

國立交通大學

電控工程研究所

碩士論文

控制功率因數角度之永磁同步風扇馬達  
高效率無感測V/f控制

High Efficiency Sensorless V/f Control for PM Fan  
Motors by Controlling Power Factor Angle

研究生：甘凱盛

指導教授：鄒應嶼 博士

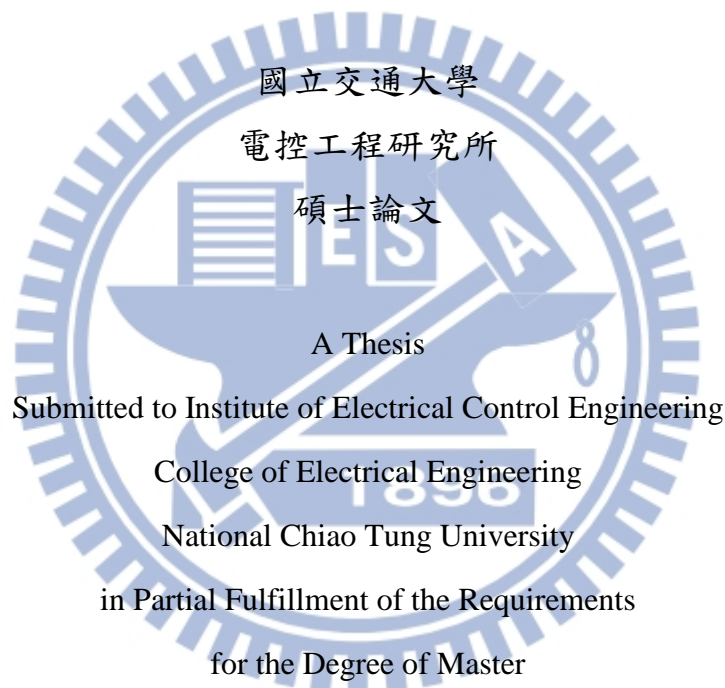
中華民國 一零一 年 十一 月

控制功率因數角度之永磁同步風扇馬達  
高效率無感測V/f控制

High Efficiency Sensorless V/f Control for PM Fan  
Motors by Controlling Power Factor Angle

研究生：甘凱盛 Student: Kai-Sheng Kan

指導教授：鄒應嶼 博士 Advisor: Dr. Ying-Yu Tzou



in

Electrical Control Engineering

October 2012

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國一零一年十一月

# 控制功率因數角度之永磁同步風扇馬達 高效率無感測V/f控制

研究生：甘凱盛

指導教授：鄒應嶼 博士

國立交通大學電控工程研究所

## 摘 要

本文針對永磁同步馬達提出一種弦波無感測V/f控制方法，藉由馬達電壓與電流的相角差偵測與修正，以閉迴路控制方式達到最佳效率的控制效果。此方法無須複雜之座標轉換計算，亦不受馬達參數變化的影響，惟動態響應較為緩慢，適用於單相與三相永磁同步馬達在風扇、幫浦領域之應用。針對永磁同步馬達之無感測控制IC設計，本文提出具有低成本、低噪音、高效率、低參數靈敏度特色的控制架構，並完成設計與系統驗證。本文從同步旋轉 $\gamma-\delta$ 座標軸下之馬達數學模型，以及負載-轉矩特性曲線兩種觀點，配合上線性化小訊號分析，進行開迴路V/f控制下的穩定性分析。另外為了改善系統效率，本文利用空間向量圖提出效率最佳化原理，並配合實驗數據證實其正確性。藉由偵測並回授電壓電流相角差，控制器產生一電壓修正量修正相角差誤差使系統達到效率最佳化之操作點。全轉速範圍內的最佳電壓命令以及最佳功率因數角度命令可利用馬達數學模型計算獲得，藉由此高效率控制迴路將使系統在穩態達到高效率操作，且在暫態響應上也可獲得改善。基於推導得到之小訊號模型，可分析並模擬控制器設計流程和補償效果。本文在單晶片微控制器DSP-2407A上實現提出之控制架構，並且可應用於市售單相無刷直流馬達冷卻風扇和市售18W之三相永磁同步馬達涼風扇。將實驗結果與市售風扇原配控制器、零交越點偵測無感測控制架構兩種方法，分別在穩態效率以及暫態加減速上做一比較。實驗結果證明在暫態響應上提出之架構對單相、三相風扇均能達到與零交越點無感測控制架構相似的加速時間，且由最低轉速至最高轉速不同操作點均可維持穩定操作。穩態下本文提出的架構在單相風扇比起市售有感測IC其相電流有效值至少改善12%，其相電流峰對峰值至少改善35%；本文架構在三相風扇比起市售風扇原配控制器其相電流有效值至少改善30%，其相電流峰對峰值改善35%，其DC電流平均值至少改善17%也就是效率至少改善17%，與零交越點無感測控制架構相較下相電流有效值至少改善7%，其相電流峰對峰值改善20%，其DC電流平均值至少改善13%也就是效率至少改善13%。

# High Efficiency Sensorless $V/f$ Control for PM Fan Motors by Controlling Power Factor Angle

Student: Kai-Sheng Kan

Advisor: Dr. Ying-Yu Tzou

Institute of Electrical Control Engineering  
National Chiao Tung University

## Abstract

This thesis proposes a sensorless  $V/f$  control method drives with sinusoidal current control for permanent magnet synchronous motor. The control loop achieves optimal efficiency control by detecting and correcting phase angle between motor voltage and current. The method does not need complex calculations for coordinate transformation and model based estimator such as in FOC based sensorless control schemes, and it also has advantage of insensitive to motor parameters variation. The proposed method can be realized on both single-phase and three-phase PMSM in applications like fans or pumps. For sensorless control IC implementation of PM fan motors, this thesis proposes a control strategy have advantages such as low cost, low noise, low sensitive of parameter variation and high efficiency. This thesis uses the model of synchronous rotating ( $\gamma-\delta$ ) reference frame and torque speed characteristic curve with small signal analysis to analyze the stability of  $V/f$  control method. This thesis uses space vector diagram to illustrate the relation between efficiency and phase angle between voltage and current. With the detection of phase angle between voltage and current, the controller will generate a correcting incremental voltage to minimize this phase angle error to reach to the optimal efficiency operating point. Based on the derived small-signal model, the controller has been designed and analyzed with simulation. The proposed control scheme has been realized with a single-chip DSP controller 2407A, and be applied to the control of a 18W 3-phase PMSM cooling fan. The experiment results show that the proposed method has similar acceleration time compared with ZCPs detection method. At steady state, the proposed method can maintain stable operation at different operation points. It can improve phase current RMS value at least 12% than original controller on single-phase fan motor. For three-phase fan motor, it can improve RMS value of phase current at least 35% and improve average value of DC current at least 17% than original controller. Compared with ZCPs detection method, it can improve RMS value of phase current at least 4% and improve average value of DC current at least 13%.

## 誌 謝

首先要感謝我的老師鄒應嶼教授兩年多來的悉心指導，透過尋找問題並解決問題的循循善誘教學方式，除了專業知識上的精進之外，也讓我思考與解決問題的能力有很大的成長，且發現許多以前學習上的不足，對我的人生觀有很大的啟發。

感謝育宗、彥勳、哲璋、甫尊、智偉及政江學長，除了知識與經驗外，也提供我很多寶貴的建議，並且經常的鼓勵我。感謝偉翔從大學起六年多的陪伴，也感謝冠陞、巧仟、軒豪及時均學弟，謝謝你們在這些日子裡陪我一起經歷了研究生活的苦與樂。也感謝雅筑和智涵在一些行政事務上的幫忙。

感謝志翰、志強、子嘉、書宏、嘉文、建宏、建維及偉凌，在我研究生活中增添了不一樣的色彩。

最後要感謝我的父母，還有所有關心我的家人與長輩，謝謝你們給我的支持與關懷，願與你們一同分享這份喜悅與榮耀。

謹以此論文獻給所有關心我的長輩與師長們…

甘凱盛

2012 秋 於新竹交大

# 目 錄

中文摘要 .....	i
英文摘要 .....	ii
誌謝 .....	iii
目錄 .....	iv
表列 .....	vii
圖列 .....	viii
第一章 簡介 .....	1
1.1 研究背景與發展現況.....	1
1.2 研究動機與目的.....	5
1.3 論文架構.....	6
第二章 永磁同步風扇馬達的數學模型與特性分析 .....	7
2.1 永磁馬達的演進與類別 .....	7
2.2 單相與三相永磁同步馬達的比較 .....	8
2.2.1 馬達結構.....	8
2.2.2 馬達驅動電路.....	9
2.2.3 馬達數學模型.....	10
2.2.4 馬達轉矩.....	15
2.3 馬達參數鑑別.....	18
2.3.1 電氣參數鑑別.....	18
2.3.2 機械參數鑑別.....	20
2.3.3 馬達模型驗證.....	22
第三章 開迴路V/f控制之穩定性分析和不同V/f控制架構評比 .....	26
3.1 $d$ - $q$ 軸座標轉換 .....	26
3.2 $\gamma$ - $\delta$ 軸座標轉換 .....	30
3.3 開迴路V/f控制穩定性分析 .....	32
3.3.1 永磁同步馬達線性化模型.....	32
3.3.2 永磁同步馬達線性化模型下無載與有載之穩定性分析.....	34

3.3.3	馬達-負載驅動系動之轉速-轉矩特性曲線與穩定性分析 .....	36
3.4	在特定操作點下之穩定性模擬分析 .....	39
3.5	不同V/f控制架構之評比 .....	43
第四章	控制功率因數角度之高效率無感測V/f控制 .....	46
4.1	功率因數角度控制原理 .....	47
4.1.1	效率最佳化原理 .....	47
4.1.2	電壓命令與功率因數角度之關連 .....	48
4.1.3	效率最佳條件下的電壓命令與功率因數角度命令 .....	50
4.1.4	實驗數據驗證效率最佳化 .....	52
4.2	高效率控制器設計 .....	55
4.2.1	系統轉移函數之二階系統近似模型 .....	55
4.2.2	控制器設計流程 .....	60
4.2.3	模擬結果 .....	69
4.3	電壓命令補償與全轉速下控制器修正 .....	73
第五章	高效率無感測V/f控制之DSP實現與實驗結果分析 .....	76
5.1	實驗發展系統介紹 .....	76
5.2	解析度分析與設計 .....	78
5.2.1	ADC 與 PWM 之解析度與量化誤差 .....	78
5.2.2	ZOH 頻率響應與相位延遲誤差 .....	81
5.2.3	功率因數角度偵測誤差 .....	82
5.3	控制器數位實現 .....	84
5.4	基於DSP實現之系統程式架構 .....	88
5.5	實驗結果分析 .....	91
5.5.1	單相風扇高效率無感測 V/f 控制穩態實驗結果分析 .....	91
5.5.2	單相風扇高效率無感測 V/f 控制暫態實驗結果分析 .....	93
5.5.3	三相風扇高效率無感測 V/f 控制穩態實驗結果分析 .....	97
5.5.4	三相風扇高效率無感測 V/f 控制暫態實驗結果分析 .....	102
第六章	結論 .....	107
	參考文獻 .....	108

作者簡介 .....111





## 表 列

1.1 市售散熱風扇無感測控制 IC 功能比較表 .....	4
2.1 實驗用風扇馬達規格與參數 .....	22
3.1 不同 $V/f$ 控制架構評比表 .....	44



## 圖 列

1.1	永磁馬達分類圖 .....	2
1.2	不同尺寸風扇對應之能源效率基準 .....	5
2.1	(a)永磁同步馬達結構圖 (b)氣隙磁通分佈圖 .....	8
2.2	永磁同步馬達結構 (a)單相馬達 (b)三相馬達 .....	9
2.3	永磁同步馬達驅動電路 (a)單相馬達 (b)三相馬達 .....	9
2.4	永磁同步馬達等效電路 (a)單相馬達 (b)三相馬達 .....	11
2.5	理想的反抗電動勢與電流波形 .....	13
2.6	永磁同步馬達轉速對轉矩特性曲線 .....	13
2.7	風扇馬達 (a)負載實物圖 (b)負載特性曲線 .....	15
2.8	建立在數學模型下之永磁同步風扇馬達系統方塊圖 .....	15
2.9	單相永磁同步馬達方波控制之轉矩分析 .....	16
2.10	三相永磁同步馬達方波控制之轉矩分析 .....	17
2.11	定子線圈的電壓與電流響應波形 .....	18
2.12	單相風扇反抗電動勢量測波形 .....	19
2.13	轉子轉動一圈之反抗電動勢量測波形 .....	19
2.14	單相風扇暫態加速響應 .....	21
2.15	實驗用風扇馬達 (a)單相無刷直流馬達冷卻風扇 (b)三相永磁同步馬達 涼風扇 .....	21
2.16	模擬與實驗電流波形比對(市售單相風扇) (a)1200RPM (b)2400RPM (c)3600RPM .....	23
2.17	模擬與實驗暫態響應波形比對(市售單相風扇) .....	24
2.18	模擬與實驗電流波形比對(市售三相風扇) (a)600RPM (b)900RPM .....	25
2.19	模擬與實驗暫態響應波形比對(市售三相風扇) .....	25
3.1	靜止與同步旋轉座標軸示意圖 .....	27
3.2	座標轉換關係示意圖 .....	28
3.3	(a)兩種同步旋轉座標軸空間向量關係圖 (b)空間向量對應時序圖 .....	31

3.4	馬達驅動系統下之功率因數角度示意圖 .....	31
3.5	轉速-轉矩曲線下的穩態穩定平衡點 .....	38
3.6	馬達-負載驅動系統之轉速-轉矩曲線 .....	39
3.7	馬達-負載驅動系統下不同穩態操作點 .....	40
3.8	馬達-負載驅動系統之轉速-轉矩曲線模擬圖 .....	40
3.9	單相風扇開迴路 $V/f$ 控制在 15% 額定轉速(600RPM)之步階擾動波形 (a) 無載 (b)風扇負載 .....	41
3.10	單相風扇開迴路 $V/f$ 控制在 50% 額定轉速(2400RPM)之步階擾動波形 (a) 無載 (b)風扇負載 .....	42
3.11	單相風扇開迴路 $V/f$ 控制在 100% 額定轉速(4000RPM)之步階擾動波形 (a)無載 (b)風扇負載 .....	42
3.12	不同 $V/f$ 控制架構功能方塊圖 .....	45
4.1	高效率無感測 $V/f$ 控制方塊圖 .....	46
4.2	功率因數角度控制原理示意圖 .....	48
4.3	永磁同步馬達空間向量控制圖 (a)電流與反電動勢同相位 (b)電流領先 反電動勢 (c)-(1) 電流落後反電動勢且電壓領先反電動勢 (c)-(2)電流落後反電動勢且電壓落後反電動勢 .....	49
4.4	單相風扇馬達在 2400RPM 下不同電壓命令對應不同功率因數角度波形 圖 (a)電流與反電動勢同相位 (b)電流領先反電動勢 (c)電流落後反電 動勢 .....	53
4.5	三相風扇馬達在 600RPM 下不同電壓命令對應不同功率因數角度波形 圖 (a)電流與反電動勢同相位 (b)電流領先反電動勢 (c)電流落後反電 動勢 .....	54
4.6	不同轉速下不同功率因數角度對應電流有效值曲線 (a)單相風扇 (b)三 相風扇 .....	54
4.7	單相風扇馬達在不同轉速對應的最佳電壓命令與最佳功率因數角度 (a) 最佳電壓命令 (b)最佳功率因數角度 .....	55
4.8	三相風扇馬達在不同轉速對應的最佳電壓命令與最佳功率因數角度 (a)	

最佳電壓命令 (b)最佳功率因數角度 .....	55
4.9 高效率控制迴路架構圖 .....	56
4.10 加入電壓小訊號擾動之高效率控制迴路架構圖 .....	56
4.11 3375RPM(75%額定轉速)下輸入 1Hz 電壓小訊號擾動對應於功率因數 角度小訊號擾動輸出之波型圖 (a)模擬結果 (b)實驗結果 .....	58
4.12 3375RPM(75%額定轉速)下輸入 3Hz 電壓小訊號擾動對應於功率因數 角度小訊號擾動輸出之波型圖 (a)模擬結果 (b)實驗結果 .....	58
4.13 3375RPM(75%額定轉速)下頻率響應圖 (a)實際系統 (b)實際系統與近 似二階系統之比較 .....	59
4.14 3375RPM(75%額定轉速)下與 2400RPM(50%額定轉速)下頻率響應圖比 較圖 .....	59
4.15 型式 3 控制器對二階系統補償之波德圖 .....	60
4.16 相位領先控制器之波德圖 .....	62
4.17 相位領先控制器之頻率響應圖 .....	63
4.18 相位領先控制器對二階系統補償之頻率響應圖 .....	64
4.19 相位領先控制器補償前後之步階響應 .....	64
4.20 比例-積分控制器之波德圖 .....	66
4.21 比例-積分控制器對系統補償之頻率響應 .....	66
4.22 比例-積分控制器加上相位領先控制器補償前後之步階響應 .....	67
4.23 不同比例-積分控制器參數之步階響應 .....	68
4.24 不同比例-積分控制器參數之斜坡響應 .....	68
4.25 單相風扇無載條件操作在 600RPM 之步階擾動波形 (a)開迴路 (b)閉迴 路 .....	69
4.26 單相風扇有載條件操作在 600RPM 之步階擾動波形 (a)開迴路 (b)閉迴 路 .....	70
4.27 單相風扇無載條件操作在 2400RPM 之步階擾動波形 (a)開迴路 (b)閉 迴路 .....	70
4.28 單相風扇有載條件操作在 2400RPM 之步階擾動波形 (a)開迴路 (b)閉	

迴路 .....	71
4.29 單相風扇無載條件操作在 3375RPM 之步階擾動波形 (a)開迴路 (b)閉迴路 .....	71
4.30 單相風扇有載條件操作在 3375RPM 之步階擾動波形 (a)開迴路 (b)閉迴路 .....	72
4.31 單相風扇開迴路 $V/f$ 控制之加速曲線波形 .....	72
4.32 單相風扇閉迴路 $V/f$ 控制之加速曲線波形 .....	73
4.33 單相風扇閉迴路 $V/f$ 控制加上電壓命令補償之加速曲線波形 .....	74
4.34 同一控制器在不同轉速下之穩態電流波形 (a)2400RPM (b)3375RPM .....	75
4.35 不同轉速下修正控制器增益之穩態電流波形 (a)2400RPM (b)3375RPM .....	75
5.1 以 DSP 實現之單相與三相永磁同步風扇馬達實驗發展平台 .....	77
5.2 以 DSP 實現之三相永磁同步風扇馬達無感測 $V/f$ 控制功能方塊圖 .....	78
5.3 量化過程等效圖 .....	79
5.4 考慮誤差之量化過程等效圖 .....	79
5.5 考慮量化過程之系統迴路方塊圖 .....	80
5.6 考慮 ZOH 之系統迴路方塊圖 .....	81
5.7 取樣頻率為 20k Hz 之 ZOH 頻率響應 .....	82
5.8 相角偵測時序圖 (a)電壓領先電流 (b)電壓落後電流 .....	83
5.9 不同計算頻率在單相風扇 80Hz 之相角差偵測波形 (a)5kHz (b) 20kHz .....	84
5.10 相位領先控制器數位實現方塊圖 .....	86
5.11 比例-積分控制器數位實現方塊圖 .....	87
5.12 控制器數位實現方塊圖 .....	87
5.13 類比和數位迴路增益頻率響應 .....	88
5.14 DSP 程式的中斷配置 .....	89
5.15 系統整體架構程式流程圖 .....	90
5.16 相角偵測與高效率無感測 $V/f$ 控制程式流程圖 .....	90
5.17 使用兩種控制架構在不同轉速下之電流實驗波形 (a)1200 RPM (b)2400 RPM (c)3600 RPM M. ....	92

5.18	不同控制策略下資料統計曲線 (a)相電流有效值 (b)相電流峰對峰值	93
5.19	不同控制架構之改善比率(a)相電流有效值 (b)相電流峰對峰值	93
5.20	2400RPM 下步階擾動響應 (a)開迴路控制 (b)閉迴路控制	94
5.21	3375RPM 下步階擾動響應 (a)開迴路控制 (b)閉迴路控制	95
5.22	3375RPM 至 3390RPM 之加速響應 (a)開迴路控制 (b)閉迴路控制	95
5.23	3375RPM 至 3600RPM 之加速響應 (a)閉迴路控制 (b)閉迴路控制加電壓補償	96
5.24	原配控制器有感測控制從 3375RPM 至 3600RPM 之加速響應	96
5.25	三相風扇兩種控制架構不同轉速下之電流波形(a)300 RPM(b)600 RPM (c)900 RPM	98
5.26	不同控制策略下資料統計曲線 (a)相電流有效值 (b)相電流峰對峰值 (c)DC-link 電流平均值	99
5.27	不同控制架構之改善比率(a)相電流有效值 (b)相電流峰對峰值 (c)DC-link 電流平均值	99
5.28	零交越點偵測無感測架構之轉速連波(a)300RPM (b)700RPM	100
5.29	高效率無感測 V/f 架構之轉速連波(a)300RPM (b)850RPM	100
5.30	不同控制架構之轉速連波百分比	100
5.31	馬達效率計算示意圖	101
5.32	150RPM 下步階擾動響應 (a)開迴路控制 (b)閉迴路控制	103
5.33	600RPM 下步階擾動響應 (a)開迴路控制 (b)閉迴路控制	103
5.34	975RPM 下步階擾動響應 (a)開迴路控制 (b)閉迴路控制	104
5.35	600RPM 至 750RPM 之加速響應 (a)開迴路 V/f 控制 (b)開迴路 V/f 控制加電壓補償 (c)閉迴路 V/f 加電壓補償 (d)零交越點偵測無感測	105
5.36	啟動至額定轉速響應 (a)閉迴路 V/f 加電壓補償 (b)零交越點偵測無感測 (c)奇美三相風扇原配控制器	106

# 第一章

## 簡介

### 1.1 研究背景與發展現況

直流馬達應用於風扇驅動可被廣泛的使用在不同層面，小型的應用例如電腦和電子產品的散熱風扇，較大型的則有家用電風扇甚至是工業用大風扇。在過去永磁直流馬達因為具有控制容易，改變電輸電壓即可達到變速控制目的，且在全轉速範圍均可維持定轉矩操作等優點而被廣泛運用。然而直流馬達必須使用整流子換相片與定子的碳刷接觸才能確保馬達正常的運作，但是當馬達旋轉時，兩者摩擦易產生火花，使得碳刷必須經常維護，因此在效率與成本因素的考量下，風扇馬達也逐漸從有刷直流馬達演變成永磁交流馬達。永磁交流馬達為永磁馬達其中一種類別，而永磁馬達的分類如圖1.1所示，可分成兩大類，擁有碳刷的永磁直流馬達和沒有碳刷的永磁交流馬達。永磁交流馬達利用電子電路代替整流子換相片與碳刷，不僅可以免去碳刷維護的問題也可增加風扇馬達使用壽命，與傳統直流馬達相較下不僅結構簡單，不需要經常維護且沒有火花產生，與感應馬達相較之下，永磁交流馬達定子線圈電流和轉子磁鐵是同步旋轉，不似感應馬達會有滑差，因此擁有較容易控制且效率較佳等優點。

永磁交流馬達按照線圈結構可分為單相與三相，其中根據磁通量分佈又可分為兩種[1]，具有梯形波氣隙磁通分佈者常稱之為無刷直流馬達，而具有弦波氣隙磁通分佈者則稱之為永磁同步馬達。一般而言為了達到高效率操作，有梯形波氣隙磁通分佈的無刷直流馬達利用方波控制而有弦波氣隙磁通分佈的永磁同步馬達則利用弦波控制。雖然兩者在理論上都可得到平順的轉矩，但方波控制在換相時會產生電流漣波而造成轉矩漣波，因此擁有弦波氣隙磁通分佈的永磁同步馬達在效率考量上更優於梯形波氣隙磁通分佈無刷直流馬達，三相永磁同步馬達具有高扭矩重量比、高效率、快速響應、低雜訊、不需維護且使用壽命長等優點，因此在過去幾十年內被工業上及市面上廣泛的運用。

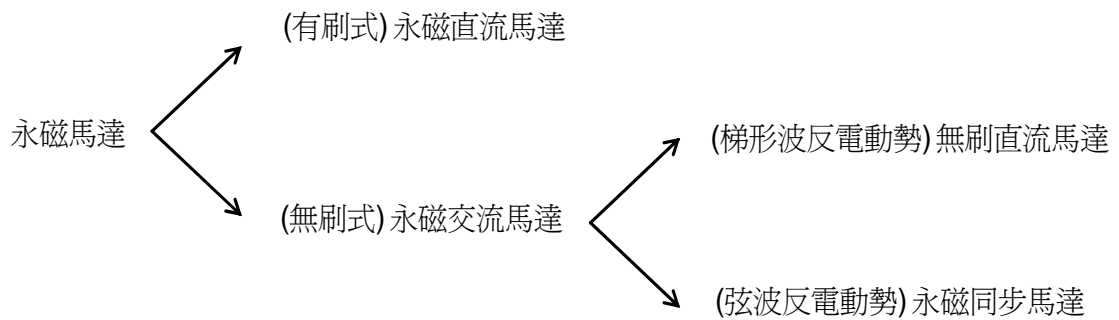


圖1.1 永磁馬達分類圖

但由於永磁交流馬達沒有碳刷提供馬達換相的正確時機，往往需要配置霍爾感測器或是位置編碼器來提供轉子位置確保定子線圈電流和轉子磁鐵的同步，以達到高效率的操作。然而安裝霍爾感測器或位置編碼器並非最佳解決方案，因為不僅會增加系統整體的成本，也需要加裝額外的位置訊號回授電路，增加系統電路體積，更嚴重的問題是在一些高溫高壓的環境下，可能會導致位置感測器的失效或是損壞。為了解決上述問題以及降低系統成本和整體電路體積，馬達無感測控制架構是一個必然的趨勢。目前最常見的無感測控制方法大略可以分成以下三種[2]-[4]：(1)直接偵測定子的反抗電動勢，由於反抗電動勢與轉子位置有絕對的關係，因此偵測馬達非激發相反抗電動勢的零交越點，再配合相位移器可以得到馬達的換相點[5]-[8]。但是使用此方法就代表控制馬達時要留下一段固定的非激發相時間，如此一來效率必定會大打折扣。(2)建立在馬達數學模型下，量測馬達的端電壓、電流以及配合馬達的電阻、電感、反抗電動勢常數等參數值，設計狀態觀察器或是卡曼濾波器，也可直接利用馬達的模型來估測馬達的反抗電動勢也就是馬達的轉子位置[9]-[12]。這類方法雖然可以隨時得到轉子位置擁有較佳的控制精準度，但往往需要大量的運算量，且受到參數值的準確影響。(3)適用於凸極式永磁同步馬達，利用凸極式永磁同步馬達在不同位置時磁阻不均等的特性，由定子線圈注入高頻電壓訊號，並配上額外的電路與訊號處理偵測高頻諧波信號來得到轉子位置[13]。但注入的高頻訊號可能會產生高頻諧波等不良影響且只適用於凸極式永磁同步馬達。

在上述幾種無感測方法中，需要精密控制的伺服系統往往使用第二種無感測架構配合磁場導向控制(FOC)也就是向量控制，雖然可以使系統達到準確且快速的暫態響應和良好的穩態效率，但相對卻需要較大量的運算來估算準確的轉子位置，且要配合座標軸轉換實現磁場導向控制，大幅增加系統的運算量和複雜度。然而對於一些特定的



應用，像是幫浦機、壓縮機、CPU散熱風扇或家用電扇等等，快速的暫態響應往往不是最重要的需求時，簡單的無感測V/f控制便可替代無感測向量控制。如何使用最簡單的方式實現無感測控制架構，並且擁有最佳的穩態效率，便是無感測V/f控制最重視的議題。

V/f控制較早提出應用於感應馬達，是維持定子線圈電壓和旋轉頻率為一定值使得馬達可以操作於定轉矩輸出[14]。然而對於永磁同步馬達而言，若沒有安裝組尼繞組將無法確保定子線圈電流與轉子永久磁鐵的同步運轉，在開迴路V/f控制下馬達超過某些特定轉速後有可能會造成系統不穩定。在缺乏組尼繞組的情況下，如何確保定子線圈電流和轉子永久磁鐵保持同步運轉是無感測V/f控制下的首要議題。因此目前常見的無感測V/f控制為了達到穩定操作和高效率控制往往會有兩個控制迴路，分別為穩定控制迴路和高效率控制迴路，其中穩定控制器用來修正輸入的轉速命令以確保定子線圈電流和轉子永久磁鐵的同步而高效率控制器用來增進系統的整體效率[15]-[24]。在[15]、[16]中提出使用偵測DC-link端的電流擾動來代替轉速計或是位置感測器回授的轉速來修正輸入頻率達到穩定控制，[15]中使用DC-link電流波型來修正電壓命令已達到效率最佳化而[16]則無詳細說明高效率控制器實現。[17]回授三相電流並計算出功率擾動來完成穩定控制，但在[17]中並無提起高效率控制迴路之設計，因此後來的文獻[18]使用與[17]相同的控制架構並加上高效率控制迴路修正電壓命令。另外有[19]、[20]利用同步旋轉 $\gamma$ - $\delta$ 軸中的 $\delta$ 軸電流來修正轉速命令達到穩定控制再配合上 $\gamma$ 軸電流來修正電壓命令達到效率最佳化控制。而在[21]-[23]中穩定控制器一樣是偵測DC-link端電流擾動來完成，但其提出藉由判斷電壓電流相角差也就是功率因數角度來修正電壓命令已達到效率最佳化。另外為了得到低諧波失真的弦波電流，[24]中提出了I/f控制架構，還有文獻提出在低轉速下使用I/f而在高轉速下使用V/f控制架構的U/f控制[25]，期望在全轉速範圍內均可以達到效率的最佳化。[26]中提出只需要偵測DC-link電流峰值即可實現穩定和高效率迴路。總而言之，V/f無感測控制架構在眾多文獻中許多學者提出不同控制架構，但一般都會包含穩定控制器和高效率控制器，利用功率擾動也就是DC-link端電流擾動代替轉速回授來修正輸入頻率完成穩定控制器，而針對高效率控制器，雖然回授控制量有所不同，但均為修正電壓命令亦或是電流命令大小來使得系統操作在效率最佳的情況之下。在此先對V/f控制架構之發展過程作一簡介，後面章節會針對眾多V/f控制架構做一詳細評比並且選擇出最適合之V/f控制架構。

隨著積體電路技術的快速發展，配合上述不同的馬達無感測控制架構，馬達無感測控制系統IC化已成為必然的趨勢，目前市面上已有許多三相永磁同步馬達無感測控制IC，例如Microchip的MTD6502、Sanyo的LV8805V和Toshiba的TB6575等，各家廠商馬達驅動IC主要功能如表1.1所示。但大部分皆為使用反抗電動勢零交越點偵測的無感測驅動配合上軟換相控制改善系統整體效率，僅有少數如Microchip的MTD6502使用無感測弦波控制，而在起動時使用開迴路啟動則是普遍共識，並配合上過電流保護機制。由表中可以觀察到目前市面上僅有少數的弦波電流無感測控制IC，加上目前國內晶片設計公司尚未設計出相關的控制IC，因此使用弦波控制的無感測控制IC具有相當大的市場潛力。

表1.1 市售散熱風扇無感測控制IC功能比較表

	Microchip MTD6502	Melexis MLX81205	Allegro A4941	Sanyo LV8805	Toshiba TB6575
PWM Control	◎	◎	◎	◎	◎
Sinusoidal PWM	◎				
Soft Switching PWM (Soft- Commutation)	◎	◎	◎	◎	
Locked Detection & Auto Restart	◎	◎	◎	◎	◎
Over Current Protection	◎	◎	◎	◎	◎
Three-Phase Inverter	Internal	Internal	Internal	Internal	External
Start-up Strategy	Open-Loop Starting	Inductance Variation	Open-Loop Starting	Open-Loop Starting	Open- Loop Starting
Signals Connection for Sensorless Control	3-Phase Terminal	3-Phase Terminal	3-Phase Terminal & Neutral Point	3-Phase Terminal & Neutral Point	Virtual Neutral Point & Bus

## 1.2 研究動機與目的

由上述可知道如何用最簡單的方式達成無感測控制並且在穩態操作下可以達到效率最佳化，是風扇等應用最重要的指標。目前市面上對於節能風扇在效率方面的評比是參考經濟部能源局發布之能源效率基準[27]，如圖1.2左邊所示為不同扇葉直徑對應之能源效率基準，其值為風量除以功率，故相同規格下功率越低擁有越高之能源效率基準值。圖1.2右邊則是將基準值畫成曲線圖，並且比較目前市面上常見的四家廠商其不同大小風扇之能源效率基準值，可看到目前市面上的傳統風扇普遍不符合標準，而本文要比較之奇美節能風扇則能滿足規範，故期望提出之控制架構不僅可滿足能源規格要求且效率更優於奇美節能風扇。經由上一節的敘述可以知道V/f控制可簡單的達成無感測架構，但目前提出的V/f控制為了達到穩定且高效率操作，需要穩定控制器與高效率控制器，且針對高效率控制的分析又過於複雜，因此本文動機便是期望提出一種簡單實現的高效率無感測V/f控制架構。

綜上所述，本文之目的在於針對風扇馬達，提出一種易於實現且僅需要高效率控制器之無感測V/f控制架構。提出之架構在效率方面能滿足經濟部發布之能源效率基準，且與市售節能風扇原控制器以及零交越點偵測無感測控制架構相比均能獲得更佳之效能。而在暫態上的響應期望加速時間能達到與市售電風扇原控制器以及零交越點偵測無感測控制架構相似之加減速時間。

桌上電扇、立地電扇、箱型電扇 節能標章能源效率基準值及扇葉直徑對照表	
桌上電扇、立地電扇、箱型電扇能效基準公式= $0.224 \times \sqrt{D}$	
桌上電扇、立地電扇、箱型電扇之扇葉直徑 (cm)	節能標章能源效率基準 (m <sup>3</sup> /min/W)
18	0.95
20	1.00
23	1.07
25	1.12
30	1.23
35	1.33
40	1.42
50	1.58
60	1.74

能源效率基準(m<sup>3</sup>/min/W)

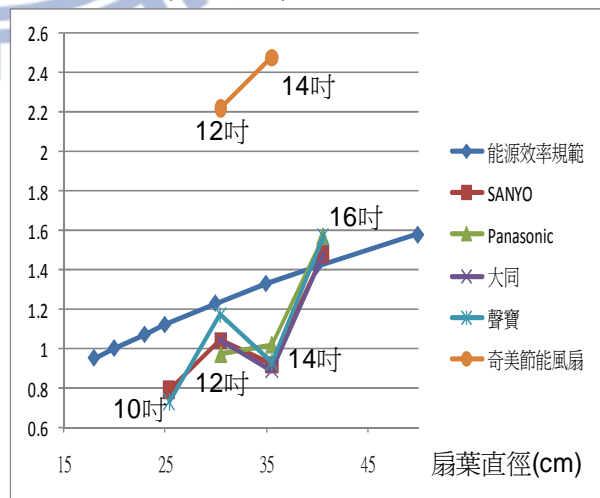


圖1.2 不同尺寸風扇對應之能源效率基準

### 1.3 論文架構

第一章說明論文的研究背景與發展現況，並提出研究動機與目的。

第二章將介紹永磁馬達的分類與演進，接著將單相與三相永磁同步馬達在馬達架構、驅動電路等方面一一比較，並推導單相及三相永磁同步馬達的數學模型，最後配合馬達參數鑑別和動態特性在電腦中實現數學模型的模擬，並與實驗比較驗證所建立的模型之準確性。

由於 $V/f$ 控制架構下的同步旋轉 $\gamma-\delta$ 座標軸概念是相對於同步旋轉 $d-q$ 座標軸作轉換，因此第三章首先介紹同步旋轉 $d-q$ 座標軸概念，並且將第二章推導出的永磁同步馬達在三相靜止座標軸下的數學模型進行座標轉換。接著會在同步旋轉 $\gamma-\delta$ 座標軸下之數學模型配合特定操作點小訊號分析，針對永磁同步馬達在 $V/f$ 開迴路操作下有風扇負載及無風扇負載的條件進行穩定性分析。最後針對不同的 $V/f$ 控制架構作一評比以及本文選擇之架構優勢說明。

第四章將提出本文使用的無感測 $V/f$ 控制架構，為了使永磁同步風扇馬達操作在最佳效率下，本文使用回授電壓電流的相角差也就是功率因數角度去修正電壓命令完成高效率控制迴路，以期望達到穩態操作下，電流與反抗電動勢維持同相位的最佳化控制。並以數學模型以及空間向量圖解釋電壓電流相角差控制原理，加上模擬及實驗數據驗證電壓電流相角差控制的可行性。

第五章介紹以DSP為主體的實驗平台與其內部軟體實現方法，並說明數位實現過程中要注意的解析度問題以及數位控制器之實現，並以實驗結果驗證提出的控制策略的可行性與性能。最後在第六章總結本論文的研究成果。

## 第二章

# 永磁同步風扇馬達的數學模型與特性分析

### 2.1 永磁馬達的演進與類別

永磁馬達的分類在第一章已經稍作介紹，直流馬達具有轉速對外加電壓呈線性關係、啟動轉矩大、轉矩對輸入電流呈線性變化等特性，操作上方便且簡單。然而直流馬達是利用電刷與整流子進行換相，電刷在換相時會產生磨損，造成了馬達壽命縮短，同時電刷摩擦時也可能產生火花，而有安全上的顧慮。

為了避免上述的問題，無刷之永磁交流馬達逐漸取代傳統的有刷直流馬達，永磁交流馬達相對於直流馬達具有高壽命、高效率、控制穩定性高的優點，同時也成為了風扇馬達的主流。永磁交流馬達類似傳統的直流馬達，其主要差別在於電子式換相以及必須使用驅動電路這兩者上，電子式換相取代了原有的電刷，而驅動電路則是用於更改磁場方向以提高效率。永磁馬達結構如圖2.1(a)所示，上面主要有固定的定子(stator)線圈與轉動的轉子(rotor)磁鐵，其定子部分為線圈繞組，轉子部分為永久磁鐵。永磁馬達就其轉子與定子放置位置的不同，又可分為內轉子(interior-rotor)與外轉子(exterior-rotor)兩種，若轉子磁鐵在線圈的外側稱為外轉子而在線圈內側則是內轉子。永磁交流馬達根據氣隙磁通形狀又可分為兩種，如圖2.1(b)所示，一般而言氣隙磁通分佈為梯形波的稱為無刷直流馬達，氣隙磁通分佈為弦波的則稱為永磁同步馬達。永磁馬達依照線圈結構又可分為單相與三相兩種，單相與三相永磁馬達的主要差異在於結構、驅動電路以電磁轉矩上的不同，以下也將針對各方面差異進行比較。

目前市面上作為風扇應用的永磁馬達以單相結構為主流，原因在於其架構簡單、生產容易，但近年來對於風扇效率的需求提升，因此三相馬達正逐漸的取代現有的單相馬達成為新一代風扇馬達的主流。以下也將針對單相與三相馬達的差異進行說明。

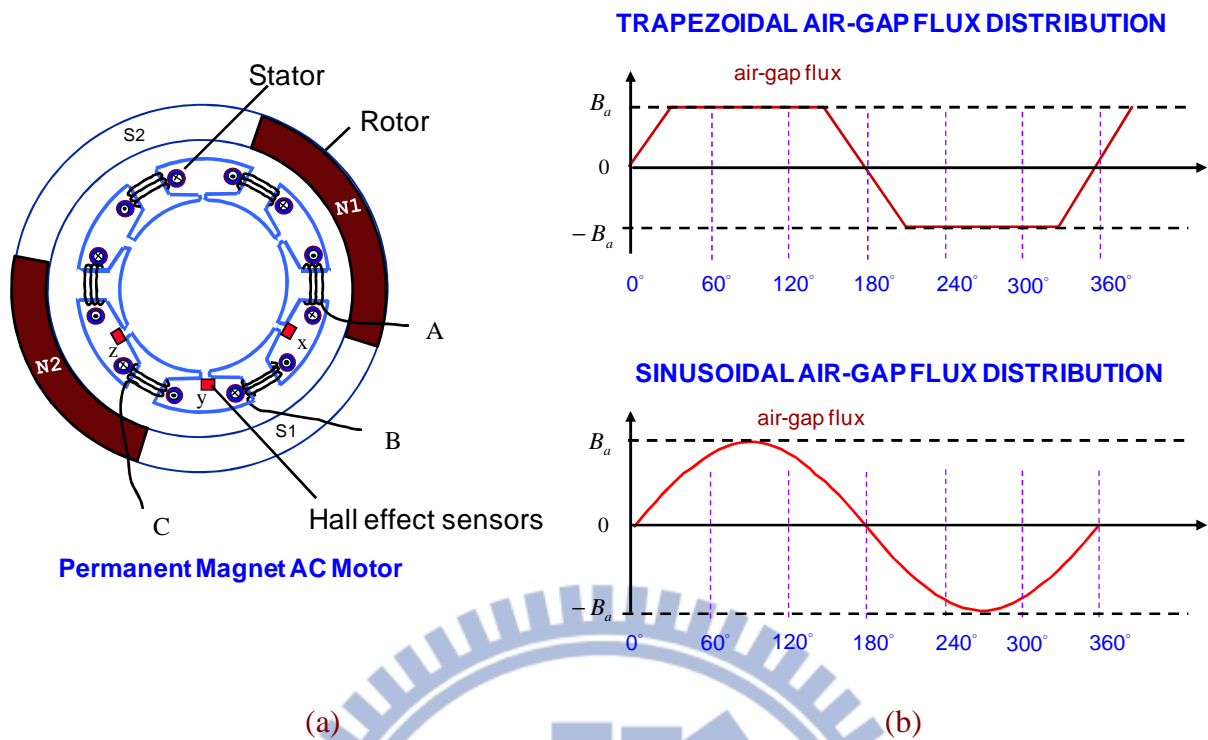


圖2.1 (a)永磁同步馬達結構圖 (b)氣隙磁通分佈圖

## 2.2 單相與三相永磁同步馬達的比較

### 2.2.1 馬達結構

圖2.2為單相與三相永磁馬達的結構，兩者皆為外轉子形式的四極馬達，單相永磁同步馬達其最大特點在於其不對稱的氣隙分佈，若單相馬達的磁場均勻分佈，在啟動上會存在一個啟動死點(dead point)，當馬達位於死點上時，所產生的轉矩恰好等於零，此時馬達如果承載具有摩擦力的負載，則可能停在死點上甚至無法再次啟動，其解決方法就是故意設計不平均的氣隙，以避免產生的轉矩相消而無法轉動[28]。而三相永磁同步馬達的磁場分佈平均且對稱，因其為三相結構，靜止時有六個可能的轉子位置，各位置間皆相差 $60^\circ$ 的電氣角，即使輸入的旋轉磁場剛好與轉子位置呈 $0^\circ$ 或 $180^\circ$ 而使得馬達維持靜止，繼續輸入接續的旋轉磁場也可帶動馬達運轉，因此不存在上述單相結構的啟動死點問題，不需要設計成不對稱的氣隙分佈，也因此可獲得較平順的轉矩和較佳的效率。

## 2.2.2 馬達驅動電路

圖2.3為永磁同步馬達的驅動電路，圖2.3(a)為單相而圖2.3(b)則是三相永磁馬達驅動電路。雖然單相的驅動電路比三相驅動電路少了兩個開關，於成本方面考量似乎比較合理，但如上所述，三相永磁馬達可擁有對稱的氣隙磁通分佈，且三相永磁馬達其輸出電磁轉矩是由三相合成而得，擁有較小的轉矩漣波以及較佳的效率，這點將在下面作數據上詳細的解釋，且三相驅動電路具有較多樣化的開關調變方式，可經由不同的調變方式改善在驅動電路上產生的功率損失。因此在效率方面的考量三相永磁馬達是較適合的選擇。

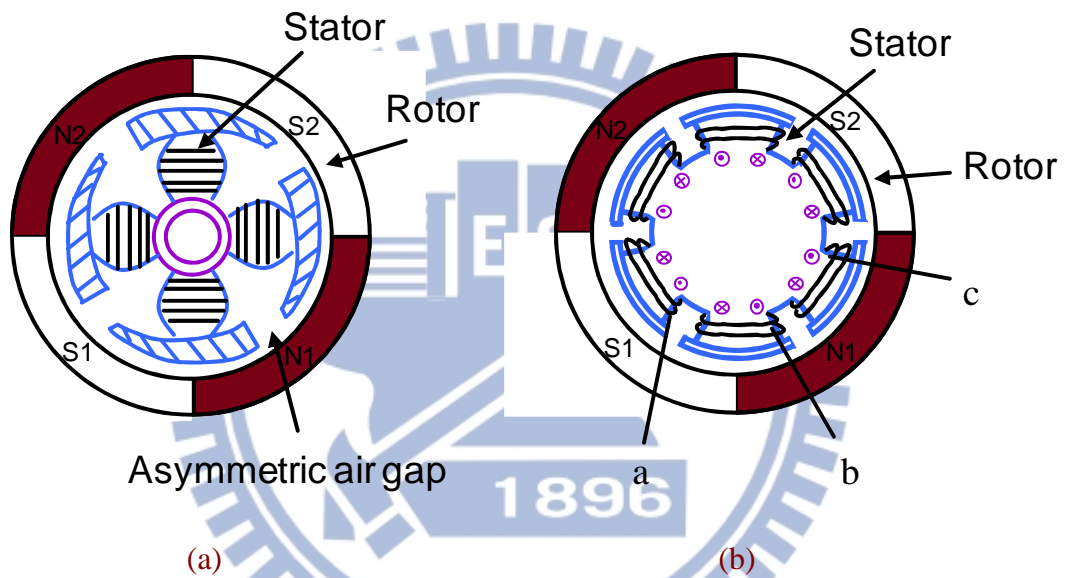


圖2.2 永磁同步馬達結構 (a)單相馬達 (b)三相馬達

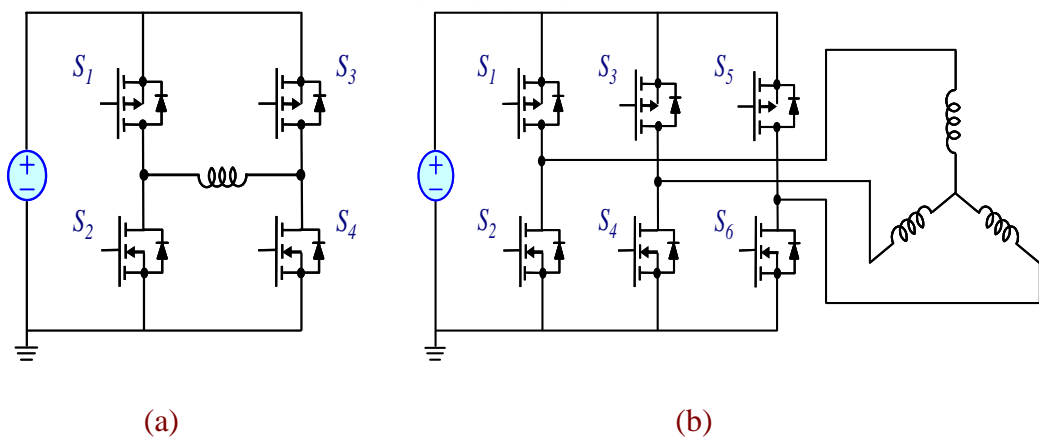


圖2.3 永磁同步馬達驅動電路 (a)單相馬達 (b)三相馬達

### 2.2.3 馬達數學模型

介紹完單相與三相永磁同步馬達的結構與驅動電路後，為了更了解永磁同步馬達動態與穩態特性，本文結合單相與三相馬達的電氣方程式與機械方程式建立起永磁同步馬達的數學模型，配合實驗與模擬的比對證明所建立的數學模型的正確性。依據此數學模型，設計者將可以簡單的分析控制架構的可行性以及觀察馬達在動態或是穩態下的響應。

如圖2.4所示為單相與三相永磁同步馬達的等效電路圖，單相永磁同步馬達的電壓方程式可以表示成

$$v_{in} = iR_s + \frac{d}{dt} \lambda, \quad (2-1)$$

其中  $v_{in}$  為輸入電壓， $i$  為線圈電流， $R_s$  為定子線圈電阻， $\lambda$  為定子線圈上感應之總磁通鏈，分別與定子電流和轉子磁鐵磁通鏈有關，可寫成

$$\lambda = \lambda_s + \lambda_r = L_s i + \lambda_m, \quad (2-2)$$

$L_s$  為線圈自感， $\lambda_m$  為永久磁鐵在定子線圈上產生的磁通量大小，因此式(2-1)可改寫為

$$v_{in} = iR_s + L_s \frac{d}{dt} i + \frac{d}{dt} \lambda_m. \quad (2-3)$$

對上式中永久磁鐵磁通鏈的微分根據連鎖律又可寫成下式

$$\frac{d}{dt} \lambda_m = \frac{d\lambda_m}{d\theta} \cdot \frac{d\theta}{dt} = K \cdot \phi_f(\theta_e) \cdot \omega_r = e_{emf}, \quad (2-4)$$

其中  $K$  為常數， $\phi_f$  為隨著轉子角度  $\theta_e$  改變的磁通量分佈函數， $\omega_r$  為轉子電氣角速度， $e_{emf}$  為轉子磁鐵磁通鏈在定子線圈造成的反抗電動勢電壓，其值大小與轉速成正比，且其磁通量分佈隨著轉子角度  $\theta_e$  而改變。若考慮電氣角速度與機械角速度轉換又可寫成

$$e_{emf} = K \cdot \phi_f(\theta_e) \cdot \omega_r = K \cdot \phi_f(\theta_e) \cdot \frac{P}{2} \cdot \omega_m = K_e \cdot \omega_m, \quad (2-5)$$

$\omega_m$  為轉子機械角速度， $K_e$  為反抗電動勢常數，整理式(2-1)到(2-5)可寫成

$$v_{in} = iR_s + L_s \frac{d}{dt} i + e_{emf}, \quad (2-6)$$

如圖2.4(a)所示，單相的馬達等效電路可簡化成一個電阻，一個電感與反抗電動勢電壓串連。



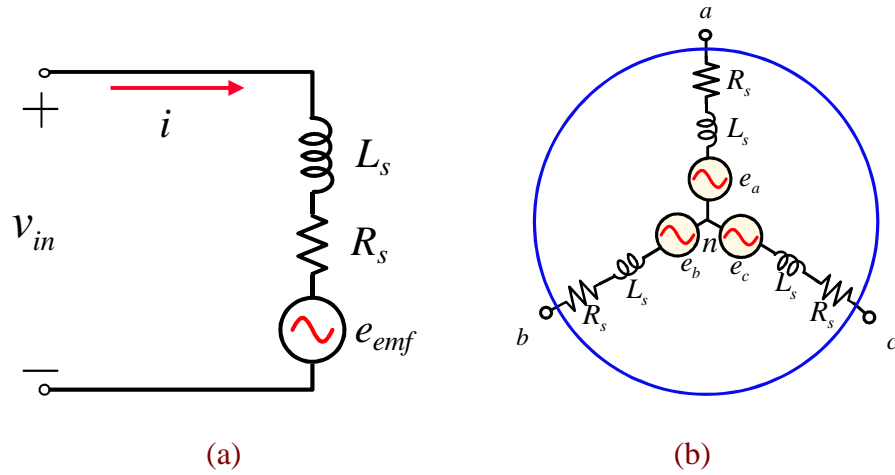


圖2.4 永磁同步馬達等效電路 (a)單相馬達 (b)三相馬達

以上為單相永磁同步馬達的等效電路圖及其方程式，三相永磁同步馬達的等效電路圖及方程式基本上可以看成三個單相馬達等效電路的組成，因此假設三相Y接的永磁同步馬達為一個平衡系統，直接利用式(2-6)的結果，電壓方程式可表示為

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{ss} & M & M \\ M & L_{ss} & M \\ M & M & L_{ss} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix}, \quad (2-7)$$

式子中各符號的名稱如下：

- |                                |           |
|--------------------------------|-----------|
| $v_{an}$ 、 $v_{bn}$ 與 $v_{cn}$ | 三相電壓；     |
| $i_a$ 、 $i_b$ 與 $i_c$          | 三相電流；     |
| $R_s$                          | 三相定子線圈電阻； |
| $L_{ss}$                       | 三相定子線圈自感； |
| $M$                            | 相間線圈互感；   |
| $e_a$ 、 $e_b$ 與 $e_c$          | 三相反抗電動勢。  |

當轉子為非凸極式，各相線圈的自感與互感不會隨轉子轉動而改變，可視為常數，再根據三相平衡時電流和為零的關係，可將(2-7)改寫成

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 \\ 0 & 0 & L_s \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix}, \quad (2-8)$$

其中 $L_s$ 為單相的等效電感，是由定子線圈自感與相間線圈互感相減得到。由(2-8)可將馬達每一相等效為一電阻、電感與代表反抗電動勢之電壓源串聯所構成。如圖2.4(b)所

示即為三相馬達的等效電路模型。

馬達從電氣到機械系統之間的能量轉換可以表示成

$$T_e = K_t \cdot i, \quad (2-9)$$

其中  $K_t$  稱之為轉矩常數，其值與反電動勢常數  $K_e$  相同。由另一個角度來看電氣到機械系統的能量轉換，馬達定子磁場牽引轉子磁場產生電磁轉矩，定子磁場由電流產生，轉子磁場造成定子線圈感應反抗電動勢，而反抗電動勢大小又正比於馬達轉速，因此單相馬達的電磁轉矩可表示為定子電流、反抗電動勢與轉速的函數

$$T_{e,1} = \frac{e_{emf} \cdot i}{\omega_m} = K_e \cdot i, \quad (2-10)$$

從上兩式可以得知轉矩常數與反電動勢常數值相等。同理，三相馬達的電磁轉矩可表示為三相定子電流、反抗電動勢與轉速的合成函數

$$T_{e,3} = \frac{e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c}{\omega_m}. \quad (2-11)$$

針對單相與三相馬達的電磁轉矩會在下一小節做詳細比較，以下將以三相馬達電磁轉矩作說明。其中永磁同步馬達反抗電動勢為弦波，由(2-11)可知為了產生平順的轉矩，必需產生弦波電流。圖2.5為理想的反抗電動勢與電流波形，忽略整流器的損失，可推得馬達的電磁轉矩為

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{EI}{\omega_m} \cos \alpha = \frac{3}{2} K_e I \cos \alpha, \quad (2-12)$$

其中  $E$  為反抗電動勢峰值， $I$  為相電流峰值。由(2-12)可知，馬達的轉矩正比於電流的大小，且在一般操作情況下，若要在單位電流內可以產生最大的轉矩，反電動勢與電流的相角差  $\alpha$  必須為零，此時也是系統整體效率最佳的操作情況。在穩態時若將電感上的壓降忽略，(2-8)的電氣方程式可寫成

$$V_{dc} = 1.5R_s I + 1.5E = 1.5R_s I + 1.5K_e \omega_m. \quad (2-13)$$

根據上式將轉速設為零並配合(2-12)可定義出無轉動電磁轉矩

$$T_{e,rl} = 1.5K_e \frac{V_{dc}}{1.5R_s} = 1.5K_e I_{rl}, \quad (2-14)$$

其中  $I_{rl}$  為無轉動電流，同理可以定義出無負載轉速

$$\omega_{nl} = \frac{V}{1.5K_e}, \quad (2-15)$$

利用(2-13)到(2-15)可以畫出永磁同步馬達轉速對應轉矩特性曲線，如圖2.6所示。

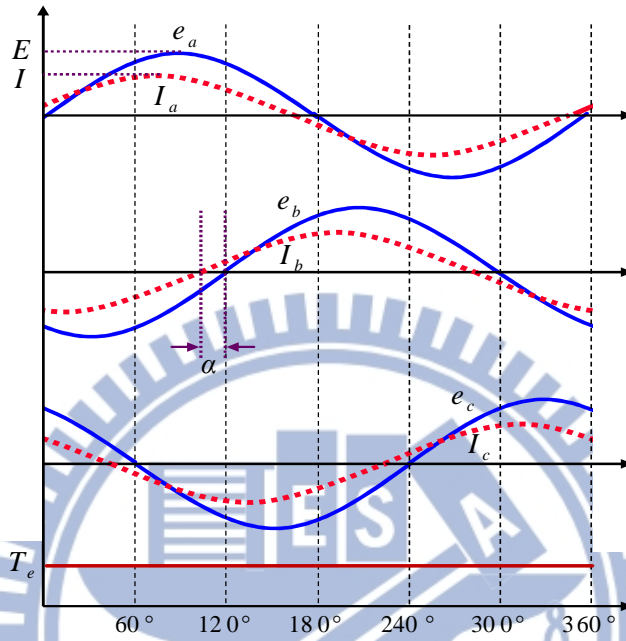


圖2.5 理想的反抗電動勢與電流波形

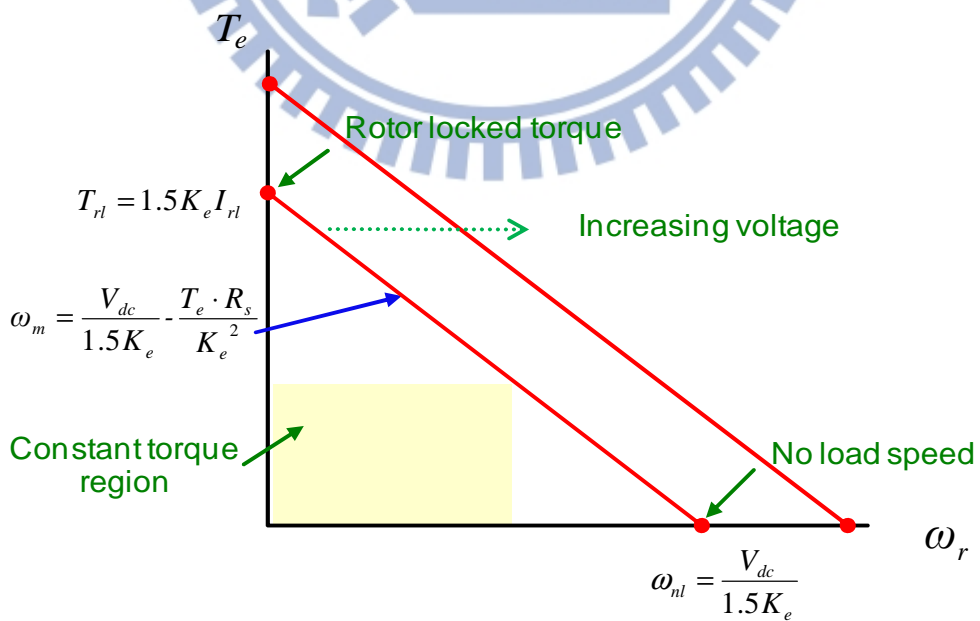


圖2.6 永磁同步馬達轉速對轉矩特性曲線

然而，馬達的電磁轉矩轉換成機械轉矩後仍要考慮負載以及馬達本身所消耗的轉矩，故機械方程式可表示成

$$T_e = K_t \cdot i = J_m \cdot \frac{d}{dt} \omega_m + B_m \cdot \omega_m + T_L, \quad (2-16)$$

其中

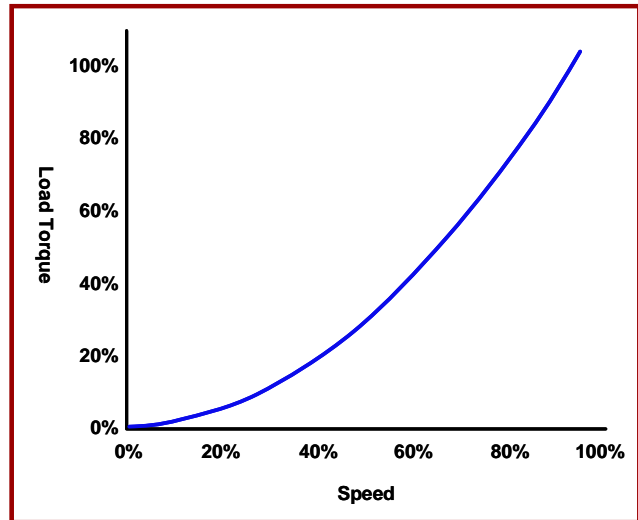
$T_e$	電磁轉矩；
$B_m$	黏滯摩擦係數；
$J_m$	轉動慣量；
$T_L$	負載轉矩。

永磁同步風扇馬達與其他永磁同步馬達的差異，在於其負載的不同。風扇馬達的負載為風扇結構，圖2.7為常見的風扇負載(扇葉)及其負載特性曲線，風扇馬達其負載特性雖然隨扇葉結構不同而改變，一般而言將其負載轉矩近似與馬達轉速成平方正比，可表示成

$$T_L = K_m \cdot \omega_m^2, \quad (2-17)$$

其中 $K_m$ 為負載轉矩常數。

根據這一小節所推導的電氣方程式、機械方程式加上負載特性分析，可以得到如圖2.8以數學模型為基礎之永磁同步風扇馬達系統方塊圖。首先利用霍爾感測器獲得換相訊號，配合高頻的PWM電壓訊號，供給擁有六個開關的電壓源三相整流器，產生的三相電壓經過馬達產生三相電流，並和反抗電動勢產生電磁轉矩以順利轉動目標風扇馬達，利用建立完成的數學模型系統方塊圖配合電氣機械方程式和負載特性，不僅可以快速掌握目標風扇馬達的動態和穩態特性，還可用來進行分析與模擬驗證所建立的模型的正確性，並且同時適用於單相與三相永磁同步風扇馬達。



(a)

(b)

圖2.7 風扇馬達 (a)負載實物圖 (b)負載特性曲線

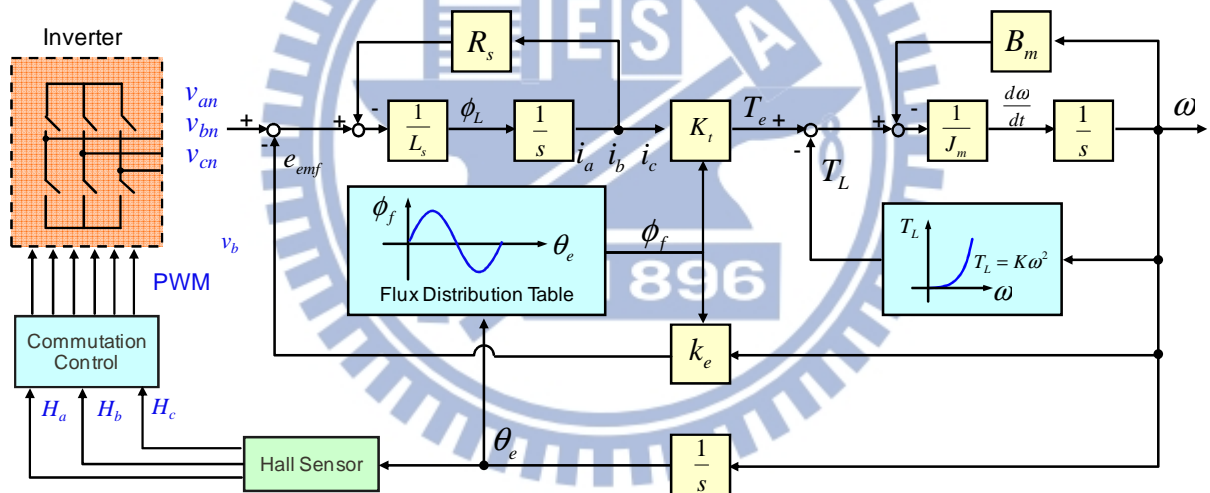


圖2.8 建立在數學模型下之永磁同步風扇馬達系統方塊圖

## 2.2.4 馬達轉矩

圖2.9為單相永磁馬達經方波控制的轉矩計算圖，在此為了與三相馬達公平比較假設反電動勢為弦波，轉矩漣波頻率為電氣頻率的兩倍，因此其轉矩可表示成

$$T_{e1} = \frac{e \cdot i}{\omega_m} = \frac{E_m I_m}{\omega_m} \sin \theta_e, 0^\circ \leq \theta_e \leq 180^\circ, \quad (2-18)$$

其中 $E_m$ 為反抗電動勢峰值， $I_m$ 為電流峰值， $\omega_m$ 為機械角速度， $\theta_e$ 為電氣角。由(2-18)可將平均轉矩表示成

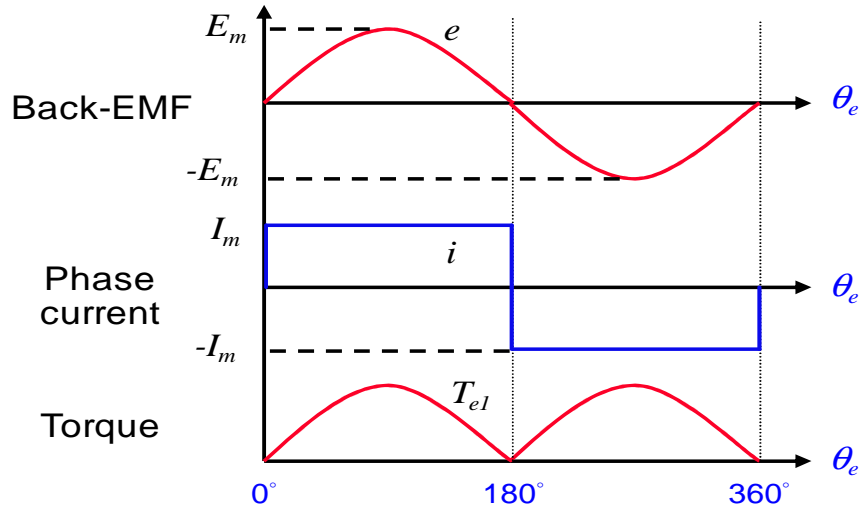


圖2.9 單相永磁同步馬達方波控制之轉矩分析

$$T_{e1,avg} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \frac{E_m I_m}{\omega_m} \sin \theta_e d\theta_e = \frac{2}{\pi} \frac{E_m I_m}{\omega_m}, \quad (2-19)$$

而轉矩峰對峰值則為

$$T_{e1,pp} = \frac{E_m I_m}{\omega_m} [\sin(90^\circ) - \sin(0^\circ)] = \frac{E_m I_m}{\omega_m}, \quad (2-20)$$

由平均轉矩與轉矩峰對峰值可計算出轉矩漣波

$$\Delta T_{e1} = \frac{T_{e1,pp}}{T_{e1,avg}} \times 100\% = 157\%, \quad (2-21)$$

若是改以轉矩漣波有效值作為標準，則可計算出轉矩漣波為

$$\Delta T_{e1} = \frac{T_{e1,ripple,rms}}{T_{e1,avg}} \times 100\% = 48.3\%. \quad (2-22)$$

圖2.10為三相永磁馬達經方波控制的轉矩計算圖，為了在一個公平的情況下進行評比，同樣採用弦波狀的反抗電動勢進行比較，三相永磁馬達在理想狀態下轉矩呈一直線，但一般情形下若以 $120^\circ$ 導通控制驅動馬達，由於馬達轉動上共分為六步，因此會存在一個六倍電氣頻率的轉矩漣波。其轉矩可表示成

$$T_{e3} = \frac{e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c}{\omega_m} = \frac{\sqrt{3} E_m I_m}{\omega_m} \cos \theta_e, \quad -30^\circ \leq \theta_e \leq 30^\circ, \quad (2-23)$$

而轉矩平均值為

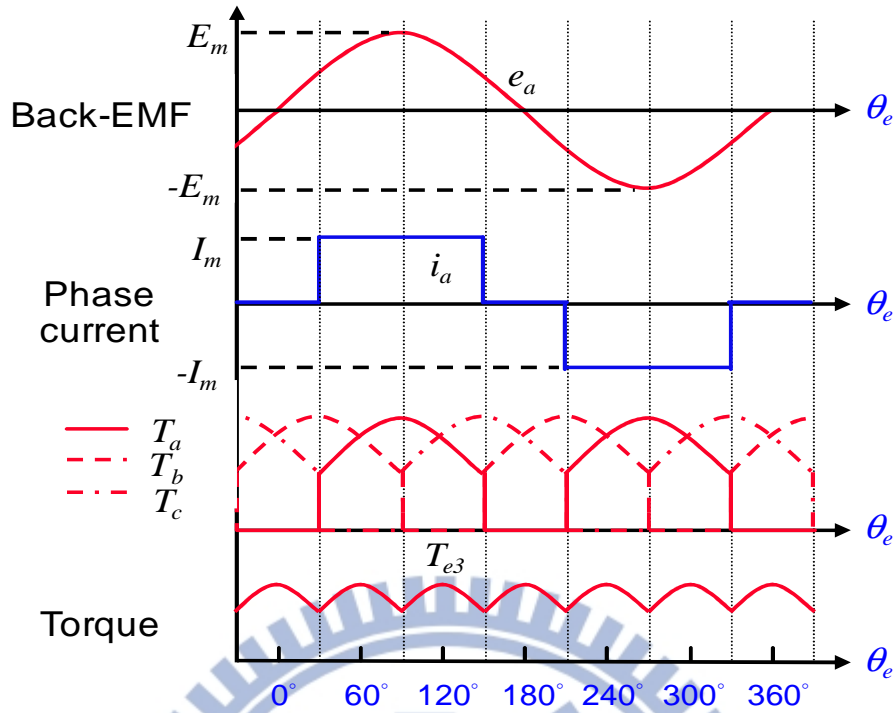


圖2.10 三相永磁同步馬達方波控制之轉矩分析

$$T_{e3,avg} = \frac{3}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{6}} \frac{\sqrt{3}E_m I_m}{\omega_m} \cos \theta_e d\theta_e = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} \frac{E_m I_m}{\omega_m}, \quad (2-24)$$

轉矩峰對峰值則為

$$T_{e3,pp} = \frac{\sqrt{3}E_m I_m}{\omega_m} [\cos(-30^\circ) - \cos(30^\circ)] = \frac{2\sqrt{3} - 3}{2} \frac{E_m I_m}{\omega_m}, \quad (2-25)$$

由平均轉矩與轉矩峰對峰值可計算出轉矩漣波

$$\Delta T_{e3} = \frac{T_{e3,pp}}{T_{e3,avg}} \times 100\% = 14\%, \quad (2-26)$$

改以轉矩漣波有效值作為標準，則可計算出轉矩漣波如下

$$\Delta T_{e3} = \frac{T_{e3,ripple,rms}}{T_{e3,avg}} \times 100\% = 4.1\%. \quad (2-27)$$

由結果可知，由轉矩峰對峰值與平均轉矩的關係，單相永磁同步馬達的轉矩漣波高達157%，而三相永磁同步馬達的轉矩漣波為14%，兩者之間有高達10倍以上的差距，若由轉矩漣波有效值與平均轉矩的關係，單相馬達轉矩漣波為48.3%，而三相馬達轉矩漣波則僅有4.1%。較大的轉矩漣波會引起較大的機械噪音，且轉矩漣波的有效值

越大，其產生的機械損失也越大，運轉效率越低，因此三相永磁同步馬達從轉矩漣波的大小以及效率觀點上為較佳的選擇。

## 2.3 馬達參數鑑別

經由上述的電氣以及機械方程式配合負載特性的推導，可以得到永磁同步馬達的數學模型，但要在電腦模擬軟體中實現馬達運轉的模擬，以利設計者觀察馬達的動態與穩態特性，還需要知道馬達電氣與機械方面的參數值，以下就針對如何量測需要的各個參數值做探討。

### 2.3.1 電氣參數鑑別

永磁同步風扇馬達的電氣參數包括定子線圈電阻、定子線圈電感與反抗電動勢常數，其關係如(2-6)。電阻與電感決定了馬達的時間常數；反抗電動勢常數與馬達轉矩和馬達速控範圍有關[29]。

電感與電阻除了可利用儀器測量，也可外加一電壓，利用電路的特性，觀察電流的響應波形推得。為了將問題簡化，可以將馬達轉子固定住，如此反抗電動勢為零，此時可等效為R-L串聯電路，輸入一電壓訊號

$$v(t) = V_s \cdot u_s(t - t_0), \quad (2-28)$$

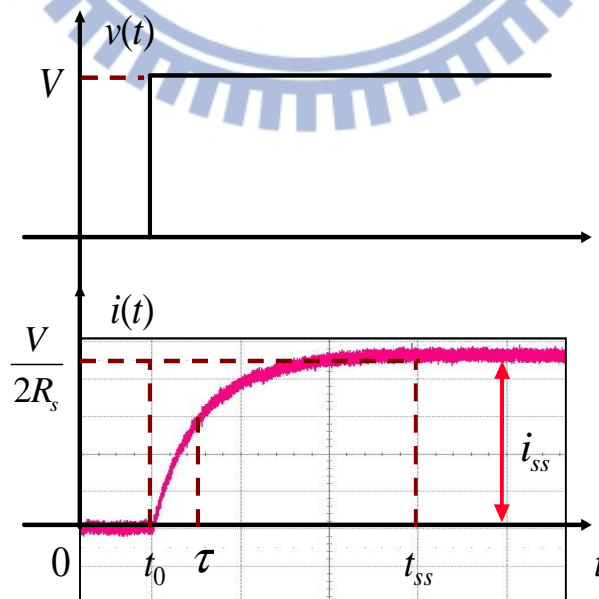


圖2.11 定子線圈的電壓與電流響應波形



得到的電流波形如圖2.11所示。穩態時電流趨近於穩定，電流變化率為零，電感視為短路，由穩態電流值可求出電阻值如下

$$i_{ss} = \frac{V_s}{2R_s}, \quad (2-29)$$

當電流值為穩態的63.2 %時，此時對應時間恰為機械時間常數，可求出電感值

$$\tau = \frac{L_s}{R_s}. \quad (2-30)$$

反抗電動勢常數為馬達每單位轉速所產生的反抗電動勢振幅。在一般操作情形下，從馬達任兩端的電壓差扣除電阻與電感所產生的電壓，可以得到反抗電動勢值。所以利用外力驅使馬達轉動，再以示波器量測兩端之電壓，即可得到反抗電動勢的波形如圖2.12，根據反抗電動勢頻率與峰值可求出反抗電動勢常數，可表示成

$$K_e = \frac{P E}{60 f_e}, \quad (2-31)$$

其中 $f_e$ 為反抗電動勢頻率， $E$ 為反抗電動勢峰值， $P$ 為極對數，可經由轉動轉子一圈反抗電動勢波形極性變化次數得知，如圖2.13所示， $P$ 為4。

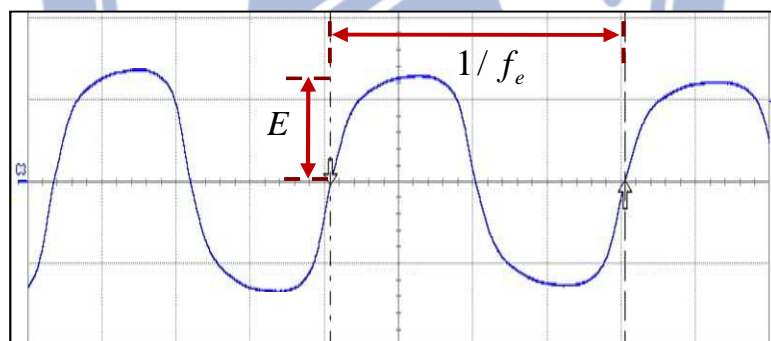


圖2.12 單相風扇反抗電動勢量測波形

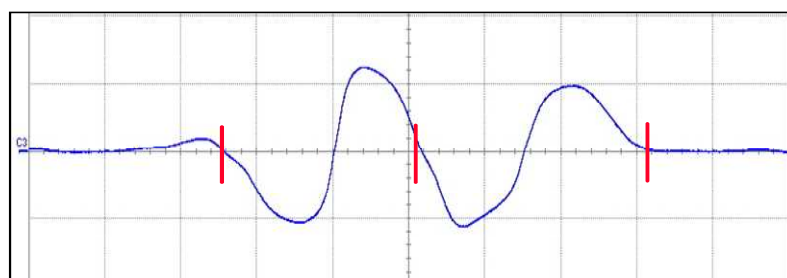


圖2.13 轉子轉動一圈之反抗電動勢量測波形

### 2.3.2 機械參數鑑別

馬達的機械參數包括黏滯摩擦係數、轉動慣量與負載轉矩，其關係如(2-16)。黏滯摩擦係數與摩擦力有關；轉動慣量影響馬達轉速的變化率；負載轉矩為馬達轉動時負載所產生的轉矩。其中本文之馬達負載為風扇，負載轉矩與轉速平方成正比，(2-16)可改寫成如下

$$K_T i_s = J_m \frac{d\omega_m}{dt} + B_m \omega_m + K_m \omega_m^2, \quad (2-32)$$

當馬達運轉趨近於穩態，馬達轉速變化可忽略，如下

$$K_T i_s = B_m \omega_m + K_m \omega_m^2. \quad (2-33)$$

利用最小平方法(least square method)可推算黏滯摩擦係數與負載轉矩常數，假設現有數組 $x$ 與對應的 $y$ 資料由點表示，可表示為陣列形式

$$\mathbf{y} \sim \mathbf{A}\mathbf{x}, \quad (2-34)$$

由於此方程式為線性獨立，無法得到一組特定解，此時即可使用最小平方法來求解，可得到一個平方誤差和最小的解，使得

$$\mathbf{y} = \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}}, \quad (2-35)$$

此組最小平方誤差的解，可表示成

$$\hat{\mathbf{x}} = (\mathbf{A}^T \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^T \mathbf{y}. \quad (2-36)$$

由(2-33)配合數組實驗得到的穩態電流有效值與轉速值，可表示成(2-37)，再根據(2-36)即可推算出黏滯摩擦係數與負載轉矩常數。

$$\begin{bmatrix} K_T \cdot i_{s1} \\ K_T \cdot i_{s2} \\ \vdots \\ K_T \cdot i_{sn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \omega_{r1}^2 & \omega_{r1} \\ \omega_{r2}^2 & \omega_{r2} \\ \vdots & \vdots \\ \omega_m^2 & \omega_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} K_m \\ B_m \end{bmatrix}. \quad (2-37)$$

轉動慣量主要影響馬達的加速情形，經過實驗得到馬達啟動時轉速響應波形如圖 2.14，可量測到轉速變化率，配合(2-16)推導得到的(2-38)

$$J_m = (K_T i_s - B_m \omega_m - K_m \omega_m^2) \cdot (p \omega_m)^{-1}, \quad (2-38)$$

選定加速過程中某一點，量測當時的電流值、轉速值以及轉速變化率，帶入上式且其中黏滯摩擦係數與負載轉矩常數已知，故可以計算出轉動慣量。

圖2.15為實驗用風扇馬達，圖2.15(a)為市面上可購買的單相風扇馬達，圖2.15(b)為市售奇美三相永磁同步風扇馬達。表2.1為實驗用風扇馬達的相關規格以及經參數鑑別所得到的馬達參數。

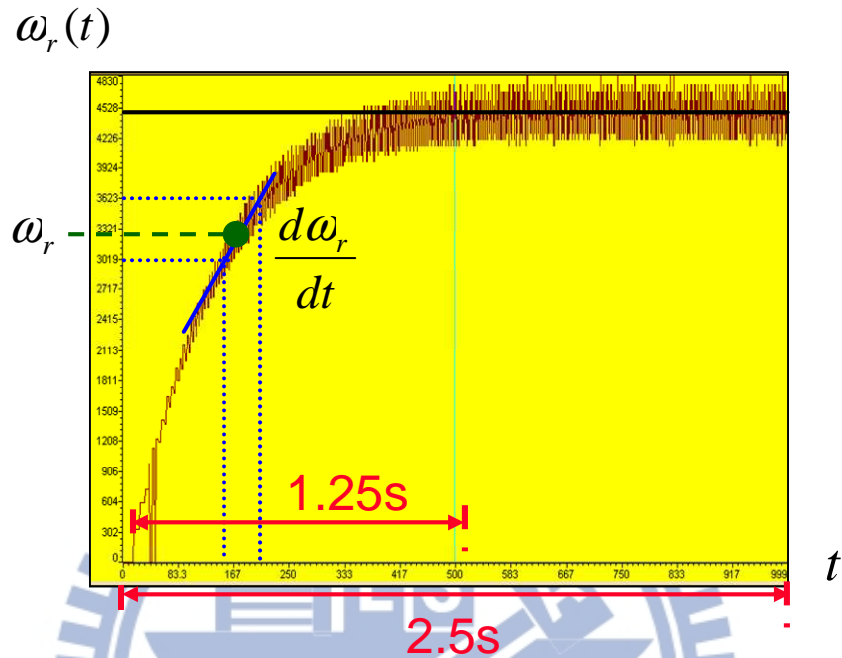


圖2.14 單相風扇暫態加速響應



(a)



(b)

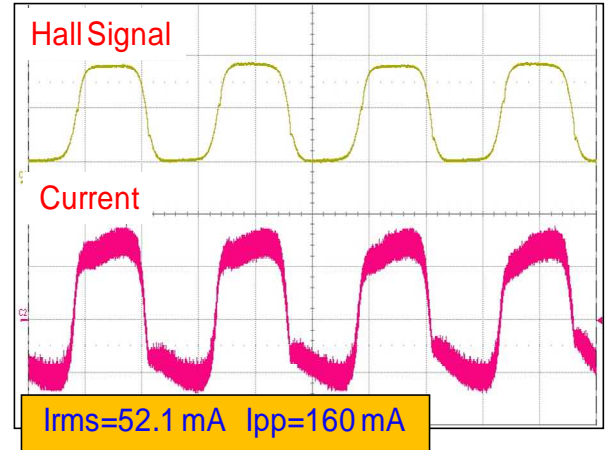
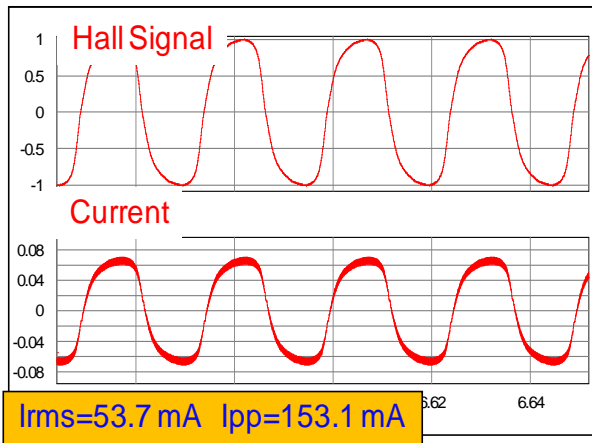
圖2.15 實驗用風扇馬達 (a)單相無刷直流馬達冷卻風扇 (b)三相永磁同步馬達涼風扇

表2.1 實驗用風扇馬達規格與參數

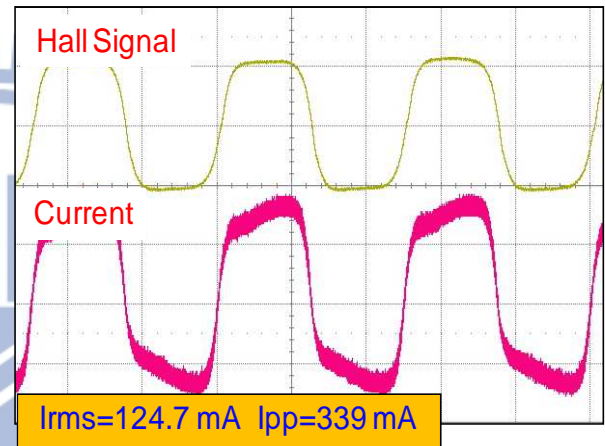
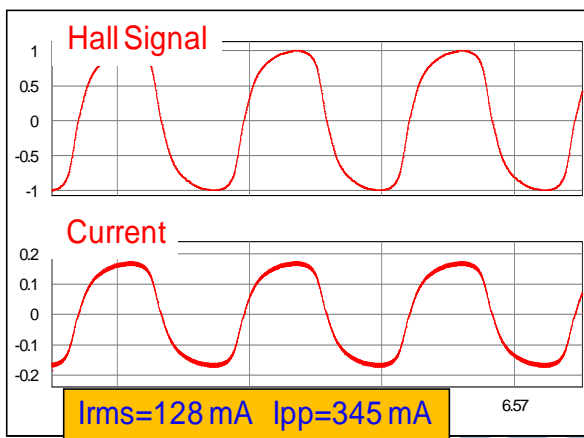
Manufacture	(a) 單相風扇	(b) 三相風扇
Rated voltage (V)	12	12
Rated speed (rpm)	4500	950
Poles	4	8
R ( $\Omega$ )	12.11	1.5
L (mH)	4.9	1.4
Electrical time constant $\tau_e$ (msec)	0.4	0.93
$K_e$ (line-to-neutral) (V/krpm)	1.85	4.27
Rotor inertia $J$ ( $\text{kg} \cdot \text{m}^2$ )	$2.1 \cdot 10^{-6}$	$0.39 \cdot 10^{-3}$
Viscous Coefficient $B$ ( $\text{N} \cdot \text{m} \cdot \text{s}/\text{rad}$ )	$1.3 \cdot 10^{-6}$	$0.14 \cdot 10^{-3}$

### 2.3.3 馬達模型驗證

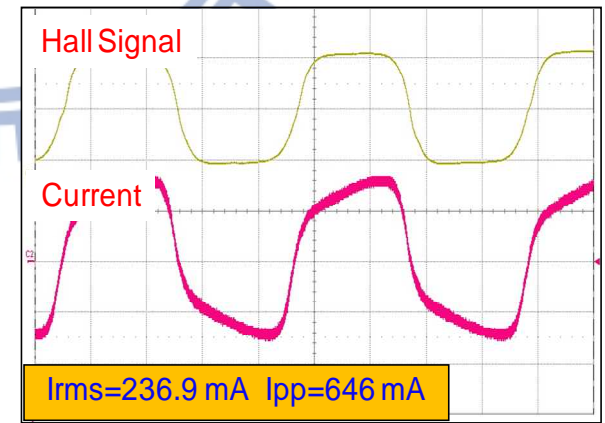
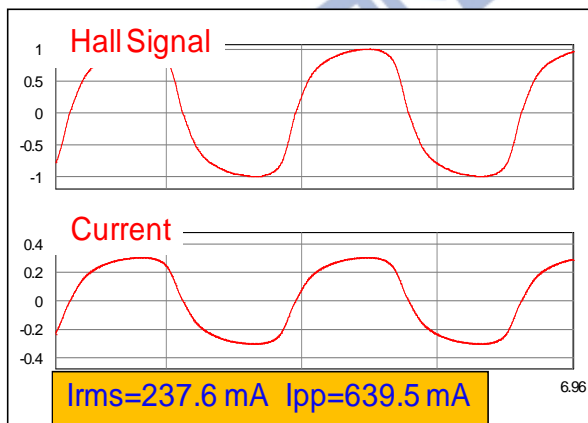
根據前述的數學模型與鑑別所得的參數，再配合上圖2.8的馬達模型方塊圖，可以利用PSIM模擬軟體進行馬達運轉的模擬，並將模擬與實驗結果比較驗證鑑別的參數和建立的馬達模型方塊圖之準確性。圖2.16為市售單相風扇使用開迴路V/f控制分別在1200RPM、2400RPM和3600RPM且保持在效率最佳操作點下的模擬與實驗波形，左邊均為模擬而右邊均為實驗波形，如何將開迴路V/f控制保持在效率最佳操作點將會於後面章節解釋。可以看到模擬和實驗結果在低、中、高轉速下電流波形都非常相似且和反電動勢保持同相位，量測出來的電流有效值以及電流峰對峰值也非常近似，可驗證馬達的電氣參數鑑別的準確性。另外如圖2.17所示為單相馬達使用霍爾感測器從靜止啟動到全轉速的響應，可以看到模擬和實驗有著相同的加速時間且在加速過程中任一點的電流值也非常相似，可驗證馬達的機械參數鑑別的準確性。圖2.18為市售奇美三相風扇使用開迴路V/f控制分別在600RPM和900RPM且保持在效率最佳操作點下的模擬與實驗波形而圖2.19則為市售奇美三相風扇暫態加速的模擬實驗波型比較圖，可以看到在三相風扇上也與單相風扇一樣有著一定的精確性。綜合以上所述，可以驗證出本文使用的參數鑑別有一定的準確性且建立出來的馬達數學模型可靠度也相當高。



(a)

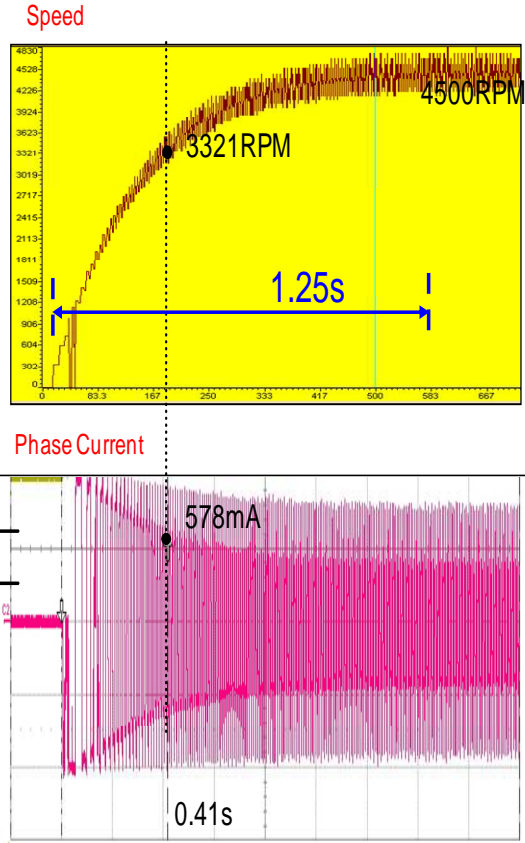
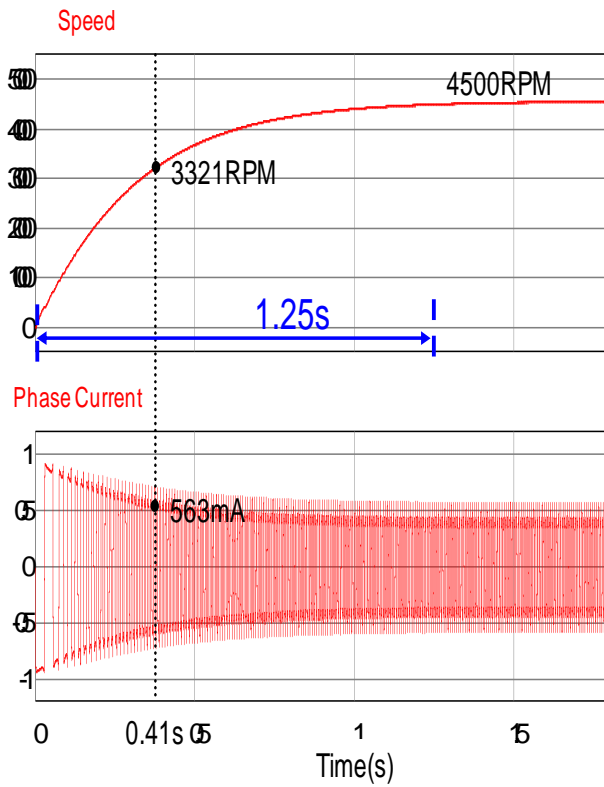


(b)



(c)

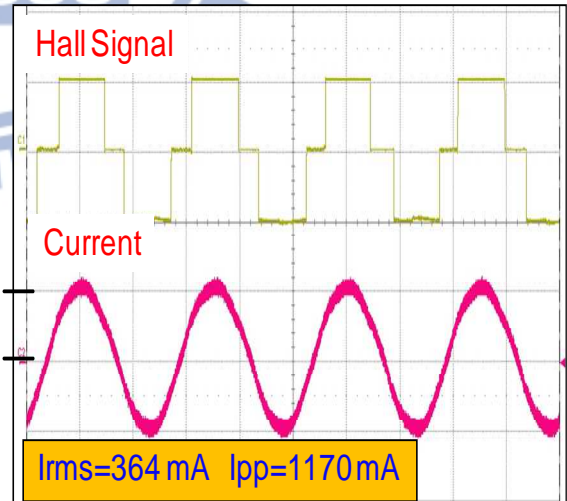
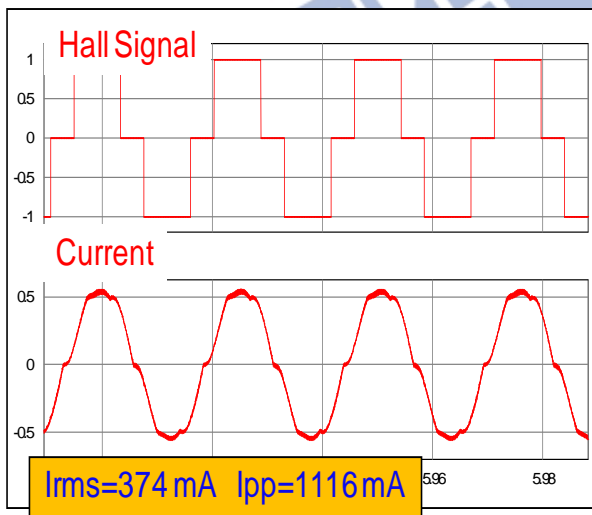
圖2.16 模擬與實驗電流波形比對(市售單相風扇) (a)1200RPM (b)2400RPM  
(c)3600RPM



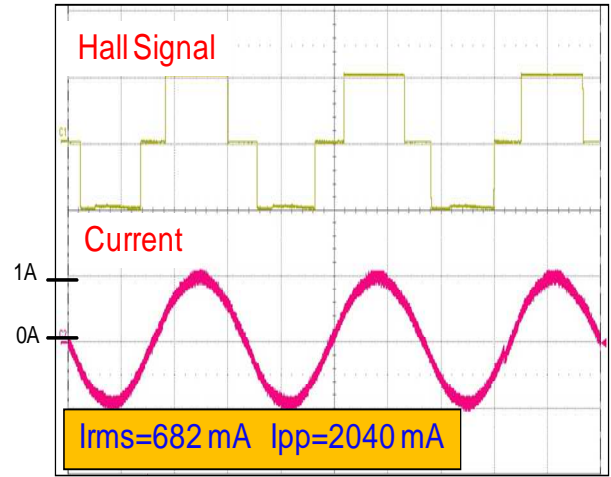
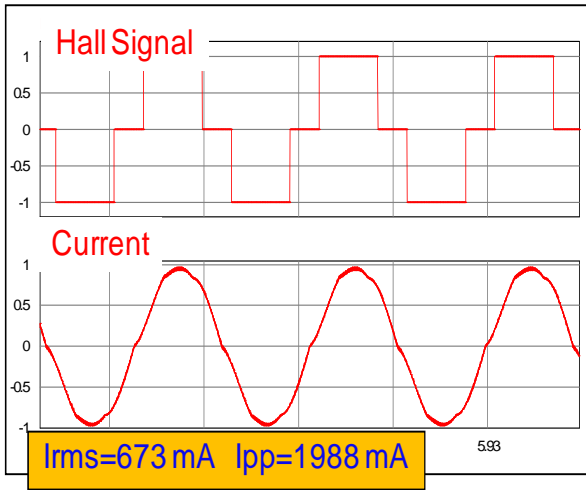
(a)

(b)

圖2.17 模擬與實驗暫態響應波形比對(市售單相風扇)

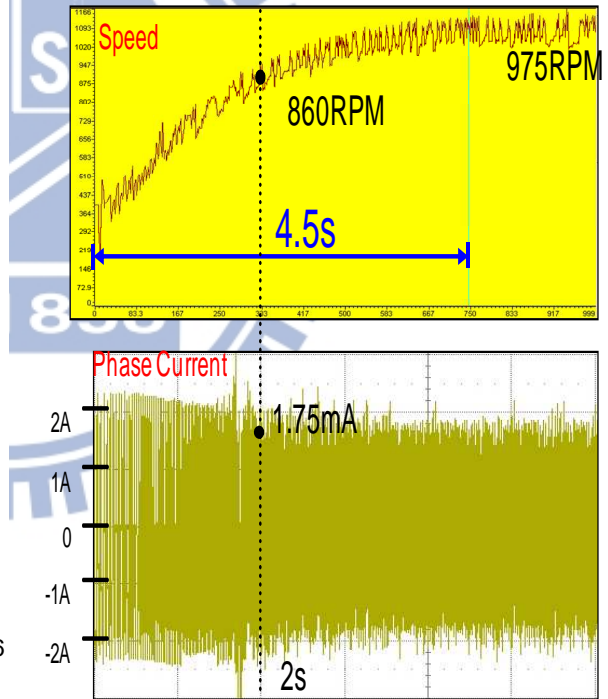
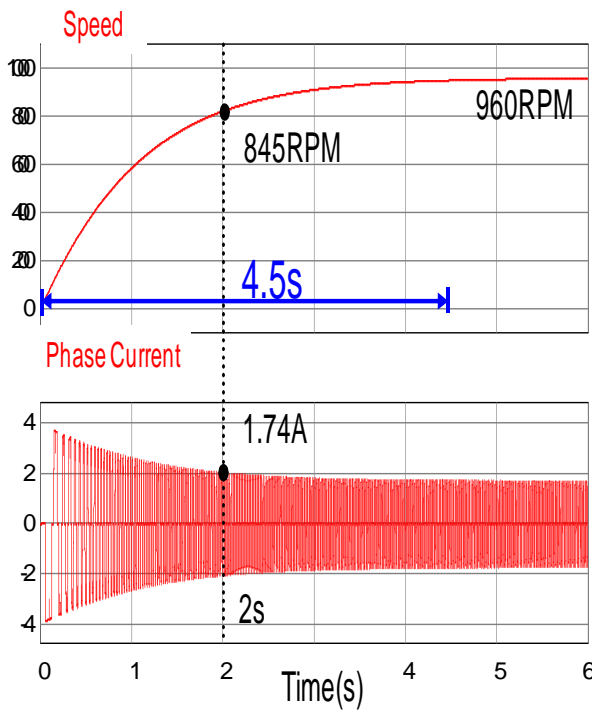


(a)



(b)

圖2.18 模擬與實驗電流波形比對(市售三相風扇) (a)600RPM (b)900RPM



(a)

(b)

圖2.19 模擬與實驗暫態響應波形比對(市售三相風扇)

## 第三章

# 開迴路 V/f 控制之穩定性分析和不同 V/f 控制架構評比

本章將針對無感測 V/f 驅動控制進行穩定性分析。首先因為 V/f 控制架構下的同步旋轉( $\gamma$ - $\delta$ )軸概念是建立在相對於同步旋轉( $d$ - $q$ )軸上，為了讓同步旋轉( $\gamma$ - $\delta$ )軸概念較清楚易懂，首先將上章推導出的永磁同步馬達在靜止軸上的數學模型進行同步旋轉座標軸轉換。

### 3.1 $d$ - $q$ 軸座標轉換

因為永磁交流馬達在靜止三相座標軸上具有非線性特性且其數學模型較為複雜，此時利用座標轉換的技巧可將非線性的馬達數學模型轉換成同步旋轉座標軸下的( $d$ - $q$ )軸模型，不僅達到馬達數學模型簡化的目的，以利於控制理論的分析，也較靜止三相座標軸容易令人理解。交流馬達在複數平面上靜止與同步旋轉之座標系統定義如圖3.1所示，其中( $a$ - $b$ - $c$ )軸代表靜止三相座標系，( $\alpha$ - $\beta$ )軸代表靜止兩相座標系而( $d$ - $q$ )軸代表同步旋轉兩相座標系。而其座標轉換關係示意圖以及三種不同座標系下的訊號波形則如圖3.2所示，前半段經過Clark轉換和Park轉換將偵測到的三相弦波訊號轉換成直流訊號，以利控制端控制，接著將經過控制器的命令經過Park<sup>-1</sup>轉換以及Clark<sup>-1</sup>轉換再換回三相弦波命令。

將靜止三相座標軸轉換成靜止兩相座標軸稱為Clark轉換，( $a$ - $b$ - $c$ )軸= $\Rightarrow$ ( $\alpha$ - $\beta$ )軸，其逆轉換為Clark<sup>-1</sup>轉換，將( $\alpha$ - $\beta$ )軸= $\Rightarrow$ ( $a$ - $b$ - $c$ )軸，其中定義 $\alpha$ 軸與 $a$ 軸重疊而 $\beta$ 軸則與 $\alpha$ 軸垂直。從圖3.1和3.2可以清楚的看到( $a$ - $b$ - $c$ )軸每相訊號彼此相差120°，經過Clark轉換後( $\alpha$ - $\beta$ )軸每相訊號彼此相差90°，因此定義靜止三軸至兩軸座標系之轉換關係式為

$$\vec{f}_s = f_{\alpha s} + jf_{\beta s} = k(f_{as} + f_{bs} \cdot e^{j\frac{2}{3}\pi} + f_{cs} \cdot e^{j\frac{4}{3}\pi}), \quad (3-1)$$



其中 $k$ 值為座標轉換的常數項，常用的 $k$ 值為 $\frac{2}{3}$ 或是 $\sqrt{\frac{2}{3}}$ ，代表的意義分別為座標轉換前後變數的物理量大小不變與功率不變，詳細說明可參考[30]。本文採用轉換前後物理量大小不變定義。將(3-1)改寫成矩陣型式可表示如下，其中靜止三軸座標( $a-b-c$ )軸至靜止兩軸( $\alpha-\beta$ )軸之Clark轉換為

$$\begin{bmatrix} f_{\alpha s} \\ f_{\beta s} \\ f_{\gamma s} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(0) & \cos(\frac{2\pi}{3}) & \cos(\frac{4\pi}{3}) \\ \sin(0) & \sin(\frac{2\pi}{3}) & \sin(\frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{3} & \frac{1}{3} & \frac{1}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{as} \\ f_{bs} \\ f_{cs} \end{bmatrix}, \quad (3-2)$$

考慮三相系統平衡關係， $f_{as} + f_{bs} + f_{cs} = 0$ ，故上式可改寫為

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

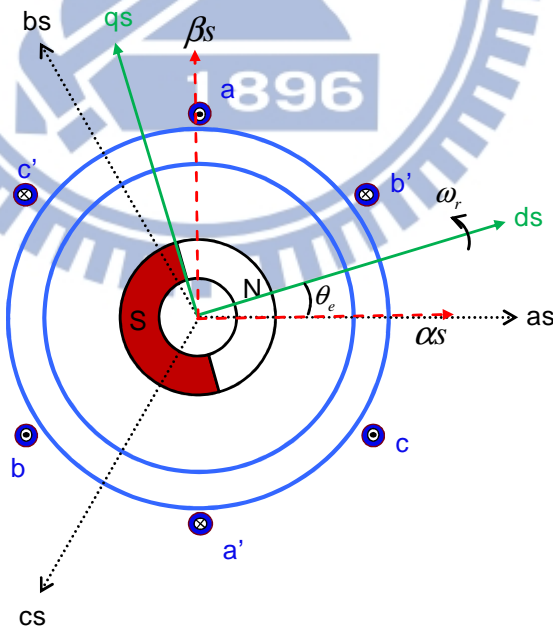


圖3.1 靜止與同步旋轉坐標軸示意圖

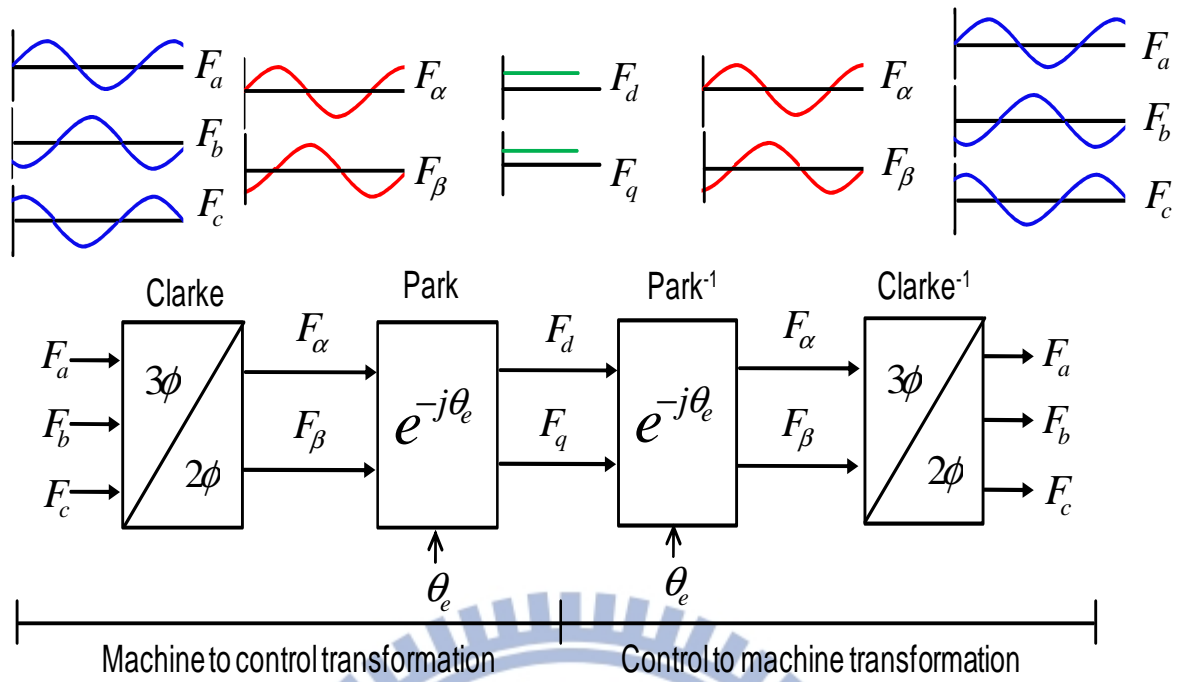


圖3.2 座標轉換關係示意圖

而靜止兩軸( $\alpha - \beta$ )軸至靜止三軸座標( $a - b - c$ )軸之Clark<sup>-1</sup>轉換為

$$\begin{bmatrix} f_{as} \\ f_{bs} \\ f_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{\alpha s} \\ f_{\beta s} \end{bmatrix} \quad (3-4)$$

在經過Clark轉換後雖然只需要處理兩軸系統，但由圖3.2可看到，此時在( $\alpha - \beta$ )軸上仍然是相差 $90^\circ$ 的弦波訊號，為了將訊號轉換成直流訊號以方便各種運算及控制，接著將介紹Park轉換。

Park轉換是將靜止兩軸座標系統( $\alpha - \beta$ )軸轉換至同步旋轉兩軸座標系統( $d - q$ )軸上，其中定義 $d$ 軸向量與馬達轉子磁通方向重合而 $q$ 軸向量與 $d$ 軸垂直，可以從圖3.1中看到 $d$ 軸向量與轉子磁鐵磁極方向重合，因此可以知道( $d - q$ )軸座標系統是與馬達轉子保持同步轉速 $\omega_r$ 旋轉，任意時刻與靜止( $\alpha - \beta$ )軸的夾角為 $\theta_e$ ，因而稱之為同步旋轉軸系統，也因為同步旋轉的關係，在此座標軸系統中看到的訊號均為直流量，因此在控制與分析方面均較為容易。靜止兩軸( $\alpha - \beta$ )軸至同步旋轉( $d - q$ )軸之Park轉換

$$\begin{bmatrix} f_{ds} \\ f_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_e & \sin\theta_e \\ -\sin\theta_e & \cos\theta_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{\alpha s} \\ f_{\beta s} \end{bmatrix}, \quad (3-5)$$

同步旋轉( $d-q$ )軸至靜止兩軸( $\alpha-\beta$ )軸之Park<sup>-1</sup>轉換

$$\begin{bmatrix} f_{\alpha s} \\ f_{\beta s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_e & -\sin\theta_e \\ \sin\theta_e & \cos\theta_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{ds} \\ f_{qs} \end{bmatrix}, \quad (3-6)$$

其中 $\theta_e$ 定義為靜止座標 $\alpha$ 軸與同步旋轉 $d$ 軸的夾角。

介紹完座標轉換後，接著考慮式(2-1)在靜止三相座標軸下的型式

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_a \\ \lambda_b \\ \lambda_c \end{bmatrix}, \quad (3-7)$$

其中 $\lambda_a$ 、 $\lambda_b$ 、 $\lambda_c$ 分別為三相定子線圈磁通鏈，若將式(3-7)利用上述的座標轉換公式將三相座標軸型式轉換為同步旋轉兩相座標系型式，可得到如下的關係式：

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s \frac{d}{dt} & -\omega_e L_s \\ \omega_e L_s & R_s + L_s \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_r \lambda_m \end{bmatrix}, \quad (3-8)$$

其中 $\omega_e$ 為定子繞組電壓電流之電氣轉速而 $\omega_r$ 為( $d-q$ )軸座標系統和馬達轉子同步之電氣轉速，在穩態下 $\omega_e$ 與 $\omega_r$ 是相等的， $\lambda_m$ 為永久磁鐵在定子線圈上產生的磁通量大小。

馬達的電氣輸出總功率可表示成

$$P_e = \frac{3}{2} (v_d i_d + v_q i_q), \quad (3-9)$$

將(3-8)帶入(3-9)且不考慮馬達在電氣方程式的損失，並且假設馬達是非凸極式轉子磁鐵，此時 $d$ 軸與 $q$ 上的電感相同，可以將馬達轉矩方程式簡化為

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \lambda_m i_q = \frac{3}{2} K_e i_q. \quad (3-10)$$

詳細的推導過程可參考[31]，可將上式與(2-12)做一比較，可以看到在座標轉換前後得到轉矩方程式結果均相同。

## 3.2 $\gamma$ - $\delta$ 軸座標轉換

介紹完同步旋轉( $d-q$ )軸座標系統後，接著就要介紹 $V/f$ 控制下的同步旋轉( $\gamma$ - $\delta$ )座標系的概念，( $\gamma$ - $\delta$ )軸與( $d-q$ )軸的相對關係如圖3.3(a)所示， $d$ 軸向量定義如上所述是與馬達轉子磁通方向重合而 $q$ 軸向量與 $d$ 軸垂直，因此 $q$ 軸向量即是反抗電動勢向量方向。在 $V/f$ 控制下，電壓向量是控制端給定的空間向量，因此定義 $\delta$ 軸向量與電壓向量重合而 $\gamma$ 軸向量則定義與 $\delta$ 軸向量垂直。從圖中可以清楚看到( $\gamma$ - $\delta$ )軸與電壓頻率保持同步轉速 $\omega_e$ 而( $d-q$ )軸與馬達永磁轉子保持同步轉速 $\omega_r$ 。其中 $\delta$ 軸向量與 $q$ 軸向量的夾角也就是電壓向量與反抗電動勢向量夾角定義為負載角度 $\delta$ ，而反電動勢向量與電流向量夾角定義為 $\phi$ ，電壓向量與電流向量的夾角定義為 $\varphi$ 。圖3.3(a)所示為 $V/f$ 控制在穩態下操作的空間向量關係圖，在穩態操作條件下，由於是永磁同步馬達，故定子電壓頻率 $\omega_e$ 與轉子磁鐵頻率 $\omega_r$ 是相等的，也就是( $\gamma$ - $\delta$ )軸與( $d-q$ )軸是保持同步轉速，而兩個同步旋轉參考座標軸在穩態下保持著 $\delta$ 的角度差，值得注意的在暫態時兩個參考座標軸並非保持同樣轉速，從圖中也可輕易的驗證(2-6)所述的電氣方程式，電壓向量由反電動勢、電阻跨壓與電感跨壓組成，其中電感跨壓為一微分項，故與電阻跨壓維持九十度的夾角。而圖3.3(b)則為相對應的時域關係圖，可以看到電壓領先反電動勢 $\delta$ 度，反電動勢領先電流 $\phi$ 度而電壓則領先電流 $\varphi$ 度。

在此利用圖3.3和圖3.4定義出本文最重要的控制參數：電壓電流相角差也就是功率因數角度。之所以稱之為功率因數角度首先要參考功率因數之定義[32]

$$PF = \frac{P}{S} = \frac{V_s I_s \cos \varphi}{V_s I_s} = \cos \varphi, \quad (3-11)$$

其中 $P$ 為實功率， $S$ 為視在功率且在此假設電壓電流均為純弦波，故無諧波成分。根據上式可知功率因數定義為電壓電流相角差之餘弦值，故在本文定義電壓電流相角差為功率因數角度，也就是圖3.3中 $\varphi$ 角。一般會期望將 $\varphi$ 角控制為零會有最佳的效率，但對於馬達系統而言，從圖3.4清楚的看到輸入一弦波相電壓，由於負載為電阻與電感之組合，故會產生一落後之弦波電流，此電流與反電動勢產生電磁轉矩，前面已經證實電流與反電動勢同相位時可產生平順轉矩，此時電壓與電流會維持一固定角度，也就是本文定義之功率因數角度 $\varphi$ 角。由此可知對於馬達而言將功率因數角度維持一特定值使得電流與反電動勢同相位而有最佳效率。

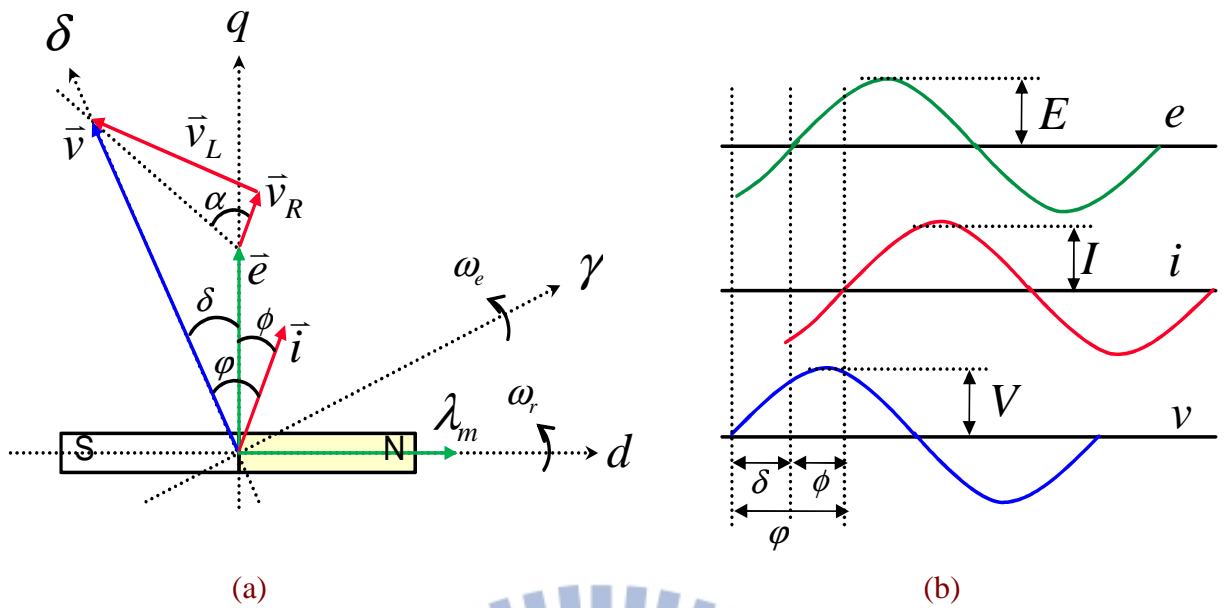


圖3.3 (a)兩種同步旋轉座標軸空間向量關係圖 (b)空間向量對應時序圖

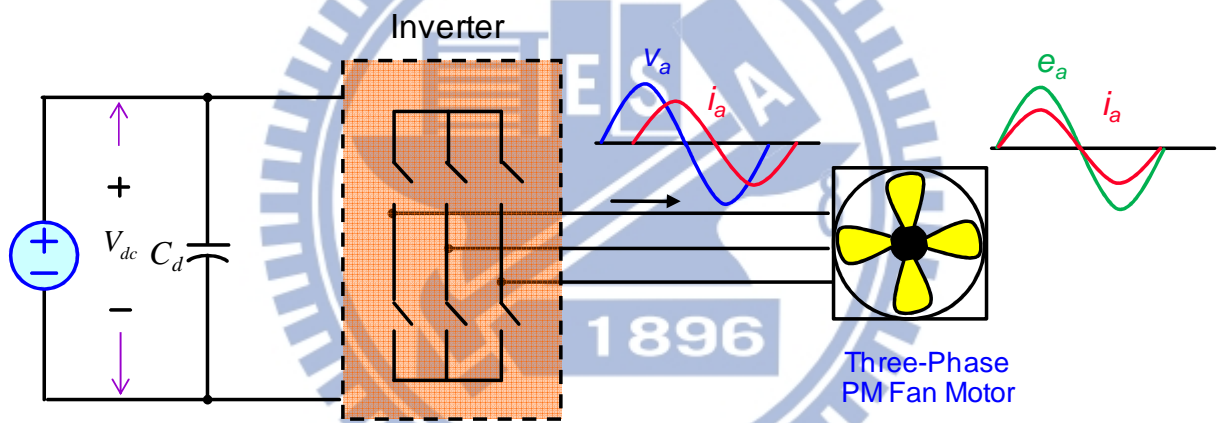


圖3.4 馬達驅動系統下之功率因數角度示意圖

接著利用圖3.3(a)的參考座標軸關係圖，將上述推導出在 $(d-q)$ 軸上的電氣方程式作轉換，(3-8)經過轉換後可得到

$$\begin{bmatrix} v_\gamma \\ v_\delta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + \frac{d}{dt} L_s & -\omega_e L_s \\ \omega_e L_s & R_s + \frac{d}{dt} L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \omega_r \lambda_m \sin \delta \\ \omega_r \lambda_m \cos \delta \end{bmatrix} \quad (3-12)$$

同理，可以將(3-10)轉換到 $(\gamma-\delta)$ 軸

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \lambda_m i_q = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \lambda_m (i_\gamma \sin \delta + i_\delta \cos \delta), \quad (3-13)$$

將(2-16)考慮成微分型式且將電氣機械角速度做轉換可得到

$$\frac{d}{dt}\omega_r = -\frac{B}{J}\omega_r + \frac{P_n}{2J}(T_e - T_L), \quad (3-14)$$

將(3-13)帶入(3-14)可以整理成

$$\frac{d}{dt}\omega_r = \frac{3}{2}\left(\frac{P}{2}\right)^2 \frac{\lambda_m}{J}(i_\gamma \sin \delta + i_\delta \cos \delta) - \frac{B}{J}\omega_r - \frac{P_n}{2J}T_L, \quad (3-15)$$

上式已經將馬達的電氣和機械方程式考慮，但在 $(\gamma-\delta)$ 軸與 $(d-q)$ 軸的相對關係圖上可以看到還有一個機械參數需要考慮，那就是負載角度 $\delta$ ，可以定義為

$$\delta = \theta_e - \theta_r, \quad (3-16)$$

其中 $\theta_e$ 為同步旋轉 $(\gamma-\delta)$ 軸與靜止三軸的夾角， $\theta_r$ 為同步旋轉 $(d-q)$ 軸與靜止三軸的夾角，因此上式寫成微分型式

$$\frac{d}{dt}\delta = \omega_e - \omega_r, \quad (3-17)$$

將方程式(3-12)、(3-15)和(3-17)整理成狀態變數方程式型式

$$\frac{d}{dt}i_\gamma = -\frac{R_s}{L_s}i_\gamma + \omega_e i_\delta - \frac{\lambda_m}{L_s}\omega_r \sin \delta + \frac{v_\gamma}{L_s}, \quad (3-18)$$

$$\frac{d}{dt}i_\delta = -\omega_e L_s i_\gamma - \frac{R_s}{L_s}i_\delta - \frac{\lambda_m}{L_s}\omega_r \cos \delta + \frac{v_\delta}{L_s}, \quad (3-19)$$

$$\frac{d}{dt}\omega_r = \frac{3}{2}\left(\frac{P}{2}\right)^2 \frac{\lambda_m}{J}(i_\gamma \sin \delta + i_\delta \cos \delta) - \frac{B}{J}\omega_r - \frac{P_n}{2J}T_L, \quad (3-20)$$

$$\frac{d}{dt}\delta = \omega_e - \omega_r. \quad (3-21)$$

(3-18)到(3-21)即為在 $(\gamma-\delta)$ 軸同步旋轉座標系下的馬達系統狀態變數方程式，至此已經將第二章中推導得到的靜止三相座標系下的馬達數學模型分別轉換至同步旋轉 $(d-q)$ 座標軸和同步旋轉 $(\gamma-\delta)$ 座標軸上，接下來就要利用轉換得到的同步旋轉座標系下的數學模型進行穩定性分析。

### 3.3 開迴路V/f控制穩定性分析

#### 3.3.1 永磁同步馬達線性化模型

上述(3-18)到(3-21)的狀態變數方程式有著下列的型式

$$\dot{x} = f(x, u), \quad (3-22)$$

其中 $x$ 是狀態變數向量， $f$ 是一含有狀態變數 $x$ 與輸入向量 $u$ 的非線性方程式。若要將上述的非線性方程式利於分析，需要進行線性化，線性化即是考慮任一個狀態變數與輸入變數均是由一個穩態值加上一個小訊號擾動，可表示成如下

$$x_i = X_i + \Delta x_i, \quad (3-23)$$

其中 $x_i$ 表示第 $i$ 個狀態變數。

因此將(3-23)的概念帶入(3-22)的非線性狀態變數方程式後，並且不考慮穩態成分值，便可以得到如下的線性化型式

$$\Delta \dot{x} = A(X)\Delta x + B(X)\Delta u, \quad (3-24)$$

其中 $A(X)$ 為狀態轉移矩陣， $B(X)$ 為輸入矩陣。(3-18)到(3-21)的永磁同步馬達非線性化模型利用上述的線性化近似後，便可以得到如下的線性化模型

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Delta i_\gamma \\ \Delta i_\delta \\ \Delta \omega_r \\ \Delta \delta \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & \omega_{e0} & -\frac{\lambda_m}{L_s} \sin \delta_0 & -\frac{\lambda_m}{L_s} \omega_{r0} \cos \delta_0 \\ -\omega_{e0} & -\frac{R_s}{L_s} & -\frac{\lambda_m}{L_s} \cos \delta_0 & \frac{\lambda_m}{L_s} \omega_{r0} \sin \delta_0 \\ \frac{3}{2} \left(\frac{P}{2}\right)^2 \frac{\lambda_m}{J} \sin \delta_0 & \frac{3}{2} \left(\frac{P}{2}\right)^2 \frac{\lambda_m}{J} \cos \delta_0 & -\frac{B}{J} & \frac{3}{2} \left(\frac{P}{2}\right)^2 \frac{\lambda_m}{J} (i_{\gamma 0} \cos \delta_0 - i_{\delta 0} \sin \delta_0) \\ 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_\gamma \\ \Delta i_\delta \\ \Delta \omega_r \\ \Delta \delta \end{bmatrix} \\ &+ \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 & i_{\delta 0} \\ 0 & \frac{1}{L} & -i_{\gamma 0} \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta v_\gamma \\ \Delta v_\delta \\ \Delta \omega_e \end{bmatrix}, \end{aligned} \quad (3-25)$$

此線性化模型是在不考慮負載轉矩的條件下得到，其中變數下標“0”代表穩態操作下的值，因此 $\omega_{e0}$ 與 $\omega_{r0}$ 相等。利用上式可計算出系統各項參數如自然無阻尼頻率或是阻尼比等等。

### 3.3.2 永磁同步馬達線性化模型下無載與有載之穩定性分析

然而上述的(3-25)過於複雜，雖然可以經由電腦模擬軟體來計算所需要之參數，但其實只要經過一些運算，上式可以被近似成一個二階線性微分方程式，經由手動計算的方式一樣可以大略的推算出系統的穩定性。首先假設機械時間常數遠大於電氣時間常數，因此 $\omega_{e0}L \gg R$ ，接著假設電流向量是維持在每安培最大輸出轉矩條件下，因此 $i_d = i_{\gamma0} \cos \delta_0 - i_{\delta0} \sin \delta_0 = 0$ ，也因此電流維持一定值，故電流的微分項為零，可以把(3-25)的前兩列改寫為：

$$\Delta i_{\delta} = -\frac{\lambda_m}{\omega_{e0}L_s} \sin \delta_0 \cdot \Delta \omega_r + \frac{\lambda_m}{L_s} \frac{\omega_{r0}}{\omega_{e0}} \cos \delta_0 \cdot \Delta \delta - \frac{\Delta v_r}{\omega_{e0}L_s} - \frac{i_{\delta0}}{\omega_{e0}} \cdot \Delta \omega_e, \quad (3-26)$$

$$\Delta i_{\gamma} = -\frac{\lambda_m}{\omega_{e0}L_s} \cos \delta_0 \cdot \Delta \omega_r + \frac{\lambda_m}{L_s} \frac{\omega_{r0}}{\omega_{e0}} \sin \delta_0 \cdot \Delta \delta + \frac{\Delta v_{\delta}}{\omega_{e0}L_s} - \frac{i_{\gamma0}}{\omega_{e0}} \cdot \Delta \omega_e, \quad (3-27)$$

把上兩式代入(3-25)後兩列可以整理為：

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Delta \omega_r \\ \Delta \delta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{B}{J} & \frac{3}{2} \left(\frac{P}{2}\right)^2 \frac{\lambda_m^2}{JL_s} \\ -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \omega_r \\ \Delta \delta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{3}{2} \left(\frac{P}{2}\right)^2 \frac{\lambda_m \cos \delta_0}{JL_s \omega_{e0}} & \frac{3}{2} \left(\frac{P}{2}\right)^2 \frac{\lambda_m \sin \delta_0}{JL_s \omega_{e0}} & -\frac{3}{2} \left(\frac{P}{2}\right)^2 \frac{\lambda_m}{J\omega_{e0}} (i_{\delta0} \cos \delta_0 + i_{\gamma0} \sin \delta_0) \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta v_{\gamma} \\ \Delta v_{\delta} \\ \Delta \omega_e \end{bmatrix}, \quad (3-28)$$

根據(3-28)這個二階線性微分方程式，可以很輕易的計算出系統的自然無阻尼頻率和阻尼比：

$$\omega_n = \sqrt{\frac{3}{2} \frac{P}{JL_s} \lambda_m}, \quad (3-29)$$

$$\zeta = \frac{B}{2\omega_n J}. \quad (3-30)$$

由於馬達的機械時間常數 $J/B$ 假設為遠大於電氣時間常數且大於1，可以看到系統的阻尼比為機械時間常數的倒數再除以兩倍的自然無阻尼頻率，因此此時系統的阻尼比值較小，但仍然大於零，系統屬於穩定但受到擾動後會產生較大的震盪現象。

以上的分析是在不考慮負載轉矩的條件下，也就是(3-20)中忽略了最後一項 $T_L$ ，接著考慮負載為風扇負載特性，此時的負載轉矩如(2-18)所示，與馬達轉子機械角速度的



平方成正比，將(2-17)代入(3-20)並將機械角度速與電氣角速度做轉換，可以把(3-20)改寫成

$$\frac{d}{dt} \omega_r = \frac{3}{2} \left(\frac{P}{2}\right)^2 \frac{\lambda_m}{J} (i_\gamma \sin \delta + i_\delta \cos \delta) - \frac{B}{J} \omega_r - \frac{2K_m}{P_n J} \omega_r^2, \quad (3-31)$$

利用上式配合(3-18)、(3-19)和(3-21)並且考慮如上所述的線性化過程，可以得到考慮風扇負載下的永磁同步馬達線性化模型

$$\begin{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Delta i_\gamma \\ \Delta i_\delta \\ \Delta \omega_r \\ \Delta \delta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & \omega_{e0} & -\frac{\lambda_m}{L_s} \sin \delta_0 & -\frac{\lambda_m}{L_s} \omega_{r0} \cos \delta_0 \\ -\omega_{e0} & -\frac{R_s}{L_s} & -\frac{\lambda_m}{L_s} \cos \delta_0 & \frac{\lambda_m}{L_s} \omega_{r0} \sin \delta_0 \\ \frac{3}{2} \left(\frac{P}{2}\right)^2 \frac{\lambda_m}{J} \sin \delta_0 & \frac{3}{2} \left(\frac{P}{2}\right)^2 \frac{\lambda_m}{J} \cos \delta_0 & -\frac{B}{J} - \frac{4K_m \omega_r}{P_n J} & \frac{3}{2} \left(\frac{P}{2}\right)^2 \frac{\lambda_m}{J} (i_{\gamma 0} \cos \delta_0 - i_{\delta 0} \sin \delta_0) \\ 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_\gamma \\ \Delta i_\delta \\ \Delta \omega_r \\ \Delta \delta \end{bmatrix} \\ + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 & i_{\delta 0} \\ 0 & \frac{1}{L} & -i_{\gamma 0} \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta v_\gamma \\ \Delta v_\delta \\ \Delta \omega_e \end{bmatrix} \end{bmatrix} \quad (3-32)$$

一樣利用(3-26)和(3-27)的方式將此複雜的矩陣簡化成一二階線性微分方程式，簡化後的狀態變數方程式可以表示為

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Delta \omega_r \\ \Delta \delta \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{B}{J} - \frac{4K_m \omega_r}{P_n J} & \frac{3}{2} \left(\frac{P}{2}\right)^2 \frac{\lambda_m^2}{J L_s} \\ -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \omega_r \\ \Delta \delta \end{bmatrix} + \\ \begin{bmatrix} -\frac{3}{2} \left(\frac{P}{2}\right)^2 \frac{\lambda_m \cos \delta_0}{J L_s \omega_{e0}} & \frac{3}{2} \left(\frac{P}{2}\right)^2 \frac{\lambda_m \sin \delta_0}{J L_s \omega_{e0}} & -\frac{3}{2} \left(\frac{P}{2}\right)^2 \frac{\lambda_m}{J \omega_{e0}} (i_{\delta 0} \cos \delta_0 + i_{\gamma 0} \sin \delta_0) \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta v_\gamma \\ \Delta v_\delta \\ \Delta \omega_e \end{bmatrix}, \end{aligned} \quad (3-33)$$

可以得到在考慮風扇負載下的自然無阻尼頻率和阻尼比分別為

$$\omega_n = \sqrt{\frac{3}{2} \frac{P}{J L_s} \lambda_m}, \quad (3-34)$$

$$\zeta = \frac{B}{2\omega_n J} + \frac{4K_m \omega_r}{2\omega_n P_n J}. \quad (3-35)$$

比較(3-34)、(3-35)和上面不考慮負載轉矩的條件下得到的自然無阻尼頻率和阻尼比(3-29)、(3-30)，可以看到自然無阻尼頻率並無改變，但此時的阻尼比會隨著轉速增大而變大，表示風扇負載可有效的改善受擾動後震盪現象。

### 3.3.3 馬達-負載驅動系統之轉速-轉矩特性曲線與穩定性分析

以上的穩定性分析是從電氣方程式到機械方程式組合成的馬達線性化模型著手，接著從較直觀的方式將不同負載的轉速-轉矩特性曲線與穩定性的關係作一說明。考慮(2-16)的機械方程式，將等號右邊的兩項合併看為總負載轉矩

$$T_{L.all} = B_m \omega_m + T_L = B_m \omega_m + K_m \omega_m^2, \quad (3-36)$$

根據(2-16)可知，在平衡狀態也就是等速時，馬達提供的電磁轉矩必須等於總負載轉矩，若馬達-負載驅動系統能夠在一個工作點維持穩定，表示在此工作點操作時給予一個小的負載擾動，系統仍然可以回復到原本的工作點。一個穩態工作點的穩定性可以從穩態穩定性分析的方法來分析馬達-負載驅動系統的轉速-轉矩曲線，以下將從小訊號擾動理論的觀點來探討穩態工作點的穩定性。

假設有一平衡工作點，此時轉速維持固定

$$\frac{d}{dt} \omega_m = 0, \quad (3-37)$$

馬達提供的電磁轉矩必須等於總負載轉矩

$$T_e = T_{L.all}, \quad (3-38)$$

任何一個電流、馬達負載或是驅動器的干擾，都會造成電磁轉矩、負載轉矩或是轉速的波動，因此利用(3-23)的小訊號擾動理論，將一變數視為一個穩態操作值與小訊號擾動的組合，可將(2-16)改寫為

$$T_e + \Delta T_e = J \frac{d(\omega_m + \Delta \omega_m)}{dt} + (T_{L.all} + \Delta T_{L.all}). \quad (3-39)$$

將(3-37)與(3-38)的平衡條件代入(3-39)

$$\Delta T_e = J \frac{d(\Delta \omega_m)}{dt} + \Delta T_{L,all}. \quad (3-40)$$

上式微分方程式說明了在穩態操作點時小訊號擾動的轉速-轉矩關係，假設此時的擾動很小，則在此穩態操作點馬達與負載的轉速-轉矩曲線可近似成一直線，可以表示成

$$\Delta T_e = \frac{dT_e}{d\omega_m} \cdot \Delta \omega_m, \quad (3-41)$$

$$\Delta T_{L,all} = \frac{dT_{L,all}}{d\omega_m} \cdot \Delta \omega_m, \quad (3-42)$$

其中  $\frac{dT_e}{d\omega_m}$  代表馬達的轉速-轉矩曲線在穩態操作點的斜率而  $\frac{dT_{L,all}}{d\omega_m}$  代表負載的轉速-轉矩

曲線在穩態操作點的斜率，將(3-41)和(3-42)代入(3-40)可整理成

$$J \frac{d(\Delta \omega_m)}{dt} + \left( \frac{dT_{L,all}}{d\omega_m} - \frac{dT_e}{d\omega_m} \right) \Delta \omega_m = 0, \quad (3-43)$$

可以觀察到上式為一階線性微分方程式，可以得到上式的解為

$$\Delta \omega_m = (\Delta \omega_m)_0 e^{-\frac{1}{J} \left( \frac{dT_{L,all}}{d\omega_m} - \frac{dT_e}{d\omega_m} \right) t}, \quad (3-44)$$

下標0一樣代表在穩態操作點下的值。(3-44)要穩定的條件為

$$\left( \frac{dT_{L,all}}{d\omega_m} - \frac{dT_e}{d\omega_m} \right) > 0. \quad (3-45)$$

由上式可以清楚的看出，在穩態操作點的穩定條件為負載的轉速-轉矩曲線在穩態操作點的斜率必須大於馬達的轉速-轉矩曲線在穩態操作點的斜率，如此一來當系統在穩態操作點受到小訊號擾動影響而造成轉速增加的時候，此時負載轉矩大於馬達的電磁轉矩，可將系統做一類似剎車的動作，將系統拉回穩態操作點；反之如果當系統在穩態操作點受到小訊號擾動影響而造成轉速降低的時候，馬達的電磁轉矩大於負載轉矩，就足夠克服剎車的力量而將系統回到穩態操作點。如果負載的轉速-轉矩曲線在穩態操作點的斜率小於馬達的轉速-轉矩曲線在穩態操作點的斜率，當系統在穩態操作點受到小訊號擾動影響而造成轉速增加的時候，負載無法提供足夠的剎車力量，導致前進的力量越來越大使系統發散不穩定；反之此時若受到小訊號擾動影響而造成轉速降低，此時煞車的力量大於馬達的電磁轉矩，且剎車力量越來越大，系統同樣會發散而不穩定。

根據上述的小訊號分析與物理意義詮釋，可觀察圖3.4中各工作點的穩定性，其中實線假設為馬達的轉速-轉矩曲線，虛線則分別為負載轉矩 $T_{L1}$ 與 $T_{L2}$ 的轉速-轉矩曲線。首先觀察A點，當轉速增加時，負載扭矩大於馬達扭矩因此減速；反之速度降低時，馬達扭矩大於負載扭矩因此加速，所以A點為穩定的平衡點。在B點，當速度增加時，馬達扭矩大於負載扭矩因此加速，如此將更為偏離原工作點而造成惡性循環，所以B點是一個不穩定的工作點，馬達-負載無法在此一工作點穩定的操作。其次再看負載扭矩轉速曲線 $T_{L2}$ 與 $T$ 之交點C，當速度增加時，負載扭矩大於馬達扭矩因此減速，反之當速度降低時，馬達扭矩大於負載扭矩因此加速，所以在此兩種狀況，系統均有回復到原來工作點的趨勢，因此C點為一穩定的平衡點。由圖3.4中可看出，B點與C點均在馬達扭矩-轉速曲線在同一區域，但C點穩定而B點不穩定。由此可知一個工作點是否穩定不單由馬達或負載所決定，而是由兩者共同決定。

如圖3.5所示為結合了第二章介紹過的馬達轉速-轉矩曲線、馬達無載下以及風扇負載下的轉速-轉矩曲線關係圖，不同的斜直線代表了馬達輸入電壓的改變而造成不同的馬達轉速-轉矩曲線。同一條轉矩斜直線會與兩種負載狀況之轉速-轉矩曲線交會於不同點，也就是不同的穩態操作點，從圖3.5可以看出所有的穩態操作點均會與圖3.4中的工作點A相似，因此我們可以說在無載與有載條件下之不同操作點馬達均可以維持穩定的操作。且從圖3.5可以看出若將無載與有載條件均操作在同一個轉速下，此時給予相同的 $V/f$ 擾動，由於無載下負載斜率較小，會產生較大的轉速擾動 $\Delta\omega_{m2}$ ，而有載下產生的速度擾動 $\Delta\omega_{m1}$ 較小，與上一小節計算得到的阻尼比有著相同的結論。

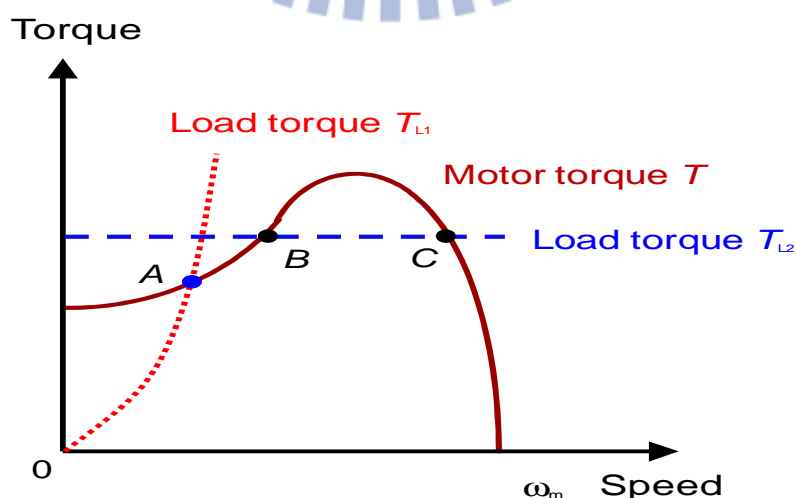


圖3.5 轉速-轉矩曲線下的穩態穩定平衡點

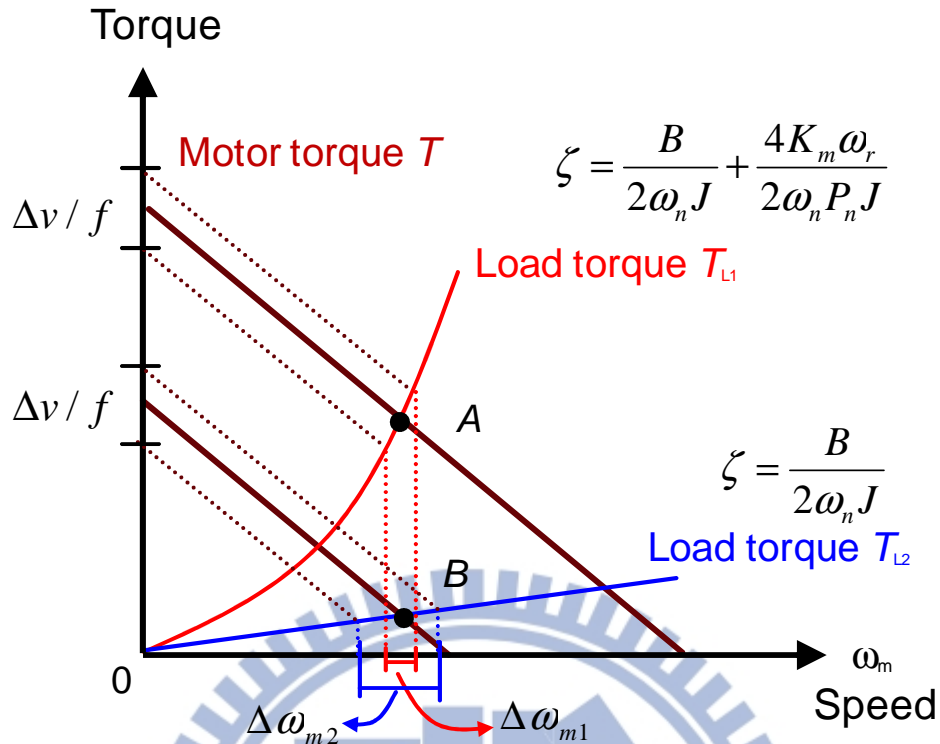


圖3.6 馬達-負載驅動系統之轉速-轉矩曲線

### 3.4 在特定操作點下之穩定性模擬分析

前面我們利用馬達線性化方程式以及負載特性曲線分析了馬達在無載與有載條件下的穩定性，接著我們同樣利用負載特性曲線選擇適當的穩態操作點進行模的驗證與分析。如圖3.6所示，我們知道只要改變馬達的輸入電壓即可改變電磁轉矩，也因此會與負載轉矩曲線相交於不同穩態操作點。本文首先針對單相風扇在PSIM模擬軟體環境中用開迴路V/f控制使馬達在無載與有載條件下分別固定於額定轉速、50%額定轉速和15%額定轉速，表示將馬達全轉速範圍均考慮進模擬條件，且維持在效率最佳操作的條件下，接著給與一個大小適當的轉速步階命令，觀察系統的穩定性並分別比對相同轉速下無載與有載造成的差異。

首先利用PSIM模擬軟體確認負載特性曲線之正確性，圖3.7為馬達-負載驅動系統之模擬圖，橫軸為轉速而縱軸為轉矩。紅色之斜直線為100%輸入電壓下模擬之實際轉矩，故存在轉矩漣波，藍色斜直線則為利用公式計算出之轉速-轉矩曲線，深棕色與深綠色之斜直線為輸入電壓分別50%和25%計算而得之轉速-轉矩曲線。粉色線為僅考慮

遲滯摩擦係數之負載曲線而淺綠色線為風扇負載曲線，故可看到兩者相加之橙色線為總負載曲線，會與藍色之電磁轉矩曲線相交於最高轉速點。

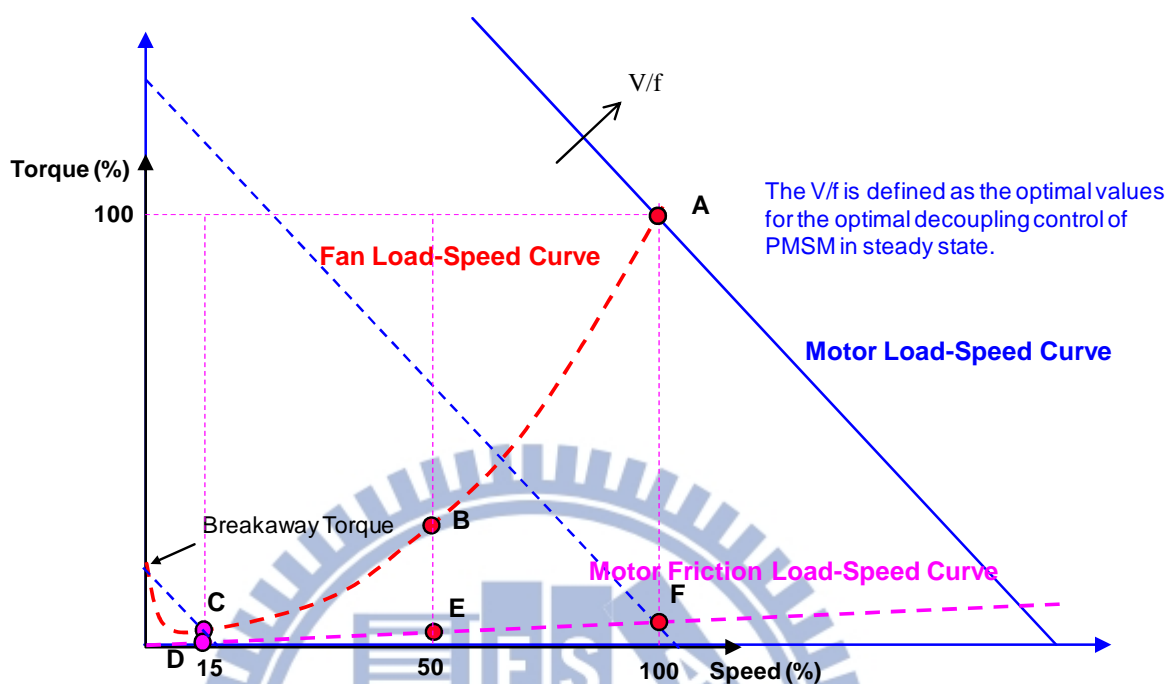


圖3.7 馬達-負載驅動系統下不同穩態操作點

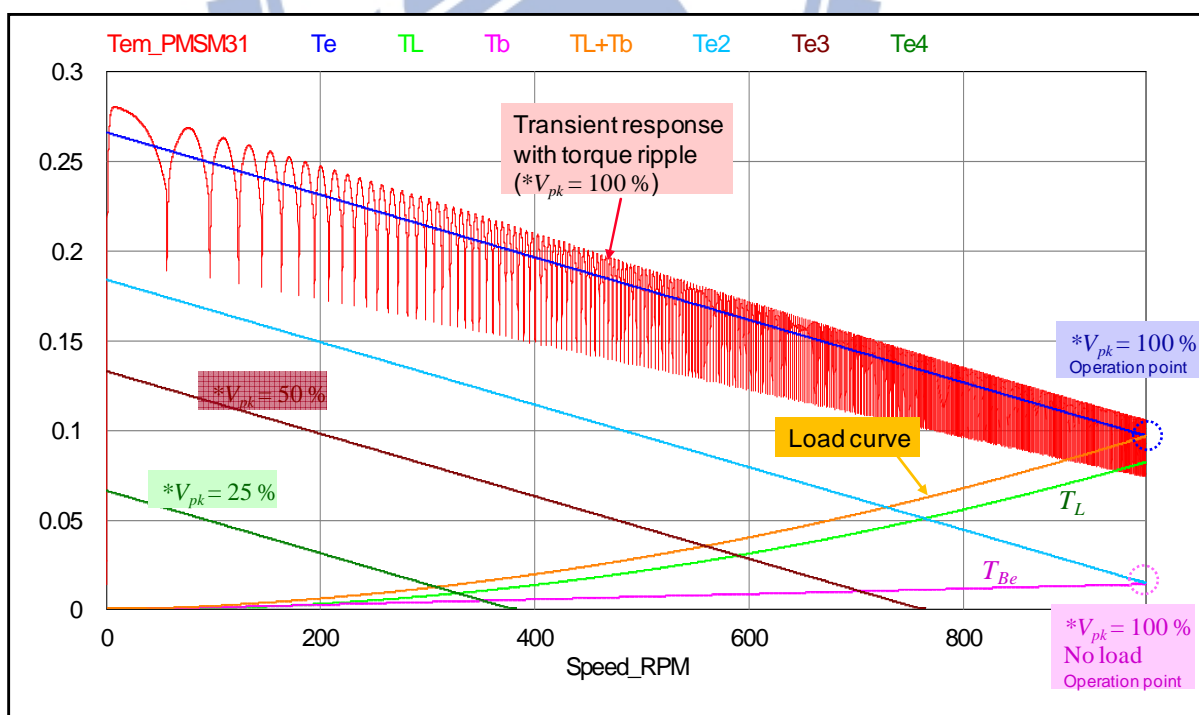


圖3.8 馬達-負載驅動系統之轉速-轉矩曲線模擬圖

圖3.8為馬達操作於無載條件與風扇負載條件下維持在15%額定轉速時也就是穩態工作點C和D受到一步階V/f擾動之波形圖，可以看到在無載與有載狀況受到一相同大小之步階擾動訊號後，雖然速度和功率因數角度都有震盪現象但系統仍然可以回復到穩定狀態，可看到圖3.8(a)無載下受到擾動後之轉速和功率因數角度最大超越量均較大且需要較長的安定時間。圖3.9為馬達維持在50%額定轉速時也就是穩態工作點B和E受到一步階V/f擾動之波形圖，可看到有載下轉速和功率因數角度最大超越量均較小且安定時間較小。而圖3.10為馬達維持在100%額定轉速時也就是穩態工作點A和F受到一步階V/f擾動之波形圖，同樣可以觀察到無載與有載條件下均可維持穩定且無載下有較大的震盪和安定時間。

經過本章從不同角度的分析，知道馬達在考慮無載或風扇負載條件下均可保持全轉速範圍內操作在穩定區域，經由PSIM模擬軟體的幫助，也可以輕易的觀察受到步階擾動後仍可維持穩定，並證實前面理論說明無載及有載條件下不同阻尼比的差別。

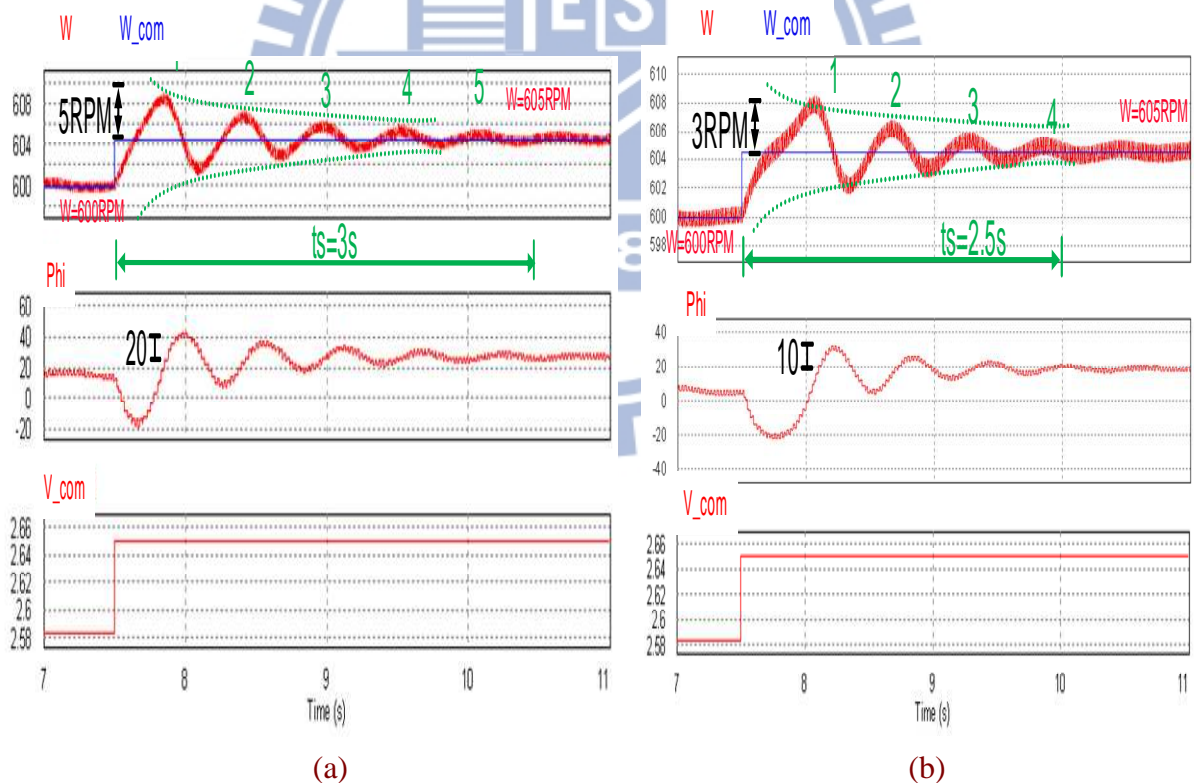


圖3.9 單相風扇開迴路V/f控制在15%額定轉速(600RPM)之步階擾動波形 (a)無載 (b)風扇負載

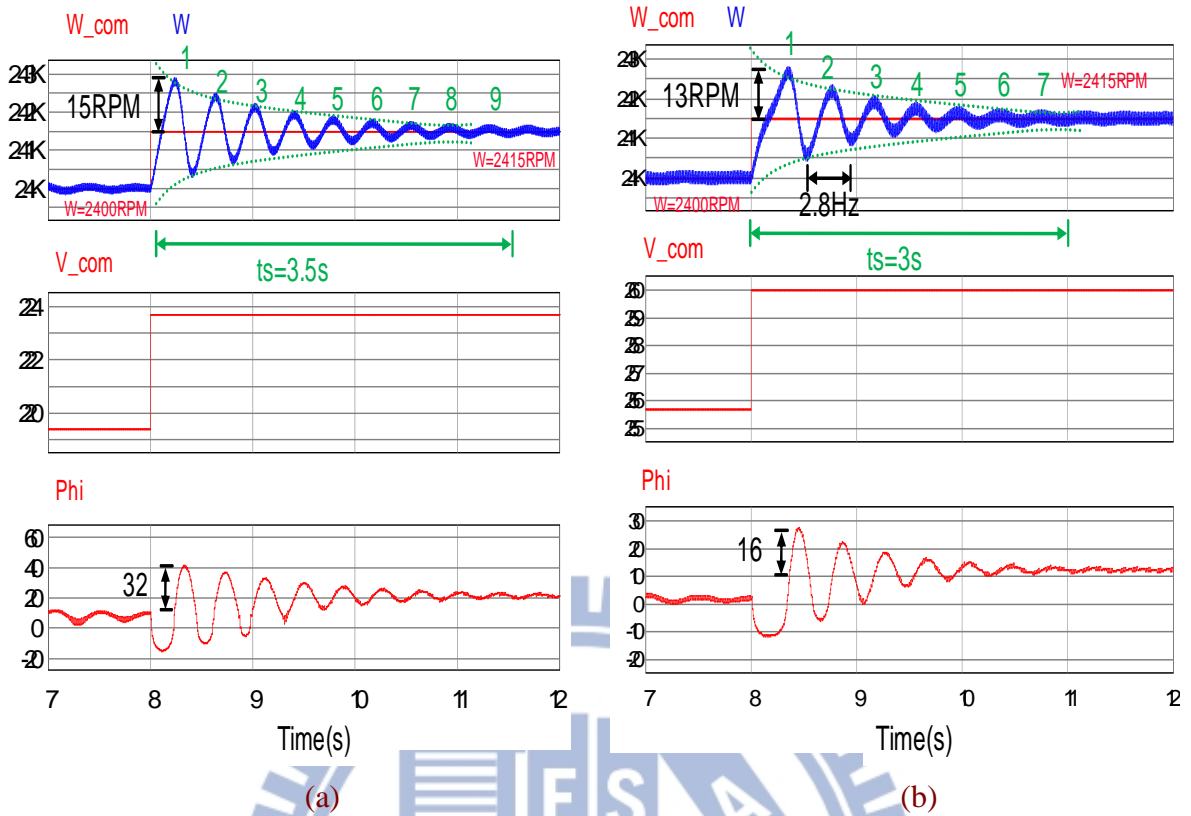


圖3.10 單相風扇開迴路V/f控制在50%額定轉速(2400RPM)之步階擾動波形 (a)無載  
(b)風扇負載

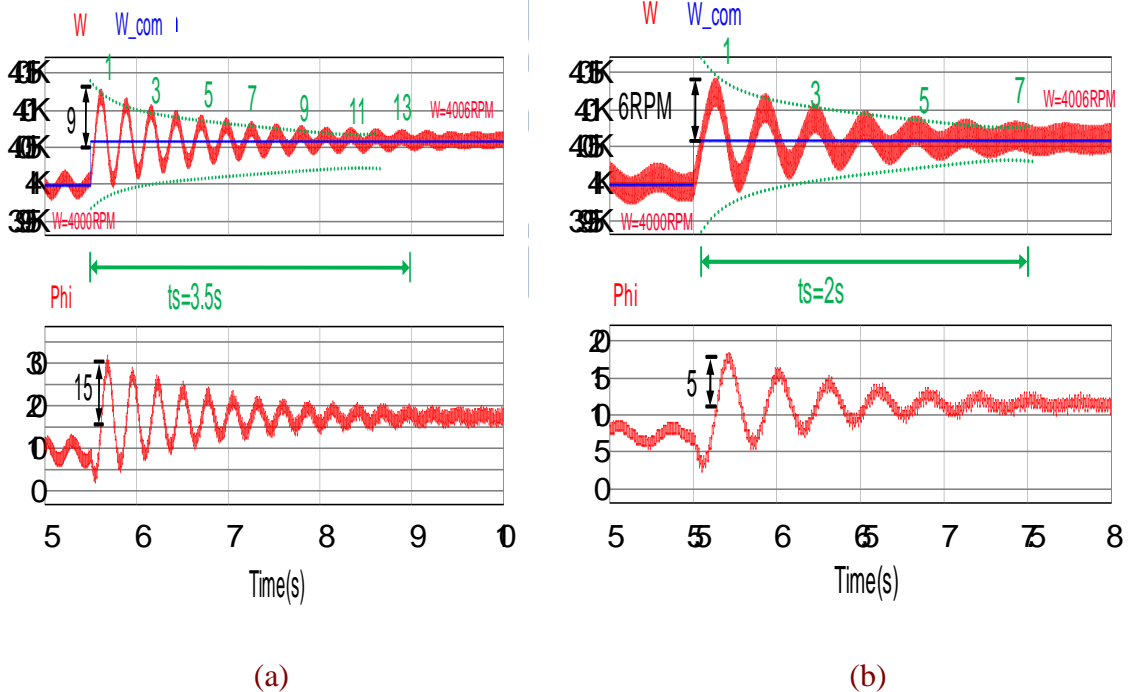


圖3.11 單相風扇開迴路V/f控制在100%額定轉速(4000RPM)之步階擾動波形 (a)無載  
(b)風扇負載



### 3.5 不同V/f控制架構之評比

經由上面的分析可以知道永磁馬達在風扇應用可以免去穩定控制迴路，在介紹本文提出的高效率控制架構前，將針對目前既有的不同V/f控制架構作一評比，並說明本文架構選擇上的之優劣。表3.1為不同V/f控制架構實現穩定控制迴路、高效率控制迴路之方法以及所需要的回授量和回授電路比較表，大至上可以分成六種類型，其相對應之參考文獻也在表中，而圖3.12則是六種類型不同V/f控制架構之功能方塊圖，上有標示文獻年份及標題。

從表中可以看出較早文獻Type(1)已提出只回授DC-link電流實現穩定控制和高效率控制迴路，因此只需要一個低通濾波器獲得電流波形輪廓和一個高通濾波器來獲得電流擾動，但對於高效率控制迴路並無清楚描述，或像[16]用DC-link電流波形輪廓可能較難輕易實現。接著Type(2)利用回授兩相電流計算出功率擾動實現穩定控制，因此需要兩個低通濾波器回授相電流並經過計算得到功率經過一個高通濾波器獲得功率擾動，不僅需要多一個低通濾波器還需要計算功率增加運算量，且[17]架構中並無使用高效率控制器，[18]中雖然只有模擬結果，但說明在[17]架構下還需要高效率控制器才能確保效率最佳化，只是文獻中仍然無詳細介紹設計過程。Type(3)算是較早將穩定控制和高效率控制均詳細介紹和實現的架構，但其使用 $\delta$ 軸電流來修正轉速命令達到穩定控制再配合上 $\gamma$ 軸電流來修正電壓命令達到效率最佳化控制，因此必然要將回授之兩相電流經過座標軸轉換才能得到 $\gamma$ - $\delta$ 軸訊號，不僅需要兩個低通濾波器也需要額外的計算量實現座標軸轉換。Type(4)中提出僅需要回授DC-link電流實現兩個控制迴路，且電流回授採用同步取樣並反推三相電流，因此不需要額外濾波器，利用三相電流可計算出相電壓與相電流相角差 $\varphi$ 並實現高效率控制迴路，再利用 $\varphi$ 角推倒負載角度 $\delta$ 實現穩定控制迴路，只是文中對於 $\varphi$ 與 $\delta$ 之間的計算過於複雜因此不容易實現。到了Type(5)則提出回授DC-link電流峰值即可實現兩個控制迴路，電流峰值回授一樣用同步取樣故不需要高通濾波器來獲得電流擾動實現穩定控制，但需要一個低通濾波器計算高效率控制迴路命令，但對於高效率控制器介紹的較少。

從以上的分析，可以看出最早Type(1)提出的架構即希望僅回授DC-link電流實現兩個控制迴路，只是當時的設計過程並不清楚。接著提出不同回授量來實現兩個控制迴路，但Type(3)、(4)使用的架構則需要額外的計算增加整體複雜度。到了Type(5)則回到

僅回授DC-link電流實現兩個控制迴路，再配合同步取樣可以減少濾波器數量。總結而言，僅回授DC-link電流實現兩個控制迴路是最簡化的架構也是必然的趨勢，而穩定控制器的設計經由許多文獻均證實僅用DC-link電流擾動即可完成，只是高效率控制器的設計過程在重多文獻中不是沒有詳細解釋就是實現起來較為複雜。

因此本文針對風扇馬達提出僅需要高效率控制器之V/f架構，故不用考慮穩定控制器的回授和控制量，而在高效率控制器的實現則是回授電壓與電流相角差 $\varphi$ 修正電壓命令，經由[21]証實僅回授DC-link電流可計算相角差 $\varphi$ ，故可達成架構實現最簡化原則，且高效率原理簡單並將在下章中介紹。由於已經回授DC-link電流表示若需要在加上穩定控制器於其他應用時一樣可以輕鬆實現穩定控制迴路。

表3.1 不同V/f控制架構評比表

	Type(1) ref[15],[16]	Type(2) ref[17],[18]	Type(3) ref[19],[20]	Type(4) ref[21]~[23]	Type(5) ref[26]	Type(6) Proposed
<b>Stabilization Control Loop</b>	$\Delta\omega_e = -k \cdot \Delta i_{dc}$	$\Delta\omega_e = -k \cdot \Delta p_e$	$\Delta\omega_e = -k \cdot \Delta i_\delta$	$\Delta\omega_e = -k \cdot \Delta\delta$	$\Delta\omega_e = -k \cdot \Delta i_p$	
<b>High Efficiency Control Loop</b>	[15] not mention [16] use dc-link current profile to correct $V^*$	[17] not mention [18] use $I_d$ to correct $V^*$	Use reactive power to correct $V^*$ $\Delta V = G_c (Q_{dq}^* - Q_{p\delta})$	Use phase difference to correct $V^*$ $\Delta V = G_c (\varphi^* - \varphi)$	Use dc current peak value to correct $V^*$ $\Delta V = G_c (i_p^* - i_p)$	Use phase difference to correct $V^*$ $\Delta V = G_c (\varphi^* - \varphi)$
<b>Feedback Signal and Circuit</b>	HPF X1 $\Rightarrow \Delta i_{dc}$ LPF X1 $\Rightarrow$ dc current profile	HPF X1 $\Rightarrow \Delta p_e$ LPF X2 $\Rightarrow i_a, i_b$	HPF X1 $\Rightarrow \Delta i_\delta$ LPF X2 $\Rightarrow i_a, i_b$	$i_{dc} \Rightarrow$ phase difference $\varphi$ $\Rightarrow$ Torque angle $\delta$	$\Delta i_p = i_p[n] - i_p[n-1]$ LPF X1 $\Rightarrow i_{dc}$	LPF X2 $\Rightarrow i_a, i_b \Rightarrow \varphi$
<b>Command</b>	(1)High efficiency control method is not clear	(1)High efficiency control method is not clear (2)Calculating $\Delta p_e$ increase system cost	(1) Coordinate transformation increase system cost	(1) The calculation between $\delta, \varphi$ is complicate	(1)High efficiency control method is not clear	(1)The $\varphi$ can be got form $i_{dc}$

Type1.(1998) An Efficiency-Optimizing permanent-magnet synchronous motor drive

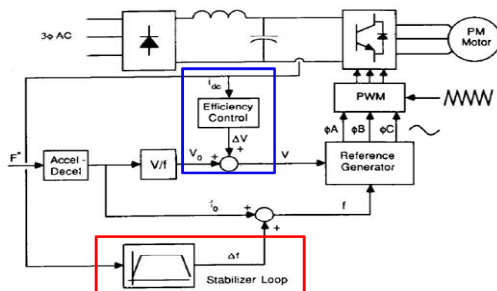


Fig. 1. Functional block diagram of efficiency-optimizing PM synchronous motor drive.

Type2.(2003) A sensorless, stable V/f control method for permanent-magnet synchronous motor drives

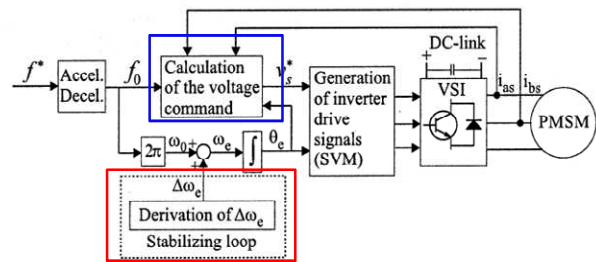


Fig. 11. Complete drive scheme with the stabilizing loop.

(a)

Type3.(2002) High performance V/f control method for PM motor

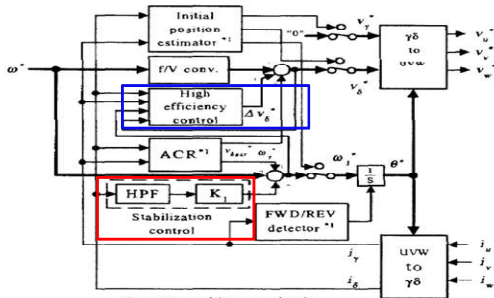


图 2 γδ座標における V/f 制御ブロック図  
Fig. 2. V/f control method based on γδ axis.

(c)

(b)

Type4.(2009) Stabilization control of sensorless sinusoidal wave drive for control of power factor of PM motor

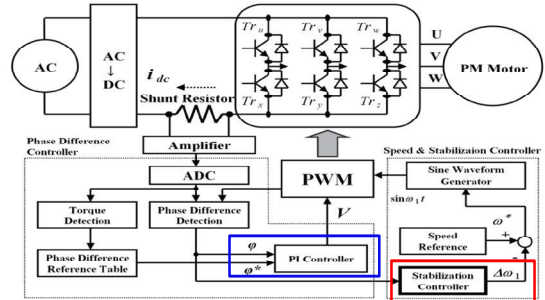


Fig. 4. Configuration of the control system with the phase difference controller.

(d)

Type5.(2010) V/f control of permanent magnet synchronous motor suitable for home appliances by dc-link peak current control method

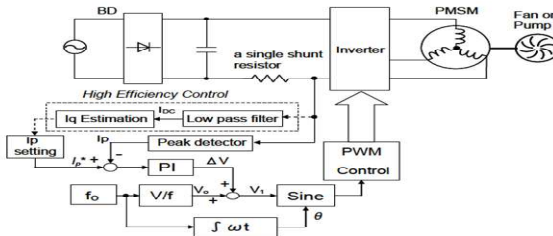


Fig. 1. Fundamental block diagram of the proposed V/f control method.

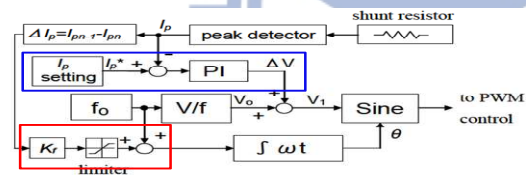
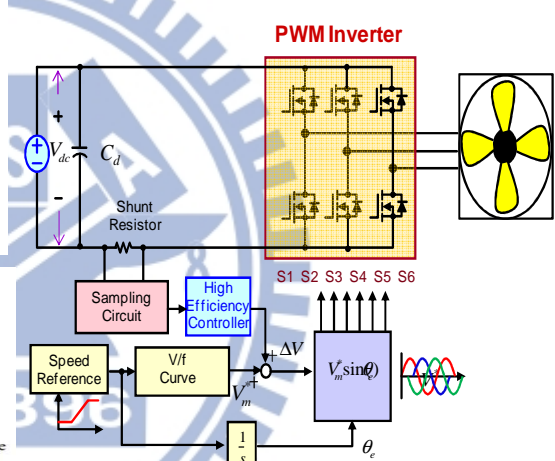


Fig. 5. The block diagram of the proposed V/f control with the frequency feedback control by the difference of DC-link peak currents.

(e)

Type6. The proposed V/f control method



(f)

圖3.12 不同V/f控制架構功能方塊圖

## 第四章

# 控制功率因數角度之高效率無感測 V/f控制

在上一章中已經從不同觀點證明開迴路V/f控制在風扇負載的條件下可以使全轉速範圍內均維持穩定操作，然而在開迴路V/f控制下卻無法確保系統維持在高效率操作，因此本章將介紹如何利用功率因數角度回授修正電壓命令，期望使風扇馬達在全轉速範圍內均維持高效率甚至是效率最佳化的操作狀態。圖4.1所示為本文提出的高效率無感測V/f控制功能方塊圖，首先根據轉速命令和馬達數學模型，可以計算出最佳的功率因數角度和電壓命令值，並根據回授的功率因數角度與命令值完成高效率控制迴路。以下將介紹每個功能方塊圖原理、高效率控制器原理與設計過程。

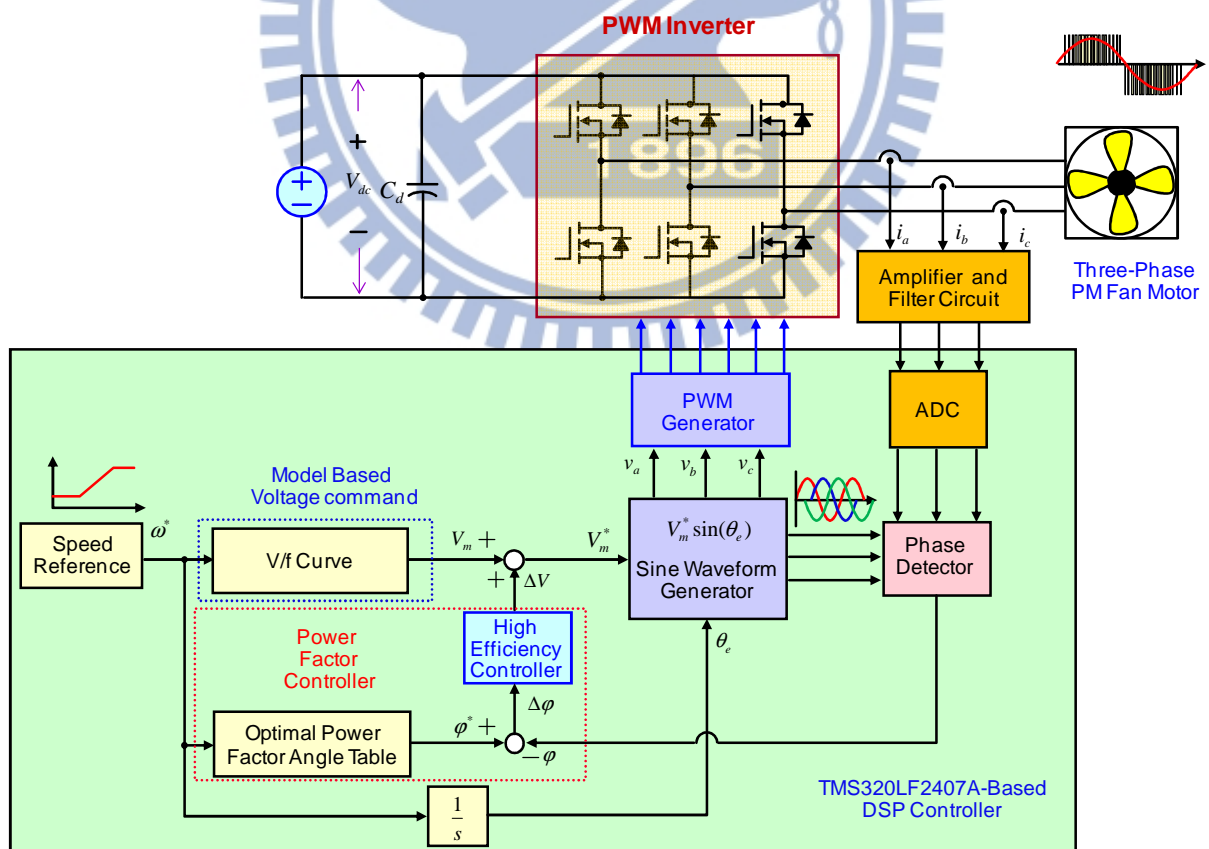


圖4.1 高效率無感測V/f控制方塊圖

## 4.1 功率因數角度控制原理

### 4.1.1 效率最佳化原理

由於馬達本身的機械結構與設計，永磁同步馬達的反電動勢理應是純弦波，但在真實情況來說，反電動勢還是會存在著諧波，而馬達的電氣輸出功率是由反電動勢與電流的乘積產生，因此在計算馬達的電氣輸出功率的時候需要將全部的諧波均考慮到，一般而言，馬達的電氣輸出功率可以表示成

$$\begin{aligned}
 P_{avg} &= \frac{1}{T} \int_0^T e(t)i(t)dt \\
 &= \frac{1}{T} \int_0^T [e_a(t)i_a(t) + e_b(t)i_b(t) + e_c(t)i_c(t)]dt \\
 &= \frac{3}{T} \int_0^T e_a(t)i_a(t)dt,
 \end{aligned} \tag{4-1}$$

而其中每一項的反電動勢與電流可以表示成

$$\begin{aligned}
 e_a(t) &= E_{a1} \sin \omega t + E_{a3} \sin 3\omega t + E_{a5} \sin 5\omega t + \dots \\
 e_b(t) &= E_{b1} \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) + E_{b3} \sin 3(\omega t - \frac{2\pi}{3}) + E_{b5} \sin 5(\omega t - \frac{2\pi}{3}) + \dots \\
 e_c(t) &= E_{c1} \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3}) + E_{c3} \sin 3(\omega t - \frac{4\pi}{3}) + E_{c5} \sin 5(\omega t - \frac{4\pi}{3}) + \dots \\
 i_a(t) &= I_{a1} \sin(\omega t - \phi_1) + I_{a3} \sin 3(\omega t - \phi_3) + I_{a5} \sin 5(\omega t - \phi_5) + \dots \\
 i_b(t) &= I_{b1} \sin(\omega t - \phi_1 - \frac{2\pi}{3}) + I_{b3} \sin 3(\omega t - \phi_3 - \frac{2\pi}{3}) + I_{b5} \sin 5(\omega t - \phi_5 - \frac{2\pi}{3}) + \dots \\
 i_c(t) &= I_{c1} \sin(\omega t - \phi_1 - \frac{4\pi}{3}) + I_{c3} \sin 3(\omega t - \phi_3 - \frac{4\pi}{3}) + I_{c5} \sin 5(\omega t - \phi_5 - \frac{4\pi}{3}) + \dots
 \end{aligned} \tag{4-2}$$

其中 $E_n$ 、 $I_n$ 分別代表任一諧波的反電動勢峰值和電流峰值，而 $\phi_n$ 則代表任一諧波的反電動勢和電流相角差，定義與圖3.3相同。根據上兩式，若要獲得最大電氣輸出功率，任一諧波的反電動勢和電流相角差必須為零，也就是保持同相位狀態[33]、[34]。如果反電動勢和電流相角差不為零，那麼每一周期產生的電氣輸出功率就會有負值產生，如此一來就無法得到最大值的平均電氣輸出功率，也無法達到效率最佳化的效果。最大平均電氣輸出功率可以表示成如下：

$$\begin{aligned}
 P_{avg} &= \frac{3}{T} \int_0^T e_a(t)i_a(t)dt \\
 &= \frac{3}{2} (E_{a1}I_{a1} + E_{a3}I_{a3} + E_{a5}I_{a5} + \dots),
 \end{aligned} \tag{4-3}$$

根據上式，可以知道若要達到最大電氣輸出功率，每一相的電流必須和反電動勢同相位，並且每一相電流理面的任一諧波成分也必須反電動勢波型相同，如此一來相電流有效值可以達到最小化，同時也將電流在被動元件上的損失最小化，期望達到效率的最佳化。

#### 4.1.2 電壓命令與功率因數角度之關連

由上一小節的介紹，已經知道效率最佳化的條件，因此在這邊介紹如何利用電壓命令修正功率因數角度 $\phi$ 以期望使反電動勢和電流同相位。首先功率因數控制的原理如圖4.2所示，在無感測V/f控制下雖然沒有利用演算法或是位置感測器精確的計算出轉子位置，但是仍然可以經由控制功率因數角度 $\phi$ 實現無感測控制，且在任一穩態操作點下，負載角度 $\delta$ 、反電動勢與電流相角差 $\phi$ 與功率因數角度 $\phi$ 會維持一特定關係，藉由適當的調整功率因數角度 $\phi$ ，一定可以找到一個最佳功率因數角度 $\phi^*$ 使得系統在特定穩態操作點下的電流有效值最小也就是效率最佳操作點。

接著就是要介紹電壓命令與功率因數角度 $\phi$ 之間的關連，可以從圖4.3永磁同步馬達空間向量控制圖著手。首先圖4.3(a)是代表電流與反電動勢同相位的狀態，此時正是如上所述效率最佳化的狀態；圖4.3(b)則是代表若電流領先了反電動勢的狀態，值得注意的是在此是假設系統操作在某一個穩態操作點，因此轉速維持不變，故可以看成反電動勢的大小及相位均相同，但為了維持固定的轉速，此時在 $q$ 軸上的電流分量必須與

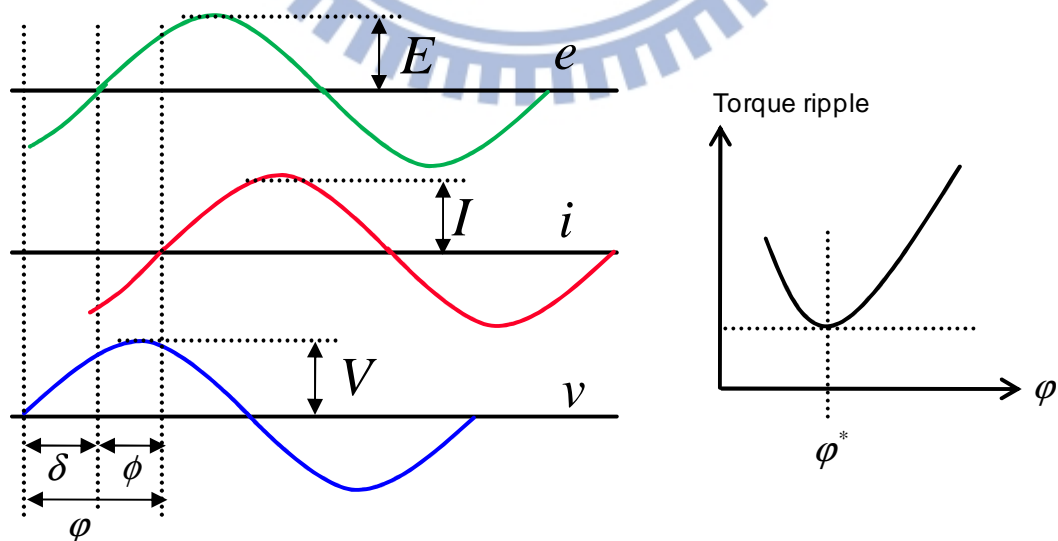


圖4.2 功率因數角度控制原理示意圖

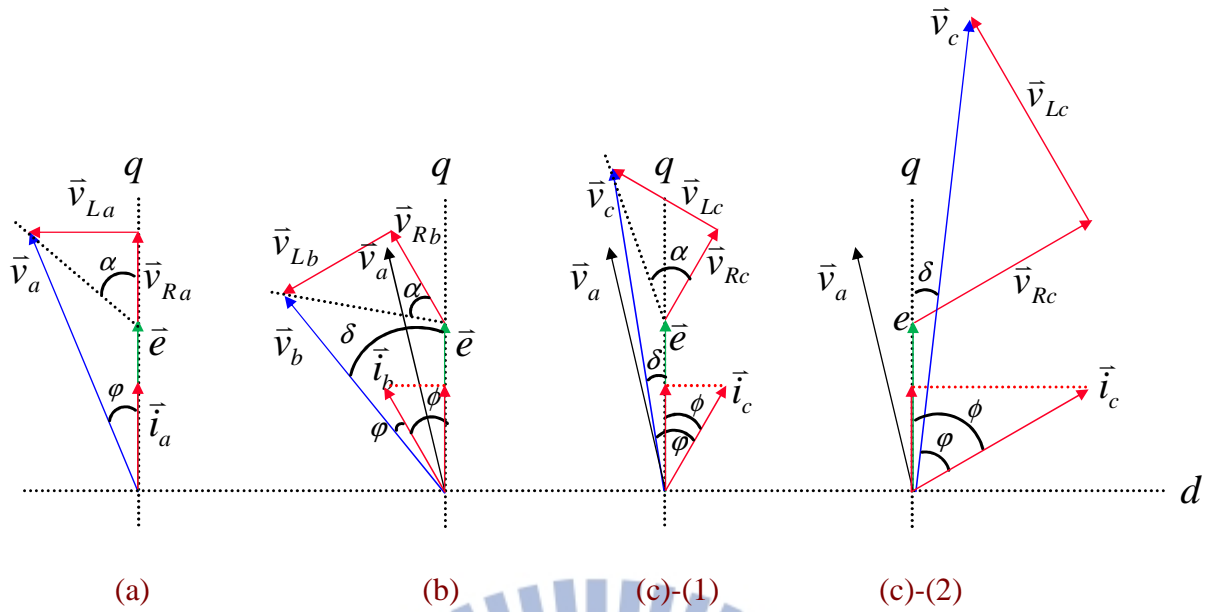


圖4.3 永磁同步馬達空間向量控制圖 (a)電流與反電動勢同相位 (b)電流領先反電動勢  
(c)-(1) 電流落後反電動勢且電壓領先反電動勢  
(c)-(2) 電流落後反電動勢且電壓落後反電動勢

圖4.3(a)的電流大小相同，才可以提供相同的轉矩保持同樣轉速之穩態操作點，故可以可從圖型上清楚的看出此時領先的電流值 $\vec{i}_b$ 必定會大於原本在最佳操作狀態的電流值 $\vec{i}_a$ ，也因此這時候在電阻與電感上的跨壓也會增大，電阻與電感的跨壓在空間向量中可以分別表示成

$$\begin{aligned}\vec{v}_R &= \vec{i} \cdot R_s, \\ \vec{v}_L &= \vec{i} \cdot j \cdot \omega_e \cdot L_s,\end{aligned}\tag{4-4}$$

因此電感跨壓領先電阻跨壓90度，並且因為維持同轉速，電阻與電感的跨壓都只跟電流成線性正相關，故只要在空間向量圖中將圖4.3(a)的電阻電感跨壓 $\vec{v}_{Ra}$ 、 $\vec{v}_{La}$ 等比例放大即為圖4.3(b)中的電阻電感跨壓 $\vec{v}_{Rb}$ 、 $\vec{v}_{Lb}$ ，利用此方法畫出的空間向量圖有一定的準確度且可以容易的觀察出在電流領先或是落後反電動勢的時候各個參數之間的關係，經由上述的說明，最後可以畫出在此條件下的電壓向量

$$\vec{v}_b = \vec{e} + \vec{v}_{Rb} + \vec{v}_{Lb}.\tag{4-5}$$

從圖4.3(b)中可以清楚的看到，在電流領先反電動勢的操作條件下，此時計算出來的電壓向量 $\vec{v}_b$ 會小於原本在最佳操作點的電壓向量 $\vec{v}_a$ ，而此時功率因數角度 $\phi$ 會小於最佳操作點的功率因數角度 $\phi^*$ ，故可以得到一個重要的結論，在功率因數角度 $\phi$ 小於最佳

功率因數角度  $\varphi^*$  的時候，電壓向量也會變小，因此若期望系統可以回到最佳操作點只需要將電壓命令增加，即可回到效率最佳操作點。

同理，我們可以觀察圖4.3(c)也就是電流落後反電動勢的狀態，若要較為嚴謹的討論，圖4.3(c)又可以分成兩個狀態來討論，如圖4.3(c)-(1)代表電流落後反電動勢但電壓仍然領先反電動勢而圖4.3(c)-(2)代表電流落後反電動勢且電壓也落後反電動勢。此時的假設條件均與上述相同，因為保持在同轉速的穩態操作點，故反電動勢一樣大小與相位不變，而為了保持同轉速操作，在 $q$ 軸上的電流分量也都與圖4.3(a)相同，故從兩張圖中均可以看到此時的電流向量  $\vec{i}_c$  會大於  $\vec{i}_a$ ，同理將此時的電阻電感上跨壓等比例放大即為  $\vec{v}_{Rc}$ 、 $\vec{v}_{Lc}$ ，接著計算出來的電壓向量  $\vec{v}_c$  會大於原本在最佳操作點的電壓向量  $\vec{v}_a$ ，而此時功率因數角度  $\varphi$  會大於最佳操作點的功率因數角度  $\varphi^*$ ，故可以得到另一個重要的結論，在功率因數角度  $\varphi$  大於最佳功率因數角度  $\varphi^*$  的時候，電壓向量也會變大，因此若期望系統可以回到最佳操作點只需要將電壓命令降低，即可回到效率最佳操作點，且分成兩種型式討論皆可以得到相同的結論。

根據以上的分析在此可以做個小結論，當系統維持在一個特定轉速下的穩態操作點時，此時一定有一個相對應的最佳電壓命令  $V^*$  與最佳功率因數角度命令  $\varphi^*$ ，若是偵測到實際的功率因數角度  $\varphi$  小於最佳功率因數角度命令  $\varphi^*$ ，表示此時的電流領先反電動勢而電壓值會小於最佳電壓命令  $V^*$ ，只要將電壓命令增加即可回到效率最佳操作點；反之若是偵測到實際的功率因數角度  $\varphi$  大於最佳功率因數角度命令  $\varphi^*$ ，表示此時的電流落後反電動勢而電壓值會大於最佳電壓命令  $V^*$ ，只要將電壓命令降低即可回到效率最佳操作點。

### 4.1.3 效率最佳條件下電壓命令與功率因數角度命令

從前兩小節的敘述，已經知道了效率最佳化的條件以及如何利用電壓命令修正功率因數角度使系統維持在效率最佳化的穩態操作點，因此接下來面臨的問題就是，如何計算出在特定操作點下最佳的電壓命令以及功率因數角度命令。傳統的V/f控制定義即為保持電壓與頻率為固定的比例，可以使系統在全轉速提供相同的定子磁通量，推導如下，首先考慮第三章(3-8)介紹過的( $d-q$ )軸座標系統電氣方程式在穩態下忽略電感跨壓可以表示成



$$v_d = R_s i_d - \omega_0 L_s i_q = R_s i_d - \omega_0 \lambda_q, \quad (4-6)$$

$$v_q = R_s i_q + \omega_0 L_s i_d + \omega_0 \lambda_m = R_s i_q + \omega_0 \lambda_q, \quad (4-7)$$

其中  $\omega_0$  為系統提供的電氣轉速，此時若考慮馬達電阻跨壓可以被忽略，則上兩式可以表示成

$$v_d \cong -\omega_0 \lambda_q, \quad (4-8)$$

$$v_q \cong \omega_0 \lambda_q, \quad (4-9)$$

而電壓的大小值可以被近似為

$$V_s = \sqrt{v_d^2 + v_q^2} \cong \omega_0 \sqrt{\lambda_d^2 + \lambda_q^2} = \omega_0 \lambda_s, \quad (4-10)$$

故可得到

$$\frac{V_s}{\omega_0} \cong \lambda_s. \quad (4-11)$$

由上面的推導可知傳統的V/f控制只要保持電壓與頻率為固定的比例，可以使系統在全轉速提供相同的定子磁通量，也因此決定了電壓命令與轉速命令的值。但需要注意的是，上述方法是建立在忽略電阻值跨壓的條件下才成立，只是一個近似值，因此本文為了準確的計算出最佳效率穩態操作點下的最佳電壓命令與最佳功率因數角度，利用第二章建立的馬達數學模型以及鑑別出來的參數，並配合上圖4.3(a)效率最佳化的空間向量圖，可根據不同的轉速命令而計算出需要的最佳電壓命令與最佳功率因數角度。

首先可以利用穩態下的機械方程式(2-34)計算出在任一個轉速下所需要的電流命令大小

$$i_s = \frac{B_m \omega_m + K_m \omega_m^2}{K_t}, \quad (4-12)$$

上式中要計算出電流命令只需要知道轉速和其他已知馬達參數，而轉速在永磁同步馬達中又與V/f控制中的轉速命令維持同步轉速，因此可以輕易計算出在任一個穩態轉速下所需要的電流值。接著考慮空間向量圖4.3(a)中所示的電流與反電動勢同相位的效率最佳操作狀態，假設馬達操作在此狀態，配合上面計算出的電流命令大小，利用空間向量的原理可以推導出所需要的電壓命令大小

$$|\bar{v}_s| = \sqrt{(|\bar{v}_R| + |\bar{e}|)^2 + (|\bar{v}_L|)^2}, \quad (4-13)$$

上式中每一向量的大小值可分別表示為

$$|\vec{v}_R| = R_s \cdot i_s, |\vec{v}_L| = \omega_e \cdot L_s \cdot i_s, |\vec{e}| = K_e \cdot \omega_e, \quad (4-14)$$

每一項均只與轉速有關，因此可以輕易的計算出在任一轉速下要維持最佳效率穩態操作點所需要的最佳電壓命令值。此外也可根據空間向量圖4.3(a)計算出最佳的功率因數角度命令

$$\varphi^* = \tan^{-1} \left( \frac{|\vec{v}_L|}{|\vec{v}_R| + |\vec{e}|} \right). \quad (4-15)$$

#### 4.1.4 實驗數據驗證效率最佳化

為了驗證上述電壓命令與功率因數角度關係以及計算出來的最佳電壓命令與功率因數角度命令之正確性，以下將利用實驗數據來分別驗證提出方法的可行性。圖4.4為本文使用的單相風扇馬達在2400RPM也就是60%額定轉速的條件下，不同電壓命令對應不同的功率因數角度波形圖，圖4.4(a)即為在2400RPM下效率最佳穩態操作點的波形圖，可以看到此時電流與反電動勢完全同相位，電壓命令為5.9V而量測到的功率因數角度 $\varphi$ 為5度，圖4.4(b)則是在同樣轉速條件下降低電壓命令為5.8V，可以看到此時電流會領先反電動勢波形，而功率因數角度 $\varphi$ 降低為2度，與圖4.3(b)所示的狀況完全相同，再看到圖4.4(c)是在同樣轉速條件下增加電壓命令至6V，此時的電流波型會落後反電動勢波型而功率因數角度 $\varphi$ 則是增加為10度，與圖4.3(c)所示的情形也是完全相同。並且可以觀察到在圖4.4(a)中的相電壓有效值以及峰對峰值比起圖4.4(b)和圖4.4(c)都來的小，可以說明在此時即是操作在效率最佳化的狀態。

圖4.5則是市售奇美三相風扇馬達在600RPM也是大約60%額定轉速條件下不同電壓命令對應不同功率因數角度 $\varphi$ 之波型圖，與單相風扇有著同樣的結果。圖4.5(a)是在最佳電壓命令下使得電流與反電動勢完全同相位，圖4.5(b)是降低電壓命令而使得電流領先反電動勢波型而圖4.5(c)則是增加電壓命令而使得電流落後反電動勢波型。

圖4.6是馬達在不同轉速下改變電壓命令而造成不同功率因數角度 $\varphi$ 所相對應的電流有效值，圖4.6(a)是單相風扇馬達的實驗數據而圖4.6(b)是三相風扇馬達的實驗數據，其中橫軸代表功率因數角度 $\varphi$ 而縱軸則代表電流的有效值。在同一轉速下電流有效值越小表示此時的效率越高，從圖中可以看到在任一轉速下，不論是單相或是三相風扇馬達，都有一個特定的功率因數角度 $\varphi$ 會使得在某個特定轉速有著最小的電流有效

值，從圖4.6可以證明圖4.4和圖4.5的結果可以套用在全轉速範圍內。

圖4.7是單相風扇馬達在全轉速範圍內相對應的最佳電壓命令以及最佳功率因數角度命令而圖4.8則是三相風扇馬達在全轉速範圍內相對應的最佳電壓命令以及最佳功率因數角度命令，其中橫軸代表馬達的轉速範圍，而縱軸則是分別代表了最佳電壓命令與最佳功率因數角度命令，其中紅色實線是經由(4-12)~(4-15)事先計算出來的最佳命令值，而藍色虛線則是經由實驗結果得到的最佳命令數據，由圖中可以看到計算出來的結果與實驗是非常接近的，證明效率最化之穩態操作條件的最佳命令是可以事先計算出來的。

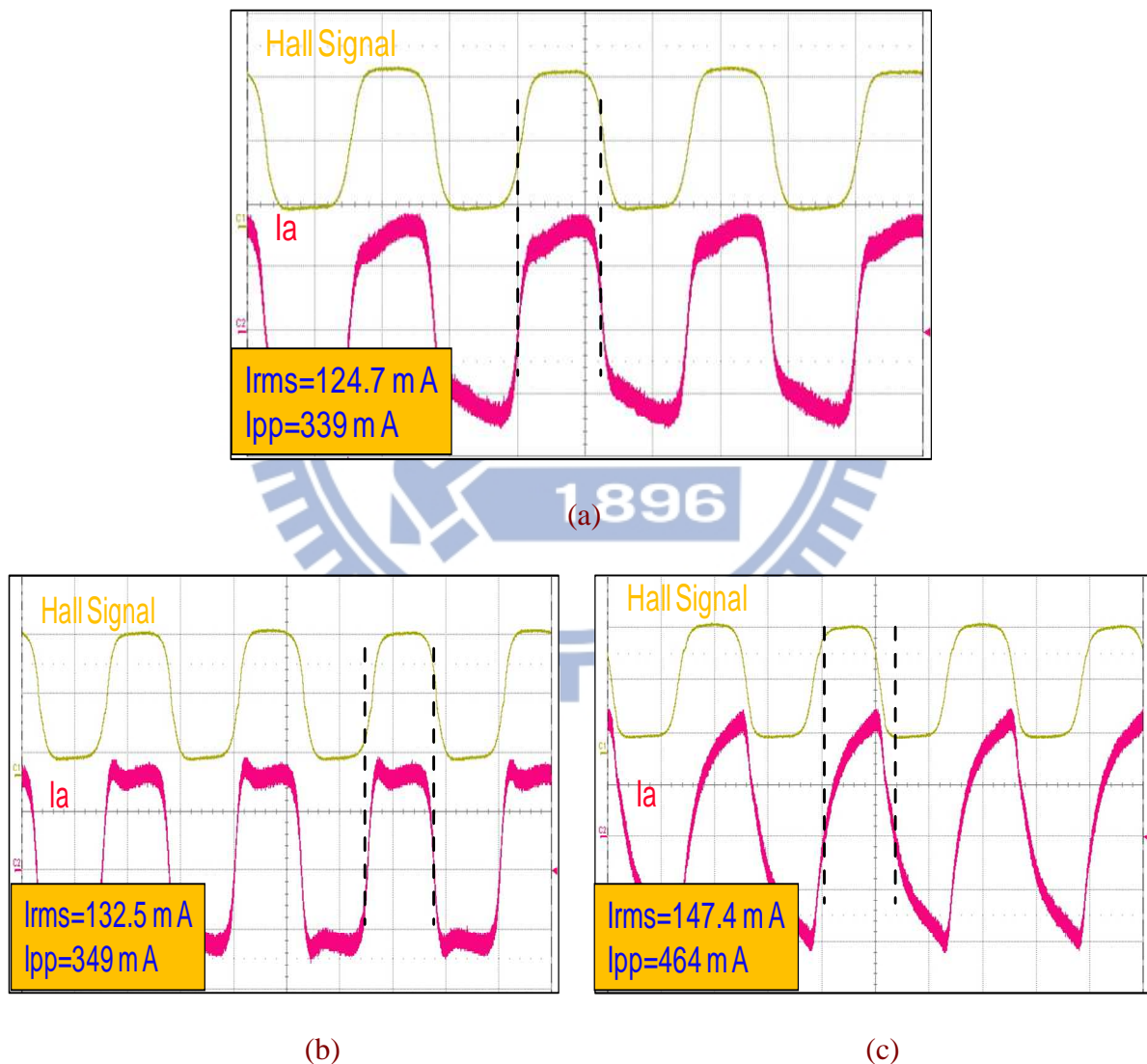
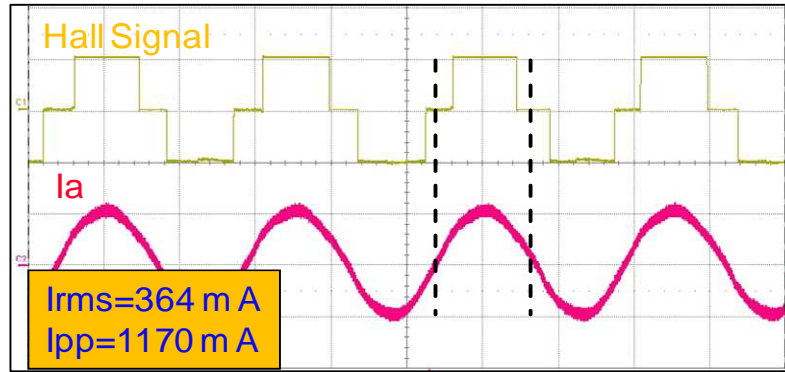
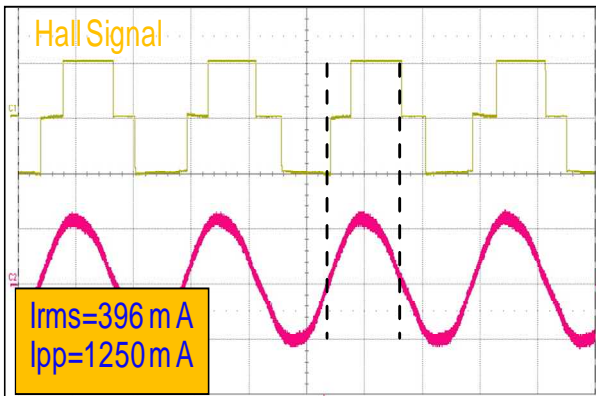


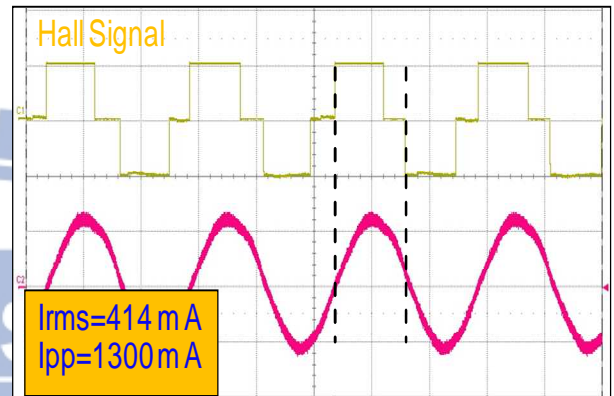
圖4.4 單相風扇馬達在2400RPM下不同電壓命令對應不同功率因數角度波形圖 (a)電流與反電動勢同相位 (b)電流領先反電動勢 (c)電流落後反電動勢



(a)

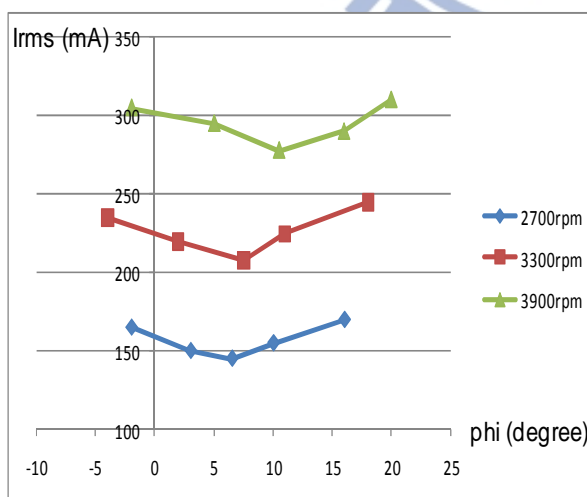


(b)

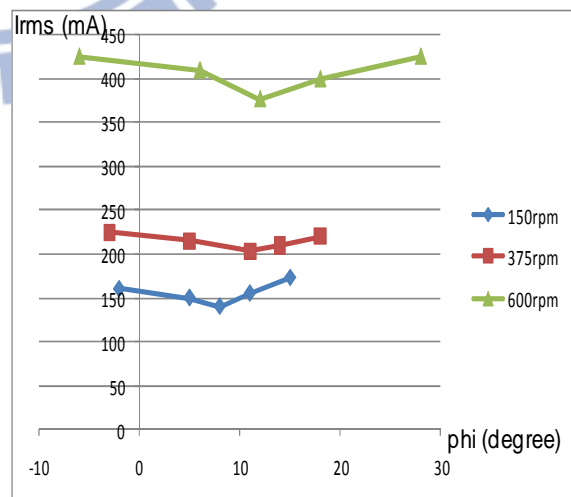


(c)

圖4.5 三相風扇馬達在600RPM下不同電壓命令對應不同功率因數角度波形圖 (a)電流與反電動勢同相位 (b)電流領先反電動勢 (c)電流落後反電動勢

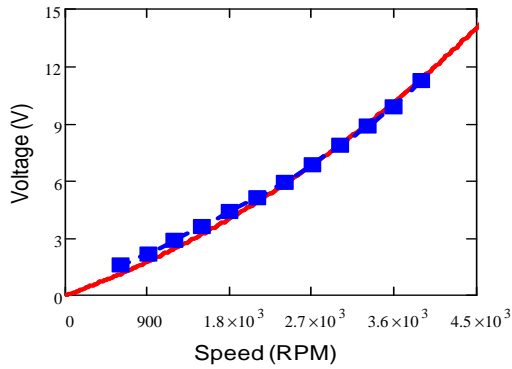


(a)

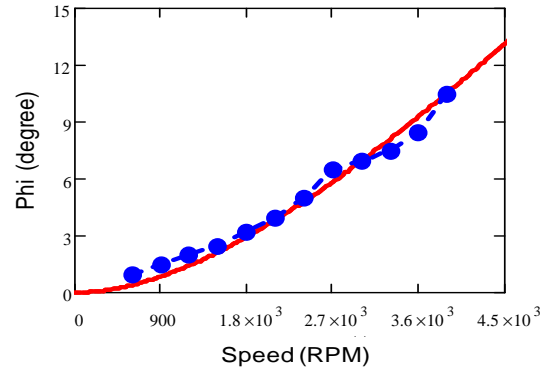


(b)

圖4.6 不同轉速下不同功率因數角度對應電流有效值曲線 (a)單相風扇 (b)三相風扇

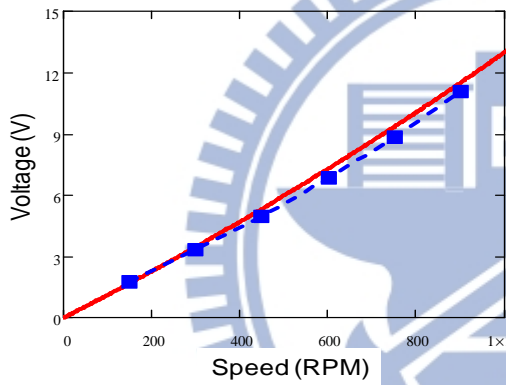


(a)

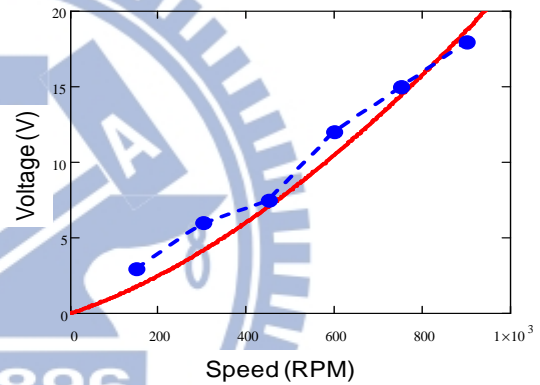


(b)

圖4.7 單相風扇馬達在不同轉速對應的最佳電壓命令與最佳功率因數角度 (a)最佳電壓命令 (b)最佳功率因數角度



(a)



(b)

圖4.8 三相風扇馬達在不同轉速對應的最佳電壓命令與最佳功率因數角度 (a)最佳電壓命令 (b)最佳功率因數角度

## 4.2 高效率控制器設計

### 4.2.1 系統轉移函數之二階系統近似模型

經由前面的敘述可以了解電壓命令與功率因數角度之間的關連，且以馬達的數學模型為基礎，可以輕易的由轉速命令計算出需要的電壓命令與功率因數角度命令，經由上面的實驗數據也說明了計算出來的最佳命令值之正確性，在圖4.1中的系統整體功能方塊圖中，剩下高效率控制迴路實現的部分。首先考慮如圖4.9中的高效率控制迴路架構圖，由轉速命令產生的最佳功率因數角度命令  $\varphi^*$  與實際的功率因數角度回授相

減，經由高效率控制器來修正電壓命令，並經過弦波產生器後將弦波電壓命令送給馬達系統，最後再經由回授電流與電壓命令來計算實際功率因數角度。因此若需要有條理的設計高效率控制器完成高效率控制迴路，首先最重要的是如何得到電壓對應功率因數角度的轉移函數，在此控制迴路中，雖然馬達本身可看成一個一階系統且其他回授放大和類比數位轉換過程均可以簡單計算出轉移函數，但在實現測量功率因數角度的過程，無法準確的使用數學模型近似，因此本文為了得到電壓對應功率因數角度的轉移函數，在電壓命令的部分手動加入小訊號擾動，如圖4.10所示。將系統調整到某個特定轉速下的效率最佳穩態操作點，並在原本的最佳電壓命令上另外加入一個弦波電壓小訊號擾動，此時可以得到功率因數角度輸出之弦波小訊號，反覆以上動作並且將輸入電壓小訊號擾動之頻率慢慢從低頻增加到高頻，將不同頻率下輸出功率因數角度小訊號擾動對應於輸入電壓小訊號擾動之增益與相位差紀錄下來，得到的曲線即為尚未加入控制器之高效率控制迴路頻率響應。

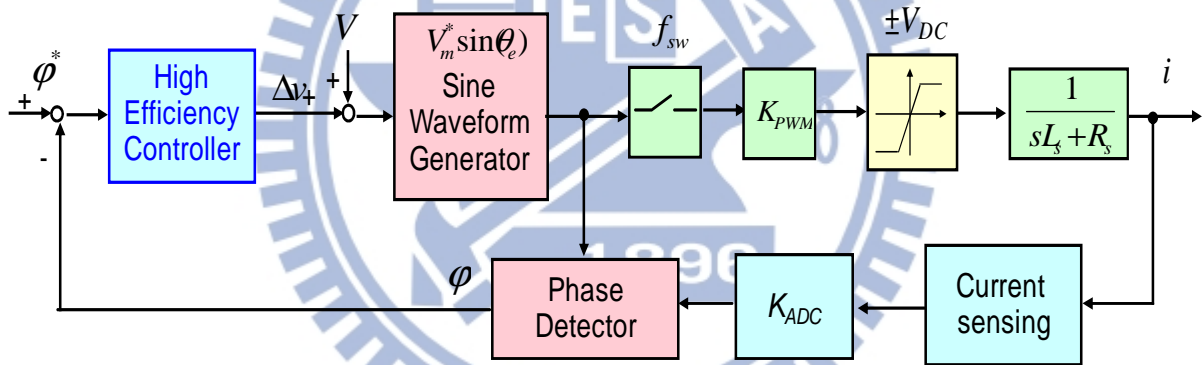


圖4.9 高效率控制迴路架構圖

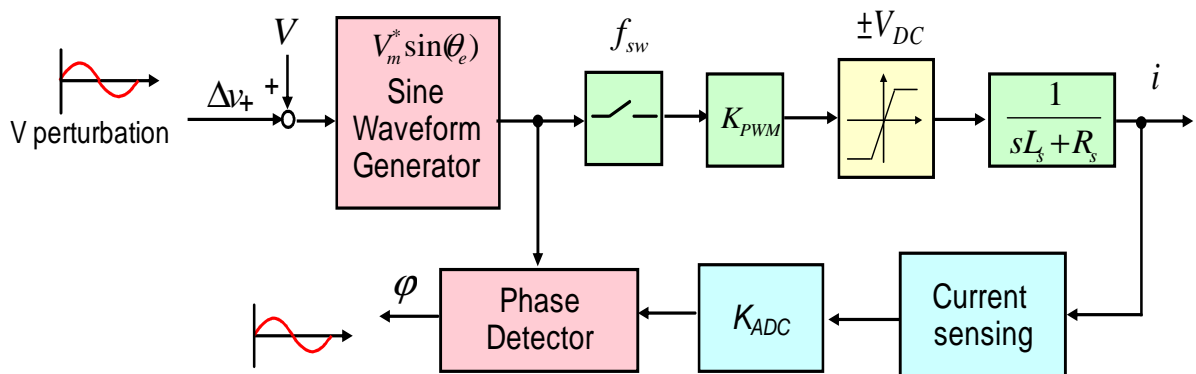


圖4.10 加入電壓小訊號擾動之高效率控制迴路架構圖

如圖4.11為單相風扇在3375RPM下也就是75%額定轉速下保持效率最佳穩態操作點並加入1Hz之電壓小訊號擾動及功率因數角度小訊號擾動輸出波型，圖4.11(a)為模擬波型而圖4.11(b)則為實驗波型，可以看到模擬的增益為7.6dB，相位差為-0度而實驗的增益為7.84dB相位差-0度，模擬和實驗得到的輸出對應輸入之迴路增益與相角差均非常類似，圖4.12則是在同樣的操作條件下加入3Hz之電壓小訊號擾動及功率因數角度小訊號擾動輸出波型，同樣可以比較模擬和實驗得到的結果是非常相近的。

反覆進行上述的動作並且將結果記錄下來，可以得到圖4.13(a)所示之尚未加入控制器之迴路增益頻率響應，由圖中看出來此系統非常接近一個二階系統，因此可以利用二階系統在頻域上一些特殊的關係式來計算出二階系統的實際參數值並且近似我們所得到的頻率響應關係圖。首先可以從圖4.13(a)觀察並計算出系統的共振峰值 $M_r$ ，又 $M_r$ 在頻域上之關係式可表示為

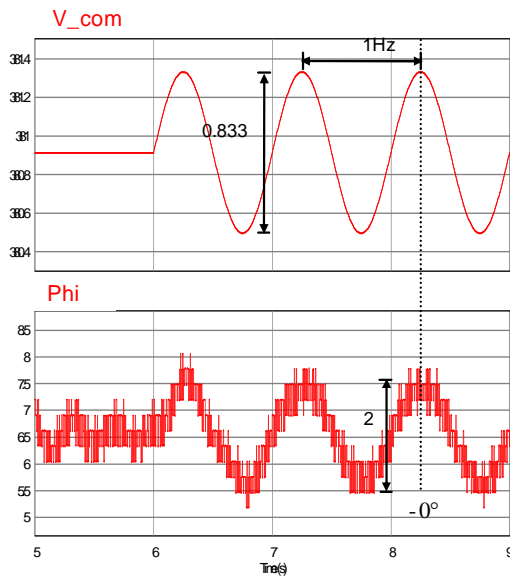
$$M_r = \frac{1}{2\xi\sqrt{1-\xi^2}}, \quad (4-16)$$

經由上式可以計算出系統的阻尼比。接著利用共振峰值發生時的頻率稱之為共振頻率與系統自然無阻尼頻率之關係

$$\omega_r = \omega_n \sqrt{1-2\xi^2}, \quad (4-17)$$

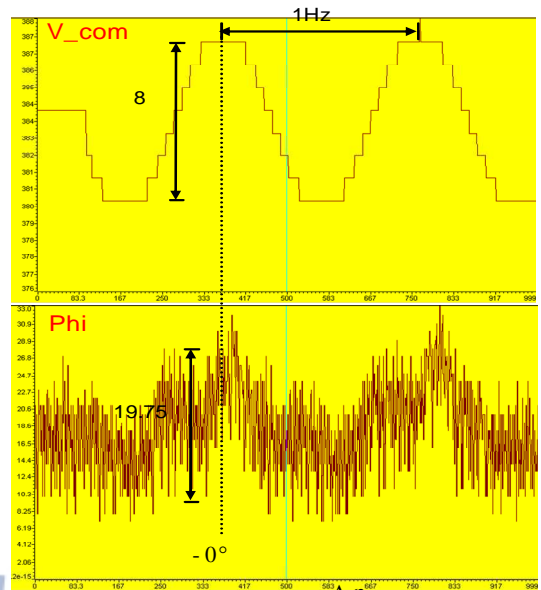
利用上兩式可以很快的計算出二階系統的自然無阻尼頻率以及阻尼比，而上兩式詳細推導過程可以參考[35]。因此我們可以將近似的轉移函數畫出頻率響應圖並和原本得到的系統頻率響應做一比較並繪於圖4.13(b)，圖中的藍線為原本系統之頻率響應而紅線則為近似的二階系統之頻率響應圖，可以看到近似的二階系統與原本的系統響應有著一定的相似度，因此以下的控制器設計均以此為基礎。

為了確認在全轉速範圍內的系統轉移函數，另外在2400RPM也就是50%額定轉速下進行如上的動作，將兩個操作點得到的頻率響應做一比較如圖4.14，可以發現在不同轉速下系統頻率響應會稍稍不同，可以看到低轉速時系統增益會增加且共振頻率會下降，若全轉速範圍內均使用同樣的控制器必然無法達到良好的響應，因此在不同轉速下也要針對控制器稍做修改，這點會在稍後做詳細的說明，以下將先針對3375RPM下也就是75%額定轉速下獲得的頻率響應做控制器設計說明。



$$\text{Gain} = \frac{\Delta\phi}{\Delta V} = 2.4 (7.6\text{dB})$$

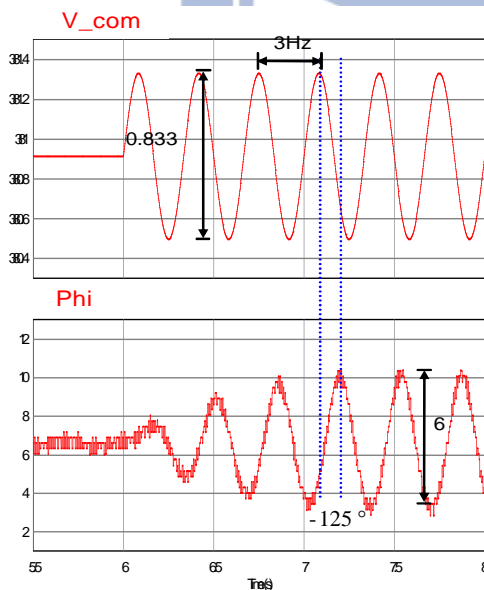
(a)



$$\text{Gain} = \frac{\Delta\phi}{\Delta V} = 2.468 (7.84\text{dB})$$

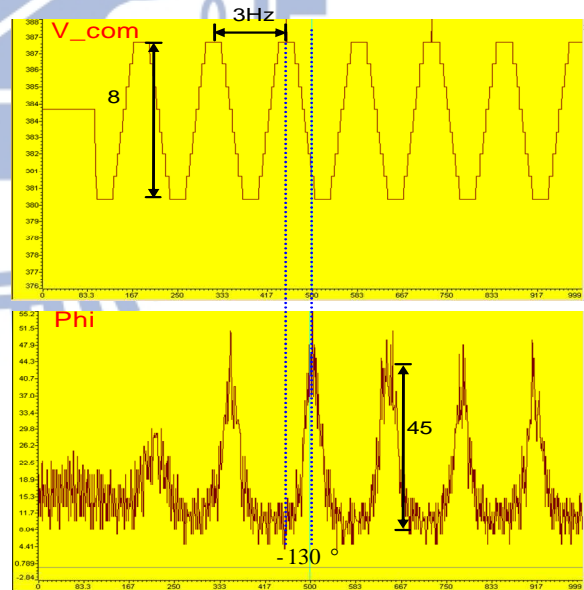
(b)

圖4.11 3375RPM(75%額定轉速)下輸入1Hz電壓小訊號擾動對應於功率因數角度小訊號擾動輸出之波形圖 (a)模擬結果 (b)實驗結果



$$\text{Gain} = \frac{\Delta\phi}{\Delta V} = 7 (16.9\text{dB})$$

(a)



$$\text{Gain} = \frac{\Delta\phi}{\Delta V} = 5.6 (15\text{dB})$$

(b)

圖4.12 3375RPM(75%額定轉速)下輸入3Hz電壓小訊號擾動對應於功率因數角度小訊號擾動輸出之波形圖 (a)模擬結果 (b)實驗結果



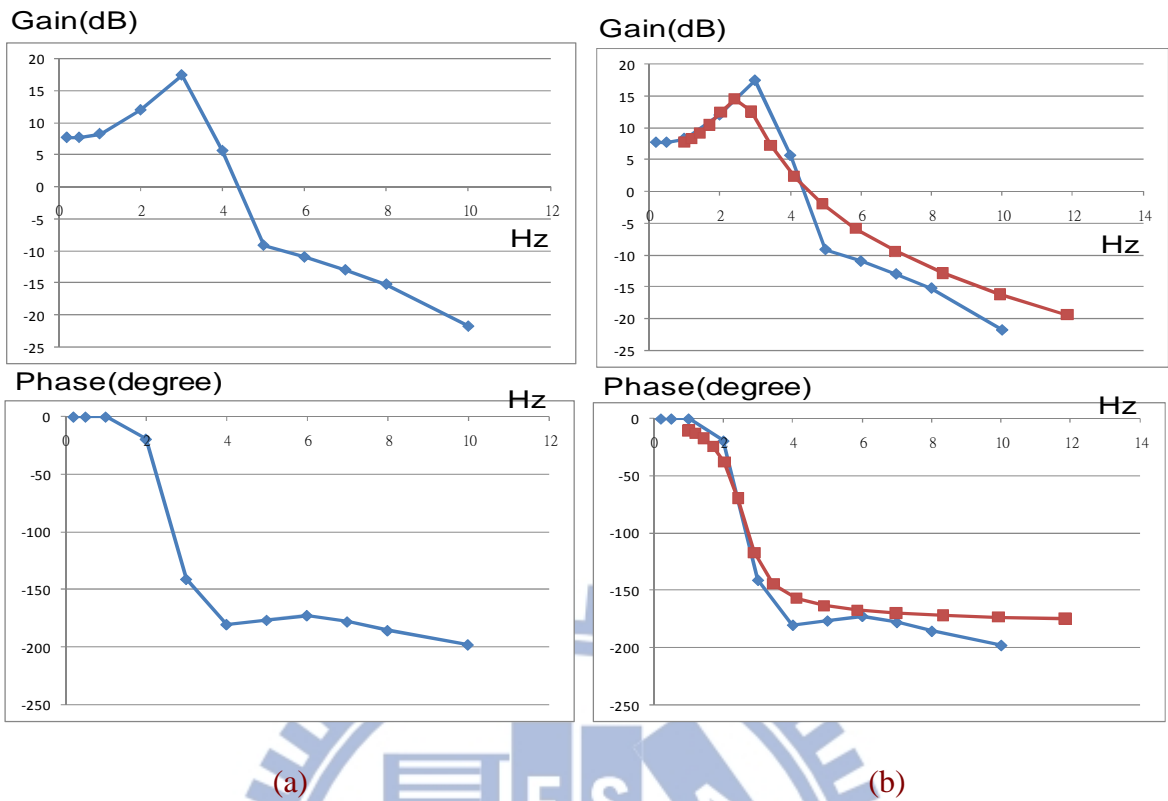


圖4.13 3375RPM(75%額定轉速)下頻率響應圖 (a)實際系統 (b)實際系統與近似二階系統之比較

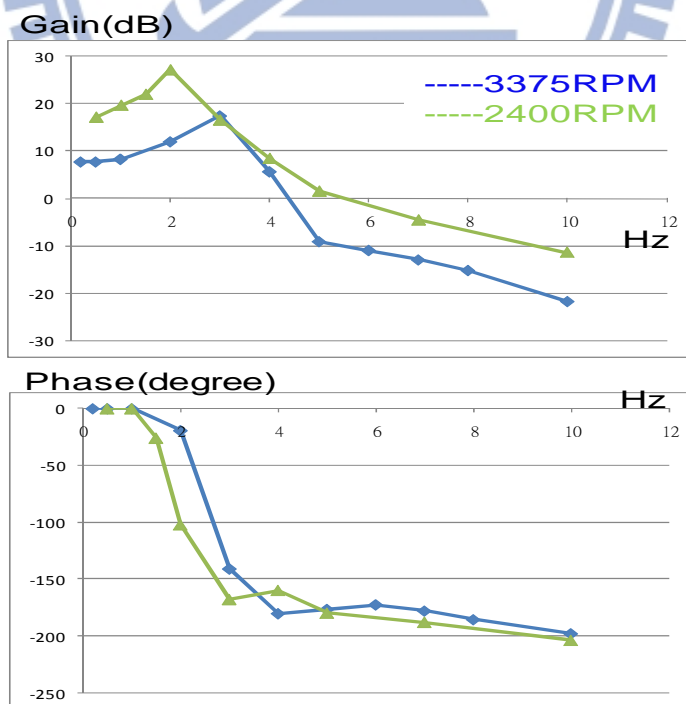


圖4.14 3375RPM(75%額定轉速)下與2400RPM(50%額定轉速)下頻率響應圖比較圖

#### 4.2.2 控制器設計流程

經由上述的方式可以得到圖4.9中高效率控制迴路的電壓對應於功率因數角度的迴路增益，並且可以得到近似的二階轉移函數，針對二階系統的控制，如果希望得到快速的暫態響應以及零穩態誤差響應，只使用比例-積分控制器是不夠的，因為二階系統本身的相位就會降到-180度，此時加入比例-積分控制器只能確保零穩態誤差但卻無法增加系統的相位邊限，因此系統的暫態響應無法改善，比例-積分控制器設計不好甚至還有可能進入不穩定區域，因此一般而言針對二階系統的控制會選擇型式3控制器，如圖4.15所示為手繪形式3控制器對二階系統補償的波德圖，可以大略的看出使用型式3控制器可以增加系統頻寬以及相位邊限，以下將針對如何設計型式3控制器一一說明。

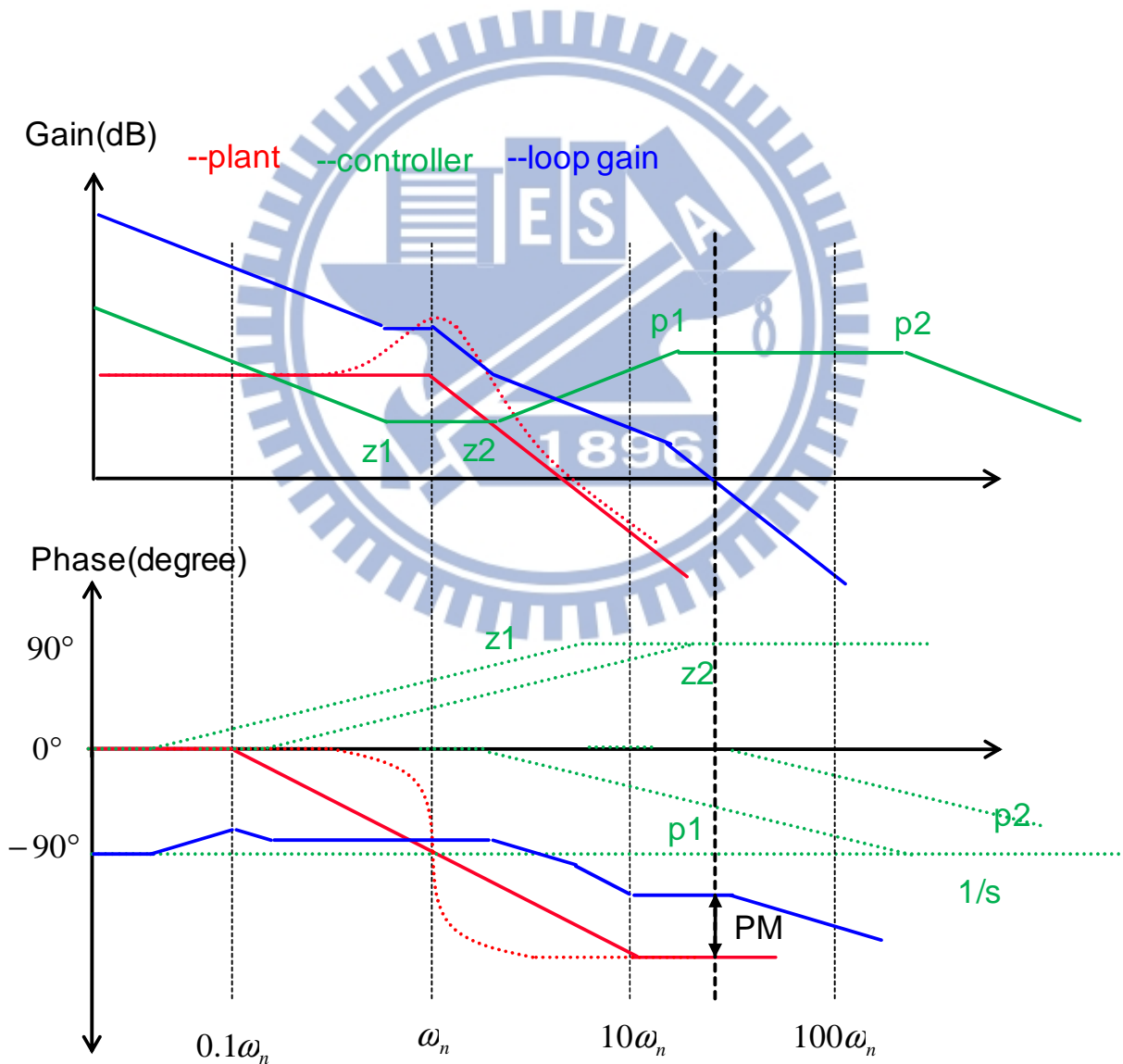


圖4.15 型式3控制器對二階系統補償之波德圖

首先要介紹型式3控制器，此類型控制器像是一種極零點對消的凹陷控制器，一開始利用在原點的極點修正穩態誤差，接著將兩個零點位置放置於二階系統共振頻率的附近以消除震盪現象，另外在高頻部分放置兩個極點以消除高頻雜訊，此類控制器之轉移函數為

$$G_{\text{typ3}}(s) = \frac{(s+z_1)(s+z_2)}{s(s+p_1)(s+p_2)}, \quad (4-18)$$

可以看到使用此控制器時一次有四個變數，在實現上較難一次全部設計完成，因此本文利用一些簡化的方式提供了有系統的設計過程來設計控制器。首先是將類型3控制器分成兩個部分，分別是前半部分的比例-積分控制和後半部簡化成一個相位領先控制器 (phase-lead controller)，之所以忽略掉最後面的高頻極點，是因為此二階系統原本的頻寬已經非常低，故不考慮到消除高頻雜訊的部分。

本文控制器設計的原則是先穩再準，也就是要先使系統穩定再想辦法使穩態誤差為零即是使系統夠準，而系統的穩定度則是受到相位邊限影響，因此在控制器設計中應該先考慮使用相位領先控制器的部分補償系統的相位邊限，接著才考慮使用比例-積分控制器在不影響系統穩定度的情況下如何修正穩態誤差。因此本文中的設計過程將會先考慮相位領先控制器的設計，以下將先對相位領先控制器的一些基本性質作介紹。如圖4.16所示即為相位領先控制器的波德圖，首先可以將相位領先控制器的轉移函數寫成

$$G_{\text{lead}}(s) = \frac{1+aTs}{1+Ts}, \quad (4-19)$$

由上式以及圖4.16可以看到兩個轉折頻率分別為  $\omega=1/aT$  和  $\omega=1/T$ ，接著將推導相位最大值  $\phi_m$  和此時的頻率  $\omega_m$ 。由於  $\omega_m$  為兩個轉折頻率的幾何平均值，故可寫成

$$\log_{10} \omega_m = \frac{1}{2} (\log_{10} \frac{1}{aT} + \log_{10} \frac{1}{T}), \quad (4-20)$$

因此相位最大值發生頻率為

$$\omega_m = \frac{1}{\sqrt{aT}}, \quad (4-21)$$

為了決定最大相角  $\phi_m$ ，可將(4-19)的相位寫成

$$\angle G_{\text{lead}}(j\omega) = \phi(j\omega) = \tan^{-1} \omega aT - \tan^{-1} \omega T, \quad (4-22)$$

上式可以改寫為

$$\tan \phi(j\omega) = \frac{\omega a T - \omega T}{1 + (\omega a T)(\omega T)}, \quad (4-23)$$

將(4-21)代入上式

$$\tan \phi_m = \frac{a-1}{2\sqrt{a}}, \quad (4-24)$$

因此，在經過化簡後可以由最大相角決定a值

$$a = \frac{1 + \sin \phi_m}{1 - \sin \phi_m}, \quad (4-25)$$

如此一來就可以根據希望補償的最大相角以及最大相角頻率來設計相位領先控制器。

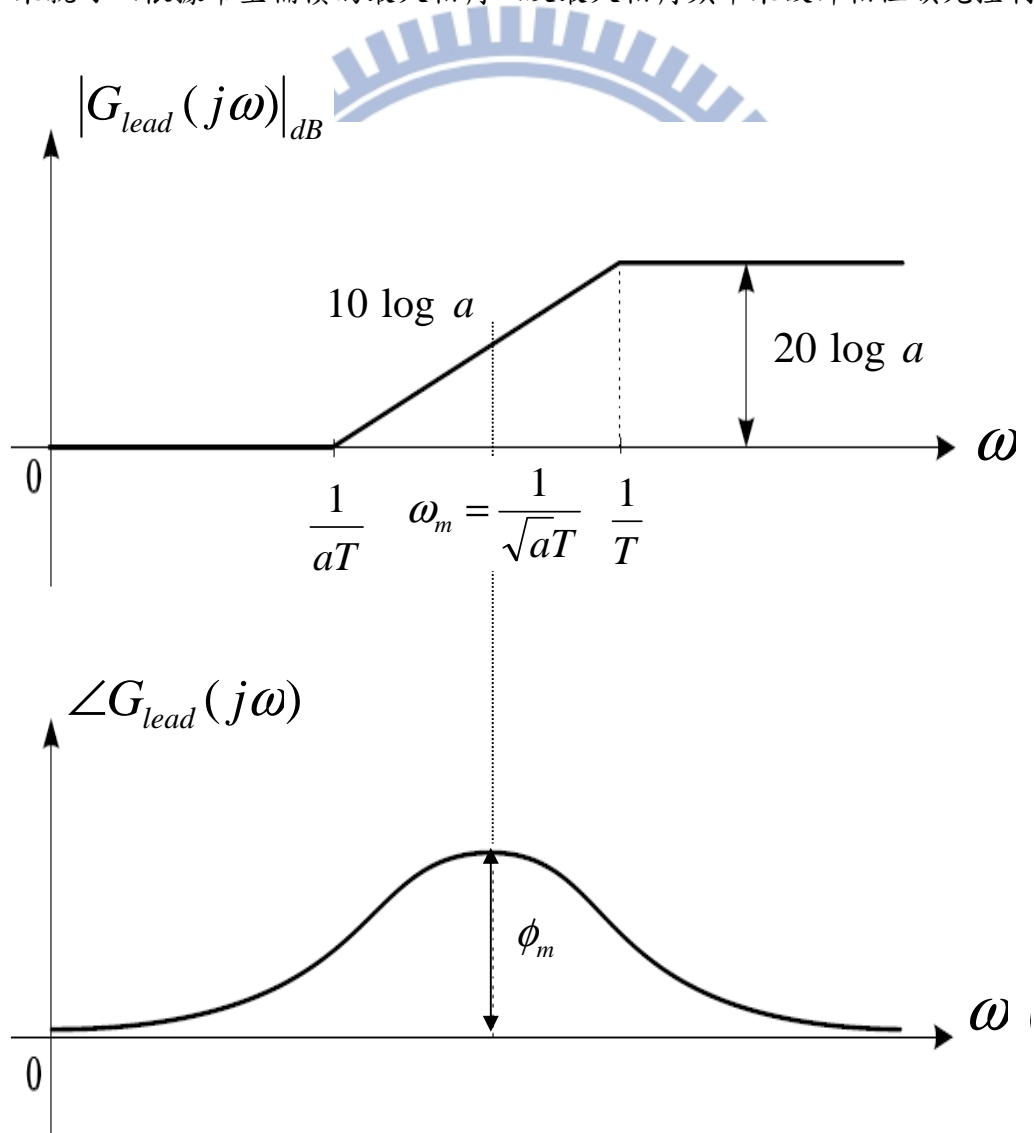


圖4.16 相位領先控制器之波德圖

以本文遇到的二階系統為例，首先決定期望的增益零交越點頻率  $f_g'$  和期望的補償最大相角  $\phi_m$ ，且此新的增益零交越點頻率要剛好在最大相角  $\phi_m$  時的頻率  $f_m$ ，這時候可根據(4-25)和(4-21)分別算出相位領先控制器的  $a$  和  $T$ ，如圖4.17所示為期望零交越點為30Hz而最大補償相角為70度所設計出來的相位領先控制器。但要此時補償的最大相角發生頻率剛好是新的增益零交越點頻率  $f_g'$  則需要在加上一個  $K$  值的調整。從圖4.16可以觀察到最大相角發生頻率會對系統增加一個  $10\log_{10} a$  的增益，因此調整  $K$  值來修正系統增益可以寫成

$$20\log_{10}(K \cdot |G(j\omega_m)|) + 10\log_{10} a = 0, \quad (4-26)$$

考慮原本二階系統在新的增益零交越點頻率  $f_g'$  也就是  $f_m$  時的增益加上相位領先控制器的增益並以  $K$  值將增益修正為零。到目前已經將相位領先控制器設計完成，可以從圖4.18和圖4.19看出補償的效果，圖4.18中藍線為原本的二階系統頻率響應，綠線為考慮  $K$  值後的相位領先控制器頻率響應，而紅線則是加入控制器後的整體迴路增益，可以看到原本的系統中相位邊限只有15度，而在補償後的相位邊限改善到72度，且系統零交越點頻率也和預設的值相同。

接著看到如圖4.19中綠線為原本系統考慮成單位負回授狀態之步階響應，可以看到系統不只存在嚴重震盪而且也有穩態誤差。而在經過補償後的步階響應則是藍線，可以看到暫態震盪的問題幾乎已經消除，只剩下穩態誤差需要修正。

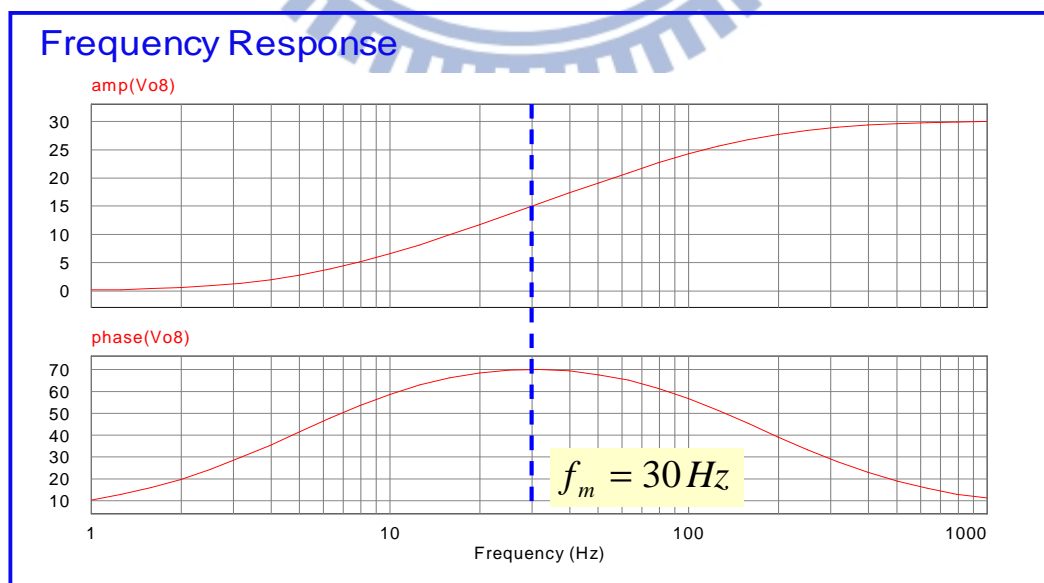
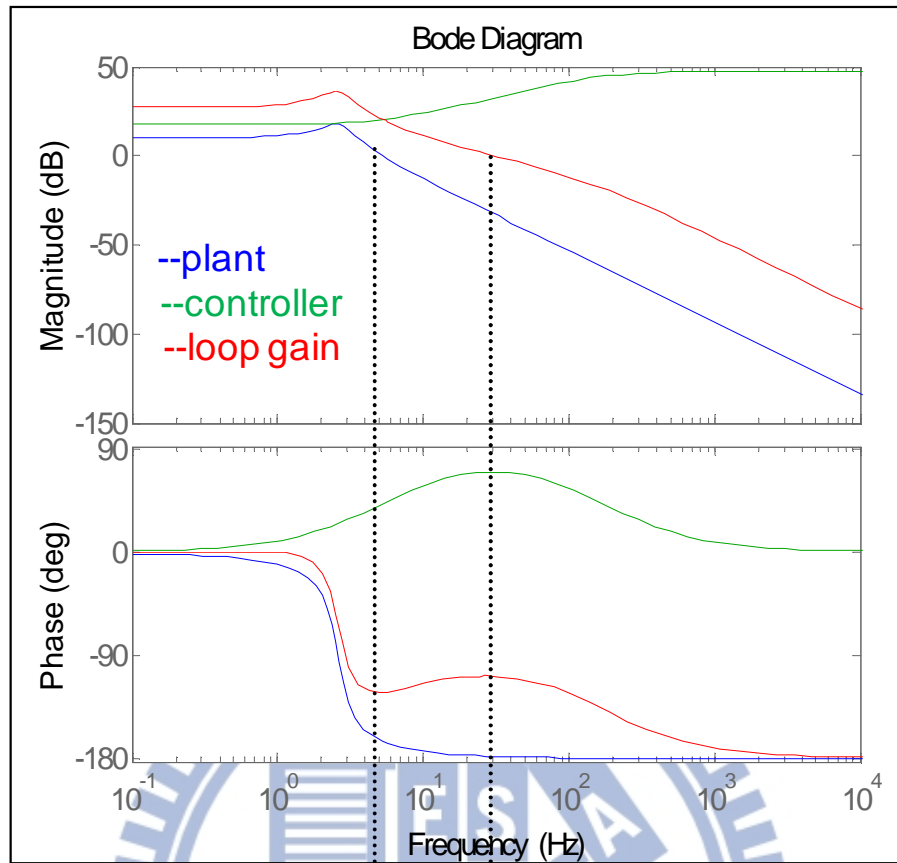


圖4.17 相位領先控制器之頻率響應圖



PM\_old=15 PM\_new=72

圖4.18 相位領先控制器對二階系統補償之頻率響應圖

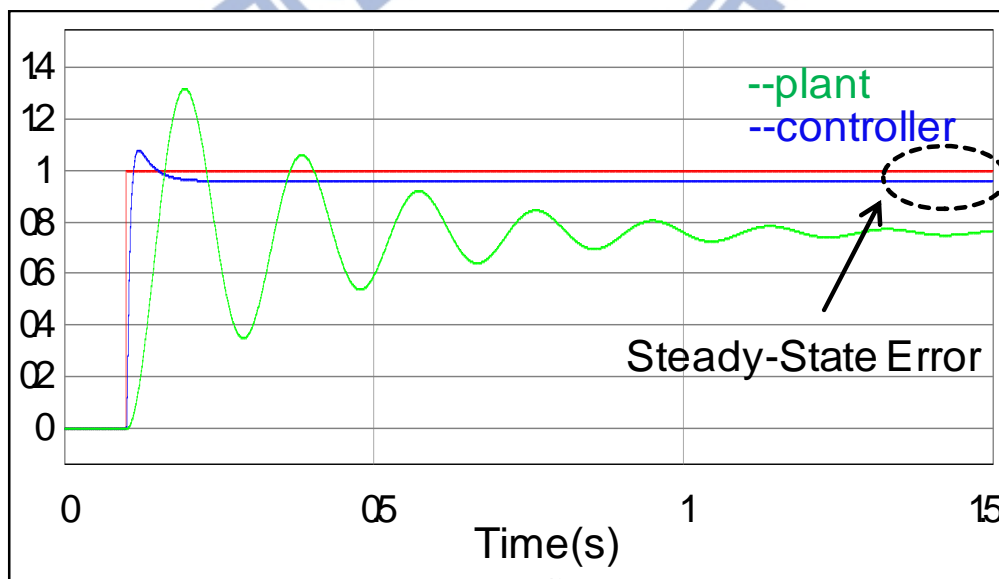


圖4.19 相位領先控制器補償前後之步階響應

考慮完暫態響應的補償也就是相位領先控制器的設計之後，可以從圖4.19知道此時系統仍存在穩態誤差，因此接著考慮比例-積分控制器，比例-積分控制器就是針對暫態響應良好而穩態響應不良的系統做改善。圖4.20為比例-積分控制器之波德圖，可以看到此控制器因為增加了低頻增益，故可大幅改善穩態誤差，要考慮的條件則是轉折點的設計以及系統的增益。針對已經設計完成的相位領先控制器，首要條件就是不希望增益零交越點頻率改變，因為若是改變，系統補償的最大相角就不在增益零交越點上，此時系統的相位邊限就會受到影響，因此可以將比例-積分控制器中的 $K_P$ 值決定為1，如此一來在高頻的增益即為零，不會影響到增益零交越點。接著要考慮比例-積分控制器中另一個參數 $K_I$ 值， $K_I$ 值的設定可以被兩個條件決定，首先是希望轉折點造成的相位落後不要影響到上面補償的相位邊限，因此第一個條件就是

$$10 \frac{K_I}{K_P} < 2\pi \cdot f_g, \quad (4-27)$$

從圖4.20中可以看到在頻率為十倍轉折點時，相位落後已經趨近為零，因此只要此時的頻率小於增益零交越點，比例-積分控制器就不會降低原本補償完畢的相位邊限，接著另一個條件可以從期望的穩態誤差值來決定，此時原二階系統考慮加上比例-積分控制器和相位領先控制器後的穩態誤差可表示為

$$e_{ss} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{s \cdot R(s)}{1 + G(s) \cdot G_{lead}(s) \cdot \frac{sK_P + K_I}{s}} < e_{ss,max}, \quad (4-28)$$

在上式中，若考慮步階響應，則輸入 $R(s)$ 為 $1/s$ ，此時穩態誤差必然為零，另外在馬達控制系統中往往會使用單位斜坡輸入來檢查追隨命令的速度快慢，因此本文設計控制器時將考慮單位斜坡輸入穩態誤差。此時在(4-28)中除了 $K_I$ 值尚未確定之外，其他參數皆已經決定，因此可以由設計者本身可容許的穩態誤差最大值，決定出 $K_I$ 值的下限，而根據(4-27)設計者則可以決定出 $K_I$ 值的上限。

經由上面的設計，圖4.21為經過比例-積分控制器補償後的頻率響應圖。可以看到藍線為原本二階系統加上相位領先控制器補償的頻率響應，綠線為比例-積分控制器的頻率響應，而紅線則是二階系統加上比例-積分控制器和相位領先控制器補償後的迴路增益，可以看到補償後系統的低頻增益增加且沒有影響到增益零交越點和相位邊限。圖4.22則是兩種狀態下的步階響應比較，可以看到只加入相位領先控制器而尚未加入比例-積分控制器的藍線，最後會存在著穩態誤差，而經過補償的綠線的穩態誤差幾乎為

零，且兩者有著幾乎相同的暫態響應。

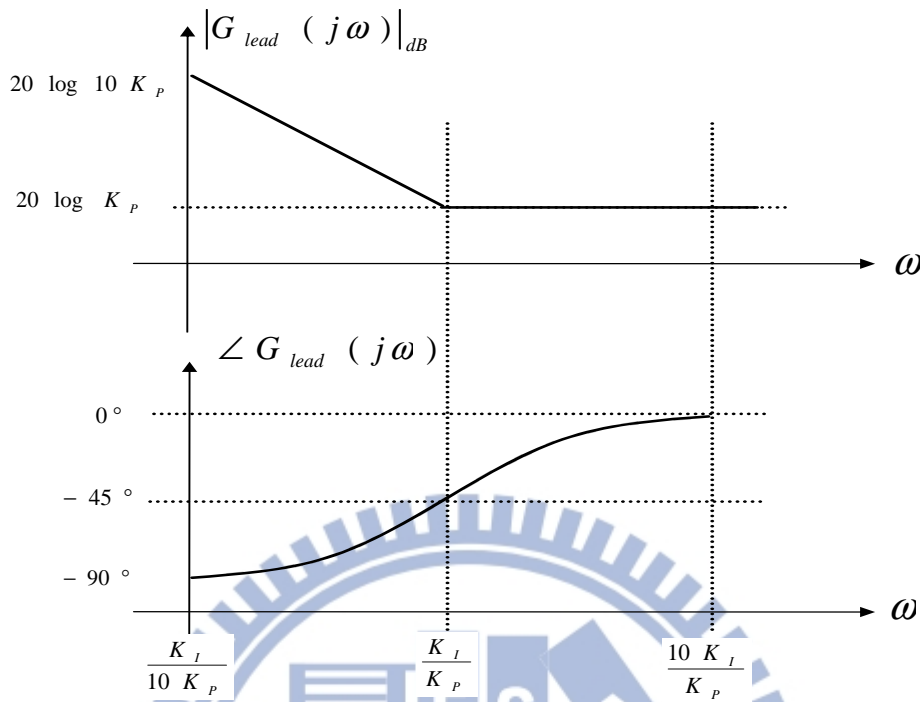


圖4.20 比例-積分控制器之波德圖

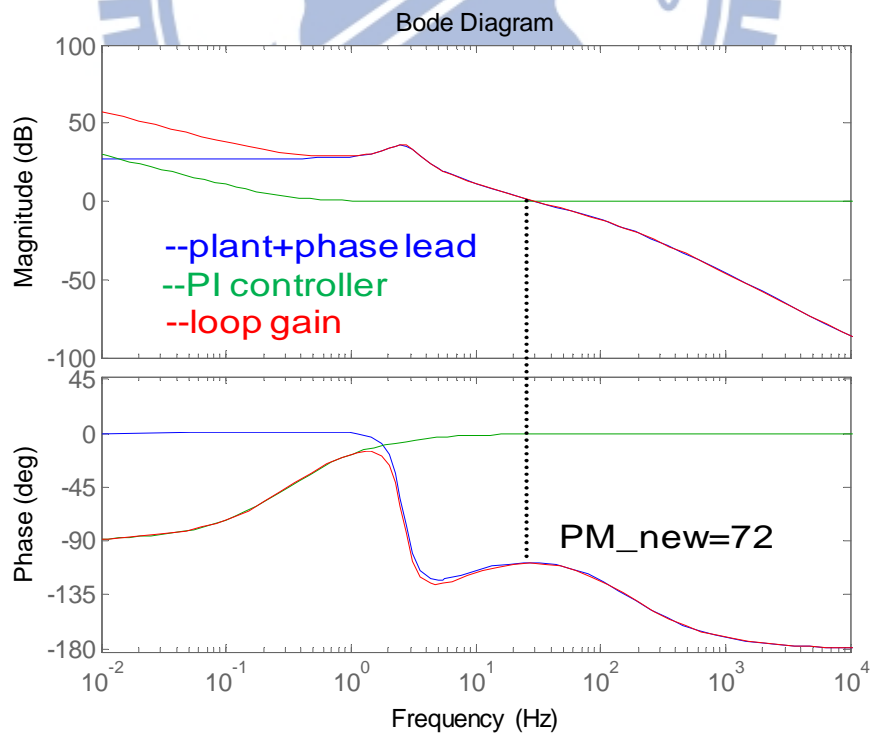


圖4.21 比例-積分控制器對系統補償之頻率響應圖



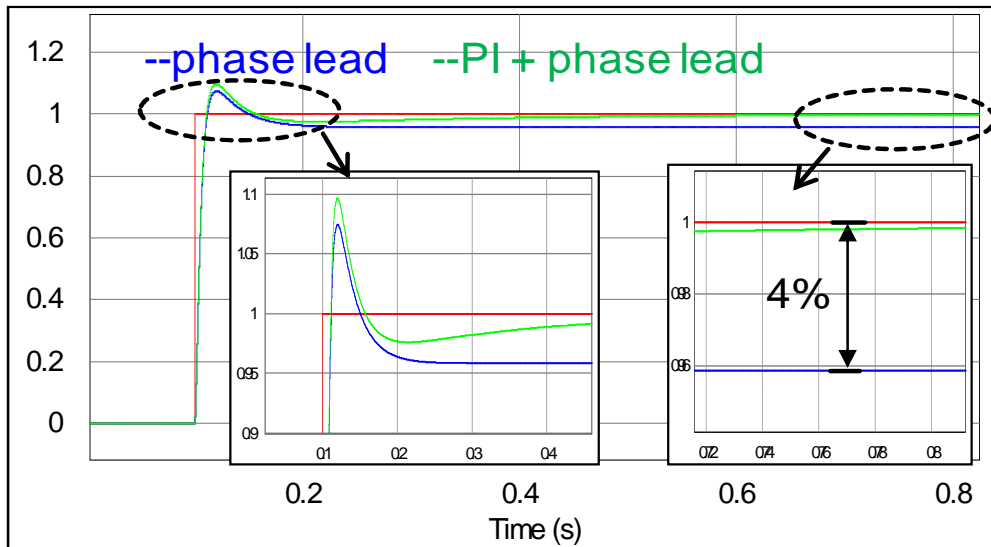


圖4.22 比例-積分控制器加上相位領先控制器補償前後之步階響應

接著要探討經由(4-27)與(4-28)設計出來的比例-積分控制器參數值之範圍對系統的影響，圖4.23為不同 $K_I$ 值下之系統單位步階響應而圖4.24則是單位斜坡響應，兩圖中綠線為參數值設計在限制範圍內的響應，粉紅線為參數值超過最大值而藍線為低於最小值限制，可以從圖4.23中看到不同的 $K_I$ 值對於單位步階響應穩態誤差均為零，但 $K_I$ 值超過最大限制值時的粉色線其最大超越量比綠線多了約10%而 $K_I$ 值低於最小限制值時的藍線最大超越量與綠線相似但是收斂速度較慢。接著可以從圖4.24中觀察單位斜坡響應，此時 $K_I$ 值超過最大限制值時的粉色線其單位斜坡響應之穩態誤差幾乎為零而 $K_I$ 值低於最小限制值時的藍線其單位斜坡響應之穩態誤差則大於3%。當 $K_I$ 值超過最大限制值雖然單位步階響應或是單位斜坡響應其穩態誤差均趨近零且收斂速度快，但其缺點就是反應過度造成最大超越量增加，而當 $K_I$ 值低於最小限制值時缺點就是反應過慢收斂速度較慢且單位斜坡響應穩態誤差較大，因此控制器設計就是要選擇一個反應速度適中且穩態誤差保持在可接受範圍內的控制器，經由(4-27)與(4-28)可由設計者本身自行定義控制器所需的參數值，且經由圖4.23與圖4.24可看到選擇出來的綠線其不論在穩態誤差或是最大超越量等等條件均可滿足原本的設計條件。

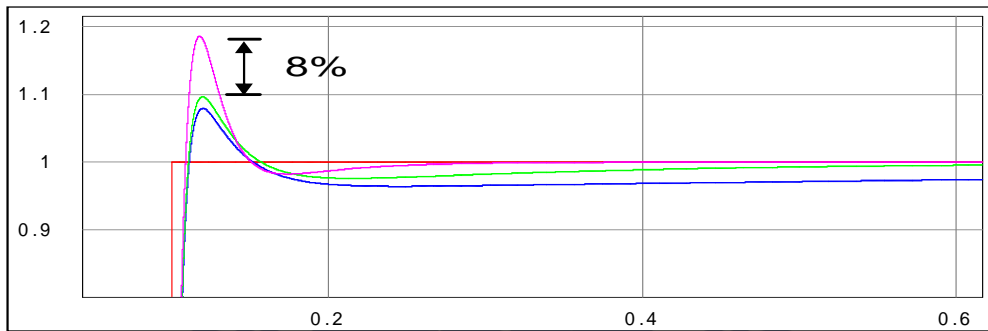
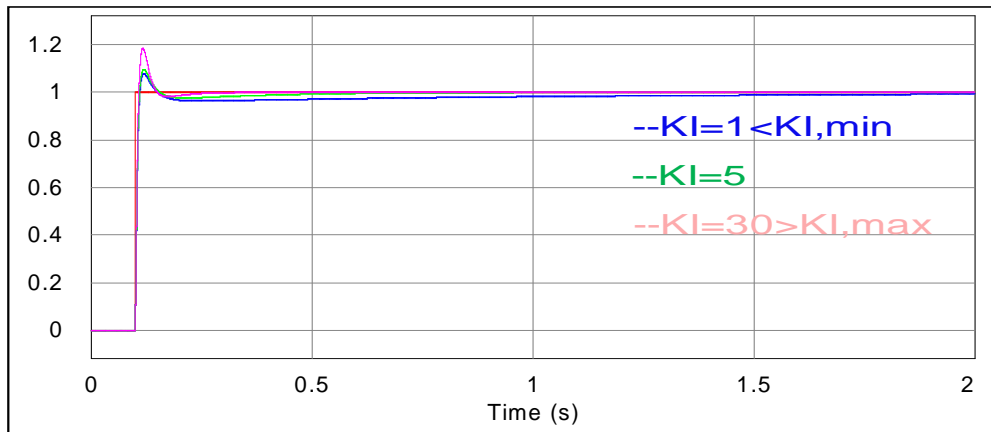


圖4.23 不同比例-積分控制器參數之步階響應

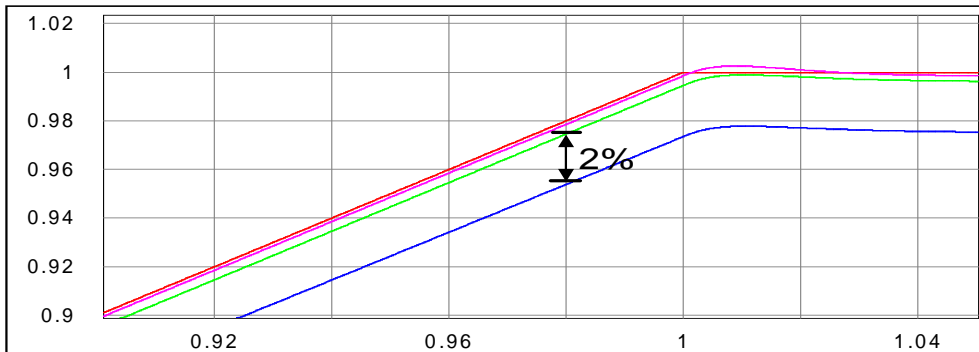
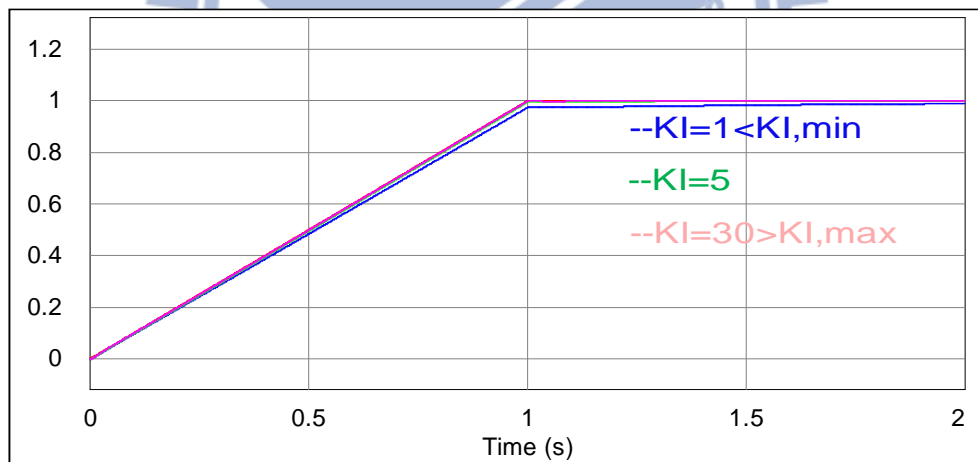


圖4.24 不同比例-積分控制器參數之斜坡響應

### 4.2.3 模擬結果

介紹完控制器設計原理後，本小節首先利用單相風扇在75%額定轉速也就是3375RPM下得到的近似轉移函數，經過上述的方法設計控制器後，一樣輸入一步階擾動訊號，觀察並比較圖3.9以及圖3.11這兩個不同操作點下經過控制器補償後的步階響應是否改善。首先可以看到圖4.25為單相風扇無載條件操作在15%額定轉速也就是600RPM下經過控制器補償前後的步階響應模擬波形圖，可看到安定時間和最大超越量都有明顯降低，圖4.26為單相風扇有載條件操作在同轉速600RPM下經過控制器補償前後的步階響應模擬波形圖，可看到一樣有顯著的改善效果。接著看到圖4.27和圖4.28分別為無載與有載條件操作在50%額定轉速也就是2400RPM下過控制器補償前後的步階響應模擬波形圖，可看到無載與有載條件經過補償後均有明顯改善效果。圖4.29和圖4.30分別為無載與有載條件操作在75%額定轉速也就是3375RPM下之步階響應改善波形。可以看到在三種轉速範圍內無載與有載條件下控制器均可得到良好的改善效果。

接著比較在控制器補償前後的斜坡速度命令響應，圖4.31是在開迴路V/f控制下使用轉速對應最佳電壓命令之加速曲線，可以看到在開迴路V/f控制下從3375RPM加速至3600RPM需要2.5秒的時間，且過程中功率因數角度會震盪，到加速完成後還需要大約兩秒的安定時間。圖4.32則是使用控制器補償後閉迴路V/f控制下一樣從3375RPM加速至3600RPM的響應圖，可以看到加速時間縮短一秒，且過程中功率因數角度幾乎沒有震盪現象產生。

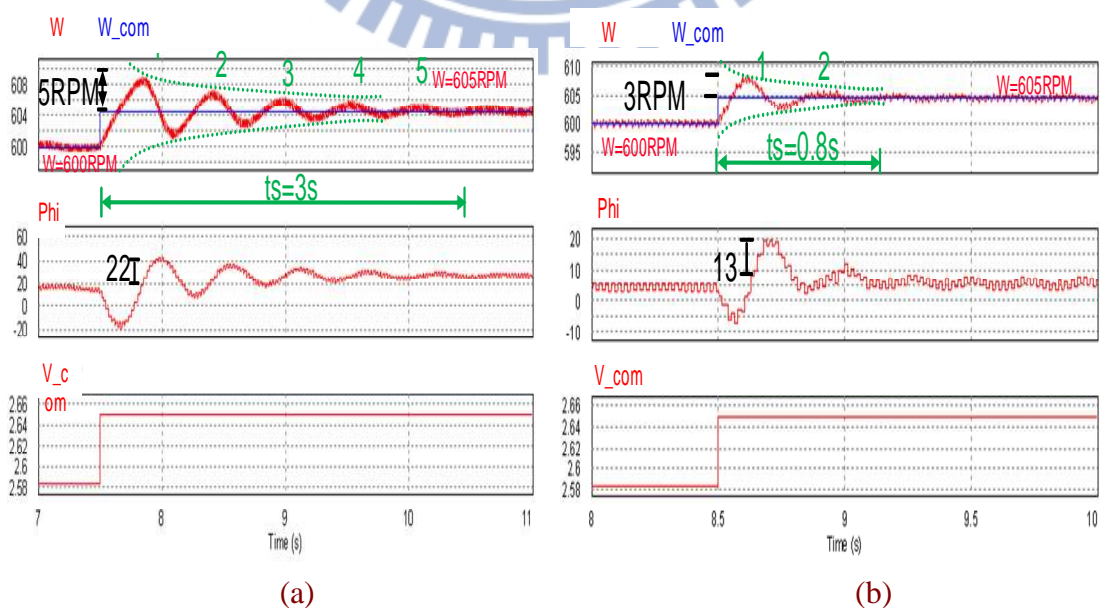
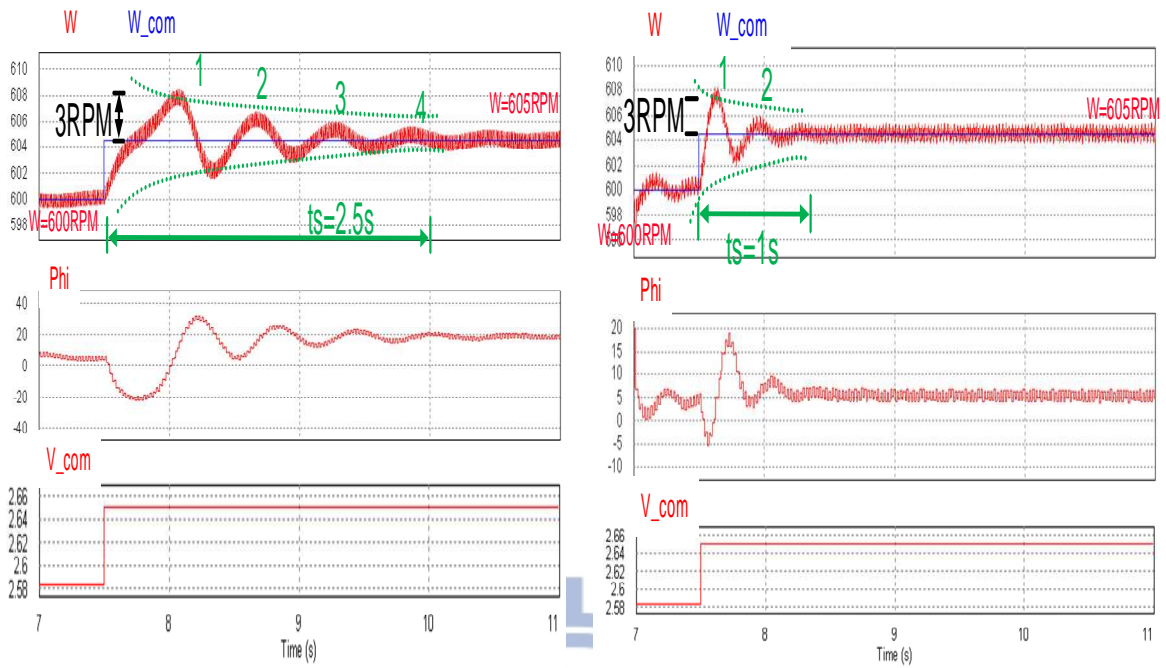


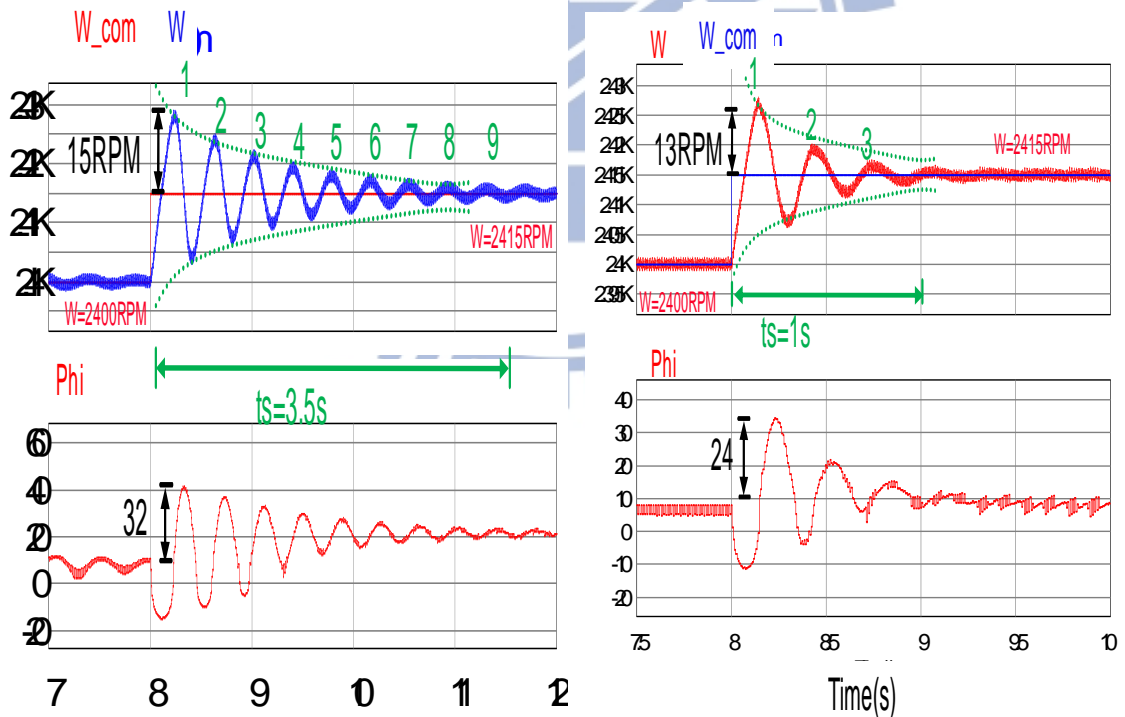
圖4.25 單相風扇無載條件操作在600RPM之步階擾動波形 (a)開迴路 (b)閉迴路



(a)

(b)

圖4.26 單相風扇有載條件操作在600RPM之步階擾動波形 (a)開迴路 (b)閉迴路



(a)

(b)

圖4.27 單相風扇無載條件操作在2400RPM之步階擾動波形 (a)開迴路 (b)閉迴路

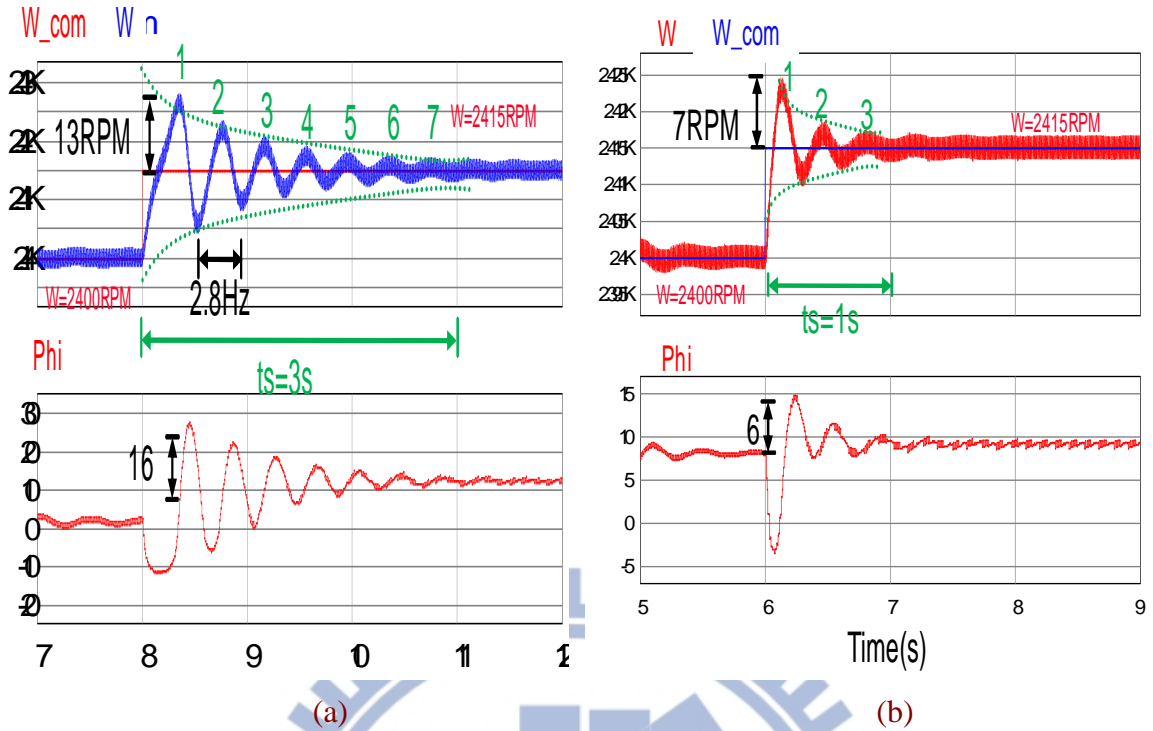


圖4.28 單相風扇有載條件操作在2400RPM之步階擾動波形 (a)開迴路 (b)閉迴路

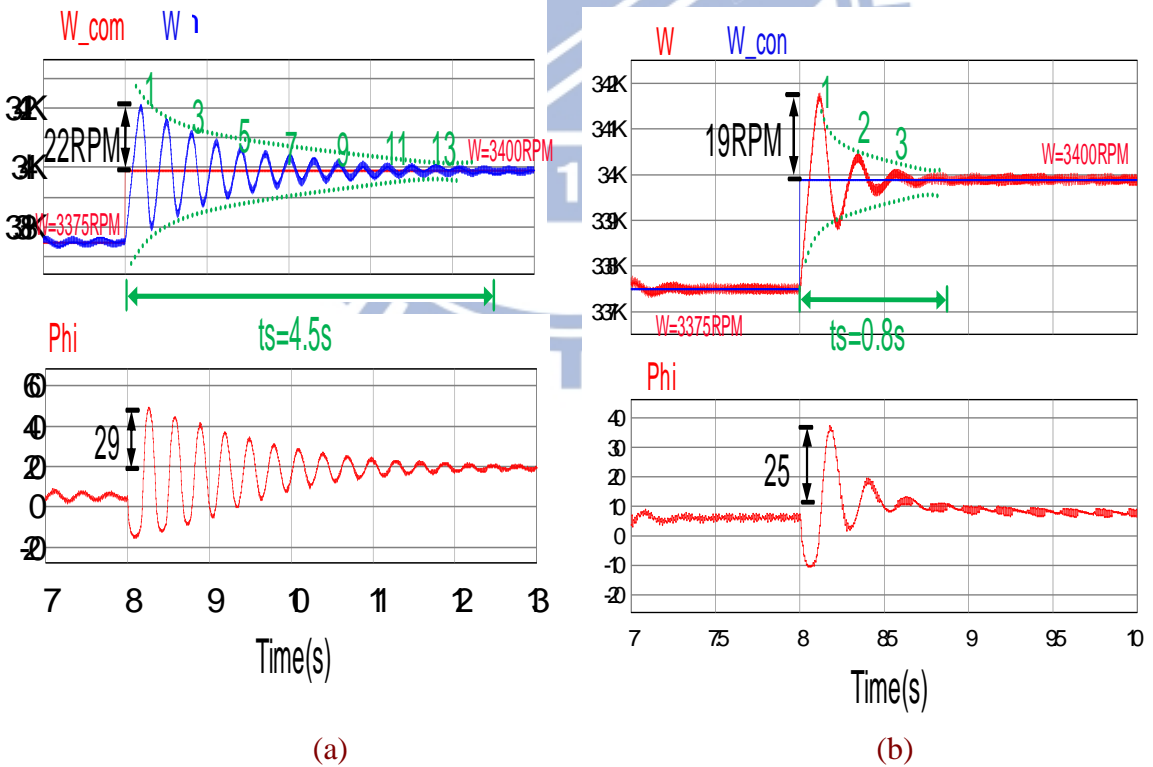


圖4.29 單相風扇無載條件操作在3375RPM之步階擾動波形 (a)開迴路 (b)閉迴路

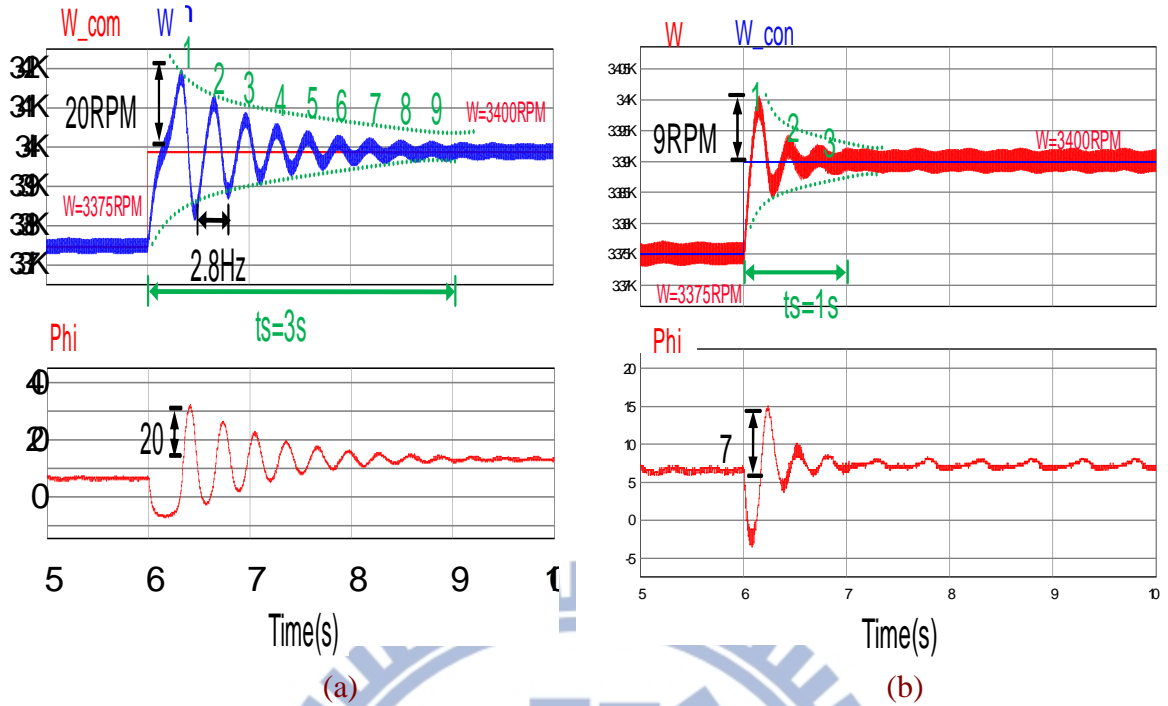


圖4.30 單相風扇有載條件操作在3375RPM之步階擾動波形 (a)開迴路 (b)閉迴路

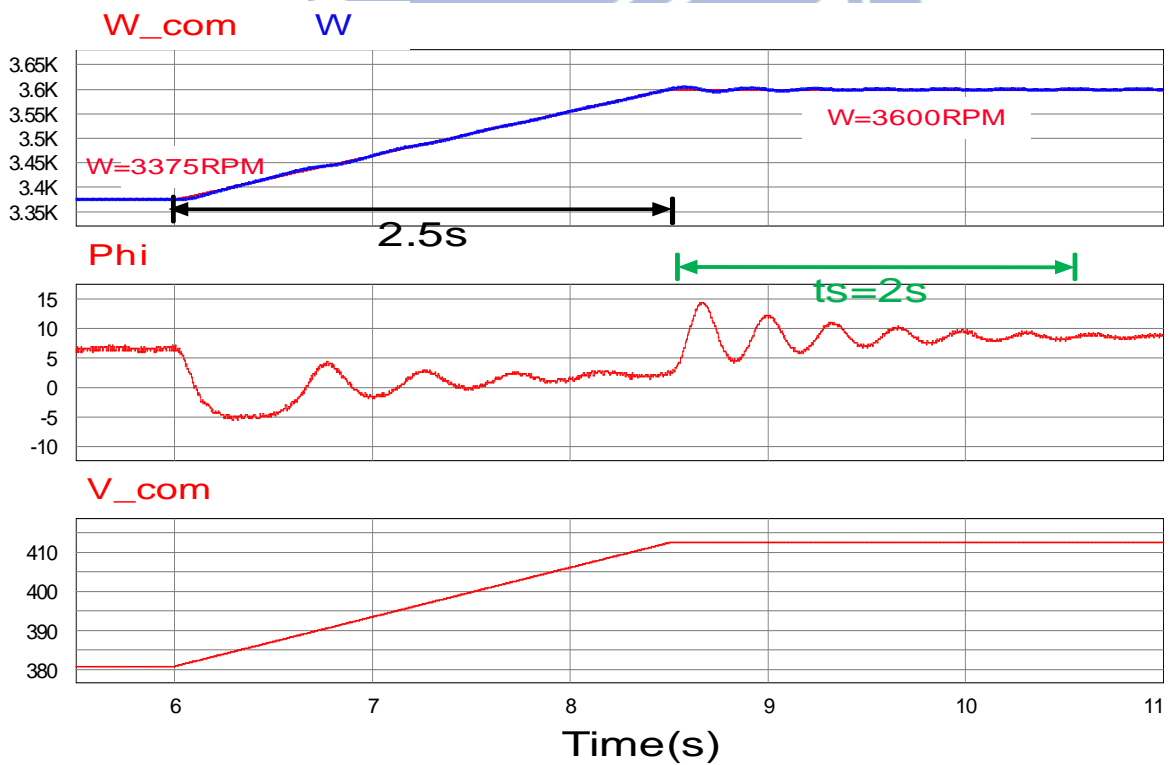


圖4.31 單相風扇開迴路V/f控制之加速曲線波形

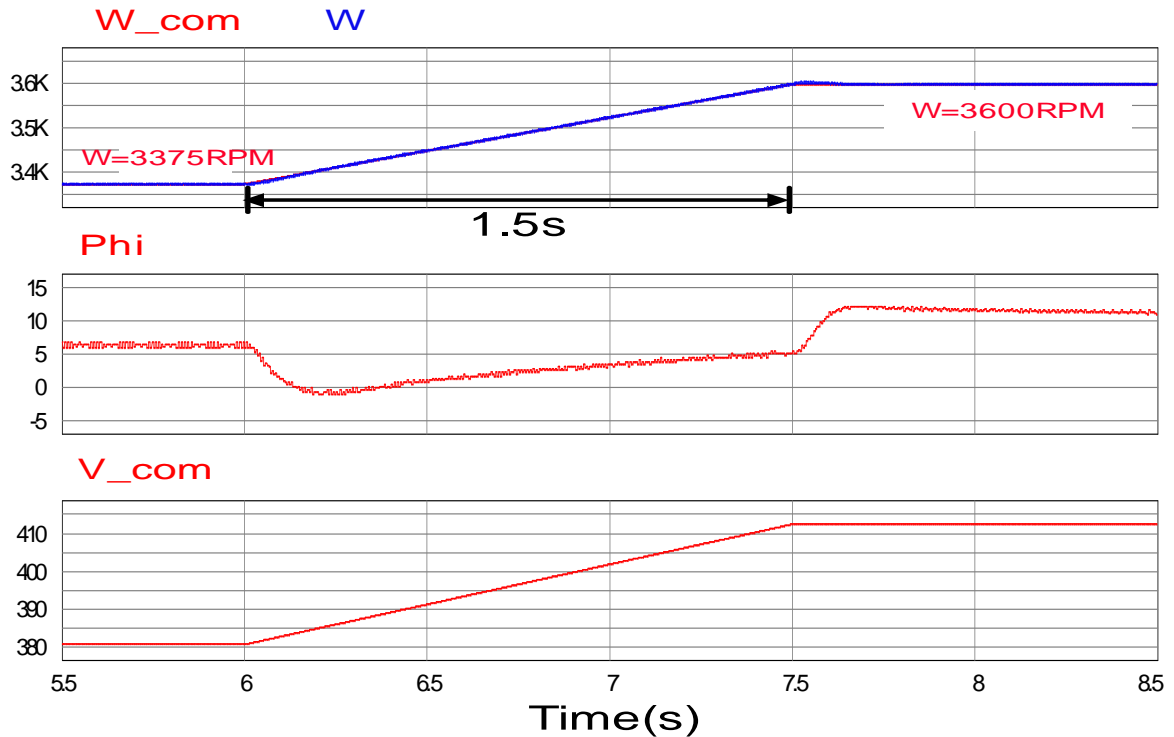


圖4.32 單相風扇閉迴路V/f控制之加速曲線波形

### 4.3 電壓命令補償與全轉速範圍之控制器修正

從上面兩節中可以知道本文使用的電壓命令是對應於某個特定轉速經由只考慮穩態下馬達機械方程式(4-12)計算出來的值，即使在加速過程也是使用最佳電壓命令，雖然經過控制器的補償可以縮短加速時間，但從完整的馬達機械方程式(2-33)來考慮，在加速的時候應該將轉動慣量造成的加速度量一起考慮，因此在加速過程中(4-12)應該改寫為

$$i_s = \frac{J_m \frac{d\omega_m}{dt} + B_m \omega_m + K_m \omega_m^2}{K_T} \quad (4-29)$$

其中加速度那一項因為轉速命令為使用者給定，若給與斜坡加速命令則加速度為一定值，且在穩態下加速命令為零，故經由上式可以計算出加速過程以及穩態下所需要之電流命令，在經由前面介紹過的方法計算出加速及穩態下之最佳電壓命令，圖4.29即為考慮加速電壓命令補償後之閉迴路V/f控制加速過程，比較圖4.28，加速時間縮短為0.5秒且過程中轉速與功率因數角度沒有震盪產生。

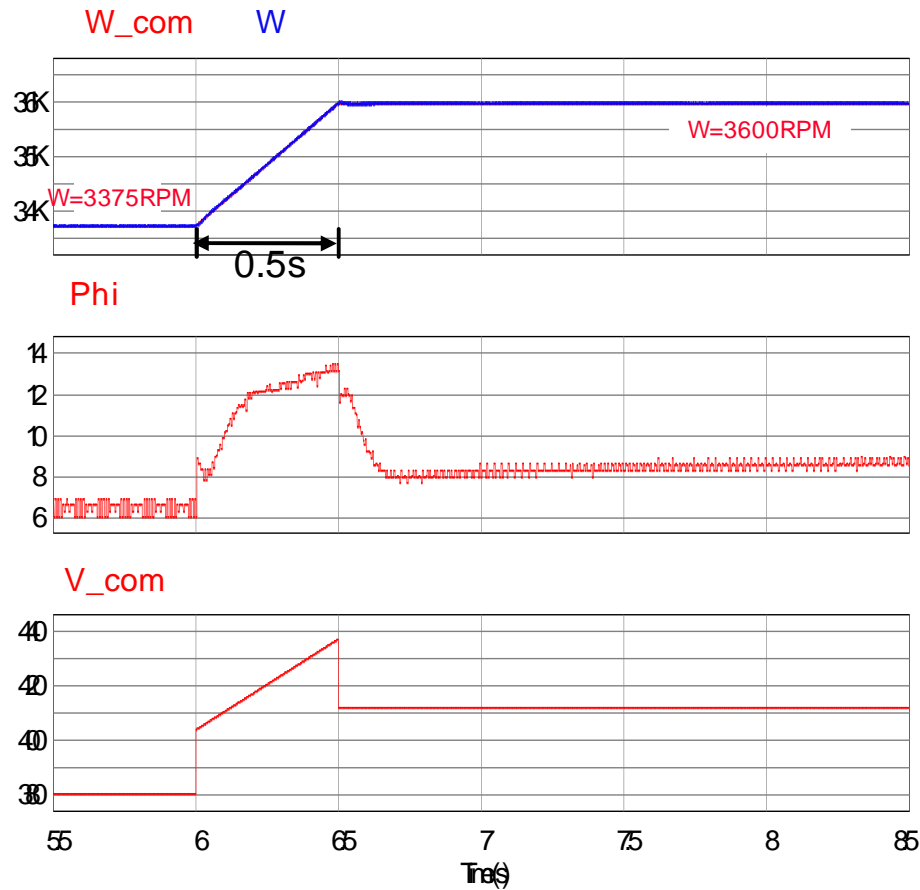
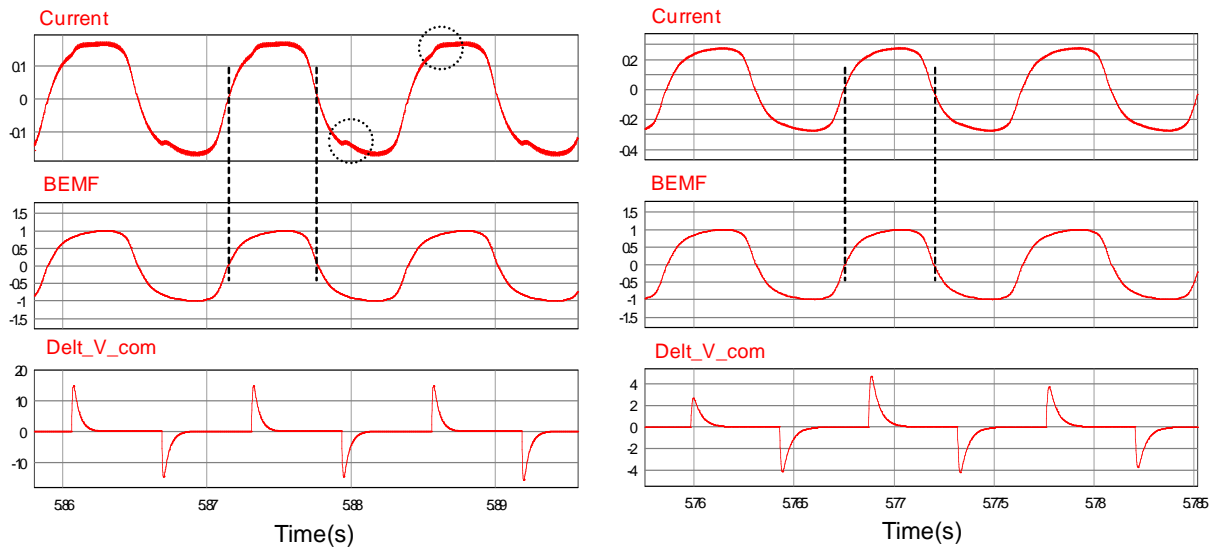


圖4.33 單相風扇閉迴路V/f控制加上電壓命令補償之加速曲線波形

使用電壓命令補償系統暫態加速響應後，接著要考慮如圖4.14所示，在不同轉速下系統之頻率響應會稍稍改變的問題，本文上述的控制器設計過程是先針對系統在75%額定轉速下之頻率響應做補償，若在不同轉速下都使用此控制器會對系統產生不良影響，如圖4.30為同一控制器在50%額定轉速以及75%額定轉速下之穩態電流波形，可以從圖4.14中預測因為較低轉速時系統之增益較大，若再使用高轉速下設計之控制器系統必然會過度反應，在圖4.30(a)中因為控制器修正過多的電壓命令，雖然電流一樣與反電動勢同相位但電流卻有變形的問題產生，如此一來就失去效率最佳化的意義；反觀圖4.30(b)中75%額定轉速下因為控制器設計得當，電流保持與反電動勢同相位且不變形。若要補償此問題理論上應該要針對不同轉速下的頻率響應都設計一次控制器，但如此一來會讓設計過程過於繁雜，且觀察圖4.14不同頻率響應基本上只有增益有點落差，因此本文為了簡化設計過程，對不同轉速下只修正控制器增益，如在低轉速時就將控制器增益值調低而高轉速時就將增益值調高。如此修正的結果可以看到如圖4.31所示，在不同轉速下，也都可以維持電流和反電動勢同相位且不變形。

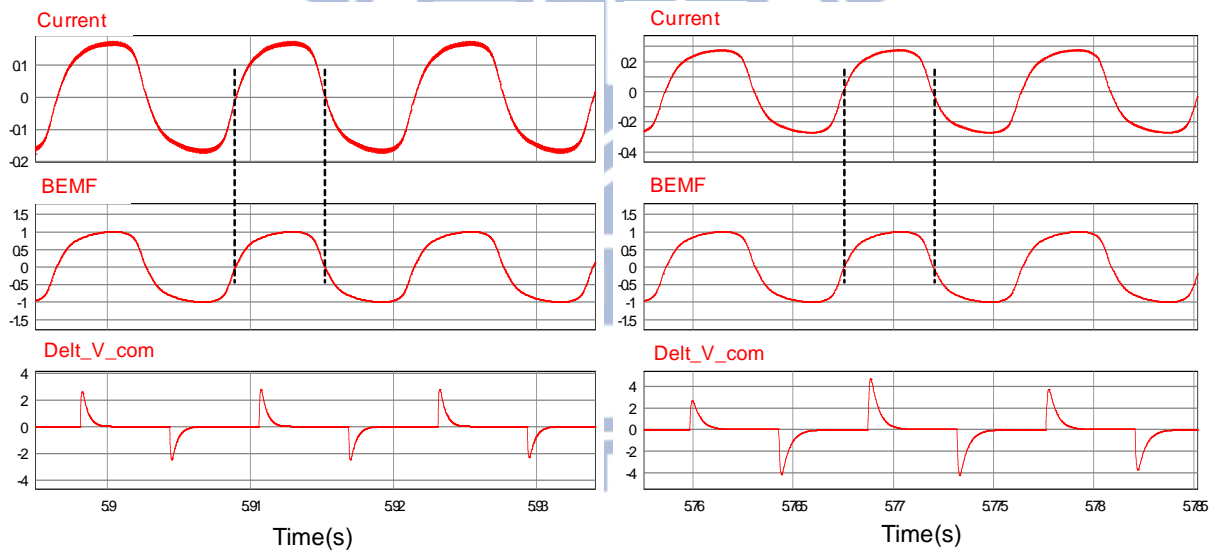




(a)

(b)

圖4.34 同一控制器在不同轉速下之穩態電流波形 (a)2400RPM (b)3375RPM



(a)

(b)

圖4.35 不同轉速下修正控制器增益之穩態電流波形 (a)2400RPM (b)3375RPM

## 第五章

# 高效率無感測 V/f 控制之 DSP 實現與實驗結果分析

近年來隨著微處理器技術的發展以及馬達控制技術的進步，將單晶片微處理器應用於馬達控制已經成為趨勢。採用數位微處理器的優點在於控制策略以軟體程式實現，因此所需要的硬體電路結構較純類比馬達控制簡單也可減少雜訊影響，此外數位控制器不僅性能較穩定可預期且修改彈性也較高。因此為了證實提出的高效率無感測 V/f 控制架構的可行性，本文之實驗平台建立在以 DSP-2407A 為控制核心來完成實驗。本章首先會介紹實驗平台系統以及數位實現下系統架構方塊圖，並針對數位實現之解析度做分析與設計，接著將軟體流程做一介紹，最後會針對實驗波形進行分析。

### 5.1 實驗發展系統介紹

圖 5.1 為永磁同步風扇馬達實驗平台，其中包括一個 8 極的市售奇美三相永磁同步風扇馬達、功率級電路、訊號偵測與回授電路、定點數運算的 DSP 以及個人電腦。DSP 為控制系統之核心，負責給予斜坡轉速命令以及根據轉速命令計算出最佳電壓與功率因數角度命令、讀取外部輸入訊號、偵測並計算實際功率因數角度、實現無感測 V/f 控制、高效率控制。功率級電路為輸入電壓為 12V 的三相橋式換流器，經由 DSP 送出的開關訊號驅動三相橋式換流器六個開關使馬達運轉，若要驅動單相風扇僅需使用其中兩相四個開關而要驅動三相風扇時就使用三相六個開關。電流濾波回授電路將馬達相電流濾波後送至 DSP 的數位類比轉換器，經由 DSP 計算出功率因數角度並實現高效率無感測 V/f 控制。透過 RS-232 的介面與 DSP 進行連結，可在個人電腦上利用 WinDSP 軟體觀察與調整 DSP 程式的所有參數與數據。

圖 5.2 為本文所提出以個人電腦為介面連接 DSP 為主控制系統之永磁同步風扇馬達高效率無感測 V/f 控制完整功能方塊圖。首先由操作者給定轉速斜坡命令並以此命令計算出最佳電壓命令、最佳功率因數角度命令以及積分後之轉子角度命令，本文為了減

化系統運算量，將事先計算好之最佳電壓命令與相角差命令建立成表格，之後只要根據轉速命令去查詢電壓命令與相角差命令即可。轉子角度命令則利用轉速命令累加即可獲得。在尚未啟動高效率控制器時僅利用電壓命令和轉子角度配合弦波產生器產生三相弦波電壓命令進行開迴路V/f啟動。接著利用類比數位轉換介面回授三相電流送入DSP，將三相電壓命令與回授三相電流計算出相角差並實現高效率控制迴路，控制器輸出訊號修正電壓命令大小完成高效率控制，其中高效率控制器會自動根據轉速命令範圍而修正增益大小輸出。以下將針對PWM輸出和ADC回授電流之解析度、相角偵測精準度以及數位控制器實現一一說明。

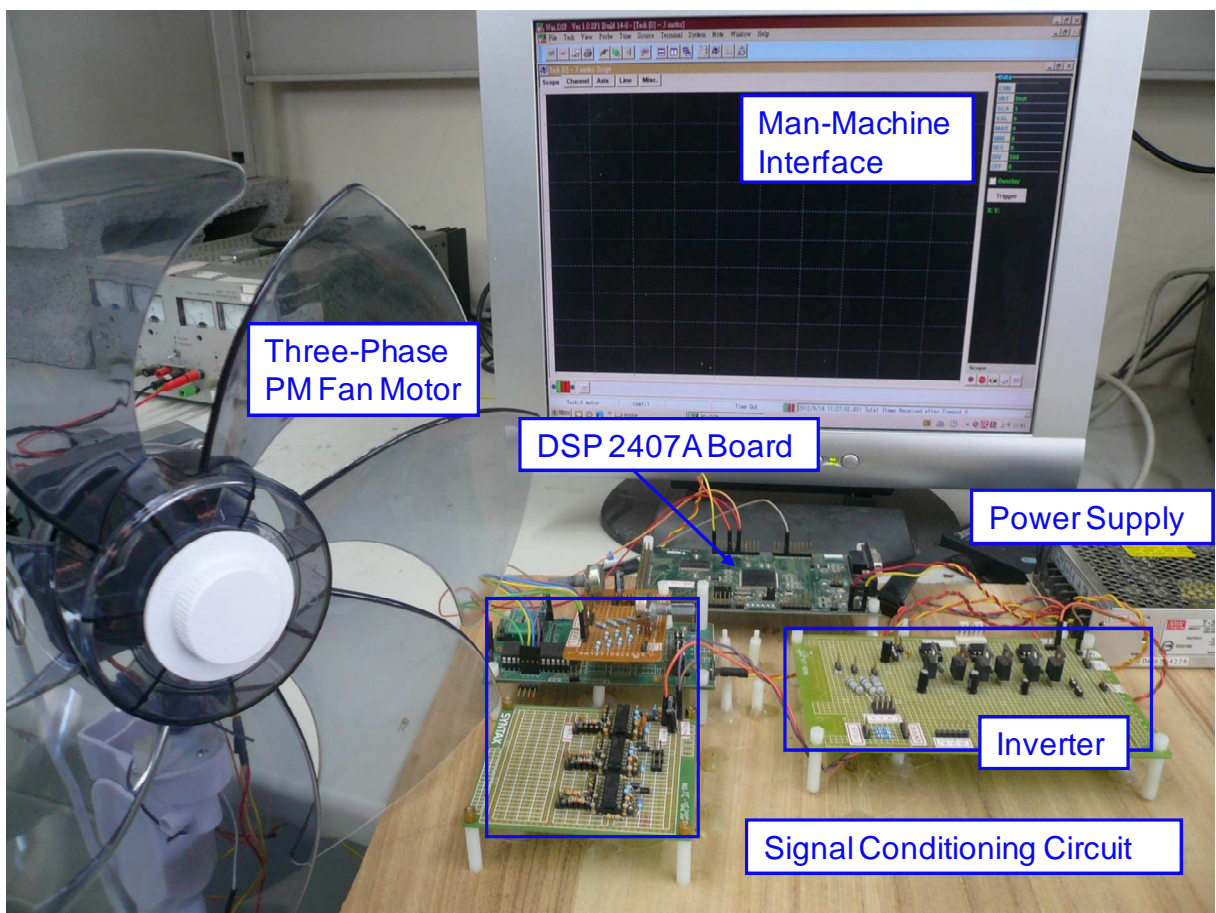


圖5.1 以DSP實現之單相與三相永磁同步風扇馬達實驗發展平台

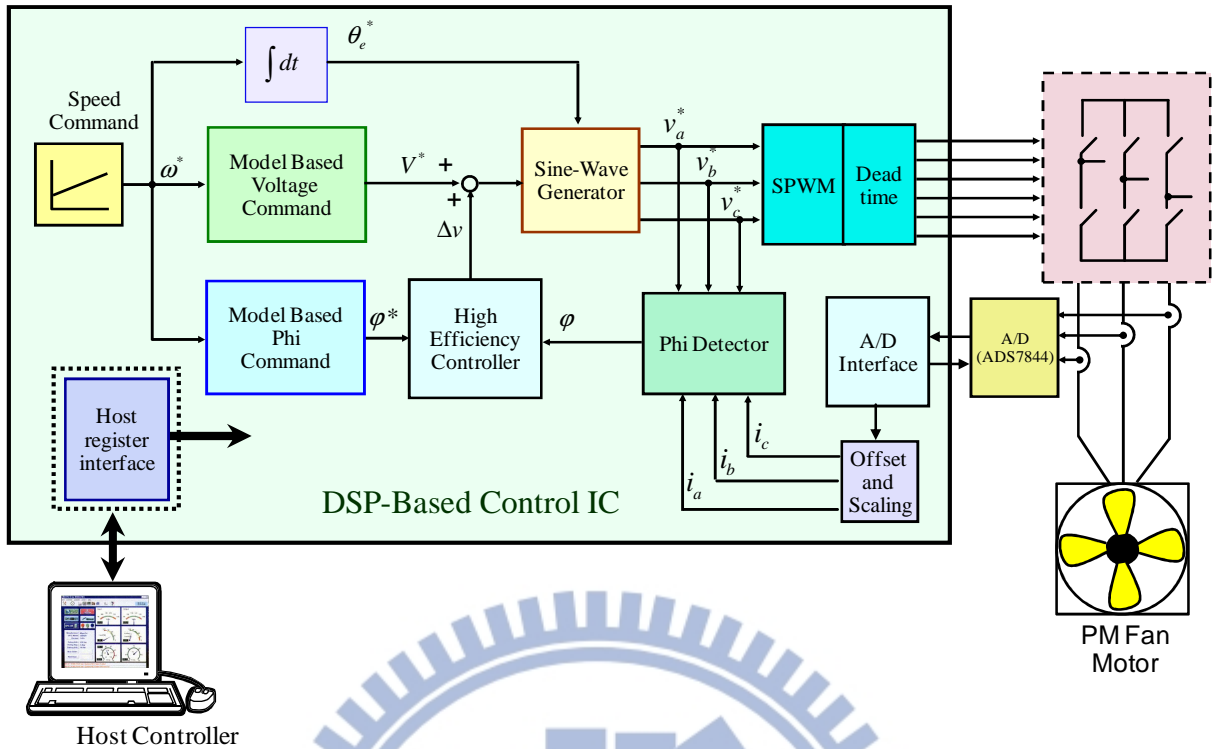


圖5.2 以DSP實現之三相永磁同步風扇馬達無感測V/f控制功能方塊圖

## 5.2 解析度分析與設計

由圖5.2可以看到為了實現類比連續訊號之數位控制，首先需要類比-數位轉換器將類比訊號經過取樣得到數位訊號，才可將數位訊號在DSP中做運算，經過數位控制器的補償後，最後經由數位PWM送出開關訊號給三相換流器還原類比連續訊號。ADC和DPWM是實現數位控制不可缺少的過程，但不同於類比訊號使用OP放大器來實現，ADC和DPWM使用二進位運算，在取樣時必然會產生量化方面的誤差以及訊號的延遲誤差，這兩個誤差量在數位控制中影響最甚，以下就針對這兩個誤差量對於控制迴路之影響分別做分析以及設計過程之考量。而本文另一重點在功率因數角度偵測，因此也會針對相角偵測之精準度做一分析。

### 5.2.1 ADC與PWM之解析度與量化誤差

ADC擷取輸入類比訊號為數位訊號而PWM將數位訊號還原為類比訊號輸出，這個過程等同將輸入訊號量化，其中必然會產生擾動及雜訊，經過數位控制後可能會對輸出造成不良影響。圖5.3為量化過程等效圖，可以看到原本的類比訊號經過量化後得到一格一格的數位訊號，其中數位訊號之解析度與ADC取樣頻率有關，若是取樣頻率越

高，得到的數位訊號越接近類比訊號。圖5.4為考慮取樣誤差之量化過程等效圖，類比訊號加上誤差訊號即為數位訊號，其中誤差訊號之大小 $R$ 為每一次取樣造成之誤差，後面將介紹如何利用期望的誤差大小來計算需要之ADC位元數。將量化過程考慮進圖4.9之系統迴路方塊圖後可以表示成圖5.7，而期望控制量 $\varphi$ 之轉移函數即可表示為

$$\varphi(s) = \varphi^*(s) \frac{T_c(s)}{1+T_c(s)} + n_{ADC}(s) \frac{G_\varphi(s)}{1+T_c(s)} + w_{PWM}(s) \frac{K_i G_{id}(s) G_\varphi(s)}{1+T_c(s)}, \quad (5-1)$$

其中

- $n_{ADC}(s)$  ADC量化誤差；
- $w_{PWM}(s)$  PWM量化誤差；
- $T_c(s)$  加上控制器之系統迴路增益；
- $G_\varphi(s) \cdot G_{id}(s) \cdot K_i$  第四章近似之系統迴路增益；
- $G_\varphi(s)$  相角偵測轉移函數；
- $G_{id}(s)$  功率級電路轉移函數；
- $K_i$  電流回授增益。

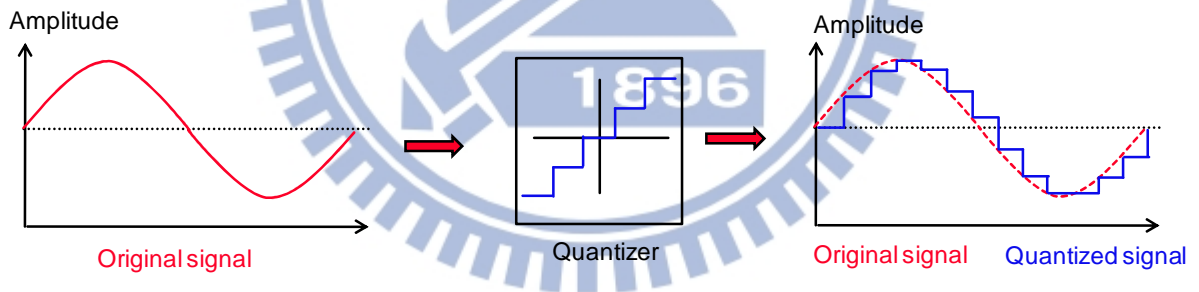


圖5.3 量化過程等效圖

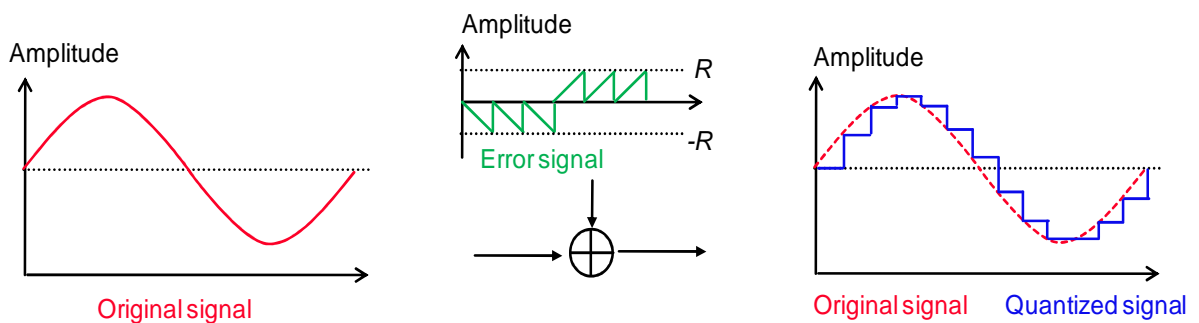


圖5.4 考慮誤差之量化過程等效圖

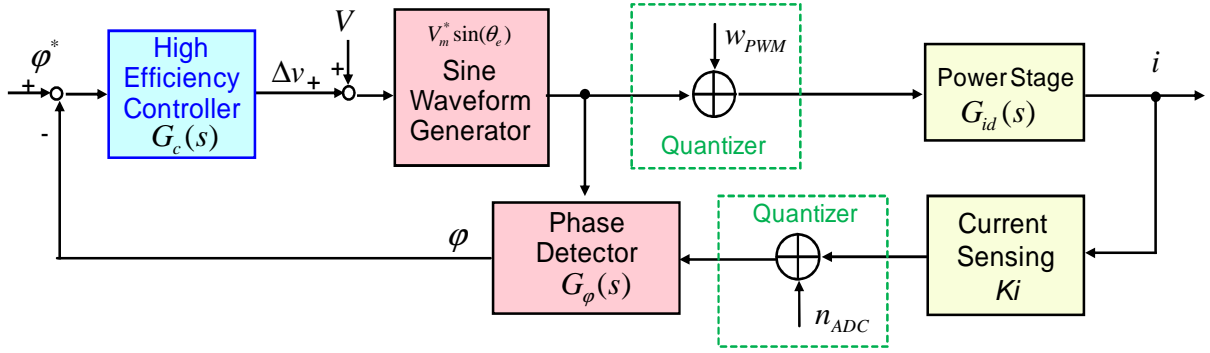


圖5.5 考慮量化過程之系統迴路方塊圖

在介紹完考慮量化後之系統迴路後，接著要考慮量化誤差大小  $R$  對於系統之影響。量化後之訊號與原始訊號之間差異為數位化後所產生的誤差訊號，在不同的情況下雖然很難被預測，但可利用數學運算估測量化後所產生的諧波來當作一個誤差評比標準[36]，其中誤差量若為固定頻率方波訊號所產生的諧波量最大，故此假設誤差訊號為方波，以下為固定頻率方波的諧波組成項

$$a_n = \begin{cases} \frac{4}{\pi n}, & n = 2k + 1 (k = 0, 1, 2, \dots), \\ 0 & n = 2k (k = 0, 1, 2, \dots) \end{cases}, \quad (5-2)$$

其中  $n$  為諧波次項而  $a_n$  為第  $n$  次諧波大小。上式近似量化後誤差最大的情況為第一項斜波產生狀況，以此狀況來計算 ADC 或 PWM 的解析度，為

$$|n_{ADC}(j\omega)|_{\max} = R \frac{4}{\pi}, \quad (5-3)$$

$$|w_{PWM}(j\omega)|_{\max} = R \frac{4}{\pi}, \quad (5-4)$$

其中詳細推導過程可參考[37]。將ADC回授訊號和PWM之量化誤差使用(5-3)和(5-4)當基準後，可將此基準加入系統迴路方塊中做計算，首先只考慮電流ADC回授之量化誤差，可將(5-1)寫成

$$\phi(s) = n_{ADC}(s) \cdot \frac{G_\phi(s)}{1 + T_c(s)} \Big|_{w_{PWM}=0, \phi^*=0}, \quad (5-5)$$

上式中考慮ADC誤差最大如(5-3)所示並考慮低頻下  $f \ll f_c$  之條件，可將上式改寫為

$$|n_{ADC}|_{\max} \cdot \left| \frac{G_\phi}{1 + K_i G_c G_{id} G_\phi} \right| \approx R \frac{4}{\pi} \frac{1}{K_i G_c G_{id}}, f \ll f_c. \quad (5-6)$$

本文電流回授 $K_i=0.1$ ，並利用第二章參數鑑別之馬達參數代入 $G_{id}$ 和第四章得到之控制器參數代入 $G_c$ ，並且可由使用者決定 $\varphi$ 之誤差量，在此假定小於5%，可由(5-6)計算出 $R$ 必須小於0.576%，也就是ADC至少要有8位元之解析度才可以滿足。

接著可以考慮PWM之量化誤差來決定PWM所需要之解析度，只考慮PWM量化誤差之系統迴路可改寫為

$$\varphi(s) = w_{PWM}(s) \cdot \frac{K_i G_{id}(s) G_\varphi(s)}{1 + T_c(s)} \Big|_{n_{ADC}=0, \varphi^*=0}, \quad (5-7)$$

考慮與(5-6)相同的條件下上式可表示為

$$|w_{PWM}|_{\max} \cdot \left| \frac{K_i G_{id} G_\varphi}{1 + K_i G_c G_{id} G_\varphi} \right| \approx R \frac{4}{\pi} \frac{1}{G_c}, f \ll f_c, \quad (5-8)$$

一樣假定 $\varphi$ 之誤差量小於5%可以計算出 $R$ 必須小於5.7%，表示PWM至少需要5位元之解析度。本文使用之DSP2407A擁有最高10位元之ADC，在PWM方面使用20k之開關頻率，並將一次開關周期分成2000段，解析度大於10位元，皆滿足以上之分析讓解析度造成之誤差在容忍範圍內。

### 5.2.2 ZOH頻率響應與相位延遲誤差

圖5.6為考慮ZOH之系統迴路方塊圖，其中開關頻率 $f_{sw}$ 和取樣頻率 $f_{sc}$ 本文皆採用20kHz，對ZOH使用拉式轉換後可表示成

$$\begin{aligned} L\{ZOH\} &= \frac{1 - e^{-T_{sc}s}}{s} = \frac{e^{j\omega \frac{T_{sc}}{2}} - e^{-j\omega \frac{T_{sc}}{2}}}{j\omega} \angle -\omega \frac{T_{sc}}{2} \\ &= \frac{2j \sin(\omega \frac{T_{sc}}{2})}{j\omega} \angle -\omega \frac{T_{sc}}{2}. \end{aligned} \quad (5-9)$$

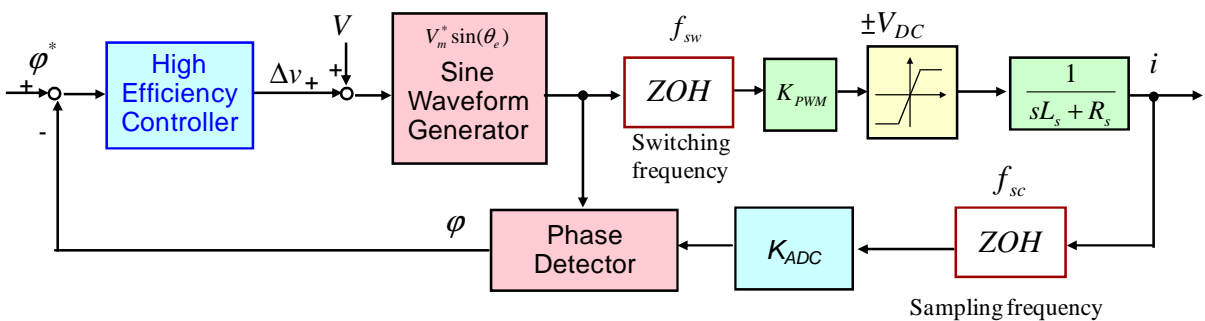


圖5.6 考慮ZOH之系統迴路方塊圖

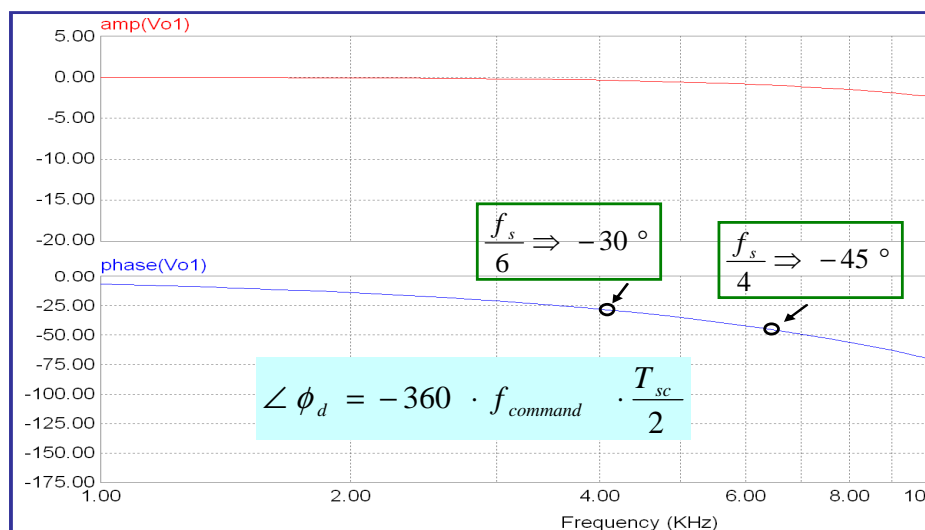


圖5.7 取樣頻率為20k Hz之ZOH頻率響應

從上式可以清楚的看出ZOH對系統造成的相位落後與系統頻率以及取樣頻率有關，圖5.7為使用取樣頻率為20kHz之ZOH頻率響應，可以對應在不同頻率下落後之不同角度。從圖4.21可以看出本文設計完成之增益零交越點大約在30Hz，依照(5-9)可以計算出此時的相位落後為0.27度幾乎為零，因此可以知道ADC和PWM造成之相位落後對於本文之控制器設計幾乎沒有影響，故不考慮進控制設計過程。

### 5.2.3 功率因數角度偵測誤差

圖5.8為功率因數角度偵測說明之時序圖，利用回授電壓弦波和電流弦波命令，並經過一遲滯比較器當電壓大於零時 $S_v$ 輸出高準位而當電壓小於零時 $S_v$ 輸出低準位，當電流大於零時 $S_i$ 輸出高準位而當電流小於零時 $S_i$ 輸出低準位。並利用 $S_v$ 訊號產生一連續上數訊號 $cnt$ ，每當 $S_v$ 訊號產生變化時便將此時上數器之值儲存為 $c\_max$ 而上數器重新歸零，此訊號也可計算出電壓電流之頻率。而當 $S_i$ 訊號產生變化時會將此時上數器之值儲存為 $c\_phi$ 。接著只要利用 $S_v$ 和 $S_i$ 之關係即可判斷電壓是領先或落後電流，如圖5.8(a)當 $S_i$ 訊號發生變化時，此時 $S_v$ 和 $S_i$ 的狀態同為High或Low表示電壓領先電流，而相角差為

$$\varphi = \frac{c\_phi}{c\_max} \cdot 180^\circ. \quad (5-10)$$

而圖5.8(b)當 $S_i$ 訊號發生變化時，此時 $S_v$ 和 $S_i$ 的狀態相反表示電壓領先電流，而相角差則表示為

$$\varphi = \frac{c\_max - c\_phi}{c\_max} \cdot 180^\circ. \quad (5-11)$$



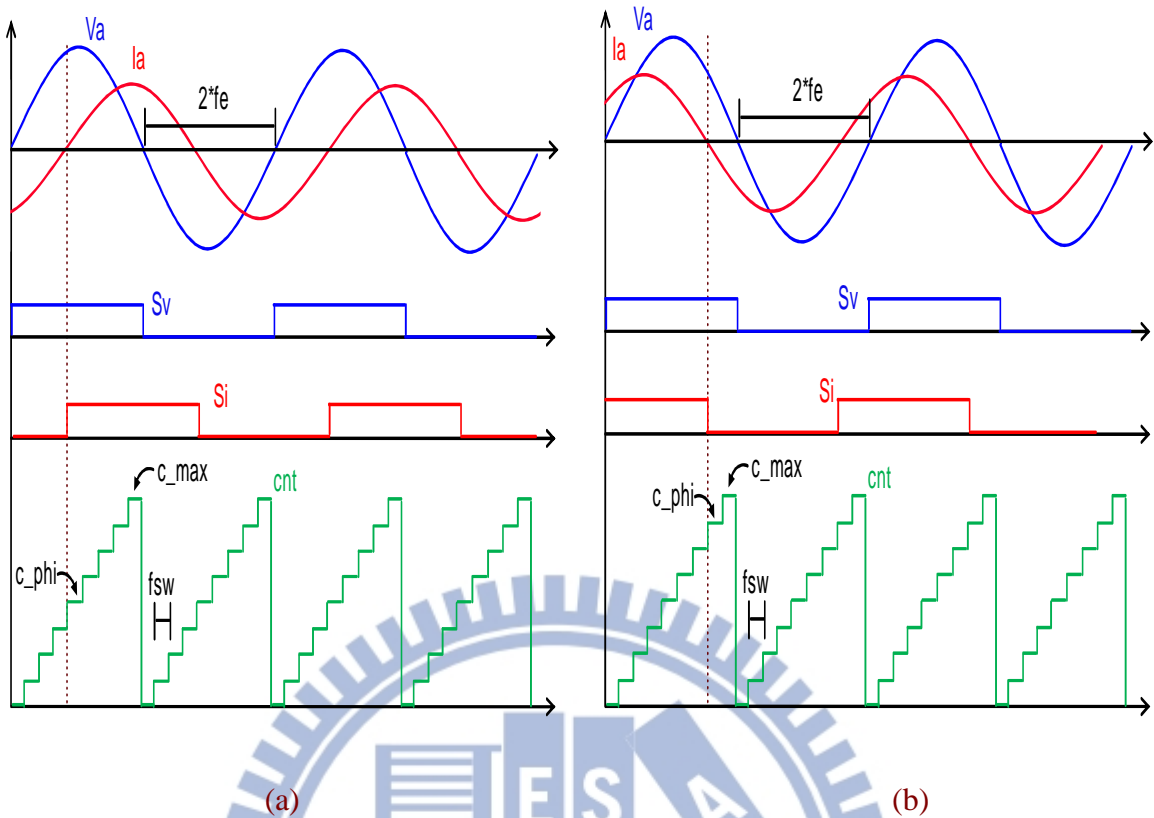


圖5.8 相角偵測時序圖 (a)電壓領先電流 (b)電壓落後電流

以上為本文回授電流並計算相角差之實現方式，利用此方法計算相角差之解析度受到電壓電流頻率 $f_e$ 也就是馬達轉速以及計算頻率 $f_{sw}$ 之影響。例如使用相同的計算頻率 $f_{sw}$ 下馬達額定轉速越高，那麼上數器得到的 $c_{max}$ 值越小，表示相同的半周期180度被分成較少格數，計算得到的相位差解析度越差。而若馬達額定轉速相同但計算頻率 $f_{sw}$ 越高，代表上數器得到的 $c_{max}$ 值越大而計算得到的相位差解析度越高。因此相角偵測與馬達轉速成反比而與計算頻率成正比，假設如圖5.8(a)電壓領先之狀況，(5-10)可以改寫為

$$\varphi = \frac{c\_phi}{\frac{T_e/2}{T_{sw}}} \cdot 180^\circ = \frac{T_{sw} \cdot c\_phi}{T_e/2} \cdot 180^\circ \leq \varphi_{err}. \quad (5-12)$$

根據上式可以從期望偵測之相角差誤差大小以及馬達額定轉速來設計所需要之計算頻率，可以改寫為

$$T_{sw} \cdot c\_phi \leq \frac{\varphi_{err}}{180^\circ} \cdot \frac{T_e}{2}. \quad (5-13)$$

例如若希望相角差之誤差能維持在5%以內，代表上式相角差誤差要小於9度，而馬達

頻率則使用本文單相風扇之額定轉速約為135Hz，帶入(5-13)可以得到所需要之計算頻率 $f_{sw}$ 至少要大於5400Hz，而本文使用之計算頻率為20kHz，經由上式之推倒可以得到相角差偵測之解析度為1.35%而誤差角度在2.4度以內。

如圖5.9所示為當單相風扇馬達操作在80Hz時不同計算頻率之相角差偵測波形，可以看到在使用5000Hz之計算頻率時， $cnt\_max$ 值大約只有到30左右，而計算出來的相角差也會有約4.5度之誤差存在。而當計算頻率增加至20kHz時， $cnt\_max$ 值可到120左右，而計算出來的相角差之誤差存在也僅有約1.2度。

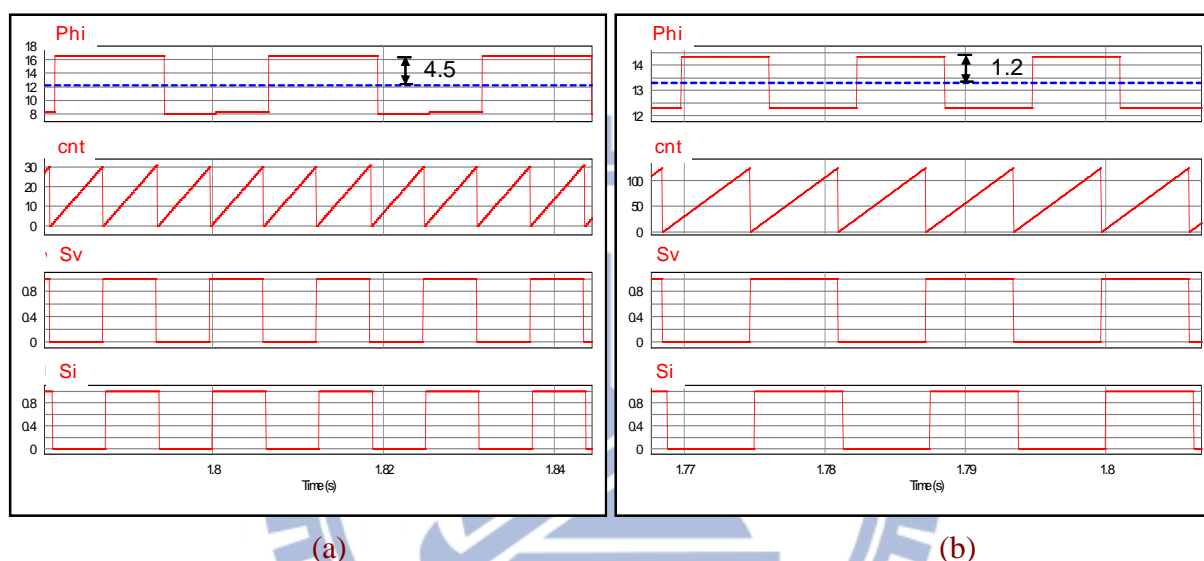


圖5.9 不同計算頻率在單相風扇80Hz之相角差偵測波形 (a)5kHz (b) 20kHz

### 5.3 控制器數位實現

圖5.2中各個功能方塊圖已經在前面分別介紹，電壓命令以及相角命令使用查表法獲得，PWM輸出命令和ADC回授所需要之解析度也設計完成，相角偵測利用計數器實現也可在誤差容忍範圍內，整體實現只剩下控制數位實現部分。

由於本文使用DSP實現數位控制，故須要將第四章設計完成之類比控制器經由Z轉換轉換成數位控制器。將類比連續訊號轉換成數位離散訊號有許多架構方法，例如反向尤拉公式(backward Euler)、前向尤拉公式(forward Euler)以及雙線性轉換(Bilinear)，均是使用不同的積分方法。本文使用反向尤拉公式(backward Euler)進行轉換，其S-domain到Z-domain之轉換關係可以表示成

$$s = \frac{1-z^{-1}}{T_{sw}}, \quad (5-14)$$

其中  $T_{sw}$  為離散訊號取樣時間。

在第四章控制器設計過程中先介紹相位領先控制器之設計流程，在此也先對相位領先控制器之數位實現做介紹。將上式之關係代入(4-19)可整理成

$$G_{lead}(z) = \frac{1+aT \frac{1-z^{-1}}{T_{sw}}}{1+T \frac{1-z^{-1}}{T_{sw}}} = \frac{\frac{T_{sw}+aT}{T_{sw}+T} + \frac{-aT}{T_{sw}+T} z^{-1}}{1 + \frac{-T}{T_{sw}+T} z^{-1}}, \quad (5-15)$$

並考慮一般Z-domain下之形式

$$G(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{a_0 + a_1 z^{-1}}{1 + b_1 z^{-1}}, \quad (5-16)$$

可以看到類比和數位相位領先控制器之間的參數關係為

$$\begin{cases} a_0 = \frac{T_{sw} + aT}{T_{sw} + T} \\ a_1 = \frac{-aT}{T_{sw} + T} \\ b_1 = \frac{-T}{T_{sw} + T} \end{cases}, \quad (5-17)$$

(5-16)的型式可改寫為

$$Y[n] = a_0 X[n] + a_1 X[n-1] - b_1 Y[n-1]. \quad (5-18)$$

至此已可完成數位相位領先控制器，但本文使用之DSP2704A採用定點數運算，故在設計完成控制器參數後需要注意參數是否小於1，並視情況使用不同Q格式做補償。以本文參數為例，經由(5-17)轉換後之 $a_0$ 為156.40117、 $a_1$ 為-153.84392而 $b_1$ 為-0.65168，因此針對小於1的 $b_1$ 必須做Q格式補償。只要使用Q1即可讓 $b_1$ 大於1，但若期望解析度可以到小數點下3位數則需要使用Q4，從(5-18)可以知道為了讓等式成立，三個參數皆使用Q4格式。再考慮Q格式補償之數位相位領先控制器方塊圖可表示為圖5.10，其中 $X[n]$ 與 $Y[n]$ 方便與(5-18)對照，輸入 $X[n]$ 即為相角差誤差，為回授電流所得故其解析度與ADC回授電流同為10bits，而經過乘法器和加法器可得到

$$K_{ao} = \varphi_{err} (10 \text{ bits}) \cdot a_0 (11 \text{ bits}) = 21 \text{ bits}, \quad (5-19)$$

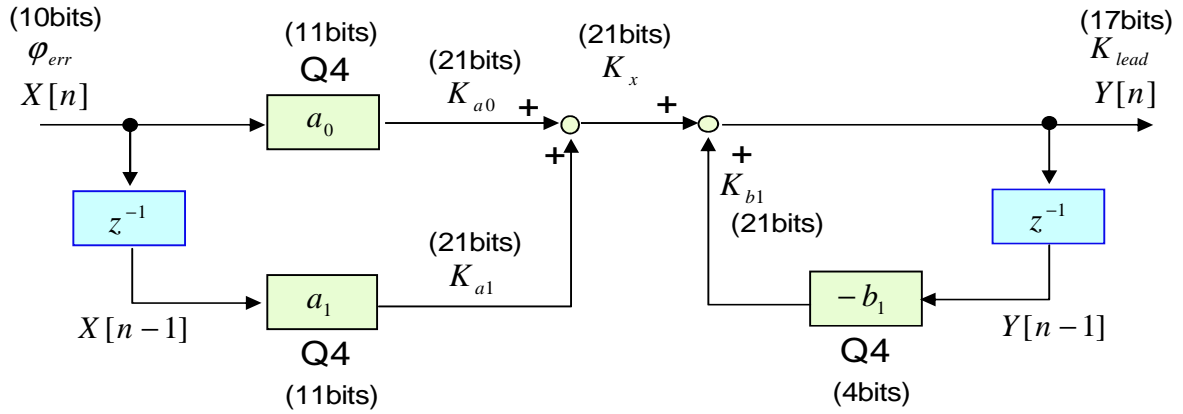


圖5.10 相位領先控制器數位實現方塊圖

$$K_{a1} = \varphi_{err} (10 \text{ bits}) \cdot a_1 (11 \text{ bits}) = 21 \text{ bits}, \quad (5-20)$$

$$K_x = K_{a0} (21 \text{ bits}) + K_{a1} (21 \text{ bits}) = 21 \text{ bits}. \quad (5-21)$$

接著可以推論 $K_{b1}$ 同樣需要21bits，而在最後輸出需要將補償之Q4格式除回來，故 $K_{lead}$ 為17bits。系統內可使用之暫存器最高規格為32bits故可滿足要求。

接著考慮將(5-14)代入類比比例-積分控制器，可以表示成

$$G_{PI}(z) = K_{P\_dig} + \frac{K_{I\_dig}}{1-z^{-1}}, \quad (5-22)$$

可以知道類比和數位比例-積分控制器之間的參數關係為

$$\begin{cases} K_{P\_dig} = K_{P\_ana} \\ K_{I\_dig} = K_{I\_ana} \cdot T_{sw} \end{cases}, \quad (5-23)$$

經由上述轉換得到之數位參數 $K_{P\_dig}$ 為1而 $K_{I\_dig}$ 為0.0025，為了使 $K_{I\_dig}$ 達到小數點後三位數之解析度，至少需要使用Q12，因此將前面相位領先控制器之輸出 $K_{lead}$ 當作輸入可以表示為

$$K_P = K_{lead} (17 \text{ bits}) \cdot K_{P\_dig} (12 \text{ bits}) = 29 \text{ bits}, \quad (5-24)$$

$$K_I = K_{lead} (17 \text{ bits}) + K_{I\_dig} (4 \text{ bits}) = 21 \text{ bits}. \quad (5-25)$$

同理可以反推 $K_{I\_out}$ 需要29bits才可執行相加程序，最後比例-積分控制器之輸出 $K_{PI}$ 經過Q12格式還原後為17bits。圖5.11為數位比例-積分控制器的功能方塊圖，在實際實現上輸出項為比例項和積分項的相加而得

$$Y[n] = P[n] + I[n], \quad (5-26)$$

其中比例項為

$$P[n] = K_{P\_dig} \cdot X[n], \quad (5-27)$$

而積分項為

$$I[n] = K_{I\_dig} \cdot X[n] + I[n-1]. \quad (5-28)$$

圖5.12為高效率控制迴路功能方塊圖以及經過反向尤拉公式轉換後之數位控制器功能方塊圖，可以看到相角命令 $\varphi^*$ 和實際回授 $\varphi$ 之誤差當做相位領先控制器之輸入 $X[n]$ ，經過相位領先補償後之輸出為 $S[n]$ ， $S[n]$ 在當成比例-積分控制器之輸入，得到最後的輸出 $Y[n]$ 也就是電壓命令補償，完成數位控制器。

圖5.13為分別使用類比和數位控制器得到的迴路增益頻率響應圖，可以看到兩者的增益零交越點並無改變，且相位邊限僅有6度的誤差，可以知道數位實現和類比實現有著相似的效果。

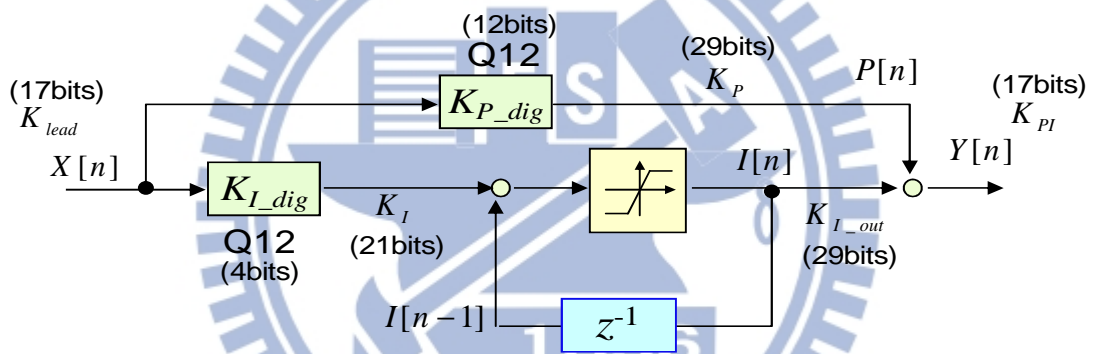


圖5.11 比例-積分控制器數位實現方塊圖

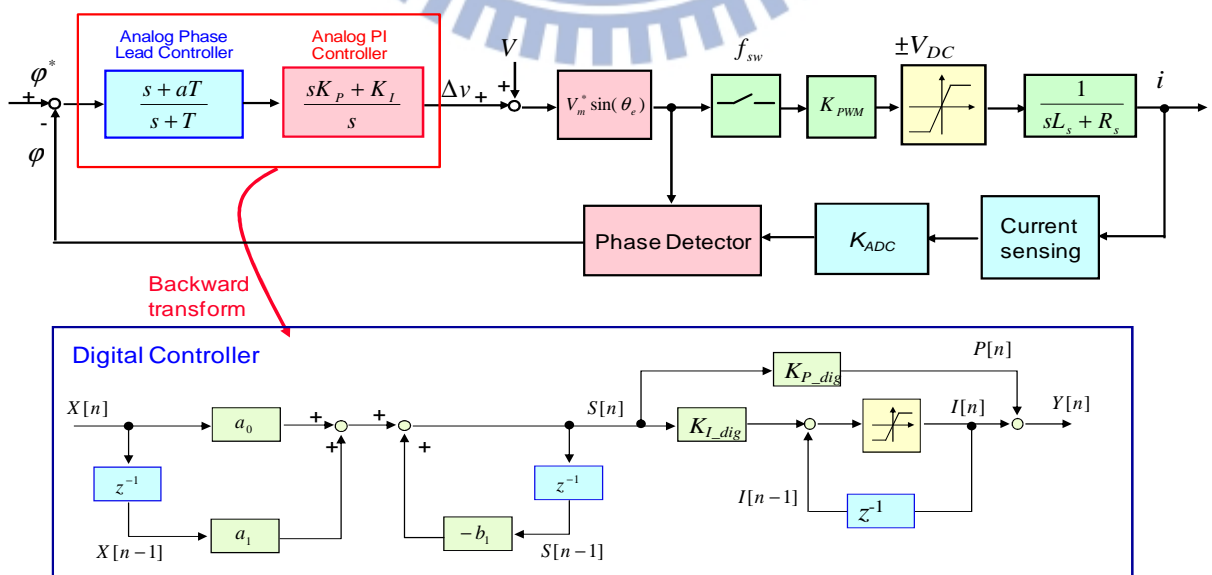


圖5.12 控制器數位實現方塊圖

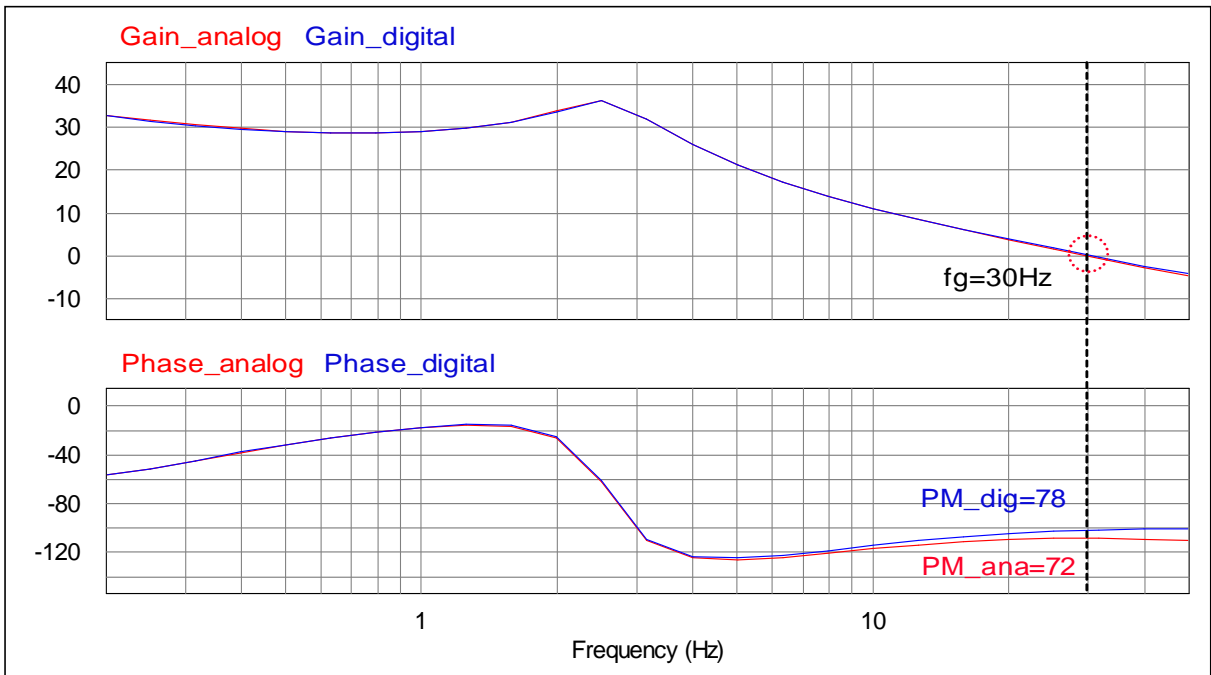


圖5.13 類比和數位迴路增益頻率響應

## 5.4 以DSP為背景之系統程式架構

以上章節將圖5.2中每個功能方塊圖之數位實現一一介紹，並針對期望解析度和容忍誤差範圍做一分析和設計，接著要將整體系統在DSP中實現流程和程式架構做一完整說明。DSP程式中的工作主要是在各個中斷服務常式中執行，中斷的配置如圖5.14，共有三個以計時器觸發的定時中斷c\_int1()、c\_int2()和c\_int8()，以及一個外部觸發的不定時中斷c\_int5()。透過RS-232與電腦之間的資料傳遞是在背景程式下進行，當DSP接受資料時會不定時的觸發中斷，而將資料傳送至電腦。

兩個頻率為20kHz的定時中斷的其中之一為c\_int1()，負責讀取類比數位訊號的轉換結果，其是以同步取樣(synchronous sampling)方式讀取相電流回授訊號，同步取樣可以取得電流平均值且可以避免開關切換之雜訊；而另一個20kHz的定時中斷服務常式為c\_int2()，負責無感測V/f驅動、高效率控制和輸出產生PWM開關控制訊號等主要程式部分；第三個為2000 Hz的定時中斷則執行速度估測及轉子鎖死保護機制。

中斷副程式中的流程圖如圖5.15，一開始的Timer-ISR先將系統重致，清除中斷其標接著啟動計時器，利用計時器啟動三個周期中斷c\_int1()、c\_int2()和c\_int8()，c\_int1()的ADC中斷回授電流，並將此電流訊號分別送至c\_int2()內計算功率因數角度和c\_int8()

內計算馬達轉速。主要程式均安置在c\_int2()內，一開始利用定位方式將馬達固定於某個已知位置區間，接著使用開迴路V/f控制將馬達啟動，藉由斜坡轉速命令分別產生最佳電壓命令和最佳相角差命令，電壓命令也與回授之電流計算產生實際相角差，並與相角命令完成高效率控制器，其中高效率控制器會根據不同轉速命令自動修正高效率控制器之增益以避免第四章提過的電流變形問題產生，而根據估測之轉速會決定進入閉迴路控制之時機，在尚未進入閉迴路控制前均使用開迴路V/f啟動控制。結合開迴路V/f命令與閉迴路修正電壓命令輸出電壓命令，若是系統準備完畢則將電壓輸出命令限制在範圍內並輸出PWM訊號，若尚未準備完畢則不輸出PWM訊號。

圖5.16則是對於圖5.15中紅色虛線內方塊，也就是本文實現重點較詳細之流程圖，可以看到流程圖最開始偵測電壓電流值，並產生圖5.8之Sv、Si訊號以及相對應之上數器，利用Sv、Si訊號產生改變時記錄上數器之值並可計算出相角差，接著相角差誤差送入高效率控制器，代控制器補償完畢則回到偵測電壓電流。

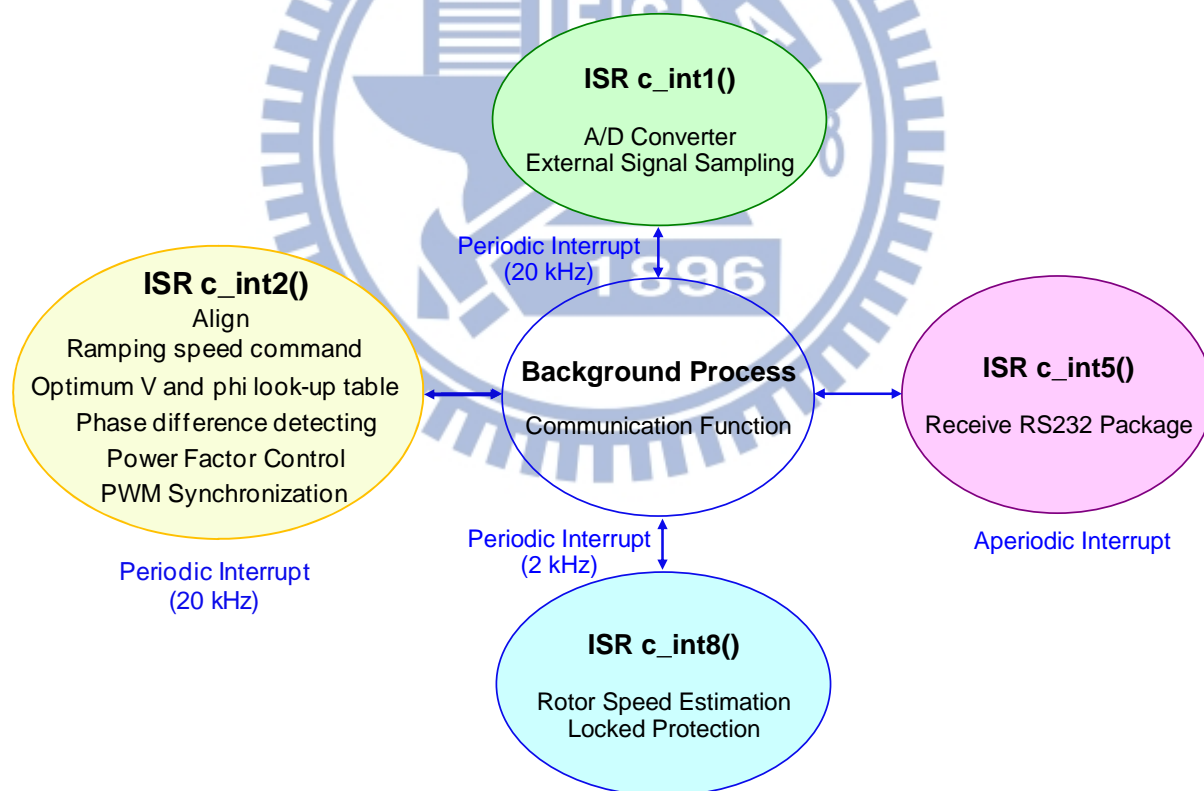


圖5.14 DSP程式的中斷配置

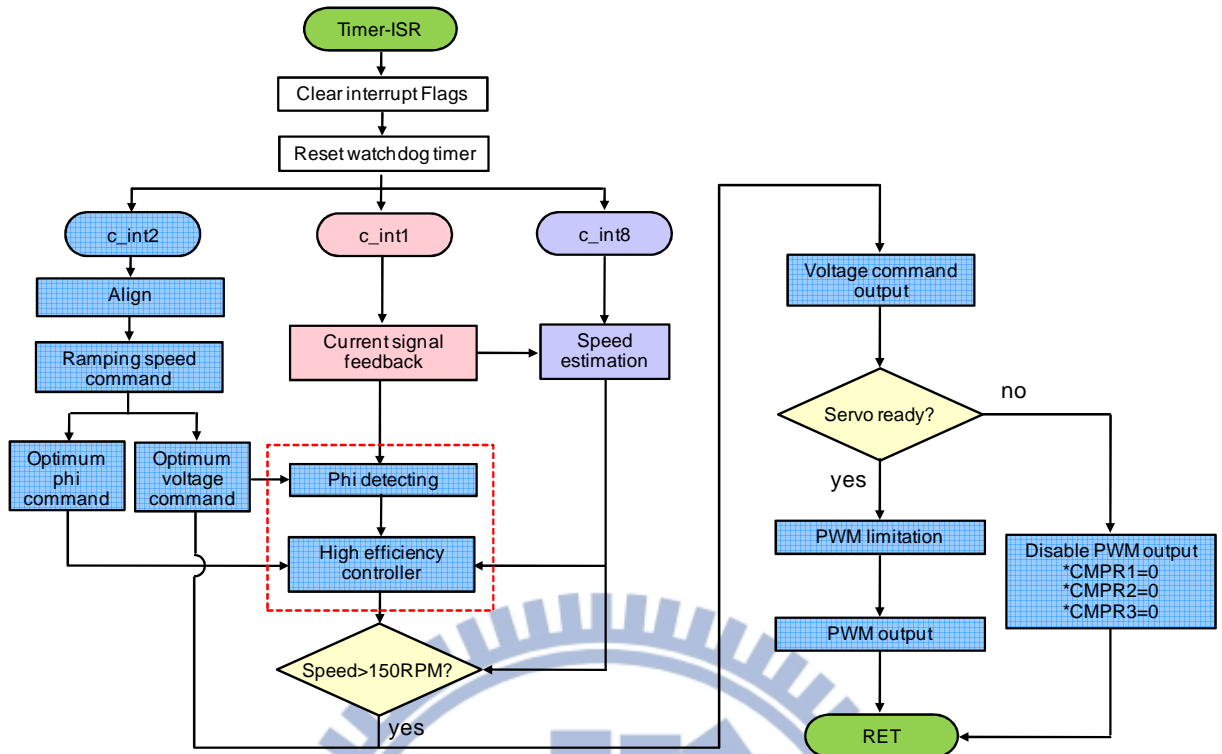


圖5.15 系統整體架構程式流程圖

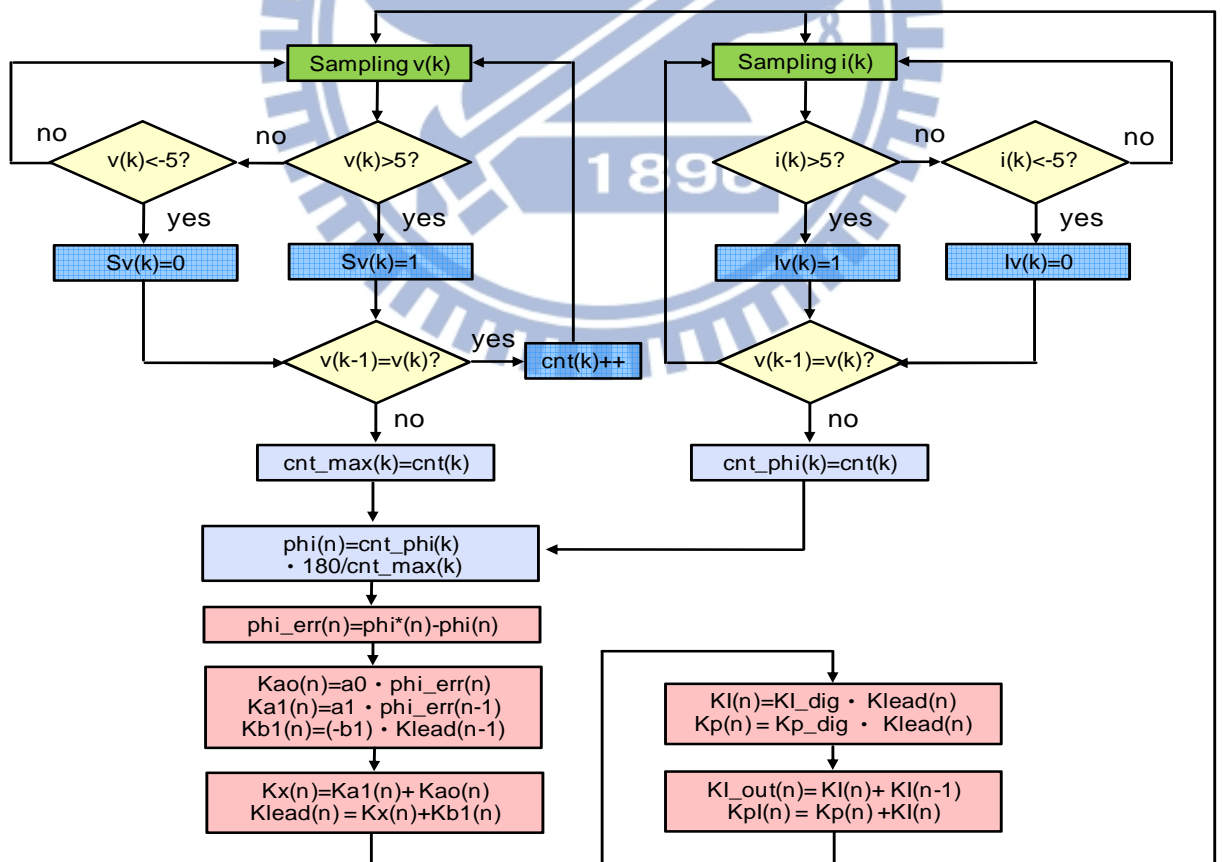


圖5.16 相角偵測與高效率無感測V/f控制程式流程圖

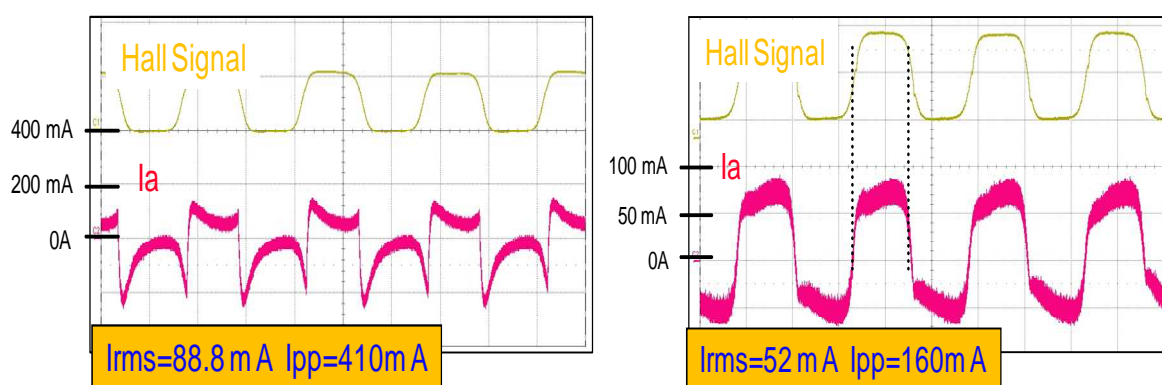


## 5.5 實驗結果分析

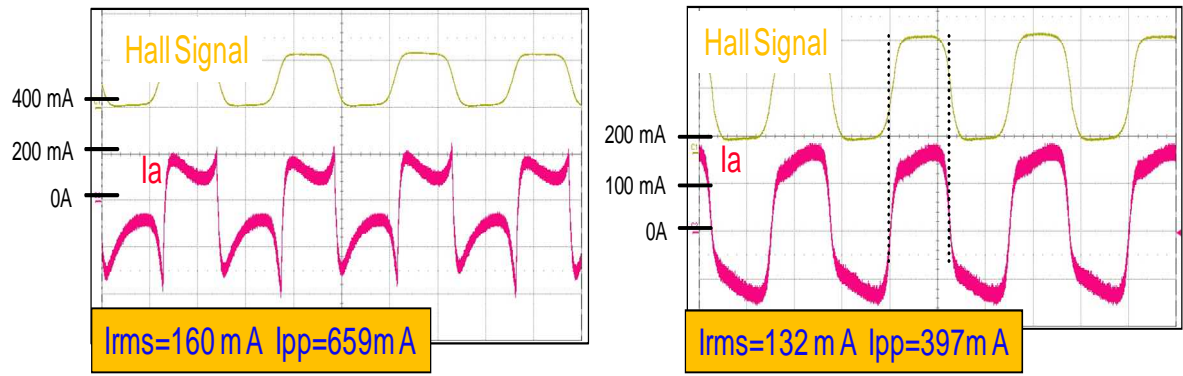
本節呈現的實驗結果是運用DSP配合先前提出的實驗平台，實現本文所提出的高效率V/f無感測驅動控制策略，包括控制架構驗證、性能檢測以及啟動控制等，最後將單相與三相風扇分別與市售風扇原配IC以及使用零交越點偵測之無感測控制策略進行效率以及暫態加速的比較。

### 5.5.1 單相風扇高效率無感測V/f控制穩態實驗結果分析

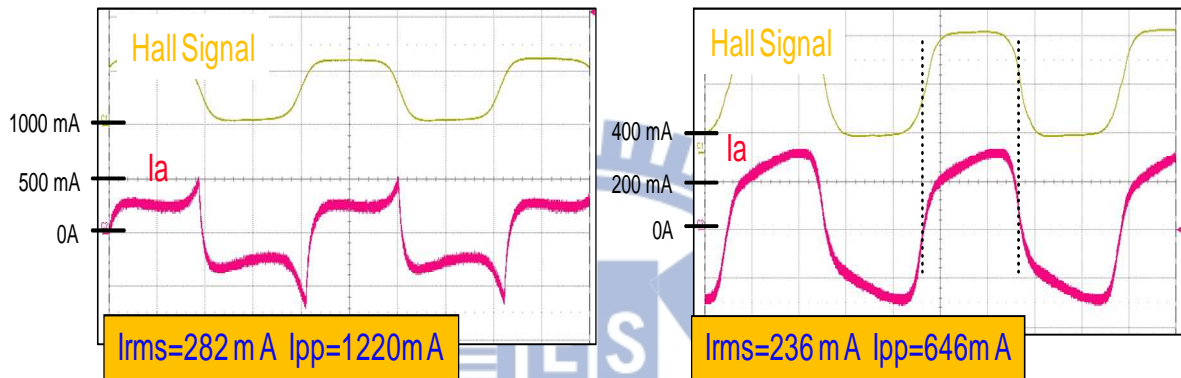
圖5.17為市售單相風扇原配有感測控制策略以及本文提出之高效率無感測V/f控制維持在最佳操作點下，分別在1200、2400及3600 RPM時的穩態電流波形，圖中左邊均為原配控制器電流波形而右邊均為無感測V/f控制電流波形圖。可以看到在三種操作點下原配控制器均會在換相時產生明顯的電流突波，影響效率；而經由無感測V/f控制在三種操作點下電流均與反電動勢同相，無電流變形且電流波形較平順無突波產生。圖5.18為單相風扇在不同控制策略下的效率比較，硬換相為單相風扇原配控制之控制策略，軟換相為在換相其間緩慢的將責任比降低至零以減少電流突波之控制架構[33]，在同轉速時高效率無感測V/f控制方法相電流有效值均較低，被動元件上的損失較少，具有較佳的效率，同時像電流峰對峰值也較低，可降低功率開關的規格與成本。圖5.19為不同控制架構之效率改善比較，其中以原控制器之最差效率當作基準來看不同控制架構效率改善比率，可以看到本文提出之架構與市售風扇原配控制器在相電流有效值至少改善12%而相電流峰對峰值至少有35%的改善。與軟換相控制架構相比在相電流有效值至少改善2%而相電流峰對峰值至少有5%的改善



(a)

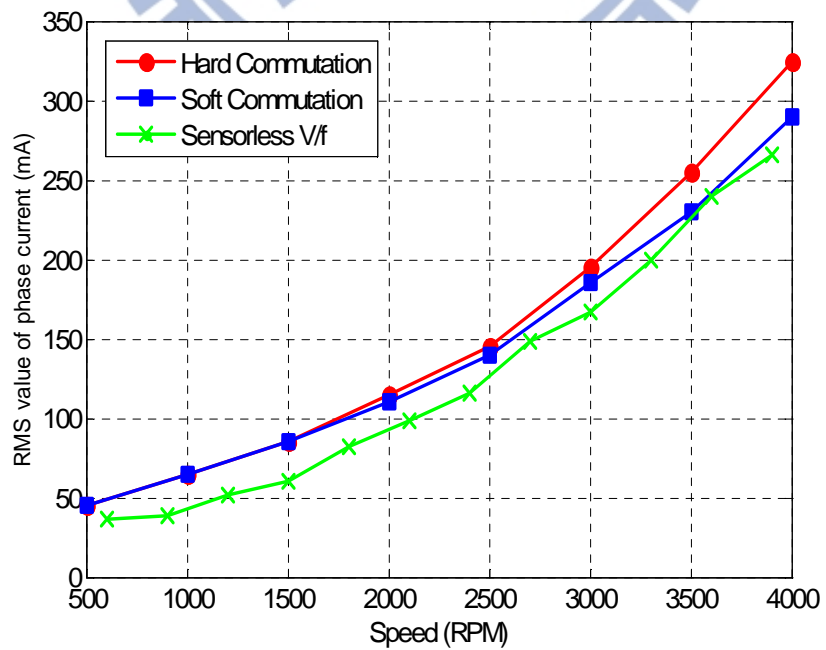


(b)

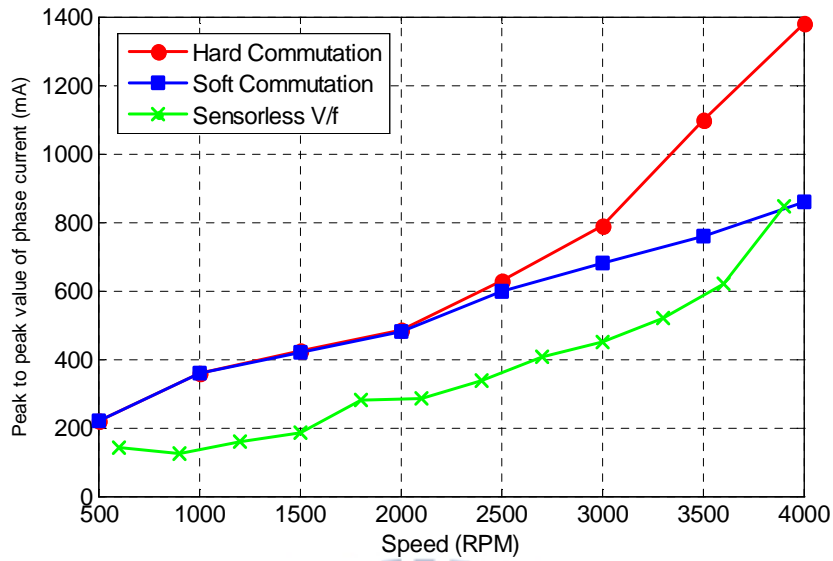


(c)

圖5.17 使用兩種控制架構在不同轉速下之電流實驗波形 (a)1200 RPM (b)2400 RPM (c)3600 RPM

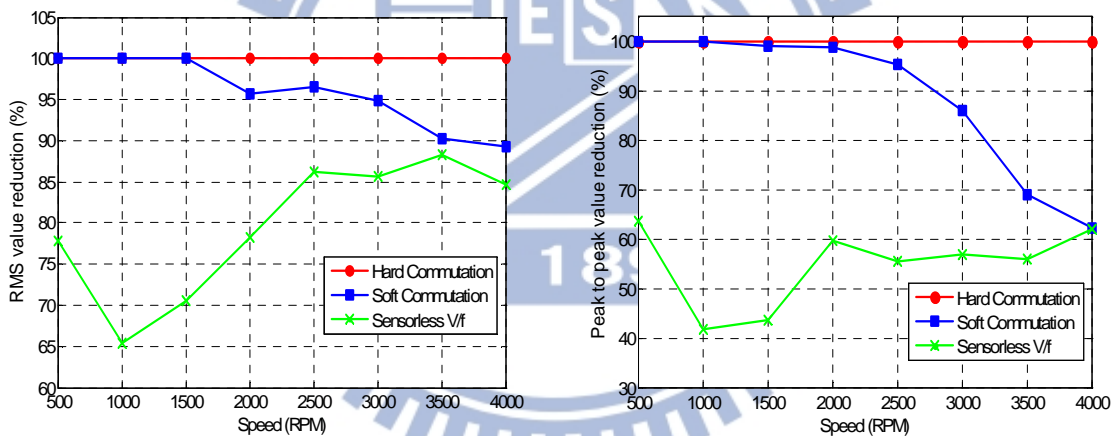


(a)



(b)

圖5.18 不同控制策略下資料統計曲線 (a)相電流有效值 (b)相電流峰對峰值



(a)

(b)

圖5.19 不同控制架構之改善比率 (a)相電流有效值 (b)相電流峰對峰值

### 5.5.2 單相風扇高效率無感測V/f控制暫態實驗結果分析

圖5.20(a)為單相風扇在開迴路V/f控制下2400RPM時加入一步階擾動之波形而圖5.20(b)則是加入高效率控制器後一樣在2400RPM時加入一步階擾動之波形，分別比較圖3.9與圖4.25之模擬圖可以看到模擬與實驗非常相似。而從圖5.20可以看到本文提出之高效率控制架構在暫態步階響應上的改善效果，震盪次數減少一半以上，轉速最大超越量從17RPM減少至10RPM而功率因數角度最大超越量也從24度降低至13度。圖5.21

則是開迴路與閉迴路V/f控制在3375RPM下加入一步階擾動之波形圖，一樣可以看到震盪時間減少一半，轉速最大超越量從19RPM減少至14RPM而功率因數角度最大超越量從15度降低為7度。

圖5.22是從3375RPM加速至3390RPM之暫態響應，可以看到圖5.22(b)閉迴路V/f控制下加速時間比圖5.22(a)開迴路控制下縮短了一半，且在圖5.22(a)開迴路控制下可以看到功率因數角度還會震盪約三到四次才穩定而在閉迴路控制下相角差則無此現象產生。圖5.23為比較只使用閉迴路V/f控制以及閉迴路V/f控制加上電壓命令補償後從3375RPM加速至3600RPM之響應，可以從圖5.23(a)和圖5.23(b)中看到不論是否加上電壓命令補償其功率因數角度均無震盪現象產生且平穩的保持在一定範圍內，表示加速過程中均維持效率最佳操作，而在加上電壓命令補償後之加速時間從3秒縮短為0.6秒，大幅改善加速時間。

圖5.24是使用原配控制器有感測架構從3375RPM加速至3600RPM之暫態響應，可以看到本文提出的控制策略在加速響應上與原配控制器有著相似的加速時間，且本文提出的架構在穩態效率上優於原配控制架構和軟換相控制。

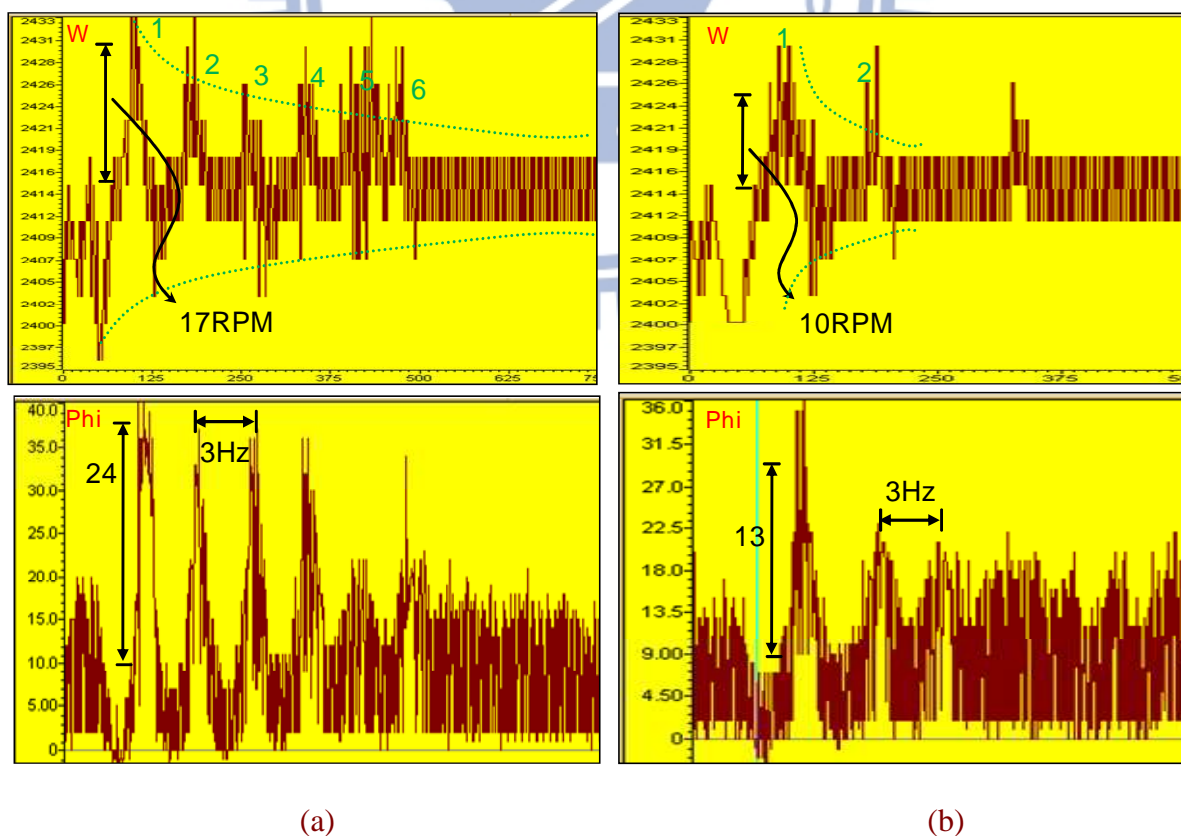


圖5.20 2400RPM下步階擾動響應 (a)開迴路控制 (b)閉迴路控制

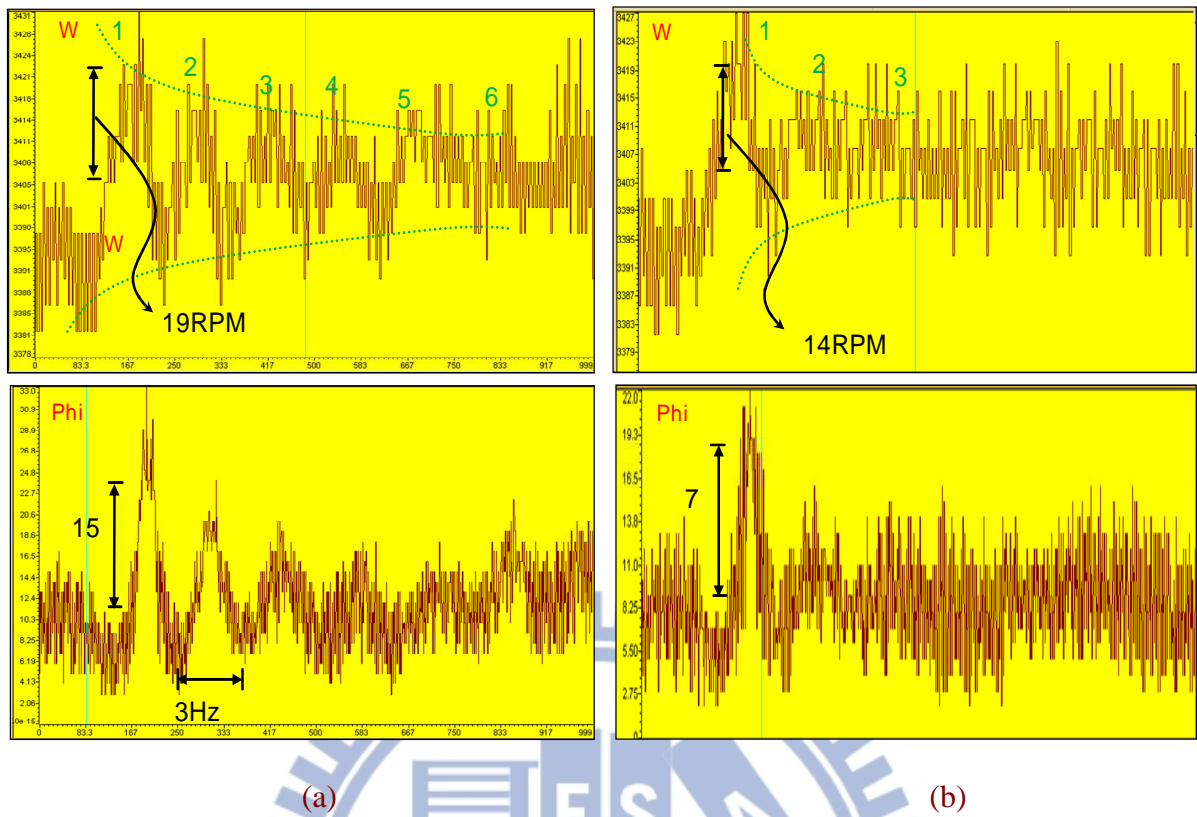


圖5.21 3375RPM下步階擾動響應 (a)開迴路控制 (b)閉迴路控制

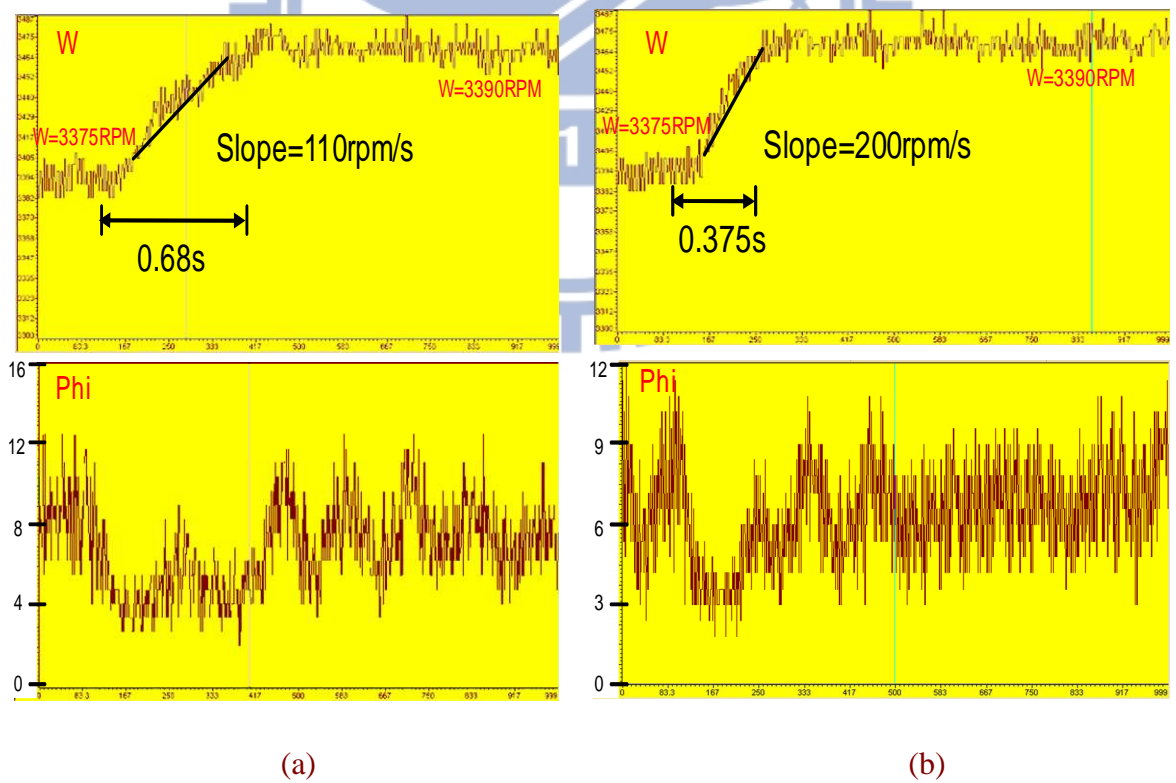
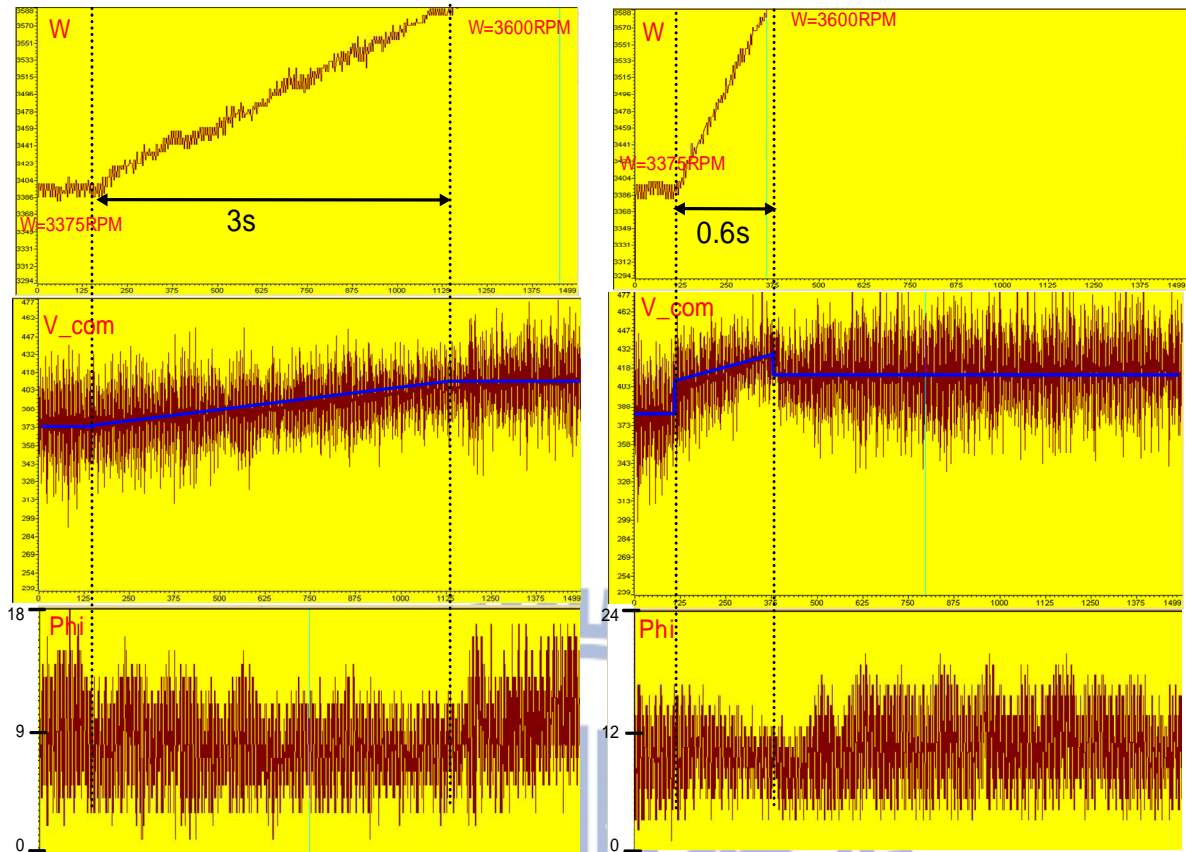


圖5.22 3375RPM至3390RPM之加速響應 (a)開迴路控制 (b)閉迴路控制



(a)

(b)

圖5.23 3375RPM至3600RPM之加速響應 (a)閉迴路控制 (b)閉迴路控制加電壓補償

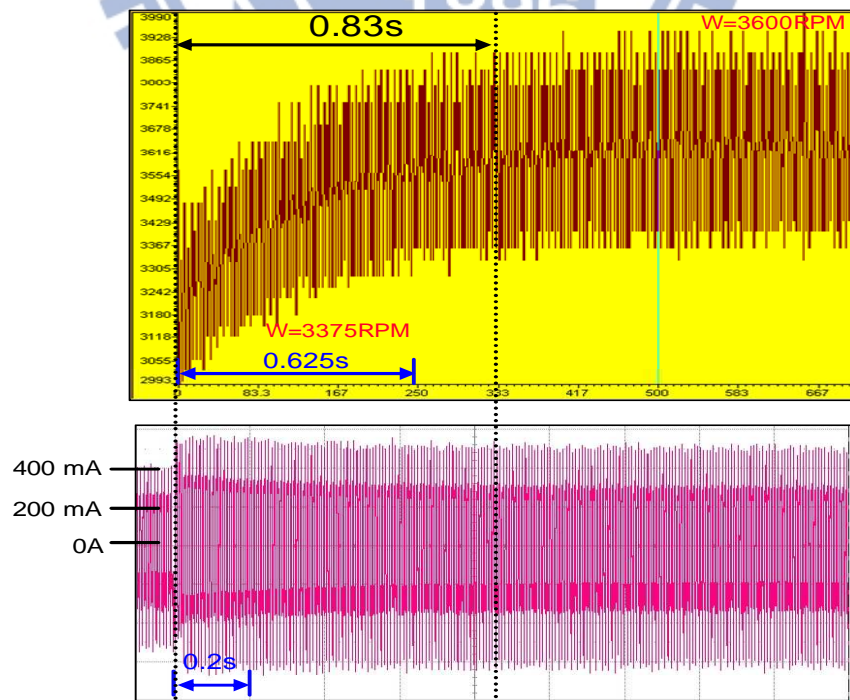
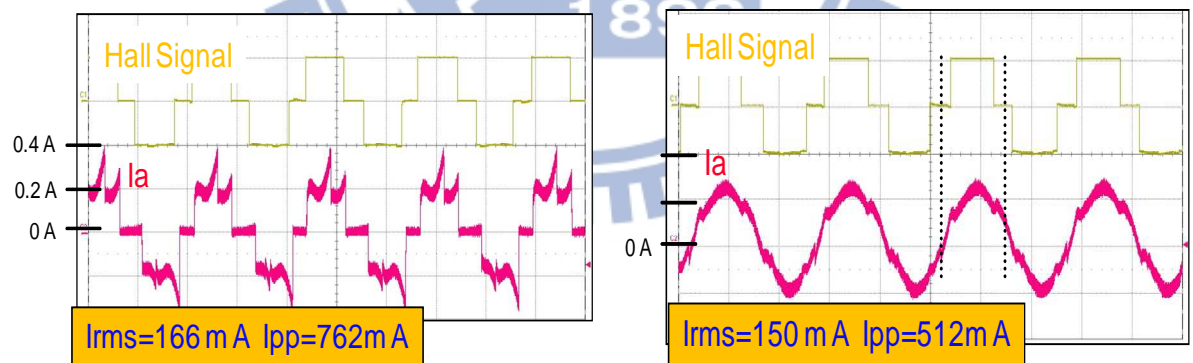


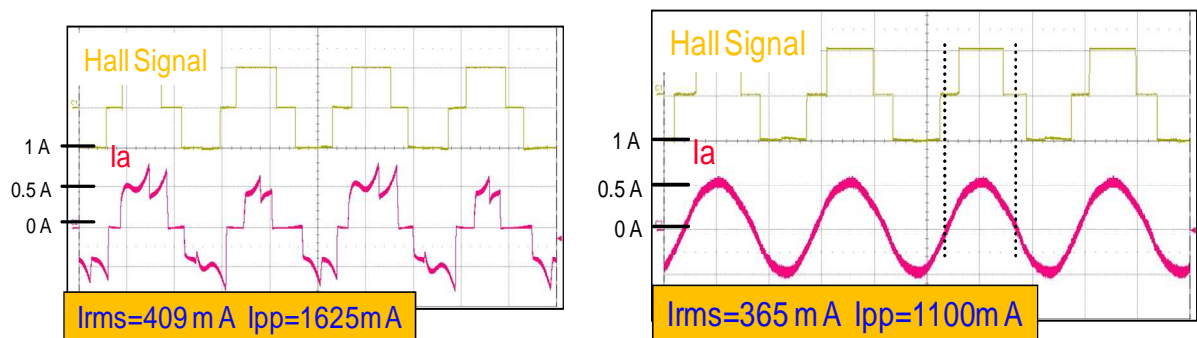
圖5.24 原配控制器有感測控制從3375RPM至3600RPM之加速響應

### 5.5.3 三相風扇高效率無感測V/f控制穩態實驗結果分析

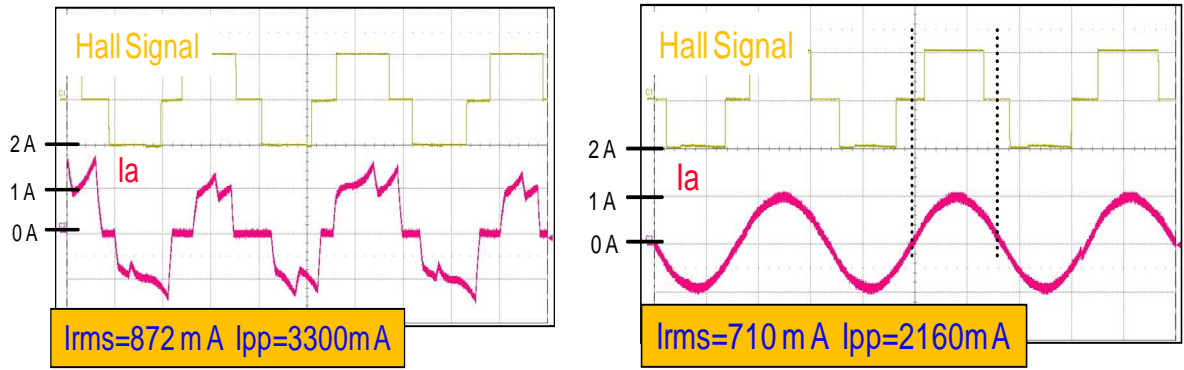
圖5.25為市售奇美三相風扇使用零交越點偵測無感測控制策略及本文提出之架構分別在1200、2400及3600 RPM時的穩態電流波形，圖中左邊均為零交越點偵測無感測控制電流波形而右邊均為無感測V/f控制電流波形圖。可以看到在三種操作點下零交越點無感測架構均會在換相時產生明顯的電流突波，影響效率；而經由無感測V/f控制在三種操作點下電流均與反電動勢同相，無電流變形且電流波形較平順無突波產生。圖5.26為三相風扇在不同控制策略下的效率比較，在同轉速時高效率無感測V/f控制方法相電流有效值和峰對峰值以及DC電流平均值都較低，具有較佳的效率且可降低功率開關的規格與成本。圖5.27為不同控制架構之效率改善比較，其中以原控制器之最差效率當作基準來看不同控制架構效率改善比率，可以看到本文提出之架構在相電流有效值比起原控制器至少改善30%而比起零交越點無感測至少改善7%，相電流峰對峰值比起原控制器至少有35%的改善而比起零交越點無感測至少改善20%，DC電流平均值比原控制器至少改善17%以上而比零交越點無感測至少改善13%以上。圖5.28是使用零交越點偵測無感測架構在不同轉速下之轉速漣波而圖5.29則是使用高效率無感測V/f控制在不同轉速之轉速漣波，圖5.30則是兩種控制架構在全轉速範圍之轉速漣波大小百分比曲線，可以看到本文提出的架構其轉速百分比至少改善50%以上。



(a)

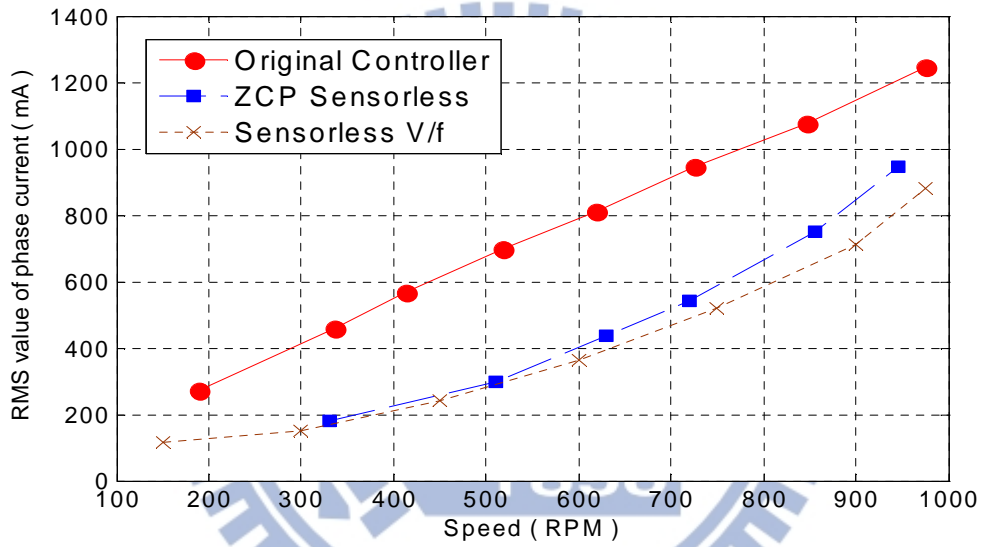


(b)

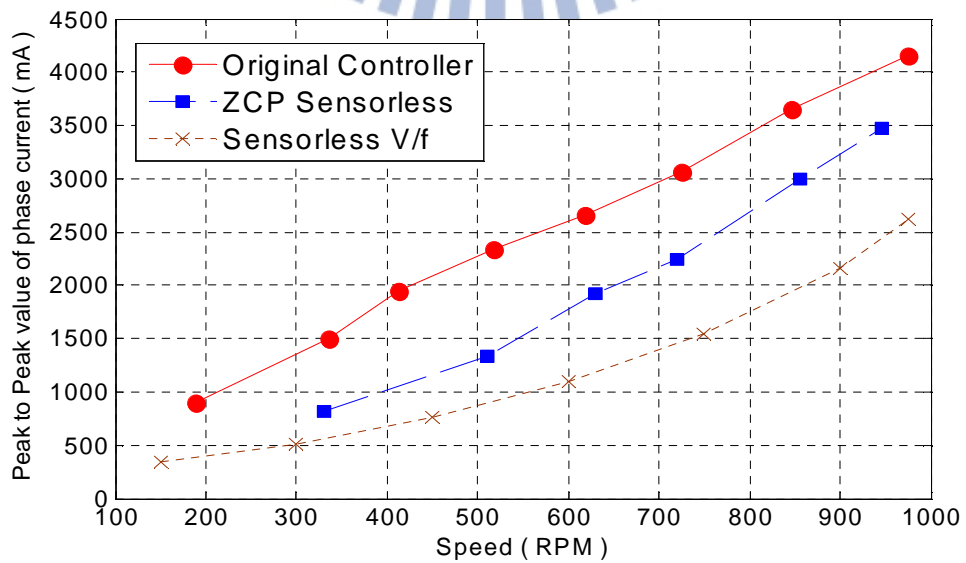


(c)

圖5.25 三相風扇兩種控制架構不同轉速下之電流波形 (a)300 RPM (b)600 RPM (c)900 RPM

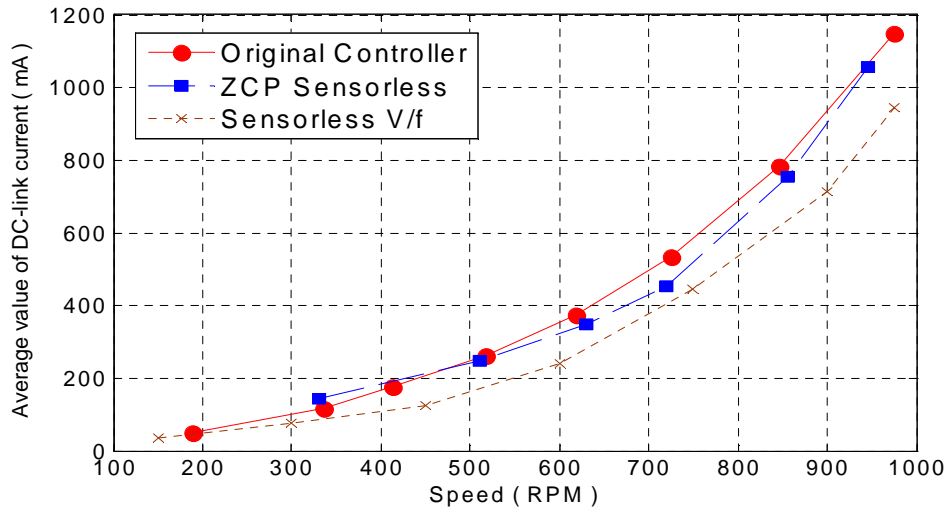


(a)



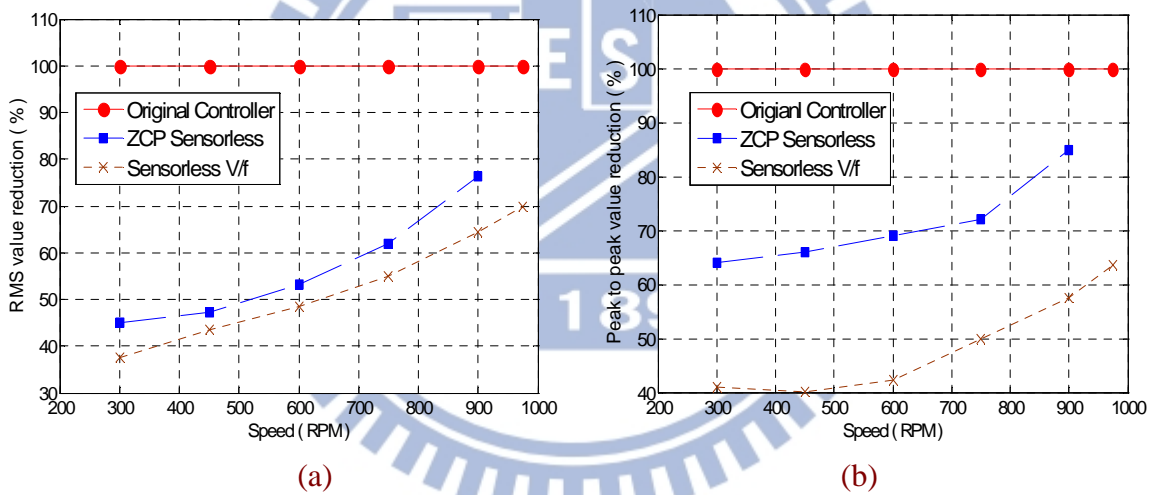
(b)





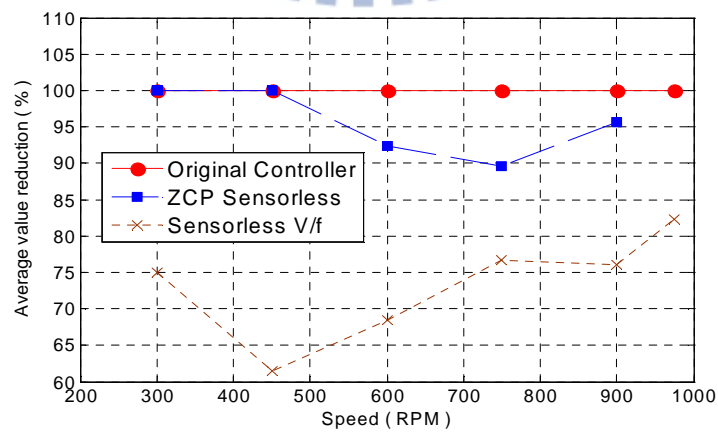
(c)

圖5.26 不同控制策略下資料統計曲線 (a)相電流有效值 (b)相電流峰對峰值 (c)DC-link電流平均值



(a)

(b)



(c)

圖5.27 不同控制架構之改善比率 (a)相電流有效值 (b)相電流峰對峰值 (c)DC-link電流平均值

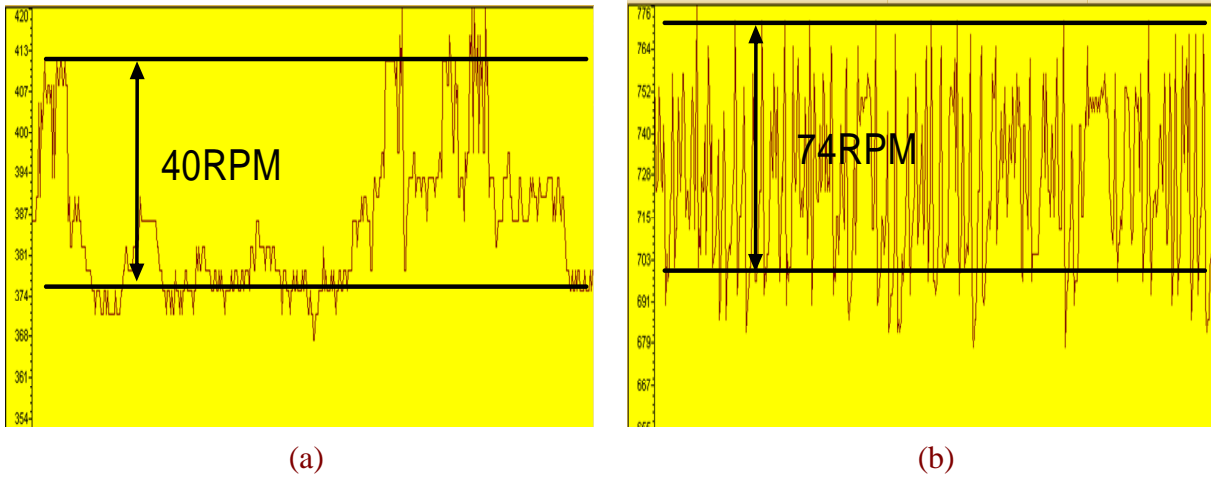


圖5.28 零交越點偵測無感測架構之轉速連波(a)300RPM (b)700RPM

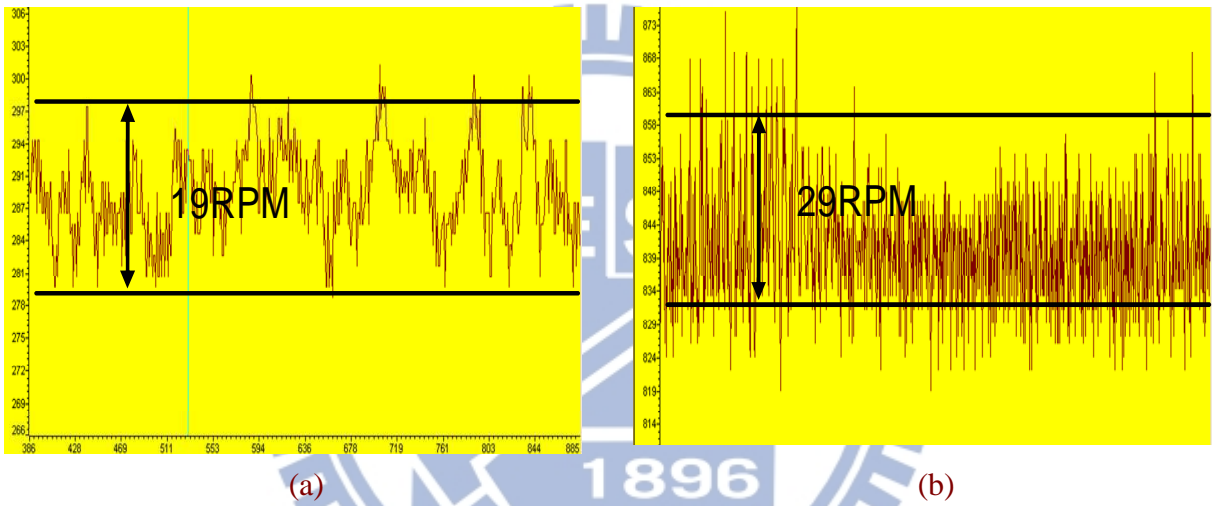


圖5.29 高效率無感測V/f架構之轉速連波(a)300RPM (b)850RPM

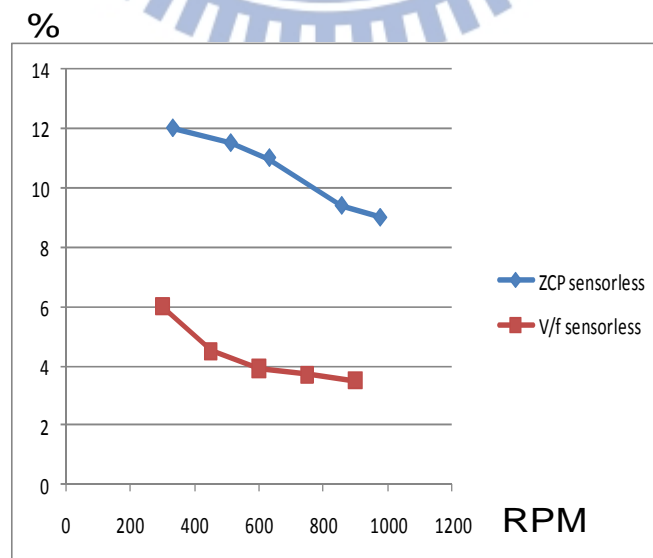


圖5.30 不同控制架構之轉速連波百分比

圖5.27是一個效率相對百分比關係，由DC電流平均值可以計算出實際效率的改善，在此首先要介紹本文馬達效率評比的方式，從圖5.31可以看到若忽略中間開關的損失，則整體系統的效率可以表示成

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{P_{em}}{P_e} = \frac{T_e \cdot \omega_m}{V_{dc} \cdot I_{dc,avg}}, \quad (5-29)$$

其中輸入功率為DC直流源提供之功率，其值為DC電壓與DC平均電流之乘積，永磁馬達中提供給功率級電路之DC電壓為一定值，量測DC平均電流即可計算出輸入功率。輸出功率可參考(2-13)，由於馬達操作中必然會產生轉矩漣波故較難以定值表示，但若將上式配合機械方程式(2-17)和(2-18)可以將輸出功率表示成只與轉速有關之函數，因此可以得到轉速相同時必然有相同輸出功率之結論。

利用上述之結論，本文比較不同控制架構之效率，只需要比較相同轉速下不同控制架構之輸入電流平均值，即可知道效率之改善。利用圖5.26以及圖5.27之數據，可以知道本文提出之架構其DC電流平均值比原控制器至少改善17%以上而比零交越點無感測至少改善13%以上，也就是效率比原控制器至少改善17%以上而比零交越點無感測至少改善13%以上。

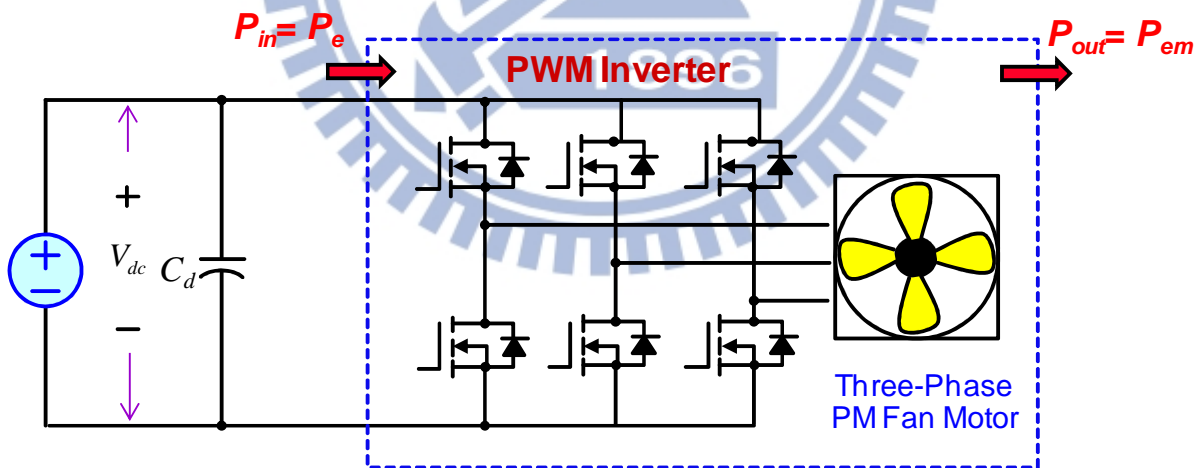


圖5.31 馬達效率計算示意圖

#### 5.5.4 三相風扇高效率無感測V/f控制暫態實驗結果分析

圖5.32為三相風扇在150RPM下經過控制器補償前後加入一步階擾動之波形，可看到經過控制器補償後轉速以及功率因數角度之震盪情況皆有明顯改善。圖5.33為三相風扇在600RPM時經過控制器補償前後加入一步階擾動之波形，從圖5.33可以看到震盪次數減少一半以上，功率因數角度最大超越量也從32度降低至15度。圖5.34為三相風扇在975RPM時經過控制器補償前後加入一步階擾動之波形，可以看到震盪次數減少一半以上，轉速最大超越量從20RPM降至10RPM而功率因數角度最大超越量也從27度降低至20度。本文設計之控制器在以上三個轉速範圍均可達到良好的改善效果。

圖5.35是從600RPM加速至750RPM之暫態響應，可以看到圖5.35(a)開迴路V/f控制下加速時間非常長，而在加上電壓命令補償後圖5.35(b)之加速時間大幅縮短，但此時尚未加入高效率控制器故可看到加速後功率因數角度還會震盪約5次才進入穩定，安定時間幾乎快大於加速時間，圖5.35(c)則是閉迴路V/f控制加上電壓補償，可看到此時加速時間短暫且系統幾乎不震盪。比較圖5.35(d)零交越點無感測控制架構，可看到本文提出的架構在加速時間可達到相似或更佳的響應，且轉速漣波較小。圖5.36為啟動至額定轉速響應，圖5.36(a)為本文使用之啟動，前面需要先經過定位再加上約1.6秒的開迴路啟動，等到偵測到正確之功率因數角度後即切入閉迴路控制，從最低轉速至最高轉速需要4.4秒。圖5.36(b)為使用零交越點無感測控制架構之啟動，需要4.5秒的時間從最低至最高轉速。圖5.36(c)市售節能風扇之啟動，前面需要2秒之啟動，再經過5秒加速至最高轉速。可看到本文提出的架構可以達到與另外兩種架構相似的啟動時間，且在穩態下有更佳效率。

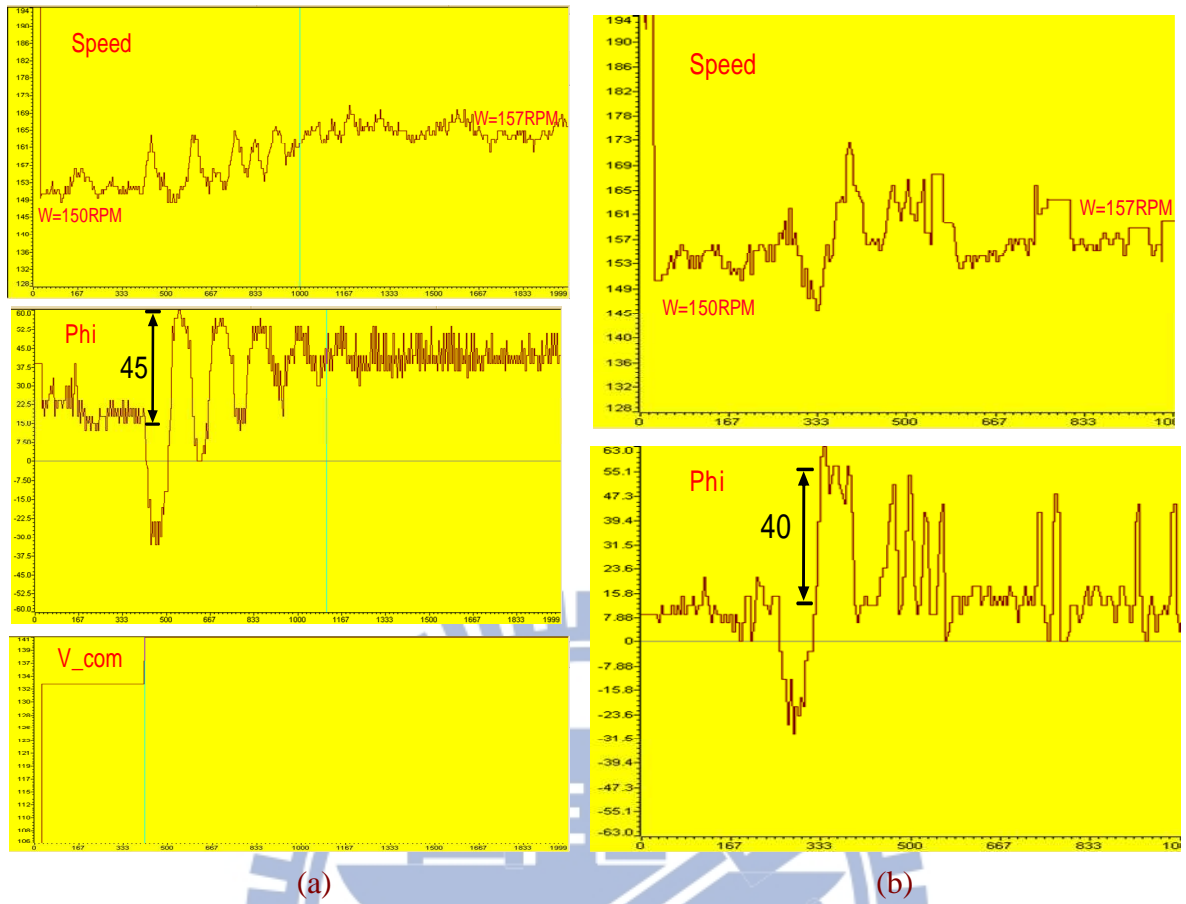


圖5.32 150RPM下步階擾動響應 (a)開迴路控制 (b)閉迴路控制

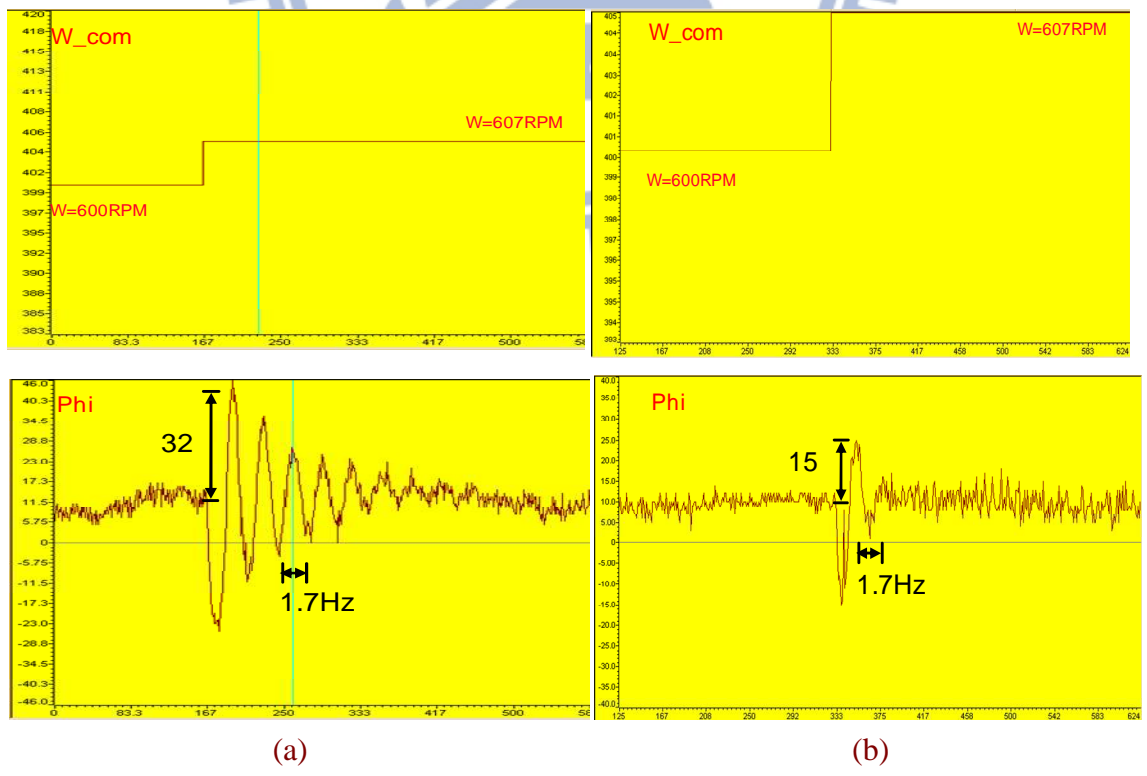
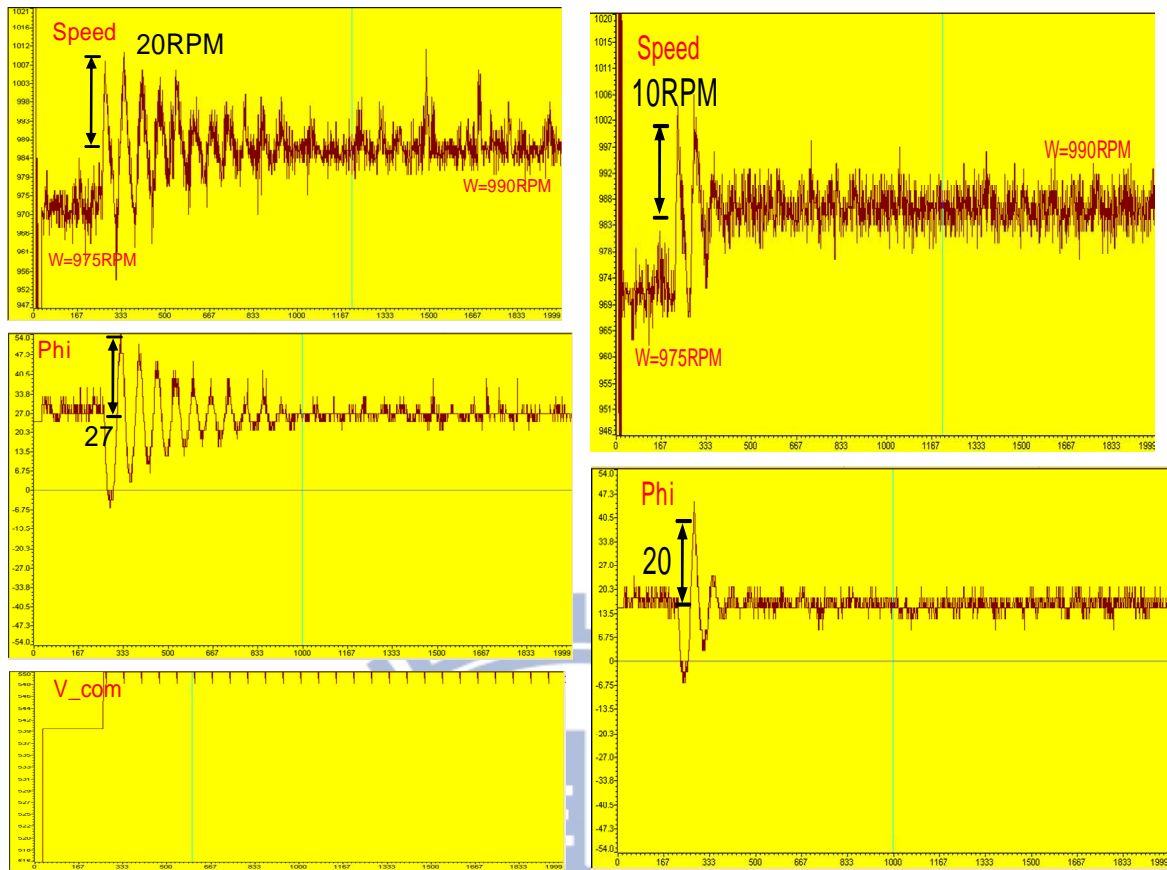


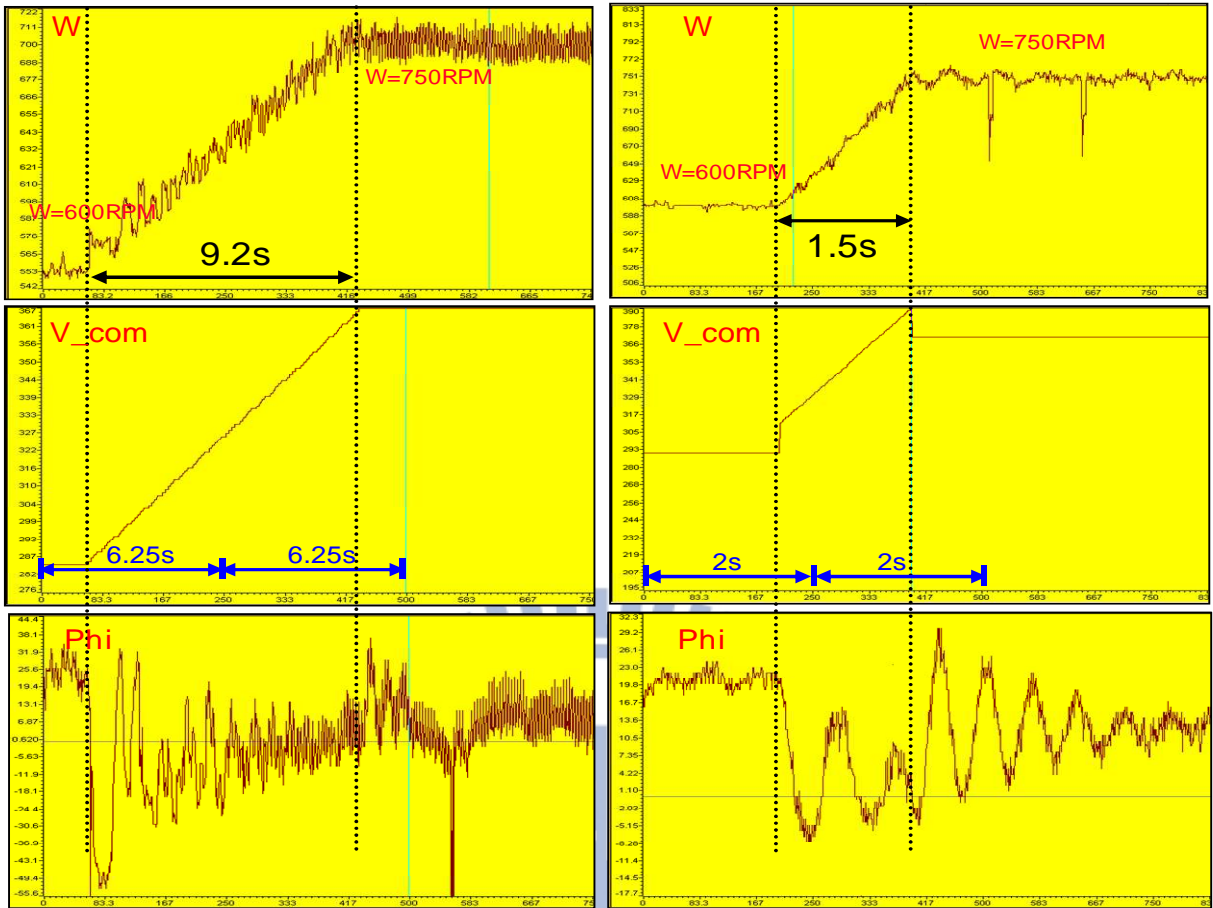
圖5.33 600RPM下步階擾動響應 (a)開迴路控制 (b)閉迴路控制



(a)

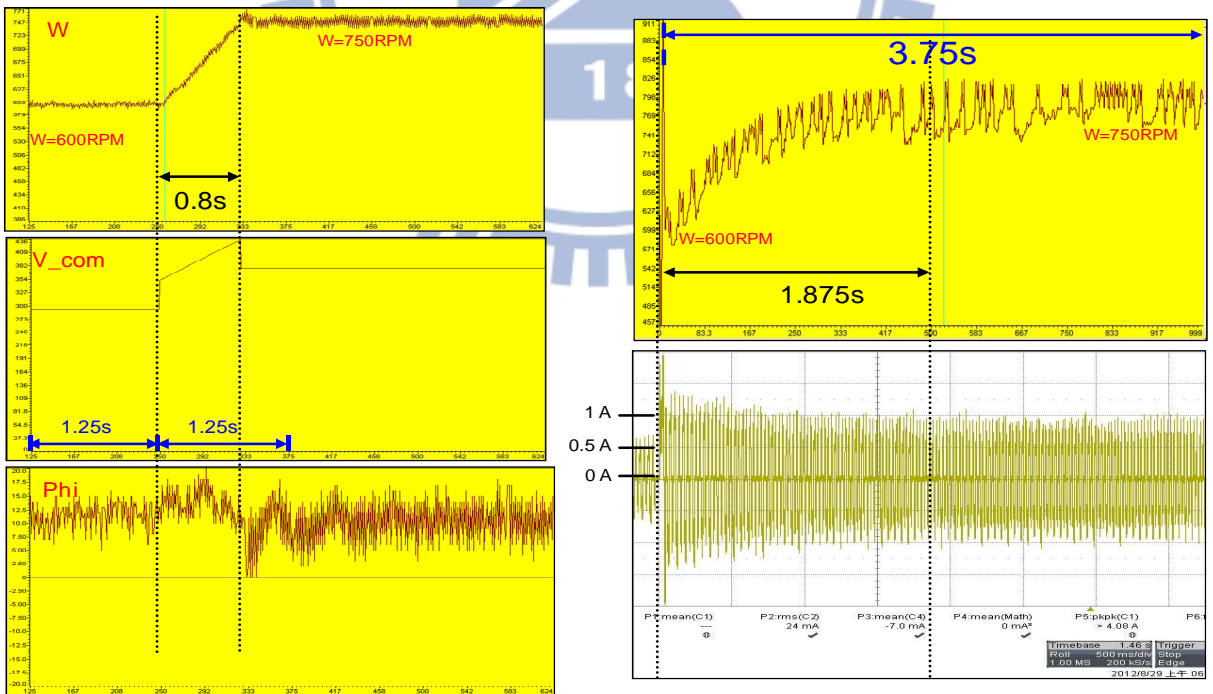
(b)

圖5.34 975RPM下步階擾動響應 (a)開迴路控制 (b)閉迴路控制



(a)

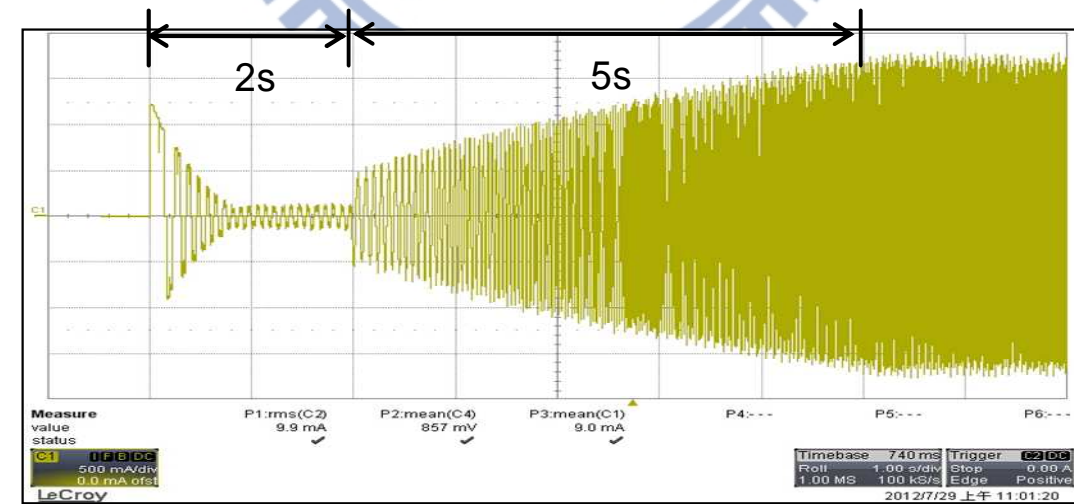
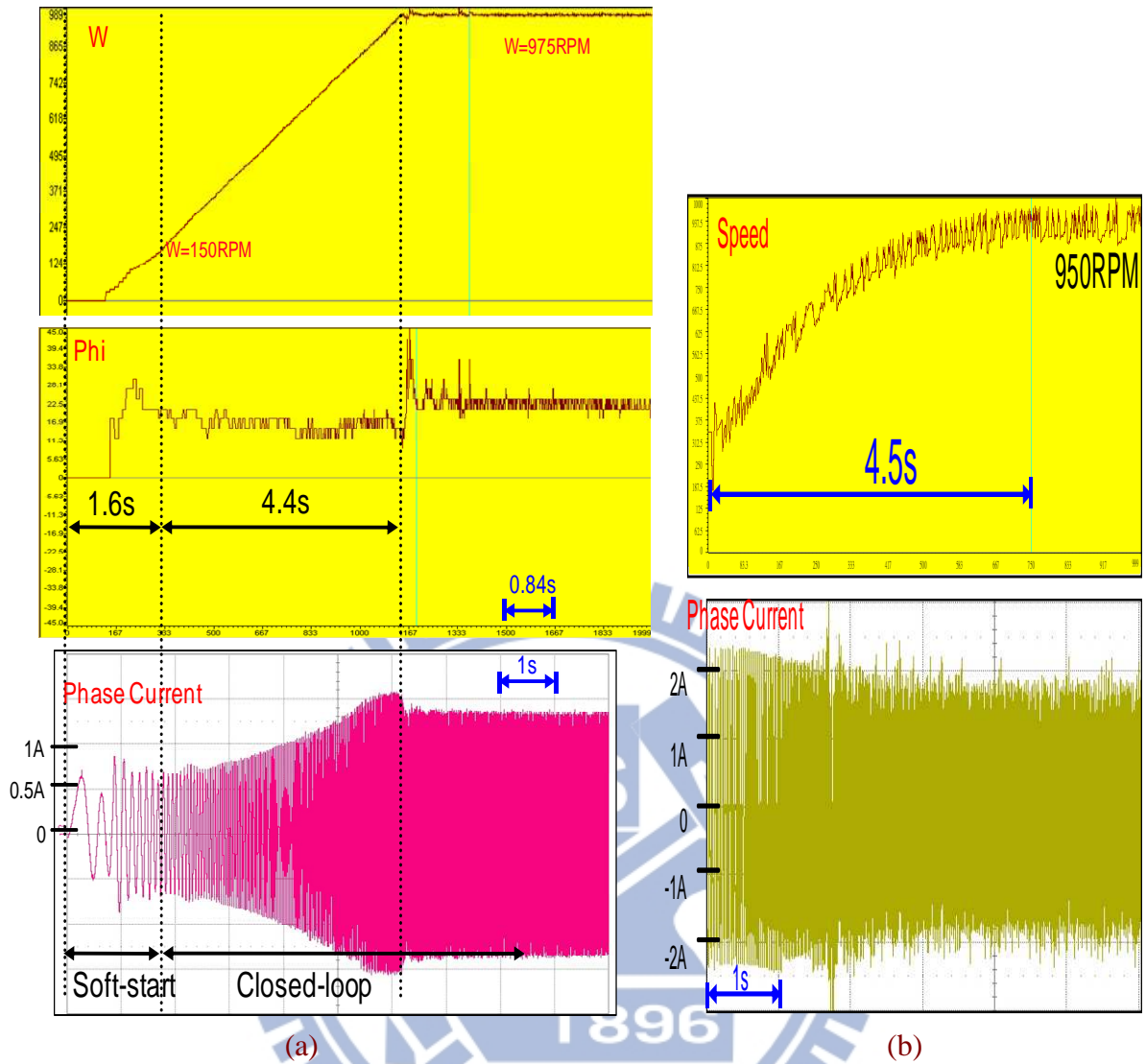
(b)



(c)

(d)

圖5.35 600RPM至750RPM之加速響應 (a)開迴路V/f控制 (b)開迴路V/f控制加電壓補償  
(c)閉迴路V/f加電壓補償 (d)零交越點偵測無感測



(c)

圖5.36 啟動至額定轉速響應 (a)閉迴路V/f加電壓補償 (b)零交越點偵測無感測 (c)奇美三相風扇原配控制器



## 第六章

### 結論

本論文針對永磁同步風扇馬達之無感測控制IC設計提出了一種弦波無感測V/f控制架構，利用回授並修正功率因數角度達到廣泛速控範圍內效率之最佳化。提出之控制方法可免去磁場導向控制下繁複的座標軸轉換運算，亦不像磁場導向控制受限於馬達參數變化的影響，且可同時適用於單相與三相永磁同步風扇馬達，惟暫態響應較為緩慢。本論文提出之控制方法針對風扇或幫浦等應用可達到低噪音、低成本、高效率以及低參數靈敏度等優點。

本文從不同角度分析馬達使用開迴路V/f控制之穩定性，利用風扇負載穩定的特性提出只需要高效率控制迴路之無感測V/f控制架構。為了達到高效率操作，本文提出回授功率因數角度去修正電壓命令大小期望達到效率最佳化操作，利用空間向量圖和實驗數據可驗證在同轉速下必有一最佳功率因數角度使得電流與反電動勢同相位，因此達到效率最佳化。設計完成的高效率控制器不僅可以確保全轉速範圍均維持效率最佳操作，配合加速電壓命令補償後之暫態加速響應可達到與使用零交越點偵測無感測控制相似的效果。

實驗結果証實提出之控制方法在暫態響應上與零交越點偵測控制有著相似的效果，而在穩態時均可保持全轉速操作點內的穩定運轉，且效率上可達到比市售控制器或零交越點偵測控制更佳的效率。本文提出的架構在單相風扇比起市售有感測IC其相電流有效值至少改善12%，其相電流峰對峰值至少改善35%；本文架構在三相風扇比起市售原配控制器其相電流有效值至少改善30%，其相電流峰對峰值至少改善35%，其DC電流平均值也就是效率至少改善17%；與零交越點無感測控制架構相較下相電流有效值至少改善7%，其相電流峰對峰值改善20%，其DC電流平均值也就是效率至少改善13%。提出之架構不僅滿足經濟部能源局發布之能源效率基準規範，針對12吋風扇本文架構計算獲得之能源效率基準值為3.7遠大於規範所需之1.23也遠超過市面上傳統風扇普之能源效率基準值遍為1.1左右。

## 參考文獻

### The waveform of back-EMF

- [1] T. M. Jahns, "Motion control with permanent-magnet AC machines," *IEEE Proc.*, vol. 82, no. 8, pp. 1241-1252, Aug. 1994.

### Sensorless control method survey

- [2] K. Rajashekara and A. Kawamura, "Sensorless control of permanent magnet AC motors," *IEEE IECON*, vol. 3, pp. 1589-1594, Sep. 1994.
- [3] J. P. Johnson, M. Ehsani, and Y. Guzelgunler, "Review of sensorless methods for brushless DC," *IEEE Industry Applications Conf.*, vol. 1, pp. 143-150, 1999.
- [4] L. Yong dong and Z. Hao, "Sensorless control of permanent magnet synchronous motor - a survey," *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conf.*, pp. 1-8, Sept. 2008.

### Back-EMF detection sensorless method

- [5] K. Iizuka, H. Uzuhashi T. Endo, and K. Mohri, "Microcomputer control for sensorless brushless motor," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 21, no. 3, pp. 595-601, May 1985.
- [6] J. Shao, D. Nolan, and T. Hopkins, "A novel direct back EMF detection for sensorless brushless DC (BLDC) motor drives," *IEEE Applied Power Electronics Conf.*, vol. 1, pp. 33-37, 2002.
- [7] J. Shao, D. Nolan, and T. Hopkins, "Improved direct back EMF detection for sensorless brushless DC (BLDC) motor drives," *IEEE Applied Power Electronics Conf.*, vol. 1, pp. 300-305, Feb. 2003.
- [8] K. Y. Cheng and Y. Y. Tzou, "Design of a sensorless commutation IC for BLDC motors," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 18, no. 6, pp. 1365-1375, Nov. 2003.

### Model-based sensorless method

- [9] N. Matsui, "Sensorless PM brushless DC motor drives," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 43, no. 2, pp. 300-308, Jan./Feb. 1996.
- [10] L. Ying and N. Ertugrul, "A novel position sensorless control for permanent magnet AC motors," in *Proc. Int. Power Electron. Motion Control Conf.*, 2000, pp. 169-174.
- [11] L. Ying and N. Ertugrul, "A starting strategy for a robust position sensorless technique in non-salient PM AC motor drives," in *Proc. Int. Power Electron. Motion Control Conf.*, 2004, vol. 2, pp. 1028-1032.
- [12] L. Ying and N. Ertugrul, "A novel, robust DSP-based indirect rotor position estimation for permanent magnet AC motors without rotor saliency," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 18, no. 2, pp. 539-546, March 2003.

### High frequency injection sensorless method

- [13] A. B. Kulkarni and M. Ehsani, "A novel position sensor elimination technique for the interior permanent-magnet synchronous motor drive," *IEEE Trans. Ind. Application.*, vol. 28, no. 1, pp. 144-150, Jan./Feb. 1992.

#### V/f sensorless control method

- [14] M. Stulrajter, V. Hrabovcova, and M. Franko, "Permanent magnets synchronous motor control theory," *Journal of electrical engineering*, vol. 58, no. 2, 2007, 79-84.
- [15] Y. Nakamura, T. Kudo, F. Ishibashi, and S. Hibino, "High-efficiency drive due to power factor control of a permanent magnet synchronous motor," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 10, pp. 24-253, Mar. 1995.
- [16] R. S. Colby and D. W. Novotny, "An efficiency-optimizing permanent-magnet synchronous motor drive," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 24, pp. 462-469, Man/June 1988.
- [17] P. D. Chandana Perera, F. Blaabjerg, J. K. Pedersen, and P. Thogersen, "A sensorless, stable V/f control method for permanent-magnet synchronous motor drives," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 39, no. 3, May/June 2003.
- [18] S. Brock and T. Pajchrowski, "Energy-optimal V/f control of permanent magnet synchronous motors for fan application," *Zeszy Problemowe- Maszyny Elektryczne nr 92/2011*, pp. 169-174, BOBRME Komel, Katowice 2011.
- [19] J. Lto, J. Toyosaki, and H. Ohsawa, "High performance V/f control method for PM motor," *IEEJ Trans. Ind. Appl.*, vol. 122-D, no. 3, pp. 253-259, 2002.
- [20] J. Lto, J. Toyosaki, and H. Ohsawa, "A Comparison between V/f control and position-sensorless vector control for the permanent magnet synchronous motor," *IEEJ Power Conversion Conf.*, vol. 3, pp. 1310-1315, 2002.
- [21] M. Matsushita, H. Kameyama, Y. Ikeboh, and S. Morimoto, "Sine-wave drive for PM motor controlling phase difference between voltage and current by detecting inverter bus current," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 45, no. 4, July/August 2009.
- [22] M. Matsushita, H. Kameyama, Y. Ikeboh, and S. Morimoto, "Stabilization control of sensorless sinusoidal wave drive for control of power factor of PM motor," in *Proc. IEEE ICEMS Conf. Rec.*, Nov. 2009, pp. 1-5.
- [23] M. Matsushita, H. Kameyama, Y. Ikeboh, and S. Morimoto, "Sensorless sinusoidal wave drive for control of power factor of PM motor by detection of inverter bus current," *Electrical Engineering . Japan*, vol. 180, no. 4, 2012.
- [24] A. Borisavljevic, H. Plinder and J. A. Ferreira, "Realization of the I/f control method for a High-Speed Permanent Magnet Motor," in *Proc. IEEE ICEM Conf. Rec.*, 2010, pp. 1-6.
- [25] T. Halkosaari, "Optimal U/f-control of high speed permanent magnet motors," *IEEE Int. Symp. On Ind. Electronics*, vol. 3, pp. 2303-2308, July 2006.
- [26] M. Kiuchi, T. Ohnishi, H. Hagiwara, and Y. Yasuda, "V/f control of permanent magnet synchronous motors suitable for home appliances by DC-link peak current control method," in *Proc. IEEE IPEC Conf. Rec.*, June. 2010, pp. 567-573.
- [27] 經濟部能源局能源效率基準 <http://www.energylabel.org.tw/applying/efficiency/upt.asp?cid=8>

#### Parameter relation

- [28] B. I. Kwon, B. Y. Yang, S. C. Park, and Y. S. Jin, "Novel topology of unequal air gap in a single-phase brushless DC motor," *IEEE Trans. Magnetics*, vol. 37, no. 5, Sep., 2001.

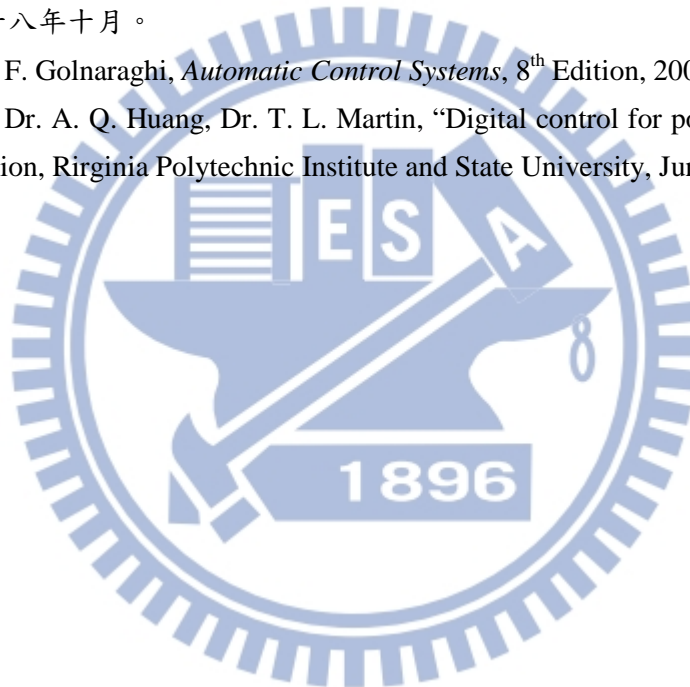
- [29] 童建強，「永磁式同步馬達使用線性型霍爾感測器伺服控制及特性參數鑑別」，碩士論文，國立交通大學電機與控制工程研究所，民國九十五年九月。

#### Transformation

- [30] 劉昌煥，「交流電機控制-相量控制與直接轉矩控制原理(第四版)」，東華書局
- [31] P. D. Chandana Perera, "Sensorless control of permanent-magnet synchronous motor drives," Ph.D. Dissertation, Institute of energy technology. Aalborg University, 2002.
- [32] N. Mohan, T. M. Undeland, and W. P. Pobbins, *Power Electronics*, third Edition, 2003.

#### Efficiency optimization

- [33] H. W. Lee, T. H. Kim, and M. Ehsani, "Practical control for improving power density and efficiency of the BLDC generator," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 20, no. 1, pp. 192-199, Jan. 2005.
- [34] 陳煒超，「效率最佳化之單相無刷直流風扇馬達使用霍爾感測器或無感測控制」，碩士論文，民國九十八年十月。
- [35] B. C. Kuo and F. Golnaraghi, *Automatic Control Systems*, 8<sup>th</sup> Edition, 2003.
- [36] Dr. F. C. Lee, Dr. A. Q. Huang, Dr. T. L. Martin, "Digital control for power factor correction," Ph.D. dissertation, Rirginia Polytechnic Institute and State University, June, 2003.



## 作者簡介

### 個人資料

姓名：甘凱盛 (Kai-Sheng Kan)

生日：民國 77 年 4 月 6 日

出生地：台灣省台北市

專長：DSP 應用、數位電路設計與應用、

永磁同步風扇馬達系統設計與無感測控制

### 學歷

2010.9 ~ 2012.7 交通大學電機與控制工程研究所

2006.9 ~ 2010.6 交通大學電機與控制工程學系

2003.9 ~ 2006.6 桃園縣國立武陵高級中學

2000.9 ~ 2003.6 桃園縣私立振聲高級中學附屬國中部

