

集中巻独立二重三相巻線 PMSM を用いた 6次トルクリプルと6次ラジアル力抑制法

添田 拓巳*, 芳賀 仁 (長岡技術科学大学)

Suppression Method of 6th Radial Force and 6th Torque Ripple
for Concentrated PMSM with Double-Star Winding
Takumi Soeda*, Hitoshi Haga, (Nagaoka University of Technology)

Abstract

This paper proposes a motor structure and control method for low vibration of PMSM. Torque ripple and radial force cause vibration and sound noise. Among them, sixth-order torque ripple and sixth-order radial force are the focus of attention in this paper. For that reason, their suppression is required. However, it is known that it is difficult to suppress them at the same time with general three-phase PMSM with single winding. Therefore, the degree of freedom has been increased by adopting multiple windings with winding deviations. The method has been proposed to suppress the sixth-order radial force by superimposition of harmonic current and negate the sixth-order torque by the structure. The sixth-order radial force is reduced by 98.9% with proposed method. The sixth-order torque ripple is much smaller than the main torque component and other torque ripples, so it is suppressed by the structure.

キーワード: 永久磁石同期モータ, 集中巻, 二重巻線, 6次トルクリプル抑制, 6次ラジアル力抑制, 振動抑制 (PMSM, Concentrated winding, Double star winding, 6th-order torque ripple, 6th-order radial force, Vibration suppression)

1. はじめに

永久磁石同期モータ (PMSM) は, 小型かつ軽量, 高効率, 高い制御性などから産業, 車載用途で幅広く使用されている。しかし, PMSM の回転時には, 振動が発生することが知られている。PMSM が採用される機器の中には, 車載用の電動パワーステアリングのステアリングアシストモータを始めとし, 使用者との距離が近いシステムで採用されることがある。このような場合, PMSM より発生する振動は, 騒音の発生などにより使用者に不快感を与えてしまうことが考えられる。また, 自動車のステアリングは, 運転手が直接ハンドルを握る関係からモータからの振動がステアリングシャフトやハンドルを通じて伝わり, 不快感を与えるだけでなく運転の妨げとなってしまう可能性がある。従って, このようなシステムでは, PMSM の振動や騒音は可能な限り小さい方が望ましい。

PMSM が引き起こす振動の原因は, 主に 2 種類ある。一つは, トルクリプルであり, 主に電気角の 6 次とその整数倍に発生する⁽¹⁾。二つ目は, ラジアル力で, モータのラジアル方向(径方向)に発生する電磁加振力であり, 電気角の偶数次に発生する⁽²⁾。これら振動源のなかでも, 電気角 6 次トルク

リップルは高次成分より大きく発生する傾向がある。また, ラジアル力のなかでも, 電気角 6 次成分は円環 0 次モード振動となり, 固定子半径を伸縮させる機械運動を引き起こすため騒音として表われやすい。このように, 電気角 6 次トルクリプルと電気角 6 次ラジアル力はステアリングフィール向上のために低減が求められる。(以降は便宜上, 断わり無く n 次と表現をした場合は電気角 n 次であることを表わす。)

ラジアル力は, PMSM の固定子が分布巻よりも集中巻の方が大きく発生する傾向がある⁽²⁾が, 一般的に集中巻の固定子の方が分布巻の固定子より単純な構造より低コスト化を図れるため, 集中巻が望ましい。

通常の三相 PMSM では 6 次トルクリプルの抑制には q 軸電流に 6 次高調波成分を重畳することで達成できる⁽¹⁾⁽³⁾ことが知られている。一方, 6 次ラジアル力は, d 軸もしくは q 軸電流に 6 次高調波成分を重畳することで達成できる⁽⁴⁾。しかしながら, 6 次トルクリプルを抑制するための 6 次電流の位相と, 6 次ラジアル力を抑制するための 6 次電流の位相が必ずしも一致しないことから, 同時に抑制することが課題として挙げられている。

一方, 車載機器では高信頼性も重要な課題のひとつである。モータドライブの信頼性向上やフェイルセーフのアップ

ローチとしては、電力変換器の多重化や巻線の多重化が用いられている⁽⁵⁾⁽⁶⁾。

そこで本稿では、2台の電源共通な独立二重三相巻線をもつ集中巻 PMSM のトルクリプルとラジアル力抑制の制御法を検討する。対象とするシステムは冗長性を確保し信頼性を向上させて、構造上の特徴と制御自由度を利用して 6 次高調波電流を重畳することで 6 次トルクリプルと 6 次ラジアル力の抑制を狙う。提案する制御法の有効性はシミュレーションにより検証したので報告する。

2. 独立二重三相巻線 PMSM の制御法

〈2・1〉 モータ諸元 図 1 に本稿で採用したモータの巻線構造を示す。モータは 2 セットの三相巻線を持ち、それぞれ、[U,V,W]相、[X,Y,Z]相とする。それぞれの巻線セット間には巻線ずれが施されており、本モータでは機械角 30 度の巻線ずれを有する。ここで、6 次トルクリプルを抑制するための条件としては、極対数が奇数である必要がある。それぞれの巻線セットが出力する 6 次トルクリプルの和は、巻線ずれ機械角を α_m 、極対数を P_n として式(1)のように表わされる。それぞれの巻線セットが出力する 6 次トルク振幅が等しい場合、極対数が奇数の場合互いに打ち消し合い、偶数の場合強め合う。

$T_{6th} = T_{A6th} \sin(6\theta) + T_{B6th} \sin\{6(\theta + P_n \alpha_m)\}$ (1)
 従って本稿では、5 極対 12 スロットのモータを採用することで 6 次トルクリプルは打ち消し合う。

〈2・2〉 回転座標変換 巻線ずれを有する二重巻線モータは巻線同士の磁気干渉が発生することから、従来の d-q 軸を 2 つ用いて制御することは困難である。そこで、式(2)の d-q 軸への回転座標変換を用い、式(3)に示す新たな回転座標 D-Q 軸に変換する回転座標変換行列⁽⁸⁾⁽⁹⁾を用いることで磁気非干渉化を施す。

$$T_P(\delta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\delta) & \cos(\delta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\delta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\delta) & -\sin(\delta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\delta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}$$

..... (2)

$$T_{DQ}(\theta) = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} T_P(\theta) & T_P(\theta - \alpha) \\ T_P(\theta + \frac{\pi}{2}) & T_P(\theta - \alpha - \frac{\pi}{2}) \end{bmatrix}$$

..... (3)

ここで、 θ : 電気角磁極位置、 α : 電気角巻線ずれである。以上より 4 つの D-Q 軸、 $[D_1, Q_1, D_2, Q_2]$ が定義される。この変換により得られる D_1 軸と Q_1 軸は、従来の d-q 変換の d 軸 q 軸に相当し、それぞれ磁束方向とその直交方向に該当する。 D_2 軸と Q_2 軸は冗長自由度に相当し、 D_2 - Q_2 軸電流は 0 となるように制御する。

3. 6 次ラジアル力抑制制御法

前述のように、 D_2 - Q_2 軸は冗長な自由度として定義され

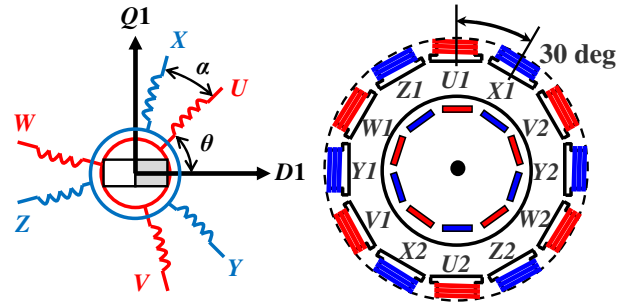


図 1 モータ巻線構造

Fig. 1 Machine structure

ている。6 次ラジアル力の抑制は、 D_2 - Q_2 軸電流に 6 次高調波成分を重畳することで達成することができる。また、 D_1 - Q_1 軸は、通常の PMSM の d-q 軸に相当することを考慮すると、これらに高調波電流を重畳することは好ましくない。以上より、D-Q 軸電流指令値は、式(4)のようになる。

$$I_{DQ*} = [I_{D1} \quad I_{Q1} \quad I_{6th} \cos(6\theta + \theta_{6th}) \quad I_{6th} \sin(6\theta + \theta_{6th})]^T$$

..... (4)

ここで、 I_{D1} 、 I_{Q2} はトルク指令値や速度指令値に応じて変化する値、 I_{6th} と θ_{6th} は重畳する高調波電流の振幅と位相である。本稿では、簡単化のため、 $I_d=0$ 制御に基づき I_{D1} 指令値は 0 として評価を行なった。

一般的に電流制御で使用されることの多い PI 制御では、内部モデル原理より正弦波指令値に追従することや正弦波外乱を抑制することができない。従って、本稿では高調波電流により偏差を少なく追従させるため、PI 制御器に併せて共振制御器(Resonant Controller, R 制御器)⁽¹⁰⁾を加える PIR 制御器を用いている。

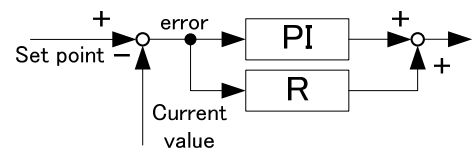
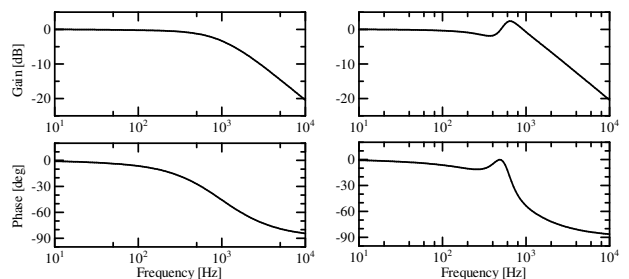


図 2 PIR 制御器ブロック図

Fig.2 PIR controller



(a) PI controller (b) PIR controller

図 3 一次遅れ系プラントへの閉ループ周波数特性

Fig.3 Frequency characteristics for 1st-order delay system

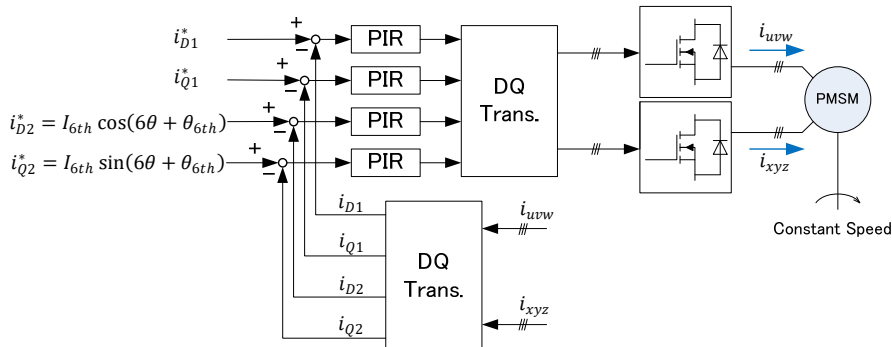


図5 提案モータ制御ブロック

Fig. 5 Proposed block diagram of machine control system

PI 制御器と R 制御器はそれぞれ、次式となる。

$$C_{PI}(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) \dots\dots\dots (4)$$

$$C_R(s) = \frac{2K_r \omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + (6\omega_e)^2} \dots\dots\dots (5)$$

ここで、 K_p : 比例ゲイン、 T_i : 積分時間、 K_r : 共振ゲイン、 ω_c : カットオフ周波数、 ω_e : 電気角周波数係数である。

R 制御器は、電気角周波数の 6 倍の周波数成分で高いゲインを持ち、この共振ピーク幅はカットオフ周波数によって決まる。図 2 に制御ブロック図を示す。この閉ループ伝達関数の周波数特性は図 3 のようになる。

表 1 シミュレーション条件とモータパラメータ

Table 1. Motor parameters and simulation conditions

symbol	Quantity	Parameter
N	Motor speed	1200 rpm
P_n	Pole pairs	5
S	Slot number	12
n	Winding turns	8
I_{D1}	I_{D1} reference	0 A
I_{Q1}	I_{Q1} reference	10 A
I_{6th}	6th current amplitude	8.8 A
θ_{6th}	6th current phase	285 deg
α	Winding displacement	150 deg
V_{dc}	DC voltage	12 V
f_s	Switching frequency	20 kHz
L_{D1}	D1 inductance	131 μ H
L_{Q1}	Q1 inductance	198 μ H
L_{D2}	D2 inductance	98.8 μ H
L_{Q2}	Q2 inductance	90.1 μ H

4. シミュレーション評価

電磁界解析を用いてモータのラジアル力とトルクを評価する。表 1 に提案システムのシミュレーションパラメータ

を示す。モータは一定トルク出力を想定し、回転子には外部から一定速度回転を与える。一定トルクを出力させるため、トルク軸に相当する I_{Q1} を一定値で制御する。ラジアル力の評価には、U 相ティース先端中央部にかかる電磁加振力を測定し、その高調波解析によって行なった。トルクの評価は、高調波解析によって行なった。打ち消したい 6 次ラジアル力は、モータの出力トルクによって変化するため、本稿ではあらかじめシミュレーションによってラジアル力が最小となる 6 次高調波電流振幅と位相を探索して行なった。

〈4・1〉 理想電流による評価 始めに、6 次高調波電流の重畳により 6 次ラジアル力が抑制されることの評価のため、理想電流源を用いることで評価を行なった。図 4 に D2-Q2 軸電流への 6 次高調波成分の重畳の有無によるラジアル力の高調波解析結果を示す。モータの同期周波数が 100 Hz であることから 6 次ラジアル力は 600 Hz に表われるが、4.86 N から 0.0151 N となり、99.7%の低減が確認された。

〈4・2〉 電圧形インバータによる評価 実際の運用を

模擬し、電圧形インバータと電流制御器を用いたシステムのシミュレーションを行なった。図 5 に電流制御器に PIR 制御器を用い、電源共通の電圧形インバータを用いたシステムブロック図を示す。D2-Q2 軸電流への 6 次高調波成分の重畳の有無によるラジアル力、トルクの高調波解析結果を図 6 に示す。600 Hz に表われる 6 次ラジアル力は、4.82 N から 0.10 N となり、97.9%の低減が確認された。また、6 次トルクリプルは 3.27×10^{-4} Nm (w/o 6th current) および

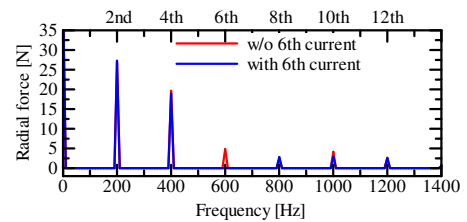


図4 理想電流源によるシミュレーション結果
Fig.4 Simulation result with ideal current source

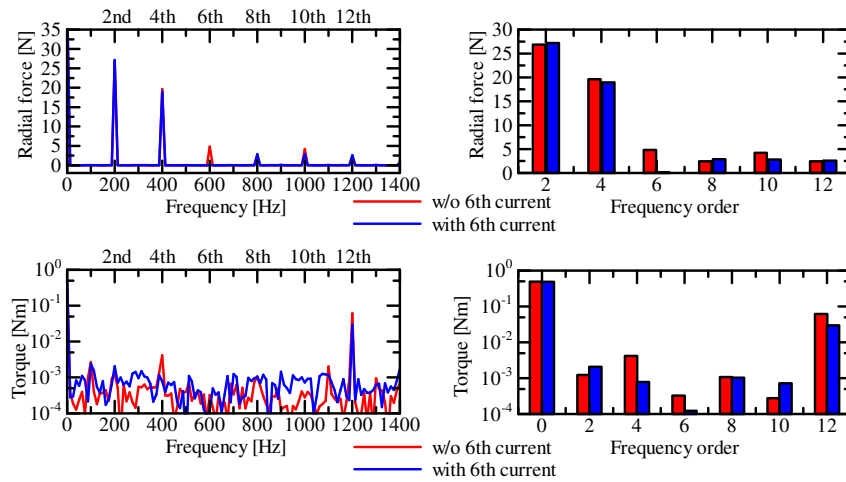


図6 電圧形インバータによるシミュレーション評価

Fig. 6 Simulation result

1.23×10^{-4} Nm (with 6th current) となり主トルク成分や12次トルク成分と比較して極めて小さいことから構造によって抑制されていると言える。ここで、6次トルクリプルの減少の理由としては、二組の巻線間による磁気干渉により、逆起電力による外乱の高調波成分が影響していると考えられる。

5. 結論

本稿では、PMSMの振動、騒音の低減を目的とし、6次トルクリプルと6次ラジアル力を低減するシステムを提案した。6次トルクリプルは、機械角30度の巻線ずれを有する奇数の極対数を持つ独立二重三相PMSMを使用することでその構造によって抑制される。6次ラジアル力は、二重巻線PMSMを採用することにより増加する2つの電流の冗長自由度に6次電流成分を重畳することで98.9%の抑制を確認した。提案方式は、二重巻線PMSMの冗長性から車載機器などで求められる信頼性を向上させつつ、その構造的特徴と制御により、従来の三相PMSMでは実現が難しかった6次トルクリプルと6次ラジアル力の同時抑制を達成した。

文 献

(1) Y. Kawai, H. Haga, and S. Kondo: "Power Inverter Based Comparison of Torque Ripple Suppression in IPMSM with Concentrated Winding", IEEJ Transaction on Industry Application, Vol.134, No.2 pp.127-138 (2014) (in Japanese)
川井由宇, 芳賀仁, 近藤正示: 「電力変換器の動作特性を考慮した集中巻IPMSMのトルク脈動抑制の特性比較」, 電気学会論文誌 D, Vol.134, No.2 pp.127-138 (2014)

(2) Y. Asano, Y. Honda, Y. Takeda, and S. Morimoto: "Reduction of Vibration on Concentrated Winding Permanent Magnet Synchronous Motors with Considering Radial Stress", IEEJ Transaction on Industry Application, Vol.121, No.11 pp.1185-1191 (2001) (in Japanese)
浅野能成, 本田幸夫, 武田洋次, 森本茂雄: 「集中巻永久磁石同期モータのラジアル応力に着目した振動抑制」, 電気学会論文誌 D, Vol.121, No.11 pp.1185-1191 (2001)

(3) Y. Kawai, H. Haga, and S. Kondo: "Torque Ripple Suppression Method for IPMSM with Concentrated Winding based on Spatial MMF Distribution", IEEJ, SPC-12-155/MD-12-49, pp.28-30 (2012) (in Japanese)
川井由宇, 芳賀仁, 近藤正示: 「集中巻IPMSMの空間起磁力分布に着目したトルク脈動抑制法」, SPC・MD 合同研究会, SPC-12-155・MD-12-49, pp.28-30 (2012)

(4) M. Watahiki, T. Mori, L. Lan, J. Tanaka, T. Ueda, T. Fukumura, M. Kanematsu, and H. Fujimoto: "Reduction of Sixth-order Radial Force by Harmonic Current Control and its Application to EPS Motors" IEEJ Transaction on Industry Application, Vol.139, No.8 pp.708-716 (2019) (in Japanese)
綿引正倫, 森智也, 蘭林峰, 田中淳也, 上田智哉, 福村友博, 兼松正人, 藤本博志: 「高調波電流制御による6次ラジアル力の低減とEPS用モータへの適用」, 電気学会論文誌 D, Vol.139, No.8 pp.708-716 (2019)

(5) M. Shamsi-Nejad, B. Nahid-Mobarakeh, S. Pierfederici and F. Meibody-Tabar, "Fault Tolerant and Minimum Loss Control of Double-Star Synchronous Machines Under Open Phase Conditions," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 55, no. 5, pp. 1956-1965, May 2008, doi: 10.1109/TIE.2008.918485.

(6) T. Suzuki, Y. Hayashi, H. Kabune and N. Ito, "Pulsewidth Modulation Control Algorithm for a Six-Phase PMSM: Reducing the Current in the Inverter Capacitor and Current Sensing With Resistors," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 66, no. 6, pp. 4240-4249, June 2019, doi: 10.1109/TIE.2018.2863192.

(7) T. Suzuki, H. Kabune, and N. Ito: "Minimum Peak Current Maximum Torque of Dual Winding Motor", IEEJ Transaction on Industry Application, Vol.136, No.8 pp.532-539 (2016) (in Japanese)
鈴木崇志, 株根秀樹, 伊藤徳久: 「2重巻線電動機の最小相電流ピーク最大トルク通電方法」, 電気学会論文誌 D, Vol.136, No.8 pp.532-539 (2016)

(8) S. Kallio, M. Andriollo, A. Tortella and J. Karttunen, "Decoupled d-q Model of Double-Star Interior-Permanent-Magnet Synchronous Machines," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 60, no. 6, pp. 2486-2494, June 2013, doi: 10.1109/TIE.2012.2216241.

(9) J. Karttunen, S. Kallio, P. Peltoniemi, P. Silventoinen and O. Pyrhönen, "Decoupled Vector Control Scheme for Dual Three-Phase Permanent Magnet Synchronous Machines," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 61, no. 5, pp. 2185-2196, May 2014, doi: 10.1109/TIE.2013.2270219.

(10) C. Liu, F. Blaabjerg, W. Chen and D. Xu, "Stator Current Harmonic Control With Resonant Controller for Doubly Fed Induction Generator," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 27, no. 7, pp. 3207-3220, July 2012, doi: 10.1109/TPEL.2011.2179561.