永久磁石同期モータを利用したセンサレスベクトル制御駆動・トランスミッションレス電気自動車の開発

正員 新中 新二* 正員 竹内 茂*

Development of a New Sensorless-Vector-Controlled and Transmissionless Electric Vehicle Using a Permanent-Magnet Synchronous Motor

Shinji Shinnaka*, Member, Shigeru Takeuchi*, Member

One of the most important technologies for electric vehicles (EVs) will be drive control technology for main motor. It is desired for the drive control technology to have the following characteristics. 1) It does not require a position/speed sensor for controlling motor drive, which has been mounted on rotor shaft. 2) It is a kind of vector controls that can produce torque quickly, efficiently and/or precisely. 3) It has wide driving-range and allows developing EVs with no variable transmission. This paper proposes a total of new drive control technologies for such EVs using a permanent-magnet synchronous motor as a main motor, and verifies its usefulness through development of an actual EV that can drive on public road.

キーワード：ST-EV，電気自動車，センサレス，トランスミッションレス，永久磁石同期モータ

Keywords: ST-EV, electric vehicle, sensorless, transmissionless, permanent-magnet synchronous motor

1. はじめに

電気自動車 (EV) のための最も重要な技術の 1 つは、駆動源たるモータの駆動制御技術である。EV 用モータとしては、一般には、誘導モータ (IM)、永久磁石同期モータ (PMSM) と言った交流モータが利用されている。これら EV 用交流モータの駆動制御技術としては、以下の特性をもつことが求められている^{(1)~(14)}。

- (a) モータの駆動制御に、回転子に装着されるべき位置・速度センサを必要としない。
- (b) 高速な、効率のよい、あるいは正確なトルク発生を可能とするベクトル制御法に立脚している。
- (c) 広い動作領域を有し、変速機 (トランスミッション) を必要としない EV の実現を可能とする。

従来のベクトル制御法は、(b)、(c) の特性を満足するが、これら特性の達成には位置・速度センサが不可欠である。特性 (a) の達成は、駆動システムの信頼性の向上、軸方向の容積の減少、センサケーブルの撤去、センサに付随した種々のコストの削減等のメリットをもたらす。エンコーダ、レゾルバーに代表される位置・速度センサは、モータ自体に比較するならば、電氣的、機械的、あるいは熱的に脆弱

であり、この結果、駆動制御システム全体の信頼性を低下させてきた。システムの信頼性は、人間が搭乗する EV としては、最も重要視されなければならない特性である。高信頼化に加え、小型化、低コスト化も、EV には大きな魅力である。

上記 3 特性を同時に達成するには、最高度かつ総合的なセンサレスベクトル制御技術が不可欠であり、センサレスベクトル制御駆動 EV の開発が国内外で試みられてきた^{(1)~(14)}。EV 駆動用モータとして IM を利用したセンサレスベクトル制御駆動・トランスミッションレス EV (Sensorless and transmissionless electric vehicle, ST-EV) に関しては、新中・竹内による世界初の開発成功が「ST-EV 新」として 2001 年に報告されている^{(6)~(8)}。一方、PMSM を利用した ST-EV に関しては、一般公道走行可能なレベルでの開発成功には、未だ至っていないようである^{(9)~(13)}。こうした状況の中、著者らは、PMSM を利用した ST-EV に関し、一般公道走行可能なレベルでの開発に成功した⁽¹⁴⁾。

本論文は、PMSM を利用した ST-EV を特色づける駆動制御システムに関し、ST-EV の実現が可能な有用な 1 構成法を、実際に開発した ST-EV を参照しながら、具体的に新規提示するものである。本論文は以下のように構成されている。次の第 2 章では、駆動制御の直接的な対象である主駆動 PMSM について、数学モデルとその特性を述べる。これらは、駆動制御システム構築の基礎となるものである。第 3 章では、PMSM を利用した ST-EV のための駆動制御

* 神奈川大学工学部電気電子情報工学科
〒221-8686 横浜市神奈川区六角橋 3-27-1
Dept. of Electrical Engineering, Kanagawa University
3-27-1, Rokkakubashi, Kanagawaku, Yokohama 221-8686

システムに関し、その基本構成を説明する。第4章では、駆動制御システムにおいて、位置・速度センサと同一の役割、すなわち回転子N極の位相と速度を検出する役割を担う位相推定器を説明する。第5章では、駆動制御システムにおいて、高効率あるいはトランスミッションレス運転の役割を担う指令生成器、指令変換器について説明する。第6章では、ST-EVのための電力変換器（主回路）について概説する。性能確認のための実験試験に関しては、第7章でテストベッド上での試験結果を、第8章で実車走行時の試験結果を示す。第9章で、本論文を総括する。

2. EV モータの数学モデルと特性

ST-EV の駆動制御システムの構築に先立って、駆動制御の直接的な対象である主駆動 PMSM について、数学モデルとその特性を述べておく。これらは、システム構築の基礎となるものである。

図1に示した、任意の角速度 ω で回転する一般 $\gamma-\delta$ 座標系を考える。主軸 (γ 軸) から副軸 (δ 軸) への回転を正方向とする。また、回転子 N 極が γ 軸に対し、ある瞬間に位相 θ_γ をなしているものとする。以下に扱う PMSM の物理量を表現した 2×1 ベクトル信号は、特に断らない限り、すべて本座標系上で定義されているものとする。

突極特性をもつ PMSM (SP-PMSM) の数学モデルとしては、回路方程式、トルク発生式、エネルギー伝達式の整合性の取れた3基本式からなる次が知られている⁽²⁰⁾。

[SP-PMSM の数学モデル]⁽²⁰⁾

回路方程式 (第1基本式)

$$v_1 = R_1 i_1 + [sI + \omega J] \phi_1 \quad \dots\dots\dots (1)$$

$$\phi_1 = \phi_i + \phi_m \quad \dots\dots\dots (2)$$

$$\phi_i = [L_i I + L_m Q(\theta_\gamma)] i_1 \quad \dots\dots\dots (3)$$

$$\phi_m = \Phi u(\theta_\gamma); \Phi = \text{const} \quad \dots\dots\dots (4)$$

$$Q(\theta_\gamma) = \begin{bmatrix} \cos 2\theta_\gamma & \sin 2\theta_\gamma \\ \sin 2\theta_\gamma & -\cos 2\theta_\gamma \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (5)$$

$$u(\theta_\gamma) = \begin{bmatrix} \cos \theta_\gamma \\ \sin \theta_\gamma \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (6)$$

$$s\theta_\gamma = \omega_{2n} - \omega \quad \dots\dots\dots (7)$$

トルク発生式 (第2基本式)

$$\tau = N_p (L_m i_1^T J Q(\theta_\gamma) i_1 + i_1^T J \phi_m) \quad \dots\dots\dots (8)$$

エネルギー伝達式 (第3基本式)

$$i_1^T v_1 = R_1 \|i_1\|^2 + \frac{s}{2} (L_i \|i_1\|^2 + L_m (i_1^T Q(\theta_\gamma) i_1)) + \omega_{2n} \tau \quad \dots\dots\dots (9)$$

ここに、 2×1 ベクトル v_1 , i_1 , ϕ_1 は、それぞれ固定子の電圧、電流、磁束である。 2×1 ベクトル ϕ_i , ϕ_m は固定子磁束 ϕ_1 を構成する成分を示しており、 ϕ_i は固定子電流 i_1 によって誘導発生した磁束であり、また ϕ_m は回転子永久

図1 任意の角速度 ω で回転する一般 $\gamma-\delta$ 座標系上での回転子 N 極位相

Fig. 1. Phase of rotor N-pole in the $\gamma-\delta$ general reference frame rotating at arbitrary angular velocity ω .

表1 ST-EV モータの特性

Table 1. Characteristics of a SP-PMSM of ST-EV.

R_1	0.0178 (Ω)	rated torque maximum torque	40 (Nm) 100 (Nm)
L_d	0.09 (mH)	rated speed maximum speed	400 (rad/s) 1000 (rad/s)
L_q	0.228 (mH)	rated current maximum current	135 (A, rms) 310 (A, rms)
Φ	0.0335 (Vs/rad)	rated voltage maximum voltage	90 (V, rms) 120 (V, rms)
number of pole pairs	4	moment of inertia	0.01275 (kgm ²)
rated power maximum power	16(kW) 40(kW)	effective resolution of position sensor	4 x 4096 (p/r)

磁石に起因する回転子磁束である。 I は 2×2 単位行列であり、 J は次式で定義された 2×2 交代行列である。

$$J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (10)$$

τ は発生トルク、 ω_{2n} , ω_{2m} は回転子の電気角速度、機械角速度、また R_1 は固定子巻線の抵抗である。 L_i , L_m は固定子の同相インダクタンス、鏡相インダクタンスであり、いわゆる dq インダクタンスとは次の関係を有する。

$$\begin{bmatrix} L_d \\ L_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L_i \\ L_m \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (11)$$

N_p は極対数であり、 s は微分演算子である。

以降詳説する ST-EV の駆動用 PMSM としては、(1)~(9) 式でモデル化された SP-PMSM を採用している。採用 SP-PMSM の特性を表1 (代表値) に示す。本 SP-PMSM は、低電圧大電流特性を持ち、軸出力は1時間定格 16(kW)、極短時間定格はこの 250% 相当の約 40(kW) である。ゼロ速を含む低速でのトルク発生は、1時間定格 40(Nm) に対し、最大値はこの 250% 相当の約 100(Nm) である。運転速度は、定格機械角速度 400(rad/s) に対し、最高値はこの約 250% 相当の機械角速度 1000(rad/s) である。

3. ST-EV のための駆動制御システムの基本構成

図2に、ST-EV のための提案モータ駆動制御システム

図 2 ST-EV のための駆動制御システムの構成

Fig. 2. Basic configuration of drive control system for ST-EV.

を概略的に示した。EV 主駆動用 SP-PMSM と後輪（Rear wheel と表示）とは、デフ等により減速されているが、変速されることなく直結されている。すなわち、EV の加速・減速、前進・後進は PMSM の加速・減速、前進・後進と 1 対 1 で対応している。モータ駆動制御システムの中で、破線で囲った部分が ST-EV を特色づける部分、換言するならば提案の駆動制御技術を含む部分である。本部分は、d-n-r ハンドレバー（d-n-r hand lever と表示）とアクセルフットペダル（acceleration foot pedal と表示）からの指示により所要の電力を発生し、主駆動用 SP-PMSM を駆動している。速度計（speed meter と表示）のための速度情報は、モータ駆動制御システムが生成した SP-PMSM の回転速度推定値を利用している。

ST-EV のための提案モータ駆動制御システムと既存 EV 用モータ駆動制御システムとの主要な違いは、センサレス駆動制御のための位相推定器 (Phase estimator と表示)、高周波電圧発生器 (High-frequency voltage generator, HFV と表示) と、高効率・広範囲運転のための指令生成器 (Command generator, Com. gen. と表示)、指令変換器 (Command converter, Com. conv. と表示) とにある。以下では、ST-EV のための駆動制御システムを、これら機器を中心に提示説明する。図 2 では、説明予定の特徴的機器に陰影を付け明示した。

4. 位相推定器の構成

4・1 周波数ハイブリッド方式 位相推定器は、位置・速度センサに代わって、回転子の位相・速度を推定するというセンサレスベクトル制御法の最重要機能を担う。ゼロ速から 250%定格速度の高速域に及ぶ広範な動作領域において、単一原理での適切な位相推定は大変困難であり、提案駆動制御システムにおける回転子位相推定には、ゼロ速から低中速において有用な推定法による推定値と低中速から高速にかけて有用な推定法による推定値とを、周波数的に加重平均して最終推定値とする、いわゆる「周波数ハイ

図 3 周波数ハイブリッドのための周波数重みの例

Fig. 3. An example of frequency weight for frequency hybrid.

ブリッド方式」を採用している⁽²¹⁾。

図3は、周波数ハイブリッドに用いられる周波数的加重平均を概念的に表現したものである。同図の(a)は周波数的加重平均の重みが比較的広い周波数範囲で緩慢に変換しているのに対して、(b)は、重みが特定の周波数あるいは比較的狭い周波数範囲で急変している⁽²¹⁾。提案駆動制御システムでは、(b)形を採用し、表1のSP-PMSMに対し、重み切替え周波数を電気角周波数で約600(rad/s)としている(本章末尾の注1, 2を参照)。

図4は、(b)形周波数ハイブリッド方式に基づく、提案の位相推定器の内部構造を示したものである。位相推定器は、回転座標系上の電圧、電流、及び高周波電圧の周波数情報を入力として得、回転子の位相と速度の推定値を出力している。図中のSwitchが、電気角周波数約600(rad/s)で $H \Leftrightarrow L$ と切替わり、2つの初期位相推定値 $\hat{\theta}_\gamma$ のいずれか1つを選定するようにしている。最終位相推定値 $\hat{\theta}_\alpha$ と速度推定値を生成する役割を担う位相同期器(phase synchronizerと表示)は、共有が可能であるので、共有している。

4・2 中高速域用の位相推定法 表 1 の SP-PMSM を利用する提案駆動制御システムでは，電気角周波数で約 600 ～ 4000(rad/s) にわたる中高速領域では，SP-PMSM の

図6 一般化積分形 PLL 法に基づく位相同期器

Fig. 6. Configuration of the phase synchronizer based on the generalized integral type PLL.

転子磁束 $\hat{\phi}_m$ の 2 成分を d, q 成分で表現しているのはこのためである。

図 4 の位相同期器は、上記一般化積分形 PLL 法を実現したものである。図 6 に、本位相同期器の詳細を図示した。当然のことながら、D 因子状態オブザーバの動作中は、位相同期器の入力 Switch は H 側へ倒されている。

4.3 低中速域用の位相推定法 ゼロ速度を含む低速域では、トルク発生に寄与する駆動電圧のレベル及び S/N 比が極めて低く、更には固定子抵抗に対するパラメータ感度が高く、駆動用の電圧・電流を用いた位相推定は著しく困難である。上記の問題を解決する実際の推定方法として、提案駆動制御システムでは、高周波印加法の 1 種である、鏡相特性を利用した位相推定法（以下、鏡相推定法と略記）を利用している⁽¹⁷⁾。

低中速域では、図 2 の高周波電圧発生器 HFV は、次の関係に従い、回転高周波電圧を発生し、これを駆動電圧指令に重畳している（7 章末尾注 3 参照）。

$$v_{1h}^* = V_{1h} \begin{bmatrix} \cos \omega_h t \\ \sin \omega_h t \end{bmatrix} \dots\dots\dots (20)$$

回転高周波電圧の印加に応じ、高周波同相電流 i_{1hi} 、高周波鏡相電流 i_{1hm} からなる高周波電流 i_{1h} が発生する。鏡相特性によれば、回転子 N 極位相は、高周波同相電流位相、高周波鏡相電流位相の中間値を取る（図 7 参照）。したがって、高周波同相電流、高周波鏡相電流が検出できれば、本鏡相特性を利用した次式に従い、N 極位相を推定することができる。

$$\left\{ \begin{array}{l} C_{2p} \\ S_{2p} \end{array} \right\} = \begin{bmatrix} i_{1hi} & J i_{1hi} \end{bmatrix} i_{1hm} \dots\dots\dots (21)$$

$$\hat{\theta}_\gamma = \frac{1}{2} \tan^{-1} \left(\frac{S_{2p}}{C_{2p}} \right)$$

図 4 に示した位相推定器の下段構成部が、鏡相推定法による位相推定を行っている。同相鏡相電流ベクトル生成器（In-phase mirror-phase current evolver と表示）は、高周波電流を含む固定子電流と高周波角周波数 ω_h から高周波同相電流、高周波鏡相電流を抽出している。同相鏡相電流ベクトル生成器は、図 8 に示したように、2 連の D 因子フィルタ $F(D)$ により構成されている⁽¹⁸⁾。図 4 の位相偏差検出器（Phase-error detector と表示）は、(21) 式に従って、高

図7 逆突極（N 極）、同相電流、鏡相電流の位相の関係

Fig. 7. Relation among phases of negative pole-saliency (N-pole), in-phase current and mirror-phase current.

図8 同相鏡相電流ベクトル生成器の構成

Fig. 8. Configuration of the in-phase mirror-phase current evolver based on filters in the D-module.

周波同相電流、高周波鏡相電流から、初期位相推定値 $\hat{\theta}_\gamma$ を出力している。このとき Switch は、当然のことながら L 側に倒されており、本初期位相推定値は位相同期器へ入力される。位相同期器の働きは、図 6 を用いて既に説明した通りである。

鏡相推定法は、以下の特色を持つことが知られている⁽¹⁷⁾。

- 1) 固定子抵抗、固定子インダクタンス、回転子磁束などのすべてのモータパラメータに不感である。
- 2) 高トルク発生において不可避免的に発生する固定子磁束飽和に低感度である。
- 3) 簡単であり、センサレス化ハードウェアを追加的に必要としない。演算素子上（DSP など）のソフトウェアで実現可能である。
- 4) ゼロ速度で 250% 定格という高トルク発生を行う場合にも利用可能である。

以上、図 3～図 8 を用いて、ST-EV のための提案駆動制御システムにおける、周波数ハイブリッド方式採用の位相推定器について説明した。位置・速度センサに代わる働きをする位相推定器により、ST-EV のセンサレス運転が可能となる。しかし、位相推定器は、ゼロ速から最高速度までのトランスミッションレス運転に寄与するものではない。ST-EV のトランスミッションレスかつ高効率・広範囲運転には、提案駆動制御システムにおける指令生成器、指令変換器が大きく寄与している。次にこれらを説明する。

（注 1）周波数ハイブリッド方式において (a), (b) の何れの

形式を採用するかは、周波数ハイブリッド化される位相推定法と深く関係している。提案の SP-PMSM を利用した ST-EV では (b) 形を採用したが、これは、低速域での位相推定法の特性によっている。すなわち、SP-PMSM を利用した ST-EV では、低速域での位相推定に高周波電圧印加を伴う鏡相推定法を利用した。鏡相推定法における高周波電流は必要不可欠ではあるが、電流制御の観点からは外乱となり、更には、好ましくない銅損も発生する。これを早めに断ち切るには、(b) 形が有利である。

(注 2) (b) 形の周波数ハイブリッド方式における切換え周波数 (電気角周波数約 600(rad/s)) は、1) 鏡相推定法の正常動作範囲 (0 ~ 1600(rad/s)) と D 因子オブザーバの正常動作範囲 (120(rad/s) ~), 2) D 因子オブザーバが担う高速域での推定性能の向上, 3) 高周波電流による銅損の早期の消滅, などを考慮して定めた。周波数ハイブリッドの切換えは、表 1 の SP-PMSM を用いた実験では、電気角周波数 200 ~ 1200(rad/s) の広い範囲で可能であった。

5. 指令生成器・指令変換器の構成

5.1 指令生成器の構成 提案駆動制御システムでは、ハンドレバーによる前進 (d), 中立 (n), 後進 (r) の dnr 指令と、フットペダルによる加速指令とにより、先ず、駆動制御システムへの基本指令である符号付き電流ノルム指令 i_n^* (スカラー量) を生成している。図 2 における指令生成器がこの働きを担っている。フットペダルによる加速指令に応じて電流ノルム指令の絶対値 $|i_n^*|$ が生成され、ハンドレバーによる dnr 指令に応じて、以下のように符号が付与されている。

$$i_n^* = \begin{cases} +|i_n^*|; & \text{drive} \\ 0; & \text{neutral} \\ -|i_n^*|; & \text{rear} \end{cases} \quad (22)$$

中立 (n) 指令に対しては、加速指令は無視され、強制ゼロがセットされるようになっている。

5.2 指令変換器の構成 図 2 における指令変換器の働きは、符号付き電流ノルム指令 i_n^* より、d 軸、q 軸電流指令 i_d^*, i_q^* (2×1 ベクトル量) を実時間で生成することにある。d 軸、q 軸電流指令は、次の (23) 式の関係を満たしつつ、最大効率運転あるいは広範囲運転を可能とするノルム指令形電流制御法に基づき決定している⁽¹⁹⁾。

$$\left. \begin{aligned} i_n^{*2} &= i_d^{*2} + i_q^{*2} \\ \text{sgn}(i_n^*) &= \text{sgn}(i_q^*) \end{aligned} \right\} \quad (23)$$

図 9 に、指令変換器の内部構造を概略的に示した。d 軸電流指令を決定した後に、q 軸電流指令を決定するようにしている。ノルム指令形電流制御法は、近似計算あるいは繰返し計算の要なく、これら指令値を数学モデルに立脚し解析的に一気に決定する点にその特長がある⁽¹⁹⁾。以下、

図 9 指令変換器の内部構造

Fig. 9. Configuration of the command converter.

この要点を説明する。

位相推定器が正常動作している状況下での、電流制御器からみた SP-PMSM の数学モデルは、(1) ~ (9) 式より、次の (24) ~ (26) 式となる。

[SP-PMSM の数学モデル]

回路方程式 (第 1 基本式)

$$v_1 = \begin{bmatrix} R_1 + sL_d & -\omega_{2n}L_q \\ \omega_{2n}L_d & R_1 + sL_q \end{bmatrix} i_1 + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_{2n}\Phi \end{bmatrix} \quad (24)$$

トルク発生式 (第 2 基本式)

$$\tau = N_p (2L_m i_d + \Phi) i_q \quad (25)$$

エネルギー伝達式 (第 3 基本式)

$$i_1^T v_1 = R_1 \|i_1\|^2 + \frac{s}{2} (L_d i_d^2 + L_q i_q^2) + \omega_{2n} \tau \quad (26)$$

実効的な電圧制限がない状況下では、最大効率を追求する運転が合理的である。最大効率運転は、トルク/電流ノルム比を最大化することにより、達成される。最大トルク/電流ノルム比規範は、(25), (26) 式より、次式となる。

$$i_d^* \Phi + 2L_m (i_d^{*2} - i_q^{*2}) = 0 \quad (27)$$

(23), (27) 式 of 非線形連立方程式の解が、最大効率運転のための d 軸、q 軸電流指令を与える。この解析解は、次式となる⁽¹⁹⁾。

$$\left. \begin{aligned} i_d^* &= \frac{-1}{2} \left\{ \frac{\Phi}{4L_m} + \sqrt{\frac{\Phi^2}{16L_m^2} + 2i_n^{*2}} \right\} \\ i_q^* &= \text{sgn}(i_n^*) \sqrt{i_n^{*2} - i_d^{*2}} \end{aligned} \right\} \quad (28)$$

表 1 のモータパラメータを用いて、また、符号付き電流ノルム値は正の定格値として、(23), (27) 式による軌道を図 10 に描画した。同図において、2 軌道の交点が、(28) 式の解に対応している。

定格速度以上の速度領域での SP-PMSM 運転における最優先考慮事項は、電圧制限である。電圧制限への考慮なくして定格速度超える高速運転は、維持することは困難である。本速度領域では固定子抵抗による電圧ドロップは相対的に十分小さく、本速度領域での電圧制限 (電圧ベクトルノルム $\|v_1\|$ の制限) c_v を示す規範は、 $\hat{\omega}_{2n} \approx \omega_{2n}$ の下では、(24) 式より次の楕円軌道となる。

図 10 最大トルク / 電流比規範軌道と電流ノルム指令の例

Fig. 10. Maximum torque/current trajectory and a current norm command.

図 11 電圧制限楕円軌道と電流ノルム指令の例

Fig. 11. Voltage limit ellipses and a current norm command.

$$c_v^2 \approx \hat{\omega}_{2n}^2 \left((L_q i_q)^2 + (L_d i_d + \Phi)^2 \right) \dots \dots \dots (29)$$

(23), (29) 式の非線形連立方程式の解が, 広範囲運転のための d 軸, q 軸電流指令を与える。この解析解は, 次式となる⁽¹⁹⁾。

$$\left. \begin{aligned} i_d^* &= \frac{1}{4L_i L_m} (\alpha_3 + \beta_3) \\ \alpha_3 &= -\Phi L_d \\ \beta_3 &= \sqrt{\Phi^2 L_q^2 - 4L_i L_m \left(L_q^2 i_n^{*2} - \left(\frac{c_v}{\hat{\omega}_{2n}} \right)^2 \right)} \dots \dots \dots (30) \\ i_q^* &= \text{sgn}(i_n^*) \sqrt{i_n^{*2} - i_d^{*2}} \end{aligned} \right\}$$

表 1 に示したモータパラメータを利用して, (23), (29) 式に基づき, 電圧制限楕円 ($|c_v / \hat{\omega}_{2n}| = 0.08 \sim 0.02$) と電流ノルム指令による円軌道の 1 例を図 11 に示した。ただし, ノルム指令の 1 例は正の定格値とした。電圧制限楕円と円軌道の交点が (30) 式による d 軸, q 軸電流指令に対応している。

(30) 式の電流指令が意味を持つためには, 次の条件が満足されなければならない。

図 12 電圧制限下での運転可能領域の例

Fig. 12. Attainable operation region under voltage limit.

図 13 変換指令値の選択手順の例

Fig. 13. Current command selection procedure.

$$|\Phi - L_d i_n^*| < \left| \frac{c_v}{\hat{\omega}_{2n}} \right| < \sqrt{\Phi^2 + L_q^2 i_n^{*2}} \dots \dots \dots (31)$$

上式の左辺は到達可能な最高速度を規定し, 右辺は d 軸電流指令が負になる条件を規定している⁽¹⁹⁾。(31) 式の条件を, 表 1 のモータパラメータを用いて, 図 12 に示した。同図の領域 B が (31) 式を満足する領域に対応する。

図 12 の領域 A は, (30) 式の電流指令を採用することはできないが, (28) 式による電流指令を問題なく採用できる領域である。領域 B においても, 領域 A の近傍では, (28) 式による電流指令の採用が可能である。(28), (30) 式が共に利用可能な場合には, (28) 式を利用した方がよい。図 13 は, この選択の手順の 1 例を流れ図として示したものである。同図の第 2 ステップでは, (31) 式右辺の不等関係成否をチェックし, 成立の場合は Yes を選択し, 成立しない場合は No を選択する。第 3 ステップでは, (28), (30) 式による d 軸電流指令の比較を行い, (30) 式の d 軸電流指令が小さい場合は Yes として (30) 式を選択し, 大きい場合には No として (28) 式を選択するようにしている。

提案駆動制御システムにおける指令変換器（図 2，図 9 参照）の d 軸電流指令決定器（ i_d^* determiner と表示）には，図 13 に示した選択機能と，(28)，(30) 式の第 1 式とが内蔵されている。q 軸電流指令決定器（ i_q^* determiner と表示）には，(28)，(30) 式の第 2 式が内蔵されている。

6. 電力変換器

次に，図 2 に示した ST-EV ための提案駆動制御システムにおける電力変換器について説明する。市販の EV では，電力変換器自体の制御アルゴリズムとベクトル制御アルゴリズムとは一体的に構成されることが多く，電力変換器の分離利用は困難である。また，EV 用の電力変換器は，一般産業用のものと異なり，水冷かつ車載可能な形態でなくてはならず，EV あるいは ST-EV に直ちに適合可能な市販の電力変換器は，少なくとも現時点の国内では，存在しない。これらの点を考慮し，ST-EV のための提案駆動制御システムの検証および ST-EV 自体の開発に不可欠な電力変換器を試作した。電力変換器は，主駆動 SP-PMSM の 150% 定格運転を 2 分間維持できる容量を持たせるようにした。なお，モータ駆動制御システムにおいてソフトウェア実現可能な部分は，単一の DSP（TI 社，TMS320VC33-150 MHz，75 MIPS）で実現し，これを含む基板 1 式を電力変換器と同一のシャーシに内蔵した。図 14 に，性能評価中の試作電力変換器の様子を示した。

図 14 ST-EV 用試作電力変換器

Fig. 14. Inverter for the ST-EV.

図 15 テストベッド上の ST-EV モータ

Fig. 15. SP-PMSM for ST-EV on test bed.

7. テストベッド上での試験

図 15 に，定盤上の ST-EV 用 SP-PMSM（表 1 参照）を示す。同モータには，負荷装置をトルクセンサを介して接続し，ST-EV 走行時の各種負荷を模擬印加できるようになっている。本 SP-PMSM は，各種走行速度における力行・回生状態を想定し，図 14 に示した試作電力変換器を利用して駆動した。この際，周波数ハイブリッド方式による位相推定の切替えは，電気角速度約 600(rad/s)（機械角速度約 150(rad/s) 相当）で行うようにした（4 章末尾注 2 参照）。(20) 式に定義した高周波電圧は， $V_{1h} = 2(V)$ ， $\omega_h = 800\pi(\text{rad/s})$ とし（本章末尾注 3 参照），また電圧制限値は $c_v = 155(V)$ とした。

図 16 に，定格機械角速度 400(rad/s) で，符号付き電流指令として，定格トルク 40(Nm) の発生をもたらす定格 $i_n^* = 233(A)$ を与えたときの定常応答を示す。本状態では，図 9 の指令変換器による d 軸電流指令，q 軸電流指令は，

図 16 ST-EV 用 SP-PMSM による定格速度 400(rad/s) での定格トルク 40(Nm) 発生の様子

Fig. 16. A response of SP-PMSM producing rated 40(Nm) torque at speed of 400(rad/s).

図 17 ST-EV 用 SP-PMSM によるゼロ速度での定格トルク 40(Nm) 発生の様子

Fig. 17. A response of SP-PMSM producing rated 40(Nm) torque at standstill.

(28) 式に基づき決定され、図 10 に示した値をとる。また、高周波電圧発生器 HFV は切られ、高周波電圧の重畳印加は止められている。更には、図 4 に示した位相推定器の Switch は H 側に入り、位相推定は D 因子状態オブザーバにより行われている。

図 16 は、上から、固定子の q 軸電流、d 軸電流、回転子位相の実測値と推定値を示している。本応答例では、固定子の q 軸電流、d 軸電流は、平均的には各々 200(A) 弱、-100(A) 強となっており、指令変換器により生成された指令通りの応答が得られていることがわかる(図 10 参照)。d 軸、q 軸電流とも若干の高周波成分が残っているが、D 因子状態オブザーバは、本来ローパスフィルタリングの特性を有するので、高調波成分の影響を排除した形で回転子位相の推定を行うことができる。実際、図 16 が明示しているように、回転子位相は適切に推定されている。なお、関連試験によれば、位相の推定誤差は、定格負荷時で電気角約 $\pm 0.1(\text{rad})$ 程度であった。

図 17 に、ゼロ速度で、符号付き電流指令として、定格トルク 40(Nm) の発生をもたらす定格 $i_n^* = 233(\text{A})$ を与えたときの定常応答を示す。指令変換器による d 軸電流指令、q 軸電流指令は、図 16 の場合と同一である。ただし、図 2 の高周波電圧発生器 HFV は接続され、高周波電圧が駆動用電圧指令に重畳印加されている。また、図 4 に示した位相推定器の Switch は L 側に入り、位相推定は鏡相推定法により行われている。

同図は、上から、固定子の q 軸電流、d 軸電流、高周波同相電流 i_{1hi} と高周波鏡相電流 i_{1hm} の各 d 軸成分を示している。本応答例では、d 軸、q 軸電流とも高周波脈動が見られるが、これは高周波電圧の印加により発生した高周波電流である。固定子電流より検出された高周波同相電流 i_{1hi} と高周波鏡相電流 i_{1hm} の各 d 軸成分の位相差が無いことより、回転子位相が正しく推定されていることが分かる。なお、このときの推定位相誤差は、瞬時最大値で電気角約 $\pm 0.2(\text{rad})$ であり、平均値は実質的にゼロであった。

(注 3) 鏡相推定法に利用する高周波電圧は、位相推定のための観点からは、より高い周波数、より大きい振幅が好ましい。これらの実際の選択には、上記に加えて、1) 制御周波数(制御周期の逆数)、2) 高周波電流の駆動用電流制御への影響、3) 高周波電流による銅損、4) 高周波電磁音、などを考慮する必要がある。制御周波数を 10(kHz) とする場合、採用可能な周波数は 400 ~ 500(Hz) が実効的な上限である。振幅は、適切な位相推定値が安定的に得られる下限値を実験的に確認し、2) ~ 4) 項も考慮の上、下限値以上の値を採用することになる。

8. 走行試験

図 2 の破線部で明示した駆動制御装置を ST-EV 実車(母体 EV は、富士重工業(株)製サンバー EV を選定⁽¹⁵⁾)に搭載し、図 2 の駆動制御システム全体を構築した。図 18

図 18 試作駆動制御装置搭載の様子

Fig. 18. Developed drive-control apparatus installed on ST-EV.

図 19 シャーシダイナモメータ上の ST-EV

Fig. 19. ST-EV on chassis dynamometer.

図 20 約 50(km/h) 走行時の応答の 1 例

Fig. 20. A response example of driving of about 50(km/h).

図 21 約 5(km/h) 走行時の応答の 1 例

Fig. 21. A response example of driving of about 5(km/h).

は、駆動制御装置搭載の様子を、ST-EV 後部からみたものである。駆動制御装置搭載後の ST-EV 実車を利用して、走行試験を行なった。データ取得のための走行は、データ実時間取得の関係で、シャーシダイナモメータ上で行なった。図 19 は、シャーシダイナモメータ上の ST-EV の様子である。本シャーシダイナモメータは、速度に応じた走行抵抗を ST-EV に与えることができる。測定対象は、駆動制御装置外部から測定可能な U 相電流、バス電圧とし、これらデータを日置電機(株)製のレコーダ(8855 Memory Hicorder)を利用し取得した。

図 20 は、約 50(km/h) (モータ軸換算で機械角速度約 600(rad/s)) で走行時の周期定常応答の 1 例である。同図は、上からバス電圧、U 相電流を示している。良好な電流制御が確認される。図より明かなように、本速度域では、高周波電圧発生器 HFV は切られ、高周波電圧の重畳印加は止められている。すなわち、図 4 に示した周波数ハイブリッド形位相推定器の Switch は H 側に入り、位相推定は D 因子状態オブザーバにより行われている。

図 21 は、約 5(km/h) (モータ軸換算で機械角速度約 60(rad/s)) で走行時の周期定常応答の 1 例である。図の意味は、図 20 と同一である。電流制御が行われている基本波成分に、 $\omega_h = 800\pi(\text{rad/s})$ の高周波成分が重畳されている様子が確認される。本速度域では、図 4 に示した周波数ハイブリッド形位相推定器の Switch は L 側に入り、位相推定は鏡相推定法により行われている。なお、N 極位相の情報を持つ高周波電流の信号レベルを上げ、不整路面からくる外乱の影響に対する位相推定のロバスト性を向上すべく、高周波電圧の波高値は、高周波印加が ST-EV 搭乗者に実効的に感知されないことを確認の上、 $V_{1h} = 10(\text{V})$ を実験的に選定した(7 章末尾の注 3 参照)。

所要の試験走行を行った後に、公道走行を開始した。図 22

図 22 横浜みなとみらい地区快走中の ST-EV 新 II (2004.3.25)

Fig. 22. The ST-EV driving on public road of Yokohama bay area on March 25, 2004.

は横浜・みなとみらい地区を快走中の新規開発 ST-EV(2004 年 3 月 25 日)の様子である。なお、本 ST-EV は、IM を利用した「ST-EV 新」と区別すべく⁽⁸⁾、「ST-EV 新 II」と命名した。

9. おわりに

以上、PMSM を利用した ST-EV を特色づける駆動制御システムに関し、ST-EV の実現が可能な有用な 1 構成法を、実際に開発した ST-EV を参照にしながら、具体的に新規提示した。本新規提示に加えて、国内外で長年開発が試みられながらも成功に至らなかった、PMSM を利用した ST-EV が開発可能であることを最初に示し得た点にも、本論文の大きな貢献の 1 つと考えている。当然のことながら、ST-EV の駆動制御技術は、近年普及が著しいハイブリッド EV のモータ駆動制御にも適用可能である。ハイブリッド EV のモータ駆動制御において位置・速度センサレス化が試みられていることを考慮するならば、本論文の提示内容は、ハイブリッド EV の発展にも有用であり寄与すると思われる。自動車業界による EV の今後の発展に期待したい。

文献(13)、(14)及び本論文で提示した ST-EV の開発は、神奈川大学ハイテク・リサーチ・プロジェクト「新しいエネルギー変換・高密度エネルギー蓄積材料および環境クリーンプロセス技術の開発」における小プロジェクト「高性能センサレス電気自動車の開発」としてなされたものである。本プロジェクトの遂行に尽力された関係各位に謝意を表する。(平成 17 年 1 月 11 日受付, 平成 17 年 6 月 13 日再受付)

文 献

- (1) M. Schroedl, D. Hennerbichler, and T.M. Wolbank: "Induction Motor Drive for Electric Vehicles without Speed and Position Sensors", Proc. of 5-th European Conference on Power Electronics and Application (EPE-93), pp.271-367 (1993)
- (2) 山田堅滋・小玉貴志・足利 正・松田 功:「速度センサレス制御 INV を搭載した試作 EV の実験結果報告」, 電気学会研究資料, SPC-94-106, pp.37-43 (1994)
- (3) 山田堅滋・小玉貴志・足利 正・松田 功:「電気自動車用速度センサレスベクトル制御装置の開発」, 平成 8 年電気学会全国大会講演論文集, 4, pp.241-242 (1996-8)
- (4) 足利 正:「電気自動車用モータの新技術」, 電気学会誌, 117, 1, pp.18-21 (1997-1)
- (5) 電気自動車用パワーエレクトロニクス・システム制御調査専門委員会編: 電気学会技術報告第 690, 「電気自動車用パワーエレクトロニクス・システム制御の動向と課題(誘導電動機のセンサレス制御)」, pp.51-52 (1998)
- (6) 新中新二・竹内 茂・北島 明・江口文夫・春木英将:「クラッチ不要なセンサレス電気自動車 新の開発」, 平成 13 年電気学会全国大会講演論文集, 4, pp.1524-1525 (2001-3)
- (7) 新中新二:「計測・制御から見たセンサレス・トランスミッションレス電気自動車の開発」, 計測と制御, 40, 11, pp.809-812 (2001-11)
- (8) S. Shinnaka and S. Takeuchi: "Development of Sensorless-Vector-Controlled Electric Vehicle with no Variable Transmission", Trans. of SICE, Vol.38, No.5, pp.501-510 (2002-5) (in Japanese)
新中新二・竹内 茂:「センサレスベクトル制御駆動による無変速機電気自動車の開発」, 計測自動制御学会論文集, 38, 5, pp.501-510 (2002-5)
- (9) 正木良三:「センサレス制御技術の自動車への応用展開」, 2001 モータ技術シンポジウム(日本能率協会主催) pp.(A5-3-1)-(A5-3-10) (2001-4)
- (10) 金子 悟・正木良三・澤田建文・吉原重之:「永久磁石同期モータ駆動電気自動車用位置センサレス制御の開発」, 平成 13 年電気学会産

業応用部門大会講演論文集, pp.797-798 (2001-8)

- (11) N. Patel, T. O'Meara, J. Nagashima, and R. Lorenz: "Encoderless IPM Drive System for EV/HEV Propulsion Applications", CD-Proc. of 9-th European Conference on Power Electronics and Application (EPE 2001) (2001-8)
- (12) N. Patel, T. O'Meara, J. Nagashima, and R. Lorenz: "Encoderless IPM Drive System for EV/HEVs", CD-Conference Record of the 2001 IEEE Industrial Applications Conference (36th IAS Annual Meeting) (2001-10)
- (13) 新中新二:「永久磁石同期モータを利用したセンサレスベクトル制御駆動・トランスミッションレス電気自動車の開発可能性」, 平成 15 年電気学会産業応用部門大会講演論文集, 2, pp.223-228 (2003-8)
- (14) 新中新二・竹内 茂:「永久磁石同期モータを利用したセンサレスベクトル制御駆動・トランスミッションレス電気自動車の開発」, 平成 16 年電気学会産業応用部門大会講演論文集, 2, pp.411-414 (2004-8)
- (15) 富士重工業(株):「サンパー EV, 新型車解説書・整備解説書」, GD-TV1 (改) (2001)
- (16) S. Shinnaka: "New Sensorless Vector Control Methods Based on New Minimum-Order Flux State-Observer in the D-Module for Permanent Magnet Synchronous Motors", *IEEE Trans. IA*, Vol.123, No.12, pp.1445-1460 (2003-12) (in Japanese)
新中新二:「永久磁石同期モータの最小次元 D 因子状態オブザーバとこれを用いたセンサレスベクトル制御法の提案」, 電学論 D, 123, 12, pp.1445-1460 (2003-12)
- (17) S. Shinnaka: "A Mirror-Phase Based Sensorless Control of Salient-Pole PMSM", *Trans. of SICE*, Vol.40, No.5, pp.536-545 (2004-5) (in Japanese)
新中新二:「突極形永久磁石同期モータのセンサレス駆動のための鏡相形ベクトル制御」, 計測自動制御学会論文集, 40, 5, pp.536-545 (2004-5)
- (18) S. Shinnaka: "A New Multivariable Filter with Variable-Frequency Characteristics for Three-Phase Signal Processing", *IEEE Trans. IA*, Vol.121, No.2, pp.253-260 (2001-2) (in Japanese)
新中新二:「三相信号処理のための可変特性多変数フィルタの提案」, 電学論 D, 121, 2, pp.253-260 (2001-2)
- (19) S. Shinnaka: "A New Current Control Method for Energy-Efficient/ Wide-Speed-Range Drive of Permanent Magnet Synchronous Motor", *IEEE Trans. IA*, Vol.125, No.3, pp.212-220 (2005-3) (in Japanese)
新中新二:「突極形永久磁石同期モータの高効率・広範囲運転のためのノルム指令形電流制御法」, 電学論 D, 125, 3, pp.212-220 (2005-3)
- (20) 新中新二:「同期モータの統一的ベクトル解析」, 平成 9 年電気学会産業応用部門大会講演論文集, 2, pp.211-216 (1997-8)
- (21) 新中新二:「同期電動機のベクトル制御方法」, 日本国特許 3612636 号 (1996 年 9 月 18 日)

新中新二(正員) 1973 年防衛大学校卒業。1977 年 University

of California, Irvine 大学院修士課程修了。1979 年同博士課程修了。防衛庁技術研究本部第 1 研究所, 防衛大学校電気工学教室等の奉職を終えて, 1986 年キヤノン(株)勤務。1991 年ベンチャー研究所創設。1996 年神奈川大学電気工学科勤務(教授, 現電気電子情報工学科)。2002 年同学市民 EV センター創設(代表)。これまでの間, 通信, 情報, 制御, パワーエレクトロニクス分野の教育, 研究, 開発及びこれらの管理に従事。近年はサーボモータ駆動制御技術の体系化に専念し, 2001 年に誘導モータを用いたセンサレスベクトル制御駆動・トランスミッションレス電気自動車(ST-EV)の世界初開発に成功。本功績により 2002 年計測自動制御学会より技術賞受賞。2003 年 IEEE IAS-Transactions 論文賞受賞。2004 年永久磁石同期モータを用いた ST-EV の世界初開発に成功。同期モータセンサレス駆動制御における周波数ハイブリッドの基本概念第 1 提唱者(日本国特許 3612636 号, 1996 年 9 月 18 日)。電子情報通信学会, 計測自動制御学会, IEEE, 欧州 EPE, 自動車技術会などの会員。Doctor of Philosophy 及び工学博士。

竹内 茂(正員) 1955 年 5 月 9 日生。1978 年 3 月神奈川

大学第二工学部電気工学科卒業。1977 年 6 月同大学同学科教務技術職員として勤務し, 現在に至る。2001 年に誘導モータを用いたセンサレスベクトル制御駆動・トランスミッションレス電気自動車(ST-EV)の世界初開発に成功。本功績により 2002 年計測自動制御学会より技術賞受賞。2004 年永久磁石同期モータを用いた ST-EV の世界初

開発に成功。計測自動制御学会会員。