

小型 EV 用アキシアルギャップ型 SR モータの 磁氣的相互作用を考慮可能なモータモデルに関する検討

Examination of Motor Model Considering Magnetic Interaction of Axial-Flux SR Motor for Compact EV

永澤慎太郎[†]・中村健二

東北大学 大学院工学研究科, 仙台市青葉区荒巻字青葉 6-6-11(〒980-8579)

S. Nagasawa[†], K. Nakamura

Tohoku University, Graduate School of Engineering, 6-6-11 Aoba Aramaki Aoba-ku, Sendai 980-8579, Japan

Switched reluctance (SR) motors are robust and inexpensive since they consist only of iron cores and windings. Therefore, SR motors can be a potential candidate for in-wheel motors of electric vehicles (EVs). In previous papers, axial-flux switched reluctance motors (AFSRMs) for a compact EV were prototyped, and novel control methods, called variable commutation period control and average torque control, were also proposed. Both control methods can expand the torque-speed range, especially in high-speed regions. However, a previous motor model of the AFSRM cannot replicate both control methods and contains errors compared to measured values due to magnetic interaction. This paper presents an improved motor model that takes magnetic interaction into account.

Key words: Electric vehicle (EV), In-wheel motor, Axial-flux switched reluctance motor (AFSRM), Torque control, Magnetic interaction

1. はじめに

内燃機関自動車から排出される CO₂ による地球温暖化や、化石燃料の枯渇が問題視されており、国内外で電気自動車 (EV) の研究開発が盛んに行われている。EV はガソリンとエンジンの代わりに、モータ、インバータ、バッテリーを搭載し、モータで自動車を駆動する。バッテリーの充電には電気が必要であるが、電気は化石燃料のみでなく、太陽光や風力などの自然エネルギーからも得ることができるため、環境負荷の軽減やエネルギー源の多様化による供給安定性の向上において有利である。一方で、現在、バッテリーとして使用されているリチウムイオン電池は、化石燃料に比べてエネルギー密度が小さく、それに伴う走行距離の短さや車重・コストの増加、そして長い充電時間などの課題がある。

上述の問題に対して、筆者らは EV のインホイールダイレクト駆動に着目している。インホイールダイレクト駆動は、EV のホイール内部にモータを格納する駆動方式であり、バッテリーの搭載スペースの拡大や、動力伝達機構の省略による機械損の低減、各駆動輪の独立制御による走行性能の向上が期待される。しかし、インホイールモータは搭載スペースが限られ、さらに機械的な外乱や高温環境下での駆動にも耐え得る堅牢性と信頼性が要求される。

そこで筆者らはインホイールダイレクト駆動に適するモータの一つとして、スイッチトリラクタンス (SR) モータに着目している。SR モータは、鉄心と巻線のみで構成されるため、堅牢で安価である¹⁾。また、永久磁石が不要であることから、惰行時にいわゆる引きずり損が生じず、また逆起電力も生じないため、電気的な安全性・信頼性も高い。しかし、希土類磁石モータと比較して、一般に SR モータはトルク密度が低いという課題がある。

これに対して筆者らは、軸方向に空隙を有するアキシアルギャップ (Axial-Flux: AF) 構造に着目した。ホイール内部のような偏平な空間にモータを配置する場合、一般的な径方向に空隙を有するラジアルギャップ (Radial-Flux: RF) 構造よりも、AF 構造の方がトルク発生面が大きくなるため、トルク密度が向上する^{2,3)}。さらに、AF 構造は固定子と回転子を軸方向に並べた構造を有するため、複数の固定子と回転子を組み合わせるマルチギャップ構造を容易に実現でき、シングルギャップ構造よりもトルク密度を向上させることができる²⁾。

これまで筆者らは、ダブルステータ型のアキシアルギャップ SR モータ (AFSRM) の試作評価と、Fig. 1 に示す小型 EV 用インホイールモータへの適用について検討を進めてきた⁴⁾。その結果、試作 AFSRM は小型 EV に要求される目標トルクを達成し、実証走行も成功した。また、トルクリプルを低減させる制御手法である瞬時相トルク分配制御 (IPTDC) のほか⁵⁾、IPTDC の欠点であった高速回転時のトルク低下を改善するための通電区間可変制御⁶⁾や平均トルク制御を提案し、駆動領域を大幅に広げること成功した⁷⁾。一方で、現状の制御検討用のモータモデルでは、通電区間可変制御や平均トルク制御において、高速・高トルク領域を正しく模擬できないことが判明した。

ここで本論文では、上述の乖離が磁氣的な相互作用に起因すると考え、従来互いに独立とみなしていた各相の磁束について、他相からの影響を考慮できるようにモータモデルを改良したので報告する。

そこで本論文では、上述の乖離が磁氣的な相互作用に起因する

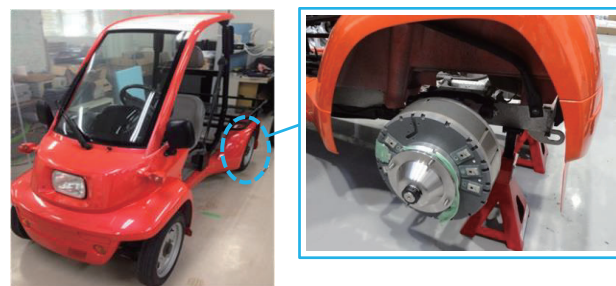


Fig. 1 Compact EV with in-wheel AFSRMs.

Corresponding author: S. Nagasawa (e-mail: nagasawa.shintaro.p5@dc.tohoku.ac.jp)

2. AFSRM の構成と通電区間可変制御の原理

Fig. 2 に、先行研究で試作した AFSRM の構造を示す⁴⁾。また、Table 1 に同モータの諸元を示す。3 相機であり、固定子と回転子の極数はそれぞれ 18 極と 12 極である。本 AFSRM は 1 つの回転子を 2 つの固定子で挟み込んだダブルステータ構造を有し、対向する固定子極には同一方向に巻線を巻き、それらを直列に接続することで、回転子を貫く方向に磁束を発生させている。これにより、回転子はヨークが不要になる。鉄心材料は無方向性ケイ素鋼板 (35A300) である。固定子はトロイダル状の鉄心を切削して製作した。一方、回転子はケイ素鋼板の単板を周方向に積層し製作した。

次に、先行研究で提案された通電区間可変制御の原理を説明する⁶⁾。通電区間可変制御では、アクセルからのトルク指令値に対して、瞬時トルクを常に追従させる制御を行っている。Fig. 3 に通電区間可変制御の概念図を示す。同図に示すように、本制御手法では通電区間を 3 つの Section に分けて制御する。このうち励磁開始角を決める Section I と励磁終了角を決める Section III では、通電区間を柔軟に調整することで、特に中速域でのトルク向上を図る。以下、制御の概要について述べる。

まず、Section I ではトルク指令値を τ^* とすると $\theta = \theta_{1e}$ において相トルクが $1/2\tau^*$ に到達するように、励磁開始角 θ_{eb} を -11.5 deg. に固定せず、次の(1)式に基づいて励磁開始角 θ_{eb} を算出し、励磁を行う。なお、本検討では $\theta_{1e} = -11.5 \text{ deg.}$ とした。

$$\begin{aligned}\theta_{eb} &= \theta_{1e} - \omega t \\ &= \theta_{1e} - \frac{\omega \phi(\theta, \tau)}{V_{DC}}\end{aligned}\quad (1)$$

ここで、 $\phi(\theta, \tau)$ はトルク τ と回転子位置角 θ から磁束 ϕ を算出するルックアップテーブル (LUT) であり、実測した磁化特性 (θ - ϕ - i 特性) から作成した。(1)式からわかるように、励磁開始角の算出に回転速度とトルク指令値を用いることで、通電区間を柔軟に調整することができる。

次いで、Section II では、合計トルクが指令値に追従するようにヒステリシス制御を行う。

最後に Section III では、次相のトルクが十分に立ち上がるまでトルクを維持する一方で、負トルクの発生を抑える必要がある。そのため、励磁終了角は回転速度に応じて以下に述べる 2 つの方法で決定する。

① 電流連続モード

600rpm 以上の中高速域で適用するモードである。回転速度が高くなると Section I で 0A から励磁を開始しても、指令トルクの発生に必要な電流を流すことができない。そこで、励磁終了時から次の励磁開始までの間、巻線に流れる電流を 0A まで減衰させず、常に流し続けることで、次の励磁開始時に十分な電流を確保できるようにする⁸⁾。ただし、過度な電流は負トルクを大きくし、効率低下だけでなく合計トルクの減少にもつながる。そのため、本論文では静止トルク特性に基づいて、負トルクの影響が最小限になるよう、 $\theta_{ce} = -20 \text{ deg.}$ のときに相電流が 20A となるよう制御する。

具体的には(2)式を用いて、相電流が 20A まで減衰する角度 θ_{ce} を常に計算し、これが -20 deg. になったときに励磁を終了する。

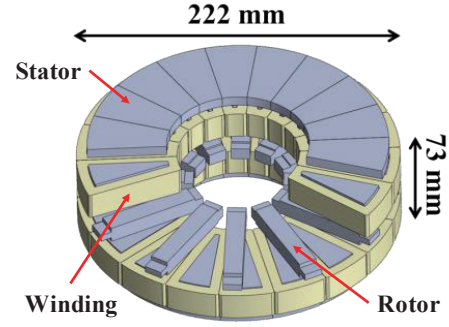
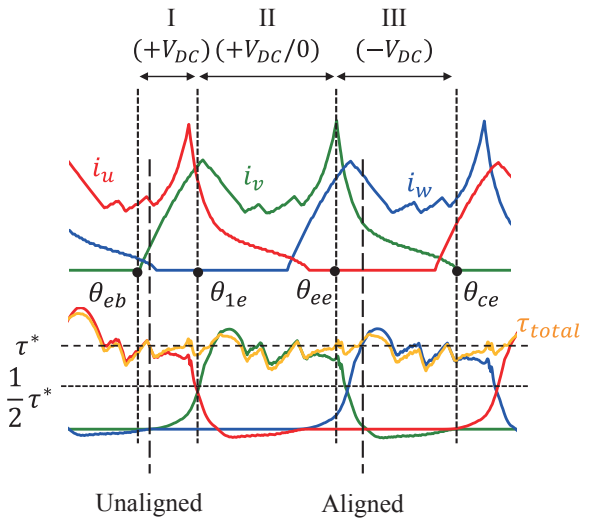


Fig. 2 Structure of the prototype AFSRM.

Table 1 Specifications of the prototype AFSRM.

Exciting voltage	72 V
Gap length	0.3 mm
Winding turns/pole	99 turns
Winding space factor	62 %
Weight	14.4 kg
Weight including case	32.3 kg
Core material	35A300



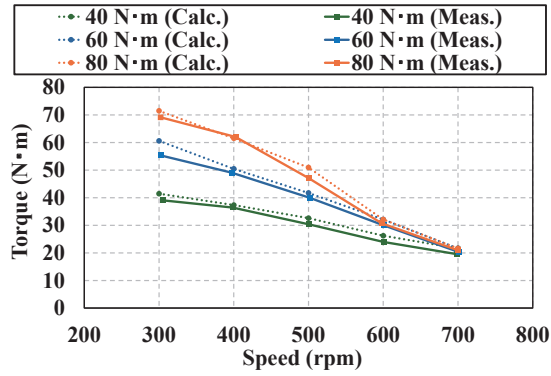
θ_{eb} : Excitation beginning angle
 θ_{1e} : Section I end angle
 θ_{ee} : Excitation end angle
 θ_{ce} : Current end angle
 τ^* : Command torque
 τ_{total} : Total torque
 i_u, i_v, i_w : Phase current

Section	Phase voltage
I	$+V_{DC}$
II	$+V_{DC} / 0$ (Hysteresis control)
III	$-V_{DC}$

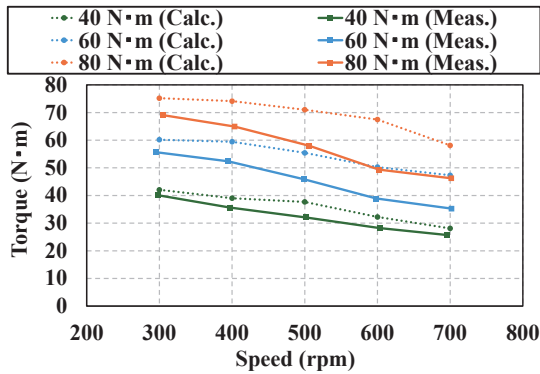
Fig. 3 Conceptual diagram of variable commutation period control.

$$\begin{aligned}\theta_{ce} &= \theta_{ce} - \omega t \\ &= \theta_{ce} - \frac{\omega \phi_{ce}(\theta, i)}{V_{DC}}\end{aligned}\quad (2)$$

ここで、 ϕ_{ce} は回転子位置角 -20 deg. 、相電流 20A のときの磁束の値である。なお、対向位置付近では電流値に対して発生するトルクが極端に小さくなるため、励磁終了角には -2 deg. の上限を設ける。



(a) IPTDC



(b) Variable commutation period control

Fig. 4 Speed - torque characteristics with IPTDC and variable commutation period control.

② 電流断続モード

600 rpm 未満の低・中速域で適用するモードである。電流連続モードと同様に(2)式を用いて常に励磁終了角を計算するが、回転角速度 ω が低いため、上限である $\theta = -2 \text{ deg}$ まで励磁が行われる。しかし ω が小さいため、流れる電流は次の励磁開始までに一旦 0 A まで減衰し、断続的になる。

以上のように、Section III では、回転速度に応じて制御モードを切り替えることで、指令トルクに必要な電流を確保しつつ、負トルクの影響を最小限にとどめている。

Fig. 4(a)に、IPTDC の速度対トルク特性を示す。一方、同図(b)は通電区間可変制御の速度対トルク特性である。これらの図を比較すると、IPTDC に対して通電区間可変制御では 500 rpm 以上の高速域においても、高いトルクが発生していることがわかる。しかし、実線で示した実測値に対して、破線の計算値は 40 N·m, 60 N·m, 80 N·m のすべてのトルク指令値において、IPTDC では一致しているのに対し、通電区間可変制御では乖離しており、トルク指令値が大きく、また速度が上がるほど乖離が広がっていることがわかる。

3. 通電区間可変制御のシミュレーション

前章で述べたように、通電区間可変制御において、実測値と計算値の乖離が生じた。本論文では、この乖離が隣接相間の磁気的な相互作用によって引き起こされているものと仮定し、モータモデルの改良を行う。Fig. 5 は 3 相のう

ち V 相のみを励磁した際に、隣接相へ流れ込む V 相磁束を示している。同図に示すように、回転子位置角 5 deg. のときには、V 相の磁束が W 相に多く流れ込み、U 相へはあまり流れ込まない。逆に、回転子位置角 25 deg. のときには、V 相の磁束が U 相に多く流れ込み、W 相へはあまり流れ込まない。このような現象は、通電区間可変制御によって 2 つの相が同時に励磁される区間が増すほど、より顕著になると考えられる。そこで本章では、隣接相間の磁気的な相互作用を考慮可能なモータモデルについて検討する。

Fig. 6 および Fig. 7 に、今回提案する SR モータの制御検討用のモータモデルを示す。Fig. 7 は、Fig. 6 中のモータモデルの中身である。改良したモータモデルでは、まずコンバータからの入力電圧 V_u, V_v, V_w を用いて、次式を解くことで各相の磁束 ϕ_u, ϕ_v, ϕ_w を計算する。

$$\phi_{u,v,w} = \int (V_{u,v,w} - Ri_{u,v,w}) dt \quad (3)$$

次いで、他相からの磁束の流入を考慮するため、次式のように、他相の磁束に係数 K を乗じて自相の磁束に加算する。このときの係数 K は試行錯誤的に導出する。

$$\phi'_{u,v,w} = \phi_{u,v,w} + K(\phi_{v,w,u} + \phi_{w,u,v}) \quad (4)$$

上式の磁束 $\phi'_u, \phi'_v, \phi'_w$ を電流ルックアップテーブル (LUT) に入力することで、磁気的な相互作用を考慮した各相の電流が求まる。

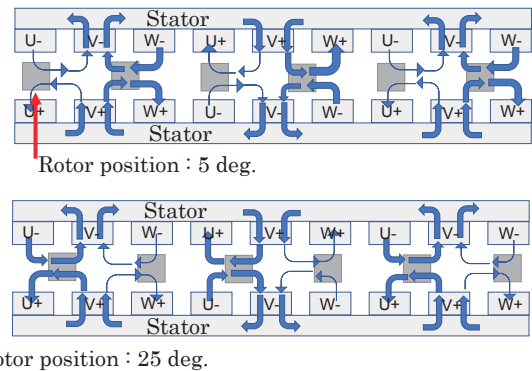


Fig. 5 Schematic diagram of V-phase flux flowing into an adjacent phase.

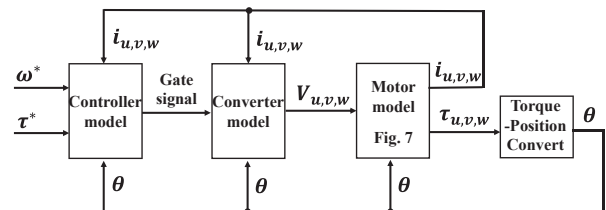


Fig. 6 Simulation model for the axial-flux SR motor.

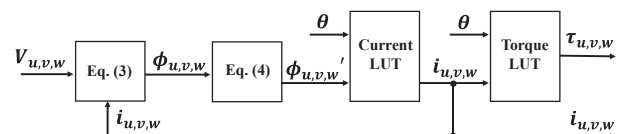


Fig. 7 Improved motor model considering magnetic interaction.

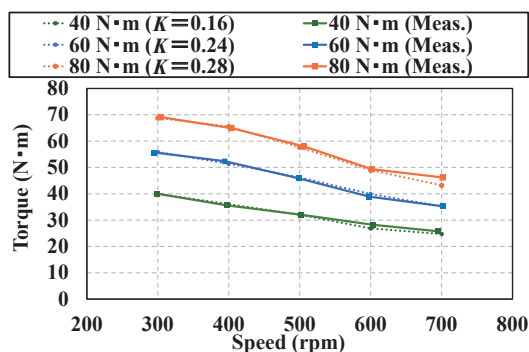


Fig. 8 Speed - torque characteristics with variable commutation period control calculated by the proposed model.

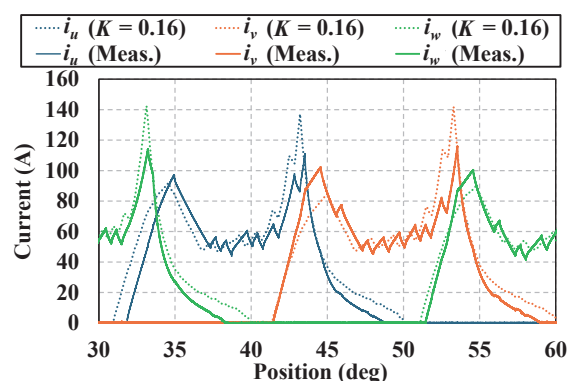
Fig. 8 に、改良したモータモデルを用いて算定した通電区間可変制御時の速度対トルク特性を示す。シミュレーションは MATLAB/Simulink を用いて行った。Fig. 4(b)に示した従来のモータモデルを用いた速度対トルク特性は、高速・高トルク領域において、計算値と実測値が乖離していたのに対し、提案モデルでは、係数 K を適切に調整することで、全運転領域で実測を精度良く模擬できている。

Fig. 9 には、改良したモータモデルによって算定された電流波形を示す。実線が実測値、破線が改良モデルでの計算値である。同図(a)はトルク指令値 40 N·m、同図(b)はトルク指令値 80 N·m のときであり、どちらも回転速度 300 rpm であることから低速域に相当する。これらの図を見ると、3 相各々の電流波形の計算値と実測値がおおむね一致していることがわかる。

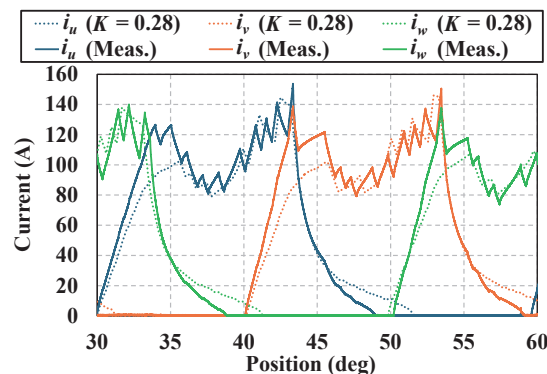
次いで、同図(c)はトルク指令値 40 N·m、同図(d)はトルク指令値 80 N·m のときであり、どちらも回転速度 700 rpm であることから高速域に相当する。これらの図より、実測値に対して、改良モデルの計算値が乖離していることがわかる。特に同図(d)は誤差が顕著であることがわかる。

以上のことから、低速域ではトルク指令値にかかわらず、電流波形の計算値と実測値は良好に一致するのに対し、高速域では計算値と実測値に乖離が発生することが判明した。また、高速・高トルク領域では乖離が顕著にみられた。これは、通電区間可変制御における高速域では、2 つの相が同時に励磁される区間が増えることが原因であると考えられる。Fig. 10 に通電区間可変制御を適用した際のトルク指令値 40 N·m における電圧波形を示す。同図(a)は回転速度 300 rpm の低速域、同図(b)は回転速度 700 rpm の高速域である。これらの図を見ると、低速域では V 相の励磁開始角が約 41 deg. に対して、高速域では V 相の励磁開始角が約 37 deg. と前倒しされている。これにより前相の U 相と励磁区間が広く重なることで磁気的な相互作用が強くなり、電流波形の乖離が大きくなったと考えられる。

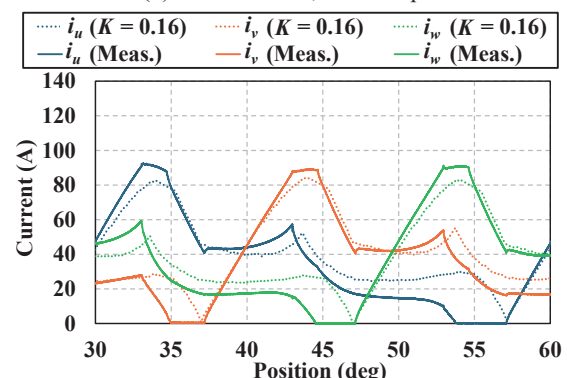
最後に、本論文で提案したモータモデルの有用性を明らかにするため、先行研究で考案された別の制御手法である平均トルク制御においても同一の係数 K を用いてシミュレーションを行った。ここで、平均トルク制御は瞬時トルク



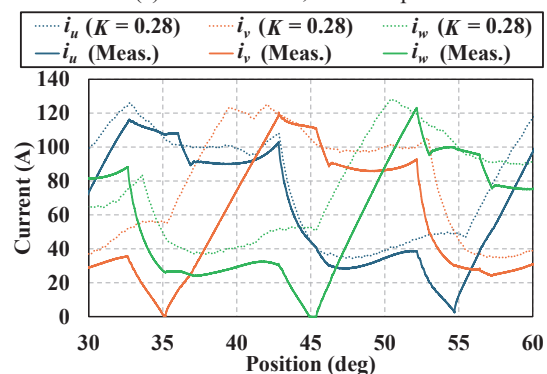
(a) $T^* = 40 \text{ N}\cdot\text{m}$, $n = 300 \text{ rpm}$



(b) $T^* = 80 \text{ N}\cdot\text{m}$, $n = 300 \text{ rpm}$



(c) $T^* = 40 \text{ N}\cdot\text{m}$, $n = 700 \text{ rpm}$



(d) $T^* = 80 \text{ N}\cdot\text{m}$, $n = 700 \text{ rpm}$

Fig. 9 Comparison of measured and calculated current waveforms in various torque and speed commands.

の代わりに平均トルクを指令値に追従させることで、通電区間可変制御よりもさらに高速・高負荷域までモータの駆動領域を広げることができる⁷⁾。しかし、その一方で 2 相

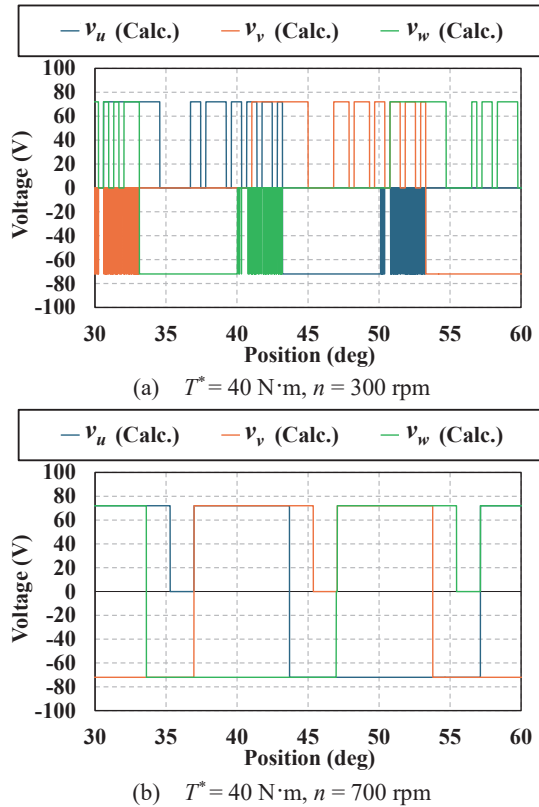


Fig. 10 Voltage waveforms in variable commutation period control with different speeds.

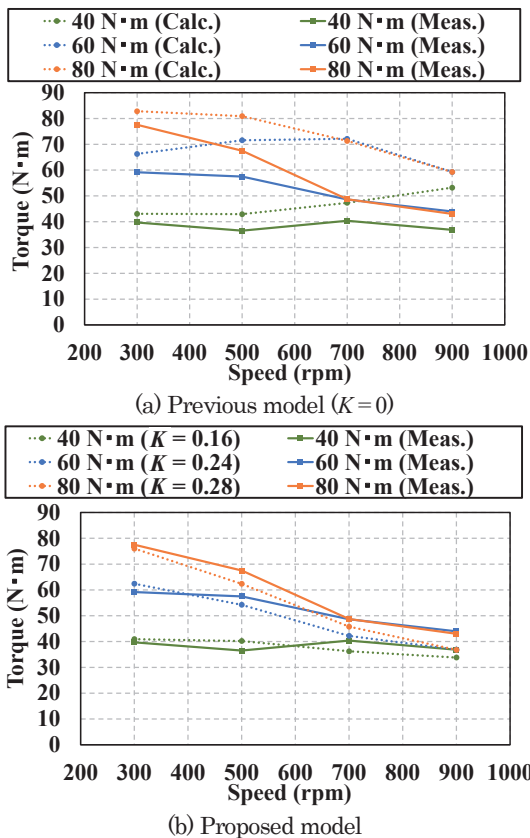


Fig. 11 Speed - torque characteristics with average torque control calculated by previous and proposed model with the same coefficients K obtained from Fig. 8.

が同時に励磁される区間がさらに増えるため、磁氣的相互作用の影響も強くなる。

Fig. 11(a)に、従来のモータモデル ($K=0$) で求めた平均トルク制御時の速度対トルク特性を示す。この図を見ると、Fig. 4(b)に示した通電区間可変制御の場合よりも、計算値と実測値の乖離が大きいたことがわかる。これに対して、同図(b)の改良したモータモデルの計算結果を見ると、Fig. 8で決定した係数 K を用いることで、磁氣的な相互作用が適切に考慮され、計算値と実測値の乖離が大幅に低減されていることがわかる。

4. まとめ

以上、本論文では先行研究で開発した小型 EV 用アキシアルギャップ型 SR モータ (AFSRM) を考察対象とし、通電区間可変制御で課題となっていた計算値と実測値の乖離を改善するため、従来の制御検討用のモータモデルに対して、自相の磁束に加えて係数 K を用いて重みづけした他相の磁束も取り入れることで、磁氣的な相互作用を考慮可能な改良モデルを提案した。

シミュレーションの結果、改良したモータモデルを用いることで、通電区間可変制御の際の速度対トルク特性の計算値が実測値に一致することが明らかとなった。一方で、電流波形については、回転速度が低い領域においては実測値と計算値が概ね一致するものの、高速域では乖離が発生することが判明した。

また、通電区間可変制御の際に決定した係数 K を用いることで、磁氣的相互作用の影響がより強い平均トルク制御においても、計算値と実測値の乖離が大幅に低減されることを示し、改良モデルの有用性と汎用性を明らかにした。

今後は、提案モデルのさらなる改善を行い、全速度域において電流波形まで高精度に再現可能な制御検討用のモータモデルの構築を目指す。

謝辞 本研究の一部は、東北大学 AIE 卓越大学院プログラムにより助成を受け行った。ここに感謝の意を表する。

References

- 1) R. C. Becerra, M. Ehsani, and T. J. E. Miller: *IEEE Trans. Power Electron.*, **8**, 257 (1993).
- 2) Y. Ono, K. Nakamura, and O. Ichinokura: *J. Magn. Soc. Jpn.*, **35**, 106 (2011).
- 3) T. Shibamoto, K. Nakamura, H. Goto, and O. Ichinokura: *20th International Conference on Electrical Machines (ICEM 2012)*, FF-001678 (2012).
- 4) K. Takase, H. Goto, and O. Ichinokura: *Technical Meeting on Rotating Machinery*, RM-15-145 (2015) (in Japanese).
- 5) H. Goto, A. Nishimiya, H. J. Guo, and O. Ichinokura: *Int. J. Comp. Math. Electr. Electr. Eng. (Compel)*, **29**, 173 (2010).
- 6) K. Nakazawa, K. Nakamura: *Technical Meeting on Rotating Machinery*, RM-22-114 (2022) (in Japanese).
- 7) Y. Nishigai, K. Nakazawa, and K. Nakamura: *T. Magn. Soc. Jpn. (Special Issues)*, **8**, 45 (2024) (in Japanese).
- 8) K. Kiyota, A. Chiba: *Technical Meeting on Rotating Machinery*, RM-11-114 (2011) (in Japanese).

2024年10月17日受理, 2024年11月18日再受理, 2025年2月14日採録