

電機子抵抗値同定機能をもつ適応電流制御系の定量的設計法検討

中島 雄希* 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

A Study of Quantitative Design Method of Adaptive Current Control System
with Armature Resistance Identification Function

Yuki Nakajima*, Jun-ichi Itoh (Nagaoka University of Technology)

This paper clarified quantitative design method of adaptive current control system with armature resistance identification function. Additionally, it was proved in this design method that response error occurs between design value and actual response. Therefore, it was confirmed that the error doesn't depend on the motor parameter by analysis of errors. As a result, it was confirmed that response error can be compensated by adding margin for the design value by analysis of the error.

キーワード：内部永久磁石型同期モータ 電機子抵抗値同定 適応電流制御 設計法
(IPMSM, armature resistance identification, adaptive current control, design method)

1. はじめに

現在、モータの駆動システムの低コスト化、高信頼性化等を目的として、内部永久磁石型同期モータ(IPMSM)をセンサレスで駆動する、センサレスベクトル制御が注目され、様々な手法が提案されてきた⁽¹⁻⁶⁾。

高性能なセンサレスベクトル制御を実現するためには、制御対象となるモータの高精度なパラメータが必要となる。しかし、モータパラメータはばらつきが存在するため、全てのモータにおいて高精度なパラメータを得ることは困難である。また、モータパラメータは周囲環境によってリアルタイムに変化するという特徴がある。例えば、電機子抵抗値は温度によって変動する。そのため、損失などによるモータ発熱時、センサレスベクトル制御に用いる抵抗値と真値にずれが生じ、特に低速運転領域において、制御性能の悪化が生じる。さらに、デッドタイムによる電圧誤差は等価的に抵抗成分に見えるため、高速な抵抗値同定機能を持つことは、定速駆動の安定化には重要である。

この問題を解決するために、適応同一次元オブザーバによる速度と電機子抵抗の同時同定法が提案されている⁽⁷⁾。しかし、この手法には電機子抵抗同定系が不安定化しやすいという問題がある⁽⁸⁾。更に、最小次元オブザーバによる位置推定法を同時に用いようとした場合、適応同定器の付加が不可能であるため、電機子抵抗値同定のための同定器が別途必要になる⁽⁹⁾。

これらの問題を解決するために、適応電流制御系に基づく電機子抵抗値同定手法が提案されている⁽¹⁰⁾。本制御系は、

一般に電流制御器としてよく使われているPI制御器を簡易変形した、非常に簡単な構成となっている。また、同定器は位置推定系に対して独立で、互いの同定結果は干渉しない。そのため、いかなる位置推定系とも組み合わせることが可能である。

しかし、本同定手法は同定器と電流制御器が一体化しているため、同定器のパラメータ設計が電流制御系の応答に影響を与える。そのため同定器は、制御系の適切な設計法により、要求される電流応答速度を満たすよう設計される必要がある。しかしながら、本手法の設計指針について具体的に記載された文献は、著者らの知る限り存在しない。

本論文では、電機子抵抗値同定機能をもつ適応電流制御系の定量的設計法を明らかにする。まず、適応電流制御系を線形近似のもと単純化し、二次標準形の伝達関数を導出することで、電流制御系の設計式を導出する。次に、線形近似によって生じる、設計値と実応答の間の誤差の原因となるパラメータについて検討する。その結果、設計値と実応答の間に生じる誤差は、モータパラメータに依存しないことを明らかにした。最後に本論文で示す設計手法の精度を、シミュレーション結果と実機検証結果により確認したので報告する。

2. 適応電流制御系の定量的設計法

〈2・1〉 電機子抵抗値同定機能をもつ適応電流制御系

図1に電機子抵抗値同定機能をもつ適応電流制御系の電流制御ブロック図を示す。ここで、 K_a および K_q は比例ゲイン、 g は適応ゲイン、 i_d^* および i_q^* はdq軸電流指令値、 i_d お

よび i_q は dq 軸電流検出値, e_{id} および e_{iq} は電流制御誤差, v_d^* および v_q^* は dq 軸電圧電流指令値, v_{Rd} および v_{Rq} は電機子抵抗による電圧降下分補償電圧値, ω_{rm} はモータの機械角速度, K_E はモータの逆起電力定数である。本制御法は, 電流制御系に用いる電流制御誤差を用いて電機子抵抗値を同定する。

適応電流制御系の電圧制御方程式を(1)式に示す。ここで, R_a は電機子抵抗値, \hat{R} は電機子抵抗同定値, L_d および L_q は dq 軸同期リアクタンス値である。本制御系は, (1)式第一項に示す電機子抵抗および干渉項の補償器, 第二項に示す比例制御器, 第三項に示す誘起電圧補償器で構成される。また, 電機子抵抗同定則を(2)式に示す。(2)式はリアプノフの安定理論から導出されたもので, この式が成り立つ限り, 本制御系は安定性が保証される⁽⁶⁾。

$$\begin{bmatrix} v_d^* \\ v_q^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{R} & -\omega_{re} L_q \\ \omega_{re} L_d & \hat{R} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} K_d & 0 \\ 0 & K_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_{id} \\ e_{iq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_{em} K_E \end{bmatrix} \dots (1)$$

$$\hat{R} = g \int (i_d e_{id} + i_q e_{iq}) dt \dots (2)$$

(2.2) 適応電流制御系の定量的設計法

図 2 に変数の乗算による非線形項を線形近似した制御ブロック図を示す。ここで, i_{qs} は q 軸電流の定常値, $F(s)$ は伝達関数を二次標準形にするための指令値フィルタである。まず, 図 1 に存在する d 軸と q 軸の干渉項を無視するために, $i_d=0$ 制御を仮定する(図 2(a))。次に, 線形近似によって, 非線形項を線形化する。図 2(a)に示される v_{Rq} は(3)式によって表される。

$$v_{Rq} = i_q \frac{g}{s} (i_q e_{iq}) \dots (3)$$

(3)式は変数同士の乗算が存在するため, 非線形方程式である。そこで, q 軸電流が定常状態近傍であることを仮定して, (3)式に線形近似を行う。 i_q および e_{iq} を定常成分とリップル成分で表し, (3)式を展開することで(4)式を得る。

$$v_{Rq} = (i_{qs} + \Delta i_q) \frac{g}{s} (i_{qs} e_{iqs} + \Delta i_q e_{iqs} + i_{qs} \Delta e_{iq} + \Delta i_q \Delta e_{iq}) \dots (4)$$

ここで, i_{qs} および e_{iqs} は定常成分, Δi_q および Δe_{iq} はリップル成分である。(4)式のリップル成分同士の積を無視し, q 軸電流を一定に制御したとして $\Delta i_q = 0$ とすると, (4)式を線形近似した(5)式を得る。 i_{qs} は定数であるため, (5)式は線形方程式である。

$$v_{Rq}' = i_{qs} \frac{g}{s} (i_{qs} e_{iq}) \dots (5)$$

最後に, 伝達関数を二次標準形に合わせるために, (6)式に示す指令値フィルタ $F(s)$ を追加する(図 2(b))。

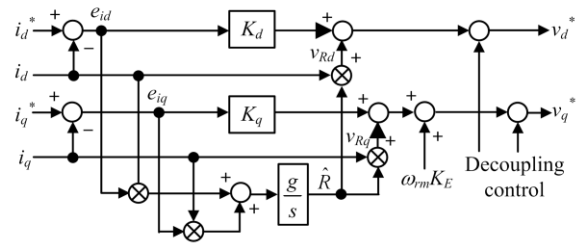


Fig.1 Adaptive current control system.

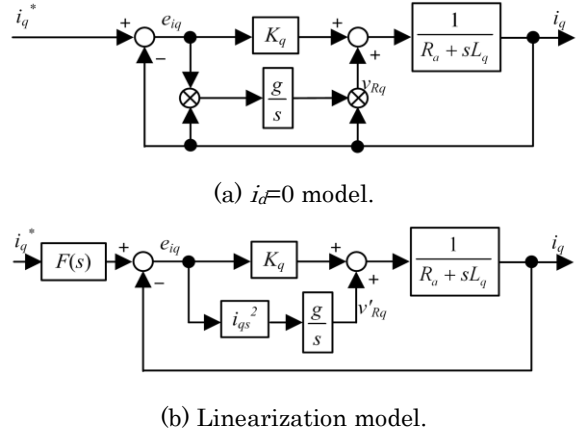


Fig.2 Linier approximated control block diagram.

$$F(s) = \frac{1}{\frac{K_q}{i_{qs}^2} s + 1} \dots (6)$$

(7)式に, 図 2(b)より導出される伝達関数 $G(s)$ を示す。

$$G(s) = \frac{i_{qs}^2 g}{L_q s^2 + s(R_a + K_q) + i_{qs}^2 g} \dots (7)$$

ここで, (8)式に示す二次標準形の伝達関数 $G'(s)$ と(7)式とを変数比較することで, (9)式および(10)式を得る。

$$G'(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \dots (8)$$

$$K_q = 2\zeta\omega_n L_q - R_a \dots (9)$$

$$g = \frac{\omega_n^2 L_q}{i_{qs}^2} \dots (10)$$

(9)式および(10)式は, K_q および g の設計式である。したがって, 任意の ω_n および ζ に対し, (9)式および(10)式を用いて K_q および g を求めることで, 本制御系の応答波形を任意に設計することができる。

3. 線形近似によって生じる誤差の数値解析

(3・1) 線形近似によって生じる応答誤差

本設計法は伝達関数の導出のために線形近似を用いている。したがって、設計式の導出に用いるブロック図は実際の電流制御系と厳密には異なり、その差は電流制御系が線形近似の前提条件である定常状態近傍から離れるにつれて大きくなる。これは、電流指令値に大きなステップ状の変化が入力されたとき、電流応答が設計と異なる波形になる可能性を示唆している。そこで、設計式の導出に用いるブロック図と実際の電流制御系の差について数学的に解析し、発生が予想される応答誤差量が何のパラメータに依存するかを明らかにする。

(3・2) 誤差の数値解析

図3に、図2(b)の制御ブロック図に線形近似によって生じる誤差分を加えた制御ブロック図を示す。線形近似によって生じる誤差の式は、以下のようにして導出する。

(3)式と(5)式を比較することで、 v_{Rq} と v_{Rq}' の間に(11)式の関係を得る。

$$v_{Rq} = \left(1 + \frac{\Delta i_q}{i_{qs}} \right) \left(v_{Rq}' + i_{qs} \frac{g}{s} (\Delta i_q \Delta e_{iq}) \right) \dots\dots\dots (11)$$

(11)式より、線形近似によって得たモデルでは、電機子抵抗による電圧降下の補償電圧に加算誤差および比例誤差が含まれることが確認できる。

ここで、(11)式に着目する。(11)式内にはモータパラメータが含まれていない。したがって、誤差の発生量はモータパラメータに依存しない。また、誤差として作用する項はいずれも単位が無次元である。したがって、誤差の発生量はモータの定格値に依存しない。以上から、線形近似を原因とする応答誤差の大きさは、モータに依存せず、一定であると推測できる。

また、誤差の発生量は Δi_q および Δe_{iq} に依存する。したがって、線形近似を原因とする応答誤差の大きさは、指令値のステップ幅に依存すると推測できる。

4. シミュレーション結果

q軸電流のステップ応答波形が設計通りの波形となるか確認するために、適応電流制御系のシミュレーションを行った。表1にシミュレーションに用いたモータパラメータを示す。

(4・1) 提案設計法の設計精度

図4に、表1(a)のモータを制御対象とし、 i_q^* を0.95p.u.から1.0p.u.へ変化させた時のq軸電流ステップ応答波形を示す。ここで、 i_{qs} は1.0p.u.とした。また、負荷は0pu速度の定速度負荷とした。さらに、(9)式および(10)式を用い、 $\zeta=0.7$ 、 $\omega_n=4000\text{rad/s}$ として制御系を設計した。図4より、q軸電流のステップ応答波形が二次遅れ系のステップ応答波形に相当する波形であることが確認できる。また、オー

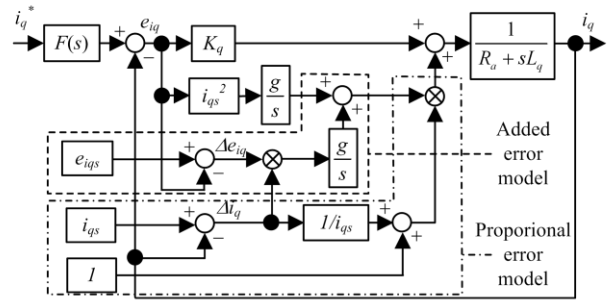


Fig.3 Linear approximated control block diagram with linear approximation error model.

Table.1 Motor Parameters used in simulations.

(a) 800W SPMSM.

Motor Power	800W
Rated Current	8.2A
Rated Speed	2000rpm
Number of Poles	4poles
Winding Resistance	0.425Ω
d-axis inductance	3.78mH
q-axis inductance	3.78mH
Interlinkage magnetic flux	0.233V·s/rad

(b) 750W IPMSM.

Motor Power	750W
Rated Current	4.67A
Rated Speed	1800rpm
Number of Poles	6poles
Winding Resistance	1.98Ω
d-axis inductance	26.6mH
q-axis inductance	57.0mH
Interlinkage magnetic flux	0.284V·s/rad

(c) 3.7kW IPMSM.

Motor Power	3.7kW
Rated Current	19.2A
Rated Speed	1800rpm
Number of Poles	6poles
Winding Resistance	0.693Ω
d-axis inductance	6.2mH
q-axis inductance	15.3mH
Interlinkage magnetic flux	0.330V·s/rad

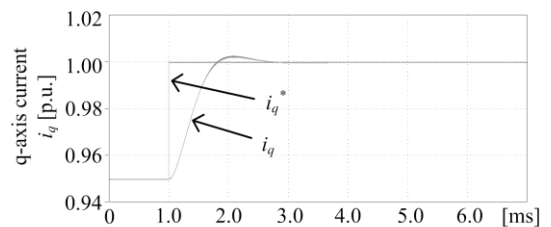


Fig.4 Step response waveform.

バーシュート量と行き過ぎ時間から $\zeta=0.68$ 、 $\omega_n=3969\text{rad/s}$ であることを確認した。結果、 ω_n の設計値に対する誤差は-0.8%であり、誤差率1%以下の良好な制御系設計精度を確認した。

図5にq軸電流指令値のステップ幅を変化させたときの、固有角周波数の設計値に対する誤差率の変化を示す。 ω_{n_calc} は応答波形からの ω_n 算出値、 ω_{n_des} は ω_n 設計値である。図5より、q軸電流指令値のステップ幅が大きくなると、設計に用いた固有角周波数と応答波形から算出した固有角周波数の間の誤差が大きくなることが確認できる。この現象は、3.2章で述べた推測と一致する。つまり、線形近似手法が $i_{qs}=1.0\text{p.u.}$ の定常状態近傍を前提としているため、ステップ幅が大きくなり電流が定常状態から離れると、応答誤差が大きくなる。また、誤差傾向は、設計に用いた固有各周波数の値によらず一定である。

〈4・2〉 線形近似によって生じる応答誤差原因の解析

図6に、図1および図3のブロック図のステップ応答波形の比較結果を示す。ここで、線形近似による誤差の影響が大きくなるよう、 i_q^* は 0.1p.u. から 1.0p.u. へと大きく変化した。また、 i_{qs} は 1.0p.u. とし、 $\zeta=0.7$ 、 $\omega_n=8000\text{rad/s}$ として制御系を設計した。さらに、図6内における i_{q_lin} は線形近似を行ったモデル(図2(b))のステップ応答波形、 $i_{q_lin+cmp}$ は図2(b)の制御ブロック図に線形近似によって生じる誤差分を加えた制御ブロック図(図4)のステップ応答波形である。

$i_d=0$ 制御のとき、図1のブロック線図から得られる実際の電流応答波形は、線形近似を行ったブロック図における応答波形と異なる。ここで、線形近似を行ったブロック図における応答波形のオーバーシュート量と行き過ぎ時間から、 $\zeta=0.70$ 、 $\omega_n=8000\text{rad/s}$ であることを確認した。以上から、指令値のステップ幅が大きい時、実際の応答波形は設計の応答と異なる応答を示すことが確認できる。

また、(11)式に示す誤差項を加えた図4の制御ブロック図におけるステップ応答波形は、実際の電流応答波形に一致した。したがって、実際の電流応答波形が設計から異なる原因は、(11)式に示した線形近似によって生じる加算誤差および積算誤差が原因である。

図7に、3種類のモータにおける、q軸電流指令値のステップ幅を変化させたときの、固有角周波数の設計値に対する誤差率の変化を示す。ここで、凡例の括弧内は各モータの定格電力値である。図7より、ステップ幅が大きくなるにつれて、固有角周波数誤差率が大きくなることを確認した。これは、線形近似手法が $i_q=1.00\text{p.u.}$ の定常状態近傍を前提としているためである。また、モータを変えても誤差率の傾向には変化がない。この結果から、固有角周波数誤差率がモータパラメータに依存しないことが確認できる。この結果は2.3章で述べた内容と一致する。従って、 1p.u. ステップ負荷時においても要求の応答速度を達成したい場合、実際の設計は要求値として与えられた固有各周波数を1.13倍した値で行えば良い。

5. 実験結果

明確化した設計法の妥当性を確認するために実機実験を行った。図8に実機検証に用いたシステムの概要図を示す。

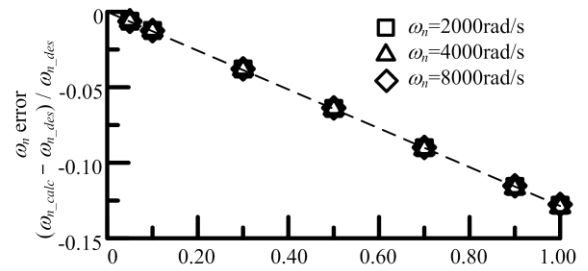


Fig.5 Natural angular frequency between design and simulated value.

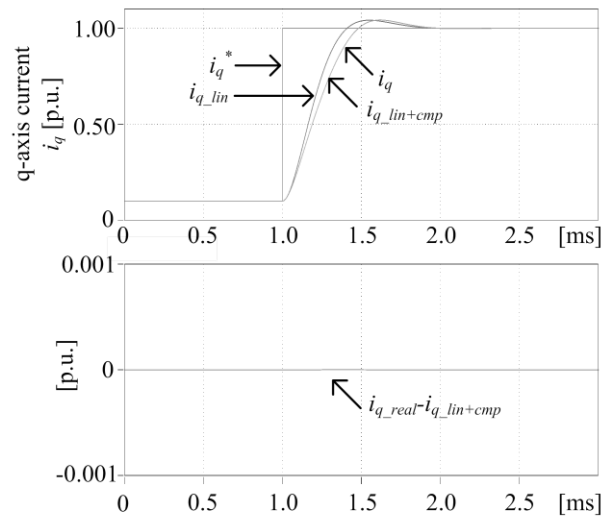


Fig.6 Step response waveform with considering error term model.

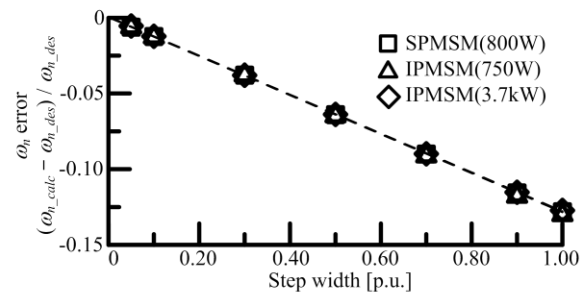


Fig.7 Natural angular frequency error between design and simulated value as three motors.

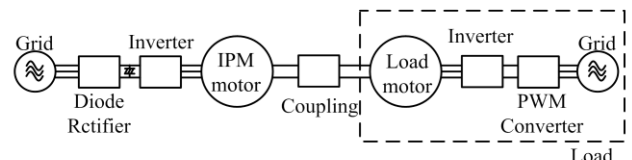


Fig.8 Experimental system.

表2に実機検証に用いたモータのパラメータを示す。

〈5・1〉 適応電流制御系による抵抗値同定

図9に、電流制御応答を $\zeta=0.7$ 、 $\omega_n=1000\text{rad/s} \sim 4000\text{rad/s}$

と設計した場合の、 i_q^* を0.5p.u.から0.7p.u.へ変化させた時のq軸電流ステップ応答波形を示す。ここで、 $i_d=0$ 制御とし、 i_{qs} は1.0p.u.とした。また、負荷は0pu速度の定速度負荷とした。図9より、 i_d はほぼ0に制御され、 i_q のステップ応答波形はいずれも二次標準形に相当した波形であることが確認できる。また、固有角周波数の設計値を倍にすることで、ステップ応答の整定時間が約半分になることを確認した。以上から、2章で明らかにした設計法の妥当性を確認できる。

表3に、図9のオーバーシュート量と行き過ぎ時間から算出した制動係数および固有角周波数を示す。表3より、波形から算出した固有角周波数の、設計値に対する誤差率はいずれの設計値においても10%以下であり、良好な制御系設計精度を確認した。しかしながら、固有角周波数誤差率は設計値により変化している。この原因を検討するため、制御器が離散化されている影響について調べた。

図10に、実験波形から算出した固有角周波数と、同様の実験条件を模擬したシミュレーション結果から算出した固有角周波数を比較した結果を示す。シミュレーション結果は連続系と、制御器の入出力を離散化した離散系の結果をそれぞれ示す。図10より、実験波形の固有角周波数の傾向はシミュレーション結果と大体一致していることが確認できる。また、連続系におけるシミュレーション結果と設計値との間の固有角周波数誤差は、いずれも-25%で同じ値となった。この傾向は、図5に示した固有角周波数誤差率の傾向と一致する。さらに、制御器の前後を離散化することで、固有角周波数が変わることが確認できる。したがって、実験結果と解析値の乖離は、離散化の影響によるものと考えられる。

表4に抵抗同定値の収束値を示す。実験結果から、抵抗同定値は約1.3p.u.に収束することが分かる。これは、実験中におけるモータの抵抗値の真値がノミナル値の約1.3倍であることを示している。ここで、実験直後の電機子抵抗値は、ノミナル値に対して約1.2倍であった。以上から、抵抗同定値はおおよそ妥当な値を示していると考えられる。ここで、電機子抵抗値がノミナル値と異なる原因は、電流が流れることによって生じる発熱によるものである。

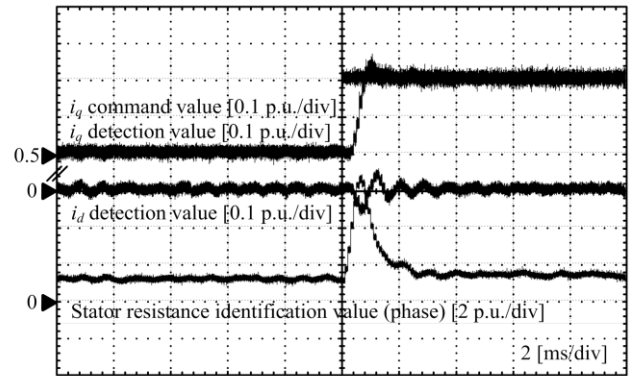
図11に抵抗同定値の10%整定時間を実験結果とシミュレーション結果で比較した結果を示す。ここで、シミュレーション結果は制御器の入出力を離散化した離散系のモデルから得たものである。図11より、同定値の整定時間はシミュレーション結果と良好に一致することが確認できる。この結果は、本設計法を用いることで、抵抗同定値の収束までに掛かる時間を任意に設定できることを示している。

6. まとめ

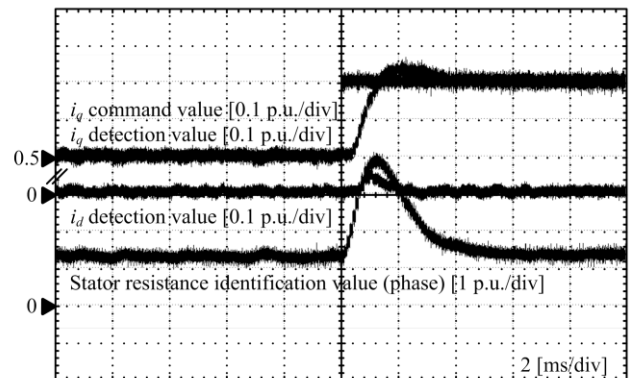
本論文では、電機子抵抗値同定機能をもつ適応電流制御系の定量的設計法を明らかにし、その妥当性を確認した。はじめに、線形近似を用い適応電流制御系の設計式を明らかにした。次に、明らかにした設計法による誤差の原因に

Table.2 Motor Parameters used in experimentations.

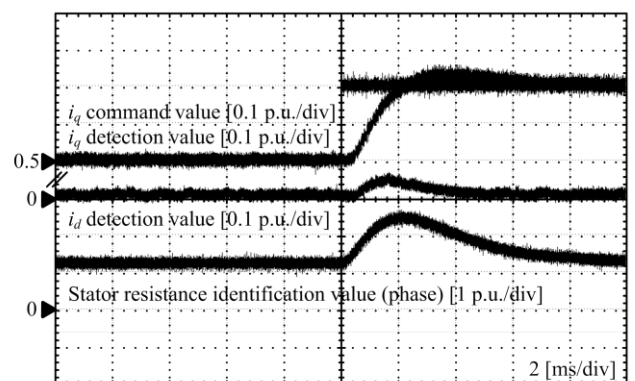
Motor Power	1.5kW
Rated Current	8.6A
Rated Speed	2000rpm
Number of Poles	4poles
Winding Resistance	0.783Ω
Synchronous reactance	11.5mH
Interlinkage magnetic flux	0.308V·s/rad



(a) $\omega_n=4000\text{rad/s}$ $\zeta=0.7$



(b) $\omega_n=2000\text{rad/s}$ $\zeta=0.7$



(c) $\omega_n=1000\text{rad/s}$ $\zeta=0.7$

Fig.9 Step response waveform as the experimentation.

ついて解析した。最後に、シミュレーション結果および実験検証結果から、以下のような結論を得た。

- (1) 電機子抵抗値同定機能をもつ適応電流制御系の設計法を明らかにした。

- (2) 本設計法は、線形近似の影響でステップ幅に依存する固有角周波数誤差が発生する。しかし、この誤差はモータに依存せず、設計時に考慮することで補償可能である。
- (3) シミュレーションにより設計法の妥当性を確認した。また、固有角周波数誤差率がモータパラメータに依存しないことを明らかにした。
- (4) 実験により設計法の妥当性を確認した。q 軸電流のステップ応答波形は二次標準形に相当し、固有角周波数は設計値に対して誤差率 10%以下を示した。

以上から、導出した定量的設計法の有用性を確認した。今後は、実験結果に現れた応答誤差について詳細に検討し、デジタル制御系における高精度な設計が実現可能かどうかを検討する予定である。

文 献

- (1) M. J. Corley, and R. D. Lorenz : "Rotor Position and Velocity Estimation for a Salient-Pole Permanent Magnet Synchronous Machine at Standstill and High Speeds", IEEE Transactions on Industry Applications Vol. 34, No. 4, pp784-789 (1998)
- (2) S.Morimoto, K.Kawamoto, and Y.Takeda : "Position and Speed Sensorless Control for IPMSM Based on Estimation of Position Error", T.IEEJapan Vol.122, No.7, pp.722-729 (2002)
森本・河本・武田 : 「推定位置誤差を利用した IPMSM の位置・速度センサレス制御」, 電学論 D, Vol.122, No.7 pp.722-729 (2002)
- (3) S.Ichikawa, Z.Chen, M.Tomita, S.Doki, and S.Okuma : "Sensorless Controls of Salient-Pole Permanent Magnet Synchronous Motors Using Extended Electromotive Force Models", T.IEEJapan Vol.122, No.12, pp.1088-1096 (2002)
市川・陳・富田・道木・大熊 : 「拡張誘起電圧モデルに基づく突極型永久磁石同期モータのセンサレス制御」, 電学論 D, Vol.122, No.12 pp.1088-1096 (2002)
- (4) S.Ogasawara, H.Kurokawa, and H.Akagi : "A Position-Sensorless IPM Motor Drive System Using a Detection Circuit of Current Variations", T.IEEJapan Vol.123, No.6, pp.667-674 (2003)
小笠原・黒川・赤木 : 「新しい電流リプル検出回路を適用した位置センサレス IPM モータ駆動システム」, 電学論 D, Vol.123, No.6, pp.667-674 (2003)
- (5) K.Shingai, and T. Noguchi : "Spatial Harmonics Based Mechanical Sensorless Control of Concentrated Wound IPM Motor", Proc. of IEEJapan IAS 2004, pp.I-343-346(2004)
新開・野口 : 「集中巻 IPM モータの空間高調波に着目した磁極位置センサレス制御法」, 平成 16 年産業応用, pp.I-343-346(2004)
- (6) M.Tomita, M.Hasegawa, and K.Matsui : "Design Method of Full-Order Extended Electromotive Force Observer for Sensorless Control of IPMSM", Proc. of IEEJapan IAS 2009, pp.I-339-342 (2009)
富田・長谷川・松井 : 「IPMSM センサレス制御のための同一次元拡張誘起電圧オブザーバの設計法」, 平成 21 年度産業応用, pp.I-339-342(2009)
- (7) T.Hamajima, M.Hasegawa, S.Doki, and S.Okuma : "Sensorless Vector Control of Induction Motor Stabilized at the Whole Region with Speed and Stator Resistance Identification based on Augmented Error", T.IEEJapan, Vol.124, No.8, pp.750-759 (2004)
浜島・長谷川・道木・大熊 : 「拡張誤差に基づく速度・一次抵抗同定法による全領域で安定な速度センサレスベクトル制御」, 電学論 D, Vol.124, No.8 pp.750-759 (2004)
- (8) T.Tateyama, T.Ohba, and H.Kubota : "Speed Estimation and Stator Resistance Estimation of Induction Machines Using Estimation Error Index and Stability Consideration", T.IEEJapan, Vol.129, No.8, pp.794-801 (2009)
館山・大葉・久保田 : 「推定誤差指標を用いた誘導電動機 の速度・一

Table.3 natural angular frequency calculated from experimental waveform.

Design value	Calculated value	Error
4000rad/s	3848rad/s	-3.8%
2000rad/s	1885rad/s	-5.7%
1000rad/s	1001rad/s	0.1%

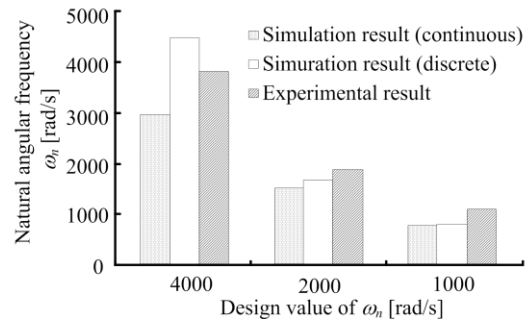


Fig.10 Comparison experimental results with simulation results.

Table.3 Armature resistance identification value obtained by experiment.

Design value	Resistance identification value
4000rad/s	1.37p.u.
2000rad/s	1.26p.u.
1000rad/s	1.32p.u.

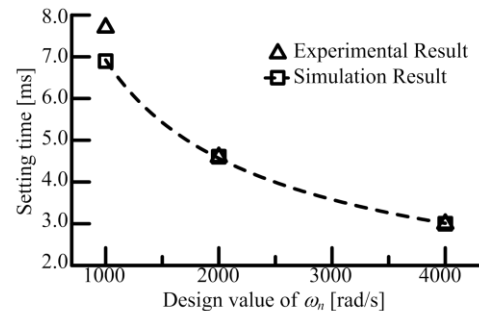


Fig.11 Setting time of armature resistance identification value.

次抵抗推定と安定性の考察」, 電学論 D, Vol.129, No.8 pp.794-801 (2009)

- (9) S.Ichikawa, M.Tomita, S.Doki, and S.Okuma : "Sensorless Control of Permanent-Magnet Synchronous Motors Using Online Parameter Identification Based on System Identification Theory", IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol.53, No.2, pp.363-372 (2006)
- (10) K.Kojima, M.Hasegawa, K.Matsui : "Resistance Identification Based on Adaptive Current Control System and Performance Improvement in Low Speed Region for IPMSM Position Sensorless Control" Proc. of IEEJapan IAS 2010, pp.I-303-304 (2010)
小島・長谷川・松井 : 「IPMSM 位置センサレス制御における適応電流制御系に基づく抵抗同定と低速運転性能改善」, 平成 22 年産業応用, pp.I-303-304 (2010)