

学術論文

スライディングモード制御を用いた埋込磁石同期モータの 電圧フィードバックによる弱め磁束制御 — 電流制御系・電圧制御系にスライディングモード制御を適用 —

Flux-Weakening Control of Interior Permanent Magnet Synchronous Motor by Voltage Feedback with Sliding Mode Control

小暮 和重^{*1} (学生員), 安藤 嘉則^{*1}, 塩谷 敏昭^{*2}

Kazushige KOGURE (Stu.Mem.), Yoshinori ANDO, Toshiaki SHIOYA

This paper is written about the drive of an interior permanent magnet synchronous motor (IPMSM). An IPMSM is conventionally driven by maximum torque control at low speed. However, flux-weakening control is required in order to realize high-speed rotation. The value of i_d needs to be decided by number of rotations and load torque, and it is necessary to calculate it beforehand using a motor parameter. However, if there is parameter error and parameter change, control may become impossible, without calculating the right value of i_d . Therefore, you have to carry out parameter adjustment using a load examination machine. Then, the author constituted the control system using sliding mode control (SMC), and performed verification by experiment so that parameter adjustment which used the load examination machine might be made unnecessary, and always optimal i_d could be controlled, and induced voltage of a surface permanent magnet synchronous motor (SPMSM) might be fed back and it might become the optimal induced voltage [14]. However, although a SPMSM has an equal d-q axis inductance, since q axis inductance of an IPMSM is as large as two to three times of d axis inductance, in a high rotation region, the change of voltage to change of current becomes large. Therefore, in this paper, in order to make robustness of current control high, it proposes applying SMC also to current control.

Keywords: interior permanent magnet synchronous motor, voltage feedback, sliding mode control, flux-weakening control, voltage limit

1 緒言

現在、コンプレッサモータ、サーボモータ、ハイブリッドカー等に広く用いられている埋込磁石同期モータ（以下 IPMSM）[11, 12]は、軽くて高出力であることはもちろん、回転数・トルクにおける運転範囲の広さも重要視される。ところが、電源電圧が一定の場合、高トルクを得ようとする、最大回転数が下がり、最高回転数を高くしようとする、最大トルクが大きすぎてできないといった問題がある。これを解決するために、弱め磁束制御といった方法がおこなわれてきた[1-5, 10]。IPMSMで、ベクトル制御をするとき、 $U \cdot V \cdot W$ 3 相交流モデルを座標変換により d-q 座標に変換し、直流モデルとすることが多い。このとき、q 軸はロータの磁極と直交し、d 軸はロータ磁極と対向し、d 軸電流は、回転数や負荷トルクにより適当な値に制御される。この d 軸電流はロータ磁極を打ち消す方向に流すことで、擬似的に界磁を減らし、誘起電圧を下げられることが知られている。

ところが、d 軸電流と誘起電圧の関係は、モータ

の有効磁束やインダクタンス、インバータのデッドタイムなど多数のパラメータに影響され、事前に、正確に把握することは困難である[6, 7]。d 軸電流が小さすぎれば制御不能になり、過度に d 軸電流を流すことは、効率の面において好ましくない。最適な d 軸電流を求めるには負荷試験機を用いて、各 d-q 軸電流、角速度、電圧の関係を測定する等をして、パラメータを調整しなければならない[8, 9]。電圧の理論値と実験値の誤差がインバータのデッドタイムに起因しているため、実際にモータを回して測定することが必須となるのである。また、d 軸電流の計算は、平方根や除算を含んでおり制御周期が 100 μ s と短いため、リアルタイムで計算によって求めることは難しく、あらかじめ計算して求めた値を使用しなければならない。しかし、d 軸電流は角速度と q 軸電流の関数であるので 2 次元配列を用いなければならず、多くのメモリを必要とする。

そこで、著者は負荷試験機を用いたパラメータ調整を不要とし、常に最適な d 軸電流を制御できるように、表面磁石同期モータの誘起電圧をフィードバックし、最適な誘起電圧となるように、スライディングモード制御（以下 SMC）を用いた制御系を構成し、実験による検証を行った[14]。

しかし、表面磁石同期モータでは d-q 軸インダクタンスは等しいが、埋込磁石同期モータでは q 軸インダクタンスが d 軸インダクタンスの 2~3 倍と大きいので、特に高回転域において電流の変化に対する

連絡先：小暮 和重，〒376-0052 桐生市天神町 1-5-1，
群馬大学大学院工学研究科，
e-mail: d1m206@me.gunma-u.ac.jp

*1 群馬大学

*2 株式会社ミツバ

電圧の変化が大きくなる。弱め磁束制御を用いるような高回転域では電圧制限がかかってくるので、電圧フィードバック制御により q 軸電圧を制御したとしても、q 軸電流がうまく制御されず d 軸電圧が大きくなってしまふと制御不能になる可能性がある。そのため高回転域では q 軸電流の制御も重要となるので、本論文では q 軸電流制御のロバスト性を高くするため、電流制御にも SMC を適用することを提案する。

さらに、提案する制御手法では 2 次元配列を使わないためメモリの使用量を大幅に削減できる。

本論文では、IPMSM の弱め磁束制御を電圧フィードバック方式で行い、電圧フィードバック、 i_q 電流制御に SMC を適用することにより、パラメータ変動した場合でも安定に制御できることをシミュレーションにより示す。あわせて、従来の弱め磁束制御との比較も行い、その有効性を示す。

2 制御構造

2.1 SMC の q 軸電流制御への適用

IPMSM の基本式は以下のような式である。

$$v_q = Ri_q + L_q \dot{i}_q + p\omega(\phi + L_d i_d) \quad (1)$$

$$v_d = Ri_d + L_d \dot{i}_d - p\omega L_q i_q \quad (2)$$

$$\begin{aligned} J\dot{\omega} &= T - T_L \\ &= p\{\phi + (L_d - L_q)\dot{i}_d\}i_q - T_L \\ &= T_m + T_r - T_L \end{aligned} \quad (3)$$

$$V = \sqrt{v_q^2 + v_d^2} \leq V_{\max} \quad (4)$$

$$I = \sqrt{i_q^2 + i_d^2} \leq I_{\max} \quad (5)$$

ただし、 p : 極対数、 ω : 機械角速度、 J : ロータイナーシャ、 T : モータトルク、 T_m : マグネットトルク、 T_r : リラクタンストルク、 T_L : 負荷トルク、 R : 電機子抵抗、 $L_d \cdot L_q$: d・q 軸電機子インダクタンス、 ϕ : 鎖交磁束数、 $v_d \cdot v_q$: d・q 軸電圧、 $i_d \cdot i_q$: d・q 軸電流、 V_{\max} : 最大電圧、 I_{\max} : 最大電流である。

(1)式により、IPMSM は角速度が大きくなると、右辺第 3 項が大きくなり、ある角速度で(4)式の電圧制限により、それ以上の角速度では駆動できなくなる。そこで、負の i_d を流すことにより回転範囲を拡大することができる。これを弱め磁束制御という。負の i_d を流すことにより、 v_q を低くすることができるが、埋込磁石同期モータの場合、 L_q が L_d の 2~3 倍と大きいので高回転域では(2)式の第 3 項も大きくなる。したがって、 i_d の制御だけでなく、 i_q の制御により v_d の大きさを抑えて(4)式を満たす必要がある。電圧制限を超えた場合、 i_q の目標値を下げる機構を付加し、その目標値に追従させることが重要で

ある。そこで、パラメータ変動した場合等に i_q の制御性を確保するため、 i_q の制御に SMC を適用する。

2.1.1 q 軸電流サーボ系構成

非干渉化された電圧方程式から q 軸電流のサーボ系を構成すると、

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} Z_{iq} \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 0 & -R/L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Z_{iq} \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1/L_q \end{bmatrix} v_q + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} i_q^* \quad (6)$$

ただし、 i_q^* は i_q の目標値であり、

$$Z_{iq} = \int_{t_0}^t (i_q^*(\tau) - i_q(\tau)) d\tau \quad (7)$$

である。(6)式をあらためて、次のように表す。

$$\dot{x} = Ax + Bv_q + Ei_q^* \quad (8)$$

2.1.2 切換線設計

切換関数を以下のように定義する。

$$\sigma_{iq} = Sx = \begin{bmatrix} S_{iq} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Z_{iq} \\ i_q \end{bmatrix} = S_{iq} Z_{iq} + i_q \quad (9)$$

スライディングモードを生じているとき $\sigma_{iq}=0$ より

$$\sigma_{iq} = S_{iq} Z_{iq} + i_q = 0 \quad (10)$$

である。(10)式を(1)式の 1 行目に代入すると、

$$\dot{Z}_{iq} = S_{iq} Z_{iq} + i_q^* \quad (11)$$

となるので、 S_{iq} は極となり負とすることにより(11)式で表されるシステムは安定となる。

2.1.3 入力計算

$\sigma_{iq} \rightarrow 0$ とするには $\dot{\sigma}_{iq} \sigma_{iq} < 0$ となればよいので、

$$\dot{\sigma}_{iq} = -k_{iq} \sigma_{iq} \quad (12)$$

とする。ただし $k_{iq} > 0$ とする。(8)(9)(12)式より

$$\dot{\sigma}_{iq} = S\dot{x} = S(Ax + Bv_q + Ei_q^*) = -k_{iq} \sigma_{iq} \quad (13)$$

v_q について解くと入力は、

$$v_q = -S_{iq} L_q (\dot{i}_q^* - i_q) + Ri_q - k_{iq} L_q \sigma_{iq} \quad (14)$$

となる。

2.2 電圧フィードバック制御[14]

高回転で高トルクを得るためには(1)式の右辺第三項が大きくなるため v_q も大きくなる。しかし、電圧制限内に収めるため v_q の大きさを制御しなければならない。そこで、 v_q を制御することを考える。

高回転時、(1)式の右辺第 1, 2 項は右辺第 3 項に比べ小さいので無視すると

$$v_q = p\omega(\phi + L_d i_d) \quad (15)$$

となり、両辺を時間で微分すると

$$\dot{v}_q = p\dot{\omega}(\phi + L_d i_d) + p\omega L_d \dot{i}_d \quad (16)$$

となる。また、(2)(16)式より

$$\dot{v}_q = p\dot{\omega}(\phi + L_d i_d) + p\omega(v_d - Ri_d + p\omega L_q i_q) \quad (17)$$

となる。ここで

$$v_d = \frac{1}{p\omega} \left[v'_d - \frac{p\phi^2 i_q + p\phi L_q i_d}{J} \right] + Ri_d - \omega L_q \quad (18)$$

とすると

$$\dot{v}_q = v'_d \quad (19)$$

となり、 v_q は v'_d により制御できることがわかる。(19)式より電圧サーボ系を構成し、2.1 と同様に SMC を適用すると入力

$$v'_d = -S_{vq}(v_q^* - v_q) - k_{vq}\sigma_{vq} \quad (20)$$

となる。ただし、 S_{vq} は負、 k_{vq} は正、 v_q^* は v_q の目標値、

$$\sigma_{vq} = S_{vq} Z_{vq} + v_q \quad (21)$$

$$Z_{vq} = \int_0^t (v_q^*(\tau) - v_q(\tau)) d\tau \quad (22)$$

である。

2.3 制御ロジック

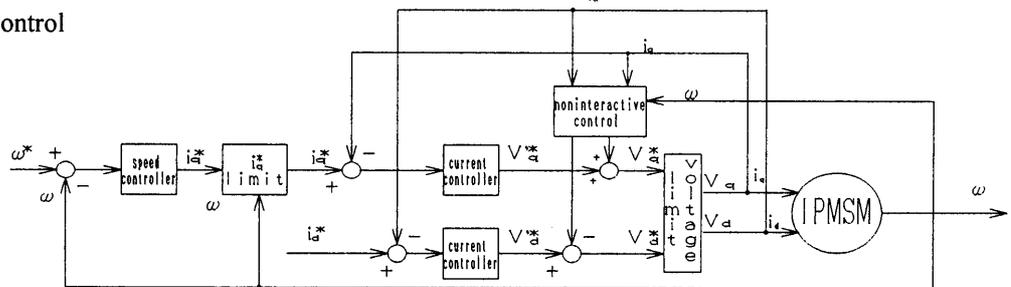
2.3.1 制御フロー

Fig.1 に制御ブロック図を示す。ブロック図は速度ループ、q 軸電流ループ、d 軸電流ループ、電流・電圧制限処理、非干渉制御演算から構成されている。高回転時においては d 軸電流ループが電圧フィードバックループに変わっている。低回転時は最大トルク制御を用いる。速度の偏差を補償することによりトルク電流である i_q の目標値 i_q^* を求め、それを補償することにより v'_q を求める。 v'_d も i_d^* を補償することにより求める。それぞれ、非干渉制御演算をして v_q, v_d を求め、モータへ入力する。高回転時は v_q^* を補償することにより v'_d を求める。

2.3.2 電流制限

i_q の最大値は ω の関数となっており、モータの基本式から計算することができる。また、制御不能になるのを防ぐために電圧ベクトルが電圧制限円を超えた場合、超えた度合いにより i_q の最大値を制限する。Fig.2 に i_q の最大値 i_{qmax} を示す。速度補償により

Maximum torque control (at low speed)



v_q control (at high speed)

$$v_q^* = v_q^*(\omega)$$

(if $i_q^* > i_{qmax}$)

$$v_q^* = \sqrt{V_{max}^2 - v_d^2}$$

(if $i_q^* < i_{qmax}$)

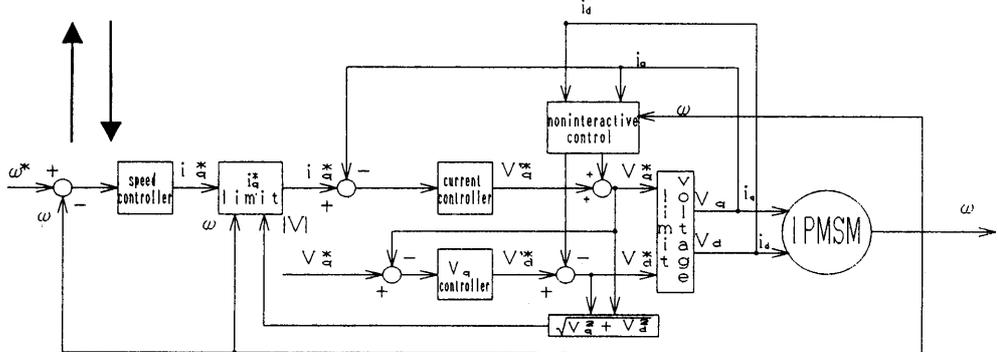


Fig. 1 Block diagram of speed control system.

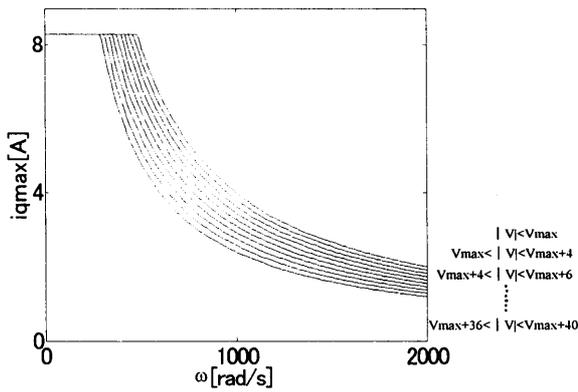


Fig. 2 Maximum of i_q .

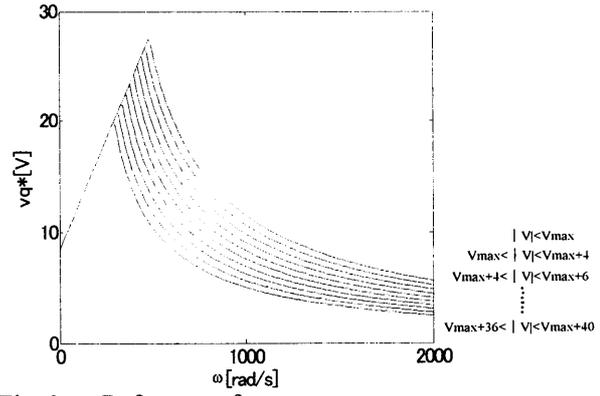


Fig. 3 Reference of v_q .

求めた i_q^* が i_{qmax} を超えた場合、 i_q^* は i_{qmax} に制限される。電圧ベクトルが大きいほど i_q^* を計算するときの V_{max} の値を小さくしている。

2.3.3 v_q の目標値

v_q の目標値 v_q^* は速度補償器により算出された i_q^* の値と i_{qmax} の値を比較し、 i_{qmax} より i_q^* が大きい場合は、Fig.3 に示すような v_q^* を用いる。これは(1)式に i_{qmax} とそのときの i_d の値を代入することにより求めることができる。また、制御不能になるのを防ぐために電圧ベクトルの大きさにより採用する v_q^* の値を切り換える。 i_{qmax} より i_q^* が小さい場合は

$$v_q^* = \sqrt{V_{max}^2 - v_d^2} \quad (23)$$

とする。これは最大電圧で駆動することにより最大の効率を得られるからである。

2.3.4 電圧制限

指令電圧が電圧制限を超えた場合、

$$v_q = \frac{v_q}{\sqrt{v_q^2 + v_d^2}}, v_d = \frac{v_d}{\sqrt{v_q^2 + v_d^2}} \quad (24)$$

とすることにより、電圧制限内に抑える。

3 シミュレーション結果および考察

P制御, PI制御, SMCの比較を速度のステップ応答で行い、従来の弱め磁束制御(以下 i_d 制御)と今回の提案手法による弱め磁束制御(以下 v_q 制御)の比較を速度のステップ応答について行った。各パラメータを Table 1, Table 2 に示す。

Table 1 Motor constant.

R	1.015 [Ω]	V_{max}	100 [V]
L_q	5.63 [mH]	I_{max}	10 [A]
L_d	2.25 [mH]	J	8.89 [$\text{kg} \cdot \text{m}^2$]
φ	0.0225 [wb]	p	4

Table 2 Control constant.

	control cycle	time constant
current control	100 [μs]	1 [ms]
voltage control	400 [μs]	4 [ms]
speed control	400 [μs]	4 [ms]

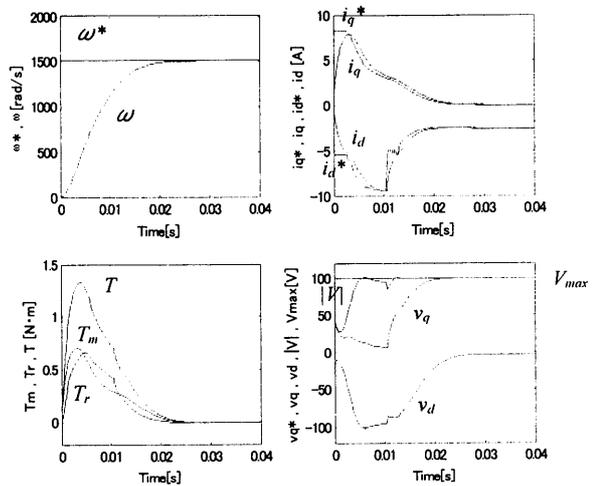
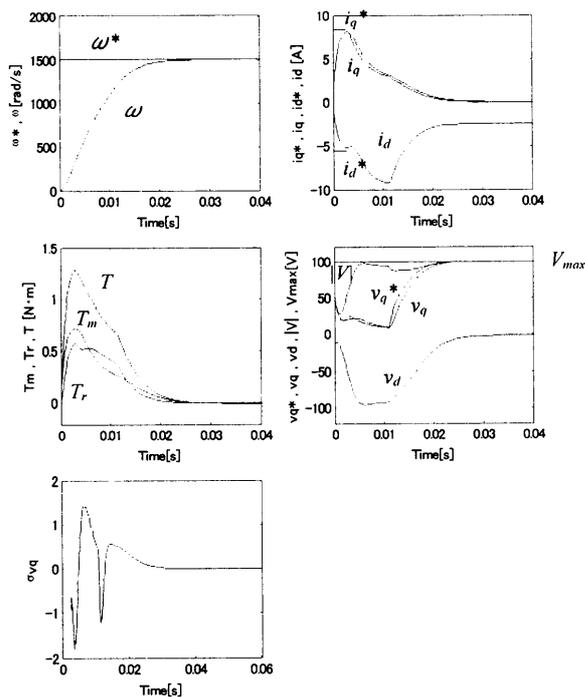


Fig. 4 Step response by i_d control.

3.1 パラメータ変動なしの場合

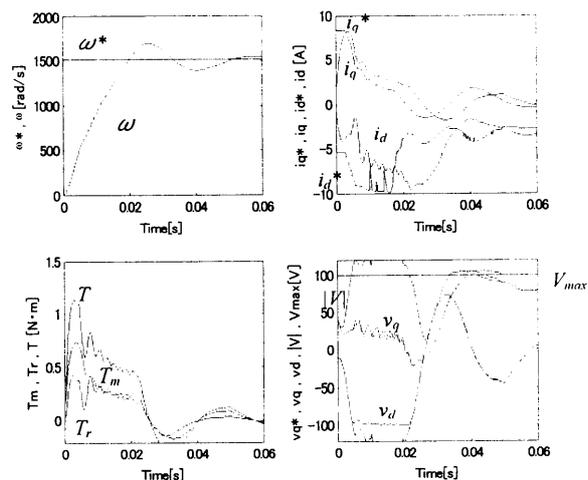
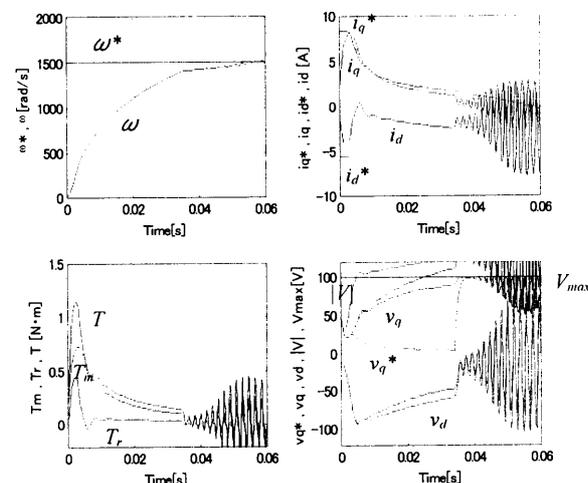
Fig.4, Fig.5 に i_d 制御, SMC を用いた v_q 制御による速度のステップ応答を示す。どちらも良好な応答を示していることがわかる。これにより、外乱やパラメータ変動がない場合は v_q 制御と i_d 制御は同等の

Fig. 5 Step response by v_q control with SMC.

性能を有しているといえる。Fig.5において σ_{vq} が若干振動しているように思えるが、これによる入力 v_d は ± 1 [V]程度と少なく、零近傍での振動といえる。

3.2 パラメータ変動ありの場合

Fig.6-9に i_d 制御と v_q 制御(P制御)と v_q 制御(SMC)と今回提案した v_q 制御(i_q 制御 v_q 制御ともにSMC)での速度のステップ応答を示す($L=1.2L$)。 i_d 制御ではパラメータ変動に対応できず、電圧電流ともに発振してしまっている。これはインダクタンスが変化したことにより最適な i_d が変化しているにもかかわらず最初に計算してあったMAPにより i_d の目標値を決めているため、 v_d が大きくなりすぎて制御不能になってしまったと考えられる。 v_q 制御(P制御)では v_q が v_q^* と大きく離れてしまっている。これはパラメータ変動により v_q を小さくするための十分な v_d が得られなかったためである。これらに対し、 v_q 制御(SMC)では電圧ベクトルが最大電圧を超えてしまい、 v_q が目標値に制御されていないものの、安定に制御されているのがわかる。電圧制限があるため σ_{vq} は零に制御されていないが、この非線形入力がシステムの安定性に大きく貢献している。しかし、 i_q 制御にPI制御を用いているため制御性が悪くオーバーシュートと伴っている。 v_q 制御(i_q 制御 v_q 制御ともにSMC)では i_q が良く制御されており、

Fig. 6 Step response by i_d control ($L=1.2L$).Fig. 7 Step response by v_q control with P control ($L=1.2L$).

速度の応答も早くなっている。 v_q は目標値に達していないが、電圧ベクトルが最大電圧付近で制御されているので問題はないと思われる。電圧制限されている時は σ_{vq} , σ_{iq} ともに若干大きな値となっているが、これらの切関数による入力の値は共に15[V]程度であり、定常状態で収束しているので問題ないと思われる。

4 結言

本論文では、IPMSMの電圧フィードバック制御方式による弱め磁束制御に対し、 i_q 制御と v_q 制御の両方にSMCを用いる新しい制御方法を提案した。従来の i_d 制御方式による弱め磁束制御ではパラメータ変動した場合に制御不能となったが、提案手法による弱め磁束制御は安定した高速回転を実現した。

今後の課題として、実験での検証が挙げられる。

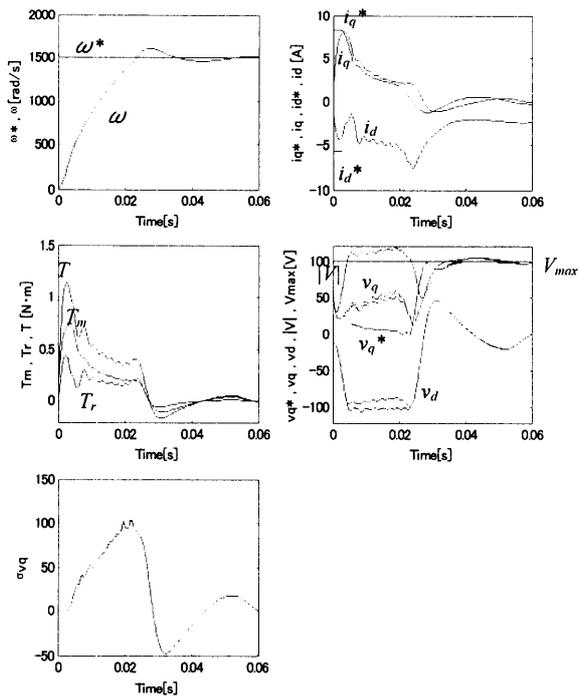


Fig. 8 Step response by v_q control with SMC for v_q control ($L=1.2L$).

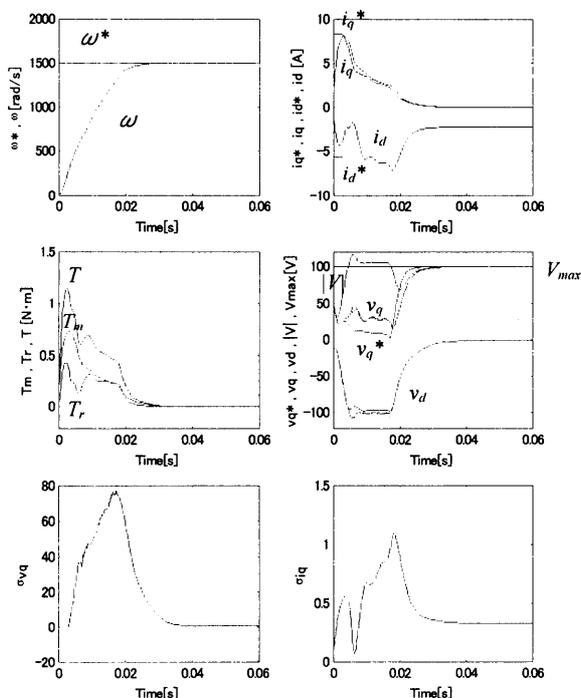


Fig. 9 Step response by v_q control with SMC for v_q and i_q control ($L=1.2L$).

謝辞

本研究をおこなうにあたって (株) ミツバよりさまざまな資料や助言を頂いたことに対して、ここに謝意を表します。

参考文献

- [1] 森本茂雄, 上野智広, 武田洋次, 埋込磁石構造 PM モータの広範囲可変速制御, 電学論 D, Vol.114, No.6, pp.668-673, 1994.
- [2] 森本茂雄, 畠中啓太, 童毅, 武田洋次, 平紗多賀男, PM モータの弱め磁束制御を用いた広範囲可変速運転, 電学論 D, Vol.112, No.3, pp.292-298, 1992.
- [3] 森本茂雄, 弓削靖, 武田洋次, 平紗多賀男, PM モータの機器定数と出力範囲, 電学論 D, Vol.110, No.11, pp.1171-1176, 1990.
- [4] 童毅, 森本純司, 森本茂雄, 武田洋次, 平紗多賀男, ブラシレス DC モータの省エネルギー高効率運転法, 電学論 D, Vol.112, No.3, pp.285-291, 1992.
- [5] 新中新二, 突極形永久磁石同期モータの広範囲高効率運転のための鉄損を考慮した実用的最適電流指令法, 電学論 D, Vol.123, No.11, pp.1359-1370, 2003.
- [6] 山本吉郎, 篠原勝次, PWM インバータ駆動 AC サーボモータのデッドタイムを考慮した解析法と出力電圧誤差補償, 電学論 D, Vol.116, No.9, pp.924-933, 1996.
- [7] 大石潔, 小川泰明, 百目鬼英雄, 低分解能エンコーダと速度オブザーバを併用した PM モータの一速度制御法, 電学論 D, Vol.122, No.3, pp.209-216, 2002.
- [8] 森本茂雄, 神前政幸, 武田洋次, PM モータシステムの停止時におけるパラメータ同定, 電学論 D, Vol.123, No.9, pp.1081-1082, 2003.
- [9] 森本茂雄, 武田洋次, 平紗多賀男, PM モータの dq 等価回路定数の測定法, 電学論 D, Vol.113, No.11, pp.1330-1331, 1993.
- [10] 武田洋次, 松井信行, 森本茂雄, 本田幸夫, 埋込磁石同期モータの設計と制御, オーム社, 2001.
- [11] 見城尚志, 永守重信, 新・ブラシレスモータ, 総合電子出版社, 2000.
- [12] 杉本英彦, 小山正人, 玉井伸三, AC サーボシステムの理論と設計の実際, 総合電子出版社, 1990.
- [13] 野波健蔵, 田宏奇, スライディングモード制御, コロナ社, 1996.
- [14] 小暮和重, 安藤嘉則, 塩谷敏昭, スライディングモード制御を用いた表面磁石同期モータの電圧フィードバックによる弱め磁束制御, 日本 AEM 学会, Vol.12, No.3, pp.203-207, 2004.