

IPM モータ制御システムの数学モデル誤差とその補償法

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)

Mathematical Model Errors and Their Compensations of IPM Motor Control System

Jun Kudo*, Toshihiko Noguchi (Nagaoka University of Technology),
Manabu Kawakami, and Koichi Sano (CORONA Corporation)

Abstract — This paper focuses on mathematical model errors in the IPM motor controller, and presents compensation techniques for the errors. Even though no motor parameter mismatch is in the controller, the voltage commands and the feedback currents (an inverse motor model) hardly satisfy the mathematical equation of the motor due to a sampling interval, a phase lag of the detected currents, an inverter dead time, and an ON-voltage of the power devices. In the paper, a compensation method is discussed for each error factor, and is experimentally examined one by one. As a result, a combination of all four compensations makes it possible to improve the total error effectively, which possibly contributes toward highly accurate position and/or speed estimation in a mechanical sensorless IPM motor drive.

キーワード：IPM モータ, 数学モデル, 逆モデル, 離散化誤差, 検出電流の位相遅れ, デッドタイム, 主素子 ON 電圧
(IPM motor, mathematical model, inverse model, sampling error, detected current phase delay, dead time, power device ON-voltage)

1. はじめに

内部永久磁石 (IPM) モータのベクトル制御システムでは, モータ数学モデルが制御器内部で逆モデルとして再現されている必要がある。すなわち, 制御器内部で生成される操作量の電圧指令値と検出された電流フィードバック値が, モータの電圧電流方程式を厳密に満足しなければならない。モータの数学モデルとその逆モデルが一致することは, ベクトル制御の軸ずれを解消するためや, センサレス制御システムにおいて逆モデルから演算される磁極位置・速度推定値の高精度化のために必須である。しかし, たとえモータパラメータのミスマッチが制御器内部で完全に除去されていても, 実際にはシステム実装上の種々の要因により逆モデルに誤差が発生する。

そこで, 本論文ではモータ数学モデルと逆モデルの間に生ずる種々の誤差要因と補償法を検討する。それらの効果を実験的に検証した結果, 良好な補償特性を確認することができたので報告する。

2. モータ逆モデルの誤差要因

〈2・1〉 IPM モータの数学モデルと誤差要因

IPM モータの d, q 座標における理想的な数学モデルは,

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

ただし,

v_d : d 軸電圧
 v_q : q 軸電圧
 i_d : d 軸電流
 i_q : q 軸電流
 R_a : 電機子巻線抵抗
 L_d : 電機子 d 軸インダクタンス
 L_q : 電機子 q 軸インダクタンス
 ψ_a : IPM 磁束鎖交数
 ω : 回転角速度 (電気角)
 p : 微分演算子

である。

次に, モータ数学モデルと逆モデルの間に生じる誤差要因について検討する。本稿では, 以下のシステム実装に起因する 4 種類の誤差に注目する。

- ① 離散化誤差
- ② モータ電流検出時の位相遅れによる誤差
- ③ 上下アーム短絡防止時間 (デッドタイム) による誤差
- ④ 主素子の ON 電圧による誤差

〈2・2〉 離散化誤差

IPM モータのベクトル制御システムが, モータ電流とエンコーダからの磁極位置情報を取得してから PWM パターンを出力するまでには, サンプル値制御であるために所定の時間を要する。具体的には, モータ電流と磁極位置を検出し, 電圧指令値を演算するまでに 1 制御周期がかかる。

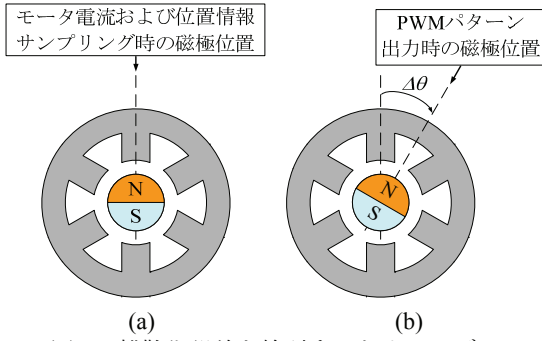


図1 離散化誤差を検討するためのモデル

(a) サンプリング点 (b) PWM パターン出力点
Fig. 1. Motor model for discussion on sampling error.
(a) Sampling point. (b) PWM pattern output point.

次の制御周期でパルス幅変調器により PWM パターンが出力されるが、PWM パターンは制御周期の中心に対して対称に出力されるため、平均的には更に 0.5 制御周期の時間がかかる。したがって、モータ電流と磁極位置を検出してから、PWM パターンを出力するまでには、1.5 制御周期の時間を要すると考えられる。この間にロータは回転しているため、検出した磁極位置と PWM パターンを出力するときの磁極位置にはずれが生じる。この位置誤差により電圧指令値の座標変換に誤差が生じ、最終的にはモータに印加される d 軸および q 軸電圧の誤差となる。

〈2・3〉モータ電流検出時の位相遅れによる誤差

モータ各相に流れる電流を電流センサによって検出し、A/D 変換を介して制御器に取り込んでフィードバック電流とする。しかし、検出されたモータ電流は、エイリアス除去を目的とするアンチエイリアスフィルタを通して A/D 変換器へ入力されるので、実際のモータ電流と制御器内部で取り扱われるフィードバック電流の間に位相差が生じる。この位相差は電流の座標変換に影響を及ぼし、 d 軸および q 軸電流の誤差となって現れる。

〈2・4〉デッドタイムによる誤差

理想的なインバータであれば、主スイッチング素子の ON 時間および OFF 時間がないためデッドタイムは必要ない。しかし、IGBT や MOSFET、ダイオードなど実際のスイッチング素子には数百 ns から数 μ s の ON 時間と OFF 時間があるため、インバータの上下アームを同時に OFF して直流バスの短絡を防止する期間が設けられる。このデッドタイムにより出力電圧は減少するので、電圧指令値からデッドタイム分低い電圧がモータへ印加され、電圧指令値と実際のモータ印加電圧との間に誤差が生じる。

〈2・5〉主素子の ON 電圧による誤差

インバータの主回路スイッチング素子が理想スイッチである場合は飽和電圧や ON 抵抗がないので、ON 時の電圧降下は 0 V である。しかし、IGBT や MOSFET などの実際のスイッチング素子では、1 V 前後の飽和電圧とともに数十 m Ω の ON 抵抗があるため電圧降下が発生する。主素子でこのような電圧降下が生じることにより、制御器で演算された電圧指令値から主素子の ON 電圧分だけ減じた電圧がモ

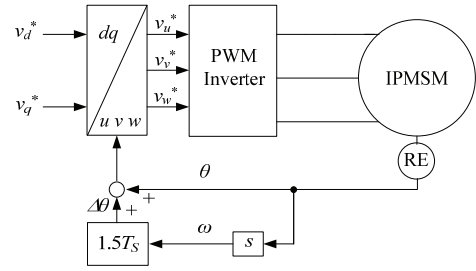


図2 離散化誤差補償法
Fig. 2. Sampling error compensation.

表1 実験用モータのパラメータ
Table 1. Parameters of test motor.

Number of pole	4
Rated output power	2 kW
Rated rotation speed	7200 r/min
d -axis inductance L_d	7.3 mH
q -axis inductance L_q	14.2 mH
Winding resistance R_a	0.52 Ω
Flux linkage of IPM ψ_a	0.09884 Wb

ータへ印加される。したがって、制御器内部の電圧指令値と実際にモータへ印加される電圧は一致しない。

3. 離散化誤差の補償

〈3・1〉離散化誤差の補償法

図1にサンプル値制御システムの離散化誤差を検討するためのモータモデルを示す。図1(a)はある時刻でモータ電流および磁極位置をサンプリングしたときの磁極位置を示している。前述のように、モータ電流および磁極位置をサンプリングしてから PWM パターン出力するまでに 1.5 制御周期を要する。その間にロータは回転してしまうため、図1(b)のように PWM パターン出力時の磁極位置は、モータ電流および磁極位置サンプリング時のものと異なる。ここで、1.5 制御周期中に回転するロータの角度を $\Delta\theta$ とし、制御周期を T_s とすると、 $1.5T_s$ に角速度 ω を乗じたものが $\Delta\theta$ となる。

$$\Delta\theta = 1.5\omega T_s \quad (2)$$

(2)より ω の増加に伴い $\Delta\theta$ は増大することがわかる。この $\Delta\theta$ が生じることにより、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^* の回転座標変換に誤差が生じる。三相電圧指令値を v_u^* 、 v_v^* 、 v_w^* とすれば、この座標変換は本来下式のように行われる。

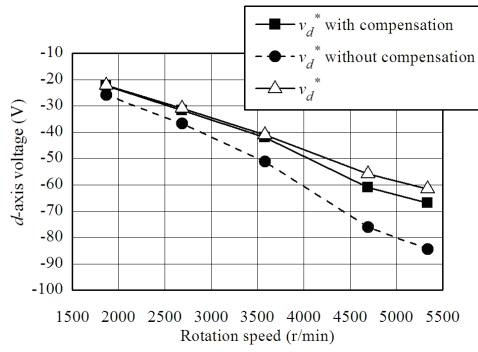
$$v_u^* = v_d^* \cos(\omega t + \theta) - v_q^* \sin(\omega t + \theta) \quad (3a)$$

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

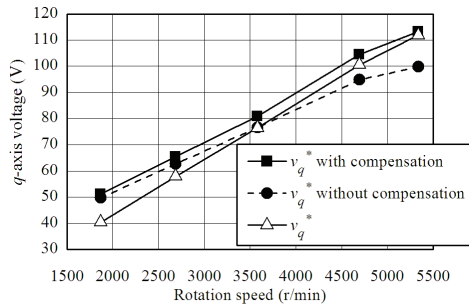
$$v_w^* = v_d^* \cos\left(\omega t + \theta - \frac{4\pi}{3}\right) - v_q^* \sin\left(\omega t + \theta - \frac{4\pi}{3}\right) \quad (3c)$$

しかし、 $\Delta\theta$ によって上式の位相 $\omega t + \theta$ にずれが生じ、三相電圧指令値に誤差が生じる。この誤差は最終的にはモータに印加される d 軸および q 軸電圧の誤差となる。

この離散化誤差を補償するために、(2)に基づいて各回転



(a) d 軸における補償特性
(a) Compensation characteristic for d -axis.



(b) q 軸における補償特性
(b) Compensation characteristic for q -axis.

図3 離散化誤差補償特性

Fig. 3. Sampling error compensation characteristic.

数における $\Delta\theta$ を計算し、その値を(3a)~(3c)の $\omega t + \theta$ へ加算する。

$$v_u^* = v_d^* \cos(\omega t + \theta + \Delta\theta) - v_q^* \sin(\omega t + \theta + \Delta\theta) \quad (4a)$$

$$v_v^* = v_d^* \cos\left(\omega t + \theta + \Delta\theta - \frac{2\pi}{3}\right) - v_q^* \sin\left(\omega t + \theta + \Delta\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (4b)$$

$$v_w^* = v_d^* \cos\left(\omega t + \theta + \Delta\theta - \frac{4\pi}{3}\right) - v_q^* \sin\left(\omega t + \theta + \Delta\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \quad (4c)$$

これにより、PWMパターン出力時の磁極位置で電圧指令値の座標変換を行なうことができる。図2に以上の離散化誤差補償法を示す。

〈3・2〉離散化誤差補償特性の検証

図2に示す離散化誤差補償法について、その補償特性を検証する。ここでは、検出された電流値 i_d 、 i_q を入力として(1)のモータ数学モデルから計算される電圧値 v_d 、 v_q と、モータ逆モデルである電流ループのPI制御器から出力される電圧指令値 v_d^* 、 v_q^* を比較する。なお、前者の計算には巻線抵抗やインダクタンスが必要であるが、巻線抵抗については大きな誤差を生じないようにモータ温度をほぼ一定に管理して表1の値を用い、インダクタンスについては磁気飽和特性を考慮してモータ電流の関数として取り扱った。補償特性の検証は $i_d = 0$ A、 $i_q = 4$ A一定、制御周期 $T_s = 100$ μ sの条件で行い、補償を施さなかった場合と離散化誤差補償のみを施した場合について、各回転数における v_d 、 v_q と v_d^* 、 v_q^* を比較した。図3(a)に d 軸、図3(b)に q 軸における離散化誤差補償特性を示す。

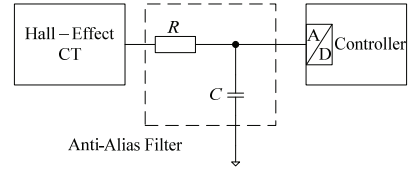


図4 モータ電流検出用アンチエイリアスフィルタ
Fig. 4. Anti-alias filter in detecting motor currents.

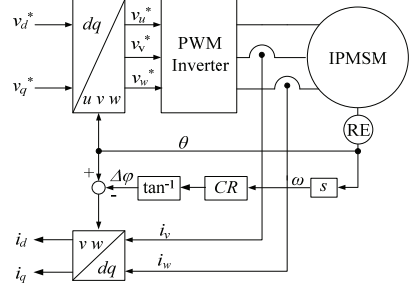


図5 モータ電流位相遅れ補償法
Fig. 5. Detected motor current phase delay compensation.

これらの実験結果から、離散化誤差補償を施すことにより、各回転数において、 v_d と v_d^* の誤差および v_q と v_q^* の誤差が低減され、特に高速回転時の誤差が大幅に改善されることがわかる。特に d 軸に関しては、補償を施さない場合の誤差は5400 r/minで23 Vであるのに対し、離散化誤差補償を施した場合は5 Vに低減する。同様に、 q 軸に関しても12 Vの誤差が2.5 Vまで低減する。いずれの場合も離散化誤差補償を施すことにより、回転数に対する電圧の傾きが全体的に改善される。

4. モータ電流検出時の位相遅れ補償

〈4・1〉モータ電流検出時の位相遅れ補償法

モータ電流のA/D変換に使用されるアンチエイリアスフィルタを図4に示す。同図のようにアンチエイリアスフィルタは単純な一次遅れフィルタから構成されている。このアンチエイリアスフィルタにより、電流センサで検出されたモータ電流に対して、制御器に入力される電流は下式の位相遅れ $\Delta\phi$ をもつ。

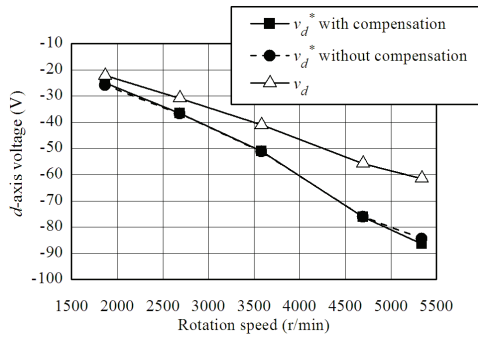
$$\Delta\phi = \tan^{-1}(\omega CR) \quad (5)$$

したがって、この位相遅れ $\Delta\phi$ により電流フィードバック値に誤差が生ずる。また、(5)より ω の増加に伴って $\Delta\phi$ は非線形であるが単調に増大するため、離散化誤差の場合と同様に回転数上昇と共にモータ電流の位相遅れによる誤差が大きくなる。

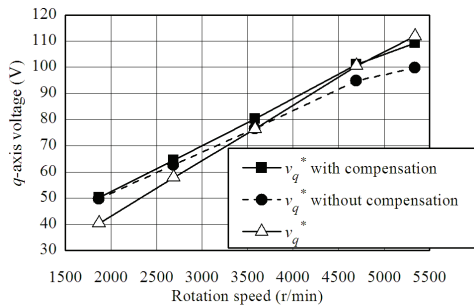
そこで、モータ電流検出時の位相遅れによる誤差の補償法を検討する。電流センサで検出されたモータ電流 i_v 、 i_w は、本来下式によって i_d 、 i_q に座標変換される。

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \frac{2}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} -\sin\left(\omega t + \theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin(\omega t + \theta) \\ -\cos\left(\omega t + \theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\omega t + \theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_v \\ i_w \end{bmatrix} \quad (6)$$

しかし、上記のアンチエイリアスフィルタにより $\Delta\phi$ だけ位相が遅れた三相電流が制御器に取り込まれるため、(7)のよ



(a) d 軸における補償特性
(a) Compensation characteristic for d -axis.



(b) q 軸における補償特性
(b) Compensation characteristic for q -axis.

図 6 モータ電流位相遅れ補償特性
Fig. 6. Detected motor current phase delay compensation characteristic.

うに $\Delta\varphi$ だけ遅らせた位相で座標変換を行えば正しい i_d , i_q を求めることができる。

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \frac{2}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} -\sin\left(\omega t + \theta - \Delta\varphi - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin(\omega t + \theta - \Delta\varphi) \\ -\cos\left(\omega t + \theta - \Delta\varphi - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\omega t + \theta - \Delta\varphi) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_v \\ i_w \end{bmatrix} \quad (7)$$

以上のモータ電流位相遅れ補償法を図 5 に示す。

(4-2) モータ電流位相遅れ補償特性の検証

図 5 に示すモータ電流位相遅れ補償法を用いて、その補償特性を検証する。この検証も前述の離散化誤差補償の場合と同じ条件で行い、その結果得られた d 軸と q 軸の補償特性を図 6 (a) および図 6 (b) に示す。

同図より d 軸に関する補償効果はほとんど見られないが、 q 軸についてはモータ電流位相遅れ補償法によって回転数の上昇と共に v_q と v_q^* の誤差が低減することがわかる。これは $i_d = 0$ A の運転条件で実験を行ったためである。5400 r/min において補償を施さない場合の v_q と v_q^* の誤差は 12 V であるのに対し、補償を施した場合は 2.5 V まで誤差が低減する。したがって、離散化誤差補償とほぼ同等の補償特性が得られた。

5. デッドタイム補償

(5-1) デッドタイム補償法

図 7 はインバータ出力電圧へのデッドタイムの影響を例

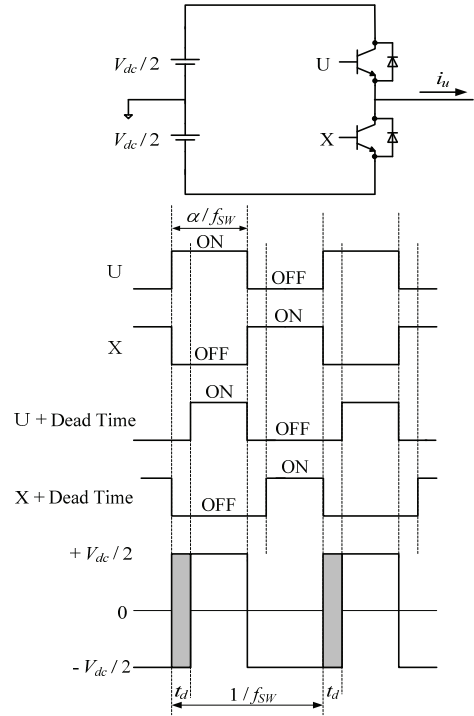


図 7 インバータ出力電圧へのデッドタイムの影響
Fig. 7. Influence of dead time on inverter output voltage.

示したものである。デッドタイムがない理想的なインバータにおいて、PWM パルス 1 周期のインバータ出力電圧平均値 V_{INV} を求めると次式のようなになる。

$$V_{INV} = \frac{+\frac{V_{dc}}{2} \frac{\alpha}{f_{sw}} + \left(-\frac{V_{dc}}{2}\right) \frac{1-\alpha}{f_{sw}}}{\frac{1}{f_{sw}}} = \frac{1}{2} V_{dc} (2\alpha - 1) \quad (8)$$

ただし、 V_{dc} はインバータ直流バス電圧、 f_{sw} はキャリア周波数、 α は PWM パルスのデューティであり、モータ電流がインバータからモータへ流れ込んでいる場合を仮定している。一方、デッドタイム t_d を考慮した場合、同様に V_{INV} は (9) のように求められる。

$$V_{INV} = \frac{+\frac{V_{dc}}{2} \left(\frac{\alpha}{f_{sw}} - t_d\right) + \left(-\frac{V_{dc}}{2}\right) \left(\frac{1-\alpha}{f_{sw}} + t_d\right)}{\frac{1}{f_{sw}}} = \frac{1}{2} V_{dc} (2\alpha - 1) - V_{dc} t_d f_{sw} \quad (9)$$

上式の $V_{dc} t_d f_{sw}$ がデッドタイムによって減少する電圧であり、図 7 におけるインバータ出力電圧波形の着色箇所がこれに相当する。この減少分 $V_{dc} t_d f_{sw}$ を各相モータ電流の方向 (符号) に応じて電圧指令値に予め加算して補償する。すなわち、図 7 のようにモータ電流が正ならば $+V_{dc} t_d f_{sw}$ を、負ならば $-V_{dc} t_d f_{sw}$ を電圧指令値に加算してデッドタイムによる電圧減少分を補う。図 8 は以上のデッドタイム補償法を示したものである。ここでは d 軸電流指令値と q 軸電流指令値から三相電流指令値を生成し、チャタリングを防止しつつモータ電流の符号を判別している。また、デッドタイム補償量 $V_{dc} t_d$

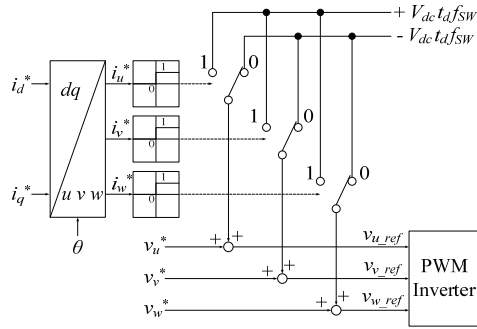
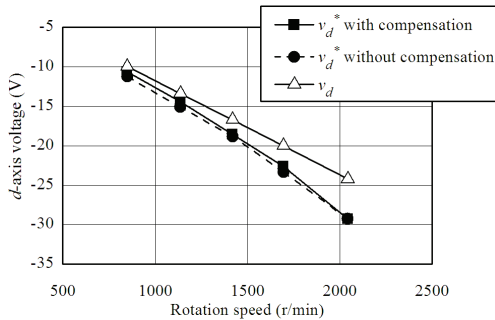
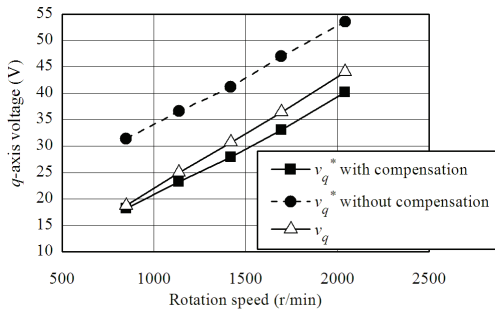


図8 デッドタイム補償法
Fig. 8. Dead time compensation.



(a) d 軸における補償特性
(a) Compensation characteristic for d -axis.



(b) q 軸における補償特性
(b) Compensation characteristic for q -axis.

図9 デッドタイム補償特性
Fig. 9. Dead time compensation characteristic.

f_{sw} は、次のように設定した。

$$V_{dc}t_d f_{sw} = 270 \text{ V} \times 4 \mu\text{s} \times 10 \text{ kHz} = 10.8 \text{ V}$$

(5.2) デッドタイム補償特性の検証

図8に示すデッドタイム補償法を用いて、その補償効果を検証する。この検証も前述の離散化誤差補償の場合と同じ条件で行い、補償を施さない場合とデッドタイム補償のみを施した場合について v_d , v_q と v_d^* , v_q^* を比較した。ただし、デッドタイム補償量は小さいため、モータ印加電圧が比較的低い低速回転域でのみ検証する。図9(a)に d 軸、図9(b)に q 軸におけるデッドタイム補償特性を示す。

同図よりデッドタイム補償が q 軸の誤差低減に顕著な効果を有することがわかる。実験で最もモータ回転数が低い 850 r/min のとき、デッドタイム補償を施していない場合の誤差は 12.5 V であるが、補償を施すことで v_q と v_q^* がほぼ一致するまで改善する。

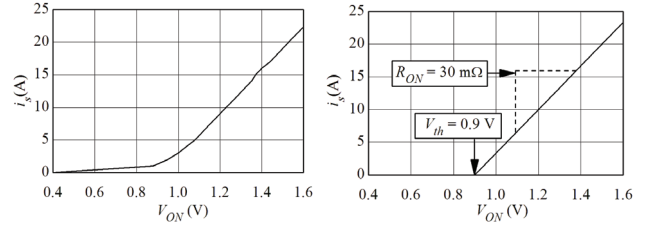


図10 主素子の $V_{ON} - i_s$ 特性
(a) 実測特性 (b) モデル化した特性
Fig. 10. $V_{ON} - i_s$ characteristic of power device.
(a) Measured characteristic. (b) Modeled characteristic.

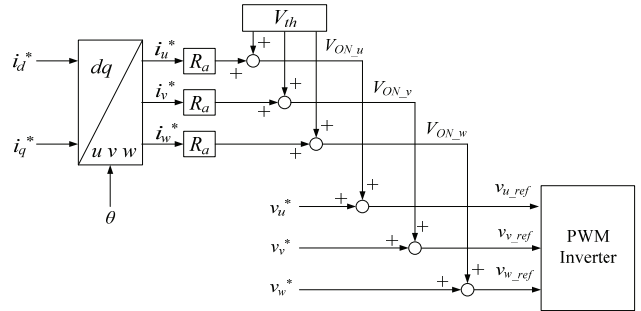


図11 主素子 ON 電圧補償法
Fig. 11. Power device ON-voltage compensation.

6. 主素子の ON 電圧による誤差補償

(6.1) 主素子の ON 電圧による誤差補償法

前述したように、インバータの主回路スイッチング素子には飽和電圧とともに数十 mΩ の ON 抵抗があるために、電圧降下が生じて制御器内部の電圧指令値と実際にモータに印加される電圧に誤差が発生する。図10(a)は供試機に使用した主素子 IGBT の $V_{ON} - i_s$ 特性を示したものであるが、 $V_{ON} = 1 \text{ V}$ 近傍を閾値としてそれ以上は線形な抵抗特性をもつことがわかる。したがって、主素子の ON 電圧降下 V_{ON} は下式のように近似的に定式化することができる。

$$V_{ON} = R_{ON} \times i_s + V_{th} \quad (10)$$

ただし、

R_{ON} : 主素子の ON 抵抗

i_s : 主素子に流れる電流

V_{th} : 主素子の閾値電圧

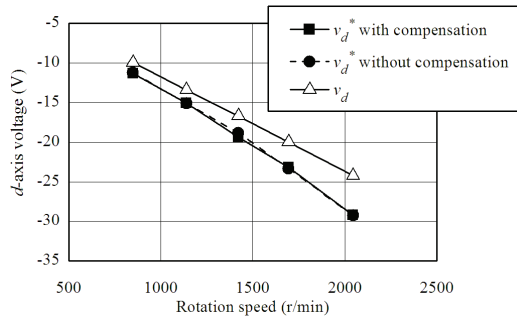
である。図10(a)の実測特性を図10(b)のようにモデル化して(10)のパラメータを定めると $R_{ON} = 30 \text{ m}\Omega$, $V_{th} = 0.9 \text{ V}$ と求められる。そこで、主素子の ON 電圧による誤差補償法として、図11に示すように d 軸および q 軸電流指令値 i_d^* , i_q^* を座標変換して得られる三相電流指令値 i_u^* , i_v^* , i_w^* と R_{ON} , そして V_{th} を用いて各相の V_{ON} を演算し、電圧指令値に加えて主素子 ON 電圧による減少分を補償する。

$$V_{ON_u} = R_{ON} \times i_u^* + V_{th} \quad (11a)$$

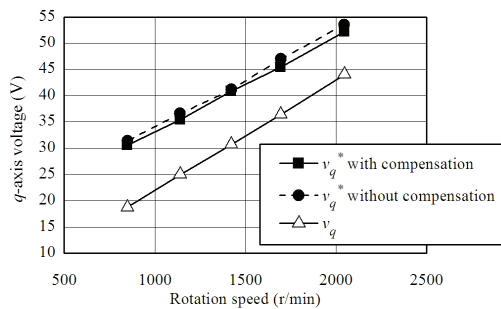
$$V_{ON_v} = R_{ON} \times i_v^* + V_{th} \quad (11b)$$

$$V_{ON_w} = R_{ON} \times i_w^* + V_{th} \quad (11c)$$

これらを各相電流の方向(符号)が正ならば正方向へ、負ならば負方向へ各相電圧指令値に加算し主素子の ON 電圧



(a) d 軸における補償特性
(a) Compensation characteristic for d -axis.



(b) q 軸における補償特性
(b) Compensation characteristic for q -axis.

図 12 主素子 ON 電圧補償特性

Fig. 12. Power device ON-voltage compensation characteristic.

降下を補償する。

(6-2) 主素子 ON 電圧補償法特性の検証

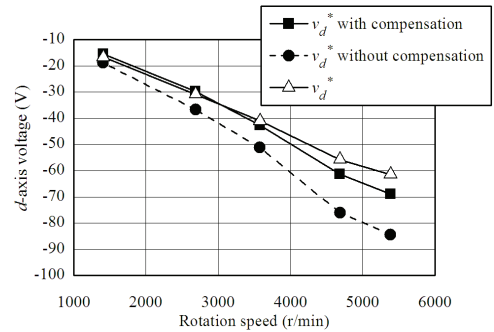
図 11 に示す主素子 ON 電圧補償法を用いて、補償特性を検証した。検証方法はデッドタイム補償の場合と同様で、補償を施さない場合と主素子 ON 電圧補償のみを施した場合について比較する。図 12 (a)に d 軸、図 12 (b)に q 軸における主素子 ON 電圧補償特性を示す。

同図の実験結果から、主素子 ON 電圧補償を施すことで q 軸の誤差がどの回転数においても 1 V 低減された。低速回転域で効果があることはデッドタイム補償と同様であるが、 $R_{ON} = 30 \text{ m}\Omega$, $V_{th} = 0.9 \text{ V}$ といずれも非常に小さな値であるため補償効果も小さい。

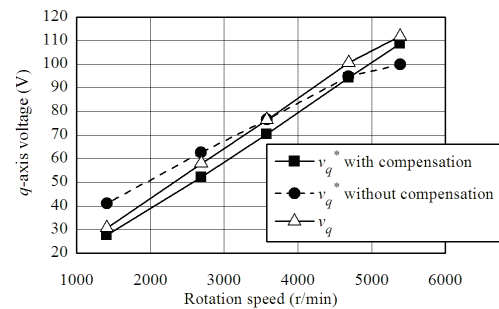
7. 総ての補償を施した場合の補償特性

これまで検討してきた離散化誤差補償、モータ電流位相遅れ補償、デッドタイム補償、主素子 ON 電圧補償の総てを適用した場合と、全く適用しない場合を比較評価した。評価条件は従前と同一とし、 $i_d = 0 \text{ A}$, $i_q = 4 \text{ A}$ 一定のもとで各回転数における v_d , v_q と v_d^* , v_q^* を比較した。図 13 (a)に d 軸、図 13 (b)に q 軸における補償特性を示す。

4 種類の補償を総て施すことにより、 d 軸とともに q 軸における誤差の改善が確認された。特に、 d 軸については低速域で v_d と v_d^* が良好に一致し、 q 軸については僅かなオフセット誤差が残留するものの全回転域で回転数に対する v_q と v_q^* の傾きがほぼ等しくなることがわかる。



(a) d 軸における補償特性
(a) Compensation characteristic for d -axis.



(b) q 軸における補償特性
(b) Compensation characteristic for q -axis.

図 13 総ての補償特性

Fig. 13. 4 compensations composition characteristic.

8. まとめ

本論文では、IPM モータのベクトル制御システムにおいて、数学モデルと制御器内部で生成される逆モデルに生じる誤差について考究した。両者に生ずる誤差要因として、離散化、モータ電流検出時の位相遅れ、デッドタイム、主素子の ON 電圧に着目し、それぞれの要因に対する補償法を検討した。離散化誤差補償とモータ電流位相遅れ補償は高速回転域で、デッドタイム補償と主素子 ON 電圧補償は低速回転域で誤差低減に有効であることを確認し、総ての補償を適用することにより、広い速度制御範囲にわたって制御器内部で生成される逆モデルが理想的な数学モデルに近づくことを確認した。

文 献

- (1) Shigeo Morimoto, Masayuki Sanada, and Yoji Takeda : "Mechanical Sensorless Drives of IPMSM With Online Parameter Identification", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 42, no. 5, p.p. 1241-1248 (2006)
- (2) B.-H. Bae, S.-K. Sul, J.-H.Kwon, and J.-S. Byeon : "Implementation of Sensorless Vector Control for Super-High-Speed PMSM of Turbo-Compressor", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 39, no. 3, p.p. 811-818 (2006)
- (3) 工藤 純, 野口季彦, 川上 学, 佐野浩一: 「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」第 17 回電気学会新潟支所研究発表会, IV-3 (平 19) (in Japanese)