

# 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

伊藤 健\* 熊谷 崇宏 西川 滉大 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)  
山根 和貴 山田 伸明 名和 政道 (株式会社 豊田自動織機)

Experimental verification of PWM pattern evaluation function  
to minimize harmonic iron losses for high speed IPMSM

Takeshi Ito\*, Takahiro Kumagai, Kodai Nishikawa, Jun-ichi Itoh, (Nagaoka University of Technology)  
Kazuki Yamane, Nobuaki Yamada, Masamichi Nawa (Toyota Industries Corporation)

This paper investigates the evaluation function to minimize harmonic iron losses for high speed IPMSM. The evaluation function of iron loss is necessary for the PWM pattern optimization in order to minimize the harmonic iron losses. The evaluation function using the harmonic voltage content has been used for optimization of iron loss. However, the optimization process is time-consuming computation process due to the necessity of harmonic analysis. In order to avoid the problem, the evaluation function using the magnetic flux density amplitude is focused in order to avoid the complication. Experimental verification clarified the relationship between evaluated value and measured iron losses at high speed IPMSM. Moreover, PWM pattern of evaluation value minimization was applied to test motor.

キーワード：高調波鉄損，評価関数，IPMSM  
(Keywords: harmonic iron loss, evaluation function, IPMSM)

## 1. はじめに

永久磁石同期電動機(PMSM)は高効率，高出力密度といった利点を持っていることから，幅広い分野のモータドライブシステムに適用されている<sup>(1)(4)</sup>。近年 PMSM を用いたモータドライブシステムのさらなる小型化のため，電動機の高速度化，多極化といった工夫が行われている<sup>(5)(6)</sup>。特に，モータドライブシステムの高速度化において，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ことにより，インバータのパルス数が減少する。これによりモータに流れる入力電流に高調波成分が重畳し，モータ高調波損失の増加が懸念される。

上記の問題を解決する手法として，モータに生じる高調波損失が小さくなるように，PWM 波形を工夫する検討が行われている<sup>(7)(9)</sup>。文献(7)では，インバータの線間電圧によりモータの等価回路に流れる電流の総和を算出し，最適化手法を用いて電流実効値が最小となる PWM 波形を生成する手法が提案されている。提案されている等価回路に流れる

電流実効値が最小であれば高調波電流も最小になるため，高調波銅損を最小にできる。ほかにも，線間電圧 THD を評価関数として空間ベクトル変調に基づいた PWM 波形の最適化により線電流 THD を最小化する手法<sup>(8)</sup>，インバータの過変調域における PWM 波形の最適化<sup>(9)</sup>が提案されている。また，非正弦波状の速度起電力をもつ埋込磁石同期電動機(IPMSM)を対象として，モータの高調波銅損が最小化できるパルスパターン生成手法が提案されている<sup>(10)</sup>。

しかし，いずれの手法においても高調波銅損の低減のみに着目しており，高調波鉄損については考慮されていない。高調波鉄損に関して PWM 波形を最適化するためには，高調波銅損同様に PWM パターン適用時の高調波鉄損の評価関数が必要となる。高調波鉄損の大きさを知る評価関数として，モータのギャップ磁束密度の高調波成分で表される鉄損近似評価関数が検討されている<sup>(11)</sup>。しかし，提案されている手法では，磁束密度の高調波解析を行なう必要があり，非常に複雑である。PWM 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り，複雑な評価関

数は最適化時間の増大の要因になる。この問題を解決するために、高調波解析を用いない高調波鉄損の評価関数が検討されている。文献(12)では、インバータの線間電圧の積分値とインダクタの既知パラメータを用いて評価関数を生成している。また、インダクタを使用した実験結果で、高調波解析を用いた場合における鉄損の評価関数と同等の相関関係が示されている。簡易な鉄損の評価関数のためモータへの適用が期待されるが、この評価関数はモータでは発生しうるマイナーループの影響を無視しているため、モータに適用した場合の精度への影響を定量的に考察する必要がある。

本論文の構成は、次のようになっている。はじめに高速 IPMSM に生じる鉄損と評価関数について明らかにするため、渦電流損が全鉄損に占める割合を示す。次に、鉄損評価関数の妥当性の検証するために、ランダム PWM を用いた評価関数と鉄損の解析と磁気検証を行なう。さらに、提案する評価関数に基づいて、鉄損最小化 PWM を生成し、実験にて結果を確認する。

## 2. 高速 IPMSM に生じる鉄損と評価関数

本章では、高速 IPMSM における高調波鉄損最小化のための PWM パターン評価関数について説明する。PWM パターンを最適化する際に複雑化することを避けるため、文献(12)で提案されている磁束密度振幅に着目した簡易な鉄損評価関数を用いる。この評価関数は、スイッチングにより発生するマイナーループによる損失が小さい場合に適用できる。しかし、IPMSM においてはマイナーループが発生しうるため、評価関数の精度の悪化が懸念される。したがって本章では、はじめに、高速 IPMSM では鉄損においてヒステリシス損が小さく渦電流損が支配的であるため、マイナーループの損失を無視できることを定量的に示す。そして、今回適用する高調波鉄損最小化のための評価関数について説明する。

**〈2・1〉 鉄損に占める渦電流損の割合** モータで生じる鉄損を大きく分けると、ヒステリシス損失と渦電流損の2種類が存在する。これらの損失について、回転速度ごとの損失の割合を検証し、高速回転域において支配的な損失に着目した評価関数を検討する。まず、鉄損と周波数の関係を表わす Steinmetz 方程式を(1)式に示す。

$$P_{fe} = P_h + P_e = K_h f B_m^\alpha + K_e f^2 B_m^\beta \dots\dots\dots (1)$$

$P_{fe}$ : 鉄損,  $P_h$ : ヒステリシス損,  $P_e$ : 渦電流損,  $f$ : 周波数,  $B_m$ : 最大磁束密度,  $K_h, K_e, \alpha, \beta$ : モータの鉄心材料に依存する Steinmetz 係数である。また、周波数  $f$  と極対数  $p$ , 回転速度  $N$  の関係を(2)式に示す。

$$f = \frac{N}{60} \times p \dots\dots\dots (2)$$

本論文において Steinmetz 係数は、電磁鋼板の各周波数成分における鉄損曲線に対して、Steinmetz 方程式で算出される鉄損特性の誤差率が最小になるように決定

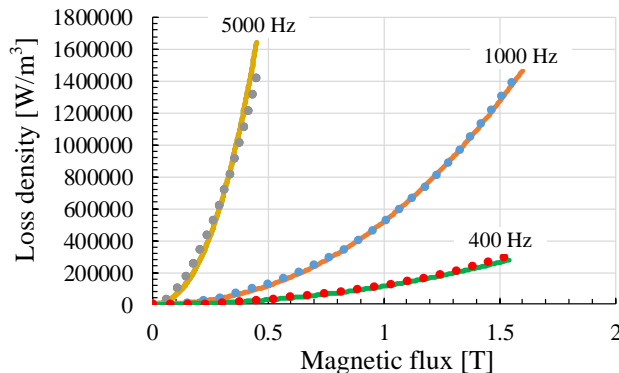


Fig. 1 Comparison between the Steinmetz equation and iron loss curve. (Points: Iron loss curve, Line: Steinmetz equation)

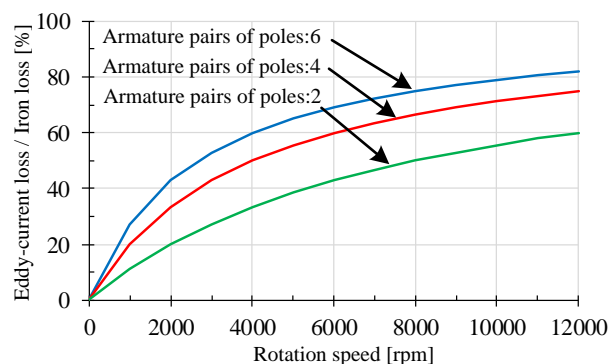


Fig. 2 Relationship between rotation speed and losses.

する。

図1に Steinmetz 方程式で算出された鉄損特性と電磁鋼板(新日鐵住金製, 35H300)における鉄損曲線を示す。このように各周波数の鉄損曲線に対して誤差が最小になるような Steinmetz 係数を算出し、Steinmetz 方程式に適用することで、各周波数成分の鉄損曲線に合致する。

本節ではまず、モータの極対数を変更した場合、次にモータ鉄心に用いられる電磁鋼板の厚みを変更した場合の回転速度と鉄損の関係を考える。

図2に極対数が異なる場合における鉄損に占める渦電流損の割合と回転速度の関係を示す。極対数は2, 4, 6の3つを検討し、最大磁束密度  $B_m$  は 1.6 T, Steinmetz 係数はそれぞれ  $K_h=158.4, K_e=1.702, \alpha=0.4465, \beta=2.309$  である。また、鉄損曲線は電磁鋼板(新日鐵住金製, 35H300)のものを使用した。図2において、極対数によらず、回転速度の上昇とともに、渦電流損の割合が増加していることがわかる。これは(1)式において、ヒステリシス損が周波数に対して比例関係を持つが、渦電流損は周波数の2乗で増加するためである。また、回転数が同様であるとき、極対数が多いほど渦電流損の割合が大きい。(2)式において、回転速度  $N$  が同じでも、極対数が大きければ周波数が高くなる。渦電流損は周波数の2乗で増加するため、極対数の増加によって渦電流損が増大している。さらに、回転速度が 10000 rpm 以上の高速回転域では、極対数によらず、渦電流損の

割合が支配的になる。

次に、電磁鋼板の厚みを変更した場合の回転速度と鉄損の関係について考える。

表 1 に鉄損曲線に用いた電磁鋼板の厚みと型番を示す。用いる電磁鋼板の厚みは 4 種類とし、各厚みで用意されている最もグレードの高い電磁鋼板を選択した。極対数は 6 を想定し、磁束密度の最大振幅  $B_m$  は 1.6 T 一定とした。

図 3 に電磁鋼板の厚みを変えた場合の渦電流損の割合と回転速度の関係を示す。電磁鋼板の厚みが大きいほど、渦電流損の割合が大きくなっている。これは、(3)式に示す渦電流損と電磁鋼板の厚みの関係より説明できる。

$$P_e = \frac{\pi^2}{6\rho} f^2 d^2 B_m^2 \dots\dots\dots (3)$$

$P_e$ : 渦電流損,  $\rho$ : 電磁鋼板の抵抗率,  $d$ : 電磁鋼板の厚みである。(3)式より、渦電流損は電磁鋼板の厚みの 2 乗で増加することから、厚みの大きな電磁鋼板ほど渦電流損の割合が増加する。また、極対数変更時の結果と同様に、電磁鋼板の厚みによらず、高速回転域において渦電流損が支配的である。これらのことから、高速回転域の鉄損は渦電流損が支配的になっていることがわかる。

〈2・2〉 渦電流損に着目した評価関数 2.1 節において、高速モータの鉄損特性は、回転速度が上昇するほど渦電流損の占める割合が支配的であることが明らかになった。そこで、高速回転域において、渦電流損が低減できるように PWM 波形を工夫する必要がある。本節では、PWM 波形を工夫するために必要な、渦電流損に着目した評価関数<sup>(12)</sup>について説明する。

まず、渦電流損に着目した評価関数について(4)式に示す。

$$\phi = \frac{1}{B_{sat}} \sum_{k=1}^{2m-1} \frac{1}{N \cdot A} \int_{\beta_{k-1}}^{\beta_k} v_{uv}(\theta) d\theta \dots\dots\dots (4)$$

$N$ : 巻数,  $A$ : 断面積,  $\beta_k$ : 相電圧のスイッチングタイミングにより一意に決まる線間電圧のスイッチング位相<sup>(10)</sup>である。

ここで、インバータの線間電圧は単極性を有するため、B-H 曲線においてマイナーループが生じないことを前提としている。これにより鉄損はメジャーリングにおける最大磁束密度によって推定できる。そこで、線間電圧の積分値を用いた評価関数となっている。

本論文では、(4)式を高速モータの評価関数として用いるために、鉄損と評価値との相関関係について妥当性の検証を行なう。

### 3. 鉄損評価関数の妥当性の検証

〈3・1〉 ランダム PWM による鉄損の評価関数に関する検討 図 4 に PMSM 駆動システムの実験構成を示す。供試モータを駆動するインバータは 2 レベルインバータを用いる。スイッチング素子には、IGBT(2MBI150U2A-060, 600 V, 150 A, 富士電機)を使用する。インバータの電源は、三相系統を単巻変圧器と整流器を用い、直流中間電圧  $V_{dc}$  を 282 V に調整する。電力の測定はパワーメータ(WT1600, 精度

Table 1. Model number of electric steel sheet

| Thickness [mm] | Model number |
|----------------|--------------|
| 0.50           | 50H230       |
| 0.35           | 35H210       |
| 0.20           | 20HX1200     |
| 0.15           | 15HX1000     |

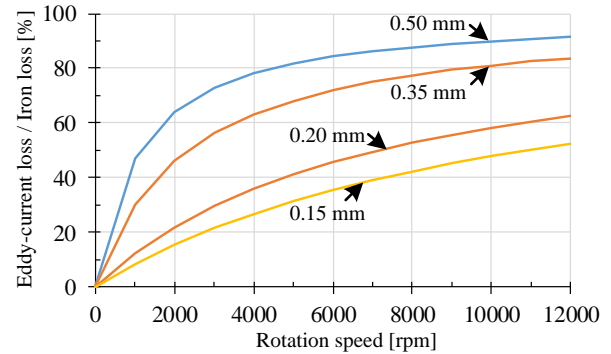


Fig. 3. Relationship between rotation speed and losses.

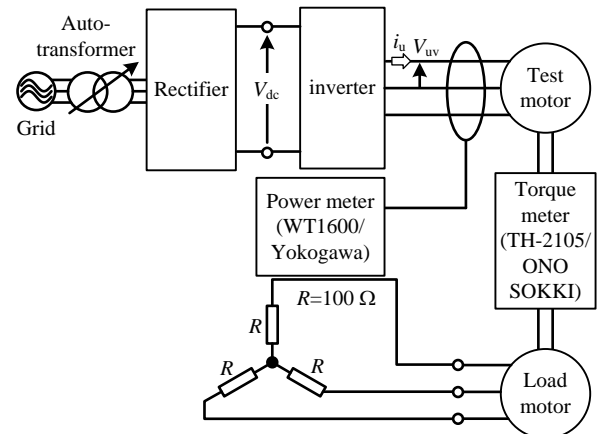


Fig. 4 Configuration of PMSM drive system.

Table 2. Parameter of test motor.

|                          |                 |
|--------------------------|-----------------|
| Maximum power            | 3 kW            |
| Maximum torque           | 4 Nm            |
| Base speed               | 7200 rpm        |
| Maximum speed            | 12000 rpm       |
| Rated current(RMS value) | 21 A            |
| Armature pairs of poles  | 6               |
| d-axis inductance        | 0.389 mH        |
| q-axis inductance        | 0.556 mH        |
| Winding resistance       | 0.0635 $\Omega$ |
| Back-EMF coefficient     | 0.0189 Vs/rad   |

$\pm 0.3\%$ , 帯域 1 MHz, Yokogawa)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それぞれ測定し損失を求める。

表 2 に測定対象である供試モータのパラメータを示す。定格出力は 3 kW, 定格回転速度は 12000 rpm である。負荷モータに 100  $\Omega$  の抵抗負荷を Y 結線で接続し、定格に対して 1/4 のトルクを与える。

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、銅損と鉄損の和が機械損より十分に大きいと仮定し無視している。また、巻線や磁石の温度上昇による特性変化の影響を低減するために、可能な限り短時間で測定を行ない、各条件の測定を行なうたびに十分な冷却期間を設定する。これは本論文において、電機子巻線の抵抗値は室温における直流の抵抗値を用いるためである。

また、評価関数の検証のために変調率を一定とした、9パルスの PWM 波形をランダムに生成する(以下、ランダム PWM)。本論文では、変調率を 0.785 としたランダム PWM 波形を 12 パターン生成する。それらを定格回転速度時の供試モータに印加し駆動させることで、鉄損測定を実施する。

実験の手順は、V/f 制御を用いて供試モータを駆動し、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ランダム PWM に切り替える。1 パターンのランダム PWM での結果を取得したのち、一度試験を取りやめ、十分な冷却期間をおいてから、次のランダム PWM 駆動における測定を行なう。

**〈3・2〉 供試モータモデルと解析条件** 図 5 に本論文で対象とする供試モータの解析モデルを示す。使用する電動機は集中巻 IPMSM であり、周期角度は 60 度である。供試モータは電気自動車向け IPMSM のミニモデルとして設計されていることから、最大回転速度が 12000 rpm と高速回転することが前提となっている<sup>(13)</sup>。また、ステータとロータに電磁鋼板(新日鐵住金製, 35H300)を用いている。

供試モータモデルを電磁界解析ソフト(JMAG Designer, JSOL)により、供試モータモデルの鉄損解析を行なう。まず、モータモデルに理想電流源を接続し、一定トルクで回転数のみを変化させる。供試モータにおいて、回転速度ごとの損失と渦電流損の割合を解析し、高速回転域で渦電流損の割合を確認する。次に、12 パターンのランダム PWM 電圧を印加し、定格回転速度における鉄損を算出する。算出した鉄損と使用した PWM 波形の UV 線間電圧から評価値を導出し相関係数を求める。

**〈3・3〉 評価結果** 図 6 に回転速度と鉄損の関係を示す。電磁界解析による鉄損解析においても、2 章で述べた結果と同様に回転速度が増加するにつれて、ヒステリシス損に比べて渦電流損が大きく増加している。

図 7 に回転速度と鉄損に占める渦電流損の割合を示す。2000 rpm の低回転速度において、渦電流損の割合は 40% 程度だが、回転速度に伴い割合が大きくなっている。定格回転速度に注目すると、鉄損に占める渦電流損の割合が 80% と支配的である。これより、高速 IPMSM において渦電流損が支配的であることを電磁界解析により示すことができた。

図 8 にランダム PWM 駆動で取得した鉄損と評価値の関係を示す。丸印が電磁界解析による鉄損、四角印が実験による鉄損を示す。電磁界解析による鉄損と評価値の相関係数は 0.994 と 1 に近い値であることから、強い相関関係を示している。実験による鉄損と評価値の相関係数は 0.871

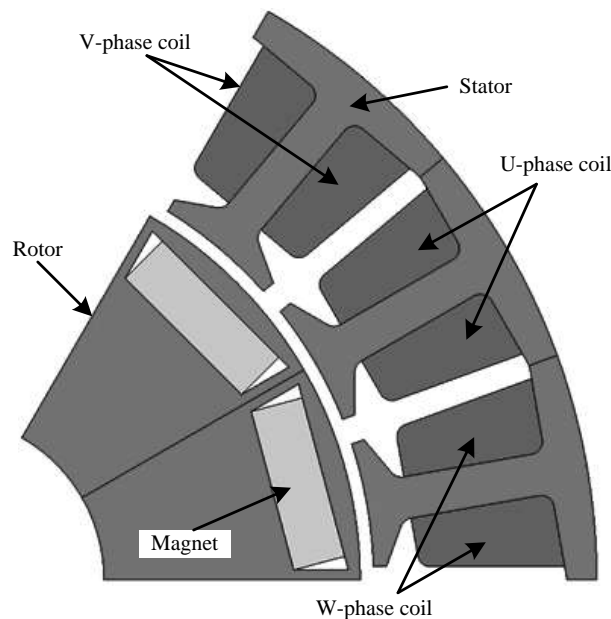


Fig. 5 Concentrated winding IPMSM model.

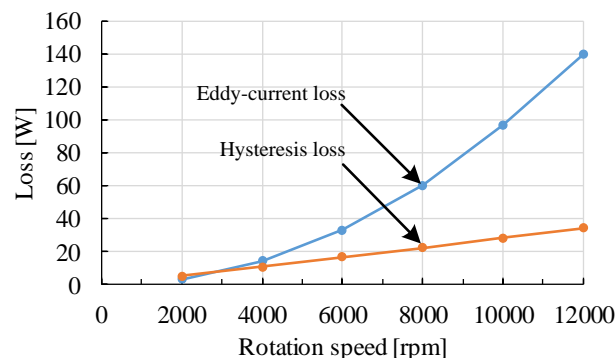


Fig. 6. Relationship between rotation speed and losses.

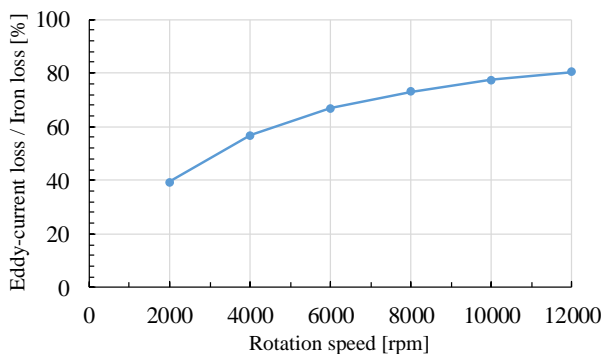


Fig. 7. Rate of eddy-current loss in iron loss.

とこちらも強い相関関係がある。これより、2 章で示した評価関数とモータに生じる鉄損に強い相関関係があることが示された。

#### 4. 鉄損最小化 PWM の評価

本章では、渦電流損に着目した評価関数を用いて、評価関数が最小になるように PWM パターンを工夫し、鉄損最小化 PWM を生成する。



図 9 に同期 PWM, 図 10 に鉄損最小 PWM の波形を示す。同期 PWM, 鉄損最小 PWM どちらの場合においても UV 線間電圧は対称性を保った形になっていることがわかる。また, 鉄損最小 PWM はショートパルスが発生している。これは, 鉄損最小, つまりは, 磁束密度振幅が最小となる PWM パターンは, 本検討で適用した 9 パルスではなく, それよりも少ないパルス数であり, 結果として, 非常に短いパルス幅となるパターンが発生すると考えられる。また, 同期 PWM に比べてゼロ電圧期間が長いことがわかる。このゼロ電圧区間は磁束密度振幅においてはピークの部分に相当し, 磁束密度振幅を最小にするためにピーク部分をできるだけ平坦にしたためであると考えられる。

表 3 に鉄損最小 PWM と同期 PWM の鉄損を示す。鉄損最小化 PWM の鉄損を見てみると, おおむねランダム PWM で求めた最小の鉄損パターンと同等なことがわかる。したがって, 磁束密度振幅に着目した簡易な評価関数を用いて PWM パターンを最適化することで, 鉄損最小の PWM パターンが得られることがわかる。

## 5. まとめ

本論文では, 高速 IPMSM におけるモータ鉄損低減のための鉄損の評価関数を提案した。まず, 高速 IPMSM において, 高速回転速度域で鉄損の中でも渦電流損の割合が支配的であることを数式的に示した。次に, 渦電流損に着目した鉄損の評価関数を提案した。そして, 電磁界解析で鉄損を解析し, 高速 IPMSM のモータモデルにおいても, 渦電流損が支配的であることを数値解析で確認した。さらに, 電磁界解析と実験において, ランダム PWM パターンを供試モータに適用し, 鉄損と評価関数の相関を検証した。結果として, 実験値において, 相関係数 0.871 という強い相関関係があることが示された。最後に, 評価関数を用いて鉄損最小化 PWM の生成を試みた。今後の予定として, 鉄損最小化の手法を再検討すること, 運転領域によって評価関数を変更することで, 広い運転領域で高い効率を実現することが挙げられる。

## 文 献

- (1) W. Cao, B. C. Mecrow, G. J. Atkinson, J. W. Bennett, D. J. Atkinson: "Overview of Electric Motor Technologies Used for More Electric Aircraft (MEA)", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 59, No. 9, pp. 3523-3531 (2012)
- (2) 貝塚 正明, 立花 武, 小坂 卓, 道木 慎二, 太田 豊: 「自動車の電動化における最新技術動向」, 電気学会論文誌D, Vol. 139, No. 6, pp. 535-542 (2019)
- (3) J. O. Estima, A. J. M. Cardoso: "Efficiency Analysis of Drive Train Topologies Applied to Electric/Hybrid Vehicles", IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol. 61, No. 3, pp. 1021-1031 (2012)
- (4) 床井 博洋, 川又 昭一, 榎本 裕治: 「圧粉磁心を適用した小型・高効率モータの検討」, 電気学会論文誌D, Vol. 132, No. 5, pp. 574-580 (2012)
- (5) 軸丸 武弘, 山口 浩二, 桑田 巖: 「低インダクタンスの高速モータ

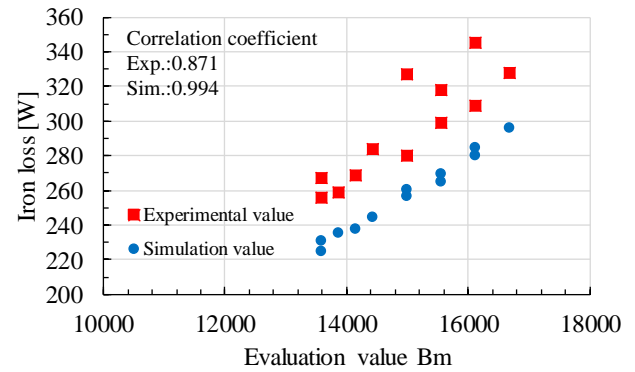


Fig. 8 Relationship between evaluation value and iron loss at random PWM pattern operation.

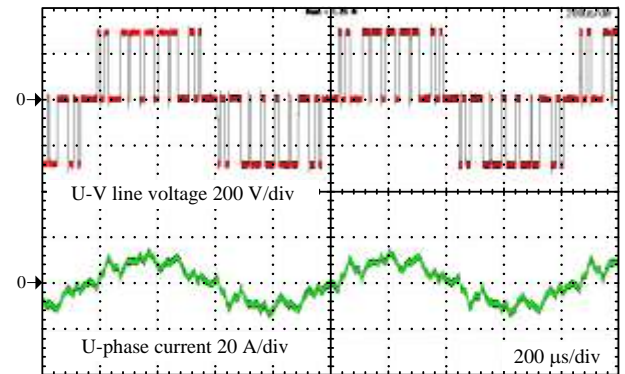


Fig. 9. Waveforms of synchronous PWM.

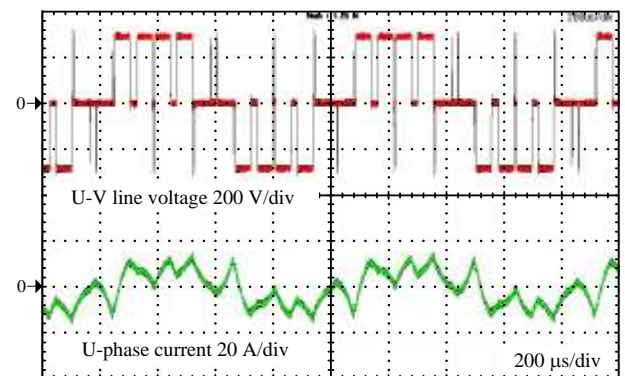


Fig. 10. Waveforms of Iron loss minimization.

Table 3. Comparison of experimental results.

|                         | Iron loss minimization | Synchronous PWM |
|-------------------------|------------------------|-----------------|
| fundamental voltage [V] | 166.5                  | 156.7           |
| Efficiency [%]          | 83.6                   | 83.8            |
| Copper loss [W]         | 19.3                   | 21.7            |
| Iron loss [W]           | 264.9                  | 258.0           |

における損失評価方法の検討」, 平成 29 年電気学会産業応用部門大会, No. 3-2, pp. 63-64 (2017)

- (6) Y. Miyama, M. Hazeyama, S. Hanioka, N. Watanabe, A. Daikoku, M. Inoue: "PWM Carrier Harmonic Iron Loss

Reduction Technique of Permanent-Magnet Motors for Electric Vehicles", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 52, No. 4, pp. 2865-2871 (2016)

- (7) 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. 21, No. 4, pp. 580-587 (1985)
- (8) 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)
- (9) 高岡碧, 坂井俊文, 戸張和明, 岩路善尚: 「PWM 制御における可変長領域の高調波電流を低減する電圧指令補償方法」, 電気学産業応用部門大会, Vol. 3, No. 26, pp. 155-160 (2017)
- (10) 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, No. SPC-19-026, MD-19-026, pp. 33-38 (2019)
- (11) 山崎 克巳, 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)
- (12) 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」, 産業応用部門大会, Y-40 (2019)
- (13) 佐藤 大介, 伊東 淳一: 「3 レベルインバータを用いた永久磁石同期電動機駆動システムの消費電力量低減に関する検討」, 電気学会論文誌D, Vol. 135, No. 6, pp. 632-640 (2015)