

車載スーパーチャージャの超高速電動ドライブ

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)

Ultra High-Speed Electric Drive of Supercharger for Automobiles

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

Abstract

This paper describes an ultra high-speed permanent-magnet synchronous motor drive for a supercharger of an automobile internal combustion engine.

The conventional supercharger is mechanically powered by the engine to compress inlet air to the engine cylinder. This mechanical configuration does not allow to employ a centrifugal compressor, which has high efficiency and high-output pressure. However, electrically driven supercharger can improve total system efficiency and output pressure response because of no mechanical linkage with the engine.

In this paper, a 160000 (r/min)-2.7 (kW) PM motor and its drive system are discussed, and experimental test results are presented to show high performance of the proposed system.

キーワード : スーパーチャージャ, 超高速 PM モータ, 擬似電流形インバータ
(Supercharger, ultra-high speed PM motor, pseudo-current-source inverter)

1. 諸 言

一般の自動車等に搭載されているスーパーチャージャは、エンジン出力を取り出し、ベルトやプーリー等を通じて機械的にコンプレッサに動力を伝達することによりエンジンシリンダに圧縮空気を過給する。このような従来の方式では、コンプレッサの回転数がエンジン回転数により制限を受けるため効率が悪く、吐出圧力の低い容積型コンプレッサを使用せざるを得なかった。

スーパーチャージャを電動化することで、コンプレッサ回転数がエンジン回転数に束縛されなくなるため、効率が良く吐出圧力の高い遠心型コンプレッサを使用できるようになる。さらには、機械的にエンジンと接続するベルトやプーリー等の損失を回避することができ、エンジンの直接的な駆動力負荷にならない。電動機とインバータの損失を考慮しても総合効率としては向上することが十分に期待できる。

本論文で焦点をあてるのはこのスーパーチャージャの電動化であり、ここで克服すべき技術課題は主として次の3つに絞られる。

- (1) 可能な限り低出力、低回転数の状態からモータ回転数 140000 (r/min) — インバータ出力 2.0 (kW) まで数 100 (ms) のオーダーで高速応答を実現する。
- (2) 上記と同様のコンプレッサ負荷の下、モータ最高回転数 160000 (r/min) で運転する。
- (3) モータ・インバータ両方のシステムを小型化し、車載しやすくする。

本論文では、これらの問題を解決するための超高速 PM モータの設計指針と擬似電流形インバータの制御方式、および試作機を用いて行った実験結果について報告する。

2. 超高速 PM モータ

(2・1) 超高速 PM モータに要求される仕様 前述のスーパーチャージャを電動化する上で PM モータに求められる仕様を検討する。

今回は排気量 1.5~2.0 (l) 程度のエンジンに用いられるコンプレッサを負荷として採用する。現行のスーパーチャージャに対抗できる応答性を確保するには、アイドルリング時の回転数から 140000 (r/min) — 2.0 (kW) まで

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.)	2.0 (kW)
Rated torque (cont.)	0.136 (Nm)
Rated speed (cont.)	140000 (r/min)
Maximum speed	160000 (r/min)
Maximum power	4.0 (kW)
200-% over load duration	0.5 (s)

数 100 (ms) で加速しなくてはならない。そのためには定格の 2 倍のトルクが必要となる。コンプレッサ負荷を考慮した場合、今回の出力は瞬時的に最高 4 (kW) となり、設計仕様をまとめると表 1 のようになる。

(2・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⁽²⁾。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 ϕ_m とすると、1 極あたりの巻数 N は次式で与えられる。

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

ここで、3 スロット機と 6 スロット機の場合は、120° 相帯ならびに 60° 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、固定子巻線を強制空冷することが容易となる。一方、後者の場合はステータの放熱のために油冷するなどの対策が必要となる。

しかしながら、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

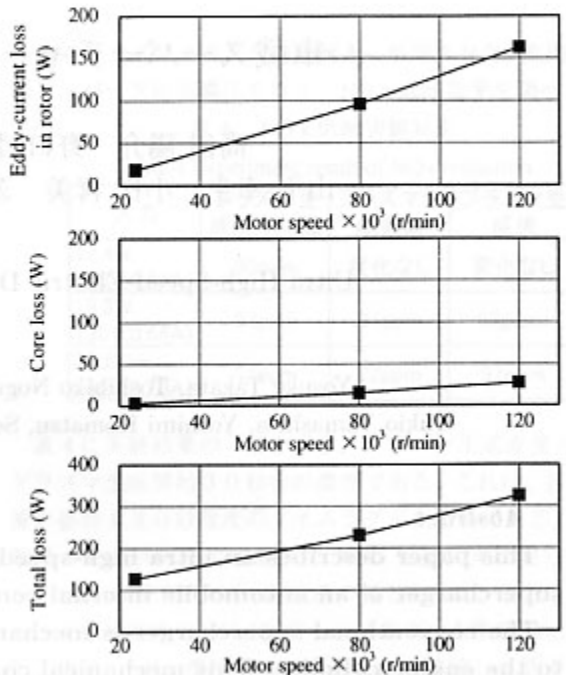


図 1 3 スロット機の損失分離結果

Fig. 1. Loss analysis of 3-slot stator machine.

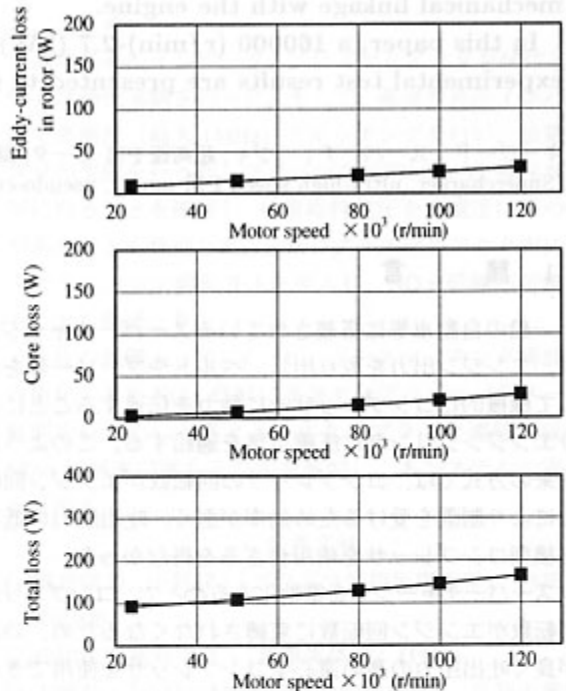


図 2 6 スロット機の損失分離結果

Fig. 2. Loss analysis of 6-slot stator machine.

損を発生させる可能性がある。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、空間高調波により発生するロータの渦電流損に注意を払わなければならない⁽³⁾。

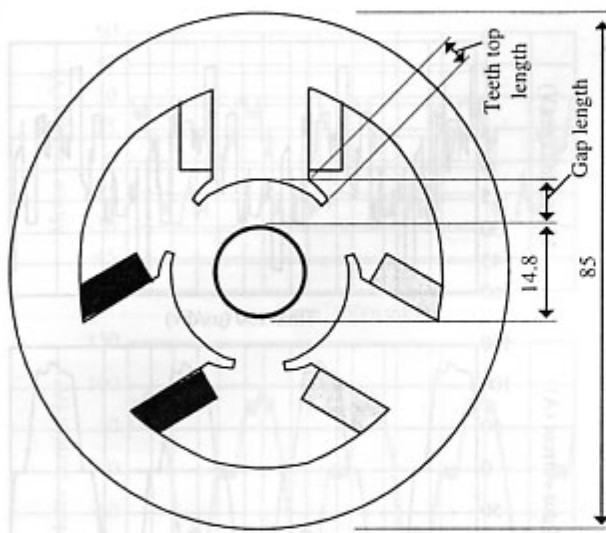


図3 3スロット機の主要緒元

Fig. 3. Major dimensions of 3-slot machine.

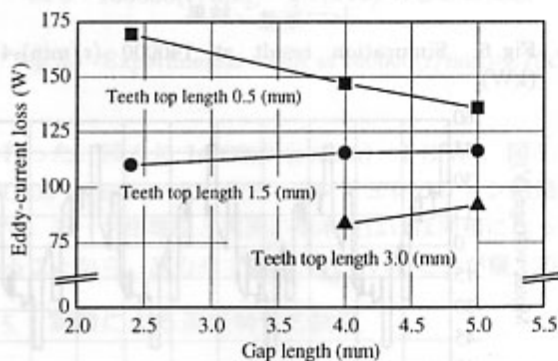


図4 140000 (r/min)-2 (kW) 時の渦電流損

Fig. 4. Eddy-current loss at 140000 (r/min)-2 (kW).

〈2・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. 1とFig. 2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。これは前述した空間高調波のためにロータ上の永久磁石で発生する渦電流損であり、Fig. 1から定格回転数の120000 (r/min) で全損失が300 (W) にもなることがわかる。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。

一方、ステータ側の銅損や鉄損については大差が見られない。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3スロット機的全損失は6スロット機に対して倍増する。

しかしながら、スーパーチャージャは連続的ではなく自動車が加速する過渡的な領域に高速回転することが要求されるため、定常的に多くの渦電流損が発生することはない。さらに、3スロット機においてはステータ冷却の容易性という利点もあるため、鉄心の歯部形状において渦電流損を低減する対策を施した。

〈2・4〉 渦電流損を低減する歯部形状 前述のように、ステータ構造を3スロットとした場合、空間高調波に起因する渦電流損がロータの永久磁石に顕著に現れる。これを抑制するため、スーパーチャージャ用超高速PMモータでは図3のようにステータの歯先長を調節して1回転あたりのパーミアンス変動を小さくすることにより渦電流損を低減する方策を講じた。

図4は、歯先のツバ長(以後、歯先長)が0, 0.5, 1.5, 3.0 (mm) のときのギャップ長に対する渦電流損である。歯先長を大きく取れば、ギャップ長を短くとっても渦電流損が抑制されることがわかる。しかしながら、歯先長を大きく取り、ギャップ長を短く取るとステータでの鉄損が大きくなり、さらには誘起電圧波形に高調波成分が多く含まれる。以上を考慮して、スーパーチャージャ用超高速PMモータとして、歯先長を3.0 (mm)、ギャップ長を4.0 (mm) と設計し、冷却に強制空冷方式を用いた2極3スロット機を採用した。

3. 超高速PMモータ駆動用擬似電流形インバータ

超高速PMモータ駆動用のインバータとして、図5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⁽⁴⁾。擬似電流形インバータは直流バスに電流制御を行うチョッパと、120° 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°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

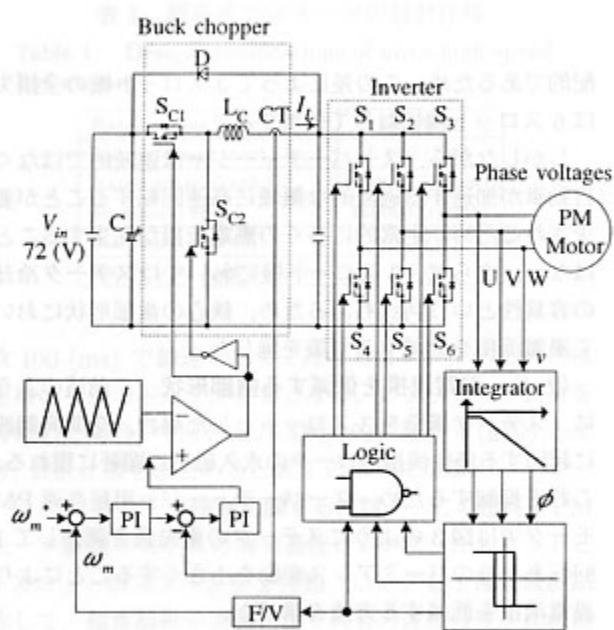


図5 回路構成と制御方法

Fig. 5. Schematic diagram of pseudo-current-source inverter.

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。

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°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、任意のトルク指令を与え、10000 (r/min) まではVCOを用いて120°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、速度制御を行う。

制御系は全てランダムロジックやオペアンプ、抵抗、コンデンサからなるデジタル・アナログ回路で構成しており、図5に示すように、速度制御、電流制御は単純なPIレギュレータにより実現している。速度フィードバック ω_m はヒステリシスコンパレータから出力されたデジタル信号をF/Vコンバータを介すことにより生成している。

4. シミュレーションによる検証

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前述の設計仕様をもつ歯先長3.0 (mm)、ギャップ長4.0 (mm)の2極-3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

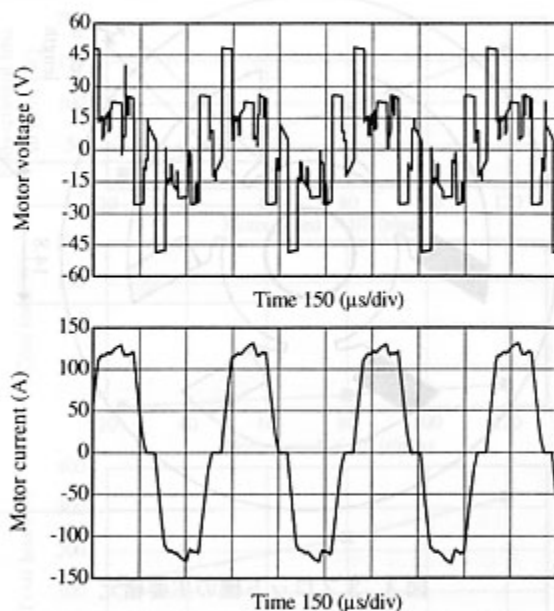


図6 140000 (r/min)-4 (kW)におけるシミュレーション結果

Fig. 6. Simulation result at 140000 (r/min)-4 (kW).

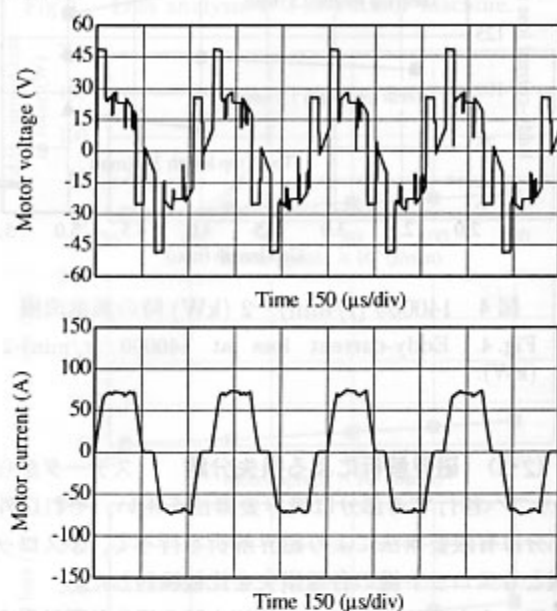


図7 160000 (r/min)-2.7 (kW)におけるシミュレーション結果

Fig. 7. Simulation result at 160000 (r/min)-2.7 (kW).

電流制御には80 (μ H)のリアクトルを用いる。

シミュレーションでは、誘起電圧と自己インダクタンス、巻線インダクタンスの電氣的な部分を再現したモータモデルを用いた。したがって、速度制御は行っていない。最もトルクを必要とする140000 (r/min)-4 (kW)と160 (kr/min)-2.7 (kW)についてシミュレーション

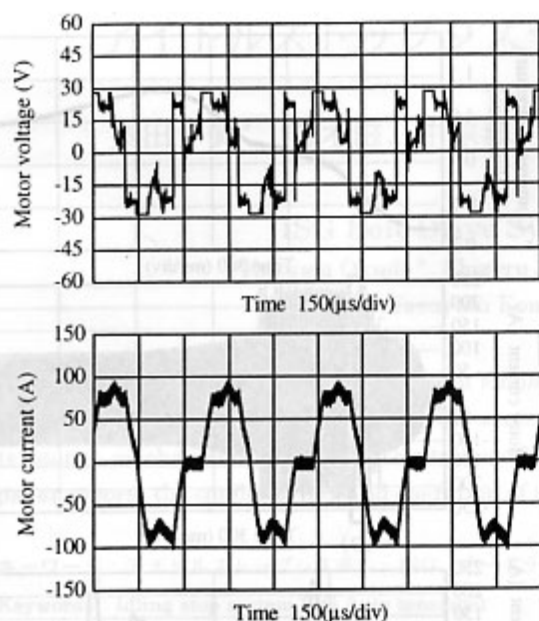


図8 160000(r/min)-2.7(kW) のときの実験結果

Fig. 8. Experimental result at 160000(r/min)-2.7(kW).

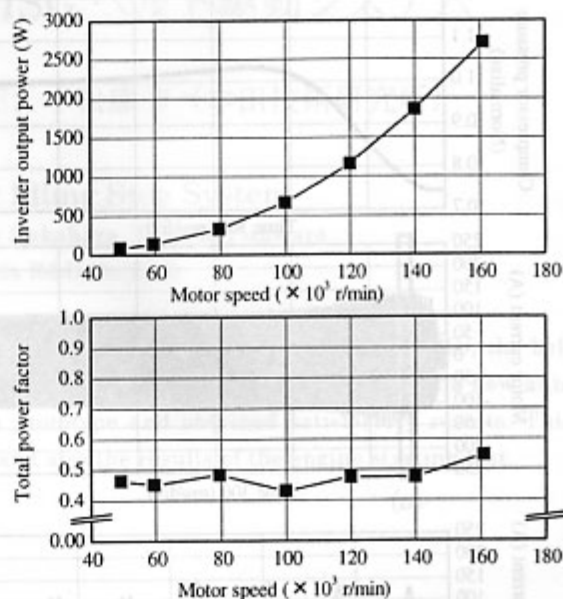


図9 回転数—インバータ出力、総合力率特性

Fig. 9. Characteristics of motor speed-inverter output and total power factor.

を行った。図6に1400000(r/min)-4(kW)、図7に160000(r/min)-2.7(kW)のシミュレーション結果を示す。モータ相電圧と電流の基本波はほぼ同相になっていることから、高力率で運転されていることが窺える。

5. 実験による運転特性の検証

(5.1) 超高速運転時の動作波形 実際には供試コンプレッサを負荷として実験を行った。160000(r/min)-2.7(kW)のときの電圧電流波形を図8に示す。電流波形は正確に 120° 導通波形を形成できていないが、160000(r/min)-2.7(kW)の運転は達成された。

120° 導通波形が十分に形成できない理由として、モータの自己インダクタンスによるサージ電圧による影響が、電流の増加に伴って大きくなることが一因として挙げられる。そのため、検出する電圧が誘起電圧よりサージ電圧の影響を大きく受け、図8の積分器出力も歪む。インバータ部のスイッチングパターンは積分器出力を基に生成しているため、モータへ流入する電流量が増加し、 ωL_i による電圧降下が顕著に現れる状況では、この結果のように正確に 120° 導通波形を形成することが困難となる。

(5.2) インバータ出力と総合力率 図9にモータ回転数に対するインバータ出力と総合力率を示す。コンプレッサ負荷であるので、回転数が上昇するにつれてインバータ出力は2次曲線を描くように上昇することがわかる。力率は回転数が上昇しても0.5付近のままである。これは、電流を多く流すことにより 120° 導通波形が形

成できなくなるためである。また、今回の実験では誘起電圧検出における積分器のゲイン調整とヒステリシス幅を調整することにより電流位相を合わせたが、それぞれの運転状況において最適なものとなっていないことが力率が低かった原因として考えられる。

(5.3) 応答試験 次に、50000(r/min)から140000(r/min)への過渡応答試験結果を図10と図11に示す。いずれの図も、上2つの波形は長時間にわたるコンプレッサ吐出圧とモータ電流の変化を表したもので、下の波形は四角で囲んだ部分を拡大したモータ電流波形である。ここで、コンプレッサ吐出圧は圧力比の設計目標値を1として正規化している。

図10は速度PIゲインおよび電流PIゲインを最適なものとしたとき、図11はそれぞれのゲインを高くした場合の波形である。図10に示したように約0.52(s)のコンプレッサ吐出圧応答が得られた。これ以上の応答性を求めてゲインを上げると、低速且つ過負荷トルク時にモータインダクタンスの電圧降下の影響により誘起電圧が十分に検出できず、図11のように不安定な波形となる。

6. 結 言

本論文では、PMモータを用いてコンプレッサに動力を与える車載用スーパーチャージャについて検討し、磁界解析に基づくモータ設計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を述べた。超高速モータの設計においては、2極3スロットのス

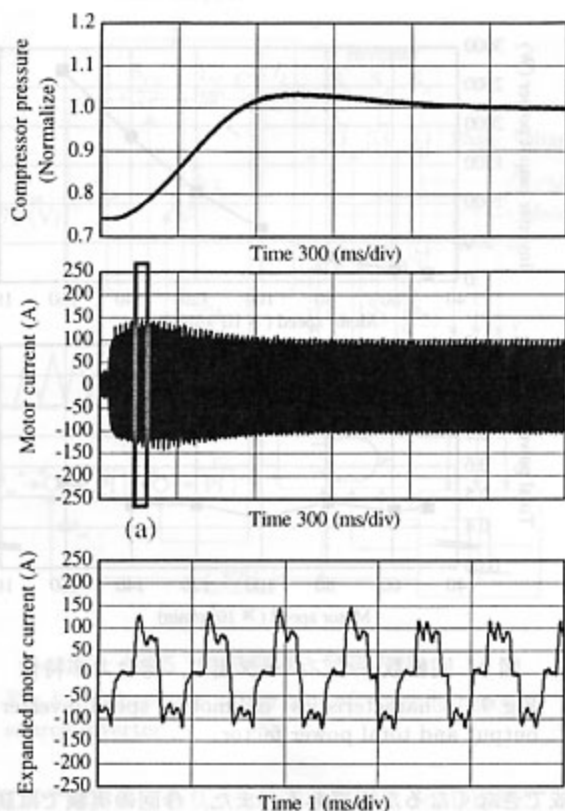


図10 50000(r/min) → 140 (r/min) 過渡応答実験結果 (最適ゲイン)

Fig. 10. Experimental result of transient response test.

テータ構造における渦電流損を低減すべく、磁界解析および損失分離による検討に基づいてモータ歯部先端形状とギャップ長を工夫した。実際に2極-3スロットステータ構造をもつPMモータと擬似電流形インバータを試作し、コンプレッサを負荷として可変速駆動した。

実機検証においては、大電流をモータに流入した際、モータインピーダンスの電圧降下により正確な誘起電圧を検出することが難しく、インバータ出力電流を十分に波形形成することが困難であった。これに伴い、応答ゲインを高くした場合、低速且つ過負荷トルク時に120°導通波形が形成できなくなり、これ以上の応答性を求めることは現時点で不可能であった。

しかしながら、160000 (r/min) - 2.7 (kW) の連続運転と、目標圧力まで0.52 (s) の立ち上がりを実現し、スーパーチャージャの電動化の可能性を示すことができた。

今後は、シミュレーションと実機検証から、負荷および回転数に応じた補償位相を決定する制御方式を検討する。

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

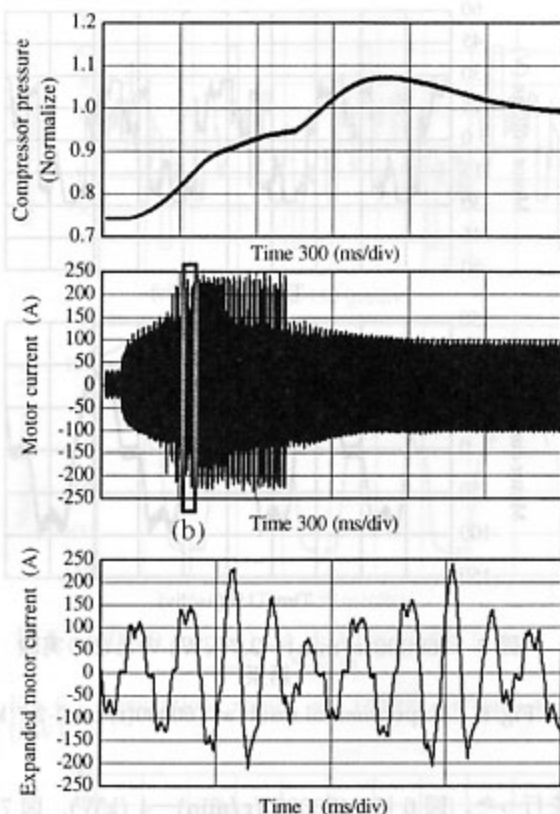


図11 50000(r/min) → 140(r/min) 過渡応答実験結果 (高ゲイン)

Fig. 11. Experimental result of transient response test (at High gain).

of Turbo-Compressor", IEEE Trans. on Ind. Appl., vol.39 no.3, p.p.811 2003.

- (2) Koichi shigematsu, Jun Oyama, Tuyoshi Higuchi, Takashi Abe, Yasuhiro Ueno: "The novel approach of Coupled Analysis for Small Size and Ultra-High Speed Motor", vol.3, no.85, p.p.349 (in Japanese)
重松浩一, 小山 純, 樋口 剛, 阿部貴志, 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) Mitsukichi Okawa: "Design manual of Magnetic circuit and PM motor", Sougou Research(1989)
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) Takehisa Koganezawa, Isao Takahashi, Kazunobu Oyama: "Sensorless speed control of a PM Motor by a quasi-current source inverter", Proc. of the 1992 Japan Ind. Appl. Soc Conf., no.45, p.p.175 (in Japanese)
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
- (5) Yosuke Takata, Toshihiko Noguchi, Yukio Yamashita, Yoshimi Komatsu, Seiichi 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, 野口季彦, 山下幸生, 小松善美, 茨木誠: "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, p.p.155 2004

原稿受付日

平成 16 年 12 月 27 日