

一般研究課題 電気自動車時代にむけた
次世代電動機制御システムの開発
助成研究者 中部大学 長谷川 勝



電気自動車時代にむけた 次世代電動機制御システムの開発

長谷川 勝
(中部大学)

Speed sensorless vector control of induction motor drives has been developed as an important technique, and this has been utilized in some fields, especially industrial application field. It has been pointed out, however, speed sensorless vector control system becomes unstable in very low-speed region so far, which is caused by unstable phenomenon of speed identification system in adaptive observer.

This paper proposes a robust stability improvement method for sensorless vector control system using adaptive observer. First, this paper reviews sensorless vector control system in brief, and then the adaptive observer design is proposed based on γ -positive real problem and ε_1 -modification approach for robust stability improvement. Finally, some experiments are carried out to show the feasibility and effectiveness of the proposed method.

1. はじめに

電気自動車に関する社会の認識はこの十年で大きく変貌し、既に一般車として市場に流通するに至っている。今後、耐環境性、低コスト、車両の姿勢制御など、エンジン式自動車に対するアドヴァンテージの確立に向けた研究開発がさらに進められるであろう。エンジンに代わる主動力源としてインバータ駆動の永久磁石形同期電動機が採用されているが、トラック等の大型車には低コスト・大容量化に適した誘導電動機の採用が適する。また、主動力源だけでなく、電動パワーステアリング、電気式の電動サスペンションなど、電動機駆動システムを採用することのできる部分が自動車には数多く存在する。各部における電動機の採用は、機械式動作機構に対して効率、応答性、制御性のよさ、小型高出力化、耐用年数などの点で多くのアドヴァンテージをもたらす。さらに、

電動機は動作条件により発電機としての動作が可能である。ゆえに自動車各部の運動エネルギーを回生することで車全体の効率を改善することが可能で、ひいては燃費（単位電気エネルギーあたりの走行距離）の改善につながるものと予想される。

このような電気自動車用の主動力源として用いられる電動機には、制御性能からの観点から低速高負荷条件下における運転性能と高速運転時のトルク応答性能が特に求められる。この実現方法として、交流モータは瞬時トルク制御法の一つであるベクトル制御が知られており、DCサーボモータを凌駕する制御性能を実現する¹⁾。また、高機能化、低コスト化、適用範囲拡大の観点から、トルク制御および速度制御に必要な速度センサを使用しない速度センサレスベクトル制御（以下、センサレスベクトル制御）が実用に供されている²⁾。

一方でこの技術開発には適応制御が大きく寄与しており、特に速度に代表されるパラメータの適応同定技術が速度センサレスベクトル制御の性能を大きく左右している。一方で、低速運転、さらには回生領域での運転が困難なことが当初から指摘されており、その原因の一つに速度同定に関する入出力信号のPE性の次数が低下するためであることが知られている。すなわち、モータ内の回転子磁束が回転磁界でなくなる零周波数駆動時には同定パラメータが励起されずに同定が停止するため、パラメータ同定の安定性に問題が生じる。したがって、測定外乱や同定対象でないパラメータのミスマッチにより同定系が不安定化し、制御系全体の不安定化を招く。

この問題に対し、入出力信号のPE性の次数を確保するために、指令値に同定のための高周波信号を重畳する方法が多く報告されている。しかしながら、この高周波信号は制御には本来必要ではないものであるため、効率や騒音、電力変換器容量の点で望ましいとは言えない。また、零周波数時駆動時における安定性改善の一つの解法として励磁レベルを可変させることで零周波数を回避する方法がある³⁾。これは誘導モータの特徴である「すべり」を利用したものであるが、無負荷時では本質的な解法にならず、また、同期モータには適用できない。

本研究はこの低速運転時における適応同定のロバスト安定化を目的に、これまでなされてきた議論を再検討し、 γ -正実化問題と ε_1 -修正則を用いたセンサレスベクトル制御のロバスト適応制御系を提案する。提案法では、ベクトル制御自体のロバスト性、および適応オブザーバの安定性を考慮しつつ、 γ -正実化問題を適用した適応オブザーバの設計法を示す。次に、零周波数駆動を困難にする要因が速度適応ループ内に存在する不安定な極零相殺であることを示し、これを ε_1 -修正則により回避してさらなるロバスト安定性改善を図る。最後に実機実験を行い、従来に比してセンサレスベクトル制御の安定運転範囲を拡大することができることを示す。

2. 速度センサレスベクトル制御

2.1 ベクトル制御

ベクトル制御は直流モータとのアナロジーにより生まれた交流モータの瞬時トルク制御法である。直流モータにおいては、界磁と電機子電流とが機械的構造により常に直交することで瞬時トルク制御を実現する。誘導モータにおいて、回転する回転子磁束ベクトル λ_r に対して直交する電流成分 i_{qs} （以下、トルク電流）が、さらに磁束生成のための電流 i_{ds} （以下、励磁電流）が回転子磁束の方向に流れるよう、各電流成分が独立に制御される。これがベクトル制御である。すな

わち，磁束ベクトル λ_r に同期して回転する直交座標 (d - q 座標) 系上での固定子電流ベクトルの制御と行うことができる。

実際には，固定子電流ベクトルは固定子に一致した直交座標 (d - q 座標) 系上の成分 i_s^* , i_q^* を介して制御される。したがって，回転する磁束ベクトルの固定子座標系からの位相 θ が不可欠であり，ベクトル制御実現のためには回転子磁束を検出する手段が必要となる。現実的には磁束検出は困難であり，誘導モータの数学モデルもしくは状態オブザーバにより磁束ベクトルを推定するのが一般的である。

2.2 速度センサレス化とその制御系

ベクトル制御系を構成するにあたっては，電気系と機械系の時定数の差から回転子速度を時不変パラメータとみなした線形モデルが用いられる。したがって，速度センサの設置が必要となるが，コスト面や設置環境に対する制約，配線長やノイズ等の問題から速度センサレス化が検討され，広く実用化されている。

状態オブザーバに基づくベクトル制御系を速度センサレス化する場合，速度適応同定機能を付加した適応オブザーバを用いることになる。その構成を図1に示す。この系は時変の座標変換 $R(\theta)$ を含む非線形系であり，系全体の安定性を議論することは困難である。安定なセンサレス制御を実現するには少なくとも速度，電流制御系と適応オブザーバのロバスト安定性をそれぞれ確保する必要がある。各制御系の安定化は磁束真値が既知なる仮定のもと，容易に達成することができる⁴⁾。ゆえに，適応オブザーバのロバスト安定性がベクトル制御系のロバスト性を左右することになる。

3. センサレスベクトル制御用適応オブザーバのゲイン設計

本章では，センサレスベクトル制御系の低速域におけるロバスト安定性を改善するため，適応オブザーバの安定性に関する検討を行う。まず，文献5) にしたがって適応オブザーバの速度同定に関する誤差システムを導出し，これに課せられる条件を示す。次に，センサレスベクトル制御自体のロバスト化を考慮しつつ，適応オブザーバのロバスト安定化に必要なオブザーバゲイン設計法を提案する。

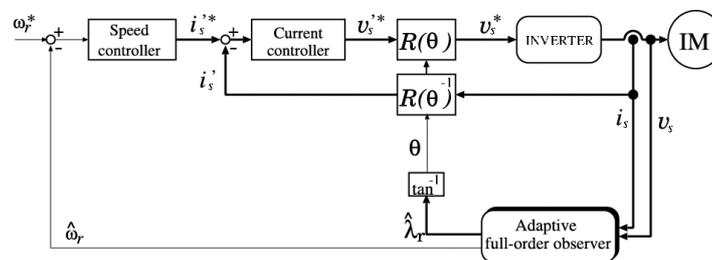


図1 センサレスベクトル制御系の構成
Fig.1 Configuration of Sensorless Vector Control System

3.1 適応オブザーバの構成

誘導モータの状態方程式は、状態変数 x を固定子電流ベクトル i_s と回転子磁束ベクトル λ_r にとると固定子座標（ α -座標）系上で以下のように表される。

$$\frac{d}{dt}x = Ax + Bv_s \quad (1)$$

$$i_s = [I \ 0_{2 \times 2}]x = C_1x \quad (2)$$

ただし、

$$A = \begin{bmatrix} -(R_s + M^2 R_r / L_r^2) / (\sigma L_s) I & * \\ (M R_r / L_r) I & * \\ * & (R_r / \epsilon L_r) I - (\omega_r / \epsilon) J \\ * & -(R_r / L_r) I + \omega_r J \end{bmatrix}$$

$$B = [(1/\sigma L_s) I \ 0_{2 \times 2}]^T$$

である。ここで、 R, L, M は誘導モータの抵抗、自己インダクタンス、相互インダクタンスを表す。

ω_r は回転子速度（電気角）、添字 s, r はそれぞれ固定子側、回転子側を示す。また、 I は 2×2 の単位行列、 J は交代行列で、 $\sigma = 1 - M^2 / L_s L_r, \epsilon = \sigma L_s L_r / M$ である。

これに対し、適応同一次元オブザーバは以下のように構成される³⁾。

$$\frac{d}{dt}\hat{x} = \hat{A}\hat{x} + Bv_s + L e_1 \quad (3)$$

$$\hat{i}_s = C_1 \hat{x} \quad (4)$$

$$\hat{\lambda}_r = [0_{2 \times 2} \ I] \hat{x} = C_2 \hat{x} \quad (5)$$

$$\hat{\omega}_r = \left(K_p + \frac{K_I}{s} \right) \left((J \hat{\lambda}_r)^T e_1 \right) \quad (6)$$

ここで、 $\hat{\cdot}$ は推定値を表し、 $e_1 = \hat{i}_s - i_s$ は固定子電流推定誤差、 L はオブザーバゲインである。

3.2 速度同定に関する誤差システム

速度同定誤差 $\Delta\omega_r = \hat{\omega}_r - \omega_r$ とすると、電流推定誤差 e_1 は (6) 式から (13) 式より以下のように示すことができる。

$$e_1 = C_1 (sI - \hat{A} - LC_1)^{-1} B_{\omega_r} (-\Delta\omega_r J \lambda_r)$$

$$= \hat{G}_1(s) J \lambda_r (\omega_r - \hat{\omega}_r) \quad (7)$$

ここで、

$$\hat{G}_1(s) = C_1 (sI - \hat{A} - LC_1)^{-1} B_{\omega_r} \quad (8)$$

$$B_{\omega_r} = [I/\epsilon \ -I]^T \quad (9)$$

である。また、 $\Delta\omega_r$ による磁束推定誤差 e_2 は

$$e_2 = C_2 (sI - \hat{A} - LC_1)^{-1} B_{\omega_r} (-\Delta\omega_r J \lambda_r)$$

$$= \hat{G}_2(s) (-\Delta\omega_r J \lambda_r) \quad (10)$$

で与えられる。ここで、

$$\hat{G}_2(s) = C_2(sI - \hat{A} - LC_1)^{-1}B_{\omega_r} \quad (11)$$

$$\hat{\lambda}_r = \lambda_r + e_2 = \left(I - \hat{G}_2(s)\Delta\omega_r J \right) \lambda_r \quad (12)$$

である．ゆえに，磁束ベクトルの真値から推定値までの伝達関数は，

$$e_1 = \hat{G}_1(s) \left(I - \hat{G}_2(s)\Delta\omega_r J \right)^{-1} J \hat{\lambda}_r (\omega_r - \hat{\omega}_r) \quad (13)$$

と得られ，これより(7)式は，

となる．ゆえに，(6)式と(13)式より，速度同定に関する誤差システムが図2のように得ら

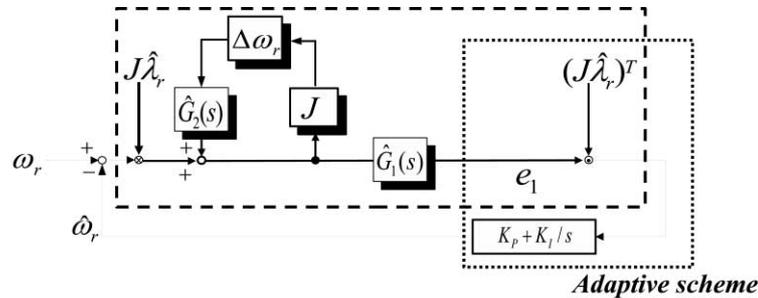


図2 速度同定に関する誤差ブロック

Fig.2 Block diagram of speed identification

れる．

3.3 適応オブザーバに課せられる条件

図2の安定性を議論するに際し，簡単化のため時不変パラメータである ω_r の同定値 $\hat{\omega}_r$ も時不変として扱う．無論，この仮定に理論的根拠はないが，電気系物理量と機械系物理量における時定数の差異，これまでにおける多くの検討例からさほど問題とはならない．ただし，適応ゲインの設定に上限が生じる．

図2のロバスト安定性を保証するには，ある $\Delta\omega_r$ に対して前向き線形時不変ブロックがロバスト強正実となる必要がある．すなわち，伝達関数 $\hat{G}_1(s)$ の強正実性が必要であり⁵⁾，さらに図2と(13)式が示すように線形時不変ブロックの位相特性を乱す項となるため， $\Delta\omega_r$ に対して $I - \hat{G}_2(s)\Delta\omega_r J$ の位相特性が十分小さいことが必要となる．以上より，適応オブザーバのロバスト安定性条件は

1. $\hat{A} + LC_1$ が安定行列であること
2. $\hat{G}_1(s)$ が強正実であること
3. $I - \hat{G}_2(s)\Delta\omega_r J$ の位相特性が抑圧されること

となる．ここで，オブザーバゲイン L を用いない場合，もしくは不適切な設計では上記の条件は満足されない．言い換えれば，(7)式の $\hat{G}_1(s)$ には L が含まれており L を適切に設計にすれば系の安定性を改善することが可能である⁵⁾⁶⁾．ただし，オブザーバゲイン L は $\hat{G}_1(s)$ のみならず， $\hat{G}_2(s)$ にも含まれている．したがって，これらを独立に設計することはできない．

ベクトル制御にとって最も重要な磁束推定のロバスト性改善の観点からは、(10)式が示すように $\hat{G}_2(s)$ の H_∞ ノルムを抑圧するよう L を設計することが考えられる。磁束推定誤差が生じないと仮定すれば $\hat{G}_1(s)$ の正実性は容易に示すことができ、以上の結果、図2に示す前向きブロックのロバスト強正実性が改善される。しかしながら、この設計では $\hat{G}_1(s)$ のゲイン特性が低下することになり、適応同定の過渡特性、観測ノイズに対するロバスト性の観点から望ましくない⁷⁾。

3.4 γ -正実化問題によるオブザーバゲインの設計

ベクトル制御にとって真に必要なロバスト性能は、磁束自体のロバスト推定性能ではなく、座標変換を行う際に用いる磁束位相のロバスト性である。すなわち、磁束ベクトル λ_r の大きさではなく、その位相の推定誤差を抑圧することがより重要である。一方、磁束位相の推定誤差が抑圧されれば $\hat{G}_1(s)$ の位相特性が $\pm 90^\circ$ 以内に向かうことが示唆されており⁸⁾、条件2.と条件3.はほぼ等価な条件と言える。したがって、ロバストな磁束位相推定を実現することで適応オブザーバを安定化することができる。ゆえに、(12)式で定まる磁束推定に関する伝達関数 $I - \hat{G}_2(s)\Delta\omega_r J$ の位相特性を整形することが必要である⁹⁾。

伝達関数の位相曲線整形が可能な設計法として文献10)、11)が提案されている。この文献は、 γ -正実性なる概念を用いることにより伝達関数の位相曲線整形問題を定義し、さらにこの問題を利得曲線整形問題を扱う H_∞ 制御問題として解く手法を示している。特に、問題とする対象がSISOシステムの場合はその伝達関数 $G(s)$ のナイキスト線図が図3に示す中心 $(\frac{1+\gamma^2}{1-\gamma^2}, 0)$ 、半径の円内に存在することが知られており、その位相 $\angle G(s)$ には γ の値に応じた最大値 θ_{max} が存在する。

そこで、本論文ではオブザーバゲインの設計問題を(12)式で示される伝達関数の γ -正実化問題¹⁰⁾に帰着して磁束位相の推定誤差を抑圧すると同時に、適応オブザーバの安定性を改善する手法を提案する。 γ -正実化問題は伝達関数のゲイン特性よりも位相特性を優先させた設計が可能であるため、座標変換を伴うベクトル制御系との親和性が極めて高い。さらに、 $\hat{G}_1(s)$ のゲイン低下も最小限に抑えられる利点がある。なお、本論文ではオブザーバの設計に必要な事項のみを述べるにとどめる。詳細は文献10)を参照されたい。

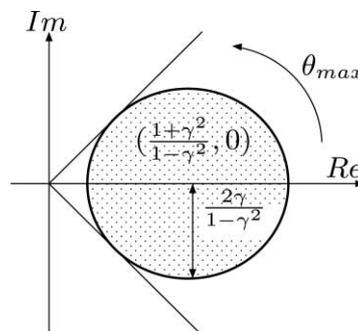


図3 - 正実性

Fig.3 - Positive realness

3.5 LMI による-正実化問題の定式化

前節の議論より，条件1.と条件3.を満足するオブザーバゲインの設計法を提案する．以下では，上記条件を線形行列不等式（以下，LMI）により定式化する¹²⁾．

以上の条件を満たすには，許容する速度同定誤差 $\Delta\omega_r$ とある正数 $\gamma > 0$ に対して，

$$\begin{pmatrix} X\Gamma + KC_1 + \Gamma^T X + C_1^T K^T & & \\ (-B_{\omega_r} \Delta\omega_r J)^T X / \sqrt{2} & * & \\ C_2 / \sqrt{2} & & \\ * & -XB_{\omega_r} \Delta\omega_r J / \sqrt{2} & C_2^T / \sqrt{2} \\ & -\gamma_2 I & o_{2 \times 2} \\ & o_{2 \times 2} & -\gamma_2 I \end{pmatrix} < 0 \quad (14)$$

なるLMIを満足する正定対称行列 $X = X^T > 0$ と K とが存在すればよい¹³⁾．ここで，

$$\Gamma = \hat{A} - \frac{B_{\omega_r} \Delta\omega_r J C_2}{2}$$

である．さらに，実装を考慮して極配置条件を与える¹⁴⁾．オブザーバの極が図4に示す範囲内に存在するための条件は

$$\begin{pmatrix} -rX & X\hat{A} + KC_1 \\ C_1^T K^T + \hat{A}^T X & -rX \end{pmatrix} < 0 \quad (15)$$

$$X\hat{A} + KC_1 + \hat{A}^T X + C_1^T K^T + 2hX < 0 \quad (16)$$

なるLMIを満足する $X = X^T > 0$ と K が存在すればよい．以上のLMI条件の下， γ を最小化する $X = X^T > 0$ と K をMATLAB/LMI TOOLBOX等を用いて設計する．その結果，オブザーバゲイン L は

$$L = X^{-1}K \quad (17)$$

と求めればよい．

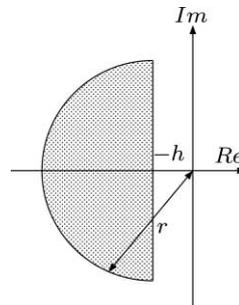


図4 極配置制約条件

Fig.4 Constraints of pole replacement

4. ε_1 -修正則による極低速運転におけるロバスト安定性改善

前章までに示したように，前向き時不変ブロックの制約条件はオブザーバゲイン L の設計によって満足され，安定性の改善はある程度可能である．しかしながら，主に極低速運転時に生じる電源周波数が零となる時（直流印加時）に速度同定が停止し，その結果，系全体の不安定化を招く．その原因は，ファラデーの法則に基づく誘起電圧が発生しなくなるため，固定子側の電圧，電流から回転子速度に関する情報が得られないことにある．すなわち，速度同定に関して入出力である電圧および電流のPE性の次数が不足することに起因する問題であり，前章で述べたオブザーバゲインをいかに設計しようともこの問題は避けられない．また，同時に $\Delta\omega_r$ やその他のパラメータ mismatches に対するロバスト性も低下し，これに対してもオブザーバゲインの設計のみで対処するには限界がある．このため，電圧もしくは電流に高周波信号を注入する手法が非常に多く提案されているが，効率や騒音，電力変換器容量の点で望ましいとは言えない．

そこで，本章では零周波数運転時において系の不安定化を招く原因を伝達関数の観点から考察する．まず，この不安定現象が $s=0$ での極零相殺に起因することを示す．さらに，その不安定化現象の抑制，およびパラメータ mismatches に対するロバスト性の改善を目的とし，速度同定に ε_1 -修正則を用いることを提案する．これにより，安定な運転領域の拡大を実現する．

4.1 零速度近傍における問題点

本節では零速度近傍における $\hat{G}_1(s)$ の特性を検討する．簡単化のため，(13)式において， $\hat{\omega}_r = 0$ ， $\Delta\omega_r = 0$ を仮定して議論を進める．このとき， $\hat{G}_1(s)$ は

$$\hat{G}_1(s) = \frac{s}{a_2 s^2 + a_1 s + a_0} I \quad (18)$$

となり， $s=0$ の零点をもつ．ここで， a_2, a_1, a_0 は供試機の回路定数，オブザーバゲイン等から定まる定数である．なお，この零点は $\hat{\omega}_r$ に関係なく存在する．一方，速度適応則には従来から

$$\hat{\omega}_r = \left(K_P + \frac{K_I}{s} \right) \left(J \hat{\lambda}_r \right)^T e_1$$

で示されるPI制御器を用いることが多く， $s=0$ に極をもつ．

さて，零周波数運転時においては推定磁束ベクトル $\hat{\lambda}_r$ は定ベクトルとなるので図2は線形系とみなすことができる．したがって，図2に示す系の一巡伝達関数には $s=0$ における極零相殺が生じていることがわかる．ゆえに，この系は内部安定な系とはならない．特に極低速運転時には信号のPE性の次数が確保できないこともあり，微小な外乱により $\hat{\omega}_r$ の不安定化を招くことになる．

さらに，この系の安定性を位相特性の観点から再考すると 極低速周波数運転時における位相特性は(18)式が示すように $\angle \hat{G}_1(0) = 90^\circ$ となる．したがって，原点極をもつ適応則を併用するとその位相は $s=0$ で -90° となるため，受動定理により安定余有が存在しないことになる．ゆえに，観測誤差やパラメータ mismatches などによって直ちに系が不安定となると解釈できる．

上記のことから，電圧や電流に高周波を注入せず系のロバスト安定性を改善するためには， $s=0$ での極零相殺を回避する必要がある．

4.2 ε_1 -修正則による速度同定のロバスト安定性改善

前節での議論により，速度同定が停止する条件においてもロバスト安定な速度同定，ひいてはセンサレスベクトル制御系全体のロバスト安定性を改善するには $s=0$ での極零相殺を回避する必要がある．しかしながら， $\hat{G}_1(s)$ のもつ $s=0$ の零点は制御対象がもつ零点であり，この再配置は連続時間系上では不可能である．著者は，この問題を離散時間系上で議論し，適応則をマルチレート制御に基づいて再設計する方法⁽⁶⁾を検討したが，その実装が困難で現実的ではないと思われる．

そこで，本論文では適応則の極を再配置する目的で，ロバスト適応則の一つとして知られる ε_1 -修正則を用いた適応オブザーバを構成して極零相殺を回避し，極低速運転におけるロバスト安定性の改善を実現する．ここで，本方式は ω_r に関する可同定性条件を満足するものではなく，適応同定ループのロバスト安定性を改善することが目的である．したがって，本論文は速度同定誤差 $\Delta\omega_r$ の収束を期待するものではないことに注意されたい．

速度同定系における安定余有を確保するため，適応則として(19)式に示す ε_1 -修正則⁽⁷⁾を用いる．

$$\hat{\omega}_r = \left(K_P + \frac{K_I}{s + \sigma} \right) \left(J \hat{\lambda}_r \right)^T e_1 \quad (19)$$
$$\sigma = \varepsilon_1 \left| \left(J \hat{\lambda}_r \right)^T e_1 \right|, \quad \varepsilon > 0$$

上式により，速度同定が停止するような電源周波数が零となる運転領域においても適応則の位相特性が -90 より大となり，安定余有を確保することができる．したがって，測定外乱や速度以外のパラメータミスマッチが存在しても直ちに不安定になることはない．ゆえに，適応則の簡易な修正で極低速運転におけるロバスト安定性の改善が期待できる．

無論， $s=0$ において適応則のゲイン特性が有限となるので速度同定に定常誤差が生じることは避けられない．したがって，本方式の用途は限定されると考える．すなわち，電気自動車の主電動機のようなトルク制御での使用，故障診断のための利用であれば ε_1 -修正則の適用は有効であると考えられる．また，速度サーボ系に適用する場合においても ε_1 -修正則を運転領域に応じて限定的に用いればよく，本手法を用いる必要のない場合には上記問題の回避は可能である．なお，測定外乱やパラメータ測定誤差が存在しないならば，電流推定誤差 e_1 は零に収束し，そのときも零になる．その結果，(19)式に示す適応則は(6)式のPI制御器として動作することになる．

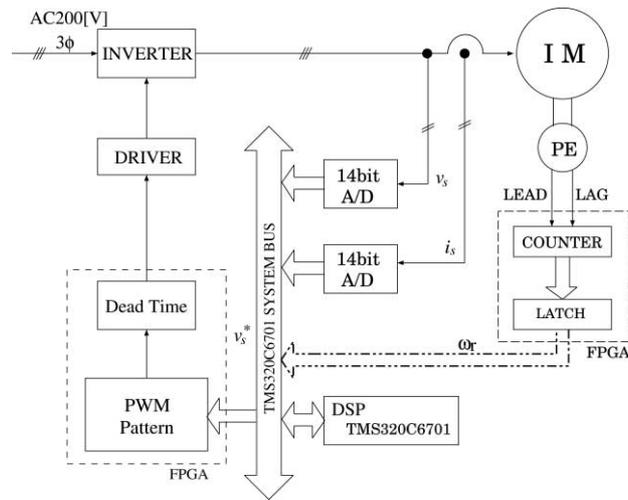


図5 実験装置

Fig. 5 Experimental setup

5. 実機実験

5.1 実験装置の構成

提案する適応同一次元オブザーバ設計法の有効性を検証するため、実験を行った。図5に実験装置の構成を示す。

適応同一オブザーバおよびベクトル制御器はDSP (TI社:TMS320C6701) を使用したDSP搭載ボード (MTT社:DSP6367) により構成される。図5に示した制御系を実装するにあたり、適応オブザーバのオブザーバゲイン L を各速度 (2 elec. min^{-1} で量子化) に応じて事前に設計しておき、テーブルの形で用意する。なお、適応オブザーバ、ベクトル制御器はオイラー近似により離散化実装した。これらの制御周期は $200 \mu s$ である。

固定子電流はURD社製のDCCT (HCS-20-SC-A-2.5) で検出し、14ビットA/D変換器を通じて取り込む。固定子電圧はLEM社製の電圧センサ (LV25-200) を通じて取り込んだ線間電圧を、アナログ回路にて構成された二次のローパスフィルタ (遮断周波数 800 Hz) によりPWMキャリア成分を除去した後、14ビットA/D変換器で取り込む。また、誘導モータの回転数はパルスエンコーダ (1024 pulse/rev) の出力をAltera製FPGA (EPF10K20TC144-4) にて構成した4逓倍計数回路により検出し、DSPの16ビットデジタルバスにより取り込み、実験結果の評価にのみ用いる。

ベクトル制御器で得られる固定子電圧指令値は三相電圧形インバータへ出力する。三角波比較方式によるPWMパターンをFPGAにて生成し、電圧形インバータで三相誘導モータ (1.5 kW) を駆動する。PWMインバータのキャリア周波数は 5 kHz である。

以後の実験において公称値とする誘導機の各パラメータを表 $\text{\%ref\{tab:param\}}$ に示す。これらの値は固定子側から直流、商用周波数の交流を印加した場合の出力値を測定し、等価回路から算出したものである。

したがって、インバータによる実際の運転条件下において真値であると言えない点に注意されたい。

なお、負荷トルクの印加はトルクセンサを介してカップリングされた 2.2kW の誘導モータにより行っており、このトルク制御には市販の速度センサつきベクトル制御インバータを用いている。

rated power	P_n	1.5 kW
rated speed	ω_{mn}	1710 min ⁻¹
rated stator voltage	V_{sn}	200 V
rated stator current	I_{sn}	6.2 A
stator resistance	R_s	0.930 Ω
rotor resistance	R_r	0.500 Ω
stator inductance	L_s	0.110 H
rotor inductance	L_r	0.102 H
mutual inductance	M	0.102 H
number of pole pairs		2
inertia of tested motor	J_{mn}	0.015 kg·m ²

表1 供試の各パラメータ

Table 1. Parameter of tested motor

5.2 極低速度運転特性

本節では、磁束推定のロバスト性改善と速度同定の安定性改善を図ったゲイン設計の効果、および速度同定のロバスト性改善を目的にした ε_1 -修正則の効果を検証する。以下の実験では、速度指令値 ω_r^* を300min⁻¹ 0min⁻¹とステップ状に与え、その安定性、停止時の挙動について評価する。なお、速度指令としてステップダウンの方がその逆より厳しい条件であることを記しておく。

5.2.1 オブザーバゲインの効果

まず、3.4節で示したオブザーバゲインの効果について述べる。図6、図7に無負荷運転時の実験結果を示す。図6がオブザーバゲインを $L = 0$ とした場合、図7が提案する設計法に従って設計したオブザーバゲインを用いた場合である。

図6の場合でも、無負荷であれば零速度指令に対して安定性を保つことは可能である。しかしながら、実速度 ω_r 、同定速度 $\hat{\omega}_r$ 、およびトルク電流 i_{qs} に脈動が見られ、望ましい状態にはない。この制御系が磁束推定値を用いて座標変換、および速度同定を行っていることから磁束推定値、特に位相の推定誤差が振動的になっているものと考えられ、速度同定誤差 $\Delta\omega_r$ やパラメータミスマッチに対する磁束推定のロバスト性が低いことを示している。一方、磁束位相推定のロバスト性を改善した図7においては零速度指令時においても振動もほとんど見られず、ロバスト性を向上したオブザーバが低速運転性能改善に有効であると言える。なお、零速度状態においてトルク電流 i_{qs} が若干大きくなっているが、これは静止摩擦に起因するものと考えられる。

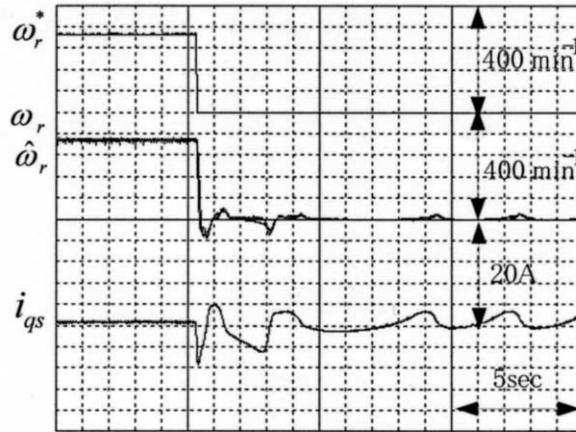


図6 オブザーバゲインを用いない時の速度ステップ応答（無負荷）

Fig.6 Step response without observer gain (no load)



図7 オブザーバゲインを用いた時の速度ステップ応答（無負荷）

Fig.7 Step response with observer gain (no load)

次に50%負荷トルクを印加した状態で同様の実験を行った．その結果を図8，図9に示す．オブザーバゲインの使用，未使用に関係なく，安定なセンサレス制御が実現されていない．同図より，トルク電流 i_{qs} がその上限である15Aまで上昇しているにもかかわらず加速しないことから，実トルクが発生していないことがわかる．したがって，ベクトル制御条件が成立していない，すなわち磁束位相の推定が高精度に実現されていないため，オブザーバゲイン L で達成可能なロバスト性だけでは対処できない運転条件であるといえる．この実験ではパラメータとして表1に示した公称値を用いたものの，負荷トルクを印加することにより定常的に流れる電流の絶対値が無負荷時比べて増大するため，パラメータミスマッチに対して高感度となったものである．ゆえに，この運転条件に対して安定なセンサレス制御系を実現するにはさらなるロバスト性の改善が必要といえる．

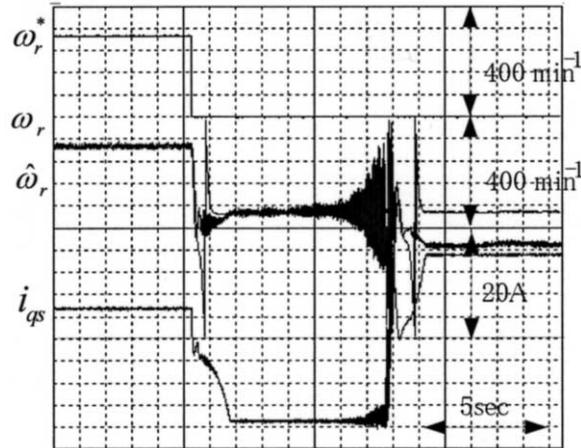


図8 オブザーバゲインを用いない時の速度ステップ応答 (50%負荷)

Fig.8 Step response without observer gain (50% load)

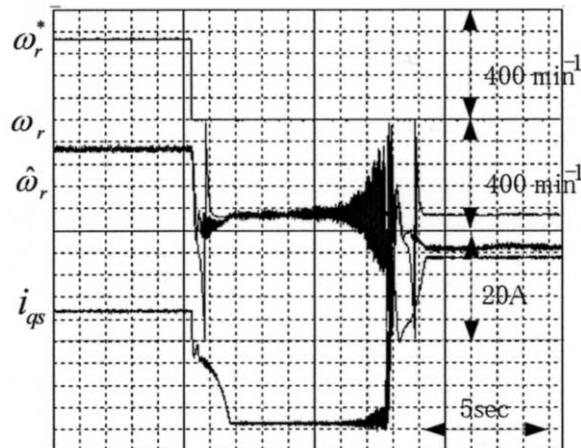


図9 オブザーバゲインを用いた時の速度ステップ応答 (50%負荷)

Fig.9 Step response with observer gain (50% load)

5.2.2 ε_1 -修正則の効果

本項ではオブザーバゲインのみでは達成されないロバスト性能を実現するため、 ε_1 -修正則を適用し、その効果を実験により検証する。負荷トルク50%印加時における速度ステップ応答を図10、図11に示す。図10がオブザーバゲインを $L = 0$ とした場合、図11がオブザーバゲインを用いた場合である。なお、 ε_1 の値は試行錯誤により0.008とした。

両図から、 ε_1 -修正則を用いることで図8、図9では実現できない安定なセンサレス制御系を実現することが可能であるといえる。また、オブザーバゲインを用いることにより、若干ではあるがの脈動が低減でき、ベクトル制御条件からの逸脱を極力抑えた制御系を構成することが可能である。なお、速度指令 300min^{-1} 時において定常的な速度同定誤差が見られる。 ε_1 -修正則を用いたことにより定常誤差が生じたものであるが、この領域では ε_1 -修正則を用いずとも十分に安定なセンサレス制御を実現することが可能なので、ここでは ε_1 -修正則を停止させればこの問題は回避可能である。

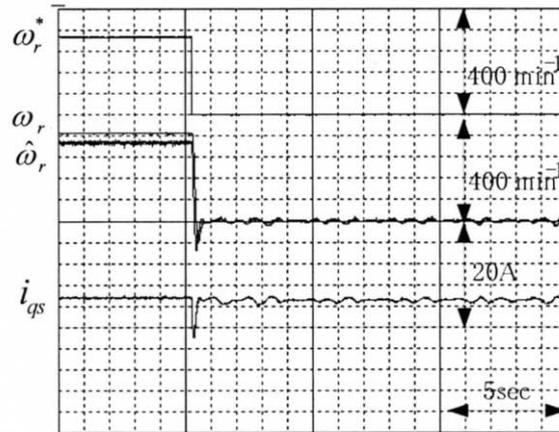


図10 ε_1 -修正則のみを用いた場合の速度ステップ応答 (50%負荷)

Fig.10 Step response with ε_1 -modification approach (50%load)

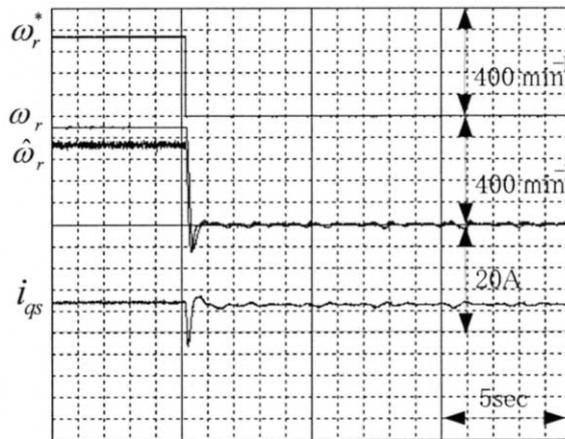


図11 オブザーバゲインと ε_1 -修正則を用いた場合の速度ステップ応答 (50%負荷)

Fig.11 Step response with proposed observer gain and ε_1 -modification approach (50%load)

5.3 低速運転時における回生運転

誘導モータのセンサレスベクトル制御において、低速・回生運転は駆動電源周波数が極小となり、かつ負荷も印加状態となるため、その安定な運転の実現が最も困難な運転条件である。また、電源周波数が0Hzとなる動作点では安定な定常運転はほぼ不可能と言ってよい。以下ではそのような条件下における提案法の制御性能を検証する。

速度指令 $\omega_r^* = 60 \text{ min}^{-1}$ を与えて速度制御を行った状態で、速度を加速させる方向に負荷トルクを100%/40sのレートで定格トルク (8.4N.m) まで徐々に印加した。この際、ベクトル制御系は供試モータの速度を保つために回生状態となる。このレートであれば、事実上、定常運転特性と言ってよい。この実験結果を図12、図13に示す。図12はオブザーバゲインのみを用いて ε_1 -修正則を用いなかった場合、図13はオブザーバゲイン、 ε_1 -修正則をともに用いた場合である。なお、オブザーバゲイン、 ε_1 -修正則をともに用いない場合にはこの低速・回生運転は不可能であるので⁵⁾、実験を行っていない。

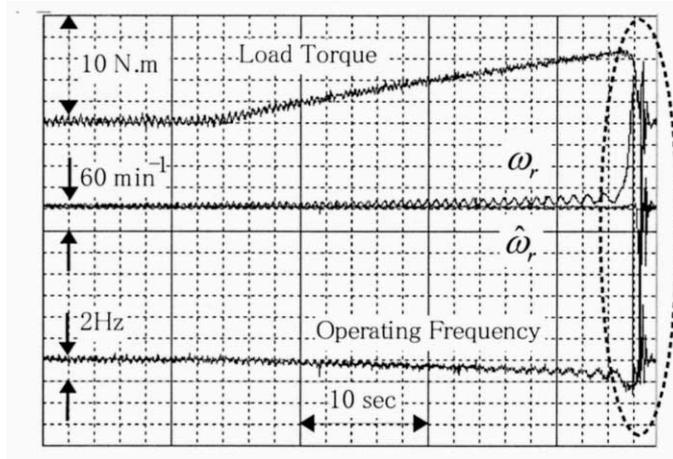


図12 オブザーバゲインのみを用いた低速・回生領域運転特性
 Fig.12 Regenatating-Mode Low-Speed Operation with observer gain

図12が示すように、適切なオブザーバゲインを用いれば従来不可能であった回生領域での安定運転範囲を拡大することができる。しかしながら、負荷トルクがその定格である8.4N.mに達する前、電源周波数が0Hzとなる前に制御系が不安定化したことも示している（点線内）。さらに安定範囲を拡大するべく、 ε_1 -修正則を用いた実験結果が図13である。この結果から、負荷トルクが8.4N.mに達する、すなわち電源周波数がほぼ0Hzとなるまで安定な運転が実現可能であることがわかる。以上より、提案法は安定化が困難であった運転領域の拡大に有効であるといえる。ただし、提案法においても電源周波数が0Hzである状態が続くと先に述べたように安定な運転は継続できない（点線内）。

以上から、提案法は速度同定誤差をある程度許容することで安定余有を確保し、安定な駆動を実現できる運転範囲をその限界まで拡大することが可能な手法であると言える。

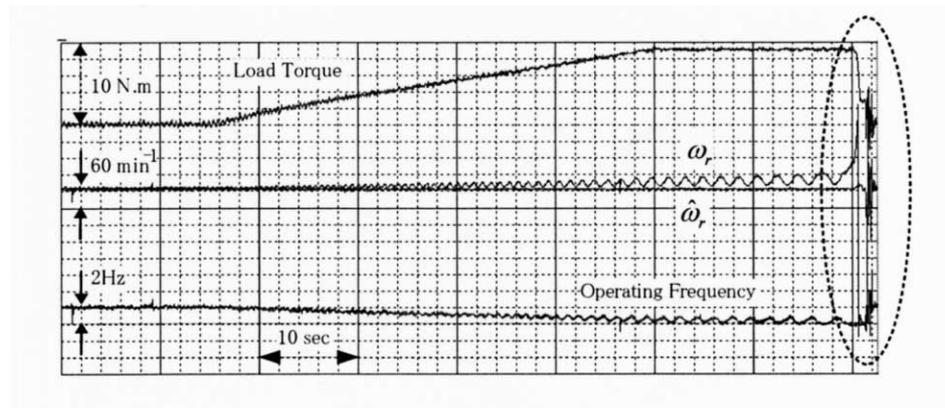


図13 オブザーバゲインと ε_1 修正則を用いた低速・回生領域運転特性

Fig.13 Regenatating-Mode Low-Speed Operation with observer gain and ε_1 modification approach

6. おわりに

本論文は誘導モータを対象とした速度センサレスベクトル制御のロバスト適応制御系の一構成法を提案し、極低速運転における性能改善を実現した。以下に結論を示す。

1. ロバストベクトル制御の実現および適応オブザーバのロバスト安定性改善の観点から、速度センサレス用適応オブザーバを正実化問題に基づいて設計する手法を提案した。
2. 極低速運転領域におけるセンサレスベクトル制御の不安定化現象は誘導モータの構造に起因するでの極零相殺によることを明らかにし、この回避のために速度同定に修正則を用いる手法を示した。
3. 実機実験を行い、提案する適応オブザーバがセンサレスベクトル制御のロバスト安定性改善に有効となることを示した。

本論文は、適応オブザーバのロバスト安定性改善のみを実現したものであり、センサレスベクトル制御系を構成する一部ブロックについて議論したに過ぎない。ベクトル制御系を含めた非線形制御系全体の安定性解析に関する報告は多くなく、線形近似モデルによる解析に終始している¹⁹⁾。これに関しては今後の課題としたい。また、本論文は誘導モータのセンサレスベクトル制御に関するものであるが、誘導モータより高効率、小型化が可能な永久磁石同期モータのセンサレス制御にも有効であると考えており、今後検討を進めていく所存である。

参考文献

- 1) 中野：「交流モータのベクトル制御」, 日刊工業新聞社, 1996.
- 2) 海田：「速度センサレスベクトル制御システムの実際構成」, 電学論D, 117巻, 5号, pp.541 ~ 543, 1997.
- 3) H.Kubota, I.Sato, et al: "Regenetating-Mode Low-Speed Operation of Sensorless Induction Motor Drive With Adaptive Observer", Trans. on Ind. Applicat., Vol.38, No.4, pp.1081 ~ 1086, 2002.
- 4) 杉本他：「ACサーボシステムの理論と設計の実際」, 総合電子出版社, 1990.
- 5) 金原, 小山：「低速・回生領域を含む誘導電動機の世界センサレスベクトル制御法」, 電学論D, 120巻, 2号, pp.223 ~ 229, 2000.
- 6) S.Suwankawin and S.Sangwongwanich: "A Speed-Sensorless IM Drive With Decoupling Control and Stability Analysis of Speed Estimation", IEEE Trans. on Ind. Elec., Vol.49, No.2, pp.444 ~ 455, 2002.
- 7) 八田, 長谷川, 松井：「誘導機速度センサレスベクトル制御用各種適応オブザーバの特性比較」, 電気学会産業応用部門大会講演論文集, p.Y77, 2004.
- 8) 田島, 海田：「誘導機の速度センサレスベクトル制御における速度推定演算の問題点と改善法」, 電気学会全国大会講演論文集, pp.1545 ~ 1546, 2000.
- 9) M.Hasegawa and K.Matsui:"Robust Adaptive Full-Order Observer Design Based on γ -Positive Real Problem for Speed Sensorless Vector Controlled Induction Motors", Proc. of IECON '03, pp. 60 ~ 65, 2003.
- 10) 坂本, 鈴木：「 γ -受動システムとその位相的性質」, 計測自動制御学会論文集, 31巻, 12号, pp. 1945 ~ 1953, 1995.

- 11) N.Sakamoto and M.Suzuki: " γ -Passive System and Its Phase Property and Synthesis", IEEE Trans. on Auto. Cont., Vol.41, No.6, pp.859 ~ 865, 1996.
- 12) 長谷川, 道木, 大熊, 福森, 藤原: 「 γ -正実化問題とゲインスケジュールド H_∞ 制御を用いた軸ずれを抑圧する同一次元オブザーバのロバスト設計法」, 電学論D, 121巻, 12号, pp.1218 ~ 1227, 2001.
- 13) P.Gahinet and P.Apkarian: "A Linear Matrix Inequality Approach to H_∞ Control", Int.J. of Robust and Nonlinear Control, Vol.4, pp.421 ~ 448, 1994.
- 14) P.Gahinet and M.Chilali: " H_∞ Design with Pole Placement Constraints: An LMI approach", IEEE Trans. on Auto. Cont., Vol.41, No.3, pp.358 ~ 367, 1996.
- 15) 岩崎: 「LMI と制御」, 昭晃堂, 1997.
- 16) N.Yamaguchi, M.Hasegawa, S.Doki, and S.Okuma: "A Stabilization Method for Speed Sensorless Vector Controlled Induction Motors at Zero Frequency Operating Condition with Multirate Adaptive Observer", Proc. of IECON '04 (in CDROM), 2004.
- 17) 金井: 「ロバスト適応制御入門」, オーム社, 1989.
- 18) 金原, 小山: 「二種類の適応磁束オブザーバを併用した速度センサレス制御と一次・二次抵抗同定」, 電学論D, 120巻, 8/9号, pp.1061 ~ 1067, 2000.
- 19) K.Ohyama G.M.Asher and M.Sumner: "Comparative Testing of High Performance Sensorless Induction Motor Drives", Proc. of IPEC-Tokyo, pp.1063 ~ 1068, 2000.