

# 零相回路によるトルクブーストを活用した 新規コンシクエントポール形モータ\*

Novel Consequent-Pole Motor Using Torque Boost Operation with Zero-Phase Circuit

服部 晃尚  
Akihisa HATTORI

村上 和寛  
Kazuhiro MURAKAMI

野口 季彦  
Toshihiko NOGUCHI

A new consequent-pole permanent magnet (PM) motor is proposed in the paper, which forms an image-pole-pairs for every pole-pair of N and S poles. It is possible for the motor to achieve field weakening operation with less d-axis current and high efficiency in a high-speed range. However, the motor still has a problem of low torque at low speeds. In order to solve this problem, a three-phase four-wire inverter is used to drive the motor composed of a set of three-phase windings and a zero-phase winding to boost the output torque in the low-speed range. The paper shows a mathematical model of the motor and basic characteristics of the motor by using the mathematical model. The paper demonstrates computer simulation results and the torque boost operation of the motor.

Key words :

*consequent-pole permanent magnet (PM) motor, field weakening operation, zero-phase current, torque boost*

## 1. はじめに

近年、自動車の電動化を背景にPMモータの可変速運転領域の拡大を目指した研究が精力的に行われている。PMモータの多くはエネルギー密度が高いネオジム磁石を使用して誘起電圧定数を高めることにより、低速運転域で大きなトルクを発生するように設計できる。しかし、低速運転域で大トルクを出力できるPMモータは高速運転が困難となる。そのため、一般に弱め界磁制御を利用することで、PMモータの誘起電圧を減少させ高速運転域の拡大を行う。筆者らは車載補機用小型モータで広範囲な可変速運転を可能とするため、容易に実現できる弱め界磁制御による高速回

転域の拡大を目指してきた。弱め界磁制御では巻線の銅損増加が懸念されるが、これを低減するため励磁電流を小さく抑える必要がある。そのため、インダクタンスを大きくできる新たなモータの磁気回路を検討しなければならない。筆者らは高速運転域の拡大をPMモータの磁気回路からアプローチし、低速運転域におけるトルクの増大を駆動方法から改善することを目指してきた。その一つとして、PMモータのロータで1極対毎にイメージポールを形成する構造とすることにより、高速運転域の拡大を実現する新しいコンシクエントポールモータを検討してきた<sup>1)</sup>。本稿では、新しいコンシクエントポールモータの諸特性について、従来のSPMモータとコンシクエントポールモータとの

\* (一社)電気学会の了承を得て、半導体電力変換/モータドライブ合同研究会, SPC-19-140 & MD-19-106, pp. 91-96 より一部加筆して転載

比較評価を行った。また、新しいコンシクエントポールモータの低速域におけるトルク出力特性を改善すべく、モータの磁気回路を変えることなく、三相電流と零相電流を用いて低速運転域においてトルクをブーストする手法についても検討したので報告する。

## 2. 提案するモータの構造と原理

### 2.1 提案するモータの構造

Fig. 1 に提案するモータモデルを示す。このモータは 8 極相当（磁石磁極：4 極、イメージポール：4 極）12 スロット集中巻の基本構造をもつ。モータ体格の小型化のため、ステータ巻線は集中巻としている。ロータは N 極と S 極の 1 極対毎にイメージポールを形成する構造とし、同じ相のイメージポールに対向する巻線と磁石に対向する巻線は直列接続とする。したがって、ロータコアの磁気回路は不平衡であるが、各相のインダクタンスはバランスする。このため、不平衡なロータ磁気回路によるモータ電流制御への悪影響はない。また、各相のインダクタンスがバランスするので、イメージポール部の磁気回路設計に自由度が生まれる。

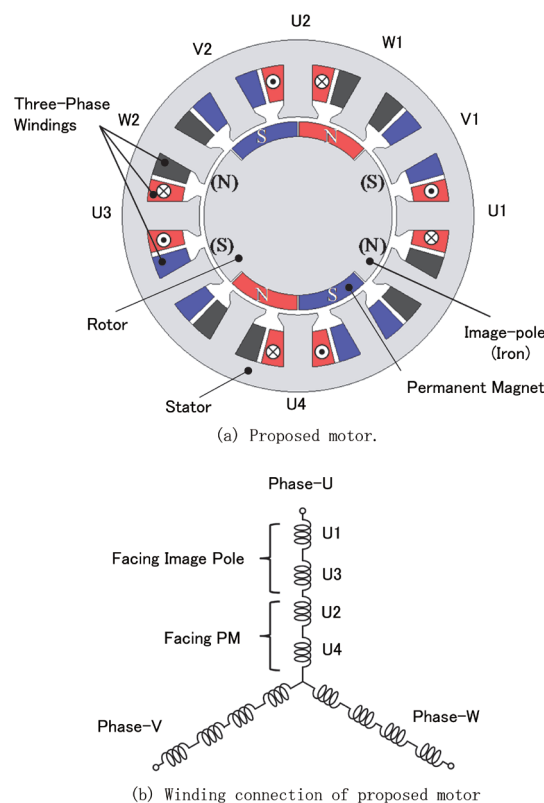


Fig. 1 Proposed motor model

提案するモータは従来の PM モータに比べ磁石量が半分としているため磁石磁束が少なく、ロータの磁気回路は鉄が占める割合が多いので、インダクタンスが大きくなる構造をもつ。よって、モータの誘起電圧は(1)式で表わされるので、

$$V_o = \omega \sqrt{(\psi_a + L_d i_d)^2 + (L_q i_q)^2} \quad (1)$$

本モータは低速運転域ではトルクが小さくなるが、電機子のインダクタンスが大きく、磁石磁束が少ないことから弱め界磁制御時に少ない励磁電流で高速運転域の拡大を期待することができる。

### 2.2 数学モデルの導出

一般的な SPM モータの基本構造では、三相磁気回路から各相の電機子磁束を求め、それらから電圧方程式を導出することで数式化を行う。しかし、提案するモータのロータコア表面は NS の 1 極対毎に磁極とイメージポールが形成されている。そのため、8 極相当（磁極：4 極、イメージポール：4 極）12 スロットの構造での基本構造は 4 極相当（磁極：2 極、イメージポール：2 極）6 スロットとなる。したがって、提案するモータは六相磁気回路から各相の電機子磁束を求め、それらから電圧方程式を導出することで数式化を行う。

Fig. 2, Fig. 3 に基本構造となる提案するモータの磁気回路、六相磁気回路を示す。図中の  $R_s$  はステータバックヨークの磁気抵抗、 $R_t$  はステータティースの磁気抵抗、 $R_g$  はギャップの磁気抵抗、 $R_r$  はロータの磁気抵抗、 $R_{pu}, R_{pv}, R_{pw}$  と  $R'_{pu}, R'_{pv}, R'_{pw}$  はロータコア表面の磁気抵抗である。また、各相のコイルターン数を  $N$  とする。

ロータコア表面の磁気抵抗  $R_{pu}, R_{pv}, R_{pw}$ 、 $R'_{pu}, R'_{pv}, R'_{pw}$  は磁極部とイメージポール（鉄）部では異なるため、ロータコア表面の磁気抵抗は回転位置により可変となる。三相 U 相と d 軸が一致するとき、 $\theta = 0$  とした。概要図を Fig. 4 に示す。

六相磁気回路を六相へキサゴンスター変換、重ね合わせの定理を用いて、各相の電機子磁束を求め、それらから三相の電圧方程式を求めると(2)式となる。

$$\begin{bmatrix} V_u \\ V_v \\ V_w \end{bmatrix} = R i + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_{uu} & M_{uv} & M_{uw} \\ M_{uv} & L_{vv} & M_{vw} \\ M_{uw} & M_{vw} & L_{ww} \end{bmatrix} i + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{u-mag} \\ \psi_{v-mag} \\ \psi_{w-mag} \end{bmatrix} \quad (2)$$

ここで、

$$\begin{aligned} L_{uu} &= L_{dc} - L_{ac} \sin 2\theta, & L_{vv} &= L_{dc} - L_{ac} \sin(2\theta - \frac{2}{3}\pi), & L_{ww} &= L_{dc} - L_{ac} \sin(2\theta - \frac{4}{3}\pi), \\ M_{uv} &= \frac{1}{2} L_{ac} - L_{ac} \sin(2\theta - \frac{4}{3}\pi), & M_{vw} &= \frac{1}{2} L_{ac} - L_{ac} \sin(2\theta - \frac{2}{3}\pi), & M_{wu} &= -\frac{1}{2} L_{ac} - L_{ac} \sin 2\theta, \\ L_{dc} &= \frac{(8R_{dc}^2 - 4R_{dc}^2 R_{ac}^2) N^2}{\lambda}, & L_{ac} &= \frac{2R_{dc}^2 R_{ac}^2 N^2}{\lambda}, & A &= 6R_{dc}^2 - 6R_{dc}^2 R_{ac}^2 + \frac{9}{8} R_{dc}^2 R_{ac}^4 \end{aligned}$$

また、(2)式を三相二相変換、回転座標変換 (dq 変換) を行うと(3)式で表すことができる。

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} a & b \\ c & d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \sqrt{\frac{3}{2}} \omega \psi_m \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (3)$$

ここで、

$$\begin{aligned} a &= \omega(2L_1 \cos 3\theta) + p(L_0 - L_1 \sin 3\theta), & b &= \omega(-L_0 - 2L_1 \sin 3\theta) + p(L_1 \cos 3\theta), \\ c &= \omega(L_0 - 2L_1 \sin 3\theta) + p(L_1 \cos 3\theta), & d &= \omega(-2L_1 \cos 3\theta) + p(L_0 - L_1 \sin 3\theta), \\ L_0 &= \frac{3}{2} L_{dc}, & L_1 &= -\frac{3}{2} L_{ac} \end{aligned}$$

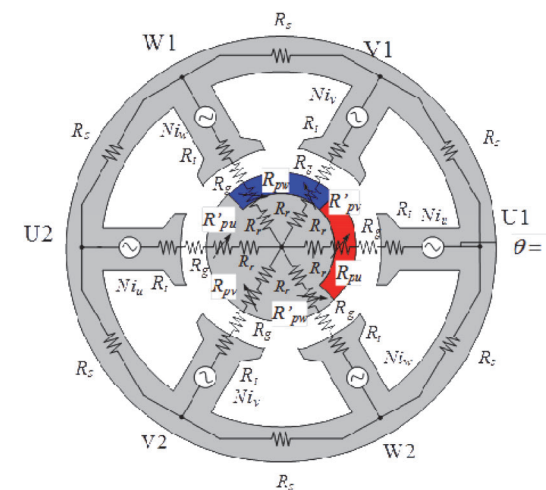


Fig. 2 Magnetic circuit of proposed motor.

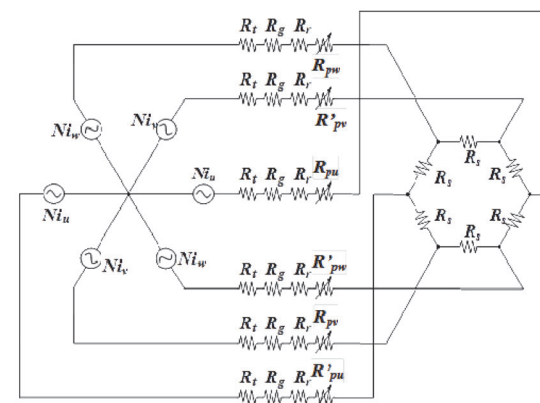


Fig. 3 Six-phase Magnetic circuit of proposed motor.

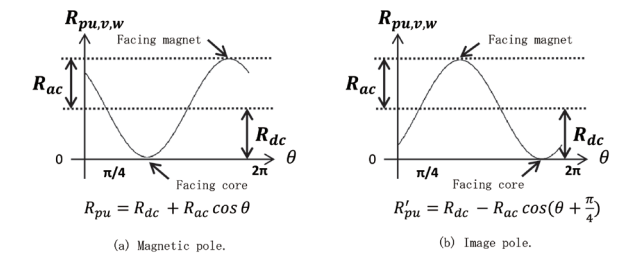


Fig. 4 Magnetic resistance of surface of rotor core (overview).

## 3. 提案モータの諸特性

電磁界解析ソフト JMAG-Designer 18.0<sub>TM</sub> を用いて、提案するモータと一般的な SPM モータならびにコンシクエントポールモータの特性を比較する。提案するモータのモデルは Fig. 1、コンシクエントポールモータと SPM モータのモデルを Fig. 5、モータモデルの詳細を Table 1 に示す。3 モデルのモータ体格は同等として、ロータ構造のみが異なっている。提案するモータとコンシクエントポールモータは 8 極相当（磁石磁極：4 極、イメージポール：4 極）であるが、SPM モータは 8 極全てを磁石とするため磁石体積は倍である。

Table 1 Motor specifications.

	Proposed motor	Consequent pole motor	SPM motor
Stator diameter	80 mm	←	←
Rotor diameter	42.85 mm	←	←
Stack length	37 mm	←	←
Air gap length	1.045 mm	←	←
Number of poles	8 (PM:4, Image pole:4)	8 (PM:4, Image pole:4)	8
Number of slots	12	←	←
Number of turns	16	←	←
PM volume	7.672 cc	7.672 cc	15.344 cc
Armature winding connection	4-series star connection	←	←
Magnet	NMX-43SH	←	←



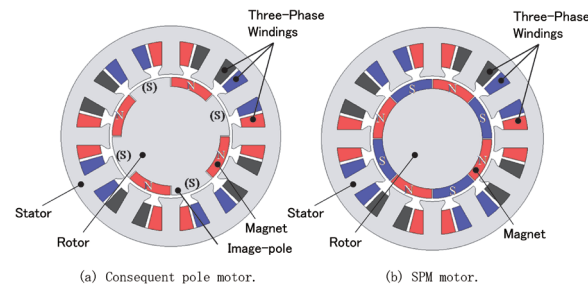


Fig. 5 Comparison motor models.

### 3.1 無負荷誘起電圧の比較

3モデルについてロータ回転速度が600r/minでのU相無負荷誘起電圧波形とそのFFT結果をFig. 6に示す。提案するモータとSPMモータでは磁石体積が2倍異なるので、提案するモータの誘起電圧定数はSPMモータの約50%ほどである。このことから、提案するモータの方が広い高速運転領域をもつことが推察される。磁石体積が同等の本モータとコンシクエントポールモータを比較すると、本モータの方が誘起電圧定数は低い。また、周波数解析の結果より提案するモータは基本波含有率が高いことから弱め界磁制御による高速運転に適していると考えられる。

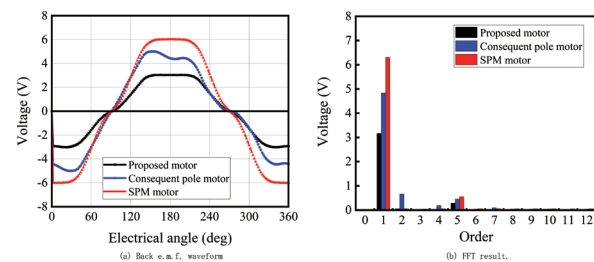


Fig. 6 Comparison of back e.m.f. and FFT analysis results.

### 3.2 d軸インダクタンスの比較

3モデルについて電機子電流振幅を20A一定の条件で、電流位相 $\beta$ を変化させたときのd軸インダクタンスの変化をFig. 7に示す。

それぞれのモデルでd軸インダクタンスを比較すると、SPMモータが最小で、提案するモータが最大でありSPMモータに対して45%ほど大きい。このように、イメージポールをもつモータは磁気回路に占める鉄の割合が高いため、d軸インダクタンスが大きくなる。また、提案するモータはd軸インダクタンスが最

大であることから、弱め界磁制御時に少ない励磁電流で逆起電圧を減少させることができる。

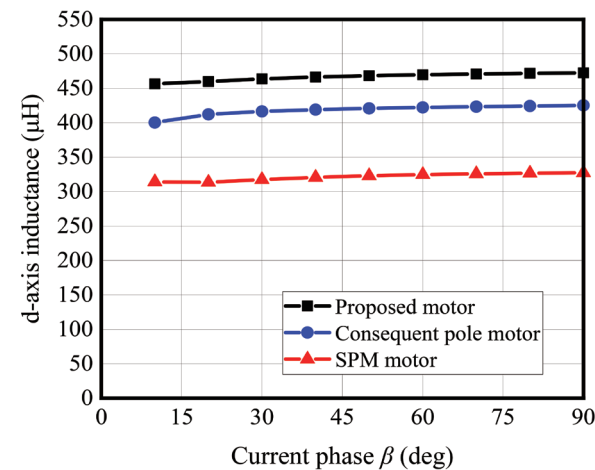


Fig. 7 Comparison of d-axis inductance.

### 3.3 N-T 特性の比較

3モデルについて最大出力運転時のN-T特性をFig. 8示す。直流バス電圧を12V、最大電流振幅を20A、各相の最大起磁力は1280ATである。

3モデルのN-T特性を比較すると、高負荷低速運転域では誘起電圧定数の高いSPMモータの出力トルクが最も大きくなる。しかし、高速運転域を最も広く取れるのは提案するモータであった。これは提案するモータの誘起電圧定数が小さいこととd軸インダクタンスが大きいことから逆起電圧は小さく、逆起電圧を打ち消す誘起電圧が大きくなるからである。したがって、インバータの電圧飽和に達して弱め界磁を行うと高速運転域が大幅に拡大される。コンシクエントポールモータがSPMモータと同程度の高速運転域しかもたないのは、ロータ構造によるインダクタンスの偶数次成分により、弱め界磁制御時の誘起電圧にも偶数次成分が生じ、弱め界磁制御による効果が得られにくいからである。

以上の結果より、同一のステータ起磁力とした3モデルの中で提案するモータは高速運転域を広くもつことから、弱め界磁制御時の励磁電流を最小に抑えられることがわかった。

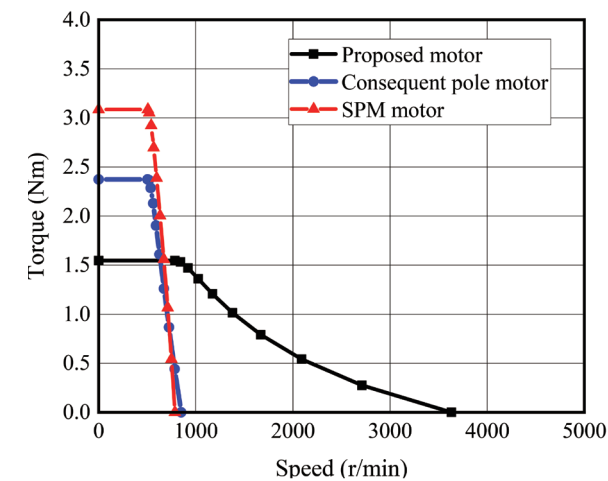


Fig. 8 Comparison of N-T Characteristics.

## 4. 提案モータのトルクブーストの原理

以上より、PMモータのロータ構造を1極対毎にイメージポールを形成することで高速運転域を拡大できる。しかし、誘起電圧定数が小さいことから低速域での出力トルクはSPMモータの半分にすぎない。そこで、ロータの磁気回路を変更せずにステータ構造と駆動方法を工夫することでトルク特性の改善を検討した。

従来のPMモータの磁石起磁力は電機子の回転磁界と同期する成分により占められ、その他の高次成分は僅かである。しかし、提案するモータはN極とS極の1極対毎にイメージポールを形成するため、ロータの磁石起磁力が電機子の回転磁界と同期する8極成分だけでなく、低次磁石起磁力である4極成分ももつ。提案するモータが複数の磁石起磁力をもつのは、ロータ構造が二種類の磁石極性が重ね合わされたものと見なせるからである。提案するモータの磁石重畳の概念図をFig. 9に示す。Fig. 9において上段は8極成分を有する磁石配置、中段は4極成分を有する磁石配置である。極性の異なる磁石配置は互いに打ち消され、同一極性の磁石配置だけが残ることでこれら2つの起磁力成分が重畳したロータ磁石配置は最下段に示したようになる。磁石重畳の原理より、提案するモータは2つの起磁力成分を併せもつことがわかる。そこで、提案するモータの駆動方法として、低速運転域で三相と零相を用いることにより、1台のインバータで8極成分と4極成分の磁石起磁力に同期させ、その結果として、低速運転域でのトルクをブーストする手法を検討

する。Fig. 10に提案するモータのステータ巻線構造を示す。提案するモータは同一ティースに三相巻線と零相巻線を設けた二重巻線構造をもつ。Fig. 11に二重巻線構造をもつ提案モータの駆動回路を示す。本回路ではモータ中性点とインバータ直流バス間に電流経路を新たに設けることにより、三相平衡電流に加え零相電流を制御できる。よって、三相巻線による回転磁界は磁石起磁力の8極成分、零相巻線による交番磁界は4極成分と同期させることができる。以上のように、提案するモータを複合起磁力モータと捉え、三相のみから三相と零相で駆動することで、インバータの台数を増加させることなく低速運転域でのトルクブーストを実現することができる。

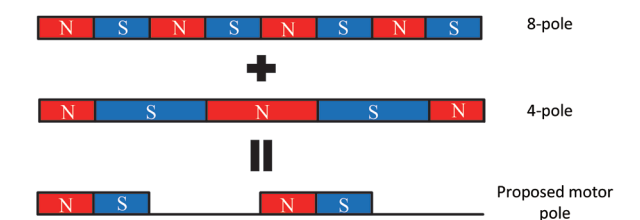


Fig. 9 Illustration of proposed motor magnet arrangement.

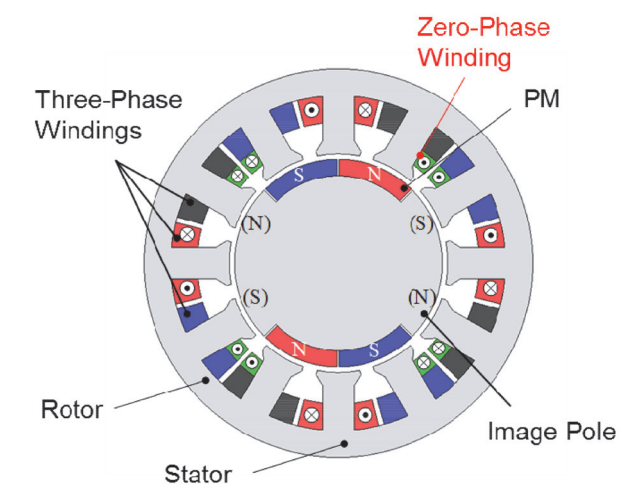


Fig. 10 Proposed motor with double stator windings.

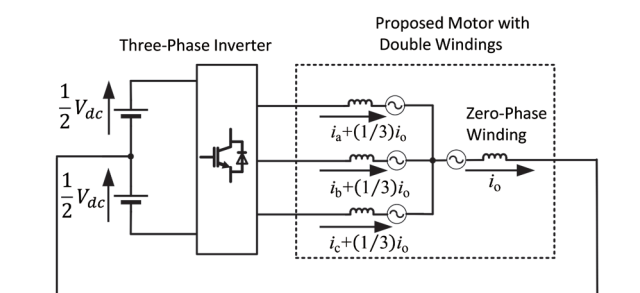


Fig. 11 Motor drive circuit using zero-phase winding.

特集

## 5. シミュレーション結果

電磁界解析ソフト JMAG-Designer 18.0<sub>TM</sub> を用いて、二重巻線をもつ提案モータの諸特性を確かめた。モータモデルは Fig. 10 に示した通りである。モータモデルの詳細を Table 2 に示す。

Table 2 Motor specifications.

	Proposed motor with double stator windings
Stator diameter	80 mm
Rotor diameter	42.85 mm
Stack length	37 mm
Air gap length	1.045 mm
Number of poles	8 (PM:4, Image pole:4)
Number of slots	12
Number of zero-phase turns	10
Number of three-phase turns	16
PM volume	7.672 cc
Three-phase winding connection	4 series
Zero-phase winding connection	4 series
Magnet type	NMX-43SH

### 5.1 提案するモータの磁石起磁力

Fig. 12 に提案するモータのロータ表面磁束密度分布とその磁束密度分布の 4 極, 8 極成分波形と FFT 解析結果を示す。ロータ構造を 8 極 (磁石磁極: 4 極, イメージポール: 4 極) とすることで, 磁石起磁力に 8 極成分と 4 極成分が含まれていることを確認できる。

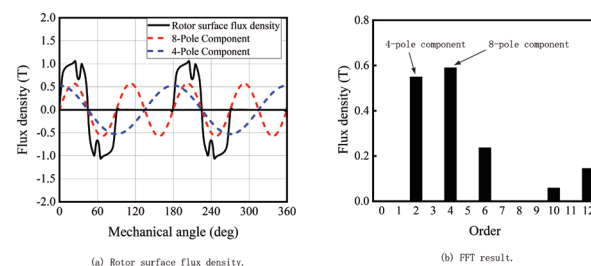


Fig. 12 Rotor surface flux density and FFT analysis result.

### 5.2 二重巻線をもつ提案モータの無負荷誘起電圧

Fig. 13, Fig. 14 にロータ回転速度が 600r/min での三相巻線, 零相巻線における無負荷誘起電圧波形と FFT 結果を示す。三相巻線の中性点電位を基準電位と

しており, 零相巻線はインバータ直流バスの中点を基準電位としている。三相巻線は 8 極成分と同期するため, 無負荷誘起電圧波形で 8 次成分 (40 Hz) をもつことが確認できる。零相巻線の無負荷誘起電圧波形は 4 極成分 (20Hz) を主成分とし, 奇数次を含む方形波に近いことが確認できる。

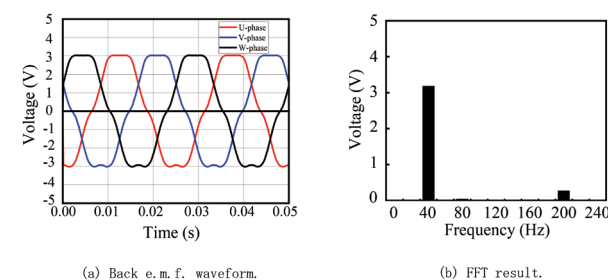


Fig. 13 Three-phase back e.m.f. waveforms and FFT analysis results of proposed motor with three-phase winding.

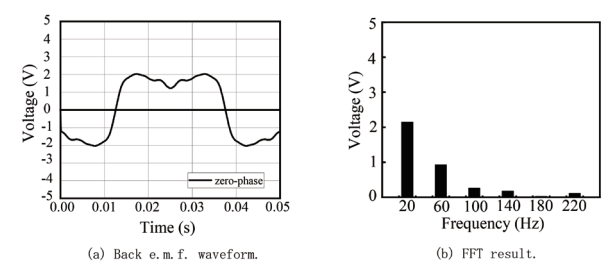


Fig. 14 Zero-phase back e.m.f. waveforms and FFT analysis results of proposed motor with three-phase winding.

### 5.3 トルクブーストの検証

三相と零相回路を用いた提案モータにて三相巻線による回転磁界は 8 極成分に同期させ, 零相巻線による交番磁界は 4 極成分に同期させる。低速運転領域にてトルクブーストを行うため, 電流指令値に対して電圧余裕をもつ運転領域を想定した。また, 三相 4 線式の駆動回路を用いているため, 零相巻線と三相巻線には独立した電流を通電させることができる。そのため, 零相巻線には方形波電流を通電する。解析では電流源を用いて三相巻線各相に電流振幅が 1/3 の同相方形波電流を重畳し零相巻線に通電する。解析条件として, 三相巻線に流す電流は零相電流も含めた真の実効値で 20A とし, 零相巻線に流れる電流は実効値 20A の方形波とした。Fig. 15 に三相+零相回路と三相回路のみで提案モータを駆動した場合のトルク波形と FFT 解析

結果を示す。零相は単相駆動であるためトルクリプルが大きいが三相と零相で駆動することにより平均トルクが増加することを確認できた。

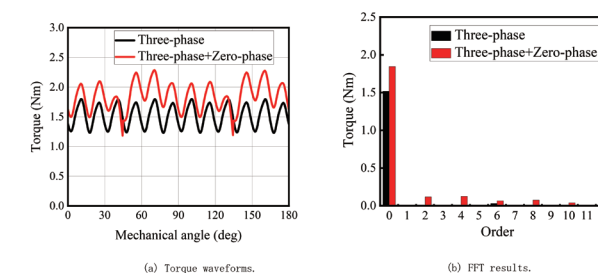


Fig. 15 Torque waveforms and FFT analysis results between three-phase and three-phase plus zero-phase.

## 6. まとめ

本稿では, N 極と S 極の 1 極対毎にイメージポールを形成する新しいコンシクエントポールモータの数学モデル導出と動作理論および基本特性を紹介し, また, その諸特性について, SPM モータと従来のコンシクエントポールモータとで比較評価し, 新しいコンシクエントポールモータは同等体格で広い高速運転域をもつことを示した。しかし, 新しいコンシクエントポールモータは低速運転域において出力トルクが小さいことが問題である。そこで, N 極と S 極の 1 極対毎にイメージポールを形成するロータ構造は不変とし本来の磁気回路特性は有したままステータ構造を変えて三相と零相回路を用いて駆動することにより, 平均トルクを増加できることを確認した。今後は, 零相巻線に生じる誘起電圧が高速運転域における出力特性の拡大に影響するので, 回路動作にて零相巻線に生じる誘起電圧を抑制する手法について検討する。また, ステータ二重巻線構造ではスロット内での零相巻線と三相巻線の干渉により, 電機子起磁力を十分に確保できないので, 零相巻線と三相巻線のスロットが独立するステータ構造を検討する。

### 参考文献

- 1) 村上・野口・服部・横山:「新規コンシクエントポールモータの提案と数学モデルの基礎検討」H30 電学東海大 (2018)

- 2) 岩間・野口・青山:「三次元磁路を利用した透磁率変調技術と可変界磁 PM モータへの応用」電気学会研究会資料, モータドライブ/家電民生合同研究会, MD-19-069 & HCA-19-009, pp. 43-48 (2019)
- 3) 村上・野口・服部・金子:「新しいコンシクエントポール形モータの零相回路を用いたトルクブーストに関する検討」電気学会研究会資料, 半導体電力変換/モータドライブ合同研究会, SPC-19-140 & MD-19-106, pp. 91-96 (2019)
- 4) 土方・茂田・刈谷・赤津・加藤:「二巻線方式を用いた複合起磁力モータに関する検討」電学論 D, Vol. 133, No. 10, pp. 986-994 (2013)
- 5) 赤津・涌井:「巻線係数とインダクタンス係数を用いた多極多スロット集中巻 SPMSM の簡易設計手法」電学論 D, Vol. 127, No. 11, pp.1171-1179(2007)
- 6) J.A.Tapia, F.Leonardi, and T.A.Lipo: "Consequent-pole Permanent Magnet Machine with Extended Field-Weakening Capability", IEEE Trans. on IA., Vol. 39, No. 39, pp. 1704-1709 (2003)
- 7) T.A.Lipo and M.Aydin: "Field Weakening of Permanent Magnet Machines - Design Approaches", Power Electronics and Motion Control Conference, Riga, Latvia (2004)
- 8) S.Morimoto, Y.Takeda, T.Hirasa, K.Taniguchi: "Expansion of Operating Limits for Permanent Magnet Motor by Current Vector Control Considering Inverter Capacity", IEEE Trans. on Industry Applications, IA-26, No. 5, pp. 866-871, (1990)
- 9) 森本・畠中・童・武田・平紗:「PM モータの弱め磁束制御を用いた広範囲可変速運転」電学論 D, Vol. 112, No. 3, pp. 292-298, (1992)
- 10) J.A.Tapia, F.Leonardi, T.Lipo: "Consequent-Pole Permanent Magnet Machine with Field Weakening Capability", Proc. of IEMDC 2001, pp.126-131, (2001)
- 11) 宮本・Katteden Kamiev・小林・横井・樋口:「コンシクエントポール型 PM の設計法に関する一考察」電気学会研究会資料, 回転機研究会, RM-18-112, pp. 35-38 (2018)
- 12) T.Ogawa, T.Takahashi, M.Takemoto, S.Ogasawara, H.Arita, and A.Daikoku: "Increasing the Operating Speed of a Consequent Pole Axial Gap Motor for Higher Output Power Density," IEEJ Journal of Industry Applications, Vol. 8, No. 3, pp. 497-504, (2019)

著者



服部 晃尚

はっとり あきひさ

エレクトリフィケーションシステム開発部  
モータ関連の要素技術開発に従事



村上 和寛

むらかみ かずひろ

エレクトリフィケーションシステム開発部  
モータ制御の要素技術開発に従事



野口 季彦

のぐち としひこ

静岡大学大学院工学研究科  
電気電子工学専攻 教授  
電力変換器, モータドライブの研究に従事