

# ブラシレスモータの小型・軽量化に向けた電流センサレス制御の開発

Development of Sensorless Motor Current Control with Reduced Size and Weight

上田武史 T. UEDA

Feedback control and failure detection for an electric control unit equipped with a brushless motor is now achieved with three independent, phase-related current sensors. However, these sensors obstruct the downsizing of the electric control unit. Therefore, we developed a new open-loop current control strategy by using a single current sensor achieving the equivalent control accuracy and failure detection capability. This control strategy enables the downsizing and weight reduction of electric control units.

**Key Words:** brushless motor, single current sensor, motor current control, downsizing and weight reduction

## 1. はじめに

当社の主力商品である電動パワーステアリング(EPS)は、常時作動する油圧を使用したパワーステアリングに比べ、省エネルギー、環境改善面で高く評価されている<sup>1)~3)</sup>。図1にコラムタイプEPSの構成を示す。EPSは、運転者がステアリングホイールを操舵する力に応じてモータでアシストトルクを発生させることにより、タイヤの向きを変えるために必要なラック軸力を生み出している。パワーアシストに使われるモータはブラシの摩擦による損失が大きいブラシ付きモータに代わり、ブラシがなく高出力化に有利な三相ブラシレスモータが主流となっている。ブラシレスモータをEPSに適用するには操舵感に影響を及ぼすモータトルクの精度が求められる。このため図2(a)に示すように電流センサを各相に配置した電流フィードバック制御を用いている。しかし、電流センサの使用は電力損失を伴い、モータ出力低下の要因となる。この場合、図2(b)に示すような電流センサを省いた構成でモータトルクを精度良く制御できれば、ブラシレスモータの特長である小型・高出力性能をさらに向上できる。本報では、新たに開発したモータ電流制御技術について報告する。

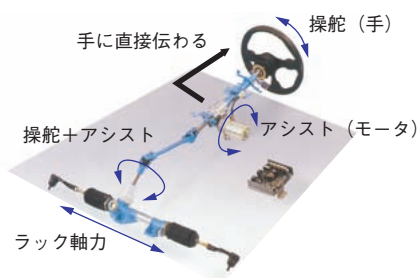


図1 EPSシステム構成 (コラムタイプ)  
EPS system (column type)

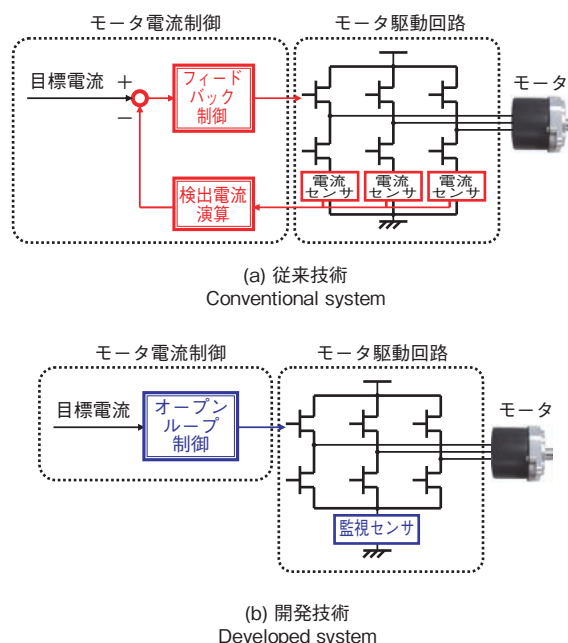


図2 モータ電流制御、駆動回路構成  
Motor current control and drive circuit

## 2. 制御方法

電流検出回路を削減するには一般的に用いられる電流フィードバック制御ではなく、あらかじめモータへの指令値を決めるオープンループ制御が必要となる。しかしながら、オープンループ制御では目標電流によってはモータトルクを高精度に出力できないため、EPSに用いるには不適とされてきた。本開発では、従来の電流フィードバック制御では扱わない、温度変化などによる抵抗などのパラメータ変動を故障監視用センサの信号を用いて補償する「ばらつき補償技術」および、相間抵抗バランスを補償する「トルクリプル低減技術」を開発することで、精度の良いモータトルク制御を実現した。以下、その詳細を述べる。

### 2.1 電流オープンループ制御の基本構成

三相ブラシレスモータのモータモデルを図3に、その回路方程式を式(1)に示す<sup>4)</sup>。

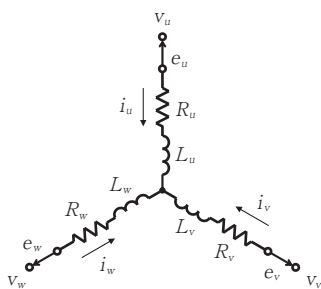


図3 モータモデル  
Motor model

ここで、

- $v_u, v_v, v_w$  : U, V, W 相電機子電圧
- $i_u, i_v, i_w$  : U, V, W 相電機子電流
- $R_u, R_v, R_w$  : U, V, W 相電機子巻線抵抗
- $L_u, L_v, L_w$  : U, V, W 相電機子巻線自己インダクタンス
- $e_u, e_v, e_w$  : 永久磁石界磁により U, V, W 相電機子巻線に誘起する速度起電力

$$\begin{cases} v_u = (R_u + \frac{3}{2}PL_u) \times i_u + e_u \\ v_v = (R_v + \frac{3}{2}PL_v) \times i_v + e_v \\ v_w = (R_w + \frac{3}{2}PL_w) \times i_w + e_w \end{cases} \quad (1)$$

ここで、 $P$  : 微分演算子 (= d/dt)

これを dq 軸座標系に変換すると次式となる。

$$\begin{cases} v_d = (R + PL_d) \times i_d - \omega \cdot L_q \cdot i_q \\ v_q = (R + PL_q) \times i_q + \omega \cdot L_d \cdot i_d + \omega \cdot K_e \end{cases} \quad (2)$$

ここで、

- $v_d, v_q$  : dq 軸電機子電圧
- $i_d, i_q$  : dq 軸電機子電流
- $R$  : dq 軸電機子巻線抵抗  
(理想的には  $R = R_u = R_v = R_w$ )

$L_d, L_q$  : dq 軸電機子巻線自己インダクタンス

$\omega$  : モータ角速度

$K_e$  : モータ速度起電力定数

この式(2)の  $i_d, i_q$  に目標とする電流値  $i_d^*, i_q^*$  を、 $\omega$  に検出したモータ角速度を代入することで指示電圧  $v_d, v_q$  を算出するのがオープンループ制御である。ここで、 $R, K_e$  は個体ごとのばらつきや温度変動により値が変化する。また、各相の抵抗値  $R_u, R_v, R_w$  は回路やモータとの接合部の影響で  $R$  とは異なる値となる。その補償技術を以下に示す。

### 2.2 ばらつき補償技術

オープンループ制御で使用するモータ制御式において、抵抗  $R$  と速度起電力定数  $K_e$  が個体ごとのばらつきや環境温度により変化するため、制御誤差が発生して精度の良いモータトルクが出力できなくなる。特に EPS では環境温度が  $-40^\circ\text{C} \sim +85^\circ\text{C}$  と広範囲であるため、この誤差が制御精度に大きく影響する。図4に抵抗、および速度起電力定数の温度による変化の一例を示す。

そこで、図2(b)の駆動回路部の故障監視用センサの信号から検出したモータ電流値を用いる。この故障監視用センサと、任意のタイミングで検出したモータ電流値  $i_{q検}$  を用いて  $R$  と  $K_e$  を補償する技術を開発した。この技術により、個体ごとのばらつきや温度変動による緩やかな  $R$  と  $K_e$  の変化に対応可能となった。

$$R' = \frac{v_q - \omega \cdot L_d \cdot i_d^* - \omega \cdot K_e}{i_{q検}} \quad (3)$$

$$K_e' = \frac{v_q - \omega \cdot L_d \cdot i_d^* - R \cdot i_{q検}}{\omega} \quad (4)$$

ここで、 $R', K_e'$  :  $R, K_e$  の補償後の値

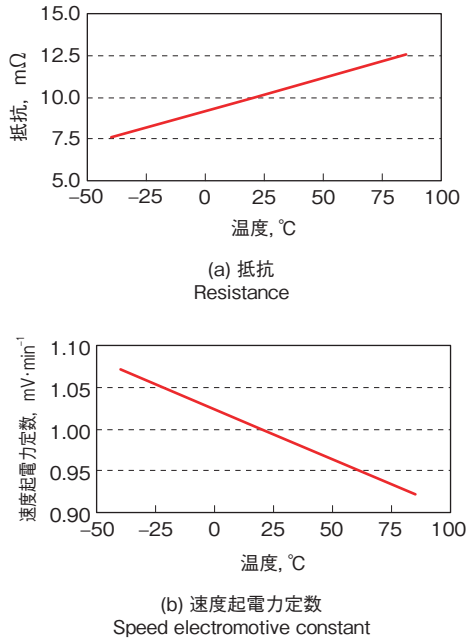


図4 温度による変化  
Variations according to temperature

### 2.3 トルクリップル低減技術

補償後の  $R'$ ,  $K_e'$ , 目標電流値  $i_d^*$ ,  $i_q^*$ , モータ角速度  $\omega$  を式(2)に代入すると dq 軸電機子電圧指令値  $v_d^*$ ,  $v_q^*$  は式(5)で求めることができる。

$$\begin{cases} v_d^* = (R' + PL_d) \times i_d^* - \omega \cdot L_q \cdot i_q^* \\ v_q^* = (R' + PL_q) \times i_q^* + \omega \cdot L_d \cdot i_d^* \\ \quad + \omega \cdot K_e' \end{cases} \quad (5)$$

この式(5)を抵抗  $R'$  とそれ以外の項に分け、三相電圧に変換する式(7)に代入すると  $u$ ,  $v$ ,  $w$  電機子電圧指令値  $v_u^*$ ,  $v_v^*$ ,  $v_w^*$  は式(8)で求めることができる。

$$\begin{cases} v_d^* = R' \times i_d^* + v_{da} \\ v_q^* = R' \times i_q^* + v_{qa} \end{cases} \quad (6)$$

ここで、 $\begin{cases} v_{da} = PL_d \times i_d^* - \omega \cdot L_q \cdot i_q^* \\ v_{qa} = PL_q \times i_q^* + \omega \cdot L_d \cdot i_d^* + \omega \cdot K_e' \end{cases}$

$$\begin{cases} v_u^* = \sqrt{\frac{2}{3}} (v_d^* \times \cos\theta - v_q^* \times \sin\theta) \\ v_v^* = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[ v_d^* \times \cos\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) - v_q^* \times \sin\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) \right] \\ v_w^* = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[ v_d^* \times \cos\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right) - v_q^* \times \sin\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right) \right] \end{cases} \quad (7)$$

$$\begin{cases} v_u^* = \sqrt{\frac{2}{3}} (R' \cdot (i_d^* \times \cos\theta - i_q^* - \sin\theta) + v_{da} \times \cos\theta - v_{qa} \times \sin\theta) \\ v_v^* = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[ R' \cdot \left[ i_d^* \times \cos\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) - i_q^* \times \sin\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) \right] + v_{da} \times \cos\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) - v_{qa} \times \sin\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) \right] \\ v_w^* = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[ R' \cdot \left[ i_d^* \times \cos\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right) - i_q^* \times \sin\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right) \right] + v_{da} \times \cos\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right) - v_{qa} \times \sin\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right) \right] \end{cases} \quad (8)$$

ここで、各相の  $R'$  を各相抵抗値  $R_u$ ,  $R_v$ ,  $R_w$  となるように計算式を変形すると式(9)となる。つまり、式(8)の  $R'$  項に各相抵抗の比率を乗じることにより、各相の抵抗ばらつきを補償することができるため、この式を使うと精度良くモータトルクを出力することができる。

$$\begin{cases} v_u^* = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[ R' \cdot \frac{R_u}{R'} \cdot (i_d^* \times \cos\theta - i_q^* - \sin\theta) + v_{da} \times \cos\theta - v_{qa} \times \sin\theta \right] \\ v_v^* = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[ R' \cdot \frac{R_v}{R'} \cdot \left[ i_d^* \times \cos\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) - i_q^* \times \sin\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) \right] + v_{da} \times \cos\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) - v_{qa} \times \sin\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) \right] \\ v_w^* = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[ R' \cdot \frac{R_w}{R'} \cdot \left[ i_d^* \times \cos\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right) - i_q^* \times \sin\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right) \right] + v_{da} \times \cos\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right) - v_{qa} \times \sin\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right) \right] \end{cases} \quad (9)$$

### 3. 試験結果

モータ特性評価で用いられる回転速度-モータトルク特性について実際に温度を変化させて測定した。まず、85°C 環境下での測定結果を図5に示す。  $R$  と  $K_e$  を補償

しない一般的なオープンループ制御では、低回転領域でトルク誤差が大きくなるが、 $R$  と  $K_e$  を補償した制御では誤差 0.6% とほぼ温度特性を考慮して求めた理論値どおりに出力できた。また図6に示す  $-40^{\circ}\text{C}$  環境下でも同様に、ほぼ理論値どおりの出力結果が得られた。

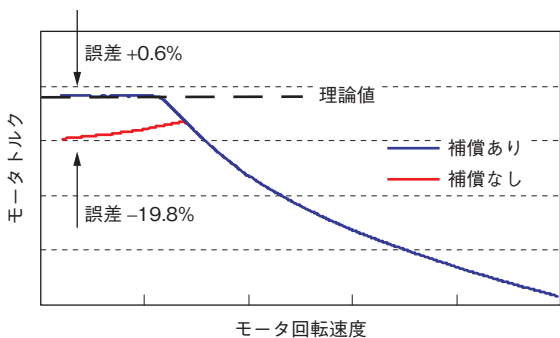


図5 85°C時のモータ特性  
Motor characteristics at 85°C

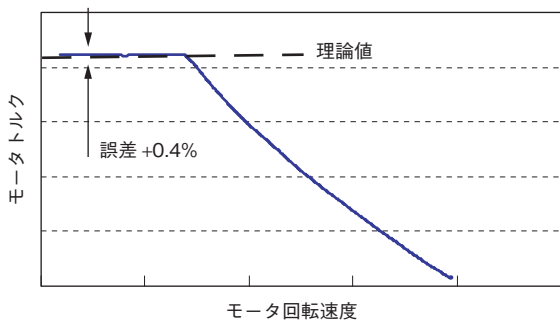


図6  $-40^{\circ}\text{C}$ 時のモータ特性  
Motor characteristics at  $-40^{\circ}\text{C}$

次に、各相の抵抗差による影響を調査するため、モータ出力軸回転位置によるトルク特性を測定した結果を図7に示す。図7より各相の抵抗ばらつきを補償しない場合は、13.0%と大きなトルク誤差が見られるが、補償を行うことで一般に運転者が感じにくいとされている2%以下に低減できた。

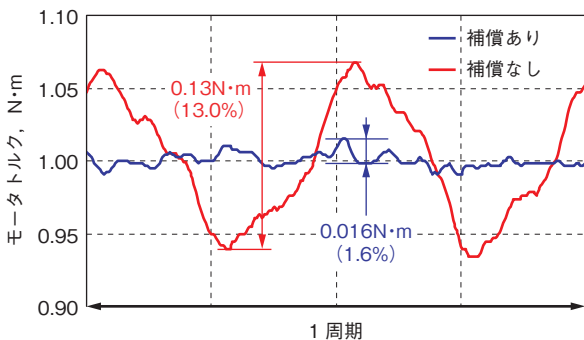


図7 回転位置によるモータトルク  
Motor torque amplitude by rotor position

以上のように、従来、温度などの影響で精度良くモータトルクを出力できなかったが、ばらつき補償技術とトルクリプル低減技術の開発により、EPSにも適用できるオープンループ制御を確立することができた。この制御では、図8のように従来のフィードバック制御と比較してモータ出力を向上でき、10%程度のモータ・コントローラの小型化（軽量設計）も可能となる。

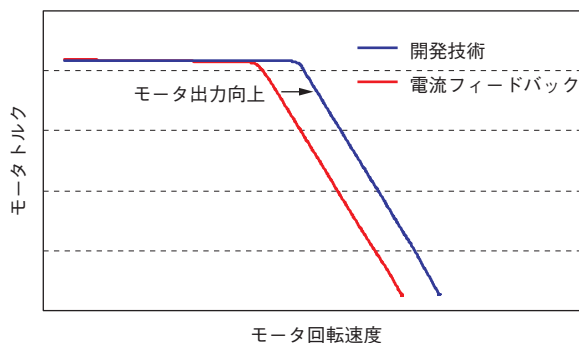


図8 モータ出力特性比較  
Comparison of motor outputs

#### 4. おわりに

従来の電流フィードバック制御の課題とされていたモータ出力の低下を、電流センサを廃止した独自の電流オープンループ制御を開発することにより、ブラシレスモータの特長である小型・高出力特性を大きく向上させた。さらに、オープンループ制御特有の課題であるトルク精度についても独自の技術で改善し、EPSにも対応し得る高出力ブラシレスモータ電流制御を実現した。このように、使用環境の厳しいEPSへの適用を可能としたことで、他のアプリケーションへの適用の可能性も大いに期待できる。今後は、モータ、回路を含めた小型・軽量化設計技術を蓄積し、製品向上を目指したい。

## 参考文献

- 1) 宮崎博之：JTEKT ENGINEERING JOURNAL, no. 1009 (2011)19.
- 2) 高橋俊博, 鈴木博之, 中山琢也, 藤山賢一, 山口茂利, 山下正治, 後藤武志, 斉藤貴俊：JTEKT ENGINEERING JOURNAL, no. 1006(2009)49.
- 3) 小池進, 谷永隆, 丹羽智宏：JTEKT ENGINEERING JOURNAL, no. 1010(2012)34.
- 4) 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年).

## 筆者



上田武史\*

T. UEDA

\* 研究開発本部 先進技術創生研究部