リラクタンストルクを有効利用した 鉄道車両駆動用永久磁石同期電動機の回転子設計

正 員 近藤 稔* 正 員 近藤圭一郎*
学生員 藤島 寧** 正 員 若尾 真治**

Rotor Design of Permanent Magnet Synchronous Motor for Railway Vehicle

Minoru Kondo*, Member, Keiichiro Kondo*, Member, Yasushi Fujishima**, Student Member,
Shinji Wakao**, Member

The permanent magnet synchronous motor (PMSM) is an efficient machine, which has found application over wide power and speed ranges. This paper presents the optimal rotor design of a PMSM for use on a railway vehicle. This design utilizes reluctance torque in order to develop higher torque at starting with low open circuit voltage at high speed.

キーワード：永久磁石同期電動機，主電動機，最適化，リラクタンストルク
Keywords: Permanent magnet synchronous motor, traction motor, optimization, reluctance torque

1. はじめに

永久磁石同期電動機は効率等の点で優れており，電気自動車用，一般産業用モータ等として用いられている。鉄道車両駆動用電動機（主電動機）の電動機方式は誘導電動機が一般的であるが，高効率で小形軽量化に有利な永久磁石同期電動機は主電動機に適した電動機方式として期待されており，直接駆動式主電動機や全閉式主電動機の開発等において，鉄道車両駆動への適用が検討されている。それらの開発においては，高効率な永久磁石同期電動機を使用することで，低騒音で省保守な主電動機を実現できることが確認されている。その一方で，開発を通じて永久磁石同期電動機に特有の現象も明らかになっている。その一つとして永久磁石の鎖交磁束により高速惰行時に自然に電力回生が生じる現象がある。この現象の対策としてはいくつかの方法があるが，リラクタンストルクを併用することにより永久磁石による誘起電圧を十分に小さくし，最高速度でも自然に回生が生じないようにする方法が，高効率という利点を損なわずに低コストで信頼性の高い主回路システムを

構成することができる最も有力な方法である。
本論文ではこの観点から，リラクタンストルクを併用した埋込磁石形永久磁石同期主電動機の回転子構造を検討し提案する。さらに在来線車両用全閉式主電動機にこれを適用した場合を例に取り，その回転子形状の最適化設計計算を行い，最適な回転子形状の具体例を示す。最適化設計計算においては複数の目的関数を同時に考慮するために多目的最適化手法を用いる。

2. 鉄道車両駆動用永久磁石同期電動機におけるリラクタンストルク利用

永久磁石同期主電動機を駆動するインバータは電圧形PWMインバータが適している⁽¹⁾。しかし，電圧形インバータでは，永久磁石同期電動機から直流入力回路側に対しては，逆導通ダイオードにより3相全波整流回路になるため，高速惰行時に自然に電力回生が起きる可能性がある（図1）。

従って，主回路保護等の観点から，永久磁石の鎖交磁束を十分に小さくし，永久磁石による誘起電圧（無負荷誘起電圧）のピーク値を直流入力電圧以下として電力回生が起きないようにする事が望ましい。その場合，必然的に永久磁石の鎖交磁束は小さくせざるを得ない。これを数式で表すと(1)式となる。

$$\Phi_a = \frac{E_{m\max}}{\omega_{\max}} < \frac{E_d}{\sqrt{2}\omega_{\max}} \dots\dots\dots(1)$$

ただし， Φ_a ：永久磁石による鎖交磁束， $E_{m\max}$ ：最高回転速度における無負荷誘起電圧実効値， $\omega_{\max}$ ：最高角周波

* (財) 鉄道総合技術研究所
〒185-8540 東京都国分寺市光町 2-8-38
Railway Technical Research Institute
2-8-38, Hikari, Kokubunji, Tokyo 185-8540
** 早稲田大学 電気・情報生命工学科
〒169-8555 東京都新宿区大久保 3-4-1
Department of Electrical Engineering and Bioscience, Waseda University
3-4-1, Ohkubo, Shinjuku, Tokyo 169-8555

PMSM : Permanent Magnet Synchronous Motor, DI : Diode, Tr : Transistor, FC : Filter Capacitor, OVCRf : Over Voltage Protective Rectifier, OVRe : Over Voltage Protective Resistor, Ed : DC Source Voltage.

図 1 電圧形インバータを用いた主回路システム

Fig. 1. PMSM drive system with VSI.

数, E_d : インバータ直流入力電圧, である。

しかし, このように永久磁石の鎖交磁束を小さくした場合, 磁石トルクが小さくなり, 必要なトルクが得られなくなるという問題がある。そこで, 埋込磁石形永久磁石同期電動機等の突極構造を有する回転子を持つ永久磁石同期電動機を用いれば, リラクタンストルクによりトルクの不足を補うことが可能となる。突極構造を有する永久磁石同期電動機の出力トルクは良く知られているように (2) 式のように表すことができる。

$$T = p\phi_a i_q + p(L_d - L_q) i_d i_q \dots\dots\dots (2)$$

ただし, T : トルク, p : 極対数, i_d : d 軸電流, i_q : q 軸電流, L_d : d 軸インダクタンス, L_q : q 軸インダクタンス, である。

(2) 式中で右辺第 1 項が磁石トルク, 右辺第 2 項がリラクタンストルクに対応する。リラクタンストルクは回転子の突極構造により発生するため, 十分なリラクタンストルクを得るためには突極性が大きくなるように回転子構造を最適化する必要がある。

また, 鉄道車両用主電動機は起動時に大きなトルクが必要とされる一方で, 最高速度において走行抵抗に打ち勝つ必要があり, 高速域まで広範囲可変速運転が可能な電動機であることが求められる。永久磁石同期電動機が高速域で出力低下しないようにするためには, 電動機の機器定数が以下の関係を満たすように電動機を設計すれば良いことが知られている⁽⁶⁾。

$$\Phi_{d \min} \equiv \Phi_a - L_d i_{\max} = 0 \dots\dots\dots (3)$$

ここで, $i_{\max}$ は最大相電流実効値であり, $\Phi_{d \min}$ は d 軸最小鎖交磁束と呼ぶこととする。

(1) ~ (3) 式を用いれば, 機器定数の理想的な組み合わせ決定することができ, これらの要求を同時に満たす電動機が存在する可能性があることが分かる⁽⁴⁾。よって, 以下ではそのような特性を実現できる電動機の回転子構造を追求

図 2 マルチフラックスバリア回転子

Fig. 2. Multi flux barrier rotor.

していく。突極性に関わる L_d と L_q は基本的に鉄心形状により決まるが, ϕ_a は鉄心形状が定まった後で永久磁石の量によりある程度調整可能である。よって, 以下ではまず, 突極性を最大化することを目的として鉄心の構造を決定し, その上で, 各要求を同時に満たすように磁石量や各部の寸法を決定する最適化計算を行う。

3. リラクタンス同期電動機における最適磁気障壁層形状

大きなリラクタンストルクを得ることができる回転子構造としては, 図 2 に示すような複数の磁気障壁層を有するマルチフラックスバリア構造⁽²⁾があり, 著者らはこれについて, 突極性を最大化する磁気障壁層形状を明らかにしている⁽³⁾。本論文で最適化を行う回転子の形状はこの磁気障壁層形状に基づくものであるため, ここで簡単にその形状について紹介する。

埋込磁石形永久磁石同期電動機において, 突極性を最大化する形状は, q 軸方向 (リラクタンス同期電動機における d 軸方向) に磁束を良く通すように鉄心の磁路が形成され, d 軸方向 (同じく q 軸方向) に対しては磁気障壁層により磁束が流れにくくなっている回転子形状である。q 軸方向に磁束を通し易くするためには, 磁路の形状は回転子が全て鉄であるときの磁力線の形状に沿った形にするのが良い。また, d 軸方向に磁路を通りにくくするためには磁気障壁層の形状は回転子が全て磁気障壁層であるときの磁気ポテンシャルの等値線に沿った形状にするのが良い。

回転子表面の磁気ポテンシャル ϕ が

$$\phi = \phi_0 \cos(p\theta) \dots\dots\dots (4)$$

(ただし, p : 極対数, θ : 角度 (図 2 参照), ϕ_0 : 磁気ポテンシャルピーク値) で与えられた場合, 回転子が全て均一な透磁率の物質で構成されるときに回転子内部の磁気ベクトルポテンシャル A と磁気ポテンシャル ϕ は式で表される。

$$\left. \begin{aligned} \phi &= \phi_0 (r/r_0)^p \cos(p\theta) \\ A &= -\mu_s (r/r_0)^p \sin(p\theta) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (5)$$

ただし, r_0 : 回転子半径, μ_s : 回転子材料の透磁率, で

図 3 最適磁気障壁形状

Fig. 3. Optimal designs of flux barriers.

ある。

よって、磁路の形状（磁気障壁層形状に等しい）を次式の関数 f の等値線に沿った形状にすれば、 L_q を最大化すると同時に L_d を最小化できるので、突極性を最大化することができる。

$$f = (r/r_0)^p \sin(p\theta) \dots\dots\dots (6)$$

この式に従って層数が 6 の場合について作図した回転子形状の例を図 3 に示す。図 3 は関数 f に関しての均等分割の考え方に従い作図したものである。均等分割とは、各磁気障壁層を定義する 2 つの境界線における関数 f の値の差が、各磁気障壁層間で等しく、また、鉄心層について同様のことが成り立つように磁気障壁層の位置を定める方法である。均等分割の際には各磁気障壁層の境界での関数 f の値は次式で表現できる。

$$f = \frac{1}{2n_l} \{ (2i_l - 1) \pm K_a \} \dots\dots\dots (7)$$

ただし、 n_l ：磁気障壁層数、 $i_l = 1, 2, \dots, n_l$ 、 K_a ：磁気障壁層の割合であり、 K_a は 0~1 の範囲の値をとる。

なお、これは回転子中心点および回転子外周と d 軸の交点が鉄心層に含まれるように磁気障壁層を配置した場合である。このとき、 n_l は層数であるため整数値をとる。

4. 最適磁気障壁層形状の埋込磁石形永久磁石同期電動機への適用

突極性を最大化するための磁気障壁層形状は前章で述べたとおりであるが、その前提は層数が十分に大きいリラクタンス同期電動機であり、実際の埋込磁石型永久磁石同期電動機にこれを適用する場合には、製作の容易さや遠心力により発生する応力のことも考えて構造や層数を決定する必要がある。まず、主電動機のような比較的大型の永久磁石同期電動機では焼結希土類永久磁石が用いられるので、複雑な曲線部が無いことが望ましい。よって、まず、最適磁気障壁層形状を直線近似する方法を考える。今回考案した直線近似法を図 4 に示す。

この形状は最適形状を複数の直線の組み合わせで近似するものである。ここで、図 4 を用いて 4 極機の場合を例にとり最適形状を直線近似する方法を説明する。

まず、d 軸と回転子外円周の交点を点 A とし、点 A で円周に接する直線 B を引き、直線 B と q 軸とが交わる点を点 B とする。この点 B を通り、最適形状に接する線 C が、

図 4 最適形状の直線近似

Fig. 4. Approximation for the optimal shape.

近似直線の 1 つとなる。この様に作図すると、線 C は、点 A から q 軸に下ろした垂線 E と最適形状の交点で最適形状に接する線となり、その点の近傍で最適形状を最も良く近似する直線となる。

次に、d 軸と最適形状が交わる点を点 D とし、点 D で最適形状と接する直線を線 D とする。この線 D と前述の線 C により最適形状を近似する。

4 極機の場合には線 C と線 D を作図するための寸法 a_f 及び θ_f は次式で表す事ができ、この式を用いて近似形状が簡単に作図可能である。

$$a_f = r_0 \sqrt{f} \dots\dots\dots (8)$$

$$\theta_f = \arctan f \dots\dots\dots (9)$$

次に磁気障壁層の層数について検討する。

前述の均等分割による磁気障壁層定義方法では式 (6) 中の磁気障壁層数 n_l は整数値としていた。しかし、ここに 1.5 層といった「整数 + 0.5」となる数字を入れても磁気障壁層を定義する事ができ、この場合、点 A は磁気障壁層となる。即ち、電動機表面に切り欠きができる形状となる。以下では「整数 + 0.5」の場合も含めて層数を検討していく。

図 5 に $K_a = 1/3$ の場合について、均等分割の考え方により 0.5 層 ~ 2 層の直線近似磁気障壁層形状を作図したものを示す。まず、突極性という点から考えると、性能向上のためにはなるべく層数が多い方が良い。一方、層数 0.5 以外の場合については、鉄心間をつなぐブリッジ部が必要となる。ブリッジ部には遠心力により大きな応力が生じるため、十分に厚いブリッジ部を設ける必要があるが、ブリッジ部を通る漏れ磁束は d 軸インダクタンスを増大させるため突極性に悪影響を与える。しかし、磁石が入る層のブリッジ部は磁石の磁束により飽和した状態となるので、ブリッジ部が突極性に及ぼす影響は少ないことが期待できる⁽⁷⁾。よって、層数を多くすると共に各層に磁石を入れるのが性能面からは望ましい。しかし、永久磁石の製作コストを考えると磁石が入る層は 1 層のみとして磁石形状を単一とす

図 5 磁気障壁層数の比較

Fig. 5. Comparison of rotor structure with different number of flux barriers.

図 6 提案する回転子構造

Fig. 6. Proposed rotor structure.

るのが良い。

よって著者らは図 6 に示すような 1.5 層の回転子構造を提案する。この形状では永久磁石の加工は最も安価に製作できる直方体の磁石形状の 1 面を斜めに切り取るのみで、前章の最適形状に近い形状を持つ磁気障壁層を実現できる。また、唯一のブリッジ部は磁石の磁束により飽和しているため、突極性に及ぼす悪影響が小さい。

次章以降ではこの近似形状を前提とし、各部の寸法の最適化を行っていく。なお、図 6 は後述の最適化計算の結果を元に決定した最終的形状で、近似直線同士が交わる角を製作上・強度上の理由により丸めてある。

5. 回転子構造の最適化

5.1 最適化計算の目的 前章までで、リラクタンストルクを有効利用した埋込磁石型永久磁石同期主電動機

表 1 電動機仕様

Table 1. Motor characteristics.

Phases / Poles	3 / 4	Magnet	Nd-Fe-B
Full load torque	1530Nm	Rated power	140kW
Full load current	250A	Rated current	108A
Max. speed	5815/min	Rated speed	2550/min
DC line voltage	1500V	Rated voltage	1000V

表 2 目的関数

Table 2. Objective quantities.

Objective quantity	objective	restriction
Torque T	maximize	$T > 1530\text{Nm}$
Open circuit induced voltage E_0	minimize	$E_0 < 1500$
Safety factor α	maximize	$\alpha > 2.5$
Minimum d-axis linkage flux $ \Phi_{d\min} $	minimize	
Sectional area of magnet S_{mag}	minimize	
Sectional area of iron core S_{iron}	minimize	

構造の回転子構造を検討し、提案した。この構造を実際の電動機に適用する際には、電動機に求められる様々な性能を満たすように各部の寸法を定める必要がある。本章では、前述の回転子構造を実際の主電動機に適用した場合を例に取り、具体的に回転子各部を最適化していく。今回の計算で対象とした電動機の仕様を表 1 に示す。

今回の最適化の主要な目的は、2 章で述べたように、無負荷誘起電圧を十分に小さな値に抑えつつリラクタンストルクを併用して必要なトルクを確保することにある。よって目的関数としては、まず、最高使用回転速度における無負荷誘起電圧基本波ピーク値 E_0 と最大負荷時のトルク T を設定する。更に、遠心力に対して十分な強度を有する回転子構造が要求されるため、大きな応力が働くブリッジ部の応力に対応する安全率 α も目的関数とする。また、前述の通り高速域でのトルク特性を考えると最小 d 軸鎖交磁束 $\Phi_{d\min}$ が 0 であることが望ましいため、これも目的関数として加え、性能評価に用いる。更に、材料コスト・軽量化に関わる、磁石断面積 S_{mag} 、鉄心断面積 S_{iron} も目的関数とする。目的関数を表 2 にまとめて示す。表 2 中では今回の設計で要求されている仕様から定まる制約条件を併せて記載した。

5.2 最適化計算の方法 こういった、複数の要求(目的関数)を最適化計算の際にどう扱うかについては、様々な方法が考えられるが、各目的関数に重み付けをして加えることにより単一の目的関数に帰着させる方法が一般的である。しかし、今回の問題のように、新規構造についての設計問題では、各設計変数と目的関数の関係や、目的関数間に存在するトレードオフの関係が不明であるため、最適化計算に先立ち適切な重み付けをすることは難しい。また、ある程度重み付けが可能な場合でも設計者の感覚を正確に

反映した重み付けをすることは困難である。よって、設計者の立場としては、割りきって決定した重み付けに基づいて唯一の最終的な最適解のみが計算プログラムによって提示されるよりも、実現可能な電動機性能の組の範囲が提示され、その中から最終的な解を自分で選択する方が納得できる。さらに、目的関数間のトレードオフの関係が分かれば、仕様を満足する設計が得られなかった場合に、全体のシステムを考慮しながらどう仕様を変更していくかを検討することができる。よって、今回の最適化計算ではこのようなニーズを満たすことのできる多目的最適化手法を採用する。今回用いる多目的最適化手法では、多点検索を行う遺伝的アルゴリズムの特徴を生かして各目的関数を並列的に取り扱い、パレート最適解（全ての目的関数に関してそれに優る解が存在しない解の集合）の形で最適解を求める。また、今回の問題では、多目的最適化問題でかつ設計空間も多次元であることから、計算量が膨大になるため、応答曲面近似法を用いて最適化計算の高速化を図る。なお、計算方法の詳細については文献(5)を参照されたい。

5.3 最適化計算の設計変数 今回の設計変数を図7に示す。前章までの検討で、最適磁気障壁層形状を直線近似する形状が示されているが、層数が少ない場合に具体的にどの位置に磁気障壁層を配置するのが良いか、あるいは、磁気障壁層割合はどの程度にすべきかは明らかになっていない。そこで、最適化計算の中で各磁気障壁層の位置に対応する $\theta_1 \sim \theta_3$ を設計変数とする。設計変数 $\theta_1 \sim \theta_3$ は、磁気障壁層の寸法を決定し、磁石の寸法にも関わる設計変数で、最も重要である。

設計変数 m_1 は磁石の量を決定する設計変数で、永久磁石による鎖交磁束等に特に深く関わる設計変数である。なお、今回の計算では m_2 を一定値としている。

設計変数 W_{bridge} はブリッジ部の厚みを表現する設計変数で、ブリッジ部にかかる応力と永久磁石による鎖交磁束に深い関わりがある。ブリッジ部の厚みを厚くすれば応力は小さくなるが永久磁石による鎖交磁束が小さくなるので、目的関数間のトレードオフの関係に関わる設計変数である

図7 設計変数の定義

Fig. 7. Definition of design variables.

ことが予想できる。

最後に設計変数 β はトルク計算時の電流位相である。トルクを評価するためには最適電流位相角を求める必要がある。しかし、各電動機設計に対して最適電流位相角を求めるためには多くの条件について磁場解析を行う必要がある。よって、この変数は電動機ハードウェアとは無関係な変数ではあるが、計算時間節約のため他の電動機寸法に関わる設計変数と同様に設計変数として扱うこととした。

5.4 最適化計算の結果と考察 最適化計算の結果はパレート最適解の形で表現される。今回の最適化計算の主な目的は無負荷誘起電圧とトルクのトレードオフの関係を明らかにし、その他の目的関数も考慮しながら最適な解を選択する事にある。よって、まず、図8に横軸をトルク、縦軸を無負荷誘起電圧としてパレート最適解の投影図をプロットした。図8によると、トルクと無負荷誘起電圧の間には明確なトレードオフの関係が定量的に示されている。すなわち、大きなトルクを出すためには無負荷誘起電圧がある程度大きくなってしまおうというトレードオフの関係があり、必要なトルクを確保するためには最低でもどの程度の無負荷誘起電圧が発生してしまうかが明らかとなっている。

ここで、このトレードオフの関係を表す曲線、即ちトルクと無負荷誘起電圧のみを目的関数としたときのパレート最適解となっている電動機が具体的にどのような設計になっているかを調べてみる。横軸をトルクに取り、該当する各電動機の設計変数のうち $\theta_1 \sim \theta_3$ と m_1 を図9に示す。図9によると、出力トルクによらず、該当する電動機のバリア部形状を定義する $\theta_1 \sim \theta_3$ はほぼ一定値を示していることが分かる。その一方で、 m_1 はトルクの増大と共に減少している。リラクタンストルクは基本的に鉄心形状で決まるため、このパレート解は、リラクタンストルクを最大化するように鉄心形状（即ち $\theta_1 \sim \theta_3$ ）が決定された電動機の集合で

図8 パレート最適解（トルク-電圧平面への投影）

Fig. 8. Pareto-optimal solution (the projection on the torque-voltage plane).

図9 電圧最小・トルク最大となる設計変数

Fig.9. Design variables for minimum voltage and maximum torque.

図10 パレート最適解
(トルク-最小d軸鎖交磁束平面への投影)

Fig.10. Pareto-optimal solution (the projection on the torque-minimum d-axis linkage flux plane).

あり、磁石量の増加に応じてトルクと無負荷誘起電圧が増加しているものと説明することができる。

ここで、最終的な設計を選択することを考える。その際の方考え方としては使用条件に応じて色々な可能性があるが、今回は次のように考えることとした。

まず、無負荷誘起電圧のピーク値はインバータの直流入力電圧よりもその値が小さければ自然に電力回生が起きることは無いので、それ以下としたい。その一方で、トルクを大きくしようとすれば無負荷誘起電圧が大きくなってしまいうことが明らかとなっている。計算されている最大電流に対するトルクの値はそれが大きいほど必要トルクに対する電流が少なく済むため、損失低減・電動機寿命の観点からはなるべくトルクを大きくしておくのがよい。これらの観点からは、無負荷誘起電圧とトルクのみを考えたパレ-

ト最適解の曲線上で無負荷誘起電圧がわずかに制限値を下回るものを選ぶのが良いことになる。そのようにして選んだものを図8中に示した。

一方、高速域までの広範囲可変速運転のためには最小d軸鎖交磁束が0に近いことが望ましい。図10には横軸をトルク、縦軸を最小d軸鎖交磁束としてプロットしたパレート最適解の投影図を示した。ここでも先ほど選択した点を同じように示す。図10を見ると、今回の計算では選択した電動機の最小d軸鎖交磁束はほぼ0であるので、広範囲可変速運転の観点からもこの電動機が望ましい特性を持っていることが確認できた。また、安全率 α に関しては、図8、図10で示したパレート最適解は全てその制限値を満たすものを選択した結果であるので、応力の点でも問題無い。また、磁石断面積 S_{mag} 、鉄心断面積 S_{iron} は比較的優先順位が低いため、今回の電動機選択では用いていない。しかし、目的関数としてこれらが存在することにより、計算過程において同じ特性を有する電動機が複数存在しう場合にはこれらの断面積が小さいものが残ることになる。よって、今回選んだ電動機は同じ性能を有する電動機の中で最も磁石量が小さく、軽量な電動機となっていることが期待できる。

以上により、今回の場合は理想的な特性を持った電動機設計を得ることができた。なお、選択した設計の電動機の最大トルク出力時におけるリラクタンストルクと磁石トルクの比率を計算したところ、リラクタンストルクが72%であり、リラクタンストルクを主体とした電動機となっていることが分かった。

結果として得られた回転子形状は図6に示したものである。この形状は結果として図5で示した均等分割の考え方で決定した鉄心形状とほぼ同じ形状となっている。よって、今後今回と同じ設計思想に基づき回転子設計をする場合には、均等分割形状で磁気障壁層割合 K_a が1/3のものを概略の最適鉄心形状として用いることができ、設計の過程を簡略化できる。

6. おわりに

永久磁石同期電動機を鉄道車両駆動用に用いた場合に、永久磁石の鎖交磁束により高速惰行時に電力回生が生じる現象に対する対策として、永久磁石による誘起電圧を十分に小さくする一方でリラクタンストルクを併用して必要トルクを確保する方法があるが、本論文ではこの考え方に基づき研究を進め、以下の成果を得た。

- ・突極性が大きくかつ簡素で堅牢な埋込磁石形永久磁石同期電動機の回転子構造を提案した。

- ・パレート最適解を用いた多目的最適化手法により、無負荷誘起電圧とトルクのトレードオフの関係を定量的に明らかにでき、多目的最適化問題に対してパレート最適解を用いた最適化手法が有効であることが確認できた。

- ・リラクタンストルクを最大化する回転子鉄心形状は形状を定義するための関数に関して均等分割の考え方により

磁気障壁層を配置した構造となっており、最適な磁気障壁層割合は約 1/3 (鉄心層と磁気障壁層の比が 2 : 1) であることが分かった。

(平成 15 年 2 月 27 日受付, 平成 15 年 8 月 4 日再受付)

文 献

- (1) K. Kondo and K. Matsuo: "The Control System of Permanent Magnet Synchronous Motor for Railway Vehicle Traction", *RTRI REPORT*, Vol.13, No.6, p.19 (1999) (in Japanese)
近藤圭一郎・松岡孝一:「鉄道車両駆動用永久磁石同期電動機の制御方式」, 鉄道総研報告, Vol.13, No.6, p.19 (1999)
- (2) Y. Honda, S. Kawano, H. Kiriya, T. Higaki, S. Morimoto, and Y. Takeda: "Rotor Design and Performances of a Multi-Flux Barrier Synchronous Reluctance Motor", *T. IEE Japan*, Vol.118-D, No.10, pp.1177-1184 (1998-10) (in Japanese)
本田幸夫・川野慎一郎・桐山博之・檜垣俊郎・森本茂雄・武田洋次:「マルチフラックスバリア形シンクロナスリラクタンスモータのロータ構造と特性比較」, 電学論 D, 118, 10, pp.1177-1184 (1998-10)
- (3) M. Kondo: "An Analysis on Synchronous Reluctance Motors by Use of Magnetic Circuit", *IEEJ Trans. IA*, Vol.123-D, No.2, pp.90-95 (2003-2) (in Japanese)
近藤 稔:「磁気回路を用いたシンクロナスリラクタンスモータの解析」, 電学論 D, 123, 2, pp.90-95 (2003-2)
- (4) K. Kondo and M. Kondo: "Study on the Constants of Permanent Magnet Synchronous Motor for Railway Vehicle", *IEEJ Trans. IA*, Vol.123-D, No.4, pp.437-444 (2003-4) (in Japanese)
近藤圭一郎・近藤 稔:「鉄道車両駆動用永久磁石同期電動機の定数検討」, 電学論 D, 123, 4, pp.437-444 (2003-4)
- (5) Y. Fujishima, S. Wakao, K. Huse, M. Kondo, and N. Terauchi: "CPU-time Reduction for design optimization of electric machines", Rotating Machinery Technical Meeting Record, SA-03-16, RM-03-16 (2003)
藤島 寧・若尾真治・布施賢一・近藤 稔・寺内伸雄:「複数の評価関数を考慮した機器最適化計算の高速化に関する検討」, 電気学会静止器・回転機合同研究資料, SA-03-16, RM-03-16 (2003)
- (6) S. Morimoto, Y. Yuge, Y. Takeda, and T. Hirasa: "Motor Parameters and Operating Limits of PM", *T. IEE Japan*, Vol.110-D, No.11, pp.1171-1176 (1990-11) (in Japanese)
森本茂雄・弓削 靖・武田洋次・平紗多賀男:「PM モータの機器定数と出力範囲」, 電学論 D, 110, 11, pp.1171-1176 (1990-11)
- (7) S. Morimoto and Y. Takeda: "Machine Parameters and Performances of Interior Permanent Magnet Volume", *T. IEE Japan*, Vol.118-D, No.12, pp.1403-1408 (1998-12) (in Japanese)
森本茂雄・武田洋次:「磁石量が異なる埋込磁石同期モータの機器定数と諸特性」, 電学論 D, 118, 12, pp.1403-1408 (1998-12)

近 藤 稔 (正員) 1972 年 8 月 18 日生。1997 年 3 月東京大学工学系研究科機械工学専攻修士課程修了。同年 4 月 (財) 鉄道総合技術研究所入所。主に鉄道車両用永久磁石同期電動機の研究開発に従事。現在, 同所車両制御技術研究部電気動力研究室研究員。日本機械学会会員。

近 藤 圭一郎 (正員) 1968 年 11 月 10 日生。1991 年 3 月早稲田大学理工学部電気工学科卒業, 同年 4 月 (財) 鉄道総合技術研究所入所。電気車におけるパワーエレクトロニクス, 交流電動機制御等の研究開発に従事。現在, 同所車両制御技術研究部電気動力研究室副主任研究員。博士 (工学)。1997 年電気学会論文発表賞受賞。

藤 島 寧 (学生会員) 1977 年 6 月 22 日生。2002 年 3 月, 早稲田大学大学院理工学研究科電気工学専攻修士課程修了。同年 4 月, 同研究科博士後期課程入学。2003 年 4 月, 同大学理工学部助手, 現在に至る。主に電磁界の数値解析技術に関する研究に従事。

若 尾 真 治 (正員) 1965 年 7 月 7 日生。1993 年 3 月, 早稲田大学大学院理工学研究科博士後期課程修了。1996 年 4 月, 早稲田大学理工学部奉職, 1998 年 4 月, 同大学理工学部助教授, 現在に至る。博士 (工学)。IEEE, 日本計算工学会, 日本太陽エネルギー学会などの会員。