

國立交通大學  
電控工程研究所

碩士論文

使用多率濾波器脈波寬度調變於  
切換式磁阻馬達控制

Switched Reluctance Motor Control Using  
Multi-rate Filter Pulse Width Modulation

研究生：李業文

指導教授：胡竹生 博士

中華民國一〇二年七月

使用多率濾波器脈波寬調變於切換式磁阻馬達控制

Switched Reluctance Motor Control Using  
Multi-rate Filter Pulse Width Modulation

研究生：李業文

Student: Lee Yeh Wen

指導教授：胡竹生 博士

Advisor: Prof. Jwu-Sheng Hu

國立交通大學  
電控工程研究所  
碩士論文

A Thesis

Submitted to Institute of Electrical and Control Engineering  
College of Electrical and Computer Engineering  
National Chiao-Tung University  
in Partial Fulfillment of the Requirements  
for the Degree of Master

In

Electrical and Control Engineering

July 2013

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國一〇二年七月

# 使用多率濾波器脈波寬調變於 切換式磁阻馬達控制

研究生：李 業 文

指導教授：胡 竹 生 博士

國立交通大學

電控工程研究所碩士班

## 摘 要

本論文針對切換式磁阻馬達的電流控制策略提出了多率濾波器脈波寬度調變 (Multi-rate Pulse Width Modulation, MRFPWM) 的方法，以改善目前廣泛使用的脈波寬調變 (Pulse Width Modulation, PWM) 的效能。本論文利用濾波器來作電流誤差的補償使得降低量化誤差同時利用多率系統將兩個 PWM 訊號合併製作一個非對稱脈波寬度調變來降低功率電晶體之切換次數及降低功率級的損失，因此能夠有效地降低功率開關元件的溫度並增加其壽命。此外，本論文也發展了高效率角度控制策略，以降低額外產生之銅損為目的，調整最佳化切換角度，同時能夠達到定轉矩控制的條件，為了證實此方法之可行性也以用理論運算為基礎，透過系統分析驗證此方法在某種條件下能夠發揮最高效率。本論文是採用低成本的 32 位元控制器與三相非對稱控制器，透過實驗來比較幾個不同的電流控制策略；包括 PWM、非對稱脈波寬度調變 (Asymmetric Pulse Width Modulation, APWM)、具濾波器脈波寬度調變 (Filter Pulse Width Modulation, FPWM) 以及 MRFPWM。實驗結果顯示，在相同的負載下比較不同轉速，其 MRFPWM 之效率都優於其他控制策略，且切換次數降低一倍使得功率電晶體之表面問題也相對的減少，這不僅能夠提高功率電晶體的效率且增加使用壽命。

# High Efficiency Switched Reluctance Motor Control

## Using Multi-rate Filter Pulse Width Modulation

Student : Yeh Wen Lee

Advisor : Prof. Jwu-Sheng Hu

Institute of Electrical and Control Engineering  
National Chiao-Tung University

### Abstract

This thesis proposed a novel scheme for current control of switched reluctance motor by using multi-rate filter pulse width modulation to improve the efficiency of traditional pulse-width modulation. We utilized a filter to compensate the error current for reducing the error current and generating an asymmetrical pulse width modulation, which is the combined by two PWM signals produced by multi-rate system. This method can reduce the switching loss of power transistor and decrease power consumption. Thus, the temperature of the power switching element will be reduced and provide a long life span. In addition, we also developed a high efficiency angle control strategy, the purpose is to lower extra copper loss, simultaneously able to achieve constant torque controlled conditions. In order to verify the feasibility of this method are used as the basis of theoretical operations, through systematic analysis of verification under certain conditions, this method can play a maximum efficiency. The implementation of our system is using a low-cost 32-bits controller and a three-phase asymmetric half bridge inverter. In our experiment, we compared the various speeds in the same load with different current control strategies such as PWM, APWM, FPWM and MRFPWM. The results showed that the efficiency of MRFPWM is better than other control strategies, it also lowered the number of switching doubled for protecting the surface of power transistor and increased the efficient of power transistor.

## 誌 謝

我很高興也很榮幸能夠進入胡竹生教授的實驗室(X-Lab)，在這短短的兩年來胡老師的細心指導下學會了很多創新與寶貴的知識，我自認我自己理論能力比較弱，感謝老師給與的鼓勵與支持，激發了我跟深入研究的動機與想法。老師總是給予明確的指點、方向以及資源。在我眼裏，老師是個比較少開玩笑、嚴肅且非常酷的老師，我十分的尊敬他。進入 X-Lab 這個大家庭，學到很多學術相關的知識，對於做研究的態度以及積極面對問題解決的能力都有所進步，直到能夠順利完成碩士學位。感謝口試委員成維華老師、陳鴻祺老師的建議以及陳鏗元學姐的鼓勵，讓我能夠發現論文裡的不足並加以補強，使之更完整。

完成碩士論文是自己的責任，但是這確是涵蓋著大家的協助、指導以及鼓勵，這裡我必須感謝 X-Lab 的所有實驗室成員，在這兩年裏與你們一起研究、學習、聚餐、運動、遊玩等。首先，感謝直屬學長，馬達組的強者昭男學長在理論指教以及各方面的幫忙，一起運動、研究、實驗等；全能超強的 JUDO 學長在帶助教課的教導；我看到了學長學弟妹們在研究上的熱誠與積極的態度，給予我一股衝勁想要讓自己活得更有價值，很感謝實驗室一起打拼的學長學弟妹們，對我而言，你們總是那麼的崇高，是值得欣賞以及學習的典範，包括帥氣的明唐學長給予一些寶貴的經驗、一起打羽球的勁源學長、美食家的俊吉學長總是給予正確的思考方向、強者 Alphonse 學長、大哥耕維學長在嵌入式作業系統課程的協助、馬達達人的德洋讓我體會到學術研究與業界研發之間的差異、成熟穩重的震華學長等。還有同一屆一起打拼的實驗室同學們，一起面臨口試、一起寫論文、一起修課等都是一種美好的回憶，感謝有你們同在，包括鳴遠、期元、哲宇、冠宏、孟瑋、淵翰。此外，還要感謝馬達組做事認真的綜韓學弟、幽默搞笑的品毅學弟、活潑的文娟學妹以及未來加入馬達組的學弟妹們，未來靠你們了。看到新加入的學弟妹們加入這個大家庭都感到非常高興，希望能夠讓 X-Lab 這個大家庭越來越有氣勢。

此外，我要感謝協助我完成論文的人，有肌肉男 CUP 大大、笑容甜美的依穎以及幽默搞笑的同鄉朋友紹祥等。最後我要感謝我的爸爸媽媽給我的支持、送我來臺灣、無微不至的體諒我以及教導我等等，當然還有我崇拜的哥哥，你總是那麼的穩重平靜的處理事情；可愛的妹妹總是那麼關心我以及體貼我；還有恆瑜姐姐總是那麼的挺我以及照顧我。我想感謝支持我的所有人、把我當朋友的所有人以及在求學過程中遇到的所有老師。

# 目 錄

摘 要 .....	i
Abstract .....	ii
誌 謝 .....	iii
目 錄 .....	iv
表目錄 .....	vi
圖目錄 .....	vii
符號表 .....	ix
縮寫表 .....	xii
第一章 緒論 .....	1
1.1 研究動機 .....	1
1.2 研究目標 .....	3
1.3 文獻回顧 .....	3
1.4 本論文的貢獻 .....	6
1.5 論文架構 .....	7
第二章 切換式磁阻馬達介紹 .....	8
2.1 前言 .....	8
2.2 切換式磁阻馬達結構特性 .....	9
2.3 切換式磁阻馬達的驅動器與角度定義 .....	11
2.4 切換式磁阻馬達數學模型 .....	19
2.4.1 切換式磁阻馬達等效電路 .....	20
2.4.2 切換式磁阻馬達轉矩產生與能量轉換原理 .....	22
第三章 切換式磁阻馬達控制策略 .....	26
3.1 前言 .....	26
3.2 轉矩控制 .....	26
3.2.1 即時直接轉矩控制 .....	27
3.2.2 轉矩分擔控制 .....	29
3.3 最佳切換角度控制 .....	33
3.3.1 提前導通角控制 .....	33
3.3.2 最佳導通角推導 .....	34
3.3.3 角度補償控制 .....	36
3.4 高效率角度控制 .....	38

第四章	多率濾波器脈波寬調變	47
4.1	前言	47
4.2	傳統脈波寬度調變電流控制	47
4.2.1	非對稱脈波寬調變	48
4.3	多率濾波器脈波寬調變原理	50
4.3.1	最佳化量化誤差補償	55
4.3.2	系統分析	57
4.3.3	多率系統誤差補償	59
第五章	系統開發環境與架構	61
5.1	前言	61
5.2	硬體系統架構	62
5.2.1	Renesas 發展平臺	62
5.2.2	非對稱驅動器平臺	64
5.2.3	三相切換式磁阻馬達	66
5.3	軟體系統架構	69
5.3.1	軟體發展環境	69
5.3.2	程式整體架構	71
5.3.3	回授訊號處理	72
5.3.4	PI 控制器	74
5.3.5	多率濾波器回授調變之實現流程	75
5.4	實驗平臺	76
第六章	實驗結果分析	77
6.1	前言	77
6.2	最佳化角度控制實驗	78
6.3	脈波寬度電流控制實驗	82
第七章	結論	91
	參考文獻	92

# 表目錄

表 2.2-1: 比較常見的相數相對應定子/轉子極數的選用.....	10
表 2.3-1: 轉子角度區間對應其意義.....	12
表 4.2-1: 比較中間對稱與非對稱脈波寬度調變.....	50
表 5.2-1: 對應圖 5.1-2 之編號功能的敘說.....	63
表 5.2-2: 三相切換式磁阻馬達規格.....	66
表 6.2-1: 每秒之功率開關之切換次數.....	81
表 6.3-1: 中間對稱 PWM 與中間非對稱 PWM 效率比較.....	84
表 6.3-2: 所有控制策略於閉迴路之速度誤差比較表.....	85
表 6.3-3: 所有控制策略於閉迴路之切換次數比較表.....	87
表 6.3-4 功率開關表面之末溫.....	88
表 6.3-5: 所有控制策略於閉迴路之效率比較表.....	89



# 圖目錄

圖 1.1-1: 全球終端電力消費 [5].....	2
圖 2.2-1: 單相切換式磁阻馬達利用永久磁鐵來啓動.....	9
圖 2.2-2: 12/8 極切換式磁阻馬達之結構。(A) 定子 A 相與轉子對準 (B) 定子 A 相與轉子未對準.....	10
圖 2.3-1: (A) 考慮幾個重要的轉子角度定義 (B) 轉子角度對應電感值得表示圖.....	13
圖 2.3-2: 基本控制切換式磁阻馬達的狀態。(A) 激磁 (B) 飛輪傳動 (C) 去磁.....	15
圖 2.3-3: 依相數與開關數分類切換式磁阻馬達控制器.....	15
圖 2.3-4: 三相米勒控制器.....	16
圖 2.3-5: 米勒控制器在兩相重疊同時導通時兩相電流的變化.....	17
圖 2.3-6: 非對稱半橋變頻器。(A) 單相示意圖 (B) 硬切換策略 (C) 柔切換策略.....	18
圖 2.4-1: 切換式磁阻馬達模型概念圖.....	19
圖 2.4-2: 單相切換式磁阻馬達等效電路圖.....	21
圖 2.4-3: 能量轉換示意圖。(A) 線性 (B) 非線性.....	23
圖 2.4-4: 推導非線性電磁轉矩示意圖.....	24
圖 2.4-5: 切換式磁阻馬達之能量流通示意圖.....	25
圖 3.2-1: 即時直接轉矩控制迴授方塊圖.....	27
圖 3.2-2: 遲滯控制函數之三個區間的示意圖.....	27
圖 3.2-3: 轉矩分擔控制函數之控制方塊圖.....	29
圖 3.2-4: (A) 線性轉矩分擔函數 (B) 弦波轉矩分擔函數.....	30
圖 3.2-5: 直接轉矩控制結合轉矩分擔控制方塊圖.....	31
圖 3.2-6: 兩相重疊在不同參考轉矩與實際轉矩下電流軌跡的示意圖.....	32
圖 3.3-1: 單一相激磁電流的示意圖.....	33
圖 3.3-2: 考慮磁交鏈在兩相重疊的情況.....	35
圖 3.3-3: 角度補償的示意圖.....	36
圖 3.3-4: 角度補償的方塊圖。(A) 補償提前導通角 (B) 補償關閉角度.....	37
圖 3.4-1: 考慮提前導通角度時電流上升產生額外銅損的示意圖.....	39
圖 3.4-2: 考慮銅損在兩相重疊區域的電流控制.....	39
圖 3.4-3: 角度補償限制出去相電流的方塊圖.....	40
圖 3.4-4: 電流分擔控制定轉矩的方塊圖.....	41
圖 3.4-5: 兩相重疊電感區的電流控制示意圖.....	43
圖 3.4-6: (A) 激磁電流上升時間 (B) 去磁電流上升時間 (C) 兩相重疊區域的時間.....	46
圖 4.2-1: (A) 單邊非對稱脈波寬度調變 (B) 中間對稱脈波寬度調變.....	48
圖 4.3-1: 三相非對稱半橋電壓源變頻器.....	51
圖 4.3-2: 4 位元脈波解析度之對稱 PWM 切換訊號.....	52
圖 4.3-3: 以狀態空間描述最佳化輸出的示意圖.....	55
圖 4.3-4: 量化誤差補償方塊圖.....	56
圖 4.3-5: 非對稱固定取樣的切換訊號。(A) 改變參考訊號之非對稱 (B) 改變斜率之非對稱.....	59

圖 5.2-1: RENESAS STARTER KIT FOR SH713 開發平臺。(A) 微控制晶片板 (B) E10A 除錯器.....	62
圖 5.2-2: 自行開發 SH7137 控制器平臺.....	63
圖 5.2-3: 三相非對稱半橋控制 PCB 板子.....	64
圖 5.2-4: 三相非對稱半橋控制電路圖.....	65
圖 5.2-5: 馬達內部結構。(A) 外形 (B) 定子 12 極數俯視圖 (C) 轉子 8 極數俯視圖 (D) 轉子側面圖.....	67
圖 5.2-6: 不同角度激磁電流 (黃色) 的波形。(A) 定子與轉子未對準 $0^\circ$ (B) 定子與轉子對準 $21^\circ$ .....	68
圖 5.2-7: 實際量測電感值的趨勢.....	68
圖 5.2-8: 切換式磁阻馬達在不同電流與角度下特性的變化 (A) 磁交鏈 (B) 電感值 (C) 共能量.....	69
圖 5.3-1: 人機介面。(A) 磁阻馬參數設定 (B) 即時觀測狀態變數功能.....	70
圖 5.3-2: 整體的程式架構示意圖.....	71
圖 5.3-3: 編碼器介面方向判斷方式.....	73
圖 5.3-4: 實驗實現之方塊圖.....	75
圖 5.4-1: 三相切換式磁阻馬達的實驗平臺.....	76
圖 6.1-1: 開迴路程式架構示意圖.....	78
圖 6.2-1: 個別圖最上方表示沒有使用最佳化角度控制的電流波形圖，中間為採用最佳化控制角度的電流 波形圖，下面為採用具限制條件之最佳化角度控制。(A) 轉速為 75 RPM (B) 轉速為 225 RPM (C) 轉速 為 325 RPM.....	79
圖 6.2-2: 比較三個角度控制策略之速度漣波誤差.....	80
圖 6.2-3: 比較三個不同角度控制的轉矩漣波.....	80
圖 6.2-4: 比較三個角度控制策略之功率開關的表面溫度.....	80
圖 6.2-5: 比較三個角度控制策略之效率.....	81
圖 6.3-1: 兩相電流重疊比較圖。(A) PWM (B) FPWM.....	82
圖 6.3-2: 中間對稱 PWM 與濾波器 PWM 效率比較.....	82
圖 6.3-3: 中間對稱 PWM 與中間非對稱 PWM 功率開關表面溫度比較.....	83
圖 6.3-4: 中間對稱 PWM 與中間非對稱 PWM 切換次數比較.....	84
圖 6.3-5: 綜合所有控制電流策略之速度誤差.....	86
圖 6.3-6: 綜合所有控制電流策略之轉矩漣波.....	86
圖 6.3-7: 綜合所有控制電流策略之切換次數比較圖.....	88
圖 6.3-8: 綜合所有控制電流策略之效率圖.....	90

## 符號表

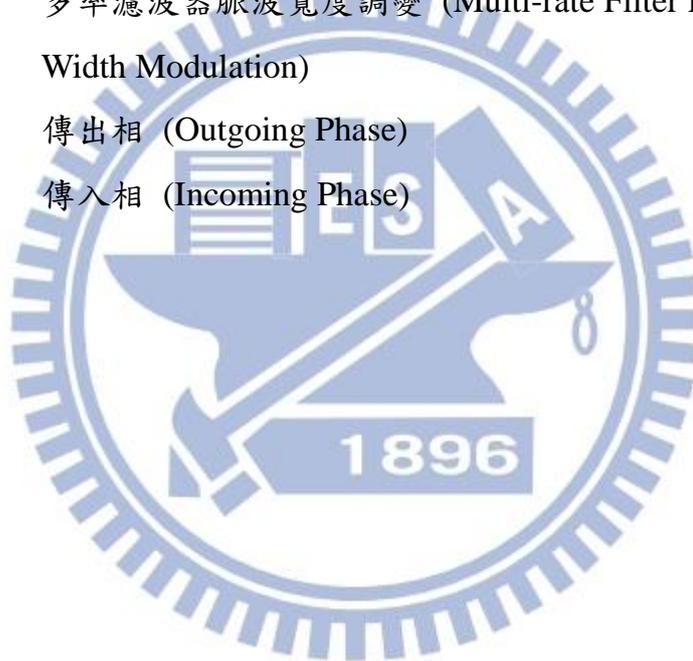
$e$	即時感應電動勢(V)
$E_{DR}$	責任比造成的誤差表示(%)
$ENC_{max}$	旋轉編碼器解析度
$f_c$	取樣頻率(Hz)
$f_{speed}$	速度迴路取樣頻率(Hz)
$i_d$	參考電流值(A)
$i_{rm}$	實際電流值(A)
$I_j$	第j相電流(A)
$\bar{I}_j$	第j相平均電流(A)
$J$	轉動慣量(Kg.m sec <sup>2</sup> )
$K_a$	角度誤差補償的增益
$k_l$	最大電感值與最小電感值得比例關係
$L_a$	定子與轉子對準(Aligned)或電感最大值(mH)
$L_u$	定子與轉子沒有對準(Unaligned)或電感最小值(mH)
$N_s$	定子極數
$N_{ph}$	定子相數
$N_r$	轉子極數
$P_a$	即時氣隙功率(W)
$P_{sw,loss}$	功率開關之切換損失(W)
$P_{c,loss}$	馬達線圈的銅損(W)
$p$	磁極對數
$q$	功率開關使用量
$q_b\{\cdot\}$	b 位元量化器
$r(k)$	輸入電壓向量
$R_s$	每一相的電阻值( $\Omega$ )
$\sigma$	平均電流的門檻值

$s$	開關切換狀態
$S_c$	相電壓矩陣
$t_r$	激磁電流上升的時間(s)
$t_f$	去磁電流下降至零的時間(s)
$t_{overlap}$	兩相電感重疊所佔據的時間(s)
$T_e$	電磁轉矩(N-m)
$\tilde{T}_e$	最大可到達的電磁轉矩(N-m)
$T_l$	負載轉矩(N-m)
$T_{ref}$	參考轉矩(N-m)
$T_{est}$	估測轉矩(N-m)
$T_m^*$	轉矩命令(N-m)
$U_j$	j相電壓
$\bar{v}$	平均電壓
$v^*$	命令電壓
$W_f$	磁場能量(J)
$W_c$	共能能量(J)
$\omega_r$	轉子角速度(rad/sec)
$\omega_m$	轉子機械轉速(rad/sec)
$\Delta L$	$L_a - L_u$ (mH)
$\Psi$	磁交鏈
$\Psi_d$	在轉子與定子交界處的磁交鏈(V-sec)
$\Psi_a$	在轉子與定子對準時的磁交鏈(V-sec)
$\Psi_u$	在轉子與定子未對準時的磁交鏈(V-sec)
$\Psi_c$	最大磁交鏈(V-sec)
$\Psi_j^r$	第j相線性增量式磁交鏈(在參考定電流情況下)
$\Psi_j^f$	第j相線性減量式磁交鏈(去磁時間內)
$\lambda$	限制合理責任比的係數
$\alpha_j$	j相的責任比

$\beta_s$	定子極弧度(rad)
$\beta_r$	轉子極弧度(rad)
$\theta_{01}$	電流上升至參考值之間的角度差(rad)
$\theta_{rm}$	一週期相電感的角度差(rad)
$\theta_{on}$	打開角度(rad)
$\theta_{overlap}$	兩相重疊之角度差(rad)
$\theta_c$	導通角或關閉角(rad)
$\theta_{off}^{opt}$	最佳化導通(關閉)角(rad)
$\theta_e$	去磁所需的角度差(rad)
$\theta_{sk}$	兩相打開角度之間的角度差(rad)
$\theta_i$	最大磁交鏈的一半之角度(rad)
$\theta_{rp}$	轉子極間的角度差(rad)
$\theta_{sp}$	定子極間的角度差(rad)
$\theta_{rs}$	兩相相鄰電感/磁交鏈的角度位移(rad)
$\Delta_i$	電流遲滯帶寬(A)
$\Delta I_j$	第j相電流與平均電流的差(A)
$\Delta_b$	量化誤差
$\Delta\theta_{01,err}$	與理想提前角的角度差(rad)
$\Delta\theta_{off,err}$	與理想關閉角的角度差(rad)
$\Delta_{ENC}$	旋轉編碼器角度差
*	最佳化角度控制
**	高效率角度控制

## 縮寫表

PWM	對稱式脈波寬度調變 (Symmetric Pulse Width Modulation)
PWM4k	4Khz 取樣頻率之對稱式脈波寬度調變 (Symmetric Pulse Width Modulation)
APWM	非對稱式脈波寬度調變 (Asymmetric Pulse Width Modulation)
FPWM	濾波器脈波寬度調變 (Filter Pulse Width Modulation)
MRFPWM	多率濾波器脈波寬度調變 (Multi-rate Filter Pulse Width Modulation)
OutP	傳出相 (Outgoing Phase)
InP	傳入相 (Incoming Phase)



# 第一章 緒論

## 1.1 研究動機

隨著人類文明演進，馬達在我們的生活中扮演著重要的角色。從日常生活中所使用到的電器用品包括洗衣機、電動刮鬍刀、果汁機等等，比較大功率馬達的應用還有電梯設備、機床、還有現在還在研究發展的電動車或是油電混合車。馬達的功率可以從最小幾毫瓦至最大幾千仟瓦的都有。在現今的社會，以傳統製造業者追求的自動化效益，其中最關鍵的角色就是馬達；而根據 2010 年統計指出終端用戶在全球消耗電力設備中，馬達約佔所有消耗電力的一半，如圖 1.1-1 所示。又根據國際能源總署 (IEA) 統計，馬達是在工業用電中最大消耗的設備，佔所有電力設備的六、七成，如果馬達效率能夠提升，對於工業用電的利益是有很大的影響。現今社會大家都在談論節能減碳的問題，目的就是降低全世界的發電量，有助於減少二氧化碳的排放量。而此研究即能有助於提倡節能減碳及減少二氧化碳的排放量等問題。

馬達已有數百年的歷史了，至今已有非常多種類的馬達，依構造分類包括同步馬達、感應馬達、步進馬達、伺服馬達、線性馬達等等。而傳統工業上使用的直流馬達因其結構與特性關係已慢慢被淘汰，並將改用無刷交流馬達。效率對於馬達來說是一個非常重要的指數，而目前能夠達到最高效率的馬達則是永磁同步馬達，他的效率在額定轉速下可以高達 97%。因考慮稀土問題，永磁同步馬達在未來可能價格會越來越高。如果未來電動車會崛起，這些必須使用稀土製成的馬達，或許會慢慢減少使用；切換式磁阻馬達則不需要使用稀土材料，它的結構只需要矽鋼片疊置而成，因此很可能會是取代永磁同步馬達的關鍵 [4]。

常見的切換式磁阻馬達控制技術包括角度控制 (Angle control)、直接轉矩控制 (Direct Torque Control, DTC)、即時直接轉矩控制 (Direct Instantaneous Torque Control, DITC) 等控制策略。理想控制切換式磁阻馬達只需要在特定的角度輸入一個方波電流並能夠產生轉矩。實際上，因為切換式磁阻馬達本身磁交鏈會達到飽和的現象，所以造成控制上變得不是那麼理想，因此大部分的研究都必須基於得到切換式磁阻馬達非線性轉矩、磁交鏈與電感在特定角度與電流值下的特性。簡單來說，這些控制策略必須得到馬達的特性曲線才能有效的控制它，因此控制上變得更複雜相對的開發成本也會提高。本論文考量簡化控制策略，選用最基本的角度控制並加強其角度控制使得達到最佳化角度控制。此外，因考慮電流控制誤差失真的問題，本論文提出一個具有良好的誤差補償調變器，目的是為了改善控制電流的品質與降低誤差，使馬達能夠更有效率地運轉。

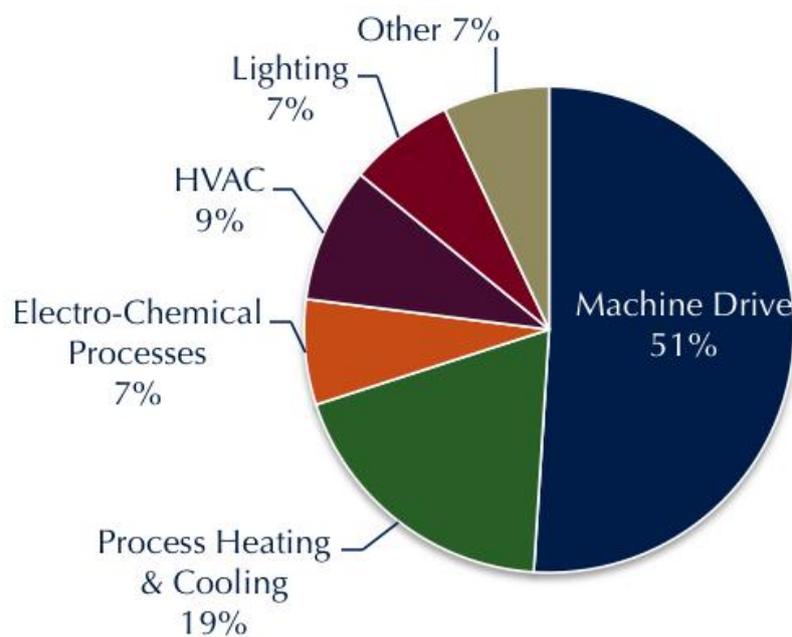


圖 1.1-1: 全球終端電力消費 [5]

## 1.2 研究目標

本論文考慮到電流誤差失真與功率電晶體的頻繁切換次數所造成的損失，提出了以多率濾波器脈波寬調變為一最佳化電流切換策略之理論基礎。本方法是利用傳統非對稱脈波寬調變的概念，在載波上升緣與下降緣比較兩個不相同的訊號，同時有效地利用濾波器使得三角波比較的參考訊號能夠受到虛擬回收訊號的調整，這種機制可以改善由數位有限位元實現所產生的基頻諧波。由於本方法只有一半的載波頻率，因此可以有效地讓功率電晶體的切換次數降低一倍，使得其功率電晶體的溫度隨著降低，預期能夠達到損失減少的目標。本論文所提出之方法在效率上比傳統脈波寬調變或是非對稱脈波寬調變來的高。

本論文所提出的方法不需要複雜的演算也沒有任何的查表，所以利用一般低成本的微控制器就能夠實現。最後本論文將建立一個實驗平臺，包括了切換式磁阻馬達、馬達驅動器、轉矩量測儀器與負載馬達並以不同的電流控制策略來控制切換式磁阻馬達。在本實驗中，不同的轉速及頻率下個別比較其效率、功率電晶體的切換次數與其表面溫度響應。最後，本論文會針對實驗結果進行分析與討論，預期本方法能改善切換次數所造成的熱消耗，如此一來便能夠減少功率電晶體散熱片的需求，即減少系統開發成本與體積並可提升整體效率與延長功率電晶體的壽命。

## 1.3 文獻回顧

本論文針對切換式磁阻馬達的研究進行探討及分析，大致上可分成三大類：

### 一、硬體

- i. 切換式磁阻馬達機構：包括馬達的相數、定子與轉子的極數。選擇馬達極數的考量包括可靠度、價格、功率密度與效率等，是設計者

必要考量的因素。由於切換式磁阻馬達的構造是沒有永久磁鐵的，所以單相切換式磁阻馬達 [6, 7] 的驅動能力是機構設計上其中一個探討的議題。此外，切換式磁阻馬達單相獨立激磁而具有非線性磁化曲線，所以在機構上不好設計可能會造成很大的轉矩漣波或是噪音的產生。

- ii. 控制驅動器：能夠驅動切換式磁阻馬達的驅動器有很多種類，不像一般永磁同步馬達還是感應馬達都是使用多相電壓源逆流器 (Inverter)，所需的功率電晶體的需求是固定的。而切換式磁阻馬達的驅動比較特別的是，它是獨立控制每一相的電流，而並非一般馬達有中性點。切換式磁阻馬達最常見的驅動器就是非對稱變流器 (Asymmetric half bridge) [8, 9]，其他包括單顆功率電晶體控制單相的驅動器 [10]、共用一顆功率電晶體的米勒驅動器 [11, 12] 等其他相關驅動器之比較 [13, 14] 不同驅動器的分類以及它們的動作原理。

## 二、軟體

- i. 切換式磁阻馬達之換相角：要控制馬達的第一步驟就是必須要有馬達的電感對轉子角度的曲線，換相角對於切換式磁阻馬達是非常重要的，這也是位置感測器對於切換式磁阻馬達的重要性。討論的項目包括提前打開角、導通角、關閉角與兩相重疊角度的控制 [15]。針對此研究方向包括效率最佳化，其估測輸入功率於不同轉速下調整切換角度的控制演算 [16]，或是線上控制調整換相角達到最佳化效能控制 [17]。此外控制在高速上因為反應電動勢極大，電流沒辦法控制在預期設定值，所以其電流控制是單一脈波的控制 [18] 以達到最大效益。

- ii. 激磁控制策略：此為較少人討論到電流控制策略，因現在大多數控制馬達的控制器都是以控制電流的電壓源逆流器 (Voltage-source PWM converter) 為主。其控制方法有遲滯電流控制 (Hysteresis Current Control, HCC)、固定頻率脈波寬調變 (Fixed frequency PWM) [19]、非對稱脈波寬調變 (Asymmetri PWM) [20] 與濾波器脈波寬調變 (Filter PWM) [21] 等等。這裡可以探討的有功率開關的切換損、功率開關的表面溫度、電流追蹤的能力以及效率。
- iii. 降低轉矩漣波與減少噪音：由於切換式磁阻馬達固有的結構問題，在轉子旋轉時候會產生很大的噪音或是輸出轉矩漣波較大，這方面的研究算是個值得探討的議題，壓抑轉矩漣波的方法包含了設計兩相重疊分擔函數 (Torque Sharing Function, TSF) [15, 22]、注入諧波電流的方法 (Harmonic current injection) [23] 與兩相激磁法的方法有效的壓制噪音與轉矩漣波 [24, 25] 等等。
- iv. 無感測：無感測在所有馬達上都是一個很大的研究方向。因為馬達工作環境的因素或是成本的考量，無感測能夠改善感測器造成的誤差以及降低成本。針對切換式磁阻馬達的無感測方法包括量測電流斜率 [26, 27]、狀態觀測器估測法、電流電壓估測磁交鏈方法、類神經與模糊估測法等等。此外，也有學者研究針對在靜止或是低速的無感測驅動方法 [28]，或是在不同轉速區域使用不同換相位置估測的方法 [29]。

### 三、 切換式磁阻馬達非線性特性曲線之量測

- i. 有限元素法 (Finite element analysis)：此方法需要瞭解馬達的幾何機構、材料、邊界條件與電壓電流條件才能有效的分析馬達特性。
- ii. 直接實驗量測法：較少人使用此方法，由於需要磁性感測器，因此建立不容易且價格比較高。
- iii. 漸接實驗量測法：較多人使用此方法，只需要輸入脈衝電壓或是一個頻率的弦波電壓 [30] 將電壓與電流的資料利用馬達電壓方程式計算出磁交鏈 [31, 32]。因為切換式磁阻馬達的電壓方程式中電阻會隨著溫度而變化的項目，所以有人提出一個錯誤補償校正電阻值的方法 [33]。

## 1.4 本論文的貢獻

本論文針對兩個部分進行改善與分析，第一部分是針對切換式磁阻馬達的電流控制策略，提出了以多率濾波器之脈波寬調變的方法產生控制電流訊號。本論文成功地推導出可以低成本的微控器軟體實現此創新理論的方法，並以三相切換式磁阻馬達為實驗對象驗證本方法，相較於傳統脈波寬度調變、非對稱脈波寬度調變與濾波器脈波寬度調變，在同樣的速度誤差情況下具有較低之切換次數，這使得系統減少切換損失以及功率電晶體之熱消耗，提升了控制效率以及增加驅動級電路的可靠度與壽命。第二部分也是切換式磁阻馬達控制的重點，基於考量非作功銅損的產生，對角度設計一些限制條件的控制，再利用角度補償的方法克服實際非線性角度的誤差，並估測出精準的切換角度，本方法實現一個具有錯誤補償角度的系統在不同轉速下都能提高效率。

## 1.5 論文架構

本論文以多率濾波器之脈波寬調變具體實現三相切換式磁阻馬達之控制為研究主題，以 Renesas 32 位元系列晶片作為實驗平臺進行驗證及分析，並與不同的電流控制策略進行效能評估與比較，其主要內容如下：

第二章、切換式磁阻馬達介紹：概括介紹切換式磁阻馬達之種類、結構特性、數學模型、以及其基本的控制元素。

第三章、切換式磁阻馬達控制策略：介紹磁阻馬達幾種核心的控制策略並詳細說明其動作原理，說明最佳化角度控制策略與其優缺點。

第四章、多率濾波器之脈波寬調變：說明不同的電流控制策略與其原理，包括本論文提出的多率濾波器之脈波寬調變的詳細說明與數學推導。

第五章、系統開發環境與架構：介紹硬體的架構、軟體控制架構與實驗環境，以及說明如何實現不同控制策略和多率濾波器之脈波寬調變。

第六章、實驗結果分析：進行一系列的轉速實驗，記錄功率開關之切換次數、功率開關之表面溫度以及效率，提出該調變技術之效能評估與比較。

第七章、結論：心得總結以及對本系統的未來展望。

## 第二章 切換式磁阻馬達介紹

### 2.1 前言

現今工業使用上的馬達大多數是交流無刷馬達，它幾乎已經完全取代了直流馬達，雖然直流馬達可以簡單地控制電壓大小來達到準確的控制轉速，並不需要太多的控制元件或是複雜的控制策略，但是直流馬達仍然存在著一些結構上的問題以及直流馬達無法達到較高的效率，主要是因為其電樞與轉子的磁場必須垂直於 90 度的相位差，且必須靠著電刷連接電源至電樞才能使轉子轉動，產生碳刷的摩擦損與污垢的囤積，使得直流馬達不適合在高溫、易燃的環境下工作。交流無刷馬達可以改善直流馬達的缺點，但是在控制器與控制策略就比較複雜。

交流馬達種類繁多，工業上比較常見是感應馬達，感應馬達構造簡單且耐用，價格上也比較低廉，但是其輸出扭力相較永磁同步馬達比較低，效率也比永磁同步馬達來的低，感應馬達必須妥善的調整滑差才能使得轉子與定子旋轉磁場間良好的相對運動。永磁同步馬達具有高功率密度、輸出大轉矩、效率高的優點，但其缺點是磁鐵使用了稀土如釹與鐳，如果未來電動車都使用高效率的永磁同步馬達，稀土的價格肯定會不斷提升，為了保護環境且降低開發馬達成本，切換式磁阻馬達或許是未來大量使用的馬達。切換式磁阻馬達結構簡單所以價格相較其他交流馬達來的低，它沒有磁鐵，轉子也沒有線圈，主要的熱源在定子上。切換式磁阻馬達目前面臨的問題就是它的轉矩漣波比較大、噪音也比較大與其效率比較低。本章節會介紹切換式磁阻馬達以及它的基本動作原理，由最基本的理論推導出馬達轉矩產生的表示，並介紹切換式磁阻馬達分別在線性與非線性能量的轉換等。

## 2.2 切換式磁阻馬達結構特性

切換式磁阻馬達的結構簡單，定子是由多層矽鋼片疊置而成的，轉子沒有磁鐵，是利用導磁性較好的材料製成的。定子與轉子都是凸極結構，可稱之為雙凸結構，這使得在轉子旋轉上產生比較大的轉矩漣波。由於只有定子有線圈繞組，所以主要熱來源都作用在定子上，而定子在馬達外圍所以散熱較佳。切換式磁阻馬達靠著磁阻走最短路徑使馬達旋轉，此力稱為磁阻力。切換式磁阻馬達在轉子極數與定子極數必須妥善考量，否則馬達是沒有辦法驅動的，所以切換式磁阻馬達在兩相以內時沒辦法自主啟動，必須靠著特殊的設計才能使得馬達旋轉，如圖 2.2-1 所示，為單向切換式磁阻馬達使用永久磁鐵來啟動且此永久磁鐵還必須有能力克服負載。

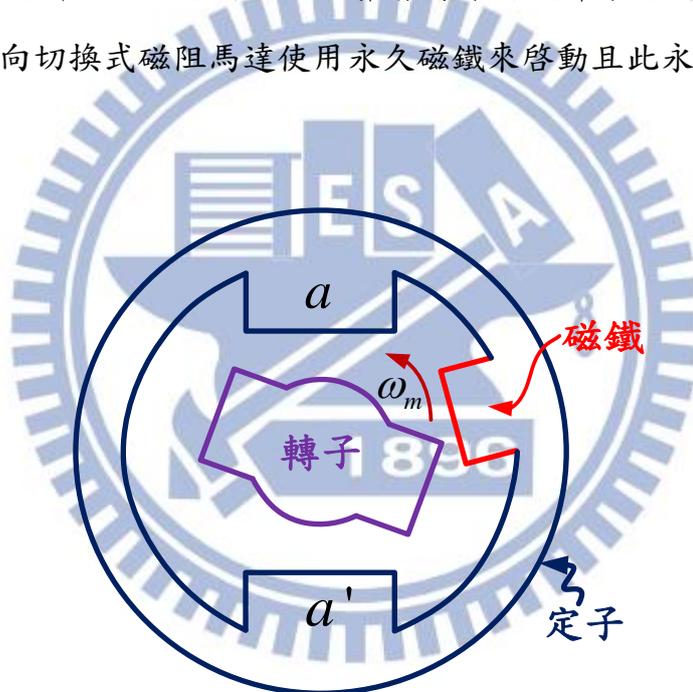


圖 2.2-1: 單相切換式磁阻馬達利用永久磁鐵來啟動

一般在選用相數與定、轉子的極數上都有一定的規則才能使得馬達能夠正常運轉與啟動，例如一般常見的三相切換式磁阻馬達在定子、轉子極數大多選用 (6/4 極)、(12/8 極)、(18/12 極) 或是更高極數的設計，四相切換式磁阻馬達在選擇定子、轉子極數大多是 (8/6 極)、(16/12 極)、(24/18 極)。

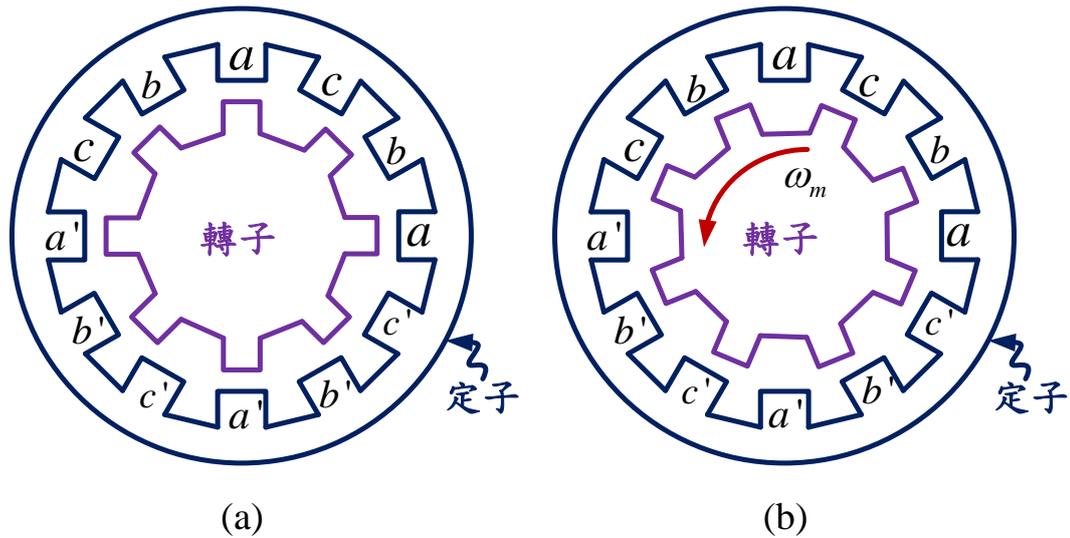


圖 2.2-2: 12/8 極切換式磁阻馬達之結構。(a) 定子 a 相與轉子對準 (b) 定子 a 相與轉子未對準

如圖 2.2-2 所示為一個三相 12/8 極數的切換式磁阻馬達。在考量設計極數時，越高極數可以有效的降低轉矩漣波的產生，相對的成本會隨著極數而提高，通常來說定子極數會比轉子極數高，或是可以利用簡單的方程式設計不同相數的極數如式 (2-1) 和式 (2-2) 可以計算出在不同相數會有不同組合的定/轉子極數的選用，簡單計算幾個較常見的相數與極數的設計歸類如表 2.2-1 所示。

$$N_s = 2pN_{ph} \quad (2-1)$$

$$N_r = \begin{cases} 2p(N_{ph} - 1) & , N_r < N_s , \text{ for } N_{ph} > 0 \\ N_r = 2p(N_{ph} + 1) & , N_r > N_s , \text{ for } N_{ph} > 0 \\ N_r = 2p & , \text{ for } N_{ph} = 1 \end{cases} \quad (2-2)$$

表 2.2-1: 比較常見的相數相對應定子/轉子極數的選用

定子相數	1	2	3	4	5
定子極數	2 4	4 8	6 12 18	8 16	10 20
轉子極數	2 4	2 4	4 8 12	6 12	8 16
磁極數對	1 2	1 2	1 2 3	1 2	1 2

## 2.3 切換式磁阻馬達的驅動器與角度定義

### 2.3.1 角度與電感的關係

切換式磁阻馬達之轉矩的產生與轉子角度和磁交鏈是電流的函數，因此轉子角度對於控制上是非常重要的，而磁交鏈的關係跟電感值與電流有關係，所以推導電感與轉子角度的關係式是必要的。圖 2.3-1 (a) 為考慮切換式磁阻馬達在單一相一些重要角度的定義，圖 2.3-1 (b) 為兩相之間不同定義轉子角度對應電感值的變化。

一個已知相數、定子極數與轉子極數的切換式磁阻馬達，就能夠確定一些基本的角度，像是如圖 2.3-1 (b) 所示的  $\theta_{rp}$ 、 $\theta_{sp}$  與  $\theta_{rs}$  分別是轉子極間弧度、定子極間弧度與兩相相鄰定子的角度差，可表示如下式 (2-3) 至式 (2-5) 所示。

$$\theta_{rp} = \frac{2\pi}{N_r} \quad (2-3)$$

$$\theta_{sp} = \frac{2\pi}{N_s} \quad (2-4)$$

$$\theta_{rs} = \frac{4\pi}{N_r N_s} \quad (2-5)$$

此外，較為重要之角度轉折點的推導如式 (2-6) ~ (2-10) 所表示 [1] 對應圖 2.3-1 (b)，進入轉子與定子的交界處  $\theta_1$ 、轉子進入完全對準定子且電感值最大的角度  $\theta_2$  和  $\theta_3$ 、離開轉子與定子交界處  $\theta_4$  與轉子與定子呈現完全不對準 (Fully unaligned) 的角度  $\theta_5$ 。

$$\theta_1 = \frac{1}{2} [\theta_{rp} - (\beta_s + \beta_r)] \quad (2-6)$$

$$\theta_2 = \theta_1 + \beta_s \quad (2-7)$$

$$\theta_3 = \theta_2 + (\beta_r - \beta_s) \quad (2-8)$$

$$\theta_4 = \theta_3 + \beta_s \quad (2-9)$$

$$\theta_5 = \theta_4 + \theta_1 \quad (2-10)$$

因此，必須瞭解馬達定子與轉子弧度才能藉由上面式子並計算出相對應的角度，這些角度區間的意義可以表示成表 2.3-1。

表 2.3-1：轉子角度區間對應其意義

角度區間	電感值	意義
$0 - \theta_1$	$L_u(i)$	<ol style="list-style-type: none"> <li>1. 電感為最小值，定子與轉子完全沒有對準 (Fully unaligned) 的角度。</li> <li>2. 此區域不提供任何轉矩。</li> </ol>
$\theta_1 - \theta_2$	$\frac{dL(\theta, i)}{dt}$	<ol style="list-style-type: none"> <li>1. 轉子隨著旋轉逼近與定子完全對準，電感上升區。</li> <li>2. 此區域供給電流能產生正轉矩 (Motoring)</li> </ol>
$\theta_2 - \theta_3$	$L_a(i)$	<ol style="list-style-type: none"> <li>1. 電感為最大值，定子與轉子完全對準 (Fully aligned) 的角度。</li> <li>2. 此區域不提供任何轉矩。</li> </ol>
$\theta_3 - \theta_4$	$-\frac{dL(\theta, i)}{dt}$	<ol style="list-style-type: none"> <li>1. 轉子隨角度增加而脫離與定子重疊，電感下降區。</li> <li>2. 此區域一旦有電流加入會產生負轉矩 (Generator)</li> </ol>
$\theta_4 - \theta_5$	$L_u(i)$	本區與 $0 - \theta_1$ 是一樣的



### 2.3.2 切換式磁阻馬達之控制器

切換式磁阻馬達因其控制方式與一般三相無刷不相同，所以控制器是不能與普遍的多相半橋電壓控制逆流器共用。控制切換式磁阻馬達的方式比較簡單，因為其每一相是必須獨立控制的，發展至今已有非常多樣化的控制器可以使用了。如圖 2.3-3 所示，為利用功率電晶體的數量與相數來分類 [1, 14]。較為常見的控制器是非對稱半橋變頻器 (Asymmetric half bridge inverter)，此控制器與普遍使用的逆流器的差別在於每一相多出兩個功率飛輪二極體。因為控制切換式磁阻馬達線圈繞組的電壓為單極性，由 Miller 在 1990 年推出上橋共用一個功率電晶體的控制器，目的是為了減少功率電晶體的使用數量，但是此控制器在控制去磁時會拉長電感電流的放電時間，因為其無法各自獨立控制飛輪傳動的狀態。

對於控制切換式磁阻馬達定子線圈主要有三個狀態控制，如

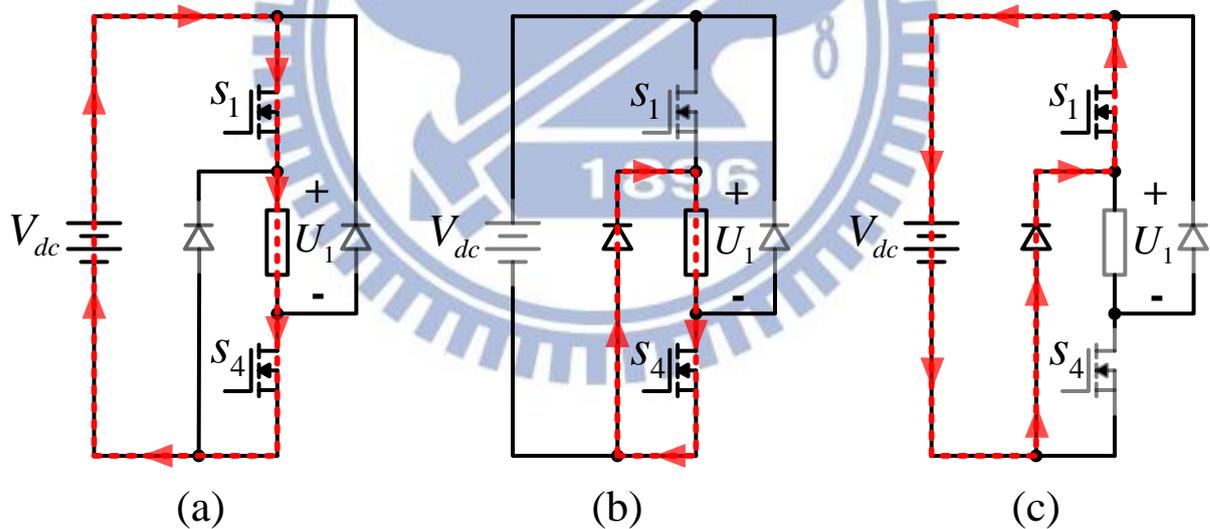


圖 2.3-2 所示，分別是激磁、飛輪傳動和去磁。在理想上，激磁主要能夠使得線圈繞組得到能量；飛輪傳動則是將能量保持住；去磁是讓能量傳回直流鏈電源供應器。接下來會針對幾個普遍控制切換式磁阻馬達的控制器。

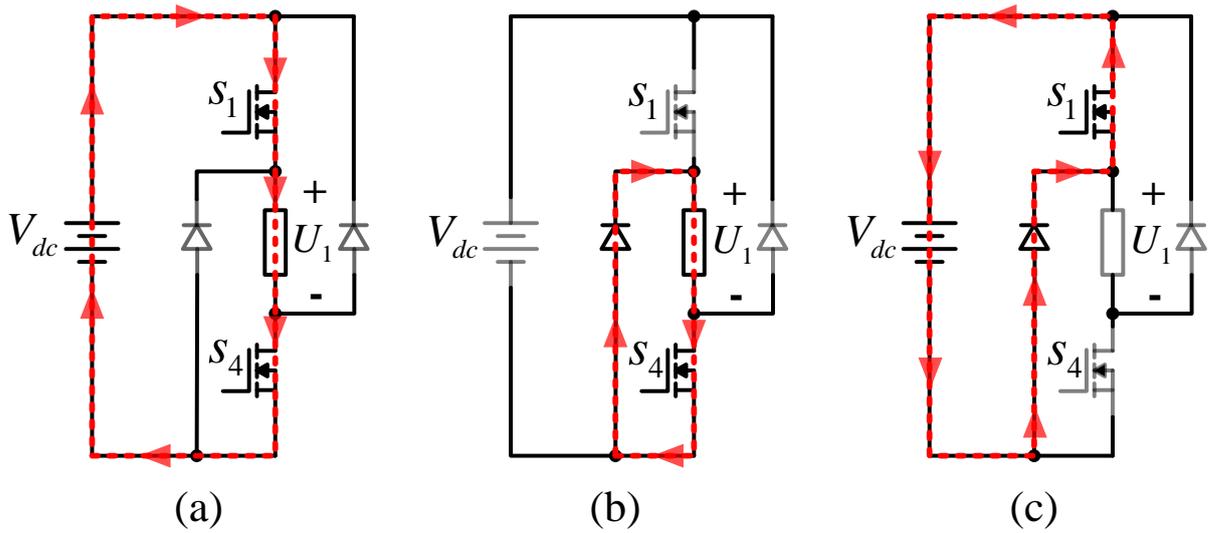


圖 2.3-2: 基本控制切換式磁阻馬達的狀態。(a) 激磁 (b) 飛輪傳動 (c) 去磁

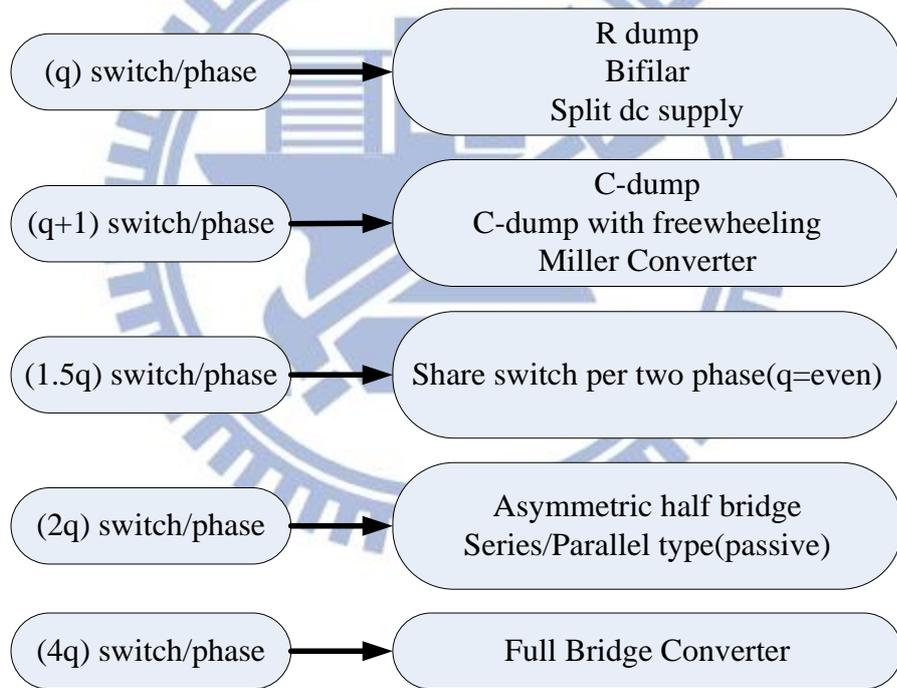


圖 2.3-3: 依相數與開關數分類切換式磁阻馬達控制器

### 2.3.2.1 (q+1) 開關米勒控制器

這種控制器只需要每一相數、一個開關以及一個共用的開關，如圖 2.3-4 所示。相較非對稱半橋變頻器節省掉  $(q-1)$  開關使用量，並可降低功率電晶體所造

成的損失。以單相看來，三個控制狀態都能達成並與非對稱半橋變頻器一樣。爲了減少轉矩漣波，兩相之間重疊部分必須靠轉矩分擔函數 (Torque sharing function) 來調試，所以兩相同時導通是必須的，而這種共用上橋一個開關的控制器對於兩相同時控制是沒辦法妥善控制的。如圖 2.3-5 所示可以看出  $i_a$  與  $i_b$  在去磁的時候的電流會被拖延導通時間，嚴重的話會使得產生負轉矩 (紅色區域)。所以對於此控制器在控制上的彈性變得比較低。

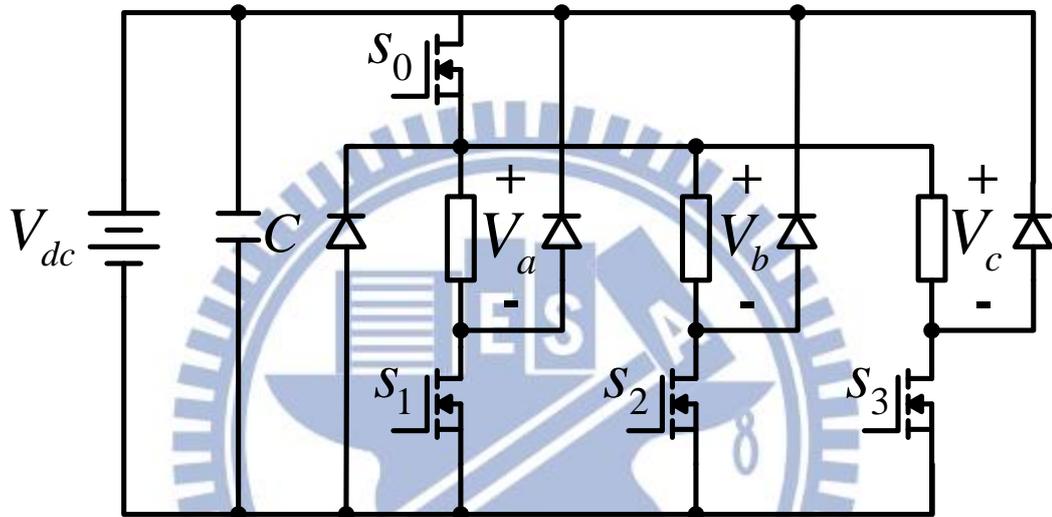


圖 2.3-4: 三相米勒控制器

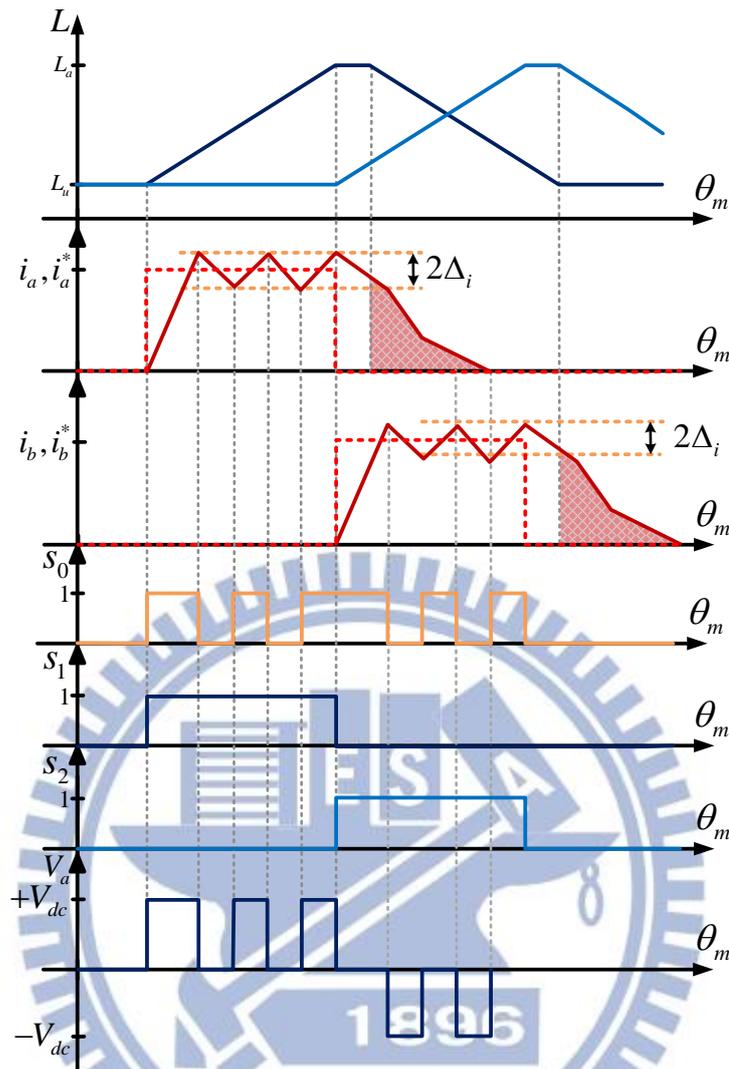


圖 2.3-5: 米勒控制器在兩相重疊同時導通時兩相電流的變化

### 2.3.2.2 2q 開關非對稱半橋變頻器

目前控制切換式磁阻馬達最廣泛使用的變頻器為非對稱半橋變頻器，它能夠獨立控制每一相的三個狀態。以下針對硬切換策略與柔切換策略進行討論與說明。由圖 2.3-6 所示，為兩個切換策略之電流的變化與上/下臂開關的切換狀態， $\Delta_i$  為磁滯控制器之電流的誤差範圍的定義。以硬切換 (Hard switching) 策略而言，只用到兩個狀態包括激磁與去磁，動作原理就是當電流誤差低於  $-\Delta_i$  時， $S_1$  與  $S_4$  同時打開使得相電壓等於輸入電壓源；當電流誤差高於  $\Delta_i$  時， $S_1$  與  $S_4$  同時關閉使得相電壓等於負的電壓源，在切換過程中能量是在電壓源端與馬達端不

停的交換造成電壓源之直流鏈電容器產生更多的漣波，使得直流鏈電容器壽命縮短且增加功率開關的切換損失，因此這種切換策略普遍上比較少人使用；另外一種切換策略叫做柔切換 (Soft switching)，它三個狀態都有使用，不同的地方是當電流誤差高於  $\Delta_i$  時， $S_4$  會關閉使電流連續透過  $S_1$  至相線圈透過飛輪二極體回去，進入飛輪傳動模式，這種切換策略能夠有效地減少切換頻率並降低功率開關的切換損。兩者切換策略在去磁方面都是讓  $S_1$  與  $S_4$  同時關閉，這樣可以讓電流以最快的方式降至零。

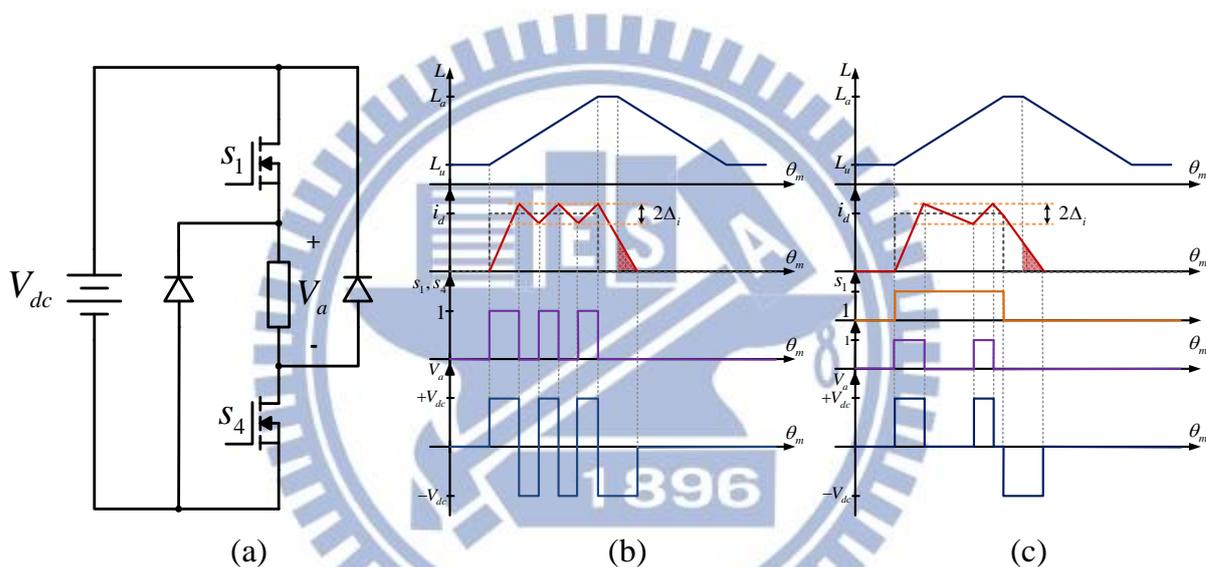


圖 2.3-6: 非對稱半橋變頻器。(a) 單相示意圖 (b) 硬切換策略 (c) 柔切換策略

## 2.4 切換式磁阻馬達數學模型

切換式磁阻馬達的系統可以由電機學模型的觀念說明，圖 2.4-1 為切換式磁阻馬達系統的概念圖主要分三個分支，首先由電器的角度利用電壓與電流描述電器系統，其中必須具備歐姆定律、克希荷夫點壓定律 (KVL) 與克希荷夫電流定律 (KCL)；第二分支為磁性系統介於電器與機械之間扮演著能量轉換的角色，它是利用馬克士威方程式 (Maxwell's equation) 來描述磁交鏈、磁通密度與電場強度；而最後一部分則是機械系統主要是利用牛頓定律 (Newton's law) 來表示馬達輸出轉矩/力還有位置、轉速、加速度等。它們之間是有個轉換的表示，比如說電路與磁交鏈借由電流產生轉矩/力使得機械旋轉。馬達因旋轉而產生感應電動勢，旋轉的速度以及激磁電流的不同會使得磁交鏈的變化有所差異。

三相切換式磁阻馬達之繞組與其他三相無刷馬達不同，一般三相無刷馬達繞組方式可分成 Y 接或是  $\Delta$  接，但是三相切換式磁阻馬達的每一相線圈繞組都是獨立的，其沒有中性點，也就是幾乎沒有互感，因此，可以由簡單的電壓方程式推導馬達的特性。以下將介紹由馬達等效電路的電壓方程式的觀點推導其動態轉矩力的產生。

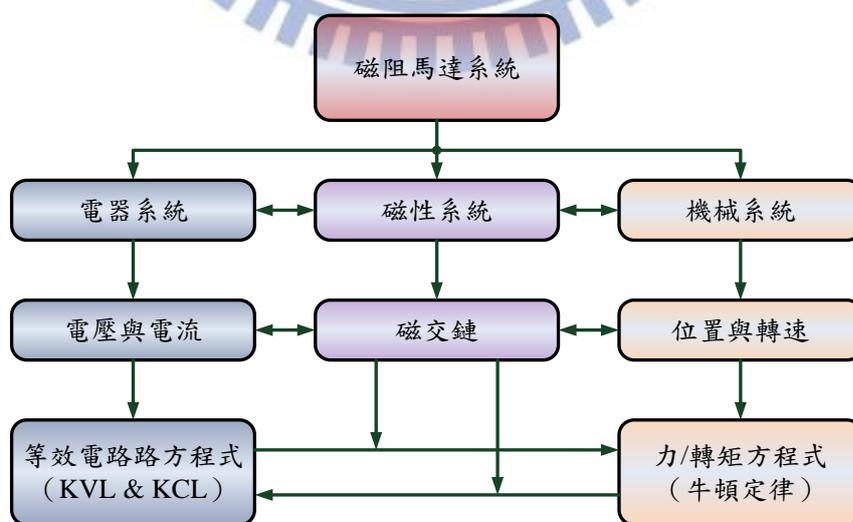


圖 2.4-1: 切換式磁阻馬達模型概念圖

### 2.4.1 切換式磁阻馬達等效電路

切換式磁阻馬達忽略微小的互感，其單相的等效電路如圖 2.4-2 所示，給與的輸入電壓可以是電阻的電壓降與磁交鏈的總合：

$$v = R_s i + \frac{d\psi(\theta, i)}{dt} \quad (2-11)$$

磁交鏈可以寫成對應其角度與電流之電感值與瞬時電流值的乘積：

$$\psi = L(\theta, i) i \quad (2-12)$$

由式 (2-11) 可以被拆解得到下式：

$$\begin{aligned} v &= R_s i + \frac{d\psi(\theta, i)}{dt} \\ &= R_s i + L(\theta, i) \frac{di}{dt} + i \omega_m \frac{dL(\theta, i)}{d\theta} \end{aligned} \quad (2-13)$$

式 (2-13) 中右手邊共三項分別代表電阻電壓降、電感電壓降以及感應電動勢，所以感應電動勢可以寫成式 (2-14)。式中的  $dL/d\theta$  幾乎不會變，只會受到電流變化的影響，可以將上式 (2-13) 表示成切換式磁阻馬達的等效電路如圖 2.4-2 所示。式 (2-13) 的最後一項為馬達的反電動勢如下所示

$$e = i \omega_m \frac{dL(\theta, i)}{d\theta} \quad (2-14)$$

其中，時間常數可以由轉速與角度表示成下式：

$$t = \frac{\theta}{\omega_m} \Rightarrow \frac{d\theta}{dt} = \omega_m \quad (2-15)$$

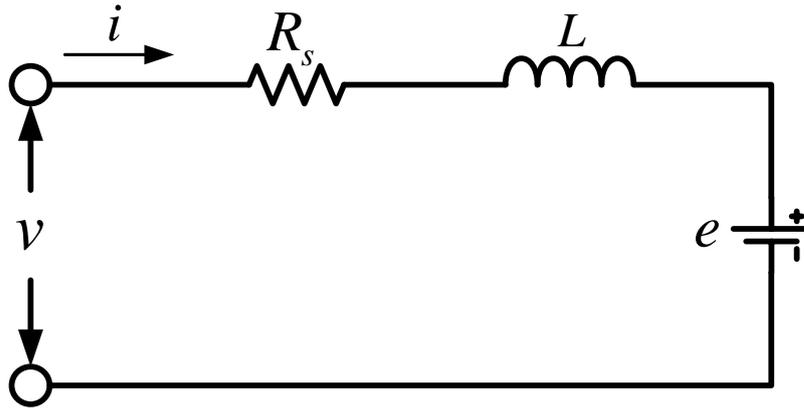


圖 2.4-2: 單相切換式磁阻馬達等效電路圖

由電壓方程式乘上電流可以得到瞬時輸入功率如下式，其中右手邊分別為阻抗損失、場共能 (Field co-energy)、以及氣隙功率。

$$\begin{aligned}
 p_a &= vi \\
 &= R_s i^2 + \frac{1}{2} \frac{d[L(\theta, i) i^2]}{dt} + \frac{1}{2} i^2 \frac{dL(\theta, i)}{dt}
 \end{aligned} \tag{2-16}$$

由氣隙功率將轉矩與轉速的乘積可以得出馬達的電磁轉矩：

$$\begin{aligned}
 p_a &= \frac{1}{2} i^2 \frac{dL(\theta, i)}{d\theta} \frac{d\theta}{dt} \\
 T_e \omega_m &= \frac{1}{2} i^2 \frac{dL(\theta, i)}{d\theta} \omega_m \\
 \therefore T_e &= \frac{1}{2} i^2 \frac{dL(\theta, i)}{d\theta}
 \end{aligned} \tag{2-17}$$

因此，由等效電路方程式即可求出切換式磁阻馬達在動態與穩態的電磁轉矩、氣隙功率與馬達的輸入功率。由於電磁轉矩會隨著電流與角度的差異有所變動，所以其馬達的動態方程式可以表示成：

$$J \frac{d\omega_m}{dt} = T_e(i, \theta_m) - T_l \tag{2-18}$$

## 2.4.2 切換式磁阻馬達轉矩產生與能量轉換原理

能量的轉換可分線性或是非線性，從電流與磁交鏈的角度來推導出能量的轉換與轉矩的方程式 [1 ~ 3]。實際上，切換式磁阻馬達的磁交鏈是非線性的因此在能量的轉換就比線性來的佳。在第 2.3 節已知角度、電流與電感值的關係，以下就來探討角度、電流對磁交鏈的關係與變化。

首先，討論由線性的角度來分析能量轉換如圖 2.4-3 (a) 所示。位置 A 為定子與轉子完全對準的角度，U 為定子與轉子完全不對準的角度。在磁交鏈不飽和的情況下，可以知道磁性能量儲存在 A 點最大因為它的電感值與電流最大。磁性儲存能量為式 (2-19)，此能量最後會傳回電源輸入端。

$$R = OAB = \frac{1}{2} L_u i^2 \quad (2-19)$$

轉子在完全沒對準至轉子與定子的交界處沿著 OU 的路徑，由於電感電流會有上升時間，所以電流上升至  $i_m$  的時間大於零沿著 OU 的路徑，此能量為：

$$OUC = \frac{1}{2} L_u i_m^2 \quad (2-20)$$

轉子從未對準至完全對準沿著 UA 的能量轉換為：

$$W = OUA = T_e \Delta\theta = \frac{1}{2} i_m^2 \frac{dL}{d\theta} \Delta\theta = \frac{1}{2} i_m^2 \Delta L \quad (2-21)$$

其中，

$$\Delta\theta = JA = \theta_2 - \theta_1$$

$$\Delta L = L_u - L_u$$

沿著 UA 路徑因為  $dL/dt$  不等於 0，所以這裡會有反應電動勢承擔能量表示的區域為 ABCU，此能量為：

$$ei\Delta t = ABCU = i_m^2 \omega_m \frac{dL}{d\theta} \frac{\Delta\theta}{\omega_m} = i_m^2 \Delta L \quad (2-22)$$

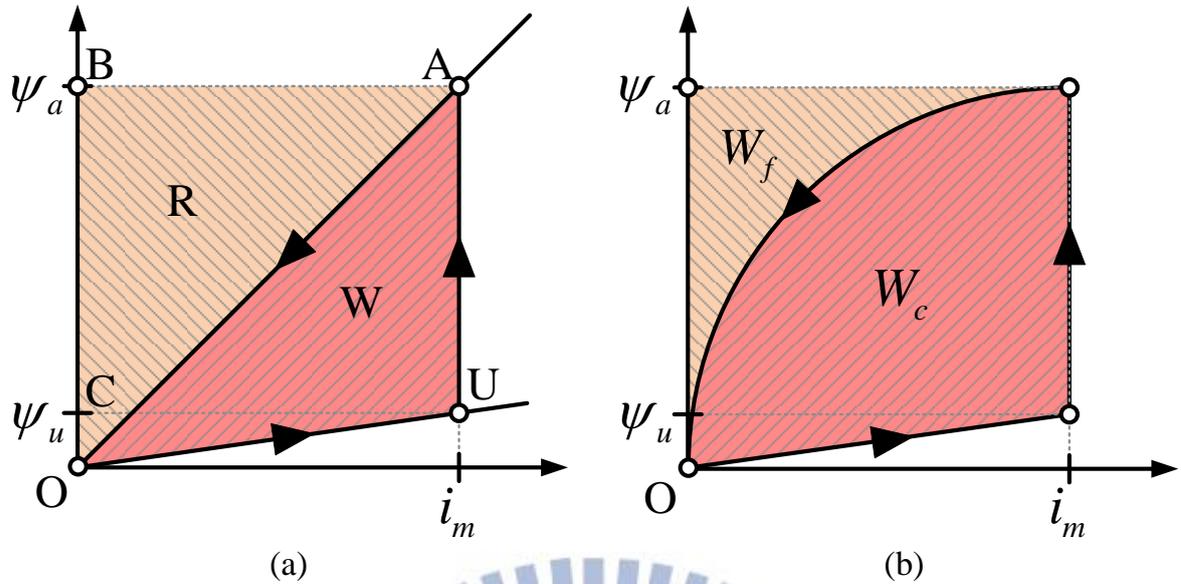


圖 2.4-3: 能量轉換示意圖。(a) 線性 (b) 非線性

在一個能量轉換中，總能量供給區域為 OUBA 其中就是 OUC 與 ABCU 的總合，可以表示成：

$$\begin{aligned}
 S &= W + R = OUBA \\
 &= ABCU + OUC \\
 &= i_m^2 \Delta L + \frac{1}{2} L_u i_m^2
 \end{aligned} \tag{2-23}$$

而線性能量轉換的比例公式可以被定義成：

$$\frac{\text{Energy Conversion}}{\text{Total Energy Supply}} = \frac{W}{S} = \frac{W}{W+R} = \frac{k_l - 1}{2k_l - 1} \tag{2-24}$$

$$k_l = \frac{L_a}{L_u} \tag{2-25}$$

由線性能量轉換的觀點或對於這種不飽和的馬達來說，只有少於總能量 S 的一半的能量被轉換成機械能量。OUC 區域是不會提供轉矩的，此區域為使電流上升至  $i_m$  的路徑，借由式 (2-25) 中  $k_l$  的比例，一般都高於 4，可以得知能量的轉換一定小於一半。也就是說在這種不飽和的切換式磁阻馬達輸入 10 焦耳的能量，實際上機械工作只有 5 焦耳或以下，對於功率元件的使用率是非常糟糕的。

切換式磁阻馬達忽略飽和現象，早在 1979 年由 Ray and Davis 以線性的方式分析並推導出完美且簡潔的方程式 [34]。實際上，考慮飽和現象的話，能量的轉換一定能夠超過總輸入功率的一半，以下就要開始討論非線性磁交鏈的推導方程式。

非線性的能量轉換可以表示如圖 2.4-3(b) 所示，分別是場儲能 (Field energy,  $W_f$ ) 與共能 (Co-energy,  $W_c$ ) 可以分別表示成式 (2-26) 和式 (2-27) 積分的形式，其中  $\Psi_0 = 0$ 。比較圖 2.4-3 (a, b) 兩者，在磁化不飽和且磁化曲線是線性的馬達其場儲能等於共能，若是飽和的磁化曲線其共能會大於場儲能，使得能量的使用率比較高。

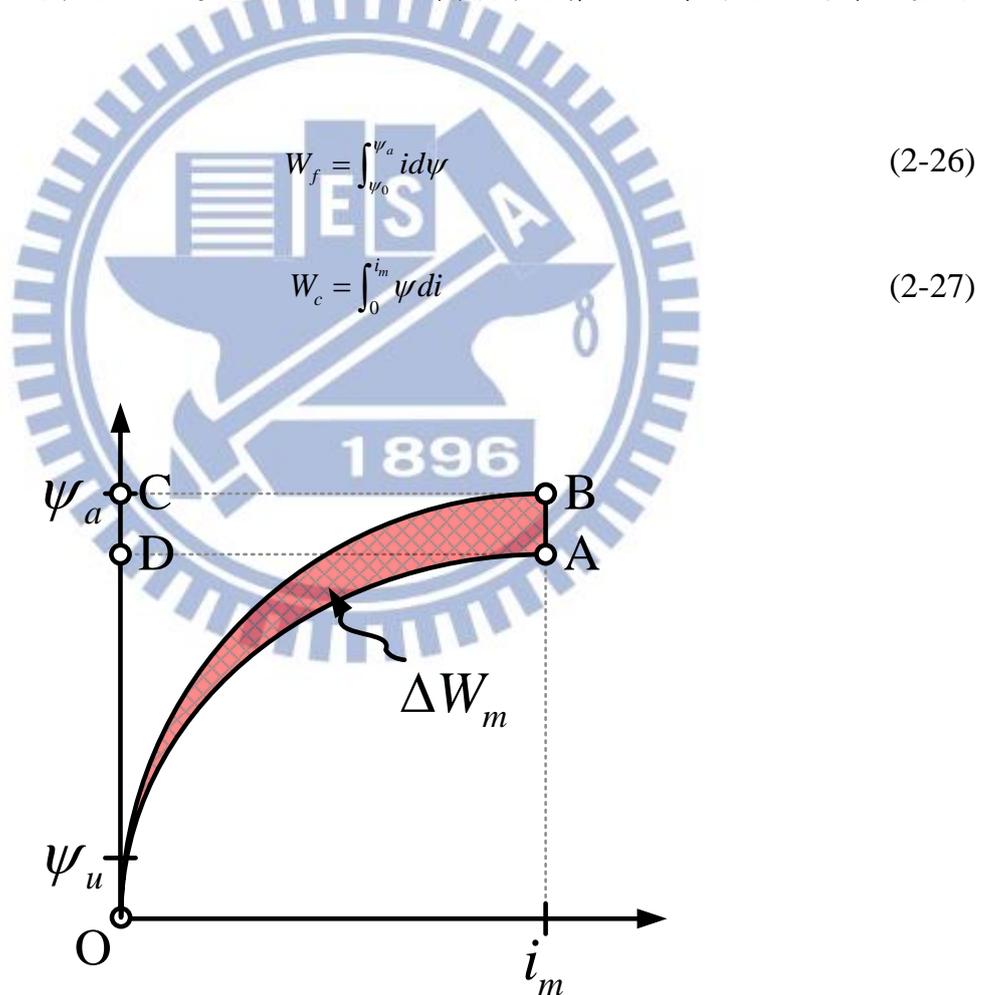


圖 2.4-4: 推導非線性電磁轉矩示意圖

推導電磁轉矩可以由機械能量的微分表示如圖 2.4-4，從 A 點至 B 點且定電流的情況，而總能量為：

$$\Delta W_e = \int eidt = \int i \frac{d\psi}{dt} dt = \int id\psi = ABCD \quad (2-28)$$

場儲能的微小變化可以表示成，

$$\Delta W_f = OBC - OAD \quad (2-29)$$

藉由式 (2-28) 與式 (2-29) 可以得到機械工作的能量區域為 OAB，如下表示：

$$\begin{aligned} \Delta W_m &= \Delta W_e - \Delta W_f \\ &= ABCD - (OBC - OAD) \\ &= OABCD - OBC \\ &= OAB \end{aligned} \quad (2-30)$$

式 (2-30) 相等於轉矩與 AB 角度差  $\Delta\theta$  的乘積，給予限制當  $\Delta\theta \rightarrow 0$  時，電磁轉矩就可以表示成式 (2-31)。如圖 2.4-5 所示為利用能量流通的方式加以表示切換式磁阻馬達對能量的轉換過程。

$$T_e = \left[ \frac{\partial W_c}{\partial \theta} \right]_{i=\text{constant}} \quad (2-31)$$

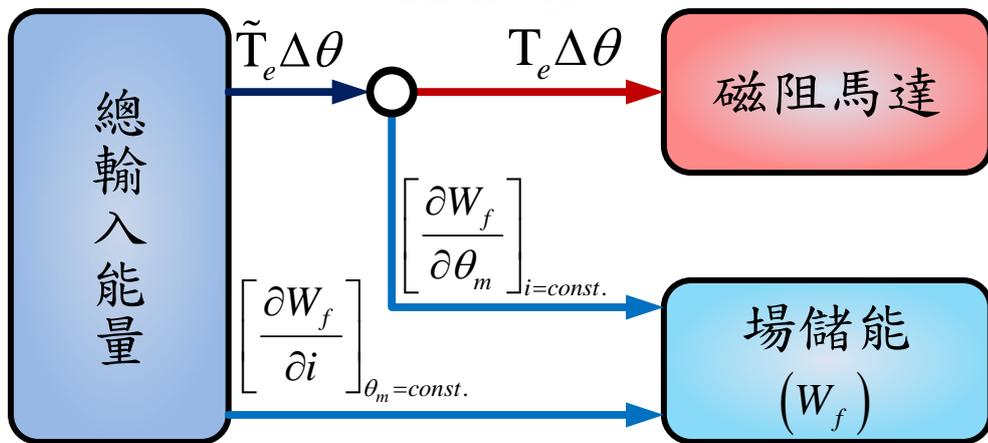


圖 2.4-5: 切換式磁阻馬達之能量流通示意圖

## 第三章 切換式磁阻馬達控制策略

### 3.1 前言

切換式磁阻馬達的控制方法與其他的馬達比較不一樣，控制永磁同步馬達或是一般三相無刷馬達可以用磁場導向控制 (Field-Oriented Control, FOC)，利用坐標轉換的方式可以將電磁轉矩與磁通量分離獨立控制，並且能夠產生一個連續的轉矩，而切換式磁阻馬達因其結構為雙凸極且每相獨立，使得切換式磁阻馬達產生一個串聯式的轉矩 (Cascade torque generate)；也就是說每一相線圈都會在特定角度產生不連續的轉矩，一旦兩相之間重疊的部分控制不當便會產生劇烈的轉矩連波。第二章提到切換式磁阻馬達的非線性磁交鏈分佈，控制好切換式磁阻馬達的其中一個因素就是了解馬達的特性，所以量測切換式磁阻馬達特性也變得相當重要。第二章提到角度對於馬達的特性也是息息相關，因此取得絕對的轉子位置資訊是控制切換式磁阻馬達的必備元素。然而相較於其他馬達，由於切換式磁阻馬達具有雙凸的特性所以適合運用於無感測控制。本章節將會介紹切換式磁阻馬達的控制策略，可分成兩大類。第一類是查表的控制方法，必須要有轉矩、角度、電流或磁交鏈的資料儲存，以建立三維查表的方式來作直接轉矩控制 (Direct Torque Control, DTC)，或是即時直接轉矩控制 (Direct Instantaneous Torque Control, DITC)；另外一類就是單純的角度控制，為了簡化控制方法與運算量，利用最佳化角度與電流的資訊直接控制馬達，此方法可在比較低階的微控制器實現。

### 3.2 轉矩控制

由於氣隙轉矩對於激磁電流之間的關係並非線性因此在控制方面較為困難。轉子角度與激磁電流的變化能夠測量出氣隙轉矩非線性的三維關係圖。轉矩控制的觀念就是在即時角度有多少相必須激磁使得產生所需的轉矩。切換式磁阻馬達

產生轉矩漣波的主要因素分兩個區段，第一是兩相之間換相的間隔與控制策略，必須有效的利用轉矩重疊分擔控制 (Torque Sharing Function, TSF) 來降低轉矩漣波；第二是單一相提供定轉距的控制策略，也就是電流控制策略，而激磁電流的控制策略將會在第四章中討論。

### 3.2.1 即時直接轉矩控制

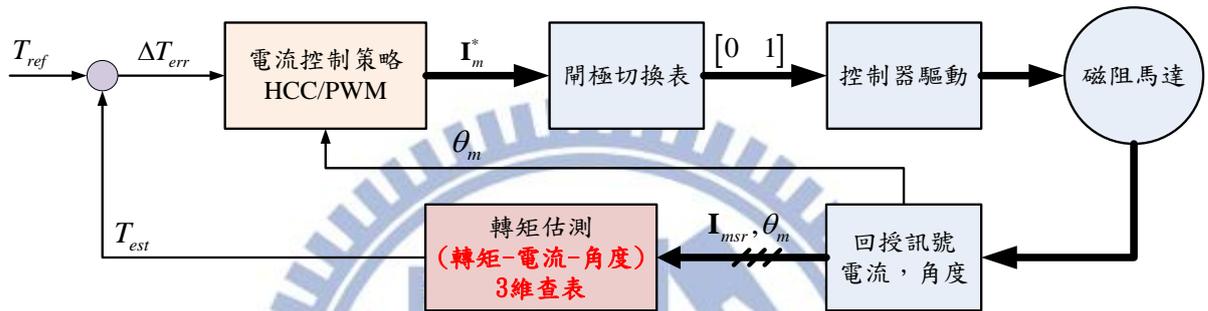


圖 3.2-1: 即時直接轉矩控制迴授方塊圖

直接轉矩控制與即時直接轉矩控制的策略差異在於即時直接轉矩控制策略需要估測即時轉矩如圖 3.2-1 所示，即時轉矩的估測是透過回授三相電流與角度資訊以及三維轉矩—電流—角度透過查表的方式取得。依轉距誤差為式 (3-1) 所示，可以透過遲滯電流控制 (Hysteresis Current Control, HCC) 或是脈波寬度調變器配合轉子角度的資訊來控制參考電流。

$$\Delta T_{err} = T_{ref} - T_{est} \quad (3-1)$$

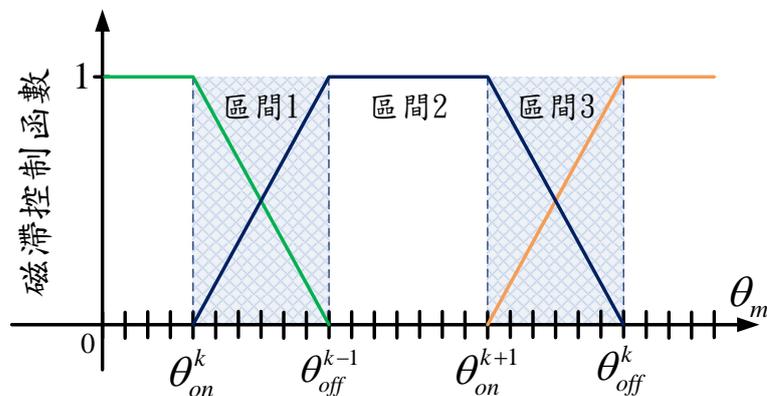


圖 3.2-2: 遲滯控制函數之三個區間的示意圖

切換式磁阻馬達的控制狀態大致上分為三個，分別是激磁、飛輪傳動與去磁可以表示成  $[-1 \ 0 \ 1]$ 。遲滯控制器判斷區三個門檻值  $\Delta E$ 、 $0$  與  $-\Delta E$  且作用在兩相重疊相電感區間，其可分成三個區間如圖 3.2-2 所示。這些門檻值在不同的區間的控制狀態可以表示成：

- i. 區間 1：第  $k$  相函數為進入相 (Incoming phase)，此時電流必須迅速建立，而出去相 (Outgoing phase) 的電流必須控制在  $2\Delta E$  之間，以下式子為此區間函數的定義。

$$f_T^k = 1$$

$$f_T^{k-1} = \begin{cases} -1 & \Delta T_{err} < -\Delta E \\ 0 & \Delta T_{err} > 0 \\ 1 & \Delta T_{err} > \Delta E \end{cases} \quad (3-2)$$

- ii. 區間 2：只有第  $k$  相函數會有變化，其必須完全掌控轉矩誤差。

$$f_T^k = \begin{cases} -1 & \Delta T_{err} < -\Delta E \\ 0 & \Delta T_{err} > 0 \\ 1 & \Delta T_{err} > \Delta E \end{cases} \quad (3-3)$$

- iii. 區間 3：與區間 1 相反，第  $k$  相函數為 Outgoing phase，因此其電流必須迅速降至零，以下式子為此區間函數的定義。

$$f_T^k = 0$$

$$f_T^{k+1} = \begin{cases} -1 & \Delta T_{err} < -\Delta E \\ 0 & \Delta T_{err} > 0 \\ 1 & \Delta T_{err} > \Delta E \end{cases} \quad (3-4)$$

DITC 在控制電流方面採用遲滯控制，因此切換頻率不固定，但取樣頻率固定，故當轉速提高的時候轉矩連波也會提高 [24]。增加取樣頻率可降低轉矩連波，如此一來將會造成成本上升。為解決這項問題，可將電流控制改為脈波寬度調變的方式，而此方法的缺點是必須提高切換頻率造成切換損失的上升。

### 3.2.2 轉矩分擔控制

基於 Husain 於 1996 年提出轉矩分擔控制 [22]，可降低在兩相之間轉矩漣波的產生，以下為單相弦波轉矩分擔的函數表示：

$$f_1(\theta) = \begin{cases} 0.5[1 - \cos(k(\theta - \theta_0))], & \theta_0 \leq \theta < \theta_1 \\ 1, & \theta_1 \leq \theta < \theta_2 \\ 0.5[1 + \cos(k(\theta - \theta_2))], & \theta_2 \leq \theta < \theta_3 \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (3-5)$$

另外，總轉矩是參考轉矩與轉矩分擔函數的乘積如 (3-6) 式所示，而所有相的轉矩分擔函數的總合必須等於 1。此方法在兩相重疊控制上可以得到定轉矩輸出並有效的降低轉矩漣波。

$$T_{total} = T_{ref} f_T(\theta) \quad (3-6)$$

$$f_T(\theta) = \sum_{k=1}^n f_k(\theta) = 1 \quad (3-7)$$

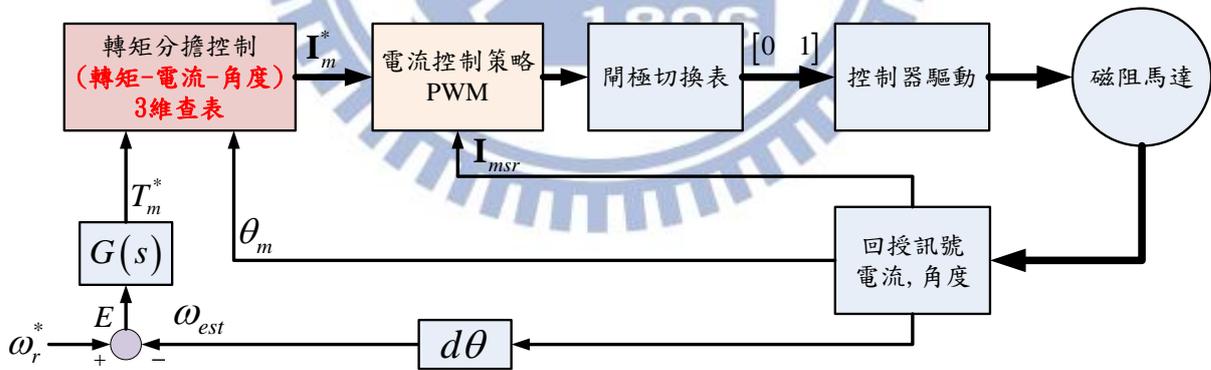


圖 3.2-3: 轉矩分擔控制函數之控制方塊圖

由圖 3.2-3 所示為基本的轉矩分擔控制圖，其回授並不用估測實際轉矩，屬於速度控制的架構。從圖中可以看出，轉矩分擔函數的控制必須透過三維查表（轉矩—角度—電流）的方式得到該轉矩與角度所對應的電流值。

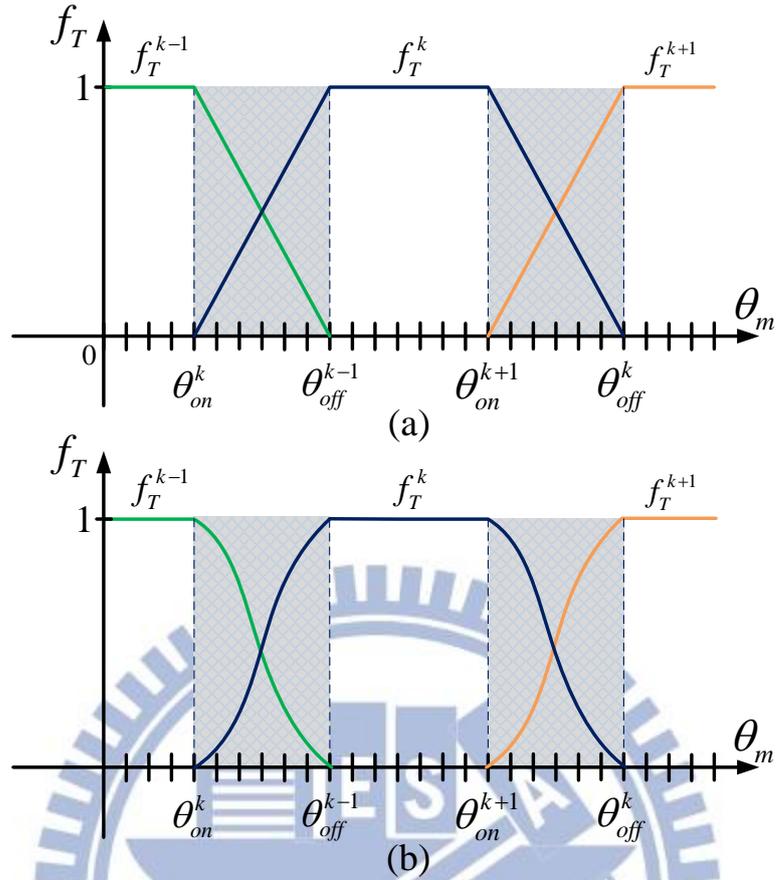


圖 3.2-4: (a) 線性轉矩分擔函數 (b) 弦波轉矩分擔函數

比較普遍使用的轉矩分擔函數可以表示成線性的函數如式 (3-8) 所示，但是切換式磁阻馬達之非線性的特性是線性函數無法補償的，因此提出了弦波的函數如式 (3-9) 所示會較為接近實際切換式磁阻馬達的特性，不過仍然無法完全符合其最佳的轉矩分擔控制。由 [15] 提出非線性邏輯的轉矩分擔控制函數，此函數利用一些判斷式就能夠達到轉矩分擔的效果且相較其他的函數，此函數更有效地控制重疊的部分。

$$f_{T,linear}^k = \frac{\theta_{rs} - \theta_{on}^k}{\theta_{overlap}} \quad (3-8)$$

$$f_{T,cosine}^k = \frac{1}{2} \left[ 1 - \cos \left( \frac{\theta_{rs} - \theta_{on}^k}{\theta_{overlap}} \pi \right) \right] \quad (3-9)$$

$$f_T^{k-1} = 1 - f_T^k \quad (3-10)$$

$$f_T^{k+1} = 0 \quad (3-11)$$

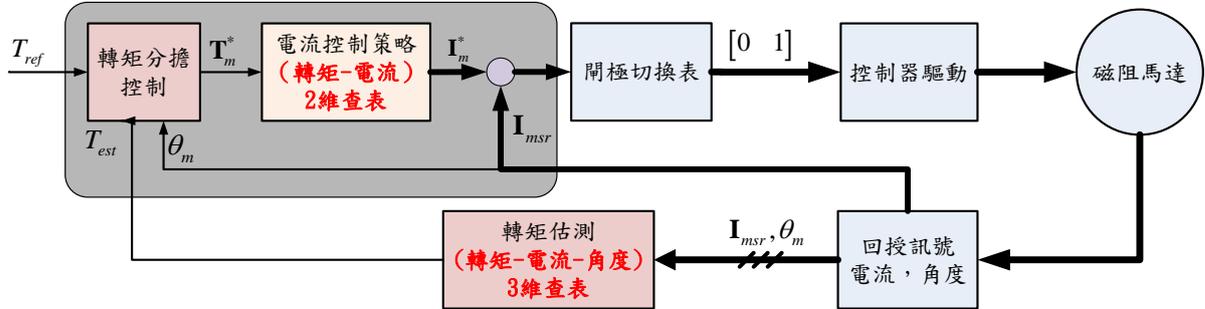


圖 3.2-5: 直接轉矩控制結合轉矩分擔控制方塊圖

基於 [15] 的控制方法，如圖 3.2-5 所示，可看出其是即時直接轉矩控制的架構，與即時直接轉矩控制的差異為圖中陰影的部分，將轉矩分擔函數加入其控制方塊圖中並將電流控制策略改為二維（轉矩—電流）查表。總參考轉矩為兩相重疊個別的參考轉矩相加，如式 (3-9) 所示，如橢圓的基本函數。

$$\begin{aligned} T_m^* &= T_{m(k)}^* + T_{m(k+1)}^* \\ &= \frac{I_{m(k)}^{*2}}{a^2} + \frac{I_{m(k+1)}^{*2}}{b^2} \end{aligned} \quad (3-12)$$

其中，

$$\begin{aligned} a^2 &= \sqrt{\frac{2\partial\theta_{rm}}{\partial L_{(k)}(\theta_{rm}, i)}} \\ b^2 &= \sqrt{\frac{2\partial\theta_{rm}}{\partial L_{(k+1)}(\theta_{rm}, i)}} \end{aligned}$$

之前所提到的線性函數或是弦波函數都是固定的轉矩分擔函數，因此沒辦法考慮到馬達磁飽和的現象，而此轉矩分擔函數利用兩相重疊之間有效的控制兩相重疊的激磁電流，由於 Outgoing phase 的電感會遠大於 Incoming phase 的電感值，所以必須調整 Incoming phase 的電流使得達到設定之轉矩。

圖 3.2-6 主要表示在兩個不同的定轉矩曲線 Outgoing phase 電流以及 Incoming phase 電流的軌跡路線。當參考轉矩小於實際估測轉矩時，P 點走  $L_1$  路徑到達定轉矩曲線，固定 Outgoing phase 電流  $I_{m(k)}^*$  以增加 Incoming phase 電流  $I_{m(k+1)}^*$  為主，若是超過電流限制區域則調整 Outgoing phase 電流，這是因為在轉速高時電流的建立必須克服反應電動勢，所以 Incoming phase 的電流必須快速的建立；相反地，當參考轉矩大於實際估測轉矩時，P 點走  $L_2$  路徑到達定轉矩曲線，固定 Incoming phase 電流  $I_{m(k+1)}^*$  以減小 Outgoing phase 電流  $I_{m(k)}^*$  為主，若是超過電流限制區域（小於零）則調整 Outgoing phase 電流，Outgoing phase 的電流必須快速減少至零，主要是為了避免負轉矩的產生。

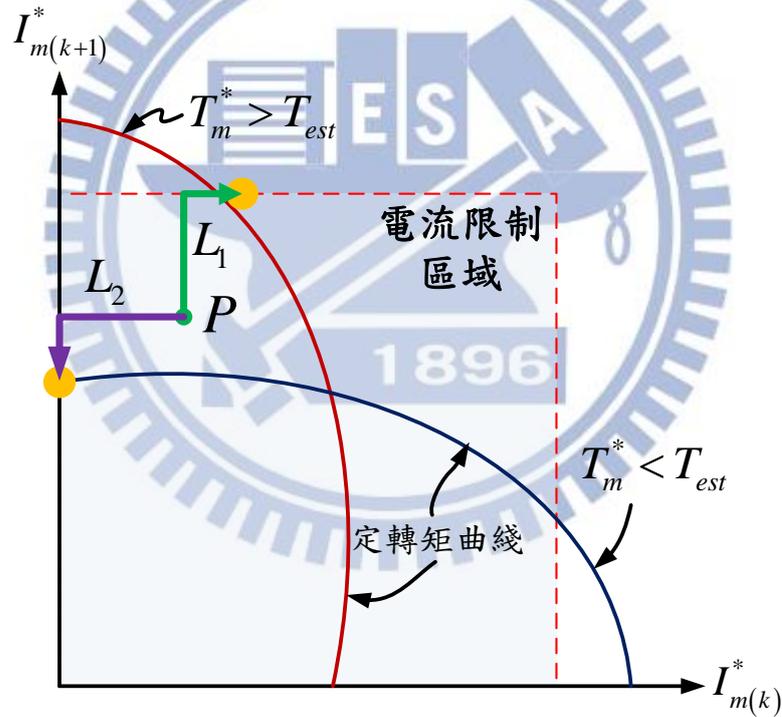


圖 3.2-6: 兩相重疊在不同參考轉矩與實際轉矩下電流軌跡的示意圖

由於 DTC、DITC 與 TSF 都必須擁有龐大的記憶體來儲存一些三維查表的矩陣，所以必須採用更好的控制晶片，而造成成本提高以及增加控制的複雜度。下面章節將介紹簡化控制的策略，不使用三維查表的功能並採用最佳化角度控制。

### 3.3 最佳切換角度控制

第 3.2 節說明了直接轉矩控制策略的動作原理，如果要用其控制策略就必須先量測該目標馬達的特性，其中包括轉矩、磁交鏈對電流與角度的變化以及建立矩陣查表。為了簡化這些複雜的控制，本章節將介紹如何以不查表的方式來做最佳角度的控制並以數學推導的方式說明其意義。

#### 3.3.1 提前導通角控制

由於電感性負載的激磁存在著一個時間常數並非理想垂直上升，為了達到單一相在上升電感區能夠提供定轉矩的能力，提前導通角是必須的，提前導通角也是為了避免克服反應電動勢的需要，因為在沒有反應電動勢的情況下導通能夠讓電流上升比較快，由式 (2-12) 電壓方程式且忽略阻抗電壓降推導得，

$$V_{dc} = L \frac{di(i, \theta)}{d\theta} \frac{d\theta}{dt} = \frac{L_u \omega_r \Delta i}{\Delta \theta_{adv}} \quad (3-13)$$

$$\therefore \theta_{01} = \frac{i_d L_u \omega_r}{V_{dc}}$$

其中， $\Delta \theta_{adv} = \theta_{01} = \theta_1 - \theta_{on}$ ，此角度為電流上升至設定電流值之角度差，它主要與轉速以及負載所需的激磁電流有關。

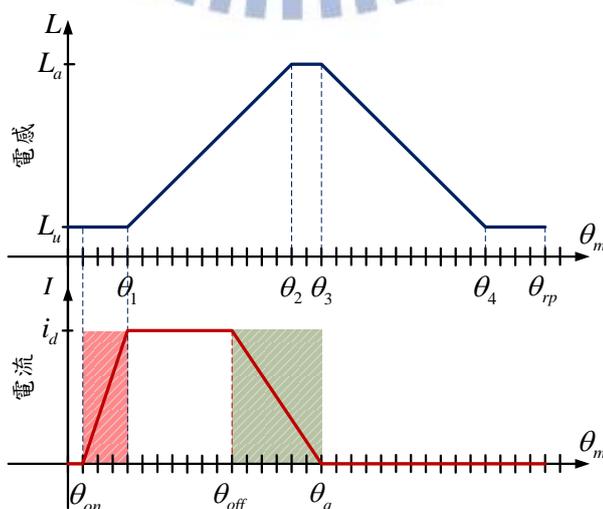


圖 3.3-1: 單一相激磁電流的示意圖

### 3.3.2 最佳導通角推導

最佳導通角也就是關閉的角度與打開的角度之間的角度差，控制關閉角度比控制打開角度來得重要，因為關閉角度牽扯到兩相之間重疊的部分。根據 [17]，此推導基於兩個條件推導最佳化導通角，首先，兩相重疊磁交鏈的區域只考慮正轉矩的產生；其次就是兩相磁交鏈交界處是最大磁交鏈的一半如式 (3-21) 表示。

由圖 3.3-2 所示，磁交鏈分兩段式上升分別為快速建立足夠的電流區  $\theta_{01}$  與定電流區  $\theta_c - \theta_1$ 。電流由零至最大電流值時，此時因為電感量不變且最小，因此磁交鏈的表示為式 (3-14)，而最大磁交鏈於  $\theta_c$  可以表示成式 (3-15)，此時  $\Psi_c$  與  $\Psi_d$  可以表示成兩個角度的比例關係如式 (3-16) 所示。

$$\Psi_d = L_u i_d \quad (3-14)$$

$$\Psi_c = \frac{V_{dc} \theta_e}{\omega_r} \quad (3-15)$$

$$\frac{\Psi_c}{\Psi_d} = \frac{\theta_e}{\theta_{01}} \quad (3-16)$$

定電流區，假設磁交鏈線性上升，可以推導出磁交鏈在此區域的方程式如式 (3-17) 所示，而下一相磁交鏈只需要加入兩相之間的角度差如式 (3-18) 所示。

$$\Psi_r^k = \frac{\Psi_c - \Psi_d}{\theta_{off}^k - \theta_1^k} (\theta - \theta_1^k) + \Psi_d \quad (3-17)$$

$$\Psi_r^{k+1} = \frac{\Psi_c - \Psi_d}{\theta_{off}^{k+1} - \theta_1^{k+1}} [(\theta - \theta_1^{k+1}) - \theta_{sk}] + \Psi_d \quad (3-18)$$

在去磁區段中給予所有直流鏈的負電壓，電流會由  $i_d$  降至零，此時的角度差可以表示成：

$$\Delta \theta_{off} = \theta_e = \theta_q^k - \theta_{off}^k \quad (3-19)$$

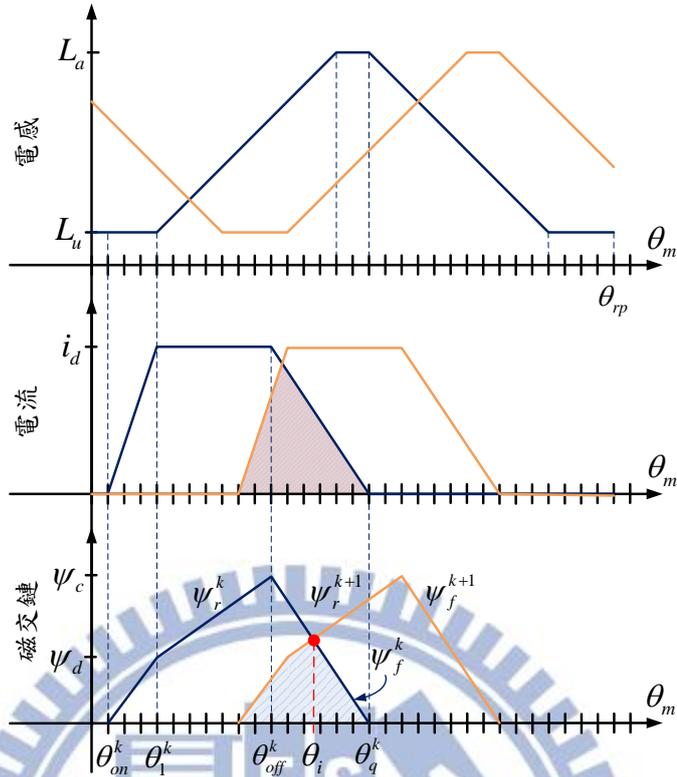


圖 3.3-2: 考慮磁交鏈在兩相重疊的情況

已知在去磁的區段的角度差 (3-19) 式，且假設此區段之磁交鏈線性減少，

$$\psi_f^k = \psi_c \left( 1 - \frac{\theta - \theta_{off}^k}{\theta_e} \right) \quad (3-20)$$

$$\psi_f^k = \psi_f^{k+1} = \frac{\psi_c}{2} \quad (3-21)$$

而兩相磁交鏈交界處是最大磁交鏈的一半，所以在交界處的角度  $\theta_i$  的磁交鏈相等，由式 (3-21) 代入式 (3-20) 可以得到交界處  $\theta_i$  的角度為：

$$\theta_i = \theta_{off}^k + \frac{\theta_e}{2} \quad (3-22)$$

接下來，將式 (3-16)、式 (3-20) 和式 (3-21) 代入式 (3-18)，可以推導出最佳的導通 (關閉) 角度，

$$\theta_{off}^k = \theta_1^k + (2\theta_{sk} - \theta_e) \left[ 1 - \frac{\theta_{01}}{\theta_e} \right] \quad (3-23)$$

### 3.3.3 角度補償控制

理論運算與實際產生之角度會有偏差，如圖 3.3-3 所示，為了更精準的找出實際上角度的差異，可以採用補償的方式讓角度控制更為精準。由式 (3-13) 與式子 (3-15) 中，可以看出兩個角度  $\theta_{01}$  和  $\theta_e$  會隨著電流或是轉子轉速而變化。提前角度補償的方法必須先計算出 k 相的平均電流值，

$$\begin{aligned} \bar{I}_k(n) &= \frac{1}{m} \sum_{i=0}^{i < m} I_k, & \bar{I}_k(n-1) > I_k > \sigma \\ \bar{I}_k(n) &= \bar{I}_k(n-1), & \text{else} \end{aligned} \quad (3-24)$$

其中  $\bar{I}_j > \sigma > 0$ ，主要作為電流的門檻值，當電流超過  $\sigma$  開始累加電流並取得該相的平均電流值。角度差  $\theta_{01}$  為電流由 0 至平均電流值，其電流差如下所示。

$$\Delta I_k = I_k - \bar{I}_k \quad (3-25)$$

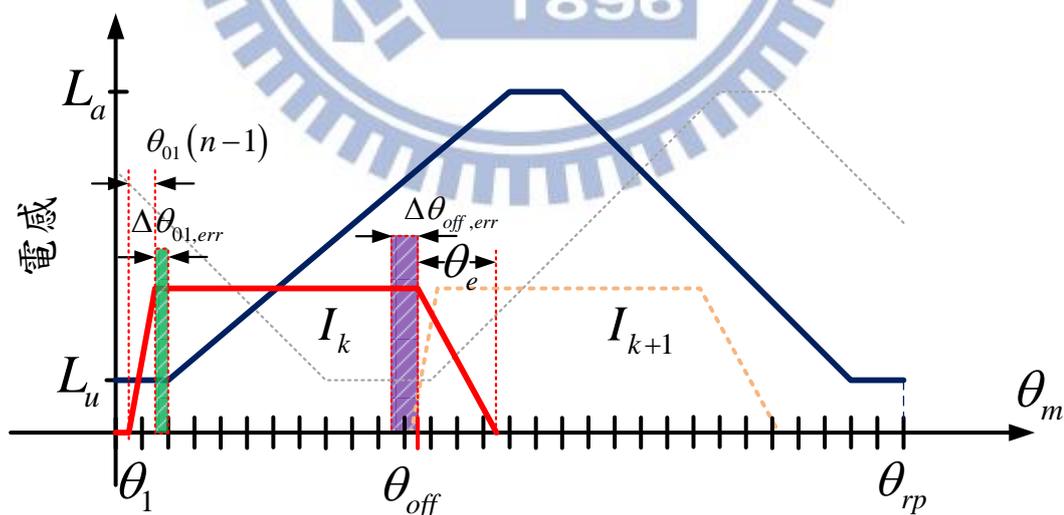


圖 3.3-3: 角度補償的示意圖

當即時電流值大於平均值時，此時的角度與轉子/定子交界處的角度差為式 (3-26)，因此，其補償提前角可以表示成式 (3-27)。

$$\Delta\theta_{01,err} = \theta - \theta_1 \quad (3-26)$$

$$\theta_{01}(n) = \theta_{01}(n-1) - K_a \Delta\theta_{01,err} \quad (3-27)$$

此提前導通角度補償的機制如圖 3.3-4 (a) 所示，當電流與前一筆的電流平均值差大於零的時候，此時的角度與  $\theta_1$  的差作為補償提前導通角的誤差，此機制能夠得到更準確的角度控制資訊。

此外， $\theta_e$  為電流降至零之角度差，其補償方式與  $\theta_{01}$  相似，當即時電流小於零時的角度與關閉角度的差，既是  $\theta_e$  如式 (3-28) 所示，再透過式 (3-23) 可算出關閉角度。此方法如圖 3.3-4(b) 所示。

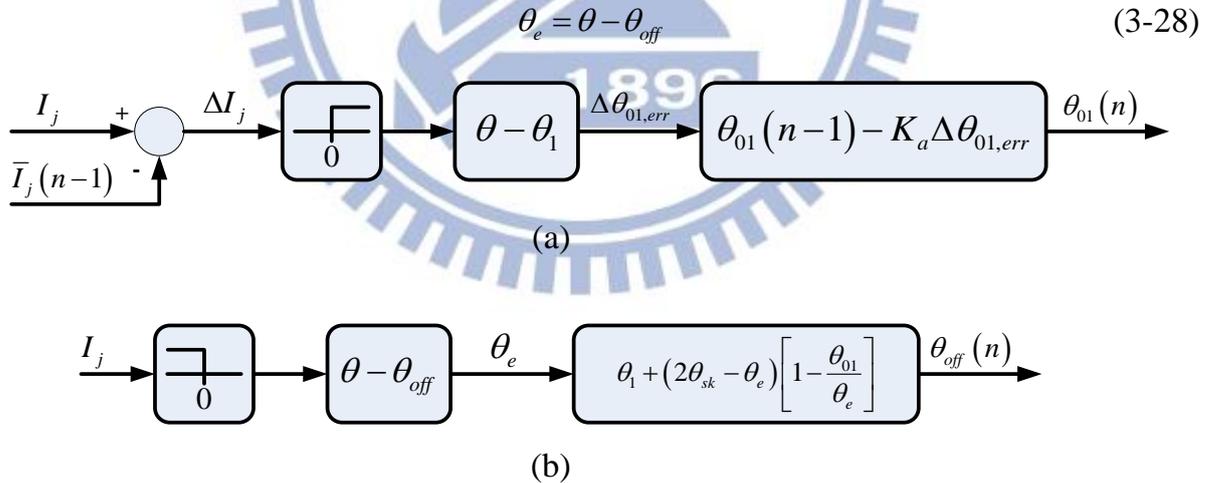


圖 3.3-4: 角度補償的方塊圖。(a) 補償提前導通角 (b) 補償關閉角度

### 3.4 高效率角度控制

第 3.3 節介紹了最佳切換角，其是基於均勻控制磁交鏈的方式推導出來的，由式 (3-23) 可看出最佳導通角只與打開角 (Turn on angle)、電流上升角的改變量 ( $\theta_{01}$ ) 與電流下降角的改變量 ( $\theta_e$ ) 有關係，而沒有考慮兩相電感重疊的關係。

高效率角度控制是基於考慮銅損，如式 (3-28) 表示銅損與電流、上升時間、下降時間以及導通時間有關係。

$$\begin{aligned}
 P_{c,loss} &= I_{rms}^2 R_s \\
 &= \frac{R_s}{t_{rs}} \left( i_{rm}^2 t_{rs} + \frac{1}{3} i_{rm}^2 t_r + \frac{1}{3} i_{rm}^2 t_f \right) \\
 &= i_{rm} R_s \left( 1 + \frac{t_r + t_f}{3t_{rs}} \right)
 \end{aligned} \tag{3-29}$$

如圖 3.4-1 由提前導通角的觀念來看，可以知道在電流上升區導通的角度是電感微分為零時，此區域是不會產生任何轉矩的，會造成額外銅損的產生。因此，兩相重疊上升電感區，如圖 3.4-1 (紅色框) 所示，必需妥善的使用，就能夠產生定轉矩控制且不產生額外的銅損；也就是說，盡量在能夠提供轉矩時打開，此目的是為了把  $\theta_{01}$  在非提供轉矩的區域縮短。

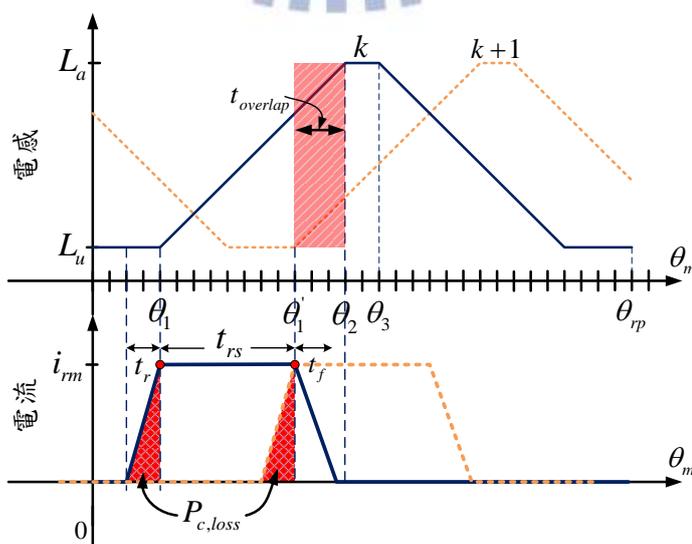


圖 3.4-1: 考慮提前導通角度時電流上升產生額外銅損的示意圖

本方法分兩個部分來控制，首先介紹角度限制的部分，主要是限制關閉角度使得 Outgoing phase 的電流末端不超過  $\theta_2$ ，此限制條件的目的是為了不讓電流在非產生正轉矩的區域導通，如圖 3.4-2 所示。Outgoing phase 電流末端的角度  $\theta_q$  與  $\theta_2$  的差的誤差定義如下式：

$$\theta_{err}^k = \theta_2^k - \theta_q^k \quad (3-30)$$

值得注意的是，此限制條件並非直接控制關閉角度，而是使用間接控制的方式，主要是控制提前導通角使得達到電流末端的限制條件，控制提前導通角可以寫成：

$$\theta_{on}^{k+1} = \theta_1^{k+1} + \theta_{adv}^{k+1} \quad (3-31)$$

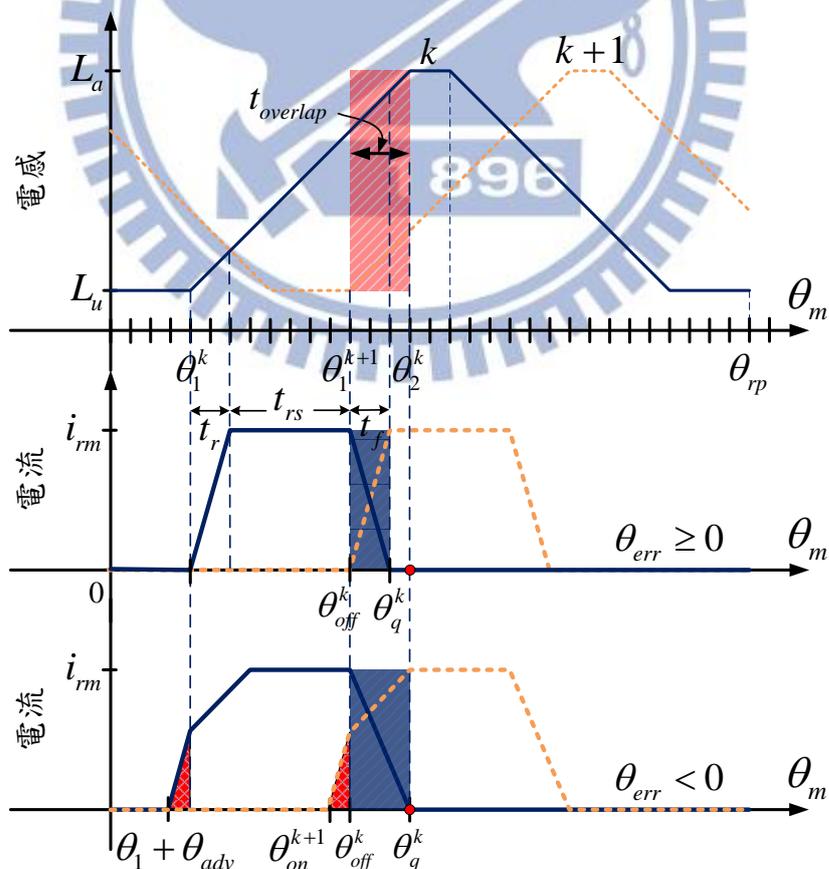


圖 3.4-2: 考慮銅損在兩相重疊區域的電流控制

其中， $\theta_{adv}^{k+1} \leq 0$ 。提前角度的限制主要目的是不要讓電流延後導通，因為電流在電感為最低的時候，上升速度最快。此控制策略如圖 3.4-3 所示，Outgoing phase 的電流經過電流末端偵測器找出其角度，由式 (3-30) 的誤差分兩個例子來看，如果角度誤差大於或等於零的時候，此打開角為  $\theta_1$ ，也就是不會有提前導通；若是角度誤差小於零的時候，調整提前導通角使得電流末端不超過  $\theta_2$  為止。

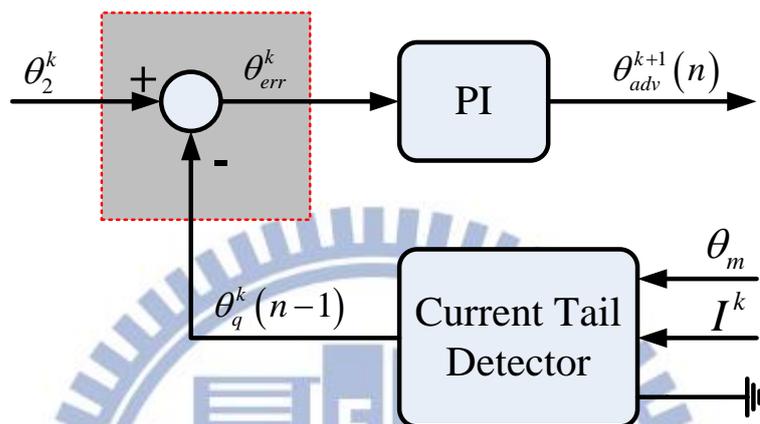


圖 3.4-3: 角度補償限制出去相電流的方塊圖

Outgoing phase 與 Incoming phase 分別是控制電流去磁以及激磁，當控制角度已經設定好，此時重疊區域的電流控制策略的目的是在兩相交越處提供一個固定轉矩。假設電感上升斜率一樣，相鄰的兩相之轉矩的產生可以表示成兩相電流相加的控制，如下：

$$I_{ref} = I_m^*(k) + I_m^*(k+1) \quad (3-32)$$

其中， $k+1$  是 Incoming phase，其在重疊區域是電流激磁使得電流上升的狀態，因此必須迅速建立，所以優先給予完全地  $V_{dc}$ ，而 Outgoing phase 為輔助電流使得電流達到參考電流。回授電流的部分可以表示成下式：

$$i_m = ai^k + bi^{k+1} \quad (3-33)$$

其中，

$$\begin{cases} a, b = 1, & \theta_1 \leq \theta \leq \theta_2 \\ a, b = 0, & \text{else} \end{cases}$$

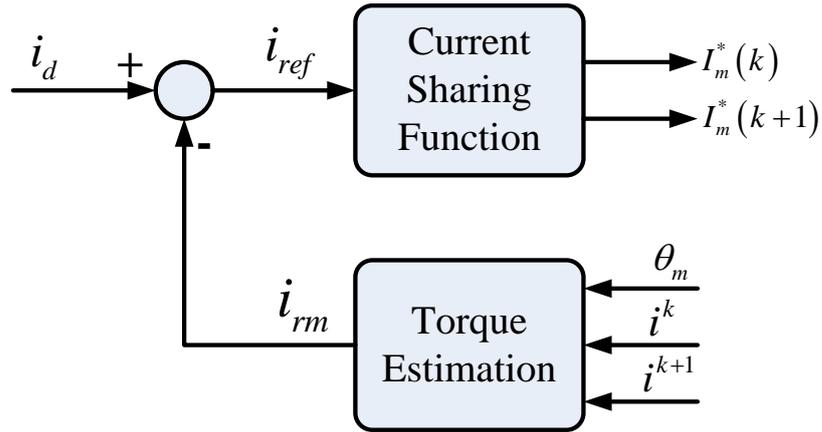


圖 3.4-4: 電流分擔控制定轉矩的方塊圖

此回授電流基於考慮電感上升區產生正轉矩的條件，a 與 b 為判斷轉子角度是否在  $\theta_1$  與  $\theta_2$  之間，其控制的流程如圖 3.4-4 所示。首先相鄰的兩相經過轉矩估測，判斷有效的電流值當作整體的回授電流，跟設定電流值的差透過電流分擔函數將重疊的兩相個別的電流算出，後面則是調變器的工作。

### 3.4.1 高效率控制系統分析

為了驗證此控制機制的可行性，進行系統分析將考慮電流上升時間、電流下降時間、重疊時間與轉速的關係。首先，假設所有相的上升電感值線性上升，可以利用一個斜率表示：

$$\frac{dL}{d\theta} = \frac{L_a - L_u}{\theta_2 - \theta_1} = m_1 \quad (3-34)$$

第 3.3 節所介紹的提前導通角並沒有考慮克服反應電動勢的需要，本章節將考慮反應電動勢對於上升/下降時間所帶來的影響。由式 (2-13) 電壓輸入為直流鏈全部的電壓  $V_{dc}$ ，電流的微分如下所示：

$$\begin{aligned} V_{dc} &= R_s i_{rm} + L_r \frac{di}{dt} + i_{rm} \omega_m \frac{dL}{d\theta} \\ \frac{di}{dt} &= -\frac{(R_s + \omega_m m_1)}{L_r} i_{rm} + \frac{V_{dc}}{L_r} \end{aligned} \quad (3-35)$$

利用微分方程式，解時變的函數，電流的時變函數是時間常數的指數項，如下所示：

$$I(t) = Ae^{-\frac{t}{\tau_r}} + B \quad (3-36)$$

其中，時間常數可以表示成：

$$\tau_r = \frac{L_r}{(R_s + \omega_m m_1)}$$

由於電流上升是由零點值一個參考電流值，利用初始條件為零與最終條件為  $i_{rm}$  可以表示成：

$$\begin{aligned} I(0) = 0 &= Ae^0 + B \Rightarrow B = -A \\ I(t_r) = i_{rm} &= Ae^{-\frac{t_r}{\tau_r}} + B = Ae^{-\frac{t_r}{\tau_r}} - A \end{aligned} \quad (3-37)$$

將最終條件解電流的微分，可以寫成：

$$\begin{aligned} \frac{di}{dt} &= -\frac{1}{\tau_r} Ae^{-\frac{t}{\tau_r}} \\ &= -\frac{1}{\tau_r} \left[ \left( Ae^{-\frac{t}{\tau_r}} - A \right) + A \right] \\ &= -\frac{1}{\tau_r} I(t) - \frac{1}{\tau_r} A \end{aligned} \quad (3-38)$$

由式 (3-35) 與式 (3-38) 的最後一項為等式，因此可以將係數 A 解出來：

$$\begin{aligned} -\frac{(R_s + \omega_m m_1)}{L_r} A &= \frac{V_{dc}}{L_r} \\ A &= -\frac{V_{dc}}{(R_s + \omega_m m_1)} \end{aligned} \quad (3-39)$$

將解出來的係數代入式 (3-37) 的最終條件，就可以導出電流上升的時間：

$$I(t_r) = i_{rm} = -\frac{V_{dc}}{(R_s + \omega_m m_1)} e^{-\frac{1}{\tau_r} t_r} + \frac{V_{dc}}{(R_s + \omega_m m_1)}$$

$$\Rightarrow e^{-\frac{1}{\tau_r} t_r} = 1 - \frac{(R_s + \omega_m m_1) i_{rm}}{V_{dc}} \quad (3-40)$$

$$\therefore t_r = \tau_r \ln \left[ \frac{1}{1 - \frac{(R_s + \omega_m m_1) i_{rm}}{V_{dc}}} \right]$$

激磁電流的下降時間的推導與上升時間的推導相似，兩個不一樣的地方是輸入的電壓為  $-V_{dc}$ ，由式 (2-13) 可以寫成下式：

$$-V_{dc} = R_s i_{rm} + L_r \frac{di}{dt} + i_{rm} \omega_m \frac{dL}{d\theta}$$

$$\frac{di}{dt} = -\frac{(R_s + \omega_m m_1)}{L_r} i_{rm} - \frac{V_{dc}}{L_r} \quad (3-41)$$

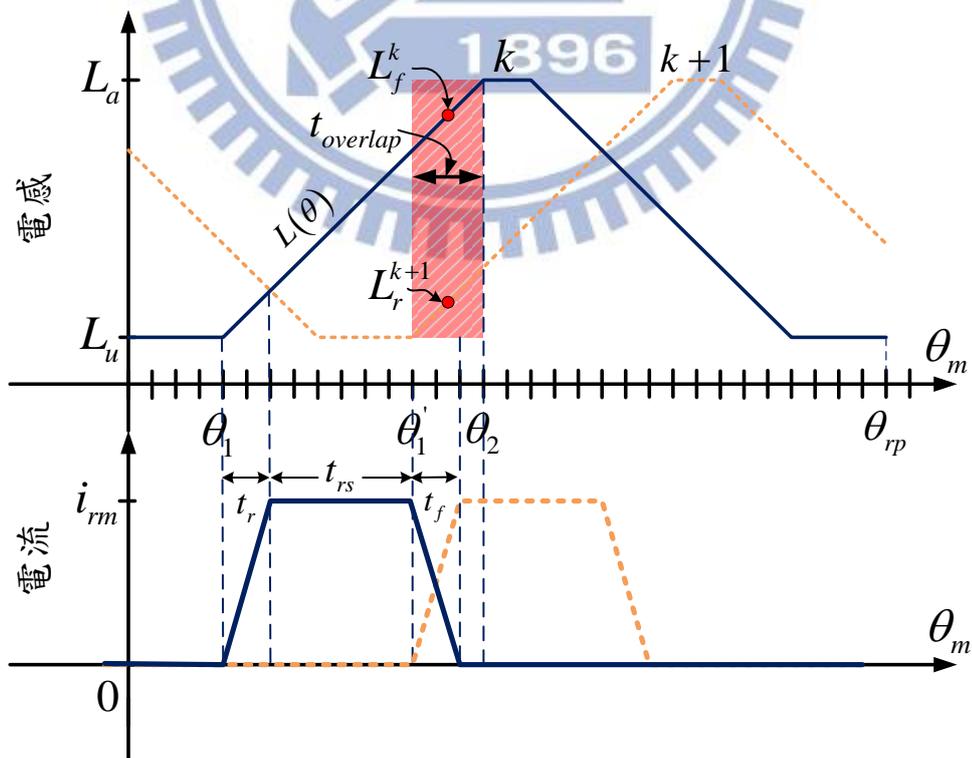


圖 3.4-5: 兩相重疊電感區的電流控制示意圖

此外，初始條件與最終條件的剛好跟電流上升的條件相反，如式下所示：

$$\begin{aligned} I(t_f) = 0 &= Ae^0 + B \Rightarrow B = -A \\ I(0) = i_{rm} &= Ae^{-\frac{1}{\tau_f}t_f} + B = Ae^{-\frac{1}{\tau_f}t_f} - A \end{aligned} \quad (3-42)$$

其中，

$$\tau_f = \frac{L_f}{(R_s + \omega_m m_1)}$$

有了初始條件與最終條件，再透過微分方程式將激磁電流的下降時間導出來，如下所示：

$$t_f = \tau_f \ln \left[ 1 + \frac{(R_s + \omega_m m_1) i_{rm}}{V_{dc}} \right] \quad (3-43)$$

激磁電流的上升時間與去磁電流的下降時間之電感值會隨角度增加而增加，在這裡我們定義此電感值為平均電感值，可以表示在重疊區域角度的一半對應的電感值，如下式：

$$\begin{aligned} L_r &= L \left( \theta_1 + \frac{\theta_{overlap}}{2} \right) \\ L_f &= L \left( \theta_2 - \frac{\theta_{overlap}}{2} \right) \end{aligned} \quad (3-44)$$

其中，函數  $L$  為電感上升的對應的角度，

$$L(\theta) = \frac{L_a \theta_1 - L_u \theta_2 - \theta(L_a - L_u)}{\theta_1 - \theta_2}$$

高效率角度控制的機制只要滿足式 (3-45) 的條件，即表示馬達在定轉矩控制中不產生任何額外的銅損，以提升效率。

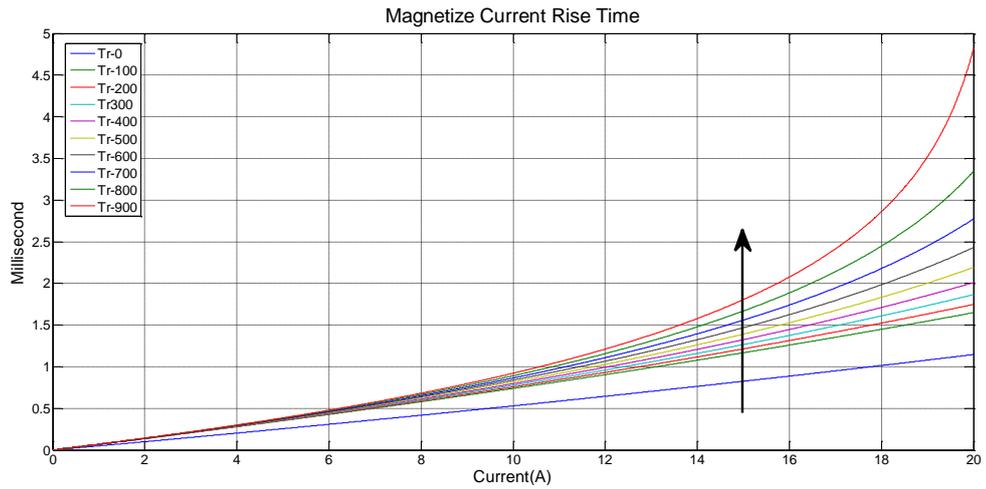
$$t_r \leq t_f < t_{overlap} \quad (3-45)$$

其中，

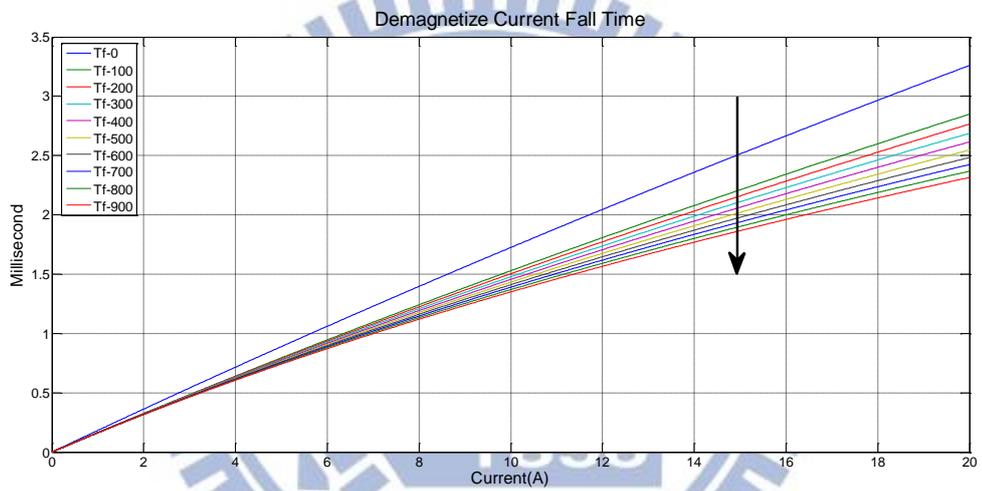
$$t_{overlap} = \frac{\theta_{overlap}}{\omega_r} = \frac{\theta_2 - \theta_1}{\omega_r}$$

爲了證實此控制機制的可行性範圍，針對本系統使用之切換式磁阻馬達爲例子作數值分析，如圖 3.4-6 (a) 所示爲激磁電流的上升時間，由式 (3-35) 也可知其上升時間與電流以及轉速成正比。如圖 3.4-6 (b) 所示，去磁電流的下降時間則是與轉速成反比，與電流成正比的關係；如圖 3.4-6 (c) 所示，兩相重疊區域角度隨著轉速的增加，停留的時間會迅速減少。以下介紹兩個例子：

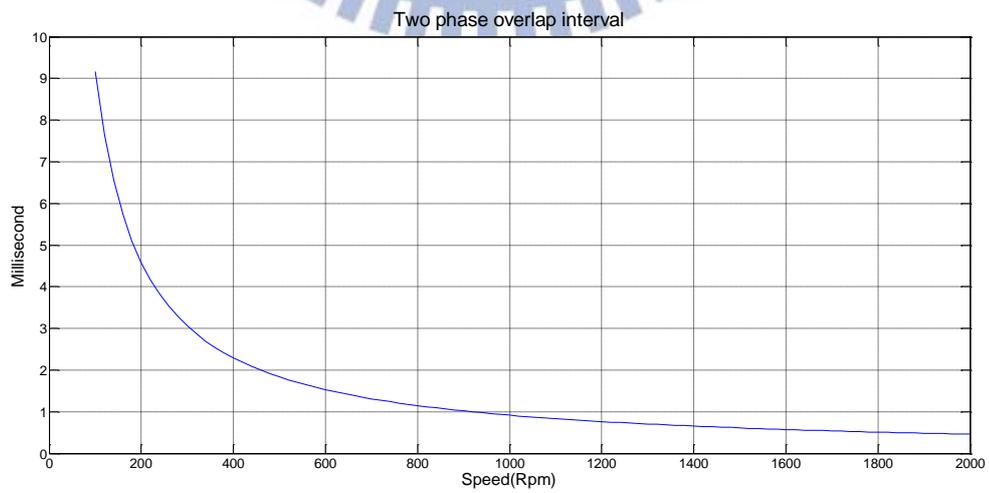
- i. 轉速爲 400 rpm 時，由圖 3.4-6 (a, b) 可以看出當電流爲 15 A 以內能夠滿足式 (3-45) 的條件，代表馬達在 400 rpm 以內，且最大激磁能夠到 15 A。由實驗結果圖 5.2-6 爲例，本實驗量測切換式磁阻馬達的電流曲線，可以看出最大激磁只到 10 A 即飽和了。
- ii. 假設轉速在 600 rpm 的時候，由圖 3.4-6 (c) 可以看出兩相重疊的時間暫留是 1.528 ms，若上升時間與下降時間在滿足式 (3-45) 的條件下，激磁電流可以達到 10 A。因此，可以說本實驗所採用的馬達在 600 rpm 以內，使用此高效率角度控制能夠減少不必要的銅損，以致提高切換式磁阻馬達的效率。



(a)



(b)



(c)

圖 3.4-6: (a) 激磁電流上升時間 (b) 去磁電流上升時間 (c) 兩相重疊區域的時間

## 第四章 多率濾波器脈波寬調變

### 4.1 前言

一般對切換式磁阻馬達的電流控制，不外乎遲滯電流控制或是脈波寬度調變，前者的缺點為具有較大的電流誤差漣波，若要降低電流漣波就必須要加快取樣頻率與增加誤差帶寬，則必須採用更高階的微控制器使得增加其開發成本。因此大多數人採用脈波寬度調變，固定頻率脈波寬度調變為一有限的脈波寬度解析度，若要降低量化誤差與電流諧波失真則必須提高切換頻率，相對地會增加切換損失，因此傳統脈波寬度調變必須在量化誤差與切換損失之間做抉擇。本章節將會介紹傳統脈波寬度調變技術、非對稱脈波寬度調變技術與本論文提出的多率濾波器脈波寬度調變 (Multi-rate filter pulse width modulation) 技術。本論文採用最佳化控制電流，並以多率濾波器脈波寬度調變技術降低類比訊號數位化之有限脈寬解析度的量化誤差，還能減少功率級開關切換次數，改善傳統脈波寬度調變量化誤差與切換損失只能擇其一的問題。

### 4.2 傳統脈波寬度調變電流控制

目前常用的脈波寬度調變為固定頻率脈波寬度調變，如圖 4.2-1 (a, b) 為單邊非對稱的方式與中間對稱的方式，單邊非對稱是對準同一邊緣 PWM 的週期，這類方式會產生更多的輸出電壓或電流諧波的成分，因此大多數電流控制都是採用中間對稱。而這類的 PWM 屬於單更新形式，也就是在一個 PWM 週期只更新一次參考電壓，脈寬解析度為  $2^b$ 。在數位應用上，參考電壓經由調幅產生功率開關切換的訊號於一個固定的頻率  $f$ ，因此，在有限位元脈波寬度調變解析度的開極切換狀態的變化只能發生在某一特定頻率  $f$  內。然而在較低的調變指數下會增加諧波失真度。

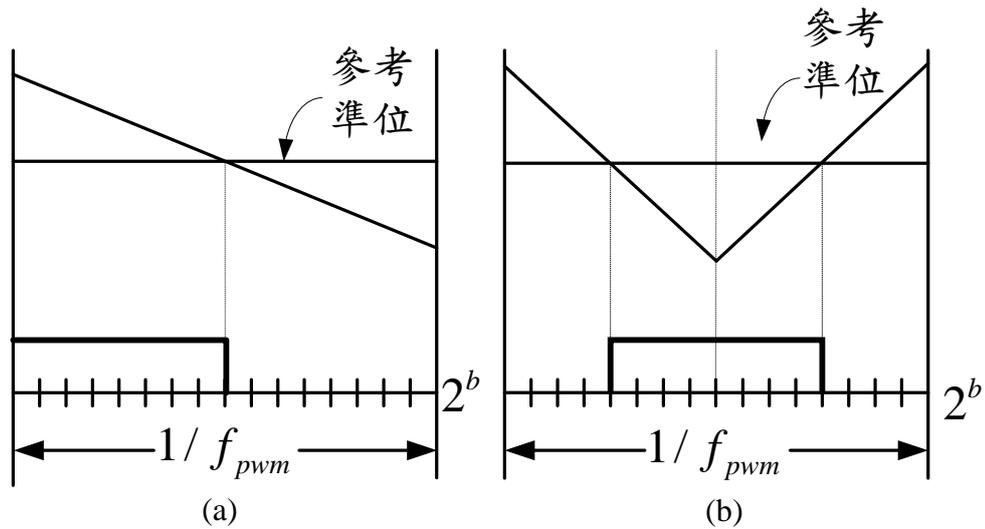


圖 4.2-1: (a) 單邊非對稱脈波寬度調變 (b) 中間對稱脈波寬度調變

假設系統頻率 ( $f = 48 \text{ kHz}$ ) 與取樣頻率 ( $f_s = 48 \text{ kHz}$ )，最大更新速率是  $48 \text{ kHz}$ ，脈波寬度調變解析度為  $b = 4\text{-bit}$  時 ( $48 \text{ kHz} = 3 \text{ kHz} \times 2^4$ )，在最糟糕責任比週期誤差由式 (4-1) 計算為  $0.03125$ 。因此在較低的調變指數下，量化誤差會增加訊號失真。為了降低量化誤差，勢必提高參考頻率與取樣頻率才能減少電流總諧波失真，但這將會造成切換損增加與降低效率。

$$E_{DR} = \frac{1}{2^{b+1}} \quad (4-1)$$

#### 4.2.1 非對稱脈波寬調變

非對稱脈波寬度調變能夠提升傳統中間對稱脈波寬度調變一倍的解析度，以雙更新的形式相較中間對稱脈波寬調變 [35]，如圖 4.2-1 (b) 所示，其特點為在一個脈波寬度調變的週期內更新兩次參考電壓，解析度為  $2^{b+1}$  是中間對稱的兩倍。

表 4.2-1 為中間對稱脈波寬調變 (Symmetric Central PWM, SCPWM) 與中間非對稱脈波寬調變 (Asymmetric Central PWM, APWM) 之比較。



表 4.2-1: 比較中間對稱與非對稱脈波寬度調變

		對稱脈波寬調變	非對稱脈波寬調變
相同切換頻率	更新速率	$f_c$	$2f_c$
	電流追蹤	普通	較佳
	切換損失	一樣	
相同取樣頻率	更新速率	一樣	
	電流追蹤	一樣	
	切換損失	$P_{sw,loss}$	$P_{sw,loss}/2$

### 4.3 多率濾波器脈波寬調變原理

本論文提出此方法是以 [21] 為基礎，採用有限制條件之最佳化控制其輸出切換狀態的線性組合，目的是為了更精準地追蹤電壓誤差以達到誤差補償的效果。

如圖 4.3-1 所示為三相非對稱半橋電壓源變頻器 (Voltage Source Inverter, VSI)， $U_1$ 、 $U_2$ 、 $U_3$  為變頻器之輸出相電壓，該變頻器相電壓沒有中性點且互相獨立的。

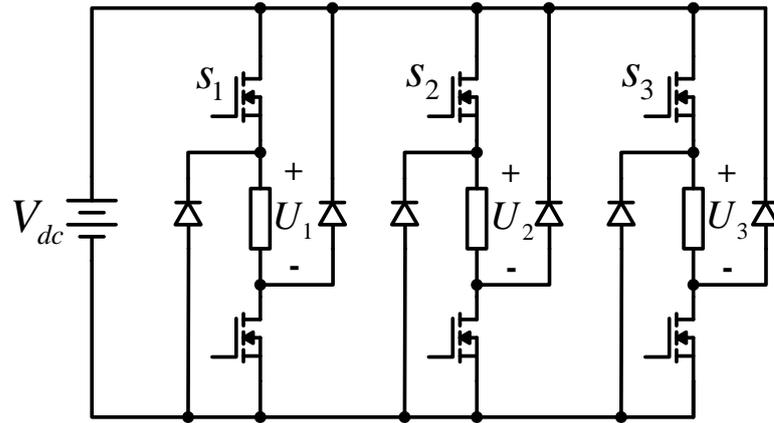


圖 4.3-1: 三相非對稱半橋電壓源變頻器

調變器的目的是為了決定這些開關導通與截止的狀態，並能夠產生理想的相電壓作用於負載馬達上。定義上下臂開關導通（截止）切換狀態為  $1(0)$ ，三相切換狀態為  $s = [s_1 \ s_2 \ s_3]^T$  可以表示成開關的向量集合  $\{0,1\}$ 。因此可以將相電壓向量與其切換狀態表示成下式：

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \\ U_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \\ s_3 \end{bmatrix} \triangleq S_c s \quad (4-2)$$

由於切換式磁阻馬達為每一相獨立，相電壓  $S_c$  為單位矩陣，若以開關的責任比例 (Duty ratio) 表示，上式 (4-2) 可以等效成：

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \\ U_3 \end{bmatrix} = I_3 \begin{bmatrix} \alpha_1 \\ \alpha_2 \\ \alpha_3 \end{bmatrix} \triangleq \alpha \quad (4-3)$$

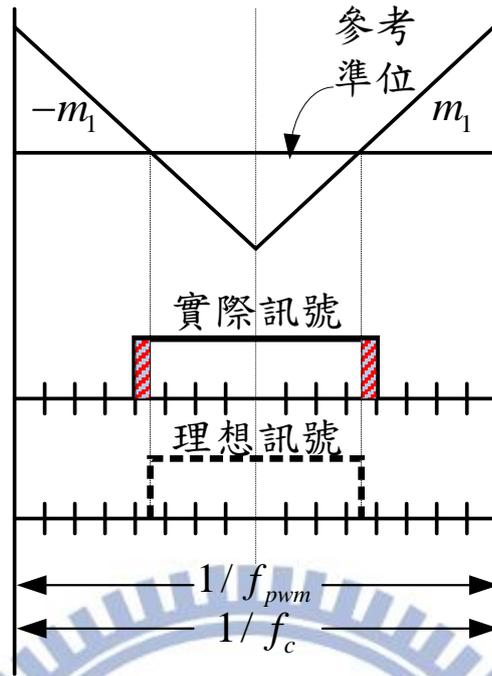


圖 4.3-2: 4 位元脈波解析度之對稱 PWM 切換訊號

數位表示  $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3 \in [0 \ 1]$  為開關的責任比例，若以類比實現於數位平臺上，必須考慮載波頻率  $f_c$  與脈寬位元解析度  $b$  位元，因此最小脈波寬度為  $1/(f_c \times 2^b)$ ，主要頻率為  $(f_c \times 2^b)$  Hz，而責任比例必須為  $1/2^b$  的整數倍，即責任比屬於  $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3 \in \left\{0, \frac{1}{2^b}, \frac{2}{2^b}, \frac{3}{2^b}, \dots, \frac{2^b-1}{2^b}, 1\right\}$  的集合，因此，可以將式 (4-3) 用  $b$  進制量化器表示，所有元素都必須在此集合內，如下表示：

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \\ U_3 \end{bmatrix} = q_b \left\{ \begin{bmatrix} \alpha_1(k) \\ \alpha_2(k) \\ \alpha_3(k) \end{bmatrix} \right\} \quad (4-4)$$

圖 4.3-2 為一個 4 位元解析度的脈波寬度，在一個取樣頻率給一個參考訊號準位與一個三角波比較產生切換訊號，其理想的切換訊號與實際的切換訊號存在量化誤差（紅色區域），此量化誤差是無法避免的，因此妥善地選擇開關責任比使得理想和實際訊號有最小的量化誤差亦為一研究問題。

若一個週期間脈波寬度的解析度為  $b$  位元，控制器輸出更新頻率為  $(f_c \times 2^b)$  Hz，因此一個輸入週期內所產生的平均相電壓為：

$$\bar{v}(k) = \frac{1}{2^b} \sum_{j=0}^{2^b-1} v(j) = \frac{1}{2^b} \sum_{j=0}^{2^b-1} s(j) \quad (4-5)$$

考慮一個系統其輸入向量為  $\mathbf{r}(k) = [r_1(k) \ r_2(k) \ r_3(k)]^T$ ，濾波調變的目的是為了控制閘極訊號，使其在一個脈寬週期內可以降低量化誤差，此量化誤差補償濾波器在  $z$ -domain 的關係式為：

$$\mathbf{E}(z) = \mathbf{W}(z) [\mathbf{R}(z) - \bar{\mathbf{V}}(z)] \quad (4-6)$$

其中，

$\mathbf{E}(z)$ ：誤差向量  $e(k)$  的  $Z$  轉換形式

$\mathbf{R}(z)$ ：輸入向量  $r(k)$  的 Z 轉換形式

$\bar{\mathbf{V}}(z)$ ：平均電壓  $\bar{v}(k)$  的 Z 轉換形式

$\mathbf{W}(z)$ ：3x3 的濾波器對角矩陣 (Diagonal filter matrix)，為  $p$  階低通濾波器。

$\mathbf{W}(z)$  為對角矩陣表示每一相各自獨立如式 (4-7) 所示，且  $w(z)$  可理解為權重函數 (Weighting function) 以增強每一相在低頻段的效能，其中  $w(z)$  在狀態空間的表示成式 (4-8)：

$$\mathbf{W}(z) = \begin{bmatrix} w(z) & 0 & 0 \\ 0 & w(z) & 0 \\ 0 & 0 & w(z) \end{bmatrix} \quad (4-7)$$

$$w(z) = d + \mathbf{c}(z\mathbf{I} - \mathbf{a})^{-1}\mathbf{b} \quad (4-8)$$

其中， $\mathbf{a} \in R^{p \times p}$ ,  $\mathbf{b} \in R^p$ ,  $\mathbf{c} \in R^{1 \times p}$ , and  $d \in R$ 。而  $\mathbf{W}(z)$  是頻域上的頻率權重函數，在時域上狀態方程式表示如下

$$\begin{aligned} x(k+1) &= \mathbf{A}x(k) + \mathbf{B}[r(k) - \bar{v}(k)] \\ e(k) &= \mathbf{C}x(k) + \mathbf{D}[r(k) - \bar{v}(k)] \end{aligned} \quad (4-9)$$

其中  $e(k) \in R^3$  為濾波器誤差向量， $x(k) \in R^{p \times 3}$  是濾波器矩陣的狀態參數向量。而  $(\mathbf{A}, \mathbf{B}, \mathbf{C}, \mathbf{D})$  可以寫成式 (4-10) 表示，其中  $0_a \in R^{p \times p}$ ,  $0_b \in R^p$ , and  $0_c \in R^{1 \times p}$  皆為零矩陣。其系統如圖 4.3-3 所示。

$$\begin{aligned} \mathbf{A} &= \begin{bmatrix} a & 0_a & 0_a \\ 0_a & a & 0_a \\ 0_a & 0_a & a \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} b & 0_b & 0_b \\ 0_b & b & 0_b \\ 0_b & 0_b & b \end{bmatrix}, \\ \mathbf{C} &= \begin{bmatrix} c & 0_c & 0_c \\ 0_c & c & 0_c \\ 0_c & 0_c & c \end{bmatrix}, \quad \mathbf{D} = \begin{bmatrix} d & 0 & 0 \\ 0 & d & 0 \\ 0 & 0 & d \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4-10)$$

### 4.3.1 最佳化量化誤差補償

首先，誤差最小化的問題可以被描述成式 (4-11)，而平均電壓  $\bar{v}(k)$  如式 (4-5)。為求最佳化解，必須找出最佳化的  $\bar{v}(k)$  與命令電壓  $v^*(k)$  相等，使得濾波器的誤差有最小值。其次必須考慮責任比匹配問題與開極訊號的產生。

$$\min_{v(j) \in \text{basic vector}} \|e(k)\|_2^2 = \min_{v(j) \in \text{basic vector}} \|Cx(k) + Dr(k) - D\bar{v}(k)\|_2^2 \quad (4-11)$$

最佳化  $\bar{v}(k)$  的選擇使得式 (4-11) 有最小值，會發生在  $e(k) = 0$  或由狀態方程式 (4-9) 推導得下式：

$$\begin{aligned} 0 &= Cx(k) + Dr(k) - D\bar{v}(k) \\ \bar{v}(k) &= D^{-1}Cx(k) + r(k) \triangleq v^*(k) \end{aligned} \quad (4-12)$$

考慮責任比匹配問題，先由式(4-5)與式(4-12)得到下式：

$$\bar{v}(k) = \frac{1}{2^b} \sum_{j=0}^{2^b-1} s(j) = v^*(k) = D^{-1}Cx(k) + r(k) \quad (4-13)$$

其中  $s(j)$  是即時的切換狀態也可以表示為即時的相電壓，對於 VSI 系統  $s(j)$  只有 0 (關) 跟 1 (開) 的表示。因此，可以將所有  $s(j)$  的向量元素的線性組合表示成責任比：

$$\frac{1}{2^b} \sum_{j=0}^{2^b-1} s(j) \square [\alpha_1(k) \quad \alpha_2(k) \quad \alpha_3(k)]^T \quad (4-14)$$

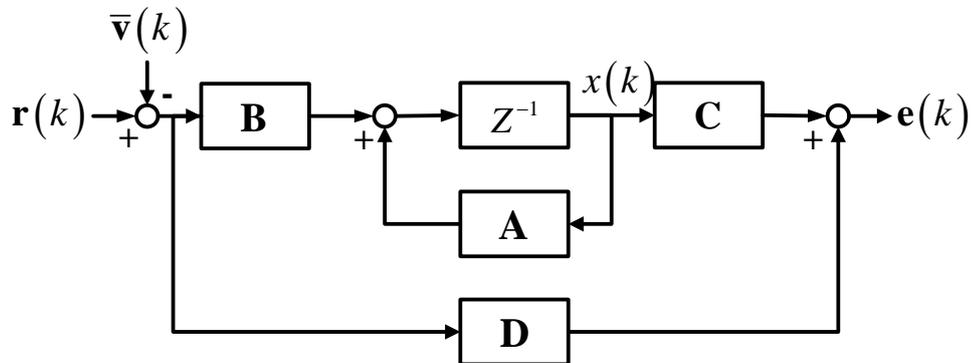


圖 4.3-3: 以狀態空間描述最佳化輸出的示意圖

而這些開關狀態的集合為  $S_b = \left\{0, \frac{1}{2^b}, \frac{2}{2^b}, \frac{3}{2^b}, \dots, \frac{2^b-1}{2^b}, 1\right\}$ ，將責任比匹配問題表示成下式：

$$\mathbf{\alpha}(k) = \mathbf{v}^*(k) = \mathbf{D}^{-1}\mathbf{C}x(k) + r(k) \quad (4-15)$$

由上式可以看出  $\mathbf{\alpha}(k) = \mathbf{v}^*(k)$  為解。為了得到合理的責任比，因此，必須限制責任比為正值  $\alpha_i(k) \in [0 \ 1]$ ，所以責任比的解為

$$\mathbf{\alpha}(k) = \mathbf{v}^*(k) + \lambda \mathbf{d} \quad (4-16)$$

其中， $\mathbf{d} = [1 \ 1 \ 1]^T$ ， $\lambda$  為任意實數使得 (4-16) 的責任比為正數值，因此可選擇：

$$\lambda \geq -\min[\mathbf{v}^*(k)] \quad (4-17)$$

數位應用上必須將責任比表示成 b 位元形式如式 (4-18)， $q_b\{y\}$  為量化成 b 位元形式的量化器使得元素  $S_b$  至  $y$  的最短距離，圖 4.3-4 為本調變器之方塊圖。

$$\mathbf{\alpha}(k) = q_b\{\mathbf{v}^*(k) + \lambda \mathbf{d}\} \quad (4-18)$$

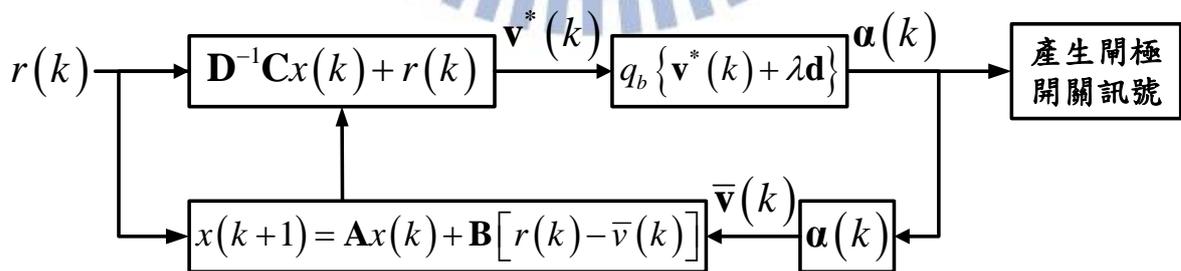


圖 4.3-4: 量化誤差補償方塊圖

## 4.3.2 系統分析

### 4.3.2.1 $\lambda$ 的選擇

開極訊號產生由式 (4-18) 延伸其模式順序可以被定義為：

$$\mathbf{a}(k) = q_b \{ \mathbf{v}^*(k) + \lambda \mathbf{d} \} = [\rho_1 \quad \rho_2 \quad \rho_3]^T \quad (4-19)$$

其中， $1 \geq \rho_1, \rho_2, \rho_3 \geq 0$ ，此時  $\lambda$  的容許範圍已經被限制。定義一個排列矩陣 (Permutation matrix,  $\mathbf{P}_M$ ) 使得責任比由大至小  $\hat{v}_1 \geq \hat{v}_2 \geq \hat{v}_3$  的排列如下式：

$$\mathbf{P}_M \mathbf{v}^*(k) = [\hat{v}_1 \quad \hat{v}_2 \quad \hat{v}_3]^T \quad (4-20)$$

因此，可以將式 (4-19) 加入  $\mathbf{P}_M$  矩陣得到以下結果，且  $\hat{\rho}_1 \geq \hat{\rho}_2 \geq \hat{\rho}_3$ 。

$$\mathbf{P}_M q_b \{ \mathbf{v}^*(k) + \lambda \mathbf{d} \} = [\hat{\rho}_1 \quad \hat{\rho}_2 \quad \hat{\rho}_3]^T \quad (4-21)$$

可以定義  $\hat{\rho}$  其合理的範圍：

$$\begin{aligned} \max(\alpha) &= \hat{\rho}_1 = q_b \{ \hat{v}_1 + \lambda \} \leq 1 \\ \min(\alpha) &= \hat{\rho}_3 = q_b \{ \hat{v}_3 + \lambda \} \geq 0 \end{aligned} \quad (4-22)$$

考慮  $b$  位元脈波寬度解析度， $\lambda$  的範圍可以表示成：

$$-\hat{v}_3 + \frac{1}{2^{b+1}} \leq \lambda \leq 1 - \hat{v}_1 - \frac{1}{2^{b+1}} \quad (4-23)$$

加入係數  $\beta \in [0 \quad 1]$ ， $\lambda$  可以寫成：

$$\lambda = (1 - \beta) \left( -\hat{v}_3 + \frac{1}{2^{b+1}} \right) + \beta \left( 1 - \hat{v}_1 - \frac{1}{2^{b+1}} \right) \quad (4-24)$$

### 4.3.2.2 量化誤差分析

定義量化誤差  $\Delta_b(k)$  為理想與產生的責任比例之間的誤差：

$$\begin{aligned}\Delta_b(k) &= \mathbf{a}(k) - q_b \{ \mathbf{a}(k) \} \\ &= [ \mathbf{v}^*(k) + \lambda \mathbf{d} ] - q_b \{ [ \mathbf{v}^*(k) + \lambda \mathbf{d} ] \}\end{aligned}\quad (4-25)$$

系統誤差分析的觀念可以由式 (4-9)、式 (4-12) 與式 (4-15) 可以寫成，

$$\begin{aligned}e(k) &= \mathbf{C}x(k) + \mathbf{D}r(k) - \mathbf{D}\bar{v}(k) \\ &= \mathbf{D} [ v^*(k) - r(k) ] + \mathbf{D}r(k) - \mathbf{D}q_b \{ \mathbf{v}^*(k) + \lambda \mathbf{d} \} \\ &= \mathbf{D} [ v^*(k) - q_b \{ \mathbf{v}^*(k) + \lambda \mathbf{d} \} ]\end{aligned}\quad (4-26)$$

接下來將式 (4-25) 代入式 (4-26)，得到下式，

$$\begin{aligned}e(k) &= \mathbf{D} [ v^*(k) - q_b \{ \mathbf{v}^*(k) + \lambda \mathbf{d} \} ] \\ &= \mathbf{D} [ \Delta_b(k) - \lambda \mathbf{d} ]\end{aligned}\quad (4-27)$$

因此，訊號系統的誤差不僅跟量化誤差  $\Delta_b(k)$  有關係，也跟  $\lambda$  有關係。切換式磁阻馬達的每相獨立，表示各自相電壓的誤差是獨立的。因此，式 (4-27) 說明式 (4-15) 的責任比所造成的誤差訊號  $e(k)$  來自相電壓的偏移。由式 (4-9) 狀態方程式來看，相電壓的偏移量可以用來調整參考訊號，而且在下一個載波產生補償後的責任比例。因此，由式 (4-12)、式 (4-15) 與式 (4-25) 產生的責任比例可以有效地補償因有限脈寬解析度 (Finite pulse-width resolution) 所造成相電壓的偏移量。

### 4.3.3 多率系統誤差補償

為了要更進一步地改善所產生相電壓的品質，採用非對稱固定取樣方法如圖 4.3-5 (a, b)，在一個切換頻率  $f_{pwm}$  週期內，取樣兩次修改其參考準位（或載波斜率），即給定載波頻率  $f_c$ ，參考訊號  $r(k_1)$  以  $2f_c$  頻率更新，值得注意的是， $k_1$  是週期  $1/2f_c$  的取樣索引，而  $k$  是週期  $1/f_c$  的取樣索引，而圖 4.3-5 為沒有考慮量化誤差補償的切換訊號，但是非對稱脈寬的更新速度是對稱脈波寬度調變的兩倍。

載波頻率  $f_c$  的三相電壓源調變器每半個載波週期可以補償非對稱固定取樣參考訊號  $\mathbf{r}(k_1) = [r_1(k_1) \ r_2(k_1) \ r_3(k_1)]^T$  的量化誤差，參考訊號  $\mathbf{r}(k_1)$  的責任比例被選為：

$$[\alpha_1(k_1) \ \alpha_2(k_1) \ \alpha_3(k_1)]^T = \mathbf{v}^*(k_1) + \lambda \mathbf{d} \quad (4-28)$$

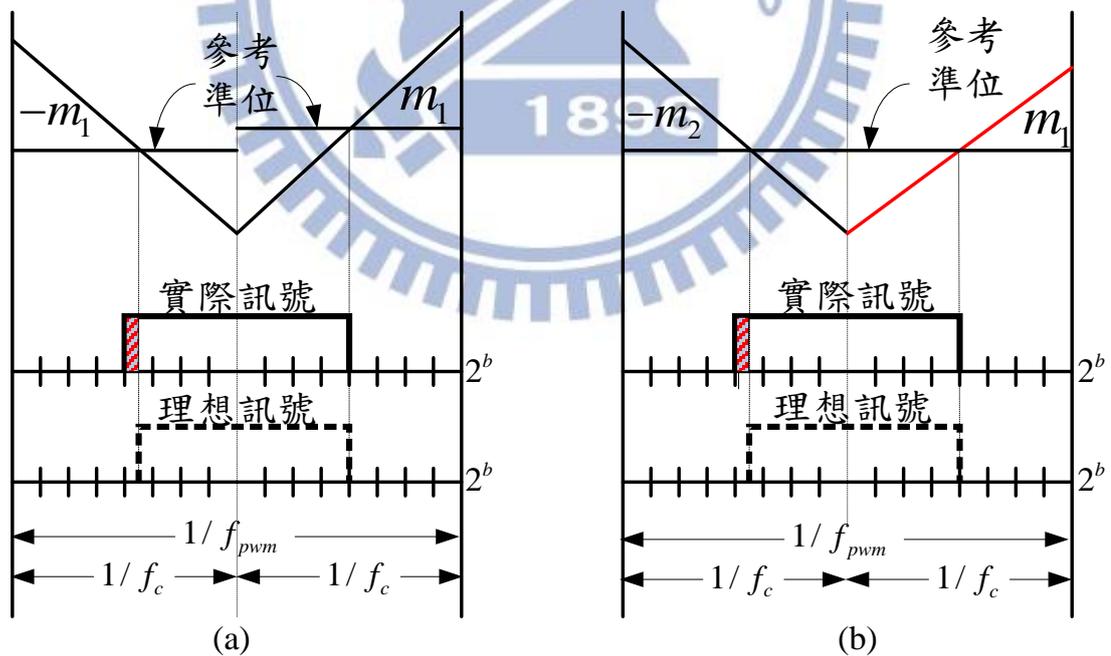


圖 4.3-5: 非對稱固定取樣的切換訊號。(a) 改變參考訊號之非對稱 (b) 改變斜率之非對稱

其中  $\lambda$  必須確保責任比例之合理的任意數。針對多率系統的量化誤差分析，定義量化誤差  $\Delta_b(k_1)$  為第  $k_1$  個載波半週期期間，理想與產生的責任比例之間的誤差，即：

$$\begin{aligned}\Delta_b(k_1) &= \mathbf{a}(k_1) - q_b \{ \mathbf{a}(k_1) \} \\ &= [\mathbf{v}^*(k_1) + \lambda \mathbf{d}] - q_b \{ [\mathbf{v}^*(k_1) + \lambda \mathbf{d}] \}\end{aligned}\quad (4-29)$$

將式 (4-26) 中  $k$  改為  $k_1$ ，既是系統誤差，得到

$$\begin{aligned}e(k_1) &= \mathbf{D} [\mathbf{v}^*(k_1) - q_b \{ \mathbf{v}^*(k_1) + \lambda \mathbf{d} \}] \\ &= \mathbf{D} \{ \mathbf{v}^*(k_1) - [\mathbf{v}^*(k_1) + \lambda \mathbf{d} - \Delta_b(k_1)] \} \\ &= \mathbf{D} [\Delta_b(k_1) - \lambda \mathbf{d}]\end{aligned}\quad (4-30)$$

式 (4-30) 說明誤差訊號  $e(k_1)$  是獨立相負載考慮量化誤差的電壓偏移量，根據狀態空間的狀態變化，代表此誤差訊號可以藉由調整下一個載波半週期的參考訊號而被補償。因此，多率濾波脈寬調變每半個載波週期可對每一相補償量化誤差。

## 第五章 系統開發環境與架構

### 5.1 前言

隨著科技不斷發展，微控制器的使用已遍佈了我們生活周邊電子的應用。由最早使用的 4 位元、8 位元控制器至今已發展到 32 位元微控制器。因考量電子產品的開發成本，大多的電子產品都採用低成本的微控制開發。以馬達控制來說，微控制器已經能夠實現控制系統了。本論文採用了由瑞薩所推出的 32 位元微控制器。隨著電力電子元件的進步以及積體電路技術的成熟，開發其控制器並使得面積大幅縮小已經不是問題，並且可以用一些微小的元件來達到抑制外來雜訊的干擾，本論文採用了自己設計之微控制器與驅動電路。

本論文控制架構的實現只運用了一些簡單的運算，不需要使用昂貴的控制器，因此，對於控制器的選用非常彈性。微控制器的考量因素有成本、處理器運算速度與周邊應用電路 (I/O、PWM 輸出腳位、DMA、UART、USB 驅動... 等等)。本論文採用此微控制器的原因主要是它具有 12 個 PWM 的輸出，可擴充以控制 6 相馬達，並且能夠實現中間對稱脈波寬度調變的技術，此外其頻率可高達 80 MHz。由於此控制器無法達到中間非對稱脈波寬度調變的技術，因此，本論文透過可程式化閘陣列 (Field-Programmable Gate Array, FPGA) 來實現此技術。

其控制迴路中，利用霍耳感測器偵測切換式磁阻馬達回授的相電流訊號，其為單極性，所以不需要額外的轉換電壓準位的電路，因此可以簡化電路設計。考慮將控制系統的電路設計，除了必須將回授電流轉換成可以用的電壓訊號的元件、上臂功率開關閘極驅動器 (Gate driver)、隔離電源的設計與隔離訊號源之元件等。剩下的都是控制訊號的運算與處理，均透過微控制器產生數位訊號以及接收數位訊號並加以處理。控制切換式磁阻馬達的控制驅動器將分成硬體架構、韌體與軟體三個部分，將會於本章節做詳細的說明與介紹。

## 5.2 硬體系統架構

### 5.2.1 Renesas 發展平臺

訊號處理系統控制中所使用的微控制器晶片為 Renesas 推出的 SH7131 群組分支的 R5F7137，此微控制器晶片為採用精簡指令集 (Reduced Instruction Set Computing, RISC) 的架構。此發展平臺是基於 Renesas 開發的其中一款開發平臺如圖 5.2-1 所示，名為 Renesas Starter Kit for SH7137 [36]，並自行開發其縮小板。其中修改了原本設計的 RS-232 傳輸接頭改為 USB 傳輸介面，並採用雙層印刷電路板 (Printed Circuit Board, PCB) 實現，採用雙面擺設原件的方式，因此更是能夠把面積降至 4.3 平方公分。如圖 5.2-2 所示，是 Renesas 原產開發的 6 倍小。圖 5.2-2 板子上編號可以對應表 5.2-1 的功能說明。

此外，本微控制器電路主要負責的功能包括控制演算法與基本運算能力、產生 6 組 PWM 訊號給功率驅動級、量測回授輸入訊號電流值轉換數位化 (A/D)、解碼旋轉編碼器之角度資訊、利用 USB 與電腦做資料的溝通、線上燒入、除錯與資料截取能力。

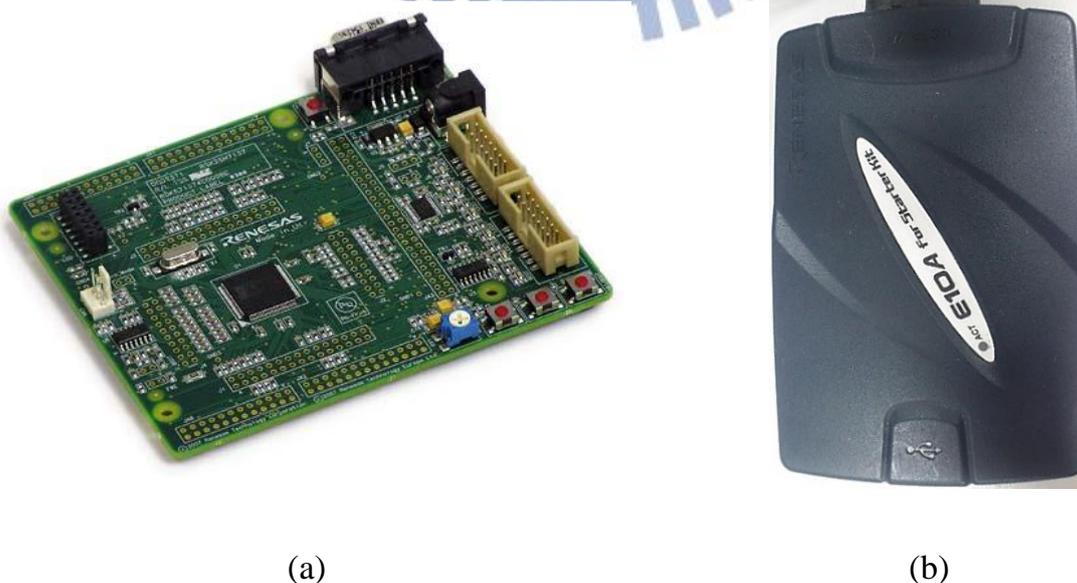


圖 5.2-1: Renesas Starter Kit for SH713 開發平臺。(a) 微控制晶片板 (b) E10A 除錯器

表 5.2-1: 對應圖 5.1-2 之編號功能的敘說

圖 5.1.2 編號	用途/功能
1	32 位元微控制晶片
2	USB 驅動器
3	電源驅動 IC
4	Mini USB 輸入端
5	3 個觸發中斷功能按鍵
6	LED 指示燈
7	重置按鍵
8	除錯器輸入端子
9	控制訊號輸出/入端子，主要連接馬達控制驅動平臺
10	抑制輸出/入訊號 EMI/ESD 積體電路
10	抑制 USB 訊號 EMI/ESD 積體電路

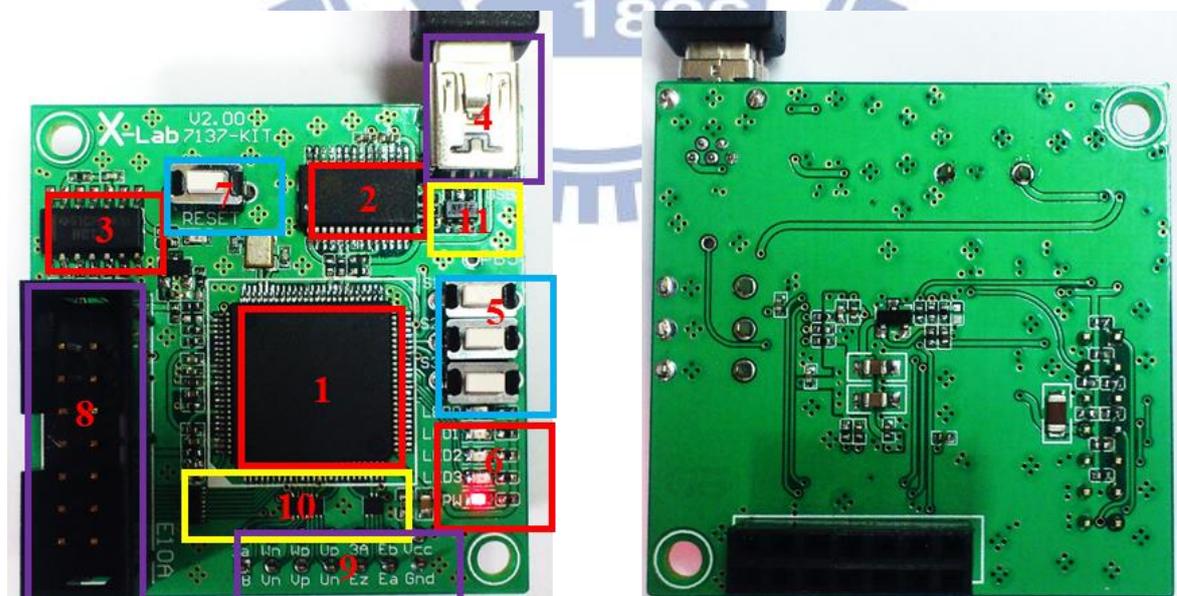


圖 5.2-2: 自行開發 SH7137 控制器平臺

## 5.2.2 非對稱驅動器平臺

本開發馬達驅動器平臺基於非對稱半橋控制架構如圖 4.3-1 所示，設計一個能夠驅動三相切換式磁阻馬達的驅動控制板如圖 5.2-3 所示。本論文考慮功率開關的表面溫度與切換損的反應，設計可更換 TO-247 封裝之功率開關的端子台。圖 5.2-4 為整個硬體之電路圖，以下針對電路圖之重要方塊加以說明：

- a. 圖 5.2-4 (a) 為三相上/下臂開極驅動電路，本開極驅動電路使用 Fairchild 半導體公司推出的高壓高電流驅動 IC，設計可以驅動 600 V。考慮驅動上橋開極因為源極並非接地點因此它屬於浮接 (Floating) 狀態，因此必須藉由此 IC 的靴帶式 (Bootstrap) 電路使得能夠驅動上臂功率開關。
- b. 圖 5.2-4 (b) 訊號隔離之電路，採用德州儀器之 ISO7220M 具有兩組輸出入頻道。此 IC 具有 150 Mbps 的訊號處理速率對於控制 PWM 訊號是綽綽有餘的，其暫態隔離能力為 50 kV/ $\mu$ s，而且本身 IC 具有 4 kV 的 ESD 防護。
- c. 圖 5.2-4 (c, d) 為電源管理，本驅動電路板提供的類比電源包括 5 V 與 15 V，數位電源有 5 V 與  $\pm 15$  V。因為要考慮大電壓與訊號源電壓之間的隔離，並且不使用大體積隔離變壓器，因此考慮設計利用 IC 型隔離變壓器，此 IC 為 TI 推出的 DCP02 系列的隔離未穩壓 DC/DC 轉換器，並能夠輸出最大 2 W 且能夠達到 89% 之效率，是足夠讓整個系統電路元件的正常運作。

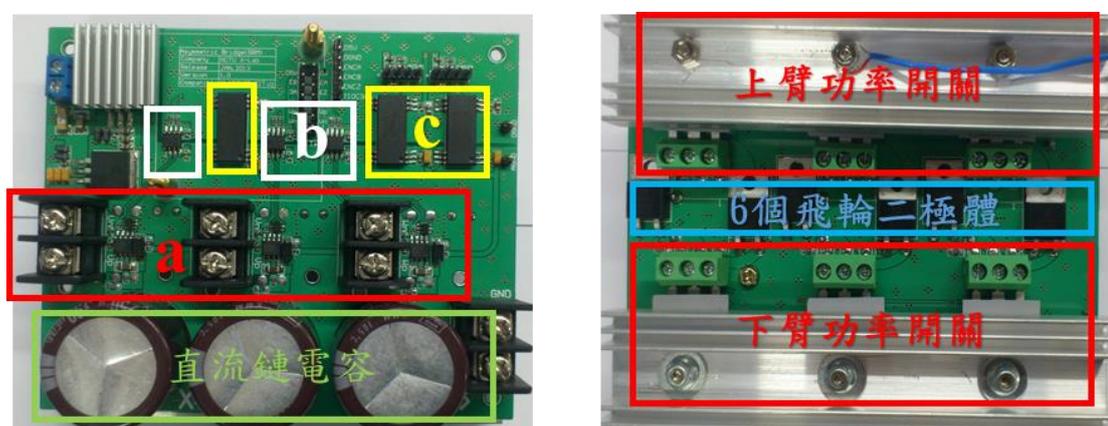
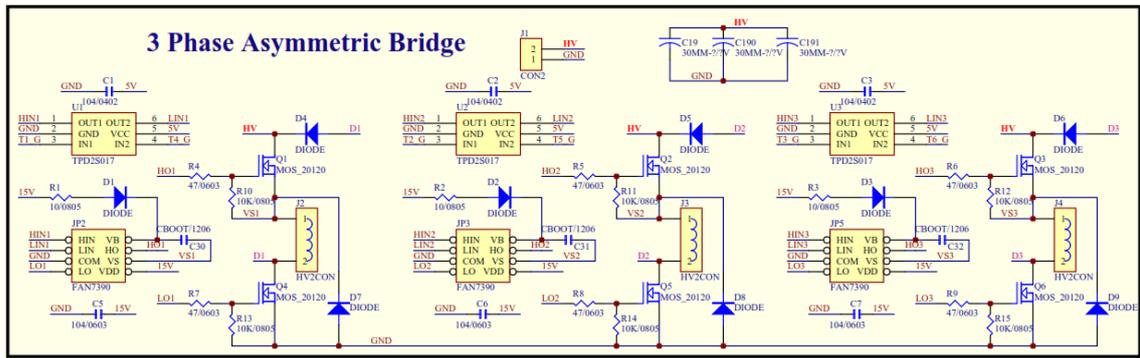
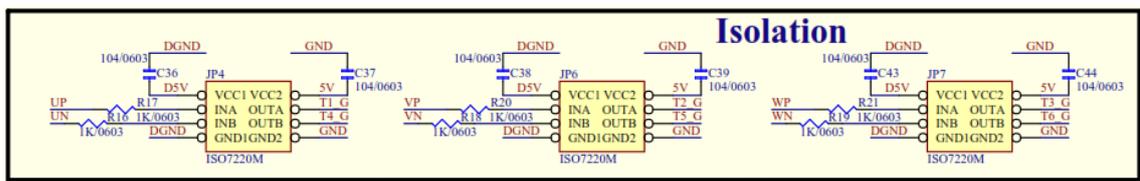


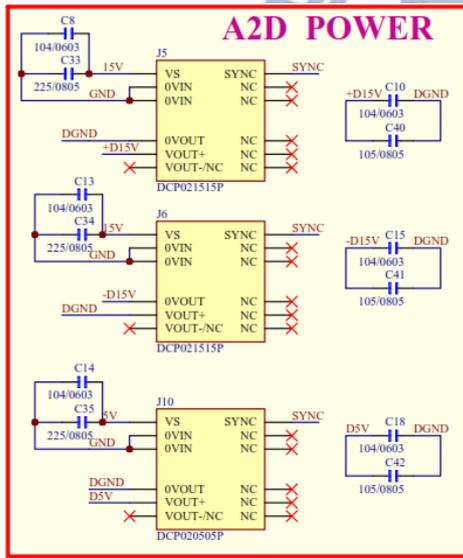
圖 5.2-3: 三相非對稱半橋控制 PCB 板子



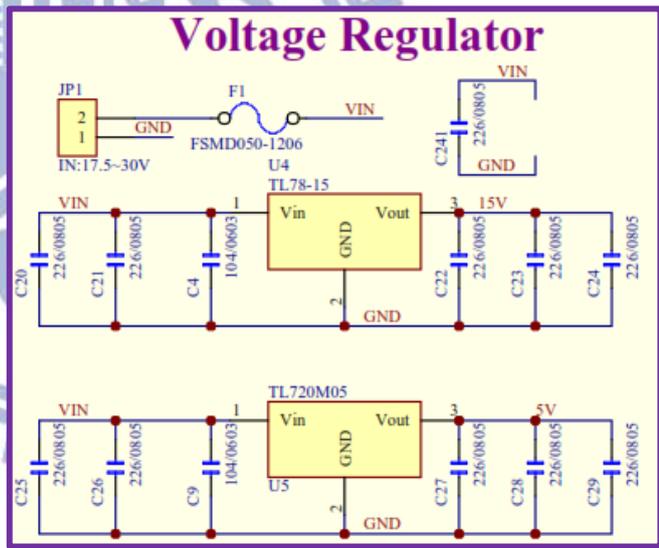
(a)



(b)



(c)



(d)

圖 5.2-4: 三相非對稱半橋控制電路圖

## 5.2.3 三相切換式磁阻馬達

### 5.2.3.1 馬達的基本特性

本論文實驗使用之三相切換式磁阻馬達為美泰克 (Maytag) 洗衣機裏面拆卸下來的馬達，而其馬達內部結構如圖 5.2-5 所示，由圖 5.2-5 (b) 可以看出馬達定子共有 12 極數，且由矽鋼片疊置而成凸極結構並以線圈環繞每一極齒。由圖 5.2-5 (d) 可以看出馬達轉子沒有線圈且由矽鋼片疊置而成，具有良好的散熱效果。其規格列於表 5.2-2。

表 5.2-2: 三相切換式磁阻馬達規格

名稱	MAYTAG H55BMBJL-1820
額定電壓	120 V
額定電流	2.5 A
額定轉速	4500 rpm
定子相數	3
定子極數	12
轉子極數	8
$R_s$	2.23 $\Omega$
$L_a$	31.3 mH
$L_u$	8.4 mH

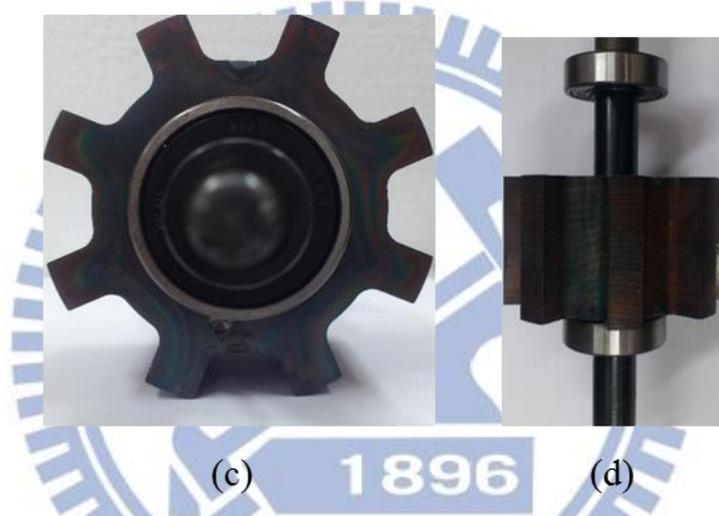
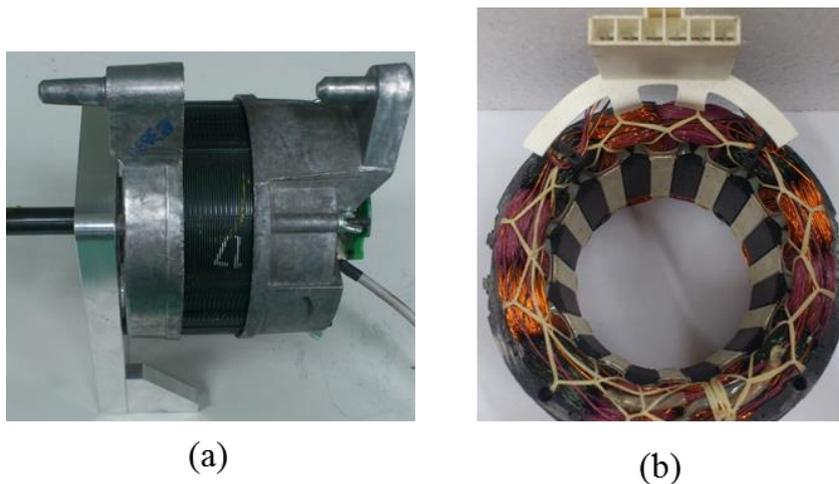
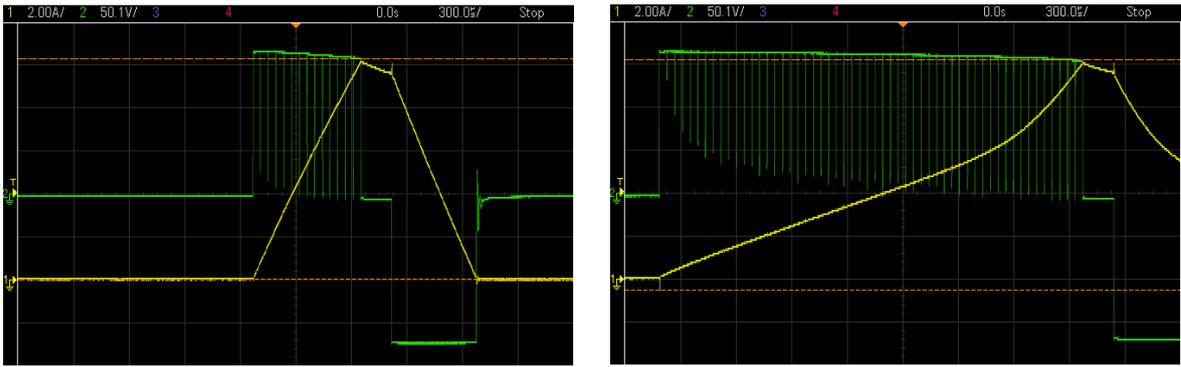


圖 5.2-5: 馬達內部結構。(a) 外形 (b) 定子 12 極數俯視圖 (c) 轉子 8 極數俯視圖 (d) 轉子側面圖

### 5.2.3.2 馬達特性之量測

控制切換式磁阻馬達其特性必然重要，因此事先量測其特性才能更有效的控制。對於角度控制來說，只需要瞭解角度與電感值的關係，最簡單的方式就是利用可量測電感的電表。手動旋轉馬達轉子在不同角度的電感值相對於旋轉編碼器的位置，圖 5.2-7 為在一個定子極間 ( $\theta_{sp} = 45^\circ$ ) 旋轉得出的角度對應的實驗電感值與由式 (2-3) 至式 (2-10) 所畫出來的理論電感值的差異。可以看出實際上隨著角度變化的電感值並非線性增加。



(a)

(b)

圖 5.2-6: 不同角度激磁電流 (黃色) 的波形。(a) 定子與轉子未對準  $0^\circ$  (b) 定子與轉子對準  $21^\circ$

另外一種方式是間接量測法，利用電壓方程式 (2-13) 推導出，

$$\frac{d\psi(\theta, i)}{dt} = v - R_s i \quad (5-1)$$

$$\therefore \psi(\theta, i) = \int_0^t [v(t) - R_s i] dt + \psi_0$$

其中  $\psi_0 = 0$ ，馬達定子線圈在輸入電壓時會產生轉矩，所以必須利用負載馬達鎖住馬達的轉子。首先固定轉子角度，輸入電壓脈衝使得電流上升至最高點，由圖 5.2-6 (a, b) 分別是馬達定子與轉子在為對準/未對準的角度量測出來的波形。

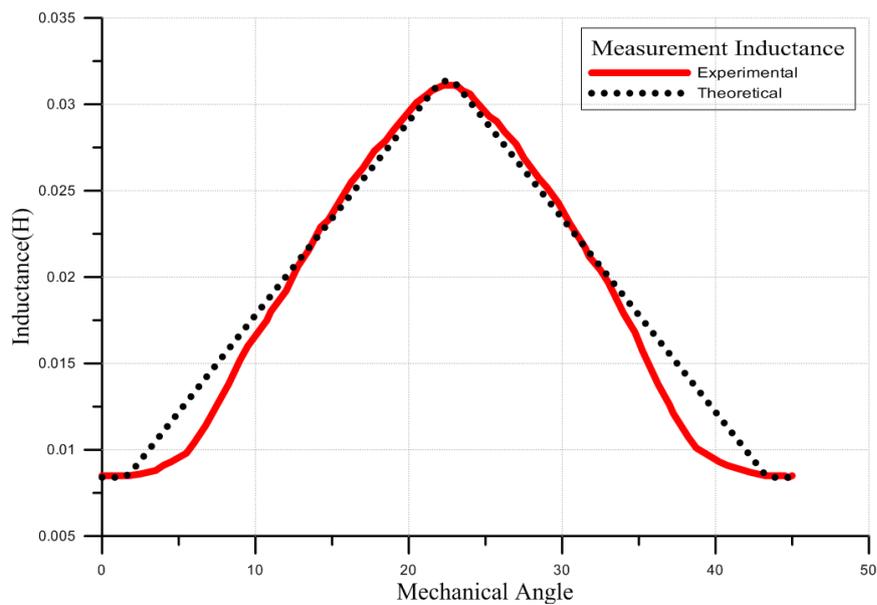


圖 5.2-7: 實際量測電感值的趨勢

磁交鏈的計算由式 (4-29)，可以表示成數值積分的方式計算，可採用較為精確的辛普生法則 [32] (Simpson's rule) 如下所示。

$$\lambda(i, \theta) = \frac{h}{3} (\lambda_0 + 4\lambda_1 + 2\lambda_2 + 4\lambda_3 + \dots + 2\lambda_{n-2} + 4\lambda_{n-1} + \lambda_n) \quad (5-2)$$

其中， $h$  為間隔的週期。計算結果如圖 5.2-8 (a) 所示為電流在不同的角度對應的磁交鏈，當轉子/定子對準的角度且電流大於 5 A 左右可看出磁交鏈飽和的現象。圖 5.2-8 (b, c) 分別是不同的電流激磁下的電感值與共能的大小。

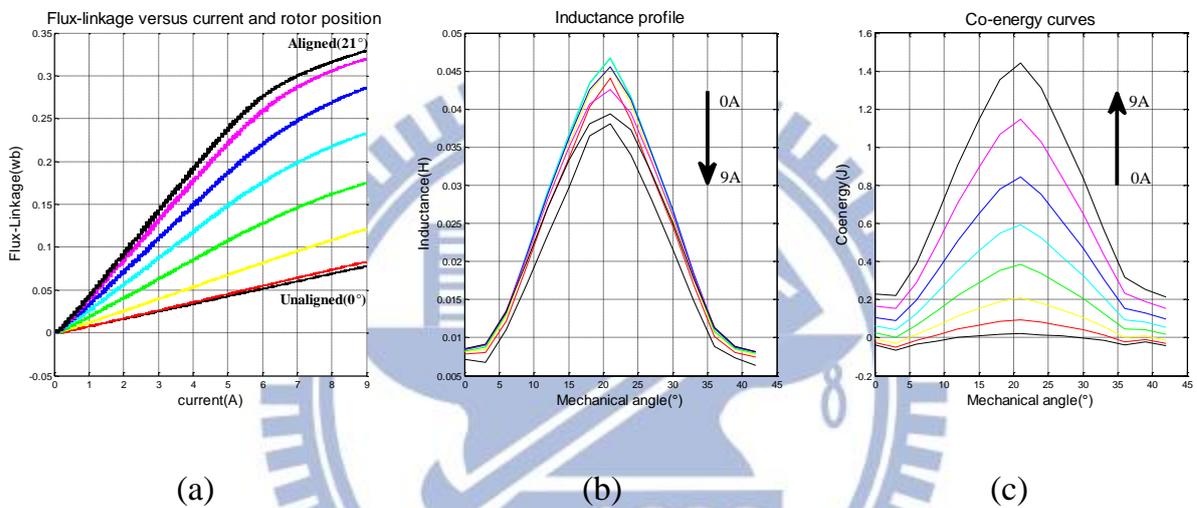


圖 5.2-8: 切換式磁阻馬達在不同電流與角度下特性的變化 (a) 磁交鏈 (b) 電感值 (c) 共能量

## 5.3 軟體系統架構

### 5.3.1 軟體發展環境

#### 5.3.1.1 微控制器開發環境

Renesas 的 E10A 聯合測試工作群組 (Joint Test Action Group, n JTAG) 燒錄器為該公司的 SH-2 系列微控制晶片提供一套整合式撰寫韌體與除錯的發展軟體 (High-performance Embedded Workshop, HEW)，提供提供開發者在同一個環境下完成程式專案開發、撰寫 C 程式、除錯與燒入晶片程式等工作。HEW 也提

供基本的圖形化人機介面 (Graphical User Interface, GUI) 開發環境使得開發者能夠輕易的對 RENEAS 的控制器除錯，讓程式開發更有效率。HEW 也提供資料監控介面，讓使用者能夠即時監測程式中全程變數 (Global variable)，並可以將想要監測的全程變數記錄儲存起來，記錄的速度約 150 ms，使得開發者可以在離線做資料處理、檢查程式之流程與變數的變化。此功能不需要暫停程式運轉，既能達到即時監控的效果，提高使用者在除錯的效率與減少消耗時間。

### 5.3.1.2 電腦端人機介面

本系統考慮實驗方便性，採用由 Microsoft Visual Studio 中 C# 的開發環境，開發了一套可控制切換式磁阻馬達的人機介面，由電腦下達命令透過 USB 傳輸至微控制晶片或是由控制晶片傳輸一些參數至電腦，能夠達到雙向控制的目的。

此功能能夠改變馬達的初始參數 (初始轉矩、穩態轉速、暫態響應時間、取樣頻率等)、馬達在穩態時的參數改變包括 PI 控制器的參數、轉速命令等等，介面如圖 5.3-1 (a) 所示為馬達基本參數設定的控制介面。

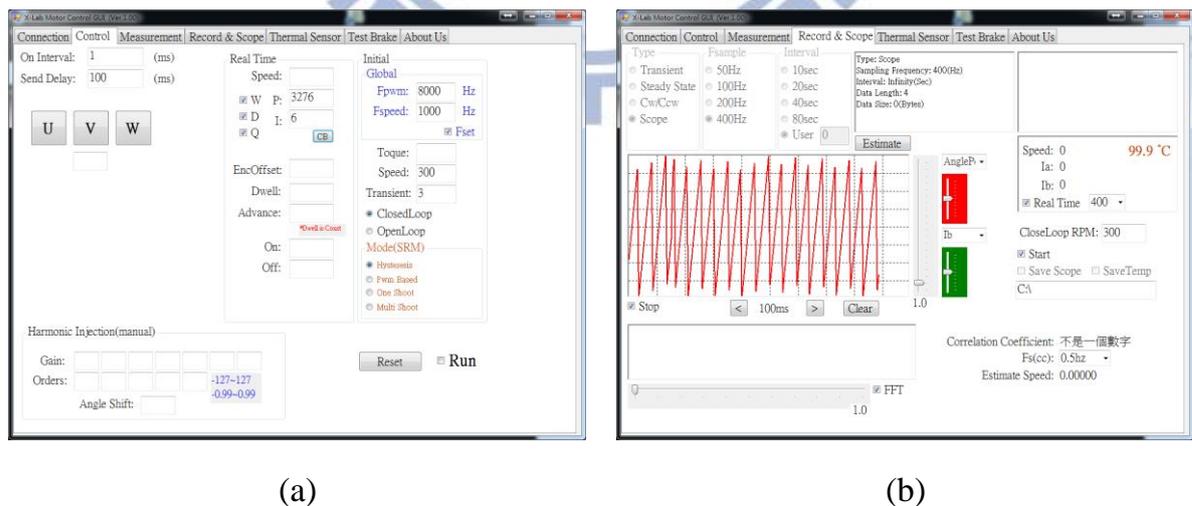


圖 5.3-1: 人機介面。(a) 磁阻馬參數設定 (b) 即時觀測狀態變數功能

因考慮更有效地數據截取與儲存功能，開發了可以即時觀測狀態變數值的功能且能夠透過圖形化的方式顯示出來如圖 5.3-1 (b) 所示，其取樣頻率最大可以設定成 400 Hz，而 Renesas 提供記入的功能之取樣頻率只能到 8 Hz 左右，因此，採用本系統更能夠掌控程式中狀態變數的連續性。此外，溫度感測器的裝置也整合到本系統中，使得具有連續儲存溫度曲線與即時的溫度觀測。

### 5.3.2 程式整體架構

本論文核心程式架構圖如圖 5.3-2 所示，所有方塊之輸入訊號處理、運算及演算法都是由 32 位元微控制器掌控。本系統採用轉速誤差經由 PI 控制器產生誤差訊號如式 (5-3) 所表示。其他方塊的功能包括角度控制、計算轉速、類比轉數位、PWM 控制策略與最佳化角度控制策略。以下章節將詳細說明圖 5.3-2 之各部分方塊圖的功能及運算流程。

$$\omega_{err} = \omega_{ref} - \omega_r \quad (5-3)$$

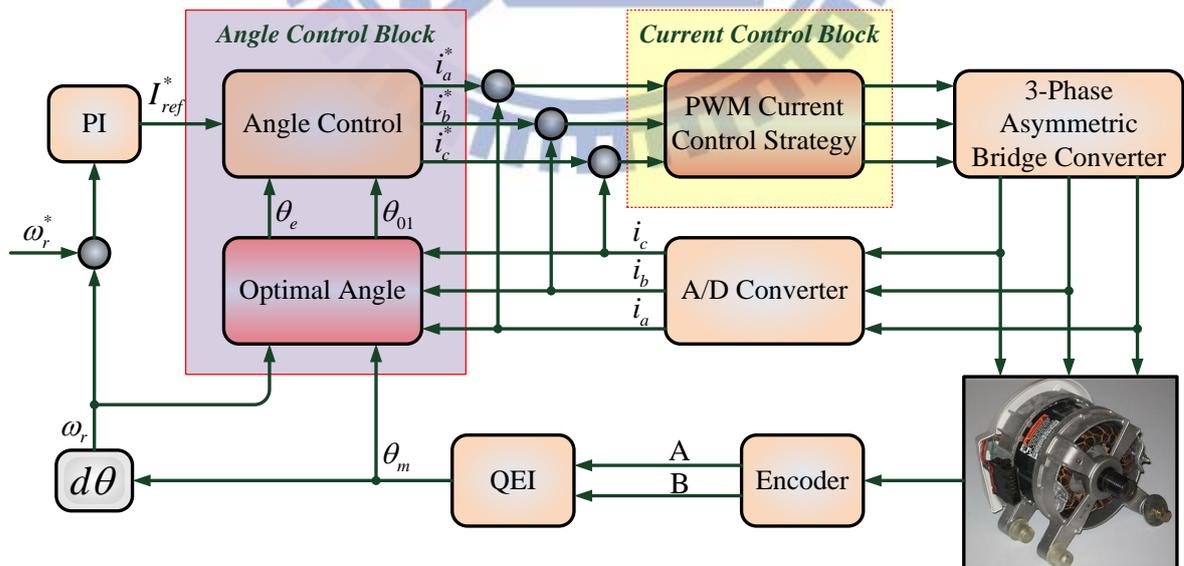


圖 5.3-2: 整體的程式架構示意圖

### 5.3.3 回授訊號處理

#### 5.3.3.1 相電流回授

三相電流回授是透過微控制器內建的 12 位元高速類比數位訊號轉換器 (Analog Digital Converter, ADC)，可提供每通道最快轉換時間是 1.25 us，約 800 kHz 取樣頻率，此外它具有兩組三通道同時取樣的接腳，剛好符合本架構三相馬達所需的電流訊號，並且此晶片特別的機制可大幅增快 ADC 取樣頻率。本系統採用霍爾電流感測器 (Hall effect current sensor)，其響應時間是 10 us、最大遲滯誤差是  $\pm 0.035\text{ V}$  與消耗電流只有 18 mA。

#### 5.3.3.2 馬達位置回授

角度對於切換式磁阻馬達在閉迴路的控制是非常重要的部分，因此必須依賴定位編碼器介面模組的訊號，取得機械位置的資訊，來完成回授訊號的處理。本系統使用增量式編碼器其輸出訊號提供兩相 (A 與 B) 的相位，可以透過此相位差計算出馬達旋轉的方向，且透過兩個相位差異產生計數脈衝作為位置計算的依據，可以把定位的精確度提高到 4 倍，所以才被稱作 4 倍編碼器介面 (Quadrature Encoder Interface, QEI)。

現在，詳細說明此編碼器如何偵測旋轉方向靠著相位 A (QEA) 與相位 B (QEB) 通道的關係，當相位 A 領先相位 B，則運動方向將會被視為順時針旋轉；相反地，當相位 A 落後相位 B，則運動方向將被視為逆時針旋轉，如圖 5.3-3 所示。第三個通道為提供重置的脈衝訊號，每旋轉一週會發生一次，可以被用來作為一個參考點以建立一個絕對位置關係，也可以讓程式中增量式位置計數器資訊可以得到重置。最後會得到的轉子角度  $\theta_e$  可以透過微分得到角速度  $\omega$ ，為往後的運算作準備。

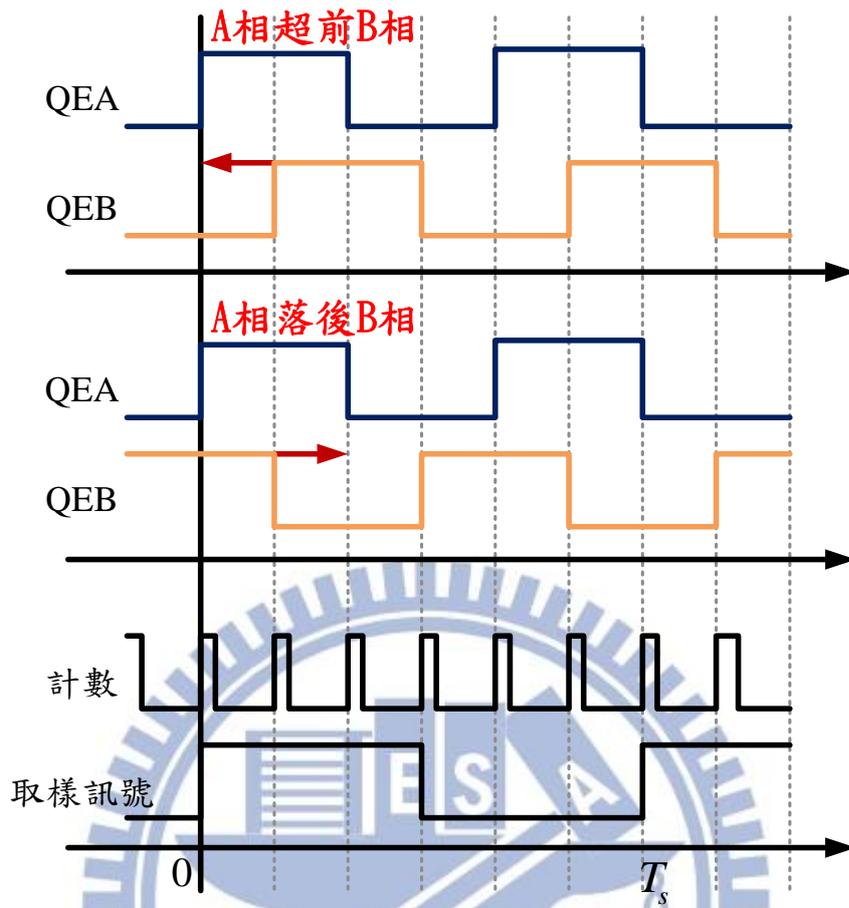


圖 5.3-3: 編碼器介面方向判斷方式

馬達轉速的估測有兩種方式，第一種方法是利用編碼器一個角度的變化其時間差；第二種方法是在固定回授速度頻率  $f_{speed}$  下利用編碼器的角度差  $\Delta_{ENC}$  計算轉速。第一種方法比較適合超高速運轉中使用，本系統採用第二種方法，而公式如式 (5-2) 所示。其中  $ENC_{max}$  為編碼器的解析度，也就是旋轉一週期的脈衝數。本系統採用之旋轉編碼器的解析度為 1440 count/cycle。

$$\omega_e = \Delta_{ENC} \times \frac{f_{speed} \times 60}{ENC_{max}} (rpm) \quad (5-4)$$

### 5.3.4 PI 控制器

由圖 5.3-2 整體系統架構來看，控制切換式磁阻馬達上，PI 控制器只使用在轉速誤差的補償。使用速度的 PI 控制，不管是在暫態還是穩態都希望能夠達到很好的轉速響應。也就是在暫態速度的漣波可以降至越低越好，如何調整 PI 控制器之比例常數與積分常數，首先瞭解增加  $K_p$  其上升時間會縮短、會增加超過目標所造成的震盪且穩態誤差會減少；另外如果增加也會使得上升時間縮短一些、減小過目標所造成的震盪且問題誤差會大大較少。因此必須適當調整 PI 控制器的參數使得良好的穩態與暫態響應。

PI 控制器由輸出函數  $U(z)$  和誤差函數  $E(z)$  的比值可求出在數位控制系統上的離散轉移函數  $G(z)$ ：

$$G(z) = \frac{U(z)}{E(z)} = K_p + \frac{K_i}{1-z^{-1}} \quad (5-5)$$

其中，

$K_p$ 、 $K_i$ ：比例與積分常數

將式 (5-3) 的 P 控制部份和 I 控制部份拆開為獨立項，並改寫為差分方程式的形式可得：

$$u_p(k) = K_p e(k) \quad (5-6)$$

$$u_i(k) = u_i(k-1) + K_i e(k) \quad (5-7)$$

由式 (5-4) 與式 (5-5) 兩相相加起來就是 PI 控制器的差分方程式，如下式：

$$u(k) = u_p(k) + u_i(k) = K_p e(k) + u_i(k-1) + K_i e(k) \quad (5-8)$$

其中，

$u(k)$ : 第  $k$  個取樣時間的輸出訊號

$u_p(k)$ 、 $u_i(k)$ : 第  $k$  個取樣時間的 P 與 I 控制輸出訊號

$e(k)$ : 第  $k$  個取樣時間的誤差訊號

### 5.3.5 多率濾波器回授調變之實現流程

MRFPWM 的演算過程可參考 0 章節的詳細說明，所有相關程式都是依照前面推導所設計的。本調變器可選用一階或是二階的權重濾波器 (Weighting filter)，其設計可以表示成簡單的一階段與二階積分器  $z/(z-1)$  與  $z^2/(z^2-2z-1)$ 。參考式 (4-9)，可以將兩個積分器轉換成狀態空間來表示，一階的  $\mathbf{A} = \mathbf{B} = \mathbf{C} = \mathbf{D} = 1$ ，二階的則是  $\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 2 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$ ， $\mathbf{B} = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}$ ， $\mathbf{C} = [2 \quad -1]$ ， $\mathbf{D} = 1$ 。在本系統演算法部分並沒有採用複雜的運算，都只需要加法或是移動位元，而產生 PWM 責任比也只需要一些計數器與比較器。圖 5.3-4 為程式執行的方塊圖，圖中陰影部分為權重濾波器的區塊。

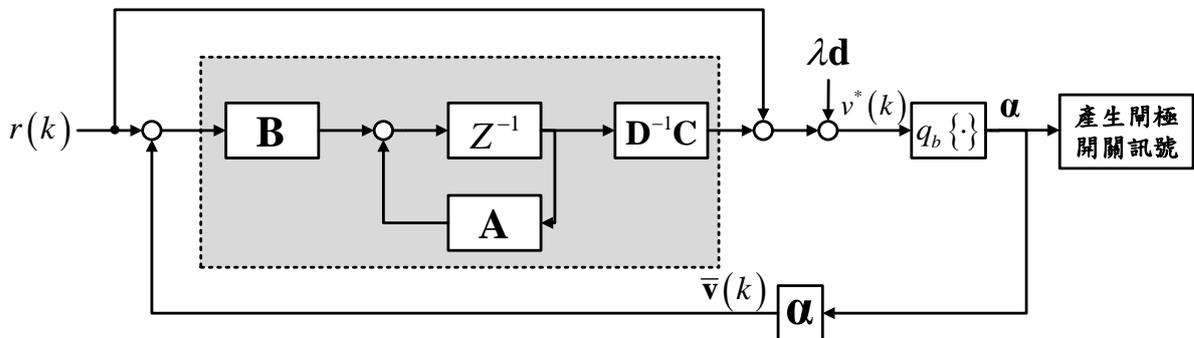


圖 5.3-4: 實驗實現之方塊圖

## 5.4 實驗平臺

本實驗平臺大致上可分成六個部分，如圖 5.4-1 所示，可以看出個別區塊都有其負責的部分，由電腦下達控制命令至微控制器，然後透過三相非對稱半橋變頻器電壓級轉換去推動馬達。

由圖中右下角為一個串聯式聯動式的系統，左邊為目標三相切換式磁阻馬達；中間為轉矩/轉速量測儀器，可量測 100 N-m 與 10000 rpm 以內的能力，它將量測出來的訊號轉換成類比電壓訊號，因此，可以透過儲存式示波器探棒量測其實際轉速與轉矩；右邊為負載馬達是採用電子剎車器，他的負載範圍是 100 N 以內且與輸入電流成正比，因此可以固定負載功率以方便實驗。

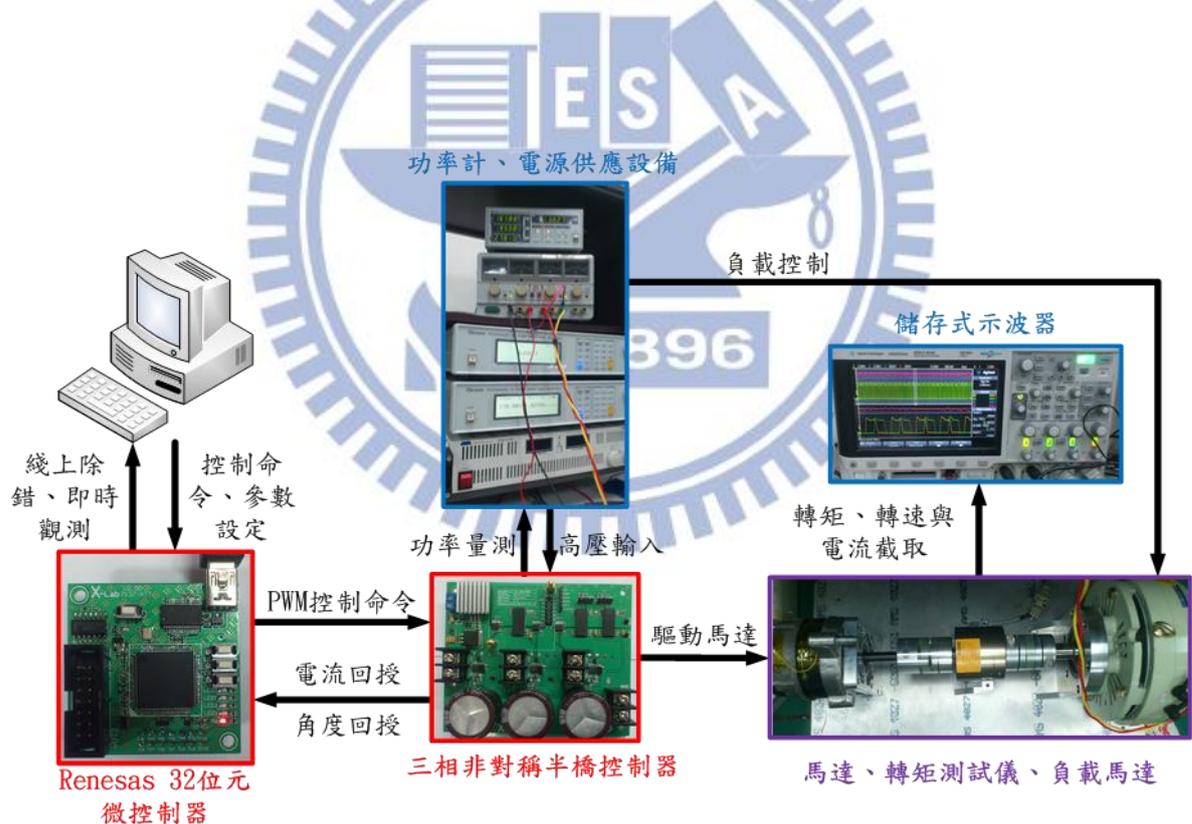


圖 5.4-1: 三相切換式磁阻馬達的實驗平臺

## 第六章 實驗結果分析

### 6.1 前言

本章主要以 RENESAS 微控制器作為實驗平臺進行實際訊號的量測。本章的實驗將分為兩個部分，第一部分為比較最佳化角度控制策略，將針對基本的角度控制、最佳化角度控制與本論文提出的具限制條件之最佳化效率控制策略，主要是比較各個角度控制演算法的效率；第二部分為本論文的核心電流控制策略技術，將針對傳統的脈波寬度調變、非對稱脈波寬度調變 (APWM)、具濾波器脈波寬度調變 (FPWM) 與多率濾波器脈波寬度調變 (MRFPWM) 設計出一系列的實驗，並且彼此進行比較。在這些實驗中主要是不提高轉矩漣波與轉速漣波的條件下，比較所有演算法的效率、切換次數以及功率電晶體之工作表面溫度。實驗的目的主要是比較切換損失與電流失真度對此所有演算法的影響。在實驗當中，直流的輸入電壓為 170 V、限制電流為 5 A 而 ADC 使用同步取樣且相電流之取樣頻率為 8 kHz，其中所有演算法之 PWM 切換次數接近。

在實驗中，由於只考慮穩態響應的結果，因此只做閉迴路控制，但是馬達在暫態時必須靠開迴路的啟動如圖 6.1-1 所示，只考慮電流回授，另外馬達轉動角度  $\theta$  由程式產生且馬達能夠跟隨理想的命令角度旋轉，馬達起動的時候  $\theta$  會根據預設的加速度不斷累加，當馬達到達某一設定的參考轉速後而加速度則維持不變。閉迴路的控制是當開迴路到達參考轉速後轉換成閉迴路的模式，閉迴路的控制如圖 5.3-2 所示，由圖可看出不一樣的部份是加上了速度回授的部份，而角度  $\theta$  及速度則由馬達編碼器提供，使其成為一個完整的三相切換式磁阻馬達的控制架構。

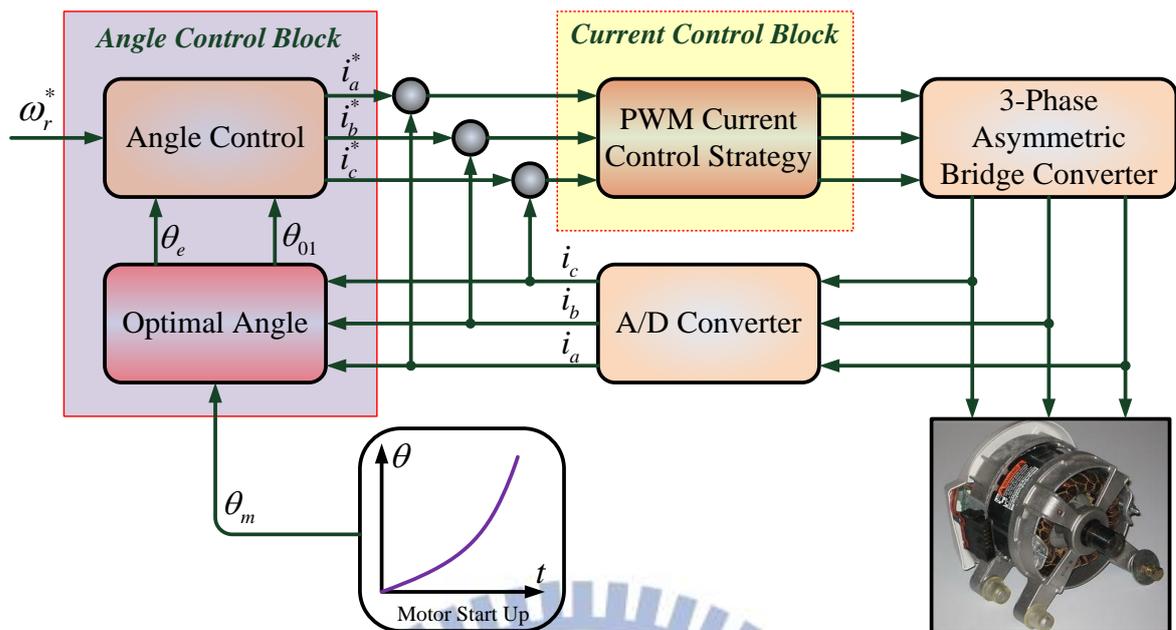


圖 6.1-1: 開迴路程式架構示意圖

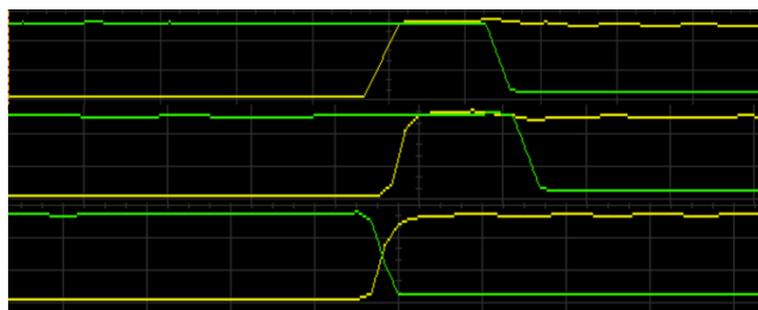
## 6.2 最佳化角度控制實驗

本實驗目的主要是觀察兩相 (Incoming phase and Outgoing phase) 電流控制的波形圖，可以發現它們重疊的區域的差異，因此會造成效率上的差異。三個角度控制的方法都是使用傳統脈波寬度調變的策略，在不同轉速下個別比較效率且適當調整速度 PI 控制讓速度的漣波都在相同下比較。

由圖 6.2-1 所示可以看出傳統的角度控制在兩相重疊區域的控制有限，而最佳化角度控制可以更準確的控制導通角度但並無考慮銅損。由此可見它的重疊區跟傳統的有點相似但在轉速為 325 rpm 時，最佳化控制角度與傳統的方法有所不同。本論文提出了具限制條件之最佳化角度控制則考慮銅損，可以由圖 6.2-1 (a, b, c) 中第三個波形看出在不同的轉速下，兩相重疊的程度比其他兩個角度控制策略來得少，因此可以預期本次控制策略能具有提升效率的效果。

具限制條件之最佳化角度控制，由圖 6.2-1 可看出它對於電流的切換區域降低而速度漣波的誤差可以由圖 6.2-2 所示。由圖可看出三個不同的角度控制都是

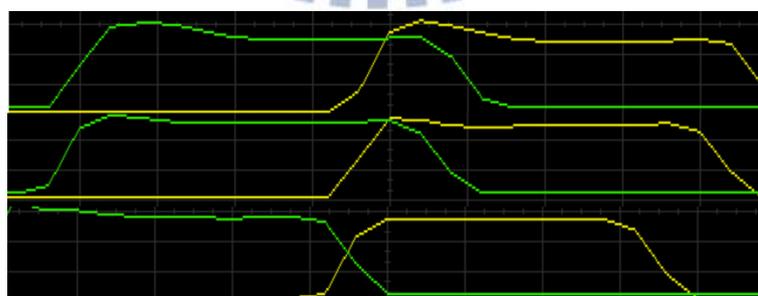
很相近的，因此可以在相同誤差下比較其他項目。以下比較不同演算法之切換次數、功率開關表面之溫度與效率，分別顯示在表 6.2-1、圖 6.2-4 與圖 6.2-5。由實驗結果可知，雖然具限制條件之最佳化角度控制的轉矩漣波比其他兩個角度控制的方法來得大，但是對於效率、切換損與功率開關之表面溫度都比其他兩個角度控制來得好。



(a)



(b)



(c)

圖 6.2-1: 個別圖最上方表示沒有使用最佳化角度控制的電流波形圖，中間為採用最佳化控制角度的電流波形圖，下面為採用具限制條件之最佳化角度控制。(a) 轉速為 75 rpm (b) 轉速為 225 rpm (c) 轉速為 325 rpm

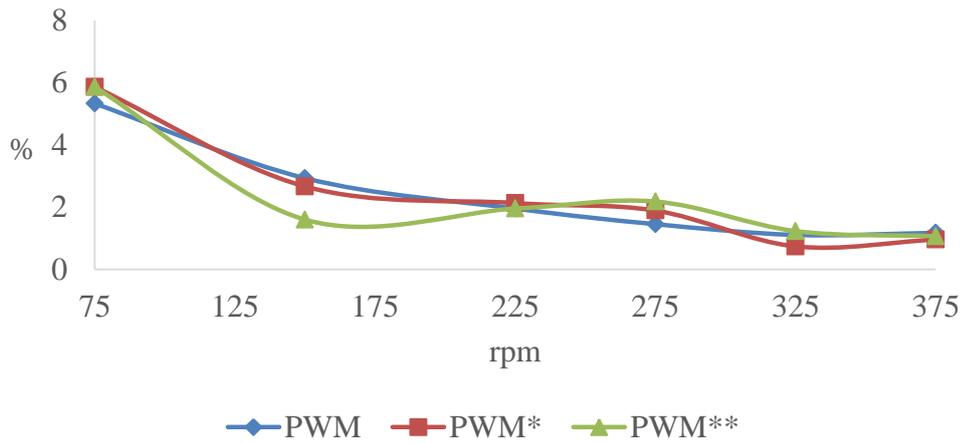


圖 6.2-2: 比較三個角度控制策略之速度漣波誤差

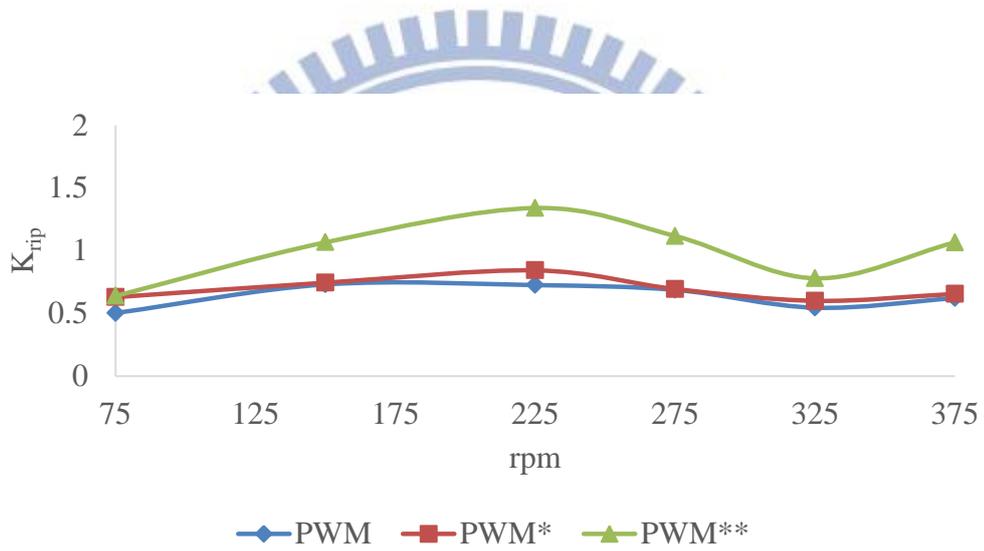


圖 6.2-3: 比較三個不同角度控制的轉矩漣波

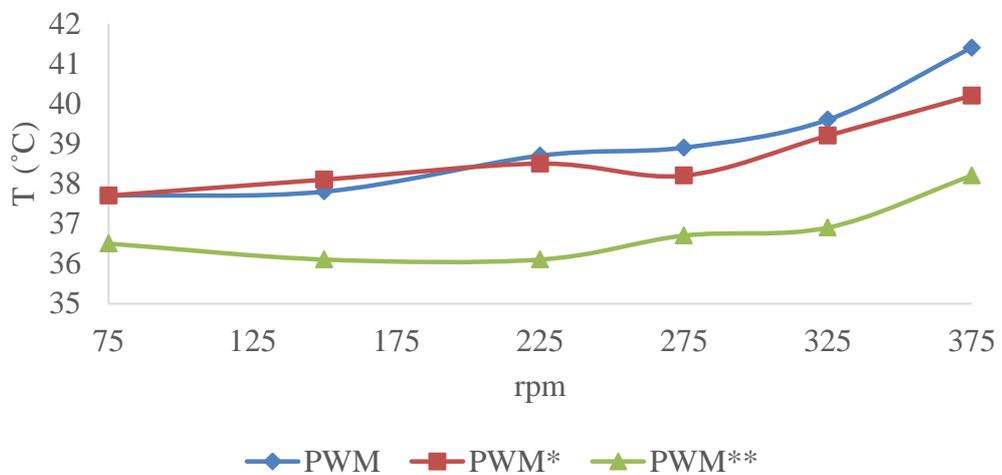


圖 6.2-4: 比較三個角度控制策略之功率開關的表面溫度

表 6.2-1: 每秒之功率開關之切換次數

閉迴路		切換次數/秒		
方法		PWM	PWM*	PWM**
轉速 (rpm)	75	9913	9928	8069
	150	9912	9863	8129
	225	10443	10300	7932
	275	10512	10187	7956
	325	10554	10069	7993
	375	10431	9685	8218

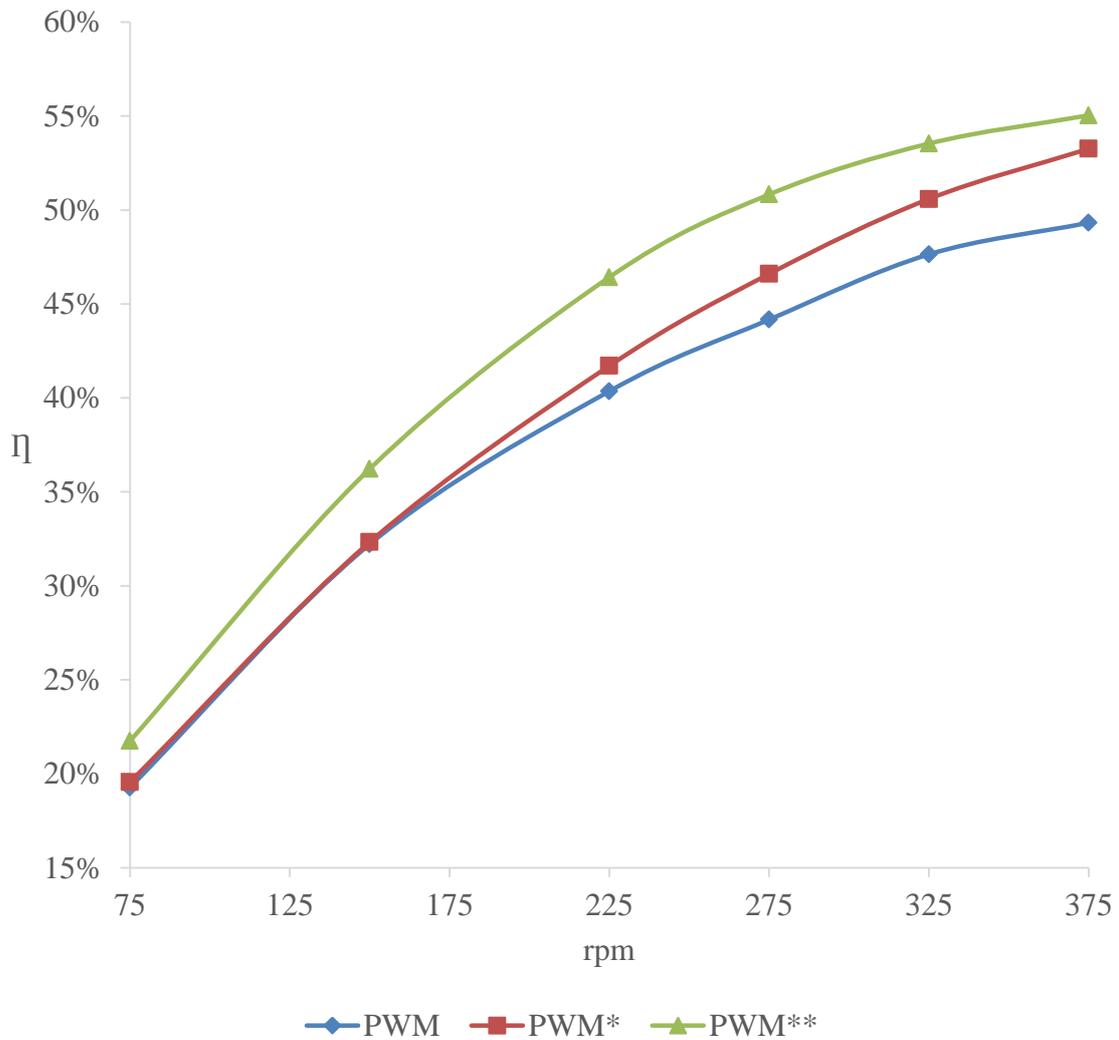


圖 6.2-5: 比較三個角度控制策略之效率

## 6.3 脈波寬度電流控制實驗

### 6.3.1 對稱 PWM 與濾波器對稱 PWM 之比較

本實驗目的主要為比較濾波器對於電流補償所造成的現象。由圖 6.3-1 所示為兩個演算法的兩相電流波形，而效率的比較如圖 6.3-2 所示，FPWM 在 375 rpm 以下的效率都高於 PWM。因此可以推說 FPWM 在電流追蹤誤差控制的能力比 PWM 較佳且反應在效率上。

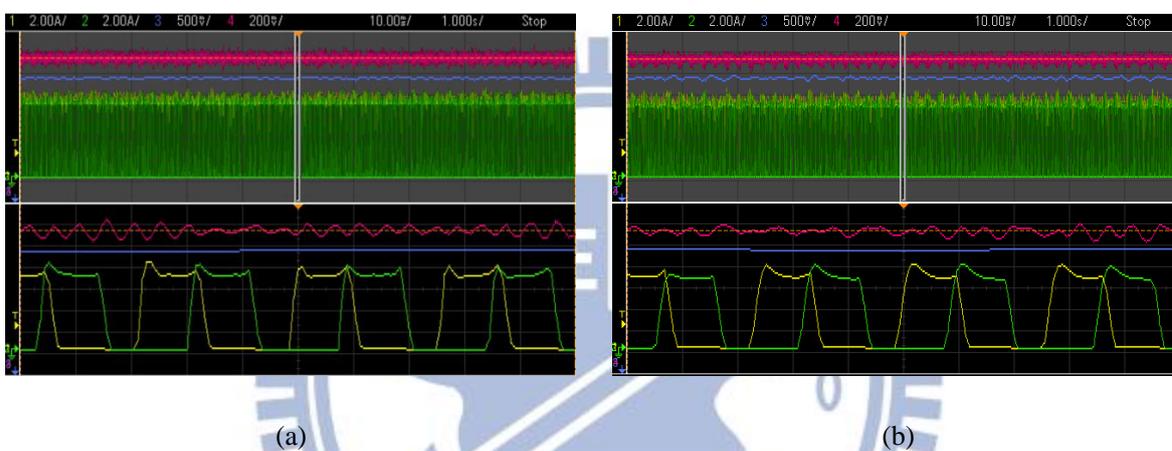


圖 6.3-1: 兩相電流重疊比較圖。(a) PWM (b) FPWM

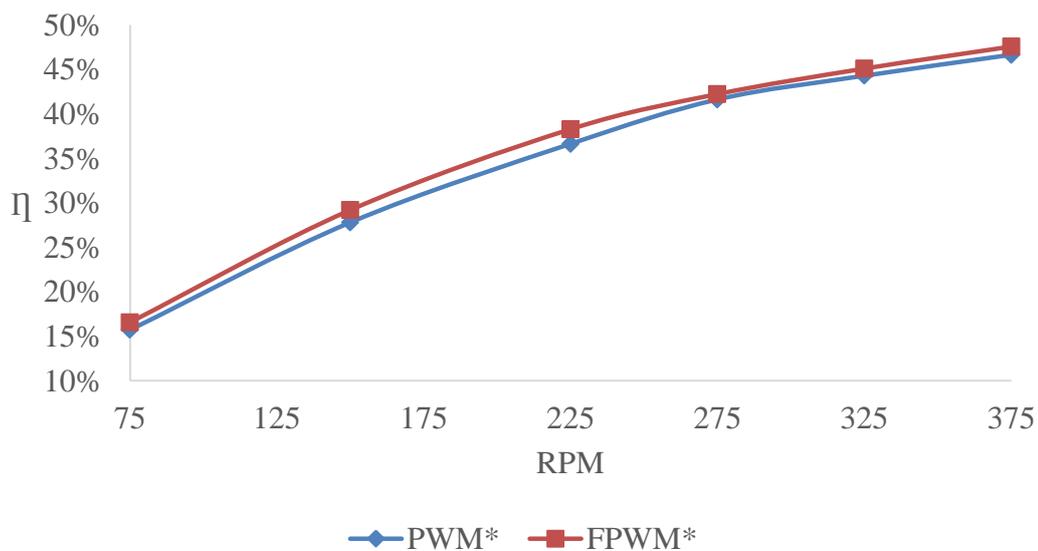


圖 6.3-2: 中間對稱 PWM 與濾波器 PWM 效率比較

### 6.3.2 對稱 PWM 與非對稱 PWM 之比較

本實驗主要討論非對稱對於誤差的補償效果，此實驗比較的項目包含了 PWM ( $f_c = 8 \text{ kHz}$ )、PWM4k ( $f_c = 4 \text{ kHz}$ ) 與 APWM ( $f_c = 8 \text{ kHz}$ )，比較的項目如下：

- (i) PWM 與 APWM 的比較：由 4.2 章節得知 APWM 在相同取樣頻率下，其切換頻率為 PWM 的一半，如圖 6.3-4 所示 APWM 的切換次數為 PWM 的一半。因此，其功率開關表面的溫度也將會低於 PWM 如圖 6.3-3 所示。
- (ii) PWM4k 與 APWM：主要的目的是讓兩者的切換頻率相近，此時 APWM 的更新速率應該是 PWM4k 的兩倍，因此可以推說 APWM 對於電流誤差的補償較 PWM4k 來得好。如表 6.3-1 所示，非對稱脈波寬度調變的效率都高於其他兩個演算法。

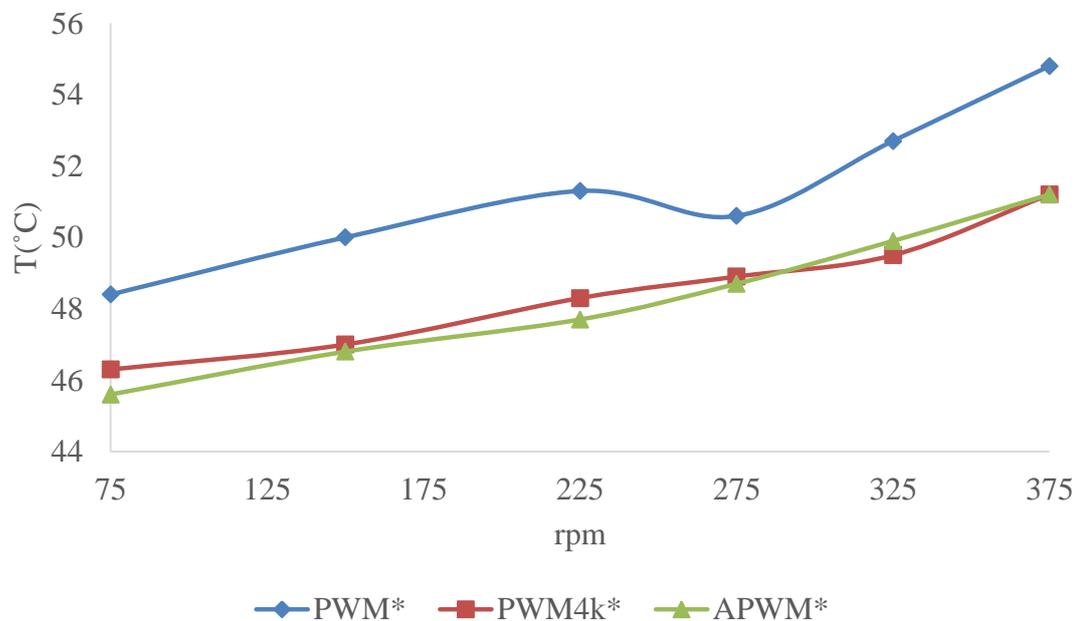


圖 6.3-3: 中間對稱 PWM 與中間非對稱 PWM 功率開關表面溫度比較



圖 6.3-4: 中間對稱 PWM 與中間非對稱 PWM 切換次數比較

表 6.3-1: 中間對稱 PWM 與中間非對稱 PWM 效率比較

Close Loop Mode		Efficiency (%)		
Methods		PWM*	PWM4k*	APWM*
Speed (rpm)	75	15.73%	15.50%	16.28%
	150	27.81%	27.48%	28.19%
	225	36.65%	36.44%	36.92%
	275	41.64%	41.82%	42.10%
	325	44.30%	44.84%	45.07%
	375	44.65%	47.03%	47.12%

### 6.3.3 MRFPWM 相較於其他控制策略的效能比較

#### 6.3.3.1 穩態速度漣波與轉矩漣波實驗

這項實驗基於閉迴路模式，將添加了速度的回授而形成最終完整的控制架構。本實驗針對 8 kHz 取樣頻率分別對不同轉速的穩態速度漣波進行均方差值誤差進行分析。將示波器記錄的取樣頻率設定為 768 Hz，而記錄時間為 10 秒，因此共有約 7500 筆資料，這些調變方式皆經過 PI 控制器的適當調校。

根據所測量的速度數據可以推算出其均方差值 (Mean Square Error, MSE)，藉此作為速度誤差之標準，其函數定義如下式所示：

$$MSE(x_{ref}) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (x_{ref} - x_i)^2 \quad (6-1)$$

其中，

$x_{ref}$ ：參考速度 (rpm)

$x_i$ ：由馬達編碼器在固定時間間隔所計算出的速度 (rpm)

$n$ ：樣本數目則其百分比可表示為  $\frac{MSE(x_{ref})}{x_{ref}} \times 100\%$ ，由此可整理得到下表：

表 6.3-2: 所有控制策略於閉迴路之速度誤差比較表

Close Loop Mode		$\frac{MSE(x_{ref})}{x_{ref}} \times 100 (\%)$					
Methods		PWM	PWM*	FPWM*	PWM4k*	APWM*	MRFPWM
Speed (rpm)	75	2.5802%	3.0901%	1.9003%	1.95%	2.9313%	2.2504%
	150	0.4355%	0.7737%	0.736%	0.607%	0.7669%	1.1654%
	225	0.3794%	0.2788%	0.281%	0.3822%	0.2644%	0.3666%
	275	0.2651%	0.1526%	0.3639%	0.3758%	0.1686%	0.4773%
	325	0.5275%	0.4543%	0.7527%	0.1875%	0.3062%	0.5112%
	375	0.357%	0.2023%	0.4103%	0.4087%	0.2172%	0.2172%

本論文針對改善其馬達效率，並無提出任何方法降低轉矩漣波。由圖 6.3-6 所示，可以看出轉矩漣波在不同的控制策略下差異不大，下式為轉矩漣波的計算公式。

$$k_{rip} = \frac{T_{max} - T_{min}}{T_{avg}} \quad (6-2)$$

總結如圖 6.3-5 可看出，MRFPWM 在開迴路以及閉迴路皆與其他演算法的速度響應效果差異大，因此可考慮為在相同速度響應與相同轉矩漣波的條件下，進行切換次數的比較。

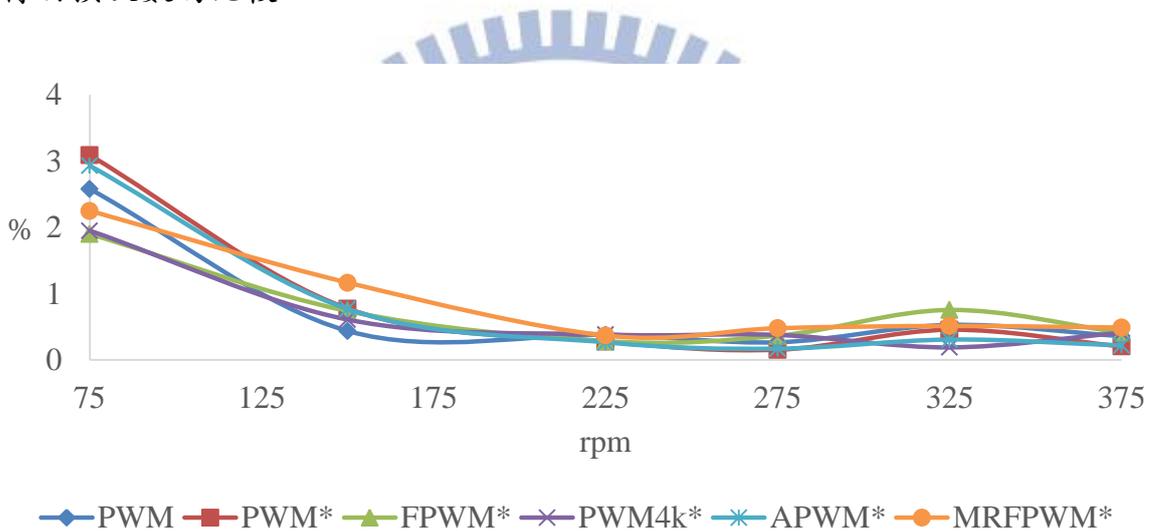


圖 6.3-5: 綜合所有控制電流策略之速度誤差

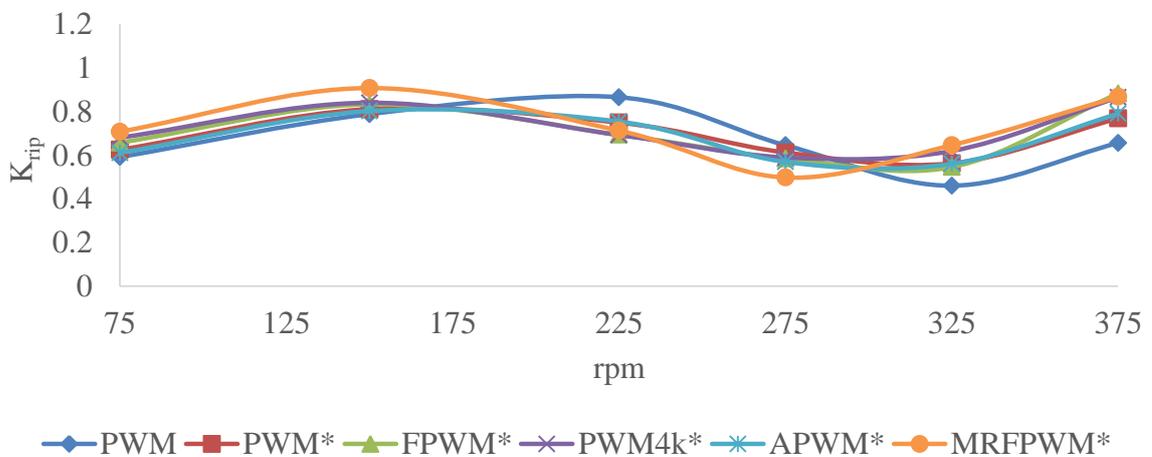


圖 6.3-6: 綜合所有控制電流策略之轉矩漣波

### 6.3.3.2 切換次數實驗

在切換式磁阻馬達的控制中，採用柔切換如圖 2.3-6 (c) 所示，因此 PWM 只控制上臂開關，而下臂開關則採用一般輸出。切換次數的計算方式是以每秒三顆功率電晶體的開關轉換次數作為基準，分別對不同速度以及不同的控制策略進行實驗，實驗數據是針對每一秒的切換次數做累積，並以一分鐘記錄取平均而得到的，比較結果如表 6.3-3 所示。

由觀察可知，PWM、PWM\* 與 FPWM\* 的切換次數受限於取樣頻率，頻率愈高運算所需的切換次數也愈多，而對於 APWM\* 與 MRFPWM\* 而言則有能力減少切換次數。由於切換式磁阻馬達的控制為一個脈波式不連續的 PWM，而其中角度控制的差異也能讓切換次數產生變化。如表 6.3-3 中，PWM 為沒有加入最佳化角度的控制策略，由此可以看出其切換次數是所有控制策略當中最高的。而 MRFPWM 在相同速度誤差與相同轉矩漣波之情況下，相較於 PWM\* 在每個實驗的速度下，都具有減少切換次數達到大約 50% 的效果。如圖 6.3-7 或是表 6.3-3 所示，可以看出 MRFPWM 與其他控制策略在不同速度之切換次數關係圖。

表 6.3-3: 所有控制策略於閉迴路之切換次數比較表

Close Loop Mode		Number of Switching per second					
Methods		PWM	PWM*	FPWM*	PWM4k*	APWM*	MRFPWM
Speed (rpm)	75	10215	10089	9946	5181	5017	4975
	150	10202	9978	9808	5149	4955	4896
	225	10531	10003	9833	5210	4974	4919
	275	10658	9976	10181	5217	4940	5065
	325	10939	9892	10562	5205	4919	5292
	375	10903	9699	10364	5134	4832	5213

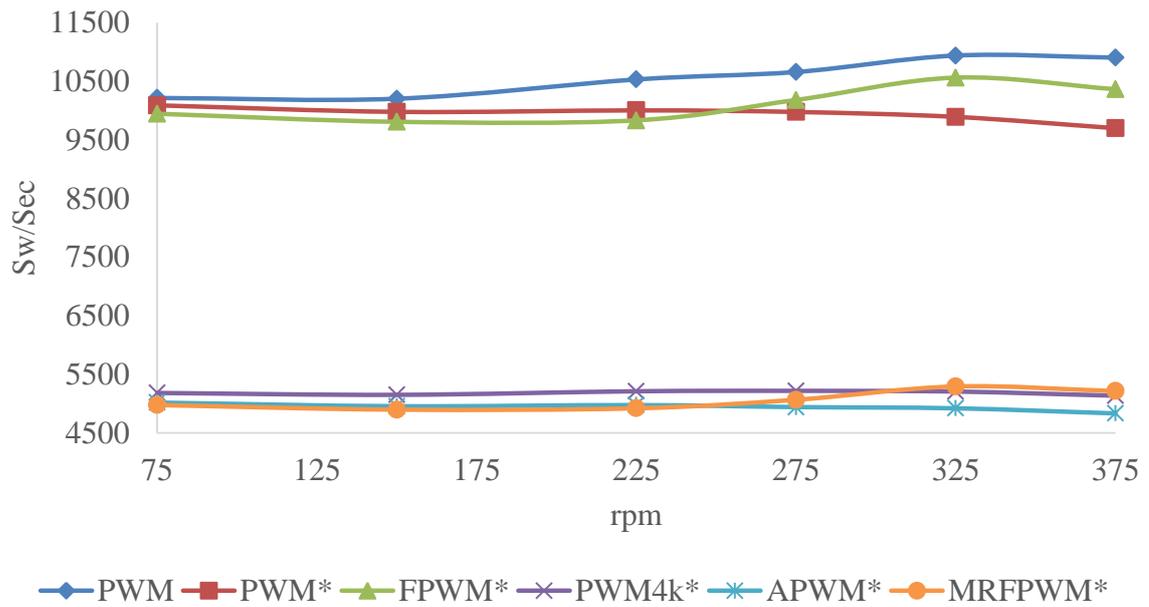


圖 6.3-7: 綜合所有控制電流策略之切換次數比較圖

表 6.3-4 功率開關表面之末溫

Close Loop Mode		Temperature of MOSFET (°C)					
Methods		PWM	PWM*	FPWM*	PWM4k*	APWM*	MRFPWM
Speed (rpm)	75	48.8	48.4	47	46.3	45.6	44.5
	150	49	50	48.7	47	46.8	45.3
	225	50.9	51.3	49.7	48.3	47.7	46.7
	275	52.5	50.6	49.7	48.9	48.7	47.8
	325	56.1	52.7	53.4	49.5	49.9	50.7
	375	56.9	54.8	54	51.2	51.2	51.4

### 6.3.3.3 效率實驗

效率為最終且最有價值的指標，本論文最主要就是改善切換式磁阻馬達的效率問題。最終的效率可以由總功率輸出，也就是馬達的功率與總輸入功率的比值，可以表示為式 (6-3)。分析整體效率的影響可以由輸入功率經由非對稱轉換控制器開始，會有其轉換的效率，其中包含了功率開關的損失 (切換損與導通損)；接下來是馬達能量的轉換，因其磁交鏈在低電流時可以利用線性的能量轉換分析，因此在馬達轉換能量是非常低的，而馬達的銅損與鐵損也是考量的因素；最後就是其他機械損失，其包含了連軸器之間的摩擦力等。

因此，最直接的效率計算就是採用輸入功率與馬達最終輸出的功率，過程中所造成的損失一概不考慮。由圖 6.3-8 所示，可以看出本論文提出的 MRFPWM 對於其他控制策略在每個轉速下效率都是最高的，其詳細效率的數值表示在表 6.3-5。

$$\eta = \frac{T_e \omega_m}{P_{dc.bus}} \quad (6-3)$$

表 6.3-5: 所有控制策略於閉迴路之效率比較表

Close Loop Mode		Efficiency (%)					
Methods		PWM	PWM*	FPWM*	PWM4k*	APWM*	MRFPWM
Speed (rpm)	75	15.57%	15.73%	16.58%	15.5%	16.28%	16.83%
	150	26.98%	27.81%	29.2%	27.48%	28.19%	29.55%
	225	35.17%	36.65%	38.3%	36.44%	36.92%	38.7%
	275	38.03%	41.64%	42.23%	41.82%	42.1%	43.3%
	325	40.87%	44.3%	42.1%	44.84%	45.07%	45.78%
	375	42.1%	46.65%	47.58%	47.03%	47.12%	49.4%

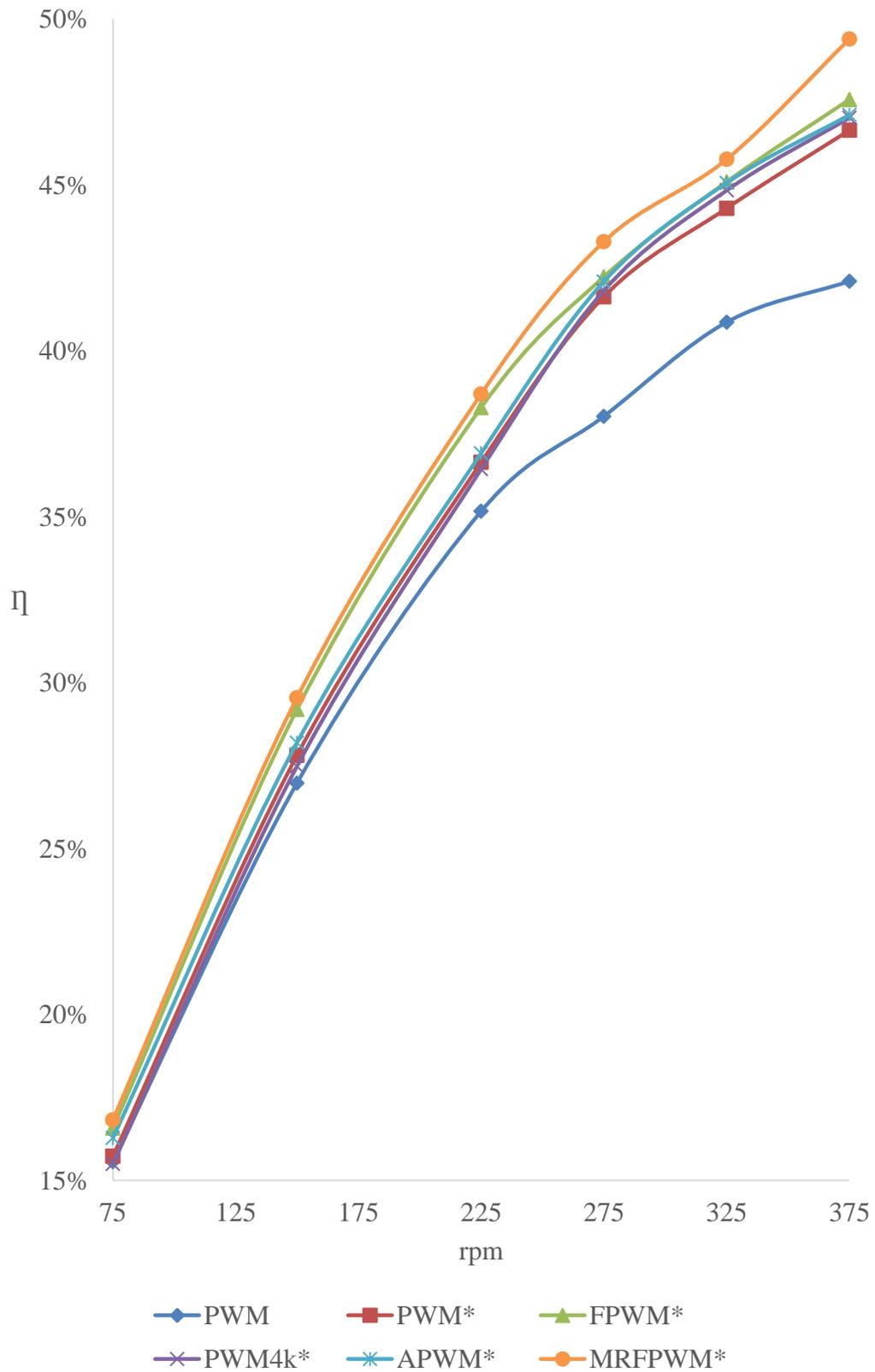


圖 6.3-8: 綜合所有控制電流策略之效率圖

## 第七章 結論

本論文提出以多率濾波器脈波寬度調變 (MRFPWM) 策略，採用了濾波器誤差補償相電流的效果，所提之方法對於理想電流與實際電流的差異，可有效地降低量化誤差，此方法也能夠改善在有限脈波寬度的解析度，讓電流的追蹤誤差 (Tracking error) 降低。因考慮固定頻率對稱式取樣的更新速率有限，本方法加入了非對稱取樣的機制，此機制能夠提高一倍的解析度或是在相同的解析度下可以讓功率開關的切換次數減少一倍。

市面上，能夠達到高效率的馬達不外乎永磁同步馬達，其效率甚至能夠達到 95% 以上。由於其材料使用稀土製造而且價格昂貴，所以本論文選用切換式磁阻馬達，其具有低成本低、結構簡單與容易控制等優點。基於切換式磁阻馬達在結構上只靠磁阻力旋轉而沒有磁鐵產生的力，所以提高效率必須增加轉子與定子的極數，這樣又會使得成本增加。因此本論文提出了 MRFPWM 之電流控制策略，其能有效地改善傳統上使用的 PWM 在電流誤差補償的效果，使其效率提升。

爲了驗證本方法相較於其他方法的差異性，本論文架設整個實驗平臺包含了 Renesas 微控制器、三相非對稱半橋轉換器、三相切換式磁阻馬達、量測設備與負載等儀器。在定功率且不同轉速的實驗設計下，對於所有的電流控制策略的效能驗證，因考慮到所有電流控制策略的公平性，將所有演算法的轉速漣波與轉矩漣波在相同的條件下進行比較，且量測其累積 10 分鐘的功率以消除一些暫態所造成的誤差。由切換次數的實驗結果顯示出 MRFPWM 可以讓功率開關的切換次數節省一半並能夠讓降低功率開關的表面溫度，相較於 PWM 功率開關的表面溫度，它最高節省了 10.4%，換言之其切換損比較低。因此，使用 MRFPWM 電流控制策略可以減低開關散熱片的需求，即減少系統成本與體積，又能減少能量消耗與延長開關使用壽命。從效率的角度來看，在所有實驗當中 MRFPWM 相較其他演算法其效率最高，MRFPWM 的效率最高能夠提升 2.75%。

## 参考文献

- [1] R. Krishnan, *Switched Reluctance Motor Drives: Modeling, Simulation, Analysis, Design, and Applications*. Virginia: CRC Press, 2001.
- [2] T.J.E Miller, *Electronic Control of Switched Reluctance Machines*. Newnes, 2001.
- [3] De Doncker Rik, Pulle Duco W.J., and Veltman André, *Advance Electrical: Analysis, Modeling, Control*. Springer, 2011.
- [4] M. Takeno, A Chiba, N. Hoshi, S. Ogasawara, M. Takemoto, and M. A Rahman, “Test Results and Torque Improvement of the 50-kW Switched Reluctance Motor Designed for Hybrid Electric Vehicles,” *IEEE Trans. on Industrial Application* vol. 48, no. 4, pp. 1327-1334, Jul. 2012
- [5] “DOE, Buildings Energy Data Book, Table 3.1.5,” <http://buildingsdatabook.eren.doe.gov/ChapterIntro3.aspx/>, Mar. 2012.
- [6] J.C. Compter, *Single Phase Reluctance Motor*, U.S. Patent No. 4 616 165, Oct. 7, 1986.
- [7] G.E. Horst, *Shifted Pole Single Phase Variable Reluctance Motor*, U.S. Patent No. 5 294 856, Mar. 15, 1994.
- [8] B.D. Bedord, *Compatible Brushless Reluctance Motors and Controlled Switch Circuits*, U.S. Patent No. 3 679 953, Jul. 25, 1972.
- [9] R.M. Davis and R.J. Blake, “Inverter drive for switched reluctance motor circuits and component ratings,” *IEE Proc. on Electric Power Applications*, vol. 128, no. 2, pp. 126-136, Mar. 1981.
- [10] C. Pollock and B.W. Williams, “A unipolar converter for a switched reluctance motor,” *IEEE Trans. on Industry Application*, vol. 26, no. 2, pp. 222-228, Mar. 1990.

- [11] T.J.E Miller, A.B. Plunkett, and R.L. Steigerwald, *Regenerative Unipolar Converter for Switched Reluctance Motors Using One Switching Device per Phase*, U.S. Patent No. 4 684 867, Aug. 4, 1987.
- [12] R.Krishnan and P.N. Materu, "Design of a single-switch-per-phase converter for switched reluctance motor drives," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 37, no. 6, pp. 469-476, Dec. 1990.
- [13] S.Vnkosavic and V.R. Stefanovic, "SRM inverter topologies: a comparative evaluation," *IEEE Trans. on Industry Application*, vol. 27, no. 6, pp. 1034-1047, Nov. 1991.
- [14] J.W. Ahn, J. Liang, and D.H. Lee, "Classification and Analysis of Switched Reluctance Converters," *Journal of Electrical Engineering & Technology on Power Electronics*, vol. 5, no. 4, pp. 571-579, 2012.
- [15] D.H. Lee, J. Liang, Z.G. Lee, and J.W. Ahn, "A simple nonlinear logical torque sharing function for low torque ripple SR drive," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 8, pp. 3021-3028, Aug. 2009.
- [16] P. Kjaer, P. Nielsen, L. Andersen, F. Blaabjerg: "A New Energy Optimizing Control Strategy for Switched Reluctance Motors," *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol. 31, No. 5, pp. 1088-1095, Sep. 1995.
- [17] C. Mademlis and I. Kioskeridis, "Performance optimization in switched reluctance motor drives with online commutation angle control," *IEEE Trans. on Energy Convers*, vol. 18, no. 3, pp. 448-457, Sep. 2003.
- [18] I. Kioskeridis and C. Mademlis, "Maximum efficiency in single-pulse controlled switched reluctance motor drives," *IEEE Trans. on Energy Convers*, vol. 20, no. 4, pp. 809-817, Dec. 2005.
- [19] M. Kazimierkowski, L. Malesani, "Current Control Techniques for Three- Phase Voltage-Source Converters: A Survey," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 45, no. 5, Oct. 1998

- [20] D.H. Jang, G.H. Choe, and M. Ehsami, "Asymmetrical PWM technique with harmonic elimination and power factor control in AC choppers," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 10, no. 2, pp.175-184, Mar. 1995.
- [21] K.Y. Chen and J.S. Hu, "A Filtered SVPWM for Multiphase Voltage Source Inverters Considering Finite Pulse-Width Resolution," *IEEE Trans. on Power Electron*, vol. 27, no. 7, pp. 3107–3118, Jul. 2012.
- [22] I. Husain and M. Ehsani, "Torque ripple minimisation in switched reluctance motor drives by PWM current control," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 11, no. 1, pp. 83–88, Jan. 1996.
- [23] J. M. Stephenson, A. Hughes, and R. Mann, "Torque ripple minimization in a switched reluctance motor by optimum harmonic current injection," *IEE Proc. on Electric Power Applications*, vol. 148, no. 4, pp. 322–328, Jul. 2001
- [24] J.W. Ahn, S.G. Oh, J.W. Moon, and Y.M. Hwang, "A three-phase switched reluctance motor with two-phase excitation," *IEEE Trans. on Industrial Applications*, vol. 35, no. 5, pp. 1067–1075, Sep. 1999.
- [25] X. Liu, Z.Q. Zhu, M. Hasegawa, A. Pride, R. Deohar, T. Maruyama, and Z. Chen, "Performance comparison between unipolar and bipolar excitations in switched reluctance machine with sinusoidal and rectangular waveforms," *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2011 IEEE*, pp. 1590-1595, Sep. 2011.
- [26] P.P. Acarnley, R.J. Hill, and C.W. Hooper, "Detection of rotor position in stepping and switched motors by monitoring of current waveforms," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 32, no. 3, pp. 215-222, 1985.
- [27] T.H. Liu, "Research on Machine Design, Drive, Control Improvement and Advanced Technology Development for Switched Reluctance Motors – The Main Project," National Science Council subject to research of project , NSC95-2221-E-011-190, Jul. 2007.

- [28] A. Brosse, G. Henneberger, M. Schniedermeier, R.D. Lorenz, and N. Nagel, "Sensorless control of a SRM at low speeds and standstill based on signal power evaluation," *Conference of IEEE on Industrial Application*, vol. 3, pp. 1538-1543, Oct. 1998.
- [29] M.T. Chang, "SRM Commutation Position Estimation with Wide Operating Speed Range," Master thesis, Univ. of National Cheng Kung, E.E. Dept., Taiwan, 2002.
- [30] S.W. Zhao, N.C. Cheung, W.C. Gan, and Z.G. Sun "A novel flux linkage measurement method for linear switched reluctance motors," *IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement*, vol. 58, no. 10, pp. 3569-3575, Oct. 2009.
- [31] C. S. Dragu, R. Belmans, "Measurement of magnetic characteristics of switched reluctance motors," *IEEE 10th Conf. on Power Electronic Application*, Apr. 2003.
- [32] C. Zhang and H. Kong, "A new Measuring Method of Flux Linkage of SRM," *International Journal of Information Technology and Computer Science(IJITCS)*, vol.3, no.1, pp.47-53, Feb. 2011.
- [33] A. Cheok, "DSP-Based Automated Error-Reducing Flux-Linkage-Measurement Method for Switched Reluctance Motors," *IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement*, vol. 56, no. 6, pp.2245-2253, Dec. 2007
- [34] W.F. Ray and R.M. Davis, "Inverter Drive for Doubly Salient Reluctance Motor: Its Fundamental Behaviour, Linear Analysis and Cost Implications," *IEE Journal on Electric Power Applications*, vol. 2, no. 6, pp. 185-193, Dec. 1979.
- [35] Y.H. Lee, *Asymmetric PWM signal generator, method thereof, and data processing apparatus including the same*, U.S. Patent No. 7 782 238, Aug. 24, 2010.
- [36] Renesas Electronics Corporation, "Renesas Single-Chip Microcomputer SH2 Family User's Manual," *Renesas Starter Kit for SH2/7137*, Apr. 2010.