適応オブザーバを用いた圧縮機用 IPMSM
位置センサレス駆動システムと調整手法

福本 哲哉* 濱根 洋人** 林 洋一**

PMSM Position Sensor-less Drive System for Compressors using
an Adaptable Observer and Adjustment Method

Tetsuya Fukumoto*, Hiroto Hamane**, Yoichi Hayashi**

Abstract - Position sensor-less vector control with sinusoidal current waveforms is applied to the compressor drive system using an IPMSM for higher efficiency and lower acoustic noise. This paper proposes control methods suitable for compressor drives. For the position estimator, an armature flux based full-order adaptive observer is used. Pole of the observer is selected at a constant real value to simplify the system design. Novel compensation methods using BPF are applied to reduce the cyclic speed change and the current waveform distortion. The inductance measuring method and the starting method are also applied. Principles of the methods are presented as well as experimental results.

キーワード : 圧縮機, 埋込磁石同期モータ, 位置センサレス, ベクトル制御, 適応オブザーバ, 周期速度変動, 電流高調波
Keywords : Compressor, IPMSM, Position sensor-less, Vector control, Adaptive Observer, cyclic speed change, current distortion

1. はじめに

環境問題への取り組みとして、省エネルギーのための「トップランナー方式」があり、家電製品の高効率化が行われている。エアコン、冷蔵庫などに用いられる圧縮機モータは、突極型永久磁石同期電動機（IPMSM）による高効率駆動が行われている^{(1),(2)}。駆動方式については、一層の高効率化と低騒音化が得られる、正弦波位置センサレス制御が適用される。拡張誘起電圧を用いて、ベクトル制御系の構成を簡易化したもの^{(3),(4)}や一次磁束制御を用いて可変調領域でも制御を行えるようにした方式⁽⁵⁾がある。

本論文では、圧縮機駆動に適した位置センサレス制御方式を提案する。位置推定方式には、電機子電流による磁束を変数とした適応オブザーバを用いる。位置センサレス制御の課題として、調整の容易さが課題となるが、オブザーバゲインを一定にすることにより、制御系設計を単純化し、開発期間を短縮する^{(6),(7)}。

本手法は、圧縮機駆動用として以下の特徴があり、解析と実験により明らかにする。

- 1) dq 軸電流推定誤差により、軸ずれ角から等価的な一次遅れフィルタで速度（位置）を推定
- 2) 集中巻モータで問題になる、磁束高調波に対する制御系への影響の解析と対策
- 3) 永久磁石鎖交磁束の運転状態による変化を位置推定誤差が低減するような自動補正
- 4) 低速域における速度推定の周波数帯域を確保し、BPFを用いた機械振動抑制
- 5) 中高速域でのトルクリップル低減のための実用的な電流高調波補償制御
- 6) 簡易で安定な始動方法
- 7) インダクタンス測定方法（飽和特性も含む）

2. 位置センサレス制御

〈2・1〉電機子電流磁束を変数とした適応オブザーバ
IPMSM の dq 座標上の電圧・電流方程式を複素数表記すると次式で表せる。

$$\vec{v}_{dq} = (p + j\omega)(L_d i_d + jL_q i_q) + j\omega\phi_m \dots\dots\dots (1)$$

ここで、 $\vec{v}_{dq} = v_d + jv_q = (\tilde{v}_d - ri_d) + j(\tilde{v}_q - ri_q)$ であり、一般的な表記に従う。

軸ずれ角を θ_e とした場合の制御座標上（ $\gamma\delta$ 軸）での電圧

* マイウェイ技研(株)
〒222-0033 神奈川県横浜市港北区新横浜 1-14-15
Myway-labs.co.,Ltd
1-14-15 Shinyokohama, kouhokuku, yokohama, 222-0033
** 青山学院大学
〒229-8558 神奈川県相模原市淵野辺 5-10-1
Aoyama Gakuin University,
5-10-1 Fuchinobe, Sagamihara, Kanagawa, 229-8558

方程式は、(1) 式から θ_e を用いて回転座標変換することにより次式となる。

$$\begin{aligned} \vec{v}_{\gamma\delta} = & (p + j\hat{\omega}) \times \\ & \left\{ \left(L_d \hat{i}_\gamma + \frac{(L_q - L_d)}{2} \{ \hat{i}_\gamma (1 - \cos 2\theta_e) + i_\delta \sin 2\theta_e \} \right) \right. \\ & \left. + j \left(L_q \hat{i}_\delta + \frac{(L_q - L_d)}{2} \{ \hat{i}_\gamma \sin 2\theta_e - i_\delta (1 - \cos 2\theta_e) \} \right) \right\} \\ & + j\omega \hat{\phi}_m e^{-j\theta_e} \end{aligned} \quad (2)$$

以上より、オブザーバを次式で構成する。

$$\begin{aligned} \vec{v}_{\gamma\delta} = & (p + j\hat{\omega})(\hat{L}_d \hat{i}_d + j\hat{L}_q \hat{i}_q) + j\hat{\omega} \hat{\phi}_m \\ & + (\alpha - j\hat{\omega}) \{ \hat{L}_d (\hat{i}_\gamma - i_\gamma) + j\hat{L}_q (\hat{i}_\delta - i_\delta) \} \end{aligned} \quad (3)$$

ここで、 α はオブザーバゲインである。

〈2・2〉電機子電流磁束誤差による軸ずれ角の演算

(2) 式と (3) 式から誤差方程式を求めると次式となる。

$$\begin{aligned} & (p + \alpha) \{ \hat{L}_d (\hat{i}_\gamma - i_\gamma) + j\hat{L}_q (\hat{i}_\delta - i_\delta) \} \\ & = j\omega \hat{\phi}_m e^{-j\theta_e} - j\hat{\omega} \hat{\phi}_m + (p + j\hat{\omega}) \times \\ & \left\{ \left(-(\hat{L}_d - L_d) i_\gamma + \frac{(L_q - L_d)}{2} \{ \hat{i}_\gamma (1 - \cos 2\theta_e) + i_\delta \sin 2\theta_e \} \right) \right. \\ & \left. + j \left(-(\hat{L}_q - L_q) i_\delta + \frac{(L_q - L_d)}{2} \{ \hat{i}_\gamma \sin 2\theta_e - i_\delta (1 - \cos 2\theta_e) \} \right) \right\} \\ & + (\hat{v}_{\gamma\delta} - \vec{v}_{\gamma\delta}). \end{aligned} \quad (4)$$

電圧、パラメータ誤差がなく、軸ずれ角が非常に小さい ($|\theta_e| \ll 1$) とする。(4) 式の実部と虚部の差を求めると次式となる。

$$\begin{aligned} & (p + \alpha) \{ \hat{L}_d (\hat{i}_\gamma - i_\gamma) - \hat{L}_q (\hat{i}_\delta - i_\delta) \} \\ & \approx p \{ \{ \hat{\phi}_m - (L_q - L_d)(i_\gamma - i_\delta) \} \theta_e \} + \omega \{ \{ \hat{\phi}_m - (L_q - L_d)(i_\gamma + i_\delta) \} \theta_e \} \end{aligned} \quad (5)$$

(5) 式より、 $\gamma\delta$ 軸の電機子電流鎖交磁束の誤差は、軸ずれ角 θ_e の簡単な関数で表せる。永久磁石鎖交磁束 $\hat{\phi}_m$ に比

図 1 位置センサレス制御系の構成

Fig. 1. Configuration of the position sensor-less control system

べて、 $\gamma\delta$ 軸電流の作る磁束が小さいことを考慮して、軸ずれ角推定値 $\hat{\theta}_e$ は次式となる。

$$\hat{\theta}_e = \frac{1}{\hat{\phi}_m - (\hat{L}_q - \hat{L}_d) i_\gamma} \frac{s + \alpha}{s + \hat{\omega}} \{ \hat{L}_d (\hat{i}_\gamma - i_\gamma) - \hat{L}_q (\hat{i}_\delta - i_\delta) \} \quad (6)$$

ここで、 s はラプラス演算子である。

(5) 式と (6) 式から、軸ずれ角 θ_e から軸ずれ角推定値 $\hat{\theta}_e$ への伝達関数は次式となる。

$$\frac{\hat{\theta}_e}{\theta_e} = a \frac{s + b\hat{\omega}}{s + \hat{\omega}} \quad (7)$$

$$a = 1 + \frac{(L_q - L_d) i_\delta}{\hat{\phi}_m - (L_q - L_d) i_\gamma}, \quad b = \frac{\hat{\phi}_m - (L_q - L_d)(i_\gamma + i_\delta)}{\hat{\phi}_m - (L_q - L_d)(i_\gamma - i_\delta)} \frac{\omega}{\hat{\omega}} \quad (8)$$

一般に永久磁石鎖交磁束 $\hat{\phi}_m$ は、電機子電流磁束より大きい為、 $a \approx b \approx 1$ と近似できる。特に、円筒型 (SPMSM) では、 $L_d = L_q$ の関係から $a = b = 1$ となる。

〈2・3〉位置センサレス制御系の構成 図 1 に位置センサレス制御系の構成を示す。角速度推定値 $\hat{\omega}$ および $\gamma\delta$ 軸角度 $\theta_{\gamma\delta}$ は、軸ずれ角推定値 $\hat{\theta}_e$ から次式で求める。

$$\begin{aligned} \hat{\omega} & = - \left(K_{p\omega} + \frac{K_{i\omega}}{s} \right) \hat{\theta}_e \\ \theta_{\gamma\delta} & = \frac{1}{s} \hat{\omega} \end{aligned} \quad (9)$$

(7) 式において $a \approx b \approx 1$ とした場合、(7) 式および (9) 式より実速度から推定速度への伝達関数は次式となる。

$$\frac{\hat{\omega}}{\omega} = \frac{\theta_{\gamma\delta}}{\theta_{dq}} = \frac{K_{p\omega} s + K_{i\omega}}{s^2 + K_{p\omega} s + K_{i\omega}} \quad (10)$$

速度推定ゲインは、オブザーバゲイン α を用いて、以下のようにすると、(12) 式が得られ等価的に一次遅れとなる。

$$K_{p\omega} = \frac{4}{3} \alpha, \quad K_{i\omega} = \frac{1}{3} \alpha^2 \quad (11)$$

$$\frac{\hat{\omega}}{\omega} = \frac{\theta_{\gamma\delta}}{\theta_{dq}} = \frac{4\alpha}{3} \frac{(s + \alpha/4)}{(s + \alpha)(s + \alpha/3)} \quad (12)$$

3. 磁束の空間高調波の影響とゲイン設計

集中巻 IPMSM では、磁束の空間高調波の影響が問題となる。磁束の空間高調波は、位置・速度推定値に高調波の雑音を生じる。図 2 は、試験に用いた圧縮機モータの無負荷速度起電力波形であり、5 次成分 $k_5 = 1.7\%$ 、7 次成分を $k_7 = 2.5\%$ 含んでいる。これらは、回転座標系では 6ω 成分となり、位置・速度推定系へ入力された場合、軸ずれ角推定値には次式で示される誤差を生じる。

$$\begin{aligned} \hat{\theta}_e & \approx \theta_e - \left| \Delta \hat{\theta}_{6\omega} \right| \cos(6\omega t - \varphi) \\ \left| \Delta \hat{\theta}_{6\omega} \right| & = \sqrt{\frac{2}{37} (k_5^2 + k_7^2)} \end{aligned} \quad (13)$$

軸ずれ角推定値の高調波成分は、(10) 式より速度および

図2 無負荷誘起電圧波形(70Hz)
Fig. 2. Measured phase voltage (no load)

図3 位置・速度推定の6ω雑音成分
Fig. 3. 6ω noises in estimated position and speed

角度推定値に次式で示される大きさの雑音を生じる。

$$\Delta \hat{\omega}_{6\omega} = 6\omega \sqrt{\frac{(6\omega K_{p\theta})^2 + (K_{I\theta})^2}{(K_{I\theta} - (6\omega)^2)^2 + (6\omega K_{p\theta})^2}} \left| \Delta \hat{\theta}_{6\omega} \right| \dots \dots \dots (14)$$

$$\Delta \hat{\theta}_{6\omega} = \sqrt{\frac{(6\omega K_{p\theta})^2 + (K_{I\theta})^2}{(K_{I\theta} - (6\omega)^2)^2 + (6\omega K_{p\theta})^2}} \left| \Delta \hat{\theta}_{6\omega} \right| \dots \dots \dots (15)$$

図3は、位置・速度推定の6ω雑音成分の振幅を表している。インバータ周波数の増加とともに速度推定誤差が増加している。速度推定値に、カットオフ周波数α/4の低域フィルタを用いると6倍高調波成分の雑音が低減できる。

本手法では、制御系設計／調整の簡単化のためオブザーバゲインαを一定にする。電流の推定誤差を用いる場合、速度起電力のn次高調波による制御系への雑音は、1/nに低減できるため、ゲインを一定にすることができる。また、オブザーバゲインを速度に比例させる場合は、低速域ではゲインが不足するため周波数帯域の確保が困難である。図4は、αを400 (rad/s) とした場合の(12)式から求めた、推定速度系の周波数特性である。位置センサレス制御が適用される圧縮機駆動などの用途では、低速域で振動抑制のために高速な速度制御が必要となる。本方式は、速度制御に十分な推定速度の周波数帯域が確保される。

3. 軸ずれ角の定常偏差の自動補正

温度変化による、永久磁石材料の磁束密度の変化は、位置推定精度に与える影響が大きく安定性が低下する。そこで、センサを付加することなく内部モデルから、自動補正する方式を考える。(4)式の実部と虚部の加算から得られ

図4 速度推定の伝達特性
Fig. 4. Transfer characteristics of speed estimator

る誤差信号 E_r を利用する。定常状態のみを考え、次式が求まる。

$$\begin{aligned} E_r &= \left[\frac{\alpha}{\hat{\omega} \phi_m} \left(\hat{L}_d (\hat{i}_r - i_r) + \hat{L}_q (\hat{i}_s - i_s) \right) \right]_{p=0} = -\frac{\hat{\phi}_m}{\phi_m} + \cos \theta_e + \sin \theta_e \\ &+ \frac{(L_q - L_d)}{2\phi_m} \{ i_r (1 - \cos 2\theta_e - \sin 2\theta_e) + i_s (1 - \cos 2\theta_e + \sin 2\theta_e) \} \\ &+ \frac{(\hat{v}_r - v_r) + (\hat{v}_s - v_s)}{\omega \phi_m} - \frac{(\hat{L}_d - L_d)}{\phi_m} i_r + \frac{(\hat{L}_q - L_q)}{\phi_m} i_s \\ &\approx \left\{ 1 - \frac{(L_q - L_d)}{\phi_m} (i_r - i_s) \right\} \theta_{e0} + 1 - \frac{\hat{\phi}_m}{\phi_m} \\ &+ \frac{(\hat{v}_r - v_r) + (\hat{v}_s - v_s)}{\omega \phi_m} - \frac{(\hat{L}_d - L_d)}{\phi_m} i_r + \frac{(\hat{L}_q - L_q)}{\phi_m} i_s \\ &= 2 \left\{ 1 - \frac{(L_q - L_d)}{\phi_m} i_r \right\} \theta_{e0} + 2 \frac{(\hat{L}_q - L_q)}{\phi_m} i_s - 2 \frac{(\hat{v}_r - v_r)}{\omega \phi_m} \end{aligned} \dots \dots \dots (16)$$

E_r は、 θ_{e0} の約2倍となる。そこで、この信号を用いて定常状態のオブザーバモデル内の永久磁石鎖交磁束 $\hat{\phi}_m$ を調整する。図5は、設定したパラメータを10%小さくした場合の補正結果である。尚、実験は位置推定誤差を測定するため、エンコーダが取り付け可能な0.5kWのサーボモータで行った。実測角度誤差が、0.27 (rad) から0.15 (rad) に低減されている。

図5 ϕ_m 補正結果(600rad/s, 定格運転)
Fig. 5. ϕ_m Compensation result (600rad/s, rating load)

表 1 圧縮機モータ定数
Table. 1. Parameters of compressor motor

Rated current	7Arms
Maximum speed	7200rpm
Number of pole-pairs(P)	2
Armature resistance	0.68 Ω
d-axis inductance(Ld)	17.5mH
q-axis inductance(Lq)	30mH
Permanent magnet flux(φ _m)	0.137Wb
Inertia of mechanical system(J)	0.005kgm ²
Type of Stator winding	Concentrated

図 6 PI 制御時の動作波形 (30Hz)

Fig. 6. Measured waveforms with PI

4. BPF による周期速度変動抑制

〈4・1〉BPF による変動分抽出と抑制方法 シングルロータリ圧縮機を低速駆動する場合、圧縮構造に起因する周期トルクに速度制御が高速に追従できないと速度変動を生じる^{(8),(9)}。その為、エアコン室外機の振動・騒音の原因となり、最低回転数が制限されてしまう。2 節に述べた位置センサレスベクトル制御系を用いて、表 1 に示すモータ定数のシングルロータリ圧縮機を駆動する。PI 制御を用いた速度制御系のゲインを次式で示す。

$$G_{PI}(s) = K_{p\omega} + \frac{K_{I\omega}}{s} \quad \text{.....(17)}$$

ここで、 $K_{p\omega} = \frac{\alpha}{12} \frac{J}{\phi_m P^2}$ $K_{I\omega} = \frac{\alpha}{8} K_{p\omega}$ とした。

図 6 は、PI 制御のみを用いて 30 (Hz: 電気角) で駆動した場合の角速度推定値 $\hat{\omega}$ 、q 軸電流指令値 i_q^* 、U 相電流 i_u の波形を示す。PI 制御のみでは十分な速度が行われず、振幅 60 (rad/s) の周期速度変動が発生している。そこで次式の BPF を用いて、速度変動に同期した信号を抽出する。

$$G_{BPF}(s) = \frac{\omega_b s}{s^2 + \omega_b s + \omega_0^2} \quad \text{.....(18)}$$

ここで、 $\omega_0 = \omega_r^* \cdot p_c$ とし、 ω_r^* はモータ角速度指令値、 ω_b はバンド帯、 p_c は (圧縮機気筒数/モータ極対数) である。

図 7 に周期速度変動抑制 (以下、速度変動抑制) を用いた速度制御ブロック図を示す。電流制御系、速度推定はゲイン 1 として理想化した。PI 制御と周期速度変動抑制を並列に配置し、速度変動抑制は抑制ゲイン G_{cycle} を適切に設計することにより実現できる。ここで、速度変動抑制系にの

図 7 周期速度変動補償制御ブロック図

Fig. 7. Block diagrams of cyclic speed change compensation

図 8 ループゲイン $G_{\Delta\omega}$ と減衰特性

Fig. 8. Loop gain($G_{\Delta\omega}$) and ratio($G_{\Delta\omega_cycle} / G_{\Delta\omega_PI}$)

み着目すると $G_{BPF} = 1$ となり、PI 制御を無視 ($G_{PI} = 0$) すると、周期速度変動 $\Delta\omega_{cycle}$ の伝達関数は次式となる。

$$\Delta\omega_{cycle} = \frac{1}{sJ + \phi_m G_{\omega}} T_L(s) = \frac{1}{sJ + \phi_m G_{cycle}} T_L(s) \quad \text{.....(19)}$$

ここで G_{cycle} は、等価微分を用いて次式で定める。

$$G_{cycle} = \frac{s\alpha}{s + \alpha} \frac{J}{\phi_m} K_{cycle} \cong s \frac{J}{\phi_m} K_{cycle} \quad \text{.....(20)}$$

(19) 式を (20) 式に代入すると、次式が求まる。

$$\Delta\omega_{cycle} = \frac{1}{sJ + sJK_{cycle}} T_L(s) = \frac{1}{sJ} \frac{1}{1 + K_{cycle}} T_L(s) \quad \text{.....(21)}$$

周期速度変動は、BPF によって抽出した速度変動成分を等価微分により 90 度位相を進めて K_{cycle} 倍した信号により抑制できる。(21) 式より、 $K_{cycle} = 3$ とした場合は、周期速度変動を 1/4 に低減できる。つまり、速度変動抑制は、見かけの慣性モーメントを $(1 + K_{cycle})$ 倍していることになる。

図 8 は、 $K_{cycle} = 3$ とした変動周波数 ω_0 の PI 制御のみの場合と速度変動抑制を併用した場合の減衰性能である。同時に、PI 制御のみによる場合の周期速度変動を 100% とした減衰特性を示す。PI 制御は、零速付近しか低減効果がなく、速度変動抑制を併用することにより周期速度変動は、約 25% に低減される。

〈4・2〉速度変動抑制結果 BPF の帯域 $\omega_b = 5.0$ (rad/s)、オブザーバゲイン $\alpha = 400$ (rad/s)、抑制ゲイン $K_{cycle} = 3$ とした。速度制御および電流制御の周期は 5kHz である。周期速度変動の補償結果を図 9 に示す。周期速度変動は、10 (rad/s) であり、図 6 に示した PI 制御のみの場合に対して、約 16% に補償されており理論通りの結果が得られている。

図 9 変動抑制制御時の動作波形 (30Hz)

Fig. 9. Measured waveforms with $\Delta \omega$ compensation

5. 高調波電流抑制制御

〈5・1〉6 ω 高調波電流抑制制御 速度起電力の高調波成分は、速度推定値へ主に6 ω の雑音を生じる。同時に、これに起因するモータ電流高調波は、効率・騒音への影響が大きい。最大駆動周波数 240 (Hz) の場合、6 ω 成分は 1.44 (kHz) となる。そのため、制御周波数を 5kHz とした場合、6 ω 成分以上の補償は困難である^{(10),(11)}。そこで、実用上の観点から周期速度変動抑制と同様な手法を適用し、6 ω 成分のみを効果的に抑制する。図 10 に 6 ω 高調波電流抑制制御 (以下、6 ω 抑制制御) のブロック図を示す。PI 制御と BPF を併用して 6 ω 成分を抑制する。ここで、電流歪み抑制ゲイン $G_{6\omega}$ は次式となる。抑制効果についても、速度変動抑制と同様である。

$$G_{6\omega} = \frac{4s\alpha}{s + 4\alpha} L_{dq} K_{6\omega} \cong s L_{dq} K_{6\omega} \dots\dots\dots(22)$$

速度変動抑制と 6 ω 抑制制御は、同時に動作させると互いに制御系干渉し不安定になる。低速域では、周期トルクによる速度変動が騒音の主因であるため、速度変動抑制を適用する。中速域以上では、周期速度変動の振幅も小さくなるため、6 ω 抑制制御を適用しトルクリプルによる騒音を低減する。

〈5・2〉6 ω 高調波電流抑制結果 図 11 は、120 (Hz) で駆動した場合の結果である。電流歪みの主要因である 6 ω 成分が低減され波形歪みが改善している。さらに、速度推定値に現れる 6 ω 成分の脈動成分も低減されている。速度推定の後段での雑音除去フィルタのカットオフ周波数は、速度制御系の即応性を考慮して、100 (rad/s) に設定してい

図 10 電流歪み抑制制御ブロック図

Fig. 10. Block diagram of 6 ω noise compensation

(a) Without compensation

(b) With compensation

図 11 電流歪み抑制制御時の動作波形(120Hz)

Fig. 11. Measured waveforms with Current distortion compensation

るため、6 ω 成分の除去はできない。6 ω 抑制制御により、速度制御系への 6 ω 成分の影響をキャンセルでき、速度制御の安定性を向上できる。

6. 始動方法・インダクタンス測定

〈6・1〉始動方法 図 12 に示す、簡易な始動方法を適用する。本手法は、初期位置推定を用いず開ループ起動から安定に閉ループに切替えることができる。この例では、始動後、0.2 秒間は開ループ制御を行う。この期間では、角速度指令値と γ 軸電流指令値をランプ状に、20 (rad/s)、1.0 (A) まで増加させる。これにより、 γ 軸方向に回転子位置を一致させるようにする。

開ループから閉ループに切替え後、0.2 秒間は角速度指令値を一定にする。この時、速度制御が開始されるが、 δ 軸電流は、ソフトスタート関数 $h(t)$ を用いて制御する。この時、速度推定値には、5 (rad/s) の下限リミットを用いる。即ち、軸ずれ角 θ_e が収束し、角速度推定値 $\hat{\omega}$ が 5 (rad/s) を超えるまでは、この角速度で運転し軸ずれ角の収束を待つことになる。その後、0.2 秒後に角速度指令値を増加させる。同時に、 γ 軸電流は緩やかなランプ状のパターンで減少する。

図 13 は、0.5 kW のサーボモータを用いた始動特性の試験結果である。ここでは、 $t=0.1$ (sec) の時点から始動を開始している。0.4 (rad) の初期軸ずれ角を速やかに収束させ加速している。圧縮機駆動の場合も安定な始動を確認した。

図 12 始動方法

Fig. 12. Starting process of the system

図 13 始動試験結果

Fig. 13. Measured starting performance

〈6・2〉インダクタンス測定法 高速域では、インダクタンスの誤差の位置推定への与える影響が大きい。そこで、インバータを用いた磁気飽和特性も含めた実用的な測定手法を適用した。次式により測定を行う。

$$\begin{aligned} i_d &= I_{dc} + I_{ac} \sin(\omega t), \quad i_q = 0 & (\text{for } d\text{-axis}) \\ i_d &= I_{dc}, \quad i_q = I_{ac} \sin(\omega t) & (\text{for } q\text{-axis}) \end{aligned} \quad (23)$$

q 軸測定では、回転子の固定のために d 軸電流を用いるが、回転子の振動が測定精度に与える影響が大きいので適切な d 軸電流と繰り返し試験を行う。電流の振幅は、定格電流付近を設定し飽和特性が測定できるように選び、周波数は 70 (Hz) とした。電機子電流磁束 λ_d 、 λ_q は、次式で求まる。

$$\begin{aligned} \lambda_d &= L_d i_d = \int (\dot{v}_d - r_s i_d) dt \\ \lambda_q &= L_q i_q = \int (\dot{v}_q - r_s i_q) dt \end{aligned} \quad (24)$$

図 14 にインダクタンスの測定結果を示す。図中のヒステリシス曲線の中心を通るように折れ線近似によりインダクタンスの飽和特性求め、次式に示す結果を用いる。

$$\begin{aligned} L_d &= 17.5(\text{mH}) & (i_d < 5\text{A}) \\ L_d &= 9.0 + 42.5/i_d(\text{mH}) & (i_d > 5\text{A}) \\ L_q &= 30.0(\text{mH}) & (i_q < 3.5\text{A}) \\ L_q &= 12.5 + 62.3/i_q(\text{mH}) & (i_q > 3.5\text{A}) \end{aligned} \quad (25)$$

7. むすび

電機子電流磁束を変数としたオブザーバを用いた、PMSM の位置センサレス制御を圧縮機駆動に適用した。圧縮機駆

(a) d-axis

(b) q-axis

図 14 インダクタンス測定結果

Fig. 14. Magnetization curves

動として、速度変動補償、電流高調波補償について実用的な手法を検討し、実験により有効性を確認した。同時に、永久磁石鎖交磁束変動の自動補正を行い、信頼性を向上した。また、始動方法や実用的なインダクタンス測定手法を提案した。

文 献

- (1) 長竹 和夫：「家電用モータ・インバータ技術」，日刊工業新聞社，(2000)
- (2) 鳥畑敏明：「家電インバータに適したマイコンのコンセプトと使用例」，モータ技術シンポジウム(2005,C4)
- (3) 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(2002-12)
- (4) 坂本 深・岩時善尚・遠藤常博：「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」，電学論 D,124,11 pp.1133-1140(2004-11)
- (5) 矢部正明・坂通辺和憲：「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)
- (6) 村上暁，梶野大樹，釜井健次，林洋一，福本哲哉：「適応オブザーバによる永久磁石同期電動機速度センサレスベクトル制御系の設計手法」，SPC-02-85, IEA-02-26(2002)
- (7) Y.Hayashi: "Analysis and Design of an IPM Motor Speed Sensor-less Vector Control System Using an Adaptive Observer", IPEC Conf.(2005)
- (8) 服部知美，石田宗秋，堀孝正：「フーリエ変換・繰返し補償器を利用した IPMSM の振動抑制制御」，平成 13 年電気学会全大, No4-13
- (9) 能登原保夫，岩路善尚：「周期トルク外乱抑制制御の検討」，電気学会産業応用部門大会, 1-107, (2004)
- (10) 金貞成，道木慎二，石田宗秋：「繰返し制御を用いた電流制御系の高調波抑制による PMSM センサレス制御の特性改善」，電気学会産業応用部門大会, 1-135, (2003)
- (11) 吉本貫太郎，北島康彦，塚本雅裕，篠原俊郎：「IPMSM の高調波電流制御」，電気学会産業応用部門大会, 1-81, (2003)

【質 疑】

三洋電機(株)・富樫氏

【質問 1】 BPF による周期速度変動抑制について、抑制制御の有無で消費電力はどう変わるか。

【回答 1】 駆動電流の増加により、銅損の増加が考えられますが、実験では、振動抑制の有無でほとんど入力電力の増加は確認できませんでした。最終的には、振動の抑制率と損失のバランス点をシステムとして選択する必要があると思います。

【質問 2】 6ω 高調波電流制御について、 R の無視はどのぐらいの周波数から可能か。

【回答 2】 等価微分で位相を 90 度進めることを前提にしているので、 R の影響は無視しています。周波数の検討は行っておりませんが、 6 倍の高調波成分なので、抵抗の影響は低いと考えます。

【質問 3】 オブザーバの式の展開で、いくつかの近似が行われているが、伝達特性を出すためか、オブザーバ事態も近似した方式になっているのか？

【回答 3】 伝達特性を考慮した近似を行っております。

(株) ダイキン環境空調技術研究所・浅野氏

【質問 1】 ϕ_m の補正はせずに、軸ずれ角だけで補正をしているのか。

【回答 1】 軸ずれ角の定常偏差から、オブザーバ内の ϕ_m の値を修正します。

【質問 2】 インダクタンスの飽和点は定格に対してどのぐらいか。

【回答 2】 モータ毎の特性なので、実験的に求めます。(23) 式の測定電流の大きさは、飽和特性が測定でききる大きさに設定します。

【質問 3】 軸干渉の影響はないか。

【回答 3】 圧縮機にモータを組み込んだ状態であること、インバータでの測定を前提としていますので、回転子の固定などの問題から軸干渉は考慮していません。