

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誘導モータのロバスト適応制御[†]

長谷川 勝*

Robust Adaptive Control of Sensorless Vector Controlled Induction Motor
Using γ -Positive Real Problem and ε_1 -Modification Approach

Masaru HASEGAWA*

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 feasibility and effectiveness of the proposed method.

Key Words: induction motor, vector control, sensorless drives, γ -positive real problem, ε_1 -modification approach

1. はじめに

誘導モータは瞬時トルク制御法の一つであるベクトル制御の適用により、DC サーボモータを凌駕する制御性能を実現する¹⁾。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⁾。

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^{たとえば 3), 4)}。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、電力変換器容量の面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⁵⁾。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。

一方、文献 6) は誘導モータの固定子側モデル、回転子側モデルがそれぞれに有する特徴を巧みに引き出す「周波数ハイブリッドベクトル制御法」を提案しており、その有用性を電気自動車の開発を通して示している。しかしながら、周波数領域での重みづけを実現する安定フィルタの設計指針は必ずしも明確ではない。また、パラメータミスマッチに対するロバスト安定性に関しては議論されておらず、モデル同定の精度が制御性能の成否に大きく影響するものと思われる。

本論文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 3 章で再掲し、これを踏まえて 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 4 章、5 章でそれぞれ提案する。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

[†] 第 4 回制御部門大会で一部発表(2004・5)

* 中部大学 愛知県春日井市

* Chubu University, Kasugai, Aichi
(Received March 9, 2005)

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．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．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 ($\alpha - \beta$ 座標) 系上の成分 $i_{\alpha s}, i_{\beta s}$ 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⁵⁾．その構成を Fig. 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⁷⁾．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

本章では、センサレスベクトル制御系用適応オブザーバに関し、これまでになされてきた議論を文献 8) にしたがって再掲する．まず、適応オブザーバの定式化と速度同定に関する誤差システムを導出する．その後、これに課せられるノミナル安定性条件を示す．

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

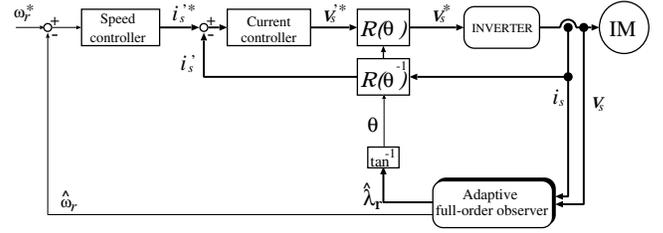


Fig. 1 Configuration of vector control system

($\alpha - \beta$ 座標) 系上で以下のように表される．

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

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

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

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

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⁵⁾．

$$\frac{d}{dt}\hat{x} = \hat{A}\hat{x} + Bv_s + Le_1 \quad (3)$$

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

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

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

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 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 (1) 式から (5) 式より以下のように示すことができる．

$$\begin{aligned} e_1 &= C_1(sI - \hat{A} - LC_1)^{-1} B\omega_r (-\Delta\omega_r J\lambda_r) \\ &= \hat{G}_1(s) J\lambda_r (\omega_r - \hat{\omega}_r) \end{aligned} \quad (7)$$

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

$$\begin{aligned} e_2 &= C_2(sI - \hat{A} - LC_1)^{-1} B\omega_r (-\Delta\omega_r J\lambda_r) \\ &= \hat{G}_2(s) (-\Delta\omega_r J\lambda_r) \end{aligned} \quad (10)$$

で与えられる．ここで、

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

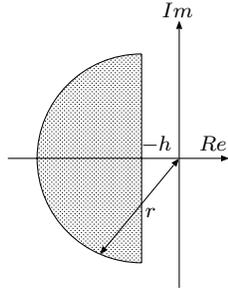


Fig. 3 Constraints of pole replacement

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 13) を参照されたい．

4.3 LMI による γ -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¹⁵⁾．

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¹⁶⁾．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¹⁷⁾．オブザーバの極が Fig. 3 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 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．

4.4 設計結果

本節では，前節までに提案した手法によるオブザーバの設計結果について述べる．なお，本論文においてゲイン設計に関わる数値最適化には，MATLAB/LMI toolbox を利用した．

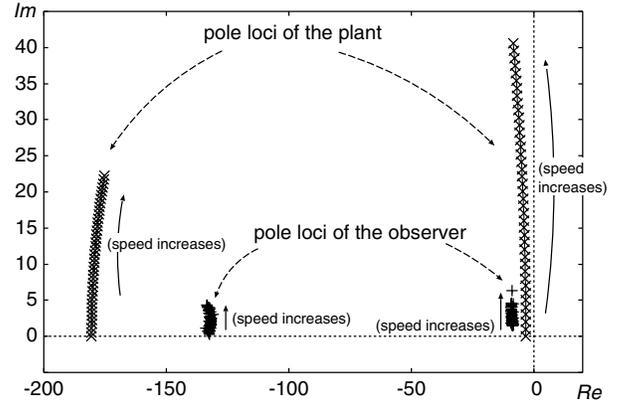


Fig. 4 Design results of pole replacement for adaptive observer

Fig. 4 に誘導モータの根軌跡，および設計されたオブザーバの根軌跡を示す．誘導モータは 2 組の複素共役根をもつが，同図はこの中で第 2 象限に位置する 2 つの極のみを示している．同図よりロバスト性改善のための本手法は，その傾向としてオブザーバの極をより実軸近くに配置すること求めている．同様の結果がスライディングオブザーバを対象にした文献¹⁹⁾でも示されているが，同一次元オブザーバでも同様な傾向が得られたことは非常に興味深いものといえる．また，Fig. 4 は本手法がさほど高い極を要求しないことも示している．したがって，さほど高速なプロセッサを要求しないため，実装上，非常に意義深いものと考えられる．

5. 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

Table 1 Parameter of Tested Motor

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 $\text{kg}\cdot\text{m}^2$

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、これらの制御周期は 200 μs 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 800Hz) 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 通倍計数回路により検出し、DSP の 16 ビットデジタルパスにより取り込み、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 5kHz 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 Table 1 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。

6.2 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とした ε_1 -修正則の効果を検証する。すなわち、適応オブザーバのロバスト設計を施さない、もしくは提案法を用いた場合の安定性およびロバスト性を実機実験に明らかにし、この結果から提案法が従来法に比して安定運転範囲の拡大に有意であることを示す。

以下の実験では、速度指令値 ω_r^* を 300 min^{-1} 0 min^{-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



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

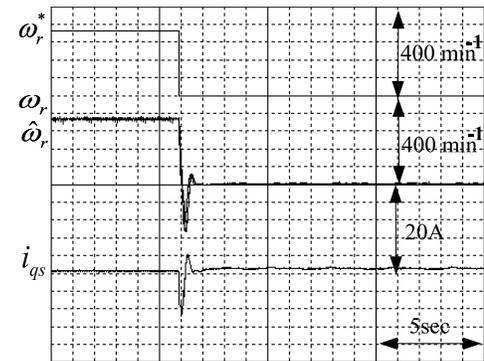


Fig. 7 Step response with proposed observer gain (no load)

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。

(1) オブザーバゲインの効果 まず、4章で示したオブザーバゲインの効果について述べる。Fig. 6, Fig. 7 に無負荷運転時の実験結果を示す。Fig. 6 がオブザーバゲインを $L = 0$ とした場合、Fig. 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。

Fig. 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 Fig. 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。提案するオブザーバゲインの設計法の傾向として、Fig. 4 が示すように極を実軸に近づけて配置することがロバスト性改善に有効となると考えられる。したがって、速度同定遅れに対する磁束位相の推定誤差を抑圧するとともに、この極配置によって状態推定誤差の振動抑圧を可能とすることで Fig. 7 に示す結果が得られたものと言える。なお、零速度状態において

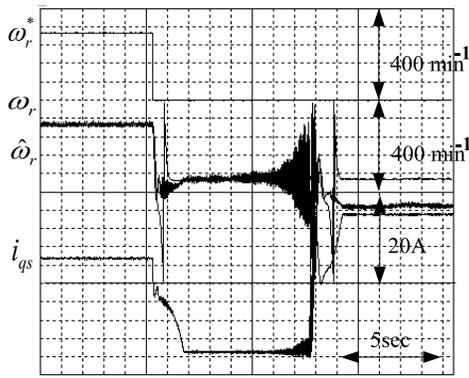


Fig. 8 Step response without observer gain (50% load)

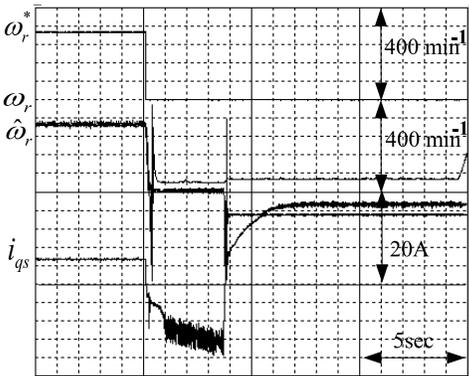


Fig. 9 Step response with proposed observer gain (50% load)

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思われる。

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 Fig. 8, Fig. 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 Table 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に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。

(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 Fig. 10, Fig. 11 に示す。Fig. 10 がオブザーバゲインを $L = 0$ とした場合、Fig. 11 がオブザーバゲインを用いた場合である。なお、 ε_1

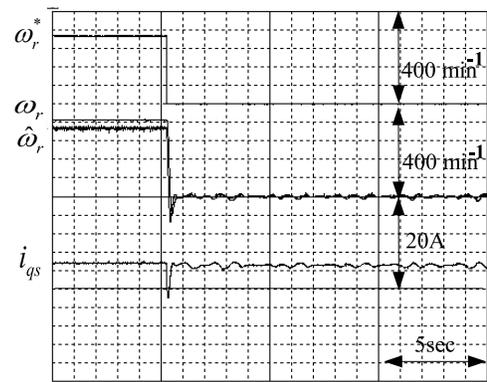


Fig. 10 Step response with ε_1 -modification approach (without observer gain, 50% load)

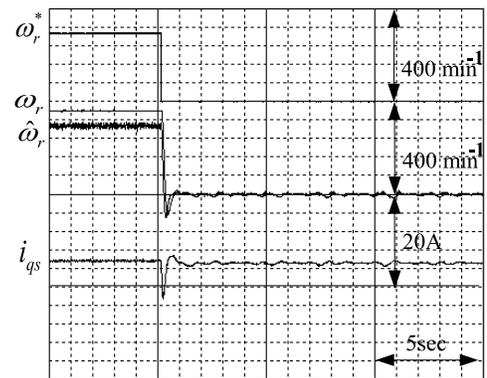


Fig. 11 Step response with ε_1 -modification approach (1) (with observer gain, 50% load)

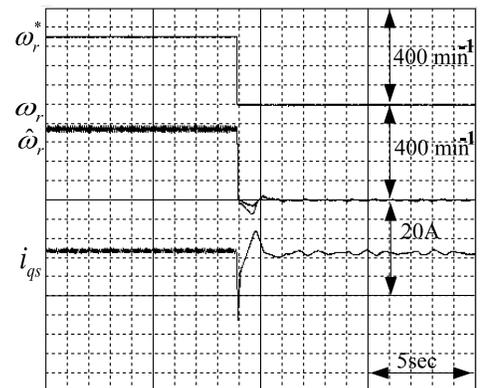


Fig. 12 Step response with ε_1 -modification approach (2) (with observer gain, 50% load)

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 Fig. 8, Fig. 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 i_{qs} 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 300 min^{-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

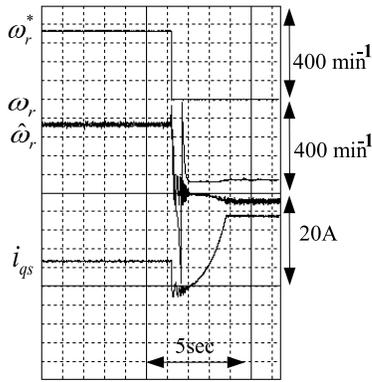


Fig. 13 Step response without both observer gain and ε_1 -modification approach ($\Delta R_s = 50\%$)

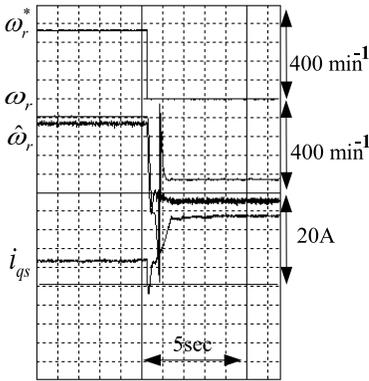


Fig. 14 Step response without observer gain and with ε_1 -modification approach ($\Delta R_s = 50\%$)

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。その判断はインバータに指令する電源周波数から判定すればよい。Fig. 12 に速度指令 0 min^{-1} 近傍でのみ ε_1 -修正則を適用した場合の実験結果を示す。同図が示すように ε_1 -修正則を速度域に応じて部分的に適用してもその安定性を保ち、中高速運転域での定常誤差を抑圧することは実現可能である。

(3) パラメータ変動に対するロバスト安定性 本項では同定対象のパラメータである ω_r 以外のパラメータミスマッチに対するロバスト性を検証する。誘導モータは苛酷な環境条件で使用されることも多く、主に熱的要因で抵抗値が変動する。回転子抵抗に変動がある場合、磁束推定値にはその影響が表れない。したがって、ベクトル制御器自体、適応オブザーバの安定性には影響がない。ただし、負荷印加時には速度同定値に定常誤差が生じる。また、インダクタンスパラメータの変動については、本論文で扱う低速域においてはそのインピーダンスが僅小となり、固定子抵抗変動の影響に比してその影響は小さくなる。一方、固定子抵抗 R_s が 30 ~ 50% 程度変動するとされ、特に低速域においてはインダクタンスパラメータの場合とは反対にその影響が非常に大きくなる。したがって、これに対するロバスト安定性が重要

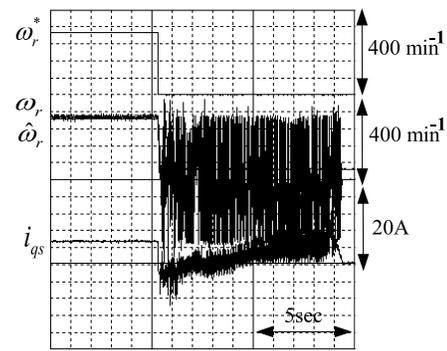


Fig. 15 Step response with observer gain and without ε_1 -modification approach ($\Delta R_s = 50\%$)

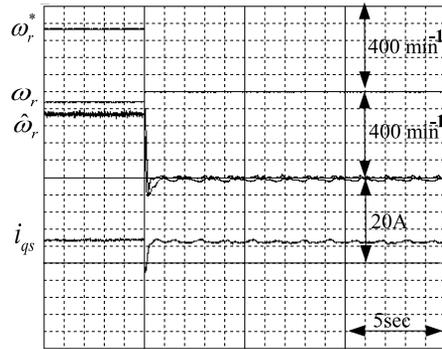


Fig. 16 Step response with both observer gain and ε_1 -modification approach ($\Delta R_s = 50\%$)

となる。そこで、固定子抵抗 R_s が 50% 上昇したことを想定して同様の実験を行った。実際には、オブザーバに与える R_s を公称値に対して 1/1.5 倍の値を設定した。その結果を Fig. 13 ~ Fig. 16 に示す。負荷トルクは 50% であり、使用制御則の条件は各図に示す。

Fig. 13 ~ Fig. 15 に示す結果から、オブザーバゲインと ε_1 -修正則を用いない、もしくはいずれか一方のみを用いても、安定なセンサレス制御を実現することはできない。したがって、 R_s が変動し、かつ負荷トルク 50% 条件に対して安定な制御を実現するのに必要なロバスト性能を有していないといえる。これに対し、Fig. 16 においては、オブザーバゲインと ε_1 -修正則を併用することで安定なセンサレス制御を実現することが可能となる。すなわち、この運転条件に対して必要なロバスト性を有した系であるといえる。以上からオブザーバゲインと ε_1 -修正則を組み合わせることにより、非常にロバスト性の高い適応オブザーバ、ひいてはセンサレスベクトル制御系の実現が可能となるといえる。

6.3 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

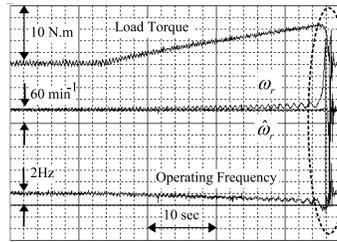


Fig. 17 Speed control results without ε_1 -modification approach under regenerating load torque

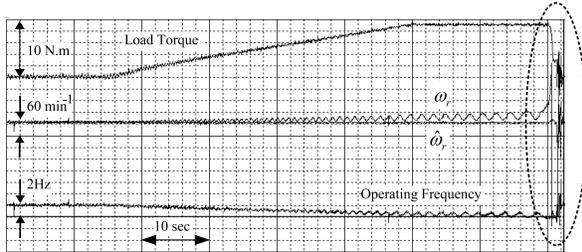


Fig. 18 Speed control results with ε_1 -modification approach under regenerating load torque

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 $100\%/40\text{s}$ のレートで定格トルク (8.4 N.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 Fig. 17, Fig. 18 に示す。Fig. 17 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、Fig. 18 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⁸⁾、実験を行っていない。

Fig. 17 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 8.4 N.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 Fig. 18 である。この結果から、負荷トルクが 8.4 N.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、提案法が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。しかしながら、提案法においても零電源周波数での運転状態が継続すると先に述べたように安定な運転は継続できない (点線内)。この運転状態は制御対象が負荷状態で電流値が大きいため、固定子抵抗の僅かなミスマッチも系に大きな影響を及ぼすことが考えられる。制御系は静的な状態であるものの、速度同定は完全に停止状態にあるため提案法を用いてもその安定余裕は十分ではなく、結果、固定子抵抗の変動で零周波数での継続運転は困難になると思われる。

以上から、提案法は速度同定誤差を許容することで安定余

有をある程度確保し、安定駆動を実現する運転領域を従来法に比して大きく拡大することを可能とする手法であると言える。

7. 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 γ -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 $s = 0$ 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 ε_1 -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²²⁾。これに関しては今後の課題としたい。

謝辞

本研究の一部は文部科学省ハイテク・リサーチ・センター整備事業の援助を受けて行われた。記して謝意を表します。

参考文献

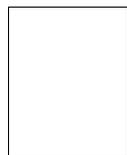
- 1) 中野孝良: 交流モータのベクトル制御. 日刊工業新聞社 (1996)
- 2) 海田英俊: 速度センサレスベクトル制御システムの実際構成. 電学論 D, **117**-5, pp. 541/543 (1997)
- 3) D.W. Chung, J.I. Ha, S.K. Sul, et al: 誘導電動機の高周波電圧重畳による速度センサレスベクトル制御. 電学論 D, **120**-11, pp. 1257/1264 (2000)
- 4) T. Takeshita, Y. Nagatoshi, and N. Matsui: Sensorless Vector Control of Induction Motor at Zero Frequency. *Proc. of PCC-Osaka*, pp. 510/515 (2002)
- 5) H. Kubota, I. Sato, et al: Regenerating-Mode Low-Speed Operation of Sensorless Induction Motor Drive With Adaptive Observer. *Trans. on Ind. Applicat.*, **38**-4, pp. 1081/1086 (2002)
- 6) 新中, 竹内: 「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)
- 7) 杉本ほか: 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)
- 8) 金原, 小山: 低速・回生領域を含む誘導電動機の世界速度センサレスベクトル制御法. 電学論 D, **120**-2, pp. 223/229 (2000)
- 9) S. Suwankawin and S. Sangwongwanich: A Speed-Sensorless IM Drive With Decoupling Control and Stability Analysis of Speed Estimation. *IEEE Trans. on Ind. Elec.*, **49**-2, pp. 444/455 (2002)
- 10) 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)
- 11) 田島, 海田: 誘導機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)
 - 12) 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)
 - 13) 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**-12, pp. 1945/1953 (1995)
 - 14) N.Sakamoto and M.Suzuki: γ -Passive System and Its Phase Property and Synthesis. *IEEE Trans. on Auto. Cont.*, **41**-6, pp. 859/865 (1996)
 - 15) 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**-12, pp. 1218/1227 (2001)
 - 16) P.Gahinet and P.Apkarian: A Linear Matrix Inequality Approach to H_∞ Control. *Int.J. of Robust and Nonlinear Control*, **4**, pp. 421/448 (1994)
 - 17) P.Gahinet and M.Chilali: H_∞ Design with Pole Placement Constraints : An LMI approach. *IEEE Trans. on Auto. Cont.*, **41**-3, pp. 358/367 (1996)
 - 18) 岩崎徹也: LMI と制御. 昭晃堂 (1997)
 - 19) 道木, S.Sangwongwanich, 大熊: 「ロバスト設計法にもとづく磁束オブザーバを用いた磁束フィードバック形ベクトル制御系の実験」. 電学論 D, **114**-3, pp. 282/288 (1994)
 - 20) 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)
 - 21) 金井喜美雄: ロバスト適応制御入門. オーム社 (1989)
 - 22) 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)

.....

[著 者 紹 介]

長谷川 勝 (正会員)



1972年8月25日生. 2001年名古屋大学大学院工学研究科博士課程後期課程電気工学専攻修了. 同年中部大学講師, 現在に至る. 制御理論のパワーエレクトロニクスへの応用に関する研究に従事. 本会中部支部第32期支部賞奨励賞, ファナック FA ロボット財団論文賞, 船井情報科学奨励賞をそれぞれ受賞. 博士 (工学).

.....