

# 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

伊藤 健\* 西澤 是呂久 レ ホアイ ナム 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)

Motor loss reduction for high speed IPMSM with optimum pulses  
generated by considering electromotive force

Takeshi Ito\*, Koroku Nishizawa, Hoai Nam Le, Jun-ichi Itoh, (Nagaoka University of Technology)  
Kazuki Yamane, Nobuaki Yamada, Masamichi Nawa (Toyota Industries Corporation)

This paper proposes motor loss reduction method by novel PWM pattern with the consideration of distortion components of speed electromotive force. The switching pulses are appropriated with the application of particle swarm optimization (PSO). The distortion of speed electromotive force is considered in the evaluation function. The experimental verification clarified the reduction effect of harmonic loss. From experimental result, the current total harmonic distortion (THD) is reduced by 30%.

キーワード : モータ損失, 速度起電力, 最適パルス, 高速 IPMSM

(Keywords: Motor loss, Speed electromotive force, Optimum pulses, High speed IPMSM)

## 1. はじめに

近年, モータドライブシステムの効率向上を目的とした, 永久磁石同期電動機(PMSM)の研究が盛んに行われている。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, 電気自動車や鉄道車両などに広く応用されている<sup>(1-4)</sup>。PMSM を用いた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る<sup>(5)</sup>。そのため, 高速回転する PMSM を対象とした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とモータの電氣的な周波数が近づく。結果として, PWM 駆動時のインバータパルス数が減少し, モータ高調波電流の増加に伴うモータ高調波損失の増加が懸念される。

モータ高調波損失を低減させる手法として, 巻線切り替えを用いてモータ定数を可変させて駆動する方法<sup>(6)</sup>, 電流型 Z ソースインバータを用いる方法<sup>(7)</sup>が提案されている。しかし, スイッチ数や受動素子数が増えるため, システム全体の効率低下につながる。

また, モータに流れる高調波電流が最小になるように PWM 波形を生成し, 高調波損失を低減する方法が検討されている。モータの等価回路から高調波電流の総和を算出し, パウエル法と呼ばれる最適化手法を用いて PWM 波形を生

成する手法<sup>(8)</sup>, 高速回転時のモータについて空間ベクトル変調に基づいた PWM 波形の最適化<sup>(9)</sup>, インバータの過変調域における PWM 波形の最適化<sup>(10)</sup>が提案されている。しかし, これらの方法は, モータの速度起電力が正弦波状であるという前提に PWM 波形を生成している。このため, 非正弦波状の速度起電力をもつ埋込磁石同期電動機(IPMSM)には適用しても十分な効果は得られない。

本論文では, 非正弦波状の速度起電力をもつ IPMSM を対象とし, モータ損失が低減可能な PWM 波形を生成する最適パルスを提案する。高調波銅損が最小化できる最適パルスの目的関数である電流実効値に, IPMSM の速度起電力を考慮した等価回路を用いて電流傾きを算出する。その電流傾きを用いた最適パルスでモータを駆動することにより, モータ電流の高調波実効値を低減する。これにより, 高調波銅損の低減が期待できるため, モータ損失の低減が見込まれる。

本論文の構成は, 次のようになっている。初めに高調波銅損が低減可能な最適パルスの生成原理について明らかにするため, 最適パルスの導出過程について説明する。次に, 従来の速度起電力を考慮しない電流傾きの等価回路について示す。さらに, 提案する速度起電力を考慮した電流傾きの等価回路およびパルスの導出方法について説明する。生

成した最適パルスを実機実験にて検証し、電流高調波実効値の低減効果が確認できたので報告する。

## 2. 高調波銅損が低減可能な最適パルスの生成

(2・1) PWM 波形の基本波振幅の導出 図 1 に同期 PWM 適用時の U 相電圧波形を示す。今回、対象とする波形は、 $\pi/2$  ごとに対称性のある同期 PWM を前提とする。 $\theta$  が 0 で線対称、 $\theta$  が  $\pi/2, 3\pi/2$  で点対称となる。また、スイッチングする位相を  $\alpha_i (i=0, 1, \dots, m)$  とし、特に  $\alpha_0 = 0, \alpha_m = \pi/2$  とする。 $\alpha_0$  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。

図 1 内の U 相電圧をフーリエ級数展開することにより、基本波振幅の大きさを求める。 $\theta = \pi \text{rad}$  で線対称であることから、U 相電圧  $v_{uo}$  の基本波振幅は(1)式で表される。

$$a_1 = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} v_{uo} \cos \theta d\theta \dots\dots\dots (1)$$

(1)式について、スイッチング位相  $\alpha_i$  を用いた式に展開すると(2)式になる。

$$a_1 = \frac{2E_{dc}}{\pi} \left\{ 2 \sum_{i=1}^{m-1} (-1)^{i+1} \sin \alpha_i - (-1)^m \right\} \dots\dots\dots (2)$$

さらに、(2)式を 1 パルス(方形波)電圧の振幅で基準化(これを  $K_e$ )すると(3)式になる。

$$K_e = 2 \sum_{i=1}^{m-1} (-1)^{i+1} \sin \alpha_i - (-1)^m \dots\dots\dots (3)$$

(2・2) 高調波銅損を最小にするスイッチング位相 提案パルスにおける前提条件として、出力電圧の基本波振幅に関しては必ず指令値と一致している必要がある。そこで、スイッチング位相  $\alpha_i$  を電圧振幅指令値  $K_e$  と他のスイッチング位相によって決定する従属変数とする。このとき、 $\alpha_1$  は(4)式で表わされる。これにより、最適化の対象となるスイッチング位相は  $\alpha_2 \sim \alpha_{m-1}$  となる。

$$\alpha_1 = \sin^{-1} \left\{ \frac{K_e + (-1)^m}{2} - \sum_{i=2}^{m-1} (-1)^{i+1} \sin \alpha_i \right\} \dots\dots\dots (4)$$

次に、最適化問題として扱う上で必要な制約条件と目的関数を定める。制約条件の一つは  $\alpha_0 < \alpha_1 < \dots < \alpha_m$  が成り立つことであるが、これだけでは制約条件が広すぎるため、探索範囲が膨大になる。そこで、後述する電圧波形の定義を満たす用にスイッチング位相の制約条件を決定する。また、目的は高調波銅損の最小化であるため、目的関数は電流実効値とする。

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。2.1 節で示した通り、相電圧は  $90$  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

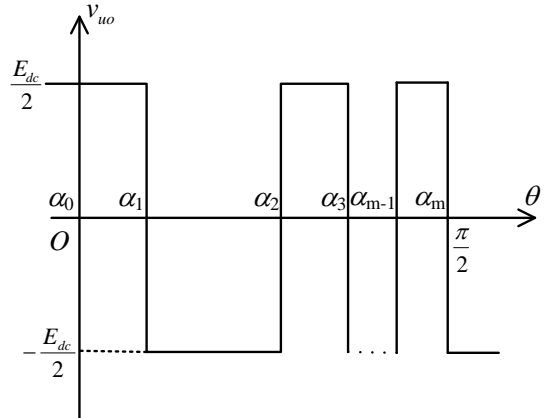


Fig. 1 Simplified equivalent circuit of motor drive system.

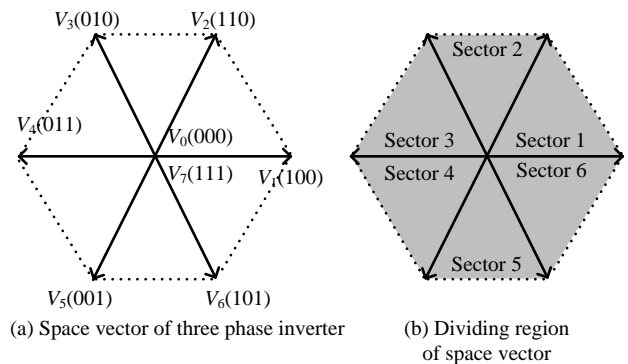


Fig. 2. Transition modes of space vector.

Table 1. Transition mode and switching phase at 0 to 30 deg.

	Transition mode	Switching phase
Mode 1	$V_0 \rightarrow V_1 \rightarrow V_2 \rightarrow V_7 \rightarrow V_2$	U $\rightarrow$ V $\rightarrow$ W $\rightarrow$ W
Mode 2	$V_0 \rightarrow V_1 \rightarrow V_2 \rightarrow V_1 \rightarrow V_2$	U $\rightarrow$ V $\rightarrow$ V $\rightarrow$ V
Mode 3	$V_0 \rightarrow V_1 \rightarrow V_0 \rightarrow V_1 \rightarrow V_2$	U $\rightarrow$ U $\rightarrow$ U $\rightarrow$ V
Mode 4	$V_1 \rightarrow V_0 \rightarrow V_1 \rightarrow V_0 \rightarrow V_1$	U $\rightarrow$ U $\rightarrow$ U $\rightarrow$ U
Mode 5	$V_1 \rightarrow V_2 \rightarrow V_1 \rightarrow V_0 \rightarrow V_1$	V $\rightarrow$ V $\rightarrow$ U $\rightarrow$ U
Mode 6	$V_7 \rightarrow V_2 \rightarrow V_1 \rightarrow V_0 \rightarrow V_1$	W $\rightarrow$ V $\rightarrow$ U $\rightarrow$ U
Mode 7	$V_1 \rightarrow V_0 \rightarrow V_1 \rightarrow V_2 \rightarrow V_1$	U $\rightarrow$ U $\rightarrow$ U $\rightarrow$ U
Mode 8	$V_1 \rightarrow V_2 \rightarrow V_1 \rightarrow V_2 \rightarrow V_1$	V $\rightarrow$ V $\rightarrow$ V $\rightarrow$ V
Mode 9	$V_7 \rightarrow V_2 \rightarrow V_1 \rightarrow V_2 \rightarrow V_1$	W $\rightarrow$ V $\rightarrow$ V $\rightarrow$ V
Mode 10	$V_7 \rightarrow V_2 \rightarrow V_7 \rightarrow V_2 \rightarrow V_1$	W $\rightarrow$ W $\rightarrow$ W $\rightarrow$ V
Mode 11	$V_1 \rightarrow V_2 \rightarrow V_7 \rightarrow V_2 \rightarrow V_1$	V $\rightarrow$ W $\rightarrow$ W $\rightarrow$ V

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位相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。

次に、Sector 1 の  $0 \sim 30$  度における基本ベクトルの遷移モードを検討する。今回、9 パルス同期 PWM とするため、基本ベクトルは  $0 \sim 30$  度の間で 4 回遷移することとなる。また、図 2 から以下に示す 4 つの制約条件を決定できる。

1. ベクトルが遷移する際に、スイッチングは 1 回のみ。
2. スwitching 位相が  $0$  度においてスイッチングしない。したがって、 $0$  度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. スwitching位相が $\pi/6$  rad においてswitchingする。

4. 前後で対称となるため、 $\pi/6$  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switchingの遷移モードは表 1 に示す 11 通りとなる。表 1 の右側には、switching状態が遷移するときswitchingする相を示している。これより、この 11 種類のモードそれぞれで、目的関数を最小化するswitching位相が存在する。それらと比較することで、最適なswitching位相を算出することができる。

**〈2・3〉 Switching位相と電流実効値の関係** 高調波銅損の最小化のためには、電流実効値の導出が必要である。そこで、インバータ出力線間電圧より、負荷に流れる電流を計算する。UV 線間電圧は、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switching位相 $\beta_k(k=0, 1, \dots, 2m+1)$ 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switchingする。したがって、0,  $\pi/3, \pi/2$  rad 以外のswitchingはすべて $\alpha_i$  で求められ、(5)式から(8)式となる。

$$\beta_k = \frac{\pi}{6} - \alpha_i \quad \left( \alpha_i < \frac{\pi}{6} \right) \dots\dots\dots (5)$$

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

$$\beta_k = \alpha_i + \frac{\pi}{6} \quad \left( \alpha_i < \frac{\pi}{3} \right) \dots\dots\dots (7)$$

$$\beta_k = \frac{5}{6}\pi - \alpha_i \quad \left( \alpha_i > \frac{\pi}{3} \right) \dots\dots\dots (8)$$

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(9)式で表すことができる。

$$v_{uv} = \begin{cases} E_{dc} & (\beta_k < \beta < \beta_{k+1}) \\ 0 & (\beta_k < \beta < \beta_{k+1}) \end{cases} \dots\dots\dots (9)$$

図 3 に従来の電流傾きを算出するための等価回路を示す。負荷がインダクタンス成分のみと仮定すると、電流は次式になる。

$$i_k = \frac{E_{dc}}{L} \sum_{k=1,3,\dots}^{k'} (\beta_k - \beta_{k-1}) \quad k = \begin{cases} k-1 & (k: \text{even}) \\ k & (k: \text{odd}) \end{cases} \dots\dots\dots (10)$$

図 3(b)に電流  $i_k$  の傾きを示す。傾きは(10)式より  $E_{dc}$  と  $L$  で決まる。また(10)式より電流実効値  $I$  を求めると(11)式になる。

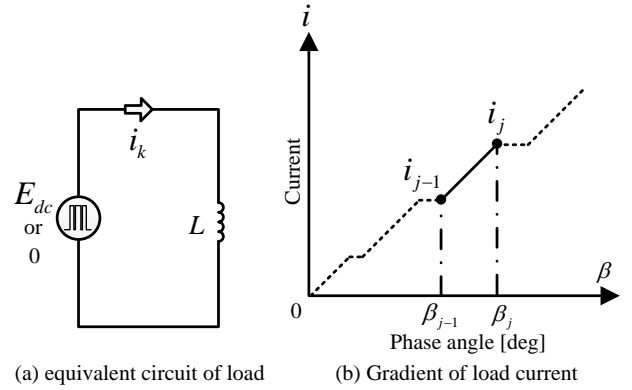


Fig. 3 U-phase voltage waveform at synchronous PWM(1/4 cycle).

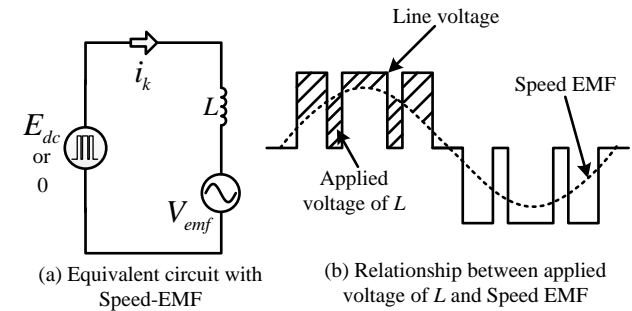


Fig. 4 Simplified equivalent circuit of motor drive system considering speed EMF in IPMSM.

$$I = \sqrt{\frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} i^2 d\beta} = \sqrt{\frac{2}{\pi} \sum_1^{2m+1} i_k^2} \dots\dots\dots (11)$$

$$= \sqrt{\frac{2}{\pi} \sum_1^{2m+1} \left\{ \frac{1}{3} (i_k^2 + i_k i_{k-1} + i_{k-1}^2) (\beta_k - \beta_{k-1}) \right\}}$$

**〈2・4〉 速度起電力を考慮した目的関数の導出** 図 4 に IPMSM の速度起電力を考慮したモータドライブシステムの簡易等価回路モデルを示す。図 3 に示した等価回路では、対象となるモータの速度起電力が正弦波状であることが前提となる。しかし、IPMSM の場合、速度起電力が非正弦波状になることが知られている。そのため、2.3 節において、モータの等価回路として純インダクタンスのみを用いていたが、実際の電流傾きと等価回路より求めた電流傾きに差異が生じる。そこで、図 4(a)のような速度起電力を持つ IPMSM でも対応できるような等価回路を提案する。これにより、インダクタンス  $L$  にかかる電圧が、線間電圧と速度起電力の関係で決まる。この関係から、 $L$  に流れる電流の増加減を場合分けすることで、数式として表現する。表 2 に空間ベクトルごとに電流傾きを場合分けした表を示す。表 2 の電流傾きと(10)式の電流実効値を目的関数として用いることで、速度起電力を考慮した目的関数の導出が可能となる。この目的関数が最小となるそれぞれのswitching位相を、粒子群最適化(PSO)を用いて求めることで、提案するswitchingパターンが得られる。

図 5 に 1200 rpm における供試モータの速度起電力を示す。

本論文で対象とする供試モータの速度起電力が非正弦波状であることがわかる。

### 3. 実験結果

**〈3・1〉 実験条件** 図6に実験構成を示す。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てDC240 Vに調整し用いる。電力の測定はパワーメータ(WT1600, 精度±0.3%, 帯域 1 MHz, Yokogawa)とトルクメータ(TH2105, 小野測器)を用いて行なう。

表3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。なお, モータ制御にはV/f制御を使用する。実験の手順としては, 非同期PWMを用いて定格回転速度まで上昇させ, 定格回転速度に達した時点でパルスパターンを最適パルスもしくは同期PWMに切り替える。また, 負荷モータに100Ωの抵抗をY結線で接続し, 定格に対して1/4のトルクを与える。

**〈3・2〉 実験結果** 図7に定格回転速度・トルク 1.1 Nmにおける動作波形を示す。図7(a)は非同期PWMの電圧電流波形, 図7(b)は同期PWMの電圧電流波形, 図7(c)は最適パルスの電圧電流波形である。図7(c)から, 定格回転速度において提案する最適パルスの動作を確認することができる。図7から, 高調波を含む電流実効値が非同期PWMと比較して最適パルスを用いることで3.3%低減している。これにより, 銅損を10%低減できる。

図8に定格回転時におけるU相電流の高調波解析結果を示す。図8(a)に非同期PWM, 図8(b)に同期PWM, 図8(c)に最適パルスの結果を示す。なお, 本結果は基本波1200Hzに対して40次調波まで解析している。図8から3次高調波成分が0非同期PWMでは0.31%, 同期PWMでは0.25%, 同期PWMでは0.11%となっており, 最適パルスを適用することで非同期PWMと比較して最も低減していることがわかる。さらに, モータ電流のTotal Harmonic Distortion (THD)は非同期PWMにおいて7.3%, 同期PWMにおいて7.4%, 最適パルスでは5.1%となり, 提案する最適パルスにより電流THDが改善できていることがわかる。以上の結果から, 最適パルスによるモータ電流高調波実効値の低減効果を確認することができた。

### 4. まとめ

本論文では, 非正弦波状の速度起電力をもつIPMSMを対象とし, モータ損失が低減可能なPWM波形を生成できる最適パルスを提案した。最適パルスは, まず非正弦波状の速度起電力を考慮した等価回路よりモータ電流実効値とスイッチング位相の関係を明らかにし, その実効値が最小となる最適なスイッチング位相を粒子群最適化(PSO)を用いて求めることで得られる。提案した最適パルスを従来の非同

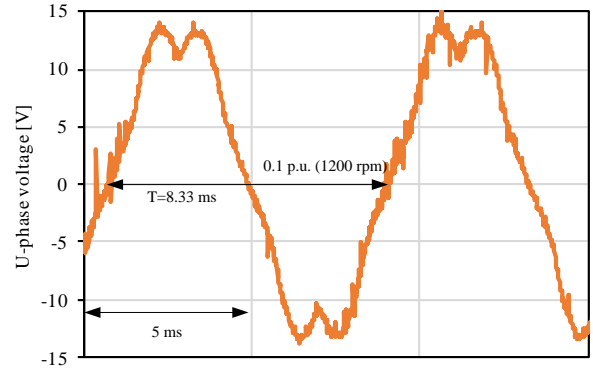


Fig. 5. Speed EMF of test motor at 1200 rpm.

Table 2. Gradient of current by each space vector.

$V_0(000)$ $V_7(111)$	$-\frac{V_{emf}}{L}$
$V_1(100)$	$\frac{1}{L}\left(\frac{2}{3}E_{dc} - V_{emf}\right)$
$V_2(110)$	$\frac{1}{L}\left(\frac{1}{3}E_{dc} - V_{emf}\right)$
$V_3(010)$	$\frac{1}{L}\left(-\frac{1}{3}E_{dc} - V_{emf}\right)$
$V_4(011)$	$\frac{1}{L}\left(-\frac{2}{3}E_{dc} - V_{emf}\right)$
$V_5(001)$	$\frac{1}{L}\left(-\frac{1}{3}E_{dc} - V_{emf}\right)$
$V_6(101)$	$\frac{1}{L}\left(\frac{1}{3}E_{dc} - V_{emf}\right)$

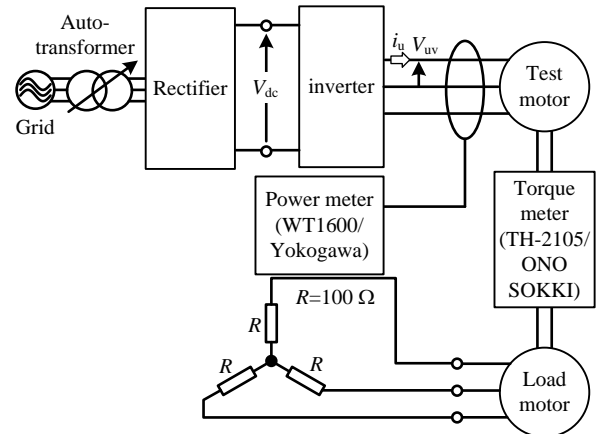


Fig. 6 Configuration of PMSM drive system.

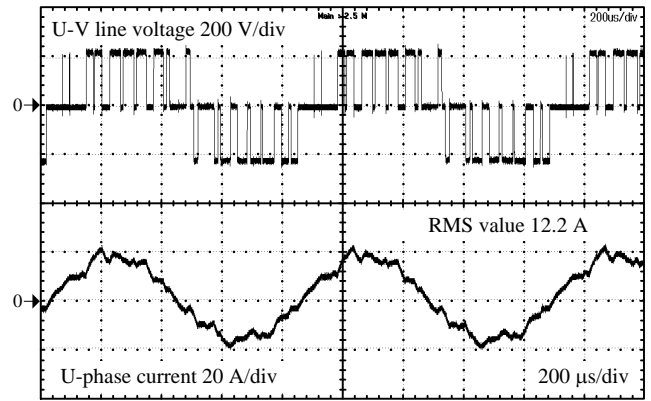
Table 3. Parameter of test motor.

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

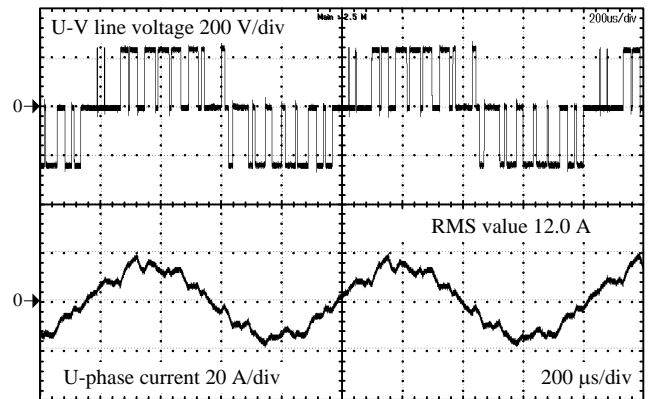
期 PWM と比較したところ、3.3%の電流実効値低減が確認できた。これにより、約 10%の銅損を低減できることが期待できる。また、電流 THD を 7.4%から 5.1%まで低減できることから提案する最適パルスの有用性を明らかにした。今後の課題として、最適パルスがモータ効率に与える影響を検討する。

## 文 献

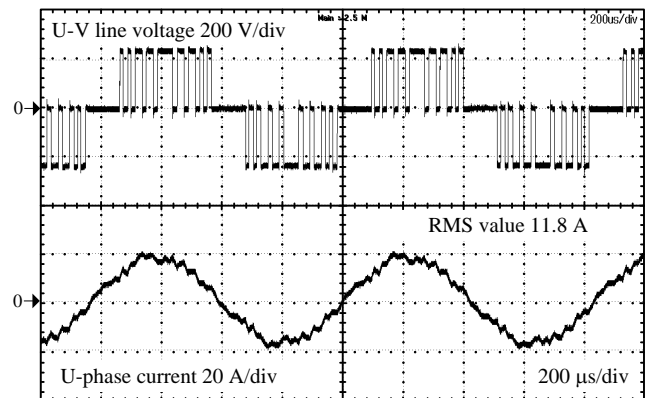
- (1) 高畑良一, 湧井真一, 宮田健治, 野間啓二, 妹尾正治: 「インバータの変調方式が永久磁石同期モータの特性に及ぼす影響」, 電気学会論文誌D, Vol. 134, No. 12, pp. 997-1005 (2014)
- (2) Y. Dai, L. Song, S. Cui: "Development of PMSM Drives for Hybrid Electric Car Applications", IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 43, No. 1, pp. 434-437 (2007)
- (3) J. O. Estima, 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) 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)
- (5) 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)
- (6) 土方大樹, 酒井祐樹, 赤津観, 深山義浩, 有田秀哲, 大穀晃裕: 「広域高効率駆動を実現する多相 MATRIX モータの提案」, 電気学会論文誌D, Vol. 138, No. 3, pp. 257-264 (2018)
- (7) Q. Lei, D. Cao, F. Z. Peng: "Novel Loss and Harmonic Minimized Vector Modulation for a Current-Fed Quasi-Z-Source Inverter in HEV Motor Drive Application", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 29, No. 3, pp. 1344-1357 (2014)
- (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. 21, No. 4, pp. 580-587 (1985)
- (9) 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)
- (10) 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)



(a) Asynchronous PWM.

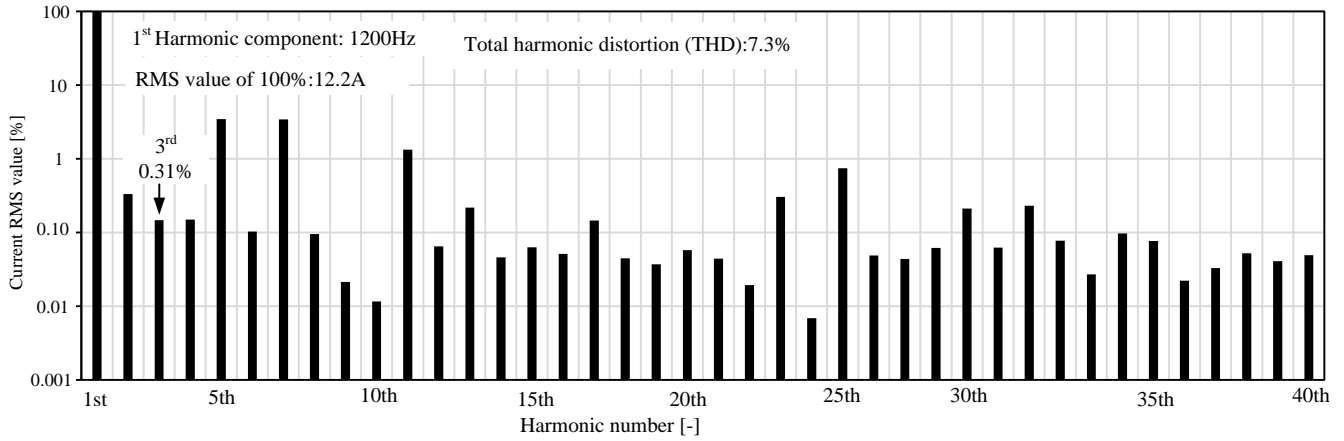


(b) Synchronous PWM.

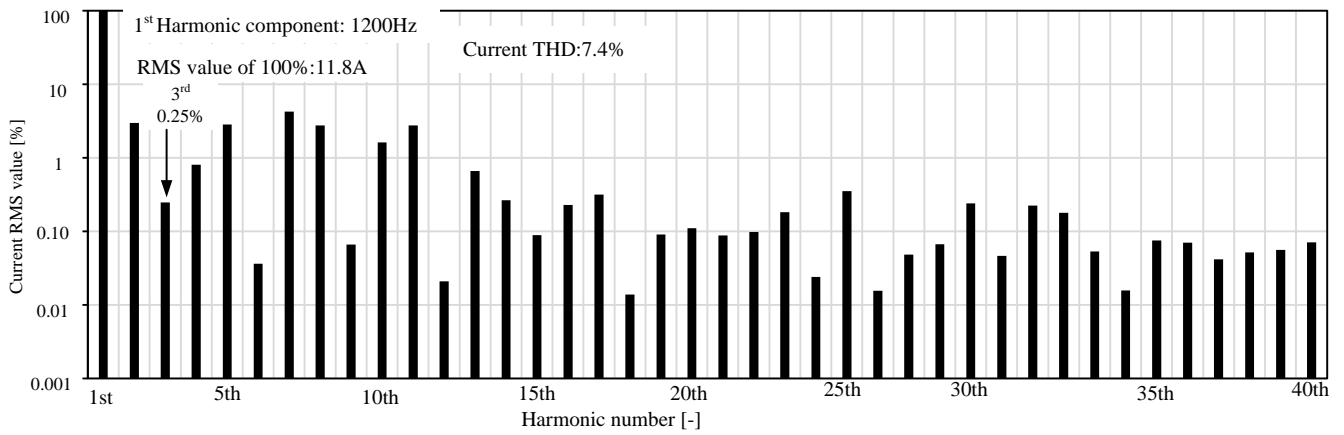


(b) Optimum pulses.

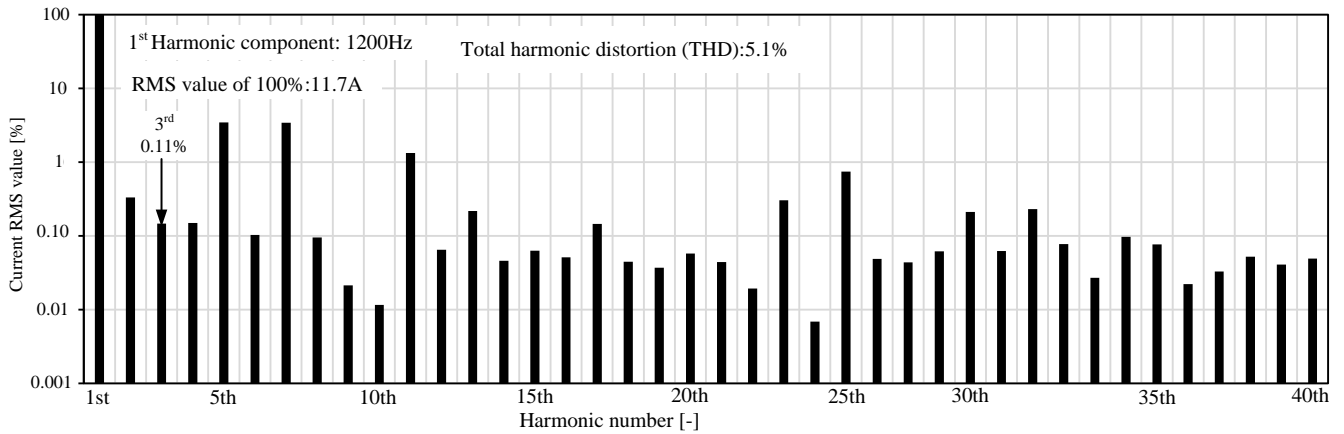
Fig. 7 Operation waveform of line-to-line voltage and U-phase current.



(a) Asynchronous PWM.



(b) Synchronous PWM.



(c) Optimum pulses.

Fig. 8 Harmonic analysis of U-phase current.