

カリブルを低減することが求められる。

これらの問題に対して, FEM 解析を必要とする $T-i-\theta_e$ 特性や $F_r-i-\theta_e$ 特性の代わりに, 測定が容易な線形領域の自己インダクタンスに基づいて振動騒音を低減する手法⁽¹⁰⁾が提案されている。これらの手法では, 正弦波電流により駆動することで, パルス電流駆動と比較して励磁相の切換えを滑らかにし, 切換えショックに伴うステータ振動を低減する。特に, 文献(11)および(12)では, SRM の電流を直交 2 軸の電流と零相分に分離して制御する手法が提案されている。これらの手法は, 線形領域の自己インダクタンスや巻線抵抗などの測定が容易なパラメータのみで制御可能である。加えて, 電流制御系を, パルス幅変調(PWM)方式を用いた制御電圧源で構成できる。一定のキャリア信号を用いることでスイッチング周波数を固定することができるため, 高いインダクタンス比を有する SRM でも, モータの固有振動の励起を意図的に回避できる。

しかし, 文献(11)(12)において, $dq0$ 電流指令値を一定値に制御した場合, dq 軸上の速度起電力が電気周波数の 3 倍で脈動するため, 3 次のトルクリプルが発生する。そのため, 文献(13)では瞬時トルク推定値をトルク指令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。文献(13)では, 瞬時トルク推定値を線形領域でのインダクタンス分布に基づいて計算するが, 磁気的な線形性を仮定しているため磁気飽和が生じる領域での動作を未考慮である。近年では, モータの小型化設計が進んでおり⁽¹⁴⁾, 磁気飽和領域でのトルクリプル抑制は実用上不可欠である。

そこで, 本論文では零相電流に 3 次高調波電流を重畳することで, 線形領域および磁気飽和領域において, dq 軸上の速度起電力が電気周波数の 3 倍で脈動することで発生するトルクリプルを抑制する手法を提案する。加えて, インダクタンス分布の線形性の仮定により磁気飽和領域において生じるトルク指令と実トルクの差異を補正する平均トルク制御法についても提案する。提案法では, 磁気飽和が生じた際の磁気随伴エネルギーに着目した等価インダクタンスを定義し, 定義した等価インダクタンスを用いることで磁気飽和領域におけるトルクリプル抑制および平均トルク制御を実現できる。

また, 提案法において磁気飽和を考慮するために必要なパラメータは, 従来手法で必要である線形領域でのインダクタンス分布や巻線抵抗に加えて, 固定試験等が不要な対向状態の磁化特性のみである。そのため, 正弦波電流を直交 2 軸の電流と零相分に分けて制御する手法の利点であるパラメータ測定の容易さを損なうことなく飽和領域でトルクリプル抑制を実現できる。

本論文の構成は以下の通りである。はじめに, 線形領域でのインダクタンス分布の空間高調波を 4 次まで考慮したトルク式から零相電流の 3 次高調波電流を導出し, 線形領域においてトルクリプルを抑制可能な手法を説明する。次に, 磁気飽和時の磁気随伴エネルギーに着目した等価インダクタンスについて説明し, 磁気飽和を考慮した平均トルク式

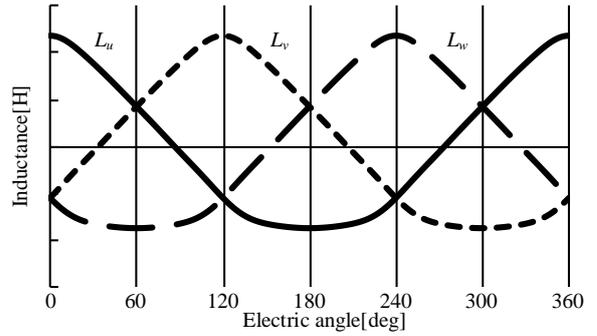


Fig. 1. Inductance profile considering the spatial harmonics.

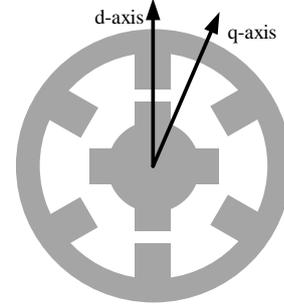


Fig. 2. Definition of the dq -axis in three-phase 6/4 type SRM as an example.

を導出する。さらに, 定義した等価インダクタンスおよび磁気飽和領域と線形領域でのトルク電流比に基づいて, 磁気飽和領域においてトルクリプルを抑制可能な手法について説明する。最後に, 提案法の有用性を確認するため, 実験を行った結果について述べる。

2. 空間高調波を考慮したトルクリプル抑制法

図 1 に, 1 次から 4 次までの空間高調波を考慮したときのインダクタンス分布を示す。このとき, 図 1 のインダクタンス分布は(1)式となる。

$$L_x = L_{dc} + \sum_{N=1}^4 L_{acN} \cos\left(N\theta_e - \frac{2\pi}{3}x\right) \dots\dots\dots (1)$$

ここで, L_x は各相の自己インダクタンスであり, $x=0, 1, 2$ はそれぞれ u, v, w 相を示している。また, L_{dc} は自己インダクタンスの直流成分, L_{acN} は自己インダクタンスの N 次高調波, θ_e はロータ位置が対向状態のときをゼロとした場合の電気角である。SRM の瞬時トルク式は(2)式, 回転座標変換行列は(3)式で表される。

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

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

ここで, N_r はロータ数, i_u, i_v, i_w はそれぞれ u 相, v 相, 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。

図 2 に, SRM の概形および SRM における dq 軸座標の定

義を示す。図2に示すように、SRMのロータとステータには突極性があり、それぞれが完全に対向すると、インダクタンスが最大となる(図1の電気角0deg)。SRMでは、ロータが突極している方向をd軸、d軸から電気角90deg遅れた軸をq軸と定義する。(2)式を(3)式の回転座標変換行列を用いて座標変換することで、インダクタンス分布の空間高調波を4次まで考慮すると、瞬時トルク式は(4)式で表される。

$$T_{e_har} = \frac{3}{2}N_rL_{ac1}i_0i_q + \frac{3}{8}N_rL_{ac1}(i_q^2 - i_d^2)\sin 3\theta_e - \frac{3}{4}N_rL_{ac1}i_d i_q \cos 3\theta_e + \frac{3}{2}N_rL_{ac2}i_q i_d - 3N_rL_{ac2}i_0(i_d \sin 3\theta_e + i_q \cos 3\theta_e) - \frac{9}{4}N_rL_{ac3}(i_d^2 \sin 3\theta_e + i_q^2 \sin 3\theta_e + 2i_0^2 \sin 3\theta_e) - 6N_rL_{ac4}i_0 i_d \sin 3\theta_e + 6N_rL_{ac4}i_q i_0 \cos 3\theta_e + \frac{3}{2}N_rL_{ac4}(i_q^2 - i_d^2)\sin 6\theta_e - 3N_rL_{ac4}i_q i_d \cos 6\theta_e \quad (4)$$

(4)式より、空間高調波を4次まで考慮し、dq0電流指令を一定にした場合、3次および6次のトルクリプルが発生することがわかる。ここで、SRMのインダクタンス分布では、2次から4次までの空間高調波成分と比べ、基本波成分 L_{ac1} の影響が大きい。そのため、(4)式中の第3項目までがトルクへの寄与が大きい主要成分となる。本論文では、主要トルクリプルである3次のトルクリプルに着目し、(4)式を基にして、3次トルクリプルがゼロとなる零相電流を導出する。まず零相電流に3次高調波を重畳した際の電流指令式を(5)式で定義する。

$$\begin{cases} i_{d_har} = 0, i_{q_har} = I_q \\ i_{0_har} = I_0 + \left(-\frac{1}{4}I_q + I_{0_3s}\right)\sin 3\theta_e + I_{0_3c}\cos 3\theta_e \end{cases} \quad (5)$$

ここで、 I_q はq軸電流の電気角一周期の平均値、 I_0 は零相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成分およびcos成分の振幅である。なお、第二項目の $-I_q/4 \sin 3\theta_e$ はインダクタンス分布の基本波成分と電流基本波成分の積で表される3次トルクリプルの主要成分を打ち消す重畳量である⁽¹⁵⁾。トルクリプルの主要成分を打ち消してもなお、インダクタンス分布の高調波成分と電流基本波成分の積で表される3次のトルクリプルが残留する。そのため、それらの残留するトルクリプルを打ち消すための項 I_{0_3s} 、 I_{0_3c} を追加している。(5)式を(4)式に代入し、3次のトルクリプル分を抜き出すと(6)式となる。

$$T_{ripple} = A \sin 3\theta_e + B \cos 3\theta_e \quad (6)$$

$$A = \frac{3}{2}N_rL_{ac1}I_{0_3s}I_q - \frac{315}{128}N_rL_{ac3}I_q^2 - \frac{9}{2}N_rL_{ac3}I_0^2 - \frac{9}{8}N_rL_{ac3}I_{0_3c}^2 + \frac{27}{16}N_rL_{ac3}I_{0_3s}I_q - \frac{27}{8}N_rL_{ac3}I_{0_3s}^2 \quad (7)$$

$$B = \frac{3}{2}N_rL_{ac1}I_{0_3c}I_q - 3N_rL_{ac2}I_0I_q + \frac{9}{32}N_rL_{ac3}I_qI_{0_3c} - \frac{9}{8}N_rL_{ac3}I_{0_3c}I_{0_3s} + 6N_rL_{ac4}I_0I_q \quad (8)$$

ここで、(6)式のトルクリプルを打ち消すためには、 $A=0$ と $B=0$ が成立する I_{0_3s} と I_{0_3c} を求めればよい。しかし、(7)式および(8)式では I_{0_3s} と I_{0_3c} に関する4次式となり、解析解

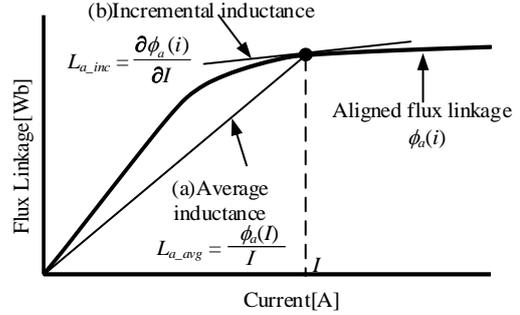


Fig. 3. Traditional definition of saturated inductance in SRM.

を得ることは困難である。そのため、(7)式、(8)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} の近似式を導出する。本論文では、電流指令を最大トルク/電流制御の条件⁽¹³⁾である $I_q = I_0$ とし、各空間高調波が基本波成分よりも十分小さく、高調波電流振幅が基本波電流振幅よりも十分小さいとして近似を行う。つまり、近似条件は以下となる。

- (i) 最大トルク/電流比制御⁽¹³⁾: $I_q = I_0$
- (ii) 各空間高調波が基本波成分よりも十分小さい
 $(L_{ac2}/L_{ac1}) < 1, (L_{ac3}/L_{ac1}) < 1, (L_{ac4}/L_{ac1}) < 1$
- (iii) 高調波電流振幅が基本波電流振幅よりも十分小さい
 $(I_{0_3s}/I_q) < 1, (I_{0_3c}/I_q) < 1$

なお、(5)式の追加項である I_{0_3s} 、 I_{0_3c} は、インダクタンス分布高調波成分と電流基本波成分の積で表される3次のトルクリプルを打ち消すための高調波電流振幅であるため、(iii)のように仮定できる。上記の仮定により、(7)式の第4項および第6項、(8)式の第4項をゼロとみなすことができ、 I_{0_3s} と I_{0_3c} は(7)(8)式よりそれぞれ(9)式、(10)式で求められる。

$$I_{0_3s} = \frac{297L_{ac3}I_q}{64L_{ac1} + 72L_{ac3}} \quad (9)$$

$$I_{0_3c} = \frac{16(L_{ac2} - 2L_{ac4})I_q}{8L_{ac1} + 3L_{ac3}} \quad (10)$$

(9)式と(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は(11)式で表される。

$$i_{0_har} = I_0 + \left(-\frac{1}{4}I_q + \frac{297L_{ac3}I_q}{64L_{ac1} + 72L_{ac3}}\right)\sin 3\theta_e + \frac{16(L_{ac2} - 2L_{ac4})I_q}{8L_{ac1} + 3L_{ac3}}\cos 3\theta_e \quad (11)$$

(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できる。なお、先述した通り、本論文ではインダクタンス分布の空間高調波の考慮を4次成分までとしている。これは、より高次の空間高調波まで考慮しようとする、同時に、必要な空間高調波の測定精度も高くなるため、比較的低い次数でかつ効果的にトルクリプルを低減できるような次数を選択したためである(詳細は付録1参照のこと)。

3. 磁気飽和を考慮した平均トルク制御法

前章では、インダクタンス分布が線形であるという仮定

のもとでトルクリプルを抑制する手法を提案した。しかし磁気飽和生じた際には、実トルクとトルク指令に差異が発生する問題や線形時の重量量を用いた場合にトルクリプルが残存する問題がある。本章では、これらの課題のうち平均トルクに着目し、磁気飽和下においても平均トルクを制御可能な手法について検討する。

図3に対向時の*i-φ*特性を示す。磁気飽和を有する磁化特性のインダクタンスには、図3中に示すように、(a)平均インダクタンス L_{a_avg} と(b)局所インダクタンス L_{a_inc} があり⁽¹⁶⁾、一般的に線形領域では平均インダクタンス L_{a_avg} が用いられる。また、インダクタンス分布では対向インダクタンス L_{a_avg} が最大値となり、非対向インダクタンス L_{un} は最小値となる。そのため、インダクタンス分布を正弦波と仮定すると、インダクタンス分布の基本波成分 L_{ac1} は(12)式となる。

$$L_{ac1} = \frac{L_{a_avg} - L_{un}}{2} \dots\dots\dots(12)$$

(4)式の第1項において、 $i_d=0$ 、 i_q と i_0 が電気角一周期で一定とし、(12)式を代入すると従来の平均トルク式は以下で表される。

$$T_{avg_conv} = \frac{3}{2} N_r \frac{L_{a_avg} - L_{un}}{2} I_q I_0 \dots\dots\dots(13)$$

非対向時はエアギャップ分の磁気抵抗が大きく磁気飽和は発生しないが、対向時は飽和の影響を受けやすい。そのため、対向時には、(13)式における対向インダクタンスを補正する必要がある。トルクは*i-φ*軌跡の面積に対応する⁽¹⁷⁾が、平均インダクタンス L_{a_avg} と局所インダクタンス L_{a_inc} では磁気飽和時の*i-φ*軌跡の面積を表すことができず、平均トルクが一致しない。そこで、対向時に飽和が生じた場合でも平均トルクを一致させる対向インダクタンスを検討する。

図4に対向時と非対向時の*i-φ*特性を示す。図4(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り、磁気飽和下において平均トルクを一致させるため、本論文では図4(a)と(b)の灰色部の面積が等しくなる新たな対向時のインダクタンス L_{a_int} を定義する。また本論文では、新たに定義したインダクタンス L_{a_int} を磁気随伴エネルギーに着目した等価インダクタンスと呼ぶ。図4(a)と(b)の面積が等しい条件から(14)式が成り立つ。

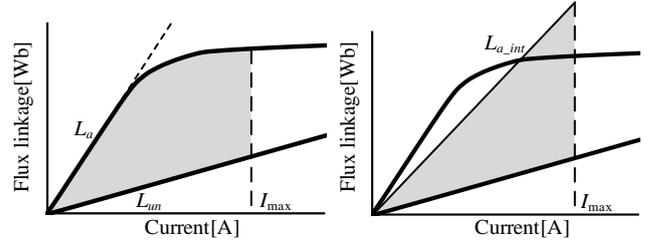
$$\int_0^{I_{max}} (L_{a_int} - L_{un}) i di = \int_0^{I_{max}} \{ \phi_a(i) - L_{un} i \} di \dots\dots\dots(14)$$

ここで、 I_{max} は各電流指令値時にモータに流れる電流の最大値、 $\phi_a(i)$ は対向時の鎖交磁束である。(14)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の式で表される。

$$T_{avg_pro} = \frac{3}{2} N_r \frac{L_{a_int} - L_{un}}{2} I_q I_0 \dots\dots\dots(15)$$

また、 $\phi_a(i)$ を(16)式で多項式近似して(14)式に代入すると、 L_{a_int} は(17)式で表される。

$$\phi_a(i) = \sum_{n=1}^N k_n i^n \dots\dots\dots(16)$$



(a) Real (right side of (14)) (b) Assumption (left side of (14))
Fig. 4. Magnetic co-energy of matured *i-φ* characteristic.

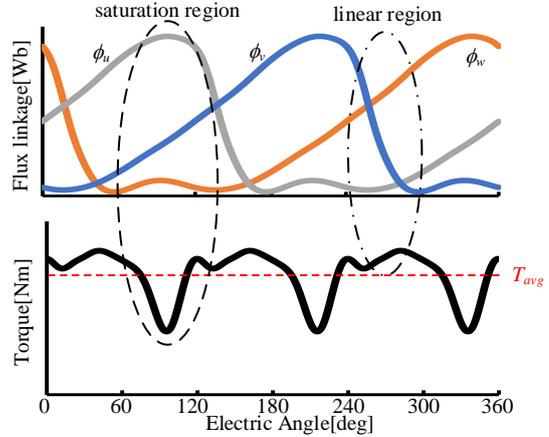
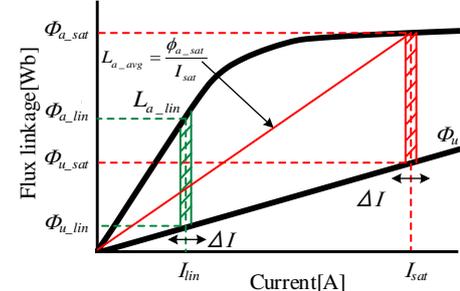
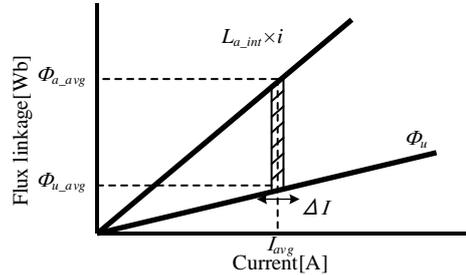


Fig. 5. Comparison of torque in the saturation and linear region.



(a) Linear and saturation torque.



(b) Average torque control.

Fig. 6. Comparison of torque/current ratio.

$$L_{a_int}(I_{max}) = \frac{\int_0^{I_{max}} \phi_a(i) di}{I_{max}^2/2} = \sum_{n=1}^N k_n \frac{2I_{max}^{n-1}}{n+1} \dots\dots\dots(17)$$

(17)式より、磁気随伴エネルギーに着目した等価インダクタンス L_{a_int} を算出できる。そのため、(15)式および(17)式を用いることで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。また、本稿では電流多項式の最大次数 N は10次に設定している。 N は磁化曲線の近似精度により決定され、本稿ではSRMで最も非線形性の強い対向時の磁化曲線を十分な近似精度で表現するため、比較的高い次数としている。

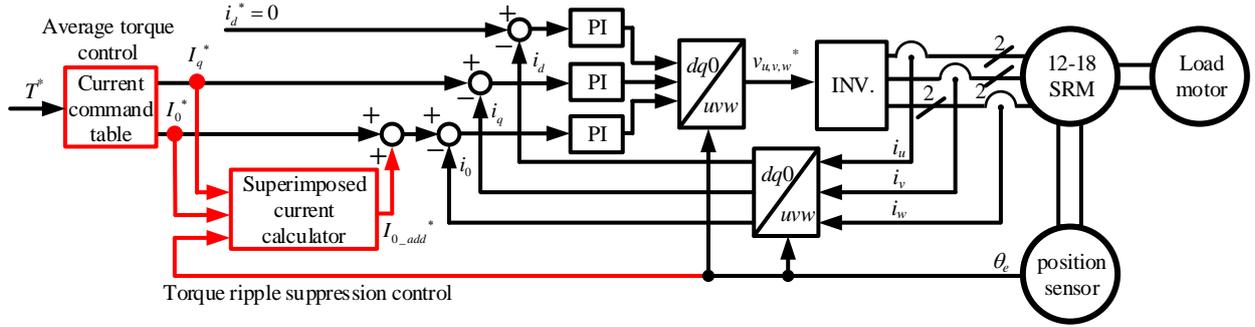


Fig. 7. Control block diagram of the proposed method.

4. 磁気飽和を考慮したトルクリプル抑制法

図5に, 2章で提案した線形領域でのインダクタンス分布の空間高調波を考慮したトルクリプル抑制法を, 磁気飽和領域で用いた場合の鎖交磁束とトルク波形の例を示す。対向状態では, 電流値が大きい場合, 鎖交磁束が大きくなり磁気飽和が生じる。そのため, 図5に示すように鎖交磁束が最大付近となる区間では, 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, 磁気飽和の影響を受けない非対向時には, 電流と鎖交磁束の関係は線形であるため, 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, 磁気飽和領域ではトルクが過小となる。このように, 線形領域と磁気飽和領域のトルク電流比の差によってトルクリプルが発生する。

図6に, 微小な電流変化 ΔI を与えたときの $i-\phi$ 特性の微小面積を示す。図6(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} で除算することによって磁気飽和時のトルク電流比を得られる。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(18)式から(20)式で表される。

$$\frac{\Delta S_{lin}}{I_{lin}} = \frac{(\phi_{a_lin} - \phi_{un_lin}) \times \Delta I}{I_{lin}} = (L_{a_lin} - L_{un}) \times \Delta I \dots\dots\dots (18)$$

$$\frac{\Delta S_{sat}}{I_{sat}} = \frac{(\phi_{a_sat} - \phi_{un_sat}) \times \Delta I}{I_{sat}} = (L_{a_avg} - L_{un}) \times \Delta I \dots\dots\dots (19)$$

$$\frac{\Delta S_{avg}}{I_{avg}} = \frac{(\phi_{a_avg} - \phi_{un_sat}) \times \Delta I}{I_{avg}} = (L_{a_int} - L_{un}) \times \Delta I \dots\dots\dots (20)$$

ここで, ΔS_{lin} , ΔS_{sat} , ΔS_{avg} はそれぞれ線形領域, 磁気飽和領域, 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, 磁気飽和領域, 平均トルクでの電流, ϕ_{a_lin} , ϕ_{a_sat} , ϕ_{a_avg} はそれぞれ線形領域, 磁気飽和領域, 平均トルクでの対向時の鎖交磁束, ϕ_{u_lin} , ϕ_{u_sat} , ϕ_{u_avg} はそれぞれ線形領域, 磁気飽和領域, 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磁気飽和領域でのトルク電流比の差により生じるため, これを利用して(18)式から(20)式より(21)式で推定できる。

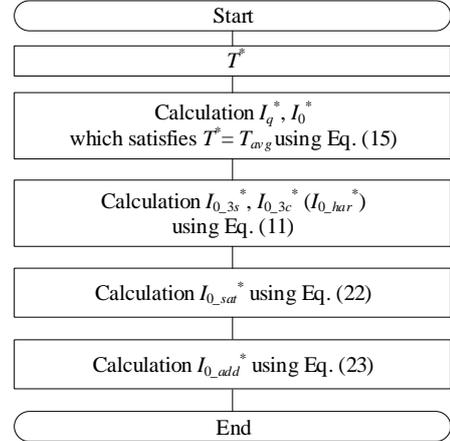


Fig. 8. Generation flow for the current command.

$$T_{rip} = T_{avg} \frac{S_{lin} / I_{lin}}{S_{avg} / I_{avg}} - T_{avg} \frac{S_{sat} / I_{sat}}{S_{avg} / I_{avg}} = T_{avg} \frac{L_{a_lin} - L_{a_avg}}{L_{a_int} - L_{un}} \dots\dots\dots (21)$$

(21)式よりトルク電流比が低下する磁気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減少することで, 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(15)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(22)式で表される。また, 最終的な零相電流指令値は(23)式となる。

$$i_{0_sat} = \frac{L_{a_avg} - L_{a_lin}}{2(L_{a_int} - L_{un})} I_0 \sin 3(\theta_e + \phi) + \frac{L_{a_lin} - L_{un}}{L_{a_lin} + L_{a_avg} - 2L_{un}} \frac{L_{a_lin} - L_{a_avg}}{2(L_{a_int} - L_{un})} I_0 \dots\dots\dots (22)$$

$$i_{0_add} = i_{0_har} + i_{0_sat} \dots\dots\dots (23)$$

ここで, ϕ は鎖交磁束が最大となる位相であり, 線形時のインダクタンス分布および電流から鎖交磁束を算出して決定する。(23)式では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している。また, (23)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(14)式により定義した L_{a_int} , 非対向インダクタンス L_{un} 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。

5. 制御構成

図7に提案制御法の制御ブロック図を示す。電流制御器を従来制御法⁽¹²⁾と同じPI制御器で構成している。また、提案手法では図7の赤枠部で示すように、磁気飽和を考慮した平均トルク制御法を達成するためにトルク指令値と電流指令値のテーブルを用いて、電流指令値を決定している。さらに、トルクリプルを抑制する3次高調波電流を算出し、零相電流に重畳する。なお、高速域の場合には3次高調波電流の制御性能が悪化するため、電流制御器の高応答化については今後の課題とする。

図8に、電流指令値の生成フローを示す。提案手法では、(15)式に基づいてトルク指令を達成する電流指令 I_q^* , I_0^* を決定する。その後、算出した電流指令 I_q^* , I_0^* を用いて、零相電流への重畳量 $I_{0_add}^*$ を算出する。

6. 実験結果およびシミュレーション結果

本章では、提案法に必要なパラメータである線形領域のインダクタンス分布および対向時の $i-\phi$ 特性の測定結果を説明したのちに、空間高調波を考慮したトルクリプル抑制法、磁気飽和を考慮した平均トルク制御法およびトルクリプル抑制法の効果を実験によって確認する。

図9に実験環境の写真を示す。また、表1に実機実験で使用したモータのパラメータを示す。本実験では、高応答のトルクメータ(UTM II -10Nm, 帯域 1kHz, UNIPULSE)により瞬時トルクを測定している。

図10に実験および2D-FEM解析で取得したインダクタンス分布を示す。線形領域のインダクタンス分布は、パルス電圧を印加して三角波の電流を測定することで取得可能であるため、固定試験の必要はない⁽¹⁸⁾。

図11に実験および2D-FEM解析で取得した対向時と非対向時の $i-\phi$ 特性を示す。なお、非対向時の $i-\phi$ 特性は、図10の非対向インダクタンス L_{un} から算出したものである。対向時の $i-\phi$ 特性は、ワンパルス電圧を印加して電流を測定することで取得可能であり、固定試験の必要はない⁽¹⁹⁾。

なお、図10および図11より、非対向インダクタンスの実測値が2D-FEMの解析値より大きいことがわかる。これは、文献(19)で検討されているように、2D-FEMを用いた解析では、軸方向に発生する漏れ磁束が考慮できないためであると推測できる。軸方向に発生する漏れ磁束が考慮したより正確な解析には、文献(19)同様に、3次元解析などの複雑な解析が必要である。なお、当研究室では3D-FEMで解析する環境がないため、実測値と3D-FEMの解析値の比較は今後の課題とする。一方で、提案法に必要なパラメータである線形領域のインダクタンス分布および対向時の $i-\phi$ 特性は、固定試験等が不要な簡単な試験により取得した実測値(つまりは真値)を用いることができる。したがって、FEM解析に必要なモータの正確な幾何学的寸法や材料特性、3次元解析などの複雑な解析が不要である。

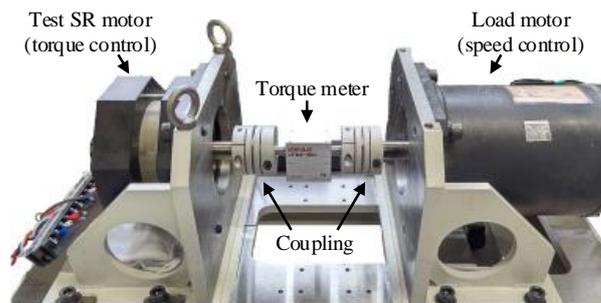


Fig. 9. Experimental equipment.

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 Ω

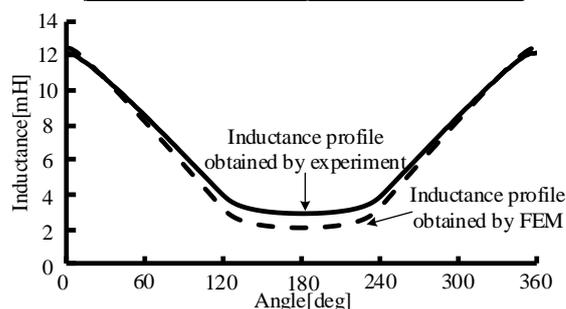


Fig. 10. Inductance profile obtained by the experiment and 2D-FEM analysis.

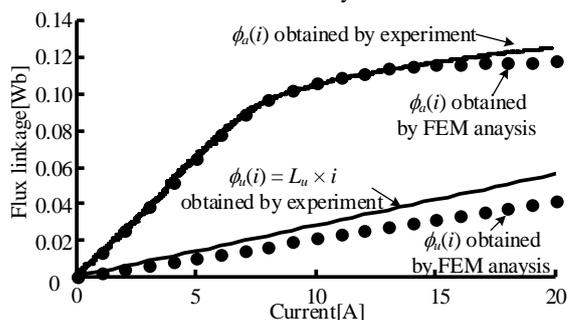
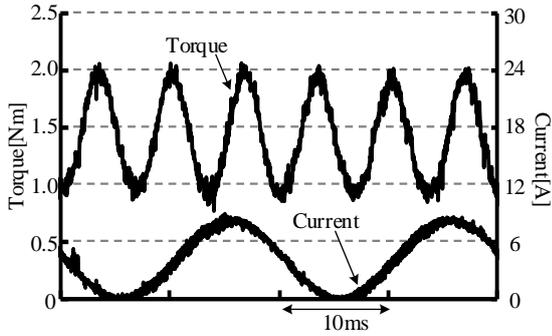


Fig. 11. $i-\phi$ characteristic obtained by the experiment and 2D-FEM analysis.

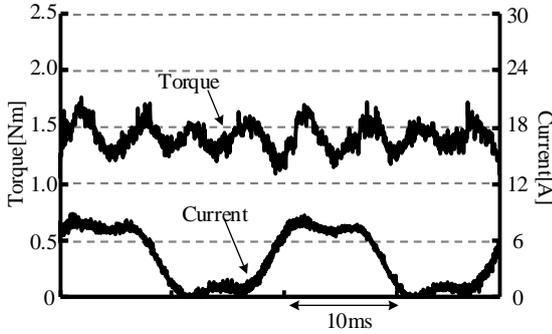
<6.1> 空間高調波を考慮したトルクリプル抑制法の効果

図12(a)に従来の $dq0$ 電流指令値一定制御、図12(b)に空間高調波を考慮したトルクリプル抑制法を用いた場合の電流およびトルク波形を示す。本実験では、回転数は250r/min、平均トルクは1.5Nmである。図12より、従来手法ではトルクリプルが大きいが、提案法を用いることでトルクリプルを抑制できていることがわかる。

図13に、図12で示したトルク波形を高調波解析した結果を示す。図13より、空間高調波を考慮したトルクリプル抑制法を用いることで、従来法と比較して3次のトルクリプルを86.5%低減可能である。



(a) Conventional method with the constant dq0 current.



(b) Torque ripple suppression method considering spatial harmonic.

Fig. 12. Experimental result in the linear region.

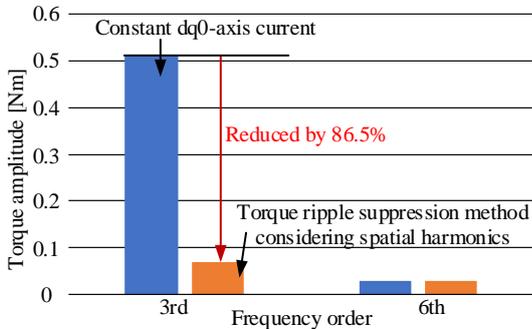


Fig. 13. Harmonic analysis result of the torque waveform at $T_{avg}=1.5\text{Nm}$.

〈6.2〉 磁気飽和を考慮した平均トルク制御法の効果

図 14 に平均インダクタンス $L_{a,avg}$, 局所インダクタンス $L_{a,inc}$, 磁気随伴エネルギーに着目した等価インダクタンス $L_{a,int}$ の算出値を示す。図 14 より, $L_{a,avg}$ と $L_{a,inc}$ は $L_{a,int}$ よりも小さい値を取ることがわかる。つまり, $L_{a,avg}$ や $L_{a,inc}$ では $i-\phi$ 軌跡の面積を実際の面積よりも小さく見積ることになるため, $L_{a,avg}$ や $L_{a,inc}$ を用いて算出した磁気飽和時の平均トルクは実際の値よりも小さくなる。

図 15 に, (13)式および(15)式を用いて算出した平均トルクと実験によって取得した平均トルクを比較した結果を示す。本実験では, 回転数を 250r/min とし, 電流指令値を 1A から 8A まで変化させている。図 15 より, 従来トルク式による算出値と実験結果の間に誤差が発生していることがわかる。一方で, 磁気飽和を考慮した平均トルク式を用いた算出値は実験結果と誤差 5.2% で一致し, 従来よりも誤差を 27.9pt 改善している。なお, 提案法では実験値より算出値が

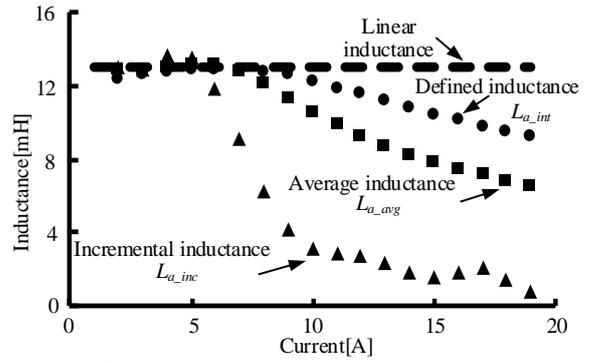


Fig. 14. Relationship between current and each inductance.

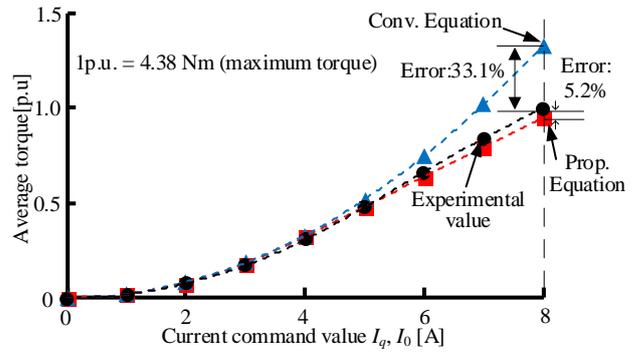


Fig. 15. Comparison of the average torque from experiment and torque equations.

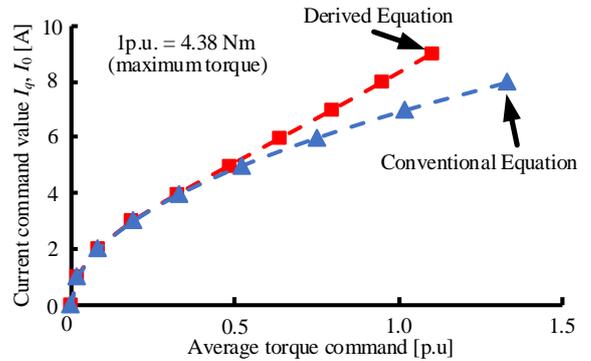


Fig. 16. Relationship between the average torque and the current command of the conventional and derived equation.

若干小さくなる。これは, 相間で発生する相互誘導の影響や, 対向時の $i-\phi$ 特性から簡易的に磁気飽和の影響を模擬しているためであると考えられる。とりわけ, 相間で発生する相互誘導の影響は, 通常の台形波電流駆動のように 1 相のみに通電する場合はほとんど平均トルクに影響を与えないのに対して, 本稿のようなベクトル制御では同時に 3 相に通電するため, 相互誘導によって磁束が若干増加し, 平均トルクが若干増加すると考えられる。本稿では相間で発生する相互誘導の影響は無視して理論展開しており, 実際に相互誘導の影響がある実験値に対して, 算出値が若干小さくなる可能性がある。相互誘導の影響を考慮したトルク制御は今後の課題とする。

図 16 にトルク指令に対する電流指令の関係を示す。従来手法と提案手法を比較すると, 提案法による電流指令値の

方が大きいことがわかる。これは磁気飽和の影響によって、トルク電流比が低下し、指令トルクを達成するために必要な電流が増加するためである。

6.3 磁気飽和を考慮したトルクリプル抑制法の効果

図17(a)に従来のdq0電流指令値一定制御、図17(b)に空間高調波を考慮したトルクリプル抑制法、図17(c)に磁気飽和を考慮したトルクリプル抑制法を用いた場合の電流およびトルク波形を示す。本実験では、回転数は250r/min、平均トルクは3.3Nmである。図17(b)より、空間高調波を考慮したトルクリプル抑制法を用いた場合には、dq0電流指令値一定制御と比較してトルクリプルを抑制可能であることがわかる。しかし、磁気飽和の影響でトルクリプルが残存している。図17(c)より、磁気飽和を考慮したトルクリプル抑制法を用いた場合には、空間高調波を考慮したトルクリプル抑制法を用いた場合と比較してトルクリプルを抑制できる。

図18に、図17に示したトルク波形の高調波解析結果を示す。図18より、空間高調波を考慮したトルクリプル抑制法を用いることで、dq0電流指令値一定制御の結果と比較して3次のトルクリプルを59.4%低減している。一方で、磁気飽和を考慮したトルクリプル抑制法では、3次のトルクリプルを83.2%低減可能である。これらの結果より、提案手法によって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ことを示した。

6.4 制御性能とトルクリプル抑制効果の関係

図19に回転数を100r/minから1000r/minまで変化させた際の、指令値に対する(a)電流振幅の誤差率、(b)電流位相の誤差率、および(c)トルクリプル率を示す。なお、説明に際し、重畳する3次高調波電流の周波数を $f_{3rd} = 3N_r N / 60$ と定義する。図19からもわかるように、回転数を増加させると電流振幅および電流位相の指令値との誤差が大きくなり、トルクリプル率も増加する。これは、重畳する3次高調波電流を制御するために用いているPI制御の応答限界によるものである。PI制御器の制御応答は、今回は6000rad/s(=955Hz)に設定している。400r/min程度までは重畳する3次高調波電流の周波数に対して電流制御器の制御応答を4倍以上大きくできるため、ほとんどトルクリプル抑制効果を損なわずに制御が可能である。一方で、回転数を増加に伴い3次高調波電流の周波数も高くなり、1000r/min($f_{3rd} = 600\text{Hz}$)ではトルクリプル率が10%以上となることがわかる。

7. まとめ

本論文では、磁気随伴エネルギーに着目した等価インダクタンスに基づいて零相電流に3次高調波電流を重畳することで、正弦波電流駆動時に発生する3次トルクリプルを抑制する手法を提案した。加えて、磁気飽和領域において発生するトルク指令と実トルクの差異を補正する平均トルク制御法についても提案した。はじめに、インダクタンス分布の空間高調波を考慮したトルク式から線形領域において3次のトルクリプルを打ち消す零相電流を導出した。次に、磁気飽和が生じた際の磁気随伴エネルギーに着目した等価イ

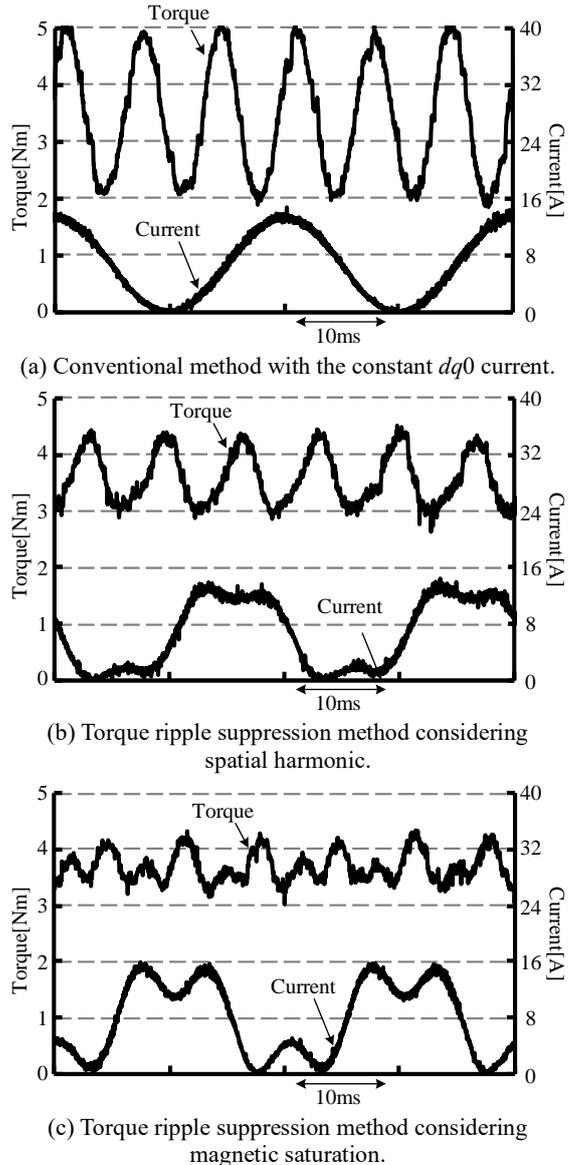


Fig. 17. Experimental results in the magnetic saturation region.

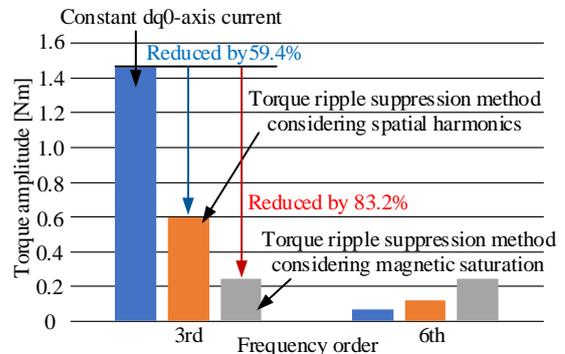


Fig. 18. Harmonic analysis result of the torque waveform at $T_{avg}=3.3\text{Nm}$.

ンダクタンスを定義し、定義した等価インダクタンスを用いて磁気飽和を考慮した平均トルク式を導出した。さらに、磁気随伴エネルギーに着目した等価インダクタンスおよび線形領域と磁気飽和領域のトルク電流比から、磁気飽和領域においてトルクリプルを抑制可能な零相電流指令値を導

出した。本手法では、測定容易なパラメータのみを使用しているため、FEM 解析を用いずにトルクリプルの抑制および平均トルク制御が可能である。また、提案法により従来手法と比較して 3 次トルクリプルを線形領域で 86.5%, 磁気飽和領域で 83.2%低減できることを実機実験によって確認した。加えて、導出した平均トルク式の算出値が実験結果と誤差 5.2%で一致することを確認した。

文 献

- (1) S. Shin, H. Naruse, T. Kosaka and N. Matsui: "Torque Ripple Minimization Control in SRM Based on Magnetizing Curve Model Considering Mutual Coupling", IEEJ Journal of Industry Applications, Vol.9, No.6, pp.637-649 (2020)
- (2) Y. Ishihara, M. Sugiura, H. Ishikawa and H. Naitoh: "Improving the Efficiency of Switched Reluctance Motors using a Step-Skewed Rotor", IEEJ Journal of Industry Applications, Vol.4, No.4, pp.445-453 (2015)
- (3) N. Tashiro, K. Nakamura: "A Novel Control Method for In-wheel SR Motor to Implement Torque Vectoring Control for Compact EV" IEEJ Journal of Industry Applications, advance publication (2021)
- (4) S. Samaka: "Fast Analytical Model for Switched Reluctance Machines" IEEJ Journal of Industry Applications, Vol.4, No.4, pp.352-359 (2015)
- (5) Miller T. J. E.: "Electronic Control of Switched Reluctance Machines", pp.74-97 (2001)
- (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) J. Furqani, M. Kawa, C. A. Wiguna, N. Kawata, K. Kiyota and A. Chiba: "Current Reference Selection for Acoustic Noise Reduction in Two Switched Reluctance Motors by Flattening Radial Force Sum", IEEE Transactions on Industrial Application, Vol. 55, no. 4, pp. 3617-3629 (2019)
- (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) J. Ye, B. Bilgin and A. Emadi: "An Offline Torque Sharing Function for Torque Ripple Reduction in Switched Reluctance Motor Drives", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 30, no. 2, pp. 726-735 (2015)
- (10) 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)
- (11) N. Nakao and K. Akatsu: "Vector Control Specialized for Switched Reluctance Motor Drives", IEEJ Transactions on Industry Applications, Vol.134, No.12, pp.1006-1015 (2014) (in Japanese)
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)
- (12) N. Nakao and K. Akatsu: "Controlled Voltage Source Vector Control for Switched Reluctance Motors Using PWM Method", IEEJ Transactions on Industry Applications, Vol.135, No.10, pp.999-1008 (2015) (in Japanese)
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)
- (13) T. Matoba, Y. Terayama and N. Hoshi: "Torque Ripple Suppression Control of Vector-Controlled Switched Reluctance Motors", IEEJ Transactions on Industry Applications, Vol.141, No.8, pp.606-612 (2021) (in Japanese)
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」, 電学論 D, Vol.141, No.8, pp.606-612 (2021)
- (14) T. Kumagai, J. Itoh, K. Kusaka and D. Sato: "Automatic Design Method of Typical Parameters of a Switched Reluctance Motor Focusing on Magnetic Saturation", IEEJ Transactions on Industry Applications, Vol. 141, No. 12, pp. 962-975 (2021) (in Japanese)
熊谷崇宏, 伊東淳一, 日下佳祐, 佐藤大介: 「磁気飽和に着目したス

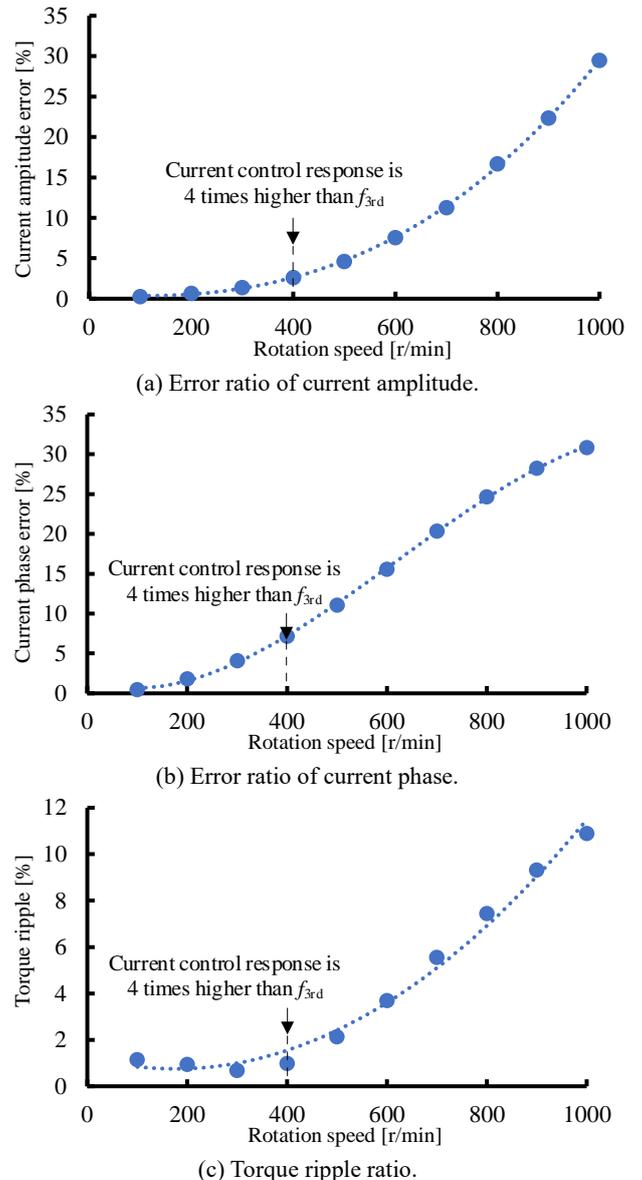
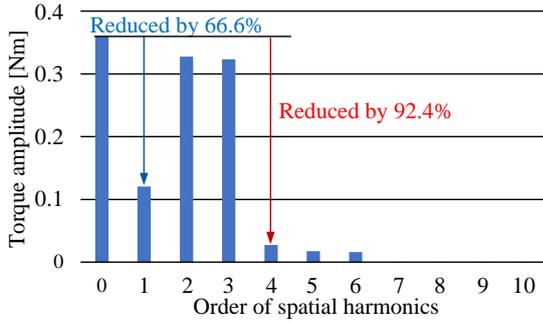


Fig. 19. Simulation results when the rotation speed is varied from 100 r/min to 1000 r/min. (Note that f_{3rd} is defined as the frequency of superimposed 3rd harmonic current)

イッチトリラクタンスモータの主要パラメータの自動設計法」, 電学論 D, Vol. 141, No. 12, pp. 962-975 (2021)

- (15) K. Tokui, T. Kumagai and J. Itoh: "Torque Ripple Suppression Method for SRM with Harmonic Current based on Mathematical Model", SPC-20-239/HCA-20-089/VT-20-094, pp.63-68 (2020) (in Japanese)
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)
- (16) IEEJ: "Reluctance Torque Assisted Motors", Ohmsha (2015) (in Japanese)
電気学会: 「リラクタンストルク応用モータ」, オーム社 (2015)
- (17) T. Kenjo: "SR motor", Nikkan Kogyo Shimbun, Ltd. (2012) (in Japanese)
見城尚志: 「SR モータ」, 日刊工業新聞社 (2012)
- (18) K. Hu, Y. Chen and C. Liaw: "A Reversible Position Sensorless Controlled Switched-Reluctance Motor Drive With Adaptive and Intuitive Commutation Tunings", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 30, no. 7, pp. 3781-3793 (2015)
- (19) K. Kiyota, T. Kakishima, H. Sugimoto and A. Chiba: "Comparison of the Test Result and 3D-FEM Analysis at the Knee Point of a 60 kW SRM for a HEV", IEEE Transactions on Magnetics, vol. 49, no. 5, pp. 2291-2294 (2013)



App. Fig. 1. Relationship between torque amplitude and spatial harmonics.

付録

1. 考慮する空間高調波の最大次数とトルクリプル抑制効果の関係

インダクタンス分布の空間高調波の考慮を 10 次成分までとした場合の 3 次のトルクリプル式を示す。

$$T_{ripple} = A \sin 3\theta_e + B \cos 3\theta_e \dots\dots\dots (付 1)$$

$$A = \frac{3}{2} N_r L_{ac1} I_q I_{0_3s} - \frac{315}{128} N_r L_{ac3} I_q^2 - \frac{9N_r}{2} L_{ac3} I_0^2 + \frac{27N_r}{32} L_{ac3} I_q I_{0_3s} - \frac{27N_r}{8} L_{ac3} I_{0_3s}^2 - \frac{9N_r}{8} L_{ac3} I_{0_3c}^2 + \frac{15N_r}{16} L_{ac5} I_q^2 + \frac{15N_r}{4} L_{ac5} I_q I_{0_3s} - 9N_r L_{ac6} I_0 I_{0_3c} + \frac{21N_r}{16} L_{ac7} I_q^2 - \frac{21N_r}{4} L_{ac7} I_q I_{0_3s} + \frac{27}{128} N_r L_{ac9} I_q^2 - \frac{27}{32} N_r L_{ac9} I_q I_{0_3s} + \frac{27}{8} N_r L_{ac9} I_{0_3s}^2 - \frac{27}{8} N_r L_{ac9} I_{0_3c}^2 \dots\dots\dots (付 2)$$

$$B = \frac{3}{2} N_r L_{ac1} I_q I_{0_3c} - 3N_r L_{ac2} I_q I_0 + \frac{9N_r}{16} L_{ac3} I_{0_3c} I_q - \frac{9N_r}{4} L_{ac3} I_{0_3c} I_{0_3s} + 6N_r L_{ac4} I_q I_0 - \frac{15N_r}{4} L_{ac5} I_q I_{0_3c} + \frac{9}{4} N_r L_{ac6} I_0 I_q - 9N_r L_{ac6} I_0 I_{0_3s} + \frac{21N_r}{4} L_{ac7} I_q I_{0_3c} + \frac{27}{16} N_r L_{ac9} I_{0_3c} I_q - \frac{27}{4} N_r L_{ac9} I_{0_3c} I_{0_3s} \dots\dots\dots (付 3)$$

なお, L_{acN} は自己インダクタンスの N 次高調波である。考慮する空間高調波を 0 次から 10 次まで変化させた場合の 3 次トルクリプル式(考慮する空間高調波の最大次数 N とする)は, (付 2)式, (付 3)式における $N+1$ 次以上の空間高調波をゼロ(つまり, $L_{acN+1} = L_{acN+2} = \dots = L_{ac9} = L_{ac10} = 0$)とすることで導出できる。本文中同様に, (付 2)式および(付 3)式を用いて, トルクリプルを抑制可能な零相電流の重畳量 I_{0_har} を導出することができる(紙面の都合上, 具体的な式は省く)。

付図 1 に考慮する空間高調波を 0 次から 10 次まで変化させ導出した重畳量 I_{0_har} を用いてトルクリプルを抑制した際の 3 次トルクリプルの振幅を示す。付図 1 より, 基本波のみ考慮した場合では 66.6% の低減率にとどまるのに対し, 空間高調波を 4 次まで考慮した場合には 92.4% 低減可能であることがわかる。また, 空間高調波を 2 次もしくは 3 次まで考慮した場合, 1 次まで考慮した場合よりもトルクリプルが増加することがわかる。これは, (付 3)式の第 2 項と第 5 項の符号が異なることから判るように, トルクリプルが

L_{ac2} と L_{ac4} の差分として発生するためである。 L_{ac2} と L_{ac4} を同時に考慮せずにトルクリプルを抑制した場合, L_{ac2} によって発生するトルクリプルのみが低減され, L_{ac4} によって発生するトルクリプルが大きくなる。また, 5 次以上のより高次の空間高調波まで考慮することで, より高いトルクリプル低減効果が望めるが, 同時に, 必要な空間高調波測定精度も高くなる。そのため, 比較的低い次数でも十分なトルクリプル抑制効果を望める 4 次成分を考慮する最大次数として選択する。

徳井幸輝

(正員) 1997 年 7 月 3 日生。2020 年 3 月長岡技術科学大学卒業。同年 4 月, 同大学大学院工学研究科修士課程入学。2022 年 3 月, 同大学大学院工学研究科修士課程修了。同年 4 月, ダイキン工業(株)入社。主にスイッチトリラクタンスモータの研究に従事。



熊谷崇宏

(正員) 1994 年 11 月 25 日生まれ。2017 年 3 月, 長岡技術科学大学卒業。同年 4 月, 同大学 5 年一貫制博士課程技術科学イノベーション専攻入学。2021 年 6 月から同年 12 月まで横浜国立大学 M&E エネルギー変換研究室に特別研究学生として所属。2022 年 3 月, 長岡技術科学大学大学院博士後期課程修了。博士(工学)。同年 4 月, 株式会社デンソー入社。主にスイッチトリラクタンスモータの研究に従事。



日下佳祐

(正員) 1989 年 2 月 3 日生。2013 年 3 月, 長岡技術科学大学大学院工学研究科修士課程修了。同年 4 月, 同大学大学院博士後期課程エネルギー・環境工学専攻入学。2015 年 12 月から 2016 年 6 月まで Swiss Federal Institute of Technology in Lausanne(EPFL)に Trainee として所属。同年 3 月, 長岡技術科学大学大学院博士後期課程修了。博士(工学)。2016 年 4 月より, 長岡技術科学大学産学官連携研究員, 2018 年 4 月より助教, 2021 年 11 月より特任講師。現在に至る。主に非接触給電システム, 太陽光発電向け電力変換回路の研究に従事。IEEE member, 自動車技術会会員。



伊東淳一

(上級会員) 1972 年 1 月 6 日生。1996 年 3 月, 長岡技術科学大学大学院工学研究科修士課程修了。同年 4 月, 富士電機(株)入社。2004 年 4 月, 長岡技術科学大学電気系准教授。2017 年 4 月, 同大学電気系教授。現在に至る。主に電力変換回路, 電動機制御の研究に従事。博士(工学)(長岡技術科学大学)。2007 年第 63 回電気学術振興賞進歩賞受賞。2010 年 Takahashi Isao Award (IPEC Sapporo), 第 58 回電気科学技術奨励賞, 2012 年インテリジェントコスモス奨励賞, 2014 年, 2016 年電気学会産業応用部門論文賞, 2017 年文部科学大臣表彰・科学技術賞(開発部門), 2018 年第 4 回永守賞, 受賞。IEEE Senior member, 自動車技術会会員。

