

家電機器向け位置センサレス永久磁石同期モータの 簡易ベクトル制御

正員 坂本 潔* 正員 岩路 善尚*
正員 遠藤 常博*

A Simplified Vector Control of Position Sensorless Permanent Magnet Synchronous Motor for Electrical Household Appliances

Kiyoshi Sakamoto*, Member, Yoshitaka Iwaji*, Member, Tsunehiro Endo*, Member

A simplified vector control is proposed as a driving method of permanent magnet synchronous motor (PMSM) for electrical household appliances. Control structure is simplified by eliminating the speed regulator and the current regulator from the conventional vector controller. Output voltage references are determined by feedforward-like calculation using motor parameters, rotation speed command, and current references. In the static characteristic, the proposed vector control method is almost equal to the conventional one, because the voltage references are calculated in the vector space. A practical estimate equation of rotor position is proposed, and the phase locked loop control approach is employed to drive PMSM without position and speed sensors. Design method of two control gains is given. Finally, the effectiveness of the proposed control is verified by simulation and experiments.

キーワード：家電機器，永久磁石同期モータ，ベクトル制御，位置センサレス制御

Keywords: Electrical household appliance, permanent magnet synchronous motor, vector control, position sensorless control

1. はじめに

1980年代初頭におけるインバータエアコンの実用化以来，インバータ方式を採用した家電機器が，国内において急速に普及した。現在，家庭用ルームエアコンの国内生産台数は，年間約650万台⁽¹⁾に上るが，主要メーカの多くが，全製品にインバータ方式を採用している。また，エアコン以外の冷蔵庫，洗濯機，クリーナ等の家電機器にも，インバータ方式が採用されている。近年では，小形で省エネルギー性に優れた永久磁石同期モータ（Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM）をインバータで駆動する方式が，家電機器の標準的な駆動システムとなっている。

これらインバータ家電の普及では，世界的に見れば日本のみが突出した傾向にあるが，地球規模での環境保護が叫ばれる中，今後はアジアや欧州等を中心に，インバータ家電の比率が増加するものと予測されている。

これら家電機器における代表的なモータ駆動方式としては，120度通電方式がある。120度通電方式は，応答性やトルク脈動等，ドライブ技術としての性能面では問題があ

るものの，家電機器用としては十分な能力がある。特に，モータの電気定数に対する依存性が少ないことから簡便性に優れており，汎用的なPMSMの駆動方式として，家電機器からOA機器まで広く用いられている。さらに，無通電相の誘起電圧を検出することで，回転子位置情報を得ることができるため，位置センサレス方式も早くから実用化され普及している。

しかしながら，ここ数年の間に，家電機器にも高品質性や，極限に近い省エネルギー性能が求められるようになり，120度通電方式の問題点が無視できなくなってきた。例えば，(1)モータ電流が矩形波状になるため，トルクリプルが生じて振動や騒音が生じやすいこと，(2)電流波形に含まれる歪み成分が多く，高調波による鉄損が無視できないこと，等の問題が挙げられる。これらを解決するには，制御方式を正弦波電流駆動に切り替える必要がある。

正弦波電流駆動方式としては，産業機器のモータ駆動やACサーボシステムで使われているベクトル制御がある。ベクトル制御は，交流モータの理想的な駆動方式であり，性能的に優れたものであるが，家電機器にそのまま適用するのは難しい。その理由の第1に，ベクトル制御に必要な位置センサは高価であり，家電品への採用は考え難いことが挙げられる。そのため，センサレス技術が必要になるが，これまで報告された磁極位置推定のアルゴリズム^{(2)~(5)}は複雑

* (株)日立製作所日立研究所
〒319-1292 日立市大みか町 7-1-1
Hitachi Research Laboratory, Hitachi, Ltd.
7-1-1, Omika-cho, Hitachi 319-1292

であり、汎用性の点で問題がある。さらに、性能を出すために速度制御器、電流制御器のゲイン調整や、磁極位置推定部の調整が必要になる。これらの作業は高い専門知識とノウハウが必要であり、汎用的な方式として普及するには問題がある。

第2の理由に、家電機器に求められる仕様を考えると、ベクトル制御ほどの高性能は要求されていないことが挙げられる。例えば、エアコンの圧縮機やファンを駆動する場合は、モータの加速と減速は頻繁に繰り返されず、速度一定での運転が長時間継続する。このため、速度指令や負荷外乱への応答性よりも、定常的な特性（静音性や駆動効率）の改善が求められている。

以上の観点より、従来の120度通電方式とベクトル制御の中間に位置する新しい駆動方式が、家電機器には必要であることがわかる。そこで、筆者らは家電機器向けモータ駆動方式としての3つの要件を設定し、検討を進めてきた。

- 制御構成が簡便で、汎用的であること。最低限、モータの電気定数が与えられることで、すべての調整箇所の設定が可能であること。
- 動特性（速度指令や負荷外乱への応答性）は120度通電方式の性能と同等か、それ以上であること。
- 静特性（静音性、駆動効率）はベクトル制御に等価であること。

上記要件の一部を満たす制御として、一次磁束制御による位置センサレス方式⁽⁷⁾⁽⁸⁾がある。この方式は制御構成が簡単だが、印加電圧の決め方がベクトル制御と異なる。このため、定常的な特性は同期運転に近いと考えられ、静特性の性能がベクトル制御と等価になるかが明確でない。

本論文で提案するPMSMの位置センサレス簡易ベクトル制御^{(11)~(13)}は、前述の3つの要件を満たす制御法である。制御構成は、従来のベクトル制御をベースにして、簡便化したものである。印加電圧は、従来のベクトル制御と同様にPMSMのd軸とq軸に分けて設定されるため、速度や負荷トルクが変動する過渡状態を除けば、理想的なベクトル制御と同等の性能を出すことができる。

以下、2章、3章では、簡便化した制御構成について説明する。簡易ベクトル制御は、速度制御器、ならびに電流制御器を持たず、代わりに、モータ定数、周波数指令値、および電流指令値に基づいて、フィードフォワード的にPMSMへの印加電圧を演算する。この時、必要となる電流指令値は、観測電流に応じて調整されるため、負荷変化に対しても十分追従可能な制御系を実現できる。次に、4章では、位置センサレス制御として、拡張誘起電圧モデル⁽⁶⁾から導いた実用的な演算方式について述べる。本方式は、回転子の突極、非突極によらず適用可能であり、中高速の回転速度領域において位置推定が可能である。5章では、ゲイン設計方法について述べる。提案方式のゲイン設定箇所は2カ所のみであり、調整が非常に簡便である。本章では、それぞれについて設計指針を示す。最後に、6章において、シミュレーション及び実機試験により提案方式の有効性を検

証する。

2. 提案する制御系の構成

図1に、提案する位置センサレスPMSMの簡易ベクトル制御の全体構成を示す。また、比較のため、図2に従来のベクトル制御を用いた構成の一例を示す⁽¹¹⁾⁽¹²⁾。どちらも、制御系は、ベクトル制御部と位置センサレス制御部の2つに分けられる。なお、本論文では、PMSMは速度制御されるものとし、上位系から速度指令を与えている。

簡易ベクトル制御の特徴は、速度制御器（ASR）と電流制御器（ACR）を省略することで、制御構成をシンプルにした点にある。簡便化の考え方は、誘導機の世界速度センサレス制御を対象として既に報告されており⁽⁹⁾、本論文では、これをPMSMの位置センサレス制御に適用した。

なお、図2の場合、従来のベクトル制御のASRとACRは、位置センサレス制御系と干渉するために、制御系の伝達特性は複雑になる。制御ゲインの与え方によっては、制御量の振動が持続する場合があります、ゲイン調整が難しいと

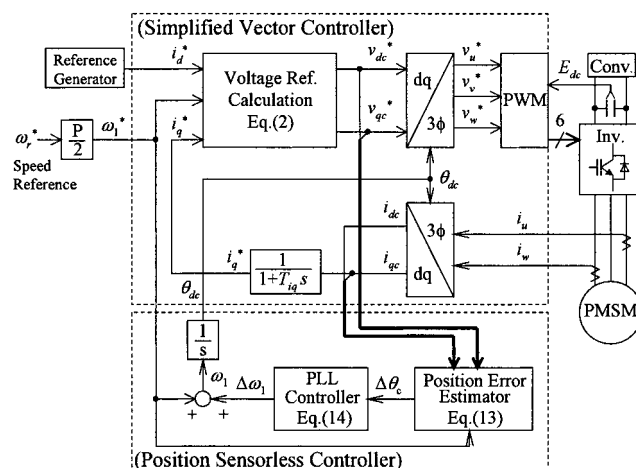


図1 位置センサレスPMSMの簡易ベクトル制御系
Fig.1. Simplified vector control system for position sensorless PMSM drive.

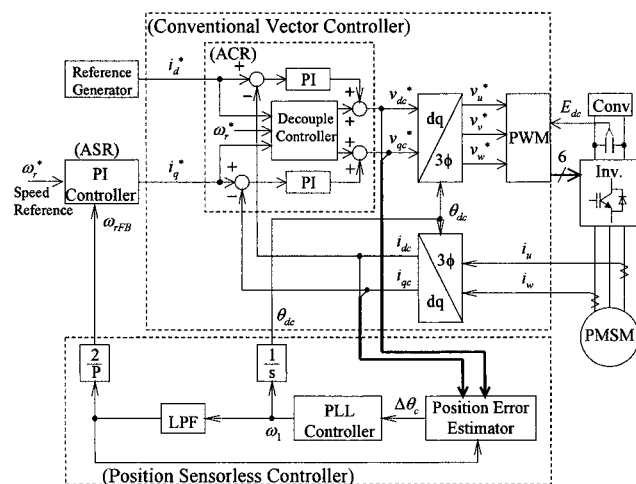


図2 従来のベクトル制御系の一例

Fig.2. An example of conventional vector control.

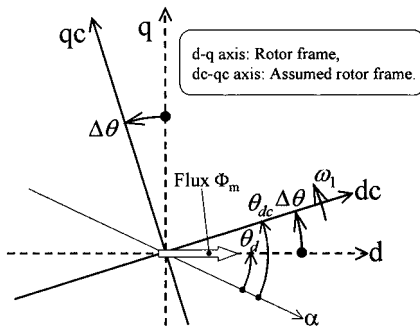


図3 2つの回転座標系の関係

Fig. 3. Relation between two synchronous reference frames.

いう問題があった。簡易ベクトル制御では、フィードフォワード的に PMSM への印加電圧を決めるため、閉ループ制御は位置センサレス制御 (PLL 制御) のみになる。このため、振動現象を生じるループが減り、ゲイン調整が容易になる。

3. 簡易ベクトル制御

簡易ベクトル制御の各部について説明する。

3.1 電圧指令演算器 電圧指令演算器では、モータ定数、周波数指令値、および電流指令値に基づいて、PMSM への印加電圧を演算する。

演算式は、突極型 PMSM の電圧方程式から導いた。即ち、突極型 PMSM では、回転子座標系である d-q 座標において (1) 式が成り立つから、

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + p \begin{bmatrix} L_d \cdot i_d \\ L_q \cdot i_q \end{bmatrix} + \frac{P}{2} \omega_r \begin{bmatrix} -L_q \cdot i_q \\ L_d \cdot i_d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ K_E \cdot \frac{P}{2} \omega_r \end{bmatrix} \quad (1)$$

ここで、 ω_r : 回転子速度、 R : 巻線抵抗、 L_d, L_q : d, q 軸インダクタンス、 K_E : 発電定数、 p : 微分演算子、 P : モータ極数

(1) 式の微分項を無視した (2) 式によって電圧指令 v_{dc}^*, v_{qc}^* を演算する。

$$\begin{bmatrix} v_{dc}^* \\ v_{qc}^* \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_d^* \\ i_q^* \end{bmatrix} + \omega_1^* \cdot \begin{bmatrix} -L_q \cdot i_q^* \\ L_d \cdot i_d^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ K_E \cdot \omega_1^* \end{bmatrix} \quad (2)$$

ここで、 ω_1^* : インバータ周波数指令

なお、(2) 式の演算周期を十分に短くできず、1 ms 程度に設定される場合があるため、(2) 式では、周波数と電流には指令値 (ω_1^*, i_d^*, i_q^*) を用いている。観測値を用いた場合、観測値が電圧指令として反映されるまでに時間遅れがあり、制御系が振動し不安定になる場合がある。

演算された電圧指令 v_{dc}^*, v_{qc}^* は、制御系が仮定した仮想回転子座標上の値である。本論文では、仮想回転子座標系を dc-qc 座標と呼ぶ。dc-qc 座標は、実回転子座標 (d-q 座標) と同期するように制御されるが、両者は完全には一致しない。2 つの座標軸の位相ずれを軸誤差 $\Delta\theta$ と呼び、(3)

式により定義する。

$$\Delta\theta = \theta_{dc} - \theta_d \quad (3)$$

ここで、 θ_d : 固定子座標の α 軸からみた d 軸の位相、 θ_{dc} : 同 α 軸からみた dc 軸の位相

なお、dc-qc 座標から d-q 座標へのベクトルの座標変換式は、(4) 式により与えられる。

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \Delta\theta & -\sin \Delta\theta \\ \sin \Delta\theta & \cos \Delta\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{dc} \\ v_{qc} \end{bmatrix} \quad (4)$$

3.2 q 軸電流指令生成器 従来のベクトル制御は、ASR が速度指令と実速度の速度偏差に応じて i_q^* を与えていた。一方、簡易ベクトル制御では ASR が省略されるため、(5) 式によって観測電流 i_{qc} から i_q^* を作成し ASR の代用とする。

$$i_q^* = \frac{1}{1 + T_{iq}s} i_{qc} \quad (5)$$

ここで、 T_{iq} : 電流指令値用フィルタ時定数

観測電流 i_{qc} に遅れ要素を介して、 i_q^* を作成しているのは、後述する PLL 制御が軸誤差を零に制御したのちに、 i_q^* を必要な値に設定するためである。従って、(5) 式の遅れ要素は、PLL 制御よりも応答が低くなるように時定数 T_{iq} を設定する必要がある。

3.3 d 軸電流指令生成器 一般に、埋込磁石型などの突極型 PMSM では、永久磁石トルクとリラクタンストルクの配分を最適化することで、最小の電流で最大トルクが得られる。これにより電流を最小化した運転が可能になる。

簡易ベクトル制御で電流最小化制御を実現するには、図 1 の i_d^* 生成器において、q 軸観測電流 i_{qc} の大きさに応じて、 i_d^* を負側の所定の値に変化させればよい。この際、 i_d^* の変化を前述の i_q^* よりも遅く設定する。圧縮機やファンを駆動する場合、負荷トルクの変化は少ないため、定常状態になれば電流最小化が達成される。

4. 位置センサレス制御

4.1 位置推定アルゴリズム d-q 座標における PMSM の電圧方程式 (1) は、(6) 式のように変形できる。

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + p L_d \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \frac{P}{2} \omega_r L_q \begin{bmatrix} -i_q \\ i_d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ K_E \frac{P}{2} \omega_r + p (L_q - L_d) \cdot i_q + \frac{P}{2} \omega_r (L_d - L_q) \cdot i_d \end{bmatrix} \quad (6)$$

dc-qc 座標における PMSM の電圧方程式は、(6) 式を座標変換することにより (7) 式で表される。

$$\begin{bmatrix} v_{dc} \\ v_{qc} \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_{dc} \\ i_{qc} \end{bmatrix} + p L_d \begin{bmatrix} i_{dc} \\ i_{qc} \end{bmatrix} + \frac{P}{2} \omega_r L_q \begin{bmatrix} -i_{qc} \\ i_{dc} \end{bmatrix} + \frac{d\Delta\theta}{dt} L_d \cdot \begin{bmatrix} -i_{qc} \\ i_{dc} \end{bmatrix} + E_{0x} \cdot \begin{bmatrix} \sin \Delta\theta \\ \cos \Delta\theta \end{bmatrix} \quad (7)$$

ここで,

$$E_{0x} = K_E \frac{P}{2} \omega_r + p(L_q - L_d) \cdot i_q + \frac{P}{2} \omega_r (L_d - L_q) \cdot i_d \quad \dots\dots\dots (8)$$

(7) 式が PMSM の拡張誘起電圧モデル⁽⁶⁾ であり, E_{0x} が拡張誘起電圧である。

本論文では, (7) 式をさらに変形した (9) 式を dc-qc 座標における電圧方程式の基本式とした。

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} v_{dc} \\ v_{qc} \end{bmatrix} = & R \begin{bmatrix} i_{dc} \\ i_{qc} \end{bmatrix} + pL_d \begin{bmatrix} i_{dc} \\ i_{qc} \end{bmatrix} + \omega_1 L_q \begin{bmatrix} -i_{qc} \\ i_{dc} \end{bmatrix} \\ & + \frac{d\Delta\theta}{dt} (L_d - L_q) \cdot \begin{bmatrix} -i_{qc} \\ i_{dc} \end{bmatrix} + E_{0x} \cdot \begin{bmatrix} \sin \Delta\theta \\ \cos \Delta\theta \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (9) \end{aligned}$$

(9) 式は, 制御系から観測できない ω_r を, $\Delta\theta$ と ω_1 に置き換えてまとめたものである。(9) 式を求めるには, (3) 式を時間 t で微分した (10) 式を (7) 式に代入すればよい。

$$\frac{d}{dt} \Delta\theta = \left(\frac{d}{dt} \theta_{dc} - \frac{d}{dt} \theta_d \right) = \omega_1 - \frac{P}{2} \omega_r \quad \dots\dots\dots (10)$$

次に (9) 式から軸誤差 $\Delta\theta$ の情報を含む項についてまとめると (11) 式を得る。

$$\begin{aligned} E_{0x} \cdot \begin{bmatrix} \sin \Delta\theta \\ \cos \Delta\theta \end{bmatrix} = & \begin{bmatrix} v_{dc} \\ v_{qc} \end{bmatrix} - R \begin{bmatrix} i_{dc} \\ i_{qc} \end{bmatrix} - pL_d \begin{bmatrix} i_{dc} \\ i_{qc} \end{bmatrix} - \omega_1 L_q \begin{bmatrix} -i_{qc} \\ i_{dc} \end{bmatrix} \\ & - \frac{d\Delta\theta}{dt} (L_d - L_q) \cdot \begin{bmatrix} -i_{qc} \\ i_{dc} \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (11) \end{aligned}$$

E_{0x} 項の位相情報のみを利用するため, (11) 式から $\tan \Delta\theta$ を求めると, 拡張誘起電圧の大きさを表す E_{0x} は消去され, (12) 式が得られる。

$$\tan \Delta\theta = \frac{v_{dc} - (r + pL_d) \cdot i_{dc} + \{\omega_1 L_q + (L_d - L_q)(p\Delta\theta)\} \cdot i_{qc}}{v_{qc} - (r + pL_d) \cdot i_{qc} - \{\omega_1 L_q + (L_d - L_q)(p\Delta\theta)\} \cdot i_{dc}} \quad \dots\dots\dots (12)$$

(12) 式において, 回転子座標系における電流の微分値は過渡的な変化時のみ値をもち, 負荷, 周波数及び電流が一定の定常状態になれば零になる。また, $\Delta\theta$ の微分も定常状態では零に近似できると考えられる。そこで, (12) 式の微分項を無視する近似を行うと, 実用的な軸誤差の推定式 (13) が得られる。

$$\Delta\theta_c = \tan^{-1} \left[\frac{v_{dc} - R \cdot i_{dc} + \omega_1 L_q \cdot i_{qc}}{v_{qc} - R \cdot i_{qc} - \omega_1 L_q \cdot i_{dc}} \right] \quad \dots\dots\dots (13)$$

ここで, $\Delta\theta_c$: 軸誤差 $\Delta\theta$ の推定値

なお, 突極型 PMSM を対象に式を導出したが, $L_d = L_q$ とおけば, そのまま非突極型 PMSM の推定式になる。

4.2 PLL 制御 軸誤差 $\Delta\theta$ は仮想軸 dc-qc 座標が

実軸 d-q 座標より回転方向に進んでいるか, 遅れているかを示す。そこで $\Delta\theta$ が正の場合は仮想軸の速度 ω_1 を下げ, $\Delta\theta$ が負の場合は速度 ω_1 を上げるように制御すればよい。PLL 制御器は, (14) 式によって周波数の調整分 $\Delta\omega_1$ を演算する。なお, ここでは軸誤差として (13) 式の推定値 $\Delta\theta_c$ を用いる。

$$\Delta\omega_1 = -K_{ps} \Delta\theta_c \quad \dots\dots\dots (14)$$

ここで, K_{ps} は比例ゲインである。調整分 $\Delta\omega_1$ と周波数指令値 ω_1^* との和を, インバータ周波数 ω_1 とする。

$$\omega_1 = \omega_1^* + \Delta\omega_1 \quad \dots\dots\dots (15)$$

なお, 従来のベクトル制御系である図 2 の構成では, PLL 制御器として PI 補償器を用いたが, (14) 式では比例項のみとした。図 1 の構成で PI 補償器を用いると, 推定値 $\Delta\theta_c$ に誤差が含まれれば, 積分項が定常的に値を持ってしまい, $\Delta\omega_1$ が定常状態で零にならない。その結果, 速度指令 ω_1^* と実速度 ω_1 に差が生じる問題がある。

最後に, ベクトル制御に必要な dc 軸位相 θ_{dc} は, ω_1 を積分して得られる。

$$\theta_{dc} = \int \omega_1 dt \quad \dots\dots\dots (16)$$

5. ゲイン設計

提案する駆動システムにおいて, 調整が必要なゲインパラメータは, q 軸電流指令生成器のフィルタ時定数 T_{iq} 及び PLL 制御器ゲイン K_{ps} の 2 つである。ここでは, ゲイン設計の手法として, PMSM 自身が持つ共振特性に着目した方法を示す。

5.1 d-q 軸間の干渉による PMSM の共振特性 図 4 は d-q 座標において PMSM の電圧と電流の関係を表したブロック図である。なお, この関係は電圧方程式 (1) から求められている。ただし, 機械系よりも早い応答を示す電気系の現象を把握することが目的のため, モータ速度 ω_r を一定と仮定した。また, 簡単のために, 実回転子座標と仮想回転子座標間の軸誤差 $\Delta\theta$ は零と仮定し, モータの回転速度は, $P\omega_r/2$ を ω_1 に置き換えて表した。

ここで, d 軸の v_d から i_d への伝達関数 G_o を求めると (17) 式が得られる。

$$G_o = \frac{R + sL_q}{s^2 L_d L_q + s \cdot R(L_d + L_q) + R^2 + \omega_1^2 L_d L_q} \quad \dots\dots\dots (17)$$

図 5 に, G_o の伝達特性をボード線図によって示す。なお, 本特性は, 後述する実験で使用した供試モータのモータ定数値を用いて求めた。図 5 より伝達関数 G_o は共振特性を持っており, 周波数 ω_1 が高くなるほど共振が鋭くなることがわかる。

共振の特性を明らかにするため, (17) 式を (18) 式のように変形する。

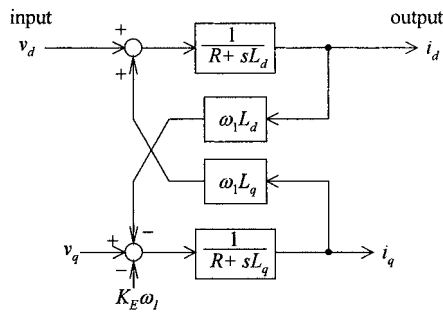


図 4 回転子座標系における突極型 PMSM のモデル

Fig. 4. A model of salient pole PMSM in the rotary reference frame.

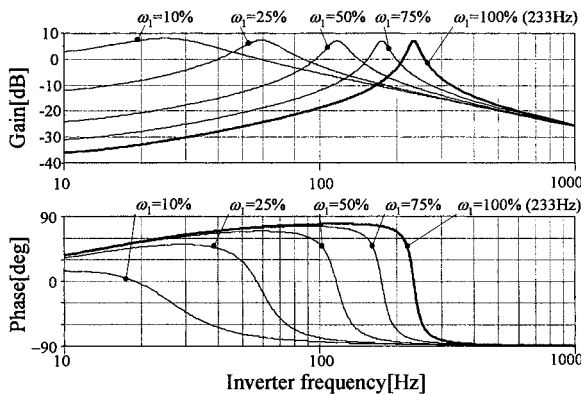


図 5 d 軸の電圧から電流への伝達特性

Fig. 5. Transfer characteristics from d-axis voltage to d-axis current.

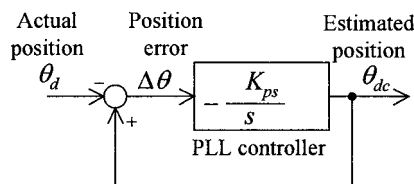


図 6 簡易化された PLL 制御器モデル

Fig. 6. Simplified model of PLL controller.

$$G_o = \frac{R + sL_q}{R^2 + \omega_1^2 L_d L_q} \cdot \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n \cdot s + \omega_n^2} \quad \dots (18)$$

$$\text{ただし, } \begin{cases} \omega_n = \sqrt{\omega_1^2 + \frac{R^2}{L_d L_q}} \\ \zeta = \frac{R \cdot (L_d + L_q)}{2 \sqrt{L_d L_q} \cdot (R^2 + \omega_1^2 L_d L_q)} \end{cases} \quad \dots (19)$$

上式から分かるように、振動の固有周波数 ω_n ならびに減衰係数 ζ は、周波数 ω_1 に依存して変化する。即ち、 ω_1 が高くなるほど、固有周波数 ω_n は周波数 ω_1 に近づき、 ζ は零に近づいて減衰しにくくなる。この共振は、d-q 軸間の干渉によって引き起こされるもので、PMSM だけでなく誘導機でも同様の現象が知られている。

5.2 ゲイン設計法 PMSM を安定に駆動するには、

前述の干渉項による電流振動を抑える必要がある。このために非干渉化制御が用いられている⁽¹⁰⁾。非干渉化制御は、d-q 軸間の干渉項を演算し、それを打ち消す制御である。提案する簡易ベクトル制御でも、(2) 式の電圧指令演算の中で干渉項を計算している。しかし、モータ定数の設定値に誤差があれば、インバータ周波数 ω_1 が高くなるほど $\omega_1 L_d$ 、 $\omega_1 L_q$ 項の誤差が大きくなり、非干渉化は実現されなくなる。さらに、(2) 式では観測値ではなく電流指令値を用いており、完全な非干渉化は期待できない。

そこで、本論文では、PMSM に印加するモータ電圧量（ただし、d-q 座標における電圧量 v_d 、 v_q ）を変化させる際に、その変化の速さを制限して周波数帯域を下げ、PMSM 自身の共振から回避する方法をとる。

系が振動しない条件を求めるため、(19) 式から固有周波数 ω_n と減衰係数 ζ の関係を求めると、(20) 式を得る。

$$\zeta = \frac{R \cdot (L_d + L_q)}{2 \cdot L_d L_q \cdot \omega_n} \quad \dots (20)$$

ここで減衰係数 $\zeta = 1.0$ の条件は、振動が臨界減衰になる状態である。従って、 $\zeta \geq 1.0$ とすれば系が振動しない条件が得られる。この条件を、固有周波数 ω_n で表すと (21) 式となる。

$$\omega_n \leq \frac{R \cdot (L_d + L_q)}{2 \cdot L_d L_q} \quad \dots (21)$$

以下の説明では、(21) 式の右辺を、臨界減衰となる周波数として ω_{n0} で表す。

$$\omega_{n0} = \frac{R \cdot (L_d + L_q)}{2 \cdot L_d L_q} \quad \dots (22)$$

安定化のためには、PMSM 自身の共振が生じないように、モータ電圧に含まれる周波数成分を ω_{n0} 以下にすればよい。

PLL 制御器の出力 $\Delta\omega_1$ に含まれる振動成分は、位相 θ_{dc} を揺らし、最終的にインバータ出力電圧の振動になる。ここで、軸誤差 $\Delta\theta$ 、位相 θ_d 、 θ_{dc} の関係は、図 6 のようにモデル化できるから、 K_{ps} を (23) 式により定めれば、 $\Delta\theta$ から θ_{dc} への閉ループ伝達特性はカットオフ周波数 ω_{n0} の一次遅れフィルタ特性にすることができる。

$$K_{ps} = \omega_{n0} \quad \dots (23)$$

つまり、(23) 式によりゲインを定めれば、PLL 制御器の出力によって生じる位相 θ_{dc} の振動成分を、周波数 ω_{n0} 以下にでき、共振を引き起こす要因は排除される。

なお、q 軸電流指令 i_q^* 生成器の出力も、電圧指令の演算に使われるため、PMSM のモータ電圧に影響を与える。ここでは、生成器のフィルタ時定数 T_{iq} を、PLL 制御よりも応答が 10 倍程度遅くなるように設定する。

6. シミュレーション及び実験

提案する簡易ベクトル制御の効果を、シミュレーション及び実験により検証した。表 1 に供試モータの仕様を示す。

この場合、(22) 式の臨界減衰周波数 ω_{n0} は 74 rad/s であり、これを目安にして $K_{ps} = 80$ rad/s、 $T_{iq} = 125$ ms に設定した。PWM キャリア周波数は 5 kHz とし、3 相電圧指令は $100 \mu\text{s}$ 毎に演算した。また、(2) 式の電圧指令は $900 \mu\text{s}$ 毎、(13)、(14) 式の位置センサレス制御系は $500 \mu\text{s}$ 毎に演算した。なお、本論文で述べた位置推定式 (13) は、停止、低速域で適用できない。実験では、停止状態から 30 Hz までの立ち上げに、同期モータの始動制御を用いている。

図 7 にシミュレーションにより求めた加速特性を示す。ここではモータ負荷を無負荷とし、周波数指令値を 30 Hz から 230 Hz までランプ状に変化させ加速させた。簡易ベクトル制御は ACR を持たないため、モータトルク T_m の変化に遅れがある。このため、加速開始及び終了時に軸誤差 $\Delta\theta$ が生じ、周波数指令値と実周波数に差がみられる。しかし、加速中の差は零になり良好に加速している。

図 8 に実機による加速試験の結果を示す。ここでは相電流 i_u とインバータ周波数 ω_1 、及び軸誤差推定値 $\Delta\theta_c$ を示す。本試験ではモータ単体を駆動したが、風損があるため

シミュレーション結果と電流振幅が異なっている。それ以外は、ほぼ同様の特性を、実験でも確認できた。

図 9 は、シミュレーションにより求めた負荷外乱応答特性である。ここでは定格速度で駆動している状態で負荷トルク (100%) をステップ状に与え、各量の変動を調べた。負荷印加によりモータ速度は低下するが、インバータ周波数も同時に下がり、脱調することなく駆動できている。モータトルク T_m は、負荷発生から約 0.4 s かけて調整され、最終的に周波数誤差は零になる。

図 10 は実機による負荷外乱応答の測定結果である。負荷変化に応じて電流が増加し、出力トルクが調整されていることがわかる。なお、実験では供試モータ軸に同形式の PMSM を接続し、発電電力を電子負荷装置で消費することによって負荷トルクを与えた。図 9 と比べると、実験では電流振幅が振動する結果が得られた。この違いは、シミュレーションでは、機械系モデルを単純な一慣性系として扱っていることによると考えられる。図 11 は電気角周波数 233 Hz での相電流波形である。正弦波状の電流で駆動されていることがわかる。

今回、シミュレーション及び実験では、簡易ベクトル制御の動作を分かり易く示すために、d 軸電流指令値 i_d^* を零に固定した。実機適用の場合、 i_d^* を変化させて電流を最小化する必要がある。3 章で述べたように、 i_d^* の変化は、 i_q^* の変化に比べて遅く設定する必要がある。

表 1 供試モータの仕様

Table 1. Specifications of the test motor.

Rated Power	3.7	kW
Rated Speed	3500	r/min
Pole Number P	8	
Inductance L_d, L_q	2.5, 3.3	mH
Resistor R	0.21	Ω
Rotor Inertia	0.0034	kg cm ²

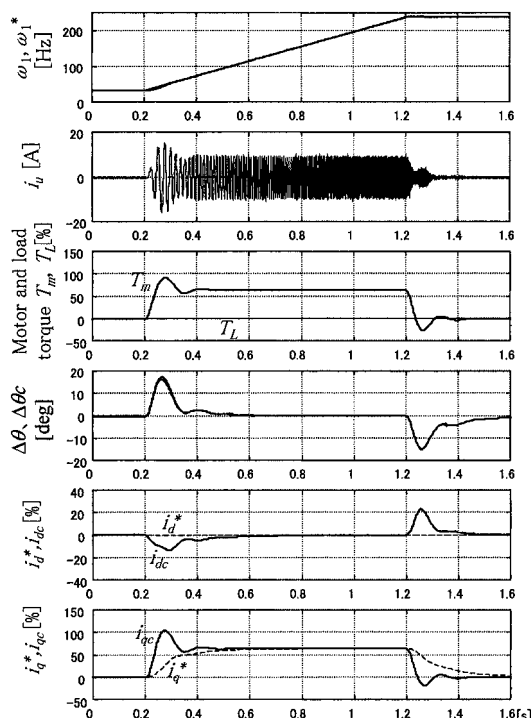
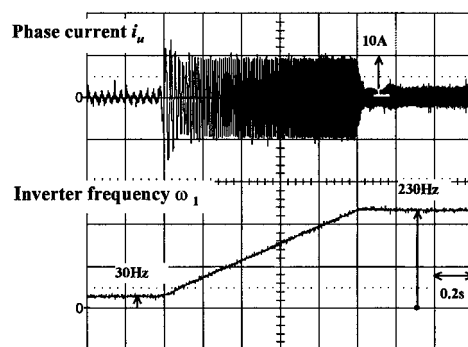
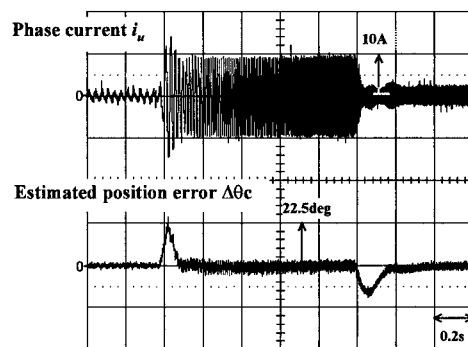


図 7 速度応答特性 (シミュレーション)

Fig. 7. Performance of speed response (Simulation).



(a) Phase current and inverter frequency



(a) Phase current and estimated axis error $\Delta\theta_c$

図 8 速度制御特性 (実験結果)

Fig. 8. Performance of speed response (Experimental result).

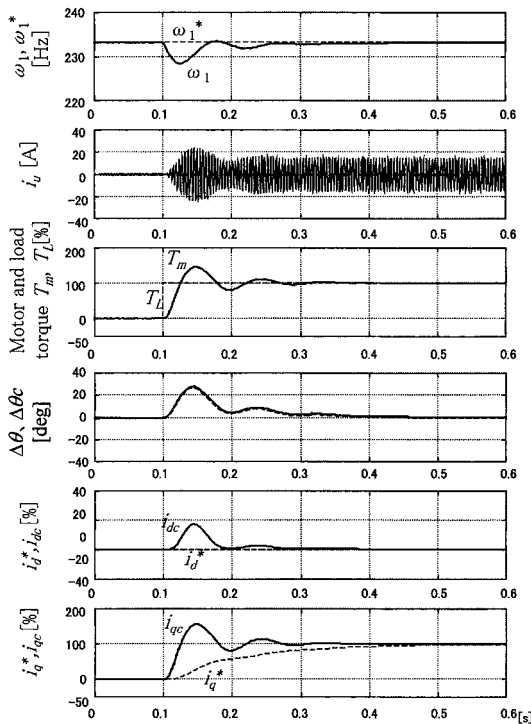


図 9 負荷外乱応答 (シミュレーション)

Fig. 9. Load variation response (Simulation).

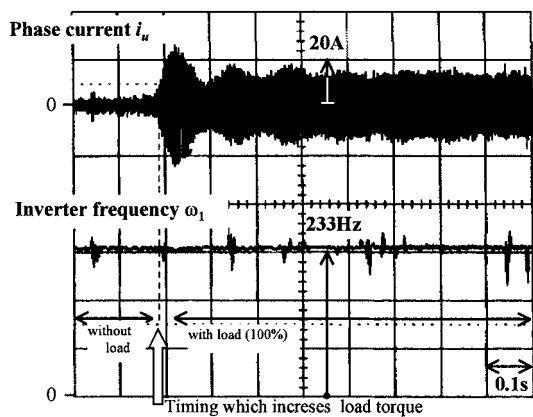


図 10 負荷外乱応答 (実験結果)

Fig. 10. Load variation response (Experimental result).

なお、本論文ではインダクタンス L_d 、 L_q の値は、変化しない定数値として扱ったが、実際のインダクタンス値は電流により変化することが知られている。シミュレーションと実験結果において、電流波形の特徴が一部異なっているが、これは、インダクタンス値の変動も原因の 1 つに考えられる。

また、シミュレーション波形 (図 7、図 9) において、軸誤差の実際値 $\Delta\theta$ と推定値 $\Delta\theta_c$ の値の差はほとんど無い。よって、(13) 式導出の際、微分項を無視したことによる影響はないことがわかる。ただし、モータ定数設定に誤差がある場合、 $\Delta\theta_c$ に推定誤差が生じることを確認している⁽¹⁴⁾。パラメータ設定誤差による制御特性の劣化と対策については、別の機会に報告する予定である。

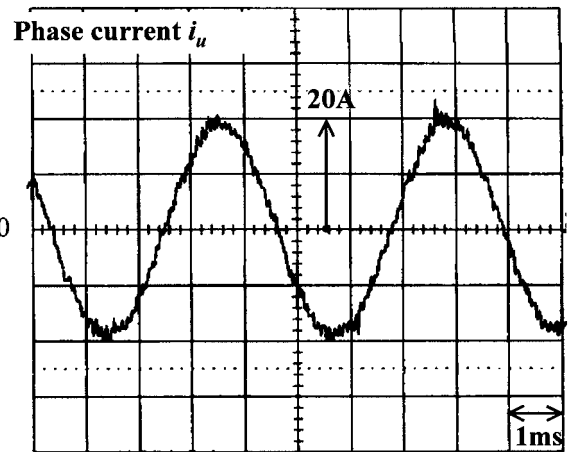


図 11 相電流波形

Fig. 11. Phase current wave form.

7. む す び

位置センサレス PMSM ドライブを対象に、簡易ベクトル制御を用いた方式を提案した。本論文では、簡易ベクトル制御について、その構成を説明した。また、回転子の突極、非突極によらず使用可能な中・高速域の位置センサレス方式について述べた。また、制御ゲインの設計法について、PMSM の共振周波数に着目した手法を述べた。さらに、シミュレーション及び実験により提案方法の有効性を確認した。

なお、今回述べたゲインの設計法は、制御系を振動させないことを第一に考えたものであり、安全サイドに立ったものである。このため、臨界減衰となる周波数 ω_{n0} 以上のゲインを与えても、ある程度までは制御系を安定に駆動できることを確認している。

簡易ベクトル制御は、従来のベクトル制御に比べて構成が単純であり、制御器ゲインの調整箇所が少ないという特長がある。今後の課題として、筆者らが提案している停止、低速域の位置センサレス方式⁽¹⁵⁾と簡易ベクトル制御の組合せを検討することもある。

(平成 15 年 11 月 21 日受付、平成 16 年 6 月 3 日再受付)

文 献

- (1) The Japan Electrical Manufacturers' Association: "Domestic Delivery of Home Electrical Appliances", (2003-3) (in Japanese)
(社) 日本電機工業会: 「家庭用電気機器出荷・在庫統計」2002 年 4 月～2003 年 3 月分, <http://www.jema-net.or.jp/> (2003-3)
- (2) T. Takeshita, M. Ichikawa, J.-S. Lee, and N. Matsui: "Back EMF Estimation-Based Sensorless Salient-Pole Brushless DC Motor Drives", *T. IEE Japan*, Vol.117-D, No.1 pp.98-104 (1997-1) (in Japanese)
竹下隆晴・市川 誠・Ju-Suk Lee・松井信行: 「速度起電力推定に基づくセンサレス突極形ブラシレス DC モータ制御」, 電学論 D, 117, 1 pp.98-104 (1997-1)
- (3) L.A. Jones and J.H. Lang: "A state observer for permanent magnet synchronous motor", *IEEE Trans. Industrial Electronics*, Vol.36, No.3, 1989, pp.374-382 (1989-3)
- (4) S. Bolognani, R. Oboe, and M. Zigliotto: "Sensorless full-digital PMSM drive with EKF estimation of speed and rotor position", *IEEE Trans. Indus-*

- trial Electronics, Vol.46, No.1, pp.184–191 (1999-2)
- (5) K. Hirano, H. Hara, T. Tsuji, and R. Oguro: “Sensorless Speed Control of IPM Motor”, *T. IEE Japan*, Vol.120-D, No.5, pp.666–672 (2000-5) (in Japanese)
平野孝一・原 英博・辻 輝生・小黒龍一:「IPM モータのセンサレス速度制御」, 電学論 D, **120**, 5, pp.666–672 (2000-5)
- (6) 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. IEE Japan*, Vol.122-D, No.12, pp.1088–1096 (2002-12) (in Japanese)
市川真士・陳 志謙・富田睦雄・道木慎二・大熊 繁:「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, **122**, 12, pp.1088–1096 (2002-12)
- (7) K. Kaku, N. Yamamura, and Y. Tanehiro: “A Novel Technique for a DC Brushless Motor Having No Position Sensors”, *T. IEE Japan*, Vol.111-D, No.8, pp.639–644 (1991-8) (in Japanese)
角 和紀・山村直紀・常広 譲:「DC ブラシレスモータの位置センサレス制御法」, 電学論 D, **111**, 8, pp.639–644 (1991-8)
- (8) M. Yabe and K. Sakanobe: “A Sensor-less Drive of IPM Motor with Over-modulation PWM”, Record of IEE Japan Symposium, RM-01-160 (2001-11) (in Japanese)
矢部正明・坂廻辺和憲:「過変調 PWM を併用した IPM モータのセンサレス駆動」, 電気学会研資 RM-01-160 (2001-11)
- (9) T. Okuyama, N. Fujimoto, and H. Fujii: “Simplified Vector Control System without Speed and Voltage Sensors”, *T. IEE Japan*, Vol.110-D, No.5, pp.477–486 (1990-5) (in Japanese)
奥山俊昭・藤本 登・藤井 洋:「速度・電圧センサレスベクトル制御における制御定数設定誤差の影響とその補償」, 電学論 D, **110**, 5, pp.477–486 (1990-5)
- (10) 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)
- (11) K. Sakamoto, Y. Iwaji, T. Endo, and T. Takakura: “Position and Speed Sensorless Control for PMSM Drive using Direct Position Error Estimation”, Proc. of IECON’01 (The 27th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society), Vol.3, pp.1680–1685 (2001-11)
- (12) K. Sakamoto, Y. Iwaji, and T. Endoh: “A New Position Sensorless Control of Interior Permanent Magnet Synchronous Motor using Direct Position Error Estimation”, Record of IEE Japan Symposium, SPC-00-67/IEA-00-42123 (2000-11) (in Japanese)
坂本 潔・岩路善尚・遠藤常博:「軸誤差の直接推定法による IPM モータの位置センサレス制御」, 電気学会研資, SPC-00-67/IEA-00-42123 (2000-11)
- (13) K. Sakamoto, Y. Iwaji, and T. Endo: “A Simplified Vector Control for Position Sensorless Permanent Magnet Synchronous Motor Drives”, Proc. of JIASC2001 (Annual Conference of the IEE Japan Industry Application Society), No.248, pp.1273–1278 (2001-8) (In Japanese)
坂本 潔・岩路善尚・遠藤常博:「位置センサレス永久磁石同期電動機の簡易ベクトル制御」, 平 13 電気学会産業応用部門全大講演論文集, No.248, pp.1273–1278 (2001-8)
- (14) K. Sakamoto, Y. Iwaji, D. Kaneko, and T. Endo: “Position Sensorless Control System for Permanent Magnet Synchronous Motors, Effects of Setting Error in Back EMF constant parameter and their Compensation”,

Proc. of JIASC2002 (Annual Conference of the IEE Japan Industry Application Society), No.172, pp.669–672 (2002-8) (In Japanese)

坂本 潔・岩路善尚・金子大吾・遠藤常博:「PMSM の位置センサレス制御における誘起電圧定数変動の影響と補償」, 平 14 電気学会産業応用部門全大講演論文集, No.172, pp.669–672 (2002-8)

- (15) D. Kaneko, Y. Iwaji, K. Sakamoto, and T. Endoh: “Initial Rotor Position Estimation of Interior Permanent Magnet Synchronous Motor”, *IEEJ Trans. IA*, Vol.123, No.2, pp.140–148 (2003-2) (in Japanese)
金子大吾・岩路善尚・坂本 潔・遠藤常博:「IPM モータの停止時・初期位置推定方式」, 電学論 D, **123**, 2, pp.140–148 (2003-2)

坂本 潔 (正員) 1969 年 8 月 15 日生。1994 年 3 月横浜国立大学大学院工学研究科博士課程前期修了。同年, (株) 日立製作所に入社。主として, 半導体電力変換器, 電動機制御に関する研究に従事。



岩路善尚 (正員) 1965 年 4 月 8 日生。1987 年茨城大学工学部電気工学科卒業。1992 年北海道大学大学院工学研究科博士課程修了。同年, (株) 日立製作所に入社。主として, 半導体電力変換器制御, 電動機制御に関する研究に従事。工学博士。



遠藤常博 (正員) 1949 年 3 月 26 日生。1975 年大阪市立大学工学部電気工学科修士課程修了。同年, (株) 日立製作所に入社。主として, 電動機制御, パワーエレクトロニクスの家電応用の研究に従事。

