

PMSM センサレス制御系への モデル予測制御の適用

前川 佐理*¹, 鈴木 太雅*², 小芦 遼樹*²

Model Predictive Sensorless Control for PMSM

Sari Maekawa*¹, Taiga Suzuki*², Ryona Koashi*³

ABSTRACT : Recently, research on model predictive control for predicting outputs based on a mathematical model in a microcomputer unit is being conducted to ensure advancements in the field of motor drives; moreover, the applications of current control and speed control have been studied. In this study, we examine the method of applying model predictive control to the sensorless control of PMSM, and compare the results obtained when the prediction target is the motor speed and when it is the magnetic position. Furthermore, based on the experimental results, we demonstrate that the proposed method can provide better performance than the conventional PI-control-based method.

Keywords : PMSM, Sensorless Control, Model Predictive Control

(Received December 14, 2020)

1. はじめに

近年、永久磁石同期モータ (Permanent Magnet Synchronous Motor:PMSM)の使用分野が拡大しており、それに伴いモータのコストが問題になっている。PMSMは駆動のために回転子位置を検出する必要があり、そのための位置センサはコストやスペースを圧迫するため普及の妨げの一要因である。このため、位置センサを無くするためのセンサレス制御の研究が盛んであり多くの研究例が報告されている⁽¹⁾⁻⁽⁷⁾。しかし、多くのセンサレス制御の手法では過渡時の応答性と定常時の安定性を両立するために細かな制御パラメータの調整が必要であり、例えばPLLに用いられるPI制御の制御ゲインはセンサレス制御性能の性能限界の1つとなっている^{(8),(9)}。

一方で、モデル予測制御のモータ制御への適用が研究されている⁽¹⁰⁾⁻⁽¹⁹⁾。これは従来、プラント制御等に用いられている制御方式であり、制御対象をモデル化した上で、

様々なパターンの操作量を試行した際の制御対象の出力をモデル上で演算し、目標値に最も近い出力を得られる操作量を実際のコントローラが出力するという制御手法である。このモデル予測制御は、演算に多くの繰り返し計算を用いるため従来比較的長期の時間枠で応答が変化する物理現象に対して用いられていたが、近年の演算器の高性能化に伴い、電気系のモデルを含むパワーエレクトロニクス、モータドライブ用途にも研究が進んでいる。モータドライブ用途ではPWMインバータの電圧ベクトル試行時の電流を予測し高応答な電流制御を実現するもの^{(10),(12)}、慣性モーメントや負荷トルク等の機械的なモデルまで含み速度制御を検討しているもの^{(13),(17)}などが報告されている。

本論文では、モデル予測制御の永久磁石同期モータの位置センサレス制御への適用を検討する。先行研究では、電圧ベクトル選択型のモデル予測制御をセンサレス駆動するための研究⁽¹⁸⁾、あるいは電圧位相を決定するためのモデル予測制御の検討⁽¹⁹⁾はされているが、従来の誘起電圧ベースのセンサレス制御においてモデル予測制御を適用した研究例は筆者の知る限りない。

筆者らは、中・高速域の回転子位置推定方式として一般的に用いられている d,q 軸誘起電圧から軸誤差を求め

*¹ : 理工学部システムデザイン学科准教授

(sari1.maekawa@st.seikei.ac.jp)

*² : 理工学部システムデザイン学科学生

PI制御をベースとしたPLLを構成する方式^{(6),(7)}を用い、PI制御の代わりにモデル予測制御を組み込む方式について検討を進めている^{(20),(21)}。

本論文では提案するモデル予測センサレス制御について、基本原理およびシミュレーションおよび実機による検証を行った結果について報告する。

2. 制御構成

制御対象のモータのd,q軸の電圧式は(1)式で表される。

$$\begin{pmatrix} V_d \\ V_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R+pL_d & -\omega L_q \\ \omega L_q & R+pL_q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_d \\ I_q \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ \omega\phi_f \end{pmatrix} \quad \dots\dots(1)$$

ただし、 $I_{d,q}$:d,q軸電流、 ω 電気周波数、 $V_{d,q}$:d,q軸電圧、 $L_{d,q}$:d,q軸インダクタンス、 R :巻線抵抗、 ϕ_f :永久磁石による鎖交磁束である。

Fig.1 に従来のPI制御ベースのセンサレス制御を用いた制御対象の全体のブロック線図を示す。制御方式は、中・高速度領域で適用できる回転子の誘起電圧を利用したセンサレス制御^{(6),(7)}である。Fig.1 に示すように推定座標軸上の d_c, q_c 電圧 V_{dc}, V_{qc} ・電流 I_{dc}, I_{qc} から実位置に対する推定位置の差となる軸誤差 $\Delta\theta$ を求め、PI制御器を用いて推定速度 ω_c 、推定位置 θ_c を求める一般的なPLL(Phase Locked Loop)構成である。その他、速度を制御するための速度制御器、電流を制御する電流制御器を設けている。

PLL制御器 $C_{PLL}(s)$ は、(2),(3)式で表される。また、位置推定部は、電圧 V_{dc}, V_{qc} ・電流 I_{dc}, I_{qc} ・速度推定値 ω_c から軸誤差 $\Delta\theta_c$ を求める構成である。

$$C_{PLL}(s) = \frac{K_{pPLL}s + K_{iPLL}}{s} \quad \dots\dots(2)$$

$$\begin{cases} K_{pPLL} = 2\xi_{PLL}\omega_{PLL}^2 \\ K_{iPLL} = \omega_{PLL}^2 \end{cases} \quad \dots\dots(3)$$

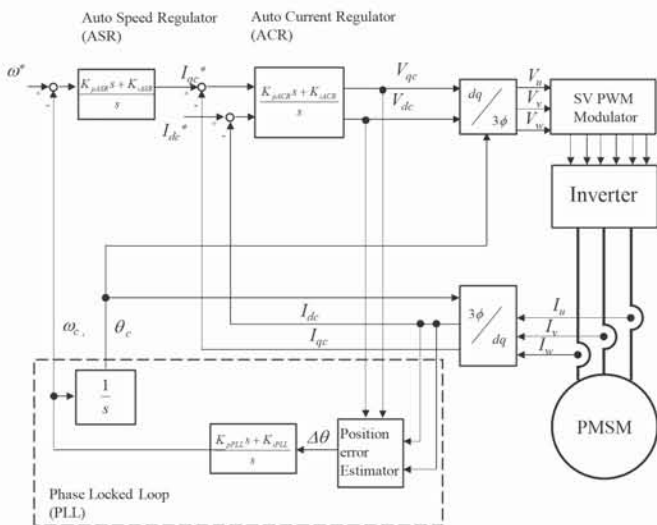


Fig.1 Conventional Control configuration

$$\begin{cases} E_{dc} = V_{dc} - RI_{dc} + \omega_c L_q I_{qc} \\ E_{qc} = V_{qc} - RI_{qc} - \omega_c L_d I_{dc} \end{cases} \quad \dots\dots(4)$$

$$\Delta\theta_c = \tan^{-1}(E_{dc}, E_{qc}) \quad \dots\dots(5)$$

本構成では、(3)式における減衰定数 ξ_{PLL} と交差角周波数 ω_{PLL} の設定次第で大きく応答性、安定性が異なる。更に、これらはセンサレス制御の特性のみでは決定できず、電流制御、速度制御の制御ゲインと合わせて決定しなければ安定性が著しく低下する⁽⁹⁾。また、過渡応答時に高い応答性を求めるための設定値と定常時に低リプルな応答を求めるための設定値は異なるため、応答性と安定性の両立が難しい課題がある。

3. モデル予測センサレス制御

Fig.2 に本論文で提案するモデル予測センサレス制御を適用した場合のブロック線図を示す。軸誤差演算部およびPI制御により推定速度、位置を求めるPLL部がモデル予測制御部に置き換わった構成となる。本章では、モデル予測制御の内部アルゴリズムについて2つの方式について提案しその違いについて説明する。

<3・1>線形探索による回転子速度試行方式 Fig.3 に提案するモデル予測制御において回転子速度を試行する方式のフローチャートを示す。まず次の制御周期における回転子速度の予測値 ω_{pr} を前回の回転子速度推定値 ω_c から(6)式で決定する。 i は試行ループ数、 $\Delta\omega_i$ は試行速度の刻み幅である。線形探索では、前回の推定速度を基準に一定幅で次の制御周期における回転子速度を試行する。そして ω_{pr} を(7)式で予測周期 T_s を用いて回転子予測位置

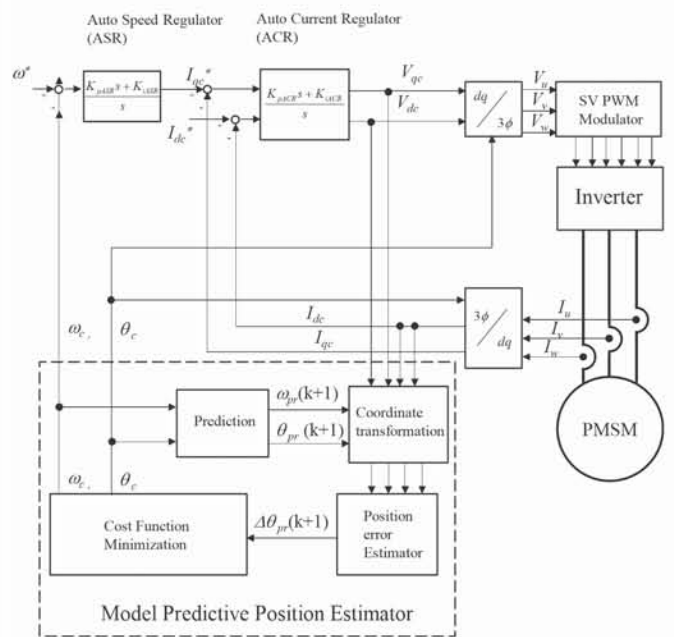


Fig.2 Proposed control configuration

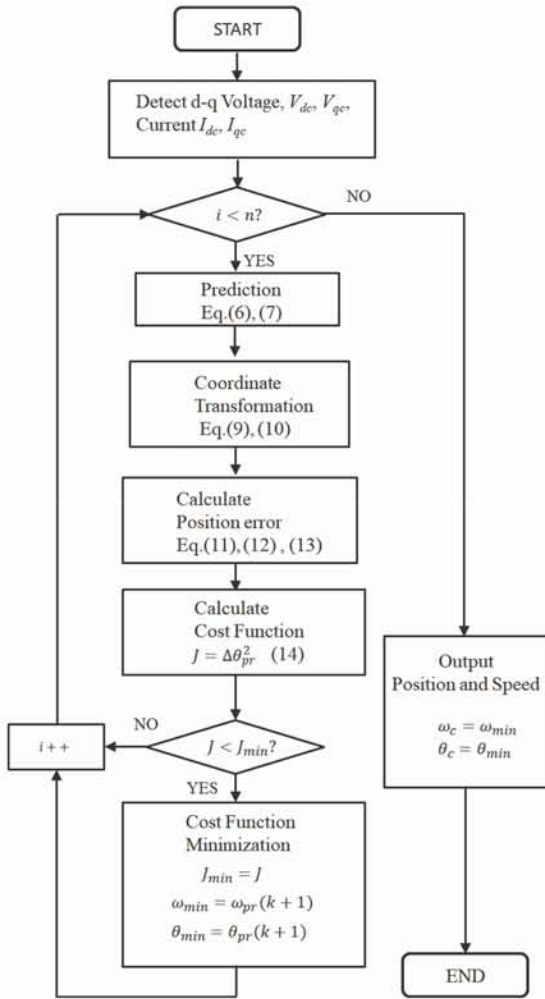


Fig.3 Flowchart of Proposed Model Predictive Sensorless Control

θ_{pr} を算出する。

$$\omega_{pr}(k+1) = \omega_c(k) + \left(i - \frac{n}{2}\right) \Delta\omega \quad \dots(6)$$

$(i = 0, 1, 2, \dots, (n-1))$

$$\theta_{pr}(k+1) = \theta_c(k) + \omega_{pr}(k+1)T_s \quad \dots(7)$$

次に、検出した電流 I_{dc} , I_{qc} , 電圧指令値 $V_{dc_{pr}}$, $V_{qc_{pr}}$ を予測位置 θ_{pr} と前回の推定位置 θ_c との差である $\hat{\theta}$ を用いて(8)~(10)式で座標変換する。

$$\theta(k+1) = \theta_{pr}(k+1) - \theta_c(k) \quad \dots(8)$$

$$\begin{pmatrix} V_{dc_{pr}}(k+1) \\ V_{qc_{pr}}(k+1) \end{pmatrix} \quad \dots(9)$$

$$= \begin{pmatrix} \cos \hat{\theta}(k+1) & \sin \hat{\theta}(k+1) \\ -\sin \hat{\theta}(k+1) & \cos \hat{\theta}(k+1) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{dc}(k) \\ V_{qc}(k) \end{pmatrix}$$

$$\begin{pmatrix} I_{dc_{pr}}(k+1) \\ I_{qc_{pr}}(k+1) \end{pmatrix} \quad \dots(10)$$

$$= \begin{pmatrix} \cos \hat{\theta}(k+1) & \sin \hat{\theta}(k+1) \\ -\sin \hat{\theta}(k+1) & \cos \hat{\theta}(k+1) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_{dc}(k) \\ I_{qc}(k) \end{pmatrix}$$

そして、これらから(4),(5)式と同様に(11)~(13)式で d_c, q_c 軸の誘起電圧予測値 $E_{dc_{pr}}$, $E_{qc_{pr}}$, 軸誤差予測値 $\Delta\theta_{pr}$ を算出する。

$$E_{dc_{pr}}(k+1) = V_{dc_{pr}}(k+1) - R I_{dc_{pr}}(k+1) + \omega_c(k) L_q I_{qc_{pr}}(k+1) \quad \dots(11)$$

$$E_{qc_{pr}}(k+1) = V_{qc_{pr}}(k+1) - R I_{qc_{pr}}(k+1) - \omega_c(k) L_d I_{dc_{pr}}(k+1) \quad \dots(12)$$

$$\Delta\theta_{pr} = \tan^{-1}(E_{dc_{pr}}(k+1), E_{qc_{pr}}(k+1)) \quad \dots(13)$$

モデル予測制御では次の制御周期での試行を行った際に目標値との差を最小にするための評価関数 J を用いるが、本論文では回転子位置に対する推定誤差を最小にするために $\Delta\theta_{pr}$ を(14)式で2乗し評価関数 J を求める。

$$J = \Delta\theta_{pr}^2 \quad \dots(14)$$

ここで、今回求めた評価関数 J が試行ループ中の最小値 J_{min} 以下か判定し、最小であれば J_{min} , ω_{min} , θ_{min} を更新する。ここで試行回数のカウンタ i をカウントアップし、2回目の試行値 ω_{pr} を決定する。同様に評価関数 J を求め試行を繰り返していく。試行回数が規定の n 回に達すると評価関数 J の最小値を与える回転子速度予測値 ω_{pr} , 回転子予測位置 θ_{pr} をセンサレス制御の推定速度, 推定位置として決定する。

本方式では、試行速度の刻み幅 $\Delta\omega$ を大きくすれば予測範囲を拡大できるが予測精度が悪くなり速度脈動が残る。一方、 $\Delta\omega$ を小さくすると速度脈動は小さくなるが急激な速度変化への応答性が制限される。両方を満たすためには試行回数を増やすことが有効であるが、演算量の増加が問題となる。

<3・2>二分探索による回転子位置試行方式 前節で述べた線形探索法は予測速度・位置の精度と予測範囲にトレードオフがある。文献⁽¹²⁾では実装の工夫によりモデル予測制御の演算時間の解決を図っているが本節では予測にかかる計算コストを低減する手法として二分探索法の応用を検討する。二分探索法は、大小順にソート済みのデータから探索範囲を半分絞り込むことを繰り返し、高速に探索する手法である。本論文では、探索範囲を有限とするために、モデル予測センサレス制御における試行対象を回転位置とする。Fig.4 は回転位置の予測における線形探索と二分探索の探索アルゴリズムの比較を示している。図中のReal Positionの位置を真の磁極位置(d軸)とする。線形探索では、電気角 360[deg]を総試行回数 n で除した分解能で試行値決定→座標変換→軸誤差による評価関数算出のフローを行うが、二分探索ではまず初期試行位置として電気角 360[deg]を1/3ずつ区分した値(例：①0deg, ②120deg, ③-120deg)を設定し、これらの評価関数

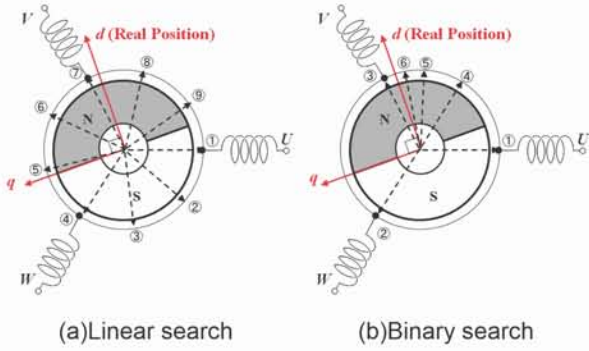


Fig.4 Comparison of search method

の大小関係を評価する。このとき最小および2番目に小さい評価関数を与えた試行位置の中間値を4回目の試行位置④とする。Fig.4では1番目(0deg), 2番目(120deg)の間である60degを4回目の試行位置としている。以降のループではこの演算を繰り返すことで効率的に評価関数が最小となる試行位置を探索することが可能となる。

二分探索は初期の探索範囲に真値が含まれていれば線形探索に比べ少ない演算量で探索が可能であるが、探索範囲外に真値がある場合には線形探索に比べ真値への収束が遅れる場合があるため、本論文では回転位置試行方式に対してのみ二分探索を検討した。

4. シミュレーションによる検証

<4・1>位置推定特性の検証 提案する制御方式の動作をシミュレーションにより検証する。シミュレーション条件をTable1に示す。

Table.1. Simulation condition.

Type	Item	Value
Motor parameters	Rated speed	2500[min^{-1}]
	Rated torque	0.5[N・m]
	Rated current	2[A_{rms}]
	Rated voltage	100[V]
	Pole Pair number	4
	Winding resistance R	3.5[Ω]
	d-axis inductance L_d	4.0[mH]
	q-axis inductance L_q	4.1[mH]
Drive condition	Rotation speed	2000, 10000[min^{-1}]
	Load Torque	0, 90%
Control parameters	Number of trial loop	20
	Trial step of speed $\Delta\omega$	7.5[min^{-1}]
	Control period	200[μs]

本検証ではPI制御とモデル予測制御の違いを明確化するため、軸誤差発生時の突極性の影響を取り除く目的でSPMSMを採用した。また、モデル予測制御の制御パラメータは、試行回数は20回、線形探索による回転速度試行方式における試行速度の刻み幅 $\Delta\omega$ は7.5[min^{-1}]としている。

Fig.5は中速度2000 min^{-1} で速度制御中に負荷トルクをステップ状に0.5[N・m]印加した場合の線形探索による回転速度試行方式のシミュレーション結果である。(a)は位置推定誤差 θ_{err} , 評価関数の最小値 J_{min} , (b)は負荷ト

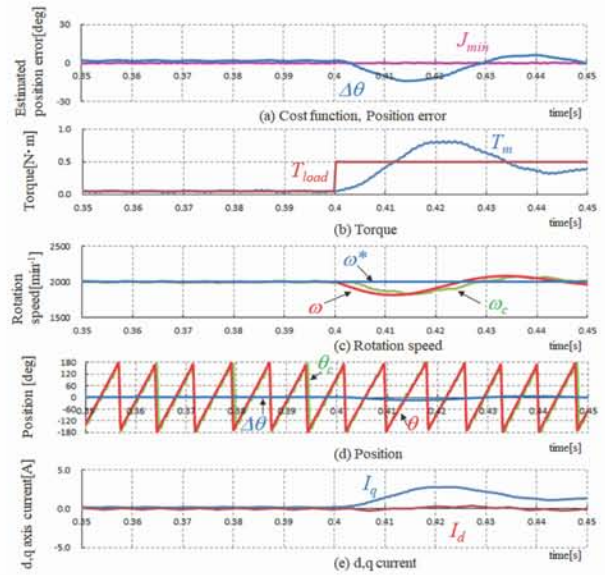


Fig.5. Simulation results of MPC sensorless control when rotation speed is predicted with linear search at step load and 2000 min^{-1}

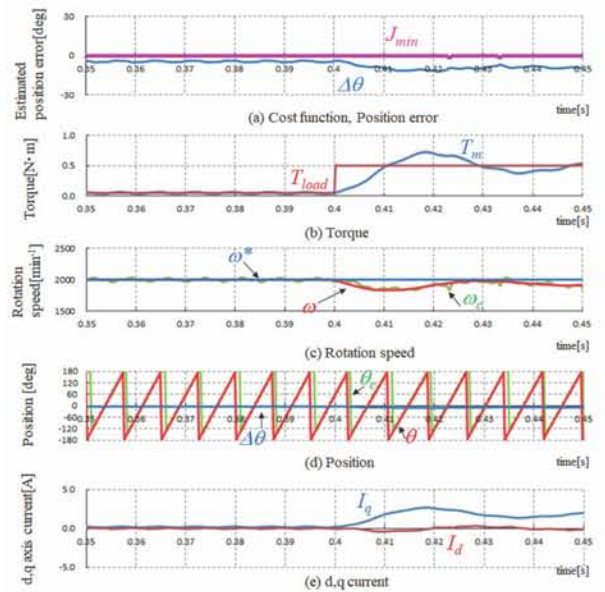


Fig.6. Simulation results of MPC sensorless control when rotation position is predicted with binary search at step load and 2000 min^{-1}

ルク T_{load} , モータ出力トルク T_m , (c)は速度指令値 ω^* , 実速度 ω , 推定速度 $\hat{\omega}$, (d)は実位置 θ , 推定位置 $\hat{\theta}$, 位置推定誤差 $\Delta\theta$, (e)は d, q 軸の電流 I_d, I_q を示している。

負荷印加前の無負荷時には、位置推定誤差はほぼゼロであり、良好な位置推定ができています。

次に二分探索による回転子位置試行方式の結果を Fig.6 に示す。負荷条件は Fig.5 と同様である。本方式においても無負荷時には回転速度、位置共に推定できていることが確認できる。角度試行方式は、電気角全周を試行するため推定遅れが発生しにくい一方、計算量を削減

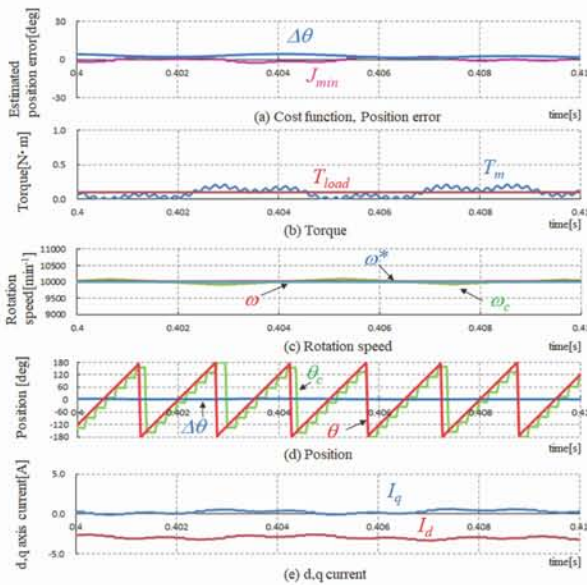


Fig.7. Simulation results of MPC sensorless control when rotation speed is predicted with linear search at No load and 10000min^{-1}

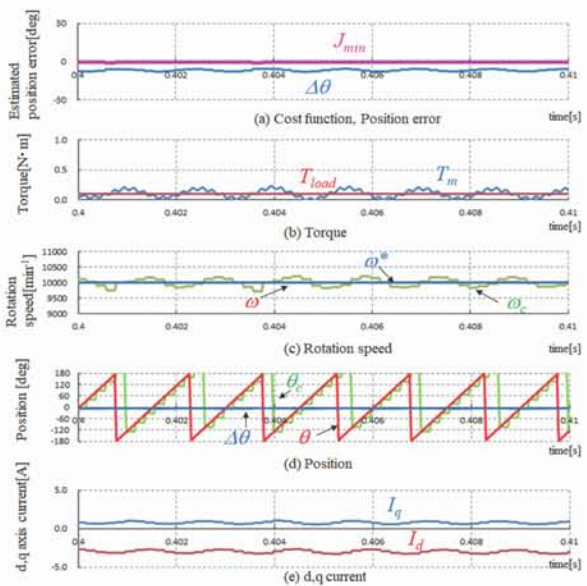


Fig.8. Simulation results of MPC sensorless control when rotation position is predicted with binary search at No load and 10000min^{-1}

しながら高精度な位置を求めるのが難しいことがわかる。

最後に、無負荷において回転数を 10000min^{-1} で駆動した場合のそれぞれの結果を Fig.7,8 に示す。推定位置が階段状の波形となっているが、本動作条件は制御周期 $200[\mu\text{s}]$, 10000min^{-1} 時の電気角周波数が $667[\text{Hz}]$ であるため、時間軸方向の角度推定分解能は 7.5 となっていることが原因であり、モデル予測制御による試行の分解能によって発生している誤差ではない。

いずれの方式においても回転子速度、位置共に実値に追従できていることが確認できた。また、速度試行方式に比べ角度試行方式は位置推定誤差が増加しているが、これは試行回数と試行速度の刻み幅 $\Delta\omega$ による最終的な角度推定誤差の違いであると考えられる。

5. 実機検証

前章のシミュレーションで検証した 2 方式のうち、定常時の速度、位置推定精度の性能が良い線形探索による回転子速度試行方式について PI 制御との性能比較を実機により検証する。

Table.2 に検証条件を示す。用いたモータの仕様はシミュレーションと同様であるが、制御周期については演算負荷を考慮し $550\mu\text{s}$ とした。

Table.2. Experimental condition.

Type	Item	Value
Motor parameters	Rated speed	$2500[\text{min}^{-1}]$
	Rated torque	$0.5[\text{N} \cdot \text{m}]$
	Rated current	$2[\text{A}_{\text{rms}}]$
	Rated voltage	$100[\text{V}]$
	Pole Pair number	4
	Winding resistance R	$3.5[\Omega]$
	d-axis inductance L_d	$4.0[\text{mH}]$
	q-axis inductance L_q	$4.1[\text{mH}]$
	Magnetic Flux ϕ_f	$0.05[\text{Wb}]$
Drive condition	Rotation speed	$240 [\text{min}^{-1}]$
	Load Torque (Step)	0%, 50%
Control parameters	Number of trial loop	20
	Trial step of speed $\Delta\omega$	$7.5[\text{min}^{-1}]$
	Control period	$550[\mu\text{s}]$
	Frequency of ACR	$100[\text{Hz}]$
	Frequency of ASR	$15[\text{Hz}]$
	Frequency of PLL	$60[\text{Hz}]$

制御対象はシミュレーションと同様に SPMSM としている。演算器は 32bit の浮動小数点演算機能を持つ ARM マイコンを用いており、制御周期および PWM 周期は $550[\mu\text{s}]$, モデル予測制御の試行回数は 30 回としている。

また、本実験において電流制御、速度制御の制御帯域幅は従来方式 (PI型センサレス制御)、モデル予測センサレス制御共に同条件とし、PI型センサレス制御の制御帯域幅は負荷印加時に安定となるように試行錯誤的に決めている。

次に、従来のPI制御との比較を行う。Fig.9 は提案するモデル予測センサレス制御により無負荷、指令速度 240min^{-1} で運転している状態のq軸電流 I_q 、推定速度 ω_c 、位置センサで測定した実位置 θ と推定位置 θ_c を示している。

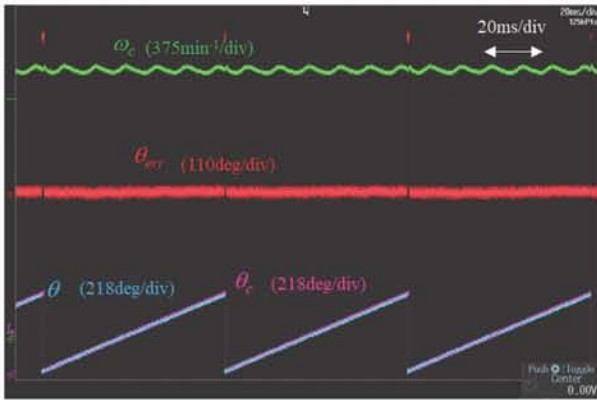


Fig.9. Proposed MPC sensorless control at no load.

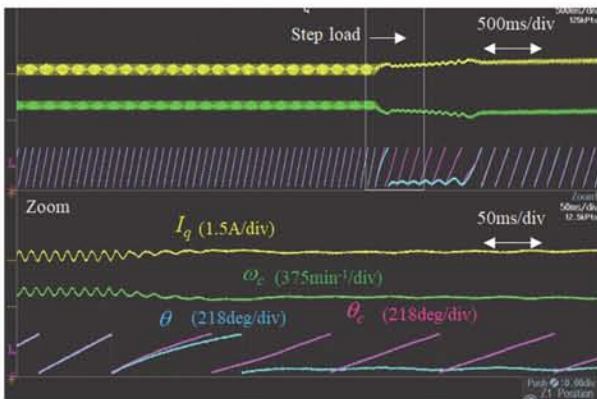


Fig.10. Conventional PI controller at step load.

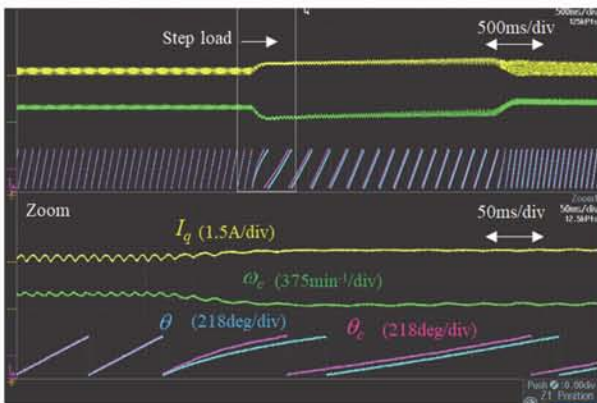


Fig.11. Proposed MPC sensorless control at step load.

推定速度、q軸電流に電気角周波数の6倍の成分が重畳しているが、試験用モータの定格回転数の8%の回転数においても実位置に対してほぼ誤差無しで推定できていることがわかる。

Fig.10 は指令速度 240min^{-1} で駆動中に定格の90%のステップ負荷を印加した場合のPI制適用時の結果を示しておりステップ負荷印加後に脱調している。

前述のようにPLLループの制御ゲインは適宜調整したが、本回転速度における負荷印加条件では運転継続はできなかった。この制御限界はPLLに入力される軸誤差推定部の構成に大きく影響を受けるため先行文献⁽⁹⁾の等により研究されている推定手法によっては脱調しない可能性も十分考えられるが、本論文では、同一の軸誤差推定部に対しPI制御とモデル予測制御適用時の性能比較を行うことを目的としている。

Fig.11 は提案するモデル予測制御方式による結果であり、瞬時的に位置推定誤差が増加しているものの安定に駆動できていることがわかる。特に、負荷印加後は回転速度が 75min^{-1} と定格の2.5%まで低下しているが誘起電圧を利用する中・高速度領域のセンサレス制御方式にて運転できている。

一方、ステップ負荷印加後から瞬時に位置推定誤差がゼロにならず推移しているのは、線形探索において、探索の範囲外に実速度があるためである。この場合、試行速度の刻み幅 $\Delta\omega$ を大きくすれば過渡時の位置推定誤差は低減するが、定常時の速度推定精度が低下し、速度脈動が増加するため本検証では 0.1Hz を選定している。なお、試行ループ数を増加させれば両性能を同時に上げることは可能であるが、本検証に用いたARMマイコンにおいて制御周期を $550[\mu\text{s}]$ とした場合、演算負荷から30ループが限界であった。

ここで本検証において極低速時にPI制御に比べモデル予測制御の脱調耐量が改善した理由について考察する。まず、PI制御ベースのセンサレス制御においてステップ負荷 ΔT が印加された場合のステップ負荷から位置推定誤差 $\Delta\theta$ までの伝達関数は(15)式で与えられる。この $\Delta\theta$ が収束する値は最終値の定理を用いて(16)式で求められる⁽⁹⁾。

$$\Delta\theta(s) = \frac{\Delta T P \omega_{LPF}}{s^3 + s^2 \omega_{LPF} + 2\xi_{PLL} \omega_{PLL} \omega_{LPF} s + \omega_{PLL} \omega_{LPF}} \quad \dots(15)$$

$$\lim_{s \rightarrow 0} \Delta\theta(s) = \frac{\Delta T_{max} P}{J \omega_{PLL}^2} \quad \dots(16)$$

ただし、 ΔT_{max} はステップ前後のトルク変化幅、 ω_{LPF} は軸誤差演算後のローパスフィルタ遮断周波数である。なお、ローパスフィルタを用いない場合は省略可能であり、

(16)式の通り収束値には影響しない。さらに、位置推定誤差の許容上限をq軸電流の極性が反転する $\pi/2$ とし、(16)式に $\Delta\theta < \pi/2$ を代入すると、ステップ負荷時に安定したセンサレス制御のために必要な最小のセンサレス制御の固有角周波数 ω_{PLL_min} は(17)式で求められる。

$$\omega_{PLL_min} \geq \sqrt{\frac{2\Delta T_{max}P}{\pi J}} \quad \dots(17)$$

すなわち、(17)式で与えられる ω_{PLL_min} 以上を設定しなければ脱調してしまう。

しかし、極低速域では推定した誘起電圧情報に多様な誤差が重畳するため理想条件に比べ安定して駆動できるセンサレス制御ゲインの上限が減少する⁹⁾。

Fig.12 は理想条件の場合とデッドタイム・誘起電圧の高次成分・q軸インダクタンス誤差・AD変換の量子化誤差(電流検出誤差)が与えられた場合に安定して駆動できる速度制御帯域、センサレス制御帯域を比較している。

本図は過渡動作結果を繰り返し行いプロットしている。図中の等高線の色は、速度制御時の指令値に対する偏差を示しており大きな値の部分は脱調している。20 以下が

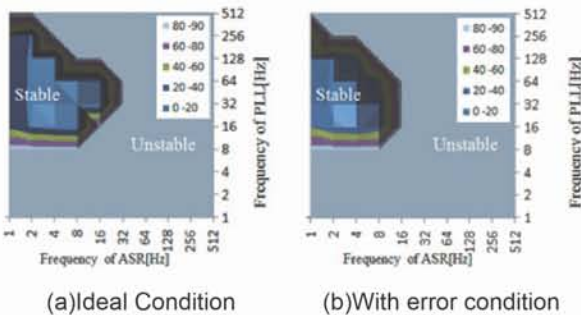


Fig.12. Stability analysis when frequencies ASR, PLL are changed.

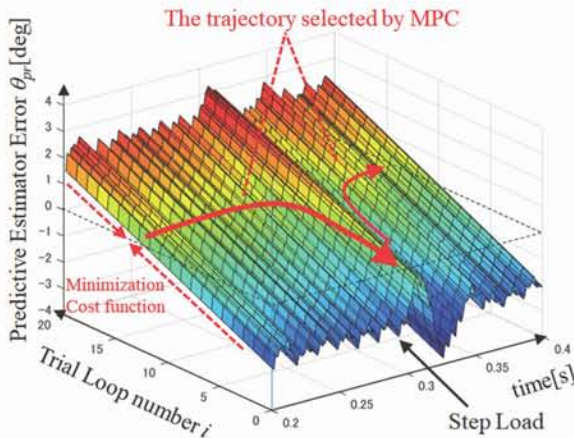


Fig.13. The trajectory selected by MPC to minimize the position estimated error.

安定して動作している領域である。電流制御帯域は256[Hz]としている。

理想状態に比べモデル化誤差が大きいほうが設定可能なセンサレス制御帯域が低下している。これは、モデル化誤差によって軸誤差の正負方向での対称性が異なってしまうことやオフセットが重畳してしまうことなどが原因であり、理想状態、すなわち誘起電圧情報の誤差が少ない中速度域に比べ極低速域では安定性が低下する⁹⁾。

このような条件において、提案するモデル予測センサレス制御の動作について考える。本論文で用いているモデル予測制御は有限モデル予測制御であり、試行回数であるnパターンの中で最も目標値と予測値との誤差が小さい出力を決定する手法である。すなわち、1回の制御周期毎に角度誤差に対応する推定軸誤差が最小となる点を探査する。Fig.13 はステップ負荷動作時に、モデル予測制御が制御周期毎に予測する推定軸誤差軌跡の時間推移のシミュレーション結果を示している。0.3sの部分でステップ負荷が印加され、時間軸方向に脈動が起きている。軸誤差推定の元になっているのは(11),(12)式に示す現在のd・q軸電圧、電流のため脈動が発生している。しかし、モデル予測制御の試行回数軸(0-20)に応じた特性を見ると定常時は12ループ目付近を選択しているが、脈動時に合わせ0ループ目付近の試行値を選択することで軸誤差(z軸)がゼロとなる点を必ず通る。

Fig.13 においてモデル予測制御により軸誤差をゼロにするために選択される軌跡はステップ負荷等の外乱があっても常に制御周期毎に収束するよう動作している。つまりPI制御のように時間的に徐々に収束させていく動作と異なり、この点がPI制御に比べ安定な理由だと考えられる。さらに、ゼロを目標とするPI制御では極低速時の様々な誤差影響によりゼロクロス点が消失しかかると収束できず不安定になることが示されているが²⁵⁾、モデル予測制御では最小にするアルゴリズムのため推定誤差は発生しても収束しないことは無く安定だと考えられる。これはq軸インダクタンスの設定誤差に対する安定性が向上している点でも同様である。

6. まとめ

モデル予測制御をセンサレス制御に適用させた手法について検討しシミュレーションおよび実機による検証を行った。提案手法は以下の特徴を持つ。

(1) モデル予測制御を中・高速領域の誘起電圧を用いるセンサレス制御を対象として適用し、軸誤差のモデル式に基づき評価関数を定義した。また、試行ループにお

ける試行対象として、推定速度を線形に変化させる手法と、推定角度を二分探索を用いて変化させる手法に分けられる。

(2) シミュレーションによる検証では、両手法ともセンサレス駆動できることを確認し、一定の演算量の制限では速度試行方式が良好な推定特性を持つことを確認した。

(3) 実機による検証では、従来のPI制御方式との比較を行い、提案方式は極低速の運転におけるロバスト性が改善されることを確認した。

今後は、予測にかかる時間の削減や、負荷条件に対する性能限界など更なる検証を行っていく。

参考文献

- (1) G. Yang, R. Tomioka, M. Nakano, T. Chin : "Position and Speed Sensorless Control of Brush-Less DC Motor Based on an Adaptive Observer", T. IEE Japan, Vol, 113, No.5, pp.579-586(1993)(in Japanese)
- (2) T. Takeshita, M. Ichikawa, J. Lee, N. Matsui: "Back EMF Estimation-Based Sensorless Salient-Pole Brushless DC Motor Drives", T. IEE Japan, Vol, 117, No.1, pp.98-104(1997)(in Japanese)
- (3) S. Shinnaka : "New Sensorless Vector Control Methods Based on a New Minimum-Order Flux State-Observer in the "D-Module" for Permanent Magnet Synchronous Motors", T. IEE Japan, Vol.123, No.12, pp.1446-1460(2003)(in Japanese)
- (4) Y. Yamamoto, Y. Yoshida, T. Ashikaga : "Sensor-less Control of PM Motor using Full Order Flux Observer", T. IEE Japan, Vol.124, No.8, pp.743-749(2004)(in Japanese)
- (5) M. Hasegawa, H. Yamauchi, K. Matsui : "Improvement in Response of IPMSM Position Sensorless Control Using Adaptive Observer Based on Direct-Type Adaptive Control", T. IEE Japan, Vol.131, No.1, pp. 9-16 (2011) (in Japanese)
- (6) S. Morimoto, K. Kawamoto, Y. Takeda : "Position and Speed Sensorless Control for IPMSM Based on Estimation of Position Error", T. IEE Japan, Vol.122, No.7, pp.722-729(2002)(in Japanese)
- (7) K. Tanaka, I. Miki : "Position Sensorless Control of Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Using Extended Electromotive Force", T. IEE Japan, Vol.119, No.3, pp.833-838(2005)(in Japanese)
- (8) K. Ohyama, K. Shinohara, T. Nagano, H. Arima : "Stability Analysis of the Direct Field Oriented Control System of the Induction Motor without a Speed Sensor using the Adaptive Rotor Flux Observer", T. IEE Japan, Vol.119, No.3, pp.333-344(1999)(in Japanese)
- (9) S. Maekawa, M. Sugimoto, K. Ishida, M. Nogi, and M. Kanamori: "Stability Analysis of Sensorless Speed Control for PMSM Considered Current Control System", IEEJ Journal of Industry Applications. Vol.138 No.4 pp.736-744 (2019)
- (10) H. Kitagawa, H. Kobayashi, S. Doki, S. Okuma : "Implementations and Evaluations of Current Control System based on Model Predictive Control for PMSM", Industrial Application Conference of IEEJ, No.1, pp.481-484 (2008) (in Japanese)
- (11) S. Yokoyama, M. Shimaoka, S. Doki : "Investigation of Frequency Characteristics of Current Control System of PMSM based Model Predictive Control", Industrial Application Conference of IEEJ, No.3, pp.167-170 (2017) (in Japanese)
- (12) M. Shimaoka, S. Doki : "A Study on Reference Method in Implementation with Table for Current Control System of PMSM based Model Predictive Control", Industrial Application Conference of IEEJ, No.3, pp.167-170 (2017) (in Japanese)
- (13) E. Fuentes, R. M. Kennel, "A finite-set model predictive position controller for the permanent magnet synchronous motor," 2013 IEEE International Symposium on Sensorless Control for Electrical Drives and Predictive Control of Electrical Drives and Power Electronics (SLED/PRECEDE), (2013)
- (14) M. Preindl, S. Bolognani, "Model Predictive Direct Speed Control with Finite Control Set of PMSM Drive Systems", IEEE Transactions on Power Electronics, Volume 28, No. 2, pp1007-1015, 2013
- (15) E. Fuentes, D. Kalise, J. Rodríguez, R. M. Kennel, "Cascade-Free Predictive Speed Control for Electrical Drives", IEEE Transactions on Power Electronics, Volume 61, No. 5, pp2176-2184, 2014
- (16) V. Šmídl, Š. Janouš, L. Adam, Z. Peroutka, "Direct Speed Control of a PMSM Drive Using SDRE and Convex Constrained Optimization", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Volume 65, No. 1, pp532-542, 2018

- (17) H. Kawai, Z. Zhang, R. Kennel : “Finite Control Set Model Predictive Speed Control using Load Torque Compensation”, Industrial Application Conference of IEEJ, No.3, pp.165-168 (2018) (in Japanese)
- (18) M. Preindl, E. Schartz, “Sensorless Model Predictive Direct Current Control Using Novel Second-Order PLL Observer for PMSM Drive Systems”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Volume 58, No. 9, pp4087-4095, 2011
- (19) J. Gao, J. Liu, C. Gong, “A High-efficiency PMSM Sensorless Control Approach Based on MPC Controller”, IECON 2018 – 44th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2018
- (20) T. Suzuki, S. Maekawa: “Sensorless Control using Model Predictive Control for PMSM”, Annual Conference of IEEJ, No.5-102, pp.170-171 (2020) (in Japanese)
- (21) R. Koashi, S. Maekawa : “Comparison of prediction method for model predictive sensorless control”, The Papers of Technical Meeting on Motor
- (22) S. Ichikawa, M. Tomita, S. Doki, S. Okuma : “Sensorless Control of Synchronous Reluctance Motors based on an Extended Electromotive Force Model and Inductance Measurement in the Model”, IEEJ Journal of Industry Applications. Vol.125 No.1 pp.16-25 (2005)
- (23) Y. Yamamoto, Y. Higashi, H. Matsuno, S. Ogasawara : “Analysis of Unstable Regions in Vector-Controlled IPMSM Sensorless Control”, IEEJ Journal of Industry Applications. Vol.127 No.12 pp.1197-1204 (2007)
- (24) 電気学会・センサレスベクトル制御の整理に関する調査専門委員会：「ACドライブシステムのセンサレスベクトル制御」, pp.103-106, オーム社(2016)
- (25) Y. Nakazawa, K. Kondo, S. Taniguchi, K. Yasui: “A Position Sensorless Vector Control for Permanent-Magnet Synchronous Motor Having High Reluctance Torque Ratio”, IEEJ Journal of Industry Applications. Vol.135 No.6 pp.611-621 (2015)