

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

伊藤 健* 熊谷 崇宏 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 Harmonic Iron Loss
and Harmonic Copper Loss caused by Optimum PWM for High Speed IPMSM
Takeshi Ito*, Takahiro Kumagai, Jun-ichi Itoh, (Nagaoka University of Technology)
Kazuki Yamane, Nobuaki Yamada, Masamichi Nawa (Toyota Industries Corporation)

This paper investigates optimum pulse pattern to minimize iron loss for high speed IPMSM. In light load, Iron loss of optimum pulse pattern was decreased by 7.3% compared with synchronous PWM in experimental verification. On the other hand, Iron loss of optimum pulse pattern increases in heavy load. FEM analysis calculated iron loss of optimum pulses and iron loss of synchronous PWM in order to validation of experimental verification. As a result, similar results are obtained at experiment and FEM analysis. Magnet eddy-current loss with optimum pulse is increased than synchronous PWM when iron loss increases.

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

近年，自動車の電動化が急速に進んでいることから，高効率，高出力密度といった利点を有する永久磁石同期電動機(PMSM)を用いたモータドライブシステムについて盛んに研究されている⁽¹⁾⁻⁽⁴⁾。PMSMを用いたモータドライブシステムでは，さらなる小型化や高出力密度化を実現するため，モータの高速化，多極化といった検討が行われている⁽⁵⁾⁽⁶⁾。しかし，モータを高速化した場合，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ことから，インバータの出力パルス数が減少する。出力パルス数の減少により，モータの入力電流に高調波成分が重畳することから，モータの高調波損失が増加し，モータ効率の低下が懸念される。そこで，モータ高調波損失を低減し，モータの高効率化を実現するために，評価関数を用いてパルスパターンを最適化する検討が行われている⁽⁷⁾⁻⁽⁹⁾。文献(7)では，評価関数として，インバータの線間電圧とモータの等価回路から算出したモータに流れる電流の基本波成分と高調波成分を使用する。算出した評価関数に最適化手法を適用することで，

モータに流れる高調波電流の実効値が最小となるパルスパターンを生成する手法が提案されている。この手法の評価関数である高調波電流の実効値が最小であれば，高調波銅損も最小になるため，モータの高効率化が期待できる。ほかに，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 波形を最適化することで，線電流 THD を最小化する手法⁽⁸⁾がある。さらに，高調波電流をもとに負荷角と突極比を用いた評価指標を用いて PWM 波形を最適化し，高調波電流を最小化する手法⁽⁹⁾が提案されている。これらの評価関数を用いたパルスパターンの最適化手法は，モータの速度起電力が正弦波状であることを前提にパルスパターンを最適化および生成している。しかし，高速 IPMSM の速度起電力は非正弦波状の特性をもつことから，これまで提案されている最適化手法では十分な損失低減効果が得られない。

これまでに著者らは，非正弦波状の速度起電力をもつ高速 IPMSM を対象とした，モータの高調波銅損を最小化を実現するパルスパターンを提案し，実機検証にて有用性を確認した⁽¹⁰⁾。さらに，モータに生じる高調波鉄損にも着目し，

鉄損を低減できる評価関数を提案した⁽¹¹⁾。提案した評価関数は、高速 IPMSM を用いた実機検証にて実測した鉄損と強い相関関係があることを示した⁽¹²⁾。しかし、鉄損評価関数を適用したパルスパターンによる鉄損低減効果については示されていない。

本論文では、高速 IPMSM の高効率化を目的に鉄損評価関数を用いて鉄損最小パルスパターンを生成する。そのパルスパターンを高速 IPMSM に適用することで、鉄損の低減効果を確認する。実機検証では、軽負荷領域と重負荷領域の両方に生成したパルスパターンを適用することで、負荷領域と鉄損低減効果の関係を確認する。また、実験結果の妥当性を電磁界解析より確認する。

本論文の構成は、最初に磁束密度振幅に着目した高調波鉄損の評価関数について説明する。次に評価関数によって生成したパルスパターンを適用し、鉄損低減効果を確認するための実験条件を示す。続いて、軽負荷領域および重負荷領域において、生成したパルスパターンを適用した実機検証の結果を示す。実機検証より、動作領域によって生成したパルスパターンが鉄損に与える影響が異なることを検証する。パルスパターンが鉄損に与える影響が異なることを考察するために、電磁界解析ソフトより鉄損解析を行い、全鉄損の内訳を示す。全鉄損の内訳と実験結果より、ステータ側の損失が支配的な低トルク領域においては提案する鉄損評価関数による鉄損低減が可能であることを明らかにしたので報告する。

2. 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

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〉 磁束密度振幅に着目した鉄損評価関数⁽¹¹⁾⁽¹²⁾
 高速 IPMSM で生じる鉄損は、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。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⁽¹¹⁾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(1)式に示す。

$$\phi = \int_{\beta_{k-1}}^{\beta_k} v_{uv}(\theta) d\theta \dots\dots\dots (1)$$

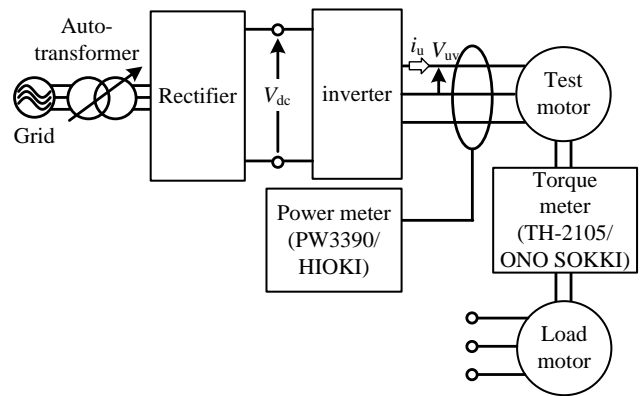


Fig. 1 Configuration of PMSM drive system

Table 1. 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 Ω
Back-EMF coefficient	0.0189 Vs/rad

β_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⁽¹⁰⁾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ロープ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 ϕ を用いた評価関数となっている。

本論文では、(1)式を高速モータの鉄損評価関数として用いており、評価値が最小になるようなパルスパターンを生成する。評価値の最小化方法は、最適化手法の一つである粒子群最適化法を適用する⁽¹³⁾。また、対象とするパルスパターンは1/4周期ごとに対称性を持つ9パルス同期 PWM 波形を基準としている。したがって、相電圧のスイッチング回数は半周期に対して9回である。

〈2・2〉 実験条件 図1に鉄損最小パルスパターンの実機検証を行なうための実験構成を示す。

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、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 240 V 付近に調整する。測定方法はパワーメータ(PW3390, 帯域 200 kHz, HIOKI)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、各損失を求める。

表1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、極対数は 6 である。本論文では、渦電流損の占める割合が支配的となる定格回転速度の 12000 rpm における動作点を対象とする。負荷トルクを変更は、負荷モータの端子に抵抗負荷を接続することで行う。また、低トルク領域において負荷モータの端子に抵抗負荷は未接続とし、中トルク領域において負荷モータの端子に 100 Ω の抵抗負荷を Y 結線で接続することで、定格に対して 1/4 のトルクを与えた。

鉄損は入力電力から出力電力と一次銅損を差し引くことで算出した。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ける。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。

図 2 に本論文で対象とする供試モータモデルを示す。対象となる電動機は周期角度 60 度の集中巻 IPMSM である。ステータとロータに電磁鋼板(新日鐵住金製, 35H300)を用い、永久磁石はネオジム磁石(日立金属, NMX-41SH)を使用する。供試モータモデルについて、電磁界解析ソフト(JMAG Designer, JSOL)を用いてモータ駆動時における鉄損解析を行なう。

〈2・3〉 軽負荷領域における実機検証 図 3(a)に低トルク動作点における同期 PWM 駆動時の電圧電流波形を示す。まず、UV 線間電圧が対称性を持つことから、同期 PWM 駆動による動作を確認できる。相電流は正弦波状になるように流れていることがわかる。9 パルスの同期 PWM によるモータ駆動のため、UV 線間電圧も半周期で 9 つのパルスが生じていることが確認できる。

図 3(b)に同じ動作点における鉄損最小パルスパターン駆動した際の UV 線間電圧および U 相電流波形を示す。鉄損最小パルスパターンも相電圧に関しては、同期 PWM と同じ 9 パルスを用いている。しかし、UV 線間電圧を確認してみると、半周期あたり 3 パルスに減少していることがわかる。また、相電流は同期 PWM 駆動時に比べて、非正弦波状の電流になっていることがわかる。

図 4 に実機検証時の鉄損測定時と同じ動作点における供試モータの鉄損の算出結果を示す。鉄損最小パルスパターン駆動時の鉄損は、同期 PWM 駆動時に比べて 256.0 W から 237.2 W と 7.3% の低減効果があることが確認できる。

〈2・4〉 重負荷領域における実機検証 図 5(a)に高トルク動作点における同期 PWM 駆動時の UV 線間電圧および U 相電流波形を示す。先ほどと同様に、UV 線間電圧が対称性を持っていることから、同期 PWM 駆動による動作を確認できる。相電流は正弦波状になるように流れていることがわかる。9 パルスの同期 PWM によるモータ駆動のため、UV 線間電圧も半周期で 9 つのパルスが生じていることが確認できる。

図 5(b)に同じ動作点における鉄損最小パルスパターン駆

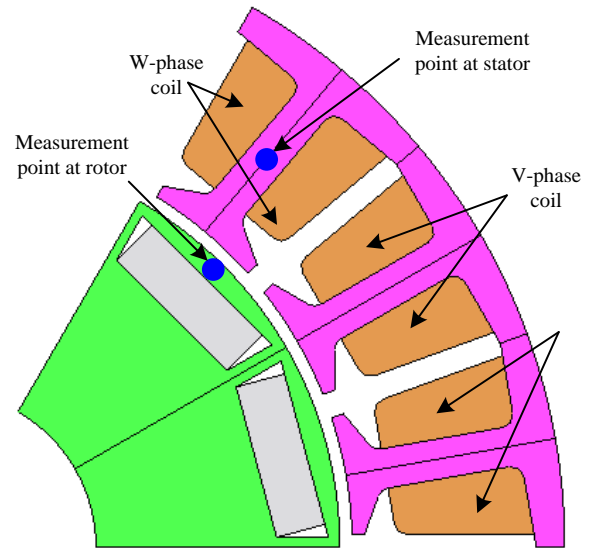
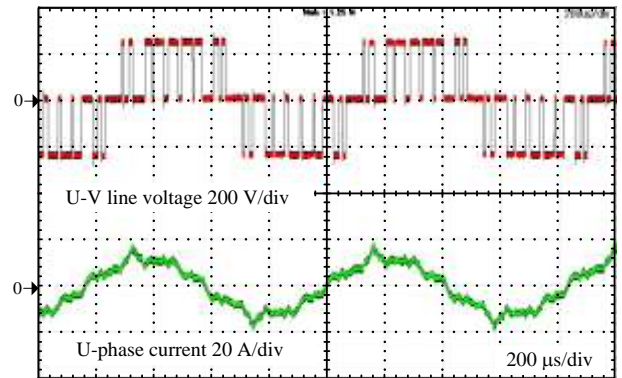
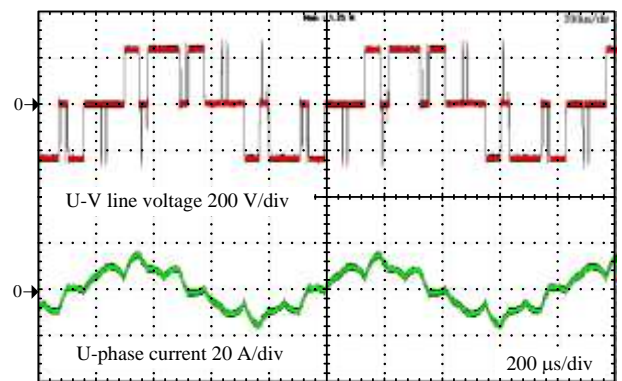


Fig. 2. Concentrated winding IPMSM model.



(a) With synchronous PWM to minimize iron loss



(b) With optimum PWM to minimize iron loss

Fig. 3. Voltage and Current Waveforms at 12000 rpm, 0.2 Nm.

動した際の UV 線間電圧および U 相電流波形を示す。鉄損最小パルスパターンも相電圧に関しては、同期 PWM と同じ 9 パルスを用いている。しかし、UV 線間電圧を確認してみると、半周期あたり 3 パルスに減少していることがわかる。また、相電流は同期 PWM 駆動時に比べて、非正弦波状の電流になっていることがわかる。

図 6 に実機検証時の鉄損測定時と同じ動作点における供試モータの鉄損の算出結果を示す。鉄損最小パルスパターン駆動時の鉄損は、同期 PWM 駆動時に比べて 219.2W から 240.2 W とむしろ増加傾向にあることが確認できる。

〈2・5〉 軽負荷・重負荷領域における電磁界解析 図 7 に低トルク動作点と高トルク動作点における同期 PWM 駆動時と鉄損最小 PWM 駆動時の鉄損の解析結果を示す。低トルク動作点では、鉄損最小 PWM によって、ロータ、ステータおよび磁石の鉄損を低減できていることがわかる。一方、高トルク動作点では、鉄損最小 PWM によって、ロータおよびステータにおける鉄損を低減できていることがわかる。しかしながら、磁石における鉄損が大幅に増加していることがわかる。結果として、全鉄損が鉄損最小 PWM の方が大きくなっている。これは実験結果で示した結果とも一致する。この原因について考察するために、今回用いている鉄損評価関数の前提である、磁束密度の時間変化の解析結果を行った。

図 8 に低トルク動作点と高トルク動作点における同期 PWM 駆動時と鉄損最小 PWM 駆動時のロータ側と磁石側における磁束密度の時間変化の解析結果を示す。鉄損最小 PWM 駆動時において、同期 PWM 駆動時よりもロータ側と磁石側における磁束密度の変動が大きくなっていることがわかる。2.1 節で述べたとおり、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としている。この前提によって、鉄損の評価関数として、線間電圧の積分値 ϕ が採用されている。これは、モータにおいてコイルが巻かれているステータ側では適用できる。ステータ側においては、印加電圧の積分値である鎖交磁束は、ステータ側に巻かれたコイルに鎖交する磁束を表しており、磁石によって発生する磁束とコイルに電流を流すことによって発生する磁束の和となる。しかしながら、ロータ側は磁石磁束が一定値としてオフセットされ、コイルに電流を流すことによって発生する磁束がステータ側から流入する。結果として、オフセットとして磁石磁束が乗るが、磁束密度の脈動分はコイルに電流を流すことによって発生する磁束に依存する。とりわけ、トルクが大きく、コイルに電流を流すことによって磁束が相対的に大きくなるような領域では、この影響が大きくなる。一方、トルクが小さく、磁石によって発生する磁束が相対的に大きい領域では、2.1 節で説明した鉄損の評価関数が適用できる。

図 9 に電流実効値とロータ側で発生する鉄損の関係を示す。なお、ロータ側で発生する鉄損とは、ロータと磁石で発生する鉄損の和である。また、それぞれは変調率が同じのランダムな PWM を 12 パターン作成し、電流実効値とロータ側鉄損の相関を評価した。ロータ側の磁束密度の脈動分はコイルに電流を流すことによって発生する磁束に依存するため、電流実効値とロータ側鉄損は相関があると想定される。しかしながら、図 9 からわかるように、両者には

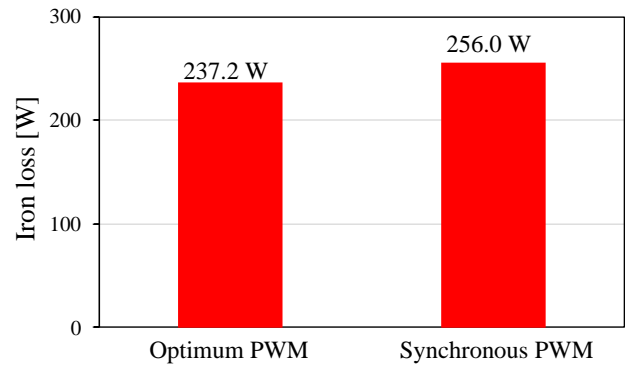


Fig. 4. Iron loss of optimum PWM vs. synchronous PWM at 12000 rpm, 0.2 Nm.

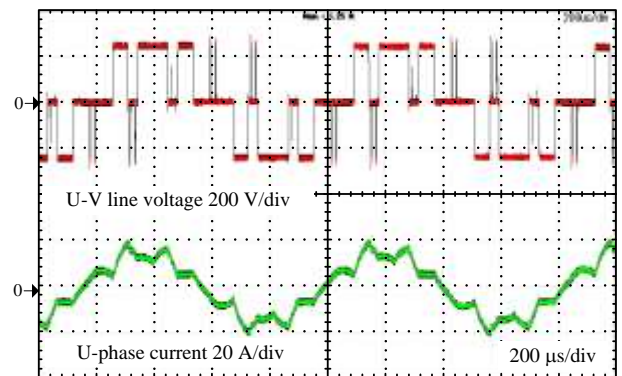
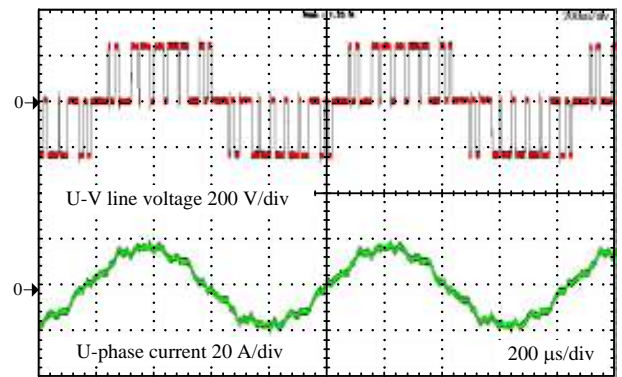


Fig. 5. Voltage and Current Waveforms at 12000 rpm, 1.1 Nm.

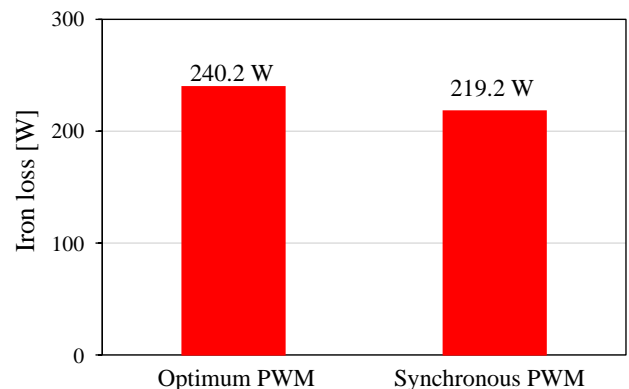


Fig. 6. Iron loss of optimum PWM vs. synchronous PWM

相関性が低いことが分かる。これは、オフセットとして磁石磁束が乗るため、通常の B-H カーブと異なる点、電流に多くのリップルが乗るため今回無視しているマイナーループの影響が大きくなるためであると思われる。

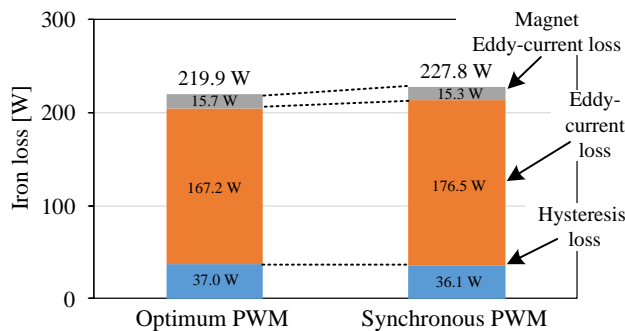
3. まとめ

本論文では、高速 IPMSM において鉄損評価関数を適用したパルスパターンを生成し、実機検証を行なった。軽負荷領域において、鉄損最小パルスパターンの鉄損は同期 PWM 駆動時に比べて、7.3%の低減効果が得られた。重負荷領域において、鉄損最小パルスパターンの鉄損は同期 PWM 駆動時よりも増加する結果となった。電磁界解析の検証結果より、軽負荷時の渦電流損は鉄損最小パルスパターンの方が小さく、磁石の渦電流損が同期 PWM と同等のため、鉄損低減効果が得られた。一方、重負荷時の場合、鉄損最小パルスパターンにおいて、モータの永久磁石に生じる渦電流損が同期 PWM 駆動に比べて大きくなるのが原因で、鉄損低減効果が得られないことが分かった。本論文で適用した鉄損評価関数が磁石の渦電流損を考慮できていないことが、電磁界解析の磁束密度波形より明らかになった。

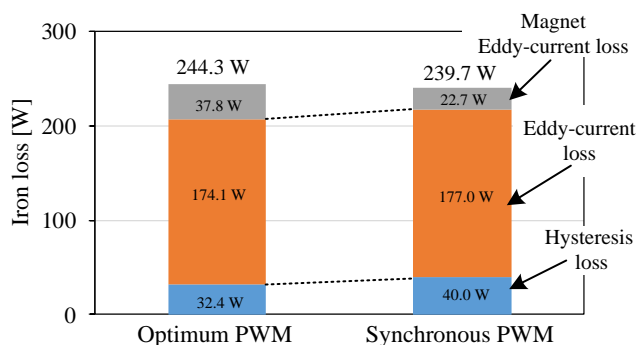
今後の予定として、鉄損最小化だけでなく銅損も含めた損失最小化を目的とした評価関数の導出と実機検証、また運転領域によって評価関数を変更することで、広い運転領域で高い効率を実現することが挙げられる。

文 献

- (1) 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)
- (2) Y. Hu, S. Zhu, C. Liu: "Magnet Eddy-Current Loss Analysis of Interior PM Machines for Electric Vehicle Application", IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 53, No. 11, pp. 1-4 (2017)
- (3) 清水 悠生, 森本 茂雄, 真田 雅之, 井上 征則: 「強磁力磁石を用いた自動車駆動用 IPMSM の特性に及ぼす磁石配置と鉄心材料の影響」, 電気学会論文誌D, Vol. 137, No. 5, pp. 437-444 (2017)
- (4) 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)
- (5) 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)
- (6) L. Jarzebowicz: "Errors of a Linear Current Approximation in High-Speed PMSM Drives", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 32, No. 11, pp. 8254-8257 (2017)
- (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) Z. Zhang, X. Ge, Z. Tian, X. Zhang, Q. Tang, X. Feng: "A PWM for Minimum Current Harmonic Distortion in Metro Traction

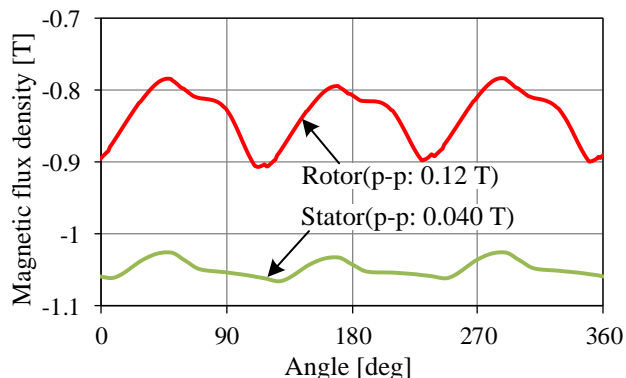


(a) Light load

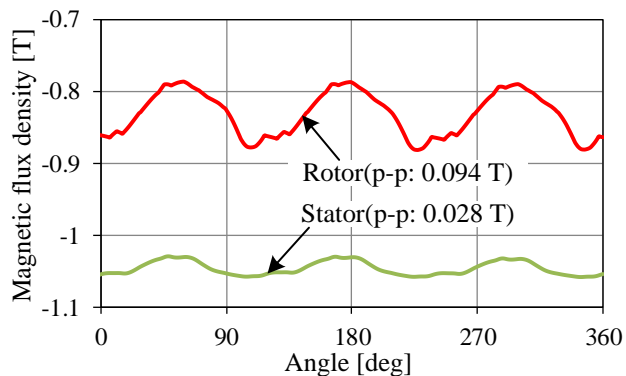


(b) Heavy load

Fig. 7. Iron loss analysis optimum PWM vs. synchronous PWM



(a) Optimum PWM



(b) Synchronous PWM

Fig. 8. Magnetic flux density fluctuation

PMSM With Saliency Ratio and Load Angle Constrains", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 33, No. 5, pp. 4498-4511 (2018)

- (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) 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)
- (12) 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, No. SPC-19-129, MD-19-095, pp. 25-30 (2019)
- (13) M. Clerc, J. Kennedy: "The particle swarm - explosion, stability, and convergence in a multidimensional complex space", IEEE Transactions on Evolutionary Computation, Vol. 6, No. 1, pp. 58-73 (2002)

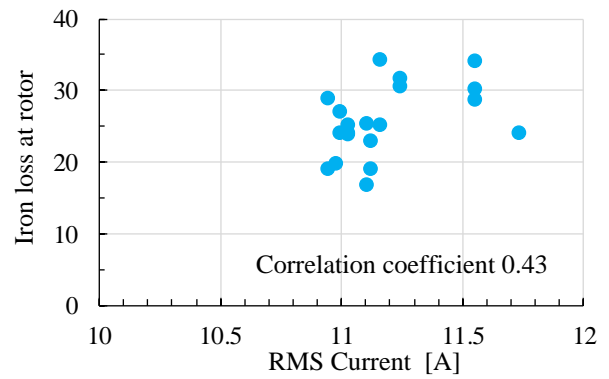


Fig. 9. Relationship between RMS current and iron loss at rotor .