

IPM モータ制御システムにおける離散化誤差の影響とその補償法

◎工藤 純 野口季彦 (長岡技術科学大学)
川上 学 佐野浩一 (株式会社コロナ)

1. はじめに

IPM モータの d, q 座標系における数学モデルは,

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a + pL_d & -\omega L_q \\ \omega L_d & R_a + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega \psi_a \end{bmatrix} \quad (1)$$

と表わされる。ただし、 v_d は d 軸電圧、 v_q は q 軸電圧、 i_d は d 軸電流、 i_q は q 軸電流、 R_a は巻線抵抗、 L_d は d 軸インダクタンス、 L_q は q 軸インダクタンス、 ψ_a は磁束鎖交数、 ω は回転角速度、 p は微分演算子である。ベクトル制御を行なう上で、上述の数学モデルを制御器内部でモータ逆モデルとして再現する必要があるが、実際には制御器で再現したモータ逆モデルと、実際のモータ数学モデルとの間には、種々の要因により誤差が発生し、必ずしも両者は一致しない。

本論文では、その誤差要因の一つとして、エンコーダからフィードバックされる位置情報の離散化誤差に着目し、IPM モータ制御システムにおける離散化誤差の影響とその補償法について検討する。

2. 離散化誤差の影響

エンコーダから位置情報を検出し、電圧指令値を演算するまでに、1 制御周期の時間が経過し、その次の制御周期で PWM パターンを出力するが、PWM パターンは制御周期の中心に対して出力するために、平均的に 0.5 周期の時間が経過する。したがって、位置情報を検出してから PWM パターンを出力するまでには、合計で 1.5 周期の時間が経過する。この間にロータは回転しているため、検出したロータ位置と実際に PWM パターンを出力するときのロータ位置にはずれが生じる。このロータ位置のずれは、制御器で演算された d 軸電圧指令値 v_d^* と q 軸電圧指令値 v_q^* を三相電圧指令値 v_u^* 、 v_v^* 、 v_w^* へ座標変換する際の位相 $\omega t + \theta$ に影響を及ぼす。

$$v_u^* = v_d^* \cos(\omega t + \theta) - v_q^* \sin(\omega t + \theta) \quad (2)$$

$$v_v^* = v_d^* \cos\left(\omega t + \theta - \frac{2\pi}{3}\right) - v_q^* \sin\left(\omega t + \theta - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (3)$$

$$v_w^* = -v_u^* - v_v^* \quad (4)$$

その結果、三相電圧指令値 v_u^* 、 v_v^* 、 v_w^* に誤差が生ずる。数値例をあげると、PWM キャリア周期と電流制御系のサンプリング周期が $100 \mu\text{s}$ とすれば、遅れ時間は $100 \mu\text{s} \times 1.5 = 150 \mu\text{s}$ となる。この間に 6000 r/min で回転させたとしても、機械的回転角は、

$$\text{機械的回転角} = 360 \text{ deg} \times 6000 \text{ r/min} / 60 \text{ s} = 36000 \text{ deg/s}$$

であり、 $150 \mu\text{s}$ 中の機械的回転角は、

$$36000 \text{ deg/s} \times 150 \times 10^{-6} \text{ s} = 5.4 \text{ deg}$$

となる。これを電気角に換算すると、4 極のモータを使用した場合、

$$5.4 \text{ deg} \times 4/2 = 10.8 \text{ deg}$$

となるので、電気角で 10.8 deg も位置を検出してからロータが回転する。これは、 \cos が関与する方向で、1.77% の誤差、 \sin が関与する方向で、18.74% もの誤差が生じることに相当する。そこで、この離散化誤差を補償するために、各回転数におけるロータ角度のずれを計算し、その値を補償量として、図1に示す離散化誤差補償システムにおいて、式(2)~(4)で座標変換を行なう際に、位相誤差補償を施して誤差の低減を図る。

3. 実験結果

図2および図3に電流センサから測定された i_d と i_q 、およびモータパラメータ ($R_a = 0.52 \Omega$, $L_d = 7.3 \text{ mH}$, $L_q = 14.2 \text{ mH}$, $\psi_a = 0.09884 \text{ Wb}$) を式(1)の数学モデルで計算した電圧値 v_{db} 、 v_{qb} と、図1中の電流制御器から出力される v_d^* 、 v_q^* を式(1)の逆モデルとして比較した。また、補償の効果を検証するため、補償を施さなかった場合の v_d^* と v_q^* も示す。図2および図3より、離散化誤差補償を施すことにより、回転数の上昇と共に、 v_d と v_d^* の誤差

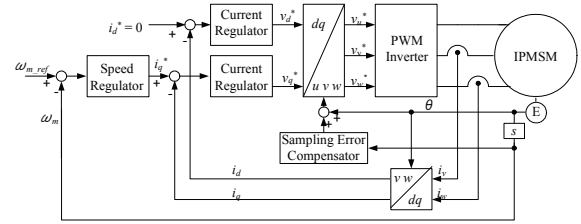


図1 離散化誤差補償システム

Fig.1 System of sampling error compensation.

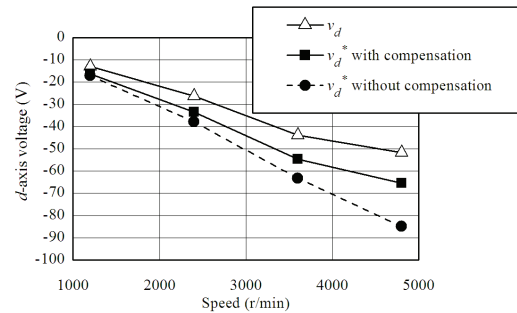


図2 d 軸電圧における補償の効果

Fig.2 Effect of compensation for d -axis voltage.

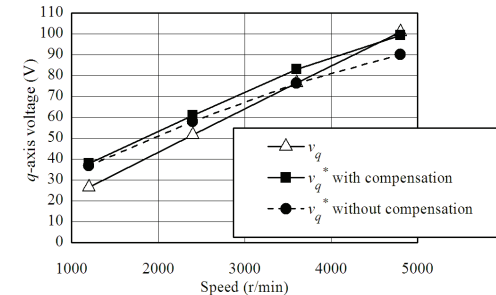


図3 q 軸電圧における補償の効果

Fig.3 Effect of compensation for q -axis voltage.

および v_q と v_q^* の誤差が低減されていることがわかる。補償を施さなかった場合からの電圧指令値の変化は v_q^* で 9.035 V 、 v_d^* で 19.78 V であった。これは、式(2)および式(3)を v_d^* と v_q^* について変形した式において、 v_d^* に \sin の項が含まれるためであると考察される。

$$v_d^* = \frac{2}{\sqrt{3}} \left(-v_u^* \sin\left(\omega t + \theta - \frac{2\pi}{3}\right) + v_v^* \sin(\omega t + \theta) \right) \quad (5)$$

$$v_q^* = \frac{2}{\sqrt{3}} \left(-v_u^* \cos\left(\omega t + \theta - \frac{2\pi}{3}\right) + v_v^* \cos(\omega t + \theta) \right) \quad (6)$$

4. まとめ

本論文では、IPM モータ制御システムにおける離散化誤差の影響について検討し、離散化誤差に対する補償を施してその効果を検証した。実験結果より、離散化誤差補償を施すことで、回転数上昇に伴う誤差の低減が確認された。

参考文献

- (1) 武田, 松井, 森本, 本田: 「埋込磁石同期モータの設計と制御」, オーム社