

國立交通大學

高階主管管理學程碩士班

碩士論文

伺服馬達及射出機控制器之研究

**A Study of Servo-Motor and Injection Molding
Machine**

研究生：陳漢平

指導教授：楊千

中華民國一百零二年五月

伺服馬達及射出機控制器之研究

A Study of Servo-Motor and Injection Molding Machine

研究生：陳漢平

Student：Peter H. Chen

指導教授：楊千

Advisor：Chyan Yang

國立交通大學

高階主管管理學程碩士班

碩士論文

A Thesis

Submitted to Master Program of Management for Executives

College of Management

National Chiao Tung University

in partial Fulfillment of the Requirements

for the Degree of

Executive Master of

Business Administration

May, 2013

Hsinchu, Taiwan

中華民國一百零二年五月

伺服馬達及射出機控制器之研究

學生：陳漢平

指導教授：楊千教授

國立交通大學 高階主管管理學程碩士班

中文摘要

本論文研製之「伺服馬達及射出機控制器之研究」為初創公司(威旺系統模組)及大同公司合作的計劃。它為初創威旺系統模公司組解決資金不足及市場行銷問題、也解決了大同公司解決射出機及高功率伺服馬達的最適化調機參數問題。

本論文利用 MATLAB 做機械及電機系統模擬，有效的解決 PID (Proportional, Integrated, Derivative) 伺服控制器的馬達的最適化控制。本文將馬達及控制系統以拉式轉換簡化成 s-領域數學式。利用根軌跡及波德圖來觀察系統穩定性及相位差。再求出最適的 s-領域的系統參數解。連續式的 s-領域的系統參數解再經過 z-轉換，轉成離散式的 z-領域的系統參數解。最後以德州儀器的數位馬達格蘭道控制程式庫 Grando PID 演算法來驗證最適化的馬達調機參數。本文所驗證的馬達，目前為小功率(55W)的德州儀器的無刷直流(Brushless DC Motor or BLDC)。由於功率小，價格較便宜、移動力矩也相對小，安全性較高；能量小，受干擾時，比較不易燒毀；演算法比較完整、適合用來做基本原理的驗證。

由小功率，推出的數學模式及方法學，可以順利的擴大推展於射出機用的大同高功率馬達系列 (1.1KW ~ 166KW) 的永磁同步馬達。

關鍵字：根軌跡分析、極點與相落後、零點與相領先、轉動慣量係數、阻尼常數、開迴路、閉迴路、PID 控制器、最適化調機參數

英文摘要

A Study of Servo-Motor and Injection Molding Machine

Student: Peter H. Chen

Advisor: Professor Chyan Yang

Master Program of Management for Executives
National Chiao Tung University

Abstract

A procedure is written to support a cooperated project and business model for resolving the Injection Molding Machine (IMM) and High Power Servo Motor for WellWant SOM (System On Modules)/Tatung Company.

This thesis does the simulation for mechanical and electrical system by using MATLAB. It effectively resolves the Parameters Optimization of the PID (Proportional, Integrated, Derivative) Controller. This thesis formulates the model of motor and PID control, transform into s-domain by Laplace Transform. It uses the Root-Locus and Bode diagram to observe the system stability and phase delay. It then finds the parameters' optimal solutions of s-domain. For digital world implementation, the optimal parameter solution from continuous s-domain has to transform into discrete z-domain transform. Finally, those parameters can be successfully plugged into TI's Grando Algorithm.

A sequence of High Power of Tatung Motor (1.1KW ~ 166KW), i.e., Permanent Magnet Synchronous Motor, will be implemented by this methodology.

Keywords: Root-Locus, Pole and Phase Lag, Zero and Phase Lead, Moment of Inertia, Viscous Damping Factor, Open Loop, Closed-Loop, PID Controller, Parameters Optimization

誌謝

本論文承蒙交通大學楊千一年半來指導及楊氏哲學，「無中生有、大膽假設、小心求證、山窮水盡、柳暗花明、自圓其說」。口試委員楊耿杰博士、傅振華博士、及劉敦江博士指正，得以順利完成，是威旺系統模組公司很好的創業藍圖。

本論文承蒙威旺系統模組公司及大同公司提供技術、設備、及資金。大同大學提供資訊。

大同公司馬達廠提供高功率馬達、樺欽公司、及震雄公司提供射出機。大同公司馬達廠吳穎鴻、鄭丁福、張豐顯、張為政、張馬太、吳智崇提供馬達資訊。大同公司中央研究所黃正清教授、郭宗勝、及黃智源，大同大學李良德教授，九暘電子劉祖俊提供控制資訊，及交大博士生林崑峯提供財務資訊協助。德州儀器提供韌體、硬體，及 MATLAB 公司提供模擬資訊。



目 錄

中文摘要.....	i
英文摘要.....	ii
誌謝.....	iii
目錄.....	iv
表目錄.....	vii
圖目錄.....	viii
符號說明.....	x
一、序論.....	1
1.1 研究背景與動機.....	1
1.1.1 智慧自動化產業發展的機會與挑戰.....	1
1.1.2 工業機器人的應用與機電整合發展.....	2
1.2 研究目的.....	4
1.3 研究步驟.....	5
二、射出機產業.....	6
2.1 世界射出機產量.....	6
2.2 台灣射出機產量.....	7
2.3 射出機介紹.....	7
2.4 動作控制模組.....	8
2.5 油壓式射出機 vs.全電式的優點與缺點.....	9
三、伺服馬達產業現況與專案分析.....	10
3.1 伺服馬達產業現況.....	10
3.1.1 交流伺服系統取代直流伺服系統.....	11
3.1.2 軟體伺服的智慧型功能大為提昇.....	11
3.2 營運資金來源.....	12
3.3 競爭者分析.....	13
3.4 預估財務表現.....	17
3.5 預估現金流量表說明.....	20
3.6 淨現值評估(NPV).....	22
3.7 大同公司市場行銷能力(SWOT 分析).....	22
3.7.1 優勢(Strengths).....	23
3.7.2 劣勢(Weaknesses).....	23
3.7.3 機會(Opportunities).....	23
3.7.4 威脅(Threats).....	23
3.8 專案管理、計畫進度及查核.....	24

3.8.1	計畫進度表(2013-2014).....	25
3.8.2	查核點說明.....	27
3.8.3	參與本計畫研發人員簡歷表.....	28
3.8.3	研發人員的管理.....	29
3.9	經費預算.....	31
3.9.1	總經費預算表.....	31
3.10	核心技術分析.....	31
3.10.1	國內技術現況.....	31
3.10.1	系統模組.....	32
3.10.2	電子設計自動化(EDA)關鍵技術.....	33
3.10.3	電子零件資料庫.....	33
3.10.4	電子設計自動化(EDA)流程.....	33
四、	從動端硬體.....	35
4.1	驅動器功能區塊.....	35
4.2	驅動器的主副板.....	35
4.3	三相永磁馬達的驅動電路.....	39
4.4	控制法則(PID).....	40
4.5	永磁同步馬達驅動器控制.....	41
五、	用 MATLAB 來做伺服系統模擬.....	42
5.1	基本轉移函數系統.....	42
5.2	控制系統的最適解.....	43
5.2.1	系統 PID 參數的最適解: 例-1.....	43
5.3	系統的穩定度分析.....	46
5.3.1	根軌跡: 例-2.....	48
5.4	頻率響應.....	49
5.4.1	波德圖: Gain.....	50
5.4.2	積分(Integral)及微分因子(Derivative Factor).....	50
5.5	由 s-domain 轉成 z-domain.....	52
5.5.1	積分器(Integrator): 由 s-domain 轉成 z-domain.....	52
六、	馬達及幫浦系統.....	54
6.1	永磁同步馬達之數學模型.....	54
6.1.1	三相 a-b-c 靜止座標軸.....	54
6.1.2	同步 d-q 軸旋轉座標軸.....	57
6.2	永磁同步馬達轉移函數.....	61
6.2.1	永磁同步馬達速度轉移函數.....	61
6.2.2	永磁同步馬達位置轉移函數.....	63
6.3	大同永磁同步馬達及德州儀器馬達.....	66
6.3.1	大同永磁同步馬達.....	66

6.3.2	大同永磁同步馬達的參數.....	66
6.3.3	德州儀器馬達參數資訊.....	69
6.3.4	德州儀器及大同馬達參數.....	71
6.4	大同永磁馬達的油壓與驅動轉矩.....	72
6.4.1	無阻尼轉矩時，馬達系統模擬: 例-3.....	73
6.4.2	馬達靜止時，轉矩模擬: 例-4.....	74
6.4.3	馬達及油壓幫浦系統分析: 例-5.....	75
6.4.4	馬達及油壓幫浦系統分析: 例-6.....	77
6.4.5	馬達及油壓幫浦系統 PI 控制器根軌跡分析: 例-7.....	80
6.4.6	馬達及油壓幫浦系統 PD 控制器根軌跡分析: 例-8.....	83
6.4.7	馬達及油壓幫浦系統 PID 控制器根軌跡分析: 例-9.....	86
6.5	馬達及油壓幫浦系統模擬的四種圖.....	89
6.5.1	大同馬達根軌跡及波德圖: 例-10.....	90
6.5.2	德州儀器馬達根軌跡及波德圖: 例-11.....	91
七、	數學模型驗證.....	94
7.1	從動端的發展工具.....	94
7.2	數位馬達控制數學庫.....	95
7.3	數學模型模擬與 Grando 比較.....	98
7.4	找出符合條件的解.....	99
7.5	德儀馬達 MATLAB 最適解.....	101
7.6	德儀驗證: InstaSPIN-BLDC.....	102
八、	結論.....	106
	參考文獻.....	108
	自傳.....	116

表 目 錄

表 1. 總經費預算表	13
表 2. 我國進口伺服馬達&驅動器來源一覽表.....	16
表 3. 台灣廠商伺服馬達和控制器的採購因素	17
表 4. 主控端控制器預估損益表及市場佔有率敏感度分析	19
表 5. 從動端變頻器預估損益表及市場佔有率敏感度分析	20
表 6. 預估現金流量表	21
表 7. 淨現值評估(NPV).....	22
表 8. 計畫進度表(2013-2014).....	26
表 9. 計畫進度表(2015-2016).....	27
表 10. 查核點說明	28
表 11. 參與本計畫研發人員簡歷表	29
表 12. 總經費預算表	31
表 13. 精密機械關鍵零組件技術現況與國外技術水準比較-馬達	32
表 14. 永磁馬達的六相	37
表 15. 伺服馬達驅動器電氣規格	53
表 16. 大同永磁同步馬達的規格	66
表 17. 大同永磁同步馬達的參數	68
表 18. 慣量單位轉換	69
表 19. 德州儀器馬達 BLY172S-24V-4000 的參數.....	71
表 20. 德州儀器馬達 BLY172S-24V-4000 的 Jm 及 Bm 參數	71
表 21. 大同及德州儀器馬達的 Jm 及 Bm 參數.....	72
表 22. 操作油壓範圍 20~140 Bar 的馬達驅動轉矩.....	72

圖目錄

圖 1. 智動化服務團組織架構與產業分工圖	1
圖 2. 智慧型機器人	2
圖 3. 全球智慧型機器人產業現況	3
圖 4. 台灣的智慧型機器人市場現況	3
圖 5. 機械人的六軸同動的定義	4
圖 6. 世界射出機產量比較	7
圖 7. 台灣射出機產量比較	7
圖 8. 油液壓式射出成型機	8
圖 9. 全電式射出成型機	9
圖 10. 馬達分類與應用行業	10
圖 11. 台灣整體產業伺服馬達與驅動器 SWOT 分析.....	14
圖 12. 計畫相關時程	18
圖 13. 射出機系統模組	33
圖 14. 電子設計自動化(EDA)流程	34
圖 15. 驅動器的功能區塊	35
圖 16. 變頻器電路示意圖	36
圖 17. 電壓向量與磁場作用	38
圖 18. 電壓向量與空間區段之示意圖	39
圖 19. 變頻器	40
圖 20. 三相永磁馬達的驅動電路	40
圖 21. 同步永磁驅動器控制(PID)基本架構	41
圖 22. 永磁同步馬達驅動器控制	41
圖 23. 基本系統轉移函數	42
圖 24. 迴授控制系統的調機參數	43
圖 25. 簡化 PID 迴授控制系統.....	44
圖 26. 分析型式系統的最適化 $y(t)$ 的 Unit-Step 反應.....	45
圖 27. 迴授系統	47
圖 28. 根軌跡繪圖	49
圖 29. 波德圖 Gain: dB 定義	50
圖 30. 波德圖積分因子(1/s)及微分因子(s)的相位差為 90 度.....	51
圖 31. 離散式積分器	52
圖 32. 馬達及幫浦系統方塊圖	54
圖 33. 三相永磁馬達的等效電路	55
圖 34. 三相永磁同步馬達三相(a-b-c)與兩相(d-q)垂直座標系統.....	58
圖 35. 定子與轉子磁通二維平面座標關係圖	59

圖 36. 永磁同步馬達的速度閉迴路控制方塊圖	63
圖 37. 永磁同步馬達的位置閉迴路控制方塊圖	65
圖 38. 阻尼常數及摩擦轉矩測量	68
圖 39. 德州儀器馬達 BLY172S-24V-4000 慣量	69
圖 40. 德州儀器馬達 BLY172S-24V-4000 慣量	71
圖 41. 馬達系統的速度 Unit-Step Response.....	73
圖 42. 馬達無轉矩迴授控制系統的 Step Response.....	74
圖 43. 馬達系統的轉矩 Unit-Step Response.....	74
圖 44. 馬達系統的轉矩 Unit-Step Response.....	75
圖 45. 馬達及油壓幫浦迴授控制系統($K = 0.001, 0.01, 0.1$, 及 $a = 3$).....	76
圖 46. 馬達及油壓幫浦迴授控制系統(0.3 固定摩擦損耗).....	77
圖 47. 馬達及油壓幫浦迴授控制 MATLAB 系統方塊.....	78
圖 48. 馬達及油壓幫浦迴授控制系統繪圖(摩擦損耗 = 1%馬達轉矩).....	79
圖 49. 馬達及油壓幫浦系統 P 迴授控制	81
圖 50. 馬達及油壓幫浦系統 PI 迴授控制根軌跡分析($a = 2$).....	82
圖 51. 馬達及油壓幫浦系統 PI 迴授控制根軌跡分析($a = 2 \sim 10$).....	82
圖 52. 馬達及油壓幫浦系統 PID 控制.....	83
圖 53. 馬達及油壓幫浦系統 PD 迴授控制根軌跡分析圖.....	85
圖 54. 馬達及油壓幫浦系統 PD 迴授控制 Bode 圖.....	86
圖 55. 馬達及油壓幫浦系統 PID 控制.....	87
圖 56. 馬達及油壓幫浦系統 PID 迴授控制根軌跡分析圖.....	89
圖 57. 馬達及油壓幫浦系統模擬	90
圖 58. 大同馬達及油壓幫浦系統的四種圖	91
圖 59. 德州儀器 BLY172S-24V-4000	92
圖 60. 德州儀器 BLY172S-24V-4000 $K = 1 \sim 2, a = 50 \sim 100$	92
圖 61. 德州儀器從動端的系統模組及週邊板	95
圖 62. 德儀數位馬達控制模式: Grando (z-Domain).....	96
圖 63. 德儀數位馬達控制模式: 簡化 Grando (z-Domain)	97
圖 64. 德儀數位馬達控制模式: 簡化 Grando (z-Domain)	97
圖 65. 德儀數位馬達控制模式: 簡化 Grando (s-Domain).....	97
圖 66. 德儀馬達 MATLAB 模擬(在 $K = 0.0001 \sim 10000$ 及 $a = 0.0001 \sim 10000$)	100
圖 67. 德儀馬達 MATLAB 最適解($K = 0.0001 \sim 0.001$ 及 $a = 1000 \sim 10000$)	101
圖 68. 德儀馬達 MATLAB 最適解 ($K = 1.0e-03, a = 2.0e+03$)	102
圖 69. 德儀 BLDC/GUI 使用者界面: Main	102
圖 70. 德儀 BLDC/GUI 使用者界面: Settings	103
圖 71. 德儀 BLDC/GUI 使用者界面: K_p, K_i , 及速度控制	104

符號說明

NPV (Net Present Value) 為淨現值，用來估計目前企業的價值。

CF_0 為期出頭資成本

K_p (Proportional Constant) 是伺服控制中，馬達調機參數中的最基本參數。與目前狀況相關。

K_I (Integrated Constant) 是伺服控制中，馬達調機參數中的第二基本參數。與過去業力相關。

K_D (Derivative Constant) 是伺服控制中，馬達調機參數。用於預測未來。

τ_e 為馬達的電子驅動轉矩(Nm)。

τ_f 為馬達的摩擦損耗(Nm)。

τ_L 為負載轉矩 (Nm)。

B_m 為阻尼常數(Nm-sec/rad)。

J_m : Inertia ($Kg-m^2$)。

θ_r : 為轉子位置(角度)。



一、序論

1.1 研究背景與動機

1.1.1 智慧自動化產業發展的機會與挑戰

近年來由於國際大環境因素劇烈變化，例如：氣候變遷、全球原物料上漲、科技國際化、智慧化、匯流整合、人口結構改變、新興國家崛起。台灣物資缺乏，產業問題也隨著國際大環境必須大幅調整，例如：附加價值創造能力低、不利提升所得與生活品質、關鍵產品與技術仰賴進口、缺乏品牌與通路。追求規模經濟造成資源耗用、不利轉型綠色成長、製造業與服務業投資不均、有形與無形資產投資不均、面對東亞區域整合逐漸成形國際競爭條件惡化。因此，政府按「產業創新條例」的政策法源，成立跨部會「產業發展綱領」，設定長期願景「經濟部 2020 年產業策略」，創新經濟，樂活台灣。政策主軸針對三業四化，即，製造業服務化，服務業科技化、國際化，傳統業特色化。

下圖為智動化服務團組織架構與產業分工圖。[99]

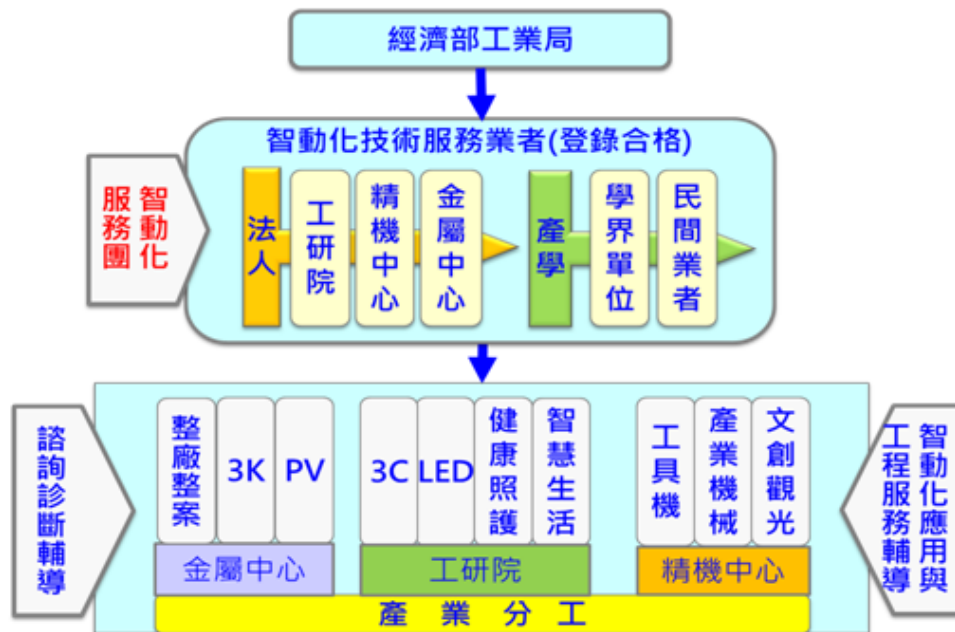


圖 1. 智動化服務團組織架構與產業分工圖

1.1.2 工業機器人的應用與機電整合發展

智慧型機器人定義為一種多功能的多軸(2~6 軸)全自動或半自動機械裝置，它可透過過程式化動作執行各種生產活動、提供服務或具備與人互動功能，未來將是人類忠實及信賴的夥伴。

智慧型機器人的用途：

1. 智慧生活：益智、娛樂、家庭服務
2. 生產製造：
 - a) 3C 產業：Computer, Communication, and Consumer,
 - b) 3K 產業：3K 為日文發音，髒 (Kitanai)、辛苦(Kitsui)、及危險(Kikem)
 - c) 產業製造：工具機、射出機
 - d) 職場服務
3. 醫療照護：失憶老人監護、園藝、按摩、輔助記憶。
4. 智慧輔助。

下圖為智慧型機器人 [107]。



圖 2. 智慧型機器人

下圖為全球智慧型機器人產業現況[107]。

- ▣ **產業用機器人2010年產值為145億美元，未來5年平均年複合成長率為7.3%；服務型機器人2010年產值為131億美元，未來5年平均年複合成長率為18%。**

服務用機器人成長速度更快

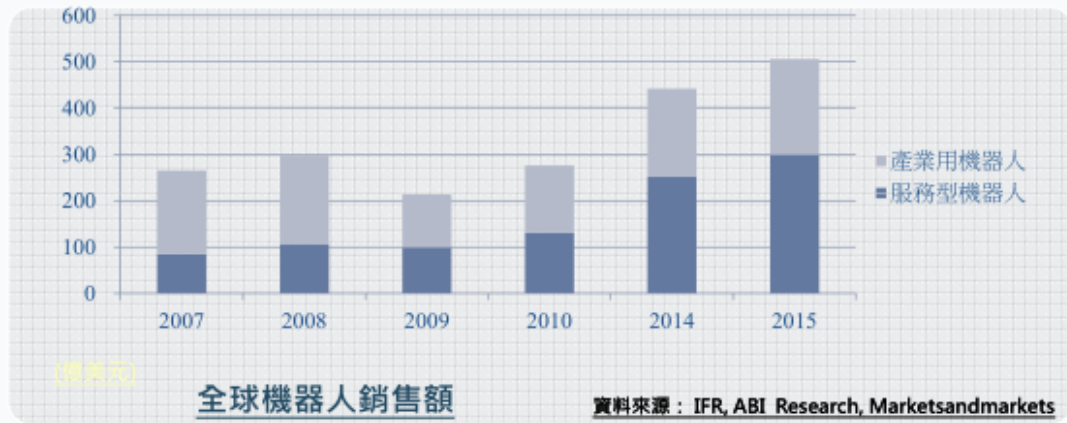


圖 3. 全球智慧型機器人產業現況

下圖為台灣的智慧型機器人市場現況[107]:

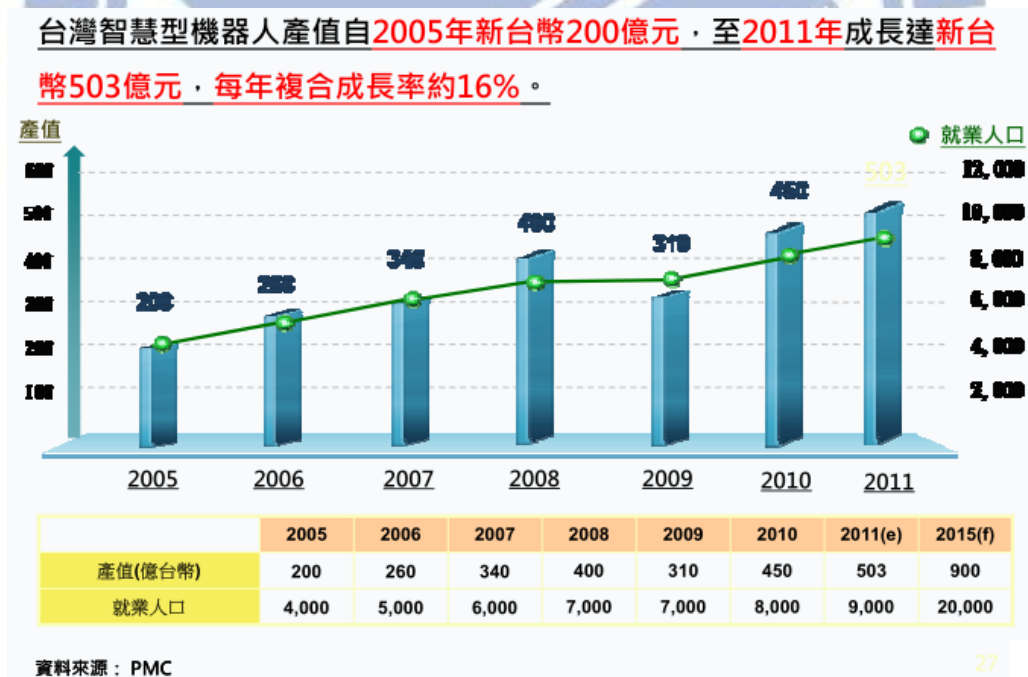


圖 4. 台灣的智慧型機器人市場現況

下圖為機械人的六軸同動的定義[107]，是仿生學(Biomimicry)的應用。六軸同動技術需實時(Real-Time)及對時(Synchronous)技術，是自動化產業關鍵技術之一。下圖為機械人的六軸同動的定義。[107]

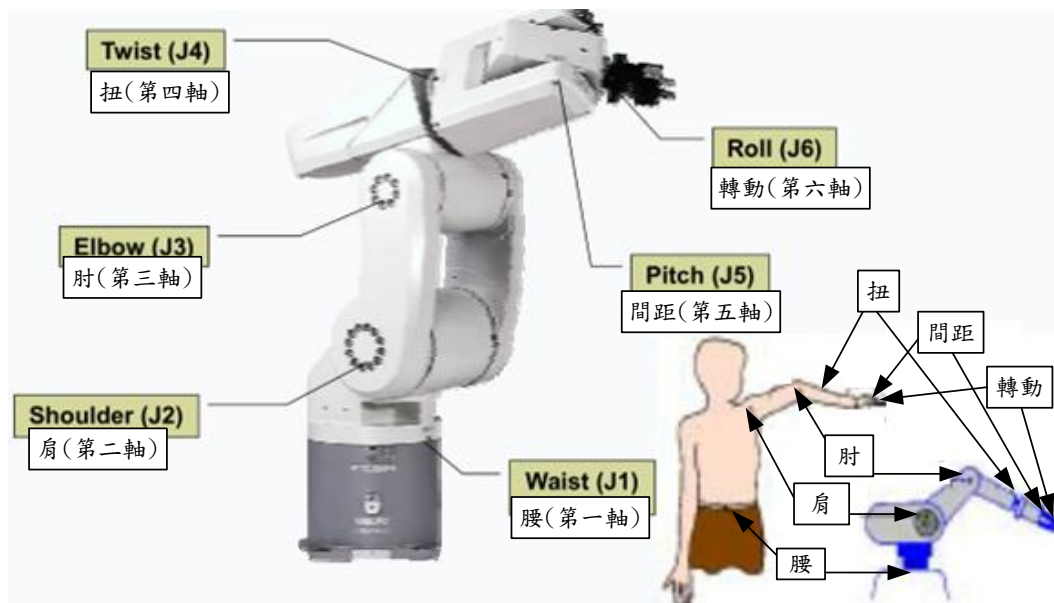


圖 5. 機械人的六軸同動的定義

1.2 研究目的

射出機本身就是一多軸同動的機器人，主要用於手機、電視、及汽車的塑膠零組件。為縮小技術涵蓋範圍，本論文以既有大同的馬達技術做基礎，與樺欽及富強鑫的射出機做下游及上游 MATLAB 及德州儀器的系統垂直整合。整合關鍵性技術包括最適化的調機參數、伺服控制技術、高速實時通訊(Real-Time Communication)技術、用 MATLAB 及 EDA 工具來系統設計及印刷電路板。模擬及製造出具訊號完整性、電源完整性、及電磁相容 (EMC)的印刷電路板。

節能減碳與環保意識抬頭，節能環保議題受世界各國關注，節能與綠能已成為目前工業界主要的課題之一，促使射出機產業發展的趨勢產生變化，省能源趨勢使塑膠射出成型機已由傳統油壓式部分機種逐漸向全電式射出成型機種發展移動。

台灣的工業用運動控制器關鍵零件完全依賴國外進口。主要來源為日本(Fanuc、三菱、安川)、美國(Honeywell 及 Johnson & Johnson)、德國(西門子及 Keb)、及奧地利(科霸(Keba))。運動控制主要是用仿生學(Biomimicry)，比如說，模仿手臂三軸(肩、臂、肘)同動及腦部模糊控制。運動控制的應用領域包括晶圓載入機、外科手術(內視鏡、腹腔、整形、頭部鑽骨機)等。[1-109]

國內尚無 Fieldbus (EtherCAT, PowerLink, ModBus, SerCos)技術。由於高功率伺

服馬達及驅動器較伺服閥、比例閥及油壓系統的價格為高，雖然近年伺服組件價格有些變動但仍然有些差距，所以市場切換程度未如預期快速，因此現階段大部分仍以潔淨要求較高之製程產線的高值應用為主，隨驅動組件高輸出及價格要求，後續有擴大應用趨勢。

國內廠商礙於高功率伺服馬達及驅動器技術自給率不足，因此多向國外廠商進口，製造成本也因而提高，國內廠商目前多有意願發展該技術，若能成功發展射出成型機的伺服馬達與驅動器技術，短期目標應能搶下國內塑膠射出機設備組件的部分市場，此外，由於伺服馬達與驅動器技術的應用並非僅限於全電式射出機，在自動化的趨勢及省能源、高精度的要求下，機械設備／產品改採交流可變速馬達／驅動器的態勢已漸明顯，其下游關聯產業極為廣泛，根據工研院估計，交流可變速馬達／驅動器其產業關聯產值高達二仟億元以上。因此，而就長期目標而言，由於未來市場產值逐漸擴大，應能持續增加伺服馬達及驅動器的銷售額，進而成為拓展事業之最大利基。射出機之技術包括：主控端/控制器(Master/Controller)、從動端/驅動器(Slave/Driver，如變頻器(Inverter))、致動器(Actuator，如馬達)、感測器(如解角器)、及傳動機構等。

1.3 研究步驟

本文討論射出機的市場及行銷為開端。以伺服馬達關鍵性技術做研發為主軸。射出機主要控制為運動控制。不論是油壓或全電式射出機，伺服馬達控制在射出機中的挑戰最大。一般而言，工業馬達需用高功率 0.37KW ~160KW。由於是高功率，為了節能，就必須以變頻器(Inverter)伺服控制來取代傳統的耗能馬達。

為使高功率的馬達變頻器達最大穩定性及系統最適化，電力系統及運動方程式，位置、速度、壓力(扭力)迴授模擬、及實時通訊，都是關鍵技術。MATLAB 系統模擬、類比電路功能模擬、訊號完整性模擬，及電磁相容性(EMC)模擬扮演就非常重要角色。

目前已完成第一階段最適化調機參數及伺服馬達控制。第二階段將以 EtherCAT 實時通訊為主軸。進行高速實時(Real-Time)多軸同動的多伺服馬達控制(低功率及高功率馬達混合控制)。在 5-micro-second 能執行六顆馬達迴圈及對時同動(Synchronized Clock Real-Time Communication)。

二、 射出機產業

目前國際上一般來看射出成型機主要分三類：

1. 油液壓式射出成型機
2. 油電混合式射出成型機
3. 全電氣式射出成型機

而「全電式射出機」之主要製程程序與油壓式射出機依然相似，但兩者機械結構有所變動，主要差別在於機械動力採用永磁同步伺服馬達、滾珠螺桿、齒輪、皮帶等零組件，取代現有傳統油壓式射出機之油壓馬達、方向閥、油路板、油壓缸等油壓零組件，因此稱為全電式射出機。

因無使用油壓零組件，因此沒有傳統液壓漏洩油及沒有射出產品與原料受油氣污染的問題，設備生產中運轉噪音也較油壓式為低、消耗能源較油壓傳統機種省電，且免除液壓油之冷卻，因為無油溫變化之負面因素而使其在精度上比傳統型油壓射出機可較準確，尤其應用於光學鏡片射出。同時醫藥、醫療塑品的潔淨等級符合而使全電射出產品應用領域有擴大射出機市場機會。油壓機利用入口及出口的面積比(由大變小)，可將油的壓力轉換(由低轉高)，這是油壓機在超高壓(100~1,000 噸)關模、鎖模、千斤頂時，無法被取代的最主要用途。

全電氣式射出機的優勢如下：

1. 較節省能源，
2. 噪音較低；
3. 潔淨；
4. 製程控制性佳。

雖有上述優勢但全電氣式射出機機台設備組件成本較高，

2.1 世界射出機產量

下圖為全球射出機有名的公司營收比較。是由全球有名的自動化公司的財務報表、假設公司總營收的 1/3 為其射出機營收，編製而成。

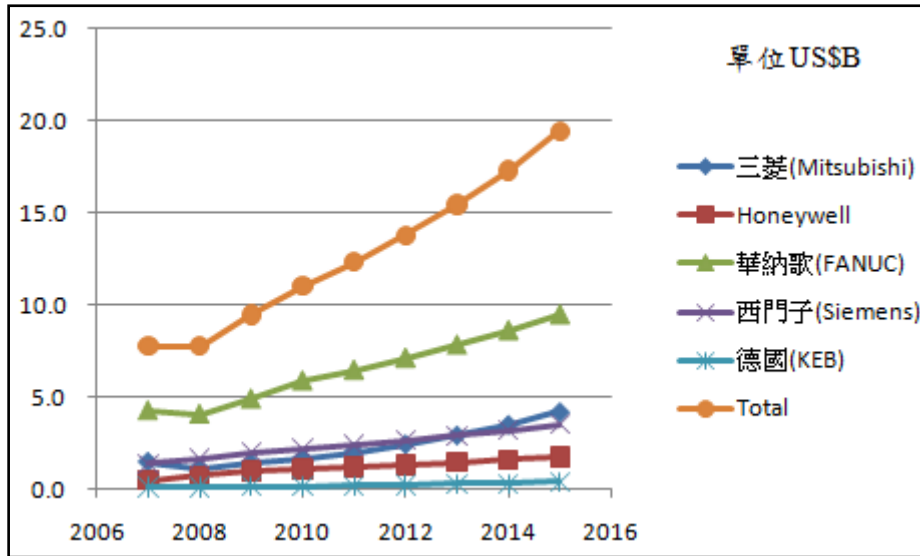


圖 6. 世界射出機產量比較

2.2 台灣射出機產量

下圖為台灣射出機有名的公司營收比較。是依公司的財務報表編製而成。

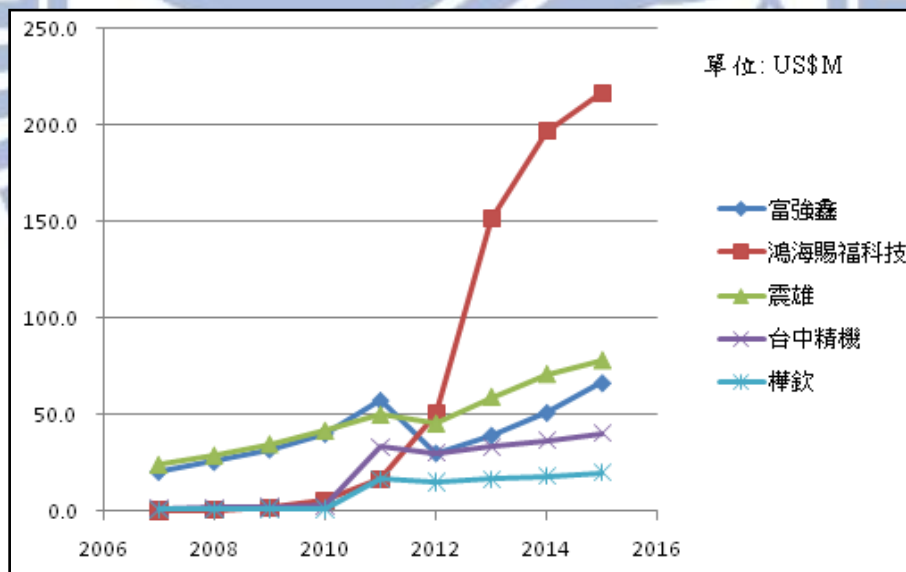


圖 7. 台灣射出機產量比較

2.3 射出機介紹

射出機的動作控制模組包括：料筒溫控模組、關模模組、座進模組、射出模組、保壓模組、冷卻模組、座退模組、進料模組、開模模組、托模模組、與調模模組。影響油

壓式射出機反應特性主要因素有：控制精度、「油壓系統反應特性」、模板平行度與精確度、鎖模準確度、螺桿塑化混鍊程度、射膠精度與穩定度、機器零組件耐用程度等。對全電氣式射出機，上述的「油壓系統反應特性」應改為「伺服馬達系統反應特性」。

射出機主要控制模具溫度及運動控制。射出機主要用聚氯乙稀(PVC, Polyvinyl Chloride)及聚苯乙烯(Polystyrene)為射出的塑膠材料。聚氯乙稀約 50°C 就會軟化。聚苯乙烯在 120°C~180°C 時會變成流動狀，適於射出成型。塑膠成型主要應用於手機、家電、及汽車零組件。由於模具溫度控制為靜態，挑戰較小，不在本文討論範圍。伺服馬達的運動控制為整個射出機中最複雜、最核心的部份，因此其表現將最受關切。射出機的傳動命令，由網路通訊模組傳送。

2.4 動作控制模組

射出機在 1872 年，獲得美國第一個專利。1956 年，第一次被商品化。射出機主要應用於塑膠成型，製造汽機車零件及 3C 產品。台灣在 1970 年代開始發展射出成型機，由於沒做研發，關鍵性技術都是外購，只能做組裝式製造，在國際市場上沒有競爭力，利潤不高。

影響射出機主要因素有：

- 1) 控制精度，2) 模板平行度與精確度，3) 鎖模準確度，4) 螺桿塑化混鍊程
- 5) 射膠精度與穩應度，6) 機械零組件耐用程度，7) 如油壓式射出機，則油壓系統反應特性。如為全電式射出機，則伺服馬達反應特性。

下兩圖為富強鑫公司的油液壓式射出成型機及全電式射出成型機。



圖 8. 油液壓式射出成型機



圖 9. 全電式射出成型機

2.5 油壓式射出機 vs. 全電式的優點與缺點

1. 傳統的油壓控制系統，因為容易漏油、耗能、及低效能。馬達整天轉動，十分耗能。
2. 節能泵浦雖利用變頻及優化原理，節省一些能源，但漏油問題沒解決，效能也沒解決。
3. 全電式用伺服馬達做數軸同動的高速控制，需 Real-Time Linux 及 Real-Time Communication (EtherCAT or PowerLink)，CANopen 等規格，技術門檻很高，與外國大公司及集團接軌，台灣一般公司不容易切入。全電式用於機器人、CNC 及射出機。伺服馬達價格昂貴並且需很多個。
4. 全電式不需比例閥與方向閥。
5. 油壓用巴斯葛原理(Pascal Principle)，能利用大輸入與小輸出口徑，將液壓提升至 500~1000 噸高壓給關模及鎖模用，全電無法做到。

三、 伺服馬達產業現況與專案分析

3.1 伺服馬達產業現況

馬達是利用電磁交互作用的原理，將電能轉換成機械能，以達到驅動機械運動的目的。馬達最主要分為動力馬達及伺服馬達兩種(見圖 10)。有閉迴路控制之可變速驅動器推動，稱為伺服馬達。沒有迴授控制的步進馬達步在此分類。

動力馬達:

直流馬達(DC Motor): Battery Supply (直流電源)

交流馬達(AC Motor): AC Supply (交流電源)

伺服馬達:

直流伺服馬達 (DC Servo Motor): Use duty-cycle-controlled PWM (波寬控制)

交流伺服馬達 (AC Servo Motor): Use frequency-controlled PWM (頻率控制)或 PMSM (永磁同步馬達)

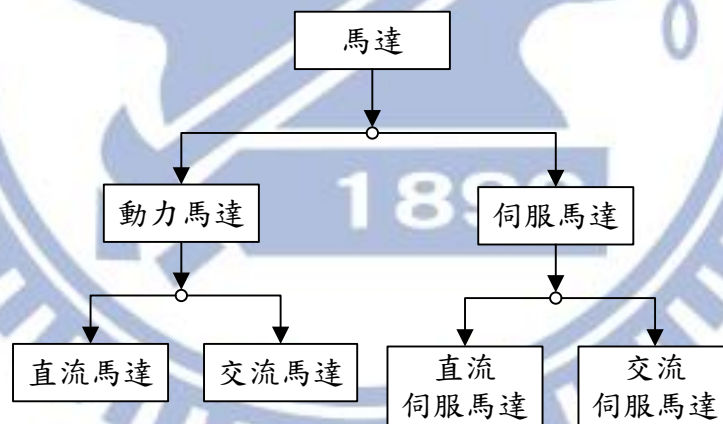


圖 10. 馬達分類與應用行業

1970年代以前傳統的感應馬達、直流馬達已被廣泛使用，但是由於產業自動化的需求越來越強烈，因此自1970年代以後可用來做自動控制的步進、伺服馬達與線性馬達逐漸被開發出來，主要來自NC工具機。

早期伺服系統是不準確的開迴路控制(步進馬達)。目前伺服系統採用較準確的閉迴路控制(直流或交流伺服馬達)。1995年後馬達體積縮小，使用更高磁能積的稀土族

磁石，採取分數槽式及集中繞組的設計，永磁式伺服馬達(交流伺服馬達)成為主流。

自動化的過程中，馬達及驅動器的搭配才能使得機械設備／產品的精度得以大幅提升，同時達到省能源的功效。目前國內馬達／驅動器產業的發展具有如下之特色：

- 我國為世界馬達主要產國之一，但產品以中、低價位居多。
- 主要廠商與日本關係密切，驅動器等部分重要材料及零組件仍無自主能力，而受日本控制。
- 國內業者為提升產品品級及製造能力，近年已加重研發的投入。
- 驅動器由於重要零組件皆賴進口，加上資訊及電子產業吸納多數電機／電子專長之人力，導致驅動器相關技術發展遲緩，其產值與馬達相比仍偏低。惟近年來，因產業結構改變及大陸市場看好之誘因下，已有東元、台達等大廠投入驅動器之生產，對提升驅動器之發展將有正面之影響。
- 在自動化的趨勢及省能源、高精度的要求下，機械設備／產品改採交流可變速馬達／驅動器的態勢已漸明顯，其下游關聯產業極為廣泛，關聯產值高達二千億元以上。

技術發展方面，伺服產品的技術在近十年來有很大的進展，主要有下列幾項趨勢：

3.1.1 交流伺服系統取代直流伺服系統

直流伺服馬達使用碳刷及換向片，具有維修的問題，因此已逐漸被無刷直流馬達或永磁式交流同步伺服馬達所取代。交流伺服馬達的 Power-rate 隨著體積縮小而提昇，由於轉子慣量減少，伺服響應頻寬大幅提高。為縮小馬達體積，除了使用更高磁能積的稀土族磁石，日本伺服廠商對小功率交流伺服馬達也普遍採取分數槽數，以及集中繞組的設計，後者使導線佔積率大幅提高(>70%)；這些多屬生產技術的開發與突破。此外為配合全電式射出機這類型大功率工具機的應用需求，國外廠商 200KW 以上的交流伺服馬達已經推出上市。

3.1.2 軟體伺服的智慧型功能大為提昇

透過伺服軟體高複雜度的規劃設計，伺服驅動器可提供許多智慧型功能，包括：

1. 可針對不同馬達或不同應用設定、儲存、載入不同參數，因此同一個驅動器可以驅動永磁式交流伺服馬達、交流感應伺服馬達或是線型伺服馬達。
2. 可以提供自動調機、測試、診斷功能，以簡化現場操作或試車的人工成本。
3. 可記錄、蒐集伺服系統的測試或操作之狀態與波形，提供系統調整及生產監控之用，減少相關儀器設備需求。

4. 可提供 PLC 或單軸運動控制功能，使驅動器可兼有控制器的功能，降低系統應用成本。

由上述分析可知，雖然馬達／驅動器產業正處於產業升級的浪頭上，但即便我國為世界馬達主要產國之一，其產品以中、低價位居多。且主要廠商與日本關係密切，驅動器等部分重要材料及零組件仍無自主能力。

3.2 營運資金來源

本論文的技術及經費，是威旺系統模組公司及大同公司所提供。預期兩年的技術開發總經費預算為 1,981 萬元，威旺系統模組公司及大同公司將各出資 50%。



表 1. 總經費預算表

單位：萬元

會計科目	2013	2014	合計
1. 人事費			
研發人員	372	372	744
人事費小計	372	372	744
2. 消耗性器材及原材料費	300	300	480
3. 研發設備使用費	4	9	13
4. 研發設備費	0	300	0
5. 技術合作費	0	0	0
6. 出差費	0	0	0
合計	1048	1353	2281

第二階段，待研發完成之後，由於大同公司產業已有既有行銷通路，切入行銷容易，因此可為本計畫核心技術產品的伺服馬達與驅動器，開創一定程度之出海口，以降低技術開發之後，銷售不確定性所帶來的風險。

3.3 競爭者分析

在國內市場上，外來的競爭者幾乎全是日本廠商的天下，包括日本發那科(FANUC)、松下、三洋、安川、三菱、TOEI、NIKKI、SINANO ... 等等。日本大集團憑其多年的技術經驗以及自動化的量產製造，不論銷售、促銷、研發、採購等等都可因經濟規模而降低成本，對台灣中小企業的廠商在市場上競爭來說，處於較不利的競爭地位。

此外，由台灣整體產業伺服馬達與驅動器 SWOT 分析圖可知(見下圖)，雖然我國廠商馬達製造具專業能力，且產業分工體系完整等優勢，但關鍵零組件進口仍仰賴國外廠商(如矽鋼片、稀土等材料皆被日商把持，導致喪失自製能力)、廠商規模較小、經費和人才皆居弱勢的情況下，與國外廠商的競爭，我國廠商將有許多不利之處。而自從日本首相安倍晉三上任以來，採取貨幣貶值刺激經濟成長的手段，日元恐怕難回 100 元(兌 1 美元)下的匯率水準，日圓持續貶值讓日本產品相對便宜，台灣廠商的價格優勢已逐漸下滑，又面臨中國廠商低價競爭，在上述各種原因的內外夾擊下，如何運用我國中小企業的靈活性，尋求國內 ICT 廠商合作與整合，是為我國廠商的可能機會所在。

<ol style="list-style-type: none"> 1. 中小企業、組織靈活 2. 馬達製造專業，分工體系完整 3. 研究機構技術支援 	<ol style="list-style-type: none"> 1. 廠商規模太小經費人力不足 2. 產品功能及製造技術，落後國外先進國家 3. 工作環境和福利，無法吸引新興資訊及電子類技術專長人才 4. 產品品質不穩定，伺服馬達和伺服驅動器存有差異缺乏整合方案 5. 關鍵零組件進口依存高
<ol style="list-style-type: none"> 1. 自動化市場逐年成長 2. 產品和零件單純化標準化 3. 數位化、軟體時代，技術進入容易 4. 電子資訊產業鏈完整，有利分工 5. 以伺服技術為開發基礎，擴大消費應用市場 	<ol style="list-style-type: none"> 1. 產品毛利不斷下降 2. 研究人才流失 3. 中國廠商低價競爭 4. 日圓持續貶值，台灣廠商的價格優勢衰退

資料來源：工研院、本研究整理

圖 11. 台灣整體產業伺服馬達與驅動器 SWOT 分析

另一方面，在台灣精密機械產業中，在國內廠商自有技術不足情況下，有 90% 以上的高功率伺服馬達和控制器都來自國外廠商(見表 3)，在各式進口品牌中，根據工研院針對使用業者的調查結果顯示：目前國內所使用的伺服驅動產品，日本發那科排名第一，百分比達 39.15%。日本三洋(SANYO)排名第二，百分比達 16.25%。日本三菱 (MITSUBISHI)排名第三，百分比達 15%，前三大日本品牌已佔國內總市場的 70.4% 佔有率。

由於日本 FANUC 從所生產的控制器，都必須搭配自家生產的週邊設備(如輸出入介面卡、主軸驅動器、伺服驅動器、馬達、機械手等)，而現在有部份廠商研發製造控制器，並以德州儀器(TI)的開放式架構，用以連接不同品牌的驅動設備或馬達，雖然此舉能夠對 FANUC 產品一條鞭的壟斷，帶來一些衝擊，但由於 FANUC 在同品牌設備相互連接的架構下，機械控制的穩定度及產品的優異性能，目前仍優於開放式架構整合的各種機械控制效能，因此，各國廠商市佔率仍不及世界大廠 FANUC。

工研院對國內廠商所做的問卷調查中，廠商對於伺服馬達和控制器的選擇標準，最

注重的並非為品牌知名度，最能影響廠商選用意願的前三項因素分別為「品質水準」、「搭配控制器使用」及「供應價格」(見表4)。因此，如果國內廠商欲突破以FANUC為首等日系廠商的控制，須以開放式架構發展控制器，並強化其與伺服馬達的整合能力，這些核心技術將是主要關鍵。

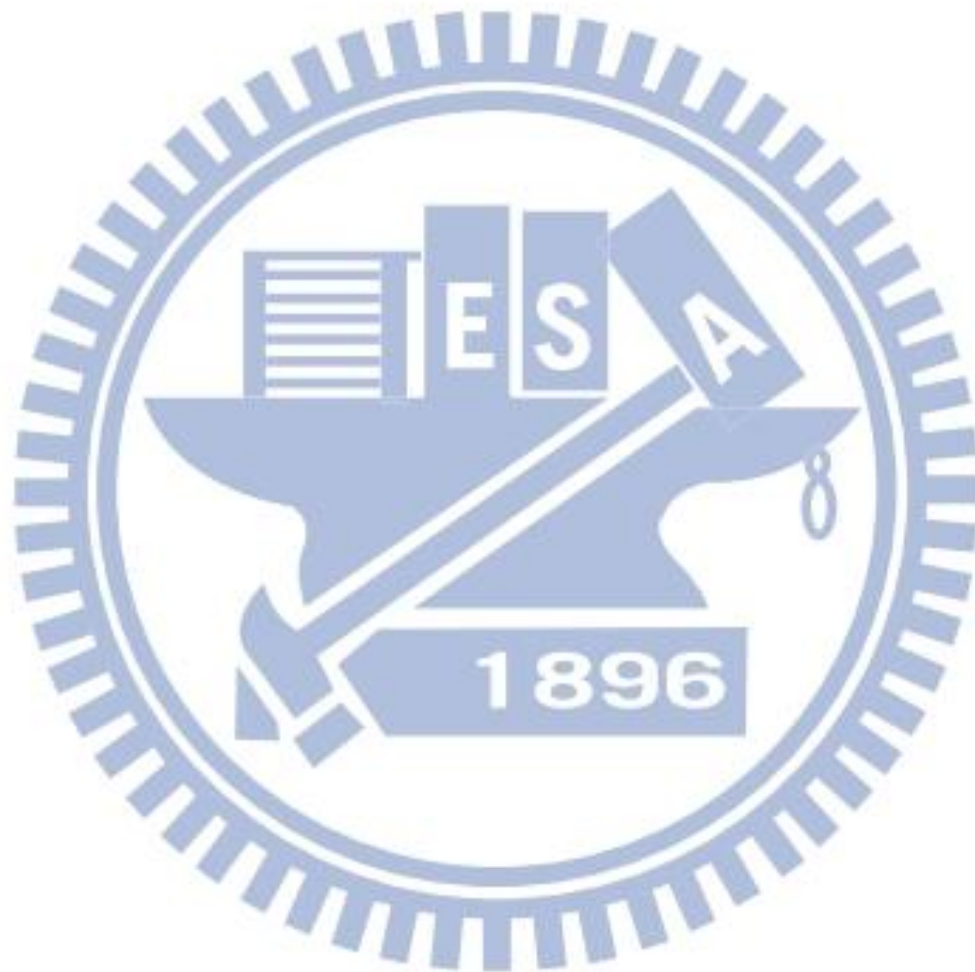


表 2. 我國進口伺服馬達&驅動器來源一覽表

國家別	品牌	代理商
日本	FANUC	台灣發那科
	FUJI	龍岡
	JAPAN SERVO	嶸鋼
	MITSUBISHI	上菱、攝陽、菱華、士林、贊翔
	NIKKI DENSO	羅昇
	NSK	安士克
	ORIENTAL MOTOR	厚利
	OMRON	歐姆龍
	PANASONIC	和椿、宙揚
	SANYO DENKI	新永和
	SHINKO	星鼎
	SINANO	台信
	TAMAGAWA	所羅門
	TOEI	偉祺
	TSUBAKI	台灣椿本
WACO	聿鼎	
YASKAWA	東元、台安、安華	
美國	API	鼎燦
	ALLEN-BRADLY	台灣洛克威爾
	BALDOR	博德
	ELECTRO-CRAFT	台灣洛克威爾
	EMERSON	—
	KOLLMORGEN	生盈
	PACIFIC SCIENTIFIC	擎翔
	PARKER	汎宇
	PITTMAN	鼎燦
	RELIANCE	台灣洛克威爾、揚朋
	REXFORTH	力樂士內田
WARNER ELECTRIC	德耐	
德國	INDRAMAT	力士樂內田
	SIEMENS	西門子、川井
	STROMAG	實強米格
英國	CONTROL TECHNIQUES	三夏電機
	SEM	友士
法國	LEROY-SOMER	星誼
義大利	SICMEMOTORI	寅發
瑞典	ABB	艾波比
瑞士	MAXON	友士

資料來源：工研院

表 3. 台灣廠商伺服馬達和控制器的採購因素

採購因素排序	加權平均分數	排名
品質水準	9.55	1
搭配控制器使用	8.48	2
供應價格	8.45	3
產品規格	8.27	4
銷售商提供電控設計或機電整合之服務	8.27	4
製造商有完善的行銷據點	8.09	6
交貨速度	7.91	7
產品系列完整	7.78	8
客戶要求	7.10	9
廠牌知名度	7.05	10
付款條件	6.86	11

資料來源：工研院

而對於財務表現評估分析方面，採以「公司成敗，技術來源」、「募資過程和預估財務表現」、「事業特質」、「市場行銷能力」等四大面向進行評估：

3.4 預估財務表現

第一階段，以大同公司中央研究院既有資源進行技術開發，可節省大部分新創事業必須投入的固定資本。在考量相關人事及相關消耗性器材及原材料費後，為期兩年的技術開發總經費預算為1,981萬元。承上述可知，自有資金需求共為990.5萬元(1,981萬x 50%)，預期以自有資金及有擔保銀行資金融資支應計畫相關需求，總資金成本為年利率3%。

此外，計畫相關時程可見下圖，若2014年7月前針對油壓式射出機控制器的伺服驅動器技術開發順利完成，可開始進行伺服驅動器量產與行銷。伺服驅動器雖可用於醫學、工業電腦、控制器、化工儀表等。但範圍太廣，不易估計。目前以射出機為目標，目前台灣客戶有台中精機、富強鑫、綠點、宏訊、樺欽、震雄等。

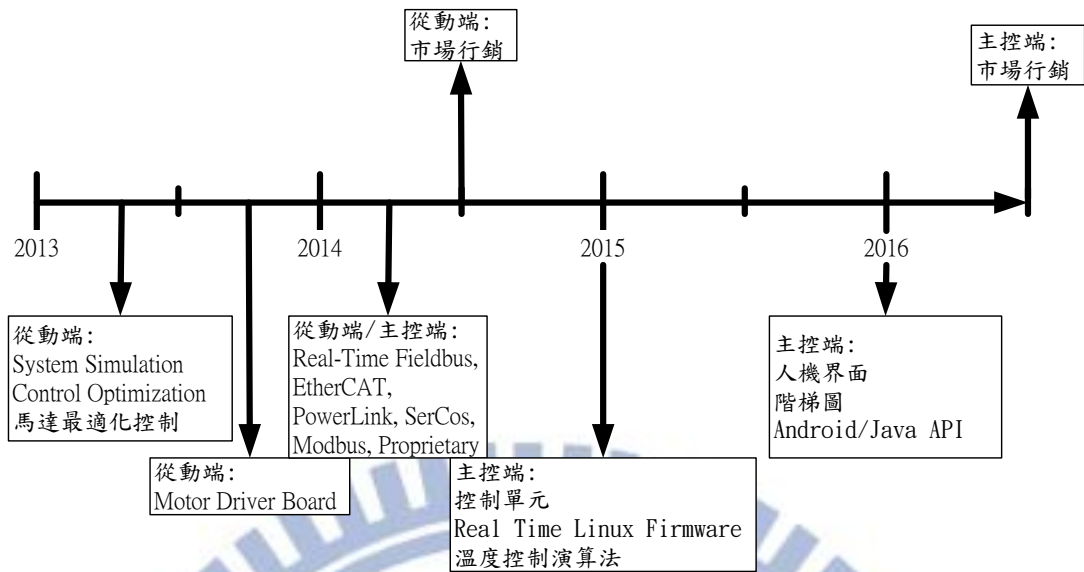


圖 12. 計畫相關時程

產品行銷將聚焦兩岸市場，整個油壓式和全電式射出機市場，台灣一年約5,000套，大陸一年約55,000套，合計約60,000套。

下兩表為預估控制器及變頻器損益表及市場佔有率敏感度分析，考量產品在兩岸油壓式和全電式射出機市場各種佔有率，藉以考慮不同程度的市佔率下的出售單位數和產品利潤。

以控制器為例，每套控制器價格約台幣3~15萬元，取60,000元為本計畫產品的平均售價，因此每年可創造而每套控制器造價成本約台幣15,000元。因此每套控制器可創造4,5000元的毛利。此外，以盟立公司經驗，並採保守估計原則下，考量製造量產和後續行銷、以及融資所需要的相關利息費用支出，單位產品稅後淨估利為20,250元，而在不同市佔率的情境的選用，經大同公司評估可採情境1作為後續現金流量之設算。

表 4. 主控端控制器預估損益表及市場佔有率敏感度分析

單位：元、(H、J)

高功率變頻器預估損益表				
單位產品售價(A)	60,000			
單位產品製造成本(B)	10,000			
單位產品毛利(C=A-B)	50,000			
單位產品行銷及相關費用(D)	5,000			
單位產品利息費用(E)	3,000			
單位產品稅前盈餘(F=C-D-E)	42,000			
單位產品稅後淨利(G)(T=25%)(註 1)	31,500			
市佔率敏感度分析	情境 1	情境 2	情境 3	情境 4
市場總需求(H)	214,000	214,000	214,000	214,000
預估市佔率(I)	10.00%	5.00%	2.50%	1.00%
預估出售單位數(J=H x I)	21,400	10,700	5,350	2,140
預估總產品稅後淨利(K=G x J)	\$674,100,000	\$337,050,000	\$168,525,000	\$67,410,000

註：考量兩岸公司稅率不同情況下，以大陸市場較高的公司稅率為損益表採用的公司稅率。

表 5. 從動端變頻器預估損益表及市場佔有率敏感度分析

單位：元、套(H、J)

射出機控制器預估損益表				
單位產品售價(A)	60,000			
單位產品製造成本(B)	15,000			
單位產品毛利(C=A-B)	45,000			
單位產品行銷及相關費用(D)	5,000			
單位產品利息費用(E)	3,000			
單位產品稅前盈餘(F=C-D-E)	37,000			
單位產品稅後淨利(G)(T=25%)(註)	27,750			
市佔率敏感度分析	情境 1	情境 2	情境 3	情境 4
市場總需求(H)	10,500	10,500	10,500	10,500
預估市佔率(I)	10.00%	5.00%	2.50%	1.00%
預估出售單位數(J=H x I)	1,050	525	263	105
預估總產品稅後淨利(K=G x J)	\$29,137,500	\$14,568,750	\$7,284,375	\$2,913,750

註：考量兩岸公司稅率不同情況下，以大陸市場較高的公司稅率為損益表採用的公司稅率。

3.5 預估現金流量表說明

- 若技術開發完成之後，欲成立公司進行後續量產和行銷業務，預計以 5,000 萬元為新創事業資本額，並需要進行 2,500 萬元的資產購置(生產機具)。
- 公司年成長率設為 10%；
- 應付帳款以佔淨利 5% 估計之；
- 應收帳款以佔以佔淨利 50% 估計之；
- 存貨以佔淨利 15% 估計之；
- 折舊費用以直線法分五年攤提 2,500 萬元的機器設備。(以上估計比例參考盟立自動化公司 100 和 101 年財務報表。)

表 6. 預估現金流量表

單位：元

預估現金流量表					
營運年度	2015	2016	2017	2018	2019
營運活動現金流量					
稅後淨利(註 1)	67,410,000	77,064,750	84,771,225	93,248,348	102,573,182
折舊	5,000,000	5,000,000	5,000,000	5,000,000	5,000,000
應付帳款 (NI*0.05)	3,370,500	3,853,238	4,238,561	4,662,417	5,128,659
應收帳款	-33,705,000	-38,532,375	-42,385,613	-46,624,174	-51,286,591
存貨	-10,111,500	-11,559,713	-12,715,684	-13,987,252	-15,385,977
營運活動之淨現金流入	31,964,000	35,825,900	38,908,490	42,299,339	46,029,273
投資活動現金流量					
資產購置	-25,000,000	0	0	0	0
無形資產購買	0	0	0	0	0
投資活動之淨現金流入	-25,000,000	0	0	0	0
理財活動現金流量					
設立資本	50,000,000				
增資	0	0	0	0	0
借款	0	0	0	0	0
理財活動之境現金流入	50,000,000	0	0	0	0
淨現金流入 (流出)	56,964,000	35,825,900	38,908,490	42,299,339	46,029,273
期初現金餘額	0	56,964,000	92,789,900	131,698,390	173,997,729
期末現金餘額	56,964,000	92,789,900	131,698,390	173,997,729	220,027,002

3.6 淨現值評估(NPV)

$$NPV = -CF_0 + \frac{CF_1}{1+R} + \frac{CF_2}{(1+R)^2} + \dots + \frac{CF_n}{(1+R)^n}$$

NPV：淨現值

CF₀：期出頭資成本

CF_i， i=1,2,3,...n：未來第i期之現金流量

R：投資者所要求之投資報酬率

n：期數

NPV 參數設定：

- 投資者要求之報酬率(折現率)：30%
- 營運活動之淨現金流入，以市佔率為 1%(情境 4)時兩項產品稅後淨利加總
- 假設公司存活 15 年

營運第 1-5 年公司成長率設定 10%，營運第 6-15 年後為零成長。

- 根據上述之預估損益表和預估現金流量表可進行 NPV 專案可行性評估，計算後 NPV 約為 1.63 億，因此應接受本專案。
- 而此為成立新公司可創造之 NPV，若將技術售予大同，第一階段期初投資大同公司，已出資 1140.5 萬元，技術出售金額落在 1.2 億元~1.5 億元。

表 7. 淨現值評估(NPV)

單位：元

NPV 淨現值評估專案可行性								
	第一階段 期初投資 (CF0)	第二階段 期初投資 (CF2)	CF3	CF4	CF5	CF6	CF7	CF8~CF19
原始 金額	-22,810,000	-50,000,000	33,129,500	35,942,450	39,036,695	42,440,365	46,184,401	460,292,729
現值	-22,810,000	-29,585,799	17,512,601	18,174,518	18,276,221	18,397,205	18,536,538	124,381,681
NPV	162,882,966							

3.7 大同公司市場行銷能力(SWOT 分析)

對於市場行銷能力評估方面，採 SWOT 分析方式呈現，大同公司產業已有既有行

銷通路，切入行銷容易，是為本計畫行銷業務之最大優勢，在大同公司採用相關技術對於業界應具一定示範效果，並在大同既有業務下，開創一定程度之出海口，以降低技術開發之後，銷售不確定性所帶來的行銷風險。以下為市場行銷能力 SWOT 分析摘要。

3.7.1 優勢(Strengths)

- 大同公司產業已有高功率馬達及既有行銷通路，切入行銷容易。
- 使用 MATLAB 設計最適化及 EDA 工具模擬軟體，使高速 PCB 前端設計、及後端驗證、除錯更容易、EMC 抗干擾性，洗板前更具信心。
- 自動化走線將提升佈建效率及節省人力，並將主力投注在設計進而增加 PCB 品質與強韌度。
- SoC 晶片直接購自 TI 廠商，整合並引進既有晶片技術，減低營運成本與風險。

3.7.2 劣勢(Weaknesses)

- 研發資金及人力不足。
- 初步研發成果出來後，必須導入創投資金行銷及量產。

3.7.3 機會(Opportunities)

- 以高速 ARM Based，Real-Time OS。配合周邊 Real-Time EtherCAT。與國內射出機廠商合作銷售。打開行銷管道。
- 下游廠商有盟立、賜服、弘訊、長新。
- 機械廠商有台中精機、綠點、富強鑫、樺欽。

3.7.4 威脅(Threats)

- 同業競爭者採 X86 市售品相容性較高，開發速度較快。
- 同業競爭者有華納歌(Fanuc)、安川 (Yaskawa)、西門子 (Siemen)、Keb，都是採 Proprietary 高速網路控制。國內廠家要想與國外競爭，要可採結合上游德州儀器，以 ARM 及免費的 RTAI (Real-Time Linux)、及德國 ETG 開放的 EtherCAT。目前德州儀器上無主控端(Master)及從動端(Slave)評估板。

3.8 專案管理、計畫進度及查核

專案管理之定義描述如下：對於一次性的工作(例如軟體開發)，憑藉溝通與領導，經規畫、執行、控制等過程，有效地完成該工作之目標，產生品質好的產品(或服務)，並且使參與該工作的員工生產力增進、成就感提高的整個過程，可稱為專案管理。

換言之，專案管理即運用規劃(planning)、排程(scheduling)執行(executing)、控制(controlling)等活動，並透過協調各種資源，在有效率的運用各種方式下，完成專案的目標與需求。而本文所進行的伺服馬達及射出機控制器開發即符合專案管理之架構，但本文所欲執行之專案，在技術開發具相當難度的前提下，將使得進行專案管理時，面臨複雜性(complexity)、不確定性(uncertainty)與風險性(risk)。

首先，在取得大同公司專案研發資源投入後，由於伺服馬達在國內廠商自有技術不足且內部研發人才不足的情形下，對於專案參與人員若採取新聘方式，將增加公司人力成本；若採取教育訓練方式，內部既有員工未避免工作量的額外負擔，會造成參與該專案的意願低落，且進行教育訓練，將延宕技術開發的時程，此外，最後若決定採取內部人力資源移轉，亦有行政流程需申請，因此，專案規劃初期，在時程和人力成本的抵換關係的取捨增加了許多複雜性。

為了控制專案成本支出，首先透過大同公司中央研究所長官，推薦數名具電機專業相關背景的內部員工，並單獨進行談話，除確認專業能力之外，亦導入工作願景管理，讓可能參與專案執行的員工了解伺服馬達開發對大同公司的重要性，以及當技術發完成後，專案參與成員在組織內部將具有不可取代性，藉以提升專案參與成員的動機，及強化成員將來執行專案的效力性。最後，挑選出參與專案的成員再進行一次集體面談，旨在讓參與成員清楚瞭解技術開發的分工與責任範圍，並定時進行團體教育課程，成員熟悉領域指派為教育課程講師，藉由相互的專長教學，增進研發效率，期望專案執行能順利將技術開發完畢。

而在專案管理上所遭遇的不確定性和風險性，由於伺服馬達技術的開發具相當難度，成功與否已具不確定性，大同公司在資本與人力投入有限的情況下，也替專案的成敗帶來偌大的風險。惟此部分於先前任職於其他公司時已累積相當多有關伺服馬達開發相關經驗，且同時擔任工研院講師，除內部成員交流學習外，亦可向外收集相關建言，作為執行專案的正向回饋，進而降低不確定性與技術開發風險。

但對於大同公司而言，若然伺服馬達技術開發成功，其不僅能用於射出成形機等大型工具機，在大同公司多元的家電產品亦能被廣泛運用，減低對於外部廠商關鍵技

術的依賴性，因此伺服馬達開發專案的完成，將可掌握自主關鍵技術，對於大同公司製造成本及營收將帶來正面的影響，因此，本技術開發專案的重要性可見一斑。

目前專案執行已進行半年，透過本文上述的管理策略和執行進度管控，成員分工和執行力已逐步展現，目前已有部分技術突破，透過本次主導伺服馬達技術開發專案的經驗累積，已逐漸瞭解主導專案所需考量的相關層面，以及執行團隊的訓練與執行成效管控，在往後幾年陸續累積對執行本專案的經驗後，將來在有其他相關計畫的提案和管理上，將可擷取相關經驗成功執行每個專案，甚至是進行創業。

3.8.1 計畫進度表(2013-2014)

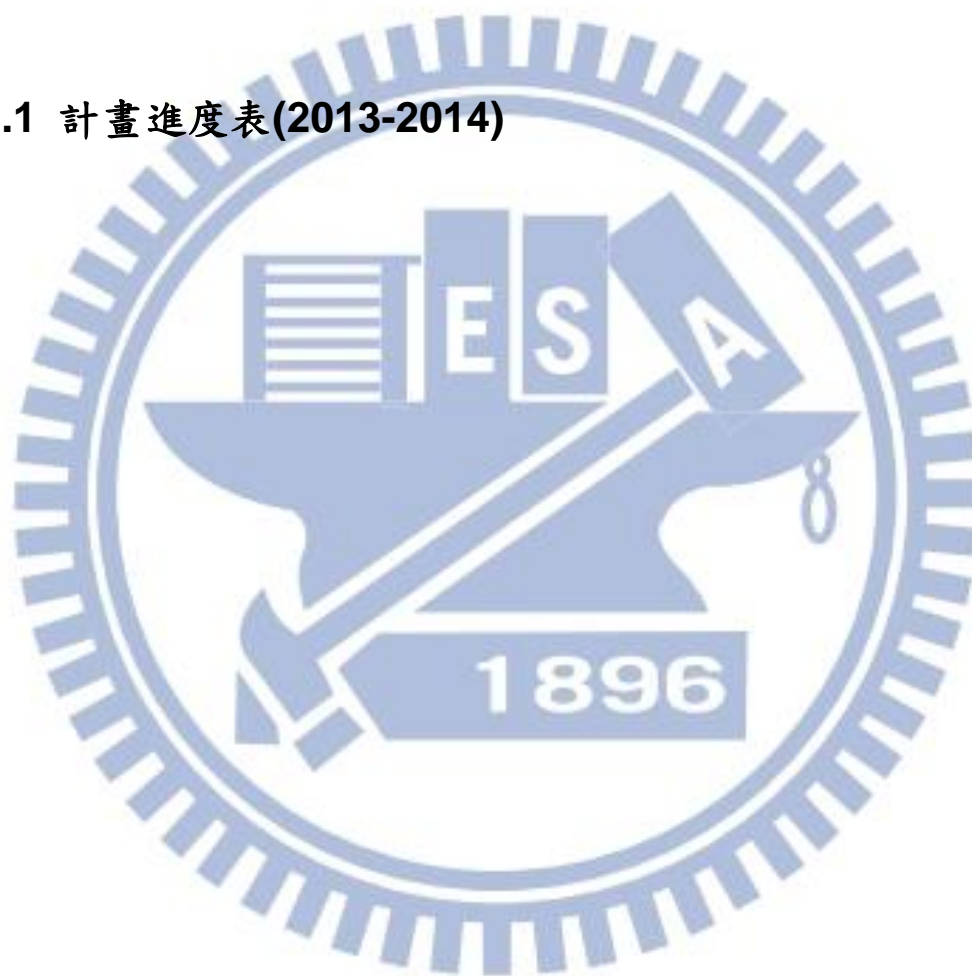


表 8. 計畫進度表(2013-2014)

年度月份 工作項目	計畫 權 重 %	2013						2014					
		Q1-2			Q3-4			Q1-2			Q3-4		
		2	4	6	8	10	12	2	4	6	8	10	12
A. 驅動器軟體系統		■	■	■									
1. 系統模式	40	■											
2. 模擬	30		■										
3. 韌體建構	30			■									
B. 驅動器硬體					■	■	■	■	■	■			
1. 主板(SOM)設計	20				■	■							
2. 週邊板設計	20					■	■						
3. 佈局	30						■	■					
4. 模擬分析及修正	30								■	■			
C. 驅動器生產行銷											■	■	■
1. 通信系統	70										■	■	
2. 試量產	30												■

表 9. 計畫進度表(2015-2016)

年度月份 工作項目	計畫 權 重 %	2015						2016					
		Q1-2			Q3-4			Q1-2			Q3-4		
		2	4	6	8	10	12	2	4	6	8	10	12
A. 驅動器生產行銷		■	■	■									
1. 試量產	20	■											
2. 量產	40		■										
3. 行銷	40		■	■									
B. CU-CPU					■	■	■						
1. 主板設計					■	■							
2. 週邊板設計						■	■						
3. 佈局								■	■				
4. 韌體								■	■	■			
C. HMI											■	■	■
1. 主板設計											■	■	
2. 週邊板設計												■	■
3. 佈局												■	■
4. 韌體及軟體												■	■

3.8.2 查核點說明

表 10. 查核點說明

查核點編號	預定完成日期	查核內容概述
A1	03/2013	完成硬體主板
A2	05/2013	完成硬體副板
A3	07/2013	完成硬體電源完整性分析
B1	05/2014	完成硬體主板 PCB Layout
B2	07/2014	完成硬體副板 PCB Layout
B3	09/2014	完成硬體 EMC 修復
C1	04/2014	完成 Driver 測試
C2	07/2014	完成 HMI 測試
C3	09/2014	完成馬達控制測試

3.8.3 參與本計畫研發人員簡歷表



表 11. 參與本計畫研發人員簡歷表

編號	姓名	最高學歷 (學校系所)	主要經歷	本業 年資	參與分 項計畫
1	陳漢平	電機博士、企 管/電機/醫工/ 化工碩士	美國矽谷工作 20 年 台灣科技產業 10 年	30 年	威旺系 統模組 創始
2	黃 x 源	電機碩士	EMC、最適控制	20 年	最適控 制
3	吳 x 崇	電機碩士	電路設計	20 年	電路設 計
4	張 x 顯	機械碩士	系統整合	15 年	系統整 合
5	張 x 政	電機碩士	自動控制測試	25 年	自動控 制
6	張 x 太	資訊碩士	韌體系統	17 年	韌體系 統
7	N1	資訊碩士	電路板製造	15 年	電路板
8	N2	資訊碩士	訊號完整性分析	13 年	電路模 擬

3.8.3 研發人員的管理

在美國矽谷、紐約 IBM、及日本水戶工作 20 年，剛開始在大公司內的研發團隊、後來則都在初創公司。由於整個加州及矽谷是 Life-Time University and Learning，對南加大、史丹佛大學、博克萊大學的圖書館、學術風氣、及創造力印象十分深刻。老師、同學、及朋友大多是白人，是亞里斯多德、Laplace、及 Fourier 等的後裔，大部分是 O 型及 A 型各半，充滿現實創造力及執行力。理學院老師像 x Marmarelis、李 x 哲、彭 x 懋都有非常優異數理及哲學素養。工學院老師胡 x 明、林 x 明及同學鄧 x 屏、苟 x 章、James x、Jackson x 都是創造數家公司。印度朋友幾乎 100% 是 B-型人，充滿釋迦牟尼式多度空間幻想及創意、矽谷企業家及教育家蕭 x 鳴。日本朋友幾乎全是 A 型的，是 Exact Follower of Laplace and Fourier。企業要經營，單是

Exact Follower 是無法維持的，需有其他類型人創造新思維及執行，。

我個人在房地產及套房經營已有 30 年，財務方面基本上是足夠維持一小部份社會責任。然而，初創研發團隊在沒有產品產出前，如何充份綜合及發揮人格特質，長期不間斷的維持團隊成長及吸引財團繼續投資？

研發人員的特點為創造力、智商高、邏輯思維能力強、缺點為不善溝通，想法隱藏較深、流動意向比較明顯、績效差距比較大、比較不服管理。單純對員工好，是不足以吸引員工。大公司中，由於福利好、穩定、及台北都會生活機能，較能吸引優秀研發人員、但缺願景。

有很實際的願景、有大財團做後盾、成立高效研發團隊、針對大企業注入關鍵性技術，比如說大同需要伺服技術、高功率技術、Fabless EDA、IP Central Library、Data Mining、智慧機器人、及智能電網。

1. 溝通良好及協調並行工作
2. 高效決策及快速執行
3. 保持研發人員的鬥志和激情
4. 將研發團隊分類為部門團隊和專案團隊
部門團隊為常設機構
專案團隊的特點為任務導向的臨時組織
不同發展階段的公司的研發團隊的構成。
5. 多參與外界研討會(Texas Instrument、台中精密機器、工研院研討會)、瞭解產業動態。我在工研院目前開訊號完整性、電源完整性、溫度模擬分析方面課程。
6. 多參與產學合作。在台灣，會繼續與交大隨時聯繫。在矽谷，會與史丹福大學保持密切聯繫。在大同大學、會開課培養公司所需學生。
7. 多運用國家資源，如 STB (Stanford-Taiwan Biomedical) 參與史丹福產業訓練營。
8. 多運用網路資源，如史丹福大學的 Coursera 是世界上最大學校、有 3.9M 學生。有很多實用課程 Machine Learning、Neural Network、Mechanic and Electrical Modeling。先知道 Stanford 已做了哪一些，有概念再去做。成功機會大大提高。
9. 善用 EDA 工具，軟體整合人們智慧。比如說，用 MATLAB 做設計及最適化、pSPICE 做模擬及分析、PADS 做佈局及自動繞線、HyperLynx 做訊號完整性、電源完整性、溫度模擬分析、DFM (Design for Manufacturer)、DFT(Design for Testing)、DFR (Design for Repair)、ERP 自動化、BOM 前後段驗證整合。

3.9 經費預算

3.9.1 總經費預算表

表 12. 總經費預算表

單位：萬元

會計科目	2013	2014	合計
1. 人事費			
研發人員	372	372	744
講員	0	0	0
人事費小計	372	372	744
2. 消耗性器材及原材料費	300	300	480
3. 研發設備使用費	4	9	13
4. 研發設備維護費	0	0	0
5. 技術合作費	0	0	0
6. 出差費	0	0	0
國外出差費	0	0	0
國內出差費	0	0	0
合計	1048	1053	1981

3.10 核心技術分析

3.10.1 國內技術現況

展望未來十年伺服馬達，將因稀土磁石供應毋虞，永磁式交流伺服馬達應該會持續佔居伺服馬達主流的地位；此外由於半導體技術的進步，DSP及MCU的速度幾乎皆超過20MIPS，可以將電流迴路完全以軟體方式來執行，因此驅動器已達到全數位的程度，所以全數位化之驅動器亦將大幅取代傳統類比驅動器；為了提高馬達的控制精度，歐、美、日等先進國家皆全力發展高解析度位置感測器；隨著PC工業軟、硬體的快速發展，同時為了使用上更方便，而伺服驅動器的軟體伺服的智慧型功能也大為提昇；未來網路的發展將一日千里，因此工業網路配套應用也是各技術領先公司積極發展的目標。

國內製造傳統感應馬達、直流馬達的大廠如大同公司、東元電機公司等，在國際上皆已有相當的名氣，國內還有許多製造感應馬達、直流馬達的廠商，然而除了從機械工業研究所技術移轉的野力機電公司有生產工業用伺服馬達，及東元精電公司有生產光電產業用的小型伺服馬達，大銀微公司(德國廠)有生產線性馬達外，至今未有廠商投入研發步進、伺服馬達與線性馬達等自動化重要關鍵零組件，整體而言國內技術上仍與國外領先廠商有5~10年的差距(見表13)。

目前大同採德國的KEB公司是泛用型及永磁同步馬達中，調機參數、效能及品質最為穩定。其次，日本的東芝及丹麥的丹佛斯(Danfoss)。

表 13. 精密機械關鍵零組件技術現況與國外技術水準比較-馬達

產品	先進國家發展程度		國內研發情形	技術年差(年)
	技術領導公司/技術	代表產品		
伺服馬達 (只限定特定功能的專用機型)	華那歌 (Fanuc), 安川 (Yaskawa)	α 系列 Σ II 系列	1994 完成混合式 AC 伺服系統。	10~15
線性馬達(含音圈馬達 Voice Coil Motor)	Siemens	1FN	2000 完成 500N, 為商品化	3~5
線性馬達	Siemens/1F3 技術	1FN3 系列	上銀(只限半導體產業)	5
馬達	日本、美國、歐洲		只限小驅動力馬達。	5~10

資料來源：工研院機械所

3.10.1 系統模組

系統模組包括主控端及從動端：

四、從動端硬體

本文定義伺服趨動器規格，用來趨動大同三峽廠所製造的「油壓式永磁同步馬達 (PMSM or Permanent Magnet Synchronous Motor)」。

4.1 驅動器功能區塊

下圖為驅動器的功能區塊。

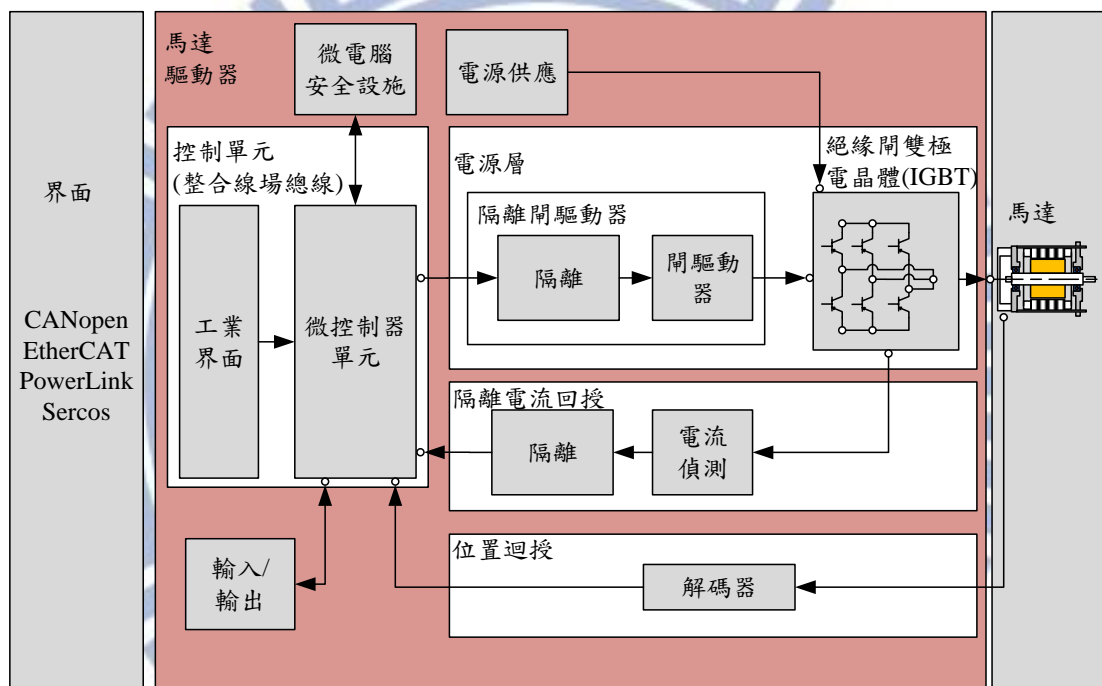


圖 15. 驅動器的功能區塊

4.2 驅動器的主副板

主板：DSP 板

副板：絕緣柵雙極電晶體(IGBT or Insulated Gate Bipolar Transistor)結合了金氧半場效電晶體(MOSFET or Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor)與功率電晶體(GTR or Giant Transistor)的優點。電壓/電流達到 6500V/2400A，開關切換時間 40ns，工作頻率 40kHz。為大功率電力電子裝置的理想功率裝置，應用於馬達驅動器。

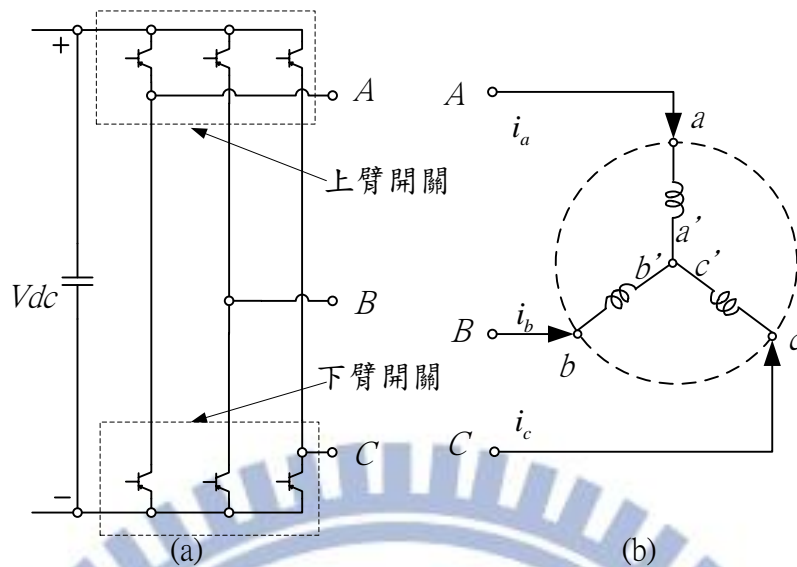


圖 16. 變頻器電路示意圖

由六個固態開關裝置架構而成，共分為三組三個路徑，一個路徑為一相，而上面三個開關統稱為上臂開關，下面三個開關則稱為下臂開關，由電路左邊輸入穩定的直流電源。[101-109]

注意，因為這樣的電路架構，單一相上的上臂開關與下臂開關不可以同時導通，否則必將導致電源短路，而造成電路嚴重破壞。上下臂開關的動作若不是同時開路，就是以一個導通一個開路的互補方式進行切換。經由規劃這些開關適當地做連續的切換動作，可由圖 16 (a) 中 A、B、C 三處輸出正負電壓交替變化的三相交流電源。在馬達控制的應用中，通常會將 A、導通與截止，半導體裝置是需要經過一段載子回復的延遲時間，才能從導通狀態完全進入截止狀態，此時的開關元件才稱得上是完全開路，所以在規劃變頻器開關的切換時，必須將此段載子回復時間考慮進去，在上下臂開關動作的時序上，加入適當的延遲時間，以避免上臂或下臂開關尚未完全開路時，則另一個開關就進行導通，於是造成上下臂開關同時導通，導致變頻器短路燒毀。開關動作的時序上，應當加入多久的延遲時間，則視所使用的半導體元件特性而定，通常會稱呼此延遲時間為死帶時間(Dead Time)。

變頻器電路加以適當的對開關做連續切換，就能產生正負電壓交替變換的三相交流輸出，一組變頻器上共排列六個開關元件，依據上下臂互補切換的原則，總共可以排出八種開關的切換組合，為了便於分析控制，將變頻器各臂命名，並定義其個別的開關變數。

如圖 16，將變頻器電路的每一相依所連接的各相定子繞組，編為 A 臂、B 臂及 C 臂，每一相個別設定一個開關變數，依序為 SA、SB 與 SC，用以表示開關的狀態，將其定義為，上臂開關導通狀態為 1 (下臂開關呈開路狀態)，而上臂開關開路狀態

為 0 (下臂開關應導通狀態)，整理可得八種開關組合方式，即， $\{[SC, SB, SA]\} = \{[0,0,0], [0,0,1], [0,1,0], [0,1,1], [1,0,0], [1,0,1], [1,1,0], [1,1,1]\}$ 。其中第一種開關組合 $[0,0,0]$ 為上臂開關全部開路，下臂開關全部導通，形成輸出開路，第八種開關組合 $[1,1,1]$ 為上臂開關全部導通，下臂開關全部開路，亦形成輸出開路。第一種與第八種開關的組合具有相同之效果，也就是將變頻器的電源完全切離三相繞組，馬達將停止驅動。其他六種開關組合各有其不同的效果，即， $\{[SC, SB, SA]\} = \{[0,0,1], [0,1,0], [0,1,1], [1,0,0], [1,0,1], [1,1,0]\}$ ，將使定子三相繞組產生六種不同的效應，表示這六種開關組合，分別作用於定子三相繞組上之情況。表 14 及圖 17 定義永磁馬達的六相，表示這六種開關組合，分別作用於定子三相繞組上之情況。

表 14. 永磁馬達的六相

向量	SC	SB	SA
向量 1	0	0	1
向量 2	0	1	1
向量 3	0	1	0
向量 4	1	1	0
向量 5	1	0	0
向量 6	1	0	1

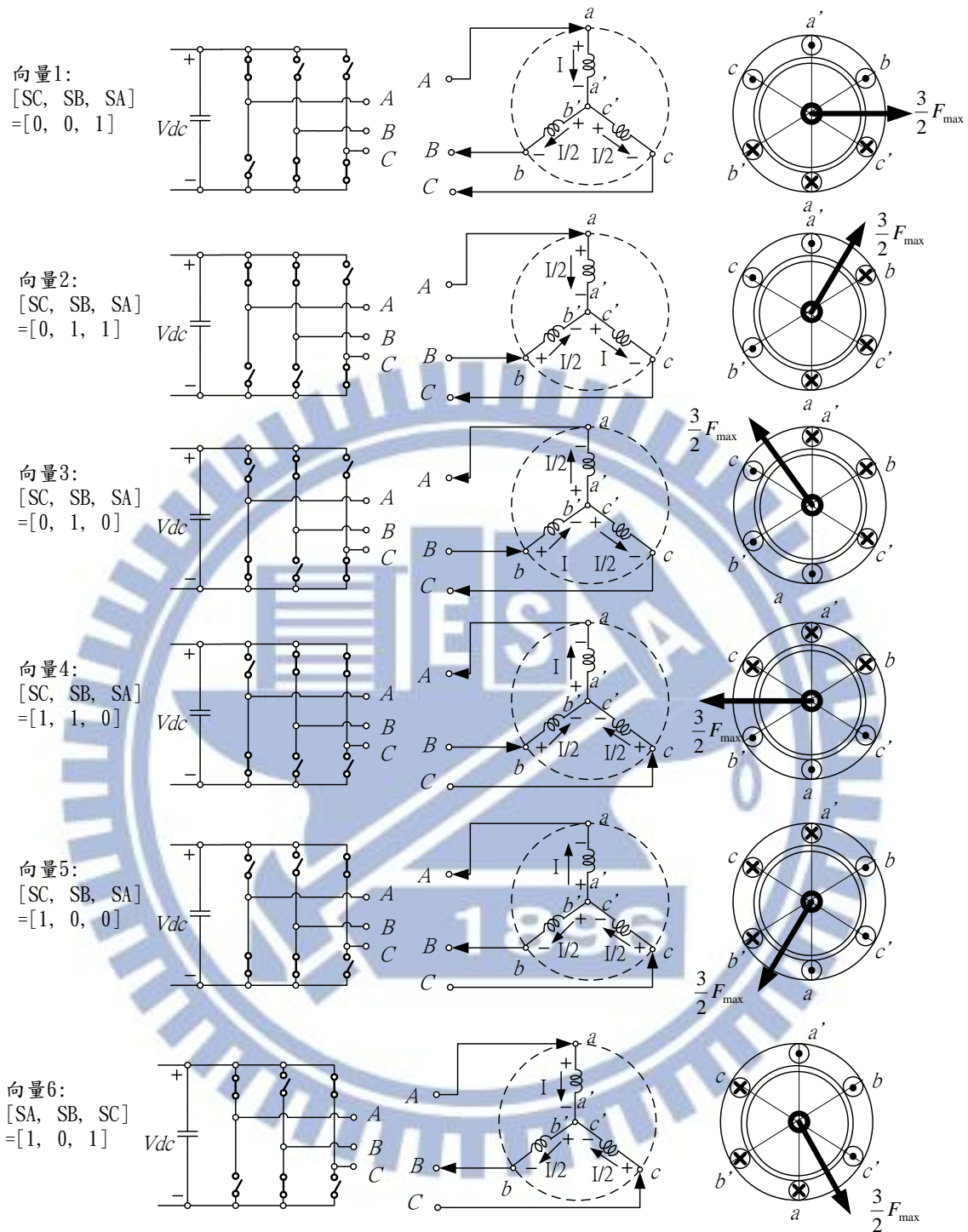


圖 17. 電壓向量與磁場作用

圖 17 中可以發現，不同開關的切換組合，將導致在定子三相繞組上產生不同方向的電流，並且進一步地生成不同方向的定子磁場，總共可以依此掌握六個不同方向的定子磁場，且其規律地彼此互相差 60 度的機械角，剛好經歷 360 度的機械角而旋轉一週，將這六種不同角度位置的定子磁場之開關切換組合，依其磁場旋轉順序

定義為電壓向量 1 (Voltage Vector 1, V1)至電壓向量 6 (V6) 等六個電壓向量，由於這些電壓向量正好將平面空間區分為六個相同等份的區域，故又稱電壓向量為空間向量。

如下圖，電壓向量所在的位置，可以將 360 度的平面空間規劃成空間區段一至空間區段六等六個空間區段(Space Sector)。以往交流馬達以脈波寬度調變(PWM or Pulse Width Modulation)來調整驅動電源脈波寬度，來調整電壓有效值與頻率(V/F)之間的關係。現在改用電壓空間脈波寬度調變(SVPWM or Space Vector PWM)這種空間向量定子三向旋轉磁場來控制馬達旋轉速度。



圖 18. 電壓向量與空間區段之示意圖

4.3 三相永磁馬達的驅動電路

一般電力系統為固定電壓、頻率之交流電源。要控制交流馬達轉數必須控制電源的頻率。透過電力電子轉換器，原本為固定頻率之交流電源，轉為可變頻率及可變電壓之交流電源。

為了達成可變電壓與變頻，電力電子經過兩個步驟轉換。第一步，先將交流電(一相或三相)整流、濾波為定電壓之直流電源。此步驟的目的是將交流電能量以直流型式儲存在電容中。第二步，將電容內的直流電源，由 IGBT 轉換為可變電壓及可變頻率之交流電源。這類型的轉換器稱為變頻器(Inverter)。

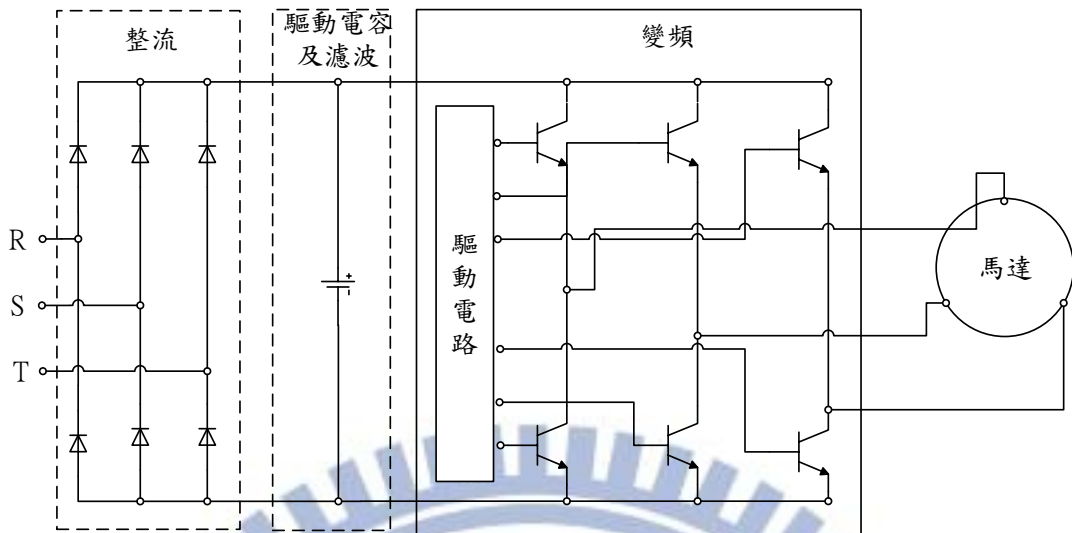


圖 19. 變頻器

三相永磁式馬達，驅動方式有兩種，第一種是 120° 的矩形波電流之兩相電流導通模式，用於無刷直流馬達。第二種是 180° 的正弦波電流之三相電流導通模式，用於永磁同步馬達 (PMSM)。如下圖，兩種方式都用六顆 IGBT 驅動。上排的 IGBT 稱為上通臂，下排的 IGBT 稱為下通臂。為避免短路，必須特別注意上下臂之間 IGBT 同時導通，造成電路燒毀。

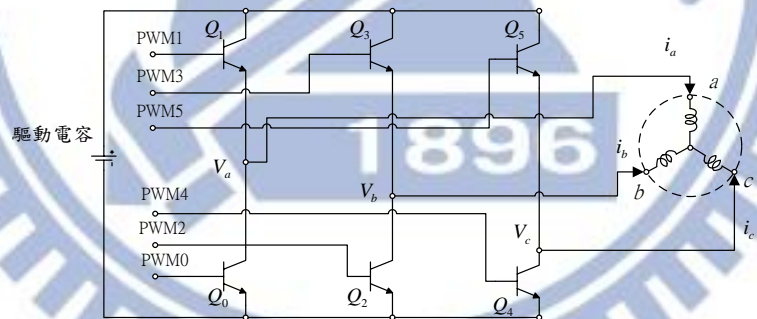


圖 20. 三相永磁馬達的驅動電路

4.4 控制法則(PID)

在依編碼器訊號經計算後，由建表方式查詢後所得到的三相電壓輸出之前，需先依照輸出扭力的設定值與實際電流加以計算後，才能得到需要輸出的脈波寬度值，而此時就需要利用 PID (Proportional Integration Derivative) 控制器來進行閉迴路的控制。PID 顧名思義包括了比例(Proportional)控制、積分(Integral)控制與微分(Derivative)控制三個部分，下圖顯示一個 PID 控制的基本架構。比例控制是根據誤差值大小來調整控制器之輸出；積分控制是用來消除穩態誤 (Steady-State Error)，透過對誤差取時間積分，隨著時間的增加積分項會增大；微分項則有加快系統控制

響應速度與降低目標值超越量(Overshot)的作用，結合此三個控制動作的控制器就是所謂的 PID 控制器。

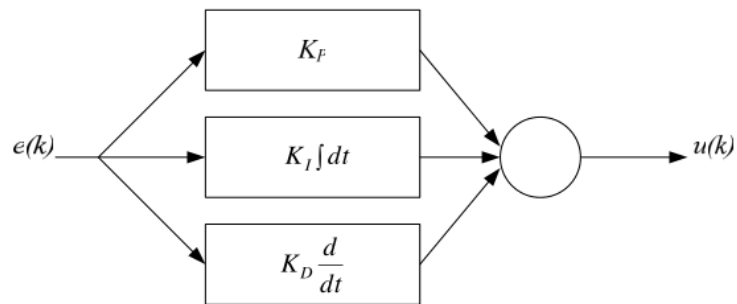


圖 21. 同步永磁驅動器控制(PID)基本架構

4.5 永磁同步馬達驅動器控制

下圖為一般的永磁同步馬達驅動器所使用的 PID 控制架構，速度控制指令下達後先經由一誤差放大器取得由編碼器所量測到的實際速度之差值，再進入 PID 控制器內計算出各個參數值，同時輸出計算後的 PWM 寬度值給 PWM 控制模組，在 6 個 PWM 輸出到三相功率放大級之前，需與霍爾感測器所偵測到的轉子磁極位置訊號同步，才能正確的控制馬達旋轉。

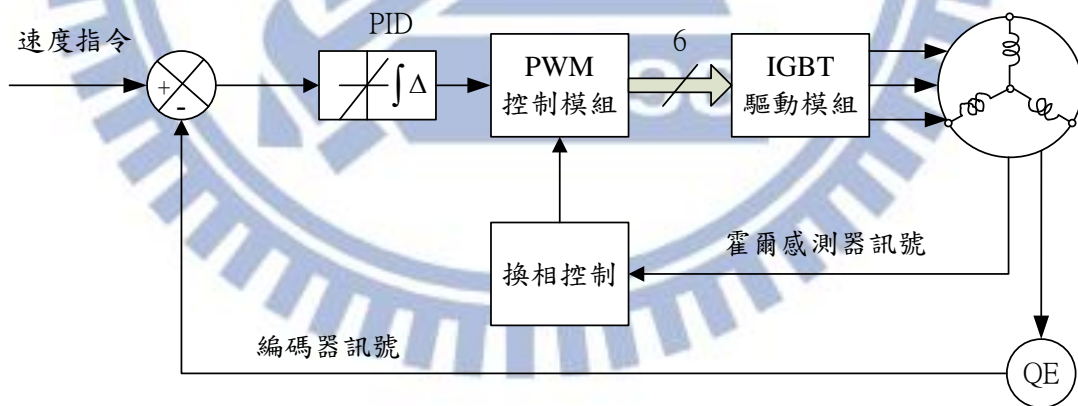


圖 22. 永磁同步馬達驅動器控制

五、用 MATLAB 來做伺服系統模擬

由於伺服系統有迴授。現象很複雜，用肉眼在時間領域中很難去瞭解其中的奧秘，必需借重模擬軟體。本文都是以模擬軟體 MATLAB 來模擬及求最佳解答。

在時間領域求最佳解答中幾乎是不可能、不實用。必需將時間去掉，簡化成連續式的 s-domain。在 s-domain 上，將系統最適化參數求出後。

根軌跡分析 (Root Locus Analysis)是在 s-domain 上，將參數 K 由 0 到 ∞ ，做穩定性分析(Stability Analysis)，將不穩定參數領域避開。

開迴路與閉迴路系統頻率(Open-Loop and Closed-Loop Frequency Response)反應最好是 0° 相位(輸入與輸出完全沒有延遲)。最差是 180° 相位(輸入與輸出正好完全相反)，會導致誤判迴授信號。輸入與輸出相差 0° 相位(完全沒有 delay)是不可能的。輸入與輸出相差 360° (相差 0° 相位)又延遲太長。PID 設計主要將最差是 180° 相位補償為可接受範圍，即在 $180^\circ \pm 45^\circ$ ($135^\circ \sim 225^\circ$) 以外的延遲相位。

求出最適化參數後，再轉成分散式時間領域(z-Transform)去 Implement，最後再以實際控制動態調整。

5.1 基本轉移函數系統

三種基本系統轉移函數如下圖。

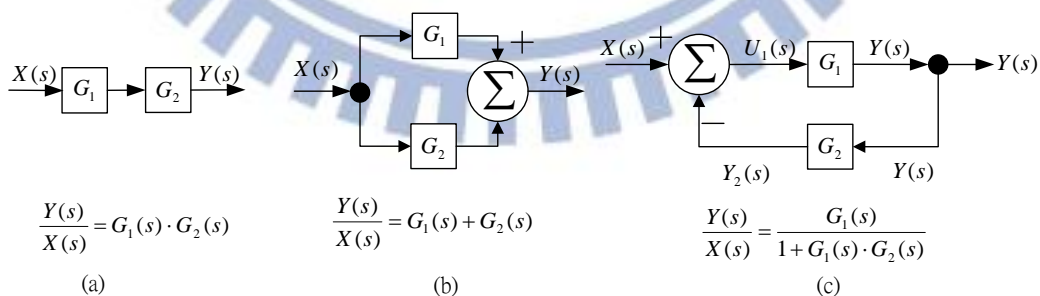


圖 23. 基本系統轉移函數

其中，

圖 23-(c)，為迴授控制，推導如下：

$$U_1(s) = X(s) - Y_2(s)$$

$$\Rightarrow U_1(s) = X(s) - G_2(s) \cdot Y(s)$$

1)

$$Y(s) = G_1(s) \cdot U_1(s)$$

$$\Rightarrow Y(s) = G_1(s) \cdot [X(s) - G_2(s) \cdot Y(s)]$$

$$\Rightarrow Y(s) \cdot [1 + G_1(s) \cdot G_2(s)] = G_1(s) \cdot X(s)$$

$$\Rightarrow \frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{G_1(s)}{1 + G_1(s) \cdot G_2(s)}$$

2)

5.2 控制系統的最適解

本節討論用 MATLAB 來解迴授控制系統的調機參數[即，控制系統(PID)的最適解]。

5.2.1 系統 PID 參數的最適解: 例-1

已知:

1. 下圖的迴授控制系統
2. 規格: Unit-Step Response 的 Overshoot 在 1.10 及 1.15 之間

求:

1. 迴授控制系統的 Analytical Form 的轉移函數(Transfer Function in Analytical Form)。
2. 用 MATLAB 解此迴授控制系統(Analytical Form 的轉移函數)的最適解。
3. 找出 PID 控制器的調機參數(K_p 、 K_D 、及 K_I)。

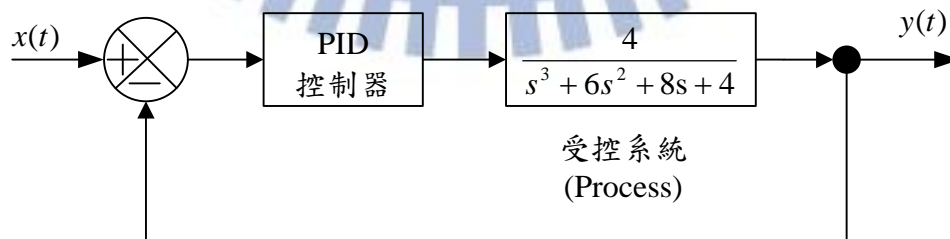


圖 24. 迴授控制系統的調機參數

Ans:

1) 上圖 PID 控制器可表示為:

$$y(t) = k_p x + k_I \int_0^{\infty} x dt + k_D \frac{dx}{dt}$$

取 Laplace Transform:

$$Y(s) = k_p X(s) + \frac{k_I}{s} X(s) + k_D [X(s) - X(0)]$$

其中 $X(0) = 0$

$$G_c(s) = \frac{Y(s)}{X(s)}$$

$$\Rightarrow G_c(s) = k_p + \frac{k_I}{s} + k_D s$$

3)

重整上式，可得:

$$G_c(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right)$$

4)

$$\Rightarrow G_c(s) = \frac{K(s + \alpha)(s + \beta)}{s}$$

為了簡化，選擇 $\alpha = \beta = a$ 來減少系統的參數。系統的參數由三個 (K ， α ，及 β) 變為兩個 (K 及 a)。上式可簡化為:

$$G_c(s) = \frac{K(s + a)^2}{s}$$

5)

上圖 PID 控制器可簡化為下圖:

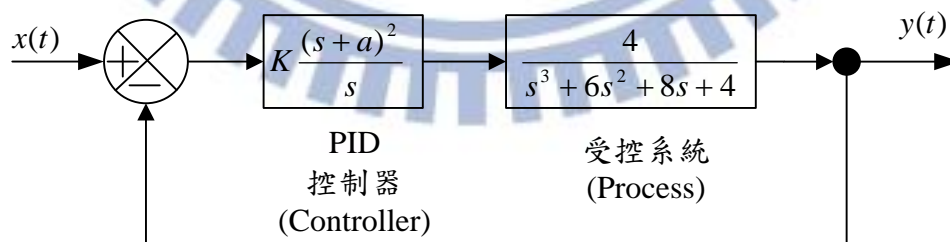


圖 25. 簡化 PID 迴授控制系統

上圖迴授控制系統的 Analytical Form 的轉移函數 (Transfer Function in Analytical Form) 為:

$$G(s) = \frac{G_c(s) \cdot G_p(s)}{1 + G_c(s) \cdot G_p(s)}$$

$$\Rightarrow G(s) = \frac{\frac{K(s+a)^2}{s} \cdot \frac{4}{s^3 + 6s^2 + 8s + 4}}{1 + \frac{K(s+a)^2}{s} \cdot \frac{4}{s^3 + 6s^2 + 8s + 4}}$$

$$\Rightarrow G(s) = \frac{4K(s+a)^2}{s(s^3 + 6s^2 + 8s + 4) + 4K(s+a)^2}$$

$$\Rightarrow G(s) = \frac{4Ks^2 + 8Kas + 4Ka^2}{s^4 + 6s^3 + 8s^2 + (4 + 8Ka)s + 4Ka^2}$$

6)

1. 用 MATLAB 解此迴授控制系統 (Analytical Form 的轉移函數) 的最適解:

為解調機參數，必需找出迴授控制系統式(6)的最適化解。假設最適化搜尋範圍為： $3 \leq K \leq 5$ (Step Size = 0.2) 且 $0.1 \leq a \leq 3$ (Step Size = 0.1)。如果在此範圍沒找到解，則必須再度擴大範圍尋找。外部迴圈，改變 K 值。內部迴圈，改變 a 值。

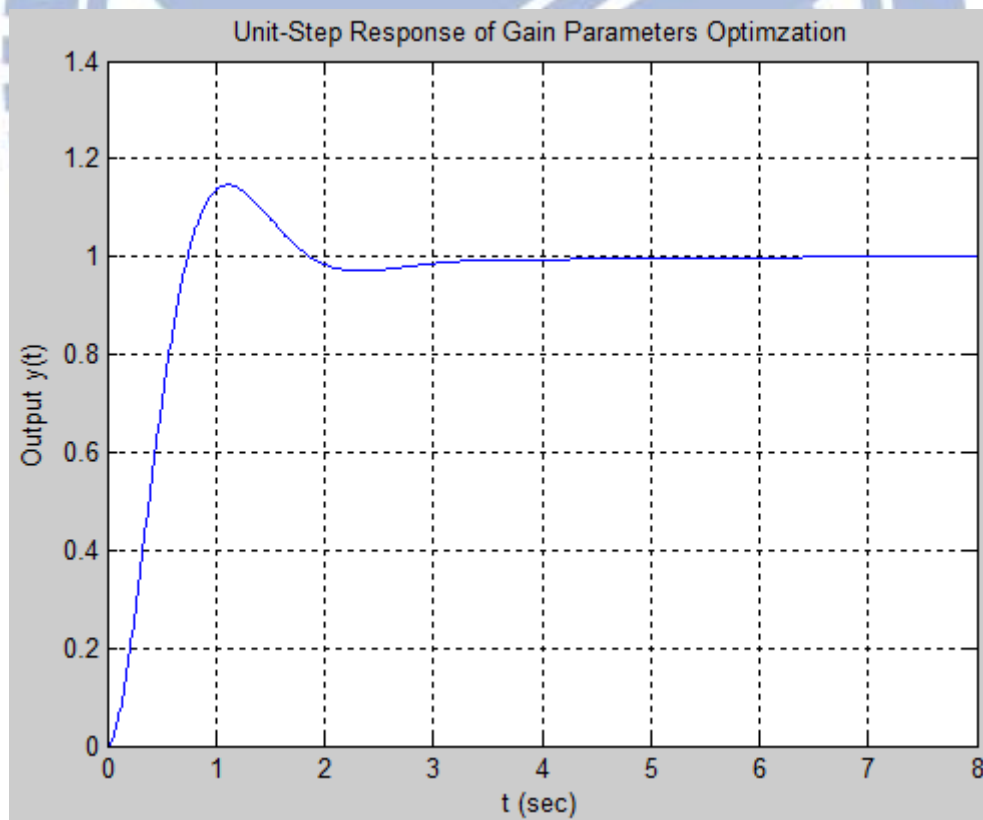


圖 26. 分析型式系統的最適化 $y(t)$ 的 Unit-Step 反應

2. 找出 PID 控制器的調機參數(K_P 、 K_D 、及 K_I):

由 MATLAB 解答:

$$K = 3.0, a = 1.0, m = 1.1469 \text{ (Overshoot)}$$

$$G_c(s) = \frac{K(s+a)^2}{s}$$

$$\Rightarrow G_c(s) = \frac{3(s+1)^2}{s}$$

$$\Rightarrow G_c(s) = 3s + 6 + \frac{3}{s}$$

7)

假設調機參數為 K_P 、 K_D 、及 K_I 。

由式(3)，可得:

$$\Rightarrow G_c(s) = K_P + \frac{K_I}{s} + K_D s$$

8)

比較(7)及(8)，可得:

$$K_P = 6, K_I = 3, \text{ 及 } K_D = 3$$

9)

5.3 系統的穩定度分析

任何 LTI (Linear Time Invariant) 的系統(Transfer Function)輸入及輸出振幅(Amplitude)及相位(Phase Shift)會變，頻率是永遠不變的。

由於時間是無窮的 domain，有無窮多組解，很難分析。Laplace Transform 及 Fourier Transform 在轉換時，都將時間去掉。Laplace Transform 以其實部及虛部的 exponential 函數轉為 s-domain。Fourier Transform 則以虛部的 exponential 函數轉為 Frequency Domain。本節用根軌跡(Root Locus)在 Laplace Transform 的 s-domain 及 Fourier Transform (Frequency Domain)來分析系統穩定度。

Laplace Transform:

$$F(s) = L\{f(t)\} = \int_0^{\infty} f(t)e^{-st} dt = \int_0^{\infty} f(t)e^{-\sigma t} e^{-j\omega t} dt$$

10)

Fourier Transform:

$$\hat{f}(\xi) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t)e^{-j2\pi t} dt$$

11)

由於 Laplace Transform 將原來函數 $f(t)$ 乘了 $e^{\sigma t}$ (exponential 放大及衰減因子) 及 $e^{j\omega t}$ ($\cos(\omega t)$ 及 $\sin(\omega t)$ 上下振盪因子)。S-domain 上，在 $s < 0$ (exponential 衰減)，系統振幅會隨時間越來越小驅進於零，系統是穩定的；反之，在 $s > 0$ (exponential 放大)，系統振幅會隨時間越來越衰減，系統是不穩定的。在虛軸上， $e^{j\omega t}$ 因子則是影響上下振盪，振幅不隨時間變大或變小。

考慮下圖系統：

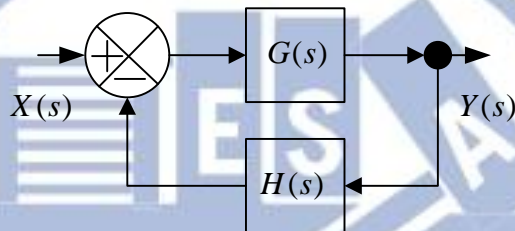


圖 27. 迴授系統

上圖迴授系統轉移函數為：

$$\frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{G(s)}{1 + G(s)H(s)}$$

12)

特性方程式為： s

$$1 + G(s)H(s) = 0$$

13)

或

$$G(s)H(s) = -1$$

14)

$1 + G(s)H(s) = 0$ 表示如下：

$$1 + G(s)H(s) = 1 + \frac{K(s + z_1)(s + z_2)\dots(s + z_m)}{(s + p_1)(s + p_2)\dots(s + p_n)}$$

$$\Rightarrow 1 + G(s)H(s) = 1 + K \frac{s^m + (z_1 + z_2 + \dots + z_m)s^{m-1} + \dots + z_1 z_2 \dots z_m}{s^n + (p_1 + p_2 + \dots + p_n)s^{n-1} + \dots + p_1 p_2 \dots p_n}$$

$$\Rightarrow 1 + G(s)H(s) = 1 + K \frac{\text{num}}{\text{den}} \quad 15)$$

以下兩條件可滿足上式:

角度條件:

$$\angle G(s)H(s) = \pm 180^\circ \cdot (2k + 1) \quad (k = 0, 1, 2, \dots) \quad 16)$$

幅度條件:

$$|G(s)H(s)| = 1 \quad 17)$$

滿足以上兩條件的 s 值為特性方程式(17)的根。 K 值為 $0 \sim \infty$ 。

注意，由於 K 值為 $0 \sim \infty$ ，以下兩個根軌跡圖形是相同的。

$$G(s)H(s) = \frac{K(s+1)}{s(s+2)(s+3)}$$

$$G(s)H(s) = \frac{100K(s+1)}{s(s+2)(s+3)} \quad 18)$$

5.3.1 根軌跡: 例-2

Open-Loop Zero: $s_1 = -3$

Open-Loop Poles: $s_2 = 0$, $s_3 = -1$, $s_4 = -2 + j3.4641$, $s_5 = -2 - j3.4641$ 。

Open Loop 的根軌跡繪圖如下:

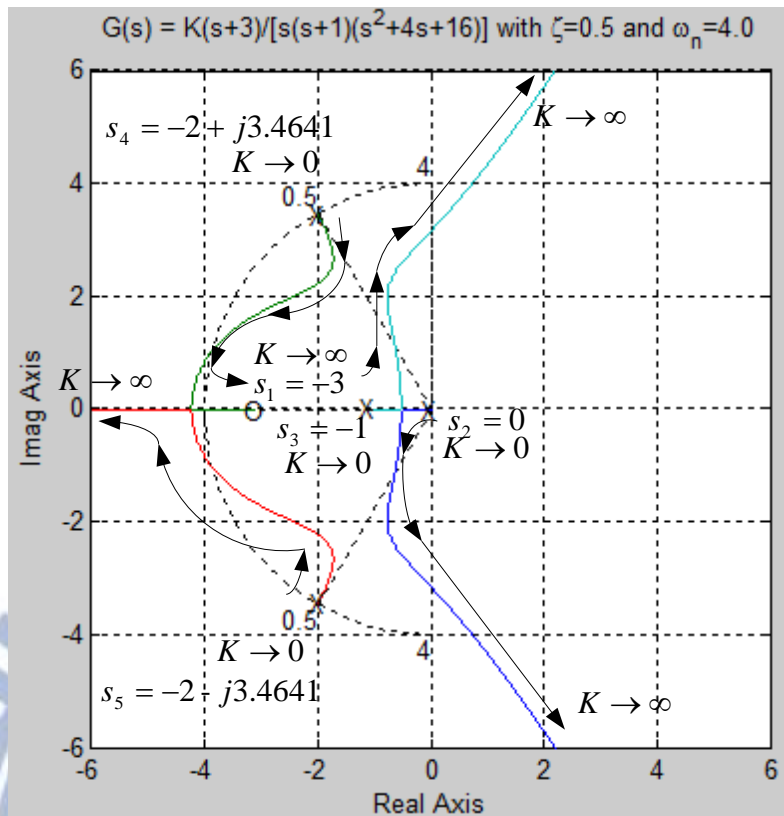


圖 28. 根軌跡繪圖

如果 Open-Loop Poles 超過 3 個以上的 Zeros。如果 Root Locus 在 s -右半平面。系統會不穩定，即，系統解在 s -右半平面，轉為時間 domain 時會有正的 exponential 項(發散)及 cosine/sine 的振盪解。

5.4 頻率響應

頻率響應為對玄波輸入(頻率為 $0 \sim 360^\circ$)的反應。轉移函數只改變振幅大小、轉移函數是不改變相位的。頻率響應分析主要有波德圖(BodeDiagram)(直角及 Log 座標)，Nyquist (極座標)，及 Nichol (縱座標 Gain 與相位橫座標)。本文以波德圖來做頻率響應分析及設計補償。任何轉移函數包含振幅(Gain)[$G(j\omega)$]及相位(Phase)[$H(j\omega)$]兩個因子。波德圖包含兩個圖：縱軸是振幅(Gain)大小及相位(Phase)，橫軸都為頻率。

相位差會引起迴授訊號誤判。先瞭解為何會有相位差，然後再想如何解決相位差問題。

5.4.1 波德圖: Gain

波德圖的 Gain 是以 dB (decibels) 為單位。波德圖 Gain 的 dB 定義，如下:

$$20\log(K \times 10) = 20\log(K) + 20$$

19)

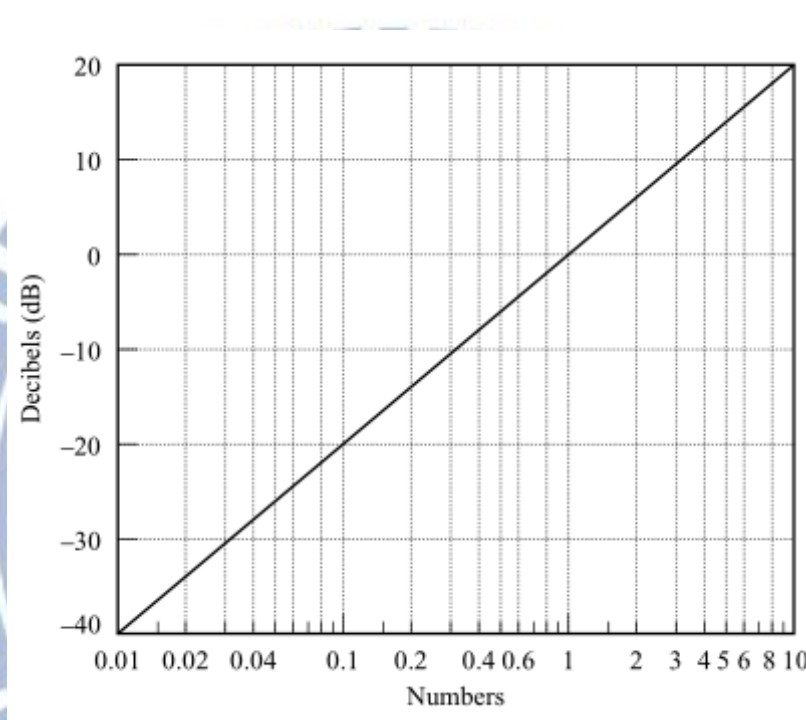


圖 29. 波德圖 Gain: dB 定義

5.4.2 積分(Integral)及微分因子(Derivative Factor)

s-domain 積分因子為 $1/s$ (或 s^{-1})，將 $s = j\omega$ 代入，轉成 Frequency domain 積分因子為 $(j\omega)^{-1}$ 。s-domain 微分因子為 s (或 s^{+1})，將 $s = j\omega$ 代入，轉成 Frequency domain 微分因子為 $(j\omega)^{+1}$ 。

$$\text{因為: } (j\omega)^{-1} = \frac{1}{j\omega} = -j \frac{1}{\omega} = \frac{1}{\omega} [\cos(-90^\circ) + j \sin(-90^\circ)]$$

振幅大小:

$$20\log\left|\frac{1}{j\omega}\right| = -20\log(\omega)$$

相位差：

$$-90^\circ。$$

20)

因為： $(j\omega)^{+1} = \omega[\cos(+90^\circ) + j\sin(+90^\circ)]$

振幅大小：

$$20\log|j\omega| = +20\log(\omega)$$

相位差：

$$+90^\circ。$$

21)

上兩式繪圖如下：

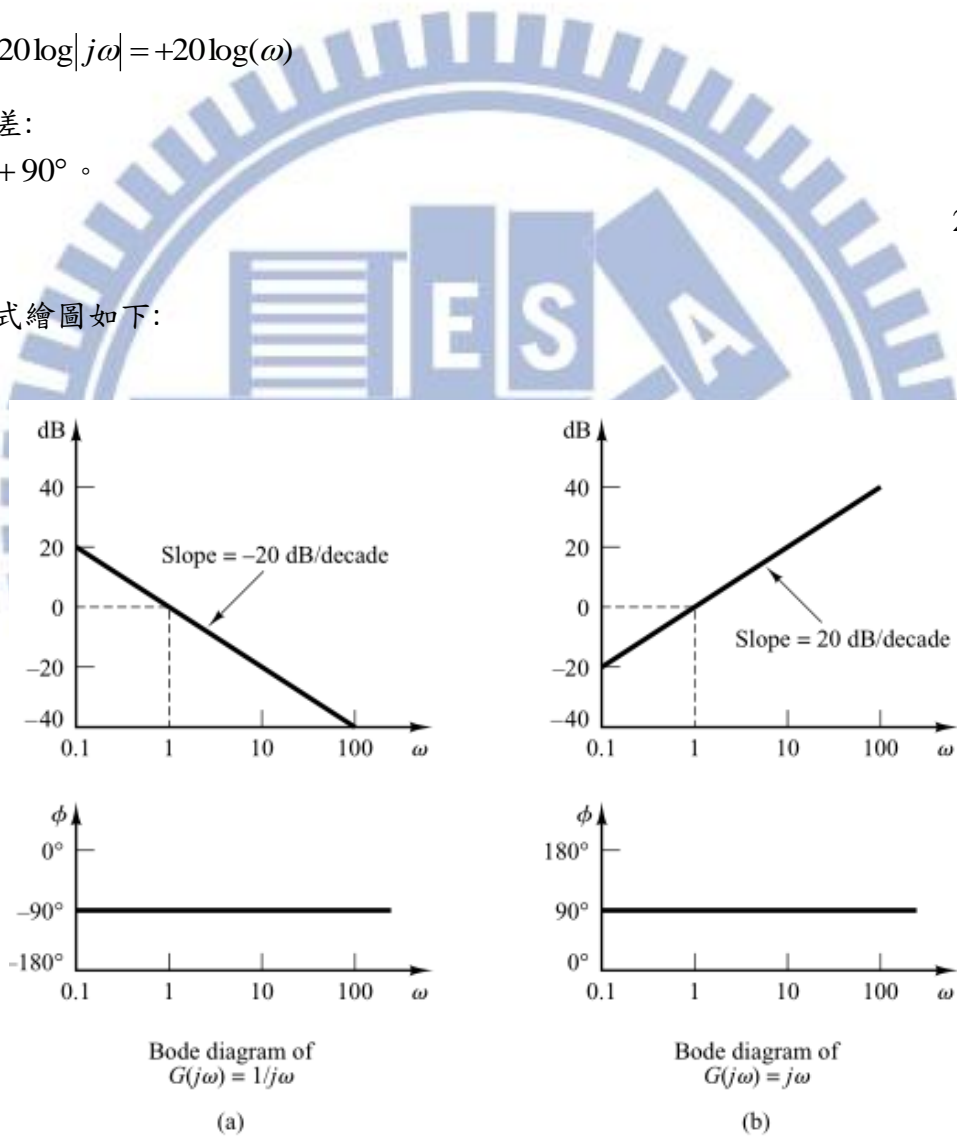


圖 30. 波德圖積分因子(1/s)及微分因子(s)的相位差為 90 度

5.5 由 s-domain 轉成 z-domain

由於 Laplace Transform 是連續式的 S-Domain，只能用於分析。無法用於計算機來 Implement 成 Sampling and Hold 的程式。所以 Laplace 必需轉為 z-Transform。

5.5.1 積分器(Integrator): 由 s-domain 轉成 z-domain

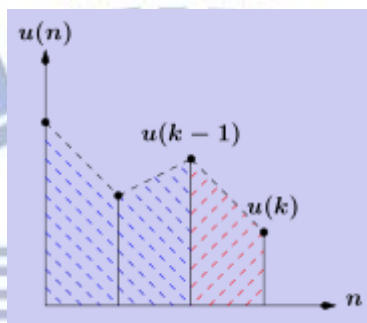


圖 31. 離散式積分器

由上圖:

梯型積分(Trapezoidal Integration):

$$y(k) = y(k-1) + \frac{T_s}{2} [u(k) + u(k-1)]$$

取 z-Transform:

$$Y(z) = z^{-1}Y(z) + \frac{T_s}{2} [U(z) + z^{-1}U(z)]$$

$$(1 - z^{-1})Y(z) = \frac{T_s}{2} [1 + z^{-1}]U(z)$$

$$\frac{Y(z)}{U(z)} = \frac{T_s}{2} \frac{(1 + z^{-1})}{(1 - z^{-1})}$$

22)

TI Grand 用矩型積分(Square Integration):

$$y(k) = y(k-1) + T_s u(k)$$

23)

取 z-Transform:

$$Y(z) = z^{-1}Y(z) + T_s U(z)$$

24)

$$(1 - z^{-1})Y(z) = T_s U(z)$$

$$\frac{Y(z)}{U(z)} = T_s \frac{1}{(1 - z^{-1})}$$

25)

因此積分器(Integrator)的 z-transform:

$$\frac{T_s (1 + z^{-1})}{2 (1 - z^{-1})} \text{ 或 } T_s \frac{1}{(1 - z^{-1})}$$

26)

微分器(Differentiator)的 z-transform:

$$\frac{2 (1 - z^{-1})}{T_s (1 + z^{-1})} \text{ 或 } \frac{1}{T_s} (1 - z^{-1})$$

27)

表 15. 伺服馬達驅動器電氣規格

項目	s-Transform	z-transform
積分器	$\frac{1}{s}$	$\frac{T_s (1 + z^{-1})}{2 (1 - z^{-1})}$ 或 $T_s \frac{1}{(1 - z^{-1})}$
微分器	s	$\frac{2 (1 - z^{-1})}{T_s (1 + z^{-1})}$ 或 $\frac{1}{T_s} (1 - z^{-1})$

六、馬達及幫浦系統

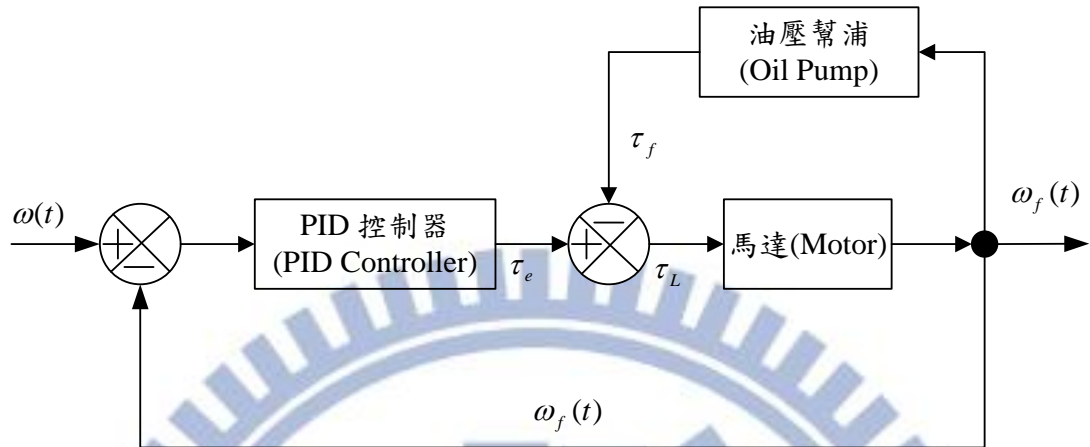


圖 32. 馬達及幫浦系統方塊圖

6.1 永磁同步馬達之數學模型

為了設計控制器且分析整個驅動系統的動態特性，必須瞭解永磁同步馬達完整的數學模式，通常用來描述永磁同步馬達的數學模型有兩種：三相平衡 $a-b-c$ 軸靜止座標和同步旋轉 $d-q$ 軸座標，而為了分析上的方便，本文中做以下的假設：

1. 忽略磁飽和現象
2. 均勻的空氣隙
3. 每相輸入電壓均為平衡
4. 無阻尼繞組

在上述的假設條件下，分析永磁同步馬達在三相座標系統與垂直座標系統間的數學模型與相互間轉換的關係。

6.1.1 三相 $a-b-c$ 靜止座標軸

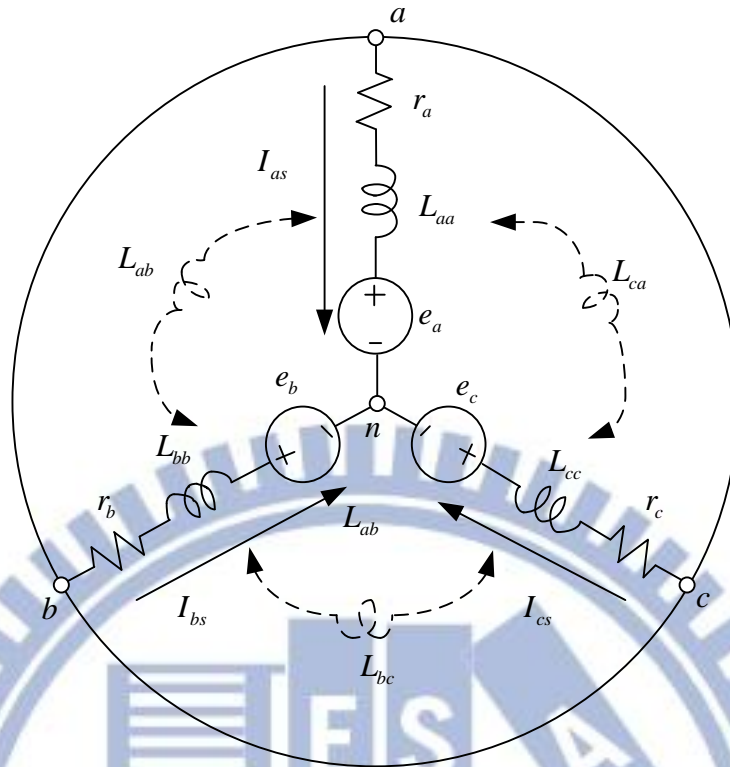


圖 33. 三相永磁馬達的等效電路

定子繞組相電壓方程式為：

$$V_{as} = r_a \cdot I_{as} + \frac{d}{dt} \lambda_a$$

$$V_{bs} = r_b \cdot I_{bs} + \frac{d}{dt} \lambda_b$$

$$V_{cs} = r_c \cdot I_{cs} + \frac{d}{dt} \lambda_c$$

28)

其中

V_{as} 、 V_{bs} 、 V_{cs} 為 a 、 b 、 c 相定子電壓。

I_{as} 、 I_{bs} 、 I_{cs} 為 a 、 b 、 c 相定子電流。

λ_a 、 λ_b 、 λ_c 為 a 、 b 、 c 相定子磁通鏈。

r_a 、 r_b 、 r_c 為 a 、 b 、 c 相定子電阻。

三相定子磁通量為：

$$\lambda_a = L_a \cdot I_{as} + L_{ab} \cdot I_{bs} + L_{ac} \cdot I_{cs} + \lambda_{ma}$$

$$\lambda_b = L_{ba} \cdot I_{as} + L_b \cdot I_{bs} + L_{bc} \cdot I_{cs} + \lambda_{mb}$$

$$\lambda_c = L_{ca} \cdot I_{as} + L_{cb} \cdot I_{bs} + L_c \cdot I_{cs} + \lambda_{mc}$$

29)

其中

L_a 、 L_b 、 L_c 為 a 、 b 、 c 相定子自感。

L_{ab} 、 L_{bc} 、 L_{ca} 、 L_{ba} 、 L_{cb} 、 L_{ab} 為 a 、 b 、 c 相定子互感。

λ_{ma} 、 λ_{mb} 、 λ_{mc} 為 a 、 b 、 c 相磁通鏈。

此時磁通鏈與馬達電機角度的關係為：

$$\lambda_{ma} = \lambda_m \cos(\theta_e)$$

$$\lambda_{mb} = \lambda_m \cos\left(\theta_e - \frac{2}{3}\pi\right)$$

$$\lambda_{mc} = \lambda_m \cos\left(\theta_e + \frac{2}{3}\pi\right)$$

30)

其中

λ_m 為轉子磁極的磁通鏈中之最大值

θ_e 為轉子 d 軸磁極和定子 a 相間之電機角

假設定子每相繞組的匝數均相同，且對稱分佈，則

$$L_a = L_b = L_c = L_s$$

$$r_a = r_b = r_c = R_s$$

31)

因為定子每相繞組相隔 120° 電機角，

$$L_{ab} = L_{bc} = L_{ca} = L_{ba} = L_{cb} = L_{ac} = L_s \cdot \cos\left(\frac{2}{3}\pi\right) = -\frac{1}{2}L_s$$

32)

因為三相電流平衡，

$$I_{as} + I_{bs} + I_{cs} = 0$$

33)

將(28)至(38)整理，得：

$$\begin{aligned} V_{as} &= R_s I_{as} + \frac{3}{2} \cdot L_s \cdot \frac{d}{dt} I_{as} - \omega_e \lambda_m \sin(\theta_e) \\ V_{bs} &= R_s I_{bs} + \frac{3}{2} \cdot L_s \cdot \frac{d}{dt} I_{bs} - \omega_e \lambda_m \sin\left(\theta_e - \frac{2}{3}\pi\right) \\ V_{cs} &= R_s I_{cs} + \frac{3}{2} \cdot L_s \cdot \frac{d}{dt} I_{cs} - \omega_e \lambda_m \sin\left(\theta_e + \frac{2}{3}\pi\right) \end{aligned}$$

34)

其中

ω_e 為同步旋轉磁場之電機角速度

此時，同步馬達的轉矩方程式為：

$$\tau_e = \frac{P}{2} \lambda_m \cdot \left[I_{as} \cdot \sin(\theta_e) + I_{bs} \cdot \sin\left(\theta_e - \frac{2}{3}\pi\right) + I_{cs} \cdot \sin\left(\theta_e + \frac{2}{3}\pi\right) \right]$$

35)

其中

P 為同步馬達的轉子極數

τ_e 為同步馬達的電磁轉矩

6.1.2 同步 d-q 軸旋轉座標軸

傳統上以三相變數直接代表同步馬達的數學模型，主要是利用電路與電磁理論，將三相同步馬達的定子電壓、電流及磁通鏈(Flux Linkage)關係，直接以微分方程式表示。所表示之動態方程式為含時變係數的非線性微分方程式，且互相耦合，所以推導出的數學模式相當複雜，不適合做永磁同步馬達控制法則設計及動態特性分析。不過我們可以應用座標軸轉換(D-Q theory)理論，係將相差 120° 之三相座標轉換成相差 90° 度之 d-q 軸座標轉換理論，如此就可以將同步馬達的三相電路動態方程式寫成二軸動態數學模型，運用此空間向量法所推導出的永磁同步馬達動態方程式較為簡潔，也易於分析其動態特性。

三相座標軸與 d-q 座標軸間轉換之關係如圖 2.5 所示，而其轉換矩陣為 (2-18) (2-19)：

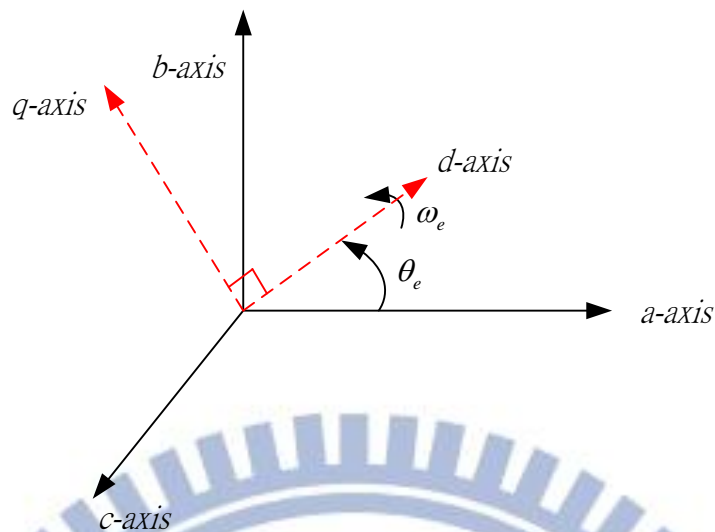


圖 34. 三相永磁同步馬達三相(a-b-c)與兩相(d-q)垂直座標系統

將三相永磁同步馬達的電壓、電流、磁通鏈(Flux Linkage)以矩陣轉換如下:

$$\begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & -\sin(\theta_e) \\ \cos\left(\theta_e - \frac{2}{3}\pi\right) & -\sin\left(\theta_e - \frac{2}{3}\pi\right) \\ \cos\left(\theta_e + \frac{2}{3}\pi\right) & -\sin\left(\theta_e + \frac{2}{3}\pi\right) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} f_{ds} \\ f_{qs} \end{bmatrix}$$

36)

其中

f_{ds} 為 d 軸上的電壓、電流、或磁通鏈

f_{qs} 為 q 軸上的電壓、電流、或磁通鏈

f_a 為 a 軸上的電壓、電流、或磁通鏈

f_b 為 b 軸上的電壓、電流、或磁通鏈

f_c 為 c 軸上的電壓、電流、或磁通鏈

而在同步 d - q 旋轉座標軸下，同步馬達之電壓方程式為：

$$V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} + L_d \cdot \frac{d}{dt} I_{ds} - \omega_e \cdot \lambda_{qs} \cdot \sin(\theta_e)$$

$$V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + L_q \cdot \frac{d}{dt} I_{qs} - \omega_e \cdot \lambda_{ds} \cdot \sin(\theta_e)$$

37)

其中，

V_{ds} 、 V_{qs} 分別為 d 軸與 q 軸定子的電壓

I_{ds} 、 I_{qs} 分別為 d 軸與 q 軸定子的電流

λ_{ds} 、 λ_{qs} 分別為 d 軸與 q 軸等效磁通鏈

L_d 、 L_q 分別為 d 軸與 q 軸等效電感值

馬達的電磁轉矩方程式為：

$$\tau_e = \frac{3}{2} \cdot \frac{P}{2} \cdot (\lambda_{ds} \cdot I_{qs} - \lambda_{qs} \cdot I_{ds}) \quad (38)$$

其中，

$$\lambda_{qs} = L_q \cdot I_{qs}$$

$$\lambda_{ds} = L_d \cdot I_{ds} + \lambda_m \quad (39)$$

如圖 35，定子磁通 λ_s ，轉子磁通 λ_m ，分別位於轉子的旋轉座標軸 ($d-q$) 與定子的旋轉座標軸 ($u-v$) 及二維平面空間的靜止座標 ($D-Q$) 上的向量關係圖。

其中，

δ 為定子磁通 λ_s 與轉子磁通 λ_m 的夾角

θ_r 為二維靜止座標間的夾角

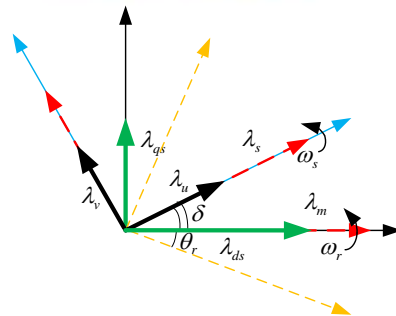


圖 35. 定子與轉子磁通二維平面座標關係圖

由圖 35 的 u - v 座標系及 d - q 座標系可得到這兩座標系間的轉換關係矩陣：

$$\begin{bmatrix} F_u \\ F_v \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\delta) & \sin(\delta) \\ -\sin(\delta) & \cos(\delta) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} F_d \\ F_q \end{bmatrix} \quad (40)$$

由式(40)的關係轉換矩陣，可將式(39)轉換至定子旋轉 (u - v) 座標系：

$$\begin{bmatrix} i_u \\ i_v \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\cos^2(\delta)}{L_q} + \frac{\sin^2(\delta)}{L_d} & \left(\frac{1}{L_d} - \frac{1}{L_q}\right) \cdot \cos(\delta) \cdot \sin(\delta) \\ \left(\frac{1}{L_d} - \frac{1}{L_q}\right) \cdot \cos(\delta) \cdot \sin(\delta) & \frac{\cos^2(\delta)}{L_q} + \frac{\sin^2(\delta)}{L_d} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \lambda_u \\ \lambda_v \end{bmatrix} - \frac{\lambda_m}{L_q} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\delta) \\ -\sin(\delta) \end{bmatrix} \quad (41)$$

由圖 35 可得知 $\sin(\delta) = \frac{\lambda_{qs}}{\lambda_s}$ ， $\cos(\delta) = \frac{\lambda_{ds}}{\lambda_s}$

，將此條件與式(38)~式(40)式重新整理可得：

$$\begin{aligned} \tau_e &= \frac{3}{4} P \cdot (\lambda_{ds} \cdot (i_u \cdot \sin(\delta) + i_v \cdot \cos(\delta)) - \lambda_{qs} \cdot (i_u \cdot \cos(\delta) - i_v \cdot \sin(\delta))) \\ \Rightarrow \tau_e &= \frac{3}{4} P \cdot \left(i_u \cdot \frac{\lambda_{ds} \lambda_{qs}}{\lambda_s} + i_v \cdot \frac{\lambda_{ds}^2}{\lambda_s} - i_u \cdot \frac{\lambda_{ds} \lambda_{qs}}{\lambda_s} + i_v \cdot \frac{\lambda_{qs}^2}{\lambda_s} \right) \\ \Rightarrow \tau_e &= \frac{3}{4} P \cdot \left(\frac{\lambda_{ds}^2}{\lambda_s} + \frac{\lambda_{qs}^2}{\lambda_s} \right) \cdot i_v \\ \Rightarrow \tau_e &= \frac{3}{4} P \cdot \lambda_s \cdot i_v \end{aligned} \quad (42)$$

若假設定子磁通鏈 $\lambda_u = \lambda_s = \lambda_v$ ，將此條件與式(41)代入式(42)重新整理可得永磁同步馬達之轉矩方程式：

$$\tau_e = \frac{3P\lambda_s}{8L_d L_q} [2 \cdot \lambda_m \cdot L_q \cdot \sin(\delta) - (L_q - L_d) \cdot \lambda_s \cdot \sin(2\delta)]$$

43)

本文研究的永磁同步馬達之 d - q 軸電感相等，即 $L_q = L_d$ ，式(43)式可簡化為：

$$\tau_e = \frac{3P\lambda_s}{4L_q} [\lambda_m \cdot \sin(\delta)]$$

44)

式(44)可得知永磁同步馬達轉矩的大小與定子磁場和轉子磁場夾角 δ 成正比。

6.2 永磁同步馬達轉移函數

6.2.1 永磁同步馬達速度轉移函數

馬達的機械動態方程式，用力矩與轉速表示如下：

$$\tau_L = \tau_e - \tau_f = J_m \cdot \frac{d}{dt} \omega_r + B_m \cdot \omega_r$$

45)

式中

τ_e 為馬達的電子驅動轉矩 (Nm)

τ_f 為馬達的摩擦損耗 (Nm)， $\tau_f = (0.2 \sim 0.3) \cdot \tau_e$

τ_L 為負載轉矩 (Nm)

B_m 為阻尼常數 (Viscous Damping Factor) ($Nm \cdot sec/rad$)

J_m : 英文為 Inertia (中文翻成轉動慣量、慣性慣量、慣性、或慣量) ($Kg \cdot m^2$)

ω_r 為轉子機械角速度 (rad/sec)，且 $\omega_e = \frac{P}{2} \omega_r$

式(45)取拉普拉斯轉換(Laplace Transform)，可得：

$$\tau_L(s) = J_m \cdot [s \cdot \omega_r(s) - \omega_r(0)] + B_m \cdot \omega_r(s)$$

46)

其中， $\omega_r(0) = 0$ ，可得：

$$\tau_L(s) = J_m \cdot s \cdot \omega_r(s) + B_m \cdot \omega_r(s) \quad (47)$$

重整式(47)，可得力矩與速度關係如下：

$$\tau_L(s) = [J_m \cdot s + B_m] \cdot \omega_r(s) \quad (48)$$

永磁同步馬達系統，速度轉移函數可表示為：

$$\begin{aligned} |G_{pv}(s)| &= \left| \frac{\omega_r(s)}{\tau_L(s)} \right| = \frac{1}{J_m \cdot s + B_m} \quad \text{或} \\ G_{pv}(s) &= \frac{1}{J_m \cdot s + B_m} \end{aligned} \quad (49)$$

永磁同步馬達系統，速度閉迴路(Closed-Loop)轉移函數：

$$\begin{aligned} TF &= \frac{\omega_r(s)}{\omega_r^*(s)} \\ \Rightarrow TF &= \frac{G_c(s) \frac{1}{J_m s + B_m}}{1 + G_c(s) \frac{1}{J_m s + B_m}} \\ \Rightarrow TF &= \frac{G_c(s)}{J_m s + B_m + G_c(s)} \\ \Rightarrow TF &= \frac{G_c(s)}{J_m s + B_m + G_c(s)} \\ \Rightarrow TF &= \frac{G_c(s) / J_m}{s + (B_m / J_m) + G_c(s) / J_m} \end{aligned} \quad (50)$$

其中：

$\omega_r^*(s)$ ：為設定的轉子速度。

上式，永磁同步馬達的閉迴路速度控制方塊圖可表示如所示：

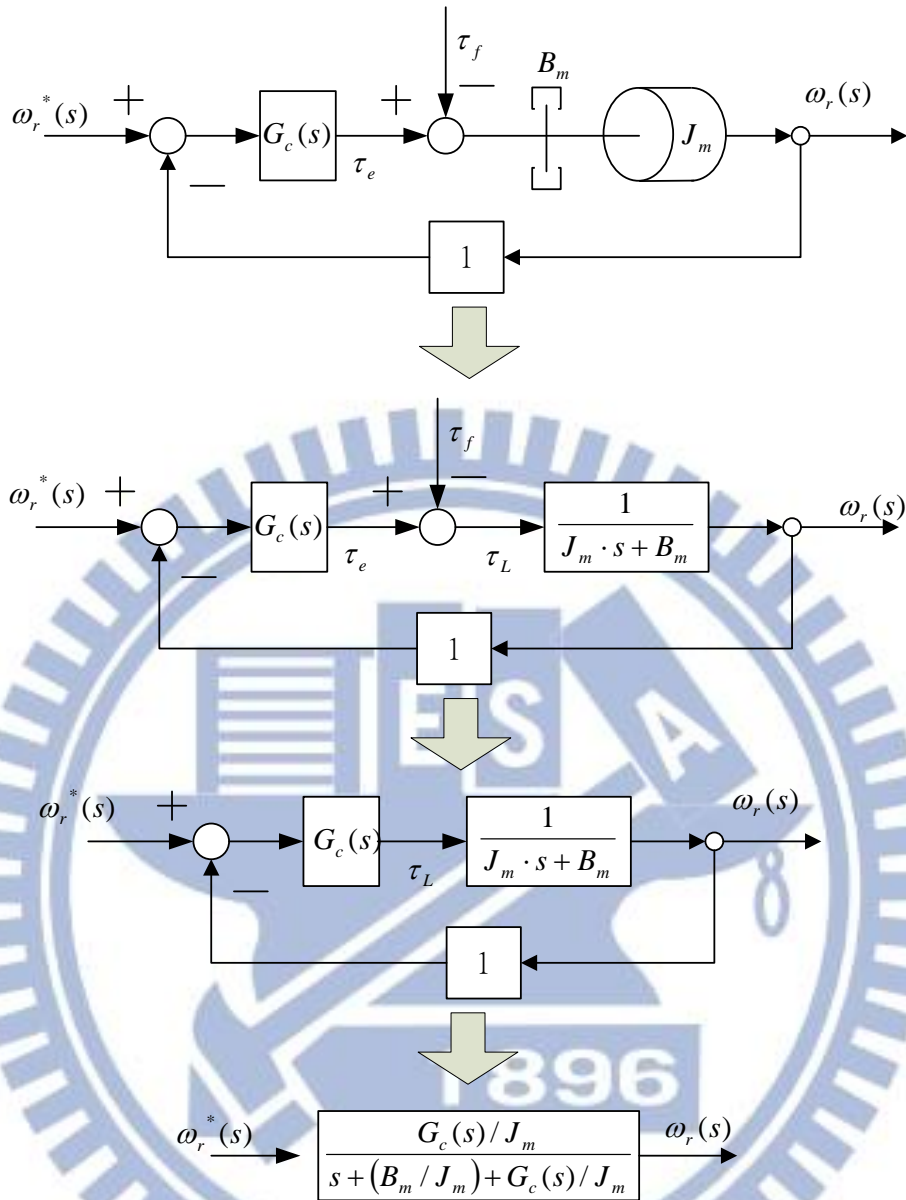


圖 36. 永磁同步馬達的速度閉迴路控制方塊圖

6.2.2 永磁同步馬達位置轉移函數

式(46)，馬達的機械動態方程式，也可用力矩與位置表示：

$$\tau_L = J_m \cdot \frac{d^2}{dt} \theta_r(t) + B_m \cdot \dot{\theta}_r(t)$$

51)

式中

τ_e 為馬達的電子驅動轉矩 (Nm)

τ_f 為馬達的摩擦損耗 (Nm)

τ_L 為負載轉矩 (Nm)

B_m 為阻尼常數 (Nm·sec/rad)

J_m : Inertia ($\text{Kg} \cdot \text{m}^2$)

θ_r : 為轉子位置(角度)。

取 Laplace Transform:

$$\tau_L(s) = J_m s^2 \theta_r(s) + B_m s \theta_r(s) \quad (52)$$

永磁同步馬達系統，位置轉移函數:

$$G_{PP}(s) = \frac{\theta_r(s)}{\tau_L(s)} = \frac{1}{s(J_m s + B_m)}$$
$$\Rightarrow G_{PP}(s) = \frac{1}{J_m s^2 + B_m s} \quad (53)$$

永磁同步馬達系統，閉迴路(Closed-Loop)位置轉移函數:

$$TF = \frac{\theta_r(s)}{\theta_r^*(s)} = \frac{G_{PP}(s)}{1 + G_{PP}(s)}$$
$$\Rightarrow TF = \frac{G_c(s) \frac{1}{s(J_m s + B_m)}}{1 + G_c(s) \frac{1}{s(J_m s + B_m)}}$$
$$\Rightarrow TF = \frac{G_c(s)}{s(J_m s + B_m) + G_c(s)}$$
$$\Rightarrow TF = \frac{G_c(s)}{J_m s^2 + B_m s + G_c(s)}$$
$$\Rightarrow TF = \frac{G_c(s) / J_m}{s^2 + (B_m / J_m) s + G_c(s) / J_m} \quad (54)$$

其中

$\theta_r^*(s)$ ：為設定的轉子位置(角度)。

上式，永磁同步馬達的閉迴路位置控制方塊圖可表示如所示：

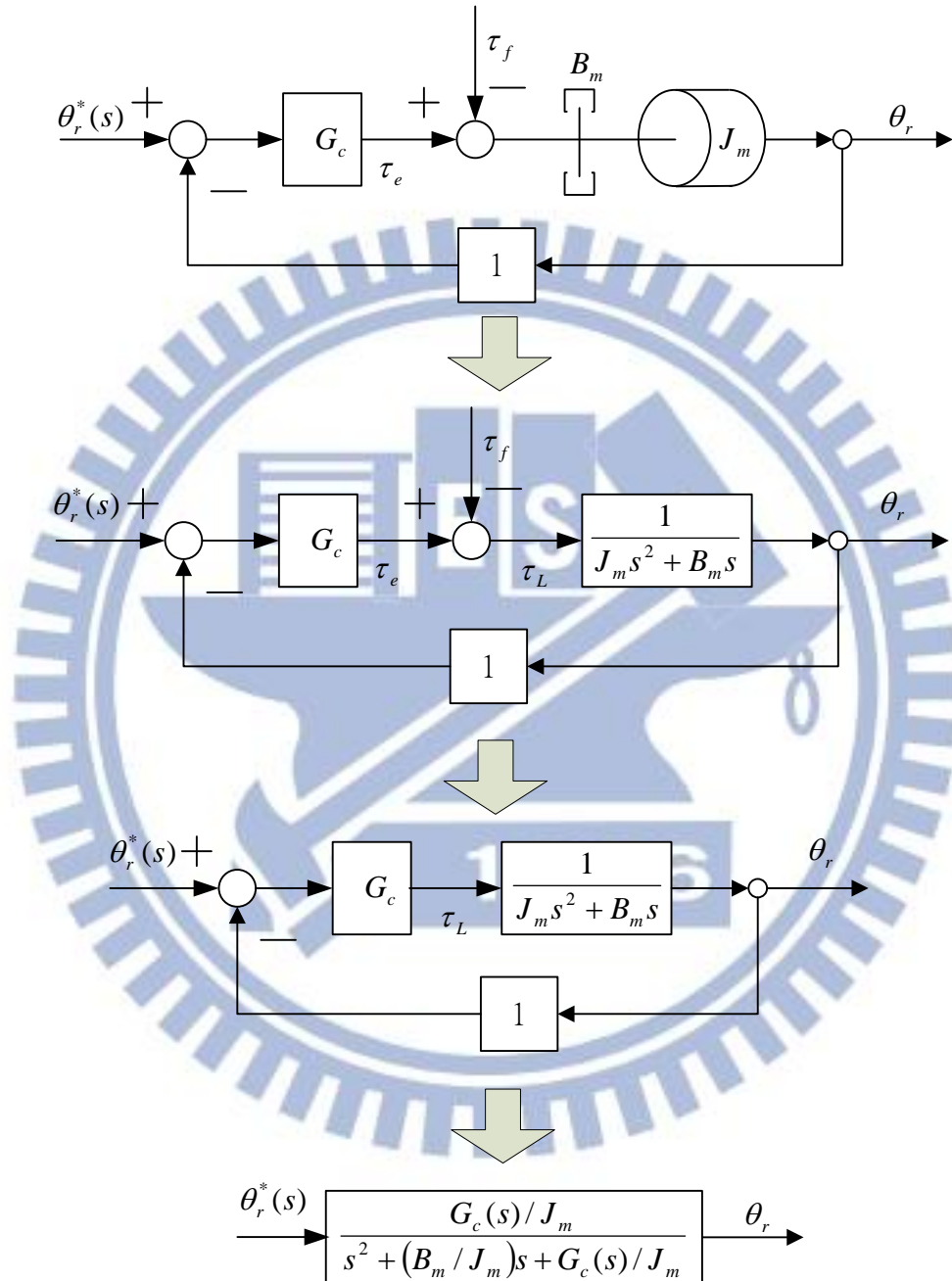


圖 37. 永磁同步馬達的位置閉迴路控制方塊圖

6.3 大同永磁同步馬達及德州儀器馬達

6.3.1 大同永磁同步馬達

大同永磁同步馬達的規格如表 16。主要應用於射出機、沖壓切裁機、印刷機、包裝機、紡織機。

表 16. 大同永磁同步馬達的規格

項目	單位	規格					
額定(Nominal)功率	KW	11	15	18.5	22	30	37
額定轉矩	Nm	53.9	73.5	90.7	105.0	147.0	181.3
額定電流	A	23.5	32.0	39.5	45.7	64.0	78.9
瞬間最大電流	A	49.4	67.2	83.0	96.0	134	166
轉矩係數 Kt	Nm/A	2.3					
反斷動勢係數 Ke	V/Krpm	140					
電感	mH	3.9	2.9	2.2	1.8	1.2	0.95
繞組電阻	Ω	0.452	0.299	0.224	0.181	0.124	0.096
最大轉矩	Nm	135	184	227	263	368	453
定馬力速比(CPSR)	pu	1.3 (2600 rpm)					
效率	pu	0.955	0.957	0.949	0.959	0.960	0.965
功因	pu	0.880	0.854	0.840	0.855	0.870	0.885
慣性 (GD^2)	$Kg \cdot m^2$	0.0263	0.0344	0.0425	0.0506	0.0668	0.0885
無載最高速	rpm	3300					
幫浦(Pump)排量	cc/rev	32	40	50	64	80	100

6.3.2 大同永磁同步馬達的參數

轉矩、慣性慣量、Flywheel Effect、角速度定義如下：

$$\tau_L = J_m \alpha = J_m \frac{d\omega}{dt} = \frac{GD^2}{4} \frac{d\omega}{dt}$$

其中：

τ_L ：負載轉矩(τ_L)

J_m : 慣性慣量, 慣性, 或慣性

α : 角加速度

ω : 角速度(rad/sec) = $\frac{2\pi N}{60}$, N 的單為為 RPM (Revolution Per Minute)

GD^2 : Flywheel Effect:

55)

對 11KW 永磁同步馬達參數:

- 1) 負載轉矩(τ_L)參見馬達型錄, i.e., 53.9 Nm
- 2) Flywheel Effect: $GD^2 = 0.0263 \text{ Kg} \cdot \text{m}^2$

Moment of Inertia J_m (慣性慣量, 慣性, 或慣性) [1]

$$J_m = g \cdot I$$

$$\Rightarrow J_m = g \cdot \left(\frac{1}{2} m r^2 \right)$$

$$\Rightarrow J_m = g \cdot \left[\frac{1}{2} \frac{W}{g} \left(\frac{D}{2} \right)^2 \right]$$

$$\Rightarrow J_m = \frac{1}{4} \left[\frac{1}{2} W D^2 \right]$$

$$\Rightarrow J_m = \frac{1}{4} [GD^2]$$

11 KW 慣性慣量:

$$J_m = \frac{1}{4} [0.0263 \text{ Kg} \cdot \text{m}^2]$$

$$\Rightarrow J_m = 0.00658 \text{ Kg} \cdot \text{m}^2$$

56)

3) 轉子機械角速度 (rad / sec): 209 (rad/sec)

4) 阻尼常數(B_m) [Nm/(rad/sec)]:

假設阻尼只佔額定轉矩(τ_L)的 0.85% (0.7%~1%)。

由式(45) $\tau_e = \tau_L + B_m \cdot \omega_r + J_m \cdot \frac{d}{dt} \omega_r$

$$B_m \cdot \omega_r = (0.0085) \cdot \tau_L = (0.0085) \cdot 53.9 = 0.45815 \text{ (Nm)}$$

57)

假設額定轉速為 2000 rpm, *i.e.*, $2000 \cdot \frac{2\pi(\text{rad})}{60\text{sec}} = 209(\text{rad/sec})$

由式(57)

$$B_m = \frac{0.45815 (Nm)}{209(\text{rad/sec})}$$

$$\Rightarrow B_m = 0.00215(Nm/\text{rad} \cdot \text{sec})$$

58)

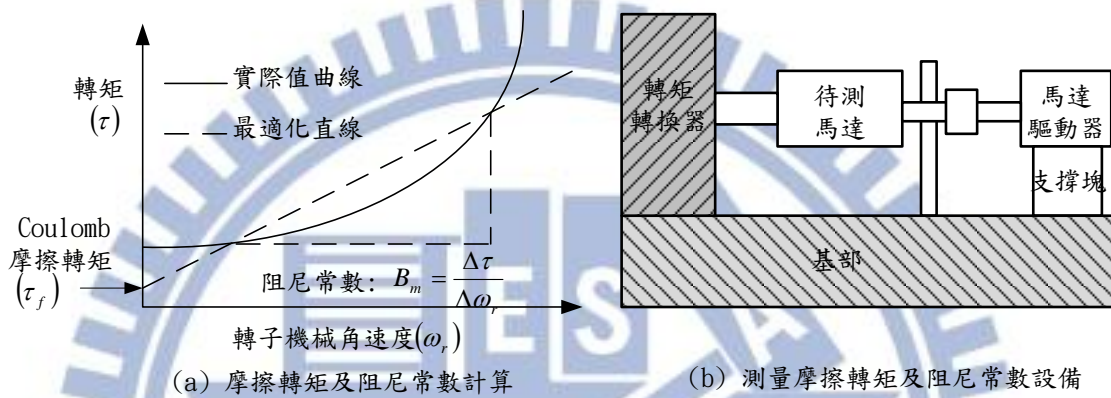


圖 38. 阻尼常數及摩擦轉矩測量

表 17. 大同永磁同步馬達的參數

功率(KW)	11.0	15.0	18.5	22.0	30.0	37.0
慣性慣量 (Kg-m ²) [GD ²]	0.02630	0.03440	0.04250	0.05060	0.06680	0.08850
慣性(Kg-m ²) [Jm = (GD ²)/4]	0.00658	0.00860	0.01063	0.01265	0.01670	0.02213
額定轉矩 (Nm)	53.9	73.5	90.7	105.0	147.0	181.0
阻尼與轉矩比 例	0.00850	0.00850	0.00850	0.00850	0.00850	0.00850
阻尼 (Bm*Omega)	0.45815	0.62475	0.77095	0.89250	1.24950	1.53850
額定轉速 (rad/sec) [Omega]	209	209	209	209	209	209
阻尼係數 [Nm/(rad-sec)] [Bm]	0.00219	0.00299	0.00369	0.00427	0.00598	0.00736

6.3.3 德州儀器馬達參數資訊

德州儀器馬達購自 Anaheim Automation (www.anaheim.com) 型號

BLY172S-24V-4000 的資訊

(<http://datasheets.globalspec.com/ds/5488/AnaheimAutomation/3194FE0F-9D62-45B9-A885-143DB6630D19>) 及計算如下：

Specifications	
Product Category	Brushless Motors
Motor Type	DC
Shaft Orientation	In-line; Single-ended (optional feature); Double-ended (optional feature)
Shaft Size	0.197 inch (5.0 mm)
Shaft Speed	4000 rpm
Torque Constant	5 in-oz/amp (35.31 mN-m/amp)
AC Motor Construction	
Rotor Inertia	3.20E-4 oz-in-sec ² (0.0023 kg-cm ²)
Gearing Options	
Gearing	Motor Only (No Gearhead)
Housing / Enclosure	
Units	English
Motor Shape	Square Body
Diameter / Width	1.65 inch (42 mm)
Length	2.40 inch (61 mm)
NEMA Frame	17
Other Specifications	
Features	Totally Enclosed

圖 39. 德州儀器馬達 BLY172S-24V-4000 慣量

表 18. 慣量單位轉換

Inertia

A\B	lb-in ²	lb-in-sec ²	oz-in ²	oz-in-sec ²	kg-m ²	kg-m-sec ²	kg-cm ²	kg-cm-sec ²	N-m-sec ²
lb-in ²	1.00E+00	2.59E-03	1.60E+01	4.14E-02	2.93E-04	2.98E-05	2.93E+00	2.98E-03	2.93E-04
lb-in-sec ²	3.86E+02	1.00E+00	6.18E+03	1.60E+01	1.13E-01	1.15E-02	1.13E+03	1.15E+00	1.13E+01
oz-in ²	6.25E-02	1.61E-04	1.00E+00	2.59E-03	1.82E-05	1.86E-06	1.82E-01	1.86E-04	1.82E-05
oz-in-sec ²	2.41E+01	6.25E-02	3.86E+02	1.00E+00	7.06E-03	7.20E-04	7.06E+01	7.20E-02	7.06E-03
kg-m ²	3.42E+03	8.85E+00	5.46E+04	1.41E+02	1.00E+00	1.02E+01	1.00E+04	1.02E+01	1.00E+00
kg-m-sec ²	3.35E+04	8.68E+01	5.36E+05	1.39E+03	9.81E+00	1.00E+00	9.81E+04	1.00E+02	9.81E+00
kg-cm ²	3.42E-01	8.85E-04	5.46E+00	1.41E-02	1.00E-04	1.02E-05	1.00E+00	1.02E-03	1.00E-04
kg-cm-sec ²	3.35E+02	8.68E-01	5.36E+03	1.39E+01	9.81E-02	1.00E-02	9.81E+02	1.00E+00	9.81E-02



表 19. 德州儀器馬達 BLY172S-24V-4000 的參數

馬達型號	功率 (W)	額定轉矩 (oz-in)	額定轉速 (RPM)	額定轉矩 (oz-in-sec ²)
BLY172S-24V-4000	55	18	4000	3.20E-4

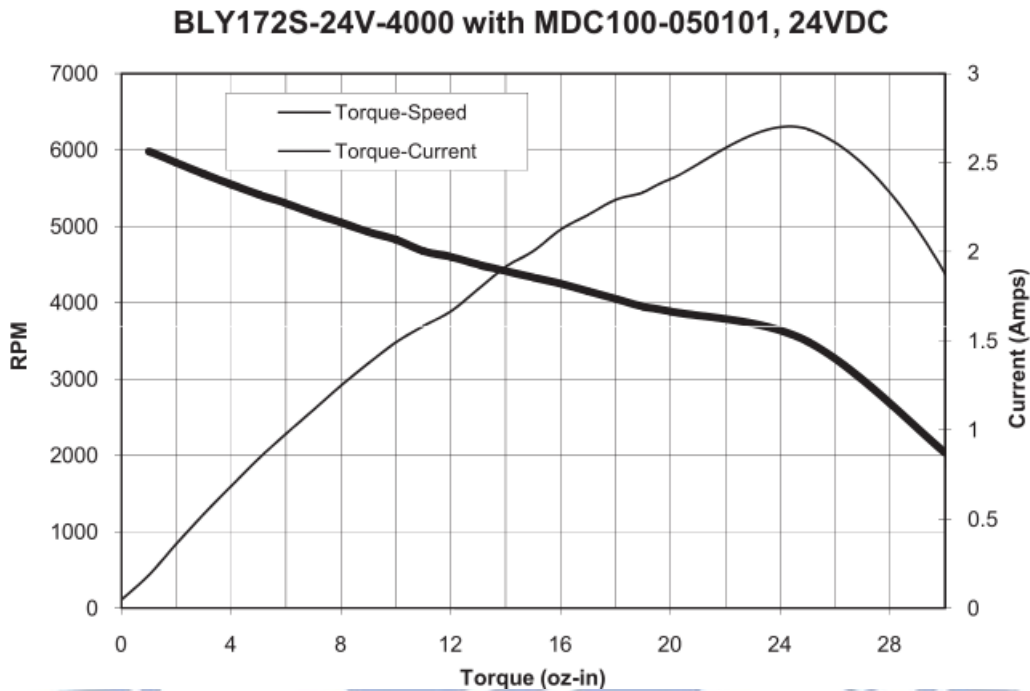


圖 40. 德州儀器馬達 BLY172S-24V-4000 慣量

由上圖 4000 RPM 時，額定轉矩 (oz-in) 為 18 oz-in.

表 20. 德州儀器馬達 BLY172S-24V-4000 的 Jm 及 Bm 參數

德州/BLY172S-24V-4000	
項目	數值
功率 (W)	55
Flight wheel Effect [GD ² (oz-in-sec ²)]	3.20E-04
oz-in-sec ² to Kg-m ² Conversion Factor	7.062E-03
Flight wheel Effect [GD ² (Kg-m ²)]	2.25984E-06
慣性慣量 [Jm=(GD ²)/4 (Kg-m ²)]	5.650E-07
阻尼係數 Bm (Nm/(rad-sec) = 0.1 * Jm)	5.650E-08

6.3.4 德州儀器及大同馬達參數

德州儀器及大同馬達 MATLAB 馬達模擬所需參數，整理如下：

表 21. 大同及德州儀器馬達的 Jm 及 Bm 參數

廠商/型號	德州/ BLY172S- 24V-4000	大同	大同	大同	大同	大同	大同
KW	0.055	11.0	15.0	18.5	22.0	30.0	37.0
GD ² [Kg-m ²]	5.650E-07	0.02630	0.03440	0.04250	0.05060	0.06680	0.08850
Jm=(GD ²) /4 [Kg-m ²]	1.412E-07	0.00658	0.00860	0.01063	0.01265	0.01670	0.02213
額定轉矩 (Nm)		53.9	73.5	90.7	105.0	147.0	181.0
阻尼與轉 矩比例		0.00850	0.00850	0.00850	0.00850	0.00850	0.00850
阻尼 (Bm*Ome ga)		0.45815	0.62475	0.77095	0.89250	1.24950	1.53850
額定轉速 Omega (rad/sec)		209	209	209	209	209	209
阻尼係數 Bm [Nm/(rad-s ec)]	1.41E-08	0.00219	0.00299	0.00369	0.00427	0.00598	0.00736

6.4 大同永磁馬達的油壓與驅動轉矩

忽略轉換效率, *i.e.*, 假設轉換效率 = 1 (100%)。

油壓操作油壓範圍 20~140 Bar。

$$11\text{KW, 馬達驅動轉矩}(\tau_L) = \frac{32 \cdot (20 \sim 140)}{20 \cdot 3.14 \cdot 1} \cong 10.19 \sim 71.33$$

表 22. 操作油壓範圍 20~140 Bar 的馬達驅動轉矩

項目	單位	規格
----	----	----

額定(Nominal)功率	KW	11	15	18.5	22	30	37
幫浦(Pump)排量	cc/rev	32	40	50	64	80	100
馬達驅動轉矩(@油壓 = 20 Bar)	Nm	10	13	16	20	25	32
馬達驅動轉矩(@油壓 = 140 Bar)	Nm	71	89	111	143	178	223

6.4.1 無阻尼轉矩時，馬達系統模擬：例-3

考慮下圖， $K = 10$, $a = 3$, 及 $\tau_L = 0$
馬達 PID 迴授控制系統的 Step Response

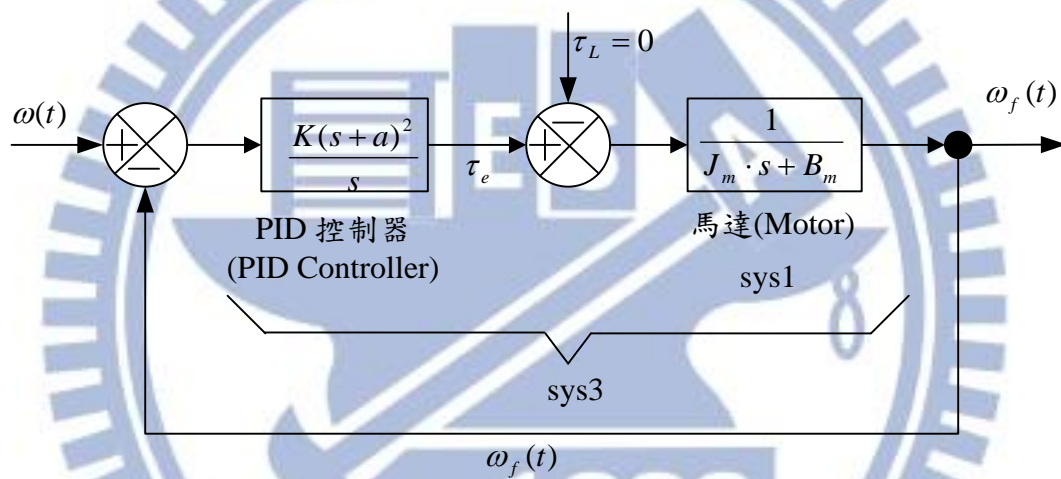


圖 41. 馬達系統的速度 Unit-Step Response

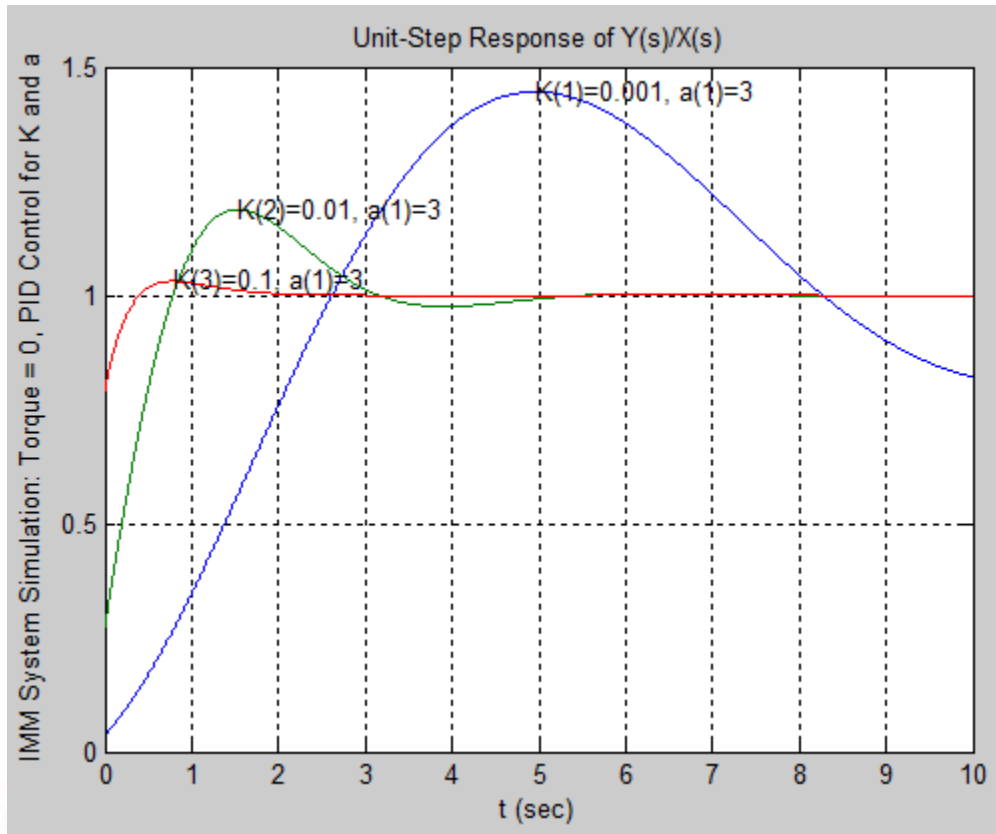


圖 42. 馬達無轉矩迴授控制系統的 Step Response

6.4.2 馬達靜止時，轉矩模擬：例-4

考慮下圖，求迴授控制系統在參數 $K = 0.001, 0.01, 0.1$ ，及 $a = 3$ 及 $\omega(t) = 0$ ，求馬達 PID 迴授控制系統的 Step Response

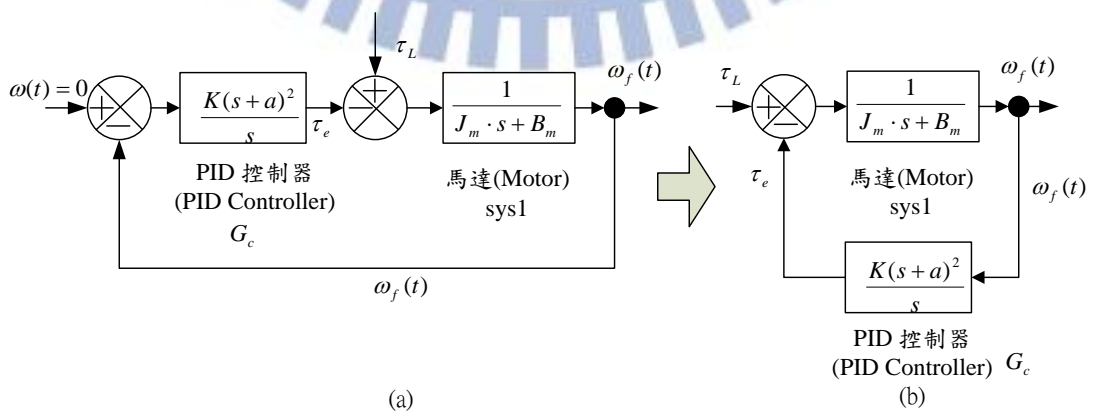


圖 43. 馬達系統的轉矩 Unit-Step Response

馬達系統的轉矩 Unit-Step Response 如下。

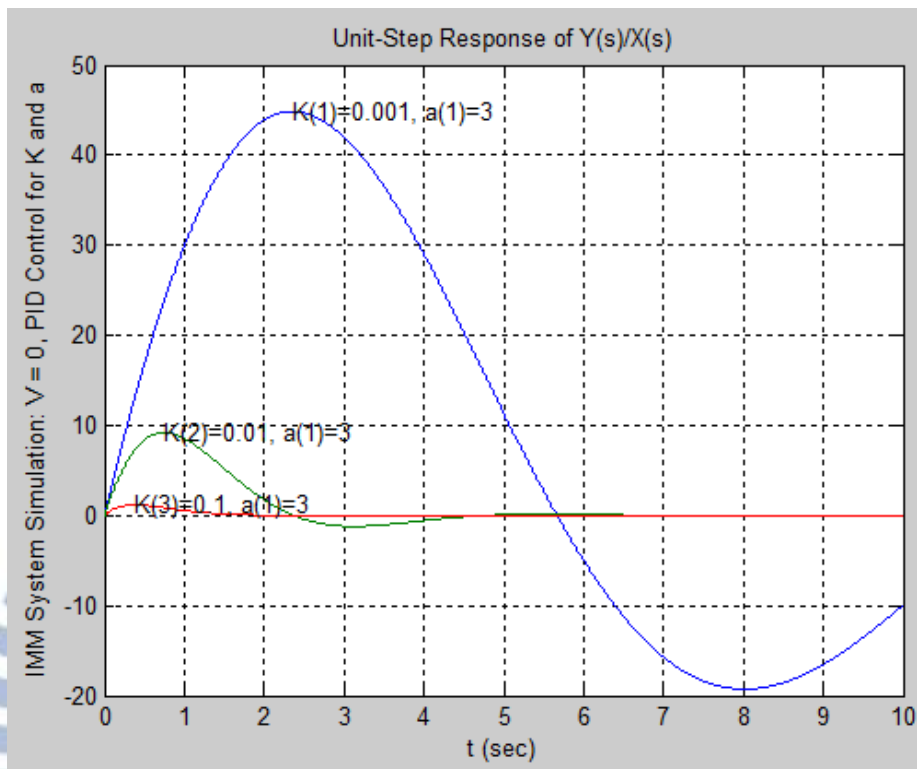


圖 44. 馬達系統的轉矩 Unit-Step Response

6.4.3 馬達及油壓幫浦系統分析：例-5

考慮下圖馬達及油壓幫浦迴授控制系統：

假設 $J_m = 0.00658 \text{ Kg} \cdot \text{m}^2$, $B_m = 0.00215 \text{ (Nm/rad} \cdot \text{sec)}$

當 $G_{oil-pump} = 0.01$,

- 用 MATLAB，求迴授控制系統在參數 $K = 0.001, 0.01, 0.1$ ，及 $a = 3$ 時，Step Response。
- 用觀察法，由 $K = 0.001, 0.01, 0.1$ ，及 $a = 3$ ，選擇一組最佳 PID 控制系統的參數 K 及 a 。
- 用計算法，求最佳控制器的 PID 控制系統的參數 K 及 a ，計算調機參數 k_p, k_I ，及 k_D 。

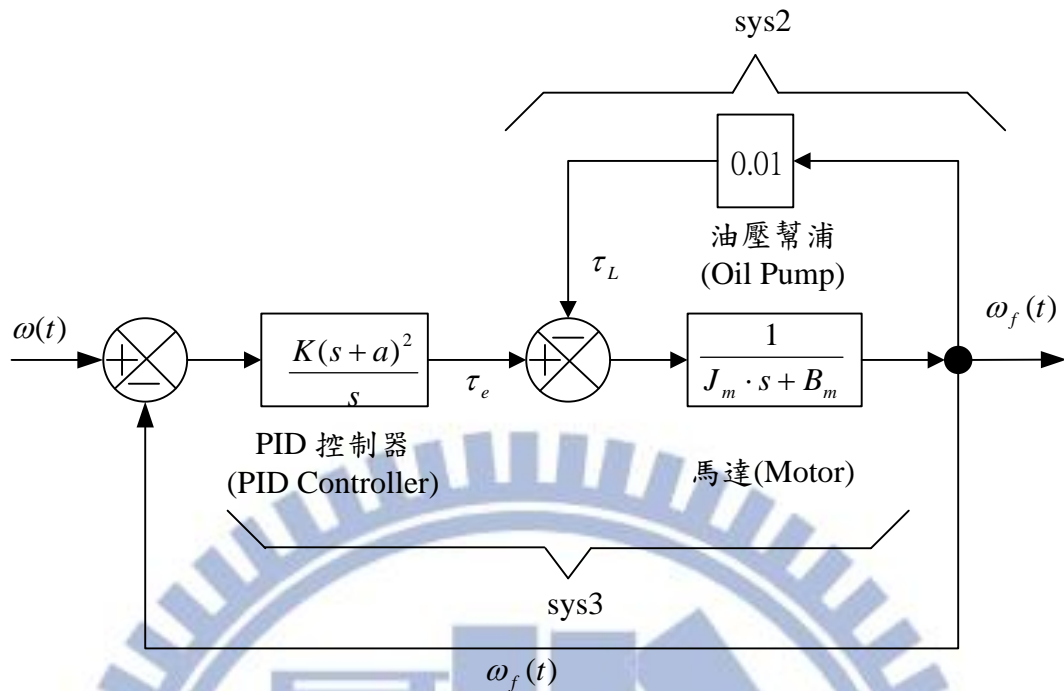


圖 45. 馬達及油壓幫浦迴授控制系統($K = 0.001, 0.01, 0.1$, 及 $a = 3$)

- 用觀察法，由 $K = 0.001, 0.01, 0.1$, 及 $a = 3$ ，選擇一組最佳 PID 控制系統的參數 K 及 a 。

Ans:

由上圖觀察，由 $K = 0.01$ 及 $a = 3$ 是最適解

- 由最佳控制器的 PID 控制系統的參數 K 及 a ，計算調機參數 K_p ， K_I ，及 K_D 。

Ans:

將 $K = 0.01$ 及 $a = 3$ 是最適解，代入式(5)

$$G_c(s) = \frac{K(s+a)^2}{s}$$

59)

$$G_c(s) = \frac{0.01(s+3)^2}{s}$$

$$\Rightarrow G_c(s) = \frac{0.01(s^2 + 6s + 9)}{s}$$

$$\Rightarrow G_c(s) = 0.01s + 6 + \frac{9}{s}$$

與式(3)

$$G_c(s) = k_D s + k_p + \frac{k_I}{s}$$

比較，可得:

PID 系統的最佳調機參數為

$$k_D = 0.01, k_p = 6, k_I = 9$$

6.4.4 馬達及油壓幫浦系統分析：例-6

以下例子假設，當馬達需克服的最大靜摩擦 (Frictional Torque or τ_f) 為馬達轉矩

(Electrical Torque or τ_e) 的 30% 時 (即, $\tau_f = 0.3 \cdot \tau_e, \tau_L = 0.7 \cdot \tau_e$)

$$J = 0.00658 \text{ Kg} \cdot \text{m}^2, B = 0.00219 \text{ (Nm/rad} \cdot \text{sec)}$$

考慮下圖馬達及油壓幫浦迴授控制系統：

用 MATLAB，求

- 迴授控制系統在參數 $K = 0.1 \sim 1$ ，及 $a = 3 \sim 30$ 時，Step Response。
- 觀察並選擇範圍內最適值，求最佳 PID 控制系統的參數 K 及 a 。
- 計算調機參數 k_p, k_I ，及 k_D 。

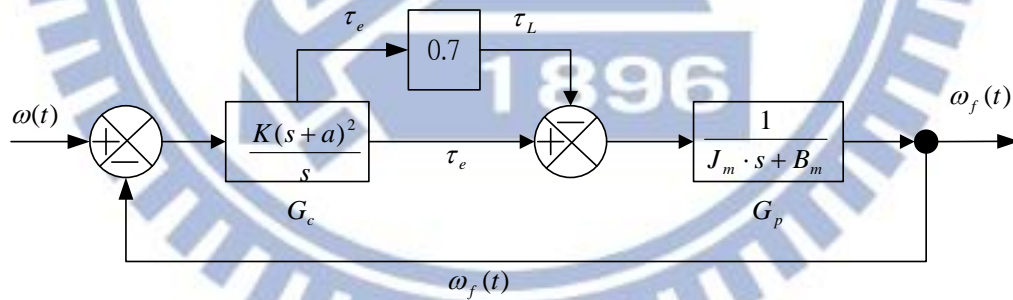


圖 46. 馬達及油壓幫浦迴授控制系統(0.3 固定摩擦損耗)

- 上圖轉為 MATLAB 系統方塊圖如下：

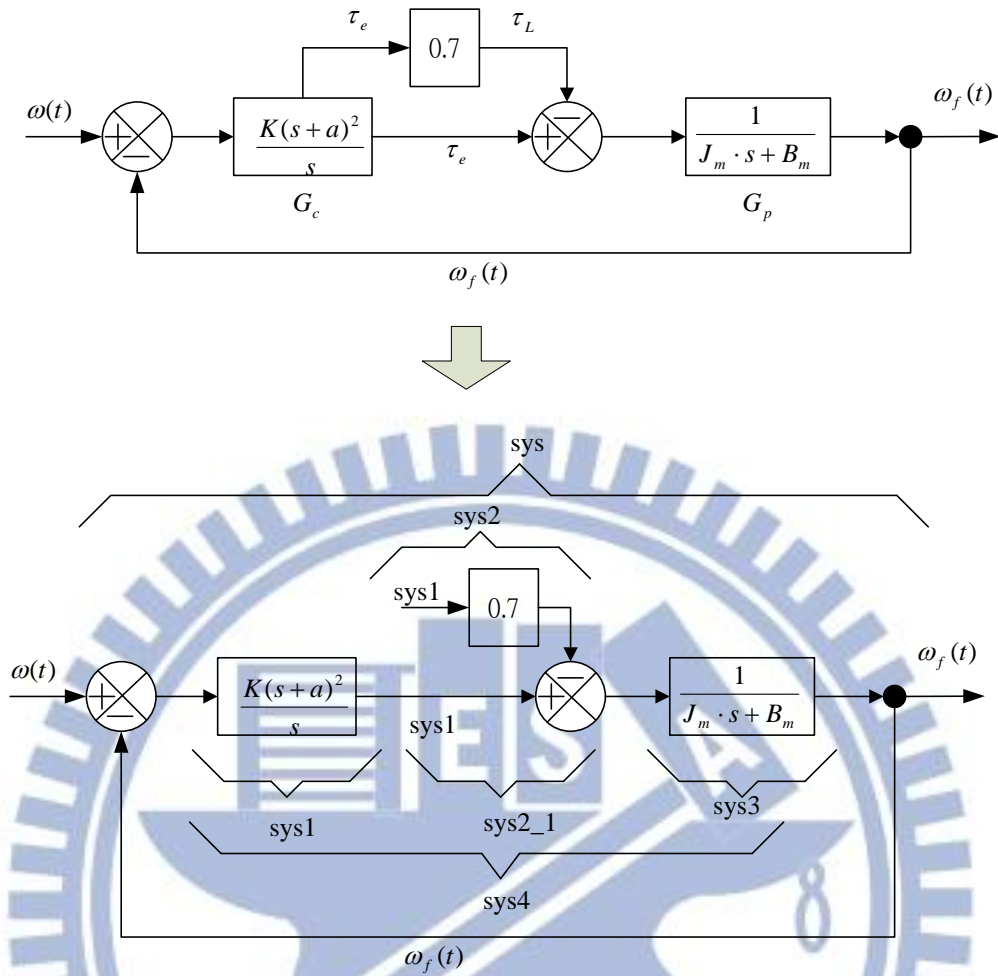


圖 47. 馬達及油壓幫浦迴授控制 MATLAB 系統方塊

a) Step Response:

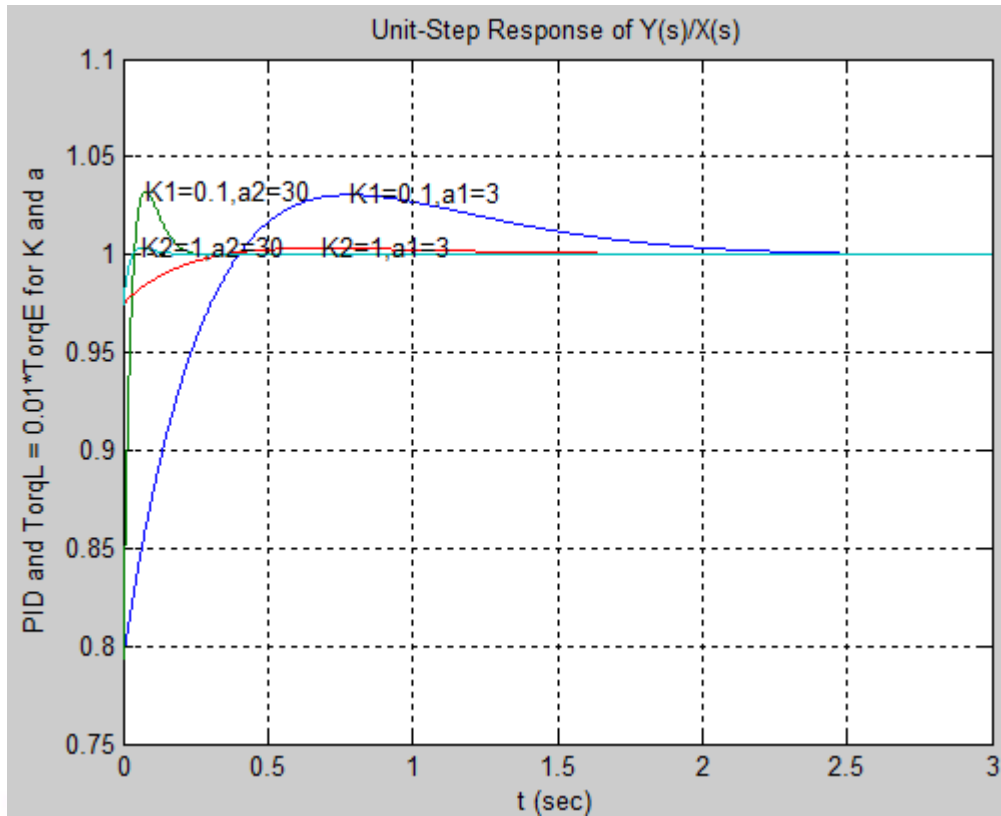


圖 48. 馬達及油壓幫浦迴授控制系統繪圖(摩擦損耗 = 1%馬達轉矩)

由上圖，選擇 $K = 0.1$ 及 $a = 30$ 為最適解。

- 由最佳控制器的 PID 控制系統的參數 K 及 a ，計算調機參數 K_p ， K_I ，及 K_D 。

Ans:

將 $K = 0.1$ 及 $a = 30$ 是最適解，代入式(5)

$$G_c(s) = \frac{K(s+a)^2}{s}$$

60)

$$G_c(s) = \frac{0.1(s+30)^2}{s}$$

$$\Rightarrow G_c(s) = \frac{0.1(s^2 + 60s + 900)}{s}$$

$$\Rightarrow G_c(s) = 60 + \frac{90}{s} + 0.1s$$

與式(3)

$$G_c(s) = k_p + \frac{k_I}{s} + k_D s$$

比較，可得:

PID 系統的最佳調機參數為

$$k_p = 60, k_I = 90, k_D = 0.1$$

6.4.5 馬達及油壓幫浦系統 PI 控制器根軌跡分析：例-7

考慮下圖馬達及油壓幫浦迴授控制系統：

求

1. PI 迴授控制系統轉移函數。
2. $K=0\sim 1000$ 根軌跡圖(Root Locus)。

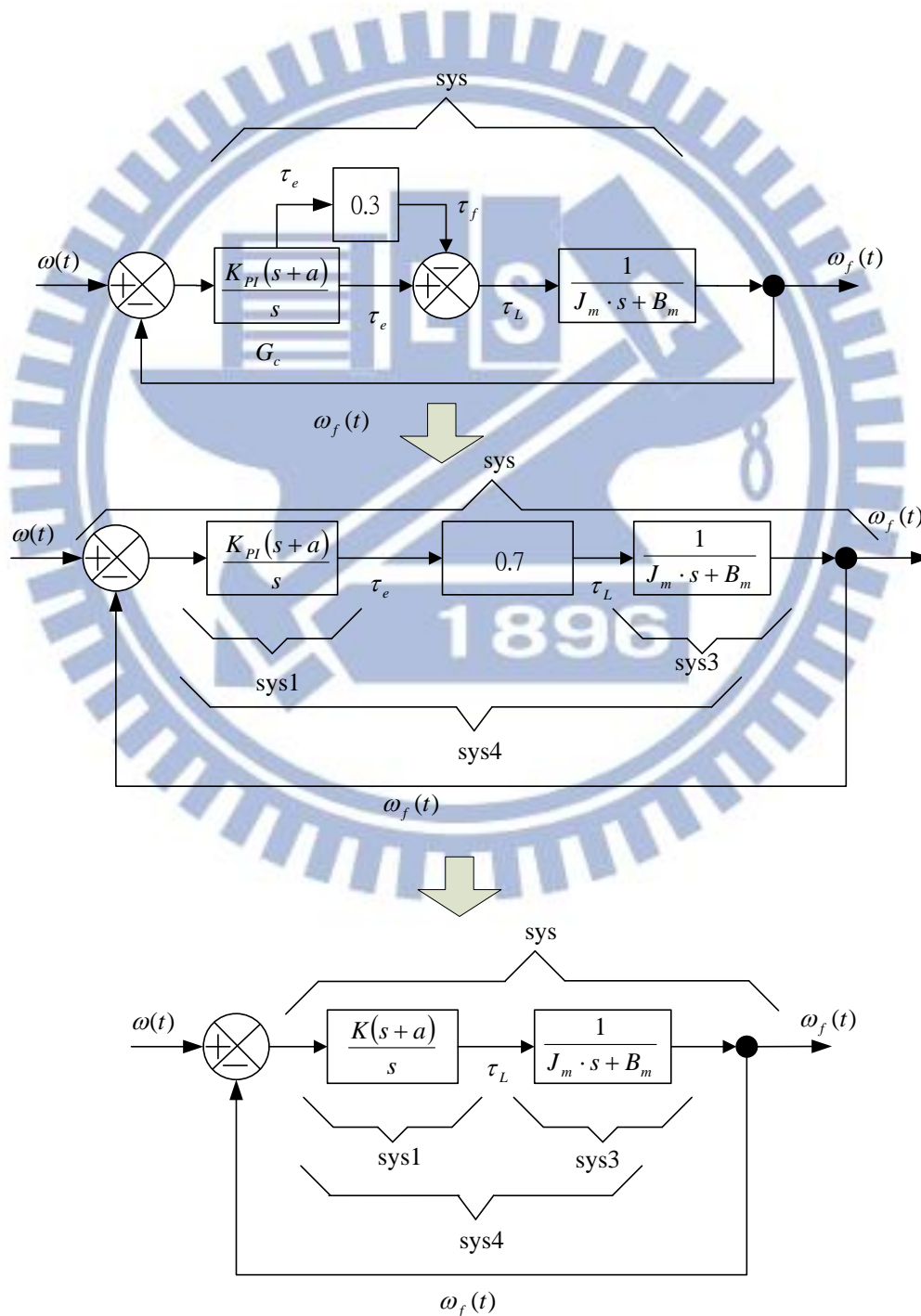


圖 49. 馬達及油壓幫浦系統 P 迴授控制

Ans:

系統轉移函數:

$$G_c(s) = K_p + \frac{K_I}{s}$$

$$\Rightarrow G_c(s) = K_{PI} \left[1 + \frac{a}{s} \right]$$

$$\Rightarrow G_c(s) = \frac{K(s+a)}{s}$$

$$TF = \frac{G_c G_p}{1 + G_c G_p}$$

$$\Rightarrow TF = \frac{\frac{K(s+a)}{s} \left[\frac{1}{J_m s + B_m} \right]}{1 + \frac{K(s+a)}{s} \left[\frac{1}{J_m s + B_m} \right]}$$

$$\Rightarrow TF = \frac{\frac{K(s+a)}{s(J_m s + B_m)}}{1 + \frac{K(s+a)}{s(J_m s + B_m)}}$$

Open-Loop Transfer Function:

$$G(s) = \frac{K(s+a)}{s(J_m s + B_m)}$$

$$G(s) = \frac{K(s+a)}{J_m s^2 + B_m s}$$

注意:

系統有一個 Zero ($s = -a$)，兩個 Poles ($s = 0, s = -0.0817$).

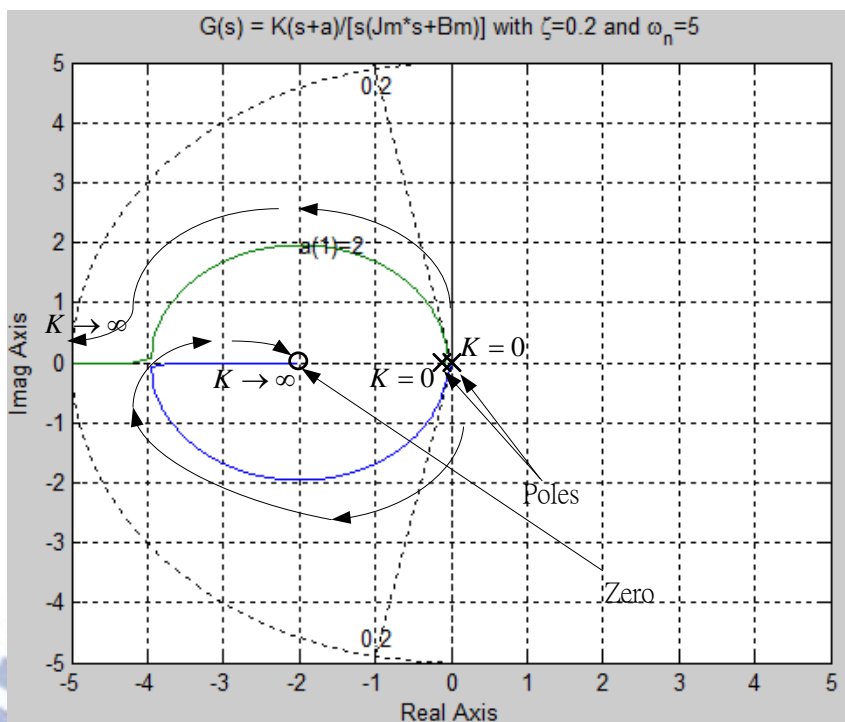


圖 50. 馬達及油壓幫浦系統 PI 迴授控制根軌跡分析($a = 2$)

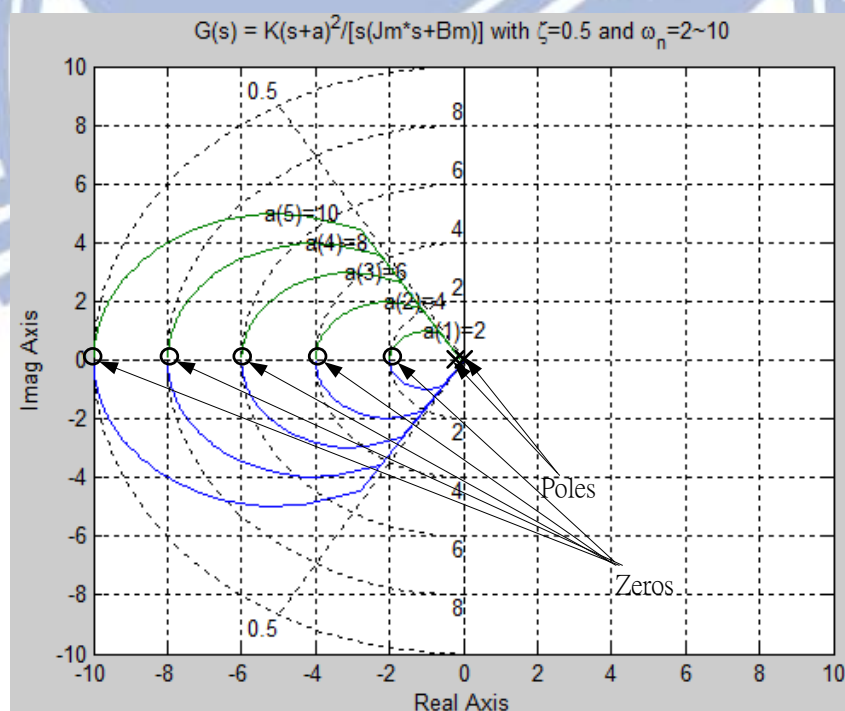


圖 51. 馬達及油壓幫浦系統 PI 迴授控制根軌跡分析($a = 2\sim 10$)

注意: 上圖中

阻尼比例(Damping Ratio): $\zeta = 0.5$ 。

當 $B_m = 0$ (系統無阻尼), ω_n 自然頻率 = 2, 4, 6, 8, 10。

6.4.6 馬達及油壓幫浦系統 PD 控制器根軌跡分析：例-8

考慮下圖馬達及油壓幫浦迴授控制系統：

$$a = 1 \sim 15$$

求

1. PD 迴授控制系統轉移函數。
2. 根軌跡圖(Root Locus)。
3. Bode Diagram。

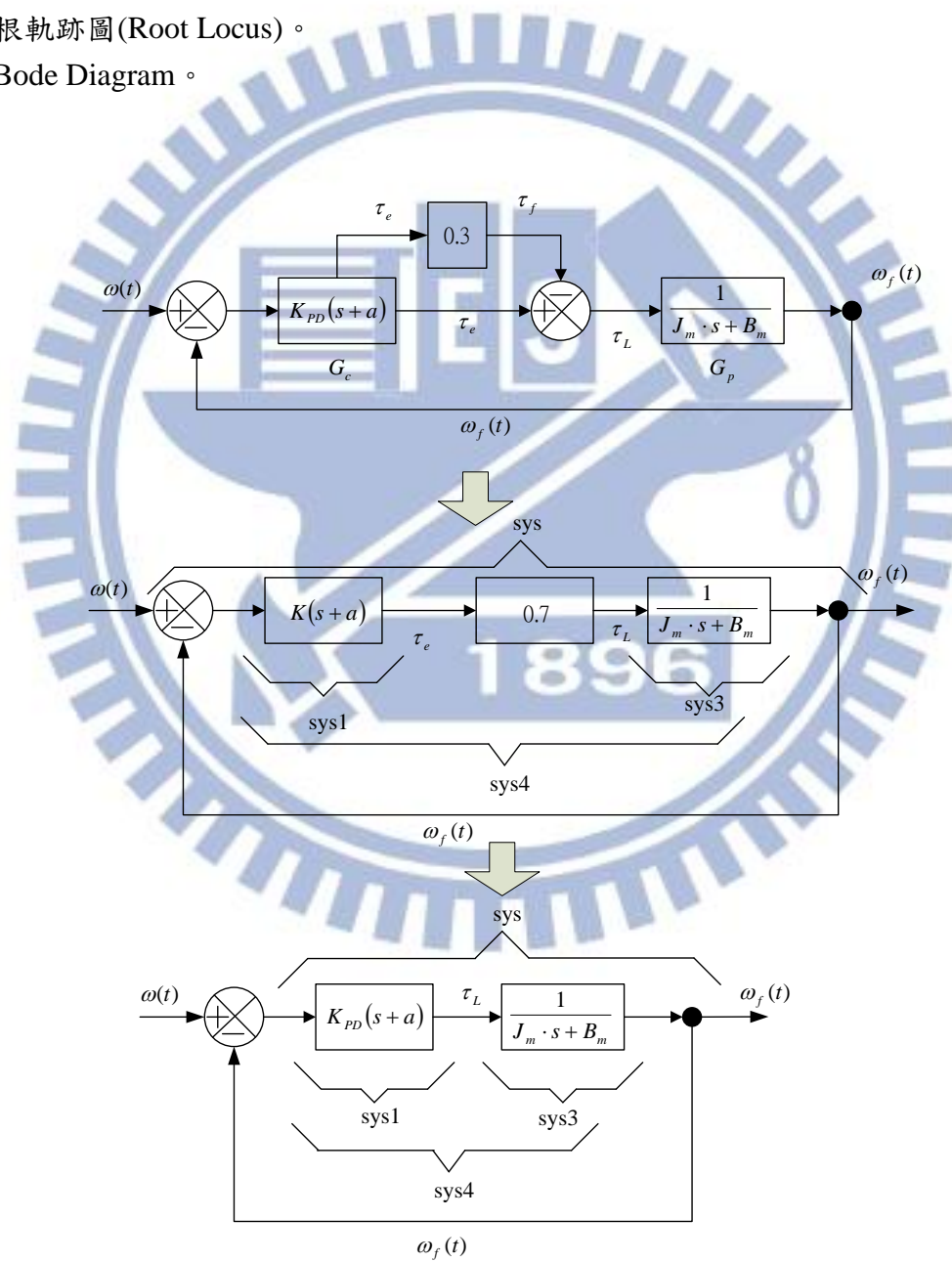


圖 52. 馬達及油壓幫浦系統 PID 控制

Ans:

1. 在根軌跡分析時， $K=0$ 到 $K \rightarrow \infty$ ，0.99 因子已包括在內。

$$G_c(s) = K_D s + K_P$$

$$\Rightarrow G_c(s) = K_{PD}(s+a)$$

$$\text{已知 } G_P(s) = \frac{1}{J_m s + B_m}$$

$$TF = \frac{G_c G_P}{1 + G_c G_P}$$

$$\Rightarrow TF = \frac{K_{PD}(s+a) \left[\frac{1}{J_m s + B_m} \right]}{1 + K_{PD}(s+a) \left[\frac{1}{J_m s + B_m} \right]}$$

$$\Rightarrow TF = \frac{\frac{K(s+a)}{J_m s + B_m}}{1 + \frac{K(s+a)}{J_m s + B_m}}$$

$$\Rightarrow TF = \frac{K(s+a)}{J_m s + B_m + K(s+a)}$$

$$\Rightarrow TF = \frac{K(s+a)}{(J_m + K)s + (B_m + a)}$$

61)

Characteristic Equation:

$$(J_m + K)s + (B_m + a) = 0$$

Zero:

$$s = -a$$

Pole:

$$s = -\frac{B_m + a}{J_m + K}$$

因為 $K=0 \rightarrow \infty$ ，無法求 pole.

Open Loop Transfer Function:

$$G(s) = \frac{K(s+a)}{J_m s + B_m}$$

注意:

- transfer function 的 numerator(分子)為一次式，有一個 Zero (-0.0817)。
- transfer function 的 denominator(分母)為一次式，有一個 pole 在 -a, $a = [1, 4, 7, 10, 12, 15]$ 。
- Root-locus 的 K 值由 0(Pole)至 ∞ (zero)。由於根軌跡在 s-domain 右半平面，系統是不穩定的。

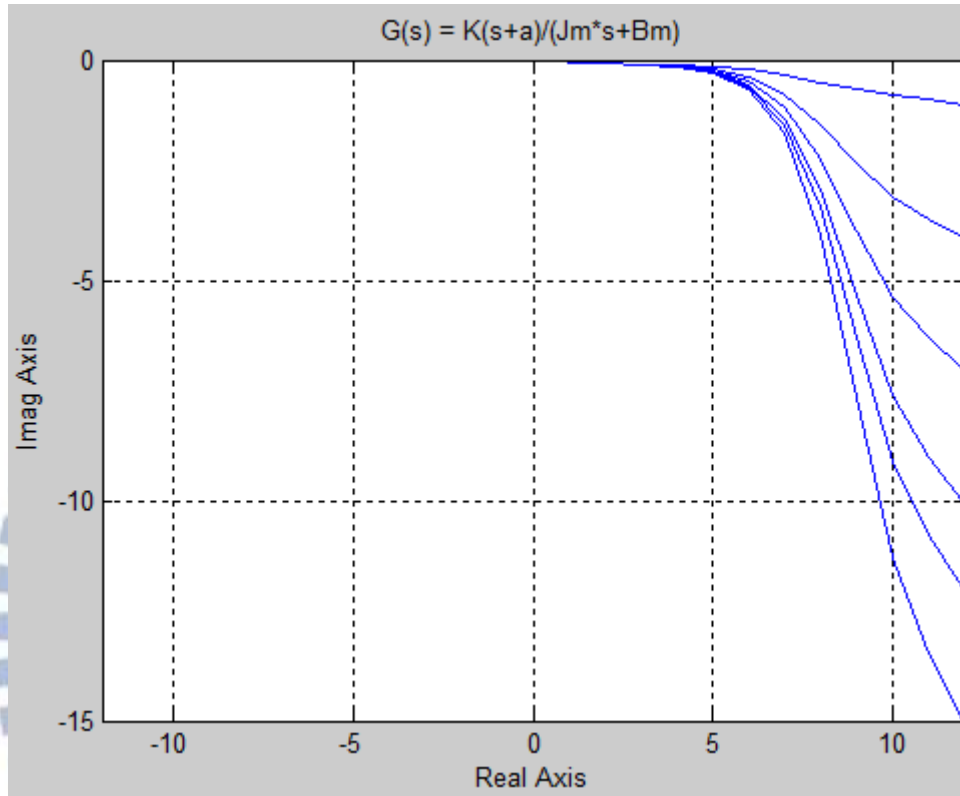


圖 53. 馬達及油壓幫浦系統 PD 迴授控制根軌跡分析圖

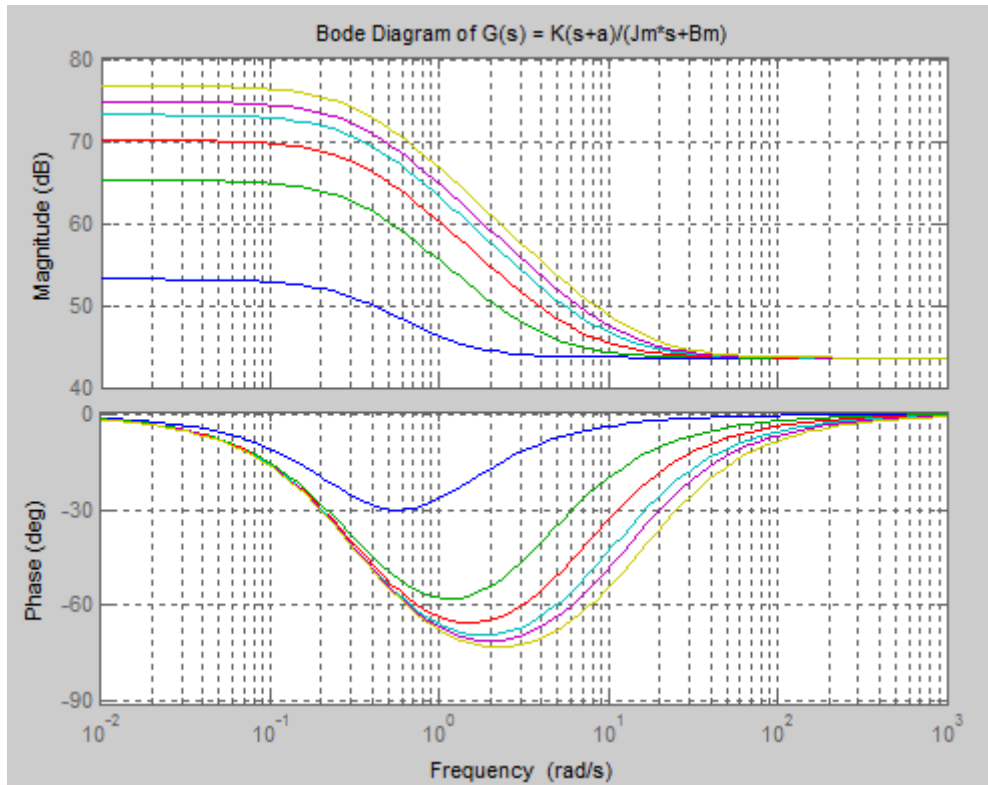


圖 54. 馬達及油壓幫浦系統 PD 迴授控制 Bode 圖

6.4.7 馬達及油壓幫浦系統 PID 控制器根軌跡分析：例-9

考慮下圖馬達及油壓幫浦迴授控制系統：
求

1. PID 迴授控制系統轉移函數。
2. 求在 $a = 2 \sim 10$ ，馬達轉速($\omega_n = 2 \sim 10$)，及阻尼系數 $\zeta = 0.5$ 時，根軌跡圖 (Root Locus)。

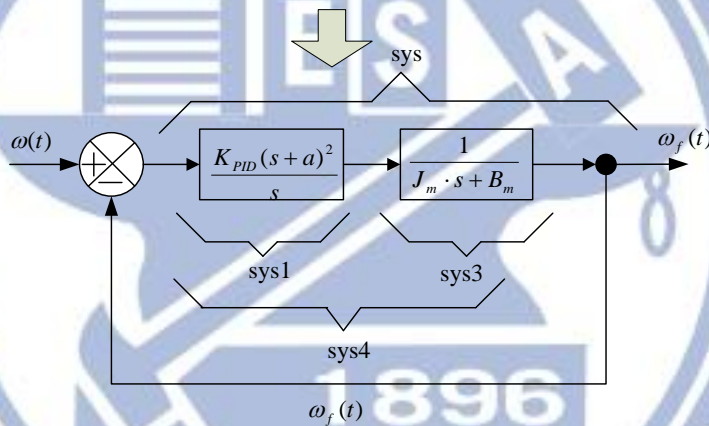
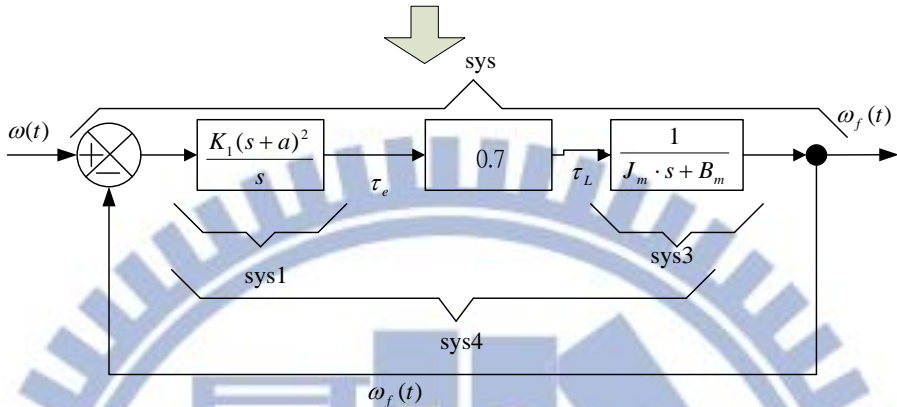
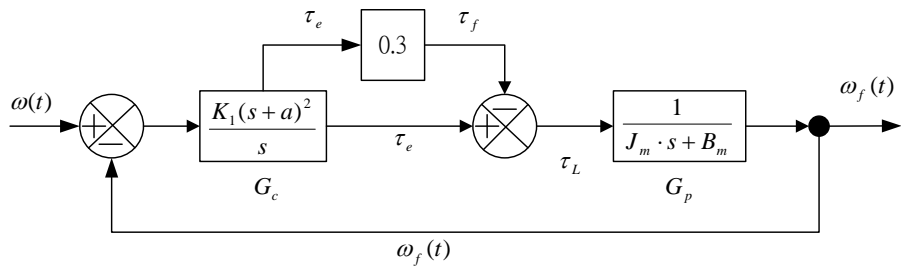


圖 55. 馬達及油壓幫浦系統 PID 控制

Ans:

1. 在根軌跡分析時， $K=0$ 到 $K \rightarrow \infty$, 0.99 因子已包括在內。

$$G_c(s) = \frac{K_{PID}(s+a)^2}{s} \quad \text{且} \quad G_p(s) = \frac{1}{J_m s + B_m}$$

$$TF = \frac{G_c G_p}{1 + G_c G_p}$$

62)

$$\Rightarrow TF = \frac{\left[\frac{K(s+a)^2}{s} \right] \left[\frac{1}{J_m s + B_m} \right]}{1 + \left[\frac{K(s+a)^2}{s} \right] \left[\frac{1}{J_m s + B_m} \right]}$$

63)

$$\Rightarrow TF = \frac{K(s+a)^2}{s(J_m s + B_m) + K(s+a)^2}$$

$$\Rightarrow TF = \frac{K(s+a)^2}{J_m s^2 + B_m s + K(s+a)^2}$$

$$\Rightarrow TF = \frac{K(s+a)^2}{(J_m + K)s^2 + (B_m + 2Ka)s + Ka^2}$$

64)

由特性函數定義：

$$1 + G(s) = 0$$

由式(61)：

$$\Rightarrow G(s) = \left[\frac{K(s+a)^2}{s} \right] \left[\frac{1}{J_m s + B_m} \right]$$

$$\Rightarrow G(s) = \frac{K(s+a)^2}{s(J_m s + B_m)}$$

$$\Rightarrow G(s) = \frac{K(s^2 + 2as + a^2)}{J_m s^2 + B_m s}$$

Zeros: $-a, -a$ 。 Poles: $s_1 = 0$ 且 $s_2 = -\frac{B_m}{J_m}$ 。

注意：

2. 由於 transfer function 的 numerator(分子)為二次式且重根，兩個 Zeros 重疊在一起。
3. 由於 transfer function 的 denominator(分母)為二次式，有兩個 poles。
4. Root-locus 的 K 值由 0(Pole)至 ∞ (zero)。

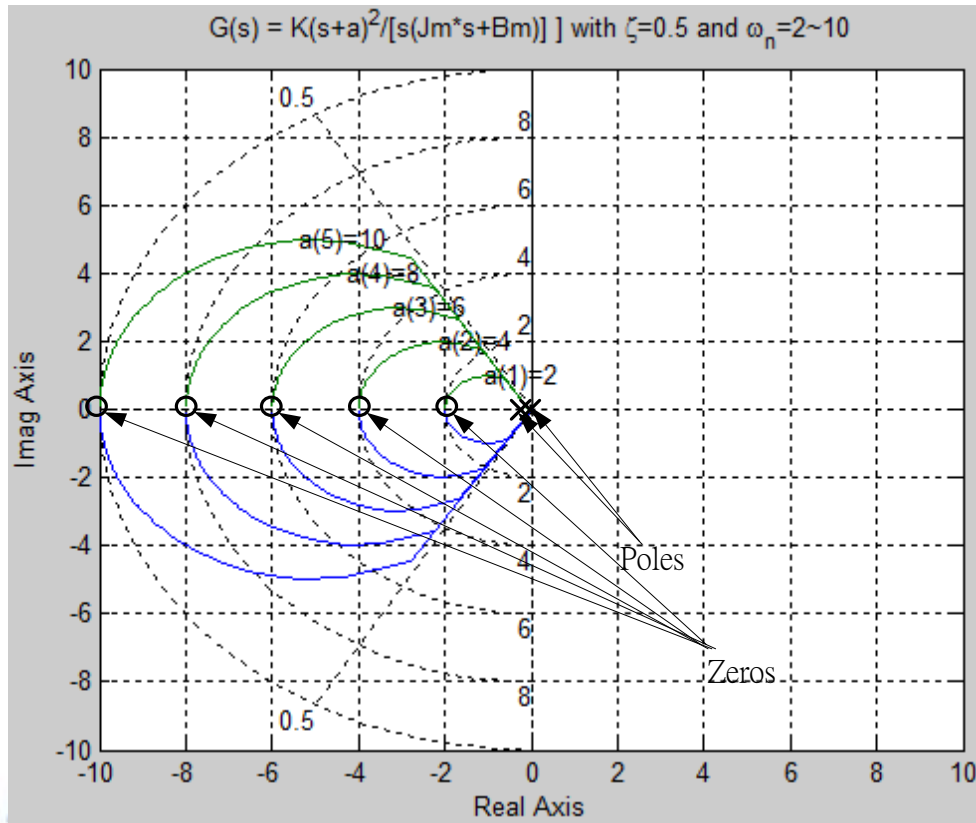


圖 56. 馬達及油壓幫浦系統 PID 迴授控制根軌跡分析圖

6.5 馬達及油壓幫浦系統模擬的四種圖

馬達及油壓幫浦系統的四種圖：

1. 時間 vs. Unit-Response
2. Root-Locus
3. Bode Diagram: Magnitude
4. Bode Diagram: Phase

以下例子，除特別註明，均使用大同 11KW 馬達的參數並假設：

1. 摩擦損耗轉矩 $\tau_f = 0.1\tau_e$ (額定轉矩 $\tau_L = 0.9\tau_e$)。
2. 假設阻尼只佔額定轉矩(τ_L)的 0.85% (0.7%~1%)。

即：

$$J_m = 0.00658 \text{ Kg} \cdot \text{m}^2 \text{ 及 } B_m = 0.00215 \text{ (Nm/rad} \cdot \text{sec)}$$

6.5.1 大同馬達根軌跡及波德圖：例-10

考慮下圖， $K = 10 \sim 1000$, $a = 5 \sim 100$, 及 $\tau_d(t) = 0$

求馬達及油壓幫浦 PID 控制系統的四種圖。

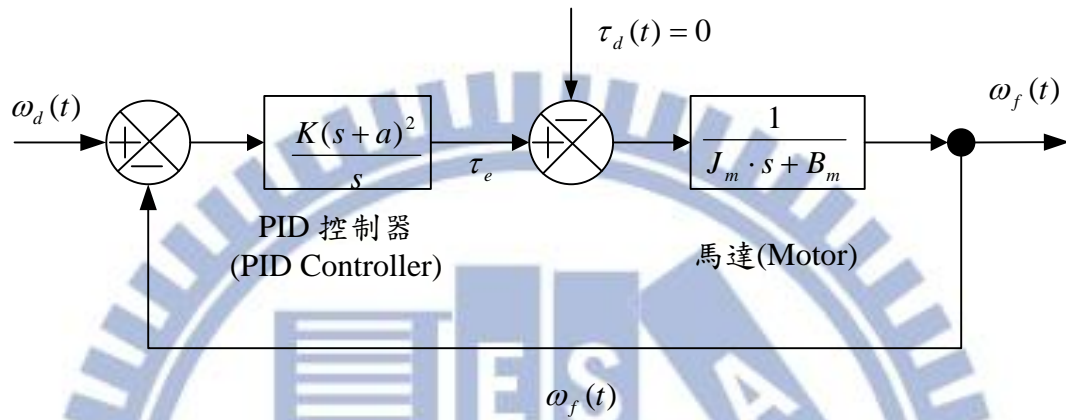


圖 57. 馬達及油壓幫浦系統模擬

大同馬達的 Bode diagram 在馬達低速轉動(1Hz)時，迴授時相位差 150 度(在 $180^\circ \pm 45^\circ$ 誤判範圍內)，應該避開。

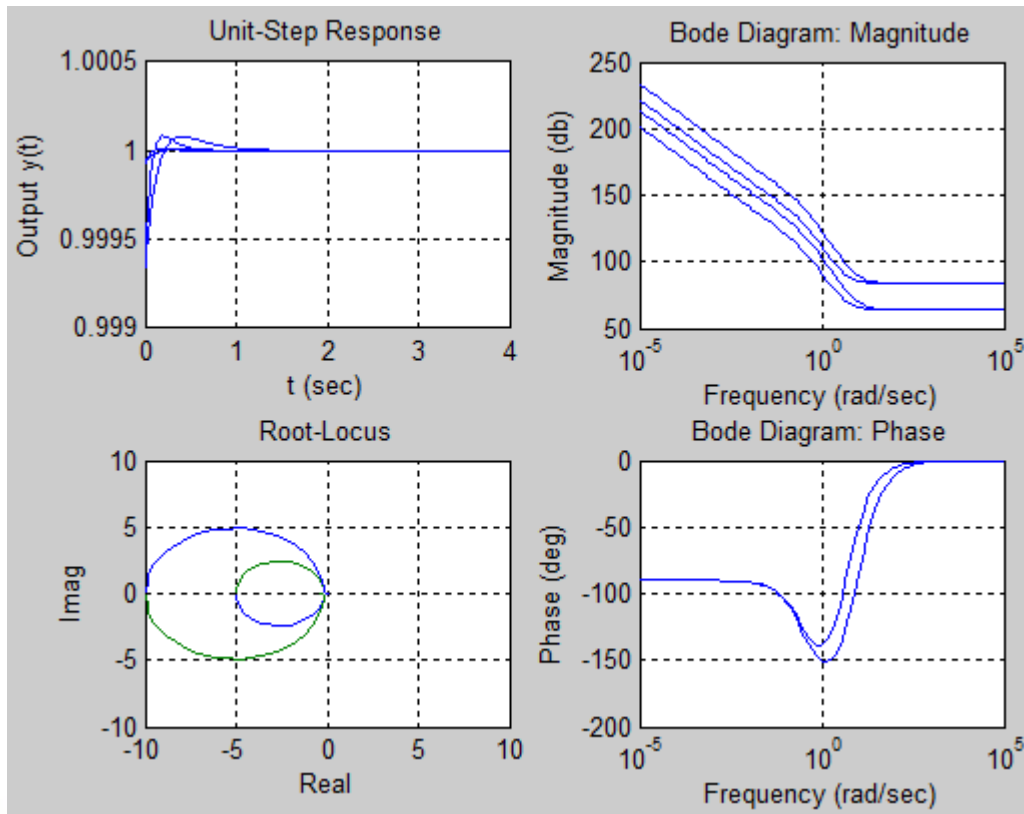


圖 58. 大同馬達及油壓幫浦系統的四種圖

6.5.2. 德州儀器馬達根軌跡及波德圖：例-11

假設德州儀器 BLY172S-24V-4000 的
 及 $B_m = 0.1 \cdot J_m [Nm/(rad - sec)]$
 求 PID 最適解。

Ans:

$$G_c(s) = \frac{K(s+a)^2}{s(sJ_m + B_m)}$$

65)

德州儀器馬達的 Bode diagram 在馬達低速轉動(1Hz)時，迴授時相位差 180 度(控制器會誤判)，應該避開。

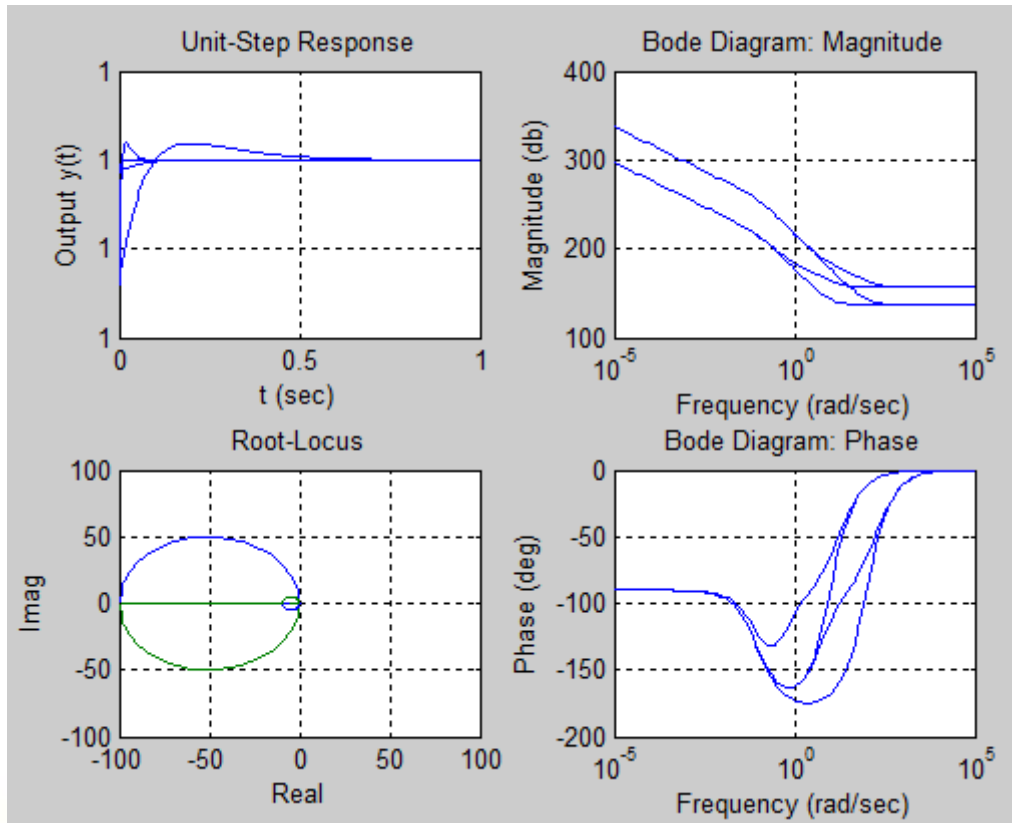


圖 59. 德州儀器 BLY172S-24V-4000

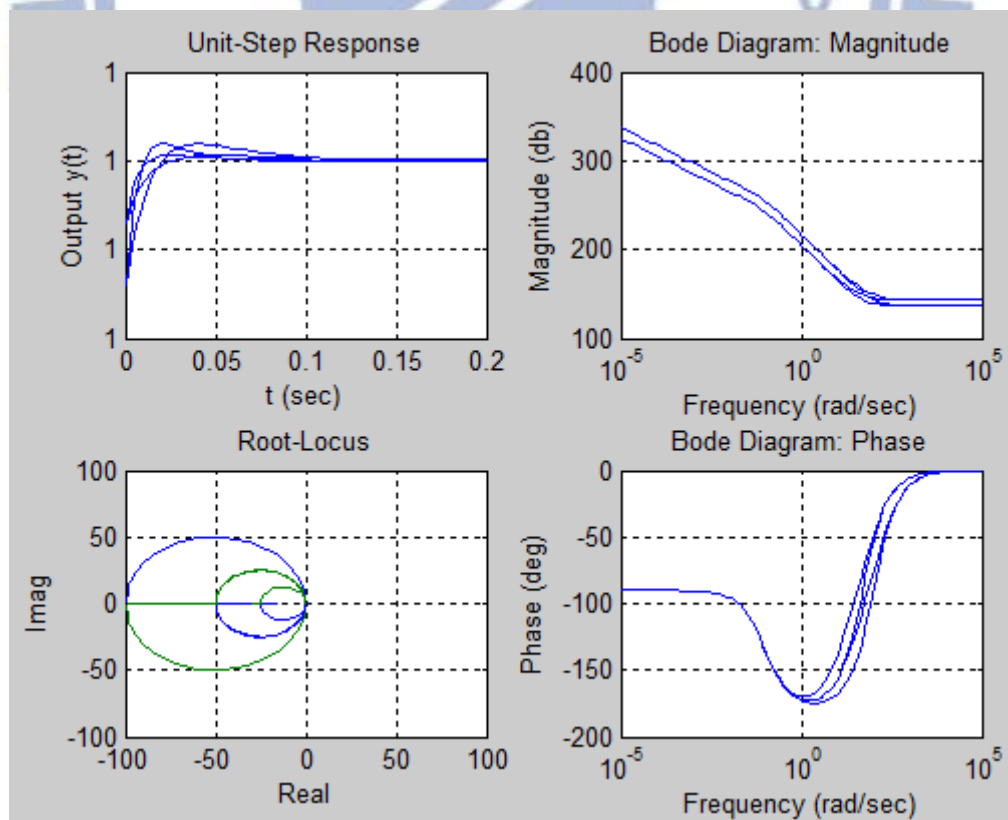


圖 60. 德州儀器 BLY172S-24V-4000 $K = 1 \sim 2$, $a = 50 \sim 100$

德州儀器 BLY172S-24V-4000 的 PID 最適解為 $K=2, a=100$.

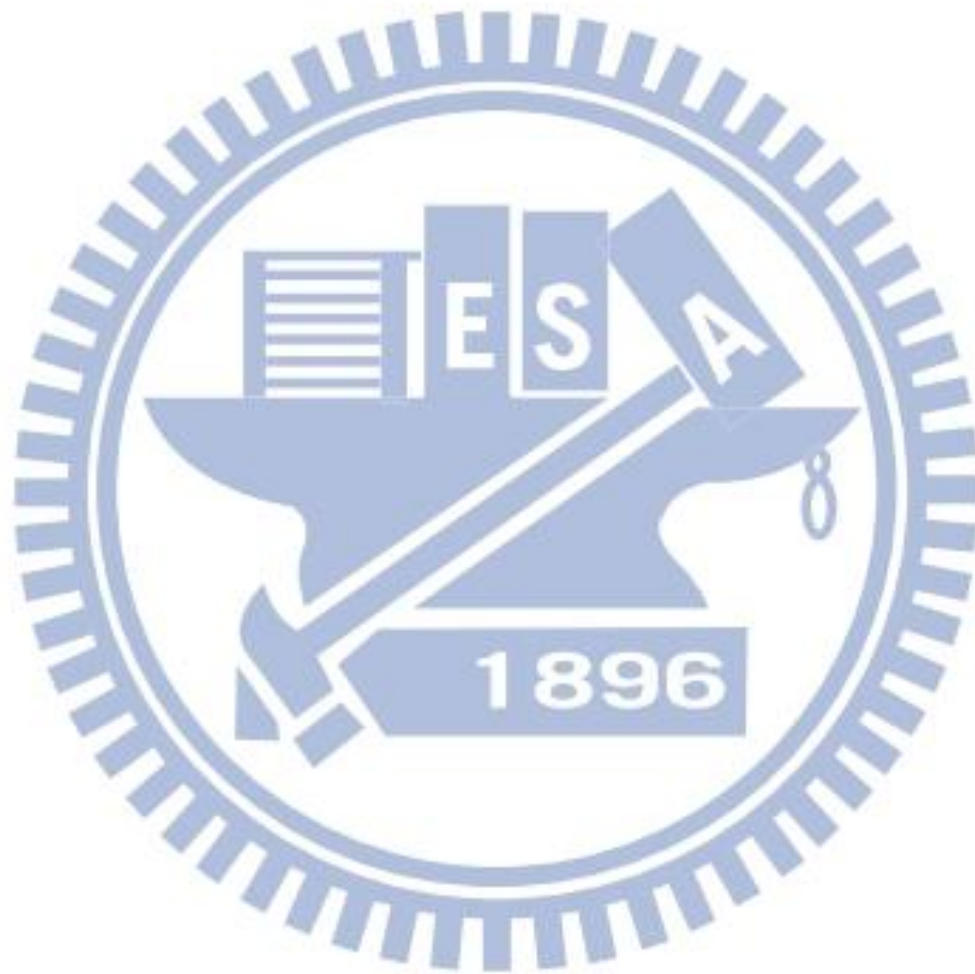
$$G_c(s) = 2s + 400 + \frac{1000}{s} \text{ 及 } G_c(s) = k_D s + k_p + \frac{k_I}{s}$$

比較，可得：

PID 系統的最佳調機參數為

$$k_D = 2, k_p = 400, k_I = 1000$$

66)



七、數學模型驗證

7.1 從動端的發展工具

從動端發展工具選用德州儀器的 C2000 系列的馬達發展板。馬達發展板分三步驟進行：直流低功率(55W)、交流高功率(1.1KW)、及交流高功率(11KW~166KW)。每階段有不同重點。

首先以德州儀器的低功率(55W)發展板及演算法程式庫、Anaheim Automation 直流伺服馬達(BLY172S-24V-4000)來驗證 MATLAB 直流伺服馬達數學模型及最適化 PID 調機參數。這階段主要熟悉德州儀器直流伺服馬達的演算法程式庫、數學模型、及 PID 調機參數為主。

然後再依直流伺服馬數學模型，應用至德州儀器的高功率交流伺服馬達發展板(1.1 KW)的最適化 PID 調機參數。這階段主要以熟悉德州儀器交流伺服馬達演算法程式庫、PID 調機參數、高功率變頻器模擬設計、及 Field-bus(EtherCAT 通訊) 模擬設計為主。

最後再放大至大同的高功率伺服馬達 (11KW ~ 166KW)、及未來更高功率工業與醫療用伺服馬達。這階段主要以高功率變頻器及 Field-bus (EtherCAT 通訊)的佈局及 EMC 為主。需要修改 Parking Resistor、高功率電容、及 IGBT。

如下圖，從動端德州儀器 DRV8312-C2-KIT 直流伺服馬達發展板及 Anaheim Automation 的低功率直流伺服馬達(55W,BLY172S-24V-4000)。完整的發展工具包括：

- 從動端/週邊板(Peripheral): DRV8312-EVM。
- 從動端/系統模組(SOM or System On Module): TMS320F28035 controlCARD。
- Anaheim Automation 的無刷直流伺服馬達(BLDC): Y172S-24V-4000。
- 德州儀器的 Code Composer Studio (CCS v5.3)。
- 示波器(oscilloscope)、數位型三用電表(Digital Multi-Meter)、電流探針(Current Sensing Probe)。函數產生器(Function Generator)可用軟體命令控制來取代。
- 電源供應器(24V DC,2.5A)。

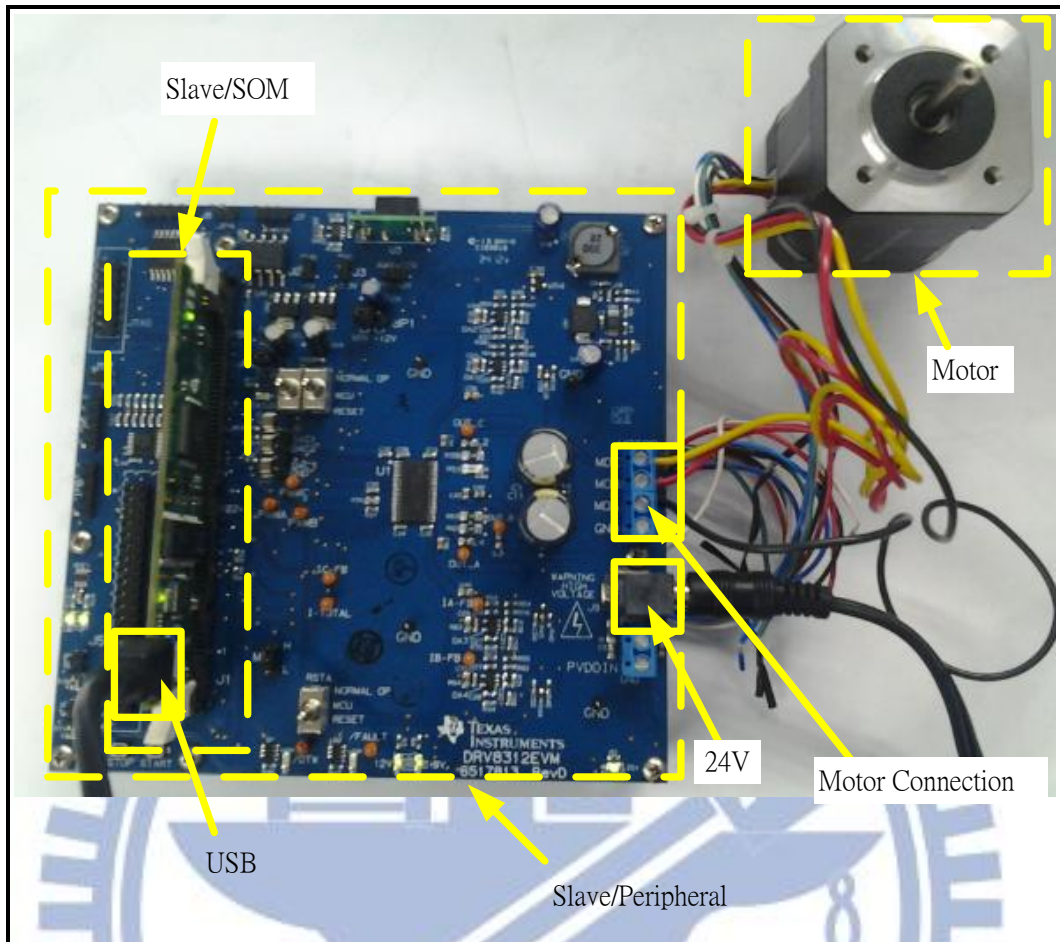


圖 61. 德州儀器從動端的系統模組及週邊板

7.2 數位馬達控制數學庫

下圖為德州儀器的數位馬達控制數學庫 Grando。Grando 以離散式時間領域 (Discrete-Time Domain) 來實現 PID 控制器。

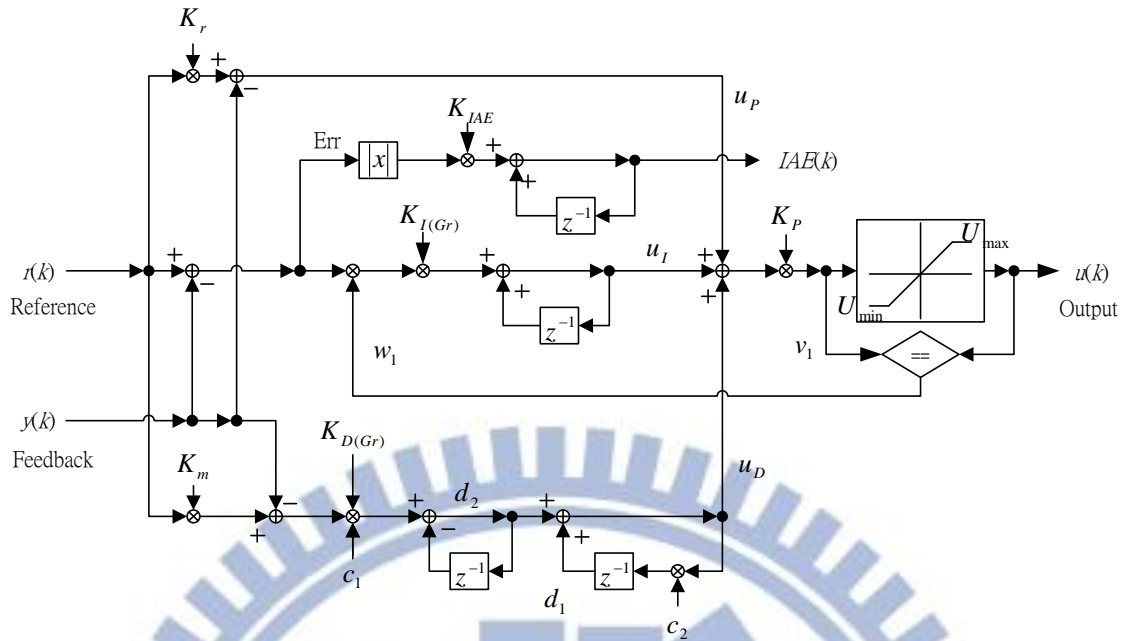


圖 62. 德儀數位馬達控制模式: Grando (z-Domain)

上圖 Grando 與原始 PID 相差太多，不易了解。德儀數位馬達控制模式，簡化如下圖。

檢驗德儀數位馬達控制程式，初始值:

1. $K_r = K_m = 1$
2. 去掉 U_{\max} 及 U_{\min} Fuzzy Logic 判定。
3. $K_D = 0$

上圖 Grando 可簡化如下圖。

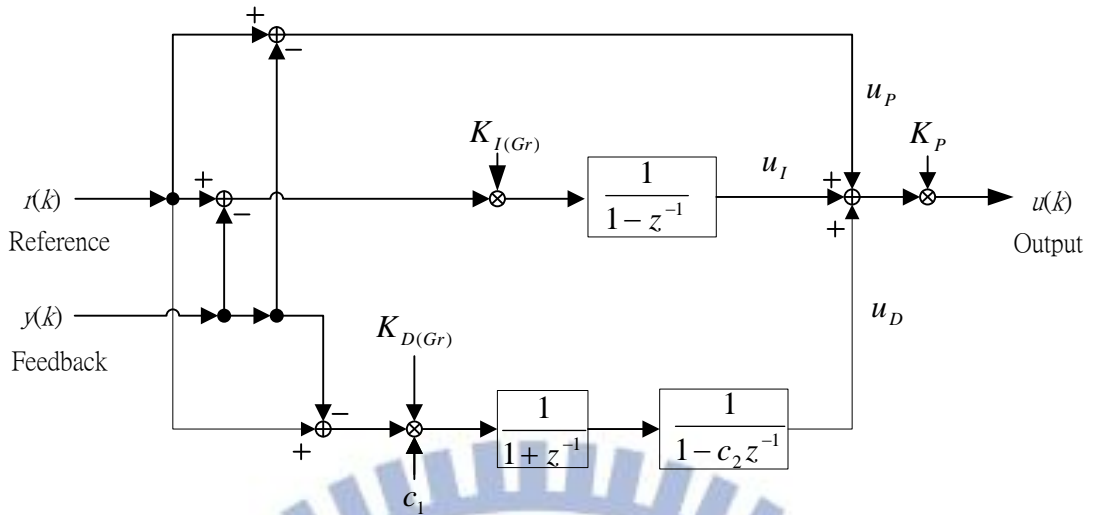


圖 63. 德儀數位馬達控制模式：簡化 Grando (z-Domain)

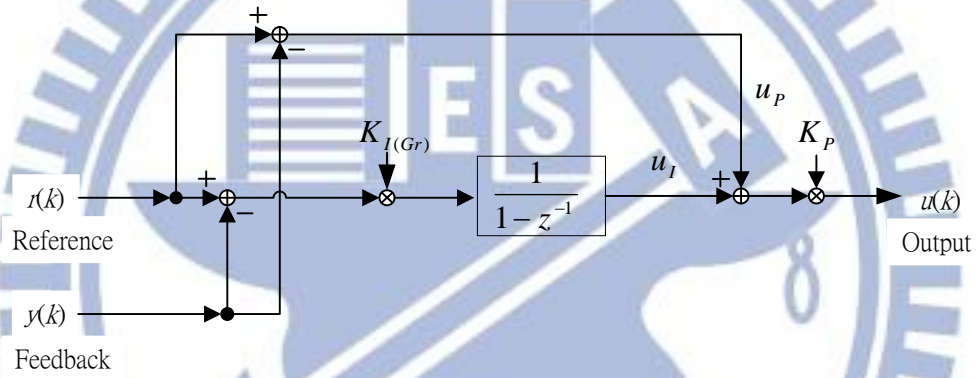


圖 64. 德儀數位馬達控制模式：簡化 Grando (z-Domain)

簡化 Grando (s-Domain)如下圖：

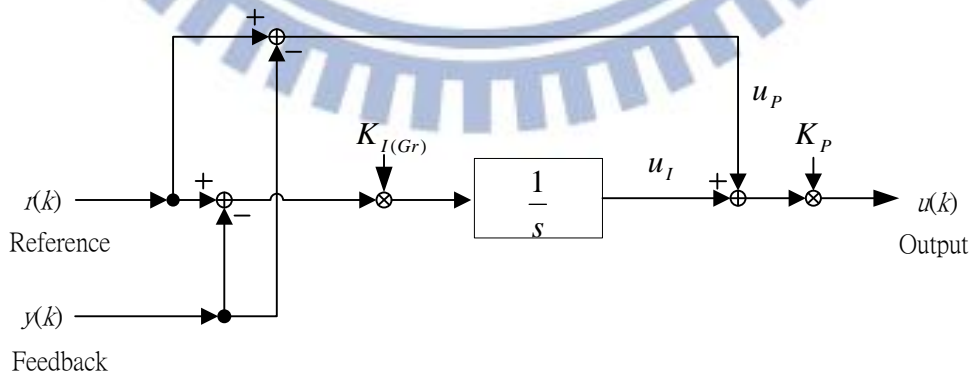


圖 65. 德儀數位馬達控制模式：簡化 Grando (s-Domain)

上圖的 Laplace 轉移函數為：

$$G_c(s) = K_p + \frac{K_p K_{I(Gr)}}{s} \quad (67)$$

上圖的 z-轉移函數為:

$$G_c(z) = K_p + \frac{K_p K_{I(Gr)} T_s}{1 - z^{-1}} \quad (68)$$

7.3 數學模型模擬與 Grando 比較

本章用 MATLAB 模擬與德州儀器 Grando 演算法比較。在 $K = 0.0001 \sim 10000$ 及 $a = 0.0001 \sim 10000$ 選出最佳調機參數。注意：在用 MATLAB 模擬時，Sampling Frequency 要與德州儀器 Sampling Frequency (1.0E-4 sec) 一樣。

MATLAB 模型:

$$G_c(s) = \frac{K(s+a)^2}{s} \Rightarrow G_c(s) = Ks + 2Ka + \frac{a^2}{s} \quad (69)$$

Grando 模型:

$$v_c(k) = K_p [u_d(k) + u_p(k) + u_i(k)] \quad (70)$$

其中:

微分項:

$$u_d(k) = K_d [c_2 u_i(k-1) + c_1 e(k) - c_1 e(k-1)]$$

$$e(k) = K_m r(k) - y(k)$$

$$K_m = 1$$

$r(k)$: 輸入參考訊號(速度、電壓、電流)

$y(k)$: 輸出訊號(速度、電壓、電流)

(71)

比例項:

$$u_p(k) = K_r [r(k) - y(k)]$$

$$K_r = 1 \tag{72}$$

積分項:

$$u_i(k) = u_i(k-1) + w_1 K_i [r(k) - y(k)]$$
$$w_1 = 0 \text{ (當輸出 Disable)} \quad w_1 = 1 \text{ (Enable)} \tag{73}$$

因德州儀器將 $K_m = 1$ 、 $K_r = 1$ 、 $K_d = 0$ 、及 $w_1 = 1$ (Enable)。Grando 模式，簡化後可得:

$$v_c(k) = K_p [u_p(k) + u_i(k)]$$
$$v_c(k) = K_p u_p(k) + K_i f(u_i(k)) \tag{74}$$

展開後 MATLAB 模式相同。

7.4 找出符合條件的解

找出 Overshoot 振幅 = 1.1~1.2. Settling Time (時間為 $0.5 * T_{max}$)時，速度振幅 0.98~1.02 之所有 K_D ， K_p ， K_I 解。用 MATLAB，在 $K=0.00001\sim 100000$ ， $a = 0.00001\sim 100000$ ，找出符合限制的一些解。

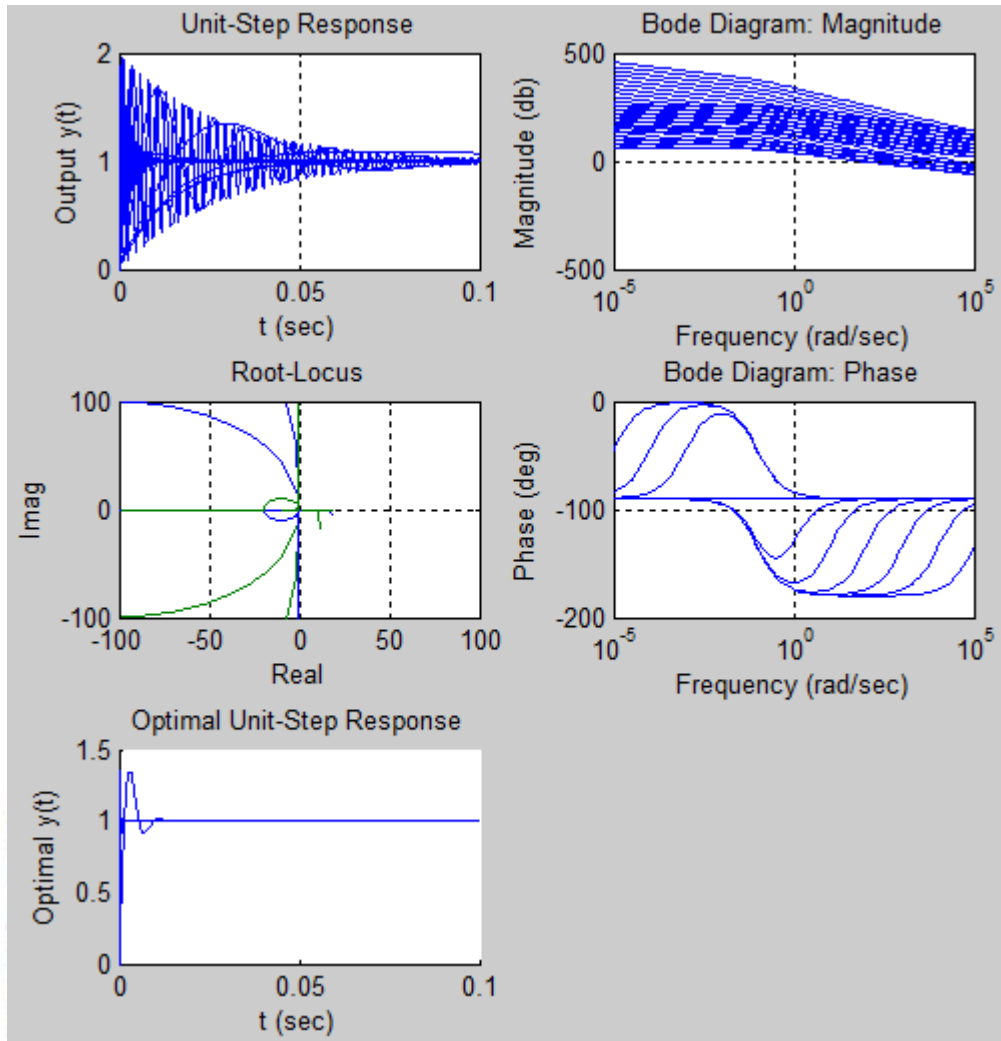


圖 66. 德儀馬達 MATLAB 模擬(在 $K = 0.0001 \sim 10000$ 及 $a = 0.0001 \sim 10000$)

上圖 Optimal Unit-Step Response 可找出一組德儀馬達最適 PID 參數。

由上述解，再次縮小範圍。在

$K = [1.E-4 \ 2.E-4 \ 3.E-4 \ 4.E-4 \ 5.E-4 \ 6.E-4 \ 7.E-4 \ 8.E-4 \ 9.E-4 \ 1.E-3];$

$a = [1.E+3 \ 2.E+3 \ 3.E+3 \ 4.E+3 \ 5.E+3 \ 6.E+3 \ 7.E+3 \ 8.E+3 \ 9.E+3 \ 1.E+4]$

再次尋找適合 Optimal Candidates。再由 Optimal Candidates 中，找出一組 Medium Optimal 解。

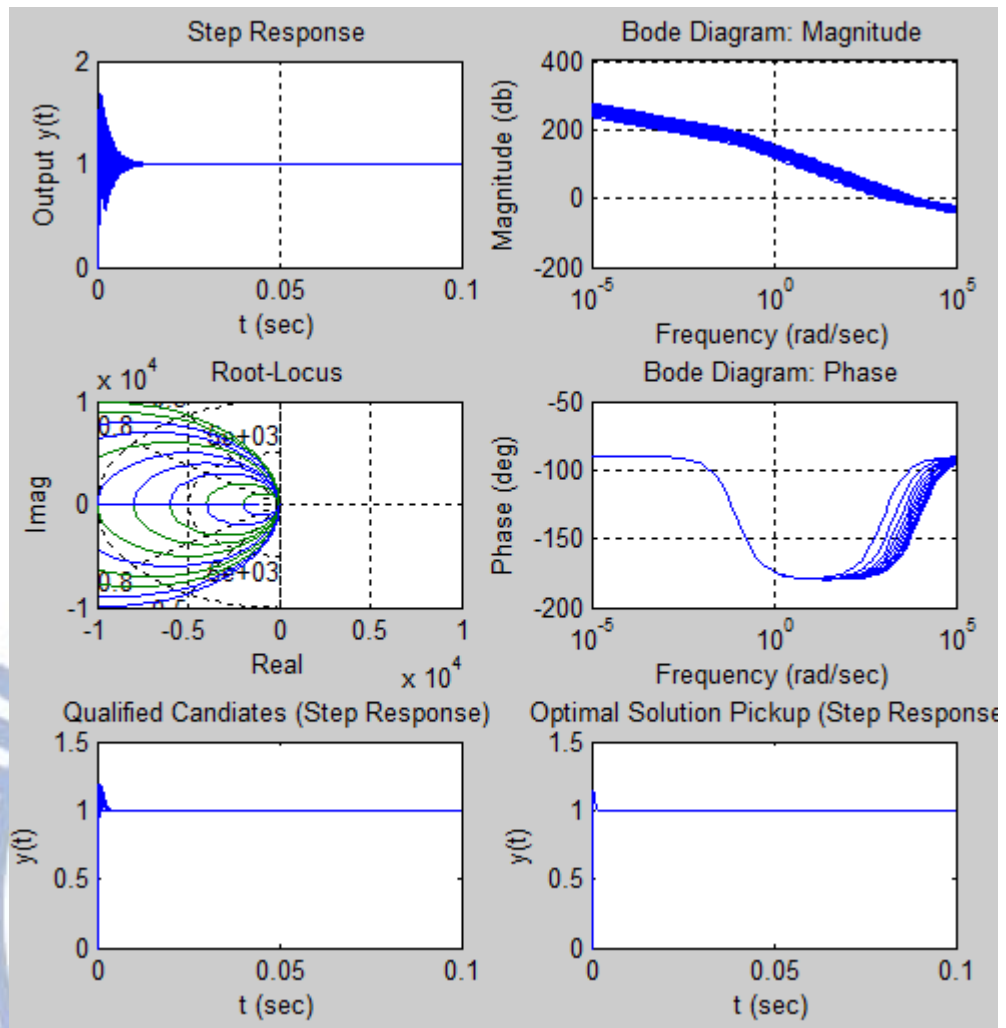


圖 67. 德儀馬達 MATLAB 最適解($K = 0.0001 \sim 0.001$ 及 $a = 1000 \sim 10000$)

7.5 德儀馬達 MATLAB 最適解

找出 Overshoot 振幅 = 1.1~1.2, Settling Time (時間為 $0.5 * T_{max}$)時, 速度振幅 0.98~1.02 之最適解為:

$K_D = 1.E-3$, $K_P = 2.E+01$, $K_I = 1.0E+05$ 解。

以 MATLAB 畫出最適解。

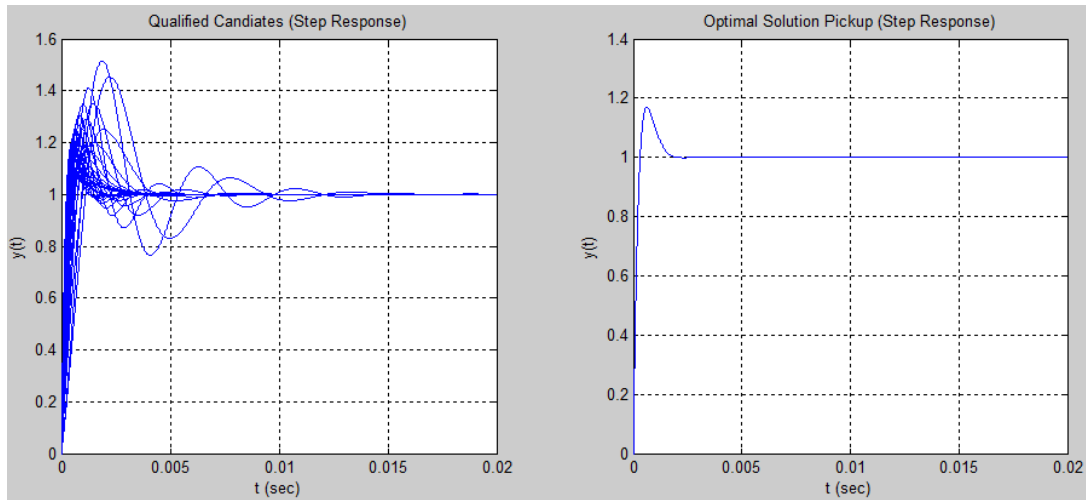


圖 68. 德儀馬達 MATLAB 最適解 ($K=1.0e-03$, $a=2.0e+03$)

7.6 德儀驗證: InstaSPIN-BLDC

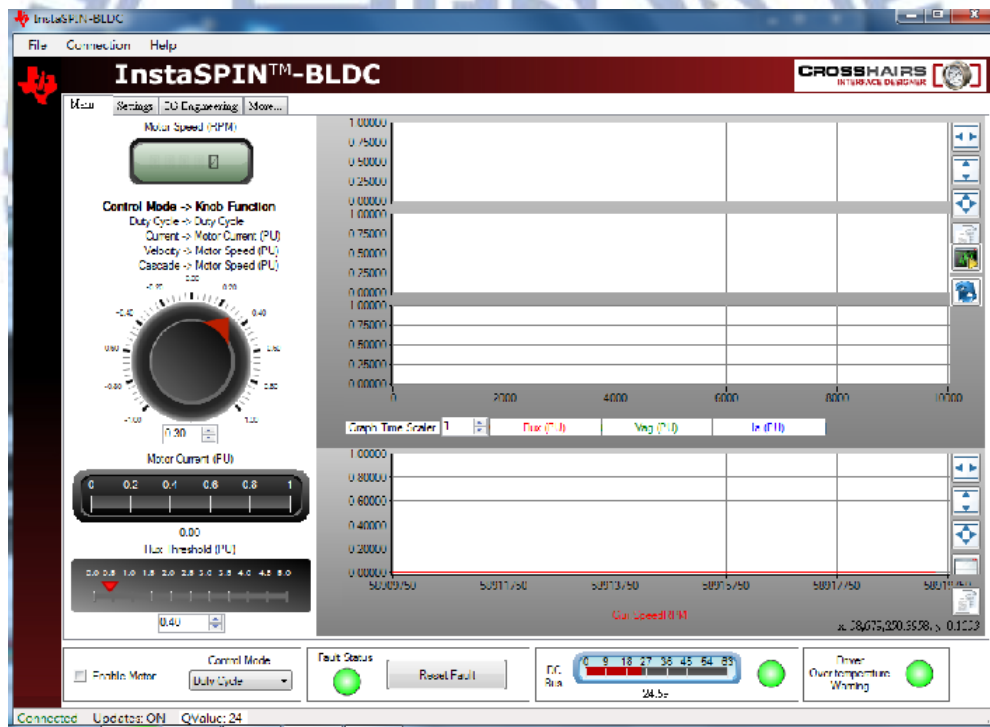


圖 69. 德儀 BLDC/GUI 使用者界面: Main

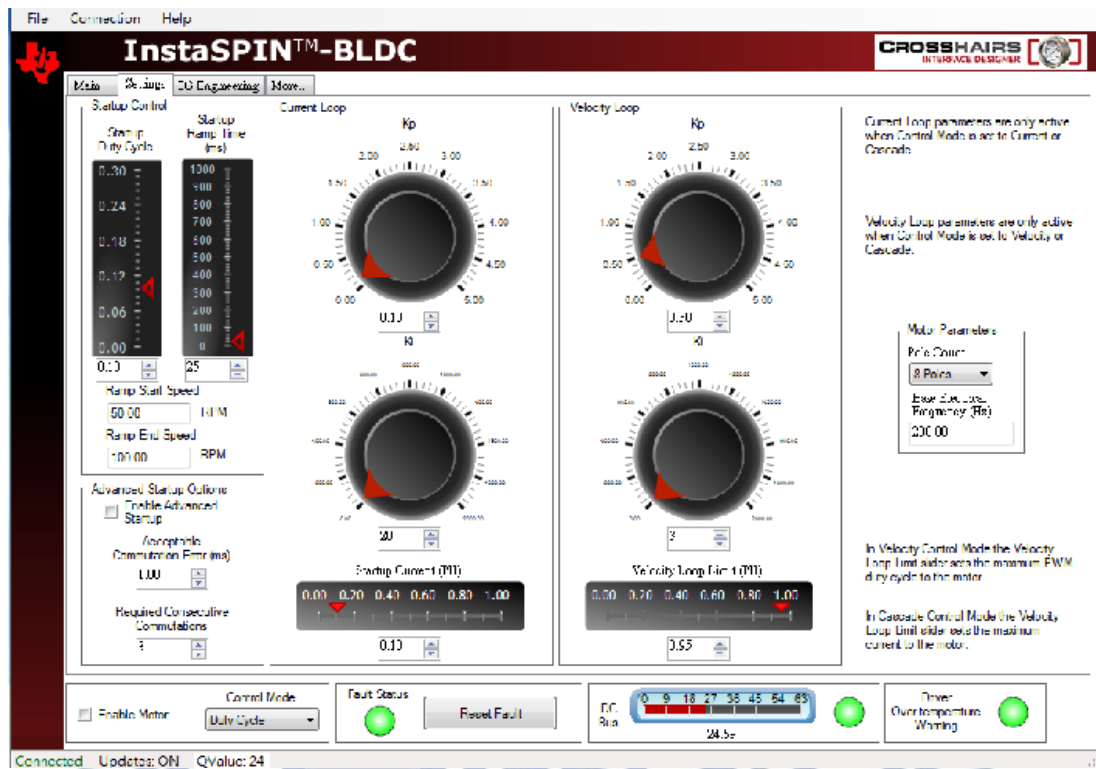


圖 70. 德儀 BLDC/GUI 使用者界面: Settings

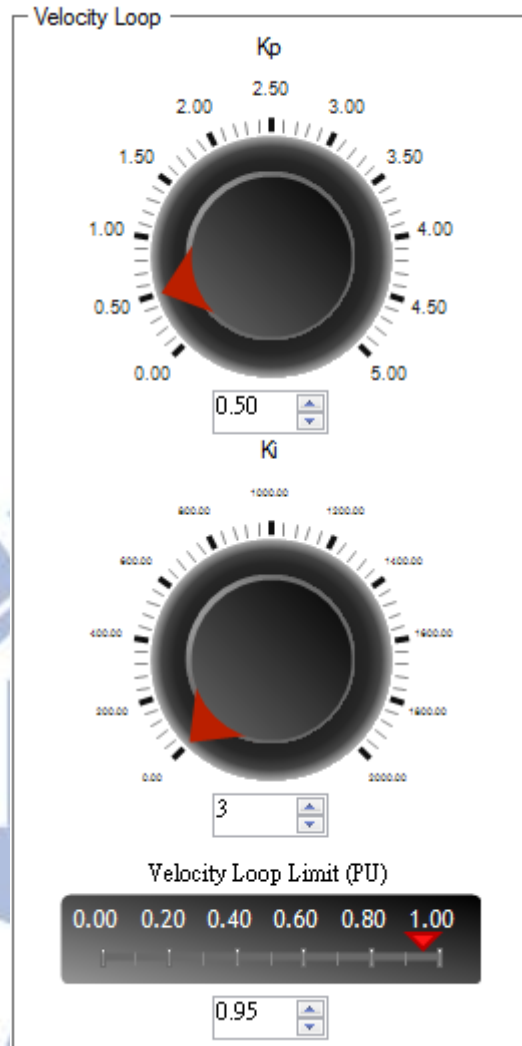


圖 71. 德儀 BLDC/GUI 使用者界面: Kp, Ki, 及速度控制

Optimal Kd=1.000000e-03, Kp=6.000000e+00, Ki=9.000000e+03

以上結果是在 s-domain 上，必需轉為 Grando 的 z-domain.

由 s-domain 轉成 z-domain 時:

Kp 與 sampling frequency 無關，Kp = 6.0。

由式(26) 因此積分器(Integrator)的 z-transform:

$$T_s \frac{1}{(1 - z^{-1})}$$

Ki 與 sampling frequency 有關，在圖 64 及圖 65，z-轉移函數為:

$$\Rightarrow K_{I(Gr)} = K_I / K_P \cdot T_s$$

$$\Rightarrow K_{I(Gr)} = 90000 / 6.0 \cdot 10^{-4}$$

$$\Rightarrow K_{I(Gr)} = 0.9 / 6.0$$

$$\Rightarrow K_{I(Gr)} = 0.15$$

在 Grando 中， $K_d = 0$ 。真實的值為：

$$GrandK_d = K_d / (K_p T_s)$$

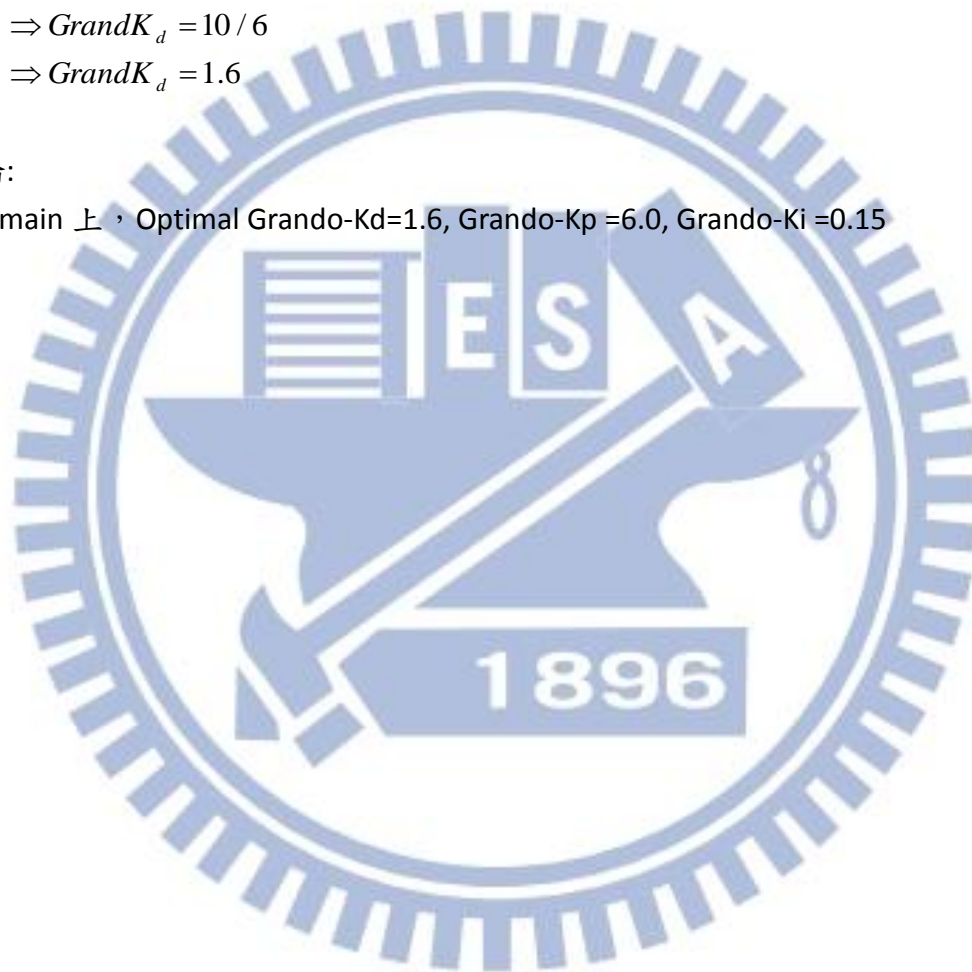
$$\Rightarrow GrandK_d = 1.0E - 3 / (6.0 \cdot 10^{-4})$$

$$\Rightarrow GrandK_d = 10 / 6$$

$$\Rightarrow GrandK_d = 1.6$$

結論：

z-domain 上，Optimal Grando-Kd=1.6, Grando-Kp =6.0, Grando-Ki =0.15



八、結論

國內廠商礙於高功率伺服馬達及驅動器技術自給率不足，因此多向國外廠商進口，製造成本也因而提高，國內廠商目前多有意願發展該技術，若能成功發展射出成型機的伺服馬達與驅動器技術，短期目標應能搶下國內塑膠射出機設備組件的部分市場，此外，由於伺服馬達與驅動器技術的應用並非僅限於全電式射出機，在自動化的趨勢及省能源、高精度的要求下，機械設備／產品改採交流可變速馬達／驅動器的態勢已漸明顯，其下游關聯產業極為廣泛，根據工研院估計，交流可變速馬達／驅動器其產業關聯產值高達二仟億元以上。因此，而就長期目標而言，由於未來市場產值逐漸擴大，應能持續增加伺服馬達及驅動器的銷售額，進而成為拓展事業之最大利基。射出機之技術包括：主控端/控制器、從動端/驅動器(如變頻器)、致動器(如馬達)、感測器(如解角器)、及傳動機構等。

本文在進行專案管理時，運用規劃、排程、執行、控制等活動，並透過協調各種資源，在有效率的運用各種方式下，完成專案的目標與需求。首先，在取得大同公司專案研發資源投入後，為了控制專案成本支出，透過大同公司中央研究所長官，推薦數名具電機專業相關背景的內部員工，並單獨進行談話，除確認專業能力之外，亦導入工作願景管理，讓可能參與專案執行的員工了解伺服馬達開發對大同公司的重要性，以及當技術發完成後，專案參與成員在組織內部將具有不可取代性，藉以提升專案參與成員的動機，及強化成員將來執行專案的效力性。最後，挑選出參與專案的成員再進行一次集體面談，旨在讓參與成員清楚瞭解技術開發的分工與責任範圍，並定時進行團體教育課程，成員熟悉領域指派為教育課程講師，藉由相互的專長教學，增進研發效率，期望專案執行能順利將技術開發完畢。

而在專案管理上所遭遇的不確定性和風險性，由於伺服馬達技術的開發具相當難度，成功與否已具不確定性，大同公司在資本與人力投入有限的情況下，也替專案的成敗帶來偌大的風險。惟此部分於先前任職於其他公司時已累積相當多有關伺服馬達開發相關經驗，且同時擔任工研院講師，除內部成員交流學習外，亦可向外收集相關建言，作為執行專案的正向回饋，進而降低不確定性與技術開發風險。

目前專案執行已進行半年，透過本文上述的管理策略和執行進度管控，成員分工和執行力已逐步展現，目前已有部分技術突破，透過本次主導伺服馬達技術開發專案的經驗累積，已逐漸瞭解主導專案所需考量的相關層面，以及執行團隊的訓練與執行成效管控，在往後幾年陸續累積對執行本專案的經驗後，將來在有其他相關計畫的提案和管理上，將可擷取相關經驗成功執行每個專案，甚至是進行創業。

最後，在技術層面上，由於技術射出機產業用於手機、汽車、及電視機。它的關鍵

技術在伺服馬達的控制系統。伺服馬達是自動化產業是台灣未來產業之一。用於工業機械人、半導體自動化、及醫學產業。

整個射出機整個系統十分複雜，售價也很昂貴(射出機國外售價約 1,000~2,000 萬，國內售價 100~200 萬)，研發時間約 4~5 年。整個射出機控制器成本約 3~4 萬(國外售價約 20 萬)。

伺服馬達約為 1~2 年。借由大同馬達及行銷通路，馬達的控制系統成本約 1~2 萬，取代外國高價位伺服馬達的控制系統(10~20 萬)是可行的。

由於時間領域有無窮多解，在時間領域中最適解是不實際的(是不可能的)。本文提初 MATLAB 及數學模式來做馬達系統模擬，將大同馬達的最適化 PID (K_p 、 K_I 、及 K_D) 參數求出。德州儀器 BLY172S-24V-4000 的 PID 最適解為 $K=2$, $a=100$ 。換算成 s-Domain 的 PID 系統的最佳調機參數為， $K_p=6$, $K_D=1E-3$, $K_I=9000$ 。這些 s-Domain 參數必需改為 z-Domain 的參數。

德州儀器的 Grando-PID，參數 K_p 與時間無關，可將 MATLAB 結果直接代入。

$$K_{I(Gr)} = K_I / K_p \cdot T_s = 9000 / 6 \cdot 10^{-4} = 0.9 / 6.0 = 0.15。$$

目前本文已成功將數學模式建、模擬、最適化參數求取、及韌體演算法運用於低功率馬達。

再下來研發項目：

1. 高速 EtherCAT 研發。
2. 高功率馬達設計硬體系。

參 考 文 獻

1. J. Ackermann and W. Sienel, "Robust yaw damping of cars with front and rear wheel steering," *Control Systems Technology, IEEE Transactions on*, vol. 1, pp. 15-20, 1993.
2. G. Alici and R. W. Daniel, "Robotic drilling under force control: execution of a task," in *Intelligent Robots and Systems '94. 'Advanced Robotic Systems and the Real World', IROS '94. Proceedings of the IEEE/RSJ/GI International Conference on*, 1994, pp. 1618-1625 vol.3.
3. A. Arenas, L. Victoria, F. J. Abellan, and J. A. Ibanez, "Angular velocity control for a windmill radiometer," *Education, IEEE Transactions on*, vol. 42, pp. 147-152, 1999.
4. R. Arghandeh, M. Pipattanasomporn, and S. Rahman, "Flywheel energy storage systems for ride-through applications in a facility microgrid," *Smart Grid, IEEE Transactions on*, vol. 3, pp. 1955-1962, 2012.
5. C. Attaianese, A. Damiano, G. Gatto, I. Marongiu, and A. Perfetto, "Induction motor drive parameters identification," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 13, pp. 1112-1122, 1998.
6. J. O. Attia, *PSPICE and MATLAB for electronics an integrated approach*, 2nd ed. Boca Raton: CRC Press, 2010.
7. M. B. Barron and W. F. Powers, "The role of electronic controls for future automotive mechatronic systems," *Mechatronics, IEEE/ASME Transactions on*, vol. 1, pp. 80-88, 1996.
8. T. Brehm and K. S. Rattan, "Hybrid fuzzy logic PID controller," in *Fuzzy Systems, 1994. IEEE World Congress on Computational Intelligence., Proceedings of the Third IEEE Conference on*, 1994, pp. 1682-1687 vol.3.
9. W. A. Cannon, *How to cast small metal and rubber parts*: McGraw Hill, 1986.
10. M. Castilla, J. Miret, J. Matas, L. Garcia de Vicuna, and J. M. Guerrero, "Control Design Guidelines for Single-Phase Grid-Connected Photovoltaic Inverters With Damped Resonant Harmonic Compensators," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 56, pp. 4492-4501, 2009.
11. A. Cavalcanti, "Assembly automation with evolutionary nanorobots and sensor-based control applied to nanomedicine," *Nanotechnology, IEEE Transactions on*, vol. 2, pp. 82-87, 2003.
12. C.-C. Chang and W.-H. Tsai, "Vision-based tracking and interpretation of human leg movement for virtual reality applications," *Circuits and Systems for Video Technology, IEEE Transactions on*, vol. 11, pp. 9-24, 2001.

13. Y.-Y. Chen and C.-C. Yen, "PD-type vs. PID-type fuzzy controllers," in *TENCON '92. 'Technology Enabling Tomorrow : Computers, Communications and Automation towards the 21st Century.'* 1992 IEEE Region 10 International Conference., 1992, pp. 341-345 vol.1.
14. S. J. Chiang, S. Hsin-Jang, and C. Ming-Chieh, "Modeling and Control of PV Charger System With SEPIC Converter," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 56, pp. 4344-4353, 2009.
15. J. Chiasson, "Dynamic feedback linearization of the induction motor," *Automatic Control, IEEE Transactions on*, vol. 38, pp. 1588-1594, 1993.
16. J. C. Clegg, "A nonlinear integrator for servomechanisms," *American Institute of Electrical Engineers, Part II: Applications and Industry, Transactions of the*, vol. 77, pp. 41-42, 1958.
17. R. S. Colby and D. W. Novotny, "An efficiency-optimizing permanent-magnet synchronous motor drive," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 24, pp. 462-469, 1988.
18. E. J. Davison, "A method for simplifying linear dynamic systems," *Automatic Control, IEEE Transactions on*, vol. 11, pp. 93-101, 1966.
19. M. P. Dinca, M. Gheorghe, and P. Galvin, "Design of a PID controller for a PCR micro reactor," *Education, IEEE Transactions on*, vol. 52, pp. 116-125, 2009.
20. R. C. Dorf and R. H. Bishop, *Modern Control Systems*. New Jersey, USA: Pearson Education, 2011.
21. J. Doyle and G. Stein, "Robustness with observers," *Automatic Control, IEEE Transactions on*, vol. 24, pp. 607-611, 1979.
22. J. Doyle and G. Stein, "Multivariable feedback design: Concepts for a classical/modern synthesis," *Automatic Control, IEEE Transactions on*, vol. 26, pp. 4-16, 1981.
23. J. C. Doyle, "Guaranteed margins for LQG regulators," *Automatic Control, IEEE Transactions on*, vol. 23, pp. 756-757, 1978.
24. O. I. Elgerd and W. C. Stephens, "Effect of closed-loop transfer function pole and zero locations on the transient response of linear control systems," *American Institute of Electrical Engineers, Part II: Applications and Industry, Transactions of the*, vol. 78, pp. 121-128, 1959.
25. A. Emami-Naeini, "The shapes of Nyquist plots Lecture Notes.," *Control Systems, IEEE*, vol. 29, pp. 102-115, 2009.
26. G. W. Evans, "Bringing root locus to the classroom," *Control Systems, IEEE*, vol. 24, pp. 74-81, 2004.
27. J. T. Feddema and O. R. Mitchell, "Vision-guided servoing with feature-based trajectory generation for robots.," *Robotics and Automation, IEEE Transactions*

- on, vol. 5, pp. 691-700, 1989.
28. D. M. Flickinger and M. A. Minor, "Remote low frequency state feedback kinematic motion control for mobile robot trajectory tracking," in *Robotics and Automation, 2007 IEEE International Conference on*, 2007, pp. 3502-3507.
 29. L. Fortuna and G. Muscato, "A roll stabilization system for a monohull ship: modeling, identification, and adaptive control," *Control Systems Technology, IEEE Transactions on*, vol. 4, pp. 18-28, 1996.
 30. G. F. Franklin, J. D. Powell, and A. Emami-Naeini, *Feedback control of dynamic systems*. New Jersey, USA: Pearson Education, 2009.
 31. G. F. Franklin, J. D. Powell, and A. Emami-Naeini, *Feedback control of dynamic systems*. New Jersey, USA: Prentice Hall, 2010.
 32. J. S. Freudenberg and D. Looze, "Right half plane poles and zeros and design tradeoffs in feedback systems," *Automatic Control, IEEE Transactions on*, vol. 30, pp. 555-565, 1985.
 33. F. Golnaraghi and B. C. Guo, *Automatic control systems*. NY, USA: John Wiley & Sons, 2010.
 34. H. Havlicsek and A. Alleyne, "Nonlinear control of an electrohydraulic injection molding machine via iterative adaptive learning," *Mechatronics, IEEE/ASME Transactions on*, vol. 4, pp. 312-323, 1999.
 35. M.-T. Ho, A. Datta, and S. P. Bhattacharyya, "An elementary derivation of the Routh-Hurwitz criterion," in *Decision and Control, 1996., Proceedings of the 35th IEEE Conference on*, 1996, pp. 3595-3597 vol.4.
 36. P. Hoppenot and E. Colle, "Localization and control of a rehabilitation mobile robot by close human-machine cooperation," *Neural Systems and Rehabilitation Engineering, IEEE Transactions on*, vol. 9, pp. 181-190, 2001.
 37. S.-J. Huang and R.-J. Lian, "A hybrid fuzzy logic and neural network algorithm for robot motion control," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 44, pp. 408-417, 1997.
 38. A. Hughes, *Electric motors and drives: fundamentals, types, and application*, Third Edition ed. Oxford, GB: Newnes, 2008.
 39. G. James, *Advanced modern engineering mathematics*. Harlow, England: Pearson Education Limited, 2011.
 40. M. Jones, S. N. Vukosavic, E. Levi, and A. Iqbal, "A novel six-phase series-connected two-motor drive with decoupled dynamic control," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 41, pp. 1056-1066, 2005.
 41. D. P. Joseph and T. J. Tou, "On linear control theory," *American Institute of Electrical Engineers, Part II: Applications and Industry, Transactions of the*, vol. 80, pp. 193-196, 1961.

42. N. Kakimoto, S. Takayama, H. Satoh, and K. Nakamura, "Power modulation of photovoltaic generator for frequency control of power system," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 24, pp. 943-949, 2009.
43. H. Kazerooni, T. I. Tsay, and K. Hollerbach, "A controller design framework for telerobotic systems," *Control Systems Technology, IEEE Transactions on*, vol. 1, pp. 50-62, 1993.
44. KEB, *Combivert*. Germany: Karl E. Brinkmann GmbH, 2004.
45. N. Kyura and H. Oho, "Mechatronics-an industrial perspective," *Mechatronics, IEEE/ASME Transactions on*, vol. 1, pp. 10-15, 1996.
46. N. Q. Le, J. U. Cho, and J. W. Jeon, "Application of velocity profile generation and closed-loop control in step motor control system," in *SICE-ICASE, 2006. International Joint Conference, 2006*, pp. 3593-3598.
47. C. C. Lee, "Fuzzy logic in control systems: fuzzy logic controller. I," *Systems, Man and Cybernetics, IEEE Transactions on*, vol. 20, pp. 404-418, 1990.
48. C. C. Lee, "Fuzzy logic in control systems: fuzzy logic controller. II," *Systems, Man and Cybernetics, IEEE Transactions on*, vol. 20, pp. 419-435, 1990.
49. J.-J. Lee, B.-K. Song, S.-I. Kim, and J.-P. Hong, "A method to estimate hysteresis torque using core loss," in *Electromagnetic Field Computation (CEFC), 2010 14th Biennial IEEE Conference on*, 2010, pp. 1-1.
50. J.-U. Lee, C.-H. Choi, S.-H. Song, S.-K. Sul, and D.-S. Hyun, "On-line compensation of friction loss for continuous strip processing line," in *Industry Applications Conference, 2000. Conference Record of the 2000 IEEE*, 2000, pp. 2662-2667 vol.4.
51. S.-C. Lin and C.-C. Tsai, "Development of a self-balancing human transportation vehicle for the teaching of feedback control," *Education, IEEE Transactions on*, vol. 52, pp. 157-168, 2009.
52. X. Lu, P. Wang, B. Gao, and H. Chen, "Model Predictive Control of AMT clutch during start-up process," in *Control and Decision Conference (CCDC), 2011 Chinese*, 2011, pp. 3204-3209.
53. D. G. Luenberger, "Observing the state of a linear system," *Military Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 8, pp. 74-80, 1964.
54. R. Marino, S. Peresada, and P. Valigi, "Adaptive input-output linearizing control of induction motors," *Automatic Control, IEEE Transactions on*, vol. 38, pp. 208-221, 1993.
55. M. S. Markow, Y. Yang, A. J. Welch, H. G. Rylander, III, and W. S. Weinberg, "An automated laser system for eye surgery," *Engineering in Medicine and Biology Magazine, IEEE*, vol. 8, pp. 24-29, 1989.
56. M. A. S. Masoum, H. Dehbonei, and E. F. Fuchs, "Theoretical and experimental

- analyses of photovoltaic systems with voltage and current-based maximum power-point tracking," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 17, pp. 514-522, 2002.
57. MathWork. *Simulate an AC Motor Drive*. Available: <http://www.mathworks.com/help/physmod/powersys/ug/simulating-an-ac-motor-drive.html>
 58. R. Miller and M. R. Miller, *Industrial electricity and motors controls*. New York, USA: McGraw Hill, 2008.
 59. P. S. V. Nataraj and M. D. Patil, "Nonlinear control of a magnetic levitation system using quantitative feedback theory (QFT)," in *Reliability, Safety and Hazard (ICRESH), 2010 2nd International Conference on*, 2010, pp. 542-547.
 60. S. Negahdaripour, L. Jin, X. Xu, C. Tsukamoto, and J. Yuh, "A real-time vision-based 3D motion estimation system for positioning and trajectory following," in *Applications of Computer Vision, 1996. WACV '96., Proceedings 3rd IEEE Workshop on*, 1996, pp. 264-269.
 61. K. Ogata, *MATLAB for control engineers*. New Jersey, USA: Printice Hall, 2007.
 62. K. Ogata, *Modern control engineering*. New Jersey, USA: Printice Hall, 2010.
 63. Y. Ohba, M. Sazawa, K. Ohishi, T. Asai, K. Majima, Y. Yoshizawa, *et al.*, "Sensorless force control for injection molding machine using reaction torque observer considering torsion phenomenon," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 56, pp. 2955-2960, 2009.
 64. T. Olsson, A. Robertsson, and R. Johansson, "Flexible force control for accurate low-cost robot drilling," in *Robotics and Automation, 2007 IEEE International Conference on*, 2007, pp. 4770-4775.
 65. D. H. Owens, "Computation and characterisation of the zeros of linear multivariable systems," *Electrical Engineers, Proceedings of the Institution of*, vol. 126, pp. 1335-1337, 1979.
 66. P. Parks, "Liapunov redesign of model reference adaptive control systems," *Automatic Control, IEEE Transactions on*, vol. 11, pp. 362-367, 1966.
 67. C. L. Phillips, "Analytical Bode design of controllers," *Education, IEEE Transactions on*, vol. 28, pp. 43-44, 1985.
 68. C. L. Phillips and J. M. Parr, *Feedback control systems*. New Jersey, USA: Prentice Hall, 2011.
 69. P. Saeedi, P. D. Lawrence, and D. G. Lowe, "Vision-based 3-D trajectory tracking for unknown environments," *Robotics, IEEE Transactions on*, vol. 22, pp. 119-136, 2006.
 70. M. Safonov and G. Wyetzner, "Computer-aided stability analysis renders Popov criterion obsolete," *Automatic Control, IEEE Transactions on*, vol. 32, pp.

- 1128-1131, 1987.
71. J. Schlurmann and D. Schroder, "Compensation of dynamic torques and flywheel start in a CVT based hybrid Powertrain," in *Computer Aided Control System Design, 2006 IEEE International Conference on Control Applications, 2006 IEEE International Symposium on Intelligent Control, 2006 IEEE*, 2006, pp. 2456-2461.
 72. E. Schmitz, "Robotic arm control," PhDEE, Electrical Engineering, Stanford University, Stanford, CA, 1985.
 73. C.-L. Shih and W. A. Gruver, "Control of a biped robot in the double-support phase," *Systems, Man and Cybernetics, IEEE Transactions on*, vol. 22, pp. 729-735, 1992.
 74. S. N. Singh and T. C. Bossart, "Exact feedback linearization and control of space station using CMG," *Automatic Control, IEEE Transactions on*, vol. 38, pp. 184-187, 1993.
 75. V. A. Skormin, J. Apone, and J. J. Dunphy, "On-line diagnostics of a self-contained flight actuator," *Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on*, vol. 30, pp. 186-196, 1994.
 76. G. Stein and M. Athans, "The LQG/LTR procedure for multivariable feedback control design," *Automatic Control, IEEE Transactions on*, vol. 32, pp. 105-114, 1987.
 77. N. Sugita, F. Genma, Y. Nakajima, and M. Mitsuishi, "Toolpath optimization for a milling robot of minimally invasive orthopedic surgery," in *Robotics and Automation, 2007 IEEE International Conference on*, 2007, pp. 2273-2278.
 78. N. Sugita, T. Nakano, T. Kato, Y. Nakajima, and M. Mitsuishi, "Tool path generator for bone machining in minimally invasive orthopedic surgery," *Mechatronics, IEEE/ASME Transactions on*, vol. 15, pp. 471-479, 2010.
 79. K. S. Tang, K. F. Man, G. Chen, and S. Kwong, "An optimal fuzzy PID controller," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 48, pp. 757-765, 2001.
 80. A. Tewari. (2011). *Automatic control of atmospheric and space flight vehicles design and analysis with MATLAB® and Simulink®*. Available: <http://dx.doi.org/10.1007/978-0-8176-4864-0>
 81. P. Vas, *Vector control of AC machines*. Oxford, England: Clarendon Press, 1990.
 82. R. Volpe, T. Litwin, and L. Matthies, "Mobile robot localization by remote viewing of a colored cylinder," in *Intelligent Robots and Systems 95. 'Human Robot Interaction and Cooperative Robots', Proceedings. 1995 IEEE/RSJ International Conference on*, 1995, pp. 257-263 vol.1.
 83. W. Wakeland, "Bode compensator design," *Automatic Control, IEEE Transactions on*, vol. 21, pp. 771-773, 1976.
 84. L. X. Wang, "Stable adaptive fuzzy control of nonlinear systems," *Fuzzy Systems*,

- IEEE Transactions on*, vol. 1, pp. 146-155, 1993.
85. G. M. Wanzeller, R. N. C. Alves, J. V. da Fonseca Neto, and W. A. S. Fonseca, "Current control loop for tracking of maximum power point supplied for photovoltaic array," *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, vol. 53, pp. 1304-1310, 2004.
 86. M. L. Workman, "Adaptive proximate time-optimal servomechanisms," PhD, Stanford University, Stanford, CA, 1987.
 87. M. L. Workman, R. L. Kosut, and G. F. Franklin, "Adaptive proximate time-optimal servomechanisms: Continuous time case," in *American Control Conference*, 1987, pp. 589-594.
 88. D. Xue, Y. Chen, and D. P. Atherton, *Linear feedback control analysis and design with MATLAB*. Philadelphia, Pa.: Society for Industrial and Applied Mathematics (SIAM, 3600 Market Street, Floor 6, Philadelphia, PA 19104), 2007.
 89. O. A. Yakimenko, *Engineering computations and modeling in MATLAB/Simulink*. Reston, Va.: American Institute of Aeronautics and Astronautics, 2011.
 90. J. Yan and S. E. Salcudean, "Teleoperation controller design using H-infinity-optimization with application to motion-scaling," *Control Systems Technology, IEEE Transactions on*, vol. 4, pp. 244-258, 1996.
 91. R. K. Yedavalli, "Robust control design for aerospace applications," *Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on*, vol. 25, pp. 314-324, 1989.
 92. K. S. Yeung and H. M. Lai, "A reformulation of the Nyquist criterion for discrete systems," *Education, IEEE Transactions on*, vol. 31, pp. 32-34, 1988.
 93. G. Zames, "On the input-output stability of time-varying nonlinear feedback systems--Part I: Conditions derived using concepts of loop gain, conicity, and positivity," *Automatic Control, IEEE Transactions on*, vol. 11, pp. 228-238, 1966.
 94. G. Zames, "On the input-output stability of time-varying nonlinear feedback systems--Part II: Conditions involving circles in the frequency plane and sector nonlinearities," *Automatic Control, IEEE Transactions on*, vol. 11, pp. 465-476, 1966.
 95. M. Zhang and H. H. T. Liu, "Vision-based tracking and estimation of ground moving target using unmanned aerial vehicle," in *American Control Conference (ACC), 2010*, 2010, pp. 6968-6973.
 96. R. Zhang, D. Boroyevich, V. H. Prasad, M. Hengchun, F. C. Lee, and S. Dubovsky, "A three-phase inverter with a neutral leg with space vector modulation," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1997. APEC '97 Conference Proceedings 1997., Twelfth Annual, 1997*, pp. 857-863 vol.2.
 97. L. Zhong, M. F. Rahman, W. Y. Hu, and K. W. Lim, "Analysis of direct torque control in permanent magnet synchronous motor drives," *Power Electronics*,

- IEEE Transactions on*, vol. 12, pp. 528-536, 1997.
98. X. Zhu, T. Izumi, and Y. Zhu, "Energy-optimal planning of a driving system with coulomb and viscous frictions," in *Mechatronics and Automation, Proceedings of the 2006 IEEE International Conference on*, 2006, pp. 623-628.
 99. 呂正華, "智慧自動化產業的機會與挑戰," 工控智慧關鍵技術論壇, CTIMES, 台北, 2013.
 100. 林財興及陳漢平, "EDA 於工業控制器 PCB 設計之應用," *機械月刊*, vol. 37:12, p. 13, 2011.
 101. 施慶隆及李文猶, *機電整合控制 - 多軸運動設計與應用*. 新北市: 全華, 2012.
 102. 張為政, "永磁馬達及控制模式," *電機月刊*, 2008.
 103. 張國明, "永磁式馬達驅動器於電子式重量訓練基之設計與製作 (The Design and Implementation of a Permanent Magnet Synchronous Motor Drive for Electronic Weight Training Machine)," 電機工程研究所, 逢甲大學, 2009.
 104. 陳航生, "內藏式永磁式馬達之特性分析及期電動機車之應用 (Characteristic Analysis of an IPM Synchronous Motor and Its Application to Electric Scooters)," 機械工程研究所, 國立成功大學, 2004.
 105. 曾俊仁, "模組化即時控制技術於射出成型機之應用 (Modulized Real-time Control Technology for Injection Molding Machines)," 機械工程研究所, 國立中山大學, 2000.
 106. 黃明賢, "國內塑膠射出機械發展現況與展望," *機械工業雜誌*, 4 1998.
 107. 蕭仁忠, "工業機器人的應用與機電整合," 工控智慧關鍵技術論壇, CTIMES, 台北, 2013.
 108. 簡志維, "多排齒輪減速器與二速自動變速器之運動靜力分析及動力分析的研究 (On the Kinetostatic Analysis of Dynamic Analysis of Multi-Layer Roller Drivers and a Two-Speed Automatic Transmission)," 機械工程研究所, 國立成功大學, 2002.
 109. 蘇裕新, "全數位化永磁同步馬達之直接轉矩控制驅動器研製," 電機工程研究所, 國立中央大學, 2006.

自傳

本人陳漢平，英文名 Peter H. Chen。祖先自明朝自福建漳州紹安縣，移居台灣桃園市虎頭山。1947 年，因戰亂移居宜蘭。父親為土木工程師、在公路局服務 45 年。1987 年與黃名慧，英文名 Irene M. Huang，在美國拉斯維加斯(Las Vegas)，家裡小孩為陳加昕 (Jessica J. Chen)、陳加祥 (Jason J. Chen)、陳加美 (Jasmine J. Chen)、及陳加霖 (Jonathan J. Chen)，小孩的名字內都有一個「加」，是紀念他們都是在美國加州(California)矽谷出生。

1957 年，出生在台灣宜蘭縣南澳鄉，血型為 A-型。喜歡房地產、閱讀、寫程式、智慧機器人。

1985 年，去美國加州南加大(University of Southern California)求學。主修醫學工程、電機、及半導體。

1987 年，到矽谷，服務於 IBM、Hitachi、TI/NSC。初創公司(Stanza、Teralogic、Cisco/Aurora、及 iTr) 。從事機器人、EDA、通訊、及移動式監控系統(Mobile Surveillance)。機器人曾獲 Hitachi 董事長獎。其中 EDA 的 Antenna Effect 及 Fast SPICE 拿過 7 次 Synopsys 最佳論文獎。Antenna Effect 已賣給 Synopsys，是目前半導體業 Sign-off 必要的工具之一。

與內人一用於起經營希臘餐廳、房地產、及加油站。1993 年歸化美籍(Naturalized America Citizen)、定居矽谷的薩拉加度(Saratoga)。

2004 年，因繼承關係，攜全家移民台灣新竹、歸化台灣籍 (Naturalized Taiwanese)。服務於智原、Mentor Graphics、及盟立。小孩就讀實驗中學、與內人一起經營地產投資及房套房建造及服務。開始閱讀經營及管理書籍，自創威旺矽統模組、與大同公司合作高壓伺服馬達及實時通訊。

在南加大，養成觀賞美式橄欖球(American Football)嗜好、是南加大、史丹福球、及舊金山 49 人隊球迷。在日本工作，養成觀賞錦鯉魚(Nikishi Koi)嗜好。在台灣新竹工作，對紅龍(Red Arowana)、鴛鴦(Mandarin Duck)、及綠頭鴨(Mallard)著迷。

運動方面，喜歡騎馬、觀賞原始巨木群 (John Miur Woods、Roaring Camp、鎮西堡、北得拉曼、司馬庫斯、太平山)。在交通大學，開始打高爾夫球及加入球隊。