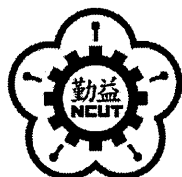


DT
448
7201
100
225291



國立勤益科技大學
電機工程系碩士班

碩士論文

以 DSP 實現馬達位置與速度之可變結構控制器
及其人機操作介面設計

The Implementation of DSP-based Variable Structure
System and Human Machine Interface Design for
Motor Position and Velocity Control

研究生：劉育璋

指導教授：賴秋庚 博士



中華民國 100 年 8 月

國立勤益科技大學圖書館



225291

國立勤益科技大學

博碩士論文全文上網授權書

(提供授權人裝訂於紙本論文書名頁之次頁用)

本授權書所授權之論文為授權人在國立勤益科技大學
電機工程系 機電控制 組 99 學年度第 二 學期取得碩士學位
之論文。

論文題目：以DSP實現馬達位置與速度之可變結構控制器及其人機
操作介面設計
指導教授：賴秋庚

■ 同意

本人具有著作權之論文全文資料，非專屬、無償授予本人畢業學校
圖書館，不限地域、時間與次數，以微縮、光碟或數位化等各種方
式重製與利用，提供讀者基於著作權法合理使用範圍內之線上檢
索、閱覽、下載及列印。

論文全文上載網路公開之範圍及時間：

校內區域網路	■ 中華民國 101 年 8 月 24 日公開
校外網際網路	■ 中華民國 101 年 8 月 24 日公開

授權人：劉育璋

簽名：劉育璋

中華民國 100 年 8 月 24 日

國家圖書館

博碩士論文電子檔案上網授權書

本授權書所授權之論文為授權人在國立勤益科技大學電機工程系
99 學年度第 二 學期取得碩士學位之論文。

論文題目：以DSP實現馬達位置與速度之可變結構控制器及其人機
操作介面設計
指導教授：賴秋庚

茲同意將授權人擁有著作權之上列論文全文（含摘要），非專屬、
無償授權國家圖書館，不限地域、時間與次數，以微縮、光碟或其
他各種數位化方式將上列論文重製，並得將數位化之上列論文及論
文電子檔以上載網路方式，提供讀者基於個人非營利性質之線上檢
索、閱覽、下載或列印。

上列論文為授權人向經濟部智慧財產局申請專利之附件或相關文件之一（專利
申請案號：_____），請於 _____ 年 _____ 月 _____ 日後再將上列論
文公開或上載網路。

因上列論文尚未正式對外發表，請於 101 年 8 月 24 日後再將上列論文公開
或上載網路。

授權人：劉育璋

親筆簽名及蓋章：劉育璋
日

民國 100 年 8 月 24

電話：_____ 傳真：_____
聯絡地址：台中市東區富榮街36號9樓
E-Mail：windqooboy@gmail.com

國立勤益科技大學
研究所碩士班
論文口試委員會審定書

本校電機工程系碩士班 劉育瑋 君

所提論文

以 DSP 實現馬達位置與速度之可變結構控制器及其人機操作
介面設計

合於碩士資格水準，業經本委員會評審認可。

論文口試委員會：

召集人：

劉文正

委員：

姚賀騰

賴秋庚

指導教授：

賴秋庚

主

任：

姚賀騰

中華民國 100 年 7 月

致謝

感謝指導教授 賴秋庚 老師，對我的提攜與教誨，在這研究所兩年的研究過程中，讓我有許多的思考學習空間，老師在旁的叮嚀與指導，也讓我克服了許多難關。而在論文口試期間，承蒙口試委員 劉文正 與 姚賀騰 教授，對我的論文耐心評閱並惠賜予我寶貴的意見，讓我能使本論文更趨完整。在此感謝曾經指導過學生的老師們。

在勤益四技大學部專題生與碩士班研究生的這段日子裡，賴老師對學生的照顧無法言語。您無論在課堂上或研究上，總是能夠讓我有更多的思考與方式去了解新的事物，面對問題老師也能夠很即時的給予我建議與經驗分享。在這段學習過程中，我不僅學習到專業相關知識，也學習了認真負責與做人處事之道讓我成長許多，在此學生感謝賴老師對於我的器重與提攜，以及不遺餘力的教導。

在此亦感謝實驗室的同學 家宏、慶豪、建昇 與學弟 仲軒、志源、守亮、宏軒、瑋男，在就學的過程中一起熬夜研究、共同討論與經驗分享的日子。在研究所的這些日子裡與你們的相輔相長，讓我成長許多，也留下了與多美好的回憶，因為你們的陪伴我的研究所生活才能如此絢麗多彩。

最後，謹以此文獻給我摯愛的家人父母親、哥哥與女友 潔瑩，因為您們的陪伴與照顧，支持鼓勵著給我走下去的力量，讓我能夠順利的完成學業，願與您們分享此刻之喜悅。謹以此文獻給所有幫助過我的人。

劉育瑋 謹誌於
勤益科技大學
電機工程系碩士班
2011 年 8 月

以 DSP 實現馬達位置與速度之可變結構控制器 及其人機操作介面設計

學生：劉育璋

指導教授：賴秋庚博士

國立勤益科技大學電機工程系碩士班

摘要

本文利用德州儀器公司(Texas Instruments, TI)所生產之編號 TMS320F2808 數位訊號處理器(Digital Signal Processor, DSP)進行控制器之硬體實現設計。並透過 C 語言程式撰寫以及週邊硬體電路設計，實現全不變性可變結構控制(Totally Invariant Variable Structure Control, TIVSC)之永磁同步電動機(Permanent Magnet Synchronous Motors, PMSM)位置與速度控制。此控制理論設計結合典型狀態回授控制與可變結構控制(Variable Structure Control, VSC)之優點，包括：

1. 採用狀態回授控制概念，具有極點指定之方便性。
2. 採用可變結構控制，使系統具有足夠的強健性。

透過實驗驗證，包括系統加入負載，或者是考量控制系統參數不確定，都能有良好的控制效果。本設計並與線性平方法(Linear Quadratic Regulator, LQR)最佳控制器以及改良型線性平方法(Modified Linear Quadratic Regulator, MLQR)最佳控制器做比較，來顯示其性能之強健性。

本文亦使用圖形化程式語言(Laboratory Virtual Instrument Engineering Workbench, LabVIEW)開發人機介面(Human Machine Interface, HMI)，並透過 RS232 串列通訊介面與 DSP 控制器做控制參

數以及系統資料互傳。透過人機介面的實現，使用者可更容易、正確、迅速的下達控制器參數，並且人機介面可同時回傳控制變數資料，更新控制器的狀態顯示在人機介面上，即時顯示受控馬達的相關資訊。



The Implementation of DSP-based Variable Structure System and Human Machine Interface Design for Motor Position and Velocity Control

Student : Yu-Wei Liu

Advisor : Dr. Chiu-Keng Lai

Institute of Electrical Engineering
National Chin-Yi University of Technology

ABSTRACT

In the thesis, using the TMS320F2808 digital signal processor (DSP) produced by Texas Instruments (TI) to the realization of position and velocity control is the main theme to be discussed. F2808 DSP is with the 32-bit fixed-point CPU, and has a variety of built-in control functions and interfaces for the users to adopt them to deal with their control problems. Also, a robust controller which is designed by employing Variable Structure Control (VSC) is presented for a Permanent Magnet Synchronous Motor (PMSM) position/velocity control system with load and uncertainties, and the control results are compared with two known control structures, Linear Quadratic Regulator (LQR) and Modified Linear Quadratic Regulator (MLQR), to show its performance and robustness. The simulations for all the control types are executed under the Matlab/Simulink system, and practical experiments and results are processed by the LabVIEW-based Human Machine Interface (HMI). Both the simulation and experimental results show that the performances with the VSC controller are guaranteed.

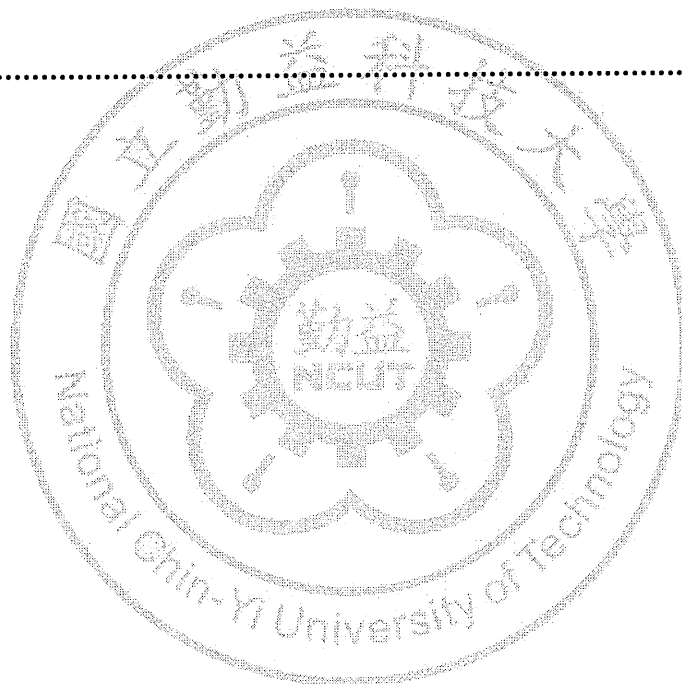
目錄

中文摘要	I
英文摘要	III
目錄	IV
圖目錄	VIII
表目錄	XIII
第一章 序論	1
1.1 前言	1
1.2 研究動機與方法	5
1.3 論文架構	6
第二章 交流同步馬達與馬達數學模型	8
2.1 前言	8
2.2 永磁同步馬達數學模型	9
2.3 永磁同步馬達規格與驅動器	13
2.4 受控系統參數判別	17
第三章 數位訊號處理器及其介面電路設計	22

3.1 前言	22
3.2 TMS320F2808 特性簡介	24
3.2.1 32-Bit CPU 計時器	27
3.2.2 ADC 類比轉數位模組	28
3.2.3 中斷	29
3.2.4 QEP 正交脈衝編碼	29
3.2.5 SCI 非同步串列通訊	31
3.2.4 SPI 同步串列通訊	32
3.3 DSP 控制發展板	33
3.4 LabVIEW 人機介面設計	33
3.4.1 設計理念	33
3.4.1 人機介面功能介紹	35
3.5 DSP 控制發展板驗證實驗	37
3.5.1 周邊電路設計	37
3.5.2 ADC 與 DAC 實驗	38
3.5.3 PI controller 實驗	40
3.5.4 PI 控制器實驗結論	41

第四章 控制器設計	45
4.1 前言	45
4.2 LQR 控制器	46
4.3 Modified LQR 控制器	48
4.4 加權矩陣的選擇	50
4.5 全不變性可變結構控制	51
第五章 模擬分析與實作驗證	56
5.1 人機介面設計	56
5.1.1 參數輸入視窗	56
5.1.2 串列通訊協定	57
5.1.3 數據視窗	57
5.2 系統模擬	60
5.2.1 系統模型建立	60
5.2.2 外加負載模擬	62
5.3 DSP 位置控制器模擬與實作分析	68
5.3.1 空載模擬與實作	69
5.3.2 加載實驗實作(改變摩擦係數)	70

5.3.3 加載實驗實作(改變慣量模式).....	71
5.4 模擬與實作結論.....	85
第六章 結論與未來研究方向.....	87
6.1 結論.....	87
6.2 未來展望.....	88
參考文獻.....	90



圖目錄

圖 2.1 交流同步馬達 $d-q$ 軸等效電路.....	9
圖 2.2 永磁同步馬達交連耦合時之控制方塊圖.....	12
圖 2.3 解耦合並簡化之永磁同步馬達控制方塊圖.....	13
圖 2.4 MSDA083A1A 驅動器配置圖	15
圖 2.5 MSMA082A 750W 交流伺服馬達外觀圖.....	15
圖 2.6 CN I/F 轉矩控制模式配線圖	16
圖 2.7 永磁同步馬達控制系統方塊圖.....	17
圖 2.8 正弦穩態響應實驗平台.....	19
圖 2.9 正弦穩態響應實驗.....	21
圖 3.1 C28X 核心架構與周邊功能.....	23
圖 3.2 TMS320C2000 系列 DSP 性能.....	24
圖 3.3 F2808 結構方塊圖.....	26
圖 3.4 32 位元 CPU 計時器電路方塊圖.....	27
圖 3.5 32 位元 CPU 計時器中斷控制結構方塊圖.....	27
圖 3.6 ADC 內部模組功能.....	29

圖 3.7 QEP 介面架構圖	30
圖 3.8 SCI 介面架構圖.....	31
圖 3.9 SCI 資料形式.....	31
圖 3.10 SPI 介面架構	32
圖 3.11 DSP F2808 發展板實體圖	34
圖 3.12 DSP F2808 IC 轉接板.....	34
圖 3.13 發展板功能區塊圖.....	34
圖 3.14 人機介面主畫面.....	36
圖 3.15 速度控制迴路.....	36
圖 3.16 位置控制迴路.....	36
圖 3.17 周邊轉換電路.....	38
圖 3.18 ADC 與 DAC 實驗.....	39
圖 3.19 SPI 通訊資料時序圖	39
圖 3.20 SPI 通訊中斷控制時序圖	39
圖 3.21 PI controller 實驗平台架構.....	41
圖 3.22 速度控制迴路命令±500 rpm 模擬	42
圖 3.23 速度控制迴路命令±500 rpm 實作，示波器儲存畫面	42

圖 3.24 速度控制迴路命令 $\pm 500 \text{ rpm}$ 實作，經 Matlab 濾波後	43
圖 3.25 位置控制迴路命令 6.28 rad 模擬	43
圖 3.26 位置控制迴路命令 6.28 rad 實作，示波器儲存畫面	44
圖 3.27 位置控制迴路命令 6.28 rad 實作，經 Matlab 濾波後	44
圖 4.1 基於 LQR 控制器系統方塊圖	49
圖 4.2 Modified LQR 方塊圖	49
圖 5.1 DSP 位置控制器之人機介面主畫面	58
圖 5.2 參數輸入介面	58
圖 5.3 數據繪圖視窗	59
圖 5.4 $T_L=1$ 之位置響應圖	63
圖 5.5 $T_L=1$ 之速度響應圖	63
圖 5.6 $T_L=1$ 之控制器輸出電壓	64
圖 5.7 $T_L=2$ 之位置響應圖	64
圖 5.8 $T_L=2$ 之速度響應圖	65
圖 5.9 $T_L=2$ 之控制器輸出電壓	65
圖 5.10 $T_L=3$ 之位置響應圖	66
圖 5.11 $T_L=3$ 之速度響應圖	66

圖 5.12 $T_L=3$ 之控制器輸出電壓.....	67
圖 5.13 實驗平台架構圖.....	68
圖 5.14 永磁同步馬達實驗平台.....	69
圖 5.15 LQR 法模擬綜合響應圖.....	72
圖 5.16 LQR 法實作綜合響應圖.....	72
圖 5.17 MLQR 法模擬綜合響應圖.....	73
圖 5.18 MLQR 法實作綜合響應圖.....	73
圖 5.19 TIVSC 法模擬綜合響應圖.....	74
圖 5.20 TIVSC 法實作綜合響應圖.....	74
圖 5.21 摩擦力為 $1\text{ kg}\cdot\text{m}$ 下之 LQR 法控制器輸出與馬達響應圖.....	75
圖 5.22 摩擦力為 $1\text{ kg}\cdot\text{m}$ 下之 MLQR 法控制器輸出與馬達響應圖.....	76
圖 5.23 摩擦力為 $1\text{ kg}\cdot\text{m}$ 下之 TIVSC 法控制器輸出與馬達響應圖.....	77
圖 5.24 平均方式排列惰輪上的砝碼示意圖.....	78
圖 5.25 非平均方式排列惰輪上的砝碼示意圖.....	78
圖 5.26 平均方式排列下之 LQR 法控制器輸出與馬達響應圖.....	79
圖 5.27 平均方式排列下之 MLQR 法控制器輸出與馬達響應圖.....	80
圖 5.28 平均方式排列下之 TIVSC 法控制器輸出與馬達響應圖.....	81

圖 5.29 非平均方式排列下之 LQR 法控制器輸出與馬達響應圖82

圖 5.30 非平均方式排列下之 MLQR 法控制器輸出與馬達響應圖83

圖 5.31 非平均方式排列下之 TIVSC 法控制器輸出與馬達響應圖84



表目錄

表 2.1 Panasonic AC Servo Motor Driver	14
表 2.2 正弦穩態響應之馬達控制系統參數.....	20
表 5.1 三種控制器之回授增益參數比較表.....	67
表 5.2 直流負載箱(扭力/激磁電流)曲線表.....	71



第一章 序論

1.1 前言

數位信號處理(Digital Signal Processing, DSP)是將現實生活中的類比信號轉換為數位信號，並經由數位方式處理的過程。數位信號經處理後，可再將結果經由數位轉類比的過程(Digital to Analog, D/A)，重新變成類比信號。於數位信號處理時為了滿足系統具有高運算速度，將難以兼顧耗電量低與價格便宜等需求，因此數位信號處理器(Digital Signal Processing, DSP)便應運而生。

數位信號處理器是以數位化型式處理大量信號的元件，它不僅具有可編程性(Programmable)，且實際運算速度可達每秒千萬條指令。一般 DSP 應用場合皆需要有極高的即時性(Real Time)，如視訊通話時，若處理器運算速度慢，影像畫面將會不連續而造成影像延遲。在 DSP 出現前，數位信號處理只依靠微處理器(Micro Processor Unit, MPU)來完成，但 MPU 較低的處理速度無法滿足高速數據處理之需求。近年來，優越的 DSP 晶片不僅在通信、計算機領域大顯身手，且在積體電路(Integrated Circuit, IC)製程成本逐漸降低下，DSP 正逐步的取代高速的 MCU，成為消費性電子的新寵。

由於近年來電力電子技術的突破，交流馬達在工業的需求上漸漸取代直流馬達，而交流馬達又以感應馬達與永磁同步馬達為主。感應馬達在構造上分為轉子與定子兩部分，透過定子產生的旋轉磁場與轉子繞組的相對運動，轉子繞組切割磁感線產生感應電動勢，從而使轉子繞組中產生感應電流。轉子繞組中的感應電流與磁場作用，產生電磁轉矩使轉子旋轉，但感應馬達存在著轉子與定子之間的滑差問題。

永磁同步馬達在結構上與感應馬達相似，然而永磁同步馬達轉子電樞構造為永久磁鐵，進而取代感應馬達的感應線圈電樞，所以轉子角速度與定子電氣角頻率同步，解決了感應馬達的滑差問題。兩種馬達在構造上也有所不同，永磁同步馬達可達到體積小、高效率、高轉矩且轉矩漣波小等優點[1-2]。隨著科技的進步，如高精定位、定速/變速的系統需求，因此在精密控制領域伺服馬達比感應馬達在科技產業界上扮演著更為重要的角色，以至於實現高性能伺服馬達運動控制器成為趨勢。

從古典控制理論至現代控制理論的發展過程，可分類為三個階段。第一個階段為 20 世紀初期至 50 年代，在這段時間古典控制理論的發展趨於成熟；第二階段為 20 世紀 50 年代中期，以線性代數的數學基礎，迅速興起的空間技術發展而來的現代控制理論；第三階段為 60 年代中期即已萌芽，在發展過程中結合了人工智慧、自動控制、模糊數學、資訊理論等多學科的新成果，並在這些基礎上形成的智慧控制理論。新的控制原理，以解決如把火箭或人造衛星等航太設施，用最少燃料或最短時間準確地發射到預定軌道這類的控制問題。而這類控制問題十分複雜，若採用古典控制理論則難以解決。

古典控制理論是用於小範圍的操作，但在實際的物理系統上，大部分的系統都具有非線性的特性，如摩擦力、磁滯現象、飽和效應等[3]。這些現象只能部分的線性化，使系統失去了全域的特性。古典控制對於系統的不確定因素的處理能力也較為弱勢，若將古典控制理論應用在其上面，所付出的代價往往比使用非線性控制器還來的高。從非線性控制理論分析下，可看到系統的全域特性，故古典控制理論所設計出的控制器，已無法滿足如快速、穩定、準確等條件的科技需求。

在現代控制理論中，對控制系統的分析 and 設計主要是通過對系統的狀態變量描述來進行的，基本的控制方式是以時域方法呈現。而現代控制理論比古典控制理論所能處理的控制問題要廣泛得多，其中包括線性系統和非線性系統、非時變系統和時變系統，單變量系統和多變量系統。現代控制理論所採用的方法和計算方式也更適合於在數位訊號處理器上進行。現代控制理論所包含的內容十分廣泛，主要的方面有：線性系統理論、非線性系統理論、最佳化控制理論、隨機控制理論與適應控制理論等。

線性系統理論是現代控制理論中最為基礎且也較為成熟的分支，主要著重於研究線性系統中的狀態控制與觀測問題，其狀態空間法為基本的處理方式。非線性系統理論則尚不完善，研究領域主要侷限於系統運動穩定性、雙線性系統的控制與觀測問題、非線性反饋問題等。最佳化控制理論，主要研究受控系統在指定性能指標，實現最佳化时的控制規律。而在最佳化控制理論中，用於綜合最佳控制系統的主要方法有最大值原理和動態規劃，而最佳化控制理論的研究範圍正在不斷擴大，如大系統的最佳化控制、分佈參數系統的最佳化控制等。隨機控制理論的主要組成部分是隨機最佳化控制，這類隨機控制問題的計算方式，有賴於動態規劃的概念與方法[3]。

可變結構系統(Variable Structure System, VSS)是一種很特殊的控制系統，與傳統控制系統不同為允許受控系統之結構在暫態過程中可改變，使整個受控系統之特性得結合不同結構的固有特徵，以獲得良好的動態及靜態響應。其控制法則，當系統相平面(Phase Plane)上之代表點(Representative Point)移動橫過某一固定曲面(Hyper Surface)時，控制系統之結構隨即改變。曲面型式依照各系統特性而定，當橫過曲面

時，即表示系統被設計在滑動模式(Sliding Mode)，系統之結構以無限頻率作變化，而代表點沿一交換線(Switching Line)趨近原點。當工作在滑動模式時，系統之工作特性可較不受系統參數變化與外在干擾所影響，且系統具有較快的響應速動與較好的暫態響應[4]。

本文針對控制器所建構的人機介面，開發軟體是美商國家儀器股份有限公司(National Instruments, NI)所開發的 Laboratory Virtual Instrument Engineering Workbench (LabVIEW)，軟體不同於傳統的 C、basic 等條列式的程式語言，LabVIEW 提供圖控程式編輯發展環境，它是以 G 程式編輯語言為基礎來進行資料擷取和控制、資料分析以及資料展現。即指令多數是看見其圖形便可知其用途。也因如此，相較於其它的語言較為容易著手學習 [5-6]。不僅僅如此，LabVIEW 亦具有強而有力的功能，包括資料擷取(DAQ)、資料分析與結果呈現等功能的應用。正如其名，起初 LabVIEW 被廣泛的應用在實驗室中，如今更被利用於開發虛擬儀器設備的實現。相較於高花費的設備儀器上，LabVIEW 有著便宜且設計簡單的優勢，廣泛的應用不勝枚舉 [7-15]。

因 DSP 程式設計需透過 Code Composer Studio 3.3 (CCS 3.3) 的 C 語言程式編寫，實驗時若需改變控制器參數，則必須透過編譯軟體重新寫入，於是吾人利用 LabVIEW 開發人機介面，以便於程式的運行。本文同時針對 LQR (Linear Quadratic Regulator, LQR)、MLQR (Modified Linear Quadratic Regulator, LQR) 與 TIVSC (Totally Invariant Variable Structure Control, TIVSC) 設計人機介面，可即時的改變控制器的參數與即時監控控制器的狀態。經由 DSP 控制器的儲存空間，可由人機介面顯示暫態響應的過程。對於控制器的開發與設計，有著正面的幫助，且可提升實驗的效率。

1.2 研究動機與方法

早期，交流馬達由於馬達數學模型複雜，以至於控制上也相對於較為困難。直到 70 年代開始，交流馬達向量控制理論陸續被提出，使得交流馬達可經由座標轉換技巧，使原本非線性且耦合的交流馬達數學模型能夠轉換為簡單的二維垂直座標系統，即同步旋轉座標 $d-q$ 軸，使得馬達數學模型得以簡化至如直流馬達。

交流馬達驅動器的發展中，以換流器(Inverter)為其重點，換流器是一種將直流電壓，經由功率開關元件轉換為交流電壓的裝置。功率開關元件從早期的 BJT、MOSFET，至現今的 IGBT、智慧型功率模組(Intelligent Power Module, IPM)等。這些元件對換流器電路有相當大的改善，如耐壓、耐流、溫度以及切換損失等，並且也加快了開關的切換頻率。換流器的切換技術，也從先前的六步方波切換、正弦脈波調變(SPWM)到現今的空間向量脈波調變(SVPWM)。

有鑑於換流器的發展，在此領域上許多產業投入開發，許多交流馬達驅動器也因應而生，而控制理論上的進步與提升也成為了發展的重點。由於微處理器的進步，全數位化的交流伺服馬達控制系統成為發展趨勢。馬達的精密定位、定速或者變速控制的要求提升，以至於實現高性能的伺服馬達運動控制器，勢必透過高運算能力的晶片來達成[1]。而目前單晶片微處理器又以 DSP 最具代表性，本文以 TI TMS320F2808 DSP 為核心，並利用 Code Composer Studio 3.3 (CCS 3.3) 的 C 語言程式編寫，並把程式燒錄至 DSP 中，達到伺服馬達控制系統之設計目標[16-17]。

在控制器的控制理論部分，本文以全不變性可變結構控制系統(TIVSC) [18]作為主要的控制器設計方法，並與線性平方法(LQR)、改良型線性平方法(MLQR)[19-20]做比較。可變結構控制系統中，運作的過程可分為兩個階段：第一階段為迫近過程，其運動軌跡皆在切換面之外，並在有限時間內達到切換面；第二階段為順滑模態，其運動軌跡將在切換面之順滑模態區之內。通常設計可變結構控制器時，都會預先決定切換面，使其系統運動軌跡在順滑模態時達到設計的性質。接著會決定控制法則，使其系統運動軌跡在有限的時間內達到切換面，產生順滑模態。

本文所應用之控制法則，先以 Matlab/Simulink 分析模擬控制器設計性能，再以 DSP 控制器實驗證實之。

1.3 論文架構：

本論文主要分為六個章節，各章節內容如下：

第一章：緒論：敘述本論文之研究背景、動機與目的、文獻回顧與論文架構等。

第二章：馬達動態模型推導：敘述永磁式同步馬達(Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM)特性、PMSM 數學模型，馬達與驅動器規格及控制系統參數判別等。

第三章：數位訊號處理器及其介面電路設計：敘述 TI DSP 發展現況、TMS320F2808 特性、DSP 發展板功能、周邊功能電路及人機介面設計。

第四章：位置控制器設計：介紹 LQR 設計法、Modified LQR 設計法與 TIVSC 設計法等三種位置控制器的設計，設計皆架構在系統以狀態空間表示下的動態系統方程式。

第五章：模擬分析與實作驗證：詳述使用 MATLAB 做位置與速度控制系統的模擬設計，並以 DSP-based 控制系統進行實際驗證。

第六章：結論與未來研究方向：總結論文成果，檢討與建議未來之研究方向。



第二章 馬達動態模型推導

為了驗證本論文所提出的控制系統、人機介面與 DSP-based 控制器，吾人利用永磁式交流同步馬達(Permanent Magnet Synchronous Motors, PMSM)來做為受控系統。本章將介紹 PMSM 動態數學模型之建構，以及松下電機(Panasonic)所生產的永磁式交流伺服馬達與驅動器規格。此外並透過弦波穩態響應法求得受控馬達系統數學模型以建構位置/速度控制系統。

2.1 前言

馬達依照輸入的電源不同，可分為直流馬達與交流馬達兩大類。1980 年代前直流馬達是產業界可變轉速應用的主要選擇，原因是直流馬達可控速、定位性佳，只需控制其電樞電流與磁通即可控制轉速。但直流馬達在結構上仍有許多缺點，例如電刷耗損、輸入電源需換相等問題使得電刷常需更換，且換相期間易造火花產生與線圈過熱現象而需考慮散熱等缺點。

因此，使用交流馬達可解決電刷、換相以及散熱等問題，但相對的必須使用較複雜的控制技術來控制馬達的速度與位置。然而現今 IC 產業及半導體產業的進步，使微處理器晶片的功能越來越多元，再加上功率開關元件切換速度的提升與切換損失下降，以及在 70 年代初期交流馬達向量控制理論提出，使交流馬達之控制可有等同於直流馬達的控制方式與效果。傳統交流馬達主要包括有感應馬達(Induction Motor, IM)和永磁式交流同步馬達等。感應馬達雖然結構簡單、價格便宜，但因為其轉子會感應電流而產生銅損，故效率會降低，散熱也較困難。此外，在間接磁場導向控制下，其滑差問題會導致磁軸估測不

易，且其滑差角度的計算與轉子電阻有關，而轉子的電阻也容易受溫度影響而改變，增加了向量控制器設計難度。而永磁式同步馬達由於轉子是高磁性材料，又因為馬達磁軸與轉軸同一位置，故沒有滑差，控制上較感應馬達容易。

2.2 永磁同步馬達數學模型

交流同步馬達等效電路如圖 2.1 所示，其中電壓方程式參考座標位於同步旋轉座標上[1]。

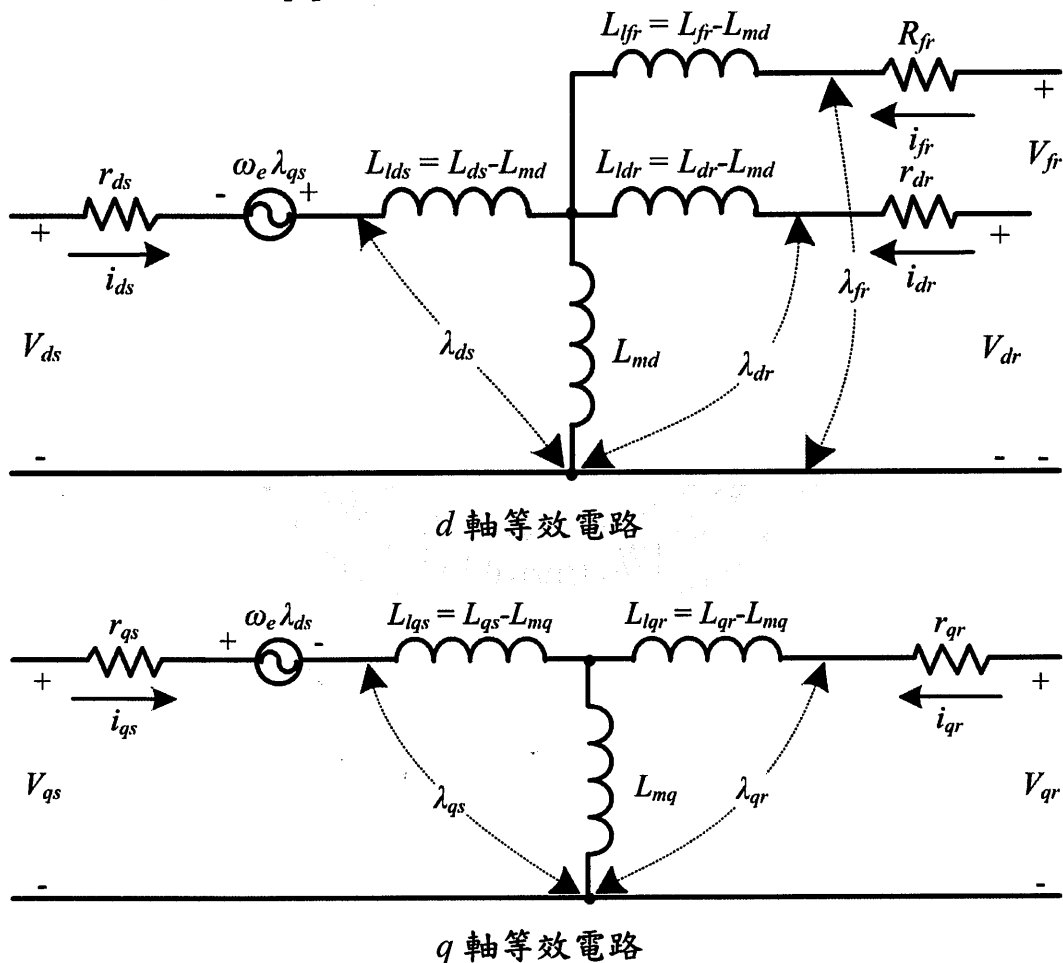


圖 2.1 交流同步馬達 d - q 軸等效電路

如圖 2.1 所示，交流同步馬達在 d - q 軸模式下之等效電路，其中 L_{lqs} 為 q 軸定子漏電感； L_{lds} 為 d 軸定子漏電感； L_{lqr} 為 q 軸轉子漏電感； L_{ldr} 為 d 軸轉子漏電感； L_{lfr} 為轉子磁場漏電感； L_{fr} 為轉子磁場電感； V_{fr} 為轉子磁場電壓； R_{fr} 為轉子磁場電阻； i_{fr} 為轉子磁場電流； λ_{fr} 為轉子磁場磁通； V_{ds} ， V_{qs} ：為 d - q 軸定子電壓； V_{dr} ， V_{qr} ：為 d - q 軸轉子電壓； i_{ds} ， i_{qs} 為 d - q 軸定子電流； i_{dr} ， i_{qr} ：為 d - q 軸轉子電流； r_{ds} ， r_{qs} 為 d - q 軸定子電阻； r_{dr} ， r_{qr} 為 d - q 軸轉子電阻； L_{ds} ， L_{qs} ：為 d - q 軸定子電感； L_{dr} ， L_{qr} ：為 d - q 軸轉子電感； L_{md} ， L_{mq} ：為 d - q 軸定子互感； λ_{ds} ， λ_{qs} ：為 d - q 軸定子磁通； λ_{qr} 為 d - q 軸轉子磁通；其 d - q 軸等效電路的轉子與定子電壓方程式如下：

$$V_{qs} = r_{qs} i_{qs} + \frac{d\lambda_{qs}}{dt} + \omega_e \lambda_{ds} \quad (2.1)$$

$$V_{ds} = r_{ds} i_{ds} + \frac{d\lambda_{ds}}{dt} - \omega_e \lambda_{qs} \quad (2.2)$$

$$V_{qr} = r_{qr} i_{qr} + \frac{d\lambda_{qr}}{dt} \quad (2.3)$$

$$V_{dr} = r_{dr} i_{dr} + \frac{d\lambda_{dr}}{dt} \quad (2.4)$$

$$V_{fr} = R_{fr} i_{fr} + \frac{d\lambda_{fr}}{dt} \quad (2.5)$$

$$\lambda_{qs} = L_{qs} i_{qs} \quad (2.6)$$

$$\lambda_{ds} = L_{ds} i_{ds} + L_{md} (i_{fr} + i_{dr}) \quad (2.7)$$

將式(2.6)~(2.7)代入式(2.1)~(2.5)，由於轉子以同步轉速旋轉，故 V_{qr} 與 V_{dr} 可令為 0，經整理後以矩陣方式表示如下：

$$\begin{bmatrix} V_{qs} \\ V_{ds} \\ 0 \\ 0 \\ V_{fs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_{qs} + sL_{qs} & \omega_e L_{ds} & sL_{mq} & \omega_e L_{md} & \omega_e L_{md} \\ -\omega_e L_{qs} & r_{ds} + sL_{ds} & -\omega_e L_{mq} & sL_{md} & sL_{md} \\ sL_{mq} & 0 & r_{qr} + sL_{qs} & 0 & 0 \\ 0 & sL_{md} & 0 & r_{dr} + sL_{dr} & sL_{md} \\ 0 & sL_{md} & 0 & sL_{md} & r_{fr} + sL_{fr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{qr} \\ i_{dr} \\ i_{fr} \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

s 為微分運算子，表示 d/dt 。而在 PMSM，轉子磁極與 d 軸重疊，且 $i_{qr} = i_{dr} = 0$ 、 $L_{md}i_{fr} = \lambda_f$ 、 $di_{fr}/dt = 0$ ，故可將式(2.8)整理如下式：

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_{qs}}{L_{qs}} & -\omega_e \frac{L_{ds}}{L_{qs}} \\ \omega_e \frac{L_{qs}}{L_{ds}} & -\frac{r_{ds}}{L_{ds}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{qs} - \omega_e \lambda_f / L_{qs} \\ V_{ds} / L_{ds} \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

由 d 軸磁通與 q 軸電流所產生的電磁轉矩可表示如下式：

$$T_e = \frac{3P}{2} \frac{1}{2} (\lambda_{ds} i_{qs} - \lambda_{qs} i_{ds}) \quad (2.10)$$

將轉子與定子磁通方程式(2.6)、(2.7)代入式(2.10)中，可得

$$T_e = \frac{3P}{2} \frac{1}{2} [L_{md}(i_{fr} + i_{dr})i_{qs} + (L_{ds} - L_{qs})i_{ds}i_{qs}] \quad (2.11)$$

在式(2.11)中，PMSM 磁極與 d 軸重疊，且 $L_{qs} = L_{ds}$ ，因此電磁轉矩方程式可簡化如下：

$$T_e = \frac{3P}{2} \frac{1}{2} \lambda_f i_{qs} \quad (2.12)$$

其中 $\frac{3P}{2} \lambda_f$ 為常數，以 K_t 取代，則式(2.12)可表示如下：

$$T_e = K_t i_{qs} \quad (2.13)$$

考慮負載後可得馬達機械動態方程式如式(2.14)：

$$T_e - T_L = J_m \frac{d\omega_m}{dt} + B_m \omega_m \quad (2.14)$$

其中 J_m 為馬達慣量、 B_m 為馬達摩擦係數，結合式(2.9)、(2.13)及(2.14)可繪出如圖 2.2 之 PMSM 於交連耦合時之控制方塊圖。

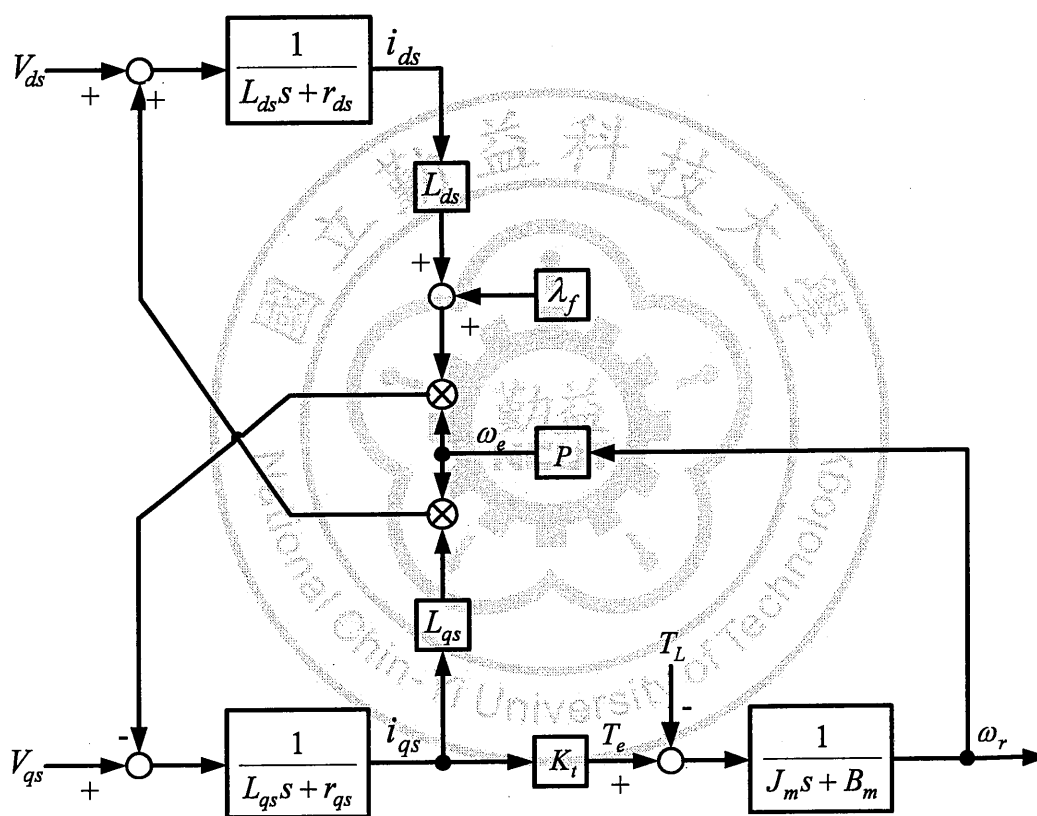


圖 2.2 永磁同步馬達交連耦合時之控制方塊圖

由式(2.13)與(2.14)，在 PMSM 時，可令 i_{qs}^* 為 q 軸電流命令，此時轉矩與轉速可由 i_{qs}^* 來控制，簡化的永磁同步馬達控制方塊圖如圖 2.3 所示。而永磁同步馬達之轉移函數 $H(s)$ 可表示為式(2.15)：

$$H(s) = \frac{\omega_m(s)}{i_{qs}^*(s)} = \frac{K_t}{J_m s + B_m} \quad (2.15)$$

由式(2.13)可得對應速度的轉移函數 $H_v(s)$:

$$H_v(s) = \frac{\omega_m(s)}{T_e(s)} = \frac{1}{J_m s + B_m} \Big|_{T_L=0} \quad (2.16)$$

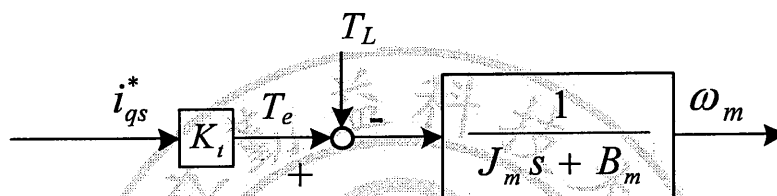


圖 2.3 解耦合並簡化之永磁同步馬達控制方塊圖

2.3 永磁同步馬達規格與驅動器 [21]

本論文所使用的永磁同步馬達與驅動器是選用松下電機 (Panasonic) 所生產的 MSDA083A1A 驅動器與 MSMA082A 交流伺服馬達，詳細規格如表 2.1 所示，驅動器與交流伺服馬達配置與外觀則如圖 2.4 與 2.5 所示。

Panasonic 所生產之 MSDA083A1A 驅動器，有完善的控制架構與功能，如控制模式的選擇(分為位置/速度/轉矩控制模式)、RS232/RS485 通訊介面、內置 PI 控制器(僅限速度/位置控制模式)、驅動器極限設置(可避免直線驅動時，過度的前進導致機械損毀)、速度監視視窗、轉矩監視視窗、脈波輸入模式與多種保護機能(控制電源電壓不足/過電壓保護/欠電壓保護/過電流保護/過熱保護/過負載保護/回生負載保護/過速度保護)等。

表 2.1 Panasonic AC Servo Motor Driver [21]

驅動器機種名稱		驅動器框		通用馬達			
MSDA3A3A1A	Type 1	MSMA3AZA	200V	30W	3000r/min	Incremental 2500P/r 11 wires	
MSDA013A1A	Type 1	MSMA012A	200V	100W			
MSDA043A1A	Type 2	MSMA042A	200V	400W			

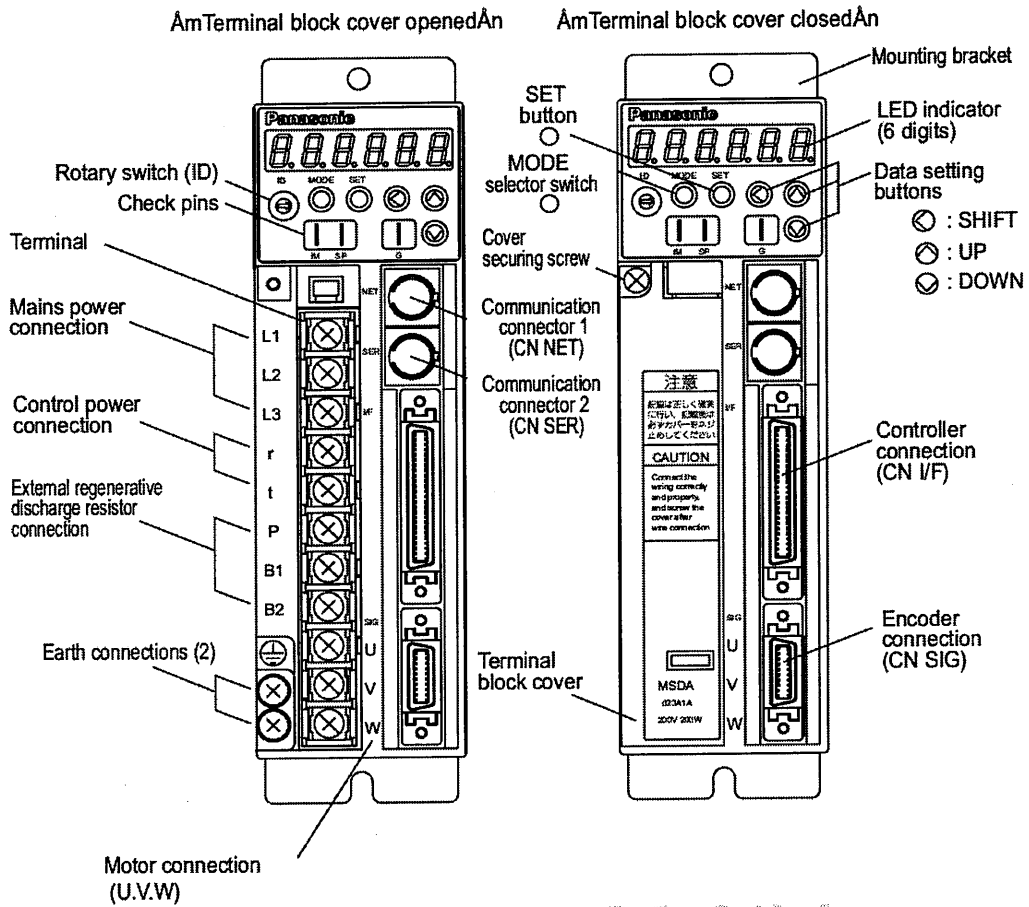


圖 2.4 MSDA083A1A 驅動器配置圖[21]

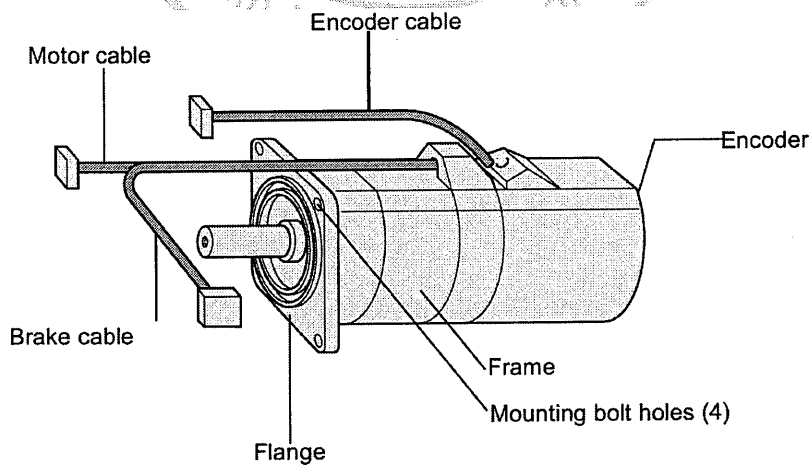


圖 2.5 MSMA082A 750W 交流伺服馬達外觀圖[21]

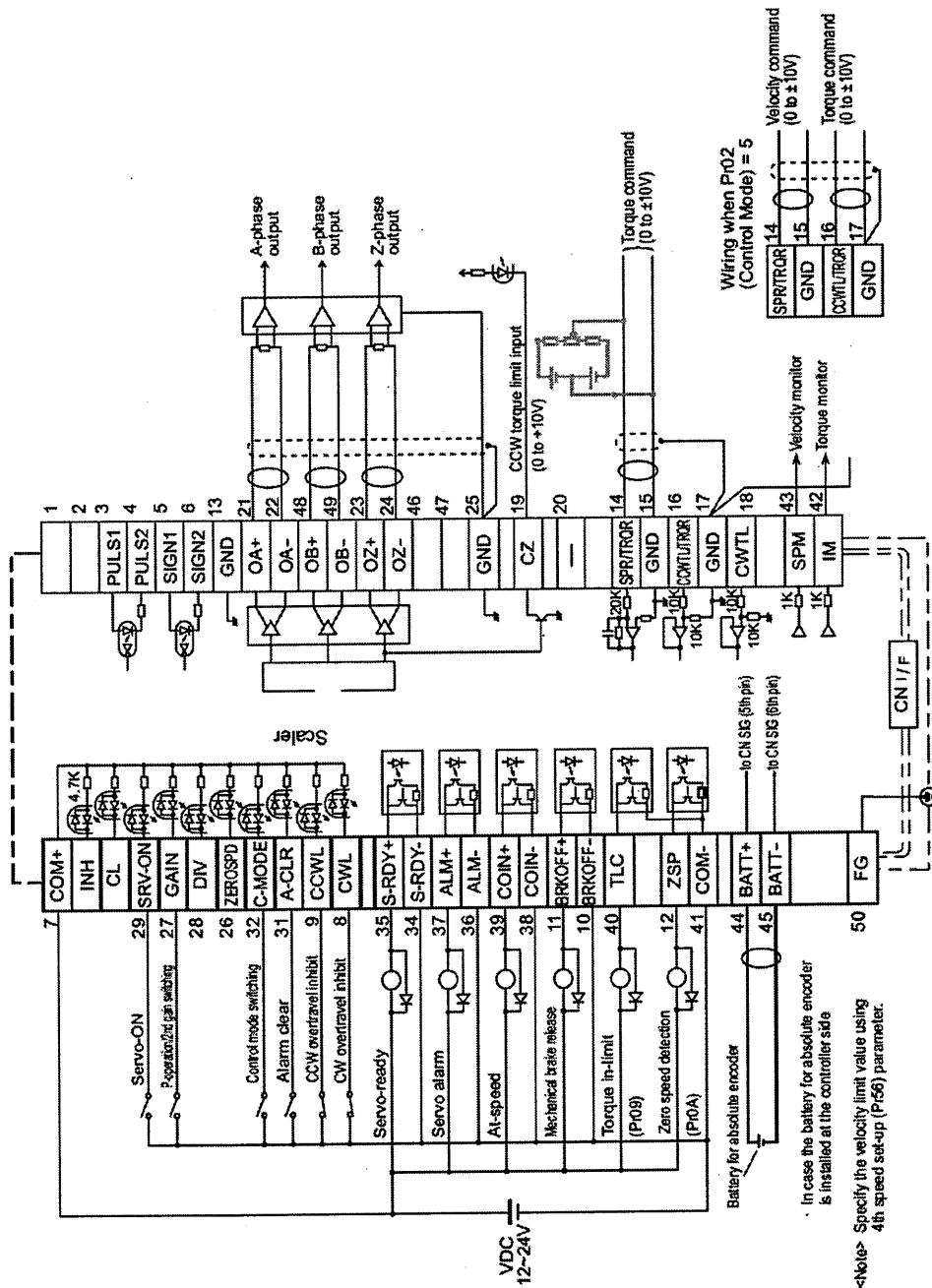


圖 2.6 CN I/F 轉矩控制模式配線圖[21]

本論文所建構之系統，其中驅動器設定為轉矩控制模式，並在硬體電路設計上，吾人為配合驅動器之命令輸入規格，設計一周邊電路(於 3.5 節介紹)與 MSDA083A1A 驅動器連結，並搭配圖 2.6 之 CNI/F 轉矩控制模式配線圖，完成系統硬體架構。控制應用時是透過 DSP 控制器產生電流控制命令，並經由編碼器獲得轉子位置與轉速。在負載設定上，可透過外加的負載箱增加系統負載，以及在聯軸器上加入數目不等的法碼來改變轉子慣量，以求實驗驗證控制器性能。永磁同步馬達控制系統方塊，如圖 2.7 所示。

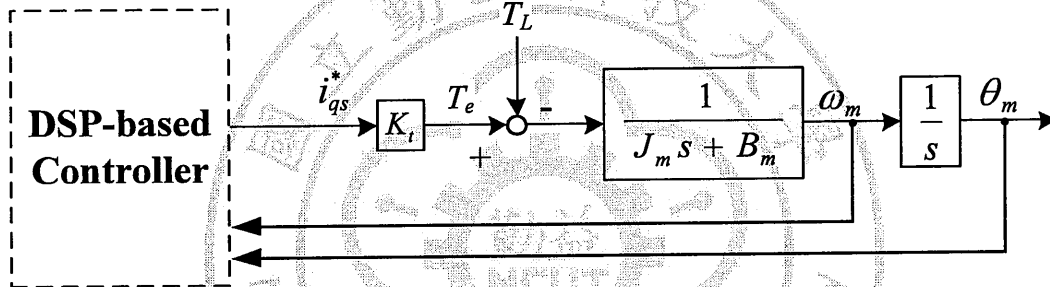


圖 2.7 永磁同步馬達控制系統方塊圖

2.4 受控系統參數判別

本節將介紹透過正弦穩態響應法求得馬達控制系統參數。延續 2.2 節式(2.15)之系統轉移函數 $H(s)$ ，考慮系統的轉動慣量與阻尼係數可表示如式(2.17)：

$$H(s) = \frac{K_T}{J_m s + B_m} = \frac{K_T / J_m}{s + B_m / J_m} = \frac{b}{s + a} \quad (2.17)$$

其中 $a = B_m / J_m$ ， $b = K_T / J_m$ 。吾人必須先確認系統之轉移函數，才得以進行 PI 控制器與其他控制器之設計與實現。經由任意波形產生器，輸入一正弦信號作為 MSDA083A1A 驅動器轉矩模式下之電流命令，並

經由驅動器上的速度監控視窗來量測系統之速度穩態響應，其實驗平台如圖 2.8 所示。接著，觀察線性系統的正弦穩態響應[22]，在速度模式下，馬達系統可視為一階系統如式(2.17)，系統之開迴路直流增益實驗，如圖 2.9 所示。

依圖 2.9 實驗為例，當系統輸出之速度響應，落後輸入轉矩命令 45° 時，輸入頻率為 0.019Hz 、輸入峰值電壓為 1.2V ，輸入之正弦波可表示為 $r(t) = 1.2\cos(\omega t)$ ，此時輸出峰值電壓為 4.8V ，馬達速度響應表示為 $y(t) = 4.8\cos(\omega t - \pi/4)$ 。可由下述 3 步驟取得系統參數：

1. 令 $s = j\omega$ ，式(2.17) 可改寫為式(2.18)。

$$H(j\omega) = \left| \frac{b}{\sqrt{a^2 + \omega^2}} \right| \angle \tan^{-1} \frac{\omega}{a} \quad (2.18)$$

2. 令 $\omega = a$ ，式(2.18)可改寫為式(2.19)。

$$H(ja) = \left| \frac{b}{\sqrt{a^2 + a^2}} \right| \angle -45^\circ \quad (2.19)$$

當輸出響應落後輸入命令 $1/8$ 週期時，即表示相移 45° 。此時頻率 ω_{-3dB} 可表示為系統頻寬頻率，即 $a = \omega_{-3dB} = 2\pi f_{-3dB}$ 。

3. 系統參數 b 正比馬達系統增益，由式(2.19)，令 $a = \omega_{-3dB} = 2\pi f_{-3dB}$ ，可表示為式(2.20)。

$$|H_1(\omega_{-3dB})| = \left| \frac{b}{\sqrt{2}a} \right| \quad (2.20)$$

由圖 2.8 的實驗結果可得到式(2.21)與(2.22)的解。

$$a = 2\pi f = 2\pi(0.019) \cong 0.11938 \quad (2.21)$$

$$b = \sqrt{2}(0.11938)\left(\frac{4.8}{1.2}\right) \cong 0.67531 \quad (2.22)$$

代式(2.21)與(2.22)至式(2.17)，可得式(2.23)之系統轉移函數。

$$H_1(s) = \frac{\omega_m(s)}{i_{qs}^*(s)} = \frac{0.67531}{s + 0.11938} \quad (2.23)$$

式(2.23)的單位為 rpm/v，轉換為 rad/s/v 可表示為式(2.24)

$$H_2(s) = \frac{\omega_m(s)}{i_{qs}^*(s)} = \frac{35.35958}{s + 0.11938} \quad (2.24)$$

吾人以輸入電壓 1.2V 作為基準，改變其輸入電壓之大小並且改變輸入頻率，經由十次實驗結果取得系統參數如表 2.2 所示，求其平均後，則式(2.15)之馬達控制系統轉移函數可得到如式(2.25)所示。

$$H(s) = \frac{\omega_m(s)}{i_{qs}^*(s)} = \frac{K_T / J_m}{s + B_m / J_m} = \frac{b}{s + a} = \frac{35.31026}{s + 0.12252} \quad (2.25)$$

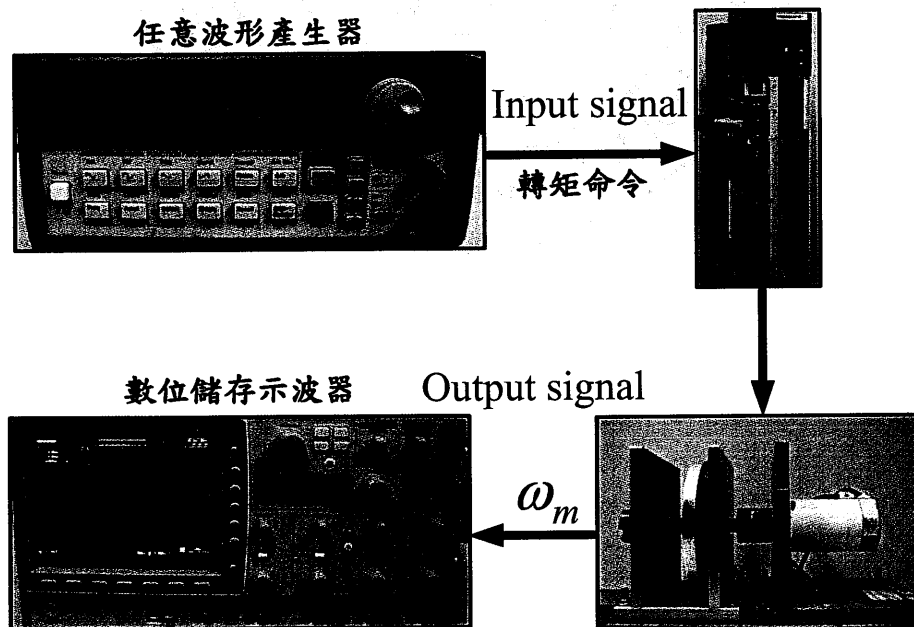


圖 2.8 正弦穩態響應實驗平台

表 2.2 正弦穩態響應之馬達控制系統參數

	輸入峰值 電壓(V)	輸入頻率 (Hz)	輸出峰值 電壓(V)	a	b
1	1.1	0.015	4.83	0.094248	0.585249
2	1.1	0.016	4.7	0.100531	0.607463
3	1.2	0.017	5	0.106814	0.629408
4	1.2	0.018	4.96	0.113097	0.661101
5	1.2	0.019	4.8	0.119381	0.675318
6	1.2	0.020	4.63	0.125664	0.685685
7	1.3	0.021	4.94	0.131947	0.709084
8	1.4	0.022	5.01	0.13823	0.699564
9	1.4	0.023	4.93	0.144513	0.719684
10	1.4	0.024	4.85	0.150796	0.738788
平均	1.25	0.0195	4.865	0.112522	6.743763

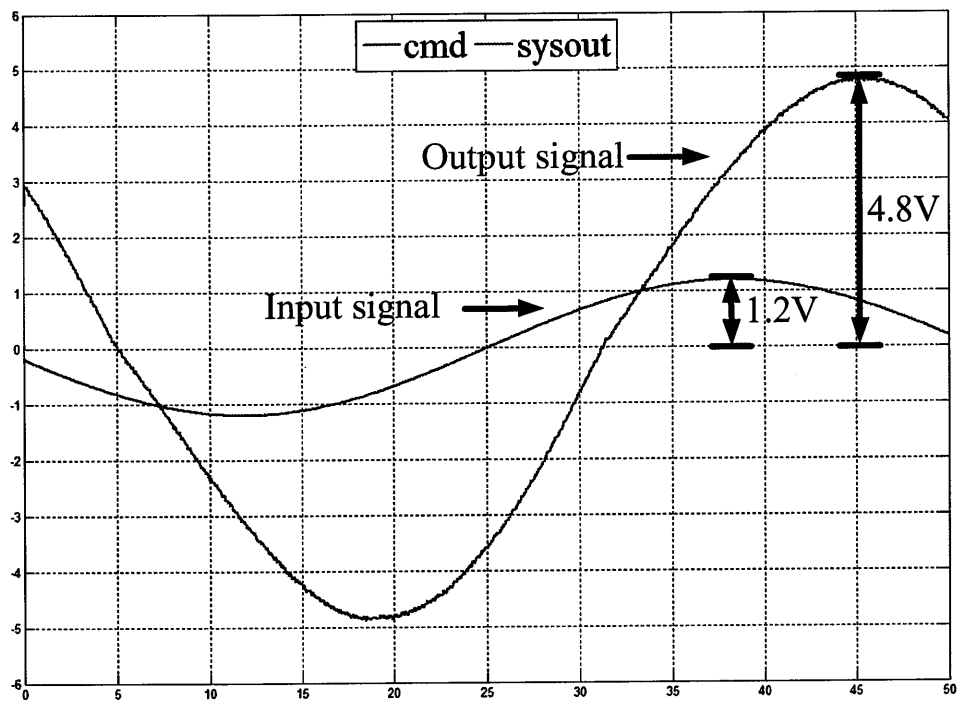


圖 2.9 正弦穩態響應實驗[23]

第三章 數位訊號處理器及其介面電路設計

因為數位訊號處理器具有快速的運算速度、大的儲存空間、高速定址能力以及靈活的指令系統等特點，本文乃提出以 DSP 為主的控制器設計，晶片型號為 TMS320F2808。本章將就所應用之 DSP-based 發展板功能與周邊電路設計進行說明。

3.1 前言

DSP 晶片具有特殊的結構特點及適合於數位信號處理指令系統，可以快速的實現數位信號處理。20 世紀 70 年代末，在數位信號處理理論研究及微電子技術飛速發展的情形下，研究人員開發出了基於超大規模積體電路技術和計算機技術的數位信號處理器之 DSP 晶片。DSP 晶片實際上就是一種單晶片，是積體式的高速乘法器，具有多組內部匯流排，能夠運行快速加法和乘法運算，適合於高速數位信號處理的高速、高位元單晶片計算機。它具有體積小、功率消耗小、使用方便、即時處理迅速、處理數據量大、處理精度高、性能高等優點。

在幾家專門生產 DSP 晶片的公司中，又以德州儀器公司(TI)所生產的 DSP 為市場採用比例較高[24]。從 TI 於 1982 年度推出第一顆 DSP，研發人員只要想到 DSP 便會想到 TI。TMS320 DSP 家族包括非常寬廣的應用環境，從一般性的應用至特殊應用的處理器。以專為馬達控制所設計生產的 C2000 DSP 系列來說，具有即時且高性能 32 位元內核架構的 DSP、多元的外部介面、高速的類比積體電路。擁有從 32 至 256 接腳等多種封裝版本，在應用上可實現多種不同的卓越性能以及即時控制能力。C2000 晶片擁有功能齊全以及完善的週邊，如 12.5 MSPS (Million Samples Per Second)之 ADC、高解析的 PWM 以及增強型捕獲

功能(Enhanced Capture)等，在此系列 DSP 中 C28x 為 32 位元內核，具有單週期 32×32 位元硬體乘法器以及單週期微指令執行能力，配置方塊圖如圖 3.1 所示。數位優化的核心能夠提高系統效率、可靠性與開發的靈活性。C2000 的硬體開發工具(Control Card)和軟體庫(Control SUITE)可用來建立開放式平台，將有助於提高實用性和大幅縮短開發時間。C2000 系列非常適合於即時控制應用，包括：數位電機控制、再生能源系統、數位電源轉換、照明系統、汽車電子應用、電力線通信、通訊系統和控制應用等。目前 TI 推出的 TMS320C2000 系列 DSP 晶片主要包括 F281x、F280x、F2802x、F282x、F2833x、F2834x 等七個系列，如圖 3.2 所示。

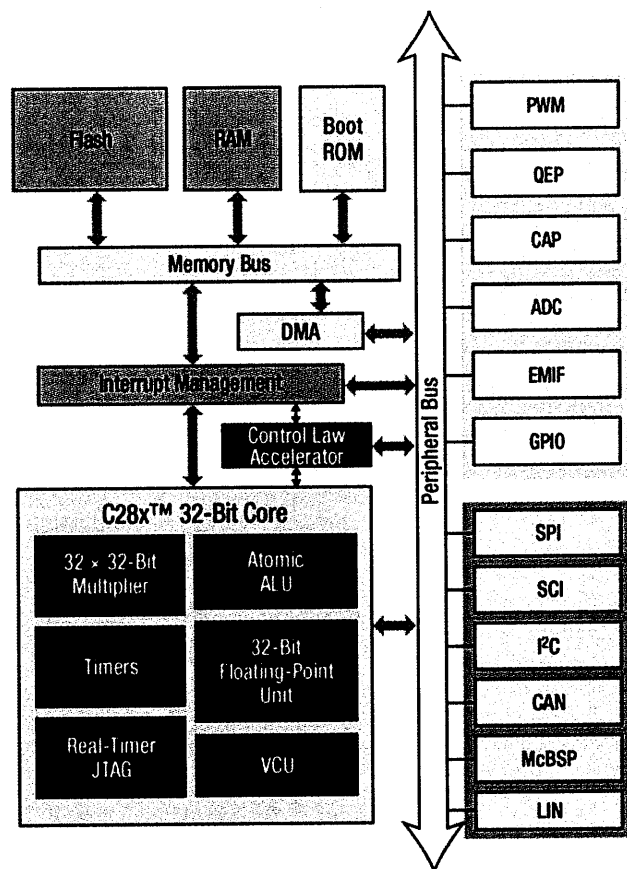


圖 3.1 C28X 核心架構與周邊功能[24]

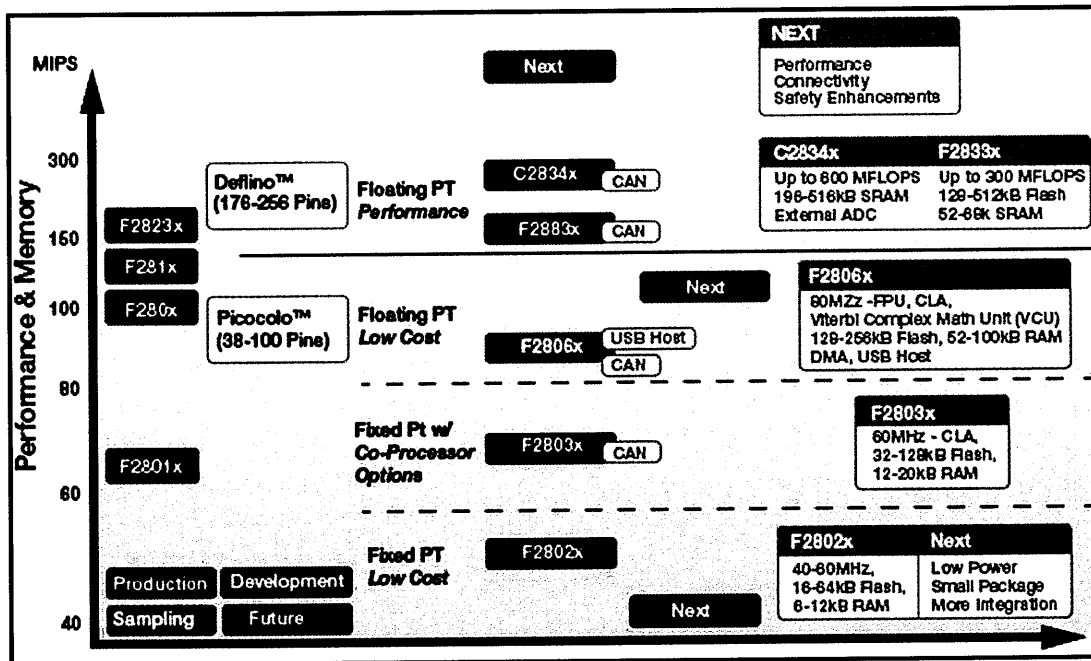


圖 3.2 TMS320C2000 系列 DSP 性能[24]

3.2 TMS320F2808 特性簡介

TMS320F2808 是 TMS320C280X 系列的一員，TMS320C2000 系列為定點式 DSP，內部以高效能靜態 CMOS 技術製成，DSP 內部的鎖相迴路(PLL)可使程式在 SARAM 內以 100MHz 之運算速度，即指令週期為 10ns。圖 3.3 為 F2808 DSP 結構方塊圖，主要功能說明如下：

1. 具高性能靜態 CMOS 技術，工作時脈為 100 MHz (10 ns 週期時間)，且低功率(1.8 V 核心電壓、3.3 V I/O 規劃設計)。
2. 提供利用 JTAG 介面作為周邊介面掃描之能力。
3. 高效能之 32 位元 CPU。
4. 晶片內部記憶體(On-chip Memory)，含 64 kB 的 Flash Memory (快閃型記憶體)，18 kB 的 SARAM (Single-Access RAM)。

5. 啟動(Boot ROM)記憶體為 8 kB，內含 Boot-load Routines (包括 SCI、SPI、CAN、I2C 和平行 I/O 等功能)、標準數學運算表、虛擬浮點運算庫(IQMath Tables)、Reset Vector 與 CPU Vector Table [25]。
6. 任何一個的 GPIO 接腳，可由程式定義成 3 種介面。
7. 週邊中斷擴充(Peripheral Interrupt Expansion, PIE)區塊，可支援達 43 個週邊中斷。
8. 三個 32 位元的 CPU 計時器。
9. 增強型的外部控制：
 - (1) 16 個 PWM 輸出。
 - (2) 6 個 HRPWM (High-Resolution Pulse Width Modulator)輸出。
 - (3) 4 個捕抓(Capture)事件輸入。
 - (4) 2 個正交編碼介面(Quadratic Encoder Pulse, QEP)輸入。
 - (5) 3 個 32-bit 計時器(CPU-Timer 0/1/2)。
10. 串列埠週邊(Serial Port Peripherals)：
 - (1) 4 個串列週邊介面(Serial Peripherals Interface, SPI)。
 - (2) 2 個串列通訊介面(Serial Communication Interface, SCI)。
 - (3) 2 個控制區域網路介面(Controller Area Network, CAN)。
 - (4) 1 個內部整合電路(Inter-Integrated-Circuit, I²C)匯流排。

11. 12 位元 16 通道的類比轉數位轉換介面 ADC。
12. 最多可達 35 個一般通用的 I/O 接腳 GPIO。

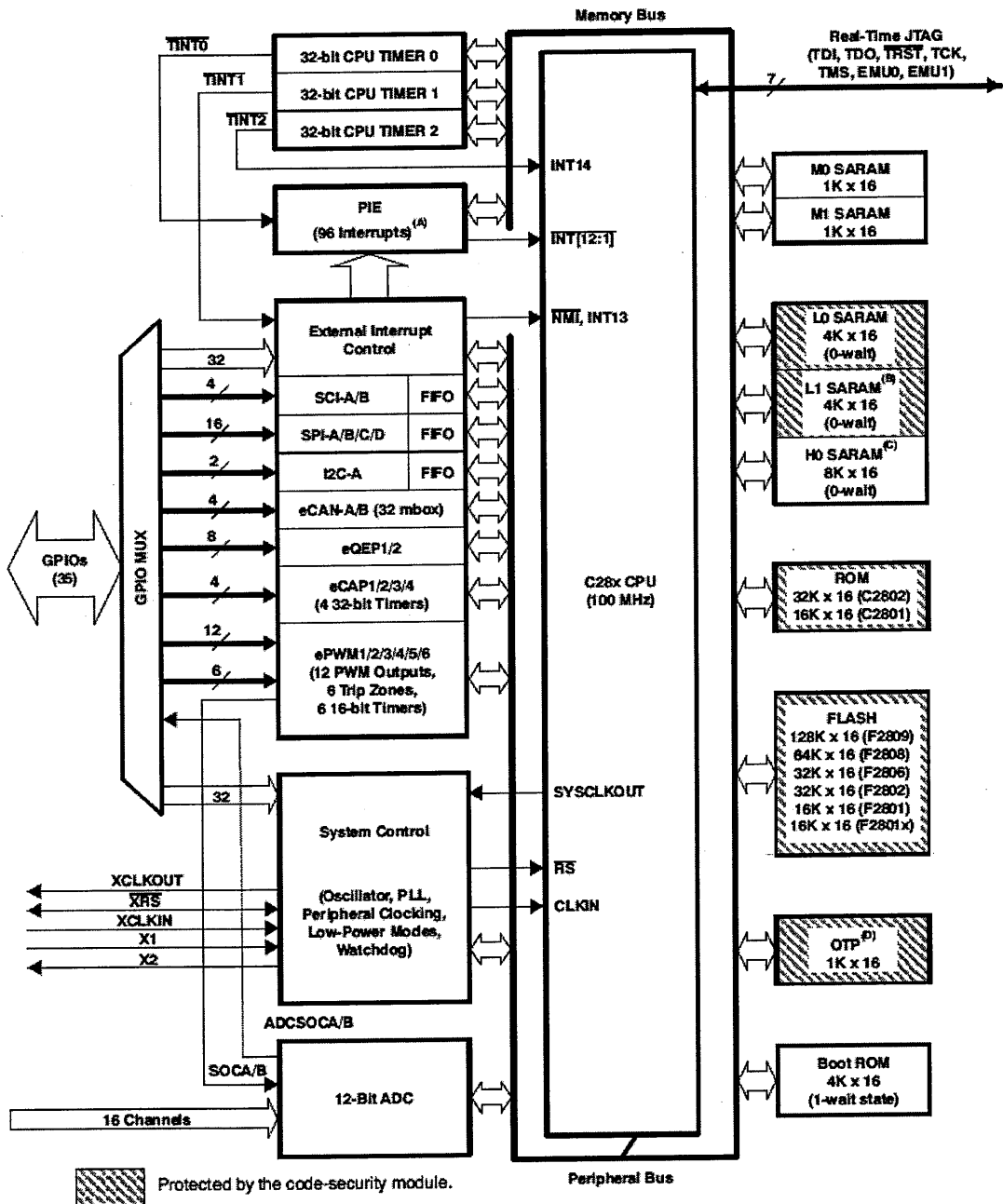


圖 3.3 F2808 結構方塊圖[26]

3.2.1 32-bit CPU 計時器

F2808 DSP 計時器內部結構圖如圖 3.4 所示[26]。F2808 晶片內有三組 32 位元的 CPU 計時器(CPU-Timer 0/1/2)，其中，CPU 計時器 1/2 被保留作為即時作業系統功能(例如 DSP/BIOS)使用。圖 3.5 CPU 晶片中計時器的中斷信號分別為 TINT0、TINT1 與 TINT2，而其中 CPU 計時器暫存器連接到 C280x 處理器的記憶體匯流排，使其計時與處理器時脈同步。

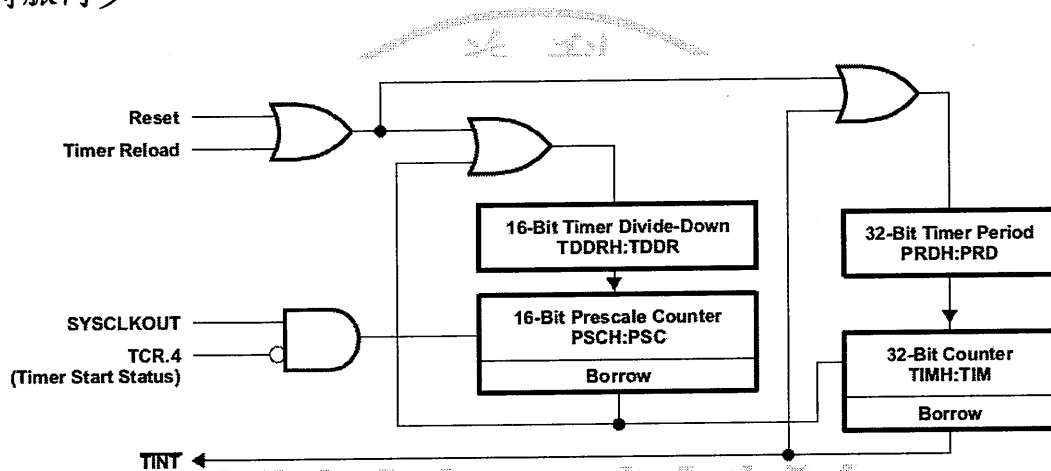


圖 3.4 32 位元 CPU 計時器電路方塊圖[26]

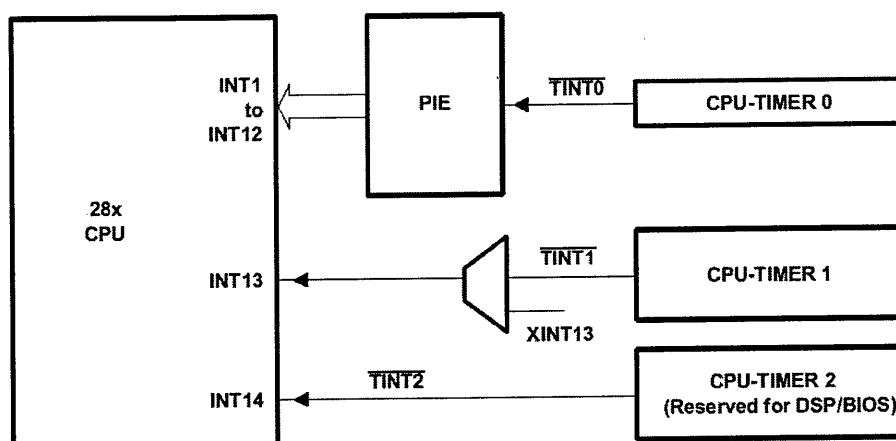


圖 3.5 32 位元 CPU 計時器中斷控制結構方塊圖[26]

3.2.2 ADC 類比轉數位模組

F28x DSP 的 ADC 模組如圖 3.6，其特性如下：

1. 二組 12 位元 ADC 轉換模組，內建取樣及保持電路(S/H)。
2. 快速轉換時間(S/H+轉換)在 ADC 之觸發脈波 $Hspclk = 25 \text{ MHz}$ 時為 12.5 MSPS。
3. 具有 16 個多工類比訊號輸入，ADCIN0- ADCIN15。
4. 自動輪序轉換控制，在單一週期中可達到 16 個位置自動轉換，每一個轉換期間，可規劃選擇 16 個輸入通道的任何一個。
5. 類比輸入電壓 0V-3V 轉換成 0000-4095 的數位值，輸入 V_{in} 轉換的數位值如式(3.1)所示，而 ADCLO 電位通常為接地。

$$\text{Digital Value} = 4096 \times \text{Input_Analog_Voltage} - \text{ADCLO} / 3 \quad (3.1)$$

6. 具有多重的啟動轉換序的觸發來源。
 - (1) 軟體觸發：軟體立即的啟動(使用 SOC_SEQn 位元設定)。
 - (2) 可使用 ePWM 1-6 的功能啟動。
 - (3) 外部接腳：外部 ADCSOC 的硬體接腳來啟動。
7. 彈性的中斷控制允許在每個程序轉換(EOS)或是每個獨立的 EOS 轉換完成後產生中斷請求。

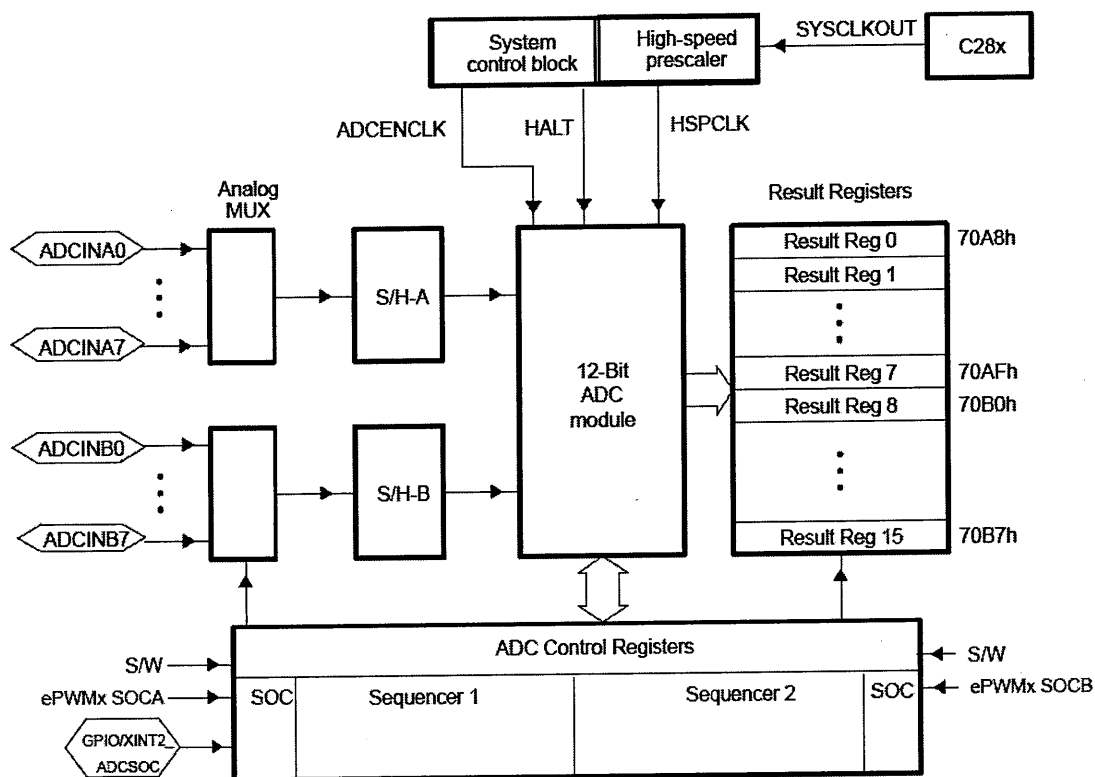


圖 3.6 ADC 內部模組功能[26]

3.2.3 中斷

F2808 共有 43 個周邊中斷，以及 3 個外部中斷的設計，可提供使用者進行複雜的控制。這些中斷來自內部與外部的周邊裝置，使用時須先透過軟體的設定來啟動。

3.2.4 QEP 正交脈衝編碼

正交脈衝編碼(QEP)可作為馬達控制之編碼器介面，以取得馬達旋轉位置與速度等資訊，如圖 3.7 所示。QEP 介面是以 GPIO 做為資料的輸入腳，使用時需設定計時器與上/下計數器。F2808 內有兩組 QEP 可使用，但與 SPI 共用 I/O 腳。

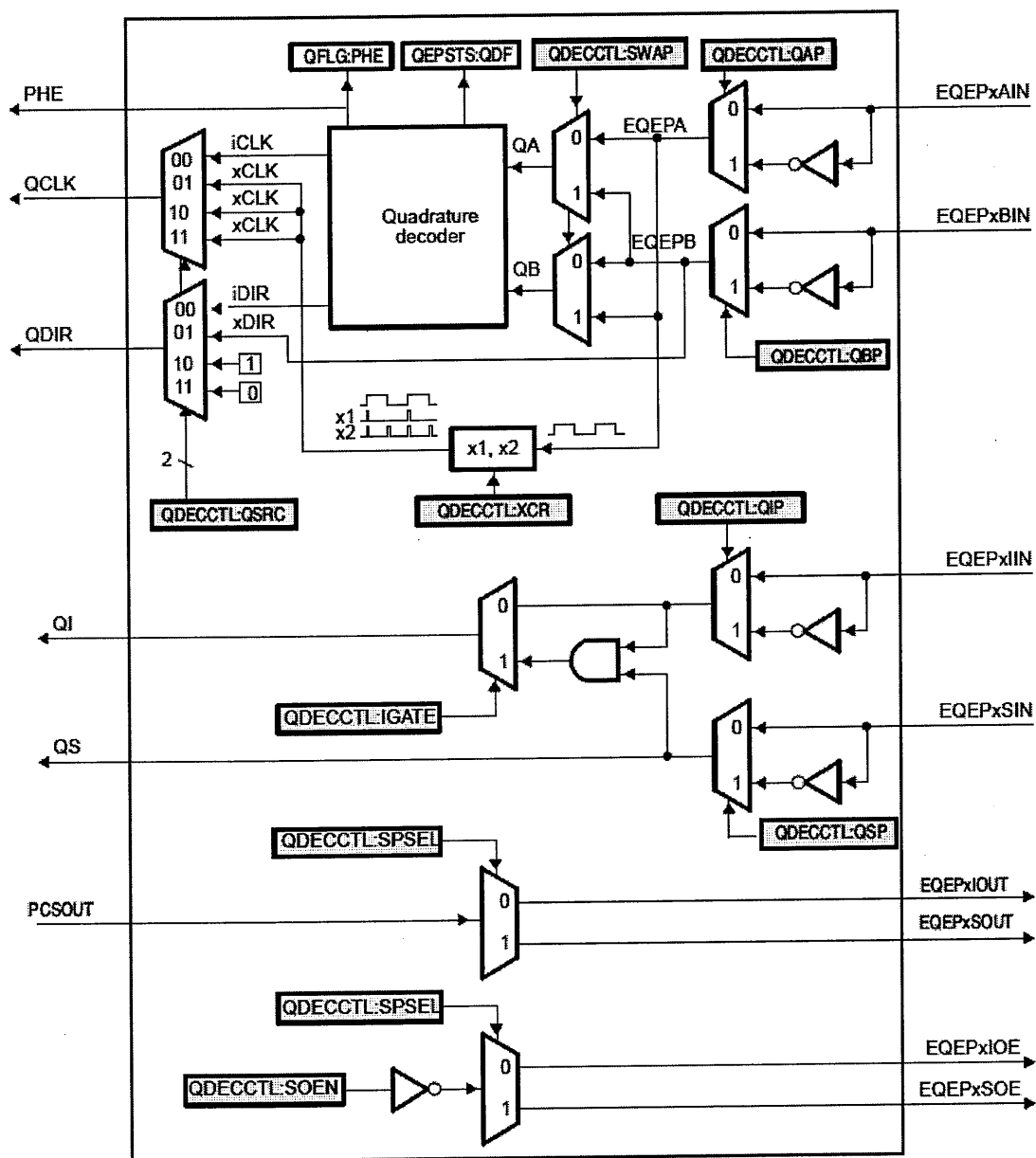


圖 3.7 QEP 介面架構圖

3.2.5 SCI 非同步串列通訊

SCI 為非同步串列通訊，圖 3.8 為 SCI 的介面架構。SCI 介面是以 GPIO 做為資料的輸出與輸入，有傳送與接收兩組中斷，而接收中斷優先權大於傳送中斷。圖 3.9 為 SCI 資料型式，分別為起始位元、8 bit 資料位元、同位元與停止位元。

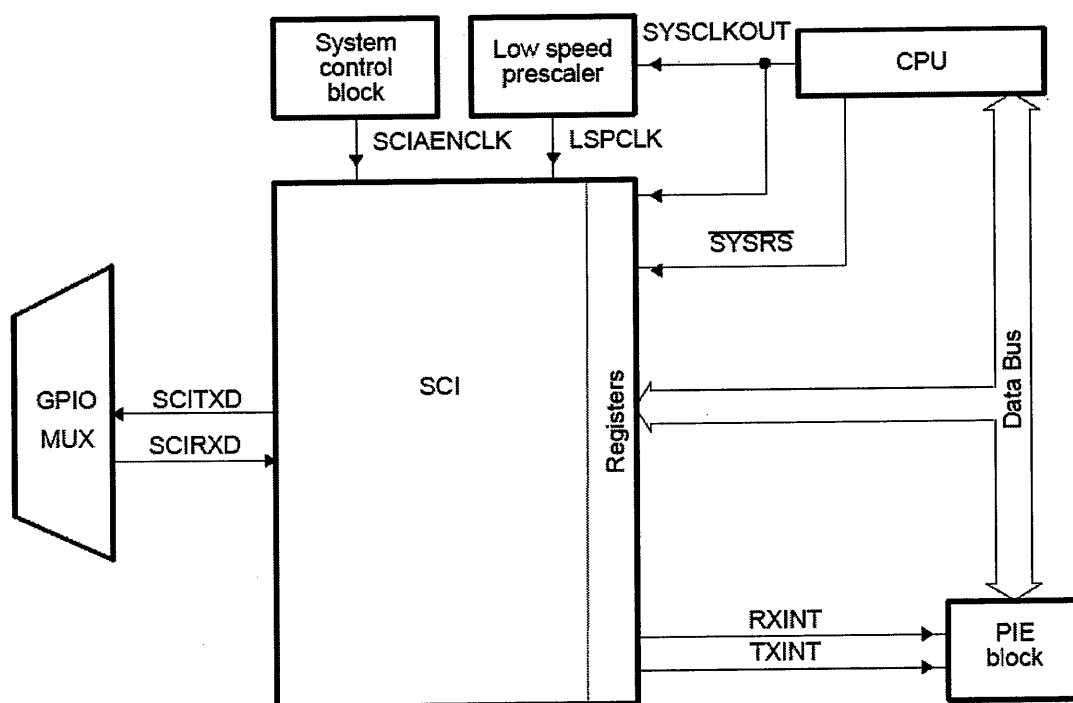


圖 3.8 SCI 介面架構圖

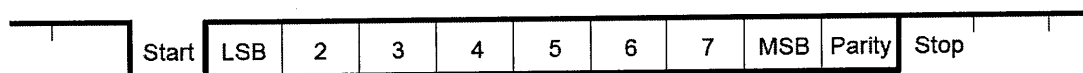


圖 3.9 SCI 資料形式

3.2.4 SPI 同步串列通訊

由於 F2808 並無提供數位轉類比的 D/A 轉換器，因此在控制發展板上加入 TLV5618 之 12 bit 串列型 D/A 轉換器。並搭配兩組 SPI 介面，做為數位轉類比之功能。SPI 為同步串列通訊介面，在使用時必需設定同步速率，如圖 3.10 所示。TLV5618 本身可以提供兩通道之類比電壓輸出，而在本控制板上設有二組 TLV5618，共可提供 4 通道之 DAC，以進行數位對類比的轉換工作，DSP-based 控制板之 D/A 更能於 3.3 節介紹。

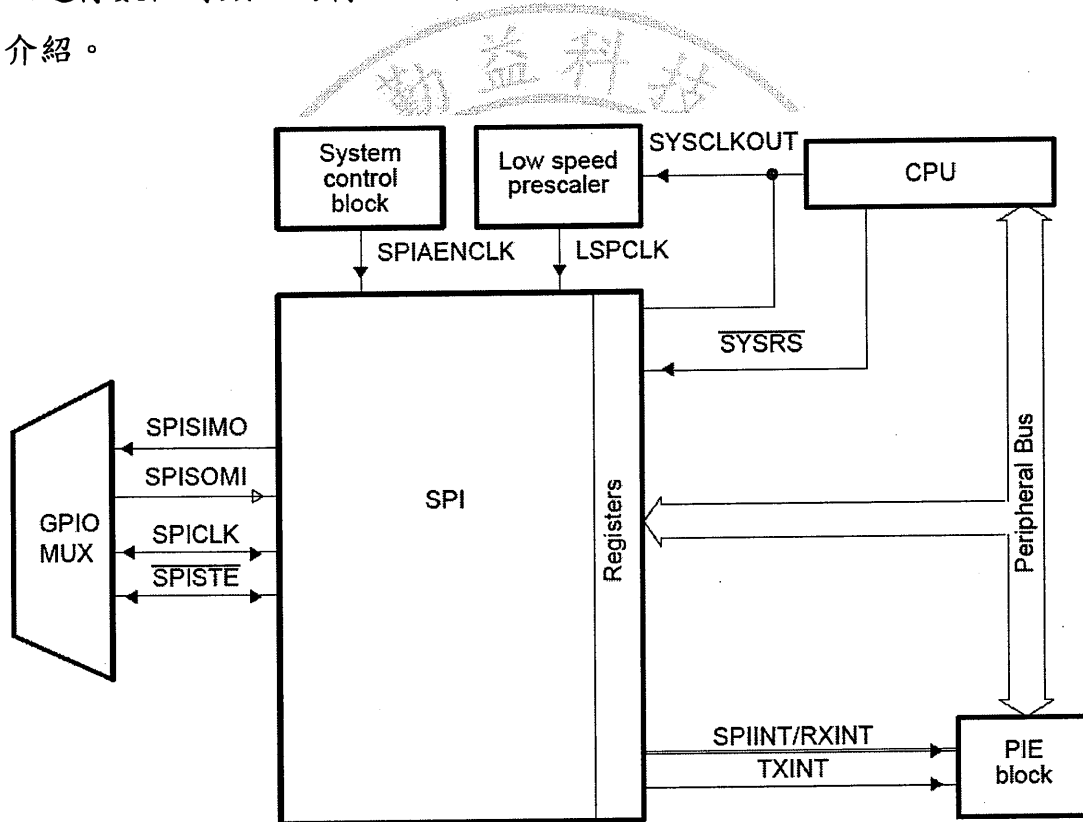


圖 3.10 SPI 介面架構

3.3 DSP 控制發展板

F2808 DSP 控制發展板實體如圖 3.11 所示，針對 F2808 DSP IC 常因輸入到 A/D 電壓超過額定值，導致 DSP IC 損壞，因此專為 DSP IC 設計一轉接板，如圖 3.12。當 DSP IC 工作不正常時，可直接更換整塊 DSP 轉接板。轉接板上設有 20 MHz 石英振盪器，可藉由程式編寫韌體來設定工作頻率，最高可設定至 100 MHz 的工作時脈，圖 3.13 為此發展板的功能方塊圖。TMS320F2808 需要供給 I/O 腳位 3.3V 以及核心電壓 1.8V。電源部分是透過穩壓 IC，來提供 3.3V 及 1.8V 直流電壓。使用者利用開發軟體 CCS 將程式編寫完成後，可透過 JTAG-ICE 模擬器，藉由 JTAG (Joint Test Action Group) 介面將程式下載至 DSP 內部的 EEPROM，即可執行所設計的程式。此外，在發展板上，可透過 SCI 通訊介面做 RS232 通訊，可連結發展板與電腦或其他周邊。

3.4 LabVIEW 人機介面設計[23]

3.4.1 人機介面設計理念

由美商國家儀器股份有限公司所開發的 LabVIEW 軟體不同於傳統的 C、Basic 等條列式的程式語言，LabVIEW 提供圖控程式編輯發展環境，讓使用者很容易擁有功能強大之程式編輯語言的應用彈性，而且使用非常簡便。圖控程式的編輯方式，讓研究人員和工程師可以直覺的使用它。於是吾人利用 LabVIEW 來開發人機介面(Human Machine Interface, HMI)，以便於程式的運行，同時也可透過人機介面來顯示控制器的狀態。

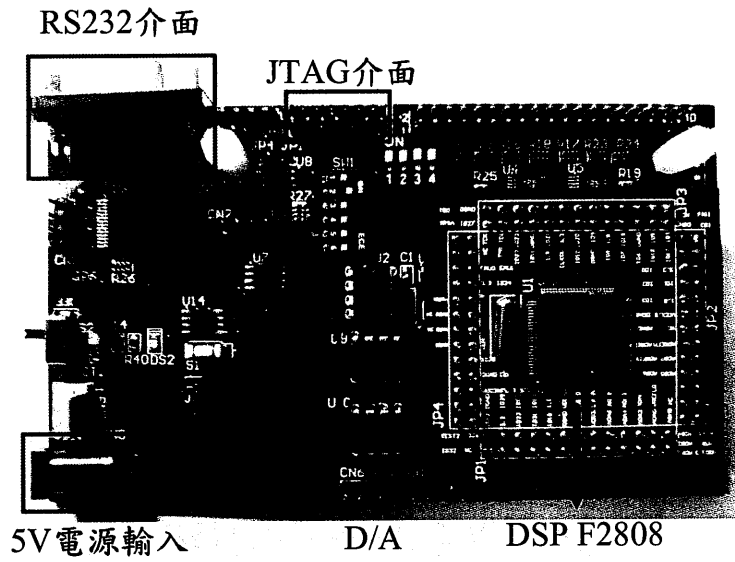


圖 3.11 DSP F2808 發展板實體圖

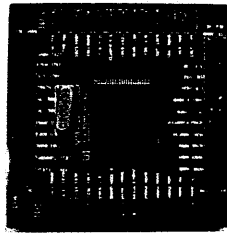


圖 3.12 DSP F2808 IC 轉接板

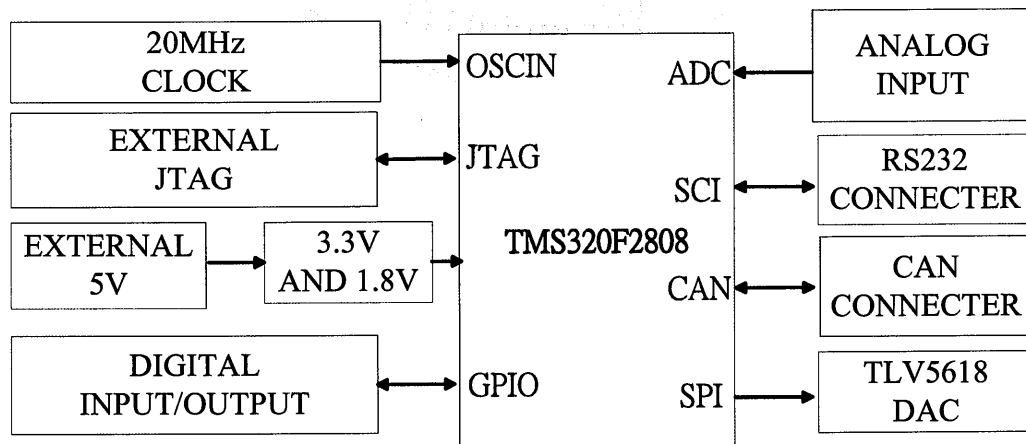


圖 3.13 發展板功能區塊圖[16]

開發人機介面之動機是因為 DSP 程式設計需透過 Code Composer Studio 3.3 (CCS 3.3) 的 C 語言程式編寫，實驗時若需改變控制器參數，則必須透過編譯軟體重新寫入。在本論文提出兩種人機介面之設計，第一種人機介面設計是針對 PI controller 來建構，主要功能是以速度/位置實驗來驗證 DSP 發展板之功能。而藉由第一種人機介面的開發成果經驗，於是吾人加以擴增其功能來設計出應用於狀態空間方程式控制器的第二種人機介面，其介面功能將於 5.1 節作介紹。

3.4.1 人機介面功能介紹

圖 3.14 為針對 PI 速度/位置控制器所設計的人機介面畫面，透過由 LabVIEW 人性化按鍵，使操作者透過 PC 下達命令至 DSP 控制器。本文所設計的人機介面是經由非同步串列通訊介面 SCI，連結 PC 與 DSP 控制器，鮑率(Baud Rate)設為 9600 bps。人機介面主要功能包括：速度/位置的命令輸入、控制器參數輸入、正/反轉命令切換、速度/位置模式切換、速度/位置回傳顯示、附加 Remote Control 與 Webcam 等功能。遠端控制可透過 IE 瀏覽器做即時的顯示，並搭配攝影鏡頭可即時監控馬達狀態。透過兩項附加功能，可進一步發展為遠端操作的自動化系統，以節省人力資源，當然遠端操作並非當前的主要設計，有待後續的研究繼續處理。

圖 3.15、3.16 為速度與位置系統控制參數輸入介面，可下達速度與位置命令、控制器增益參數等。圖 3.15 為速度控制迴路介面，其中 PI 控制器如式(3.2)。

$$C_1(s) = k_{p1} + \frac{k_{i1}}{s} \quad (3.2)$$

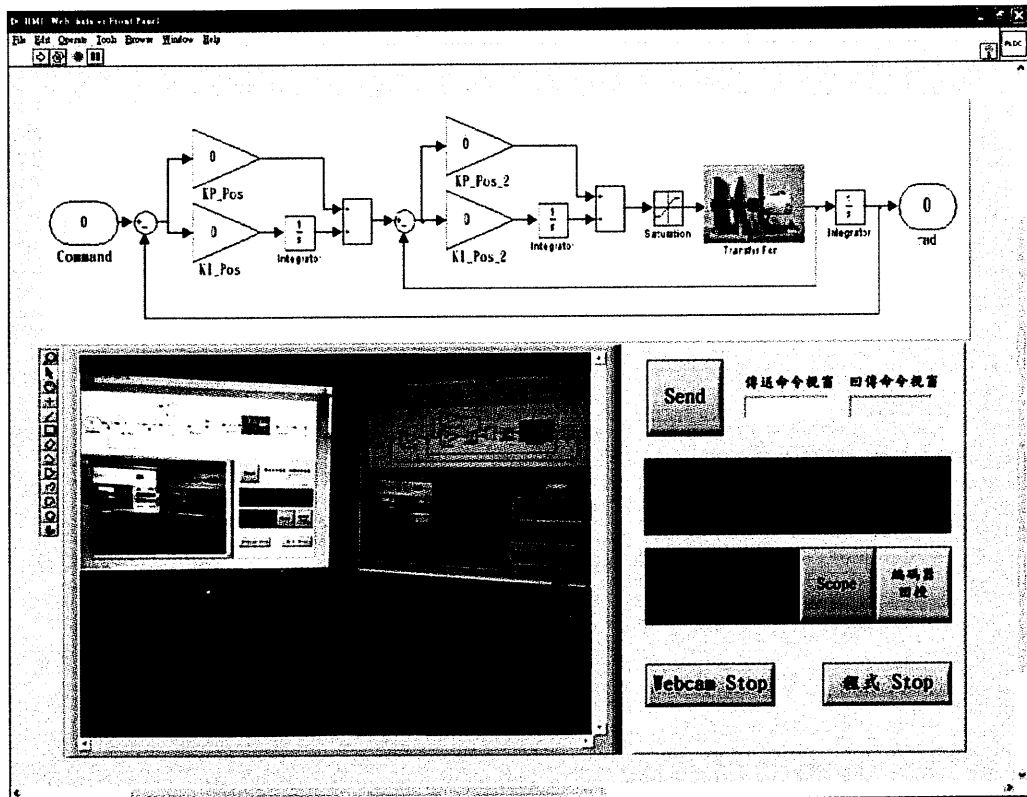


圖 3.14 人機介面主畫面[23]

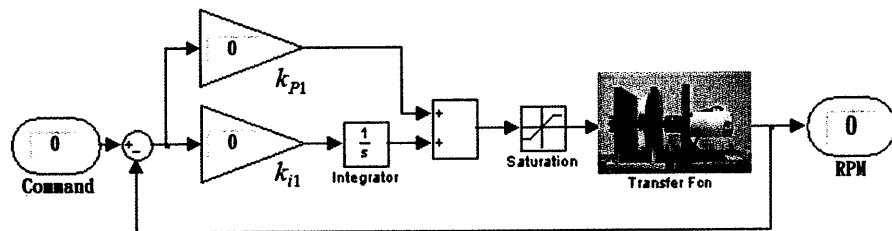


圖 3.15 速度控制迴路[23]

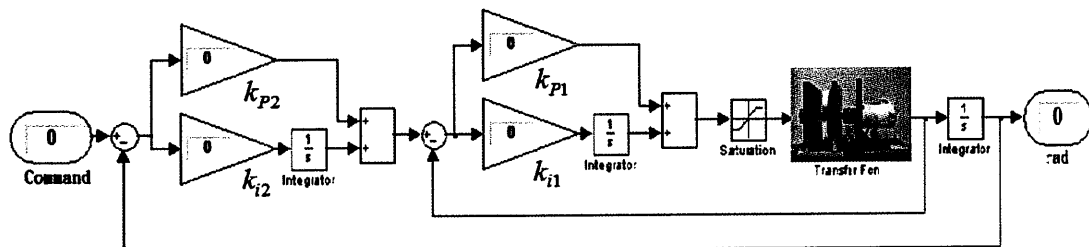


圖 3.16 位置控制迴路[23]

圖 3.16 為位置控制迴路介面，外迴路為位置控制系統，內迴路仍為圖 3.15 之速度控制迴路，位置迴路 PI 控制器如式(3.3)。

$$C_2(s) = k_{P2} + \frac{k_{i2}}{s} \quad (3.3)$$

3.5 DSP 控制發展板驗證實驗

本節將利用 F2808 DSP 發展板，實現速度/位置迴路之 PI 控制，並搭配 3.4 節所設計人機介面，以驗證 3.3 章節所述之 DSP 開發板功能，應用驗證方式則以第二章之永磁同步馬達來實現。

3.5.1 周邊電路設計

為了實現永磁同步馬達速度/位置控制迴路實驗，吾人設計一周邊電路來改變 A/D 轉換器與 D/A 轉換器之輸入與輸出範圍，轉換電路板如圖 3.17 所示。由於 DSP 控制器之類比電壓輸入範圍為 0-3V，透過周邊電路的轉換可將±10V 之類比電壓訊號規格化為 0-3V。而 DSP 控制器之類比電壓輸出範圍為 0-3V，透過其周邊電路可將 0-3V 之類比電壓訊號規格化為±10V。

此周邊電路電源部分可提供±15V、-10V 與+1.5V 供給 OPA 電源與規格化之參考電壓。而 Encoder 編碼器回授訊號，經由 line driver 的處理可有效的抑制雜訊的干擾，減低速度與位置的運算錯誤機率。另外，在周邊電路上設有與 Panasonic 驅動器連接之介面及 Servo ON 開關與運作指示燈等功能。

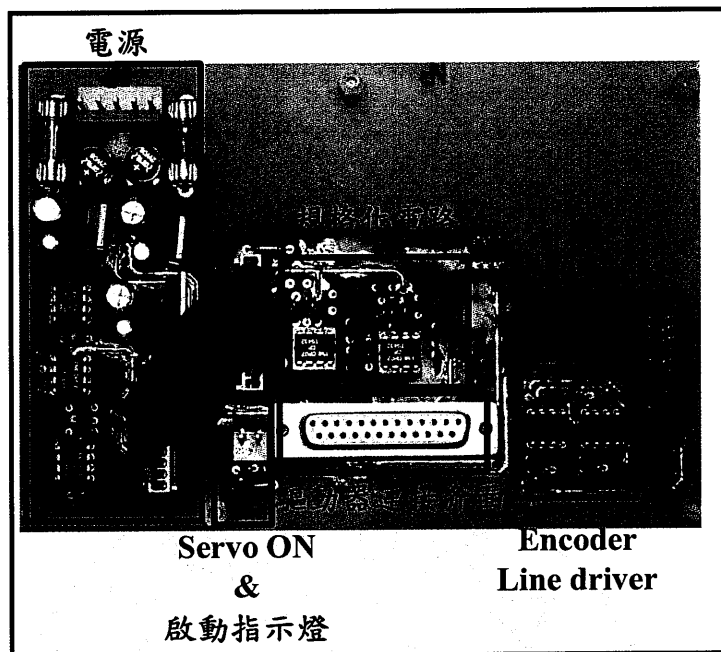


圖 3.17 周邊轉換電路

3.5.2 ADC 與 DAC 實驗

由於輸入至 Panasonic 驅動器訊號為類比型式，因此吾人必須確認 DSP 控制器輸出之信號的正確性。實驗如圖 3.18 所示，Input 訊號經由 A/D 轉換器轉換後，直接經由同步串列通訊介面(SPI)輸出至 TLV5618 之串列型 DAC，產生類比訊號輸出。而 SPI 輸出訊號時序如圖 3.19、3.20 所示。圖 3.19 為同時更新 TLV5618 兩組類比通道輸出，而寫入兩筆資料至 TLV5618 所需時間為 $19.5 \mu s$ 。在本論文所提出的 DSP-based 控制器其取樣頻率為 $10kHz$ ，由圖 3.20 可驗證進入 DAC 中斷副程式時間確實是每 $100 \mu s$ 更新一次 TLV5618 輸出狀態。在圖 3.19 中所標示 $1.5 \mu s$ 是經實驗結果得知，在進入 DAC 中斷副程式時須等待 $1.5 \mu s$ 後才將開始接收 SPI 所傳輸之資料。透過圖 3.18-3.20 實驗得以驗證 DSP 發展板上之 ADC/DAC 功能是否正確。

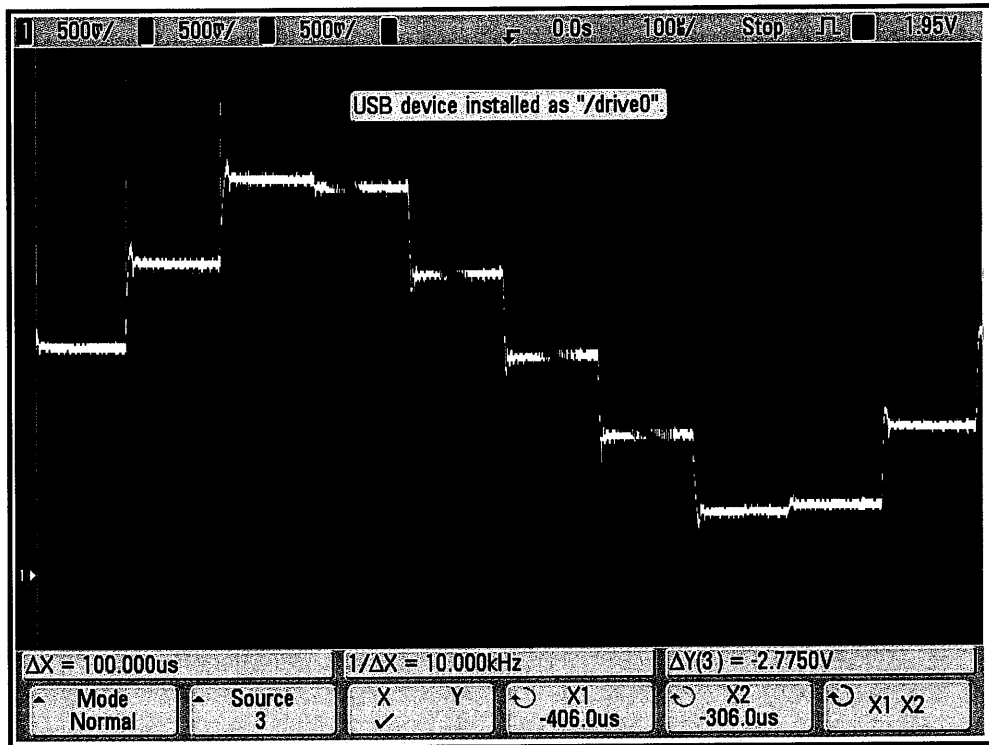


圖 3.18 ADC 與 DAC 實驗

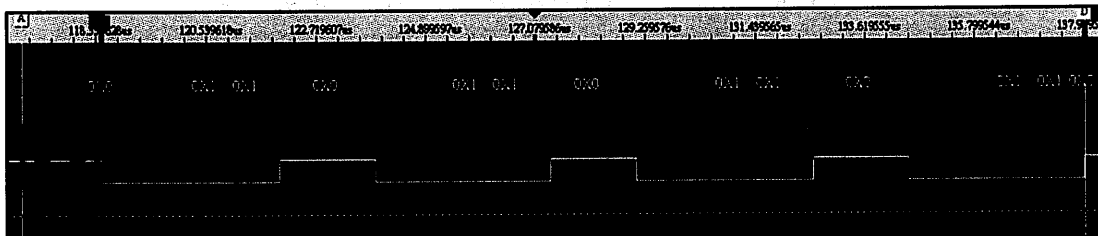


圖 3.19 SPI 通訊資料時序圖

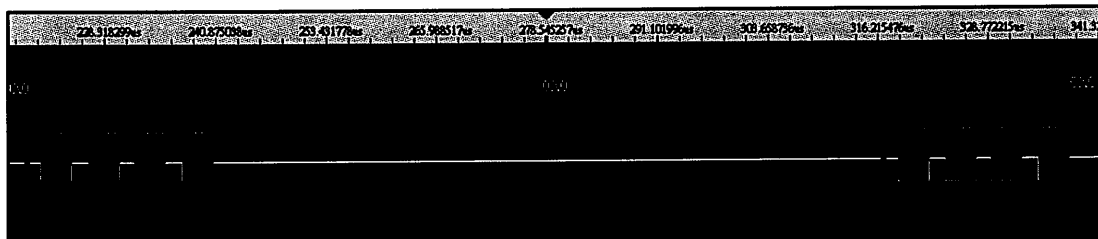


圖 3.20 SPI 通訊中斷控制時序圖

3.5.3 PI controller 實驗

本節應用永磁同步馬達實現速度/位置控制迴路，實作部分使用 F2808 DSP 控制器與人機介面系統來呈現，並利用 Matlab/Simulink 模擬驗證控制器的正確性，實驗平台架構如圖 3.21 所示。DSP 控制器取樣頻率為 10kHz，而速度、位置與控制器輸出是經由數位示波器儲存，但經由數位示波器所儲存資料易受雜訊干擾，因此透過濾波處理後由 Matlab 呈現畫面。而人機介面主要是修改控制器參數、控制器命令與功能下達，亦可回傳即時馬達速度與位置。由 PC 的人機介面與 DSP 控制器的連結，得以驗證 SCI 通訊是否正確。透過編碼器來獲得馬達位置，並經由正交脈衝編碼的計算，來取得轉速與位置。

速度控制迴路控制器參數輸入由圖 3.15 來下達。透過根軌跡法來得到速度之 PI 控制器參數： $K_{p1}=2, K_{i1}=0.15$ 、輸入命令為 $\pm 500 \text{ rpm}$ ，Matlab 模擬結果如圖 3.22 所示。由於經數位示波器儲存的訊號如圖 3.23 所示，其易受到外在雜訊的干擾(如切換式電源供應器或 Panasonic 驅動器)，於是經由 Matlab 系統濾波處理後的實際實驗結果圖 3.24。

位置控制迴路控制器參數輸入由圖 3.16 來下達。透過根軌跡法來得到位置之 PI 控制器參數： $C_1(s)$ 、 $C_2(s)$ 分別如式(3.4)及(3.5)，輸入命令為 6.28 rad 。Matlab 模擬結果如圖 3.25 所示，圖 3.26 則為實作經數位示波器顯示之實作波形，再由 Matlab 濾波處理後的實際實驗結果波形如圖 3.27 所示。

$$C_1(s) = k_{p1} + \frac{k_{i1}}{s} = 2 + \frac{0.15}{s} \quad (3.4)$$

$$C_2(s) = k_{p2} + \frac{k_{i2}}{s} = 5 + \frac{0.001}{s} \quad (3.5)$$

3.5.4 PI 控制器實驗結論

在本節速度/位置實驗中，其暫態響應、穩態響應與控制器輸出電壓大小之模擬與實作結果相似，可驗證吾人所設計之 PI 控制器的正確性。DSP 控制器的設計與由 LabVIEW 所設計的人機介面系統，並且應用永磁同步馬達實現速度/位置控制迴路。吾人所設計的人機介面系統，使用者可即時、容易的選擇控制器的模式與下達控制器的參數，而不再需要透過編譯器的模擬燒入。透過實驗結果證明，吾人所架構的平台在速度與位置的實作上與模擬相符。於第四章將延續本系統架構，並針對 LQR、MLQR 與 TIVSC 設計新版人機介面，並改變資料儲存與性能的提升，便於控制器開發的過程更為有效率。

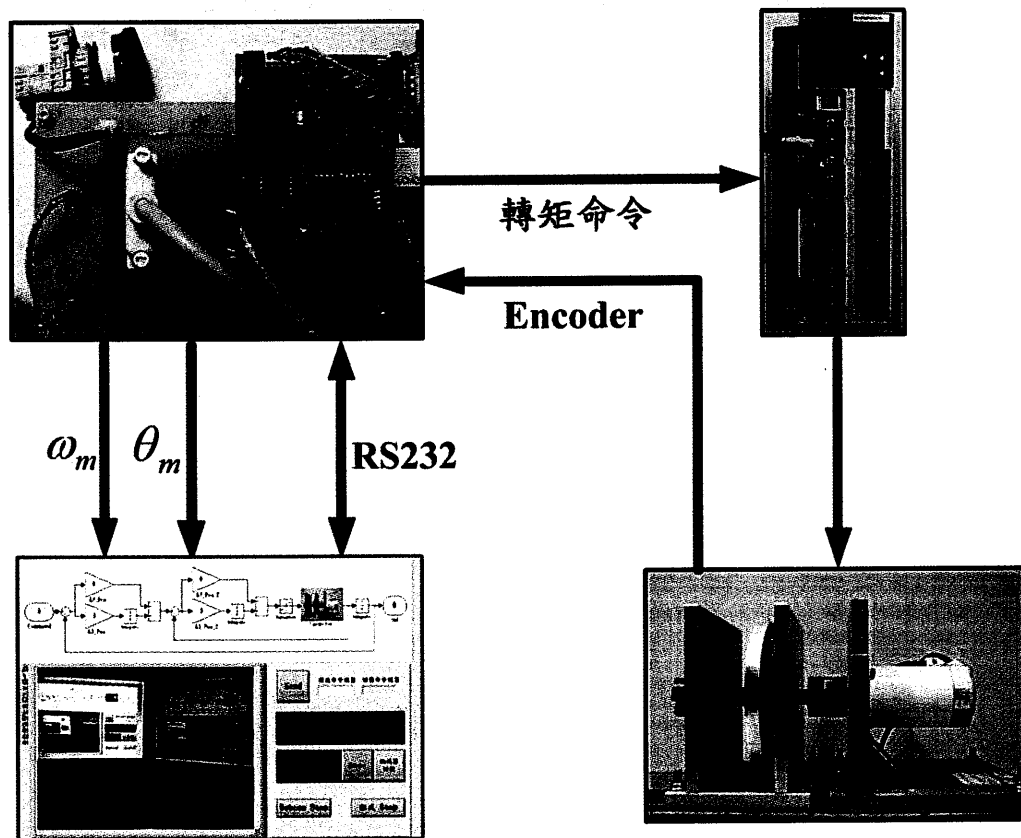


圖 3.21 PI controller 實驗平台架構

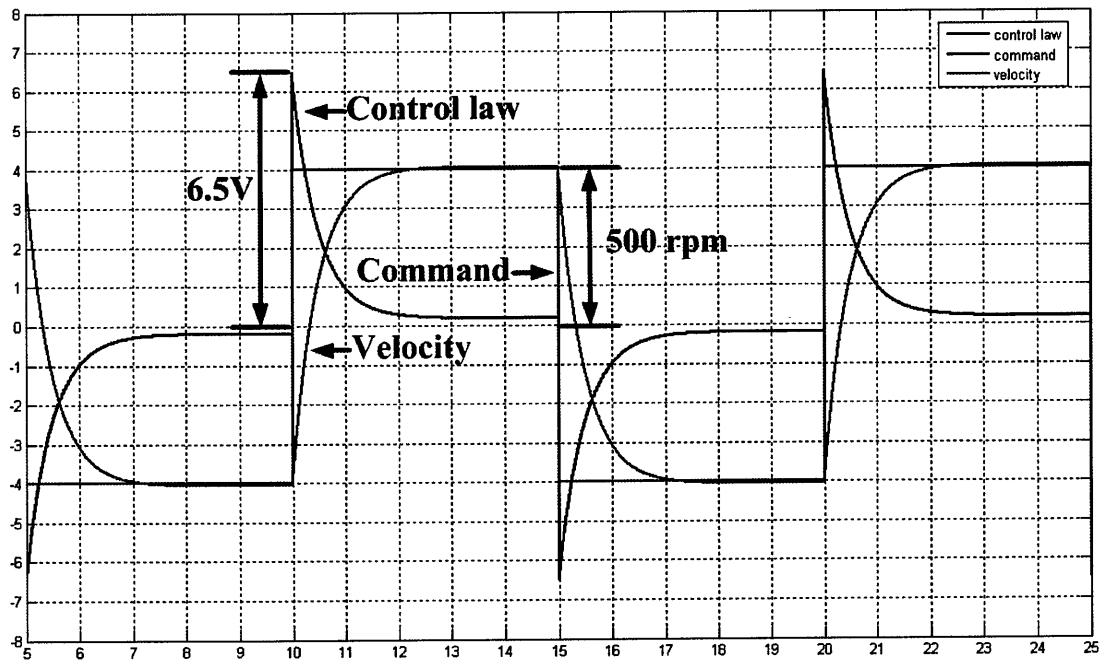


圖 3.22 速度控制迴路命令 ± 500 rpm 模擬[23]



圖 3.23 速度控制迴路命令 ± 500 rpm 實作，示波器儲存畫面

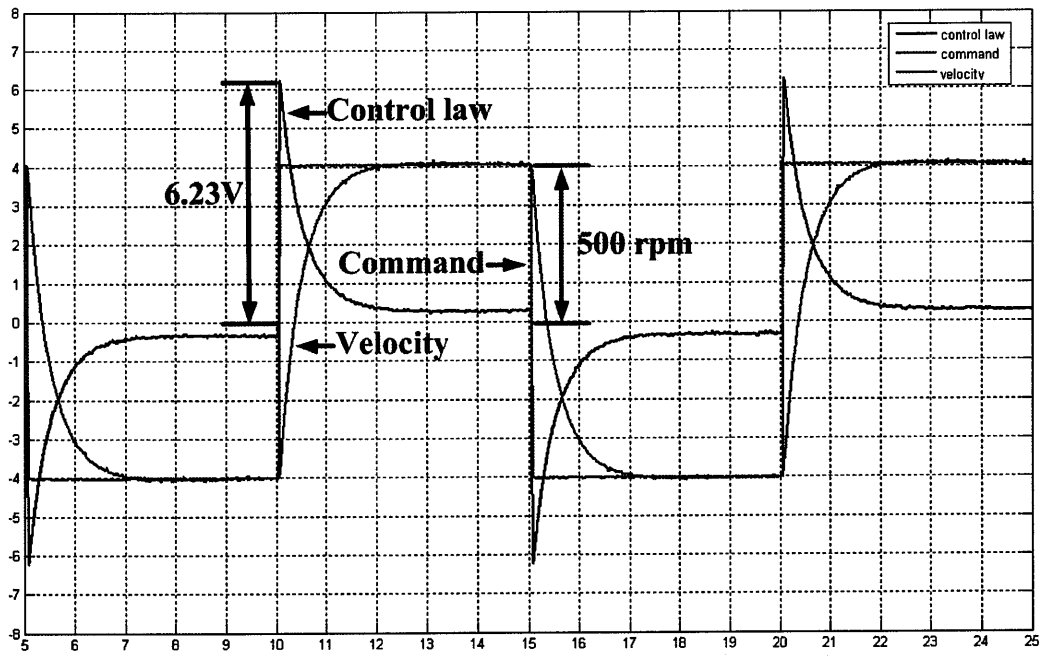


圖 3.24 速度控制迴路命令 $\pm 500 \text{ rpm}$ 實作，經 Matlab 濾波後[23]

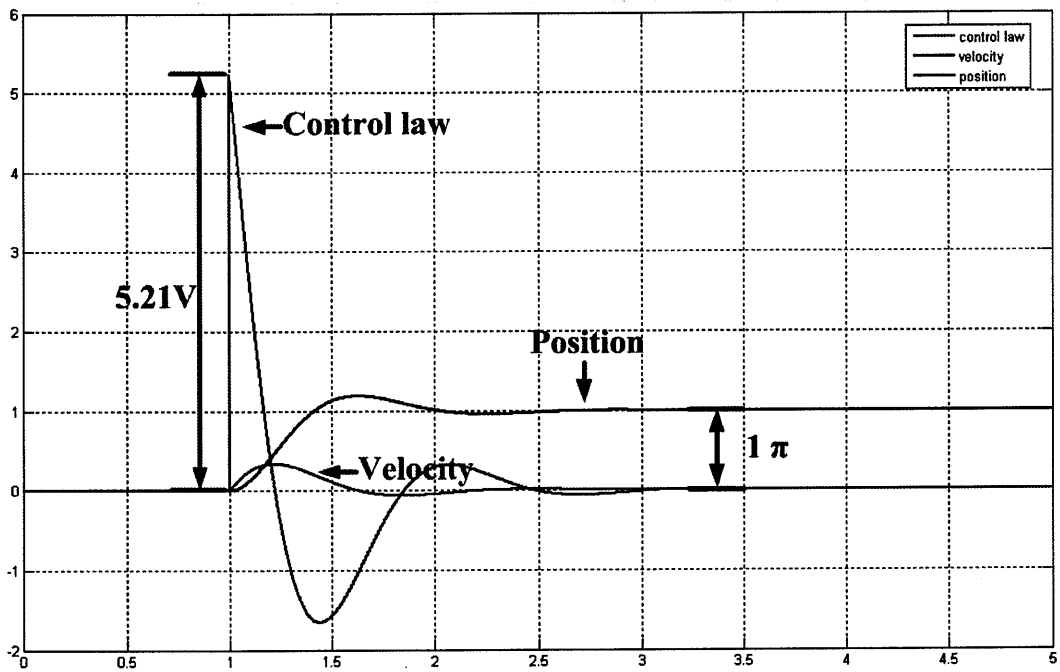


圖 3.25 位置控制迴路命令 6.28 rad 模擬[23]

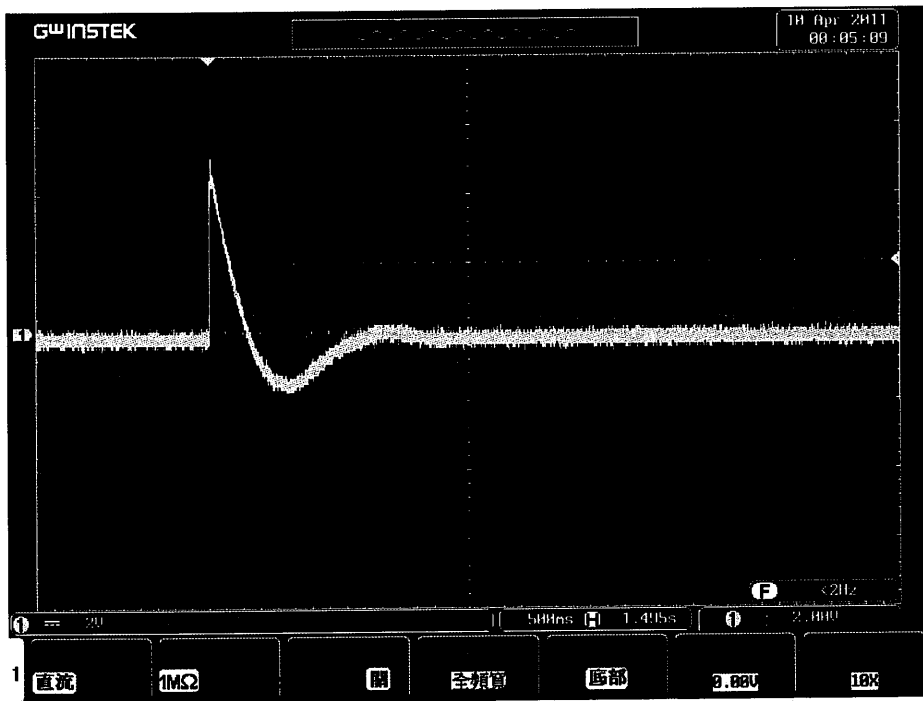


圖 3.26 位置控制迴路命令 6.28 rad 實作，示波器儲存畫面

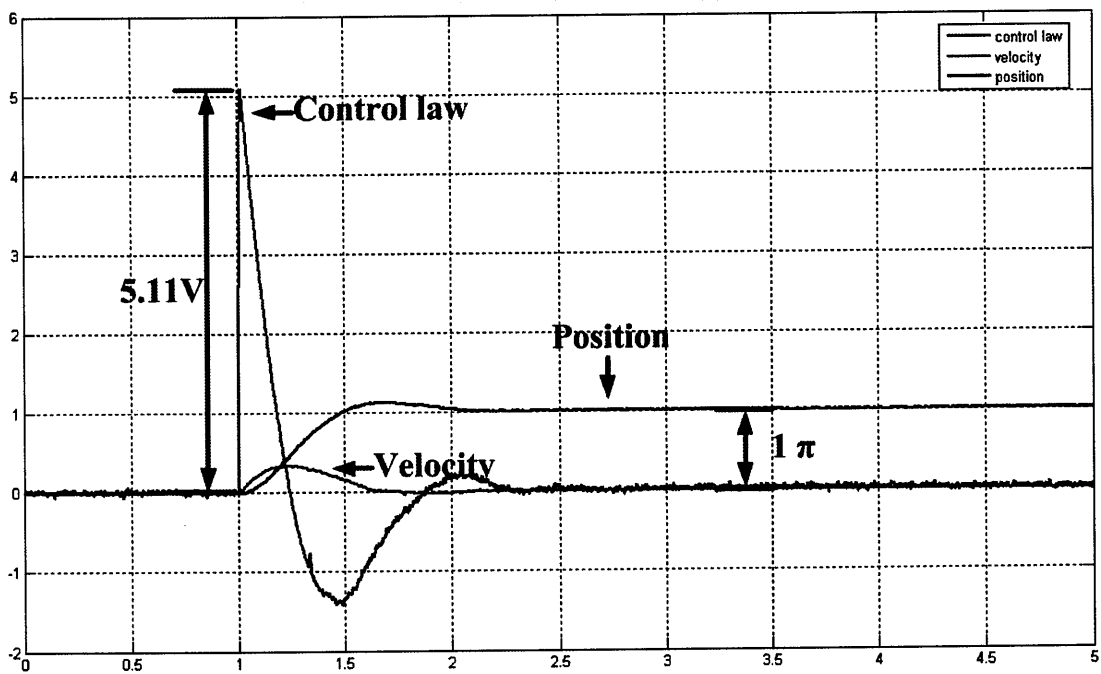


圖 3.27 位置控制迴路命令 6.28 rad 實作，經 Matlab 濾波後[23]

第四章 基於狀態空間方程式控制器設計

本章介紹三種位置控制器的設計，所有的設計皆架構在系統以狀態空間表示下的系統動態方程式。本章使用的控制法則包括：(1)線性平方法(LQR)最佳控制器；(2)改良型線性平方法(MLQR)最佳控制器；(3)基於完全不變性可變結構控制器(TIVSC)的最佳控制器。以下將分別對這三種控制法則做詮釋[18-20]。

4.1 前言

在早期的控制理論和方法中，具有共同的缺點就是對控制系統模型的精確性要求很高，如古典控制、現代控制和非線性控制。這些控制法則都要求獲得系統的精確系統模型，而隨機控制則要求隨機擾動的統計特性滿足一定的假設，且對外界擾動往往不具有強健性。

為了克服上述理論共同擁有的缺陷，以及適應人類發展中對大量的不確定複雜系統的控制要求，強健控制理論於 20 世紀 80 年代初期開始形成與發展。目前已取得大量的研究成果，成為控制領域的一個重要分支。強健控制理論的研究目的，主要是針對存在的廣泛不確定性系統，提供有效的分析與控制器的設計方法。前述的廣泛不確定性系統，可指對不確定因素的統計特性不做任何假設，而僅認為它屬於某種集合，相對應的控制元件也因模型的不確定性而構成。

強健控制理論經過多年的發展，取得的主要研究成果有：結構奇異值 $\mu(\mu)$ 分析和綜合、頻域加權 LQR (H_2 控制理論)、 H_∞ 控制理論和 Kharitonov 區間理論等等[3]。強健控制方法對控制系統的模型精確性要求不高，且能夠有效地克服外界的擾動，因而更適合面對現實生活

中的大量且複雜的不確定系統分析和控制，有效的解決傳統控制理論難以實現的工程應用缺陷。

4.2 LQR 控制器[27]

在現代控制理論中，主要的設計技巧都是根據狀態回授的架構。第三章所提之 PI 控制，即是狀態回授控制(State Feedback Control)架構的特殊情況。雖然 PI 控制器有結構簡單、設計容易等特性，但其參數調整不易，且系統也不能偏離平衡點太遠，因為偏離太遠則其性能表現將會變差。狀態回授控制是建構在系統動態方程式上的一種控制方式，其有別於一般古典控制學中之轉移函數模式。在現代控制理論中，一個設計控制器主要的技巧是利用狀態變數經過固定增益放大後回授，來重新安置系統閉迴路極點(特性根)到吾人所希望的位置，此為狀態回授控制。而 LQR 控制理論為狀態空間回授控制中的一類，其優點在於設計簡單，控制架構容易實現，受干擾時也有不錯的強健性。當利用線性平方法，透過引入性能指標到系統中，以計算所需的回授增益時，即為線性平方法。透過線性平方法及其所定義的性能指標，可求得使系統性能指標為最小值所需的回授增益。基於 LQR 之設計說明如下：考慮一輸入線性非時變 n 階系統如下所示：

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{Ax} + \mathbf{bu} \quad (4.1)$$

其中 \mathbf{A} 為系統矩陣(System Matrix)、 \mathbf{b} 為輸入向量(Input Vector)、 \mathbf{x} 為系統狀態、 u 為系統輸入，分別表示如式(4.2)：

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & 1 \\ -a_1 & -a_2 & \cdots & -a_n \end{bmatrix}, \mathbf{b} = \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ 0 \\ b \end{bmatrix}, \mathbf{x}^T = [x_1 \ x_2 \ \cdots \ x_n] \quad (4.2)$$

基於線性平方調整器設計法的最佳控制器設計，步驟為定義一性能指標如式(4.3)所示：

$$J_1 = \int_0^{\infty} (\mathbf{x}^T \mathbf{Q} \mathbf{x} + r u^2) dt \quad (4.3)$$

其中 r 為一大於零的常數， \mathbf{Q} 定義為非負定(Non-negative Definite)矩陣。 \mathbf{Q} 與 r 分別表示為系統狀態與輸入在性能指標中所佔的權重大小，透過改變 \mathbf{Q} 與 r 可以決定我們所設計狀態回授控制器的特性，究竟重視的是輸入或者是系統的狀態。在決定了性能指標式(4.3)中的權重後，利用解式(4.4)的 Riccati Equation，可以求得使式(4.3)為最小的系統回授增益常數 \mathbf{k}_1 。

$$\mathbf{A}^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \mathbf{A} - r^{-1} \mathbf{P} \mathbf{b} \mathbf{b}^T \mathbf{P} + \mathbf{Q} = \mathbf{0} \quad (4.4)$$

$$\mathbf{k}_1 = r^{-1} \mathbf{b}^T \bar{\mathbf{P}} \quad (4.5)$$

$\bar{\mathbf{P}}$ 為式(4.4)的解。接著利用狀態回授控制器，以 \mathbf{k}_1 為回授控制增益，可以求得控制法則如式(4.6)：

$$u = -\mathbf{k}_1^T \mathbf{x} \quad (4.6)$$

基於式(4.6)， $\mathbf{k}_1^T = [k_1 \ k_2]$ 控制器的回授系統可以有最佳的控制效果。

利用 Matlab 在 Control Tool Box 內的 LQR 函數，可以協助求得回

授增益 k_1 ，而不必真正地去解式(4.4)的 Riccati Equation。在 Matlab 輔助下，輸入系統參數 A 、 b ，以及權重參數 Q 與 r ，即可以直接應用 LQR 函數求得系統回授增益 k_1 。圖 4.1 為基於 LQR 控制器設計的方塊圖，其中的 k_1 為透過 LQR 法則所求得的回授增益。再經過回授後的閉迴路動態方程式可改寫成如式(4.7)所示：

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{Ax} + \mathbf{bu} \\ &= \mathbf{Ax} + \mathbf{b}(-\mathbf{k}_1^T \mathbf{x}) \\ &= (\mathbf{A} - \mathbf{bk}_1^T) \mathbf{x}\end{aligned}\quad (4.7)$$

系統特性會因為 k_1 增益而改變。改變狀態權重 Q 矩陣以及輸入控制信號權重 r ，可以達到改變回授增益及系統特性的目的。

4.3 Modified LQR 控制器 [27]

原始的系統動態方程式所設計之回授控制系統，基本上並沒有增加受控系統的 type。因此該控制系統在有擾動(Disturbance)的狀況底下，系統輸出響應還是有可能會存在著穩態誤差。為了克服這一類問題，並且確保系統響應仍可受到性能指標所定義的狀態權重與輸入控制信號權重的限制，將圖 4.1 修改成如圖 4.2 所示的 Modified LQR 控制器之架構。圖 4.2 系統與圖 4.1 的差異之處在於比原本的回授系統多了積分器，可用來消除存在的穩態誤差。

由於 Modified LQR 控制器架構，多加入積分器後形成擴張系統 (Augmented System)。而在利用 LQR 控制器設計法下，系統性能指標需重新定義為：

$$J_2 = \int_0^{\infty} (\mathbf{x}^T \mathbf{Q} \mathbf{x} + r u^2 + s \dot{u}^2) dt \quad (4.8)$$

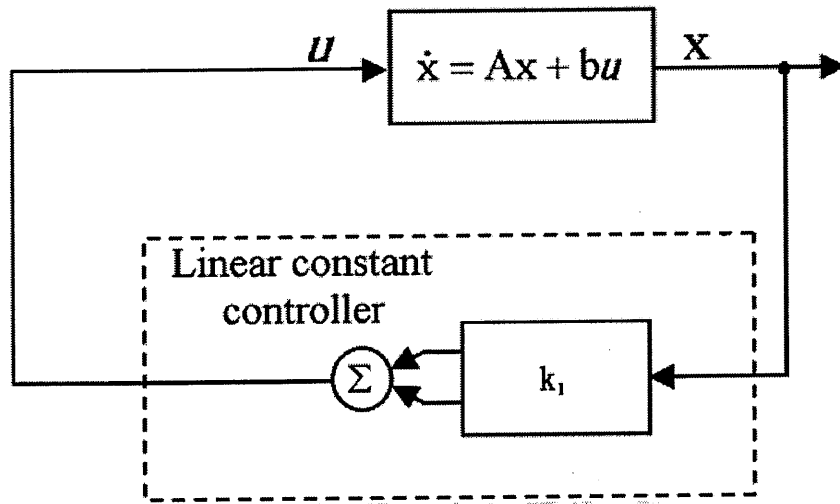


圖 4.1 基於 LQR 控制器系統方塊圖[27]

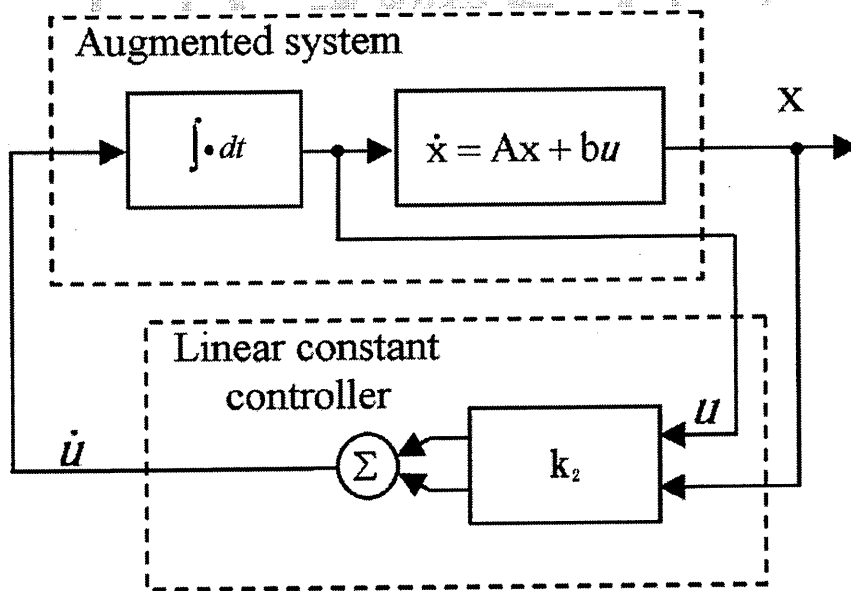


圖 4.2 Modified LQR 方塊圖[27]

其中 r 、 s 為一大於零的常數， Q 定義為非負定的矩陣。在決定了性能指標式(4.8)中的權重後，利用解式(4.4)的 Riccati Equation，可以求得使式(4.8)為最小的系統回授增益常數 k_2 。為使性能指標 J_2 達到最小，我們定義新的狀態向量如下：

$$\mathbf{x}_1 = \begin{bmatrix} \mathbf{x} \\ u \end{bmatrix}, \quad u_1 = \dot{u} \quad (4.9)$$

利用式(4.8)，定義新的系統矩陣、輸入矩陣與狀態權重如式(4.10)所示，其中 A 與 b 為式(4.2)所示。

$$\mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} A & b \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{b}_1 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{Q}_1 = \begin{bmatrix} Q & 0 \\ 0 & r \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

此擴張系統動態方程式可以重新寫成如式(4.11)所示之方程式。

$$\dot{\mathbf{x}}_1 = \mathbf{A}_1 \mathbf{x}_1 + \mathbf{b}_1 u_1 \quad (4.11)$$

而性能指標式(4.8)可以重新寫成式(4.12)所示。

$$J_2 = \int_0^{\infty} (\mathbf{x}_1^T \mathbf{Q}_1 \mathbf{x}_1 + s u_1^2) dt \quad (4.12)$$

在系統加入積分器後，經狀態變換的系統動態方程式之型式，亦與原始的系統動態方程式相同。所以仍可應用 LQR 技巧求得新的回授增益 k_2 ，以及控制器輸出 u_1 ：

$$u_1 = -\mathbf{k}_2^T \mathbf{x}_1 \quad (4.13)$$

4.4 加權矩陣的選擇[28]

在 LQR 最佳化控制下，系統的性能強烈的依賴加權矩陣的選擇，

也就是說最佳性針對當前的加權矩陣選擇而言，在一組 Q 與 r 選擇下的最佳解，並不能保證在其他的 Q 與 r 選擇內有較好的結果。所謂的“最佳”控制還是存在著許多人為因素，因此 Q 與 r 選擇就顯得相當重要。以下列出幾種常用的加權矩陣選擇方法：

(1) 廉價控制

若控制的成本是很低的，為了追求較好的動態控制效果，可使用任意大的控制訊號。若在這個情況下，對輸入信號的加權可取得很小，即可以任意的減小 r 值。設計方法可先將 r 值設為 1，則從效果上可以加大對狀態變數的加權。所以 Q 矩陣可選擇較大的值，將 Q 矩陣表示為式(4.14)後使用較大的 ρ 值。

$$\hat{Q} = \rho Q \quad (4.14)$$

(2) 昂貴控制

對應前述之廉價控制，在昂貴控制底下的問題，是指控制本身的成本較高。若在此情況底下，應該減少控制量 $u(t)$ 。因此應該引入較大的 r 值，對於單變數的系統而言 $r=1$ ，則 Q 矩陣的決定可依式(4.14)，使用較小的 ρ 值(理論值 $\rho=0$)。

4.5 全不變性可變結構控制[18]

Modified LQR 控制器架構雖然加入積分動作後，系統可以有效地消除系統的穩態誤差。但是對於系統的擾動與非線性等問題，單純的狀態回授與加入積分控制，是不足以克服干擾而使系統響應不受影響。實際應用上，許多非線性成分的不連續本質是無法被線性化趨近的，且系統的不確定成分常存在於系統的參數中，以至於線性控制器的控

制性能將顯得較為薄弱，甚至於導致系統不穩定。因此這類的非線性因素是不能被忽略的，於是吾人設計一強健控制法則，可抑制不確定因素、系統干擾對受控系統所造成的影響。為了使受控系統輸出穩定，且不受其他干擾影響控制結果，所以本章第三部分採用全不變性可變結構控制(TIVSC)做為 PMSM 之位置控制器設計。TIVSC 控制器設計相關步驟如下[18]：

若考慮一如式(4.15)的單一輸入線性非時變 n 階系統，並將其轉成可控形式表示如式(4.15)與(4.16)所示：

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{b}u \quad (4.15)$$

其中

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & 1 \\ -a_1 & -a_2 & \cdots & -a_n \end{bmatrix}, \mathbf{b} = \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ 0 \\ b \end{bmatrix}, \mathbf{x}^T = [x_1 \ x_2 \ \cdots \ x_n] \quad (4.16)$$

而在考慮到實際系統受有干擾的情況下，式(4.15)可以進一步改寫為

$$\dot{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & 1 \\ -a_1 - \Delta a_1 & -a_1 - \Delta a_1 & \cdots & -a_n - \Delta a_n \end{bmatrix} \mathbf{x} + \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ 0 \\ b + \Delta b \end{bmatrix} u + \mathbf{d} \quad (4.17)$$

$$\cong (\mathbf{A} + \Delta\mathbf{A})\mathbf{x} + (\mathbf{b} + \Delta\mathbf{b})u + \mathbf{d}$$

其中

$$\Delta\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & 1 \\ -\Delta a_1 & -\Delta a_2 & \cdots & -\Delta a_n \end{bmatrix}, \quad \Delta\mathbf{b} = \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ 0 \\ \Delta b \end{bmatrix}, \quad \mathbf{d} = \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ 0 \\ d \end{bmatrix} \quad (4.18)$$

而 $\Delta\mathbf{A}$ 與 $\Delta\mathbf{b}$ 分別表示為系統矩陣 \mathbf{A} 與系統輸入矩陣 \mathbf{b} 之非確定因子 (Uncertainty) 部分， \mathbf{d} 為系統雜訊。令 $(b + \Delta b) > 0$ ，則式(4.17)可改寫為

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{b}u + \mathbf{p} \quad (4.19)$$

其中式(4.19) 中 \mathbf{p} 為所有系統擾動與不確定因素總和，表示如式(4.20)，

$$\mathbf{p} = \Delta\mathbf{A}\mathbf{x} + \Delta\mathbf{b}u + \mathbf{d} \quad (4.20)$$

若將受控系統設為狀態回授控制型式，則控制器輸出(Control Law) u_L 可表示為式(4.21)：

$$u_L = -\mathbf{k}_3^T \mathbf{x} \quad (4.21)$$

式(4.21)中 $\mathbf{k}_3^T = [k_1 \ k_2 \ \cdots \ k_n]$ 為狀態回授之增益，可依照系統之特性挑選適當 \mathbf{k}_3 值，或藉由極點安置法、LQR 法等求得。本節所採用方法為利用 LQR 法設計回授增益。因此，經過回授控制後的閉迴路動態方程式表示如下：

$$\dot{\mathbf{x}} = (\mathbf{A} - \mathbf{b}\mathbf{k}_3^T)\mathbf{x} \triangleq \mathbf{A}_c\mathbf{x} \quad (4.22)$$

$$\mathbf{A}_c = \mathbf{A} - \mathbf{b}\mathbf{k}_3^T = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & 1 \\ -\alpha_1 & -\alpha_2 & \cdots & -\alpha_n \end{bmatrix} \quad (4.23)$$

其中

$$\alpha_i = a_i + bk_i, \quad i=1 \cdots n \quad (4.24)$$

式(4.23)為控制器系統設計時，所預期需求的系統等效狀態矩陣。為使受控系統真正呈現出式(4.23)之性能，吾人定義如式(4.25)的切換相函數：

$$\sigma(\mathbf{x}, t) = \mathbf{c}^T [\mathbf{x} - \mathbf{x}_0] - \mathbf{c}^T \mathbf{A}_c \int_0^t \mathbf{x}(\tau) d\tau \quad (4.25)$$

其中 \mathbf{c}^T 一般設定為

$$\mathbf{c}^T = \begin{bmatrix} 0 \\ -1/b \end{bmatrix} \quad (4.26)$$

並重新定義系統控制器輸出為式(4.27)：

$$u = u_L - q \operatorname{sgn}(\sigma) = -\mathbf{k}_3^T \mathbf{x} - q \operatorname{sgn}(\sigma) \quad (4.27)$$

其中 u_L 為線性控制器部分，已經定義在式(4.21)；而 $-q \operatorname{sgn}(\sigma)$ 則用來保證受控系統能夠持續停留在切換面 $\sigma(\mathbf{x}, t) = 0$ 上的可變控制量[20]。
 $\operatorname{sgn}(\sigma)$ 定義為：

$$\operatorname{sgn}(\sigma) = \begin{cases} 1, & \sigma > 0 \\ -1, & \sigma < 0 \end{cases} \quad (4.28)$$

由於本系統為單一輸入(Single Input)系統，且為符合滑動模式控制原理，其控制量 q 則必須設計比擾動量的上限還大，如式(4.29)所示。

$$q > |p_{\max}| \quad (4.29)$$

根據可變結構控制理論，若系統於受控期間持續的保持在滑動面上，則系統的動態行為將由滑動面來定義。本節所介紹之全不變性可

變結構控制器，是具有可變結構系統強健性的優點，以及如同狀態回受控制或者 LQR 法般的容易設計之特點。這一控制器的設計，結合 LQR 控制法則所設計的線性回授增益，並加入估計系統擾動 $-q \operatorname{sgn}(\sigma)$ ，可滿足針對一理想系統設計所需求。然後再利用切換相函數，決定控制器的輸出如式(4.27)表示。這一控制器與傳統可變結構控制器的差異在於，傳統可變結構控制器存在著到達相(Reaching Phase)的問題，因此系統的性能響應總有一段是無法掌控的。而全不變性可變結構控制器，其系統狀態在控制的初期，就藉由判斷滑動面函數的符號得以在滑動相上。因此，受控系統的動態行為一開始就受到控制，系統的響應也就完全符合所設計的性能。由於控制之初期系統響應就在滑動相上，對於加載與無加載的響應有較好的強健性。



第五章 模擬分析與實作驗證

在控制理論實驗部分，本文將以全不變性可變結構控制系統 (TIVSC) [18]作為主要的控制器設計方法，並與 LQR 法、MLQR 法 [19-20]做比較。本章將分成模擬與實作兩大部分，數學模擬軟體使用 Matlab/Simulink；系統實作部份則利用 DSP 發展板來實現，DSP 程式部分需透過 Code Composer Studio 3.3 (CCS 3.3)的 C 語言程式編寫，控制對象之 PMSM 規格為三相 8 極，輸出馬力為 1 Hp，且額定轉速為 3000rpm。以下將先對系統做模擬分析，接著利用 DSP-based 控制器對控制法則作實現並與模擬結果比較，驗證可變結構控制器設計之性能。

5.1 人機介面設計

本章實驗主要針對三種位置控制器的位置控制性能比較，承 3.4 節所述，因 DSP 程式設計需透過 Code Composer Studio 3.3 (CCS 3.3)的 C 語言程式編寫，實驗時若需改變控制器參數，則必須透過編譯軟體重新寫入，於是吾人利用 LabVIEW 開發人機介面，以便於程式的運行，同時也可透過人機介面來顯示控制器的狀態。人機介面的主畫面如圖 5.1 所示，相較於第三章之 PI 控制器，在數據呈現與參數設定的介面做了若干改變，以下將針對各項功能作介紹。

5.1.1 參數輸入視窗

在參數輸入選項裡，使用者可透過 HMI 選擇三種不同模式的位置控制器(LQR/MLQR/TIVSC)，並且輸入對應的控制器參數。另外，參數輸入選項裡包含了開始、停止、正/反轉、取樣時間(Sampling time)

選擇與回傳資料等功能，如圖 5.2 (a)所示；參數數據輸入的部分，可藉由螢幕小鍵盤來輸入，如圖 5.2 (b)所示。

5.1.2 串列通訊協定

本文 DSP 控制器與 PC 通訊介面是透過非同步串列通訊介面 SCI 作連結，因此必需決定 Baud Rate。而在 Baud Rate 的選擇範圍可從 75-128000 bps。而在位置控制器的人機介面開發上，吾人選用 Baud Rate 為 115200 bps。選用較高的 Baud Rate 原因是在 DSP 位置控制器的設計上，規劃了 20kB 的記憶體空間來儲存資訊。儲存的資訊包括 Control Law、Speed、Position 與 σ /Error (TIVSC 模式/LQR 與 MLQR 模式)等資訊，而每一筆資訊共儲存 2500 筆資料，資料型態為 float，但回傳至 HMI 時將會依照不同的資訊，改變回傳的小數位。在較高的 Baud Rate 下，需確保資料的正確性，傳輸的環境與距離成了必要的考量，而吾人所設計的人機介面，可在 30 秒內接收完成 2500 筆資料。

5.1.3 數據視窗

在畫面顯示視窗，使用者可透過 HMI 選擇六種不同的畫面顯示 (All/Control law/Speed/Position/Sigma or error/相平面)，如圖 5.3。可透過自動/手動切頁的選項，分別觀看不同的數據畫面。此一設計的理念在於經由 DSP 控制器將數據回傳至 HMI 後，獨立的顯示可便於供使用者作數據的分析。圖 5.3 (a)為全部的資料繪製於同一視窗；圖(b)為顯示控制器輸出電壓；圖(c)為速度顯示視窗單位為 rad/s ；圖(d)為位置顯示視窗單位為 rad ；圖(e)為 σ /Error (TIVSC 模式/LQR 與 MLQR 模式)；圖(f)為相平面圖，x 軸為轉子位置 rad ，y 軸為馬達速度 rad/s 。

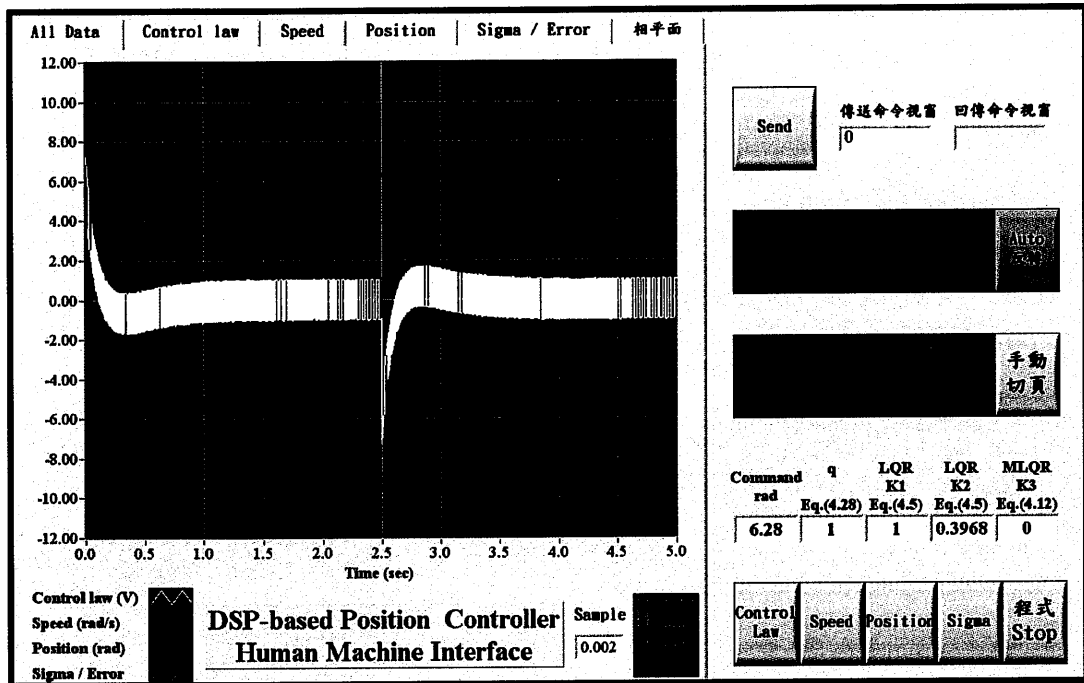


圖 5.1 DSP 位置控制器之人機介面主畫面

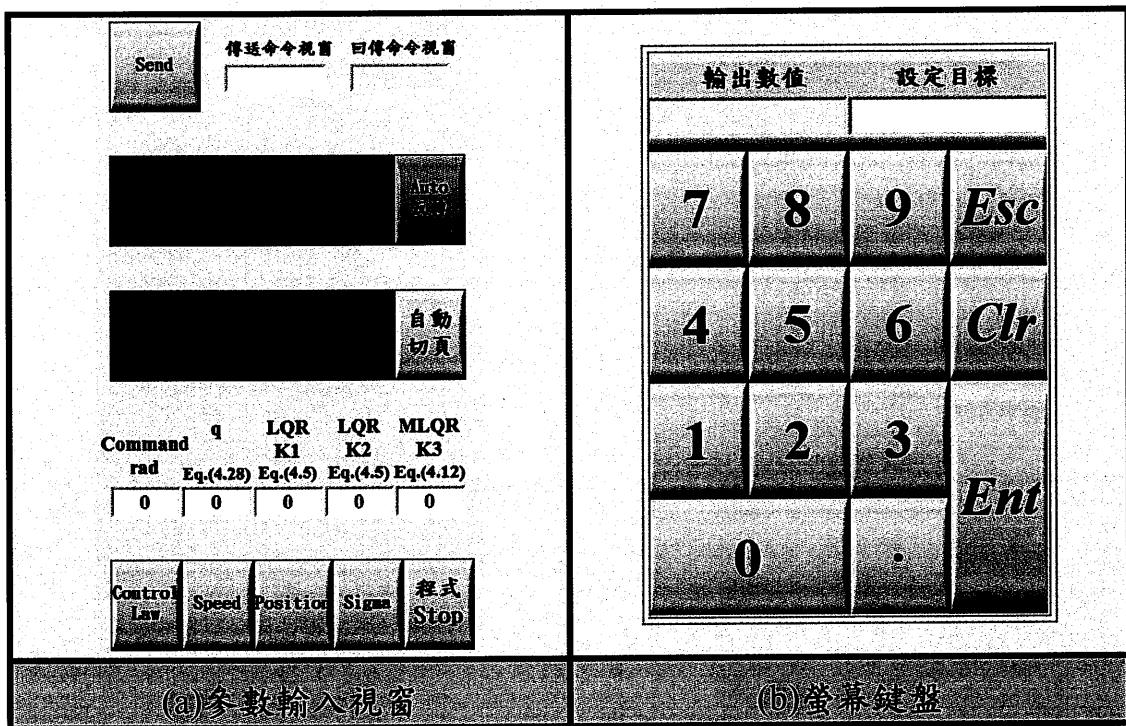


圖 5.2 參數輸入介面

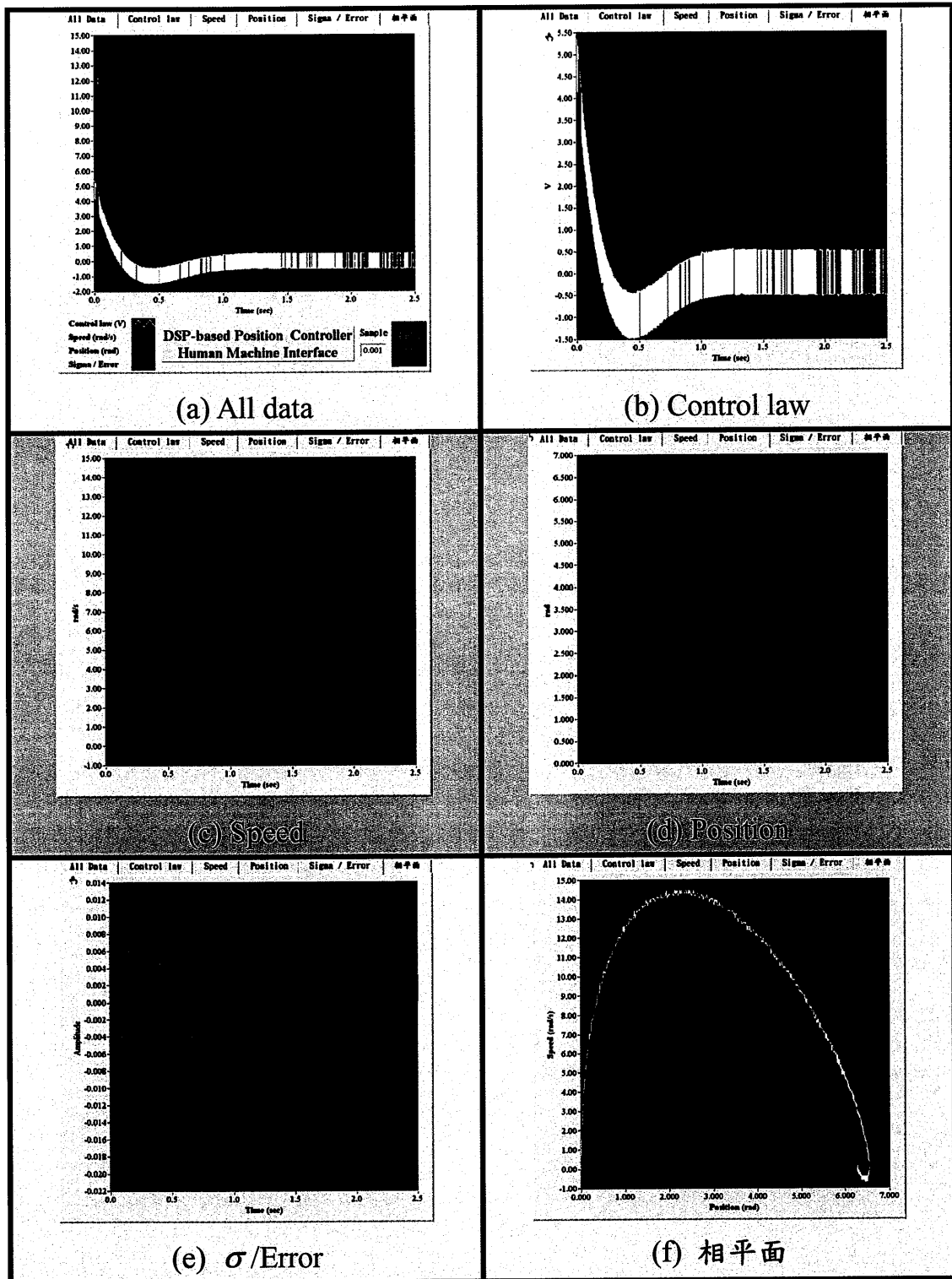


圖 5.3 數據繪圖視窗

5.2 系統模擬

5.2.1 系統模型建立

由 2.4 節所得知本文受控系統永磁同步馬達，其對應速度之系統轉移函數 $H_v(s)$ 如式(5.1)：

$$H_v(s) = \frac{\omega_m(s)}{i_{qs}^*(s)} = \frac{K_T / J_m}{s + B_m / J_m} = \frac{b}{s + a} = \frac{35.31026}{s + 0.12252} \quad (5.1)$$

由式(5.1)可求得馬達位置系統轉移函數 $H_p(s)$ 為：

$$H_p(s) = \frac{\theta_m(s)}{i_{qs}^*(s)} = \frac{35.31026}{s(s + 0.12252)} \quad (5.2)$$

其中 ω_m 為角速度、 θ_m 為馬達轉子位置、 i_{qs}^* 為轉矩命令。令 $u = i_{qs}^*$ ，並將式(5.2)以狀態方程式表現為式(5.3)

$$\begin{bmatrix} \dot{\theta}_m \\ \dot{\omega}_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -0.12252 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta_m \\ \omega_m \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 35.31026 \end{bmatrix} u \quad (5.3)$$

令 x_1 與 x_2 如式(5.4)，其中 θ_d 為目標角度、 θ_e 為角度誤差：

$$\begin{cases} x_1 = \theta_d - \theta_m = \theta_e \\ x_2 = \frac{d\theta_d}{dt} - \frac{d\theta_m}{dt} = -\omega_m \end{cases} \quad (5.4)$$

利用式(5.4)，可改寫狀態方程式(5.3)為式(5.5)

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -0.12252 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 \\ 35.31026 \end{bmatrix} u \quad (5.5)$$

在應用 LQR 法時，選定的權重參數 Q 與 r 分別為

$$\mathbf{Q} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0.1 \end{bmatrix}, r=1 \quad (5.6)$$

於 MLQR 法時，擴張系統的狀態方程式重新表示為式(5.7)：

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{u} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & -0.12252 & -35.31026 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ u \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} u_1 \quad (5.7)$$

其中 x_1 、 x_2 、 u 與 u_1 表示如式(5.8)：

$$\begin{cases} x_1 = \theta_d - \theta_m = \theta_e \\ x_2 = \frac{d\theta_d}{dt} - \frac{d\theta_m}{dt} = -\omega_m \\ u = 0.03\dot{\omega}_m + 0.0036\omega_m \\ u_1 = \dot{u} \end{cases} \quad (5.8)$$

在 MLQR 法時，選定的權重參數 \mathbf{Q}_1 與 s 分別為

$$\mathbf{Q}_1 = \begin{bmatrix} 1000 & 0 & 0 \\ 0 & 100 & 0 \\ 0 & 0 & 1000 \end{bmatrix}, s=1 \quad (5.9)$$

位置控制時，利用 LQR 法對式(5.5)所求得的系統回授增益參數為 $\mathbf{k}_1 = [-1 \quad -0.3923]^T$ ，其系統相對應的極點在-3.3110 與-10.6646，由系統主極點位置在-3.3110 可得知系統的收斂時間約為 1.5 秒；而利用 MLQR 法時對式(5.7)所求得的系統回授增益參數為 $\mathbf{k}_2 = [-31.6228 \quad -13.2266 \quad 43.978]^T$ ，其系統相對應的極點在-29.2584、-11.5331 與-3.309，由系統主極點位置在-3.309 可得知系統的收斂時間約為 1.5 秒。在模擬與實作部分將以 LQR 法與 MLQR 法所求得的 \mathbf{k}_1 與 \mathbf{k}_2 ，來做為 matlab 模擬與 DSP 位置控制器的回授增益參數。

在 TIVSC 法時，是以 LQR 法所求得的 k_1 作為系統回授增益參數。而在 4.5 節的式(4.28)所提及， q 值必須設計在比擾動量的上限還大，而 q 值的大小將對 Control Law 輸出造成影響，也將造成馬達速度的抖動幅度，穩定度問題可由[18]來探討。於 5.2.2 節之模擬加載時，TIVSC 法控制器參數設為 $k_3 = [-1 \quad -0.3923]^T$ 與 $q = 5$ 。

5.2.2 外加負載模擬

本節模擬三種位置控制器在位置命令為 6.28 rad 時之響應，LQR 法與 MLQR 法之控制器參數已於上一節所求得；並於 2.5 秒時加入負載分別為 $T_L = 1$ 、 $T_L = 2$ 與 $T_L = 3$ 的負載。所有模擬與實驗圖之時間單位皆為秒，圖 5.4、5.7 與 5.10 為位置響應圖，其穩態響應於 LQR 法下皆有穩態誤差，而 MLQR 法因加入積分器後，可消除穩態誤差，TIVSC 法下若 q 值足夠大，則可不受外加負載的影響；圖 5.5、5.8 與 5.11 為速度響應圖，三種控制器的最高速皆為 12 rad/s ；圖 5.6、5.9 與 5.12 為控制器輸出電壓，LQR 法的輸出電壓大小與位置誤差成正比，MLQR 法之輸出則透過積分器的累積，TIVSC 法則之輸出不同於傳統可變結構控制，在系統開始動作時即在 Switching Line 上。LQR 法與 MLQR 在 2.5 秒加入負載後，皆有對應之輸出電壓來克服所投入之負載，但 LQR 法無法消除穩態誤差，TIVSC 法則可有效抑制此一外加負載。

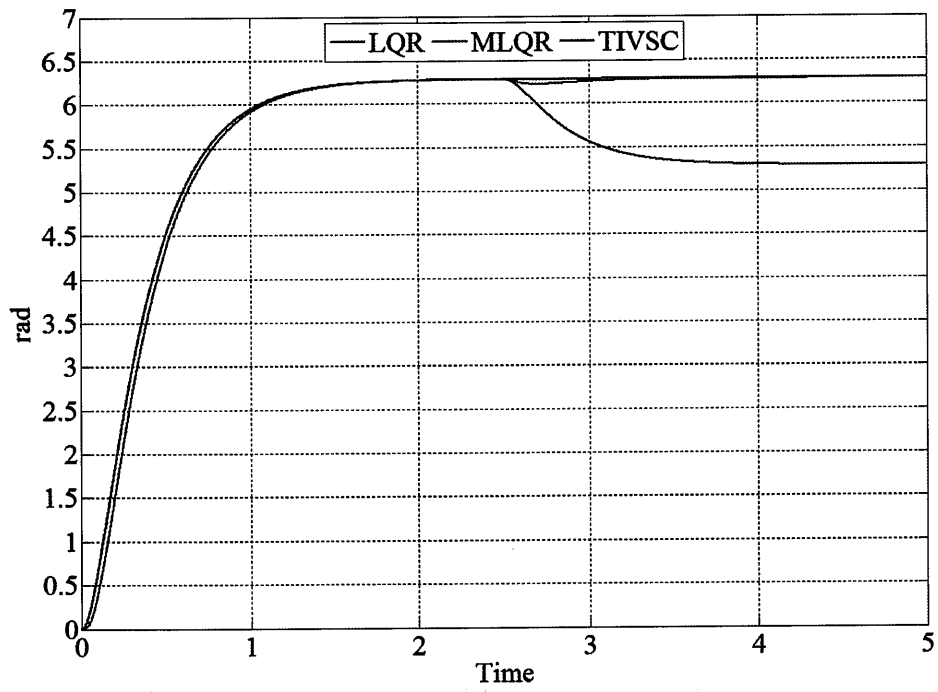


圖 5.4 $T_L=1$ 之位置響應圖

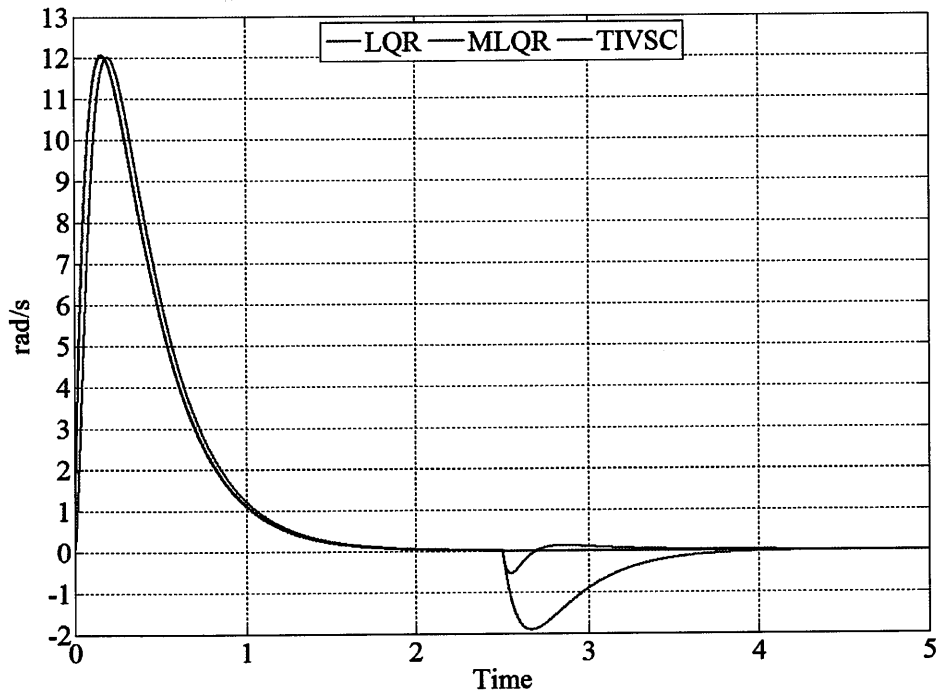


圖 5.5 $T_L=1$ 之速度響應圖

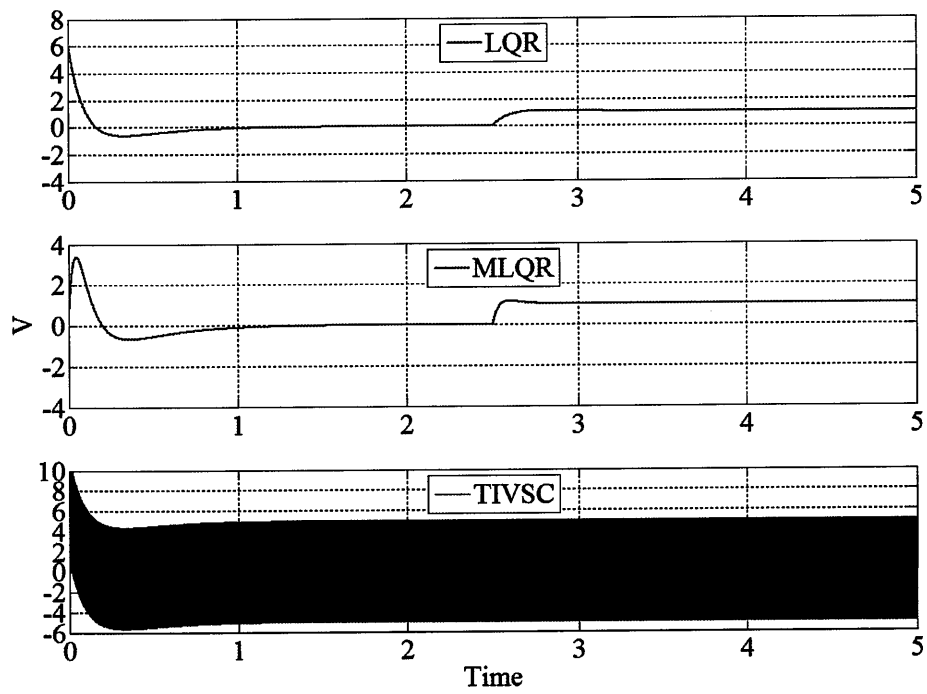


圖 5.6 $T_L=1$ 之控制器輸出電壓

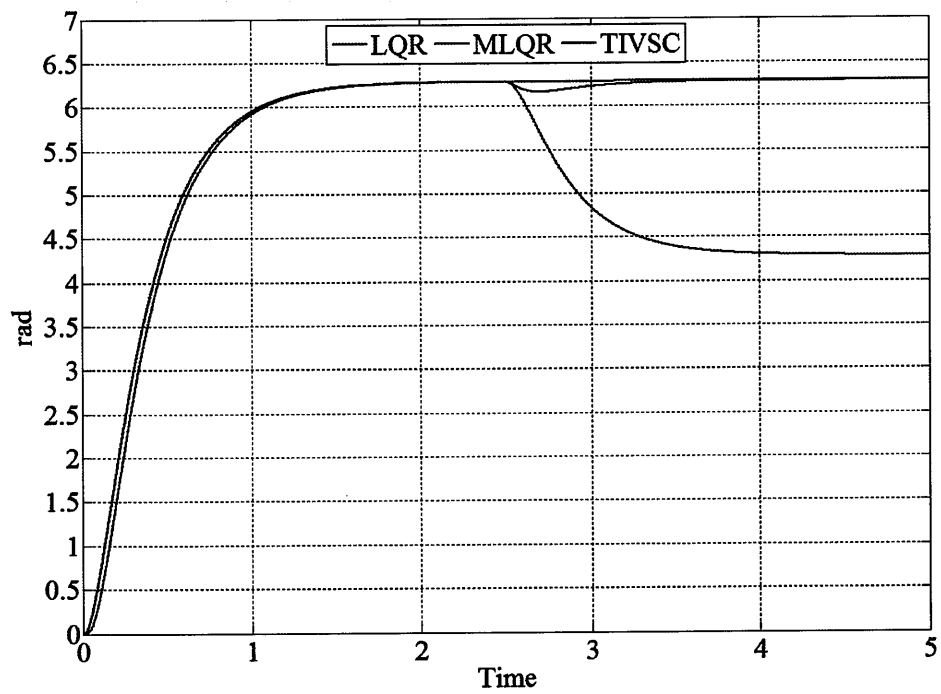


圖 5.7 $T_L=2$ 之位置響應圖

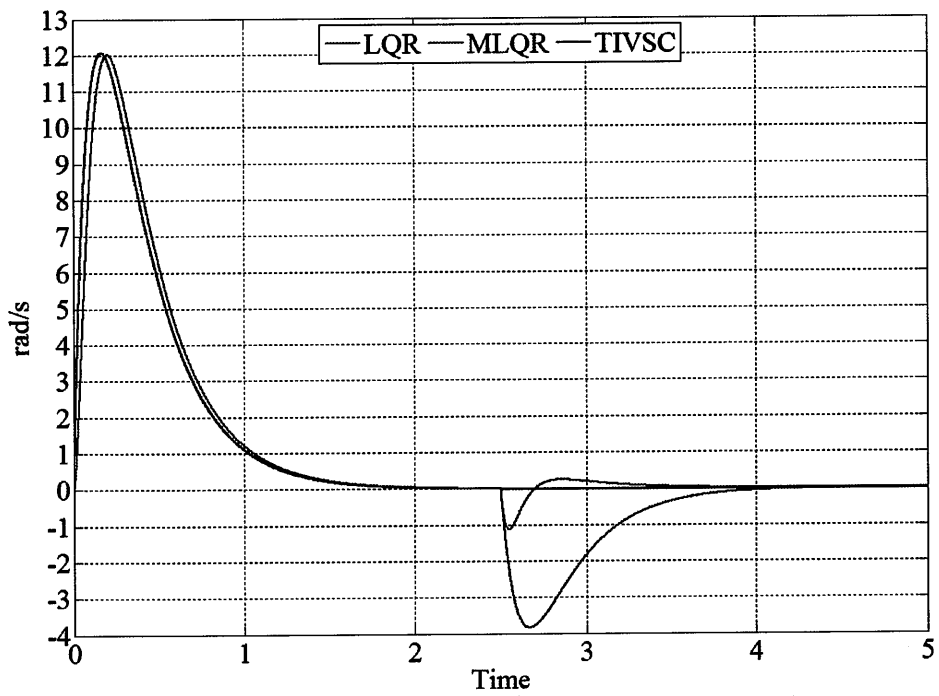


圖 5.8 $T_L=2$ 之速度響應圖

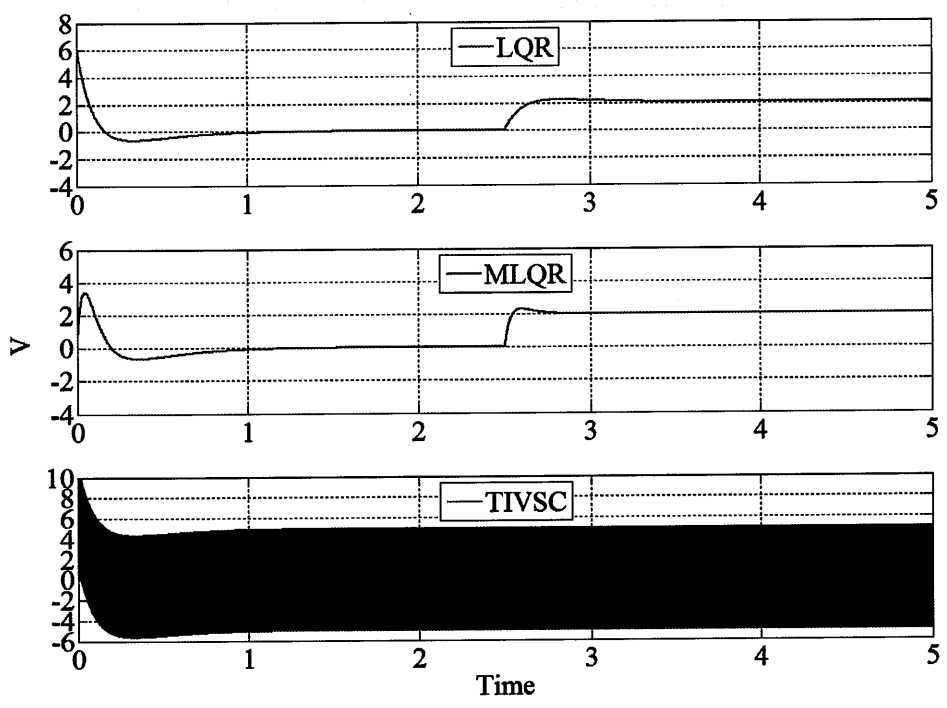


圖 5.9 $T_L=2$ 之控制器輸出電壓

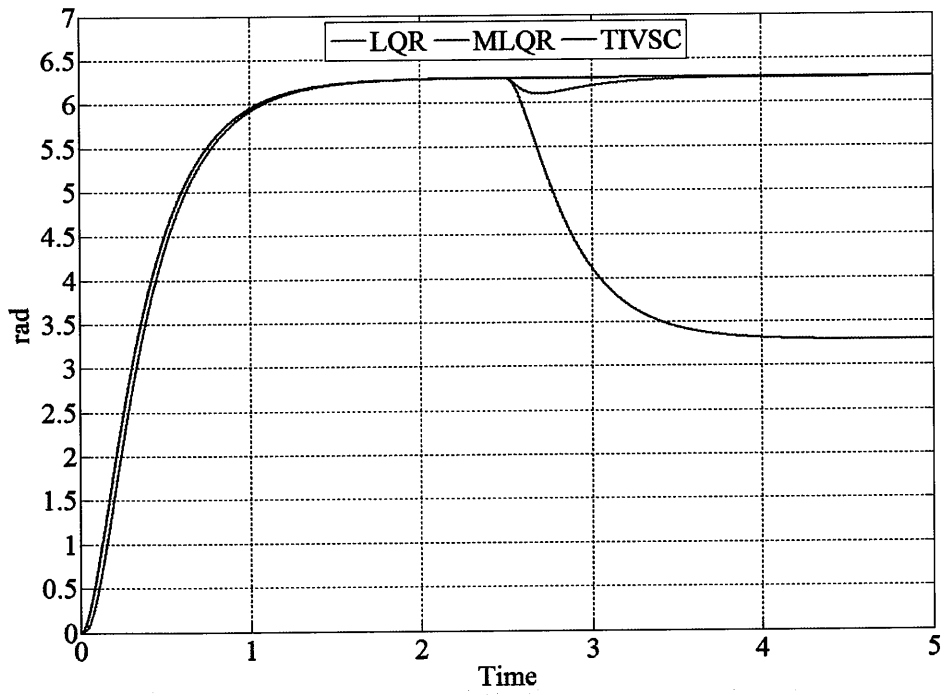


圖 5.10 $T_L=3$ 之位置響應圖

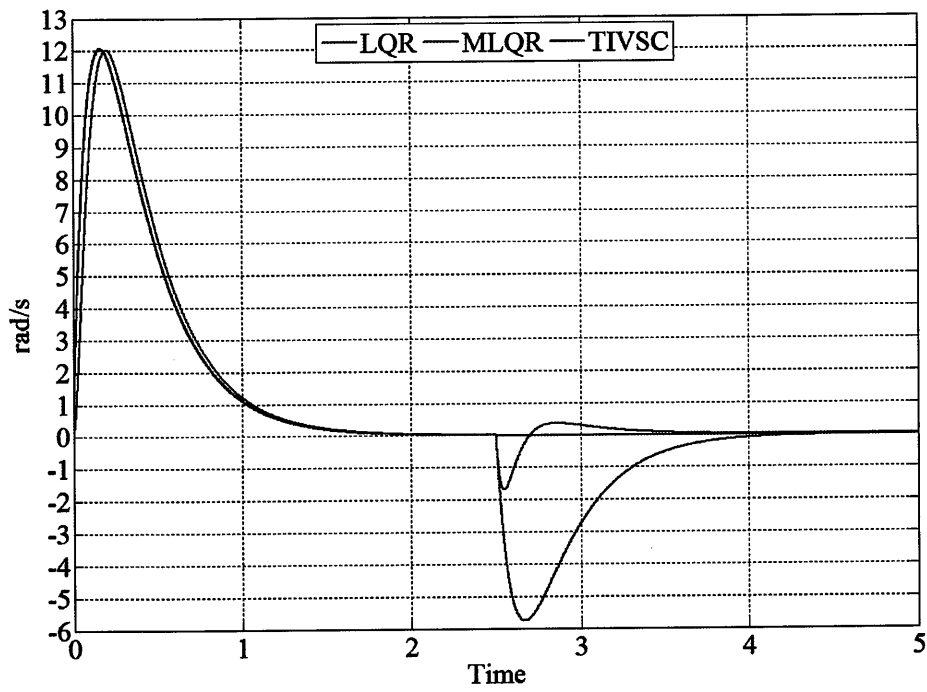


圖 5.11 $T_L=3$ 之速度響應圖

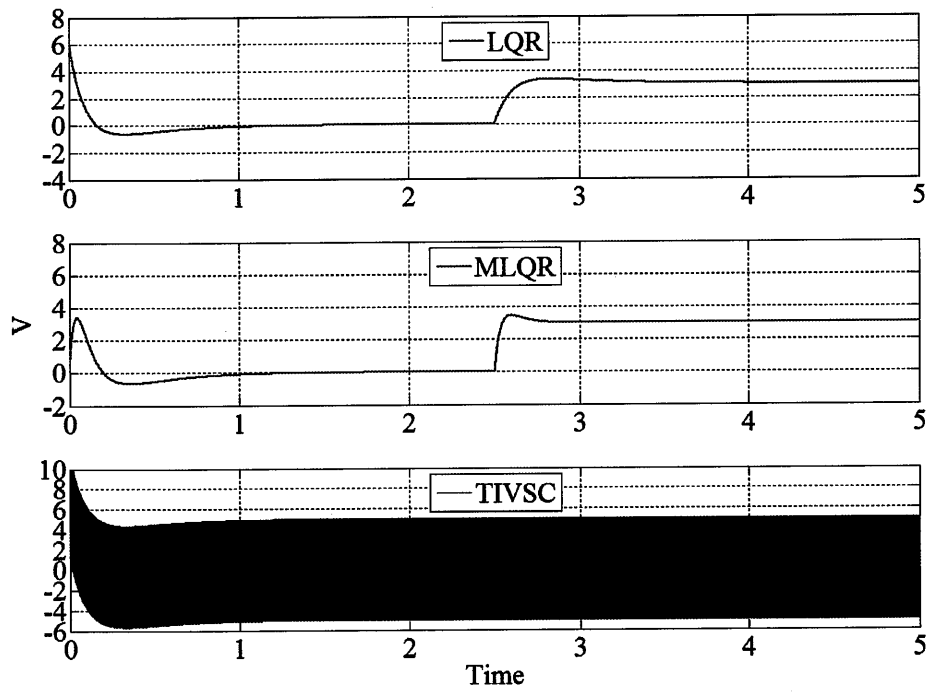


圖 5.12 $T_L=3$ 之控制器輸出電壓

表 5.1 三種控制器之回授增益參數比較表

性能指標 權重	$Q = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0.1 \end{bmatrix}$ $r = 1$	$Q_1 = \begin{bmatrix} 1000 & 0 & 0 \\ 0 & 100 & 0 \\ 0 & 0 & 1000 \end{bmatrix}$ $s = 1$	$Q = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0.1 \end{bmatrix}$ $r = 1$
回授增益 參數	$k_1 = \begin{bmatrix} -1 \\ -0.3923 \end{bmatrix}$	$k_2 = \begin{bmatrix} -31.6228 \\ -13.2266 \\ 43.978 \end{bmatrix}$	$k_3 = \begin{bmatrix} -1 \\ -0.3923 \end{bmatrix}$ $q = 5$
極點位置	-3.3110 -10.6646	-29.2584、-11.5331 -3.3090	-3.3110 -10.6646

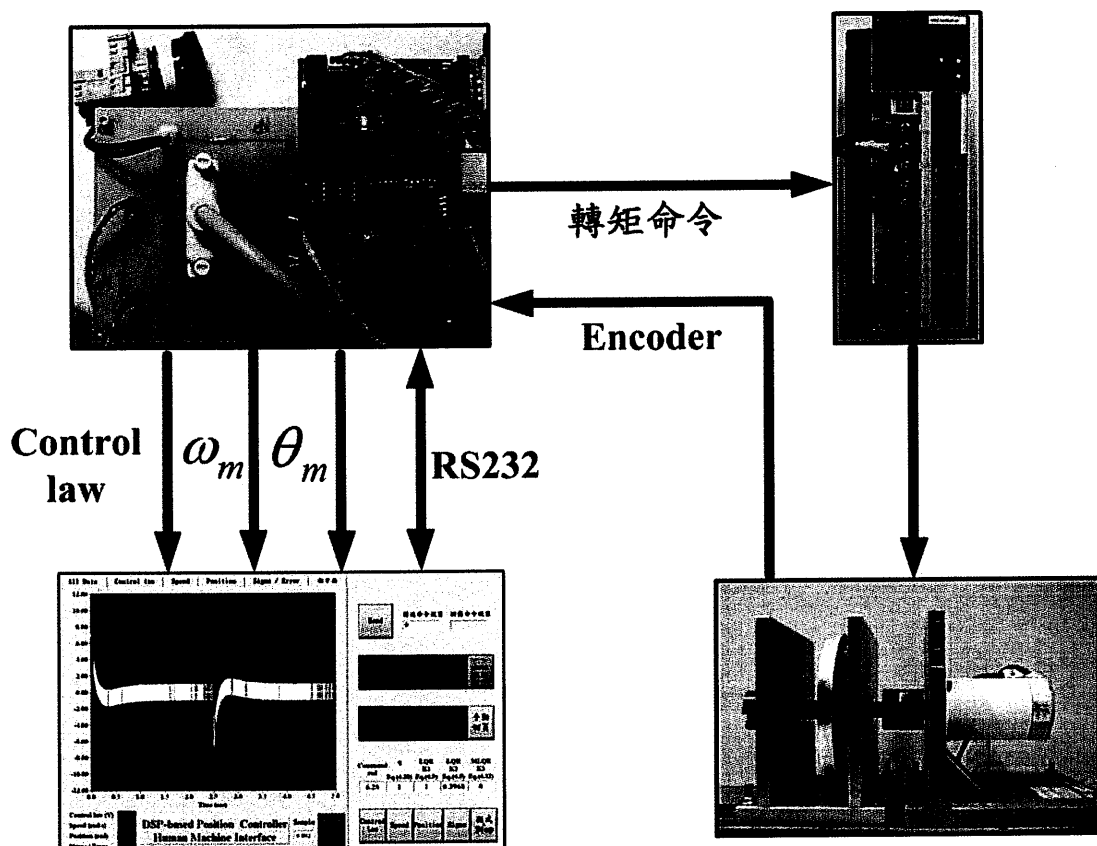
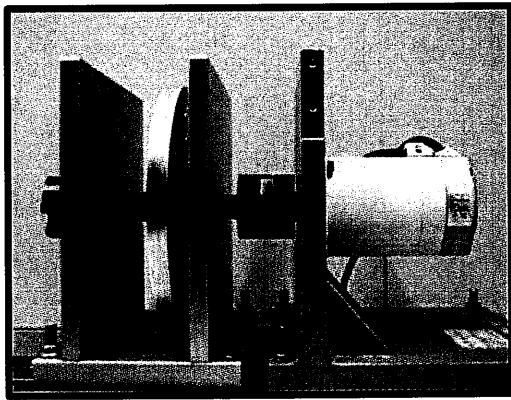


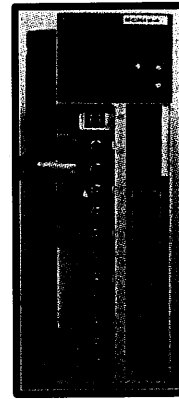
圖 5.13 實驗平台架構圖

5.3 DSP 位置控制器模擬與實作分析

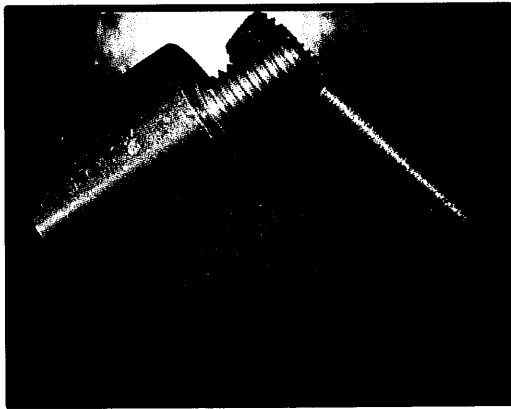
以下將針對永磁同步馬達做空載與加載實驗，在加載實驗的部分本文將設定兩種模式來驗證三種控制器的性能，控制器參數如表 5.1 所示，實驗平台架構如圖 5.14 所示。第一種模式為改變馬達的慣量(即 J_m)，本文以增加或改變惰輪上的砝碼數量或排列方式，砝碼如圖 5.14(c) 所示；第二種模式為改變馬達的摩擦係數(即 B_m)，本文以直流負載箱的方式來當作負載，如圖 5.14(d)所示。



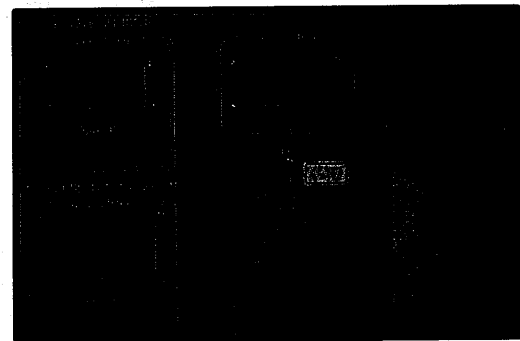
(a)



(b)



(c)



(d)

圖 5.14 永磁同步馬達實驗平台。(a)永磁同步馬達與惰輪；
 (b) MSDA083A1A 伺服馬達驅動器；
 (c)砝碼；(d)直流負載箱。

5.3.1 空載模擬與實作

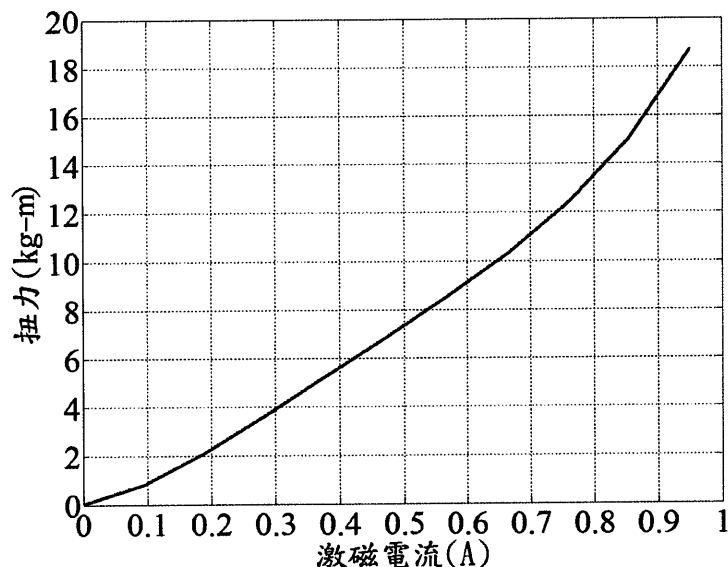
本節實驗所使用之三種位置控制器的控制器參數由 5.2 節所求得，重寫如下，LQR 法為 $\mathbf{k}_1 = [-1 \quad -0.3923]^T$ ；MLQR 為 $\mathbf{k}_2 = [-31.6228 \quad -13.2266 \quad 43.978]^T$ ；TIVSC 法控制器參數為 $\mathbf{k}_3 = [-1 \quad -0.3923]^T$ 與 $q=1$ 。位置命令為 6.28 rad ，於 2.5 秒時反轉回

原始點，其控制器輸出與馬達響應模擬與實作圖如圖 5.15 - 5.20 所示，在空載實驗下三種控制器皆可得到不錯的控制效果且無穩態誤差。由圖 5.15、圖 5.16 可得知 LQR 法下的暫態時間約為 1.5 秒，穩態誤差在可容許的範圍，最高轉速約為 12 rad/s ，實作結果與模擬相符；由圖 5.17、圖 5.18 可得知 MLQR 法下的暫態時間約為 1.5 秒，無穩態誤差，最高轉速約為 12 rad/s ，實作結果與模擬相符；由圖 5.19、圖 5.20 可得知 TIVSC 法下的暫態時間約為 1.5 秒，無穩態誤差，最高轉速約為 12 rad/s ，穩態時速度與位置無抖動之情形且 $\sigma \cong 0$ ，實作結果與模擬相符。

5.3.2 加載實驗實作(改變摩擦係數)

本節以改變馬達摩擦來模擬加載情況，加載實驗平台如圖 5.14 (d) 所示。其工作原理是透過電磁鐵吸住馬達耦合的圓盤，當外加的電壓越大時，內部的電磁鐵磁力相對變大，使得馬達所耦合的圓盤不易轉動，可視為增加摩擦力。三種位置控制器之位置命令與控制器參數同 5.3.1 節所標示，外加負載其激磁電流為 0.1 A ，可產生約 1 kg-m 的摩擦力，如表 5.1 所示。控制器輸出與馬達響應模擬與實作圖如圖 5.21 - 5.23 所示。其實作結果在負載約 1 kg-m 的摩擦力中，LQR 法下的暫態時間約為 1.5 秒，穩態誤差約為 0.65 rad ，控制器穩態輸出電壓約為 0.65 V ，最高轉速約為 11 rad/s ；MLQR 法下的暫態時間約為 1.75 秒，透過積分的效果可達成無穩態誤差，控制器穩態輸出電壓約為 0.65 V ，最高轉速約為 12 rad/s ；TIVSC 法下的暫態時間約為 1.5 秒，無穩態誤差且 $\sigma \cong 0$ ，最高轉速約為 12 rad/s 。

表 5.2 直流負載箱(扭力/激磁電流)曲線表



5.3.3 加載實驗實作(改變慣量模式)

本實驗以改變馬達慣量來模擬加載情況。圖 5.24 為惰輪上的砝碼排列方式，每顆砝碼為 120 公克，平均安置在惰輪上來增加慣量。透過 2.4 節所提正弦穩態響應實驗，吾人可求得此改變慣量模式的系統轉移函數 $H(s)$ 如式(5.10)所示：

$$H(s) = \frac{\omega_m(s)}{i_{qs}^*(s)} = \frac{K_T / J_m}{s + B_m / J_m} = \frac{15.37128}{s + 0.06283} \quad (5.10)$$

三種位置控制器之位置命令與控制器參數同 5.3.1 節所標示，其控制器輸出與馬達響應實作圖如圖 5.26 - 5.28。在平均安置法的情況下可得到一個平衡的慣量，改變的只有慣量的大小，三種控制器皆可得到不錯的控制效果。LQR 法下的暫態時間約為 1.25 秒，有些許的穩態誤差，最高轉速約為 11 rad/s ；MLQR 法下的暫態時間約為 1.75 秒，無穩態誤差，最高轉速約為 13 rad/s ；TIVSC 法下的暫態時間約為 1.5 秒，無穩態誤差，且 $\sigma \cong 0$ ，最高轉速約為 12.8 rad/s 。

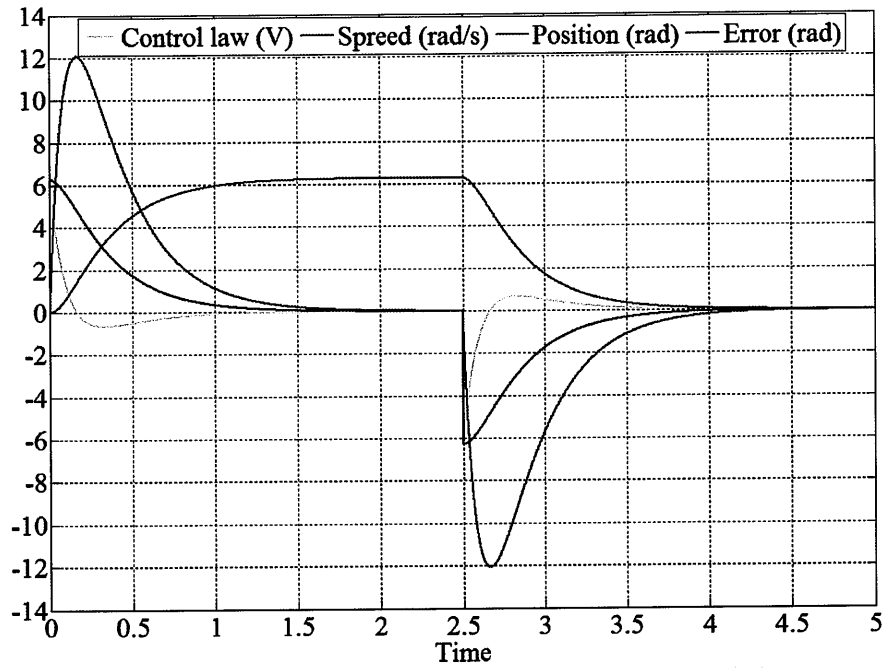


圖 5.15 LQR 法模擬綜合響應圖

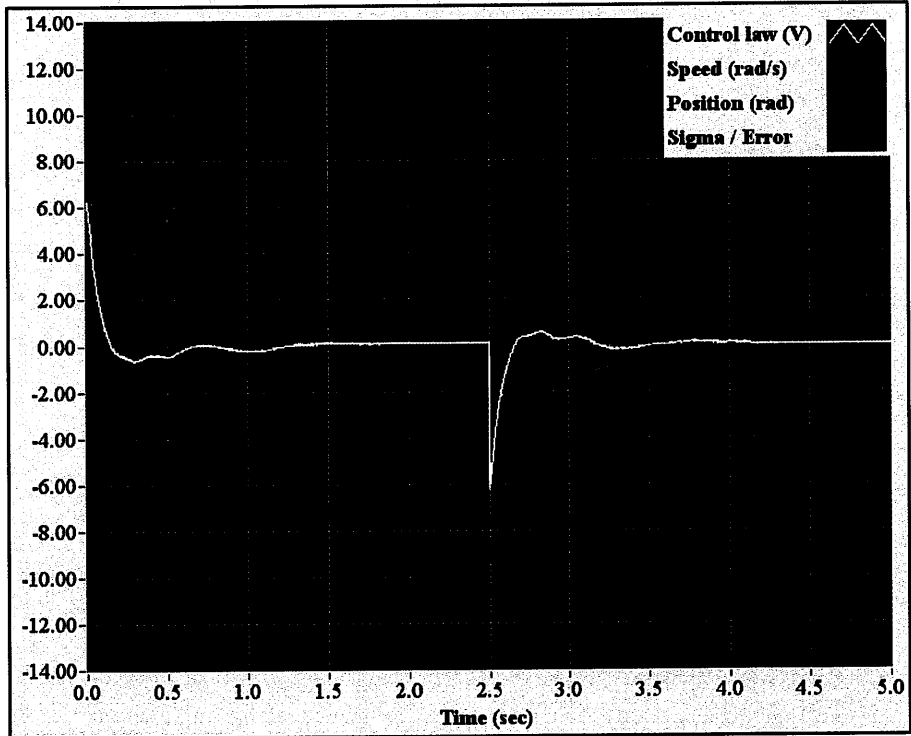


圖 5.16 LQR 法實作綜合響應圖

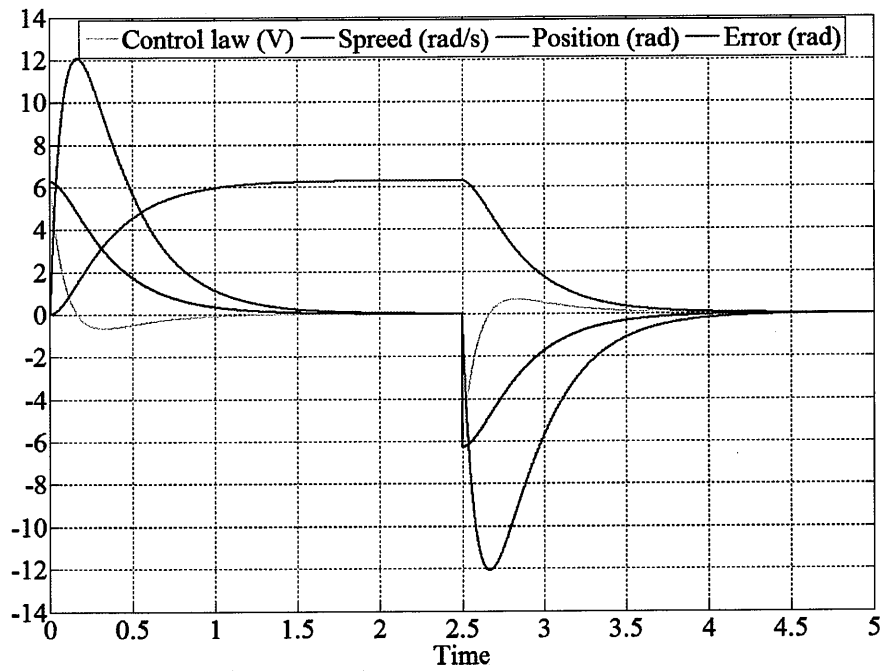


圖 5.17 MLQR 法模擬綜合響應圖

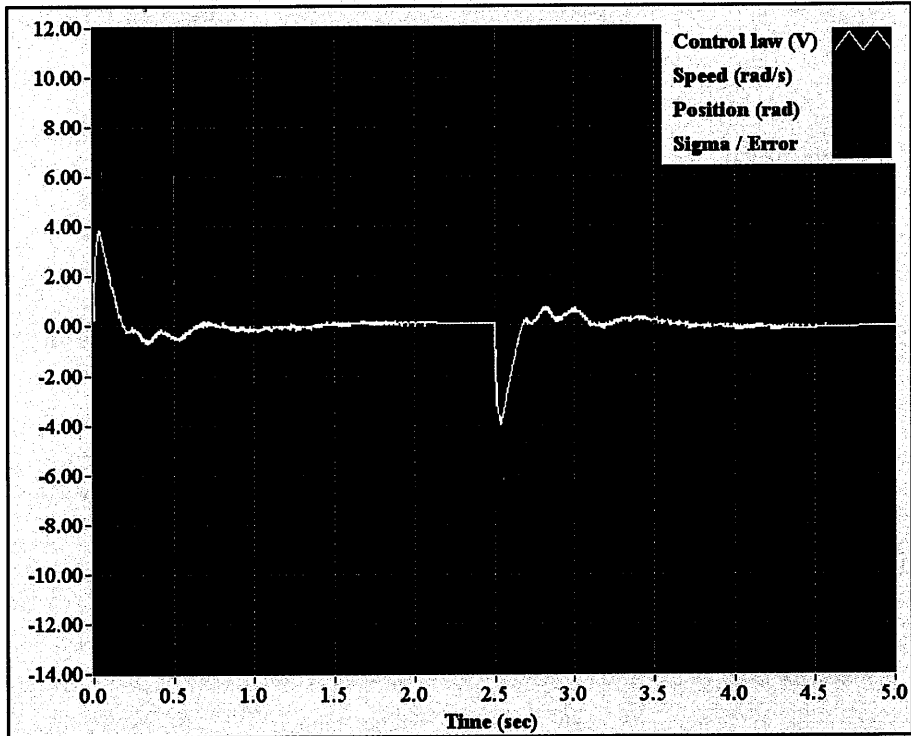


圖 5.18 MLQR 法實作綜合響應圖

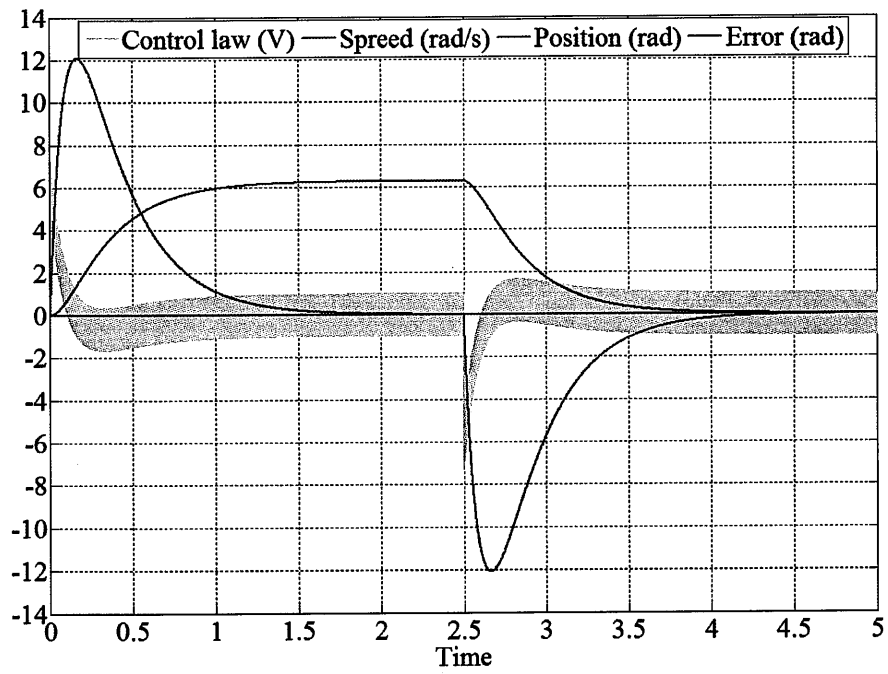


圖 5.19 TIVSC 法模擬綜合響應圖

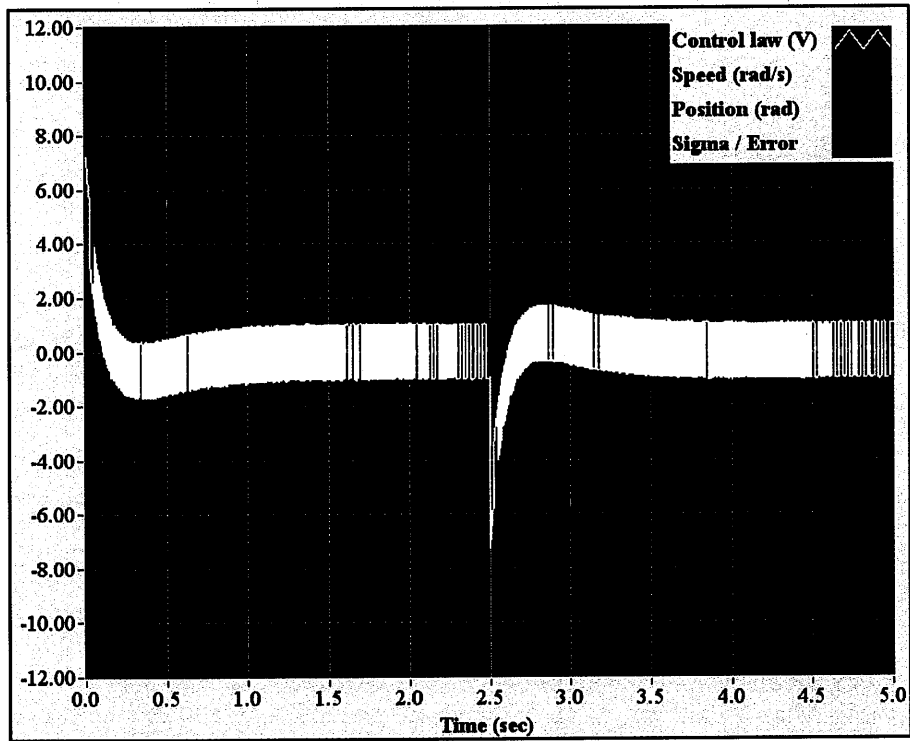
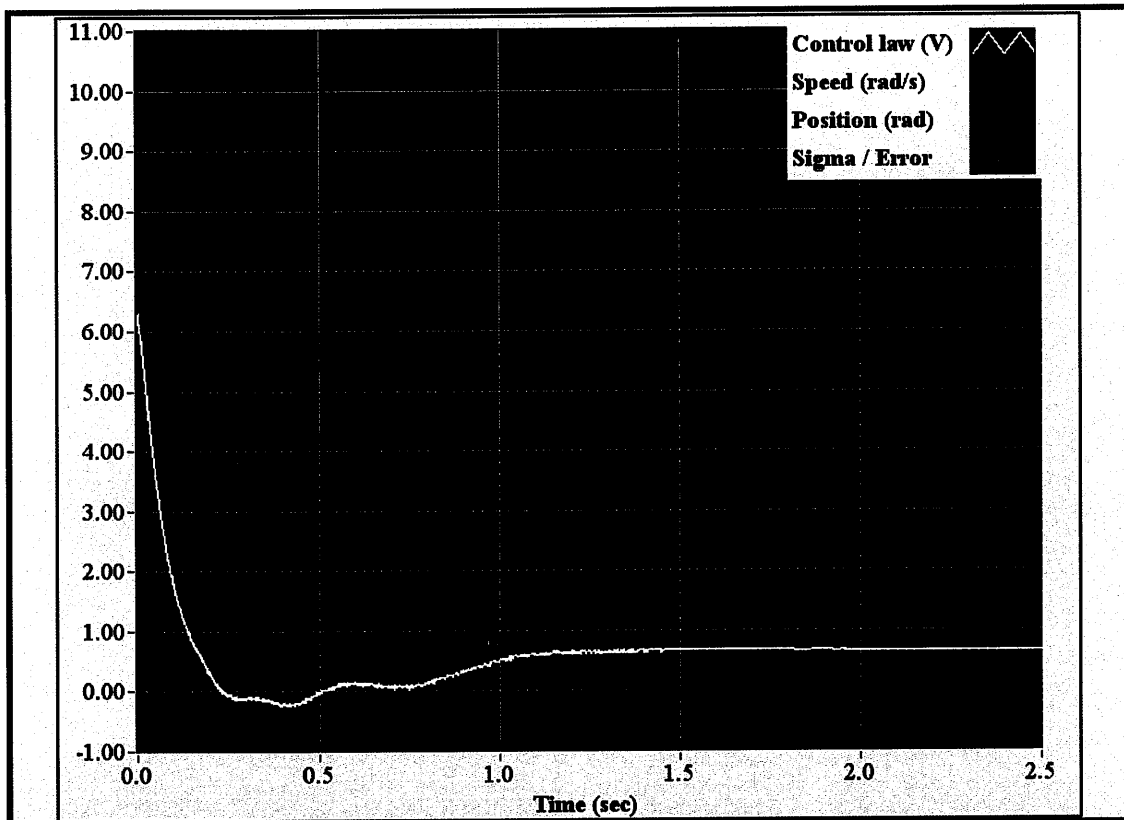
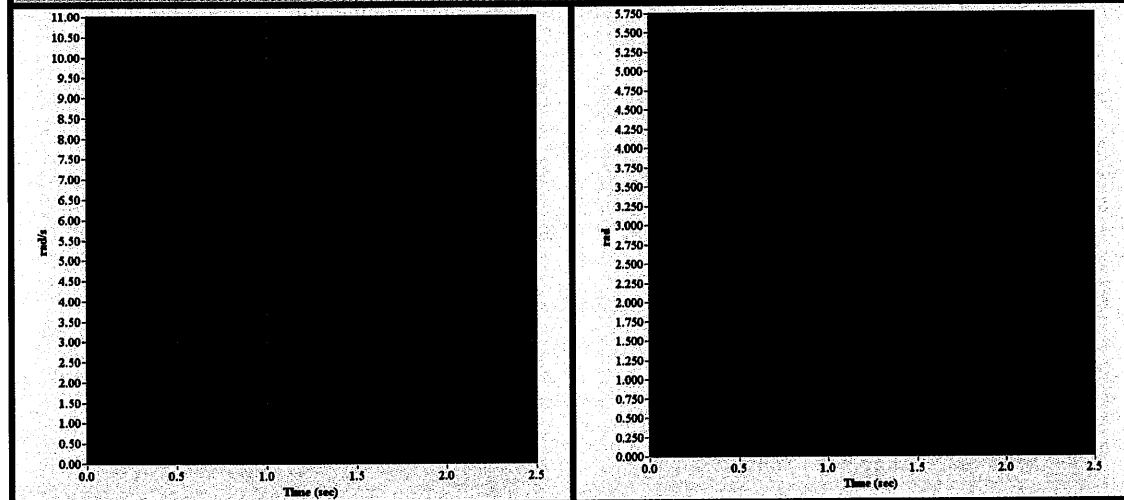


圖 5.20 TIVSC 法實作綜合響應圖



(a) 綜合響應圖



(b) Speed

(c) Position

圖 5.21 摩擦力為 1 kg-m 下之 LQR 法控制器輸出與馬達響應圖

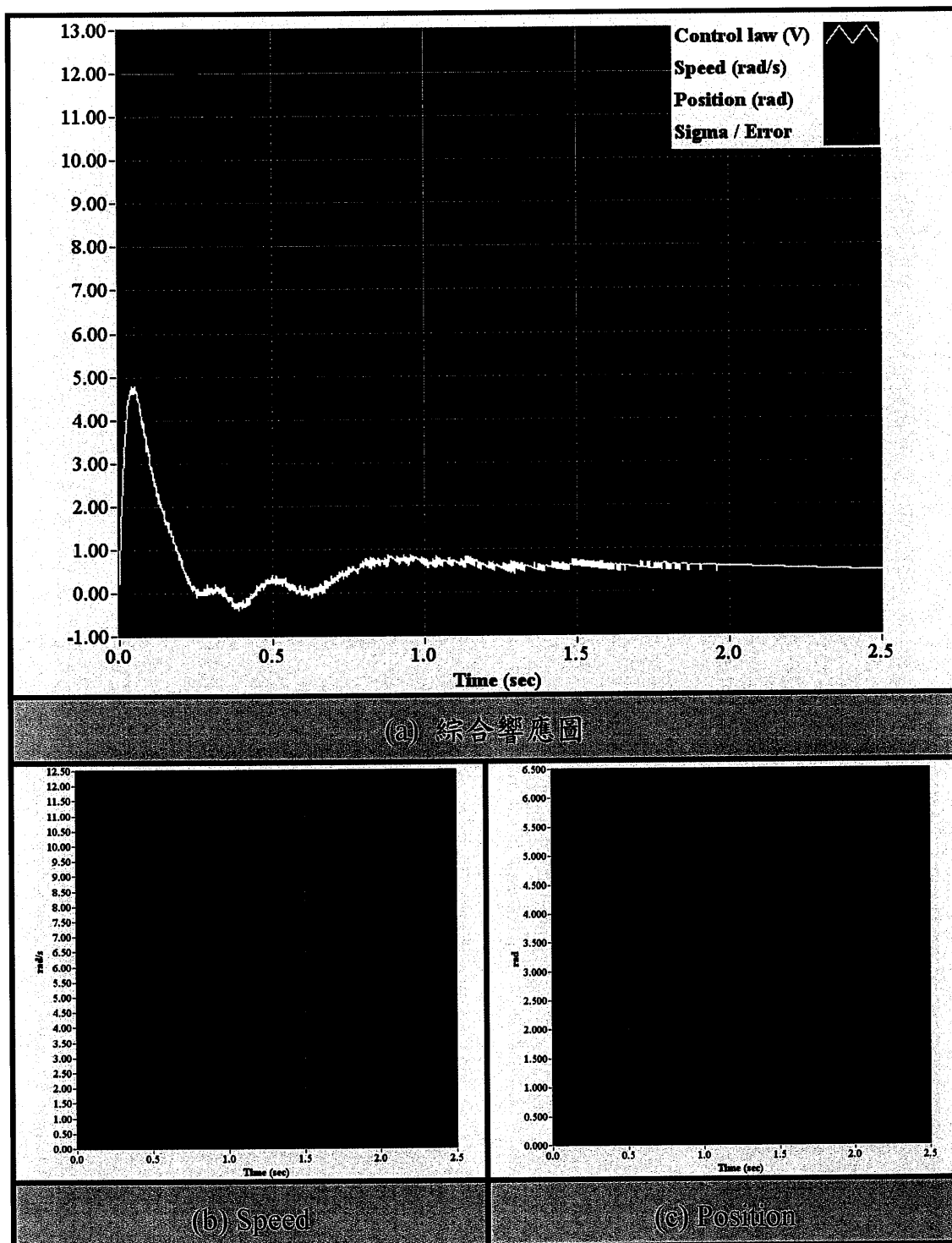
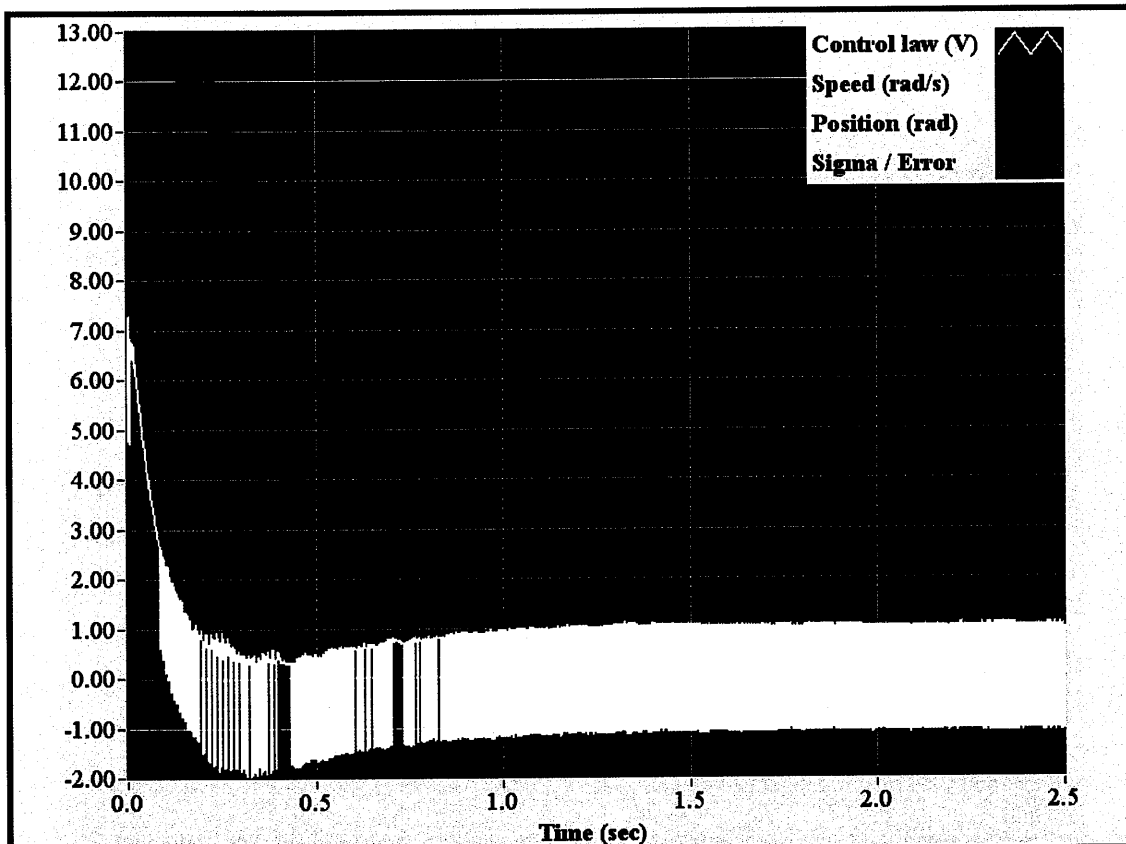
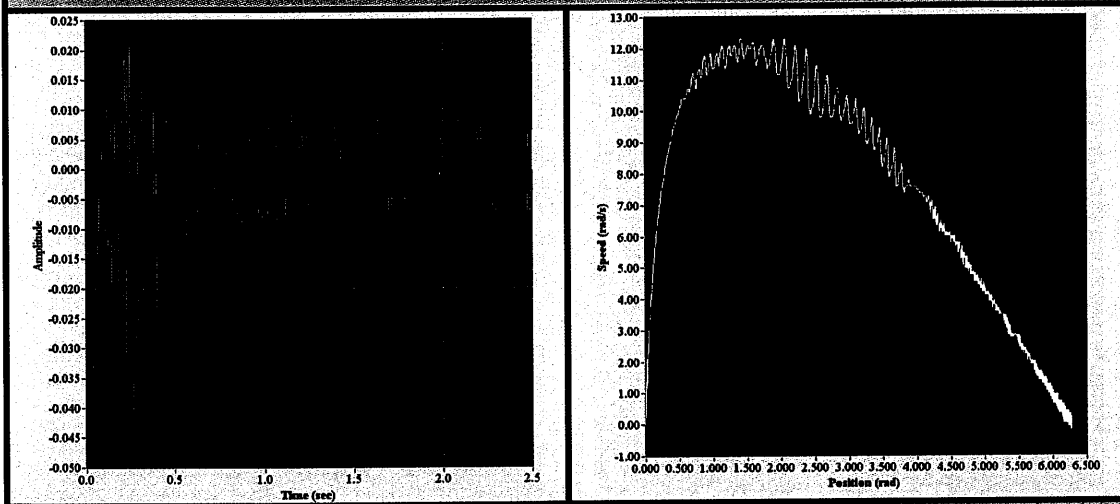


圖 5.22 摩擦力為 $1 \text{ kg}\cdot\text{m}$ 下之 MLQR 法控制器輸出與馬達響應圖



(a) 綜合響應圖



(b) σ

(c) 相平面

圖 5.23 摩擦力為 1 kg-m 下之 TIVSC 法控制器輸出與馬達響應圖

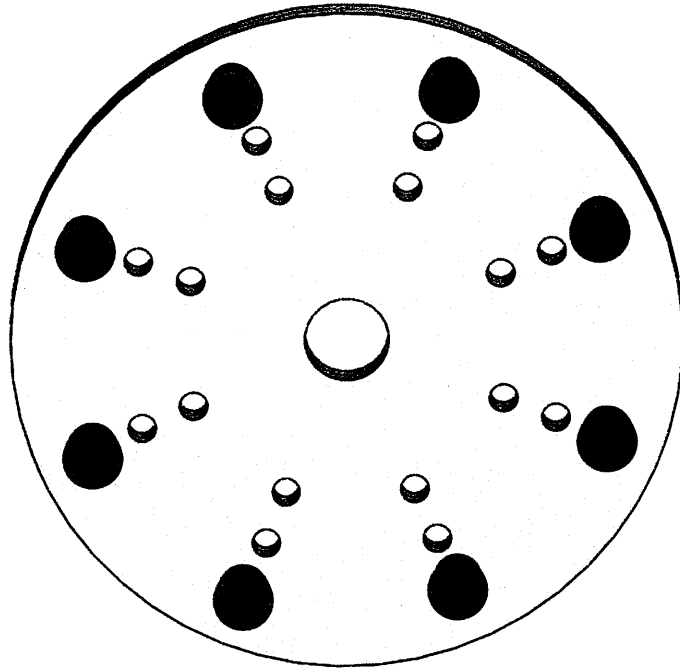


圖 5.24 平均方式排列惰輪上的砒碼示意圖

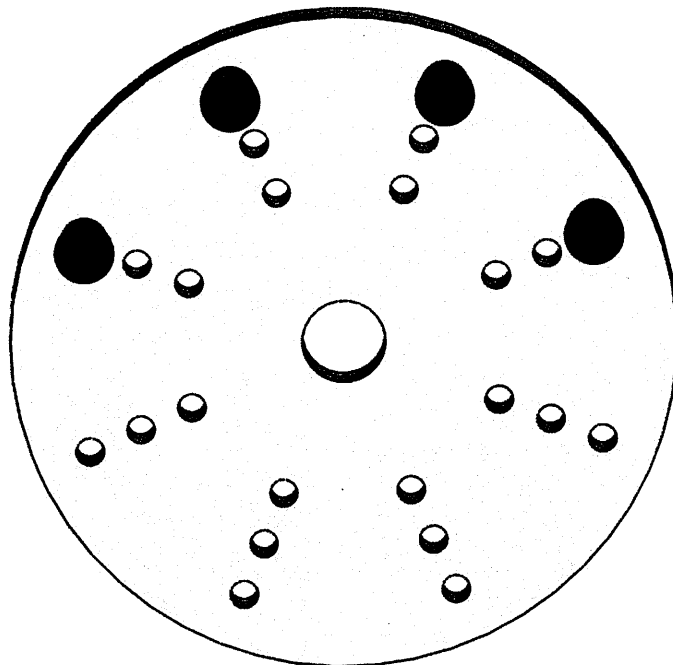


圖 5.25 非平均方式排列惰輪上的砒碼示意圖

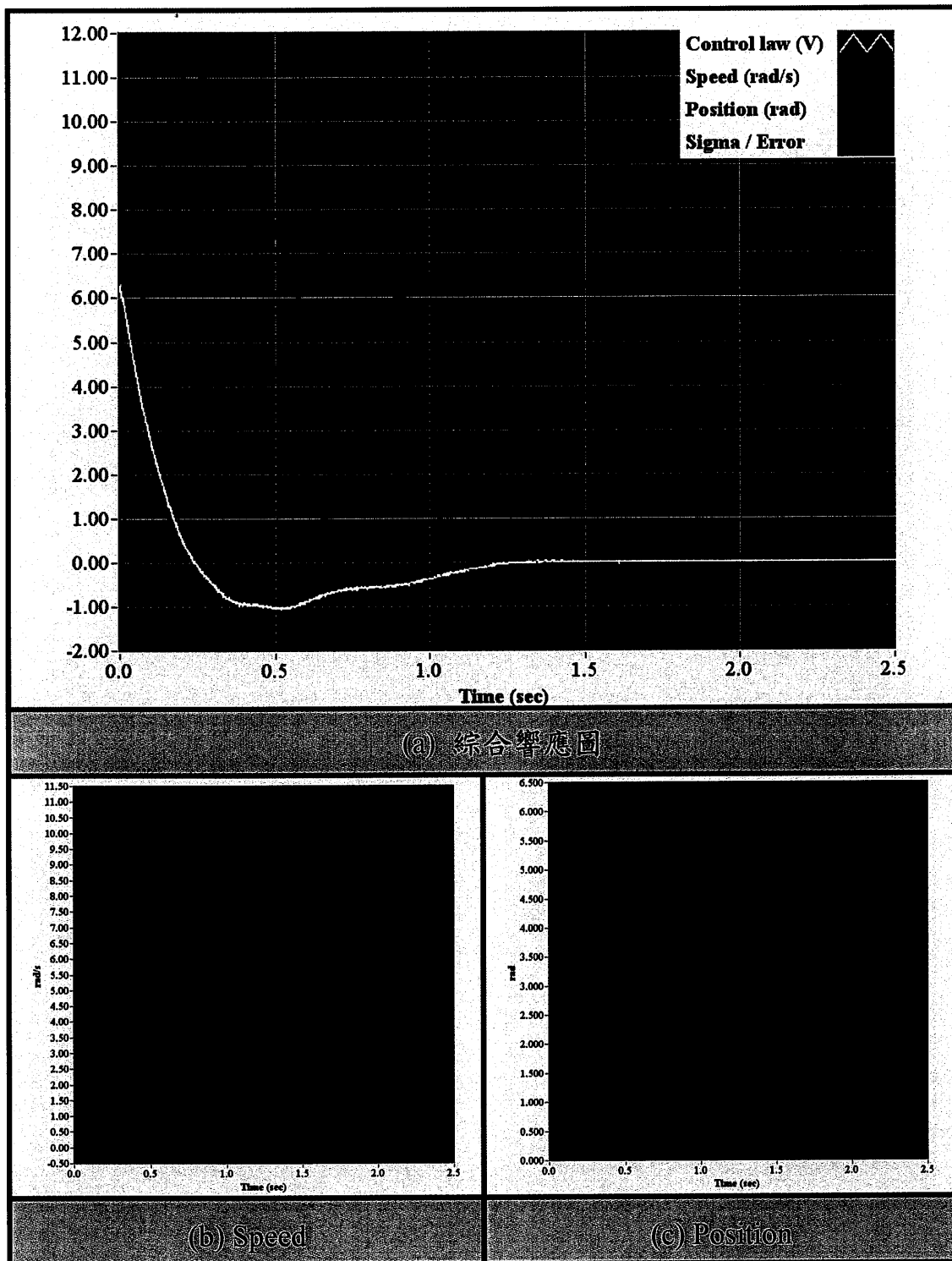


圖 5.26 平均方式排列下之 LQR 法控制器輸出與馬達響應圖

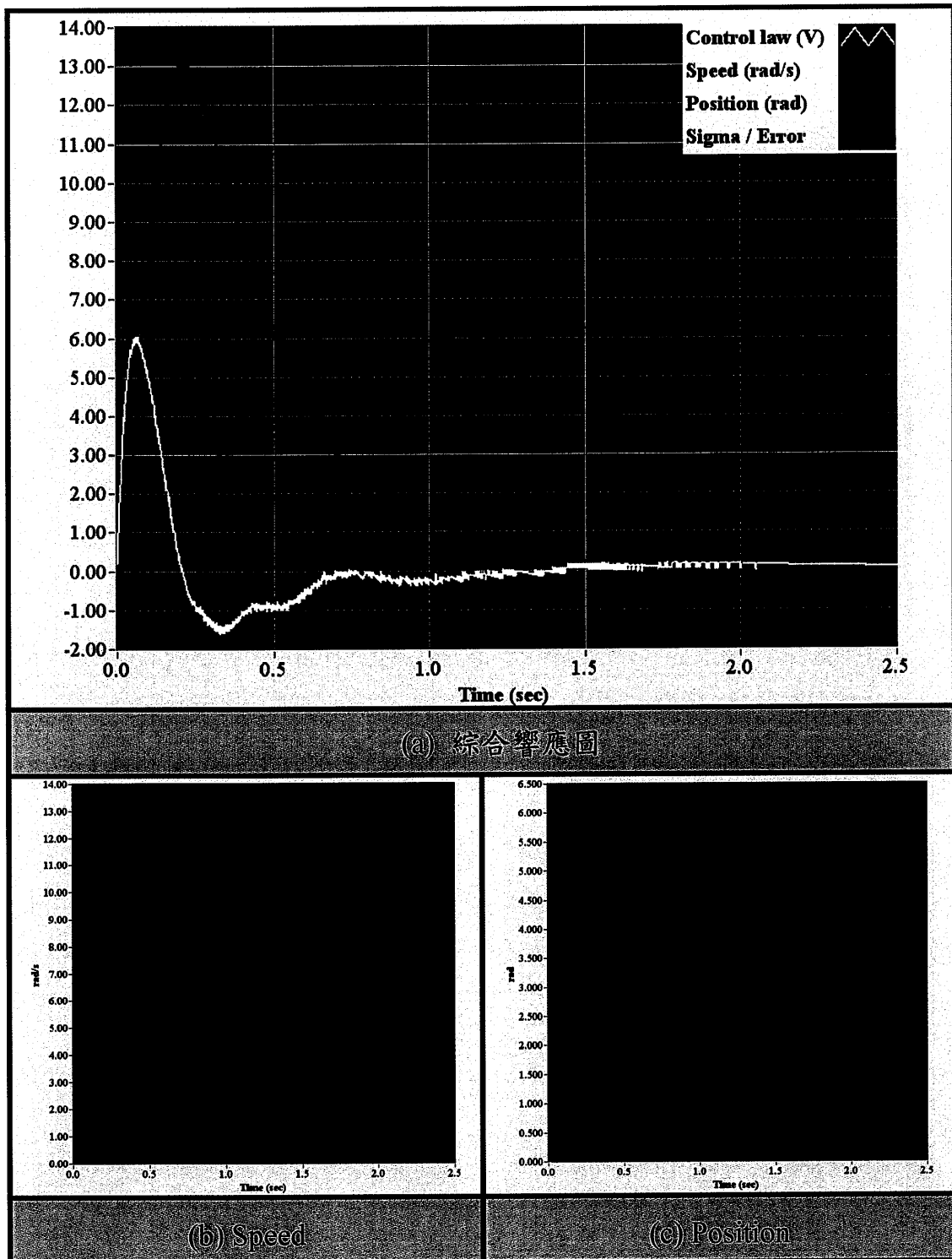
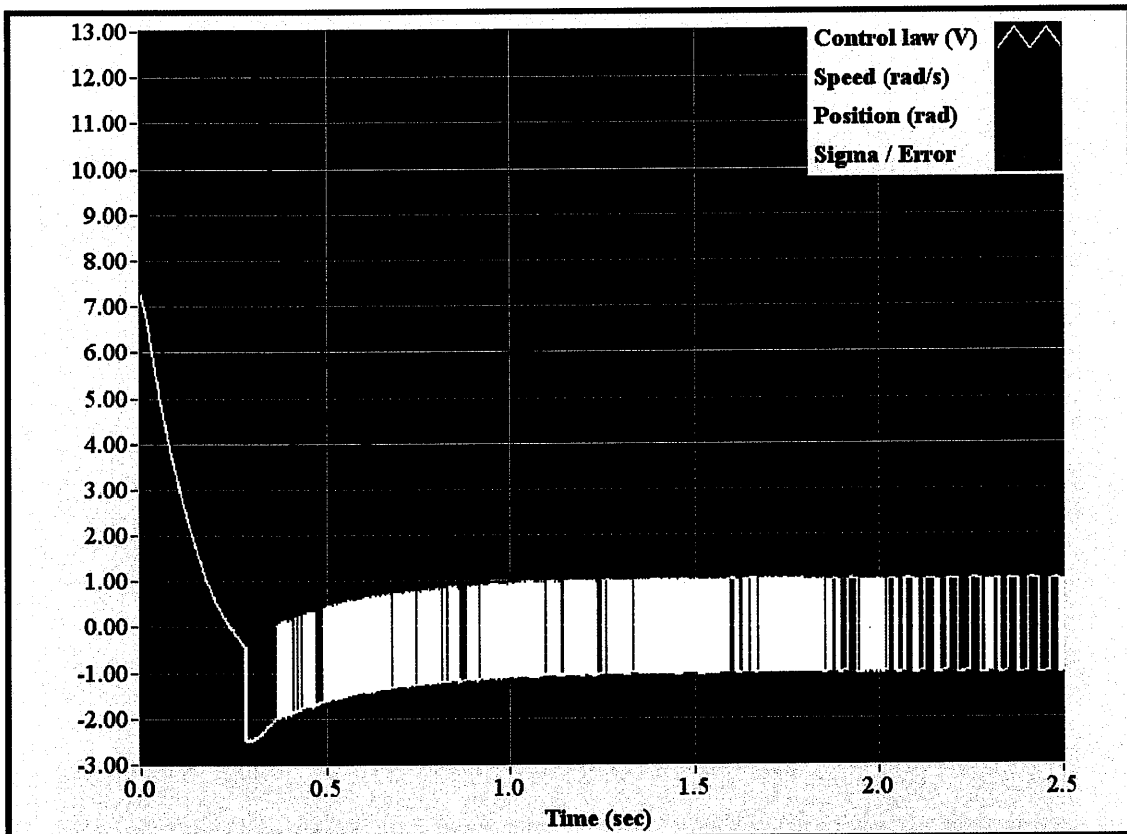
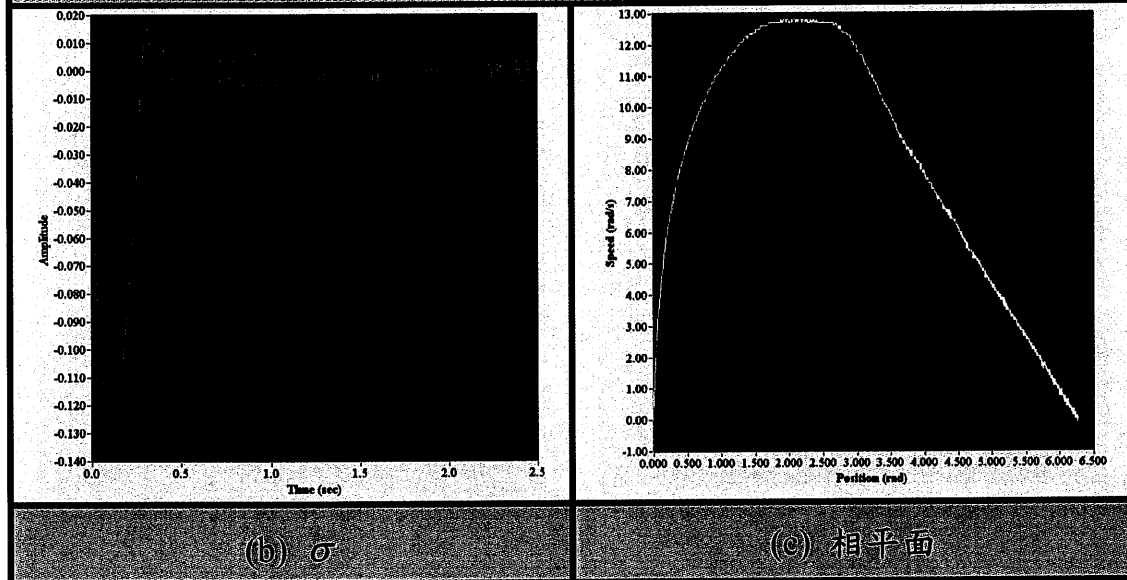


圖 5.27 平均方式排列下之 MLQR 法控制器輸出與馬達響應圖



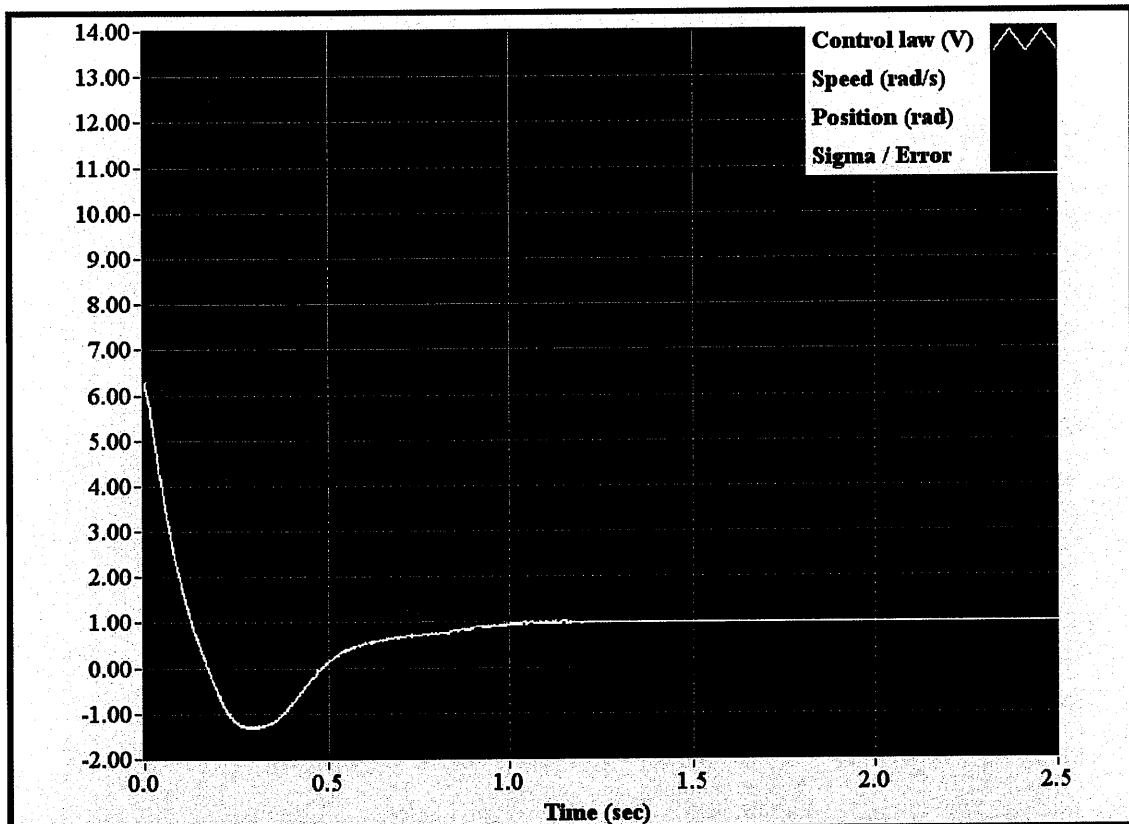
(a) 綜合響應圖



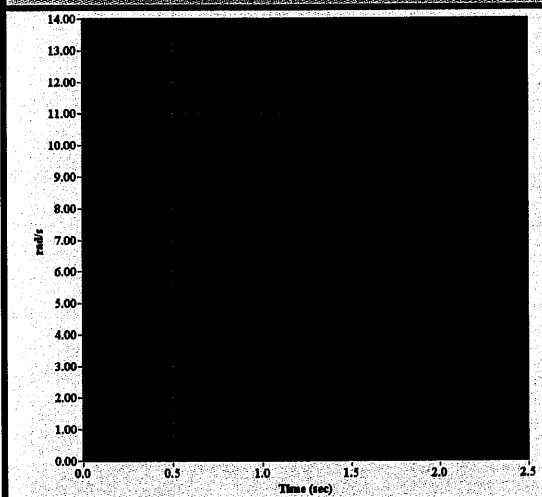
(b) σ

(c) 相平面

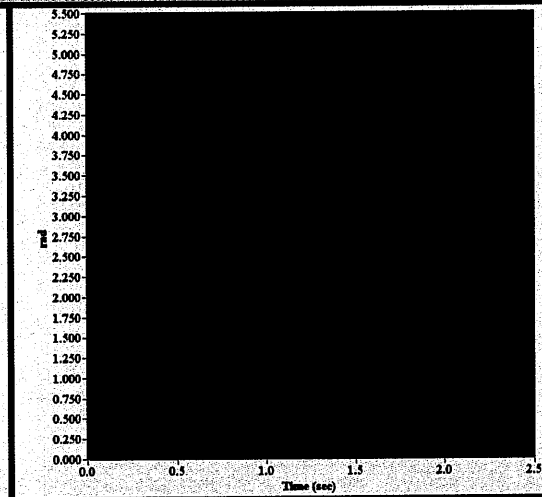
圖 5.28 平均方式排列下之 TIVSC 法控制器輸出與馬達響應圖



(a) 綜合響應圖



(b) Speed



(c) Position

圖 5.29 非平均方式排列下之 LQR 法控制器輸出與馬達響應圖

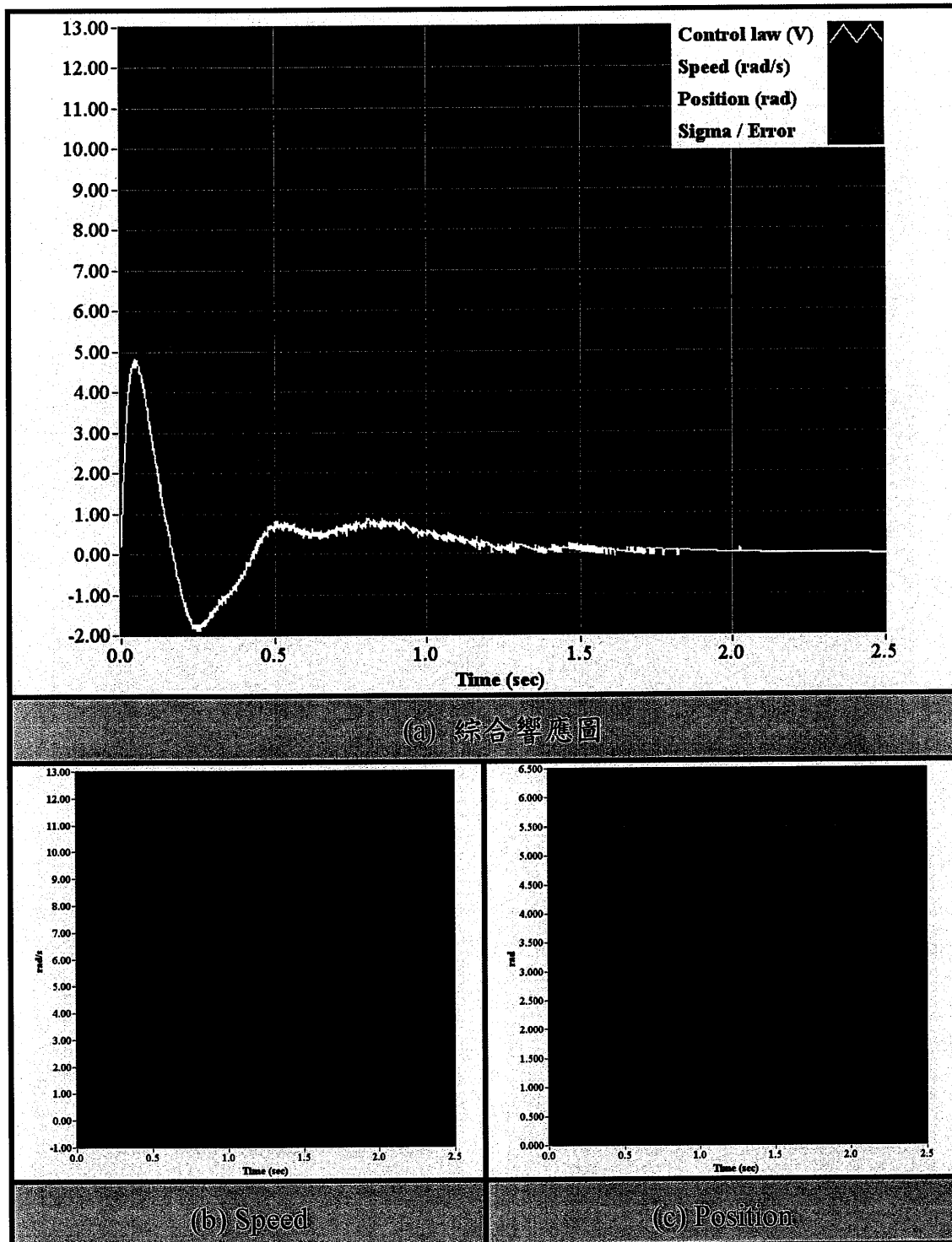
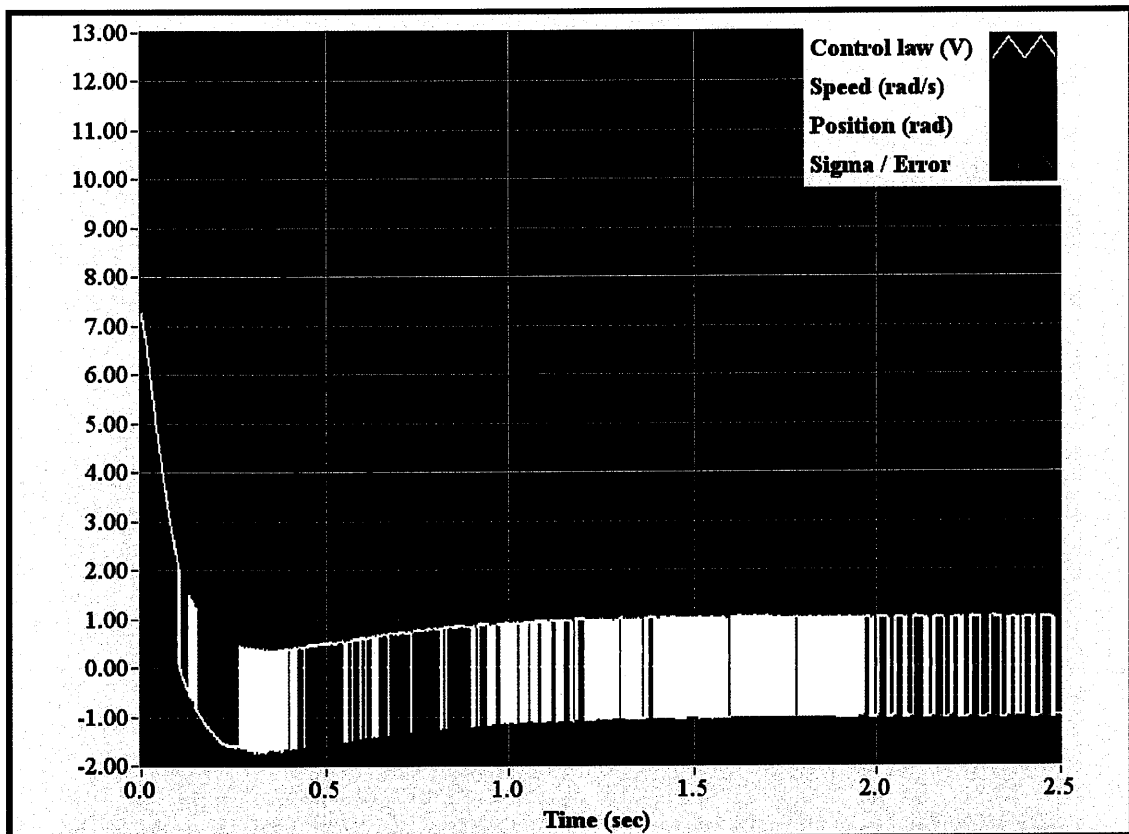
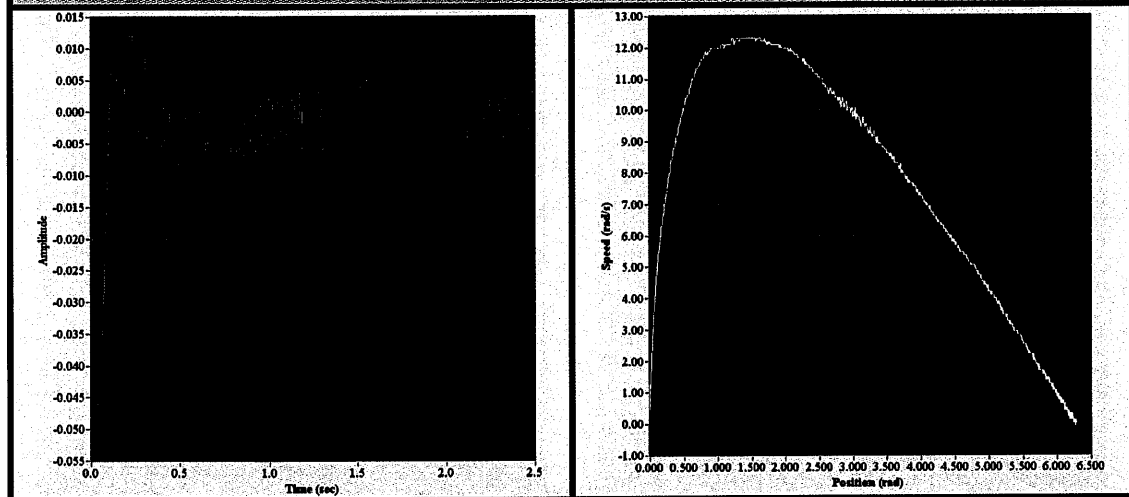


圖 5.30 非平均方式排列下之 MLQR 法控制器輸出與馬達響應圖



(a) 綜合響應圖



(b) σ

(c) 相平面

圖 5.31 非平均方式排列下之 TIVSC 法控制器輸出與馬達響應圖

圖 5.25 為惰輪上的砝碼排列方式，以不平均的方式排列砝碼來測試三種位置控制器之性能。位置命令為 6.28 rad ，三種位置控制器之控制器參數重新標示如下，LQR 法為 $\mathbf{k}_1 = [-1 \quad -0.3923]^T$ ；MLQR 為 $\mathbf{k}_2 = [-31.6228 \quad -13.2266 \quad 43.978]^T$ ；TIVSC 法為 $\mathbf{k}_3 = [-1 \quad -0.3923]^T$ 與 $q=1$ ，其三種位置控制器輸出與馬達響應實作圖如圖 5.29 - 5.31。在非平均的安置法下將會造成某些方向的慣量較大，LQR 法下的暫態時間約為 1 秒，約 1 rad 的穩態誤差，控制器穩態輸出電壓約為 $1V$ ，最高轉速約為 13 rad/s ；MLQR 法下的暫態時間約為 1.75 秒，無穩態誤差，最高轉速約為 12.8 rad/s ；TIVSC 法下的暫態時間約為 1.5 秒，無穩態誤差，且 $\sigma \cong 0$ ，最高轉速約為 12.2 rad/s 。

5.4 模擬與實作結論

在 5.2.1 節，外加負載模擬部分從圖 5.4 - 5.12 可得知 $T_L = 1$ 、 $T_L = 2$ 與 $T_L = 3$ 時，對於 LQR 法下的位置控制器皆存在著穩態誤差，且 T_L 越大誤差也越大；而 MLQR 法因加入了積分器，改善了 LQR 法的缺點，消除了穩態誤差，但在負載加入時位置亦會受到影響；在 TIVSC 法下的位置控制器具有強健性，負載加入時位置不受影響且無穩態誤差，但是控制量 q 則必須設計在比擾動量的上限還大(即 $q > |p_{\max}|$)。

在 5.3.1 節，空載實驗下三種控制器皆可得到不錯的控制效果且無穩態誤差，並由圖 5.15 - 5.20 可驗證模擬與實作相符。於 5.3.2 節改變摩擦的加載實驗，吾人尚無法建構 B_m 的模擬模型，只用敘述的方式與呈現控制器對永磁同步馬達的控制效果。在負載約 1 kg-m 的摩擦力實驗中，LQR 法下的控制器存在著約 0.65 rad 的穩態誤差；而 MLQR 法可解決 LQR 法下穩態誤差的問題；TIVSC 法下雖無穩態誤差的問題，但為了實現強健性，而延伸出馬達抖動的問題。在圖 5.23 (e) 可看出在

4.5 節中提及可變控制量的值，符合切換面 $\sigma(x,t)=0$ 皆為近似 0 的值。

在 5.3.3 節中，透過在惰輪上加裝砝碼來改變慣量的實驗，吾人將其分類為兩種型態。第一種型態下為平均安置砝碼，如圖 5.23 所示，在平均安置法的情況下可得到一個平衡的慣量，改變的只有慣量的大小。由圖 5.25 - 5.27 可得知，三種控制器皆可得到不錯的控制效果；第二種型態為非平均安置砝碼，如圖 5.24 所示，非平均的安置法下將會造成某些方向的慣量較大。對於 LQR 法下的控制器如圖 5.29，將無法克服此一問題而存在著穩態誤差。MLQR 法可解決穩態問差的問題，如圖 5.30，在穩態的部分控制器必須保持輸出一固定電壓來克服不均勻的慣量。TIVSC 法下的控制器可解決此擾動的問題，如圖 5.31，也驗證了在理論提出的部分，TIVSC 法對於不確定因素有抑制的效果且具有強健性。



第六章 結論與未來研究方向

6.1 結論

本論文完成以 TI 的 TMS320F2808 DSP 晶片為基礎來發展永磁同步馬達伺服運動控制器技術。由於傳統比例積分控制器，對系統參數變動適應力與外部干擾之免疫能力較差，因此提出 LQR、Modified LQR 與 TIVSC 三種控制理論，來克服傳統 PID 控制器的不足。LQR 控制是以狀態回授控制的方式達到，控制器設計較為容易，但仍然存在穩態誤差的問題。Modified LQR 可以改善穩態誤差的問題，但對於系統參數變動適應力與外部干擾，比起 TIVSC 則顯得較為弱勢。TIVSC 控制法則，可使系統具有強健性來克服參數變動與外部干擾。

經由實驗證明，透過使用 LQR 法做為馬達位置控制控制器，在無載下雖然可以得到不錯的控制效果以及可接受的位置誤差，但在此方法下的控制器實際應用上對於加載問題或其他干擾導，導致系統的強健性不足與出現穩態誤差；加入一積分器之 Modified LQR 控制器，將可以克服在 LQR 控制法下對於加載所導致的系統失衡問題。而根據實驗結果證明因積分器的加入，Modified LQR 系統確實能夠對馬達存在的穩態位置誤差做修正的動作；TIVSC 控制器因為加入正比於 q 大小的力矩輸出，使得當系統加載或遇到擾動時，只要滿足負載與干擾的總合小於此力矩(即 $q > |p_{\max}|$)，將可有效克服干擾與增加系統的強健性，使系統不易受外界擾動或加載所導致系統不穩定。

在本論文所提出的人機介面設計，透過 RS232 通訊介面與 DSP-based 控制器資料互傳。使用者可即時、容易的選擇控制器的模式與下達控制器的參數，而不再需要透過編譯器的模擬燒入。本文同

時針對 LQR、MLQR 與 TIVSC 設計新版人機介面，可即時的改變控制器參數與即時監控控制器的狀態。經由 DSP 控制器的記憶儲存空間，可儲存並回傳由人機介面顯示暫態響應的過程。對於控制器的開發與設計，有著正面的幫助，且可提升實驗的效率。

6.2 未來展望

本論文在未來發展上的改善空間與演進可為以下幾類：

1. Matlab 模擬與實作之負載模型：

在 Matlab 模擬時尚欠缺兩種負載模型，第一種負載模型為改變摩擦力的負載；第二種負載模型為轉動慣量的負載，在慣量負載的模型下又可分為平衡慣量與非平衡慣量等兩種。

實作部分，外加負載 T_L 本論文只以模擬形式表現，未來可透過耦合一電動機的方式，藉由控制另一電動機作為外加負載 T_L 來達到實作與模擬比對。

2. 控制器設計：

TIVSC 法下的控制器，對於抖動(Chattering)的處理部分除了可藉由調整控制器運算的中斷時間來改善外，也可以採用時變性滑動線(Time Varying Sliding Line) [29-30]，或者運用 GA (Genetic-Algorithm) 演算法則或模糊類神經網路[31-32]等降低系統增益方式來減少系統可能的抖動情形。

速度/位置的取得，是利用 QEP 計數方式來獲得。精確度的關鍵在於 Encoder 的精度與取樣速度的快慢，越高的取樣速度，對於計算的誤差也越高。在高取樣率的情況下為了克服計

算誤差，本論文是以移動平均法來取得較為平緩的數值。低速下相位落後的情況較不明顯，但在高速下時將會突顯其缺陷。吾人以速度的快慢作為移動平均的次數改變機制，高速時平均的次數較少，低速時平均的次數較高，但閾值的設定尚未有實驗依據，可列為改善目標。

3. 人機介面的改善：

本論文的人機介面是以開發位置控制器之實驗平台為設計目標，內容針對控制器設計的需求而設定。未來可增設更多的附加功能，來達到更為豐富的人機介面。而圖表繪製的過程是透過 RS232 從 DSP 記憶體內獲得資訊，其傳輸每 2500 筆資料則需花費 30 秒的時間。未來可從改變 RS232 所傳輸的資料型態來加快傳輸速率，或者更換其他傳輸介面來達到 Real time 的目標。

參考文獻

- [1] 周信宏，“DSP技術在永磁式同步馬達驅動控制器之應用”，南台科技大學電機工程系碩士論文，2005年。
- [2] 劉昌煥，“交流電機控制向量控制與直接轉矩控制原理”，東華書局，2008年。
- [3] 榮志輝、練光祐，“控制系統理論研究規劃書”，國科會控制學門，2009年。
- [4] 元智大學知識創新學程虛擬公司，“可變結構控制”，微製成課程模組機電整合。
http://140.138.138.7/3503/web_2/機電整合/自動化/可變結構控制.PDF
- [5] 陳瓊興、蔡昇偉、吳育昌，“LabVIEW 7.X 實用教本”，初版，台科大書局，1995年3月。
- [6] 惠汝生，“LabVIEW 7.1 Express 圖控程式應用”，二版，全華科技圖書，1996年9月。
- [7] 李文璞，“OPC 應用於 LabVIEW 遠端設備監控之研究”，大葉大學機械工程研究所碩士論文，2006年。
- [8] 陳俊誠，“以 LabVIEW 軟體開發虛擬頻譜分析儀”，國立中央大學機械工程學系碩士論文，2009年。
- [9] 羅學文，“應用 LabVIEW 開發脈波反應非破壞檢測軟體”，朝陽科技大學營建工程系碩士論文，2009年。
- [10] 廖志乾，“利用 LabVIEW 環境設計直流電動機轉速監控系統之研

- 究”，國立海洋大學機械與輪機工程學系碩士論文，2000年。
- [11] 蕭克珮，“應用 LabVIEW 開發音波回音非破壞檢測軟體”，朝陽科技大學營建工程系碩士論文，2006年。
- [12] 張進欽，“應用 LabVIEW 虛擬儀控於機載控制系統之建構”，逢甲大學航太與系統工程所碩士論文，2009年。
- [13] 王惠玲、許文昌，“太陽能暨風力發電監測系統研製”，亞東學報第29期，pp. 119-124，2009年6月。
- [14] 賴秋庚、賴忠裕，“醫療體系滅菌鍋的遠端監控系統設計”，Proceeding of the 23th Symposium on Electrical Power Engineering, R.O.C.
- [15] 賴秋庚、劉育璋、陳柏維、李英豪，“基於 LabVIEW 的自動檢測系統設計”，第七屆台灣電力電子研討會，pp. 1733-1738，2008年9月。
- [16] 曾祺宴，“跑步機電控系統的數位信號處理器設計”，國立勤益科技大學電子工程系碩士論文，2008年。
- [17] 游富傑，“DSP 發展系統於機電整合控制之設計與實現”，國立勤益科技大學電機工程系碩士論文，2010年。
- [18] Kuo-Kai Shyu and James C. Hung, “Totally invariant variable structure control systems,” *Proc. of 23rd IECON'97 on Ind. Electron, Cont. and Instrument*, vol. 3, no. 3, pp. 1119-1123, Nov. 1997.
- [19] Kuo-Kai Shyu, Chiu-Keng Lai, Yao-Wen Tsai and Ding-I Yang, “A Newly Robust Controller Design for the Position Control of

- Permanent-Magnet Synchronous Motor,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 3, pp. 558-565, June 2002.
- [20] Kuo-Kai Shyu and Hsin-Jang Shieh, “A new switching surface sliding-mode speed control for induction motor drive systems,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 11, no. 4, pp. 660–667, July 1996.
- [21] Panasonic AC伺服馬達驅動器MINAS-A系列操作說明書。
- [22] Robert Denney Strum and Donald E. Kirk, “Contemporary Linear Systems Using MATLAB,” Brooks/Cole Publishing Co. Pacific Grove, CA, USA, 1999.
- [23] Chiu-Keng Lai, Yu-Wei Liu, Wei-Nan Chiem, Hong-Syuan Lin and Shoul-Liang Tsai, “The Study to Build a DSP-based Control System with Human Machine Interface,” *Proceedings of Sixth Intelligent Living Technology Conference*, pp. 1353–1359, June 2011.
- [24] C2000 for Real-Time Control, July 2011.
<http://focus.ti.com/mcu/docs/mcugettingstarted.tsp?sectionId=97&tabId=2676&familyId=916&toolTypeId=1>
- [25] TMS320x280x, 2801x, 2804x Boot ROM Reference Guide, November 2004 – Revised October 2006.
- [26] TMS320F2809, TMS320F2808, TMS320F2806, TMS320F2802, TMS320F2801, TMS320C2802, TMS320C2801, TMS320F28016, TMS320F28015, Digital Signal Processors Data Manual, October 2003–Revised March 2011.

- [27] Brian D. O. Anderson and John B. Moore, "Linear Optimal Control," Englewood Cli, N.J., Prentice-Hall, 1971.
- [28] 俞克維, "控制系統分析與設計—使用 MATLAB", 初版, 新文京開發出版, 2004年6月。
- [29] Tian-Hua Liu and Ming-Tsan Lin, "A Fuzzy Sliding-Mode Controller Design for a Synchronous Reluctance Motor Drive," *IEEE Trans. Aerospace and Electronics System*, vol. 32, no. 3, pp. 1065-1076, July 1996.
- [30] Wen-June Wang, Gin-Hol Wu and Dah-Ching Yang, "Variable Structure Control Design for Uncertain Discrete-Time Systems," *IEEE Trans. Automatic Control*, vol. 39, no. 1, pp. 99-102, Jan. 1994.
- [31] Wen-Der Chou, Faa-Jeng Lin and Kuo-Kai Shyu, "Incremental motion control of an induction motor servo drive via a genetic-algorithm-based sliding mode controller," *IEE Proc. Control. Theory Appl.*, vol. 150, no. 3, pp. 209-220, May 2003.
- [32] Rong-Jong Wai and Faa-Jeng Lin, "Fuzzy neural network sliding-mode position controller for induction servo motor drive," *IEE Proc. Electr. Power Appl.*, vol. 146, no. 3, pp. 297-308, May 1999.