

科学研究費助成事業 研究成果報告書

令和元年6月5日現在

機関番号：15301

研究種目：若手研究(B)

研究期間：2015～2018

課題番号：15K18021

研究課題名(和文)レアアースフリーな電動自動車に向けた新制御理論に基づくSRモータ駆動法の開発

研究課題名(英文)Development of SR Motor Driving Method Based on New Control Theory for Rare Earth Free Electric Vehicles

研究代表者

梅谷 和弘(Umetani, Kazuhiro)

岡山大学・自然科学研究科・助教

研究者番号：60749323

交付決定額(研究期間全体)：(直接経費) 3,100,000円

研究成果の概要(和文)：スイッチトリラクタンスモータ(SRモータ)は永久磁石が不要なことから、堅牢性や安価性に優れたモータである。その反面、騒音の原因になるトルクリップルや、モータを駆動するインバータの電源電流に発生する電源電流リップルが大きい、高速駆動が困難という問題がある。本研究では、これらの課題を同時に解決する技術として、新しい相電流波形による駆動方法を提案することができた。さらに、この駆動方法によるデメリットである相電流の増加を最小限に抑えるため、この駆動方法に適したSRモータの構造を解明した。

研究成果の学術的意義や社会的意義

近年、環境負荷が少ない電動自動車としてEVやHVが急速に普及し始めている。このような自動車の駆動には、小型・高出力なモータが必要であり、その観点から現在、埋め込み磁石同期モータを広く用いている。ところが、このモータはレアアースを主成分とするネオジウム磁石を多用するために、レアアースの供給不安定の影響を受けやすく、価格が高くなりやすい。本研究では、埋め込み磁石同期モータを、レアアースを用いないスイッチトリラクタンスモータに置き換えることのために必要な新しい駆動方法を、世界に先駆けて開発することができた。本成果を活用することで、EVやHVの安定的な普及が可能になると期待している。

研究成果の概要(英文)：Switched reluctance motors (SR motor) are excellent in durability and low cost because permanent magnets are not required. On the other hand, there are problems such as large torque ripple which causes noise, large power supply current ripple generated in the power supply current of the inverter which drives the motor, and difficulty in high-speed drive. To solve this problems simultaneously, this paper proposed a driving method of the SR motor using a new phase current waveform. In addition, this paper elucidated the optimum structure of SR motor suitable for this driving method in order to minimize the increase of phase current, which is a drawback of this driving method.

研究分野：パワーエレクトロニクス

キーワード：電気自動車 ハイブリッド自動車 同期モータ インバータ トルクリップル

様式 C-19、F-19-1、Z-19、CK-19（共通）

1. 研究開始当初の背景

近年、環境負荷が少ない電動自動車としてEV(Electric Vehicle)やHV(Hybrid Vehicle)が急速に普及し始めている。図1の構成図に示すように、これらの自動車はモータによって駆動されるが、このモータには車載ならではの様々な厳しい制約がある。まず、限られた空間に収まるように小型でなくてはならない。また、自動車の走行は、高速走行から渋滞時の低速走行まで幅広い上に、急発進など瞬時に高トルクが求められることもある。このため、モータは高速回転から低速回転まで幅広い回転速度で動作し、しかも、高トルクを出す必要がある。

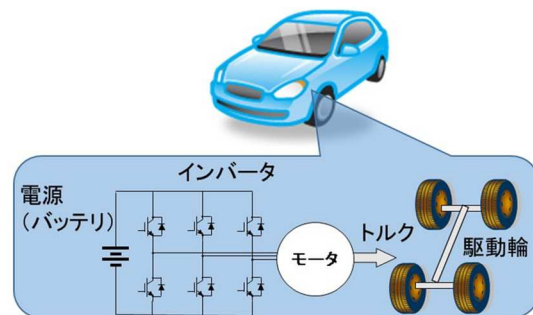
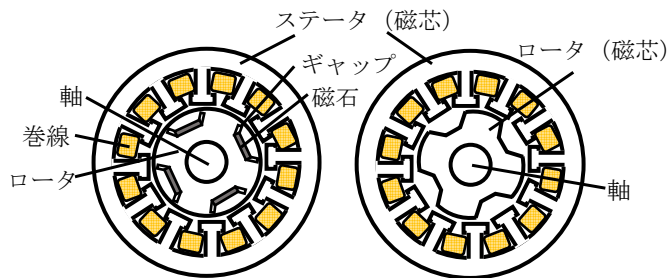


図1 電動自動車の駆動システムの構成例

このような厳しい要求の下、現状では図2(a)に示す埋め込み磁石同期モータが広く電動自動車に用いられている。ところが、このモータはレアアースを主成分とするネオジウム磁石を多用するために、レアアースの供給不安定の影響を受けやすく、また、価格が高くなりやすい。そのために、EV、HVの低価格車への普及が妨げられている。そこで、埋め込み磁石同期モータに代わるモータとして、SRモータ(Switched Reluctance Motor)が注目されている。



(a) 埋め込み磁石同期モータ (b) SRモータ

図2 モータの構造

SRモータは、図2(b)に示すように巻線と鉄芯から成るステータと、鉄芯のみから成るロータで構成される。SRモータは、磁石が不要なことからレアアースに伴う問題がない上、小型でも高トルクを実現できることが知られている。ところが、SRモータには通常のモータにはない独自の課題がある。中でも、自動車への応用にとって特に重要な課題として、下記の三つが挙げられる。

SRモータは、図2(b)に示すように巻線と鉄芯から成るステータと、鉄芯のみから成るロータで構成される。SRモータは、磁石が不要なことからレアアースに伴う問題がない上、小型でも高トルクを実現できることが知られている。ところが、SRモータには通常のモータにはない独自の課題がある。中でも、自動車への応用にとって特に重要な課題として、下記の三つが挙げられる。

1. 直流電源からの供給電流に大きい電流リップルが重畳する
バッテリーからの供給電流に大きいリップルが含まれると、バッテリーが劣化しやすい。特に低速回転時は、電流リップルの周波数が低く、平滑コンデンサで平滑が困難である。
2. トルク出力に大きいトルクリップルが重畳する
トルクリップルが大きいと、乗り心地が悪化する。
3. 高速回転時にモータ制御応答が悪化する

SRモータはステータとロータの磁極が対向する回転角でインダクタンスが極端に大きく、高速回転時に電流が追従しにくい。

これまで、特に前記課題1と2の解決をターゲットに、数多くの技術が提案されてきた。トルクリップルについては、例えば、特別な相電流波形により低減を図る技術[1]-[3]が提案されている。また、電源電流リップルに関しては、追加回路と特別な制御方法の組み合わせによる技術[4][5]が提案されている。しかしながら先行技術の多くは、トルクリップルか電源電流リップルのいずれかを低減する技術である。この両方を低減する技術はほとんどなされていない上、前記課題3までを視野に入れた研究はほぼ皆無と云ってよい。

2. 研究の目的

本研究の目的は、SRモータの車載を可能にするため、上述の三つの課題すべてを解決するような相電流波形を発見し、それによるトルクリップル低減・電源電流リップル低減・高周波駆動実現を実証することにある。

3. 研究の方法

スイッチトリラクタンスモータは、従来、矩形波状の相電流を流して磁気飽和をさせながら駆動することが一般的であり、この際のモータ特性が著しく非線形性を示すことから、これまで前述の三つの課題のすべてを満たすように駆動する方法を見出すことは難しいとされてきた。しかしながら、申請者は矩形波状の相電流という固定観念を離れることで非線形性の問題を回避しながら、三つの課題のすべてを解決できるのではないかと考えた。すなわち、本研究では、相電流を次の方針に従って決めることにした。

1. 磁極への磁束量が常に飽和磁束量以下となるように制御する
従来の矩形波電流による駆動法では、インダクタンスが大きい回転角でも通電するため、過大な磁束が発生しやすい。そこで、本研究で導出する駆動法では、磁極の磁束量を常に飽和磁束量以下の所定の値に制御するというように、磁束量に制限を持たせるという考

え方に立つ。このとき、過大な磁束の発生を抑制でき、高速回転時にも磁束制御が追従できて課題3を解決できる。

2. 磁束を用いて表現したトルク、電源電流の理論式が両方とも一定になる条件であらかじめ磁束波形を定め、この磁束波形になるように巻線電流を制御する

これにより、定電源電流、定トルクが両立する。なお、前記の項目1の効果により磁気抵抗に磁気飽和の影響による非線形性がなくなるため、定電源電流、定トルクを両立する磁束波形は後述のように解析的に求めることができる。さらに、磁気抵抗に磁気飽和による非線形性がないことから、出力が変化しても同じ電流波形の拡大・縮小で制御できる。このため、ひとつの電流波形のテーブルがあれば、高速な演算を用いなくても、モータ制御を構成できる。

そこで、本研究では、この考えに立って実際に相電流波形を導出する方法を開発し、この相電流波形によって上記の課題を解決できるかどうかを実験的に検証した。最初に、市販のSRモータに対して相電流波形を導出したが、その際、提案する相電流波形は従来の矩形波状の相電流波形に比べて実効値が顕著に増加し銅損増加の懸念があることが判明した。そこで、次にSRモータのロータ構造を最適化して、提案する相電流波形の実効値をできるだけ小さくできるSRモータのロータ構造を新しく開発した。

4. 研究成果

(1) 相電流波形の導出

最初に、トルクリップルと電源電流リップルの両方を低減できる相電流波形を解析的に導出する。矩形波電流をベースにした多くの最適化方法では矩形波の傾きや点弧消弧角の全パターンからトルクリップルが最小になる組み合わせを探索している。しかし、相電流が急激に変化する矩形波をベースにした相電流波形では電源電流リップルを避けることができないため、両リップルを抑制するためには矩形波とは異なる波形が必要になる。その際、無限に存在する相電流波形候補の中から両リップル抑制可能な波形を探索することは不可能に近い。したがって、まずは、トルクと電源電流のそれぞれにリップルが含まれないための条件をトルクと電源電流の解析モデルから導出する。

図2に示すような3相SRMを対象とし、磁気飽和の影響は受けないことを仮定すると、瞬時トルクは以下のように表現できる。

$$\tau = -\frac{P}{2} \left(\frac{\partial R_U}{\partial \theta} \phi_U^2 + \frac{\partial R_V}{\partial \theta} \phi_V^2 + \frac{\partial R_W}{\partial \theta} \phi_W^2 \right) \quad (1)$$

一方、電源電流は、インバータ損失とモータ損失が機械出力に対して無視できるほど小さいことを仮定すると、インバータの瞬時出力電力を電源電圧で割ることで次のように表現できる。

$$\begin{aligned} i_E &= \frac{1}{V_{dc}} \left(R_U \phi_U \frac{d\phi_U}{dt} + R_V \phi_V \frac{d\phi_V}{dt} + R_W \phi_W \frac{d\phi_W}{dt} \right) \\ &= \frac{P\Omega}{2V_{dc}} \left(\frac{\partial R_U}{\partial \theta} \phi_U^2 - \frac{\partial R_U}{\partial \theta} \phi_U^2 + \frac{\partial R_V}{\partial \theta} \phi_V^2 - \frac{\partial R_V}{\partial \theta} \phi_V^2 + \frac{\partial R_W}{\partial \theta} \phi_W^2 - \frac{\partial R_W}{\partial \theta} \phi_W^2 \right) \end{aligned} \quad (2)$$

(矩形波状電流での駆動の際、電流の急激な変化に伴い、磁束が急激に変化すると大きなスパイクが電源電流に発生することは(2)から明らかである。)ここで、3相SRMの各相は電気角120度ずつ位相差を持つため、U相が対向位置を電気角0度とすると以下のように変換できる。

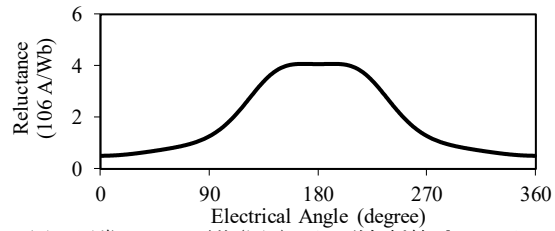


図3 通常のロータ形状(図1)による磁気抵抗プロファイル

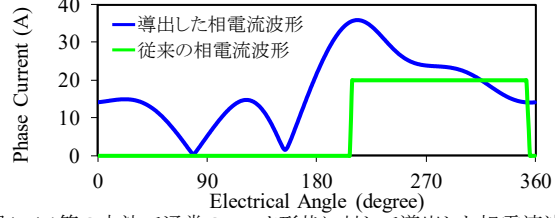


図4 4.1節の方法で通常のロータ形状に対して導出した相電流波形

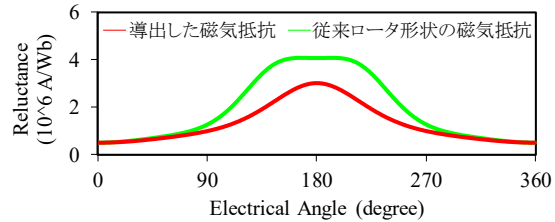


図5 4.2節の方法で導出した磁気抵抗プロファイル

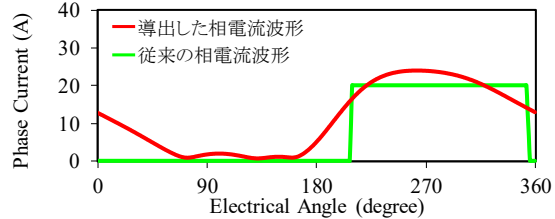


図6 4.2節の方法で導出したロータ形状に対する相電流波形

$$\tau = \frac{P}{2} \left\{ f(\theta) + f\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + f\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \right\} \quad (3)$$

$$i_E = \frac{P\Omega}{2V_{dc}} \left\{ \frac{d}{d\theta} g(\theta) - f(\theta) + \frac{d}{d\theta} g\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) - f\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + \frac{d}{d\theta} g\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) - f\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \right\} \quad (4)$$

このとき、 $g(\theta)$ と $f(\theta)$ は以下のように定義している。

$$g(\theta) = R_U(\theta) \varphi_U^2(\theta) \quad (5)$$

$$f(\theta) = \frac{\partial R_U(\theta)}{\partial \theta} \varphi_U^2(\theta) = \frac{\partial \ln R_U(\theta)}{\partial \theta} g(\theta) \quad (6)$$

式(3)(4)より、トルクと電源電流にリップルが含まれないためには、 $f(\theta)$ と $g(\theta)$ がどちらも3の倍数次の高調波を含まなければよい。したがって、そのような条件を満たす $g(\theta)$ が見つかれば、トルクリップルも電源電流リップルも発生しない相電流波形が以下の式より求まる。

$$i_U(\theta) = \sqrt{g(\theta)R_U(\theta)}/N \quad (7)$$

ここから、上記条件を満たす $g(\theta)$ を決定する。まず、 $g(\theta)$ は3の倍数次の高調波を含んではいけないため、以下のような形をとると仮定する。

$$g(\theta) \equiv A_0 + A_1 \sin \theta + A_2 \sin 2\theta + A_4 \sin 4\theta + A_5 \sin 5\theta + B_1 \cos \theta + B_2 \cos 2\theta + B_4 \cos 4\theta + B_5 \cos 5\theta \quad (8)$$

さらに、対象となるSRMの磁気抵抗プロファイルを以下のようにモデル化する。

$$\ln R_U(\theta) = K_0 - K_1 \cos \theta - K_2 \cos 2\theta - K_3 \cos 3\theta - K_4 \cos 4\theta - K_5 \cos 5\theta \quad (9)$$

式(8)(9)を式(6)に代入する。 $f(\theta)$ にも3の倍数次の高調波を含まないための、 A_0-A_5 、 B_1-B_5 の条件を計算すると以下の関係を得る。

$$A_2 = -\frac{k_5}{k_4} A_1 - \left(\frac{k_2}{k_4} - \frac{k_1 k_5}{k_4^2} \right) A_4, \quad (10)$$

$$B_2 = -\frac{k_5}{k_4} B_1 - \left(\frac{k_2}{k_4} - \frac{k_1 k_5}{k_4^2} \right) B_4, \quad (11)$$

$$A_4 = -\frac{k_4 - k_2 + (k_1 - k_5) \frac{k_5}{k_4}}{(k_1 - k_5) \left(\frac{k_2}{k_4} - \frac{k_1 k_5}{k_4^2} \right) + k_1 - \frac{k_2 k_5}{k_4}} A_1, \quad (12)$$

$$B_4 = \frac{2k_3 A_0 + \left\{ k_2 + k_4 - (k_1 + k_5) \frac{k_5}{k_4} \right\}}{(k_1 + k_5) \left(\frac{k_2}{k_4} - \frac{k_1 k_5}{k_4^2} \right) + k_1 - \frac{k_2 k_5}{k_4}} B_1, \quad (13)$$

$$A_5 = -\frac{k_5}{k_4} A_4, \quad B_5 = -\frac{k_5}{k_4} B_4. \quad (14)$$

ここで k_1-k_5 は(8)を電気角で微分することにより出てくる係数であり、それぞれ以下の関係を持っている。

$$k_1 = K_1, \quad k_2 = 2K_2, \quad k_3 = 3K_3, \quad k_4 = 4K_4, \quad k_5 = 5K_5. \quad (15)$$

以上より、 A_2-A_5 、 B_2-B_5 が式(10)-(14)の関係を満たし、(8)が θ に依らず常に正であれば、任意の A_0 、 A_1 、 B_1 の組み合わせに設計することができ、得られる相電流波形は全てトルクリップルと電源電流リップルを発生しない。

例として、図3の磁気抵抗を持つSRMに対して相電流波形を導出する。 A_0 、 A_1 、 B_1 の組み合わせには任意性があるが、ここでは平均トルク0.8Nmを最小の相電流実効値で達成するように A_0 、 A_1 、 B_1 を決定すると、図4が得られる。リップル抑制効果はこの節の最後で確認する。また、図4に、同じく平均トルク0.8Nmを出力し、トルクリップルが最小になるように調整した矩形波状相電流波形も載せている。導出した電流と矩形波状電流の実効値に着目すると、それぞれ18.8Aと11.8Aで、相電流波形のみの最適化では矩形波状相電流波形に比べて実効値が大きいことが分かる。

(2) ロータ形状の最適化

通常のSRMでは、前述のようにトルクリップルと電源電流リップルの両方を低減する相電流

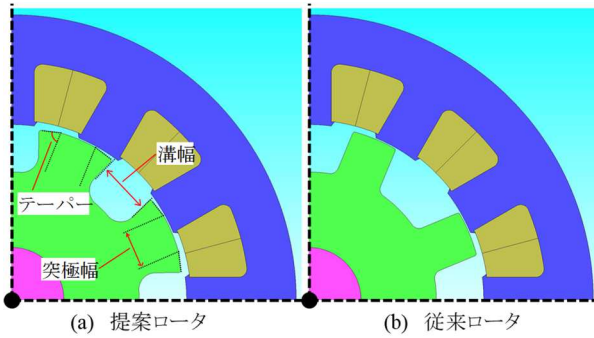


図7 ロータ形状

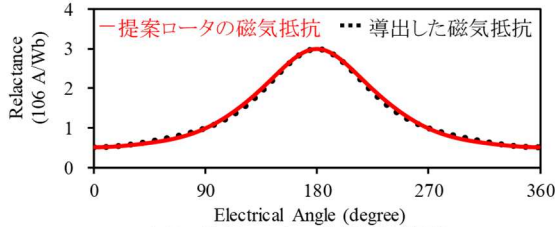


図8 提案ロータの磁気抵抗波形

位置での磁気抵抗は図3の磁気抵抗と等しく、非対向位置での磁気抵抗を図3の磁気抵抗の25%減まで許容するという条件を置き、この条件下で、平均トルク0.8Nmを最小の相電流実効値で達成する相電流波形と磁気抵抗波形を導出すると、図5と図6が得られる。磁気抵抗も最適化することで相電流実効値が18.8Aから12.8Aになり矩形波に近づいたことが分かる。

②ロータ形状の最適化

次に、得られた磁気抵抗波形を基にロータ形状を決定する。図7に提案したロータ形状を示す。図5内の対向位置付近において提案磁気抵抗は従来磁気抵抗に比べて傾きが小さいため、提案ロータでは、磁気抵抗が急激に上がってしまわないよう、突極にテーパを付けている。さらに図5内の非対向位置において、必要な磁気抵抗を確保するためにロータとステータの突極が近づきすぎないようにロータ突極の幅を調整している。これらの理由から図7に示すような、テーパの角度、突極幅、溝幅の3つのパラメータを用いて、図5の磁気抵抗波形に最も近く形状に調整した。結果として、図8に示すように、導出した磁気抵抗と近い磁気抵抗が実現できた。

(3) 導出した相電流によるリップル低減効果

上述の相電流波形およびロータ形状でトルクリップルと電源電流リップルが抑制できることを確認する。6.3.2節で導出した相電流波形⁽²⁵⁾に関しては、図3の磁気抵抗を持つSRM(図7(b))に図4を通電する。6.3.3節で導出した相電流波形とロータ形状⁽²⁶⁾に関しては、図8の磁気抵抗プロファイルを持つロータを試作し、あらためてこのロータに対して6.3.2節の要領で導出した相電流波形で駆動した。なお、リップルの比較のため、従来のロータ構造で矩形波状の相電流波形で駆動した場合も評価する。

図9に、相電流波形、トルク波形、電源電流波形のシミュレーション結果を示す。トルク波形に関して、相電流波形のみを最適化した場合もロータ形状と同時に最適化した場合のどちらも、矩形波状相電流波形で達成できる最小のトルクリップルほど小さく抑えることができています。そして、電源電流波形に関して、相電流波形のみを最適化した場合もロータ形状と同時に最適化した場合のどちらも、矩形波状相電流波形により発生する電源電流よりも大幅に抑えられていることが分かる。

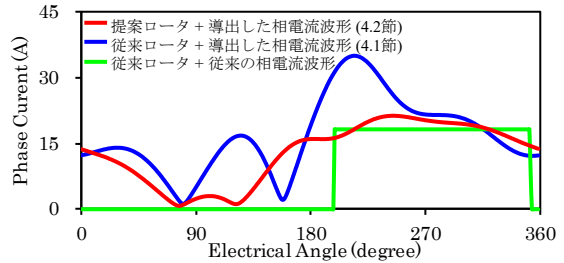
は、実効値が大きく銅損が問題となる。そこで、前述のように導出した相電流波形の実効値を最小化するようにロータ形状を最適化することを試みる。

そこで、まず相電流を最小にするような最適な磁気抵抗のプロファイルを導出する。次に、得られた磁気抵抗波形を満たすようなロータ形状を電磁界シミュレーションにより決定する。

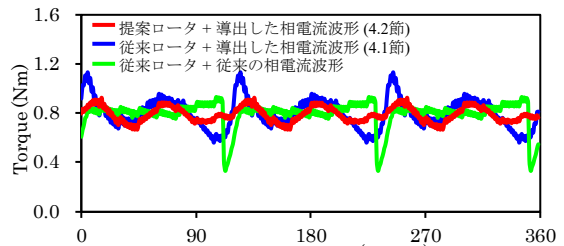
①磁気抵抗波形と相電流波形の導出方法

まず、最適な磁気抵抗波形と相電流波形を導出する。前述のように相電流波形の導出にはSRMの磁気抵抗波形を(9)のようにモデル化する必要がある。前節では、 K_0-K_5 は通常のSRMの磁気抵抗プロファイルから与えたが、ここではロータ形状も最適化できるとして K_0-K_5 も A_0, A_1, B_1 と同様に任意のパラメータとして同時に最適化する。

例として、図3の磁気抵抗を持つSRMのロータ形状を最適化する。前提条件として、対向



(a) 相電流波形



(b) トルク波形

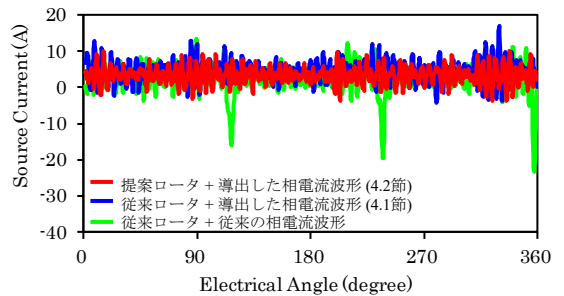


図9 シミュレーション波形

<引用文献>

- ① J. Ye, B. Bilgin, and A. Emadi : “An extended-speed low-ripple torque control of switched reluctance motor drives” , IEEE Trans. Power Electron., Vol. 30, No. 3, pp. 1457-1470 (Mar. 2015)
- ② H. Makino, S. Nagata, T. Kosaka, and N. Matsui : “Instantaneous current profiling control for minimizing torque ripple in switched reluctance servo motor” , in Proc. IEEE Energy Conversion Congr. Expo., Montreal, QC, Canada, pp. 3941-3948 (Sept. 2015)
- ③ B. Anvari, H. A. Toliyat, and B. Fahimi, “Simultaneous Optimization of Geometry and Firing Angles for In-Wheel Switched Reluctance Motor Drive” , IEEE Trans. Transportation Electrification, Vol. 4, No. 1, pp. 332-329 (Mar. 2018).
- ④ F. Yi and W. Cai, “Repetitive control-based current ripple reduction method with a multi-port power converter for SRM drive,” in Proc. IEEE Transportation Electrification Conf. Expo., Dearborn, MI, USA, pp. 1-6, Jun. 2015.
- ⑤ W. Cai and F. Yi, “An Integrated Multiport Power Converter With Small Capacitance Requirement for Switched Reluctance Motor Drive,” IEEE Trans. Power Elect., vol. 31, no. 4, pp. 3016-3026, Apr. 2016.

5. 主な発表論文等

[雑誌論文] (計 1 件)

- ① K. Umetani, M. Yamamoto and E. Hiraki, “Simple Flux-based Lagrangian Formulation to Model the Non-linearity of Concentrated-winding Switched Reluctance Motors,” IET Electronics Letters, vol. 51, no. 24, pp.1984-1986, Nov. 2015. (査読有り)

[学会発表] (計 7 件)

- ① T. Kusumi, K. Kobayashi, T. Hara, K. Umetani, and E. Hiraki, “Core loss modeling based on equivalent circuit for switched reluctance motors,” in Proc. IEEE Intl. Conf. Ind. Tech. (ICIT2019), Melbourne, Australia, Feb. 2019, pp. 1795-1800. (査読有り)
- ② T. Kusumi, T. Hara, K. Umetani, and E. Hiraki, “Rotor configuration which reduces copper loss of switched reluctance motors with suppression of torque ripple and input current ripple,” in Proc. IEEE Energy Conversion Congr. Expo. (ECCE2018), Portland, OR, USA, Sept. 2018, pp. 6097-6103. (査読有り)
- ③ T. Kusumi, T. Hara, K. Umetani, and E. Hiraki, “Theoretical derivation of phase current profile for switched reluctance motors to suppress radial force ripple and torque ripple,” in Proc. IEEE Intl. Sym. Ind. Electron. (ISIE2018), Cairns, Australia, Jun. 2018, pp. 1037-1042. (査読有り)
- ④ T. Kusumi, T. Hara, K. Umetani, and E. Hiraki, “Simple analytical derivation of magnetic flux profile eliminating source current ripple and torque ripple of switched reluctance motors for electric vehicle propulsion,” in Proc. IEEE Appl. Power Electron. Conf. (APEC2017), Tampa, FL, USA, Mar. 2017, pp. 3142-3149. (査読有り)
- ⑤ 楠見隆行, 原拓斗, 梅谷 和弘, 平木 英治 「電気自動車用スイッチトリラクタンスモータにおけるトルクリップルと電源電流リップルを抑制するための相電流プロファイルと磁気抵抗プロファイルの導出」平成 29 年 9 月電気学会回転機研究会, 佐賀, SA-17-79, pp. 71-76. (査読なし)
- ⑥ T. Kusumi, T. Hara, K. Umetani, and E. Hiraki, “Simple control technique to eliminate source current ripple and torque ripple of switched reluctance motors for electric vehicle propulsion,” in Proc. Annu. Conf. IEEE Ind. Electron. Soc. (IECON2016), Florence, Italy, 2016, pp. 1876-1881. (査読有り)
- ⑦ 楠見 隆行, 梅谷 和弘, 平木 英治, 「SRM のモデル化に向けた鉄損の電気角依存性評価」平成 27 年 9 月電気学会産業応用部門大会, 大分, Y-99. (査読なし)

6. 研究組織

(1)研究分担者
該当なし

(2)研究協力者
該当なし