

國立臺灣大學工學院機械工程研究所

碩士論文

Department of Mechanical Engineering

College of Engineering

National Taiwan University

Master Thesis

雙後輪轂馬達驅動之電動車運動與防滑控制

Anti-Slip and Motion Control of An Electric Vehicle

Driven by two Rear Wheel Motors



戴正

Cheng Tai

指導教授：陽毅平 博士

Advisor: Yee-Pien Yang, Ph.D.

中華民國 99 年 7 月

July, 2010

雙後輪轂馬達驅動之電動車運動 與防滑控制

戴正

國立台灣大學機械工程研究所

中文摘要

本論文提出對雙後輪驅動之電動轎車的電流分配控制與防滑控制策略。此電動轎車雙後輪各配置一個直接驅動型輪轂馬達，其性能參數可能因製造或老化有所不同，各輪接觸之路面狀況也不同，即各輪負載會隨時間改變，因而相同電流輸入各輪產生的力矩可能不同。

本研究的電流分配控制策略利用模型追隨控制，將駕駛者的電流命令轉換為速度命令，使雙後輪轂馬達直行時接收相同命令而轉速相同；在轉向時經計算將電流分配到雙後輪的模型追隨方塊，使後輪產生轉向所需的速率差。此外本文利用速度命令補償方式，確保駕駛者電流命令大於馬達輸入總電流。而防滑控制策略在於利用負載估測器，即時估算路面所能給予的最大推進力，若馬達輸出力矩大於估算值時，系統會降低輸入電流，使馬達輸出力矩降低，減輕車輛的打滑。

本研究經數學證明與 Matlab 上建模與模擬，在各種不同路面狀況下，控制系統均為穩定，且可確保駕駛者電流命令大於馬達總電流，且在路面摩擦力變小時有效降低馬達輸出力矩，減輕打滑的發生。

Anti-Slip and Motion Control of An Electric Vehicle Driven by two Rear Wheel Motors

Cheng Tai

Department of Mechanical Engineering
National Taiwan University

Abstract

This paper proposes a current distribution control and an anti-slip control for an electric vehicle driven by two rear wheel motors. Two wheel motors are installed inside the two rear wheels of an electric vehicle. The performance of motors may be different due to imperfect manufacturing or aging, and the road conditions may vary from time to time. Therefore, for the same current input may result in a different output torque on each wheel.

To guarantee the two wheel motors to receive the same speed-control command when driving forward, the driver's current command is transferred to the speed-control command in accordance with a model-following control(MFC). Also by appropriate current distribution of two MFCs, two rear wheel motors generate different speed for vehicle to make turn. A velocity command compensation is used to make sure that driver's current command is no less than the total current supply to motors. The key of anti-slip control scheme is also proposed. The maximum driving force is estimated and compared with the driving force produced by motors whose torque is identified by a load estimator. If motor torque is larger than the load torque, the control system will reduce the current command which causes motor to decelerate to prevent the vehicle from slipping, and reduce the slip of vehicle.

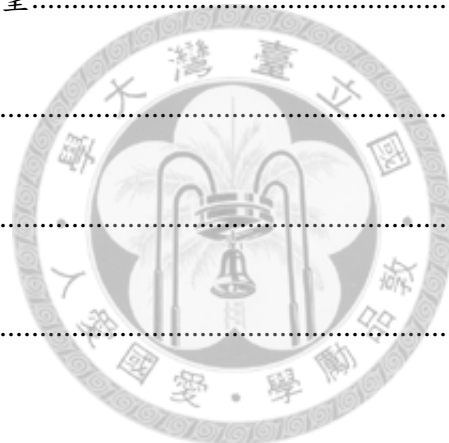
In this thesis, the control scheme is proved to be stable in all conditions. The model is constructed and simulated on Matlab. Simulation results show that the vehicle can be driven in such a safe condition that the current supplied to both wheels must be always less than the driver's current command, and the output torque of motor is adjusted to prevent the vehicle from slipping.

目錄

中文摘要.....	II
Abstract.....	III
目錄.....	IV
圖表目錄.....	VII
圖目錄.....	VII
表目錄.....	XIII
參數定義.....	XV
第一章 緒論.....	1
1-1 研究動機與目的.....	1
1-2 文獻回顧.....	4
1.馬達速度控制：.....	4
2.車輛防滑控制：.....	10
1-3 各章摘要.....	16
第二章 雙馬達直行電流分佈控制法則.....	17
2-1 主要控制方式及其目的.....	18
2-2 速度控制架構.....	20

2-3	電流限制方式及其影響.....	23
2-4	速度命令補償 (VCC).....	28
第三章 雙馬達轉向速度控制策略.....		32
3-1	轉向命令產生器.....	32
3-2	控制架構修改.....	39
3-2-1	MFC控制修改.....	39
3-2-2	VCC架構修改.....	41
3-3	VCC控制器轉移函數與其穩定性分析.....	43
3-3-1	無VCC速度命令補償之系統穩定性分析.....	44
3-3-2	有VCC速度命令補償之系統穩定性分析.....	48
3-4	控制器強健性分析.....	53
1.	電流分佈控制器對負載變化的強健性.....	53
2.	電流分佈控制器對參數變化的強健性.....	57
3-5	雙馬達電流分配VCC轉向模擬.....	60
第四章 電動車直行防滑策略.....		83
4-1	防滑電流控制理論與其目的.....	83
4-2	防滑電流控制(Anti-Slip Current Control)架構.....	86

4-3	防滑電流控制(ASC)模型與模擬.....	96
第五章	整車模型建立與路況模擬.....	108
5-1	模擬參數定義.....	108
5-2	整車模型建立.....	113
5-3	整車架構路況模擬.....	116
5-4	模擬結果討論.....	150
第六章	結論與未來展望.....	153
6-1	本文結論.....	153
6-2	未來展望.....	155
參考文獻	157



圖表目錄

圖目錄

圖 2-1	原電流型控制架構.....	17
圖 2-2	控制架構示意圖.....	18
圖 2-3	PI速度控制方塊.....	20
圖 2-4	電流型直行等速控制架構.....	21
圖 2-5	負載估測示意圖.....	21
圖 2-6	速度控制內電流直接限制.....	23
圖 2-7	以修正係數方式限制電流.....	26
圖 2-8	基本馬達動態方塊圖.....	28
圖 2-9	單馬達速度控制方塊圖.....	29
圖 2-10	速度命令補償器(VCC)方塊.....	30
圖 2-11	修正後速度命令補償器(VCC)方塊.....	30
圖 2-12	整體速度控制架構方塊圖.....	31
圖 3-1	自行車模型.....	32
圖 3-2	四輪車轉向模型.....	36
圖 3-3	轉向命令產生器作用方塊圖.....	38
圖 3-4	[17]中的MFC架構示意圖.....	40
圖 3-5	本文之MFC架構示意圖.....	40

圖 3-6	[17]中的VCC架構示意圖	41
圖 3-7	本文之VCC架構示意圖	42
圖 3-8	輸入電流與控制電流間轉移函數示意圖	43
圖 3-9	駕駛者輸入總電流與實際各馬達電流總和關係圖(無VCC補償).....	48
圖 3-10	駕駛者輸入總電流與實際各馬達電流總和關係圖(有VCC補償).....	52
圖 3-11	單輪MFC方塊.....	53
圖 3-12	雙馬達電流分配VCC轉向架構圖.....	60
圖 3-13	兩側定子單相繞組並聯結構示意圖[17]	61
圖 3-14	兩側定子單相繞組串聯結構示意圖[17]	61
圖 3-15	均分至兩馬達之駕駛者電流命令	63
圖 3-16	無VCC補償車輛直行電流分佈情形.....	64
圖 3-17	無VCC補償車輛直行駕駛者電流命令與馬達實際總電流之差值.....	65
圖 3-18	無VCC補償車輛直行各馬達MFC之輸出速度命令	65
圖 3-19	無VCC補償車輛直行各馬達實際輸出速度.....	66
圖 3-20	有VCC補償車輛直行電流分佈情形.....	68
圖 3-21	有VCC補償車輛直行駕駛者電流命令與馬達實際總電流之差值.....	68
圖 3-22	有VCC補償車輛直行各馬達MFC輸出速度命令	69
圖 3-23	有VCC補償車輛直行各馬達實際輸出速度.....	69
圖 3-24	無VCC補償車輛轉向電流分佈情形.....	71

圖 3-25	無VCC補償車輛轉向駕駛者電流命令與馬達實際總電流之差值.....	72
圖 3-26	無VCC補償車輛轉向各馬達MFC輸出速度命令	72
圖 3-27	無VCC補償車輛轉向各馬達實際輸出速度.....	73
圖 3-28	無VCC補償車輛轉向半徑.....	73
圖 3-29	有VCC補償車輛轉向電流分佈情形.....	75
圖 3-30	有VCC補償車輛轉向駕駛者電流命令與馬達實際總電流之差值.....	75
圖 3-31	有VCC補償車輛轉向各馬達MFC輸出速度命令	76
圖 3-32	有VCC補償車輛轉向各馬達實際輸出速度.....	76
圖 3-33	有VCC補償車輛轉向半徑.....	77
圖 3-34	前輪轉向角	79
圖 3-35	有VCC補償車輛轉向電流分佈情形.....	79
圖 3-36	有VCC補償車輛轉向駕駛者電流命令與馬達實際總電流之差值.....	80
圖 3-37	有VCC補償車輛轉向各馬達MFC輸出速度命令	80
圖 3-38	有VCC補償車輛轉向各馬達實際輸出速度.....	81
圖 3-39	有VCC補償車輛轉向半徑.....	81
圖 4-1	正規化的牽引力 μ (摩擦係數) 與滑差 λ 關係圖 ($\mu - \lambda$ 曲線)[23].....	84
圖 4-2	車輛之合力動態模型.....	87
圖 4-3	負載估測示意圖	88
圖 4-4	輪胎路面間摩擦力估測示意圖.....	89

圖 4-5	定電流負載下最大有效力矩對時間關係圖(有積分器).....	92
圖 4-6	定電流負載下最大有效力矩對時間關係圖(無積分器).....	93
圖 4-7	防滑電流控制整體架構示意圖.....	94
圖 4-8	打滑發生時防滑電流控制整體架構示意圖.....	95
圖 4-9	防滑電流控制(ASC)模型.....	96
圖 4-10	無ASC時driver命令與實際進入MFC之電流比較.....	97
圖 4-11	無ASC時MFC速度命令與馬達的轉速輸出比較.....	98
圖 4-12	無ASC時實際負載與估測器負載比較.....	98
圖 4-13	有ASC時driver命令與實際進入MFC之電流比較.....	100
圖 4-14	有ASC時MFC速度命令與馬達的轉速輸出比較.....	100
圖 4-15	有ASC時實際負載與估測器負載比較.....	101
圖 4-16	路面狀況的變化.....	102
圖 4-17	無ASC時driver命令與實際進入MFC之電流比較.....	103
圖 4-18	無ASC時MFC速度命令與馬達的轉速輸出比較.....	103
圖 4-19	無ASC時實際負載與估測器負載比較.....	104
圖 4-20	路面狀況的變化.....	105
圖 4-21	有ASC時driver命令與實際進入MFC之電流比較.....	106
圖 4-22	有ASC時MFC速度命令與馬達的轉速輸出比較.....	106
圖 4-23	有ASC時實際負載與估測器負載比較.....	107

圖 5-1	不同 α 下轉速與加速性能比較圖.....	110
圖 5-2	不同 α 下路面摩擦力與車輛牽引力對時間關係圖.....	111
圖 5-3	本文整車架構(包含VCC與ASC控制).....	113
圖 5-4	進入ASC防滑控制的駕駛者電流命令.....	116
圖 5-5	實際與估測之路面與輪胎間摩擦力.....	118
圖 5-6	ASC電流輸入與輸出情形.....	119
圖 5-7	馬達轉速命令與輸出速度.....	119
圖 5-8	實際與估測之路面與輪胎間摩擦力.....	121
圖 5-9	ASC電流輸入與輸出情形.....	121
圖 5-10	馬達轉速命令與輸出速度.....	122
圖 5-11	ASC電流輸入與輸出情形.....	123
圖 5-12	馬達轉速命令與輸出速度.....	123
圖 5-13	實際與估測之路面與輪胎間摩擦力.....	125
圖 5-14	ASC電流輸入與輸出情形.....	125
圖 5-15	馬達轉速命令與輸出速度.....	126
圖 5-16	實際與估測之路面與輪胎間摩擦力.....	127
圖 5-17	ASC電流輸入與輸出情形.....	128
圖 5-18	馬達轉速命令與輸出速度.....	128
圖 5-19	實際路面與輪胎間摩擦力.....	130

圖 5-20	實際與估測之路面與輪胎間摩擦力	131
圖 5-21	ASC 電流輸入與輸出情形	131
圖 5-22	馬達轉速命令與輸出速度	132
圖 5-23	實際路面與輪胎間摩擦力	133
圖 5-24	實際與估測之路面與輪胎間摩擦力	134
圖 5-25	ASC 電流輸入與輸出情形	134
圖 5-26	馬達轉速命令與輸出速度	135
圖 5-27	實際路面與輪胎間摩擦力	136
圖 5-28	實際與估測之路面與輪胎間摩擦力	137
圖 5-29	ASC 電流輸入與輸出情形	137
圖 5-30	馬達轉速命令與輸出速度	138
圖 5-31	實際路面與輪胎間摩擦力	139
圖 5-32	實際與估測之路面與輪胎間摩擦力	140
圖 5-33	ASC 電流輸入與輸出情形	140
圖 5-34	馬達轉速命令與輸出速度	141
圖 5-35	實際與估測之路面與輪胎間摩擦力	142
圖 5-36	ASC 電流輸入與輸出情形	143
圖 5-37	馬達轉速命令與輸出速度	143
圖 5-38	實際與估測之路面與輪胎間摩擦力	145

圖 5-39	ASC電流輸入與輸出情形	145
圖 5-40	馬達轉速命令與輸出速度	146
圖 5-41	實際與估測之路面與輪胎間摩擦力	147
圖 5-42	ASC電流輸入與輸出情形	148
圖 5-43	馬達轉速命令與輸出速度	148

表目錄

表 3-1	Matlab模擬參數定義	63
表 3-2	雙馬達與MFC模擬參數(一).....	64
表 3-3	雙馬達與MFC模擬參數(二).....	67
表 3-4	雙馬達與MFC模擬參數(三).....	71
表 3-5	雙馬達與MFC模擬參數(四.1).....	74
表 3-6	雙馬達與MFC模擬參數(四.2).....	78
表 4-1	馬達、車輛與路況模擬參數(一).....	97
表 4-2	馬達、車輛與路況模擬參數(二).....	99
表 4-3	馬達、車輛與路況模擬參數(三).....	102
表 4-4	馬達、車輛與路況模擬參數(四).....	105
表 5-1	馬達、車輛與MFC模擬參數	112

表 5-2	VCC與ASC的作用時機.....	115
表 5-3	雙馬達與MFC模擬參數	117
表 5-4	Matlab模擬參數定義	117
表 5-5	路況模擬-兩輪均正常柏油路面(一.1).....	118
表 5-6	路況模擬-兩輪均泥濘路面(一.2).....	120
表 5-7	路況模擬-兩輪均冰面(一.3).....	124
表 5-8	路況模擬-兩輪分別為正常柏油路與變動路面(一.4).....	127
表 5-9	路況模擬-兩輪分別為正常柏油路與周期變動路面(一.5).....	129
表 5-10	路況模擬-兩輪分別為濕柏油路與周期變動路面(一.6).....	133
表 5-11	路況模擬-兩輪分別為濕柏油路與非周期變動路面(一.7).....	136
表 5-12	路況模擬-兩輪分別為濕柏油路與劇烈變動路面(一.8).....	139
表 5-13	路況模擬-兩輪均正常柏油下坡路面(二.1).....	142
表 5-14	路況模擬-兩輪均由正常柏油路行駛到濕滑下坡路面(二.2).....	144
表 5-15	路況模擬-兩輪均由正常柏油路行駛到濕滑上坡路面(二.3).....	147

參數定義

$A(s)$ 、 $B(s)$	各馬達經過 MFC 後的閉迴路轉移函數
b	重心與前輪軸距離
c	重心與後輪軸距離
C_{of}	前輪轉向剛性
C_{ar}	後輪轉向剛性
d	左右輪輪距
D_a 、 D_b	各馬達黏滯摩擦係數
D'	虛擬馬達黏滯摩擦係數
E_{ss,T_L}	負載估測穩態誤差
$f_n(I_{com})$	各馬達的分配電流包含轉向訊號與駕駛者電流命令之非線性表示式
F_d	直行牽引(摩擦)力
F_{dr}	車輛受到的巡航阻力
F_{yf}	前輪側向(轉向)力
F_{yr}	後輪側向(轉向)力
$G_a(s)$ 、 $G_b(s)$	各馬達速度控制閉迴路轉移函數
$G_{La}(s)$ 、 $G_{Lb}(s)$	包含負載估測之閉迴路速度控制轉移函數

g	重力加速度
i	輸入馬達的控制電流
$I_a^*、I_b^*$	輸入各馬達 MFC 之電流命令
$I_a、I_b$	實際分配至各馬達的電流
I_{com}	駕駛者的輸入電流命令
I_{max}	最大有效電流
J	馬達轉動慣量
$J_a、J_b$	各馬達轉動慣量
J'	虛擬馬達轉動慣量
Kc	速度命令補償係數
Ke	反電動勢常數
Ke'	虛擬馬達反電動勢常數
$K_p、K_I、K_D$	PID 速度控制器控制增益
Kt	馬達力矩常數
Kt'	虛擬馬達力矩常數
$Kt_a、Kt_b$	各馬達力矩常數
L	前後輪軸距



M	汽車質量
$M(s)$	速度命令補償轉移函數
N	整車所受正向力
$N(s)$	速度命令補償轉移函數
p	速度命令補償極點
r	輪胎半徑
R	轉向半徑
$T_c(s)$	補償後駕駛者輸入總電流與實際分配至各馬達總電流和間的轉移函數
T_L	實際分配負載
T_L'	馬達估測之負載
$T_{La}、T_{Lb}$	各馬達所受負載
$T_{La}'、T_{Lb}'$	各馬達估測之負載
T	馬達輸出力矩
V	前進速度
V_ω	輪胎前進速度
W_f	前軸負載
W_r	後軸負載

α	鬆弛因子
α_f	前輪側滑角
α_r	後輪側滑角
λ	滑差(slip ratio)
μ	輪胎與地面摩擦係數
δ	前輪轉向角
ω	馬達輸出轉速
ω^*	馬達轉速命令
ω_a 、 ω_b	各馬達輸出轉速
ω_a^* 、 ω_b^*	各馬達轉速命令
ΔKt	力矩常數誤差量
ΔJ	轉動慣量誤差量
ΔD	黏滯摩擦係數誤差量
$\Delta\omega_c$	速度命令補償值



第一章 緒論

1-1 研究動機與目的

台灣的汽機車密度非常大，幾乎家家戶戶都有一台以上，停車與塞車的問題亦日益嚴重，加上近年來能源短缺價格飆漲，而且以石油為燃料的汽機車排出的廢氣對人的健康與環境污染有非常大的影響；然而電動車的動力來源是電力，並不會產生廢氣污染環境與危害人們健康。目前關於電動車的研究也愈來愈廣泛，各大車廠也紛紛提出電動車款，在能源短缺的未來，電動車必為未來發展趨勢。

電動車輛中的動力馬達分為間接驅動與直接驅動式兩種。間接驅動式之動力馬達需要利用傳動裝置或減速機構來推動車輛，雖可得較大力矩，但因其中的能量消耗會造成整車的效率降低；而直接驅動式則是將動力馬達直接固定於輪胎內，如此動力馬達所產生的力矩直接推動車輛，可以達到減少傳動裝置與效率提升的優點。

本文研究以直接驅動式為主體，兩車輪馬達直接裝於後輪，且此兩車輪馬達均為四相獨立驅動，控制架構為電流型比例控制，即以電流為命令配合內建於控制器正規化之最佳電流波形產生四相的電流波形命令，再經由馬達電流回授，由磁滯型比較器產生相對應的四相 PWM (Pulse Width Modulation) 訊號，推動後級的四相全橋驅動電路

以達到所需的力矩。

當車輪馬達使用於後兩輪獨立驅動的電動汽車時，必須先要了解馬達的各項參數，包括電器與機械常數，才能夠加以控制。而各馬達的參數會因組裝、溫度與外在因素會有微小變化；另一方面，汽車行駛時因為重量轉移、負載變化或外在情況會使各馬達的速度突然改變，致使汽車會有失控的危險。而單純以電流型控制並不能保證各馬達在相同輸出力矩情況下會有相同速度，在安全性上的考量下，亦需額外加速度控制來控制各馬達在各種負載變化與道路擾動的情況下，能夠達到同速的要求。

本文延續羅浚彬所發展的電流型控制架構[17]，即輸入為駕駛者的電流命令，經由模型跟隨控制器將電流命令轉換為速度命令，最後由 PI 控制器將速度命令與實際速度的差值，換算成電流輸入馬達。然而因為製造上無法確保每個馬達參數相同，且路面負載隨時改變，導致相同電流命令進入模型跟隨控制器後會產生不同速度命令。過去的作法是將左右輪速度命令相加除以二，使馬達在相同電流命令下能夠保持直行，但此作法將導致車輛無法轉向。本文改良電流分配控制架構，並讓速度命令不經相加減的運算，直接進入 PI 器產生差值，並將電流輸入馬達，使車輛能夠轉向。

車輛在行使過程中因為路面摩擦係數的變化常會發生打滑，一般

防滑控制器為了達到防滑需求，必須即時測量路面的摩擦係數與車輛的行車速度，然而車速與摩擦係數實際上非常難以量測。為了消除行車時安全上的疑慮，本文在相同電流控制架構下引入防滑電流控制，同時不需要量測車輛速度與路面的摩擦係數，以期防止車輛的打滑，達到安全上的考量。



1-2 文獻回顧

馬達已有近百年的發展歷史，從基本電磁理論[1]、電腦輔助數值分析計算[2]與驅動控制方面[3,4]皆已相當成熟，且也廣泛應用於民生與工業上。

馬達控制電路方面，由於近年來微電子技術的快速發展，具有高速運算功能的數位訊號處理器（Digital Signal Processor, DSP）廣泛用於馬達的伺服控制。而可程式邏輯陣列（Field Programming Gate Array, FPGA），可讓使用者針對不同的控制對象自行架構與規劃控制法則，具有更高的彈性，且以硬體實現運算，亦具有高度的運算速度，另一方面更大幅減少控制電路使用的 IC 數目，也大幅應用於馬達伺服控制[5,6]。

本文主要探討馬達速度控制架構與車輛防滑控制，故以下將就本文所提兩大主題做回顧文獻：

1.馬達速度控制：

Ahmed 等[7] 提出以傳統的比例積分(P-I)與修正型的積分比例(I-P)控制馬達速度，傳統型比例積分控制器使用速度命令與速度回授產生的誤差經串聯 P-I 控制器產生相對應的電流命令，而修正型之 I-P 控制器則是將速度回授直接經由比例增益補償至系統前端，文獻提到修正 I-P 控制器對變速度命令與變負載情況有較佳的暫態響應。

而 Chen-Yu Wang 等[6,8]也提到以修正式 PID (Modified PID, MPID) 控制器達到馬達速度伺服控制，其中以一設定點 (Set-point) 增益設定控制器零點 (Zeros) 位置，藉有此增益增加控制器調整之自由度，再加上反積分終結 (Anti-windup) 增益補償暫態響應。適當調整各增益值後，便可對速度輸出做必要的補償與控制。

但此種比例積分型控制，對變動的負載或馬達參數微小變化靈敏度較大，換句話說，雖然修正式 PID 控制器中可調整的參數有三個，但並無對負載或參數變化有所估測，故其強健性並不大。

Ohishi 與 Nakamura [9] 提出具有負載估測與參數鑑別的強健型速度控制，針對馬達參數因外在因素之微小變化對系統控制的影響，提出以最小平方法參數鑑別 (Parameter Identification) 方式即時估測實際的馬達參數值，另一方面，負載估測則是利用反向動力學 (Inverse Dynamics) 方式將速度回授與力矩命令配合鑑別之參數反推負載值。而負載猶如對馬達的一種干擾量 (Disturbance)，亦隨著外在環境變化，干擾量的變化會對速度控制輸出產生影響，本文獻即提出將估測的負載值除以鑑別所得馬達力矩常數所得之電流補償值回授加至原本的電流命令，經由變動負載對馬達的速度影響便可經由此補償消除。

Senjyu 與 Kamifurutono 等[10] 也提出相同的強健型速度控制方

式，負載量仍然利用相同的方式估測，不同的是電流命令除了負載補償項與速度回授補償項外，還包含速度的前饋補償，Kobayashi 等[11]

也提出相同的方式，以此經由速度控制所產生輸入馬達的電流值所推導出的速度誤差方程式穩態誤差值為零，換句話說，速度終會追上速度命令。

另一方面，Hori 等[12] 所提出的模型追隨控制理論（ Model Following Control , MFC ）有助於本文所提出雙馬達速度分佈控制的實現，文獻所提出之MFC是應用於汽車打滑時速度的控制，控制方式乃是將馬達機械常數模型建立於控制回圈內，而實際輸入馬達的電流命令與輸入內建馬達的電流命令是一樣的(定義為 I^*)，當實際馬達有打滑情況產生時，馬達輸出速度(定義為 ω)會瞬間變化，但內建於控制回圈內的馬達模型所輸出的速度(定義為 ω')不會瞬間變化，此時利用實際輸出速度與內建馬達模型之速度間的誤差($\omega - \omega'$)，回授作為電流命令的補償，即輸入的電流命令變為 $I^* - K(\omega - \omega')$ ，其中K為MFC回授的補償增益（MFC Gain），如此即可有效的控制打滑時輸入的電流值，以達到安全性的目的。

Xian-Yee Xing 等 [19]提出一套馬達驅動式電動汽車之運動控制系統。此系統包含內外兩層控制迴路。外迴路以直接搖擺力矩控制法（Direct Yaw Moment Control）為基礎，負責掌控車輛轉彎時的搖擺角

速度以增進轉向之穩定性，而內迴路則由參考模式適應性控制演算法 (Model Reference Adaptive Control (MRAC)) 為主幹建構；此演算法是根據李亞普諾夫穩定定理來即時計算控制器之參數，可有效提升車體之強健性。除此之外，最佳電流波型控制法也應用於本研究中來提升馬達之效率。

在循跡控制方面，Fujimoto 在[27]使用了內迴路與外迴路組成的控制器，內迴路使車輛能夠循跡，外迴路控制車輛偏擺方向。最後藉由偏擺轉矩估測器推出輪子的轉向剛性。[28]除了延續[27]的方法，還加入適應性觀察器用來估測偏擺角，方向盤轉角等參數。因為車輛速度很難量測，[29]的前半段提出了不需車輛速度也能估測滑差的方法，後半段則提出了新的適應性觀察器，用來估測車體的側滑角。另外在 Yaw-rate 控制方面，Fujimoto 在[30]中提出新的側向力觀察器，改善了舊型觀察器對於變動的路況與轉向剛性，無法即時反映的問題，此外，在[31]中提出了新的控制法則，將電動車四輪的側向力與縱向力分別計算，再加入 yaw-moment 的補償計算出車輛轉向與直行時各輪的負載轉速等等，最後附上模擬證明其控制法則為可行。

其他近年來關於這方面的研究，有 Geng 在[32]中提出利用 Fuzzy 模型與邏輯建構成的動態狀態觀察器，此觀察器複合了非線性車輛動態與線性局部模型，此 Fuzzy 邏輯控制同時引入了側向加速度函數與

針對路面摩擦係數變化的適應性。線性局部模型觀察器的設計是根據 Kalman 濾波理論設計而成，最後並附上模擬與實驗驗證。Bertoluzzo 在[33]提出創新的輕型電動車，該電動車使用無刷直流輪轂馬達，與電壓控制型的變壓器。此外本文提出新的電壓控制策略，用以消除力矩連波與換向時造成的轉矩下降。

Xiong 在[34]中提出新的控制法則用來穩定電動汽車。主要採用的是階層式控制方法，最主要的階層在於車輛位置控制，其他低階層的控制是水平位置分配控制，包括縱向力的分配等等。透過輪胎側向與縱向力的分析，系統藉由矩陣有效的分配在側向力作用下車輛的縱向力。由以上方法控制系統已達到最佳分配控制，最後附上模擬證明本控制法則可以提高汽車操縱穩定性，同時控制效率也有所改善。Wang 在[35,36]中提出新的輔助轉向控制與力矩分配控制系統。藉由模組化的左右輪輸出力矩將實際轉向力矩與參考轉向力矩間的差異最小化。經閉迴路駕駛者車輛模擬驗證本輔助轉向控制，同時也可有效降低轉向路感。

在[37]中，Kim 提出新的偏擺率(yaw rate)控制法，藉此控制車輛的轉向。在本控制法中，首先牽引力矩會隨側向加速度而減少，同時也引入 PID 型的權重因子針對滑差而改變。本控制系統會根據滑動模態控制產生各輪轉向時所需要的偏擺力矩，由模擬結果顯示本控制法

可穩定且提供令人滿意的表現。Fujimoto 在[38]中提出新的俯仰控制系統，此系統並加入滑差控制，使用估測方式獲得斜波的斜率，且不需要車速感測器。由實驗結果顯示車輛的俯仰運動能夠被控制，但會造成滑移率持續震動。

在[39]中 Kawashima 以輪轂馬達電動車為模型，提出新的車輛滾動穩定控制法(Rolling Stability Control)，確保車輛滾動方向的安全性。此外，Kawashima 隔年在[40]中提出強健型車輛狀態變數與車輛傾斜角度估側法，本控制法只需使用較便宜的感測器，不用 GPS，INS 等較昂貴的儀器。一開始先將車輛傾斜視為未知干擾，之後再把傾斜角度重新定義為狀態變數，並由 Kalman 濾波器估側。此外，本系統使用 CS 適應法使估測值具有強健性，同時也使用最小階狀態估測器來降低計算量。由模擬結果可知，CS 適應法可確實補償誤差而估測器可減少計算量且仍可準確的估測。

Canale 在[42]設計出偏擺率標準產生器，藉以提供車輛轉向時所需之正確的偏擺率。本文提出車輛在偏擺率控制上所遭遇的困難，接著使用偏擺率的微分回授與閉迴路控制來進行設計。此外，作者使用二階的滑動模態控制確保控制模型對於未知雜訊的強健性，同時也利用前饋控制增強系統的暫態反應。最後作者以模擬驗證本文控制系統為可行。Donghyun Kim 在[43]裡提出確保行車穩定的控制法，包含

煞車回充控制、電子剎車控制等等。本控制系統根據模糊控制來設計，系統會產生偏擺力矩來補償側滑角與偏擺率的誤差。車輛穩定性測驗是用 ADAMS 與 Matlab/Simulink 來模擬，結果證明控制系統可有效增加穩定性，此外，藉由電子煞車控制可使系統獲得更好的控制效能。在[44]中 Hori 提出電動車動力分配控制法則，並透過實驗的方式來驗證文中的分配控制法。結果顯示動力分配控制法則可以大大的提升電動車在加速轉向時的性能。文中同時也討論了動力分配技術面上的問題，如偏擺率控制、輪胎力的估測等等。

2. 車輛防滑控制：

Gillespie 在[13]中提出滑差 (Slip Ratio) 就是汽車車輪打滑的程度，車輛要前進輪胎一定會產生滑差，若滑差太小，前進的驅動力就會不足；若滑差太大，輪胎空轉也會降低車輛效率，影響操控穩定性。任一路面均有其滑差與驅動力對應的函數曲線，一般來說滑差在 0.15 下有最大的驅動力。

因為[12]的 MFC 抗打滑能力較弱，Hori 等針對打滑部分提出最佳滑差控制(Optimal Slip Ratio Control)，其中包含一個路面狀況估測器(Road Condition Estimator)與滑差控制器，藉由回授輪速與車速到估測器內，計算出此時最佳的滑差，將滑差、輪速與車速輸入到滑差控制器，可以得到不會造成車輛打滑失控的電流命令，將其與駕駛者

的輸入命令比較後，選擇較小者輸入到馬達，如此可避免打滑發生。

在[14]中，Hori 詳細介紹了路面狀況估測器，將輪速與馬達之電流命令輸入到負載估測器（Load Disturbance Observer），計算得到路面的摩擦力估測值，把由車速與輪速計算得到的滑差與摩擦力估測值輸入到路面狀況估測器中，經過 Recursive Least Squares(RLS)法與 fixed trace(FT)法計算，可得路面摩擦力函數的斜率，藉此掌握路面的即時狀況。

Liu 等在[15]中提出經由觀測反電動勢(back EMF)的改變，來偵測車輛的打滑。在車輛打滑發生時，車輪轉速會不正常上升，因為反電動勢與馬達轉速成正比，反電動勢也會異常提高，Liu 提出的方法是在馬達前加裝反電動勢觀察器(back EMF Observer)，當觀察器偵測到不正常上升之反電動勢，將訊號前饋到前饋控制器（Feed-forward Controller），控制器把反電動勢補償修正後，轉換成電流輸入到馬達。

Fujii 與 Fujimoto 在[22]提出新的滑差估算方法，此方法不需要感測車輛速度。通過精確的模型計算滑差的變化量，新的滑差估算方法可以得到精確的滑差，甚至可以應付路況突然的改變。此外，還將此精確估算的滑差回授到滑差控制器內，即可把滑差控制在想要的範圍。

因為實際車速在一些狀況下難以測量，Hori 在[16]中提出新的防

滑控制方法。把輪速與輸入馬達之力矩命令回授到負載估測器中，計算可得此時路面能給予輪胎的最大摩擦力，換算成馬達力矩即為最大有效力矩（Maximum Effective Torque），再與力矩命令比較後輸出較小值到馬達，如此可使馬達輸出力矩小於路面摩擦力給輪胎的力矩，即可避免輪胎打滑。

在數學模型計算方面，Pacejka 等在[20]提出神奇公式輪胎模型 (the Magic Formula Tire Model)，該模型提供了一套數學公式可以計算在縱向，側向和曲面或同時作用在輪胎上的力與力矩。該模型的目的是準確反映測量穩態輪胎的行為。通過選擇適當的參數，可以得到作用在輪胎上的側向力，力矩與各個分力的特性。

其他近年來關於這方面的研究，有 Zou 在[45]提出新的滑差控制。本控制法利用模糊動態滑動模態理論(Fuzzy Dynamical Sliding Mode Strategy, Fuzzy DSMC)來降低滑差在電動車循跡控制中的震盪效應。文中滑差為配合控制使用新的估測法。首先利用 Fuzzy 的理論調節滑移面與滑差的估測，此外，DSMC 的控制架構針對馬達必須輸出平順的力矩設計，因此同時具有防滑的效果。模擬結果顯示本控制可大大避免抖振的缺點，此外也證明系統對變數變化具有強健性。He 在[46]中提出針對轉向時車輛穩定的控制方法。本控制包含兩個迴路，上層迴路用來控制特定元件確保電動車在偏擺方向穩定；下層迴路用來控

制馬達的最佳牽引力輸出。模擬結果顯示本控制系統可確保車輛在轉向時的穩定，尤其是行駛在較極端的路況。

Mao 在[47]中建立了四分之一車輛狀態方程式，同時將非線性的反鎖死煞車系統轉換為線性的非確定系統模型，因此非線性系統的穩定性問題就變成線性系統的強健性問題。作者引入滑動模態控制確保線性系統的強健性，同時用線性矩陣(linear matrix inequalities, LMI)設計穩定的滑移面，減少不匹配的不確定性。模擬結果顯示藉由滑動模態控制可確保系統的強健性，滑移面附近的振抖現象也明顯減少。Peng 在[48]中提出防滑路徑跟蹤控制，將輪胎打滑的準穩態的側向與縱向狀態限制住，以避免複雜的修改。系統利用單位球飽和函數(unit-ball saturation function)來調整各輪的力矩與轉向角，電動車會在內定打滑的門檻前沿設定的路徑前進。模擬結果顯示控制系統可有效限制車輪打滑，並協調車輪的轉向與力矩輸出。

Hirata 在[49]中提出利用適應控制理論來做到電動車的防滑控制設計。控制系統包含干擾觀察器與參數估測器兩個部分。藉由適應性干擾觀察器可以觀察得到輪胎因打滑產生的負載改變，車速則是用估測值，利用回授速度的微分可以適當的控制輪胎的打滑。模擬結果顯示控制系統可有效控制車輛打滑。

Fujimoto 在[50]中提出新的滑差估測方法，藉以達到控制滑差的

目的。一般而言滑差的估測都必須要車速的量測，但車速要直接量測十分困難。因此本文提出不用直接量測車速與加速度的估測方法與滑差控制方法。模擬與實驗結果顯示車輛即使在轉向時也仍然能夠有效的控制滑差，使車輛免於打滑。Li Shoubo 在[51]中提出電動車控制法則，系統包含了 PID 與 Fuzzy PID 控制。在打滑發生時，驅動輪打滑會使側向力降低，因此前輪驅動汽車將失去轉向能力，而後輪驅動的車輛會旋轉。實驗結果顯示 PID 控制可達到控制目的，但 Fuzzy PID 可使控制性能更為提高，同時也顯示系統可將滑差快速的控制在一定範圍，達到有效的力矩輸出。

Zhang 在[52]中提出以 Fuzzy 控制為基礎的滑差控制器，目的在於利用 Fuzzy 控制器產生馬達的煞車力矩，以控制輪胎的滑差。模擬結果顯示即使在車道緊急變換和滑差改變的狀況下，本控制系統可有效控制滑差。Sallem 在[53]中提出雙層互補的滑差控制，藉由具強健性之非線性控制規範來處理未知的輪胎反作用力。在通常的情況(即固定的瀝青路面)下，由滑動模態控制來處理車輛的滑差。當路面狀況改變時，由適應控制律來將滑差穩定到一定範圍內。模擬結果顯示系統可有效的控制滑差。Akiba 在[54]中提出雙層的回授滑差控制器。本文用一個模型跟隨控制器來評估反電動式的影響，一個滑差控制器來處理驅動輪間的相互作用。模擬結果顯示在控制系統作用下，滑差

可有效的被控制在一定範圍。

本文所提速度與防滑控制架構，其原則為不改變原先電流型的控制架構，即命令仍然為電流命令，但速度控制回圈亦需要速度命令，故可利用 MFC 架構中內建馬達動態特性的觀念，將駕駛者輸入的電流命令轉換成速度的命令。而力矩命令與電流命令存在一增益值的關係，故以[16]的防滑控制方法作為本文防滑控制的核心架構，此即本文控制方式最初之原則，其整體架構將在下面章節詳細介紹。



1-3 各章摘要

本文共分七章：

第一章為本文簡介，內容包含研究動機與目的、參考文獻回顧與各章摘要。

第二章為雙車輪馬達電流分佈控制法則的介紹，本文乃承接[17]的控制架構，在本章先大略介紹其控制目的，速度與電流之控制架構後，最後提出本架構的缺點。

第三章為雙車輪馬達電流分佈控制法則之修改。首先設計轉向控制器，再介紹速度與電流控制架構上的修改，最後針對整體控制系統作穩定性與強健性的理論分析與討論。

第四章為電動車直行防滑架構的建立。首先介紹防滑理論與目的，再來提出防滑控制架構，最後將架構建立在 Matlab / Simulink 上，並簡單模擬驗證防滑模型的效能。

第五章為路況模擬，首先建立模擬假設與定義模擬參數，再來比較轉向時有無 VCC 控制的馬達性能，最後整車在各種路況時的防滑模擬。

第六章為本文結論與未來工作，對本文之理論推導、實驗結果做整理與歸納，並針對轉向電流分佈與防滑控制法則提出改良的方法。

第二章 雙馬達直行電流分佈控制法則

馬達力矩與輸入電流成正比，而本文之馬達原本架構即是電流型的力矩控制，如圖2-1所示，此種控制方式的優點就是駕駛者可以直接控制輸入馬達的電流量，反映到馬達的輸出就是力矩與加速的性能。而電流就是一種能量，當外在負載變化時，駕駛者就可以直接控制輸入馬達的能量，以致於能夠克服負載。

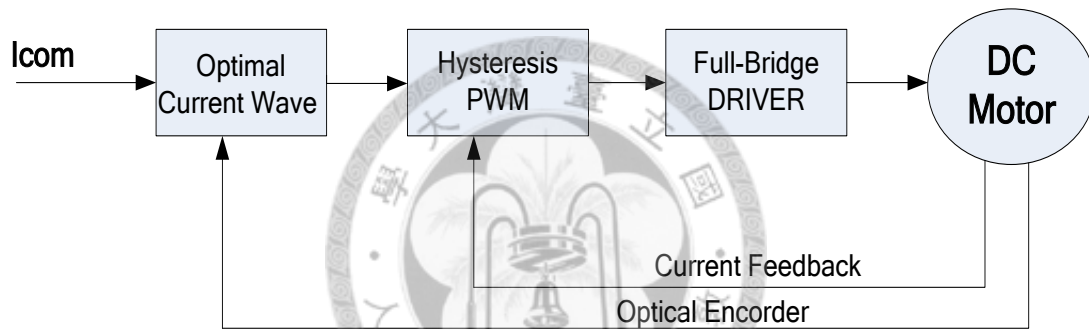


圖 2-1 原電流型控制架構

在[17] 中作者提出新的電流分佈控制法則，使用基本的比例積分（PI）速度控制、模型追隨控制（Model Following Control, MFC）與速度命令補償器(Velocity Command Compensator, VCC)的方式。下面將大略介紹其控制，並提出可能的改良方法。

2-1 主要控制方式及其目的

在[17] 提到整體的控制方式，是以不改變原先電流型架構的原則下做到速度的控制，換句話說，駕駛者所給予的命令仍然是電流命令，但速度控制顧名思義其命令就是速度，所以勢必要在駕駛者所輸入的電流命令與後級各馬達共同的速度命令間，建立一個關係式，即需利用駕駛者輸入的電流命令來產生各馬達所需共同的速度命令，以讓各馬達的速度控制器得以控制速度，如圖 2-2 所示：

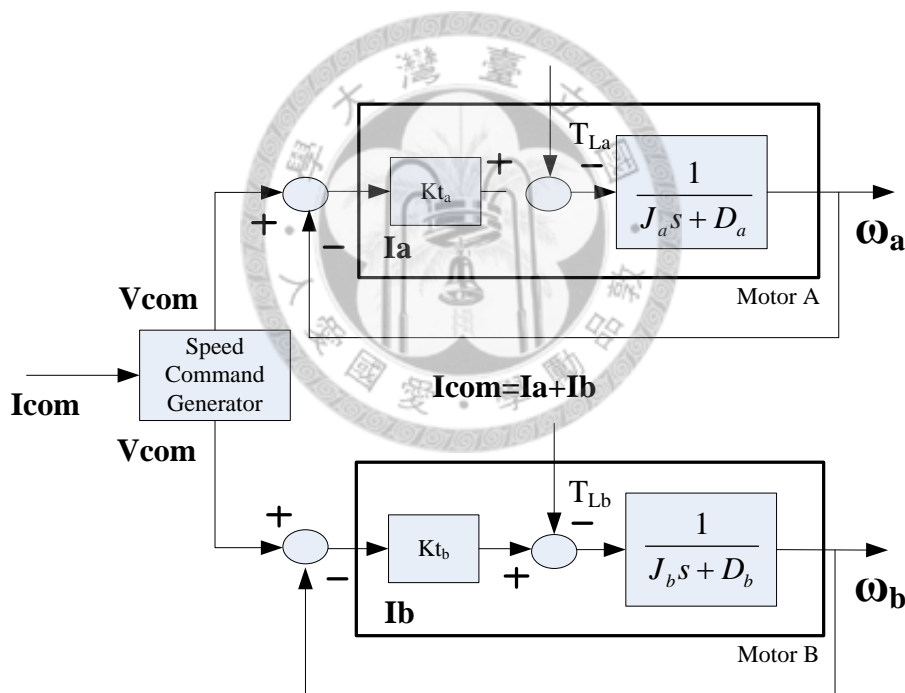


圖 2-2 控制架構示意圖

圖 2-2 中表示汽車直行時的情況，各馬達共同的速度命令(V_{com}) 是利用駕駛者輸入的電流命令(I_{com})產生的，而此經由電流命令產生的速度命令具有兩項功能，第一項就是當做兩顆馬達速度控制的命令，

即兩顆馬達經由速度控制能夠等速的直行，而第二項功能就是可讓輸入總電流(I_{com})與實際分配至各馬達的電流總和($I_a + I_b$)相同。

控制的最終目的即是要達到各驅動輪的同步等速控制，且也要使實際分配至各馬達電流的總和不超過駕駛者總輸入的電流，就是要將輸入馬達的“能量”控制權完全交給駕駛者。以下就先介紹整體控制架構，再討論改良的部分。



2-2 速度控制架構

如圖 2-3 所示，[17]採用 PI 控制來達到個馬達的速度控制，適當的調整 K_p 與 K_i 值就可以有效改善系統的響應。沒有使用 PID 控制器的原因是微分項雖可預測誤差的驟增，但在頻域方面卻會放大高頻的雜訊，所以要盡量避免使用。

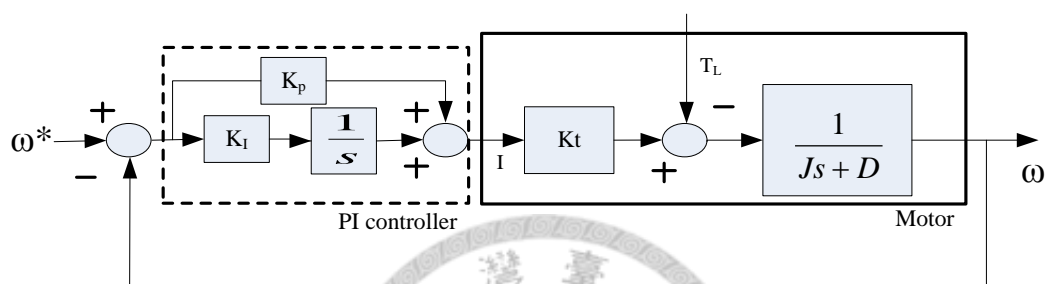


圖 2-3 PI 速度控制方塊

在不改變原先電流型架構的原則下，圖 2-4 為整體的速度控制架構，虛線部分即是將整個馬達的動態模型建立在控制器內部，其輸入是電流命令，輸出則為速度命令，此種動態模型稱之為模型追隨控制 (Model Following Control, MFC)。若要將整個馬達動態模型建立於控制器內部，除了要考慮要內建於控制器的馬達參數(Nominal Value； Kt'_i 、 J'_i 、 D'_i ， $i=a,b$)外，還要考慮外在負載的變化，但實際施於馬達的負載難以偵測，所以我們利用計算的方式來估測出負載量(T_{Li}' ， $i=a,b$)，再將所計算的負載值回授至 MFC 內，如此 MFC 架構才算完整。

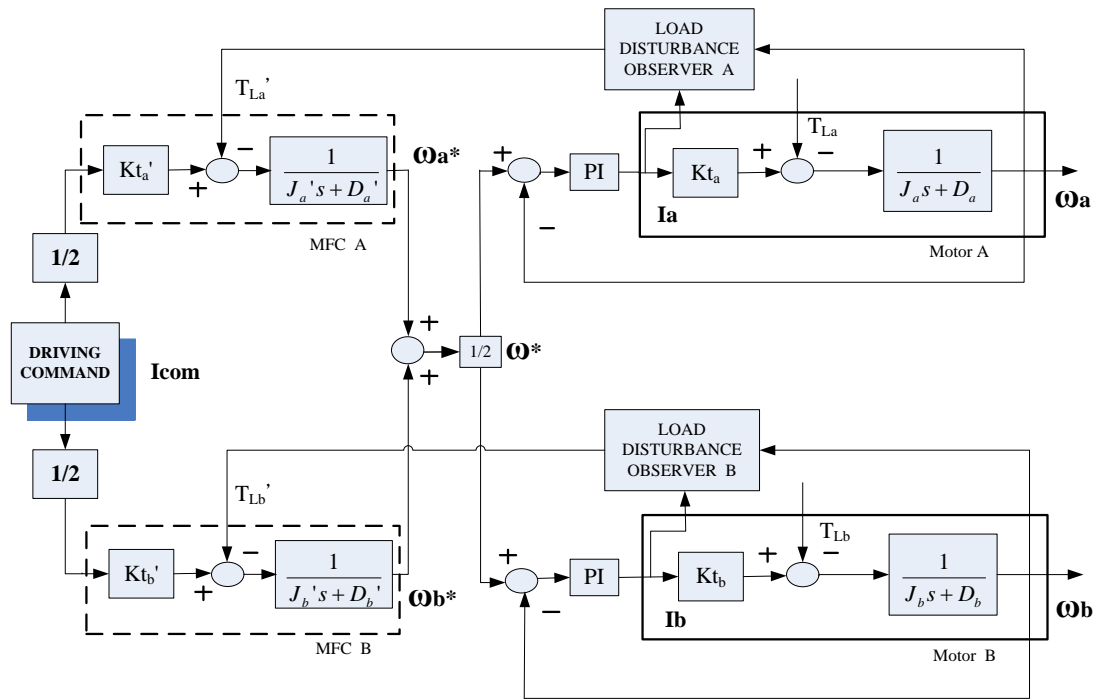


圖 2-4 電流型直行等速控制架構

圖2-5虛線所示即為一負載估測器，估測的負載值為：

$$T_L' = Kt' \times i - J' \frac{d\omega}{dt} - D' \omega \quad (2-1)$$

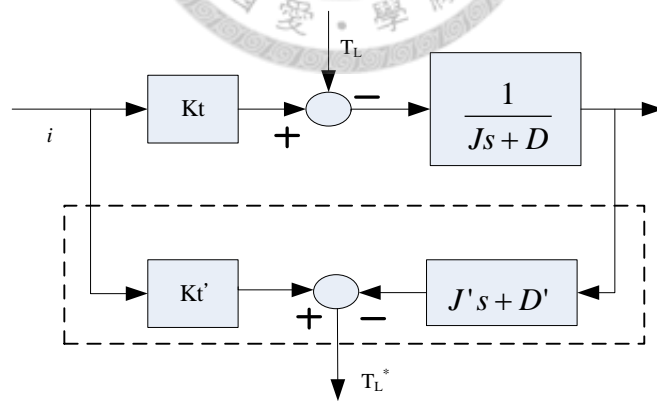


圖 2-5 負載估測示意圖

其中：

- i : 輸入馬達的控制電流
- ω : 輸出速度
- T_L : 實際車輪負載

K_t	:	實際力矩常數
J	:	實際轉動慣量
D	:	實際摩擦係數
T_L'	:	經濾波器後之估測負載
K_t'	:	估測器之內建力矩常數
J'	:	估測器之內建轉動慣量
D'	:	估測器之內建黏滯摩擦係數

等速控制的方式已於此小節介紹，即如何利用電流型的架構控制兩輪的速度值來達到同步等速的目的。然而，此種控制的方式雖已達到以電流為命令的同步等速控制原則，卻不能達到最佳電流分配的要求，這乃是因為兩個重要的原因，其一就是各馬達參數可能不同，另外就是各馬達所受到的負載也會隨外在環境改變而不同。因此實際分配到各驅動馬達的電流總和(如圖2-4中 $I_a + I_b$)就會異常的增減，以致於會大於或小於駕駛者輸入的總電流(I_{com})，這明顯違反了先前提到「駕駛者擁有輸入馬達能量多寡之控制權」的原則，所必須要在速度控制的架構內控制各車輪的電流量的分配(即圖2-4中 I_a 與 I_b)。

下一節將會討論一些有關限制電流的方式與其對速度控制的影響，最後提出一個作者採用的有效控制電流的方式。

2-3 電流限制方式及其影響

首先介紹第一種電流限制方式，如圖3-8所示，各馬達的電流限制值大小就是駕駛者輸入總電流的一半，換句話說，各馬達電流最大值只能為總輸入電流的一半，即：

$$(I_a)_{\max} = (I_b)_{\max} = (1/2) I_{com} \quad (2-2)$$

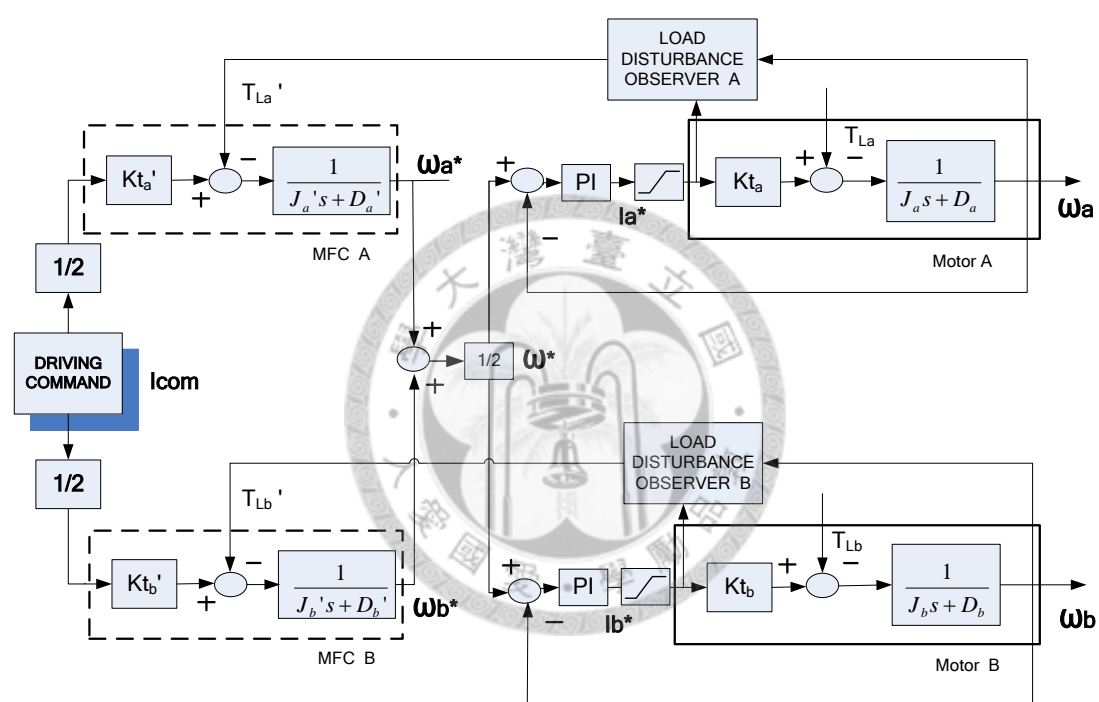


圖 2-6 速度控制內電流直接限制

如此的限制方式雖然可以保證 $I_a + I_b$ 小於或等於 I_{com} ，但速度控制會受到影響，其原因包括：

1. 馬達參數的不同：

馬達的機械參數有轉動慣量(J)與黏滯摩擦係數(D)，這兩項會影響馬達的加速性能與極速，而電氣參數力矩常數(Kt)的意義即單位電

流所能輸出的力矩，換句話說，此常數愈大時，同樣的電流就可以產生較大的力矩。

現在考慮A馬達轉動慣量大於B馬達、摩擦係數忽略不計且力矩常數相同，則各馬達的動態方程式可簡化成：

$$Kt \cdot I_a = J_a \cdot \alpha_a \quad ; \quad Kt \cdot I_b = J_b \cdot \alpha_b \quad (2-3)$$

等速控制的意義就是使各馬達在加速或減速直行時速度均要相同，而馬達在加速過程中，加速度代表速度的變化量，若初始速度相同，加速度亦必須相同，意即(2-3)式中 $\alpha_a = \alpha_b$ ，又其力矩常數相同，所以可以知道各控制電流的比值：

$$\frac{I_a}{I_b} = \frac{J_a}{J_b} \quad (2-4)$$

由(2-4)式可很清楚知道，各馬達控制的電流與轉動慣量有關，現在若假設駕駛者輸入總電流量為10個單位，且兩馬達轉動慣量比為6:4，則實際分配各馬達的電流量應為 $I_a = 6$ 個單位； $I_b = 4$ 個單位才可以達到等加速的要求，但因(2-3)式中各馬達控制電流峰值均限制在 $10/2 = 5$ ，故A馬達最多只能拿到5個單位的電流，B馬達仍為4個單位的電流，由此可很清楚的得知，A馬達因為電流限制的關係會使速度降低，以致於兩馬達速度不會相同。

而電流限制的動作不外乎是安全性的考量，若利用此方式限制電流的峰值，就需由馬達參數的量測來得知所需限制電流的大小，才不

會影響速度控制的架構。如先前的例子，若各馬達轉動慣量的比值已知，則可限制A馬達的最大電流值為總輸入電流的0.6倍，B馬達則為0.4倍，如此即可保證 $I_{com} = I_a + I_b$ 且速度也受到控制。

2. 負載改變：

以上所考慮的是在沒有負載變化的情況下，可以適度的限制電流峰值，但輸入到馬達的總力矩其中有一部份是要克服負載，而且負載隨時在微小的變化，而當負載變化時，雖然駕駛者可以再將油門(電流命令)往上加，使電流限制峰值再提高(2-3式)，但若負載瞬間劇烈變化，如路面上的坑洞或重量轉移...等，使兩馬達速度急遽下降，雖駕駛者已提高電流峰值的限制，但因電流變化為根據速度的速誤差量所產生的，其變化率必比駕駛者改變油門還來的快，故此時實際分配至各馬達的電流最多為駕駛者給予的變動峰值，所造成的結果即是兩輪速度不相同。

綜合以上兩點，在速度控制架構內，實際分配至各馬達的電流是根據速度命令與速度回授的誤差所產生的，若限制其電流峰值可能會影響速度控制架構的響應，甚至無法控制速度。所以在雙馬達速度控制架構下，限制電流並不是一個很好的方式。

既然無法以限制電流的方式達到雙馬達速度的控制，我們可利用改變速度命令的方式使實際分配至各馬達的總電流小於或等於駕駛

者輸入的總電流，如圖2-7所示，其中我們不限制電流，但以降低速度命令的方式使實際分配至各馬達的總電流量降低，圖2-7中速度命令仍是由各馬達MFC輸出的速度平均值來產生，但在將此命令給後級速度控制前，再乘上一個修正的係數，即圖中的 K_c ，此值永遠小於1，且為一個固定值。

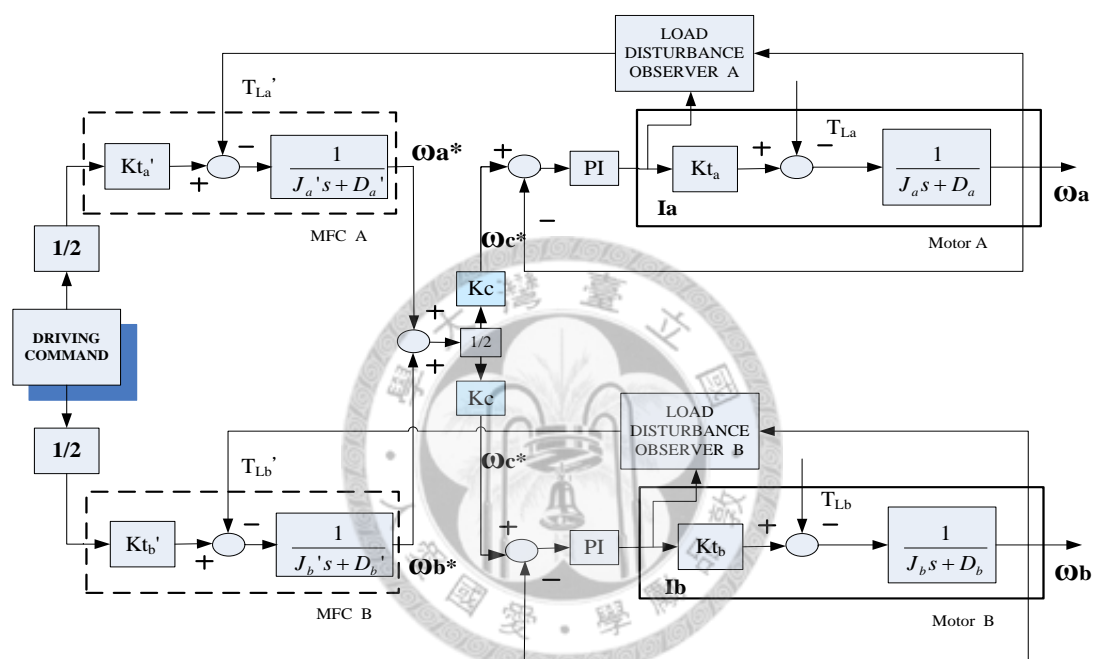


圖 2-7 以修正係數方式限制電流

在速度控制架構內降低速度命令就可使實際分配至各馬達的電流量降低，故此方式是以降低馬達的性能來達到電流最佳分配的原則。其優點是可以依照馬達的參數選取適當的 K_c 值來降低實際分配到各馬達的電流總和，以達到安全性考量，但缺點在於整車性能會因此下降，且變動負載亦會造成總控制電流超過總輸入電流，所以也不是一個很好的方式。

但若可以適當的改變速度命令就可以有效補償電流變異的情形，換句話說，我們可以利用偵測駕駛者總輸入電流與實際分配到各馬達的電流總和的誤差量來適當的改變速度命令，如此就可以避免電流變異的情形發生。



2-4 速度命令補償 (VCC)

速度命令補償的方式是利用駕駛者輸入總電流與實際分配至各馬達電流總和間的誤差，計算出速度命令需要改變的量。

首先，我們先要瞭解馬達電流與速度間的關係，圖2-8所示為一基本馬達的動態方塊圖：

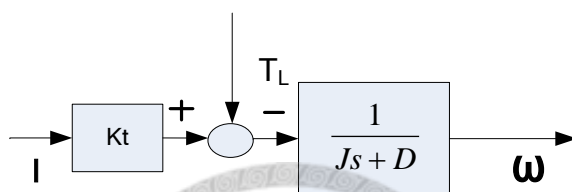


圖 2-8 基本馬達動態方塊圖

整體動態的轉移函數為：

$$\omega = \frac{Kt}{Js + D} I - \frac{1}{Js + D} T_L \quad (2-5)$$

其中輸入為電流與負載，而輸出則為馬達轉速。現在若考慮在等負載的情況下，我們將電流增加一個微小值 ΔI ，則：

$$\omega + \Delta\omega = \frac{Kt}{Js + D} (I + \Delta I) - \frac{1}{Js + D} T_L \quad (2-6)$$

此微小電流值 ΔI 對輸出速度的影響為：

$$\Delta\omega = \frac{Kt}{Js + D} \Delta I \quad (2-7)$$

上式中 $\Delta\omega$ 即因微小電流量 ΔI 所產生的速度變化量。另外再考慮單馬達的速度控制架構，如圖2-9所示：

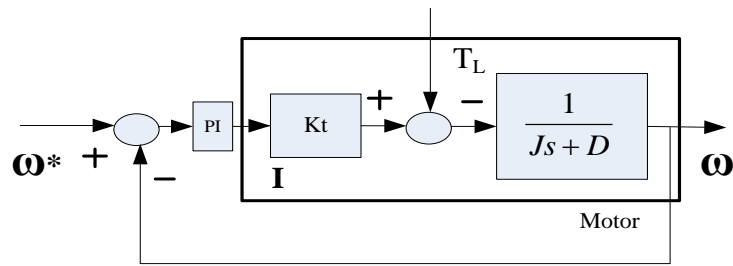


圖 2-9 單馬達速度控制方塊圖

圖中實際輸入馬達的電流為經速度誤差、負載大小與馬達動態所決定，換句話說，除了速度誤差與負載變化會決定實際分配至各馬達的電流，馬達動態特性亦會決定實際分配至各馬達的電流。馬達摩擦力與速度成正比，故速度命令愈大實際輸入馬達的電流也需要愈多。

而圖2-9中，若速度控制方式得宜，馬達輸出的速度就會等於速度命令，又由(2-7)式的關係，即可以反推出：當速度命令改變 $\Delta\omega$ ，控制的電流量也會改變 ΔI ，故可利用此想法，將總輸入電流與實際分配至各馬達電流總和間的誤差量消除，此種控制架構稱之為速度命令補償器(Velocity Command Compensator, VCC)。

圖2-10即為本節所提速度命令補償方塊圖，其中輸入為實際分配至各馬達的電流(I_a 、 I_b)與駕駛者輸入總電流命令(I_{com})，輸出即為速度命令補償值($\Delta\omega_c$)。

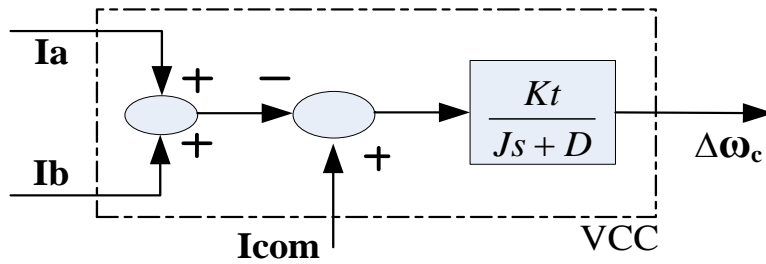


圖 2-10 速度命令補償器(VCC)方塊

VCC控制方式猶如先前所述，只是將(2-7)式中電流微小變化量改為總輸入電流與實際分配至各馬達電流總和間的誤差量，(圖中 $I_{com} - (I_a + I_b)$)，其輸出直接補償至各馬達共同的速度命令。但因為各馬達參數並不相同，所以VCC中一階的轉移函數(圖中 $\frac{K_t}{J_s + D}$)並不與其中任一馬達動態相同，故在此應從整體系統穩定性與反應速度的角度來決定此一階轉移函數的型態，其轉移函數即可改寫成 $\frac{z}{s + p}$ ，如圖2-11所示。

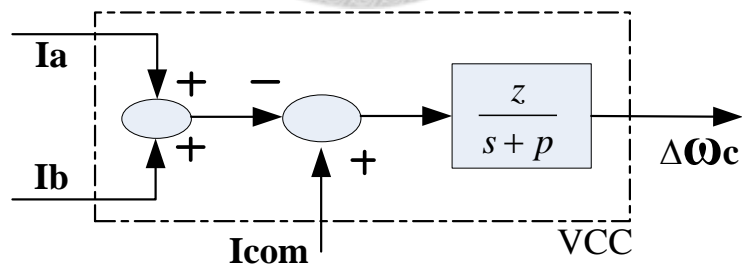


圖 2-11 修正後速度命令補償器(VCC)方塊

圖 2-12 為電流型雙馬達電流分佈控制架構，其中包含各馬達獨立的PI型速度控制架構，與將電流命令轉換為速度命令的MFC架構，及使用速度命令補償 VCC 方式，使實際分配至各馬達的電流總和等

於駕駛者輸入的總電流，以達到最佳電流分配之目的。

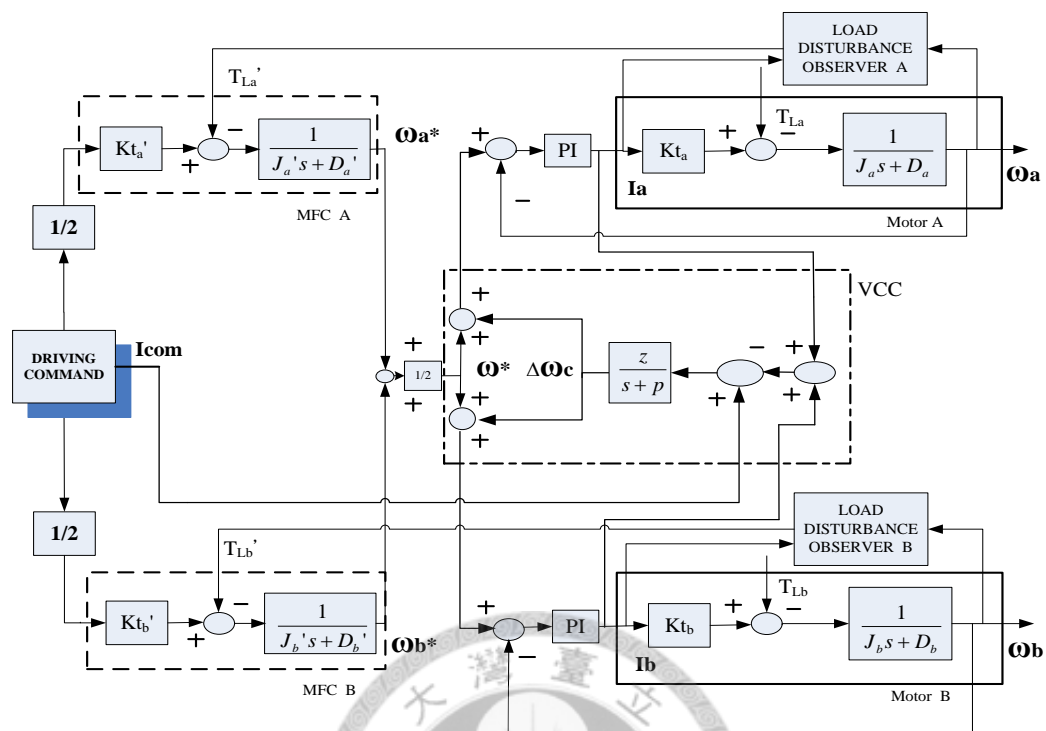


圖 2-12 整體速度控制架構方塊圖

此架構可將駕駛者給的電流命令，經 MFC 產生速度命令後分別輸入到 AB 兩馬達，達到速度控制的效果；同時經由速度命令補償器的作用，即使負載估測有些許誤差時，VCC 仍可適時地補償速度命令的誤差，使各馬達之電流命令得以最佳分配。然而此架構乃將駕駛者的油門命令除以 2 後輸入至 MFC，將導致車輛無法轉向，下一章將針對這點進行改良。

第三章 雙馬達轉向速度控制策略

在車輛轉向時，左右驅動輪必須產生速度差，然而在目前的速度控制架構下無法做到這點，因此必須從架構上改良。駕駛者在轉向時輸入方向盤轉角作為轉向命令，從轉角到左右輪速度差還需一連串計算，本節將先設計轉向架構，再將其與整體速度控制架構配合修改，最後提出可直行與轉向的速度控制架構。

3-1 轉向命令產生器

在車輛高速轉向時，轉向半徑會遠大於車輛的軸距，因此本文以圖3-1自行車模型推導穩態轉向方程式[13,18]，為方便推導，本文假設內外側前輪轉向角差異可以忽略，兩前輪可以轉向角為 δ 之單輪來代表。

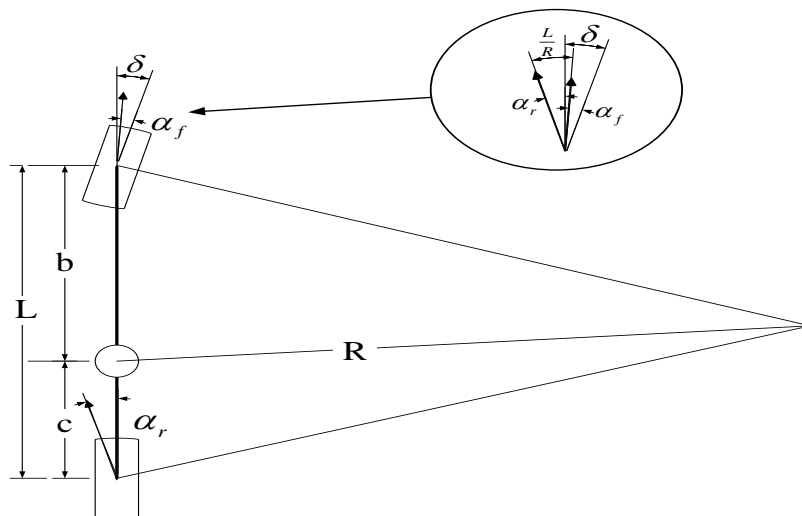


圖 3-1 自行車模型

其中：

- α_f : 前輪側滑角
- α_r : 後輪側滑角
- L : 前後輪軸距
- b : 前輪軸與車重心距離
- c : 後輪軸與車重心距離

對以速度V向前運動的車輛而言，輪胎所有側向力之和須等於質量乘以向心加速度，即：

$$\Sigma F_y = F_{yf} + F_{yr} = \frac{MV^2}{R} \quad (3-1)$$

其中：

- F_{yf} : 前輪側向(轉向)力
- F_{yr} : 後輪側向(轉向)力
- M : 汽車質量
- V : 前進速度
- R : 轉向半徑



對一相對於重心為力矩平衡之車輛而言，前後側向力所衍生日矩之總和須為零，即：

$$F_{yf}b - F_{yr}c = 0 \quad (3-2)$$

因此

$$F_{yf} = \frac{c}{b} F_{yr} \quad (3-3)$$

代回(3-1)式可得：

$$\frac{MV^2}{R} = F_{yr} \frac{(b+c)}{b} = F_{yr} \frac{L}{b} \quad (3-4)$$

$$F_{yr} = \frac{Mb V^2}{L R} \quad (3-5)$$

其中 $\frac{Mb}{L}$ 為後軸所支持汽車質量的部分(也就是 $\frac{W_r}{g}$)，故(3-5)式代表的意義為後軸產生的側向力，需為 $\frac{W_r}{g}$ 乘以該點之側向加速度，同理可得前軸產生的側向力為：

$$F_{yf} = \frac{Mc V^2}{L R} \quad (3-6)$$

有側向力後，前後輪的側滑角可由側向力除以轉向剛性 (cornering stiffness)求得[18]：

$$\alpha_f = \frac{W_f V^2}{C_{af} gR} \quad (3-7)$$

$$\alpha_r = \frac{W_r V^2}{C_{ar} gR} \quad (3-8)$$

其中 C_{af} 與 C_{ar} 分別為前後輪的轉向剛性。

由圖3-1的幾何關係，可以推得以下式子：

$$\delta = \frac{180^\circ}{\pi} \frac{L}{R} + \alpha_f - \alpha_r \quad (3-9)$$

上式中 $\frac{L}{R}$ 乘以 $\frac{180^\circ}{\pi}$ 是把弧度轉為角度。將(3-7)與(3-8)代入上式可得穩態轉向方程式：

$$\delta = \frac{180^\circ}{\pi} \frac{L}{R} + \frac{W_f V^2}{C_{af} gR} - \frac{W_r V^2}{C_{ar} gR}$$

$$\delta = \frac{180^\circ}{\pi} \frac{L}{R} + \left(\frac{W_f}{C_{cf}} - \frac{W_r}{C_{cr}} \right) \frac{V^2}{gR} \quad (3-10)$$

其中：

- δ : 前輪轉向角(deg)
- L : 軸距(m)
- R : 轉向半徑(m)
- V : 前進速度(m/s)
- g : 重力加速度(m/s²)
- W_f : 前軸負載(N)
- W_r : 後軸負載(N)
- C_{cf} : 前輪轉向剛性(N/rad)
- C_{cr} : 後輪轉向剛性(N/rad)

在(3-10)式中，除了 δ 、 R 與 V 外，其餘皆為可量測的常數，而 δ 為駕駛者的命令， V 可由非驅動輪量測得到，因此藉由(3-10)式，可以算出在前輪角度 δ 與車速 V 下的轉向半徑 R ：

$$R = \frac{180^\circ}{\pi} \frac{L}{\delta} + K_{us} \frac{V^2}{g\delta} \quad (3-11)$$

$$K_{us} = \left(\frac{W_f}{C_{cf}} - \frac{W_r}{C_{cr}} \right) \quad (3-12)$$

其中 K_{us} 為不足轉向係數(understeer coefficient)[18]。

有轉向半徑後，將原先的自行車模型轉為四輪車轉向模型，如下圖所示：

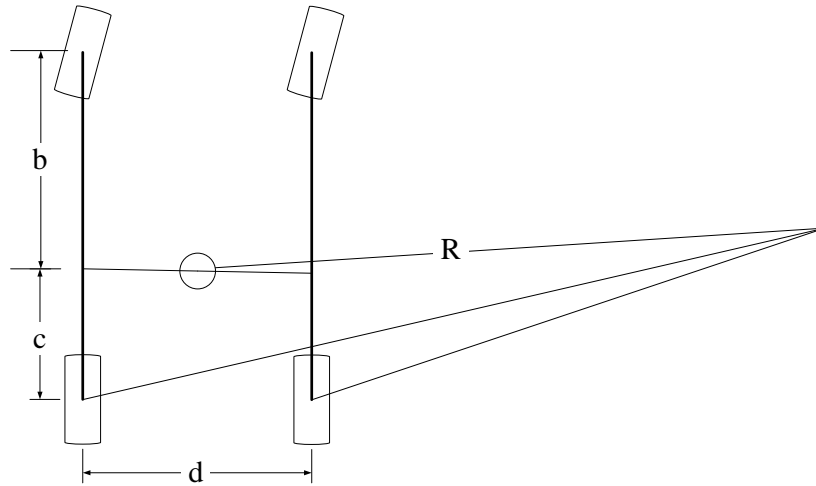


圖 3-2 四輪車轉向模型

因為轉向時轉向半徑 R 遠大於車輛的左右輪距 d ，可以簡化成內外側輪分別以 $(R - \frac{d}{2})$ 與 $(R + \frac{d}{2})$ 為半徑轉向，此外轉一圈所需時間相同，

因此可列出下列等式：

$$\frac{2\pi R}{V} = \frac{2\pi(R - d/2)}{V_{in}} = \frac{2\pi(R + d/2)}{V_{out}} \quad (3-13)$$

其中 V_{in} 、 V_{out} 分別為內外側輪繞轉向中心轉向的速度。由上式可

以得到內外側輪輪速與車速 V 和轉向半徑 R 的關係：

$$V_{in} = V(1 - \frac{d}{2R}) \quad (3-14)$$

$$V_{out} = V(1 + \frac{d}{2R}) \quad (3-15)$$

(3-14)(3-15)式中的轉向半徑 R ，可以由(3-11)式算出，現在將兩

式相減再除以二，即為內外側輪因轉向產生的速度變異量 ΔV ：

$$\Delta V = \frac{1}{2}(V_{out} - V_{in}) = V \frac{d}{2R} \quad (3-16)$$

將 ΔV 除以輪胎半徑 r 轉換成轉速變異量後，代入(2-7)式：

$$\Delta\omega = \frac{\Delta V}{r} = \frac{Kt}{Js + D} \Delta I^* \quad (3-17)$$

將(3-11)(3-16)代入(3-17)式，可以求得電流變化量 ΔI^* ：

$$\begin{aligned} \Delta I^* &= (Js + D) \frac{\Delta V}{rKt} = (Js + D) \frac{Vd}{2rRKt} \\ &= (Js + D) \frac{Vd}{2rKt \left(\frac{180^\circ}{\pi} \frac{L}{\delta} + K_{us} \frac{V^2}{g\delta} \right)} \\ &= (Js + D) \frac{Vd}{2rKt \left(\frac{180^\circ}{\pi} gL + K_{us} V^2 \right)} \\ &= (Js + D) \frac{Vdg\delta}{2rKt \left(\frac{180^\circ}{\pi} gL + K_{us} V^2 \right)} \\ \Delta I^* &= \frac{Js + D}{Kt} \cdot \frac{Vdg\delta}{2r \left(\frac{180^\circ}{\pi} gL + K_{us} V^2 \right)} \end{aligned} \quad (3-18)$$

(3-18)中的 ΔI^* 即為轉向電流命令，現在將其與二分之一的駕駛者總電流命令相加、相減後分別輸入至對應的外、內側輪的MFC，即可產生有速差的速度命令輸入到後級馬達，使車輛轉向，整體轉向命令產生器的作用方塊圖如下圖3-3所示：

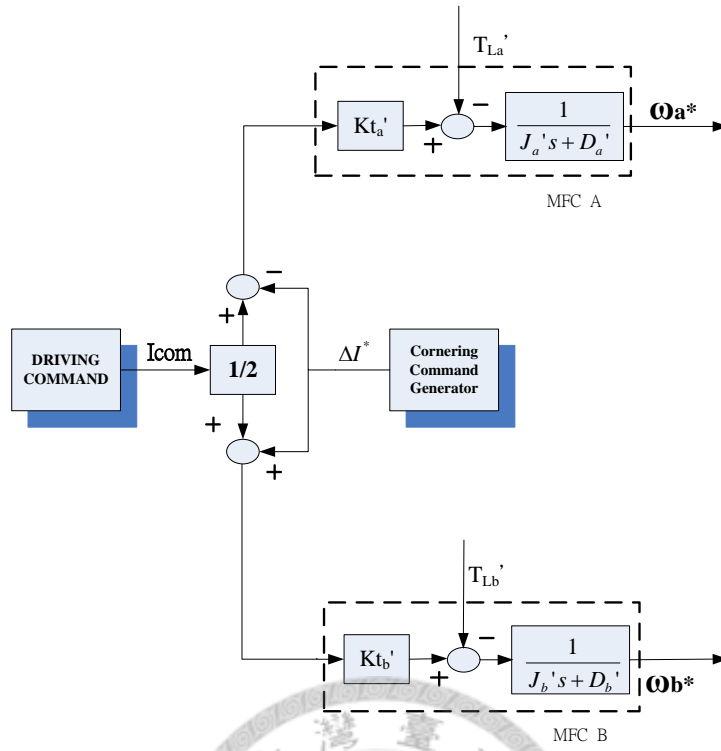


圖 3-3 轉向命令產生器作用方塊圖

3-2 控制架構修改

為了讓車輛能夠轉向，除了上一節設計出轉向命令產生器外，整體架構也必須改變，本節就一一介紹須修改的部分與修改後的控制架構。

3-2-1 MFC 控制修改

在[17] 中，原先的MFC控制架構是為了讓後級對應的馬達方便作速度控制，也就是讓馬達接收速度命令，輸出與命令大小相同的轉速，所以使用MFC把駕駛者的電流命令轉換成速度命令。

因為在製造上的細微差異使得馬達參數不盡相同，即使輸入相同速度命令，流過兩馬達的電流也不會一樣。同樣的，MFC的參數設定與對應之馬達相同，就算駕駛者輸入一樣的電流命令，MFC出來的速度命令也不會相同。在[17] 裡面作者用的解決方法，是把出來的速度命令相加再除以二，強制輸出一樣的速度命令進入馬達，這種粗糙的做法最大的缺點就是讓車輛無法轉向。

圖3-3為此種架構示意圖，其中MFC A與Motor A的參數相同，MFC B與Motor B的參數相同，但A與B參數不同。

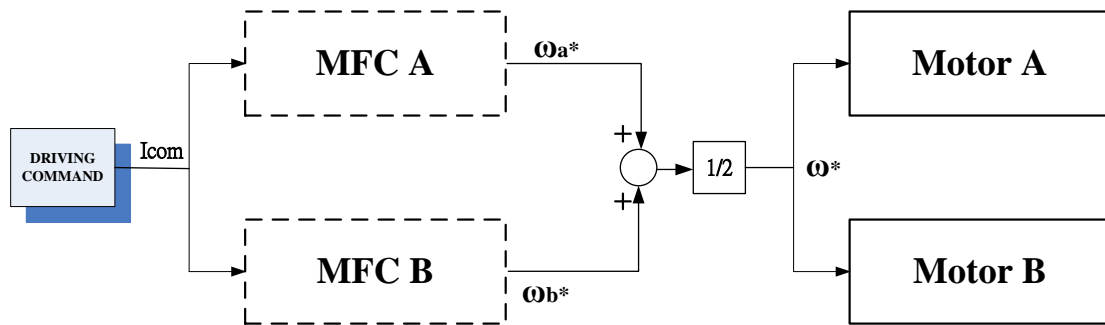


圖 3-4 [17]中的 MFC 架構示意圖

為了讓車輛在轉向時也能受到電流控制，首先將相加除以二的方塊拿掉，讓MFC輸出的速度命令直接進入後級馬達。然而如此會造成車輛直行時，輸入同樣電流進MFC卻因為參數不同，跑出不同的速度命令，因此本文將MFC的參數獨立出來，與馬達A、B都不相同，架構如下圖：

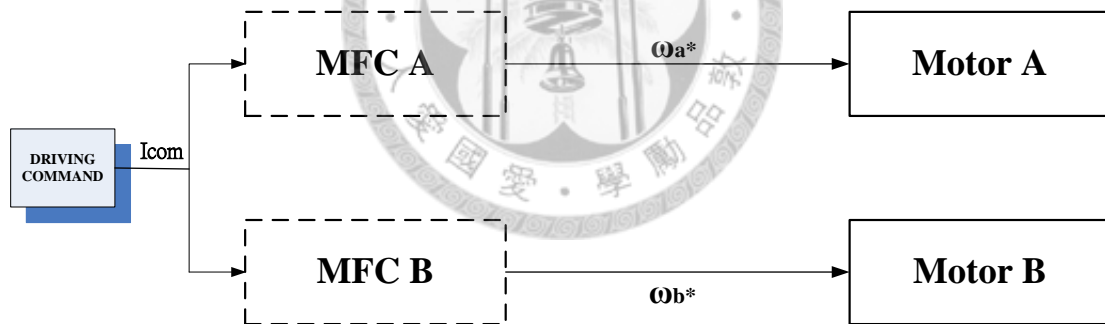


圖 3-5 本文之 MFC 架構示意圖

對後級馬達來說，須要的輸入為速度命令，前面MFC是否與馬達相同並不影響。車輛直行時馬達接收到的還是相同的速度命令，轉向時接收到電流分配後具速差的速度命令，如此在直行轉向均可作用，因此本文採用此種架構。MFC的參數與A、B馬達差異盡量不要太大，選擇方法後面章節再行討論。

3-2-2 VCC 架構修改

在原本[17] 的架構中，是讓總電流命令減掉實際進入馬達的電流 I_a 與 I_b 之和，再把此差值送入VCC產生補償的速度命令，最後將補償的轉速命令 $\Delta\omega_c$ 與MFC產生的轉速命令相加後輸入馬達，架構如下圖所示：

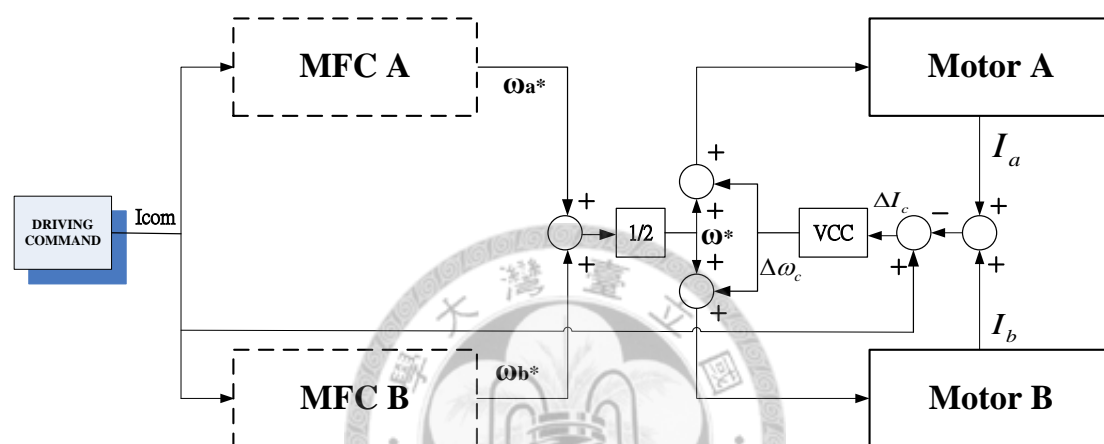


圖 3-6 [17]中的 VCC 架構示意圖

現在A、B輪已經MFC獨立速度控制，考慮轉向時內外側輪的速度差，輸入相同補償值 $\Delta\omega_c$ 到A、B馬達並不妥當，因此在新的架構中增加為兩個相同獨立的VCC方塊，分別處理A、B兩輪的速度補償。

在此同時VCC的輸入也須修改，現行之MFC參數與馬達不同，可想見MFC的電流命令與對應之馬達內部電流一定不同，因此將兩者的電流差值輸入至VCC並不適合。考量整體的控制架構，本文保留總電流 I_{com} 與馬達實際電流命令 I_a 與 I_b 的差值 ΔI_c ，將 ΔI_c 按兩獨立MFC的電流命令，分配相同比例的電流作為對應VCC的輸入。

圖3-7即為現行的VCC控制架構示意圖：

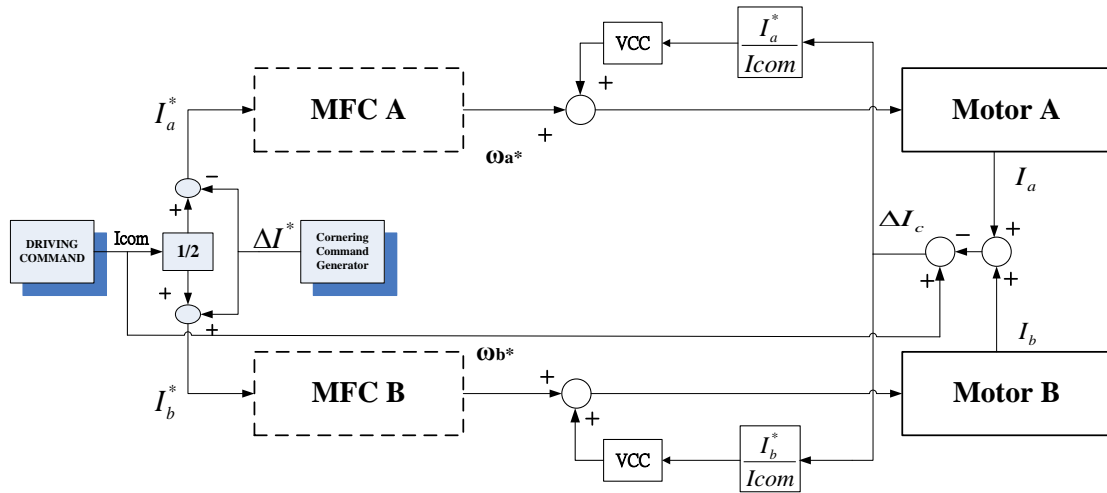


圖 3-7 本文之 VCC 架構示意圖

本文的VCC控制架構就如圖3-7所示，在[17] 中作者有針對控制架構作穩定性與強健性分析，現在架構已經改變，下節將詳細討論修改後VCC架構之轉移函數的穩定性、反應與強健性分析。

3-3 VCC 控制器轉移函數與其穩定性分析

在討論控制架構的穩定性前，必須先了解系統的轉移函數，本文所提出控制架構的穩定性，應在於駕駛者總輸入電流與實際分配至各馬達的電流總和間，如下圖所示：

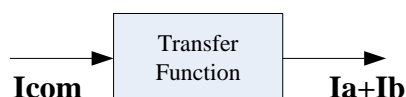


圖 3-8 輸入電流與控制電流間轉移函數示意圖

首先討論包含PI控制器基本的速度控制轉移函數，即如圖2-9所示，若不考慮負載擾動與輪胎與路面的打滑，則速度命令與速度輸出間閉迴路轉移函數為：

$$\frac{\omega}{\omega^*} = \frac{K_p K_t \cdot s + K_i K_t}{J s^2 + (D + K_p K_t) s + K_i K_t} \equiv G(s) \quad (3-19)$$

其中 K_p 與 K_i 為PI控制器控制增益， K_t 、 J 與 D 則為馬達參數。

而由圖2-9可知，實際輸入至馬達的電流 I 可由輸出速度反向計算得：

$$I = \frac{Js + D}{K_t} \cdot \omega = \frac{Js + D}{K_t} \cdot G(s) \cdot \omega^* \quad (3-20)$$

另外，還需要駕駛者輸入總電流的表示式才可推導出轉移函數。

下面兩小節將分別討論沒有VCC補償與有VCC補償之下，車輛系統在直行與轉向時的穩定性。

3-3-1 無 VCC 速度命令補償之系統穩定性分析

首先考慮直行時的狀況，輸入MFC的電流命令為一半的駕駛者輸入命令(I_{com})：

$$I_a^* = I_b^* = \frac{1}{2} I_{com} \quad (3-21)$$

由MFC架構得知，輸入兩馬達的速度命令為各MFC的輸出(ω_a^* 與 ω_b^*)，將其整理後可得：

$$\omega_a^* = \omega_b^* = \frac{1}{2} \left(\frac{Kt'}{J's + D'} \right) \cdot I_{com} \quad (3-22)$$

其中各馬達參數(Kt' 、 J' 與 D')代表內建於MFC控制器的馬達參數(Nominal Value)。

(3-19)與(3-20)式即為各馬達速度控制的轉移函數與實際分配至馬達電流的表示式，將(3-22)式之關係帶入(3-20)式可得：

$$I_a = \frac{J_a s + D_a}{Kt_a} \cdot G_a(s) \cdot \frac{1}{2} \left(\frac{Kt'}{J's + D'} \right) \cdot I_{com} \quad (3-23)$$

$$I_b = \frac{J_b s + D_b}{Kt_b} \cdot G_b(s) \cdot \frac{1}{2} \left(\frac{Kt'}{J's + D'} \right) \cdot I_{com} \quad (3-24)$$

其中 $G_a(s)$ 與 $G_b(s)$ 為各馬達的速度控制閉迴路轉移函數，將上式整理可得：

$$I_a = \frac{1}{2} I_{com} \cdot G_a(s) \cdot \left(\frac{Kt'}{Kt_a} \frac{J_a s + D_a}{J's + D'} \right) \quad (3-25)$$

$$I_b = \frac{1}{2} I_{com} \cdot G_b(s) \cdot \left(\frac{Kt'}{Kt_b} \frac{J_b s + D_b}{J's + D'} \right) \quad (3-26)$$

最後將(3-25)(3-26)式相加整理後，即可得駕駛者輸入總電流與實際分配至各馬達電流總和間的轉移函數：

$$\frac{I_a + I_b}{I_{com}} = \frac{1}{2}(A(s) + B(s)) \quad (3-27)$$

其中：

$$A(s) = G_a(s) \frac{Kt'_a J_a s + D_a}{Kt_a J' s + D'} \quad ; \quad B(s) = G_b(s) \frac{Kt'_b J_b s + D_b}{Kt_b J' s + D'}$$

若考慮各馬達參數(Kt_i 、 J_i 與 D_i ， $i = a, b$)與內建參數(Kt' 、 J' 與 D')完全相同的情況，(3-25)(3-26)式即可簡化成：

$$I_a = \frac{1}{2} I_{com} \cdot G_a(s) \quad (3-28)$$

$$I_b = \frac{1}{2} I_{com} \cdot G_b(s) \quad (3-29)$$

由上式可知實際分配至各馬達的電流相等，且當轉速 ω 穩態時，即(3-19)式中 $\omega = \omega^*$ ，此時 $G_a(s) = G_b(s) = 1$ ，故我們可以由(3-28)(3-29)式得：

$$I_a = I_b = \frac{1}{2} I_{com} \quad (3-30)$$

故當馬達參數相同時，實際分配至各馬達的電流會平均分配駕駛者總輸入的電流。但因馬達參數不盡相同，所以實際上分配至各馬達的電流並不如上述般理想。

另外，駕駛者輸入總電流(I_{com})與實際分配至各馬達的電流(I_a 、 I_b)之關係，即(3-25)(3-26)式，均包含(3-19)式中速度控制的閉迴路轉移函數($G_a(s)$ 、 $G_b(s)$)，而轉移函數中因參數變化所產生的變異項，即

$A(s)$ 與 $B(s)$ ，其係數包含實際馬達參數與內建的馬達參數，皆與馬達機械常數有關，故皆為正數。

故(3-27)式之轉移函數穩定性與響應均可由速度控制的閉迴路轉移函數決定，故若 $G_a(s)$ 與 $G_b(s)$ 穩定，則(3-28)式亦穩定。

現在考慮轉向時的狀況，將(3-21)式加上轉向命令 ΔI^* 可得兩馬達的電流命令：

$$I_a^* = \frac{1}{2} I_{com} - \Delta I^* \quad (3-31)$$

$$I_b^* = \frac{1}{2} I_{com} + \Delta I^* \quad (3-32)$$

ΔI^* 為轉向命令，將(3-18)式整理後可得：

$$\Delta I^* = \frac{J's + D'}{Kt'} \cdot \frac{dg\delta\omega}{2(57.3gL + r^2 K_{us} \omega^2)} \quad (3-33)$$

其中 ω 為輪胎轉速，本文作法是將兩非驅動輪輪速相加除以二做為 ω 值，如下所示：

$$\omega = \frac{1}{2} (\omega_a + \omega_b) \quad (3-34)$$

左右驅動輪的轉速命令為：

$$\omega_a^* = \left(\frac{Kt'}{J's + D'} \right) \cdot \left(\frac{1}{2} I_{com} - \Delta I^* \right) \quad (3-35)$$

$$\omega_b^* = \left(\frac{Kt'}{J's + D'} \right) \cdot \left(\frac{1}{2} I_{com} + \Delta I^* \right) \quad (3-36)$$

在穩態時 $\omega = \omega^*$ ，上式相加除以二後整理可得：

$$\frac{1}{2} (\omega_a^* + \omega_b^*) = \frac{1}{2} (\omega_a + \omega_b) = \frac{1}{2} \left(\frac{Kt'}{J's + D'} \right) \cdot I_{com} \quad (3-37)$$

由上式可知穩態轉向時， ΔI^* 所需的轉速 ω 與直行時的輪速 ω 相同，

將上式代回(3-33)可得：

$$\Delta I^* = \frac{\frac{1}{4}dg\delta \cdot Icom}{(57.3gL + r^2K_{us} \left(\frac{1}{2} \left(\frac{Kt'}{J's + D'} \right) \cdot Icom \right)^2)} \equiv \frac{1}{4}dg\delta \cdot Icom \cdot U(s) \quad (3-38)$$

其中：

$$U(s) = \frac{1}{(57.3gL + r^2K_{us} \left(\frac{1}{2} \left(\frac{Kt'}{J's + D'} \right) \cdot Icom \right)^2)} \quad (3-39)$$

現在將(3-35)(3-36)式之關係帶入(3-20)式，可得轉向時實際進入

馬達的電流表示式：

$$I_a = \frac{J_a s + D_a}{Kt_a} \cdot G_a(s) \cdot \left(\frac{Kt'}{J's + D'} \right) \cdot \left(\frac{1}{2} Icom - \Delta I^* \right) \quad (3-40)$$

$$I_b = \frac{J_b s + D_b}{Kt_b} \cdot G_b(s) \cdot \left(\frac{Kt'}{J's + D'} \right) \cdot \left(\frac{1}{2} Icom + \Delta I^* \right) \quad (3-41)$$

將 ΔI^* 代入整理後可得：

$$I_a = A(s) \cdot \frac{1}{2} Icom \cdot \left(1 - \frac{1}{2} dg\delta \cdot U(s) \right) \equiv f_1(Icom) \quad (3-42)$$

$$I_b = B(s) \cdot \frac{1}{2} Icom \cdot \left(1 + \frac{1}{2} dg\delta \cdot U(s) \right) \equiv f_2(Icom) \quad (3-43)$$

因為 $U(s)$ 內還有 $Icom$ 存在，此轉移函數為非線性，因此將 I_a 與 I_b

定義為 $Icom$ 的函數，最後將上式相加整理得到駕駛者輸入總電流與實

際分配至各馬達電流總和間的轉移函數：

$$\frac{I_a + I_b}{Icom} = \frac{f_1(Icom) + f_2(Icom)}{Icom} \quad (3-44)$$

利用Matlab程式跑(3-44)式，其中轉向角分別設為0度，5度與10度，橫軸單位為1/40安培，結果如圖3-9所示。由圖中可知在不同轉相角下，本電流控制架構仍然可以維持穩定。

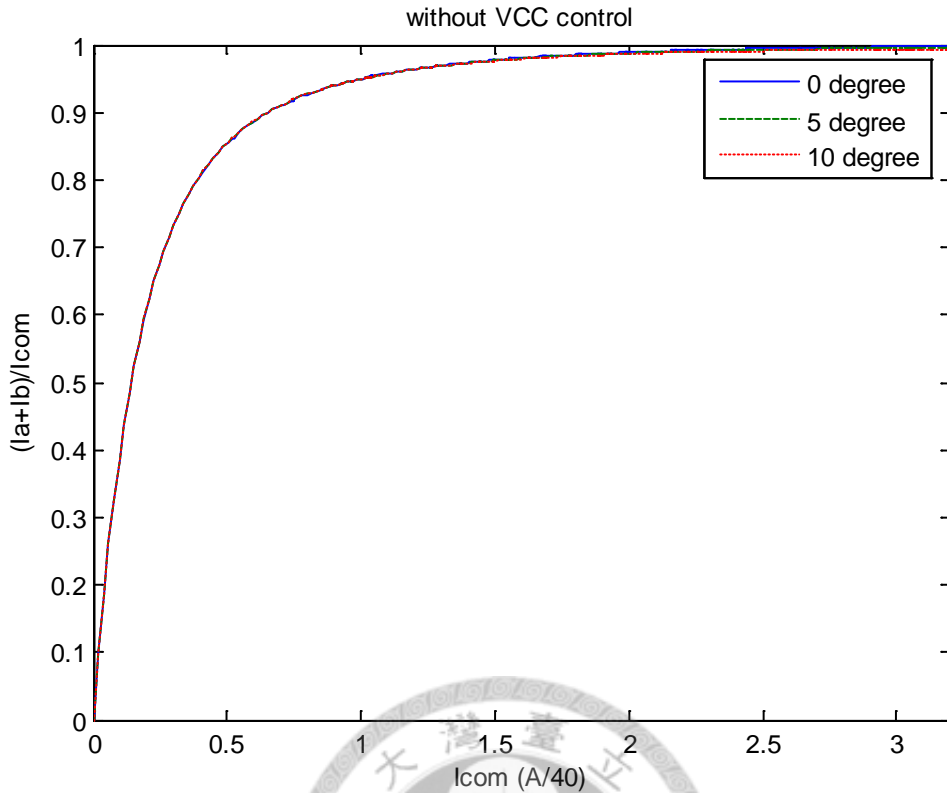


圖 3-9 駕駛者輸入總電流與實際各馬達電流總和關係圖(無 VCC 補償)

3-3-2 有 VCC 速度命令補償之系統穩定性分析

接下來分析具有 VCC 速度命令補償系統的穩定性，同樣先分析車輛直行時的狀況。經補償後的速度命令可以表示成下式：

$$\omega_a^* = \omega_b^* = \frac{1}{2} \left(\frac{Kt'}{J's + D'} \right) \cdot Icom + \frac{1}{2} \frac{z}{s + p} \cdot \Delta I_c \quad (3-45)$$

其中 ΔI_c 為總電流間誤差，即：

$$\Delta I_c = (Icom - (I_a + I_b)) \quad (3-46)$$

(3-45) 式前項為原速度命令值，而後項即為速度命令補償值，以

同樣的方式利用 (3-20) 與 (3-45) 式可得各控制電流表示式：

$$I_a = \frac{1}{2} A(s) \cdot Icom + \frac{1}{2} G_a(s) \cdot \frac{z}{Kt_a} \frac{J_a s + D_a}{s + p} \cdot (Icom - (I_a + I_b)) \quad (3-47)$$

$$I_b = \frac{1}{2}B(s) \cdot Icom + \frac{1}{2}G_b(s) \cdot \frac{z}{Kt_b} \frac{J_b s + D_b}{s + p} \cdot (Icom - (I_a + I_b)) \quad (3-48)$$

定義轉移函數M(s)，N(s)：

$$M(s) \equiv G_a(s) \cdot \frac{z}{Kt_a} \frac{J_a s + D_a}{s + p} \quad (3-49)$$

$$N(s) \equiv G_b(s) \cdot \frac{z}{Kt_b} \frac{J_b s + D_b}{s + p} \quad (3-50)$$

由(3-49)(3-50)式可知，補償後實際分配至各馬達的電流(I_a 與 I_b)

除了駕駛者輸入的電流命令($Icom$)外，還多了總電流間誤差的輸入項，

即($Icom - (I_a + I_b)$)。當總電流命令與實際分配至各馬達的總電流不同

時，其電流誤差經轉移函數M(s)與N(s)之輸入即扮演著補償電流誤差的

的角色。將(3-49)(3-50)式帶入(3-47)(3-48)式整理可得：

$$\begin{aligned} \left(1 + \frac{1}{2}M(s)\right) \cdot I_a + \frac{1}{2}M(s) \cdot I_b &= \frac{1}{2}A(s) \cdot Icom + \frac{1}{2}M(s) \cdot Icom \\ \left(1 + \frac{1}{2}N(s)\right) \cdot I_b + \frac{1}{2}N(s) \cdot I_a &= \frac{1}{2}B(s) \cdot Icom + \frac{1}{2}N(s) \cdot Icom \end{aligned}$$

將上兩式相加整理後可得速度命令補償後的轉移函數：

$$\frac{I_a + I_b}{Icom} = \frac{(A(s) + B(s) + M(s) + N(s))}{2 + M(s) + N(s)} \quad (3-51)$$

(3-51)式即為直行時速度命令補償後總輸入電流與實際分配至各

馬達電流之轉移函數，與未補償前的轉移函數((3-27)式)比較，分子

與分母均多了一項由電流誤差產生之補償轉移函數M(s)+N(s)，我們

將之整理後如(3-52)式：

$$M(s) + N(s) = \frac{z}{s + p} \left(G_a(s) \cdot \frac{J_a s + D_a}{Kt_a} + G_b(s) \cdot \frac{J_b s + D_b}{Kt_b} \right) \quad (3-52)$$

在(3-52)式的電流補償轉移函數中有二自由度的控制量，即 $\frac{z}{s+p}$

一個極點值 p 與控制增益 z 。接下來討論此增益與極點對系統的影響。

首先定義(3-52)式中：

$$G_a(s) \cdot \frac{J_a s + D_a}{K t_a} + G_b(s) \cdot \frac{J_b s + D_b}{K t_b} \equiv R(s) \quad (3-53)$$

將上式代入(3-51)式中且同乘 $(s+p)$ 可得：

$$T_c(s) \equiv \frac{I_a + I_b}{I_{com}} = \frac{(A(s) + B(s)) \cdot (s+p) + R(s) \cdot z}{2 \cdot (s+p) + R(s) \cdot z} \quad (3-54)$$

若要使上式穩定，則其極點位置均不可大於零，式中轉移函數的極點包含 $A(s)$ 、 $B(s)$ 及補償轉移函數 $M(s)+N(s)$ 中的極點，前項之穩定性已於先前討論過，而補償轉移函數 $M(s)+N(s)$ 之極點部分包含速度控制的閉迴路轉移函數之極點，與 $\frac{z}{s+p}$ 之極點，因速度控制器在設計過程已有穩定性的分析，故在此只要使補償極點位置小於或等於零，即可證明系統的穩定性。另外若要使上式轉移函數穩態誤差為零，即：

$$T_c(s) \equiv \frac{I_a + I_b}{I_{com}} \rightarrow 1$$

則增益 z 只要夠大即可，但極點位置必需要很小或為零(極點位置在以下強健性分析時將介紹其對系統強健性的影響)。

接下來分析轉向時系統的穩定性。此時 ΔI^* 所需的轉速 ω 與(3-45)式同，將其代入(3-33)式可得有VCC速度補償時的轉向電流命令：

$$\Delta I^* = \frac{\frac{1}{4} \left(dg\delta \cdot Icom + \frac{z}{Kt'} \frac{J's + D'}{s+p} \cdot \Delta I_c \right)}{\left(57.3gL + r^2 K_{us} \left(\frac{1}{2} \left(\frac{Kt'}{J's + D'} \right) \cdot Icom + \frac{1}{2} \frac{z}{s+p} \cdot \Delta I_c \right)^2 \right)} \quad (3-55)$$

此時速度命令的表示式為：

$$\omega_a^* = \left(\frac{Kt'}{J's + D'} \right) \cdot \left(\frac{1}{2} Icom - \Delta I^* \right) + \frac{I_a^*}{Icom} \frac{z}{s+p} \cdot \Delta I_c \quad (3-56)$$

$$\omega_b^* = \left(\frac{Kt'}{J's + D'} \right) \cdot \left(\frac{1}{2} Icom + \Delta I^* \right) + \frac{I_b^*}{Icom} \frac{z}{s+p} \cdot \Delta I_c \quad (3-57)$$

將上式代入(3-20)與可得各輪控制電流表示式：

$$I_a = \frac{J_a s + D_a}{Kt_a} \cdot G_a(s) \cdot \left[\left(\frac{Kt'}{J's + D'} \right) \cdot \left(\frac{1}{2} Icom - \Delta I^* \right) + \frac{I_a^*}{Icom} \frac{z}{s+p} \cdot \Delta I_c \right]$$

$$I_b = \frac{J_b s + D_b}{Kt_b} \cdot G_b(s) \cdot \left[\left(\frac{Kt'}{J's + D'} \right) \cdot \left(\frac{1}{2} Icom + \Delta I^* \right) + \frac{I_b^*}{Icom} \frac{z}{s+p} \cdot \Delta I_c \right]$$

整理後可得：

$$I_a = \left(\frac{1}{2} A(s) \cdot Icom - A(s) \cdot \Delta I^* \right) + \frac{I_a^*}{Icom} M(s) \cdot \Delta I_c \equiv f_3(Icom) \quad (3-58)$$

$$I_b = \left(\frac{1}{2} B(s) \cdot Icom + B(s) \cdot \Delta I^* \right) + \frac{I_b^*}{Icom} N(s) \cdot \Delta I_c \equiv f_4(Icom) \quad (3-59)$$

相加整理後可得轉向時具VCC速度補償之駕駛者輸入總電流到

實際各馬達電流總和的轉移函數：

$$\frac{I_a + I_b}{Icom} = \frac{f_3(Icom) + f_4(Icom)}{Icom} \quad (3-60)$$

同樣利用Matlab跑(3-60)式，測試參數與圖3-9相同，其結果如圖

3-10所示。

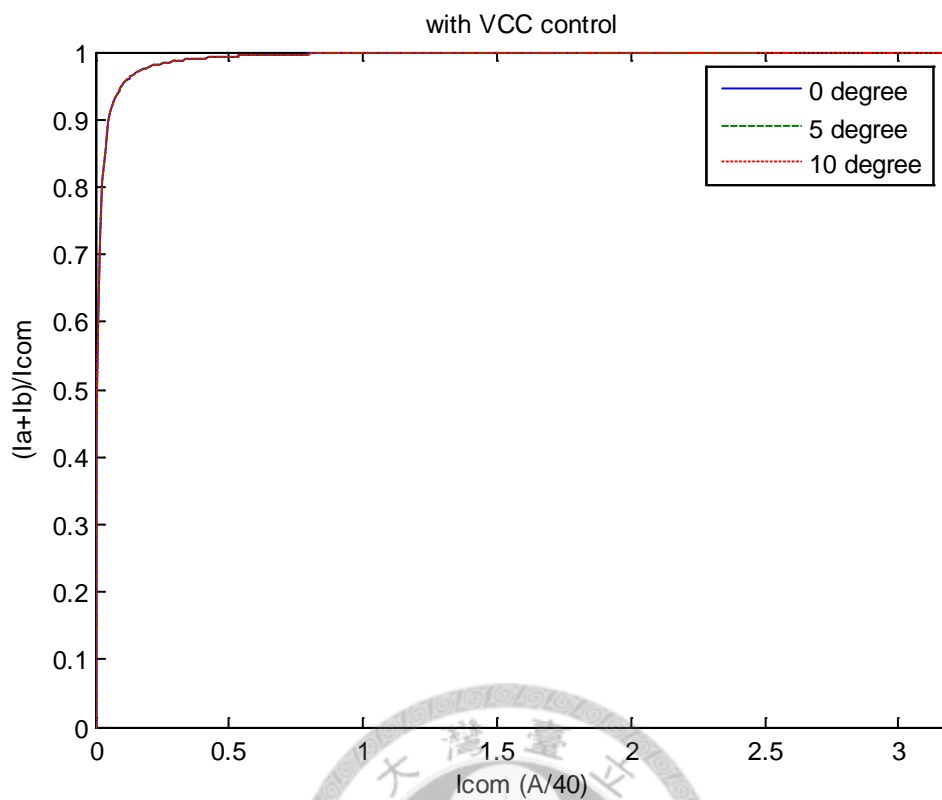


圖 3-10 駕駛者輸入總電流與實際各馬達電流總和關係圖(有 VCC 補償)

由上圖可知，此系統架構在轉向時仍可穩定，且其值與沒有 VCC 控制(圖3-9)比起來更快趨近於1。

3-4 控制器強健性分析

控制系統強健性的定義，就是對系統內參數的變化與外在負載擾動具有很低的靈敏度，在[17]中作者已針對速度控制架構與電流分配控制架構進行強健性分析，雖然現在電流分配架構經過修改，但速度控制架構沒有改變，因此對速度控制強健性本文就不再贅述，以下就只對修改後的電流分配架構進行強健性分析。

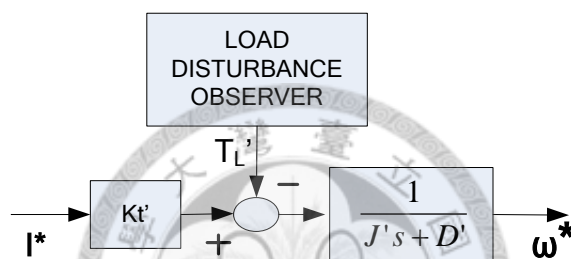


圖 3-11 單輪 MFC 方塊

1. 電流分佈控制器對負載變化的強健性

首先將推導包含負載輸入時， I_{com} 與 $I_a + I_b$ 間的轉移函數。上圖為本文所使用的速度控制，利用MFC將電流命令轉換為速度命令，由線性系統的定義，由圖3-11將包含轉向與負載的速度命令可表示如下：

$$\omega^* = \left(\frac{Kt'}{J's + D'} \right) \cdot \left(\frac{1}{2} I_{com} \pm \Delta I^* \right) + \frac{I^*}{I_{com}} \frac{z}{s+p} \cdot \Delta I_c - \frac{T_L'}{J's + D'} \quad (3-61)$$

(3-61)式為包含轉向、VCC補償與負載輸入的 a 、 b 轉速命令值。

接下來利用先前推導轉移函數(I_{com} 至 $I_a + I_b$)的方式導出包含負載輸入之轉移函數，首先求出實際輸入至馬達的電流表示式：

$$I = \frac{Js + D}{Kt} \cdot \omega = \frac{Js + D}{Kt} \cdot G(s) \cdot \omega^* + \frac{T_L}{Kt} \quad (3-62)$$

將(3-61)式代入(3-62)式可得：

$$\begin{aligned} I &= \frac{Js + D}{Kt} \cdot G(s) \cdot \left[\left(\frac{Kt'}{J's + D'} \right) \cdot \left(\frac{1}{2} Icom \pm \Delta I^* \right) + \frac{I^*}{Icom} \frac{z}{s + p} \cdot \Delta I_c - \frac{T_L'}{J's + D'} \right] + \frac{T_L}{Kt} \\ &= \frac{Js + D}{Kt} \cdot G(s) \cdot \left[\left(\frac{Kt'}{J's + D'} \right) \cdot \left(\frac{1}{2} Icom \pm \Delta I^* \right) + \frac{I^*}{Icom} \frac{z}{s + p} \cdot \Delta I_c \right] \\ &\quad + \frac{1}{Kt} \left(T_L - \frac{Js + D}{J's + D'} \cdot G(s) \cdot T_L' \right) \end{aligned} \quad (3-63)$$

定義：

$$G_{La}(s) \equiv \frac{J_a s + D_a}{J's + D'} \cdot G_a(s) ; G_{Lb}(s) \equiv \frac{J_b s + D_b}{J's + D'} \cdot G_b(s) \quad (3-64)$$

其中 $G_a(s)$ 與 $G_b(s)$ 為各馬達的速度控制閉迴路轉移函數，則利用(3-58)(3-59)式與(3-60)式中相同的定義，可將上式簡化成：

$$I_a = f_3(Icom) + \frac{1}{Kt_a} (T_{La} - G_{La}(s) \cdot T_{La}') \quad (3-65)$$

$$I_b = f_4(Icom) + \frac{1}{Kt_b} (T_{Lb} - G_{Lb}(s) \cdot T_{Lb}') \quad (3-66)$$

將上兩式相加可得包含負載輸入與速度命令補償後的轉移函數：

$$\begin{aligned} I_a + I_b &= f_3(Icom) + f_4(Icom) \\ &\quad + \frac{1}{Kt_a} (T_{La} - G_{La}(s) \cdot T_{La}') + \frac{1}{Kt_b} (T_{Lb} - G_{Lb}(s) \cdot T_{Lb}') \end{aligned} \quad (3-67)$$

(3-67)式中，實際輸入至馬達的非線性負載會經負載估測器所估測的負載補償，換句話說，負載的變化並不會對控制電流有很大的影響，假設因負載輸入使實際輸入至各馬達的電流總和之變化量為：

$$\begin{aligned}\Delta I_a + \Delta I_b &= \frac{1}{Kt_a}(T_{La} - G_{La}(s) \cdot T_{La}') + \frac{1}{Kt_b}(T_{Lb} - G_{Lb}(s) \cdot T_{Lb}') \quad (3-68) \\ &= \frac{1}{Kt_a} \left(1 - G_{La}(s) \cdot \frac{T_{La}'}{T_{La}} \right) \cdot T_{La} + \frac{1}{Kt_b} \left(1 - G_{Lb}(s) \cdot \frac{T_{Lb}'}{T_{Lb}} \right) \cdot T_{Lb}\end{aligned}$$

若要實際輸入至各馬達之負載對電流的影響為零，則必須：

$$\left(1 - G_{La}(s) \cdot \frac{T_{La}'}{T_{La}} \right) \rightarrow 0 ; \left(1 - G_{Lb}(s) \cdot \frac{T_{Lb}'}{T_{Lb}} \right) \rightarrow 0 \quad (3-69)$$

當負載估測正確時，即 $T_{Li}' = T_{Li} (i = a, b)$ ；且當 $G_{La}(s)$ 與 $G_{Lb}(s)$ 穩態值為1時，(3-69)式就會趨近於零，換句話說，此時實際輸入至各馬達之負載對電流的影響幾乎為零。

首先看到 $G_{La}(s)$ 與 $G_{Lb}(s)$ ，如(3-64)式所示，此兩項轉移函數包含了馬達參數 $\left(\frac{J_a s + D_a}{J' s + D'} \right)$ 、 $\left(\frac{J_b s + D_b}{J' s + D'} \right)$ ，與速度控制閉迴路轉移函數 $(G_a(s)$ 、 $G_b(s))$ ，故若要此兩項穩態值為1，則除了速度控制閉迴路轉移函數穩態值要為1外，實際與內建的馬達參數必須相同，才可讓 $G_{La}(s)$ 與 $G_{Lb}(s)$ 均趨近於1。然而現在因為修改後的內建馬達參數與實際不同，導致(3-69)式無法趨近於零，現在我們選擇 D' 為 D_a 與 D_b 相加的一半，且

$D_a < D_b$ ，則穩態時由(3-68)式整理可得：

$$\Delta I_a + \Delta I_b = \frac{1}{Kt_a} \left(1 - \frac{D' - \Delta D'}{D'} \cdot \frac{T_{La}'}{T_{La}} \right) \cdot T_{La} + \frac{1}{Kt_b} \left(1 - \frac{D' + \Delta D'}{D'} \cdot \frac{T_{Lb}'}{T_{Lb}} \right) \cdot T_{Lb} \quad (3-70)$$

其中 $\Delta D' = \frac{1}{2}(D_b - D_a)$ ，將上式整理後可得：

$$\Delta Ia + \Delta Ib = \frac{\Delta D'}{D'} \left(\frac{T_{La}'}{Kt_a} - \frac{T_{Lb}'}{Kt_b} \right) \quad (3-71)$$

由上式可知，負載會對馬達實際電流造成影響，然而在電動車馬達選擇時，若我們能選擇黏滯摩擦係數較相近者，則 $\Delta D'$ 就會趨近於零，即負載對馬達實際電流影響也會極小。此外，我們會盡量使兩馬達輸出力矩相近，即 $Kt_a \approx Kt_b$ ，且車輛在一般正常路面狀況下行駛，左右輪的馬達負載差異很小，當負載估測正確時，兩輪的估測負載值會近似相同，即 $T_{La}' \approx T_{Lb}'$ ，故當我們選擇內建黏滯係數為兩馬達的一半時，可有效降低負載對實際馬達電流造成的影響。

另外，負載估測是利用內建參數計算而得，故當系統參數有變化時負載會估測錯誤，即 $T_{Li}' \neq T_{Li}$ ($i = a, b$)，會造成實際馬達的電流誤差存在。由2-2節的圖2-5及其定義來分析，馬達動態方程式為：

$$J \frac{d\omega}{dt} + D\omega + T_L = Kt \times i \quad (3-72)$$

如圖2-5所示，負載項可經由輸入電流、輸出速度與估測參數求得：

$$T_L' = Kt' \times i - J' \frac{d\omega}{dt} - D' \omega \quad (3-73)$$

負載估測誤差值可由(3-72)式與(3-73)式得：

$$T_L' - T_L = \Delta J \frac{d\omega}{dt} + \Delta D \omega - \Delta Kt \times i \quad (3-74)$$

其中：

- ΔKt : $Kt - Kt'$ ，力矩常數誤差量
 ΔJ : $J - J'$ ，轉動慣量誤差量
 ΔD : $D - D'$ ，黏滯摩擦係數誤差量

其穩態誤差為：

$$E_{ss, T_L} = T_L' - T_L = \Delta D \omega - \Delta Kt \times i \quad (3-75)$$

由(3-72)式可知，負載是將馬達輸出速度經馬達的機械常數反向計算而得，但此時原本對馬達動態而言的極點如今變成零點，即 $\frac{1}{Js + D} \omega$ 改變成為 $(J's + D') \omega$ 來計算負載量，如(3-73)式所示。其穩定性可由馬達的動態方程式決定，即當 $\frac{1}{Js + D}$ 穩定時，以數學方式利用馬達輸出速度反向計算其輸入值亦為穩定。

2. 電流分佈控制器對參數變化的強健性

由於總電流 I_{com} 會對轉向命令 ΔI^* 造成影響，使得轉移函數為非線性，為簡化分析，本文只分析架構在穩態時對參數變化的強健性，即轉向命令 ΔI^* 為定值。由(3-31)式(3-32)式整理可得：

$$I_a^* = \frac{1}{2} I_{com} - \Delta I^* = m \cdot I_{com} \quad (3-76)$$

$$I_b^* = \frac{1}{2} I_{com} + \Delta I^* = n \cdot I_{com} \quad (3-77)$$

其中 $m + n = 1$ 。以前面章節相同步驟整理可得：

$$I_a = m \cdot A(s) \cdot I_{com} + m \cdot M(s)(I_{com} - I_a - I_b) \quad (3-78)$$

$$I_b = n \cdot B(s) \cdot I_{com} + n \cdot N(s)(I_{com} - I_a - I_b) \quad (3-79)$$

將上式相加整理後可得轉向時電流命令與實際分配電流總和間

的轉移函數：

$$\frac{I_a + I_b}{I_{com}} = \frac{mA(s) + nB(s) + mM(s) + nN(s)}{1 + mM(s) + nN(s)} \quad (3-80)$$

其中 $A(s)$ 與 $B(s)$ 分別為：

$$A(s) = G_a(s) \frac{Kt'_a \frac{J_a s + D_a}{J'_a s + D'_a}}{Kt'_a \frac{J_a s + D_a}{J'_a s + D'_a}} ; B(s) = G_b(s) \frac{Kt'_b \frac{J_b s + D_b}{J'_b s + D'_b}}{Kt'_b \frac{J_b s + D_b}{J'_b s + D'_b}} \quad (3-81)$$

且

$$G_a(s) = \frac{K_{pa} Kt_a \cdot s + K_{la} Kt_a}{J_a s^2 + (D_a + K_{pa} Kt_a)s + K_{la} Kt_a} \quad (3-82)$$

$$G_b(s) = \frac{K_{pb} Kt_b \cdot s + K_{lb} Kt_b}{J_b s^2 + (D_b + K_{pb} Kt_b)s + K_{lb} Kt_b}$$

上式即為各馬達的速度控制閉迴路轉移函數， K_{pa} 、 K_{la} 、 K_{pb} 與 K_{lb} 為

各控制參數。由(3-81)式與(3-82)式可知，當系統參數完全相同時，則：

$$A(s) = G_a(s) ; B(s) = G_b(s) \quad (3-83)$$

且由(3-82)式可知，在系統速度穩態時， $G_a(s) = G_b(s) = 1$ ，即：

$$[I_a + I_b]_{ss} = \lim_{s \rightarrow 0} s \left[\frac{mA(s) + nB(s) + mM(s) + nN(s)}{1 + mM(s) + nN(s)} \right] \frac{I_{com}}{s} = I_{com} \quad (3-84)$$

但因參數實際上並不會大幅變化，若(3-85)式中補償轉移函數 $mM(s) + nN(s)$ 增益若遠大於1，則因馬達參數的變化就不會影響到電流的分配，意即(3-80)式右項均會等於1。

$$M(s) + N(s) = \frac{z}{s+p} \left(m \cdot G_a(s) \cdot \frac{J_a s + D_a}{Kt_a} + n \cdot G_b(s) \cdot \frac{J_b s + D_b}{Kt_b} \right) \quad (3-85)$$

再則，由靈敏度的運算公式我們可以對VCC未補償前與補償後轉移函數內參數的變化作靈敏度的分析，首先定義轉移函數如下：

$$(mA(s) + nB(s)) \equiv T(s) \quad ; \quad mM(s) + nN(s) \equiv C(s) \quad (3-86)$$

定義其補償後轉移函數為 $T_c(s)$ ，則(3-80)式可改寫如下式：

$$\frac{Ia + Ib}{Icom} = \frac{T(s) + C(s)}{1 + C(s)} \equiv T_c(s) \quad (3-87)$$

因為參數的變化會直接影響(3-87)式中的轉移函數 $T(s)$ ，根據靈敏度分析，我們可以求得整體轉移函數 $T_c(s)$ 對 $T(s)$ 變化的靈敏度：

$$S_T^{T_c} = \frac{\partial T_c}{\partial T} \cdot \frac{T}{T_c} = \frac{T(s)}{T(s) + C(s)} \quad (3-88)$$

當 $|C(s)|$ 愈大時，參數變化對系統的靈敏度會愈趨近於零，即：

$$S_T^{T_c} = \frac{\partial T_c}{\partial T} \cdot \frac{T}{T_c} = \frac{T(s)}{T(s) + C(s)} \approx 0 \quad (3-89)$$

故當馬達參數因外在因素而有所變化時，電流分佈控制器仍然可以將駕駛者輸入的總電流分配給各馬達。而未補償前的轉移函數，其靈敏度為：

$$S_T^T = \frac{\partial T}{\partial T} \cdot \frac{T}{T} = 1 \quad (3-90)$$

因為參數變化直接影響整體的轉移函數，故靈敏度為1，故在無電流分佈控制器時，系統會因為參數變化的原因而使駕駛者輸入電流總和與分配至各馬達的電流總和不同。

3-5 雙馬達電流分配 VCC 轉向模擬

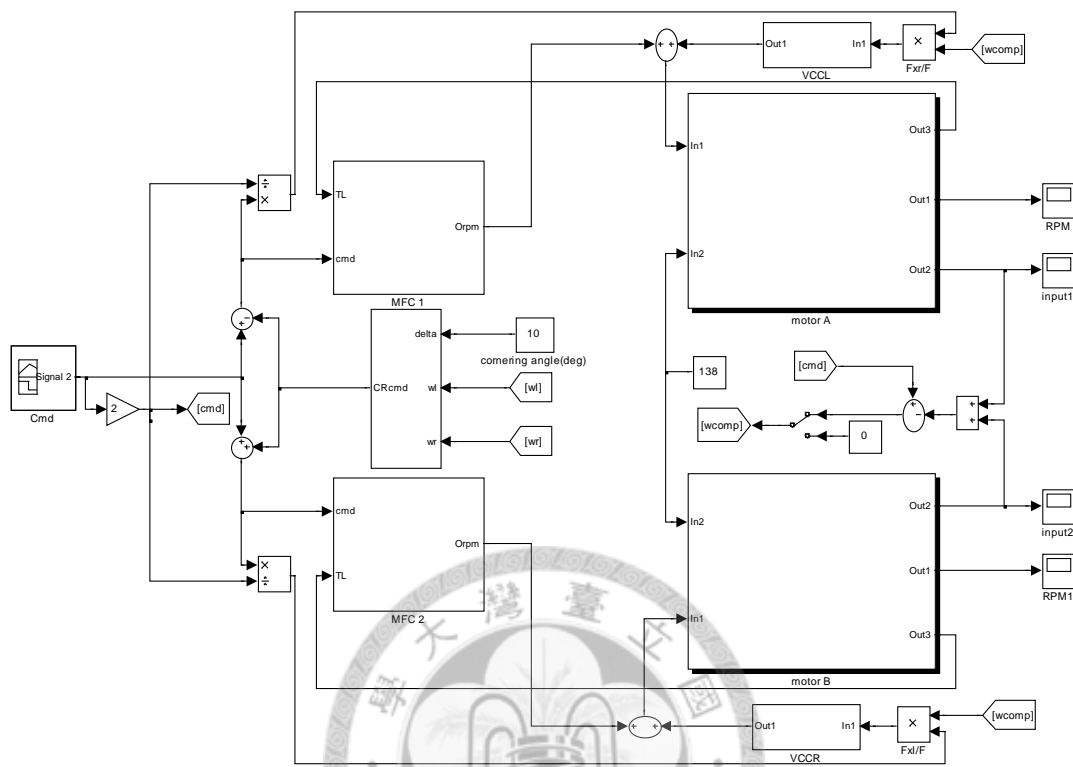


圖 3-12 雙馬達電流分配 VCC 轉向架構圖

圖3-12為本文的雙馬達 VCC 電流分配控制模型，建立在 Matlab/Simulink 上。輸入為駕駛者的電流命令(Cmd)與轉向命令(cornering angle)，輸出為馬達轉速。包含兩個相同的模型追隨控制(MFC)和不同的馬達(Motor)，兩個相同的 VCC，一個轉向訊號產生器。

本文所使用的馬達與[17]相同，為八相串聯，A 馬達參數為實際測量而得，B 馬達為與之區別，故人為選定與 A 馬達不同的參數值。

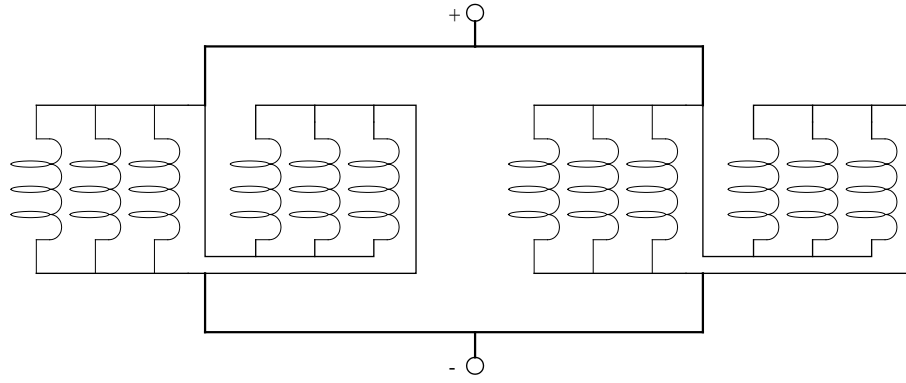


圖 3-13 兩側定子單相繞組並聯結構示意圖[17]

圖3-13為馬達單相繞組以並聯方式連接示意圖，此時單一線圈上的反電動勢為 E_b ，則單相輸出力矩：

$$T = 12 \times \frac{E_b \cdot i_c}{\omega} = Kt_p \cdot 12i_c \quad (3-91)$$

其中 i_c 為單一線圈上的電流，且反電動勢 E_b 與轉速 ω 的關係為：

$$E_b = Ke_p \cdot \omega \quad (3-92)$$

Kt_p 與 Ke_p 分別為並聯時的等效後的馬達力矩常數與反電動勢常數，且 $Kt_p = Ke_p$ 。

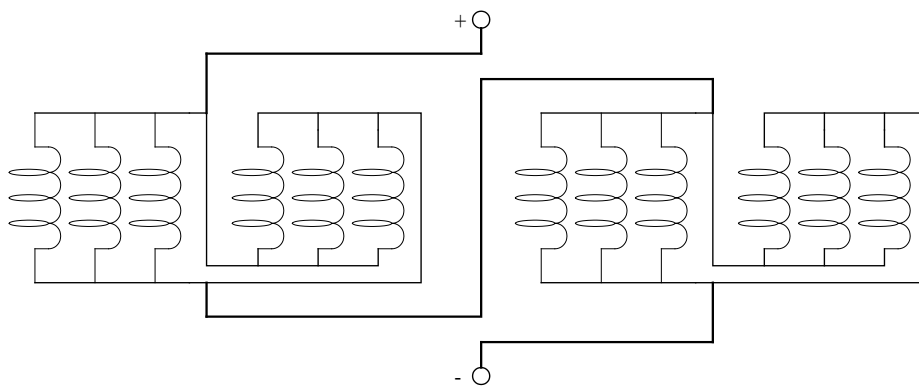


圖 3-14 兩側定子單相繞組串聯結構示意圖[17]

圖3-14為馬達單相繞組以串聯方式連接示意圖，相對於並聯連接，

在相同轉速與相電流下，單相輸出力矩為：

$$T = 12 \times \frac{E_b \cdot 2i_c}{\omega} = K_{t_s} \cdot 24i_c \quad (3-93)$$

其中 K_{t_s} 為等效後串聯時馬達力矩常數。因為繞組串聯，反電動勢變為 $2E_b$ ，則反電動勢與轉速 ω 的關係為：

$$2E_b = K_{e_s} \cdot \omega \quad (3-94)$$

其中 K_{e_s} 為等效後串聯時馬達反電動勢常數。由(3-93)與(3-94)式整理可得 K_{t_s} 與 K_{e_s} 的關係為：

$$K_{e_s} = 2K_{t_s} \quad (3-95)$$

由上式可知當馬達繞組串聯時，等效後馬達反電動勢常數 K_{e_s} 為力矩常數 K_{t_s} 的兩倍。本文馬達單相力矩常數與反電動勢常數定義為 $0.82 \text{ N}\cdot\text{m}/\text{A}$ ，此為左右定子並聯結構下之測量數據，且本文馬達為八相串聯，因此等效後的單相力矩常數為 $0.82 \text{ N}\cdot\text{m}/\text{A}$ ，而單相反電動勢常數為 $1.64 \text{ V}/(\text{rad}/\text{s})$ 。

下面將對本架構進行有無 VCC 控制時直行與轉向的模擬，輸入各馬達 MFC 的電流命令，為駕駛者輸入電流命令的一半加上轉向命令，而轉向命令前的輸入電流命令如下圖所示，包括加速、巡航與減速部分：

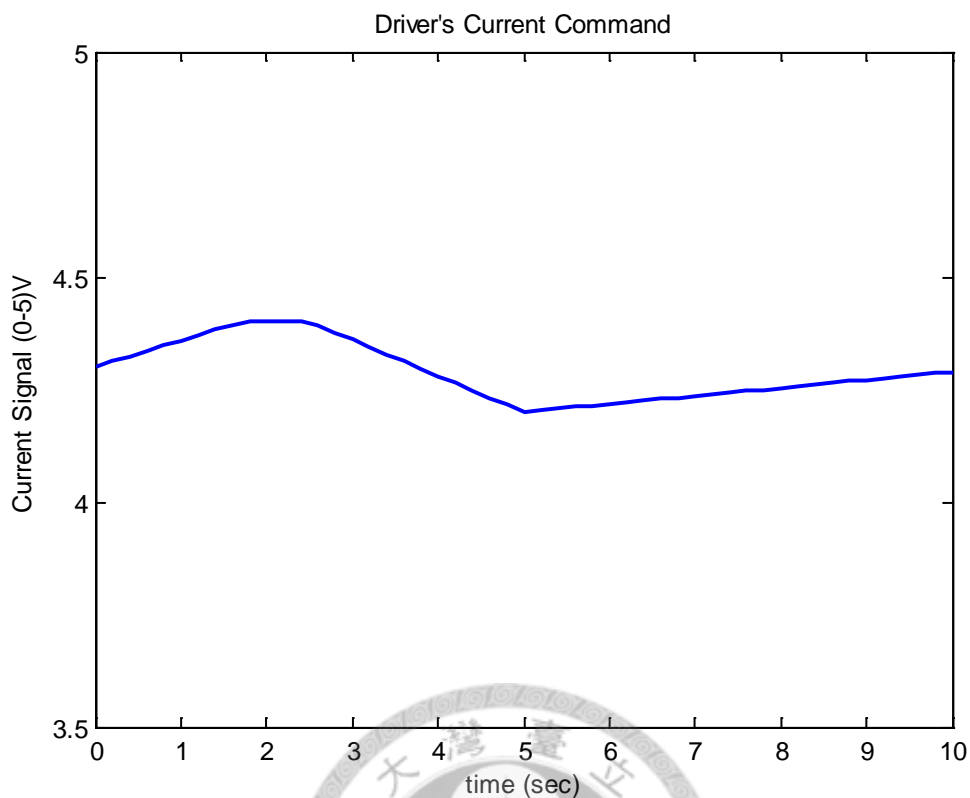


圖 3-15 均分至兩馬達之駕駛者電流命令

圖3-15中的縱軸是電流命令，為等效後的電壓訊號，其1單位代表馬達各相電流峰值為10安培。各模擬參數定義如表3-1所示，路面摩擦係數均為0.6：

Icom	駕駛者輸入總電流
Ia、Ib	實際分配至各馬達的電流
Wa*、Wb*	各馬達MFC輸出速度命令
δW_{ac} 、 δW_{bc}	各馬達VCC補償的速度命令
$W^* + \delta W_c$	各馬達經VCC補償的速度命令
Wa、Wb	各馬達實際輸出轉速

表 3-1 Matlab 模擬參數定義

(一)無速度命令補償(VCC)之直行電流分配：

	A 馬達參數	B 馬達參數	單位	VCC	轉向角
J	0.275	0.29	$kg \cdot m^2$	No	0°
D	0.22	0.1	$Nm/(rad/s)$		
Kt	0.82	0.82	Nm/A		
Ke	1.64	1.64	$V/(rad/s)$		
MFC 參數					
J'	0.282		$kg \cdot m^2$		
D'	0.16		$Nm/(rad/s)$		
Kt'	0.82		Nm/A		
Ke'	1.64		$V/(rad/s)$		

表 3-2 雙馬達與 MFC 模擬參數(一)

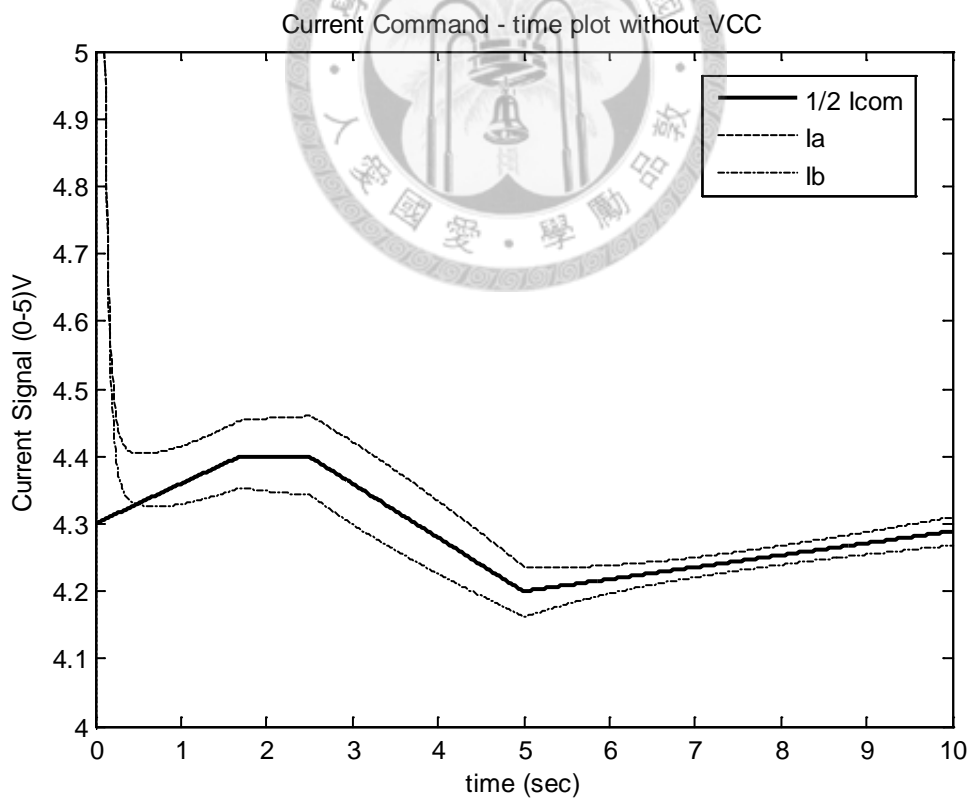


圖 3-16 無 VCC 補償車輛直行電流分佈情形

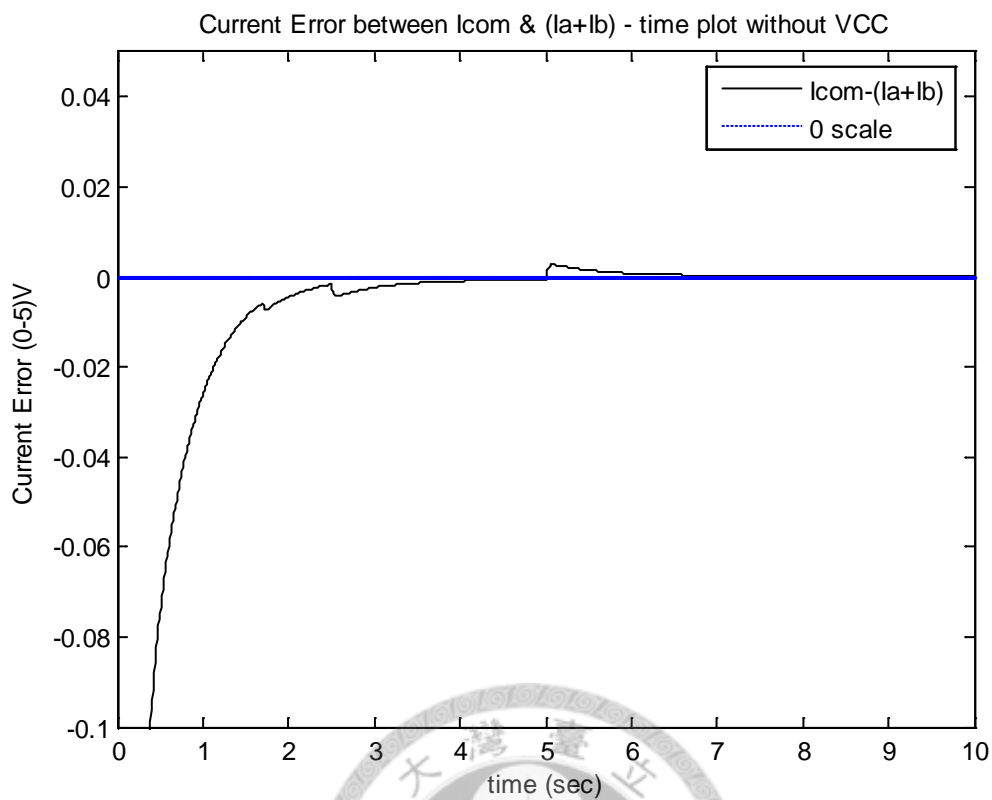


圖 3-17 無 VCC 補償車輛直行駕駛者電流命令與馬達實際總電流之差值

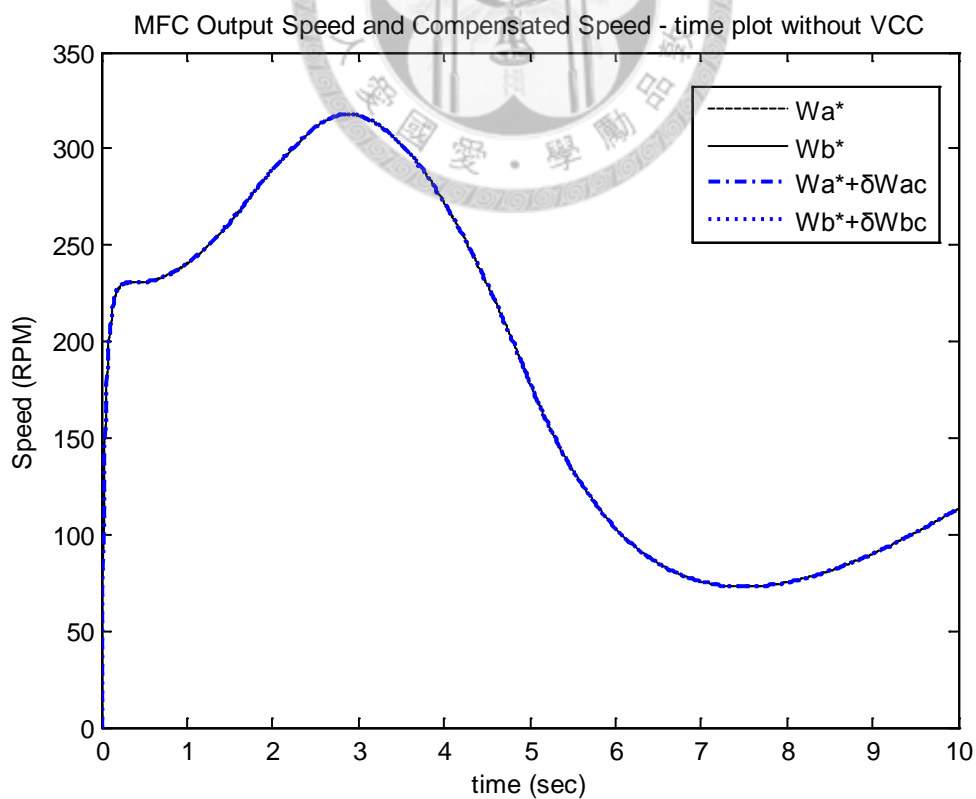


圖 3-18 無 VCC 補償車輛直行各馬達 MFC 之輸出速度命令

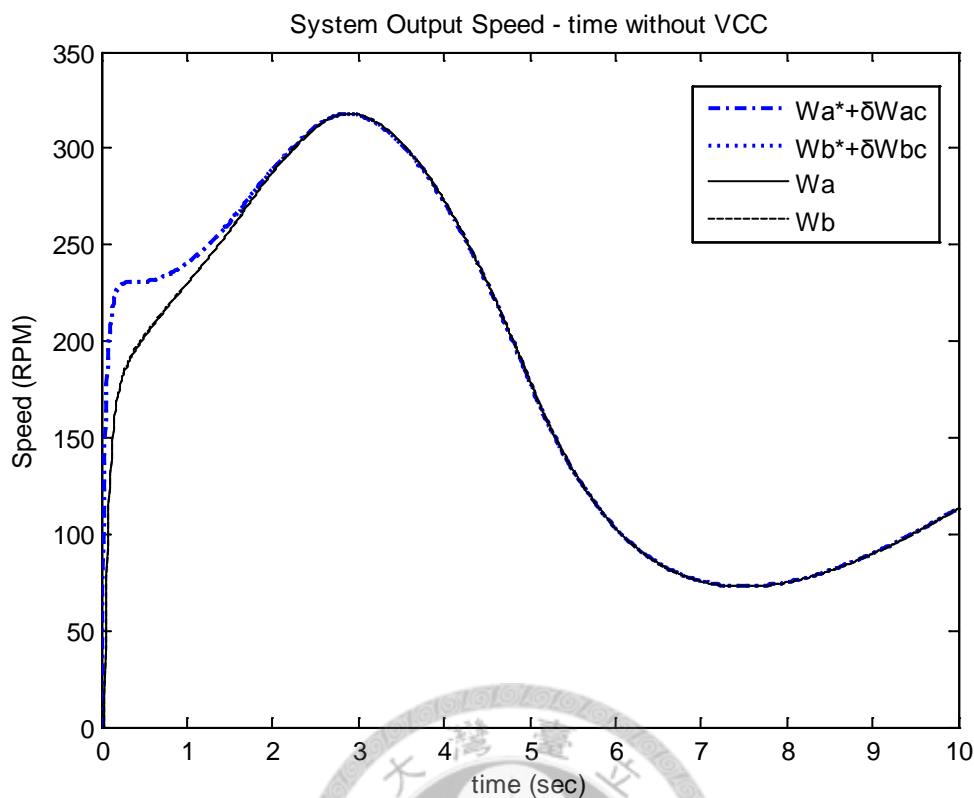


圖 3-19 無 VCC 補償車輛直行各馬達實際輸出速度

圖3-16中因為啟動時負載估測不正確，導致輸入至MFC之估測負載比實際值小，導致啟動時電流無法經MFC獲得補償，在加速過程中A馬達慣量較小，所以加速較快，但A馬達的黏滯摩擦係數較大，需要較多的電流來達到速度命令，而且兩馬達參數不盡相同，故實際分配至各馬達的電流總合(I_a+I_b)會超過駕駛者輸入的總電流(I_{com})，然而虛擬馬達參數選擇接近兩馬達的平均值，故由圖3-17可知，電流命令與總電流間的誤差越來越小，此時馬達的電流總和(I_a+I_b)已接近駕駛者的總電流(I_{com})。

圖3-18為各馬達MFC的輸出與馬達的速度命令，在無VCC補償情

況下補償值為零，即 $\delta W_{ac}=\delta W_{bc}=0$ ，故MFC的輸出為速度命令，又此時車輛直行，左右輪速相同，故圖3-18中四曲線重合。圖3-19為各馬達 PI 型速度控制的速度輸出，各馬達速度(即 W_a 與 W_b)的控制結果已達同速的需求，即其曲線重合。

(二)有速度命令補償(VCC)之直行電流分配：

	A 馬達參數	B 馬達參數	單位	VCC	轉向角
J	0.275	0.29	$kg \cdot m^2$	$\frac{20}{s}$	0°
D	0.22	0.1	$Nm/(rad/s)$		
K_t	0.82	0.82	Nm/A		
K_e	1.64	1.64	$V/(rad/s)$		
MFC 參數					
J'	0.282		$kg \cdot m^2$		
D'	0.16		$Nm/(rad/s)$		
K_t'	0.82		Nm/A		
K_e'	1.64		$V/(rad/s)$		

表 3-3 雙馬達與 MFC 模擬參數(二)

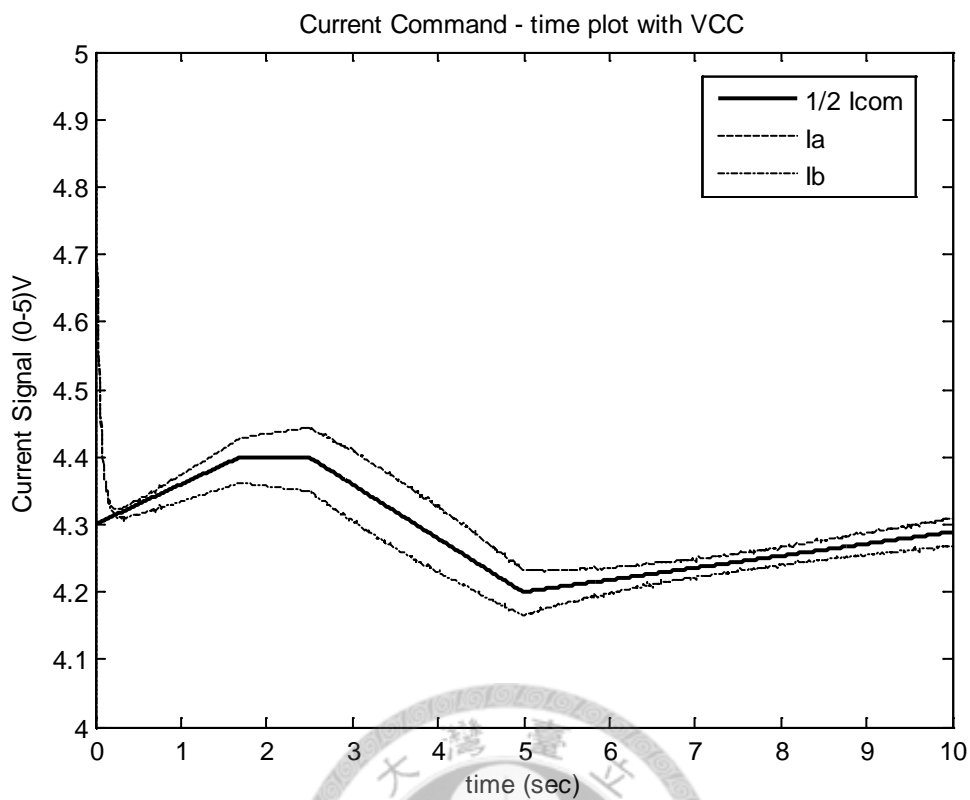


圖 3-20 有 VCC 補償車輛直行電流分佈情形

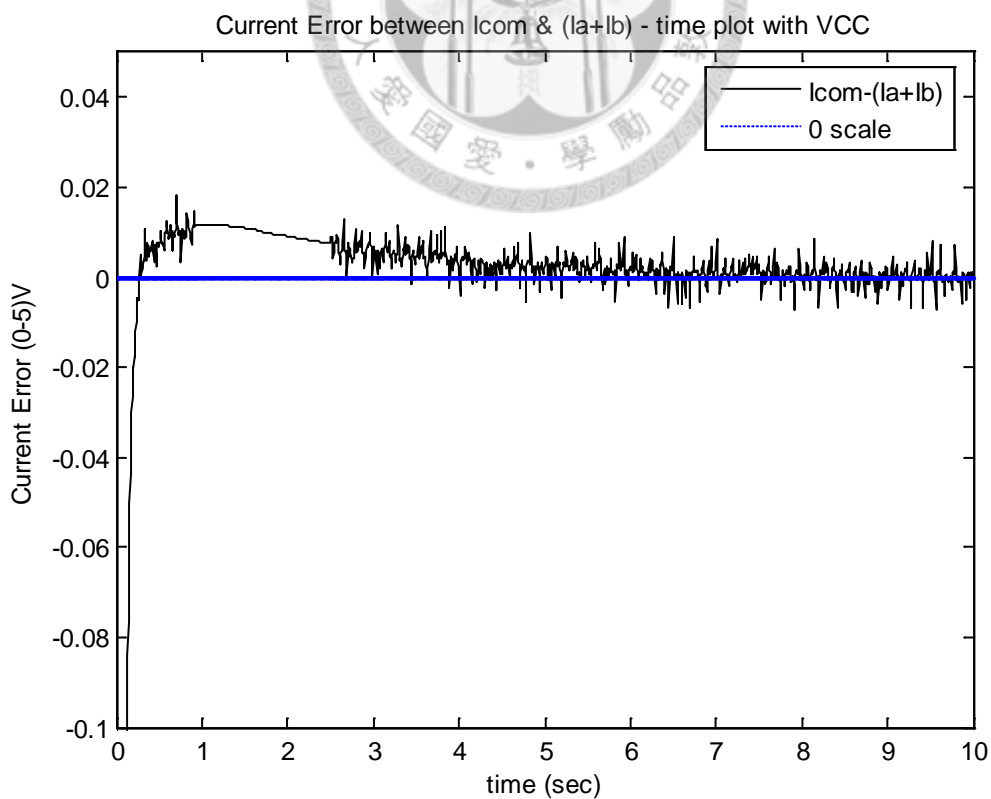


圖 3-21 有 VCC 補償車輛直行駕駛者電流命令與馬達實際總電流之差值

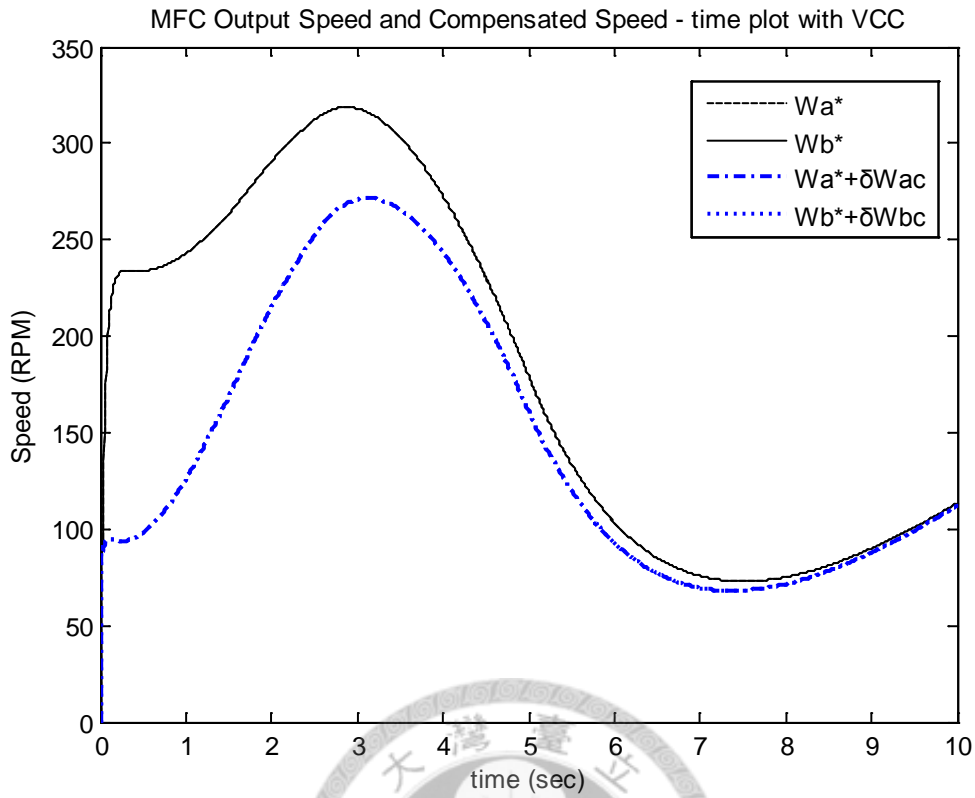


圖 3-22 有 VCC 補償車輛直行各馬達 MFC 輸出速度命令

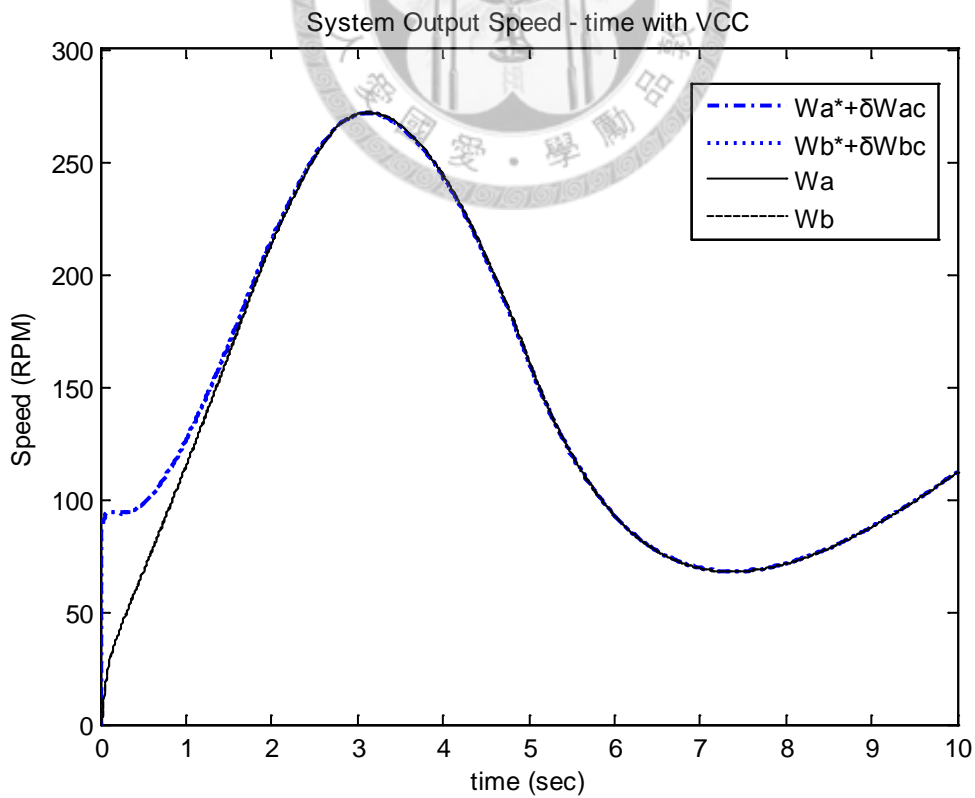


圖 3-23 有 VCC 補償車輛直行各馬達實際輸出速度

圖3-20為有VCC補償的電流分配圖，與無VCC補償的電流分配比較，如圖3-16，其起動時負載估測錯誤所造成較大的電流量較小，且因為VCC的比例控制器之直流增益較大，輸入各馬達的電流總值(I_a+I_b)會更趨近於駕駛者的電流命令(I_{com})[17]，由圖3-21可看出有VCC作用下，電流誤差更快趨近於零，故VCC速度命令補償可在各種情形下，如起動、加速或巡航等，使電流最佳分配。

圖3-22為各馬達MFC的輸出與馬達的速度命令，在無VCC補償情況下MFC的輸出即為速度命令，然而輸入馬達總電流(I_a+I_b)大於駕駛者輸入的電流命令(I_{com})，造成車輛爆衝，影響安全問題。而當系統具有VCC速度命令補償時，補償後的速度命令($W^*+\delta W_c$)較原速度命令(W^*)小，由此速度命令經各馬達PI型速度控制所產生輸入各馬達的電流總值(I_a+I_b)，會小於駕駛者輸入的總電流命令(I_{com})，保證行車安全，不致爆衝。

(三)無速度命令補償(VCC)之轉向電流分配：

	A 馬達參數	B 馬達參數	單位	VCC	轉向角
J	0.275	0.29	$kg \cdot m^2$	No	10°
D	0.22	0.1	$Nm / (rad / s)$		
Kt	0.82	0.82	Nm / A		
Ke	1.64	1.64	$V / (rad / s)$		
MFC 參數					
J'	0.282		$kg \cdot m^2$		
D'	0.16		$Nm / (rad / s)$		
Kt'	0.82		Nm / A		
Ke'	1.64		$V / (rad / s)$		

表 3-4 雙馬達與 MFC 模擬參數(三)

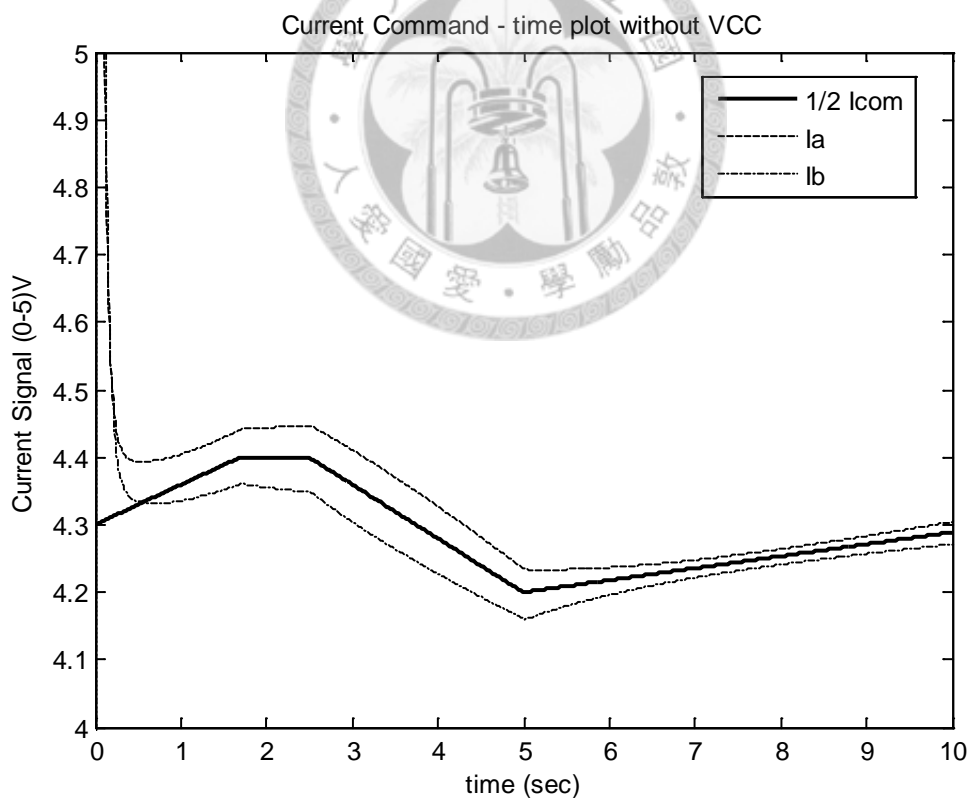


圖 3-24 無 VCC 補償車輛轉向電流分佈情形

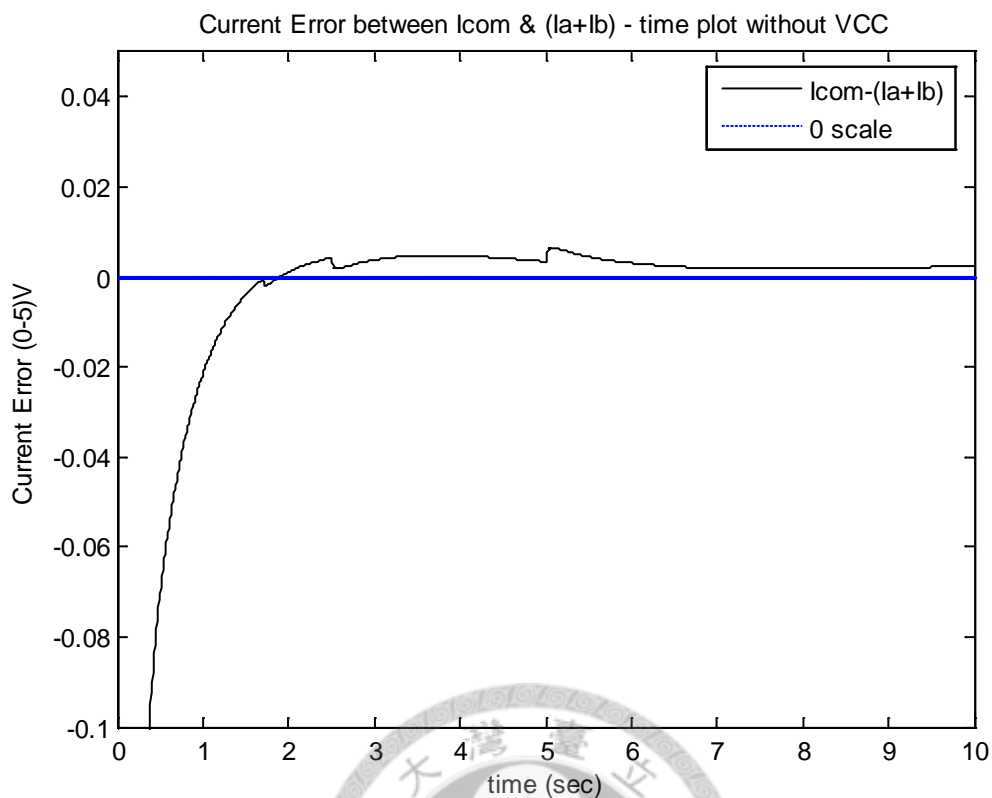


圖 3-25 無 VCC 補償車輛轉向駕駛者電流命令與馬達實際總電流之差值

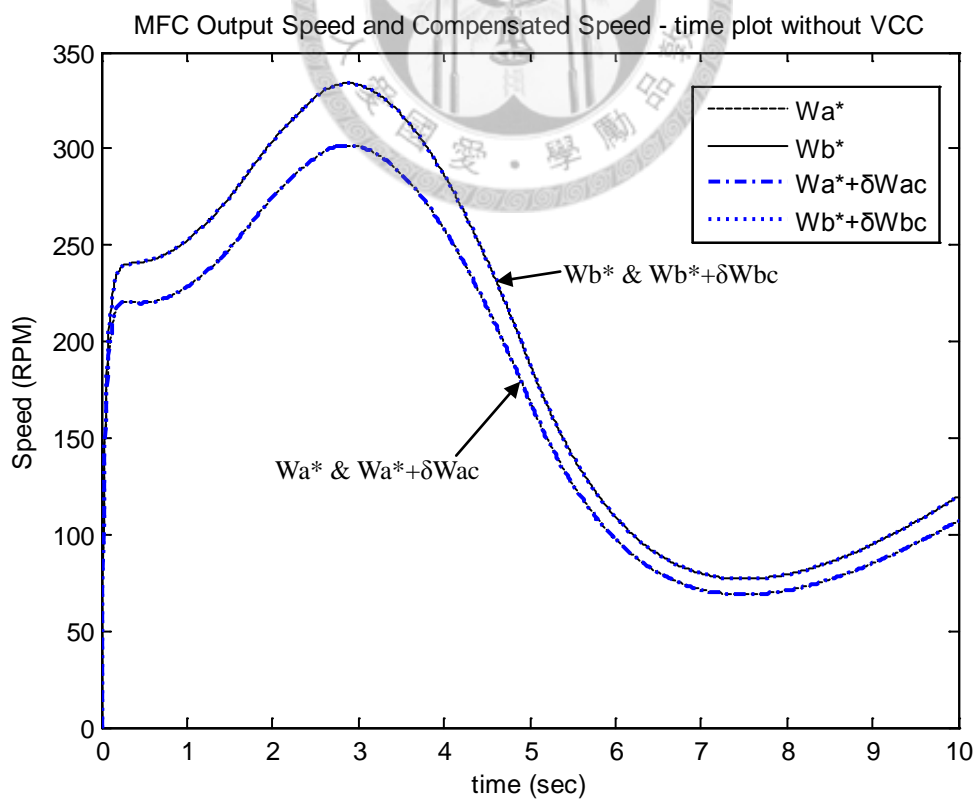


圖 3-26 無 VCC 補償車輛轉向各馬達 MFC 輸出速度命令

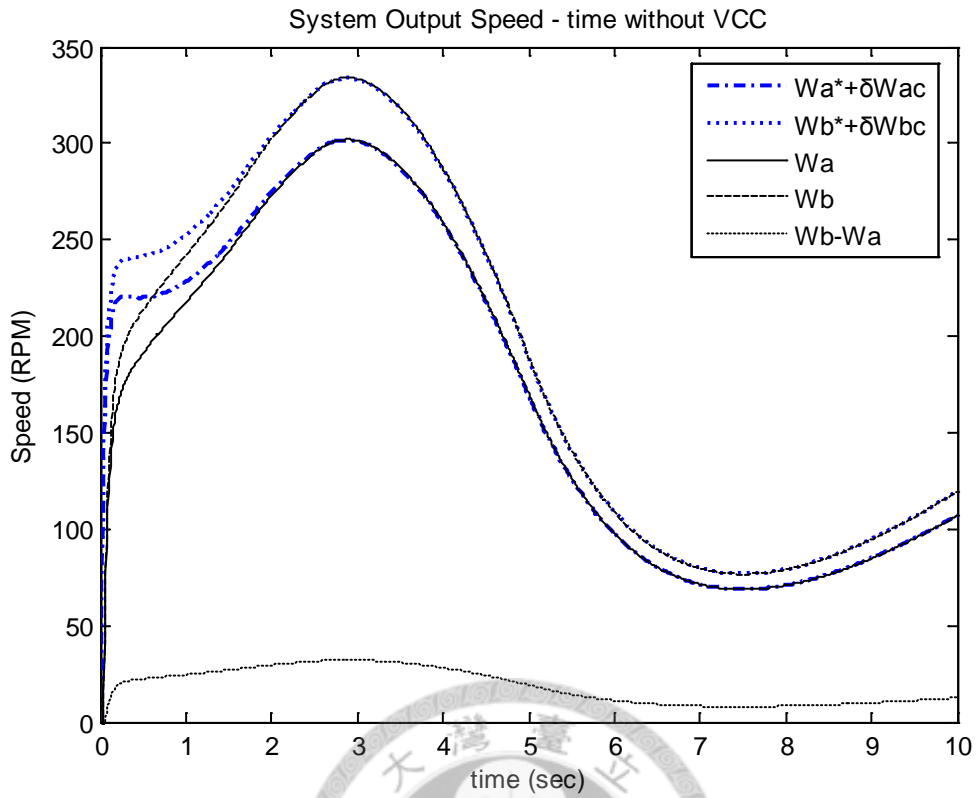


圖 3-27 無 VCC 補償車輛轉向各馬達實際輸出速度

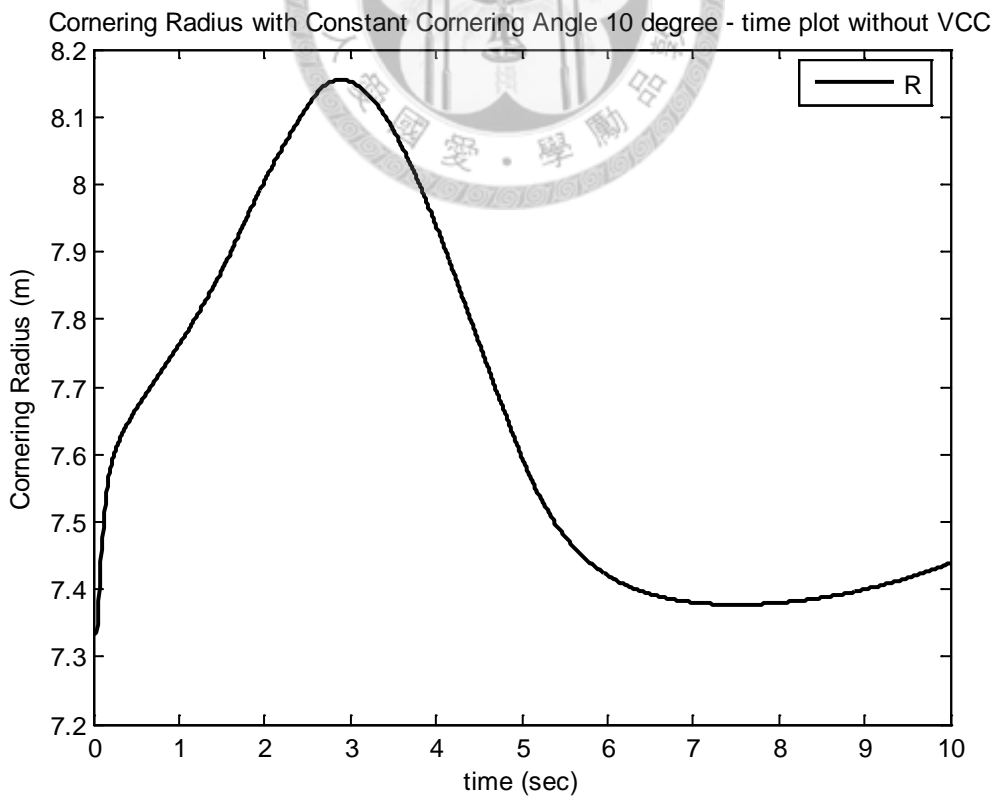


圖 3-28 無 VCC 補償車輛轉向半徑

圖3-24為沒有VCC補償時車輛轉向的電流分配圖，此時轉向角為 10° ，可以看出駕駛者總電流(I_{com})與各馬達實際輸入電流總和(I_a+I_b)已有誤差，如圖3-25所示。

圖3-26為各馬達MFC輸出與馬達的速度命令，在無VCC補償情況下 $\delta W_{ac}=\delta W_{bc}=0$ ，MFC的輸出即為速度命令，A、B馬達分別為轉向時內、外側輪，可以看到車速較快時A、B馬達速差較大。圖3-27為各馬達實際輸出速度，負載估測正確後速度輸出即可跟上速度命令。

圖3-28為定前輪轉角下車輛轉向半徑，當車輛速度越快轉向半徑越大，因此在高速過彎時駕駛者方向盤須打更多的角度。

(四)有速度命令補償(VCC)之轉向電流分配：

(四.1)參數定義如下：

	A 馬達參數	B 馬達參數	單位	VCC	轉向角
J	0.275	0.29	$kg \cdot m^2$	$\frac{20}{s}$	10°
D	0.22	0.1	$Nm/(rad/s)$		
K_t	0.82	0.82	Nm/A		
K_e	1.64	1.64	$V/(rad/s)$		
MFC 參數					
J'	0.282		$kg \cdot m^2$		
D'	0.16		$Nm/(rad/s)$		
K_t'	0.82		Nm/A		
K_e'	1.64		$V/(rad/s)$		

表 3-5 雙馬達與 MFC 模擬參數(四.1)

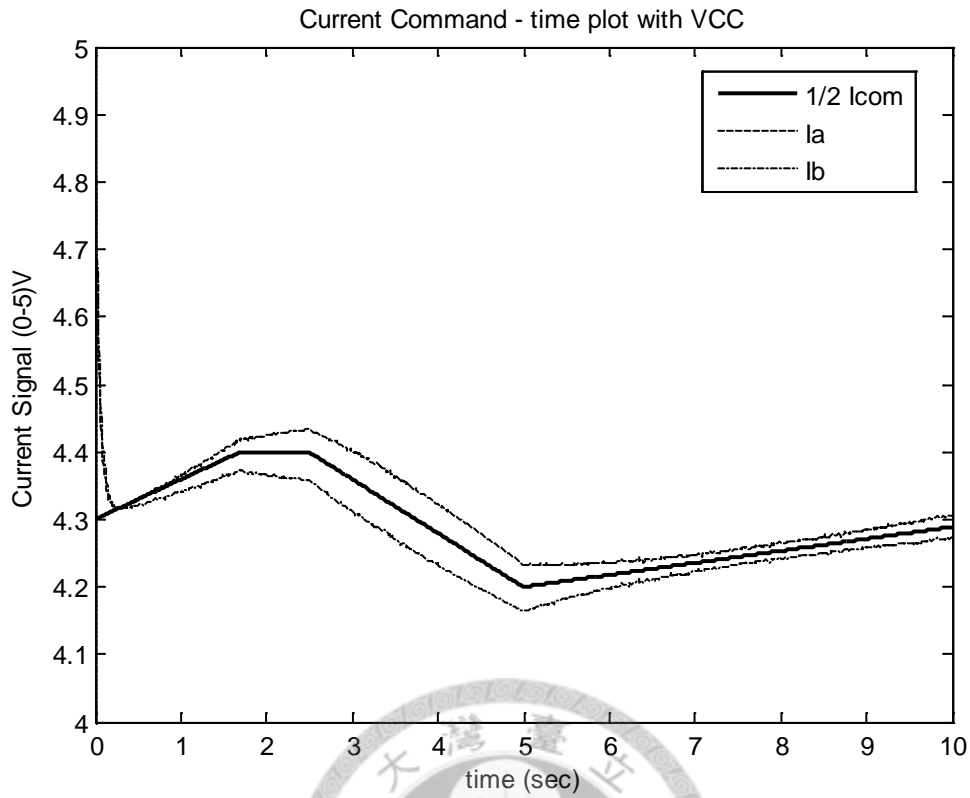


圖 3-29 有 VCC 補償車輛轉向電流分佈情形

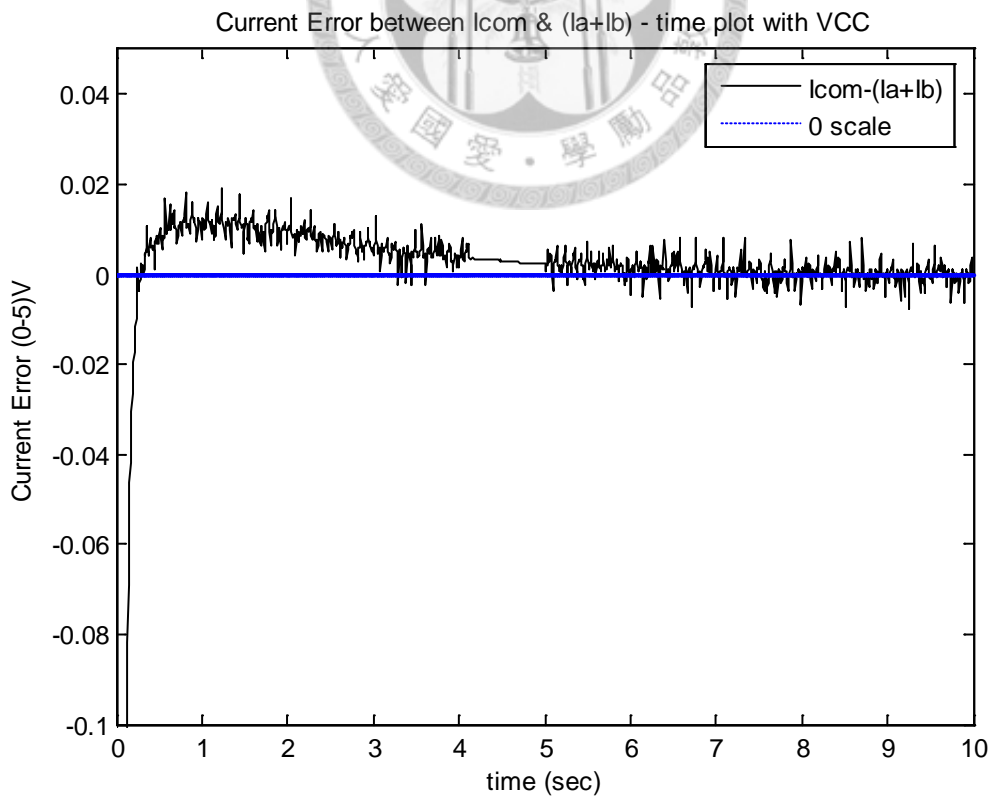


圖 3-30 有 VCC 補償車輛轉向駕駛者電流命令與馬達實際總電流之差值

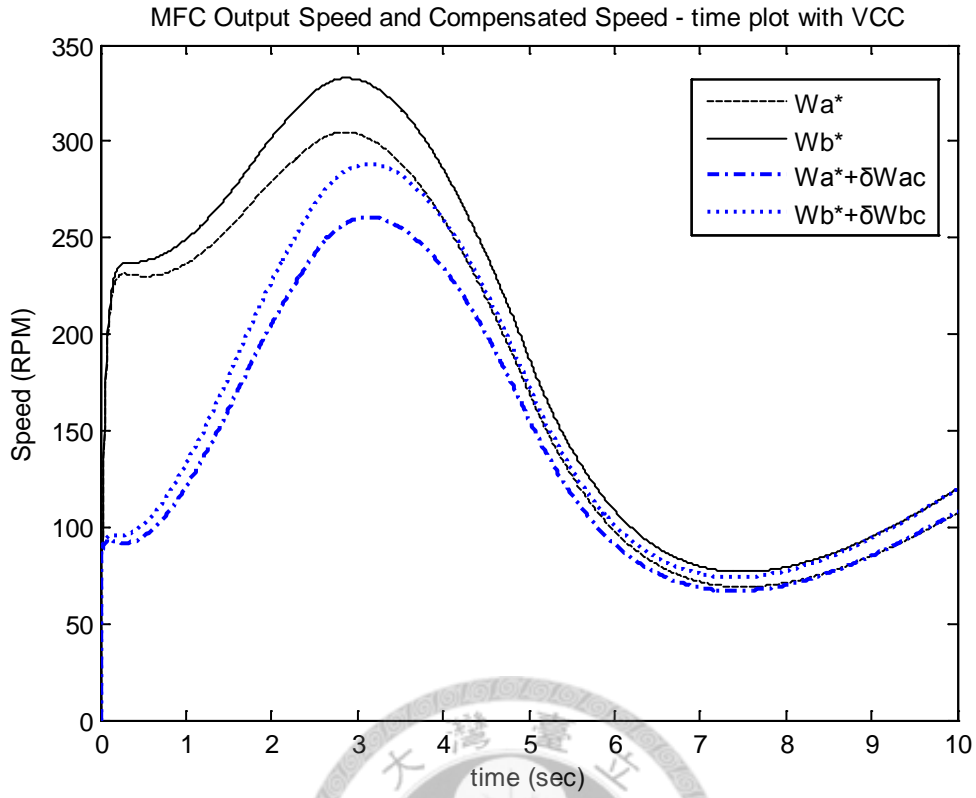


圖 3-31 有 VCC 補償車輛轉向各馬達 MFC 輸出速度命令

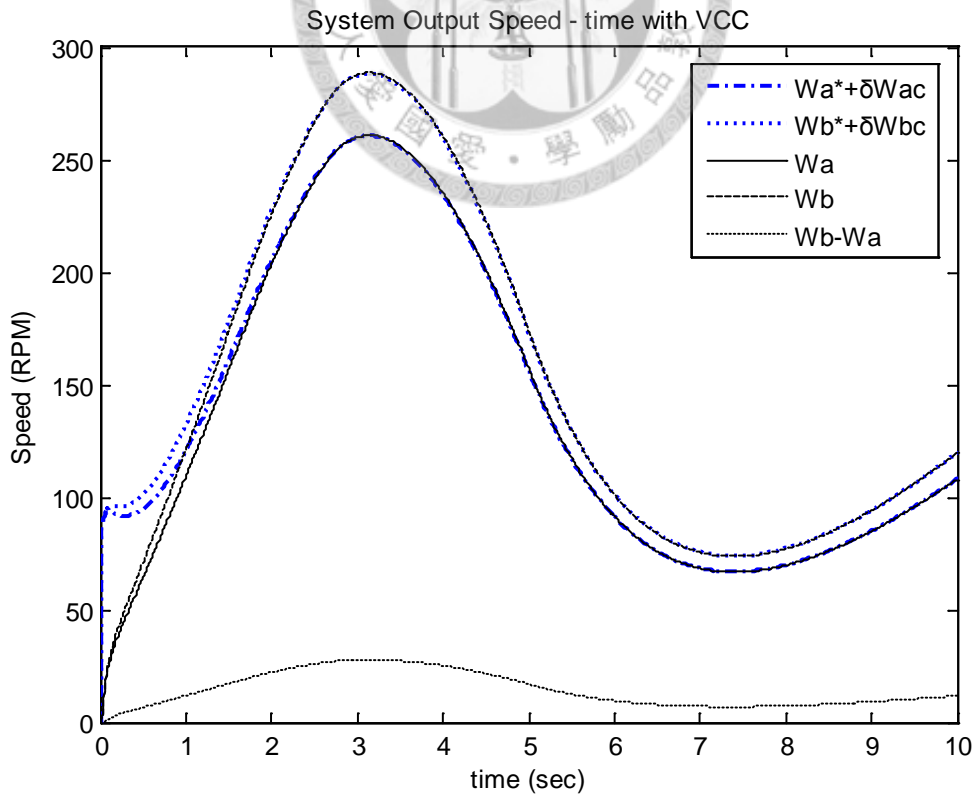


圖 3-32 有 VCC 補償車輛轉向各馬達實際輸出速度

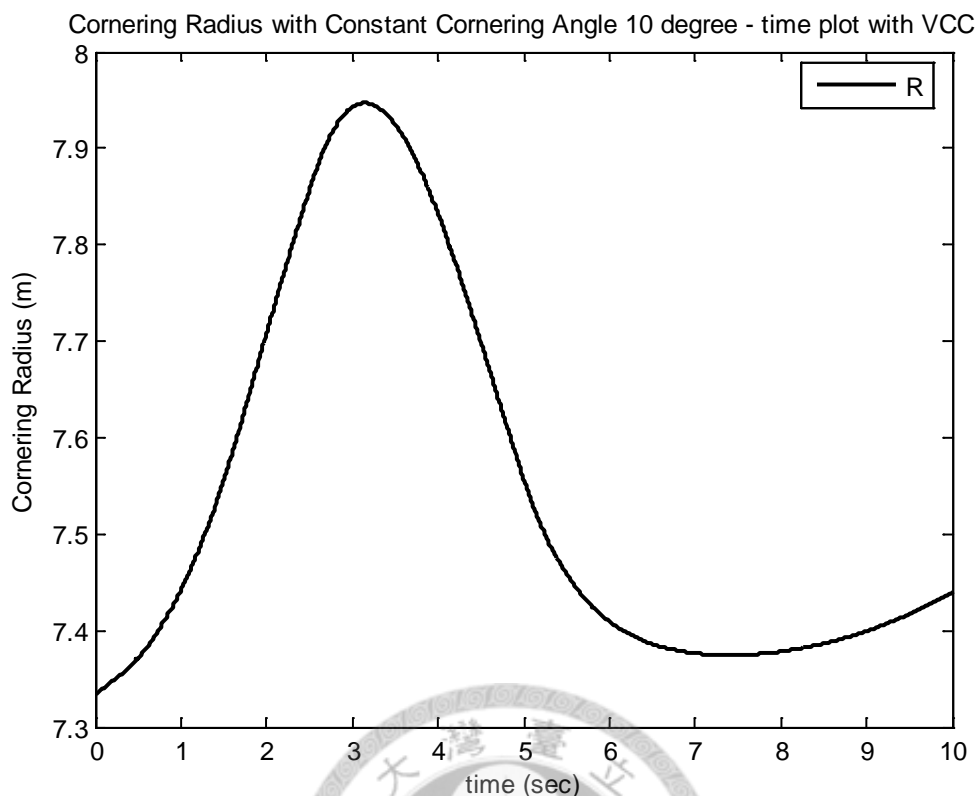


圖 3-33 有 VCC 補償車輛轉向半徑

圖3-29為車向轉向時有VCC補償的電流分配圖，與無VCC補償的電流分配比較，如圖3-24，其總電流值(I_a+I_b)較無補償時更接近駕駛者輸入的總電流命令(I_{com})，且起動時因負載估測錯誤所造成較大的電流量也較小，如圖3-30所示，使兩曲線在短時間內趨近重合，故VCC速度命令補償在轉向時仍可使電流最佳分配。

圖3-31為各馬達MFC的輸出，在無VCC補償情況下即為速度命令，因輸入馬達總電流(I_a+I_b)大於駕駛者輸入的電流命令(I_{com})，故在圖中可看到分別補償過後的速度命令($W^*+\delta W_c$)比原速度命令(W^*)小，由此速度命令經各馬達PI型速度控制所產生輸入各馬達的電流總

值(Ia+Ib)，會比無VCC速度命令補償時愈趨近於駕駛者輸入的總電流命令(Icom)。

圖3-33為補償後的定前輪轉角下車輛轉向半徑，因為補償後車輛速度比補償前小，因此與補償前的轉向半徑(如圖3-28)相比，剛開始時的轉向半徑更為平順。

(四.2)參數定義如下(改變轉向角)：

	A 馬達參數	B 馬達參數	單位	VCC	轉向角
J	0.275	0.29	$kg \cdot m^2$	$\frac{20}{s}$	如圖3-32
D	0.22	0.1	$Nm/(rad/s)$		
Kt	0.82	0.82	Nm/A		
Ke	1.64	1.64	$V/(rad/s)$		
MFC 參數					
J'	0.282		$kg \cdot m^2$		
D'	0.16		$Nm/(rad/s)$		
Kt'	0.82		Nm/A		
Ke'	1.64		$V/(rad/s)$		

表 3-6 雙馬達與 MFC 模擬參數(四.2)

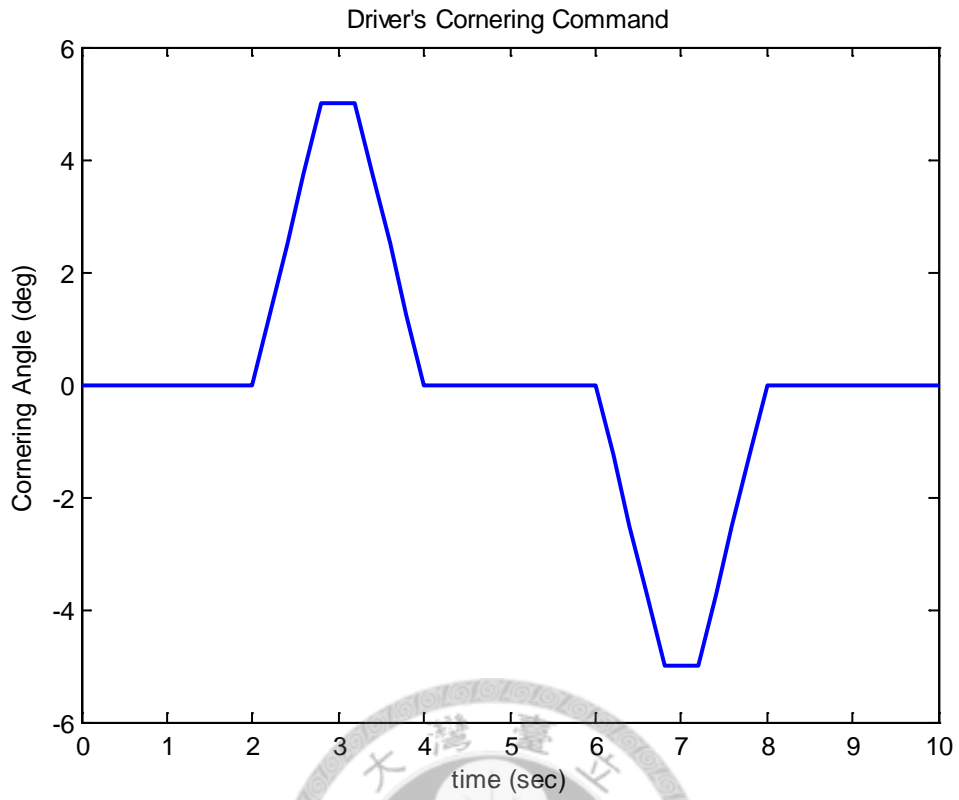


圖 3-34 前輪轉向角

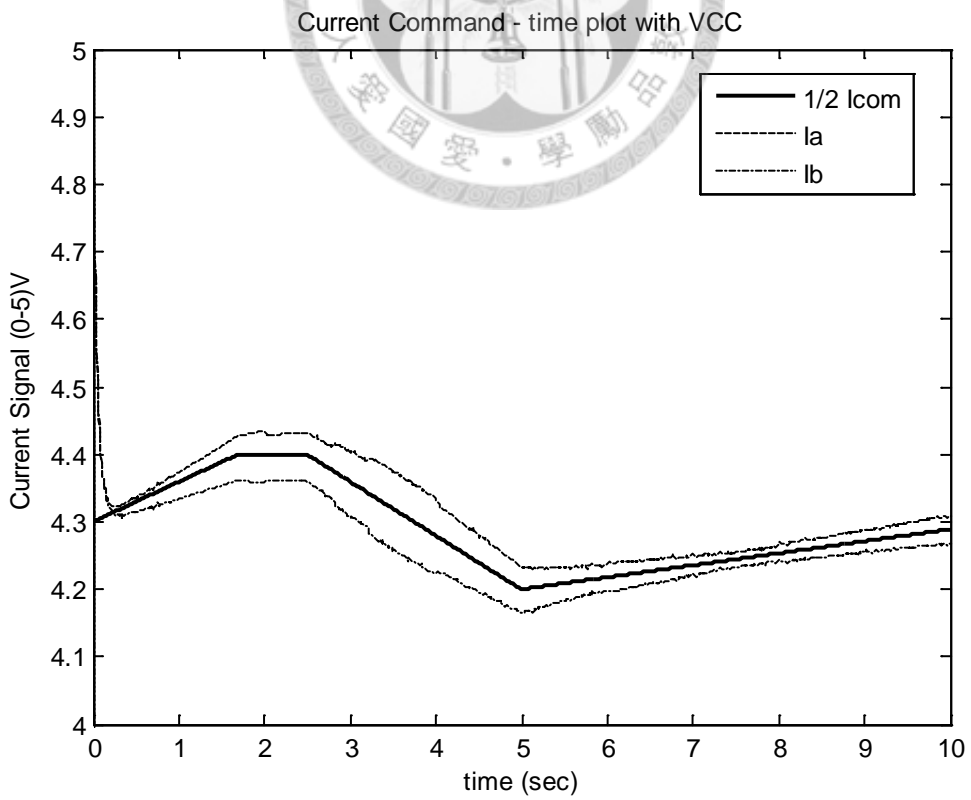


圖 3-35 有 VCC 補償車輛轉向電流分佈情形

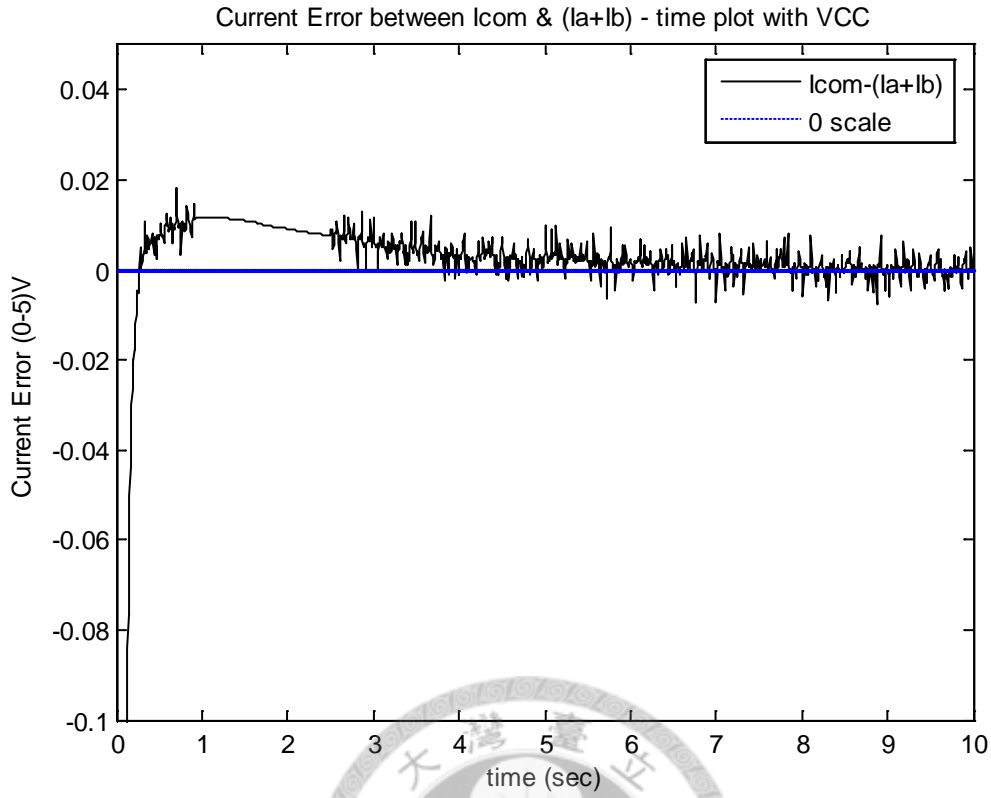


圖 3-36 有 VCC 補償車輛轉向駕駛者電流命令與馬達實際總電流之差值

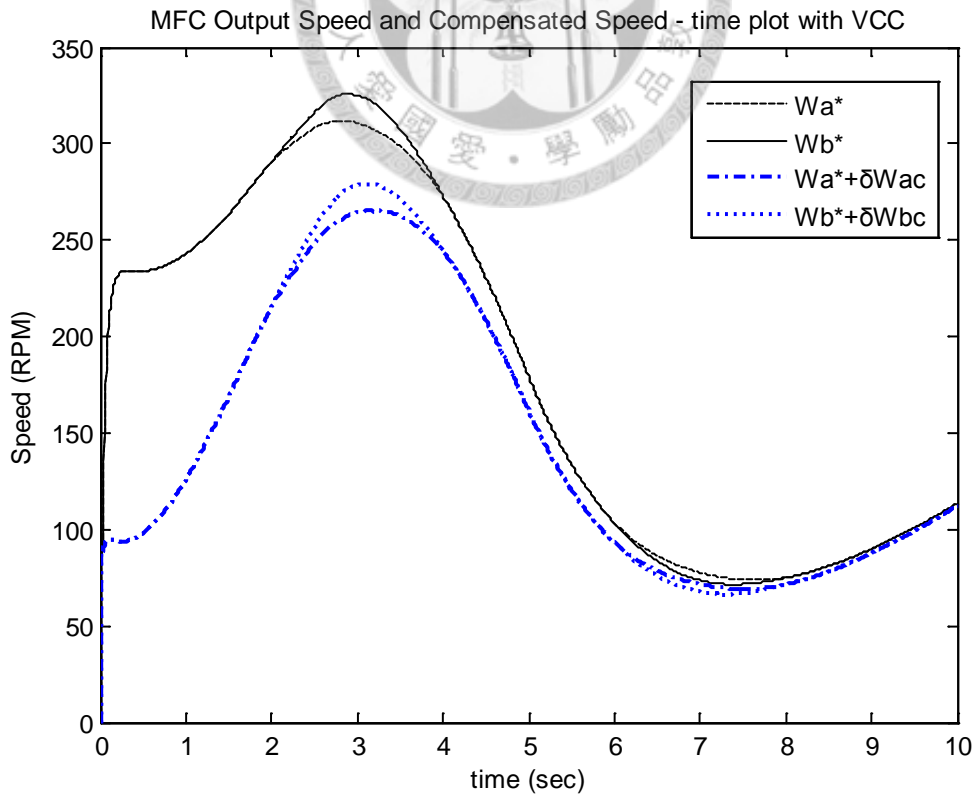


圖 3-37 有 VCC 補償車輛轉向各馬達 MFC 輸出速度命令

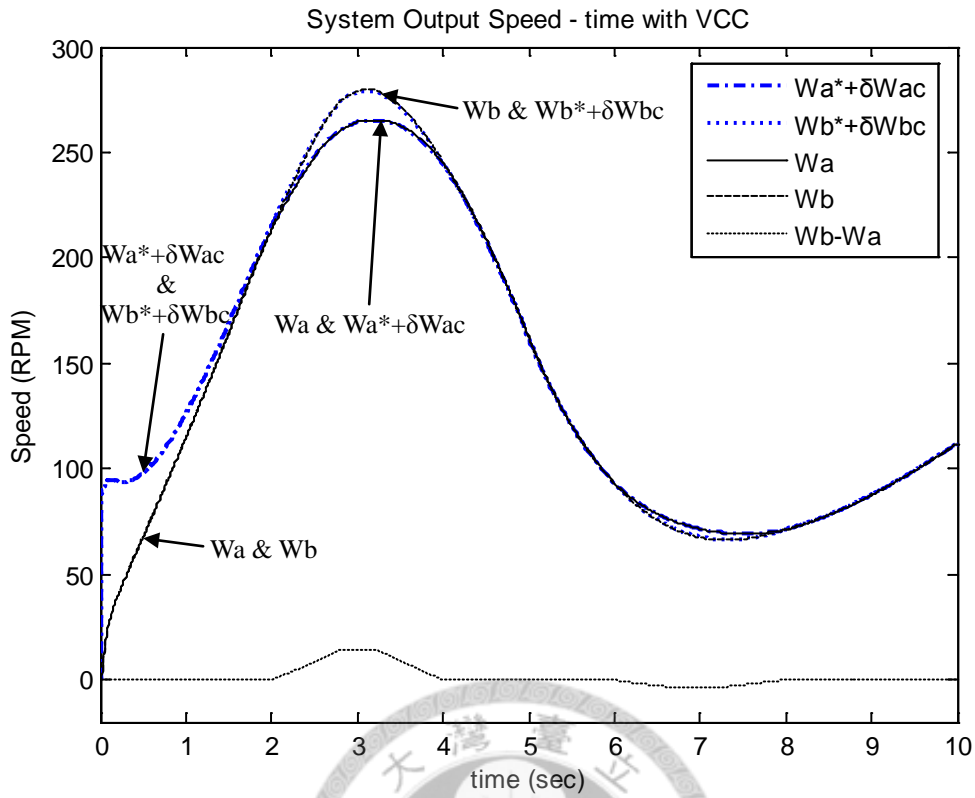


圖 3-38 有 VCC 補償車輛轉向各馬達實際輸出速度

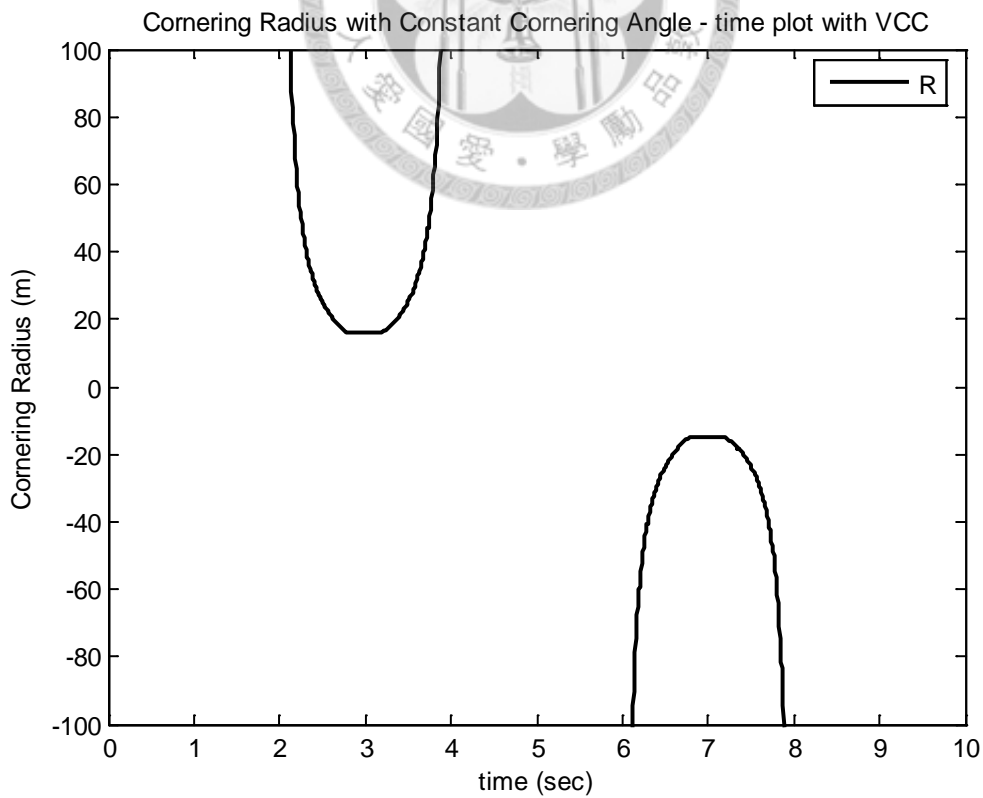


圖 3-39 有 VCC 補償車輛轉向半徑

圖3-34為前輪轉向角，模擬車輛變換車道超車時的變化。圖3-35為車向轉向時有VCC補償的電流分配圖，與圖3-29比較可知，轉向角的瞬間變化會使其總電流值(I_a+I_b)和駕駛者輸入的總電流命令(I_{com})間的差值更大，如圖3-36所示，然而在VCC補償下仍可在短時間內使兩曲線恢復趨近重合，即 $(I_a + I_b) \leq I_{com}$ 。

圖3-37為各馬達MFC的輸出，在無VCC補償情況下即為速度命令，圖中可以看到轉向發生時，A、B馬達轉速命令的變化，同時圖3-38中馬達實際轉速也立即反映此速差，使車輛順利轉向。

圖3-39為補償後的變動前輪轉向角下車輛轉向半徑，可以看到轉向半徑從無限大(直行)降到大約15m，隨著駕駛者轉向角訊號打正，轉向半徑又回到無限大(直行)，圖中正向代表A馬達為內側輪，負向代表B馬達才為內側輪，即車輛向左或向右轉。

由本小節的模擬結果可知，VCC速度命令補償在轉向時可有效使車輛負載快速估測正確，也可使兩馬達的電流總合(I_a+I_b)趨近於駕駛者的總電流(I_{com})。

第四章 電動車直行防滑策略

在車輛行進時，難免會發生輪胎打滑的現象，造成輪胎的空轉。事實上，車輛要前進輪胎與地面必然會產生一定程度的打滑，也就是輪胎前進的速度會略小於轉速換算的速度，這是因為輪胎材質為橡膠，在車輛加速、減速、轉向時，橡膠會在與路面間的摩擦力與車輛輸出力矩作用下產生變形，此變形量會造成輪胎運動速度與轉速上的差異，並產生車輛需要的加速或煞車力[13]。

本章將先介紹防滑電流控制方式與目的，再將控制架構建立起來，最後用 Matlab 模擬此架構可行。本文的防滑架構只針對車輛直行與加速時防滑，轉向或煞車等狀況暫不討論。

4-1 防滑電流控制理論與其目的

$$\lambda = \frac{r\omega - V}{r\omega} \quad (4-1)$$

(4-1)式即為滑差 λ (slip ratio) 的定義，其中 r 為輪胎半徑， ω 為輪胎轉速， V 為輪胎(車輛)前進速度。此式僅適用於車輛加速，若要表達減速狀況，將分母的 $r\omega$ 換為 V 即可。由(4-1)式可看出車輛輪胎的打滑程度，而滑差與摩擦力的關係如下圖所示：

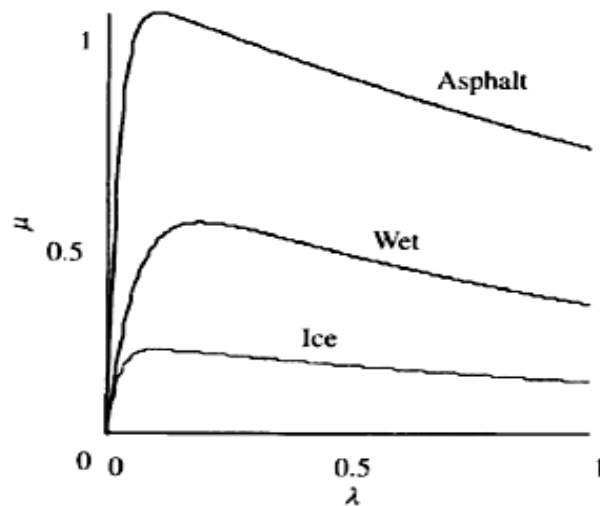


圖 4-1 正規化的牽引力 μ (摩擦係數) 與滑差 λ 關係圖 ($\mu-\lambda$ 曲線) [23]

圖4-1為在不同路況下正規化牽引力(摩擦係數)與滑差的關係圖，由圖中可以看到在瀝青路面、濕路面與冰面 μ 與 λ 的變化，當打滑發生時，車輛前進的牽引力，也就是地面的摩擦力也跟著上升，上升的斜率式油輪胎的縱向勁度 (longitudinal stiffness) 來決定，新輪胎的縱向勁度較小，但隨著磨耗會漸漸變大 [13]。

在乾燥的瀝青路面，當滑差上升到15~20%時，摩擦力就會上升到最大值，此時胎面產生牽引力的效率為最大，而且沒有顯著的打滑。當打滑程度超過最有效率工作點後，摩擦力就會持續下降，直到打滑程度到100%。

在濕滑易打滑的路面與冰面上，與瀝青路面比起來，前者更容易到達最有效率點，在冰面上能提供的摩擦力最大值更是只有瀝青路面的10~15%。

在一般的滑差控制中，就是試著將車輛的滑差控制在最有效率點的附近，如此便能給予車輛最大的牽引力，同時也能防止車輛因打滑程度過大而危害到行車上的安全。

如(4-1)式所示，想要控制滑差 λ 首先必須要有車輛速度，然而車輛速度難以測量，大部分作法是測量非驅動輪的轉速作為大概的車輛速度，然而此種方法不是每個狀況都適用，比如四輪驅動(4WD)車；另一方面速度計算是由加速度規測量加速度後積分轉換而來，中間的計算誤差也是無法避免；其他有的使用光學感測器去測量車速，缺點就是使用環境受限與價格昂貴。

此外，即使有了車輛速度得以計算滑差 λ 並控制，還必須對路況加以估測，也就是在圖4-1中判斷此刻車輛行駛在何種路面，不同路面的最大效率點不同，要知道路面的 $\mu-\lambda$ 曲線才能加以控制在想要的範圍。

因為以上原因，本文使用一種新的防滑控制方法[16]，不須測量車輛速度和輪胎與路面間的狀況，而是利用前面章節介紹過的負載估測器，下一節將詳細介紹其架構與原理。

4-2 防滑電流控制(Anti-Slip Current Control)架構

現在我們考慮馬達動態方程式：

$$J \dot{\omega} + D\omega = T - T_L \quad (4-2)$$

車輛直行運動方程式：

$$F_d - F_{dr} = M \dot{V} \quad (4-3)$$

轉速與輪速的方程式：

$$V_\omega = r\omega \quad (4-4)$$

牽引力與正向力的方程式：

$$F_d(\lambda) = \mu N \quad (4-5)$$

其中：

- 
- J : 馬達轉動慣量
 - D : 馬達黏滯摩擦係數
 - T : 馬達輸出力矩
 - T_L : 實際馬達負載
 - ω : 馬達(輪胎)轉速
 - F_d : 直行牽引(摩擦)力
 - F_{dr} : 車輛受到的巡航阻力
 - M : 車重
 - V : 車速

 - V_ω : 輪胎速度(轉速換算而得)

 - r : 輪胎半徑
 - λ : 滑差(slip ratio)
 - μ : 輪胎與地面摩擦係數
 - N : 車輛對地面正向力

各力與力矩作用在車體的模型如圖4-2所示：

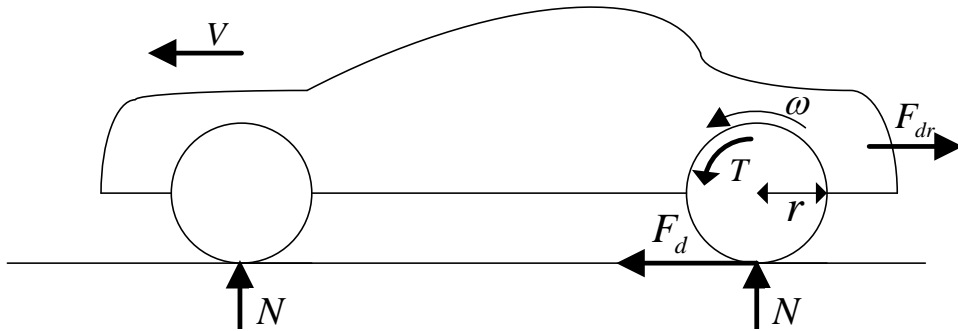


圖 4-2 車輛之合力動態模型

有些防滑控制系統利用滑差與摩擦係數的相互關係(如圖4-1)去控制輪胎的速度，類似的研究在文獻回顧內有提到，這裡不再贅述，然而路況在各種情況下均會改變，即使車速能夠測量並算出滑差，想要即時的量測路況還是有一定難度。

因為上述理由，本文不直接測量或估算路況，也就是摩擦係數 μ ，而是利用負載估測器反向間接地估算輪胎與路面的摩擦力，藉由輪胎告訴我們路面現在的狀況。

現在介紹輪胎與路面的摩擦力估測方法，首先由圖2-5：

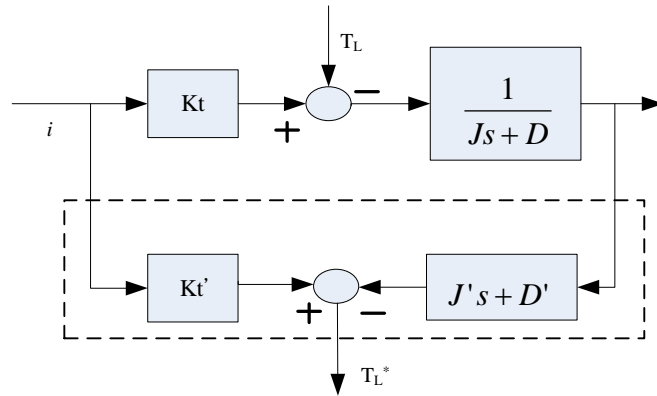


圖 4-3 負載估測示意圖

虛線部分即為負載估測器，其中：

- i : 輸入馬達的控制電流
- ω : 輸出速度
- T_L : 實際分配負載
- T_L' : 估測分配負載
- K_t : 實際力矩常數
- J : 實際轉動慣量
- D : 實際摩擦係數
- T_L' : 經濾波器後之估測負載
- K_t' : 估測器之內建力矩常數
- J' : 估測器之內建轉動慣量
- D' : 估測器之內建黏滯摩擦係數

由圖4-3可知：

$$T_L' = K_t' \times i - (J's + D') \frac{(K_t \times i - T_L)}{Js + D} \quad (4-6)$$

若內建的馬達參數(K_t' 、 J' 與 D')與實際參數(K_t 、 J 與 D)相同，就可由負載估測器準確的得到馬達的實際負載，即 $T_L' = T_L$ ，因此可以得到馬達的估測負載為：

$$T_L' = K_t' \times i - (J's + D')_{X'=X} \omega \quad (4-7)$$

因為馬達的實際負載 T_L 難以量測，(4-7)式可以讓我們用估測的方式得到須要的馬達負載。對馬達而言，負載是由路面與輪胎間的摩擦力，經由輪胎作用在馬達的軸上，因此若將估測的負載值 T_L' 除以輪胎半徑 r ，即可反推得到路面與輪胎間的摩擦力估測值，即：

$$F_d' = \frac{T_L'}{r} = \frac{K_t' \times i}{r} - \frac{1}{r} (J's + D')_{X'=X} \omega \quad (4-8)$$

其中 F_d' 為牽引力 F_d 的估測值。

根據(4-8)式，我們可以把負載估測器修改為摩擦力估測器：

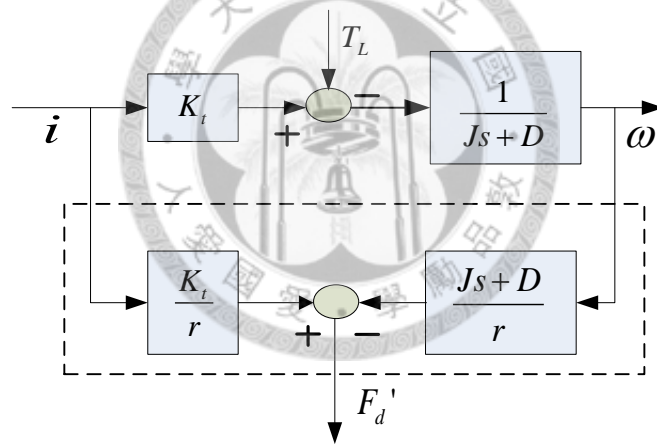


圖 4-4 輪胎路面間摩擦力估測示意圖

當打滑發生時，摩擦力估測值 F_d' 會急遽下降，同時輪速 V_ω 與車速 V 間的差距會越來越大，即輪胎的加速度大於車輛的加速度。在沒有打滑的狀況下，兩者的加速度差應該趨近於零，因此輪胎與車輛的加速度是否相近可用來作為判斷打滑與否的依據。

如圖4-1，若是摩擦係數 μ 隨著滑差 λ 而增加，為了使摩擦力能夠

上升，車速 V 與輪速 V_ω 間的差值也會越來越大。在此引入鬆弛因子 α (relaxation factor)，或可稱為加速延遲因子(acceleration delay factor)，以此因子來描述車輪速度變化到車速變化的延遲效應，其定義如下所示：

$$\dot{V} = \alpha \dot{V}_\omega \quad (4-9)$$

此因子可用來作為抑制車輛打滑的現象，當車輛正常行駛時，車速 V 與輪速 V_ω 間會有一差值存在，鬆弛因子即根據此觀點設計，在加速時值小於1，如果值太大，會影響車輛的加速效率；若 α 值太小，則會影響系統的防滑性能。

由(4-9)式與(4-1)式計算可得鬆弛因子 α 與滑差 λ 的關係：

$$\alpha = 1 - \lambda \quad (4-10)$$

由上式可知，鬆弛因子的物理意義在於藉由人為設定的 α 值來規範車輛能夠容許的打滑程度(即滑差 λ)。舉例來說，若是將鬆弛因子 α 值設定為0.85，則當車輛速度與輪速產生差異且滑差小於0.15時，防滑控制系統不會發生作用；反之若是滑差大於0.15，控制系統就會判斷此時車輛處於打滑狀態，並發揮作用將馬達輸出力矩降低，減輕車輛打滑。

有了鬆弛因子的設定後，接下來就開始推導整體防滑控制架構，首先路面與輪胎的摩擦力 F_d 為：

$$F_d = \frac{T_L}{r} = \frac{K_t \times i}{r} - \frac{1}{r}(Js + D)\omega \quad (4-11)$$

將(4-4)式代入上式，得：

$$F_d = \frac{K_t \times i}{r} - \frac{1}{r^2} \left(J \cdot \dot{V}_\omega + DV_\omega \right) \quad (4-12)$$

把(4-9)式積分整理，代入上式：

$$F_d = \frac{T_{\max}}{r} - \frac{1}{\alpha r^2} \left(J \cdot \dot{V} + DV \right) \quad (4-13)$$

T_{\max} 為最大有效力矩(maximum effective torque)，其代表意義後面篇幅會再敘述。

將(4-3)式代入上式，其中令巡航阻力 F_{dr} 為零，巡航阻力為滾動阻力、風阻與爬坡阻力的集合，與車速、車體外型有關，在此為簡化問題令其為零，若有需要更高的防滑性能， F_{dr} 也能夠被即時的量測 [23-25]。(4-3)式代入後得：

$$F_d = \frac{T_{\max}}{r} - \frac{1}{\alpha Mr^2} \left(J + D \cdot \frac{1}{s} \right) \cdot F_d \quad (4-14)$$

將上式整理可得摩擦力 F_d 到最大有效力矩 T_{\max} 的轉移函數：

$$T_{\max} = \left(\frac{\alpha Mr^2 + J + \frac{D}{s}}{\alpha Mr^2} \right) \cdot rF_d \quad (4-15)$$

上式中 T_{\max} 代表的意義為在一固定的摩擦力 F_d 下，馬達不造成打滑失控所能輸出的最大力矩，將其除以力矩常數 K_t 轉換為電流後與駕駛者的電流命令比較，若電流命令太大會造成打滑失控，就輸出上式換算的電流到馬達；若電流命令較小不會造成打滑，則直接輸出電流

命令到馬達內。

然而(4-15)式仍然存在一問題，就是轉移函數裡有一積分器 $\frac{1}{s}$ 在裡面，此積分器會讓 T_{\max} 不斷變大，根據最大有效力矩的定義，固定的路面輪胎間摩擦力 F_d 下，馬達在不造成打滑失控所能輸出的力矩卻不斷上升，這是不合理的。

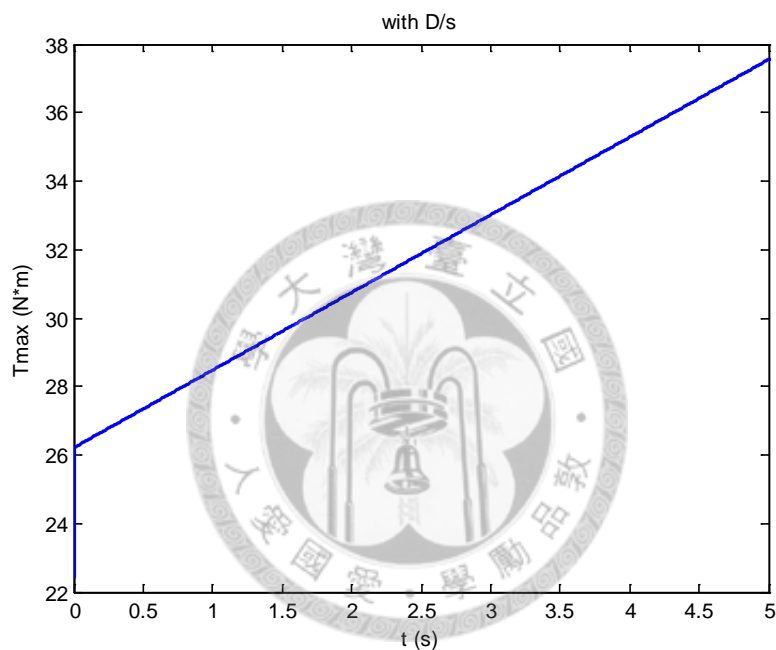


圖 4-5 定電流負載下最大有效力矩對時間關係圖(有積分器)

圖4-5為在定電流定負載下根據(4-15)式算出的 T_{\max} 與時間關係圖，可以看到在一切都不變的狀況下 T_{\max} 仍不斷上升，這會影響路面打滑的判定，對控制系統來說只需要剛開始計算得來的初始值，因此我們將 $s \rightarrow \infty$ 代入(4-15)式：

$$T_{\max} = \left(\frac{\alpha M r^2 + J}{\alpha M r^2} \right) \cdot r F_d \quad (4-16)$$

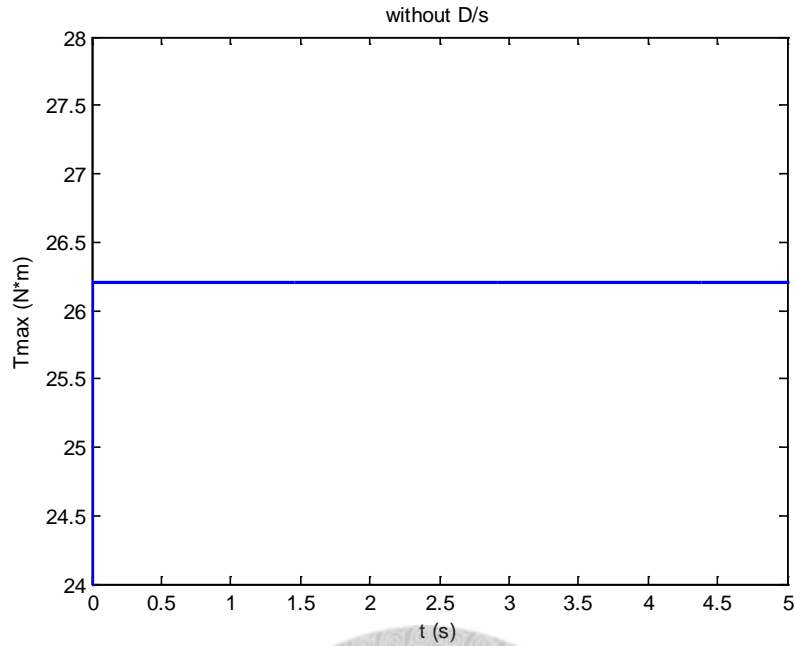


圖 4-6 定電流負載下最大有效力矩對時間關係圖(無積分器)

上圖為定電流負載下根據(4-16)式算出的 T_{\max} 與時間關係圖，可以看到 T_{\max} 值不再隨時間上升而是固定值，如此才符合最大有效力矩的定義。

為了避免轉速 ω 迴授時受到高頻雜訊的影響，因此在微分器 $\frac{Js+D}{r}$ 前加入時間常數為 τ 之低通濾波器(LPF)，同時在 $\frac{K_t}{r}$ 前加入LPF，以免產生相位差。加入LPF後摩擦力 F_d 到最大有效力矩 T_{\max} 的轉移函數為：

$$T_{\max} = \frac{1}{\tau s + 1} \cdot \left(\frac{\alpha M r^2 + J}{\alpha M r^2} \right) \cdot r F_d \quad (4-17)$$

本文的防滑電流控制架構是根據(4-17)式建立，下圖即為整體防滑架構控制圖：

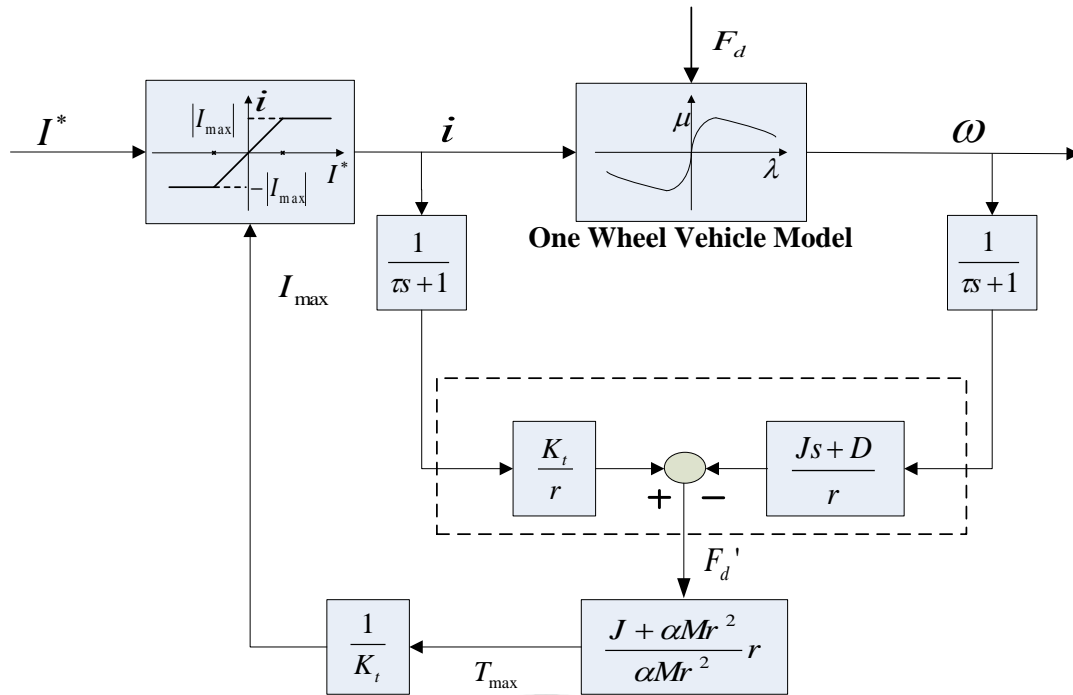


圖 4-7 防滑電流控制整體架構示意圖

圖4-7為本文之防滑電流控制架構示意圖， I^* 為駕駛者的電流命令， I_{\max} 為最大有效力矩 T_{\max} 除以馬達常數 K_t 所得的最大有效電流，若是在正常無打滑的狀況下， I_{\max} 會大於 I^* ，駕駛者能夠完全的控制進入馬達的電流，即在最大限流 I_{\max} 內輸出駕駛者的控制電流 I^* ；當打滑發生時， I_{\max} 會小於 I^* ，此時比較器會將最大限流 I_{\max} 輸入到馬達，壓制輪胎的打滑，如圖4-7所示。

在打滑發生時，圖4-7中 I_{\max} 將取代 I^* 直接進入馬達，如此上圖將形成一閉迴路回授系統，如圖4-8所示，因此可以得到摩擦力 F_d 到最大有效電流 I_{\max} 的方程式：

$$\frac{I_{\max}}{F_d} = \frac{1}{\tau s + 1} \cdot \frac{\alpha M r^2 + J}{\alpha M r K_t} \quad (4-18)$$

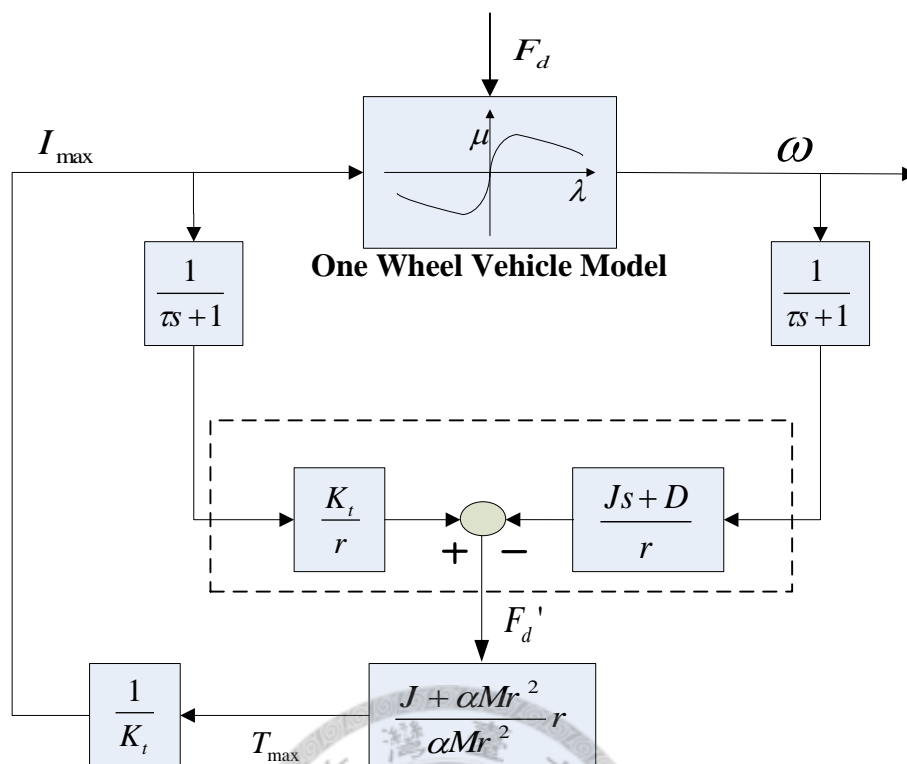


圖 4-8 打滑發生時防滑電流控制整體架構示意圖

如此架構可在打滑發生時控制輸入馬達的電流，使車輛避免打滑失控，當車輛駛離打滑區域後，駕駛者仍可重新控制馬達的輸入電流；此外，本控制架構無放大積分器，因此可確保系統的穩定性；同時本系統可適用任何路面狀況，估算出各種路況的路面摩擦力 F_d' 。

4-3 防滑電流控制(ASC)模型與模擬

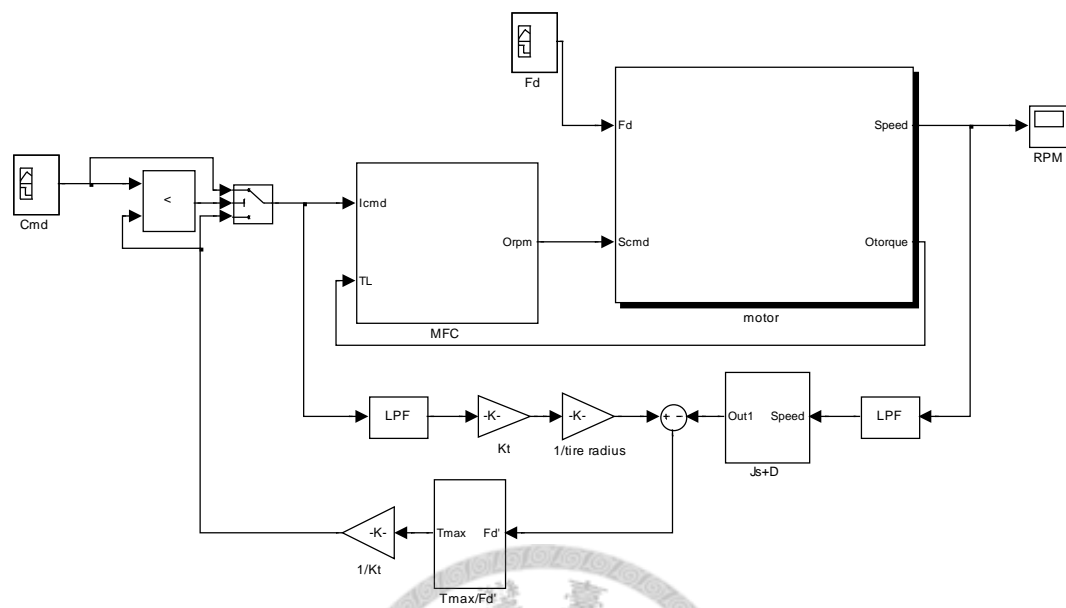


圖 4-9 防滑電流控制(ASC)模型

圖4-9為本文的防滑電流控制(ASC)模型，建立在Matlab/Simulink上。輸入為駕駛者的電流命令(Cmd)和路面與輪胎間的摩擦力(Fd)，輸出為馬達轉速。模型追隨控制(MFC)和馬達(Motor)與前面章節所述相同，Js+D方塊的輸入為馬達轉速，Tmax/Fd'方塊的輸入為估測摩擦力Fd'，輸出為最大有效力矩Tmax，經過1/Kt轉換成Imax後與駕駛者輸入比較，輸出較小者到MFC方塊中。為簡化問題與方便模擬，LPF內的時間常數 τ 為0.05，與[16,17]相同。

下面將對本防滑電流控制模型進行簡單的模擬，主要目的在於驗證本架構可行，詳細路況模擬將在下一章節整車模型建立起來後再進行。

(一)無防滑電流控制(ASC)無打滑($\mu = 0.6$)：

	實際參數	內建參數	單位	ASC 控制
J	0.275	0.275	$kg \cdot m^2$	No
D	0.22	0.22	$Nm / (rad / s)$	
Kt	0.82	0.82	Nm / A	
Ke	1.64	1.64	$V / (rad / s)$	
M	360		kg	
r	0.26		m	
α	0.3			
μ	0.6			

表 4-1 馬達、車輛與路況模擬參數(一)

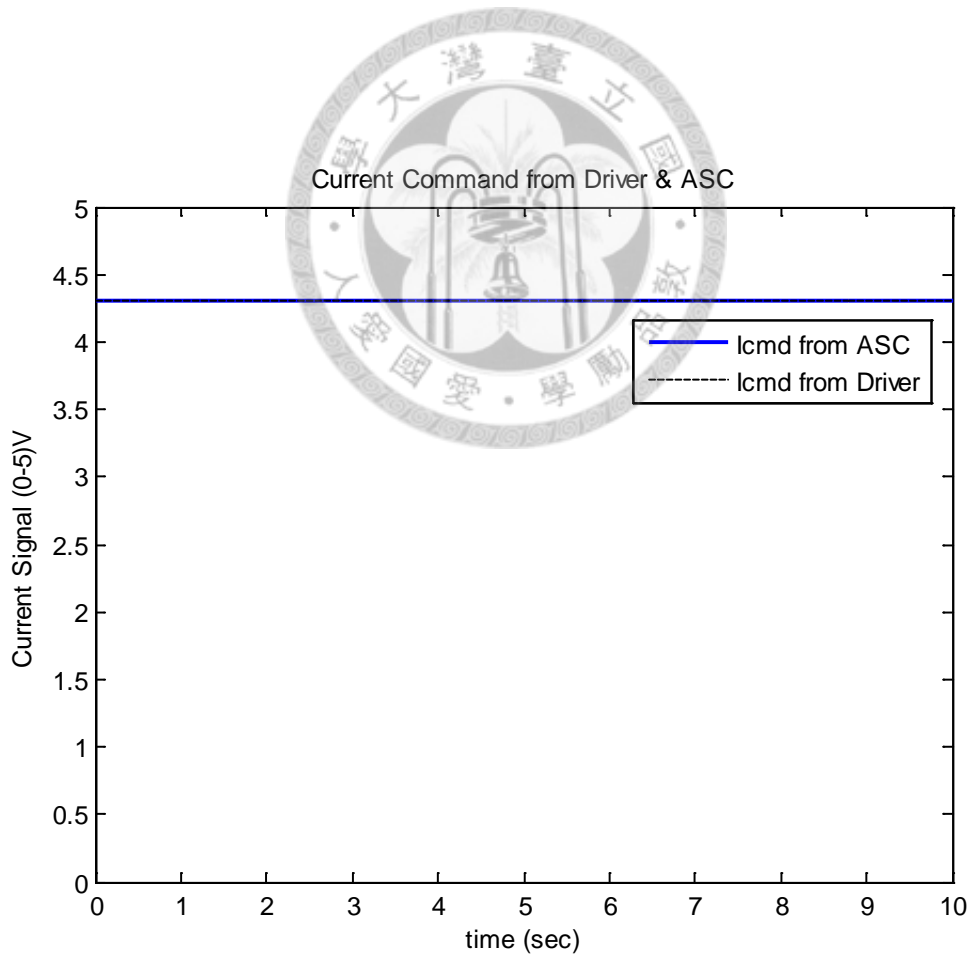


圖 4-10 無 ASC 時 driver 命令與實際進入 MFC 之電流比較

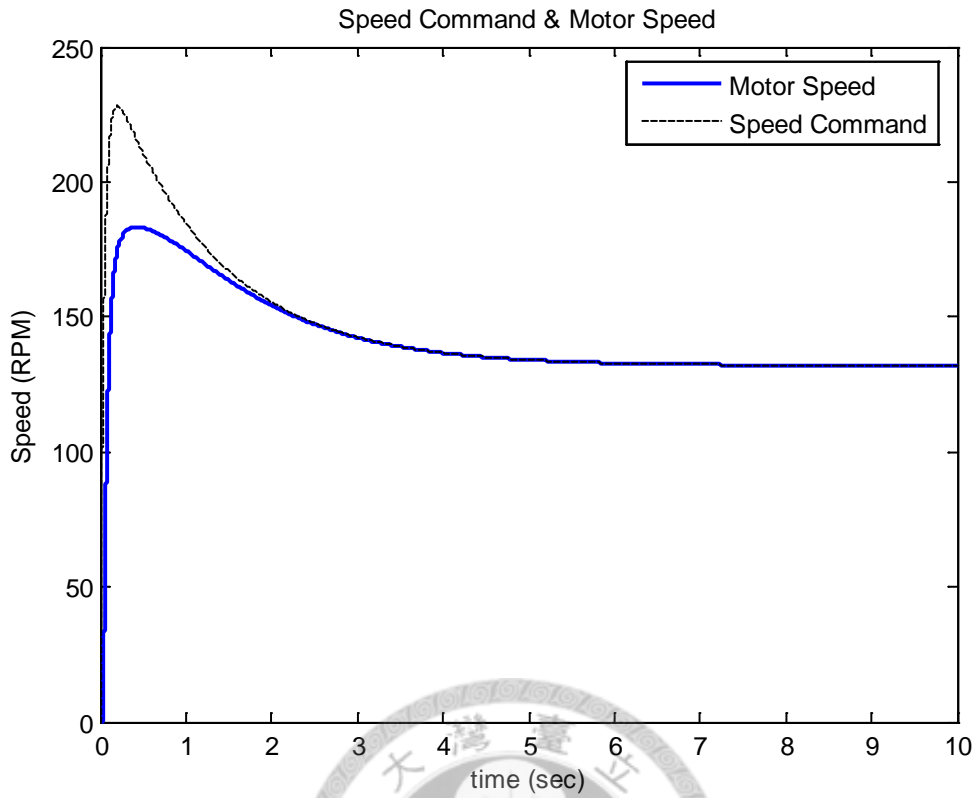


圖 4-11 無 ASC 時 MFC 速度命令與馬達的轉速輸出比較

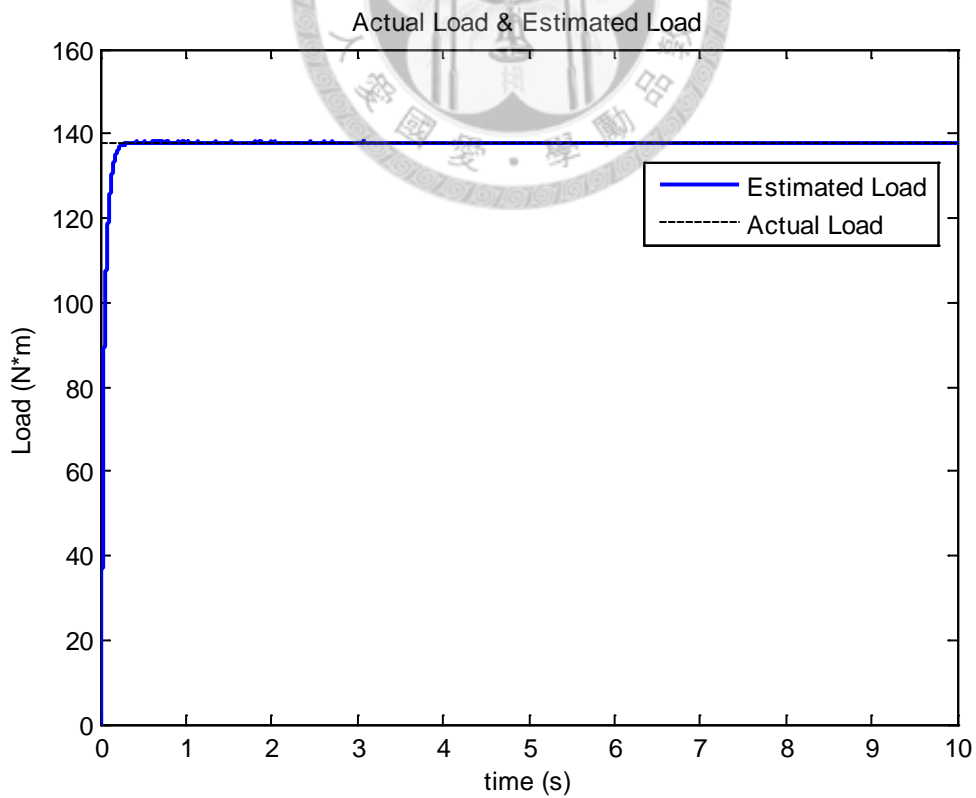


圖 4-12 無 ASC 時實際負載與估測器負載比較

圖4-10到4-12為沒有防滑控制下，正常柏油路面($\mu = 0.6$)的各項比較，圖4-11中因啟動時負載估測尚未到正確值，導致輸入至MFC之估測負載比實際值小，使馬達的速度命令較高。此現象是因為馬達起步時轉速為零，使得微分器Js+D輸入為零，導致負載估測值比實際值小的多，此一現象在馬達速度產生後即會獲得修正。圖4-12中在0.3秒時負載估測即估測到正確值，MFC便產生正確的速度命令。

(二)有防滑電流控制(ASC)無打滑($\mu = 0.6$)：

	實際參數	內建參數	單位	ASC 控制
J	0.275	0.275	$kg \cdot m^2$	Yes
D	0.22	0.22	$Nm / (rad / s)$	
Kt	0.82	0.82	Nm / A	
Ke	1.64	1.64	$V / (rad / s)$	
M	360		kg	
r	0.26		m	
α	0.3			
μ	0.6			

表 4-2 馬達、車輛與路況模擬參數(二)

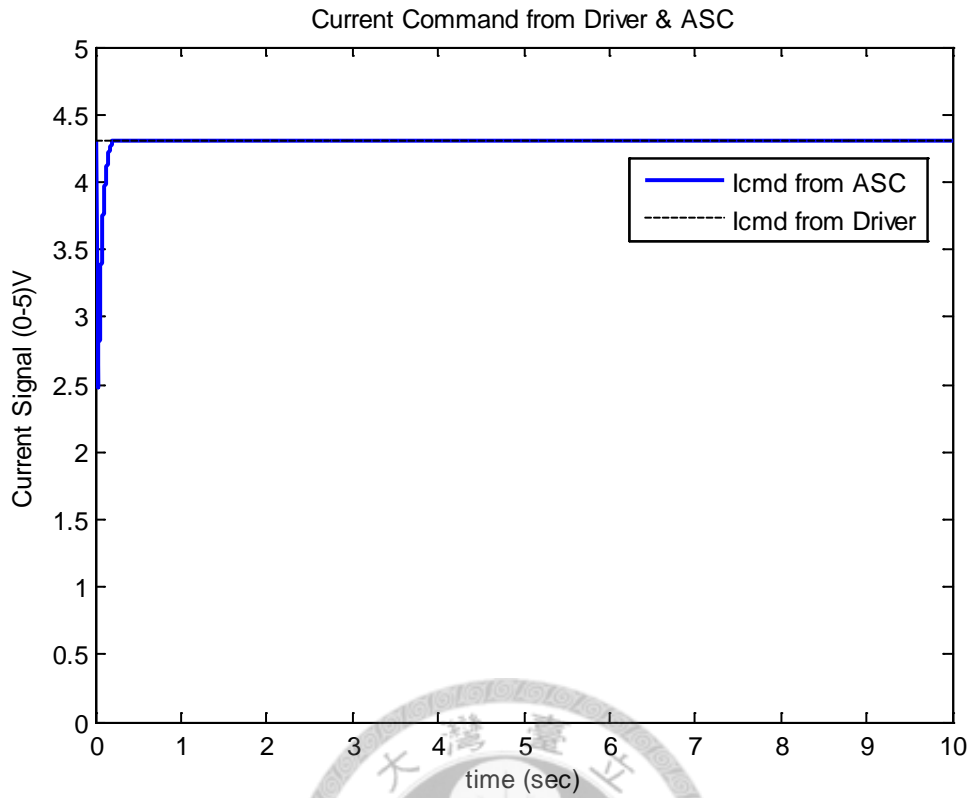


圖 4-13 有 ASC 時 driver 命令與實際進入 MFC 之電流比較

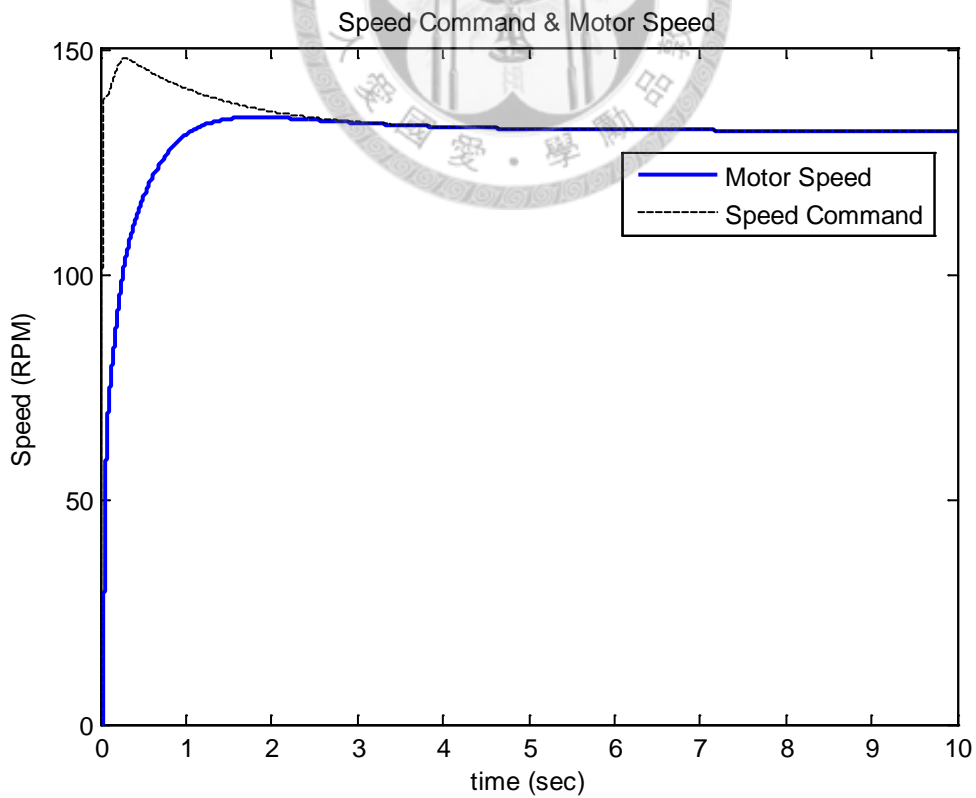


圖 4-14 有 ASC 時 MFC 速度命令與馬達的轉速輸出比較

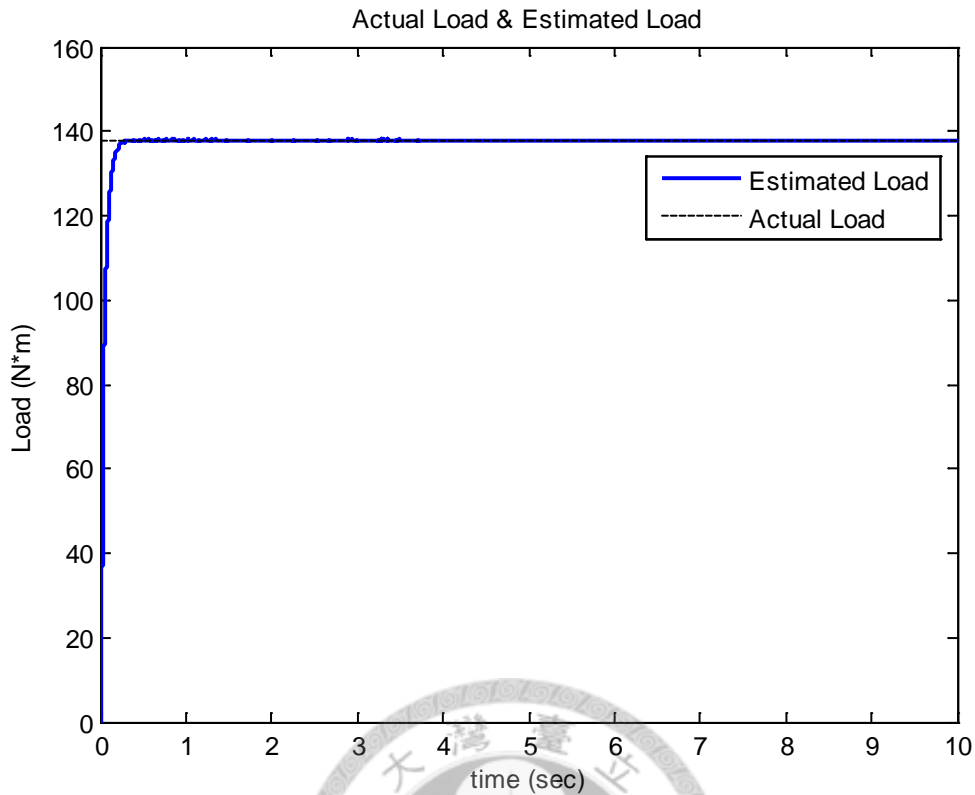


圖 4-15 有 ASC 時實際負載與估測器負載比較

圖4-13到4-15為有防滑電流控制下，正常柏油路面($\mu = 0.6$)的各項比較，此時駕駛者給的電流命令小於最大有效電流 I_{\max} ，因此駕駛者可完全控制馬達轉速。因啟動時負載估測尚未到正確值，導致圖4-13中電流非直接進入，而是爬升到4.3V；此外也使得輸入至MFC之估測負載比實際值小，因此馬達的速度命令較高，如圖4-14所示，在負載估測到正確值後，上述現象均獲得修正。

比較有控制下的圖4-14與無控制下的圖4-11，在ASC的作用下，系統能有效降低馬達在加速時的overshoot，因此可有效抑制起步時的打滑。

(三)無防滑電流控制(ASC)有打滑($\mu = 0.6 \rightarrow 0.3$)：

	實際參數	內建參數	單位	ASC 控制
J	0.275	0.275	$kg \cdot m^2$	No
D	0.22	0.22	$Nm / (rad / s)$	
Kt	0.82	0.82	Nm / A	
Ke	1.64	1.64	$V / (rad / s)$	
M	360		kg	
r	0.26		m	
α	0.3			
μ	如圖 4-16			

表 4-3 馬達、車輛與路況模擬參數(三)

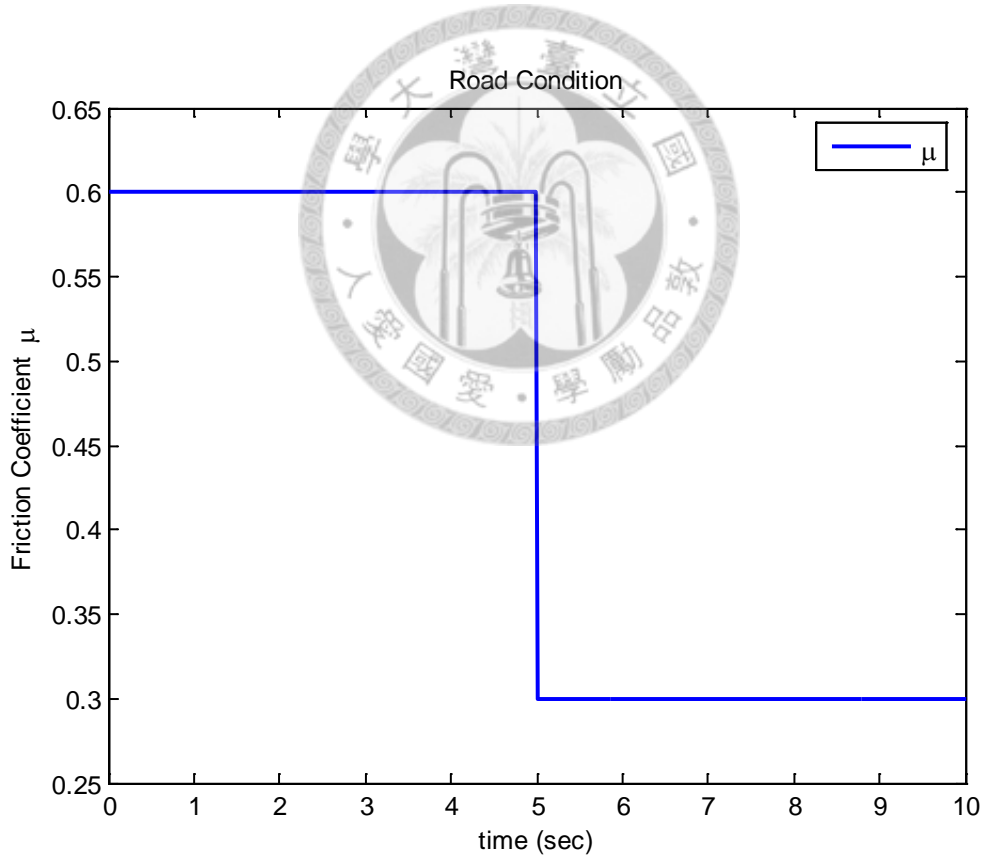


圖 4-16 路面狀況的變化

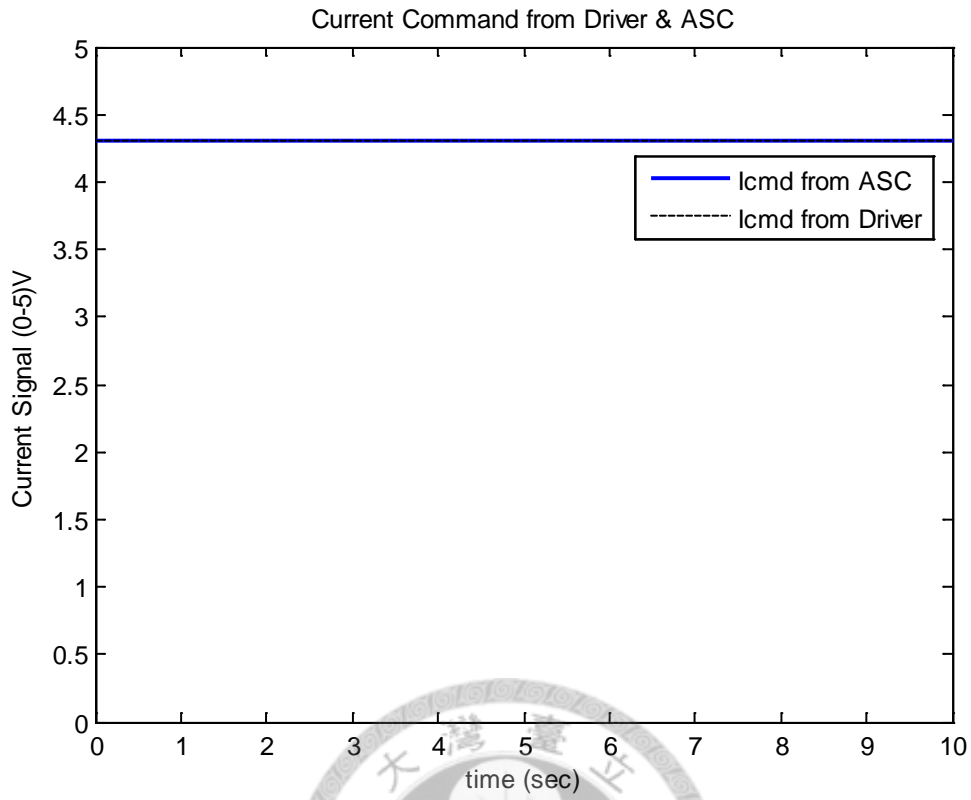


圖 4-17 無 ASC 時 driver 命令與實際進入 MFC 之電流比較

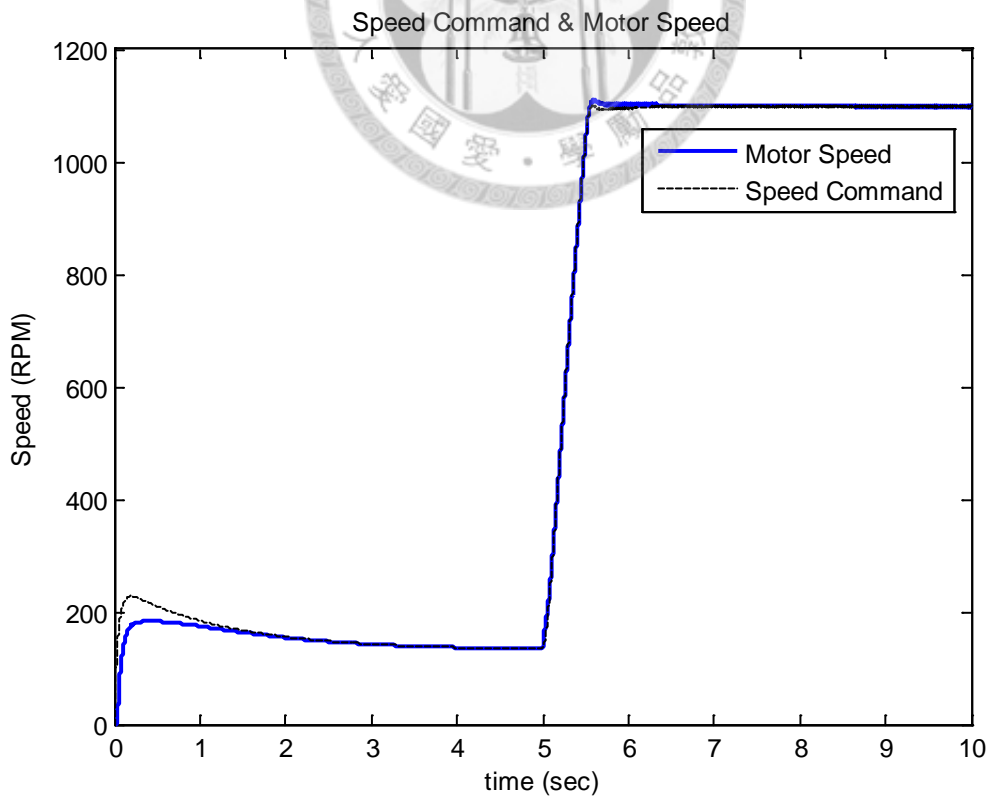


圖 4-18 無 ASC 時 MFC 速度命令與馬達的轉速輸出比較

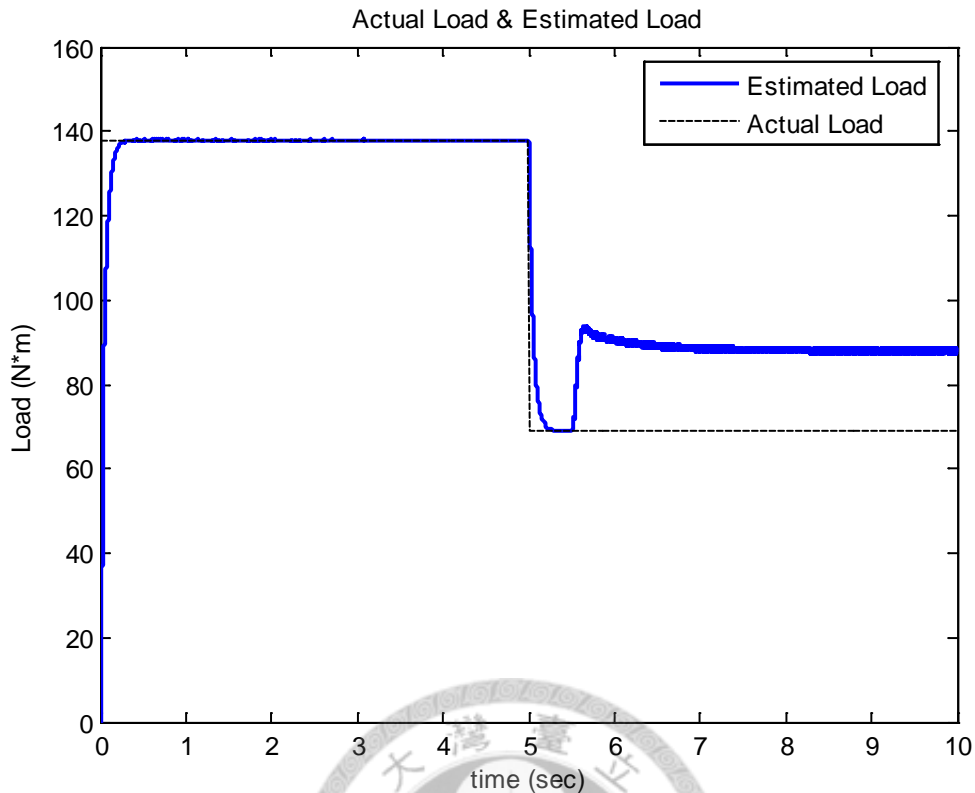


圖 4-19 無 ASC 時實際負載與估測器負載比較

圖4-17到4-19為沒有防滑電流控制下，路面與輪胎間發生打滑 ($\mu = 0.6 \rightarrow 0.3$) 的各項比較，由圖4-16中可得知路面的摩擦係數在5秒時由0.6降到0.3，路面摩擦力不足導致馬達負載下降，使得馬達轉速直線飆升。

同時在圖4-19中可看出負載一度估到正確值，但仍無法維持住並於半秒後跳升，造成此現象的原因為馬達達到其安全最大速限，導致微分器Js+D中的微分項為零，在電流維持不變的狀況下，估測負載因此立刻跳升。由圖可知在沒控制下，負載估測與轉速無法正常運作，使輪胎與地面繼續打滑。

(四)有防滑電流控制(ASC)有打滑($\mu = 0.6 \rightarrow 0.3$)：

	實際參數	內建參數	單位	ASC 控制
J	0.275	0.275	$kg \cdot m^2$	Yes
D	0.22	0.22	$Nm / (rad / s)$	
Kt	0.82	0.82	Nm / A	
Ke	1.64	1.64	$V / (rad / s)$	
M	360		kg	
r	0.26		m	
α	0.3			
μ	如圖 4-20			

表 4-4 馬達、車輛與路況模擬參數(四)

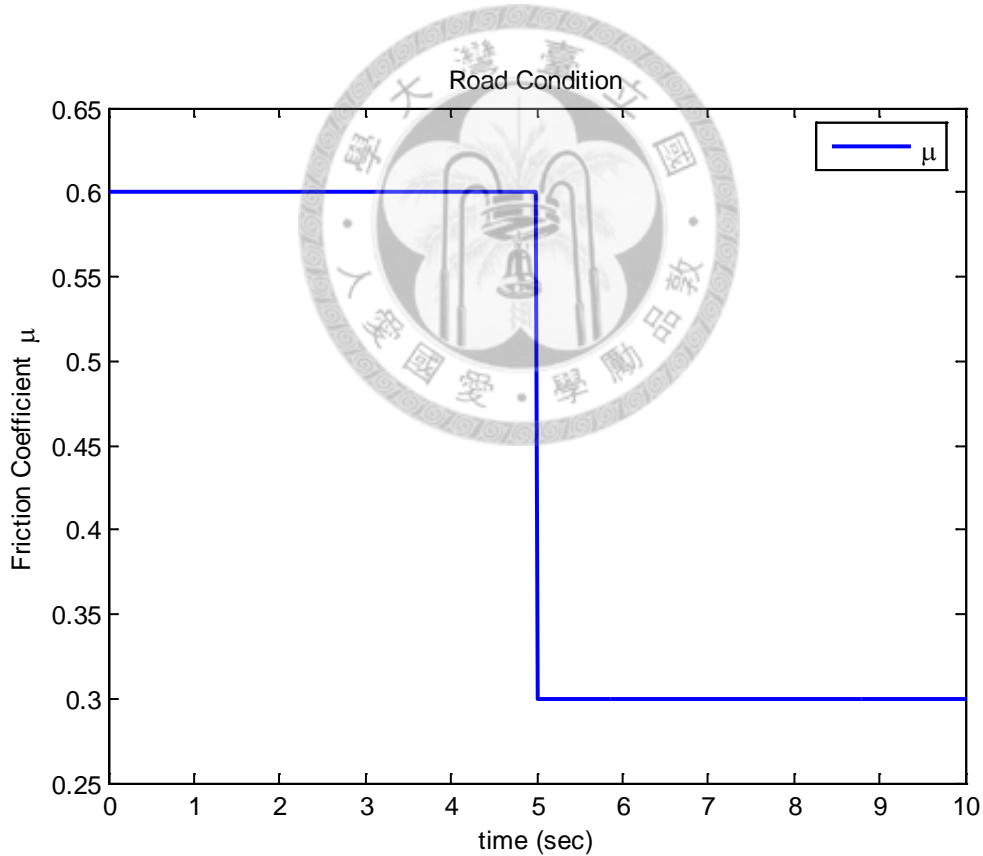


圖 4-20 路面狀況的變化

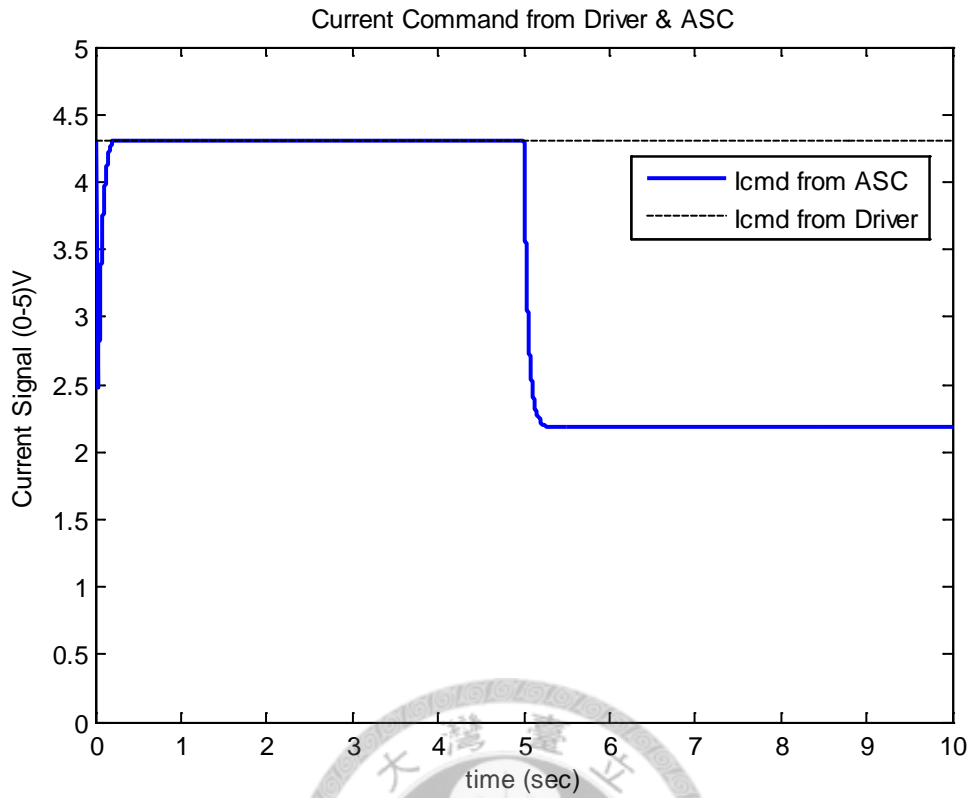


圖 4-21 有 ASC 時 driver 命令與實際進入 MFC 之電流比較

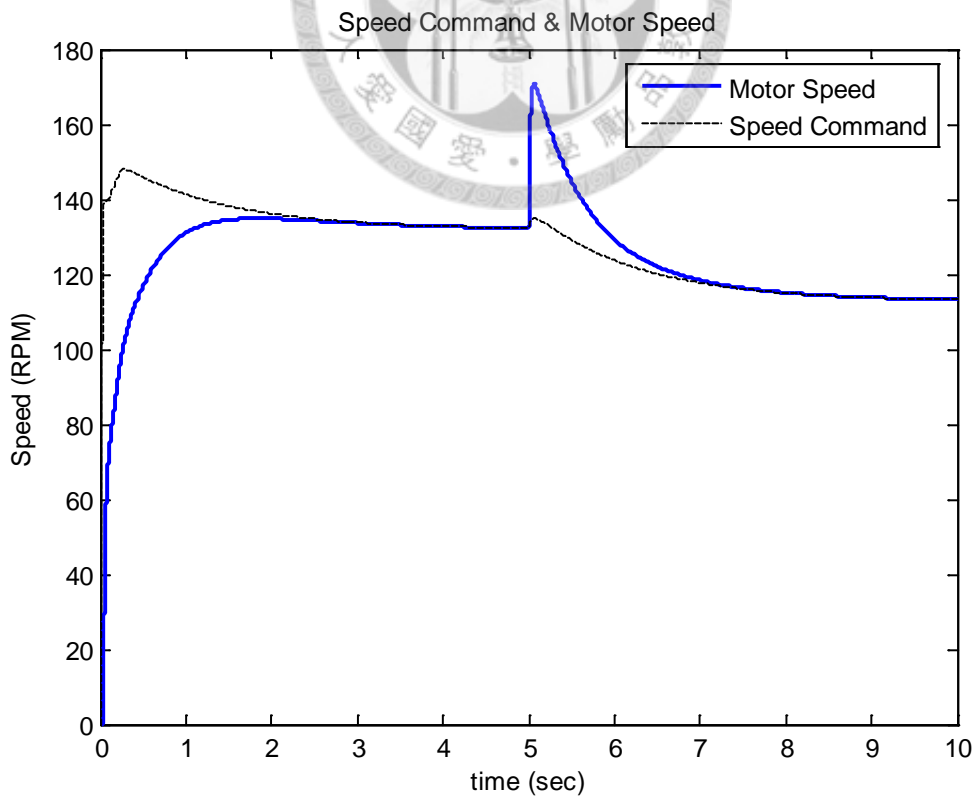


圖 4-22 有 ASC 時 MFC 速度命令與馬達的轉速輸出比較

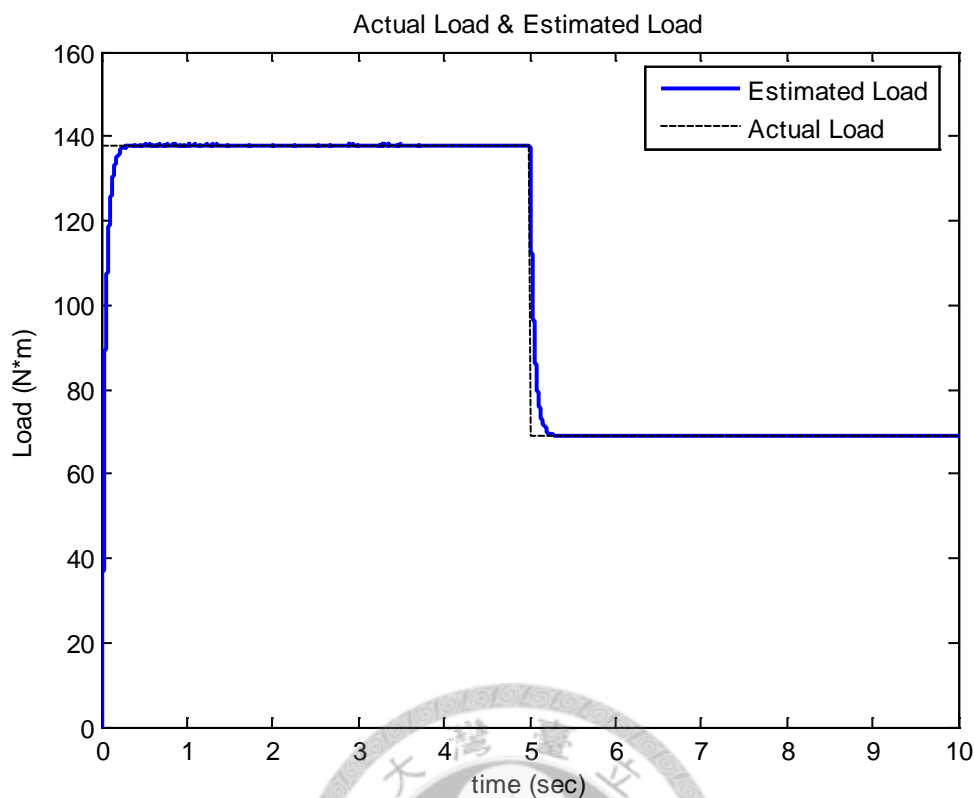


圖 4-23 有 ASC 時實際負載與估測器負載比較

圖4-21到4-23為有防滑電流控制下，路面與輪胎間發生打滑 ($\mu = 0.6 \rightarrow 0.3$) 的各項比較，圖4-20為路面狀況變化圖。由圖4-23中可知在控制器的幫助下，路面狀況變化時電流可即時壓下，使馬達轉速也跟著下降，降低車輛的打滑。

簡單的將防滑電流控制系統模擬到這邊，下一章將把整車模型建立起來，再進行更詳細的路況模擬。

第五章 整車模型建立與路況模擬

因為車輛的運動行為是包含多自由度、多變數的運動，為了研究需求與簡化問題，在進行模擬前本文列出下列假設：

1. 假設車輛為一在路面行駛之剛體，因此車輛具有縱向、側向與偏擺三方向自由度運動。
2. 假設不計空氣阻力與滾動阻力，只考慮輪胎與地面接觸的縱向力與側向力。
3. 假設車輛馬達常數皆為定值，而且可以被正確量測。
4. 不論車輛行駛在何種路面，輪胎與車體的相互關係為固定且已知。
5. 若是能夠良好的控制輪胎與車體的加速性能，那麼輪胎與車體的速度關係(也就是滑差)，也同時在良好的控制下。

本章將先定義各個模擬參數，再把速度命令補償控制(VCC)與防滑電流控制(ASC)兩者的架構結合，最後再基於上述假設進行整車路況模擬。

5-1 模擬參數定義

首先是MFC的內建參數定義。馬達A的實際轉動慣量與黏滯摩擦係數分別為0.275與0.22，而馬達B的實際轉動慣量與黏滯摩擦係數分

別為0.29與0.1。根據前面章節所述，同時為了簡化問題，本文所選用的MFC內建參數為馬達A與B的平均值，即內建轉動慣量為0.282，內建黏滯摩擦係數為0.16。

由於電流從駕駛者端經過ASC防滑控制後直接進入MFC，因此ASC內的馬達參數與MFC相同。至於鬆弛因子 α 的定義，前面章節曾說過 α 值太大太小的影響，然而受限於本文使用之馬達性能， α 值太大會使馬達電流受到限制，導致轉速無法提升。

(4-16)式可以看出，鬆弛因子 α 在路面與輪胎摩擦力固定下，對最大有效電流 I_{\max} 的影響。由(4-2)式：

$$Kt \times i - rF_d = (Js + D)\omega \quad (5-1)$$

將(4-16)式代入上式整理後，可得固定道路阻力下，輸入為 I_{\max} 時最大的轉速：

$$\omega_{\max} = \frac{J}{\alpha Mr(Js + D)} F_d \quad (5-2)$$

由(5-2)式可知，在不造成打滑的情況下，馬達的最大轉速與鬆弛因子 α 成反比， α 越大，最大轉速 ω_{\max} 就越小。

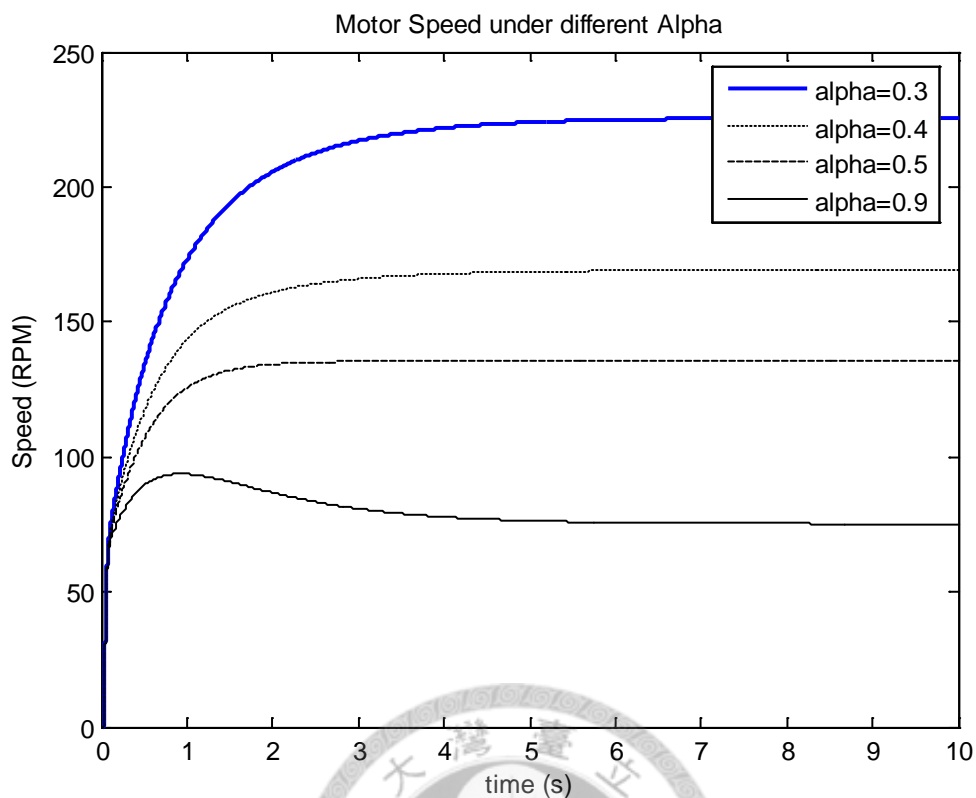


圖 5-1 不同 α 下轉速與加速性能比較圖

圖5-1為在不同的鬆弛因子 α 下，馬達的轉速對時間關係圖，此時路面為正常柏油路($\mu = 0.6$)，車重360KG。由圖中可以看出，當 α 值為0.9時，馬達極速只能到達大約75RPM，然而當 α 值降低到0.3時，馬達極速可達到大約225RPM。

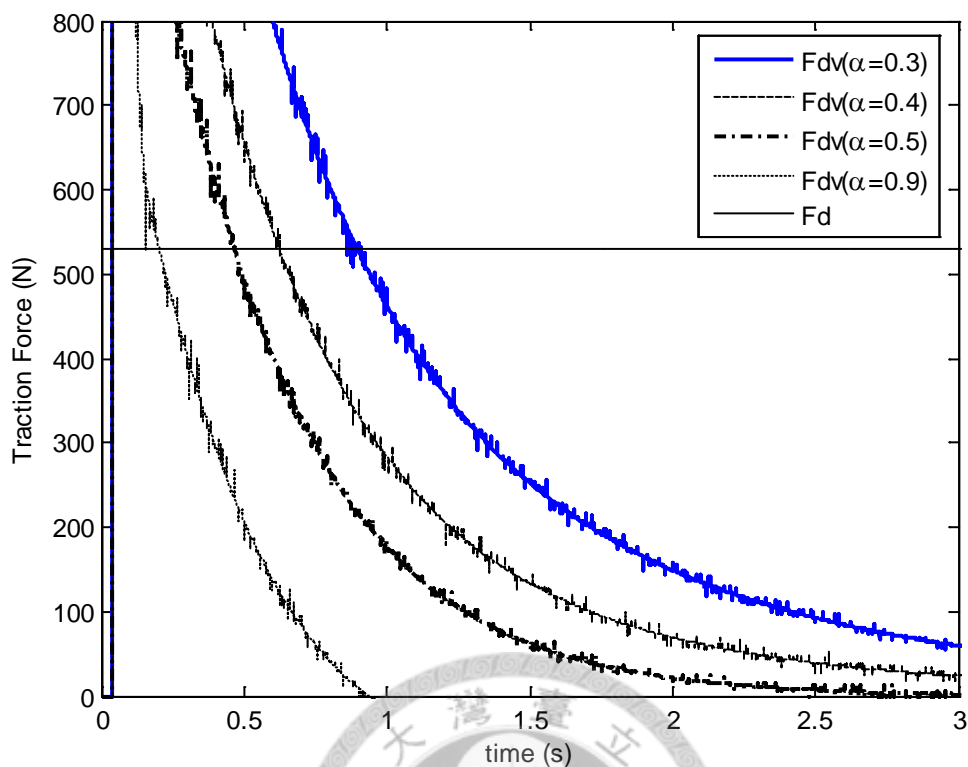


圖 5-2 不同 α 下路面摩擦力與車輛牽引力對時間關係圖

圖5-2為在不同的鬆弛因子 α 下，地面與輪胎間最大摩擦力(F_d)和車輛起步加速時所需的牽引力(F_{dv})對時間關係圖。在起步時駕駛者電流命令進入馬達使輪胎轉速上升，然而路面在此狀況下最多只能提供530N的摩擦力，因此瞬間造成輪胎打滑。

當 $\alpha = 0.9$ 時 F_{dv} 約在0.2秒左右會低於 F_d ，而 $\alpha = 0.3$ 時需要到大約0.9秒左右，雖然多了0.7秒，然而這多出的時間可以使加速性能由極速75RPM上升至225RPM，在加速性能與防滑性能的權衡下，本文將 α 值定義為0.3。若後續研究使用的馬達性能更好，可視需求提升鬆弛因子的大小以追求最佳的防滑性能。

參數定義到這裡，我們已經有整車模型需要的所有參數，其值如

下表5-1：

	A 馬達參數	B 馬達參數	單位
轉動慣量 J	0.275	0.29	$kg \cdot m^2$
黏滯摩擦係數 D	0.22	0.1	$Nm/(rad/s)$
力矩常數 Kt	0.82	0.82	Nm/A
反電動勢常數 Ke	1.64	1.64	$V/(rad/s)$
MFC 參數			
轉動慣量 J'	0.282		$kg \cdot m^2$
黏滯摩擦係數 D'	0.16		$Nm/(rad/s)$
力矩常數 Kt'	0.82		Nm/A
反電動勢常數 Ke'	1.64		$V/(rad/s)$
車輛參數			
車重 M	360		kg
輪胎半徑 r	0.26		m
軸距 L	1.28		m
左右輪距 d	0.82		m
重心與前軸距 b	0.75		m
重心與後軸距 c	0.53		m
前軸負載 W_f	1462.3		N
後軸負載 W_r	2069.3		N
前輪轉向剛性 C_{af}	10000		N/rad
後輪轉向剛性 C_{ar}	16000		N/rad
鬆弛因子 α	0.3		
重力加速度 g	9.81		m/s^2

表 5-7 馬達、車輛與 MFC 模擬參數

下節將建立起整車模型，然後進行路況模擬。

5-2 整車模型建立

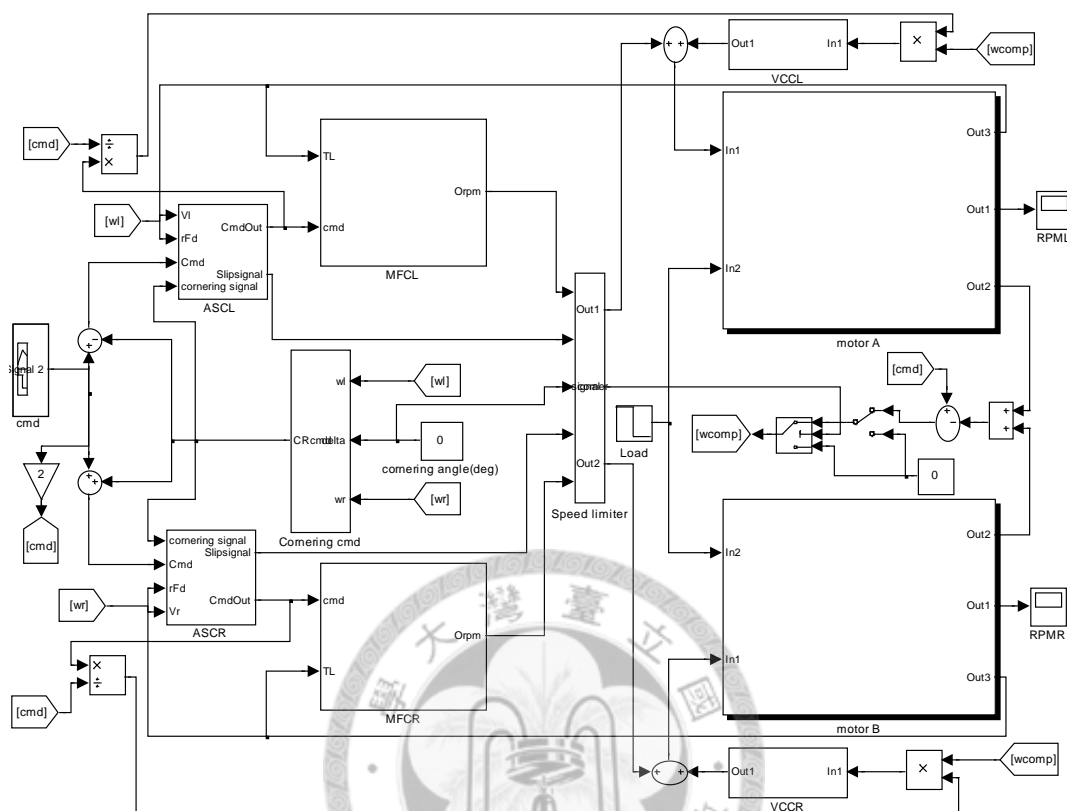


圖 5-3 本文整車架構(包含 VCC 與 ASC 控制)

圖5-3為本文提出之整車模型，各項參數如5-1節所介紹。包含馬達A、B，兩個相同的MFC方塊，兩個VCC方塊，一個轉向訊號產生器，兩個防滑電流控制器與一個搭配的速度限制器(Speed limiter)，整體模型同樣建立在Matlab/Simulink上。

輸入為駕駛者的電流命令(cmd)、駕駛者轉向角命令(Cornering angle)與路面的摩擦力換算的馬達負載(Load)，此模型的輸入為單位化電流命令0-5(V)，圖中輸入為5(V)代表各相電流峰值為50(A)，本文使用的馬達為四相，因此1(V)代表馬達總電流40(A)；而輸出為馬達

轉速。模型追隨控制(MFC)、馬達(Motor)、防滑電流控制(ASC)、速度命令補償(VCC)與轉向命令產生器(cornering cmd)架構均與前面章節所述相同。

在打滑發生時，若只有一側輪胎發生打滑，另一邊輪胎因為輸入電流一樣而維持等速，如此將造成兩側輪速不同而失控。防滑電流控制器在壓制轉速同時會輸出電壓訊號，速度命令限制器(Speed limiter)的作用就是接收此訊號並將兩側輪胎轉速強制讓他與低速輪相同；若是在轉向的狀況，他也會接收轉向訊號將限制取消，使兩輪能夠產生速差。

在直行無打滑時，駕駛者輸入電流命令(cmd)，此時轉向角(cornering angle)為零，馬達負載(Load)根據路面摩擦力換算。電流命令進入ASC後，由馬達內之負載估測器估得的路面負載，經計算後輸出最大有效電流進入MFC，此時速度限制器沒有作用，因此MFC輸出速度命令經過VCC補償後，進入後級馬達輸出轉速。

若是直行發生打滑，此時速度限制器會將MFC的兩個速度命令，取較小值輸出到馬達，避免車輛打滑失控，同時將速度命令補償VCC關掉，因為ASC防滑控制原理是限制馬達電流以期使轉速降低，此時若VCC再把速度補償回去，將使ASC失去作用，因此本架構在打滑發生時會將VCC關掉。

在轉向時，駕駛者輸入電流命令(cmd)與轉向角命令(cornering angle)，此時轉向訊號產生器(cornering cmd)會根據當時轉速與轉向角，輸出一轉向訊號改變左右輪之電流命令，同時將左右輪之ASC與速度限制器關閉，使改變後的電流命令直接進入MFC產生速度差，輸入到後級馬達。

	VCC 控制	ASC 控制
正常直行	✓	✓
正常轉向	✓	✗
打滑直行	✗	✓
打滑轉向	不討論	不討論

表 5-8 VCC 與 ASC 的作用時機

表5-2為VCC與ASC控制的作用時機，下一節將以圖5-6的模型，進行各種路況模擬，了解本系統的各個性能。

5-3 整車架構路況模擬

本節將以圖5-3為模型進行各種路況模擬，前面章節的VCC速度命令補償與ASC防滑電流控制均有引入其中。輸入各馬達MFC的電流命令為ASC防滑控制的輸出，即駕駛者輸入電流命令的一半，或是打滑發生時經ASC計算所得的最大有效電流，而進入ASC控制的駕駛者輸入電流命令如下圖所示，包括加速、巡航與減速部分：

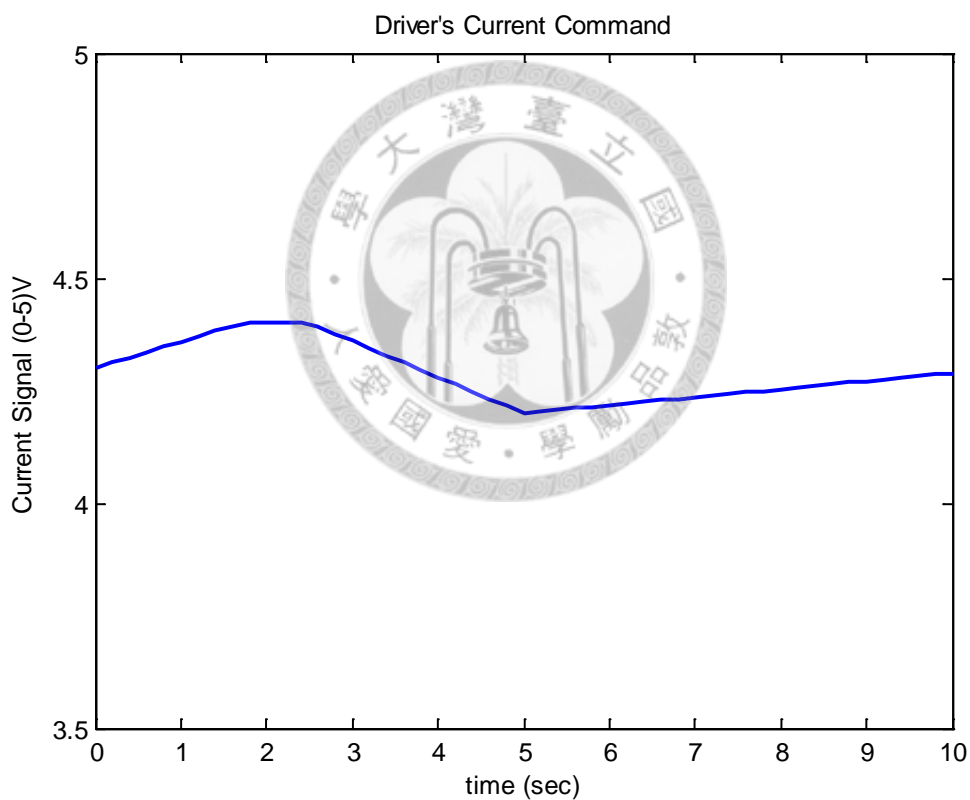


圖 5-4 進入 ASC 防滑控制的駕駛者電流命令

圖5-29中的縱軸為電流命令，其1單位代表馬達各相電流峰值為

10安培。各馬達的參數如表5-9所示：

	A 馬達參數	B 馬達參數	單位	VCC	轉向角
J	0.275	0.29	$kg \cdot m^2$	$\frac{20}{s}$	0°
D	0.22	0.1	$Nm/(rad/s)$		
Kt	0.82	0.82	Nm/A		
Ke	1.64	1.64	$V/(rad/s)$		
MFC 參數					
J'	0.282		$kg \cdot m^2$		
D'	0.16		$Nm/(rad/s)$		
Kt'	0.82		Nm/A		
Ke'	1.64		$V/(rad/s)$		

表 5-3 雙馬達與 MFC 模擬參數

各模擬參數定義如表5-10所示，其中馬達的轉速命令已經過VCC

補償：

Icom	駕駛者輸入總電流
Ia*、Ib*	實際分配至各馬達MFC的電流
Ia、Ib	實際分配至各馬達的電流
Ima、Imb	各馬達ASC的最大有效電流
Wa*、Wb*	各馬達的速度命令(經VCC補償)
Wa、Wb	各馬達實際輸出轉速
Fda、Fdb	各馬達所在輪胎與路面的實際摩擦力
Fda*、Fdb*	各馬達所在輪胎與路面的估測摩擦力

表 5-9 Matlab 模擬參數定義

(一)平地路況模擬：

(一.1)正常柏油路面：

	路面能提供之最大摩擦力(N)	路面坡度(deg)
左輪-馬達 A	529.7	0°
右輪-馬達 B	529.7	

表 5-10 路況模擬-兩輪均正常柏油路面(一.1)

下面是模擬車輛行駛在正常柏油路面($\mu = 0.6$)上，其規格如表

5-11，結果如下：

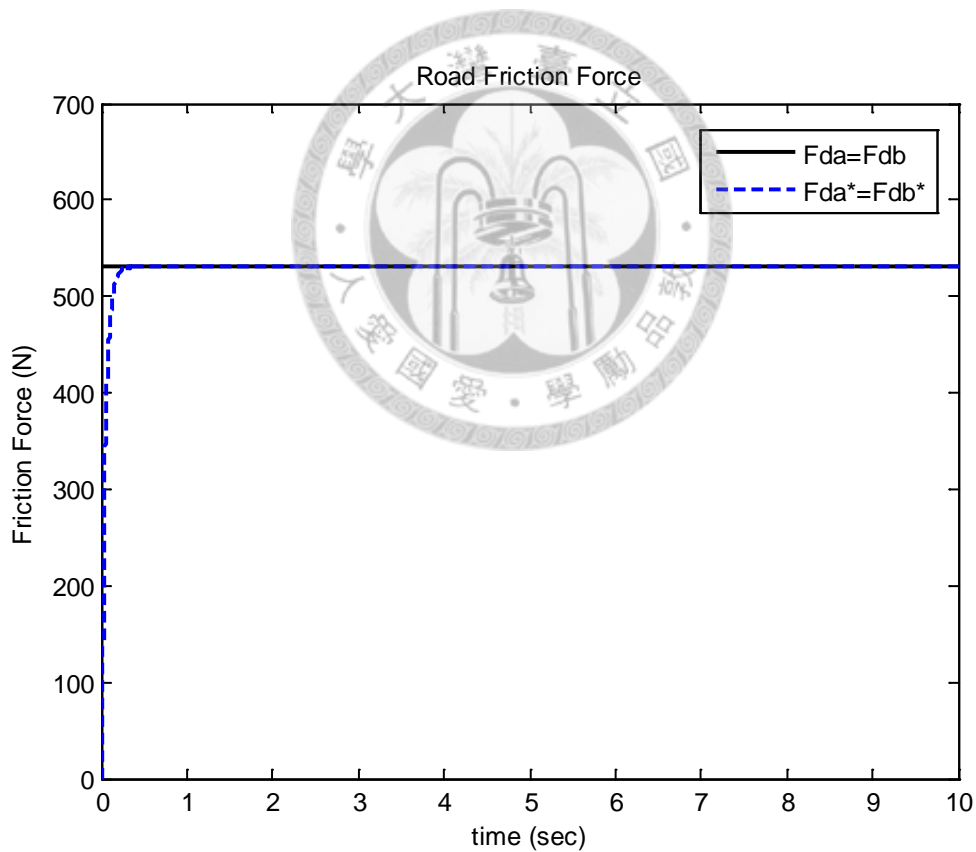


圖 5-5 實際與估測之路面與輪胎間摩擦力

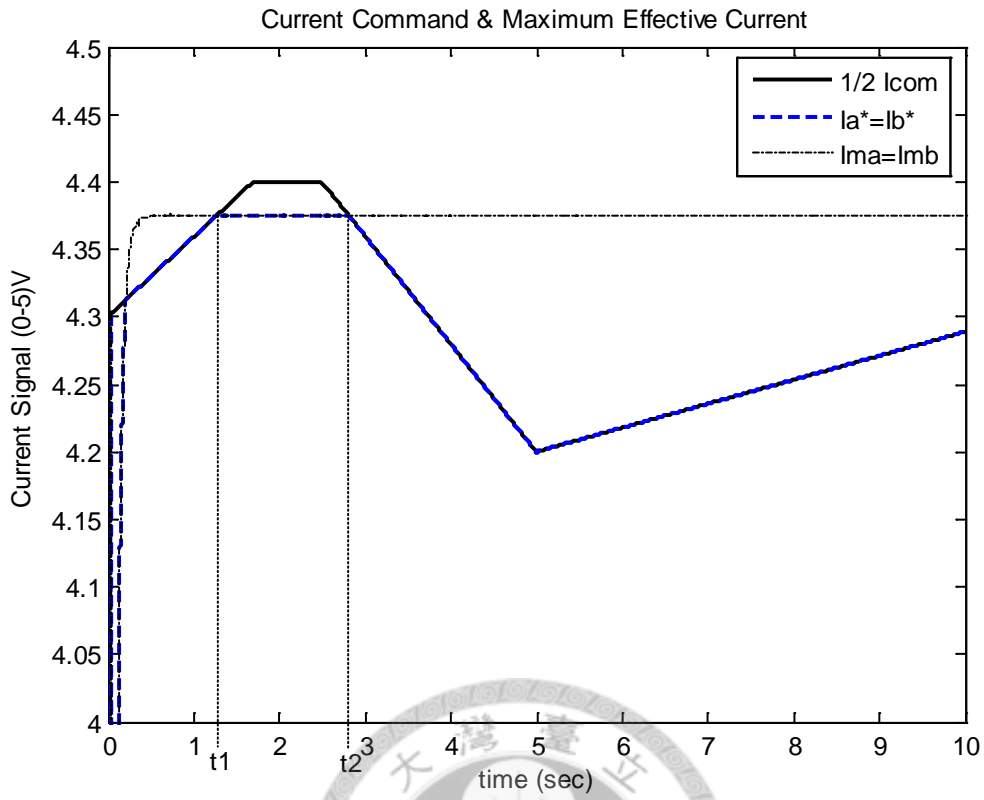


圖 5-6 ASC 電流輸入與輸出情形

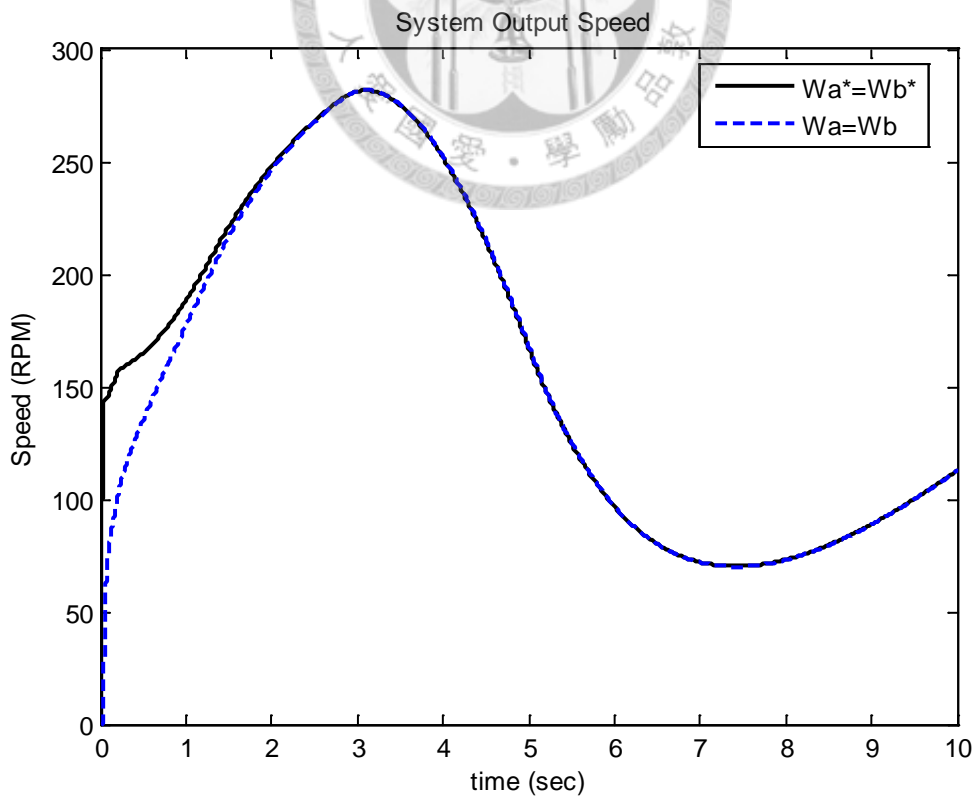


圖 5-7 馬達轉速命令與輸出速度

圖5-30為實際路面能產生的最大摩擦力與負載估測器所估測的最大摩擦力，當車輛行駛在正常柏油路面上，路面所能給與單一輪胎的最大摩擦力約為530N，經(4-17)式計算後可得進入MFC的最大且不使車輛打滑的有效電流訊號之電壓值約為 $4.37V(\frac{1}{2}I_{com})$ ，因此當駕駛者電流命令 $(\frac{1}{2}I_{com})$ 大於最大有效電流 $(I_{ma}=I_{mb})$ 時，ASC即會在時間 t_1 與 t_2 之間，將最大有效電流輸出至MFC，如圖5-31所示；當駕駛者放開油門使電流命令低於最大有效電流時，ASC又重新將此小於4.37V的命令輸出至MFC，如圖5-31中， $t > t_2$ 的部分。

圖5-32為在此狀況下，速度命令與實際馬達速度輸出的關係。在時間大約0~0.3秒時，因起動時車速為零，經由(2-1)式所作的負載估測尚未到正確值，由圖5-30所示，導致輸入至MFC之估測負載比實際值小，使馬達的速度命令較高，此一現象在負載估測到正確值後即會獲得修正。

(一.2)泥濘路面：

	路面能提供之最大摩擦力(N)	路面坡度(deg)
左輪-馬達 A	264.9	0°
右輪-馬達 B	264.9	

表 5-11 路況模擬-兩輪均泥濘路面(一.2)

下面是模擬車輛行駛在泥濘路面($\mu = 0.3$)上，其規格如表5-12，結果如下：

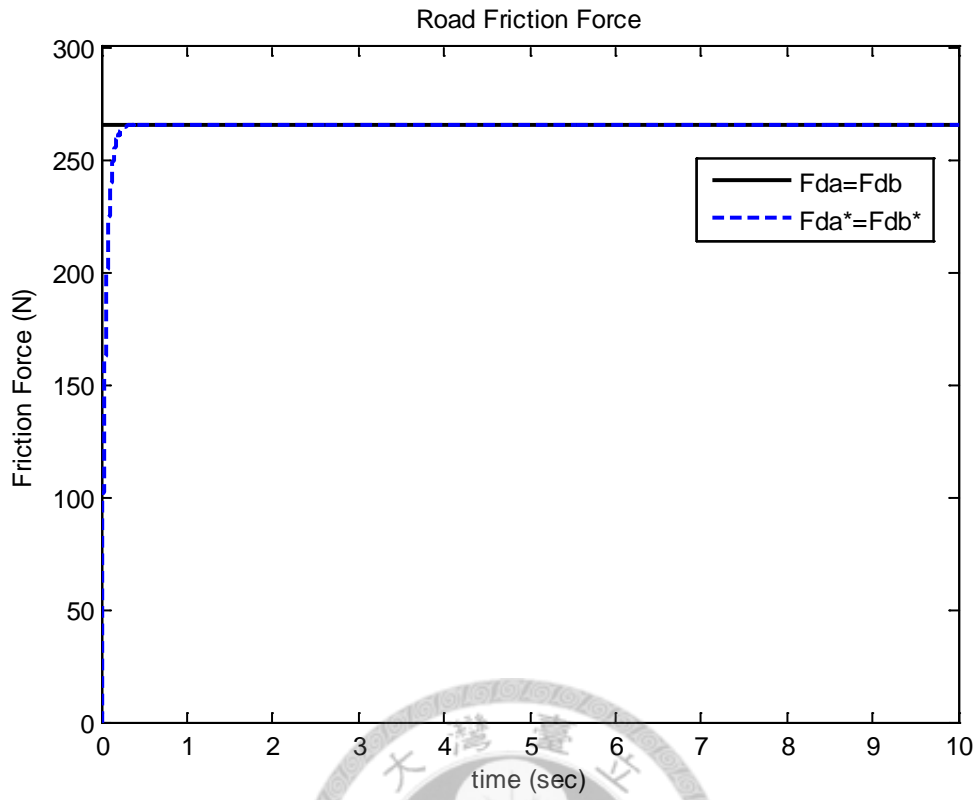


圖 5-8 實際與估測之路面與輪胎間摩擦力

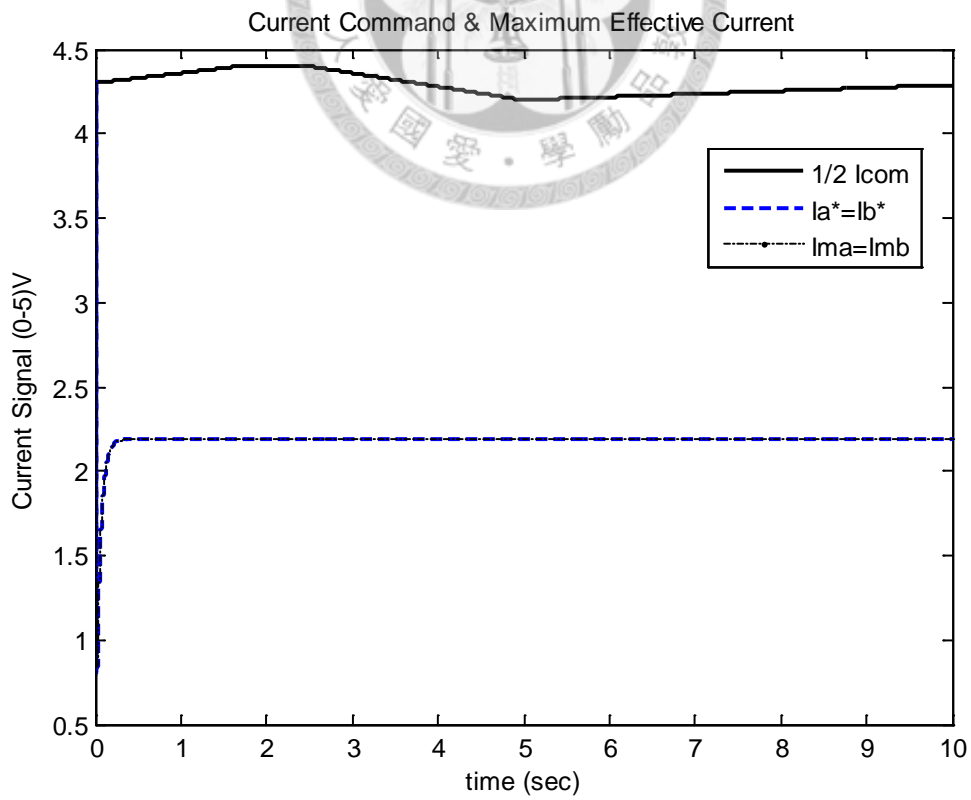


圖 5-9 ASC 電流輸入與輸出情形

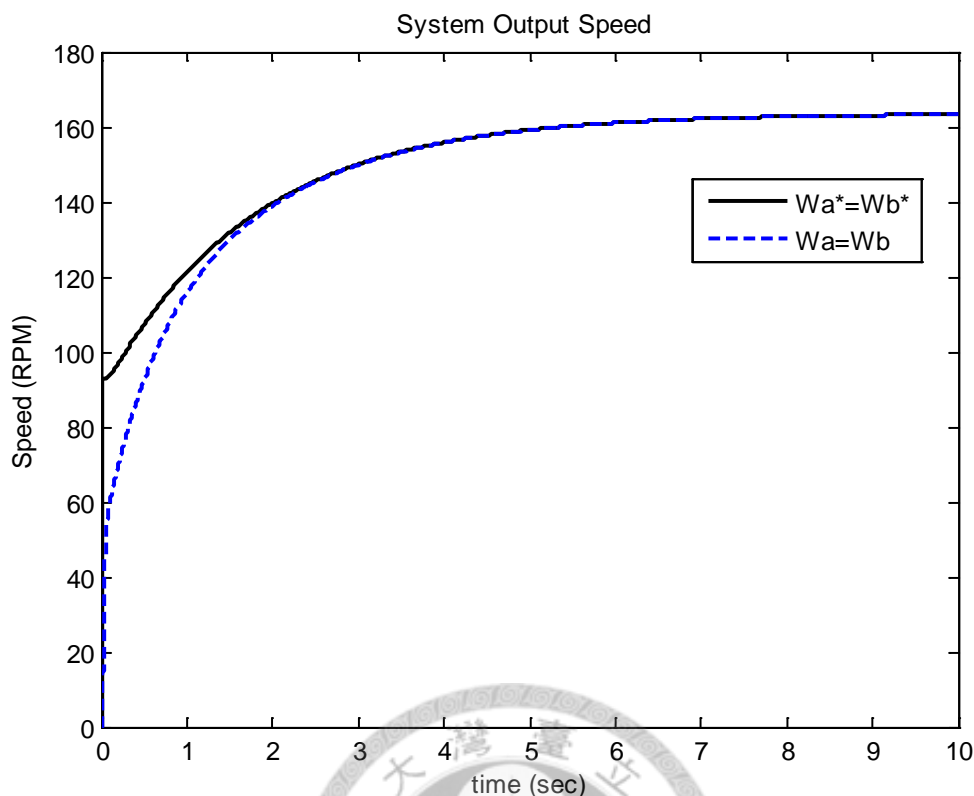


圖 5-10 馬達轉速命令與輸出速度

圖5-33實際路面能產生的最大摩擦力與負載估測器所估測的最大摩擦力，當車輛行駛在泥濘路面上，路面所能給與單一輪胎的最大摩擦力約為265N，經(4-18)式計算後可得進入MFC的最大且不使車輛打滑的有效電流訊號之電壓值約為2.2V，因此當駕駛者電流命令 ($\frac{1}{2} I_{com}$)大於最大有效電流($I_{ma}=I_{mb}=2.2V$)時，ASC會將最大有效電流輸出至MFC，如圖5-34所示。此時因為駕駛者電流命令從一開始就太大，控制系統認為車輛一直處於打滑狀態，所以ASC只輸出最大有效電流2.2V到MFC，使車輛不打滑，若是駕駛者放開油門使電流命令縮小至2.2V以下，即可再度取回車輛的速度控制權。

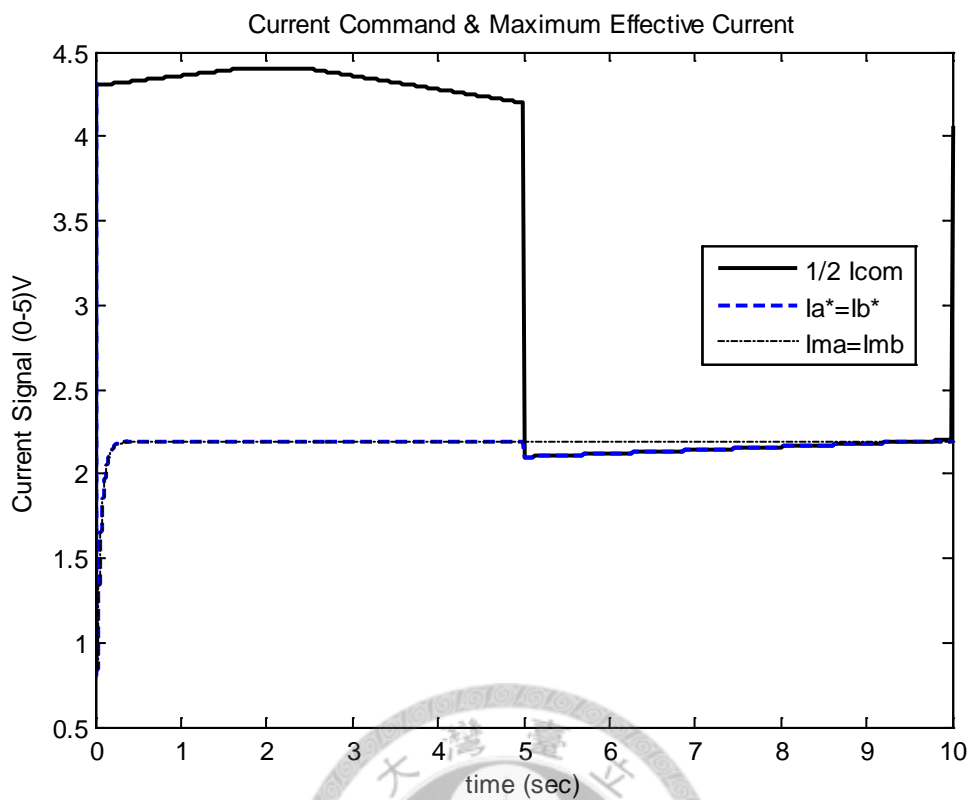


圖 5-11 ASC 電流輸入與輸出情形

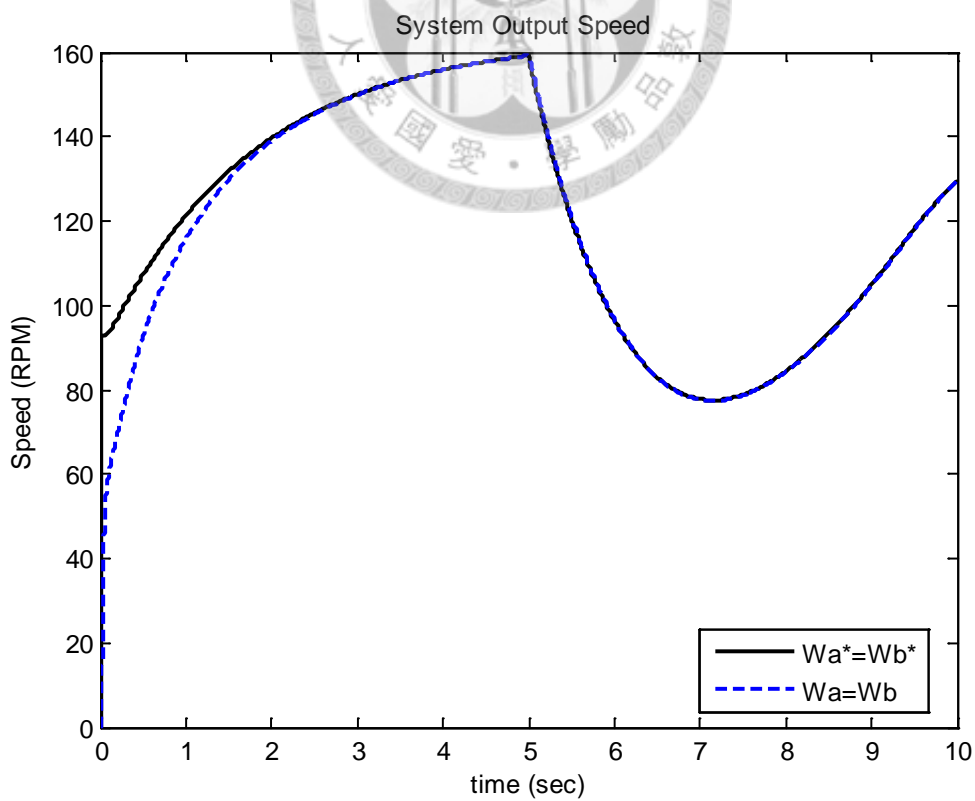


圖 5-12 馬達轉速命令與輸出速度

圖5-36與5-37為在相同狀況下，駕駛者在五秒時放開油門，使得電流命令($\frac{1}{2}I_{com}$)小於最大有效電流($I_{ma}=I_{mb}=2.2V$)，所以重新取回車輛速度控制權，然而路面能提供的最大摩擦力仍然維持265N，因此駕駛者的電流命令依舊無法超過最大有效電流2.2V。

(一.3)冰面：

	路面能提供之最大摩擦力(N)	路面坡度(deg)
左輪-馬達 A	61.8	0°
右輪-馬達 B	61.8	

表 5-12 路況模擬-兩輪均冰面(一.3)

下面是模擬車輛行駛在冰面($\mu = 0.07$)上，其規格如表5-13，結果如下：



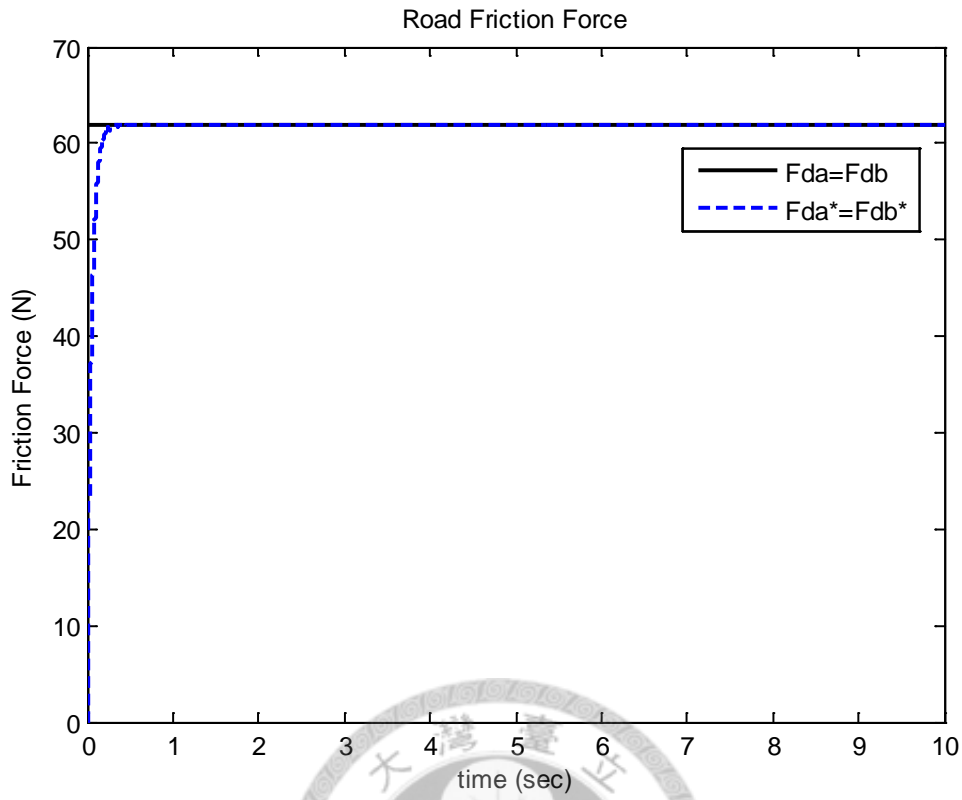


圖 5-13 實際與估測之路面與輪胎間摩擦力

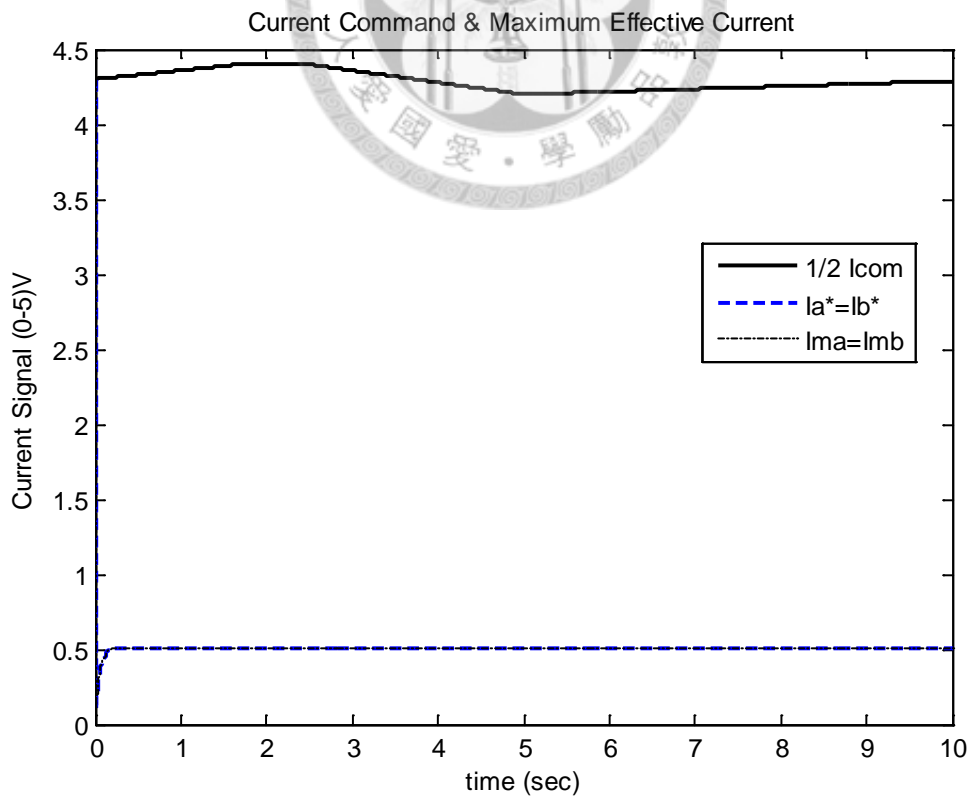


圖 5-14 ASC 電流輸入與輸出情形

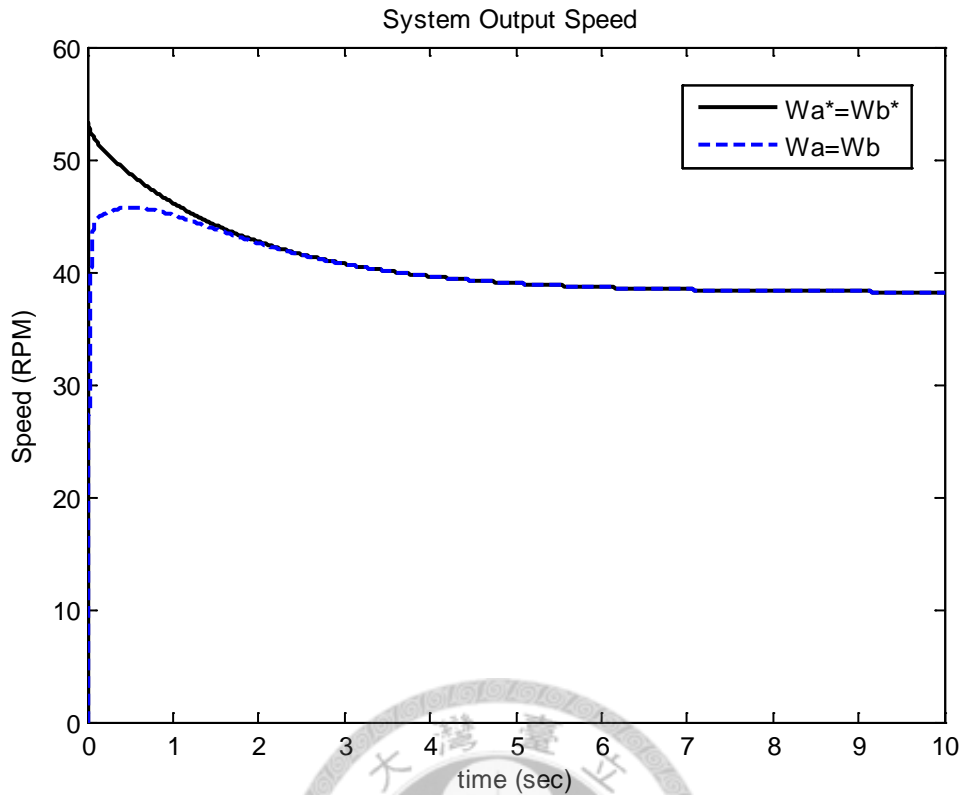


圖 5-15 馬達轉速命令與輸出速度

圖5-38為實際路面能產生的最大摩擦力與負載估測器所估測的最大摩擦力，當車輛行駛在冰面上，路面所能給與單一輪胎的最大摩擦力約為62N，經(4-18)式計算後可得進入MFC的最大且不使車輛打滑的有效電流訊號之電壓值約為0.5V(I_{com})，因此當駕駛者電流命令($\frac{1}{2} I_{com}$)大於最大有效電流($I_{ma}=I_{mb}$)時，ASC會將最大有效電流輸出至MFC，如圖5-39所示，與圖5-34比較，若是路面能提供的摩擦力越小，ASC輸出的最大有效電流也越小。此時控制系統同樣認為車輛一直處於打滑狀態，所以ASC只輸出最大有效電流到MFC，若是駕駛者放開油門使電流命令縮小至0.5V以下，可再度取回車輛的速度控制

權。

圖5-40為在此狀況下，速度命令與實際馬達速度輸出的關係，可以看到馬達在轉速在電流壓下來後，轉速輸出也隨之下降。

(一.4)兩輪不同路況：

	路面能提供之最大摩擦力(N)	路面坡度(deg)
左輪-馬達 A	529.7	0°
右輪-馬達 B	529.7 → 264.9	

表 5-13 路況模擬-兩輪分別為正常柏油路與變動路面(一.4)

下面是模擬車輛行駛在正常柏油路面($\mu = 0.6$)上，右輪在5秒後行駛在泥濘路面($\mu = 0.3$)上，其規格如表5-14，結果如下：

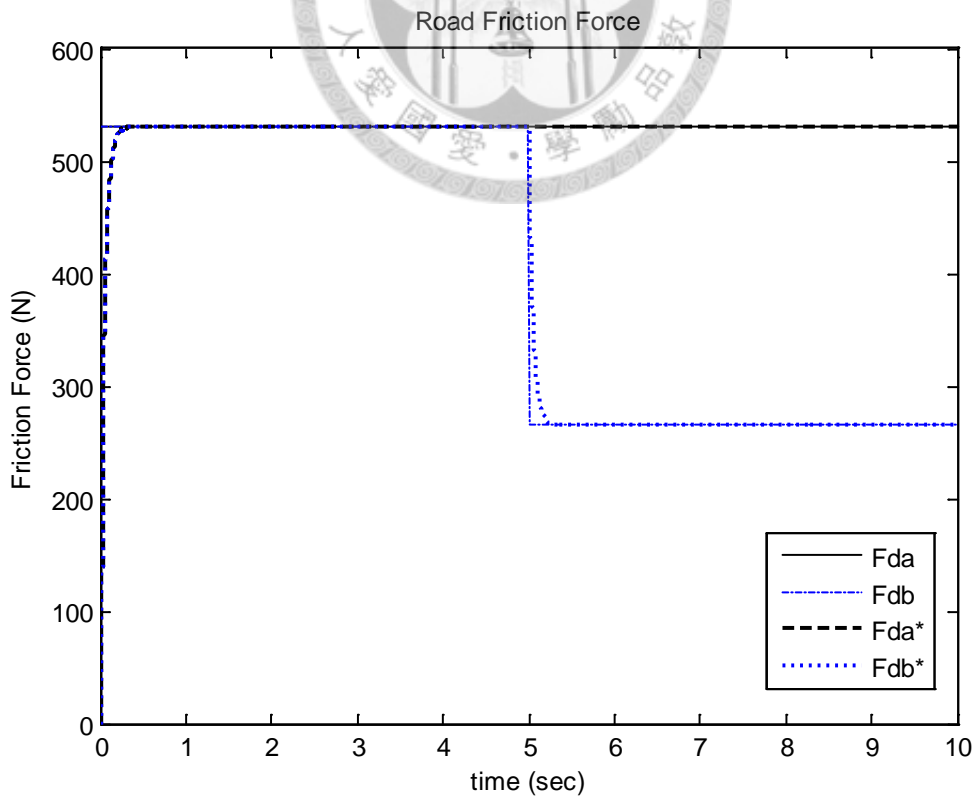


圖 5-16 實際與估測之路面與輪胎間摩擦力

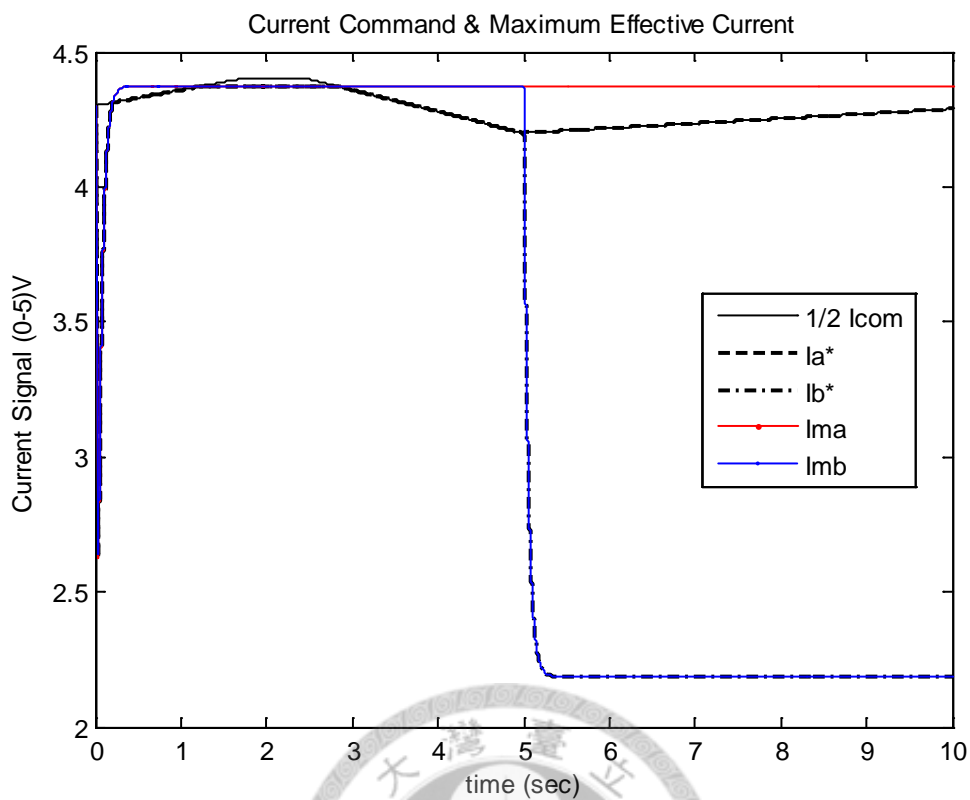


圖 5-17 ASC 電流輸入與輸出情形

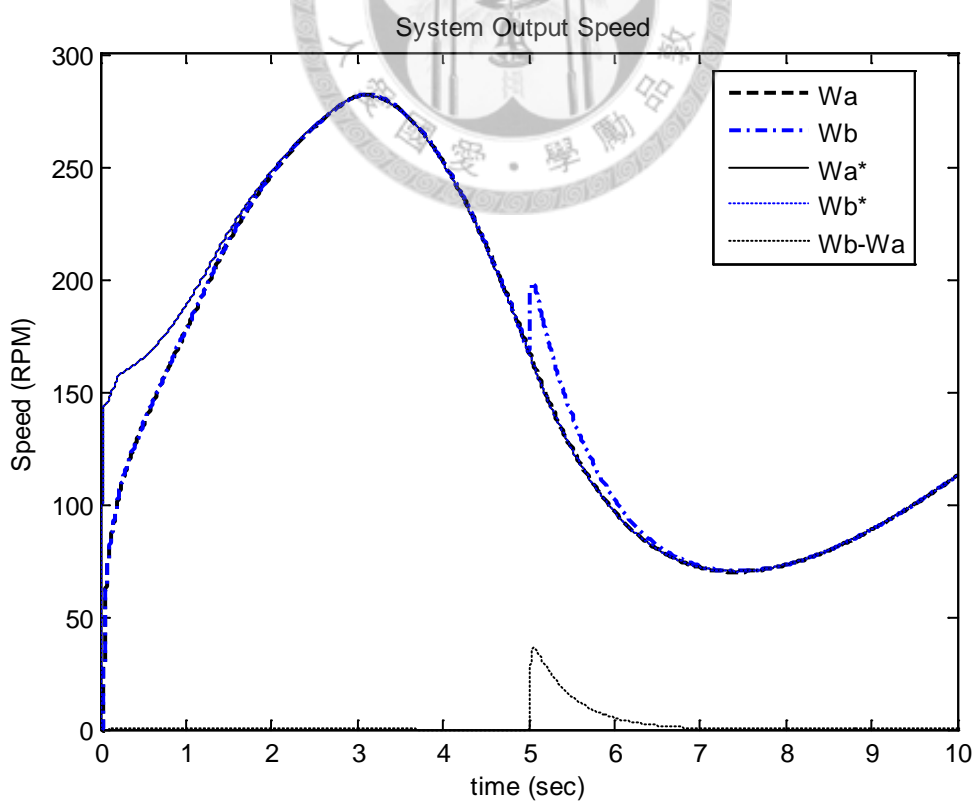


圖 5-18 馬達轉速命令與輸出速度

圖5-41為實際路面能產生的最大摩擦力與負載估測器所估測的最大摩擦力，當車輛行駛在正常柏油路面上，路面所能給與輪胎的最大摩擦力約為530N，在五秒時右輪(馬達B)因為行駛到濕滑柏油路面，摩擦係數瞬間下降造成打滑，因此馬達B的ASC只輸出此時的最大有效電流(約2.2V)到MFCB中，此時左輪(馬達A)仍舊輸出駕駛者電流命令($\frac{1}{2} I_{com}$)到MFCA，如圖5-42所示，此時為了安全起見，經由速度限制器將兩輪的MFC輸出取其較小者作為速度命令，因此即使兩輪電流輸入不同，速度命令仍會相同。

圖5-43為在此狀況下，速度命令與實際馬達速度輸出的關係，可以看到左輪(馬達B)在打滑發生瞬間(約5~6秒之間)轉速有些微上升，但在ASC的電流壓制下轉速隨即下降，回到合理的安全值。

(一.5)兩輪不同路況：

	路面能提供之最大摩擦力(N)	路面坡度(deg)
左輪-馬達 A	529.7	0°
右輪-馬達 B	如圖 5-44	

表 5-14 路況模擬-兩輪分別為正常柏油路與周期變動路面(一.5)

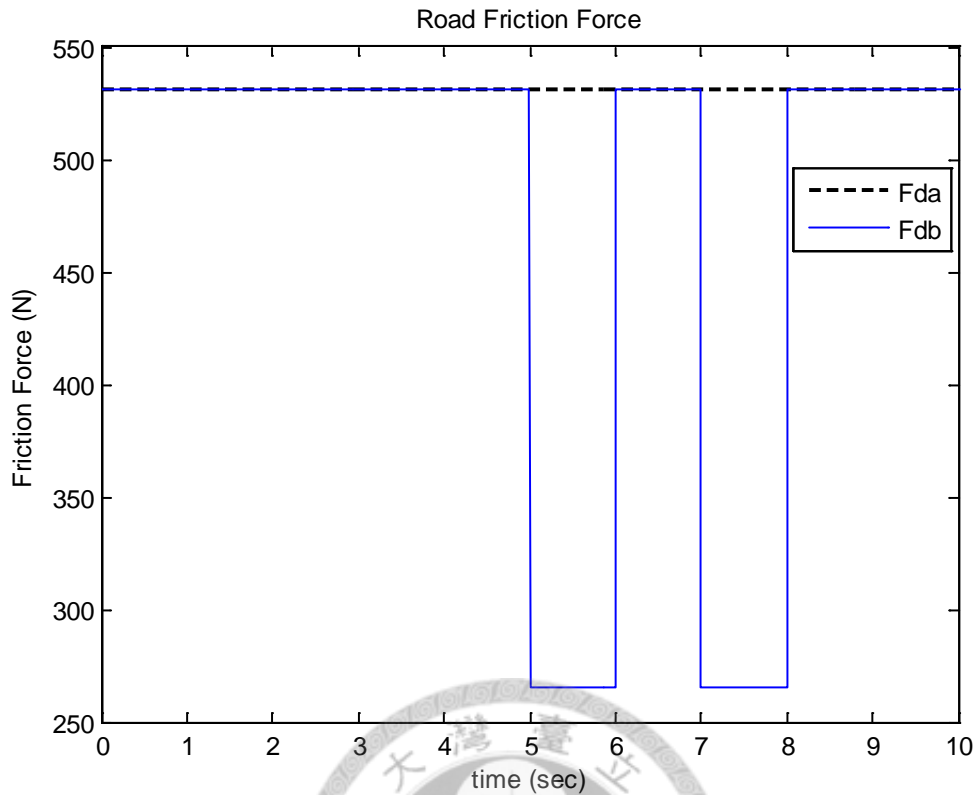


圖 5-19 實際路面與輪胎間摩擦力

下面是模擬車輛行駛在正常柏油路面($\mu = 0.6$)上，右輪在 5 秒後行駛在泥濘路面($\mu = 0.3$)上且以一秒為周期震盪兩次，如圖 5-44 所示，在五秒時左輪(馬達 B)摩擦力降到只剩一半，六秒時摩擦力回復，七秒時又降，最後八秒時回到正常值。模擬規格如表 5-15，結果如下：

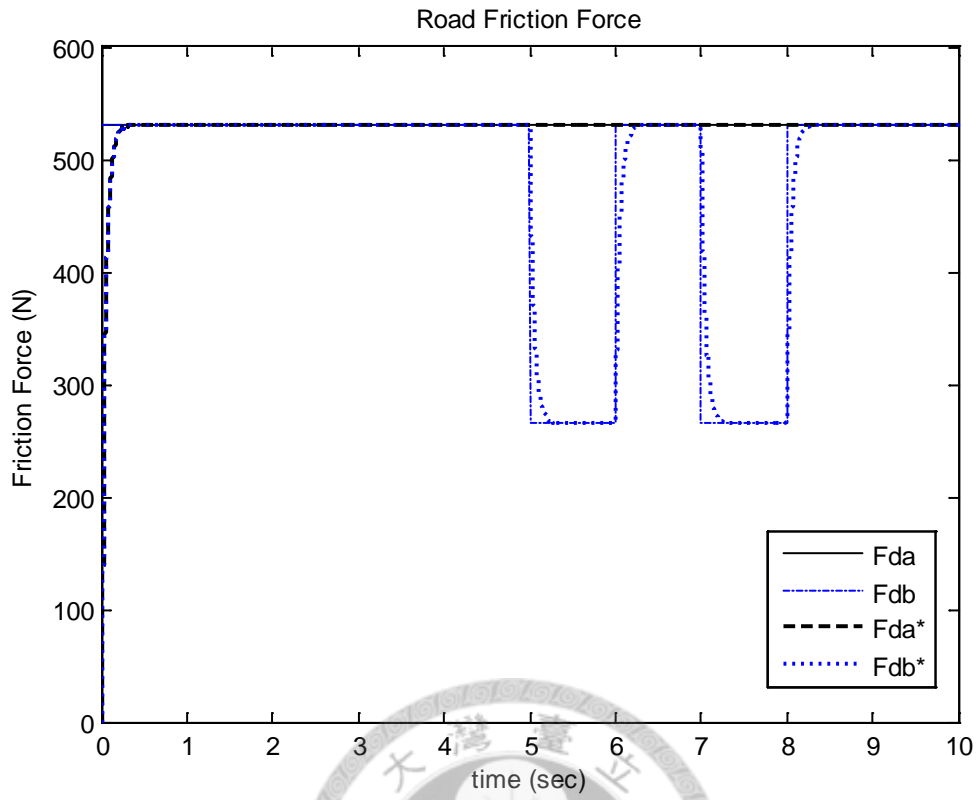


圖 5-20 實際與估測之路面與輪胎間摩擦力

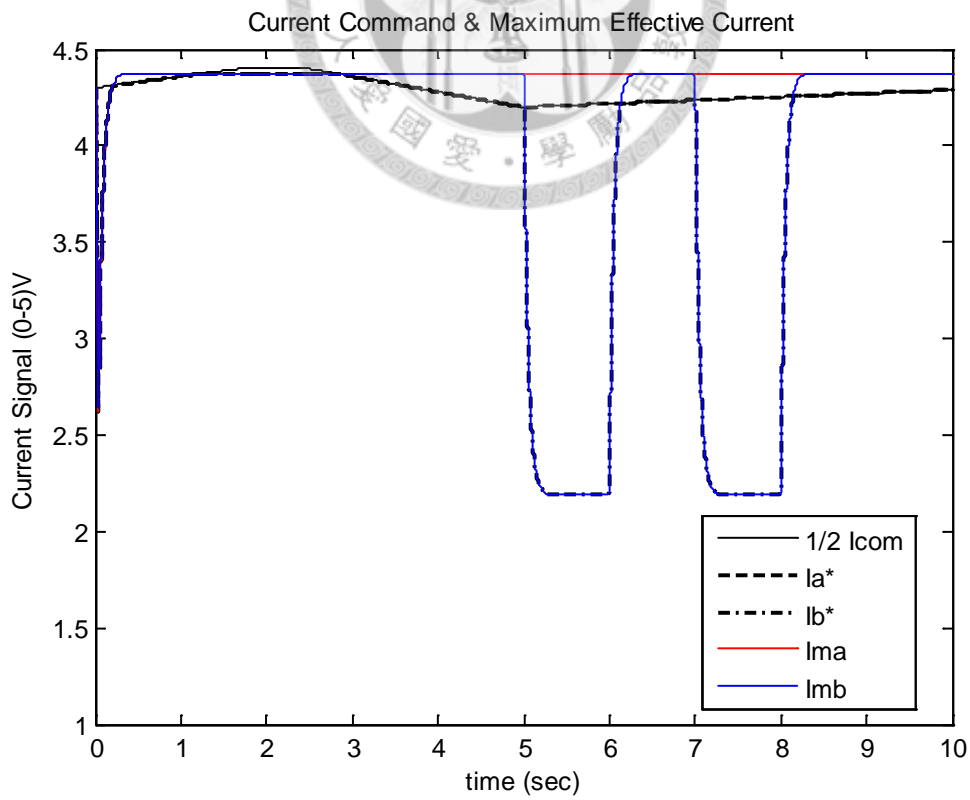


圖 5-21 ASC 電流輸入與輸出情形

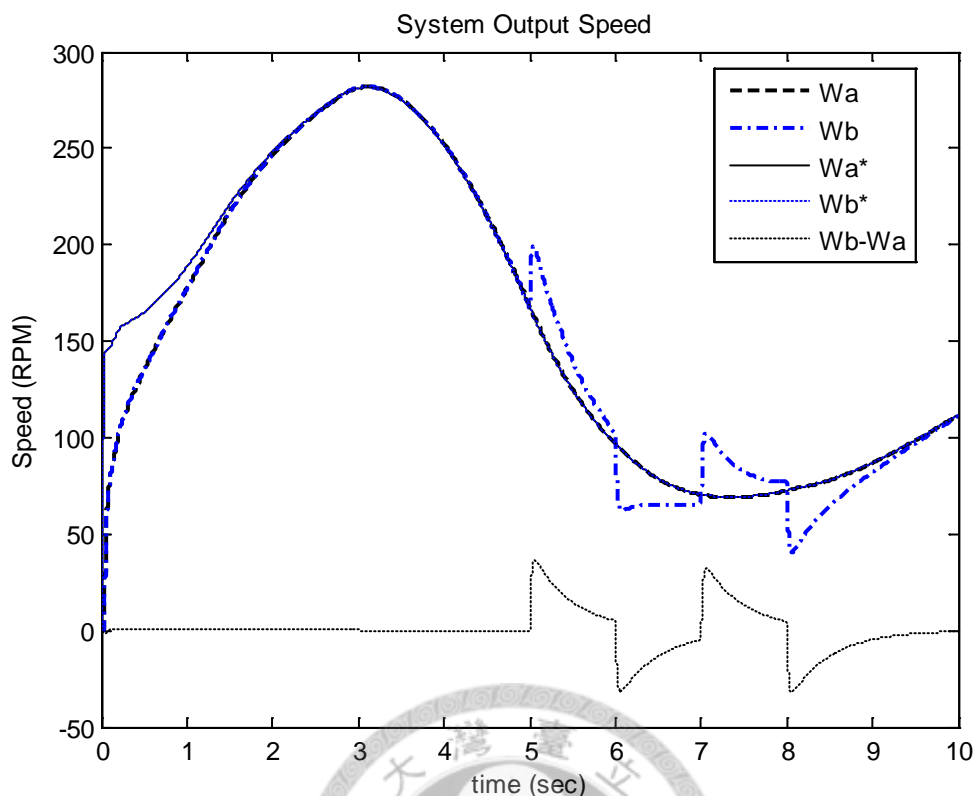


圖 5-22 馬達轉速命令與輸出速度

圖5-45為實際路面能產生的最大摩擦力與負載估測器所估測的最大摩擦力，當路面摩擦力大幅變化時，摩擦係數瞬間下降造成打滑，因此馬達B的ASC只輸出此時的最大有效電流(約2.2V)到MFCB中，此時左輪(馬達A)仍舊輸出駕駛者電流命令($\frac{1}{2}I_{com}$)到MFCB，如圖5-46所示，為了安全起見，經由速度限制器將兩輪的MFC輸出取其較小者作為速度命令，因此即使兩輪電流輸入不同，速度命令仍會相同。

圖5-47為在此狀況下，速度命令與實際馬達速度輸出的關係，可以看到左輪(馬達B)在打滑發生瞬間轉速有些微上升，然而摩擦力在轉速尚未回到正常值前又劇烈震盪，因此導致B馬達的轉速變動。

(一.6)兩輪不同路況：

	路面能提供之 最大摩擦力(N)	路面坡度(deg)
左輪-馬達 A	441.4	0°
右輪-馬達 B	如圖 5-48	

表 5-150 路況模擬-兩輪分別為濕柏油路與周期變動路面(一.6)

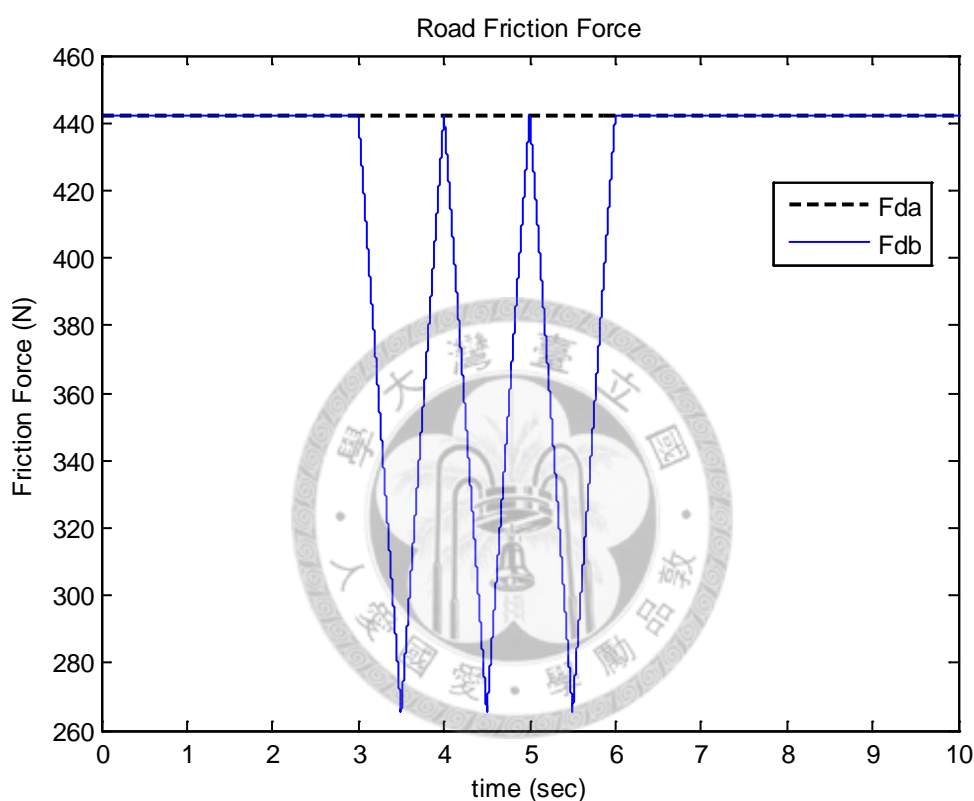


圖 5-23 實際路面與輪胎間摩擦力

下面是模擬車輛行駛在濕柏油路面($\mu = 0.5$)上，右輪在 3秒後行駛在泥濘路面($\mu = 0.3$)上且 μ 在0.3到0.5間以一秒為周期變化三次，如圖 5-48所示，在3~6秒時，左輪(馬達B)摩擦力在442N與330N之間變化。模擬規格如表5-16，結果如下：

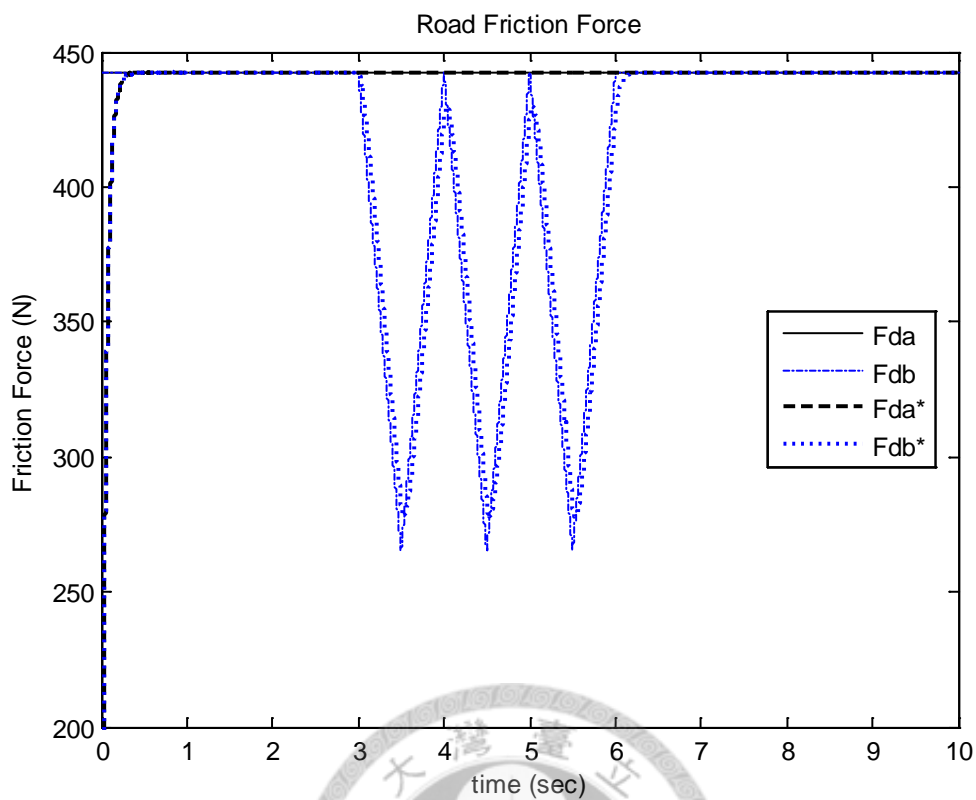


圖 5-24 實際與估測之路面與輪胎間摩擦力

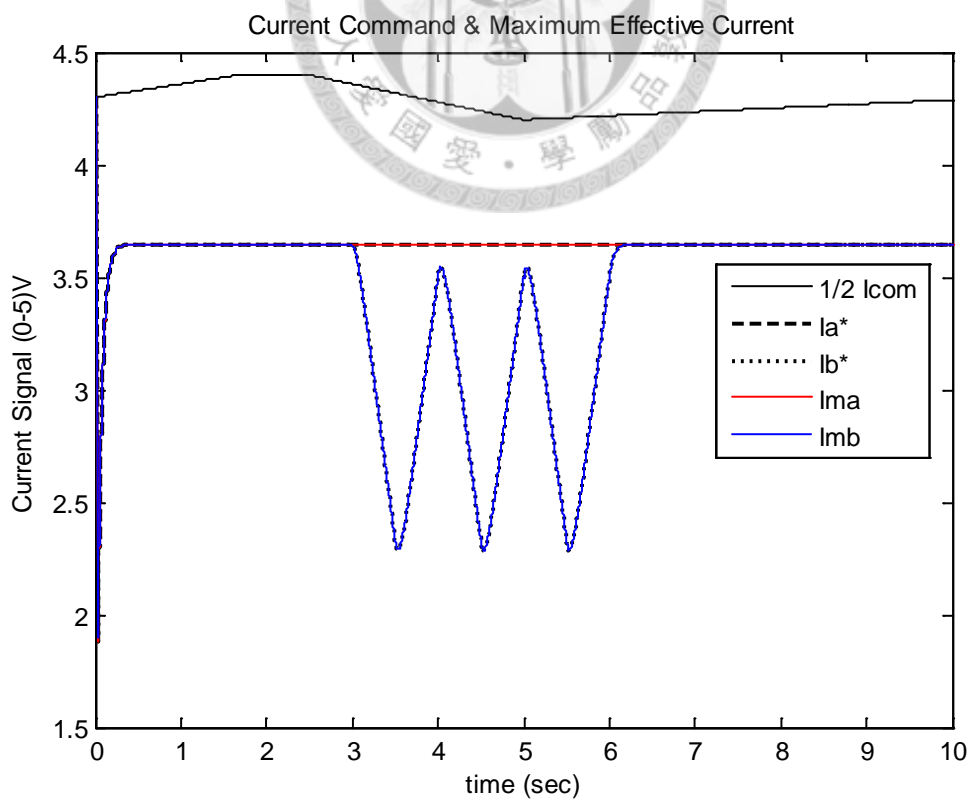


圖 5-25 ASC 電流輸入與輸出情形

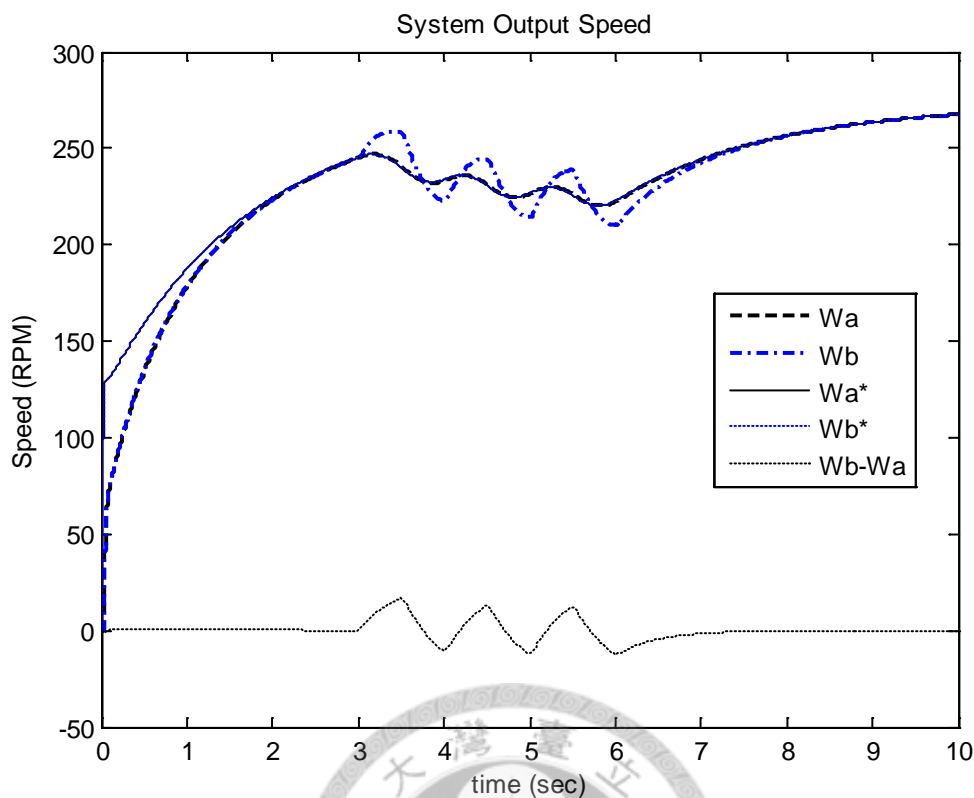


圖 5-26 馬達轉速命令與輸出速度

圖5-49實際路面能產生的最大摩擦力與負載估測器所估測的最大摩擦力，當路面摩擦力大幅變化時，摩擦係數瞬間下降造成打滑，然而在本模擬中，駕駛者的電流命令在一開始就大於最大有效電流，因此在駕駛者降低電流命令($\frac{1}{2} I_{com}$)前，控制系統認為車輛一直打滑，所以ASC持續輸出最大有效電流(I_{ma} 與 I_{mb})到MFC，如圖5-50所示。

圖5-51為在此狀況下，速度命令與實際馬達速度輸出的關係，可以看到即使在3~6秒摩擦力持續震盪下，馬達仍然有效的跟隨最大有效電流變化。

(一.7)兩輪不同路況：

	路面能提供之最大摩擦力(N)	路面坡度(deg)
左輪-馬達 A	如圖 5-52	0°
右輪-馬達 B		

表 5-161 路況模擬-兩輪分別為濕柏油路與非周期變動路面(一.7)

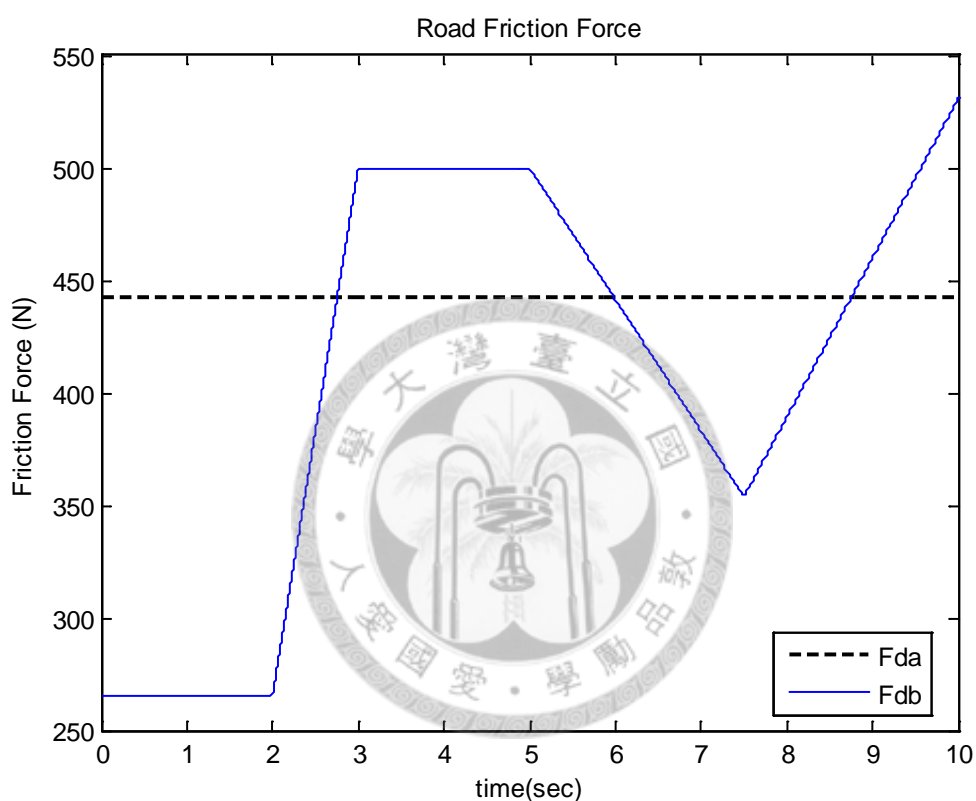


圖 5-27 實際路面與輪胎間摩擦力

下面是模擬車輛起步時兩輪所在路況不同，左輪持續在濕柏油路面($\mu = 0.5$)行駛，右輪起步時在泥濘路面($\mu = 0.3$)上，2秒後漸漸回到正常柏油路面，之後又繼續變化，如圖5-52所示，模擬規格如表5-17，結果如下：

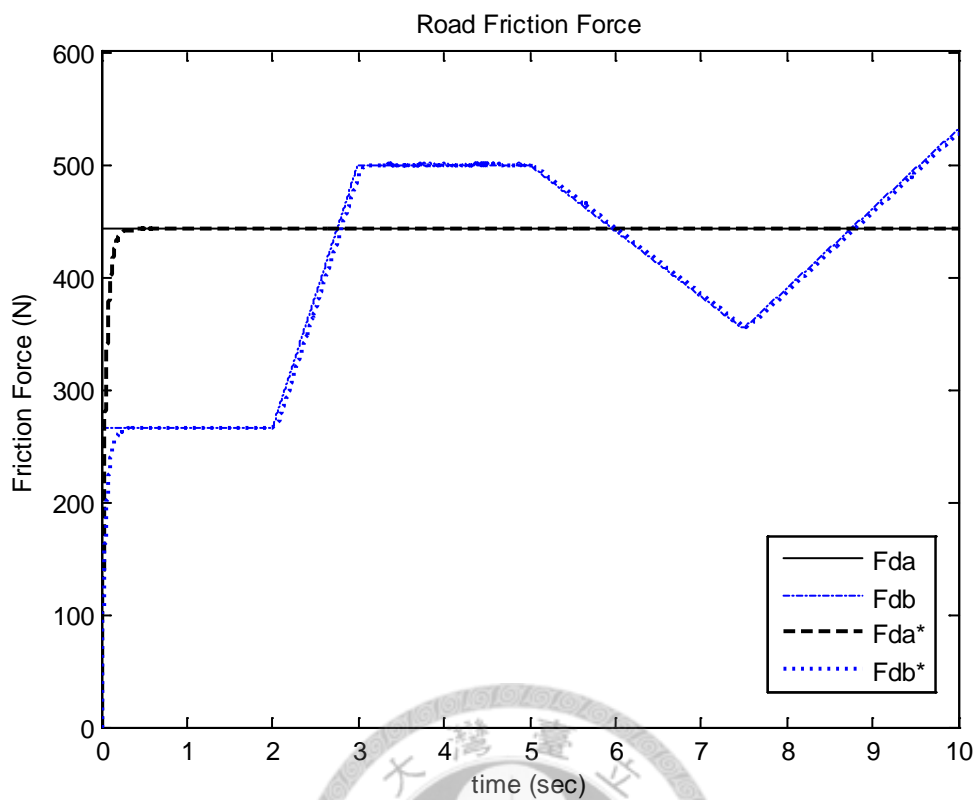


圖 5-28 實際與估測之路面與輪胎間摩擦力

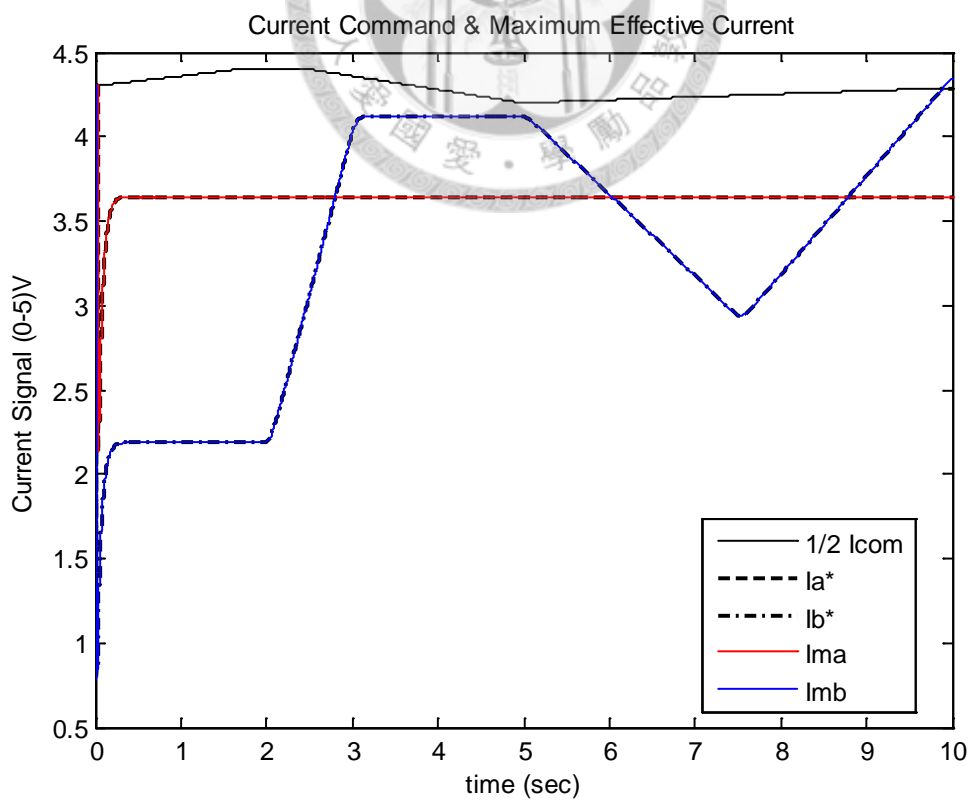


圖 5-29 ASC 電流輸入與輸出情形

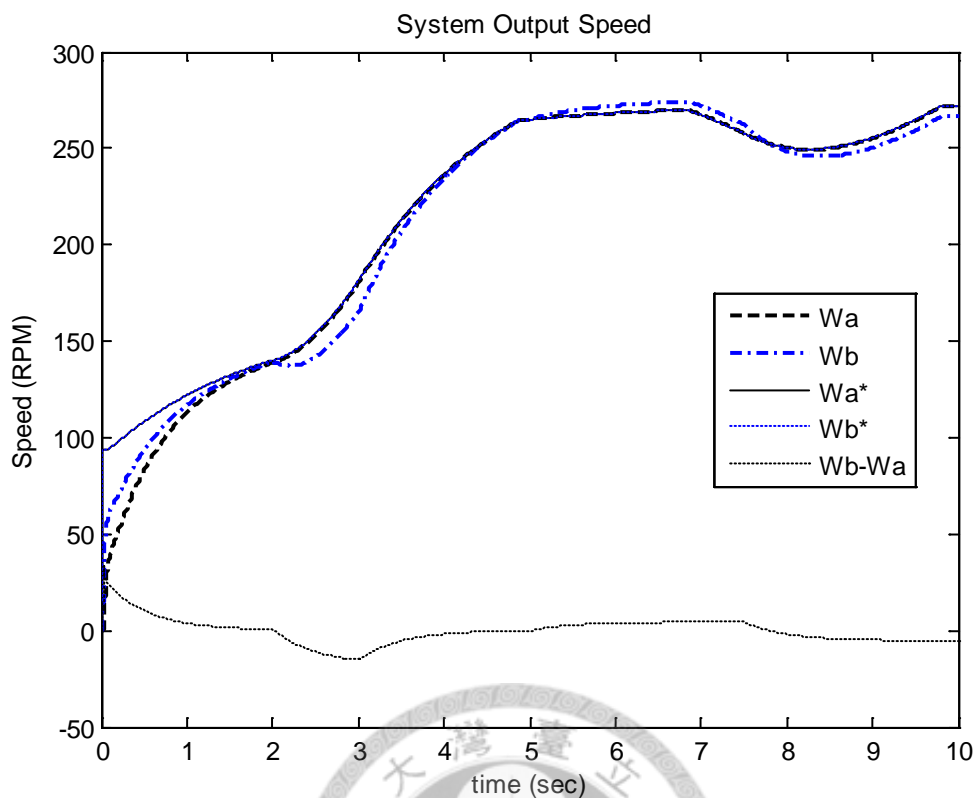


圖 5-30 馬達轉速命令與輸出速度

圖5-53為實際路面能產生的最大摩擦力與負載估測器所估測的最大摩擦力，此時駕駛者的電流命令($\frac{1}{2} I_{com}$)在一開始就大於最大有效電流(I_{ma} 與 I_{mb})，如圖5-54，因此起步時輸入到MFC的就是最大有效電流，若是駕駛者的電流命令($\frac{1}{2} I_{com}$)比最大有效電流低(I_{ma} 與 I_{mb})，那麼馬達的轉速曲線在起步時會比圖5-55更為平緩。

(一.8)兩輪不同路況：

	路面能提供之 最大摩擦力(N)	路面坡度(deg)
左輪-馬達 A	如圖 5-56	0°
右輪-馬達 B		

表 5-172 路況模擬-兩輪分別為濕柏油路與劇烈變動路面(一.8)

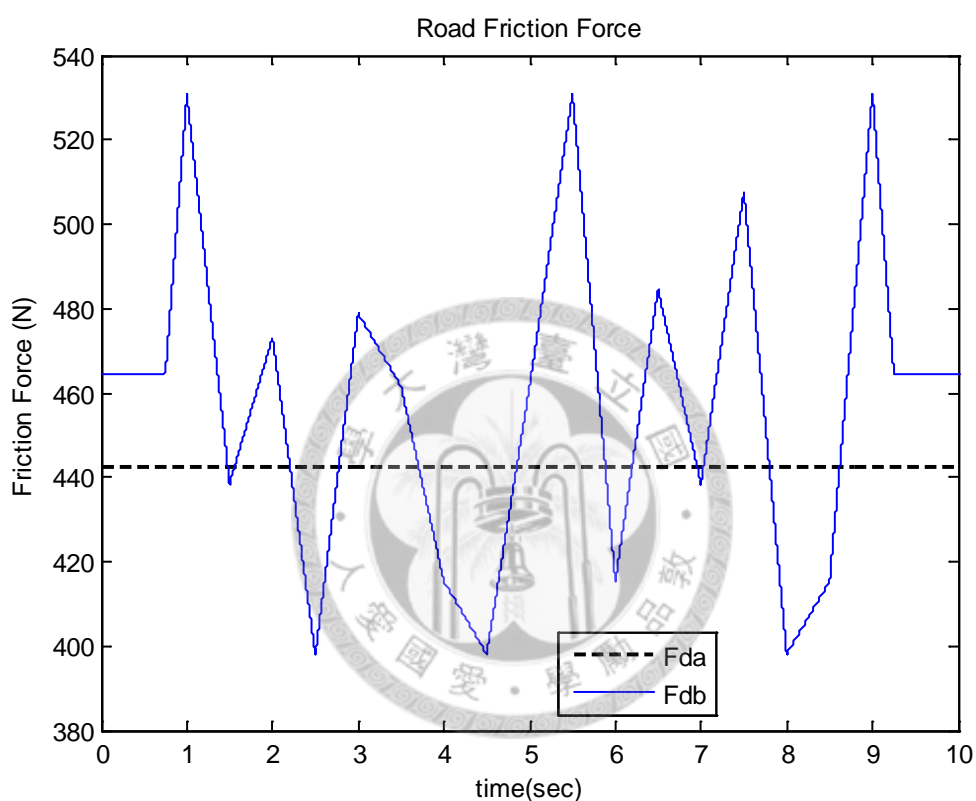


圖 5-31 實際路面與輪胎間摩擦力

下面是模擬車輛行駛在摩擦力劇烈變動的路面，左輪持續在濕柏油路面($\mu = 0.5$)行駛，右輪則是持續劇烈變動，如圖5-56所示，模擬規格如表5-17，結果如下：

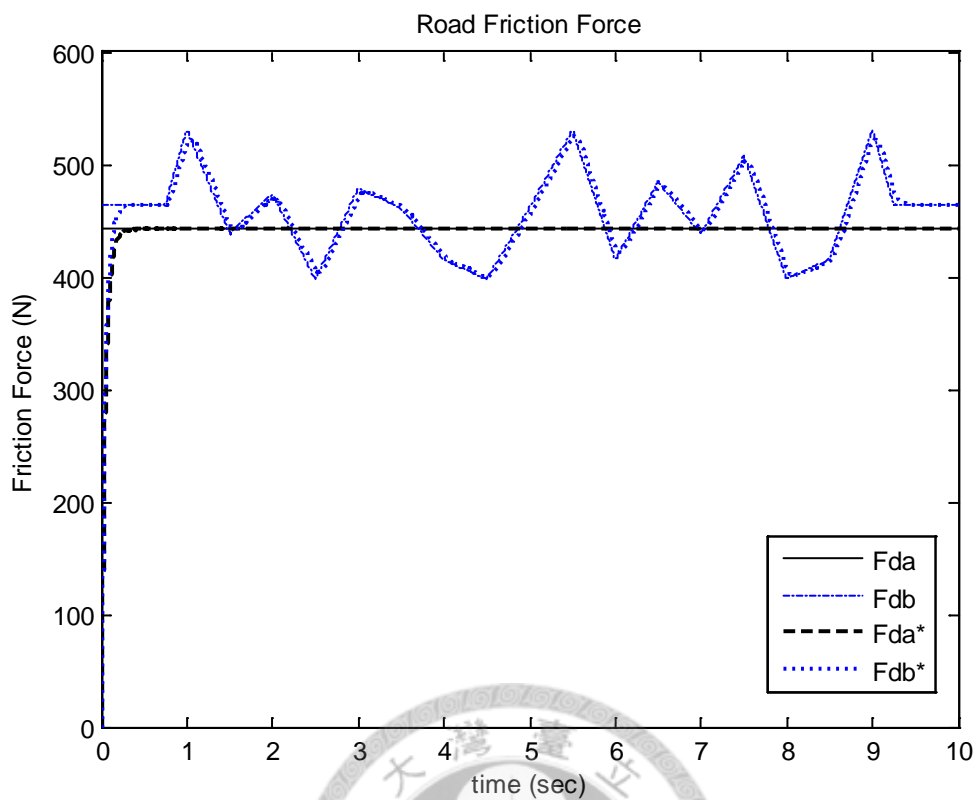


圖 5-32 實際與估測之路面與輪胎間摩擦力

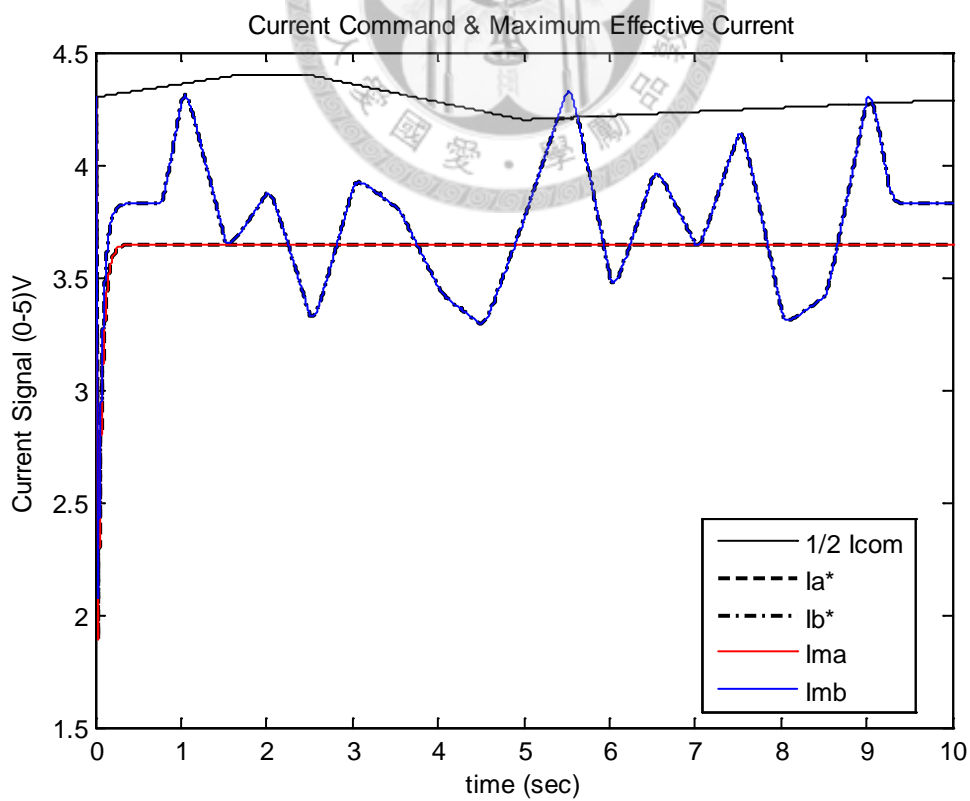


圖 5-33 ASC 電流輸入與輸出情形

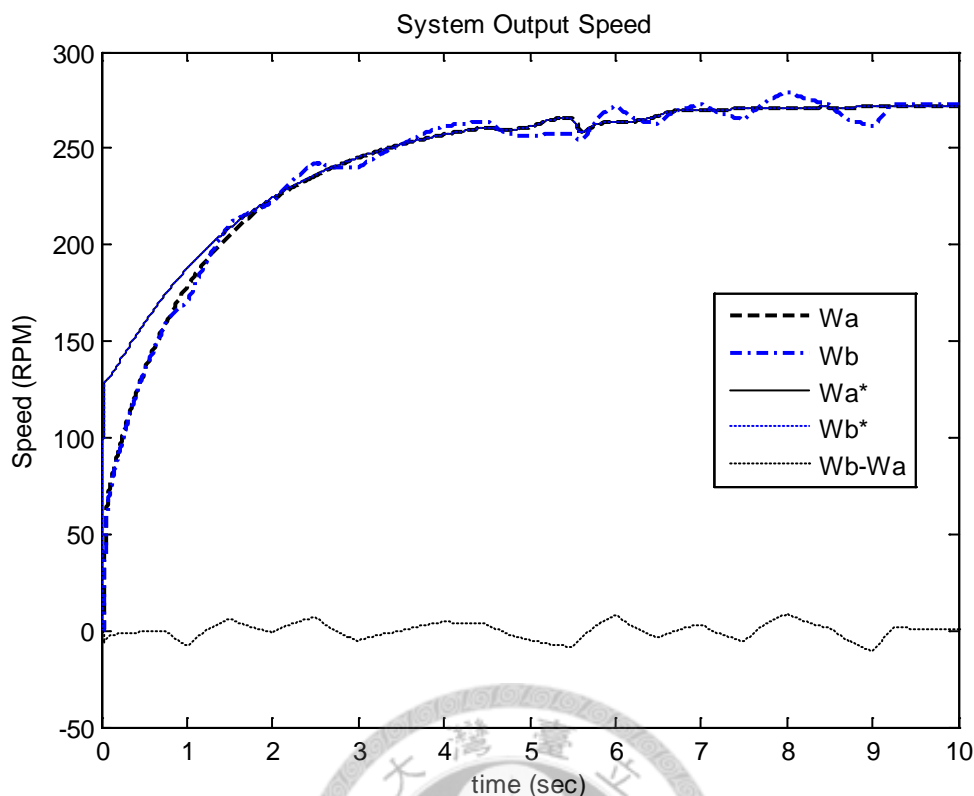


圖 5-34 馬達轉速命令與輸出速度

圖5-57為實際路況與負載估測所得估測值，由圖中可知即使路面摩擦力急遽變動，負載估測器仍可將其估測出並回授到ASC計算最大有效電流。圖5-58為電流命令與最大有效電流的關係，當駕駛者電流命令小於最大有效電流時，ASC便將其輸出到MFC，當路面摩擦力大幅變化時，摩擦係數瞬間下降造成打滑，因此馬達B的ASC只輸出此時的最大有效電流到MFCB中；當駕駛者命令降到最大有效電流之下時，ASC會將交還給駕駛者，保障車輛行駛的安全性。

圖5-59為在此狀況下，速度命令與實際馬達速度輸出的關係，可以看到摩擦力持續震盪下，馬達仍然有效的跟隨最大有效電流變化。

(二)斜坡路況模擬：

(二.1)正常柏油路面：

	路面能提供之 最大摩擦力(N)	路面坡度(deg)
左輪-馬達 A	521.7	下坡 10°
右輪-馬達 B		

表 5-183 路況模擬-兩輪均正常柏油下坡路面(二.1)

下面是模擬車輛行駛在摩擦力為定值的正常柏油路($\mu = 0.6$)斜坡，

其規格如表5-19，結果如下：

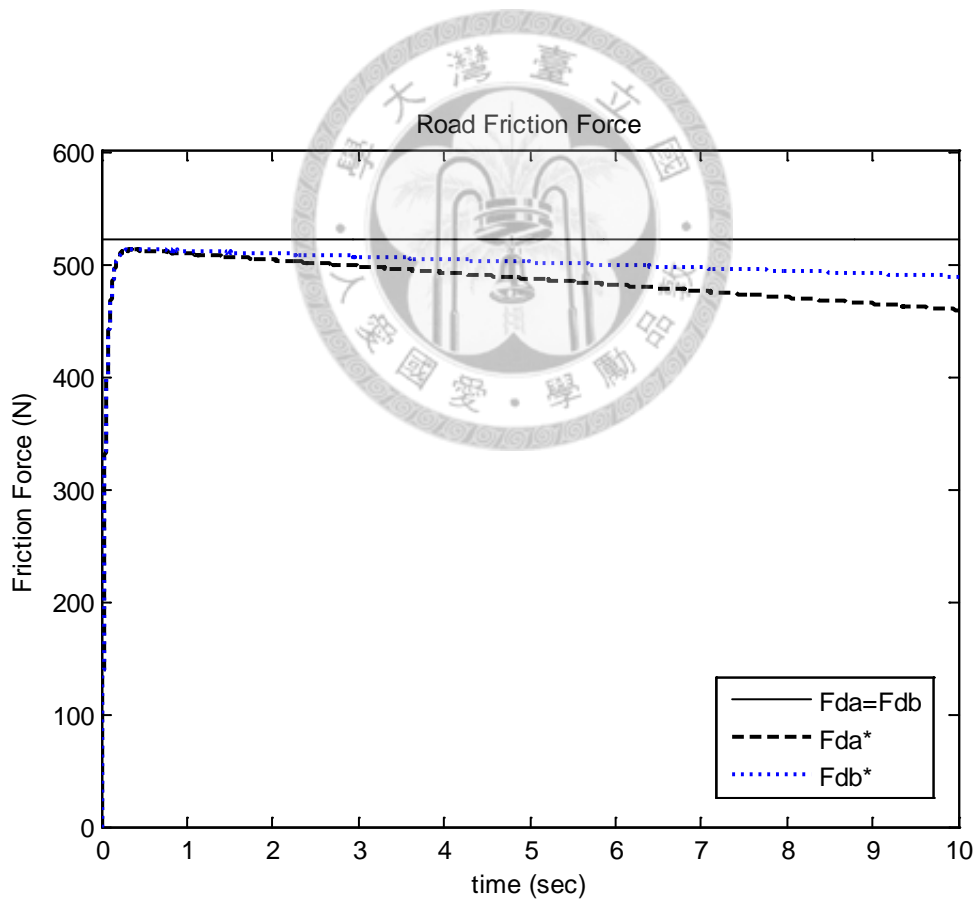


圖 5-35 實際與估測之路面與輪胎間摩擦力

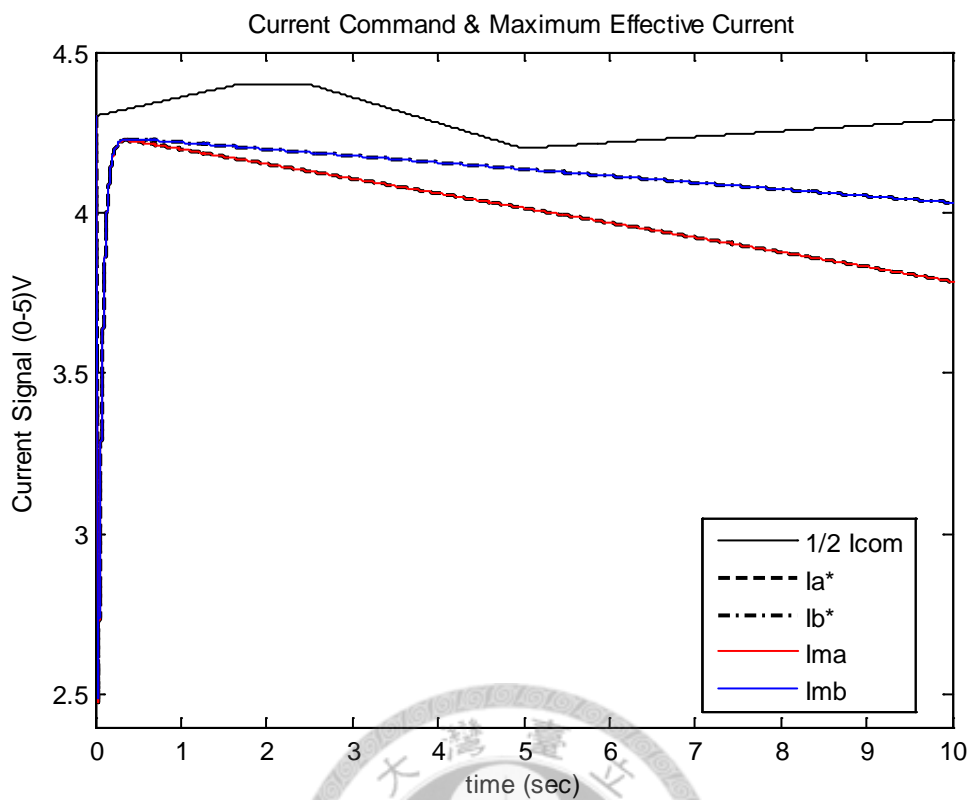


圖 5-36 ASC 電流輸入與輸出情形

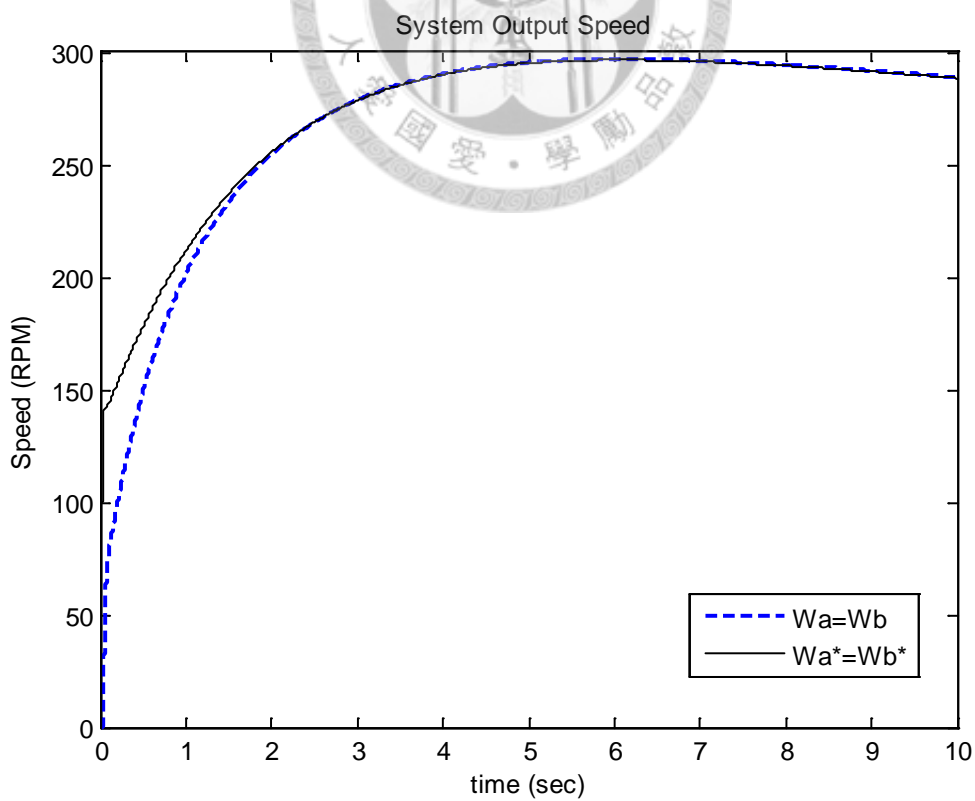


圖 5-37 馬達轉速命令與輸出速度

圖5-60為實際路面能產生的最大摩擦力與負載估測器所估測的最大摩擦力，當車輛行駛在正常柏油斜坡上，路面所能給與輪胎的最大摩擦力從530N降到521N，同時因為斜坡產生的正向力分力，導致車輪馬達產生額外的轉速輸出，此轉速輸出會使負載估測漸漸失準，同時ASC算出的最大有效電流即使兩輪在直行也會產生差值，如圖5-61所示。

圖5-62為在此狀況下，速度命令與實際馬達速度輸出的關係，在速度限制器的控制下，雖然ASC產生具差值的電流命令，仍可保證兩輪處於穩定直行的狀態，同時在馬達內部PI控制作用下，因斜坡產生的額外牽引力不會使轉速持續上升。

(二.2)路況改變：

	路面能提供之最大摩擦力(N)	路面坡度(deg)
左輪-馬達 A	521.7→434.8	下坡 10°
右輪-馬達 B		

表 5-19 路況模擬-兩輪均由正常柏油路行駛到濕滑下坡路面(二.2)

下面是模擬車輛行駛在摩擦力為定值的正常柏油路($\mu = 0.6$)斜坡，在五秒時由正常柏油路面行駛到濕柏油($\mu = 0.5$)路面，其規格如表5-20，結果如下：

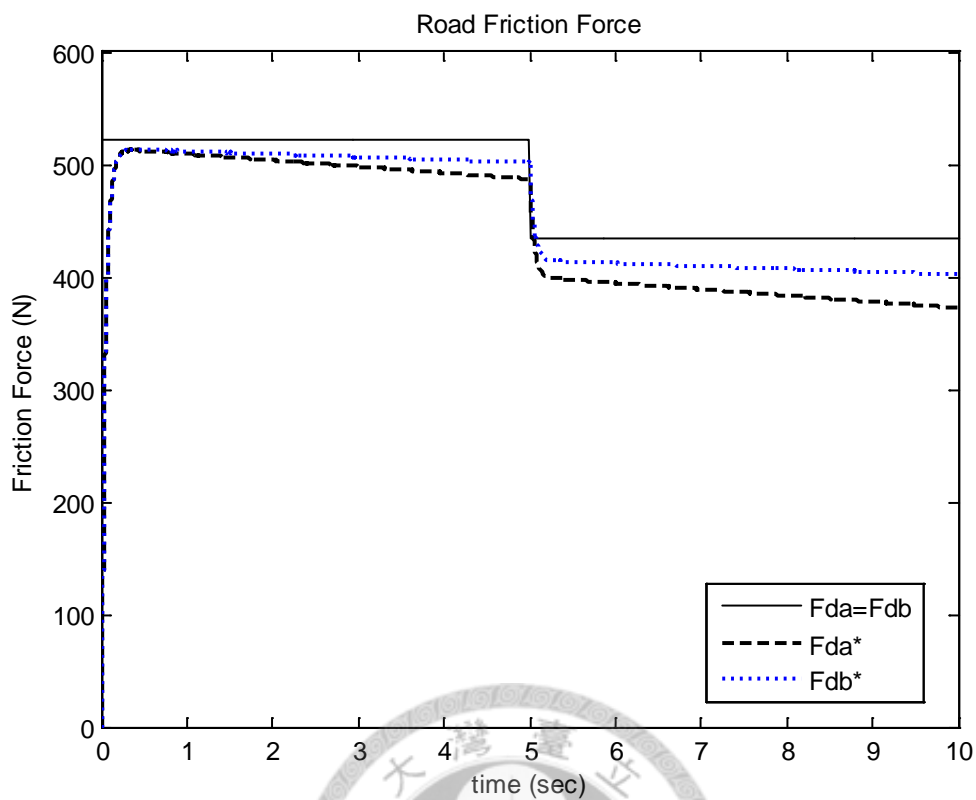


圖 5-38 實際與估測之路面與輪胎間摩擦力

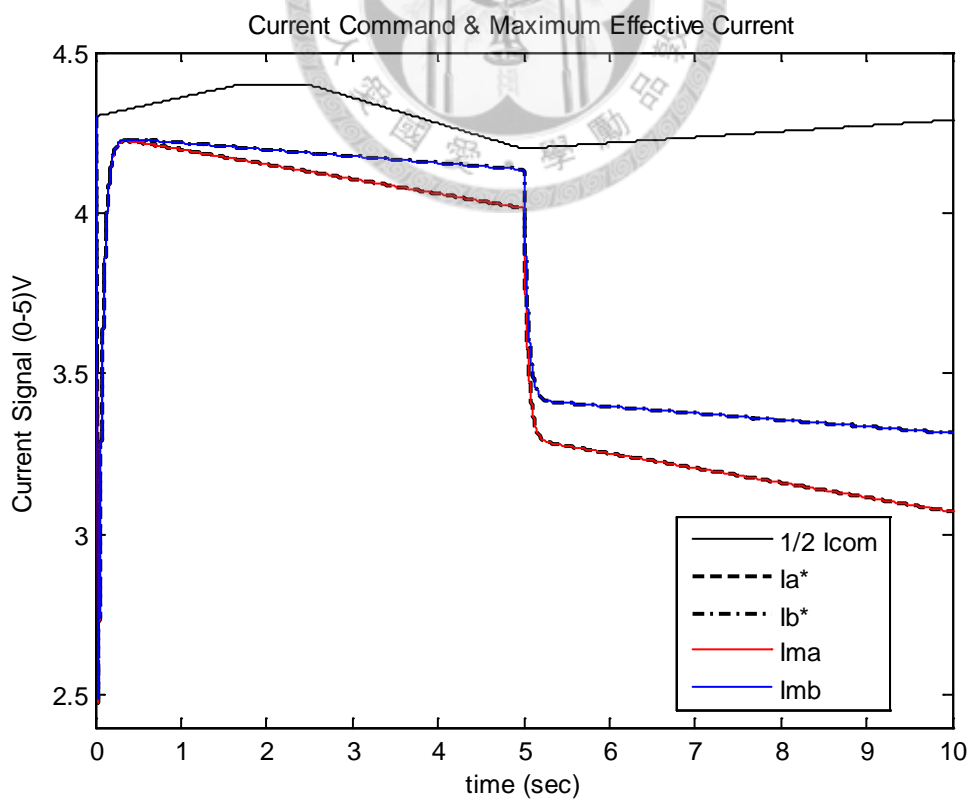


圖 5-39 ASC 電流輸入與輸出情形

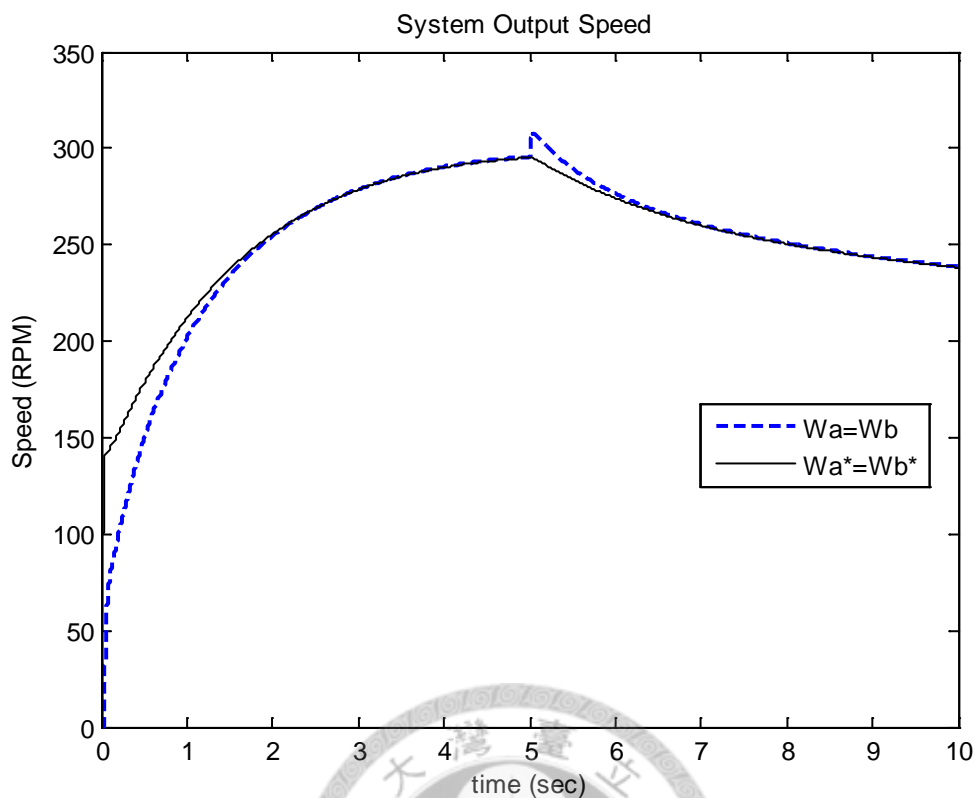


圖 5-40 馬達轉速命令與輸出速度

圖5-63為實際路面能產生的最大摩擦力與負載估測器所估測的最大摩擦力，此時因為斜坡產生的分力，導致車輪馬達產生額外的轉速輸出，使負載估測漸漸失準，同時ASC算出的最大有效電流(I_{ma} 與 I_{mb})即使兩輪在直行也會產生差值，如圖5-63所示，然而即使負載估測失準，在五秒路面摩擦力改變時仍可將電流壓下，同時搭配速度限制器保障行車安全。

圖5-65為在此狀況下，速度命令與實際馬達速度輸出的關係，在速度限制器的控制下，兩輪仍處於穩定直行的狀態，同時在馬達內部PI控制作用下，因斜坡產生的額外牽引力不會使轉速持續上升。

(二.3)路況改變：

	路面能提供之 最大摩擦力(N)	路面坡度(deg)
左輪-馬達 A	521.7→434.8	上坡 10°
右輪-馬達 B		

表 5-20 路況模擬-兩輪均由正常柏油路行駛到濕滑上坡路面(二.3)

下面是模擬車輛行駛在摩擦力為定值的正常柏油路($\mu = 0.6$)斜坡，在五秒時由正常柏油路面行駛到濕柏油($\mu = 0.5$)路面，其規格如表 5-21，結果如下：

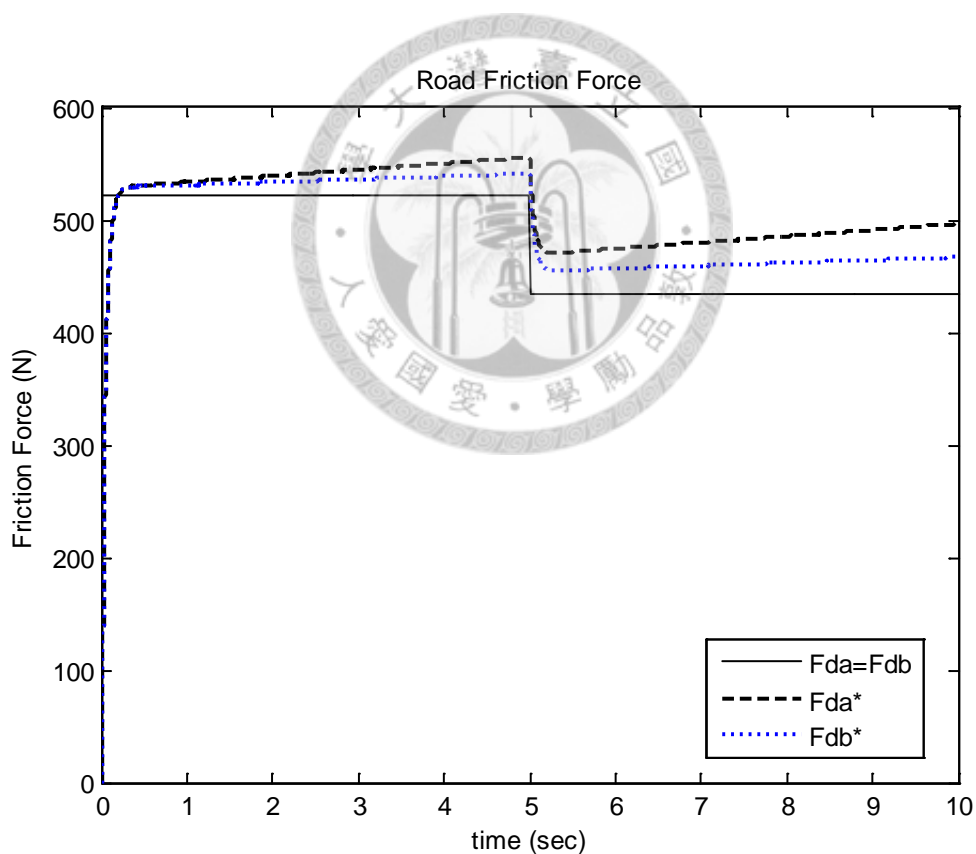


圖 5-41 實際與估測之路面與輪胎間摩擦力

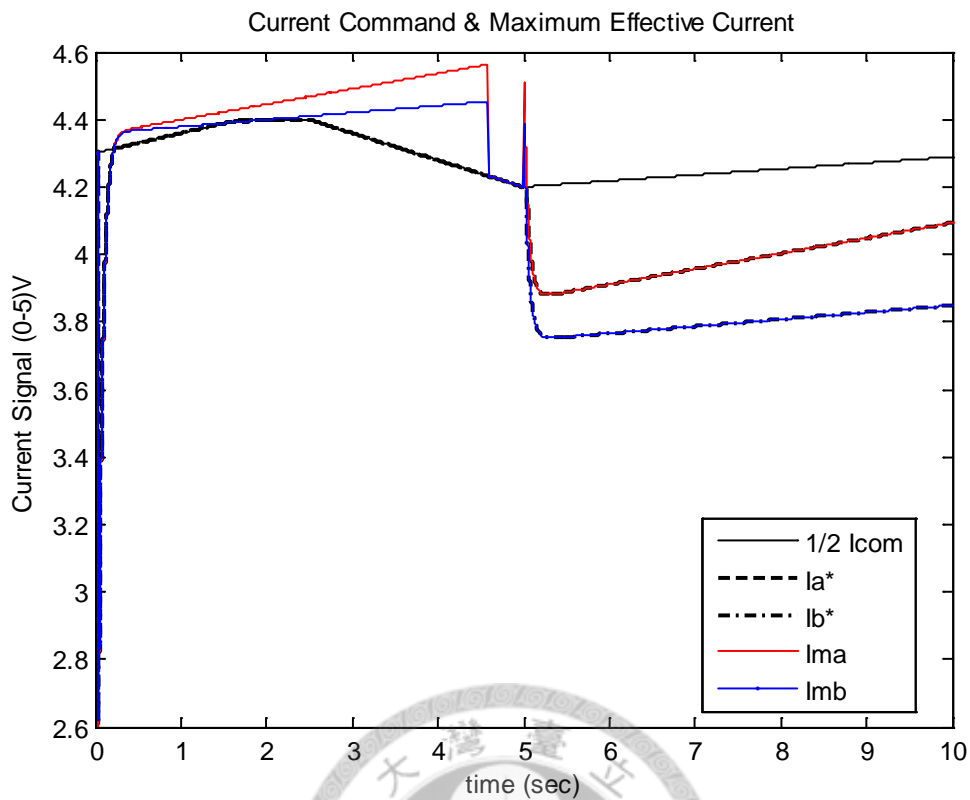


圖 5-42 ASC 電流輸入與輸出情形

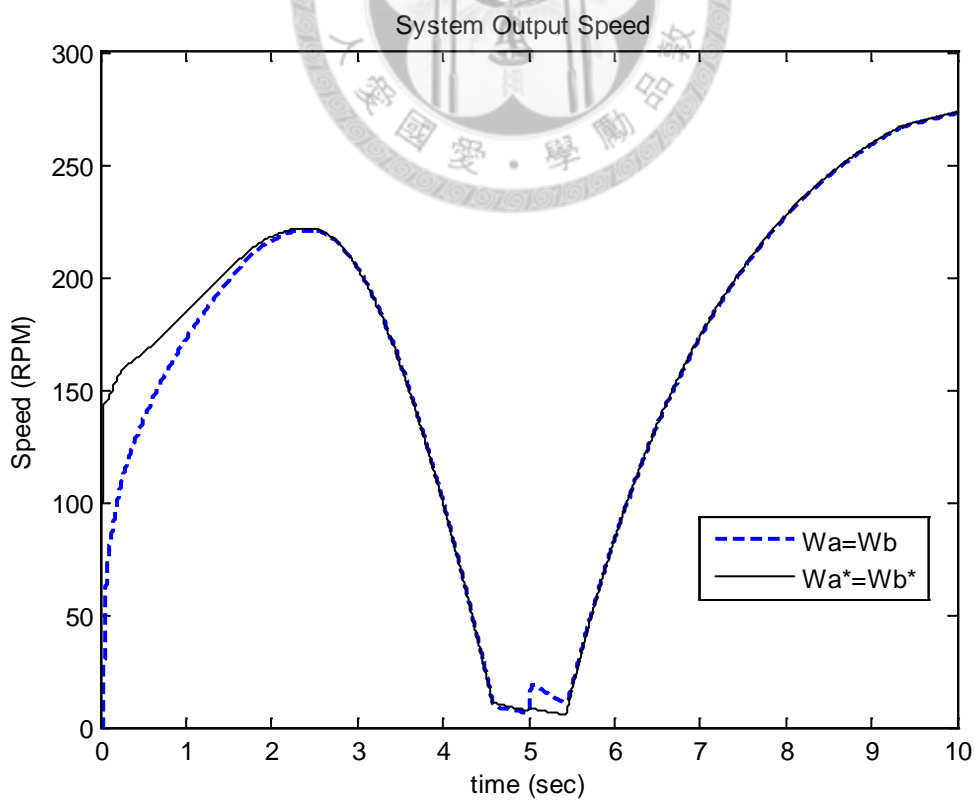


圖 5-43 馬達轉速命令與輸出速度

圖5-66為實際路面能產生的最大摩擦力與負載估測器所估測的最大摩擦力，此時因為斜坡產生的分力，導致車輪馬達產生額外的轉速輸出，使負載估測漸漸失準，同時ASC算出的最大有效電流(I_{ma} 與 I_{mb})即使兩輪在直行也會產生差值，如圖5-67所示，然而即使負載估測失準，在五秒路面摩擦力改變時仍可將電流壓下，同時搭配速度限制器保障行車安全。

圖5-68為在此狀況下，速度命令與實際馬達速度輸出的關係，在速度限制器的控制下，兩輪仍處於穩定直行的狀態。在2.5~5秒間因為負載估測失準且越來越大，導致轉速下降，在五秒後因為路面摩擦力降低，反而使得車輛在爬坡時更加順暢快速，因此在ASC持續輸出最大有效電流到MFC下，轉速持續上升。

5-4 模擬結果討論

由模擬結果可整理得以下結論：

1. 轉向訊號產生器可產生正確轉向訊號使電流命令產生差值。
2. MFC接受差值電流命令後可產生正確的速度命令使車輛轉向。
3. MFC內模型參數與實際馬達不同並不會實際整車的效能。
4. VCC方塊增加不會影響控制上的效能。
5. 有VCC控制在轉向時仍能達到控制的目的。
6. 有ASC控制可確實控制馬達輸入電流。
7. 各馬達速度輸出在有ASC控制下仍能達到控制目的。
8. ASC中鬆弛因子大小會影響車輛的加速性能。
9. 負載變動下ASC與VCC均達到控制目的。
10. 考慮車重負載路面狀況變動下，ASC與VCC均達到控制目的，且在不影響行車安全下，駕駛者擁有馬達總電流控制權。

最後以車輛整體系統在直行與轉向時的性能說明上述各點：

一、車輛直行：

整體系統包含速度與防滑電流控制，我們利用包含 VCC 速度命令補償與 ASC 防滑控制的架構模擬，其結果可知，在模型負載變化下，無打滑時的電流分配與打滑發生時的電流壓制均可有效的受到控制，且各馬達的實際輸出速度也達到控制。

由第四章可知，只要選取適當的鬆弛因子，即可有效的達到防滑電流控制的目標。同時在第五章參數定義中，我們配合車輛馬達的性能，比較當鬆弛因子為 0.9、0.5、0.4 與 0.3 時的車輛性能表現，由模擬結果可知當鬆弛因子越大加速性能越差，防滑性能越好；反之若是鬆弛因子越小，加速性能越好，防滑性能越差。在車輛加速與防滑性能兩者權衡下，選擇鬆弛因子為 0.3。

由模擬結果可知，當路面發生負載變動導致輪胎打滑時，ASC 防滑電流控制能夠及時根據路況將輸入電流壓制下來，馬達轉速也隨之降到安全值，即輪胎路面不再打滑，同時在速度限制器作用下，兩輪轉速能夠維持一致，確保行車的安全性。

此外，由模擬結果也可發現當負載改變造成轉速下降時，大約需要一秒左右反應時間，馬達轉速才能夠追上轉速命令，這是因為模擬前已假設滾動阻力與風阻均為零，整個車輛系統完全得依靠馬達內部的黏滯摩擦力來減速，因此反應時間較長。

在不造成打滑的狀況下，VCC 速度命令補償可使實際分配至各馬達的電流值的控制權完全交與駕駛者，本章所模擬出的結果即可證明本文所提的控制架構實可達到其目的。我們知道，汽車直行時駕駛者實際上一直都在小幅修正汽車的行駛方向，若速度控制對駕駛者對速度命令的小幅修正反應極快，也會造成汽車反應過快，換句話說，

速度的控制並不必如伺服控制般的那樣精準。且速度控制的小幅誤差可經由輪胎的磨損來與予以消除。

另外，電流分配控制在實際上即為安全性上的考量，故必須保證其穩定性，即要保證實際分配至各馬達的電流控制權在駕駛者身上。

二、車輛轉向：

車輛在轉向時 ASC 將會關閉，此時整個控制系統只剩下 VCC 速度命令補償，利用包含 VCC 補償控制的架構模擬，根據模擬結果可知，在轉向時兩輪的電流分配可有效的受到控制，馬達的轉速也可讓車輛順利過彎轉向。

由第三章可知，即使在轉向時，只要 VCC 速度命令補償增益夠大，駕駛者的電流命令分配就會越好，同時在後面模擬中確認其為穩定，然而在本章的模擬結果可看出，在不同的車速下車輛轉向半徑的改變，因此車輛在轉向時駕駛者仍須視轉向情況，調節方向盤轉角與電流命令。

本文的模擬乃根據本章一開始的模擬假設所進行，綜合以上結論，本文所提的控制架構實際上均可達到控制目的。

第六章 結論與未來展望

本文以[17]的架構實現車輛轉向時的雙馬達電流分佈控制，並加上直行時的防滑電流控制，經由模型追隨方式、負載估測器與速度命令補償器等的修改，與轉向訊號產生器、防滑電流壓制和速度限制，以理論分析整體系統之穩定性與強健性，另外以電腦模擬系統在有干擾負載下雙馬達的電流分佈情形。

6-1 本文結論

在不改變原先電流型架構的原則下，本文以駕駛者輸入的電流命令，與轉向訊號產生器之轉向訊號加成後，經 ASC 防滑電流控制方塊產生輸入電流後，由模型追隨方塊(MFC)產生速度命令。經由負載估測器所估測之負載量會前饋至模型追隨方塊與防滑電流控制方塊，換句話說，當實際輸入馬達的負載改變時，MFC 產生的速度命令會因此改變，經由模擬證明，駕駛者輸入的總電流命令與實際分配至各馬達的電流總和間的轉移函數，即使負載急遽變化仍能夠保持其穩定性。

而 ASC 防滑電流控制架構經理論推導其為穩定，且由實驗證明可與 MFC 搭配減輕路面與輪胎間的打滑。

最後，經實際路況模擬後，可看出本系統在不同路況的性能，與

本系統仍然存在的缺點，可供未來繼續努力改進。

本文最終目的即是「無打滑下駕駛者擁有分佈至各馬達總電流之控制權」與「打滑發生時以電流控制使其打滑減輕」。由整體控制架構可知，駕駛者輸入之電流命令實包含兩種狀況：第一，若是沒有打滑發生，即為分配至各馬達之電流命令總和；第二，若是輪胎與地面發生打滑，則經由 ASC 壓制其電流命令減輕其打滑程度。此即本文最終的兩項控制目的。



6-2 未來展望

- (1) 本文引入的轉向訊號產生器使得整體系統的轉移函數達到 4 階，且為非線性，雖然可用模擬證明其為穩定，但這在證明、推導與後續改良都很不方便，在未來是否可將其簡化，不但利於推導證明，控制上也較為方便。
- (2) 本文轉向控制部分只考慮車輛穩態轉向，然而在實際車輛狀況暫態也占了很大部分，若能將暫態響應也考慮進去可更加提升車輛的控制性能，未來可朝向這方面繼續研究。
- (3) 本文的防滑電流控制中只適用於車輛直行，然而在車輛轉向時也有機會發生打滑，故未來可朝轉向時打滑防止方向進行後續研究。
- (4) 本文在馬達因路面摩擦力改變導致轉速下降時，完全只依賴馬達內部的黏滯摩擦係數來減速，因此造成反應時間過長，未來可嘗試輸入反向電流，即引入電子煞車，搭配現有的防滑電流控制，可使防滑效能更為提升。
- (5) 本文的路面估測是依靠負載估測器來進行，防滑電流控制與後續都需要此負載估測值，然而馬達常數與實際測量值可能有些許誤差，未來可朝消除此誤差的方向進行後續研究。

- (6) 在有坡度的路面下，負載估測會因為額外的加速度而失準，雖然有速度限制器保證直行時的安全性，但此作法太過粗糙，未來可將負載估測器改良，使其在不同坡度的路面下仍可準確估測負載。
- (7) 本文模型乃建立在 Matlab/Simulink 程式上，路況分析等等都靠資料換算後的路況摩擦力輸入，換算過程可能有無法料想到的誤差，未來可將其改建立在 Carsim 程式上，利用程式內部路況參數直接進行模擬。



參考文獻

- [1] Hanselman, Duane C., *Brushless Permanent-Magnet Motor Design*, McGraw-Hill, New York, 1994.
- [2] Ostovic, Vlado, *Computer-aided Analysis of Electric Machines*, Prentice Hall, New York, 1994
- [3] 陳文耀，*電動機控制工程*，復文書局，1998。
- [4] *DC 馬達控制電路設計*，白中和編譯，建興出版社，1998。
- [5] 陳敬奇，“*電動車直流無刷軸向磁通車輪馬達數位控制器的研製與弱磁控制的探討*”，國立台灣大學機械工程學研究所碩士論文，92年6月。
- [6] 王振宇，“*以 CPLD 為基礎之永磁同步馬達伺服控制 IC 之研製*”，國立交通大學電機與控制工程研究所碩士論文，91年6月。
- [7] F. I. Ahmed, A. M. El-Tobshy, A. A. Mahfouz, and M. M. S. Ibrahim, “P-I and I-P controllers in a closed loop for DC motor drives,” in *IEEE Conference on Power Conversion*, Nagaoka, Japan, Aug. 1997, vol.2, pp.613-618.
- [8] K. Y. Cheng, C. Y. Wang, and Y. Y. Tzou, “ASIC implementation of a programmable servo control IC with digital phase-locked loop,” in *IEEE Conference on Power Electronics Specialists*, Cairns, Qld. , Australia, Jun. 2002, vol.2, pp.558-563.
- [9] K. Ohishi, and Y. Nakamura, “Robust speed servo system for wide speed range based on instantaneous speed observer and disturbance observer,” in *IEEE Conference on Advanced Motion Control*, Mie, Japan, Mar. 1996, vol.1, pp.326-331.
- [10] T. Senjyu, H. Kamifurutono, and K. Uezato, “Robust speed control of DC servo motor based on Lyapunov's direct method,” in *IEEE Conference on Power Electronics Specialists*, Taipei, Taiwan, Jun. 1994, vol.1, pp.522-527.
- [11] H. Kobayashi, J. Fujikawa, A. Suyitno, and Y. Dote, “High performance IM

speed control for torsional system with an equivalent disturbance observer,” in *IEEE Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation*, Kobe, Japan, Nov. 1991, vol.1, pp.793-798.

- [12] Y. Hori, Y. Toyoda, and Y. Tsuruoka, “Traction control of electric vehicle: basic experimental results using the test EV UOT electric march,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol.34, no.5, pp.1131–1138, Oct. 1998.
- [13] Thomas D. Gillespie, *Fundamentals of Vehicle Dynamics*, 2002.
- [14] H. Sado, S. Sakai, and Y. Hori, “Road condition estimation for traction control in electric vehicle”. in *IEEE Conference on Industrial Electronics*, Tokyo, Japan, Jul. 1999, vol.2, pp.973-978.
- [15] X. Liu, T. Koike, and Y. Hori, “Skid prevention for EVs based on back-EMF observer and its implementation to IPM motor driven EV,” in *IEEE Conference on Advanced Motion Control*, Istanbul, Turkey, May 2006, pp.212-217.
- [16] D. Yin, and Y. Hori, “A new approach to traction control of EV based on maximum effective torque estimation,” in *IEEE Conference on Industrial Electronics*, Orlando, U.S.A., Nov. 2008, pp.2764-2769.
- [17] Y. P. Yang, and C. P. Lo, “Current distribution control of dual direct-driven wheel motors for electric vehicle,” in *IEEE Conference on American Control*, Minneapolis, U.S.A., Jun. 2006, pp.1285-1292.
- [18] 簡志鴻, “四輪車穩態轉向軌跡之預測分析”, 國立台灣大學機械工程學研究所碩士論文, 96年1月。
- [19] 辛憲壹, “直驅式電動汽車之運動控制”, 國立台灣大學機械工程學研究所碩士論文, 96年10月。
- [20] H. B. Pacejka, and I. J. M. Besselink, “Magic formula tyre model with transient properties,” *Vehicle System Dynamics*, vol.27, pp.234-249, 1997.
- [21] M. Shino, and M. Nagai, “Independent wheel torque control of small-scale electric vehicle for handling and stability improvement,” *JASE Review*, vol.24, pp.449-456, 2003.

- [22] K. Fujii, and H. Fujimoto, "Traction control based on slip ratio estimation without detecting vehicle speed for electric vehicle," in *IEEE Conference on Power Conversion*, Nagoya, Japan, Apr. 2007, pp.688-693.
- [23] S. Sakai, H. Sado, and Y. Hori, "Motion control in an electric vehicle with 4 independently driven in-wheel motors," *IEEE Transactions on Mechatronics*, vol.4, no.1, pp.9-16, Mar. 1999.
- [24] J. Cao, B. Cao, and Z. Liu, "Driving resistance estimation based on unknown input observer," *Journal of Applied Sciences*, vol.6, no.4, pp. 888–891, 2006.
- [25] K. Fujii, and H. Fujimoto, "Slip ratio estimation and control based on driving resistance estimation without vehicle speed detection for electric vehicle," in *SICE Conference on Instrumentation, Control and Information Technology*, Kagawa, Japan, Sep. 2007, pp.1–6.
- [26] D. Yin, S. Oh, and Y. Hori "A novel traction control for EV based on maximum transmissible torque estimation," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol.56, no.6, pp.2086-2094, 2009.
- [27] H. Fujimoto, T. Saito, A. Tsumasaka, and T. Noguchi, "Motion control and road condition estimation of electric vehicles with two in-wheel motors," in *IEEE Conference on Control Applications*, Taipei, Taiwan, Sep. 2004, vol.2, pp.1266-1271.
- [28] H. Fujimoto, A. Tsumasaka, and T. Noguchi, "Direct yaw-moment control of electric vehicle based on cornering stiffness estimation," in *IEEE Conference on Industrial Electronics Society*, North Carolina, U.S.A., Nov. 2005, pp.2626-2631.
- [29] H. Fujimoto, K. Fujii, and N. Takahashi, "Traction and yaw-rate control of electric vehicle with slip-ratio and cornering stiffness estimation," in *IEEE Conference on American Control*, New York City, U.S.A., Jul. 2007, pp.5742-5747.
- [30] Y. Yamauchi, and H. Fujimoto, "Proposal of lateral force observer with active steering for electric vehicle," in *SICE Conference on Instrumentation, Control*

and Information Technology, Tokyo, Japan, Aug. 2008, pp.788-793.

- [31] N. Ando, and H. Fujimoto, “Yaw-rate control for electric vehicle with active front/rear steering and driving/braking force distribution of rear wheels,” in *IEEE Conference on Advanced Motion Control*, Nagaoka, Niigata, Mar. 2010, pp.726-731.
- [32] G. Cong, L. Mostefai, and Y. Hori, “A hybrid-like observer of body slip angle for electric vehicle stability control: fuzzy logic and kalman filter approach,” in *IEEE Conference on Vehicle Power and Propulsion*, pp.1-6, Sep. 2008.
- [33] M. Bertoluzzo, G. Buja, and A. Pavoni, “Characterization and improved control of a brushless DC drive with in-wheel motor,” in *IEEE Conference on Power Electronics and Motion Control*, Harbin, China, Sep. 2008, pp.1491-1496.
- [34] X. Lu, and Z. Yu, “Control allocation of vehicle dynamics control for a 4 in-wheel-motored EV,” in *IEEE Conference on Power Electronics and Intelligent Transportation System*, Shenzhen, China, Dec. 2009, pp.307-311.
- [35] Q. Wang, J. Wang, and L. Jin, “Driver-vehicle closed-loop simulation of differential drive assist steering control system for motorized-wheel electric vehicle,” in *IEEE Conference on Vehicle Power and Propulsion*, Dearborn, U.S.A., Sep. 2009, pp.564-571.
- [36] J. Wang, Q. Wang, and L. Jin, “Modeling and simulation studies on differential drive assisted steering for EV with four-wheel-independent-drive,” in *IEEE Conference on Vehicle Power and Propulsion*, Harbin, China, Sep. 2008, pp.1-7.
- [37] J. Kim, and H. Kim, “Electric vehicle yaw rate control using independent in-wheel motor,” in *IEEE Conference on Power Conversion*, Nagoya, Japan, Apr. 2007, pp.705-710.
- [38] S. Sato, and H. Fujimoto, “Proposal of pitching control method based on slip-ratio control for electric vehicle,” in *IEEE Conference on Industrial Electronics*, Orlando, U.S.A., Nov. 2008, pp.2823-2828.
- [39] K. Kawashima, Y. Hori, and T. Uchida, “Rolling stability control of in-wheel electric vehicle based on two-degree-of-freedom control,” in *IEEE Conference*

on *Advanced Motion Control*, Trento, Italy, Mar. 2008, pp.751-756.

- [40] K. Kawashima, Y. Hori, T. Uchida, and S. Oh, "Robust bank angle estimation for rolling stability control on electric vehicle," in *IEEE Conference on Advanced Motion Control*, Nagaoka, Niigata, Mar. 2010, pp.448-453.
- [41] M. J. Hancock, R. A. Williams, E. Fina, and M. C. Best, "Yaw motion control via active differentials," *Transactions of the Institute of Measurement and Control*, vol.29, no.2, pp.137-157, 2007.
- [42] M. Canale, L. Fagiano, A. Ferrara, and C. Vecchio, "Vehicle yaw control via second-order sliding-mode technique," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol.55, no.11, pp.3908-3916, Nov. 2008.
- [43] D. Kim, S. Hwang, and H. Kim, "Vehicle stability enhancement of four-wheel-drive hybrid electric vehicle using rear motor control," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol.57, no.2, pp.727-735, Mar. 2008.
- [44] P. He, and Y. Hori, "Experimental evaluation of dynamic force distribution method for EV motion control," in *IEEE Conference on Power Conversion*, Nagoya, Japan, Apr. 2007, pp.682-687.
- [45] G. Zou, Y. Luo, K. Li, and X. Lian, "Slip ratio control of independent AWD EV based on fuzzy DSMC," in *IEEE Conference on Vehicular Electronics and Safety*, Beijing, China, Dec. 2007, pp.1-6.
- [46] P. He, and Y. Hori, "Optimum traction force distribution for stability improvement of 4WD EV in critical driving condition," in *IEEE Conference on Advanced Motion Control*, Istanbul, Turkey, May 2006, pp.596-601.
- [47] Y. Mao, Y. Zheng, Y. Jing, G. M. Dimirovski, and S. Hang, "An LMI approach to slip ratio control of vehicle antilock braking systems," in *IEEE Conference on American Control*, St. Louis, U.S.A., Jun. 2009, pp.3350-3354.
- [48] S. Peng, and J. Sheu, "An anti-skidding control approach for autonomous path tracking of a 4WS/4WD vehicle," in *IEEE Conference on Asian Control*, Melbourne, Australia, Jul. 2004, vol.1, pp.617-622.

- [49] P. Ratiroch-Anant, H. Hirata, M. Anabuki, and S. Ouchi, "Adaptive controller design for anti-slip system of EV," in *IEEE Conference on Robotics, Automation and Mechatronics*, Bangkok, Thailand, Jun. 2006, pp.1-6.
- [50] T. Suzuki, and H. Fujimoto, "Slip ratio estimation and regenerative brake control without detection of vehicle velocity and acceleration for electric vehicle at urgent brake-turning," in *IEEE Conference on Advanced Motion Control*, Nagaoka, Niigata, Mar. 2010, pp.273-278.
- [51] S. Li, C. Liao, S. Chen, and L. Wang, "Traction control of hybrid electric vehicle," in *IEEE Conference on Vehicle Power and Propulsion*, Dearborn, U.S.A., Sep. 2009, pp.1535-1540.
- [52] J. Zhang, D. Chen, and C. Yin, "Adaptive fuzzy controller for hybrid traction control system based on automatic road identification," in *IEEE Conference on Automation Science and Engineering*, Shanghai, China, Oct. 2006, pp.524-529.
- [53] S. Sallem, M. Chaabene, M. Ben Ali Kamoun, "A robust nonlinear of an electric vehicle in traction," in *IEEE Conference on Systems, Signals and Devices*, Djerba, Tunisia, Mar. 2009, pp.1-6.
- [54] T. Akiba, R. Shirato, T. Fujita, and J. Tamura, "A study of novel traction control method for electric motor driven vehicle," in *IEEE Conference on Power Conversion*, Nagoya, Japan, Apr. 2007, pp. 699-704.