

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

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)

Evaluation of iron loss by H-coil method during low-order harmonic current suppression in PMSM

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.)

Permanent magnet synchronous motors (PMSMs) are widely used for their advantages. This paper applies a repetitive perfect tracking control (RPTC) to realize a highly efficient drive for PMSMs to suppress low-order harmonic currents. From the experimental results using H-coil method, it is confirmed that the iron loss is reduced when RPTC is applied compared to PI control.

キーワード：永久磁石同期モータ, 低次高調波電流抑制, 繰り返し完全追従制御, Hコイル法, 鉄損
(Permanent Magnet Synchronous Motor(PMSM), low-order harmonic current suppression, repetitive perfect tracking control(RPTC), H-coil method, iron loss)

1. 序論

モータは, 家電製品をはじめ IT 機器, 業務用機器, ハイブリッド自動車やロボットなど, 私たちの身の回りのあらゆるものに使われている。モータには様々な種類のものがあるが, そのうちの一つとして, 埋込型永久磁石同期電動機 (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ており, 高効率, 高出力運転が可能で, 保守性と制御性における優位性より, 電気自動車をはじめ, 広い分野で活躍している。産業分野における PMSM の課題の一つとして, 損失低減が挙げられる。PMSM の損失としては, 巻線の抵抗成分で生じる銅損, 軸と軸受間, スリップリングに起因する摩擦損や回転部分と空気との摩擦に起因する風損などの要素から構成される機械損, 磁界変化に伴い発生する渦電流損やヒステリシス損から構成される鉄損が挙げられる。

鉄損の低減については, 現在も多くの研究がなされており, 鉄損解析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 [1] や, 電磁鋼板の渦電流を直接考慮した有限要素法を用いて回転機の鉄損を算定する方法を提案し, 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 [2], 電磁界解析により巻線に発生する導体渦電流損を評価した研究 [3] などが挙げられる。また, 実験的に鉄損を評価している研究には, トルクリップルと鉄損を含めた電氣的損失について最適化を電流制御により検討した研究 [4] 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 [5], SRM における鉄損の解析と実験結果の比較を行っ

た研究 [6] や, 高調波に起因する鉄損や銅損について実験的に評価した研究 [7], SLPMM のロータ部で発生するキャリア損の評価方法について検討した研究 [8] などが挙げられる。著者らは, PMSM の入力電流に含まれる高調波起因の鉄損を低減するために, 繰り返し完全追従制御 (RPTC: Repetitive Perfect Tracking Control) を電流制御に適用し, 入力電力から銅損および機械損を差し引く間接的な鉄損評価により効果を検証した [9]。しかしながら, 以上に示した鉄損評価や鉄損低減手法の検証では, モータ内部の磁界や磁束密度を直接計測して評価したものはない。一方で, 文献 [10,11] では, モータ内部の磁界および磁束情報を H コイル法と呼ばれる手法で計測し, インバータ駆動時の BH 特性を計測する手法が報告されている。本稿では, 文献 [9] で著者らが検証した電流制御に RPTC を適用した際の鉄損低減効果を文献 [10,11] の H コイル法でモータ内部の磁界および磁束情報を計測し, 鉄損を直接的に計測・評価した結果を報告する。

本研究では, 駆動側モータ内に H コイルとサーチコイルと呼ばれる 2 種類の検出用コイルが埋め込まれたモータベンチを用いてモータに印加される磁界強度と磁束密度を直接計測した。また, 鉄損について, PI (Proportional Integral) 制御と RPTC を用いた電流制御により得られた結果を BH 曲線で評価し, 比較した。

2. IPMSM モデルと繰り返し完全追従制御

本章では, IPMSM の dq 座標系モデル, フィードバック制御器, 完全追従制御器 (PTC) および繰り返し制御器を組み合わせた RPTC について述べる。

〈2・1〉 IPMSM プラントモデル Fig. 1 に IPMSM の dq 軸座標系モデルにおけるブロック線図を示す。Fig. 1 の電圧方程式は (1) 式で与えられる。

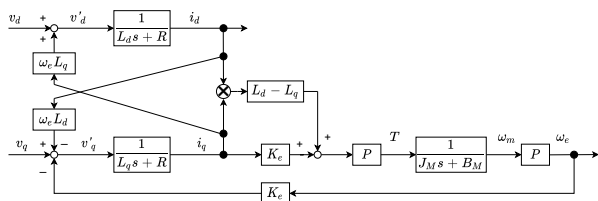


図1 IPMSM のブロック線図
 Fig. 1. Block diagram of IPMSM

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + sL_d & -\omega_e L_q \\ \omega_e L_d & R + sL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_e K_e \end{bmatrix} \quad (1)$$

ここで $v_{d(q)}$: d(q) 軸電圧, $i_{d(q)}$: d(q) 軸電流, $L_{d(q)}$: d(q) 軸インダクタンス, R : 電機子巻線抵抗, K_e : 逆起電力定数, ω : 電気角速度である. 一般に, dq 座標系モデルで電流制御を行う場合には, 与えられた電圧指令値 v'_d, v'_q に対して (1) 式に (2), (3) 式で表される非干渉制御を施し, 電流指令値から出力電流までの特性が一次遅れ系になるように PI 制御器を設計する.

$$v_d = v'_d - \omega_e L_q i_q \quad (2)$$

$$v_q = v'_q + \omega_e (L_q i_d + K_e) \quad (3)$$

プラントモデルを連続時間での状態方程式と出力方程式で書き表すと, それぞれ (4), (5) 式ようになる.

$$\dot{x}(t) = A_c x(t) + B_c u(t), \quad y(t) = C_c x(t) \quad (4)$$

$$x(t) = \begin{bmatrix} i_d(t) \\ i_q(t) \end{bmatrix}, \quad u(t) = \begin{bmatrix} v'_d(t) \\ v'_q(t) \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$\begin{cases} A_c = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_d} & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L_q} \end{bmatrix}, & B_c = \begin{bmatrix} \frac{R}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{R}{L_q} \end{bmatrix}, \\ C_c = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \end{cases} \quad (6)$$

〈2・2〉 フィードバック制御器の設計 フィードバック制御器は, (7) 式のように極零相殺により設計した PI 制御器を用いる.

$$C_{PI}(s) = \frac{Ls + R}{\tau s} \quad (7)$$

(7) 式の PI 制御器を持つ閉ループの伝達関数は, (8) 式のように 1 次遅れ系で表せる. なお, 時定数 τ は, 1 ms とした.

$$G(s) = \frac{1}{\tau s + 1} \quad (8)$$

〈2・3〉 完全追従制御 (PTC) PTC は, Fig. 2 に示すように, 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 2 自由度制御系である. フィードフォワード制御器はプラントの安定な逆システムとなっており, ノミナルプラントに対してはサンプル点上で完全に追従誤差が零になることが保証されている. 外乱やプラント変動がある場合にはフィードバック制御器 $C_2[z]$ が追従誤差を抑圧する構成

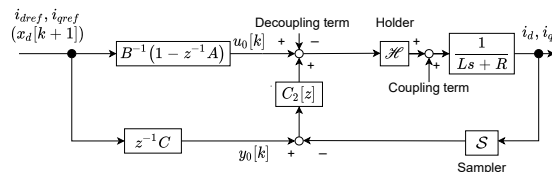


図2 完全追従制御系
 Fig. 2. Perfect tracking control system

になっている. 文献 [12] によると, n 次の制御対象に対しては, 1 サンプル点間に n 回制御入力を切り替えるマルチレート制御により完全追従が保証される. 本論文では, Fig. 2 に示すように制御対象が 1 次であるため, シングルレート制御で PTC が実現される.

次にフィードフォワード制御器の設計について述べる. (4) 式を零次ホールドを用いて入力制御周期で離散化すると, IPMSM の離散状態方程式は (9) 式のように表される. (9) 式より, プラントの安定な逆システムとノミナル出力は, (10) 式, (11) 式のように表される. Fig. 2 の制御器 $C_2[z]$ は前節で述べた PI 制御器 $C_{PI}[z]$ である.

$$x[k+1] = Ax[k] + Bu[k], \quad y[k] = Cx[k] \quad (9)$$

$$u_0[k] = B^{-1}(1-z^{-1})x_d[k+1] \quad (10)$$

$$y_0[k] = z^{-1}Cx_d[k+1] \quad (11)$$

〈2・4〉 繰り返し完全追従制御 (RPTC) Fig. 3 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 と補償信号生成器 (PSG: Periodic Signal Generator) ブロックから構成される. 特徴として, 周期外乱の抑制が挙げられる. PSG の構成は, 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 [13]. PSG に関わるパラメータを Table 1 に示す. 今回, 基本周波数を 100 Hz, キャリヤ周波数を 10 kHz とし, 外乱周期を基本波周期に合わせてメモリは (12) 式にて 100 とする. また, (13) 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. また, γ が小さい程, 安定性が増すが, 周期的外乱に対する抑圧特性は失われる. 実験において, $\gamma=2$ とすることでカットオフ周波数は 1.8 kHz となる.

$$N_d = \frac{T_d}{T_s} \quad (12)$$

$$r_f[k] = \frac{z + \gamma + z^{-1}}{\gamma + 2} \quad (13)$$

3. H コイル法

本章では, 鉄損を直接的に評価するための H コイル法について説明する.

表1 PSGに関するパラメータ

Table 1. Parameters for PSG

名称	値
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

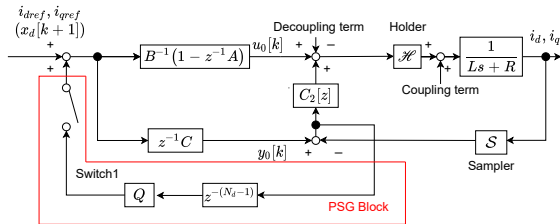


図3 繰り返し完全追従制御系

Fig. 3. Repeitative Perfect tracking controll system

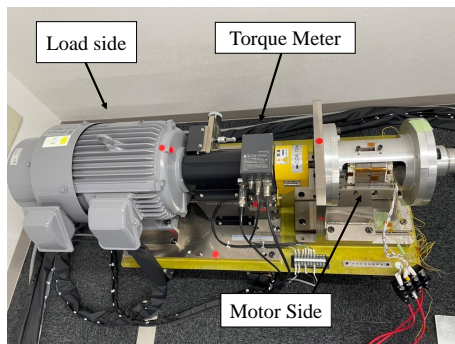


図4 実験環境

Fig. 4. Experimental setup

〈3・1〉 モータ構造 モータのパラメータは4.1節に示す。使用するモータベンチをFig. 4に、サーチコイル設置をFig. 5に、HコイルをFig. 6に、駆動側のHコイル挿入部をFig. 7に示す。特徴として駆動側モータ内部にサーチコイルが巻かれており、このサーチコイルにより磁束密度信号の測定が可能である。V1, V2, W1, W2がティースの測定、VW1, UV2, WU2がバックヨークの測定に対応している。また、Fig. 6で示すHコイルをFig. 7に示すHコイル挿入部に差し込むことにより磁界強度信号を測定することができる。測定の際にはHコイル、サーチコイルにおいて各相が対応する箇所測定することに注意が必要である。また、測定結果を周波数成分で評価することも可能であるため、より詳細な鉄損評価が行える。本実験では、ノイズの影響を除去し、周波数解析を行うために10周期分の測定を行う。

〈3・2〉 データ処理方法 コイルから取得したデータか

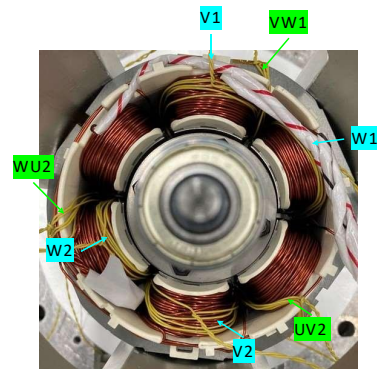


図5 サーチコイル

Fig. 5. Search coil



図6 Hコイル

Fig. 6. H coil

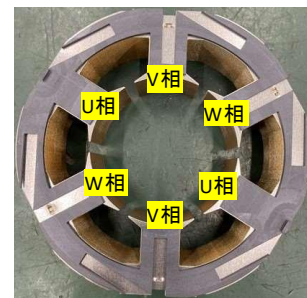


図7 Hコイル挿入部

Fig. 7. H Coil Insertion Section

ら磁界強度と磁束密度の算出方法について説明する。まず、Hコイルとサーチコイルによって電気信号をオシロスコープで測定する。なお、測定時のサンプリング周波数を6.25 MHz、サンプル数を625 × 10³点とした。Table 2に演算処理に用いるHコイルとサーチコイルのパラメータを示す。次に、これら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(14)、(15)式で行う。その時の磁界強度と磁束密度の時間波形はそれぞれ、Fig. 8、Fig. 9のようになる。

$$H = \frac{1}{\mu_0 S_H N_H} \int_0^T e_H dt \quad (14)$$

$$B = \frac{1}{S_B N_B} \int_0^T e_B dt \quad (15)$$

この段階では、磁界強度波形は、Fig. 8に示すように周期波形が得られていないが、磁束密度波形はFig. 9に示すように周期的な波形が得られている。周期波形が得られない原因と

表2 Hコイルとサーチコイルのパラメータ

Table 2. 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}

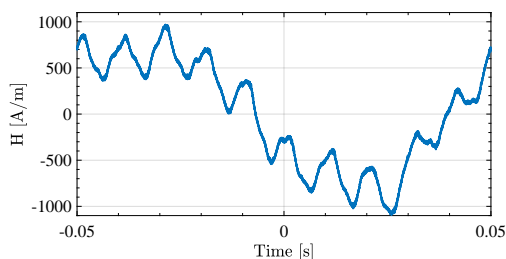


図8 算出した磁界強度波形

Fig. 8. Calculated magnetic field strength waveform

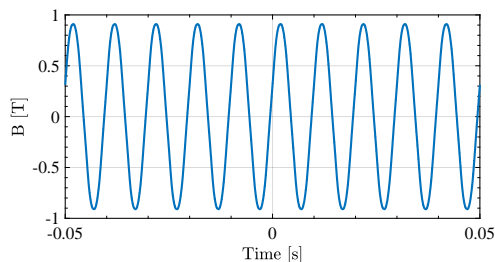


図9 算出した磁束密度波形

Fig. 9. Calculated magnetic flux density waveform

して、10周期分の測定による10 Hz刻み成分の影響によるものだと考えられる。そのため、フーリエ変換を用いて基本波の整数倍成分以外の余分な周波数成分を除去する必要がある。余分な周波数成分の除去を行い、逆フーリエ変換により磁界強度波形、磁束密度波形について Fig. 10, Fig. 11 の周期波形を得る。ここでは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を除去すると処理を行い、それによってヒステリシス特性を抽出している。基本波周波数を f [Hz], 基本波周期を T [s], 磁性体体積を V [m³] としたとき、鉄損の値は (16) 式で算出することができる。ただし、この式では磁界は一様分布を仮定している。

$$P = fV \int_0^T H \frac{dB}{dt} dt \quad (16)$$

4. 実験結果

本章では、電流制御の実験結果とそれに伴う BH 曲線によ

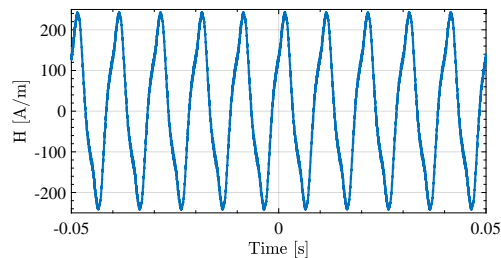


図10 周波数処理後の磁界強度波形

Fig. 10. Magnetic field strength waveform after frequency processing

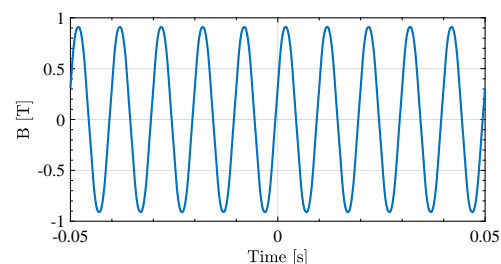


図11 周波数処理後の磁束密度波形

Fig. 11. Magnetic flux Density waveform after frequency processing

る鉄損の測定結果を示す。

〈4・1〉 実験条件 実験に用いる IPMSM のパラメータを Table 3 に示す。回転速度は 3000 rpm とし、電流指令値は最大トルク電流 (MTPA: Maximum Torque Per Ampere) 条件を満たすように、q 軸を 1 A, d 軸を -0.137 A とした。

〈4・2〉 高調波抑制電流制御 本節では、RPTC による低次高調波電流抑制を確認するために PI 制御時と比較を行う。Fig. 12 にそれぞれの dq 軸電流の実測値を、さらに dq 軸電流のフーリエ変換の結果を Fig. 13, Fig. 14 に示す。6 次成分に着目すると、RPTC 適用時に q 軸成分は PI 制御時に対し 83.3% 低減され、d 軸成分は 30.1% 低減されている。また、その他の低次高調波成分についても抑制されていることが確認できる。

〈4・3〉 BH 曲線による鉄損評価 本報告では、ティース部分の鉄損を評価する。横軸を磁界強度、縦軸を磁束密度

表3 IPMSM の実験パラメータ

Table 3. Parameters of experimental IPMSM

パラメータ	値
d 軸インダクタンス [mH]	11.2
q 軸インダクタンス [mH]	21.2
電機子抵抗 [Ω]	0.380
永久磁石鎖交磁束 [mWb]	37.0
極対数	2
電源電圧 [V]	150

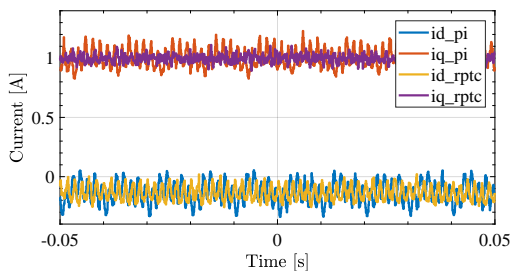


図 12 異なる制御法の dq 軸電流の測定結果

Fig. 12. Measured dq-axis currents for different control methods

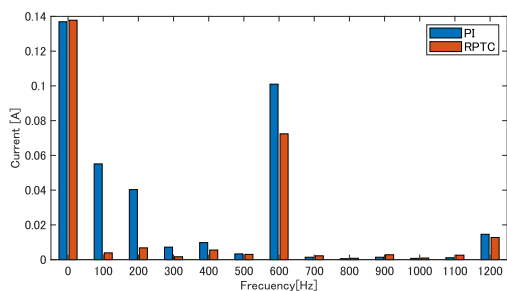


図 13 d 軸電流のフーリエ変換結果

Fig. 13. Fourier transform results of d-axis currents

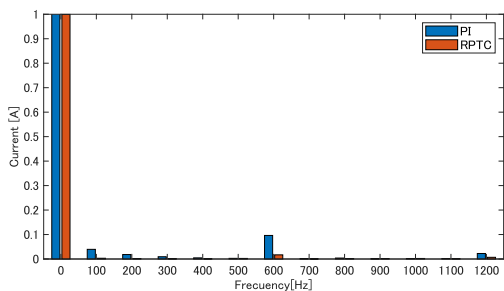


図 14 q 軸電流のフーリエ変換結果

Fig. 14. Fourier transform results of q-axis currents

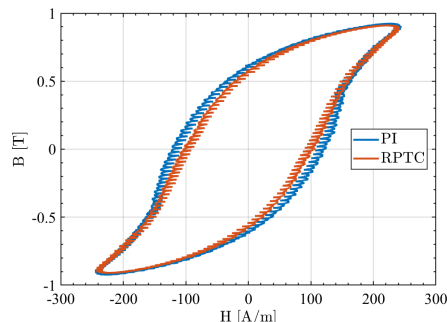


図 15 BH 曲線の比較

Fig. 15. Comparison of BH curve

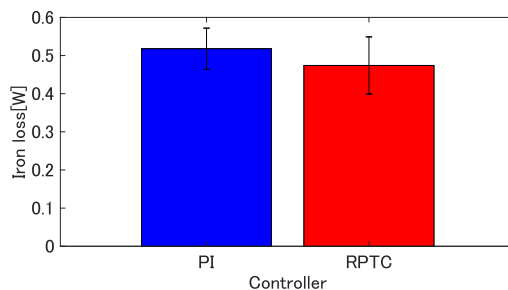


図 16 鉄損の比較

Fig. 16. Comparison of iron loss

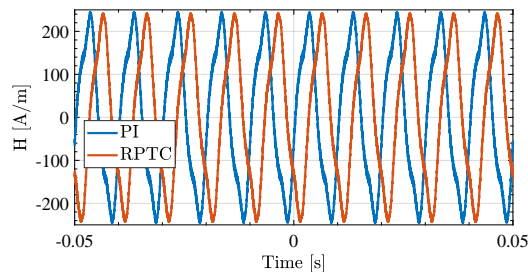


図 17 異なる制御法の磁界強度波形の測定結果

Fig. 17. Measured magnetic field strength waveforms for different control methods

とした BH 曲線を Fig. 15 に示す。この曲線で囲まれる面積が鉄損の値に相当する。Fig. 15 は磁界強度、磁束密度の基本波振幅が等しい実験結果を比較したものである。Fig. 16 に算出した鉄損を比較した棒グラフを示す。鉄損の算出は 3.2 節で述べた内容に基づいて算出している。なお PI 制御・RPTC 適用時にそれぞれ 3 回測定を行い、その平均値を比較すると PI 制御時は 0.5178 W、RPTC 適用時は 0.4740 W となり、PI 制御時に比べて 8.45% 鉄損が低減していることが確認できる。なお、Fig. 15 の結果について、磁界強度の時間波形の比較を Fig. 17 に、磁束密度の時間波形の比較を Fig. 18 に示す。BH 曲線の横幅の変化が顕著であるため、磁界強度に注目し、磁界強度の FFT 結果を Fig. 19 に、その拡大図を Fig. 20 に示す。磁界強度の低次周波数成分に注目すると、主に 3 次・5 次成分に違いが生じており、PI 制御時に対して RPTC 適用

時に磁界強度の 3 次成分が 6.7%、5 次成分が 70.5% 低減されていることが確認できる。

5. まとめ

本論文では低次高調波電流抑制による鉄損評価を BH 曲線を用いて評価した。RPTC 適用時に q 軸 6 次成分は PI 制御時に対し 83.3% 低減され、d 軸 6 次成分は 30.1% 低減され、その他の低次高調波成分についても抑制されていることが確認された。また、PI 制御・RPTC 適用時に鉄損測定をそれぞれ 3 回行い、その平均値を比較すると PI 制御時は 0.5178 W、RPTC 適用時は 0.4740 W となり、PI 制御時に比べて 8.45% 鉄損が低減されていることが確認された。さらに、磁界強度

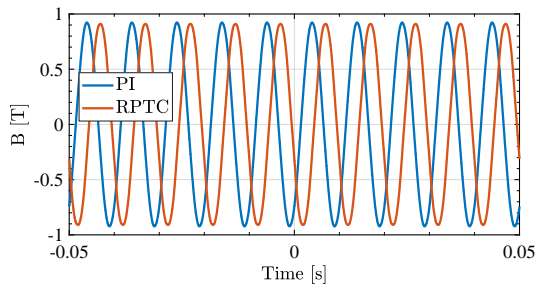


図 18 異なる制御法の磁束密度波形の測定結果

Fig. 18. Measured magnetic flux density waveforms for different control methods

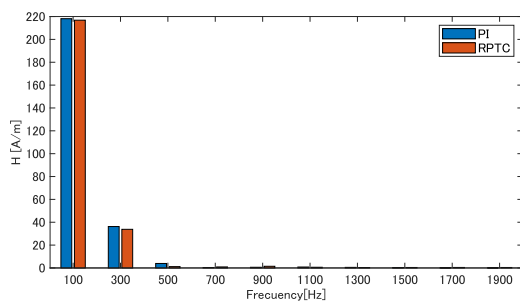


図 19 磁界強度のフーリエ変換結果

Fig. 19. Fourier transform results of magnetic field strength

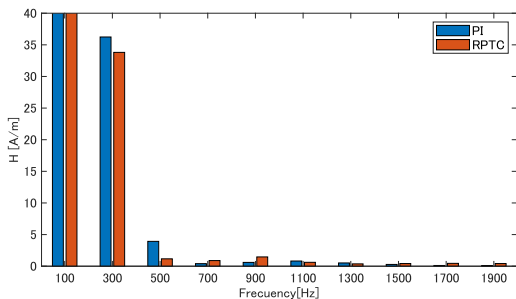


図 20 図 19 の拡大図

Fig. 20. Enlarged view of Fig.19

の周波数成分において、低次高調波成分の変化について注目し、PI 制御時に対して RPTC 適用時に磁界強度の 3 次成分が 6.7%、5 次成分が 70.5% 低減されていることが確認された。

文 献

(1) 北尾 純土, 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.

(2) 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.

(3) 緒方 海希, 藤田 康平, 野口 季彦, 青山 真大: 「3-kW150,000-r/min 超高速 PM モータの導体渦電流損に着目した高効率化」, 電気学会モータドライブ・回転機・自動車研究会, MD-18-073 RM-18-060 VT-18-015, pp. 5-10, 2018.

(4) J. Kim, S.-W. Ryu, M. S. Razaq, H. H. Choi and J.-W. Jung, “Improved Torque Ripple Minimization Technique With Enhanced Efficiency for Surface-Mounted PMSM Drive.” IEEE Access, Vol. 8, No. 2, pp. 115017-115027, 2020.

(5) 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.

(6) T. Hara and K. Akatsu, “Comparison between analysis and experimental result of iron loss in SRM.” International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), pp. 577-580, 2020.

(7) 伊藤 健, 熊谷 崇宏, 伊東 淳一, 山根 和貴, 山田 伸明, 名和 政道: 「高速 IPMSM における最適化 PWM により生じる高調波鉄損と高調波銅損の実験的考察」, 半導体電力変換・モータドライブ研究会, SPC-20-014-027 MD-20-014-027, pp. 73-78, 2020.

(8) 小坂 卓, 鹿山 透, 松井 信行: 「スロットレス PM モータのロータ部 PWM キャリア損評価法」, 電気学会論文誌 D, Vol. 125, No. 5, pp. 511-518, 2005.

(9) Y. Inagaki, M. Mae, O. Shimizu, S. Nagai, H. Fujimoto, T. Miyajima, Y. Yasuda, A. Yamagiwa, “Effect of Harmonic Current Suppression on Iron Loss of IPMSM Using Repetitive Perfect Tracking Control.” IEEE Journal of Industry Applications, Vol. 11, No. 2, pp. 317-326, 2022.

(10) 中川 倫博: 「インバータ駆動時のモータの局所的鉄損評価技術」, MagHEM モーター成果報告会, pp. 57-67, 2022.

(11) 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.

(12) 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.

(13) 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.