

行政院國家科學委員會專題研究計畫成果報告

多相直驅式電動車動力系統的設計與製作(II)

Design and Manufacture of the Power System of the Multi-Phase
Direct-Driven Electrical Vehicles (II)

計畫編號: NSC 91-2212-E002-079

執行日期: 91 年 8 月 1 日至 92 年 7 月 31 日

主持人: 陽毅平 國立臺灣大學機械工程學系

ypyang@w3.me.ntu.edu.tw

1. 摘要

本研究計畫承接已開發完成之三相直接驅動式車輪馬達，進一步作新一代多相直接驅動車輪馬達之設計與製作，並以車輪馬達及其驅動器之動力模組產品化為導向，分二年進行以下研發項目：

第一年

1. 多相直驅式車輪馬達的最佳化設計與製作
2. 最佳電流驅動波形之設計與驅動器製作

第二年

3. 降低馬達力矩漣波與驅動方式的規劃與製作
4. 專用晶片 FPGA 實現驅動控制器模組製作

關鍵詞：多相直接驅動車輪馬達，最佳化設計，最佳電流波形，漣波消滅，無感測器控制。

Abstract

This research, proceeding with the formerly developed 3-phase direct-driven wheel motor, aims to the novel design and manufacture of a multi-phase direct-driven wheel motor. The product-oriented project will provide a new module of the wheel motor and its drive. The corresponding research subjects in the following two years will include:

First year:

1. Optimal design and manufacture of multi-phase direct-driven wheel motor.
2. Optimal design of the driving current waveform.

Second year:

3. Reduction of Torque ripple with motor design and driving pattern.
4. Realization of optimal controller with FPGA.

2. 前言

軸向磁通馬達具備了高扭力、高力矩密度及高效率等優點，適合應用在車輪馬達上[1][2]。本文主旨將針對直流無刷馬達力矩漣波做探討，並以降低力矩漣波，同時提昇馬達力矩為設計目標。首先，依據既有的車輪馬達建構磁路及力矩

漣波模型，並在降低力矩漣波的目的下，設計驅動電流波形，其次，由馬達尺寸設計的角度改變定轉子部分尺寸後，使其反電動勢波形接近正弦波，藉此降低馬達力矩漣波。本研究並進一步建立一個新型直流無刷馬達設計流程，利用3-D有限元素電磁分析軟體結合多目標最佳化設計軟體，在特定空間及材料特性限制下，針對馬達特定目標進行最佳化設計。最後在嚴格的車輪力矩和轉速的規格下，新型馬達的設計建議定轉子極數比為16:12，使用新型磁鐵鈷鐵硼-鈷鐵鈷[3]，並建議馬達驅動電壓為60伏特。

關於馬達設計，傳統馬達設計者大多藉由磁路分析結果，或是假設特殊理想的參數分佈，建立馬達的磁路模型[4]，並著重在設計定轉子幾何形狀，以達到降低馬達齒卡力矩的效果[5][6][7]，但其內容均只針對齒卡力矩最設計，並未考慮到磁阻力矩與對正力矩漣波的影響。

在馬達驅動方式的規劃與製作方面，目前有許多的文獻在探討馬達的無感測器驅動控制。Matsui 等人提出[8-10]，利用假想的轉子位置的瞬時電壓值與電流值，計算出轉子在理想位置的電壓值，而理想的電壓值與實際的電壓值之間的差與轉子位置的誤差量呈現比例關係，因此，在控制下使得兩者間的電壓差值為零也就代表著轉子的誤差量為零，可以追蹤到轉子正確位置。

而 Yousfi 等人則使用反電動勢來追蹤轉子位置[11]。利用假想位置的端電壓與電流，經由積分計算出估測位置的磁通鏈，將估測位置的磁通鏈帶入磁通鏈與電流的關係式，求出估測的電流，因為角度的誤差使得量得的轉子座標上的電流值與計算所得的估測電流值之間有差異，將估測的電流與實際量得的電流轉換回定子座標後，在 d 軸上的電流差值將成為轉子位置誤差的校正項，以補償誤差追蹤轉子正確位置。Ertugrul 在交流馬達上，利用磁通鏈的變化找出轉子的位置[12,13]。利用端電壓與電流計算出磁通鏈，再將所得到的磁通鏈帶入磁通鏈與電流與磁鐵磁

通鏈的關係式求出估測的電流，因為角度的誤差會使的估測的電流與量測電流不同。由於磁通鏈與電流和角度有關，利用估測電流與實際量得的電流差值做位置誤差的修正。Corley 等人提出在凸極馬達的定子上通入一載頻電壓[14]，利用電感隨位置變化的特性，在 d 軸上會產生一個載頻電流訊號，此頻電流的訊號將與馬達使用的分解器(resolver)的訊號形式相仿，再經過 RTDC 解碼得到轉子的位置。此法可以得到精確的位置追蹤，同時也解決了上述兩種方法在啟動時因為資訊不足所造成的誤差與限制。

以上的無感測驅動控制各有其優缺點。由於本文中的電動機車，並無法保證在靜止啟動的瞬間，馬達轉子的真實位置與估測的位置不超過65度，如此一來，使用Matsui所提出的方法即不能確保此法可以正確的追蹤到轉子真實的位置。而Yousfi在啟動時的30度誤差狀況之，將造成通入的四相波形的相位會產生錯誤，馬達無法順利啟動。Ertugrul提出的方式則適用在等速運轉的馬達上，對於機車所使用的馬達較不可行。Corley所提出的方式解決了靜止啟動的問題，然而本文的車輪馬達的轉子電感不隨位置改變，也就無法將此法實現在本文中的車輪馬達上。基於以上的原因，本文將提出倍頻式編碼器以取代外部機械式編碼器。

3. 研究目的

本研究計劃完成一個新型直流無刷馬達設計流程：利用 3-D 有限元素電磁分析軟體結合最佳化理論，在特定空間及材料特性限制下，針對馬達特定目標進行最佳化設計，以獲得車輪馬達的最佳化尺寸及性能，最後改變馬達的性能要求，探討改變磁鐵材料與定轉子極數的影響，並對其做最佳化再設計。

另提出倍頻式編碼器以取代機械式編碼器，與換向編碼訊號合成輸入訊號，經由查表輸出最佳電流波形，以提昇馬達性能與輸出效率。

4. 研究方法

4.1 車輪馬達的最佳化設計與製作

本研究之直流無刷軸向磁通車輪馬達如圖 1 所示，兩側定子各有 24 極，轉子有 18 極永久磁鐵，定轉子極數比為 8:6，需八相電流波形驅動，各相電流相差 135° 電氣角，其相位如圖 2 所示。而馬達力矩方程式可藉能量法推導而得，其基礎為能量不滅定理，力矩可由磁能的微分求得

$$T_{fld} = -\frac{\partial W_{fld}(\lambda, \theta)}{\partial \theta} \quad (1)$$

方程式(1)求得的是以磁通鏈及位置表示的力矩，若要以電流來表示力矩則需使用輔能(Coenergy)，定義輔能 W'_{fld} 為 i 及 θ 的函數

$$W'_{fld}(i, \theta) = i\lambda - W_{fld}(\lambda, \theta) \quad (2)$$

力矩也可由輔能微分求得

$$T_{fld} = \frac{\partial W'_{fld}(i, \theta)}{\partial \theta} \quad (3)$$

將車輪馬達之定子繞組與轉子永久磁鐵所構成的等效磁路類比成電路後，可推導得到馬達力矩方程式

$$T_{fld} = \frac{1}{2} I^2 \frac{dL}{d\theta} - \frac{1}{2} \phi_m^2 \frac{dR_m}{d\theta} + NI \frac{d\phi_m}{d\theta} \quad (4)$$

方程式(4)之第一項為磁阻力矩(reluctance torque)，為定子繞組自感隨轉子位置改變所形成。而直流無刷馬達之轉子無矽鋼片，轉子之磁阻幾乎不隨位置改變，故此項力矩可忽略不計。第二項為齒卡力矩(cogging torque)，為馬達尺寸的函數，與電流無關，且會造成不必要的振動與噪音，一般希望其越小越好。第三項為對正力矩(alignment torque)，其為互感所儲存之輔能變化所產生的，其為直流無刷馬達力矩之主要來源。因此，馬達力矩方程式可簡化為

$$T_{fld} = NI \frac{d\phi_m}{d\theta} = NI \frac{d\phi_m}{dt} \frac{dt}{d\theta} = \frac{I(N \frac{d\phi_m}{dt})}{\omega_m} \quad (5)$$

一般馬達在任意瞬間的機電磁系統力矩方程式可表達成如下：

$$T_{em}(t) = \frac{\sum_{j=1}^n e_j(t) i_j(t)}{\omega_m} \quad (6)$$

將上式對照(5)式可發現，對於直流無刷馬達而言，在齒卡力矩與繞組的磁阻力矩可忽略的情況下，反電動勢可表達成下式，其中磁通鏈 $\lambda = N\phi_m$ 。

$$e_j(t) = N \frac{d\phi_m}{dt} = \frac{d\lambda}{dt} \quad (7)$$

在設計馬達的幾何形狀時，如果能在最佳化的過程中時，直接呼叫有限元素分析軟體，以數值分析直接計算馬達各性能參數，則將會大幅提高設計結果的準確性。其中最佳化(optimization)理論是在一定的限制條件下，尋找目標函數的最

佳解，對於最佳化設計的問題，首先需建立目標函數、限制條件的數學模式，並在特定的需求及不違反限制條件的情況下，利用最佳化分析工具尋找目標函數的最佳解。而本研究使用的最佳化分析軟體為交通大學 曾錦煥教授所發展之 MOST 軟體，其計算流程如下圖 3，而圖 4 為有限元素電磁分析軟體 ANSOFT 進行 3D 磁路模擬之流程圖。

因此若可使最佳化分析軟體將與有限元素電磁分析軟體直接對話，以數值分析直接計算馬達各性能參數，取代原來以解析方式建立磁路模型程式，則最佳化的結果將會大大提高可靠度與準確性。也就是將圖 3 中的設計方程式部分改為有限元素電磁分析來取代，若要建立這兩種軟體的溝通介面，則可藉由批次檔與巨集檔的幫助，呼叫有限元素軟體的執行檔並執行繁瑣且重複性高的動作，其中介面中的巨集功能如下圖 4，而完整的新型設計流程圖如下圖 5。

在建立完上述新型馬達設計流程後，即可針對軸向磁通的直流無刷車輪馬達進行最佳化設計，而在最佳化設計中，首要工作是決定目標函數，所選用的目標函數定義如下。

- 力矩密度(單位重量輸出平均力矩, T_{ave} / W)，而平均力矩定義如下

$$T_{ave} = \frac{\sum_{i=1}^n T_i}{n} \quad (8)$$

上式中 n 取 10 的原因是，本研究是針對四相 24 定子齒極的直流無刷馬達，其定轉子極數比為 4:3，因此馬達輸出總力矩的變化週期將變為 10 度機械角，又每隔 1 度機械角計算一次，因此將取 10 點計算馬達輸出力矩的一個週期。

- 力矩漣波(TR)，其定義如下

$$TR = \frac{T_{max} - T_{min}}{T_{ave}} * 100\% \quad (9)$$

而限制條件包括幾何限制、加工限制及電磁限制，整理如下表 1。而圖 6 為馬達的最佳化幾何設計變數。

靈敏度分析是研究一個系統在參數改變時，對系統性能影響的程度。因此在進行最佳化計算之前，先對設計變數作靈敏度分析，觀察目標函數變化之程度，再根據分析結果決定最佳化設計變數，將需做靈敏度分析的各設計變數整理如表 2。此外，最佳化分析將採用 Compromise Programming 理論來做設計。利用上述新型馬達設計流程對馬達幾何結構的目標函數作最佳化設計，將設計結果呈現如下表 3，並觀察所設計

出新型馬達反電動勢波形。如圖 7，可看出藉由最佳化軟體來對力矩漣波做最佳化設計，所設計出馬達的反電動勢波形較近似於正弦波分佈，因此所產生的力矩漣波較低。

為了克服一般機車在路面行駛時常會遇到不同斜坡的路面，因此考慮將車輪馬達性能更改為在 20 度斜坡的路面上，以 10km/hr 的平均速度行駛，依據此條件計算機車所需最大力矩，因此最佳化設計的結果需符合通入最大電流平均力矩需大於 15.45 kg-m。因此本文將選用的新型磁鐵其最大能量積超過 100MGOe，此磁鐵的組成是以鈷鐵釷作為內層，以鈷鐵硼做為外層，磁導係數大約為 3，其特徵具有較高的殘磁密度，將新型磁鐵與原設計所設用的磁鐵做比較，整理如下表 4 而圖 8 為分析時所選用新型磁鐵的 BH 特性曲線圖。

由表 4 可知新型磁鐵其最大能量積超過 100MGOe，因此在置換新型磁鐵的情況下，將大幅提昇馬達氣隙中的磁能，進而使馬達的輸出力矩大幅增加，因此在定轉子極數 24:18 的情況下，對馬達定轉子幾何形狀做最佳化設計，而馬達幾何設計變數的決定則依據靈敏度分析結果，考慮將對目標函數有顯著影響的變數做為最佳化設計變數，而目標函數定義如同(8)(9)式。利用上述新型馬達設計流程對馬達幾何結構的目標函數作最佳化設計，其設計結果最大力矩為 14.81 kg-m，並未達到 15.45kg-m，因此以下將考慮改變馬達定轉子極數，重新對馬達做設計。

考慮將定轉子極數改變為 16:12，則定子齒的幾何尺寸需做改變，因此需決定定子齒在 16 齒極的情況下，定子齒的線匝數與定子齒根寬大小的關係。在決定繞線匝數時，將限制兩繞線間內徑處最小距離為 1.5mm，因此決定使用齒根寬在 10mm 時，可繞線層數為 5 層，每層 40 匝做為定轉子極數 16:12 的單極定子齒繞線情況。在定轉子極數改變為 16:12 的情況下，重新對馬達定轉子幾何形狀做最佳化設計，將所設定的目標函數與設計變數整理如表 5。利用上述新型馬達設計流程對馬達幾何結構的目標函數作最佳化設計，將設計結果呈現如表 6。並觀察所設計的馬達其反電動勢波形，如圖 9，而由表 6 可看出，針對定轉子極數 16:12 最佳化所設計出的馬達，其最大轉速為 411rpm，無法達到電動機車的需求，因此考慮將馬達驅動電壓由 48V 增加至 60V，從新計算馬達的最大轉速，其結果將變為 530rpm，因此最後設計結果將採用定轉子極數 16:12 四相馬達的結果，並建議將馬達驅動電壓由 48V 增加至 60V 來提昇馬達最大轉速。

4.2 驅動方式與專用晶片 FPGA 實現

(1) 控制器數位化

一般馬達的驅動方式可以分為線性驅動 (linear drive) 與 PWM 驅動兩種。線性驅動的優點在於增益固定，電流呈線性放大，適合做精密控制，但線性驅動的方式，電晶體工作在線性區，在大電流輸出的場合將會消耗大量功率。而使用 PWM 驅動時，電晶體工作在飽和區，此時的電晶體主要是當作開關來使用，電晶體在 OFF 的狀態阻抗很大，可以視為開路，在 ON 時阻抗很小，僅有 0.011 Ω ，可以視為短路，因此電晶體消耗功率非常小，較適合大功率輸出的場合。本文中的電動機車即以 PWM 控制電流波形來驅動。

目前實驗車輛的驅動方式是使用全橋 (full bridge) 或稱為 H 橋 (H-bridge)，如圖 10。經由電晶體的開關與否，改變電流的流向以及電流大小的控制工作。PWM 的控制原理如圖 11，PWM 的控制。PWM 控制器架構如圖 12，其中油門命令配合回授的電流訊號、轉速、編碼器訊號，產生正確的訊號以控制電晶體的開關產生適當大小的電流來驅動馬達。以下將針對圖上各個區塊的功能作說明。

油門命令

油門為一可變電阻，分壓產生的電壓訊號大小可以控制電流命令的增益。油門命令的最大電壓值必須受到馬達繞組所使用的銅線最大可承受電流的限制，並且搭配霍耳電流感測器 (Hall current sensor) 的解析度來設定，本文中將霍耳電流感測器的解析度設定為 10V/100A，而馬達繞組可承受的最大電流約為 50A，因此油門的最大值為 5V。

方波/最佳波形切換

此區塊包含了方波與最佳波形產生器：經由理論推導與模擬，在最佳效率之下可產生最大力矩輸出的最佳波形，此最佳波形與反電動勢波形相同。因此將實驗所量得的反電動勢波形作為佳波形正規化之後存在唯讀記憶體 (ROM)，再將油

門的電流增益 (電壓訊號) 與存在記憶體中的四相電流波形相乘，隨著油門命令的變化，產生的各相電流命令波形相同但振幅大小不同，且各相相位差為 135 度。

方波產生器

由於控制器的設計中，限定了單相電流的峰值最大為 50 安培，意即當油門命令最大時最佳波形的峰值是 50 安培，因此，在方波的設計中，最大的振幅也只能達到 50 安培。而方波的均方根值即為峰值，所以方波振幅的大小與油門命令相同，不再經過任何的比較調整。

PWM 控制訊號

電流型 PWM 的控制方式主要是控制驅動端 MOSFET 的開關狀態，所以 PWM 的控制訊號主要是 ON-OFF 的訊號輸出，亦即是 0 或 5V 的輸出。而 ON-OFF 控制訊號的產生是由命令的電流值與回授的電流值比較而決定的，如圖 12 的控制流程，電流回授之後將分別與最佳波形與方波進行比較，產生兩組 PWM 訊號 (on-off 的訊號) 存放在多工器之中，經由轉速的判定以決定該轉速下所要控制的電流波形是方波或是最佳波形。

波形切換

本實驗中的電動機車使用了兩組的位置感測器，一組是在馬達內部的光編碼器；另一組是在車體上加裝的機械式編碼器；在最佳電流波形的控制之下，必須要兩組感測器的搭配。

圖 13 中顯示出了最佳波形與編碼器的訊號，其中，最佳波形儲存在唯讀記憶體中，利用外部編碼器的訊號，每一個外部編碼器的脈衝訊號會使的控制電路中的計數器加一，而根據計數器所計數的值得到唯讀記憶體中讀取該位址的值。然而，若沒有內部的換相訊號存在，會使的所產生的最佳波形相位發生錯誤，因此，利用內部光編碼器的換相訊號，在每一個換相訊號正緣時，重置計數器，使得最佳波形的相位與換相訊號之間的關係如圖所示。

然而，由靜止啟動的同時，外部編碼器因為電動車還沒開始運轉而沒有送出訊號，如此一

來，就無法產生最佳波形的控制訊號。但內部編碼器使用的是光遮斷電路，因此，馬達雖然尚未開始運轉，但內部光編碼裝在車體上的機械式編碼器，器仍然可以送出換相訊號。

所以在靜止時只有相位的資訊，即該位置下該通入的電流波形為正半波或負半波，由圖 13 中可以知道目前實驗中機車的驅動波形相位剛好與光編碼器訊號相反，即當換相訊號為正時，該通入負半波；而換相訊號為負半波時，通入的電流波形為正半波。為了解決上述的問題，由靜止啟動時，以方波驅動。

啟動的問題克服了之後，待轉速拉抬至一定速度之後，再將波形切換回最佳波形的輸出，以維持在最佳效率之下產生最大力矩的控制標。因此，在控制架構中會產生兩組 PWM 訊號，一組是迴授電流(電壓訊號)與最佳波形所產生的 PWM 訊號；而另一組則是迴授訊號與方波比較的 PWM 訊號。這兩組控制訊號將會被送入一個 2×1 的多工器(multiplexier)中，由轉速估測的結果來決定輸出的是方波或是最佳波形的 PWM 訊號，以達到最佳波形或方波的電流命令控制。

光編碼器

光編碼器在馬達內部，利用光遮斷電路與貼在轉子上的換相片產生換相訊號。如圖 5。圖中的 EN.X(X 為 A、B、C、D，四相之起動點)是光遮斷電路 LCD 發射端的位置，彼此之間的位置間隔造成產生的換相訊號會有 135 度的角度差；而 DEG 目前已不再使用。

機械式編碼器(incremental shaft encoder)

加裝在車體上的機械式編碼器，是 Sumtak 的產品，型號是 LBJ-006-360，工作電壓為 15 伏特。在圖 13 中已說其功能是在產生最佳波形，而目前所使用的編碼器旋轉一圈會產生 360 個脈衝訊號，而馬達旋轉一圈有九個電氣週期，因此，一個電氣週期就只有 40 個脈衝訊號，所以在記憶體中將最佳波形分成 40 等份。然而，在數位中，分割的點數越少則失真程度越大，因此

在馬達上加裝齒輪，使得馬達旋轉一圈會造成外部編碼器旋轉三圈，產生 1080 個脈衝訊號，每一個電氣週期也就有 120 個脈衝訊號，也就是用 120 個點來描述最佳波形。

速度回授

在方波/最佳波形切換區塊中，已經說明了目前控制架構包含了最佳波形與方波的驅動，而這兩者之間的切換就是由馬達的轉速來作判斷的依據。由於機械式編碼器旋轉一圈所產生的脈衝數是固定的，因此利用外部編碼器在單位時間內產生的脈衝數即可估測出速度。

電流感測器

實驗中用的是霍爾電流感測元件，感測馬達繞組中的電流值，並轉以電壓訊號的形式回授與命令值比較，以 PWM 的控制方式修正補償，正確的輸入電流波形。

失效時間產生器

由於全橋控制的關係，使用四個電晶體做為開關(圖 10)，理論上，當其中兩個開關是導通的狀態時，另外兩個開關應該是處於不導通的狀態。實際上，開關的開啟與關閉都須要時間，如此一來即可能發生一組開關尚未完全關閉，而另一組開關卻已開啟的情形，如此一來將造成短路使得電晶體毀損。因而在兩組開關切換狀態之間錯開一段時間，以保護電晶體不致被電流打穿，此即失效時間(dead time)產生器的目的。

了解了控制器的各部份功能之後，近一步完成圖 15 的數位電路規劃。

(2) 倍頻式編碼器電路

一般而言，直流無刷馬達在運轉時須要知道轉子的位置，才能決定電流換相的時機與進一步的電流控制。因此，在馬達之外，加裝編碼器(encoder)或是分解器(resolver)以得到位置的相關資訊便成為一般馬達控制的方式；然而，這些感測器的存在，一方面增加了成本，一方面也使的馬達的體積變大或是須要額外的機構來固定感

測器，如次一來也限制了可以應用的範圍。本文的車輪馬達即使用了兩組位置感測器，為了改善上述的問題，以下提出倍頻式編碼器以取代機械式編碼器。

在前述的控制器設計中曾提及，最佳波形儲存在唯讀記憶體中，每一個外部編碼器的脈衝訊號會使的控制電路中的計數器加一，而根據計數器所計數的值得到唯讀記憶體中讀取該位址的值，即描繪出最佳波形命令。因此，倍頻式編碼器的設計以一個換相訊號週期內，產生固定數目(2n 個)的脈衝訊號為目標。

要在一個電氣週期內產生固定的脈衝訊號數，必須先知道一個換相訊號的週期有多長。得到換相訊號週期 T 後，將 T 作 2n 等份，在每一次換相訊號的正緣之後，每隔 T/2n 的時間產生一個脈衝數，如此則可以在一個電氣週期中產生任意的 2n 個脈衝訊號。因此，第一步必須先知道換相訊號的週期 T。

通入一個頻率較換相訊號頻率快很多的時脈訊號 clk，如圖 16，clock 其頻率為 m Hz。當 FPGA 偵測到換相訊號正緣時，開始計數 clk 的脈衝訊號個數，假設計數的結果為 cnt (count)；如此可以得到換相訊號的週期 T 為：

$$T = \frac{1}{m} \times cnt \quad (10)$$

在設計中並不須要真正知道 T 的值，只要利用 cnt 即可。計算出 T 時間內，clk 訊號正緣的個數之後，直接將計算出來的 cnt 作 2n 等份即可，所得的結果將與把 T 作 2n 等份是一樣的。為了討論上的方便，設計中將假設馬達的轉速是固定的，意即電動機車在等速的狀況下行進，加速度所造成的誤差將在誤差估測中討論。

在等速的狀況之下，如圖 16，換相訊號的週期在高準位與低準位的時間是一樣的 $t_1=t_2$ ，且為了在程式上設計簡單及計數器的重置等原因，在換相訊號週期估測的部份只計算 t1 的時間內 clk 的個數，t2 的部份將用來做計數器的重置與除法計算 把 cnt 作 n 等份，因為只看半個週期，所以是作 n 等份而不是 2n 等份。換相訊號週期的估測與角度訊號的產生如圖 17。

5. 實驗結果與討論

本文以實驗量測的反電動勢波形當作最佳波形，並與方波以及正弦波電流波形作比較，在單相電流均方根值不同的狀況下，量測馬達的輸出力矩與效率。

由圖 18 與圖 19 可以看出，在相同電流均方根值的情形下，由最佳波形來驅動馬達所得到的力矩與效率都較方波與正弦波來的高，此即印證了最佳驅動波形的設計。

圖 20 與 21 是倍頻式編碼器取代機械式編碼器所得到的力矩與效率圖，其中，加註(no)指的就是取代機械式編碼器之後的曲線。由圖可以看出，在機械式編碼器取代之後與原先使用編碼器來驅動時的曲線幾乎相同；圖 21 中，使用倍頻式編碼器所得的效率較使用機械式編碼器的架構所得的效率來的高，此差異是因為倍頻式編碼器在一個換相訊號週期用了 80 個點來描述最佳波形，而動力計上所擁有的機械式編碼器在一個換相週期內只使用的 40 個點來描述最佳波形，因而造成效率上使用倍頻式編碼器所得的效率較高。

由圖 18、圖 19 可以看出，當馬達轉速到了 500rpm 時，力矩隨著轉速的增加開始大幅下降。這是因為轉速的提高加大了反電動勢的振幅，使得電流值無法再增加而產生與命令不同的波形。由馬達的電壓方程式來說明：

$$v = iR + L \frac{di}{dt} + e \quad (11)$$

其中， v ≡ 電源供應之端電壓

i ≡ 相電流

R ≡ 相電阻

L ≡ 相電感

e ≡ 反電動勢

由上式可以知道，在端電壓固定的情形下(48 伏特)，隨著轉速提高，反電動勢也跟著加大，此時，電流的峰值即無法達到控制器的命令要求，力矩與效率曲線開始往下降。

6. 圖表彙整

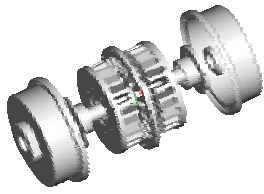


圖 1 車輪馬達組合圖

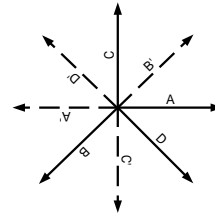


圖 2 四相繞線向量圖



圖 3 最佳設計流程圖

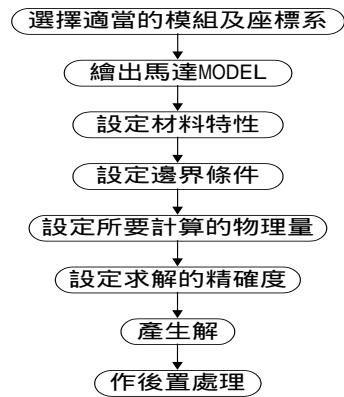


圖 4 電磁分析程序圖



圖 5 最佳化與電磁分析介面圖

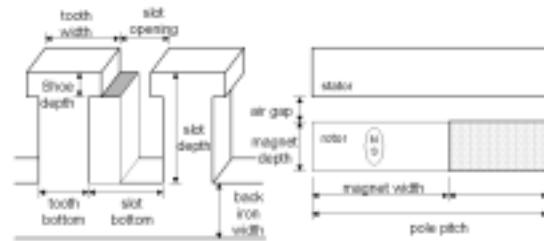


圖 6 馬達設計參數

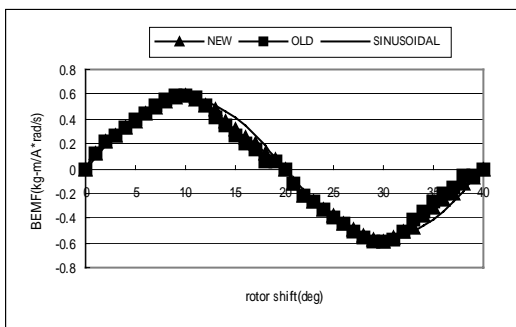


圖 7 最佳設計反電動勢

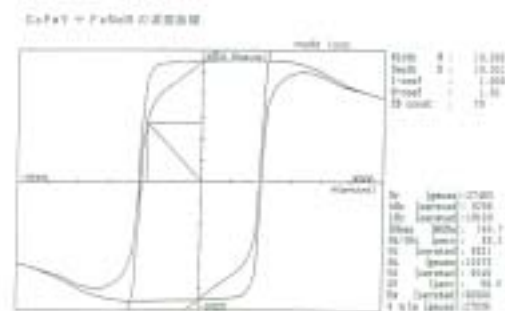


圖 8 磁鐵 BH 性能曲線

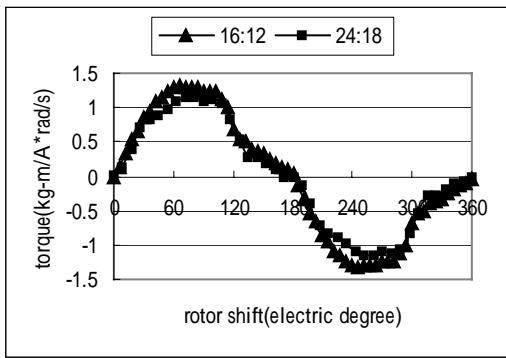


圖 9 力矩分佈圖

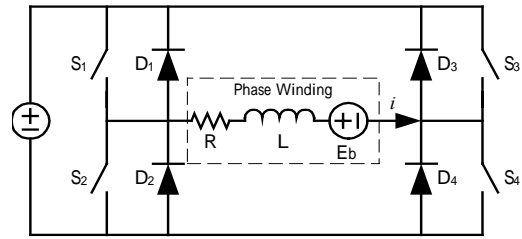


圖 10 全橋驅動電路

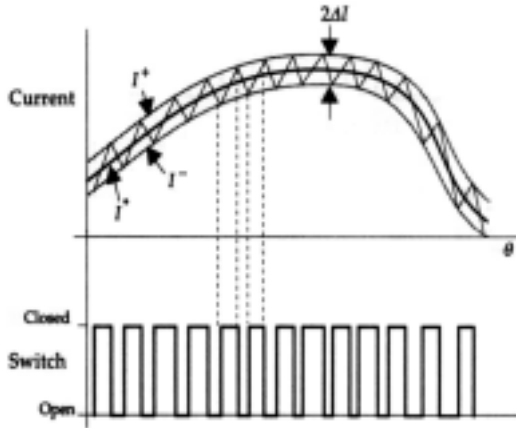


圖 11 PWM 控制原理

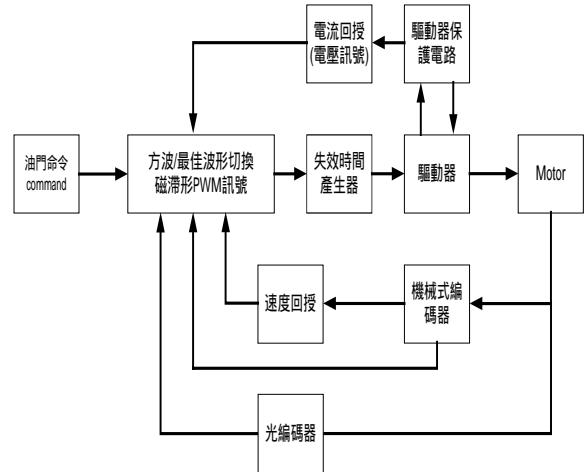


圖 12 PWM 控制器架構圖

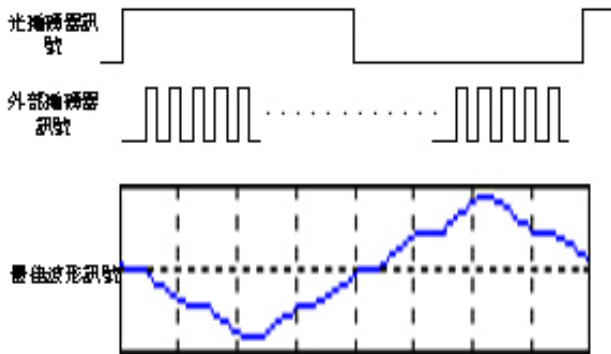


圖 13 最佳波形與編碼器關係



圖 14 光編碼器與轉子

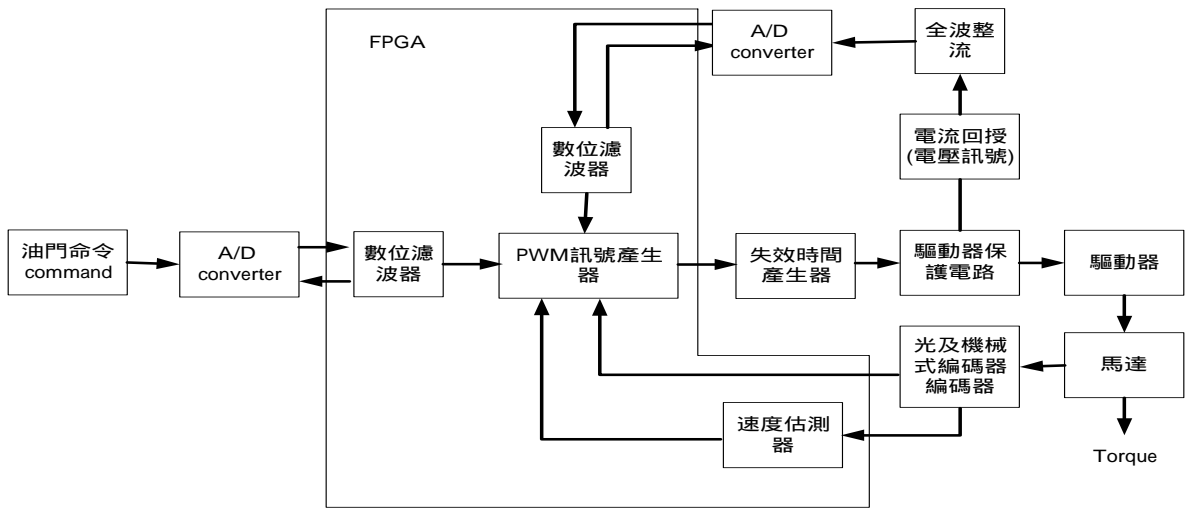


圖 15 數位控制電路規劃

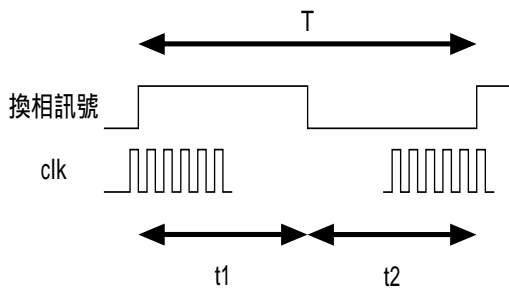


圖 16 週期估測

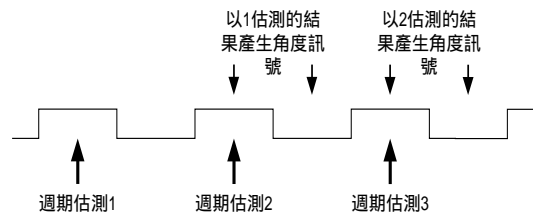


圖 17 週期估測與訊號產生關係

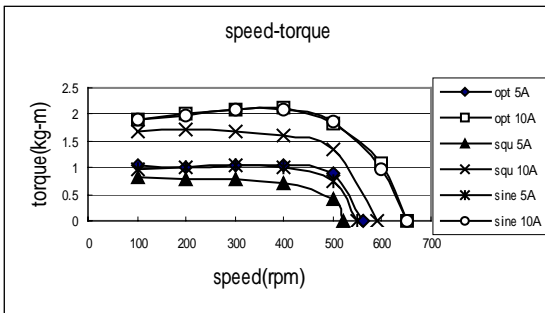


圖 18 三種測試波形力矩 - 轉速圖

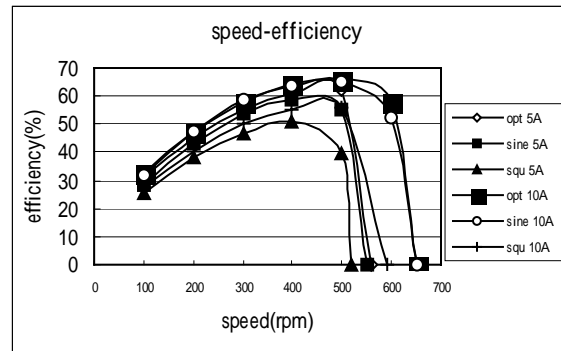


圖 19 三種測試波形效率 - 轉速圖 (opt 為最佳形, squ 為方波, sine 為弦波)

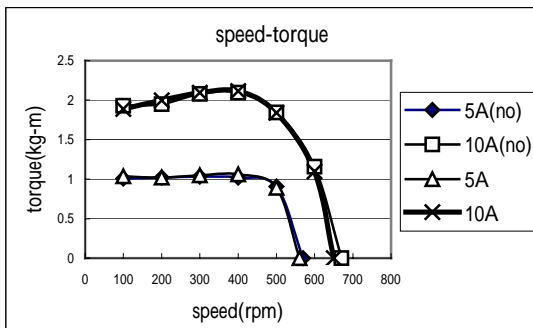


圖 20 無外部編碼器與含有外部編碼器之最佳波形力矩 - 轉速圖

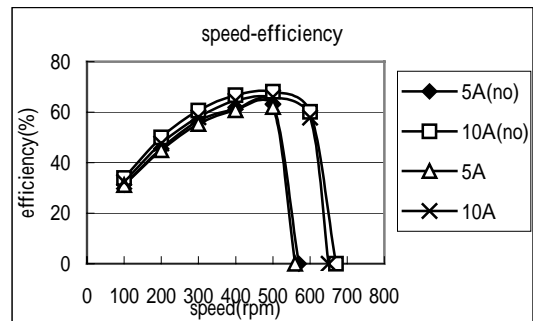


圖 21 無外部編碼器與含有外部編碼器之最佳波形效率 - 轉速圖

表 1

限制條件	數學式
外徑 > 內徑	$R_o > R_i$
定轉子齒極尺寸	$w_{soi} > 1.5\text{mm} ; w_{rri} > 2\text{mm}$
槽口寬 > 1.8 倍氣隙厚	$w_{so} > 1.8$
槽口分數 < 0.35	$a_o < 0.35$
鞋深分數介於 0.25 至 0.5 之間	$0.5 > a_{sd} > 0.25$
磁導係數 > 4	$P_c > 4$
定子軛鐵、齒及矽鋼片的磁通密度 < 矽鋼允許最大磁通密度	$B_{\max} < 1.8 T$
繞線電流密度 < $9 \times 10^6 \text{ A/m}^2$	$J_{\max} < 9 \times 10^6 \text{ A/m}^2$

表 2

磁鐵面寬(mm)	定子齒根寬(mm)
定子齒面寬(mm)	磁鐵厚度(mm)
鞋深(mm)	軛鐵厚度(mm)
馬達內徑(mm)	氣隙厚度(mm)

表 3

馬達幾何尺寸	原馬達	新型馬達
磁鐵寬度(mm)	15.1	14.5
定子齒面寬(mm)	13.5	12.5
定子齒根寬(mm)	7.5	8.5
力矩漣波(%)	3.92	0.628
力矩/重量(Kg-m/Kg)	0.904	0.941

表 4

磁鐵材料	殘磁密度(kG)	保磁力(kOe)	最大能量積(MGOe)
鈷鐵硼	10.3~10.8	9.0~10.0	25-29
鈷鐵釷-鈷鐵硼	27.49	9.7	144.7

表 5

設計變數 (連續變數)	定子齒面寬	目標函數	力矩密度
	磁鐵寬度		
	磁鐵厚度		
	定子鞋深		
	氣隙厚度		力矩漣波

表 6

馬達規格	24 : 18 四相馬達	16 : 12 四相馬達
定子齒面寬(mm)	13.7	20.0
定子齒根寬(mm)	7.6	10.0
定子鞋深(mm)	2.5	2.25
磁鐵厚度(mm)	11.5	9.0
磁鐵寬度(mm)	16.25	20.0
氣隙厚度(mm)	2.5	0.8
平均力矩(kg-m)	14.81	15.71
力矩密度(kg-m/kg)	1.76	1.89
力矩漣波(%)	4.22	2.98
重量(kg)	8.391	8.309
效率(%)	78.31	79.36
最大轉速(rpm)	380	411

參考文獻

- [1] Duane C. Hanselman, *Brushless Permanent-Magnet Motor Design*, McGraw-Hill, New York, 1994.
- [2] Zhang, Z., F. Profumo and A. Tenconi, "Axial Flux Wheel Machines for Electric Vehicles," *Electric Machines and Power Systems*, 24:883-896, pp.883-896 (1996).
- [3] 高橋良名, 發電電動機, PCT/JP96/01624, 1996.
- [4] Hanselman, D.C., "Effect of skew, pole count and slot count on brushless motor radial force, cogging torque and back EMF," *Electric Power Applications, IEE Proceedings-*, Volume: 144 Issue: 5, Page(s): 325-330 (1997).
- [5] Borghi, C.A., D. Casadei, A. Cristofolini, M. Fabbri and G. Serra, "Application of a multiobjective minimization technique for reducing the torque ripple in permanent-magnet motors," *Magnetics, IEEE Transactions on*, Volume: 35 Issue: 5, Page(s): 4238-4246 (1999).
- [6] Dai, M., A. Keyhani and T. Sebastian, "Torque ripple analysis of a permanent magnet brushless DC motor using finite element method," *Electric Machines and Drives Conference, 2000. IEMDC 2001. IEEE International*, Page(s): 241-245 (2001).
- [7] Parviainen, A., J. Pyrhonen and M. Niemela, "Axial flux interior permanent magnet synchronous motor with sinusoidally shaped magnet," *ISEF2001-10th International Symposium on Electromagnetic Field in Electrical Engineering, Cracow, Poland*, pp.20-22 (2001).
- [8] Matsui, Nobuyuki, and Masakane Shibgy, "Brushless dc Motor Control Without Position and Speed Sensors," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 28, pp. 120-127, (1992).
- [9] Matsui, Nobuyuki, "Sensorless PM Brushless DC Motor Drives," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 43, pp.300-308, (1996).
- [10] Sharkh, Suleiman M Abu, and Victor Barinberg, "A New Approach to Rotor Position Estimation for a PM Brushless Motor Drive," *Melcon Mediterranean Electrotechnical Conference*, Vol. 2, pp.1199-1203, (1998).
- [11] Yousfi, D., M. Azizi, and A. Saad, "Robust Position and Speed Estimation Algorithm for Permanent Magnet Synchronous Drives," *IEEE Trans. Ind. Appl. Conference*, Vol. 3, pp. 1541-1546, (2000).
- [12] Ertugrul, N, and PP Acarnley, "A New Algorithm for Sensorless Operation of Permanent Magnet Motors," *IEEE Trans. Ind. Appl. Society Annual Meeting*, Vol. 1, pp. 414-421, (1992).
- [13] Ertugrul, Nesimi, and Paul, Acarnley, "A New Algorithm for Sensorless Operation of Permanent Magnet Motors," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 30, pp. 126-133, (1994).
- [14] Corley, Matthew J., and Robert D. Lorenz, "Rotor Position and Velocity Estimation for a Salient-Pole Permanent Magnet Synchronous Machine at Standstill and High Speed," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 34, pp.784-789, (1998).