

IPMSMの鎖交磁束に着目した6次ラジアル力のモデル化及びその検証

兼松正人*, 藤本博志, 堀洋一 (東京大学),
榎本俊夫, 金堂雅彦, 金原俊一, 吉本貫太郎,
宮川隆行 (日産自動車)

Modeling and Verification of 6th radial force Based on Flux Linkage in IPMSMs

Masato Kanematsu*, Hiroshi Fujimoto, Yoichi Hori (The University of Tokyo)

Toshio Enomoto, Masahiko Kondou, Shunichi Kanehara, Kantaro Yoshimoto,

Takayuki Miyakawa (Nissan Motor Co., LTD.)

Abstract

IPMSMs (Interior Permanent Magnet Synchronous Motors) are widely used for many industrial applications. However, IPMSMs are known to cause large noise and vibration owing to the fluctuation of torque and radial force. In this paper, modeling of 6th radial force based on flux linkage is proposed. This simple modeling enables to suppress 6th radial force using dq-axis harmonic current. The modeling of 6th radial force is verified by FEA using three motor model. Finally, simulations and experiments are performed to show the verification of modeling of 6th order radial force.

キーワード：埋込磁石同期モータ, 鎖交磁束, ラジアル力, ラジアル力抑制制御, 振動抑制, 車載モータ
(IPMSM, flux linkage, radial force, radial force suppression control, vibration suppression, traction motor)

1. 序 論

埋込磁石同期モータ (Interior Permanent Magnet Synchronous Motor: IPMSM) は高出力密度かつ高効率であることから産業界で広く使われている。特に電気自動車応用では求められる要求が他の産業界よりも高く、IPMSM が持つトルクリプルや半径方向電磁加振力 (Radial Electromagnetic Force: ラジアル力) による音・振動に関して非常に高い静粛性・低振動性が求められている。

ラジアル力を抑制する設計法は先行研究により提案されている⁽²⁾⁽³⁾⁽⁴⁾⁽⁵⁾が、ラジアル力のモデル化及び制御法に関しては未だに不明瞭な点が多い。そこで筆者らは制御によるラジアル力抑制手法に注目している。先行研究としては、屋代らの研究⁽⁶⁾などがあるが、特定駆動条件において多項式近似を用いて電流とラジアル力の関係をモデル化しているため、駆動条件が変わると適用できないなどの問題がある。PWM キャリアに起因する振動の抑制制御手法として文献⁽⁷⁾などがある。フーリエ級数展開を用いてラジアル力分布を直接記述するという試み⁽⁸⁾もあるが、モデル化が非常に複雑となり、制御に用いることの出来るラジアル力の簡易モデルが構築されているとは言いがたい。

IPMSM ではステータの機械特性と電磁加振力を考慮すると、時間次数として電気角2次と電気角6次のラジアル力が音振動に寄与する加振力になりやすいことが知られている⁽¹¹⁾。そこで著者らは、ラジアル力の主成分である電気角2次ラジアル力の簡易なモデル化及びその制御方法について提案してきた⁽¹²⁾。一方、電気角6次ラジアル力は大きさとしては小さいが、空間として円環0次のモードを持つ

電磁加振力であり、ステータ表面に伝わりやすく抑制手法の確立が急務となっている⁽¹¹⁾。

本稿では1ティース全体に働くラジアル力の時間高調波成分がステータの振動になるという前提に基づき、1ティース全体に働く電気角6次成分のラジアル力近似モデルを鎖交磁束に着目して導出する。文献⁽¹³⁾では、 $i_q = 0$ でのラジアル力近似モデルを提案しているが、本稿はその拡張である。このラジアル力近似モデルは制御に適した簡潔で直観的なモデルであり、dq軸高調波電流のいずれれを用いても6次ラジアル力を抑制出来ることを示唆している。そこでラジアル力近似モデルに基づきdq軸高調波電流を用いて6次ラジアル力を抑制する。最後に実験により近似モデルの妥当性を検証し、実験において6次ラジアル力抑制制御の効果を検証する。

2. 本稿で用いる仮定

本節では本稿で用いる仮定について述べる。電磁界解析は、JSOL株式会社のJMAG (electromagnetic field analysis software) を用いて理想電流かつ定速条件にて2次元磁界解析を行っている。

2.1 電流, 鎖交磁束と電磁加振力の関係 U相1ティースを貫く全磁束 $\phi_u(t)$ はU相鎖交磁束 $\psi_u(t)$ を用いて式(1)で表される。

$$\phi_u(t) = \frac{\psi_u(t)}{N}. \quad (1)$$

ここで、 N は1相当りりの巻き数であり、全てのコイルは直列に接続されているとする。

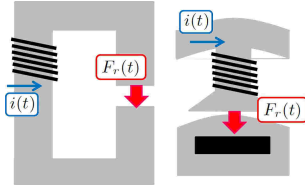


図 1 馬蹄型電磁石との類似性

本稿では半径方向磁束分布 $B_\theta(t)$ は微小と仮定し，ティースに鎖交する全ての磁束が半径方向磁束分布 $B_r(t)$ になると仮定する。

$$\phi_u(t) = \int B_r(t) dS \quad (2)$$

ここで U 相 1 ティースに働くラジアル力 $f_u(t)$ はマクスウェル応力の式を用いて式 (3) となる。

$$f_u(t) = \int \frac{B_r(t)^2}{2\mu_0} dS \quad (3)$$

ここで S は空隙に対向するティース面積である。ここで，ティース面積 S 上で磁束分布は一様であると仮定すると式 (2), (3) はそれぞれ式 (4), (5) となる。

$$\phi_u(t) = B_r(t)S \quad (4)$$

$$f_u(t) = \frac{B_r(t)^2}{2\mu_0} S \quad (5)$$

本稿では定速条件を考えるため，ラジアル力を電気角 θ の関数として書き直す。式 (1), (4) を式 (5) に代入することにより式 (6) を得る。

$$f_u(\theta) = \frac{\psi_u^2(\theta)}{2\mu_0 SN^2} = A\psi_u^2(\theta) \quad (6)$$

$$A := \frac{1}{2\mu_0 SN^2} \quad (7)$$

式 (6) をラジアル力の近似モデルとし，式 (6) を評価していく。なお以上の内容は図 1 の馬蹄型電磁石で一般に成立する仮定である。

2.2 鎖交磁束に関する仮定 永久磁石による U 相鎖交磁束 $\psi_{um}(\theta)$ と電流による U 相鎖交磁束 $\psi_{ui}(\theta)$ は線形独立であるとして扱う。

$$\psi_u(\theta) = \psi_{um}(\theta) + \psi_{ui}(\theta) \quad (8)$$

本稿では 8P12S, 12P18S, 16P24S の集中巻 IPMSM の電磁界解析モデルを用いてラジアル力近似式の精度を検証する。ロータの磁石配置は V 字である。実験では本研究室で所有する 12P18S の IPMSM を用いる。6 次ラジアル力を考えるため， $\psi_{um}(\theta)$ は式 (9) のように 7 次成分まで考慮する。

$$\psi_{um}(\theta) = \psi_{1m} \cos \theta + \psi_{5m} \cos 5\theta + \psi_{7m} \cos 7\theta \quad (9)$$

5 次鎖交磁束 ψ_{5m} 及び 7 次鎖交磁束は ψ_{7m} 基本波磁束に対し，位相が反転している際には負の値を取りうる。3 相の対称性より，UVW 各相ティースに働くラジアル力は同振幅かつ同位相であるため U 相のみを扱う。IPMSM のパラメータを表 1 に示す。

表 1 Parameters of IPMSM

motor type	8P12S	12P18S	16P24S
turn number N	120	120	120
a pair of poles P	4	6	8
teeth area S [mm ²]	621	413	325
ψ_{m1} [mWb]	63.0	36.2	22.8
L_d [mH]	1.04	0.866	0.621
L_q [mH]	1.85	1.31	0.817
airgap length	1mm		
stator outer diameter	150mm		
rotor outer diameter	100mm		
stack length	30mm		

2.3 電流指令値の定義 本稿では， dq 軸電流を下記のように定義し，ラジアル力近似式に代入することにより， dq 軸高調波電流から 6 次ラジアル力までの関係性を明らかにする。

$$i_d := I_{d0} + i_{d6} \quad (10)$$

$$i_{d6} := I_{d6} \cos(6\theta - \theta_{d6}) \quad (11)$$

$$i_q := I_{q0} + i_{q6} \quad (12)$$

$$i_{q6} := I_{q6} \cos(6\theta - \theta_{q6}) \quad (13)$$

3. 本稿で提案する 6 次ラジアル力のモデル化及び制御法

3.1 d 軸高調波電流から 6 次ラジアル力までの伝達特性 d 軸高調波電流 i_{d6} によって生じる U 相鎖交磁束 ψ_{uih} は式 (14) で表される。

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \psi_{uih} \\ \psi_{vih} \\ \psi_{wih} \end{bmatrix} &= \mathbf{C}_{dq}^{uvw} \begin{bmatrix} L_d I_{d6} \cos(6\theta - \theta_{d6}) \\ 0 \end{bmatrix} \\ &= \sqrt{\frac{1}{6}} L_d I_{d6} \begin{bmatrix} \cos(5\theta - \theta_{d6}) + \cos(7\theta - \theta_{d6}) \\ \cos(5\theta - \theta_{d6} + \frac{2}{3}\pi) + \cos(7\theta - \theta_{d6} - \frac{2}{3}\pi) \\ \cos(5\theta - \theta_{d6} + \frac{4}{3}\pi) + \cos(7\theta - \theta_{d6} - \frac{4}{3}\pi) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (14)$$

そのため U 相の全鎖交磁束は式 (15) となる。

$$\begin{aligned} \psi_u(\theta) &= \sqrt{\frac{2}{3}} (\Psi_{1m} + L_d I_{d0}) \cos \theta - \sqrt{\frac{2}{3}} L_q I_{q0} \sin \theta \\ &\quad + \psi_{5m} \cos 5\theta + \sqrt{\frac{1}{6}} L_d I_{d6} \cos(5\theta - \theta_{d6}) \\ &\quad + \psi_{7m} \cos 7\theta + \sqrt{\frac{1}{6}} L_d I_{d6} \cos(7\theta - \theta_{d6}) \end{aligned} \quad (15)$$

ここで $\Psi_{1m} := \sqrt{\frac{3}{2}} \psi_{1m}$ である。本稿では dq/UVW 変換に絶対変換を用いている。式 (15) を式 (6) に代入し， d 軸高調波電流に起因する 6 次ラジアル力の項のみ整理すると式 (16) となる。

$$\begin{aligned} f_{i_{d6}}(I_{d0}, I_{q0}, I_{d6}, \theta_{d6}) &= \frac{A}{3} (\Psi_{1m} + L_d I_{d0}) L_d I_{d6} \cos(6\theta - \theta_{d6}) \\ &= K_{dr}(I_{d0}, I_{q0}) i_{d6} \end{aligned} \quad (16)$$

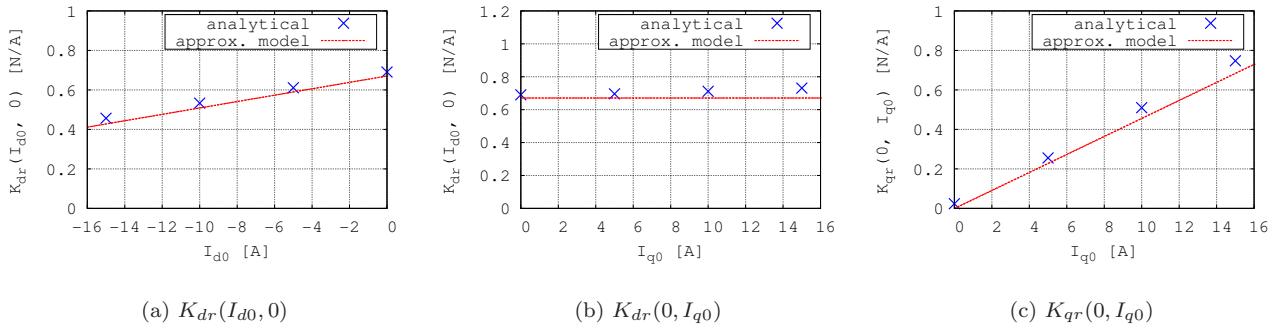


図2 $K_{dr}(I_{d0}, I_{q0}), K_{qr}(I_{d0}, I_{q0})$ の電磁界解析結果 (12P18S)

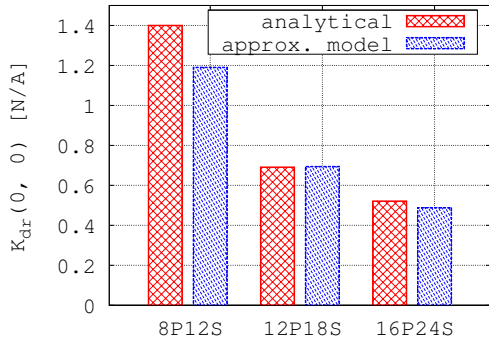


図3 $K_{dr}(I_{d0}, I_{q0})$ の電磁界解析結果 (モータ間の比較)

$$K_{dr}(I_{d0}, I_{q0}) := \frac{A}{3} (\Psi_{1m} + L_d I_{d0}) L_d \quad (17)$$

式 (17) に注目すると、 d 軸 6 次高調波電流 i_{d6} は、位相遅れが生じることなく $K_{dr}(I_{d0}, I_{q0})$ 倍されて 6 次ラジアル力になることを示している。 $K_{dr}(I_{d0}, I_{q0})$ は、 $i_{d6} = \cos 6\theta$ として解析したラジアル力の周波数解析結果より求まる。12P18S のモデルを用いて、 $K_{dr}(I_{d0}, I_{q0})$ の近似精度を評価した電磁界解析結果を図 2(a)2(b) に示す。式 (17) を導くために数多くの仮定をおいているにも関わらず、6 次ラジアル力の近似モデルと電磁界解析結果はよく一致している。また、3 種類のモータモデルで $I_{d0} = 0, I_{q0} = 0$ での近似精度を比較した電磁界解析結果を図 3 に示す。図 3 から、モータモデルが違って精度よく近似モデルと解析値が一致する。また、極対数が小さい時は空間高調波の影響で前項の仮定が成立しづらく、近似モデルと解析値の誤差につながっていると考えられる。

3・2 q 軸高調波電流による 6 次ラジアル力までの伝達特性 q 軸高調波電流による U 相高調波鎖交磁束 $\psi_{vih}(\theta)$ は式 (18) となる。

$$\begin{bmatrix} \psi_{vih}(\theta) \\ \psi_{vih}(\theta) \\ \psi_{wih}(\theta) \end{bmatrix} = C_{dq}^{uvw} \begin{bmatrix} 0 \\ L_q I_{q6} \cos(6\theta - \theta_{q6}) \end{bmatrix}$$

$$= \sqrt{\frac{1}{6}} L_q I_{q6} \begin{bmatrix} \sin(5\theta - \theta_{q6}) - \sin(7\theta - \theta_{q6}) \\ \sin(5\theta - \theta_{q6} + \frac{2}{3}\pi) - \sin(7\theta - \theta_{q6} - \frac{2}{3}\pi) \\ \sin(5\theta - \theta_{q6} + \frac{4}{3}\pi) - \sin(7\theta - \theta_{q6} - \frac{4}{3}\pi) \end{bmatrix} \quad (18)$$

同様に式 (6) に代入することにより、 q 軸高調波電流による 6 次ラジアル力は式 (19) となる。

$$\begin{aligned} f_{i_{q6}}(I_{d0}, I_{q0}, I_{q6}, \theta_{q6}) &= \frac{A}{3} L_q I_{q0} L_q I_{q6} \cos(6\theta - \theta_{q6}) \\ &= K_{qr}(I_{d0}, I_{q0}) i_{q6} \end{aligned} \quad (19)$$

$$K_{qr}(I_{d0}, I_{q0}) := \frac{A}{3} L_q^2 I_{q0} \quad (20)$$

図 2(c) に電磁界解析結果を示す。式 (20) からは、 q 軸高調波電流により生じる 6 次ラジアル力は q 軸基本波電流に比例することが示されているが、これは図 2(c) の解析結果と一致している。

3・3 6 次ラジアル力制御法 前節までで 6 次高調波電流から 6 次ラジアル力までの伝達特性が明らかになった。ここで抑制したい 6 次ラジアル力を $f_{base}(I_{d0}, I_{q0})$ とおくと、全 6 次ラジアル力 $f_{r6}(i_d, i_q)$ は式 (21) と表せる。

$$\begin{aligned} f_{r6}(i_d, i_q) &= f_{base}(I_{d0}, I_{q0}) \\ &+ K_{dr}(I_{d0}, I_{q0}) i_{d6} + K_{qr}(I_{d0}, I_{q0}) i_{q6} \end{aligned} \quad (21)$$

$$f_{base}(I_{d0}, I_{q0}) := F_{base} \cos(6\theta - \theta_{base}) \dots \dots \dots (22)$$

式 (21) からは、6 次ラジアル力は dq 軸のどちらの高調波電流を用いても抑制出来ることを示している。電磁界解析により、 F_{r6}, f_{r6} を既知であるとする、抑制するための dq 軸高調波電流指令値は式 (23), (24) となる。

$$i_{d6:\text{opt}} = -\frac{F_{base}(I_{d0}, I_{q0})}{K_{dr}(I_{d0}, I_{q0})} \cos(6\theta - \theta_{base}) \quad (23)$$

$$i_{q6:\text{opt}} = -\frac{F_{base}(I_{d0}, I_{q0})}{K_{qr}(I_{d0}, I_{q0})} \cos(6\theta - \theta_{base}) \quad (24)$$

駆動条件として $I_{q0} = 10\text{A}, I_{d0} = 0\text{A}$ とし、3 種類のモータにて $i_{d6:\text{opt}}$ を注入した際の 6 次ラジアル力制御結果を図 4 に示す。どのモータにおいても大幅に 6 次ラジアル力が低減出来ている。 $i_{q6:\text{opt}}$ を注入した際も同様であるのでここでは割愛した。

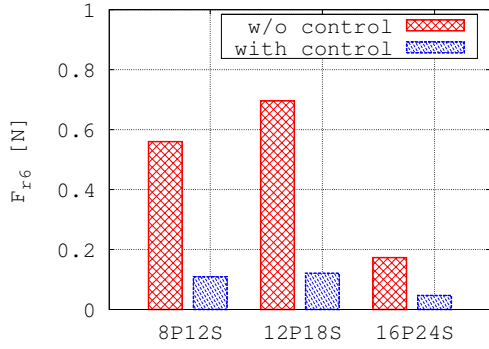


図4 $i_{d6:\text{opt}}$ による6次ラジアル力制御 (電磁界解析)

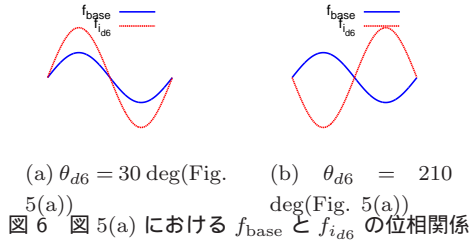


図6 図5(a)における f_{base} と $f_{i_{d6}}$ の位相関係

4. 実験結果

実験では、試験モータ表面の半径方向加速度をラジアル力として評価する。試験モータの角速度 ω_0 は負荷モータにて 800rpm に速度制御する。試験モータの特徴として、加速度を大きく測定するためにバックヨークを 5mm と薄く作ってある。ラジアル力を直接測定することは困難であるため、ステータ表面に3軸加速度計を貼り、半径方向、周方向の加速度を周波数解析して評価する。実験結果では、周方向加速度の考察のために負荷モータと試験モータのカップリングに設置してあるトルクメータ出力 T_s の周波数解析結果も合わせて記載する。なお、電流制御系はフィードバックが極零相殺型 PI 制御の完全追従制御 (PTC) を用いる。ステータ表面の電気角 6 次半径方向加速度スペクトル $a_{r6}(\omega)$ は理論的に式 (25) で表される。ベンチの仕様として軸捩れ共振が 250Hz, 負荷モータ (極対数 4) の 6 次トルクリプルが 320Hz に存在するため, T_s, a_θ の実験データにその影響がみられる。

$$a_{r6}(\omega) = H(\omega) f_{r6}(i_d, i_q) \quad (25)$$

ここで, $H(\omega)$ は角速度 ω での半径方向伝達特性である。

4.1 近似モデルの検証 近似モデル (17)(20) を実験において検証するために以下の実験を行った。 $I_{d6} = 2.5\text{A}$, $I_{q6} = 0\text{A}$, $I_{d0} = 0\text{A}$ とし, I_{q0} 及び $\theta_{i_{d6}}$ を変化させた時のステータ表面 6 次半径方向加速度を図 5(a) に示す。図 5(a) では, d 軸高調波電流の位相を変化させることにより, 6 次ラジアル力の位相を変化させることが出来る。その結果, 抑制したい f_{base} と逆位相になる際に半径方向加速度が弱めあい, 同位相になると強め合う。 $I_{q0} = 5\text{A}$ の時の $\theta_{d6} = 30, 210[\text{deg}]$ の際の位相関係を図 6 に示す。よって

この駆動条件では $\theta_{\text{base}} = 30\text{deg}$ と同定出来る。ここから, $f_{\text{base}}, \theta_{\text{base}}$ を求めて d 軸高調波電流による半径方向加速度のみ抽出した結果を図 5(b) に示す。図 5(b) は近似モデル (17) が示す通り, I_{q0} に依存しないことが確認できる。図 5(b) の平均値が $3.37 \times 10^{-2} \text{m/s}^2$ であることから d 軸高調波 1 A により生じる半径方向加速度までの伝達特性 $H(\omega_0)K_{dr}(I_{d0}, I_{q0})$ は,

$$(H(\omega_0)K_{dr}(0, 5))' = 1.35 \times 10^{-2} [\text{m/s}^2/\text{A}] \quad (26)$$

となる。なお (') は実験において同定したパラメータであることを示す。

同様に $I_{d6} = 0\text{A}$, $I_{q6} = 2.5\text{A}$, $I_{d0} = 0\text{A}$ とし, I_{q0} 及び $\theta_{i_{q6}}$ を変化させた際のステータ表面 6 次加速度を図 5(c) に示す。図 5(b) と同様に q 軸高調波電流による半径方向加速度のみを抽出した結果を図 5(d) に示す。近似モデル (20) からは, $I_{q0} = 10\text{A}$ の時の平均値は $I_{q0} = 5\text{A}$ の平均値の 2 倍になると予想されるが, 図 5(d) からは 1.3 倍程度になった。なお, 同様に次式を得る。

$$(H(\omega_0)K_{qr}(0, 5))' = 2.26 \times 10^{-2} [\text{m/s}^2/\text{A}] \quad (27)$$

4.2 6次ラジアル力制御結果

本節では 6 次ラジアル力制御を駆動条件 800rpm, $I_{d0} = 0\text{A}$, $I_{q0} = 5\text{A}$ にて行う。6 次ラジアル力制御試験において, 電磁界解析結果から得られた dq 軸電流指令値を実験で用いると予想されたより振動低減効果が少なかった。そこで最大の振動低減効果を実現するために実験においてパラメータを同定し試験した。手順を下記に示す。

まず高調波電流を 0 に制御し, 抑制したい駆動条件において半径方向加速度 $a_{r6}(I_{d0}, I_{q0})$ を測定する。

$$(H(\omega_0)F_{\text{base}}(I_{d0}, I_{q0}))' = a_{r6}(I_{d0}, I_{q0}) \quad (28)$$

実験結果を図 7(a) 7(d) 7(g) 7(j) 7(m) に示す。図 7(a) の電気角 6 次スペクトルから,

$$(H(\omega_0)F_{\text{base}}(0, 5))' = 2.97 \times 10^{-2} [\text{m/s}^2] \quad (29)$$

である。前節で得られた式 (26)(27) を用い, dq 軸高調波電流指令値をそれぞれ式 (30) (31) とする。

$$i_{d6:\text{opt}} = -\frac{(H(\omega_0)F_{\text{base}}(0, 5))'}{(H(\omega_0)K_{dr}(0, 5))'} \cos(6\theta - \theta_{\text{base}}) \quad (30)$$

$$i_{q6:\text{opt}} = -\frac{(H(\omega_0)F_{\text{base}}(0, 5))'}{(H(\omega_0)K_{qr}(0, 5))'} \cos(6\theta - \theta_{\text{base}}) \quad (31)$$

$$i_{d6:\text{opt}} = -2.20 \cos\left(6\theta - \frac{1}{6}\pi\right) \quad (32)$$

$$i_{q6:\text{opt}} = -1.31 \cos\left(6\theta - \frac{1}{6}\pi\right) \quad (33)$$

図 4.2 に $i_{d:\text{opt}}$ 及び $i_{q:\text{opt}}$ を流した際の 6 次ラジアル力抑制制御の実験結果を示す。

図 7(a)7(b)7(c) からどちらの高調波電流を用いた場合で

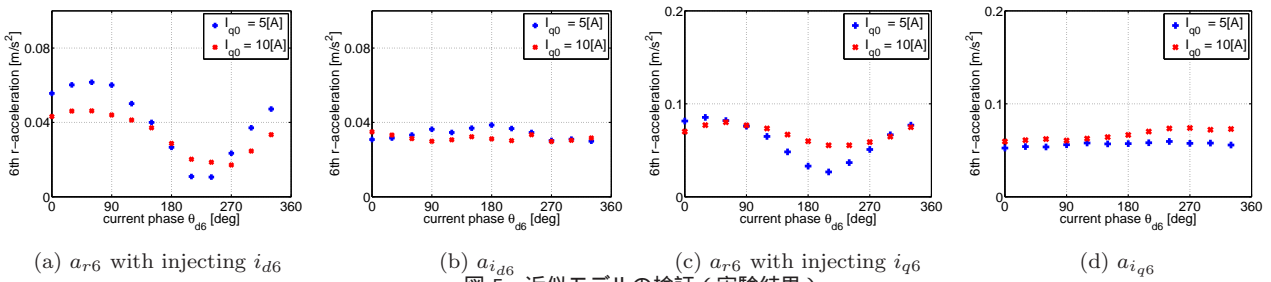


図5 近似モデルの検証（実験結果）

も6次ラジアル力に起因する振動成分が大幅に低減出来ている。しかし $i_{q6:opt}$ を用いた時には図7(d)7(f) から6次トルクリプルに起因する周方向振動が増加している。一方、 $i_{d6:opt}$ を用いた時には図7(d)7(e) から周方向振動を悪化させることなく半径方向の振動のみ低減出来ている。これは d 軸高調波電流がリラクタンストルクを通して生じるトルクリプルへの影響はほとんどみられないことを意味し、リラクタンストルクがそれほど大きくないモータでは、 d 軸高調波電流を用いる方がよいと言える。

5. 結論

本稿では、 dq 軸6次高調波電流から6次ラジアル力までの近似モデル、及びそのモデルを用いた6次ラジアル力制御を電磁界解析及び実験にて検証した。近似モデル(17)(20)から、 d 軸高調波電流が作る6次ラジアル力は永久磁石基本波磁束や d 軸基本波電流に依存することが分かった。 q 軸高調波電流が作る6次ラジアル力は、 q 軸基本波電流に依存し、永久磁石基本波磁束や d 軸基本波電流とは独立であることも示した。駆動条件 K_{d0}, I_{q0} によって、 $K_{dr}(I_{d0}, I_{q0}) > K_{qr}(I_{d0}, I_{q0})$ であれば、 d 軸高調波電流を用いることで少ない電流振幅で6次ラジアル力を抑制出来る。 $K_{dr}(I_{d0}, I_{q0}) < K_{qr}(I_{d0}, I_{q0})$ であれば、トルクリプルの悪化は生じるが q 軸高調波電流を用いた方が高調波電流振幅が小さくなる事が期待される。 dq 軸のどちらの高調波電流を用いてラジアル力制御を行うべきかについても今後検討を進めていく。また、今回得られた簡易な近似モデルは従来不明瞭であったトルクリプル抑制制御とラジアル力抑制制御の関係性も明確に説明出来る。今後、詳細な実験と共に有用性を検証する予定である。

参考文献

- (1) T. Hattori, K. Narita, Y. Sakashita, T. Yamada, K. Hanaoka, and K. Akatsu: "Modeling Method of Vibration Analysis Model for Permanent Magnet Motor", IEE of Japan Technical Meeting Record, MAG-10-38, No. 26, pp. 61-66, 2010(in Japanese).
- (2) Tao Sun, Ji-Min Kim, Geun-Ho Lee, Jung-Pyo Hong, Myung-Ryul Choi: "Effect of Pole and Slot Combination on Noise and Vibration in Permanent Magnet Synchronous Motor," Magnetics, IEEE Transactions on , vol.47, no.5, pp.1038-1041, May 2011
- (3) T. Kobayashi, Y. Takeda, M. Sanada, and S. Morimoto: "Vibration Reduction of IPMSM with Concentrated Winding by Making Holes", T.IEEJapan, Vol. 124-D, No. 2, pp. 202-207, 2004(in Japanese).
- (4) Y. Asano, Y. Honda, Y. Takeda, and S. Morimoto: "Reduction of Vibration on Concentrated Winding Permanent Magnet Synchronous Motors with Considering Radial

- Stress.", T.IEEJapan, Vol. 121-D, No. 11, pp. 1185-1191, 2001 (in Japanese).
- (5) R. Takahata, S. Wakui, K. Miyata, K. Noma, and M. Senoo: "Study on Reduction in Vibrations of Concentrated Winding Permanent Magnet Synchronous Motor by Skew Effects of Rotor", T.IEEJapan, Vol. 132-D, No. 2, pp. 278-287, 2012(in Japanese).
- (6) H. Yashiro and H. Takada: "Reduction of a Radial Electromagnetic Oscillating Force of an Electrical Motor by Superposing a High Order Current", Transactions of the Japan Society of Mechanical Engineers. C, Vol. 72, No. 715, pp. 723-728, 2006(in Japanese).
- (7) E. Zeze, K. Akatsu: "Vibration improvement by current hysteresis control for PM motor", JIASC2012, pp. III-149-152 (2012)(in Japanese)
- (8) Z.Q. Zhu, et al: "Analytical modeling and finite-element computation of radial vibration force in fractional-slot permanent-magnet brushless machines." Industry Applications, IEEE Transactions on 46.5 (2010): 1908-1918.
- (9) Divandari, M.; Dadpour, A.; "Radial force and torque ripple optimization for acoustic noise reduction of SRM drives via fuzzy logic control," Industry Applications (INDUSCON), 2010 9th IEEE/IAS International Conference on , vol., no., pp.1-6, 8-10 Nov. 2010
- (10) T. Miyakawa: "EV用モータの振動騒音のメカニズムと最新の解析技術について", 第31次モータ技術フォーラム, 2012-12-21.
- (11) T. Miyakawa, et. el: "EV用モータの振動・騒音予測技術開発", 自動車技術会 2013年春季大会, No.43-13(2013)
- (12) M. Kanematsu, T. Miyajima, H. Fujimoto, Y. Hori, T. Enomoto, M. Kanayama, T. Miyakawa, and K. Yoshimoto: "Base Study on Radial Force Reduction with d-axis Current Considering Magnetic Flux Distribution", JIASC2012, pp. III-215-218 (2012)(in Japanese)
- (13) M.Kanematsu, et al., "Proposal of Simultaneous Suppression Control of 6th Radial Force and 6th Torque Ripple for IPMSM Based on Flux Linkage - Verification on No-Load Condition -", IEE of Japan Technical Meeting Record, VT-13-018, pp.19-24(2013)(in Japanese)
- (14) F. Ishibashi, S. Noda, S. Yanase, and T. Sasaki: "Magnetostriction and Motor Vibration", T.IEEJapan, Vol. 123-A, No.6, pp. 569-573, 2003(in Japanese).

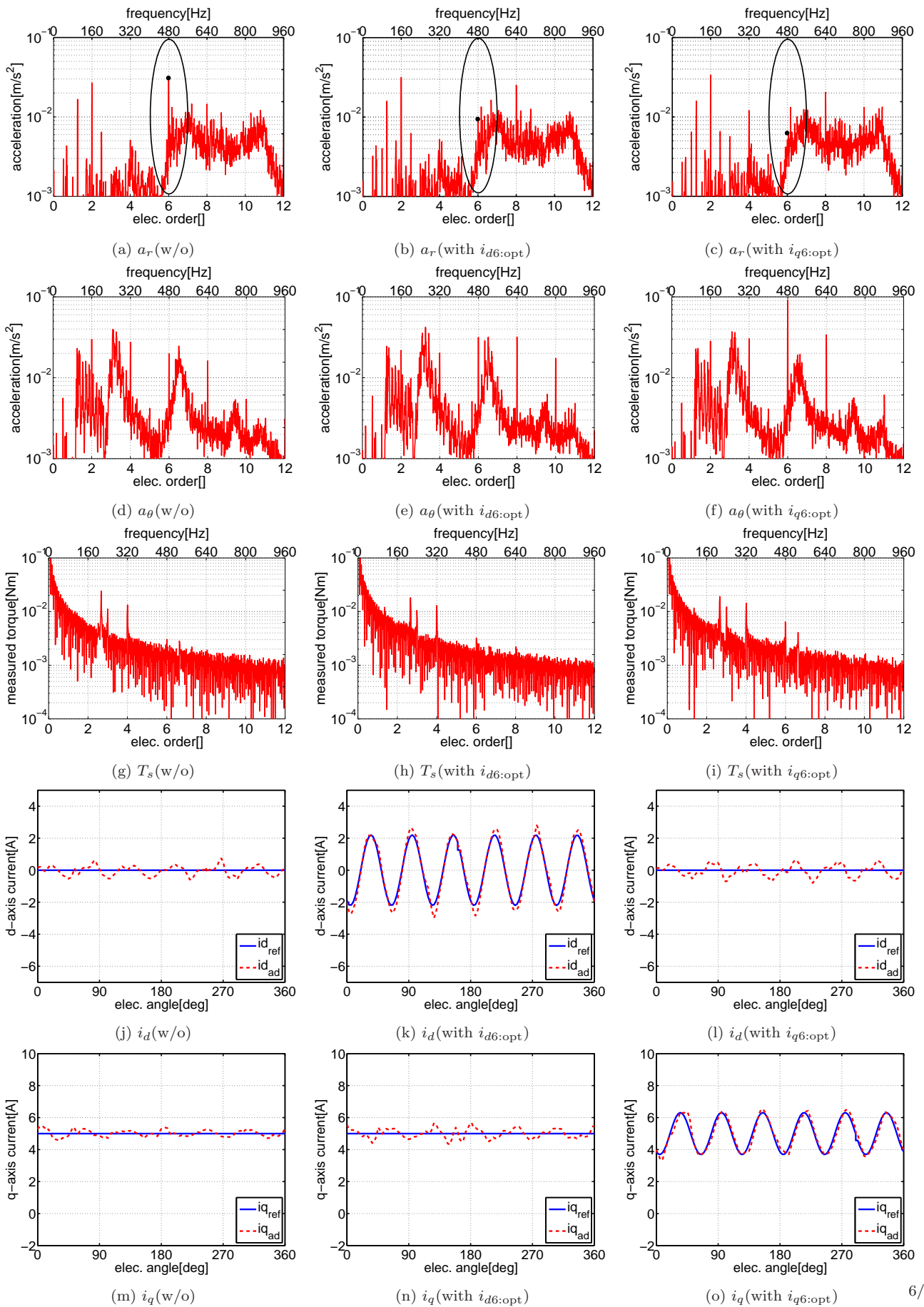


図7 6次ラジアル力制御（実験結果）