

六相感應電動機特性模擬及驅動電路研製

蘇琨祥、林聰智、傅聖雄

國立高雄應用科技大學 電機工程系

E-mail: 1099404109@cc.kuas.edu.tw

摘 要

本文主要針對六相電動機的轉矩及效率等特性變化進行分析並對其硬體驅動電路進行開發，首先運用三相電機公式推導六相電機的磁場分佈，應用計算式得到轉矩輸出，同時透過使用 MagneForce 模擬軟體描繪實際磁場分佈狀況，確立六相感應電動機的模型。並以三相交流換流器為基礎進行六相交流換流器的架構設計與控制理論分析，最後則進行實際的電路架構與單晶片驅動驅動。運用所設計的電動機與驅動電路進行三相感應電動機與六相感應電動機的特性比較；六相感應電動機特殊驅動方式等兩項實驗。並就其模擬電磁轉矩大小和硬體驅動量測數據等做為具體依據，以此做為後續六相感應電動機設計之參考。

關鍵字：六相感應電動機、磁場分析、電磁轉矩

1. 前 言

近代工業快速發展，人類也追求更舒適的生活環境，因而大量使用石化燃料。由於石化能源的過度開發與利用，不僅使石油價格居高不下，也造成環境重大負擔。造成「溫室效應」(greenhouse effect)，如何減緩「溫室效應」的發生是當今熱門話題，因此減少石化燃料的使用，同時減少碳排放及提高能源使用效率都是重要的課題[1]。

汽機車是都市主要交通工具，而它所使用的內燃機引擎主要使用汽油，是一種石化燃料。因此汽機車所排放的污染物是主要的都市污染源，在減少污染源與交通便利上是一個天秤的兩端，因此如何達到雙贏的目的是科學家追求的目標。在車輛應用無法減少的前提下，使用電動車輛來取代引擎車輛，以減少都市空氣的污染。電動車輛最早可以追溯到 1828 年的電磁轉動的行動裝置[2]。它比引擎車輛的發明還早，但是因為相關的技術尚未發展成熟而使之停滯不前，而內燃機引擎則快速發展，成為現代交通動力的重要來源。但是因為對環境的衝擊影響，使科學家討論未來因應之法，如何取代大量的動力來源車輛是一個相當大的問題。但現今因為電力電子的發展、單晶片及計算機理論與控制方法的成熟，使用電動機為動力源的車輛逐漸發展成熟[3]。而在使用電力驅動各種交通運輸載具成為趨勢的今天，追求更高效率、更高可靠度和容錯率的電動機成為必然的發展趨勢，下至電動機動車輛、上至大型遠洋電動船舶／航空器，無一不是需要長時間高功率運轉，同時對於效率及其可靠度和容錯率有非常嚴格的需求[4]，然而傳統的三相、直流電機一旦於運轉中發生故障，基本上就無法繼續持續供應動力，這樣對電力驅動車輛是一個重大的缺失[5]。

對於多相電機的研究最早可追溯到 1969 年提出的五相電機[6]，在那之後的 20 年間處於停滯狀態，直到 1990 年後因為電力電子學的發展足以支持多相換流器的運轉才開始陸續投入研究。目前其研究主要針對車用的輪鼓馬達和其驅動電路進行研究，輪鼓馬達為永磁同步電機，亦稱為無刷直流電動機與本論文所使用的感應電動機有所不同。在產業界方面因為石油資源的日益匱乏，電動交通運輸工具成為未來發展的趨勢，在動力方面尋求更高效率和更高可靠度的電動機是發展的必然趨勢，因此可以想見，追求更高效率和更高穩定度的電動機作為電動車輛的動力來源，是未來努力的方向。

2. 六相感應電動機之原理及特性模擬

本文所使用之六相感應電動機如圖 1 所示，採用傳統鼠籠式內轉子結構，在配線方面使用外接型配接盤，利於設計實驗各種配線的影響。本章主要對六相感應電動機之原理和數學模型進行說明，並依據六相感應電動機額定規格量測其幾何尺寸並繪出其幾何結構圖進行模擬。本文採用 MagneForce 公司所出品之有限元素分析電動機模擬軟體，對電動機之轉速、轉矩、磁路等特性進行分析，以作為後續轉速／電流控制之參考。

2.1 六相感應電動機之原理

本文參照傳統三相電動機磁場理論基礎推導六相電動機的旋轉磁場表示式，傳統的三相電動機是依據法拉第電磁感應定律、電流磁效應、安培右手定則等原理。假設在電機內存在兩個磁場，則會有兩個排列可以產生兩個磁場之轉矩。首先我們假設磁場由交流定子產生，而轉子會產生一個磁場。在轉子端將會感應一轉矩且使轉子方向依據轉子與定子磁場交互作用旋轉。在定子磁場旋轉原理中，假設一組三相電流每相振幅大小相等、相位差間隔每個相隔 120° 進入三相電樞繞組，電流方程式如式 (1) ~ (3)：

$$i_{aa3}(t) = I_M \sin(\omega t - \theta_{c1}) \text{ A} \quad (1)$$

$$i_{bb3}(t) = I_M \sin(\omega t - \theta_{c3}) \text{ A} \quad (2)$$

$$i_{cc3}(t) = I_M \sin(\omega t - \theta_{c5}) \text{ A} \quad (3)$$

數學式 (1) ~ (3) 中之 θ 值如表 1 所示， θ 下標 c 表示其為電流相角的配置， θ 下標 s 表示其為空間位置的配置。如此就會產生一個固定大小的旋轉磁場。且三相繞組須沿電機表面形成各相差 120° 的電氣角，所產生之淨磁場如式 (4) 所示[7]：

$$B_{net3}(t) = [1.5B_M \sin(\omega t)]\hat{x} - [1.5B_M \cos(\omega t)]\hat{y} \quad (4)$$

表 1 θ 的值

$\theta_{c1} = 0^\circ$	$\theta_{s1} = 0^\circ$
$\theta_{c2} = 60^\circ$	$\theta_{s2} = 60^\circ$
$\theta_{c3} = 120^\circ$	$\theta_{s3} = 120^\circ$
$\theta_{c4} = 180^\circ$	$\theta_{s4} = 180^\circ$
$\theta_{c5} = 240^\circ$	$\theta_{s5} = 240^\circ$
$\theta_{c6} = 300^\circ$	$\theta_{s6} = 300^\circ$

依據三相磁場排列推導出六相式交流電機的原理：兩組三相電流每相振幅相等、且各間隔 x° 的電流相角，流入間隔 x° 的兩組三相電樞繞組產生一個一定大小的旋轉磁場。此電樞必須沿著電機表面各相差 x° 的電氣角/空間角，其定子繞組分配如圖 2 所示[8]。

根據定子繞組的分布，六相感應電動機可以分為分相電機、雙定子電機和六相感應電機三種類組。分相電機主要由兩個相同的定子繞組組成，一個標準的分相電機是把一個傳統的三相電機分成兩個部份且空

間角間隔 $30^\circ/60^\circ$ 的配置，主要用於改善 PWM 逆變器的故障保護，即一組故障還有一組可進行供電；雙定子電機則由兩組彼此獨立的定子繞組組成，兩組繞組的極數、槽數等皆不相同，此種電機主要用於改善發電系統和低速區域無感測器的速度控制。六相感應電機則為上述兩者中的特例，包含了兩組相同的定子繞組，兩組繞組的極數、槽數和各種參數大小皆完全相同，本研究所使用的電動機即為此種電機。然而此處之 x° 目前有 30° 和 60° 兩種研究方向，其原理茲分別推導如下，首先推導 60° ：如圖 3 所示，一個空的定子僅含六個線圈，各線圈之空間角各相差 60° 。僅產生 1N 和 1S 的磁極，屬於每相共兩極的六相繞組。而為了導證六相電動機之磁場；我們可以假設流入六個線圈繞組的電流分別為數學式 (5) ~ (10)：

$$i_{aa6}(t) = I_M \sin(\omega t - \theta_{c1}) \text{ A} \quad (5)$$

$$i_{bb6}(t) = I_M \sin(\omega t - \theta_{c2}) \text{ A} \quad (6)$$

$$i_{cc6}(t) = I_M \sin(\omega t - \theta_{c3}) \text{ A} \quad (7)$$

$$i_{dd6}(t) = I_M \sin(\omega t - \theta_{c4}) \text{ A} \quad (8)$$

$$i_{ee6}(t) = I_M \sin(\omega t - \theta_{c5}) \text{ A} \quad (9)$$

$$i_{ff6}(t) = I_M \sin(\omega t - \theta_{c6}) \text{ A} \quad (10)$$

經由計算可得其 a 相至 f 相的磁場分別為：

$$B_{aa6}(t) = B_M \sin(\omega t - \theta_{c1}) \angle \theta_{s1} \text{ T} \quad (11)$$

$$B_{bb6}(t) = B_M \sin(\omega t - \theta_{c2}) \angle \theta_{s2} \text{ T} \quad (12)$$

$$B_{cc6}(t) = B_M \sin(\omega t - \theta_{c3}) \angle \theta_{s3} \text{ T} \quad (13)$$

$$B_{dd6}(t) = B_M \sin(\omega t - \theta_{c4}) \angle \theta_{s4} \text{ T} \quad (14)$$

$$B_{ee6}(t) = B_M \sin(\omega t - \theta_{c5}) \angle \theta_{s5} \text{ T} \quad (15)$$

$$B_{ff6}(t) = B_M \sin(\omega t - \theta_{c6}) \angle \theta_{s6} \text{ T} \quad (16)$$

將 (11) ~ (16) 透過向量加法做疊加運算，可求得定子總磁通密度，再經過 X 分量與 Y 分量及三角恆等式運算可以得到定子磁場表示式[9]：

$$B_{net6}(t) = [3B_M \sin(\omega t)]\hat{x} - [3B_M \cos(\omega t)]\hat{y} \quad (17)$$

此數學式證明了在任何時間下，六相電動機之旋轉磁場都是一樣的大小 $3B_M$ ，且會以角速度 ω 繼續旋轉，此磁通密度恰為三相交流電動機磁通的兩倍，所以六相磁場可以在電機的定子部分產生一個均勻的旋轉磁場。接下來依循上述公式對電機設計空間角間隔 30° 進行推導，同時將表 2 之值代入式 (5) ~ (10)：

表 2 θ 的值

$\theta_{c1} = 0^\circ$	$\theta_{s1} = 0^\circ$
$\theta_{c2} = 30^\circ$	$\theta_{s2} = 30^\circ$
$\theta_{c3} = 120^\circ$	$\theta_{s3} = 120^\circ$
$\theta_{c4} = 150^\circ$	$\theta_{s4} = 150^\circ$
$\theta_{c5} = 240^\circ$	$\theta_{s5} = 240^\circ$
$\theta_{c6} = 270^\circ$	$\theta_{s6} = 270^\circ$

依照等式 (11) ~ (16) 使用向量加法做疊加運算，最終可求得定子總磁通密度再經過 X 分量與 Y 分量及三角恆等式運算可以得到定子磁場表示式 (18)：

$$B_{net6}(t) = [3B_M \sin(\omega t)]\hat{x} - [3B_M \cos(\omega t)]\hat{y} \quad (18)$$

此推導公式證明了在輸入電流相位角與電機設計的機械角相配合的情況下，所產生的磁場大小皆為一致。

我們假設交流電機的磁場在自由空間產生且線圈的磁通密度需垂直線圈平面。但在旋轉電機中因為定子與轉子間有一氣隙存在，同時因為氣隙磁阻比轉子或定子磁阻大很多所以磁通向量會垂直通過轉子與定子氣隙得到最短路徑。在氣隙中的磁通密度向量大小會隨角度做弦波式變化，且其方向呈現輻射狀向外。假設轉子以 ω 角速度在定子內旋轉，在定子內任一角度 α 的磁通密度向量 B ：

$$B = B_M \cos(\omega t - \alpha) \quad (19)$$

而線圈導線內感應電壓為 e ：

$$e = (v \times B)l \quad (20)$$

其中 v 是導線相對磁場之運動速度。 l 是磁場內導線長度。而三相繞組因為每相間隔 120° 則三個繞組電壓分別為 (21) ~ (23)：

$$e_{aa3}(t) = N\phi\omega \sin \omega t \quad (21)$$

$$e_{bb3}(t) = N\phi\omega \sin(\omega t - 120^\circ) \quad (22)$$

$$e_{cc3}(t) = N\phi\omega \sin(\omega t - 240^\circ) \quad (23)$$

式中 N 是匝數。 ϕ 是線圈磁通表示而 $\phi = 2rIB_m$ 。依據上式推導計算說明，可得六相感應電壓為 (24) ~ (29)：

$$e_{aa6}(t) = N\phi\omega \sin \omega t \text{ V} \quad (24)$$

$$e_{bb6}(t) = N\phi\omega \sin(\omega t - 60^\circ) \text{ V} \quad (25)$$

$$e_{cc6}(t) = N\phi\omega \sin(\omega t - 120^\circ) \text{ V} \quad (26)$$

$$e_{dd6}(t) = N\phi\omega \sin(\omega t - 180^\circ) \text{ V} \quad (27)$$

$$e_{ee6}(t) = N\phi\omega \sin(\omega t - 240^\circ) \text{ V} \quad (28)$$

$$e_{ff6}(t) = N\phi\omega \sin(\omega t - 300^\circ) \text{ V} \quad (29)$$

在座標軸轉換上，已知轉換元件可以固定轉換到任意參考模型。在這邊我們將依三相 $a-b-c$ 轉換到 $q-d-0$ 軸的轉換公式計算；其轉換公式：

$$f_{qd0s} = T_s f_{abcs} \quad (30)$$

同時 (30) 中如 (31) (32) 所述：

$$(f_{qd0s})^T = [f_{qs} \quad f_{ds} \quad f_{0s}] \quad (31)$$

$$(f_{abcs})^T = [f_{as} \quad f_{bs} \quad f_{cs}] \quad (32)$$

此處的轉換矩陣 T 為：

$$T_s = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin \theta & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (33)$$

則反轉換矩陣[10]：

$$(T_s)^{-1} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \quad (34)$$

同理可以推出另一三相 $d-e-f$ 的轉換矩陣。

而六相電機它的狀態方程式和矩陣方程式它是一個多變量強耦合系統，不利於直接運算分析，它的轉換矩陣為[11]：

$$T_{s6} = \sqrt{\frac{2}{6}} \begin{bmatrix} 1 & \cos \theta & \cos 2\theta & \cos 3\theta & \cos 4\theta & \cos 5\theta \\ 0 & \sin \theta & \sin 2\theta & \sin 3\theta & \sin 4\theta & \sin 5\theta \\ 1 & \cos 3\theta & \cos 6\theta & \cos 9\theta & \cos 12\theta & \cos 15\theta \\ 0 & \sin 3\theta & \sin 6\theta & \sin 9\theta & \sin 12\theta & \sin 15\theta \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (35)$$

式中 $\theta = \frac{2\pi}{6}$ 。在基本波形中電流在平面上的電壓方程式為：

$$V_{qs} = R_s i_{qs} + \omega \lambda_{ds} + P \lambda_{qs} \quad (36)$$

$$V_{ds} = R_s i_{ds} - \omega \lambda_{qs} + P \lambda_{ds} \quad (37)$$

$$V_{0s} = R_s i_{0s} + P \lambda_{0s} \quad (38)$$

式中 V 表示電壓、 R 表示電阻、 i 表示電流、 ω 表示角速度、 λ 表示磁通而 P 表示微分運算子。其中的 $q-d$ 座標軸磁通 λ 為：

$$\lambda_{qs} = (L_{ls} + L_m) i_{qs} + L_{lr} i_{qr} \quad (39)$$

$$\lambda_{ds} = (L_{ls} + L_m) i_{ds} + L_{lr} i_{dr} \quad (40)$$

式中 L 表示電感， l_s 、 l_r 、 m 分別為定子、轉子、互感。

其中式 (39) 與 (40) 提到的定子激磁電感與轉子激磁電感主要由定轉子互感 L_{lm} 、定子漏電感 L_{0s1} 及轉子漏電感 L_{0r1} 等組成，如 (41) (42) 式所示：

$$L_{1s} = L_{lm} + L_{0s1} \quad (41)$$

$$L_{1r} = L_{1m} + L_{0r1} \quad (42)$$

最終可得轉矩方程式為 (43)：

$$T_e = P_e L_m (i_{qs} i_{dr} - i_{qr} i_{ds}) \quad (43)$$

其中 P_e 為電機極對數。

2.2 模擬軟體介紹

MagneForce 是一套整合有限元素分析與時域電路模型的軟體，它採用圖型化介面、內建材料與外型資料庫讓使用者可以輕易設定磁性材料、外型幾何尺寸、繞線模式和驅動器等，方便使用者進行負載與暫態的模擬，並對電感、電流、轉矩與磁通密度等穩態與暫態參數進行有限元素的分析。

MagneForce 軟體架構如下[12]：

- (1) **設定模式 (Setting Mode)**：在內建資料庫內之磁性材料檢查或調整，同時可以將已知材料的磁性曲線建立新的資料庫以供日後使用。同時可以針對定子或轉子做有限元素網格化設定，針對所需的部份加以細緻網格，不需要的部份可以加粗網格，以減少運算時間及減少記憶體的使用。
- (2) **設計模式 (Design Mode)**：設計部分分為幾個模式
 - 定子與轉子外觀尺寸設定，氣隙寬度與電動機長度設計。同時可以對定子槽形做部分修改與轉子磁石的排列方式，找到最佳的設計。
 - 設計轉子與定子的矽鋼片導磁材料，從資料庫內選用適當的材料，或是單獨設定導電率與導磁率等。
 - 設計電動機繞線排列方式，選用電動機使用銅線的粗細、匝數、使用並聯路徑數及接線方式。更細者可以選用繞線方式轉彎曲率。
 - 設計驅動電路，可以設計一個具有 SPICE 時域模型的 PWM 驅動電路，設計者可以使用 PWM 或正弦波形等電源輸入。
- (3) **執行模式 (Run Mode)**：針對電路及電動機做基本分析，有溫度、轉矩、轉速等不同的設定，還可以區分暫態和穩態分析。
- (4) **結果模式 (Result Mode)**：針對執行所得到結果分析，可以得到電壓、電流、轉速與轉矩等輸出參數及圖形以供分析。
- (5) **磁場分析模式 (Field Explorer Mode)**：顯示電動機的磁力分佈或是網格圖等，也可以使之輸出為 ASCII 文字檔或 EXCEL 檔。

其操作流程如圖 4。

本論文所使用之六相感應電動機的構造與相關參數之建立，其規格如表 3 所示；並以 MagneForce 電動機設計模擬軟體分析參數計算之過程。

表 3 六相感應電動機額定規格

電動機相數	6 相	氣隙	0.2 mm
轉子極數	6 極	繞組連接	Y 接
定子槽數	36 槽	鐵芯片材料	50ww470
額定轉速	1152.5 rpm	轉子類型	鼠籠式

輸出功率	746 W	線徑	0.963 mm
額定電壓	196 V	匝數	52
定子外徑尺寸	139.6 mm	容積率	85.83%
定子內徑尺寸	84.4 mm	銅重量	2.978 Kg
電動機長度	58 mm	矽鋼片重量	4.25 Kg

在定子的材質選擇部分，一般來說電動機定子的材質乃是使用矽鋼片堆疊而成，依據轉矩、功率需求等對應所需的鐵芯長度。使用矽鋼片的原因主要是為了降低渦流損，藉此提升電動機的效率。重疊用的矽鋼片厚度越細，降低渦流損的效果也越好，伴隨而至的是成本的提升。此外尚需考慮矽鋼片的磁化特性曲線，因為矽鋼片是電動機主要的磁通路徑，所以其磁化特性會影響磁路狀態，因此必須選擇適合的規格來使用。

在電動機繞組方面，主要可分為集中式繞組與分散式繞組兩種。不管是哪一種型式，在設計電動機時最重要的還是決定槽數與磁極數。槽數的多寡對性能影響不大，主要影響頓轉轉矩、定子矽鋼片的磁飽和問題與極繞線方式影響較大。在槽數的分配方面，主要依循代數法處理繞組排列，如式（44）所示：

$$N_T = \frac{N_C}{N_S \times N_P} \quad (44)$$

式中 N_T 為每極每相槽數， N_C 為電動機槽數， N_S 為電動機相數， N_P 為電動機極數。根據上式對電動機做繞組排列分配，表 4 為電動機 6 極 36 槽線圈分配表，圖 5 是六相電動機定子繞線配置圖，配合表 4 用於模擬軟體上，其模擬軟體圖為圖 6。

表 4 電動機 6 極 36 槽線圈分配表

	U		V		W		R		S		T	
	In	Out	In	Out	In	Out	In	Out	In	Out	In	Out
Coil.1	1	6	3	8	5	10	2	7	4	9	6	11
Coil.2	12	7	14	9	16	11	13	8	15	10	17	12
Coil.3	13	18	15	20	17	22	14	19	16	21	18	23
Coil.4	24	19	26	21	28	23	25	20	27	22	29	24
Coil.5	25	30	27	32	29	34	26	31	28	33	30	35
Coil.6	36	31	2	33	4	35	1	32	3	34	5	36

在模擬方面設定介面使用兩組三相換流器，其個別擁有 6 個 MOSFET，藉由各別設定電壓、控制訊號類型、導通時間與導通角等產生六相的正弦波，用以供應六相感應電動機模型進行暫態與穩態模擬，其模擬輸出結果如表 5 所示。六相感應電動機原本為一 36 槽的三相感應電動機，在經過重新匹配線徑、匝數和繞線方式後成為一個六相六極的感應電動機，其轉速與轉矩曲線圖如圖 7 所示，依據此圖可以看出其滿足了如下條件：

- (1) 電動機在同步速度時的感應轉矩為零。
- (2) 脫出轉矩；亦稱為崩潰轉矩的值為電動機滿載轉矩的 2~3 倍。
- (3) 電動機的啟動轉矩稍為大於其滿載轉矩，使的感應電動機可以在任何負載，包含滿載的狀況下啟動。

(4) 如果感應電動機的轉子轉速高於同步轉速，電動機的感應轉矩會反相，進入發電機模式，將機械功率轉換為電功率。

依據上述幾點，可以合理的判斷此由三相感應電動機改繞而成的六相感應電動機是一個符合電機設計安全規範的感應電動機，本論文將依據此模擬結果繞製一個實體的六相感應電動機，並配合硬體驅動電路進行實驗來驗證模擬的可信度。

表 5 模擬結果

模擬額定轉速	1138 rpm
轉差率	0.0513 pu
輸入功率	876.2 W
輸出功率	746 W
輸出轉矩	6.257 N-m
效率	0.851
功因	0.644
線電流	2.067 A
啓動轉矩	3.567 N-m
最大輸出轉矩	10.526 N-m

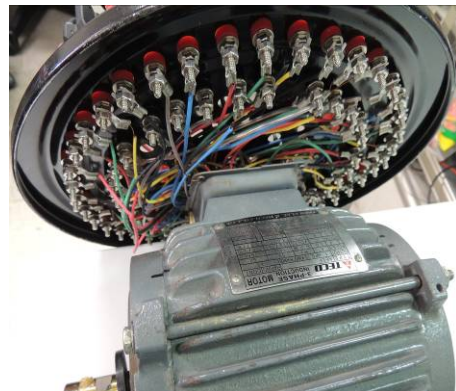
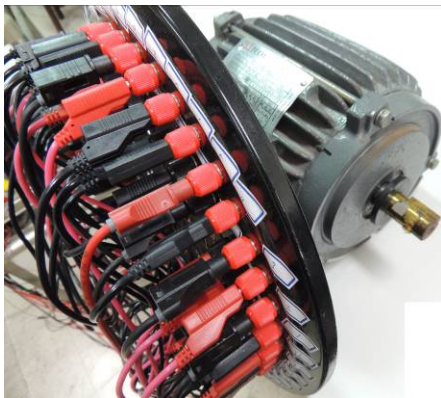


圖 1 六相感應電動機正面實體圖/背面實體圖

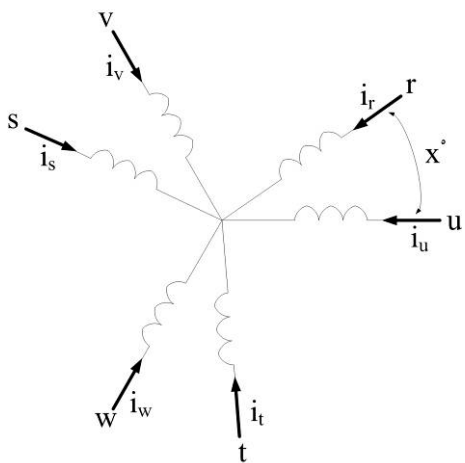


圖 2 n 組三相繞組空間分布圖

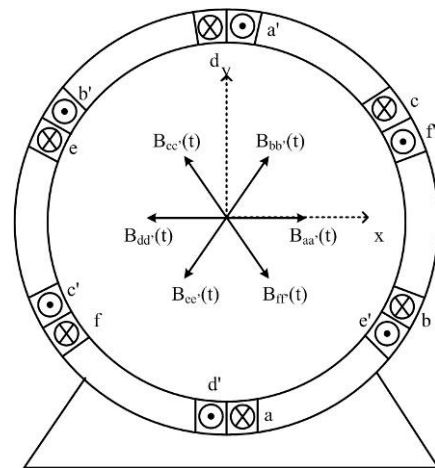


圖 3 六相感應電動機定子配置示意圖

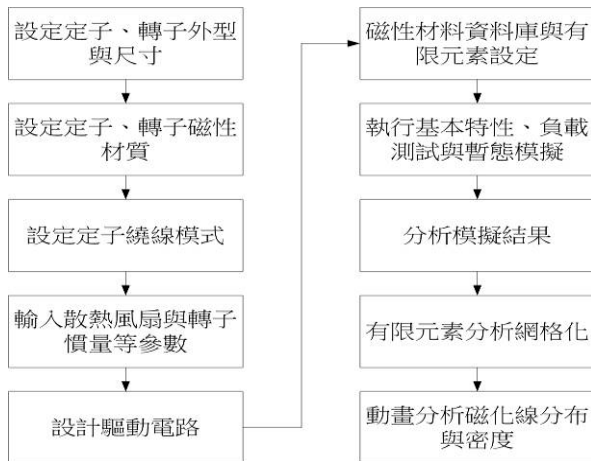


圖 4 MagneForce 操作步驟流程圖

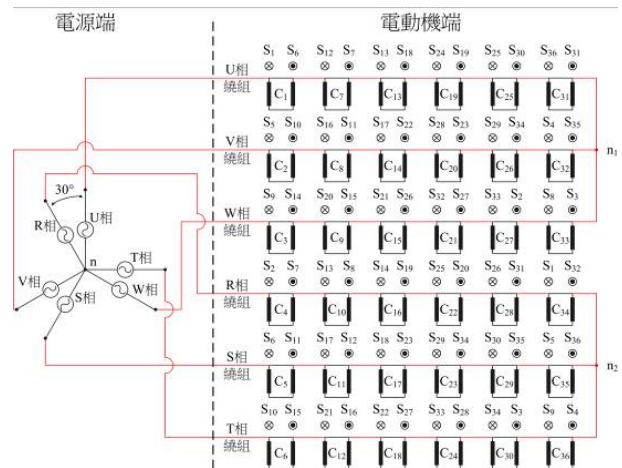


圖 5 六相電動機接線圖

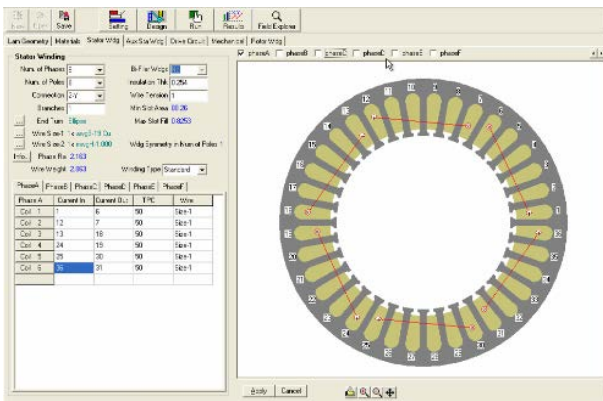


圖 6 繞組線徑大小與排列方式設定介面圖

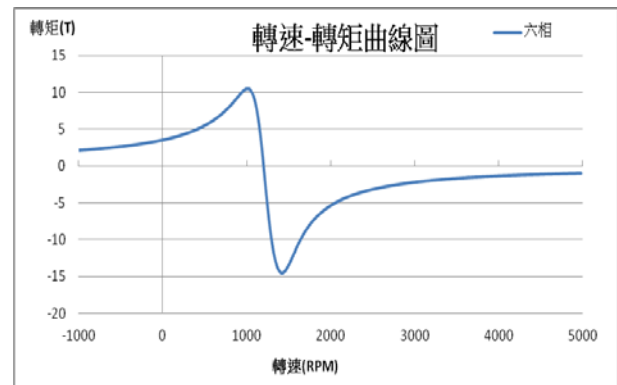


圖 7 轉速－轉矩負載曲線圖

3. 六相感應電動機驅動電路原理和研製

本章主要討論硬體驅動電路。首先介紹三相換流器電路的原理與說明，以三相換流器為基礎再說明六相換流器工作狀態，同時介紹微控制器（Micro Controller Unit, MCU）操作介面。

3.1 三相換流器簡介

三相換流器為固態電動機驅動器的一種，主要功能為將直流電源轉換為三相交流電源如圖 8。這是因為直接對交流電源調整不易，一般都使用交流轉直流再轉回交流模式，即整流器－換流器的組合；換流器工作原理為利用功率晶體開關的切換將直流電源轉換為交流電源。同時可藉由控制功率晶體的開關時間，控制換流器輸出的電壓與頻率，用以控制交流感應電動機的轉速。

自 1980 年代電力電子學的長足發展後，換流器被廣泛應用在對感應電動機的驅動上，其主要發展為整流器、換流器、變頻器一直到後續整合的整流-換流器、具變頻功能之換流器等等，目前主要使用脈波寬度調變（Pulse Width Modulation, PWM）變頻器和其衍生的正弦波寬度調變（Sinusoidal Pulse Width Modulation, SPWM）變頻器、空間向量脈波寬度調變（Space Vector Pulse Width Modulation, SVPWM）變頻器[13]。

脈波寬度調變(PWM)指的是依照控制訊號的大小，來調整脈波串列的寬度，進而控制輸出電壓來達到控制感應電動機的目的。所控制的電壓值越大，脈波的寬度就越寬。利用一個正弦波做為電路的控制輸出電壓，其頻率為設定的輸出頻率，所製造出的大功率正弦電壓波形即可以用來驅動交流感應電動機。功率電晶體的切換順序如圖 9 所示，電路的 Q_1 到 Q_6 的導通狀態由比較器進行控制進行，以單相 U 為例，如果比

較器判斷輸出電壓 V_o 大於參考電壓 V_r ，則導通 Q_1 截止 Q_2 ，反之則導通 Q_2 截止 Q_1 ，三個參考電壓彼此相位差 120° ，所輸出電壓電流波形為六步方波，因此也被稱為三相六步方波變頻器。

3.2 六相換流器電路架構

本論文採用六相換流器電路來驅動六相感應電動機，此六相換流器主要由兩組獨立的三相換流器電路構成，採用兩個微控制器對其進行控制，使其發出兩組彼此間隔 30° 的三相弦波波型，對六相感應電動機進行供電，其架構圖如圖 10 所示。電路實體圖如圖 11 所示。

在使用的輔助電路部分為四通道隔離型橋式整流電路，此電路為包含變壓器，橋式整流，穩壓 IC，於市電 110V 轉為 12VAC 後經過橋式整流後，電壓則變為 12VDC，則穩壓 IC 為 7812 與 7809，輸出電壓為穩壓 12VDC 和 9VDC，用以供給本論文中部分電路用電。圖 12 為硬體實體圖。

本論文所採用的微控制器(Micro Controller Unit, MCU)或稱為數位訊號處理器(Digital Signal Processor, DSP)，為 Microchip 單晶片 dsPIC30F4011，利用微控制器的高速類比數位轉換器(Analog to Digital Converter, ADC) 通道功能模組，以及 PWM 控制模組，並藉由程式撰寫控制法來完成數位控制器的設計以達到系統控制的目的。在使用微控制器作為控制單元，必須撰寫控制程式與計算公式，以及提取回授訊號於控制器內，以提供處理器作運算處理。除此之外，需規劃微控制器之 A/D 腳位以供電壓、電流回授訊號使用，加上各組電路所需之閘極驅動 PWM，以完成系統運作。

脈波寬度調變模組包含三個工作週期產生器，編號由 1 到 3；擁有 6 個 PWM 輸出腳位，可應用於馬達三相 PWM 驅動。其編號分別為 PWM1H/PWM1L、PWM2H/ PWM2L 與 PWM3H/PWM3L[14]。這 6 個輸出入腳位被編組成高/低編號的三對，以註標 H/L 來區分對應。本論文的控制系統主要由一交流電源進入橋式整流電路整流為直流電源做為三相換流器的主要電源輸入。同時輸入橋式整流電路的電源將分別供應給單晶片控制電路的供應電源和三相換流器電路的主要電源輸入，再經過兩組三相換流器換流後供給六相感應電動機。

本系統使用兩組微控制器對兩組三相換流器進行控制進行控制，其核心思想在於此兩組三相所發出的控制 PWM 訊號和產生的輸出電壓波形皆完全相同，其差別僅在於相位角的領先與落後，所使用的單晶片控制器兩組完全相同的三相換流器，其硬體實體圖如圖 13、14 所示，單組控制器的 PWMH/L 和 VGS 如圖 15 所示，可以看出其相反的輸出波形，其單組輸出電源波形如圖 16 所示，可以清楚的看出其為彼此間隔 120° 的三相交流電源，2 組三相換流器其輸出電流波形如圖 17 所示，可以看出為一組三相波形間隔與另一組三相電流波形中的一相其電流相角有錯開的電流波型。

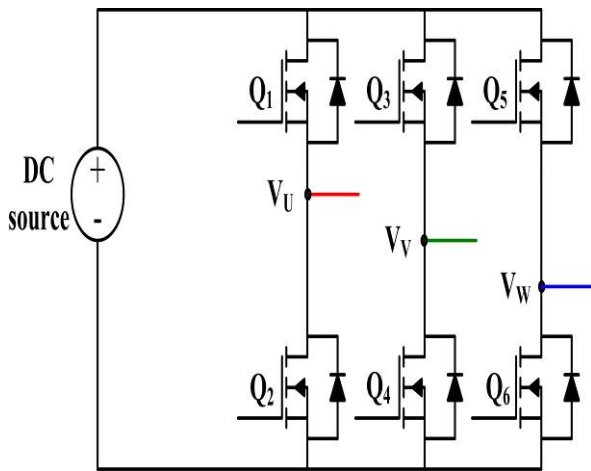


圖 8 三相交流換流器概念圖

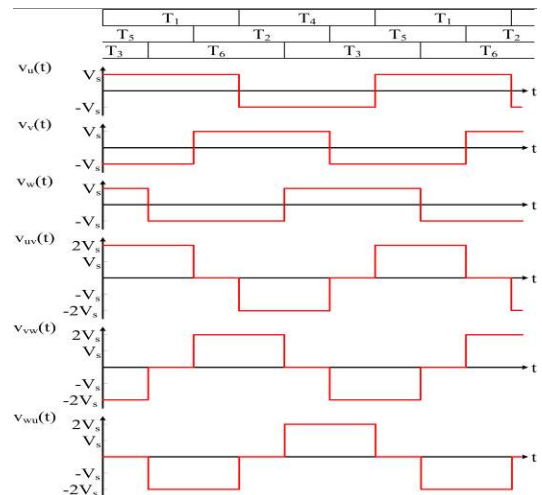


圖 9 三相換流器時序圖

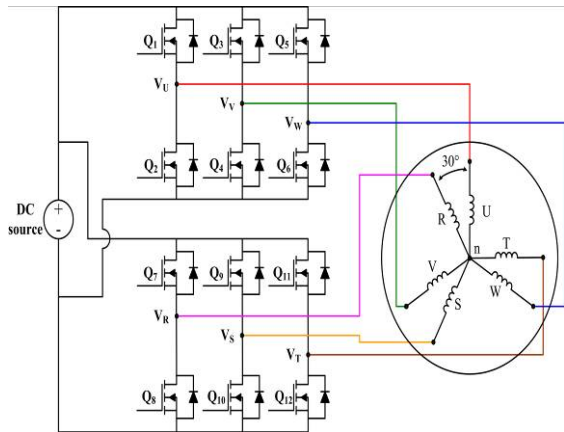


圖 10 六相交流電路驅動架構圖



圖 11 三相換流器電路實體圖

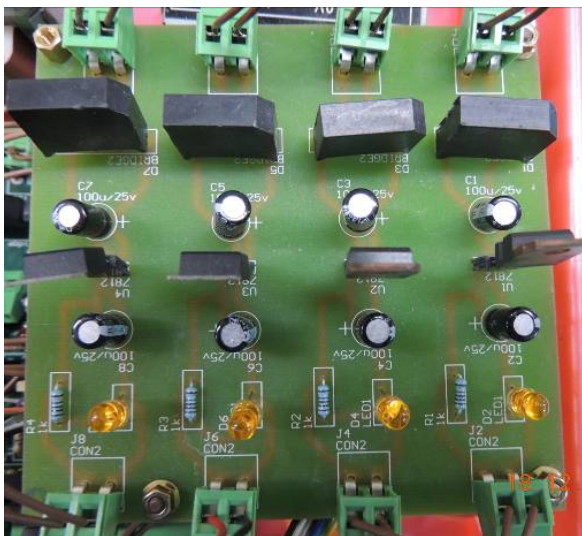


圖 12 橋式整流電路實體圖



圖 13 單晶片控制電路實體圖

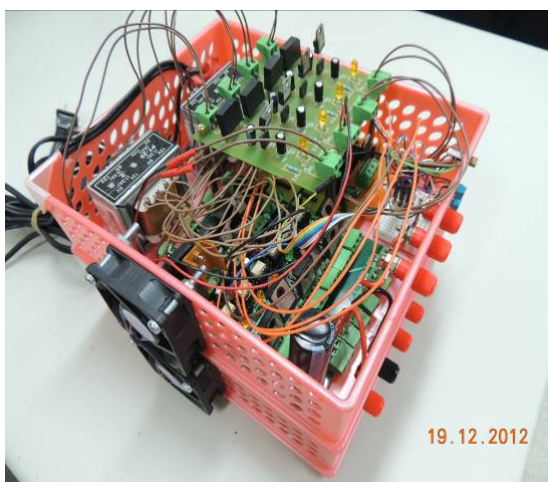


圖 14 硬體實體圖

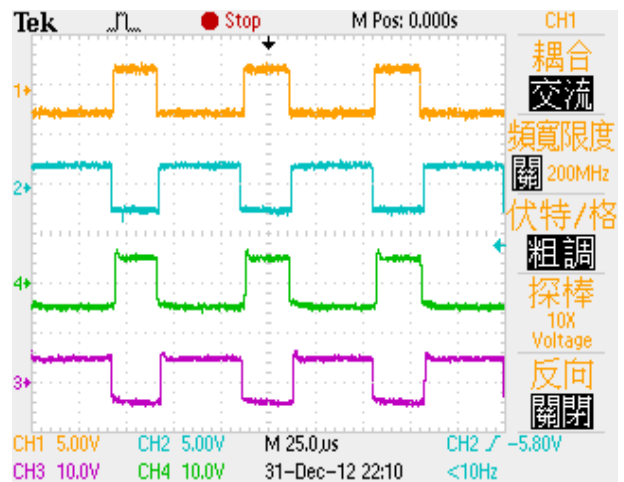


圖 15 PWMH/L 和 VGS 波形圖

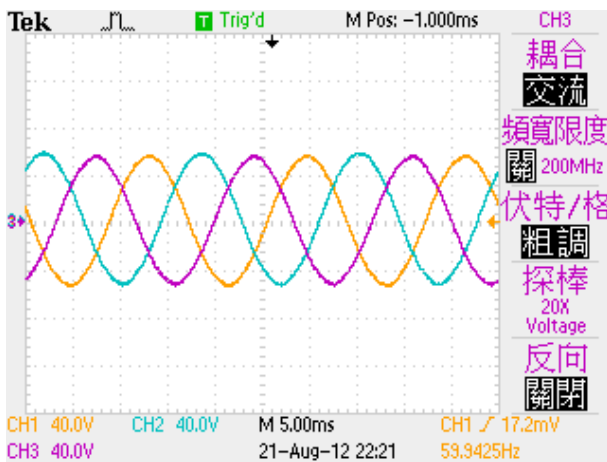


圖 16 單組輸出電源波形

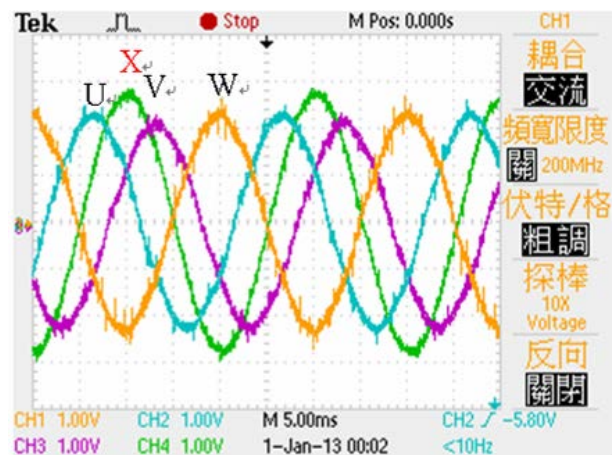


圖 17 U-V-W 相與 X 相輸出電流波形圖

4. 實驗結果分析與討論

本實驗主要針對一個同等規格的三相感應電動機經過重新繞線後的六相感應電動機首先進行實驗原理說明、並就軟體模擬和硬體驅動等方面進行量測，最後就其結果進行討論。本實驗主要以 MagneForce 模擬分析軟體進行三相與六相電機比較。其資訊如第二章的表 3 所示，使用三相電源設定為 380VAC 的線電壓，六相電壓設定值為 196VAC；使用相同的線徑大小及六極繞線方式如圖 18 及圖 19。經由模擬軟體繪出轉矩與轉速曲線圖如圖 20。其轉矩輸出大小差異可能為三相與六相的雜散損與二次感抗不同損失所引起的。其大小差別經由計算所得最大轉矩分別為 10.5N·m 與 11.5N·m，其結果與圖 20 相同。其轉矩計算式參數均為等效值，所以輸出轉矩會有些許誤差，因此考慮近似值的影響進行多次實驗，對電壓值進行調整並記錄其結果，最後得出 196VAC，即 $V_{6TH} \approx 0.516V_{3TH}$ 。依據上式計算可以得到的三相與六相轉矩輸出大小相同。依據模擬結果得到三相與六相輸出參數如表 6。使用相同的電動機採用不同的配線法使之成為三相與六相電動機，經由實際量測在無載下得到三相與六相電動機輸入電壓分別為 50V 和 30V，依據上面所模擬得到的結果，三相電壓值約為六相電壓值的 2 倍，其電機電壓與電流圖形如圖 21 所示，此現象在電壓值越接近額定電壓時會越明顯。本實驗進行六相的轉矩及輸出功率模擬，得到在相同條件下，其電機磁力線分布相同如圖 22、23，可以使用較低的驅動電壓得到相同的輸出轉矩，同時效率亦略高於三相電動機，這在車輛或是船舶驅動上具有優勢，因為降低電壓可以同時降低絕緣等級與厚度等安全設計問題。

表 6 模擬三相與六相電動機輸出表

三相		六相	
電壓	380VAC	電壓	196VAC
電流	2.17A	電流	2.09A
額定轉速	1143(RPM)	額定轉速	1143(RPM)
輸入功率	879.5(W)	輸入功率	875.1(W)
輸出功率	745.3(W)	輸出功率	745.3(W)
扭力輸出	6.2(N·m)	扭力輸出	6.2(N·m)
效率	84.7(pu)	效率	85.2(pu)
滑差率	0.047(pu)	滑差率	0.047(pu)

使用的實驗硬體實體圖如圖 24 所示，所使用的感應電動機使用電流相位間隔 30°，硬體所量測的輸入電動機的電流波形如圖 25 所示，為間隔 30°的兩組三相弦波，轉速為 1170.2rpm，六相換流器輸入電壓為 39.8V、輸入電流為 0.5A、輸出電壓為 13.03V，可以清楚看出由於輸入的電流相位匹配了繞組的分布，導致兩組電流大小相同，些許的誤差來源於此感應電動機的配接盤所使用的導線與接點所產生。

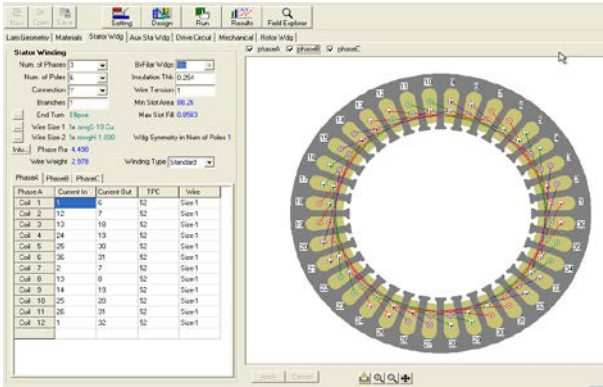


圖 18 三相電機繞線配置圖

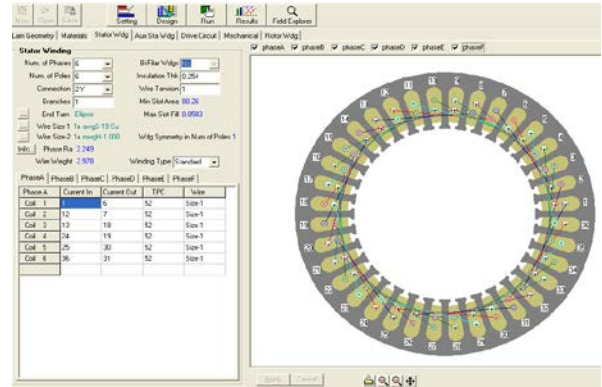


圖 19 六相電機繞線配置圖

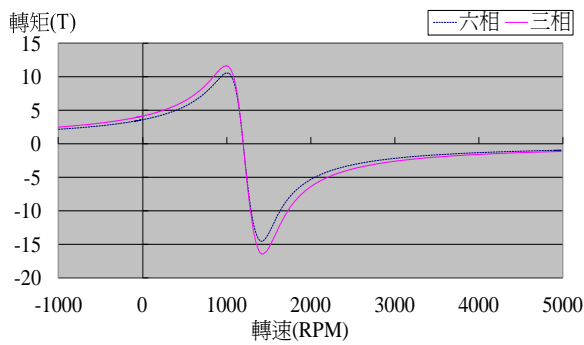


圖 20 三相與六相電機轉矩－轉速特性曲線圖

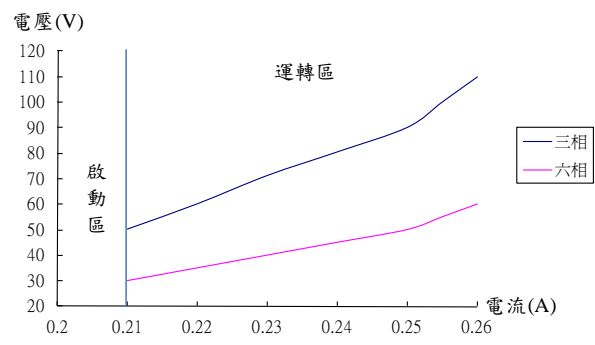


圖 21 電壓／電流量測圖

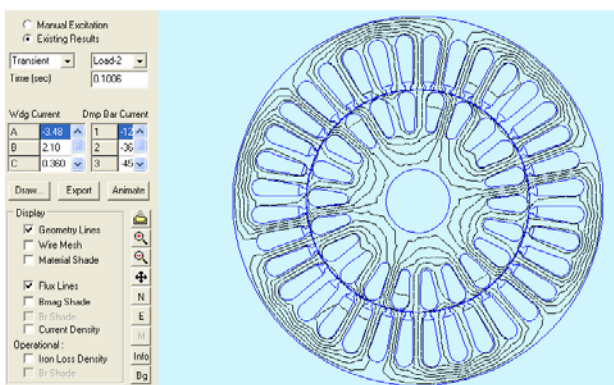


圖 22 三相電機磁力線模擬結果

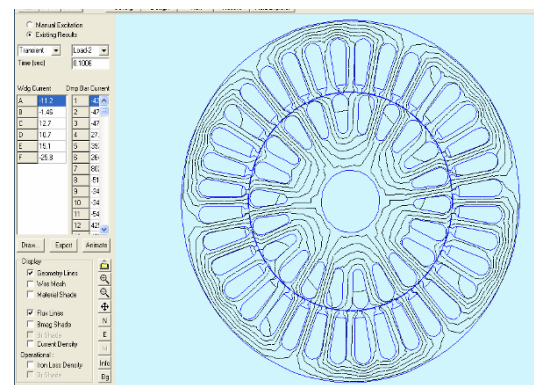


圖 23 六相電機磁力線模擬結果



圖 24 硬體實驗整體圖

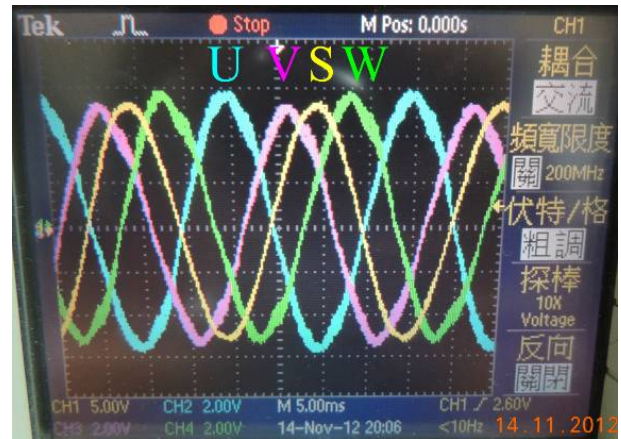


圖 25 輸入電動機電流(UVW)-S 波形圖

5. 結論與未來展望

在本論文中，首先進行了六相感應電動機的原理推導，並且針對其模型進行數學上的建立與模擬軟體的模擬，而根據其結果繞製了一顆六相感應電動機。另一方面為了有效的對電動機進行驅動，設計了一套搭配的驅動電路，並經由實際的硬體實驗原理和模擬，由實驗結果可以知道在同等規格的六相感應電動機其不僅效率略高於傳統的三相感應電動機，同時在設計六相感應電動機的驅動電壓可以以同等規格的三相感應電動機驅動電壓的一半來進行設計。在模擬與實驗的驗證中可得知由於近似值的影響會導致誤差，以本論文來說為 190V（理論）與 196V（實際），此誤差值隨不同的感應電動機設計而不同。另六相感應電動機的驅動器必須匹配其電機設計，否則容易導致電動機輸入電流暴增或是兩組電流大小不平衡，都會對驅動用的電路和電動機的繞組產生不良的影響。

對於本論文的研究，未來可以改善的方向在六相感應電動機的設計方面，可進一步對不同槽數和繞線方式進行模擬與分析，尋找槽數、繞線方式與空間間隔角度的關係。另在驅動電路方面，可進一步設計進行缺相保護、磁場修正等功能的驅動控制電路，進一步滿足高效安全等研究目標。

參考文獻

- [1] 陳麗娟，「歐洲共同體溫室廢氣排放權交易制度之研究」，貿易政策論叢，73-89，2008。
- [2] 龔惠茹，「應用模糊層級分析於銀行授信因素權重分析-以電動車產業授信案件為例」，國立臺灣師範大學工業教育學系碩士論文，中華民國 99 年 7 月。
- [3] Kadaba, A. A., "Design and Modeling of a Reversible 3-Phase to 6-Phase Induction Motor for Improved Survivability Under Faulty Conditions," Marquette University in Partial Fulfillment of the Requirements for the Degree of Master of Science in Electrical and Computer Engineering, Milwaukee, Wisconsin, 2008.
- [4] Lijun H., Yanmin S., and Lin C., "A DSP Based Control of Multiphase Induction Machine," Intelligent Control and Automation 2002, Proceedings of the 4th World Congress Volume 4, pp. 2831-2835, 2002.
- [5] Emil L., "Multiphase Electric Machines for Variable-Speed Application," Industrial Electronics, IEEE Transaction, Volume 55, Issue 5, pp.1893-1909, 2008.
- [6] 王俊超，「六相永磁式同步電動機之分析與設計」，國立台灣科技大學電機工程系，中華民國 94 年 6 月。
- [7] Chapman, S. J., Electric Machinery Fundamentals, 4/E, McGraw-Hill, 2004.
- [8] Kamper M., 艾永樂，王玉梅，六相交流感應電動機新穎控制策略研究，2/E，中國電力出版社，2011。
- [9] 蘇琨祥，林聰智，傅聖雄，「六相永磁式電動機定子磁場分析」，第十屆台灣電力電子研討會，165-170，2011。
- [10] Ong, C. M., Dynamic Simulation of Electric Machinery, Prentice Hall, 1998.
- [11] Levi, E., Bojoi, R., Profumo, F., Toliyat, H. A., and Williamson, S., "Multiphase induction motor drives-a technology status review," IET Electr. Power Appl., pp.489-516, 2007.
- [12] 蘇琨祥，林聰智，傅聖雄，「電動機定子輕量化設計分析」，中華民國第三十二屆電力工程研討會，2099-2102，2011。
- [13] 林容益，「DSP 數位化機電控制(TMS320 F281X 系統)」，初版，全華圖書，2008。
- [14] dsPIC30F4011 技術文件，Microchip Technology, Inc.