軌間可変電車駆動用永久磁石同期電動機制御システムの開発

正員 近藤圭一郎* 正員 秦 広*

正員 結城 和明** 正員 長沼 克範**

正員 松岡 孝一*** 正員 長谷部寿郎***

Development of Permanent Magnet Synchronous Motor Control System for the Traction Purpose of the Gauge Changing Train

Keiichiro Kondo*, Member, Hiroshi Hata*, Member, Kazuaki Yuki**, Member, Katsunori Naganuma**, Member,
Toshio Hasebe***, Member, Koichi Matsuoka***, Member

This paper is aimed at providing the designing method of a permanent magnet synchronous motor (PMSM) control system for the high-speed and the single-phase AC powered Gauge Changing Train (GCT). The state-of-the-art electrical motive unit is equipped with downsized direct drive type PMSMs for the simplified gauge changeable truck. Due to the feeding the AC single phase power, we propose a beat-less control for PMSMs. We verify the development results of designing procedures by the experimental results of operation on a high-speed test line in Colorado, USA.

キーワード：軌間可変電車，主変換装置，永久磁石同期電動機，制御方式
Keywords: permanent magnet synchronous motor, railway vehicle traction, designing method, control method

1. 緒 言

我が国における 200 km/h 以上で走行する新幹線鉄道は、在来線とは異なる軌間 1435 mm（標準軌）を初めとする高規格で建設されてきたため、その延伸には多大なコストを要する。一方で、バリアフリーな高速鉄道ネットワークの形成は地域の経済発展や鉄道の利便性向上の観点から重要である。そこで、低コストで新幹線列車の走行区間延伸を図り、高速鉄道ネットワークの拡充を図る一方策として、在来線と新幹線の接続部に特別な軌道（軌間変換軌道）を敷設し相互に直通運転する方法が考えられる。この場合、車両の軌間は可変構造であることが必要となる。以上を背景に、軌間可変構造を有する台車を装備した軌間可変電車の開発が国土交通省の指導のもと、鉄道総合技術研究所で進められてきた。

軌間可変車両についてはこれまでもスペイン国鉄のタルゴ等、非電動車である客車を対象としたものがある。一方、日本の新幹線は地上構造物へのダメージ低減や沿線の振動・騒音低減の観点から動力分散の電車方式が採用されている。そのため、我が国の軌間可変電車ではシンプルな構造の軌間可変動力台車を構成する必要があり、その一方策として独立車輪直接駆動方式が採用されている。この台車では主電動機は車輪と一体構造となっており、バネ下荷重となる上、歯車を介さず直接駆動するため回転数が低くなり大型重量化しやすい。そこで、誘導電動機方式に比べ高効率な永久磁石同期電動機を採用し、大型重量化を防止する方策が取られている。

永久磁石同期電動機はこれまで鉄道車両駆動、特に新幹線用を含む交流電気車への適用は検討された事例は無い。そのため、その主変換装置や制御システムの構成法を明らかにすることは、軌間可変電車による前述の利点を楽しむ観点からも重要であると考えられる。そこで、本論文では、軌間可変電車駆動用永久磁石同期電動機制御システムの構成法について述べ、その設計手順を示す。交流電気車では、単相交流き電に起因する電力脈動により電動機電流が脈動するビート現象が発生する。これに対処するビートレス制御に関して、誘導電動機ではすでに確立されているが、永久磁石同期電動機についてはこれまで例がない。そこで、永久磁石同期電動機を対象としてビートレス制御法を提案する。提案した方法は実験結果により検証する。本

* (財) 鉄道総合技術研究所
〒185-8540 国分寺市光町 2-8-38
Railway Technical Research Institute
2-8-38, Hikari, Kokubunji 185-8540

** (株) 東芝 府中事業所
〒183-8511 府中市東芝町 1
Toshiba Co. Fuchu Works.
1, Toshibacho, Fuchu 183-8511

*** (株) 東芝 社会システム社
〒105-8001 東京都港区芝浦 1-1-1
Toshiba Co. Social Infrastructures system company
1-1-1, Shibaura, Minato, Tokyo 105-8001

稿は、以上のような検討を通じて、バリアフリーな高速鉄道ネットワークの拡大に寄与する軌間可変電車の実現に資することを目的とする。

2. 制御システムの基本構成

2.1 制御システムの基本構成 軌間可変電車で用いる永久磁石同期電動機 1 台分の制御システムの基本構成を図 1 に示す。

回転子の回転角 θ はフィードバックされ脱調の防止を図るとともに、ベクトル制御（磁束追従制御方式）のための電流・電圧の座標変換に用いられる。 θ の検出には、回転子位置に応じてリラクタンスが変化することを利用したバリアブルリラクタンス（VR）レゾルバとその信号処理装置である R/D 変換器を用いて検出する⁽¹⁾。角周波数 ω は θ を微分することで得る。電流は界磁磁束に同期して回転する dq 直交座標上でのベクトルとして制御する。電流制御部では d 軸電流 i_d および q 軸電流 i_q がそれぞれの指令値に追従するように、制御される。電流制御演算の結果は、電圧ベクトルの大きさを DC リンク回路部のフィルタコンデンサ（FC）電圧 E_{DC} で除した変調率 α および電圧ベクトルの位相角 ψ として得られる。これらを用いて PWM 制御部では PWM の被変調波を生成し、PWM を行ってゲート信号を発生させる。インバータのゲートアンプ部ではこのゲート信号に従って各 IGBT の ON・OFF 制御を行う。

2.2 鉄道車両駆動用 PMSM の電流制御系の構成法

鉄道車両駆動においては、空転再粘着制御やインバータ入力直流電圧の安定化制御、軽負荷再生制御、後述するビートレス制御等の鉄道車両駆動特有の制御機能向上の観点から、正確かつ高速なトルク制御性能が要求される。そこで、軌間可変電車においても永久磁石同期電動機のトルクを高速かつ正確に制御可能な、ベクトル制御（磁束追従制御）方式による電流制御系を構成する。

図 1 永久磁石同期電動機制御システム構成

Fig. 1. Configuration of control system for PMSM.

図 1 の電流制御系⁽²⁾において、パラメータ誤差や外乱等による電流偏差は (1) 式および (2) 式に示す PI 補償器により補償する。

$$C_{PI d}(s) = K_{dp} + \frac{K_{di}}{s} \dots\dots\dots (1)$$

$$C_{PI q}(s) = K_{qp} + \frac{K_{qi}}{s} \dots\dots\dots (2)$$

なお、 K_{dp} , K_{qp} , K_{di} , K_{qi} はそれぞれゲインを表す。また、電機子反作用による d 軸-q 軸間の干渉は、(3) 式および (4) 式に示す補償器により非干渉化を期する。

$$H_{DC d}(s) = \frac{\omega L_d}{T_d s + 1} \dots\dots\dots (3)$$

$$H_{DC q}(s) = \frac{\omega L_q}{T_d s + 1} \dots\dots\dots (4)$$

但し、 L_d , L_q はモータの d 軸, q 軸のインダクタンスを、 s は微分演算子をそれぞれ表す。

非干渉化補償には、実電流の代わりに電流指令値を用い、実電流の動作を模擬すべく (3) 式, (4) 式に示すような電流制御応答時定数 T_d の一次遅れ要素を持たせる。これは、鉄道車両用インバータは小型軽量化のため、スイッチング周波数が他の産業用インバータでの 5~20 [kHz] に比べ低く、そのため電流高調波が多い。また、低コスト化と多機能演算の両立のため、制御用コンピュータの電流制御演算周期は数 100 [μ s] と汎用インバータ等に比べ長い。これらの理由により、実電流による非干渉化補償を用いた場合には、電流高調波と長い制御演算周期に起因して、電流制御系が不安定になる恐れがある。そこで、このシステムでは実電流による非干渉化に代わり、(3) 式および (4) 式に示すように、実電流の動作を模擬するための遅れ要素を加味した非干渉化補償と (1) 式と (2) 式の PI 補償を併用した方式とした。このような方式により鉄道車両用インバータでも安定かつ高性能な電流制御が可能となる⁽²⁾。

以上、電流制御系の出力は界磁磁束起電力 Φ_f により表わされる起電力補償項も加味した以下のような電圧ベクトルで表すことができる。

$$v_d^* = C_{PI d}(s)(i_d^* - i_d) - H_{DC q}(s)i_q^* \dots\dots\dots (5)$$

$$v_q^* = C_{PI q}(s)(i_q^* - i_q) + H_{DC d}(s)i_d^* + \omega \Phi_f \dots\dots\dots (6)$$

ここで、* は指令値を表す。

2.3 電流制御ゲインの決定法 (5) 式, (6) 式の電流制御則において、(1) 式, (2) 式の比例ゲインを以下のように設計すれば、電流制御系の応答は時定数 T_d の一次遅れにできる⁽²⁾。

$$K_{dp} = \frac{L_d}{T_d} \dots\dots\dots (7)$$

$$K_{di} = \frac{r_m}{T_d} \dots\dots\dots (8)$$

$$K_{qp} = \frac{L_q}{T_d} \dots\dots\dots (9)$$

$$K_{qi} = \frac{r_m}{T_d} \dots \dots \dots (10)$$

但し、 r_m は固定子巻線抵抗である。

すなわち、電流制御応答の仕様として T_d が決まれば、制御対象のモータ定数からゲインを決定できる。

2・3・1 T_d の上限値 T_d の上限値は電流制御系に要求される電流制御応答性から決定できる。空転時の車輪回転系の機械時定数や軽負荷回生制御系の電氣的時定数は 100 [ms] がそれ以上である。車両駆動に必要な制御系の応答性に対して、下位の制御系である電流制御系の応答性が制約とならないようにするためには、その 1/10 である約 10 [ms] 以下とするのが一般的には望ましい⁽¹⁾。軌間可変電車においてもこれらの要求性能は一般的な場合と同程度と考えられる。但し、ビートレス制御については別途検討が必要である。

2・3・2 T_d の下限値 一方、 T_d の下限値、すなわち電流制御応答の高速化を制約する要因としては、PWM キャリア周波数、制御演算遅れおよび弱め磁束制御時の電流制御の電圧余裕確保等が考えられる。

軌間可変電車の場合、主電動機の V/f 特性の傾きが小さいことから、誘導電動機駆動時の中高速域で用いられる、インバータ出力電圧の最大化する 1 パルスモードは用いず、全域でキャリア周波数 1.5 [kHz] の非同期 PWM 制御を行う。従って PWM 周期の半周期毎に行われる電流制御演算値の更新周期は全速度域で 333 [μ s] となる。電流制御応答が電流制御周期 10 周期で整定すると考えた場合、電流制御応答時定数としてはその約 1/3 であるから、約 1 [ms] となる。すなわち、 $T_d=1$ [ms] より大きな値であれば電圧ベクトルの変化が制約要因となって制御遅れや不安定現象を誘発しないと考えられる。電流ステップ応答時には固定子インダクタンスによる $L(di/dt)$ を補償して電流の制御応答を高速化するため、結果的に電圧ベクトルの大きさ（端子電圧実効値）は跳ね上がる。そのため、インバータ出力電圧が制限される弱め磁束領域では設計通りの制御応答を実現するため、この電圧の跳ね上がりをインバータ出力可能電圧内に収める必要がある。最大電圧に対して定常的に 10 [%] の制御余裕電圧を見込むとすると、制御応答時定数はインダクタンス値が 10 [mH] の場合 $T_d=8.3$ [ms] となる⁽¹⁾。軌間可変電車用永久磁石同期電動機のインダクタンス値は磁気飽和により変動するが、後述のように制御設計に用いる値を 6 [mH] とすると、電圧跳ね上がり量は L/T_d に比例するので、 $T_d = 5.0$ [ms] 以上とすればよい。ビートレス制御への影響は別途検討する前提で、以上の検討結果をまとめると、 T_d の値は表 1 のように 5～10 [ms] とするのが適当であると考えられる。

2・3・3 電流制御ゲイン 表 1 から、軌間可変電車の永久磁石同期電動機電流制御系のゲインは以下の表 2 に示すような値の範囲に定めれば良いことがわかる。

なお、最終的な T_d の値は次章における脈動電源下での駆動特性を考慮して決定する。

表 1 T_d の検討結果

Table 1. Study result of T_d .

	Considerable Items	Time constant T_d [ms]
Higher Limit	Anti-Slip control	10
	Regenerative brake control	10
	Beat-less control	Considering later
Lower limit	Current control period	1
	Voltage margin	5.0
Range of T_d	—	5-10

表 2 電流制御ゲインの範囲

Table 2. A range of ACR gains.

	Constants	Value
Resistance [ohm]	r_m	0.1
Inductance [H]	L_d	0.004
	L_q	0.006
Range of ACR Gains	K_{di}, K_{qi}	10.0 -20.0
	K_{dp}	0.4-0.8
	L_{qp}	0.6-1.2

3. 永久磁石同期電動機のビートレス制御

3・1 交流電気車における駆動制御特性と T_d 交流電気車は単相き電に起因して直流中間回路電圧が電源周波数の 2 倍で脈動する。そのため、電動機電流も脈動し、過電流保護動作や場合によっては素子の耐電流を越える恐れもある。電動機電流脈動を極力抑制するにはフィルタコンデンサの容量を極力大きく設定するのが望ましい。しかし、一方でフィルタコンデンサの質量・寸法が主変換装置内で占める割合は小さくないので、中間回路脈動電圧抑制効果と寸法・質量増大とのバランスを取ってフィルタコンデンサ容量が決定される。従来の誘導電動機駆動新幹線電車では経験的に最大電力時に中間回路電圧脈動が 5 [%] に抑えられるようにフィルタコンデンサ容量が決定されてきた。そこで、軌間可変電車用主変換装置でもこれを踏襲することとした。

定電流制御系は電流脈動を抑制する効果が期待できる。軌間可変電車における T_d をパラメータとした相電流波形の脈動率 δI_m とインバータ周波数 f_{inv} との関係を図 2 に示す。ここで脈動率とは基本波振幅に対する脈動成分振幅の割合であり、この結果から $T_d = 5-10$ [ms] の範囲で電流脈動率は 4-8 [%] の範囲にあることがわかる。

表 3 における T_d の上限値が 10 [ms] であることと、q 軸インダクタンス値の変動余裕分を考慮すると、下限値も可能な範囲で大きな値とすることが望ましいことから、 T_d は適値の上限である 10 [ms] とすることとした。その場合、図 2 から脈動率は 8 [%] となる。電流脈動率の明確な制約値は無いが、過電流保護検知の動作回避やトルク脈動低減によ

る振動・騒音低減，乗り心地向上の観点から，電流脈動率は極力小さい方が好ましい。そこで，永久磁石同期電動機駆動用ビートレス制御を適用することとした。

以上の検討経緯から、軌間可変電車では $T_d = 10$ [ms] とし、ビート現象による電流脈動に対してはビートレス制御で対応することとした。

3・2 永久磁石同期電動機のビートレス制御 図3に永久磁石同期電動機のビートレス制御系の構成を示す。軌間可変電車では全域非同期PWMである。そこで、変調率の制御が原理的に可能であることから、フィルタコンデンサ(FC)電圧の脈動分を検出し、これに基づいて変調率を制御して電流脈動をフィードフォワード的に低減する方法としている。

実際には次のような補償を行う。FC 電圧検出値をバンドパスフィルタ BPF に通すことにより、脈動分を検出する。その後段では検出遅れや制御遅れ等を補償するため、位相進み補正した信号 δe_0 を得る。その補正波形にローパスフィルタ LPF で検出した FC 電圧直流成分値 E_0 を足すことで、位相遅れを考慮した、すなわち、位相進み補正を行った FC 電圧模擬信号 E_{comp} が得られる。これを分母に

図2 T_d をパラメータとした電流脈動特性

Fig. 2. Current Pulsation characteristics on each T_d .

図3 永久磁石同期電動機用ビートレス制御系の構成

Fig.3. Diagram of the beat-less control system for PMSM.

用いて MI (Modulation Issue) 部で α を演算する。実際には電流脈動が無くなるように進み位相補償量を調整する。

4. 走行試験

4・1 軌間可変電車の主回路システム 以上で述べた方法にて設計した制御システムを軌間可変電車に適用し、走行試験を行った。軌間可変電車の諸元を表3に示す。

鉄道車両用主回路機器では、走行線区や走行パターンに基づいて最高速度や電動機出力、主変換装置諸元等の性能を決定し、機器設計を行うのが一般的である。しかし、軌間可変電車については、現段階での具体的な走行区間等については未定である。そこで今回は、一般的な新幹線や在来線特急電車等の性能を参考に性能を想定した。

軌間可変電車の主回路システムは交流 25 [kV]、20 [kV] および直流 1.5 [kV] のいずれのき電電圧にも対応する必要がある。主回路システムは図 4 に示すような構成とした。集電から電気機器までの配線を交流と直流に区分している。パンタグラフは両先頭車に 1 台ずつ設置し、編成両数や走行条件に応じて 1 パンタあるいは 2 パンタでの走行が可能となるよう編成内に交流特高圧および直流高圧の引き通しを設けた。また、3000 [kVA] の容量を持つ主変圧器を McI 車に搭載し、交流区間で各車両に搭載された主変換装置や補助電源装置に電力を供給する。主変換装置 1 台には PWM コンバータ 1 台と 1 台車分 4 個モータを個別制御する 4 台の VVVF インバータを 1 群として合計 2 群 8 個モータ駆動分を搭載している。直流区間では、高速度しゃ断器、断流器、リアクトル、VVVF インバータ、負荷接触器からなる主回路を構成する。

主変換装置の諸元は表 4 のようになる。PWM コンバータおよび VVVF インバータいずれも IGBT を用いた 3 レベル構成としている。PWM コンバータには 2500 [V]–1000 [A] の圧接形素子を 2 個並列にて使用し、キャリア周

表 3 軌間可変電車の諸元

Table 3. Required specifications of the propulsion system.

Gauge	Narrow	Standard
Length of Car Body [m]	20	
Mass of Vehicle [t]	40	
Axle Load[tf]	10	
Formation of the Train.	Mc1+M1+Mc2 (Mc; Cab motor car M; motor car))	
Ratio of Motor Car and Trailer Car	All motored cars	
Acceralation [km/h/s]	2.0	1.6
Decelaration [km/h/s]	Max 2.7	
Maximum Speed [km/h]	130	300
Maximum Speed at Test [km/h]	160	350
Wheel Diameter [mm]	New 860, Worn 800	
Rating Power of Traction Motor [kw]	60 (1Hr)	95 (Cont)
Rating Rotaionnal Speed of Traction Motor [rpm]	675	1560

図 4 軌間可変電車用主回路システムの構成

Fig. 4. Schematic diagram of traction circuit system for GCT.

表 4 主変換装置の諸元

Table 4. Specifications of traction power converter.

Converter	Items	Specification
PWM Rectifier	Type	Voltage source, three level PWM
	Device	IGBT 2500 V-1000 A
	Power [kVA]	2500
	Input voltage	AC. single phase, 50[Hz] or 60[Hz] 885~925[V]
	Output voltage[V]	DC. 1800
	Switching frequency [Hz]	Asynchronous PWM, 1050
AVAF Inverters	Type	Voltage source, Three level PWM
	Device	IGBT 1700 V-360 A
	Power [kVA]	300
	Input voltage [V]	DC. 1800
	Output voltage[V]	AC. Three phase, 0 ~ 200[Hz] Max210[A] 0~1450[V]
	Switching frequency [Hz]	1500

波数 1050 [Hz] にて非同期 PWM を行う。VVVF インバータでは 1700 [V]–360 [A] のモジュール形素子を用い、全速度域でキャリア周波数 1500 [Hz] の非同期 PWM を行っている。

PWM コンバータ部は従来の新幹線電車と同等な性能・構成となっている。しかし、VVVF インバータについては、1 台のインバータで 1 個の主電動機を駆動する個別制御方式となる点が誘導電動機駆動の従来の新幹線電車と異なる。そのため、1 台車あたり 4 台の VVVF インバータ、1 両では 8 台のインバータが必要になる。このようなインバータ

を含む主変換装置を、在来線規格の車両に搭載可能なよう、図 5 のように構成した。すなわち、新幹線区間で走行可能な性能を有しつつ在来線区間の走行も考慮して普通鉄道車両の限界内に収まる寸法とした。

4.2 高速走行試験 以上で述べた手順で得られた制御システムについて、高速走行試験を行った。試験はアメリカ合衆国コロラド州ブエプロにある TTCI (Transportation Technology Center Inc.) の高速試験線 (1 周 21.7 [km]) において交流 25 [kV] 下で実施した。図 6 は 3 両編成での 246 [km/h] における走行試験結果である。速度ピークを経て、力行 (P13N : 力行 13 ノッチ)・回生 (B7 : ブレーキ 7 ノッチ) とともに安定に動作している。ここで示している q 軸電流は先頭台車に装備された 4 つのモータに関するものを、d 軸電流や電圧ベクトルの d 軸、q 軸成分については 4 つのうち No.1 のデータのみを示している。各モータ部位は図 4 に示すとおりである。進行方向左側に位置する No.2 および No.4 モータの q 軸電流は、空転再粘着制御により、多少、トルク電流の絞り込みと復帰を連続的に行っており、少し脈動が見られる。丁度、進行方向左側の車輪が線路条件や荷重条件により多少滑りやすい傾向にあったことが推測できる。

4.3 ビートレス制御特性 図 7 は図 6 において最高速度である 246 [km/h] に相当するインバータ周波数 105 [Hz] での力行時の波形を拡大したものである。キ電圧 (電源電圧) 50 [Hz] ではインバータ周波数 100 [Hz] 近傍でビート現象が最も顕著になる。このとき、ビートレス制御を適用しなければ相電流に 5 [Hz] 程度、すなわち、200 [ms] の脈動が卓越するはずである。この試験結果では、直流リン

図5 主変換装置の構成

Fig. 5. Construction of traction power converter.

図6 軌間可変電車の高速走行試験結果

Fig. 6. An Experimental result of high speed running test on GCT.

ク回路電圧（フィルタコンデンサ電圧）の脈動が平均電圧 1890 [V] の 4.8 [%] 生じているのに対して、d 軸、q 軸電流、相電流ともこの場合に予想されるビート現象の半周期である 100 [ms] の間で脈動は殆ど認められず、ビートレス制御の所定の動作が行われていることが確認できる。

5. 結 言

永久磁石同期電動機を駆動用主電動機とする軌間可変電車用主回路制御システムの具体的な設計法について述べた。その設計手法に従って構成した試験車両を用いて検証試験を実施したところ、所定の動作が確認された。

本論文で述べた設計手順は、軌間可変電車を構成する上で有効な知見を与えるものであり、バリアフリーな高速鉄道ネットワークの拡大に寄与する軌間可変電車の実現に大きく寄与するものと考えられる。

図7 永久磁石同期電動機駆動システムのビートレス制御試験結果

Fig. 7. An Experimental result of the beat-less control strategy for the PMSM traction system.

なお、本稿で扱った主変換装置の開発においては、国土交通省、鉄道建設・運輸施設整備支援機構、JR 各社および関係各位に多大なるご指導・ご協力を戴いている。ここに改めて謝意を表したい。

（平成 16 年 5 月 10 日受付，平成 16 年 9 月 16 日再受付）

文 献

- (1) K. Matsuoka, M. Kondo, S. Shiraishi, and K. Yamawaki: "Development of Traction Motor for Gauge Change Train", *Trans. IEEJ*, Vol.121-D, No.5, pp.569-576 (2001-5) (in Japanese)
松岡孝一・近藤圭一郎・白石茂智・山脇和典:「軌間可変電車用主電動機の開発」, 電学論 D, **121**, 5, pp.569-576 (2001-5)
- (2) K. Kondo, K. Matsuoka, and Y. Nakazawa: "Designing Method of Current Regulation System of Permanent Magnet Synchronous Motor for Railway Vehicle Traction", *Trans. of IEEJ*, Vol.118-D, No.7/8, pp.900-907 (1998-7/8) (in Japanese)
近藤圭一郎・松岡孝一・中沢洋介:「鉄道車両駆動用永久磁石同期電動機の電流制御系の設計法」, 電学論 D, **118**, 7/8, pp.900-907 (1998-7/8)
- (3) K. Kondo, K. Yuki, and K. Matsuoka: "The Study of an application of

Permanent Magnet Synchronous Traction Motor for AC Fed EMU", Annual Record of Industrial Application Society of IEEJ in '00, 2, pp.221-226 (2000-8) (in Japanese)

近藤圭一郎・松岡孝一・結城和明：「交流電気車における永久磁石同期電動機駆動システムの適用検討」，平 12 電気学会産業応用部門大会講演論文集，2，pp.221-226 (2000-8)

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動力システム研究室主任研究員。博士（工学）。技術士（機械部門・総合技術監理部門）。1997 年，14 年電気学会論文発表賞受賞。

秦 広（正員）1957 年 2 月 9 日生。1979 年 3 月東京工業大学電気・電気工学科卒業。同年 4 月日本国有鉄道入社，1987 年 3 月（財）鉄道総合技術研究所入所。鉄道車両の保守業務を経て，鉄道車両用電気機器の研究開発に従事。現在，同所車両制御技術研究部駆動制御研究室室長。技術士（機械部門）。

結 城 和 明（正員）1969 年 12 月 30 日生。1994 年 3 月慶応大学理工学研究科前期博士課程修了。同年 4 月（株）東芝入社，以来，電気車におけるパワーエレクトロニクス，主回路システム，交流電動機駆動の研究開発に従事。現在同社電力産業システム技術開発センター勤務。

長 沼 克 範（非会員）1956 年 3 月 24 日生。1980 年 3 月九州大学工学研究科修士課程（電気工学専攻）修了。同年 4 月（株）東芝に入社。以来，電気車用制御装置，補助電源装置の設計に従事。現在，同社府中事業所交通ドライブ設計担当主査。

松 岡 孝 一（正員）1946 年 10 月 15 日生。1974 年 3 月東京都立大学電気工学科卒業。1976 年 4 月から日本国有鉄道技術研究所（1987 年に鉄道総合技術研究所に改組）にて主電動機を中心とする鉄道用電気機器およびリニアモータ駆動に関する研究開発に従事。2001 年 10 月車両制御技術研究部電気動力研究室長を最後に鉄道総合技術研究所を退職。現在，（株）東芝電力・社会システム社担当部長技術士（電気・電子部門）。

長谷部 寿 郎（正員）1958 年 8 月 12 日生。1981 年 3 月武蔵工業大学工学部電気工学科卒業。同年 4 月（株）東芝入社，以来，電気車用主電動機設計，鉄道車両用パワーエレクトロニクス，主回路システムのエンジニアリング業務に従事。現在同社電力・社会システム社担当部長。