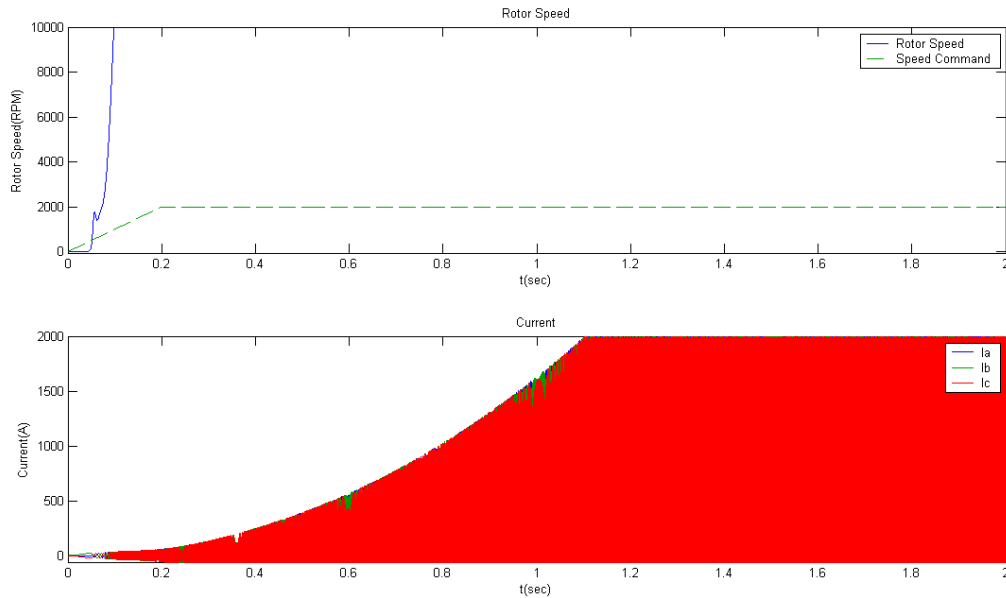


圖 A. 25 Case2.9 之轉速及電流模擬結果

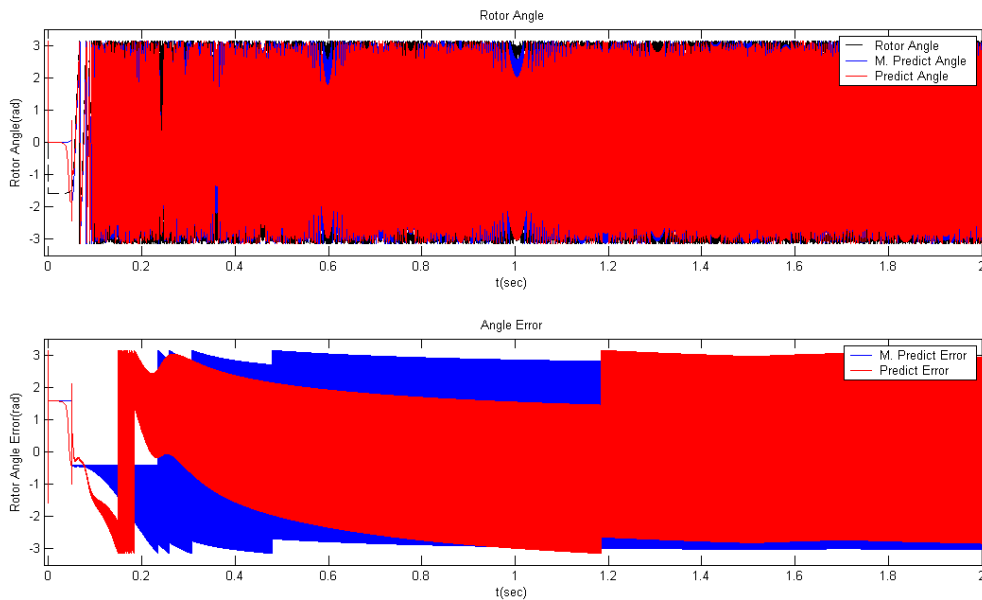


圖 A. 26 Case2.9 之轉子位置 $(\theta_e(t), \hat{\theta}_e(t), \bar{\theta}_e(t))$ 及位置誤差 $(\tilde{\theta}_{e0}(t_a), \tilde{\theta}_{e0}(t))$ 模擬結果

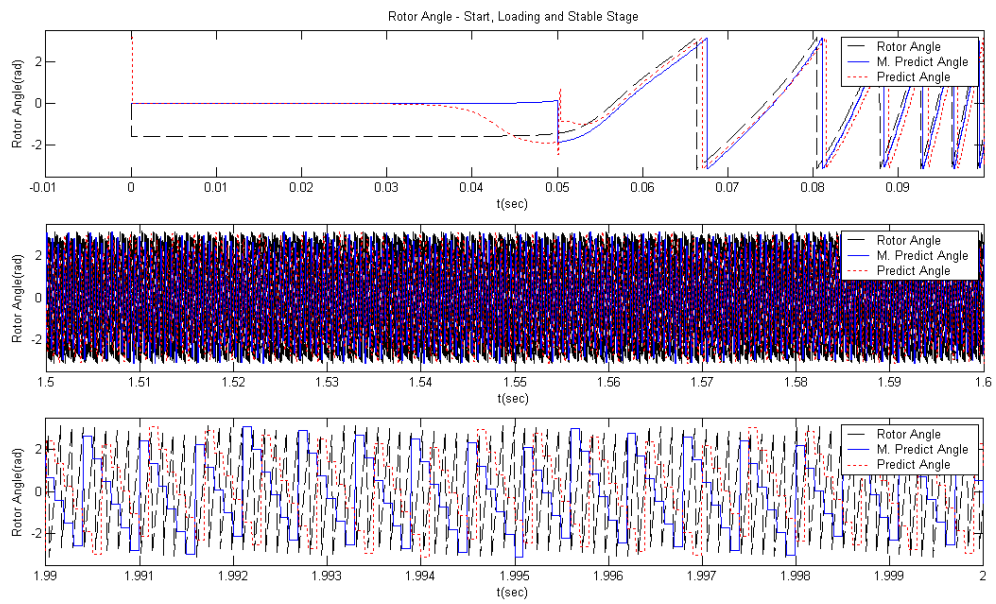


圖 A. 27 Case2.9 啟動、加載和穩定之轉子位置($\theta_e(t)$, $\hat{\theta}_e(t)$, $\bar{\theta}_e(t)$)模擬結果

Case2.10 模擬(3.1)式 θ_{e0} 為 -0.502π 的情況，轉子位置由 -0.502π 開始，且不做估測器初始值設定，由圖 A.30 的 $\bar{\theta}_e(t)$ 在 0.01 秒前就已離開 0 的位置，因此在第一次校正後 $\hat{\theta}_e(t)$ 很快便估測出實際的轉子位置，所以第二次校正後使得 $\tilde{\theta}_{e0}(t_a) \cong -0.1$

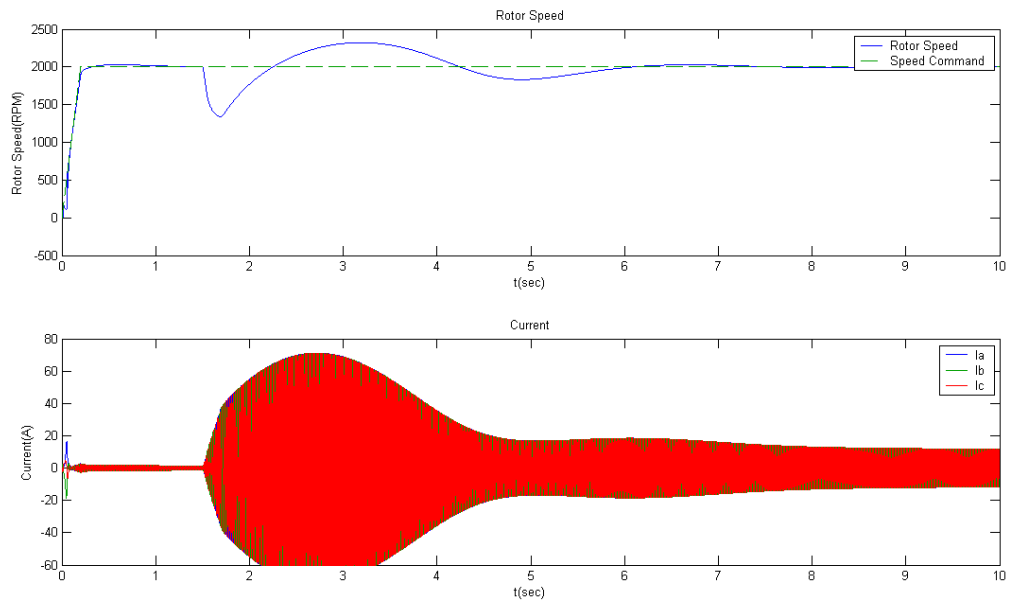


圖 A. 28 Case2.10 之轉速及電流模擬結果

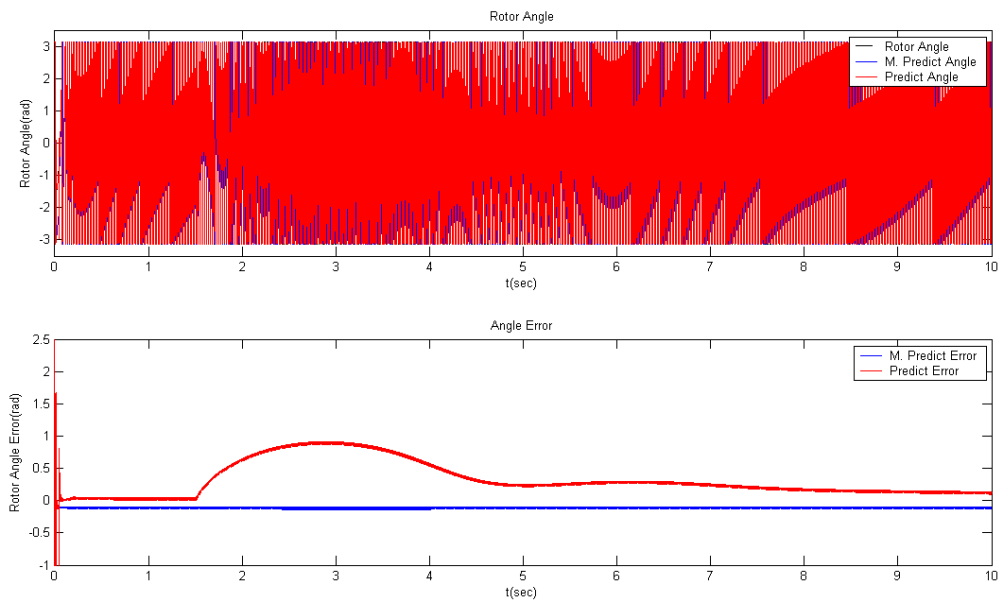


圖 A. 29 Case2.10 之轉子位置($\theta_e(t)$, $\hat{\theta}_e(t)$, $\bar{\theta}_e(t)$)及位置誤差($\tilde{\theta}_{e0}(t_a)$, $\tilde{\theta}_{e0}(t)$)模擬結果

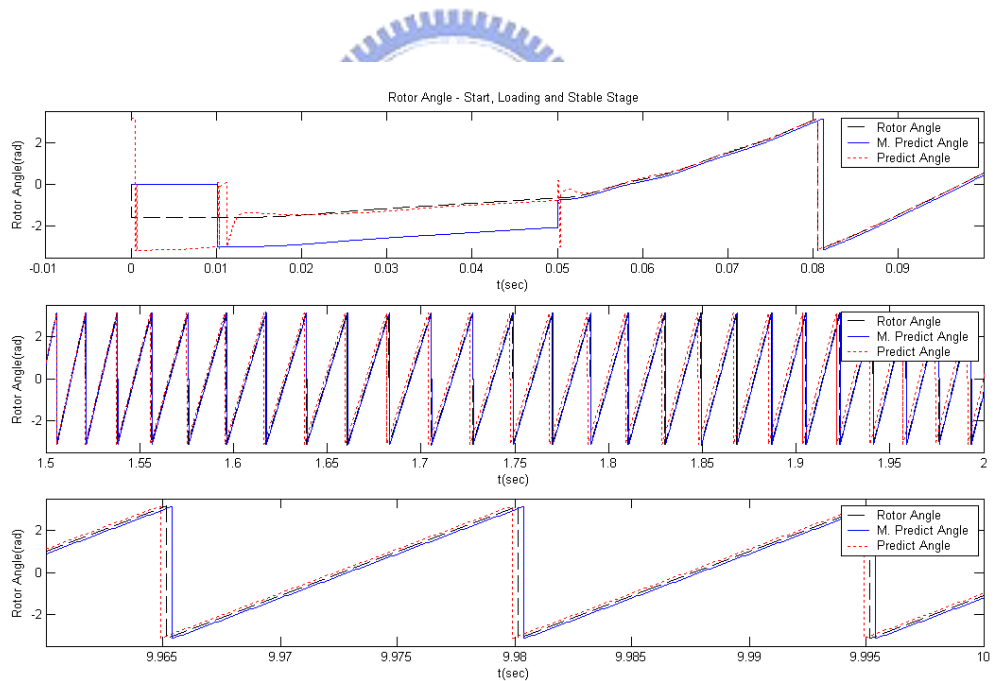


圖 A. 30 Case2.10 啟動、加載和穩定之轉子位置($\theta_e(t)$, $\hat{\theta}_e(t)$, $\bar{\theta}_e(t)$)模擬結果

Case2.11 模擬負載加大為 4NT-m 的情況，除了電流變大以外，在圖 A.32 中 $\tilde{\theta}_{e0}(t)$ 加載時也有加大的現象。

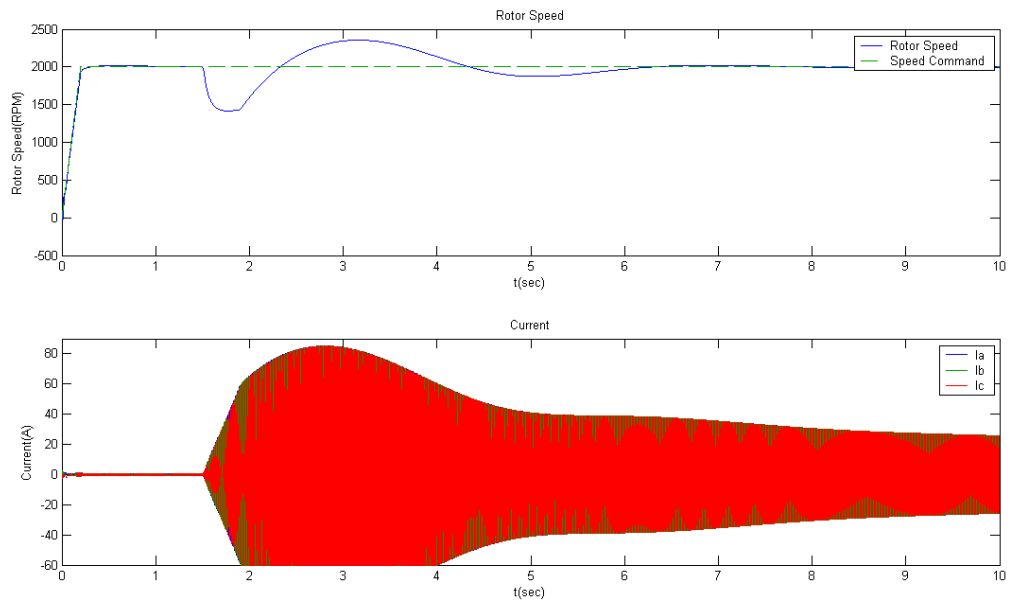


圖 A. 31 Case2.11 之轉速及電流模擬結果

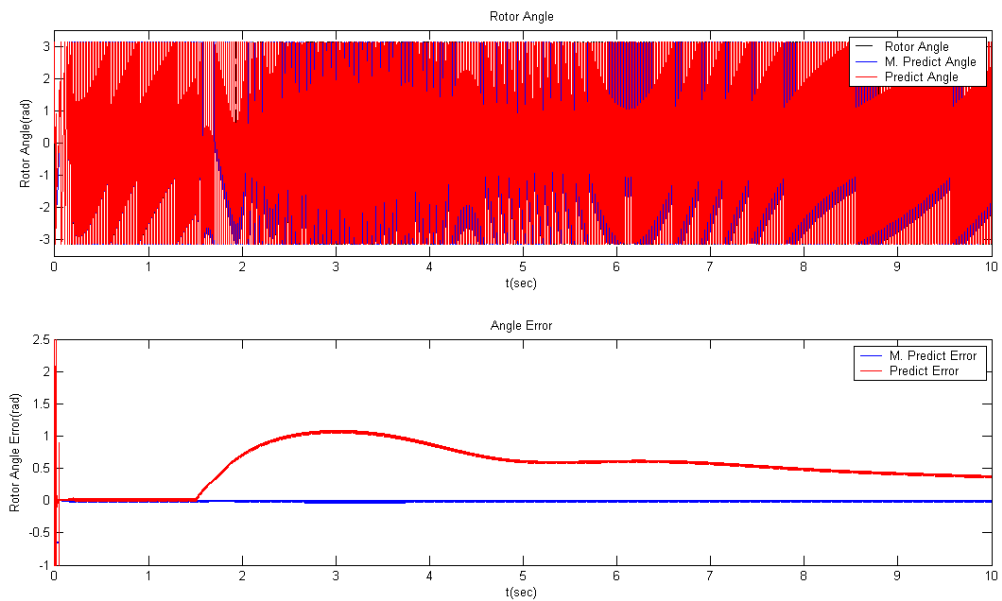


圖 A. 32 Case2.11 之轉子位置($\theta_e(t)$, $\hat{\theta}_e(t)$, $\bar{\theta}_e(t)$)及位置誤差($\tilde{\theta}_{e0}(t_a)$, $\tilde{\theta}_{e0}(t)$)模擬結果

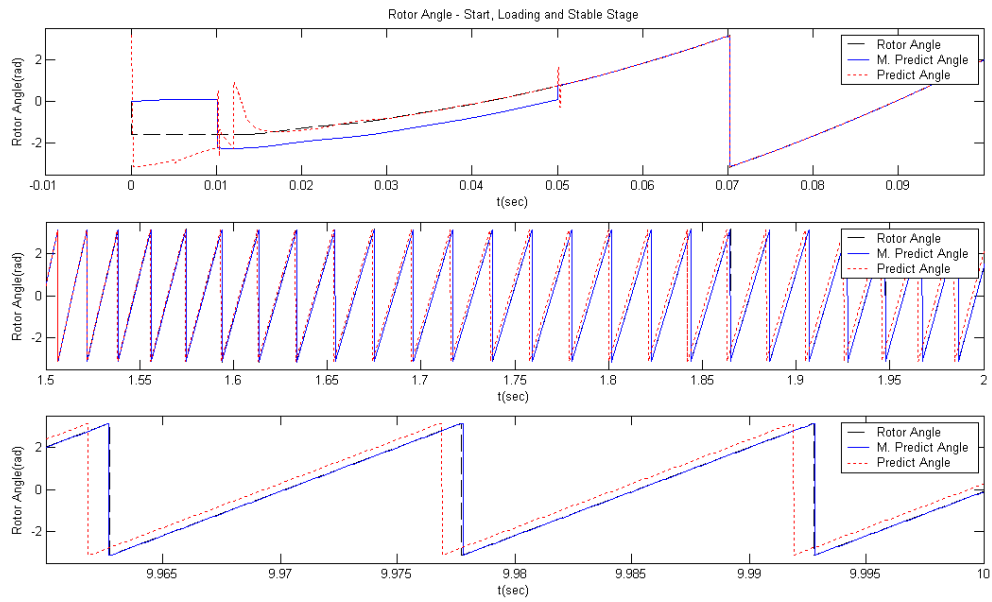


圖 A. 33 Case2.11 啟動、加載和穩定之轉子位置($\theta_e(t)$, $\hat{\theta}_e(t)$, $\bar{\theta}_e(t)$)模擬結果

Case2.12 模擬轉速減少為 1000RPM 的情況，除了電流頻率變小以外，在圖 A.35 中 $\tilde{\theta}_{e0}(t)$ 加載時也有較 Case2.7 小的現象。

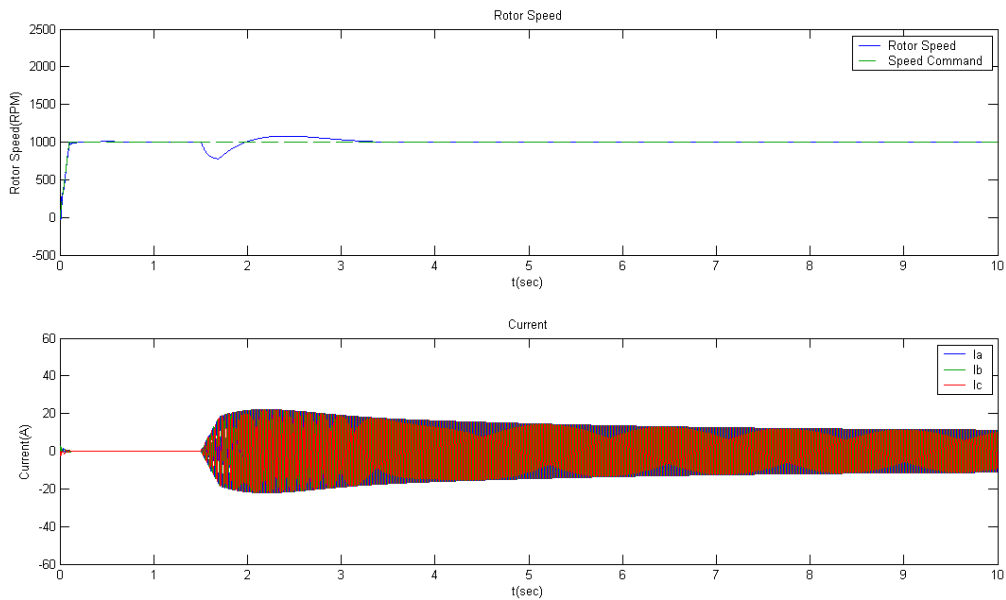


圖 A. 34 Case2.12 之轉速及電流模擬結果

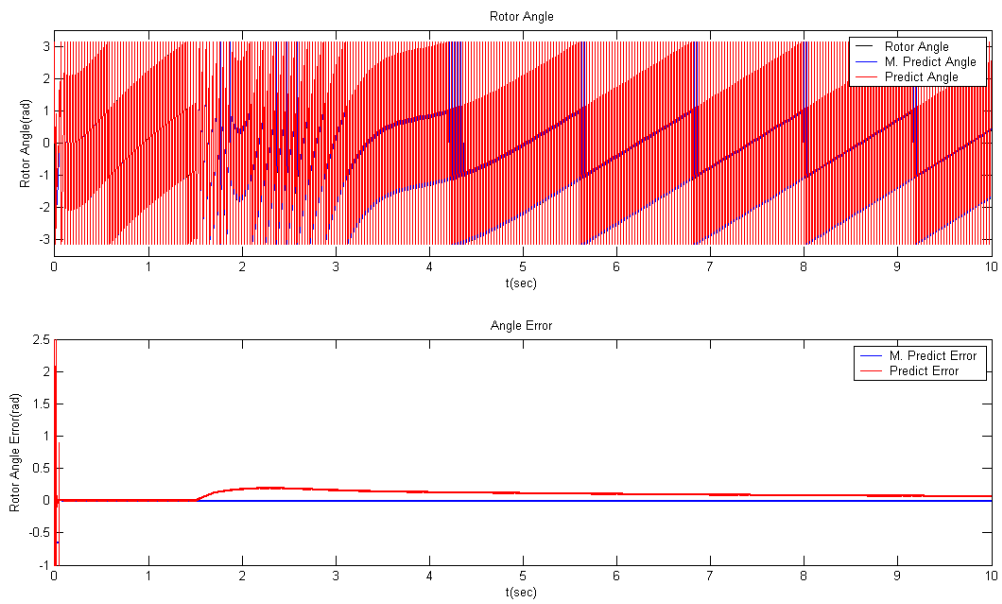


圖 A. 35 Case2.12 之轉子位置($\theta_e(t)$, $\hat{\theta}_e(t)$, $\bar{\theta}_e(t)$)及位置誤差($\tilde{\theta}_{e0}(t_a)$, $\tilde{\theta}_{e0}(t)$)模擬結果

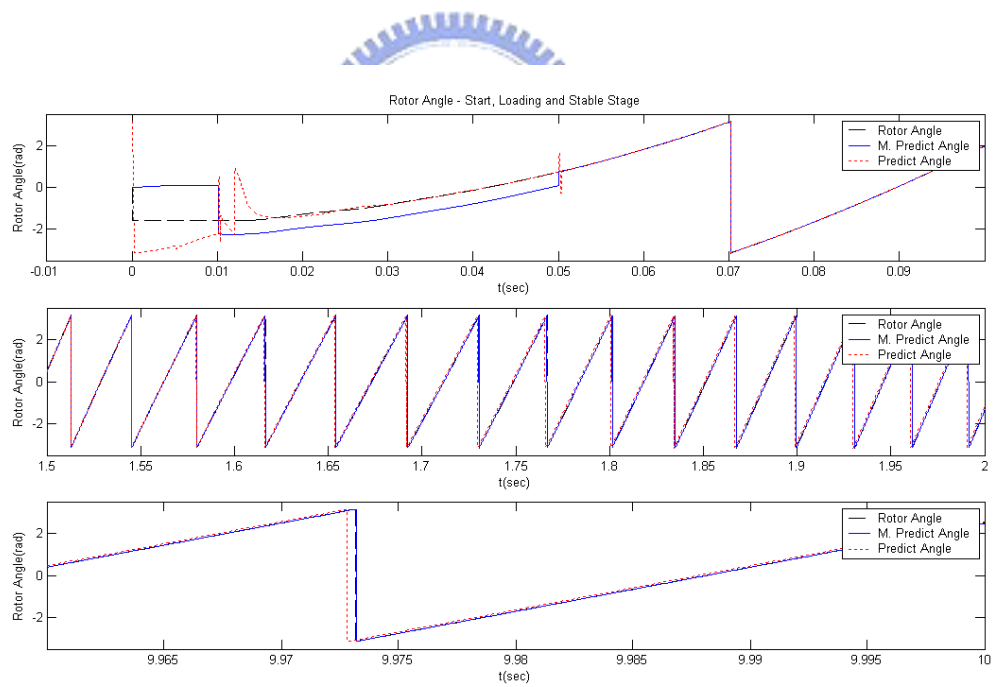


圖 A. 36 Case2.12 啟動、加載和穩定之轉子位置($\theta_e(t)$, $\hat{\theta}_e(t)$, $\bar{\theta}_e(t)$)模擬結果

Case2.13 模擬取樣時間間隔增加為 0.5msec，圖 A.38 的 $\tilde{\theta}_{e0}(t_a)$ 因為取樣間隔拉長，使得其誤差區間增加，呈現在圖上的就是曲線變粗，也因為誤差區間加大，使得系統較為不穩定，因此在加載瞬間電流增加許多，而轉速的控制則有些許的不穩。圖 A.39 更可以看到成鋸齒狀的曲線。

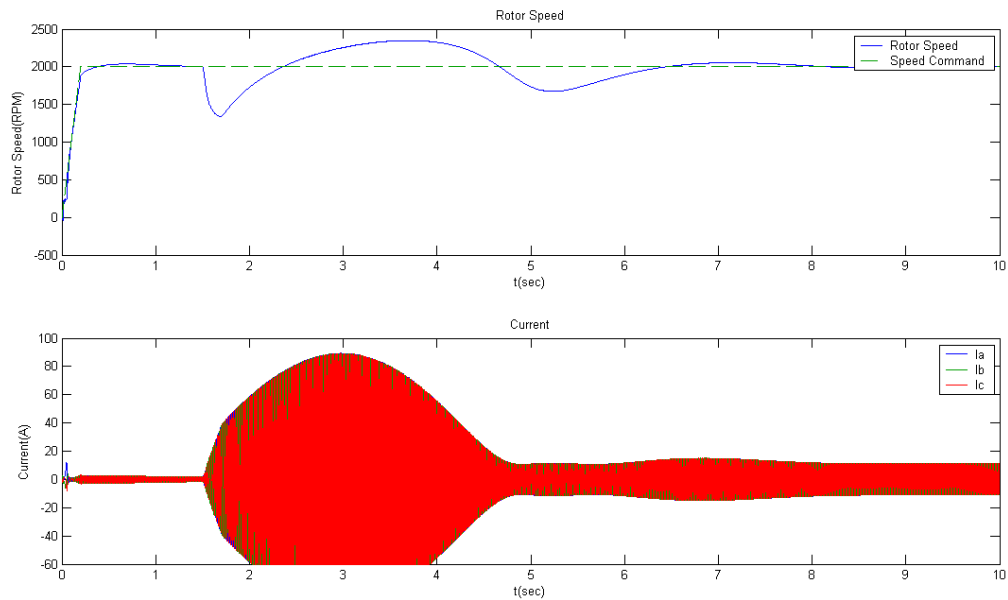


圖 A. 37 Case2.13 之轉速及電流模擬結果

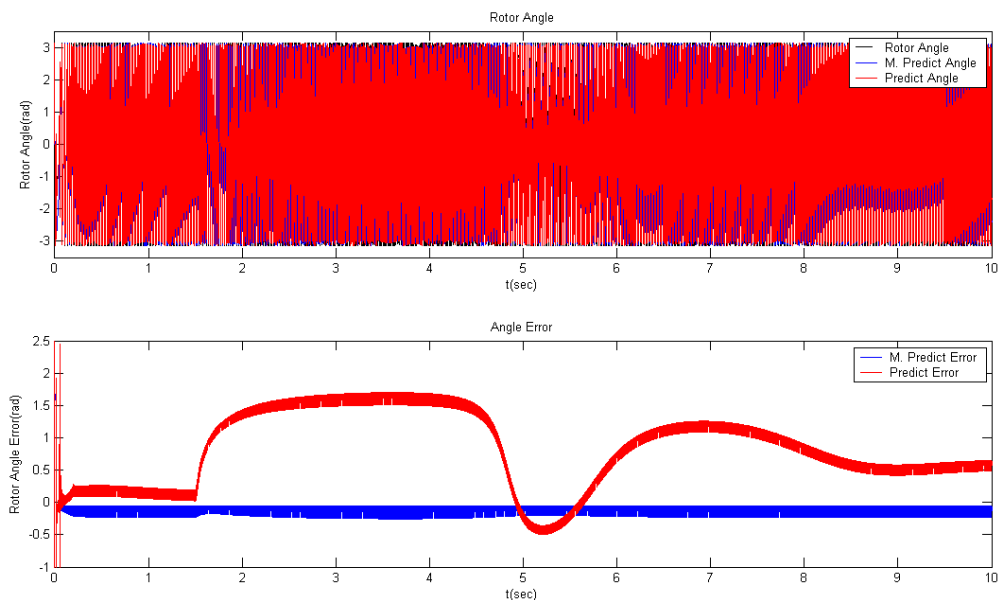


圖 A. 38 Case2.13 之轉子位置($\theta_e(t)$, $\hat{\theta}_e(t)$, $\bar{\theta}_e(t)$)及位置誤差($\tilde{\theta}_{e0}(t_a)$, $\tilde{\theta}_{e0}(t)$)模擬結果

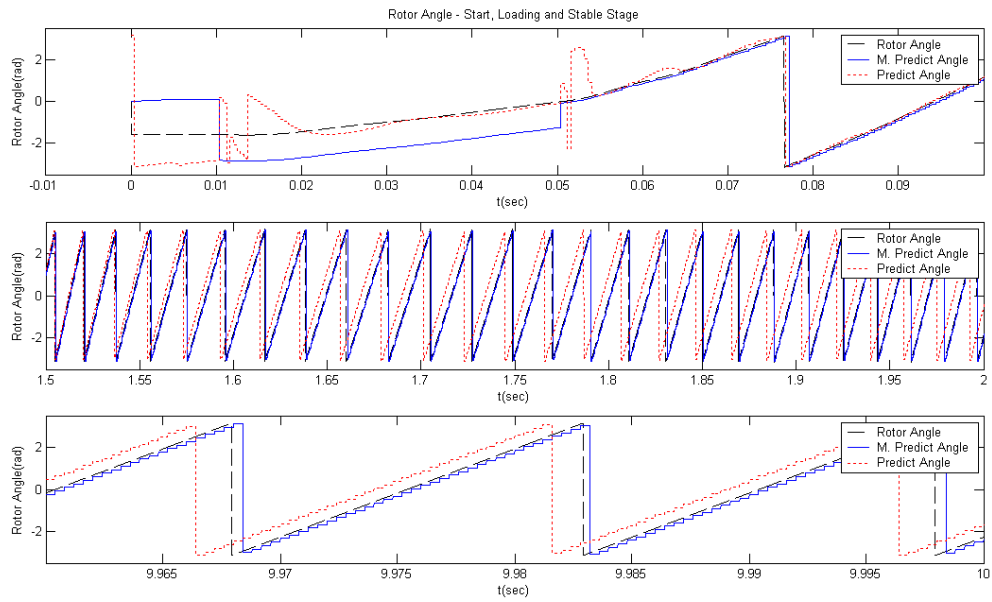


圖 A. 39 Case2.13 啟動、加載和穩定之轉子位置($\theta_e(t)$, $\hat{\theta}_e(t)$, $\bar{\theta}_e(t)$)模擬結果

Case2.14 模擬取樣時間減少為 0.02msec，圖 A.41 的 $\tilde{\theta}_{e0}(t_a)$ 因為取樣間隔縮短，使得其誤差區間減少，呈現在圖上的就是曲線變細。 $\tilde{\theta}_{e0}(t)$ 的估測誤差也因為變得較小。圖 A.42 中也沒有圖 A.39 的鋸齒。

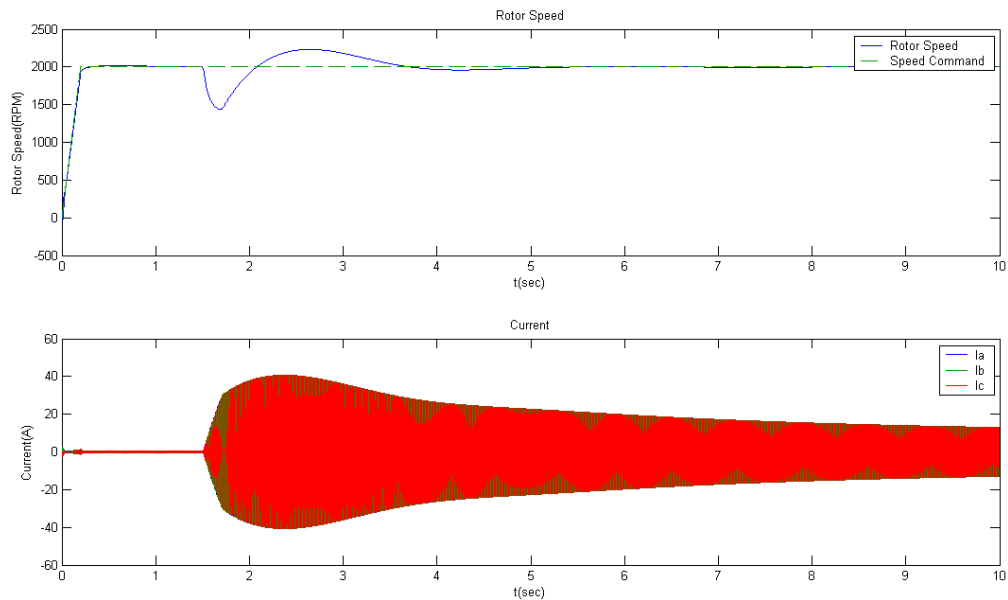


圖 A. 40 Case2.14 之轉速及電流模擬結果

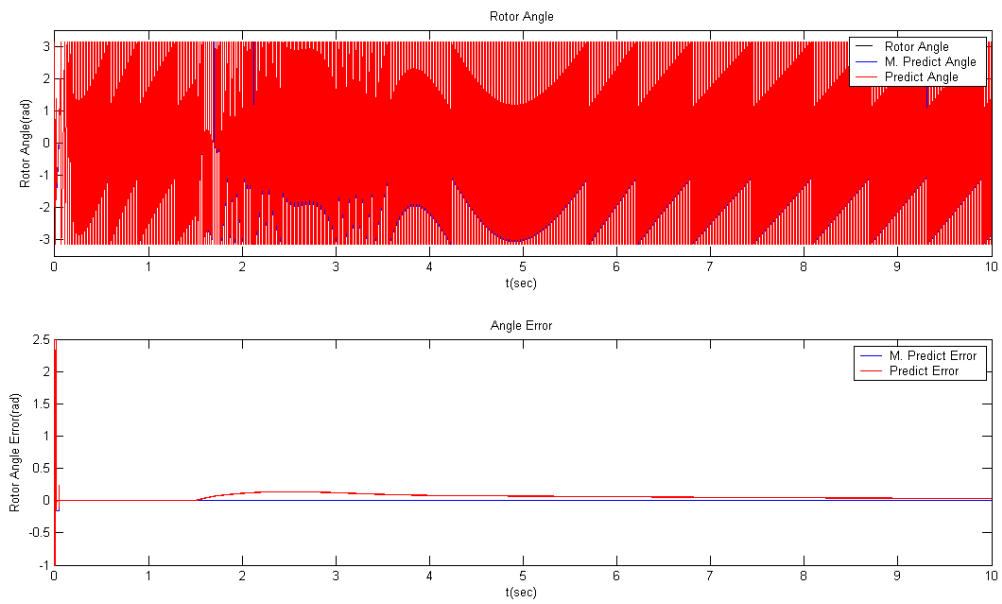


圖 A. 41 Case2.14 之轉子位置($\theta_e(t)$, $\hat{\theta}_e(t)$, $\bar{\theta}_e(t)$)及位置誤差($\tilde{\theta}_{e0}(t_a)$, $\tilde{\theta}_{e0}(t)$)模擬結果

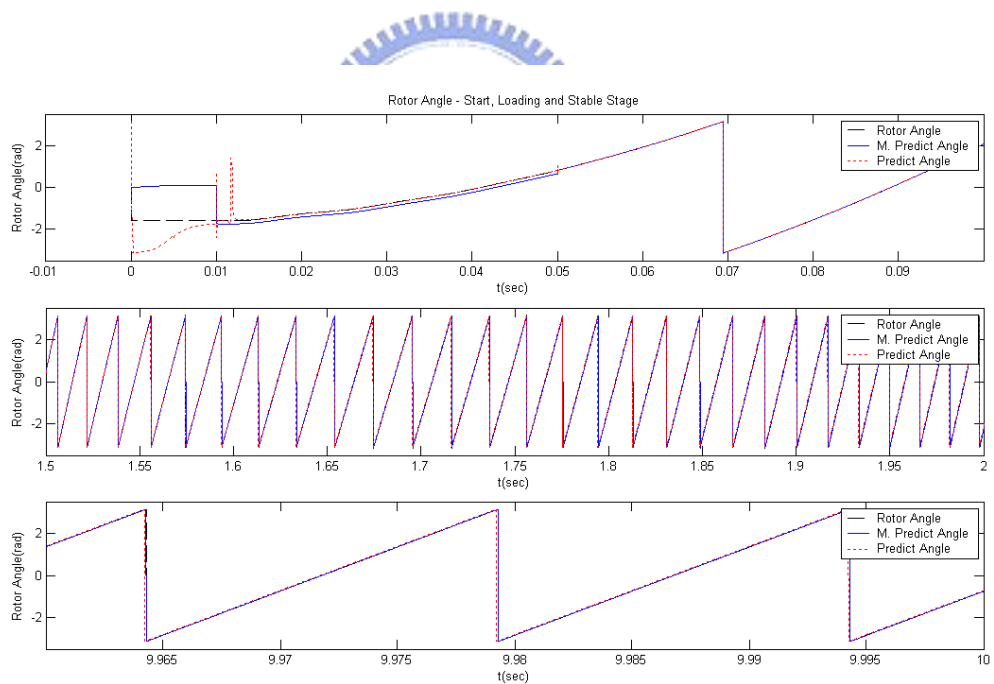


圖 A. 42 Case2.14 啟動、加載和穩定之轉子位置($\theta_e(t)$, $\hat{\theta}_e(t)$, $\bar{\theta}_e(t)$)模擬結果

Case2.15 模擬轉速積分器為非理想的狀態，(4.3)式之 e_{int} 為 3 之情況，由各圖中可以清楚觀察出，系統很快便失去控制。

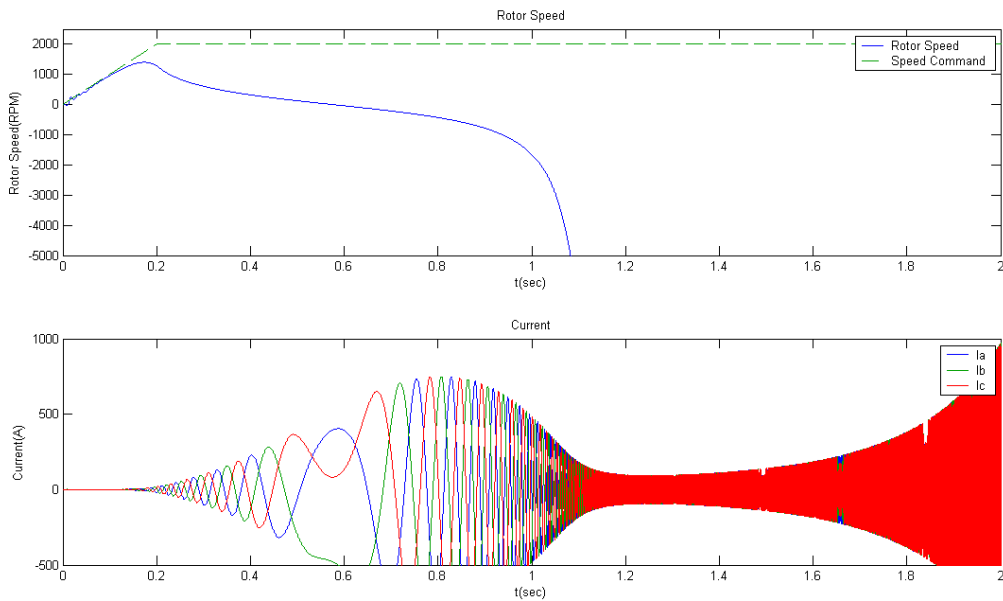


圖 A. 43 Case2.15 之轉速及電流模擬結果

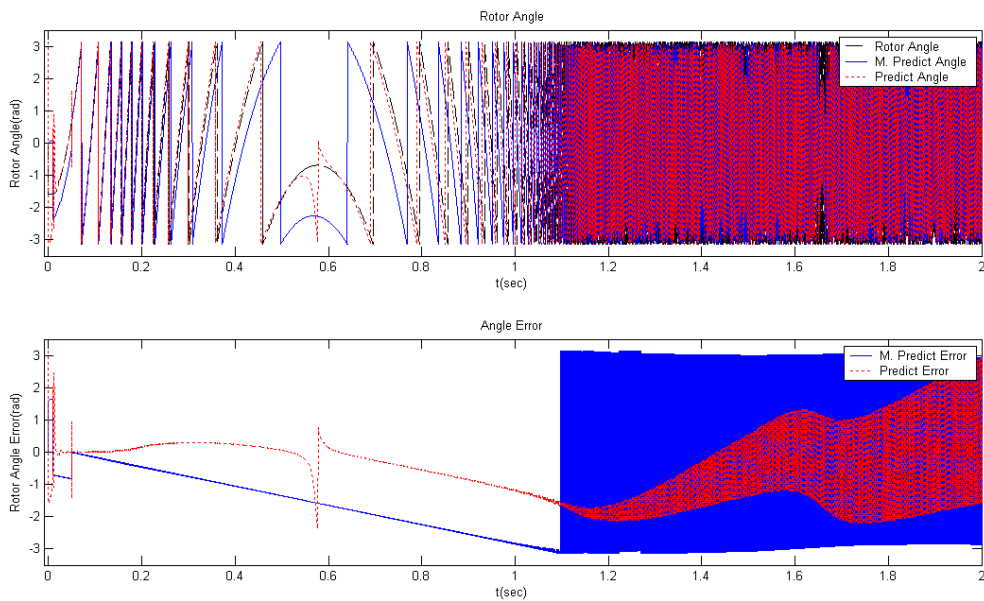


圖 A. 44 Case2.15 之轉子位置($\theta_e(t)$, $\hat{\theta}_e(t)$, $\bar{\theta}_e(t)$)及位置誤差($\tilde{\theta}_{e0}(t_a)$, $\tilde{\theta}_{e0}(t)$)模擬結果

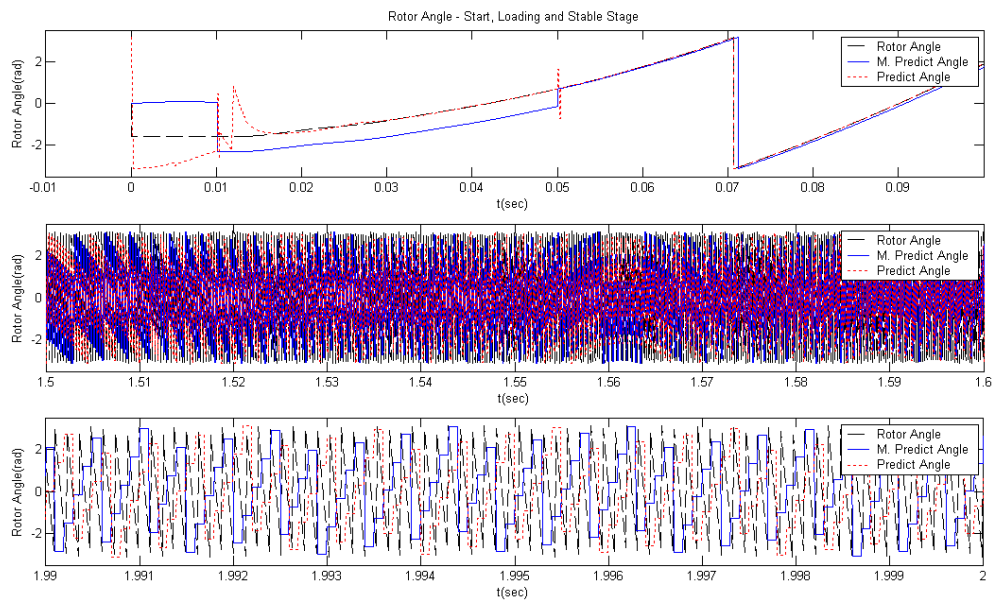


圖 A. 45 Case2.15 啟動、加載和穩定之轉子位置($\theta_e(t)$, $\hat{\theta}_e(t)$, $\bar{\theta}_e(t)$)模擬結果

Case3.1 模擬(3.1)式 θ_{e0} 為 -0.5π ，轉子估測位置不斷校正的情況， $\hat{\theta}_e(t)$ 在啟動時有較大之誤差，而 $\bar{\theta}_e(t)$ 在第一次校正前還未到達轉子實際位置，因此在第一次校正時轉子位置與正確的位置仍有誤差，在二次的校正後使得 $\tilde{\theta}_{e0}(t_a) \cong 0$ 。加載後 $\tilde{\theta}_{e0}(t_a)$ 和 $\tilde{\theta}_{e0}(t)$ 的最大誤差約為 0.3。

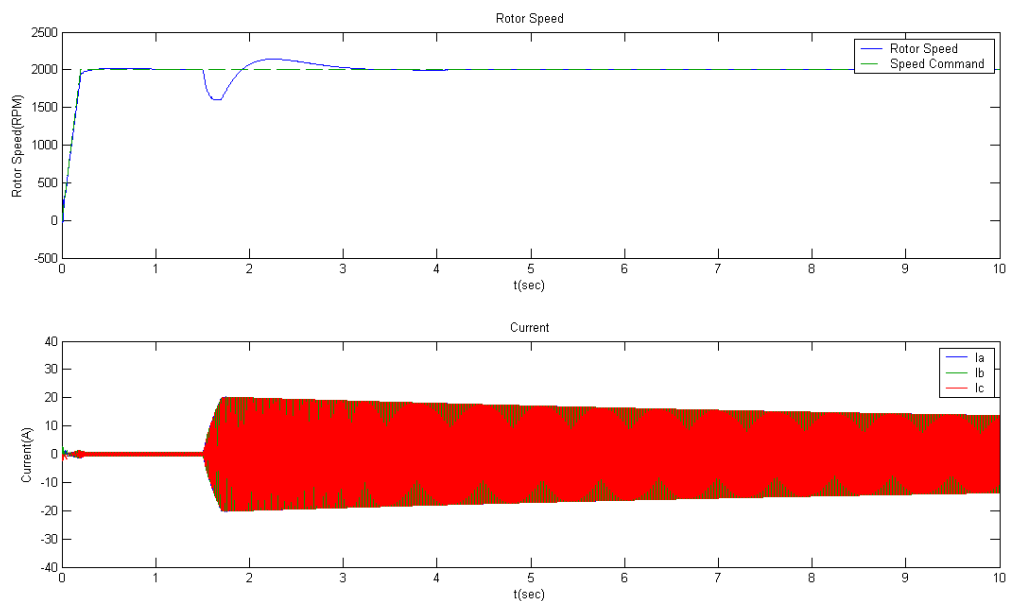


圖 A. 46 Case3.1 之轉速及電流模擬結果

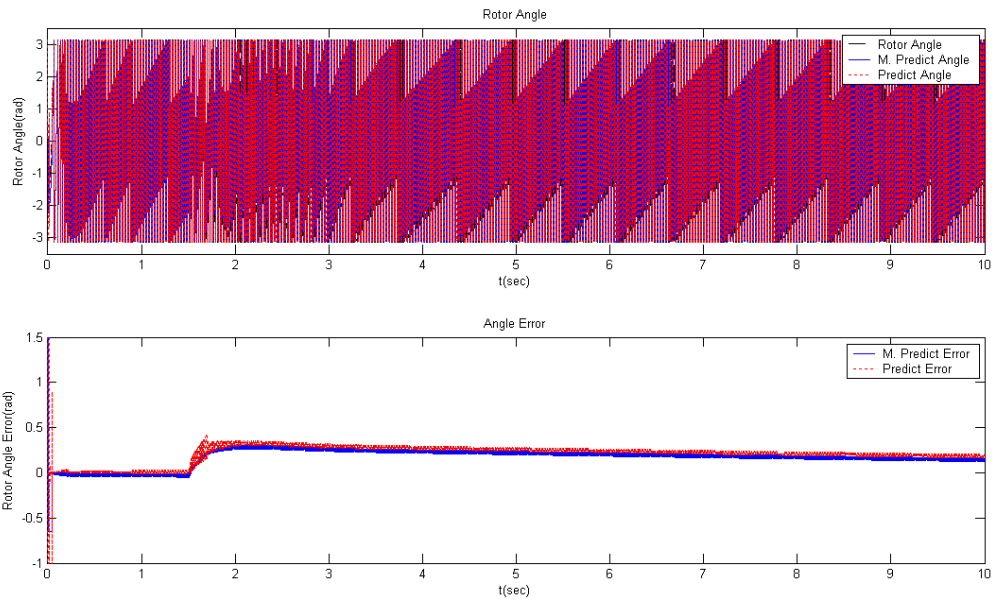


圖 A. 47 Case3.1 之轉子位置($\theta_e(t)$, $\hat{\theta}_e(t)$, $\bar{\theta}_e(t)$)及位置誤差($\tilde{\theta}_{e0}(t_a)$, $\tilde{\theta}_{e0}(t)$)模擬結果

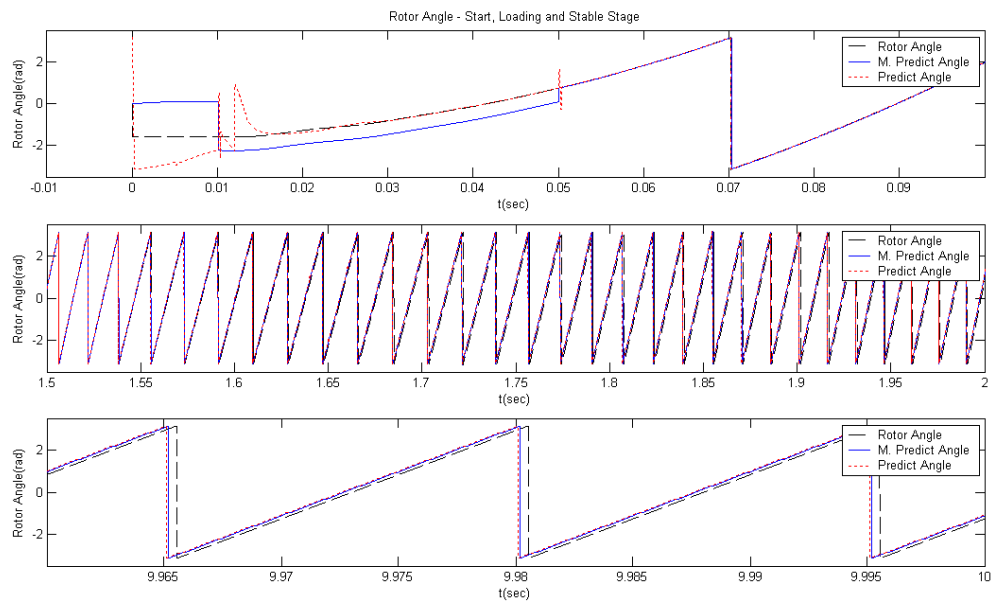


圖 A. 48 Case3.1 啟動、加載和穩定之轉子位置($\theta_e(t)$, $\hat{\theta}_e(t)$, $\bar{\theta}_e(t)$)模擬結果

Case3.2 模擬(3.1)式 θ_{e0} 為 -0.5π ，估測器初始值設定為 0，轉子估測位置不斷校正的情況， $\hat{\theta}_e(t)$ 在啟動時有較大之誤差，而 $\bar{\theta}_e(t)$ 在第二次校正前還未到達轉子實際位置，因此在第二次校正時轉子位置與正確的位置仍有誤差，在三次的校正後才使得 $\tilde{\theta}_{e0}(t_a) \cong 0$ 。

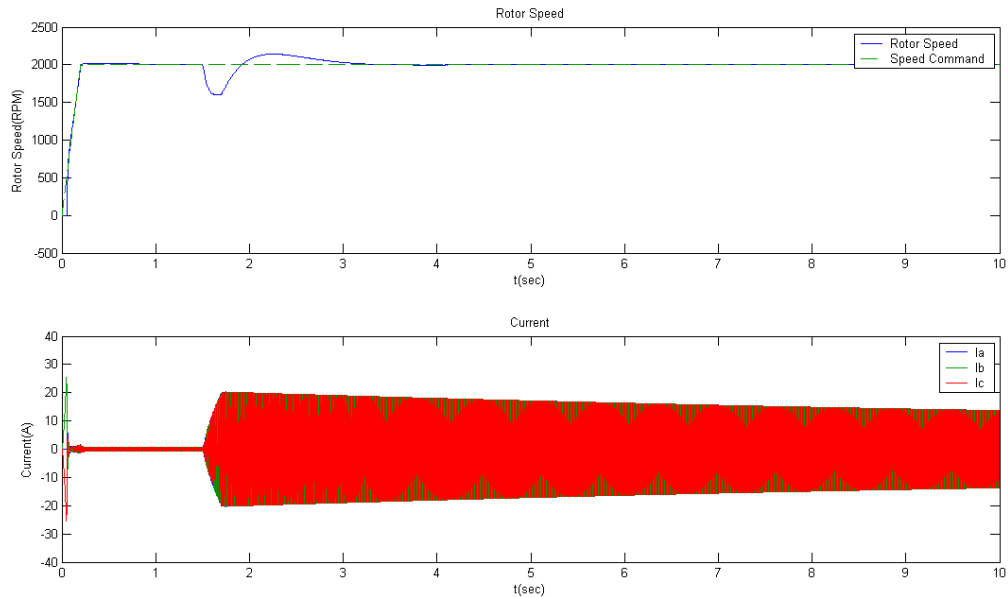


圖 A. 49 Case3.2 之轉速及電流模擬結果

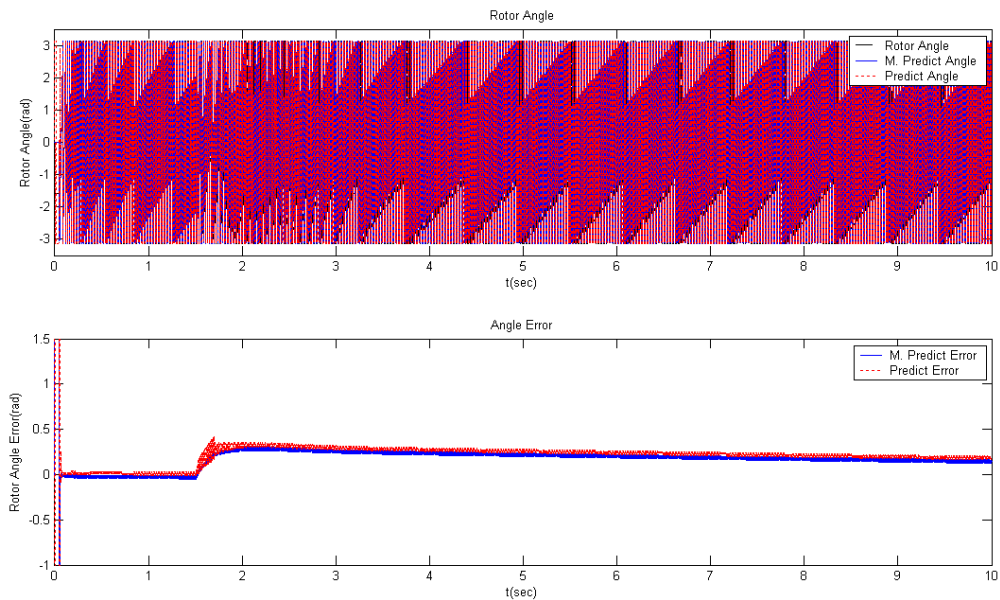


圖 A. 50 Case3.2 之轉子位置($\theta_e(t)$, $\hat{\theta}_e(t)$, $\bar{\theta}_e(t)$)及位置誤差($\tilde{\theta}_{e0}(t_a)$, $\tilde{\theta}_{e0}(t)$)模擬結果

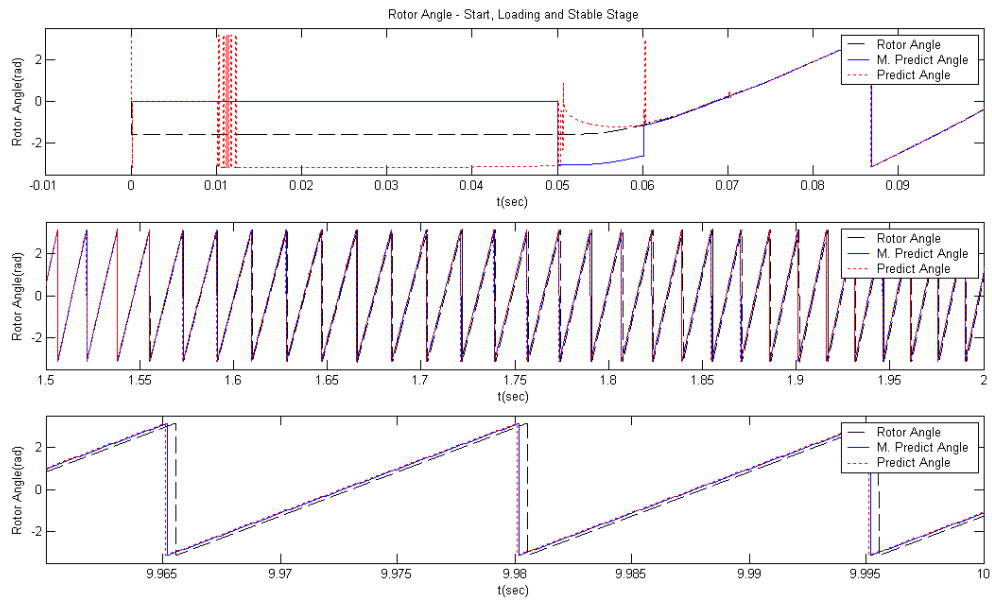


圖 A. 51 Case3.2 啟動、加載和穩定之轉子位置($\theta_e(t)$, $\hat{\theta}_e(t)$, $\bar{\theta}_e(t)$)模擬結果

Case3.3 模擬縮小校正時間間隔為 2.5msec，轉子估測位置不斷校正的情況，在加載後由於誤差較大且校正間隔較短，使得估測值 $\bar{\theta}_e(t)$ 在未穩定的情況下，再度被用於校正轉子位置，因此系統有短暫的不穩定，而這樣的不穩定類似 Case1.4 的情況，且已經達到臨界值。

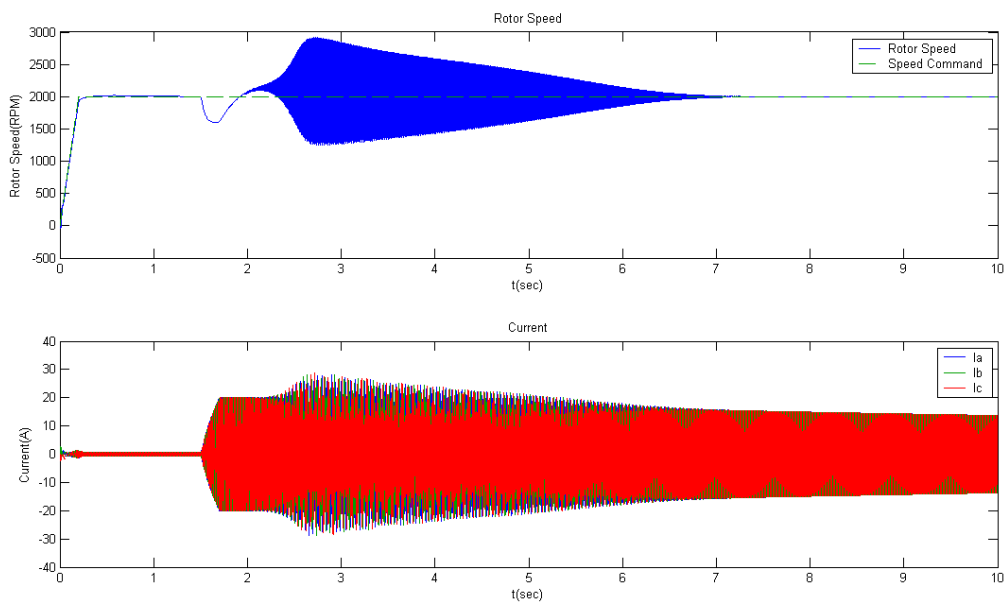


圖 A. 52 Case3.3 之轉速及電流模擬結果

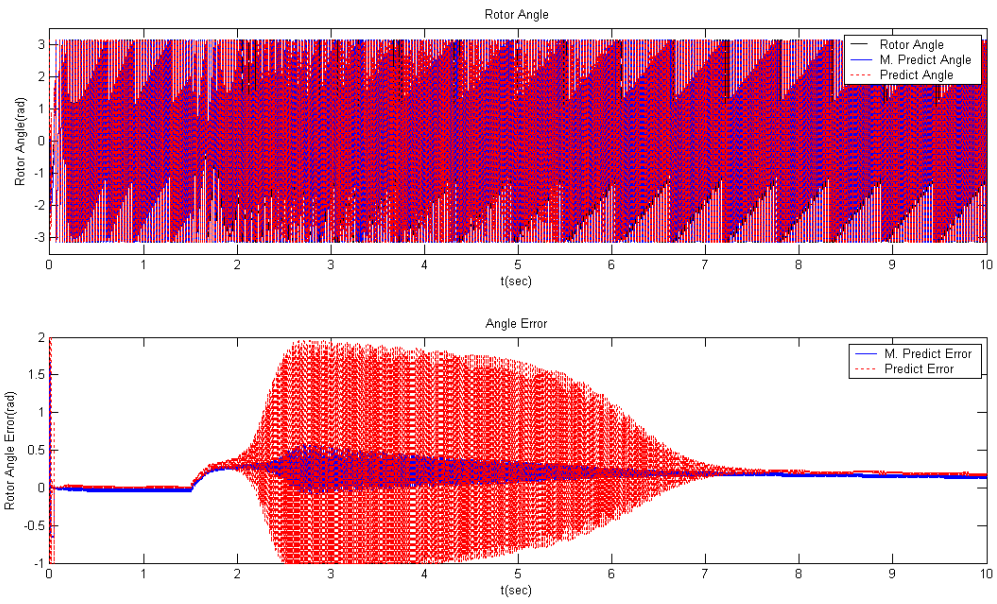


圖 A. 53 Case3.3 之轉子位置($\theta_e(t)$, $\hat{\theta}_e(t)$, $\bar{\theta}_e(t)$)及位置誤差($\tilde{\theta}_{e0}(t_a)$, $\tilde{\theta}_{e0}(t)$)模擬結果

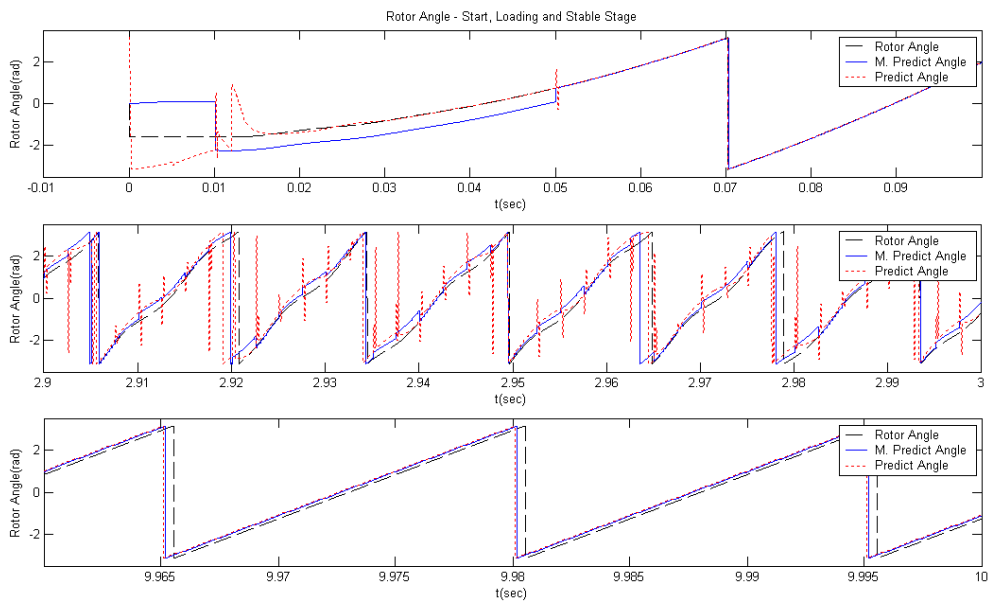


圖 A. 54 Case3.3 啟動、加載和穩定之轉子位置($\theta_e(t)$, $\hat{\theta}_e(t)$, $\bar{\theta}_e(t)$)模擬結果

Case3.4 模擬增加校正時間間隔為 40msec，轉子估測位置不斷校正的情況，在加載後沒有 Case3.3 的不穩定現象。

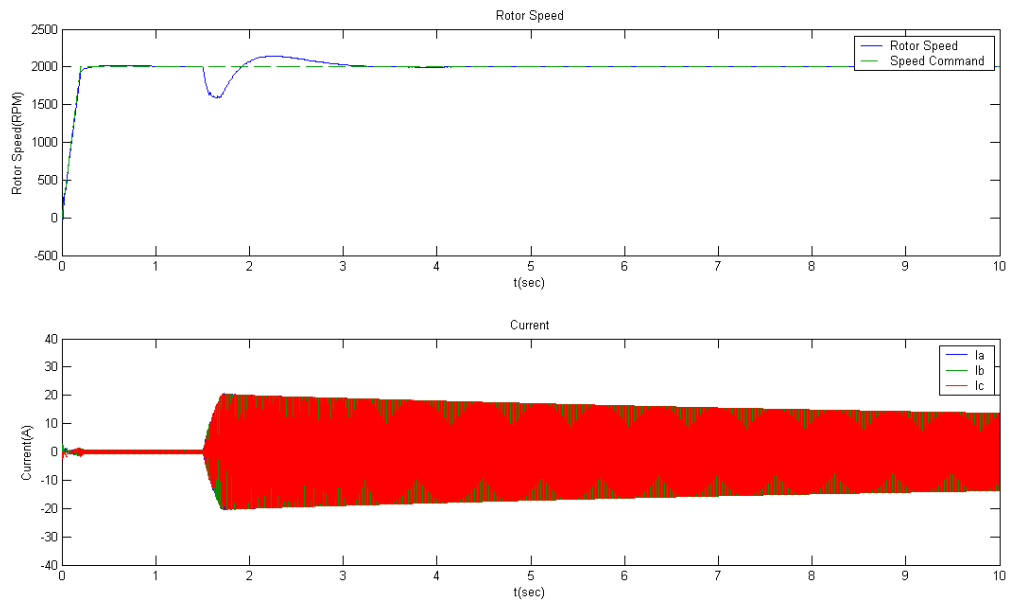


圖 A. 55 Case3.4 之轉速及電流模擬結果

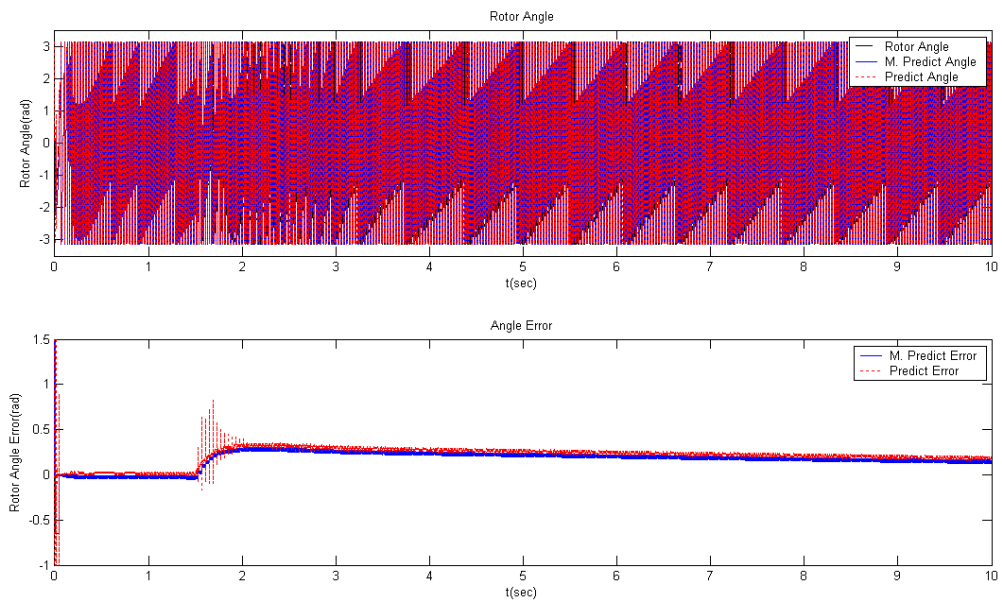


圖 A. 56 Case3.4 之轉子位置($\theta_e(t)$, $\hat{\theta}_e(t)$, $\bar{\theta}_e(t)$)及位置誤差($\tilde{\theta}_{e0}(t_a)$, $\tilde{\theta}_{e0}(t)$)模擬結果

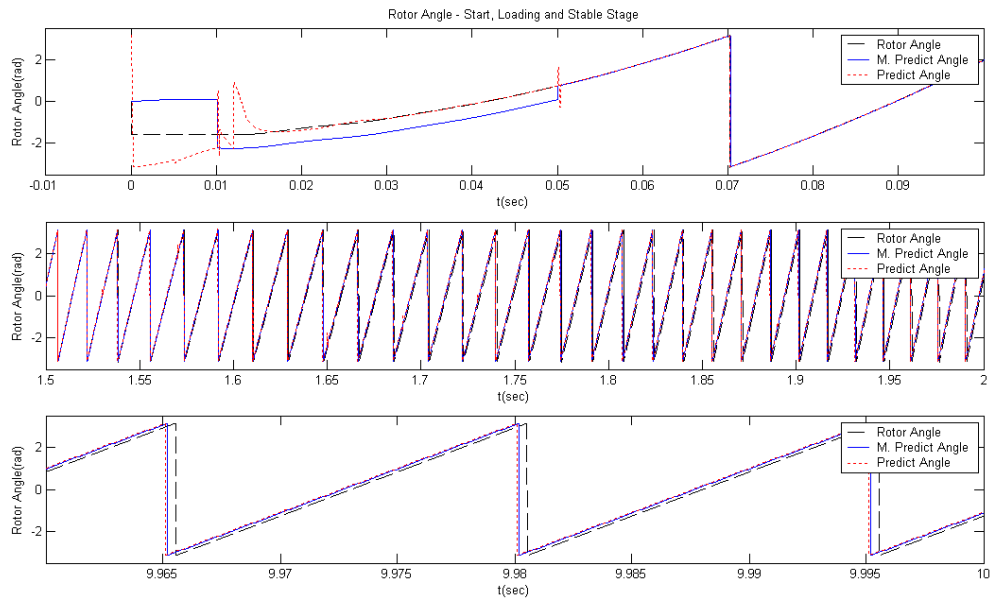


圖 A. 57 Case3.4 啟動、加載和穩定之轉子位置($\theta_e(t)$, $\hat{\theta}_e(t)$, $\bar{\theta}_e(t)$)模擬結果

Case3.5 模擬增加取樣時間間隔為 0.2msec，轉子估測位置不斷校正的情況，因為取樣間隔拉長，使得其誤差區間增加，呈現在圖上的就是曲線變粗，也因為誤差區間加大，使得系統較為不穩定，因此在加載瞬間電流增加許多，而轉速的控制則有些許的不穩。圖 A.60 更可以看到成鋸齒狀的曲線。此時的負載僅有 1.35Nt-m，但再加大便會失去控制。

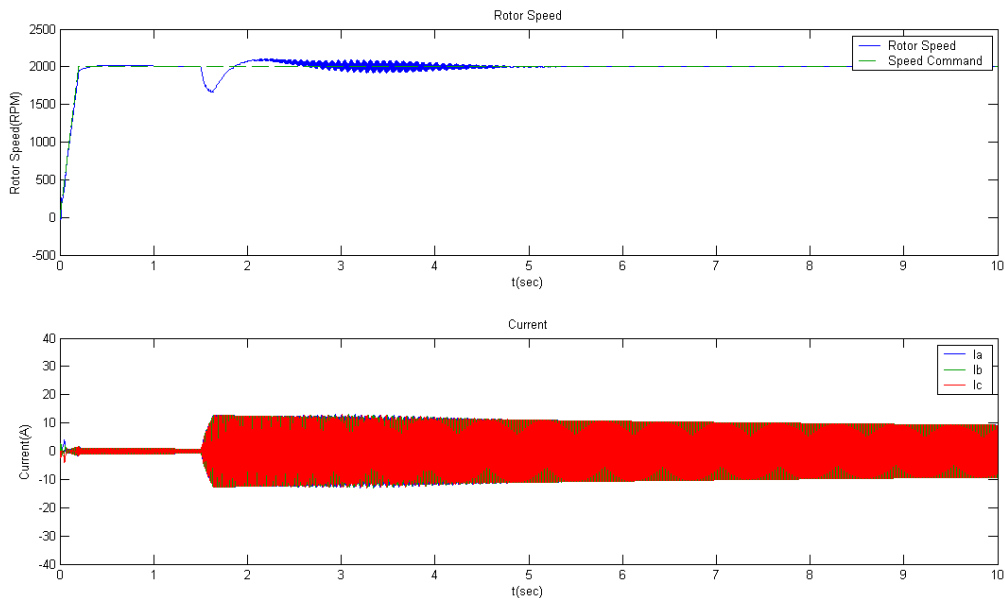


圖 A. 58 Case3.5 之轉速及電流模擬結果

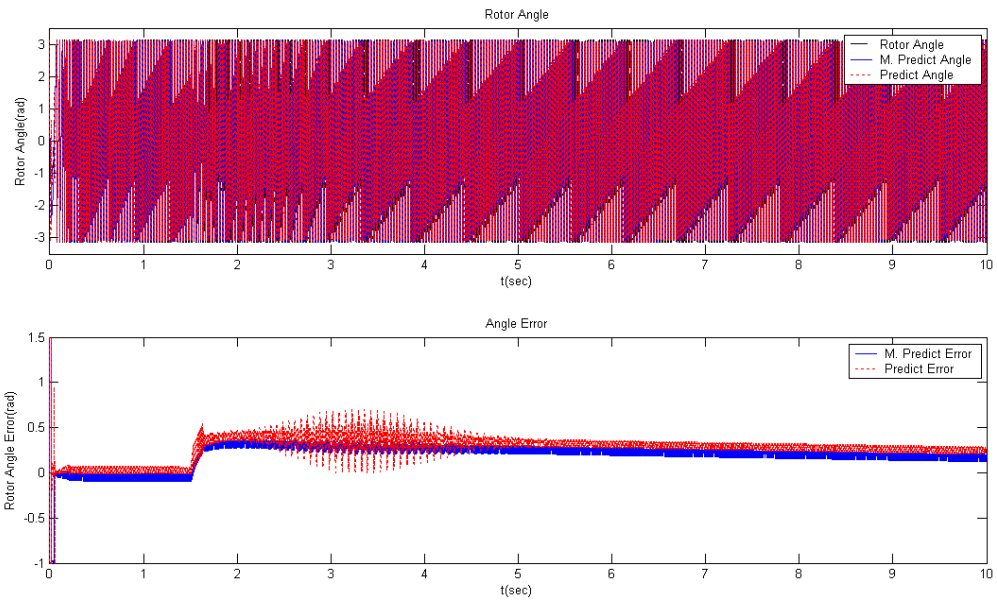


圖 A. 59 Case3.5 之轉子位置($\theta_e(t)$, $\hat{\theta}_e(t)$, $\bar{\theta}_e(t)$)及位置誤差($\tilde{\theta}_{e0}(t_a)$, $\tilde{\theta}_{e0}(t)$)模擬結果

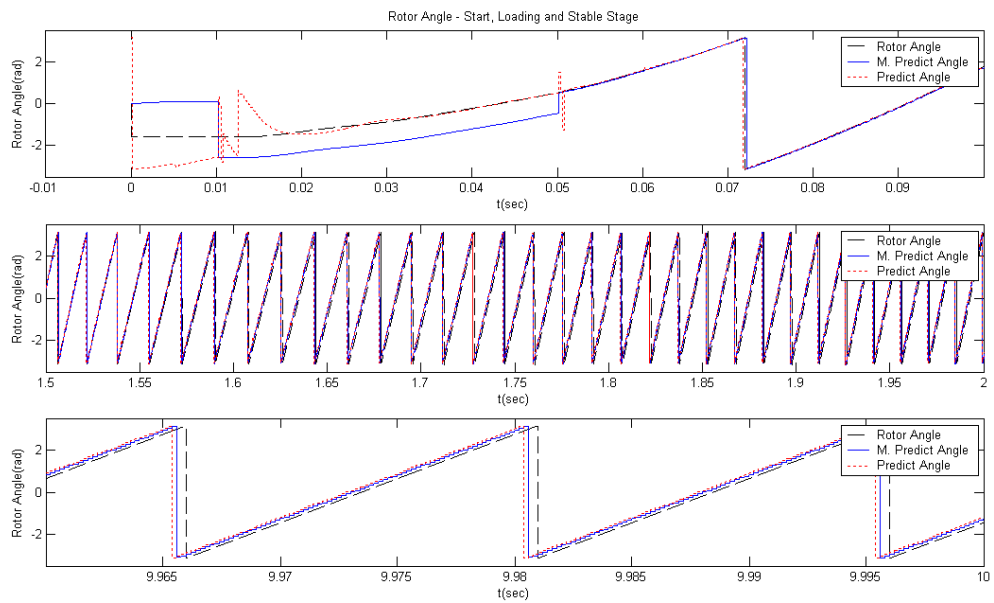


圖 A. 60 Case3.5 啟動、加載和穩定之轉子位置($\theta_e(t)$, $\hat{\theta}_e(t)$, $\bar{\theta}_e(t)$)模擬結果

Case3.6 模擬取樣時間減少為 0.02msec，圖 A.62 的 $\tilde{\theta}_{e0}(t_a)$ 因為取樣間隔縮短，使得其誤差區間減少，呈現在圖上的就是曲線變細。 $\tilde{\theta}_{e0}(t)$ 的估測誤差也因為變得較小。圖 A.63 中也沒有圖 A.60 的鋸齒。

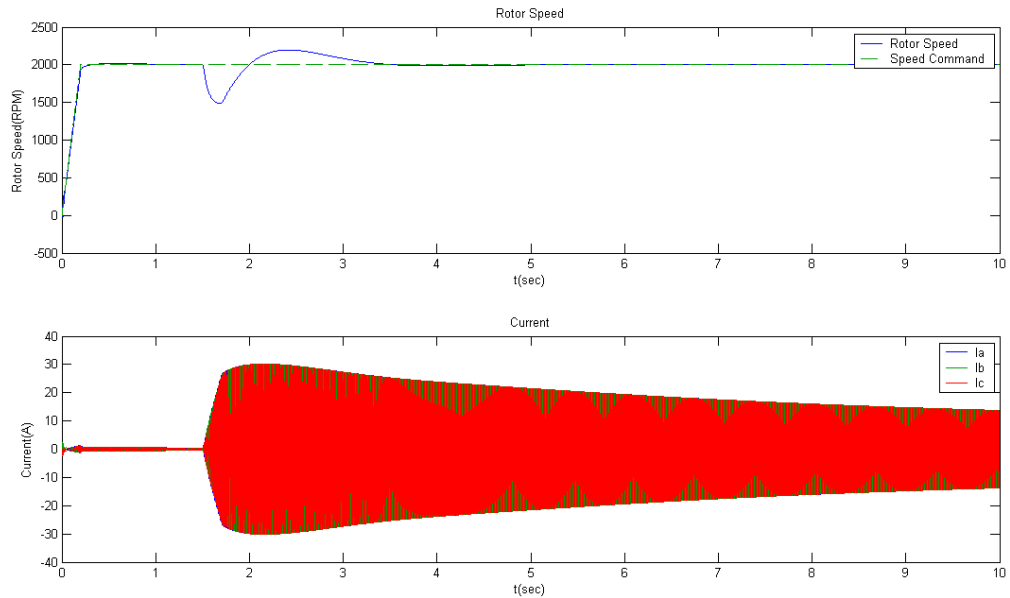


圖 A. 61 Case3.6 之轉速及電流模擬結果

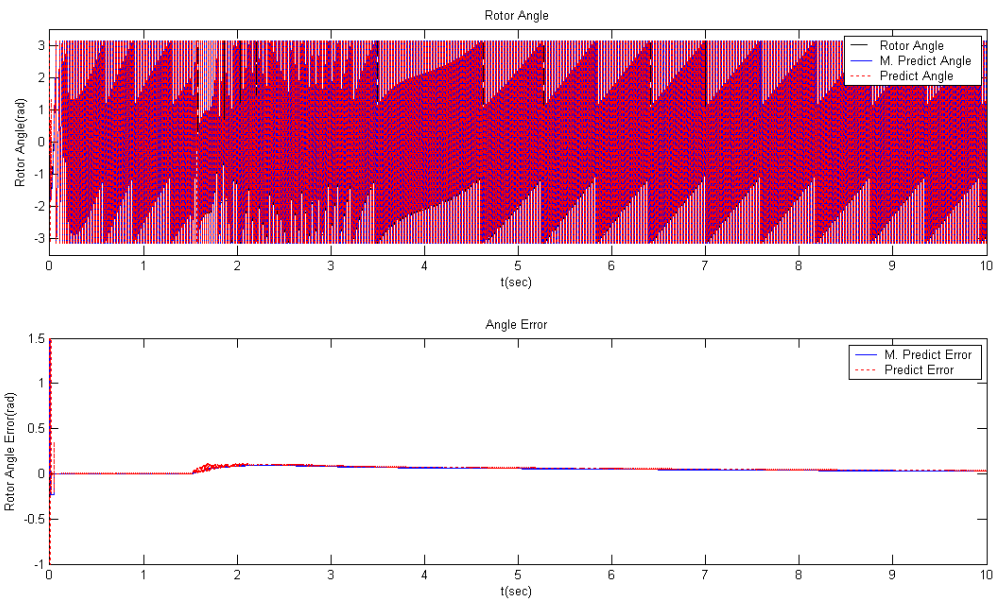


圖 A. 62 Case3.6 之轉子位置 $(\theta_e(t), \hat{\theta}_e(t), \bar{\theta}_e(t))$ 及位置誤差 $(\tilde{\theta}_{e0}(t_a), \tilde{\theta}_{e0}(t))$ 模擬結果

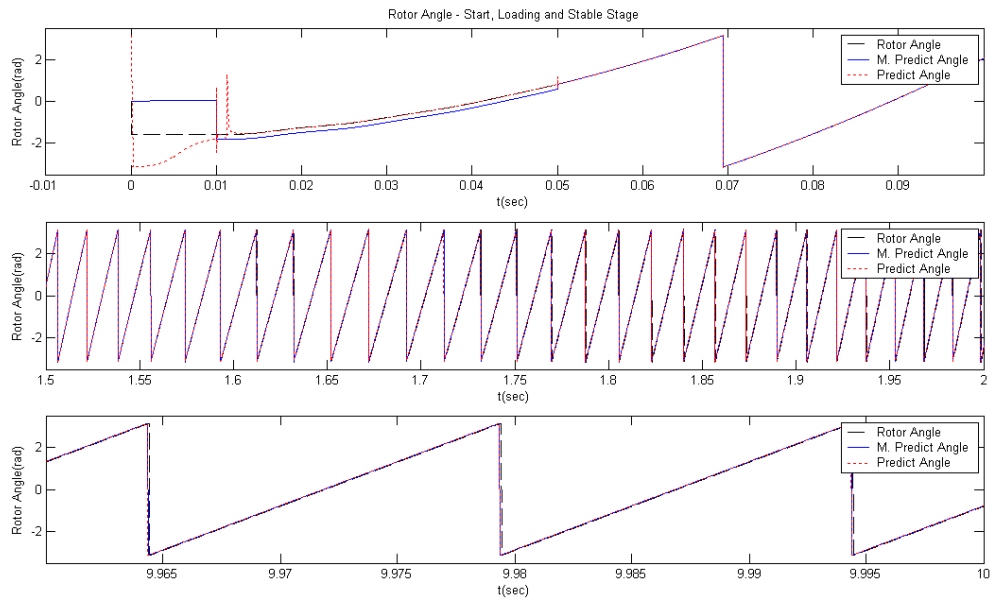


圖 A. 63 Case3.6 啟動、加載和穩定之轉子位置($\theta_e(t)$, $\hat{\theta}_e(t)$, $\bar{\theta}_e(t)$)模擬結果

Case3.7 模擬(3.1)式 θ_{e0} 為 -0.5π ，轉子估測位置不斷校正的情況，當負載加到 2.3Nt-m 時已達臨界點開始有不穩定的情況，經過一段時間後系統仍能趨於穩定，但負載再加大則會有失控的現象。

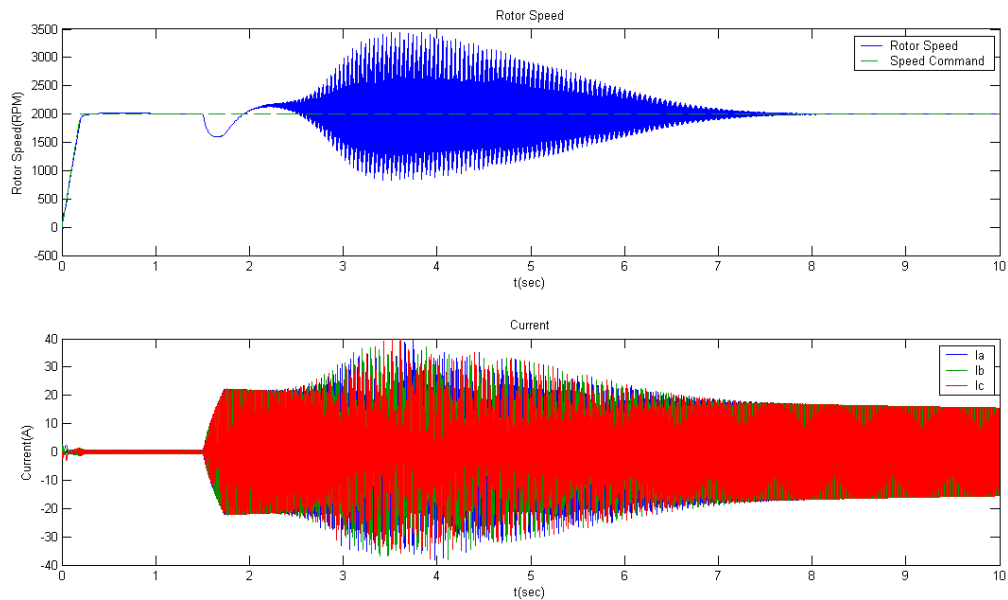


圖 A. 64 Case3.7 之轉速及電流模擬結果

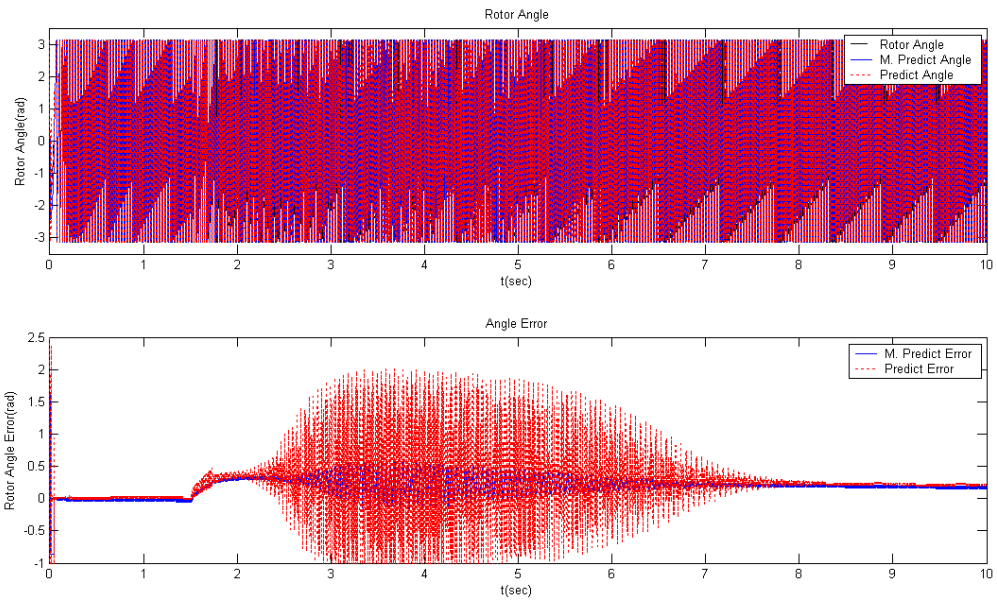


圖 A. 65 Case3.7 之轉子位置($\theta_e(t)$, $\hat{\theta}_e(t)$, $\bar{\theta}_e(t)$)及位置誤差($\tilde{\theta}_{e0}(t_a)$, $\tilde{\theta}_{e0}(t)$)模擬結果

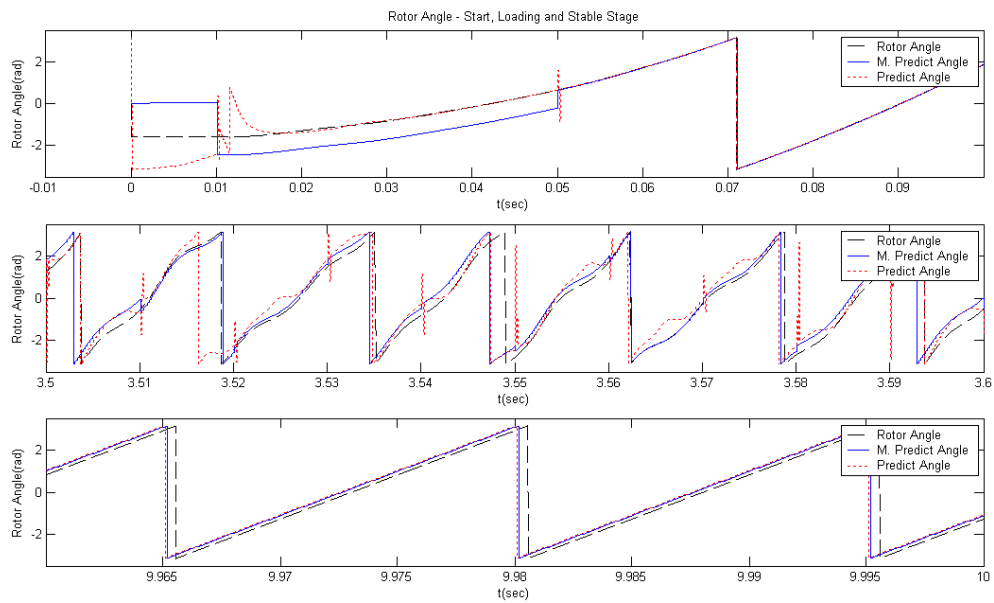


圖 A. 66 Case3.7 啟動、加載和穩定之轉子位置($\theta_e(t)$, $\hat{\theta}_e(t)$, $\bar{\theta}_e(t)$)模擬結果

Case3.8 模擬(3.1)式 θ_{e0} 為 -0.5π ，轉子估測位置不斷校正的情況，當 PGM21 Gain 的設定值為 100 的情形，和 Case3.1 無太大的差異。

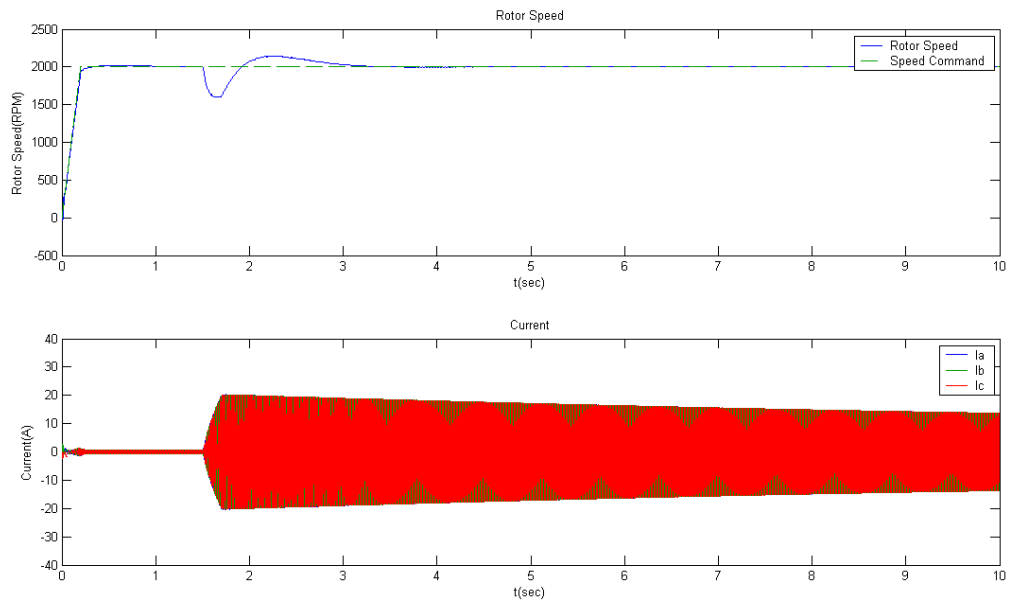


圖 A. 67 Case3.8 之轉速及電流模擬結果

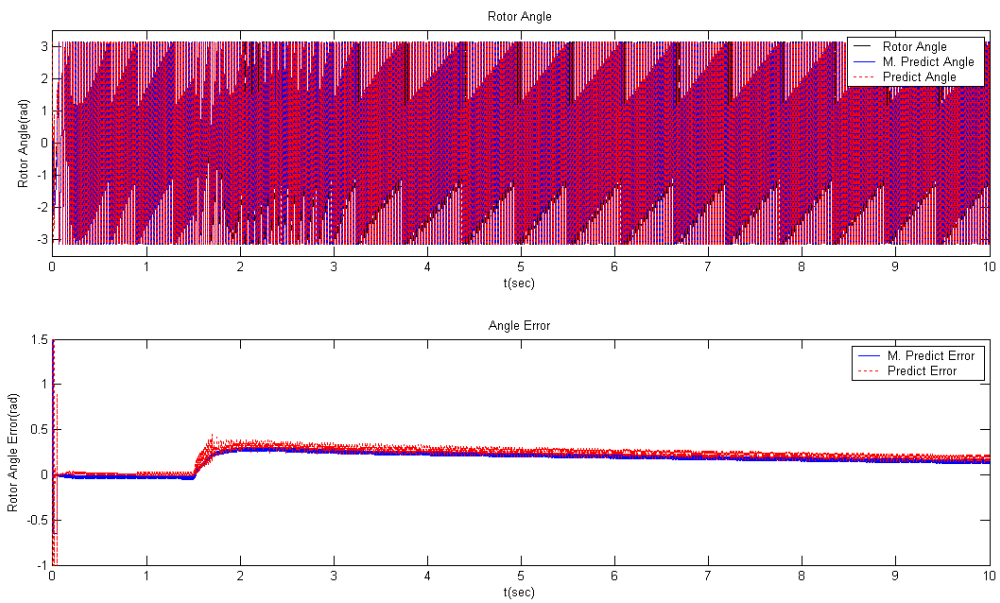


圖 A. 68 Case3.8 之轉子位置($\theta_e(t)$, $\hat{\theta}_e(t)$, $\bar{\theta}_e(t)$)及位置誤差($\tilde{\theta}_{e0}(t_a)$, $\tilde{\theta}_{e0}(t)$)模擬結果

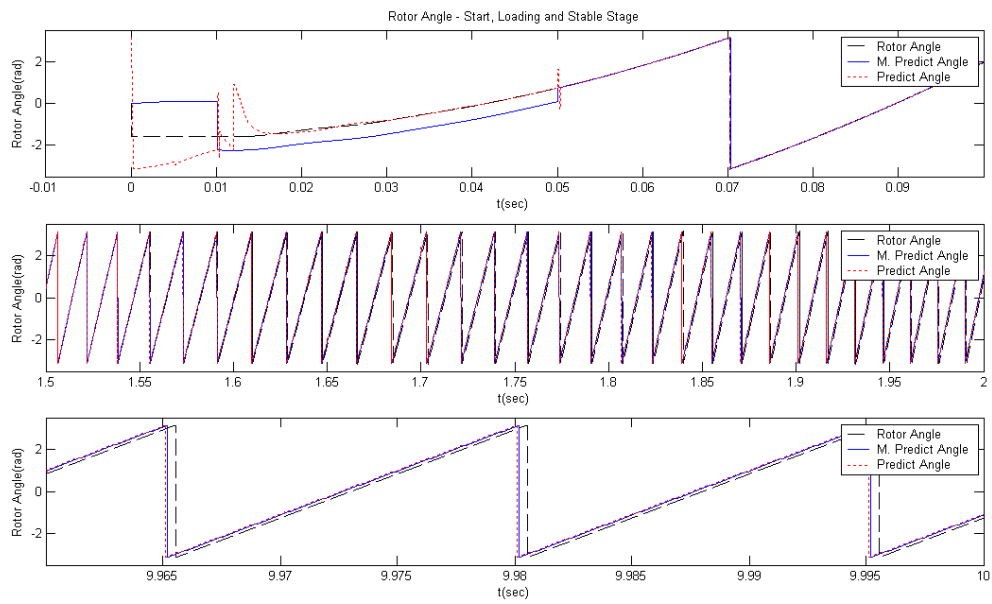


圖 A. 69 Case3.8 啟動、加載和穩定之轉子位置($\theta_e(t)$, $\hat{\theta}_e(t)$, $\bar{\theta}_e(t)$)模擬結果

Case3.9 模擬(3.1)式 θ_{e0} 為 -0.5π ，轉子估測位置不斷校正的情況，當 PGM21 Gain 的設定值為 1 的情形，在加載後系統很快便失去控制。

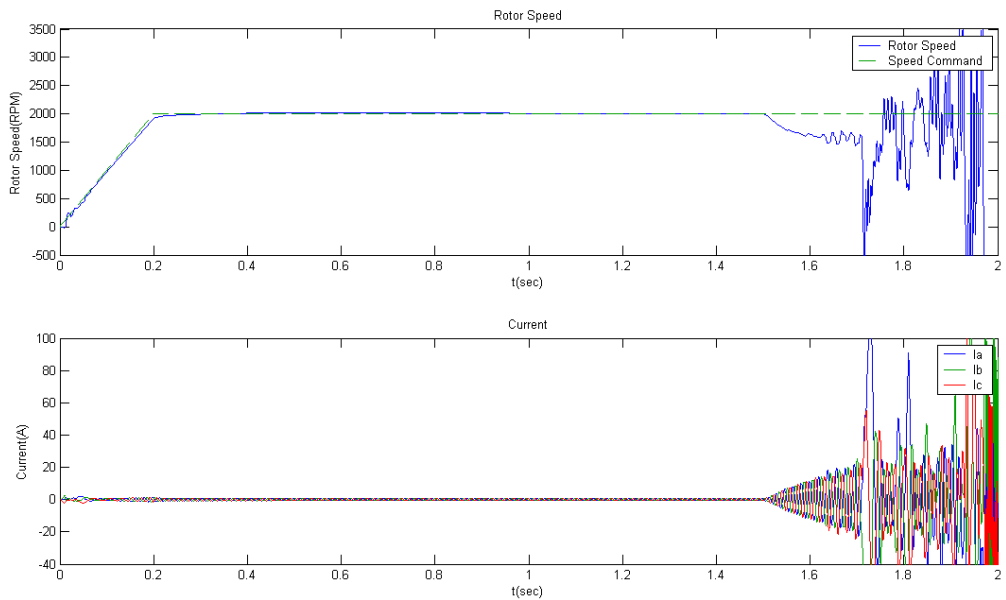


圖 A. 70 Case3.9 之轉速及電流模擬結果

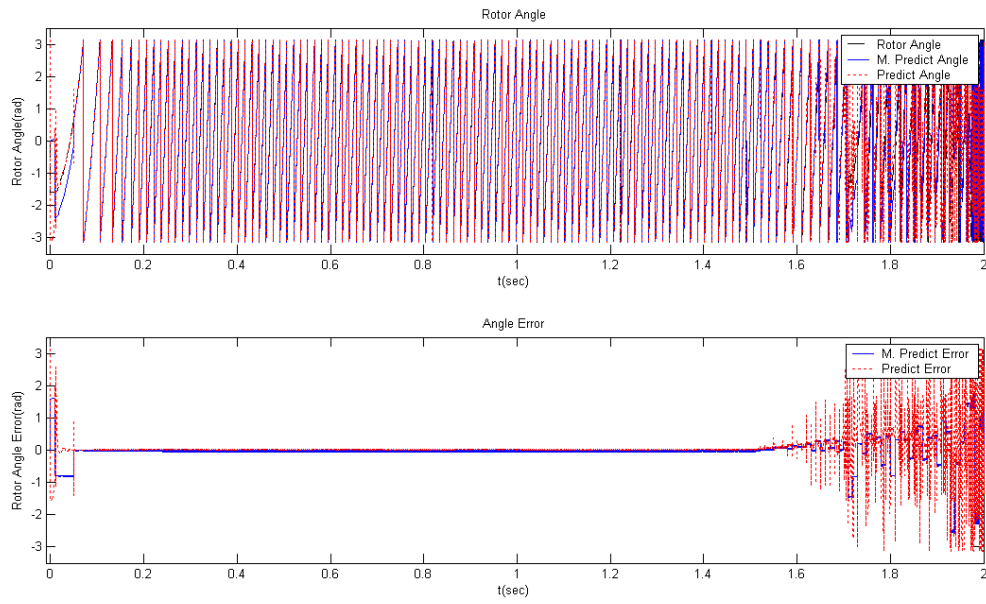


圖 A. 71 Case3.9 之轉子位置($\theta_e(t)$, $\hat{\theta}_e(t)$, $\bar{\theta}_e(t)$)及位置誤差($\tilde{\theta}_{e0}(t_a)$, $\tilde{\theta}_{e0}(t)$)模擬結果

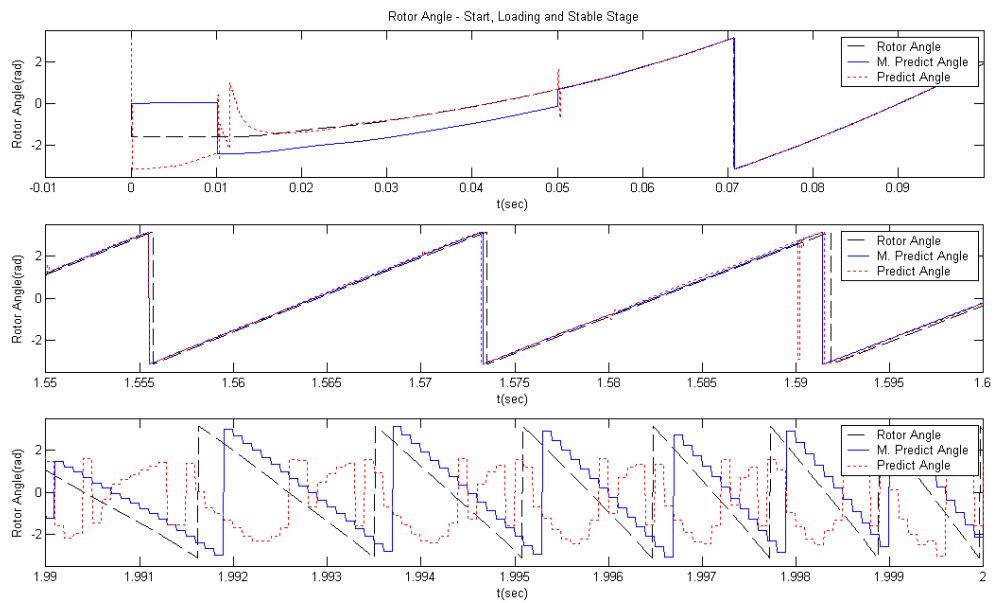


圖 A. 72 Case3.9 啟動、加載和穩定之轉子位置($\theta_e(t)$, $\hat{\theta}_e(t)$, $\bar{\theta}_e(t)$)模擬結果

Case3.10 模擬(3.1)式 θ_{e0} 為 -0.5π ，轉子估測位置不斷校正的情況，當轉速積分器為非理想的狀態，(4.3)式之 e_{int} 為 -7 之情況，由各圖中可以清楚觀察到，除了轉速因此受到影響而變粗，因為校正時間點在 π 隨近，也造成了 $\bar{\theta}_e(t)$ 和 $\tilde{\theta}_{e0}(t)$ 較大的切換現象，但電動機仍能正常的工作。

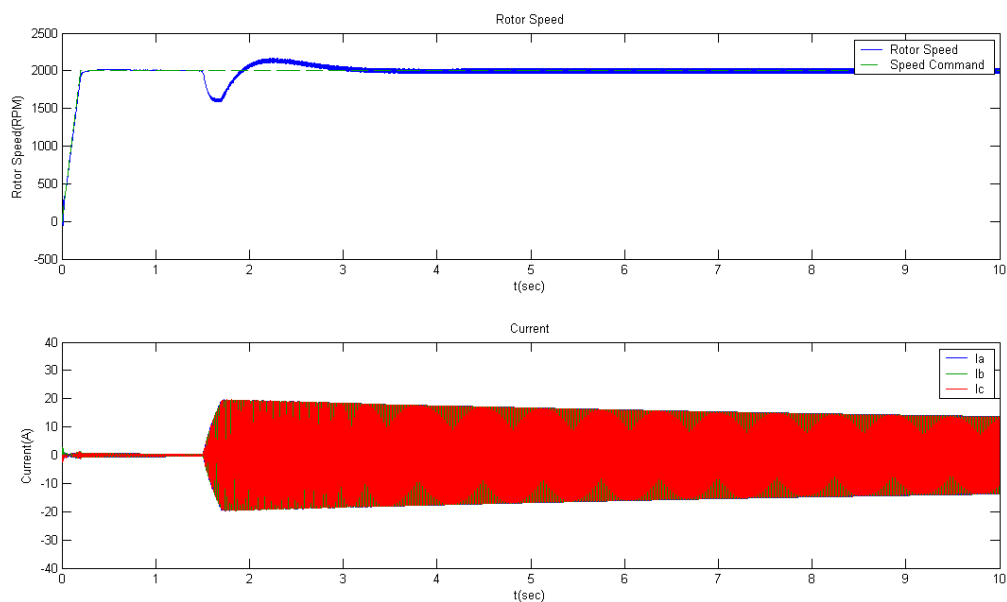


圖 A. 73 Case3.10 之轉速及電流模擬結果

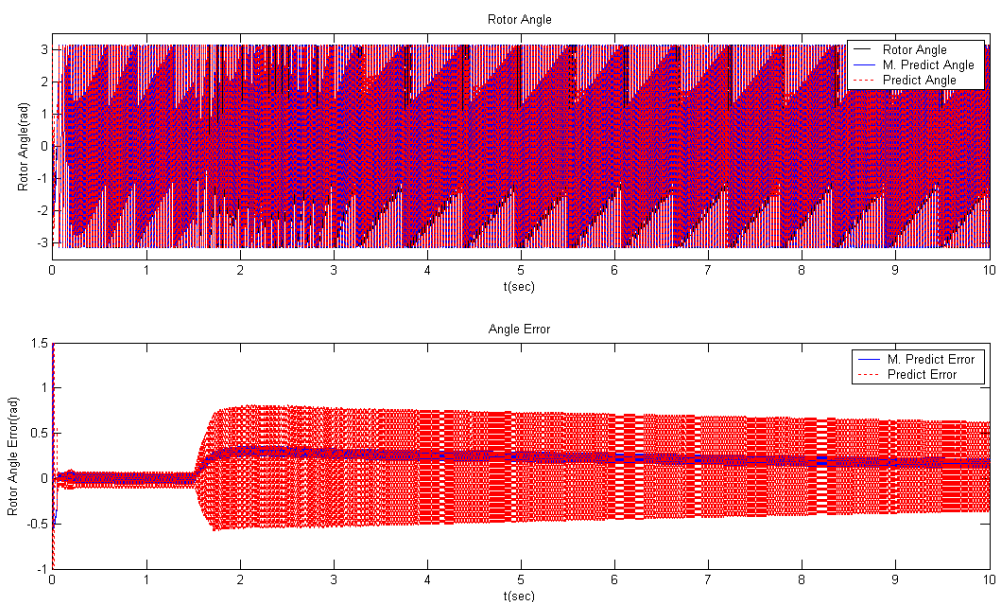


圖 A. 74 Case3.10 之轉子位置($\theta_e(t)$, $\hat{\theta}_e(t)$, $\bar{\theta}_e(t)$)及位置誤差($\tilde{\theta}_{e0}(t_a)$, $\tilde{\theta}_{e0}(t)$)模擬結果

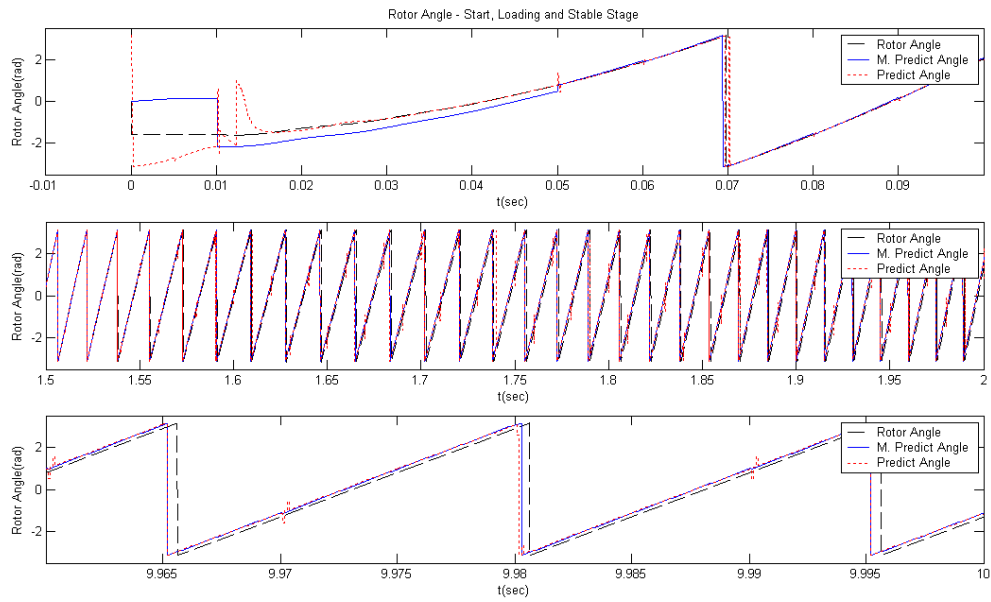


圖 A. 75 Case3.10 啟動、加載和穩定之轉子位置($\theta_e(t)$, $\hat{\theta}_e(t)$, $\bar{\theta}_e(t)$)模擬結果

Case3.11 模擬(3.1)式 θ_{e0} 為 -0.5π ，轉子估測位置不斷校正的情況，當轉速積分器為非理想的狀態，(4.3)式之 e_{int} 為 -7 之情況，由各圖中可以清楚觀察到，除了轉速因此受到影響而變粗，因為校正時間點在 π 隨近，也造成了 $\bar{\theta}_e(t)$ 和 $\tilde{\theta}_{e0}(t)$ 較大的切換現象，但電動機仍能正常的工作。

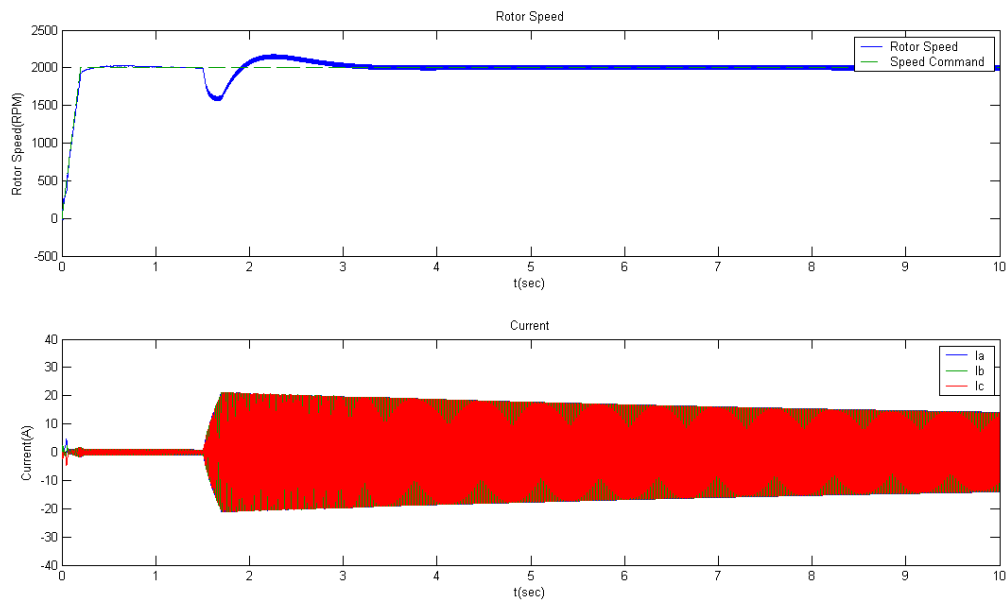


圖 A. 76 Case3.11 之轉速及電流模擬結果

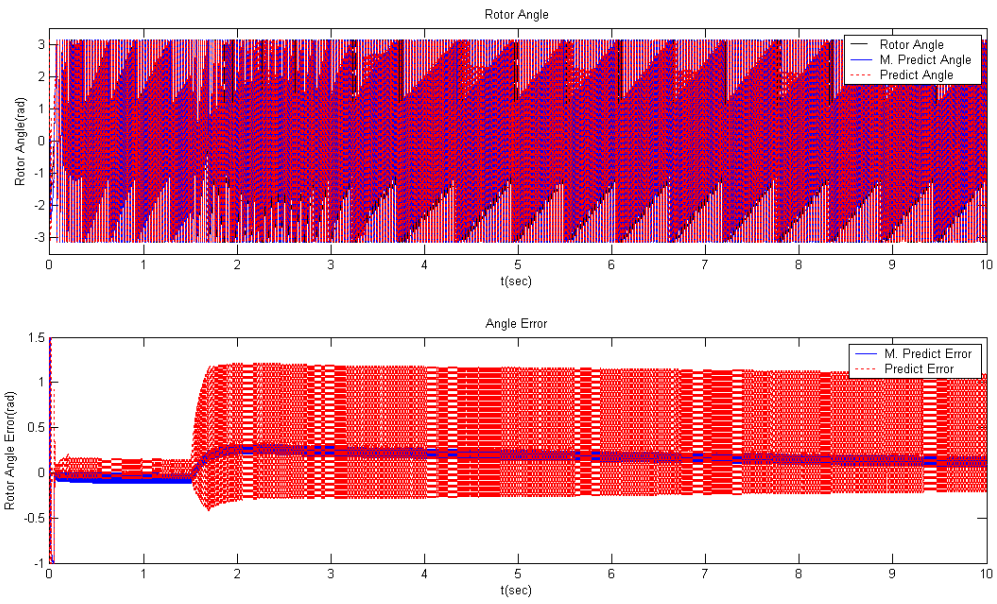


圖 A. 77 Case3.11 之轉子位置($\theta_e(t)$, $\hat{\theta}_e(t)$, $\bar{\theta}_e(t)$)及位置誤差($\tilde{\theta}_{e0}(t_a)$, $\tilde{\theta}_{e0}(t)$)模擬結果

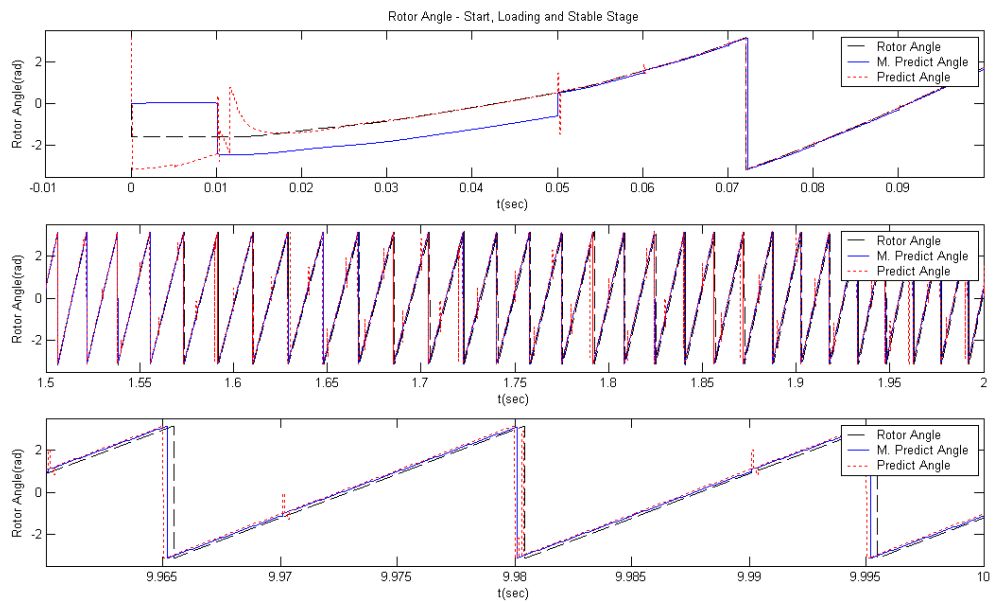


圖 A. 78 Case3.11 啟動、加載和穩定之轉子位置($\theta_e(t)$, $\hat{\theta}_e(t)$, $\bar{\theta}_e(t)$)模擬結果