

## ターボチャージャ用 220000 r/min - 2 kW PM モータ駆動システム

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

220000-r/min, 2-kW PM Motor Drive for Turbocharger

Yosuke Takata, Toshihiko Noguchi (Nagaoka University of Technology)

Yukio Yamashita, Yoshimi Komatsu, and Seiichi Ibaraki (Mitsubishi Heavy Industries, Ltd.)

This paper describes an ultra high speed permanent-magnet synchronous motor drive, which is embedded in a turbocharger of an internal-combustion engine. The electrical drive makes it possible to enhance output power of the turbocharger in a motoring mode and to retrieve combustion energy from exhaust gas in a regenerating mode. Computer simulations and experimental tests are conducted to examine various operation characteristics of a prototype. The experimental data demonstrate 220000-r/min operation at 2.2-kW inverter output power, which agree with the simulation results well and prove feasibility of the proposed system.

キーワード：超高速 PM モータ, ターボチャージャ, 磁界解析, 損失分離, 擬似電流形インバータ

**Keywords:** Ultra high speed PM motor, turbocharger, magnetic field analysis, losses analysis, pseudo-current-source inverter

### 1. 緒 言

ターボチャージャとは自動車や船舶の動力となるガソリンエンジンやディーゼルエンジンの補機であり、エンジン回転数が低い場合の燃焼効率改善や出力増大、応答性（吹き上がり）の向上を主たる目的として設置される。ターボチャージャは燃料混合気または空気を圧縮してエンジンシリンダ内に過給するコンプレッサと、排気ガスから回転力を得るタービンが直結した構造をもっている。したがって、排気ガスによりタービンが回転することによって初めてコンプレッサが動作するため、エンジンの低回転数領域では十分な過給を行うことができない上、ターボラグとよばれる応答遅れが不可避である。一方、高回転数領域で負荷が軽い場合には排気ガスの熱エネルギーは膨大であるにも関わらず効率よく回収することは困難であった。これらの問題は従来のターボチャージャが機械的な構成と動作に基づいていたためであり、ターボチャージャのような流体機械にもパワーエレクトロニクス技術を導入して制御性の向上や熱エネルギーの高効率回収に取り組むことが望まれる<sup>(1)</sup>。

本論文では、従来のターボチャージャに PM モータを組み込んだハイブリッドシステムについて検討し、磁界解析や損失分離に基づくモータ設計の指針と計算機シミュレーションおよび実験による可変速制御の検証結果について述べる。ここで、克服すべき最も大きな技術課題は、インバータ出力 2.2 (kW) で 220000 (r/min) という超高速回転を達成する PM モータ駆動システムを如何に構築するかということと、PM モータのパワー密度（単位体積または単位重

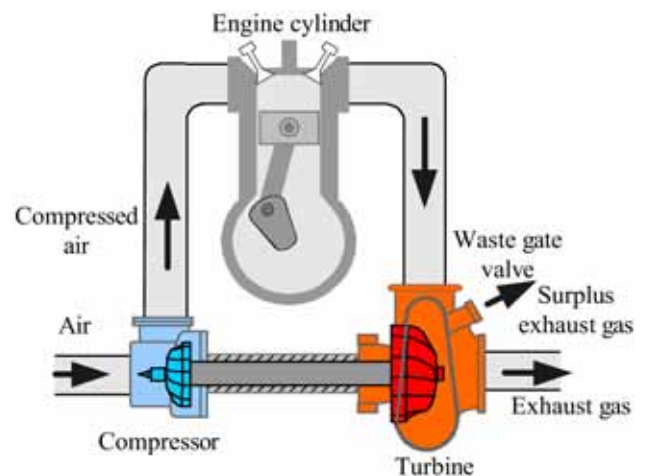


図 1 従来のターボチャージャ  
Fig. 1. Conventional turbocharger.

量あたりの出力)を限界まで高めて小型化しターボチャージャに内蔵することである。このほか、超高速回転ゆえに機械的な軸振動や軸受けの構成など解決すべき技術課題は多岐にわたるが、ここでは主として PM モータ単体とその駆動システムに焦点を絞り、電氣的側面から提案するシステムの有効性を確認する。

### 2. ハイブリッドターボチャージャの概要

従来のターボチャージャを Fig. 1 に示す。

前述のように機械的な動作のみではエンジンから排出さ

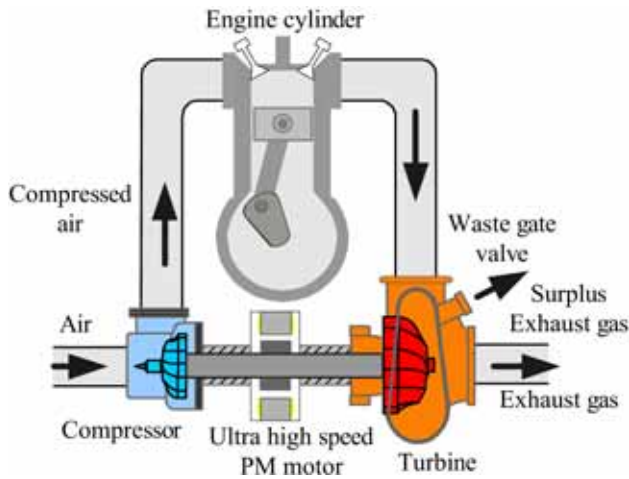


図 2 ハイブリッドターボチャージャ  
Fig. 2. Hybrid turbocharger.

れる燃焼ガスの熱エネルギー次第でコンプレッサの吐出圧が決定されるため、それを自由に制御することは困難である。特にエンジンが低速で回転している場合は、タービンから回収される排気ガスのエネルギーが小さいためコンプレッサによる過給効果がほとんど望めない。一方、エンジンの高速低負荷運転時においては、ウェイストゲートバルブを開放することによって排気ガスの一部を外界に放出し余剰熱エネルギーを廃棄している。

これに対して、本論文で提案するハイブリッドターボチャージャを Fig. 2 に示す。超高速 PM モータのロータをターボチャージャの軸と一体化させ、タービンとコンプレッサの中間に設置する。超高速 PM モータの力行運転によりコンプレッサに任意のアシストトルクを与えることができるため、エンジンが低回転数であっても所望の吐出圧で過給することができる。また、従来のターボチャージャで問題とされていたターボラグについても PM モータからのアシストトルクにより大幅に改善される。

さらに、自動車が高速道路を一定速度で走行している場合のように高速低負荷時においては、従来外部に捨てていた余剰エネルギーを PM モータからの電気的な回生エネルギーとしてバッテリーに回収することも可能となる。

### 3. 超高速 PM モータ

3.1 超高速 PM モータに要求される設計仕様 上記ハイブリッドターボチャージャで求められる PM モータの設計仕様について検討する。三菱重工業長崎研究所にて行われた乗用車のエンジンとターボチャージャのマッチングシミュレーションによれば、エンジンアイドル時からターボチャージャに 1 (kW) のアシストトルクを加えると熱効率は 8 (%) 向上、エンジン出力は 150 (%) に増大し、さらに 2 (kW) のアシストトルクを加えると熱効率は 12 (%) 向上し、エンジン出力は 200 (%) に増大すると推計された。この結果より、低速時のエンジン熱効率を従来

表 1 超高速 PM モータの設計仕様

Table 1. Design specifications of ultra high speed PM motor.

Rated power (cont.)	2 (kW)
Rated torque (cont.)	0.159 (Nm)
Rated speed (cont.)	120000 (r/min)
Maximum speed	220000 (r/min)
200-% over load duration	2~3 (s)

のターボチャージャより 10 (%) 向上し、エンジン出力を 200 (%) に増大させることを目標として、Table 1 に示す設計仕様の超高速 PM モータ駆動システムを開発した。

3.2 ステータ構造に関する検討 この超高速 PM モータ駆動システムの開発過程において、3 スロットと 6 スロットのステータを 2 種類、ロータを 1 種類設計試作して、磁界解析や実験により両者の運転特性を比較検討した<sup>(2)</sup>。これら 2 種類の PM モータはいずれも超高速回転を実現するために 2 極機とし、ステータ巻線は集中巻として漏れインダクタンスの低減と構造の簡素化を図っている。

1 極あたりのモータ誘起電圧を  $E$ 、分布巻係数を  $k_d$ 、短節係数を  $k_p$ 、総磁束を  $\phi_m$  とすると、1 極あたりの巻数  $N$  は次式で与えられる。

$$N = \frac{E}{4.44k_dk_p\phi_m} \dots\dots\dots (1)$$

ここで、3 スロット機と 6 スロット機の場合は、 $120^\circ$  相帯ならびに  $60^\circ$  相帯となるため、それぞれの分布巻係数  $k_{d3}$ 、 $k_{d6}$  と短節係数  $k_{p3}$ 、 $k_{p6}$  は次のような値となる。

$$k_{d3} = k_{d6} = 1 \dots\dots\dots (2)$$

$$k_{p3} = \sin\left(\frac{2}{3} \cdot \frac{\pi}{2}\right) = 0.866 \dots\dots\dots (3)$$

$$k_{p6} = \sin\left(\frac{1}{3} \cdot \frac{\pi}{2}\right) = 0.5 \dots\dots\dots (4)$$

したがって、両者の短節係数を比較すると  $k_{p6}/k_{p3} = 0.58$  となり、3 スロットの巻数は 6 スロットの 0.58 倍で良い。このため前者の方が占積率に余裕があるため、モータ体格を同一にした場合は放熱の点で有利であることが予想される。特にここで設計試作する PM モータは基本波運転周波数が 3.7 (kHz) と高周波であるため、もともとモータ体格を小さくすることができるが、さらにターボチャージャと一体化するため単位体積あたりのパワー密度を一般的なモータの 0.8~1.4 (W/cm<sup>3</sup>) に対し 10.5 (W/cm<sup>3</sup>) にまで高める必要がある。したがって、モータの各種損失解析と同時に放熱設計にも十分注意を払わなければならない。

このような観点から占積率を小さくすることは重要であるが、3 スロット機は 6 スロット機と比べ空間高調波が大きく、永久磁石から見た 1 回転あたりのパーミアンス変動が大きくなる。このパーミアンスの変動はステータだけでなくロータの永久磁石においても渦電流損を発生させる可

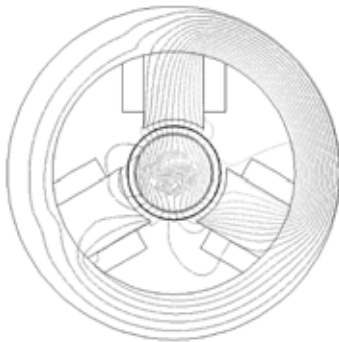


図 3 3スロット機の磁界解析結果  
Fig. 3. Magnetic field of 3-slot machine.

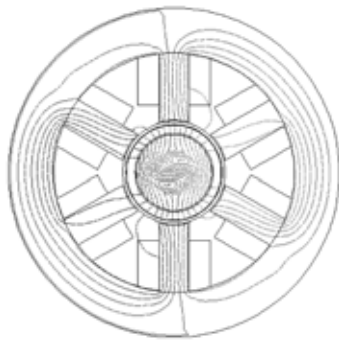


図 4 6スロット機の磁界解析結果  
Fig. 4. Magnetic field of 6-slot machine.

能性がある。この渦電流損により永久磁石が発熱し高温に達すると不可逆減磁を引き起こすため、モータの運転特性を恒久的に劣化させる<sup>(3)</sup>。

**3・3 磁界解析による損失分離** ステータからギャップへ移行する部分は境界要素法を用い、それ以外の部分は有限要素法により磁界解析を行って、3スロット機と6スロット機の各種損失を比較検討した。Fig. 3, Fig. 4に磁界解析結果を示す。主要寸法としては、ステータ外径を110 (mm)、ロータ磁石外径を25 (mm)、ギャップ長を5 (mm)としている。ロータには最大エネルギー積39 (MGOe)のNd-Fe-B系永久磁石を、ステータには0.15 (mm)厚の珪素鋼板を使用した。

Fig. 5とFig. 6に2 (kW)出力時の損失分離結果を示す。両者を比較すると、3スロット機の渦電流損が6スロット機のそれを大きく上回っており5倍ほど発生することがわかる。これは前述したロータ上の永久磁石で発生する渦電流損であり、Fig. 5から定格回転数の120000 (r/min)で全損失が300 (W)にもなる。今回の試作機に採用するNd-Fe-B系永久磁石の許容温度は約150°Cであるが、ロータの熱容量や熱抵抗を考慮するとこの発熱では許容温度を10°C以上上回る。

全体として3スロット機の損失は渦電流損が支配的であるため、この差によって6スロット機の全損失は3スロッ

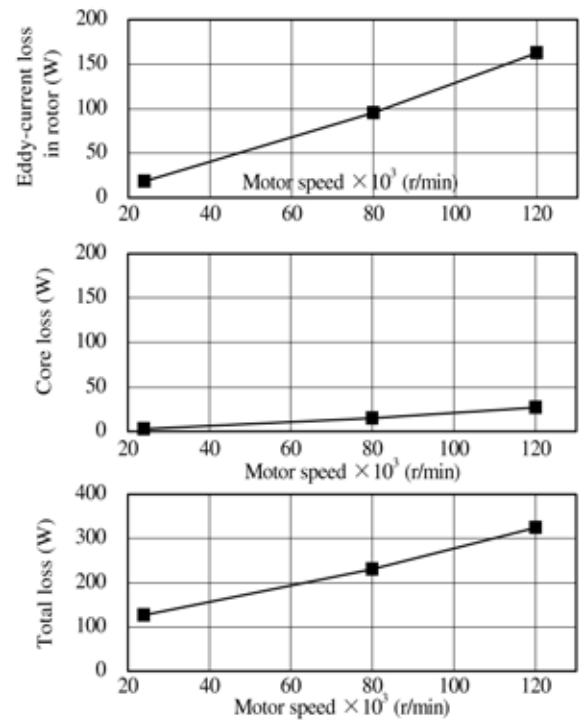


図 5 3スロット機の損失分離結果  
Fig. 5. Loss analysis of 3-slot stator machine.

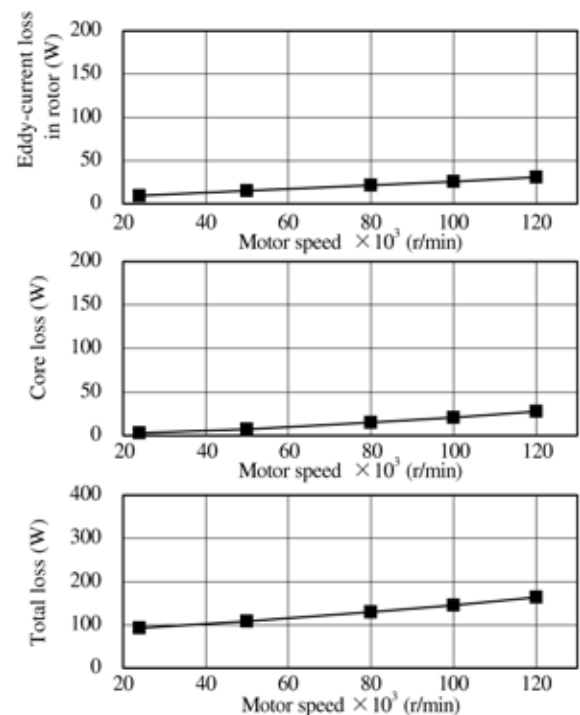


図 6 6スロット機の損失分離結果  
Fig. 6. Loss analysis of 6-slot stator machine.

ト機に対して半減することができる。今回の設計仕様では連続的な超高速回転が要求されるため、占積率の点で問題はありますが、発熱の観点から全損失を大幅に低減できる 6 スロット機が有利であると判断した。

**3.4 試作機の構造** Fig. 7 は実際に試作した 6 スロットステータと巻線構造を示している。シミュレーションと同様にステータには集中巻の巻線構造を採用し、巻線長を短くすることによって巻線抵抗と漏れインダクタンスを抑制している。ステータコアは 0.15 (mm) 厚の無方向性珪素鋼板を用いて積層し、 $3.5 \text{ (mm}^2\text{)}$  の PEW 線を巻いている。超高速運転で最も重要なパラメータであるステータインダクタンスは 1 相あたり僅か 9 ( $\mu\text{H}$ )、巻線抵抗は 5.2 (m $\Omega$ ) である。一方、ロータ側の永久磁石には最大エネルギー積 39~43 (MGOe) の Nd-Fe-B 系永久磁石を採用し、ギャップ長を 5 (mm) と大きく確保することによって超高速回転時に空間高調波により永久磁石に発生する渦電流の低減を図っている。また、永久磁石は超高速回転時の遠心力による飛散を防ぐため、カーボンファイバー等により機械的な補強を施している。

Fig. 8 はターボチャージャの回転部全体と軸受構造を示している。回転軸の支持には高安定すべり軸受けを採用し、タービンとロータの永久磁石間を 2 点で支持する方式としている。このようにコンプレッサをオーバーハングさせたのは、ターボチャージャ全体の構造を簡素化するためである。

#### 4. 超高速 PM モータ駆動用擬似電流形インバータ

一般的な PM モータの可変速駆動には電流マイナーループをもつ電圧形 PWM インバータが使用され、電流波形が正弦波となるように電流制御を行う。トルク制御には専らベクトル制御則が適用され、回転座標変換などの複雑な制御演算が実行されている。しかし、本論文で検討対象とする超高速 PM モータでは最高回転数 220000 (r/min) 時に基本波運転周波数が 3.7 (kHz) と高周波になるため、IGBT 等を用いて変調周波数を 15 (kHz) 前後とした PWM インバータでは十分に電流制御を行うことができない。

このため、今回開発したシステムでは直流バス電流を PAM 制御し、 $120^\circ$  通電波形により PM モータを駆動する方式を採用した。ただし、通常の PAM 電流形インバータは順変換部にサイリスタ整流ブリッジと大容量の平滑リアクトルを用いて直流バスの電流制御を行い、逆変換部には自己消弧・逆阻止能力をもつ素子からなるインバータブリッジを用いて  $120^\circ$  通電による 6 ステップ駆動が行われる。このように従来の PAM 電流形インバータでは、直流バスに大容量の平滑リアクトルが不可欠である上、逆変換部に IGBT などのスイッチング素子を使用した場合には直列にダイオードを接続する必要があるため、PM モータ駆動装置の重量や体格、電力変換効率の点で不利であった。

そこで、超高速 PM モータ駆動用のインバータとして、Fig. 9 に示す回路トポロジーをもつ擬似電流形インバータを採用した<sup>(4)</sup>。擬似電流形インバータは直流バスに電流制

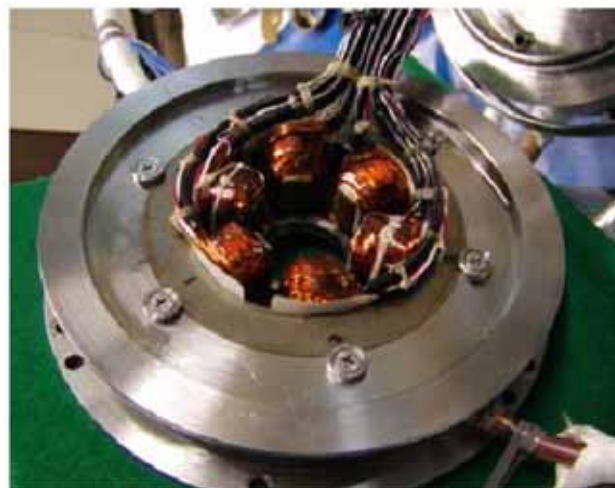


図 7 試作した 6 スロットステータの外観  
Fig. 7. Photograph of prototype 6-slot stator.

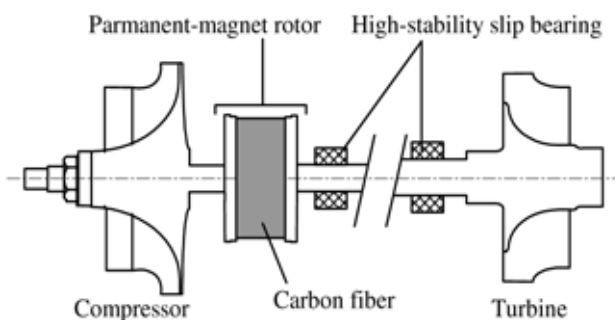


図 8 試作したロータの軸支持構造  
Fig. 8. Bearing structure of prototype rotor.

御を行うチョップと、 $120^\circ$  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 を用いてリアクトル電流  $I_L$  をフィードバックし、直流バスの  $S_{C1}$  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 (kHz) と高周波化することによりリアクトル  $L_C$  の小型化を図りつつ、直流バスを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平滑コンデンサ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 を使用してそれにダイオードを直列接続しなくてもよい。一方、PM モータの回生時は  $S_{C2}$  をオンすることにより  $L_C$  にエネルギーを蓄積し、オフするこ

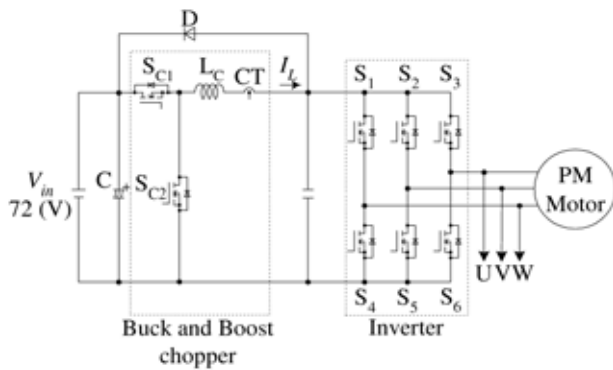


図 9 擬似電流形インバータの回路構成

Fig.9. Schematic diagram of pseudo-current-source inverter.

とによって蓄えられたエネルギーを直流バス平滑コンデンサに転送して昇圧動作を行う。このとき、 $120^\circ$  通電を行うインバータは同期整流器として動作し、再生エネルギーは直流電源に回収される。

本論文で検討する超高速 PM モータ駆動システムではモータの誘起電圧に基づく磁極位置センサレス制御アルゴリズムが採用されている。これはモータの端子電圧から誘起電圧信号と同期した  $120^\circ$  通電パターンを生成するものである。当然、初期起動時には有効な誘起電圧信号を得ることができないので、 $10000$  (r/min) までは VCO を用いて  $120^\circ$  通電パターンを生成し PM モータをオープンループ制御する。 $10000$  (r/min) に達するとモータの端子電圧から得られる誘起電圧信号を用いてセンサレス制御に切り換えられる。

## 5. シミュレーションによる運転特性の検証

実験に先立ち、計算機シミュレーションによる運転特性の検証を行った。シミュレーションで想定した供試機は Table 1 の設計仕様をもつ 2 極 - 6 スロット機である。また、擬似電流形インバータの直流電源は  $72$  (V) とし、直流バスの電流制御には  $0.15$  (mH) のリアクトルを用いる。

Fig.10 に最高回転数  $220000$  (r/min)、インバータ出力  $2.2$  (kW) 時のシミュレーション結果を示す。この図より、インバータの転流に伴ってモータの巻線インダクタンスに起因する電圧がパルス状に立ち上がっているが、ダイオード D を介して直流バス電圧にクランプされていることがわかる。この間、電流の変化率はクランプ電圧で制限されるため、巻線インダクタンスの低減が重要であることが窺われる。また、モータの相電圧と電流の基本波は同相となっていることから、高力率で運転されていることがわかる。

次に、PM モータを定格回転数  $120000$  (r/min) とし、 $200$  (%) 過負荷で運転した場合のシミュレーション結果を Fig. 11 に示す。前述のように、インバータ転流時の電流変化率はクランプ電圧で制限されるため、負荷の増大に伴ってインバータ出力電流の振幅が大きくなるほど転流時間が長くな

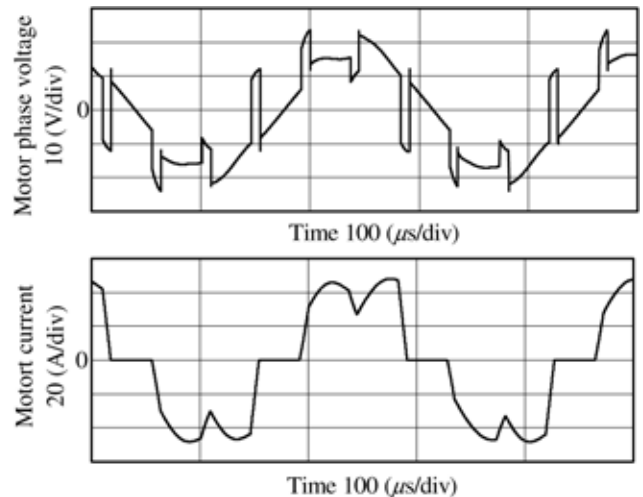


図 10  $220000$  (r/min) -  $2.2$  (kW) 運転時のモータ電圧と電流波形 (シミュレーション結果)

Fig.10. Motor voltage and current waveforms at  $220000$  (r/min),  $2.2$  (kW) (simulation result).

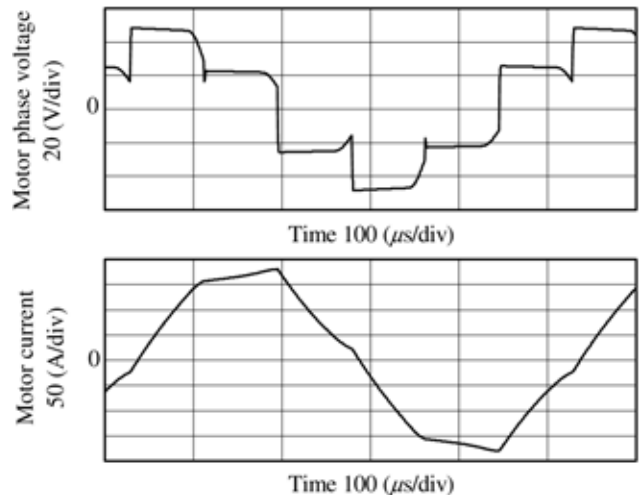


図 11  $120000$  (r/min) -  $200$  (%) 過負荷運転時のモータ電圧と電流波形 (シミュレーション結果)

Fig.11. Motor voltage and current waveforms at  $120000$  (r/min),  $200$ -% over load (simulation result).

る。Fig. 11 に示された波形は定格回転数  $120000$  (r/min) における擬似電流形インバータの動作限界を示しており、この状態では直流バスのチョッパは電流制御を行うことができず、インバータは電圧形の動作しかできない。すなわち、定格回転数  $120000$  (r/min) ではこれ以上電流振幅を大きくすることは不可能であるため、 $200$  (%) を過負荷の上限と判断した。

## 6. 実験による運転特性の検証

2 極 - 6 スロット PM モータを内蔵したターボチャージャと擬似電流形インバータを用いて、組み合わせ試験を行った。空気源を用いてタービンを回転させるとともに、コン

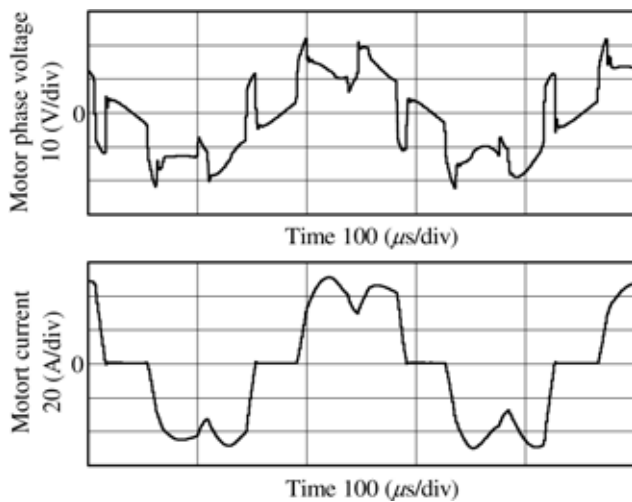


図 12 220000 (r/min) - 2.2 (kW) 運転時のモータ電圧と電流波形 (実験結果)

Fig. 12. Motor voltage and current waveforms at 220000 (r/min), 2.2 (kW) (experimental result).

プレスには超高速 PM モータからアシストトルクを与える。なお、ステータ巻線内に熱電対を挿入しておき、常に巻線温度を監視した。

Fig. 12 に最高回転数 220000 (r/min)、インバータ出力 2.2 (kW) 時の実験結果を示す。この実験結果からわかるように、モータの相電圧と電流の基本波はほぼ同相となっており、両波形はシミュレーションのそれとよく一致している。このときの総合力率は 0.84 であったが、これは電圧、電流ともに低次高調波を多く含む波形であるため、基本波力率については良好な結果が得られている。また、定格回転数 120000 (r/min)、インバータ出力 2.2 (kW) 時のステータ巻線温度は定常状態で 120°C であった。この発熱を低減するため、PM モータだけでなく冷却機構を含めたターボチャージャ全体の改良設計を進める所存である。なお、回生試験においては定格回転数 120000 (r/min) において 1.3 (kW) の回生電力を確認した。

次に、PM モータの回転数に対する総合力率とインバータ出力を Fig. 13 に示す。前述のように総合力率については、インバータの転流に伴う電圧パルスや 120° 通電の電流波形に伴う低次高調波の影響で 0.84 を上回ることができなかった。一方、インバータ出力を見ると、定格回転数 120000 (r/min) までは定トルク特性、それ以上の回転数では定出力特性が実現されていることがわかる。

## 7. 結 言

本論文では従来のターボチャージャに PM モータを組み込んだハイブリッドシステムについて検討し、磁界解析に基づくモータ設計の指針と計算機シミュレーションならびに実験による可変速運転特性の検証結果について述べた。超高速モータの設計においては、2極 - 3 スロット機と 2極 - 6 スロット機について磁界解析と損失分離を行った。その結

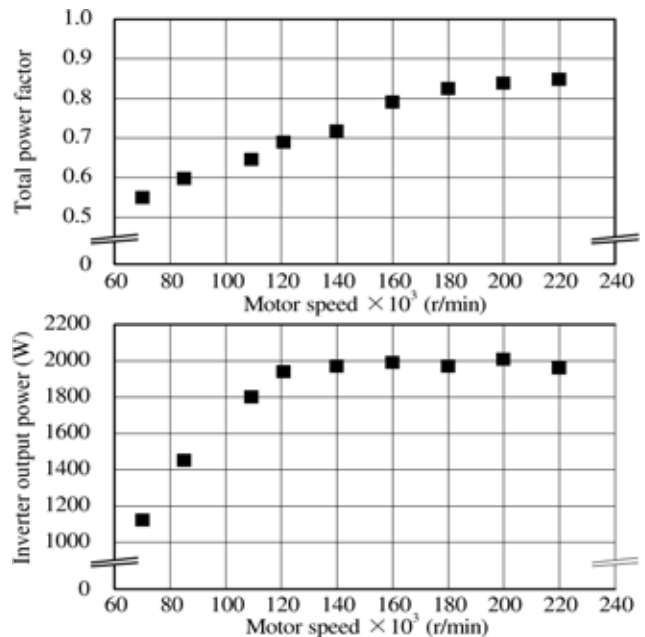


図 13 総合力率とインバータ出力 (実験結果)

Fig. 13. Total power factor and inverter output power (experimental result).

果、3 スロット機はステータ巻線の占積率が低いため放熱の点で有利であるが、空間高調波に起因する永久磁石内の渦電流損が問題となることが判明した。これに対して、6 スロット機では占積率が高いので放熱が困難となるが、ロータ側の渦電流損は大幅に低減され、結果的に全損失を半減できることがわかった。

以上の磁界解析や損失分離による検討に基づいて、2極 - 6 スロットステータを採用した PM モータと擬似電流形インバータを試作してハイブリッドターボチャージャを駆動した。計算機シミュレーション結果と実験結果は良好に一致しており、インバータ出力 2.2 (kW) において連続定格回転数 120000 (r/min) はもとより、定出力運転領域において最高回転数 220000 (r/min) を確認した。また、回生試験においても連続定格回転数 120000 (r/min) において 1.3 (kW) の回生電力を回収できることを確認した。

## 文 献

- (1) 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 Trans. on Ind. Appl., vol.39, no.3, p.p 811 2003
- (2) 重松浩一・小山 純・桶口 剛・安部貴志・上野泰弘: 「小型・超高速モータの磁場・回路連成解析法の構築」平成 15 年電気学会産業応用部門大会講演論文集, vol.3, no. 85, p.p. 349
- (3) 大川光吉: 「永久磁石磁気回路磁石回転機設計マニュアル」総合リサーチ (1989)
- (4) 小金沢竹久, 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, p.p. 175 (1992)