

数式モデルに基づく電流高調波重畳による SRM のトルクリプル抑制法

徳井 幸輝* 熊谷 崇宏 伊東 淳一(長岡技術科学大学)

Torque Ripple Suppression Method for SRM with Harmonic Current based on Mathematical Model
Kouki Tokui*, Takahiro Kumagai, Jun-ichi Itoh (Nagaoka University of Technology)

This paper proposes a torque ripple reduction method based on the mathematical model of switched reluctance motor (SRM). The conventional vector control for SRM has a problem that the torque ripple occurs even if the constant current command. In this paper, the torque ripple is suppressed by superimposing third-order harmonic current on the zero-phase component. The superposed zero-phase current is derived from the torque equation, which considers the spatial harmonic of the inductance. The validity of the proposed method is confirmed by the simulation. As a result, the proposed method reduced the third-order torque ripple by 95.4% compared with the conventional method.

キーワード：スイッチトリラクタンスモータ，高調波電流重畳，数式モデル，トルクリプル抑制

(Keywords : Switched reluctance motor, Harmonic current superimposition, Mathematical model, Torque ripple suppression)

1. はじめに

Switched Reluctance Motor (SRM)は磁石を使用せず，突極鉄心と集中巻の巻線のみで構成されているため，製造コストが安価である。加えて，回転子は堅牢な突極鉄心構造であり，高速回転や高温環境に適するといった特徴を有する。そのため，家電，産業，自動車など幅広い分野への適用が期待されている⁽¹⁾⁽²⁾。

SRM は，ステータ巻線に励磁する相を適切なタイミングで切り替えることで，連続的な回転動作を達成する。この際，電流をシンプルなパルス状に制御するパルス電流駆動が用いられている。しかし，パルス電流駆動では，励磁相切換え時に十分なトルクが出力できずにトルクリプルが大きい。加えて，励磁相切換え時にステータ突極に働くラジアル力が急峻に変化するため，それに伴って発生するステータ振動が大きくなる⁽³⁾⁽⁴⁾。

これらの問題に対して，SRM のトルク-電流-回転子位置特性($T-i-\theta_e$ 特性)やラジアル力-電流-回転子位置特性($F_r-i-\theta_e$ 特性)から，各相のトルクやラジアル力の総和を一定にする電流波形を適用する手法が幅広く研究されている⁽⁵⁾⁻⁽⁸⁾。この手法で必要な $T-i-\theta_e$ 特性や $F_r-i-\theta_e$ 特性は，測定が困難であるため，通常，有限要素法(FEM)解析が用いられる。しかし，FEM 解析は，正確な幾何学的寸法と材料特性(B-H 特性)が必要であり，取得が困難な場合がある。加えて，コイルエン

ド部の漏れ磁束の影響を考慮するのは困難であり，正確な解析には多大な時間がかかる。また，導出した電流指令に実電流を追従させるために電流ヒステリシス制御が用いられるが，スイッチング周波数がランダムに分散するため，スイッチングに起因した電磁力脈動の周波数が機械系の固有振動数と合致し，騒音増加に繋がる。これらを回避するために，スイッチング周波数を上げればよいが，SRM のインダクタンス比は 6-10 程度あるので，可聴域(~20kHz)から回避するには非常に高いスイッチング周波数が必要である。また，SRM の磁化特性($i-\Phi$ 特性)をモータモデルとするデッドビート制御によって瞬時電流を制御する手法⁽⁹⁾があるが，コントローラの設計が困難であることが知られている。

これらの問題に対して，SRM を正弦波電流により駆動することで騒音振動を低減する手法がある⁽¹⁰⁾⁽¹¹⁾。正弦波電流による駆動する方式は，パルス電流駆動と比較して電流が滑らかに変化するため，励磁相切換え時に発生するステータ振動を低減できる。特に，文献(12)および(13)ではユニポーラ駆動に対応したベクトル制御が提案されている。自己インダクタンスや巻線抵抗値などの基本的なパラメータのみで制御でき，コントローラの設計が容易である。しかし，電流指令値を一定値に制御する場合，3 次のトルクリプルが発生する問題がある。そのため，文献(14)では瞬時トルク推定値を電流指令値にフィードバックすることでトルクリプルを抑制している。しかし，瞬時トルクの推定式にはインダ

クタンスの空間高調波を2次までしか考慮しておらず、トルクリプルの低減効果が十分でない。

そこで、本論文ではSRMのベクトル制御に着目し、SRMのインダクタンス分布を正弦波と仮定した場合、および空間高調波を考慮した場合において3次のトルクリプルを抑制する手法を提案する。提案手法では、瞬時トルク式に基づいて、トルクリプルの抑制が可能な3次高調波を重畳した零相電流を導出する。3次高調波を重畳した零相電流によりトルクリプルの抑制が可能であることをシミュレーションにより確認したので報告する。

2. 基本波トルク式によるトルクリプル抑制法

<2.1> 基本波を考慮したSRMの瞬時トルク式

本節では、従来のベクトル制御に説明を行う。従来のベクトル制御では、SRMのインダクタンス分布を正弦波と仮定して数式モデルを導出している⁽¹²⁾⁽¹³⁾。

図1に、SRMのインダクタンス分布を正弦波と仮定した場合の各相の自己インダクタンスを示す。また、図1に示したインダクタンス分布は、(1)式で表される。

$$\begin{cases} L_u = L_{dc} + L_{ac1} \cos \theta_e \\ L_v = L_{dc} + L_{ac1} \cos \left(\theta_e - \frac{2}{3} \pi \right) \\ L_w = L_{dc} + L_{ac1} \cos \left(\theta_e + \frac{2}{3} \pi \right) \end{cases} \dots\dots\dots (1)$$

ここで、 L_u, L_v, L_w はそれぞれ u, v, w 相の自己インダクタンス、 L_{dc} は自己インダクタンスの直流成分、 L_{ac1} は自己インダクタンスの振幅、 θ_e は電気角である。また、SRMの瞬時トルク式を(2)式、回転座標変換行列を(3)式に示す。

$$T_e = \frac{N_r}{2} \begin{bmatrix} i_u & i_v & i_w \end{bmatrix} \left[\frac{\partial}{\partial \theta_e} \begin{bmatrix} L_u & 0 & 0 \\ 0 & L_v & 0 \\ 0 & 0 & L_w \end{bmatrix} \right] \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} \dots\dots\dots (2)$$

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta_e & \cos \left(\theta_e - \frac{2}{3} \pi \right) & \cos \left(\theta_e + \frac{2}{3} \pi \right) \\ -\sin \theta_e & -\sin \left(\theta_e - \frac{2}{3} \pi \right) & -\sin \left(\theta_e + \frac{2}{3} \pi \right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} \dots\dots\dots (3)$$

ここで、 N_r はロータポール数、 i_u, i_v, i_w はそれぞれ u, v, w 相の電流、 i_d はd軸電流、 i_q はq軸電流、 i_0 は零相電流である。(2)式を(3)式の回転座標変換行列を用いて(2)式を座標変換することで、インダクタンス分布を正弦波と仮定した場合の瞬時トルク式は(4)式に求められる。

$$T_{e_fun} = \frac{3}{2} N_r L_{ac1} i_0 i_q + \frac{3}{8} N_r L_{ac1} (i_q^2 - i_d^2) \sin 3\theta_e - \frac{3}{4} N_r L_{ac1} i_d i_q \cos 3\theta_e \dots\dots\dots (4)$$

(4)式に示すように、ベクトル制御によって i_d, i_q, i_0 が直流となるように制御した場合には第2項および第3項に起因

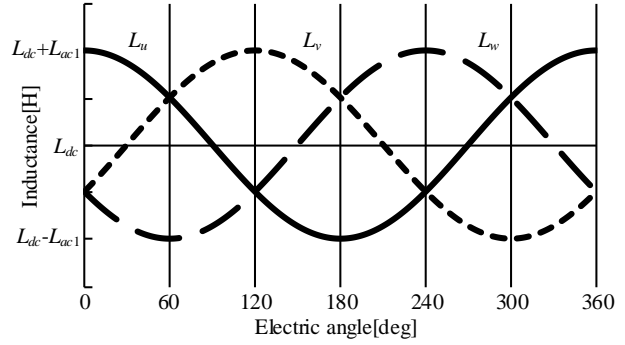


Fig. 1. Inductance distribution approximated to sinusoidal wave.

する3次のトルクリプルが発生する。

<2.2> 基本波トルク式によるトルクリプル抑制法

本節では、2.1節で示した瞬時トルク式を用いてSRMの3次のトルクリプルを抑制する手法を提案する。提案法では(4)式の第2項と第3項のトルクリプルを打ち消すため、零相電流に3次高調波を重畳する。ここで、3次高調波を重畳した零相電流を以下のように定義する。

$$i_0 = I_{0_0} + I_{0_3s} \sin 3\theta_e + I_{0_3c} \cos 3\theta_e \dots\dots\dots (5)$$

I_{0_0} は零相電流の平均値、 I_{0_3s} と I_{0_3c} は零相電流の3次高調波のsin成分の振幅およびcos成分の振幅である。(5)式を(4)式に代入し、トルク式は以下のように変形される。また、電流指令の条件を $i_q = I_q, i_d = 0$ とし、 I_q はq軸電流の電気角一周期の平均値である。

$$T_{e_fun} = \frac{3}{2} N_r L_{ac1} I_{0_0} I_q + A \sin 3\theta_e + B \cos 3\theta_e \dots\dots\dots (6)$$

ただし、

$$A = \frac{3}{2} N_r L_{ac1} I_q I_{0_3s} + \frac{3}{8} N_r L_{ac1} I_q^2 \dots\dots\dots (7)$$

$$B = \frac{3}{2} N_r L_{ac1} I_q I_{0_3c} \dots\dots\dots (8)$$

(6)式の第2項と第3項のトルクリプルをゼロとするためには、 $A = 0, B = 0$ が成立する I_{0_3s} と I_{0_3c} を求めればよい。(7)式および(8)式より、 I_{0_3s} と I_{0_3c} はそれぞれは以下に得られる。

$$I_{0_3s} = -\frac{1}{4} I_q \dots\dots\dots (9)$$

$$I_{0_3c} = 0 \dots\dots\dots (10)$$

(9)式および(10)式を(5)式に代入すると、3次高調波を重畳した零相電流が(11)式に示される。

$$i_0 = I_{0_0} - \frac{1}{4} I_q \sin 3\theta_e \dots\dots\dots (11)$$

インダクタンス分布が正弦波と仮定した場合には、(11)式で表される零相電流を指令値として用いることで、3次のトルクリプルを抑制することが可能である。

3. 高調波重畳電流によるトルクリプル抑制法

<3.1> 空間高調波を考慮した SRM の瞬時トルク式

2章ではインダクタンス分布の基本波のみを考慮して3次トルクリプルを抑制可能な重畳電流の導出を行った。しかし、実際の SRM のインダクタンス分布には空間高調波が含まれている。そのため、基本波のみを考えた場合には実際の瞬時トルクと差異が生じてしまう。そこで、本節では SRM の空間高調波の中で影響が大きい1次から4次までの空間高調波を考慮して瞬時トルク式を導出する。

図2に、1次から4次までの空間高調波を考慮した場合のインダクタンス分布を示す。また、図2のインダクタンス分布を(12)式に示す。

$$\left\{ \begin{array}{l} L_u = L_{dc} + L_{ac1} \cos \theta_e + L_{ac2} \cos 2\theta_e + L_{ac3} \cos 3\theta_e + L_{ac4} \cos 4\theta_e \\ L_v = L_{dc} + L_{ac1} \cos \left(\theta_e - \frac{2}{3}\pi \right) + L_{ac2} \cos 2 \left(\theta_e - \frac{2}{3}\pi \right) \\ \quad + L_{ac3} \cos 3 \left(\theta_e - \frac{2}{3}\pi \right) + L_{ac4} \cos 4 \left(\theta_e - \frac{2}{3}\pi \right) \\ L_w = L_{dc} + L_{ac1} \cos \left(\theta_e + \frac{2}{3}\pi \right) + L_{ac2} \cos 2 \left(\theta_e + \frac{2}{3}\pi \right) \\ \quad + L_{ac3} \cos 3 \left(\theta_e + \frac{2}{3}\pi \right) + L_{ac4} \cos 4 \left(\theta_e + \frac{2}{3}\pi \right) \end{array} \right. \quad (12)$$

ここで、 L_{ac2} 、 L_{ac3} 、 L_{ac4} はそれぞれインダクタンス分布の空間高調波の2,3,4次成分である。(2)式の i_u, i_v, i_w を(3)式の変換行列を用いて i_d, i_q, i_0 に変換し、(12)式を代入すると、空間高調波を考慮した瞬時トルク式が(13)式で得られる。

$$\begin{aligned} T_{e_har} = & \frac{3}{2} N_r L_{ac1} i_d i_q + \frac{3}{8} N_r L_{ac1} (i_q^2 - i_d^2) \sin 3\theta_e - \frac{3}{4} N_r L_{ac1} i_d i_q \cos 3\theta_e \\ & + \frac{3}{2} N_r L_{ac2} i_d i_q - 3 N_r L_{ac2} i_0 (i_d \sin 3\theta_e + i_q \cos 3\theta_e) \\ & - \frac{9}{4} N_r L_{ac3} (i_d^2 \sin 3\theta_e + i_q^2 \sin 3\theta_e + 2i_0^2 \sin 3\theta_e) \\ & - 6 N_r L_{ac4} i_d i_q \sin 3\theta_e + 6 N_r L_{ac4} i_0 i_q \cos 3\theta_e \\ & + \frac{3}{2} N_r L_{ac4} (i_q^2 - i_d^2) \sin 6\theta_e - 3 N_r L_{ac4} i_d i_q \cos 6\theta_e \end{aligned} \quad (13)$$

(13)式より、インダクタンス分布の基本波のみ考慮した場合に存在するトルクリプルに加えて、インダクタンスの各空間高調波に起因したトルクリプルの項が追加されている。

<3.2> 空間高調波を考慮したトルクリプル抑制法

本節では、(13)式の空間高調波を考慮した瞬時トルク式を基にして3次のトルクリプルを抑制する手法を提案する。2.2節と同様に、零相電流に3次高調波を重畳してトルクリプルを打ち消す。ここで、(11)式に示した3次高調波を含む零相電流にさらに3次高調波を重畳することによって、インダクタンス分布の空間高調波に起因する3次のトルクリプルを抑制する。3次高調波を重畳した零相電流を以下のよう定義する。

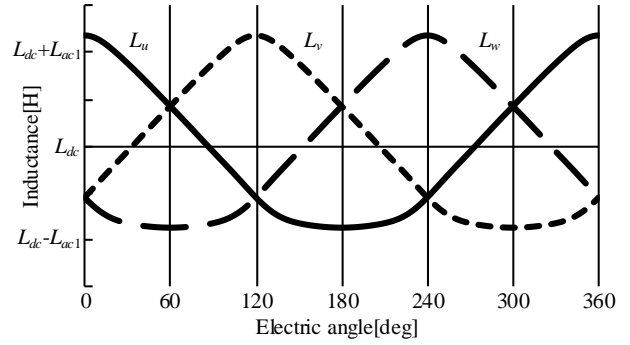


Fig. 2. Inductance distribution considering high spatial harmonics.

$$i_0 = I_{0_0} - \frac{1}{4} I_q \sin 3\theta_e + I_{0_3s} \sin 3\theta_e + I_{0_3c} \cos 3\theta_e \quad (14)$$

(14)式を(13)式に代入すると、トルク式は(15)式となる。

$$T_{e_har} = \frac{3}{2} N_r L_{ac1} I_{0_0} I_q + A \sin 3\theta_e + B \cos 3\theta_e \quad (15)$$

ただし、

$$\begin{aligned} A = & \frac{3}{2} N_r L_{ac1} I_{0_3s} I_q - \frac{315}{128} N_r L_{ac3} I_q^2 - \frac{9}{2} N_r L_{ac3} I_{0_0}^2 \\ & - \frac{9}{8} N_r L_{ac3} I_{0_3c}^2 + \frac{27}{16} N_r L_{ac3} I_{0_3s} I_q - \frac{27}{8} N_r L_{ac3} I_{0_3s}^2 \end{aligned} \quad (16)$$

$$\begin{aligned} B = & \frac{3}{2} N_r L_{ac1} I_{0_3c} I_q - 3 N_r L_{ac2} I_{0_0} I_q + \frac{9}{32} N_r L_{ac3} I_q I_{0_3c} \\ & - \frac{9}{8} N_r L_{ac3} I_{0_3c} I_{0_3s} + 6 N_r L_{ac4} I_{0_0} I_q \end{aligned} \quad (17)$$

ここで、(15)式の第2項と第3項のトルクリプルを打ち消すには $A = 0$ 、 $B = 0$ が成立する I_{0_3s} と I_{0_3c} を求めればよい。しかしながら、(16)式および(17)式では I_{0_3s} と I_{0_3c} に関する4次式となり、解析解を得ることは困難である。そのため、(16)式、(17)式においてトルクリプルへの寄与が小さい項を無視することで、 I_{0_3s} と I_{0_3c} の近似値を導出する。本論文では、電流指令を $I_q = I_{0_0}$ とし、各空間高調波が基本波成分よりも小さく、重畳する高調波振幅が q 軸電流指令の平均値よりも小さいとして近似を行う。つまり、近似条件は $I_q = I_{0_0}$ 、 $(L_{ac2}/L_{ac1}) < 1$ 、 $(L_{ac3}/L_{ac1}) < 1$ 、 $(L_{ac4}/L_{ac1}) < 1$ 、 $(I_{0_3c}/I_q) < 1$ 、 $(I_{0_3s}/I_q) < 1$ となる。これにより、(16)式の第4項および第6項、(17)式の第4項をゼロとみなすことができ、 I_{0_3s} と I_{0_3c} がそれぞれ(18)式、(19)式で求められる。

$$I_{0_3s} = \frac{297 L_{ac3} I_q}{64 L_{ac1} + 72 L_{ac3}} \quad (18)$$

$$I_{0_3c} = \frac{32(L_{ac2} - 2L_{ac4}) I_q}{16 L_{ac1} + 3 L_{ac3}} \quad (19)$$

(18)式、(19)式を(15)式に代入すると、3次高調波を重畳した零相電流は(20)式で表される。

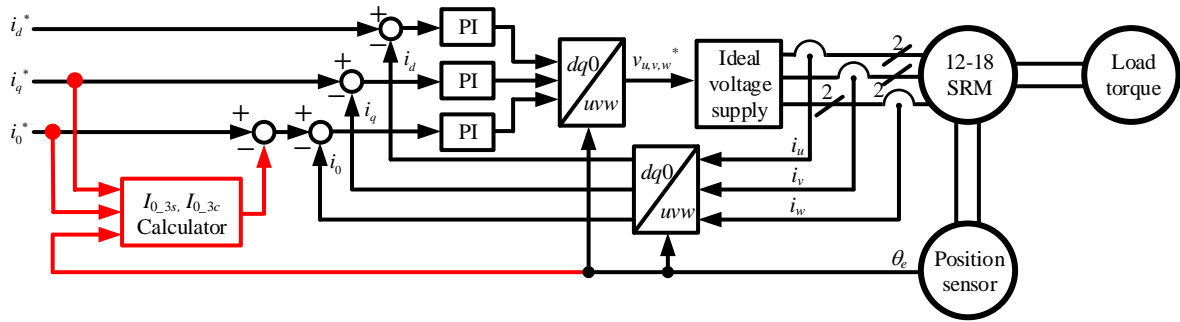


Fig. 3. Circuit and control block diagram of proposed method.

$$i_0 = I_{0-0} - \frac{1}{4}I_q \sin 3\theta_e + \frac{297L_{ac3}I_q}{64L_{ac1} + 72L_{ac3}} \sin 3\theta_e + \frac{32(L_{ac2} - 2L_{ac4})I_q}{16L_{ac1} + 3L_{ac3}} \cos 3\theta_e \dots (20)$$

(20)式で表される零相電流を指令値として用いることで、3次のトルクリプルを抑制することが可能となる。

4. シミュレーションによる検証

本章では、2章で提案したインダクタンス分布の基本波のみを考慮した場合のトルクリプル抑制法、3章で提案した空間高調波を考慮したトルクリプル抑制法の効果をシミュレーションにより確認する。

図3にシミュレーションに用いる制御ブロック図および回路を示す。図3では、従来のベクトル制御の制御ブロックに重畳する3次高調波を計算するためのブロックを追加することで、提案法を適用している。

表1にシミュレーションに使用するモータモデルのパラメータ、図4にインダクタンスの空間高調波を示す。シミュレーション条件は回転数 250 r/min、電流指令値 $i_d = 0$ A、 $I_q = I_{0-0} = 50$ A としている。

図5に従来法のベクトル制御と同様に電流指令を一定とした場合の電流波形およびトルク波形を示す。図5より、正弦波電流を流した場合にはトルクリプルが発生している。

図6に提案法の効果をシミュレーションにより確認した結果を示す。図6(a)はインダクタンス分布の基本波のみを考慮した(11)式の零相電流を電流指令値とした結果、図6(b)はインダクタンスの空間高調波を考慮した(20)式の零相電流を電流指令値とした結果である。図6(a)より、(11)式に示す高調波を重畳した零相電流によって高調波を重畳する前と比べて、3次のトルクリプルを低減できている。また、平均トルクに対する3次トルクリプルを算出すると、高調波重畳前は37.3%であるのに対し、高調波重畳後は13.4%である。図6(b)より、(20)式に示す空間高調波を考慮した零相電流指令を用いることで、3次のトルクリプルを低減できていることがわかる。平均トルクに対する3次トルクリプルを算出すると1.7%であり、高調波重畳前と比べて35.6pt低減している。また、図6(a)で発生していた空間高調波によるトルクリプルを図6(b)では低減していることが確認できる。

図7に、図5および図6に示したトルク波形をフーリエ

Table1. Motor parameter.

Rated power	5.5 kW
Maximum speed	12000 r/min
Maximum torque	9.3 Nm
Input voltage	48 V
Number of poles	Stator 18, Rotor 12
Number of turns	12 turns
Winding resistance	0.012 Ω

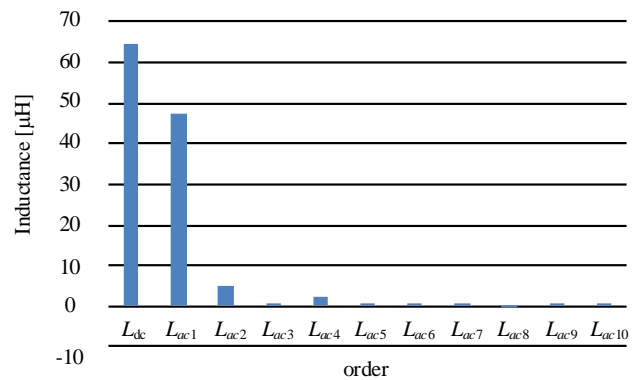


Fig. 4. Spatial harmonics of inductance.

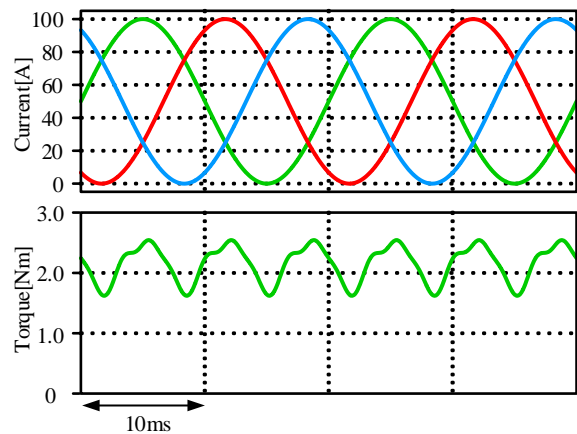


Fig. 5. Simulation wave with conventional method.

解析した結果を示す。図 7 から提案法を適用することによって、3 次のトルクリプルが低減できることを確認した。ここで、インダクタンス分布の基本波のみを考慮した (11) 式の零相電流を電流指令値とした場合にはトルクリプルを 64.2%低減可能であり、さらにインダクタンスの空間高調波を考慮した(20)式の零相電流を電流指令値とした場合には 95.4%低減が可能となる。

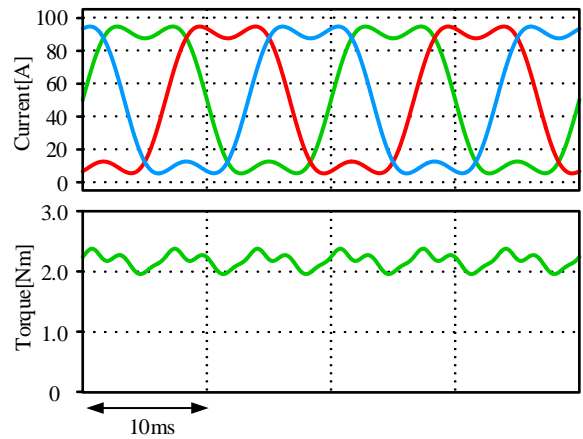
5. まとめ

本論文では、SRM のベクトル制御に着目し、インダクタンス分布を正弦波と仮定した場合、および空間高調波を考慮した場合において 3 次のトルクリプルを抑制する手法を提案した。はじめに、インダクタンス分布を正弦波と仮定して瞬時トルクを導出する従来のベクトル制御について説明した。瞬時トルク式を用いて、3 次のトルクリプルを抑制する方法を検討し、零相電流に 3 次高調波を重畳させることでトルクリプルが抑制可能であることを示した。次に、空間高調波を 4 次まで考慮したインダクタンス分布を用いて瞬時トルク式の導出を行った。導出した瞬時トルク式を基にして、空間高調波を考慮した場合でも 3 次のトルクリプルを低減可能な高調波重畳した零相電流指令を導出した。また、提案法によってトルクリプルを抑制できることをシミュレーションにより確認した。その結果、電流指令値が 50 A の場合、空間高調波を考慮することで 3 次のトルクリプルを 95.4%低減可能であること、基本波のみ考慮した瞬時トルク式を用いた場合と比べても 11.7pt 低減可能であることを確認した。

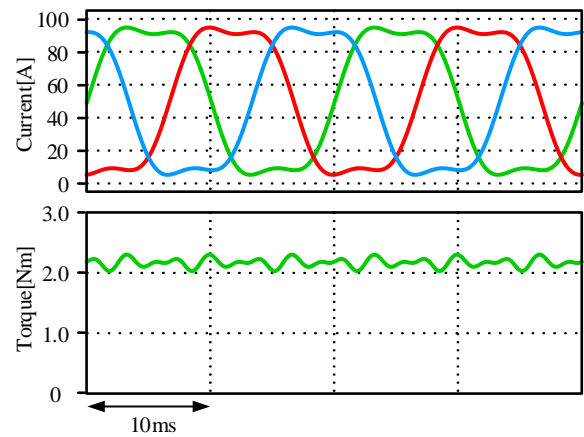
今後は、磁気飽和領域におけるトルクリプル抑制法について検討を行う予定である。

文 献

- (1) Sufei Li, Shen Zhang, Thomas G. Habetler and Ronald G. Harley : "Modeling, Design Optimization, and Applications of Switched Reluctance Machines—A Review", IEEE Transactions on Industrial Application, Vol.55, No.3, pp.2660-2681 (2019)
- (2) K. Kiyota and A. Chiba : "Design of Switched Reluctance Motor Competitive to 60-kW IPMSM in Third-Generation Hybrid Electric Vehicle", IEEE Transactions on Industrial Application, Vol.48, No.6, pp.2303-2309 (2012)
- (3) 見城尚志 : 「SR モータ」, 日本工業新聞社 (2012)
- (4) リラクタンストルク応用電動機の技術に関する調査専門委員会 : 「リラクタンストルク応用モータ~IPMSM, SynRM, SRM の基礎理論 から設計まで~」, 一般社団法人 電気学会 (2016)
- (5) M. Takiguchi, H. Sugimoto, N. Kurihara and A. Chiba : "Acoustic noise and vibration reduction of SRM by elimination of third harmonic component in sum of radial forces", IEEE Transactions on Energy Convers, Vol.30, No.3, pp.883-891 (2015)
- (6) J. Furqani, M. Kawa, K. Kiyota and A. Chiba : "Current Waveform for Noise Reduction of a Switched Reluctance Motor under Magnetically Saturated Condition", IEEE Transactions on Industrial Application, Vol.54, No.1, pp.213-222 (2018)
- (7) X. D. Xue, K. W. E. Cheng and S. L. Ho, "Optimization and Evaluation of Torque-Sharing Functions for Torque Ripple Minimization in Switched Reluctance Motor Drives", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 24, no. 9, pp. 2076-2090(2009)



(a) With zero-phase current considering fundamental component of inductance distribution.



(b) With zero-phase current considering spatial harmonics of inductance distribution.

Fig. 6. Simulation waveform with proposed method.

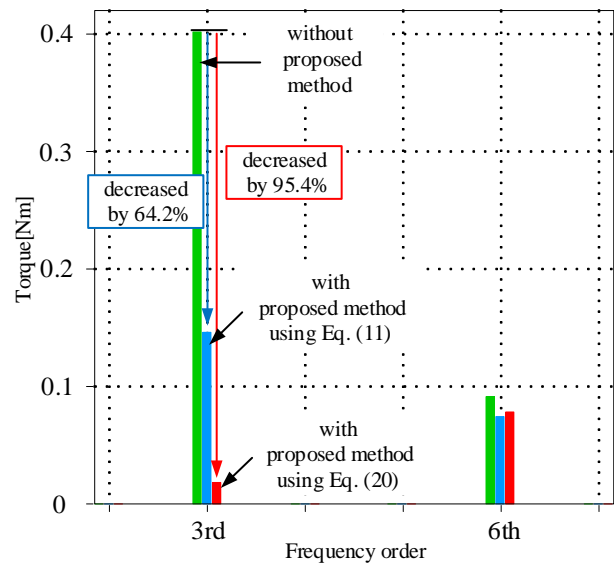


Fig. 7. Fourier analysis results of torque at $I_q = I_0 = 50$ A .

- (8) H. Li, B. Bilgin and A. Emadi : "An Improved Torque Sharing Function for Torque Ripple Reduction in Switched Reluctance Machines", IEEE Transactions on Industrial Application, vol. 34, no. 2, pp. 1635-1644(2019)
- (9) 牧野宏明, 小坂卓, 森本進也, 大戸基道, 松井信行 : 「産業サーボドライブ用四相 SR モータの瞬時電流波形制御」, 電学論 D, Vol.135, No.6, pp.711-717(2015)
- (10) X. Liu, Z.Q. Zhu, Masahiko Hasegawa, Adam Pride and Rajesh : "Performance Comparison Between Unipolar and Bipolar Excitations in Switched Reluctance Machine with Sinusoidal and Rectangular Waveforms", IEEE Energy Conversion Congress and Exposition(ECCE), pp.1590-1595(2011)
- (11) V. Rallabandi, S. Mallampalli, R. Rahul and D. A. Torrey : "Performance Comparison of Switched Reluctance Motor with Sinusoidal and Conventional Excitation", IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), pp.5580-5585(2015)
- (12) 中尾矩也, 赤津観 : 「スイッチトリラクタンスモータに特化したベクトル制御」, 電学論 D, Vol.134, No.12, pp.1006-1015(2014)
- (13) 中尾矩也, 赤津観 : 「PWM 方式を用いたスイッチトリラクタンスモータの制御電圧源ベクトル制御」, 電学論 D, Vol.135, No.10, pp.999-1008(2015)
- (14) 的場太郎, 寺山祐樹, 星伸一 : 「ベクトル制御されたスイッチトリラクタンスモータのトルクリプル抑制制御」, SPC-20-125/MD-20-098, pp.47-52(2020)