間接形ベクトル制御における電圧飽和を考慮した 速度サーボ系の一構成法

正 員 大 石 潔 (長岡技術科学大学)

学生員 早 坂 恵美子 (長岡技術科学大学)

正 員 長 野 鉄 明 (三 菱 電 機)

正 員 原 川 雅 哉 (三 菱 電 機)

Speed Servo System Considering Voltage Saturation of Indirect Vector Control System

Kiyoshi Ohishi, Member, Emiko Hayasaka, Student Member (Nagaoka University of Technology),
Tetsuaki Nagano, Member, Harakawa Masaya, Member (Mitsubishi Electric Corporation)

A robust servo system is important for performance improvement of motion control systems to several industry applications. Generally, these robust servo systems are constructed as PI controllers, H^∞ controllers and so on. These control systems have the output limitation concerning both the capacity of actuator and the safety of system. When a servo system with integral element has a large error input, it often leads to output saturation and sometimes a windup phenomenon takes place. Ordinarily, in order to overcome this problem, the conventional anti-windup approach is to stop integral and additional calculations of servo system. However, the speed servo system with the conventional anti-windup algorithm sometimes has an oscillated response, and moreover, the actual voltage limitation is carried out on the axis of three phase alternating current. This paper proposes both a new anti-windup algorithm considering the phase voltage saturation and a new phase compensation algorithm for the vector control system of induction motor. The experimental results and the numerical simulation results show that the speed servo system having the proposed algorithms regulates a motor speed smoothly and stably for a large and quick motor speed reference.

キーワード : 操作量飽和、アンチ・ワインドアップ、ベクトル制御、誘導機、モーションコントロール

1. はじめに

ベクトル制御誘導機は、工作機械や搬送システムなどに適用され、その位置制御や速度制御にはロバスト性や高速応答性などが要求されている。ロバストサーボ系は、PI制御や H^∞ 制御などの様に、一般的に積分器を持つ制御系によって構成される。これらの制御系には、アクチュエータの容量などによって操作量が制限されたり、システムの安全性を考慮して操作量を制限するリミッタが挿入される。積分器を持つ制御系は、操作量がリミット値に達し飽和してそのままにすると、ワインドアップ現象を起こし、振動的な出力応答になることが知られている⁽¹⁾。これまでも、ワインドアップ現象を回避する手法として、産業界などでは比較的設計が容易なリミッタ付き積分器などが主に用いられてきた。このリミッタ付き積分器では、リミッタによ

て操作量が飽和したときに積分演算を停止するものである。

これに対するアンチワインドアップ対策として、これまでに数多くの論文が報告され⁽²⁾⁽³⁾⁽⁴⁾、その有効性が確認されてきた。また、モータに印加される負荷トルクと加速トルクを区別してアンチワインドアップ対策をしている方法も報告されている⁽⁵⁾⁽⁶⁾。しかしながら、これらの論文はアクチュエータの操作量が1つであったため、ベクトル制御誘導機の電流制御系にはそのまま適用することは困難であった。誘導機は3相交流電圧で動作するため、アクチュエータの操作量は電源角周波数と $d-q$ 座標電圧の3つになる。誘導機の電圧飽和を考慮した報告は今までに、電源角周波数と同期して回転する $d-q$ 座標系で行ったものがあり、飽和対策が成されてきた⁽⁷⁾⁽⁸⁾。しかしながら、電圧飽和を3相交流側の相電圧や線間電圧で考え、且つ非干渉制御の有無に関わらず統一的に考慮するには至っていなかつ

た。また、インバータのすべり角周波数をトルク電流の指令値を用いる場合、電圧飽和による軸ずれが発生するので、この点も検討されていなかった。

そこで本論文では、間接形ベクトル制御による誘導機の速度サーボ系に対して、3 相交流側の相電圧飽和によって発生するワインドアップ現象を回避する手法を新しく提案する^{(10) (11) (12)}。また、高性能なベクトル制御を維持するために、トルク電流指令値ですべり角周波数を決めたときに、電圧飽和によって生じる $d-q$ 座標の軸ずれの補正法も提案する⁽¹³⁾。これらの提案する手法を、実験と計算機シミュレーションによってその有効性を確認する。

2. 間接形ベクトル制御

電源角周波数 $\omega(k)$ と同期して回転する $d-q$ 座標を用いて、誘導機を間接形ベクトル制御で駆動する。すべり角速度を ω_{se}^{ref} 、回転子電気角速度を ω_{re} とすると、電源角周波数 $\omega(k)$ は q 軸電流指令値 (トルク電流値) i_{qs}^{cmd} を用いると (2) 式になる。すべり角速度の演算に必要な 2 次磁束 Φ_{dr}^{ref} は、 d 軸電流指令値 i_{ds}^{ref} を用いた (1) 式の離散系の式より得る。(3) 式及び (4) 式は、 $d-q$ 座標の 2 次磁束の式である。間接形ベクトル制御のすべり角周波数は実際の q 軸電流 i_{qs} を用いて計算する方式も存在するが⁽⁹⁾、より速く高性能な速度応答を得るためには通常 i_{qs}^{cmd} を用いる方式となる。

$$\frac{d}{dt} \hat{\Phi}_{dr}^{ref} = -\frac{R_r}{L_r} \hat{\Phi}_{dr}^{ref} - \frac{M R_r}{L_r} i_{ds}^{ref} \quad \dots \quad (1)$$

$$\begin{aligned} \omega(k) &= \omega_{re}(k) + \omega_{se}^{ref}(k) \\ &= \omega_{re}(k) + \frac{M R_r}{L_r} \frac{i_{qs}^{cmd}(k)}{\hat{\Phi}_{dr}^{ref}(k)} \quad \dots \quad (2) \end{aligned}$$

$$\frac{d}{dt} \Phi_{dr} = \frac{M R_r}{L_r} i_{ds} - \frac{R_r}{L_r} \Phi_{dr} + (\omega - \omega_{re}) \Phi_{qr} \quad (3)$$

$$\frac{d}{dt} \Phi_{qr} = \frac{M R_r}{L_r} i_{qs} - (\omega - \omega_{re}) \Phi_{dr} - \frac{R_r}{L_r} \Phi_{qr} \quad (4)$$

3. 従来の操作量飽和对策を用いた速度サーボ系

PI 制御系を状態差分方程式で表すと、(5) 式と (6) 式になる。操作量飽和对策として従来から用いられてきた手法にリミッタ付き積分器がある。操作量がリミット値 u_{max} に達し、操作量飽和が起こっている間は積分器の積算を (8) 式のように停止させる。

$$x(k+1) = x(k) + be(k) \quad \dots \quad (5)$$

$$u(k) = cx(k) + de(k) \quad \dots \quad (6)$$

$$\begin{aligned} *|u(k)| &\leq |u_{max}(k)| \\ \Rightarrow x(k+1) &= x(k) + be(k) \quad \dots \quad (7) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} *|u(k)| &> |u_{max}(k)| \\ \Rightarrow x(k+1) &= x(k) \quad \dots \quad (8) \end{aligned}$$

表 1 誘導機の定格とパラメータ

Table 1. Rated values and parameters of tested induction motor

定格出力	1.5[kW]
定格速度	188.5[rad/s]
定格トルク	7.96[Nm]
インバータの DC リンク電圧	280[V]
定格線間電圧	140[V]
d 軸定格電流	4.395[A]
q 軸定格電流	7.942[A]
極対数	2
相互インダクタンス M	0.1177[H]
2 次側自己インダクタンス L_r	0.1215[H]
2 次側抵抗 R_r	0.961[Ω]
慣性モーメント J	0.0068[kgm ²]

表 2 実験機の世界速度サーボ系の仕様

Table 2. Specifications of speed servo system

電流制御系の帯域	3000[rad/s]
速度制御系の帯域	100[rad/s]
磁束制御系の帯域	50[rad/s]
速度/磁束制御系のサンプリング時間	1[msec]
電流制御系のサンプリング時間	250[μ sec]

図 2 誘導機の従来の速度サーボ系の速度ステップ応答 (非干渉制御無し)

Fig. 2. Step speed response of conventional speed servo system without decoupling control

図 1 に従来のリミッタ付き積分器を持つ誘導機の速度サーボ系を示す。実験機の誘導機の定格電圧より、インバータ

図 1 従来のリミッタ付き積分器を持つ誘導機速度サーボ系

Fig. 1. Conventional speed servo system having integrator with limiter

図 3 誘導機の従来の速度サーボ系の速度ステップ応答（非干渉制御有り）

Fig. 3. Step speed response of conventional speed servo system with decoupling control

の DC リンク電圧は 280[V] になる。従来の操作量飽和対策であるリミッタ付き積分器を持つ電流 PI 制御系の操作量の電圧指令 V_d^{ref}, V_q^{ref} に対するリミット値は、 ± 400 [V] とした。定格負荷で 10[rad/s] から定格速度 188.5[rad/s] へのステップ応答の実験結果では、非干渉制御の有無に関わ

らず、ワインドアップ現象による振動現象は起きずに、安定に駆動できている。

従来の速度サーボ系において、電圧指令 V_d^{ref}, V_q^{ref} に対するリミット値を ± 400 [V] のままとし、且つ速度サーボ系の諸定数もそのまま、インバータの DC リンク電圧を 240[V] に下げて、同様の 10[rad/s] から定格速度 188.5[rad/s] へのステップ速度指令を与えた実験結果を図 2 と図 3 に示す。DC リンク電圧を下げたために、電流 PI 制御系の操作量（出力）の操作量飽和が発生しやすくなる。図 2 と図 3 の結果より、無負荷時にはワインドアップ現象が生じていない。しかしながら、定格負荷時には回転子角速度 ω_{rm} や q 軸電流 i_{qs} に電圧飽和によるワインドアップ現象で振動を起こしている。また、非干渉制御が無い場合は、無負荷時と有負荷時の両者に大きなオーバーシュートも存在している。

従って、従来法のリミッタ付き積分器で電圧飽和による操作量飽和対策をした電流 PI 制御系では、電圧飽和に対する安定性のマージンが低く、ときには、全ての速度条件や負荷条件の変化に対して一意にリミット値を設定することは難しいことがある。

4. 電圧飽和を考慮した誘導機の新しい速度サーボ系

操作量飽和によるワインドアップ現象は、制御系の出力（操作量）がリミットによって制限され積分器に余分な操作量が積算されることで生じる現象である。本論文では、制御系を線形に保つことによって操作量飽和を考慮する。操作量 $u(k)$ がリミット値 u_{max} に達して、操作量飽和となった場合、リミッタの前後の差から飽和分 $\Delta u(k)$ を算出する。そこで、 $\Delta u(k)$ を用いて u_{max} と考慮された操作量 $\tilde{u}(k)$ が等しくなる修正入力 $\tilde{e}(k)$ を求める。この修正入力 $\tilde{e}(k)$ を用いて、次サンプリングの状態変数を同一サンプリング内

で再計算する。これより、現サンプリングでの操作量飽和が次サンプリングに影響されないので、操作量飽和対策がされることになる。

$$u_{max} = cx(k) + de(k) - \Delta u(k) \quad \cdots (9)$$

$$\tilde{u}(k) = cx(k) + d\tilde{e}(k) \quad \cdots (10)$$

$$\tilde{u}(k) = u_{max} \quad \cdots (11)$$

$$cx(k) + d\tilde{e}(k) = cx(k) + de(k) - \Delta u(k) \quad \cdots (12)$$

$$\tilde{e}(k) = e(k) - \frac{\Delta u(k)}{d} \quad \cdots (13)$$

$$\tilde{x}(k+1) = x(k) + b\tilde{e}(k) \quad \cdots (14)$$

〈4・1〉 速度 PI 制御系の操作量飽和対策 (15)、(16) 式で表された速度 PI 制御系が、 q 軸の最大電流 I_{qsmax} によって電流制限されたとき、操作量の q 軸電流指令値 $i_{qs}^{cmd}(k)$ の飽和を、(17)~(19) 式の手順で考慮することになる。これより、速度 PI 制御系の操作量は、(20) 式の $\tilde{i}_{qs}^{cmd}$ になる。

$$x_{\omega}(k+1) = x_{\omega}(k) + b_{\omega}e_{\omega}(k) \quad \cdots (15)$$

$$i_{qs}^{cmd}(k) = c_{\omega}x_{\omega}(k) + d_{\omega}e_{\omega}(k) \quad \cdots (16)$$

$$\Delta i_{qs}^{cmd}(k) = i_{qs}^{cmd}(k) - \text{sgn}\{i_{qs}^{cmd}(k)\}I_{qsmax} \quad (17)$$

$$\tilde{e}_{\omega}(k) = e_{\omega}(k) - \frac{\Delta i_{qs}^{cmd}(k)}{d_{\omega}} \quad \cdots (18)$$

$$\tilde{x}_{\omega}(k+1) = x_{\omega}(k) + b_{\omega}\tilde{e}_{\omega}(k) \quad \cdots (19)$$

$$\tilde{i}_{qs}^{cmd}(k) = i_{qs}^{cmd}(k) - \Delta i_{qs}^{cmd}(k) \quad \cdots (20)$$

〈4・2〉 q 軸の電流 PI 制御系の操作量 (電圧) 飽和対策 q 軸の電流 PI 制御系の操作量である電圧指令 $v_{qs}^{ref}(k)$ が電圧制限を受けたとき、電圧制限によってカットされ $\Delta v_{qs}(k)$ を電流指令値で考慮する。ここで、磁束制御系の応答は電流制御系の応答に対して極めて遅いため、 $E(k), F(k)$ は現サンプリングでは一定値として扱える。電流 PI 制御系の操作量 $v_{qs}^{ref}(k)$ が実際の電圧 $v_{qs}(k)$ と一致するように入力を修正し、操作量飽和を考慮すると、電流指令の二度目の修正値 $\tilde{i}_{qs}^{cmd}(k)$ は、非干渉制御ループが有る場合には、 $E(k)$ と $F(k)$ を含めて (27) 式のように求められる。非干渉制御ループを持たない電流 PI 制御系の場合には、(28) 式のように求める。

以上より、電流 PI 制御系の操作量 $v_{qs}^{ref}(k)$ の飽和は電流指令の修正値 $\tilde{i}_{qs}^{cmd}(k)$ で考慮され、電流 PI 制御系の状態変数 $x_{Iq}(k+1)$ も (29) 式により修正される。

$$\Delta v_{qs}(k) = v_{qs}^{ref}(k) - v_{qs}(k) \quad \cdots (21)$$

$$E(k) = \frac{MR_r}{L_r\Phi_{dr}^{ref}(k)} \quad \cdots (22)$$

$$F(k) = \sigma L_s i_{ds}(k) + \frac{M}{L_r}\Phi_{dr}^{ref}(k) \quad \cdots (23)$$

$$v_{qs}^{ref} = c_{Iq}x_{Iq}(k) + d_{Iq}\{\tilde{i}_{qs}^{cmd}(k) - i_{qs}(k)\} + \{E(k)\tilde{i}_{qs}^{cmd}(k) + \omega_{re}(k)\}F(k) \quad \cdots (24)$$

$$= c_{Iq}x_{Iq}(k) - d_{Iq}\tilde{i}_{qs}^{cmd}(k) + \omega_{re}(k)F(k) + (d_{Iq} + E(k)F(k))\tilde{i}_{qs}^{cmd}(k) \quad \cdots (25)$$

$$v_{qs} = c_{Iq}x_{Iq}(k) - d_{Iq}i_{qs}(k) + \omega_{re}(k)F(k) + (d_{Iq} + E(k)F(k))\tilde{i}_{qs}^{cmd}(k) - \Delta v_{qs}(k) \quad (26)$$

非干渉制御ループが有る場合

$$\tilde{i}_{qs}^{cmd}(k) = \tilde{i}_{qs}^{cmd}(k) - \frac{\Delta v_{qs}(k)}{d_{Iq} + E(k)F(k)} \quad \cdots (27)$$

非干渉制御ループが無い場合

$$\tilde{i}_{qs}^{cmd}(k) = \tilde{i}_{qs}^{cmd}(k) - \frac{\Delta v_{qs}(k)}{d_{Iq}} \quad \cdots (28)$$

$$\tilde{x}_{Iq}(k+1) = x_{Iq}(k) + b_{Iq}\{\tilde{i}_{qs}^{cmd} - i_{qs}(k)\} \quad \cdots (29)$$

ベクトル制御条件を維持するためには、(2) 式により、すべり角周波数 $\omega_{se}^{ref}(k)$ を $\tilde{i}_{qs}^{cmd}(k)$ を用いて修正することになる。すべり角周波数 $\omega_{se}^{ref}(k)$ は、 q 軸電流指令 $\tilde{i}_{qs}^{cmd}(k)$ と d 軸磁束指令 $\Phi_{dr}^{ref}(k)$ によって決定されるので、正確には q 軸電流指令と d 軸電流指令の両方で修正する必要がある。しかしながら、非干渉制御を行ってこの両方の修正値を一度に求めることは不可能である。また、非干渉制御しない場合でもすべり角周波数を再計算してベクトル制御を実行することはかなり演算量を増大させてしまう。よって、本論文では $\tilde{i}_{qs}^{cmd}(k)$ によるすべり角周波数の再計算は実用面から不適当と考え、これを行わないこととする。

〈4・3〉 d 軸の電流 PI 制御系の操作量 (電圧) 飽和対策 d 軸の電圧指令 $v_{ds}^{ref}(k)$ が電圧制限されると、同様に操作量飽和が起こる。(2) 式において、電源角周波数 $\omega(k)$ は変更しないので、実際の d 軸電圧 $v_{ds}(k)$ と一致するように入力を修正し、操作量飽和を考慮すると (32) 式となる。

$$\Delta v_{ds}(k) = v_{ds}^{ref}(k) - v_{ds}(k) \quad \cdots (30)$$

$$v_{ds} = c_{Id}x_{Id}(k) - d_{Id}\{i_{ds}^{ref}(k) - i_{ds}(k)\} - \omega(k)\sigma L_s i_{qs}(k) - \Delta v_{ds} \quad \cdots (31)$$

$$\tilde{i}_{ds}^{ref}(k) = i_{ds}^{ref}(k) - \frac{\Delta v_{ds}}{d_{Id}} \quad \cdots (32)$$

〈4・4〉 $\Delta v_{ds}(k)$ と $\Delta v_{qs}(k)$ の誘導 d 軸と q 軸の電圧指令 $v_{ds}^{ref}(k)$ と $v_{qs}^{ref}(k)$ は、3 相交流 $V_u^{ref}(k), V_v^{ref}(k), V_w^{ref}(k)$ に変換されて、誘導機を駆動するインバータの電圧指令になる。インバータの DC リンク電圧の $\pm 1/2$ が相電圧の最大値であるので、実験機の場合、相電圧の制限 $V_u^{lim}, V_v^{lim}, V_w^{lim}$ の大きさは 140[V] になる。(33) 式~(35) 式より、 $\Delta V_u(k), \Delta V_v(k), \Delta V_w(k)$ を求めて、(36) 式と (37) 式から $\Delta v_{ds}(k)$ と $\Delta v_{qs}(k)$ を誘導する。この $\Delta v_{ds}(k)$ と $\Delta v_{qs}(k)$ を操作量飽和対策に用いて、電圧飽和を考慮した誘導機の新しい速度サーボ系を実施することになる。

〈4・5〉 実験結果 電圧飽和を考慮した誘導機の新しい速度サーボ系に、図 2 と図 3 と同様に、定格負荷で 10[rad/s]

(a) without load

(b) with full load

図 4 電圧飽和を考慮した誘導機の新しい速度サーボ系のステップ応答（非干渉制御無し）

Fig. 4. Step response of proposed speed servo system considering voltage saturation without decoupling control

から定格速度 $188.5[\text{rad/s}]$ へのステップ速度指令を与えた実験結果を図 4 と図 5 に示す。ただし、インバータの DC リンク電圧は $240[\text{V}]$ に下げており、相電圧の電圧リミット値 V_u^{lim} 、 V_v^{lim} 、 V_w^{lim} の大きさは、 $280[\text{V}]$ の半分の $140[\text{V}]$ のままとしている。

$$\Delta V_u(k) = V_u^{\text{ref}}(k) - \text{sgn}(V_u^{\text{ref}}(k))V_u^{\text{lim}}(k) \quad \dots \quad (33)$$

$$\Delta V_v(k) = V_v^{\text{ref}}(k) - \text{sgn}(V_v^{\text{ref}}(k))V_v^{\text{lim}}(k) \quad \dots \quad (34)$$

$$\Delta V_w(k) = V_w^{\text{ref}}(k) - \text{sgn}(V_w^{\text{ref}}(k))V_w^{\text{lim}}(k) \quad \dots \quad (35)$$

$$\begin{aligned} \Delta v_{ds}(k) = & \sqrt{\frac{2}{3}}(\Delta V_u \cos \theta + \Delta V_v \{-\frac{1}{2} \cos \theta + \frac{\sqrt{3}}{2} \sin \theta\} \\ & + \Delta V_w \{-\frac{1}{2} \cos \theta - \frac{\sqrt{3}}{2} \sin \theta\}) \quad \dots \quad (36) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \Delta v_{qs}(k) = & \sqrt{\frac{2}{3}}(-\Delta V_u \sin \theta + \Delta V_v \{-\frac{1}{2} \sin \theta + \frac{\sqrt{3}}{2} \cos \theta\} \\ & + \Delta V_w \{\frac{1}{2} \sin \theta - \frac{\sqrt{3}}{2} \cos \theta\}) \quad \dots \quad (37) \end{aligned}$$

実験結果より、提案する電圧飽和を考慮した誘導機の新しい速度サーボ系では、有負荷でも無負荷でも、非干渉制御の有無に関わらず、相電圧飽和が起きてもオーバーシュートもなく、且つワインドアップ現象による振動もなく良好な速度ステップ応答の実験結果を得ている。従って、提案す

(a) without load

(b) with full load

図 5 電圧飽和を考慮した誘導機の新しい速度サーボ系のステップ応答（非干渉制御有り）

Fig. 5. Step response of proposed speed servo system considering voltage saturation with decoupling control

る電圧飽和を考慮した誘導機の新しい速度サーボ系は、電圧飽和に対する安定性のマージンが高いと言える。さらに、電圧のリミット値もインバータの DC リンク電圧の $\pm 1/2$ に設定すれば良いので、一意に決定できることになる。

5. $d-q$ 座標の軸ずれ補償の検討

操作量飽和を考慮するアルゴリズムを電流制御系に適用すると、 q 軸電流指令値 i_{qs}^{cmd} が修正されるために、インバータの電源角周波数の位相角が実際の d 軸に対して基本的に進行方向に進み位相となり、ベクトル制御の $d-q$ 座標の軸ずれが生じてしまう。そのため、ベクトル制御を維持することが難しくなる。

この問題を解決するために、提案する操作量飽和を考慮するアルゴリズムが適用したとき、(38) 式によってインバータの位相角の補償を行うことを、本論文では提案する。 K は位相角補償ゲインである。 q 軸電流のトルク電流指令値の大きな変化によって電圧飽和が生じるので、 $\Delta v_{qs}(k)$ だけが本来生ずるべきである。しかしながら、相電圧リミットによる相電圧飽和の場合 $\Delta v_{ds}(k)$ も生じてしまう。これは高速度領域での減磁指令をリミッタ演算からフィードバックしてくるという意味でもあるが、(2) 式のすべり角周波

図6 提案する電圧飽和を考慮した速度サーボ系のブロック図

Fig. 6. Block diagram of proposed speed servo system considering voltage saturation

図7 従来の速度サーボ系の速度と負荷トルクのステップ応答の実験結果

Fig. 7. Experimental results of step response of speed and load torque of conventional speed servo system

数演算ではこれを考慮できないので、 $\Delta v_{ds}(k)$ は軸ずれによって生じたものである。そこで、 $\Delta v_{ds}(k)$ を電源の位相角へ負帰還して、 $d-q$ 座標の軸ずれ補償を行う。なお、実際の軸ずれ補償のための位相フィードバックゲイン K は、実験による最適値の 1.0 を用いている。

図8 従来の速度サーボ系の速度と負荷トルクのステップ応答のシミュレーション結果

Fig. 8. Numerical simulation results of step response of speed and load torque of conventional speed servo system

$$\theta = \theta_{re} + \theta_{se} - K \operatorname{sgn}(\omega_{rm}) \Delta v_{ds} \quad \cdots \cdots (38)$$

提案する軸ずれ補償フィードバックの有効性を確認するために、図7～図12に実験結果とシミュレーション結果の両方を示す。無負荷状態で速度指令を定格速度までステップ状に与え、定常状態に落ちついた1～2秒後にステップ状の約90%負荷トルクを与え、そのままの負荷条件で4秒後に速度を零速にした。さらに、2次磁束の真値をシミュレーションでは得られるが、実験から得ることはできないので、実験では(3)式と(4)式をDSP内で計算して2次磁束を推定している。

図7と図8の結果より、従来法速度サーボ系ではインパクトドロップ時の ω_{rm} の定格速度への回復は速いが、電圧飽和によって振動現象を生じており且つ、 q 軸上に磁束が現れている。図9と図10の結果より、軸ずれ補償の無

図 9 提案する速度サーボ系の速度と負荷トルクのステップ応答の実験結果 - 軸ずれ補償無し -
Fig. 9. Experimental results of step response of speed and load torque of proposed speed servo system - without phase compensation -

図 11 提案する速度サーボ系の速度と負荷トルクのステップ応答の実験結果 - 軸ずれ補償有り -
Fig. 11. Experimental results of step response of speed and load torque of proposed speed servo system - with phase compensation -

図 10 提案する速度サーボ系の速度と負荷トルクのステップ応答のシミュレーション結果 - 軸ずれ補償無し -

Fig. 10. Numerical simulation results of step response of speed and load torque of proposed speed servo system - without phase compensation -

図 12 提案する速度サーボ系の速度と負荷トルクのステップ応答のシミュレーション結果 - 軸ずれ補償有り -

Fig. 12. Numerical simulation results of step response of speed and load torque of proposed speed servo system - with phase compensation -

新しい速度サーボ系では、振動現象は抑圧されて安定で良好な応答が得られた。しかしながら、軸ずれによって q 軸上に 2 次磁束が現れてしまい、ベクトル制御が維持でき

ていないので、インパクトドロップ時の ω_{rm} の指令速度への回復が遅い。

図 11 と図 12 の軸ずれ補償を行った新しい速度サーボ系

の結果では、 q 軸上に磁束が現れていないのでベクトル制御が維持されている。そのため、振動現象が抑制されて安定で良好な応答が得られたうえに、インパクトドロップ時の ω_{rm} の回復も速やかである。

6. ま と め

本論文では、電圧飽和による $d-q$ 座標の各電流 PI 制御系の操作量飽和を考慮した手法を新しく提案した。実験結果より、提案する電圧飽和を考慮した誘導機の新しい速度サーボ系は、従来の操作量飽和対策を用いた速度サーボ系に比べて、電圧飽和に対する安定性のマージンが高く、ウィンドアップ現象による振動もなく良好な速度応答を与えることが分かった。次に、電圧飽和によるベクトル制御の $d-q$ 座標の軸ずれ補償法を提案した。インバータの電源周波数の位相角へフィードバック補償を行うことにより、 $d-q$ 座標の軸ずれを補償して、ベクトル制御条件を維持することができる。

近年の産業界に求められているロバスト性や高速応答性などを実現するためには、交差角周波数の高い制御系を設計しなければならない。しかしながら、このような高ゲインに設計された制御系は、操作量飽和が起こり易い。提案法によって、高ゲインに設計された誘導機の数速度サーボ系のロバスト性や高速応答性を実現しながら、操作量飽和(電圧飽和)による制御性能の劣化を防ぐことができると考える。

今後は軸ずれ補償をさらに検討し、もっと明確なものにする所存である。提案する手法が誘導機のサーボ系に役立つれば幸いである。

(平成 13 年 3 月 22 日受付, 同 13 年 9 月 25 日再受付)

文 献

- (1) 須田:「PID 制御」, 朝倉書店, (1992)
- (2) 鈴木、堀:「左既約分解に基づく 2 自由度制御系のアンチウィンドアップ手法の構造とその追従制御系への適用」, 電気学会産業計測制御研究会資料, IIC-01-26, pp151-156, (2001)
- (3) 佐伯、和田、土屋:「飽和時の応答を考慮したアンチウィンドアップ制御器の設計」, 計測自動制御学会論文集, Vol.35, No.6, pp.754-761, (1999)
- (4) 大石、間下:「操作量飽和を考慮したデジタルロバスト速度サーボ系の一構成法」, 電学論 D, Vol.119-D, No.1, pp.88-96, (1999)
- (5) 大石、ウィモンバン:「関節空間トルクとサーボ系の飽和を考慮したロバストなロボットモーション制御法」, 電学論 D, Vol.118-D, No.1, pp.38-44, (1998)
- (6) 中尾、金、大石、大西:「デジタルサーボ系のウィンド・アップ現象の防止」, 電学論 D, Vol.108-D, No.7, pp.678-684, (1988)
- (7) M.Koyama, etc:「Microprocessor-Basad Vector Control System for Induction Motor Drives with Rotor Times Constant Identification Function」, IEEE Trans. on Industry Applications, Vol.1A-22, No.3, pp.453-458, (1986)
- (8) 金、楊:「ベクトル制御誘導機システムにおける電流制御系の変換構造制御法」, 電気学会論文誌 D, Vol.110-D, No.6, pp.646-654, (1990)
- (9) 杉本、小山、玉井:「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)
- (10) 早坂、大石:「ベクトル制御誘導電動機による速度サーボ系の操作量飽和对策法の検討-第 3 報-」, 電気学会半導体電力変換研究会資料, SPC-01-36, pp65-70, (2001)
- (11) 早坂、大石:「ベクトル制御誘導電動機による速度サーボ系の操作量飽和对策法の検討-第 2 報-」, 平成 12 年電気学会産業応用部門全国大会講演論文集, Vol.3, pp.991-994, (2000)
- (12) 原川、長野、大石:「電圧飽和の考慮によるベクトル制御の高性能化」, 平成 12 年電気学会産業応用部門全国大会講演論文集, Vol.1, pp.305-306, (2000)
- (13) 大石、青木、中島:「誘導機の操作量飽和を考慮した速度サーボ系-第 4 報-」, 電気学会半導体電力変換研究会資料, SPC-99-4, (1999)

大石 潔 (正員) 1957 年 10 月 14 日生まれ。1981 年 3 月慶応大学工学部電気工学科卒業。1986 年 3 月同大学大学院工学研究科博士課程修了。大阪工業大学講師、助教授を経て、1993 年 4 月長岡技術科学大学電気系助教授、現在に至る。工学博士。主として、制御工学、パワーエレクトロニクス、ロボティクスに関する研究に従事。IEEE 会員など。

早坂 恵美子 (学生員) 1976 年 5 月 12 日生まれ。1999 年 3 月長岡技術科学大学電気電子システム工学課程卒業。2001 年 3 月同大学大学院研究科電気・電子システム工学専攻修士課程修了。在学中は、主として、誘導機制御に関する研究に従事。

長野 鉄明 (正員) 1958 年 11 月 9 日生まれ。1983 年 3 月東京工業大学工学部制御工学科修了。同年 4 月三菱電機(株)入社。現在、名古屋製作所に勤務。主として、FA 用交流電動機の駆動制御方式の開発に従事。

原川 雅哉 (正員) 1974 年 4 月 20 日生まれ。1999 年 3 月静岡大学大学院理工学研究科電気電子工学専攻修士課程修了。同年 4 月三菱電機(株)入社。現在、名古屋製作所に勤務。主として、FA 用交流電動機の駆動制御方式の開発に従事。