

## 擬似電流形インバータを用いた 超高速 PM モータのセンサレス運転特性の改善

高田 陽介, 野口 季彦 (長岡技術科学大学) 山下 幸生, 茨木 誠一 (三菱重工業株式会社)

### Performance Improvement of Mechanical-Sensorless Operation of Pseudo Current-Source Inverter Fed Ultra High-Speed PM Motor

Yosuke Takata, Toshihiko Noguchi (Nagaoka University of Technology)  
Yukio Yamashita, and Seiichi Ibaraki (Mitsubishi Heavy Industries, Ltd.)

This paper describes a line current phase compensation technique of an ultra high-speed permanent-magnet motor drive fed by a pseudo current-source inverter. A voltage drop of the armature winding impedance detrimentally affects flux estimation indispensable for the mechanical-sensorless operation of the motor. Also, time delay caused by line current commutation, which necessarily appears in the pseudo current-source inverter, prevents the drive from obtaining high power factor. The line current phase error due to the winding impedance drop and the commutation time delay can be compensated with the current amplitude and the rotating speed information. In this paper, several computer simulations were conducted to examine the compensation effects and excellent performance improvement was conformed through the simulations.

キーワード：超高速 PM モータ, 擬似電流形インバータ, センサレス運転

Keywords: Ultra high-speed PM motor, pseudo current-source inverter, mechanical-sensorless operation

#### 1. はじめに

筆者らはターボチャージャやスーパーチャージャの電動化を目指して、擬似電流形インバータを用いた超高速 PM モータ駆動システムの研究開発を推進してきた<sup>(1),(2)</sup>。最高回転数が 160000 ないし 220000 (r/min) で、定格出力が 2 (kW) 以上という目標仕様を設定し、試作機による実験検証を重ねてきた。このような超高速モータは基本波周波数が数 (kHz) と非常に高く、電機子巻線の自己インダクタンスが 10 ( $\mu\text{H}$ ) 未満と極めて小さいため、通常の電圧形 PWM インバータでは正弦波状に電流制御することは困難である<sup>(3)</sup>。一方で、電流形インバータを使用したのでは装置が大型化し、効率面でも問題がある。そこで直流バスに電流制御形チョッパを挿入し制御電流源として動作させる擬似電流形インバータを超高速モータの駆動に採用した。

この擬似電流形インバータを用いた駆動システムでは、モータの端子から誘起電圧を検出し、これに同期した  $120^\circ$  通電波形の電流をモータに流し込むセンサレス駆動が行われる。しかし、重負荷時に電機子巻線のインピーダンスドロップのため端子電圧からは正確な磁極位置を検出することができない。その結果、モータ効率や力率など種々の運転特性を悪化させる。

本稿では、最高回転数 160000 (r/min), 定格出力 2 (kW) の超高速 PM モータを対象として、上記インピーダンスドロップを補償する手法について検討し、計算機シミュレーションにより良好な結果が得られたので報告する。

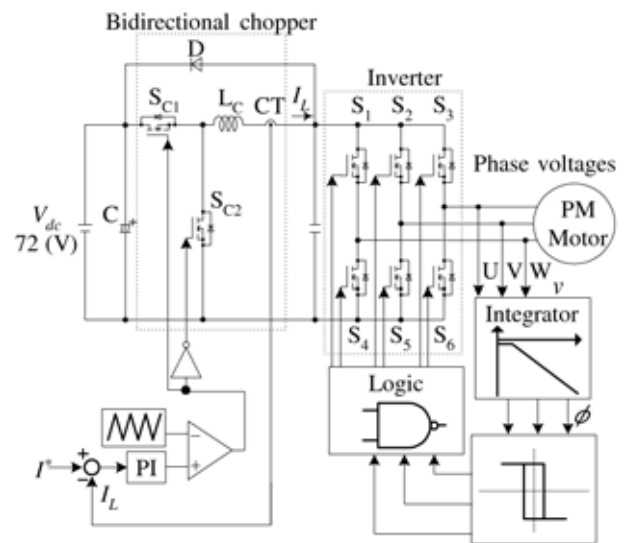


図1 超高速モータ駆動システム  
Fig.1. Ultra high-speed motor drive.

#### 2. 従来の超高速モータ制御アルゴリズム

擬似電流形インバータの基本的な制御回路を図1に示す。擬似電流形インバータは直流バスで電流制御を行うチョッパと、 $120^\circ$  通電を行う 6 ステップインバータから構成されている。まず、ホール CT を用いて直流バスリアクトル電流  $I_L$  をフィードバックし、チョッパの  $S_{C1}$  と  $S_{C2}$  をスイッチ

ングすることにより直流電流の制御を行う。このとき、両スイッチング素子のスイッチング周波数を 30~50 (kHz) と高周波化することによりリアクトルの低インダクタンス化を図りつつ、直流バスを高速応答可能な制御電流源として機能させる。PM モータの力行時は  $S_{C1}$  をオンすることにより直流電源から電流を流すと同時に、 $L_C$  にエネルギーを蓄積する。 $S_{C1}$  がオフになると  $S_{C2}$  を通じて電流が還流することによって、 $L_C$  に蓄えられたエネルギーを放出する。インバータが  $120^\circ$  毎に転流する際、モータの巻線インダクタンスにより高電圧が発生するが、これはバイパスダイオード  $D$  と  $S_1 \sim S_6$  のボディダイオードを通じて直流バス電圧にクランプされる。したがって、従来の電流形インバータのように逆阻止能力をもつスイッチング素子は不要であり、一般的な IGBT や MOSFET を使用することができる。

一方、インバータ部の波形形成は、モータ誘起電圧を利用した磁極位置センサレス制御アルゴリズムに基づいて実現されている (4),(5)。まず図 1 に示すように、モータ端子電圧を検出し、折れ点角周波数の非常に低い一次遅れ要素を用いて近似積分することにより磁極位置情報に変換する。これをコンパレータによりゼロクロス検出し、組み合わせ論理回路を用いて近似的にモータ内部誘起電圧と同期した  $120^\circ$  通電パターンを生成するものである。

しかし、このように単純なセンサレス制御アルゴリズムでは重負荷時にモータ電流が増加した際、電機子巻線のインピーダンスドロップにより内部誘起電圧位相の真値と推定値の間に大きな誤差が生じ、モータ効率や力率などの運転特性を劣化させる。

### 3. $120^\circ$ 通電パターンの位相補償法

提案する  $120^\circ$  通電パターンの位相補償アルゴリズムを適用した制御系を図 2 に示す。同図に示したように、近似積分により得られた磁極位置情報を二値化した後、タイマーを用いて電機子巻線のインピーダンスドロップに起因した進み位相を補償する。この補償すべき進み位相はチョッパのリアクトル電流  $I_L$  から演算し、 $120^\circ$  通電パターンの遅延時間  $T_{delay}$  としてタイマーに送られる。組み合わせ論理回路では、このタイマーにセットされた遅延時間  $T_{delay}$  だけ位相遅れシフトした  $120^\circ$  通電パターンを生成する。また、タイマーは 3 相のコンパレータ出力が切り換わる毎にリセットされ、 $T_{delay}$  も同時に書き換えられる。したがって、最大  $60^\circ$  まで位相を調整することができる。

図 3(a) にモータ 1 相分の等価回路、(b) に誘起電圧に対する検出電圧の位相進み角の関係を表したベクトル図を示す。図 3(a) において、超高速モータの巻線抵抗は数 (mΩ) と非常に小さいので無視し、内部誘起電圧と同相に  $120^\circ$  通電パターンが形成されるとすれば、以下の式が成立する。

$$V = e + j\omega L I = k\omega + j\omega L I \dots\dots\dots (1)$$

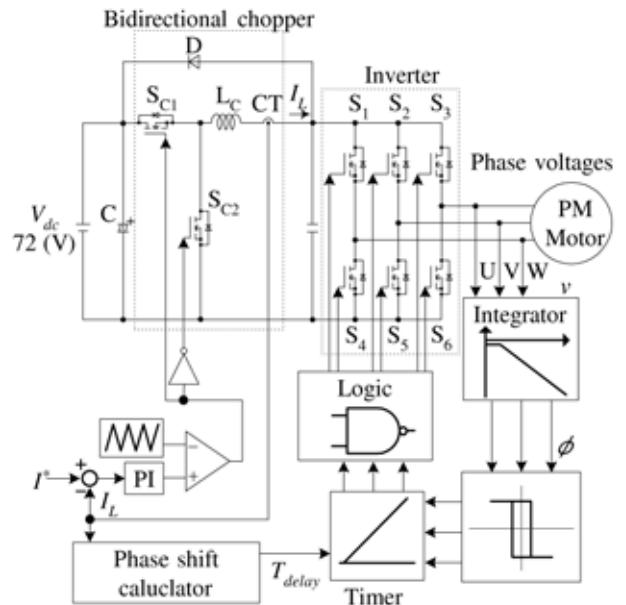


図 2  $120^\circ$  通電パターン位相補償アルゴリズム  
Fig.2. Phase compensation algorithm of  $120\text{-deg}$  conduction patterns.

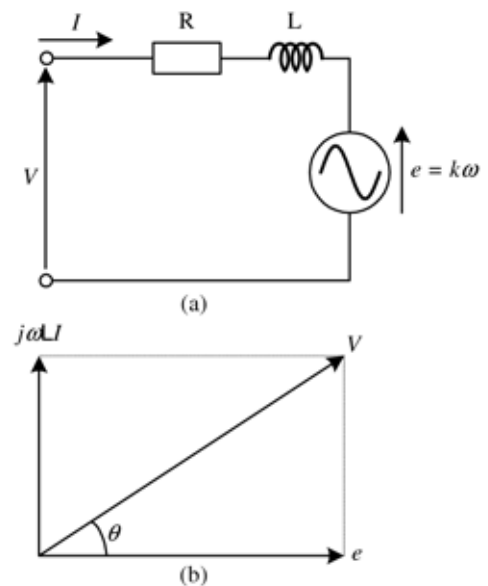


図 3 超高速モータのベクトル図  
Fig.3. Vector diagram of ultra high-speed motor.

- $e$  : 1 相の内部誘起電圧 (速度起電力)
- $\omega$  : モータの角速度
- $k$  : モータの速度起電力定数
- $j\omega L I$  : 電機子巻線のインピーダンスドロップ
- $V$  : 検出された 1 相の端子電圧

この式からそれぞれの関係をベクトルで表すと図 3(b) のようになり、電機子巻線のインピーダンスドロップを考慮しなければ、磁極位置情報と等価である  $e$  より  $\theta$  だけ進んだ位相を誤って位置情報とすることがわかる。ここで、補償すべき位相  $\theta$  を求めると、次の (2) となるので、 $\theta$  は電機子電流の振幅情報だけで求めることができる。

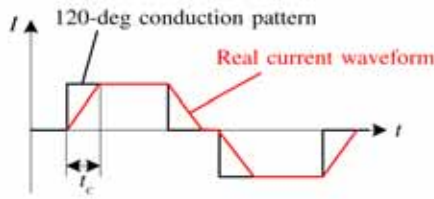


図 4 理想的な 120° 通電パターンと実電流波形  
Fig.4. Ideal 120-deg conduction pattern and real current waveform.

$$\theta = \tan^{-1} \frac{\omega L I}{k \omega} = \tan^{-1} \frac{L I}{k} \dots\dots\dots (2)$$

また、実際の電流波形は  $I_L$  をピークとした 120° 通電波形であることを考慮し、その基本波を  $I$  として考えると、(2) は次のように変形することができる。

$$\theta = \tan^{-1} \frac{\sqrt{6} L I_L}{\pi k} \dots\dots\dots (3)$$

したがって、直流バスの電流制御チョッパを制御する際にフィードバックされるリアクトル電流  $I_L$  を用いて補償位相  $\theta$  を計算することができる。

次に転流時間の影響についても検討する。擬似電流形インバータの逆変換部では 120° 通電動作が行われるが、相間で電流が転流する際、巻線インダクタンスのサージ電圧は直流バス電圧にクランプされるため、図 4 のように電流の変化率が制限された台形波になる。したがって、本来の 120° 通電矩形波パターンに対して更に転流時間  $t_c$  の遅れが生じるため、これを補償しなければならない。

転流中は擬似電流形インバータが単なる電圧形インバータとして振舞うことを考慮すると、電機子巻線抵抗を無視した回路方程式から、以下のように転流時間  $t_c$  を求めることができる。

$$t_c = \frac{2L I_L}{V_{dc}} \dots\dots\dots (4)$$

$V_{dc}$  : 直流バス電圧

(3), (4) からタイマーに送られる 120° 通電パターンの遅延時間  $T_{delay}$  は (5) のように定式化される。

$$T_{delay} = \frac{\theta}{\omega} - \alpha t_c = \frac{T}{2\pi} \tan^{-1} \left( \frac{\sqrt{6} L I_L}{\pi k} \right) - \frac{2\alpha L I_L}{V_{dc}} \quad (5)$$

$T$  : モータの回転周期

ただし、モータ回転周期  $T$  はタイマーがリセットされる直前のピーク値を 6 倍することによって計算する。また、転流中の電流  $I_L$  は  $S_{C1}$ ,  $S_{C2}$  の全スイッチングパターンにおいて減少する。したがって、実際の転流期間は (4) よりも小さくなるため、補償する転流期間  $t_c$  に補正係数  $\alpha$  を乗じて  $T_{delay}$  を算出する。今回は  $\alpha = 0.77$  としてシミュレーションを行った。

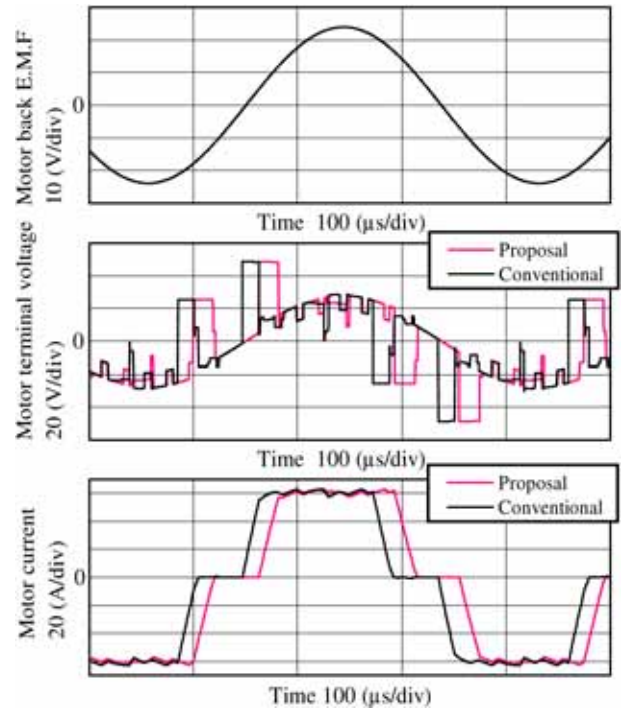


図 5 160000 (r/min),  $I^* = 60$  (A) におけるシミュレーション結果  
Fig.5. Simulation result at 160000 (r/min) -  $I^* = 60$  (A).

4. シミュレーションによる運転特性の検証

従来方式と提案方式を計算機シミュレーションにより比較検討した。図 5 に 160000 (r/min),  $I^* = 60$  (A) 時のシミュレーション結果を示す。この結果より、提案方式においては電機子巻線のインピーダンスドロップを考慮しているため、モータ内部誘起電圧に対して線電流が同相に制御されていることがわかる。

図 6 と図 7 にそれぞれ、従来方式と提案方式における電流指令値  $I^*$  に対するモータの内部誘起電圧と電流の基本波位相差を示す。両者を比較すると、従来方式に比べて提案方式の方が位相差が小さく力率が改善されていることが窺われる。特に、40000 (r/min),  $I^* = 80$  (A) のときは、従来は 45° も電流位相が進むのに対し、提案方式では 5° の位相差に抑制されている。また、従来方式において 160000 (r/min) で 60 (A), 40000 (r/min) で 80 (A) より大きな電流を流した場合、正常に電流波形を形成できなくなったためデータをプロットしなかった。これに対し、提案方式においては、40000 (r/min) で 110 (A), 160000 (r/min) で 90 (A) まで正常に 120° 通電波形が形成でき、制御限界の改善に効果大きい。

さらに、図 8 と図 9 にそれぞれ従来方式と提案方式の電流指令値  $I^*$  に対するインバータ出力特性を示す。提案方式ではモータ電流が誘起電圧と同相となるように補償されるため、インバータ出力自体も増大することがわかる。特に、従来方式では、160000 (r/min) のときに  $I^* = 60$  (A) よりも電流指令値を大きくすると電流波形の形成が正常に行われず、インバータ出力で 2.2 (kW) 程度しか確認すること



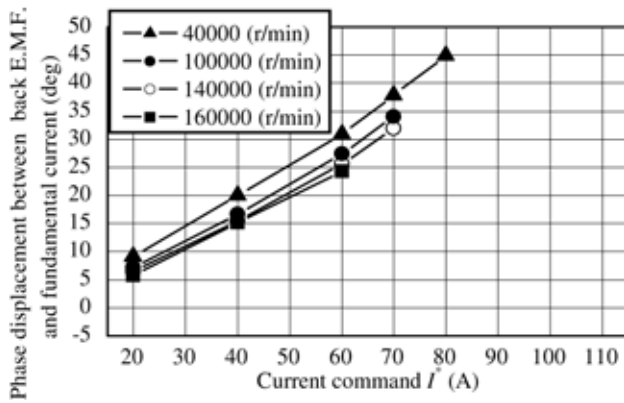


図 6 電流指令値  $I^*$  に対するモータ誘起電圧・電流の基本波位相差 (従来方式)

Fig.6. Current command  $I^*$  - phase displacement between back E.M.F and fundamental current (conventional method).

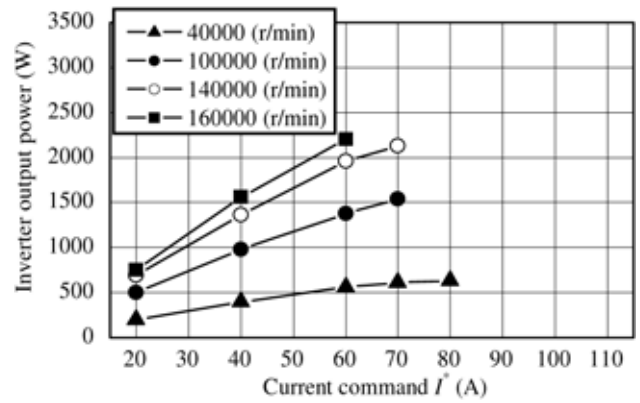


図 8 電流指令値  $I^*$  に対するインバータ出力 (従来方式)

Fig.8. Current command  $I^*$  - inverter output power (conventional method).

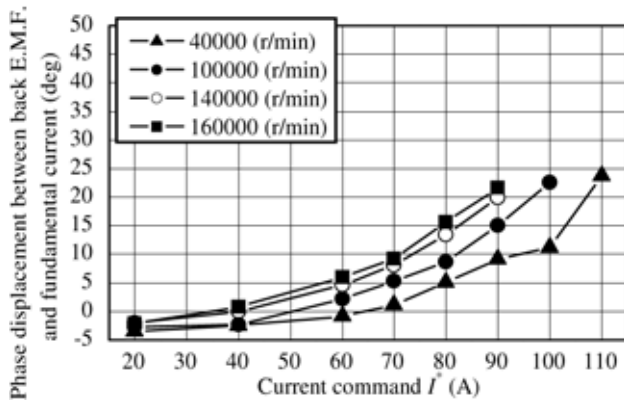


図 7 電流指令値  $I^*$  に対するモータ誘起電圧・電流の基本波位相差 (提案方式)

Fig.7. Current command  $I^*$  - phase displacement between back E.M.F and fundamental current (proposed method).

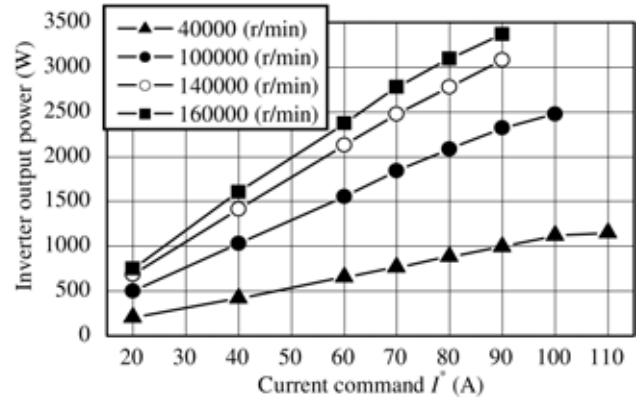


図 9 電流指令値  $I^*$  に対するインバータ出力 (提案方式)

Fig.9. Current command  $I^*$  - inverter output power (proposed method).

ができなかったが、提案方式では同じ 160000 (r/min) でも  $I^*=90$  (A) までモータ電流を流入できるため、3.4 (kW) のインバータ出力を得ることができた。

5. ま と め

擬似電流形インバータを用いた超高速モータの磁極位置センサレス駆動方式について検討し、計算機シミュレーションによる比較検証を行った。重負荷時の大電流による電機子巻線のインピーダンスドロップと擬似電流形インバータ特有の転流時間を補償することにより、 $120^\circ$  通電電流波形とモータ内部誘起電圧の位相差を大幅に減少させることができた。本手法によりインバータ・モータシステムとして更なる出力増大が見込めることを示した。今後は実機検証により運転特性の改善を実証していく所存である。

文 献

(1) Y. Takata, T. Noguchi, Y. Yamashita, Y. Komatsu, and S. Ibaraki, "Ultra High-Speed Electric Drive of Supercharger for

Automobiles," *IEE - J Tech. Meet. on Vehicle Tech.*, VT-05-9, pp. 49-54, 2005. (in Japanese)  
高田陽介・野口敏彦・山下幸生・小松喜美・茨木誠一:「車載スーパーチャージャの超高速電動ドライブ」電気学会自動車研究会資料, VT-05-9, pp. 49-54, (2005)

(2) Y. Takata, T. Noguchi, Y. Yamashita, Y. Komatsu, and S. Ibaraki, "220000r/min, 2-kW PM Motor Drive for Turbocharger," *Proc. of the 2004 Japan Ind. Appl. Soc. Conf.*, vol.1, p.p.155 (in Japanese)  
高田陽介・野口敏彦・山下幸生・小松喜美・茨木誠一:「ターボチャージャ用 220000r/min-2kW PM モータ駆動システム」平成 16 年電気学会産業応用部門大会講演論文集, vol.1, pp.155 (2004)

(3) K. Akiyama, T. Fukuda, K. Terauchi, and Y. Ohori, "Inverter Control of A Super High Speed PM Motor," *IEE - J National Convention Record*, No.4, 892, pp. 274-275 (in Japanese)  
秋山和成・深田隆文・寺内勝実・大堀勇二:「超高速永久磁石式電動機のインバータ制御」, 平成 8 年電気学会全国大会

(4) T. Koganezawa, I. Takahashi, and K. Oyama, "Sensor less speed control of a PM Motor by a quasi-current source inverter," *Proc. of The 1992 Japan Ind. Appl. Soc. Conf.*, no.45, pp. 175 (in Japanese)  
小沢竹久・高橋 勲・大山和伸:「擬似電流形インバータによる PM モータのセンサレス制御」平成 4 年電気学会産業応用部門大会講演論文集, vol.1, no.45, pp. 175 (1992)

(5) I. Takahashi, T. Koganezawa, G. Su, K. Ohyama, "A super high speed PM motor drive system by a quasi-current source inverter," *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, Vol.30, p.p 683-690 (1994)