

# 磁気飽和領域と線形領域のトルク電流比に基づいた SRM のトルクリプル抑制法

学生員 徳井 幸輝\*      学生員 熊谷 崇宏      正員 日下 佳祐  
上級会員 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

## Torque Ripple Suppression Method for SRM based on Torque / Current Ratio in Magnetic Saturation and Linear Region

Kouki Tokui, Student Member, Takahiro Kumagai, Student Member, Keisuke Kusaka, Member,  
Jun-ichi Itoh, Senior-member (Nagaoka University of Technology)

This paper proposes a torque ripple suppression method for switched reluctance motors based on field oriented control (FOC). Conventional methods cannot suppress the torque ripple sufficiently in a magnetic saturation region. The proposed method reduces the torque ripple in the magnetic saturation region without FEM analysis. The proposed method suppresses the torque ripple by superimposing the third-order current harmonics considering magnetic saturation. The experimental result shows that the proposed method reduced the torque ripple by 82.9%.

キーワード : スイッチトリラクタンスマータ, トルクリプル抑制

Keywords : Switched reluctance motor, Torque ripple suppression

### 1. はじめに

Switched Reluctance Motor (SRM)は、レアアースが不要で製造コストが安価、鉄心と集中巻の巻線のみのシンプルな構造であり大量生産に適することから、電気自動車やハイブリット車への適用が期待されている<sup>(1)</sup>。SRM のパルス電流駆動では、適切なタイミングで各相にパルス状の電流を通电することで、連続的な回転を達成する。しかし、励磁相切換え時に十分なトルクが出力できず、大きなトルクリプルが発生する。加えて、ステータ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振動が大きくなる。

これらの問題に対し、Torque Sharing Function などが提案されトルクリプルの低減が行われている<sup>(2)</sup>。一方で、SRM を正弦波電流で駆動して振動騒音を低減する手法がある<sup>(3)(4)</sup>。パルス電流駆動と比べて電流が滑らかに変化するため、相切換え時のステータ振動を低減できる。文献(5)および(6)では、SRM の電流を直交 2 軸の電流と零相分に分けたベクトル制御が提案されている。ベクトル制御は自己インダクタンスや巻線抵抗などの基本的なパラメータのみで制御可能であるため、コントローラの設計が比較的容易である。しかし、 $dq0$  電流指令値を一定値に制御した場合、3 次のトルクリプルが発生する。そのため、文献(7)では瞬時トルク推定値

を基に電流指令値に補正項を追加することでトルクリプルを抑制している。また、文献(8)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 次高調波電流を重畳することで、3 次のトルクリプルを抑制している。しかし、これらの手法は、インダクタンス分布を線形としているため、磁気飽和が生じた際の動作について未検討である。

従来の磁気飽和を考慮したトルクリプル抑制手法では、SRM の非線形性を考慮するために有限要素法(FEM)解析を用いて電流指令を導出する<sup>(9)</sup>。しかし、FEM 解析にはモータの正確な幾何学的寸法と材料特性が必要であり、SRM の設計データを必要とする。また、正確な解析には多大な時間がかかる。そのため、測定容易なパラメータのみで磁気飽和領域のトルクリプルを抑制することが求められる。

本論文では、測定が容易なパラメータである対向時の磁化特性( $i-\phi$ 特性)および線形時のインダクタンス分布のみを使用したトルクリプル抑制手法を提案する。提案手法では、線形時と磁気飽和時のトルク電流比に着目し、磁気飽和が生じた際にもトルクリプルを抑制可能な零相電流を導出する。本手法により、文献(8)の空間高調波を考慮したトルクリプル抑制法よりも適用範囲を拡大可能となり、磁気飽和領域で提案法を用いることによって、3 次のトルクリプルを 82.9%低減可能であることを実機検証で確認した。

## 2. 平均トルク制御およびトルクリプル抑制法

本章では、著者らがこれまで提案してきた空間高調波を考慮したトルクリプル抑制手法<sup>(8)</sup>および磁気飽和を考慮した平均トルク制御法<sup>(10)</sup>について述べる。

(2・1) 磁気飽和を考慮した平均トルク制御法 図1に、対向時と非対向時の磁化特性を示す。図1(a)の斜線部分は対向-非対向間の磁気随伴エネルギーである。磁気飽和下における平均トルクを一致させるためには、磁気随伴エネルギーを一致させれば良いので、図1(a)と(b)の斜線部分の面積が等しくなればよい。つまり、制御用に対向時のインダクタンス  $L_{a\_int}$  が以下に定義される。

$$\int_0^{I_{max}} (L_{a\_int} - L_u) di = \int_0^{I_{max}} \{\Phi_a(i) - L_u i\} di \dots\dots\dots (1)$$

ここで、 $I_{max}$ は電流最大値、 $\Phi_a(i)$ は対向時の磁化特性、 $L_u$ は非対向インダクタンスである。(1)式によって定義した  $L_{a\_int}$  を用いると磁気飽和を考慮した平均トルク式は以下で表される<sup>(10)</sup>。

$$T_{avg.} = \frac{3}{2} N_r \frac{L_{a\_int} - L_u}{2} I_q I_0 \dots\dots\dots (2)$$

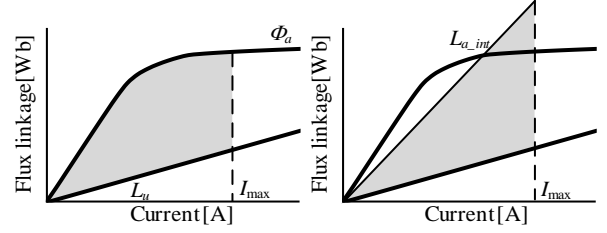
ここで、 $I_q$ はq軸電流の電気角一周期分の平均値、 $I_0$ は零相電流の電気角一周期分の平均値、 $N_r$ はロータポール数である。 $\Phi_a(i)$ を多項式近似することで、 $L_{a\_int}$ が算出できるため、(2)式により磁気飽和下での電気角一周期分の平均トルクを算出可能となる。

(2・2) 空間高調波を考慮したトルクリプル抑制法 図2に、空間高調波を1次から4次まで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(3)式、SRMの瞬時トルク式を(4)式に示す。

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

$$T_e = \frac{N_r}{2} \begin{bmatrix} i_u & i_v & i_w \end{bmatrix} \frac{\partial}{\partial \theta_e} \begin{bmatrix} L_u & 0 & 0 \\ 0 & L_v & 0 \\ 0 & 0 & L_w \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} \dots\dots\dots (4)$$

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、 $L_{ac1}, L_{ac2}, L_{ac3}, L_{ac4}$ はそれぞれインダクタンス分布の空間高調波の1, 2, 3, 4次成分、 $i_u, i_v, i_w$ はそれぞれ  $u, v, w$  相の電流、 $\theta_e$ は電気角である。本手法では、零相電流に3次のトルクリプルを打ち消す3次高調波電流を重畳する。(4)式に(3)式を代入し、座標変換を行うことで空間高調波を考慮した瞬時トルク式を導出



(a) Actually (right side of Eq.(3)) (b) Assumption (left side of Eq.(3))

Fig. 1. Magnetic co-energy of matured  $i-\phi$  characteristic.

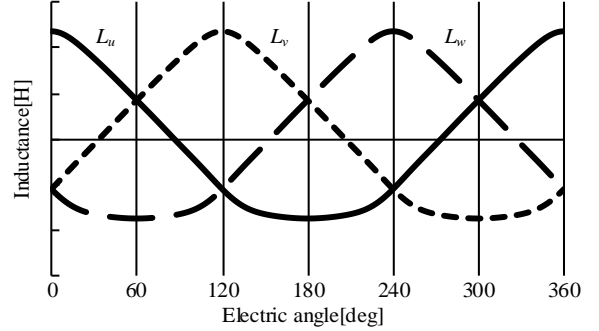


Fig. 2. Inductance distribution considering high spatial harmonics.

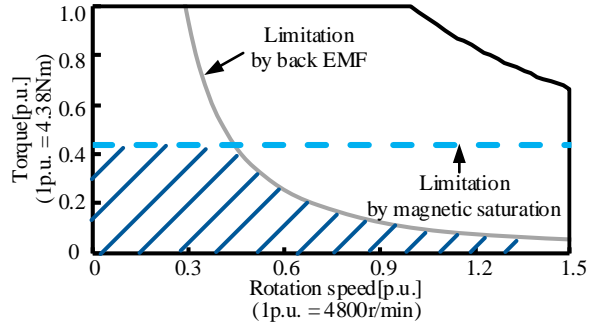


Fig. 3. Application region of the torque ripple suppression method considering spatial harmonics.

し、3次のトルクリプルがゼロになる零相電流  $I_{0\_conv}$  を求めると(5)式を得る<sup>(8)</sup>。

$$I_{0\_conv.} = I_0 + \left( -\frac{1}{4} I_q + \frac{297 L_{ac3} I_q}{64 L_{ac1} + 72 L_{ac3}} \right) \sin 3\theta_e + \frac{16(L_{ac2} - 2L_{ac4}) I_q}{8 L_{ac1} + 3 L_{ac3}} \cos 3\theta_e \dots\dots\dots (5)$$

図3に実験で使用したモータのN-T特性および本節で述べた従来のトルクリプル抑制手法の適用可能範囲を斜線で示す。(5)式を導出する際に、(3)式はインダクタンス分布を線形として扱っているが、磁気飽和が生じるとインダクタンスが低下する。その結果、線形として想定しているトルクリプルと実際に発生するトルクリプルが変化するため、線形時と同様の重畳電流を使用するとトルクリプルが残存する。また、高速領域では速度起電力が増加する。その結果、電源電圧よりも速度起電力が大きくなり、電流が指令値に追従しない。以上、従来手法では磁気飽和と速度起電力の影響によって、適用可能範囲が制限される。本論文では、この制限のうち磁気飽和による影響について着目し、磁気飽和領域でもトルクリプルが抑制可能な手法を提案する。

### 3. 磁気飽和を考慮したトルクリプル抑制法

図4に、磁気飽和が発生した場合の鎖交磁束とトルク波形の例を示す。対向状態付近では、電流が大きくなるにつれ磁気飽和が生じ、図4に示す通り鎖交磁束は最大付近となる。この区間では、磁気飽和により、電流に対する鎖交磁束の割合が低下するため、出力トルクが低下する。一方で、飽和の影響を受けない非対向時には、鎖交磁束は電流に対して線形的に上昇するため、磁気飽和時よりも出力トルクが増加する。つまり、磁気飽和時の平均トルクを基準とすると、線形領域ではトルクが過大となり、飽和領域ではトルクが過小となる。このように、磁気飽和下によるトルクリプルは過大なトルクと過小なトルクが交互に出力されることによって発生する。

図5に、微小な電流変化 $\Delta I$ を与えた場合の $i$ - $\phi$ 特性の微小面積を示す。図5(a)より、赤斜線部は磁気飽和領域での $i$ - $\phi$ 特性の微小面積であり、これを図中の電流 $I_{sat}$ で割ることによって磁気飽和時のトルク電流比を得ることができる。線形領域および平均トルク制御時に想定されるトルク電流比も同様に求めると、各領域でのトルク電流比は(6)式から(8)式で表される。

$$\frac{\Delta S_{lin}}{I_{lin}} = \frac{(\phi_{a\_lin} - \phi_{u\_lin}) \times \Delta I}{I_{lin}} = (L_{a\_lin} - L_u) \times \Delta I \dots\dots\dots (6)$$

$$\frac{\Delta S_{sat}}{I_{sat}} = \frac{(\phi_{a\_sat} - \phi_{u\_sat}) \times \Delta I}{I_{sat}} = (L_{a\_avg} - L_u) \times \Delta I \dots\dots\dots (7)$$

$$\frac{\Delta S_{avg}}{I_{avg}} = \frac{(\phi_{a\_avg} - \phi_{u\_avg}) \times \Delta I}{I_{avg}} = (L_{a\_int} - L_u) \times \Delta I \dots\dots\dots (8)$$

ここで、 $\Delta S_{lin}$ 、 $\Delta S_{sat}$ 、 $\Delta S_{avg}$ はそれぞれ線形領域、飽和領域、平均トルクでの $i$ - $\phi$ 特性の微小面積、 $I_{lin}$ 、 $I_{sat}$ 、 $I_{avg}$ はそれぞれ線形領域、飽和領域、平均トルクでの電流、 $\phi_{a\_lin}$ 、 $\phi_{a\_sat}$ 、 $\phi_{a\_avg}$ はそれぞれ線形領域、飽和領域、平均トルクでの対向時の鎖交磁束、 $\phi_{u\_lin}$ 、 $\phi_{u\_sat}$ 、 $\phi_{u\_avg}$ はそれぞれ線形領域、飽和領域、平均トルクでの非対向時の鎖交磁束、 $L_{a\_lin}$ は線形の対向インダクタンス、 $L_{a\_avg}$ は対向時の平均インダクタンスである。前述した通り、トルクリプル $T_{rip}$ は平均トルクに対する線形領域と飽和領域でのトルク電流比の差により生じるため(6)~(8)式より(9)式で推定できる。

$$T_{rip} = T_{avg} \frac{S_{lin}/I_{lin}}{S_{avg}/I_{avg}} - T_{avg} \frac{S_{sat}/I_{sat}}{S_{avg}/I_{avg}} = T_{avg} \frac{L_{a\_lin} - L_{a\_avg}}{L_{a\_int} - L_u} \dots\dots (9)$$

(9)式よりトルク電流比が低下する飽和領域では電流値を増加し、トルク電流比が上昇する線形領域では電流値を低減することで、トルクリプルを抑制できる。平均トルク $T_{avg}$ と零相電流の平均値 $I_0$ には(2)式の関係があるため、磁気飽和を考慮した零相電流の重畳量は(10)式で表される。また、零相電流指令値は(11)式となる。

$$I_{0\_prop.} = \frac{L_{a\_avg} - L_{a\_lin}}{2(L_{a\_int} - L_u)} I_0 \sin 3(\theta_e + \varphi) + \frac{L_{a\_lin} - L_u}{L_{a\_lin} + L_{a\_avg} - 2L_u} \frac{L_{a\_lin} - L_{a\_avg}}{2(L_{a\_int} - L_u)} I_0 \dots\dots\dots (10)$$

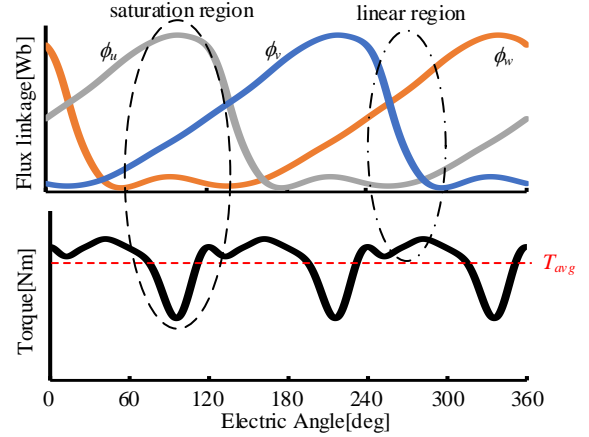
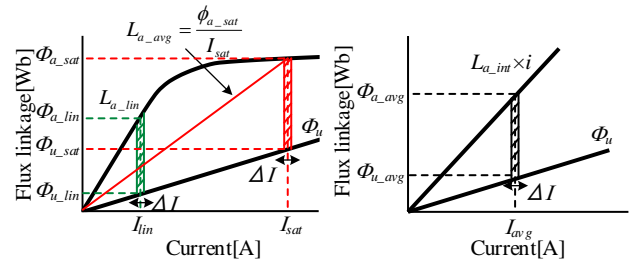


Fig. 4. Comparison of torque in the saturation and linear region.



(a) Linear and saturation torque. (b) Average torque.

Fig. 5. Comparison of torque current ratio.

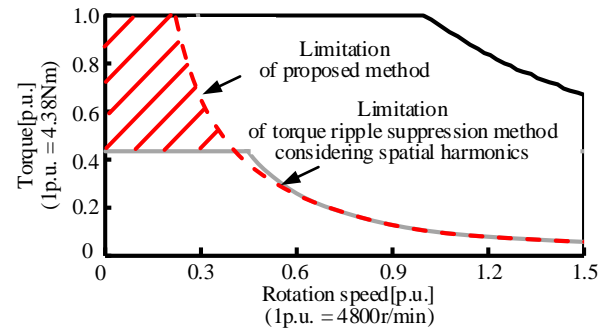


Fig. 6. Application region of the proposed method.

$$I_{0\_com} = I_{0\_conv.} + I_{0\_prop.} \dots\dots\dots (11)$$

ここで、 $\phi$ は鎖交磁束が最大となる位相とする。電気周波数の三倍周波数で生じるトルクリプルを抑制するため、零相電流に三倍周波数の電流を重畳する。また、(11)式によって使用されているパラメータは対向時の平均インダクタンス $L_{a\_avg}$ 、線形領域での対向インダクタンス $L_{a\_lin}$ 、平均トルク制御法で(1)式により定義した $L_{a\_int}$ 、非対向インダクタンス $L_u$ および4次までのインダクタンス分布の空間高調波である。これらは測定容易なパラメータであることから、提案手法ではFEM解析を必要としない。

図6に、提案法の適用可能範囲を示す。本手法では、(10)式の重畳量を使用することで磁気飽和領域においてもトルクリプルを抑制可能である。そのため、図3で示した空間高調波を考慮したトルクリプル抑制法の適用範囲と比較して、高トルク領域に拡大できる。しかしながら、速度起電力によって制限されるため、結果として適用範囲を赤斜線部の範囲で拡大可能となる。

#### 4. 実機検証

本章では、3章で提案した磁気飽和を考慮したトルクリプル抑制法の効果を実機実験によって確認する。表1に実験に使用するモータのパラメータを示す。また、本実験において、回転数 222r/min, 電流指令値  $i_d=0$  A,  $I_q=I_0=6$  A である。

図7(a)に  $dq0$  電流指令を一定とした場合、図7(b)に(5)式を用いた空間高調波を考慮したトルクリプル抑制法、図7(c)に(11)式の提案手法による実験結果を示す。図7(b)より、従来の空間高調波を考慮したトルクリプル抑制法では、図7(a)と比較してトルクリプルを低減している。しかしながら、磁気飽和の影響により3次のトルクリプルが残存している。図7(c)より、提案手法を適用した場合には図7(b)に示した従来手法と比較してトルクリプルが低減している。

図8に高調波解析結果を示す。図8より、従来手法では3次のトルクリプルが64.2%の低減率であるのに対し、提案手法では82.9%低減可能である。本結果より、提案手法が従来よりも3次のトルクリプルを抑制できることを示した。

#### 5. まとめ

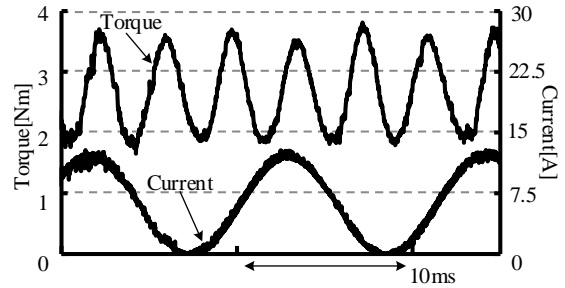
本論文では、SRMのベクトル制御に着目し、磁気飽和を考慮したトルクリプル抑制手法を提案した。本手法では、線形時のトルク電流比および磁気飽和時のトルク電流比から、トルクリプルを抑制可能な零相電流指令値を導出した。零相電流指令値の導出には、測定容易なパラメータのみを使用しているため、FEM解析を用いずに磁気飽和を考慮することが可能である。また、従来の空間高調波を考慮したトルクリプル抑制手法と比較して、N-T特性の約10%の範囲を拡大した。実機実験の結果、提案手法によって、3次のトルクリプルを82.9%低減可能であることを確認した。

#### 文 献

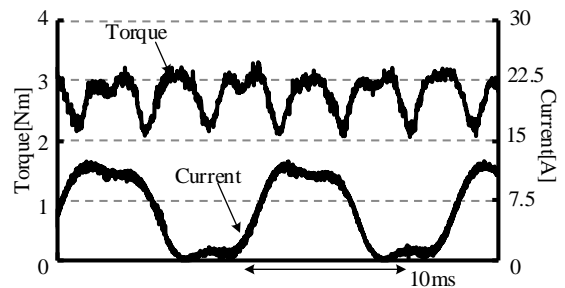
- (1) Sufei Li, Shen Zhang, Thomas G. Habetler and Ronald G. Harley : "Modeling, Design Optimization, and Applications of Switched Reluctance Machines—A Review", IEEE Transactions on Industrial Application, Vol.55, No.3, pp.2660-2681 (2019)
- (2) H. Li, B. Bilgin and A. Emadi : "An Improved Torque Sharing Function for Torque Ripple Reduction in Switched Reluctance Machines", IEEE Transactions on Industrial Application, vol. 34, no. 2, pp. 1635-1644(2019)
- (3) 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)
- (4) 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)
- (5) 中尾矩也, 赤津観 : 「スイッチトリラクタンスマ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)
- (6) 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マ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)
- (7) 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マータのトルクリプル抑制制御」, SPC-20-125/MD-20-098, pp.47-52(2020)

Table1. Motor parameters.

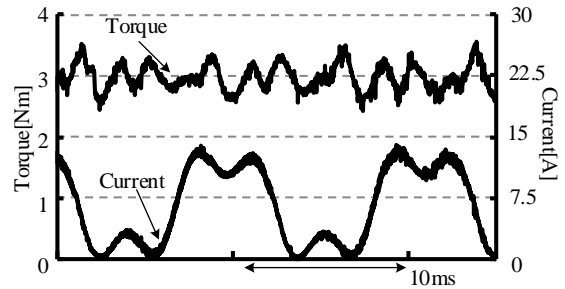
Rated power	2.2 kW
Maximum speed	7200 r/min
Maximum torque	4.38 Nm
Input voltage	300 V
Number of poles	Stator 18, Rotor 12
Winding resistance	0.45 $\Omega$



(a) Constant current command control.



(b) Torque ripple suppression method considering spatial harmonics (Eq. (5)).



(c) Proposed method (Eq. (11)).

Fig. 7. Experimental result.

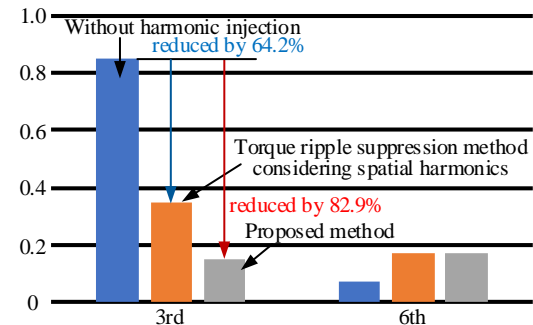


Fig. 8. Harmonic analysis of the experimental result.

- (8) 徳井幸輝, 熊谷崇宏, 伊東淳一 : 「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」, SPC-20-239/HCA-20-089/VT-20-094, pp.63-68(2020)
- (9) 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)
- (10) 徳井幸輝, 熊谷崇宏, 渡辺大貴, 伊東淳一 : 「磁気飽和を考慮したSRMの平均トルク制御法」, NGT-20-062 (2020)