

小型 EV 用インホイール・アキシアルギャップ型 SR モータの駆動領域拡大に関する検討

Drive Range Expansion of In-Wheel Axial-Flux SR Motor for Compact EV

西海悠介・中澤貫太・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)

Y. Nishigai, K. Nakazawa, and K. Nakamura[†]

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

In previous papers, axial-flux switched reluctance motors (AFSRMs) for compact electric vehicles (EVs) were prototyped, and EV driving tests were successfully conducted. However, it was clear that the conventional control method, called instantaneous phase torque distribution control (IPTDC), has a narrow torque-speed range. This paper presents an improved control method that can expand the torque-speed range, especially in high-speed regions. Moreover, it proposes an average torque control method that can maintain a large torque for even higher speed regions.

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

1. はじめに

近年、内燃機関自動車から排出するCO₂による地球温暖化や化石燃料の枯渇が問題視されている。これらの対策の一つとして、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 はモータ、インバータ、二次電池を車内に搭載し、電気-機械エネルギー変換によって駆動される。二次電池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、EV は有利である。一方で、現在、二次電池として一般に使用されるリチウムイオン電池は化石燃料に比べると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が課題である。

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、二次電池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求められる。

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س (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を大きくできるため、トルク密度が向上する^{2),3)}。

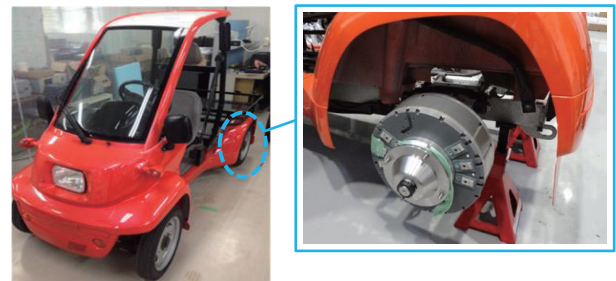


Fig. 1 Compact EV with in-wheel AFSRMs.

さらに、AF 構造は固定子と回転子を軸方向に並べる構造のため、複数ロータ、複数ステータを組み合わせた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。一方で、従来のモータ制御手法である瞬時相トルク分配制御 (IPTDC) では⁵⁾、高速回転時に出力トルクが低下し、車両としての運転領域が狭いことが明らかになった。

そこで本論文では IPTDC を改良し、従来固定されていた通電区間を回転速度やトルク指令値に応じて柔軟に変化させ、中速域でのトルクを向上させた通電区間可変制御⁶⁾に加え、さらなる高速域および高負荷域まで駆動領域を拡大させることを目指し、平均トルクに着目した制御法について検討を行ったので報告する。

2. AFSRM の基本構成と動作原理

Fig. 2 に、先行研究で試作した AFSRM の構造図を示す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

Corresponding author: K. Nakamura (e-mail: kenji.nakamura@tohoku.ac.jp)

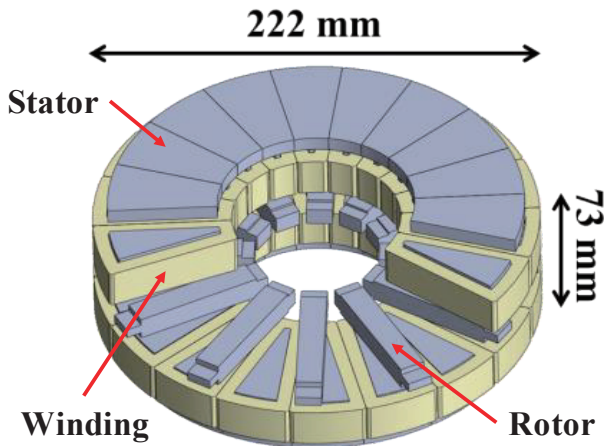


Fig. 2 Structure of prototype AFSRM.

Table 1 Specifications of 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

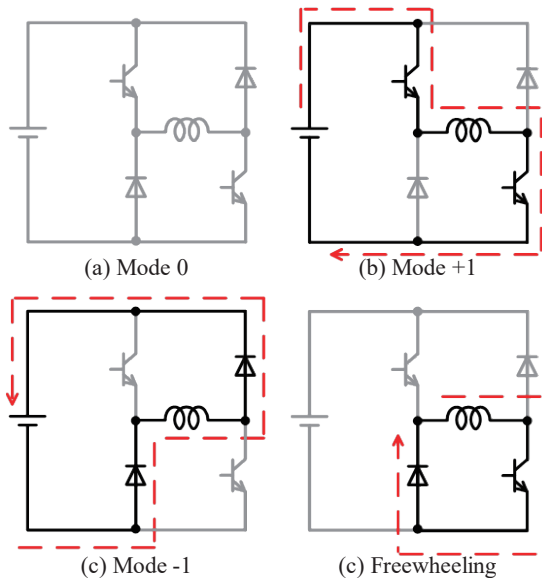


Fig. 3 Excitation modes of asymmetric half bridge converter.

(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て製作した。

Fig. 3 に、SR モータの一般的な駆動回路である非対称ハーフブリッジコンバータの 1 相分の基本回路とその励磁モードを示す。この回路は、高圧側と低圧側に 2 つのスイッチがあり、励磁を行う際は両側のスイッチを同時にオンする (Mode +1)。その後、両スイッチをオフすることで、巻線に蓄えられた磁気エネルギーが還流ダイオードを通して電源に回生され、減磁される (Mode -1)。また、Mode +1 時に High 側のみをオフすると、電流を巻線に還流させることができる (Freewheeling)。

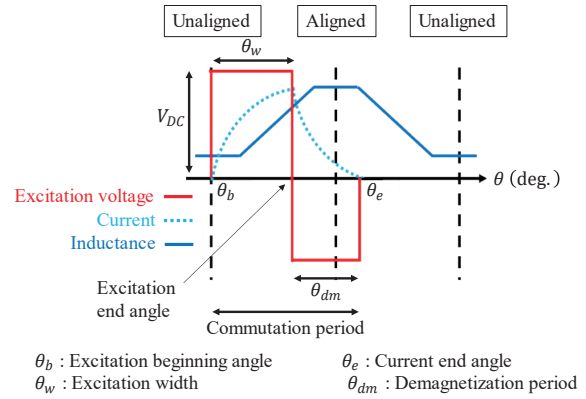


Fig. 4 Schematic diagram of inductance, exciting voltage, and current waveforms.

Fig. 4 に、一般的な矩形波励磁を行った場合の SR モータの回転子位置角における 1 相あたりのインダクタンスの変化と、励磁電圧・電流波形の模式図を示す。本論文では、固定子極と回転子極が最も接近した位置を対向位置 (Aligned)、最も離れた位置を非対向位置 (Unaligned) と呼ぶ。

3 相 18/12 AFSRM の回転子位置角 θ は、構造の周期性から対向位置を 0 deg. として $\theta = -15 \sim +15 \text{ deg.}$ が 1 周期となる。ここで、 k 相のトルク τ_k は磁気特性が線形であると仮定すると、次式で表される。

$$\tau_k = \frac{1}{2} i_k^2 \frac{dL_k(\theta)}{d\theta}. \quad (1)$$

上式の $L_k(\theta)$ は k 相のインダクタンス、 i_k は相電流である。この式より、SR モータのトルクの向きは電流の正負によらず、回転子位置角に対するインダクタンスの傾きのみで決まることがわかる。

3 相 18/12 AFSRM を駆動する場合、Fig. 4 中の励磁開始角 θ_b を -15 deg. 、励磁幅 θ_w を 10 deg. とすると、各相が互いに重なり合わずに順番に励磁される。これを本論文では通常励磁と呼ぶ。通常励磁では、励磁相のトルクが立ち上がるまでに、前相のトルクが減衰してしまい、励磁相切り替え時に大きなトルクリプルが生じる。これを改善するために、先行研究では瞬時相トルク分配制御 (IPTDC) が提案された⁵⁾。しかし、IPTDC はトルクリプル低減を目的とした制御手法であり、高速域および高負荷域ではアクセルからのトルク指令値に追従できず、EV としての運転領域が狭くなる課題がある。

そこで次章以降では、トルク指令値や速度に応じて柔軟に通電区間を調整する通電区間可変制御⁹⁾に加え、瞬時トルクでは無く平均トルクに着目したトルク制御を組み込むことで、EV としての運転領域を広げることを試みた。

3. 通電区間可変制御

前章でも述べたとおり、IPTDC はトルクリプルを低減するために考案された手法である。励磁相切り替え時に発生するトルクリプルに対しては、前後の相の瞬時トルクを電流と回転子位置角より推定し、2 つの相の合計トルクが指令値に追従できるようにヒステリシス制御を行う。加えて、相トルクが負になることを極力抑えるために、励磁相は非対向位置から励磁を開始して、次々相の励磁が始まる位置角で電流がゼロになるように制御をしている。具体

的に3相18/12 AFSRMの場合は、励磁開始角 $\theta_b = -15 \text{ deg}$ から励磁を開始して、次々相の励磁が始まる $\theta = +5 \text{ deg}$.で通電を終了する。このようにIPTDCでは通電区間を固定しているため、高速域および高負荷域では励磁電流の立ち上がりが間に合わず、トルク指令値に追従することができない。そこで本章では、通電区間を柔軟に調整可能な制御法について述べる。

3.1 制御原理

Fig. 5 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Section IIでは従来のIPTDCと同様の制御を行うが、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 T^* とすると、 $\theta = \theta_{1e}$ において相トルクが $1/2 T^*$ に到達するように、励磁開始角 θ_b を -15 deg .に固定せず、次の(2)式に基づいて励磁開始角 θ_b 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。

$$\begin{aligned} \theta_b &= \theta_{1e} - \omega t \\ &= \theta_{1e} - \frac{\omega \phi(\theta, \tau)}{V_{DC}}. \end{aligned} \quad (2)$$

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($\theta - \phi - i$ 特性)から作成した。このLUTの入力は $\theta = \theta_{1e}$ 、 $\tau = 1/2 T^*$ である。(2)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。ここで、Fig. 6に試作AFSRMの静止トルク特性を示す。これはAFSRMの回転子位置角における、電流の大きさに対するトルクの大きさを表したものである。図の矢印の方向に、20 Aから120 Aまで、10 A刻みで電流が増加している。この図からわかるように、過度な励磁開始角の前倒しは負トルクを増大させるため、励磁開始角は $\theta_b > -20 \text{ deg}$.となるように制限を設けている。

次いで、Section IIでは、従来のIPTDCと同様に、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。ヒステリシス制御では、Fig. 3(b)のMode+1と同図(d)のFreewheelingの2つのモードを細かく切り替えることで、合計トルクが指令値に追従できるように制御する。

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、励磁終了角は回転数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

600 rpm以上の中高速域で適用するモードである。回転数が高くなるとSection Iで0 A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0 A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。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Fig. 6の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、 $\theta_e(t) = -20 \text{ deg}$.のときに相電流が20 Aとなるよう制御

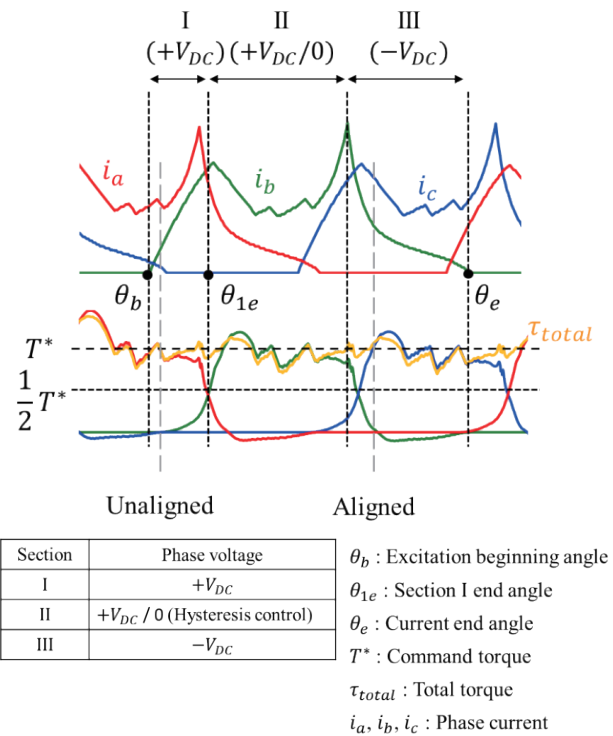


Fig. 5 Conceptual diagram of variable commutation period control.

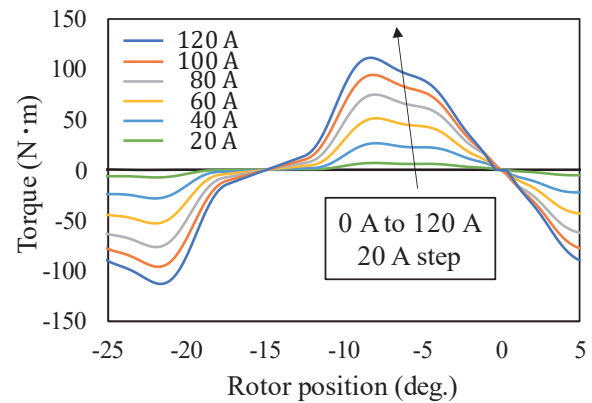


Fig. 6 Static torque characteristics.

する。具体的には(3)式を用いて、任意の時刻 t における回転子位置角 $\theta(t)$ で励磁を終了したときに、相電流が20 Aまで減衰する角度 $\theta_e(t)$ 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。

$$\begin{aligned} \theta_e(t) &= \omega \cdot t + \theta(t) \\ &= \frac{\omega \cdot \phi_e(t)}{V_{DC}} + \theta(t). \end{aligned} \quad (3)$$

ここで、 ϕ_e は回転子位置角 -20 deg .、相電流20 A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。

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(3)式を用いて常に励磁終了角を計算するが、回転角速度 ω が低いいため、上限である $\theta(t) =$

-2 deg.まで励磁が行われる。しかし ω が低いため、流れる電流は次の励磁開始までに一旦0 Aになり、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。

3.2 シミュレーション結果

MATLAB/Simulink を用いて、前節で述べた通電区間可変制御のシミュレーションを行った。Fig. 7 に、通電区間可変制御と従来の IPTDC を適用した場合の速度対トルク特性の計算値を示す。この図を見ると、従来の IPTDC では回転速度が 300 rpm を上回ると、指令値通りのトルクが出力できないことがわかる。これに対して、励磁区間可変制御では 400~500 rpm 付近まで指令値通りのトルクが出力できており、駆動領域が拡大したことがわかる。

Fig. 8 に、IPTDC と通電区間可変制御のトルク波形、電流波形、電圧波形の比較を示す。このときのトルク指令値は $T^* = 60 \text{ N}\cdot\text{m}$ 、回転速度は $n = 400 \text{ rpm}$ である。同図(a)の IPTDC の結果を見ると、励磁相の切り替わり時にトルクが指令値に追従できていないことがわかる。一方、同図(b)の通電区間可変制御では、トルクが指令値によく追従できていることがわかる。

同図(c)および(e)はそれぞれ IPTDC の電流波形、電圧波形である。V 相に着目してみると、励磁開始角 θ_b は通常励磁と同様に固定しているため -15 deg. となっていることがわかる。また、励磁終了角については、次々相である U 相が励磁される +5 deg. に電流が 0 A になるように励磁終了角が計算され、ここでは -3.4 deg. で励磁を終了していることが確認できる。そして、同図(d)および(f)はそれぞれ通電区間可変制御の電流波形と電圧波形である。同様に V 相に着目すると、励磁開始角 θ_b は -15.9 deg. であり、IPTDC よりも前倒しされていることがわかる。また、励磁終了角については電流断続モードが適用され、-2 deg. 付近で励磁が終了されていることが了解される。

次いで、Fig. 9 には通電区間可変制御について、トルク指令値と回転速度を種々変えた場合のトルク波形を示す。同図(a)および(b)は低負荷高速域の結果であり、同図(c)および

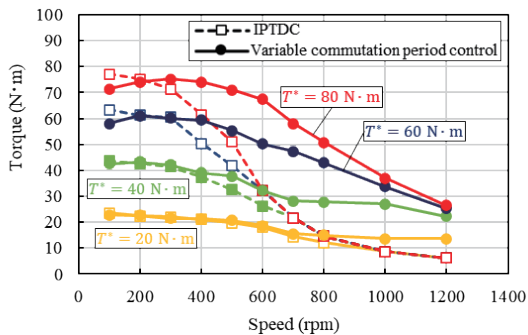


Fig. 7 Calculated speed - torque characteristics in case of variable commutation period control and conventional IPTDC.

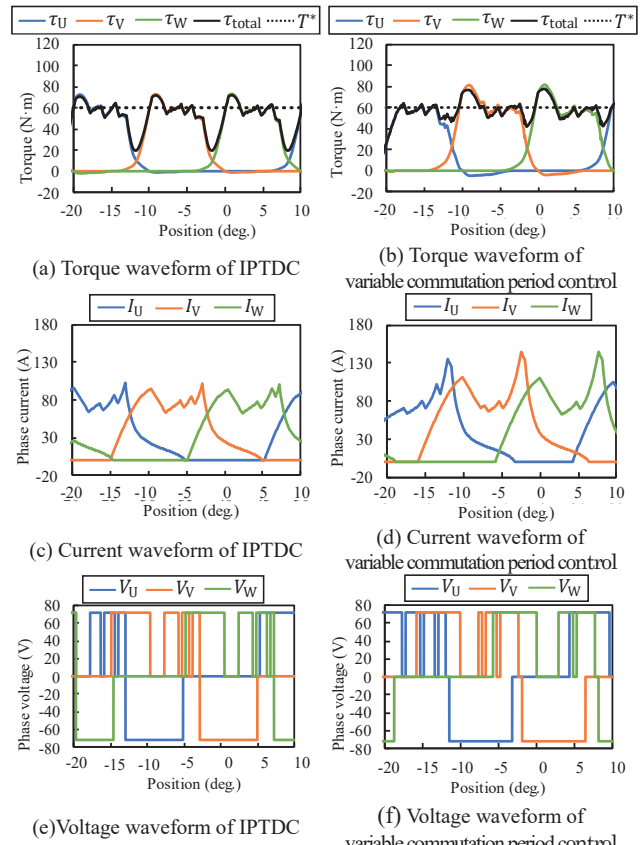


Fig. 8 Comparison of waveforms of IPTDC and Variable commutation period control at a torque command value of 60 N·m and a rotational speed of 400 rpm.

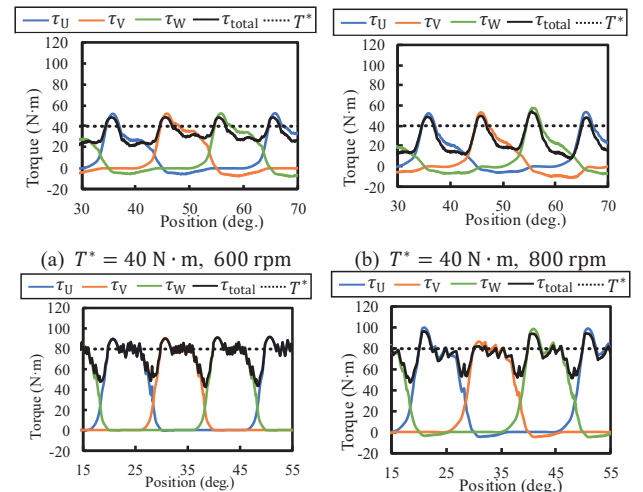


Fig. 9 Calculated torque waveforms in case of variable commutation period control.

(d)は高負荷低速域の結果である。これらの図を見ると、通電区間可変制御を用いたとしても、高速域と高負荷域では、トルクを指令値に常に追従させることは困難であることがわかる。しかしながらその一方で、一時的に指令値を上回る区間もあることから、この区間を何らかの方法で広げることができれば、平均的なトルクを指令値に追従させるこ

とができると考えられる。次章では、上述の点に着目し、瞬時トルクを指令値に追従させるのではなく、平均トルクを指令値に追従させる制御法について検討を行う。

4. 平均トルク制御

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た。しかし、前章で示したとおり、ある一定の速度またはトルク以上になると、瞬時トルクを常に指令値に追従させるのは困難になる。そこで本章では、そのような高速・高負荷域において、瞬時トルクではなく、平均トルクを指令値に追従させる制御法について検討する。最終的には、通電区間可変制御と平均トルク制御を組み合わせることで、モータ駆動領域のさらなる拡大を目指す。

4.1 制御原理

前章までの検討により、通電区間可変制御ではトルク指令値 $60 \text{ N}\cdot\text{m}$ 以下かつ回転数 400 rpm 以下の範囲であれば、瞬時トルクを指令値に追従させられることが明らかになった。したがって、平均トルク制御はその範囲を超える高速域および高負荷域で適用する。以下、制御原理について述べる。

Fig. 10 に、平均トルク制御の概念図を示す。通電区間可変制御を適用したとき、回転速度の上昇や負荷の増大に伴い、励磁相切り替え時にトルクの谷が発生して指令値に追従させるのが困難になる。そこで、モータ 1 周期分の平均トルクを指令値に追従させるように制御を行う。アクセルからのトルク指令値 T^* に対して、指令値を下回っている間のトルク面積を S_1 、上回っている間のトルク面積を S_2 とすると、平均トルクを指令値に追従させるためには $S_1 = S_2$ とすれば良いことがわかる。そこで本制御では、トルク指令値を元々の T^* から T_h^* に更新することで、平均トルクを指令値 T^* に追従させる。具体的には(4)式に示すように、トルク指令値 T^* と合計トルクが最も小さくなる時の値 T_{min} の差を $\Delta T = T^* - T_{min}$ と定義し、これにゲイン K をかけて指令値 T^* に上乘せすることで T_h^* を算出する。なお、各動作点におけるゲイン K は、平均トルクが指令値に追従できるように試行錯誤的に調整する。

$$\begin{aligned} T_h^* &= T^* + K \times \Delta T \\ &= T^* + K \times (T^* - T_{min}). \end{aligned} \quad (4)$$

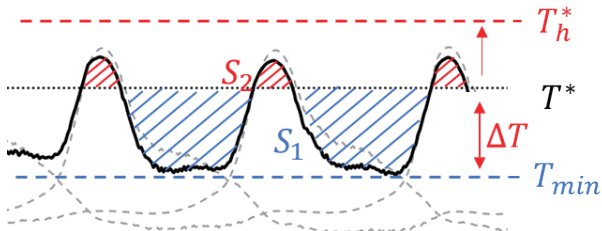


Fig. 10 Conceptual diagram of average torque control.

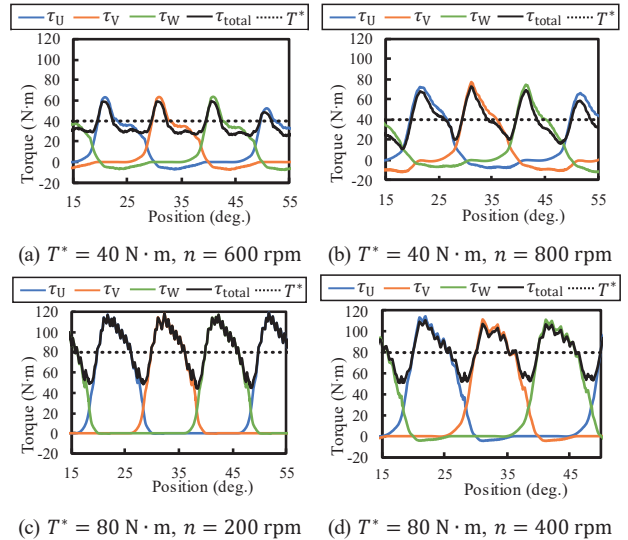


Fig. 11 Calculated torque waveforms in case of average torque control.

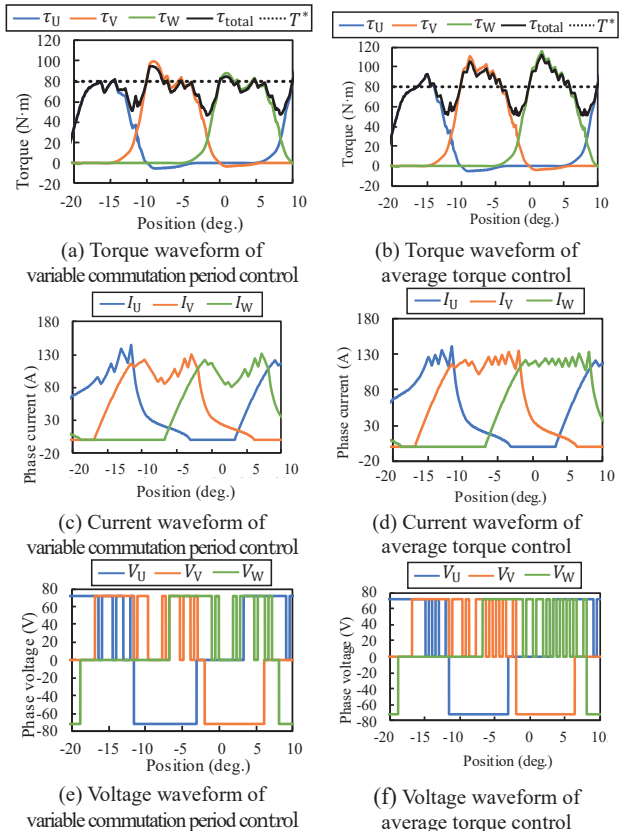


Fig. 12 Comparison of waveforms of variable commutation period control and average torque control at a torque command value of $80 \text{ N}\cdot\text{m}$ and a rotational speed of 400 rpm .

4.2 シミュレーション結果

Fig. 11 に、平均トルク制御を適用したときのトルク波形の計算値を示す。同図(a), (b)はトルク指令値が $T^* = 40 \text{ N}\cdot\text{m}$ で、回転速度が 600 rpm 以上の結果であることから、高速域に相当する。これらの図を見ると、瞬時トルクは指令値に追従してはいないが、平均トルクが指令値に追従しており、Fig. 9(a), (b)に示した通電区間可

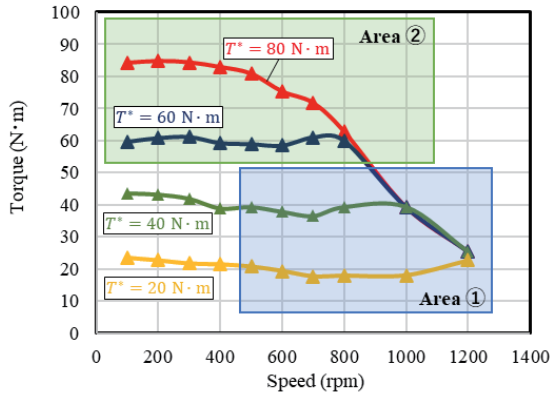


Fig. 13 Calculated speed · torque characteristics in case of combining variable commutation period control and average torque control.

変制御時よりも改善していることが了解される。

一方、同図(c)および(d)はトルク指令値が $T^* = 80 \text{ N}\cdot\text{m}$ の結果であることから高負荷域に相当する。これらの図を見ると、高負荷域においても、Fig. 9(c), (d)に示した結果よりも改善しており、提案制御法の有用性が了解される。

Fig. 12 に、通電区間可変制御および平均トルク制御のトルク波形、電流波形、電圧波形の比較を示す。このときのトルク指令値は $T^* = 80 \text{ N}\cdot\text{m}$ 、回転速度は $n = 400 \text{ rpm}$ である。同図(c)および(e)はそれぞれ通電区間可変制御の電流波形と電圧波形である。V 相に着目すると、励磁開始角 θ_b は -16.8 deg. であり、励磁終了角については電流漸減モードが適用され、 -2 deg. 付近で励磁が終了されていることがわかる。そして、同図(d)および(f)は平均トルク制御の電流波形およびトルク波形である。同様にして V 相に着目すると、励磁開始角 θ_b と励磁終了角は通電区間可変制御と比較してほとんど変化していないことがわかる。しかし、トルク指令値を T^* から T_h へと更新したことで Section II で高い電流値が維持できていることが了解される。

Fig. 13 に、通電区間可変制御と平均トルク制御を組み合わせた場合の速度対トルク特性を示す。この図を見ると、通電区間可変制御で追従可能な $60 \text{ N}\cdot\text{m}$ 以下かつ 400 rpm 以下の範囲を超えて、平均トルクを指令値に追従させることができ、Fig. 7 と比べてモータ駆動領域が大幅に拡大したことがわかる。

4.3 実証試験

本節では、平均トルク制御の実証試験の結果について述べる。Fig. 14 に、実験システムの構成を示す。試作 AFSRM の出力軸にはトルクメータを介してブレーキが接続されており、任意の負荷を印加することができる。試作 AFSRM の駆動回路は、Fig. 3 に示した非対称ハーフブリッジコンバータであり、自作したものである。モータに取り付けたレゾルバからの位置情報を従い、制御ボードにより、コンバータを適切なタイミングでスイッチングして、AFSRM の各相を励磁する。AFSRM の巻線の印加電圧、励磁電流はスコープコーダを用いて測定した。なお、直流電源電圧は 72 V である。

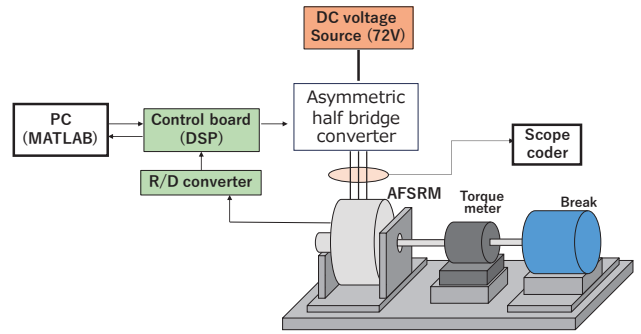


Fig. 14 Schematic diagram of experimental system.

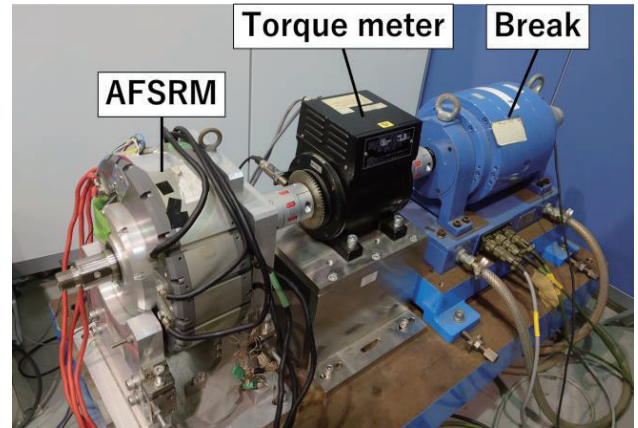
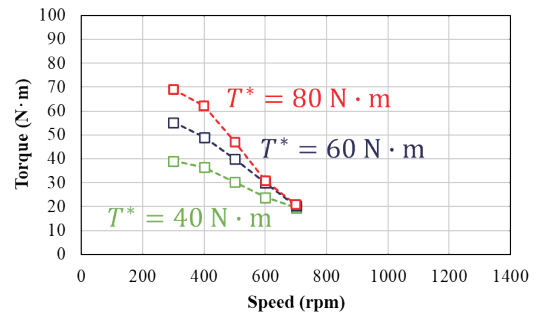
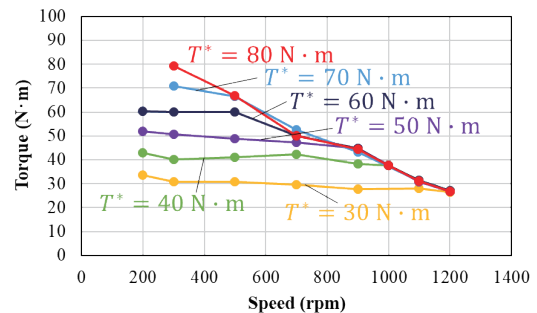


Fig. 15 Appearance of test bench.



(a) IPTDC



(b) Average torque control

Fig. 16 Measured speed · torque characteristics in case of IPTDC and average torque control.

Fig. 15 に、実験システムの外観を示す。4.1 節で述べたように、平均トルク制御における(4)式のゲイン K は、平均トルクが指令値に追従できるように、実証実験においても動作点毎に試行錯誤的

に調整した。

Fig. 16(a)に、従来の IPTDC の速度対トルク特性を示す。一方、同図(b)は平均トルク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、提案手法を用いることで、従来手法よりも幅広い速度で指令トルクに追従させることができていることがわかる。また、駆動領域も大幅に広がったことが了解される。例えば、700 rpm 時の最大トルクは IPTDC が約 20 N・m であるのに対し、平均トルク制御では約 50 N・m とおおよそ 2.5 倍に向上したことがわかる。

5. まとめ

以上、本論文では先行研究で開発した小型 EV 用アキシヤルギヤップ型 SR モータ (AFSRM) を考察対象とし、瞬時相トルク分配制御 (IPTDC) で課題となっていたモータ駆動領域の狭さを改善するため、従来固定されていた通電区間を回転速度やトルク指令値に応じて柔軟に変化させ、中速域でのトルクを向上させる通電区間可変制御に加えて、瞬時トルクでは無く平均トルクを指令値に追従させることで、さらなる高速・高負荷域までモータ駆動領域を拡大させる制御法について検討を行った。

シミュレーションの結果、トルク指令値に追従できる範囲が高速・高負荷領域まで大幅に広がり、モータ駆動領域を大幅に拡大す

ることができた。また、実証試験においても、従来の IPTDC と比較して幅広い速度で指令トルクに追従させることができることを実証した。なお、700 rpm 時の最大トルクは従来制御の 2.5 倍と大幅に向上した。

今後は、本制御手法を適用した小型 EV の走行試験を行う予定である。

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) K. Kiyota, A. Chiba: *Technical Meeting on Rotating Machinery*, RM-11-114 (2011) (in Japanese).

2023年10月22日受理, 2023年11月19日再受理, 2023年11月30日採録