

埋込永久磁石同期モータの高効率制御

High Efficiency Control of Interior Permanent Magnet Synchronous Motor

曹 梅芬¹⁾, 星 伸一²⁾
Meifen CAO¹⁾, Nobukazu HOSHI²⁾

Abstract: A high efficiency control of interior permanent magnet synchronous motor (IPMSM) is proposed in this paper. Because of the saliency of IPMSM, the reluctance torque exists in addition to the magnet torque. It is known from the relation between motor torque and armature current phase angle that there is an optimum current phase angle at which the maximum motor torque is reached for a given armature current amplitude. This means it is a condition of generating torque most effectively for a given armature current. In this paper, a maximum torque per armature current control strategy is proposed. In the proposed control strategy, the armature current phase is assigned by a look-up table (LUT) in accordance with load conditions. The effectiveness of the proposed control is verified through experiments. Because the LUT can be obtained by experiments offline, a high efficiency driving can be achieved in a wide load range without complicated online identification of motor parameters. Furthermore, neither torque meter nor power meter is required in the proposed strategy.

Keywords: IPMSM, maximum motor torque, optimum current phase angle, look-up table

1. はじめに

電気スクーターは環境に優しく、駐車スペースが小さいことなど以外に、道路の専有面積が小さいため渋滞の軽減にも貢献し、環境面で非常に優れている。中国ではその数が、2006年に推計3,700万台と急速に増加している^[1]。地球温暖化や化石燃料枯渇の問題から、電気スクーターや電気自動車（EV）は、今後、中国だけではなく、世界的に普及していく可能性が非常に高いものと考えられる。

永久磁石同期モータは、小型で高出力が得られるため、近年EV用モータの主流となって来ている^[2]。埋込永久磁石同期モータ（IPMSM）は、回転子内部に高性能永久磁石を埋め込んでいるため、機械強度が高いほか、突極性によるリラクタンストルクを有効に利用することで高効率な運転が可能であることなどの利点がある。

IPMSMはトルクと電機子電流の関係から、同一電流に対して発生トルクを最大にできる最適な電流位相が存在することがわかる。これはある大きさの電機子電流に対して最も効率的にトルクを発生する条件である。リラクタンストルクを効率良く利用するには、電機子電流ベクトルを正確に制御しなければならない。モータの定数を用いて最適な電流位相を計算することができるが、磁気飽和などによるインダクタンスの変動もあり、運転中に正確なモータ定数を得ることが難しい。いくつかのオンライン推定法^{[3][4]}も提案されているが、計算が複雑なため、高性能の計算機が必要となる。したがって、小型の電気スクーターには適さない。

そこで本研究では、各種負荷状況に応じて、テーブルを用いて最適な電流位相を決定する最大トルク／電機子電流制御方法を提案する。また、提案法の有効性を実験により検証する。提案制御法に用いるテーブルはオフラインで実験計測して得られるため、複雑なオンラインパラメータ同定を省くことができる。また、この方法では、トルクメータやパワーメータを必要としないので、安価で実現できる。

2. トルクと電機子電流の関係

図1に本研究に用いるIPMSMの回転子構造を示す。また、図2に定常状態のベクトル図を示す。モータのトルクを(1)に示す。

$$T = \vec{i}_a \times P_n \vec{\Psi}_o = P_n \Psi_a i_q + P_n (L_d - L_q) i_d i_q \quad (1)$$

ただし、

i_a 電機子電流
 P_n 極対数
 Ψ_o 鎖交磁束
 Ψ_a 永久磁石による磁束
 L_d, L_q d, q 軸インダクタンス
 i_d, i_q d, q 軸電機子電流

である。電機子電流 I_a ($=|\vec{i}_a| = \sqrt{i_d^2 + i_q^2}$) と電流位相角 β を用いると、トルクは(2)により表すことができる。

$$T = P_n \left\{ \Psi_a I_a \cos \beta + \frac{1}{2} (L_q - L_d) I_a^2 \sin 2\beta \right\} \quad (2)$$

式(2)の右辺第1項はマグネットトルクで、 $\beta=0$ 時最大になる。第2項は回転子の突極性によるリラクタンスト

¹⁾ 東京都立産業技術高等専門学校 ものづくり工学科

²⁾ 東京理科大学

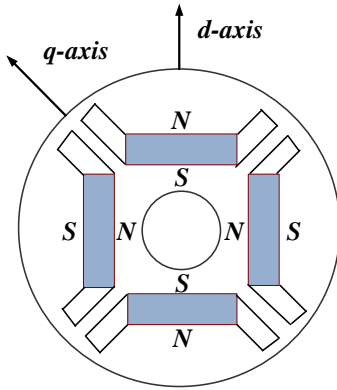


図1. IPMSMの回転子構造

ルクである。リラクタンストルクの存在により、 $\beta \neq 0$ 時モータのトルクが最大になることが分かる。

式(2)を β について偏微分し、 $\partial T / \partial \beta = 0$ を計算すると、ある電流 I_a に対してトルクを最大にできる最適な電流位相 β_m が次式のように求められる^[5]。

$$\beta_m = \sin^{-1} \left(\frac{-\Psi_a + \sqrt{\Psi_a^2 + 8(L_d - L_q)^2 I_a^2}}{4(L_q - L_d)I_a} \right) \quad (3)$$

式(3)から、モータの定数 L_d , L_q と Ψ_a が正確に分かれれば、 β_m を計算できる。しかし、磁気飽和やインダクタンス変動、鉄損などにより定数が変動するので^{[3][6]}、運転中に正確なモータ定数を得ることが難しい。

3. 提案制御法

式(2)と(3)から分かるように、電流位相を β_m に制御できれば、ある負荷に対して電機子電流は最小にできる。これは電機子電流に対して最も効率的にトルクを発生する条件である。ここで、各種負荷状況に応じて、テーブルを用いて最適な電流位相を決定する最大トルク／電機子電流制御方法を提案する。

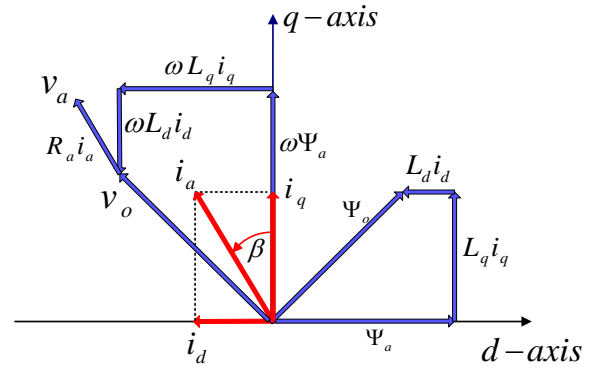


図2. IPMSMのベクトル図

A β と I_a の関係を測定する

ある負荷トルク T について、様々な電流位相指令値 β^* に対する電機子電流 I_a を測定する。この測定実験のブロック線図を図3に示す。測定実験はIPMSM-DCGセット（試験モーター直流発電機セット）を用いて行う。また、可変抵抗を出力に接続した直流発電機を負荷として用いる。したがって、各回の測定時における負荷トルクを一定にするため、速度制御を行いながら電流値を測定する。

ここで、式(2)を(4)のように書き換える。

$$I_{a_kl} = f_k(T_k, \beta_{kl}^*) \quad (4)$$

ただし、添字“ k ”は k 番目の負荷トルク、“ l ”は l 番目の β^* を示す。電流位相角指令値 β^* を $\beta_{k1}^*, \beta_{k2}^*, \dots, \beta_{km}^*$ のように変化させてモータを運転し、電機子電流 $I_{a_k1}, I_{a_k2}, \dots, I_{a_km}$ を測定する。測定した電流値を I_{a_kl} ($l=1, 2, \dots, m$) のように多項式近似を行うことにより、 f_k の近似式 \tilde{f}_k が求められる。 β_{kl}^* に対して \tilde{f}_k を微分すると、 I_{a_k} が最小になる最適な電流位相 β_{k_m} が求まる。最終的に、テーブルは I_{a_k} と β_{k_m} ($k=1, 2, \dots, n$) から構成される。

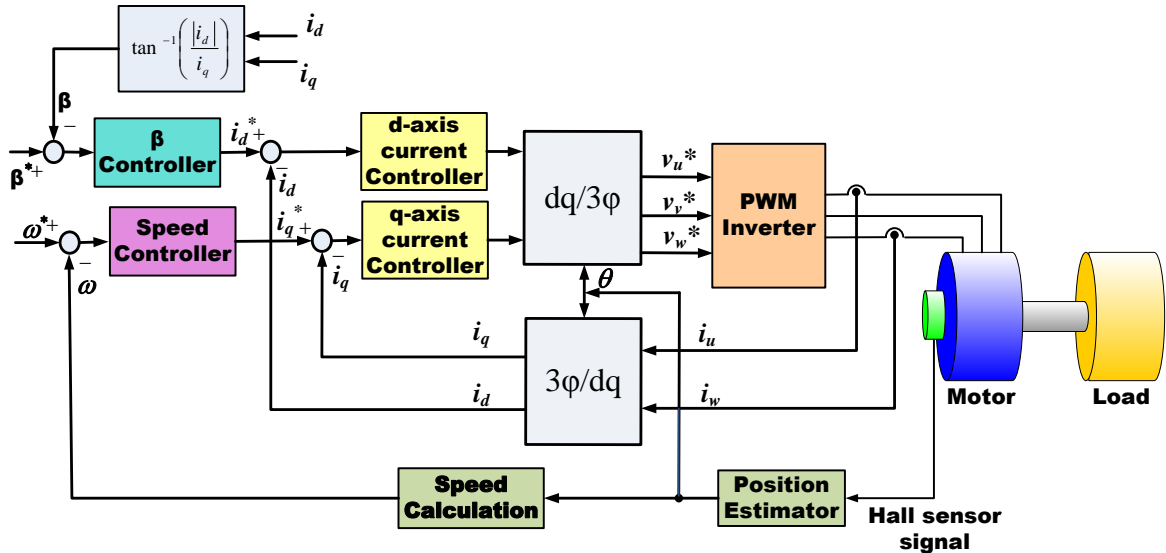


図3. 測定実験のブロック線図

B 最大トルク／電機子電流制御

提案制御法を図 4 に示す．ここで，電流位相指令値 β^* は測定実験で得られたテーブルを用いて生成する．測定実験では運転中の磁気飽和やインダクタンス変動，鉄損などの影響が含まれているので，モータパラメータのオンライン同定をしなくても高効率の運転が実現できる．

4. 実験装置

電気スクーター用 IPMSM を制御対象とし，可変抵抗に接続された直流発電機 (DCG) をモータの負荷として実験装置を構成した．各仕様を表 1 に示す．表 1 に示している d, q 軸インダクタンスは静止状態で LCR メータを用いて測定した値を示している．この IPMSM-DCG セットの外観を図 5 に示す．また，図 6 に DCG の出力と可変抵抗の結線状態の写真を示す．さらに，インバータと MOSFET モジュール (FM600TU-3A, 三菱) から構成されるコントローラの外観を図 7 に示す．インバータはパワーボード，制御ボード，インタフェースボード，ゲートドライブボードから構成されている．制御ボードの CPU にはマイコン SH7047 を用いている．

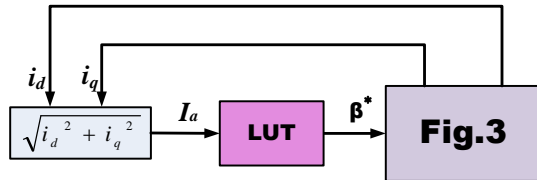


図4. 提案制御法のブロック線図

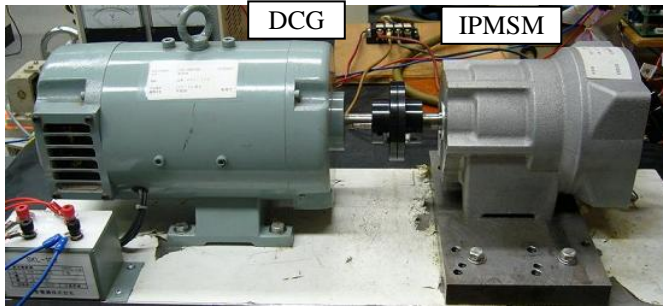


図5. IPMSM-DCG セット



図6. 可変抵抗に接続したDC発電機

5. 実験結果

A LUT の測定実験結果

LUT の測定実験は下記の手順で行った．

1. 定格負荷状態で IPMSM を運転する．
2. β^* を 0° から 25° まで， 5° の間隔で変えながらモータを運転し， I_a を測定する．
3. I_a の最小値付近では β^* の間隔を 1° にし，追加測定を行う．
4. β^* を横軸に，縦軸に I_a を取りグラフをプロットする．得られたグラフより， I_a の多項式近似を行い，最小値を求め，最適な電流位相 β_m が求まる．
5. 1 から 4 までを繰り返し，他の負荷状態で最適電流位相を求める．

測定により得られた定格負荷時の $I_a - \beta$ 特性を図 8 に示す．また，その他の負荷時の $I_a - \beta$ 特性を図 9～13 に示す．これらの特性から最大トルク／電機子電流制御の電流ベクトル軌跡が図 14 に示すように得られる．最終的に求めたい LUT は，図 14 より生成できる．



図7. 制御システム

表 1
IPMSM-DCG セットの仕様

Test motor		Load generator	
Type	IPMSM	Type	Separately excited DCG
Rated power	580[W]	Rated power	750[W]
Number of pole pairs	2	Rated speed	1500[rpm]
d -axis inductances	0.193[mH]		
q -axis inductance	0.361[mH]		

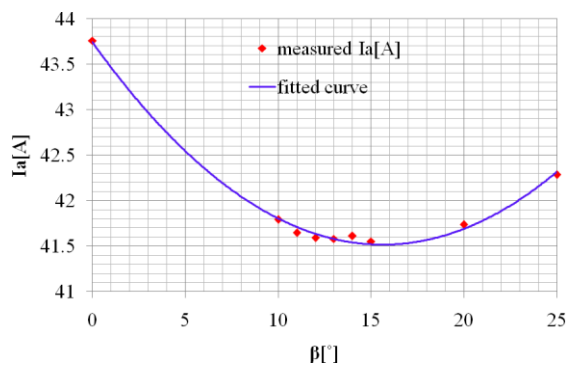


図8. 定格負荷条件で測定した $I_a - \beta$ 特性

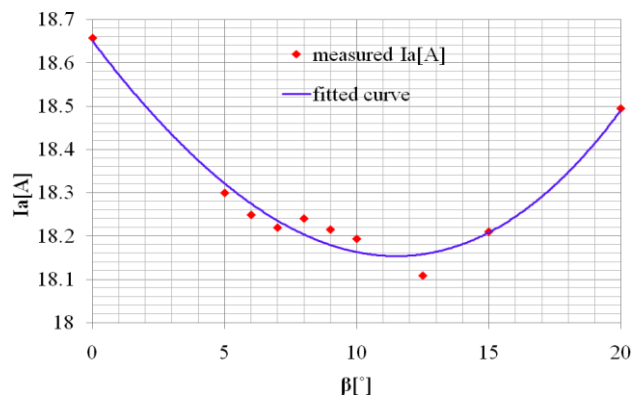


図12. 負荷条件5で測定した $I_a - \beta$ 特性

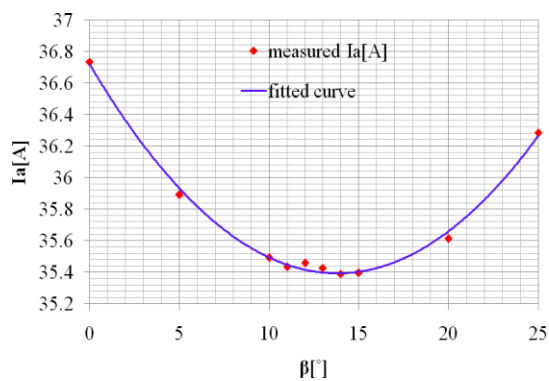


図9. 負荷条件2で測定した $I_a - \beta$ 特性

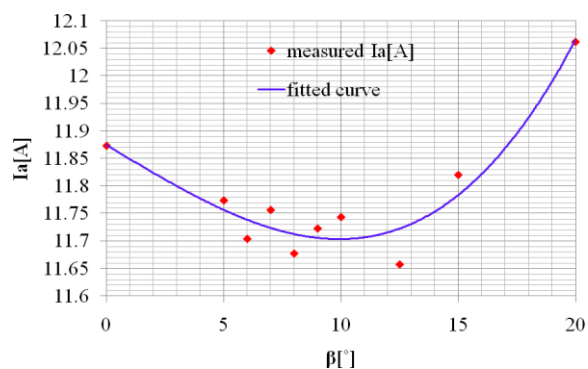


図13. 負荷条件6で測定した $I_a - \beta$ 特性

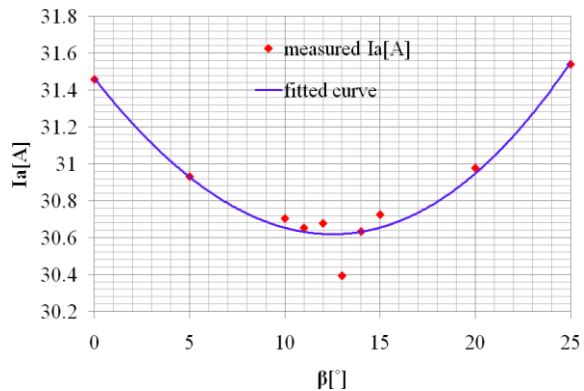


図10. 負荷条件3で測定した $I_a - \beta$ 特性

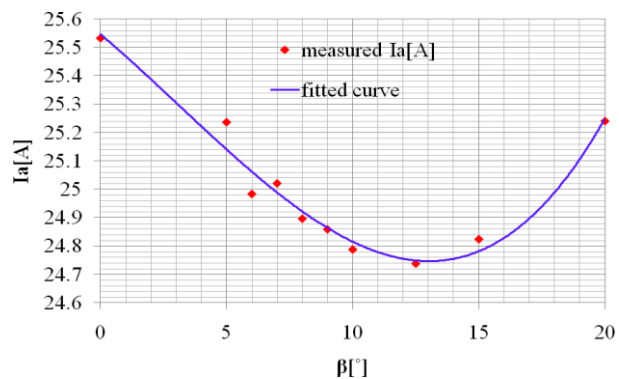


図11. 負荷条件4で測定した $I_a - \beta$ 特性

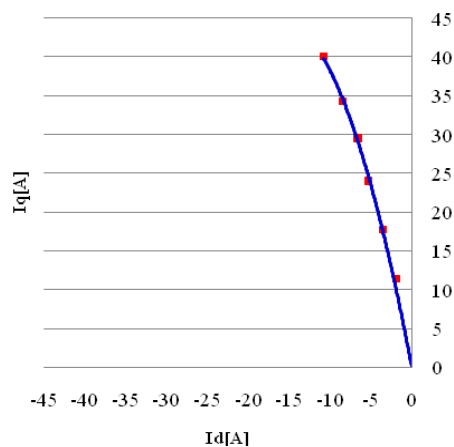


図14. 測定した最適電流ベクトル軌跡

B 最大トルク／電機子電流制御結果

提案する LUT を用いて最大トルク／電機子電流制御検証実験を行った．試験用 IPMSM の回転速度を 1500min^{-1} に制御し，可変抵抗を調整し，負荷トルクを設定する．試験 IPMSM を下記の制御法により運転し電機子電流 I_a の測定を行った．

- (a) 電機子電流位相 $\beta^* = 0$ ，いわゆる $i_a = 0$ 制御
- (b) 提案最大トルク／電機子電流制御
- (c) 式(3)を用いて，モータパラメータを用いて計算された β^* による制御

(a)と(b)の電機子電流比較結果を表 2 に示す．検証実験は，定格負荷(Case 1)，75%定格負荷(Case 2)，50%定格負荷(Case 3)の場合について行い，各実験は 3 回ずつ行い，平均値を求めた．また，定格負荷の場合について，(a)，(b)と(c)の電機子電流比較結果を表 3 に示した．これらの実験結果から，提案法で試験 IPMSM を駆動した場合，電機子電流が最小となっていることがわかる．

一方，式(2)からリラクタンストルクが $(L_q - L_d)$ に比例していることがわかる．本研究に用いた IPMSM の L_d と L_q は通常の 1/10 で，非常に小さいため，各制御法の電機子電流の差がわずかである．しかし， L_d と L_q の差が大きな IPMSM の場合には，提案制御法の有効性がより明確に表れることが期待できる．

6. おわりに

IPM モータのトルクと電機子電流の関係から，同一電流に対して発生トルクを最大にできる最適な電流位相が存在することがわかる．これは電機子電流に対して最も効率的にトルクを発生する条件である．本研究では，LUT を用いた最大トルク／電機子電流制御を提案した．また，提案法の実験により検証した．提案法では，電流位相と負荷トルクの組み合わせを変えながら電流値を測定し，得られた結果からテーブルを生成する．このため，複雑なオンラインパラメータ同定を省くことができる．また，この方法では，トルクメータやパワーメータを必要としない．今後は，鉄損を考慮した最大トルク／磁束制御を検討する予定である．

本研究の一部は，科学研究費補助金(基盤研究(B)21360137)により行った．関係各位に謝意を表する．

表2
(A)と(B)の電機子電流の比較

Load condition	Case 1	Case 2	Case 3
I_a [A] ($\beta^* = 0^\circ$)	24.70	35.46	47.09
I_a [A] ($\beta^* = \beta_m$ from LUT)	24.38	34.39	45.06

表3
(A)と(B)と(c)の電機子電流の比較

Load condition	Rated load
I_a [A] ($\beta^* = 0^\circ$)	48.98
I_a [A] ($\beta^* = \beta_m$ from LUT)	46.42
I_a [A] (β^* is calculated by (3))	46.71

REFERENCES

- [1] “Analysis and Diagnose of EV market slack season in China 2007” (in Chinese), China market economy information net, <http://www.cnsccx.com/cygc/a/200808/300724.html>
- [2] S. Okuma, “Vehicular Technology,” (in Japanese) *T.IEE Japan*, Vol. 122-D, No.7, 2002
- [3] S. Yamamoto, T. Kano, Y. Yamaguchi and T. Ara, “A Method to Determine Direct- and Quadrature-Axis Inductances of Permanent Magnet Synchronous Motors,” (in Japanese) *IEEJ Trans. IA*, Vol.128, No.7, pp.910-917, 2008
- [4] F. B. Fidel, G. C. Aurelio and F. Roberto, “Determination of parameters in Interior Permanent-Magnet Synchronous Motors with Iron Losses without Torque Measurement,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 37, No. 5, pp. 1265-1272, September/October 2001
- [5] Y. Takeda, N. Matsui, S. Morimoto and Y. Honda, *Design and Control of Interior Permanent Magnet Motors*, (in Japanese) Ohmsha, 2001
- [6] Y. Inoue, K. Yamada, S. Morimoto, and M. Sanada, “Improvement of Position Estimation Accuracy in IPMSM Sensorless Drives with On-Line Parameter Identification,” (in Japanese) *IEEJ Trans. IA*, Vol.128, No.7, pp.867-873, 2008