

國立臺灣大學工學院機械工程學研究所



碩士論文

Department of Mechanical Engineering

College of Engineering

National Taiwan University

Master Thesis

應用電磁與熱傳模擬於電動車感應馬達改良設計

An Improved Design of Induction Motor for EV
with Electromagnetic and Thermal Simulation

楊 傑

Chieh Yang

指導教授：鄭榮和 博士

Advisor: Jung-Ho Cheng, Ph.D.

中華民國 105 年 7 月

July, 2016

誌謝



該論文得以完成，首先要感謝指導教授鄭榮和老師的細心指導，不僅在專業領域上用心教導，也提供許多實作與觀摩學習的機會，讓我可以累積實務經驗。感謝口試委員：李綱教授、呂百修博士，在口試過程中，給予我在研究上十分寶貴的意見，使我的論文更加完整且合理。感謝華擎公司提供馬達的資料與測試數據，使我的研究能順利展開，也得以完成模型驗證。

在碩士這兩年的生涯中，要感謝實驗室的學長姊：建宏、凱萍、政翰、必陞、玟翰、英廷、元翔，在研究與課業上給予的經驗分享與建議，帶領我能夠深入該研究領域，具備有全面性的了解與知識儲備。感謝同期的夥伴：允中、柏玢、昱豪、則霖，這段時間的陪伴與幫助，一同經歷修課、團隊專題實作與公司實習等需要互相合作的時光。感謝建霖、楊康、景曉、丞祐、哲緯、松霖，在做研究與撰寫論文的繁忙期間，能夠分擔實驗室的事務，也一同完成各階段的研究計畫。感謝陳明彥博士在馬達相關測試與研究計畫上的協助。

最後感謝我的家人、女朋友與關心我的朋友，因為你們對我的支持與鼓勵，讓我能全心投入課業與研究，成功結束最後的學生生涯，拿到進入工程師職場的入場券。

楊傑



摘要

本研究以改良電動車感應馬達的連續工作能力作為研究主軸，並同時以減少發熱量和增加散熱能力兩個方法進行。減少發熱量的方法是以磁路改良來提高效率，在不更動馬達大多數幾何尺寸下，依序改變繞線節距、定子、轉子槽形的參數進行效率分析，找到效率最佳的參數值作為磁路改良設計方案。增加散熱能力的方法則是先以熱路模型軟體建立熱傳模型來討論馬達散熱的改良方向，之後針對冷卻水與內部空氣的流場進行分析與改良設計，比較哪種水道有較好的散熱能力，並為內部空氣設計新的散熱途徑，將空氣的熱量能夠直接傳至水套。最後要將磁路與散熱的改良設計結合，並加入會因溫度變化的電阻值來分析效率，得到馬達在連續工作三十分鐘後的溫升大小與平均效率，由此找出馬達在多大的功率下能連續工作三十分鐘，證明改良後的馬達連續工作能力確有提升。

關鍵字：感應馬達、電動車、磁路、散熱、馬達設計



ABSTRACT

The purpose of this study is to improve the continuous operation ability of induction motor for electric vehicle. To achieve this, we tried reducing heat sources and increasing heat dissipation at the same time. To reduce heat sources without changing most of the geometry of the motor, the magnetic circuit was optimized to increase efficiency. We adjusted the parameters of winding pitch, stator and rotor slot shapes sequentially and find out the combination of parameter values with the highest efficiency as a magnetic circuit optimization solution. To increase the heat dissipation, we used a lumped-circuit thermal model software to create a heat transfer model of the motor to investigate the strategies to improve motor cooling. One the one hand, we improved the design for the flow fields of cooling water to figure out the water channel form with better cooling ability. On the other hand, we designed a new cooling path for internal air that can directly transfer heat from air to the water jacket. Finally, we integrated the design with the optimized magnetic circuit and motor cooling and analyzed efficiency in consideration of temperature-dependent resistance. We obtained the temperature rise and the average efficiency of the motor operating for 30 minutes continuously. Thus, we found out the maximal power with which the motor can operate continuously for 30 minutes. To conclude, the continuous operation ability of the improved motor design was indeed promoted.

Keyword: induction motor, electric vehicle, magnetic circuit, cooling, electric vehicle, motor design

目錄



摘要.....	I
ABSTRACT	II
目錄.....	III
圖目錄.....	V
表目錄.....	VIII
第一章 緒論.....	1
1.1 研究動機.....	1
1.2 論文架構.....	3
1.3 研究工具介紹.....	4
第二章 理論背景與文獻回顧.....	5
2.1 感應馬達.....	5
2.1.1 基本構造.....	6
2.1.2 動力特性.....	8
2.1.3 等效電路.....	11
2.1.4 損失與效率.....	12
2.2 馬達散熱.....	17
2.2.1 溫升.....	18
2.2.2 熱傳遞方式.....	19
2.3 文獻回顧.....	21
2.3.1 馬達磁路設計.....	22
2.3.2 馬達散熱分析.....	24
2.3.3 馬達電磁熱之相互影響.....	27
2.3.4 小結.....	28
第三章 馬達磁路分析與改良.....	29
3.1 RMXprt 特性分析.....	31
3.1.1 模型建立.....	31
3.1.2 輸出性能分析.....	33
3.1.3 電路與磁路參數分析.....	34
3.2 MAXWELL 2D 性能分析.....	37
3.2.1 模型建立.....	37
3.2.2 轉矩與損失分析.....	41



3.2.3	磁路分佈分析	46
3.2.4	磁路分析小結	50
3.3	磁路改良	51
3.3.1	繞線節距比較	51
3.3.2	定子槽形改良	54
3.3.3	轉子槽形改良	57
3.3.4	轉子內徑比較	59
3.4	磁路改良成果	61
第四章 熱傳分析與散熱改良		62
4.1	馬達熱傳模型建立	63
4.2	散熱增強方式探討	68
4.2.1	熱傳導	68
4.2.2	熱對流	70
4.2.3	熱輻射	72
4.2.4	散熱增強方式分析小結	73
4.3	流場分析與改良	74
4.3.1	流場模型前處理	75
4.3.2	水套散熱分析與比較	77
4.3.3	內部空氣流場分析與改良	82
4.4	散熱改良成果	87
4.5	內部空氣流場改良之風扇長度參數分析	88
第五章 馬達連續工作性能分析		90
5.1	效率與溫升關係	90
5.1.1	分析方法建立	90
5.1.2	馬達原型與改良設計效率比較	91
5.2	馬達連續工作功率分析	92
第六章：結論與未來方向		93
6.1	研究成果	93
6.2	未來趨勢與改進方向	94
參考文獻		95



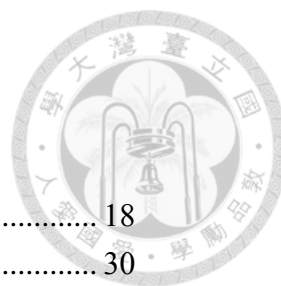
圖目錄

圖 1-1 汽油車與電動車能源效率比較[1].....	1
圖 1-2 研究流程.....	3
圖 2-1 感應馬達構造[2].....	6
圖 2-2 鐵心構造[2].....	6
圖 2-3 轉子鼠籠結構[2].....	7
圖 2-4 定壓定頻驅動轉矩轉速曲線[3].....	8
圖 2-5 理想變壓變頻驅動轉矩轉速曲線.....	9
圖 2-6 感應馬達等效電路示意圖[2].....	11
圖 2-7 導體集膚深度對頻率變化[3].....	12
圖 2-8 矽鋼片磁化曲線[3].....	13
圖 2-9 矽鋼片的渦電流[3].....	14
圖 2-10 20A/m 下的磁通密度-距切緣距離關係[4].....	14
圖 2-11 兩圓筒間的泰勒渦流[3].....	15
圖 2-12 典型感應馬達損失比例及與負載之關係[7].....	16
圖 2-13 驅動馬達性能提升趨勢[10].....	21
圖 2-14 馬達磁路設計影響因素[17].....	22
圖 2-15 開放與封閉轉子槽對性能影響[21].....	23
圖 2-16 馬達端部區域流場分析[24].....	24
圖 2-17 具外部風扇與內部風扇之馬達[28].....	25
圖 2-18 矽鋼片熱傳導係數量測裝置[29].....	26
圖 2-19 繞組截面等效熱傳導係數與佔槽率關係[30].....	26
圖 2-20 馬達銅損與溫度關係[31].....	27
圖 2-21 矽鋼片 B-H 曲線與溫度關係[32].....	27
圖 3-1 馬達原型磁路分析流程.....	29
圖 3-2 馬達原型實測之定電流輸出性能曲線.....	30
圖 3-3 馬達原型實測之效率.....	30
圖 3-4 RMxpirt 定轉子槽形模板.....	31
圖 3-5 RMxpirt 定轉子形狀與繞線圖示.....	32
圖 3-6 矽鋼片 35H250 B-H 曲線.....	32
圖 3-7 馬達原型 RMxpirt 得到之定電流輸出性能曲線.....	33
圖 3-8 馬達原型 RMxpirt 得到之電流與轉矩關係.....	33
圖 3-9 馬達原型鐵損電阻與轉速、轉矩關係.....	34
圖 3-10 馬達原型磁化電感與轉速、轉矩關係.....	35
圖 3-11 馬達原型定轉子漏磁電感與轉速、轉矩關係.....	35
圖 3-12 馬達原型電流 525A 下磁通密度與轉速關係.....	36

圖 3-13 馬達原型定子齒部磁通密度與電流關係.....	36
圖 3-14 馬達原型 Maxwell 2D 模型.....	37
圖 3-15 實際繞線與 Maxwell 2D 馬達繞線模型.....	38
圖 3-16 Maxwell 2D 轉矩對時間分析結果.....	38
圖 3-17 不同時間步長下的轉矩分析結果.....	39
圖 3-18 未修正模型之轉矩與電流及滑差率關係.....	40
圖 3-19 修正轉子電阻後的轉矩與電流及滑差率關係.....	40
圖 3-20 馬達原型轉矩模擬結果與實驗值比較.....	41
圖 3-21 馬達原型效率模擬結果與實驗值比較.....	42
圖 3-22 馬達原型定轉速下轉矩與電流關係分析.....	42
圖 3-23 馬達原型定轉速下效率與電流關係分析.....	43
圖 3-24 馬達原型最大輸出下損失與轉速關係.....	44
圖 3-25 不同轉速下的轉子電流密度分布.....	44
圖 3-26 馬達原型最大輸出下鐵損與轉速關係.....	45
圖 3-27 馬達原型磁通密度與磁力線分布圖.....	46
圖 3-28 漏磁現象.....	46
圖 3-29 馬達原型磁通密度分布.....	47
圖 3-30 馬達原型磁力線分布.....	48
圖 3-31 馬達原型磁場強度分布.....	49
圖 3-32 繞組感應電動勢向量圖.....	51
圖 3-33 三相四極 48 槽分佈繞不同節距之繞組因數.....	52
圖 3-34 不同節距的轉矩與電流關係.....	53
圖 3-35 不同節距的效率與功率關係.....	53
圖 3-36 定子齒寬對效率影響.....	55
圖 3-37 定子齒寬對磁路影響(4000rpm, 90Nm).....	55
圖 3-38 定子槽深對效率影響.....	56
圖 3-39 定子槽深對磁路影響(4000rpm, 225Nm).....	56
圖 3-40 轉子槽深對效率影響.....	57
圖 3-41 轉子槽深對磁路影響(8000rpm, 180Nm).....	58
圖 3-42 轉子齒寬對效率影響.....	58
圖 3-43 轉子齒寬對磁路影響(4000rpm, 225Nm).....	59
圖 3-44 兩種轉子通風孔示意圖.....	59
圖 3-45 轉子內徑對效率影響.....	60
圖 3-46 轉子內徑對磁路影響(8000rpm, 180Nm).....	60
圖 3-47 磁路改良前後之效率變化.....	61
圖 3-48 磁路改良前後之定轉子槽形.....	61
圖 4-1 熱傳分析使用之 8000rpm 下輸出功率與損失值關係.....	62
圖 4-2 馬達原型 Motor-CAD 熱傳幾何模型.....	63

圖 4-3 馬達原型 Motor-CAD 繞線模型.....	64
圖 4-4 馬達原型初版熱傳模型暫態溫升分析結果.....	65
圖 4-5 馬達原型修正後熱傳模型暫態溫升分析結果.....	66
圖 4-6 馬達原型連續工作時間模擬結果.....	66
圖 4-7 馬達原型在 8000rpm、50kW 工作 1200 秒後溫度分佈	67
圖 4-8 馬達原型熱阻網路.....	67
圖 4-9 增加浸漬漆等效熱傳導係數對暫態溫升影響.....	69
圖 4-10 減少定子鐵心與殼體介面等效氣隙對暫態溫升影響.....	69
圖 4-11 增加內部空氣風速對暫態溫升影響.....	70
圖 4-12 改變水流量與熱對流係數對暫態溫升影響.....	71
圖 4-13 增加發射率對暫態溫升影響.....	72
圖 4-14 馬達原型簡化前後的截面.....	75
圖 4-15 馬達原型的水套與內部空氣.....	76
圖 4-16 水套網格與邊界條件.....	77
圖 4-17 馬達原型水套流場分佈圖.....	78
圖 4-18 馬達原型水套壓損與流量關係.....	79
圖 4-19 兩種類型之八種不同流道.....	79
圖 4-20 軸向型流道流線與流速比較.....	81
圖 4-21 環繞型流道溫度比較.....	81
圖 4-22 環繞七圈水套流場分佈圖.....	81
圖 4-23 內部空氣水套網格與邊界條件.....	82
圖 4-24 馬達原型前蓋內部空氣流場分佈圖.....	83
圖 4-25 風道與風扇之設計.....	84
圖 4-26 加風道與風扇之內部空氣流場邊界條件設定.....	84
圖 4-27 內部空氣流道改良設計之流場分佈圖.....	86
圖 4-28 內部空氣流道改良對暫態溫升影響.....	87
圖 4-29 應用所有散熱改良可能方式之馬達的連續工作時間.....	87
圖 4-30 風扇長度參數值對暫態溫升影響.....	89
圖 4-31 不同風扇長度參數值下內部空氣流道溫度分佈圖.....	89
圖 4-32 風扇前後高 10.0、18.0mm 之空氣流場速度(m/s)分佈	89
圖 5-1 馬達效率與溫度關係建立步驟.....	90
圖 5-2 馬達在 8000rpm、50kW 下溫度與效率對時間關係	91
圖 5-3 馬達連續工作三十分鐘後繞線溫度對功率關係.....	92





表目錄

表 2-1 IEC 60085 標準絕緣材料耐熱等級[9].....	18
表 3-1 國內車廠 150kW 水冷感應馬達性能規格表.....	30
表 3-2 國內車廠 150kW 水冷感應馬達磁路設計規格表.....	31
表 3-3 馬達原型 8000rpm 210A 下之電路參數.....	34
表 3-4 不同時間步長之轉矩與損失分析結果比較.....	39
表 4-1 馬達材料熱傳性質係數.....	64
表 4-2 散熱增強方式對溫升影響之模擬結果統整.....	73
表 4-3 八種水道分析結果.....	80
表 4-4 內部空氣流場不同風扇長度參數值分析結果.....	88
表 5-1 磁路改良設計之損失值估算.....	91
表 5-2 馬達連續工作三十分鐘效率.....	92
表 6-1 馬達改良成果表.....	93



第一章 緒論

1.1 研究動機

21 世紀開始，全球暖化與氣候變遷等問題在日益具體的科學證據與媒體傳播下逐漸為大眾所重視，消費者環保意識的提高也令產業必須往降低污染的方向發展，汽車長期使用石化燃料為其動力來源，對環境污染影響極大。為使車廠負起對環境維持的企業責任，各國政府逐年提升汽車的排放與油耗規範標準，使車廠必須不斷地提高燃油效率與廢氣處理，降低排放對環境之破壞。直到近年，引擎效率無法再做有效提升，車廠開始加入更高效率的動力來源「馬達」，並開始推出電動車與油電混合車，電動化的好處如圖 1-1 所示，汽油車在經過石油精煉、運輸與引擎轉換後僅有 14.6% 的能源用在驅動上，若將石油用來發電，由電池與馬達提供車輛動力，則有 20.1% 的效率，除了效率提高，還可以將燃料產生的污染廢棄物集中在發電廠，更有效的對污染物進行轉化與收集，同時方便利用可再生能源所發出的電能，減少對石化燃料的依賴，有助於可再生能源技術的發展。

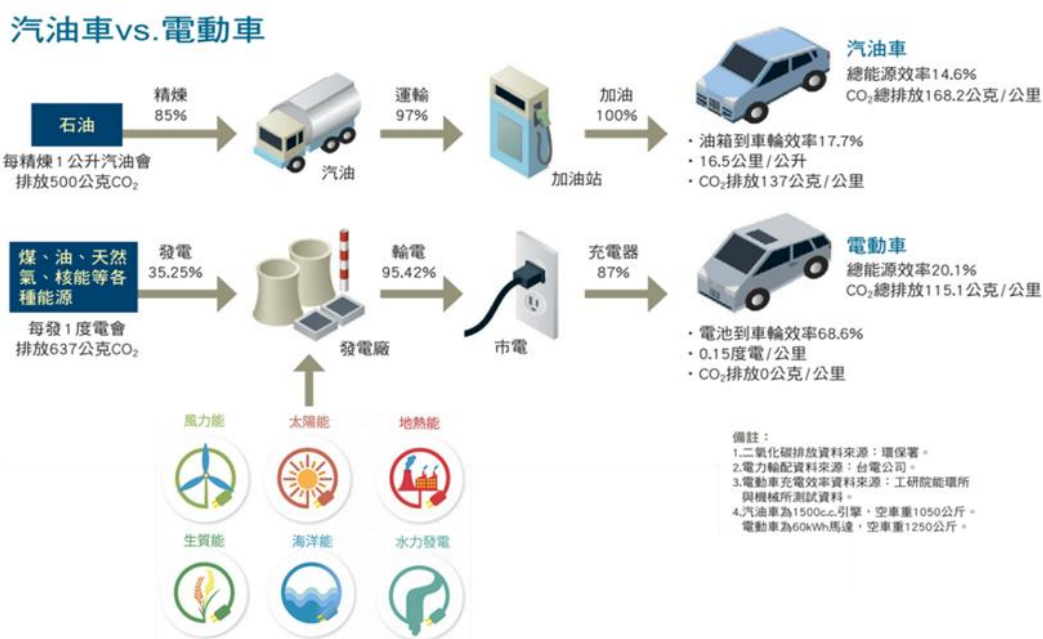



圖 1-1 汽油車與電動車能源效率比較[1]



電動車使用馬達在動力方面的優勢是效率高、響應快、啟動扭力大、調速範圍廣，不需多段變速也可滿足多數車型的動力需求。但電動車在溫度適應性上不及汽油車，雖然引擎效率較低，但大部分的廢熱都會由廢氣帶走，需要經過引擎本體傳導出的熱不多，且缸體高溫區域皆是由金屬材料組成可耐高溫，冷卻水也容易進入缸體周圍將熱帶出。而電動車會產生熱的元件多，有電池、驅動器、馬達，三者適合的操作溫度範圍不同，因此熱管理比汽油車複雜。本次研究選擇針對馬達的效率與散熱性能進行改良設計，並選擇感應馬達做為研究對象，感應馬達的可靠度高，但效率比永磁同步馬達差，是很需要對散熱能力進行改良的馬達類型。

馬達內部具有導通大電流的繞線，需要有絕緣材料將有電壓差的繞線做隔離，車用馬達一般會使用可耐 180°C 的絕緣材料，雖然耐溫不低，但這些絕緣材料貼著主要發熱的繞線，且本身的熱傳導不佳，外部還需要經過鐵心材料才能到達冷卻水套，繞線高溫區到水套的熱阻很大，冷卻系統無法有效將熱帶出，因此馬達溫度會上升很快，加上車用馬達需要有防水防塵的能力，內部熱空氣無法與外部空氣交換，使車用馬達比一般工業用馬達更難散熱。散熱能力關係到馬達操作在大功率時的可持續時間，若馬達溫度超過限制會導致絕緣材料氧化加速，最終破壞其介電性質，因此若散熱不良代表馬達需常常降低輸出功率以防過溫，使馬達輸出性能未能達到最初設定的車輛動力要求，將直接影響車輛的性能與市場定位。

本次研究對象為國內車廠所開發之 150kW 水冷感應馬達，該馬達參考國外馬達廠商所提供之設計方案並進行國產化，但目前所生產出之馬達散熱能力未能達到預期，無法在所需的額定功率與時間持續輸出，本次研究即針對熱性能問題探討改善之方法，並設定研究目標為改良馬達的連續工作能力，也就是使馬達能在更大的功率下連續工作更長時間，也算是提高馬達的功率密度。



1.2 論文架構

本論文首先藉由文獻回顧，探討現有驅動馬達之磁路與散熱設計的研究方向，整理出該如何分析與改良馬達的磁路與熱傳(第二章)，接著分析現有之150kW水冷感應馬達原型的磁路，找出磁路設計可改良之處，再進行磁路改良設計以提高效率，降低損失(第三章)，之後分析該馬達目前的熱傳與散熱性能，並改良散熱設計使馬達的溫升可以降低，增長可連續工作時間(第四章)。最後將磁路與熱傳模型結合，並考慮到溫升對電阻及馬達效率的影響來得到馬達連續工作的性能(第五章)。本研究流程如圖1-2所示：

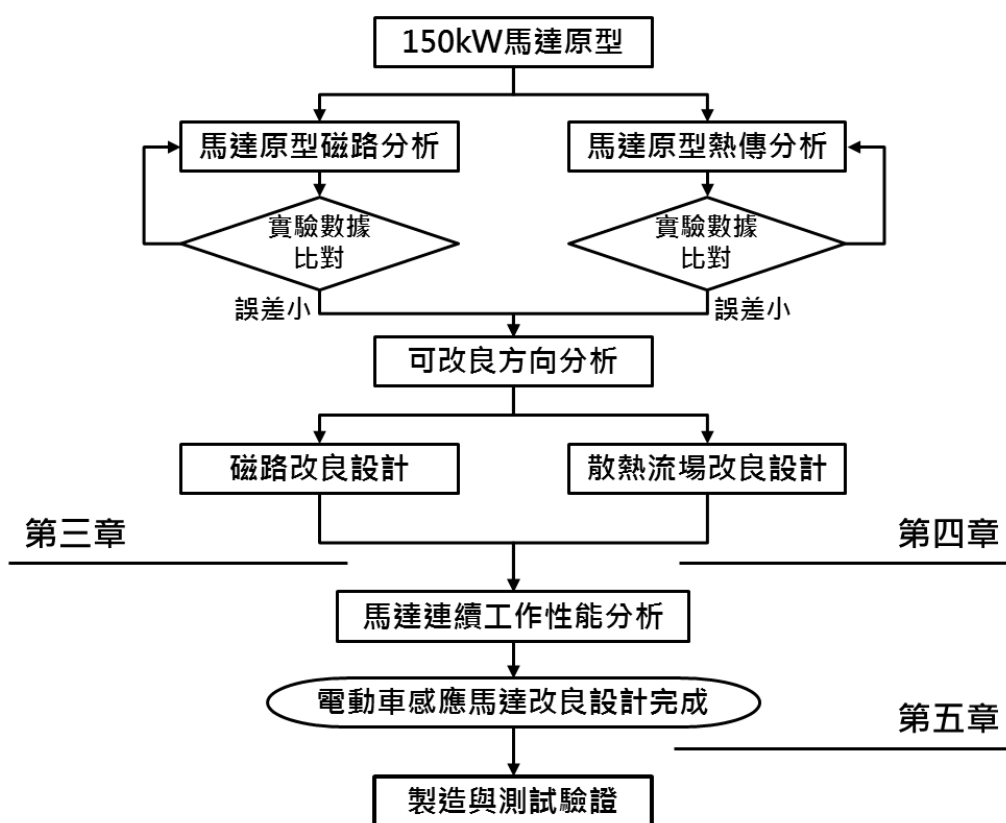


圖 1-2 研究流程



1.3 研究工具介紹

本研究主要使用 ANSYS 公司旗下之模擬軟體對馬達的電磁場、熱流場進行建模與有限元素分析。包括整合平台 ANSYS Workbench、電磁場模擬 Maxwell、熱流模擬 Fluent。本研究之分析方法是以上述軟體進行模擬，比較不同設計的性能來得到最佳之改良設計。

ANSYS Workbench

ANSYS 公司所研發之 ANSYS Workbench 為整合 ANSYS 旗下所有分析軟體之協作平台，包含幾何繪圖(SpaceClaim)、網格切割(Meshing)、結構(Mechanical)、熱流(Fluent)、電磁(Maxwell)求解器，以上軟體經由 ANSYS Workbench 可以實現數據的共享、交換與參數管理，完成參數最佳化以及多物理場耦合模擬。

Maxwell

電磁場模擬軟體，內包含有三個模組：RMxpert、Maxwell 2D、Maxwell 3D。RMxpert 是屬於旋轉電機設計的專家程式，內建多種電機模型，只需輸入電機設計之幾何、材料參數，就可以內建公式快速求解該電機設計之性能表現。

Maxwell 2D/3D 可進行電磁場的有限元素計算，分析電機在靜電場、靜磁場、渦流場、時變電場與磁場等狀況下的特性。可以由 RMxpert 中建立的電機設計直接轉換成 2D/3D 模型，讓使用者能快速上手，觀察電機之電磁場分布等數據。

Fluent

ANSYS 旗下的泛用型計算流體力學軟體，功能包括流場、熱傳、質傳及化學反應等模擬。可模擬超音速流場、相變、燃燒、多相流、旋轉機械、動/變形網格、噪音、材料加工等複雜的流動問題。Fluent 使用有限體積法求解所需的結果，讓使用者在短時間內了解分析域中各種物理量值變化。

第二章 理論背景與文獻回顧



2.1 感應馬達

感應馬達的電源必須為交流電，使定子的線圈具有交流電流來產生變化的磁場，線圈電流能產生磁場的能力被定義為磁動勢 \mathcal{F} ：

$$\mathcal{F} = \iint \vec{j} \cdot d\vec{A} = \oint \vec{H} \cdot d\vec{l} \quad (2-1)$$

其中 J 為電流密度、 A 為面積。磁場強度 H 被定義為分布於真空中的磁場，大小與迴圈路徑 l 有關。

另外，常被用來計算電磁力的物理量是磁通量 Φ ：

$$\Phi = \iint \vec{B} \cdot d\vec{A} \quad (2-2)$$

其中 B 為磁通密度， A 為面積。 B 與 H 的關係和該位置的材料有關：

$$\vec{B} = \mu \vec{H} \quad (2-3)$$

其中 μ 為材料的導磁率。

定子產生的磁通變化會在轉子的導體 l 上產生感應電壓 \vec{E} ，關係如式(2-4)，而此時如果轉子的導體可以構成迴路就會有電流產生。

$$\oint \vec{E} \cdot d\vec{l} = -\frac{d\Phi}{dt} \quad (2-4)$$

帶電粒子在磁場中運動會有勞倫茲力產生，可用式(2-5)表示，在馬達中則代表轉子導體 $d\vec{l}$ 的電流 i 會使轉子導體因磁通密度 \vec{B} 而產生勞倫茲力 $d\vec{F}$ ：

$$d\vec{F} = i(d\vec{l} \times \vec{B}) \quad (2-5)$$

當轉子導體離馬達中心距離 \vec{r} 外積勞倫茲力 $d\vec{F}$ 就成為馬達的轉矩 $d\vec{\tau}$ ：

$$d\vec{\tau} = \vec{r} \times d\vec{F} \quad (2-6)$$



2.1.1 基本構造

傳統工業用感應馬達(圖 2-1)的組成包含：定子鐵心、定子繞組、轉子鐵心、轉子導體、馬達殼體、軸承，以下針對定子與轉子的構造做基本介紹。

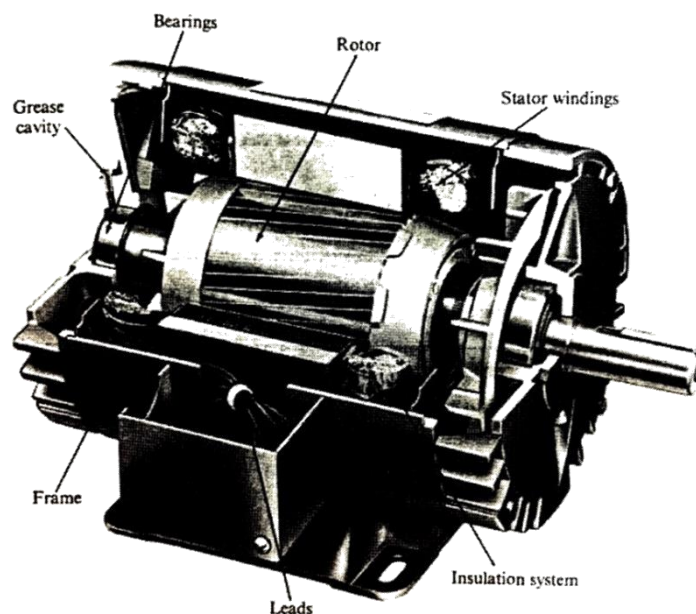


圖 2-1 感應馬達構造[2]

定子與轉子鐵心由薄矽鋼片疊積製成，矽鋼片屬於軟磁材料，相對於空氣具有良好的導磁性，能容納更大的磁通密度，一般空氣的磁通密度會設計在大約 0.6T，而矽鋼片的磁通密度可達到 2~3 倍，使更多的磁能順利通過空間形成磁路，增加馬達的功率密度。

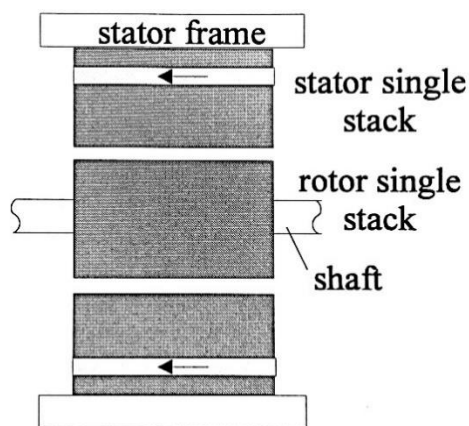


圖 2-2 鐵心構造[2]

定子與轉子之間具有的空氣間隙稱為氣隙，定子的磁場必須要通過它才能到達轉子，但磁化空氣需要很大的磁動勢，愈小的氣隙需要的磁化磁動勢愈小，但除了機械加工精度技術的限制外，氣隙大小的決定也和定子與轉子槽的開口寬度有關，適當的大小可以減少鐵心表面與齒部因磁通脈動造成的附加損失，齒部指鐵心相鄰兩槽間的徑向扇形區域。

鐵心開槽的目的是使繞線可以放置於鐵心中，兩者需緊密結合才能提升機械剛性與熱傳導性，並降低磁化電流，但槽的形狀也會使磁動勢無法沿著氣隙成正弦分布，增加額外的附加損失。定子槽形主要取決於馬達功率所需要的繞線多寡，並配合繞線的大小、形狀盡可能填滿槽孔，另外也須考慮槽形對漏磁的影響。

轉子槽形等同於轉子導體的截面形狀，會決定感應馬達轉矩-轉速曲線的特性，低電阻的設計有較高效率，但啟動轉矩會較小，啟動電流大；高電阻的設計可以大幅增加啟動轉矩和降低啟動電流但效率較差；深槽及雙鼠籠的設計因其高漏感特性可以使馬達同時具有較高效率與較大啟動轉矩，但也會降低脫出轉矩。

感應馬達的轉子多使用鼠籠式導體，由導體棒和端環組成，導體棒會因定子相對的交變磁場產生感應電壓，由端環連接每根導體棒形成迴路，產生感應電流。導體棒和端環一般使用相同材料，可能是銅或鋁，愈低電阻的導體有助於提高效率與電流密度。鋁材鼠籠一般會以壓鑄方式直接在轉子鐵心上完成導體棒和端環，銅因熔點高，壓鑄技術門檻和成本較高，部分廠商會將導體棒與端環分開製造，再將兩者焊接成一體。

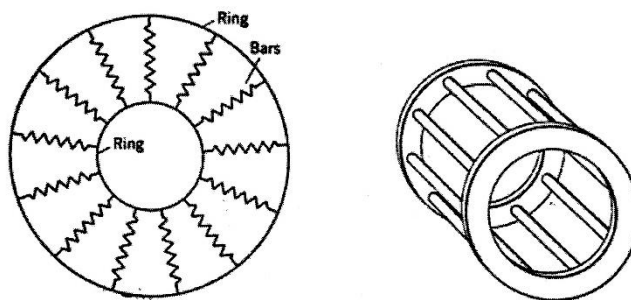


圖 2-3 轉子鼠籠結構[2]



2.1.2 動力特性

感應馬達有兩種不同的驅動方式：一、定壓定頻驅動，該類馬達通常被直接接在市電的 60Hz 交流電網上來供電；二、變壓變頻驅動，使用電力電子元件變換電源的電壓與頻率來供電。前者通常應用在轉速與轉矩變化小的負載上，而後者可以讓馬達驅動大範圍轉速與轉矩變化的負載，使應用範圍增加。半導體產業的發展使電力電子元件的成本與技術門檻逐漸降低，現代的馬達應用除非負載幾乎不變或成本考量，否則通常都會以變壓變頻來驅動馬達。

定壓定頻驅動的感應馬達轉矩轉速曲線如圖 2-4，速度為零時有啟動轉矩，開始有轉速後，轉矩會先下降，到最低點時稱為拉升轉矩，之後轉矩開始提升到最高點稱為脫出轉矩或最大轉矩，此時對應的轉速已到接近同步轉速的範圍內，此操作區域才是感應馬達穩定工作時能使用的變換區域，區域內曲線斜率為負，代表如果外在負載轉矩突然增加，馬達轉速下降時，產生的轉矩會相對提升，使兩者可以相互抵銷，維持運轉的穩定性，此區也是馬達效率最高的區域，因為對應的轉速範圍小，且一個轉速僅對應一個轉矩，因此通常只能應用在負載變化小的工作。

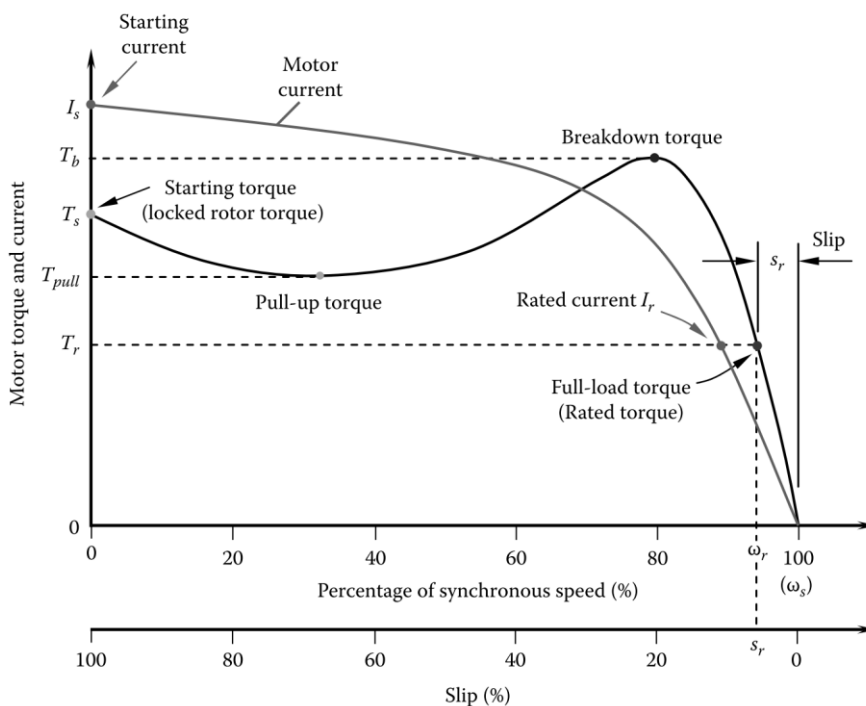


圖 2-4 定壓定頻驅動轉矩轉速曲線[3]

變壓變頻驅動的優勢是使馬達在轉矩轉速座標的四象限中皆可工作，包括正轉、反轉、正轉煞車、反轉煞車四種模式，因為具有控制器，還可以由感測器得到馬達溫度、轉速等狀態，並提供失效偵測與處理。變壓變頻後，馬達轉矩的限制決定於電流與電壓，轉速則是會被機構與所使用的軸承所限制。

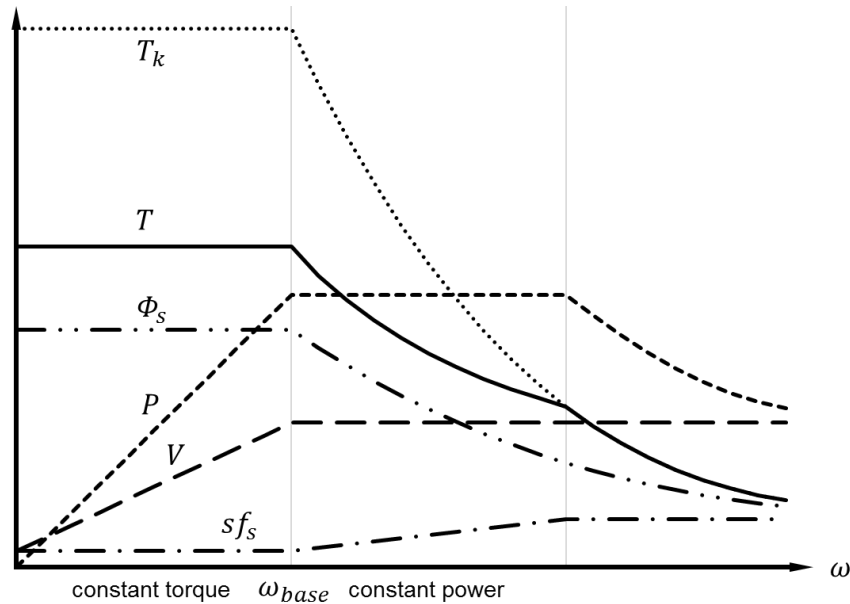


圖 2-5 理想變壓變頻驅動轉矩轉速曲線

圖 2-5 顯示理想變壓變頻驅動下的最大轉矩 T 、定子磁通 Φ_s 、最大功率 P 、輸入電壓 V 、滑差頻率 sf_s 對轉速 ω 變化，可依不同轉速下的操作特性分為三區：

定轉矩操作區

感應馬達在啟動時，定子阻抗的電壓降會因電流頻率增加而變大，定子電壓必須隨之增加，以補償減少的氣隙磁通，使磁通保持恆定。此區的轉矩限制是最大電流，電流因磁飽和會在到一定轉矩時，要增加更大比例的電流才能再增加轉矩，但馬達及驅動器都會因電流產生銅損，而散熱性能會限制其能處理的損失上限，因此也造成有最大電流上限。轉矩會與電流、磁通成正比，當後兩者的上限都為定值時，轉矩最大值也保持定值，因此該區為定轉矩操作區， T_k 為馬達最大轉矩操作所使用之輸入電壓與電流頻率下的脫出轉矩，雖然可以再調高滑差增加轉矩，但也會造成電流超過上限。



定功率操作區

此區操作限制是電壓，當輸入電壓在定轉矩區隨轉速逐漸提升到最大值，此時的轉速稱為基速 ω_{base} ，當要再提高轉速時，阻抗仍會增加，電壓不變就會使電流下降，為了保持電流就必須增加滑差頻率使定子磁通隨轉速成線性降低，轉矩也因與磁通成正比，而變成與轉速成反比，因此功率保持定值。

高轉速降功率操作區

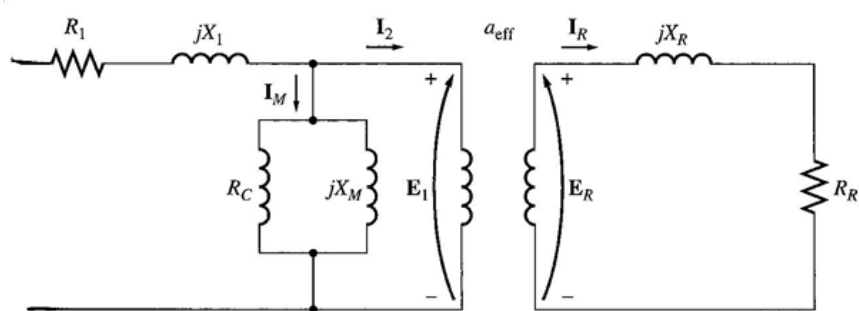
此區的起始轉速是當滑差頻率已無法再增加，最大轉矩已等於脫出轉矩，電流也開始隨轉速增加降低，使最大轉矩下降更快，功率也開始下降。

圖 2-5 中感應馬達操作特性必須能與實車的負載曲線配合才能滿足車輛的動力需求，如最高車速、加速性、爬坡能力等。此外，此最大轉矩轉速曲線是指馬達的最大驅動能力，而非連續操作能力，實際使用時尚需考慮散熱的問題，一般設定是最大驅動能力要能連續操作 10s~1min。

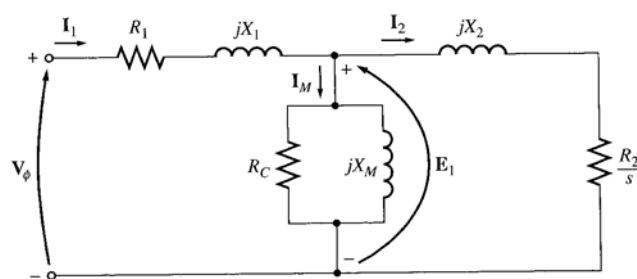


2.1.3 等效電路

感應馬達的運轉是根據由定子電路感應在轉子電路上的電壓與電流而定，因為電源只提供定子電流，感應馬達又被稱為單激磁電機。圖 2-6(a)表示感應馬達操作的單相等效電路，在定子側有磁化電抗 X_M 、定子電阻 R_1 、定子漏磁電抗 X_1 與內部定子電壓 E_1 ，鐵損電阻 R_C ，轉子側有轉子電阻 R_R 、轉子漏磁電抗 X_R 與轉子電壓 E_R 。圖 2-6 (b)是將感應馬達轉子側部分換算到定子側，而速度變化的效應都集中在電阻與阻抗中，表示為滑差率 s 。



(a)



(b)

圖 2-6 感應馬達等效電路示意圖[2]



2.1.4 損失與效率

馬達的功能是將電功率輸入轉換成機械功率輸出，能量在轉換時必然會有損失產生，須考慮轉換效率，在馬達性能的判斷中，效率值是重要的指標，而馬達的損失可分成：銅損、鐵損、機械損、風阻損與雜散損。

2.1.4.1 銅損 P_{Cu1}, P_{Cu2}

依電學原理可知，只要電流流經電阻，就會產生熱損失，感應馬達的銅損可分為定子銅損 P_{Cu1} ：定子繞線的熱損失；轉子銅損 P_{Cu2} ：轉子導體感應電流的熱損失。一個單相電阻為 R 、單相電流為 I_{rms} 的三相感應馬達定子銅損 P_{Cu1} 可寫為：

$$P_{Cu1} = 3I_{rms}^2 R \quad (2-7)$$

電阻值與電流的頻率有關，交流電流會傾向於分佈在導體表面區域，頻率愈高會愈集中在表面，使電流密度由外至內降低，相當於導體截面積變小，使電阻增加，這樣的現象被稱為集膚效應，而集膚深度 δ 是指圓形導體內電流密度衰減為表面的 e^{-1} 時的深度，集膚深度與導體的電導、磁導率有關，如圖 2-7。半徑為 r 導線的直流電阻 R_{DC} 與交流電阻 R_{AC} 關係可寫為：

$$\frac{R_{AC}}{R_{DC}} = \frac{1}{2\delta/r - (\delta/r)^2} \quad (2-8)$$

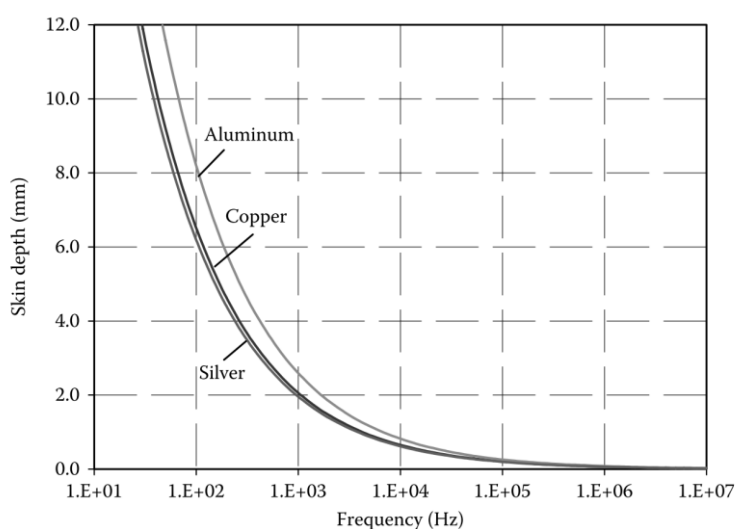


圖 2-7 導體集膚深度對頻率變化[3]



2.1.4.2 鐵損 P_h, P_e

鐵損是指矽鋼片因為有磁通密度變化而產生的損失，可分為渦流損與磁滯損，計算鐵損值需要根據矽鋼片製造公司提供的 B-H 曲線及不同頻率下的鐵損值資料搭配電磁場有限元素分析軟體才能得到。

磁滯損 P_h

當磁場 H 施加到矽鋼片上，會讓矽鋼片中的偶極子隨磁場方向排列，使磁場更容易通過，有比較高的磁通密度 B ，此現象稱為磁化，其初始的磁化曲線如圖 2-8 中的虛線所示，但當施加的是交變磁場，偶極子被迫不斷變換方向時，矽鋼片的會傾向保持某種程度的原有磁化狀態，在外加磁場為零時仍有部分偶極子排列維持一定的磁通密度，此現象稱為磁滯，必須要有做功才能克服這股作用力使磁化反向，因此交變磁場下的 B-H 變化關係會形成圖 2-8 中的 S 型區域，此區域的面積大小即為磁滯損失，區域大小會取決於磁場頻率，磁通密度峰值，矽鋼片材料等級。

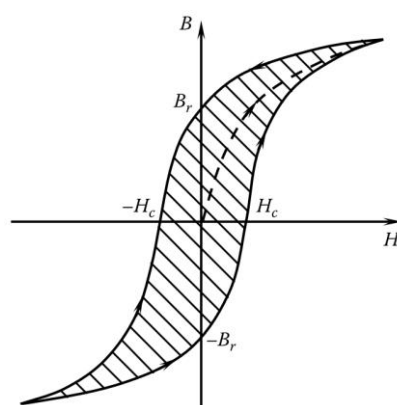


圖 2-8 矽鋼片磁化曲線[3]

渦流損 P_e

由法拉第定律可知導體會因變化的磁通感應出電壓，感應馬達的鼠籠上的電流因此產生，而鐵心也同樣會有感應電壓，電壓會在鐵心內產生渦狀的電流(圖 2-9)，其產生的損失即為渦流損，因感應電壓為定值，電阻愈大渦流損愈小，因此好的矽鋼片需具有較大的電阻值。矽鋼片會做成一層層薄片也是為了要降低渦流損，在層與層之間加入絕緣層，使電流只能在更小區域形成渦流，電阻較大。

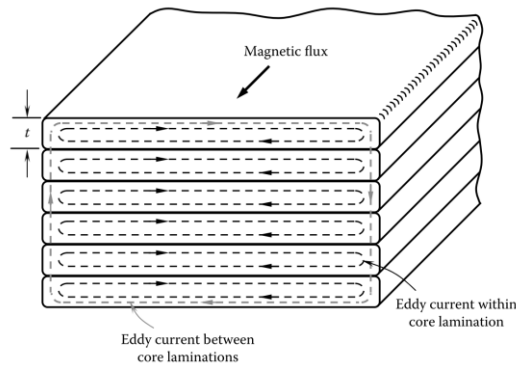
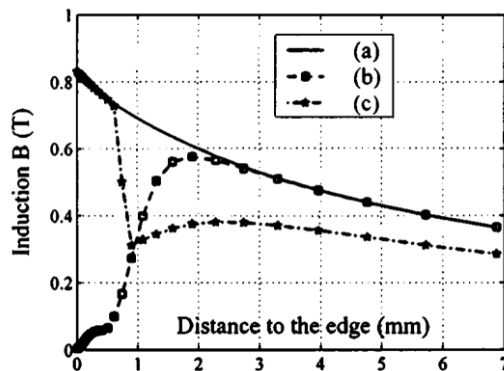


圖 2-9 矽鋼片的渦電流[3]

磁滯損與渦流損和電氣頻率、磁通密度成正相關，當馬達以高轉速運轉，鐵損會較大。車用馬達常需操作在高轉速，因此選擇適當的矽鋼片材料與設計適當的磁通密度值會是影響鐵心損失的重點。以同一塊材料來說，磁滯損一般與頻率和磁通密度峰值平方成正比；渦流損則與頻率平方和磁通密度峰值平方成正比。

另外在沖壓矽鋼片的製程中，切緣附近區域的塑性應變與殘留應力會降低矽鋼片的導磁能力。圖 2-10 顯示塑性變形在其距切緣 2mm 內的變形區域會大幅降低導磁能力；而殘留應力造成的磁通密度下降雖較低，但影響面積大。



(a)原材料，(b)僅受塑性變形影響的材料，(c)僅受大範圍殘留應力影響的材料

圖 2-10 20A/m 下的磁通密度-距切緣距離關係[4]

2.1.4.3 機械損 P_m

機械損是指馬達中因為機械摩擦力造成的損失，因此只要有兩個部件接觸並有相對運動的地方就有機械損，損失大小因轉速而變化。在一般的感應馬達中，機械損主要來自於軸承，軸承的摩擦阻力會與軸承負荷、軸轉速、尺寸、滾動元件、滾道、潤滑條件與潤滑劑特性有關，需要由軸承廠商提供資料才能準確估計。



2.1.4.4 風阻損 P_w

在高速旋轉的馬達中，被帶動旋轉的空氣會對定子與轉子造成風阻，造成能量損失。風阻損可區分為如完全發展紊流的流體黏滯力造成的摩擦損和被驅動空氣造成的動力損，損失大小會與固體表面的粗糙度和流體的物理性能(密度、黏滯係數)有關，許多設計的結構也會產生額外的風阻損，如定子開槽未填滿的空隙、轉子上具風扇的氣冷馬達都會使空氣的流動變得更複雜，損失也因此增加。

風阻損的計算目前除了仰賴經驗公式，在設計時常會利用 CFD 軟體來模擬馬達的風路，比起計算風損，更重要是計算流體的熱傳狀態，馬達的熱大半會需要由空氣帶走，因此增大固體與流體間的對流熱傳係數相當重要，但同時風損必然也增加，如何能使兩種效果的平衡達到最佳是對設計者功力的考驗。

氣隙中的空氣流速由三種流動形態合成：因轉子旋轉產生的切向流、因冷卻需求產生的軸向流、離心力產生的泰勒渦流(圖 2-11)，泰勒渦流是指兩同軸光滑圓桶間，當內桶旋轉到一定轉速時會產生的獨特渦流，此渦流不只影響風阻，也改變定子與轉子間的對流熱傳係數。類似的特殊流動狀態不容易使用 CFD 模擬出來，因此設計時仍以前人整理之公式與實驗結果估算[5][6]。

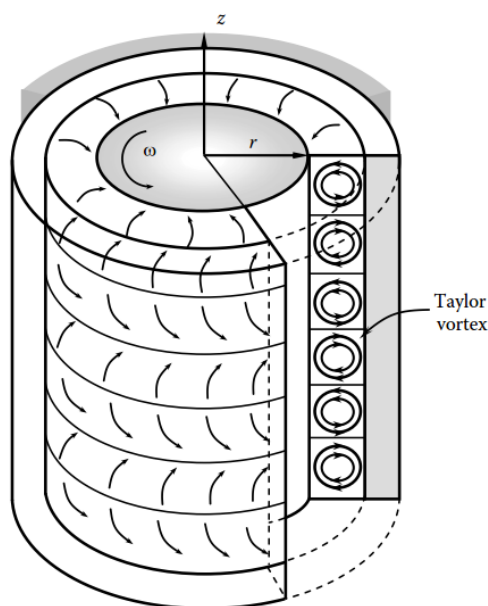


圖 2-11 兩圓筒間的泰勒渦流[3]



2.1.4.5 雜散損 P_{stray}

雜散損包含各種前面未計算到之少量損失，例如雜散磁通、非正弦分布的定子繞組造成的諧波等，是最難以解析和預測的，諧波能量為雜散損之主要來源，目前雜散損的計算只能依據經驗公式來估算。

2.1.4.6 效率 η

得到各損失的估算方法後，電機的效率就是輸出功率與輸入功率的比值，而輸入功率等於輸出功率加上所有損失：

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{out} + P_{Cu1} + P_{Cu2} + P_h + P_e + P_m + P_w + P_{stray}} \times 100\% \quad (2-9)$$

其中代號所代表的損失值在前面的標題有標註。

一般電源為 50Hz 或 60Hz 交流電網的感應馬達在額定點的各種損失比例如圖 2-12，但電動車驅動馬達因具有較大的調速及調負載範圍，損失的比例會有很大的變化，如四極馬達在 12000rpm 高轉速時會有 400Hz 的頻率，此時鐵損的比例會增加；而如果是操作在短時間的高功率下，則銅損的比例會增加。

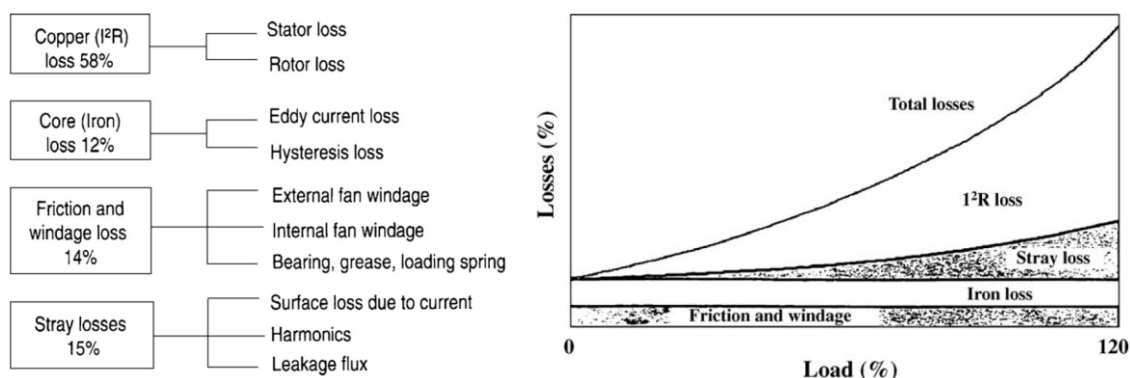


圖 2-12 典型感應馬達損失比例及與負載之關係[7]



2.2 馬達散熱

馬達的散熱設計與電磁設計同等重要，因為散熱能力會決定馬達在高功率時的連續工作時間，而事實上對馬達進行良好的熱管理是相當困難且複雜，車用驅動馬達常會需要在可以永久連續工作的功率以上進行短時間暫態運轉，以同時滿足車輛的加速性能和空間限制，但若工作時間過長且熱無法及時散出，通常會先在繞線末端產生過熱，燒毀絕緣材料，導致短路發生。

如果能有前人的散熱設計經驗知識，可以使用同樣的散熱架構，以不同的尺寸規模來對應不同功率的馬達，但如果要設計一套新型的散熱方法，則必須建立馬達整體的熱傳模型，詳細計算其散熱性能，並製造出原型來測試驗證該設計的是否成功。

車用馬達主要會使用的三種散熱方式為氣冷、水冷、油冷，使用的散熱方式會視馬達的體積、質量、複雜性、成本和維修難易來決定。其中氣冷方式效果較差，但是結構上較簡單；水冷方式效果好，早在 1901 年就有將水冷應用到馬達之專利 [8] 出現，其缺點是要有水箱和外部散熱器，增加額外空間需求；油冷效果最佳，可以直接接觸定轉子熱交換，但會需要油壺和油路，增加加工成本和空間需求，同時還是要有配合水冷才能將熱帶到環境中。

馬達的散熱設計有兩個層面：第一是馬達與環境的熱交換是否能帶走足夠熱量，此熱交換包括熱輻射、空氣對流、冷卻液對流，以上之熱交換介質的溫度會影響馬達大功率時的連續工作時間，因為溫差愈大熱交換量愈高，如果介質溫度提高，溫差縮小，則熱交換量降低。第二是熱在馬達不同部位的分布，馬達內部各元件由不同材料組成並排列在空間中，需要考慮不同方向上的熱傳導能力不同。除了所有材料的熱傳導係數、比熱、密度外，要進行熱流量和溫度分布的計算還需要先知道馬達損失及散熱量的分布，並考慮到暫態與穩態熱分布的不同。



2.2.1 溫升

馬達各部位所量測到的溫度與周圍溫度之差即為溫升。馬達的功率損失是發熱的來源，當熱能在材料中累積就會使溫度上升，決定溫升大小的就是熱導出的能力，在更低的溫差下能導出同樣的熱值就能使溫升降低。

2.2.1.1 電阻

在一般電路計算中常將電阻設為常數，實際上物質的電阻會隨溫度而變化，溫度愈高電阻愈大，電阻大會增加銅損。金屬材料的電阻與溫度呈線性關係。通常取室溫 20°C 時之 $\alpha = \Delta R / \Delta T$ 作為電阻溫度係數 $\alpha_{20^\circ\text{C}}$ ，計算式可寫為：

$$R_i = R_{20^\circ\text{C}} \times (1 + \alpha_{20^\circ\text{C}}(T_i - 20^\circ\text{C})) \quad (2-10)$$

其中 R_i 表示溫度為攝氏 T_i 度時的電阻， $R_{20^\circ\text{C}}$ 為 20°C 時的電阻

一般馬達使用的銅線在 20°C 時之電阻率為 $1.72 \times 10^{-8} \Omega\text{m}$ ，電阻溫度係數為 $3.93 \times 10^{-3} \text{ }^\circ\text{C}^{-1}$ ，當其溫度從 20°C 上升到 75°C 時電阻增加 22%，上升到 165°C 則增加 57%。

2.2.1.2 溫升限制

溫升大小也代表馬達需要的耐熱能力，愈耐熱的材料成本愈高，而絕緣材料是馬達中最不耐高溫，高溫會使絕緣材料加速老化，縮短馬達壽命，因此絕緣材料的耐熱等級被訂定出來如表 2-1，此溫升容許值代表該絕緣材料在此溫度下的壽命可達 2 萬小時以上。當設計者想要使馬達的功率密度提高時，因熱損失密度也變大，溫升必然變得更高，此時就需使用高耐熱等級的材料以保證其壽命達到規格需求。

表 2-1 IEC 60085 標準絕緣材料耐熱等級[9]

Thermal class	Previous designation	Hot spot allowance [$^\circ\text{C}$]	Permitted design temperature rise [K], when the ambient temperature is 40 [$^\circ\text{C}$]	Permitted average winding temperature determined by resistance measurement [$^\circ\text{C}$]
90	Y	90		
105	A	105	60	
120	E	120	75	
130	B	130	80	120
155	F	155	100	140
180	H	180	125	165
200		200		
220		220		
250		250		



2.2.2 熱傳遞方式

能量會由高溫處往低溫處傳遞，基本熱傳遞方式有熱傳導、熱對流及熱輻射。而熱傳遞的狀態分為兩種。第一為非穩定狀態之下的熱傳導，即溫度分佈隨時間而變。另一種為穩定狀態下之熱傳導情形，即物體內之溫度分佈不隨時間而變。熱傳分析能量平衡方程式寫為：

$$[C]\{\dot{T}\} + [K]\{T\} = \{Q\} \quad (2-11)$$

其中： $[C]$ 為比熱矩陣，考慮系統內能的增加； $[K]$ 為傳導矩陣，包含導熱係數、對流係數、輻射率； $\{\dot{T}\}$ 為溫度對時間的導數； $\{T\}$ 為節點溫度向量； $\{Q\}$ 為節點熱流率向量，包含熱生成。

2.2.2.1 熱傳導

可視為兩物體間或一個物體不同部份之間由於溫度梯度而引起的內能交換，主要有兩種機制：第一種是藉由分子間交互作用，以晶格振動的方式將高能階分子的能量釋放給相鄰的低能階分子；第二種是透過自由電子傳遞能量，主要會發生在液體及純金屬。兩種機制熱傳導皆遵循傅立葉定律：

$$\frac{\partial Q}{\partial t} = -kA\nabla T \quad (2-12)$$

其中： $\frac{\partial Q}{\partial t}$ 是熱流率，單位為 W； k 是導熱係數，單位為 W/m°C； A 是熱傳面積，單位為 m²； ∇T 是溫度梯度，負號表示熱量流向溫度降低方向。

通常兩個接觸物體間的熱傳遞會有額外的熱阻稱為接觸熱阻，熱阻來源於因交界面的表面粗糙度而存在的空隙，如果是兩個粗糙度為 30μm 的金屬表面，熱傳係數約為 1100W/m²K，對應的熱阻值為 1cm² 上有 9.1K/W，而如果粗糙度變成 1μm，熱阻可以減半，同樣的效果也可以由在交界面的空隙中加入熱傳導良好的介質來達到。接觸熱阻是馬達中最顯著的不安全因素，主要是導體與槽絕緣間、槽絕緣與鐵心間、定子鐵心與定子框的熱阻，這些熱阻一般無法不通過測量而決定，所以需要以已知的經驗數值來做計算。



2.2.2.2 熱對流

對流指溫度不同的流體區域之間發生相對運動，當對流與流體的熱傳導結合就可以使高溫與低溫的流體粒子彼此接觸而流體內更多的接觸使熱傳速率提升，可以快速對周圍其他有溫度差之物體作熱傳遞，熱對流滿足牛頓冷卻定律：

$$\frac{\partial Q}{\partial t} = h(T_s - T_b) \quad (2-13)$$

其中： h 是對流熱傳係數，單位為 $W/m^2\text{°C}$ ； T_s 是固體表面溫度， T_b 是周圍流體溫度。

依照流體的流動方式，對流可區分為自然對流與強制對流。自然對流下的流場是由浮力效應使密度較低的流體向上流動，而密度較高的流體向下沉，藉此產生對流效應。而在強制對流部分，流體是由像幫浦或風扇一類外在的力量強制驅使流場流動通過物體表面或是管道。

對一般的徑向馬達來說，有三個主要的空氣熱對流區域，分別是定子框外、氣隙、線圈端部空間。定子框外通常有鱗片幫助散熱，可能是自然對流或有風扇進行強制對流，因流場區域大、模式單純而估算較單純。氣隙熱對流係數的計算則必須考慮到氣隙長度、轉子轉速、轉子長度，可用計算兩個旋轉圓柱間流動狀態的泰勒方程式來決定流場的類型與熱對流係數[9]。

2.2.2.3 熱輻射

熱輻射是指物體發射波長範圍 0.1 到 100 μm 的電磁波，並被其它物體吸收轉變為熱的熱量交換過程，中間不需要有介質。當材料溫度越高時，單位時間輻射的熱量也越多。物體之間的淨熱量傳遞可以用斯特凡-波茲曼方程式：

$$\frac{\partial Q}{\partial t} = \varepsilon\sigma A_1 F_{12}(T_1^4 - T_2^4) \quad (2-14)$$

其中： ε 為發射率， σ 為斯蒂芬-波茲曼常數； A_1 為輻射面 1 的面積； F_{12} 為由面 1 到面 2 的形狀係數； T_1 為面 1 的絕對溫度， T_2 為面 2 的絕對溫度。



2.3 文獻回顧

車用驅動馬達的性能目標可分為以下幾點[10]：高效率、低振動、低噪音、低力矩漣波、高功率密度、高力矩密度以及低成本等，若以性能曲線來表示如圖 2-13，也就是在同樣的體積下提升馬達的效率與增加高效率範圍、最大力矩與最大功率、提升定力矩區的速度範圍、提升操作最高轉速。

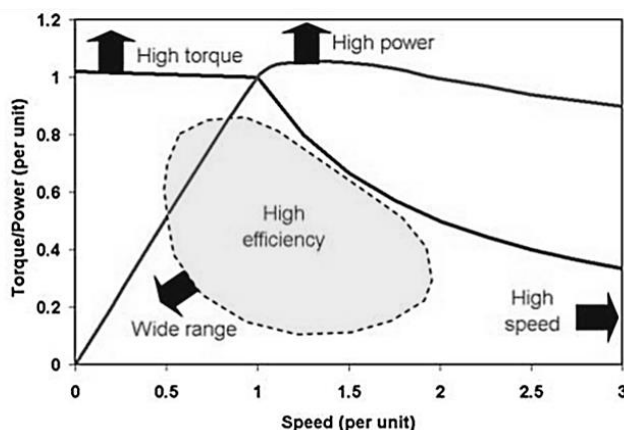


圖 2-13 驅動馬達性能提升趨勢[10]

目前應用於電動車的驅動馬達主要有兩種：感應馬達(IM)、永磁馬達(PM)。IM 的特點是成本較低、可靠度高，但功率密度與效率較低；PM 則具有最大的功率密度與效率，但永久磁鐵的成本居高不下及其可能因外部磁場與溫度退磁的特性，使其無法佔有所有市場[11]。

市面上訴求大功率或低成本的车較會採用 IM，如電動巴士與鐵路等大眾運輸工具。PM 多使用在性能導向或有小型化需求的車種，如跑車、油電混合車，近年來 PM 的發展為減少磁鐵成本，開始將設計結合磁阻馬達，以磁阻轉矩取代部分磁鐵轉矩，稱為磁鐵輔助式磁阻馬達，適當的設計下可使性能接近 PM[12][13]。

根據國際銅業協會的報告[14]，比較 50kW 的 IM 和 PM，IM 的轉矩密度比 PM 低 25%、重量重 40%、能源消耗高 7%，但成本較永磁馬達低\$60-\$390(取決於磁鐵價格)，里程 20 萬公里下，能源成本約高\$260。考慮到未來電動車與油電混合車市佔率增加，PM 的需求增加會使稀土價格提高，IM 的成本優勢會更明顯，再加上製造技術門檻較低，可預期未來 IM 會持續在車輛驅動上有所成長。



2.3.1 馬達磁路設計

馬達的磁路設計重點在於鐵心的設計，如圖 2-14，由於鐵心的結構與非線性磁化特性，使磁通量的分布必然不均勻，必須設計良好的槽形使定子電流產生的磁動勢能被有效的轉化為磁通量，並盡量減少因磁化、漏磁、渦電流降低的磁動勢，所需要的磁動勢降低可以減少定子電流，使銅損減少；另一方面，使磁通量分布更均勻，使局部的磁通密度不達到磁飽和則可以降低鐵損。

一般的磁路設計如本次研究的磁路改良，僅考慮到以上所述的磁路空間分布關係，但更深入的設計則可以繼續探討以下之議題：

- 一、由驅動器電路產生的交流電流時間諧波對磁路之影響。
- 二、鐵心在操作時之溫度分佈對磁化性能的影響[15]。
- 三、矽鋼片在加工與組裝時留下的應變對磁化性能的影響[15][16]。
- 四、矽鋼片疊片邊緣未完全絕緣產生之額外渦電流產生之損失。

以上之研究需要驅動器設計與矽鋼片加工製程等各方面專業人員的共同合作才能進行，本次研究因不具備如此條件，故專注在由基本的鐵心槽形磁路設計改良，使馬達效率提升，以下針對此方面進行文獻回顧。

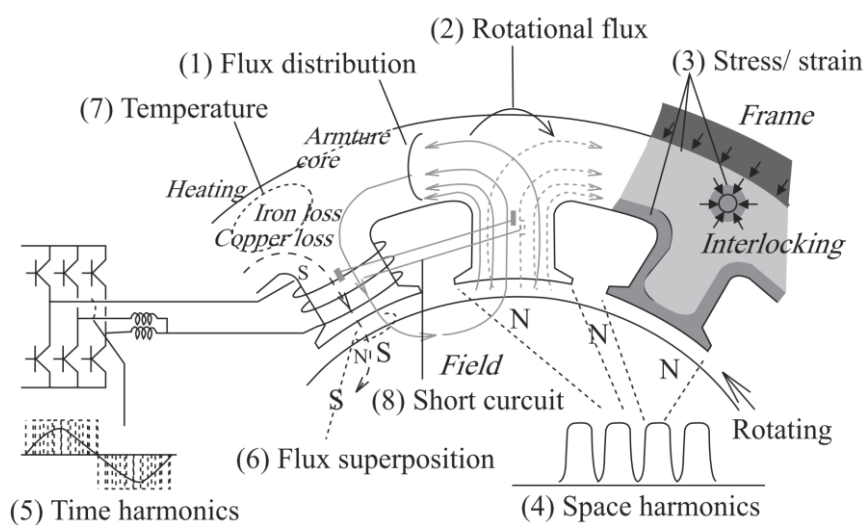


圖 2-14 馬達磁路設計影響因素[17]

S. Jurkovic(2012)[18]與 K. W. Jeon(2011)[19]的研究中皆使用有限元素分析，以改變轉子槽形參數優化馬達效率，方法是找出具有高轉矩和低滑差特性的槽形配置，高轉矩代表輸出功率大，低滑差代表轉子電阻變低，兩項特性都代表效率提高。

Y. Li(2013)[20]透過研究定子與轉子槽的尺寸來分析感應馬達的轉矩漣波，目標是減輕因非正弦空間分布的氣隙磁動勢與磁導產生的轉矩漣波。結果顯示定轉子槽開口寬度的增加有助減少槽漏磁與鋸齒漏磁，並增加平均轉矩，但因同時會增加磁導脈動而對改善轉矩漣波沒有幫助。

A. Boglietti(2011)[21]分析轉子槽開放與封閉對高轉速感應馬達性能的影響，閉轉子會使磁場在槽楔上有很大的飽和(圖 2-15)，這種現象會使轉子漏抗為非線性，降低馬達的最大轉矩，但同時也可以降低氣隙的磁場諧波，使電流更加接近弦波。

K. Yamazaki(2004)[22]則分析感應馬達中因轉子槽形所產生之磁通諧波的影響，發現開放式轉子槽所產生的諧波會造成較大的負轉矩，並使時變下的定子與轉子磁場有較大的諧波。

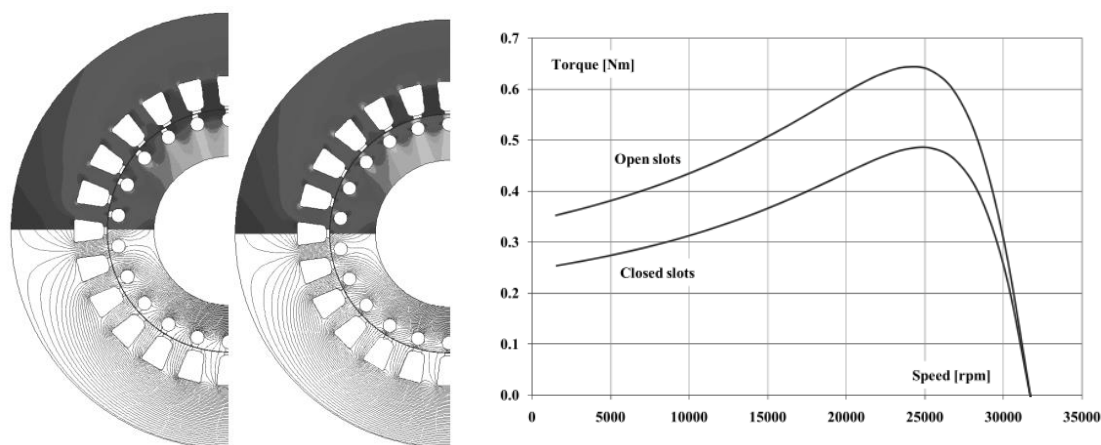


圖 2-15 開放與封閉轉子槽對性能影響[21]



2.3.2 馬達散熱分析

馬達散熱分析目前有兩種方式，一是使用熱路模型，二是使用有限元素分析。熱路模型將各元件簡化為節點，相互間具有熱阻，以如同電路分析的方式來得到每個節點的溫度，這種方法計算快速，但不能呈現真實的物理現象讓研究者觀察並分析該如何改善熱傳的結構與流場。有限元素分析可以根據計算資源調整模型複雜度，但實際上用太粗糙的模型得到的結果不具意義，細節太多的模型又不符合計算成本，因此如何用合理的方式簡化模型就相當重要，需要結合熱流的物理理論與實驗經驗來進行。

W. G. Kim(2006)[23]同時利用熱路法與計算流體力學(CFD)分析水冷車用驅動馬達的熱穩定性，其兩種方法分析結果與實測數據趨勢相近，最後結論是使用熱路法較 CFD 分析在計算速度方面較占優勢，特別是要進行瞬態熱傳分析時，而 CFD 的優勢是能提供熱傳變化更詳細的見解，包括局部熱集中或流場與熱場分布狀態，所以通常應用在開發馬達原型初期，決定該如何改良馬達的散熱方式。

熱路法與有限元素法在許多研究中也會一起使用，通常是利用有限元素法分析出特定組件或區域的等效熱傳導或熱對流係數，再將獲得的係數輸入熱路模型中。S. Seghir-Ouali(2009)[24]就是採用這樣的方法，他們根據熱路法發展永磁馬達的模型來預測熱傳表現，其中馬達內部空氣的流場以 CFD 進行分析(圖 2-16)，得到各區域流速再計算得到熱對流係數導入熱路模型中，驗證確認模型分析結果正確後，再利用改變參數研究不同因素下的溫度分佈及更有效冷卻方法的評估。

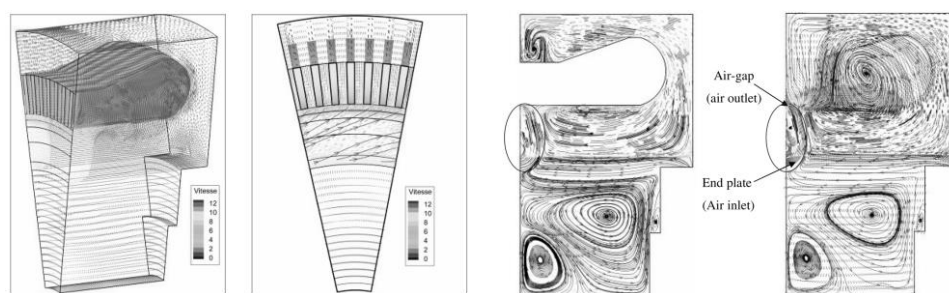


圖 2-16 馬達端部區域流場分析[24]

對馬達熱傳分析採用有限元素法的額外好處在於更容易將電磁有限元素分析得到的損失分佈對應到熱傳模型上，能得到更精確的溫度分佈。如 Y. Shen(2014)[25] 分析應用於運礦車之永磁馬達的熱傳表現就以 2D 有限元素分析電磁損失與瞬態熱場，並以 3D CFD 模型分析比較不同形式水冷流道的散熱綜合效益。

Y. Zhang(2012)[26]以有限元素法耦合電磁場與熱流場對氣冷感應馬達的溫度分佈進行分析，耦合方法是先分別進行電磁場和流場的計算，得到熱損失分佈與流場分佈後代入熱場進行溫度分析，因為溫度會改變電阻，使馬達的損失值改變，因此要再回傳新的電阻值給電磁場計算損失值，得到新的溫度分佈，重複步驟，直到溫度值收斂，最後試做樣品，驗證模擬和測量結果的溫度是一致的。

M. Tosetti(2013)[27]對應用於飛機燃氣渦輪發動機內的氣冷外轉子表面貼磁永磁發電機進行完整的 CFD 熱傳分析，最後比較模擬與實驗結果發現有不小的誤差。判斷誤差應來自於空氣流場會受環境空氣影響，繞組的複雜材料組成與排列也使熱場模擬結果難以接近真實。

S. Mizuno(2010)[28]開發一全封閉的氣冷感應馬達，全封閉使馬達可以防止外部塵土進入，減少馬達維護的次數與成本，但因內部空氣無法與外部對流，需要有良好的散熱設計才得以保持熱穩定，通常使用風扇作為動力源使內部空氣進入框體流道將熱傳至框體再傳給外部空氣，但風扇會產生很大的噪音，他們將風扇葉片間距設計為不均勻，並將其隱藏於內部空間，設計成果降低噪音達八分貝。

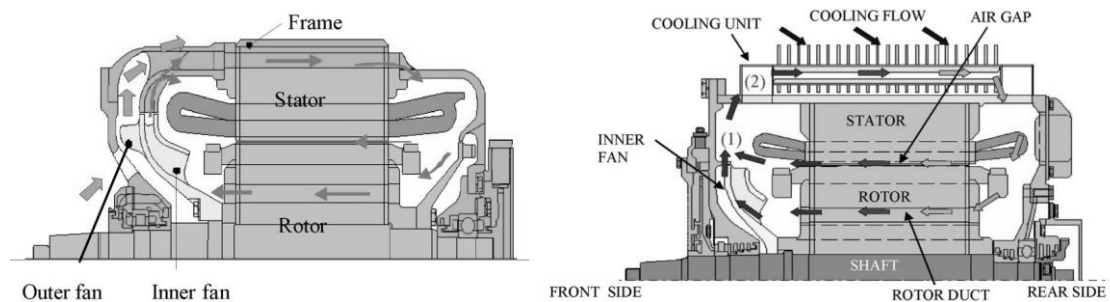


圖 2-17 具外部風扇與內部風扇之馬達[28]

兩種熱傳分析模型的建立都要求有正確的材料熱傳參數，因此也有許多研究探討如何量測到馬達中複雜結構如矽鋼片堆疊與繞組的真實等效熱傳導係數：

J. E. Cousineau(2015)[29]以實驗的方式量測矽鋼片的熱傳導係數，矽鋼片因堆疊且有絕緣薄膜使其熱傳導係數為各向異性，圖 2-24 顯示量測裝置，分別量測堆疊方向與垂直堆疊方向的熱傳導係數，得到堆疊方向的熱傳導係數約在 $1 \text{ W/m}^2\text{K}$ 上下，且施加的壓力愈大，熱傳導性能會愈好，而垂直堆疊方向的熱傳遞係數則可以達到 $21.8 \text{ W/m}^2\text{K}$ ，由結果可知矽鋼片在堆疊方向因熱傳導係數差的絕緣薄膜與片間的接觸熱阻而大幅降低其熱傳性能。

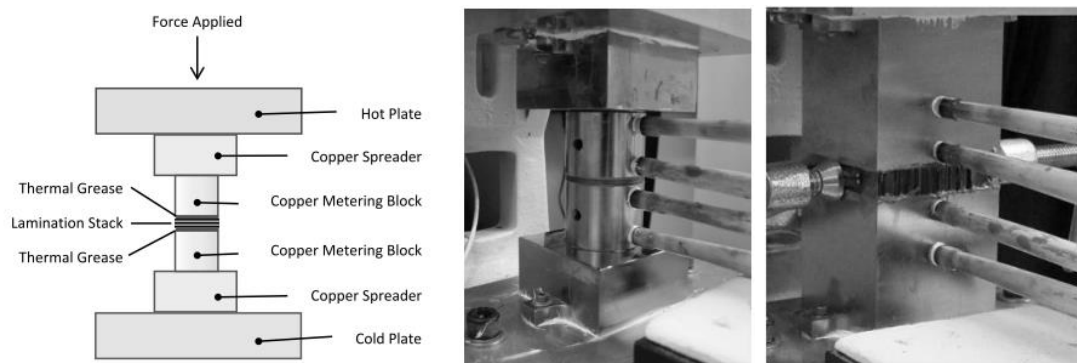


圖 2-18 矽鋼片熱傳導係數量測裝置[29]

K. Bennio(2012)[30]分析繞線在徑向與切向的等效熱傳導係數，馬達繞組的組成包含銅線、絕緣漆、填充物，繞線與鐵心間還有槽紙隔絕，填充物的作用是輔助絕緣與幫助熱傳，如果填充不完全，則會產生氣隙，使熱傳導性變差，該分析假設填充完全下，繞組等效熱傳導係數與佔槽率的關係。

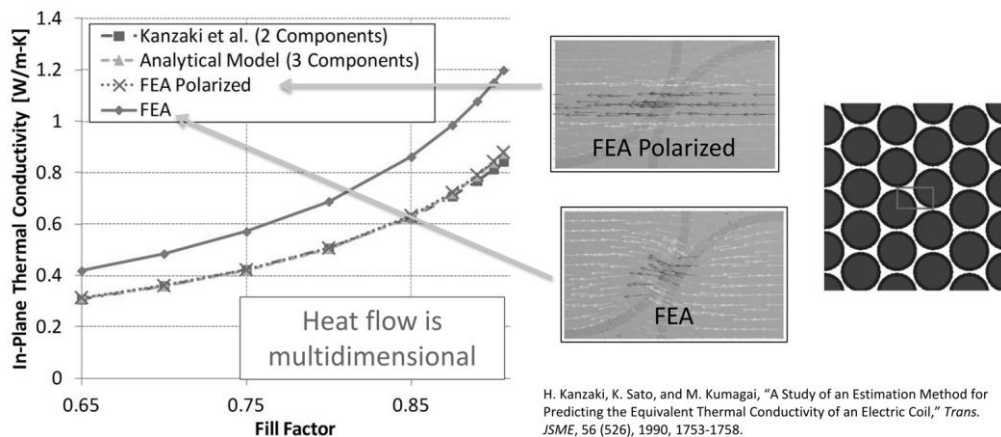


圖 2-19 繞組截面等效熱傳導係數與佔槽率關係[30]



2.3.3 馬達電磁熱之相互影響

電磁熱耦合分析主要考量的是溫度對材料性質之影響，在馬達中主要會改變：繞線與鼠籠之電阻、矽鋼片的 B-H 曲線、絕緣材料特性、熱膨脹。一般絕緣特性的變化已考慮在絕緣材料的耐熱等級內，在溫升限制內都可維持一定特性而不影響馬達性能，因此通常忽略其變化；而熱膨脹對材料在空間尺寸的變化因會牽扯到結構之變形，通常在進行電磁-熱-結構的多物理場耦合分析才會加入。

剩下的兩個因素中，根據 H. Y. Chang(2014)[31]，銅線的電阻隨溫度上升而增加，會造成銅損變大(圖 2-20)；N. Takahashi(2011)[32]則說明矽鋼片溫度上升時，因磁滯曲線變窄，鐵損值會降低，但磁通密度也會較容易飽和(圖 2-21)。在一般研究中，因矽鋼片材料的導磁特性量測不易，且在 200°C 變化內造成的性能改變微乎其微[33]，使研究人員在進行電磁熱耦合分析時一般只考慮電阻因溫度的改變。

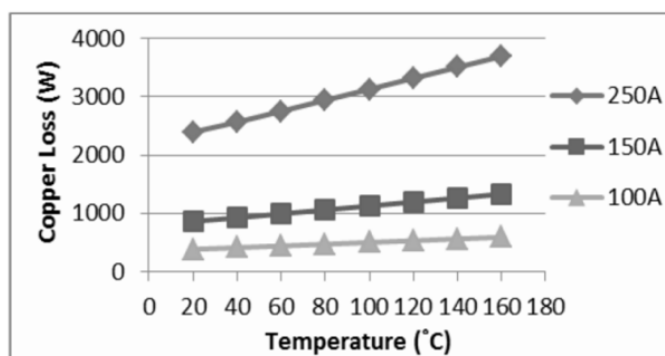


圖 2-20 馬達銅損與溫度關係[31]

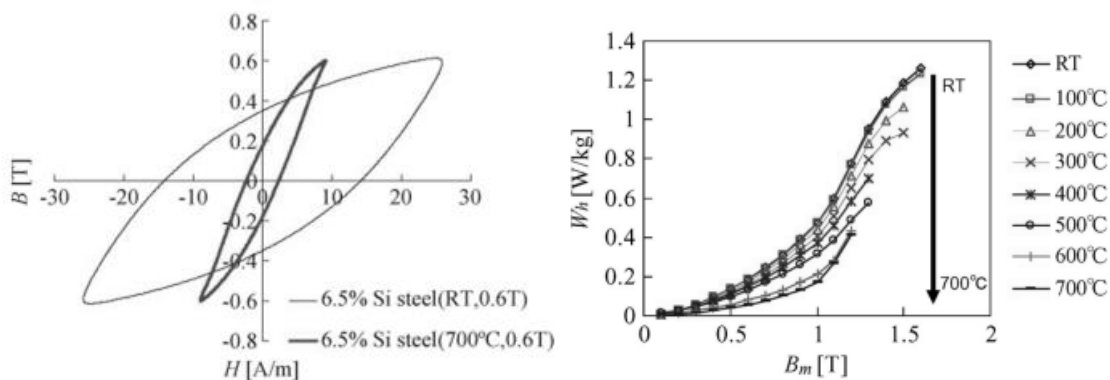


圖 2-21 矽鋼片 B-H 曲線與溫度關係[32]



2.3.4 小結

根據本章的文獻回顧，可以歸納出以下結論：

1. 一般在優化馬達設計時會使用電磁場之有限元素法分析馬達的性能，主要觀察其效率、轉矩、轉矩漣波等性能表現，並藉由磁通密度、磁力線等分佈圖分析可改善之方法，最常見的方式是修改槽形的長寬尺寸來選出有最佳性能的幾何配置。
2. 馬達熱分析可以使用熱路法或有限元素法與 CFD 進行，熱路法簡化複雜的 3D 模型成為 1D 模型，大幅降低運算成本，但同時也失去幾何與物理現象的細節，但如果要進行系統性的暫態模擬，如結合電磁場、驅動器、傳動系統、整車部件等，熱路模型是必要的。CFD 的利用在於改良設計，探討新的熱傳結構、材料、流場是否更佳，複雜的繞組結構與極小的氣隙皆會耗費很大的計算資源處理，僅進行局部部件的熱分析更有利於時間緊迫的優化需求。
3. 鐵心與繞組具有由不同材料組成的結構，不同材料的熱傳導係數相差甚遠，因此材料的排列方式會使熱傳能力具有方向性，如鐵心由矽鋼片堆疊而成，如果要分別切分厚度僅 0.35mm 的矽鋼片或更薄的絕緣薄膜的有限元素網格，會使運算效率極低，為減少網格數量，會視鐵心為單一、熱傳導係數具有方向性的材料。但廠商常無法提供這類數據，要經由實驗才能得到，如無法先試做進行實驗，則只能參考他人之結果。
4. 車用驅動馬達為防止道路塵土侵入需使用全封閉的形式，但感應馬達的散熱比永磁馬達更仰賴內部空氣的熱交換，因為感應馬達的轉子導體有感應電流，會產生不亞於定子的熱，雖然轉子沒有磁鐵不用擔心退磁可耐溫很高，但會加速內部空氣的溫升，進而影響繞組端部無法降溫。

第三章 馬達磁路分析與改良



本章先進行國內車廠現有之 150kW 水冷感應馬達原型的磁路分析，使用之工具為 ANSYS 公司 Maxwell 軟體的 RMxpert 與 Maxwell 2D 模組，之後將分析出之馬達性能結果比對實驗數據以修正分析之模擬模型，分析流程如圖 3-1，馬達規格如表 3-1。本章上半段分析的目標是要找出該馬達磁路可改良的方向，下半部接著進行馬達磁路改良研究。

本次磁路分析設定輸入源為三相的正弦交流電壓源，經過驅動器的空間向量 PWM 變頻後的等效線電壓方均根值為 $336V \times 0.907 \div 1.414 = 215.5V$ ，線電流方均根值上限為 525A，並設定額定電流為 210A。馬達整體溫度假設為 $115^{\circ}C$ ，繞線及鼠籠電阻皆在此溫度下計算。

以下無論是 RMxpert 或 Maxwell 2D 分析得出之馬達性能都是沒有考慮機械損與風阻損的。因輸入電壓簡化為正弦波，同時也忽略驅動器變頻輸出所包含的諧波對馬達輸出與損失的影響。

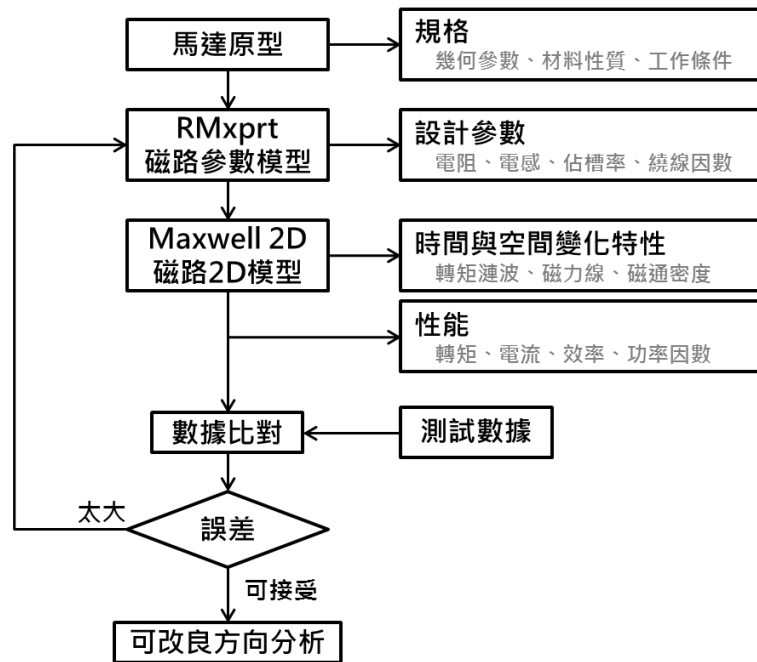


圖 3-1 馬達原型磁路分析流程

表 3-1 國內車廠 150kW 水冷感應馬達性能規格表

直流電壓	336 V	線電流限制(10sec)	525A
最大功率(10sec)	150 kW	額定功率(30min)	60 kW
最大轉矩(10sec)	225 N-m	額定轉矩(30min)	90 N-m
最高轉速(Conti.)	13000 rpm	絕緣等級	H
最高效率	93.27% @ 60N-m, 6000rpm	冷卻方式	水冷 15L/min
重量	55 kg	矽鋼片材料	35CS250

圖 3-2 為該 150kW 馬達原型實測所得到之性能曲線，該最大性能曲線的線電流值為 510A，額定性能曲線的線電流值為 210A。而完整操作區域的效率圖如圖 3-3，在 60N-m、6000rpm 時有最高效率 93.27%。

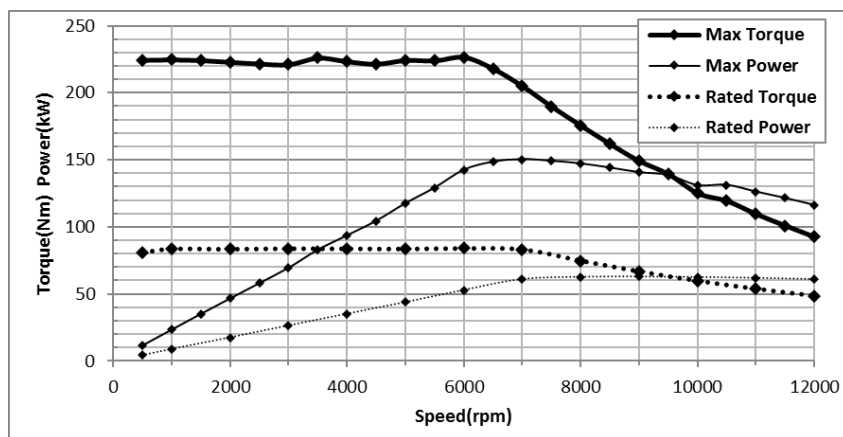


圖 3-2 馬達原型實測之定電流輸出性能曲線

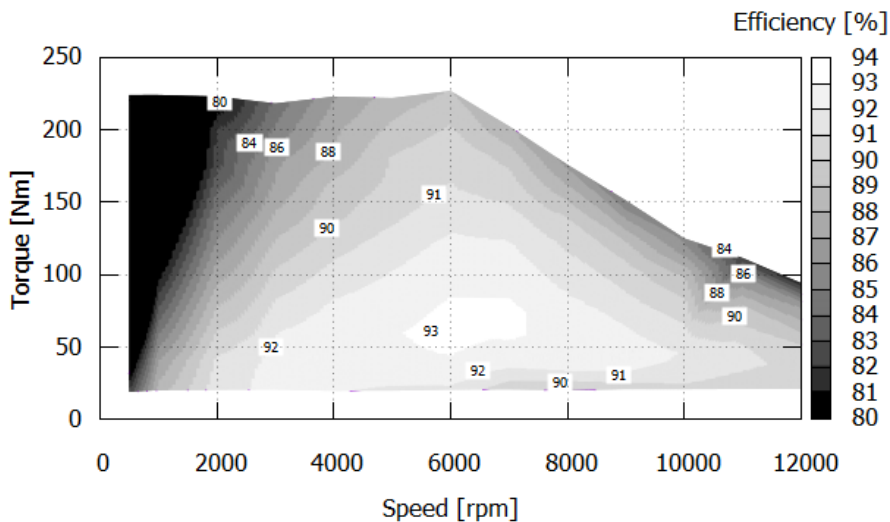


圖 3-3 馬達原型實測之效率



3.1 RMxpert 特性分析

3.1.1 模型建立

首先在 RMxpert 中以表 3-2 之規格建立模型，RMxpert 提供槽形模板(圖 3-4)可輸入參數來創建整體定轉子模型，並自動由輸入的繞線參數來生成完整繞線圖(圖 3-5)。完成模型後輸入操作的電壓、轉速、頻率，RMxpert 會以內建公式計算馬達各項參數，可粗估馬達之基本特性與性能。

表 3-2 國內車廠 150kW 水冷感應馬達磁路設計規格表

整體	相數	3 相	定子(mm)	外徑	203
	極數	4 極		內徑	127.152
	矽鋼片材料	35H250		齒寬	4.428
	疊積係數	0.95		槽開口高	0.686
	積厚	152 mm		槽頂肩距	0.433
	定子槽數	48		槽肩底距	20.193
	轉子槽數	68		槽開口寬	2.54
	繞線方式	分佈繞		槽底圓角	0.254
	接線方式	Y 接		轉子(mm)	外徑
	節距	8	內徑		38.1
	並連數	2	槽頂間距		0.25
	每槽導體數	2 turn * 2	槽頂肩距		0.6
	每導體線數	47	槽肩底距		20.32
	繞線線徑	0.5733 mm	槽頂寬		0.1
	鼠籠材料	銅	槽肩寬		2.667
	端環寬	25.4 mm	槽底寬		0.762
	端環高	21.75 mm	槽底圓角		0.2

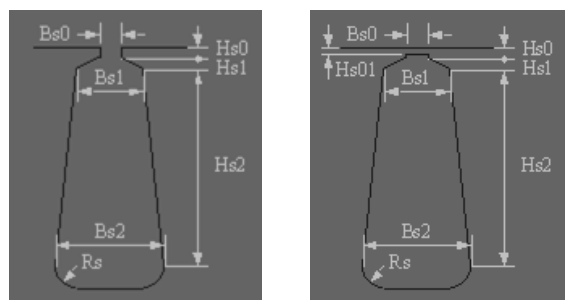


圖 3-4 RMxpert 定轉子槽形模板

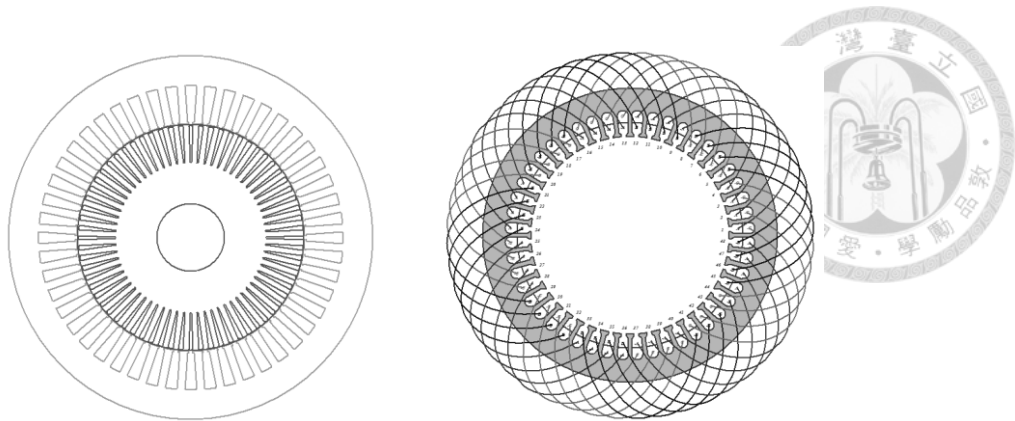


圖 3-5 RMxprt 定轉子形狀與繞線圖示

本次研究用於分析之矽鋼片材料設定為 35H250，為日本新日鐵所生產，實際馬達使用之矽鋼片會是 35CS250，由中鋼生產，因中鋼沒有提供該款矽鋼片的磁化與鐵損曲線參數，所以使用同尺寸、鐵損等級的 35H250 磁性能曲線(圖 3-6)來分析，圖中可知當磁通密度達到 1.5 T 後，磁場強度與磁通密度將不再是線性關係，斜率開始大幅變化，當磁通密度達到 1.8 T 時，斜率已接近真空磁導率，也就是矽鋼片達到磁飽和，需要增加更多的電流才能提升磁通，將使得銅損增加而馬達效率降低，因此設計時要盡量減少磁通密度超過 1.5 T 的區域。

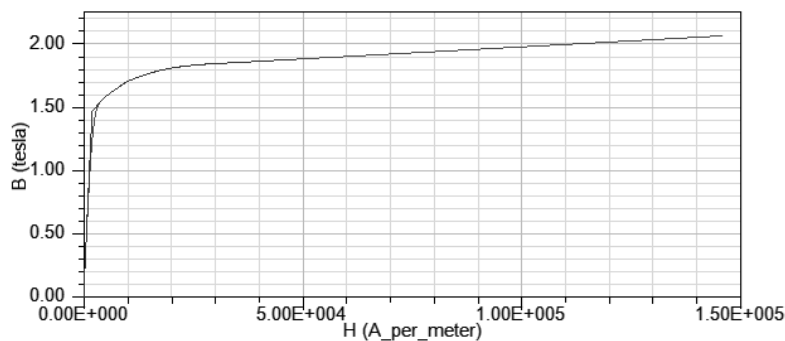


圖 3-6 矽鋼片 35H250 B-H 曲線

RMxprt 是依據等效磁路模型方法計算馬達性能，並未考慮馬達磁路在空間與時間中不均勻、非線性的分布，以及實際上定子齒部與轉子槽口常發生的磁飽和現象，因此等效磁路法往往很難得到準確的結果，須以有限元素分析才可得到更準確的結果，一般來說 RMxprt 計算之轉矩會高出實測結果 5% 以上，因此在用 RMxprt 分析時應設定轉矩要比目標轉矩高。



3.1.2 輸出性能分析

首先計算馬達的最大和額定 T-N 曲線，使用變頻變壓驅動，須調整交流電源的電壓、頻率使電流為 525A 和 210A，結果如圖 3-7，可見最大轉矩達到 240N-m 以上，額定轉矩約在 85N-m，功率則分別有 165kW 和 70kW，皆超出馬達動力目標需求，並比實測值高一些。

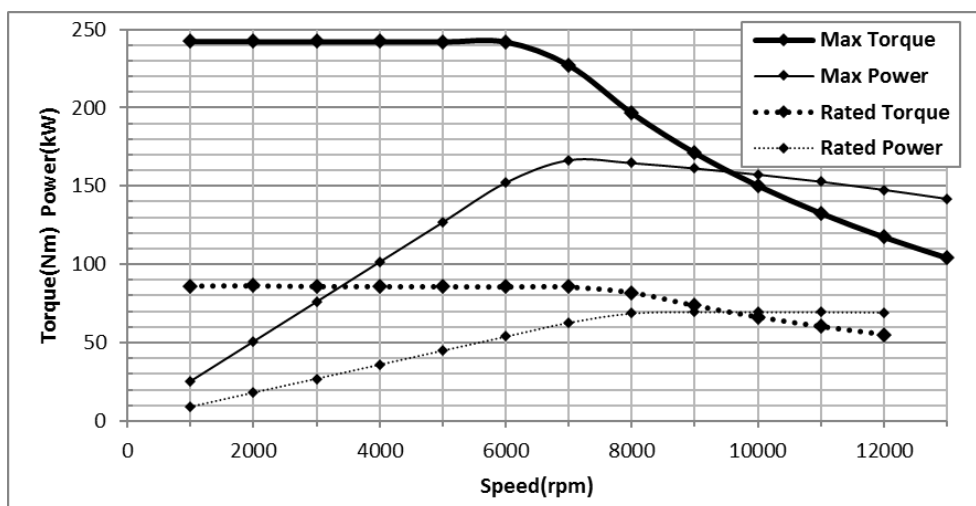


圖 3-7 馬達原型 RMxprt 得到之定電流輸出性能曲線

接著由電流改變來觀察轉矩變化(圖 3-8)，轉速提高會使一定電流下的轉矩降低，且電流與轉矩並非線性關係，電流增加會使提高的轉矩慢慢減少，在高轉速會比較明顯，推測該特性可能與磁飽和或反電動勢有關，後面的章節會再繼續分析探討。

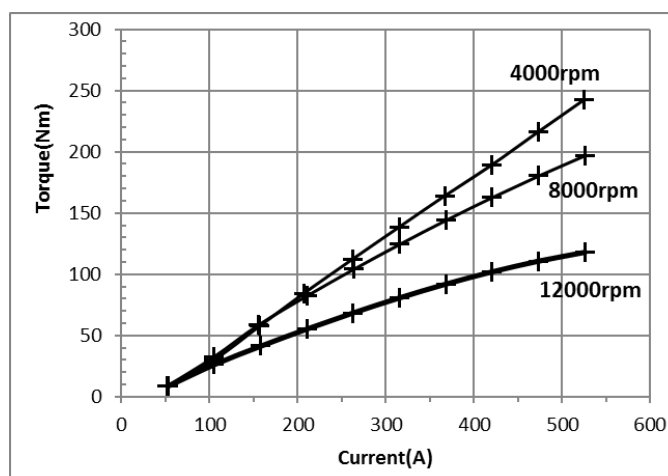


圖 3-8 馬達原型 RMxprt 得到之電流與轉矩關係



3.1.3 電路與磁路參數分析

得到電路與磁路參數可以更了解該馬達之特性，以下結果為 115°C 時對應的參數，電路參數計算使用圖 2-6(b)的單相等效電路，有磁化電抗、鐵損電阻、定子電阻、定子漏磁電抗、轉子電阻、轉子漏磁電抗，可以計算得到定子、轉子、磁化、鐵損電流，如表 3-3，也計算出佔槽率，佔槽率會影響在繞線時能否將銅線都放入槽中，因為繞線除了有銅線還有包覆線的絕緣膜、線與槽間的絕緣紙、線與線間無法塞滿的空隙，因此該馬達的銅線僅占槽面積的 56.17 %。

表 3-3 馬達原型 8000rpm 210A 下之電路參數

X_M	磁化電抗	1.997 Ω	I_1	定子電流	211.0 A
R_c	鐵損電阻	51.69 Ω	I_2	轉子電流	195.5 A
R_1	定子電阻	8.190 m Ω	I_M	磁化電流	59.53 A
X_1	定子漏磁電抗	48.31 m Ω	I_c	鐵損電流	2.299 A
R_2	轉子電阻	2.880 m Ω		繞線係數	0.8294
X_2	轉子漏磁電抗	48.88 m Ω		佔槽率(不含絕緣)	56.17 %

定子與轉子電阻一般不會隨轉矩及轉速變化，除非交流電頻率太高，使導體發生顯著的集膚效應才會使電阻增加，但在本次的馬達中不需考慮此情況。而鐵損電阻與電抗隨轉矩及轉速變化，它們會受到磁場的飽和狀態與交變頻率影響。從圖 3-9 可以看到鐵損電阻隨轉速增加，斜率漸漸減小，而最大與額定轉矩兩條線則接近重疊，因此可以知道轉矩變化幾乎不影響該電阻值。

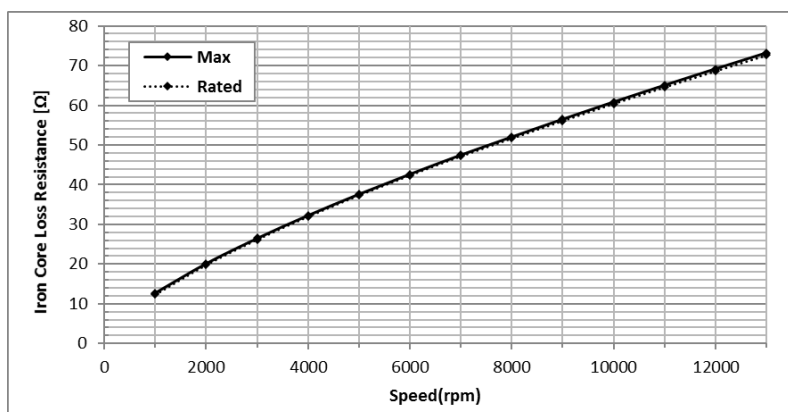


圖 3-9 馬達原型鐵損電阻與轉速、轉矩關係

將電抗除以電流頻率與 2π 來得到電感值，得到結果如圖 3-10 與圖 3-11，不論是磁化或定轉子漏磁電感在高轉速與低轉速區分別的變化皆不大，在中間的 6000~9000rpm 基速後的定功率區域才有大幅變化，此區功率的維持主要依靠滑差頻率的增加，滑差頻率增加會使磁化電感大幅增加，電抗也因此變大，磁化電流下降，使磁通降低，而電流仍維持定值。不同轉矩的轉子電感差距很大，定子電感則在高轉速區接近相同，低轉速區才有明顯差距。

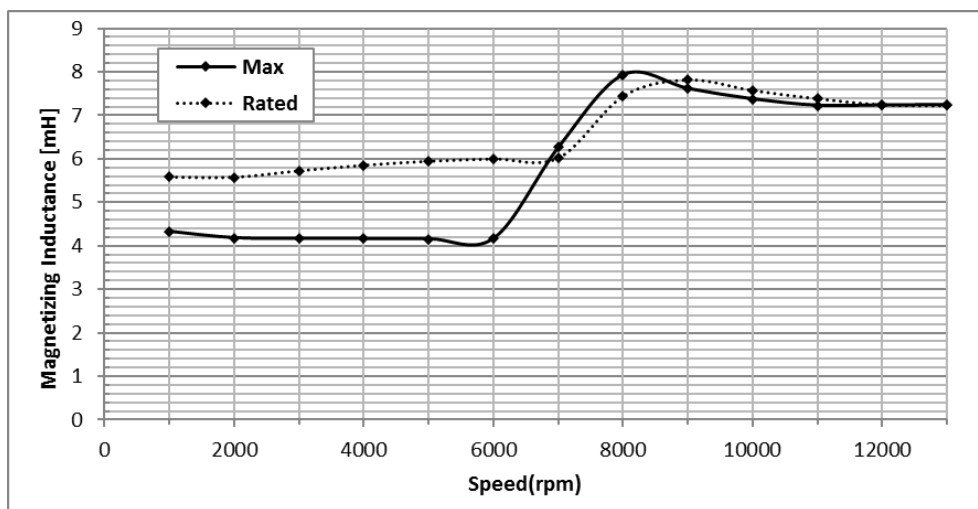


圖 3-10 馬達原型磁化電感與轉速、轉矩關係

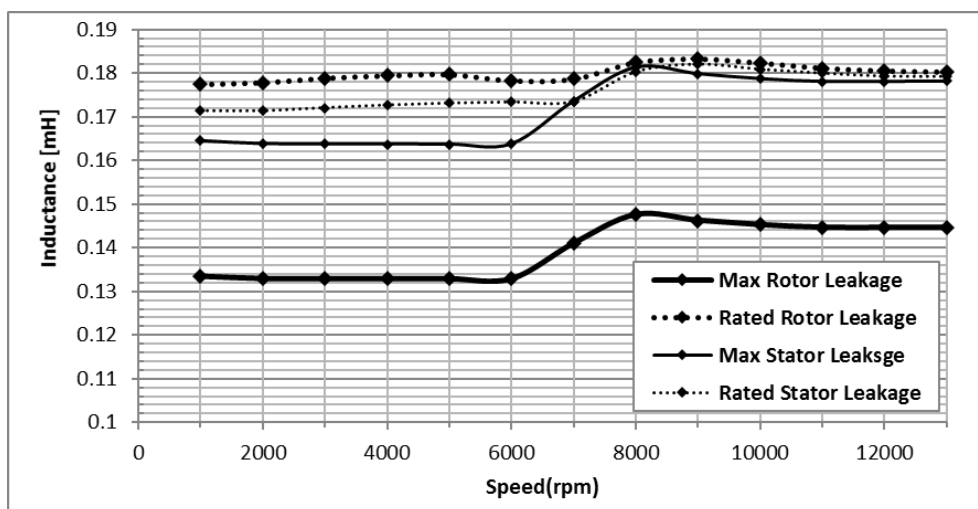


圖 3-11 馬達原型定轉子漏磁電感與轉速、轉矩關係

圖 3-12 顯示馬達各部位磁通密度對轉速的變化，在定轉矩區，磁通密度保持定值，過基速後磁通密度開始下降。在定轉矩區的 4000rpm 時，定子電流提升會使定子齒部磁通密度持續增加(圖 3-13)，但在定功率區的 8000rpm 時，磁通密度在電流增加到 157.5A 時就不再提高，更高電流下的磁通反而開始下降，降功率區的 12000rpm 則磁通密度開始下降時的電流更縮小到 105A。可知在無法靠提升電壓而要靠提高滑差來電流的區域，磁通密度會隨滑差提高而下降。

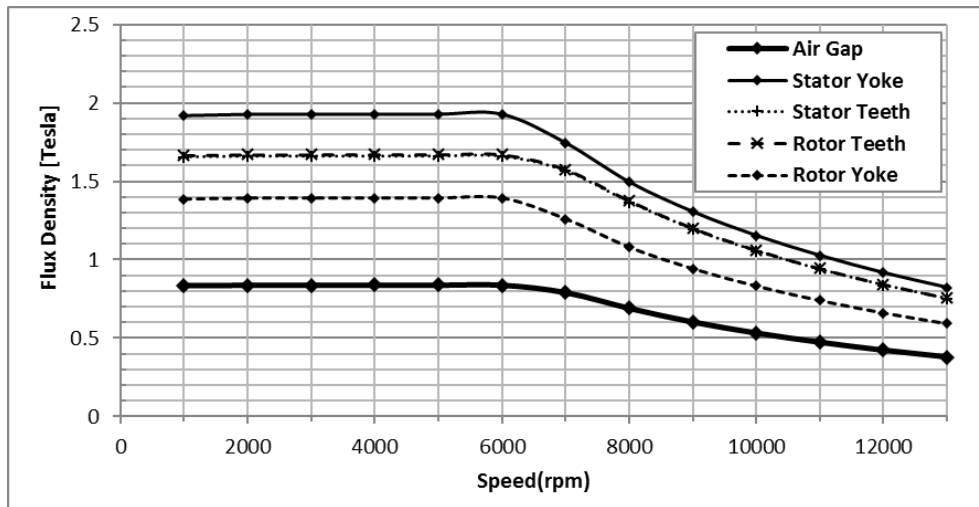


圖 3-12 馬達原型電流 525A 下磁通密度與轉速關係

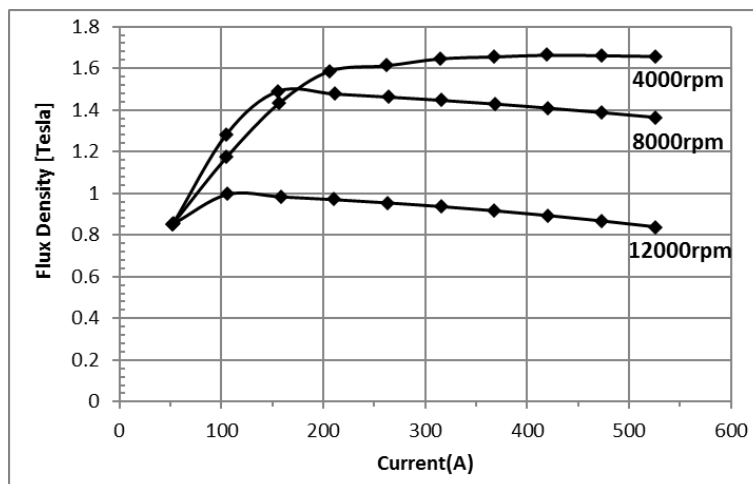


圖 3-13 馬達原型定子齒部磁通密度與電流關係



3.2 Maxwell 2D 性能分析

本節進行有限元素分析來更進一步得到準確的馬達性能與磁場分布狀況，一般徑向氣隙馬達可選擇使用二維或三維來進行分析，二維分析速度比三維快幾十倍，但端部繞線與鼠籠端環的電阻、電感都要在分析前輸入才可計算，也就是會忽略軸向的磁場變化。本次研究因計算資源有限，選擇使用二維有限元素法的 Maxwell 2D 來進行分析，要輸入的電阻、電感都由 RMxpirt 計算得到，計算值因未考慮繞線的實際工法、材料與排列方式，必然有些誤差，但如此才能進行有效率的分析。

3.2.1 模型建立

因馬達的電磁場會呈現週期性分佈，在進行有限元素分析時，可以將模型簡化為一個磁場週期的定轉子幾何，週期數的判斷是根據槽極數的最大公因數決定，本研究中的馬達槽極數為定子 48 槽、轉子 68 槽、4 極，最大公因數為 4，因此在分析時可以將模型簡化為四分之一，產生馬達模型如圖 3-14。另外網格劃分的設定採用 RMxpirt 自動產生 Maxwell 2D 模型時的預設值，可以看到在轉子部分因為要計算感應電流而網格會比較密以得到較準確的結果，其他部分因磁場變化相對較簡單而使用的網格較粗。

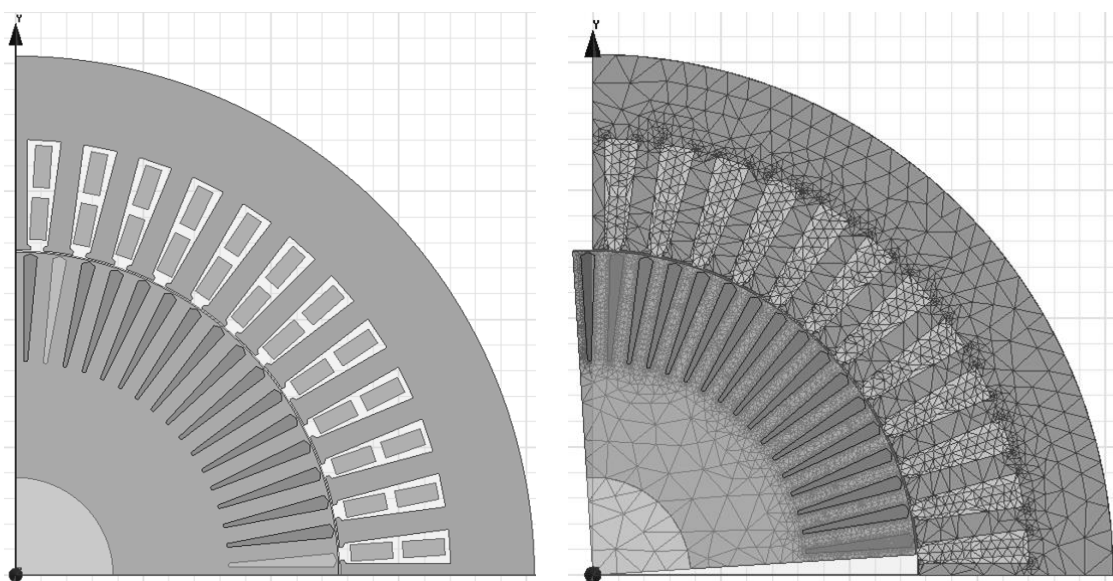


圖 3-14 馬達原型 Maxwell 2D 模型

繞線的激勵源設定為電壓源，為簡化圖 3-15 左邊複雜且密集的繞線，模型將多股的繞線簡化為單體以減少網格數量，並省略掉絕緣物質，在此情況下 Maxwell 2D 無法由該模型直接計算繞線的電阻、電感，因此會將這兩項值在激勵源的設定中輸入，就如同因是二維模型而無法計算的端部電阻、電感同樣會由 RMxpert 計算得到的值輸入。

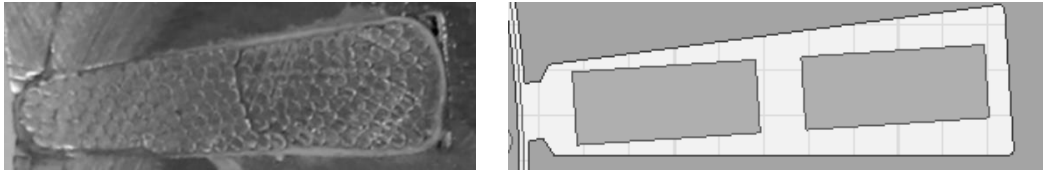


圖 3-15 實際繞線與 Maxwell 2D 馬達繞線模型

在 Maxwell 2D 中的馬達輸出性能分析是使用瞬態磁場求解器，轉子轉速預先設定為一定值，分析該轉速與電壓源下，轉矩與磁場在不同旋轉角度下的值，瞬態分析須設定時間長與時間步長，圖 3-16 顯示為時間長 0.15s、步長 0.1ms 的分析結果，時間長 0.15s 代表是馬達分析會從 0 秒時的無激勵源與全域磁場為零的狀態，開始施加設定激勵源，並以每個時間步長 0.1ms 求解一次磁場變化。時間長的長短是決定於馬達的磁場多久會到穩態，因為感應馬達的轉子導體需要由定子磁場感應出電流，因此需要一定數量週期的磁場變化才能使定子與轉子間的磁場相互影響達到穩定，從轉矩的分析結果來看就是值已變成固定的周期性變化，從圖 3-16 來看，轉矩在 0~30ms 有劇烈變化，30ms 之後緩慢上升，直到 100ms 後才是完成達到穩定，一般要設定時間長至少為 30 個電氣週期。

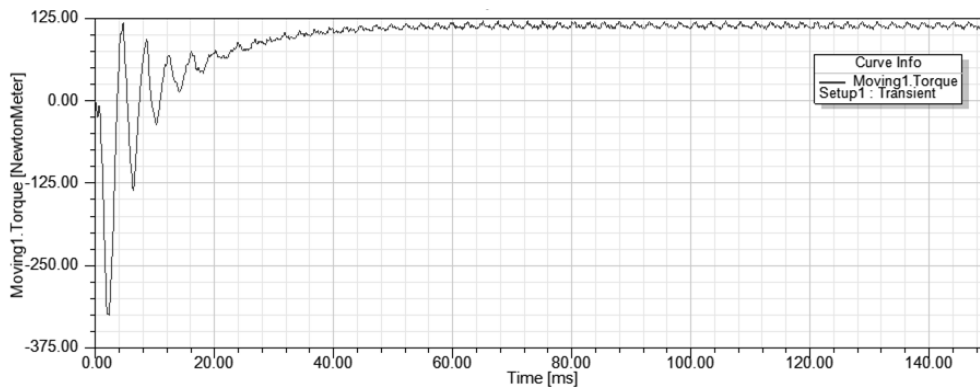


圖 3-16 Maxwell 2D 轉矩對時間分析結果

不同的時間步長會影響能不能分析出細部的轉矩變化，如槽數與槽形對轉矩的影響就需要比較小的步長才能得到，圖 3-17 可以看到步長為 1E-005s 的轉矩可以顯示出轉矩變化的細節，但步長為 0.0001s 的就已經看不到細部的變化，只能用來判斷大略的平均轉矩，而且如表 3-4，此結果與圖 3-17 是以不同操作點狀態分析，但可以看到同樣的趨勢是時間步長愈小分析出來的轉矩就愈小，因為得到的二次銅損和鐵損會隨時間步長縮小而加大，本次研究無法證實是否時間步長愈小是愈準確，因此之後的分析會視需要得到多細部的資訊來選擇合適的時間步長，得到的損失值則會用來觀察不同設計下的損失變化趨勢，而不會當作是馬達的真實效率情況。

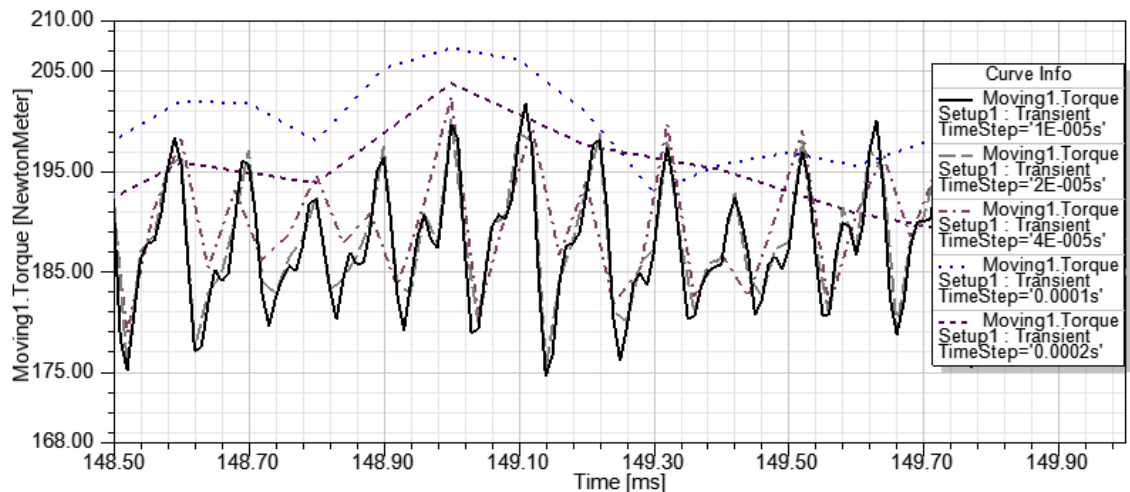


圖 3-17 不同時間步長下的轉矩分析結果

表 3-4 不同時間步長之轉矩與損失分析結果比較

150kW@8000rpm							
Time step	step/T	耗時 hr	力矩 N-m	效率 %	一次銅損 W	二次銅損 W	鐵損 W
RMxpvt		4s	187.2	94.4	6306	2312	712
1.0E-04	37	1.2	184.6	93.5	6193	4011	510
5.0E-05	75	2.5	181.2	92.4	6191	5400	873
2.0E-05	187	6.2	178.3	91.4	6193	6693	1234
1.0E-05	375	12.5	177.9	91.0	6198	7216	1307
5.0E-06	750	25.0	177.6	90.8	6199	7526	1327
實驗結果		30s	175.9	86.8			



以上將模型初步建立完成，但實際上模型還有一個重要的部分要進行修正，就是轉子鼠籠的電阻，實際的鼠籠是以在轉子的槽孔插銅棒後，再焊接端環的方式製造，與直接壓鑄鼠籠成型的方式不同，銅棒會無法完全塞滿槽內的空間，必須保留一定的裕度使銅棒得以穿過層層的矽鋼片，實際導體截面積會比槽孔小，電阻會比較大。另外端環的焊接面也會造成電阻增加，加上轉子的溫度可能會比定子繞線高出不少，溫度上升也會使電阻提高，因此轉子的電阻必須經過大幅修正，否則分析出的滑差率會與實際有很大的差距。

圖 3-18 顯示未修正的分析結果，左邊顯示電流與轉矩關係，同樣的電流，模擬出的轉矩會比實驗值較高，因為實驗值還會因摩擦力、風阻、雜散損失而減少轉矩，但圖 3-18 右邊的轉矩與滑差率關係就顯得誤差很大，同樣轉矩下實驗得到的滑差率會大於模擬結果很多，從理論上來看，實測的滑差率會較大是因為轉子電阻實際上是比模擬時設定的大，因此要以增加轉子電阻來修正模型，方法是將鼠籠材料的電導率降低，原設定是電導率為 51371400 S/m，當電導率修改為 30000000 S/m 時模擬結果如圖 3-19，修正後同樣轉矩所需要的電流略微變高，因為轉子電阻增加會使二次銅損增加而效率變差，而滑差率的誤差也減少至相當接近實驗值。

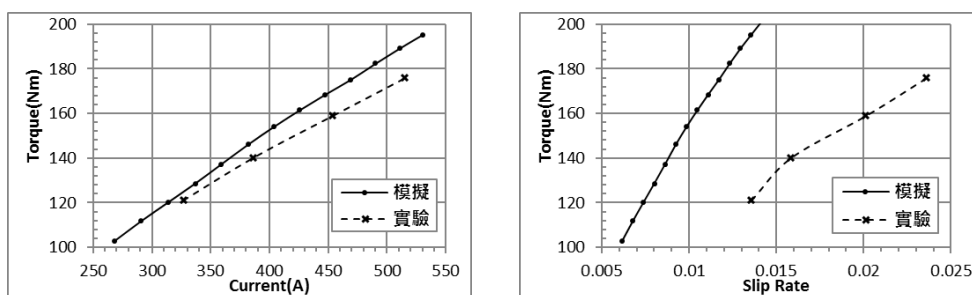


圖 3-18 未修正模型之轉矩與電流及滑差率關係

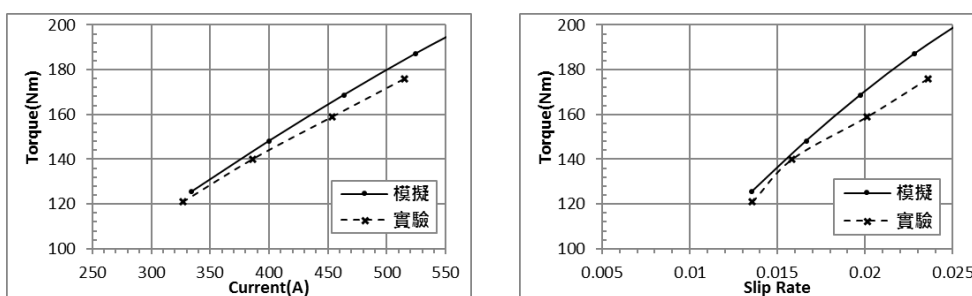


圖 3-19 修正轉子電阻後的轉矩與電流及滑差率關係



3.2.2 轉矩與損失分析

接下來由分析馬達原型在最大、額定輸出及定轉速不同負載下的轉矩和效率來觀察模型分析結果與實驗值之誤差，並由分析出之不同損失的大小與比例，探討可改良效率之方向。

圖 3-20 是轉矩模擬結果與實驗值的比較，最大輸出下的模擬結果較實驗值高，部分原因為模擬時未能完全調整適當使輸入電流和電壓剛好與實驗值相等，模擬的輸入電流較實驗值高約 10%，輸入電壓則在基速前較實驗值略低，另外的原因可能是模擬時設定的矽鋼片材料 B-H 曲線和鐵損值與加工完成的馬達矽鋼片略有差異，且實驗得到的轉矩是已扣除機械損和風阻損對轉矩影響，模擬值則未計算到這部分。額定輸出因模擬之輸入電流相當接近實驗值，因此轉矩誤差也相當小。

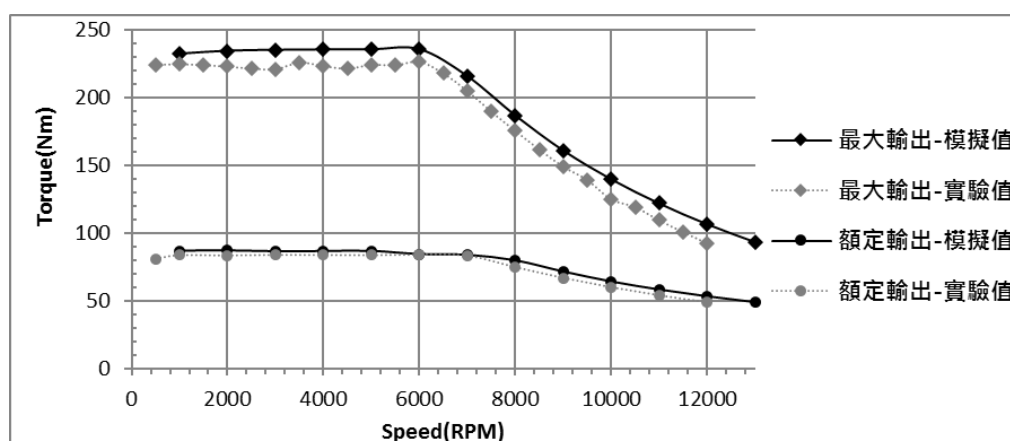


圖 3-20 馬達原型轉矩模擬結果與實驗值比較

圖 3-21 的效率比較可以看到在低轉速下幾乎沒有誤差，隨轉速提高誤差開始增加，造成誤差的原因主要為機械損和風阻損，因為在電磁模擬的損失中不包含此二者，因此計算效率時也未計入，兩者都與轉速成正相關，因此誤差隨轉速提高也是必然的結果。另外模擬效率中還未計入雜散損的影響，雜散損的大小一般認為與輸出功率成正比，因此同樣是會與轉速成正相關。

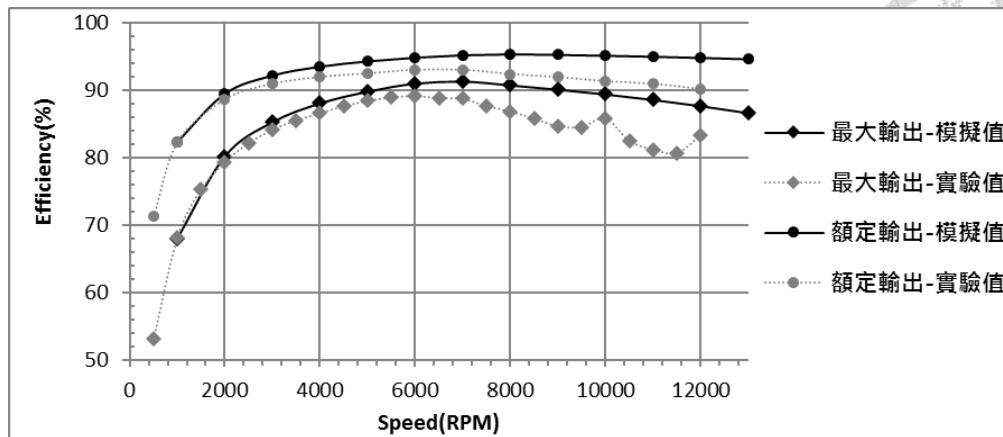


圖 3-21 馬達原型效率模擬結果與實驗值比較

定轉速下的轉矩與電流關係如圖 3-22，轉速 4000rpm、8000rpm、12000rpm 下的轉矩分析結果與實驗值誤差都不大，但可以看到 4000rpm 的模擬轉矩較實驗值低，原因可由後面圖 3-24 發現，在定轉矩下低轉速時的轉子銅損會較低，當轉子上的損失較低時溫度自然也下降，而前面在校正轉子電阻時是以 8000rpm 的實驗時的溫度來修正導體材料的導電率，因此當做 4000rpm 測試時的轉子溫度應比 8000rpm 時來的低，此時的轉子電阻也應較低，使 4000rpm 的實驗值相對於以 8000rpm 的轉子電阻條件下來模擬 4000rpm 時顯得損失下降、效率提高，輸出轉矩也因此較高。而 8000 和 12000rpm 下的比較則因為摩擦阻力、風阻力、雜散損，三者的作用增加使實驗值小於模擬值。

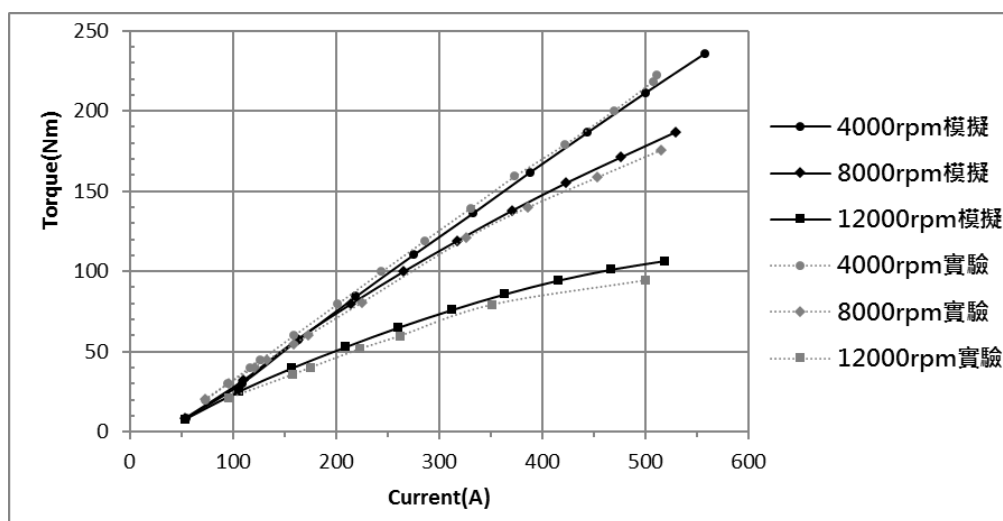


圖 3-22 馬達原型定轉速下轉矩與電流關係分析

定轉速下的電流與功率大致為正比關係，但不同轉速下的最大功率不同而最大電流相同，因此圖 3-23 用效率與電流關係來做圖，定轉速下的效率模擬在趨勢上與實驗一致，但實驗得到的效率都低上許多，其中的差值應包含機械損、風阻損、雜散損，並且在低電流與高電流時的效率實驗值較模擬值低特別多，造成這個現象的原因推測有兩種：一、低電流低功率時的效率受到摩擦阻力、風阻力影響的佔比較大，因此低功率下的效率也下降特別多；二、高電流高功率時因轉子的損失大，轉子的溫度較高，因此效率因轉子電阻的提高而降低。

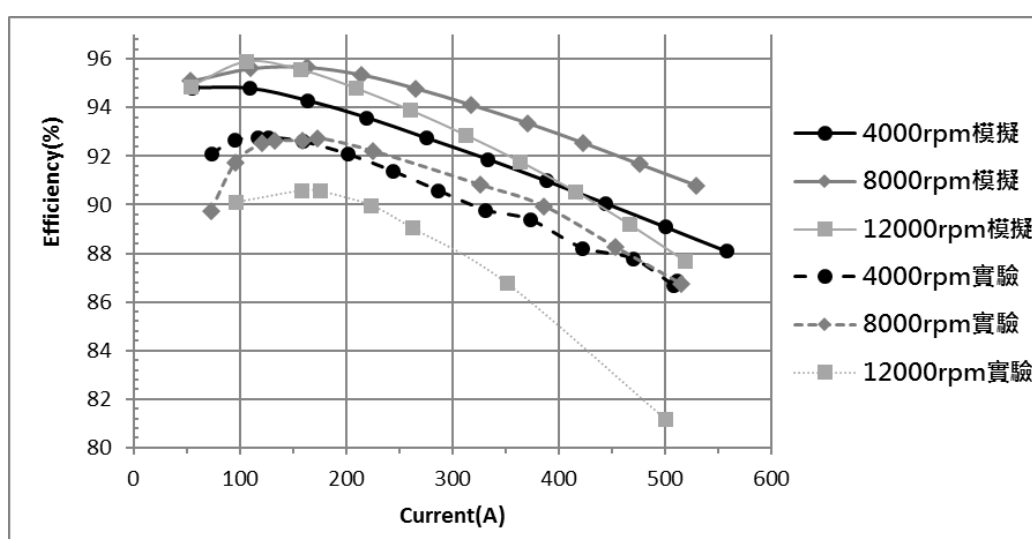


圖 3-23 馬達原型定轉速下效率與電流關係分析

確認模型的誤差量後，就可以開始分析馬達的損失值及如何使其降低的方法，在最大輸出下分析得到的電磁損失值可以在圖 3-24 中看到，其中轉子銅損與鐵損都會隨轉速提高而增加，定子銅損則在定轉矩操作時維持定值，過基速進入定功率開始略微下降，但以實際實驗的數據可以知道定子電流在最大輸出下還是會限制在定值，因此模擬結果的定子銅損下降主要是因為 RMxpvt 在高轉速下的滑差預估不夠準確，使 Maxwell 2D 分析的電流結果有較大誤差。

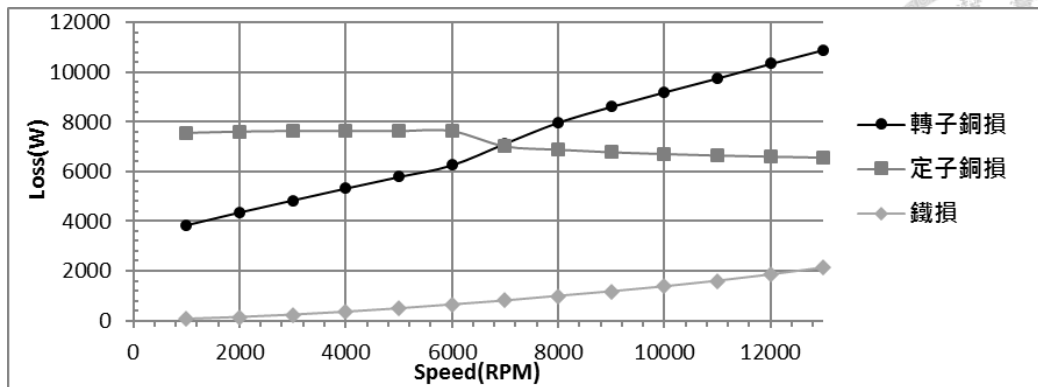


圖 3-24 馬達原型最大輸出下損失與轉速關係

由模擬結果計算，知道轉速 1000rpm 時的轉子導體電流與 13000rpm 僅增加不到 10%，根據銅損的公式(2-7)，如果電流不變，就只有電阻增加才會造成銅損增加，從圖 3-25 就可以看到高轉速時的代表電流密度高的紅色區域較低轉速時大，也就是說高轉速會使電流集中在轉子導體中接近轉子外徑的區域，電流流經的截面積縮小就代表實際的電阻增加，造成銅損跟著增加。

轉子銅損在總損失中占有相當高的比例，最直接的降低方法就是減少轉子導體的電阻，所以驅動馬達通常選擇使用銅導體轉子，而非較低成本與技術的鋁導體轉子，除了材料的變更，也要由改進製造工法來增加導體在槽孔中的填滿率，並減少焊接、加工變形等會增加電阻之工法。本次研究進行的轉子改良會盡可能在不影響磁通下，以增加槽孔截面積的方式來降低轉子電阻。

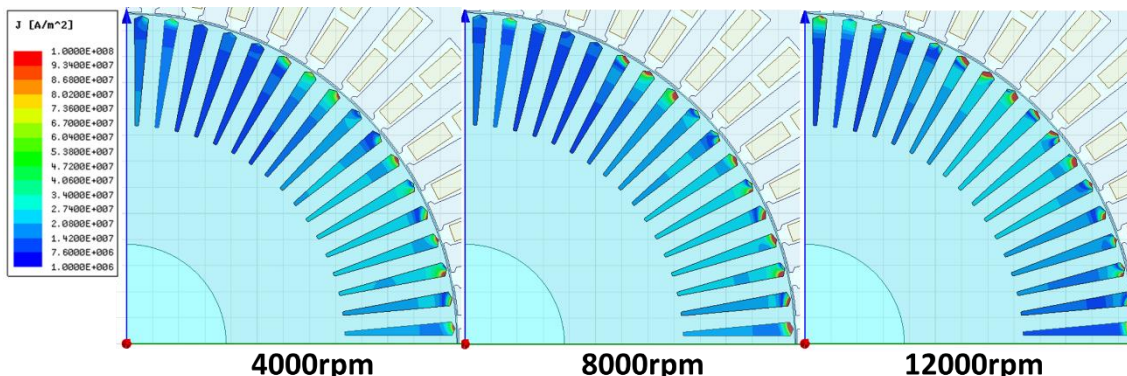


圖 3-25 不同轉速下的轉子電流密度分布

鐵損值決定於矽鋼片上之磁場頻率與磁通密度，分析結果圖 3-26 顯示在 4000rpm 前磁滯損較大，但因磁滯損與頻率成正比，渦流損與頻率平方成正比，渦流損隨轉速增加的幅度大於磁滯損，因此 4000rpm 後都是渦流損較大。另外可以發現磁滯損在基速約 6500rpm 後開始變小，因為基速後的定功率區就是處於輸入電壓無法再提高的時候，此時為維持高電流，磁通密度會降低來減少反電動勢，而磁滯損與渦流損都與磁通密度平方成正比，因此當磁通密度減少時，只與頻率一次方成正比的磁滯損就因為兩者一增一降，最後結果是磁滯損隨轉速增加微微降低。渦流損則因與頻率平方成正比，仍維持上升的趨勢。以效率提升的磁路設計改良來看，因頻率無法改變，在同樣的材料條件下要降低鐵損就只能想方法減少磁通密度，可能是由調整槽形或繞線使磁通密度可以分布的更平均或減少漏磁

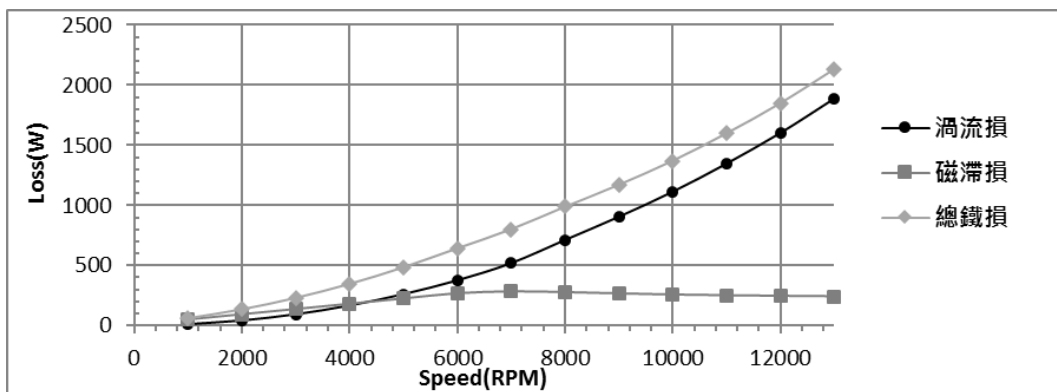


圖 3-26 馬達原型最大輸出下鐵損與轉速關係



3.2.3 磁路分佈分析

馬達的磁路主要可以由磁通密度與磁力線的分布來觀察(圖 3-27)，兩者都可以表示磁通量的分布狀況，磁通密度分布圖可以凸顯何處是磁通量集中的區域，並了解矽鋼片的磁化是否達到飽和；而磁力線分布圖則可以了解磁路的走向，並判斷磁路與電路相互作用之空間關係。

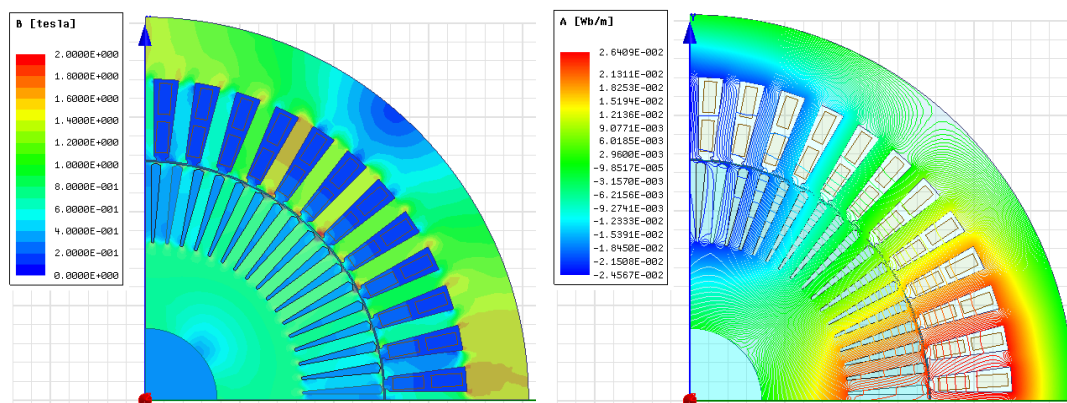


圖 3-27 馬達原型磁通密度與磁力線分布圖

磁路是由定子繞線電流產生的磁力線通過定子鐵心軛部，接著齒部，穿過氣隙到達轉子齒部，再到轉子軛部，並從另一個齒部接回到定子鐵心軛部，當這樣的磁場變化時就能在轉子導體上產生感應電壓，但圖 3-28 可以看到有些磁力線會直接穿過銅線與空氣形成較短的迴路，這些磁力線就稱為是漏磁，因為只有能通過導體周圍的磁力線才能在導體上產生感應電壓，漏磁會耗損磁動勢，使同樣電流下產生的轉矩降低，因此會希望磁路設計時能盡量消除漏磁，實際上不可能達成完全無漏磁，但可以由槽形設計來降低磁力線走捷徑的比例。槽形設計同時也要降低磁通密度的局部集中現象，磁動勢會因磁阻消耗，而磁通密度局部集中會使矽鋼片達到磁飽和而增加磁阻。

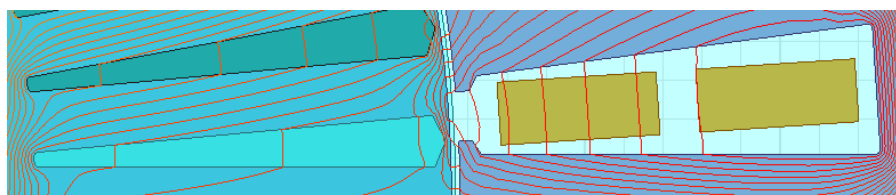
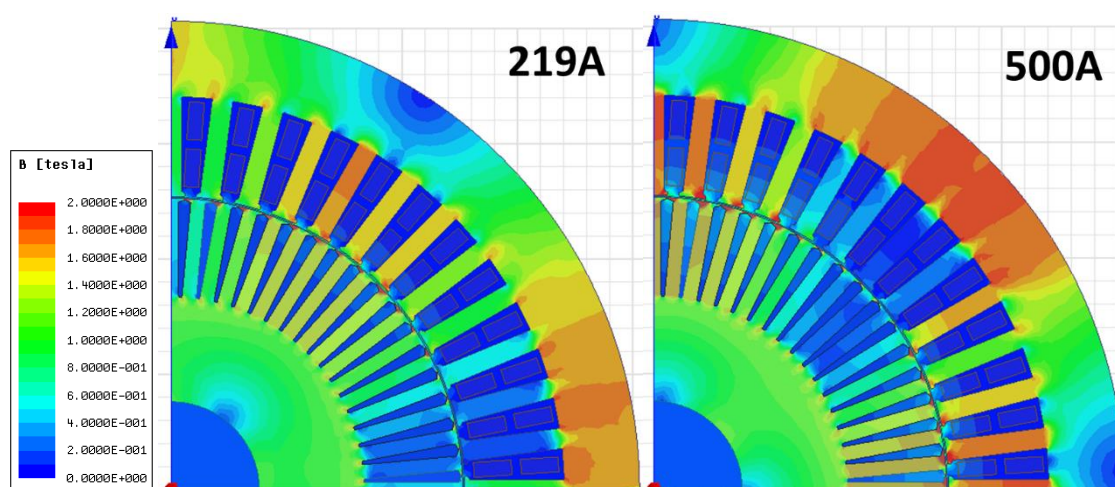
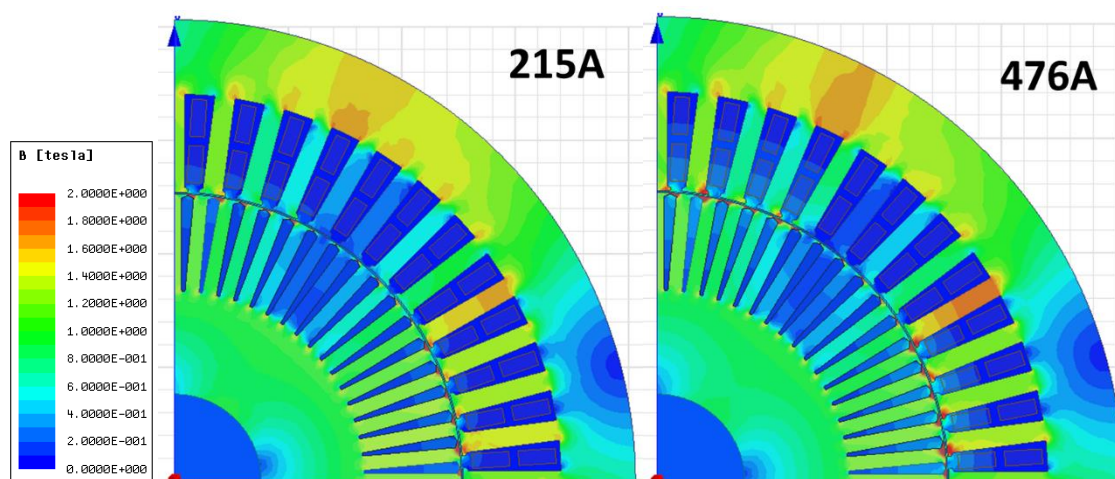


圖 3-28 漏磁現象

比較馬達原型 4000rpm 和 8000rpm 下輸入電流低和高的磁通密度分布(圖 3-29)，在定轉矩區的 4000rpm 時磁通密度會隨輸入電流增加，此時以調整電壓的方式來增加定子電流，同時加大滑差頻率來增加轉子電流，滑差頻率與轉子磁通量變化頻率相等，根據式(2-4)，轉子磁通量變化頻率變大可以使轉子導體的感應電壓增加，也使轉子電流提高。電流增加在此轉速下會使磁動勢、磁場強度、磁通密度皆變大，由式(2-5)知轉矩與電流和磁通密度成正比，而模擬結果也顯示轉矩對電流的斜率會因電流增加而增加，原因就是磁通密度會隨電流增加。



(a) 4000rpm



(b) 8000rpm

圖 3-29 馬達原型磁通密度分布

而定功率區的 8000rpm，因電壓已達到上限，只能以調整滑差來控制電流，隨電流增加的滑差倍率會比 4000rpm 時大，滑差提高使轉子電流提高，也造成磁力線的路徑加長，凸顯在圖 3-30(b)上就是指定子 N 極與轉子 S 極的角度差增加，這將使轉子磁場抵消部分的定子磁場，定子磁通密度因此得以隨滑差增加而緩緩降低，同時使反電動勢也降低來增加定子電流。

由圖 3-29(b)可以發現 8000rpm 下磁通密度會達到非線性磁化 1.6T 以上的區域極小，由此知道如果要改良高轉速下的效率，可以擴大槽孔，使銅線的並線數增加來降低電阻以降低銅損，副作用是磁通密度會增加，但是高轉速下磁通密度原本

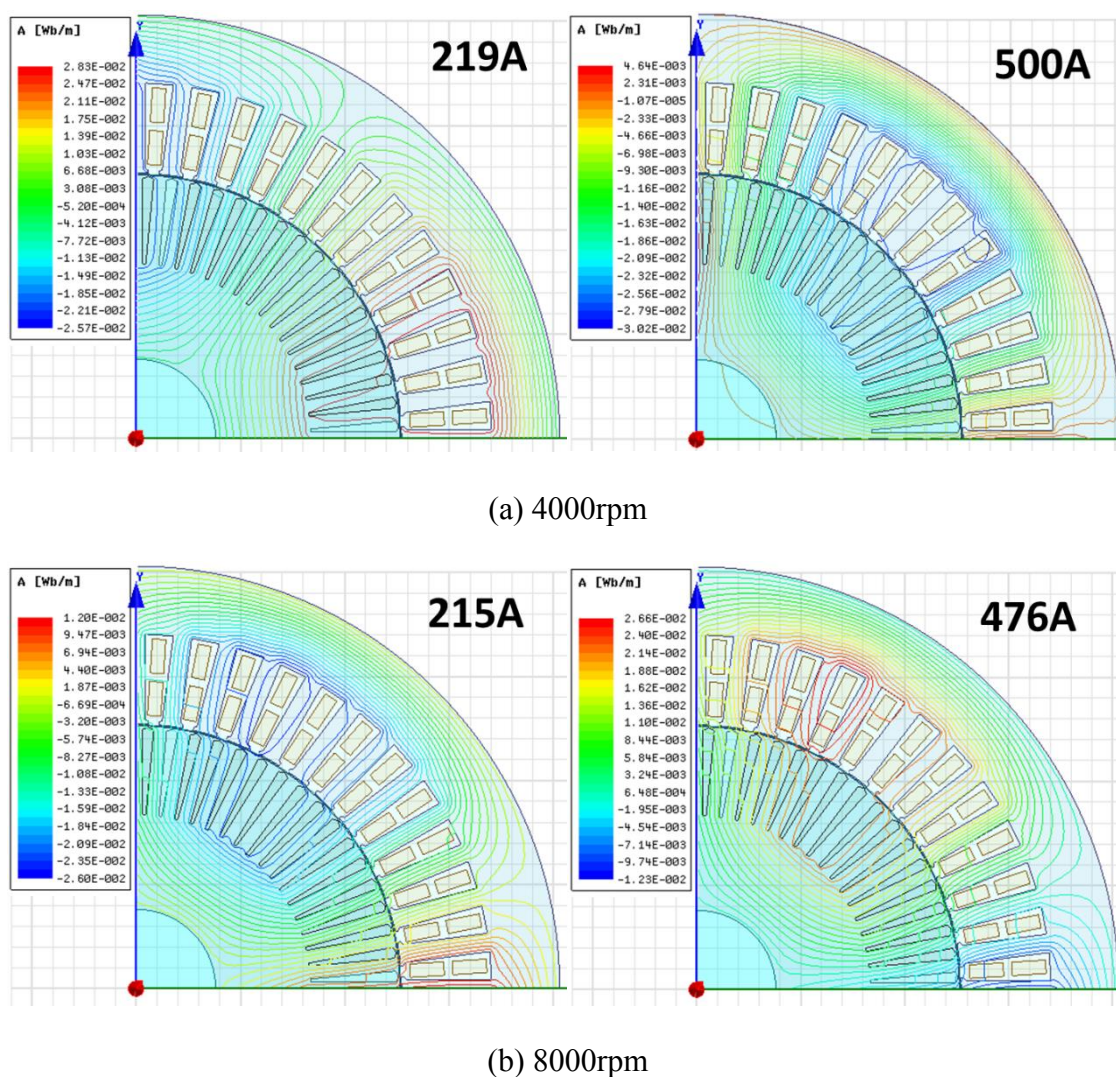
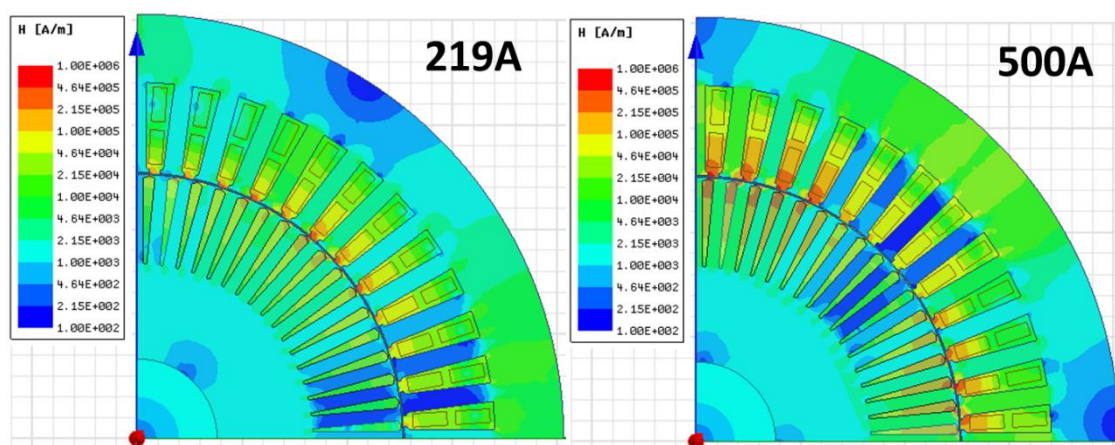
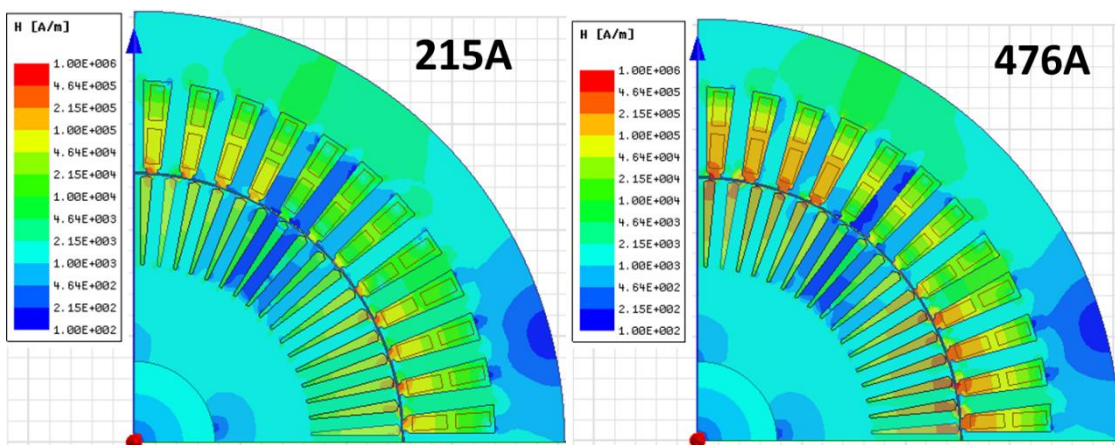


圖 3-30 馬達原型磁力線分布

達到飽和的區域就不大，增加一定的磁通密度不會對磁路有太大的影響，增加的損失應比降低的銅損小。當然這樣的做法應該會降低低轉速時的轉矩，因為圖 3-29(a)中磁通密度大於 1.6T 的區域已經相當大，再擴大槽孔將使矽鋼片達到飽和的面積增加，並使同等磁動勢產生的磁通量變小，造成輸出轉矩降低。當要做改良設計時必須對這兩方面的影響作權衡。



(a) 4000rpm



(b) 8000rpm

圖 3-31 馬達原型磁場強度分布



3.2.4 磁路分析小結

根據本章前段的分析結果，可以歸納出以下結論：

1. 低轉速下的損失主要是定子銅損，應盡量使漏磁、磁化飽和的影響降低來減少定子繞組需要產生的磁動勢，當需要的磁動勢減少，則電流就可以降低。另外一個方向是降低定子繞組的電阻，可能的方法有提高佔槽率和擴大槽孔增加並線數。
2. 高轉速下的損失則變成是轉子銅損較大，應由減少轉子電阻來降低，可能的方法有提高銅在轉子槽孔中的佔槽率，盡量不要留有氣隙，也可以直接擴大槽孔來增加截面積。鼠籠端環的電阻可以增加體積來降低，也要盡量減少焊接工法的使用來減少交界面間額外的電阻。
3. 銅損一般為降低損失，都希望能擴大槽孔減少電阻，但同時也須考慮到減少的磁路面積會不會使磁化達到飽和，因而減少磁通，反而使輸出轉矩下降，造成效率降低。



3.3 磁路改良

本次磁路改良的目標是要提高馬達的效率，為能夠以同樣的製造方法生產改良後的馬達，並使用與原型相同的材料來降低試作的成本，因此限制馬達中磁路部分能修改的只有繞線方式和定轉子槽形。

3.3.1 繞線節距比較

馬達原型在繞線設計上採用分佈繞，當槽數確定後，分佈繞主要能調整的參數就只剩串並聯方式與繞線節距，串並聯主要用來調整繞線的電阻值，要視輸入電源的電壓與電流規格來設計，在本次研究中，因僅對槽形做小幅度改良，不會改變串聯數，只有在改良定子槽形時才由槽孔面積變化調整並線數。因此本步驟的改良只分析不同繞線節距的性能，選出可以讓馬達性能最好的節距數。

節距主要會影響繞組因數，一般來說，繞組因數大，轉矩就會大，其意義是電機傳遞的有效磁通鏈通過繞線區域的比例，表示磁通鏈被利用的有效率，而繞組因數 K_w 是由分佈因數 K_d 與節距因數 K_p 組成：

$$K_w = K_d \cdot K_p \quad (3-1)$$

分佈因數是每相線圈所感應的電動勢向量和與純量和的比值，在同一相繞組中，假設每個線圈有 m 匝，平均分佈在空間中，各自感應出電動勢，由於線圈放置於不同的定子槽中，因而產生大小為定子槽距 α 的相位差，分佈因數 K_d ：

$$K_d = \frac{E_r}{m \cdot E} = \frac{2 \sin\left(\frac{m\alpha}{2}\right)}{2m \sin\left(\frac{\alpha}{2}\right)} = \frac{\sin\left(\frac{m\alpha}{2}\right)}{m \sin\left(\frac{\alpha}{2}\right)} \quad (3-2)$$

其中， E_r 為單相繞線電動勢合； E 為單一線圈電動勢，向量關係如圖 3-32。

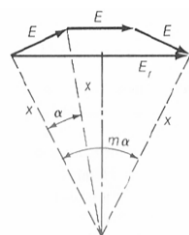
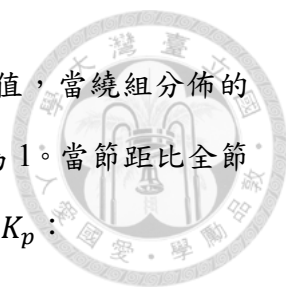


圖 3-32 繞組感應電動勢向量圖



節距因數 K_p 為短節距繞組與全節距繞組的感應電動勢之比值，當繞組分佈的位置佔滿 180 度電氣角則稱為全節距繞組，全節距繞組時 K_p 值為 1。當節距比全節距小時稱為短節距繞組，假設繞組所佔電氣角為 β ，則節距因數 K_p ：

$$K_p = \sin\left(\frac{\beta}{2}\right) \quad (3-3)$$

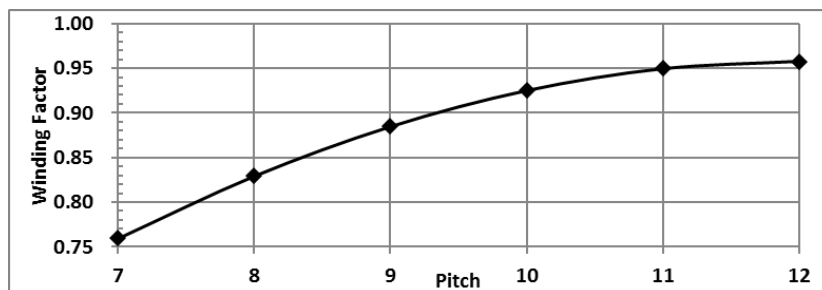


圖 3-33 三相四極 48 槽分佈繞不同節距之繞組因數

另外節距的選擇還要考慮諧波的影響，在交流電流產生的基本波以外，定子三相繞組所產生的空間磁動勢波中還含有高次諧波，有些高次諧波產生的轉矩會與基本波相反，所以當這些諧波較大時，就會抵消一定比例的基本波轉矩，因此不一定繞組因數大就有較高的轉矩。在諧波中，佔很大比例的就是齒諧波，齒諧波來自於定子與轉子齒槽造成的不平滑磁通分佈，磁通量會在齒部較大，槽開孔處較小，因槽間隔皆相同，就會使磁通量有較短週期性的變化，也就是高次諧波的產生，各次諧波大小會與定子與轉子槽數的公因數和公倍數有關，也可由短節距來降低。

此外，短節距在端部所需跨越的槽數較少，可縮短端部繞線的長度以減少電阻，降低銅損。因為同時考慮以上三個因素影響太過複雜，故在此不對各次諧波之大小值進行探討，直接以輸出之轉矩與電流關係及效率來選擇節距。

轉矩與電流關係分析結果如圖 3-34，因轉矩隨電流上升，不同節距下的轉矩對電流圖無法看出明顯差距，因此將轉矩除以電流，凸顯不同電流下的轉矩差，馬達原型的節距為 8，以圖中的趨勢來看，節距小則高電流下轉矩較高，節距大則可以增加低電流下的轉矩，但當節距增加到 10 時低電流轉矩就達到最高值，再更大則開始降低。

再來觀察圖 3-35 的效率與功率關係，趨勢如同轉矩的結果，節距小在高功率下有較高效率，低功率下節距 10 有最佳效率。以分析結果來看，節距為 8、9、10 時有比較好的性能，選擇節距為 8 代表高功率下效率較佳，可以提高加速性與爬坡性能；選擇節距為 10 則代表在平地等速行駛時有較佳效率。

最後決定選擇節距為 10 繼續後續的磁路改良，因為此設計能使額定功率時有更好的效率，一般車輛還是行駛在額定功率的時間較長，比較能降低整體行車的能耗，高功率效率變差造成的過熱問題之後再由增加散熱性能改善。

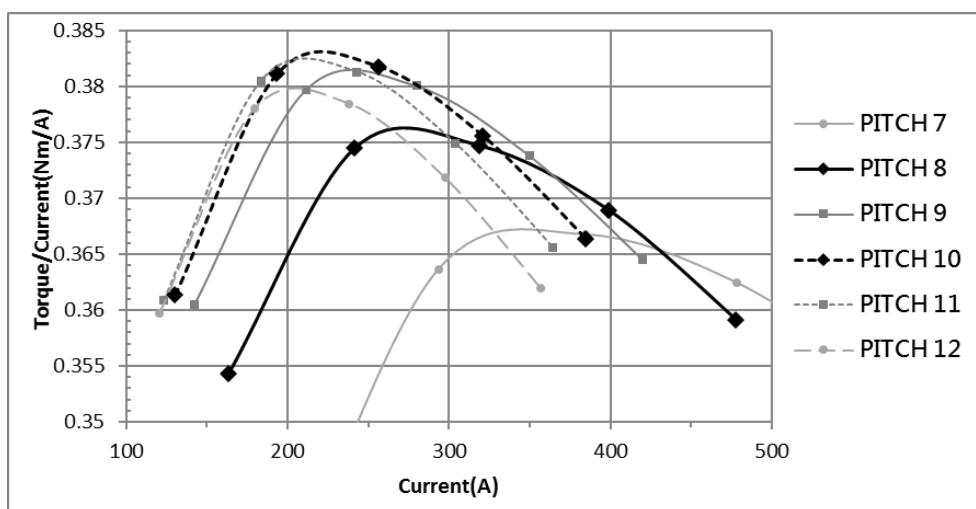


圖 3-34 不同節距的轉矩與電流關係

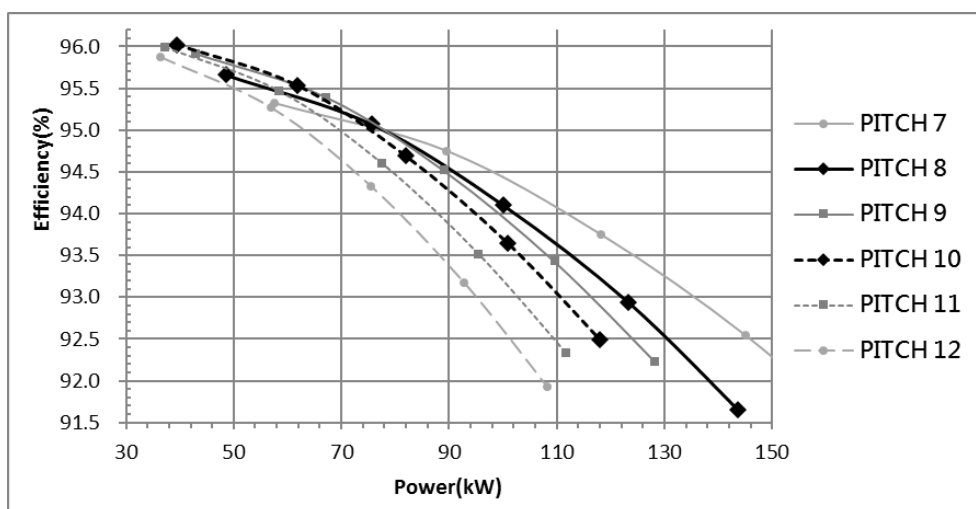


圖 3-35 不同節距的效率與功率關係



3.3.2 定子槽形改良

以下為針對定子槽形的改良，使用節距已變為 10 的馬達開始新設計，定子槽數維持 48 槽，內外徑也維持原樣，主要修改的槽形參數為：槽底圓角半徑、齒寬、槽深。設計的方式是按順序修改參數，並比較不同參數值下的效率，所分析的馬達工作點為 4000rpm 下 225N 和 90Nm、8000rpm 下 180Nm 和 72Nm，四個工作點分別對應高低轉速下之大小功率輸出，如選擇 8000rpm 的原因是大約對應車速 80~100km/h，為高速公路之車速，4000rpm 則對應市區之車速，高功率表示為爬坡及加速時的性能，低功率則接近定速行駛下的動力需求。

由分析不同參數值的效率模擬結果來比較何值為最適當的參數值後，繼續下一個參數的分析，當參數都分析完後，最後再比較未改良與改良後的設計在 4000、8000、12000rpm 下的最大與額定工作點效率，確認在大部分區域效率都是提升的。

佔槽率方面，有愈大的佔槽率代表可以塞入更多或更粗的銅線，使電阻下降、銅損變小，有更好的效率，然而佔槽率的限制主要來源於繞組製造的方法及漆包線與絕緣材選擇上，不在本次研究的範疇內，因此是選擇以不改變佔槽率的方式設計新槽形。馬達原型僅含銅線的佔槽率為 56%，修改定子槽形時應使佔槽率保持在此值以下，有多的空間就多塞銅線，空間不夠就減少，保持佔槽率可以使製造馬達時不會有無法放入所有銅線的狀況發生。

首先修改槽底圓角，從 0.254mm 改為 1.524mm，增加為六倍，如此修改的原因是因為在圖 3-15 的實際繞線結果中，可以看到槽底角是無法貼齊繞線和槽紙，這樣不但會減少佔槽率，也會使熱無法從此處傳導，而將半徑改為 1.524mm 應剛好可以使槽紙與槽底圓角的邊緣貼齊。

接著調整齒寬，馬達原型的定子齒寬為 4.428mm，分析齒寬改成 3.7 到 4.9mm 後效率的變化，此時主要影響效率的是銅損，齒寬增加代表齒部面積增加，磁通密度得以降低，更不容易達到飽和，所以維持同樣的磁通量需要的磁動勢減少，電流也減少，但同時會縮小槽孔的空間，減少銅線數量，造成電阻值提高，一增一減的抗衡就是效率的變化。

結果如圖 3-36，8000rpm 時效率皆隨齒寬增加而下降，4000rpm 則先增再減，由此結果可以知道電阻增加造成的銅損增加在 8000rpm 時影響較大，磁通密度變小在此轉速下的作用較小。但在 4000rpm 時磁通密度飽和的影響則相對較大，從圖 3-37 可以看到，定子齒寬 4mm 時齒部的磁通密度達到 1.7T，4.9mm 時則只達到 1.5T，矽鋼片 35H250 約在 1.5T 開始進入非線性磁化區，因此在磁通密度較大的 4000rpm 時齒寬縮小會使需要的磁化電流提升，在 4.3 到 4.9mm 這段因飽和還不夠大，電阻降低減少的損失比電流提升的損失多，因此效率還有一些上升，因此這次齒寬改良最後選擇 4.0mm 做為新設計的定子齒寬。

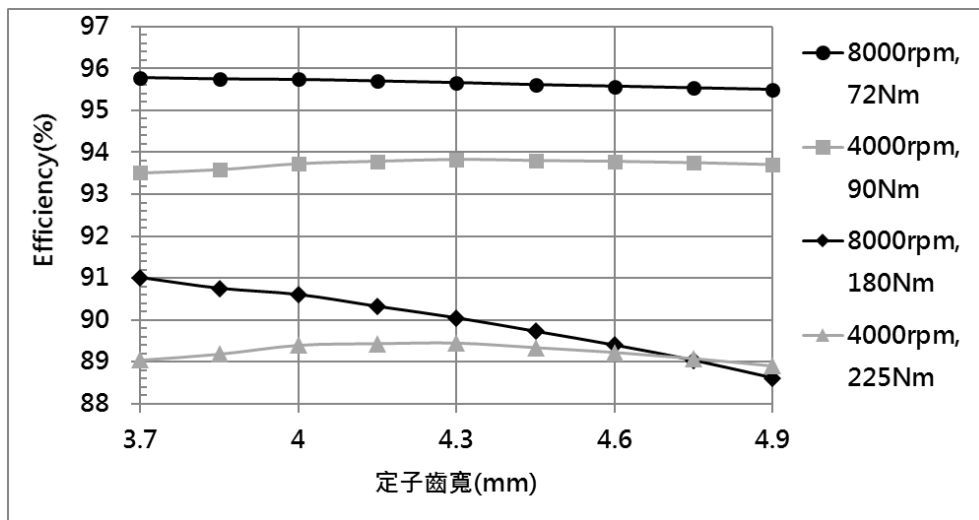
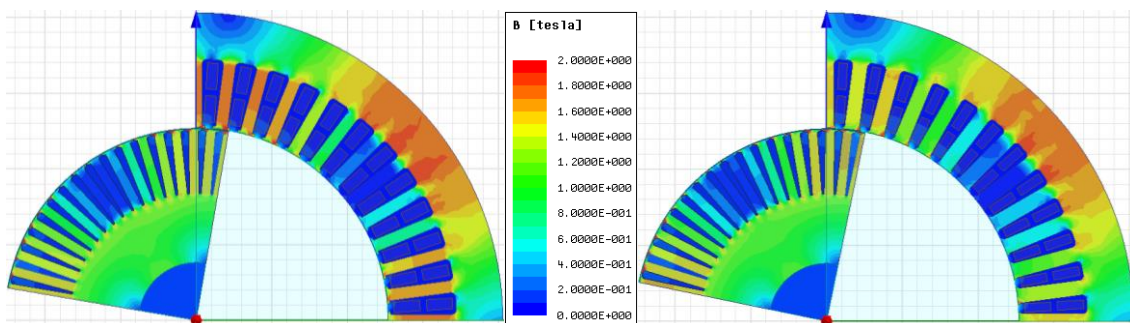


圖 3-36 定子齒寬對效率影響



(a) 定子齒寬：4mm

(b) 定子齒寬：4.9mm

圖 3-37 定子齒寬對磁路影響(4000rpm, 90Nm)

再來調整槽深，原始設計為 20.32mm，從 19 到 23mm 進行效率模擬，結果如圖 3-38，在 8000rpm 時槽深增加會使效率先微小的提高再降低，4000rpm 則都是往下降，很顯然就是因為槽深增加而使定子軛部的磁通密度達到飽和，所以同樣轉矩下需要的電流會增加，以提供足夠的磁動勢提高磁通密度維持轉矩，造成銅損大幅增加，圖 3-39 可以看到槽深為 23mm 時的定子軛部中磁通密度達到 2T 的區域有很大一塊，19.5mm 時則大部分在 1.9T 以下。8000rpm 效率變化小的原因是因為原本的磁通密度就比較小，可以增加更多槽深才達到飽和，同時槽深的提高也能增加並線數，使阻降低，銅損下降，與因飽和作用而提高的銅損大致抵銷而效率在這個變化範圍內改變不大。最後選擇定子槽深為 19.5mm。

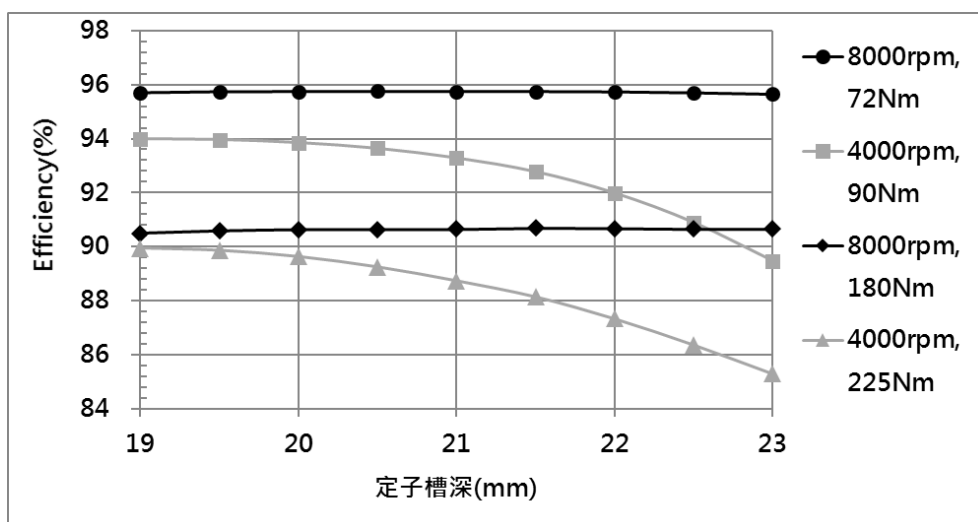
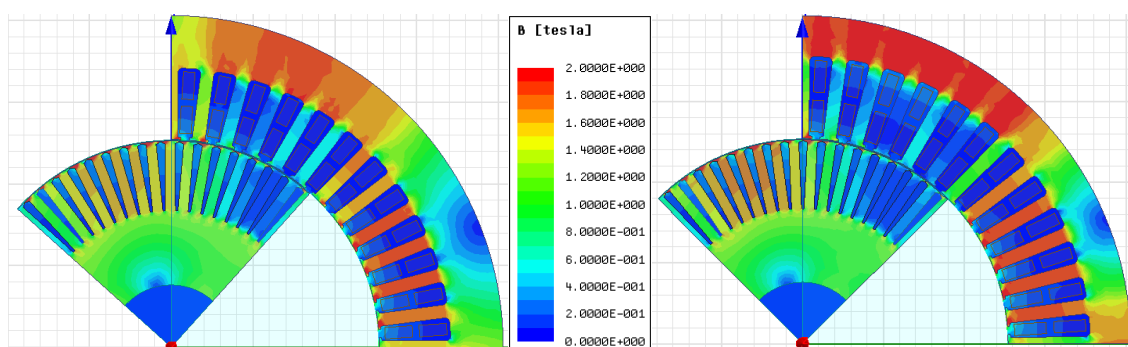


圖 3-38 定子槽深對效率影響



(a) 定子槽深：19.5mm

(b) 定子槽深：23mm

圖 3-39 定子槽深對磁路影響(4000rpm, 225Nm)



3.3.3 轉子槽形改良

轉子槽形設計的重點是要降低轉子導體的電阻，也就是增加槽孔的截面積，但又不能使磁路飽和，反而增加電流、提高損失，另外如果散熱設計希望在轉子鐵心中打孔使空氣能軸向通過轉子鐵心，則又需要轉子槽的槽深盡量減少，增加通風孔的區域，因此首先針對轉子槽深對效率的影響進行分析。

由於期望能縮小原來為 20.32mm 的槽深，分析槽深為 10 到 20mm 之效率，圖 3-40 顯示所有工作點效率都隨槽深增加而變大，只有 8000rpm, 180Nm 時效率變化較小，可以知道確實增加轉子導體電阻會減少效率，但當轉速、轉矩都較高時，因為電流頻率和滑差頻率都比較大，太大的槽深更容易使磁路較難通過轉子，因而有更多漏磁產生，如圖 3-41 中的磁力線，20mm 有比 10mm 更多的磁力線通過轉子導體，這部分就是屬於漏磁，此時轉子電阻減少造成的損失降低與因應磁動勢增加而變大的定子電流造成的損失提高互相抵消。最後選擇維持原來的轉子槽深，除非通風孔的設計有必要再減少槽深再來進行變更。

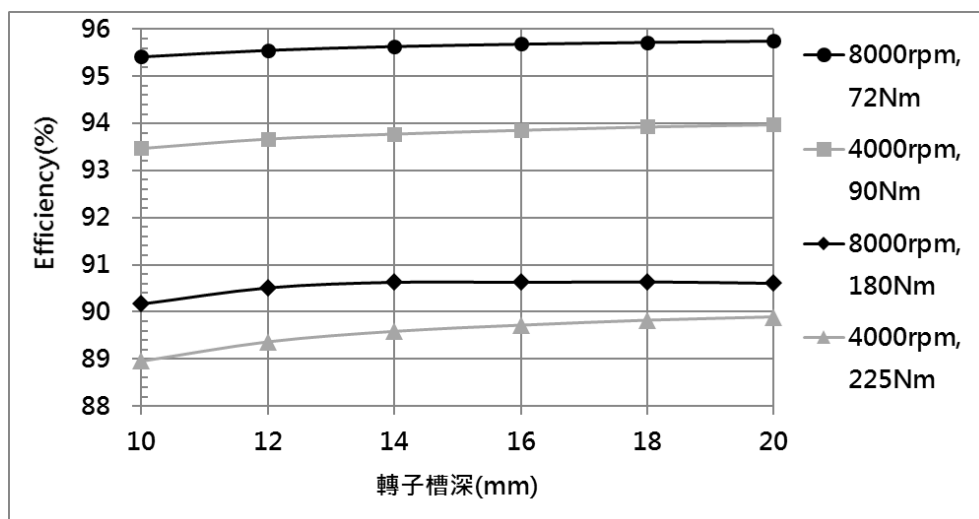


圖 3-40 轉子槽深對效率影響

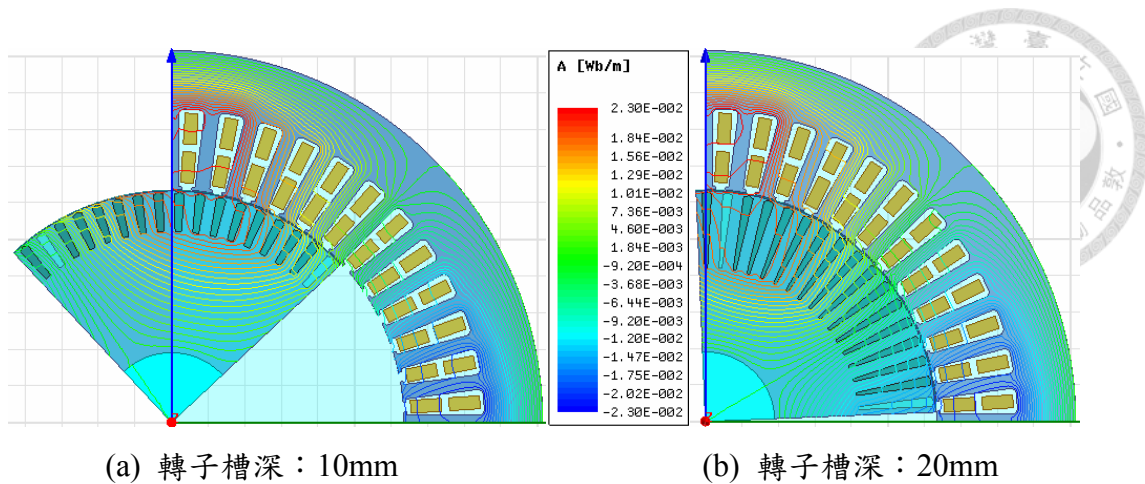


圖 3-41 轉子槽深對磁路影響(8000rpm, 180Nm)

再來調整轉子齒寬，齒寬要縮小才能降低電阻，原來的齒寬為 3.12mm，比較齒寬為 2.48 到 3.28mm 的效率變化，圖 3-42 顯示 8000rpm 時的效率隨齒寬增加而變低，4000rpm 時則先變高再變低，與之前幾個參數分析的情況相似，同樣是考慮電阻與磁通飽和的平衡，如圖 3-43，可以看到齒寬到 2.78mm 時齒部的磁通密度已經有達到 1.7T 以上，齒寬 3.12mm 時則在 1.6T 左右而已，因此如果齒寬縮小到 2.78mm 以下，磁飽和的影響將大過電阻，因此最後選擇 4000rpm, 225Nm 時效率最高的 2.78mm 轉子齒寬做為轉子槽形改良的最後設計。

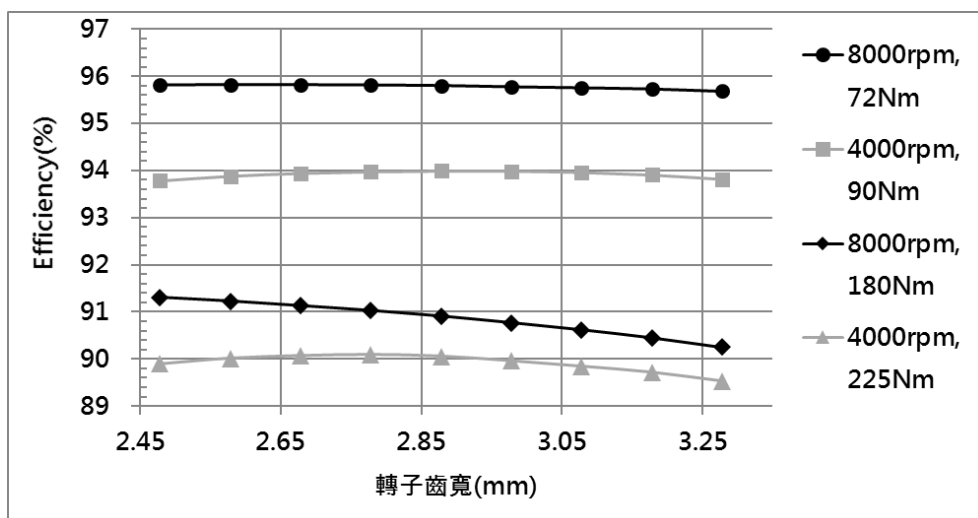


圖 3-42 轉子齒寬對效率影響

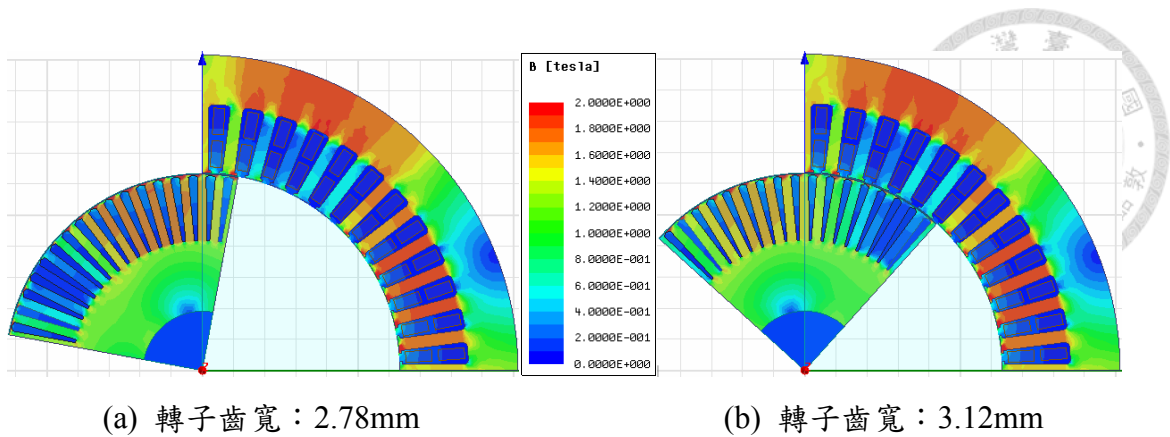


圖 3-43 轉子齒寬對磁路影響(4000rpm, 225Nm)

3.3.4 轉子內徑比較

最後針對不同大小的轉子內徑進行效率比較，轉子內徑增加會減少可磁化的區域而必然使效率降低，但從圖 3-43 可以看到即使在磁通密度最高的 4000rpm, 225Nm 時，磁通密度也只有達到 1.2T 左右，距離 1.5T 以上的非線性區還有些距離，可以再增加些內徑來減少轉子軛部區域面積而不會影響效率太多。因轉子內徑增加而多出來的區域用途是希望可以用來挖出如圖 3-44 的通風孔，如果這樣的通風孔能使馬達溫度降低，損失也能因此減少，實際運作的效率反而會是提升的，因此分析轉子內徑增加到 40 到 75mm 的效率變化。

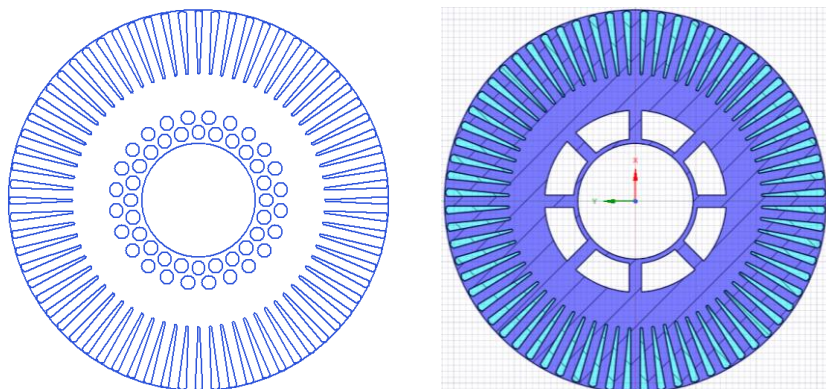


圖 3-44 兩種轉子通風孔示意圖

圖 3-45 中可以發現內徑增大到 50mm 時 4000rpm 的效率就開始下降，8000rpm 則到 60mm 才開始下降，由此判斷在設計通風孔時，最好讓孔限制在內徑 50mm 之內。圖 3-46 中內徑為 50mm 時轉子軀部的磁通密度在 1.1 上下，60mm 增加到 1.5T，開始達到飽和，效率降低。本次不同轉子內徑的效率比較先不由分析結果進行設計修改，後續根據散熱設計需要再來變更。

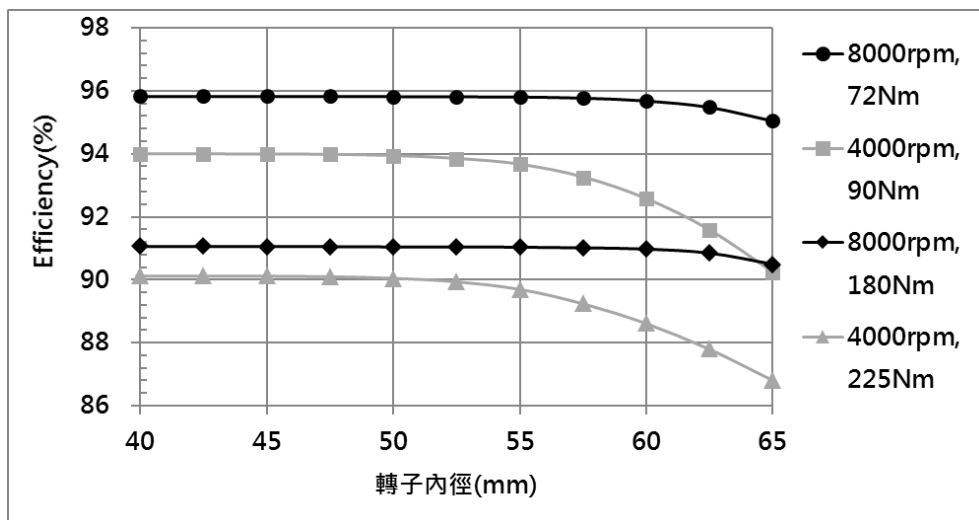
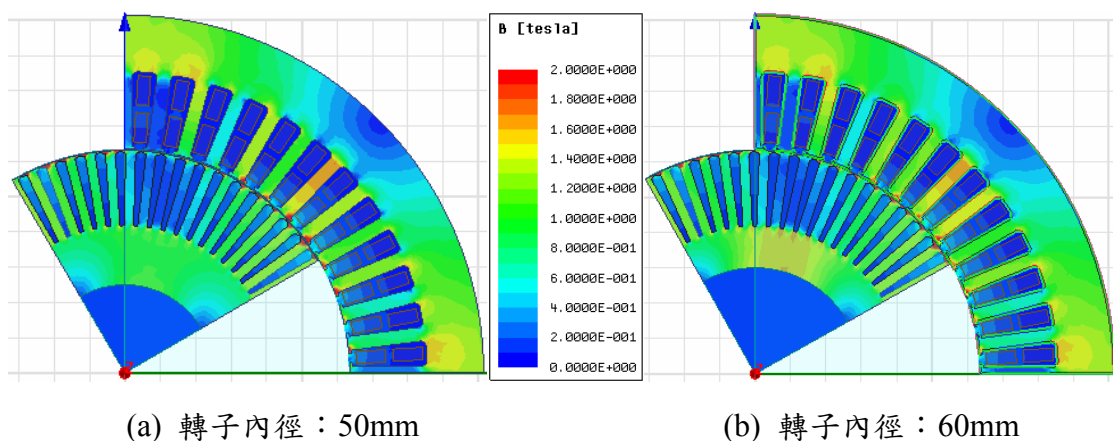


圖 3-45 轉子內徑對效率影響



(a) 轉子內徑：50mm

(b) 轉子內徑：60mm

圖 3-46 轉子內徑對磁路影響(8000rpm, 180Nm)



3.4 磁路改良成果

本次磁路改良修改了繞線節距、定子和轉子槽形，各階段改良的效率變化可以在圖 3-47 中看到，從馬達原型的節距 8 提高到 10 後，使 4000rpm 時的效率增加，8000rpm 和 12000rpm 則有下降，節距大能夠提高繞組係數，但也同時提高繞線端部的電阻和阻抗，使高轉速和高功率下的效率有所降低。

接著定轉子槽形的改變是以降低電阻但不過多影響磁通密度的方式來降低銅損，可以看到經過槽形改良後 4000rpm、225Nm 的效率有提升，8000rpm、179Nm 的效率也提高到接近節距為 8 的狀態。

總結本次改良設計，主要在低轉矩和低轉速高轉矩部分效率有很大的提升，但高轉速高轉矩的部分則效率有些下降，本次的改良應對減少油耗有很好的效果，因為在一般行駛狀況下還是主要會操作在低轉速低轉矩的區域。

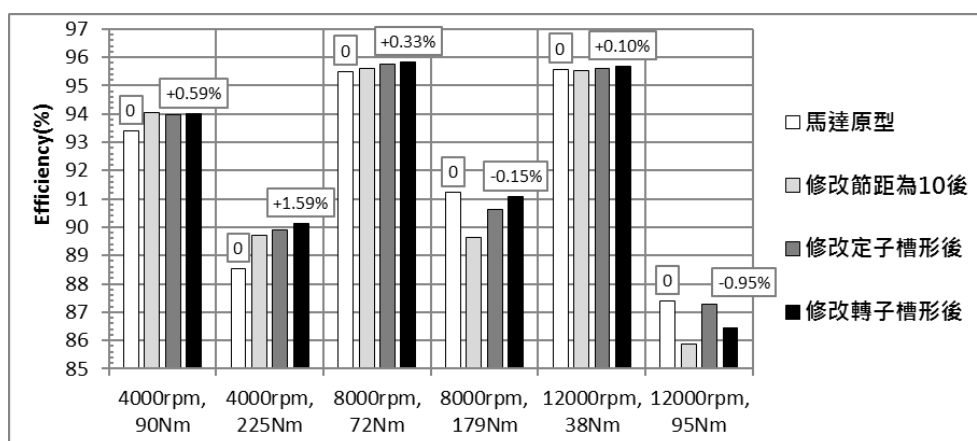


圖 3-47 磁路改良前後之效率變化



圖 3-48 磁路改良前後之定轉子槽形

第四章 熱傳分析與散熱改良

馬達的熱傳分析遠比電磁分析要難上許多，電磁分析主要只需考慮導電與導磁材料的特性，其他如絕緣材只需假設為空氣即可，唯一會動的只有轉子部分，各項邊界與初始條件設定都相對簡單。

熱傳分析要考慮的組件更多，殼體、軸承、接觸面氣隙、外部環境條件等因素都要加入討論，最好的馬達熱傳分析是將馬達所有結構完整由有限元素進行建模，但受限於電腦運算資源，不可能將複雜的結構都直接呈現在模型中，比如繞組具有複雜的銅線、絕緣皮膜、浸漬漆組成，如果要將整個馬達的結構細節都變成有限元素的網格模型進行分析，將花費極大的計算成本，也不夠有效率。因此本次研究採用馬達專用的熱路模型軟體進行熱傳分析，以等效熱阻計算馬達各組件的溫差。

本章熱傳分析聚焦在 8000rpm 下不同功率的溫升與連續工作時間關係，用於分析的損失值如圖 4-3，此損失值以實測的效率、電流數據，結合磁路模擬來估算。

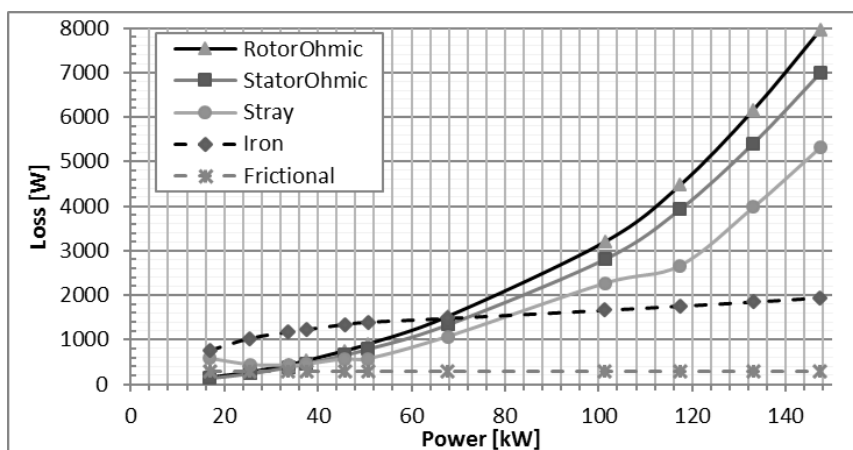


圖 4-1 熱傳分析使用之 8000rpm 下輸出功率與損失值關係



4.1 馬達熱傳模型建立

本節首先進行馬達原型的熱傳模型建立，使用之工具為 Motor-CAD 軟體，將模型分析結果與實測的溫度變化數據比對，調整熱傳模型使兩者數據接近，就可以此模型來了解馬達原型的熱傳能力，並由此模型探討散熱可改良之方向。

Motor-CAD 是目前最被廣泛使用的馬達溫度場分析軟體，採用等效熱路模型，提供各種馬達類型與散熱方法的參數輸入建模界面，可以分析馬達在輸入之損失與熱傳限制下的各組件穩態與暫態溫度，以下針對本研究之馬達原型的熱傳模型建立進行說明。

馬達定轉子部分的 Motor-CAD 幾何尺寸模型可以直接由 RMxprt 產生，接著再輸入水套與馬達殼體的尺寸，Motor-CAD 可以定義的殼體是比較簡單的，只能產生如圖 4-2 中較為方正之殼體，該馬達殼包含具水套的桶身、連接齒輪箱的前蓋、具接線盒功能的後蓋，實際之馬達殼具有更多的曲面、結構肋、圓角、接點，且並非為軸對稱，因此該尺寸只取原型的部分特徵來輸入，後續再根據實驗與模擬結果之差來進行調整。另外定義的是繞線端部的尺寸，由量測實體馬達得到，之後還需要由實驗數據調整端部絕緣層的厚度，因為其組成複雜，包含絕緣布、捆線、浸漬漆，但 Motor-CAD 中只能設定為單一材料，目前只先預設為 1mm。

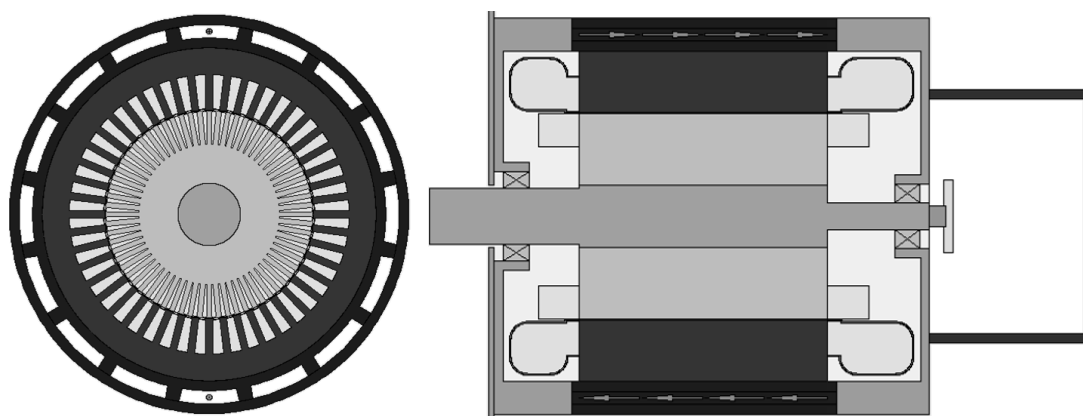


圖 4-2 馬達原型 Motor-CAD 熱傳幾何模型

馬達繞線使用 NEMA 規格 23 AWG 的漆包線，裸線徑平均為 0.574mm，包含絕緣皮膜的最大外徑為 0.6426mm，為雙層分布繞，每槽有兩層，單層為兩匝，每匝為 47 條線並聯，因此每槽內有 188 條線，線與槽間有 0.25mm 厚的槽紙，具有絕緣及保護漆包線不被鐵心刮破的功能。圖 4-3 顯示 Motor-CAD 將繞線模型變成層狀的結構來計算熱傳。

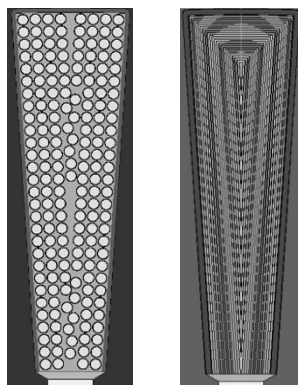


圖 4-3 馬達原型 Motor-CAD 繞線模型

接著設定馬達熱傳分析所需的其他參數：

1. 損失值：視所要分析之功率輸入圖 4-1 中的損失值。
2. 材料熱傳性質係數。(表 4-1)
3. 接觸熱阻等效氣隙：先使用軟體的預設值。
4. 熱輻射發射率：設定鑄鋁合金外殼的發射率為 0.2。
5. 外殼自然對流係數：使用軟體內建公式計算之值。
6. 水套、內部空氣對流係數：使用軟體內建公式計算之值。

表 4-1 馬達材料熱傳性質係數

組件	材料	熱傳係數 (W/m-K)	比熱 (J/kg-K)	密度 (kg/m ³)
殼體	A356 鑄鋁	150	880	2700
鼠籠 銅線	C11000 銅	390	390	9000
絕緣紙	NOMEX 410	0.14	1300	1400
絕緣填充	EPOXYLITE 478	0.22	1500	1200
軸	SNCM 439	44	450	7000
矽鋼片	35CS250	28	460	7650
導熱膠	Sylgard 160	0.62		1570
	繞線絕緣	0.21	1000	1400
	軸承	30	460	6000
	矽鋼片絕緣	0.02723	1007	1.127

接著以實驗結果對比初步模型的模擬結果，實驗的邊界條件設定為環境溫度 25°C，入水溫 25°C，水流量 10L/min，初始條件設定為銅線 70°C，馬達殼體外 25°C，馬達輸出功率設為 50kW、8000rpm，此功率下損失值由圖 4-1 資料估為一次銅損 793W、二次銅損 904W、鐵損 1395W、機械損與風阻損 300W、雜散損 569W。馬達原型使用的絕緣耐熱等級為 H 級，可耐 180°C，但因考量到各區域的溫度會有差距及保留一定安全裕度，在本研究的熱傳分析中，將繞線的溫度到達 140°C 設為上限值。

模擬得到之溫升結果如圖 4-4，比較模型與實驗得到的繞線端部與殼體外之溫度，可以看到目前模型下繞線端部的溫升與實驗有很大的差距，模擬值低於實驗值很多，代表馬達熱傳模型目前的熱傳能力較真實馬達高，模型中的馬達結構是較為理想的狀態，實際上的馬達應該在更多地方有氣隙或氣隙在模擬時設定不夠大，造成實際熱阻應更大，因此要再對模型進行修正。

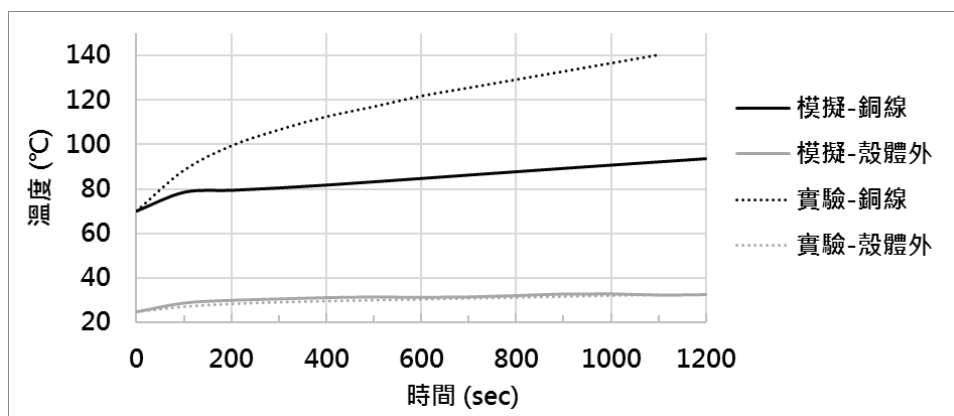


圖 4-4 馬達原型初版熱傳模型暫態溫升分析結果

修正模型的目標是要使模擬的溫升盡量符合實驗值，根據經驗，Motor-CAD 中主要調整的就是馬達繞組中線與線之間的空隙，一般用樹脂來填滿空隙，又稱為凡力水或浸漬漆，可以增強結構強度、絕緣、熱傳導效果，但如果無法完全填滿其中的所有空隙，熱傳效果就會變差，Motor-CAD 中可以由調整環氧樹脂的熱傳導係數要乘以多少百分之多少來將這項特性做變化，預設是 0.8，將其調整為 0.2。另外也同時調整定子與殼體的接觸熱阻，將等效氣隙從預設的 0.03 增加到 0.111。

修改完模型後，分析結果如圖 4-5，已相當接近實驗結果。接著以此模型分析不同馬達輸出 8000rpm 不同功率時的溫升時間，結果如圖 4-6，目標規格指馬達原型在開發時希望達到的熱管理性能，目標是在 150kW 可以連續工作 10 秒、130kW 連續 30 秒、60kW 連續 30 分鐘。可以看到模擬的結果與目標相當不同，但由於除了 8000rpm、50kW 外，沒有其他功率時的溫升數據可以做為模型結果的檢驗，因此先以該結果做為馬達原型的熱傳性能，並用以與經過散熱優化後的馬達之模型分析結果進行比對。

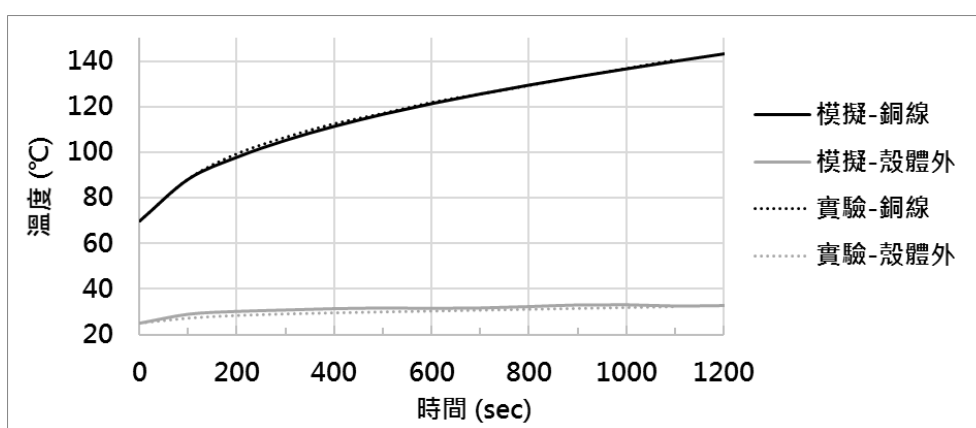


圖 4-5 馬達原型修正後熱傳模型暫態溫升分析結果

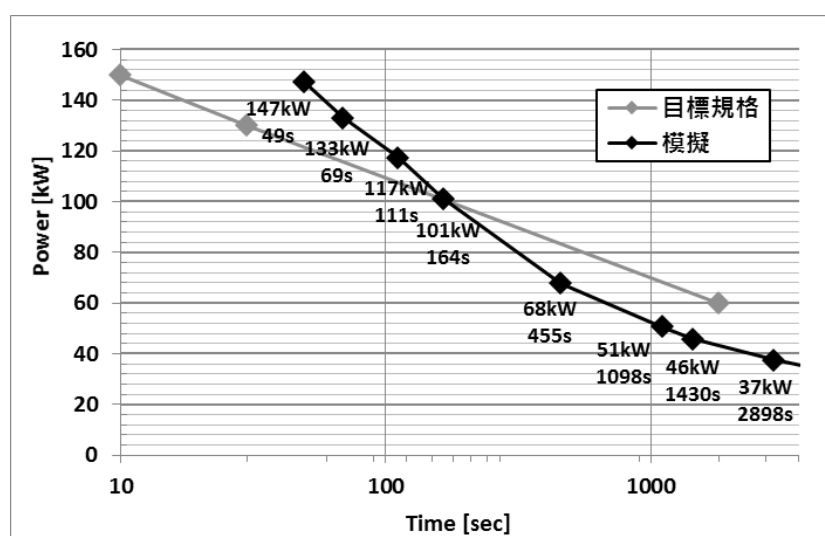
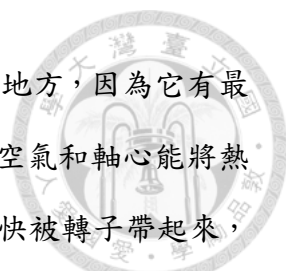


圖 4-6 馬達原型連續工作時間模擬結果



馬達的溫度分佈可以在圖 4-7 看到，轉子導體是溫度最高的地方，因為它有最大的損失密度，也最難散熱，以馬達原型現有的架構，只有內部空氣和軸心能將熱量帶走，而且空氣熱傳能力其實相當差，熱容量又低，溫度會很快被轉子帶起來，當空氣溫度超過定子繞組，就會使熱往定子繞組傳，接下來定子繞組不但要處理自身的銅損還要接收額外熱量，溫度就會很高，所以對感應馬達最好的散熱優化方式就是在使良好的散熱介質接觸轉子，將轉子溫度下降，整體溫升就可變的很低，但因為相關的技術相當複雜，因此本次研究沒有針對這種方法進行探討。

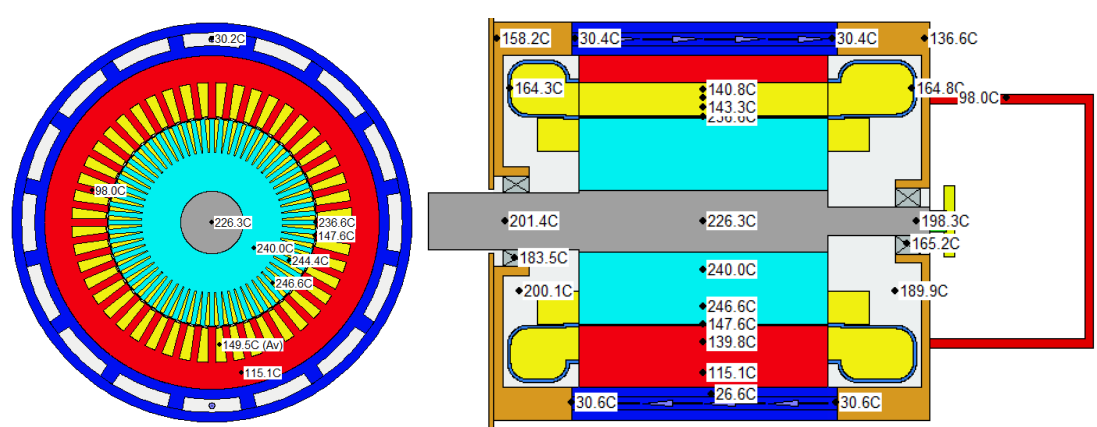


圖 4-7 馬達原型在 8000rpm、50kW 工作 1200 秒後溫度分佈

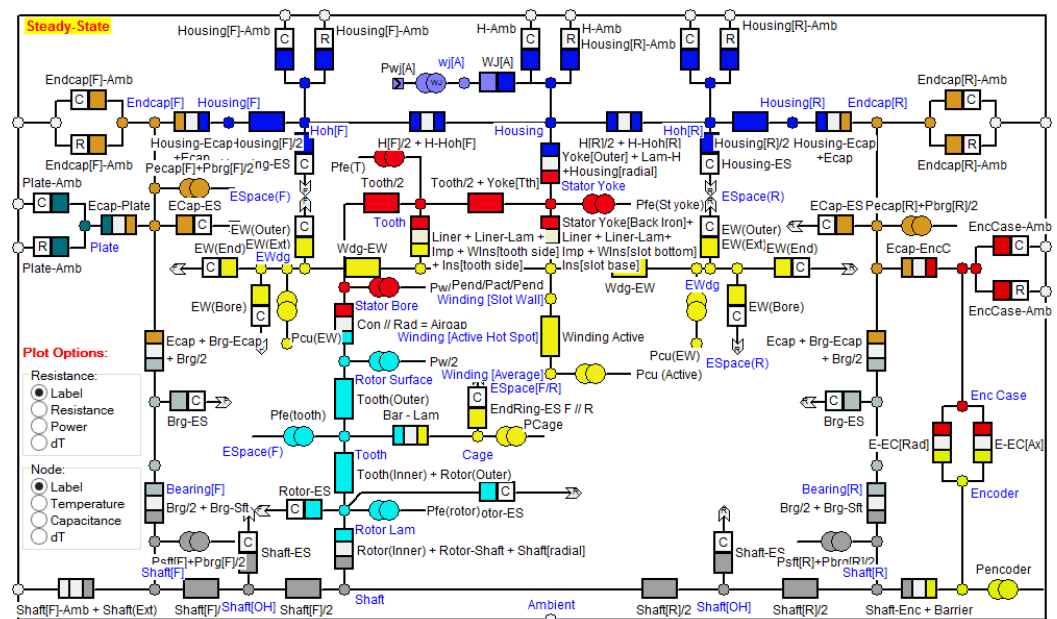


圖 4-8 馬達原型熱阻網路



4.2 散熱增強方式探討

此節對散熱增強方式進行探討，由修改模型中的參數來看如果增加哪些特性可以改善散熱能力，並且大約是改善多少，判斷的方式是比較馬達輸出 8000rpm、50kW 時，繞線端部從 70°C 升到 140°C 所花費的時間，跟之前驗證模型用的實驗方法相同。

散熱能力有很多方法可以增強，可以嘗試不同的散熱架構，如在轉子軸加入冷卻水道或是採用油冷，但這種方法需要重新開發一套完整的新技術。比較簡單的方法是針對現有的架構做製造技術的改良，在熱傳模型中相當於改變某一參數，以下主要就針對模型中的一些參數來進行分析，觀察在參數改變後，散熱性能提高多少，分別由三個熱傳途徑來看：

4.2.1 熱傳導

將馬達的熱傳導分為內部與外部：在外部中，馬達可以由連接的法蘭面和鎖點將熱傳導到外部較冷的結構上，但太多的鎖固也容易傳遞振動與變形，並增加維修的難度；而在馬達內部中，內部結構的熱傳導對全封閉式的馬達是否能將熱帶走相當重要，因為全封閉式馬達的熱無法直接透過空氣從定轉子帶走，定轉子導體大部分的熱都要透過鐵心傳到殼體與軸心上，如果這熱傳路徑上具有太多氣隙導致熱傳導不良，就會有很大的熱阻產生較高的溫度梯度，使溫升提高。從目前的模型來，熱傳導可以改良的部分有浸漬漆的填滿率和定子鐵心與殼體的接觸熱阻。

目前模型將等效的浸漬漆熱傳導係數設為該材料的 0.2 倍，代表是原來的浸漬漆未能將銅線與銅線的縫隙填滿，因此在這些縫隙中只能靠空氣傳導熱量，熱傳導係數相當低，如果能增加填滿率，使等效的熱傳導係數變為材料的 0.8 倍，就可將溫升改善如圖 4-9。

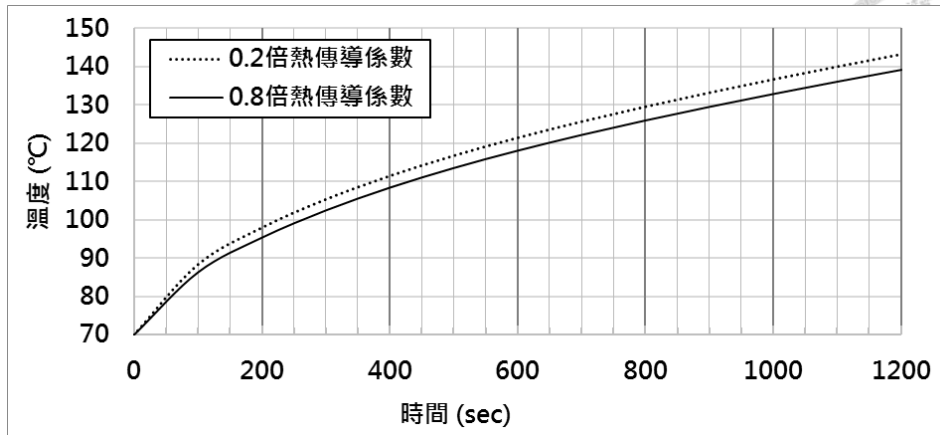


圖 4-9 增加浸漬漆等效熱傳導係數對暫態溫升影響

定子鐵心與殼體的接觸熱阻是影響溫升很大的關鍵，因為此馬達主要是利用水套來散熱，而水套做在殼體上，必須能將熱量傳到殼體才能被帶走，因此如果此處的熱阻過大就會使定子以內的热量累積，溫升到很高才能達到熱平衡。在馬達熱傳模型中將接觸熱阻等效為氣隙長度，把原本粗糙表面不均勻的空氣縫隙變成有一層固定長度的空氣層在介面上，原來馬達模型的定子鐵心與殼體介面的等效氣隙是 0.111mm，會這麼大的原因可能是因為馬達殼體是採用熱套到定子上，但殼體內有水道，水道的間隔會使殼體對定子的受力不均勻，也就會產生不均勻的變形使氣隙產生，這方面屬於推測，還未有實驗能確認。

分析等效氣隙從 0.111mm 變為 0.06mm 對溫升的影響，圖 4-10 可以看到溫度從 70°C 升到 140°C 的時間延長超過一倍，得到的結論就是確實減少這部分的接觸熱阻可以很有效的降低溫升。

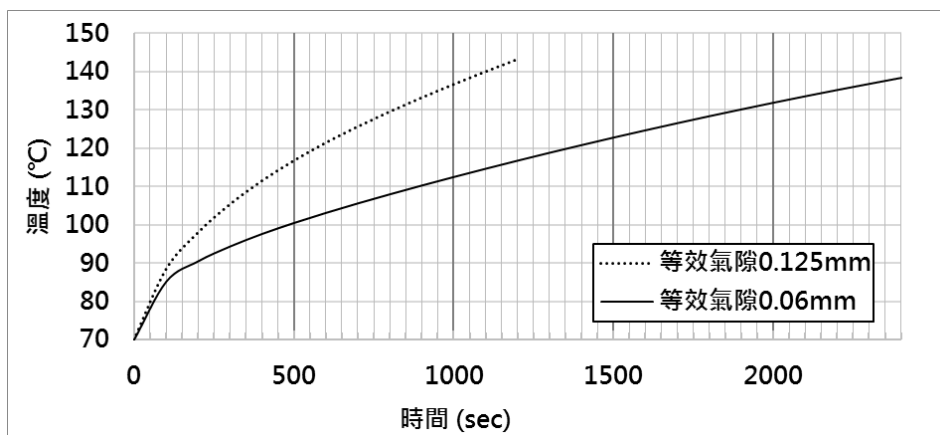


圖 4-10 減少定子鐵心與殼體介面等效氣隙對暫態溫升影響



4.2.2 熱對流

熱對流指的就是馬達中流體的熱交換，在本次研究的馬達中具有三個獨立的流場區域：殼體外空氣、殼體內空氣、水套中的冷卻水。殼體外的空氣為自然對流，由 Motor-CAD 軟體計算自然對流係數；殼體內的空氣可以將轉子的熱帶到定子與前後蓋，空氣的運動由轉子的旋轉來帶動，因此轉子表面的粗糙度與會產生風阻的結構都會影響風速，本次分析就以 Motor-CAD 中的兩種轉子結構風速倍率設定來比較，圖 4-11 中 1 倍內部風速代表假設轉子表面是平滑下的風速，而 2.3 倍內部風速則是代表轉子具有一般的扇葉可以使空氣速度變為平滑下的 2.3 倍，不同的風速影響計算出的對流係數，因此在模型中就會使定子、前後蓋與轉子間的熱阻有變化，從結果來看，增加風速能略微降低溫升，但效果不大，無法與外界熱交換的內部空氣還是無法對溫升有所改良。

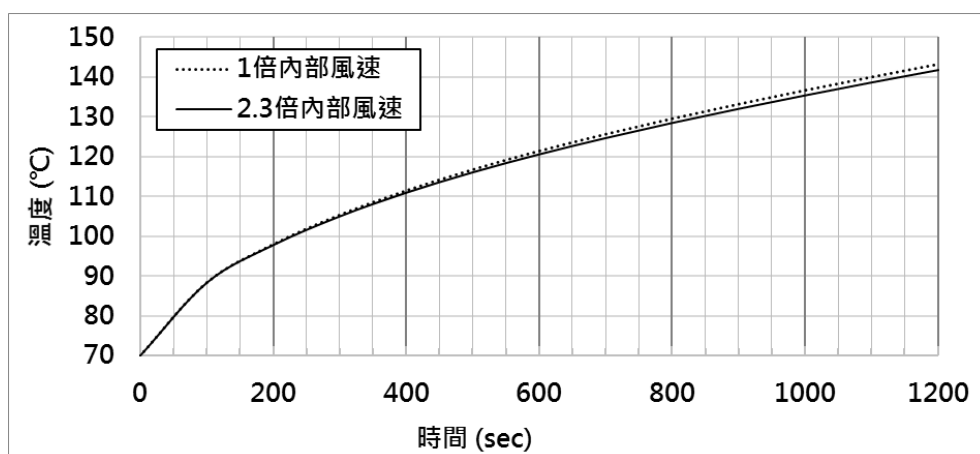


圖 4-11 增加內部空氣風速對暫態溫升影響

水套是水冷馬達散熱最重要的部分，因為水的密度、比熱、熱傳導係數、熱對流係數都比空氣高出很多，可以吸收大量的熱，配合水泵打水就能將高溫水帶出到散熱器進行降溫，但水泵消耗的能量也當然要計入馬達的損失中，但一般車用馬達的水泵功耗不算大，約一百瓦上下，只要散熱控制系統對水泵有好的控制就能降低這部分的功耗，水冷系統的重點還是在馬達的水套上。

增加水套的熱傳量有三種方法：增加接觸表面積、增加固體表面與水的溫差、增加熱對流係數，增加接觸表面積需要修改原來的水道設計，以增加支流或鰭片的方式來增加面積。而想增加溫差可以將水道設計在更深入高溫區的位置，如定子鐵心或繞線中，但這樣的方式會影響磁路及增加製造成本，一般只有在大型馬達才有應用，車用馬達還是多採用殼體水套的方式來散熱，但已有廠商如 Tesla Motor 在轉子軸心中加入水道，使感應馬達中最高溫的轉子能夠降溫，大大提升散熱效果。熱對流係數則與流速關係較大，可以由公式估算，同流速下還可以靠增加紊流使高低流體更快的互相混合，增加對應的熱對流係數，而紊流的強度可以由修改流道形狀與粗糙度來改變。

在本次分析中調整水流量來觀察溫升的變化，原來 1 倍的水流量為 10L/min，圖 4-12 可以看到在水流量變為 0.5 和 2 倍時其實溫升變化不太明顯，只有在變成 0.25 倍時才有明顯增加溫升。另外也嘗試模擬不調整流速，將熱對流係數變為 2 倍的情況，溫升有略微下降，但也算是沒有太大的改良效果。由此可以判斷當水流量增加到一定的量後，再增加也對溫升影響不大，但還是可以將改良目標設為降低壓損，使同樣的水泵能有更高流量來進行改良設計。

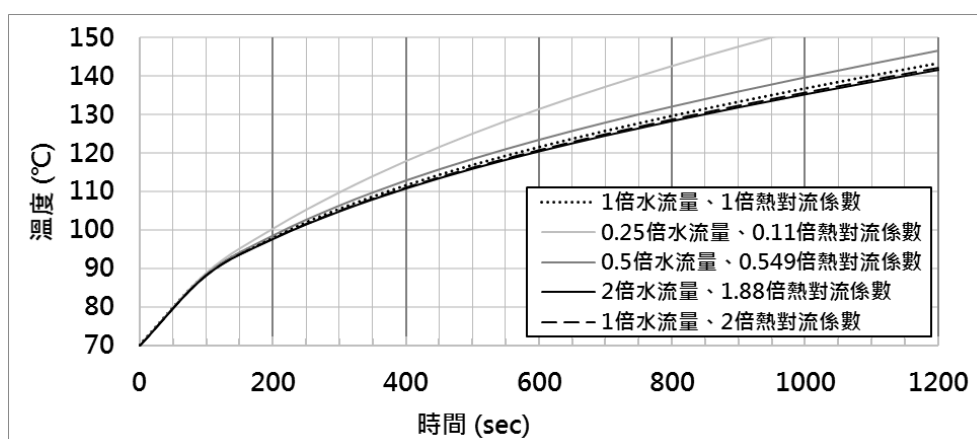


圖 4-12 改變水流量與熱對流係數對暫態溫升影響



4.2.3 熱輻射

馬達的熱輻射分為內部與外部，內部的熱輻射可以使轉子的熱更容易傳到前後蓋上，外部殼體表面的熱輻射則使熱傳到環境中。增加熱輻射的方式是增加物體表面的發射率，發射率與表面狀態有關，在馬達原型的熱傳模型中，外部殼體發射率使用的是一般鋁材使用的 0.2，如果能對馬達的鋁殼進行陽極處理使鋁表面產生多孔的氧化鋁層就可以使發射率增加到 0.8，但圖 4-13 的模擬結果顯示輻射的改良對降低溫升的效果幾乎沒有，水冷馬達主要還是靠水來帶走熱量，熱輻射的部分不用特別加強。

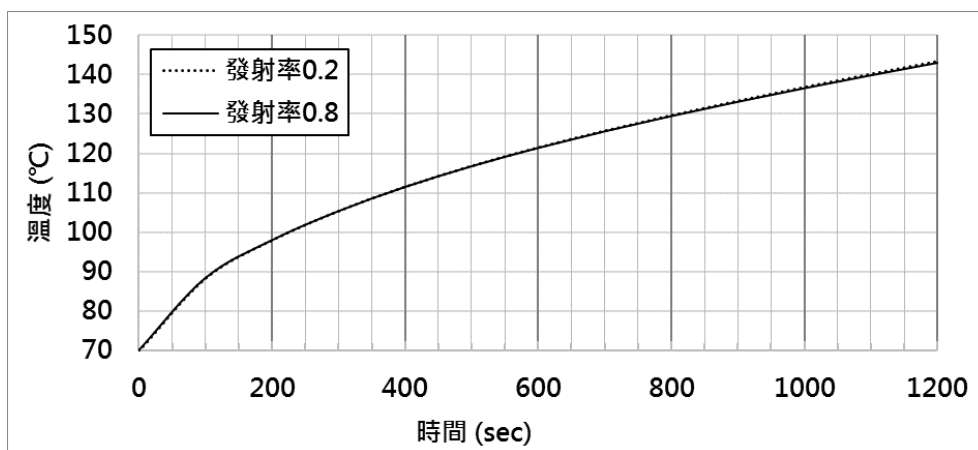


圖 4-13 增加發射率對暫態溫升影響



4.2.4 散熱增強方式分析小結

以上針對一些散熱增強方式的效果進行分析，將結果統整在表 4-2 中，這些增強方式是否能應用在馬達上還要結合機構設計與加工技術的開發，並考量到馬達的成本要求，因此本節分析結果不算在本次研究的散熱改良成果中。

表 4-2 散熱增強方式對溫升影響之模擬結果統整

熱傳模型		升到 140°C 時間(sec)
馬達原型		1098
傳導	4 倍浸漬漆等效熱傳導係數	1231
	0.54 倍定子鐵心與殼體介面等效氣隙	2513
對流	2 倍水套熱對流係數	1133
	2.3 倍內部空氣熱對流係數	1144
輻射	4 倍輻射發射率	1103



4.3 流場分析與改良

熱傳導與熱輻射的改良都直接與馬達製造方法相關，需要有新製程才得以處理，但本次研究不對製造方式進行探討，因此選擇不太需要增加額外加工方法的流場改良進行研究。本次研究採用 Fluent 軟體求解流場，並使用 ANSYS Workbench 內配套的繪圖與網格劃分軟體進行模型建立，目標是得到水套與內部空氣在馬達中的流場狀態，並分析不同流道設計對流場的影響，找出能使流場散熱效果更好的改良設計。

水套的散熱改良目標是要提高熱交換量和降低壓損，壓損減少可以減少水泵所消耗的功率或是同等功率能有較高的流速，兩種效果都可以增加散熱效率，但從前一節的散熱方式探討中，可以看到水套流速與對流增大其實都對散熱效果影響非常有限，因此本次的水套流道分析比較僅作為設計參考，不計入本次研究得散熱改良成果之中。

由上一節分析結果顯示增加內部風速對降低溫升效果也是相當有限，但可以另外提出一個新的散熱方式，是設法將前後蓋中端部的空氣帶入到殼體的水道中，讓最低溫的水套對高溫空氣進行降溫，提高水套的散熱量，也使端部的繞線及轉子溫度可以下降一點。其中會遇到的問題是如何使空氣進入水道，轉子風扇該如何設計，並使空氣能在馬達中有良好的循環流動。



4.3.1 流場模型前處理

在進行流場的模擬前需先完成前處理，前處理的工作是要建立正確的流場問題定義，依照使用者設定的條件，將模型正確地宣告給求解器，前處理的工作包含定義流場幾何、將流場做網格劃分、考量模型的物化反應現象，選擇適當的求解器、定義流體性質與適當的邊界條件。

定義內容會影響求解結果的合理性，必須確定假設是合理，並合乎設計條件。根據這些假設，本研究的流場模擬使用下列之假設，希望能以較簡單的模型建立與現實相近之物理狀態，在分析的效率與準確性間取得平衡：

1. 流體為不可壓縮流。
2. 忽略溫度變化對流體性質之改變。
3. 固體和流體接觸的界面邊界條件為不可滑動。
4. 空氣和水為牛頓流體，黏滯係數與流體剪應力無關。
5. 忽略重力。

模型的建立首先要馬達的原始的 CAD 圖檔進行簡化(圖 4-14)，將對熱傳影響不大零件和幾何細節移除，以降低網格數量與複雜度，之後再從固體組件產生流體區域(圖 4-15)，包括水套與內部空氣，接著由圖檔產生網格。

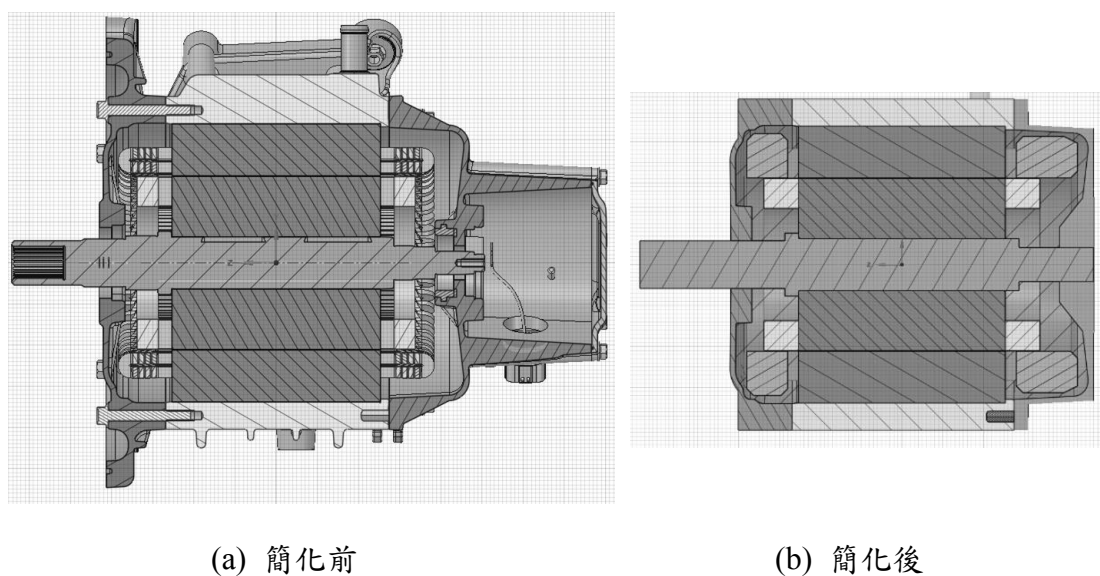


圖 4-14 馬達原型簡化前後的截面

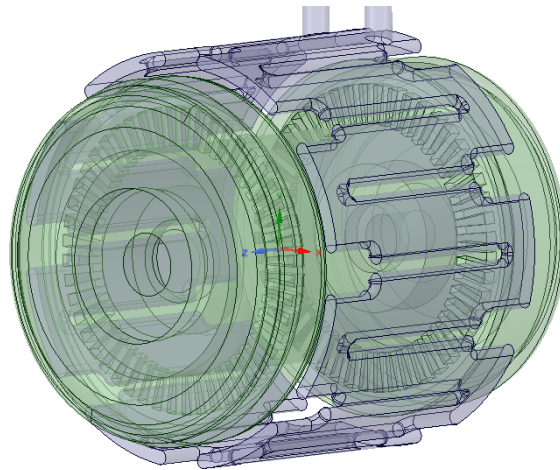


圖 4-15 馬達原型的水套與內部空氣

水套與內部空氣將分開進行熱流分析，網格模型產生後就可以匯入 Fluent 進行邊界條件的設定，將周圍接觸面的溫度和進出水量都定義完成後，就要設定求解器所要使用的方程式與演算法。求解是將前處理宣告的環境條件、邊界條件、流場空間性質、網格點進行運算。求解器的運算是先產生簡單的流場初始狀態，再利用統御方程式迭代、修正計算值來得到愈來愈較近似的結果，不同的求解器有不同的適用範圍。

本研究的流場計算方法採用 SIMPLE 演算法，SIMPLE 為「壓力耦合方程組的半隱式方法」之簡寫，是一種主要用於求解不可壓縮流場的數值方法，其基本思想可描述如下：對於給定的壓力場(可以是假定的值或上一次迭代計算得到的結果)，求解動量方程(Navier-Stokes 方程)得出速度場，因壓力場是假定的或不精確的，由此得到的速度場不會滿足連續方程，必須對給定的壓力場加以修正，使修正後的壓力場相對應的速度場能滿足這一迭代層次上的連續方程，根據修正後的壓力場，求得新的速度場，檢查速度場是否收斂，若不收斂則用修正後的壓力值作為給定的壓力場，開始下一層次的計算，如此反覆直到獲得收斂的解。

紊流能增強熱對流，因此準確的計算紊流對得到準確的熱對流係數相當重要，本次研究使用 Reynolds 平均法的渦黏模型中的標準 k- ϵ 模型來計算紊流，該模型計算紊流所引起的平均流場變化，避免求解小尺度瞬時動量方程所需要的大計算量。



4.3.2 水套散熱分析與比較

馬達原型的水冷殼採用單一流道軸向來回的型式，這種設計的好處是便於製造，用 CNC 加工時可以直接從兩端切出流道，在鑄造時也可直接成型，不用其他支撐結構。生成之水套模型包含固體區域的馬達殼體與流體區域的冷卻水(圖 4-16)，有兩個區域的原因是要考量到殼體上不均勻的溫度分佈對對流係數的影響，設定殼體外面有與定溫 25°C 環境空氣的熱對流係數 $5\text{W}/\text{m}^2\text{-K}$ ，而殼體內接觸定子鐵心的面設為定溫 40°C ，這樣的邊界條件組合接近馬達實際運作時的狀況，使殼體呈現外冷內熱。接著設定流體的邊界條件，入水流量為 $15\text{L}/\text{min}$ 、入水溫 25°C ，出水口處設壓力為 0 ，剩餘的面皆設為絕熱壁。

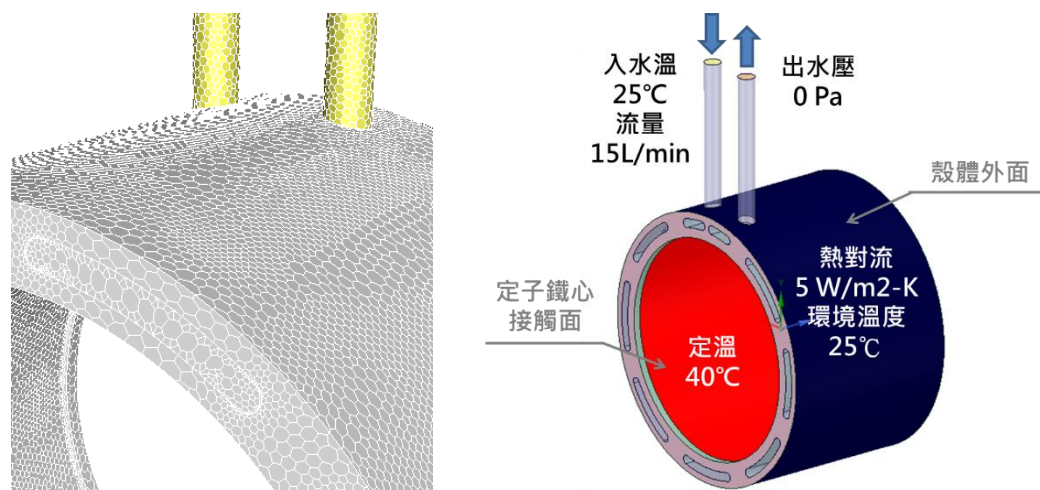


圖 4-16 水套網格與邊界條件

水套的流場分析結果如圖 4-17，(a)當中冷卻水剛進入水套時溫度較低為 298K ，到出水口時已升至 313K ，(b)速度場則因該流道為配合與前後蓋的鎖點，在流道的軸向兩端有頸縮來留下鎖孔結構，使此處有局部流速較高的現象，並在流道另一側流速較慢的區域有迴流出現，迴流使該區域的流體溫度比其他區域高，從(c)和(d)中就可以看到迴流附近的接觸面溫度較高，熱流密度也較低，因此判斷這樣的結構會使散熱能力變差。

圖 4-17 (c)中也凸顯入水區域與出水區域有溫差，溫差會造成熱應力、應變產生，這種軸向式從同個徑向角度進出水的設計就是會使在環繞定子圓截面的不同角度有最大溫差，而這個方向就是馬達振動的來源，不均勻的應力應變使馬達有較大的振動量。

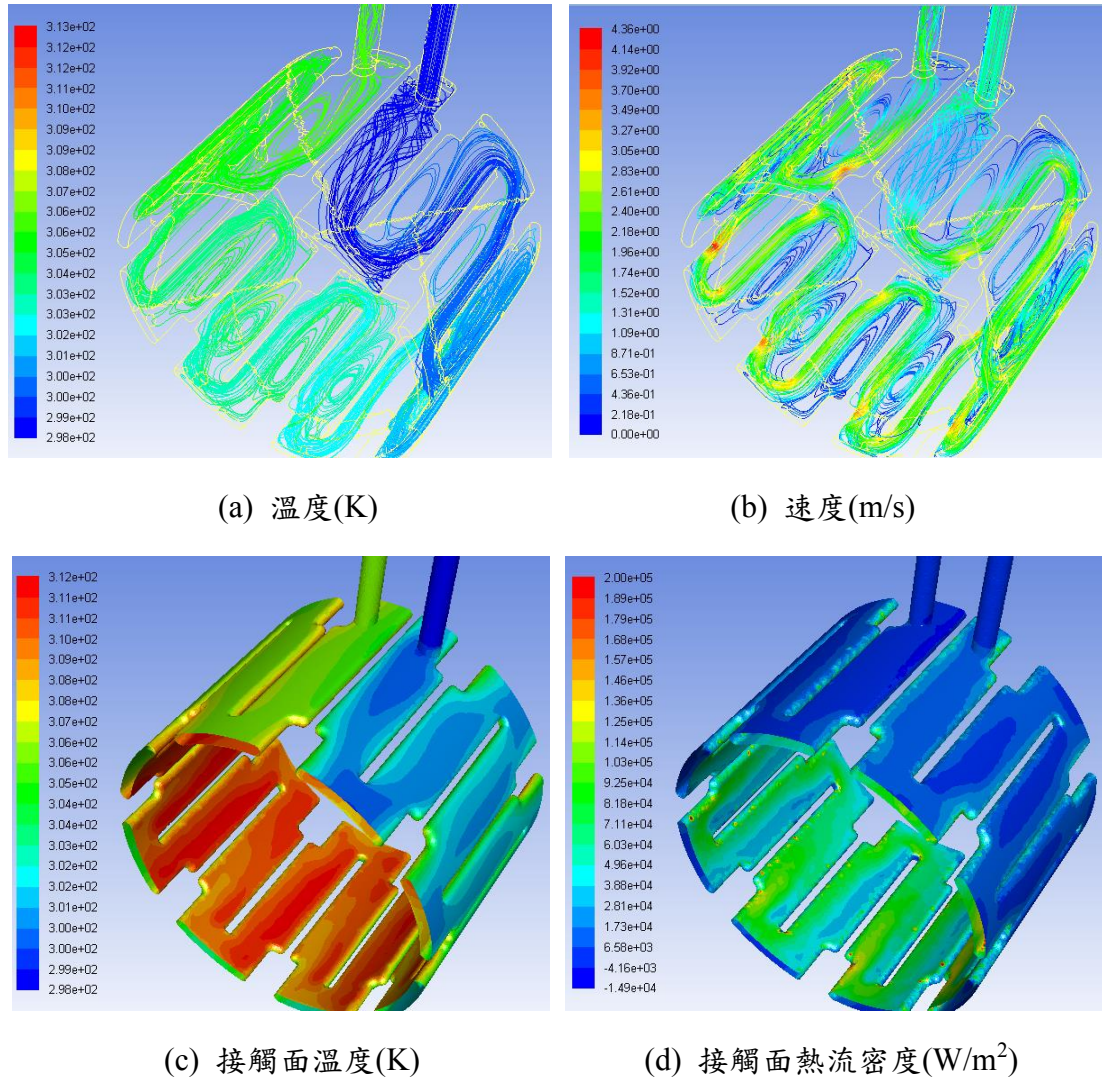


圖 4-17 馬達原型水套流場分佈圖



因為有獲得馬達原型水套不同入水量的壓損實驗數據，因此調整模擬模型的入水量進行壓損分析，比較模擬與實驗的壓損值，結果如圖 4-18，可以發現兩者的值相當接近，由此驗證模型的準確度是可以接受的。

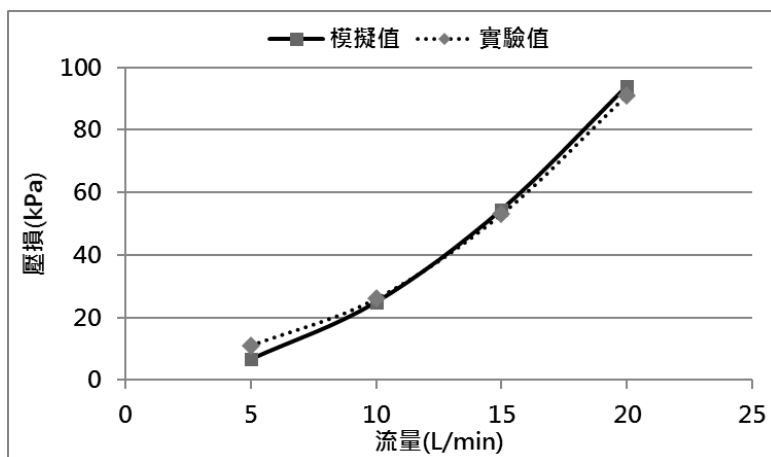


圖 4-18 馬達原型水套壓損與流量關係

接著要改良水冷流道，使散熱能力增強，設計兩種類型各四種不同尺寸的模型來分析哪種水道會有比較好的散熱能力，分為軸向與環繞兩種類型，軸向就是馬達原型所使用的型式，將原先有橢圓狀流道改為長方形就是圖 4-19 中的軸向 16 道型水道，並再增加 24 道與 32 道兩種類型。環繞式的四種都採用相似結構，只有繞的圈數有變化。

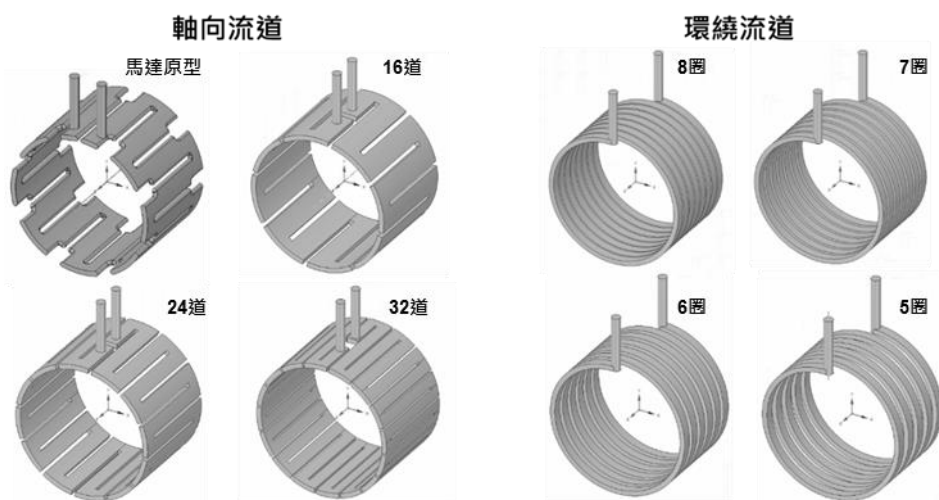


圖 4-19 兩種類型之八種不同流道

八種水道都用與前處理說明相同的邊界條件與其他設定進行模擬，分析結果如表 4-3，首先看壓損，軸向水道因為有很多轉角，導致壓損大幅增加，轉角愈多壓損愈大，當馬達原型的圓角被拿掉變成長方形的 16 道設計，從圖 4-20 中可以看到迴流變的更大，更大區域的流體無法順利被帶走，而當水道變為更多也還是類似情況，無法使流體在整個水道截面上的區域都能朝出口移動，應要再加入更多水道的設計細節如圓角、擾流結構，使流體在往出口的方向均勻流動，在垂直方向則對流更強。

環繞式的設計壓損較低，繞愈多圈壓損愈高，當然接觸面積也會增加，整體性能變化趨勢一致，結果顯示環繞七圈的設計散熱量最高，不過八圈與七圈的結果相差不多，應在誤差範圍內，以趨勢來看，實際上應該還是八圈散熱量會較高，不過因為八圈的壓損增加的影響應會比散熱量增加更大，因此判斷本次水冷水道設計整體散熱效果最好的設計方案就是環繞七圈，但實際要應用到驅動馬達上還要再仔細分析更細部的設計如加入圓角、鰭片、更佳的水道尺寸、水道加工方法等。

以本次的分析結果來看，如果製造成本相當，環繞式設計具有的壓損與散熱量都較佳。環繞七圈的流場分析如圖 4-22，相對於馬達原型的流場顯得順暢許多，整體速度場相當平均，溫度也是穩定增加，但流場太順暢也可能是散熱變差的原因，因為水的對流變差，散熱量也就沒有比馬達原型好太多。

表 4-3 八種水道分析結果

水道幾何		壓損	出水溫	接觸面均溫	接觸面積	h	散熱量
		(kPa)	(°C)	(°C)	(m ²)	(W/m ² -K)	W
軸向	原版	49.3	33.09	33.99	0.2083	8247	8495
	16道	67.2	31.73	33.83	0.2304	5612	7067
	24道	117	31.65	33.43	0.2441	5603	6983
	32道	213	34.14	33.68	0.2721	8582	9597
環繞	8圈	34.1	33.26	33.26	0.2585	8124	8673
	7圈	30.5	33.28	33.7	0.2264	8421	8694
	6圈	26.8	33.11	34.07	0.1942	8744	8516
	5圈	23.2	32.7	34.37	0.162	9041	8085

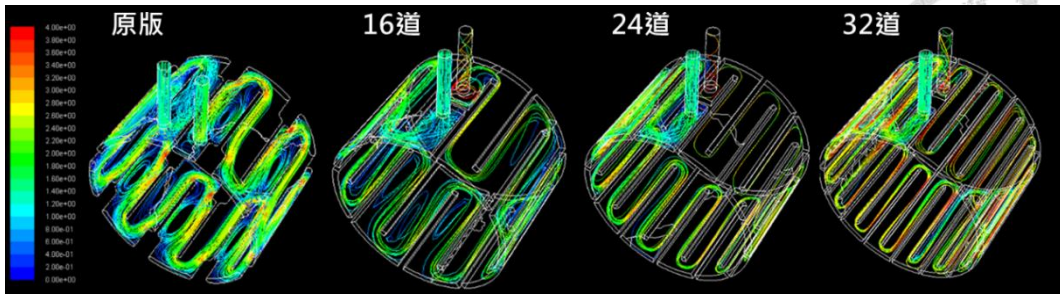


圖 4-20 軸向型流道流線與流速比較

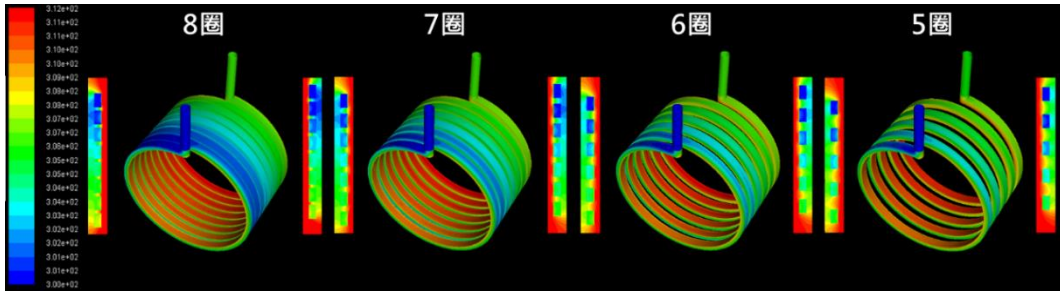
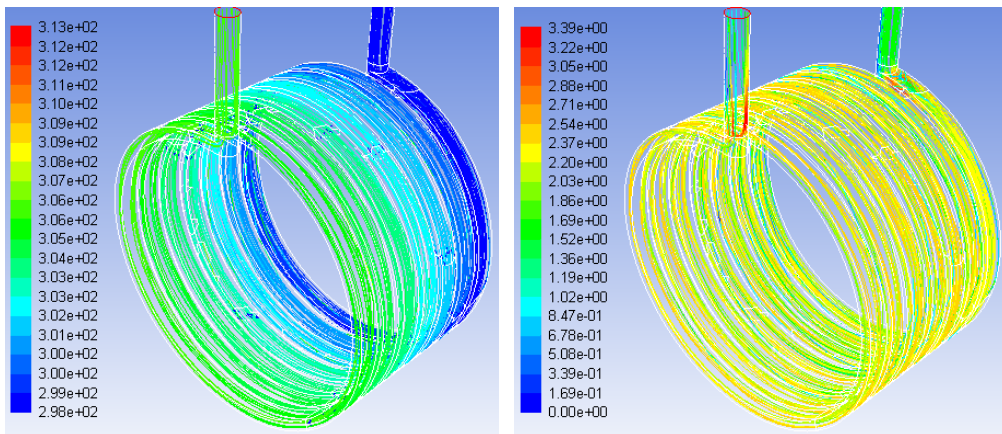
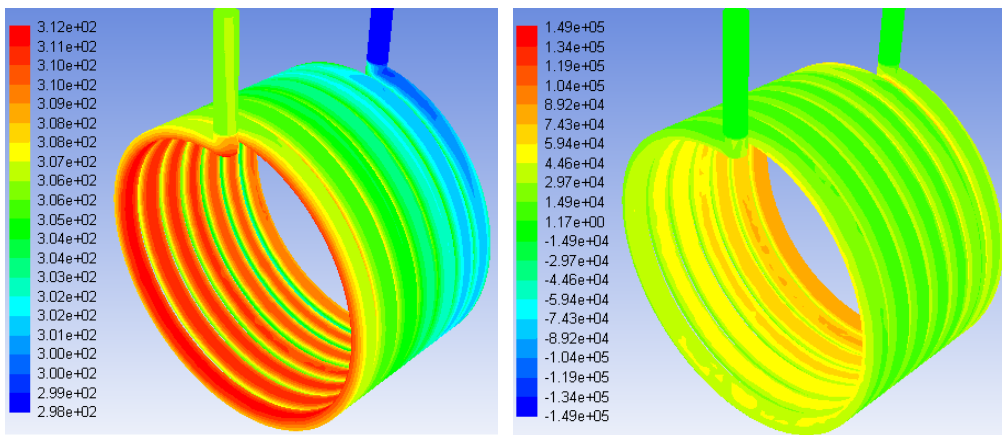


圖 4-21 環繞型流道溫度比較



(a) 溫度(K)

(b) 速度(m/s)



(c) 接觸面溫度(K)

(d) 接觸面熱流密度(W/m²)

圖 4-22 環繞七圈水套流場分佈圖



4.3.3 內部空氣流場分析與改良

馬達原型的內部空氣採用 1/8 軸對稱模型來減少計算資源(圖 4-23)，只分析空氣流場狀態，不考慮周圍固體本身的熱傳情況，僅將固體與空氣之接觸表面假設為固定溫度。另外因為定子與轉子間的氣隙長度極小又不平滑(槽開口)，使得光是要畫出 CAD 圖就相當困難，在劃分網格時又會極大的增加元素數量或是使網格品質變差，造成計算耗時巨大或無法收斂，因此在本次研究所有的計算資源限制下，最好的選擇就是完全忽略掉氣隙。

首先只分析前蓋內的空氣，因為此模型沒有氣隙使前後蓋空氣相連，兩端空氣的尺寸與邊界條件都差不多，分析結果應相去不遠。在邊界條件的設定上，將空氣的軸對稱切面設為軸向週期界面，其他面皆設為絕熱壁，而靠近轉子之區域設為主動旋轉區域，使用移動網格的方式給定 8000rpm 轉速，模擬馬達轉子旋轉，另一區域則不設定整體區域的運動狀態，被動地由旋轉區域的流體帶著運動。周圍固體表面的定溫邊界條件設定前面的熱傳分析與實驗結果，在定子鐵心表面設 90°C，繞組表面設 115°C，轉子表面設 180°C，前蓋表面設 75°C。

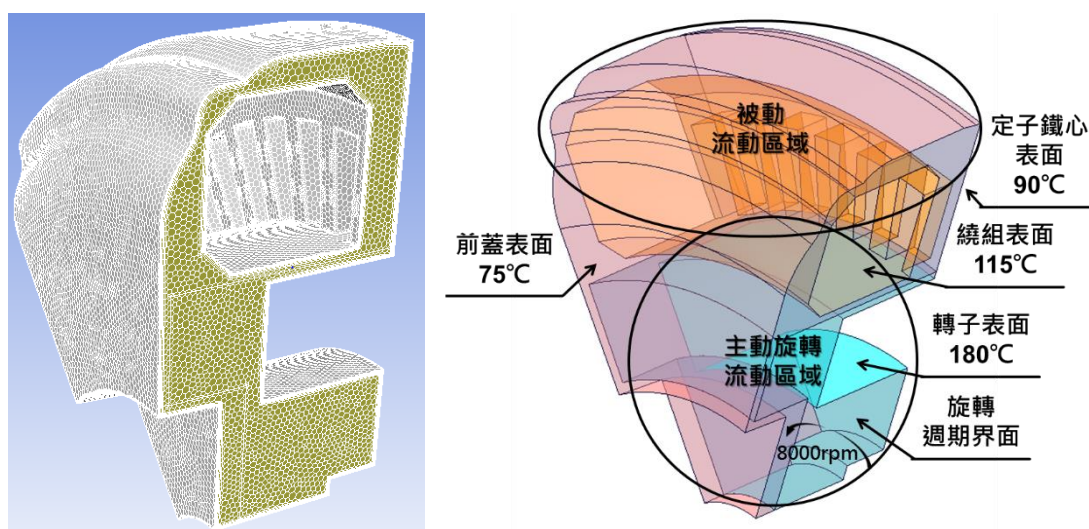


圖 4-23 內部空氣水套網格與邊界條件

馬達原型前蓋部分的內部空氣流場的分析結果如圖 4-24，(a)中整體空氣被轉子的轉動帶著順時鐘旋轉運動，同時從近外蓋區域往徑向運動，再從繞組端部外側流到繞組從槽孔出來後的縫隙流回到轉子區域。以下說明之數值為 1/8 模型分析得到的數據乘 8 後的結果，此時空氣的平均溫度為 113.45°C，從轉子表面傳到空氣的熱流量是 241.3W，熱量會再被空氣傳給前蓋(215.9W)、繞組(9W)、定子鐵心(16.4W)，由此可以看到馬達內部空氣能傳導的熱量相當有限，且繞組確實會從空氣接收熱能，應該要設法使空氣的溫度能比繞組低。

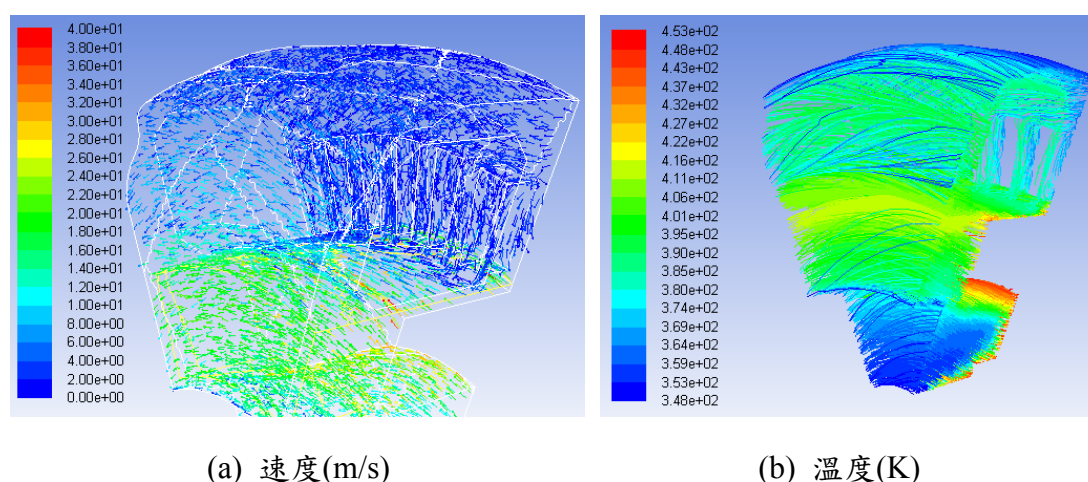


圖 4-24 馬達原型前蓋內部空氣流場分佈圖

所以接下來要進行的風道改良，就是藉有增加轉子與水套的風道，使空氣可以從轉子帶走更多熱量，再將熱量帶到水套傳給冷卻水。首先是在轉子上加入風道，為配合所使用的 1/8 模型，簡單的建立一個外徑 55mm、內徑 42mm 的扇形柱風道，接著是增厚水套殼體以加入一層空氣流道，流道厚度 4mm，也在流道中留下多個 3mm 的支撐柱以維持殼體結構。光是有風道還不能使空氣通過，因此再加入風扇使空氣在前後蓋兩個空間循環，前風扇會使空氣向中心移動進入轉子風道，後風扇則將空氣向外排出，使空氣進入水套風道，扇葉使用寬度 18.5mm、長度 12.5mm、厚 1mm 的長方體構成，每邊在 1/8 模型中各有 3 個。

另外，因為在馬達原型的空氣流場分析中會看到空氣從端部繞組的空隙流回定子與轉子端部間的氣隙，所以為了在新設計中盡量使所有空氣通過水套風道，要假定空隙會被導熱膠填滿，防止空氣通過空隙減少熱交換，如此一來空氣除了模型中被忽略的氣隙外只能走水套風道來建立空氣循環。

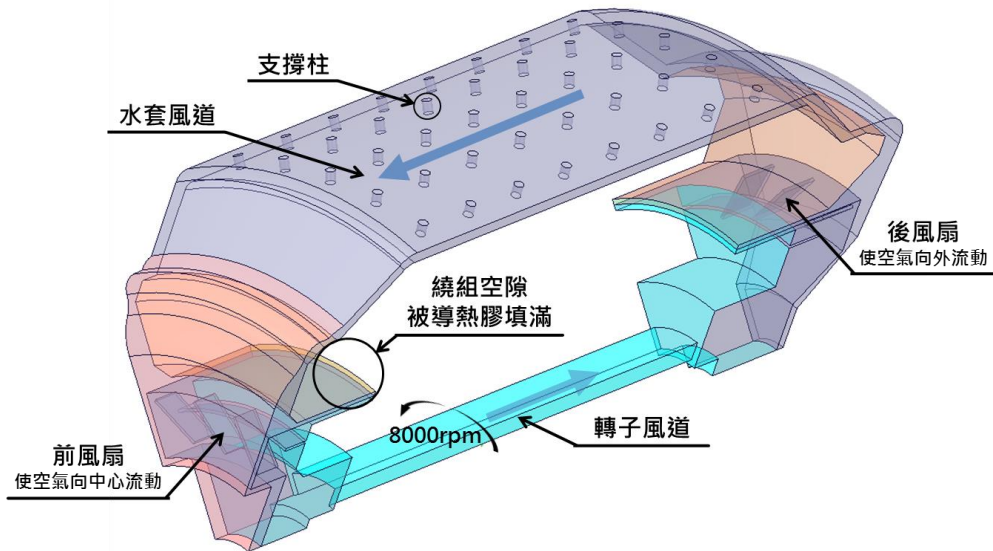


圖 4-25 風道與風扇之設計

設定邊界條件如圖 4-26，除了新增加的水套殼體外，大致沿用馬達原型分析實的設定，水套殼體外面有與定溫 25°C 環境空氣的熱對流係數 $5\text{W}/\text{m}^2\text{-K}$ ，內面接觸定子鐵心設為定溫 40°C ，冷卻水的接觸面參考馬達原型的水道分析結果，使用冷卻水平均溫 $(25^{\circ}\text{C}+33^{\circ}\text{C})/2=29^{\circ}\text{C}$ ，對流係數設為 $8500\text{W}/\text{m}^2\text{-K}$ 。

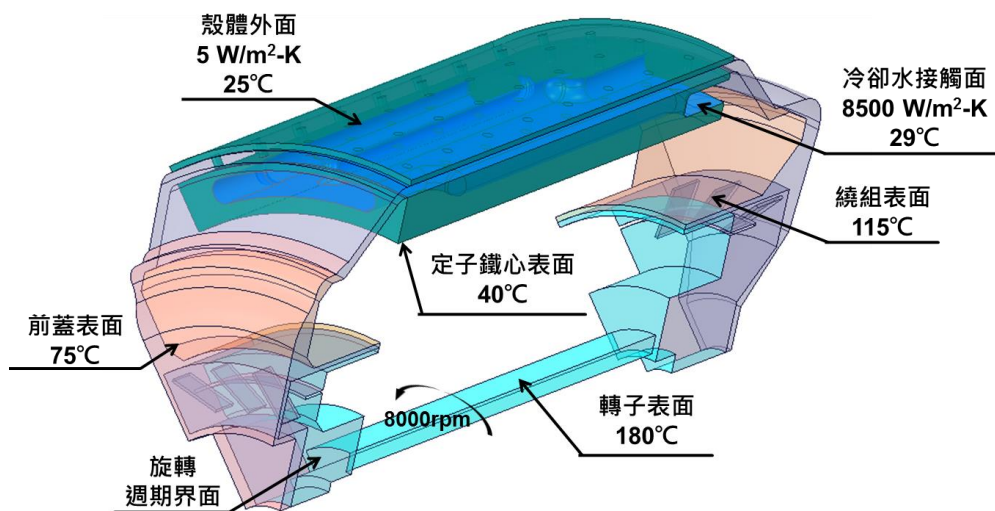
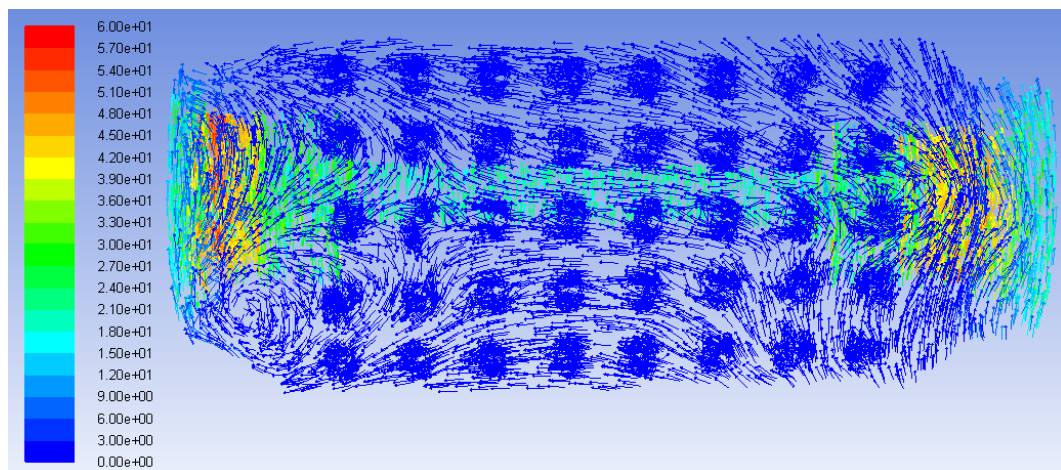


圖 4-26 加風道與風扇之內部空氣流場邊界條件設定

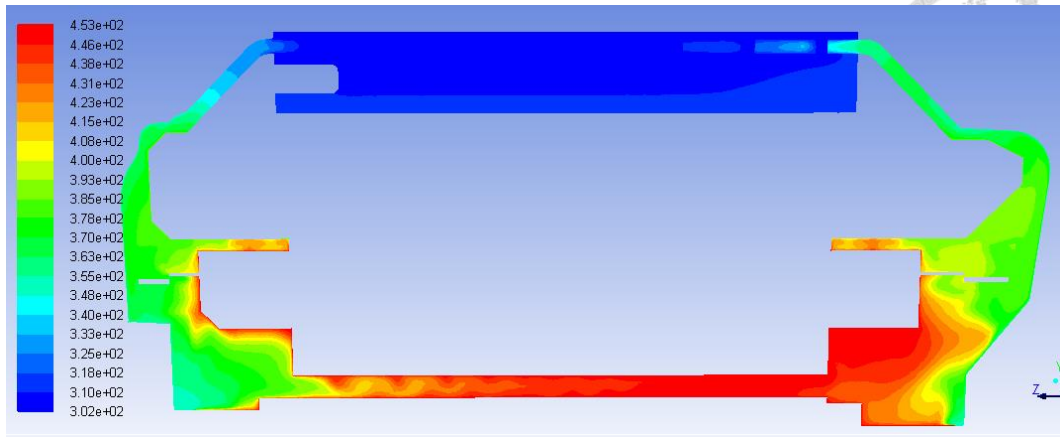
此條件下分析得到的流場如圖 4-27，(a)中可以看到確實有空氣通過水套風道，但速度不快，還在左邊的出口處形成渦流，使水道流場的順暢度並不好，散熱可能因此變差。而溫度分佈(b)中，轉子風道的空氣呈現左冷右熱，表示空氣從左被往右帶，經過風道表面加溫的空氣集中在右邊，但水套與轉子風道的溫度差很多，代表空氣其實沒有很有效的形成一個循環空氣的軸向運動還是相當有限，再看(c)的前蓋區徑向速度場圖，空氣在繞線端部附近會沿壁面向上，在中心向下，因此很多空氣是在此處改變方向由向上變向下，實際由上方的水套風道下來的空氣並不多，再看切向的速度場(d)，水套風道的空氣幾乎不跟著端部的空氣流道而旋轉，代表可能空氣在端部運動太快，水套風道中靜止壁太多，會拉慢空氣，造成空氣絕大多數被擋在入口處。(e)就可以看到左端的熱空氣會把風道內的空氣擋住，只有一小段區域能突破進入前蓋端。

從熱流量來看，轉子給空氣 386.15W，定子繞組給空氣 12.71W，前蓋帶走 322.01W，水套風道從空氣帶走 76.85W，此時空氣的平均溫度為 97.49°C，水道風道表面平均溫度為 31.30°C、面積 0.03155 m²，由這些可以計算空氣與水套的熱阻為 0.8613K/W。

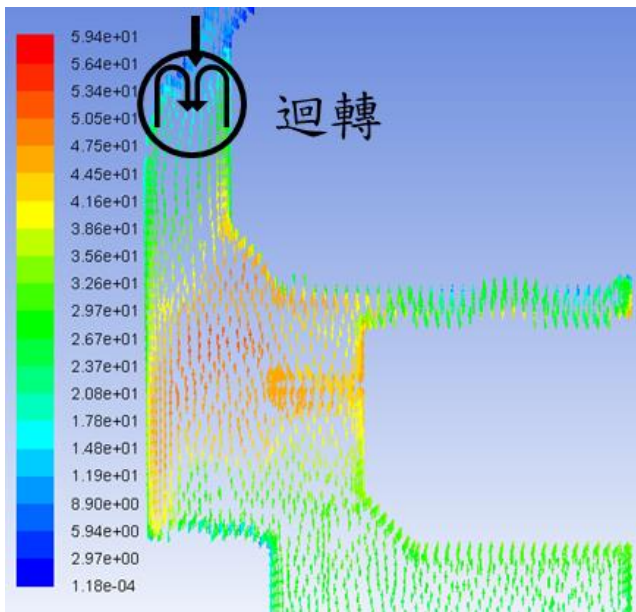
本次設計的風扇尺寸太小，沒有覆蓋整個端部道前蓋的區域，無法有效將空氣帶入水套風道，並阻止空氣迴流，而繞組端與前蓋的間隙太小也是原因之一，使空氣在此處阻力大又容易迴流回去，未來可以針對這些部分做改善。



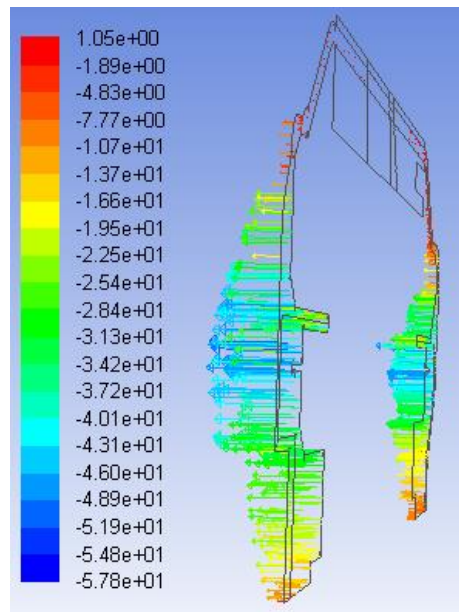
(a) 水套風道速度(m/s)



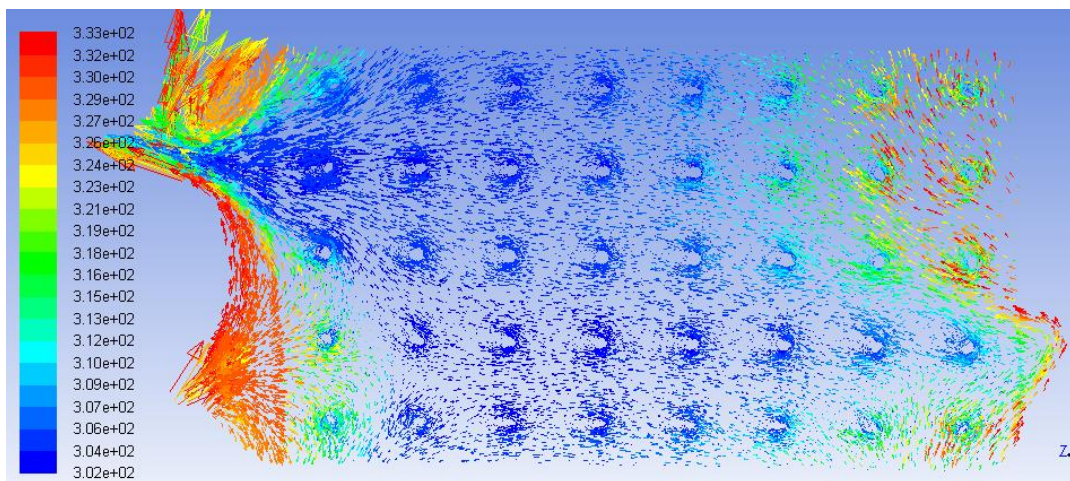
(b) 溫度(K)



(c) 前蓋區徑向速度(m/s)



(d) 切向速度(m/s)



(e) 水套風道溫度分佈(K, 顏色)與速度場(箭頭)

圖 4-27 內部空氣流道改良設計之流場分佈圖



4.4 散熱改良成果

前面探討的散熱改良方式中，主要有提供具體方法和明顯效果的只有對空氣流道的改良，因此本次的散熱研究成果就是以此為主，來總結散熱改良效果。

改良成果的分析方式是忽略熱傳模型其他部分的熱傳網路變化，只在馬達原型網路的基礎上，新增前蓋端與後蓋端內部空氣與水套殼體的熱傳路徑，並都設定熱阻值為前面計算出的 1.138K/W 的 2 倍，因為被分為兩個路徑。暫態溫升結果如圖 4-28，只能說算是略有改善，連續工作時間的增加在低功率區較大，50kW 增加 7.5%，150kW 則增加低於 1%。

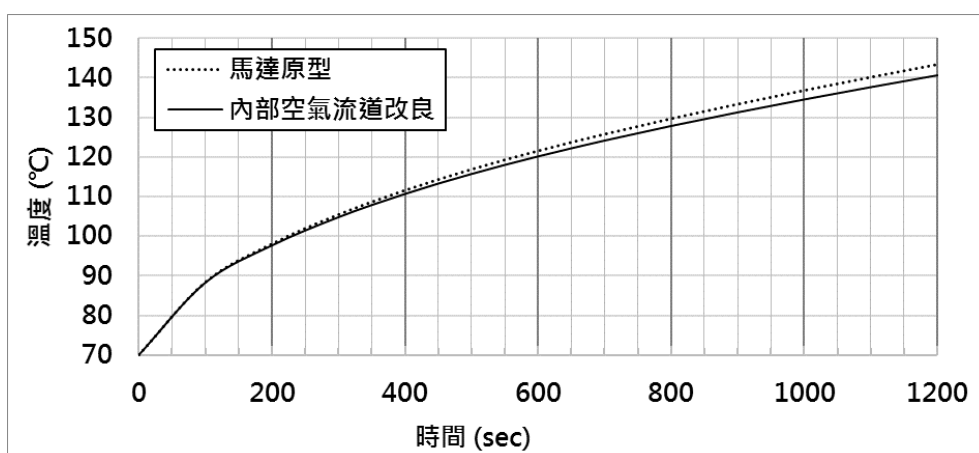


圖 4-28 內部空氣流道改良對暫態溫升影響

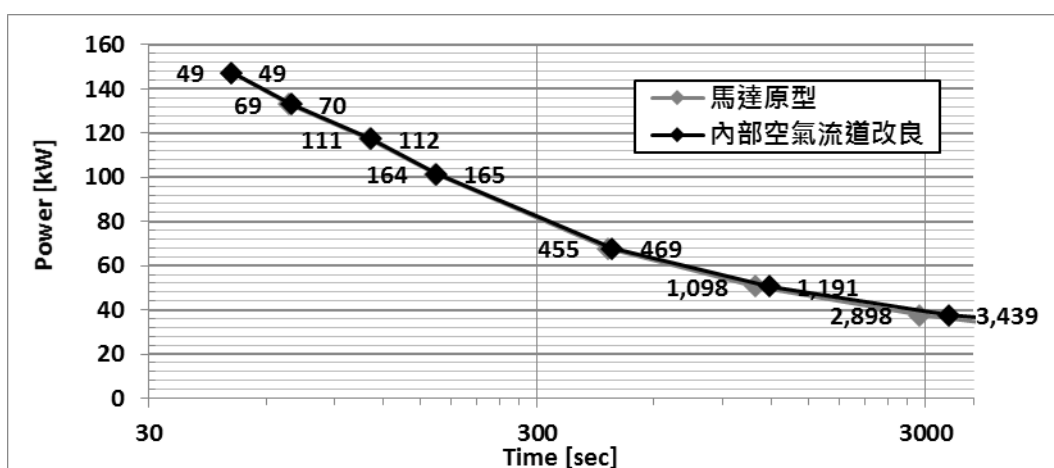


圖 4-29 應用所有散熱改良可能方式之馬達的連續工作時間



4.5 內部空氣流場改良之風扇長度參數分析

本節針對內部空氣流場改良中的風扇長度進行不同參數值的分析，來比較是否可以由此改善空氣的循環流動狀況，4.3 節所使用的前後風扇長度分別為 8.5mm 和 12.5mm，因為風扇頂端離前後蓋還有相當大的距離，有可能造成空氣從此段空隙流回風扇另一端而非通過轉子或水道的風道，因此由加長風扇長度，使風扇頂端到前後蓋空隙縮小，並觀察馬達溫升是否進一步降低。

將前風扇高調為 9、9.5、10mm，分別對應之後風扇高為 14、16、18mm，分析之結果如表 4-4，可見隨風扇高度增加，水套風道帶走之熱量愈多，熱阻也同時降低，將熱阻代入熱傳模型後可以得到馬達暫態溫升結果如圖 4-30，風扇增加確實有效地進一步降低溫升。

表 4-4 內部空氣流場不同風扇長度參數值分析結果

前風扇高	8.5mm	9mm	9.5mm	10mm	
後風扇高	12.5mm	14mm	16mm	18mm	
空氣與壁面熱流量 (W)	轉子	325.36	452.8	489.04	698.48
	定子繞組	30.32	-27.36	-40.32	-38.48
	前後蓋	-247.68	-295.6	-296.32	-354.64
	水套風道	-109.6	-132.8	-154.72	-305.92
空氣平均溫度(°C)	95.42	95.8	96.23	99.25	
水道風道表面平均溫度(°C)	31.45	31.59	31.71	32.53	
空氣與水套熱阻	0.584K/W	0.484K/W	0.417K/W	0.218K/W	
空氣與轉子熱阻	0.260K/W	0.186K/W	0.171K/W	0.116K/W	

由圖 4-31 可以看到在不同風扇高度下之空氣溫度分佈，因風扇高度增加，使空氣軸向流動的速度變快，因此空氣的溫度會變得更加平均，可以看到轉子風道右側出風口處溫度隨風扇高度增加而降低，代表通過轉子風道的空氣溫度變得更低，可以帶走更多的熱量。圖 4-32 顯示前風扇高度為 10mm 時的空氣流場分佈，與圖 4-27(a)相比，在水套風道附近的流場顯得更為流暢，沒有渦流產生。

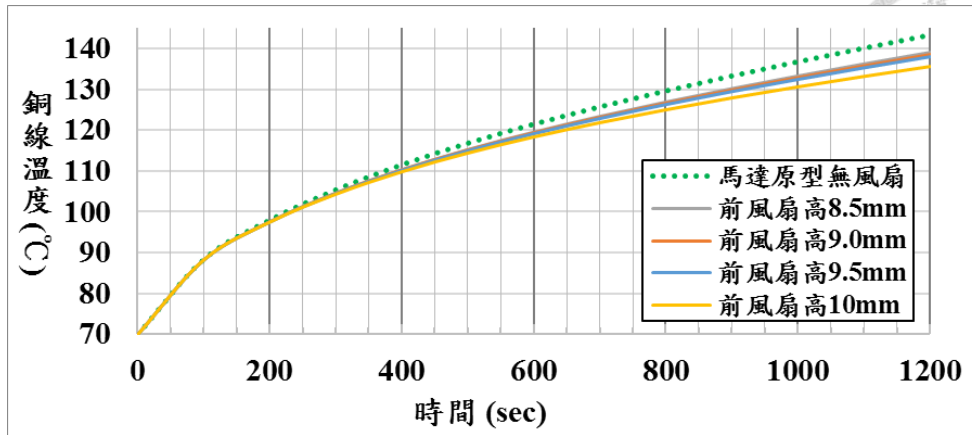


圖 4-30 風扇長度參數值對暫態溫升影響

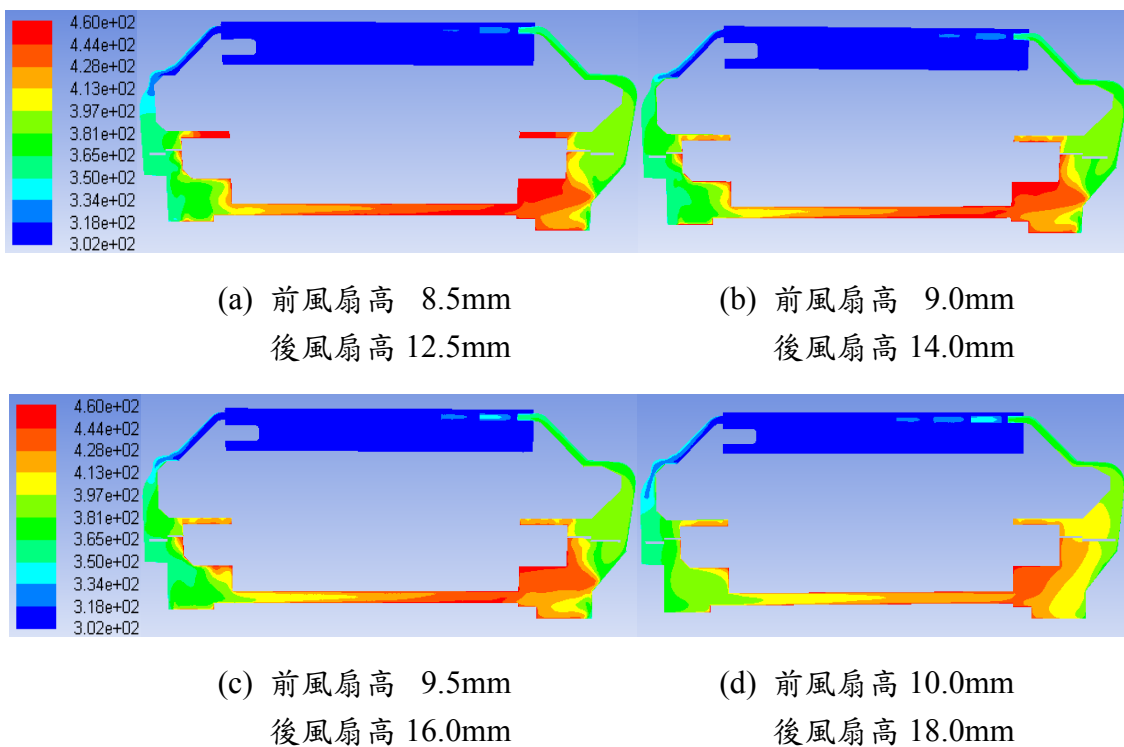


圖 4-31 不同風扇長度參數值下內部空氣流道溫度分佈圖

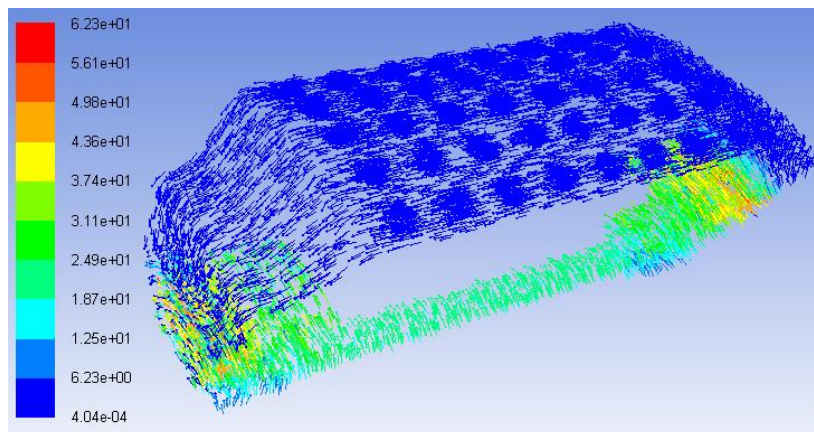


圖 4-32 風扇前後高 10.0、18.0mm 之空氣流場速度(m/s)分佈



第五章 馬達連續工作性能分析

車輛在路上行駛時屬於一種連續工作，但又與一般工業用馬達的連續工作不太一樣，工業用馬達常會是連續工作數百小時以上，因此功率密度不能做的太大，要保證使馬達完全不會超過溫度限制。車輛的驅動馬達所需要的連續工作時間則相對較短，這方面主要受限於電池容量，假設一台電動車具有 50kWh 的電量，以 50kW 輸出只能持續一個小時，此時討論一小時以上的連續工作能力就顯得沒有意義，一般常設定用來比較的電動車馬達連續工作能力的判斷標準是三十分鐘連續工作時，最大功率可以是多少而不會使溫度超過限制。

5.1 效率與溫升關係

在前面所進行的磁路與熱傳分析都是個別進行，未考慮兩者相互的影響，如溫度上升會使電阻變大、銅損增加、馬達效率變差，結果就會有更多熱損失需要散熱系統處理，馬達溫升變得更快。本節分析的目的就是要將磁路與熱傳分析做連結，計算馬達效率與溫升的關係，得到更接近實際驅動馬達工作條件的效率值結果。

5.1.1 分析方法建立

分析流程如圖 5-1，一開始由實測的效率與磁路模擬結果估算馬達的損失值，並進行熱傳分析，得到不同時間下的繞組與轉子導體溫度，之後再計算繞組與轉子導體在不同溫度下的電阻，並將兩者對應溫度電阻的組合匯入磁路分析模型中，分析不同溫度下的馬達效率，最後要得到的結果就是在當馬達維持定轉速、定功率運轉 30 分鐘中，馬達效率隨溫度與溫度的變化，並得到一個三十分鐘內的平均效率，分析的工作點為 8000rpm、50kW，假設馬達從 25°C 開始工作。

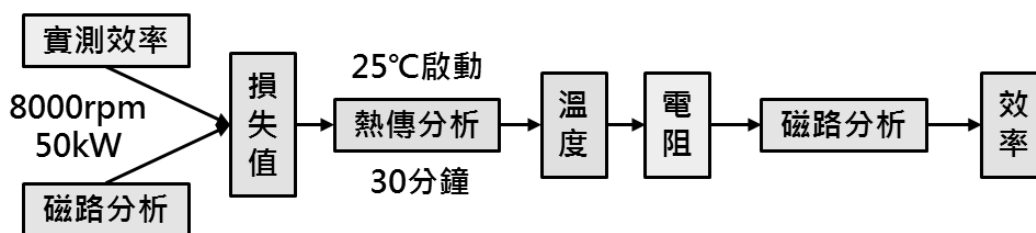


圖 5-1 馬達效率與溫度關係建立步驟

之前已經得到馬達原型在 8000rpm、50kW 時的實測損失值，但經過磁路改良後的損失值還不知道，因為模擬出的效率只計算到銅損和鐵損。將馬達原型與磁路改良設計的模擬效率做比較，以馬達原型的效率實測值與模擬值之差來直接套用在磁路改良設計的實測效率估算上，結果如表 5-1，之後會將減少的損失值應用在改良設計的熱傳分析中。

表 5-1 磁路改良設計之損失值估算

8000rpm、60kW	實測效率	模擬效率	效率差	損失值 [W]
馬達原型	92.75%	95.65%	2.90%	3961
磁路改良設計	估算為 93.10%	96.00%	2.90%	3756

5.1.2 馬達原型與改良設計效率比較

經過以上建立分析方法後，接著要比較馬達原型與經過磁路和散熱兩種改良設計後，效率應該會改良多少，馬達連續工作三十分鐘的溫升與效率分析結果如圖 5-2，在磁路改良的損失降低與散熱改良的散熱量增加的雙重效果下，馬達的溫升降低不少，效率降低也同樣變慢，整體效率的提升如表 5-2，三十分鐘平均效率增加 0.45%，前面表 5-1 是沒有考慮溫升變化的磁路分析，得到的效率提升為 0.35%，兩者相差 0.1%，證明散熱改良確實能提高馬達效率。

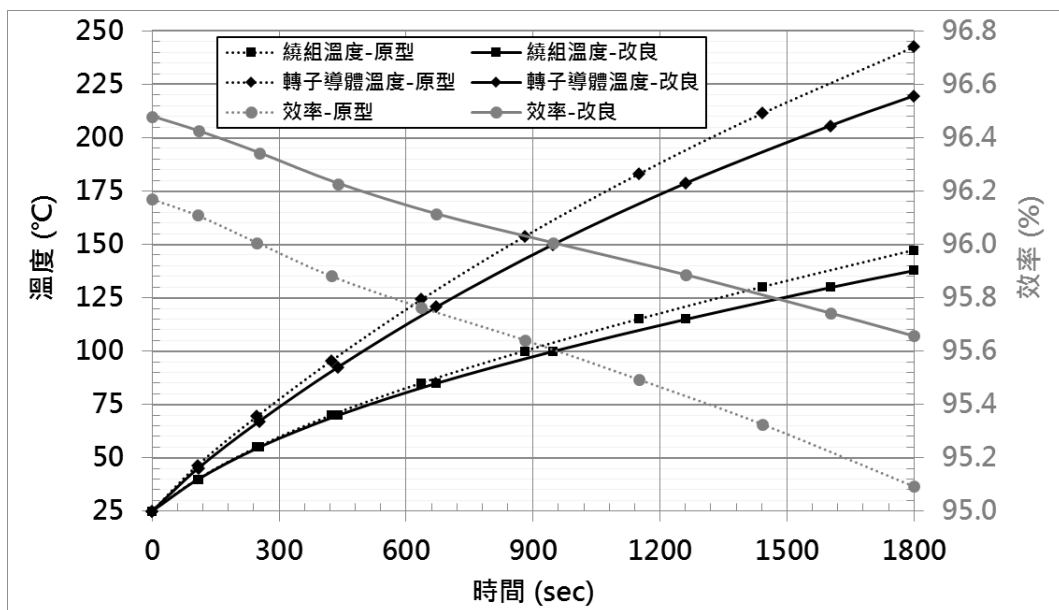


圖 5-2 馬達在 8000rpm、50kW 下溫度與效率對時間關係

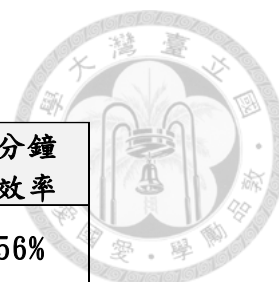


表 5-2 馬達連續工作三十分鐘效率

8000rpm、60kW	零秒時效率	三十分鐘時效率	三十分鐘平均效率
馬達原型	96.17%	95.09%	95.56%
改良設計	96.48%	95.66%	95.99%
差值	+0.31%	+0.57%	+0.43%

5.2 馬達連續工作功率分析

最後分析的是當馬達在定功率工作時，輸出多大的功率情況下馬達可以連續工作達三十分鐘，工作必須停止的判斷是當繞線溫度達到 150°C，分析結果如圖 5-3，馬達原型是 51.4kW，改良設計則是 53.8kW，功率提高了 2.4kW，這樣的結果代表經過前面所有的改良後，馬達可以連續工作的功率值確實有所提升，並達成一開始訂定的提升馬達在大功率下連續工作能力的目標。

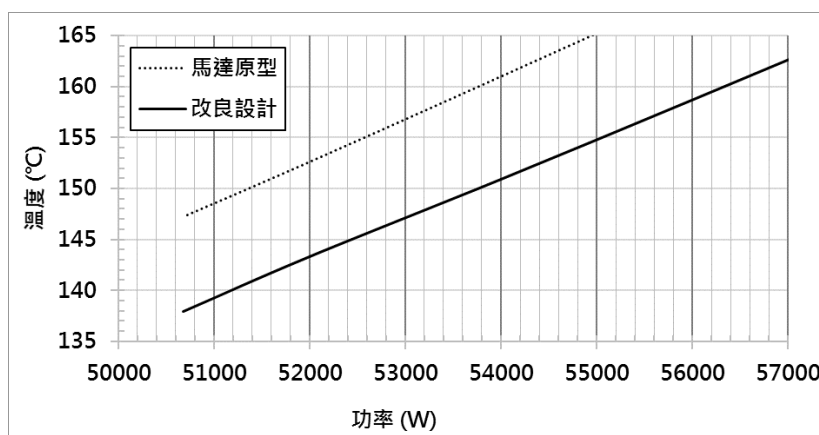


圖 5-3 馬達連續工作三十分鐘後繞線溫度對功率關係

第六章：結論與未來方向



6.1 研究成果

本研究使用 Maxwell、Motor-CAD、Fluent 模擬工具對一電動車感應馬達進行磁路與熱傳分析，並針對效率提升和溫升降低進行改良設計，最後獲得有良好成果的改良設計方案。在磁路的改良中依序改變繞線節距、定子、轉子槽形的參數並進行分析，選擇其中效率最佳的參數值來提高效率。散熱的改良則是先建立馬達熱傳模型，探討該馬達可以改變哪些熱傳特性參數來降低溫升，之後對馬達中的水套與內部空氣流場進行分析，並設計新的流道形式來分析比較，結果是以在內部空氣增加水套與轉子流道來做為散熱改良設計方案，成功降低溫升。最後將馬達效率與溫升的關係加入分析，得到馬達連續工作三十分鐘時的效率變化與可連續工作三十分鐘之最大功率。以上說明之馬達改良設計成果具體數據皆列在表 6-1 中。

表 6-1 馬達改良成果表

	效率	熱傳
馬達原型	4000rpm、90Nm：93.41% 225Nm：88.54% 8000rpm、72Nm：95.50% 179Nm：91.22% 12000rpm、38Nm：95.58% 95Nm：87.39%	8000rpm、50kW 繞線從70°C升到140°C 時間：1089sec
	8000rpm 三十分鐘平均效率：95.56% 、50kW 最高繞線溫度：147.2°C 8000rpm時三十分鐘繞線從25°C升到150°C之功率：51.4kW	
磁路改良設計	4000rpm、90Nm：94.00% (+0.59%) 225Nm：90.13% (+1.59%) 8000rpm、72Nm：95.83% (+0.33%) 179Nm：91.06% (-0.16%) 12000rpm、38Nm：95.68% (+0.10%) 95Nm：86.44% (-0.95%)	
散熱改良設計		8000rpm、50kW 繞線從70°C升到140°C 時間：1191sec (+102sec)
兩項改良結合	8000rpm 三十分鐘平均效率：95.99% (+0.43%) 、50kW 最高繞線溫度：137.9°C (-9.3°C) 8000rpm時三十分鐘繞線從25°C升到150°C之功率：53.8kW (+2.4kW)	



6.2 未來趨勢與改進方向

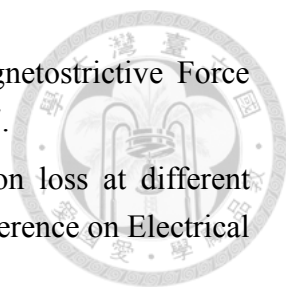
關於本研究內容之未來趨勢與改進方向，可歸納為以下幾點：

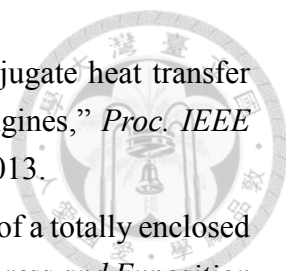
1. 磁路分析模型的建立其實還有很多未考慮的因素，如加工硬化及溫度造成的矽鋼片磁化性能變化、驅動器的載波頻率所產生的鋸齒形電流等，如果有相關實驗數據或模型應可增進磁路分析的準確度。
2. 本次研究中，在馬達熱傳方面的實測數據只有一條暫態溫升曲線可以用以驗證馬達熱傳模型，因此該模型的準確度還是相當令人懷疑，應在更多工作點和不同部位取得溫度數據來進行詳細驗證，使熱傳模型能完全符合所有工作點的溫升結果，這樣在以此模型進行散熱改良分析時才更有可信度。
3. 本次的空氣流場分析中還有很多幾何模型的細節被省略，像軸承座的肋與定轉子間氣隙，如果能有更充裕的時間與運算能力更強的電腦，應將對多細節加到模型中，得到更接近實際情況的模擬結果。
4. 前面所進行的磁路與散熱改良其實都還沒考慮到所改變因子對空間配置與受力結構的影響，如磁路改良所增加的節距，節距增加會使繞線端部的線體積也增加，因為線要跨越更遠的距離才會回到槽中，端部所需的空間增加，就有可能使原本馬達前後蓋內的空間不夠，因此未來在設計時最好還是要先計算空間需求，並要考量空間變化對其他性能的影響。

參考文獻



- [1] 李名揚, “在臺灣, 電動車較優,” *科學人雜誌*, 第 107 期 1 月號, 2011
- [2] I. Boldea and S. A. Nasar, *The Induction Machines Design Handbook*, CRC Press, 2009.
- [3] W. Tong, *Mechanical Design of Electric Motors*, CRC Press, 2014.
- [4] V. Maurel, F. Ossart and R. Billardon, “Residual stresses in punched laminations: Phenomenological analysis and influence on the magnetic behavior of electrical steels,” *J. Appl. Phys.*, vol. 93, no. 10, pp. 7106-7108, 2003.
- [5] D. A. Howey, P. R. N. Childs and A. S. Holmes, “Air-Gap Convection in Rotating Electrical Machines,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, no. 3, pp. 1367-1375, 2012.
- [6] S. Seghir-Ouali, D. Saury, S. Harmand, O. Phillipart and D. Laloy, “Convective heat transfer inside a rotating cylinder with an axial air flow,” *Int. J. Therm. Sci.*, vol. 45, no. 12, pp. 1166-1178, 2006.
- [7] R. Saidur, “A review on electrical motors energy use and energy savings,” *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 14, no. 3, pp. 877-898, 2010.
- [8] H. G. Reist, “Cooling dynamo-electric machines,” US Patent 716278 A, 1901.
- [9] J. Pyrhonen, T. Jokinen and V. Hrabovcova, *Design of Rotating Electrical Machines*, Wiley, 2007
- [10] Z. Q. Zhu and D. Howe, “Electrical Machines and Drives for Electric, Hybrid, and Fuel Cell Vehicles,” *Proc. IEEE*, vol. 95, no. 4, pp. 746-765, 2007.
- [11] M. Zeraoulia, M. E. H. Benbouzid and D. Diallo, “Electric motor drive selection issues for HEV propulsion systems: A comparative study,” *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 55, no. 6, pp. 1756-1764, 2006.
- [12] H. Murakami, Y. Honda, Y. Sadanaga, Y. Ikkai, S. Morimoto and Y. Takeda, “Optimum design of highly efficient magnet assisted reluctance motor,” Conf. Rec. of the 2001 IEEE Thirty-Sixth IAS Annual Meeting, vol. 4, 2001.
- [13] S. Ooi, S. Morimoto, M. Sanada and Y. Inoue, “Performance evaluation of a high power density PMASynRM with ferrite magnets,” *Proc. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, pp. 4195-4200, 2011.
- [14] M. Burwell, J. Goss and M. Popescu, “Performance/cost comparison of induction-motor & permanent-magnet-motor in a hybrid electric car,” International Copper Association, Tokyo, 2013,

- 
- [15] T. A. Baudendistel and M. L. Turner, "A Novel Inverse-Magnetostrictive Force Sensor," *IEEE Sensors Journal*, vol. 7, no. 2, pp. 245-250, 2007.
- [16] K. Y. Jeong, C. H. Park and C. S. Koh, "Comparison of iron loss at different manufacturing process of actual stator core," International Conference on Electrical Machines and Systems, Busan, 2013.
- [17] M. Yabumoto, C. Kaido, T. Wakisaka, T. Kubota and N. Suzuki, "Electrical steel sheet for traction motors of hybrid/electric vehicles," *Nippon steel technical report*, no.87, 2003
- [18] S. Jurkovic, J. C. Morgante, K. M. Rahman and P. J. Savagian, "Electric machine design and selection for General Motors e-Assist Light Electrification Technology," *Proc. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, pp. 906-913, 2012.
- [19] K. W. Jeon, T. K. Chung and S. C. Hahn, "NEMA class a slot shape optimization of induction motor for electric vehicle using response surface method," International Conference Electrical Machines and Systems, Beijing, 2011.
- [20] Y. Li, S. Li and B. Sarlioglu, "Analysis of pulsating torque in squirrel cage induction machines by investigating stator slot and rotor bar dimensions for traction applications," *Proc. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, pp. 246-253, 2013.
- [21] A. Boglietti, R. Bojoi, A. Cavagnino, P. Guglielmi and A. Miotto, "Analysis and modeling of rotor slot enclosure effects in high speed induction motors," *Proc. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, pp. 154-161, 2011.
- [22] K. Yamazaki, Y. Haruishi and T. Ara, "Calculation of negative torque caused by slot ripples of induction motors," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 40, no. 2, pp. 778-781, 2004.
- [23] W. G. Kim, J. I. Lee, K. W. Kim, Y. S. Kim and C. D. Lee, "The temperature rise characteristic analysis technique of the traction motor for EV application," International Forum on Strategic Technology, Ulsan, 2006.
- [24] S. Seghir-Oualil, S. Harmand, D. Laloy, "Study of the thermal behavior of a synchronous motor with permanent magnets," *International Journal of Engineering*, vol. 3, no. 3, pp. 229-256, 2009.
- [25] Y. Shen and C. Jin, "Water cooling system analysis of permanent magnet traction motor of mining electric-drive dump truck," SAE Technical Paper 2014-01-0662, 2014.
- [26] Y. Zhang, J. Ruan, T. Huang, X. Yang, H. Zhu and G. Yang, "Calculation of temperature rise in air-cooled induction motors through 3-D coupled electromagnetic fluid-dynamical and thermal finite-element analysis," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 48, no. 2, pp. 1047-1050, 2012.

- 
- [27] M. Tosetti, P. Maggiore, A. Cavagnino and S. Vaschetto, “Conjugate heat transfer analysis of integrated brushless generators for more electric engines,” *Proc. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, pp. 1518-1525, 2013.
- [28] S. Noda, S. Mizuno, T. Koyama and S. Shiraishi, “Development of a totally enclosed fan cooled traction motor,” *Proc. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, pp. 272-277, 2010.
- [29] J. E. Cousineau, K. Bennion, D. DeVoto, M. Mihalic and S. Narumanchi, “Characterization of contact and bulk thermal resistance of laminations for electric machines,” NREL Technical Report NREL/TP-5400-63887, 2015.
- [30] K. Bennion, “Electric motor thermal management,” National Renewable Energy Laboratory, 2012.
- [31] H. Y. Chang and Y. P. Yang, “Coupled electromagnetic and thermal-fluid analysis for a permanent magnet synchronous motor,” International Conference on Advances in Mechanical and Robotics Engineering, 2014.
- [32] N. Takahashi, M. Morishita, D. Miyagi and M. Nakano, “Comparison of magnetic properties of magnetic materials at high temperature,” *IEEE Trans. Magn.*, vol.47, no.10, pp. 4352-4355, 2011.
- [33] C. J. Wu, S. Y. Lin, S. C. Chou, C. Y. Tsai and J. Y. Yen, “Temperature effects on the magnetic properties of silicon-steel sheets using standardized toroidal frame,” *The Scientific World Journal*, vol. 2014, 2014.