

# 以相電流之相角前移法擴展永磁同步馬達之速率範圍

## Extension of Speed Range for Permanent Magnet Synchronous

## Motors by advancing phase-angle of phase currents

莊子賢

Tzu-shien Chuang

摘要

本文提出以定子線圈上相電流之相角前移法擴展永磁同步馬達之速率範圍。文中首先偵測轉子之磁極位置,再依正逆轉命令信息,相對於磁極位置,以超前預設之相角激磁定子相電流。在基本速率以內,預設之前移角度被固定在  $90^\circ$ ,而在基本速率以上時,前移的相角則固定在  $90^\circ$  以上,以確保激磁場弱化之效果。過程中激磁定子之相電流必須經由 Inverse-Park、Inverse-Clarke 座標轉換、以及空間向量調變加以產生。這種相電流相對於磁極前移相角的技術將使得永磁同步馬達可以變為無刷直流馬達,而且相角前移若超過  $90^\circ$  以上,將使得激磁方向之淨磁通量變得更小,卻可達到與直流馬達激磁場弱化、轉矩變小、可容許更大振幅的相電流工作於更高的速率。實驗結果顯示:以超前磁極  $90^\circ$  與超前大於  $90^\circ$  作比較,前者於無載時其最高轉速僅有 1000 rpm,且隱含高頻的低次諧波,而後者卻可達 5130 rpm,且僅含低頻的高頻諧波。此證明本文提議的「相電流相角前移法」是永磁同步馬達擴展速率範圍的有效方法。

關鍵詞：永磁同步馬達、相電流相角前移法。

### ABSTRACT

In this paper phase advancing of the phase currents through stator's windings is used to extend the speed range of permanent magnet synchronous motors. The position of magnet's pole in the rotor is firstly detected, and then the phase currents are excited with respect with to the position of magnet's pole by a preset leading angle according to the command of forward or reverse rotation. To weakening the effect of the excited field, the leading angle is fixed at  $90^\circ$  if the speed is below the base speed, while it is fixed at a angle which is larger than  $90^\circ$  if the speed is above the base speed. The excited phase current must be proceeded through Inverse-Park and Inverse-Clarke coordinate transformation and space vector modulation. Phase advancing of the phase currents makes permanent magnet synchronous motor as brushless dc motor and if the leading angle angle is larger than  $90^\circ$  the flux component oriented in the excited current becomes less such that the excited field can be weakened and electromagnetic torque becomes smaller and larger phase current can be operated in higher speed. The experimental results show that the maximum speed of the former is 1000 rpm only and it contains high level of low order harmonics, while the latter reaches 5000 rpm and it contains low level of high-frequency harmonics. The fact confirms that advancing phase-angle of the phase currents is an effective method to extend the speed range of permanent magnet synchronous motors.

Keywords : permanent magnet synchronous motor, advancing phase-angle of the phase currents.

### 一、前言

許多的工業應用產品因為成本的考量,多數是採用有刷的直流馬達,然而由於機械換向片的損耗,維護確實是問題,更不適於高危險之工作環境,因為它會有產生火花的問題,加以在低壓高電流的

產品中它有碳刷壓降的效率問題,致使有刷直流馬達面臨工業環境的挑戰,於是代用馬達應運而生。市場上開始考慮採用無刷直流馬達的主因之一一是它已具備成熟的製造技術,驅動電路也很簡

單,更因電力半導體的進步,各種成本低廉、產業專用的電力半導體也陸續出籠,形成可變速產品市場的主力元件。然而,眾多產業的研發者均面臨無刷永磁直流馬達的速限問題,殊不知這種馬達其實就是永磁同步馬達,是因為有霍耳位置感測器的座標轉換切換,才使得永磁同步馬達得以變成直流馬達,所以如何弱化激磁,並使線圈流動更大振幅的電流,將是擴展永磁同步馬達速限範圍且能維持額定功率的主要技術。

無刷永磁同步馬達因為產品需求的不同,在趨勢上多朝向梯形波感應電動勢設計,驅控調變方式也盡可能採用空間向量調變[1-5],主要是為獲得更大的功率與效率,然而,這種設計僅限於工作在低速時為有效,高速運轉時,磁極的磁場在轉子座標系統上在定子相線圈所感應的電動勢將形成系統的干擾源,如果不設法控制,將產生傳統直流馬達上所見到的所謂的「電樞反應現象」,在控制學理上,這就是因為在轉子座標系統的d及q軸上沒有去除感應電動勢所造成,它除了會讓相電流失真外,更影響到馬達的性能品質。因此,為使馬達得以工作於高速,若不藉助於高深的控制技術,勢必選取或設計無刷永磁同步馬達,使感應電動勢具有優良弦波的電力品質。不過只引進良好的控制技術還不夠,如果不懂得座標轉換以及相角移動對馬達轉矩的影響,高品質的無刷永磁同步馬達其性能將是難以展現出來。

所以本文提出:「以定子相電流之相角前移法」擴展永磁同步馬達的速率範圍。文中將以變頻器為基礎,首先偵測轉子磁極的位置,再依正逆轉命令信息,相對於磁極位置,以超前預設之相角激磁定子相電流。在基本速率以內,預設之前移角度被固定在 $90^\circ$ ,在基本速率以上,預設的前移角度則固定在 $90^\circ$ 以上,以確保激磁場弱化之效果。過程中定子相電流之激磁,必須考慮到振幅大小以及領前的角度,再經由Inverse-Park、Inverse-Clarke座標轉換[6]、以及空間向量調變產生器[7],以選取空間電壓向量產生所需的定子相電流。這種相電流相對於磁極前移角度的技術將使得永磁同步馬達可以變為無刷直流馬達,而且與相角領前 $90^\circ$ 相較,

領前相角大於 $90^\circ$ 將具有使激磁方向之淨磁通量變得更小的弱化作用,將使馬達運轉於高速時感應電動勢仍不會超過供電電壓的優點,因此在寬廣的速率範圍內將容許更大振幅的相電流得以產生,從而提供足夠的轉矩而不失速。

本文底下共分為五節,其內容綱要如後所述。第二節將說明永磁同步馬達的數學模型,第三節則提出相角前移控制法,第四節為模擬及實驗結果,最後則針對本文所提方法的特點於第五節作一結論。

## 二、永磁同步馬達的數學模型

永磁同步馬達之定子線圈結構一般為平衡三相Y接電路,其數學模型可以經由Clarke及Park座標轉換理論,使定子三相的電磁參數,如相電壓、相電流、相磁通等轉為直流量,不過前提是:這些參數必須是沒有基波以外的諧波。所以以下所使用的模型均是假設所採用的永磁同步馬達其相感應電動勢是近似只含基波成分。於是使用與轉子同步轉動的轉子座標系統,在d-q軸上之定子電壓方程式可以表示如下:

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r + pL_s & -\omega_e L_s \\ \omega_e L_s & r + pL_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + K_e \omega_e \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (1)$$

此處

$p$ :微分運算子

$r$ :定子電阻

$i_d, i_q$ :定子相電流在d及q軸的成分

$v_d, v_q$ :定子相電壓在d及q軸的成分

$L_s$ :定子相電感

$K_e$ :磁鐵之反電動勢常數

$\omega_e$ :轉子之角頻率

定義

$$\Phi_d = L_s i_d + \Phi_a \quad (2)$$

$$\Phi_q = L_s i_q \quad (3)$$

$$I_s = (i_d^2 + i_q^2)^{0.5} \quad (4)$$

此處

$\Phi_d, \Phi_q$ :定子相磁通在d及q軸之成分

$\Phi_a$ :每相轉子磁鐵之最大磁通連結

$I_s$  : 流過定子相線圈電流之振幅

則馬達上之電磁轉矩可以表示如下:

$$\begin{aligned}\tau_e &= (3/4)P(\Phi_d i_q + \Phi_q i_d) \\ &= (3/4)P(\Phi_a I_s \sin \delta)\end{aligned}\quad (5)$$

此處

P: 轉子之極數

$\delta$  : 轉子磁鐵與定子相電流之間的力矩角

$\tau_e$  : 輸入定子線圈之電磁轉矩

而馬達之電磁轉矩與負載轉矩之方程式可表示如下:

$$J \frac{d\omega_r}{dt} + B\omega_r + T_L = \tau_e \quad (6)$$

$$\omega_r = \omega_e / P \quad (7)$$

此處

$J$  : 耦合在馬達轉軸上的轉動慣量

$B$  : 耦合在馬達轉軸上的負載摩擦係數

$\omega_r$  : 轉子之角速率

$T_L$  : 負載轉矩

依據(5)及(6)式可以知悉,當定子電流加入時,馬達之電磁轉矩將克服負載與摩擦轉矩,使馬達加速至穩態速率止,期間如果  $I_s$  不更新,力矩角度將隨負載與摩擦轉矩而變動。如果是輕載,(6)式中所需  $\tau_e$  將很小,即使  $I_s$  給得很大,(5)式中之  $\delta$  將很小即可滿足,於是系統效率將會變得相當差。另一方面,在額定負載下所需  $I_s$  將達到最大,但是若工作速率有必要操作於高速,必然仍需要滿足相線圈所感應的反電勢不能大過於直流電源輸入端的電壓大小。如果使用固定大小的直流電壓源,  $I_s$  必然得降低,於是最高速率將受到限制。因此,有必要另謀其他有效的策略,以求解決之道。

### 三、相角前移控制

基於前述問題之缺失,傳統上為求獲得最大之電磁轉矩以及高的效率,由(5)可知:  $\delta = 90^\circ$  必須要滿足。然而,在額定負載下所需的  $\tau_e$  需要最大才能克服負載與摩擦轉矩,使馬達可以加速至更高的穩態速率。不過,工作速率愈高,意謂着相線圈所感應的反電動勢也愈大,於是,在使用固定直流電壓電源下,直流電壓源與反電動勢之間的電壓降

必變小,因此,  $I_s$  之振幅必然變小,這將造成(6)式中所需的  $\tau_e$  不足,因而馬達將失速。所以,如果將(5)式修正為(8)式,問題將可獲得解決。

$$\begin{aligned}\tau_e &= (3/4)P[\Phi_a I_s \sin(\delta + 90^\circ)] \\ 0 \leq \delta &\leq 90^\circ\end{aligned}\quad (8)$$

### 四、模擬與實驗結果

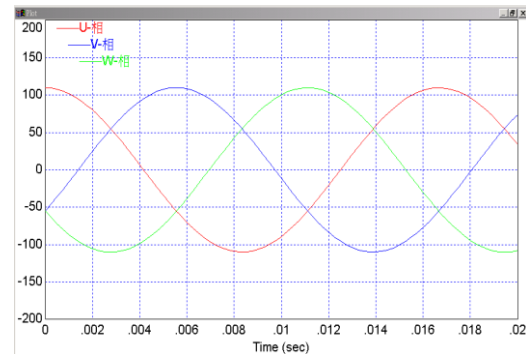


圖1(a) 不具諧波的三相反電動勢波形

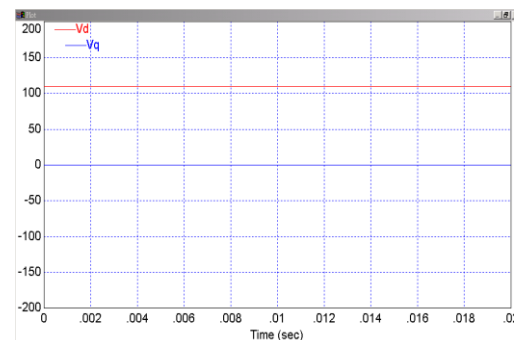


圖1(b) 不具諧波的三相反電動勢在經過轉換後在d及q 軸之等值電壓

首先,根據有名的場導控制中常用到的座標轉換理論進行印證。假設永磁式同步馬達的相反電動勢除了基波以外不含任何其他諧波,如圖1(a)所示,經過Clarke 以及Park 之座標轉換後的結果如圖1(b)所示。由圖1(b)之結果可以發現: 在轉子d 軸以及q 軸上經轉換後的電壓分別為110 及0 伏特,並不合任何之諧波。反觀圖2(a)中除基波外每相之相反電動勢包含有三次諧波,經過Clarke以及Park 之座標轉換後的結果如圖2(b)所示。由圖2(b)之波形中可以發現: 在轉子之d軸以及q軸上經轉換後的電壓不再只是110及0伏特的純直流電壓,

取而代之者為除了此純直流電壓外另外又隱含有低階的高額諧波。這項電腦模擬結果印證了如下之事實:傳統的無刷直流馬達如果設計製作得出的馬達其相反電動勢若不是純基本的正弦波,而含有低次諧波時,在轉子座標系統上來看待這些相反電動勢時,實際上它是充滿着高額的低次諧波。如果更多的諧波存在於相反電動勢中,轉換後的相反電動勢,將充滿着更多的低高次諧波。這些諧波將於馬達中產生出更多的諧波損耗,並以熱的形態表現出來,如果電流也隱含高低階的高額諧波,電磁轉矩必然也存在着難以掌握的諧波。於是,馬達振動與發出噪音的現象必然無可避免。因此,良好的無刷直流馬達必須要求其相反電動勢除了基本正弦波外應該不能含有其他諧波,有的話,也應該盡可能的降低,除非運用特殊的高等非線性控制技術或理論。

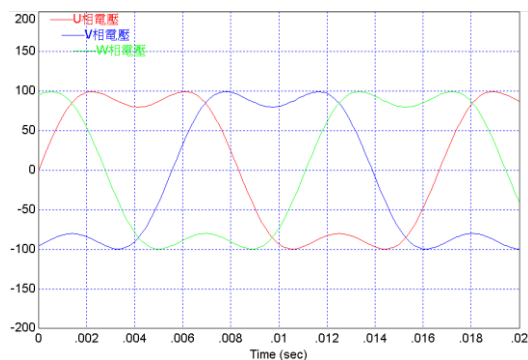


圖2(a) 具有三次諧波的三相反電動勢波形

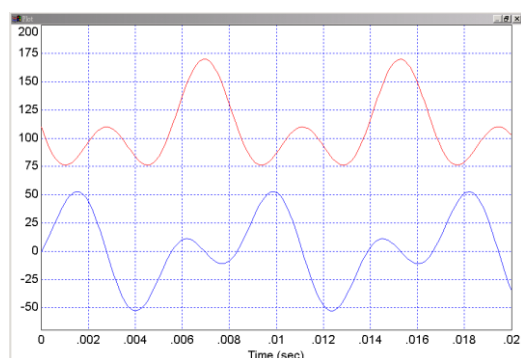
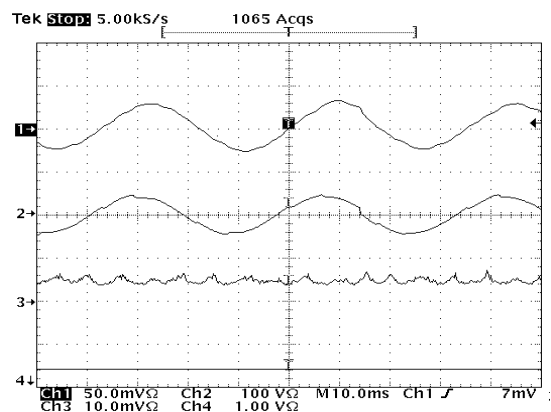
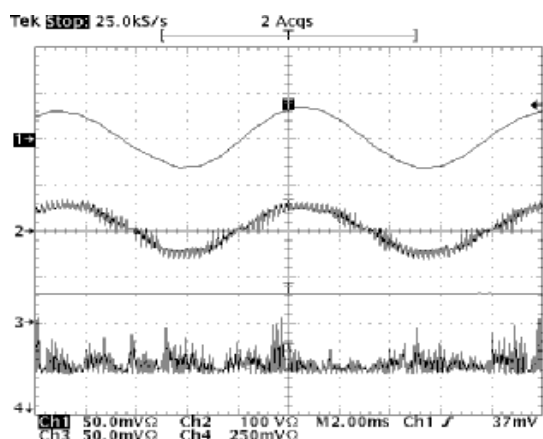
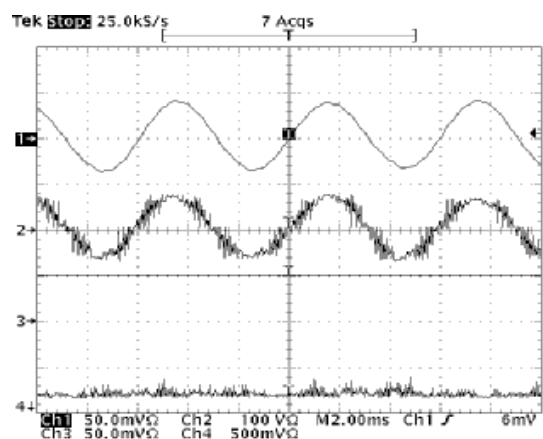


圖2(b) 具有三次諧波的三相反電動勢在經過轉換後在d及q軸之等值電壓

圖3 前移之相角固定在 $90^\circ$  時之定子相電流、感應電動勢、轉矩與轉軸速率

通道1:定子線電流,10 安培/格; 通道2:線與線間感應電動勢,150 伏特/格; 通道3:轉軸轉矩, 20kg-cm/格; 通道4:轉軸速率,2000 轉/分鐘/格; 參考轉速:800rpm。

(a) 工作在較小 $\delta$ 時之波形(參考轉速:2850rpm)(b) 工作在較大 $\delta$ 時之波形(參考轉速:5130rpm)圖4 前移之相角固定在 $90^\circ$  以上時之定子相電流、感應電動勢、轉矩與轉軸速率

通道1:定子線電流,10 安培/格; 通道2:線與線間感應電動勢,150 伏特/格; 通道3:轉軸速率, 5000轉/分鐘/格; 通道4:轉軸轉矩, 20kg-cm/格; 時基:2ms/格。

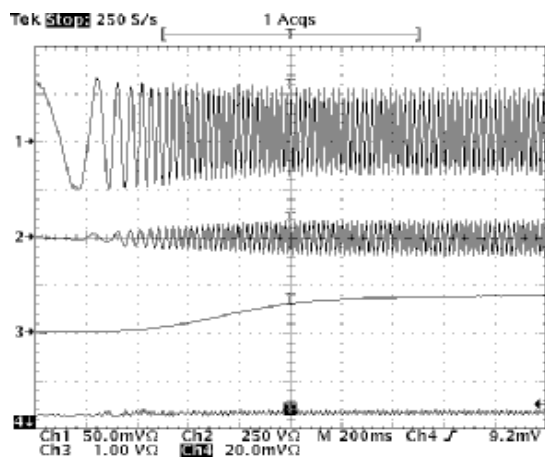


圖 5 加速狀態下之定子線電流、感應電動勢、轉軸速率與轉矩

通道1: 定子線電流, 10 安培/格; 通道2: 線與線間感應電動勢, 400 伏特/格; 通道3: 轉軸速率, 2000 轉/分鐘/格; 通道4: 轉軸轉矩, 60 kg-cm/格。參考轉速: 從 100 rpm 加速至 1600 rpm。

由式(5)及式(8)分別對同一負載進行實驗測試, 圖3顯示使用傳統相電流激磁法的實驗結果, 亦即相電流相對於磁極前移 $90^\circ$ 的操作法。可以見到在運轉速率為 800 rpm 工作時, 雖然相反電勢仍然維持正弦波, 但是相電流已失真變形, 正弦波的基波本質已不再維持。使用式(8)將相角前移超過 $90^\circ$ 的結果, 在圖4(a)可以發現相反電動勢僅含一點高次諧波, 但是相電流並無失真變形, 正弦波的基波本質仍可確保, 而馬達工作運轉的實測速率卻為 2850 rpm, 遠超過圖3的運轉速率。再將力矩角加大, 如圖4(b)所示波形, 馬達之實測速率更高達 5130 rpm, 證明: (8)式中將相角前移超過 $90^\circ$ 時相移更大的力矩角是可以更有效的提升馬達速率工作的範圍, 而且相電流並不會因磁鐵之電樞反應而失真變形。圖5為馬達驅動系統在 30 Kg-cm 的負載下, 利用閉迴路速率控制器調節力矩角 $\delta$ , 依據命令轉速由 100 rpm 加速至 1600 rpm 的實驗波形, 可以發現: 馬達系統在約 1 秒鐘的時間內追隨到命令轉速 1600 rpm, 這也說明本文提議的「相角前移」控制方法可以使馬達系統穩定運轉於高速的能力。

## 5. 討論與結論

本文藉由相電流相對於磁極前移相角的技術使得永磁同步馬達可以變為無刷直流馬達。實驗證明:

在基本速率以上時, 前移的相角可以設定在 $90^\circ$ 以上以達到激磁場弱化的功效, 使得感應的反電動勢降低, 從而相電流可以受到控制而得以追縱參考的三相弦波相電流命令。反之, 前移的相角如果固定為 $90^\circ$ , 相電流將失控而失真, 間接致使電磁轉矩大幅度降低。不過, 為精確有效的使用本文提出的角度前移技術, 相反電動勢中除了低階的高頻諧波外最好是近似僅含基本波, 因為經由電腦模擬, 使用 Clarke 以及 Park 座標轉換時, 馬達上非正弦波的反電動勢或激磁相電流是等同於含有諧波的電壓信號, 將產生諧波的熱損耗。

## 參考文獻

- [1] S. R. Bowes "New sinusoidal pulsewidth-modulated inverter," Proc. IEE, 122(11), pp. 1279-1285, 1975.
- [2] H.W. Van der Broeck, H.C. Skudelny, and G. Stanke, "Analysis and realization of a pulse width modulator based on voltage space vectors," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 24, no. 1, pp. 142-150, 1988.
- [3] S. R. Bowes and A. Midoun, "Microprocessor implementation of new optimum PWM switching strategies," Proc. Inst. Elect. Eng., vol. 135, pt. B, no. 5, pp. 269-280, 1988.
- [4] S. R. Bowes, "Novel real-time harmonic minimized PWM control for drives and static power converters," IEEE Trans. Power Electron., vol. 9, pp. 256-262, May 1994.
- [5] S. R. Bowes, "Advanced regular-sampled PWM control techniques for drives and static power converters," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 42, pp. 367-373, Aug. 1995.
- [6] Hamid A. Toliyat, Steven Campbell, "DSP-Based Electromechanical Motion Control", pp. 209-222, CRC Press, 2003.
- [7] Hamid A. Toliyat, Steven Campbell, "DSP-Based Electromechanical Motion Control", pp. 223-240, CRC Press, 2003.

