

論文 / 著書情報
Article / Book Information

題目(和文)	交流電動機速度センサレスベクトル制御の安定化に関する研究
Title(English)	
著者(和文)	菊地寿江
Author(English)	Toshie Kikuchi
出典(和文)	学位:博士(工学), 学位授与機関:東京工業大学, 報告番号:甲第10959号, 授与年月日:2018年9月20日, 学位の種別:課程博士, 審査員:千葉 明,七原 俊也,安岡 康一,藤田 英明,萩原 誠
Citation(English)	Degree:Doctor (Engineering), Conferring organization: Tokyo Institute of Technology, Report number:甲第10959号, Conferred date:2018/9/20, Degree Type:Course doctor, Examiner:,,,,,
学位種別(和文)	博士論文
Type(English)	Doctoral Thesis

【博士学位論文】

交流電動機の速度センサレスベクトル制御の
安定化に関する研究

平成30年 8月 31日

指導教官 千葉 明 教授

提出者 東京工業大学大学院 理工学研究科
電気・電子工学専攻
菊地 寿江

目次

第1章 緒論	4
1.1 研究の背景	4
1.2 研究の目的	6
1.3 論文の構成	7
第2章 交流電動機の制御モデルと速度センサレスベクトル制御の技術動向	9
2.1 埋込磁石同期モータの数学モデル	9
2.2 埋込磁石同期モータの位置センサレス制御の先行技術	10
2.3 誘導電動機の数学モデル	13
2.4 誘導電動機の速度センサレス制御の先行技術	14
2.5 誘導電動機の速度センサレスインバータの再起動の先行技術	19
第3章 電流推定誤差ベクトルの軌跡に基づいた埋込磁石同期モータのセンサレスベクトル制御	22
3.1 数学モデル	22
3.2 制御システム構成	25
3.3 角度推定誤差の符号判別方法	26
3.3.1 角度推定誤差と電流推定誤差の関係式	26
3.3.2 電流推定誤差ベクトルと基準ベクトル	27
3.3.3 角度推定誤差の符号判別方式の解析	30
3.4 角度推定誤差の振幅演算	34
3.5 角度・速度推定器の構成	37
3.5.1 通常の運転時の角度推定器	37
3.5.2 極低速の場合に関する考察と角度推定器の構成	38
3.5.3 極低速の場合のシミュレーション結果	40

3.6	実験結果	42
3.7	まとめ	46
第4章	ビート現象の影響を考慮したIPMSMのセンサレスベクトル制御	47
4.1	ビート現象とその対策法	47
4.1.1	ビート現象の対策法の先行技術	49
4.2	電圧補償器の原理	50
4.3	デジタルバンドパスフィルタの精度	51
4.4	パルス切替に関する検討	53
4.5	実験結果	55
4.6	まとめ	58
第5章	適応磁束オブザーバを用いた誘導電動機の世界速度センサレスベクトル制御の極低速での安定化方法	59
5.1	数学モデル	59
5.2	速度推定器を構成するためのゲイン調整方法	63
5.3	低速での問題点	63
5.4	速度推定の安定条件	66
5.5	安定条件を満たすオブザーバのフィードバックゲインの導出	67
5.6	システム構成と実験結果	71
5.7	まとめ	74
第6章	センサレス駆動誘導機の低速での再起動法	75
6.1	直流電流印加による初期速度推定方法の原理	75
6.1.1	提案方式の原理	77
6.2	システム構成とシミュレーション結果	79
6.2.1	システム構成	79
6.2.2	理想状態での初期速度推定器	80
6.2.3	PWMインバータに適用可能な初期速度推定器	81
6.2.4	シミュレーション結果	84
6.3	速度推定誤差に対して安定な磁束オブザーバによる速度推定器の検討	87

6.4 実験結果	90
6.5 まとめ	92
第7章 結論	94
参考文献	95
研究業績一覧	104
謝辞	106

第1章 緒論

1.1 研究の背景

近年、可変速交流ドライブは、省エネや、可変速用途の需要の増加、低騒音化などの要求に応え、産業応用分野で幅広く利用され、さらに需要が拡大している。表 1.1 に、2008年から2016年までの75kW以下の汎用インバータの出荷台数と金額を示す [1]。適用用途の範囲は、ファン・ポンプ、金属加工機械、クレーンやエレベータなどの搬送機械、加工機械、交通輸送分野などにわたる。ファン・ポンプでは、インバータ化することで、流量に応じて可変速化が可能になり、省エネ化を図ることができる。加減速を行う用途では、コンバータと併用することにより、ブレーキ時に電源に電力を回生することが可能になり、消費電力量の削減につながる。モータとしては、堅牢な構造で、安価な誘導電動機が広く利用されている。高効率を要求される用途では、埋め込み磁石同期電動機も利用されている。市販されている汎用インバータで用いられている制御は、大別して4種類程度に分類することができる。本研究のテーマである速度センサレスベクトル制御の位置づけを明確にするために、各制御方式が対応可能な機能と、用途の違いを、表 1.2 にまとめた [2]。表 1.2 では、主に誘導電動機を駆動する制御を分類している。 v/f 制御では、始動トルクを大きくすることができない。低速補償付きの v/f 制御は、 v/f 制御に対して、低速での電圧補償を行うことで、始動トルクを大きく得られるように改善したものである。その他、

表 1.1: インバータ出荷台数と金額 (一般社団法人電機工業会調べ [1])

年	合計出荷台数 (万台)	国内出荷台数 (万台)	海外出荷台数 (万台)	金額 (億円)
2008	271	135	136	732
2012	257	112	146	627
2015	274	125	149	728
2016	284	133	151	720

表 1.2: インバータに使われる制御の違い

制御方式	v/f 制御	低速補償付き v/f 制御	速度センサレス ベクトル制御	速度センサ付き ベクトル制御
速度制御	○	○	○	○
トルク制御	×	×	○	○
用途	ファン, ポンプ	搬送機械 (横行) 工作機械 (ボール盤など)	搬送機械 (横行) 工作機械 クレーン (走行用) エレベータ (PM) 鉄道車両	搬送機械 (昇降) 金属加工機械 クレーン (巻き取り) エレベータ 鉄道車両
電流検出	直流ライン	直流ライン	インバータ端	インバータ端
速度センサ	なし	なし	なし	あり
制御可能範囲	1:10	1:20	1:150	1:1500
コスト	低			高

トルクを得られるようにするため、負荷に応じて、すべり周波数分の補償や有効電流の大きさを調整する機能が付加されている。同期モータに関しても v/f 制御を行えるインバータが製品化されている。同期モータの v/f 制御は、ベクトル制御に比べると、トルク応答は遅い。速度センサレスベクトル制御は、トルクベクトル制御よりも、高い始動トルクを得られ、一般的には定格の 150%以上を出力可能である。また、 v/f 制御、トルクベクトル制御に比べ、10 倍程度のトルク応答が得られる。速度センサレスベクトル制御では、インバータ端の電圧センサの有無によって、コストや制御可能な速度範囲が異なる。同期モータのセンサレスインバータでは、簡易位置決め制御できるものがある。しかし、巻き取り機などの用途や、速度リップルをできるだけ抑えることが必要な用途には、速度センサ付きのインバータが用いられる。したがって、非常に高い精度を要求されないものの、トルク制御が必要な用途では、速度センサレスベクトル制御インバータを用いるメリットがあるといえる。鉄道車両などの過酷な環境下で用いられる用途では、速度検出器のメンテナンスが必要である。速度センサレスベクトル制御を適用にすることによって、メンテナンスフリーとなるメリットがある。また、モータに、速度検出器を取り付ける必要がなくなるため、モータを全閉型に変えることができる。全閉型モータは、塵埃のある環境でも使用可能であり、低騒音化できるメリットもある。

1.2 研究の目的

本節では、研究の目的について述べる。埋込磁石同期モータの位置センサレス制御では、中高速領域において、拡張誘起電圧を用いた位置推定方法が主流となっている [3],[4],[5]。停止または極低速では、誘起電圧が小さくなるため、高周波電圧を印加する推定方法が提案されている [6]。しかしながら磁気飽和を生じるモータでは、d 軸で高周波インダクタンスが最小、q 軸で高周波インダクタンスが最大となる特性にはならないため、角度推定誤差が生じる。q 軸インダクタンスが大きな磁気飽和特性をもつモータでは、重負荷で位置センサレス制御が不可能となることが文献 [7] で報告されている。一方、電流や磁束を推定するオブザーバを用いた速度推定方法が文献 [8], 文献 [9], 文献 [10], 文献 [11] で提案されている。これらの方法では、磁石磁束による誘起電圧も位置推定に利用することができるので、q 軸インダクタンスが飽和する重負荷状態でも角度・速度推定を続行できるメリットがある。オブザーバを用いた速度・角度推定を行う先行技術では、角度推定誤差がゼロに近いと仮定して、角度推定器を導出しているものがある [10],[11]。しかし、急加減速の際に、角度推定誤差が拡大することがあり、拡大した場合の安定性に関しては、理論的な保証がなされていない。そのため、角度推定誤差拡大した場合に対しての検討が必要である。

さらに、実用的なインバータシステムへの適用を検討する。交流電気車を想定し、単相交流を整流した電源を用いたインバータに位置センサレス制御を適用する。電圧指令値と、インバータ電圧との間には制御遅れ時間が存在する。そのため、コンデンサ電圧に脈動成分が重畳している場合に、電圧指令値と、インバータ電圧との間に脈動成分の位相差による電圧誤差が生じる。センサレス制御では、電圧から位置推定を行っているため、出力電圧を適切に補償する方法を検討する必要がある。鉄道車両用のインバータでは運転中にキャリア周波数を変化させることが多く、キャリア周波数の変化に影響を受けない工夫を行う必要がある。

誘導電動機の低速運転でも、誘起電圧が小さくなる低速の領域では磁束や電流を推定する方法が提案され、利用されている。文献 [12],[13],[14] では、間接形ベクトル制御の速度センサレス制御では、回生時に磁束を安定に保つことが難しいことが指摘されている。同次元オブザーバを用いた方法では、速度や負荷によって、フィードバックゲインを適切にスケジューリングする必要があることが指摘されている。最適制御の手法を用いて、

ゲインを数値的に計算する方法が提案されているが [15], この方法では, 事前に計算を行い, その結果を保存する必要がある。文献 [16] では, オンラインでゲインスケジューリングを行い, かつ回生領域での安定性を保つ方法を提案している。しかしながら, 重負荷・極低速・回生時には伝達関数の位相特性が大きく変化するため, 安定性を確保するフィードバックゲインの与え方が課題であった。そこで, 速度推定誤差から電流推定誤差までの伝達関数の位相差が ± 90 度以内であることを保証するゲインの導出方法を検討する必要がある。

速度センサレス制御用インバータでは, インバータが OFF した後も負荷が回転しつづけている場合がある。産業用途のインバータでは, 瞬停で一度 OFF した状態から電流トリップやトルクショックを避けて復帰する必要がある。短時間の瞬停への対応策として, 誘起電圧や直流バスバーに流れる電流を利用した方法が提案されている [17]-[19]。しかし, 誘起電圧が利用できない場合には, モータの磁束が 0 の状態から回転速度を推定する必要がある。周波数サーチを行う方法 [20] では, 速度の同定までに数秒要する。文献 [22] や文献 [21] では, 直流電流を印加して, 電圧や電流に生じる脈動成分から速度を推定する方法が提案されている。この方法では, 中高速回転時には問題なく再起動することができるが, 低速回転時には, 速度の同定までに時間を要する。その結果, 再起動時に好ましくない回生トルクを生じる原因となるため, 短時間で初期速度推定が完了する推定方法を検討する必要がある。

1.3 論文の構成

第 2 章では, はじめに, 3 章以降の解析において必要な埋込磁石同期モータと誘導電動機の数学モデルを示した。次に, 埋込磁石同期モータの位置センサレス制御および誘導電動機速度センサレスベクトル制御の先行技術をまとめ, 本研究に関連する技術課題を挙げた。

第 3 章では, 埋込磁石同期モータの電流オブザーバに基づく位置センサレス制御方式において, 電流推定誤差ベクトルの軌跡を用いた検討を行う。角度推定誤差が -90° から 90° の範囲に対応できる角度推定誤差の符号判別方法として, 電流推定誤差と基準ベクトル

の外積を利用する方法を検討する。角度推定誤差の線形化方法として、電流推定誤差ベクトルから直接振幅を演算する方法を検討する。極低速運転に対応するために、速度推定誤差の影響を考慮した角度・速度推定器の構成を検討し、1.5kW IPMSM を用いて、提案方式の有効性を確認する。

第4章では、単相交流を整流した電圧を電源として用いるインバータでは、コンデンサ電圧に脈動成分が重畳するため、インバータ電圧誤差が生じる。特に、電源周波数の2倍とインバータ駆動周波数が近づいた場合に、ビートと呼ばれる現象が発生し問題となる。そこで、位相特性が互いに90度異なるバンドパスフィルタの状態変数を回転座標変換すると、任意の位相進み特性が得られることを利用して、脈動電圧を補償するインバータ電圧の補償方法を検討する。電圧補償機能をインバータシステムに組み込み、提案方式の有効性を実機にて確認する。さらに、電圧補償を行いながら、第3章の提案方法を含む位置センサレス制御を行い、キャリア周波数の変化を伴う低速から弱め界磁領域までの加減速運転を評価する。

第5章では、適応二次磁束オブザーバのフィードバックゲイン調整方法を提案する。従来技術をそのまま用いた場合には、ゲインの設定によってはゼロ周波数周辺で速度推定が不安定化することを指摘する。安定性を確保するため、速度推定誤差から電流推定誤差までの伝達関数の導関数の判別式に基づいて、オンラインでフィードバックゲインをスケジューリングする方法を提案する。また、実機を用いて、従来方法と提案方法とで、負荷をかけた状態で極低速での運転が安定に行えるかを比較し、本提案方式の有効性を確認する。

第6章では、誘導電動機のセンサレス制御インバータにおいて、低速に適した再起動方法を検討する。直流電流をステップ的に印加したときの誘導機の磁束の解析を行い、二次磁束の二回微分に基づいて初期速度推定を行う方法を提案する。さらに、微分演算の影響を受けるため、電圧に重畳するリップルの影響を低減する速度補償器を検討し、実際のPWMインバータで動作可能な制御系を構成する。さらに、提案方式の有効性を実機とシミュレーションを用いて検証する。

第2章 交流電動機の制御モデルと速度センサレスベクトル制御の技術動向

2.1 埋込磁石同期モータの数学モデル

本節では、以降の章で使用される埋込磁石同期モータ (IPMSM) の座標系の定義と電圧方程式を与える。はじめに、位置センサレス制御で 사용되는回転座標軸の定義を、図 2.1 に示す。永久磁石の磁束の方向を d 軸、それに直交する方向に q 軸を定義する。制御器内部で使用している推定 d 軸を γ 軸、それに直交する軸を δ 軸と定義する。制御装置内部で使用される座標軸は、モータの真の dq 軸に比べて、角度 $\Delta\theta$ 遅れている [23]。次に、巻線抵抗を R_s 、 γ 軸電圧を v_γ 、 δ 軸電圧を v_δ 、 γ 軸電流を i_γ 、 δ 軸電流を i_δ 、d 軸インダクタンス、q 軸インダクタンス、磁石磁束を L_d 、 L_q 、 Φ_m 、微分演算子を P 、インバータ駆動周波数を ω_1 、回転速度を ω_{re} とした場合に、埋込磁石同期モータの dq 軸上での電圧方程式は次の (2.1) 式で与えられる。

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + PL_d & -\omega_1 L_q \\ \omega_1 L_d & R_s + PL_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_{re} \Phi_m \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

次に、角度推定誤差 $\Delta\theta$ 分の回転座標変換を C とすると、推定回転座標軸である $\gamma\delta$ 軸

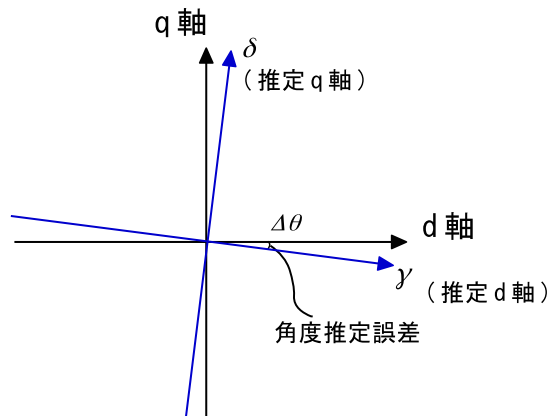


図 2.1: 回転座標軸の定義

上での電圧方程式は次の (2.2) 式で与えられる。

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} v_\gamma \\ v_\delta \end{bmatrix} &= R_s \begin{bmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \mathbf{C} \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \mathbf{C}^{-1} \begin{bmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{bmatrix} \\ &+ \omega_1 \mathbf{C} \begin{bmatrix} 0 & -L_q \\ L_d & 0 \end{bmatrix} \mathbf{C}^{-1} \begin{bmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{bmatrix} + \omega_r \mathbf{C} \begin{bmatrix} 0 \\ \Phi_m \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.2)$$

$$\text{ただし, } \mathbf{C} = \begin{bmatrix} \cos \Delta\theta & -\sin \Delta\theta \\ \sin \Delta\theta & \cos \Delta\theta \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

2.2 埋込磁石同期モータの位置センサレス制御の先行技術

(2.2) 式から, $\gamma\delta$ 軸上から見た電圧方程式は, 角度推定誤差 $\Delta\theta, 2\Delta\theta$ を同時に含む。角度推定を行うためには, 数学的な工夫が用いられる。文献 [3] や文献 [6] では, 拡張誘起電圧を用いた角度推定方法が提案されている。 γ 軸, δ 軸の拡張誘起電圧を $e_{x\gamma}, e_{x\delta}$ とした場合に, 拡張誘起電圧モデルの電圧方程式は, (2.4) で与えられる。

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} v_\gamma \\ v_\delta \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} R_s + P L_d & -\omega_{re} L_q \\ \omega_{re} L_q & R_s + P L_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{x\gamma} \\ e_{x\delta} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} e_{x\gamma} \\ e_{x\delta} \end{bmatrix} &= \{ \omega_{re} (L_d - L_q) i_d + P (L_d - L_q) i_q + \omega_{re} \Phi_m \} \begin{bmatrix} \sin \Delta\theta \\ \cos \Delta\theta \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.4)$$

この時, 角度推定誤差は, $\Delta\theta = \tan^{-1}(e_{x\gamma}/e_{x\delta})$ によって求めることができる。そのため, IPMSM の数学モデルが取り扱いやすいメリットがあり, 中高速の運転領域では主流となっている。このため拡張誘起電圧センサレス制御方式は, 家庭用電気製品や産業用途のインバータで広く使用されている [4]。さらに, 文献 [5] では, パラメータ変動の影響を受けにくい工夫を施した拡張誘起電圧センサレス制御方式も提案されている。停止または極低速では, 誘起電圧が小さくなるため, 高周波電圧を印加する方法が各種提案されている。文献 [6] にその原理が示されている。インダクタンス $L_0 = (L_d + L_q)/2$, インダクタンス $L_2 = (L_d - L_q)/2$, γ 軸, δ 軸の高周波電流成分をそれぞれ $i_{\gamma h}, i_{\delta h}$, 印加している高周波電圧の振幅を V_h , 高周波電圧の角周波数を ω_h とすると, 高周波電流成分の微分値は次の (2.5)

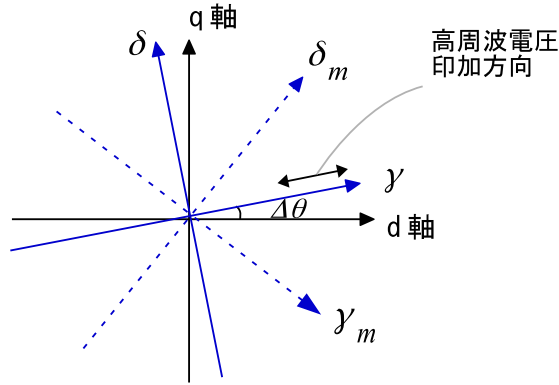


図 2.2: 文献 [24] で用いている回転座標系の定義

式で与えられる。

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{\gamma h} \\ i_{\delta h} \end{bmatrix} = \frac{1}{L_0^2 - L_2^2} \begin{bmatrix} L_0 - L_2 \cos 2\Delta\theta \\ L_2 \sin 2\Delta\theta \end{bmatrix} V_h \sin \omega_h t \quad (2.5)$$

(2.5) 式より、角度推定誤差 $\Delta\theta = 0$ となる場合には、 δ 軸の高周波電流の振幅がゼロとなることがわかる。そこで、高周波印加を行うセンサレス制御では、高周波電流の振幅がゼロとなるように、PI 調節器を用いて、速度・角度推定器を構成する。これと同様な方法で、 γ 軸から高周波重畳を行ったときに、 $\gamma - \delta$ 軸から 45° 離れた $\gamma_m - \delta_m$ 座標系から観測した電流または電圧の振幅が等しくなるように制御する方法が文献 [24] で提案されている。図 2.2 に、文献 [24] で用いられている $\gamma_m - \delta_m$ 座標系の定義を示す。

しかし、実際のモータでは、負荷時に d 軸と q 軸の間に干渉が生じる。文献 [7] では、磁気飽和を生じるモータでは、 d 軸で高周波インダクタンスが最小、 q 軸で高周波インダクタンスが最大となる特性にはならないことを指摘している。その場合、位置センサレス制御で推定する d 軸は、真の d 軸に比較して、角度推定誤差を持つことになる。文献 [7] によると、 q 軸インダクタンスが大きな磁気飽和特性を持つモータでは、電流を引き上げていくと、 d 軸と q 軸で高周波インダクタンスに差がない動作点に到達し、位置センサレス制御が不可能となることが報告されている。文献 [7] では、さらに、高周波重畳センサレスに適したモータ設計方法を提案している。すなわち、ロータ突極開角を狭め、永久磁石によるトルクの比率を大きくし、 q 軸電流による磁気飽和の影響を抑え、永久磁石をロータ表面近くに置くことで、 q 軸インダクタンスの負荷時の磁気飽和を抑えている。文献 [25] においても、高周波印加センサレス制御を前提とした IPMSM の設計例が示されている。

主なトルクを磁石磁束で発生させるようにし、負荷が高い領域まで高周波インダクタンスが飽和しないよう設計している。このように、高周波印加センサレス制御を用いる用途では、大きなトルクを得るために、磁気飽和特性に考慮したモータを用いる必要がある。

一方で、電流や磁束を推定するオブザーバを用いた方法が文献 [8], 文献 [9], 文献 [10], 文献 [11] で提案されている。これらの方法では、制御器内部に制御対象の IPMSM の数学モデルを含み、数学モデルに基づいて推定した変数と実際値の差を利用する。そのため、磁石磁束による誘起電圧も利用することができ、SPMSM(表面磁石同期モータ)も駆動することができる。文献 [8], 文献 [9] では、電機子磁束または電機子電流と、回転子磁束を推定し、回転座標上で4行4列で構成するオブザーバを用いている。これらの方法では、磁束の推定を行い、磁束の角度を用いて比較的簡単な演算で、位置センサレス制御を実現することができる。電機子磁束あるいは電機子電流のみを推定し、2行2列で構成するオブザーバを用いたものとして文献 [10], 文献 [11] が提案されている。これらの方法では、推定誤差に含まれる角度推定誤差から推定器を構成するため、角度推定推定演算は比較的複雑になりやすい。文献 [9] では、拡張誘起電圧を誘導する磁束を推定している。しかし、巻線抵抗の同時同定を行うことはできない。一方、文献 [11] では、抵抗の同時推定を併用した方法を提案している。文献 [11] で示されている電流オブザーバの式を、(2.6) 式に示す。ここで、 g_a, g_b, g_c, g_d はフィードバックゲインに含まれる調整係数である。巻線抵抗 R_s は推定値 \hat{R}_s を用いている。

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i}_\gamma \\ \hat{i}_\delta \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\hat{R}_s & \omega_1 L_q \\ -\omega_1 L_d & -\hat{R}_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_\gamma \\ \hat{i}_\delta \end{bmatrix} - \omega_1 \begin{bmatrix} 0 \\ \Phi_m \end{bmatrix} \\ &+ \begin{bmatrix} v_\gamma \\ v_\delta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\hat{R}_s + g_a L_d & g_c L_d \\ g_d L_q & -\hat{R}_s + g_b L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\gamma - \hat{i}_\gamma \\ i_\delta - \hat{i}_\delta \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.6)$$

文献 [11] では、 $\Delta\theta$ がゼロ近傍で、 $\Delta\omega = s\Delta\theta$ であると仮定し、角度推定誤差 $\Delta\theta$, 抵抗推定誤差 ΔR_s と電流推定誤差の関係を整理している。フィードバックゲインに含まれる g_a, g_b, g_c, g_d を工夫することで、角度・抵抗の推定値と、角度・抵抗の推定誤差との関係を上三角行列で表せるようにしている。すなわち、抵抗推定値が角度の推定値に影響を受けない。文献 [11] の実験結果では、定格負荷にて、18 r/min から 1800 r/min までの良好な加減速運転結果が示されている。しかしながら、 $\omega_1 = 0$ の場合には、角度推定が停止してしまうことと、負荷インパクトを受けた場合に過渡的に角度推定誤差がゼロ近傍とみなせ

ない値に達してしまった場合の安定性は保証されていないという点で課題が残っている。

2.3 誘導電動機の数学モデル

本節では、以降の章で使用されるかご型誘導電動機の数学モデルを示す [23]。一次抵抗を R_s 、二次抵抗を R_r 、一次インダクタンスを L_s 、二次インダクタンスを L_r 、励磁インダクタンスを M 、漏れ係数を $\sigma = 1 - M^2/(L_s L_r)$ 、dq 軸の一次電流を i_d, i_q 、二次磁束を Φ_{dr}, Φ_{qr} 、微分演算子を P 、一次周波数を ω_1 、すべり周波数を ω_{se} とすると、一次側の電圧方程式は、(2.7) 式、二次側の電圧方程式は、(2.8) 式で与えられる。

$$\begin{aligned} v_d &= R_s i_d + P(\sigma L_s i_d + \frac{M}{L_r} \Phi_{dr}) - \omega_1 \sigma L_s i_q - \omega_1 \frac{M}{L_r} \Phi_{qr} \\ v_q &= R_s i_q + P(\sigma L_s i_q + \frac{M}{L_r} \Phi_{qr}) + \omega_1 \sigma L_s i_d + \omega_1 \frac{M}{L_r} \Phi_{dr} \end{aligned} \quad (2.7)$$

$$\begin{aligned} 0 &= \frac{R_r}{L_r} (\Phi_{dr} - M i_d) + P \Phi_{dr} - \omega_{se} \Phi_{qr} \\ 0 &= \frac{R_r}{L_r} (\Phi_{qr} - M i_q) + P \Phi_{qr} + \omega_{se} \Phi_{dr} \end{aligned} \quad (2.8)$$

次に、(2.7) 式、(2.8) 式を状態方程式の形式に書き改めた式を示す。状態変数を $\mathbf{x}_{dq} = [i_d, i_q, \Phi_{dr}, \Phi_{qr}]^T$ 、モータ定数行列を \mathbf{A} 、入力行列を $\mathbf{B} = [1/\sigma L_s \ 1/\sigma L_s \ 0 \ 0]^T$ 、電圧を $\mathbf{v}_{dqs} = [v_d \ v_q]^T$ 、一次側に寄せた抵抗値 $R_n = R_s + M^2/L_r^2 R_r$ とすると、誘導電動機の状態方程式は、(2.9) 式で与えられる。

$$\frac{d}{dt} \mathbf{x}_{dq} = \mathbf{A} \mathbf{x}_{dq} + \mathbf{B} \mathbf{v}_{dqs} \quad (2.9)$$

ここで、モータ定数行列 \mathbf{A} 、 \mathbf{I} 、 \mathbf{J} の詳細は、(2.10) 式で与えられる。

$$\begin{aligned} \mathbf{A} &= \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{11} & \mathbf{A}_{21} \\ \mathbf{A}_{12} & \mathbf{A}_{22} \end{bmatrix} \\ \mathbf{A}_{11} &= -R_n/(\sigma L_s) \mathbf{I} - \omega_1 \mathbf{J}, \quad \mathbf{A}_{21} = \frac{M}{\sigma L_s L_r} \left\{ \frac{R_r}{L_r} \mathbf{I} - \omega_{re} \mathbf{J} \right\} \\ \mathbf{A}_{12} &= M \frac{R_r}{L_r} \mathbf{I}, \quad \mathbf{A}_{22} = -\frac{R_r}{L_r} \mathbf{I} - \omega_{se} \mathbf{J} \\ \mathbf{I} &= \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.10)$$

また、ベクトル制御では、q 軸磁束をゼロにするために、すべり周波数と一次周波数を次の (2.11) 式で与える。実際には、誘導機の磁束を検出することはできないので、 Φ_{dr} は、

推定した磁束を用いる。

$$\omega_{se} = \frac{R_r M i_q}{L_r \Phi_{dr}}, \quad \omega_1 = \omega_{re} + \omega_{se} \quad (2.11)$$

2.4 誘導電動機の世界速度センサレス制御の先行技術

誘導機の世界速度センサレス制御は、メンテナンス性やロータリーエンコーダの故障や断線が無いことによる信頼性の向上、誘導機の小型化に寄与するメリットがあるとして、産業用途に広く使用されている [26]。オートチューニングなどの技術の向上によって、製造プロセスや搬送機械、輸送用途にセンサレスベクトル制御は広く応用されてきた [27]-[39]。誘起電圧が小さくなる低速での安定性を確保するために、高周波電圧を印加し、高周波インピーダンスの突極性を利用する方法や、磁束を推定する方法が提案されてきた。磁束を推定し、適応同定 [40] を用いたものに、文献 [41] や文献 [42] がある。はじめに、構成が簡単な [42] について説明する。文献 [42] の提案方法では、固定座標系で与えられる一次側の電圧方程式に基づく磁束推定器と、二次側の方程式に基づく 2 種類の磁束推定器を備える。一次側の電圧方程式は、回転速度の項を含まないため、磁束の規範モデルとして扱うことができる。一方、二次側は回転速度の項を含み、推定した速度を用いて磁束を推定する調整モデルとして扱う。2 つの磁束推定器から得た磁束の差分を用いて速度推定を行う。図 2.3 に、制御系のブロック図を示す。速度推定器は、超安定論に基づいて構成され

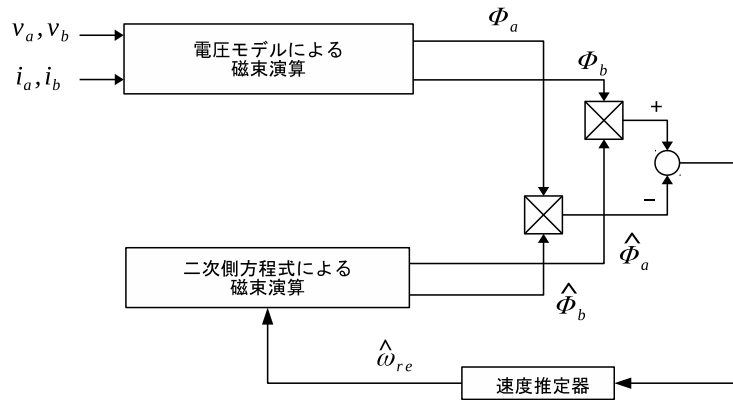


図 2.3: 適応同定による速度推定器

る。固定子座標系からみた二次磁束を Φ_a, Φ_b 、推定器による推定二次磁束を $\hat{\Phi}_a, \hat{\Phi}_b$ 、回転速度を ω_{re} 、速度推定値を $\hat{\omega}_{re}$ 、二次磁束推定誤差ベクトルを $\varepsilon = [\Phi_a - \hat{\Phi}_a \quad \Phi_b - \hat{\Phi}_b]$ と定義した場合に、速度推定器が出力する回帰ベクトル W は、 $W = [-\hat{\Phi}_{br} \quad \hat{\Phi}_{ar}](\omega_{re} - \hat{\omega}_{re})$

で与えられる。超安定論では、前向き線形ブロックに入力されるベクトルと出力ベクトルとの内積が正である必要がある。 $\varepsilon^T \mathbf{W}$ を演算すると、

$$\varepsilon^T \mathbf{W} = (\Phi_b \hat{\Phi}_a - \Phi_a \hat{\Phi}_b)(\omega_{re} - \hat{\omega}_{re}) \quad (2.12)$$

となる。そこで、(2.12)式が常に正となるように、速度推定器のPI調節器に、 $(\Phi_b \hat{\Phi}_a - \Phi_a \hat{\Phi}_b)$ の項が積の形で与えられる。この方法では、電圧から一次抵抗と漏れインダクタンスによる電圧降下を引いた値を積分して磁束 Φ_a, Φ_b として用いている。しかし、直接積分で磁束を求めている点が難点である。

文献 [41] では、回転座標系で二次磁束を推定し、間接形ベクトル制御に対して適応同定を用いた方法を提案している。この方法でも、一次側電圧方程式から、モデル磁束を演算している。直接積分を避けるために、疑似積分を用いている。回転座標系からみた二次磁束を Φ_d, Φ_q 、疑似積分を用いて演算した回転速度を ω_{re} 、速度推定値を $\hat{\omega}_{re}$ 、一次遅れ系の時定数を T とし、二次推定磁束を Φ'_d, Φ'_q を (2.13) 式で与えている。

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \Phi'_d \\ \Phi'_q \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} s + \frac{1}{T} & -\omega_1 \\ \omega_1 & s + \frac{1}{T} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} s & -\omega_1 \\ \omega_1 & s \end{bmatrix} \\ &\times \frac{L_r}{M} \left\{ \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -s\sigma L_s R_s & \omega_1 \sigma L_s \\ \omega_1 \sigma L_s & -s\sigma L_s R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \right\} \end{aligned} \quad (2.13)$$

文献 [41] では、q 軸磁束が 0 となるようにすべり周波数を与えている。すべりの計算は、推定 d 軸磁束を用いており、二次側の方程式に基づいて推定される q 軸磁束は基本的に 0 となる。したがって、推定磁束の計算を簡略化することができ、d 軸磁束を (2.14) 式により演算する。

$$\hat{\Phi}_d = (MR_r/L_r)/(s + R_r/L_r)i_d \quad (2.14)$$

図 2.4 に、文献 [41] の速度推定器のブロック図を示す。疑似積分を用いており、元の値に一次遅れ要素を通過させた検出磁束、推定磁束を速度推定に用いている。

適応同定では、磁束を積分することが難点であった。また、モータ定数誤差がある場合に、リミットサイクルに陥ってしまうことが指摘されている [12]。

この点を鑑みて、文献 [43] では、同一次元オブザーバを用いて二次磁束を推定している。図 2.5 に、この提案方式の制御ブロック図を示す。図中において、出力行列を \mathbf{C} 、オ

オブザーバゲイン行列を \mathbf{G} とする。さらに同一次元オブザーバの極配置を誘導機の極に比例させるように、オブザーバゲインを与えている [43]。

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} g_1 & g_2 & g_3 & g_4 \\ -g_2 & g_1 & -g_4 & g_3 \end{bmatrix}$$

$$g_1 = (k-1)\left(-\frac{R_n}{\sigma L_s} - \frac{R_r}{L_r}\right), g_2 = (k-1)\omega_{re}$$

$$g_3 = (k^2-1)\left(-\frac{M}{\sigma L_s L_r} \frac{R_n}{\sigma L_s} + M \frac{R_r}{L_r}\right) - \frac{M}{\sigma L_s L_r} (k-1)\left(-\frac{R_n}{\sigma L_s} - \frac{R_r}{L_r}\right)$$

$$g_4 = -\frac{M}{\sigma L_s L_r} (k-1)\omega_{re} \quad (2.15)$$

文献 [12] では、文献 [41] などで行われている間接形のベクトル制御の不安定性を指摘している。文献 [43] 等で提案されている同一次元オブザーバを用いて速度推定を行った場合に、電流推定誤差を最小にする速度は、q 軸電圧から求めた速度にほぼ一致する。しかし、実際の速度はモータパラメータ、あるいは過渡的な負荷ステップの影響により、d 軸磁束は磁束指令値と異なる値となり、q 軸磁束はゼロではなくなる。その場合、 R_n の誤差を ΔR_n 、 σL_s の誤差を $\Delta \sigma L_s$ 、磁束指令値を Φ_{dr}^* とすると、回転速度は、(2.16) 式に収束するとしている。

$$\omega_{re} = \frac{\Delta R_n i_q - \omega_1 \Delta \sigma L_s i_d - R_r / L_r \Phi_{qr} + \omega_{re} \Phi_{dr}}{\Phi_{dr}^*} \quad (2.16)$$

この推定速度は、磁束の関数となっていることが分かる。このようにして得られた速度と、(2.11) で与えられる一次周波数の関係を二次側の電圧方程式に代入し、 $d\Phi_{dr}/dt = 0$ 、 $d\Phi_{qr}/dt = 0$ となる場合の磁束の3個の解を導出した。平衡点での磁束を、 $\Phi_{dr \text{ asym}}$ 、 $\Phi_{qr \text{ asym}}$

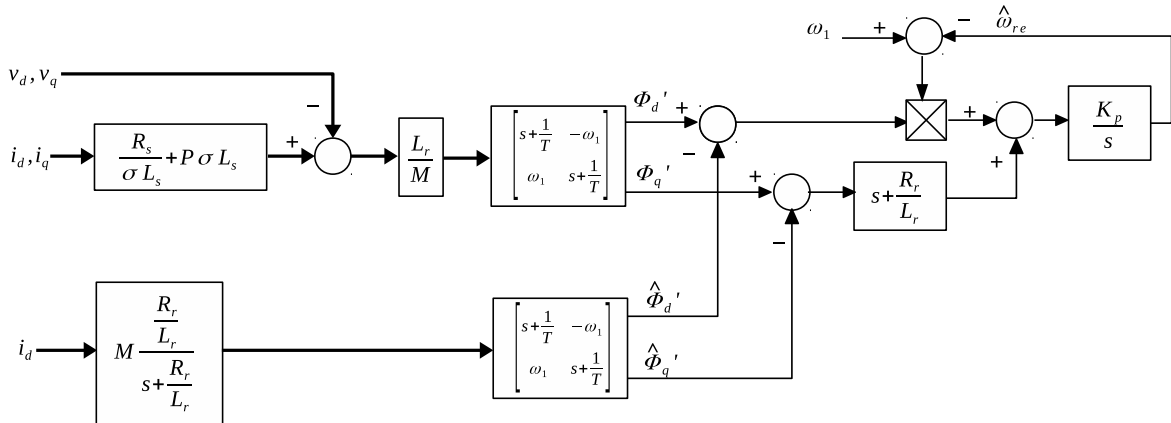


図 2.4: 文献 [41] の適応同定による速度推定器

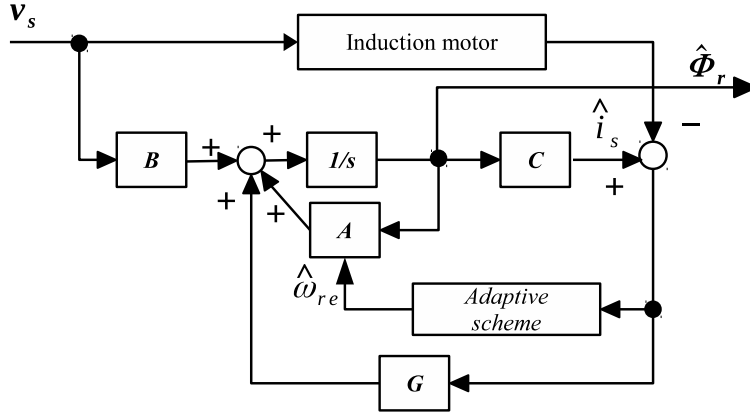


図 2.5: 同次元磁束オブザーバを用いた制御系

と置くと、磁束の組み合わせは、(2.17) 式で与えられる。

$$\begin{bmatrix} \Phi_{dr\ asym} \\ \Phi_{qr\ asym} \end{bmatrix} = \left\{ \begin{bmatrix} \Phi_d^* \\ 0 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} \Phi_d^* \\ M^2/L_r i_q \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} \frac{(R_r/L_r)^2 \Phi_{dr} - \omega_{re}(M/L_r)^2 R_r i_q}{\omega_{re}^2 + (R_r/L_r)^2} \\ \frac{(R_r/L_r)(\omega_{re} \Phi_{dr}^* + (M/L_r)^2 R_r i_q)}{\omega_{re}^2 + (R_r/L_r)^2} \end{bmatrix} \right\} \quad (2.17)$$

(2.17) 式中の右辺第一項は、実磁束が磁束指令値に一致する平衡点である。文献 [12] によると、低速・回生時には、この平衡点が収束点ではなく、サドルとなる。そのため、過渡状態や外乱などを受けた場合に、いったん磁束がずれると磁束が他の平衡点に移行しやすくなり、発散または大幅に減少してしまうことになる。

文献 [13],[14] では、文献 [43] の同次元磁束オブザーバの安定性をフルビッツの方法により判別している。同次元磁束オブザーバでは一次抵抗を同時同定することができる。しかしながら回生状態では、ほぼ全領域で不安定化する。速度のみを推定させた場合には、(2.15) 式中の調整ゲイン k を小さくとした場合に、回生領域に存在する不安定な領域を狭めることができるとしている。

文献 [44] では、パラメータ同定器を併用した同次元磁束オブザーバに対してリアプノフの方法に基づいた安定化方法を提案している。文献 [43] でも、リアプノフの方法に基づいて速度推定器を構成しているが、文献 [44] の方法では、電流推定誤差ベクトルを積分した補助変数 \mathbf{x}' を導入し、補助変数 \mathbf{x}' を安定化するためのフィードバックゲイン k_1 を導入している。さらに、補助変数ベクトル \mathbf{y} を導入し、(2.18) 式を用いる。

$$\frac{d\mathbf{x}'}{dt} = \mathbf{y} - k_1 \mathbf{x}' \quad (2.18)$$

安定判別を行うリアプノフ関数は、補助変数 x', y , 二次磁束, 速度, 三種類あるモータパラメータの変化分の二乗の和を用いている。オブザーバで電流を推定するためのフィードバック項を, リアプノフ関数の時間微分が負になる条件から求めている。フィードバック項には, 電流推定誤差, 磁束推定誤差とともに \mathbf{x}' が用いられている点の特徴である。この提案方法では, すべての状態変数が安定化できるとしているが, 7個の変数からなるリアプノフ関数を用いており, 解析が非常に複雑であるためにフィードバックゲイン設計方法に対する分かりやすい方針が示されていない。

以上では, 速度推定の安定化に関する先行技術についてのべた。ベクトル制御では, しばしば制御対象の伝達関数の位相が一定となる制約条件を満たす必要がある。文献 [45] は, 磁束から推定磁束までの伝達関数の位相曲線整形が可能な設計方法として γ -正実という概念を用いてオブザーバゲインを設計する方法を示している。 γ -正実である場合とは, ある $\gamma(0 < \gamma < 1)$ に対して, 実数部が正となる s において,

$$(\gamma^2 - 1)\bar{G}(s)G(s) + (\gamma^2 + 1)(\bar{G}(s) + G(s)) + (\gamma^2 - 1)I \geq 0 \quad (2.19)$$

が成り立つことをいう。この場合, $G(s)$ が SISO システムの場合, $G(s)$ のナイキスト線図が中心が $[(1 + \gamma^2)/(1 - \gamma^2) \ 0]$, 半径が $(2\gamma)/(1 - \gamma^2)$ の円に存在する。(2.19) 式を解くことは, 困難であるため, $G(s)$ を双一次変換した $H(s)$ を求め, $H(s)$ に対して H_∞ 問題を解くことにより, オブザーバのゲイン設計を行う。 $H(s)$ には, 電動機のパラメータ変動の上限値とオブザーバの極が, 第二, 第三象限に配置される制約条件を設定し, パラメータ変動が上限値の場合に, 伝達関数 $H(s)$ のゲインが, γ 以下となるように数値最適化する。

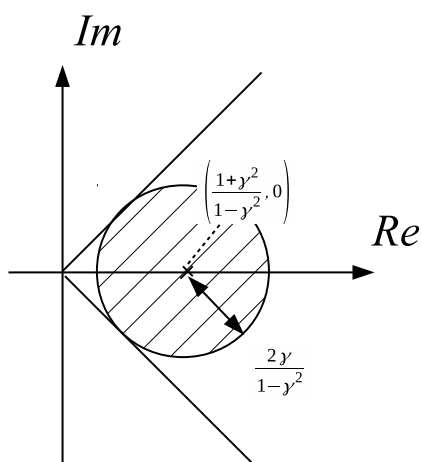


図 2.6: γ -正実の概念

るように、オブザーバゲインを Matlab の機能を用いて数値計算で求めている。実験結果では、速度センサ付きのシステムで、一次抵抗、二次抵抗が 30% 上昇した場合の二次磁束推定の位相遅れを約 50% 低減している。

2.5 誘導電動機の世界速度センサレスインバータの再起動の先行技術

負荷の慣性モーメントが大きい場合、インバータが OFF した後も、負荷は長時間回転し続けることになる。鉄道車両などの用途では、頻繁にインバータが ON/OFF を繰り返す。また、電源の品質が良くない環境では、インバータはしばしば瞬停後に再起動処理を行う必要がある。これらの処理に対応する様々な研究が行われてきた [17]-[22],[46]-[55]。瞬停後に、 v/f 制御インバータの電流トリップを防ぐ技術として、周波数調節器を用いたものが提案されている [18],[46]。文献 [18] では、モータに対する電力の入出力がゼロとなることに着目し、再起動時に、直流中間電流がゼロとなるように、周波数を PI 調節器で調整する方法を提案している。文献 [19] では、容量の低いフィルムコンデンサをもつインバータが瞬停したあとの再起動のために、誘起電圧を推定する方法を提案している。容量の低いフィルムコンデンサを使うインバータでは、一般的な電流制御を用いることができない。その場合に、電流トリップを防ぐため、電圧の位相角を残留磁束に合わせる必要がある。文献 [19] では図 2.7 に示す制御ブロックを用い、固定座標上でモータの誘起電圧を推定している。

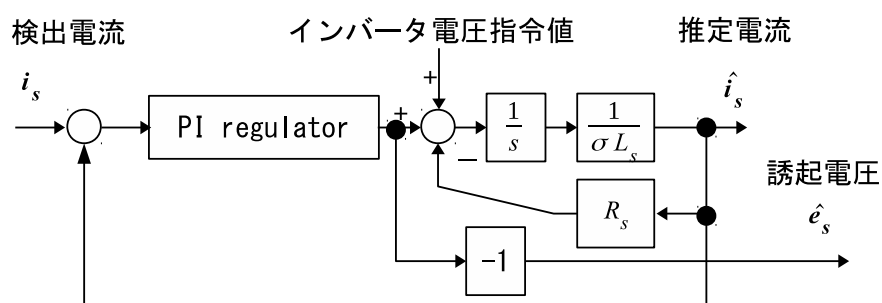


図 2.7: 残留磁束による誘起電圧の推定器

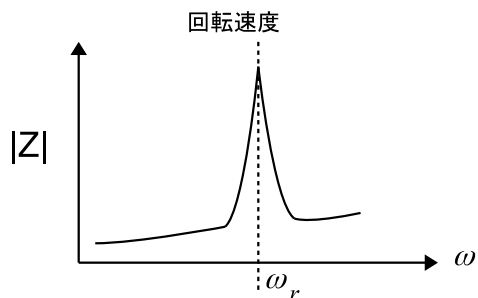


図 2.8: 誘導機の周波数特性の模式図

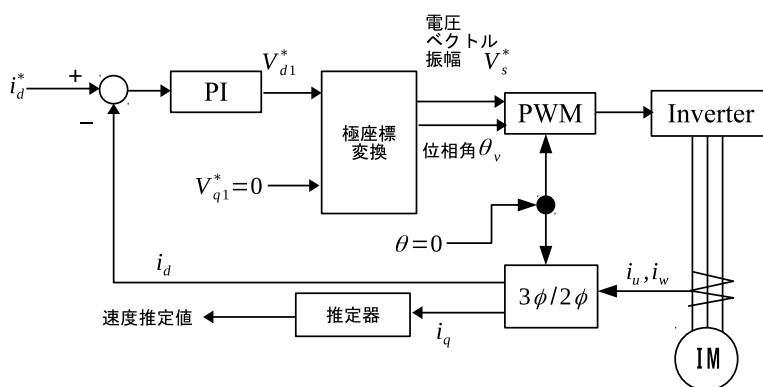


図 2.9: 文献 [22] での初期速度推定時のブロック図

モータの残留磁束がなくなった後の再起動では、異なるアプローチが必要である。文献 [21] では、回転している誘導機のインピーダンスの周波数特性を利用している。図 2.8 に、誘導機のインピーダンスの周波数特性の模式図を示す。電流に回転速度の成分が含まれていると、電圧が回転速度の周波数で振動しやすい。この周波数で自励発振するように電圧指令値を作成し、電流の振動成分から初期速度を推定する。文献 [22] では、同期モータと誘導機の両方に対応できる汎用インバータの再起動方法を提案している。電流指令値をゼロに設定して、インバータを ON した後、モータが PM モータまたは誘導機であるかを判別する。誘導機である場合は、一定の速度以下であれば、直流電流を印加することによって初期速度推定を行っている。このモードでの制御ブロック図を、図 2.9 に示す。この提案方式では、d 軸電流のみ電流制御を行い、q 軸電圧指令値をゼロに設定し、q 軸電流の振動成分を抽出して初期速度推定値として用いている。この方式は、文献 [21] と同様に、回転速度で誘導機電圧が振動的になることを利用している。また、直流の d 軸電流を正と負の方向両方に印加することで、回転方向の判別を行っている。回転方向が正転の場合、q 軸電流の最初のピーク値が正となる。しかし残留磁束がある場合には、逆向き

値を持つことがある。そこで、負の方向にも電流を流し、その時の q 軸電流のピーク値の向きによって回転方向を判別している。

文献 [48]-[50] では、d 軸の誘起電圧に基づいた再起動方法が提案されている。これらの方法では、インバータを ON した直後から、磁束を立ち上げつつ、d 軸誘起電圧がゼロとなるように、一次周波数を PI 調節器によって演算している。この状態では、速度推定器の特性は、非線形となるため、調節器に対して、見通しのよい設計を行うことができない。この点を鑑みて、文献 [50] では、誘導機の線形化アルゴリズムを提案している。これにより再起動中の誘起電圧を、シンプルな一次遅れ系として取り扱うことができる。しかし、低速では誘起電圧が低くなるため、速度推定性能が悪化する。文献 [50] 中の実験結果では、再起動が可能な回転速度として、175 r/min の下限値があることが示されている。低速での問題に対応するために、台車の機械シミュレータを用いた方法が提案されている [51], [52]。また、実験結果では、5Hz からの再起動で、数 100ms 以内に速度が実際値に収束する良好な結果を得ている。しかし、これらの方法では、機械系のパラメータを要する。産業用途では、機械パラメータが取得できる場合に限られるため、課題がのこる。

第3章 電流推定誤差ベクトルの軌跡に基づいた埋込磁石同期モータのセンサレスベクトル制御

本章では、埋込磁石同期モータ向けの電流オブザーバを用いた位置推定方法を提案する。電流や磁束をオブザーバで推定する方法が、これまでの研究でも提案されている [8, 9]。これらの方式のメリットは、制御器内部に制御対象の IPMSM の数学モデルを含み、数学モデルに基づいて推定した変数と実際値の差を利用する。そのため、磁石磁束による誘起電圧も利用可能であることである。文献 [8],[9] では、電機子磁束または電機子電流と、回転子磁束を推定し、回転座標上で4行4列で構成するオブザーバを用いている。また、電機子磁束あるいは電機子電流のみを推定し、2行2列で構成するオブザーバを用いたものとして文献 [10], [11] が提案されている。文献 [11] で提案された推定方法は、角度推定誤差がゼロ近傍である前提条件に基づいて導出されている。

本節では、はじめに、角度推定誤差が -90 度 ~ 90 度の範囲に適用可能な角度推定誤差の符号判別方法を提案する。次に、角度推定誤差を線形化する演算方法を提案する。さらに、極低速領域では、電流推定誤差に含まれている速度推定誤差の成分の影響が大きくなることを指摘し、極低速領域に適用可能な位置・速度推定器を構成する。最後に、1.5kW の IPMSM を用いて、実機検証を行う。

3.1 数学モデル

本節では、以降の章の解析で用いる IPMSM のモデルと電流オブザーバ、誤差状態方程式を示す。永久磁石の回転に同期した座標系で、永久磁石の磁束の方向を d 軸とし、これに直交する方向を q 軸とする。 dq 軸から角度推定誤差 $\Delta\theta$ 遅れた座標系を、制御器内部で

用いる $\gamma\delta$ 軸座標系とする。 $\gamma\delta$ 軸から見た IPMSM の電圧方程式は、 γ 軸電圧、 δ 軸電圧を v_γ, v_δ 、 γ 軸電流検出値、 δ 軸電流検出値を i_γ, i_δ 、 電機子抵抗を R_s 、 $\Delta\theta$ の回転座標変換を \mathbf{C} 、 d 軸インダクタンス、 q 軸インダクタンス、 磁石磁束を L_d, L_q, Φ_m 、 インバータ駆動周波数、 回転角速度を ω_1, ω_r とすると、 (3.1) 式である。

$$\begin{bmatrix} v_\gamma \\ v_\delta \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \mathbf{C} \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \mathbf{C}^{-1} \begin{bmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{bmatrix} + \omega_1 \mathbf{C} \begin{bmatrix} 0 & -L_q \\ L_d & 0 \end{bmatrix} \mathbf{C}^{-1} \begin{bmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{bmatrix} + \omega_r \mathbf{C} \begin{bmatrix} 0 \\ \Phi_m \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

$$\text{ただし、 } \mathbf{C} = \begin{bmatrix} \cos \Delta\theta & -\sin \Delta\theta \\ \sin \Delta\theta & \cos \Delta\theta \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

次に、 電流推定誤差に関する状態方程式の定義を示す。 IPMSM の状態方程式は、 (3.1) 式より (3.3) 式となる。

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{bmatrix} &= \mathbf{C} \begin{bmatrix} R_s & L_q \\ -\frac{L_d}{L_d} & \omega_1 \frac{L_d}{L_d} \end{bmatrix} \mathbf{C}^{-1} \begin{bmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{bmatrix} \\ &- \mathbf{C} \omega_r \begin{bmatrix} 0 \\ \Phi_m \\ \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} + \mathbf{C} \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \mathbf{C}^{-1} \begin{bmatrix} v_\gamma \\ v_\delta \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.3)$$

次に、 推定電流を状態変数とする 電流オブザーバ [11] の状態方程式を (3.4) 式に示す。 (3.4) 式の右辺は、 (3.3) 式の右辺に $\Delta\theta = 0$ を代入した項と、 電流推定誤差のフィードバック入力項からなる。 (3.4) 式の中では、 $\gamma\delta$ 軸電流推定値を $\hat{i}_\gamma, \hat{i}_\delta$ 、 制御器内部での電機子抵抗

推定値を \hat{R}_s , 電流推定誤差のフィードバックゲインを $g_{11} \sim g_{22}$ とする。

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i}_\gamma \\ \hat{i}_\delta \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \hat{R}_s & L_q \\ -\frac{L_d}{L_d} & \omega_1 \frac{L_q}{L_d} \\ L_d & \hat{R}_s \\ -\omega_1 \frac{L_q}{L_q} & -\frac{L_d}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_\gamma \\ \hat{i}_\delta \end{bmatrix} - \omega_1 \begin{bmatrix} 0 \\ \Phi_m \\ L_q \end{bmatrix} \\ &+ \begin{bmatrix} v_\gamma \\ \frac{L_d}{L_d} \\ v_\delta \\ \frac{L_q}{L_q} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} g_{11} & g_{12} \\ g_{21} & g_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\gamma - \hat{i}_\gamma \\ i_\delta - \hat{i}_\delta \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.4)$$

次に, (3.3) 式と (3.4) 式の差分をとり電流推定誤差に関する状態方程式を導く。(3.5) 式では, $\mathbf{v}_s = [v_\gamma \ v_\delta]^T$, $\mathbf{i}_s = [i_\gamma \ i_\delta]^T$, $\hat{\mathbf{i}}_s = [\hat{i}_\gamma \ \hat{i}_\delta]^T$, $\Phi_r = [0 \ \Phi_m]^T$ であるとする。また, (3.6) 式にパラメータ行列 \mathbf{A} , $\hat{\mathbf{A}}$, \mathbf{B}_1 , \mathbf{B}_2 , $\hat{\mathbf{B}}_1$, $\hat{\mathbf{B}}_2$, \mathbf{G} の定義を示す。

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}(\mathbf{i}_s - \hat{\mathbf{i}}_s) &= (\mathbf{A}\mathbf{i}_s + \mathbf{B}_1\mathbf{v}_s + \mathbf{B}_2\Phi_r) \\ &- (\hat{\mathbf{A}}\hat{\mathbf{i}}_s + \hat{\mathbf{B}}_1\mathbf{v}_s + \hat{\mathbf{B}}_2\Phi_r) - \mathbf{G}(\mathbf{i}_s - \hat{\mathbf{i}}_s) \\ &= (\hat{\mathbf{A}} - \mathbf{G})(\mathbf{i}_s - \hat{\mathbf{i}}_s) + (\mathbf{A} - \hat{\mathbf{A}})\mathbf{i}_s \\ &+ (\mathbf{B}_1 - \hat{\mathbf{B}}_1)\mathbf{v}_s + (\mathbf{B}_2 - \hat{\mathbf{B}}_2)\Phi_r \end{aligned} \quad (3.5)$$

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{A}} &= \begin{bmatrix} \hat{R}_s & L_q \\ -\frac{L_d}{L_d} & \omega_1 \frac{L_q}{L_d} \\ L_d & \hat{R}_s \\ -\omega_1 \frac{L_q}{L_q} & -\frac{L_d}{L_q} \end{bmatrix} \\ \hat{\mathbf{B}}_1 &= \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{L_d}{L_d} & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & \frac{L_q}{L_q} \end{bmatrix} \\ \mathbf{A} &= \mathbf{C} \hat{\mathbf{A}} \mathbf{C}^{-1} \\ \mathbf{B}_1 &= \mathbf{C} \hat{\mathbf{B}}_1 \mathbf{C}^{-1} \\ \mathbf{B}_2 &= -\omega_r \mathbf{C}, \quad \hat{\mathbf{B}}_2 = -\omega_1 \\ \mathbf{G} &= \begin{bmatrix} g_{11} & g_{12} \\ g_{21} & g_{22} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.6)$$

3.2 制御システム構成

図 3.1 に、提案する位置センサレス制御系のシステムの全体構成を示す。制御で用いる電流指令値は、トルク指令値 T^* に応じて、最大トルク／電流制御に基づいて作成し電流制御系 (ACR) に入力される。前節で述べた電流オブザーバにより、電圧から IPMSM の電流を推定する。角度推定誤差の符号の推定機能は、基準ベクトル演算部と、推定電流と検出電流の偏差からなる電流推定誤差ベクトルの外積を演算する外積演算部と、から構成される。さらに、角度推定誤差の振幅演算部の出力と符号の出力を積算した結果が角度・速度推定器に入力される。推定した角度 $\hat{\theta}$ は、回転座標変換に用いられる。また、低速時のトルク精度を改善するため、文献 [11] で報告した方式に基づいて、巻線抵抗推定部を備えている。

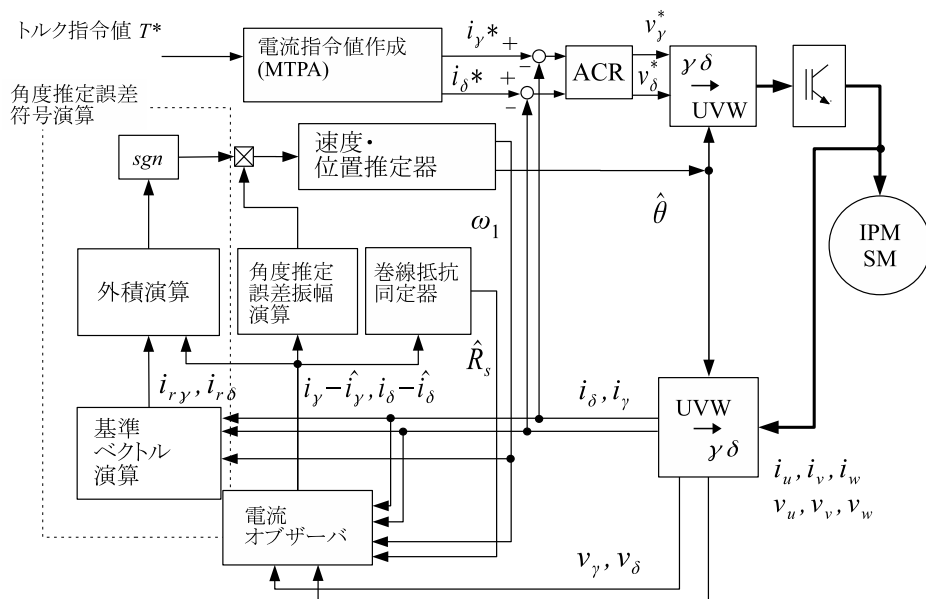


図 3.1: 電流オブザーバを含む制御システム構成

3.3 角度推定誤差の符号判別方法

本節では、電流推定誤差と角度推定誤差の関係について調べ、これに基づいた角度推定誤差の符号判別方式について述べる。

3.3.1 角度推定誤差と電流推定誤差の関係式

ここでは、角度推定誤差から電流推定誤差までの関係式を明らかにする。後述するよ
うに、電流推定誤差は角度推定誤差 $\Delta\theta$ の関数となる。そこで電流推定誤差ベクトルを
 $\mathbf{i}_{e\gamma\delta}(\Delta\theta) = \mathbf{i}_s - \hat{\mathbf{i}}_s$ と定義する。次に、 \mathbf{I} を 2 行 2 列の単位行列とし、 s をラプラス演算子
として (3.5) 式を電流推定誤差ベクトルについて整理すると、(3.7) 式が得られる。

$$\begin{aligned} \mathbf{i}_{e\gamma\delta}(\Delta\theta) &= (\mathbf{sI} - \hat{\mathbf{A}} + \mathbf{G})^{-1} \{ (\mathbf{A} - \hat{\mathbf{A}})\mathbf{i}_s + (\mathbf{B}_1 - \hat{\mathbf{B}}_1)\mathbf{v}_s \\ &+ (\mathbf{B}_2 - \hat{\mathbf{B}}_2)\boldsymbol{\Phi}_r \} \end{aligned} \quad (3.7)$$

ここで、オブザーバの電流応答のカットオフ角周波数を ω_c とするため、オブザーバゲイ
ン行列 \mathbf{G} を (3.8) 式のように設定する。

$$\mathbf{G} = \hat{\mathbf{A}} + \omega_c \mathbf{I} \quad (3.8)$$

この設定により、(3.7) 式の右辺第一項に含まれる $(\mathbf{sI} - \hat{\mathbf{A}} + \mathbf{G})$ は、式 (3.9) のようになる。

$$\mathbf{sI} - \hat{\mathbf{A}} + \mathbf{G} = \begin{bmatrix} s + \omega_c & 0 \\ 0 & s + \omega_c \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

次に (3.7) 式の右辺中かっこ内の第一項、第二項の $(\mathbf{A} - \hat{\mathbf{A}})\mathbf{i}_s + (\mathbf{B}_1 - \hat{\mathbf{B}}_1)\mathbf{v}_s$ について
展開すると次のようになる。

$$\begin{aligned} & (\mathbf{A} - \hat{\mathbf{A}})\mathbf{i}_s + (\mathbf{B}_1 - \hat{\mathbf{B}}_1)\mathbf{v}_s \\ &= \frac{1}{2} \left(\frac{1}{L_d} - \frac{1}{L_q} \right) \begin{bmatrix} \cos 2\Delta\theta - 1 & \sin 2\Delta\theta \\ \sin 2\Delta\theta & 1 - \cos 2\Delta\theta \end{bmatrix} \\ &\times \begin{bmatrix} v_\gamma - R_s i_\gamma + \omega_1 (L_q + L_d) i_\delta \\ v_\delta - R_s i_\delta - \omega_1 (L_q + L_d) i_\gamma \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.10)$$

(3.10) 式中には v_γ, v_δ が含まれている。そこで、整理のため回転座標変換を利用し、(3.10) 式に $[i_\gamma \ i_\delta]^T = \mathbf{C}[i_d \ i_q]^T$ および $[v_\gamma \ v_\delta]^T = \mathbf{C}[v_d \ v_q]^T$ を代入して $i_\gamma, i_\delta, v_\gamma, v_\delta$ を i_d, i_q, v_d, v_q を用いて書き換える。また、電流および回転速度がほぼ一定で運転されていると仮定し、過渡項を無視して、 $v_d = R_s i_d - \omega_1 L_q i_q$, $v_q = R_s i_q + \omega_1 (L_d i_d + \Phi_m)$ を代入すると、(3.11) 式が導かれる。なお、本提案方式では、鉄道車両や搬送機械などの負荷の慣性が大きく、回転速度の変化が遅い制御対象を想定している。

$$\begin{aligned} & (\mathbf{A} - \hat{\mathbf{A}})\mathbf{i}_s + (\mathbf{B}_1 - \hat{\mathbf{B}}_1)\mathbf{v}_s \\ &= \left(\frac{1}{L_d} - \frac{1}{L_q} \right) \sin \Delta\theta \begin{bmatrix} -\omega_1 (L_d i_d + \Phi_m) \\ \omega_1 L_q i_q \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.11)$$

さらに(3.11)式の i_d, i_q を再び $\gamma\delta$ 軸上へ座標変換し、(3.11)式と(3.9)式を代入して、(3.7)式を整理すると、電流推定誤差ベクトルの式(3.12)が得られる。(3.12)式第一行目で、 γ 軸成分を $i_{e\gamma}$ 、 δ 軸成分を $i_{e\delta}$ としている。

$$\begin{aligned} \mathbf{i}_{e\gamma\delta}(\Delta\theta) &= \begin{bmatrix} i_{e\gamma} \\ i_{e\delta} \end{bmatrix} \\ &= \frac{1}{s + \omega_c} \left\{ \frac{1}{2} \omega_1 (L_q - L_d) \begin{bmatrix} \frac{-i_\gamma}{L_d} & \frac{-i_\delta}{L_d} \\ \frac{i_\delta}{L_q} & \frac{-i_\gamma}{L_q} \end{bmatrix} \right. \\ &\quad \times \left. \begin{bmatrix} \sin 2\Delta\theta \\ 1 - \cos 2\Delta\theta \end{bmatrix} + \omega_1 \Phi_m \begin{bmatrix} \frac{\sin \Delta\theta}{L_d} \\ \frac{1 - \cos \Delta\theta}{L_q} \end{bmatrix} \right\} \end{aligned} \quad (3.12)$$

3.3.2 電流推定誤差ベクトルと基準ベクトル

本節では、式(3.12)に具体的なモータ定数と運転条件を与えた場合の電流推定誤差ベクトルの軌跡の計算例を示す。さらに、基準ベクトルを導入し、電流推定誤差ベクトルとの外積を取ることで、角度推定誤差の符号を判別する方法を示す。

以降の検討では、オブザーバの応答が電流の変化に十分速く追従するとして、(3.12)式で $s = 0$ と置き、定常状態を仮定する。図3.2は、角度推定誤差を30度刻みで変化させ

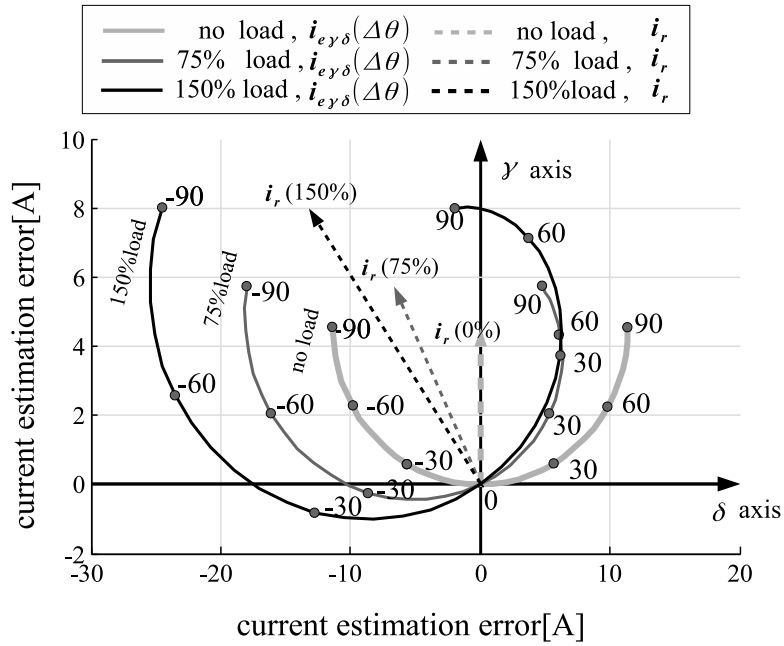


図 3.2: 基準ベクトルおよび電流推定誤差ベクトルの軌跡

たときの電流推定誤差ベクトルの軌跡を $\gamma\delta$ 軸平面上に描画したものである。インバータ駆動周波数が 50 rad/s で、無負荷、定格負荷の 75% 、 150% の場合について示した。また、計算に際し、本章の最後に示す表 3.1 の電動機パラメータを用いた。図中で軌跡の添え数字はその点での角度推定誤差の値 deg を表す。また、後述する基準ベクトル i_r についても無負荷～ 150% の場合について示した。図 3.2 より、電流推定誤差ベクトルの軌跡は、無負荷の場合は γ 軸に対して対称な半楕円状になるが、負荷がある場合には、 γ 軸に対して傾きがある円弧状になることが分かる。また、負荷にかかわらず、角度推定誤差 $\Delta\theta = 0$ の場合には、軌跡は原点を通る。

図 3.2 中の $i_r(150\%)$, $i_r(75\%)$, $i_r(0\%)$ は、それぞれ負荷が 150% 、 75% 、無負荷の時に対応する基準ベクトルである。基準ベクトルは、図 3.2 に示すように原点を始点とし、角度推定誤差が -90 度の時の電流推定誤差ベクトルと、 90 度の時の電流推定誤差ベクトルの中点を終点とする。ここで、式 (3.12) に $\Delta\theta = 90^\circ$ 、 $\Delta\theta = -90^\circ$ を代入すると、角度推定誤差が ± 90 度の時の電流推定誤差の式として式 (3.13)、式 (3.14) が得られる。さらに、基準ベクトルの γ 軸成分を $i_{r\gamma}$ 、 δ 軸成分を $i_{r\delta}$ とし、式 (3.13)、式 (3.14)、および定義より基準

ベクトルの式 (3.15) が得られる。

$$\begin{bmatrix} i_{e\gamma}(90^\circ) \\ i_{e\delta}(90^\circ) \end{bmatrix} = \frac{\omega_1}{\omega_c} \begin{bmatrix} \frac{-(L_q - L_d)i_\delta + \Phi_m}{L_d} \\ \frac{-(L_q - L_d)i_\gamma + \Phi_m}{L_q} \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

$$\begin{bmatrix} i_{e\gamma}(-90^\circ) \\ i_{e\delta}(-90^\circ) \end{bmatrix} = \frac{\omega_1}{\omega_c} \begin{bmatrix} \frac{-(L_q - L_d)i_\delta - \Phi_m}{L_d} \\ \frac{-(L_q - L_d)i_\gamma + \Phi_m}{L_q} \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

$$\mathbf{i}_r = \begin{bmatrix} i_{r\gamma} \\ i_{r\delta} \end{bmatrix} = \frac{\omega_1}{\omega_c} \begin{bmatrix} \frac{-(L_q - L_d)i_\delta}{L_d} \\ \frac{-(L_q - L_d)i_\gamma + \Phi_m}{L_q} \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

次に、式 (3.16) に電流推定誤差と基準ベクトルとの外積の式を示す。図 3.2 から、電流推定誤差は、角度推定誤差 $\Delta\theta > 0$ のときは基準ベクトルの右側、 $\Delta\theta < 0$ のときは左側に位置している。理由は後述するが、外積を取ることで符号判別が可能である。

$$\mathbf{i}_{e\gamma\delta} \times \mathbf{i}_r = i_{e\gamma}i_{r\delta} - i_{e\delta}i_{r\gamma} \quad (3.16)$$

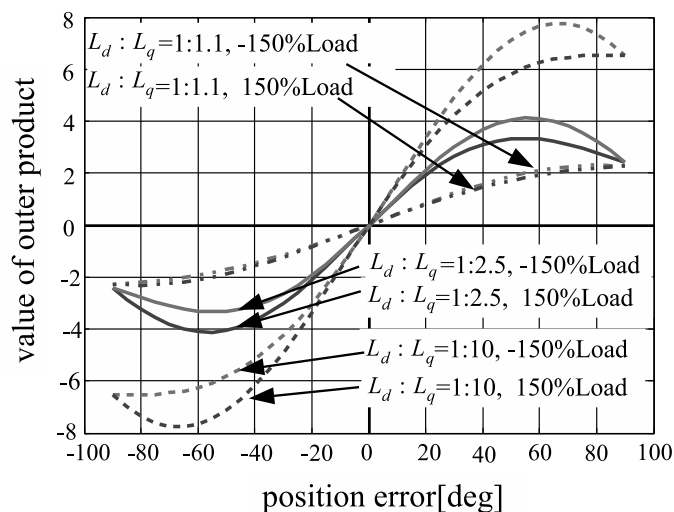


図 3.3: 基準ベクトルと電流推定誤差の外積の計算例

図 3.3 に例として、角度推定誤差を変化させた場合の外積の具体的な計算結果を示す。トルク指令値は定格負荷の $\pm 150\%$ とし、最大トルク／電流制御に基づいて電流指令値を作成している。角度推定誤差の範囲は、 -90 度 ~ 90 度である。モータのパラメータは、評価機 (突極比 1:2.5) および、突極比が大きい場合 (突極比 1:10) と突極比が小さい場合 (突極比 1:1.1) についても計算を行った。図 3.3 で角度推定誤差の符号と外積の値の正負を比較してみると、力行または回生負荷、突極比を変えても正負が一致していることが分かる。

3.3.3 角度推定誤差の符号判別方式の解析

次に、基準ベクトルと電流推定誤差ベクトルとの外積により角度推定誤差の符号が判別可能である理由を解析的に示す。また、この判別方式が適用可能な条件についても明らかにする。図 3.4(a) は、(3.12) 式で得られた電流推定誤差ベクトルを $\gamma\delta$ 軸平面上に描画したものである。 $\Delta\theta = 90^\circ$ の時の電流推定誤差の位置を点 P, $\Delta\theta = -90^\circ$ の時の電流推定誤差の位置を点 Q とする。ここで、図 3.4(a) を用いて、外積の値と角度推定誤差の符号が一致するための条件を考えると次のようになる。

1. 点 P, 原点, 点 Q をむすぶ角度 POQ が正になり, $i_{e\gamma\delta}(90^\circ)$ と $i_{e\gamma\delta}(-90^\circ)$ に挟まれた位置に基準ベクトルが定義できること。
2. $0 < \Delta\theta \leq 90 \text{ deg}$ の場合に、基準ベクトルの右側に電流推定誤差ベクトルが存在し、 $-90 \leq \Delta\theta < 0 \text{ deg}$ の場合には左側に電流推定誤差ベクトルが位置する。

これらの条件 (i), (ii) を満たせば基準ベクトルと電流推定誤差ベクトルの外積により角度推定誤差の符号が判別できることになる。

最初に条件 (i) について示すため、角度 POQ について調べることを考える。図 3.4(a) 上の $i_{e\gamma\delta}(90^\circ)$, $i_{e\gamma\delta}(-90^\circ)$ の外積を $i_{e\gamma\delta}(90^\circ)$ を基準に計算すると (3.13) 式, (3.14) 式より (3.17) 式が得られる。

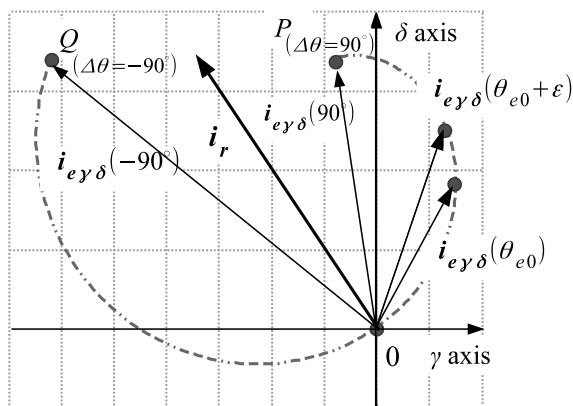
$$\begin{aligned} & i_{e\gamma}(90^\circ) \ i_{e\delta}(-90^\circ) - i_{e\delta}(90^\circ) i_{e\gamma}(-90^\circ) \\ &= \frac{2\omega_1^2 \Phi_m}{L_d} \left(\frac{L_d - L_q}{L_d L_q} i_\gamma + \frac{\Phi_m}{L_q} \right) \end{aligned} \quad (3.17)$$

IPMSM は、リラクタンストルクを有効に利用するため、通常 $L_q > L_d$ として設計されており、 γ 軸電流は、効率を考慮して最大トルク／電流制御などを用いて 0 または負の値に制

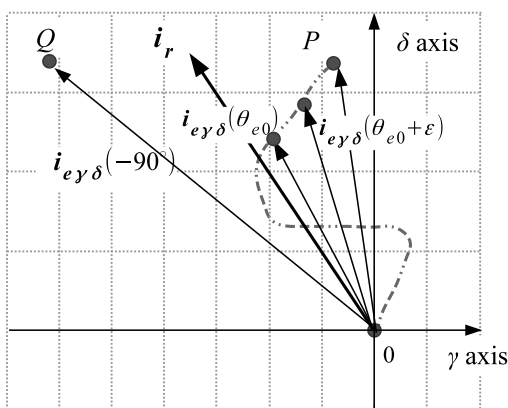
御されることが多い。この条件を満たせば,(3.17) 式は正となり、角度 POQ に関する条件 (i) を満たすことが分かる。次に、角度推定誤差が 0 近傍の時に条件 (ii) が成り立つことを明らかにする。電流推定誤差ベクトルの式 (3.12) に近似式 $\sin \Delta\theta \cong \Delta\theta$, $1 - \cos \Delta\theta \cong 0$, $\sin 2\Delta\theta \cong 2\Delta\theta$, $1 - \cos 2\Delta\theta \cong 0$ を適用すると式 (3.18) が得られる。

$$\begin{bmatrix} i_{e\gamma}(\cong 0) \\ i_{e\delta}(\cong 0) \end{bmatrix} \cong \frac{\omega_1}{\omega_c} \begin{bmatrix} -\frac{(L_q - L_d)i_\gamma + \Phi_m}{L_d} \\ -\frac{(L_q - L_d)i_\delta}{L_q} \end{bmatrix} \Delta\theta \quad (3.18)$$

(3.18) 式と基準ベクトルの (3.15) 式との外積を計算すると (3.19) 式となる。(3.19) では右辺のモータパラメータを含む項は常に正になるため、角度推定誤差の符号と外積の符号は



(a) The locus of current estimation error vectors in usually used condition.



(b) The locus of current estimation error vectors insufficient for condition (ii).

図 3.4: $i_{e\gamma\delta}(\theta_{e0})$ と $i_{e\gamma\delta}(\theta_{e0} + \varepsilon)$ の関係

一致する。また、内積を計算すると、(3.20)式に示すように0となる。したがって $\Delta\theta \cong 0$ の場合には、基準ベクトルと電流推定誤差ベクトルのなす角はほぼ垂直で、 $\Delta\theta$ の正負が変わるとベクトルのなす角度が90度から-90度に変わる事が分かる。

$$\begin{aligned} i_{e\gamma}i_{r\delta} - i_{e\delta}i_{r\gamma} &= \frac{\omega_1^2}{\omega_c L_d L_q} [(L_q - L_d)^2 i_\delta^2 + \{(L_q - L_d)i_\gamma - \Phi_m\}^2] \Delta\theta \end{aligned} \quad (3.19)$$

$$i_{e\gamma}i_{r\gamma} + i_{e\delta}i_{r\delta} = 0 \quad (3.20)$$

次に、角度推定誤差が-90度~0度および0~90度の中間の任意の角度について調べる。ここでは、 $\Delta\theta = \theta_{e0}$ の時の電流推定誤差ベクトル $\mathbf{i}_{e\gamma\delta}(\theta_{e0})$ と、角度推定誤差が正の微小な値 ε だけ増えたときの $\mathbf{i}_{e\gamma\delta}(\theta_{e0} + \varepsilon)$ の位置関係を調べることにより、条件(ii)が満たせることを示す。(3.21)式は、 $\mathbf{i}_{e\gamma\delta}(\theta_{e0})$ と $\mathbf{i}_{e\gamma\delta}(\theta_{e0} + \varepsilon)$ の外積の展開式である。角度推定誤差が θ_{e0} から $\theta_{e0} + \varepsilon$ に増えた場合に、 $\mathbf{i}_{e\gamma\delta}(\theta_{e0})$ を基準にした $\mathbf{i}_{e\gamma\delta}(\theta_{e0} + \varepsilon)$ の偏角の正負が判別できる。

$$\begin{aligned} \mathbf{i}_{e\gamma\delta}(\theta_{e0}) \times \mathbf{i}_{e\gamma\delta}(\theta_{e0} + \varepsilon) &= \varepsilon \left\{ i_{e\gamma}(\theta_{e0}) \frac{\partial i_{e\delta}(\theta_{e0})}{\partial \Delta\theta} - \frac{\partial i_{e\gamma}(\theta_{e0})}{\partial \Delta\theta} i_{e\delta}(\theta_{e0}) \right\} \end{aligned} \quad (3.21)$$

なお、式(3.21)の計算に際し微小な値 ε がゼロに近いとして

$$i_{e\gamma\delta}(\theta_{e0} + \varepsilon) = i_{e\gamma\delta}(\theta_{e0}) + \varepsilon \frac{\partial i_{e\gamma\delta}(\theta_{e0})}{\partial \Delta\theta} \quad (3.22)$$

となる関係を用いている。

式(3.21)には、電流推定誤差の角度微分が含まれている。そこで、式(3.22)より角度微分の項を求めると式(3.23)が得られる。

$$\begin{aligned} \frac{\partial}{\partial \Delta\theta} \begin{bmatrix} i_{e\gamma}(\theta_{e0}) \\ i_{e\delta}(\theta_{e0}) \end{bmatrix} &= \frac{\omega_1}{\omega_c} (L_q - L_d) \begin{bmatrix} \frac{-i_\gamma}{L_d} & \frac{-i_\delta}{L_d} \\ \frac{i_\delta}{L_q} & \frac{-i_\gamma}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos 2\theta_{e0} \\ \sin 2\theta_{e0} \end{bmatrix} \\ &+ \omega_1 \Phi_m \begin{bmatrix} \frac{\cos \theta_{e0}}{L_d} \\ \frac{\sin \theta_{e0}}{L_q} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.23)$$

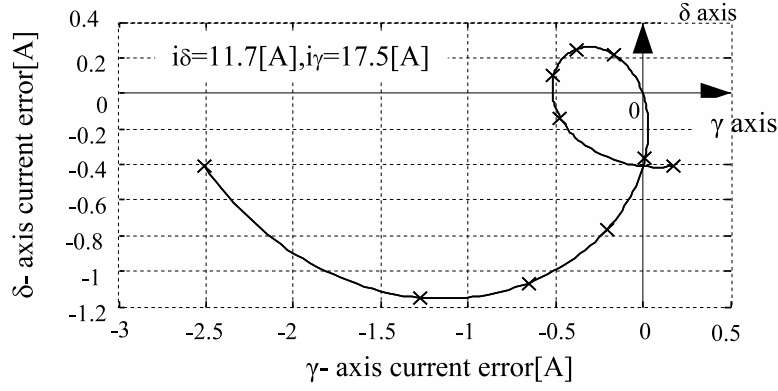


図 3.5: 角度誤差判別ができない場合の電流推定誤差の軌跡

(3.12) 式と (3.23) 式を用いて, (3.21) 式中の $i_{e\gamma}(\theta_{e0})\partial i_{e\delta}(\theta_{e0})/\partial\Delta\theta - \partial i_{e\gamma}(\theta_{e0})/\partial\Delta\theta i_{e\delta}(\theta_{e0})$ を計算すると次のように整理される。

$$\begin{aligned}
& \frac{1}{\omega_c^2 L_d L_q} \left[\omega_r \omega_1 \Phi_m (L_q - L_d) (-i_\gamma) \left\{ 2(1 + \cos \theta_{e0}) \sin^2 \frac{\theta_{e0}}{2} \right\} \right. \\
& + \omega_1^2 (L_q - L_d)^2 i_\gamma^2 \sin^2 \theta_{e0} + \left. \left\{ \omega_1 (L_q - L_d) i_\delta \sin \theta_{e0} \right. \right. \\
& \left. \left. + \omega_r \Phi_m (1 - \cos \theta_{e0}) \right\}^2 + \omega_r^2 \Phi_m^2 (1 - \cos \theta_{e0}) \cos \theta_{e0} \right]
\end{aligned} \tag{3.24}$$

さて, 条件 (i) と同様の IPMSM の条件が満たされれば (3.24) 式中の項は常に 0 または正の値となる。仮に, 電流推定誤差ベクトルの軌跡が基準ベクトルを横切る場合があるとする。この仮定に基づいて描画した図 3.4(b) の電流推定誤差ベクトルの軌跡では, $i_{e\gamma\delta}(\theta_{e0})$ を基準にすると, $i_{e\gamma\delta}(\theta_{e0} + \varepsilon)$ の偏角が負となる場合がある。しかし, (3.24) 式より外積は常に正であるのでこのような経路は存在しない。したがって, $\Delta\theta \cong 0$ の場合の計算結果とあわせると, 条件 (ii) が成り立つことが分かる。

逆に, $i_\gamma > 0$ となる条件での電流誤差の軌跡の一例を図 3.5 に示す。条件は, 評価機の IPMSM で $i_\delta = 11.7\text{A}$, $i_\gamma = 17.5\text{A}$ とした。この場合は, 角度推定誤差が正の範囲での電流推定誤差の軌跡がループ状になってしまうため, 基準ベクトルを用いて角度誤差判別を行うことができない。

3.4 角度推定誤差の振幅演算

(3.12) 式の電流推定誤差から角度推定誤差の振幅を求める方法を明らかにする。

はじめに、角度推定誤差演算で用いる 2 個の円について説明する。電流推定誤差の式 (3.12) の左辺一行目の $i_{e\gamma}$ に $\omega_c L_d$ を、式 (3.12) の左辺二行目の $i_{e\delta}$ に $\omega_c L_q$ を積算し、定常状態を仮定して、 $s = 0$ を代入すると、式 (3.25) を得る。式 (3.25) の左辺は、制御装置での電流検出および電流推定演算から算出することができる。角度推定誤差 $\Delta\theta$ を求めるために、(3.25) 式を $\Delta\theta$ について解きたいが、右辺は $\Delta\theta$ と $2\Delta\theta$ を同時に含んでいる。

$$\begin{aligned} & \begin{bmatrix} L_d \omega_c i_{e\gamma} \\ L_q \omega_c i_{e\delta} \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \omega_1 (L_q - L_d) \begin{bmatrix} -i_\gamma & -i_\delta \\ i_\delta & -i_\gamma \end{bmatrix} \\ & \times \begin{bmatrix} \sin 2\Delta\theta \\ 1 - \cos 2\Delta\theta \end{bmatrix} + \omega_1 \Phi_m \begin{bmatrix} \sin \Delta\theta \\ 1 - \cos \Delta\theta \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.25)$$

そこで、 $2\Delta\theta$ を消去するために、(3.25) 式の右辺を、 $2\Delta\theta$ のみをパラメータとして $0 \sim 360$ 度まで変化させると、 $\gamma\delta$ 平面上で円の軌跡を描く。この円を円 C_0 とする。図 3.6 に $\gamma\delta$ 平面上に描画した円 C_0 を示す。円 C_0 の中心座標を $\mathbf{c}_{0\gamma\delta} = [c_{0\gamma} \ c_{0\delta}]^T$ とし、 $\mathbf{c}_{0\gamma\delta}$ を求めると、 $\Delta\theta$ のみを未知変数として含む (3.26) 式が得られる。

$$\begin{bmatrix} c_{0\gamma} \\ c_{0\delta} \end{bmatrix} = -\frac{1}{2} \omega_1 (L_q - L_d) \begin{bmatrix} i_\delta \\ i_\gamma \end{bmatrix} + \omega_1 \Phi_m \begin{bmatrix} \sin \Delta\theta \\ 1 - \cos \Delta\theta \end{bmatrix} \quad (3.26)$$

したがって、モータパラメータ、一次周波数、電流、電流推定誤差等の制御装置で把握可能な値を用いて、円 C_0 の中心座標を求めることができれば、角度推定誤差 $\Delta\theta$ を演算することが可能であることがわかる。

円 C_0 の半径を求めると、電機子電流の大きさを $|i_a|$ とすると、 $1/2(\omega_1(L_q - L_d)|i_a|)$ である。また、(3.25) 式の左辺 $[L_d \omega_c i_{e\gamma} \ L_q \omega_c i_{e\delta}]^T$ は、円 C_0 上のある一点である。そこで、 $[L_d \omega_c i_{e\gamma} \ L_q \omega_c i_{e\delta}]^T$ を中心に半径 $1/2(\omega_1(L_q - L_d)|i_a|)$ の円を描くと、この円は必ず $\mathbf{c}_{0\gamma\delta}$ を通る。この円を円 C_1 とする。一方、(3.26) 式で $\Delta\theta$ をパラメータとして描いた円を円 C_2 とすると、円 C_2 も必ず $\mathbf{c}_{0\gamma\delta}$ を通る。円 C_2 の中心は、 $-1/2 \omega_1 (L_q - L_d) [i_\delta \ i_\gamma]^T + [0 \ \omega_1 \Phi_m]^T$ 、半径は $\omega_1 \Phi_m$ である。円 C_1 、円 C_2 を $\gamma\delta$ 平面上に描画した図を図 3.6 に示す。円 C_1 、円 C_2 の交点のうち一つが $\mathbf{c}_{0\gamma\delta}$ となることがわかる。

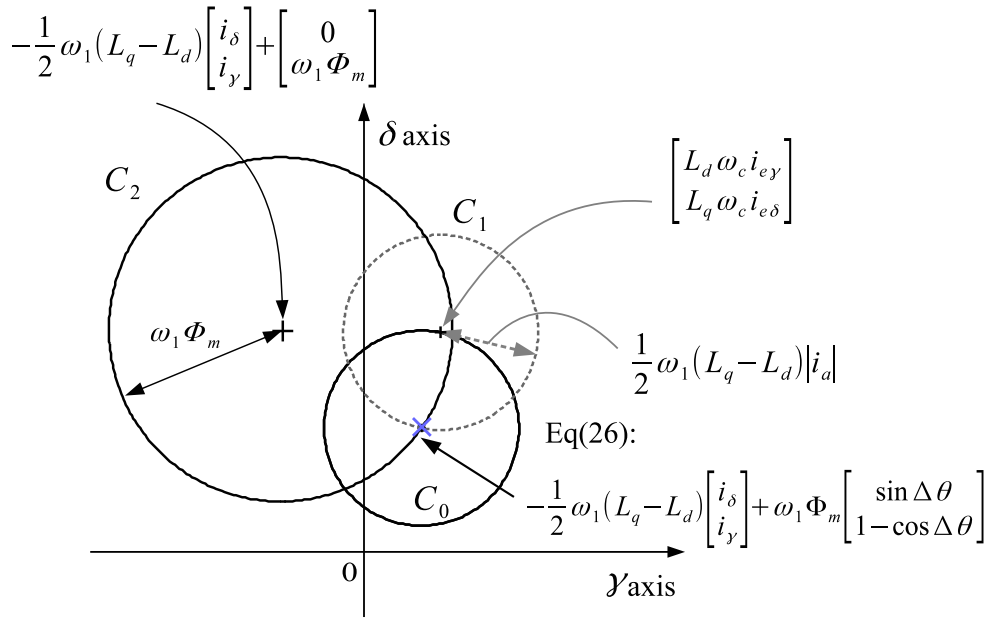


図 3.6: (3.25) 式と (3.26) 式で $\Delta\theta$ を 0 度 から 360 度 まで変化させた場合に描いた円の軌跡

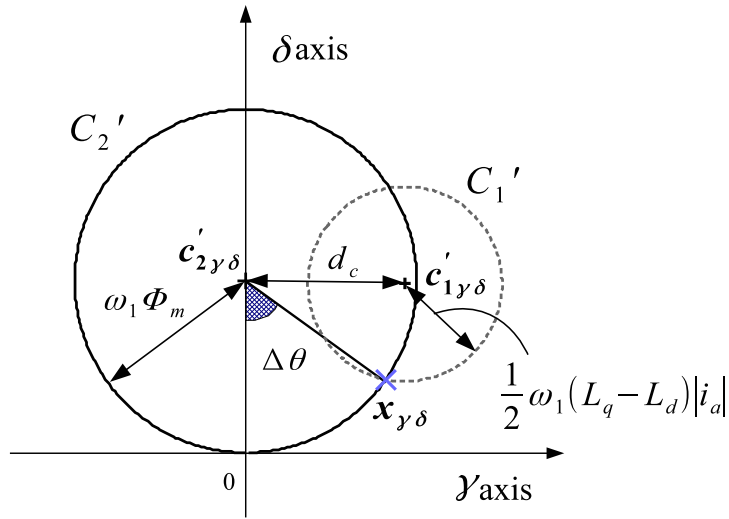


図 3.7: 実際の制御装置で角度誤差を演算する場合に用いる円の軌跡

次に、制御装置内部では演算を簡単化するために、円の交点の演算結果が式 (3.26) の右辺第二項 $\omega_1 \Phi_m [\sin \Delta\theta \quad 1 - \cos \Delta\theta]^T$ に一致するように、2 個の円を $1/2 \omega_1 (L_q - L_d) [i_\delta \quad i_\gamma]^T$ 平行移動する。円 C_1 を平行移動した円を円 C_1' 、円 C_2 を平行移動した円を円 C_2' とする。図 3.7 に、円 C_1' 、円 C_2' を $\gamma\delta$ 平面上に描いたものを示す。円 C_1' の中心座標 $\mathbf{c}'_{1\gamma\delta} = [c'_{1\gamma} \quad c'_{1\delta}]^T$ を (3.27) 式に示す。(3.25) 式の左辺の座標に、平行移動を行った成分 $1/2 \omega_1 (L_q - L_d) [i_\delta \quad i_\gamma]^T$

が加算されている。また、円 C_1' の半径 r'_{c1} を (3.28) 式に示す。

$$\begin{bmatrix} c'_{1\gamma} \\ c'_{1\delta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d \omega_c i_{e\gamma} \\ L_q \omega_c i_{e\delta} \end{bmatrix} + \frac{1}{2} \omega_1 (L_q - L_d) \begin{bmatrix} i_\delta \\ i_\gamma \end{bmatrix} \quad (3.27)$$

$$r'_{c1} = \frac{1}{2} \omega_1 (L_q - L_d) |i_a| \quad (3.28)$$

次に、円 C_2' の中心座標 $\mathbf{c}'_{2\gamma\delta} = [c'_{2\gamma} \ c'_{2\delta}]^T$ を式 (3.29)、半径 r'_{c2} を式 (3.30) に示す。

$$\begin{bmatrix} c'_{2\gamma} \\ c'_{2\delta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_1 \Phi_m \end{bmatrix} \quad (3.29)$$

$$r'_{c2} = \omega_1 \Phi_m \quad (3.30)$$

$\mathbf{c}'_{1\gamma\delta}$, $\mathbf{c}'_{2\gamma\delta}$ 間の距離を d_c とし、円の交点の座標を $\mathbf{x}_{\gamma\delta} = [x_\gamma \ x_\delta]^T$ とすると、式 (3.31) の演算により、 $\Delta\theta$ が 90 度以下となる円の交点の座標を求めることができる。

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} x_\gamma \\ x_\delta \end{bmatrix} &= \frac{1}{2d_c^2} \begin{bmatrix} c'_{1\gamma} - c'_{2\gamma} & c'_{2\delta} - c'_{1\delta} \\ -(c'_{2\delta} - c'_{1\delta}) & c'_{1\gamma} - c'_{2\gamma} \end{bmatrix} \\ &\times \begin{bmatrix} -(d_c^2 + r_{c1}'^2 - r_{c2}'^2) \\ -\text{sgn}(i_\delta) \sqrt{4d_c^2 r_{c1}'^2 - (d_c^2 + r_{c1}'^2 - r_{c2}'^2)^2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} c'_{1\gamma} \\ c'_{1\delta} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.31)$$

同時に、交点の座標 $[x_\gamma \ x_\delta]^T$ は式 (3.32) を満たす。

$$\begin{bmatrix} x_\gamma \\ x_\delta \end{bmatrix} = \omega_1 \Phi_m \begin{bmatrix} \sin \Delta\theta \\ 1 - \cos \Delta\theta \end{bmatrix} \quad (3.32)$$

$$|\Delta\theta| = \left| \arcsin \left(\frac{x_\gamma}{\omega_1 \Phi_m} \right) \right| \quad (3.33)$$

したがって、式 (3.32) 中の x_γ を $\Delta\theta$ について解いた式 (3.33) から角度推定誤差の振幅が得られる。(3.33) 式では、直接角度推定誤差を求めているが、回転速度とインバータ駆動周波数が一致しているという条件を用いている。角度推定誤差の符号演算は、後述するとおり、速度推定誤差が発生している場合を考慮し、より正確に符号演算することが可能であるため、(3.33) 式による角度推定誤差は振幅として用いている。

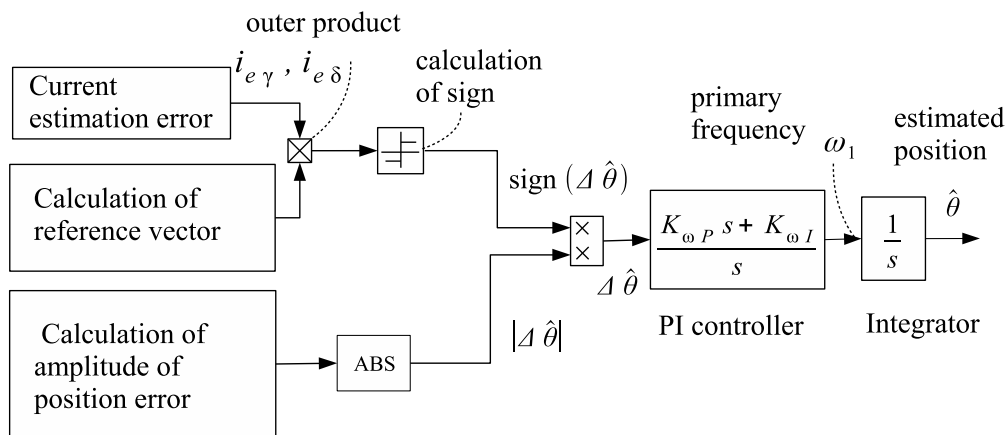


図 3.8: 速度推定器のブロック図

3.5 角度・速度推定器の構成

3.5.1 通常の運転時の角度推定器

本節では、角度・速度推定器の構成について述べる。特に次節では極低速の場合（インバータ駆動周波数 12.56 rad/s 以下の時）について述べる。図 3.8 にこの制御系の角度・速度推定器の構成を示す。(3.16) 式に示す演算により、角度推定誤差の符号を求め、(3.33) 式で角度推定誤差の振幅を計算し、振幅に符号を積算することで角度推定誤差の推定値 $\Delta\hat{\theta}$ を得ている。そして、 $\Delta\hat{\theta}$ を PI 調節器に入力し、その出力をインバータ駆動周波数 ω_1 として制御演算内部で用いている。制御器内部では、インバータ駆動周波数を推定回転速度と見なしている。さらに、インバータ駆動周波数 ω_1 を積分した値を推定角度 $\hat{\theta}$ として用いている。

図 3.9 は、回転速度 95.5 r/min から 207 r/min まで 0.1 s で加減速運転したときのシミュレーション結果である。シミュレーションでは、IPMSM を急加減速させ、推定角度誤差が大きく発生するようにしている。この時の負荷は定格負荷としている。図 3.9 の下段の図では実際の角度推定誤差と、(3.38) 式により求めた推定角度誤差の値を重ね書きしている。図 3.9 より、推定した角度誤差は、約 80 度付近まで実際の角度推定誤差に追従していることが確認できる。

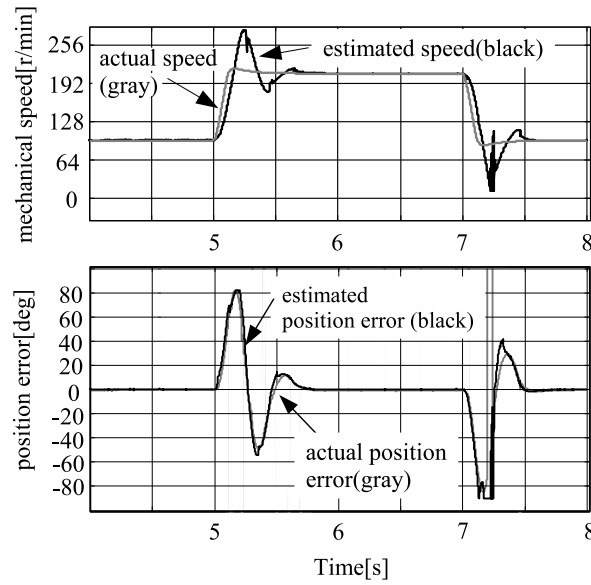


図 3.9: 急加減速シミュレーション結果

3.5.2 極低速の場合に関する考察と角度推定器の構成

文献 [58] では、磁束オブザーバに速度推定値が含まれると実際の速度と推定速度が一致しないことにより、速度推定器の応答が悪化することを指摘している。本節では、電流推定誤差に含まれる速度推定誤差について検討を行った。(3.1) 式に含まれる回転速度 ω_r とインバータ駆動周波数 ω_1 が等しくないとし、(3.4) 式と (3.1) 式から電流推定誤差ベクトルを再度導出した。真の回転速度から推定速度 (インバータ駆動周波数) を差し引いた値を速度推定誤差を $\Delta\omega$ とし、整理した式を (3.34) 式に示す。

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} i_{e\gamma} \\ i_{e\delta} \end{bmatrix} &= \frac{\omega_1}{2\omega_c} (L_q - L_d) \begin{bmatrix} \frac{i_\gamma}{L_d} & \frac{i_\delta}{L_d} \\ \frac{i_\delta}{L_q} & -\frac{i_\gamma}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sin 2\Delta\theta \\ 1 - \cos 2\Delta\theta \end{bmatrix} \\
 &+ \frac{\omega_1}{\omega_c} \Phi_m \begin{bmatrix} \frac{\sin \Delta\theta}{L_d} \\ \frac{1 - \cos \Delta\theta}{L_q} \end{bmatrix} + \frac{\Delta\omega}{\omega_c} (L_q - L_d) \begin{bmatrix} \frac{i_\gamma}{L_d} & \frac{i_\delta}{L_d} \\ \frac{i_\delta}{L_q} & \frac{i_\gamma}{L_q} \end{bmatrix} \\
 &\times \begin{bmatrix} \sin 2\Delta\theta \\ \cos 2\Delta\theta \end{bmatrix} + \frac{\Delta\omega}{\omega_c} \Phi_m \begin{bmatrix} \frac{\sin \Delta\theta}{L_d} \\ \frac{\cos \Delta\theta}{L_q} \end{bmatrix} \quad (3.34)
 \end{aligned}$$

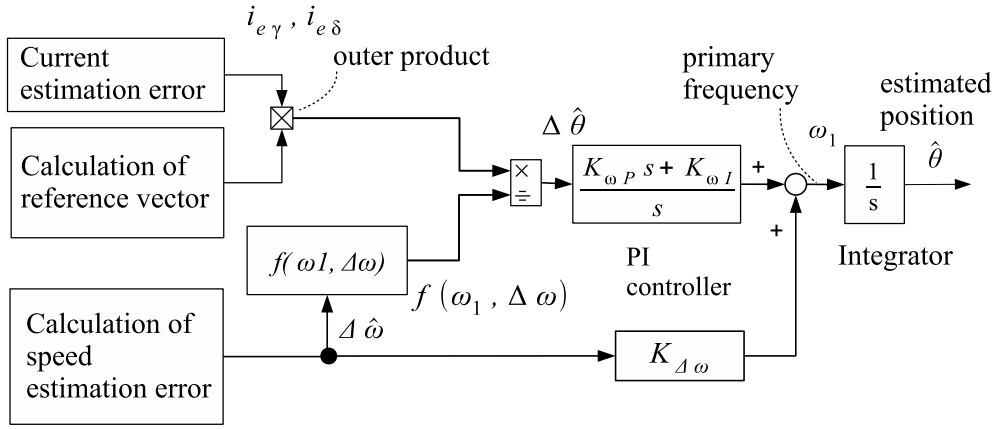


図 3.10: 極低速領域で用いる速度推定器のブロック図

次に、基準ベクトルと式 (3.34) の外積を計算し、結果を整理すると式 (3.35) が導かれる。ただし、整理のために $\sin 2\Delta\theta \cong 2\Delta\theta$, $\sin \Delta\theta \cong \Delta\theta$, $\cos 2\Delta\theta \cong 1$, $\cos \Delta\theta \cong 1$ という近似を用いており、 $f(\omega_1, \Delta\omega)$ は外積の角度推定誤差 $\Delta\theta$ に対するゲインを表す関数とする。

$$\begin{aligned}
 i_{e\gamma} \quad i_{r\delta} - i_{e\delta} i_{r\gamma} &= f(\omega_1, \Delta\omega) \Delta\theta \\
 &= \frac{\omega_1}{\omega_c L_d L_q} \left[(\omega_1 + 2\Delta\omega) \{ (L_q - L_d)^2 (i_\gamma^2 + i_\delta^2) \right. \\
 &\quad - (L_q - L_d) \Phi_m i_\gamma \} \\
 &\quad \left. + (\omega_1 + \Delta\omega) \Phi_m (\Phi_m - (L_q - L_d) i_\gamma) \right] \Delta\theta
 \end{aligned} \tag{3.35}$$

外積の平衡点近傍で表したゲインには、速度推定誤差 $\Delta\omega$ が含まれていることがわかる。 ω_1 がゼロに近い場合には、 $\Delta\omega$ の外積の符号に対する影響が大きくなると考えられる。したがって、 $\omega_1 = 0$ の近傍ではゲインの符号が正しく判別できないと、速度推定系が正帰還になってしまう恐れがある。一方、 $\omega_1 = 0$ の場合でも $\Delta\omega$ を観測した値から得ることができて、 $\Delta\omega = 0$ でない限り、角度推定誤差に対する外積のゲインは0にならないため、角度推定を続行できる可能性が増えると考えられる。そこで、観測値から $\Delta\omega$ を算出する

ことにする。式 (3.36) を $\Delta\theta \cong 0$ の近傍で線形化すると次のようになる。

$$\begin{bmatrix} i_{e\gamma} \\ i_{e\delta} \end{bmatrix} = \frac{1}{\omega_c} \begin{bmatrix} \frac{(L_q - L_d)i_\gamma + \Phi_m}{L_d} & \frac{(L_q - L_d)i_\delta}{L_d} \\ \frac{(L_q - L_d)i_\delta}{L_q} & \frac{(L_q - L_d)i_\gamma + \Phi_m}{L_q} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \omega_1 \Delta\theta \\ \Delta\omega \end{bmatrix} \quad (3.36)$$

式 (3.36) を $\Delta\omega$ について解くと速度推定誤差の推定値が得られる。これを $\Delta\hat{\omega}$ とする。

$$\Delta\hat{\omega} = -\omega_c \frac{(L_q - L_d)L_d i_\delta i_{e\gamma} + \{(L_q - L_d)i_\gamma - \Phi_m\}L_q i_{e\delta}}{\{-(L_q - L_d)i_\gamma + \Phi_m\}^2 + (L_q - L_d)^2 i_\delta^2} \quad (3.37)$$

式 (3.37) から $\Delta\hat{\omega}$ を算出し、式 (3.35) に代入することで、ゼロ周波数周辺でも外積値に対する $\Delta\theta$ のゲインを求めることができる。そして、外積の値をゲインの関数 $f(\omega_1, \Delta\omega)$ で除算することで、角度推定誤差の推定値が得られる。

$$\Delta\hat{\theta} = \frac{i_{e\gamma} i_{r\delta} - i_{e\delta} i_{r\gamma}}{f(\omega_1, \Delta\omega)} \quad (3.38)$$

図 3.10 に、極低速運転を行う場合の角度推定器のブロック図を示す。(3.38) 式により $\Delta\hat{\theta}$ を計算し、極低速の場合も低速の場合と同じ PI 調節器を用いている。図 3.10 では、速度推定値をフィードフォワード的に補償するため、(3.37) 式で演算した速度推定誤差の推定値を、比例ゲイン $K_{\Delta\omega}$ と積算した後、速度推定値に加算している。

3.5.3 極低速の場合のシミュレーション結果

本節では、(3.35) 式～(3.38) 式で導出された角度推定誤差演算を用いてシミュレーションを行い、ゼロ周波数付近で角度同定が続けられるかを確認する。条件は、図 3.10 の推定器構成で、PI 調節器の設定を積分ゲイン $K_{\omega I} = 200$ 、比例ゲイン $K_{\omega P} = 15$ とし、定格電流の 80% で運転する。はじめに、比較のため、式 (3.37) の $\Delta\hat{\omega}$ の演算を行わずに 0 とした場合のシミュレーションを行った。この時の角度、速度、速度推定誤差の推定値・実際値の波形を図 3.11 に示す。次に、式 (3.37) の $\Delta\hat{\omega}$ の演算を有効にした場合の結果を図 3.12 に

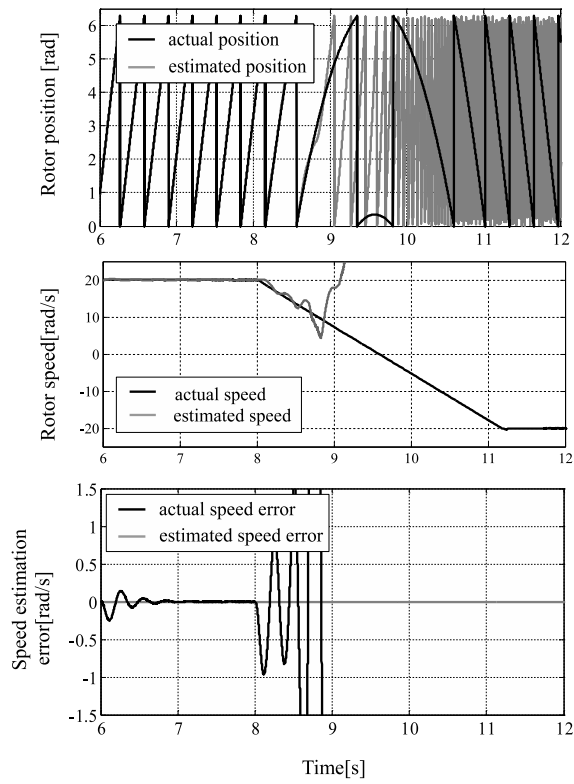


図 3.11: $\Delta\hat{\omega}$ を速度推定に含めない場合のシミュレーション結果

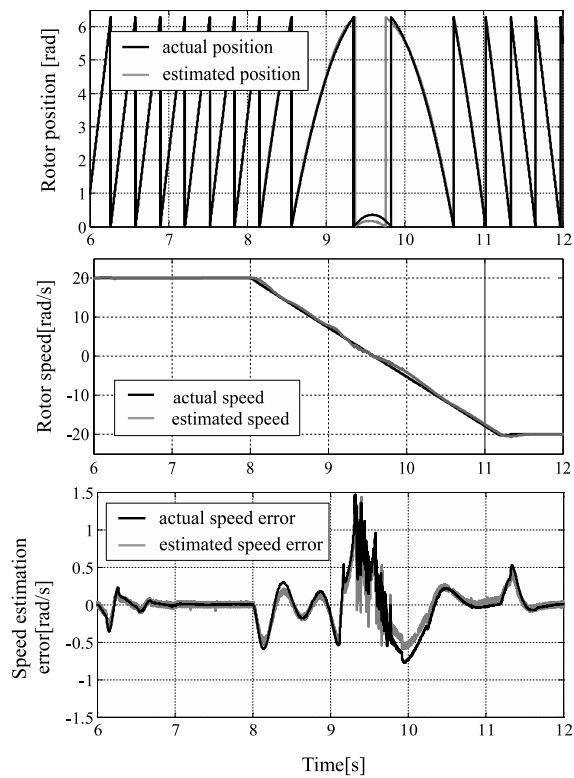


図 3.12: $\Delta\hat{\omega}$ を用いた場合のシミュレーション結果

示す。図 3.11, 図 3.12 中で回転速度 (電気角) は $t=8$ s まで $\omega_r = 20$ rad/s (63.6 r/min) を保ち, 以降 12.56 rad/s² の割合で減速する。 $\Delta\hat{\omega}$ の演算を行わない場合には, インバータ駆動周波数がゼロ周波数に接近するにつれて角度・速度推定が不安定になっている。一方, $\Delta\hat{\omega}$ の演算を有効にした場合には, 図 3.12 より, 安定にゼロ周波数を通過することが可能であることと, 速度推定誤差の推定値と実際値がほぼ一致していることが確認できた。

3.6 実験結果

次に, 本提案方式が安定に動作することを確認するために実機評価を行った。図 3.13 に実験装置の構成図を示す。本提案方式の制御系は浮動小数点演算可能な DSP 上のソフトウェアとして動作する。演算周期は 204.8 μ s である。また, 1.5kW 評価機は, 本章の最後に示す表.3.1 に示した定数のものを用い, 駆動には IGBT を用いた PWM インバータを用いており, キャリア周波数は 5kHz である。また, 低速での電圧出力誤差の影響を避けるため, 端子電圧を 12bitA/D を介して検出している。負荷機側ではベクトル制御インバータで誘導機 (2.2kW, 速度センサ付き) を速度制御駆動させている。また, 電流指令値は, 最大トルク/電流制御に基づいて作成しており, q 軸からの電流位相角は 22.4 deg としている。評価機は, 表.3.1 で示したパラメータの IPMSM を用いているが, これらのパラメータは無負荷時の値である。実際には, 磁気飽和特性を持つため, インダクタンスの値をあらかじめ測定し, q 軸電流の値に応じて補正している。トルク指令値 150% の時には, 無負荷時に比べ q 軸インダクタンスが約 30% 減少している。また, 回転速度が 5 rad/s 以上の場合には, 文献 [11] で提案し, 推定方法を簡略化した電機子巻線抵抗推定を行っている。(3.39) 式に本検討で用いた抵抗推定の式を示す。(3.39) 式において K_{Rp}, K_{Ri} は抵抗推定器の比例積分ゲインである。

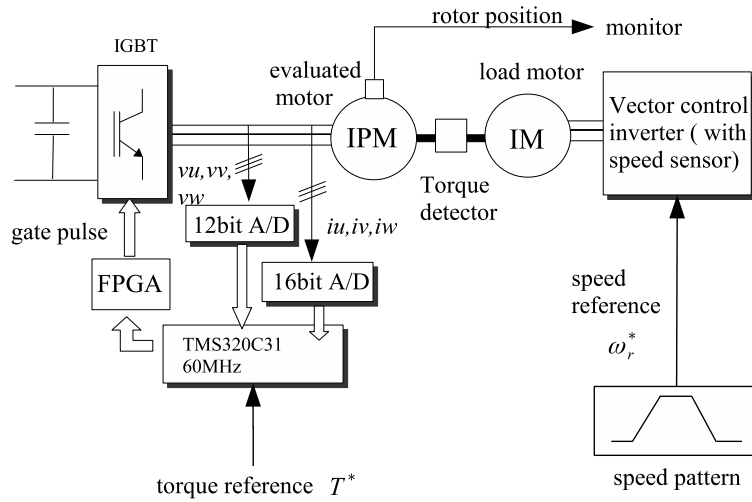


図 3.13: 実験装置の構成

$$\hat{R}_s = \left(K_{Rp} + \frac{K_{Ri}}{s} \right) \left(-\omega_1 \frac{L_q - L_d}{L_q} i_\delta \right) i_{e\gamma} + \omega_1 \frac{(L_d - L_q) i_\gamma + \Phi_m i_{e\delta}}{L_d} \quad (3.39)$$

実験では比例ゲイン 0.001, 積分ゲインを 0.01 と設定した。

次に, 図 3.10 に示す角度・速度推定器を用いて, 定格トルクの 150% 負荷および -150% 負荷でゼロ周波数通過を含む低速での加減速運転を行った結果を示す。ただし, 慣性が大き

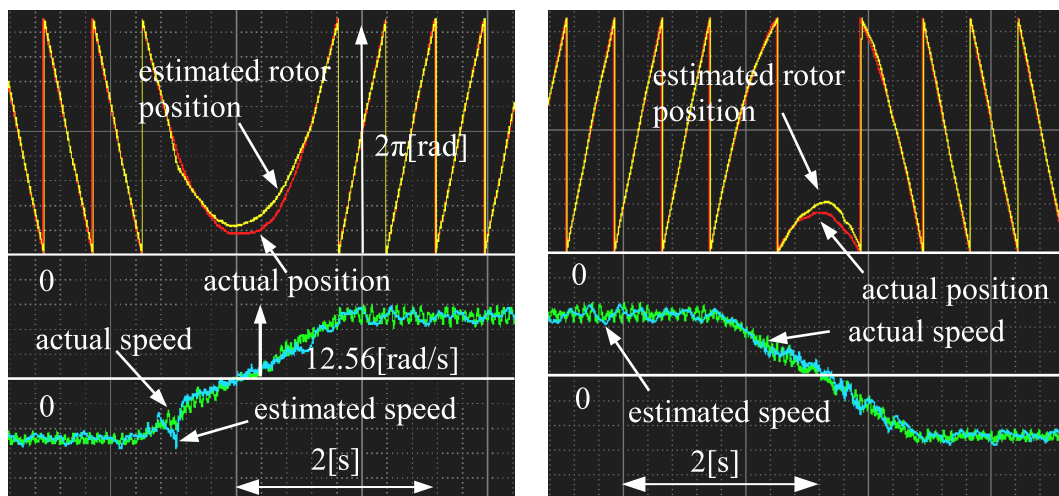


図 3.14: 150% 負荷での加減速運転 (インバータ駆動周波数: -12.56 ~ 12.56 rad/s)

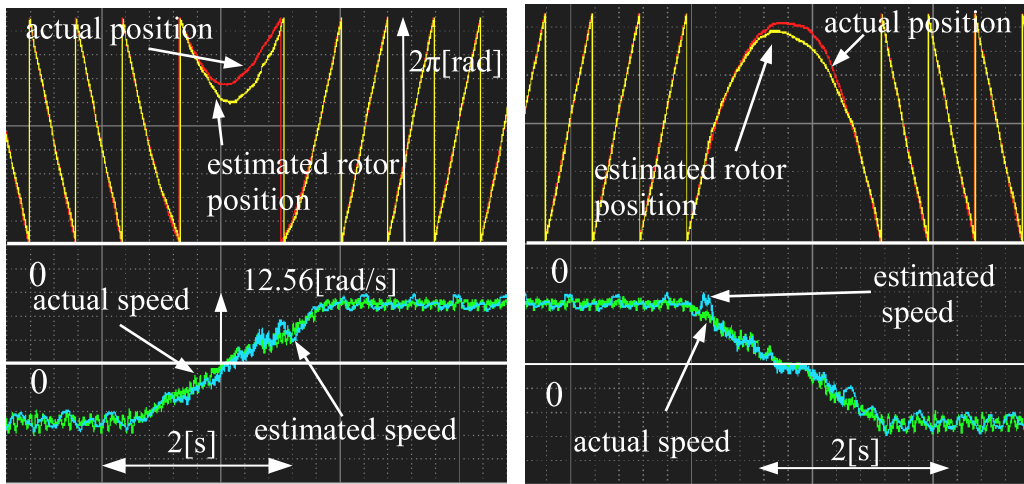


図 3.15: -150%負荷での加減速運転 (インバータ駆動周波数:-12.56 ~ 12.56 rad/s)

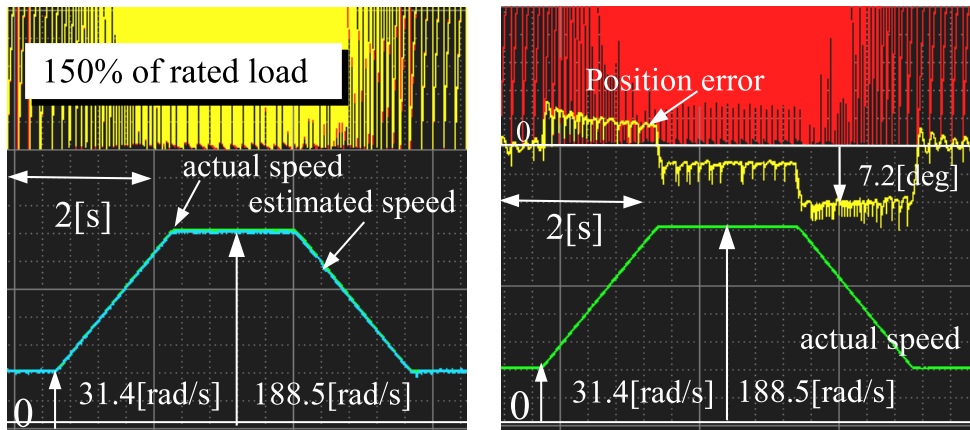


図 3.16: インバータ駆動周波数 31.4 ~ 188.5 rad/s の加減速運転

い負荷を想定し、負荷機側で速度制御を行い、ランプ状に変化する運転パターンを設定している。条件は、インバータ駆動周波数-12.56 rad/s ~ 12.56 rad/s (回転速度:-40 r/min ~ 40 r/min) で運転を行い、加減速レートを 12.56 rad/s^2 とした。速度推定器は、PI 調節器の設定を積分ゲイン $K_{\omega I} = 350$, 比例ゲイン $K_{\omega P} = 15$ としている。定格の 150% トルク指令値を与えた場合の実験波形を図 3.14, 定格の -150% トルク指令値を与えた場合の実験波形を図 3.15 に示す。ゼロ周波数周辺では、角度推定誤差が 20 deg 程度発生しているものの、安定に通過を行えることが確認できた。

さらに、極低速以外の領域で、図 3.8 に示す速度推定器を用いて加減速運転を行った結果を示す。加減速レートを 75.39 rad/s^2 として、インバータ駆動周波数 31.4 rad/s ~ 188.5

表 3.1: 評価機 IPMSM のモータ定数

容量	1.5 kW	定格速度	3600 r/min
電流	6.8 A	極対数	6
巻線抵抗 R_s	0.82 Ω	d 軸インダクタンス L_d	5.9 mH
q 軸インダクタンス L_q	14.8 mH	Φ_m	0.134 Wb

rad/s (回転速度:100 r/min ~600 r/min) まで運転した結果を図 3.16 に示す。実験時のトルク指令値は定格の 150%としている。図 3.16 の左側の波形には、速度推定値と実際の速度の波形を示す。図 3.16 の右側の波形には、加減速中の角度推定誤差の波形を示している。図 3.16 より、角度推定誤差が最大 7.2 deg 程度発生しているが、31.4 rad/s ~188.5 rad/s までの間で安定に加減速動作が行えていることが確認できた。なお、本章のシミュレーション、実験で使用した IPMSM のモータ定数を表 3.1 に示す。また、(3.9) 式に含まれるオブザーバの時定数を決めるゲインは $\omega_c=100$ rad/s を用いた。

3.7 まとめ

電流オブザーバに基づく位置センサレス制御方式において、角度推定誤差が -90° から 90° の場合に対応できる角度推定誤差の符号判別方法として、電流推定誤差と基準ベクトルの外積を利用する方法を提案した。また、角度推定誤差の線形化方法として、電流推定誤差ベクトルから、2円の交点を求める演算を利用して、直接角度誤差振幅を演算する方法を提案した。これら2つの方法を用いて角度・速度推定器の構成を検討した。急加減速を行うシミュレーションにおいて、角度推定誤差が最大 80° 程度の過渡的な拡大に追従できることを確認した。さらに、極低速運転に対応するために、速度推定誤差の影響を考慮した角度・速度推定器の構成を検討した。また、1.5kW IPMSMを用い、定格150%負荷にて、ゼロ周波数通過運転と600 r/min以下での加減速運転を行う実機検証を行った。

第4章 ビート現象の影響を考慮した IPMSMのセンサレスベクトル 制御

本章では、位置センサレス制御を、実用的なインバータシステムへ適用することを検討する。交流電気車を想定し、単相交流を整流した電圧を電源として用いる場合、コンデンサ電圧に脈動成分が重畳する。そのため、電圧指令値と、インバータ電圧との間に脈動成分の位相差による電圧誤差が生じる。特に、電源周波数の2倍とインバータ駆動周波数が近づいた場合に、ビートと呼ばれる現象が発生し、モータに過大な電流が流れる事があり、問題である。この現象を防ぐための方法として、文献 [59] から文献 [62] の方法が提案されている。鉄道車両用のインバータでは、キャリア周波数を変化させて運転することが多い。時々刻々とキャリア周波数が増減すると、フィルタ特性を持つ補償器の伝達関数も影響を受けてしまう問題がある。そこで、本章では、キャリア周波数の変化に対して、あまり影響を受けない電圧補償方法を提案する。また、第3章で提案した方法を含む位置センサレス制御系と本出力電圧補償器を組み合わせ、単相交流を電源にもつインバータシステムを用い実機検証を行い、提案方法の有効性を確認する。

4.1 ビート現象とその対策法

はじめに、ビート現象について説明する。

図 4.1 に示すインバータシステムにおいて、単相の交流電源から供給できる電力 P は、電源角周波数を ω_s 、電源の電圧を V_s 、電源の電流を I_s 、電流の位相角を 2ψ とすると、次の

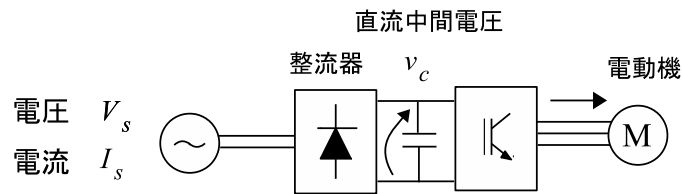


図 4.1: 単相交流を電源とするインバータシステム

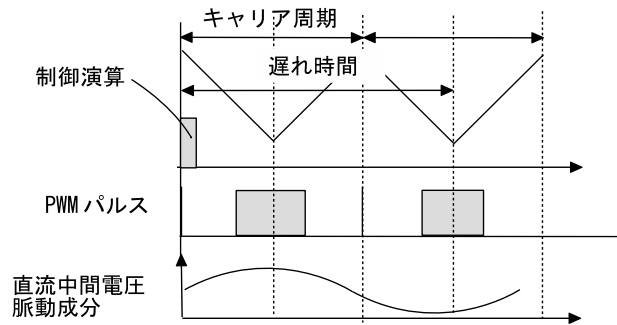


図 4.2: インバータ電圧誤差を説明する図

式 (4.1) で与えられる。

$$\begin{aligned}
 P &= V_s \sin(\omega_s t) I_s \sin(\omega_s t + 2\psi) \\
 &= \frac{1}{2} V_s I_s (\cos(2\psi) - \cos(2\omega_s t + 2\psi))
 \end{aligned}
 \tag{4.1}$$

(4.1) より、交流電源から供給される電力には、 $2\omega_s$ で変化する脈動成分が含まれる。一方、ベクトル制御を行うインバータを、ほぼ電流源とみなすことができるとすると、インバータの直流中間電圧に、 $2\omega_s$ の周波数成分が重畳することになる。直流中間電圧に $2\omega_s$ の成分がある場合に、そのまま PWM 変調を行うとインバータ出力電圧には、 $2\omega_s \pm \omega_1$ という周波数成分が重畳する。 $2\omega_s - \omega_1 = 0$ が成り立つ場合、インバータ出力電圧に直流成分が重畳し、モータに過大な電流が流れる場合がある。これをビート現象と呼んでいる。

図 4.2 は、上段から、キャリア周期と制御演算のタイミング、PWM パルス、直流中間電圧の脈動成分の模式図を示す。図 4.2 中の左端のタイミングで、制御演算を行った結果は、1.5 周期後に反映される。制御演算を行った時点の直流中間電圧とパルスが出力されている時点での直流中間電圧は、脈動の影響で位相が異なっている。したがって、1.5 周期先での直流中間電圧に合わせた電圧指令値を作成する必要があることが分かる。

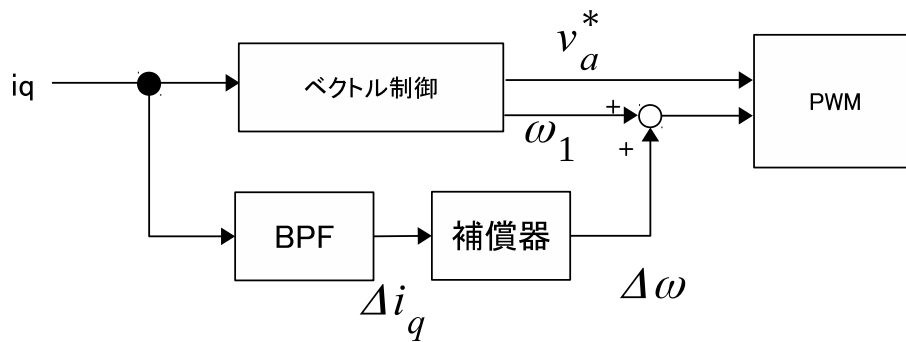


図 4.3: 文献 [59] のブロック図

4.1.1 ビート現象の対策法の先行技術

次に、本節では、これまでのビート現象の対策法について述べる。文献 [59] で提案されている方法では、主に、誘導機の 1 パルス領域で発生するビート現象の抑制方法を検討している。誘導機の 1 パルス領域では、電圧が飽和しているため、トルク電流を周波数によって制御している。q 軸電流に重畳しているリップルを BPF によって抽出し、この成分がゼロとなるよう、脈動周波数で選択的に動作する補償器によって、周波数を制御している。また、文献 [60] では、永久磁石同期機を駆動するインバータでのビート現象の抑制方法を検討しているが、電圧指令値を操作している。この方法でも、トルク電流を検出し、脈動成分が 0 となるように、脈動の回転座標系で P 制御を行い、結果を q 軸電圧指令値に加算している。これに対して文献 [61],[62] では、直流中間電圧による電圧誤差が発生しないようフィードフォワード的に電圧指令値の補償を行っている。文献 [61] は、永久磁石同期機を駆動する鉄道車両用インバータのビート抑制法について述べており、検出した直流中間電圧をバンドパスフィルタを用いて位相進み補償を行い、位相進み補償を行った電圧で PWM パルスを作成する。文献 [60],[61] でのインバータキャリア周波数は固定であると報告されている。文献 [62] では、同期 PWM 領域では、インバータ周波数に応じてキャリア周波数が可変であるため、インバータ周波数に応じてバンドパスフィルタの特性を変化させることが述べられている。また、電圧飽和領域では、三相電圧指令値の正負の面積が等しくなるよう周波数によって電圧指令値を変える制御方法について述べている。文献 [61],[62] の方法では、直流中間電圧の脈動成分の検出に用いるバンドパスフィルタの中心周波数を、直流中間電圧の脈動成分の周波数よりも、若干高く設定することでバンドパスフィルタを通過した成分に位相進み特性をもたせている。図 4.4 に、文献 [62] で用いられ

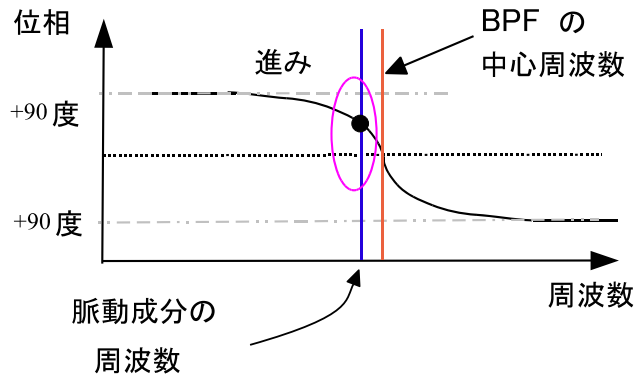


図 4.4: 文献 [62] で用いられているバンドパスフィルタの特性

ているバンドパスフィルタの特性を示す。電気車用のインバータでは、運転中にキャリア周波数が変化する。演算周期に対し、脈動の周波数が十分離れているわけではないので、正確に電圧補償を行うためには、バンドパスフィルタの中心周波数を決めるために、双一次変換などを用いて正確なゲインと位相特性を持つよう構成する必要がある。また、パルス切替の際には、演算周期が大きく変化すると、フィルタの特性が大きく変わること留意する必要がある。

4.2 電圧補償器の原理

次に、本節では、前節で述べた課題に対応するため、提案方式の原理について述べ、離散系で実現する電圧補償器の構成を説明する。はじめに、文献 [62] で位相進みのために用いていたバンドパスフィルタを状態方程式の形式で与えることを考える。状態変数を $\mathbf{x} = [x_1, x_2]^T$ 、状態方程式のパラメータ行列を \mathbf{A} 、入力行列を \mathbf{b} 、バンドパスフィルタの入力を u 、フィルタの中心周波数を ω_c 、ダンピング係数を ζ とすると、2次系のバンドパスフィルタは、(4.2) 式で与えられる。

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \mathbf{x} &= \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{b}u \\ &= \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\omega_c^2 \\ 1 & -2\zeta\omega_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} u \end{aligned} \quad (4.2)$$

(4.2) 式で、 x_2 が通常のフィルタの出力である。 x_2 を計算する過程で使用した x_1 の伝達関数は、

$$x_1 = \frac{-\omega_c^2}{s^2 + 2\zeta\omega_c s + \omega_c^2} \quad (4.3)$$

で与えられ、2次のローパスフィルタである。 x_1 を微分した値が x_2 に対応することから、 x_1, x_2 を線形結合させた出力によって、脈動の周波数で任意の位相を持つ成分を作ることができる。例えば、 x_1, x_2 に対して回転変換を行うと、任意の位相特性を持つ波形を得ることができることがわかる。

次に、(4.2)の状態方程式を離散化し、その時間関数を導出する。一般的に、(4.2)式の時関数は次のように与えられる。

$$x(t) = x(0)e^{At} + \int_0^t e^{A(t-\tau)} \mathbf{b}u(\tau)d\tau \quad (4.4)$$

ここで、 e^{At} は行列指数関数で、(4.5)式で与えられる。

$$e^{At} = \mathbf{I} + \mathbf{A}t + \frac{1}{2!}\mathbf{A}^2t^2 + \frac{1}{3!}\mathbf{A}^3t^3 \dots + \frac{1}{n!}\mathbf{A}^nt^n \quad (4.5)$$

制御装置の演算周期が T sの場合に、時刻 $t = (k+1)T$ の時の \mathbf{x} は、 $t = kT$ の時の解を用いて表すと次の(4.6)式のようになる。

$$\mathbf{x}((k+1)T) = e^{AT}\mathbf{x}(kT) + \int_{kT}^{(k+1)T} e^{A((k+1)T-\tau)} \mathbf{b}u(\tau)d\tau \quad (4.6)$$

離散化する場合に、 kT から $(k+1)T$ の間、入力 u が一定と考えるのは、入力部分が0次ホールドと仮定している場合である。しかし、実際には u は時間とともに変化する入力である。0次ホールドを用いて離散化すると、演算時間がフィルタの共振周波数の周期と近づいている場合は、式(4.6)の右辺第二項の誤差により出力誤差が大きくなってしまふ。そこで、入力の今回値と前回値の平均値で計算することとした。

$$\begin{aligned} \mathbf{x}((k+1)T) &= e^{AT}\mathbf{x}(kT) + \int_{kT}^{(k+1)T} e^{A((k+1)T-\tau)} \mathbf{b}\{u(kT) + u((k+1)T)\}/2 d\tau \\ &= e^{AT}\mathbf{x}(kT) + e^{A(k+1)T} \int_{kT}^{(k+1)T} e^{A(-\tau)} \mathbf{b}\{u(kT) + u((k+1)T)\}/2 d\tau \\ &= e^{AT}\mathbf{x}(kT) + e^{AkT}(-\mathbf{A}^{-1}) [e^{A(-(k+1)T)} - e^{A(-(kT))}] \mathbf{b}\{u(kT) + u((k+1)T)\}/2 \\ &= e^{AT}\mathbf{x}(kT) + \mathbf{A}^{-1}(e^{AT} - \mathbf{I})\mathbf{b}\{u(kT) + u((k+1)T)\}/2 \end{aligned} \quad (4.7)$$

4.3 デジタルバンドパスフィルタの精度

次に、Matlab/simlinkを用いて、120 Hzの正弦波をフィルタリングした場合に、連続系と離散系のフィルタでどのような誤差が現れるかを調べた。図4.5は共振周波数 $\omega_c = 120$

Hz, $\zeta = 0.1$ の連続系のボード線図である。この連続系のフィルタ出力と, (4.7) 式の差分方程式に基づいて実装したデジタルフィルタの出力を比較した。また, e^{AT} の計算は, 4次まで計算している。図 4.6 にサンプリング周期 $500 \mu\text{s}$ の場合のフィルタ出力, 図 4.7 にサンプリング周期 1 ms の場合のフィルタ出力の計算結果を示す。連続系との差は, $500 \mu\text{s}$ の場合は約 3%, 1 ms の場合は約 12.5%の誤差がでることが分かる。周期 1 ms の場合は, 120Hz の周期が 8.33 倍程度でしかなく, 誤差が増えてしまっているが, 直流中間電圧の変動は, 設計値で最大 $\pm 5\%$ であるので, 周期が 1 ms の場合でも制御器内部で扱われる直流中間電圧の誤差は, 直流中間電圧の 0.625%程度に止まると考えられる。

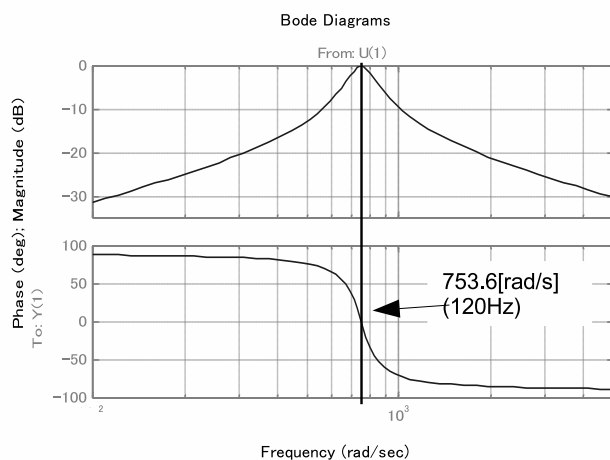


図 4.5: 連続系の BPF のボード線図

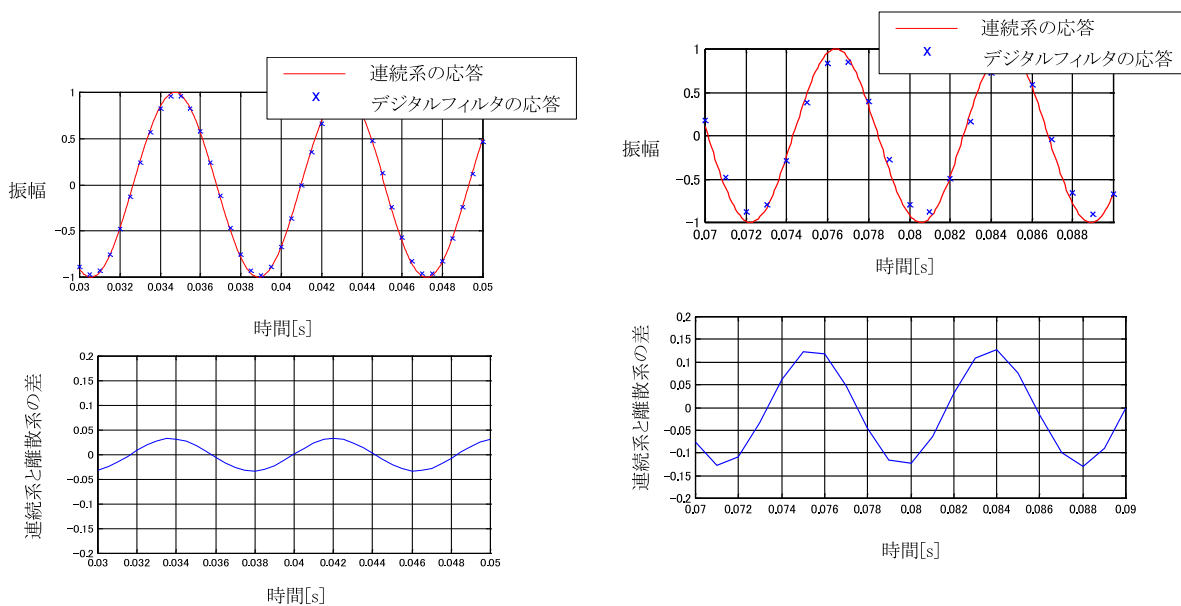


図 4.6: 周期 $500 \mu\text{s}$ のフィルタの出力

図 4.7: 周期 1 ms のフィルタの出力

4.4 パルス切替に関する検討

パルス切替時には、演算周期が大幅に変化する。したがって、直流中間電圧に対するバンドパスフィルタの出力が正確であるためには演算時間が変化したことを考慮する必要がある。さて、(4.6)式に基づいて、周期 T の演算が k 回続いたのち、周期が変化して T_2 となった時の最初のバンドパスフィルタの演算がどうなるかを確認した。まず、経過時間を $t = kT + T_2$ とおいて、(4.6)式に代入する。すると次の式が得られる。

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(kT + T_2) &= e^{\mathbf{A}(kT+T_2)} + \int_0^{kT+T_2} e^{\mathbf{A}(kT+T_2)-\tau} \mathbf{b}u(\tau) d\tau \\ &= e^{\mathbf{A}T_2} e^{\mathbf{A}kT} + e^{\mathbf{A}T_2} \int_0^{kT} e^{(\mathbf{A}(kT+T_2)-\tau)} \mathbf{b}u(\tau) d\tau \\ &\quad + \int_{kT}^{kT+T_2} e^{(\mathbf{A}(kT+T_2)-\tau)} \mathbf{b}u(\tau) d\tau \end{aligned} \quad (4.8)$$

ここで、

$$\mathbf{x}(kT) = e^{\mathbf{A}kT} + \int_0^{kT} e^{(\mathbf{A}(kT+T_2)-\tau)} \mathbf{b}u(\tau) d\tau \quad (4.9)$$

を代入すると、(4.8)式より、(4.10)式が得られる。

$$\mathbf{x}(kT + T_2) = e^{\mathbf{A}T_2} \mathbf{x}(kT) + \int_{kT}^{kT+T_2} e^{(\mathbf{A}(kT+T_2)-\tau)} \mathbf{b}u(\tau) d\tau \quad (4.10)$$

次に、式(4.10)の第二項について考える。期間 T_2 の間の u は一定値とすると、

$$\begin{aligned} \int_{kT}^{kT+T_2} e^{(\mathbf{A}(kT+T_2)-\tau)} \mathbf{b}u(\tau) d\tau &= e^{\mathbf{A}(kT+T_2)} \int_{kT}^{kT+T_2} e^{\mathbf{A}(-\tau)} \mathbf{b}u(\tau) d\tau \\ &\cong \mathbf{A}^{-1}(e^{\mathbf{A}T_2} - \mathbf{I}) \mathbf{b}u \end{aligned} \quad (4.11)$$

となるので、結局(4.8)は、

$$\mathbf{x}(kT + T_2) = e^{\mathbf{A}T_2} \mathbf{x}(kT) + \mathbf{A}^{-1}(e^{\mathbf{A}T_2} - \mathbf{I}) \mathbf{b}u \quad (4.12)$$

と表せる。すなわち、前回の割り込みから今回の割り込みまでの時間 T_2 から新たに $e^{\mathbf{A}T_2}$ を計算して、これからフィルタの今回値を計算すればよいことが分かった。

次に、実機を用いて $e^{\mathbf{A}T_2}$ を1サンプルで演算できるようにし、パルス切替の時のバンドパスフィルタの出力を確認した。実機のインバータの電源は、60 Hzの交流を3レベルコンバータで整流して生成している。前節までに導出した結果を用いて、制御装置に実装した図4.8にビートレス制御のブロック図を示す。図4.9(a)、図4.9(b)は、それぞれ異なる

パルス切り替えを行っている時の 120 Hz 成分のフィルタ出力の波形である。図 4.9(a) より、9 パルスから 6 パルスへの切替では演算周期は 500μ から $750 \mu s$ に変化している。図 4.9(b) より、6 パルスから 3 パルスへの切替では、切替時に $537 \mu s$ から $1 ms$ に変化している。図 4.9(a),(b) より、パルス切替後の脈動成分の変化は切替前の脈動の振幅の 10% 以下に留まっており、切替時に脈動の大幅な変化は見られないことが確認できた。

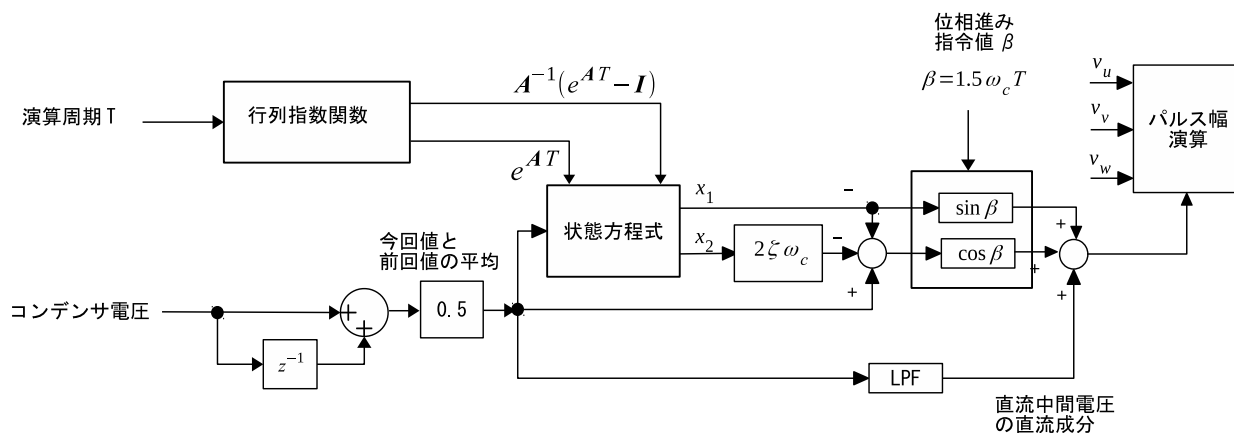
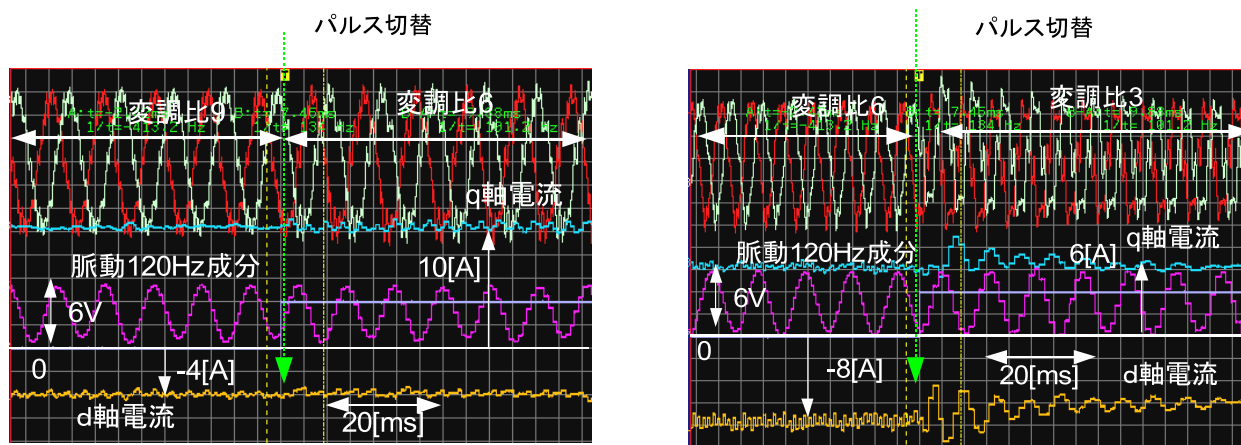


図 4.8: ビートレス制御のブロック図



(a) 変調比9から変調比6へのパルス切替

(b) 変調比6から変調比3へのパルス切替

図 4.9: パルス切替のときの直流中間電圧

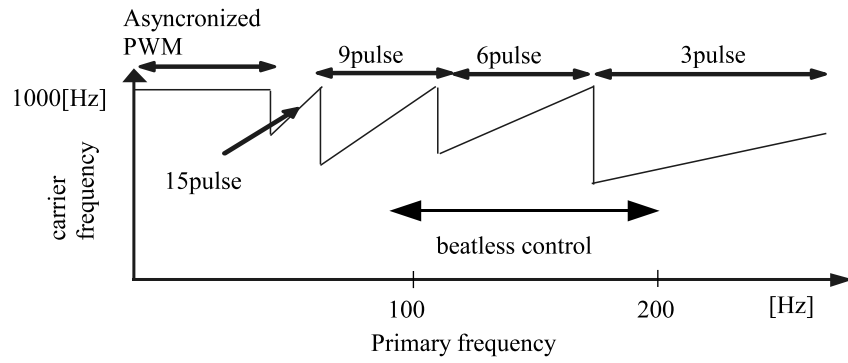


図 4.10: パルスモード

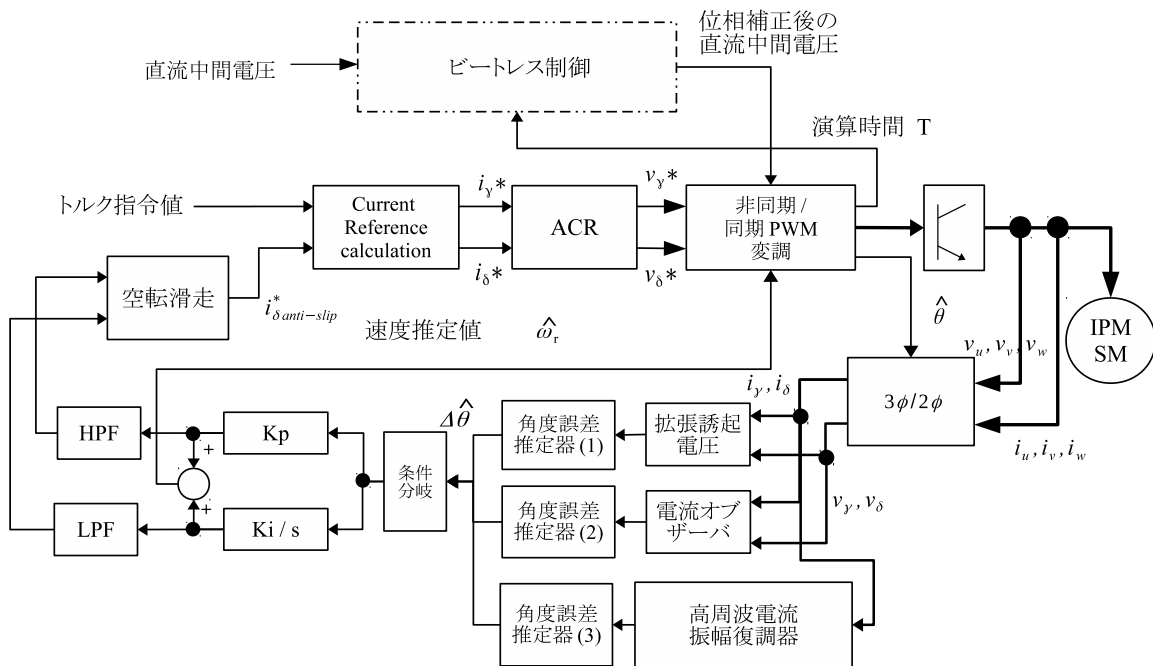


図 4.11: 制御系ブロック図

4.5 実験結果

次に、位置センサレス制御系を含むインバータシステムで動作確認を行った結果を示す。このインバータでは、非同期と同期PWMをパルス切り替えを行いながら両方用いている。低速から、非同期PWM,15パルス,9パルス,6パルス,3パルスを用いている。非同期PWMを行っている場合のキャリア周波数は1000Hzとしている。図4.10に、横軸にインバータ周波数、縦軸にキャリア周波数を取り、各周波数でのパルスモードとキャリア周波数の変化を示した。演算周期は、回転速度とパルスモードによって決まる。同期PWMでは、一定の電圧位相角で割り込みが発生する。そのため、PWM変調機能では毎回次の演算周期を計算しており、演算結果の時間 T を、ビートレス制御に供給している。ビート

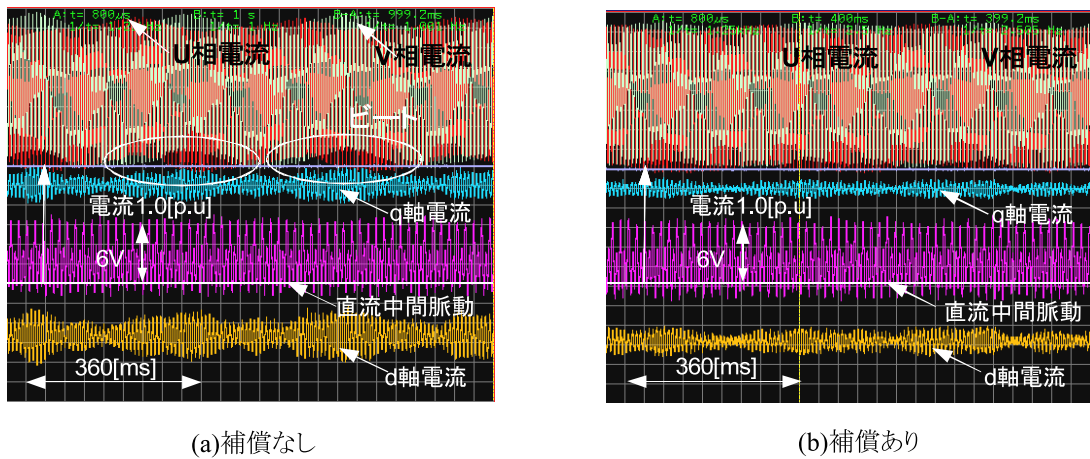


図 4.12: 6 パルス,123Hz 時の電流波形

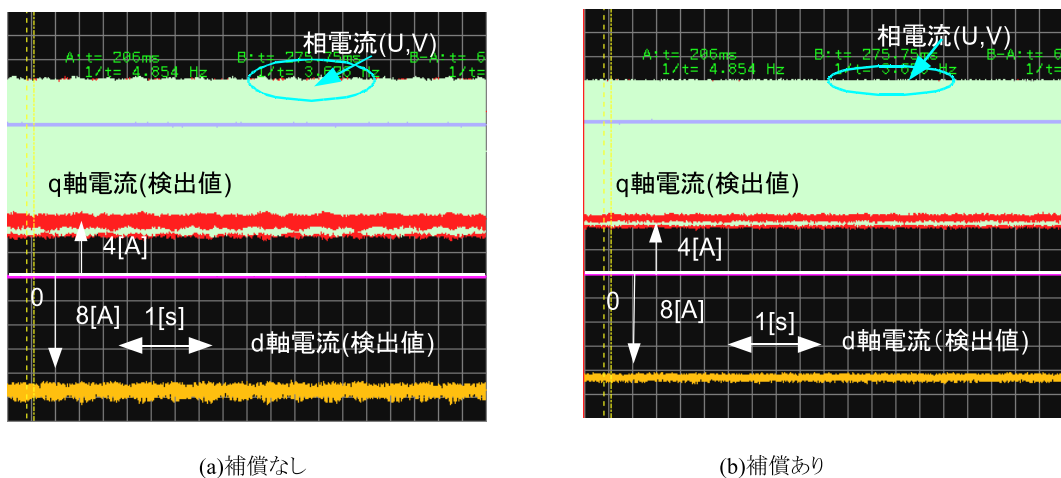


図 4.13: 3 パルス,180Hz 時の電流波形

レス制御は、図 4.8 のブロック図に示したものをを用いる。

電流指令値は、トルク指令値から、最大トルク／電流制御を用いて演算している。なお、空転滑走が発生した場合には、空転滑走のトルクパターンに応じて、トルク電流指令値を引き下げている。次に、図 4.11 に、位置センサレス制御を含む制御ブロック図を示す。

起動時の初期磁極推定を行う必要があるため、停止状態から約 3 Hz までは、高周波重畳によるセンサレス制御を行っている。20Hz までは、3 章で示された電流オブザーバによるセンサレス制御を行い、20Hz 以上では、拡張誘起電圧によるセンサレス制御を行っている。空転滑走制御機能では、加速度を検知するために、センサレス制御で推定された角度推定誤差 $\Delta\theta$ を入力している。実験に用いた IPMSM は、3 章で用いた表 3.1 のモータである。

次に、ビートレス補償効果の確認を行った波形を、図 4.12, 図 4.13 に示す。図 4.12 の

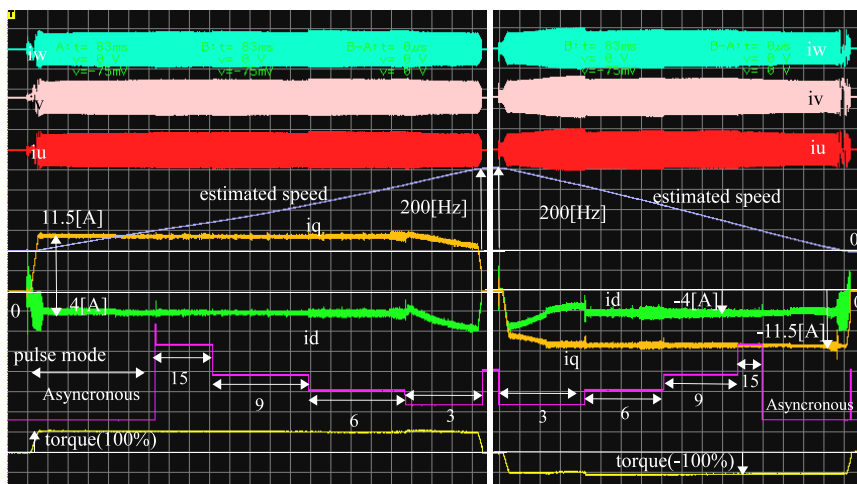


図 4.14: 加減速波形

運転は、6パルスで一次周波数 123Hz、電流指令値は定格 100%である。図 4.12(a) では、相電流に 3Hz の脈動分が重畳していることが分かる。一方、図 4.12(b) には、この脈動分が打ち消されていることが確認できる。また、dq 軸電流に重畳したリップルも半減していることが確認できる。図 4.13 は、3パルス、185Hz、電流指令値 75%においてビートレス制御補償ありの場合となしの場合を比較した波形である。図 4.13(a) に示すように、補償なしの場合には 10%電流程度の振幅で電流リップルが現れている。同図 (b) に示すように補償ありの場合にはリップルが半減していることが確認できる。最後に、停止した状態から起動し、200Hz まで力行トルク 100%で加速して、再起動し、回生運転した加減速運転結果を図 4.14 に示す。負荷機は、慣性負荷を模擬した速度指令値により、ベクトル制御インバータを用いて速度制御されている。図 4.14 より、非同期と同期 15パルスの切り替えや、同期パルスでの切り替え時、120 Hz 付近において電流振動が見られず安定に制御されていることが確認できた。再起動時には、インバータ端電圧を測定し、誘起電圧から速度と回転角度を推定し、速度に合わせたパルスモードでインバータ ON を行っている。200Hz から、回生動作を行っているが、0速度まで安定に動作を行うことができていたことが確認できた。

4.6 まとめ

本章では、はじめに、ビート現象の発生原理とビートレス制御の先行技術についてまとめた。ビート減少を抑制するために、先行技術では、バンドパスフィルタの特性を利用して補償を行うものがあった。鉄道車両用のインバータでは、キャリア周波数が時々刻々と変化するため、バンドパスフィルタの中心周波数の特性を常に変化させる必要があった。そこで、バンドパスフィルタの状態変数に着目し、位相特性が互いに90度異なる2つの状態変数を回転変換し、任意の進み位相を持つ成分を用いて、脈動電圧を補償する機能を提案した。また、新しい演算時間と古い演算時間に対応した離散化時の状態変数の式を導出し、パルス切り替えに対応している。電圧補償機能と、第3章の位置センサレス制御をインバータシステムに組み込み、電源周波数の2倍にあたる駆動周波数で、電流振動を抑制できることを確認し、慣性を模擬した負荷を備えた評価装置により、キャリア周波数が急変する同期PWMによるパルス切り替えを含む加減速運転で、停止状態からから200 Hzまでの安定に定格負荷状態で運転できることを確認した。

第5章 適応磁束オブザーバを用いた誘導電動機 の速度センサレスベクトル 制御の極低速での安定化方法

適応同定を用いた磁束オブザーバはさまざまな方法が提案されている [43],[63]-[68]。本章では、特にゼロ周波数周辺の速度推定の安定化を図るために、適応二次磁束オブザーバのフィードバックゲイン調整方法を提案する。文献 [16] で提案されたフィードバックゲイン調整方法では、速度推定誤差から電流推定誤差までの伝達関数を解析的に求め、特性方程式が回生時に不安定極を持っていたこれまでの同次元オブザーバの問題点を克服した。しかしながら、極低速・重負荷時には、不安定になる場合があった。本章では、ゲインの設定によってはゼロ周波数周辺で速度推定が不安定化することを示し、速度推定誤差から電流推定誤差までの伝達関数の導関数の判別式を用いて安定に調整する方法について提案する。さらに、実機を用いて、提案方法の有効性を検証する。

5.1 数学モデル

本節では、以降の解析で用いる誘導電動機と磁束オブザーバの式を示す。誘導電動機の状態方程式は、一次電流を $\mathbf{i}_{dqs} = [i_d \ i_q]^T$ 、二次磁束を $\Phi_{dqr} = [\Phi_{dr} \ \Phi_{qr}]^T$ 、状態変数を $\mathbf{x}_{dq} = [\mathbf{i}_{dqs} \ \Phi_{dqr}]^T$ 、一次インダクタンスを L_s 、二次インダクタンスを L_r 、励磁インダクタンスを M 、漏れ係数を $\sigma = 1 - M^2/(L_s L_r)$ 、入力行列を $\mathbf{B} = [1/\sigma L_s \ 1/\sigma L_s \ 0 \ 0]^T$ 、電圧を $\mathbf{v}_{dqs} = [v_d \ v_q]^T$ 、一次抵抗を R_s 、二次抵抗を R_r 、一次抵抗と、二次抵抗を一次側に換算した抵抗の合計値を $R_n = R_s + M^2/L_r^2 R_r$ とすると、(5.1) 式で与えられる。また、オブザーバの状態方程式は、フィードバックゲイン行列を \mathbf{G} 、出力行列を \mathbf{C} とすると、(5.2) 式で

ある。

$$\frac{d}{dt}\mathbf{x}_{dq} = \mathbf{A}\mathbf{x}_{dq} + \mathbf{B}\mathbf{v}_{dqs} \quad (5.1)$$

$$\frac{d}{dt}\hat{\mathbf{x}}_{dq} = \hat{\mathbf{A}}\hat{\mathbf{x}}_{dq} + \mathbf{G}\mathbf{C}(\mathbf{x}_{dq} - \hat{\mathbf{x}}_{dq}) + \mathbf{B}\mathbf{v}_{dqs} \quad (5.2)$$

(5.1) 式, (5.2) 式に含まれる \mathbf{A} , \mathbf{C} の定義を, (5.3) 式に示す。

$$\begin{aligned} \mathbf{A} &= \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{11} & \mathbf{A}_{21} \\ \mathbf{A}_{12} & \mathbf{A}_{22} \end{bmatrix} \\ \mathbf{A}_{11} &= R_n/(\sigma L_s)\mathbf{I} - \omega_1\mathbf{J} \\ \mathbf{A}_{21} &= \frac{M}{\sigma L_s L_r} \left\{ \frac{R_r}{L_r}\mathbf{I} - \omega_{re}\mathbf{J} \right\} \\ \mathbf{A}_{12} &= M\frac{R_r}{L_r}\mathbf{I} \\ \mathbf{A}_{22} &= -\frac{R_r}{L_r}\mathbf{I} - \omega_{se}\mathbf{J} \\ \mathbf{I} &= \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \\ \mathbf{C} &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (5.3)$$

以降で, “” つきの変数は, 制御による推定値であることを示す。 $\hat{\mathbf{A}}$ には, \mathbf{A} 中の回転速度 ω_{re} に推定速度 $\hat{\omega}_{re}$ を, すべり周波数 ω_{se} に推定すべり周波数 $\hat{\omega}_{se}$ を与えており, その他の電動機パラメータは一致している。

ラプラス演算子を s , 推定すべり周波数を $\hat{\omega}_{se}$, オブザーバによる電流推定のカットオフ周波数を ω_c , 調整ゲインを q , とするとフィードバックゲイン行列 \mathbf{G} は, 文献 [16] で提案されたように, (5.4) の式で与えられる。(5.4) 式において, \mathbf{G} の 1 行 1 列目, 2 行 1 列目, 2 行 2 列目の要素をそれぞれ g_{11}, g_{21}, g_{22} とする。

$$\begin{aligned} \mathbf{G} &= \begin{bmatrix} g_{11} & g_{21} & MR_r/L_r & 0 \\ \omega_1 & g_{22} & 0 & MR_r/L_r \end{bmatrix}^T \\ \text{ここで, } g_{11} &= g_{22} = \omega_c \\ g_{21} &= -\omega_1 - \left[\frac{\{s + R_s/\sigma L_s + M^2 R_r/(\sigma L_s L_r^2) + g_{11}\}}{s + \hat{R}_r/L_r} \right. \\ &\quad \left. \times \{\hat{\omega}_{se} - q \operatorname{sgn}(\omega_1)|\hat{\omega}_{se} + 1|\} \right] \end{aligned} \quad (5.4)$$

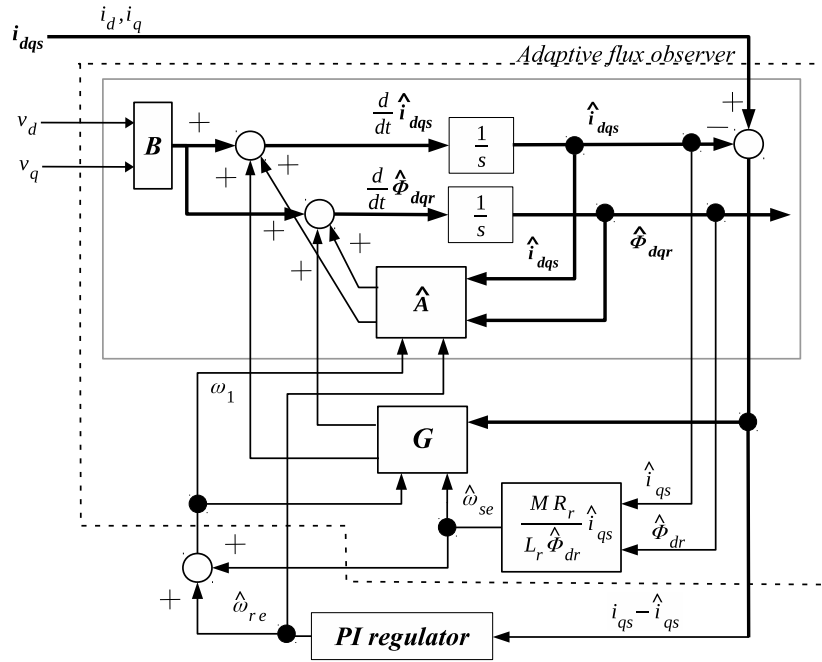


図 5.1: 適応磁束オブザーバのブロック図

図 5.1 は，(5.2)-(5.4) 式を含む適応磁束オブザーバのブロック図である。図中で，灰色の線に囲まれた部分が (5.2) 式と (5.3) 式に対応する。適応二次磁束オブザーバ全体は，破線で囲まれている。推定速度 $\hat{\omega}_{re}$ は，本節で述べている通常の運転モードでは， q 軸電流推定誤差 $i_q - \hat{i}_q$ を入力とする PI 調節器によって演算される。速度推定器の比例ゲインを $K_{\omega P}$ ，積分ゲインを $K_{\omega I}$ とすると，推定速度は (5.5) によって演算される。

$$\hat{\omega}_{re} = \int K_{\omega I}(i_q - \hat{i}_q)dt + K_{\omega P}(i_q - \hat{i}_q) \quad (5.5)$$

誘導機の状態方程式 (5.1) とオブザーバの式 (5.2) の差分を取ることにより，誤差状態方程式が得られる。状態誤差ベクトルを $\mathbf{e}_{dq} = \mathbf{x}_{dq} - \hat{\mathbf{x}}_{dq}$ と置くと，誤差状態方程式は，(5.6) によって与えられる。

$$\frac{d}{dt}\mathbf{e}_{dq} = (\mathbf{A} - \mathbf{GC})\mathbf{e}_{dq} + (\mathbf{A} - \hat{\mathbf{A}})\hat{\mathbf{x}}_{dq} \quad (5.6)$$

(5.6) 式において，速度推定誤差を $\Delta\omega_{re} = \omega_{re} - \hat{\omega}_{re}$ と定義すると，(5.6) 式の解は，(5.7) 式で表される。

$$\begin{aligned} \mathbf{e}_{dq} &= (s\mathbf{I} - \mathbf{A} + \mathbf{GC})^{-1} \\ &\times \begin{bmatrix} 0 & -\frac{M}{\sigma L_s L_r} \hat{\phi}_{dr} & 0 & \hat{\phi}_{dr} \end{bmatrix}^T \Delta\omega_{re} \end{aligned} \quad (5.7)$$

ここで、(5.4)式で定義したフィードバックゲイン行列を用いた時の(5.7)式の右辺第一項($s\mathbf{I} - \mathbf{A} + \mathbf{GC}$)を行列形式に展開すると、(5.8)式が得られる。

$$s\mathbf{I} - \mathbf{A} + \mathbf{GC} = \begin{bmatrix} s + \frac{R_n}{\sigma L_s} + \omega_c & 0 & -\frac{M}{\sigma L_s L_r} \frac{R_r}{L_r} & -\frac{M}{\sigma L_s L_r} \hat{\omega}_{re} \\ 0 & s + \frac{R_n}{\sigma L_s} + \omega_c & \frac{M}{\sigma L_s L_r} \hat{\omega}_{re} & -\frac{M}{\sigma L_s L_r} \frac{R_r}{L_r} \\ 0 & 0 & s + \frac{R_r}{L_r} & -\hat{\omega}_{se} \\ 0 & 0 & \hat{\omega}_{se} & s + \frac{R_r}{L_r} \end{bmatrix} \quad (5.8)$$

(5.8)式の3行1列目、3行2列目、4行1列目、4行2列目は、モータパラメータが真値に等しい条件では、オブザーバゲインの設定により、0に相殺される。ここが、文献[16]で工夫を行っている点である。次に、速度推定誤差から電流推定誤差までの伝達関数は、(5.8)を用いて(5.7)式を計算することで得られる。 $s\mathbf{I} - \mathbf{A} + \mathbf{GC}$ の2行2列目、4行2列目に対応する余因子行列を、 C_{22}, C_{42} 、と置いた場合に、速度推定誤差からq軸電流推定誤差までの伝達関数は、(5.9)式で与えられる。(5.9)より、伝達関数の分母は、つねに実数部が負の極を持っており、不安定の要因とならない。

$$\begin{aligned} i_q - \hat{i}_q &= \frac{-\frac{M}{\sigma L_s L_r} C_{22} + C_{42}}{\left(s + \frac{R_n}{\sigma L_s} + g_{22}\right) C_{22}} \hat{\Phi}_{dr} \Delta\omega_{re} \\ &= \frac{\frac{M}{\sigma L_s L_r} \hat{\Phi}_{dr}}{(s + R_r/L_r)(s + R_n/(\sigma L_s) + \omega_c)(s^2 + 2(R_r/L_r)s + (R_r/L_r)^2 + \hat{\omega}_{se}^2)} \\ &\times \left[s^3 + 2\frac{R_r}{L_r} s^2 + \left\{ \left(\frac{R_r}{L_r}\right)^2 + \hat{\omega}_{se}^2 + q \operatorname{sgn}(\omega_1) \omega_{re} |\omega_{se} + 1| \right\} s \right. \\ &\left. + R_r/L_r |\omega_1| |\omega_{se} + 1| q \right] \Delta\omega_{re} \end{aligned} \quad (5.9)$$

5.2 速度推定器を構成するためのゲイン調整方法

実際に適用される速度推定系を構成するに際し、誘導機の回転速度の変化と負荷の変化にかかわらず、速度推定器の応答が一定の特性を示すことが望ましい。そのためのゲイン調整方法について示す。定常状態での伝達関数のゲインを求めるため、(5.9) 式に、 $s = 0, \hat{\phi}_{dr} = M i_d$ を代入すると、(5.10) 式が得られる。

$$i_q - \hat{i}_q = \frac{M^2 i_d |\omega_1| q}{\sigma L_s L_r \left(\frac{R_n}{\sigma L_s} + \omega_c \right) \left(\left(\frac{R_r}{L_r} \right)^2 + \hat{\omega}_{se}^2 \right)} \quad (5.10)$$

(5.10) 式の中で、 q は、制御器内部で調整可能なゲインである。したがって、(5.11) 式により q を与えれば、定常状態でのゲインを K_{dc} にすることができる。

$$q = \frac{\sigma L_s L_r \left(\frac{R_n}{\sigma L_s} + \omega_c \right) \left(\left(\frac{R_r}{L_r} \right)^2 + \hat{\omega}_{se}^2 \right)}{M^2 i_d |\omega_1 + 1|} K_{dc} \quad (5.11)$$

(5.11) 式にしたがってフィードバックゲインに含まれる調整係数 q を与えた場合の速度推定誤差から電流推定誤差までの伝達特性のボード線図を図 5.2 と図 5.3 に示す。回転速度は、200 r/min の場合が図 5.2、900 r/min の場合が図 5.3 に対応する。なお、計算に用いた誘導機の定数は、本章の最後の表 5.6 に示している。図中では、負荷条件を、定格負荷の-100%,-50%,0% 50%,100%に設定した場合のボード線図を重ね書きしている。しかしながら、図 5.2 と図 5.3 において、10[rad/s] 付近での周波数応答が負荷によってばらついて除くと、直流に近い領域での周波数特性はほぼ同一であるとみなせる。また、入出力の位相差は $\pm 90^\circ$ 以内に収まっており、速度推定器と組み合わせた場合に安定な速度推定系を構成することができる。

5.3 低速での問題点

回転速度が低い場合には、定常状態におけるゲイン K_{dc} を保とうとすると、(5.11) 式より、一次周波数に反比例して係数 q を高く設定しなければならないことが分かる。一方で、係数 q を高く設定した場合には速度推定系が安定条件を満たせない可能性があることを以下で示す。次に、回転速度-20 r/min の場合に、100%の力行負荷をかけた状態のボード線

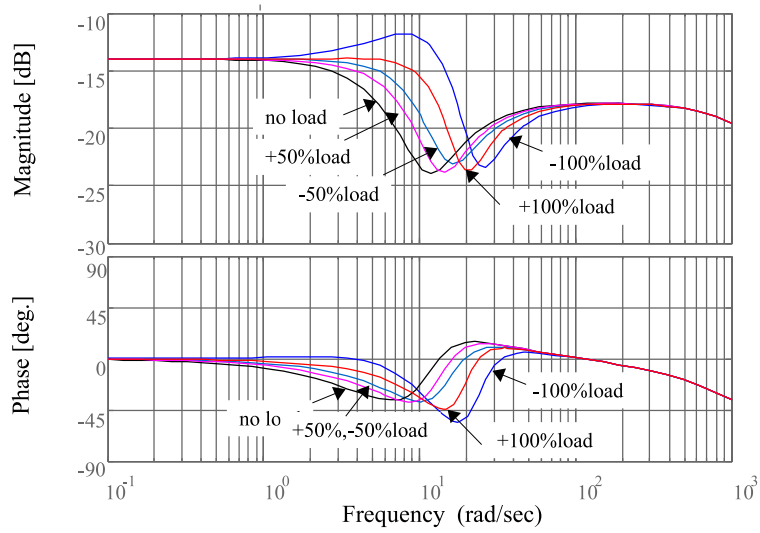


図 5.2: 200 r/min でのボード線図

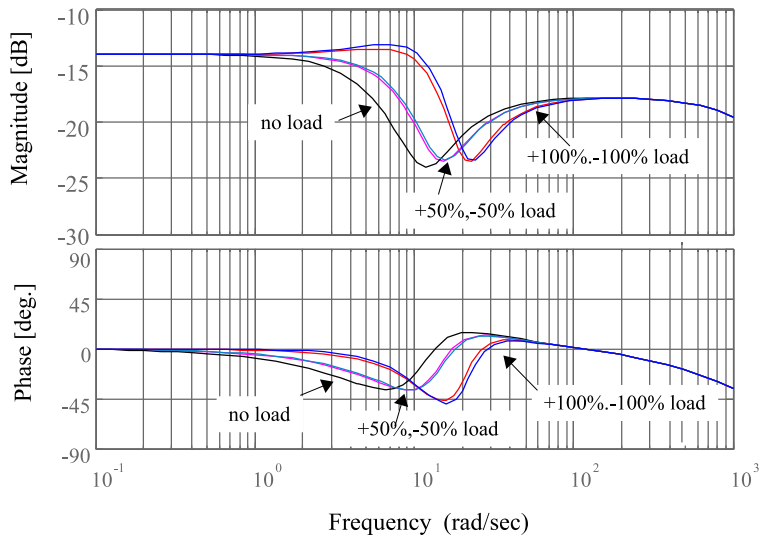


図 5.3: 900 r/min でのボード線図

図を図 5.4 に示す。図中で、係数 q の値を 0.3 から 0.3 毎に 1.8 まで引き上げた場合のボード線図を重ね書きしている。図 5.4 において、係数 q を 1.8 に設定した場合には、定常状態のゲインをもっとも大きく設定できるが、入出力の位相差が 90° 以上となることがわかる。

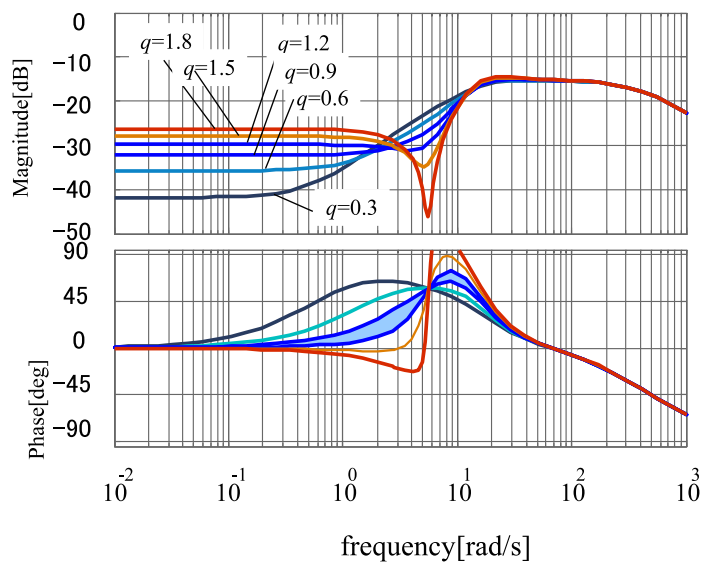


図 5.4: 20 r/min でのボード線図

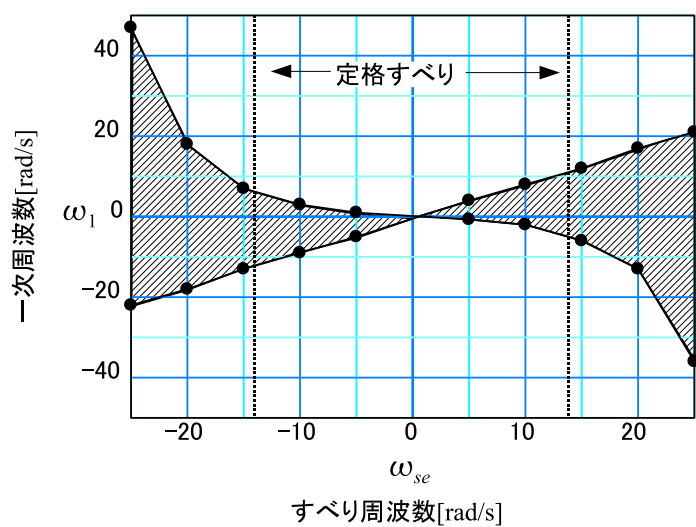


図 5.5: $K_{dc}=0.2$ の場合に位相差が $\pm 90^\circ$ を超える速度領域

次に、 $K_{dc}=0.2$ とおき、(5.11)式にしたがって、係数 q を調整した場合の、位相差が $\pm 90^\circ$ を超えてしまう一次周波数とすべりの条件を、横軸をすべり周波数、縦軸を一次周波数として、図5.5中の斜線部に示した。図5.5より、一次周波数が0に近く、かつすべり周波数の絶対値が大きくなるにつれてこの斜線部の領域が拡大していることがわかる。したがって、ゼロに近い回転速度で、負荷が大きい場合、係数の設定によっては、伝達関数の入出力の位相差が $\pm 90^\circ$ を超えてしまうことが分かった。

5.4 速度推定の安定条件

本研究では、速度推定系の安定条件を導出するために、リアプノフの方法に比べて安定な適応則を見つけやすいため、超安定論を利用している。本節では、速度推定の安定条件を、超安定論を用いて示す。図5.6において、前向き伝達関数は、パラメータが時間によって変化しない、線形時不変伝達関数、後ろ向き伝達関数は、時間によって変化する項の積などを含む、非線形ブロックであるとする。また、図5.6のフィードバック系で、 γ_0^2 を正

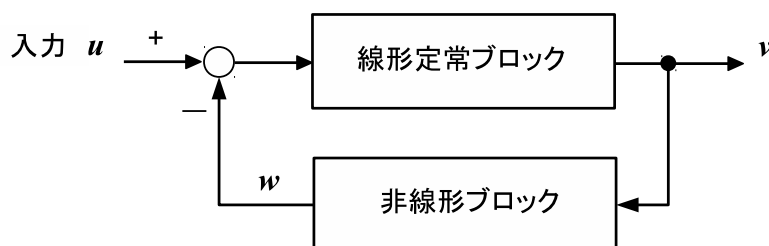


図 5.6: 超安定論の概念を説明するためのフィードバックループ

の有限の定数、時刻 $t_1 > t_0$ とする時、非線形ブロックの入出力の信号は次式 (5.12) を満たすものとする。

$$\int_{t_0}^{t_1} \mathbf{v}^T(t) \mathbf{w}(t) dt < -\gamma_0^2 \quad (5.12)$$

ここで、図5.6のフィードバック系が超安定であるとは、(5.12)式を満たす、どのような非線形ブロックに対してもフィードバック系が大域的に漸近安定であるという。フィードバック系が安定であるためには、前向きブロックの伝達関数が強正実 (strictly positive real) である必要がある。伝達関数が強正実であるためには、

- 係数が実数の多項式であること

- 伝達関数の分子と分母はフルビッツ多項式（特性根の実数部がすべて正である）
- $-\infty < 0 < \infty$ のすべての ω に対して $Re[G(j\omega)] > 0$

が条件である。強正実伝達関数の周波数応答をナイキスト線図上にプロットするとベクトル軌跡が第一と第四象限内に存在する。すなわち，入出力間の位相差の絶対値は，すべての周波数に対して 90° 以下である。

次に，上記のフィードバック系を，誘導機の世界速度推定系にあてはめることを考える。文献 [40] では，(5.5) 式のような PI 調節器が，非線形ブロックが満たすべき (5.12) 式の不等式を満足することを示している。そこで，線形時不変ブロックを，(5.7) 式，非線形ブロックを，(5.5) 式の PI 調節器と置くと，フィードバックループ系は，図 5.7 のようになる。(5.7) 式を線形時不変ブロックとして扱うために，以下では，平衡点近傍，すなわち二次磁束が理想的なベクトル制御の状態を見たとし， $\hat{\phi}_{dr} = M i_d$ であるとみなせることとする。以上から，(5.7) 式であらわされる伝達関数は，入出力間の位相差が， 90° 以内に収まっている必要があることが分かる。

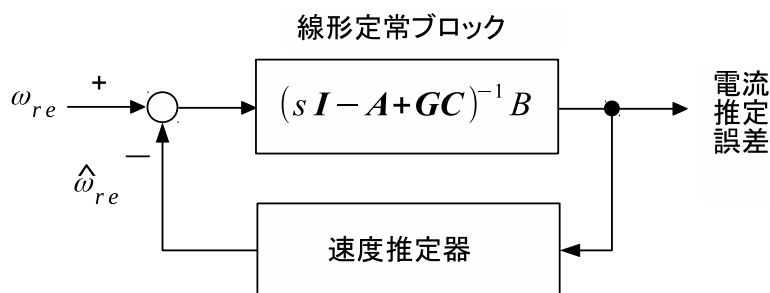


図 5.7: 速度推定系のフィードバックループ

5.5 安定条件を満たすオブザーバのフィードバックゲインの導出

前節までに，(5.7) 式の分母のゼロ次の項にかかっている係数 q を調整すると，定常状態での伝達関数のゲインを調整できることと，ゼロ周波数近傍では，係数 q の設定によっては，伝達関数の位相差が 90° 以上となる場合があることを述べた。本節では，どのように係数 q を設定すれば，伝達関数が位相の安定条件を満たせるのかを検討する。

最初に、(5.7) 式に $s = j\omega$ を代入して、実数部を整理する部分を説明する。(5.7) 式は、分子が 3 次、分母が 4 次の多項式である。s に関する多項式を、係数 a, b, c, d, e, f, g を用いると次のように表せる。

$$\frac{s^3 + es^2 + fs + g}{(s^2 + as + b)(s^2 + cs + d)} \quad (5.13)$$

(5.13) 式に $s = j\omega$ を代入すると、(5.14) 式が得られる。

$$\frac{(g - e\omega^2) + j\omega(f - \omega^2)}{\{(b - \omega^2)(d - \omega^2) - \omega^2ac\} + j\omega\{a(d - \omega^2) + c(b - \omega^2)\}} \quad (5.14)$$

さらに、(5.14) 式を有理化した時の実数部を導出すると、(5.15) 式が得られる。

$$\frac{(g - e\omega^2)\{(b - \omega^2)(d - \omega^2) - \omega^2ac\} + \omega^2[(f - \omega^2)\{a(d - \omega^2) + c(b - \omega^2)\}]}{\{(b - \omega^2)(d - \omega^2) - \omega^2ac\}^2 + \omega^2\{a(d - \omega^2) + c(b - \omega^2)\}^2} \quad (5.15)$$

伝達関数のナイキスト線図を書いた場合に、軌跡が実数が正の領域に収まるかを確認するためには、(5.15) 式が負となるかどうかを確認すればよい。(5.15) 式の分母はつねに正である。そこで、(5.15) 式の分子について調べる。周波数の二乗を $X = \omega^2$ としたときに、 X の多項式 $F(X)$ を考える。 $F(X)$ の 3 次の係数を k_3 、2 次の係数を k_2 、1 次の係数を k_1 、0 次の項を k_0 とすると、(5.16) が得られる。

$$F(X) = k_3X^3 + k_2X^2 + k_1X + k_0$$

ここで、

$$\begin{aligned} W_0 &= \frac{R_r}{L_r} |\omega_1| |\omega_{se} + 1| \\ W_1 &= \text{sgn}(\omega_1) \hat{\omega}_{re} |\hat{\omega}_{se} + 1| \\ W_2 &= \left(\frac{R_r}{L_r}\right)^2 + \hat{\omega}_{se}^2 \\ W_3 &= \frac{R_r}{L_r} + \frac{R_n}{\sigma L_s} + \omega_c \\ W_4 &= \frac{R_r}{L_r} + \frac{R_n}{\sigma L_s} \\ W_5 &= \left(\frac{R_r}{L_r}\right)^2 - \hat{\omega}_{se}^2 \end{aligned}$$

とすると, k_0 から k_3 は (5.16) 式で与えられる。

$$\begin{aligned}
k_3 &= W_3q \\
k_2 &= \{W_0 - W_1(W_3 + 2(\frac{R_r}{L_r}))\}q + 2W_3W_5 \\
k_1 &= \left[W_1\{W_2W_3 + 2(\frac{R_r}{L_r})^2W_4\} \right. \\
&\quad \left. - W_0(3(\frac{R_r}{L_r})^2 + 3(\frac{R_r}{L_r})W_4 + \omega_{se}^2) \right]q \\
&\quad + W_2^2W_3 \\
k_0 &= W_0W_2 \left(\frac{R_r}{L_r} \right) W_4q
\end{aligned} \tag{5.16}$$

伝達関数の位相が 90° となるのは, 整理した分子の実数部 (5.16) が 0 になるときである。すなわち三次方程式 $F(X) = 0$ が 0 よりも大きい実数解を持つ場合, 位相が 90° となる周波数帯が存在してしまうことになる。三次方程式 $F(X) = 0$ が実数解を持つか, 判別式を検討してみると, q^4 および q^3 の項が含まれており, 解析的に解くことが困難である。

そこで, 実数解を持たないように十分条件を検討し, 本章で提案するオブザーバゲインの調整方法を示す。(5.16) より, k_0 はつねに正の値であるので, $F(0) > 0$ である。また k_3 もつねに正の値であるので, $F(\infty) > 0$ である。したがって, この間で $F(X)$ が単調増加関数であれば, 虚数解しかもたないといえる。そこで, $F(X)$ の導関数について考える。 $F(X)$ の導関数が下に凸であったとすれば, $F'(X)$ が 0 になる実数の X が存在する。

$$F'(X) = 3k_3X^2 + 2k_2X + k_1 = 0 \tag{5.17}$$

式 (5.17) において, X が虚数解をもつためには,

$$k_2^2 - 3k_3k_1 < 0 \tag{5.18}$$

を満たせばよい。(5.18) 式を整理すると q の二次式となるため, 解析的に解くことが可能である。 q について整理した結果, (5.19) 式を得る。

$$h_2q^2 + h_1q + h_0 < 0$$

ここで ,

$$\begin{aligned}
 h_2 &= \left\{ W_0 - W_1 \left(W_3 + 2 \frac{R_r}{L_r} \right) \right\} \\
 h_1 &= W_3 \left[4W_5 \left\{ W_0 - W_1 \left(W_3 + 2 \frac{R_r}{L_r} \right) \right\} - 3W_1 \left\{ W_2 W_3 + 2 \left(\frac{R_r}{L_r} \right)^2 W_4 \right\} \right. \\
 &\quad \left. + 3W_0 \left\{ 2 \left(\frac{R_r}{L_r} \right) W_3 + W_2 + \frac{R_r}{L_r} W_4 \right\} \right] \\
 h_0 &= W_3^2 (4W_5^2 - 3W_2^2)
 \end{aligned} \tag{5.19}$$

つぎに, (5.19) 式に基づいて計算した係数 q の値と, q の上限値との比較を行った。ここで述べる q の上限値とは, 一次周波数と回転速度を与えた場合に, 図 5.4 と同様なボード線図を描いた場合に, 最大位相が $\pm 90^\circ$ となるように調整を行った値である。図 5.8 に, 定格負荷で一次周波数が $-15[\text{rad/s}]$ から $15[\text{rad/s}]$ の範囲での計算結果を示す。縦軸が係数 q の値, 横軸は一次周波数を示している。 q の上限値を青破線で, 計算した係数 q を赤線で表示している。結果としては, 提案方式により計算した係数 q は, q の上限値より下回る範囲に収まっているため, 位相の変化が 90° 以下に保たれると考えられる。

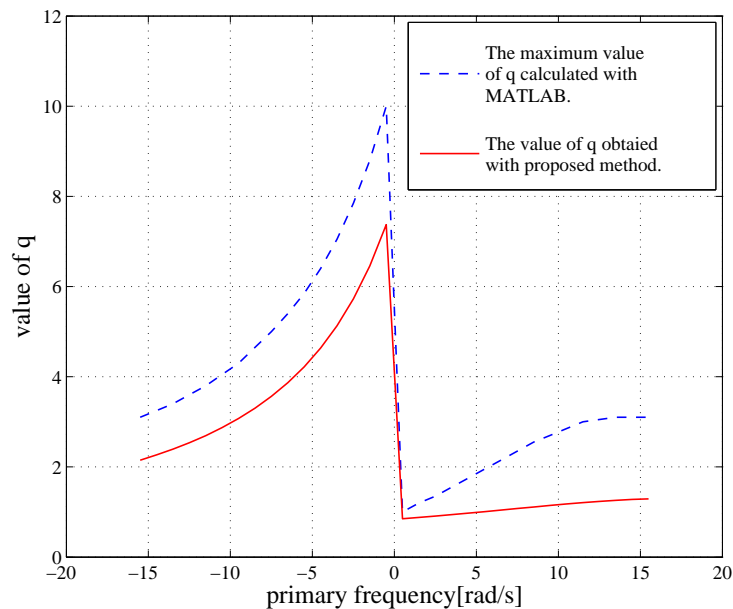


図 5.8: 提案方式で計算した係数 q と理論的な最大の q の比較

5.6 システム構成と実験結果

本節では、2.2kW 誘導機を用いて提案した方式の検証を行う。磁束オブザーバを含む、速度センサレス制御系のブロック図を図 5.9 に示す。電圧指令値は、PI 調節器と非干渉項からなる電流制御系によって作成される。通常の運転モードでは、すべり周波数は、q 軸電流指令値 i_q^* 、推定 d 軸磁束 $\hat{\Phi}_{dr}$ を用いて、(5.20) 式で与えられる。

$$\omega_{se}^* = \frac{MR_r i_q^*}{L_r \hat{\Phi}_{dr}} \quad (5.20)$$

一次周波数 ω_1 は、すべり周波数指令値と (5.5) 式であらわされる速度推定値の和である。電流指令値は、トルク指令値に応じて作成される。電流検出値・電圧検出値は、16bit および 12bit AD 変換器を介して検出され、三相二相変換される。オブザーバおよび、電流制御系は、浮動小数点演算可能な DSP 用のプログラムとして実装されている。位相条件を満たす q の調整プログラムは、1ms 定周期で実行されている。演算時間を測定したところ、TI 製 DSP(TMS320C31 60MHz) では約 $12 \mu s$ であった。全体の CPU 負荷率に対して 1% である。キャリア周波数は 5kHz、インバータ直流中間電圧は 282V である。低速での電圧出力誤差の影響を避けるため、インバータ端子電圧を検出している。表 5.6 に評価に用いた 2.2 kW 誘導機の電動機パラメータを示す。負荷機は、速度センサつきのベクトル制御インバータを用いて速度指令値を与えて速度制御する。評価機は、所定のトルク電流指令値を与えて、トルク制御を行う。

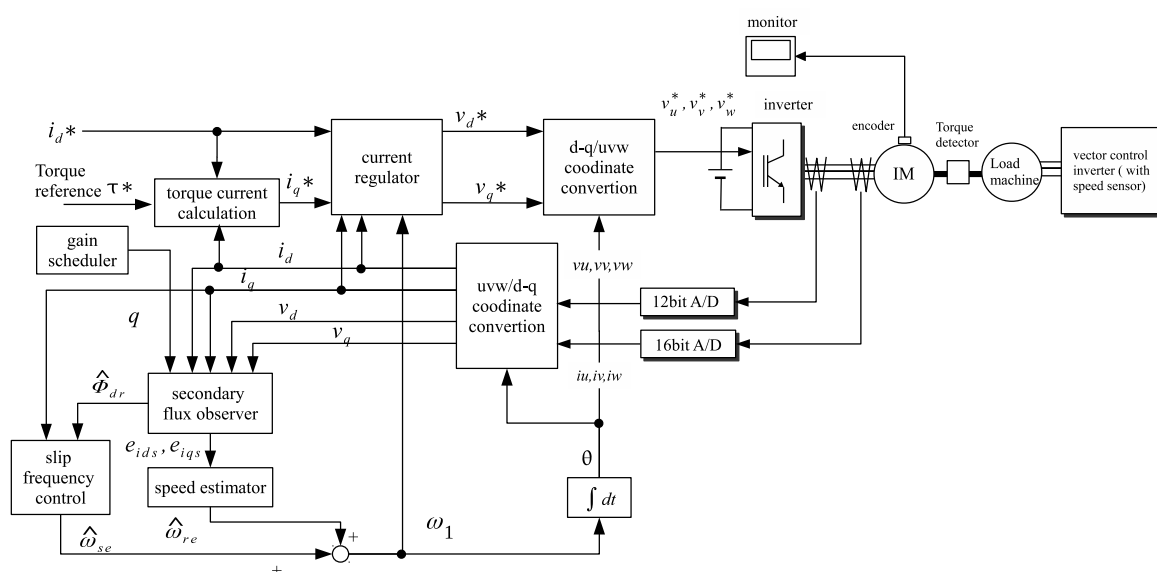
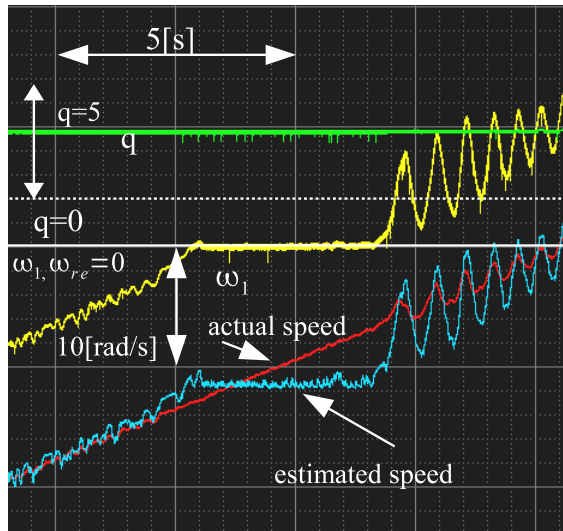
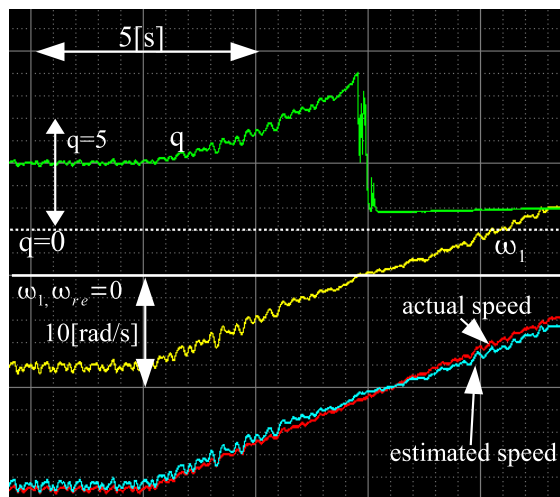


図 5.9: 実験装置の構成



(a) 係数 q を一定値にした場合



(b) 係数 q の調整を行った場合

図 5.10: 定格負荷で $-10[\text{rad/s}]$ から $10[\text{rad/s}]$ まで加速した場合

次に、定格のトルク電流指令値を与えた場合に、回転角速度が -10 rad/s から 10 rad/s まで加速したときの実験波形を、図 5.10 に示す。図は、上から、制御器内部で計算した係数 q の値、一次周波数、および回転速度と推定回転速度を示している。回転速度がマイナスの時は、一次周波数がゼロになるまでは回生状態、ゼロ以上では、制動動作状態となる。

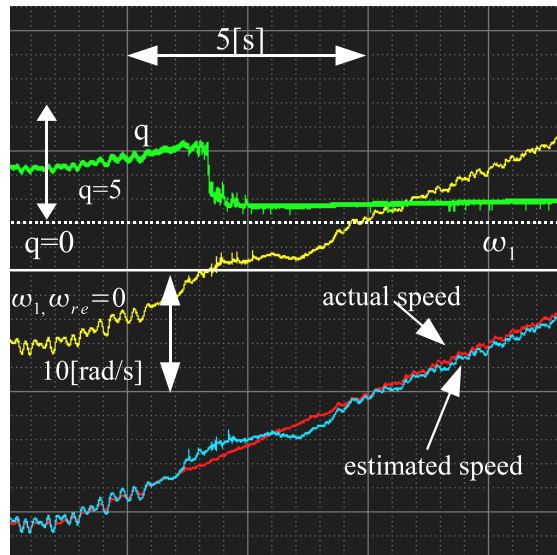


図 5.11: 140%負荷で-10[rad/s] から 10[rad/s] まで加速した場合

図 5.10(a) は、比較のために、係数 q の調整をせずに 3.0 に固定した場合の結果である。この場合、図 5.8 に示すように、一次周波数が 0 から約 10[rad/s] までの間、安定な係数 q の範囲を超えている。そのため、一次周波数が 0 に到達すると同時に、速度推定が停止してしまうことが分かる。

提案した方式にしたがって、係数を調整した場合の実験波形を図 5.10(b) に示す。零周波数通過後に、係数 q を大幅に引き下げなくてはならないため、回生動作時に比べ、制動動作時には速度推定誤差が増えてしまっている。この場合は速度推定が発散することなく、安定に零周波数を通過していることが分かる。

表 5.1: 評価誘導機

容量	2.2 kW	電圧	AC 200V
定格回転速度	1464 r/min	一次抵抗 R_s	0.673Ω
二次抵抗 R_r	0.549Ω	一次インダクタンス L_s	48.73mH
二次インダクタンス L_r	48.49 mH	励磁インダクタンス	47.01mH
定格励磁電流	8.61 A	定格トルク電流	10.36 A
極対数 p	2		

5.7 まとめ

本章では、適応二次磁束オブザーバのフィードバックゲイン調整方法を提案した。文献[16]の方法では、ゲインの設定によっては、負荷時に、ゼロ周波数周辺で速度推定が不安定化する場合がある。そこで、速度推定誤差から電流推定誤差までの伝達特性を調べることにより、その原因を指摘した。次に、速度推定誤差から電流推定誤差までの伝達関数の入出力の位相差が $\pm 90^\circ$ 以内になるよう、伝達関数の導関数の判別式に基づいて、オンラインでゲインを与える方法を提案した。また、2.2kW誘導機を用い、実機にて提案方式の有効性を確認した。提案方法による調整で、負荷が140%の場合に、ゼロ周波数を通過できることを示した。

第6章 センサレス駆動誘導機の低速での再起動法

本章では、低速での誘導機の再起動法について述べる。ローターが回転している状態で、インバータをパルス ON する場合には、過電流や、トルクショックを防ぐために、あらかじめ、回転速度を取得しておくことが望ましい。2章でのべた通り、直流電流を印加し、電流振動周期を用いて初期速度推定を行う文献 [22] の技術では、回転速度が低い場合に再起動に時間がかかり、好ましくない逆トルクの原因となる。そこで、本章では、はじめに、直流印加時の磁束に関して解析を行い、低速で逆トルクが問題となる原因について明らかにする。次に、高速な初期速度推定方法を提案する。提案方法は、二次磁束の二回微分に基づいて推定を行う。推定時間が短いため、再起動時の好ましくないトルク発生を低減できる。また、提案方法の有効性を実機とシミュレーションを用いて検証する。

6.1 直流電流印加による初期速度推定方法の原理

本節では、まず、直流電流を印加した時の二次磁束の時間関数を導出する。次に、低速で既存の方法を適用した場合に逆トルクが問題となることを明らかにする。そして、二次磁束の二回微分を用いた新しい初期速度推定方法について示す。図 6.1 に、直流電流通流を行う従来方法で再起動する場合のタイムチャートを示す。このとき、電圧指令値の作成には、電流制御を用いると仮定する。初期速度推定中、一次周波数はゼロに固定されており、d 軸電流指令値 i_d^* は一定の値に、q 軸電流指令値 i_q^* は、ゼロに設定される。初期速度推定が完了すると、通常の方法で速度推定が開始される。

提案する速度推定方法は、初期速度推定時に直流電流印加を用いる。したがって、この場合の二次磁束の時間関数を導出する必要がある。二次磁束を $\Phi_{dqr} = [\Phi_{dr} \ \Phi_{qr}]^T$ 、一次電流ベクトルを $i_{dqs} = [i_d \ i_q]^T$ 、二次抵抗を R_r 、二次インダクタンスを L_r 、励磁インダクタン

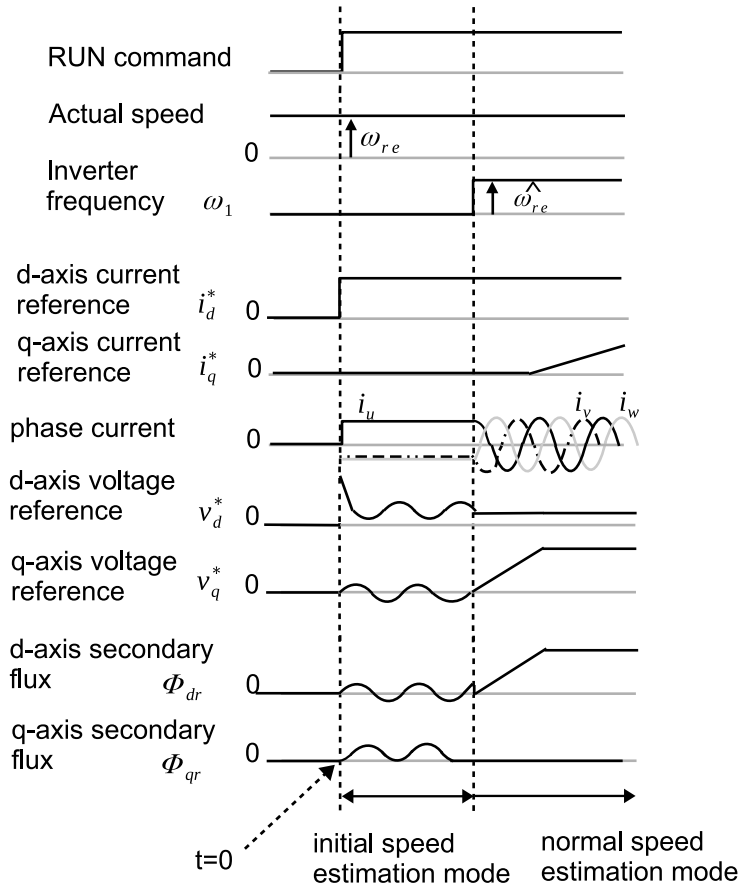


図 6.1: 直流の励磁電流を印加する再起動方法のタイムチャート

ス を M , 一次周波数を ω_1 , 回転角速度を ω_{re} , 2 行 2 列の単位行列を \mathbf{I} とすると, 二次磁束の状態方程式は, (6.1) 式で表される。

$$\frac{d}{dt} \Phi_{dqr} = \mathbf{A} \Phi_{dqr} + M \frac{R_r}{L_r} \mathbf{i}_{dqs}$$

$$\text{ここで, } \mathbf{A} = -\frac{R_r}{L_r} \mathbf{I} - (\omega_1 - \omega_{re}) \mathbf{J}, \quad \mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (6.1)$$

次に, インバータがパルス ON する時刻 $t = 0$ の時の磁束を Φ_{dqr0} をと置くと, (6.1) 式の解は (6.2) 式のように導かれる。

$$\begin{aligned} \Phi_{dqr} &= e^{\mathbf{A}t} \Phi_{dqr0} + \int_0^t e^{\mathbf{A}\tau} M \frac{R_r}{L_r} \mathbf{i}_{dqs} d\tau \\ &= e^{\mathbf{A}t} \Phi_{dqr0} + \mathbf{A}^{-1} (e^{\mathbf{A}t} - \mathbf{I}) M \frac{R_r}{L_r} \mathbf{i}_{dqs} \end{aligned} \quad (6.2)$$

残留磁束である Φ_{dqr0} が無視できる大きさであるとし, (6.2) 式の右辺第二項の行列の

積を演算すると、磁束の時間関数として、(6.3)式が導出される。

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} &= \frac{1}{\left(\frac{R_r}{L_r}\right)^2 + \omega_{re}^2} \\ &\times \begin{bmatrix} e^{-\frac{R_r}{L_r}t} \left[\frac{R_r}{L_r} \cos(\omega_{re}t) + \omega_{re} \sin(\omega_{re}t) \right] + \frac{R_r}{L_r} \\ e^{-\frac{R_r}{L_r}t} \left[-\omega_{re} \cos(\omega_{re}t) - \frac{R_r}{L_r} \sin(\omega_{re}t) \right] + \omega_{re} \end{bmatrix} M \frac{R_r}{L_r} i_d \end{aligned} \quad (6.3)$$

(6.3)式は、初期速度推定モードの中で直流のd軸電流を印加している時の、d軸およびq軸二次磁束の時間的な変化を示している。(6.3)式より、二次磁束は角度 $\omega_{re}t$ の三角関数の項を含む。磁束の振動周期は、回転速度に一致しており、文献[22]をふくめた従来方式では、磁束の振動周期を観測していた。実際には、二次磁束を直接観測することはできないが、電圧指令値または電動機電流は、磁束の振動の影響を受けており、二次磁束の代わりに観測することができる。電圧または電流の振動周期を観測する方法は、誘導機が低速で回転している場合には、推定に長い時間を必要とする。もし、推定に長時間かかる場合には、再起動処理の間に、望ましくない負トルクが発生する。図6.2は、低速で負トルクが発生する問題を示すものである。図6.2に、異なる回転速度での二次磁束 Φ_{dr} 、 Φ_{qr} と発生トルクを示す。回転速度が高い場合(94.25 rad/s)を図6.2(a)に、回転速度が低い場合(12.56 rad/s)を図6.2(b)にそれぞれ示す。図6.2より、 $\omega_{re} = 12.56$ rad/sの場合の負トルクが大きいことが分かる。負のトルクは、直流として印加されているd軸電流 i_d とq軸磁束 Φ_{qr} との積により発生する。回転速度 ω_{re} が、二次時定数の逆数 R_r/L_r に比べて高い場合、(6.3)式より、q軸磁束 Φ_{qr} の大きさは、回転速度が高くなるにつれて、低減する関係にある。そのため、振動周期を観測する従来の初期速度推定方法では、q軸磁束が増大する低速において望ましくないトルクを発生する。

6.1.1 提案方式の原理

初期速度推定が短時間で完了できれば、負トルクを抑制することができる。本節では、推定時間を短くするために、二次磁束の二回微分を用いた方法を導出する。(6.3)式より、二次磁束の二回微分を計算すると(6.4)式に示されるように簡単な形式に表現することが

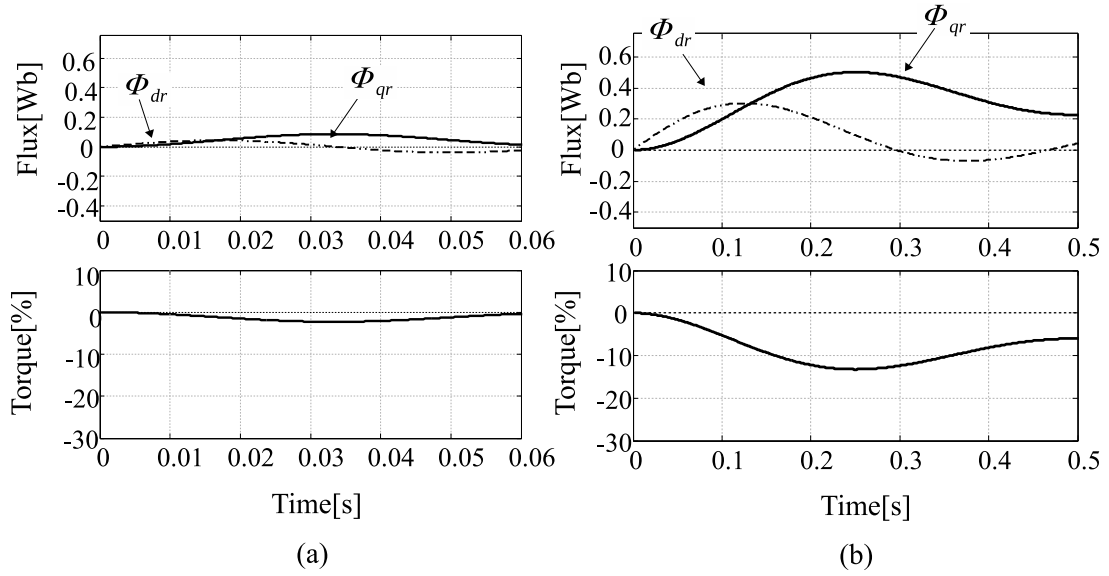


図 6.2: 初期速度推定時の二次磁束と発生トルク波形 (a) $\omega_{re} = 94.25$ rad/s , (b) $\omega_{re} = 12.56$ rad/s.

できる。

$$\frac{d^2}{dt^2} \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} = e^{-(R_r/L_r)t} \begin{bmatrix} \frac{R_r}{L_r} \cos(\omega_{re}t) - \omega_{re} \sin(\omega_{re}t) \\ \omega_{re} \cos(\omega_{re}t) - \frac{R_r}{L_r} \sin(\omega_{re}t) \end{bmatrix} M \frac{R_r}{L_r} i_d \quad (6.4)$$

ここで、インバータパルス ON からの経過時間 t がほぼ 0 と見なせる仮定すると、時刻 $t = 0$ の時の q 軸磁束 Φ_{qr0} の二回微分は、次の (6.5) 式で与えられる。

$$\frac{d^2}{dt^2} \Phi_{qr0} = M \frac{R_r}{L_r} \omega_{re} i_d \quad (6.5)$$

(6.5) 式より、初期推定速度は (6.6) 式となる。

$$\omega_{re} = \frac{L_r}{M R_r i_d} \frac{d^2}{dt^2} \Phi_{qr0} \quad (6.6)$$

すなわち、時刻 $t=0$ の場合の磁束の二回微分値から回転速度を取得できることが明らかになった。この演算は、短時間に終わることができる。したがって、初期速度推定時における望ましくないトルクの発生を低減することが可能である。一方で、この方法は二次抵抗

R_r の値を必要とする。推定速度は、(6.6) 式に示されるように二次抵抗 R_r の変動に影響される。したがって、既存の抵抗推定機能や、モータに取り付けられるサーミスタなどからモータ温度を取得し、抵抗を推定する手段が必要である。

6.2 システム構成とシミュレーション結果

6.2.1 システム構成

本節では、最初に基本的なシステム構成について述べる。さらに、PWM インバータに対応した初期速度推定器の詳細を示す。最後に、従来の初期速度推定方法と提案した推定方法をシミュレーションにて比較し、提案方法の有効性を確認する。図 6.3 に、本節で用いている制御系のシステム構成図を示す。図 6.3 に示すように、基本的な構成は、5 章で述べた適応磁束オブザーバの制御系と同様である。5 章で述べた適応磁束オブザーバの制御系と異なる点は、初期速度推定器を備え、初期速度推定の結果を速度推定器に初期値としてプリセットする点と、q 軸電流指令値をゼロとしている点と、初期速度推定が終了して、磁束が立ち上がり、通常の運転モードを始められるまでの間、d 軸電流誤差による速度推定を行っている点である。このとき、速度推定の比例ゲインを $K_{\omega P}$ 、積分ゲインを

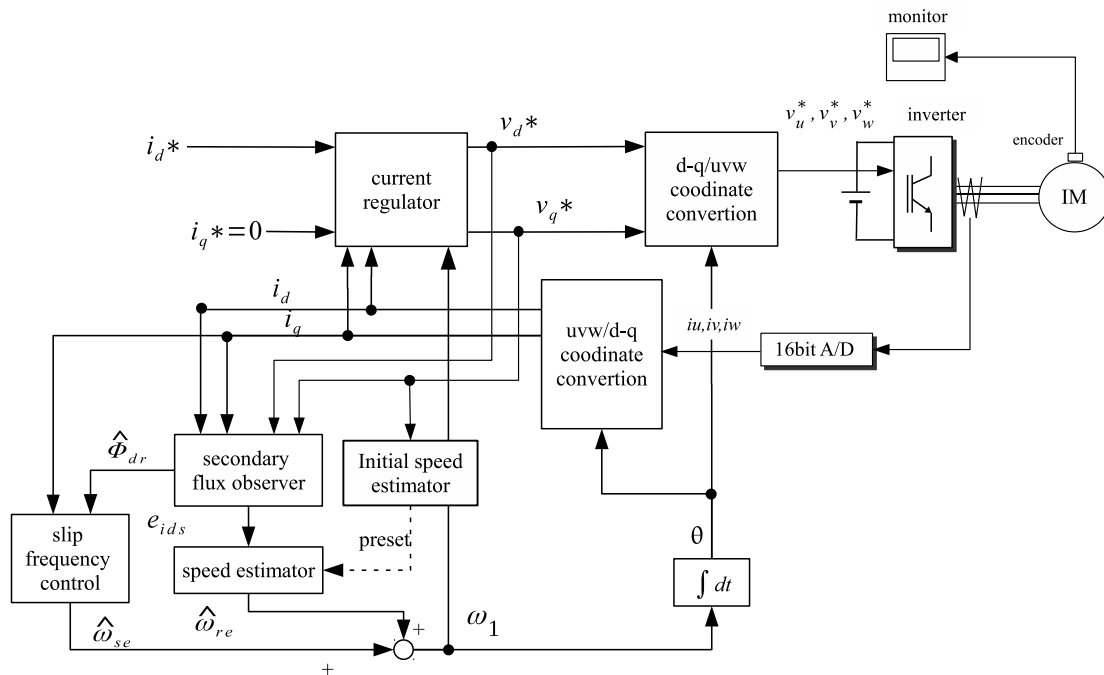


図 6.3: システム構成図

$K_{\omega I}$ として、速度推定値を (6.7) 式にて行っている。

$$\hat{\omega}_{re} = \int K_{\omega I}(i_d - \hat{i}_d)dt + K_{\omega P}(i_d - \hat{i}_d) \quad (6.7)$$

6.2.2 理想状態での初期速度推定器

次に、 q 軸電圧指令値から、 q 軸磁束の二回微分値を取得する方法を示す。初期速度推定モードでは、一次周波数はゼロに設定される。この時の q 軸電圧の式は次の (6.8) 式で与えられる。

$$v_q = R_s i_q + \frac{d}{dt} \sigma L_s i_q + \frac{d}{dt} \frac{M}{L_r} \Phi_{qr} \quad (6.8)$$

初期速度推定モードでは、 q 軸電流指令値がゼロに設定される。(6.8) 式に、 $i_q = 0$ を代入し、(6.8) 式を微分すると、磁束の二回微分値は、次式で与えられる。

$$\frac{d^2}{dt^2} \Phi_{qr} = \frac{L_r}{M} \frac{d}{dt} v_q \quad (6.9)$$

(6.9) 式より、二次磁束の二回微分は、 q 軸電圧 v_q の微分によって得られる。(6.6) 式に、(6.9) 式を代入すると、回転速度を求めることができる。図 6.4 は、(6.6) 式に基づく初期速度推定器のブロック図である。図 6.5 は、電圧指令値 v_d^* , v_q^* , モータ電流 i_d, i_q および初期推定速度 $\hat{\omega}_{re0}$ を示している。 d 軸電流指令値は、 $t = 0$ の時にステップ状に与えられる。同時に、 v_d^* は急激に変動し、その後 i_d は指令値 i_d^* の値に収束する。この間、 q 軸電圧指令値は、数 V 程度の小さな値に留まっている。(6.5) 式から、磁束の二回微分値の大きさは d 軸電流の大きさに比例する。十分な q 軸電圧指令値 v_q^* の大きさを得るために、 d 軸電流の大きさは定格励磁電流に設定している。

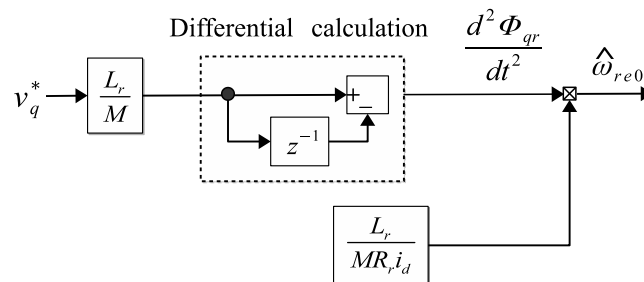


図 6.4: 初期速度推定器のブロック図.

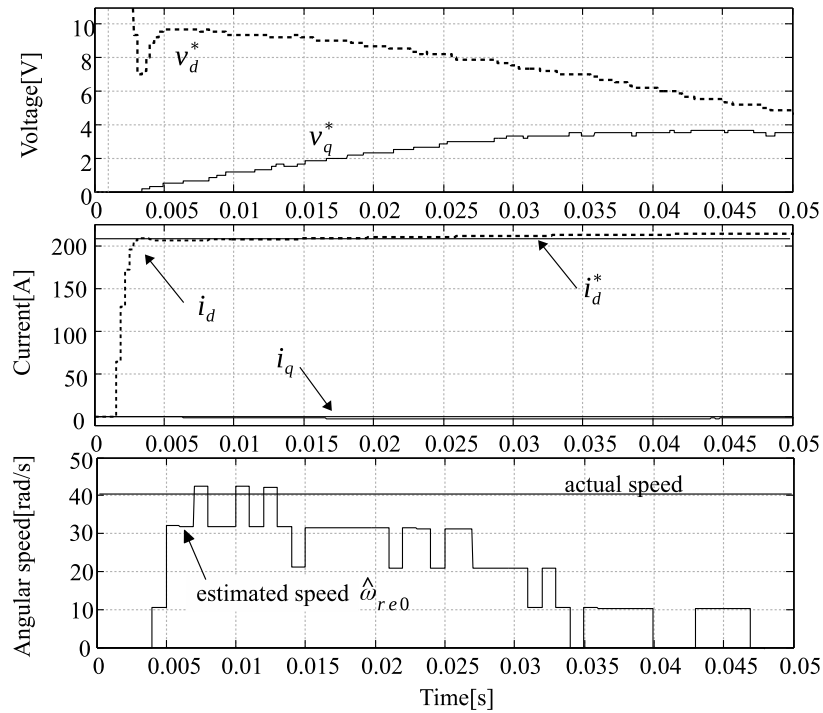


図 6.5: 回転速度 40 rad/s の場合の電圧指令値 v_d^*, v_q^* , モータ電流 i_d, i_q および 初期速度

ところで、図 6.5 中において、制御プログラムは、16bit の固定小数点の変数を用いて実装されており、推定速度は量子化されている。また、キャリア周波数は 1.6kHz で、速度推定は 1ms 定周期で演算されている。実際の制御では、電圧指令値は電流制御によって生成されている。したがって、モータ電流が電流指令値に収束するまでの間、推定速度は 0 にとどまっている。初期速度推定値は、電圧が PWM 変調している影響をうけ、微分演算によるリップル成分を含む。そのため、高調波成分を除去するために、10ms 程度の間隔で平均を取ることが望ましい。時間が 0 に近い場合は、(6.6) 式による速度推定は有効性があるものの、20ms 経過後には、推定速度が真値に比べ低減する。

6.2.3 PWM インバータに適用可能な初期速度推定器

本節では、前節の理想状態での初期速度推定器の課題に対応するための初期速度推定器を提案する。図 6.6 に改良した初期速度推定器のブロック図を示す。(6.6) 式に基づく速度推定器と異なり、改良した初期速度推定器では、 $t = 0$ という前提条件を外している。そのため、(6.3) 式より $\exp[-(R_r/L_r)t]$ の項を考慮する必要がある。二次磁束の振幅は、二

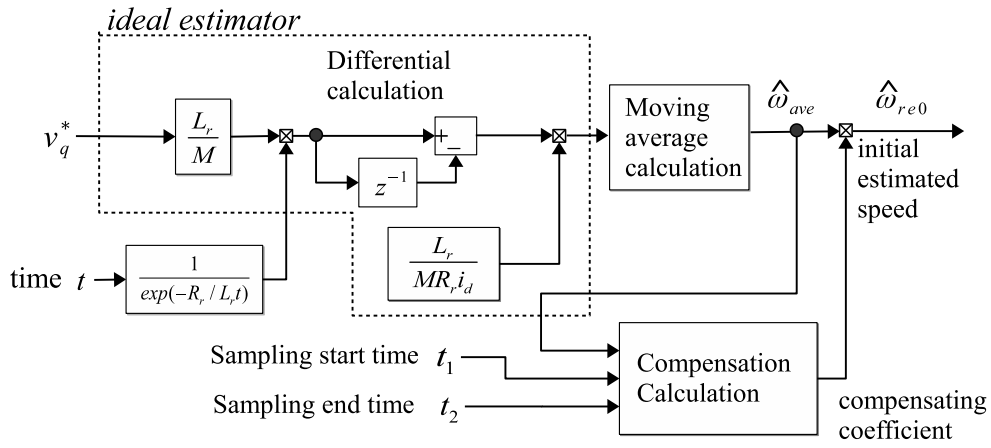


図 6.6: 改良した初期速度推定器のブロック図

次時定数で減衰する。同様に磁束の二回微分値も減衰する。exp 関数の項を相殺するために、 $\exp[-(R_r/L_r)t]$ の逆数のブロックが図 6.6 に追加されている。もし、誘導機が短い二次時定数を持つ場合は、このブロックは速度推定推定精度を保つのに有効である。また、高調波成分を低減するために、移動平均が追加されている。平均化した速度 $\hat{\omega}_{ave}$ を、移動平均の出力とする。また、サンプリング開始時間 t_1 とサンプリング終了時間 t_2 を、速度推定演算に適した電圧指令値 v_q^* を得るために、導入した。PWM キャリア周波数が低い値に設定されると、リップル除去のため t_2 を大きくする必要がある。そのため、初期推定速度は $t = 0$ の直後には演算することが困難で、速度推定には有限の時間の経過を必要とする。そこで、時間経過による速度推定誤差を打ち消すための補償器を導入する。移動平均ブロックには、高調波成分を伴う正弦波の微分結果が入力される。インバータ ON 後の経過時間が $t = t_1$ から $t = t_2$ までの間、微分演算は、 T_s 周期で実行されるとすると、移動平均の結果 $\hat{\omega}_{ave}$ は、次の (6.10) 式で与えられる。

$$\hat{\omega}_{ave} = \frac{T_s}{t_2 - t_1} \times \sum_{k=0}^{(t_2-t_1)/T_s} \frac{\sin(\omega_{re}(k+1)T_s + t_1) - \sin(\omega_{re}(kT_s + t_1))}{T_s} \quad (6.10)$$

回転角度 $\theta_1 = \omega_{re}t_1$, $\theta_2 = \omega_{re}t_2$ をそれぞれ $t = t_1$, $t = t_2$ の時の角度と定義する。サンプリング時間 T_s が十分短いと仮定すると、(6.10) 式は連続関数の形式に書き直すことがで

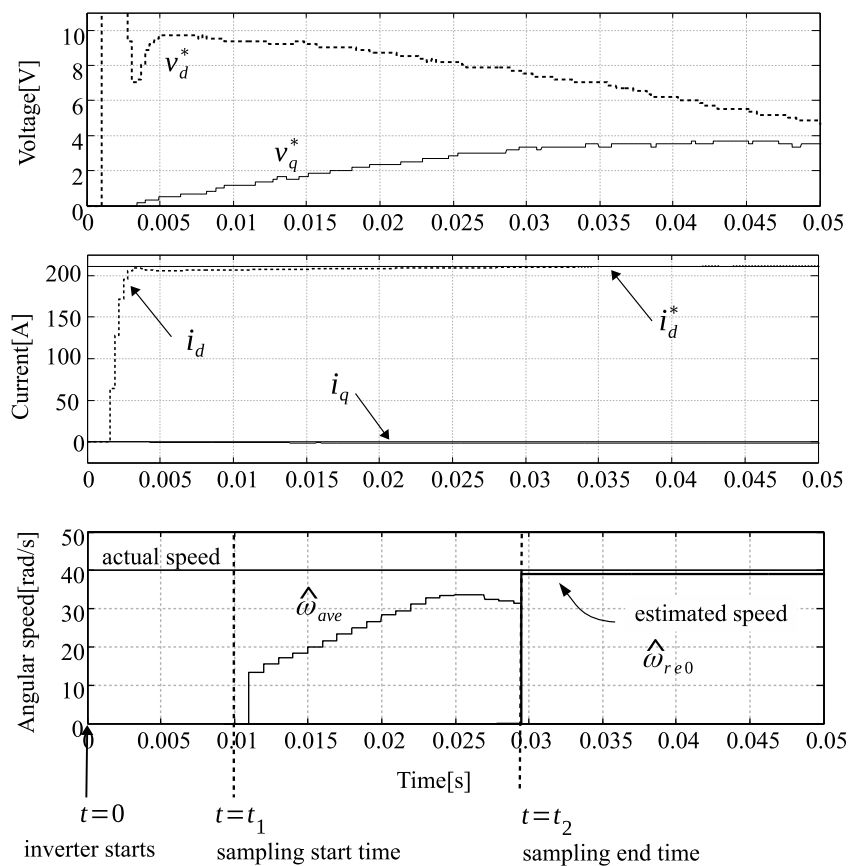


図 6.7: 回転速度 40 rad/s の場合の電圧指令値 v_d^* , v_q^* , モータ電流 i_d , i_q , 初期速度推定値
きる。

$$\begin{aligned}
 \hat{\omega}_{ave} &= \frac{1}{\theta_2 - \theta_1} \int_{\theta_1}^{\theta_2} \omega_{re} \cos \theta d\theta \\
 &= \frac{\sin \theta_2 - \sin \theta_1}{\theta_2 - \theta_1} \omega_{re}
 \end{aligned} \tag{6.11}$$

(6.11) 式において, $\theta_1 = \hat{\omega}_{ave} t_1$ と $\theta_2 = \hat{\omega}_{ave} t_2$ であると見なすと, 推定速度は, (6.11) の積分によって演算することができる。

$$\hat{\omega}_{re0} = \frac{\sin(\hat{\omega}_{ave} t_2) - \sin(\hat{\omega}_{ave} t_1)}{\hat{\omega}_{ave} t_2 - \hat{\omega}_{ave} t_1} \hat{\omega}_{ave} \tag{6.12}$$

上記の計算により得られた $\hat{\omega}_{re0}$ が初期推定速度である。この初期推定速度は, 図 6.3 の磁束オブザーバの速度推定器にプリセットされる。

図 6.6 のブロックを用いた初期速度推定時のシミュレーション波形を図 6.7 に示す。波形は, 図 6.5 と同様の信号を表示している。インバータは, 図 6.7 中の左端で示される $t = 0$ の時にパルス ON を始めている。速度推定演算は, $t_1 = 10 \text{ ms}$ から $t_2 = 29 \text{ ms}$ の間に実行される。サンプリング時間 t_1 はゼロではないため, 演算結果は, 補償ブロックを通し

て補正される。平均化後の推定速度 $\hat{\omega}_{ave}$ は、31.8 rad/s であり、真値に比べて低い値に留まっている。補正後の速度推定値 $\hat{\omega}_{re0}$ は、37.6 rad/s で、補正前よりも速度実際値 40 rad/s に近い値となった。

次にサンプリング時間 t_2 の決め方について説明する。(6.11) 式が正しく計算されるためには、 $(\sin \theta_2 - \sin \theta_1)/(\theta_2 - \theta_1)$ が正である必要がある。すなわち t_2 は、 θ_2 が $\pi/2$ 以下であるように設定する必要がある。この制約条件のなかから、 t_2 を実験的な検討により決定している。 t_2 が 29ms の場合には、理論的には、初期速度推定は、108.3 rad/s(17.24Hz) 以下の範囲に適用できる。 t_2 の変化に対して、ソフトウェアに必要な余裕を持たせるため、初期速度推定時間は 50ms である。

6.2.4 シミュレーション結果

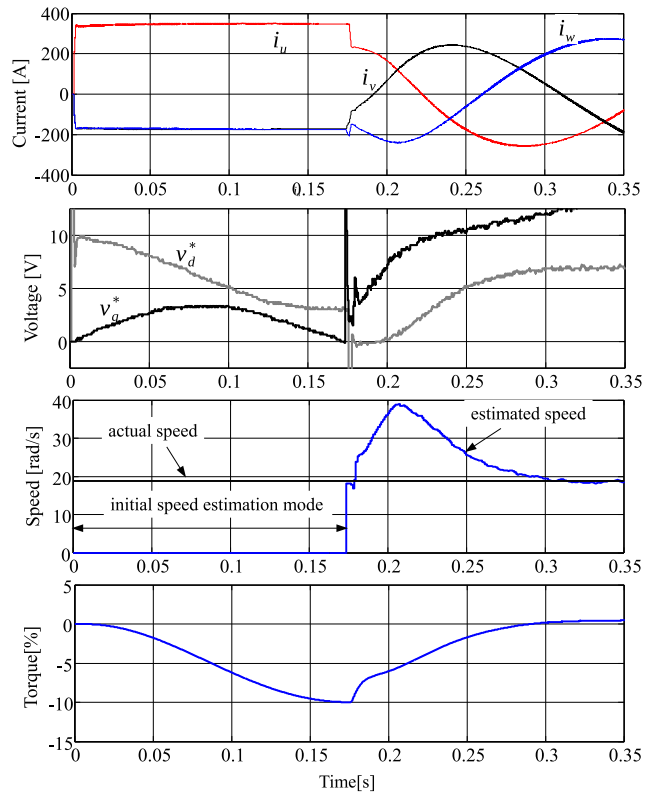
本節では、提案方式の有効性を確認するため、従来方式と提案方式を比較した時のシミュレーション結果を示す。図 6.8 に、回転速度 18.85 rad/s(90 r/min) の場合の実速度、推定速度、トルクのシミュレーション結果を示す。シミュレーションで用いた条件は、次のとおりである。回転速度は、負荷の慣性モーメントが十分大きいと仮定して、一定であると仮定する。従来方式では、q 軸電圧の振動の半周期を観測して初期速度を推定しているとする。どちらのシミュレーションでも、初期速度推定器以外は同じコントローラを用いて制御を行った。従来方式で初期速度推定を行った時の結果を図 6.8(a) に、提案方式で初期速度推定を行った時の結果を図 6.8(b) に示す。図 6.8(a) に示すように、従来方式の場合には、トルクは最大トルクの-10%に達し、初期速度推定後の推定速度がオーバーシュートしている。一方、提案方式を用いた場合には、初期速度推定が 50 ms 以内に終了

表 6.1: モータパラメータ (定格値) (150 kW , 4 poles)

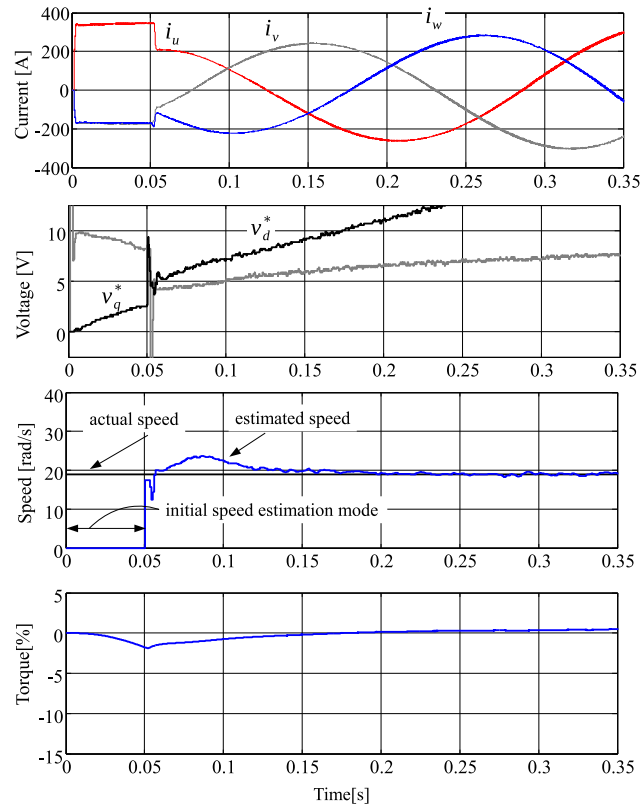
電圧	750 V	電流	204 A
一次抵抗 R_s	0.027 Ω	二次抵抗 R_r	0.021 Ω
一次インダクタンス L_s	8.569 mH	二次インダクタンス L_r	8.632 mH
励磁インダクタンス M	8.227 mH		
定格励磁電流 i_d^*	211 A	最大トルク	1500 Nm

し、トルクは最大トルクの5%以下にとどまっている。シミュレーション中で用いた誘導機のパラメータは、表6.1にまとめた。評価機は汎用向けの誘導機ではなく、特定用途向けに設計されたものである。一次抵抗 R_s および二次抵抗は R_r 実験的に測定した値である。インダクタンス L_s, L_r, M の磁気飽和特性は、あらかじめモータ製造メーカーから入手できる。

表6.1に示される励磁インダクタンスは、定格励磁電流の時の値である。速度推定を行う場合、一般的にはインダクタンスの飽和特性を考慮に入れる必要がある。しかし、(6.6)式で与えられる速度推定式は、 M/L_r に比例している。 M/L_r がほぼ一定の値にしかならないことを考慮すると、磁気飽和の影響は小さいと考えられる。



(a)



(b)

図 6.8: 回転速度 18.85 rad/s(90 r/min) の場合のシミュレーション波形 (a) 従来の初期速度推定方法を用いた場合 (b) 提案方式を用いた場合

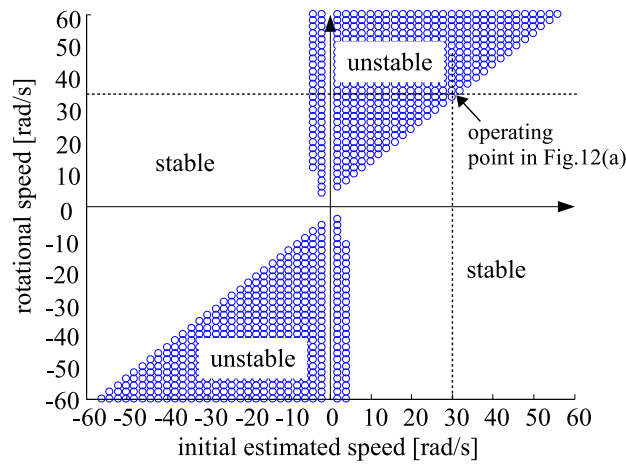
6.3 速度推定誤差に対して安定な磁束オブザーバによる速度推定器の検討

初期速度推定が完了すると、推定速度は、磁束オブザーバに引き渡される。5章の適応磁束オブザーバは通常の運転では安定に速度推定できることが確認されたが、速度推定誤差が存在している場合には、さらに考察が必要である。本節では、速度推定誤差が存在する場合の速度推定の安定性について検討する。5章では、速度推定誤差から、q軸電流推定誤差までの伝達関数を導出した。速度センサレス制御では、すべり周波数に速度推定誤差が含まれることになる。すべり周波数の誤差 $\Delta\omega_{se} = \omega_{se} - \hat{\omega}_{se}$ を考慮にいて、速度推定誤差から、d軸電流推定誤差、q軸電流推定誤差までの伝達関数を解きなおす。(5.8)式 $s\mathbf{I} - \mathbf{A} + \mathbf{GC}$ の2行1列目、2行2列目、4行2列目に対応する余因子行列を、 $C_{21}, C_{22}, C_{41}, C_{42}$ 、と置いた場合に、速度推定誤差からd軸電流推定誤差とq軸電流推定誤差は、それぞれ(6.13)式、(6.14)式で与えられる。

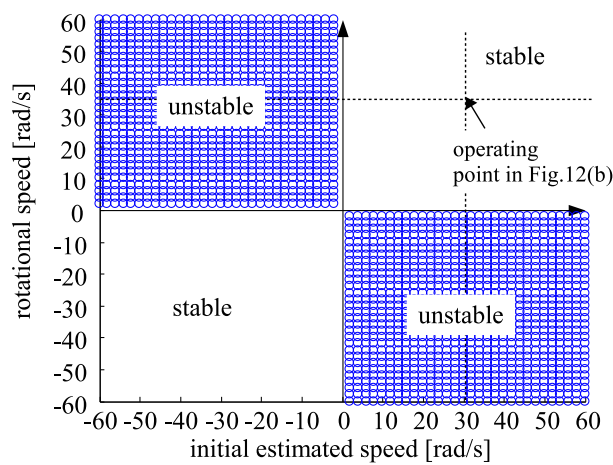
$$\begin{aligned} i_d - \hat{i}_d &= \frac{M}{\sigma L_s L_r} \frac{C_{21} + C_{41}}{(s + \frac{R_n}{\sigma L_s} + g_{22}) C_{22}} \hat{\Phi}_{dr} \Delta\omega_{re} \\ &= \frac{M}{\sigma L_s L_r} \frac{(\omega_{re} s + R_r/L_r \omega_1) \hat{\Phi}_{dr}}{(s + \frac{R_r}{\sigma L_s} + g_{22})(s^2 + 2\frac{R_r}{L_r} s + (\frac{R_r}{L_r})^2 + \hat{\omega}_{se}^2)} \Delta\omega_{re} \end{aligned} \quad (6.13)$$

$$\begin{aligned} i_q - \hat{i}_q &= \frac{M}{\sigma L_s L_r} \frac{C_{22} + C_{42}}{(s + \frac{R_n}{\sigma L_s} + g_{22}) C_{22}} \hat{\Phi}_{dr} \Delta\omega_{re} \\ &= \frac{M}{\sigma L_s L_r} \frac{\hat{\Phi}_{dr}}{(s + R_r/L_r)(s + \frac{R_r}{\sigma L_s} + g_{22})(s^2 + 2\frac{R_r}{L_r} s + (\frac{R_r}{L_r})^2 + \hat{\omega}_{se}^2)} \\ &\times \left[s^3 + 2\frac{R_r}{L_r} s^2 + \left\{ (\frac{R_r}{L_r})^2 + \hat{\omega}_{se}^2 + \omega_{re}(\Delta\omega_{se} + q \operatorname{sgn}(\omega_1)) \right\} s \right. \\ &\left. + R_r/L_r(\omega_1 \Delta\omega_{se} + q|\omega_1|) \right] \Delta\omega_{re} \end{aligned} \quad (6.14)$$

速度推定誤差から、電流推定誤差までの伝達関数が満たすべき条件は5.4節に示されて



(a)

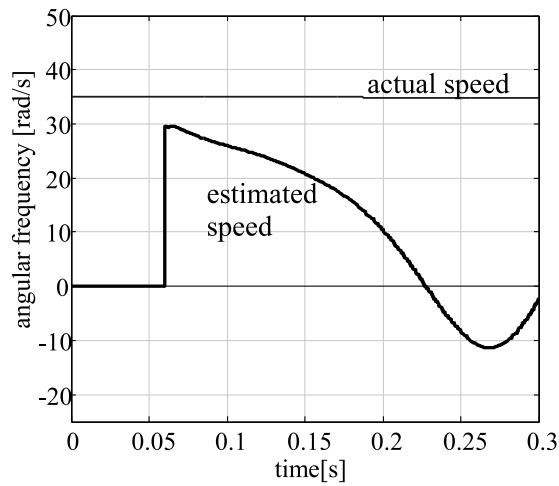


(b)

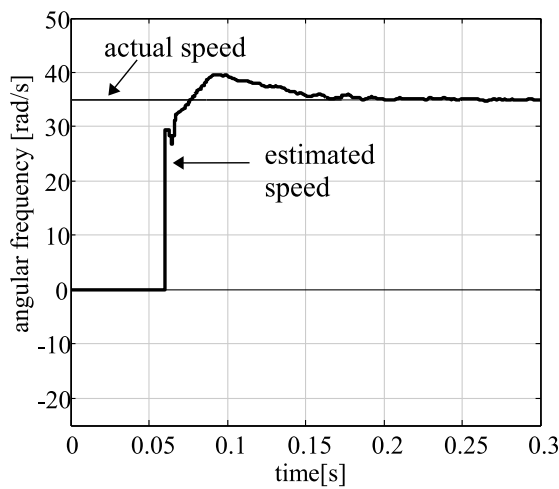
図 6.9: 安定な領域と不安定な領域 (a) q 軸電流誤差を用いて速度推定を行った場合。(b) d 軸電流誤差を用いて速度推定を行った場合。

いる通り、関数が正実である必要がある。

本節では、安定性を考慮するために、任意の速度推定誤差が存在することを仮定し、数値的な計算を行った。任意の速度推定誤差を各伝達関数に与えて、安定性を調べた。図 6.9(a) と (b) に計算結果を示す。図 6.9 において、それぞれ、縦軸を回転速度、横軸を初期推定速度をとる。なお、初期速度推定が完了した直後には、一次周波数は初期推定速度に等しい値をとる。図 6.9(a) から分かるように、q 軸電流推定誤差を用いた場合、回転速度と初期推定速度の符号が同じ第一、第三象限に不安定領域が存在する。一方、図 6.9(b) より、d 軸電流誤差を用いた場合には、回転速度と初期推定速度の符号が同じ領域では、安定となる。次に、2つの速度推定器を用いたシミュレーション結果を図 6.10 に示す。図



(a)



(b)

図 6.10: 回転速度 35 rad/s (167 r/min) の時のシミュレーション結果 (a) q 軸電流推定誤差を用いた場合 (b) d 軸電流推定誤差を用いた場合

6.10(a) では、q 軸電流推定誤差を、図 6.10(b) では d 軸電流推定誤差を用いた。再起動時の回転速度は 35 rad/s(167 r/min)、初期速度推定値は 30 rad/s である。初期速度推定値には -5 rad/s の誤差が含まれる。この動作点は、図 6.9(a) では、不安定領域に含まれる。そのため、q 軸電流推定誤差に基づく図 6.9(a) のシミュレーション結果は、速度推定値が真値に収束しない結果となっている。一方で、図 6.9(b) の結果は速度推定は安定に実行できた。もし、初期速度推定の符号が正確であるならば、d 軸電流誤差を用いた速度推定は安定に保つことができる。そこで、提案する速度推定の制御系では、初期速度推定直後は d 軸電流誤差を用いて、速度推定を行う。

6.4 実験結果

本節では、はじめに 6kW, 8 極の誘導機を用いて再起動実験を行う。次に表 6.1 に示した 150kW, 4 極の誘導機を用いた実験結果を示す。

6kW 誘導機のパラメータを、表 6.2 に示す。また、この誘導機を用いた時の実験装置の構成を図 6.11 に示す。この実験では、二次抵抗の誤差が速度推定性能に影響を与える。そこでモータ温度を一次抵抗の値からあらかじめ推定し、二次抵抗設定値を温度に応じて調整した。評価機の回転速度は 1800 r/min である。これは電気角周波数 120 Hz に相当している。この回転速度に対応するために、電流制御系のカットオフ周波数を 143 Hz に設定した。さらに、電流制御系の応答を十分に確保するために、インバータのキャリア周波数を 1.6 kHz に設定した。速度センサレス制御は、産業用途で使用実績がある固定小数点プロセッサ上のソフトとして実装された。6kW 誘導機を用いた実験では、慣性を模擬するために、負荷機は 7.5kW の誘導機をベクトル制御インバータで速度制御している。

回転速度が ± 40 r/min の場合の実験波形を図 6.12(a) と図 6.12(b) に示す。波形は、上より、三相電流, d 軸電流, 推定速度と実速度, および発生トルクである。回転速度 16.75 rad/s (40 r/min) の時の波形を図 6.12(a) に、-16.75 rad/s (-40 r/min) の時の波形を図

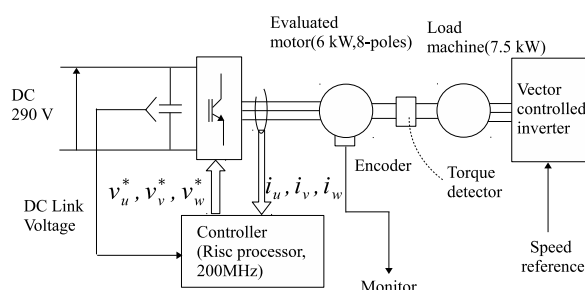
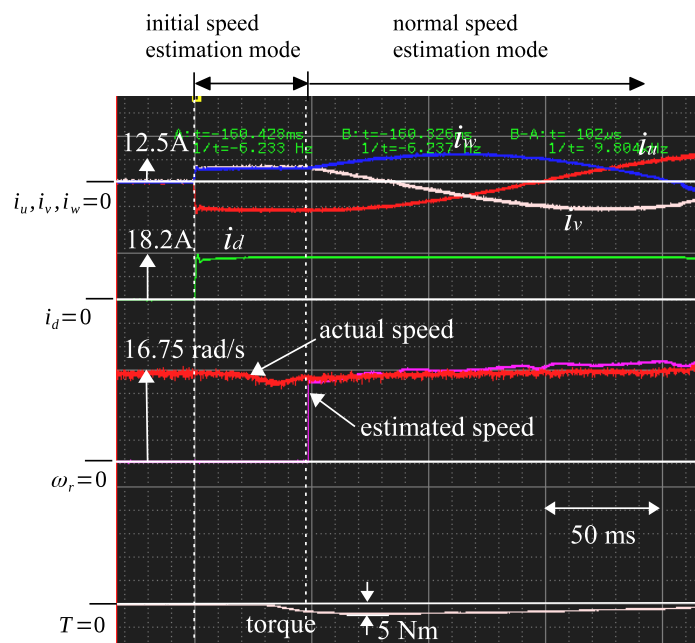


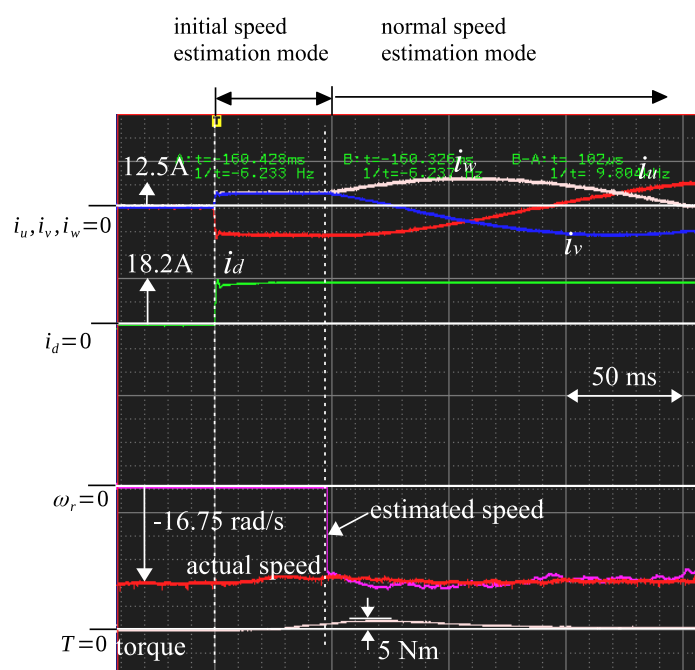
図 6.11: 実験装置の構成

表 6.2: モータパラメータ (定格値) (6 kW, 8 極)

電圧	200 V	電流	30 A
一次抵抗 R_s	0.285 Ω	二次抵抗 R_r	0.26 Ω
一次インダクタンス L_s	28.9 mH	二次インダクタンス L_r	29.34 mH
励磁インダクタンス M	27.54 mH		
定格励磁電流 i_d^*	18.2 A	定格回転速度	1800 r/min



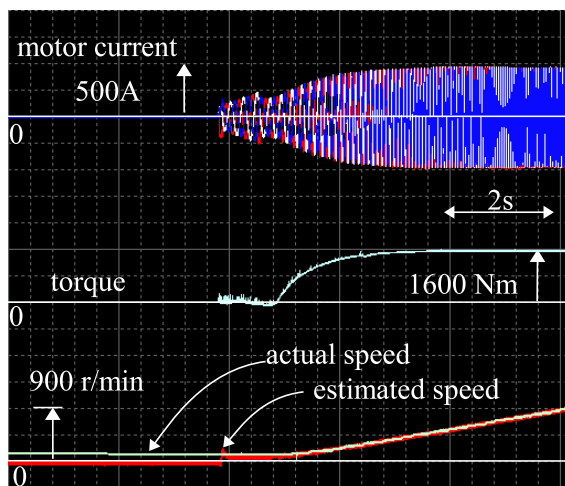
(a)



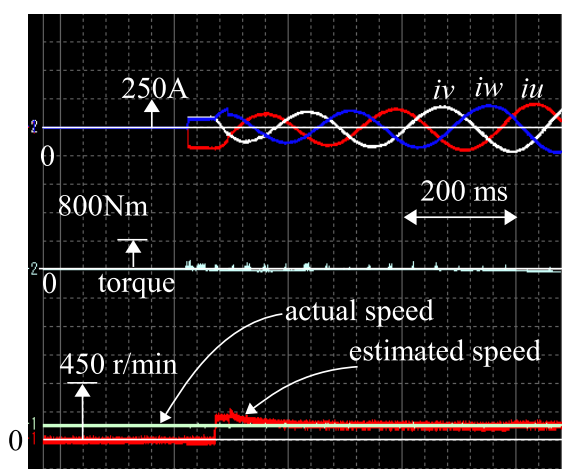
(b)

図 6.12: 回転速度 ± 40 r/min での実験結果 (a) 16.75 rad/s (40 r/min). (b) -16.75 rad/s (-40 r/min).

6.12(b) に示す。インバータ動作開始後 50 ms 後に初期速度推定値が磁束オブザーバに受け渡されており、実機での発生トルクは、評価機の最大トルクの 10%にとどまっているこ



(a)



(b)

図 6.13: 表 6.1 の誘導機を用いた再起動波形 (a) 再起動時の波形全体 (b) (a) の拡大図

とが確認できた。最後に、表 6.1 の誘導機を用いた再起動時の波形を、図 6.13 に示す。トルク検出器からの信号にはノイズが重畳しているが、再起動時のトルク変動は、最大トルクの 6.6% となっている。再起動時の速度推定誤差は無視できない大きさとなっているが、速度推定が速く行われるため、誘導機はなめらかに再起動できたことが確認できた。

6.5 まとめ

本章では、誘導電動機のセンサレス制御インバータにおいて、低速での再起動方法を提案した。直流電流を回転している誘導機に印加した場合の二次磁束の二回微分に基づいて速度推定を行う方法を提案する。提案方法による推定は、原理的に推定時間が短いため、

再起動時の好ましくないトルクの発生を抑制することができる。さらに、実際のPWMインバータに適用するために、電圧に重畳するリップルの影響を低減する機能を速度推定器に適用した。提案方式の有効性を実機とシミュレーションを用いて検証した。実験結果では、40 r/min で回転する誘導機の初期速度推定が 50ms で完了し、トルク発生が最大トルクの 10%以下に留まっていることを確認できた。

第7章 結論

最後に本研究の結論を以下にまとめる。

第3章では、埋込磁石同期モータの電流オブザーバに基づく位置センサレス制御方式において、電流推定誤差ベクトルの軌跡を用いた検討を行い、推定 dq 軸平面上で基準ベクトルを導入し、オブザーバの電流推定誤差のベクトルとの外積から角度推定誤差の符号を判別する方法を提案した。突極比や負荷に関わらず、 -90 度 ~ 90 度の範囲では正確に符号判別が可能である。また、角度推定誤差を線形化するため、推定 dq 軸平面上で、電流推定誤差と、磁石磁束の誘起電圧で決定される2つの円の交点を求めることにより、角度推定誤差を算出する方法を導出した。角度推定誤差の絶対値を振幅として利用することで、角度の符号とあわせて角度推定誤差を線形化することができる。急加減速を行うシミュレーションにおいて、角度推定誤差の過渡的な拡大に追従できることを確認した。さらに、速度推定誤差の影響が無視できない極低速領域で、速度推定誤差による考慮し、電流推定誤差から求めた速度推定誤差を利用して、角度推定誤差の符号判別を行う角度・速度推定器の構成を検討した。1.5kW IPMSM を用いて、提案方式の有効性を確認した。実験においては、150%負荷をかけた状態で、ゼロ周波数通過運転と 600r/min までの領域で安定に加減速運転が行えることを確認した。

第4章では、コンデンサ電圧に脈動成分が重畳した場合の電圧補償方法について検討した。位置センサレス制御で電圧を用いて速度推定を行っている点と、脈動成分とインバータ駆動周波数が近づいた場合に、電流振動が無視できなくなるため、電圧補償を行う必要がある。交流電気車を想定し、単相交流を整流した電圧を電源として用いるインバータでは、電源周波数の2倍の周波数で、ビートと呼ばれる現象が生じやすい。これを抑制するために、先行技術では、バンドパスフィルタの特性を利用して補償を行うものがあった。鉄道車両用のインバータでは、キャリア周波数が時々刻々と変化するため、バンドパス

フィルタの中心周波数の特性を常に変化させる必要があった。そこで、バンドパスフィルタの状態変数に着目し、位相特性が互いに90度異なる2つの状態変数を回転変換し、任意の進み位相を持つ成分を用いて、脈動電圧を補償する機能を提案した。また、新しい演算時間と古い演算時間に対応した離散化時の状態変数の式を導出し、パルス切り替えに対応している。次に、提案した電圧補償機能と、第3章の位置センサレス制御をインバータシステムに組み込み、電圧補償機能と電源周波数の2倍にあたる駆動周波数で、電流振動抑制効果を確認した。さらに、停止から200Hzまで、定格負荷による加減速運転を行った。キャリア周波数が急変する同期PWMによるパルス切り替えと、電源周波数の2倍の周波数で、電流振動は見られずに安定に制御可能であることが確認できた。

第5章では、適応二次磁束オブザーバのフィードバックゲイン調整方法を提案する。従来技術では、特性方程式が回生時に不安定極が発生しないゲインの与え方を提案している。しかし、この方法を用いても、ゲインの設定によっては、負荷時に、ゼロ周波数周辺で速度推定が不安定化する場合があります。速度推定誤差から電流推定誤差までの伝達特性を調べることにより、その原因を指摘した。そこで、速度推定誤差から電流推定誤差までの伝達関数の入出力の位相差が $\pm 90^\circ$ 以内になるよう、伝達関数の導関数の判別式に基づいて、オンラインでゲインを与える方法を提案した。また、2.2kW誘導機を用い、実機にて提案方式の有効性を確認した。提案方法による調整で、負荷が140%の場合に、ゼロ周波数を通過できることを示した。

第6章では、誘導電動機のセンサレス制御インバータにおいて、低速に適した再起動方法を検討した。直流電流を回転している誘導機に与えた時の磁束の解析を行い、二次磁束の二回微分に基づいて速度推定を行う方法を提案した。さらに、電圧に重畳するリップルの影響を低減する機能を速度推定器に適用し、キャリア周波数1.6kHzのPWMインバータでは50msで、10Hz以下の初期速度推定が完了することを確認した。また、第5章で使用している適応磁束オブザーバによる速度推定器の安定解析を行った。速度推定誤差の影響を受けないd軸電流誤差による速度推定を行い、再起動時の安定化を図った。提案方式は、6kW誘導機、および150kW誘導機で、100 r/min以下の再起動を行い、トルク発生が、最大トルクの10%以下に抑えられていることを確認した。

参考文献

- [1] 日本電機工業会「伸び行くインバータ」,
[https://www.jema-net.or.jp/jema/data/S5200\(20171122\).pdf](https://www.jema-net.or.jp/jema/data/S5200(20171122).pdf)
- [2] 「用途別 選べる富士インバータ」,
<https://www.fujielectric.co.jp/products/inverter/application/>
- [3] S.Ichikawa,Z.Chen,M.Tomita,S.Doki,and S.Okuma: "Sensorless Controls of Salient-Pole Permanent Magnet Synchronous Motor Using Extended Electromotive Force Models",*IEEEJ Trans.IA* ,Vol.122,No.12,pp.1088-1096 (2002) ,2002(in Japanese)
市川真士・陳志謙・富田睦雄・道木慎二・大熊繁:「拡張誘起電圧モデルに基づく突極型永久磁石同期モータのセンサレス制御」,電学論D,Vol.122,No.12,pp.1088-1096 (2002)
- [4] K.Samamoto,Y.Iwaji,T.Endo," A Simplified Vector Control of Position Sensorless Permanent Magnet Synchronous Motor for Electrical Household Appliances", *IEEEJ Trans.IA*,Vol.124,No.11,pp.1133-1140 (2004)(in Japanese)
坂本潔・岩路善尚・遠藤常博:「家電機器向け位置センサレス永久磁石同期モータの簡易ベクトル制御」,電学論D,Vol.124,No.11,pp1133-1140 (2004)
- [5] H.Hida,Y.Tomigashi,K.Kishimoto," Position Sensorless Vector Control for Permanent Magnet Synchronous Motors Based on Maximum Torque Control Frame", *IEEEJ Trans.IA*,Vol.127,No.12,pp.119-128 (2007)(in Japanese)
比田一,富樫仁夫,岸本圭司「永久磁石同期モータの位置センサレスベクトル制御」,電学論D,Vol.127,No.12,pp119-128(2007)
- [6] T. Aihara, A. Toba, T. Yanase, A.Mashimo, K. Endo, "Sensorless torque control of salient-pole synchronous motor at zero-speed operation", *IEEE Trans. on Power Electron.*, vol. 14, no.1, Jan, 1999.

- [7] Y.Kano,T.Kosaka,N.Matsui,T.Nakanisi,”Sensorless-Oriented Design of Concentrated- Winding IPM Motor for General Industrial Applications”, *IEEE Trans. IA*,Vol.130,No.2,pp.119-128,2010(in Japanese)
加納善明・小坂卓・松井信行・中西俊人「産業用集中巻埋込磁石同期モータの位置センサレス指向設計」, 電学論 D,Vol.130,No.2,pp119-128(2010)
- [8] Y.Kinpara:”Position Sensorless Control of PM Motor Using Adaptive Observer on Rotational Coordinate”,*IEEE Trans. IA*,Vol.123,No.5,2003,pp.600-609(in Japanese)
金原義彦:「回転座標上の適応オブザーバを用いた PM 電動機の位置センサレス制御」, 電学論 D,Vol.123,No.5,2003,pp.600-609
- [9] T.Kuroda,N.Nomura,Y.Matsumoto,N.Itoigawa,S.Ishii:”Sensorless Control of Permanent Magnet Synchronous Motor with Magnetic Flux Observer”,*Proc. of the 2008 JIAS Conf.* 1-62(in Japanese)
黒田岳志・野村尚史・松本康・糸魚川信夫・石井新一「磁束オブザーバを用いた永久磁石同期電動機のセンサレス制御」, 平成 20 年電気学会産業応用大会 1-62(2008)
- [10] K.Murakami,D.Kajino,K.Kamai,Y.Hayashi,T.Fukumoto:”Design of the PM Synchronous Motor Speed Sensor-less Vector Control Using the Armature Current Flux based Adaptive Full-order Observer”,SPC-02-85,pp.45-50,2002 (in Japanese)
村上暁・梶野大樹・釜井健二・林洋一・福本哲哉:「適応オブザーバによる永久磁石電動機速度センサレスベクトル制御法の設計手法」,SPC-02-85,pp.45-50,2002
- [11] H.Sugimoto,Y.Noto,T.Kikuchi,Y.Matsumoto:”Position Sensorless Vector Control of Stator Resistance Estimation Function of IPMSM”,*IEEE Trans IA*,Vol.129, No.1,pp78-87, 2009 (in Japanese)
杉本英彦・能登泰之・菊地寿江・松本康「適応同定による IPMSM の電機子巻線抵抗推定機能付き位置センサレスベクトル制御」, 電学論 D,Vol.129,No.1,pp.78-87 (2009)
- [12] L. Harnefors, “Instability phenomena and remedies in sensorless indirect field oriented control,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 15, no. 4, pp. 733-743, July, 2000.

- [13] 杉本・丁「適応二次磁束オブザーバを用いたベクトル制御誘導機系の安定性に関する一考察」, 電学論 D Vol. 119, No.10, pp.1212-1222
- [14] L. Ding, H. Sugimoto, "A Consideration and improving method about stability of vector controlled induction motor system without speed sensor driven with controlled voltage source using adaptive secondary flux observer," T. IEE Japan, vol. 120-D, no. 10, pp. 1225-1234, 2000. 丁力, 杉本英彦:「適応二次磁束オブザーバを用いた制御電圧源駆動速度センサレスベクトル制御誘導電動機系の安定性の考察と一改善法」, 電学論 D, vol. 120, no. 10, pp. 1225-1234, 2000.
- [15] 金原義彦・小山正人:「低速・回生領域を含む誘導電動機の速度センサレスベクトル制御法」, 電学論 D, vol.120, no. 2, pp. 223-229, 2000.
- [16] H. Sugimoto, "One improving measures of stability in regeneration operation of speed sensorless vector control induction motor system using adaptive observer of secondary magnetic flux," in *Proc. IPEC*, vol. 3, pp. 1069-1074. 2000.
- [17] B. J. Seibel, R. J. Kerkman and P. Leggate, "Inverter control during overload and following power interruption," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 28, no. 3, pp. 567-573, May/June 1992.
- [18] A. David and E. Lajoie-Mazenc, "Maintaining the synchronism of an AC adjustable speed drives during short supply interruptions for an optimal and automatic soft restart," in *Proc. IEEE Int. Symp. on Industrial Electronics*, pp. 463-470, 1993.
- [19] S.-H. Kim, H.-K. Park, A.Yoo, H.-J.Lee and J.-K. Seok, "Soft-restarting of free-run induction motors driven by small DC-link capacitor inverters," in *Proc. 2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, pp. 4441-4446, 2015.
- [20] H. Pan, L. Springob and J. Holtz, "Improving the start and restart behavior through state recognition of AC drives," in *Proc. Power Conversion Conference 1997*, pp. 589-594, 1997.
- [21] J. Ito, K. Tajima, S. Ishii and H. Umida, "Restart method for induction motor drive system without speed sensor," *IEE Japan Trans.*, vol.119-D, No. 2, pp. 211-216, 1999.

- [22] H. Iura, K. Ide and T. Hanamoto, "An estimation method of rotational direction and speed for free-running AC machines without speed and voltage sensor," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 47, no. 1, pp. 150-160, Jan./Feb. 2011.
- [23] 杉本英彦, 小山正人, 玉井伸三: 「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.
- [24] K.Ide,M.Takaki,S.Morimoto,Y.Kawazoe,A.Maemura,M.Ohto: "Saliency-Based Sensorless Drive of an Adequately Designed IPM Motor for Robot Vehicle Application", *IEEJ Trans.IA*,Vol.128,No.4,2008,pp.379-387
- [25] K. Ide, M. Takaki, S. Morimoto, Y. Kawazoe, A. Maemura, M. Ohto, "Saliency-based sensorless drive of an adequately designed IPM motor for robot vehicle application," *IEEJ Trans. IA*, vol. 128, no. 4, pp.380-387,2008.
- [26] J. Holtz, "Sensorless control of induction motor drives," in *Proc IEEE*, vol. 90, no. 8, pp. 1359-1394, 2002.
- [27] G. J. Armstrong, D. J. Atkinson and P. P. Acarnley, "A comparison of estimation techniques for sensorless vector controlled induction motor drives," in *Proc. IEEE Int. Conf. Power Electron. Drive Syst.*, vol. 1, pp. 110-116. 1997.
- [28] B.-H. Bae, G.-B. Kim and S.-K. Sul, "Improvement of low speed characteristics of railway vehicle by sensorless control using high frequency injection," *Proc. Thirty-Fifth IAS Annual Meeting and World Conference on Industrial Applications of Electrical Energy*, pp. 1874-1880, 2000.
- [29] F. Briz, M. W. Degner and R. D. Lorenz, "Analysis and design of current regulators using complex vectors," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 36, no. 3, May/June 2002.
- [30] H. Kim, M. W. Degner, J. M. Guerrero, F. Briz and R. D. Lorenz, "Discrete-time current regulator design for AC machine drives," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 46, no. 4, July/Aug. 2010.

- [31] S. Kadowaki, K. Oishi, T. Hata, N. Iida, M. Takagi, T. Sano and S. Yasukawa, “Antislip readhesion control based on speed-sensorless vector control and disturbance observer for electric commuter Train-Series 205-5000 of the East Japan Railway Company,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, no. 4, pp. 2001-2008, Aug. 2007
- [32] T. Ohtani, N. Takada and K. Tanaka, “Vector control of induction motor without shaft encoder,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 28, no. 1, pp. 157-166, Jan./Feb. 1992.
- [33] S. Suwankawin and S. Sangwongwanich, “Design strategy of an adaptive full-order observer for speed-sensorless induction-motor drives-tracking performance and stabilization,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, no. 1, pp. 96-119, Feb. 2006.
- [34] M. S. Zaky, “Stability analysis of speed and stator resistance estimators for sensorless induction motor drives,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, no. 2, Feb. 2012.
- [35] P. L. Jansen and R. D. Lorentz, “Transducerless field orientation concepts employing saturation-induced saliencies in induction machines,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol.32, no. 6, Nov./Dec. 1996.
- [36] J.-I. Ha, and S.-K. Sul, “Sensorless field-orientation control of an induction machine by high-frequency signal injection,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 35, no. 1, Jan./Feb. 1999.
- [37] J. Holtz and J. Quan, “Sensorless vector control of induction motors at very low speed using a nonlinear inverter model and parameter identification,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 38, no. 4, pp. 1087-1095, Jul./Aug. 2002.
- [38] G. Pellegrino, P. Guglielmi, E. Armando and R. I. Bojoi, “Self-commissioning algorithm for inverter nonlinearity compensation in sensorless induction motor drives,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 46, no. 4, July/Aug. 2010.
- [39] K. Nagata, T. Okuyama, H. Nemoto and T. Katayama, “A simple robust voltage control of high power sensorless induction motor drives with high start torque demand,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 44, no. 2, pp. 604-611, Mar./Apr. 2008.

- [40] I. D. Landau, M. Tomizuka, “Theory and practice of adaptive control systems(適応制御システムの理論と実際)”, オーム社,1981
- [41] H. Sugimoto, S. Tamai, M. Yano, “Speed sensorless vector control of induction motor using model reference adaptive system”, T. IEEJ vol. 108-D, no. 3, pp. 306-313, 1998.
杉本英彦, 玉井伸三, 矢野昌夫: 「モデル規範制御を適用した誘導電動機の世界速度センサレスベクトル制御, 電学論 D, vol. 108, no. 3, pp. 306-313, 1998.
- [42] C. Schauder, “Adaptive speed identification for vector control of induction motors without rotational transducers,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 28, no. 5, pp. 1054-1061, Sep./Oct. 1992.
- [43] H. Kubota, K. Matsuse, T. Nakano, “DSP-based speed adaptive flux observer of induction motor”, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 29, no. 2, pp.344-348, Mar./Apr. 1993.
- [44] P. Valclavek and P. Blaha, “Lyapunov-function-based flux and speed observer for AC induction motor sensorless control and parameters estimation,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, no. 1, pp. 138-145, Feb. 2006.
- [45] M. Hasegawa, S. Douki, S. Ookuma, T. Hukuhara, B. Hujiiwara, “Design method of full order observer to suppress axis deviation for vector controlled induction motor using γ positive real problem and gain scheduled H_∞ control, ”, *IEEJ Trans. IA*, Vol.121, No.12, pp.1218-1227, 2001(in Japanese)
長谷川勝・道木慎二・大熊繁・福森勉・藤原文治: 「 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, Vol.121, No.12, pp1218-1227, 2001
- [46] K. Lee, S. Lukic and S. Ahmed, “A universal restart strategy for induction machines,” in *Proc. Energy Conversion Conference and Exposition*, 2016.
- [47] S.-J. Jeong, Y.-M. Park and G.-J. Han, “An estimation method of rotation speed for minimizing speed variation on restarting of induction motor,” in *Proc. Power Electronics and ECCE Asia IEEE 8th International Conf.*, pp. 697-704, 2011.

- [48] K. Kondo, “Re-starting technologies for rotational sensorless controlled AC motors at the rotating status,” in *Proc. Control Conf. (ASCC)*, pp. 1-6, 2015.
- [49] K. Fujinami, K. Takahashi, K. Kondo and Y. Sato, “A restarting method of an induction motor speed-sensorless vector control system for a small-sized wind turbine power generator system,” in *Proc. 2009 International Conf. on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, pp. 1-5, 2009.
- [50] K. Fujinami and K. Kondo, “Linearization method for starting control of speed-sensorless vector-controlled induction motors,” *IEE Japan Trans.*, vol. 130-D, no. 11, pp. 1255-1263, 2010.
- [51] T. Homma, S. Wakao, H. Shibuya, K. Kondo, Y. Sato and T. Furuya, “A stability analysis of the mechanical simulator for induction motor speed sensor-less control in ultra lower speed range,” in *Proc. Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, 2008.
- [52] N. Kobayashi, F. P. Wuijaya, K. Kondo and O. Yamazaki, “Induction motor speed-sensorless vector control using mechanical simulator and disturbance torque compensation,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 52, no. 3, pp. 2323-2331, May/June 2016.
- [53] K. Kondo, “PMSM and IM rotational sensorless technologies specialized for railway vehicles traction,” in *Proc. 2014 IEEE 5th International Symposium on Sensorless Control for Electrical Drives*, pp. 1-7, 2014.
- [54] W. Hu, Z. Wu, L. Sun and X. Cai, “Strategy for restarting the free-running induction motor driven by a high-voltage inverter based on V/f fuzzy control,” in *Proc. 2016 8th International Conference on Intelligent Human-Machine Systems and Cybernetics*, 2016.
- [55] H. Yang, Y. Zhang, P. D. Walker, N. Zhang and B. Xia, “A method to start rotating induction motor based on speed sensorless model-predictive control,” in *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 32, no. 1, Mar. 2017.

- [56] T.Yamada,Y.Nakazawa,S.Shiraishi” Power Electronics Products for Railway Cars Realizing Low Noise and Energy Saving”,
Toshiba Review,Vol.61,No.9,pp.11-14(2006)(in Japanese)
山田敏明, 中沢洋介, 白石茂智 「更なる低騒音, 省エネルギーを実現する鉄道車両用パワーエレクトロニクス製品」, 東芝レビュー, Vol.61, No.9, pp.11-14(2006)
- [57] T.Ohmuna,S.Doki,S.Okuma”Extended EMF Observer for Sensorless Control over a Wide Range of Speeds”, *IEEJ Trans. IA*, Vol.131, No.2, 2011, pp.209-218(in Japanese)
大沼巧, 道木慎二, 大熊繁 「拡張誘起電圧オブザーバによる位置センサレス制御の低速駆動拡大」, 電学論 D, Vol.131, No.2, pp209-218(2011)
- [58] M.Hasegawa,H.Yamauchi,K.Matsui:”Improvement in Response of IPMSM Position Sensorless Control Using Adaptive Observer Based on Direct-Type Adaptive Control”,*IEEJ Trans. IA*, Vol.131, No.1, pp.9-16, 2011(in Japanese)
長谷川勝・山内大喜・松井景樹: 「直接形適応制御に基づく適応オブザーバを用いた IPMSM 位置センサレスの制御の応答改善法」, 電学論 D, Vol.131, No1, pp9-16, 2011
- [59] 稲荷田・棚町・仲田 「交流車両駆動システムにおけるビート減少を抑制するトルク電流フィードバック型ビートレス制御方式の提案」 電学論 D, vol. 121, no. 11, pp. 1169 - 1175
- [60] 戸張・岩路・坂本・金子・上松・大久保 「永久磁石同期モータ駆動における直流電圧脈動によるビート現象を抑制する周期外乱電流制御方式の検討」 電学論 D, vol. 130, no. 5, pp. 614 - 624
- [61] 近藤・結城他: 「軌間可変電車駆動用永久磁石同期電動機システムの開発」 電学論 D, Vol.125, No.4, pp348-353(2005)
- [62] 特開 2009-273330 号公報 「電力変換装置」
- [63] J. Maes and J. Melkebeek, “Speed-sensorless direct torque control of induction motors using an adaptive flux observer,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 36, no. 3, pp. 778-785, May/June. 2000.

- [64] C. Lascu, I. Boldea and F. Blaabjerg, "Very-low-speed variable-structure control of sensorless induction machine drives without signal injection," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 41, no. 2, pp. 591-598, Mar./Apr. 2005.
- [65] M. S. Zaky, M. M. Khater, S. Shokralla and H. A. Yasin, "Wide-speed-range estimation with online parameter identification schemes of sensorless induction motor drives," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 5, pp. 1699-1707, Nov. 2009.
- [66] Z. Qu, M. Hinkkanen and L. Harnefors, "Gain scheduling of a full-order observer for sensorless induction motor drives," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 50, no. 6, pp. 3834-3845, Nov./Dec. 2014.
- [67] E. D. Mitronikas and A. N. Safacas, "An improved sensorless vector-control method for an induction motor drive," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 52, no. 6, pp. 1660-1668, Dec. 2005.
- [68] L. Harnefors and M. Hinkkanen, "Complete stability of reduced-order and full order observers for sensorless IM drives," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 3, pp. 1319-1329, Mar. 2008.
- [69] T. Kikuchi, Y. Matsumoto and H. Sugimoto, "A speed sensorless induction motor control method using adaptive flux observer improved stability around the zero frequency," in *Proc. Power Conversion Conf.*, pp. 839-844, 2007.
- [70] T. Kikuchi, Y. Matsumoto and A. Chiba, "Speed estimation method for free-running induction motor with high inertia load in the low speed range," in *Proc. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, 2016.

研究業績一覧

査読付き論文誌

1. 菊地寿江, 松本康, 千葉明, 「電流推定誤差ベクトルの軌跡に基づいた埋込磁石同期モータの位置センサレス制御」, *電学論 D*, vol. 135, no. 6, pp. 586-595, 2015. (第3章に対応)
2. T.Kikuchi, Y. Matsumoto, A. Chiba, “Fast initial speed estimation for induction motors in the low speed range” , *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 54, no. 4, pp. 3415-3425, July/Aug. 2018. (第6章に対応)

国際会議

4. T. Kikuchi, Y. Matsumoto, H. Sugimoto, ”A speed sensorless induction motor control method using adaptive flux observer improving stability around zero frequency” , PCC Nagoya 2007 ,pp.839 - 844, 2007. (第5章に対応)
5. T. Kikuchi, Y. Matsumoto and A. Chiba, “Speed estimation method for free-running induction motor with high inertia load in the low speed range,” in Proc. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, 2016.
6. T. Kikuchi, Y. Noto, Y. Matsumoto, H. Mine, “Current compensation method for sensorless controlled induction motors operated in low switching frequency” , *International Conference on Electric Machines (2012)* , DS2G2-1, 2012.
7. T.Kikuchi, T. Kaneko, T. Takeuchi, T. Miyazaki, M. Iida, “Improved controll methods of Wells turbine for wave power generators,” *Asia Wave and Tidal Energy Conference(AWTEC) 2014* , P-Oc-1-5, 2014.

国内会議

8. 菊地寿江, 松本康, 「適応磁束オブザーバを用いた速度センサレス制御方式の複数台誘導機駆動システムでの基本性能実験結果」 電気学会産業応用部門大会 pp.297-298, 2005.
9. 菊地寿江, 谷川耕士, 能登泰之, 松本康, 杉本英彦, 「IPMSM の位置センサレス制御の高効率一制御方法」, 電気学会全国大会, pp. 182-183, 2007.
10. 菊地寿江, 松本康, 能登泰之, 杉本英彦, 「電流オブザーバに基づく埋込磁石同期機の位置センサレス制御の一制御方法」, 電気学会半導体電力変換研究会, SPC-08-26, 2008.
11. 菊地寿江, 能登康之, 松本康 「ビート現象の影響を考慮した鉄道車両向け IPMSM センサレス制御の実験結果」 電気学会産業応用部門大会, ppIII.287-III.290,2010. (第4章に対応。)
12. 菊地寿江, 能登康之, 松本康, 「速度センサレス制御におけるパルスパターンに関する一考察」 電気関係学会北陸支部連合大会, A-51, 2011
13. 菊地寿江, 能登康之, 松本康 「同期 PWM 領域に適した制御系の検討」 電気学会全国大会, vol.4 pp. 233-234, 2012.

シンポジウム

14. 大石潔, 菊地寿江, 近藤圭一郎, 「可変速交流ドライブ技術の高精度化における到達点と課題」, 電気学会産業応用部門大会, pp. 27-32, 2013.
15. 牧島信吾, 菊地寿江, 佐竹彰, 高橋友哉, 「可変速交流ドライブ技術の高応答化における到達点と課題」, 電気学会産業応用部門大会, pp. 21-26, 2013.

謝辞

本研究を進めるにあたり、東京工業大学 工学院 教授 千葉明先生には、終始、貴重で多大なる御指導を賜り、数えきれないほどの多くの打ち合わせを通じて、難しい状況を乗り越える方向に粘り強く導いてくださいました。先生の御指導なしには、この段階に到達することはできませんでした。また、御指導して頂いた研究の進め方や論文のまとめ方に関する考え方、書き方に関する知識は、学業を通じての、かけがえのない宝物となりました。心より、深く御礼を申し上げます。また、千葉研究室杉元紘也先生、富山大学 清田先生、静岡大学准教授 朝間先生には、研究生生活を通じ、常々大変お世話になり、論文の作成や発表に際して、御指導頂きましたことを、心より感謝を申し上げます。ならびに、千葉研究室 時岡えい様には、研究生生活を通じ、さまざまな御支援・御助力を賜りました。時岡様の多大なる御支援がなければ、やはり、この段階に到達することができませんでした。深く御礼を申し上げます。

修士時代にお世話になりました東京工業大学名誉教授 深尾正先生には、貴重なご助言のみならず、博士課程進学を後押し下さり、暖かい励ましのお言葉を賜り、論文の書き方に関して詳しくご指導を頂き、論文発表会においてもお越し下さいました。深く御礼を申し上げます。東京工業大学 工学院 安岡康一先生、七原俊也先生、藤田英明先生、萩原誠先生、竹内希先生には、有用な御助言、御指導を賜りましたことを、大変感謝申し上げます。

ならびに、本研究の論文のおもな共著者である富士電機株式会社 松本康様には、速度センサレスベクトル制御の研究の立案から、実験の進め方や日常業務にいたるまで、幅広く御指導・御支援を賜り、ひとかたならぬお世話を頂きましたことを深く御礼を申し上げます。

ならびに、福井大学元教授杉本英彦様、およびダイキン工業株式会社日比野寛様、富士電機株式会社 能登泰之様におかれましては、初めてセンサレス制御の研究を行うにあたり、制御の基礎の基礎からのご指導を頂き、センサレス制御の考え方において多大な影響を与えてくださいました。深く御礼を申し上げます。

ならびに、富士電機株式会社 橋井眞様 (OB)、海田英俊様、笹川清明様、美根宏則様、阿部康様、露木正年様、金享権様 (OB)、田中孝明様におかれましては、速度センサレス制御の研究開発と実験において、皆様の多大な御指導と御協力なしには、十分な成果を得ることができませんでした。心より感謝を申し上げます。

ならびに、富士電機株式会社 車両設計 坂本守様、西嶋与貴様、小林宣之様、石井潤一様におかれましては、車両用インバータ制御の基礎的な内容、モータ制御の実験の効果的な進め方などにおいて、常々貴重な御指導・御助言を賜り、本センサレス制御系の実現に多大な影響を与えてくださいました。皆様の御指導なしには、モータ制御の実験において、制御系の十分な性能をひき出すことができませんでした。深く御礼申し上げます。富士電機株式会社 車両品質保証 野間孝彦様、西田敦史様、稲垣諭司様 (OB)、根岸希世史様、辰巳順也様、荘園高志様におかれましては、速度センサレスインバータ制御の実験において多大なる御支援・御協力を賜りました。機械系・電気系の設備に関して、終始細やかな御気遣いを頂くとともに、当初、エアコンがないコントロール室において、真冬の寒さ、夏の暑さに耐えながら、辛抱強く、長時間実験の御支援を賜りました。皆様の御協力なしには、本センサレス制御系の実機検証において、十分な成果を得ることはできませんでした。深く御礼を申し上げます。