

高效率永磁無刷馬達之設計與分析

Design and Analysis of High Efficiency Permanent-Magnet Brushless Motors

謝旻甫 余守龍

國立成功大學系統及船舶機電工程學系

摘要

能源短缺與環境保護乃是現今人類所必須面對的兩大議題，而為人類帶來便利性的馬達所消耗的能量極為龐大，因此如何提高馬達效率、降低電耗，實為一亟待解決的問題。本文在此需求之下，針對永磁無刷直流馬達(Permanent-Magnet Brushless DC Motor)基於相同之輸出功率，探討其在不同轉速操作下，因「電裝載」(Electric Loading)與「磁裝載」(Magnetic Loading)差異所衍生之效率問題，並加以分析以提出一設計參考依據。永磁無刷直流馬達具有諸多優點，例如轉子無須額外繞組及電刷、結構簡單、運轉效率高，且易於維護等。然而無刷直流馬達之性能與效率和其負載匹配、材料選用與繞組匝數等設計參數，具有非常密切之關係。上述除負載為外在因素外，馬達本身可綜合歸納為電裝載與磁裝載兩大要素。因此，本文以一1kW 8極9槽之表面型(Surface-mounted)永磁無刷直流馬達為例，考量六種不同設計，亦即高速高磁裝載/高電裝載、中速高磁裝載/高電裝載以及低速高磁裝載/高電裝載等，透過磁路設計以及模擬分析，比較分析其效率，作為高效率馬達設計之參考依據。

關鍵字：永磁無刷馬達；無刷直流馬達；高效率；磁裝載；電裝載

前言

現今馬達廣泛應用於各種工商業場合，乃至一般居家生活，為使用者帶來商機、舒適與便利性。由於使用量與日俱增，其所消耗之電能亦非常可觀，目前約占整體用電量之50%、工業用電量之70% [1]。因此，如何提高效率、降低成本，為迫切需要之研究重點。傳統直流有刷電動機，其結構複雜、價格昂貴，換向器易產生火花及磨損、保養維護困難而不適於惡劣環境；但其調速方便，且所需調速設備較為簡單，目前仍有應用場合。而感應電動機方面，具有結構簡單、堅固、耐用、價格低廉與啟動容易等優點，但有較高的轉子銅損、定子銅損與鐵損，導致效率較低[2]。永磁無刷直流馬達(Permanent-Magnet Brushless DC Motor)隨著近幾年來磁性材料與電力電子技術的進步與低價化，以及具有高效率及高功率密度等優勢，逐漸取代傳統型馬達並成為各種科技產品的驅動動力源，例如：航空、車輛、家電、再生能源、精密工業、工具機、機器人、辦公室自動化及精密紡織等。因此本文以永磁直流無刷馬達為研究對象。

本文以一表面型(Surface-mounted)永磁無刷直流馬達為設計例，在高速(10000rpm)高磁裝載、高速高電裝載、中速(5000rpm)高磁裝載、中速高電裝載、低速(1000rpm)高磁裝載、低速高電裝載六種不同設計考量下，進行效率分析。由於永磁無刷直流馬達內部主要由電與磁力相互作用產生旋轉轉矩，故電裝載(Electric Loading)與磁裝載(Magnetic Loading)為馬達兩大轉矩設計參數，涵蓋大部分細部參數。理論上，在已知馬達規格與尺寸之情形下，藉由調配電裝載與磁裝載之設計，皆可達成所需輸出規格。外在負載所需功率來自於馬達輸出，其成分為轉速與轉矩，而無論轉速或轉矩，皆與電、磁裝載息息相關，如何調配此兩大參數對於效率皆有相當程度的影響。例如，操作於高轉速之馬達，該設計高電裝載或高磁裝載方有利於高效率？本文藉此針對不同轉速應用場合，提出一無刷直流馬達之高效率設計準則以供參考。

材料特性簡介與損失分析

無刷直流馬達設計上，須考量鐵心材質(如矽鋼片)、磁石材料、幾何結構和銅線規格等。矽鋼片的選用對於效能和效率有所影響；而磁石部份，由於無須藉助繞組激磁，本身即能產生磁場，故大大減少損失、提升效率。銅線的選擇與繞組設計，對於馬達效率亦至為重要。以下分別就上述材料在馬達操作時所造成之損失加以探討。

一、軟磁材料與鐵損分析

一般馬達所使用的軟磁性材料，具有窄小磁滯迴路(Hysteresis Loop)，低保磁力(Coercive Force)及高導磁率(Permeability)等特性。高導磁率可使磁路上的磁阻降低，以利磁通通過；窄小磁滯迴路與低保磁力則可降低磁滯損(Hysteresis Loss)。由於軟磁材料的電阻較低，用於交變磁場時渦流損失(Eddy Current Loss)較大。為了降低保磁力與鐵損，一般多加入少量的矽(Silicon)以提高電阻性，此亦可提高飽和磁通密度，此種類的鐵心即稱為矽鋼片[3]。矽鋼片在馬達中扮演著引導磁路的角色，而正確的磁路對其效率、特性與成本影響甚鉅。一般而言，矽鋼片的等級愈高，鐵損愈低，但其磁化的能力反而不強。馬達總損失可概分為銅損(Copper Loss)與鐵損(Iron Loss)兩大類，而鐵損即包含上述磁滯損與渦流損[4]。

1. 磁滯損(P_h):

隨著鐵心材料不同，和電氣頻率變化，會使鐵心產生磁滯損。電氣頻率越高則磁滯損越大。鐵心磁滯損失 P_h 、電氣頻率 f_e 與最大氣隙磁通密度 B_g 的關係可以下式表示：

$$P_h = V k_h (B_g)^n f_e \quad (1)$$

其中 V 為矽鋼片的體積， k_h 為磁滯損失係數，此與材質有關，通常為1.5至2.5。

2. 渦流損(P_e):

由於鐵心本身也是導體，所以當磁力線通過鐵心時，會在鐵心內部與磁力線垂直的切面上產生感應電流，而這樣的電流會也在鐵心內部造成 $P = I^2 R$ 損失。為了抑制渦流

損失，目前是利用薄型的矽鋼片以絕緣膠互相堆疊而成，其厚度越薄，渦流越小；而上述提到加入少量的矽可降低鐵心導電性，即降低渦流損。鐵心渦流損失 P_e 與電氣頻率 f_e 及最大氣隙磁通密度 B_g 的關係可表示為(2)式

$$P_e = V k_e (B_g)^2 f_e^2 \quad (2)$$

其中 V 為矽鋼片的體積， k_e 為渦流損失係數。

本文所採用估算鐵損方法是將磁滯損和渦流損公式合併後，考慮一體積為 V 且密度為 ρ 的磁性材料。其在電氣頻率 f_e 下和最大氣隙磁通密度 B_g 之鐵損可表示如下：

$$P_{cl} = \rho V k_{cl} (B_g)^\alpha f_e^\beta \quad (3)$$

式中 k_{cl} 、 α 與 β 隨不同磁性材料的性質而異，可根據廠商所提供的型錄求得矽鋼片在不同頻率下的鐵損密度曲線，再利用最小平方法計算 k_{cl} 、 α 與 β [5]，然後根據馬達的轉速，矽鋼片體積、密度及最大磁通密度，即可估算出馬達的鐵損。嚴格來說，馬達齒槽結構複雜，欲精準估算鐵損並非易事，有待未來進一步研究以提出更精確之模型。

二、永磁材料簡介[6] [7]

馬達所使用的硬磁性材料(永久磁石)，由於材料技術不斷提昇，已具有相當高的能量密度，廣泛應用於電機機械上。以磁石取代傳統繞線式激磁場時，需考慮其等級、體積大小等因素，為決定馬達價格與性能之重要因素。一般而言，硬磁材料具有高剩磁 (B_r)、高保磁力 (H_c)、高能量密度(BH)之特性。但是根據不同材料所合成之硬磁，其溫度特性、抗蝕性、易碎性和成本皆不同，目前工業界最常見的磁鐵材料有三大種類，分別為：鋁鎳鈷磁石 (AlNiCo Magnet)、鐵氧體磁石(Ferrite Magnet)、稀土類磁石(Rare-earth Magnet)其中稀土類又分為鈷類磁石(SmCo Magnet)及鈷鐵硼磁石(NdFeB Magnet)。以下就數種磁石材料加以簡介，其優缺點比較參閱表一。

1. 鋁鎳鈷磁石 (AlNiCo Magnet)

鋁鎳鈷磁石又稱合金磁石，含量為鈷、銅及鈦之合金，幾乎不含碳。而其最大的缺點為硬度不足且十分脆弱。因此其製造過程多半使用燒結(Sintering)與鑄造(Casting)等方法。鋁鎳鈷磁石具有高剩磁(Residual Flux Density)，可以提供較高的氣隙磁通，所以適用於較大氣隙的馬達。最高工作溫度可達 520°C 但是矯頑磁力低，故易於充磁也易於減磁。在實際應用中，鋁鎳鈷磁石適合做成長條棒形以減少退磁(Demagnetization)情形發生。廣泛的應用於儀表類等工具中，且其磁能積並未比其他類磁石突出，但是溫度係數較低，適合應用於高溫場合，所以現在仍然被廣泛的應用。

2. 鐵氧體磁石(Ferrite Magnet)

鐵氧體磁石又稱陶瓷磁石，主要原料 Fe_2O_3 、 BaCO_3 、 SrCO_3 等，其具有剩磁低、低渦流損、重量輕、高電阻、高溫度係數，材料來源豐富等特性，耐氧化、不含 Ni、Co 等貴重金屬且價格低廉，故現在已成為使用最多之磁石種類。其製造過程為粉末冶金，矯頑磁力介於鋁鎳鈷磁石與稀土鈷磁石之間，屬於高矯頑磁力，而剩磁磁通密度較低，

設計上通常為扁平形狀。

3. 稀土類磁石(Rare-earth Magnet)

稀土磁石是利用 Ni、Co 等過渡及稀土元素製造而成，常見的種類可分為鈔鈷(SmCo)與鈔鐵硼(NdFeB)兩類。

3.1 鈔鈷磁石(SmCo)

鈔鈷磁石之特點具有高剩磁、高保磁力、低溫度係數、高磁能積等特性，很適合做成薄片狀以減少體積與重量，但缺點就是其價格昂貴，所以並未廣泛的使用。

3.2 鈔鐵硼磁石(NdFeB)

鈔鐵硼磁石製程有下列兩種方法：(1)繞結法；(2)快速凝固法(Rapid Solidification Process, RSP)製程。此種磁石主要成分為 $Nd_2Fe_{14}B$ ，其最大的優點在於具有較鈔鈷磁石高的保磁力與磁能積、線性之減磁曲線(Demagnetization Curve)、極佳機械強度(抗彎強度與抗拉強度約為鈔鈷磁石的 2 倍)，以及價格便宜。但是其溫度係數較高，同時居理溫度(Curie Temperature)也較低，因為成分中含有大量的鐵和鈔，易於腐蝕氧化，需加強表面防蝕。鈔鐵硼磁石是目前磁性能最高的永磁材料，雖然其溫度穩定性較差，然而隨著材料技術的長足進步，目前耐溫程度已可達 $220^{\circ}C$ 以上。總而言之，鈔鐵硼磁石挾其優異性能以及低廉價格，在許多領域有逐漸取代目前使用量最大的鐵氧體磁石之趨勢。

表一 永磁材料的優缺點比較[6] [7]

種類	名稱	優點	缺點
合金	AlNiCo	1.溫度穩定性高 2.適用於高溫場合 3.具有高剩磁 B_r	1. 易消磁(矯頑磁力 H_c 低) 2. 非線性減磁曲線 3. 硬且脆，加工不易
稀土類	NdFeB	1.小型化(磁能積高) 2.不易退磁(矯頑磁力 H_c 高) 3.線性減磁曲線	1.價格高 2.溫度穩定性較差 3.易氧化，需表面處理
	SmCo	1.小型化(磁能積高)。 2.不易退磁(矯頑磁力 H_c 高) 3.線性減磁曲線。	1.價格很高 2.產量少 3.機械強度低，加工不易
鐵氧體	Ferrite	1.耐氧化、耐腐蝕、重量輕 2.近似線性退磁曲線 3.價格最低 4.材料來源豐富	1.剩磁 B_r 小 2.溫度穩定性低(膨脹係數高)

三、銅線與銅損

本文的銅線規格是採用美國線規(American Wire Gauge, AWG)制，對於實心導體，AWG 值由導體外徑決定。對多股絞合導體，AWG 值由導體的橫截面積決定。馬達以電流通過線圈時，因導線電阻產生熱之損耗，稱之為銅損(Copper Loss)。當馬達繞線方式、匝數、銅線材料及激磁電流決定後便可計算銅損。而減少導線長度或增加導線面積，都是減少電阻，增加效率的方法，假設馬達電流以方波驅動，且同一時間有 N_{phd} 相激磁。

則透過下式可求得該繞組之銅損。

$$P_r = N_{phd} I^2 R \quad (4)$$

其中， I 為單相激磁電流， R 為單相繞組總電阻。

馬達銅損與電裝載與電流密度之設定等有直接關係，本文將電流密度設為一定值(代表其工作環境散熱條件)，以使所有設計皆在同一基準上比較。此將在以下章節說明。

設計流程

永磁無刷馬達設計上，必須先考量負載轉矩需求，以訂定出馬達轉矩輸出規格。其轉矩可用以下式表示 [4]：

$$T = kD^2L \quad (5)$$

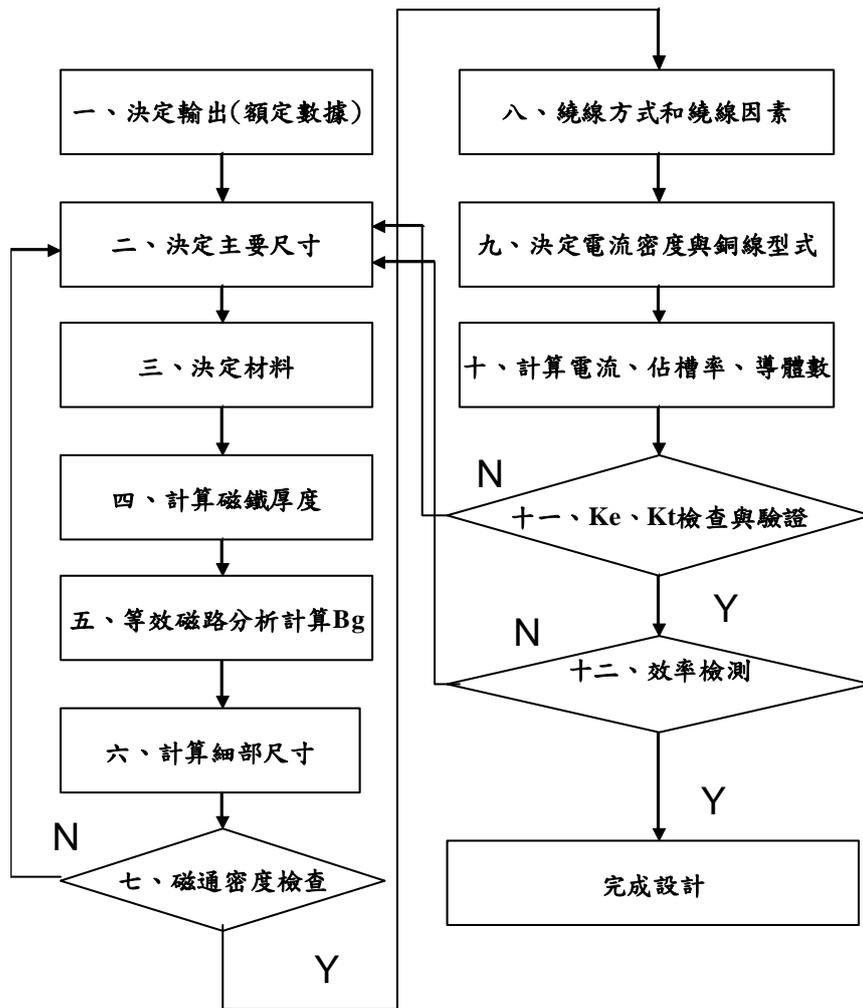
其中 D 為轉子直徑， L 為有效軸長， k 為常數。直覺上，轉矩似乎主要與馬達轉子尺寸有關。然而實際上，常數 k 隱含有電裝載以及磁裝載兩個主要因素。換言之，若電、磁裝載為固定之情況下，馬達之轉矩取決於尺寸因素，欲獲得高轉矩即須加大馬達尺寸。然而，若是馬達尺寸因環境限制而固定，則必須改變電、磁裝載以獲得所需轉矩輸出。另外，若已知馬達轉矩與尺寸，則常數 k 雖為定值，卻仍可調整電裝載與磁裝載兩者比例，以使馬達適用於不同應用場合，例如高轉速或低轉速。有關電、磁裝載相關詳細知識，讀者可參閱文獻(例如[4][8])，在此不予贅述。

本文之無刷直流馬達，採用內轉子架構，槽極選用 8 極 9 槽，輸入電壓為 155V，輸出功率為 1kW，輸出轉矩之計算如公式(6) [4]

$$T = N_{phd} K_w R_o B_g L N_{spp} N_m n_s I \quad (6)$$

其中， N_{phd} 為導通相數； K_w 為繞線因素； R_o 為轉子半徑； L 為有效軸長； B_g 為最大氣隙磁通密度； N_{spp} 為每相每極之槽數； N_m 為極數； n_s 為槽導體數。式(6)可視為式(5)之展開結果。

在此定義磁裝載為最大氣隙磁通密度(B_g)；電裝載 $Q = N_s n_s I / 2\pi R_o$ ，其中 N_s 為定子槽數，故 $N_s n_s$ 為總導體數。一般無刷直流馬達電裝載值約在 10 A/mm 至 40 A/mm 之間，故本文高電裝載取較為接近上限(約 39A/mm)，而低裝載則接近下限(約 12A/mm)。電裝載與磁裝載為設計者所要思考與衡量的，當馬達基本尺寸決定時，設計者所能改變的是電、磁裝載，因此磁與電裝載的分配及設計，需要相關經驗與知識。在高效率設計過程中，最重要的就是找出，在影響效率最大之步驟並加以改善。圖一為本文之馬達的設計流程。



圖一馬達設計流程圖

步驟一、決定輸出(額定規格)

首先決定規格，而轉矩將是影響馬達體積之主要因素。通常轉矩越大則轉子體積越大，反之則越小。本文所設計者為定功率馬達，故高速則轉矩小，低速則轉矩大，表二為本文在六種情況下的輸出轉矩與輸出轉速(輸出功率 1 kW)。

表二 不同特性之輸出規格表

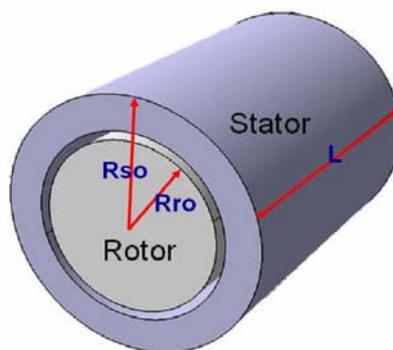
	高磁裝載	高電裝載
高轉速	轉速:10000rpm 轉矩:0.965N-m	轉速:10000rpm 轉矩:0.965N-m
中轉速	轉速:5000rpm 轉矩:1.93N-m	轉速:5000rpm 轉矩:1.93N-m
低轉速	轉速:1000rpm 轉矩:9.60N-m	轉速:1000rpm 轉矩:9.60N-m

步驟二、決定主要尺寸

表三為六種情況下的轉子半徑，有效軸長，定子半徑，主要尺寸的設計。考慮應用場合與環境限制，進行合理的初步尺寸設計。圖二為馬達主要尺寸示意圖。

表三 主要尺寸

	高磁裝載	高電裝載
高轉速	R_{ro} : 25mm L : 20mm R_{so} : 49mm	R_{ro} : 25mm L : 30mm R_{so} : 50mm
中轉速	R_{ro} : 30mm L : 40mm R_{so} : 54mm	R_{ro} : 30mm L : 40mm R_{so} : 54mm
低轉速	R_{ro} : 50mm L : 70mm R_{so} : 82mm	R_{ro} : 50mm L : 70mm R_{so} : 82mm



圖二 馬達主要尺寸定義

步驟三、決定材料(軟磁與硬磁材料)

高磁裝載之磁鐵選用稀土類強磁，而高電裝載之材料選用肥粒鐵類之弱磁鐵，兩者矯頑磁力相差約三倍。由於定功率之故，若高磁裝載則電裝載低，低磁裝載則電裝載高。矽鋼片部份則全部採用相同等級與疊積厚度之材料，以避免矽鋼片之差異影響比較結果。表四為磁性材料之選用。

表四 磁性材料[10]

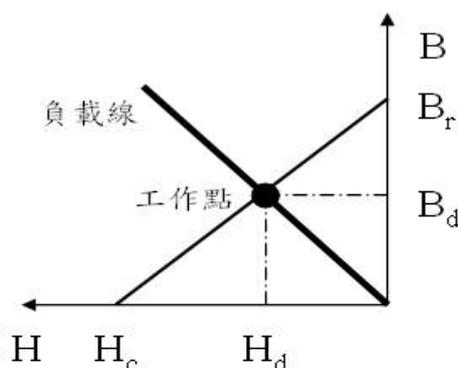
高磁裝載	高電裝載
硬磁：N44H(NdFeB) 軟磁：50RM600	硬磁：Y40(Ferrite): 軟磁：50RM600
$B_r=1320\sim1360\text{mT}$ $H_c=-915\sim-955\text{KA/m}$	$B_r=440\sim460\text{mT}$ $H_c=-230\sim-354\text{KA/m}$

步驟四、計算磁鐵厚度(磁通方向上之長度)

磁鐵厚度的選擇須考慮成本、氣隙磁通密度及機械結構要求等，較厚的磁鐵可以提供較大的轉子磁動勢，故能增加磁裝載。一般磁鐵並不會工作在磁通最大的點上，而是工作在減磁曲線上的某一點，此點即稱為磁鐵的工作點(Operating Point)，如圖三所示。工作點與原點連成的直線稱為負載線，負載線的斜率稱為磁導係數(Permeance Coefficient)，簡稱為 P_c [4]。 B_d 和 H_d 分別為磁鐵在操作點下之磁通密度與磁場強度。氣隙是影響磁場強度的重要因素之一，若氣隙過大，需要很大的磁動勢去推動磁路，氣隙過小又容易磁飽和，且組裝不易。假設氣隙 $g=0.5\text{mm}$ ，利用以下公式可算出磁鐵厚度 [4]。

$$P_c = \frac{l_m}{C_\phi} \times g \quad (7)$$

其中 l_m 為磁鐵厚度， g 為氣隙長度， C_ϕ 為磁通集中因素， P_c 值通常為4-8 以避免退磁(本文假設為6)，故 $l_m = C_\phi \times g \times P_c = 2.6667\text{mm}$ ，取磁鐵厚度 l_m 為3mm。有關磁通集中因素 C_ϕ 之定義，請參酌[4]，本文依據磁鐵展開角以及極距角兩者間關係，取 $C_\phi=0.89$ 。



圖三 磁鐵之退磁曲線、負載線以及操作點

步驟五、等效磁路分析計算 B_g

針對馬達建立等效磁路模型，進而解出最大氣隙磁通密度(磁裝載)。表五為六種情況下，以等效磁路解出之最大磁通密度 [4] [9]。

表五 磁裝載

	高磁裝載	高電裝載
高轉速	$B_g = 0.95 \text{ T}$	$B_g = 0.321 \text{ T}$
中轉速	$B_g = 1.04 \text{ T}$	$B_g = 0.342 \text{ T}$
低轉速	$B_g = 1.05 \text{ T}$	$B_g = 0.360 \text{ T}$

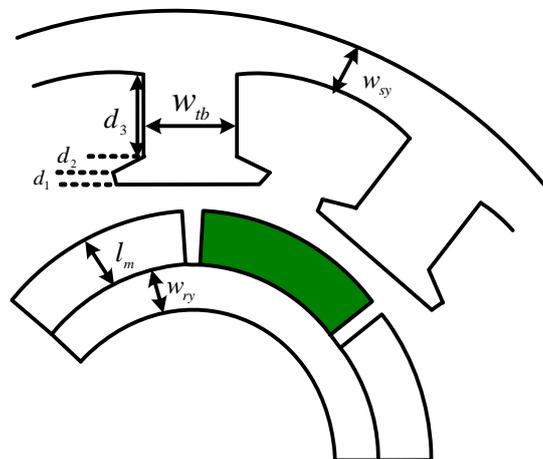
步驟六、計算細部尺寸

細部尺寸包含：轉子(W_{ry})、定子軛部(W_{sy})，靴部 d_1 、 d_2 ，齒寬(W_{tb})的尺寸，如圖四所示。細部尺寸主要影響馬達內部磁路之飽和程度，因此需要不斷分析模擬軟體結果並修改，才能有效設計出細部尺寸，避免矽鋼片飽和且有效利用磁通以增加效率。在相同輸出功率下，高磁裝載之磁性能(磁通量)通常比高電裝載強，因此高磁裝載細部尺寸會比高電裝載來的大，方不致產生局部磁飽和，表六即為細部尺寸之設計。**要注意的是，**

本文為凸顯電、磁裝載之差異性，並基於同一基準比較，故某些設計範例可能會稍微偏向極端，例如高電裝載(低磁裝載)設計例中，其定子齒部及軛鐵較薄，因此結構強度有待進一步驗證。

表六 細部尺寸

	高磁裝載	高電裝載
高轉速	$W_{tb} : 10$ $W_{ry} : 5$ $W_{sy} : 7$ $d_1 : 0.5 \quad d_2 : 1$	$W_{tb} : 4$ $W_{ry} : 3$ $W_{sy} : 4$ $d_1 : 0.5 \quad d_2 : 1$
中轉速	$W_{tb} : 14$ $W_{ry} : 7$ $W_{sy} : 9$ $d_1 : 1 \quad d_2 : 2$	$W_{tb} : 5$ $W_{ry} : 4$ $W_{sy} : 4$ $d_1 : 1 \quad d_2 : 3$
低轉速	$W_{tb} : 22$ $W_{ry} : 11$ $W_{sy} : 15$ $d_1 : 2 \quad d_2 : 3$	$W_{tb} : 10$ $W_{ry} : 6$ $W_{sy} : 6$ $d_1 : 2 \quad d_2 : 4$
單位(mm)		



圖四 馬達轉定子細部尺寸定義

步驟七、磁通密度檢查

本文利用有限元素軟體 ANSOFT EM 模組[11]，在靜磁模擬中檢查是否有飽和的現象。若發生過飽和現象，則軟磁材料之磁阻將變大，鐵損的損耗亦增加，電樞磁場與轉子磁場交互作用所產生的轉矩會被限制而無法達到預期之性能，導致效率隨之降低。模擬結果由圖七~圖十二(A)(B)所示，飽和磁通密度依經驗設定為 1.5T (視所使用矽鋼片 B-H 曲線而定，一般約在膝部附近)，除了有些定子軛部和磁鐵之間漏磁的部分飽和外，其餘皆未飽和。若發生飽和現象，則必須從細部尺寸或主要尺寸去做修改，避免飽和而

影響到馬達性能。表七為細部尺寸之磁通密度。

表七 馬達內部磁通分佈

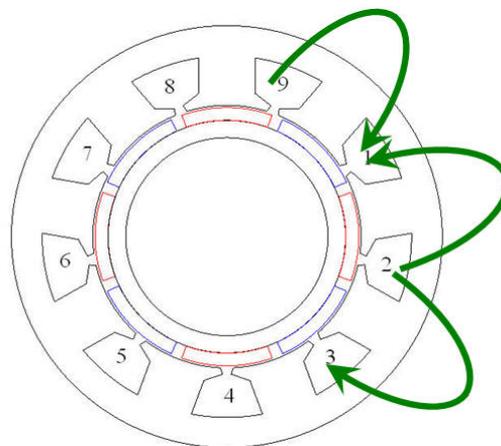
	高磁裝載	高電裝載
高轉速	齒部磁通： 1.4~1.5T 定子軛部磁通： 1~1.1T	齒部磁通： 1.3~1.4T 定子軛部磁通： 1~1.05T
中轉速	齒部磁通： 1.4~1.5T 定子軛部磁通： 1~1.1T	齒部磁通： 1.4~1.45T 定子軛部磁通： 1~1.05T
低轉速	齒部磁通： 1.45~1.5T 定子軛部磁通： 1~1.15T	齒部磁通： 1.4~1.45T 定子軛部磁通： 1~1.05T

步驟八、繞組配置與繞線因素

本文所使用之繞組配置方式[4]適用於整數槽(Integral Slot)及分數槽(Fractional Slot)馬達。本文研究對象為分數槽 8 極 9 槽馬達，採用雙層繞組，故每個槽內有兩組線圈。繞線結果如表八所示，其中 In 與 Out 表示繞線方向。詳細繞線配置(A 相)為圖五所示。

表八 三相繞線表

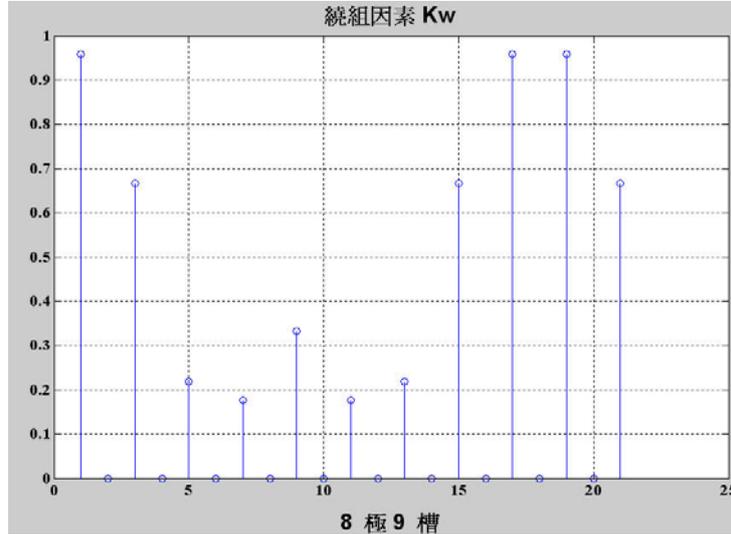
Slot	Phase A	Phase B	Phase C
1	In & In		
2	Out & Out		
3	In	Out	
4		In & In	
5		Out & Out	
6		In	Out
7			In & In
8			Out & Out
9	Out		In



圖五 A 相繞線配置示意圖

其繞線因素(Winding Factor) [4]，利用公式(8) 計算繞線因數，其結果如圖六所示。取第一階繞線因素並加以計算，以代入(6)之轉矩公式。

$$K_{wn} = \frac{1}{N_{cph}} \sum_{k=1}^{N_{cph}} e^{-jn\theta_k} \Rightarrow K_{w1} = 0.9598 \approx K_w \quad (8)$$



圖六 8 極 9 槽奇數階繞線因數

步驟九、決定電流密度與銅線型式

電流密度(J)與馬達的散熱條件有關，散熱條件較好的馬達可選擇較高的電流密度。反之，散熱條件較差的馬達則選擇較低的電流密度。較精確之作法為利用熱傳分析，取得在安全溫度下可容忍的電流密度，但此法較為複雜且困難。一般傳統替代之作法為採用經驗值，約介於 $4\sim 10 \text{ A/mm}^2$ ，而本文取 $J=5 \text{ A/mm}^2$ 。

表九為本文六種情況下的電流密度與銅線型式。由於 AWG14-16 線徑較粗，繞線不易，故可用 2 條 AWG17-19 並聯取代 (AWG 型號相差 3，線截面積為相差 0.5 倍)。

表九 電流密度與 AWG

	高磁裝載	高電裝載
高轉速	$J=5 \text{ A/mm}^2$ AWG15	$J=5 \text{ A/mm}^2$ AWG16
中轉速	$J=5 \text{ A/mm}^2$ AWG15	$J=5 \text{ A/mm}^2$ AWG14
低轉速	$J=5 \text{ A/mm}^2$ AWG15	$J=5 \text{ A/mm}^2$ AWG14

步驟十、計算電流、佔槽率、導體數

由公式(9)計算出電流，決定電流密度和銅線規格即可計算電流

$$J = \frac{I}{A_c} \quad (9)$$

A_c 為銅線截面積，由 AWG 銅線規格可知銅線截面積，計算出電流後，可依公式(2)

算出每槽導體數(n_s)。決定導體數後即可由公式(10)算出佔槽率。

$$K_{cp} = \frac{n_s * A_c}{A_s} \quad (10)$$

佔槽率指銅線嵌入槽中之後，所佔面積與槽面積之比率。因一般導線為圓形導線且有被覆絕緣層，而導線和導線之間無法緊密排列而產生縫隙，又須在導線與矽鋼片間加入絕緣物質以防止短路發生。若為雙層繞組，則不同繞組間亦需加入絕緣物質，以上皆會影響佔槽率。表十為六種情況下的電流、導體數與佔槽率。

表十電裝載與佔槽率

	高磁裝載	高電裝載
高轉速	I=7 A $n_s=50$ $n_s I=350$ $K_{cp}=41.8\%$ $Q=20.05 \text{ A/mm}$	I=8.2 A $n_s=84$ $n_s I=688$ $K_{cp}=37.8\%$ $Q=39.41 \text{ A/mm}$
高轉速	I=7.1 A $n_s=40$ $n_s I=284$ $K_{cp}=41\%$ $Q=13.56 \text{ A/mm}$	I=9.50 A $n_s=86$ $n_s I=817$ $K_{cp}=49\%$ $Q=38.7 \text{ A/mm}$
低轉速	I=7.50 A $n_s=60$ $n_s I=450$ $K_{cp}=40\%$ $Q=12.89 \text{ A/mm}$	I=9.50 A $n_s=140$ $n_s I=1330$ $K_{cp}=42\%$ $Q=38.11 \text{ A/mm}$

步驟十一、 K_t 、 K_e 檢查與驗證

利用有限元素軟體模擬，可由齒部所收集的磁交鏈，對電氣角微分之後得到反電動勢常數 K_e 以及轉矩常數 K_t (永磁無刷直流馬達有 K_e 等於 K_t 的特性)。另由以下公式(11)算出 K_e 、 K_t 之設計值，並與模擬所得結果相互驗證。

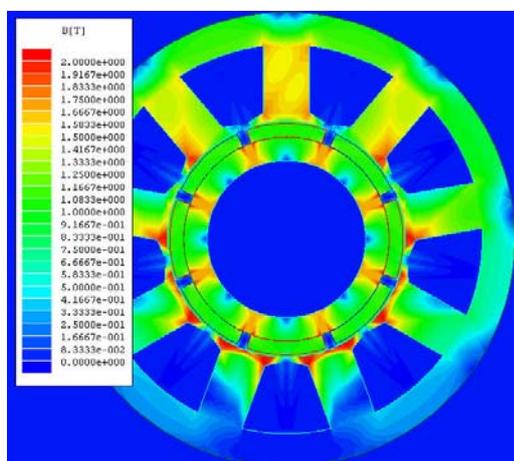
$$K_e = K_w R_{ro} B_g L N_{spp} N_m n_s = K_t \quad (11)$$

此外，亦可透過模擬分析磁力線分佈、磁通密度狀況、磁交鏈、反電動勢常數，再驗證理論值與模擬值之誤差。一般誤差依照模型的準確度而不同，若太過複雜之新型馬達則不適合使用通用模型。

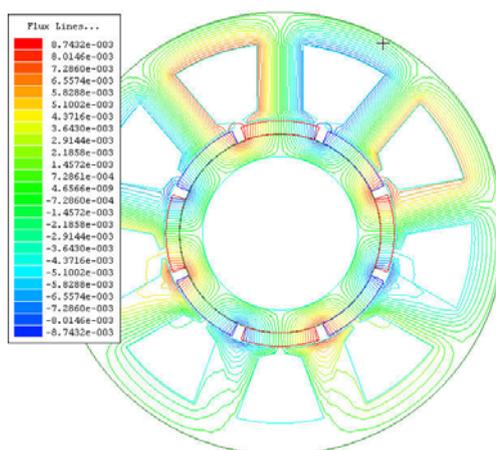
理論設計值之誤差，通常來自於等效磁路模型過於簡化或精細度不足等缺點，因此需要靠模擬來驗證，表十一為理論與模擬之 K_e 值比較，可發現其誤差相當小，驗證設計結果具有相當的可靠度。

表十一 六種情況下理論與模擬之 K_e 值

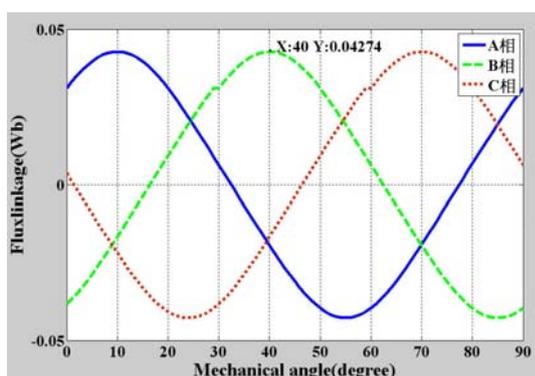
	高磁裝載	高電裝載
高轉速	$\lambda_{Max}=0.0427\text{Wb}$ 理論 $k_e=0.0684$ 模擬 $k_e=0.0687$ 誤差為 0.04%	$\lambda_{Max}=0.0149\text{Wb}$ 理論 $k_e=0.059$ 模擬 $k_e=0.060$ 誤差為 1.66%
中轉速	$\lambda_{Max}=0.055\text{Wb}$ 理論 $k_e=0.1366$ 模擬 $k_e=0.1377$ 誤差為 0.08%	$\lambda_{Max}=0.017\text{Wb}$ 理論 $k_e=0.101$ 模擬 $k_e=0.1007$ 誤差為 0.03%
低轉速	$\lambda_{Max}=0.0918\text{Wb}$ 理論 $k_e=0.640$ 模擬 $k_e=0.651$ 誤差為 1.67%	$\lambda_{Max}=0.0305\text{Wb}$ 理論 $k_e=0.508$ 模擬 $k_e=0.514$ 誤差為 1.15%



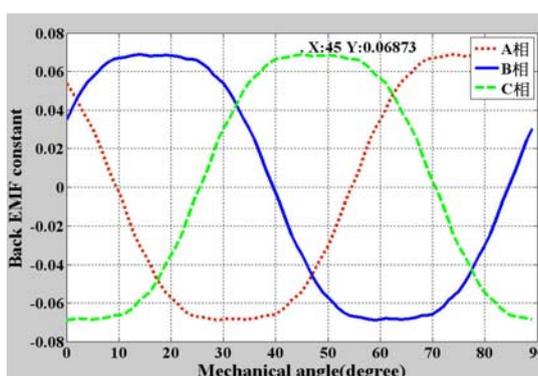
(a)



(b)



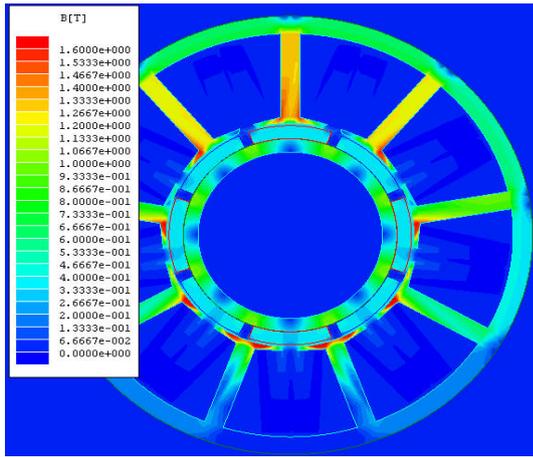
(c)



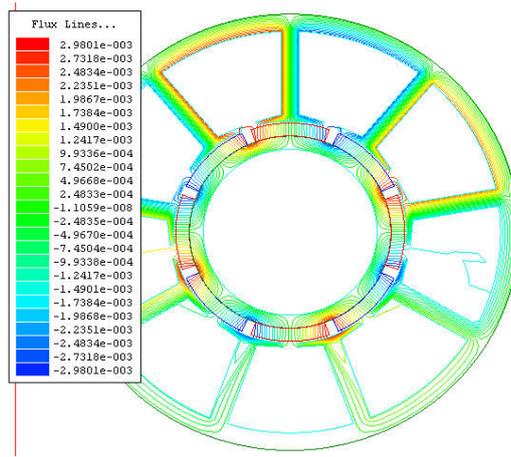
(d)

圖七 高速高磁裝載之電磁模擬:

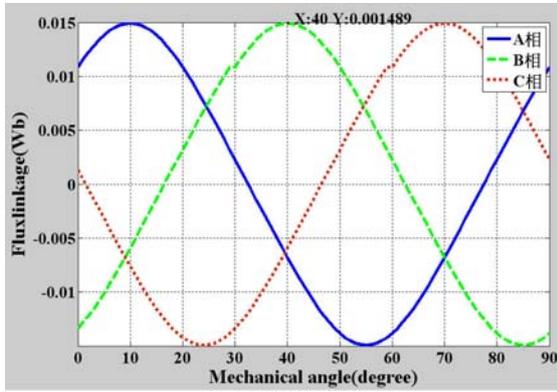
(a)磁通密度 (b)磁力線 (C)磁交鏈；(d)反電動勢常數



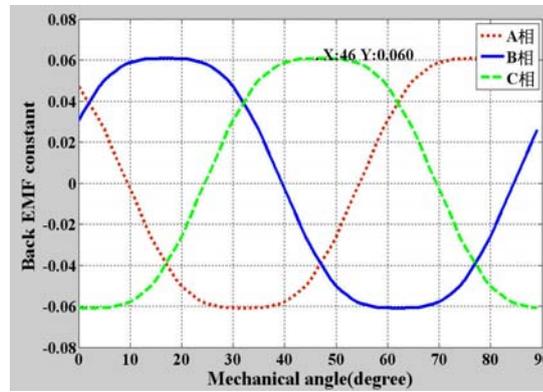
(a)



(b)



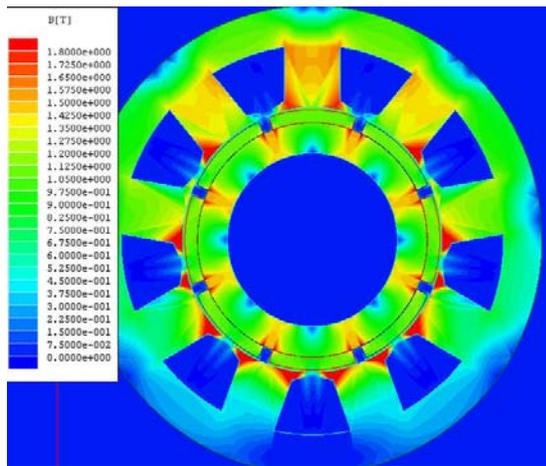
(c)



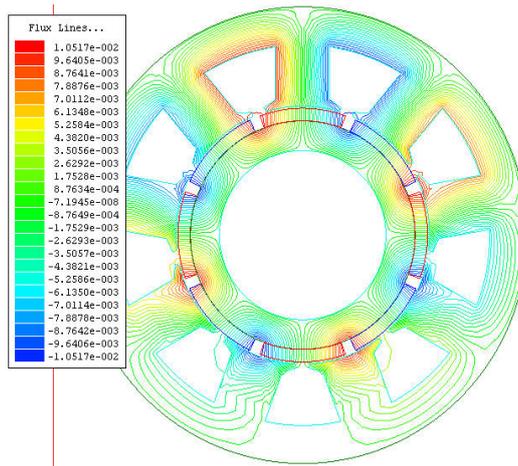
(d)

圖八 高速高電裝載之電磁模擬：

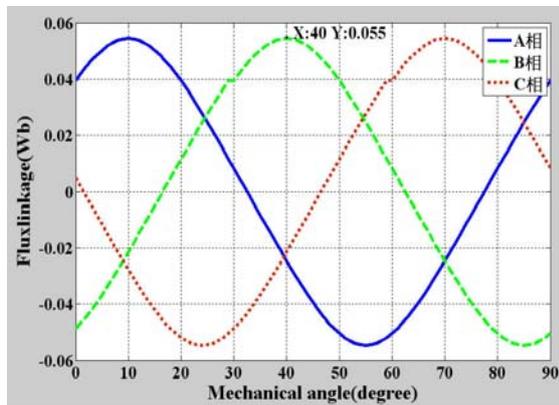
(a)磁通密度 (b)磁力線 (C)磁交鏈；(d)反電動勢常數



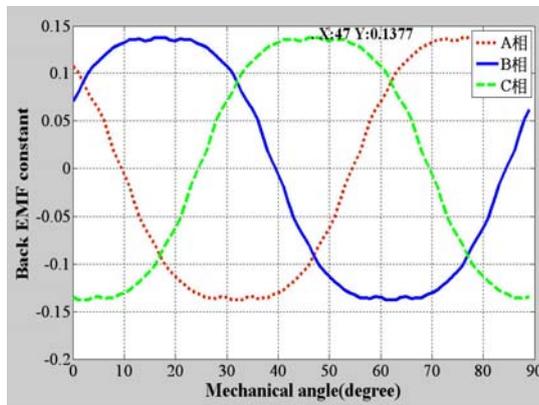
(a)



(b)



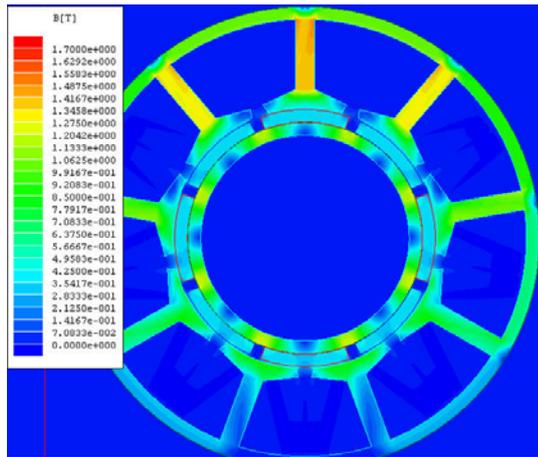
(c)



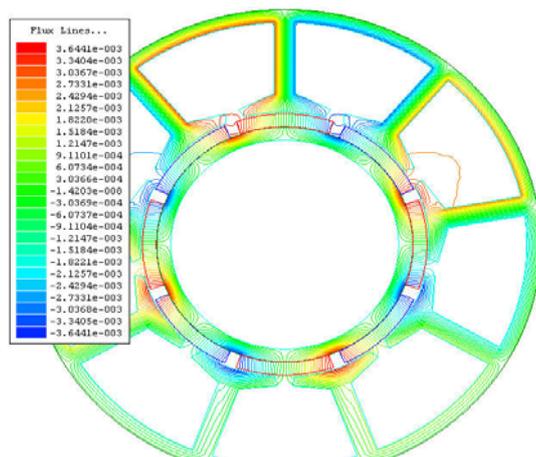
(d)

圖九 中速高磁裝載之電磁模擬:

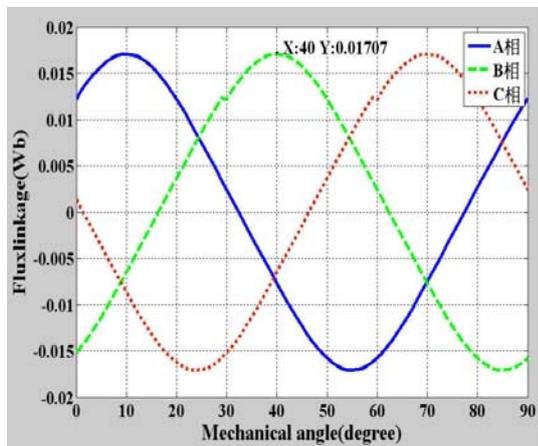
(a)磁通密度 (b)磁力線 (C)磁交鏈；(d)反電動勢常數



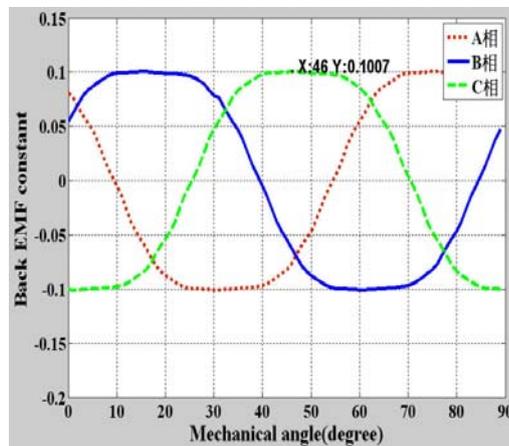
(a)



(b)



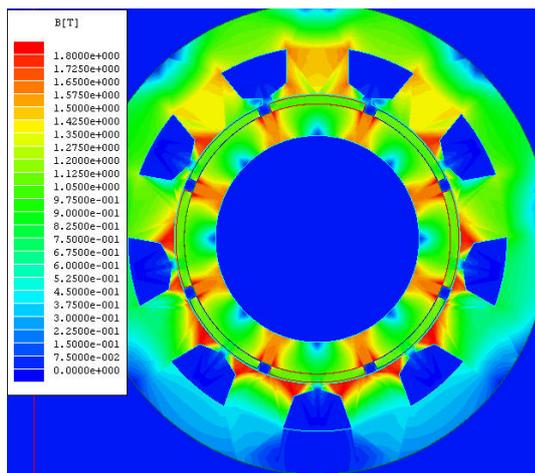
(c)



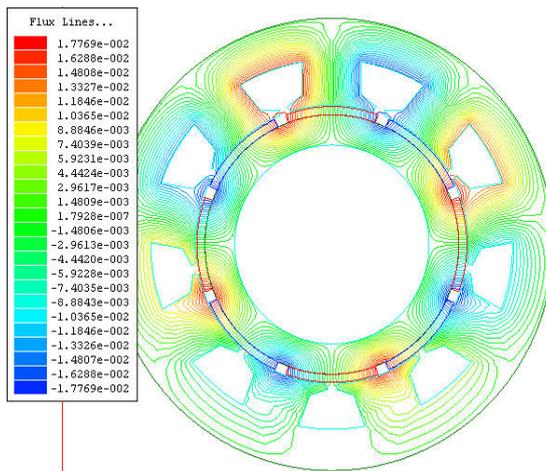
(d)

圖十 中速高電裝載之電磁模擬:

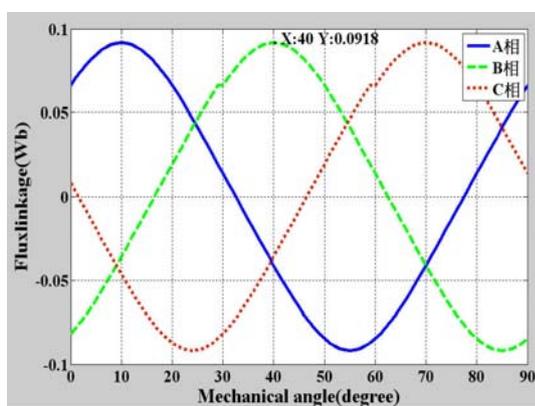
(a)磁通密度 (b)磁力線 (c)磁交鏈 (d)反電動勢常數



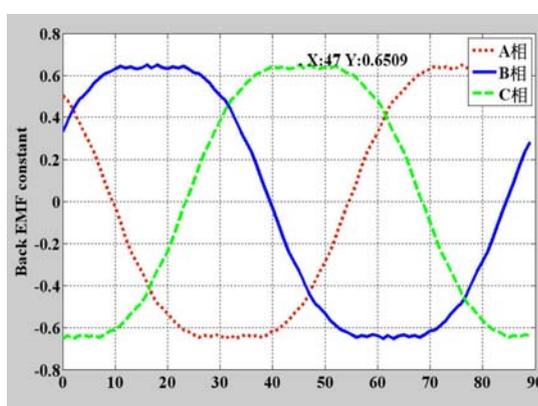
(a)



(b)



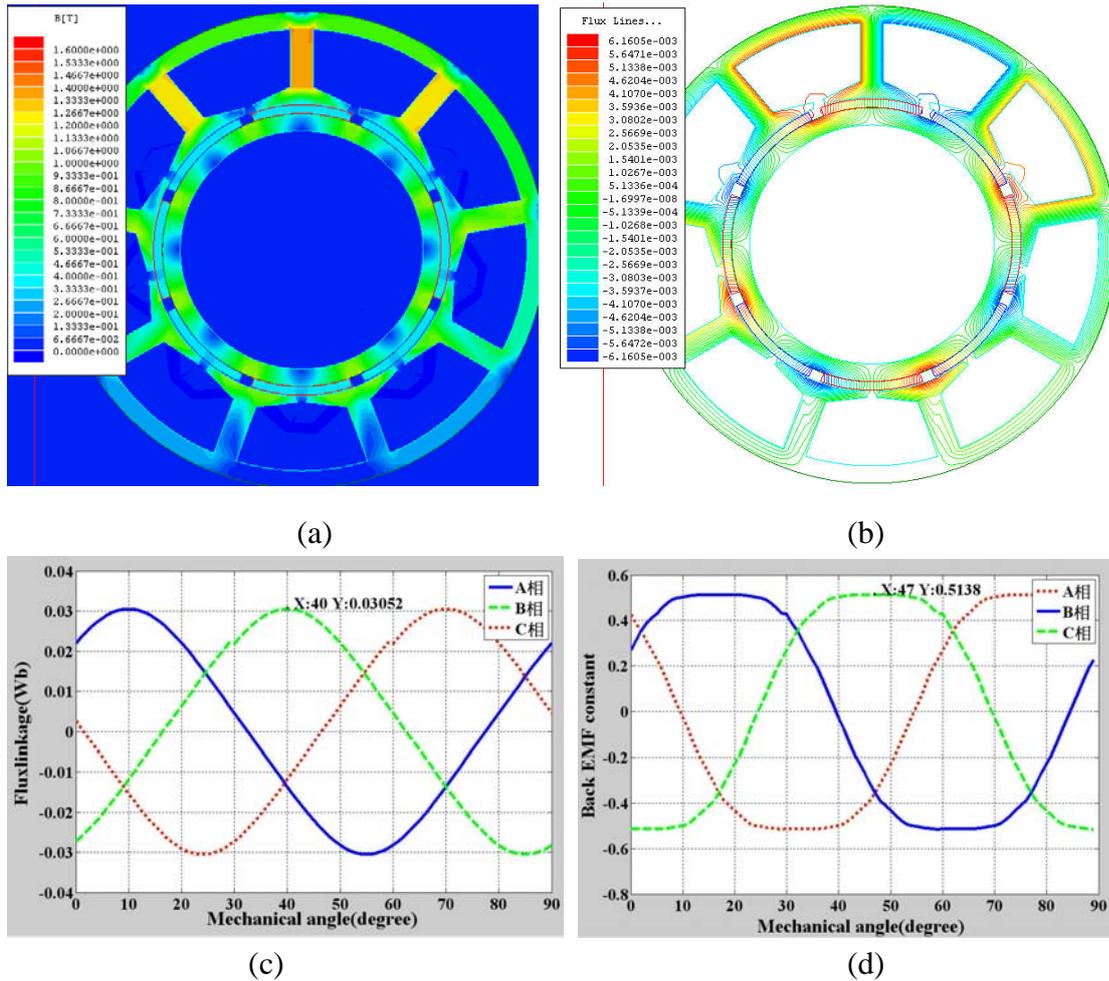
(c)



(d)

圖十一 低速高磁裝載之電磁模擬:

(a)磁通密度(b)磁力線 (C)磁交鏈;(d)反電動勢常數



圖十二 低速高電裝載之電磁模擬:

(a)磁通密度 (b)磁力線 (c)磁交鏈；(d)反電動勢常數

步驟十二、效率檢驗

由馬達本體所產生的損失主要可分為三種，一為銅損；一為鐵損，另一為雜散損 (Stray Loss)，其中雜散損又分為風損、摩擦損、振動與其他能量損失。

1. 銅損[4]

為定子繞阻之阻抗經由電流通過後產生的損失。由公式(4)算出銅損，如表十二所示

表十二 銅損

	高磁裝載	高電裝載
高轉速	I=7 A R=0.152 Ω $P_r = 14.79$ W	I=8.2 A R=0.238 Ω $P_r = 32.06$ W
中轉速	I=7.1 A R=0.188 Ω $P_r = 18.95$ W	I=9.5 A R=0.235 Ω $P_r = 42.39$ W
低轉速	I=7.5(A) R=0.507 Ω $P_r = 57$ W	I=9.5 A R=0.548 Ω $P_r = 98.83$ W

2. 鐵損[4]

本文馬達所使用之矽鋼片 50RM600[10]，矽鋼片密度 $\rho=7750\text{ kg/m}^3$ 利用最小平方法可得 K_{cl} 、 α 和 β 值[5]。其中 $K_{cl} \approx 0.0193$ 、 $\alpha \approx 1.8886$ 、 $\beta \approx 1.1932$ 。因此，由公式(1)則可算鐵損，如表十三所示。

$$P_{cl} = \rho V k_{cl} B_m^{1.8886} f_e^{1.1932} \quad (12)$$

表十三 鐵損

	高磁裝載	高電裝載
高轉速	$V=5.578 \times 10^{-5} \text{ m}^3$ $f_e=666.67 \text{ Hz}$ $B_g=0.95 \text{ T}$ $P_{cl}=17.186 \text{ W}$	$V=2.559 \times 10^{-5} \text{ m}^3$ $f_e=666.67 \text{ Hz}$ $B_g=0.3206 \text{ T}$ $P_{cl}=1.013 \text{ W}$
中轉速	$V=9.65 \times 10^{-5} \text{ m}^3$ $f_e=333.33 \text{ Hz}$ $B_g=1.04 \text{ T}$ $P_{cl}=15.462 \text{ W}$	$V=1.32 \times 10^{-4} \text{ m}^3$ $f_e=333.33 \text{ Hz}$ $B_g=0.3419 \text{ T}$ $P_{cl}=2.586 \text{ W}$
低轉速	$V=3.56 \times 10^{-4} \text{ m}^3$ $f_e=66.67 \text{ Hz}$ $B_g=1.051 \text{ T}$ $P_{cl}=8.571 \text{ W}$	$V=4.86 \times 10^{-4} \text{ m}^3$ $f_e=66.67 \text{ Hz}$ $B_g=0.3603 \text{ T}$ $P_{cl}=1.5487 \text{ W}$

3. 雜散損

馬達的雜散損包括風損、摩擦損、振動與其他能量損失等，此損失很難精確估算，一般約佔馬達功率的幾個百分比。此處假設雜散損(η_c , %)約佔總功率之 2%。

4. 馬達效率[4]

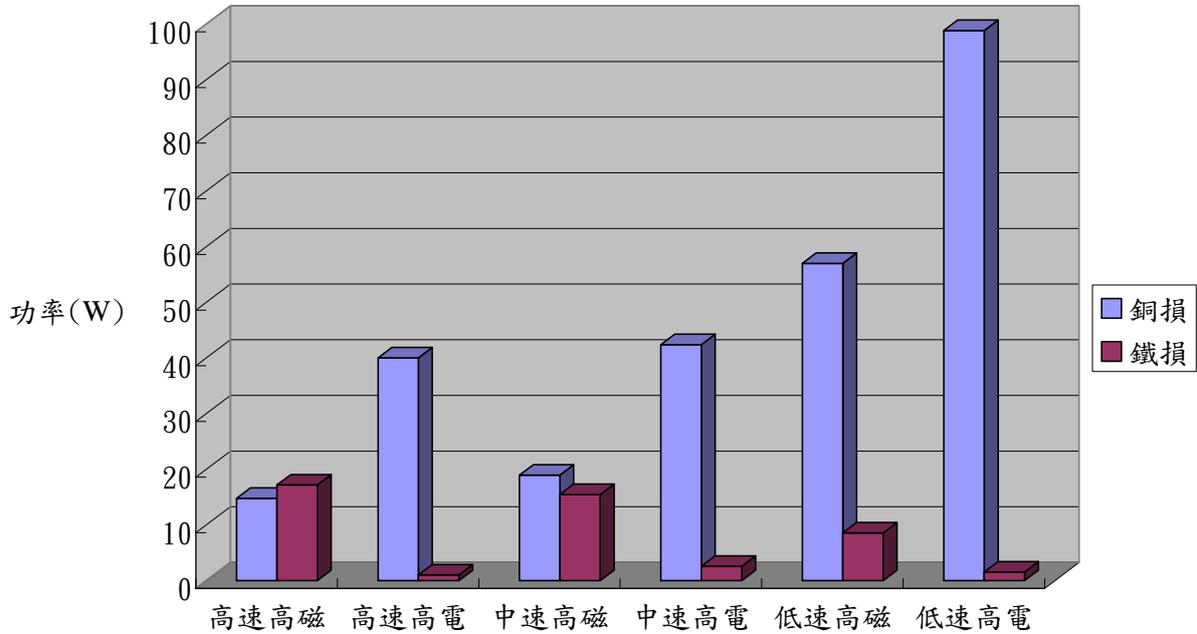
馬達輸出功率加上各損失即為馬達輸入功率，由公式(13)將輸出功率除以輸入功率再減去雜散損即為估算之馬達效率。

$$\eta = \frac{T \times \omega}{(T \times \omega) + p_r + p_{cl}} \times 100\% - \eta_c \quad (13)$$

表十四為六種情況下的馬達效率，而圖十三為六種情況下的損失分佈圖，由圖十三以及表十二~十四可看出，本文所設計的馬達，在高磁裝載情況下，轉速愈高，鐵損愈大，銅損愈小；而在高電裝載(低磁裝載)下，銅損雖然亦隨轉速顯著下降，然數值高出許多，鐵損則相當低，無太大變化。就相同轉速而言，高電裝載的銅損，都比高磁裝載的銅損大出許多。整體來看，高磁裝載效率皆比高電裝載來的好。而隨設計輸出轉速愈高，效率有增加趨勢。然而在高磁裝載下，最高轉速效率並未顯著增加，應是銅損並未顯著減少所致。

表十四馬達效率

	高磁裝載	高電裝載
高轉速	$\eta = 94.8\%$	$\eta = 93.9\%$
中轉速	$\eta = 94.7\%$	$\eta = 93.7\%$
低轉速	$\eta = 91.8\%$	$\eta = 88.9\%$



圖十三 損失分佈圖

結論

本文基於同一馬達輸出功率(1kW)與繞線導體電流密度($J=5 \text{ A/mm}^2$)之基準下，提出藉由調變磁裝載與電裝載，探討兩者與馬達轉速設計值之間的效率關係。經由上述設計與模擬，可歸納為下列幾點結論：

1. 所設計之六種不同規格之永磁無刷直流馬達，其效率(僅馬達本身，不含驅動器效率)約在 89%~95%之間，皆達一定水準以上，顯示若依照本文所使用之設計方法以及所提及之注意事項，應可設計出高效率之馬達。然而礙於篇幅關係，部分設計過程說明較為簡化，讀者可詳閱所附參考文獻，以獲取較為完整之細節。
2. 若欲在效率上更進一步，則可參考本文所提觀念，考量外在負載所需操作條件以及環境狀況，分析所適合之電、磁裝載比例，以獲得較佳之馬達效率。
3. 根據本文研究結果，效率部分以高速高磁裝載為最高，雖然鐵損值較大，但銅損較低(低電流與匝數)可有效彌補鐵損部份，因此效率較高。然而在設計時，高磁要注意齒寬、轉定子軛部、靴部的設計，否則容易造成馬達飽和而使效率降低。
4. 高速高電裝載雖具低鐵損值，但是銅損高。不過由於高速關係使馬達體積小，故效率依然維持一定水準。而高電裝載設計時亦須注意細部尺寸，由於其磁裝載較低，因此可適度降低齒寬等磁通路徑尺寸，使磁通密度盡量接近預設飽和點(本文為 1.5T)，如此除可降低鐵心用量，亦可提供較大槽面積以供繞線。高電裝載應用場

合需盡量散熱良好，以避免馬達過熱。

5. 低速高磁裝載的組合，雖然鐵損小，但由於低轉速，高轉矩，使馬達體積變大，導致銅線使用量增加，矽鋼片體積增加，損失上升，效率降低。
6. 研究發現以低速高電裝載(低磁裝載)效率為最低，雖然鐵損為最小，但銅損值約為鐵損值的 64 倍，由於磁通密度相當低，為達到相同安匝數，故繞線匝數大幅上昇。
7. 由以上六種設計結果可知轉速或轉矩會影響馬達損失之大小，而高磁裝載與高電裝載的細部尺寸相差很大，分別適合特定的場合。如何分配磁與電以達到最大效率，主要還是依據負載特性。在負載特性允許有多種選擇時，則高速高磁裝載將是重要參考依據。雖然在特殊的應用場合會有不同於本文之結論，然一般應用場合下，本文研究結果可提供一比較依據，作為高效率設計之參考方向。

參考文獻

- [1] <http://hem.org.tw/home/Motor01.pdf>，經濟部能源局高效率馬達應用技術開發與推廣計畫。
- [2] 莊二龍，高效率感應電機之特性分析，國立成功大學電機工程學研究所碩士論文，2003年6月。
- [3] 許孟源，永磁無刷馬達的設計與特性分析，逢甲大學電機工程所碩士論文，2003年5月。
- [4] J. R. Hendershot and T. J. E. Miller, Design of Brushless Permanent-Magnet Motors, Oxford University Press, 1995
- [5] Gordon R. S., Liu X., "Core Losses in Permanent Magnet Motors," IEEE Transaction on Magnetics, Vol. 26, No. 5, pp. 1653-1655, 1990.
- [6] 王以真，實用磁路手冊，全華科技，2000。
- [7] 金重勳，磁性技術手冊，中華民國磁性技術協會，2002。
- [8] J. F. Gieras and M. Wing, Permanent Magnet Motor Technology – Design and Applications, CRC; 2/E, 2002
- [9] 茆尚勳，直驅式跑步機用直流無刷馬達之設計，國立成功大學機械工程學系碩士論文，2002年5月。
- [10] RM-Core, Kawasaki Steel Corporation, Japan.
- [11] Ansoft Corporation, 1995, Maxwell 2D Field Simulation, Release Notes.