

# SRM の高調波電流重畳による トルクリプルを抑制可能な速度範囲の拡大

徳井 幸輝\*, 熊谷 崇宏, 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

Applicable Speed Expansion of Torque Ripple Suppression Method for SRM with Harmonic Current  
Kouki Tokui, Takahiro Kumagai, Jun-ichi Itoh (Nagaoka University of Technology)

## 1. はじめに

スイッチトリラクタンスモータ(SRM)は、磁石を使用せず製造コストが安価であるため、電気自動車などへの適用が期待されている<sup>(1)</sup>。SRM の正弦波電流駆動では、矩形波電流駆動と比較して振動騒音を低減できる<sup>(2)</sup>。文献(3)では、正弦波電流を直交 2 軸と零相分に分けて制御する手法が提案されている。しかし、各電流指令値を一定に制御した場合には 3 次のトルクリプルが発生する。この問題に対して、著者らは零相電流に 3 次高調波を重畳することでトルクリプルを抑制する手法を提案している<sup>(4)</sup>。しかし、本手法では、速度が高くなると逆起電力が大きくなり、インバータが過変調になるため電流が指令値に追従できない。そのため、トルクリプルを抑制可能な速度範囲が制限される。

本論文では、零相電流に 3 次高調波を重畳するトルクリプル抑制法において、適用できる速度範囲を拡大する。提案手法では、連続通電において q 軸電流にも 3 次高調波を重畳することで、速度範囲を約 70%拡大したため報告する。

## 2. 空間高調波を考慮したトルクリプル抑制法<sup>(4)</sup>

本手法では、インダクタンス分布の空間高調波を 4 次まで考慮し、零相電流に 3 次高調波を重畳することで 3 次のトルクリプルを抑制する。そのため、電流指令式は以下と定義する。

$$\begin{cases} i_{d\_conv} = 0, I_{q\_conv} = I_q \\ I_{0\_conv} = I_q + I_{0\_3s} \sin 3\theta_e + I_{0\_3c} \cos 3\theta_e \end{cases} \quad (1)$$

ここで、 $I_q$  は q 軸電流の電気角一周期の平均値、 $I_{0\_3s}$  と  $I_{0\_3c}$  は零相電流の 3 次高調波の sin 成分と cos 成分の振幅、 $\theta_e$  は電気角である。(1)式では、零相電流の平均値と q 軸電流の平均値を一致させており、正弦波電流駆動時の最大トルク電流制御の条件としている<sup>(3)</sup>。SRM の瞬時トルク式に(1)式を代入し、3 次のトルクリプルがゼロになる零相電流の重畳量  $I_{0\_3s}$  と  $I_{0\_3c}$  を求めると(2)式および(3)式を得る。ただし、ここでは各空間高調波が基本波成分よりも十分小さく、重畳する高調波振幅が q 軸電流の平均値よりも十分小さいとして近似している。

$$I_{0\_3s} = -\left(\frac{1}{4} - \frac{297l_3}{64+72l_3}\right)I_q \quad (2)$$

$$I_{0\_3c} = \frac{16(l_2-2l_4)}{8+3l_3}I_q \quad (3)$$

なお、 $l_2, l_3, l_4$  はインダクタンス分布の空間高調波の含有率である。(2)式および(3)式を用いることで線形領域での 3 次トルクリプルを抑制できる。

## 3. 提案する速度範囲拡大手法

提案手法では、連続通電を使用し、q 軸電流に 3 次高調波を追加で重畳することで速度範囲を拡大する。そのため、電流指令式を以下と再定義する。

$$\begin{cases} i_{d\_pro} = 0, I_{q\_pro} = I_q + I_{q\_3s} \sin 3\theta_e + I_{q\_3c} \cos 3\theta_e \\ I_{0\_pro} = aI_q + I_{0\_3s} \sin 3\theta_e + I_{0\_3c} \cos 3\theta_e \end{cases} \quad (4)$$

ここで、 $I_{q\_3s}$  と  $I_{q\_3c}$  は q 軸電流の 3 次高調波の sin 成分と cos 成分の振幅、 $a$  は零相電流の平均値と q 軸電流の平均値の比である。本手法では、零相電流の重畳量  $I_{0\_3s}, I_{0\_3c}$  を 3 次トルクリプルを打ち消すように決定し、 $a, I_{q\_3s}, I_{q\_3c}$  を速度範囲が拡大するように決定する。(4)式を用いて、2 章と同様にトルクリプルを抑制可能な零相電流の重畳量  $I_{0\_3s}$  と  $I_{0\_3c}$  を求めると(5)式および(6)式を得る。

$$I_{0\_3s} = -aI_{q\_3s} - \frac{I_q}{4} + \frac{3}{2}l_3I_q + 3l_3a^2I_q - l_4I_{q\_3c} - \frac{3I_{q\_3s}^2 + I_{q\_3c}^2}{16I_q} \quad (5)$$

$$I_{0\_3c} = -aI_{q\_3c} + 2l_2aI_q - l_4I_{q\_3s} - 4l_4aI_q - \frac{I_{q\_3s}I_{q\_3c}}{8I_q} \quad (6)$$

次に、 $a, I_{q\_3s}, I_{q\_3c}$  の決定法を述べる。本手法では、逆起電力が小さくなるように電流指令値を決定することで速度範囲を拡大する。SRM のモータ端子電圧は以下の式で表される。

$$v_x(\theta_e) = Ri_x + L_x \frac{\partial i_x}{\partial t} + \omega_e i_x \frac{\partial L_x}{\partial \theta_e} \quad (7)$$

ここで、 $R$  は巻線抵抗、 $L_x$  は各相のインダクタンス、 $i_x$  は各相の電流である。本手法では、 $a$  は連続通電により所望の平均トルクを達成するのに必要な交流電流振幅を減らすように決定する。そして、 $I_{q\_3s}, I_{q\_3c}$  は SRM の非同期項<sup>(3)</sup>を補償し、電流立下り時に瞬時的に大きくなる電圧を抑制するように決定する。また、(7)式で計算されるモータ端子電圧は複数の周波数成分を含んでおり、最大値と最小値を解析的に求めることができないため、各変数は(8)式の制約条件下で電流実効値が最小となるように数値解析により算出する。

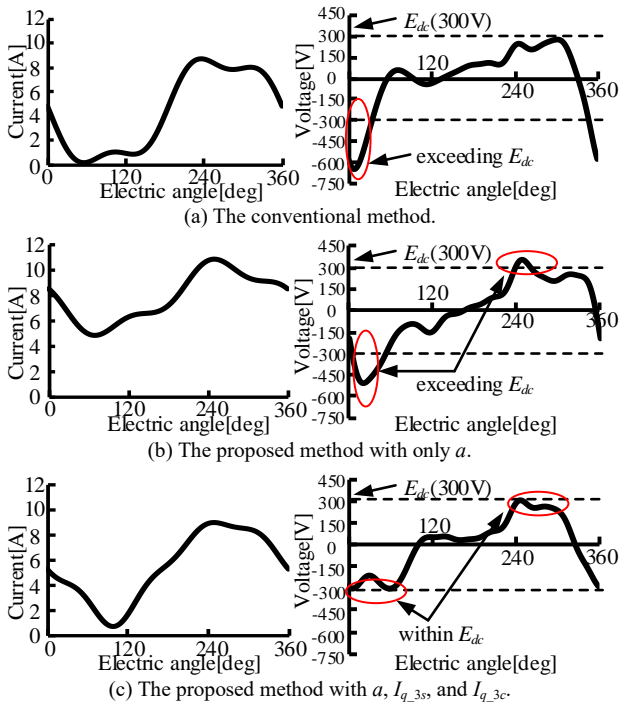


Fig. 1. The current and voltage waveforms for each driving method at  $T_{ref}=1.85$  Nm and  $N=5000$  r/min.

$$E_{dc} \geq \max(|v_x(\theta_e)|) \dots \dots \dots (8)$$

ここで、 $E_{dc}$  はインバータの電源電圧である。

図 1 に 2 章の従来法<sup>(4)</sup>、 $a$  のみを電圧振幅が最小になるように決定した場合、 $a$ 、 $I_{q_{3s}}$ 、 $I_{q_{3c}}$  を(8)式の制約条件下で電流実効値最小となるように決定した場合の電流およびモータ端子電圧波形を示す。図 1(a)より、従来法では電気角 0deg 付近でモータ端子電圧が高くなる。これは、インダクタンスが大きな対向状態付近で電流を下げるためである。また、図 1(b)より、 $a$  のみを用いた場合には、所望の平均トルクを得るために必要な  $q$  軸電流を低減し、モータ端子電圧を抑制できる。加えて、図 1(c)より、 $a$ 、 $I_{q_{3s}}$ 、 $I_{q_{3c}}$  を用いた場合には、さらにモータ端子電圧を抑制し速度範囲を拡大できる。

図 2 に対象とする SRM の N-T 特性および従来法、 $a$  のみを用いた場合、 $a$ 、 $I_{q_{3s}}$ 、 $I_{q_{3c}}$  を用いた場合のトルクリプル抑制法の適用範囲を示す。ここで、インダクタンス分布は線形と仮定しており、図 2 中の回転数とトルクの関係はインダクタンスが飽和しないとして計算している。図 2 より、線形領域におけるトルクリプル抑制法の拡大範囲は赤斜線部となり、従来法と比べて約 70%拡大した。

#### 4. 実験およびシミュレーション結果

本実験では、図 2 中に示すように平均トルク指令 1.85 Nm、回転数 5000 r/min とし、制御器は PIR 制御で構成している。

図 3 に従来法および提案法での電流指令と実電流波形、図 4 に変調波を示す。図 3 および図 4 より、従来法では実電流が電流指令値に追従していない。これは従来法では電圧指令が電源電圧を超え、過変調になるためである。一方

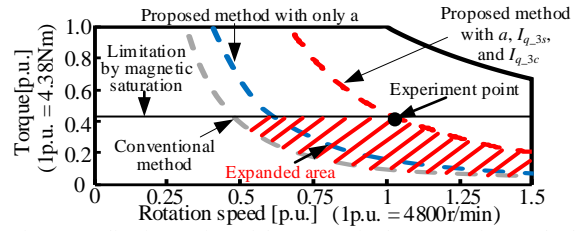


Fig. 2. Application region of the torque ripple suppression method.

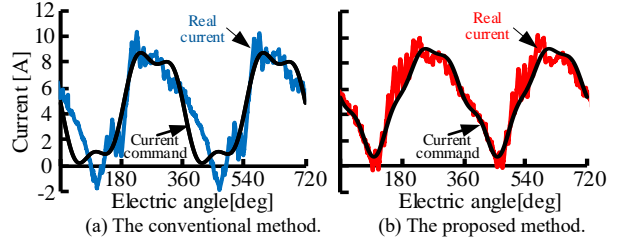


Fig. 3. The current command and real current waveforms with torque ripple suppression method.

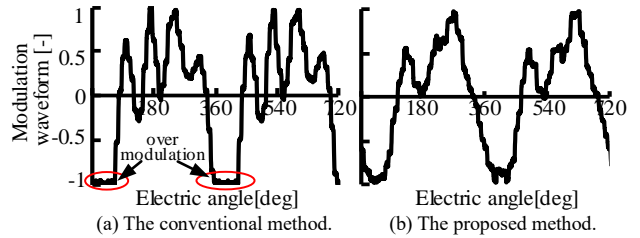


Fig. 4. The modulation waveforms with torque ripple suppression method.

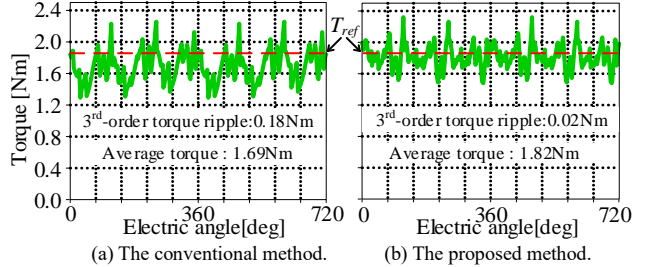


Fig. 5. The torque waveforms with torque ripple suppression method at  $T_{ref}=1.85$  Nm and  $N=5000$  r/min.

で、提案法では必要な電圧が電源電圧を下回るため、実電流が電流指令値に追従している。

図 5 に実験と同様のスイッチング周波数および制御器のゲインを用いてシミュレーションした場合のトルク波形を示す。高速域ではトルクメータによって瞬時トルクの波形を取得できないため、本稿ではシミュレーションを用いてトルクリプルの比較を行う。図 5 より、提案法では過変調にならないため、基底速度付近において 3 次トルクリプルを抑制可能であり、従来法よりも 3 次トルクリプルを 88.9% 低減している。また、提案法ではトルク指令と平均トルクがおおよそ一致しているが、従来法では過変調により電流が指令値に追従しないため、平均トルクが指令値よりも低くなる。今後は、磁気飽和を考慮して速度範囲の拡大を行う。

#### 文 献

- (1) S. Shin, et al, IEEJ Journal, Vol.9, No.6, pp.637-649 (2020)
- (2) V. Rallabandi, et al., ECCE, pp.5580-5585(2015)
- (3) 中尾矩也 他, 電学論 D, Vol.135, No.10, pp.999-1008(2015)
- (4) 徳井幸輝 他, SPC-20-239/HCA-20-089/VT-20-094, pp.63-68(2020)