

永久磁石同期モータにおける鉄損低減が可能な電流三次高調波成分の 注入制御の基礎検討

秋月 海輝, 藤田 稔之, 永井 栄寿, 藤本 博志 (東京大学)
中川 倫博, 山下 尚也, 宮島 孝幸, 安田 善紀, 山際 昭雄 (ダイキン工業)

Basic study of injection control of current third-order harmonics to reduce iron loss in Permanent Magnet Synchronous Motors

Kaiki Akizuki, Toshiyuki Fujita, Sakahisa Nagai, Hiroshi Fujimoto (The University of Tokyo)

Michihiro Nakagawa, Naoya Yamashita, Takayuki Miyajima, Yoshiki Yasuda, Akio Yamagiwa (DAIKIN INDUSTRIES,LTD.)

In this paper, we investigated an appropriate injection control method of unbalanced third harmonic current in order to reduce iron loss in current control for achieving further high-efficiency operation of permanent magnet synchronous motors. The experimental results showed that the iron loss was reduced by the change in the low-order harmonic components of the magnetic field strength compared to the conventional current control method in the high-load region.

キーワード：永久磁石同期モータ, 鉄損, 電流三次高調波注入, H コイル法
(Permanent Magnet Synchronous Motor(PMSM), Iron loss, Current third-order harmonics injection, H-coil method)

1. 序論

近年, 地球温暖化対策が求められており, それに伴い, 省エネ技術の必要性も高まっている. 国際エネルギー機関 (IEA) によると, 2016 年時点で世界電力使用量の 53% がモータに由来していると報告されている⁽¹⁾. 省エネ性能向上に貢献することができるモータの 1 つとして埋込型永久磁石同期モータ (IPMSM: Interior Permanent Magnet Synchronous Motor) が挙げられる. IPMSM は回転子に永久磁石を使用したもので, 構造としては磁石が回転子内部に位置している. 利点として, 保守性や制御性に優れ, マグネットトルクやリラクタンストルクを利用できるため, 高出力で高効率な運転が可能である. これより, エアコン等の家電製品をはじめ, 電気自動車や産業用機器など広い分野で用いられている.

産業分野における永久磁石同期モータの課題の一つにさらなる高効率運転の達成が挙げられる. 永久磁石同期モータで発生する損失には, 巻線の抵抗成分で発生する銅損, 回転の摩擦に起因する機械損, そして鉄心および磁石部分で発生する鉄損の 3 つが存在する. 銅損に関する研究として, デュアル 3 相 PMSM や表面型永久磁石同期モータ (SPMSM: Surface Permanent Magnet Synchronous Motor) における銅損最小化制御など⁽²⁾⁻⁽⁴⁾ が挙げられ, 機械損に関する研究としては, 機械損以外の損失を考慮することにより, 機械損を予測する研究などが挙げられる⁽⁵⁾. 鉄損に関する研究も多く存在し, 鉄損の解析や算出方法に関しては, モータの巻線構造に着目してヒステリシス特性や渦電流の考慮の有無によるモータ特性を有限要素法によって解析した研究⁽⁶⁾ や電磁

鋼板における表皮効果と磁気飽和が回転機の鉄損特性に与える影響について考察した研究⁽⁷⁾, IPMSM における鉄損を提案した回路モデルを用いることによって算出して妥当性を検証した研究⁽⁸⁾ などが挙げられる. 鉄損の低減に関しては, 従来の等価鉄損モデルを拡張して高調波成分まで考慮した等価鉄損モデルを提案し, そのモデルに基づいて最適効率を満たす電流位相を検討した研究⁽⁹⁾ や五次調波重畳 PWM 制御によって, モータに高調波を重畳させることでモータ損失とインバータ損失を低減させることに成功した研究⁽¹⁰⁾, 磁気飽和現象に着目し, 可変界磁 IPMSM において変調電流の最適化を検討した研究⁽¹¹⁾ や鉄損が大きい高速領域に着目し, 鉄損を低減させることが可能なパルスパターン生成方法に関する研究⁽¹²⁾ などが挙げられる.

著者らは, 鉄損について着目し, 直接計測方法について検討を行っている. モータ内部の磁界強度及び磁束密度を H コイル法⁽¹³⁾⁽¹⁴⁾ を用いることで直接的に計測し, 一般的な電流制御手法として知られている PI (Proportional Integral) 制御と入力電流に含まれる高調波の抑制を目的とした繰り返し完全追従制御 (RPTC: Repetitive Perfect Tracking Control) を適用した際のティースの一部分で生じる鉄損の比較を BH 曲線を用いて行った⁽¹⁵⁾. 結果として, RPTC による低次高調波電流抑制効果に伴い, 磁界強度の 3 次・5 次高調波を低減し, 鉄損が 8.45% 低減していることを確認した.

上記を受けて, 3 次 5 次の電流高調波が BH カーブに大きな影響を与えると考えた著者らは 3 次高調波成分を重畳することによって鉄損の低減ができるのではないかと想起した. 本論文では, 飽和領域での運転に注目し, 3 相 3 線 PMSM

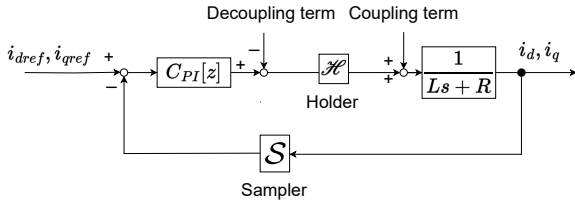


図1 一般的な電流制御 (PI 制御)
Fig. 1. General current control (PI control) .

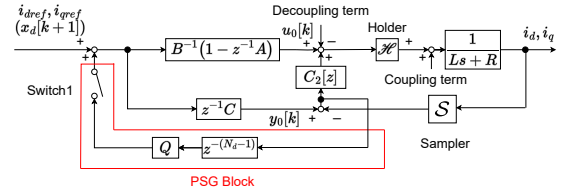


図2 繰り返し完全追従制御
Fig. 2. Repetitive Perfect tracking control(RPTC).

において電流ピークを抑制するための不平衡三次高調波電流の適切な注入制御方法について検討した。また、その時の鉄損を H コイル法を用いて直接的に評価し、従来の PI 制御と低次高調波電流を抑制する RPTC 適用時の結果と比較する。第 2 章では従来の電流制御手法について、第 3 章では提案する不平衡三次高調波注入制御手法について述べる。第 4 章では、不平衡三次高調波注入制御の実験結果の妥当性について述べ、各電流制御適用時の H コイル法による鉄損の測定結果を比較及び評価する。

2. 従来手法

〈2・1〉 PI 制御器とその設計方法 図 1 に PMSM の電流制御において一般的に用いられる PI 制御のブロック線図を示す。PI 制御器は (1) 式に示すようにインダクタンス L 、電機子抵抗 R 、時定数 τ を用いて極零相殺により設計したものである。(1) 式の PI 制御器を持つ閉ループ伝達関数は (2) 式のように 1 次遅れ系で表せる。

$$C_{PI}(s) = \frac{Ls + R}{\tau s}. \quad (1)$$

$$G(s) = \frac{1}{\tau s + 1}. \quad (2)$$

〈2・2〉 繰り返し完全追従制御 (RPTC) 図 2 に RPTC のブロック線図を示す。RPTC は 2 自由度制御系である PTC (Perfect Tracking Control)⁽¹⁶⁾ と繰り返し制御に基づく補償信号生成器 (PSG: Periodic Signal Generator) ブロックから構成される。PSG は、外乱の基本周期に合わせた誤差の記録を行うメモリ、定常状態に到達した後に補償を開始するためのスイッチ、そしてセンサのノイズ除去を目的とした Q フィルタから構成される。PSG に関わる各パラメータを表 1 に

表 1 PSG に関するパラメータ
Table 1. Parameters for PSG.

名称	記号
外乱基本周期	T_d
制御周期	T_s
フィルタ出力	$r_f[k]$
フィルタ入力	$r[k]$
フィルタ設計パラメータ	γ

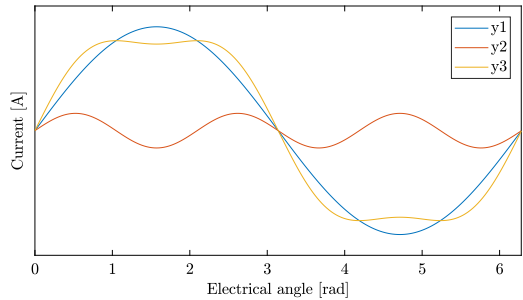


図3 電流ピークを抑制する 3 次高調波注入の模式図
Fig. 3. Schematic diagram of third harmonic injection to suppress current peaks.

示す。メモリは外乱周期を基本波周期に合わせて (3) 式にて決定する。また、(4) 式の Q フィルタは位相遅れのないローパスフィルタであり、1 サンプル先の値を必要とする。(4) 式において γ を設定することでカットオフ周波数が決定し⁽¹⁷⁾、非周期外乱を抑圧することで RPTC では周期外乱のみを抑圧させる。

$$N_d = \frac{T_d}{T_s}. \quad (3)$$

$$r_f[k] = \frac{z + \gamma + z^{-1}}{\gamma + 2}. \quad (4)$$

3. 提案手法

〈3・1〉 電流高調波注入手法 3 相 3 線式 PMSM において各相の電流それぞれに所望の三次高調波電流を注入することは構造的に不可能である。そこで本論文では、 $\alpha\beta$ 座標系における高調波電流の注入を以下の通り行う。

$\alpha\beta$ 軸電流: i_α, i_β の基本波が (5) 式の時、(5) 式に対して (6) 式のような振幅が基本波振幅の 6 分の 1 の同位相の三次高調波電流を考える。そして (6) 式に示す三次高調波電流を注入し、 $\alpha\beta$ 軸電流を (7) 式に示す波形とする時の鉄損への影響を評価する。(7) 式のモータ電流により、図 3 に示すように、ピーク電流が抑制され、飽和領域において磁束飽和の抑制が見込める。

$$y_1 = A \sin \omega t. \quad (5)$$

$$y_2 = \frac{A}{6} \sin 3\omega t. \quad (6)$$

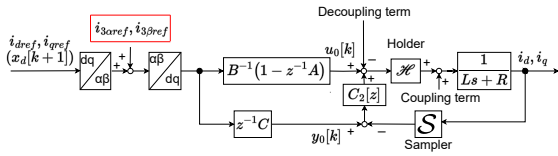


図4 不平衡三次高調波注入制御

Fig. 4. Unbalanced third-order harmonics injection control.

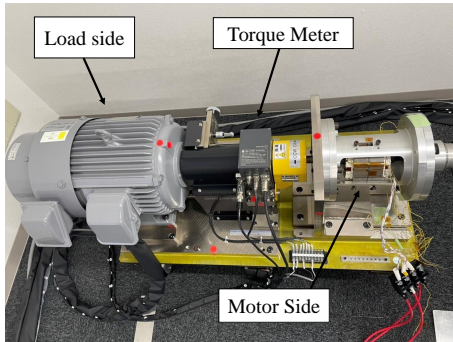


図5 実験環境

Fig. 5. Experimental setup.

表2 実験パラメータ
Table 2. Parameters of experiment.

パラメータ	値
d 軸インダクタンス L_d [mH]	11.2
q 軸インダクタンス L_q [mH]	21.2
電機子抵抗 R [Ω]	0.380
永久磁石鎖交磁束 ψ_a [Wb]	0.107
極対数 P_n	2
時定数 τ [ms]	1
制御周期 T_s [ms]	0.1
基本波周期 T_d [ms]	10
メモリ N_d	100
フィルタ設計パラメータ γ	2

$$y_3 = y_1 + y_2 = A \sin \omega t + \frac{A}{6} \sin 3\omega t. \quad (7)$$

〈3・2〉 不平衡三次高調波注入制御 図4に不平衡三次高調波注入制御のブロック線図を示す。はじめに dq 軸電流指令値を与え、それらに対して Park 逆変換をかけることで $\alpha\beta$ 軸電流指令値に変換する。次に変換された $\alpha\beta$ 軸電流指令値に対して三次高調波電流指令値を前節で述べた方針に基づいて与える。最後に Park 変換をかけることで dq 軸電流指令値に戻し、フィードフォワード制御器とフィードバック制御器から成る完全追従制御系 (PTC)⁽¹⁶⁾ によって制御する構成となっている。

4. 実験結果

〈4・1〉 実験条件 本章では、PI 制御, RPTC, 提案手法の

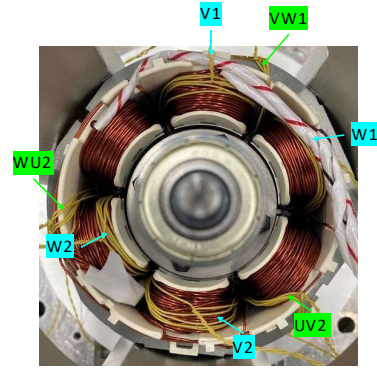


図6 測定箇所

Fig. 6. Measurement points.

表3 H コイルとサーチコイルのパラメータ
Table 3. Parameters of H coil and search coil.

パラメータ	値
真空の透磁率 μ_0 [H/m]	$4\pi \times 10^{-7}$
H コイル断面積 S_H [m^2]	3.2×10^{-6}
H コイル巻き数 N_H	200
H コイル信号 e_H [V]	
磁性体断面積 S_B [m^2]	8.76×10^{-4}
サーチコイル巻き数 N_B	5
サーチコイル信号 e_B [V]	
磁性体体積 V [m^3]	1.46×10^{-5}

3つの制御法適用時の鉄損を H コイル法で比較する。本実験で使用するモータベンチを図5に、実験パラメータを表2に示す。また、(4)式において $\gamma=2$ と設定することでカットオフ周波数は 1.8 kHz とした⁽¹⁷⁾。本報告では、図6に示す測定箇所のうち、ティースの一部分に相当する W1 部分について H コイル法で測定及び評価を行う。H コイル法に用いる各コイルのパラメータを表3に示す。表3のパラメータを用いて磁界強度、磁束密度の計算をそれぞれ (8), (9) 式で行い、基本波周波数に対して奇数次成分のみを残してそれ以外の成分を除去し、逆フーリエ変換を行う。基本波周波数を f [Hz], 基本波周期を T [s], 磁性体体積を V [m^3] とし、鉄損の値は (10) 式で算出する。ただし、この式では磁界は一様分布を仮定している。なお、回転数は 3000 rpm (基本波: 100 Hz) とし、dq 軸電流指令値は $i_d = 0$ A, $i_q = 6.6$ A とした。そのため、 $\alpha\beta$ 軸電流の三次高調波の指令値は 1.1 A となった。なお、各電流制御手法適用時において出力トルクは 1.51 Nm で一定であった。

$$H = \frac{1}{\mu_0 S_H N_H} \int_0^T e_H dt. \quad (8)$$

$$B = \frac{1}{S_B N_B} \int_0^T e_B dt. \quad (9)$$

$$P = fV \int_0^T H \frac{dB}{dt} dt. \quad (10)$$

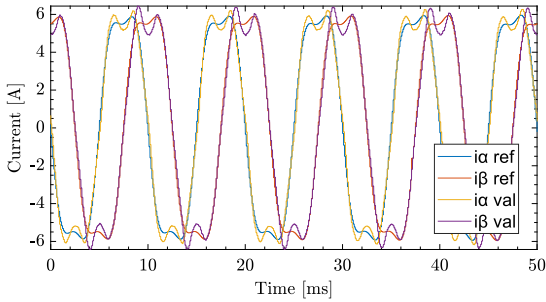


図7 不平衡三次高調波電流注入制御の実験結果

Fig. 7. Experimental results of unbalanced third-order harmonics injection control.

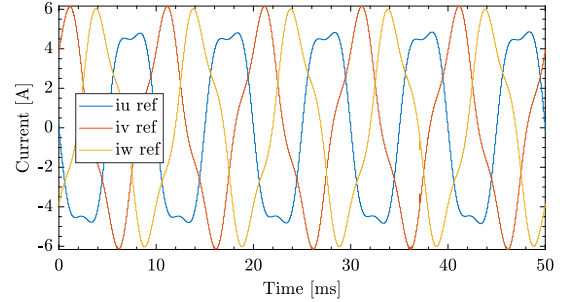
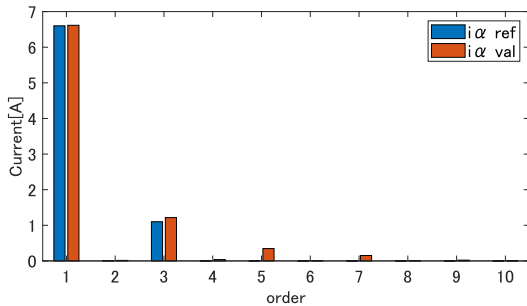
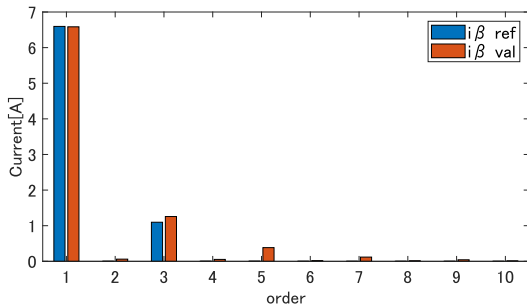


図9 不平衡三次高調波電流注入制御時の三相電流指令値

Fig. 9. Three-phase current references during unbalanced third-order harmonic current injection control



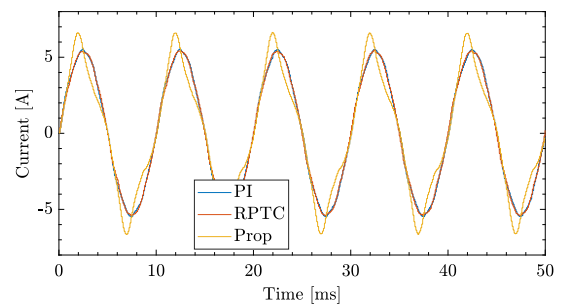
(a) α 軸電流



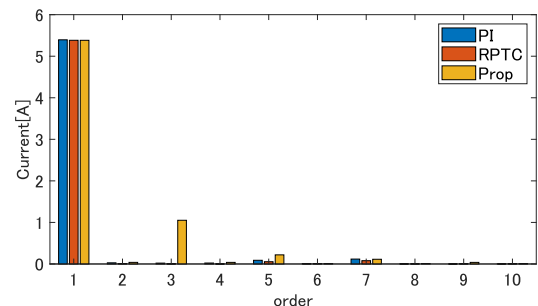
(b) β 軸電流

図8 各電流のフーリエ変換結果

Fig. 8. Fourier transform results of each currents.



(a) W 相電流の時間波形



(b) W 相電流の FFT 結果

図10 W 相電流

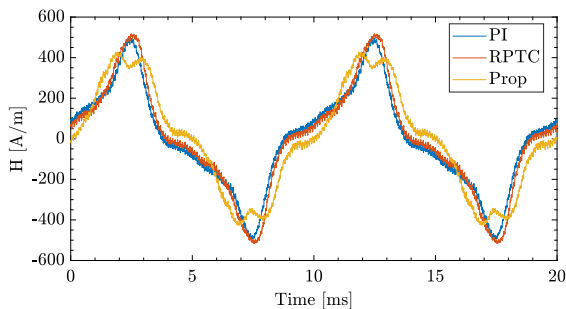
Fig. 10. W-phase currents.

〈4・2〉 不平衡三次高調波注入制御の妥当性検証 図7に不平衡三次高調波注入制御時の $\alpha\beta$ 軸電流の指令値と実測値の時間波形を、図8に $\alpha\beta$ 軸電流のフーリエ変換の結果を、図9にその時の三相電流指令値の時間波形を示す。図7より三次高調波電流の注入によって、 $\alpha\beta$ 軸電流波形においてピークが抑制された波形になっていることが確認できる。また、図8において三次電流高調波の指令値と比較して実測値の方が α 軸電流は0.10A、 β 軸電流は0.15A高くなっており、指令値に対して $\alpha\beta$ 軸電流それぞれ9.09%、13.6%の誤差が生じている。これはインダクタンス L 、電機子抵抗 R のモデル化誤差によるものである。さらに本報告では、磁石磁束およびインダクタンスの空間高調波の影響の抑制について

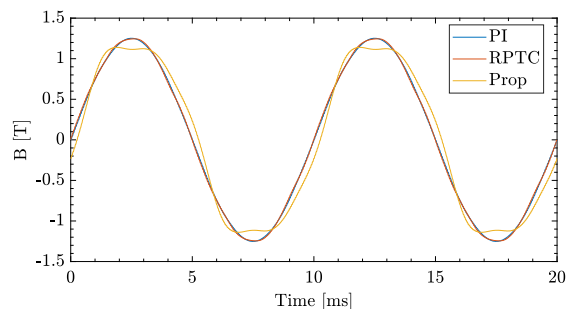
考慮していないため、実測値では、5次成分と7次成分が発生していることも確認できる。また、図9に示す三相電流指令値の時間波形から不平衡であることが確認できる。

W相電流がW1部分のコイルに流れていることから図10に各電流制御手法適用時のW相電流の時間波形、フーリエ変換結果をそれぞれ示す。図10(a)よりPI制御時、RPTC適用時に比べて提案手法適用時の方が電流ピークが増加していることが確認できる。また図10(b)より提案手法適用時には3次・5次成分が増加していることが分かる。

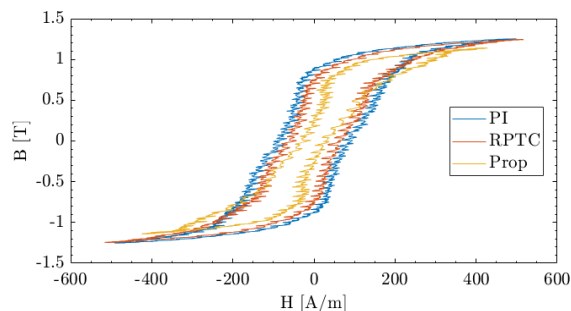
〈4・3〉 BH 曲線による鉄損評価 各電流制御手法を適用した際のモータ内部の測定結果を図11に示す。(a)は磁界強度の時間波形、(b)は磁束密度の時間波形、(c)はBH曲線



(a) 異なる制御法の磁界強度波形の測定結果



(b) 異なる制御法の磁束密度波形の測定結果



(c) BH 曲線の比較

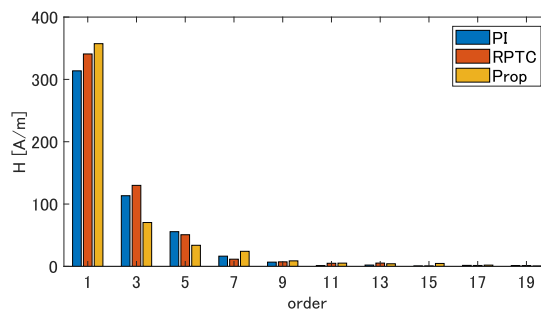
図 11 モータ運転時の磁界強度および磁束密度の測定結果
Fig.11. Experimental results of magnetic performance during motor drive

をそれぞれ表している。青色が PI 制御時、赤色が RPTC 適用時、黄色が提案手法適用時の結果を表している。

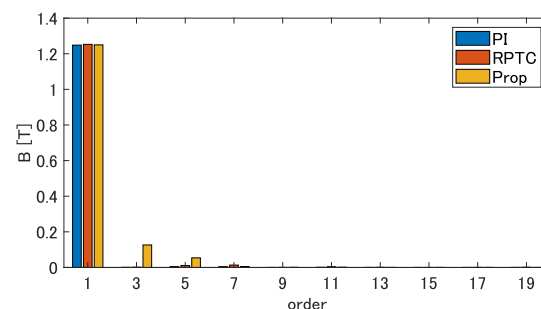
図 11 (a), (b) の波形より電流波形のピーク抑制に応じて磁界強度波形のピークが抑制され、PI 制御時に比べて 17.3% 抑制されている。また、磁束密度波形のピークも抑制されており、PI 制御時に比べて約 8.9% となっている。BH 曲線の面積

表 4 W1 部分の鉄損の比較
Table 4. Comparison of iron loss in the W1 part.

制御手法	値 [W/kg]
PI	0.6420
RPTC	0.5013
Prop	0.3301



(a) 磁界強度のフーリエ変換結果



(b) 磁束密度のフーリエ変換結果

図 12 磁気特性のフーリエ変換結果

Fig. 12. Fourier transform results magnetic properties

が鉄損の値に等しいが、(c) の結果より、BH 曲線の面積は PI 制御時が最も大きく、次に RPTC 適用時、そして提案制御適用時の順に小さくなっている。鉄損の値としては、(10) 式を用いて計算すると、表 4 に示すように PI 制御時が 0.6420 W/kg、RPTC 適用時が 0.5013 W/kg、提案手法適用時が 0.3301 W/kg となり、PI 制御時に比べて、RPTC 適用時は 21.9% 低減し、提案手法適用時は 48.6% 低減していることが確認できる。

また、図 12 に各フーリエ変換結果を示す。(a), (b) はそれぞれ磁界強度及び磁束密度に対応するものを表している。

(a) の結果において磁界強度の 1 次・3 次成分の振幅に注目する。1 次成分に関しては、PI 制御時が 313.7 A/m であるのに対して、RPTC 適用時は 340.8 A/m、提案手法適用時は 357.3 A/m と増加していることが確認できる。また、3 次成分に関しては、PI 制御時が 113.4 A/m であるのに対して、RPTC 適用時は 130.0 A/m と増加し、提案手法適用時は 70.4 A/m と減少していることが確認できる。

さらに 5 次・7 次成分の振幅についても注目すると、5 次成分に関しては、PI 制御時が 55.7 A/m であるのに対して、RPTC 適用時は 50.8 A/m、提案手法適用時は 33.9 A/m と減少している。7 次成分に関しては、PI 制御時が 16.4 A/m であるのに対し、RPTC 適用時は 11.5 A/m と減少し、提案手法適用時は 24.2 A/m と増加していることが確認できる。

PI 制御時と比較して、RPTC は磁界強度の 3 次成分の振幅は増えているが、3 次成分の位相が基本波に対して逆位相

に近い場合、ヒステリシスが細くなり、鉄損が低減していると考えられる。一方で提案法は磁界強度の3次成分の振幅は小さくなり、位相に関しては3次成分と5次成分が基本波に対して逆位相、7次成分は同位相であるためヒステリシスのピークが抑制され、鉄損が大きく低減したと考えられる。

磁束密度の結果について注目すると、図11(b)より磁束密度の1次成分はどの手法においても同じであり、PI制御時は磁束密度がほぼ低次高調波成分を持たず、RPTC適用時においてもPI制御時に比べてわずかに低次高調波成分が増える程度であった。しかし、提案手法適用時は3次成分の振幅は0.12T、5次成分の振幅は0.054Tとなり、PI制御時やRPTC適用時に比べて増加していることが分かる。

5. まとめ

本論文では電流制御手法において従来のPI制御、低次高調波電流抑制を目的としたRPTC、そして提案手法の3種類の手法を適用した際のティースのW1部分で生じる鉄損をHコイル法と比較及び評価を行った。提案手法はモデル化誤差の影響で多少の追従誤差を持つものの、おおむね目標としている電流波形が生成されていることが確認された。また、鉄損の値については、PI制御時が0.6420 W/kgであるのに対し、RPTC適用時が0.5013 W/kg、不平衡三次高調波電流注入制御時が0.3301 W/kgとなり、PI制御時に比べて、RPTC適用時は21.9%低減し、不平衡三次高調波電流注入制御時は48.6%低減していることが確認された。RPTC適用時に鉄損が低減した理由としては、磁界強度の3次高調波成分の変化が大きく関与し、不平衡三次高調波電流注入制御時に鉄損が大幅に低減した理由としては、磁界強度の低次高調波成分の変化が大きく関与していると考えられる。

今後の検討として、ティースの他相部分についても評価し、鉄損の増減傾向を確認する。また、高調波電流注入による高調波銅損の増加を踏まえつつ、モータ効率向上を目的とした電流制御手法について検討する。

文 献

- (1) International Energy Agency, World Energy Outlook 2016, <https://www.iea.org/reports/world-energy-outlook-2016> (閲覧2023/6/30)
- (2) X. Wang, Z. Wang, M. He, Q. Zhou, X. Liu, X. Meng: "Fault-Tolerant Control of Dual Three-Phase PMSM Drives With Minimized Copper Loss", IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL.36, NO.11, pp.12938-12953(2021).
- (3) S. Liu, Z. Song, Y. Liu, Y. Chen and C. Liu: "Flux Weakening Controller Design of Dual Three-Phase PMSM Drive System With Copper Loss Minimization", IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL.38, NO.2, pp.2351-2363(2023).
- (4) S. Ding, H. Tan, J. Hang, K. Ma and J. Fan: "Optimized OP-FTC for SPMSM Considering Copper Loss Minimization", IEEE TRANSACTIONS ON ENERGY CONVERSION, VOL.37, NO.3, pp.2138-2146(2022).
- (5) Soo-Hwan Park, Eui-Chun Lee, Jin-Cheol Park, Sung-Woo Hwang, Myung-Seop Lim: "Prediction of Mechanical Loss for High-Power-Density PMSM Considering Eddy Current Loss of PMs and Conductors", IEEE TRANSACTIONS ON MAGNETICS, VOL.57, NO.2, pp.1-5(2021).
- (6) 北尾 純士, 高橋 康人, 藤原 耕二, 阿波 根明, 松尾 哲司, 大穀 晃裕: 「永久磁石同期電動機のヒステリシス特性を考慮した有限要素法解析」, 電気学会論文誌 D, VOL.139, NO.5, pp.513-522 (2019).
- (7) 山崎 克巳, 谷田 誠, 里見 倫: 「電磁鋼板の渦電流を考慮した回転機の損失解析」, 電気学会論文誌 D, VOL.128, NO.5, pp.1298-1307(2008).
- (8) Naoki Minowa, Yasuhito Takahashi, Koji Fujiwara: "Iron Loss Analysis of Interior Permanent Magnet Synchronous Motors Using Dynamic Hysteresis Model Represented by Cauer Circuit", IEEE TRANSACTIONS ON MAGNETICS, VOL.55, NO.6, pp.1-4 (2019).
- (9) A. Balamurali, A. Kundu, Z. Li and N. C. Kar: "Improved Harmonic Iron Loss and Stator Current Vector Determination for Maximum Efficiency Control of PMSM in EV Applications", IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS, VOL.57, NO.1, pp.363-373(2021).
- (10) 成瀬 賢哉, 藤崎 敬介, グエン・ザー・ミン・タオ: 「五次調波重畳PWM制御によるモータ駆動システムの損失低減」, 電気学会論文誌 D, VOL.143, NO.4, pp.273-280(2023).
- (11) K. Iwama, T. Noguchi: "High-Efficiency Drive Method of Adjustable Field IPMSM Utilizing Magnetic Saturation", IEEE ACCESS, VOL.10, pp.1254999-125508(2022).
- (12) 熊谷 崇広, 伊藤 健, 西川 滉大, 伊東 淳一, 山根 和貴, 山田 伸明, 名和 政道: 「高速高速IPMSMにおける最適パルスパターンによるステータ鉄心の鉄損低減」, 電気学会論文誌 D, VOL.141, NO.4, pp.313-323(2021).
- (13) 中川 倫博: 「インバータ駆動時のモーターの局所的鉄損評価技術」, MagHEM モーター成果報告会, pp. 57-67(2022).
- (14) 浅野 能成, 中川 倫博, 三箇 義仁, 山際 昭雄: 「インバータ励磁時のモータ鉄損評価技術」, 電気学会モータドライブ・回転機・自動車研究会, MD-20-066-073 RM-20-041-048 VT-20-004-011, pp.7-12(2020).
- (15) 秋月 海輝, 藤田 稔之, 永井 栄寿, 藤本 博志, 中川 倫博, 山下 尚也, 宮島 孝幸, 安田 善紀, 山際 昭雄: 「PMSMにおける低次高調波電流抑制時のHコイル法による鉄損評価」, 電気学会モータドライブ・回転機・自動車研究会, MD-23-078 RM-23-046 VT-23-008, pp. 39-44(2023).
- (16) H. Fujimoto, Y. Hori, A. Kawamura: "Perfect tracking control based on multirate feedforward control with generalized sampling periods", IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, VOL.48, NO.3, pp.636-644(2001).
- (17) K. K. Chew, M. Tomizuka: "Digital Control of Repetitive Errors in Disk Drive Systems", IEEE CONTROL SYSTEMS MAGAZINE, VOL.10, No.1, pp.16-20(1990).