

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

学生員 熊谷 崇宏* 非会員 伊藤 健* 学生員 西川 滉大* 上級会員 伊東 淳一*a)
正員 山根 和貴** 正員 山田 伸明** 正員 名和 政道**

Reduction of Iron Loss in Stator Core using an Optimum Pulse Pattern for High-Speed IPMSM

Takahiro Kumagai*, Student Member, Takeshi Ito*, Non-Member,
Kodai Nishikawa*, Student Member, Jun-ichi Itoh^{*a)}, Senior Member,
Kazuki Yamane^{**}, Member, Nobuaki Yamada^{**}, Member, Masamichi Nawa^{**}, Member

(20XX 年●月●日受付, 20XX 年●月●日再受付)

This study proposes a reduction method for iron loss in stator core using the optimum pulse pattern for a high-speed interior-permanent-magnet-synchronous-motor (IPMSM). In this paper, a simple evaluation function for iron loss of stator core in a pulse-width-modulation (PWM) drive is introduced. In particular, the iron loss in stator core is approximately estimated from the flux level obtained from the integral of the line-to-line voltage of the PWM drive. In addition, the pulse pattern is optimized to reduce the iron loss in stator core based on the introduced evaluation function. To validate the evaluation function, the correlation coefficient between the evaluation value and the measured iron loss is calculated in 12 random pulse patterns applied to the inductor and IPMSM. As a result, the correlation coefficients are 0.991 and 0.982 in the inductor and IPMSM, respectively. In addition, the iron loss of the IPMSM with the optimum pulse pattern is reduced by 8.5% and 3.7% in comparison with a carry-asynchronous PWM and carry-synchronous PWM, respectively.

キーワード：埋込磁石同期電動機，鉄損，最適パルス幅変調

Keywords : Interior permanent magnet synchronous motor, iron loss, optimum pulse width modulation

1. はじめに

埋込磁石同期電動機(IPMSM)は高出力密度、高効率といった利点を有することから、電気自動車や家電製品など幅広い分野のモータドライブシステムに用いられている⁽¹⁾⁻⁽⁴⁾。近年、モータドライブシステムのさらなる小型化、高出力密

a) Correspondence to: Jun-ichi Itoh. E-mail:

itoh@vos.nagaokaut.ac.jp

* 長岡技術科学大学

〒940-2188 新潟県長岡市上富岡町 1603-1

Nagaoka University of Technology,

1603-1, Kamitomiokamachi, Nagaoka, Niigata 940-2188,

Japan

株式会 社 豊田自動織機

〒448-8671 愛知県刈谷市豊田町2丁目1番地

TOYOTA Industries Corporation.

2-1 Toyodacho, Kariya, Aichi, 448-8671, Japan

度化のため、電動機的高速化、多極化が進んでいる⁽⁵⁾⁽⁶⁾。モータドライブシステムにおいて、インバータのキャリア周波数は数 kHz~10kHz 程度が一般的に用いられている⁽⁷⁾。そのため、電動機を高速化、多極化した場合、インバータのキャリア周波数とモータの出力周波数が近づく。結果として、出力電圧のパルス数が減少し、電流および電圧の高調波成分が大きくなり、モータ損失の増加が懸念される。

これらの問題に対して、モータ損失のうち銅損を低減するパルスパターン⁽⁸⁾⁻⁽¹¹⁾の検討が行われている。なお、銅損、つまりは、電流実効値は数学的に各周波数成分の重ね合わせが成り立つため、電流および電圧の高調波成分によって増加する銅損は高調波銅損と呼称される。文献(8)(9)では、線間電圧とモータの等価回路から近似的に計算した電流波形の二乗平均平方根を評価関数とし、最適手法より評価関数が最小になるパルスパターンを導出している。一方、

文献(10)(11)では、線間電圧の重み付け加重ひずみ率(THD)や高調波電流振幅の総和を評価関数として採用し、それを最小とすることでパルスパターンを導出している。しかし、いずれの手法においても銅損の低減のみに着目しており、鉄損については考慮されていない。鉄損は駆動周波数の増加に伴って増加し、特に高速回転時には全損失に占める割合が高い。

鉄損をパルスパターンにより低減する場合、銅損同様にパルスパターン適用時の鉄損の評価関数が必要となる。鉄損の計算には、(i)磁束密度波形の高調波解析結果から求める手法と、(ii)磁束密度波形から直接求める手法がある⁽¹²⁾。(i)の手法では、鉄損にも銅損同様に各周波数成分の重ね合わせが成り立つと仮定して計算する。文献(13)-(15)では、有限要素法の過渡応答解析で得られた鉄心各所における磁束密度の時系列データの高調波解析結果と鉄心材料のカタログデータである鉄損曲線を用いて鉄損を算出している。しかし、キャリア高調波を考慮した有限要素法解析の場合、2D解析でも1ケースあたりに5時間程度かかる⁽¹³⁾。パルスパターンの最適化には複数のスイッチングタイミングの最適化が必要であるため現実的ではない。一方で、最適化計算における目的関数として、鉄損を直接求めるのではなくギャップ磁束密度の高調波成分の重み付き二乗和を鉄損近似評価関数として採用する手法⁽¹⁶⁾がある。これはタイムステップを行わない定常静磁界解析で求められるが、正弦波電流入力を前提としているため、パルスパターン最適化のための評価関数としては適用できない。また、鉄損には銅損同様な各周波数成分の単純な重ね合わせが成り立たないことが指摘⁽¹²⁾されており、(i)の手法では鉄損の計算精度の低下が懸念される。一方、(ii)の手法は、高調波解析が不要であるため計算が容易である。加えて、鉄損の周波数成分の重ね合わせを用いないため、(i)の手法より精度よく計算でき、幅広く用いられている⁽¹⁷⁻²⁰⁾。

本論文では、(ii)の手法に基づき、任意パルスパターンで駆動した際に高速 IPMSM で発生する鉄損を、有限要素法を用いずに算出できる評価関数を導出し、それを元に鉄損を低減するパルスパターンを生成する手法を提案する。なお、本稿は高速軽負荷領域をターゲットとし、高速軽負荷領域における鉄損はステータ鉄心による鉄損が主であることを前提に評価関数を導出している。

本論文は以下のように構成されている。はじめに、本稿で扱う PWM パルスパターンについて説明する。次に、提案する鉄損評価関数と、それを最小化するパルスパターンについて説明する。最後に、提案手法の有用性を確認するため、インダクタおよび高速 IPMSM を用いて実験を行った結果について述べる。

2. ステータ鉄心の鉄損低減パルスパターン

〈2・1〉 PWM パルスパターン 本節では、本稿で扱う PWM パルスパターンの特徴とスイッチングタイミングを最適化する際の制約⁽⁸⁾⁽⁹⁾について説明する。なお、高速回転

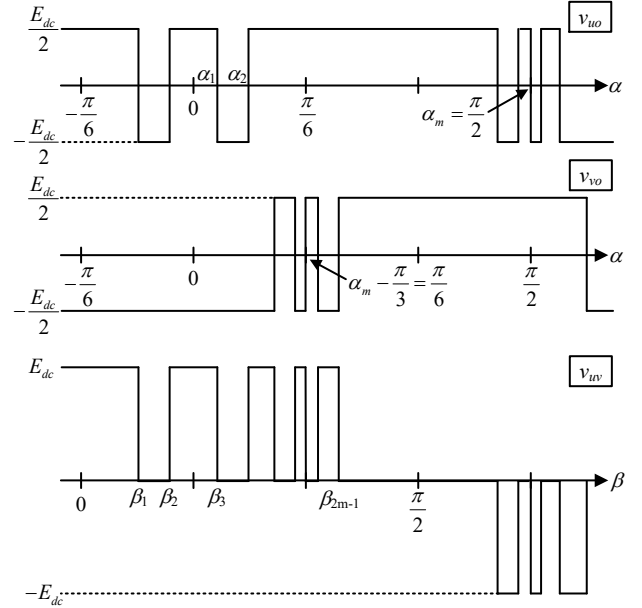


Fig. 1. Phase voltage waveforms and line-to-line voltage waveform of synchronous PWM (1/4 cycle).

時はインバータのスイッチング周波数とモータの出力周波数が近づくため、同期 PWM が有効である。そのため、本稿では同期 PWM を前提とする。同期 PWM は1周期中のパルス数が一定で、波形の対称性が保たれるため、偶数倍高調波が発生しない。また、同期 PWM はスイッチング回数が少なく、非同期 PWM と比較して変換器損失が小さい。

図1に同期 PWM 適用時の U 相, V 相, UV 線間電圧波形を示す。同期 PWM は、 $\pi/2$ ごとに対称性があり、 θ が 0 で線対称、 θ が $\pi/2, 3\pi/2$ で点対称となる。また、スイッチングするタイミングを $\alpha_i (i=0, 1, \dots, m)$ とし、特に $\alpha_0 = 0, \alpha_m = \pi/2$ とする。 α_0 において、スイッチングはしないものとし、 $\alpha_0 < \alpha_1 < \dots < \alpha_m$ が成り立つものとする。ここで、 N パルス PWM の場合、 $m = N/2 + 1$ となる。

スイッチングタイミングを最適化する際の制約の一つとして、出力電圧の基本波振幅が電圧振幅指令値と一致している必要がある。本手法では、この制約を満たすように最初のスイッチングタイミング α_1 を決定する。図1内の U 相電圧をフーリエ級数展開し、基本波振幅 E_f を方形波電圧の振幅 $(2/\pi)E_{dc}$ で基準化(これを K_e とする)すると、(1)式となる。

$$K_e = \frac{E_f}{(2/\pi)E_{dc}} = 2 \sum_{i=1}^{m-1} (-1)^{i+1} \sin \alpha_i - (-1)^m \dots \dots \dots (1)$$

したがって、出力電圧の基本波振幅が電圧振幅指令値と一致するためには、 α_1 は(2)式を満たせばよい。

$$\alpha_1 = \sin^{-1} \left\{ \frac{K_e + (-1)^m}{2} - \sum_{i=2}^{m-1} (-1)^{i+1} \sin \alpha_i \right\} \dots \dots \dots (2)$$

したがって、 α_1 は電圧振幅指令 K_e と他のスイッチングタイミングによって決定する従属変数となり、最適化の対象となるスイッチングタイミングは $\alpha_2 \sim \alpha_{m-1}$ となる。

図2(a)に三相インバータの基本ベクトル、図2(b)に空間ベクトル座標の分割領域を示す。同期 PWM は90度ごとに対

称性を持つ。さらに、対称三相であることから、空間ベクトル表記をした際に、出力する基本ベクトルの遷移順は 30 度ごとに対称となる。したがって、ある 30 度の区間における基本ベクトルの遷移モードから最適なスイッチングタイミングを導出することができる。図 2(b)において、スイッチング回数が最小になるように領域分けを行なっている。スイッチングタイミングを最適化する際の他の制約として、以下がある。

1. ベクトルが遷移する際に、スイッチングは 1 回のみ。
2. 位相が 0 rad においてスイッチングしない。したがって、0 rad におけるスイッチング状態は、Sector 6 で出力可能なベクトルに限られる。
3. 位相が $\pi/6$ rad においてスイッチングする。
4. 前後で対称となるため、 $\pi/6$ rad では非ゼロベクトルが選択される。

0 から $\pi/6$ rad において、これらの条件を満たすスイッチングの遷移モードを元に、目的関数を最小化するスイッチングタイミングを算出することができる。

〈2・2〉 PWM 下の鉄損評価関数 本節では、パルスパターン適用時のステータ鉄心の鉄損評価関数⁽²¹⁾について説明する。提案する鉄損評価関数は出力電圧を時間積分することで得られる磁束密度振幅から鉄損を算出する。なお、文献(16)と同様に、鉄損を直接求めない鉄損近似評価関数である。また、本稿は、高速軽負荷領域における鉄損はステータ鉄心による鉄損が主であることを前提に、ステータ鉄心に着目して評価関数を導出している。

図 3 に高速軽負荷でのモータ鉄心各所の鉄損分布および鉄損の分離結果を示す。モータの鉄損を厳密に算出するには、鉄心各所の磁束密度の時系列データが必要になる。しかし、パルスパターンの最適化には複数のスイッチングタイミングの最適化が必要であるため現実的ではない。そこで、図 3(a)(b)に示されるモータの鉄損分布および分離結果に注目する。高速軽負荷領域では、永久磁石渦電流損を含むロータ側の鉄損とステータ鉄心における鉄損とを比較するとステータ鉄心における鉄損がより大きく、全鉄損の約 80%を占めることがわかる。これは、ロータの永久磁石に起因するステータティースの磁束密度の変化が回転数に比例して大きくなるため⁽²²⁾である。したがって、高速軽負荷領域においては、ステータティースにおける磁束密度から鉄損を推定できる。

図 4 に同期 PWM 適用時の UV 線間電圧波形と磁束密度の関係を示す。電機子における電圧 v_a 、電流 i_a 、電機子抵抗 R_a 、電機子鎖交磁束 Φ_a には(3)式が成立する。

$$v_a(t) = \frac{d\Phi_a(t)}{dt} + R_a i_a(t) \quad (3)$$

高速軽負荷領域においては電機子抵抗による電圧降下の影響が小さいので、(3)式は(4)式のように書き換えられる。

$$v_a(t) = \frac{d\Phi_a(t)}{dt} = NS \frac{dB_a(t)}{dt} \quad (4)$$

ここで、 N は巻数、 S はティースの断面積、 B_a は磁束密度で

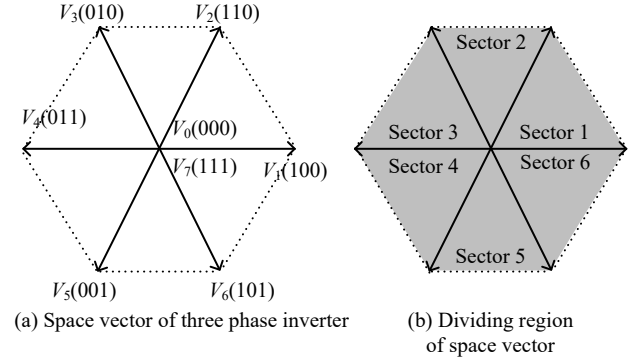
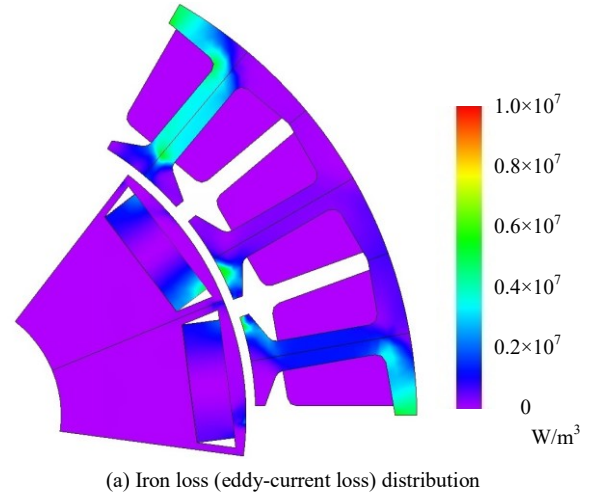
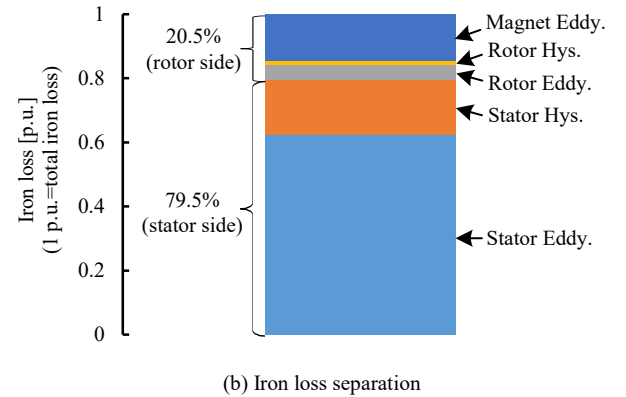


Fig. 2. Transition modes of space vector.



(a) Iron loss (eddy-current loss) distribution



(b) Iron loss separation

Fig. 3. Iron loss distribution and separation

ある。したがって、磁束密度 B_a は次式で表せる。

$$B_a(t) = \frac{1}{NS} \int_0^t v_a(t) dt \quad (5)$$

ここで、(5)式の磁束密度 B_a は、電機子鎖交磁束から計算しているため、コイルが巻かれている部分であるステータのティースにおける磁束密度を表していると考えられる。したがって、鉄心各所の磁束密度の時系列データの代わりに、(5)式で表される磁束密度の時間関数 $B_a(t)$ を用いることで、鉄損を近似的に算出することができる。なお、図 4 中の磁束密度の最大値 B_{amax} は、(5)式を $\omega = d\theta/dt$ より位置関数にしたうえでの $[0, \pi/2]$ の積分値であるから次式で表せる。

$$B_{amax} = \int_0^{\pi/2} \frac{dB_a(\theta)}{d\theta} d\theta = \frac{1}{NS\omega} \int_0^{\pi/2} v_{uv}(\theta) d\theta \quad (6)$$

ここで、 ω は電気角速度である。なお、モータドライブシステムをはじめとする三相三線式アプリケーションでは、モータ中性点からみた相電圧よりも線間電圧の方が計算しやすい⁽⁸⁾⁽²³⁾ため、評価関数にはインバータの出力線間電圧を採用する。

図 4 からわかるように同期 PWM の線間電圧は、半周期中は同じ極性である。したがって、半周期中の磁束密度の時間変化は理想的には単調増加もしくは単調減少であり、ヒステリシスループ中にはマイナーループが含まれない⁽⁸⁾。この場合、図 4 のように非正弦波状の磁束密度波形であっても、improved generalized Steinmetz equation (iGSE)⁽²⁴⁾⁽²⁵⁾を適用することで鉄損を算出できる。iGSE では、単位体積あたりの鉄損の時間平均 P_V は次式で与えられる。

$$P_V = \frac{1}{T} \int_0^T k_i \left| \frac{dB_a(t)}{dt} \right|^\alpha (\Delta B_a)^{\beta-\alpha} dt \quad (7)$$

ここで、 ΔB_a は磁束密度のピークピーク値である。また、 k_i は次式で表される。

$$k_i = \frac{k}{(2\pi)^{\alpha-1} \int_0^{2\pi} |\cos \theta|^\alpha 2^{\beta-\alpha} d\theta} \quad (8)$$

ここで、 k, α, β は鉄心材料のカatalogデータである鉄損曲線から導出できる係数である。(7)式を位置関数に変数変換したうえで、同期 PWM の対称性から積分範囲を $[0, \pi/2]$ になるように書き換えれば、(7)式は次式のように書き換えられる。

$$P_V = k_i \omega^\alpha \frac{(\Delta B_a)^{\beta-\alpha}}{\pi/2} \int_0^{\pi/2} \left(\frac{dB_a(\theta)}{d\theta} \right)^\alpha d\theta \quad (9)$$

(9)式中の磁束密度のピークピーク値 ΔB_a は、同期 PWM の対称性から $2B_{amax}$ となる。一方、(9)式中の定積分項は、(6)式と比較すれば、積分範囲は同じで、電圧印加時 ($v_{uv}=E_{dc}$) の傾き(図 4)が元よりも $(dB_a/d\theta)^{\alpha-1}$ 倍されたと考えることができる。したがって、定積分項の値は(6)式で表される B_{amax} を $(dB_a/d\theta)^{\alpha-1}$ 倍した値になる(詳細は付録 1 参照のこと)。したがって、(9)式は次式のように書き換えられる。

$$\begin{aligned} P_V &= k_i \omega^\alpha \frac{(2B_{amax})^{\beta-\alpha}}{\pi/2} \left(\frac{dB_a}{d\theta} \right)^\alpha \Big|_{v_{uv}=E_{dc}} B_{amax} \\ &= k_i \omega^\alpha B_{amax}^{\beta-\alpha+1} 2^{\beta-\alpha} \frac{2}{\pi} \left(\frac{E_{dc}}{\omega NS} \right)^{\alpha-1} \end{aligned} \quad (10)$$

(10)式において B_{amax} を除く全ての項は、実験パラメータや鉄心材料の特性で決まる。そのため、 B_{amax} の項を最小化するようにパルスパターンを最適化すれば、鉄損を低減できる。なお、鉄損を低減するための評価関数としては、 $B_{amax}^{\beta-\alpha+1}$ ではなく、単に B_{amax} のみで十分であるため、評価関数としては(6)式で表される B_{amax} を用いる。(6)式の UV 線間電圧 v_{uv} は、U 相電圧に対して位相は 30 度進んでいることから、新たに線間電圧基準におけるスイッチングタイミング $\beta_k (k=0, 1, \dots, 2m+1)$ を導入する。ただし、 $\beta_0=0, \beta_{2m+1}=\pi/2$ となり、V 相電圧における 90 度も含まれるため、 $\pi/3$ rad のタイミングでもスイッチングする。したがって、 $0, \pi/3, \pi/2$ rad 以外のスイッチングはすべて α_i で求められ、(11)式から(14)式と

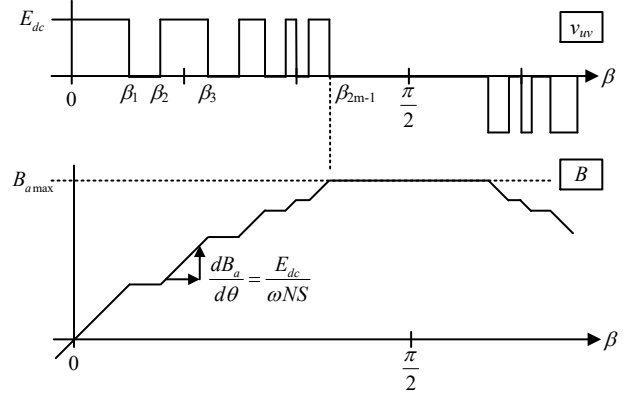


Fig. 4. Relationship between line-to-line voltage waveform and magnetic flux density waveform.

なる。

$$\beta_k = \frac{\pi}{6} - \alpha_i \quad \left(\alpha_i < \frac{\pi}{6} \right) \quad (11)$$

$$\beta_k = \alpha_i - \frac{\pi}{6} \quad \left(\alpha_i > \frac{\pi}{6} \right) \quad (12)$$

$$\beta_k = \alpha_i + \frac{\pi}{6} \quad \left(\alpha_i < \frac{\pi}{3} \right) \quad (13)$$

$$\beta_k = \frac{5}{6}\pi - \alpha_i \quad \left(\alpha_i > \frac{\pi}{3} \right) \quad (14)$$

線間電圧の振幅は $0 < \beta_k < \pi/2$ において、インバータの直流電圧 E_{dc} か 0 になる。したがって、線間電圧は(15)式で表すことができる。

$$v_{uv} = \begin{cases} E_{dc} & (\beta_k < \beta < \beta_{k+1}) \quad k: \text{even} \\ 0 & (\beta_k < \beta < \beta_{k+1}) \quad k: \text{odd} \end{cases} \quad (15)$$

また、各区間ごとの線間電圧の積分は(16)式で表される。

$$\int_{\beta_k}^{\beta_{k+1}} v_{uv}(t) d\theta = \begin{cases} E_{dc}(\beta_{k+1} - \beta_k) & (\beta_k < \beta < \beta_{k+1}) \quad k: \text{even} \\ 0 & (\beta_k < \beta < \beta_{k+1}) \quad k: \text{odd} \end{cases} \quad (16)$$

したがって、(6)式は(16)式より(17)式に書き換えられる。

$$B_{amax} = \frac{1}{NS\omega} \sum_{k=0}^{2m} \int_{\beta_k}^{\beta_{k+1}} v_{uv}(\theta) d\theta = \frac{E_{dc}}{NS\omega} \sum_{k=0}^{2m-1} (-1)^{k-1} \beta_k \quad (17)$$

ここで、係数 $E_{dc}/NS\omega$ は、パルスパターンによらず一定であるので、(17)式を規格化し、パルスパターンだけで表せば、鉄損の評価関数 f_i は以下となる。

$$f_i = \sum_{k=0}^{2m-1} (-1)^{k-1} \beta_k \quad (18)$$

(18)式は文献(8)の PWM 下におけるモータ高調波電流実効値の評価関数と同様に、複雑な関数を用いることなく、各スイッチングタイミングから計算される値の総和で表されている。したがって、(18)式を鉄損近似評価関数として、文献(8)同様に、評価関数を最小となるようにそれぞれのスイッチングタイミングを求めることで、鉄損を低減できる。

3. 実機検証

本節では、提案手法の有用性を確認するため、インダクタ⁽¹⁷⁾および高速 IPMSM⁽²⁶⁾⁽²⁸⁾を用いて実験を行った結果について述べる。提案した評価関数は鉄損を直接求めない鉄損近似評価関数である。そのため、評価関数の妥当性は、

電圧基本波振幅が同じランダムな PWM を 12 パターン作成し, (18)式で計算される鉄損評価値と鉄損実測値との相関係数を導出することで評価した。また, 提案手法の有用性は, (a) キャリア非同期 PWM: 三角波キャリアのゼロクロス点と電圧指令のゼロクロス点が一致していない PWM, (b) キャリア同期 PWM: 三角波キャリアのゼロクロス点と電圧指令のゼロクロス点が常に一致している PWM, (c) 提案 PWM: 評価関数が最小になるように導出した PWM の 3 つを比較することで確認する。なお, インダクタおよび高速 IPMSM のどちらの検証においても, PWM は 9 パルスを用い, 電源電圧 E_{dc} は 180V, 変調率 K_e は 0.785(三角波比較 PWM 方式の最大出力相当)とした。

〈3・1〉インダクタにおける検証 図 5 に実験構成を示す。インバータは 2 レベルインバータを用い, スwitchング素子には, IGBT(2MBI150U2A-060, 600 V, 150 A, 富士電機)を使用する。インバータの電源には, 回生型双方向直流電源(RP7951A, Keysight Technologies)を使用し, 180V に設定する。電力の測定はパワーメータ(PW3390, 精度 $\pm 0.04\%$, 帯域 200kHz, HIOKI)を用いて行なった。

図 6 に今回作成したインダクタの写真, 表 1 に仕様を示す。2 次側に補助巻線を巻き, PWM 印加時の 1 次側電流と 2 次側電圧から鉄損を計算した。なお, 通常, トランスは方向性電磁鋼板を用いて製作されるが, 本検討はモータにおける鉄損を想定しているため, モータで一般的に使用される無方向性電磁鋼板を用いて製作している。

図 7 に PWM 印加時のインダクタの鉄損および電流ひずみ率(THD)と, (18)式による評価値の結果を示す。なお, 12 パターンのランダム PWM 電圧と, (18)式が最小になるように導出した提案 PWM をインダクタに印加している。また, これらのデータの相関係数 r を次式より計算した。

$$r = \frac{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (f_{i,n} - \bar{f}_i)(P_{i,n} - \bar{P}_i)}{\sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (f_{i,n} - \bar{f}_i)^2} \times \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (P_{i,n} - \bar{P}_i)^2}} \dots\dots\dots (19)$$

ここで, n はデータ数, $(f_{i,n}, P_{i,n})$ は n 番目の評価値と鉄損, バーはそれぞれの平均値を示す。相関係数は一般的に 1 に近ければ近いほど相関が強い, つまり, 直線的な関係性が強く, 精度の高い評価関数といえる。図 7(a)から, 鉄損と(18)式による評価値は, 相関係数 0.991 であり, 非常に高い相関関係を有することがわかる。したがって, 任意パルスパターンで駆動した際にインダクタで発生する鉄損を, (18)式から算出できるといえる。また, (18)式が最小になるように導出した提案 PWM が, どのパルスパターンよりも鉄損が小さいことがわかる。一方, 図 7(b)から, 電流 THD と(18)式による評価値は, 相関係数 0.486 であり, 低い相関である。つまり, 本鉄損低減手法で用いる評価関数は, 鉄損とは非常に相関が高いが, 電流 THD とは相関が低い。このことから, 本手法は従来の電流 THD を低減する手法とは異なることがわかる。

表 2 にキャリア同期 PWM と提案 PWM の線間電圧基準に

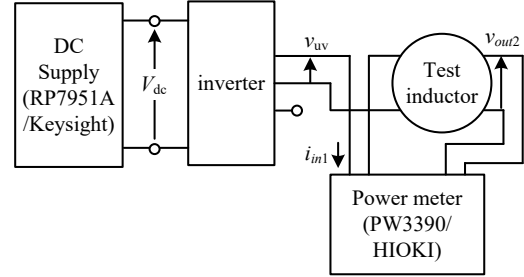


Fig. 5. Configuration of the system to measure iron loss of test inductor.

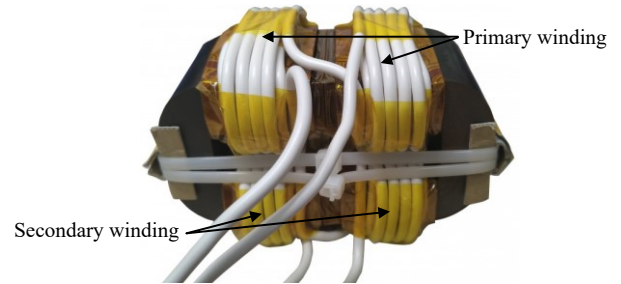
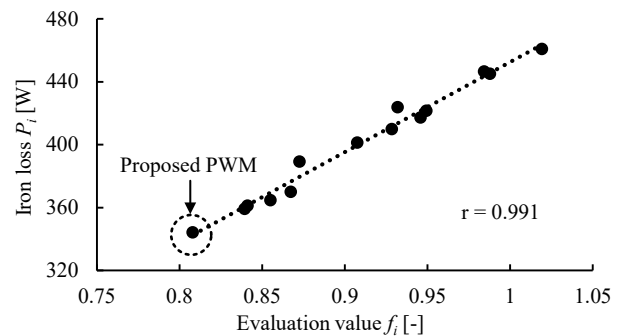


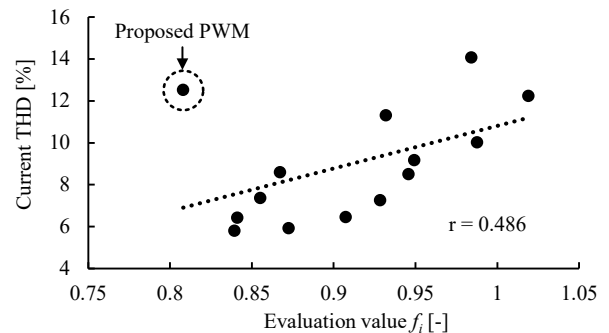
Fig. 6. Photograph of inductor.

Table 1. Specifications of test inductor.

Core material	35JN440
Cross sectional area	95cm ²
Gap lenght	0.52mm
Number of turns	21
Core volume (weigh)	262cm ³ (1.9kg)



(a) Evaluation value and iron loss



(b) Evaluation value and current THD

Fig. 7. Correlation coefficient between evaluation value and iron loss, current THD of test inductor.

におけるスイッチングタイミング, 図 8 に(a)キャリア非同期 PWM, (b)キャリア同期 PWM, (c)提案 PWM を印加した際の線間電圧と線電流波形を示す。図 8(b), (c)のそれぞれの線間電圧を比較すると, デッドタイムの影響はあるが, 概ね対称性を有する同期 PWM であることが確認できる。ま

Table 2. Switching patterns of carry-synchronous PWM and proposed PWM in test inductor

Switching pattern	Carry-syn PWM	Proposed PWM
β_1	0.163 rad	0.044 rad
β_2	0.184 rad	0.114 rad
β_3	0.448 rad	0.124 rad
β_4	0.627 rad	0.171 rad
β_5	0.863 rad	0.876 rad
β_6	0.884 rad	0.924 rad
β_7	1.047 rad	0.934 rad
β_8	1.467 rad	1.004 rad
β_9	1.495 rad	1.047 rad

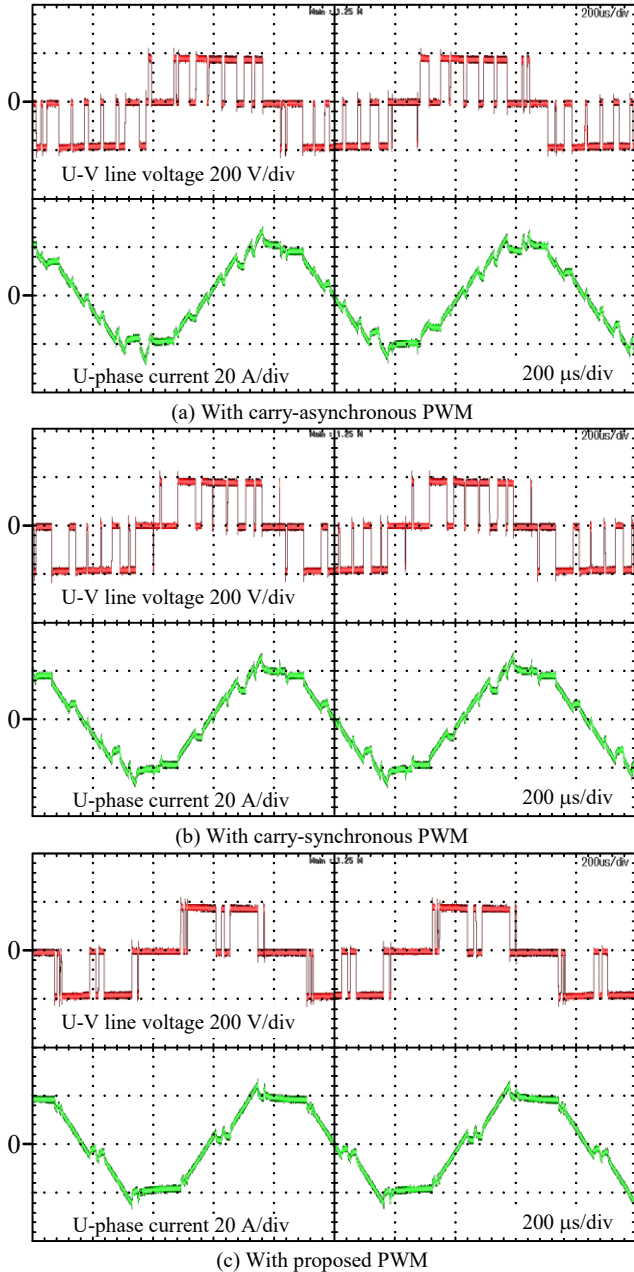


Fig. 8. U-V line-to-line voltage and phase current waveforms.

た、キャリア非同期 PWM, キャリア同期 PWM においては、9パルスの PWM であるのに対して、提案 PWM はショートパルスが発生していることから、パルス数が減少する傾向にある。これは、磁束を台形波状にし、磁束密度の最大磁

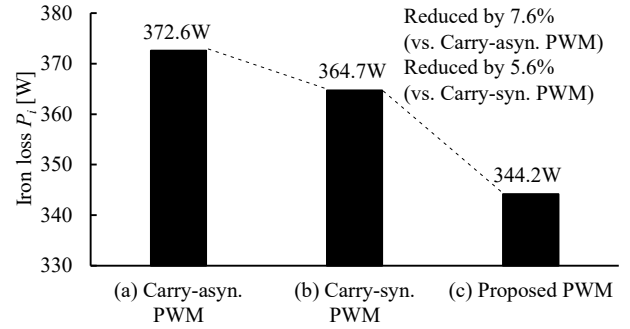


Fig. 9. Iron loss of test inductor.

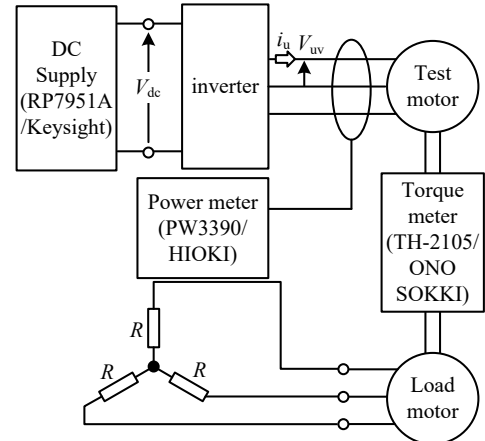


Fig. 10. Configuration of IPMSM drive system.

束密度振幅 B_{max} を低く抑えて、鉄損を減らそうとした結果、パルス数が減少したと考えられる⁽²⁸⁾。また、パルス数が減少したため、電流波形がキャリア同期 PWM と比較して正弦波よりも磁束波形に近い台形波に近い波形になっている。なお、図 8 の実験電流波形の細部には極大極小が発生しており、図 4 で示したような半周期中の時間変化が単調増加もしくは単調減少であるような波形とは乖離がある。これは、瞬時値として発生する鉄損の影響で、磁束が単にインダクタンス値と電流の積で表せないためである(詳細は付録 2 参照のこと)。

図 9 にキャリア非同期 PWM, キャリア同期 PWM, 提案 PWM を印加した際に発生する鉄損を示す。キャリア非同期 PWM, キャリア同期 PWM と比較して、提案 PWM は、鉄損が 7.6%, 5.6% 低減できていることがわかる。したがって、インダクタにおいて提案する鉄損を低減する PWM により、鉄損を低減できるといえる。

〈3・2〉高速 IPMSM における検証 図 10 に実験構成を示す。パワーメータで供試モータの入力電力、トルクメータ(TH2105, 小野測器)で供試モータの軸出力を測定する。負荷モータに抵抗負荷を Y 結線で接続し、負荷トルクを与える。鉄損の算出方法は、入力から出力、一次銅損を差し引くことで求めた。機械損については、パルスパターンによらず同じと考えられるので本検討では鉄損と分離せず、合計値として求めている。鉄損の測定時は機械損やコイル巻線の温度依存性による測定結果のばらつきを考慮して暖機運転を実施し、巻線温度は常に 30 度から 35 度の範囲内

に収まる条件で行った。

図 11 に本論文で用いる供試モータの概形、表 3 にモータパラメータを示す。使用する電動機は、定格出力 3 kW、定格回転速度 12000 r/min の集中巻 IPMSM である。まず、V/f 制御を用いて供試モータを駆動し、キャリア非同期 PWM で定格回転速度まで上昇させる。定格回転速度に達した時点でパルスパターンを指定の PWM パルスパターンに切り替える。実験条件は、高速軽負荷を想定し、12000r/min, 0.22Nm とした。

図 12 に PWM 印加時の高速 IPMSM の鉄損および電流ひずみ率(THD)と、(18)式による評価値の結果を示す。なお、12 パターンのランダム PWM 電圧と、(18)式が最小になるように導出した提案 PWM をモータに印加している。図 12(a) から、鉄損と(18)式による評価値は、相関係数 0.982 であり、非常に高い相関関係を有することがわかる。したがって、任意パルスパターンで駆動した際にモータで発生する鉄損を、(18)式から算出できるといえる。また、提案 PWM が、どのパルスパターンよりも鉄損が小さいことがわかる。一方、図 12(b)から、電流 THD と(18)式による評価値は、相関係数 0.435 であり、低い相関である。つまり、本鉄損低減手法で用いる評価関数は、鉄損とは非常に相関が高いが、電流 THD とは相関が低い。このことから、本手法は従来の電流 THD を低減する手法とは異なることがわかる。

表 4 にキャリア同期 PWM と提案 PWM の線間電圧基準におけるスイッチングタイミング、図 13 に(a)キャリア非同期 PWM, (b)キャリア同期 PWM, (c)提案 PWM を印加した際の線間電圧と線電流波形を示す。線間電圧波形はインダクタの実験とほぼ同じである。これは、インダクタと同条件でパルスパターンを導出しており、表 2, 表 4 からわかるように、同じパルスパターンが導出されたためである。一方、提案 PWM における相電流は、インダクタでは図 8(c)で示したように台形波状の電流波形だったのに対して、モータでは図 13(c)のように正弦波状の電流波形であることがわかる。ステータティースにおける磁束は、永久磁石に起因する磁束と巻線に電流が流れることによって発生する磁束との和で表される。提案 PWM においては、それらの磁束の和が台形波状になるように電流が流れると考えられる。したがって、ステータティースにおける磁束波形が台形波状だとしても、永久磁石に起因する磁束の空間分布によって必ずしも電流波形は台形波状にはならない。

図 14 にキャリア非同期 PWM, キャリア同期 PWM, 提案 PWM を印加した際に発生する鉄損を示す。なお、それぞれ 10 回ずつ実験を行い、鉄損の平均値と標準偏差を示している。キャリア非同期 PWM, キャリア同期 PWM と比較して、提案 PWM は、鉄損が 8.5%, 3.7%低減できていることがわかる。したがって、モータにおいて提案する PWM により、鉄損を低減できるといえる。

4. まとめ

本論文では、任意パルスパターンで駆動した際に高速

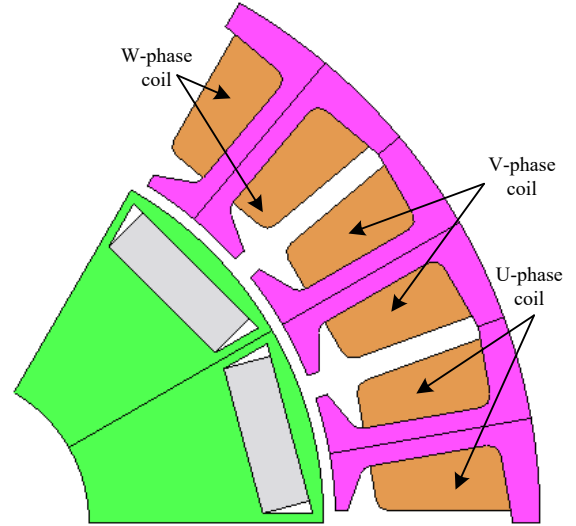
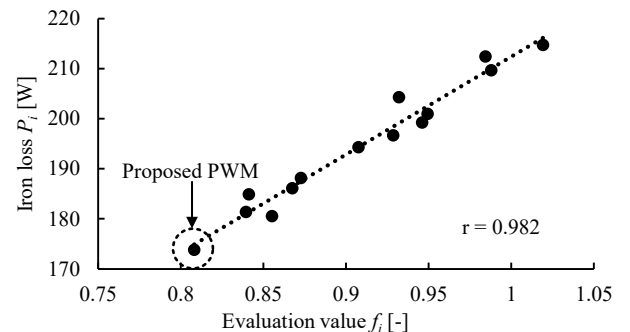


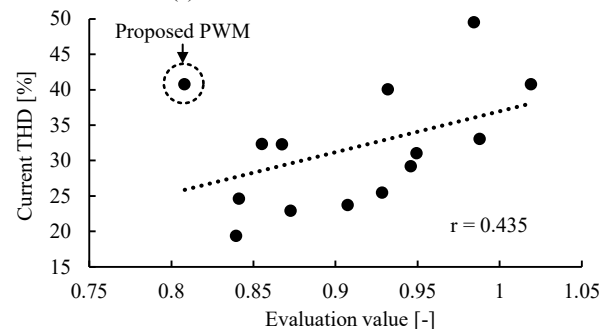
Fig. 11. Model of test motor: concentrated winding IPMSM.

Table 3. Specifications of test motor.

Maximum power	3 kW
Maximum torque	4 Nm
Base speed	7200 r/min
Maximum speed	12000 r/min
Armature pairs of poles	6
d-axis inductance	0.389 mH
q-axis inductance	0.556 mH
Winding resistance	0.0557 Ω
Back-EMF coefficient	0.0189 Vs/rad



(a) Evaluation value and iron loss



(b) Evaluation value and current THD

Fig. 12. Correlation coefficient between evaluation value and iron loss, current THD of test motor.

IPMSM で発生するステータ鉄心の鉄損を、有限要素法を用いずに算出できる評価関数を導出し、それを元に鉄損を最小にするパルスパターンを生成する手法を提案した。導出

Table 4. Switching patterns of carry-synchronous PWM and proposed PWM in test motor

Switching pattern	Carry-syn PWM	Proposed PWM
β_1	0.163 rad	0.044 rad
β_2	0.184 rad	0.114 rad
β_3	0.448 rad	0.124 rad
β_4	0.627 rad	0.171 rad
β_5	0.863 rad	0.876 rad
β_6	0.884 rad	0.924 rad
β_7	1.047 rad	0.934 rad
β_8	1.467 rad	1.004 rad
β_9	1.495 rad	1.047 rad

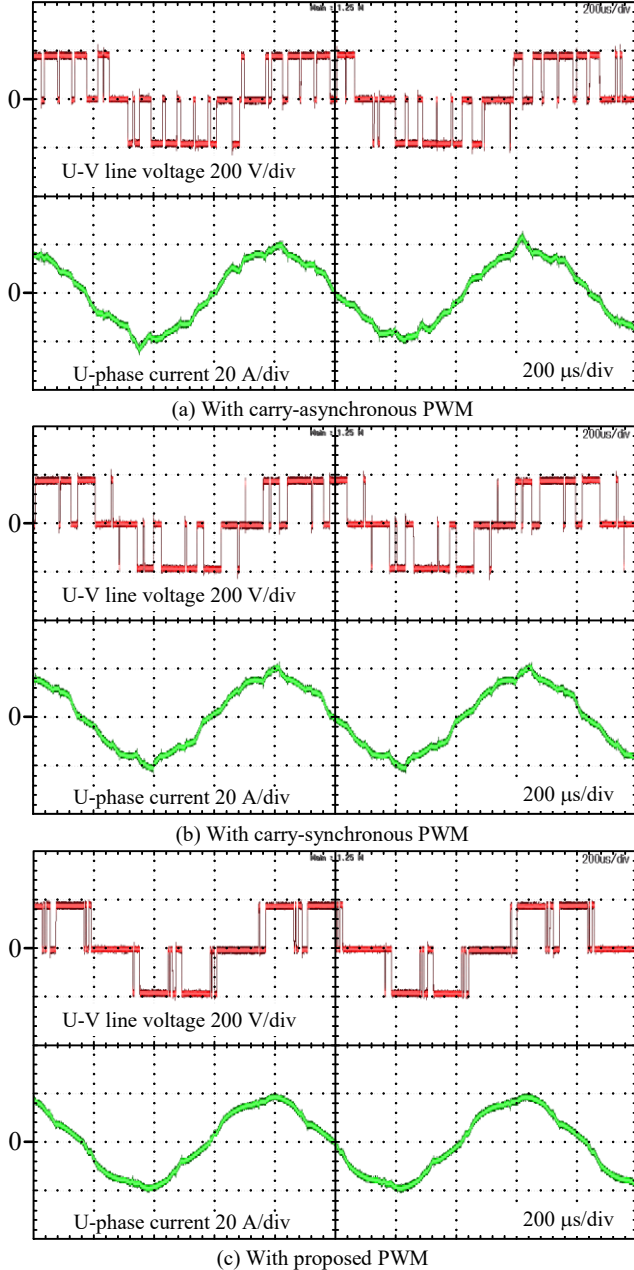


Fig. 13. U-V line-to-line voltage and phase current waveforms.

した評価関数はランダムな PWM をインダクタおよびモータに印加し、その際の鉄損と評価値との相関係数を導出することで妥当性を確認し、0.98 を超える高い相関を確認した。また、提案 PWM は、キャリア非同期 PWM、キャリア

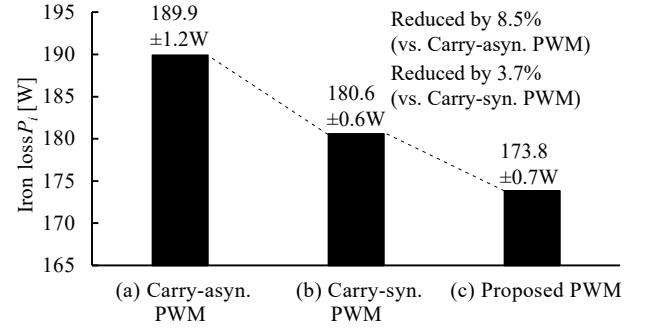


Fig. 14. Iron loss of test motor.

同期 PWM と比較して、8.5%、3.7%の鉄損低減を確認し、提案手法の有用性を確認した。今後は、鉄損、銅損ともに全損失に影響を与えるような中速領域において、全損失を低減するパルスパターンを検討を行う。

文 献

- (1) Jun-ichi Itoh, Takato Toi, and Koroku Nishizawa: "Stabilization Method for IPMSM with Long Electrical Time Constant Using Equivalent Resistance Gain Based on V/f Control", IEEJ Journal of Industry Applications, vol. 8, no. 4, pp. 592-599 (2019)
- (2) Nguyen Gia Minh Thao, Nicolas Denis, Yenyi Wu, Shunya Odawara, and Keisuke Fujisaki: "Study of the Effect of Load Torque on the Iron Losses of Permanent Magnet Motors by using Finite Element Analysis", IEEJ Journal of Industry Applications, vol. 8, no. 3, pp. 522-531 (2019)
- (3) Akihiro Ura, Masayuki Sanada, Shigeo Morimoto, and Yukinori Inoue: "Influence of Structural Differences on Motor Characteristics of Concentrated Winding IPMSMs Obtained by Automatic Design", IEEJ Journal of Industry Applications, Vol.8, No.3 pp.458-464 (2019)
- (4) Kodai Abe, Hitoshi Haga, Kiyoshi Ohishi, Yuki Yokokura, and Haruya Kada: "Source Current Harmonics and Motor Copper Loss Reduction Control of Electrolytic Capacitor-less Inverter for IPMSM Drive", IEEJ Journal of Industry Applications, Vol.8, No.3 pp.404-412 (2019)
- (5) T. Jikumaru, K. Yamaguchi, and G. Kuwata: "Investigation of loss evaluation method for high-speed motors with low inductance", Proceedings of the IEEJ Industry Applications Society Conference, No.3-2, pp. 63-64 (2017) (in Japanese)
軸丸武弘, 山口浩二, 桑田 敏: 「低インダクタンスの高速モータにおける損失評価方法の検討」, 電気学会産業応用部門大会, No.3-2, pp. 63-64 (2017)
- (6) K. Akatsu and S. Wakui: "A design method of fractional-slot concentrated winding SPMSM using winding factor and inductance factor", IEEJ Journal Industry Applications, vol. 127, no. 11, pp. 1171-1179 (2007) (in Japanese)
赤津 観, 涌井 伸二: 「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」, 電気学会論文誌 D, vol. 127, no. 11, pp. 1171-1179 (2007)
- (7) M. Nakano and T. Hikiyara: "Analytical Method Using Impedance of Permanent Magnet Motor for Calculation of Rotor", IEEJ Journal Industry Applications, vol. 137, no. 8, pp. 663-672 (2017) (in Japanese)
中野正嗣, 引原 隆士: 「永久磁石モータのインピーダンスを用いたキャリア高調波による回転子渦電流損の計算手法」, 電気学会論文誌 D, vol. 137, no. 8, pp. 663-672 (2017)
- (8) I. Takahashi, H. Mochikawa: "A New Control of PWM Inverter Waveform for Minimum Loss Operation of an Induction Motor Drive", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. IA-21, no. 3, pp. 580-587 (1985)
- (9) T. Ito, K. Nishizawa, H. N. Le, J. Itoh, K. Yamane, N. Yamada, and M. Nawa: "Motor loss reduction for high speed IPMSM with optimum pulses generated by considering electromotive force", IEEJ, SPC-19-026/MD-19-026, pp. 33-38 (2019) (in Japanese)
伊藤 健, 西澤 昌久, レホアイナム, 伊東 淳一, 山根 和貴, 山田 伸明,

- 名和政道:「高速 IPMSM における速度起電力を考慮した最適パルスによるモータ損失の低減」, 半導体電力変換・モータドライブ合同研究会, SPC-19-026/MD-19-026, pp. 33-38 (2019)
- (10) A. Tripathi, G. Narayanan: "Investigations on Optimal Pulse Width Modulation to Minimize Total Harmonic Distortion in the Line Current", IEEE Transactions on Industry Applications, vol.53, no. 1, pp. 212-221 (2017)
- (11) Z. Zhang, X. Ge, Z. Tian, X. Zhang, Q. Tang, and X. Feng: "A PWM for Minimum Current Harmonic Distortion in Metro Traction PMSM With Saliency Ratio and Load Angle Constrains", IEEE Transactions on Power Electronics, vol.33, no. 5, pp. 4498-4511 (2018)
- (12) K. Yamazaki: "Methods of Iron Loss Estimation for Rotating Machines", IEE-Japan Industry Applications Society Conference, 2-S9-3, pp. II-101-II-106 (2003) (in Japanese)
山崎克己:「回転機の鉄損推定法」, 電気学会産業応用部門大会, 2-S9-3, pp. II-101-II-106 (2003)
- (13) K. Yamazaki, Y. Seto, and M. Tanida: "Iron Loss Analysis of IPM Motor Considering Carrier Harmonics", IEEE Journal Industry Applications, vol. 125, no. 7, pp. 758-766 (2005) (in Japanese)
山崎克己, 瀬戸嘉朗, 谷田誠:「キャリア高調波を考慮した IPM モータの鉄損解析」, 電気学会論文誌 D, vol. 125, no. 7, pp. 758-766 (2005)
- (14) K. Yamazaki and Y. Abe: "Loss Analysis of Induction Motors Considering Carrier Harmonics of PWM Inverters", IEEE Journal of Industry Applications, Vol.126, No.4 pp.404-412 (2006)
- (15) K. Yamazaki and T. Abe: "Loss Analysis of IPM Motors Considering Carrier Harmonics -Calculation of Eddy Current Loss in Permanent Magnet Using 3-D Finite Element Method-", IEEE Journal Industry Applications, vol. 127, no. 1, pp. 87-94 (2007) (in Japanese)
山崎克己, 阿部敦:「キャリア高調波を考慮した IPM モータの損失解析-三次元有限要素法による永久磁石渦電流損算定-」, 電気学会論文誌 D, vol. 127, no. 1, pp. 87-94 (2007)
- (16) K. Yamazaki, S. Ohki, A. Nezu, T. Ikemi: "Development of Interior Permanent Magnet Motors Reducing Harmonic Iron Losses under Field Weakening Control", IEEE Journal Industry Applications, vol. 127, no. 8, pp. 837-843 (2007) (in Japanese)
山崎克己, 大木俊治, 根津章, 池見健:「弱め界磁制御時の高調波鉄損を低減した IPM モータの開発」, 電気学会論文誌 D, vol. 127, no. 8, pp. 837-843 (2007)
- (17) C.I. McClay and S. Williamson: "The variation of cage motor losses with skew", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 36, no. 6, pp. 1563-1570 (2000)
- (18) N. Sadowski, M. Lajoie-Mazenc, J.P.A. Bastos, M.V. Ferreira da Luz, and P. Kuo-Peng: "Evaluation and analysis of iron losses in electrical machines using the rain-flow method", IEEE Transactions on Magnetics, vol. 36, no. 4, pp. 1923-1926 (2000)
- (19) Z. Gmyrek, A. Boglietti, an A. Cavagnino: "Estimation of Iron Losses in Induction Motors: Calculation Method, Results, and Analysis", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 57, no. 1, pp. 161-171 (2009)
- (20) M. Nakahara and K. Wada: "Loss Analysis of Magnetic Components for a Solid-State-Transformer", IEEE Journal Industry Applications, vol. 4, no. 4, pp. 387-397 (2015)
- (21) K. Nishikawa, T. Kumagai, J. Itoh, K. Yamane, N. Yamada, M. Nawa: "A Study on Evaluation Function to Minimize Harmonic Iron Losses for Motor", Proceedings of the IEEE Industry Applications Society Conference, Y40 (2019) (in Japanese)
西川滉大, 熊谷崇宏, 伊東淳一, 山根和貴, 山田伸明, 名和政道:「モータ高調波鉄損最小化を目的とした評価関数の検討」, 電気学会産業応用部門大会, Y40 (2019)
- (22) T. Hiroaki, W. Jiabin, and H. David: "Analysis of Motor Loss in Permanent Magnet Brushless Motors", JFE Technical report, no. 8, pp. 17-21 (2005) (in Japanese)
戸田広朗, W. Jiabin, H. David:「永久磁石ブラシレスモータの損失評価」, JFE 技報, no. 8, pp. 17-21 (2005)
- (23) N. Yousefpoor, S. H. Fathi, N. Farokhnia, and H. A. Abyaneh: "THD Minimization Applied Directly on the Line-to-Line Voltage of Multilevel Inverters", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol.59, no. 1, pp. 373-380 (2012)
- (24) J. Li, T. Abdallah, and C. R. Sullivan, "Improved calculation of core loss with nonsinusoidal waveforms," in Proc. Ind. Appl. Conf., 36th IEEE IAS Annu. Meeting, vol. 4, pp. 2203-2210 (2001)
- (25) J. Muhlethaler, J. Biela, J. W. Kolar, and A. Ecklebe "Improved Core-Loss Calculation for Magnetic Components Employed in Power Electronic Systems", IEEE Transactions on Power Electronics, vol.27, no. 2, pp. 964-973 (2012)
- (26) T. Ito, T. Kumagai, K. Nishikawa, J. Itoh, K. Yamane, N. Yamada, and M. Nawa: "Experimental verification of PWM pattern evaluation function to minimize harmonic iron losses for high speed IPMSM", IEEE, SPC-19-129/MD-19-095, pp. 25-30 (2019) (in Japanese)
伊藤健, 熊谷崇宏, 西川滉大, 伊東淳一, 山根和貴, 山田伸明, 名和政道:「高速 IPMSM における高調波鉄損最小化のための PWM パターン評価関数の実機検証」, 半導体電力変換・モータドライブ合同研究会, SPC-19-129/MD-19-095, pp. 25-30 (2019)
- (27) T. Ito, T. Kumagai, J. Itoh, K. Yamane, N. Yamada, and M. Nawa: "Experimental Verification of Harmonic Iron Loss and Harmonic Copper Loss caused by Optimum PWM for High Speed IPMSM", IEEE, SPC-20-027/MD-20-027, pp. 73-78 (2020) (in Japanese)
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・モータドライブ合同研究会, SPC-20-027/MD-20-027, pp. 73-78 (2020)
- (28) T. Ito, K. Nishizawa, H. N. Le, J. Itoh, K. Yamane, N. Yamada, and M. Nawa: "Verification of pulse pattern to minimize harmonic iron loss and harmonic copper loss for high speed IPMSM", Annual Meeting of the Institute of Electrical Engineers of Japan, 5-093, pp. 152-153 (2020) (in Japanese)
伊藤健, 西澤是呂久, レホアイナム, 伊東淳一, 山根和貴, 山田伸明, 名和政道:「高速 IPMSM における高調波銅損と高調波鉄損を最小化するパルスパターンの検証」, 電気学会全国大会, 5-093, pp. 152-153 (2020)

付録

1. (9)式から(10)式の展開

付図 1 に(6)式と(9)式の定積分項をグラフで表した場合の比較図を示す。(9)式においてパルスパターンによって変化する項は、磁束密度のピークピーク値 ΔB_a と定積分項である。磁束密度のピークピーク値 ΔB_a は、同期 PWM の対称性から、磁束密度の最大値 B_{amax} の二倍であるから、次式で表される。

$$\Delta B_a = 2B_{amax} \dots\dots\dots (付 1)$$

一方、定積分項は、(6)式と比較すれば、積分範囲は同じで被積分関数のみが $(dB_a(\theta)/d\theta)^{\alpha-1}$ 倍された形となっている。ここで、電圧無印加区間($v_{in}=0$)は、被積分関数は 0 であり無視できる。つまり、電圧無印加区間($v_{in}=0$)において、鉄損の瞬時値を表す(9)式が 0 となるが、これは、同期 PWM においては、半周期中の磁束密度の時間変化は単調増加もしくは単調減少であり、ヒステリシスループ中にはマイナーループが含まれず、加えて、電圧無印加区間($v_{in}=0$)において、磁束密度の時間変化はゼロであり、電磁誘導作用が発生せずには渦電流損が発生しないためであると考えられる。加えて、電圧印加区間($v_{in}=E_{dc}$)は磁束密度の傾きが一定であるから、被積分関数も一定と見なせる。とりわけ、付図 1 中の電圧印加区間($v_{in}=E_{dc}$)の傾きが元よりも $(dB_a/d\theta)^{\alpha-1}$ 倍されたと考えれば、最大値は元の最大値 B_{amax} を $(dB_a/d\theta)^{\alpha-1}$ 倍した値となるため、被積分項は次式で表される。

$$\int_0^{\pi/2} \left(\frac{dB_a(\theta)}{d\theta} \right)^{\alpha} d\theta = B_{amax} \left(\frac{dB_a}{d\theta} \Big|_{v_{in}=E_{dc}} \right)^{\alpha-1} = B_{amax} \left(\frac{E_{dc}}{\omega NS} \right)^{\alpha-1} \quad (付 2)$$

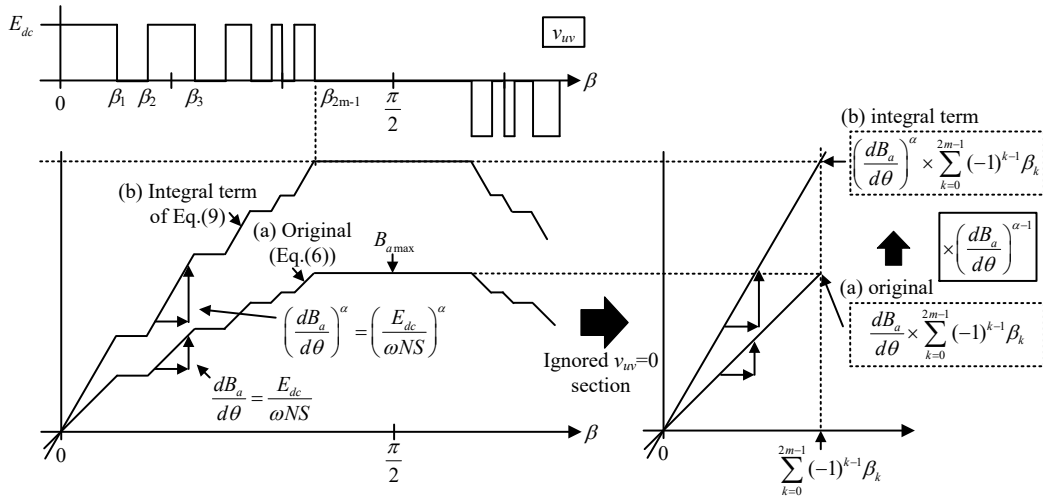
したがって, (9)式に(付1)式と(付2)式を代入することで, (10)式が導出できる。

2. 実験電流波形における極大極小値の発生原因

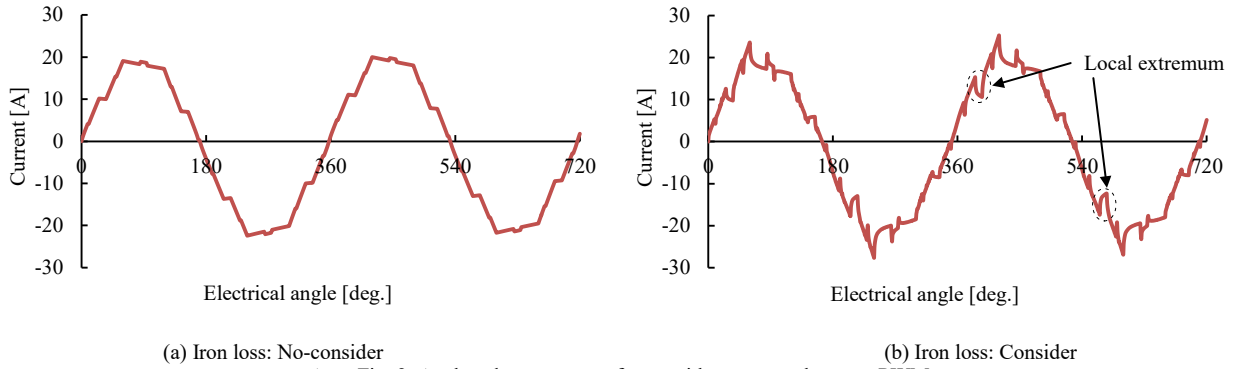
付図 2(a)に電磁界解析において鉄損の影響を無視した電流波形, 付図 2(b)に鉄損の影響を考慮した電流波形を示す。印加電圧はキャリア同期 PWM とし, 本文中の図 8(b)を取得した時と同じ条件で電磁界解析している。なお, 2 次元 FEM ソフト(JMAG Designer, JSOL)により解析し, 渦電流損とヒステリシス損の解析には, ソフトに実装されている積層解析(1D 法)とプレイモデルを用いた手法を適用している。付図 2(a)と付図 2(b)の解析実験波形を比較すると, 鉄損の影響を考慮した付図 2(b)の方が電流波形に極大極小値が顕著に

表れており, 実験電流波形(本文中の図 8(b))とほとんど同じような傾向となることがわかる。このことから, 実験電流波形に極大極小値が発生するのは, 鉄損の影響であることがわかる。

付図 3(a)に電磁界解析より取得した B-H ループ, 付図 3(b)に B-H ループの凹み部の拡大図を示す。付図 3(a)から, 電流波形の極大極小に対応して, B-H ループの凹みが発生していることがわかる。加えて, それらを拡大した付図 3(b)から, 発生するマイナーループがメジャーループの大きさに対して非常に小さいことがわかる。これらのことから, 実験電流波形から推測できるような明らかなマイナーループは実際には発生していないことがわかる。



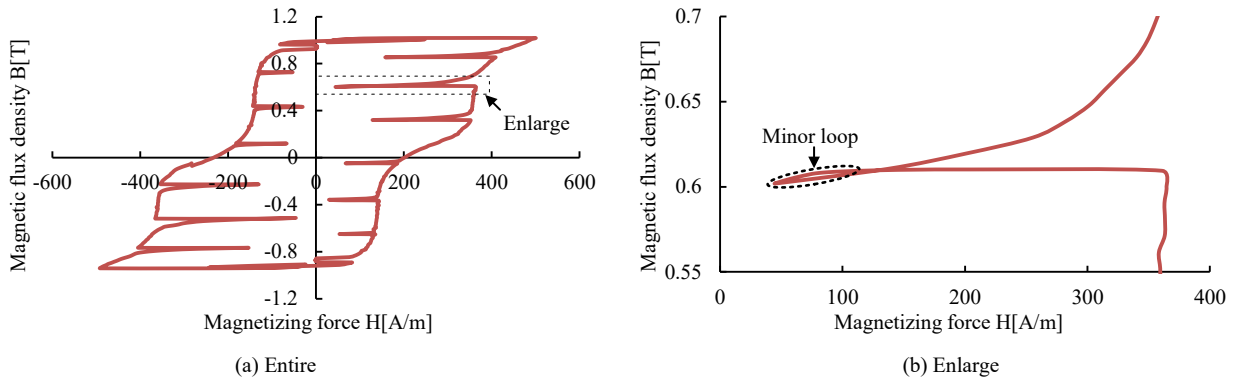
App. Fig. 1. Comparison graph of the Eq.(6) and the integral term of Eq.(9).



(a) Iron loss: No-consider

(b) Iron loss: Consider

App. Fig. 2. Analyzed current waveforms with carry-synchronous PWM.



(a) Entire

(b) Enlarge

App. Fig. 3. Analyzed B-H curve with carry-synchronous PWM.

熊谷 崇 宏



(学生員) 1994 年 11 月 25 日生まれ。2017 年 3 月, 長岡技術科学大学卒業。同年 4 月, 同大学 5 年一貫制博士課程技術科学イノベーション専攻入学。現在に至る。主にスイッチトリラクタンスモータの研究に従事。

山根 和 貴



(正員) 1989 年生まれ。2014 年 (株) 豊田自動織機へ入社。現在, 同開発第一部に所属。主に自動車, 産業車両, 産業機器の電力変換回路, 電動機制御, システムの研究・開発に従事。

伊藤 健



(非会員) 1995 年 9 月 11 日生まれ。2018 年 3 月, 長岡技術科学大学卒業。2020 年 3 月, 長岡技術科学大学大学院工学研究科修士課程修了。同年 4 月, (株)GS ユアサ入社。主に高速 IPMSM の研究に従事。

山田 伸 明



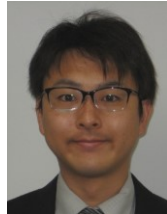
(正員) 1982 年生まれ。2017 年 (株) 豊田自動織機へ入社。現在, 同開発第一部に所属。主に自動車, 産業車両, 産業機器の電力変換回路, 電動機制御, システムの研究・開発に従事。

西川 滉 大



(学生員) 1997 年 8 月 3 日生まれ。2020 年 3 月, 長岡技術科学大学卒業。同年 4 月, 同大学 5 年一貫制博士課程技術科学イノベーション専攻入学。現在に至る。主に大容量単相コンバータの研究に従事。

名和 政 道



(正員) 1978 年生まれ。2002 年 Texas A&M 大学卒。2003 年 (株) 日立製作所へ入社。2014 年 (株) 豊田自動織機へ入社。現在, 同開発第一部 室長。主に自動車, 産業車両, 産業機器の電力変換回路, 電動機制御, 及びシステムの研究・開発に従事。

伊東 淳 一



(上級会員) 1972 年 1 月 6 日生。1996 年 3 月, 長岡技術科学大学大学院工学研究科修士課程修了。同年 4 月, 富士電機 (株) 入社。2004 年 4 月, 長岡技術科学大学電気系准教授。2017 年 4 月, 同大学電気系教授。現在に至る。主に電力変換回路, 電動機制御の研究に従事。博士 (工学) (長岡技術科学大学)。2007 年第 63 回電気学術振興賞進歩賞受賞。2010 年 Takahashi Isao Award (IPEC Sapporo), 第 58 回電気科学技術奨励賞, 2012 年インテリジェントコスモス奨励賞, 2014 年, 2016 年電気学会産業応用部門論文賞, 2017 年文部科学大臣表彰・科学技術賞(開発部門), 受賞。IEEE Senior member, 自動車技術会会員。