同一次元磁束オブザーバによる PM モータのセンサレス制御

正 員 山本 康弘* 正 員 吉田 康宏**

正 員 足利 正*

Sensor-less Control of PM Motor using Full Order Flux Observer

Yasuhiro Yamamoto*, Member, Yasuhiro Yoshida**, Member, Tadashi Ashikaga*, Member

This paper describes sensor-less vector control method of a synchronous motor with a permanent magnets. We examined the vector control system that used the full order flux observer constituted on the stationary frame. First, a function of this system is explained. This flux observer is converted to the transfer function block diagram which consists of the compensating filter and the vector oscillator. This observer gain can be determined by setting the frequency characteristics of this compensating filter. Then, the design rule that the frequency bandwidth is shown. Lastly, we prove this system has enough stability even in the high-speed region by the experimental results.

キーワード：磁束オブザーバ，永久磁石，同期電動機

Keywords: flux observer, permanent magnet, synchronous motor

1. まえがき

永久磁石を界磁源とする同期電動機（PM モータ）は高効率，小形・低慣性という特徴がある。そのため，省エネ用途やサーボ用途に使用されるようになってきた。また，耐環境性の観点から PM モータの位置センサレス制御が要求されており，これに関しては様々な方式が提案されている^{(1)~(4)}。

この PM モータのセンサレス制御は，低速域では電圧成分が低くなるため，低速域と高速域の制御方式を切り換えていることが多い。低速域では高周波成分を重畳する方式などが提案されており，高速域では誘起起電力や磁束オブザーバを利用した方式が採用されている。本論文では，この高速域における磁束オブザーバの方式について検討を行う。磁束オブザーバにも様々なものが提案されているが，今回は文献(1)で示されている固定座標系で構成した適応磁束オブザーバを採用することにした。

磁束オブザーバを選定したのは，この方式は誘起起電力の設計値を設定する必要がなく，永久磁石の温度による磁

束変動が発生しても推定位相は影響を受けにくい点に着目したものである。また，回転座標で取り扱うと速度推定の変動により基準軸自体が揺らいでしまう。固定座標系を採用するとこの影響を排除でき，安定性に寄与すると考えた。

固定座標系を用いると離散近似誤差が大きくなる特性があるが，回転子モデルを高次近似すれば回転座標と等価な精度を実現できるため問題とはならない。

しかし，この磁束オブザーバは適切にゲインを設定しなければならない。文献(1)では磁束オブザーバの極をモータの k 倍に設定するゲイン決定式が示されている。しかしこのゲインについてシミュレーションしてみると，低速では安定であるが高速域では不安定になりやすいことが判明した。

文献(6)では数値演算により安定なゲインを求めているが，誘導機に比べ IPM モータの定数は非線形性が強く設計値と一致しないことも多い。また，ACR 帯域の制限なども影響してくるため，実機を用いた調整手順も有用になってくる。

そこで本論文では，まず適応磁束オブザーバの物理的な意味を明確にし，ブロック図を展開すれば，補償フィルタと回転ベクトル発振器そして速度適応部で構成された一種の PLL 系であることを示す。さらに，オブザーバを次数 2 の伝達関数に近似した後，フィルタ周波数帯域の概念を利用して速度の適応同定の干渉を考慮したオブザーバゲインの設計方法を提案する。

* (株) 明電舎装置事業部

〒410-8588 沼津市東間門字上中溝 515

Manufacturing Services Business Unit, MEIDENSHA CORPORATION

515, Kaminakamizo Higashimakado Numazu-shi 410-8588

** (株) 明電舎ロジスティクス事業部

〒452-8602 西春日井郡西枇杷島町

Logistics Business Unit, MEIDENSHA CORPORATION

Nishibiwajima-cho, Nishikasugai-gun 452-8602

2. 磁束オブザーバの状態方程式と伝達関数

2.1 PM モータの電圧電流方程式と適応磁束オブザーバ

PM モータの状態方程式は、界磁が永久磁石という固定磁束源であるため比較的簡単な方程式となり、電機子巻線を基準とする固定座標系 (α, β 座標) で表現すると (1) 式となる。ここで変数にはベクトル量を使用して式を簡潔に表現しているが、各変数には α, β の 2 軸成分が含まれているため実際には 4 行 4 列の方程式となる。また今回は突極性のない $L_d = L_q$ のモータを対象としている。

$$p \begin{bmatrix} i \\ \lambda \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -(R/L)I & -\omega J/L \\ 0 & \omega J \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i \\ \lambda \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} (1/L)I \\ 0 \end{bmatrix} v \quad \dots (1)$$

ここで, $v = [v_\alpha \ v_\beta]^T$: 電圧, $i = [i_\alpha \ i_\beta]^T$: 電流,
 $\lambda = [\lambda_\alpha \ \lambda_\beta]^T$: 永久磁石の磁束, ω : 速度, R : 抵抗,

L : インダクタンス, p : 微分演算子, $I = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$,

$$J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, \quad 0 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

(1) 式のモータモデルを用いることにより、端子電圧と電流情報から磁束を推定する適応磁束オブザーバ⁽¹⁾を構成することができ (2) 式となる。ここで、実機の変数とオブザーバの推定変数とを区別するために、推定変数には $\hat{\cdot}$ 記号を付けることにする。

$$p \begin{bmatrix} \hat{i} \\ \hat{\lambda} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -(R/L)I & -\hat{\omega}J/L \\ 0 & \hat{\omega}J \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i} \\ \hat{\lambda} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} (1/L)I \\ 0 \end{bmatrix} v - \begin{bmatrix} g_1 I + g_2 J \\ g_3 I + g_4 J \end{bmatrix} (i - \hat{i}) \quad \dots (2)$$

ここで, $\hat{i}$: 電流推定値, $\hat{\lambda}$: 磁束推定値, $\hat{\omega}$: 速度推定値, g_1, g_2, g_3, g_4 : オブザーバゲイン

速度の適応同定部分については、電流誤差と磁束から速度を演算する (3) 式を使用している。

図 1 適応磁束オブザーバのブロック図

Fig. 1. Block diagram of adaptive flux observer.

$$p\hat{\omega} = K_{wi}\hat{\lambda}^T J (i - \hat{i}) \quad \dots (3)$$

ここで, K_{wi} : 速度適応の積分ゲイン

この磁束オブザーバと速度適応同定部分をブロック図で表現すると図 1 のような構成になる。ここで, (3) 式のベクトルの内積を図 1 では記号 “ $\cdot$ ” のブロックで表現している。

2.2 誘起起電力オブザーバへの展開 図 1 の磁束オブザーバは、電流誤差のフィードバックや電機子側と界磁側との干渉項があるため、このままでは物理的な意味が分かりにくい。そこで界磁側のブロックが簡素であることに着目して、図 2 の手順で伝達関数のブロック図を展開すると、最終的には起電力を推定する伝達関数に変換することができる。

まず図 2(a) で、各積分項にかかっているマイナーフィードバックを伝達関数としてまとめておき、次に (b) 図で $L(g_1 I + g_2 J)$ ブロックの加算先を移動してマイナーループの形に変換する。さらに $1/(Ls + R)I$ の項をループ内部に移動すると図 2(c) のブロック図となり、入力部は電圧 v から電流入力の $(Ls + R)I$ の一次進み項を減算する形式に

(a) マイナーフィードバックの伝達関数化

(b) フィードバック位置を移動

(c) $1/(Ls + R)I$ をループ内部に移動

(d) 起電力推定の伝達関数表現

図 2 起電力オブザーバの伝達関数

Fig. 2. Transfer function of electromotive force observer.

変形できる。これは、永久磁石の磁束による速度起電力成分 e を演算していることに相当している。また、フィードバックループ内部は、 $G(s)$ の補償部と回転ベクトル発振器 $1/(sI + \hat{\omega}J)$ で構成された形になる。ちょうどオブザーバゲイン $g_1 \sim g_4$ がこの $G(s)$ に集中しており、オブザーバの設計とはこの補償部をどのような特性に設計するかという問題として表現することもできる。

さらに、フィードバックループをまとめて図 2(d) の $H(s)$ のような起電力にする対する伝達関数の形態に変換することもできるが、4 次式となるために、この式のままでは解析的に解くことは難しい。

そこで図 2(c) の要素ブロックを利用して、図 1 の全体ブロック図を再度表現すると図 3 のようになる。この結果、速度の適応同定機構を有する磁束オブザーバは、速度起電力 e の演算部・補償フィルタ部 $G(s)$ ・回転ベクトル発振器部・速度適応同定部の 4 つのブロックで構成された起電力オブザーバと等価になることが分かる。

ここで、補償部 $G(s)$ は分母にのみ s の項が存在することから一種の帯域フィルタ特性が含まれているものとみなし、(5) 式の補償フィルタ $F_G(s)$ と補償ゲイン $\{G_1I + G_2J\}$ に分離した (4) 式として取り扱うことにする。

$$G(s) = F_G(s) \cdot \{G_1I + G_2J\} \dots\dots\dots (4)$$

ここで、 $G_1 = -\hat{\omega}g_4/L$ 、 $G_2 = \hat{\omega}g_3/L$

$$F_G(s) = \frac{1}{(s + R/L - g_1)I - g_2J} \dots\dots\dots (5)$$

図 3 では、起電力成分 e と推定値 $\hat{e}$ の誤差 Δe に $F_G(s)$ の補償フィルタを通して $\Delta e'$ の信号を出力している。一般的に微分を演算する場合には高域遮断フィルタをかけることが行われているが、 $F_G(s)$ がこの帯域制限フィルタに相当しているものと考えられる。

この $F_G(s)$ は、磁束オブザーバと速度の適応同定の両方に共通にかかっているが、これに対してゲイン $\{G_1I + G_2J\}$ は磁束オブザーバの積分項（回転ベクトル発振器）のみに、積分ゲイン K_{wi} は適応同定側のみにかかっている。このことから、 $\{G_1I + G_2J\}$ と K_{wi} が相互に関係しながらオブザー

図 3 起電力オブザーバのブロック図

Fig. 3. Block diagram of electromotive force observer.

バの特性を支配していることが分かる。

また図 3 の適応同定の部分は、内積の各入力成分に J と $1/J$ が存在したため、これらをキャンセルさせて表現している。こうすると、適応同定は起電力の振幅を一致させるように動作していることも明確になってくる。

3. オブザーバゲインの設計方法

本章では、2 章で明らかにした磁束オブザーバの各ブロックの機能を元にして、ゲインの設計法を検討する。

3.1 起電力オブザーバの簡易伝達関数 図 2(d) のように全体の伝達関数 $H(s)$ は 4 次式となっているので、まずこれを 2 次式に近似する。帯域フィルタ $F_G(s)$ の通過帯域幅を十分に広く設定すれば、 $G(s)$ ブロックは $\{G_1I + G_2J\}$ の固定ゲインに近似することができる。こうすると、図 2(d) のオブザーバ全体の伝達関数 $H(s)$ は、(6) 式のような二次式に近似することができる。

$$H(s) = \frac{(G_1I + G_2J)}{(s + G_1)I + (G_2 - \hat{\omega})J} = F_H(s) \cdot (G_1I + G_2J) \dots\dots\dots (6)$$

$$F_H(s) = \frac{1}{(s + G_1)I + (G_2 - \hat{\omega})J} \dots\dots\dots (7)$$

また、この全体の伝達関数 $H(s)$ も、 $G(s)$ と同様に (7) 式のようなオブザーバの動作する帯域フィルタ $F_H(s)$ と固定ゲイン $\{G_1I + G_2J\}$ に分離して表現することができる。

3.2 フィルタ特性としてのゲイン設計指針 (7) 式の $F_H(s)$ には J の項が含まれているため特性が分かりにくい。そこでまずこのフィルタの特性について補足説明しておく⁽⁵⁾。

固定座標上では (8) 式で表現される伝達関数を例にとり、これを b_0 の周波数で回転する座標に変換すると (9) 式の $F_0^e(s)$ になる。

$$F_0(s) = \frac{1}{s + a_0I - b_0J} \quad (\text{固定座標}) \dots\dots\dots (8)$$

$$F_0^e(s) = \frac{I}{(s + a_0)} \quad (\text{回転座標}) \dots\dots\dots (9)$$

回転座標上の $F_0^e(s)$ は、帯域幅が a_0 の一次低域通過フィルタが各軸独立に構成されているものであり、これを固定座標上からみた $F_0(s)$ は、図 4 のように帯域幅が a_0 で中心

図 4 中心周波数が移動した LPF 特性

Fig. 4. LPF characteristic that center frequency moved.

周波数を b_0 だけ移動させた一次低域通過フィルタ特性として動作することが分かる。このことから、(7) 式のフィルタ $F_H(s)$ も帯域幅と中心周波数で表現でき、これを利用するとオブザーバの動作する帯域が明確になってくる。

速度適応同定部とオブザーバフィードバックの2つのループが存在し、これらが干渉するため、オブザーバ単体が安定であっても速い適応同定を付加すると不安定になると考えた。そこで、後述するように干渉を防ぐためオブザーバ側のフィードバック成分のうち振幅補正成分をフィルタで制限する方式を検討し、さらに、ゲインの組み合わせを変化させてシミュレーションを行って安定条件を調査した。その結果より、次のような2つの設計指針を定めた。

〔設計指針1〕

$(R/L - g_1)$ を図5の $F_G(s)$ 特性のように最高運転周波数以上に設定する。また、 $g_2 = 0$ とおき、フィルタの中心周波数は移動させない。

〔設計指針2〕

$G_1 = G_2$ とおき、 G_1 はオブザーバとして必要な応答特性に基づいて、動作帯域幅に相当する値を設定する。さらに、(4) 式の関係を利用して最終的な設定ゲイン g_3 と g_4 を設定する。そして、残った速度適応同定部の積分ゲイン K_{wi} は調整要素とし、実験などにより最適値に調整することにする。

以上をまとめると、最高運転周波数を $\omega_{\max}$ 、オブザーバの応答周波数帯域を ω_H とすると、(10) 式の関係を成立させればよいことになる。

$$\left. \begin{aligned} (RL - g_1) &\geq \omega_{\max} \\ g_2 &= 0 \\ g_3 &= \text{sign}(\hat{\omega}) \cdot (-g_4) \\ g_4 &= -\frac{L\omega_H}{|\hat{\omega}|} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (10)$$

この設計指針の導出根拠を示すシミュレーション結果が図6と図7である。センサ付きベクトル制御などにより定格速度かつ無負荷で運転しておき、オブザーバの磁束や速度の積分器を零にリセットした状態から、適応磁束オブザーバの推定動作を単体で開始させ、磁束推定や速度推定がど

のような過渡応答をするか調査している。

ここで $(R/L - g_1) \cdot G_1 \cdot G_2 \cdot K_{wi}$ の値は角周波数の単位であるため、以降では定格速度を基準とする単位法 (pu 値) で表現している。

図6 中心周波数とオブザーバの応答特性

Fig. 6. Response of observer by center frequency.

図7 速度同定ゲインとオブザーバの応答特性

Fig. 7. Response of observer by speed adaptive gain.

図5 起電力オブザーバの周波数帯域設計

Fig. 5. Frequency bandwidth design of electromotive force observer.

$(R/L - g_1)$ ゲインは微分の帯域制限フィルタ $F_G(s)$ の帯域に相当しており、電流制御の応答特性以上は必要ないものと考え $(R/L - g_1) = 1.2 \text{ pu}$ に、また g_2 は 0 に設定している。

次に、オブザーバの帯域幅を $G_1 = \omega_H = 0.5 \text{ pu}$ に設定しておき、試行により安定な K_{wi} ゲインを見つけておく。その後、図 6 では $G_1 = G_2$ 条件の根拠を示すため、 G_2 を $0.2G_1 \cdot G_1 \cdot 5G_1$ の 3 種類に変化させて応答特性を比較した。

図 7 では K_{wi} による特性変化を調べるために、こんどは $G_1 = G_2$ の条件のままにしておき、 K_{wi} を安定なゲインから 0.2 倍・1 倍・5 倍に変化させている。

図 6、図 7 とともに、安定条件以外のゲインの組み合わせでは、応答が遅くなったり逆に振動的になっており、安定条件が極小解であることがわかる。この傾向は周波数や負荷条件を変化させても変化が少ないことから、設計指針 1 と 2 を設定したものである。これ以外にも文献(6)では数値演算によるゲインの設計法が示されている。これに対して本方式は、 $G_1 = G_2$ の条件に設定したのち K_{wi} を調整するだけでよく、比較的簡単に調整ができる点がこの方式の特徴である。

このゲイン設定法について定性的な意味を考えてみる。

設計指針 2 においてゲインを $G_1 = G_2$ 条件に設定することは、図 5 で示されるように、磁束オブザーバのフィルタ特性 $F_H(s)$ について帯域幅と $\hat{\omega}$ から中心周波数の移動量を等しくすることになる。つまり、オブザーバの動作帯域 $F_H(s)$ は、運転周波数を中心とする側帯波成分のうち片側のみを通過させることに相当している。

もし運転周波数のままで起電力誤差 Δe の振幅成分のみが発生した場合には、正相分と逆相分に分離した片側のみを通過させるため、推定磁束の振幅成分の変動は少なくなり主に位相成分を変化させる効果が生じる。

また、推定起電力 $\hat{e}$ に対して直交成分だけの起電力誤差 Δe が発生した場合、本来は同相成分が存在しないため速度の適応同定は動作しない。しかし $G_1 = G_2$ に設定すると補償ゲイン $\{G_1 I + G_2 J\}$ によって誤差ベクトルを 45° 回転させた方向に磁束オブザーバの推定磁束ベクトルは移動する。そうすると推定磁束側の振幅が変化したことにより、起電力誤差 Δe の振幅誤差が発生して間接的に速度の適応同定も動作できるようになる。

実際の調整は、図 6・図 7 と同様に、無負荷で電流引き込み運転するなどフィードバックを切った強制的な運転を行っておき、適応磁束オブザーバ単体で推定を開始させた時の磁束や速度推定の応答波形から K_{wi} を修正すればよい。

次に、設計指針 1 の $(R/L - g_1)$ であるが、これは微分演算の高域制限フィルタの周波数帯域幅に相当しており、あまり高くしすぎると、微分演算で生じる高域側のノイズが増幅されてしまうし、低すぎると基本周波数成分まで遮断してしまう。

また、 g_2 はこの低域フィルタの中心周波数に相当しており、オブザーバとして必要な帯域を通過させていけばよい。

そこで、図 5 のように $g_2 = 0$ とおいて中心周波数は移動させないことにして、 $(R/L - g_1)$ を運転周波数よりも少し大きく、かつ必要最低限の帯域に設定することにした。これ以外にも、運転周波数と同期させて $g_2 = \hat{\omega}$ に設定することもできる。この場合は定格速度になると通過帯域の高域側がサンプリング定理による上限に近づいてしまうため、 $(R/L - g_1)$ の帯域を低めに設定する必要がある。

4. 過渡安定性の検証

4・1 位置センサレス制御系の全体構成 図 1 の磁束オブザーバの推定磁束ベクトルから位相を演算し、これを磁極軸とするベクトル制御系を構成する。そうすると、図 8 のような位置センサレス制御系が実現できる。

速度制御用の検出速度は、図 8 の速度検出部で位相を差分して得ている。これは、速度適応同定の出力速度には電圧外乱などによる変動や応答限界による検出遅れが存在するためであり、推定位相を速度制御周期でサンプルし、時間差分をとった平均的な速度 $\omega_{r \text{ det}}$ の方を利用している。

また回転ベクトル発振器の演算は、運転周波数が高くなると離散近似による誤差が無視できなくなってくる。そのためモデルの回転子演算部に対し、すでに文献(7)で示されている高次の積分近似式を適用して精度を改善している。

この制御系において、(10) 式のゲイン設定やモデルの高次化による効果を確認するために、表 1 の供試機を用いてシミュレーションによる特性比較と実験検証を行った。

ここで、制御回路には汎用インバータ用のワンチップ CPU を用いており、電流も CPU 内蔵の A/D 変換器(10 bit)で検出している。そのため、演算能力の限界により電流制御と磁束オブザーバの演算周期は $250 \mu\text{s}$ に、また速度制御系応答： $\omega_{c\_asr} = 10 [\text{rad/s}]$ 電流制御応答： $\omega_{c\_acr} = 1000 [\text{rad/s}]$

図 8 位置センサレス制御系の全体制御構成

Fig.8. Control constitution of position sensor-less control system.

表 1 試験機のモータ定数

Table 1. Motor parameters.

rated output	3.0kW	pole	8
rated speed	2000min ⁻¹	R	0.847Ω
rated voltage	320V	Ld	14.2mH
rated current	6.2A	Lq	14.2mH

とした。このように汎用機を想定しているため、サーボ専用機などに比べるとサンプル周期が長く、電流精度も低い過酷な条件で検討をしている。

図9 提案法と従来法との特性比較

Fig. 9. Characteristic comparison.

4.2 オブザーバ方式の比較 文献(1)の方式と、本論文で提案するゲイン設定法や高次モデルの適用により、どの程度の違いがあるかを調べたものが図9である。シミュレーションにより加速負荷変動の特性を比較している。

文献(1)のゲインは、速度適応部の推定速度が本提案法と同等の特性となるように選定し、 $K_{wi} = 0.07$ 、オブザーバゲイン $k = 2.0$ としている。また、その他は図6・図7と同じ設定とした上で、次の3種類の組み合わせで比較した。

- 図(a)：文献(1)の方法 + オイラー法のモデルを使用
- 図(b)：文献(1)の方法 + 回転子のみ高次モデルを使用
- 図(c)：提案ゲイン + 回転子のみ高次モデルを使用

図(a)は固定座標上でオイラー法により回転モデルを演算しているため、離散近似誤差の影響により低い周波数から発散(脱調)が発生している。これに対し、回転子を高次モデルに置き換えると $2000 [\text{min}^{-1}]$ (133 Hz) まで加速可能になるが、安定限界付近であるためしばらくすると不安定になってくる。

これに対し、図(c)の本提案のゲイン設定を行った場合には、全速度領域で安定であり、かつ速度推定の応答も速く動作できていることがわかる。また、負荷変動時でも安定であることから改善効果が確認できる。

4.3 加減速・負荷急変特性試験結果 次に実機による検証を行った結果が図10である。

3章のシミュレーション条件で得たオブザーバゲインに対して $G_1 = G_2 = 0.5 \rightarrow 0.3 \text{ pu}$ と小さめにゲインを設定した方が安定であった。この要因は、使用したモータ設計定数の誤差によるものと想定している。

さらに 0.1 pu 以下の速度でも安定に動作させるためには、ちょうど 0.1 pu の速度付近で定格速度の約 $1/2$ になるように、低速域のみオブザーバゲインと適応同定の積分ゲインを低減させる必要があった。これは、簡易的なデッドタイム補償しか適用していないため電圧誤差による外乱成分が大きく、特に低速でこの影響を大きく受けた可能性が高い。

また、シミュレーション時は速度同定の応答が 30 rad/s

図10 速度指令および負荷トルク変動時の応答特性

Fig. 10. Response in speed command and load torque change.

以上とかなり高めの応答設定をしたが、実用的には電圧外乱などを考慮して、応答 ω_H をもう少し低めに設定するべきであった。

運転パターンとしては速度変動とトルク変動に対する挙動を調べるために速度指令を 0.1 pu $\rightarrow$ 定格速度 (1.0 pu) $\rightarrow$ 0.1 pu に変化させ、さらに定格速度時に 100% の定格負荷を約 2.6s 間だけ加えている。また、速度指令には 1.0s のクッションを設定した。

通常は 0.1 pu 以下の速度では高周波注入法などの方式に切り換えが行われるが、今回はオブザーバの特性を確認するために低速でもオブザーバ運転を継続させている。

実験の結果、低速から定格速度まで安定に加減速動作をしていることがわかる。減速直後は速度がオーバーシュートして 0.04 pu まで低下してしまったため、推定位相が 1f 周期で振動している。剛性の低いカップリングを使用しているためバックラッシュの影響による要因の可能性もある。実用的には 0.1 pu 以下では他の制御方式に切り換えており、この部分は問題にはならない。

推定位相には運転速度に比例したオブザーバ演算周期の 1/2 サンプル期間に相当する位相ずれが発生している。これは電圧指令はサンプル期間一定であるのに対し、電流検出値は瞬時値であり、ちょうど 1/2 サンプルのずれが発生したものと推定している。電圧指令の位相補正によって、この誤差は補償可能である。

5. あとがき

PM モータの位置センサレス制御の一方式である適応磁束オブザーバによる方式について、等価なフィルタを導出し、その帯域幅と中心周波数の形で特性を記述できることを示した。次に、ゲイン決定のための設計指針についても示している。本来は 5 個もパラメータが存在するため、同一特性を実現する解も複数の組み合わせが存在するが、そのなかで比較的簡単に設計できる方法を示した。

今回は非突極機を対象としたが、拡張誘起起電圧⁽⁸⁾の概念を使用することにより突極機へも拡張が可能と考えている。また、磁気飽和によりインダクタンスの変化が大きな場合には、非線形パラメータ変動の影響も考慮する必要もある。今後はこれらについてどのように改良するかが課題となっている。

(平成 14 年 6 月 13 日受付、平成 15 年 4 月 28 日再受付)

文 献

- (1) G. Yang, R. Tomioka, M. Nakano, and T.H. Chin: "Position and Speed Sensorless Control of Brush-Less DC Motor Based on an Adaptive Observer", *IEEJ Trans. IA*, Vol.113-D, No.5, pp.579-586 (1993-5) (in Japanese)
楊 耕・富岡真知子・中野 求・金 東海:「適応オブザーバによるブラシレス DC モータの位置センサレス制御」, 電学論 D, 113, 5, pp.579-586 (1993-5)
- (2) K. Hirano, H. Hara, T. Tsuji, and R. Oguro: "Sensorless Speed Control of IPM Motor", *IEEJ Trans. IA*, 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)

- (3) T. Takeshita, M. Ichikawa, J. Lee, and N. Matsui: "Back EMF Estimation Based Sensorless Salient-Pole Brushless DC Motor Drives", *IEEJ Trans. IA*, Vol.117-D, No.1, pp.98-104 (1997-1) (in Japanese)
竹下隆晴・市川 誠・李 宙・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)
- (4) N. Kasa and H. Watanabe: "Position and Speed Sensorless Control Method for Salient-Pole Brushless DC Motor with Estimated Values Correction", *IEEJ Trans. IA*, Vol.117-D, No.12, pp.1488-1494 (1997-12) (in Japanese)
笠 展幸・渡辺博巳:「推定値補正機能を持つ突極形ブラシレス DC モータの位置・速度センサレス制御法」, 電学論 D, 117, 12, pp.1488-1494 (1997-12)
- (5) S. Shinnaka: "A New Multivariable Filter with Variable-Frequency Characteristics for Three-Phase Signal Processing—Simple Production of Effects by Filters Accompanied with Vector Rotators—", *IEEJ Trans. IA*, Vol.121-D, No.2, pp.253-260 (2001-2) (in Japanese)
新中新一:「三相信号処理のための可変特性多変数フィルタの提案—ベクトル回転機同伴フィルタ効果の簡易発生—」, 電学論 D, 121, 2, pp.253-260 (2001-2)
- (6) Y. Kinpara: "Position Sensorless Control of PM Motor Using Adaptive Observer on Rotational Coordinate", 2002 Japan Industry Application Society Conference, IEE Japan, No.174, pp.679-684 (2002) (in Japanese)
金原義彦:「回転座標上の適応オブザーバを用いた PM 電動機の位置センサレス制御」, 平 14 電気学会産業応用部門大会, No.174, pp.679-684 (2002)
- (7) Y. Yoshida, Y. Yamamoto, and Y. Hachiro: "Consideration of Adaptive Observer for PM Motor", 2001 Japan Industry Application Society Conference, IEE Japan, No.125, pp.701-702 (2001) (in Japanese)
吉田康宏・山本康弘・鉢呂友康:「PM モータの適応オブザーバに関する検討」, 平 13 電気学会産業応用部門大会, No.125, pp.701-702 (2001)
- (8) S. Ichioka, Z. Chen, M. Tomota, S. Doki, and S. Okuma: "A Position and Velocity Sensorless Control for Interior Permanent Magnet Synchronous Motor with An Extended EMF Disturbance Observer", 2000 Japan Industry Application Society Conference, IEE Japan, pp.1111-1114 (2000) (in Japanese)
市川真士・陳 志謙・富田睦雄・道木慎二・大熊 繁:「拡張誘起起電圧外乱オブザーバを用いた IPMSM の位置・速度センサレス制御」, 平 12 電気学会産業応用部門大会, pp.1111-1114 (2000)

山 本 康 弘 (正員) 1958 年 7 月 8 生。1983 年長岡技術科学大学大学院工学研究科電子・電気システム工学専攻修士課程修了。同年 4 月 (株) 明電舎入社。現在に至る。主として、電動機制御の研究開発に従事。

吉 田 康 宏 (正員) 1964 年 12 月 4 生。1991 年中部大学大学院工学研究科電気工学専攻博士前期課程修了。同年 4 月 (株) 明電舎入社。現在に至る。主として、電動機制御の研究開発に従事。

足 利 正 (正員) 1954 年 12 月 21 生。1975 年 3 月秋田工業高等専門学校電気工学科卒業。同年 4 月 (株) 明電舎入社。主として、電動機制御の研究開発に従事。工学博士。