

交通用センサレス速度制御システム

Speed-Sensorless Control System for Railway Traction

A development on the railway traction control system has attained speed-sensorless control of induction motor drive.

From the view points of saving the initial and maintenance cost, traction systems require the power increasing of the traction motor or reduction in its size and weight. When the system solution aimed for reduction of MT-ratio, it should not be forgotten the improvement in the performance of adhesion control.

The speed-sensorless vector control of the inverter-fed for the EMUs is the best solution for realizing a high level adhesion requirement.

This paper describes a principle of quick and exact speed estimation of sensorless control, a field data of series 205-5000(of East Japan Railway Company), and supplemental technique of PWM control or verification tools of control-performance. Additionally it describes a new evaluation method of adhesion control.

佐野 孝
Takashi Sano

1. まえがき

電車の制御装置はパワー半導体スイッチング素子の適用によって制御領域が推進力制御は元より回生ブレーキ力制御へと拡がり、乗り心地や運転操作性の改善と併せて、省エネルギー性も向上させてきた。さらに 直流モータ駆動方式から交流モータ駆動方式へとシステムの転換を図ることで保守性の改善が果された。しかし 交流モータ駆動方式のトルク制御には 速度センサが必須であり、この速度センサが信頼性・保守性の更なる高度化に対するひとつの技術ハードルになっていた。

速度センサは一般的にはモータに組み込まれるが、速度信号を他機器と共用する場合もあり、車両用の速度センサの分解能（1回転当りのパルス数またはサイクル数）は一般産業用と比べ、余り高くなく、空転・滑走の検知には検知遅れの問題を抱えていた。

2. トルク・パワー制御と高速応答特性

図1に従来制御とベクトル制御 さらに 速度センサレス・ベクトル制御の車両制御装置としての性能面での位置付けについて横軸を性能、縦軸を信頼性として示す。また 表1は 方式の長所を論じる上での評価項目をまとめたものである。以下、章ごとに各項目について説明する。

車両編成全体という大きな慣性質量の加減速特性だけに着目すれば 電車の推進力（トルク）制御に高速応答特性は不必要と考えられがちであり、事実、上記のセンサレスの模

索の当初も、自車(個々のモータ速度)以外から速度情報を得る等の試みからスタートした。しかし、省メンテシステムの一つの答えとしてM車比率の低減を考えると、技術課題は「高出力モータ+高粘着制御技術」となる。

したがって 我々の目指した速度センサレス方式は 高粘着制御を実現するためのもので、高速速度検知とベクトル制御系を組み合わせた制御方式である。

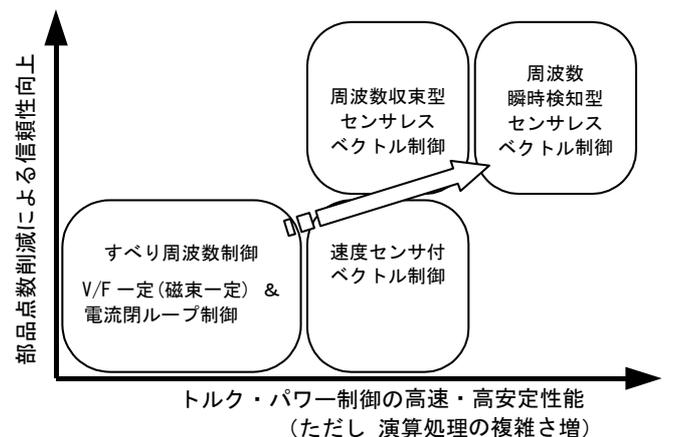


図1 速度センサレス・ベクトル制御の位置付け
Fig.1 positioning of Speed Sensorless Vector Control for Railway Traction

**表1 周波数瞬時検知型
センサレス・ベクトル制御方式の長所**
Table 1 the advantages of a instantaneous
speed detecting vector control

No.	評価項目	周波数瞬時検知型の長所
1	トルク制御	電流制御型閉ループで保護が容易
2	速度演算応答性	ω_m, ω_s の瞬時演算が可能
3	惰行からの投入	速度推定無駄時間小
4	空転検知特性	高精度速度変化率演算可能
5	トルク指令追従特性	ω_s のフィードフォワードで瞬時応答可能
6	粘着制御特性	トルク指令高速可変(高粘着)制御有利

3. ベクトル制御

ベクトル制御はトルクの発生原理である磁束とそれに直交関係となる電流成分を検出・制御することであるが、電流成分のベクトル分解に用いる周波数情報の正確さは検出した各電流成分の正確さ、結果的には制御トルクの正確さに影響する。したがってベクトル制御の高速応答特性を引き出すには速度情報を遅れなく高精度に検知することが前提である。

さらに制御すべきパワーを速度で除すことでパワー制御系をトルク制御系の外側に構成でき、上記のように高速の速度検知、高速のトルク応答特性が得られた段階で、高速のパワー制御特性も容易に実現できる。高速のパワー制御は例えば回生負荷変動時の回生電力の急速絞りに代表されるがオーバーシュートの少ない高安定な制御特性が要求される。

トルク制御系のベクトル制御部を図2に示す。図中の入力信号「トルク分電流パターン: I_q^* 」はトルクパターン指令から、「励磁分電流パターン: I_d^* 」は予め計画した励磁条件から、それぞれ電流指令に変換される。

トルクパターン指令は所謂速度・トルクカーブのこと、励磁条件とは従来制御のV/F比に相当する。

それぞれの電流指令にフィードバック電流を追従させる電流閉ループ系の出力は各成分の電圧指令(V_q^*, V_d^*)となり、これを電圧演算部で電圧位相(θ_v)と変調率(Alpha)に置き換える。続く3相演算部で3相正弦波の変調波としPWM変調部で三角波キャリアと比較してスイッチング・ゲート波形を生成する。

1パルス領域は図2の磁束分電流が指令値に追従しなくなる。追従しない偏差量に応じて V_q^* を増加させる系を組むことで位相 θ_p を主体とする制御系が構成される。この領域の制御系の挙動としては微小変動に対しては従来のすべり周波数制御系と似たものとなるが大きな外乱に対してはAlphaも可変するため高速応答性は従来より優れたものになる。

ベクトル制御演算周期はPWM演算周期(キャリア周期の1/2)であるが、周波数瞬時検知型の速度演算は、このベクトル演算周期内で1回以上のサイクリック演算をして、ベクトル制御の高精度・高速応答性能を実現させた。ここで言うベクトル制御演算周期とは電流検出→ベクトル分解→電流閉ループ制御→電圧座標変換等々の一連の演算処理のことである。

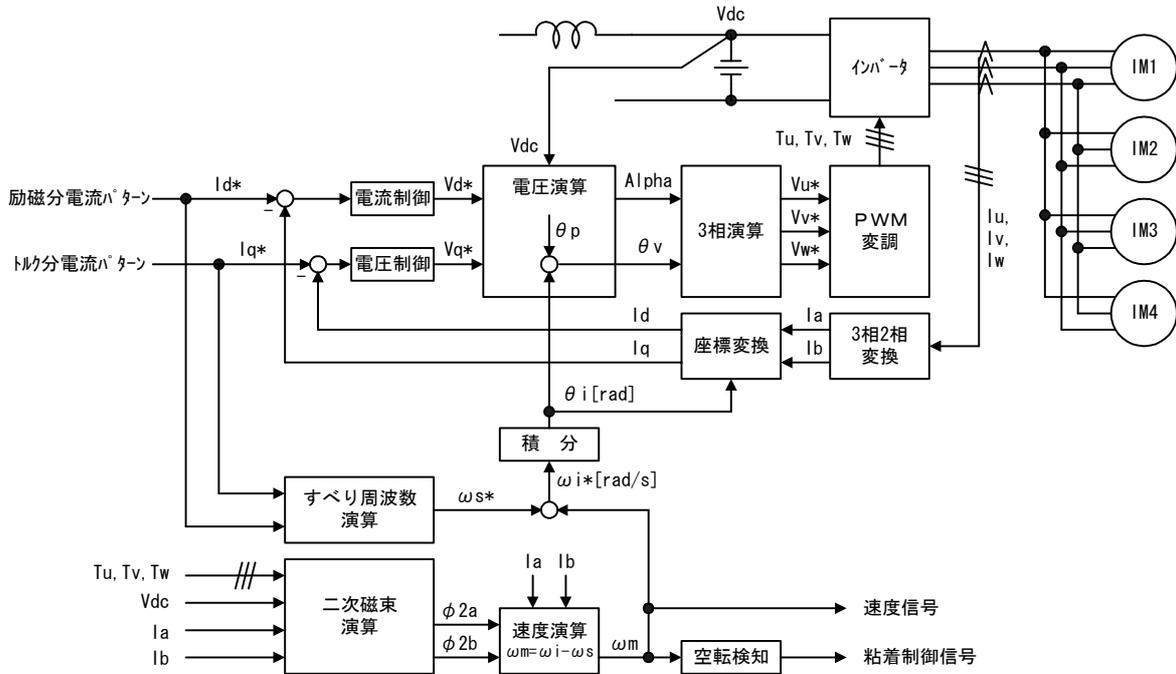


図2 速度センサレス・ベクトル制御の制御ブロック図

Fig.2 Block diagram of Speed Sensorless Vector Control

4. 速度推定

図2のブロック図の下方が速度推定部で、以下の(1)~(3)式の処理を行う。(1)式で電圧モデル二次鎖交磁束ベクトル ϕ_{2v} を得て、すべり角速度 ω_s を(2)式で求める。そして ϕ_{2v} の回転角速度 ω から ω_s を減じてロータ角速度 ω_m を(3)式で得る。(4)式は二次鎖交磁束の位相角を微分するものでPは微分演算子である。

この方法は電流の瞬時値から速度推定ができるため遅れ要素は演算周期のみである。図2の中には速度推定部の ω_s とトルク指令から演算される ω_s^* があるが、制御上の諸々の誤差を含む ω_s を捨て、指令から一義的に決まる ω_s^* を加算して一次電圧角速度 ω_i を得ることでモータの定数変化に影響されにくいトルク制御系となる。

$$\phi_{2v} = \int \left[\frac{L_2}{M} (v - R_1 i) \right] dt - \left(\frac{L_1 L_2}{M} - M \right) i \dots \dots (1)$$

$$\omega_s = R_2 \frac{M(\phi_{2v\alpha} i_\beta - \phi_{2v\beta} i_\alpha)}{L_2(\phi_{2v\alpha}^2 + \phi_{2v\beta}^2)} \dots \dots (2)$$

$$\omega_m = \omega - \omega_s \dots \dots (3)$$

$$\omega = P \left(\tan^{-1} \frac{\phi_{2v\beta}}{\phi_{2v\alpha}} \right) \dots \dots (4)$$

5. 速度の同期投入

ここで言うインバータの同期投入とは惰行状態(モータの無励磁状態)からロータ回転速度にインバータ周波数を一致させて起動することである。投入状態の詳細を図3に示す。

高速検知が可能な現行の速度推定方式ではあるが、前項(1)式が二次鎖交磁束ベクトル ϕ_{2v} を得るための積分項を持つこと、一次電圧位相 θ_i も一次電圧角速度 ω の積分であることから、同期投入時は積分項に初期値が必要となる。この初期値を得るために以下の2つの通電モードを設けている。

5.1 予備励磁モード

予備励磁モードは、短時間(最大30ms)で概略速度を得ることを目的としている。

惰行中のモータに直流電流を流すと(1)式の電圧モデル二次鎖交磁束ベクトル ϕ_{2v} は円軌跡を描き、その回転角周波数がモータの回転角速度となる。よって円軌跡から円の中心座標を求め、軌跡の回転角速度を演算して速度 ω_m は得られる。しかし直流電流の制御精度やモータ定数R1の誤差等の影響でこのモードで得られる速度には比較的大きな誤差が含まれる。

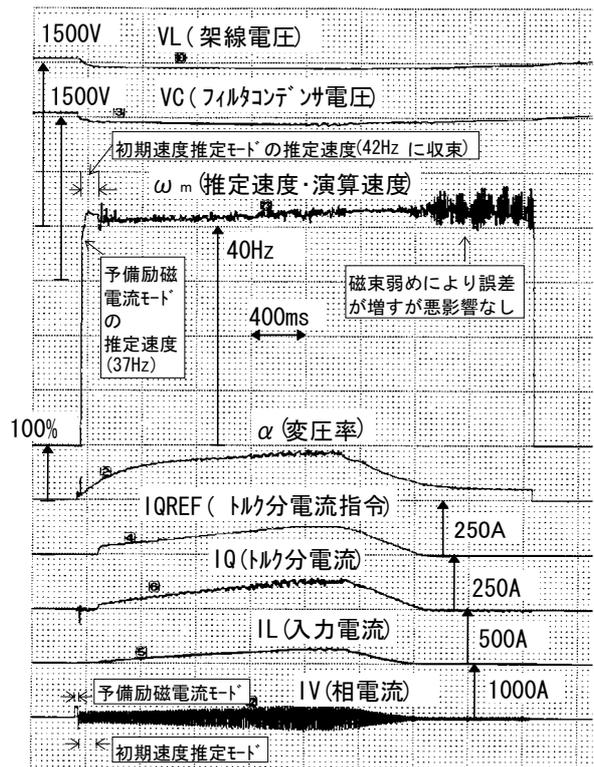


図3 速度同期投入の状態
Fig.3 A detail of Frequency Synchronous Start

5.2 初期速度推定モード

このモードは、上記予備励磁モードで得た概略速度を所定の誤差範囲に引込むモードである。トルク指令=0のベクトル制御運転をし、(1)式の電圧モデル二次鎖交磁束ベクトル ϕ_{2v} と電流ベクトル i から実トルクを演算し、得られた演算トルクが0となるように推定速度 ω_m を修正する。以上2つのモードを組み合わせることで、高精度かつ短時間で初期速度推定値および電圧位相初期値が得られる。

6. ゼロ周波数の通過

この速度推定方式はインバータ一次周波数がゼロのときは(1)、(2)式が成立せず、速度が得られない。磁束演算の積分項が誤差を拡大してしまうためである。したがって周波数変化率に規定を設け、ゼロ周波数に停滞しないようにして、誤差が拡大する前にゼロ周波数を通過させている。

勾配起動時の車両の後退に対して、車両の制御特性上で加速度の下限を規定することは意味がない。ゼロ周波数状態に停滞(直流制動状態でズルズルと後退)させるような運転状態は現実問題としてあり得ず、車両には常に指令方向に加速することが要求される。

この電気車特有の制御特性を満たすべく、ゼロ周波数近傍の領域でインバータ周波数を停滞させずに登坂トルクを確保する策を選択した。

7. 接線力オブザーバを用いた粘着制御

粘着制御性能を高める策は 空転・滑走を速やかに(空転差速度が小さいうちに)検知することと ベクトル制御による再粘着制御過程のトルク応答の速さ および 正確さを向上させることにある。

7.1 再粘着制御方法

「応答の速さ」は 短時間のトルク絞りで効果的に再粘着させるため、「正確さ」は必要最小限のトルク絞りで再粘着を図るためである。最小限のトルク絞りで台車周りのバネ系振動を軽減し、より短時間で再粘着制御過程を完結させることで 再粘着制御中の車両加速度の低下を抑え、かつ乗り心地を損なわない粘着制御性能を実現する。

図4に 高粘着制御のトルク制御パターンを示す。空転・滑走は演算速度の微分値(演算加速度)が所定のレベルを超えたことで検知する。演算速度自体に遅れがないことから空転・滑走検知の遅れも少なく、従来の速度センサのパルスカウント方式の検知遅れ(概略200ms)に対して、センサレス方式の検知遅れは 20~25ms ほどに短縮できる。すなわち検知遅れが少なく空転差速度が小さい状態で再粘着制御を開始できる。

図5の外乱オブザーバによる接線力推定は 速度演算と同じサイクルタイムで処理する。したがってほぼリアルタイムに接線力が得られ、空転開始時の接線力(=粘着限界の接線力)が分かる。

空転検知後は 再粘着を図ることと、空転検知に至るまでの間に広がった空転差速度を 粘着速度に戻すために、一旦トルクを大きく引き下げる(再粘着制御時間)。その後、空転開始時の接線力の値より若干小さい(粘着可能な)トルク指令値に上昇させる(粘着安定化時間)。

従来のパルスカウント方式による速度情報では 粘着可能な接線力が得られなかったため、トルクの引き下げ/復帰パターンは 一義的に空転・滑走検知直前の値に対する固定した低減比率で設定していた。外乱オブザーバ方式は 限界接線力を得て、トルクの引き下げ量を最適化するものである。

7.2 再粘着制御特性の評価方法

空転制御の巧拙は 空転走行時の車両加速度で評価されることがあった。通常加速度に対する空転走行時の加速度低減率では 物理的に低い粘着限界の状況下では制御性能が不当に低く評価されてしまう。

今回、粘着限界近傍でのトルク制御が実現できていること、すなわち 粘着力を有効利用するという尺度として、空転制御中の平均トルクと限界トルクの比を新たに提案し、その評価結果を11章に示す。

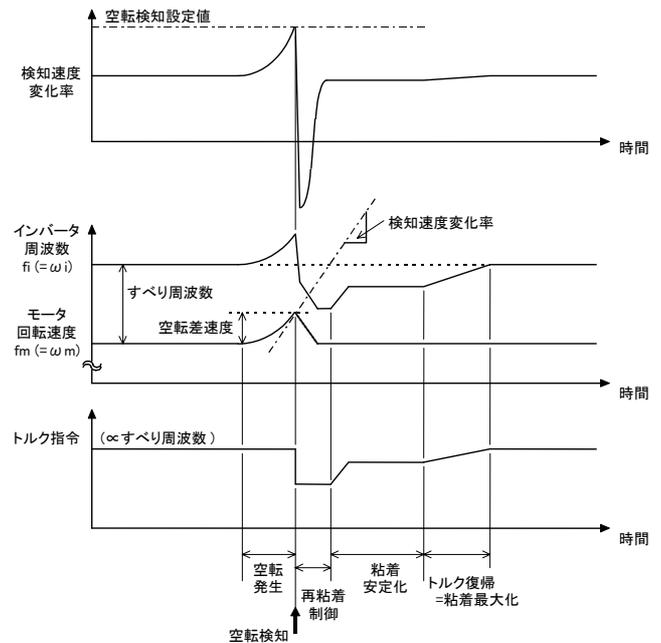


図4 高粘着制御の制御パターン
Fig.4 A Torque Sequence of Adhesion Control

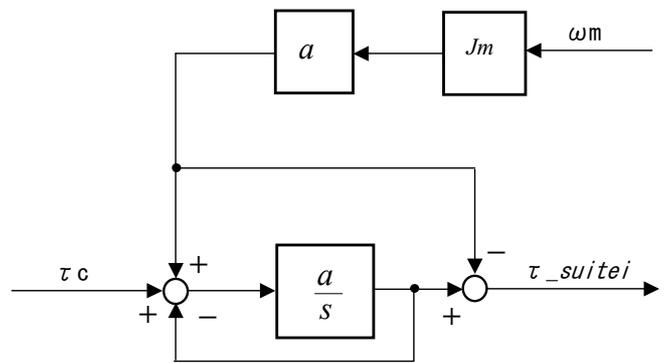


図5 0次外乱オブザーバのブロック図
Fig.5 Block diagram of the disturbance observer

τ_c : モータ発生トルク

J_m : モータ軸から見た回転系の慣性モーメント

ω_m : ロータ回転角速度

推定粘着トルク :

$$\tau_{suitei} = \frac{a}{s+a} (\tau_c - J_m \cdot s \cdot \omega_m)$$

a : オブザーバの極

s : 微分演算子

8. 粘着制御特性と並列モータ制御

誘導機制御で特徴的なのが 並列駆動方式である。速度センサレス・ベクトル制御も、すでに 1M(個別制御), 2M(台車制御)そして 4M並列駆動の実績がある。

基本的に同一型式(同一メーカー)のモータの並列接続を前提としているが、制御は 単体のモータ定数を並列数で除した 1個の仮想モータとして扱った挙動となる。

並列駆動の演算速度は 各モータの平均値となるため、演算加速度による空転・滑走検知は 原理的には並列数が大きく

なるほど感度が鈍くなる。しかし「①1台のモータが空転して接線力が低下すると他のモータが均等に低下分を補う。②一括制御のトルク制御系が整定すれば 推定速度は発散せず、空転モータの速度は他の粘着モータの速度の近傍に留まり、1軸だけの空転発散には至らない。この状態で粘着条件が回復すれば 車両加速度がまったく低下しないまま自然再粘着も期待できる。③粘着条件が悪化すれば トルクを均等負担した他のモータの空転に至り、この時点で複数モータの空転となるため 並列駆動でも空転検知感度は 事実上は鈍化しない。」というのが実際の挙動と考える。

9. 定数バラツキと並列制御・車輪径差

速度センサレス・ベクトル制御では トルク制御の電流指令値生成や速度推定にモータ定数を使う。制御系は 分解したトルク分電流と磁束分電流とをそれぞれ高ゲインで追従制御するため、設定定数と実際のモータ定数との誤差の影響は 従来の電流実効値閉ループによるすべり周波数制御より大きくなる傾向にある。

そのために 最もダイナミックに変動する定数 R1, R2 については インバータ起動時や運転中に定数推定を行う。

また L1, L2, M の値は 個々のモータで製造誤差によるバラツキがある。製造ロットが異なれば 同一ロットよりバラツキは 増し、さらに 同一型式であっても異なるメーカーで製作した場合は バラツキは より大きくなると考えられる。

並列一括制御の速度センサレス・ベクトル制御は 前述したように各定数要素を並列接続した仮想の1個のモータとして制御する。そして検知される推定速度は 個々のモータ速度の平均値となるため、モータ定数のバラツキは 従来制御でも速度センサレス・ベクトル制御でも 個々のモータのトルクアンバランスになるという点は 同じである。

従来のすべり周波数制御方式の電流制御系では モータ定数のバラツキ等はすべてすべり周波数が吸収していたが、我々のベクトル制御系(図2参照)は 位相角 θ_p が吸収する。次式の2行目は電流制御要素で表現したものである(図6参照)。

$$\begin{aligned} \theta_p &= \tan^{-1} (V_q^* / V_d^*) \\ &= \cos^{-1} (I_1 / I_m) - \cos^{-1} (I_q / I_m) \end{aligned}$$

一括制御で全モータが 一様に最大の偏り状態となる最悪条件でのトルク誤差を少なくするには 定数のバラツキ自体を少なくする必要がある。よって基本的には制御に用いる定数は型式試験時に実測した定数としたり、同一型式であってもメーカー間混成は避けるなどの適用上の注意が必要と考える。

車輪径差の問題も個々のモータのトルクアンバランスに帰結するため、従来制御で適用していた管理値のまま速度センサレス・ベクトル制御の導入は可能である。

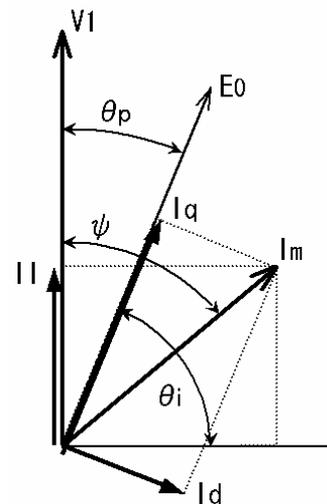


図6 電流電圧ベクトル図

Fig.6 Voltage/Current Vector Diagram

10. 適用システム(205系5000番代)について

205系5000番代車両は 東日本旅客鉄道株式会社の武蔵野線103系の置換え用として、205系より改造された車両である。この車両は 現用205系(界磁添加励磁制御車両)の電動車比率6M2T(電動車6両/付随車2両)を4M4Tに引き下げ かつ 現用車と同等以上の性能を有するものである。(写真1参照)

10.1 主回路構成

主回路図を図7に、主要諸元を表2に示す。VVVFインバータ制御装置は冗長性を持たせた2群方式であり、制御装置1台で4個(1両分)のモータを制御するインバータ装置を2台搭載し、計2両の電動車を制御する。2レベル方式のインバータ主回路構成で、3300V/1200A 定格のIGBT素子を用いている。パワーユニットの冷却器は自冷式ヒートパイプ方式である。



写真1 205系5000番代車両

Photo 1 A Figure of series 205-5000

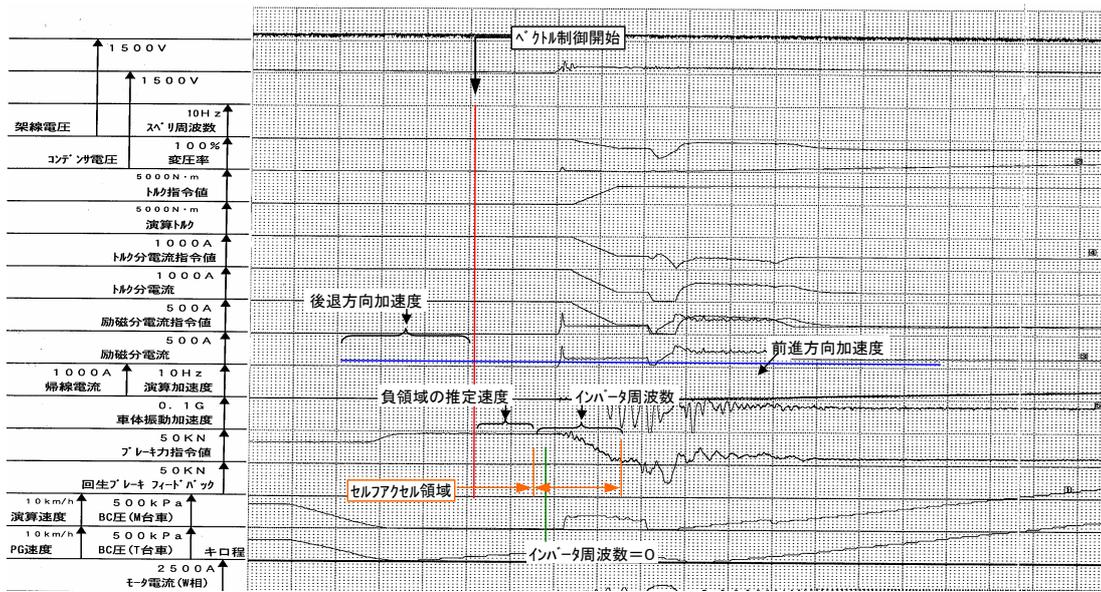


図 1 1 後退起動状態 (1 群 2 M システム例)
 Fig.11 Oscillogram of Inverter Start from a Backward Speed

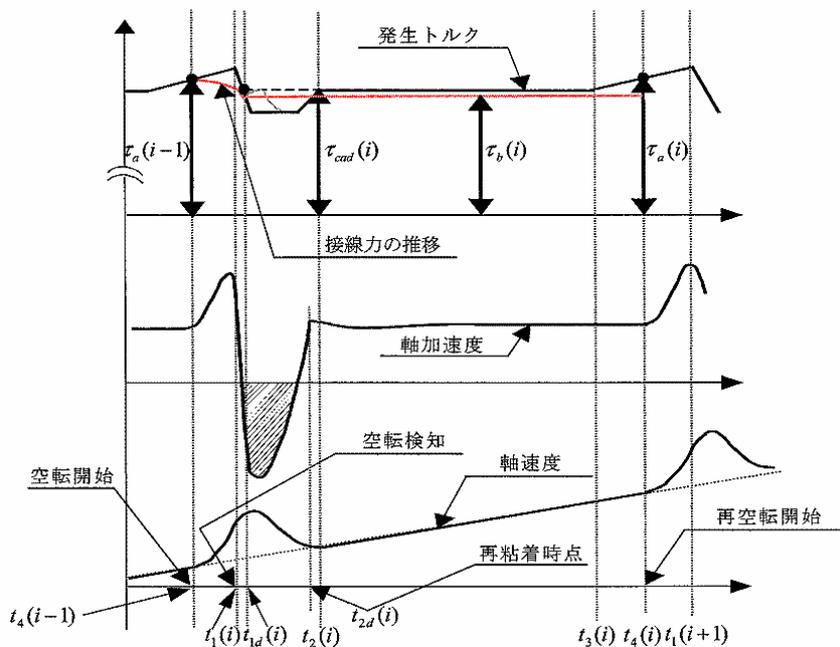


図 1 2 再粘着制御特性の評価パラメータ
 Fig.12 Evaluation Parameters of Slip Control

1.1. 粘着力有効利用率評価

図10の空転走行状態に対して空転制御サイクルのトルク読取り値を図12のように定義すると空転制御1サイクルの粘着力利用率は以下の(5)式で表される。

$$\eta_{ad}(i) = \frac{\tau_b(i)}{\tau_a(i)} \times 100 \dots\dots(5)$$

τ_a : 再空転開始時点 $t_4(i)$ のトルク

τ_b : $t_{1d}(i) \sim t_4(i)$ の平均トルク

さらに各制御サイクルの利用率に次の空転までの経過時間で重み付けをした上で平均化した利用率を(6)式で定義する。

$$\eta_{av} = \frac{1}{\sum_{i=1}^K \{t_4(i) - t_{1d}(i)\}} \sum_{i=1}^K [\{t_4(i) - t_{1d}(i)\} \cdot \eta_{ad}(i)] \dots\dots\dots(6)$$

以上の定義に基づく外乱オブザーバ方式の空転制御は $\eta_{ad} \doteq 9.5\%$, $\eta_{av} \doteq 9.4\%$ の現車試験結果を得ている。従来の再粘着制御(当社方式)の概略評価値 8.0~8.5%に対して、粘着力利用率が大幅に向上している。

1.2. 処理の複雑さとバックグラウンド技術

最新の速度センサレス・ベクトル制御も車両用として培ってきたベース技術を内包している。直流入力電流に有害高調波成分の発生自体を抑える基本波同期PWM制御を速度推定 および ベクトル演算処理に反映させたり、PWM変調に低トルクリプル変調を踏襲したり、非同期変調のキャリア周波数を概略1kHzとする等の低騒音化対策である。

例えば 図13のように、低リップル変調は無対策変調に対してリップルは2.0%になる。 図14はPWM変調のキャリア周波数が1kHzを超えるとリップル低減率が鈍ることを示す等である。

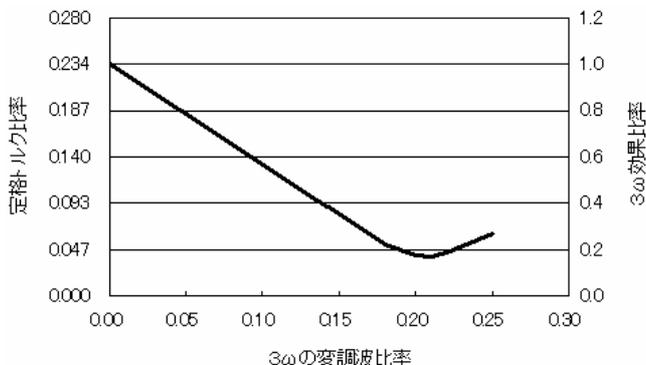


図13 低トルク変調の効果

Fig.13 Effect of Low Ripple PWM Modulation

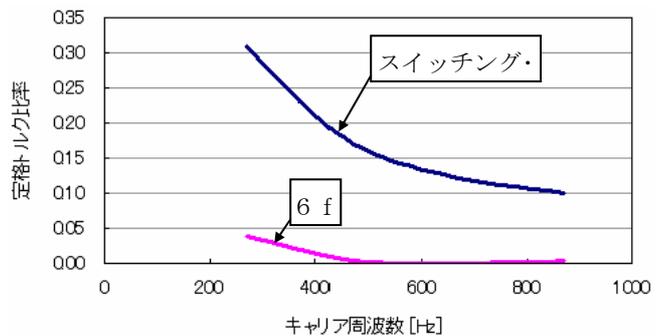


図14 キャリア周波数とトルクリプル含有量

Fig.14 Relation between Carrier Frequency and harmonic-components of Torque Ripple

しかし 初期速度推定、高速速度検知も加わり、DDC処理の複雑化は否めず、かつ モータ負荷を前提とした交流フィードバック信号が揃わないと制御動作の確認ができないという品質管理上の難しさも増して来ている。

我々は速度センサレス・ベクトル制御の実用化の過程で積み重ねた誘導機の解析手法から、図15に示すような検証ツール(主回路シミュレータ)を完成させ、現在稼働させている。制御アンプのゲート信号出力を1μs周期で取り込み、40μsで誘導機 および 直流入力回路モデルの微分方程式を解いている。モデルの基本は線形方程式であるが、電圧のステップ変動や再生負荷遮断等の非線形要素も組み合わせ、特殊条件下でのインバータ装置の制御系の挙動を確認したり、モータ定数の誤差と速度推定値の信頼性の検証に用いている。

1.3. むすび

いよいよ 速度センサレスの時代が始まった。今までのモータや装置の製作基準、保守管理基準の範囲内でこのシステムを実現して行くことに大きな意味があると思われる。モータ定数や電動機モデルを扱って制御量を検出するような技術的・理論的厳密さも然ることながら、実運用に当たっては 変動要因に対する鈍感さ(タフさ)も求められる。

現時点では システムが変わった効果が さほど顕著に感じられないかもしれない。粘着制御特性の調整にもある程度の時間を要している。しかし タフさによって高度な粘着制御をいとも簡単に実現するような、モータの互換性を含め常に高い走行性能を保証するような 制御装置を目指している。

最後に新しい粘着制御方式の現車試験では 東日本旅客鉄道株式会社の関係者の方々に多大なご協力を賜りましたことに感謝・御礼申し上げます。

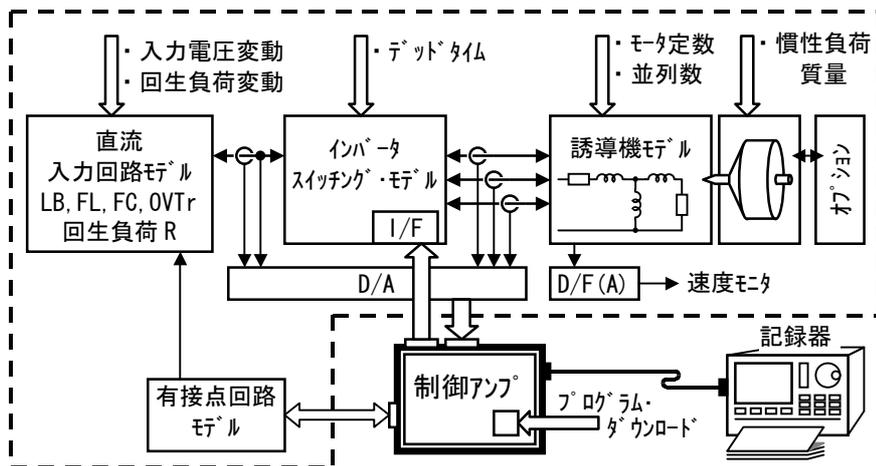


図15 リアルタイム・システム・シミュレータブロック図(破線内)

Fig.15 Block Diagram of Real Time System Simulator

参考文献

- (1) 上園, 高木, 佐野: 「車両用速度センサレスベクトル制御」 東洋電機技報104号, 1999年
- (2) 畑, 折谷, 上園 ほか: 「誘導電動機の世界センサレスVVVFインバータによる現車試験報告」 鉄道技術連合シンポジウム(J-RAIL1999年), H11年
- (3) 畑, 折谷, 高木 ほか: 「速度センサレス方式による車両用VVVFの空転制御」電気学会全国大会 講演論文集, H12年
- (4) 畑, 廣瀬, 飯田, 保川 ほか: 「205系5000代VVVFインバータ装置」鉄道におけるサイバネティクス利用 国内シンポジウム, 2002年
- (5) 畑, 廣瀬, 門脇, 大石 ほか: 「205系5000番代電車における速度センサレス・ベクトル制御・外乱オブザーバによる接線力推定を用いた再粘着制御の試験結果」電気学会全国大会 講演論文集, H15年
- (6) 畑, 廣瀬, 門脇, 大石 ほか: 「速度センサレス・ベクトル制御・外乱オブザーバによる空転再粘着制御の実車両への適用とその評価」 -205系5000番代電車における実例- 電気学会産業応用部門大会, H15年

執筆者略歴



佐野 孝

1976年入社。技術研究所, 相模製作所鉄道工場設計部。主に車両用インバータ装置の設計, 開発技術を担当, 現在技術センター。