

# 永久磁石モータの簡易位置センサレス制御に関する研究

著者	隅田 悟士
学位授与機関	Tohoku University
学位授与番号	11301甲第17556号
URL	<a href="http://hdl.handle.net/10097/00121550">http://hdl.handle.net/10097/00121550</a>

# 永久磁石モータの簡易位置センサレス制御に関する研究

平成 29 年 3 月

隅田 悟士



# 目次

1 章	緒言 .....	1
1.1	研究背景.....	1
1.2	研究目的.....	7
1.3	本論文の概要.....	7
2 章	位置センサレス制御の概要と課題.....	9
2.1	まえがき .....	9
2.2	位置センサ付き制御の概要.....	9
2.3	位置センサレス制御の概要.....	15
2.3.1	位置センサ付き制御との差異 .....	15
2.3.2	位置推定手法の分類 .....	15
2.3.3	本研究の対象 .....	21
2.4	制御系簡易化の必要性和課題.....	21
2.4.1	制御アルゴリズムの簡易化 .....	21
2.4.2	電流検出の簡易化 .....	24
2.5	まとめ.....	32
3 章	平均値検出型 1 シャント方式を用いた位置センサレス制御.....	35
3.1	まえがき .....	35
3.2	制御系の構成.....	36
3.3	平均値検出型 1 シャント方式.....	39
3.4	モータ定数の設定誤差に対する感度解析.....	41
3.5	誘起電圧係数の同定.....	49
3.6	シミュレーション結果.....	52
3.7	実験結果.....	52
3.8	まとめ.....	57
4 章	一相電流検出方式を用いた位置センサレス制御.....	59
4.1	まえがき .....	59
4.2	制御系の構成.....	59
4.3	一相電流検出方式.....	61

4.3.1	電流 1 相分の検出方法 .....	61
4.3.2	電流推定の原理 .....	65
4.3.3	電流推定式の導出 .....	65
4.4	電流推定誤差の原因と対策 .....	73
4.4.1	直流母線電流の検出誤差 .....	73
4.4.2	検出回数の減少による電流推定誤差 .....	75
4.5	シミュレーション結果 .....	77
4.5.1	一定速試験 .....	77
4.5.2	加速試験 .....	77
4.6	実機結果 .....	77
4.6.1	一定速試験 .....	77
4.6.2	加速試験 .....	84
4.6.3	誘起電圧係数の同定 .....	84
4.7	まとめ .....	89
5 章	結言 .....	91
5.1	本論文のまとめ .....	91
5.2	今後の展望 .....	94

## 記号表

本論文で用いる主な記号を以下に示す。

$i_u$	: U 相電流 [A]
$i_v$	: V 相電流 [A]
$i_w$	: W 相電流 [A]
$i_d$	: $d$ 軸電流 [A]
$i_q$	: $q$ 軸電流 [A]
$i_{dc}$	: $dc$ 軸電流 [A]
$i_{qc}$	: $qc$ 軸電流 [A]
$i_a$	: 有効電流 [A]
$i_r$	: 無効電流 [A]
$J$	: 慣性モーメント [ $\text{Kg}\cdot\text{m}^2$ ]
$K_e$	: 誘起電圧係数 [ $\text{V}/(\text{rad}/\text{s})$ ]
$L_d$	: $d$ 軸インダクタンス [H]
$L_q$	: $q$ 軸インダクタンス [H]
$P_m$	: 極対数
$R$	: 巻線抵抗 [ $\Omega$ ]
$s$	: ラプラス演算子
$v_u$	: U 相電圧 [V]
$v_v$	: V 相電圧 [V]
$v_w$	: W 相電圧 [V]
$v_d$	: $d$ 軸電圧 [V]
$v_q$	: $q$ 軸電圧 [V]
$v_{dc}$	: $dc$ 軸電圧 [V]
$v_{qc}$	: $qc$ 軸電圧 [V]
$\theta_d$	: 電気角における回転子位置 [rad]
$\theta_{dm}$	: 機械角における回転子位置 [rad]
$\theta_{dc}$	: 電気角における制御系基準位置 [rad]

$\Delta\theta$	: 回転子位置と制御系基準位置の誤差（軸誤差） [rad]
$\Delta\theta_c$	: 回転子位置と制御系基準位置の推定誤差（軸誤差推定値） [rad]
$\tau_m$	: モータトルク[Nm]
$\tau_L$	: 負荷トルク [Nm]
$\omega_r$	: 回転速度 [rad/s]
$\omega_l$	: 推定回転速度 [rad/s]

# 1章 緒言

## 1.1 研究背景

近年、モータは自動車・鉄道・産業用機器・家電などの電動駆動システムの駆動源として幅広く利用されている。図 1.1 に世界の用途別電力需要を示す<sup>[1]</sup>。モータの消費電力量は全体の 46%を占めており、最も多くのエネルギーを消費する機器であることがわかる。また、国内においても、モータの消費電力量は全体の 55%を占めていることが報告されている<sup>[2]</sup>。

年々、自動車・建設機械などの内燃機関は効率向上およびエネルギー回生のためにモータへ置き換えられており、モータの消費電力量は今後とも増加する見込みである。さらに、モータは内燃機関と比較して制御応答性も優れており、近年急速に普及してきている自動運転技術に不可欠なデバイスである。このような理由からもモータの消費電力量は増加するものと考えられる。

モータの損失を削減するため、制度的・技術的な面から様々な取り組みが行われている。制度的な面においては、国際電気標準会議により 4 種類の国際効率レベル (IE : International Efficiency standard level) すなわち IE1 (標準効率)、IE2 (高効率)、IE3 (プレミアム効率)、IE4 (スーパープレミアム効率) が規定されている。日本では、375 kW 以下の誘導モータにおいて IE3 を満たすことが義務付けられており、高効率化に向けた動機付けの一つになっている<sup>[3]</sup>。技術的な面においては、モータ自体の高効率化と制御を含めたシステムとしての高効率化の両点から研究がなされている。モータ自体の高効率化に関しては、磁性材料の特性向上、解析手法の高度化などが検討されている。特に永久磁石の中で最大の残留磁束密度と保持力を有するネオジム磁石の発明はモータの高効率化に大きく寄与しており、家電・自動車・産業分野などに幅広く実用化されている<sup>[4]~[6]</sup>。制御を含めたシステムとしての高効率化に関しては、インバータのパルス幅変調による可変速制御が基礎となる。パルス幅変調 (Pulth Width Modulation ; 以下、PWM と略称) とは、直流電圧をパルス電圧に変換し、同時にパルス電圧のオン・オフ比率を変えることによって電力を制御する技術である。PWM を用いれば、インバータ出力電圧の基本波の周波数と振幅を調整できるため、可変速制御が可能となる。可変速制御においては、ファンやポンプなどが必要とする動力に応じて回転数を調整するため、一定速運転に対して消費電力を 25~50 %削減することができる<sup>[7]</sup>。



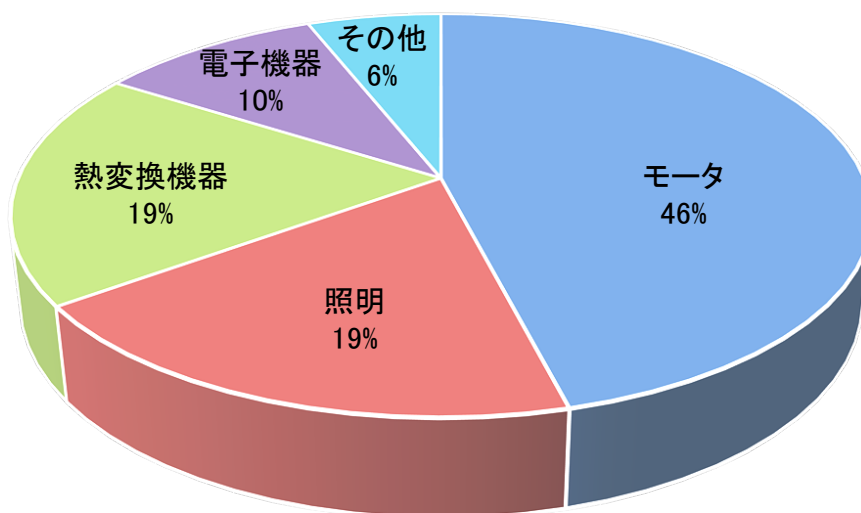


図 1.1 世界の用途別電力需要<sup>[1]</sup>

可変速制御が発展した背景には、パワーデバイスの高周波化と制御装置の高性能化がある。パワーデバイスは、1970年代に大きく発展し、MOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor) および IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) などが実用化された。これらのパワーデバイスはそれ以前に実用化されていたサイリスタに比べて、ターンオフ時間が短く、スイッチング損失が小さいためにスイッチング周波数を高めることができる。例えば、IGBTのスイッチング周波数は約 5~20 kHz であり、モータの駆動周波数に比べて高い。このため、PWM による高調波電流は低減され、可変速制御における高調波損失の低減に寄与している。

パワーデバイスと同様に制御装置も年々進展している。制御装置は大きくアナログ型とデジタル型に分類される。アナログ型ではアナログ回路を用いて制御入力から制御操作量を計算すると同時に出力する。デジタル型では制御入力を A/D 変換した離散値で制御操作量を計算した後に D/A 変換により出力する。元々は安価なアナログ型が主流であったが、半導体製造技術の向上によりデジタル型制御装置のコストが指数的に下がったため、現在ではデジタル型が主流となっている。制御装置をアナログ型からデジタル型に置き換えたことにより高速かつ複雑な制御系を実装することが可能になった。また、そのような制御系に適用するデバッグ装置の高性能化も可変速制御が普及した理由である。

可変速制御は、120 度矩形波駆動と 180 度正弦波駆動に大別される<sup>[8]</sup>。120 度矩形波駆動とは、回転子位置角を 60 度ごとに検出し、その検出の度に通電位相も 60 度進める制御方法である。通電位相はモータが 1 回転する間に①U-V 相、②U-W 相、③V-W 相、④V-U 相、⑤W-U 相、⑥W-V 相の順に変化し、1 相あたりの通電角は 120 度になる。これにより電流波形としては 120 度の矩形波と 60 度分の無通電状態が繰り返されるため、120 度矩形波駆動と呼ばれる。180 度正弦波駆動は、120 度矩形波駆動における 60 度のステップを細分化し、回転子位置角に対して通電位相を連続的に進める制御方式である。電流波形は回転子位置角と一定の位相差を有する正弦波になることから、180 度正弦波駆動と呼ばれる。電流波形が正弦波であることからモータトルクは一定となり、120 度矩形波駆動よりもモータの振動・騒音が小さくなる。このようなメリットがあるため、180 度正弦波駆動の方が制御系としては複雑ではあるが、制御装置の発展に伴って主流となってきた。

180 度正弦波駆動において重要となるのは、上位より与えられたトルク指令あるいは速度指令に基づいてモータに印加する電圧の周波数・振幅を決定するための制御アルゴリズムである。適切な電圧を印加しなければ、効率が低下するだけでなく、モータ駆動そのものがないこともある。ここで考案されたのがベクトル制御であり、現在までに数多くの検討

がなされている<sup>[9]~[14]</sup>。ベクトル制御とは、回転子に同期する回転座標系を導入し、モータに流れる電流をその回転座標系の2つの座標軸成分に分解し、成分ごとに制御する方式である。2つの座標軸の定義は任意であるが、本論文では回転子の磁石磁束方向を $d$ 軸、その直交方向を $q$ 軸とする。大まかに言えば、電流の $d$ 軸成分はモータの半径方向の加振力、 $q$ 軸成分は周方向のトルクを発生させる。トルクに寄与しない $d$ 軸成分と寄与する $q$ 軸成分を独立に分けて制御することにより、高効率化・高応答化を実現することができる。例えば、トルクに寄与しない $d$ 軸成分をゼロに制御することにより巻線の銅損を低減できる<sup>[15]~[17]</sup>。これにより所定の運転点におけるモータ駆動効率が高められ、先に述べた可変速制御と合わせて電動駆動システムとしての高効率化に寄与している。

一方でベクトル制御の導入による問題もハードウェアおよびソフトウェアの両面から指摘されている。ハードウェアにおいては、インバータ主回路およびその冷却系、制御回路、センサ類などの追加コストなどが問題となっており、ソフトウェアにおいては、モータの製造ばらつきに対するロバスト性、動作異常時の安全性・信頼性などが問題となっている。これらは各種の電動駆動システムに共通する課題であるが、それぞれの重要性は時代あるいは用途などにより異なる。可変速制御の黎明期においては制御装置が高価であったことから、主な制御対象は鉄道・圧延機などの大容量システムであり、インバータ主回路およびその冷却系などのコストが問題となっていた。その後、制御装置が安価になり、インバータ出力が数kW程度の産業・家電機器などの量産品に採用されると、制御回路・センサ類の追加コスト、モータの製造ばらつきに対するロバスト性などが問題となってきた。

これらの問題を解決するため、ベクトル制御の位置センサレス化<sup>[18]~[35]</sup>・ロバスト化<sup>[36]~[38]</sup>について研究されている。基本的なベクトル制御では、回転座標における電流成分を制御するため、回転子位置角を検出する位置センサと、巻線に流れる電流を検出する電流センサが必要となる。位置センサレスベクトル制御（以下、位置センサレス制御）とは、電流検出値から回転子位置角を推定し、その推定値に基づいてベクトル制御を実現する手法である。通常のベクトル制御に比べて、位置センサレス制御は位置センサを省略できるため、以下のメリットがある。

- (1) 位置センサ分のコストが削減される。
- (2) 制御基板が小型化される。
- (3) 位置センサ（ホール IC）付きの制御基板は、永久磁石モータの近傍に設置する必要があったが、これが不要となるために制御基板の周囲温度を下げることができる。

上記のメリットに加えて、圧縮機用途では高温・高圧の雰囲気中でモータが駆動されるため、位置センサは設置できず、位置センサレス制御は必須技術となっている。

位置センサレス制御では、電流検出値をモータモデルに入力することで誘起電圧あるいはインダクタンスなどを計算し、それらの位置依存性を利用して回転子位置角を推定する。位置推定精度は、着目する電気的特性量の位置依存性および構築するモータモデルで決まるため、精度向上を目的として様々な手法が検討された。その結果、位置センサレス制御は産業用の汎用インバータ、家庭用エアコンなどで製品化され、その基礎技術は確立された段階にあるといえる。

ベクトル制御のロバスト化は、モータの製造ばらつきを吸収して応答性・効率などの性能を保持することを目的とする。ベクトル制御で用いるモータモデルは、抵抗・インダクタンス・誘起電圧係数などのモータ定数を含む。これらの設定値に誤差があると電圧出力値も誤差を有し、応答性・効率などが低下するため、ベクトル制御のロバスト化が必要となる。一般にロバスト化は、制御器内部の指令信号と制御器外部からの検出信号の差をゼロにするようにモータ定数の設定値を補正することで実現される。位置センサレス制御では、位置推定値の誤差も発生するために性能低下が顕著であり、ロバスト化は必須となる。モータ制御全般のロバスト化という観点ではデッドタイム誤差の自動補償<sup>[39]</sup>、電流検出誤差の自動補償<sup>[40]</sup>などの研究もなされているが、本論文ではベクトル制御のロバスト化を対象とする。

位置センサレス制御とそのロバスト化に関する研究が進んだことにより数 kW 程度の永久磁石モータに対してもベクトル制御が適用されることとなった。その適用範囲をさらに拡大するために研究されているのが位置センサレス制御の簡易化である<sup>[41][42]</sup>。簡易化とは位置センサレス制御のアルゴリズムを単純化する、あるいは電流センサの個数を低減することで制御装置の要求仕様を下げることである。単純にフィードバック制御の代わりにフィードフォワード制御を使用する、あるいは、電流センサを省略して電流指令値をそのまま電流検出値として利用すると、安定性・ロバスト性が損なわれる。これを防ぐにはシステムに必要な駆動性能を抽出し、簡易化後においても必要な性能は実現されることを制御理論に基づいて明らかにする必要がある。

位置センサレス制御の簡易化に関する研究は、制御アルゴリズムの簡易化と電流検出の簡易化の 2 つに大別される。文献<sup>[41][42]</sup>ではエアコン圧縮機やファンなどにおいて、モータの加減速は頻繁に繰り返されず、一定速度での定常運転が殆どであることに着目して制御系を簡易化している。制御系の要件として、「(1) 速度指令への応答性は 120 度矩形波駆動と同等以

上、(2) 効率、騒音などの定常的な特性はベクトル制御（180 度正弦波駆動）と同等、(3) 制御パラメータがモータ定数のみ」の 3 件を挙げており、ベクトル制御における電流制御をローパスフィルタに置き換えることで、それらの要件を満たすことを示している。また、制御系の伝達関数より減衰係数を導出することで安定性を理論的に保証している。文献<sup>[43][44]</sup>では、ベクトル制御を簡易化する代わりに  $V/f$  制御を永久磁石モータ向けに応用することを提案している。元々、 $V/f$  制御は誘導モータ向けの制御手法であり、回転速度に比例した出力電圧をフィードフォワードで演算するだけの簡易的な制御手法である。フィードバック制御なしで安定に駆動できるのは、誘導モータが非同期モータの一種であり、固定子側磁束と回転子の回転速度差すなわちすべりによって安定性が保たれるからである。永久磁石モータの駆動においては、 $q$  軸電流の変化分を回転速度指令に加算するフィードバックループを  $V/f$  制御に加えればよいことが示されている。これは  $q$  軸電流の変化分がトルク変動を表しており、このフィードバックループによりトルク変動が減衰されるからである。上記以外にも電流検出値から回転子位置角推定までの制御アルゴリズムの簡易化について研究結果が多数報告されている。

電流検出の簡易化についても多数報告されている<sup>[45]-[56]</sup>。電流検出の簡易化に関する研究は、1 シャント方式と呼ばれる電流検出方式が基礎となっている。これは電流センサを三相交流配線全てに設置するのではなく、インバータの直流母線に設置する方式である。元々、インバータの直流母線にはインバータの過電流を検出するための電流センサが設けられており、これをモータ制御に流用することで電流センサの個数を低減させている。直流母線にはインバータのスイッチング状態に応じて、特定の相の電流が順次流れるため、スイッチングに合わせてサンプリングのタイミングを制御すれば、2 回のスイッチングごとに二相分の電流を検出できる。残りの一相分は三相の合計値がゼロであることから推定できる。

1 シャント方式によれば三相交流配線に設ける 2 個の電流センサを省略できるためにハードウェアは簡易化されるが、代わりにサンプリングのタイミングの制御が必要となるためにソフトウェアは逆に複雑化する。この点を解決するために力率検出方式<sup>[45]</sup>、電流ピーク検出方式<sup>[46]</sup>などが提案されている。しかし、これらの手法を適用すると電流から得られる情報が少なくなるため、もとの 1 シャント方式で確保されていたロバスト性が失われる、あるいは事前のパラメータ調整が必要になるなどの問題がある。従って簡易性とロバスト性を備えた電流検出方式が望まれる。

今後ともモータの消費電力低減に向けて可変速制御は普及すると考えられる。その中で数 kW 以下の永久磁石モータにも幅広く適用できる簡易位置センサレス制御を構築し、産業用機器・家電などの量産品に適用していくことは重要である。現状では、制御アルゴリズムの簡易化については一定の結果が得られているが、電流検出の簡易化については課題が残っており、この解決が強く要望される。

## 1.2 研究目的

本論文では数 kW 以下の永久磁石モータを簡便な制御システムでロバストに駆動するため、以下の要件を満たす簡易位置センサレス制御を構築することを目的とする。

- (1) 簡易性：制御パラメータやサンプリングのタイミングなどの調整が不要であること。
- (2) 応答性：工作機械やホイスなどを用いられるサーボ制御のような応答性は不要であるが、定常運転が主であるファン・ポンプなどの駆動に必要な応答性は確保すること。
- (3) ロバスト性：モータ定数のばらつきに影響を受けないこと。

## 1.3 本論文の概要

本論文は永久磁石モータの簡易位置センサレス制御に関する研究について全 6 章で構成される。各章の内容は以下の通りである。

第 1 章では研究の背景と目的について述べる。

第 2 章では、はじめに既存の位置センサレス制御手法について整理し、位置センサレス制御における簡易化の必要性および課題について述べる。特に既存の簡易的な電流検出方式では  $d$  軸/ $q$  軸電流の一方のみしか検出できず、位置センサレス制御のロバスト性が著しく低下することを説明する。

第 3 章では、インバータの直流母線に流れる電流の平均値をローパスフィルタにより検出し、これに基づく簡易位置センサレス制御を提案する<sup>[57]-[59]</sup>。ローパスフィルタの設置により応答性が劣化することが予想されるが、フィルタ時定数を制御系の伝達関数に基づいて理論的に設計することで所望の応答性が得られることを明らかにする。ロバスト性に関しては、モータ起動時・低速時において平均直流電流より  $d$  軸電流を推定し、これを用いて誘起電圧係数を同定できることを示す。また、同定完了後には中高速運転に移行して  $q$  軸電流を推定することで、負荷に応じて電流を最小化できることを理論解析および実験結果により実証する。

第4章では、三相交流の内の一相分の電流から三相分を再現し、これに基づく簡易位置センサレス制御を提案する<sup>[60][61]</sup>。従来の電流検出方式では、三相を再現するには少なくとも二相分の電流検出が必要と考えられていた。提案手法では、ある一相分の電流を異なる時刻において複数回検出して、これらを組み合わせることで三相を再現する。異なる時刻での電流検出が必要となることから、三相分の再現に掛かる時間は従来の電流検出方式よりも長くなるが、伝達関数を用いた理論解析および実験結果により所望の応答性が得られることを明らかにする。ロバスト性に関しては、1シャント方式と同様に  $d$  軸電流および  $q$  軸電流の両方を検出し、モータ定数を同定できることを示す。また、簡易性に関しては、一相分の電流検出のみであれば、サンプリングのタイミングは調整不要であることを PWM の動作原理に基づいて明らかにする。

第5章は結論であり、本論文で得られた成果と今後の研究課題について述べる。

## 2章 位置センサレス制御の概要と課題

### 2.1 まえがき

本章ではまず位置センサ付きの場合のモータの制御構成について説明する。次に位置センサレス制御について説明し、これまで提案されている位置推定手法を分類する。さらに位置推定手法の簡易化・汎用化が必要になる理由と課題について示す。最後に課題の解決方針についてまとめる。

### 2.2 位置センサ付き制御の概要

図 2.1 に位置センサ付きにおける制御構成を示す。本制御系の目的は、上位のコントローラより与えられる速度指令  $\omega_r^*$  に従って永久磁石モータを安定に駆動することである。モータ M の電流センサにより U 相電流  $i_u$ 、V 相電流  $i_v$ 、W 相電流  $i_w$  を、エンコーダによって機械系回転子位置角  $\theta_{dm}$  を検出している。機械系回転子位置角  $\theta_{dm}$  はマイコン内部において、次式に従って電気系回転子位置角  $\theta_d$  へ換算される（以下、単に回転子位置角  $\theta_d$ ）。

$$\theta_d = \frac{\theta_{dm}}{P_m} \dots\dots\dots (2.1)$$

ただし、 $P_m$ ：極対数

図 2.1 のベクトル制御ブロックでは、後述する方法によって U 相電圧指令  $v_u^*$ 、V 相電圧指令  $v_v^*$ 、W 相電圧指令  $v_w^*$  を出力する。さらに PWM 制御によってゲート信号が出力され、インバータが駆動される。これによりモータに U 相電圧  $v_u$ 、V 相電圧  $v_v$ 、W 相電圧  $v_w$  が印加され、U 相電流  $i_u$ 、V 相電流  $i_v$ 、W 相電流  $i_w$  が流れる。

図 2.2 にベクトル制御ブロックの構成を示す。ベクトル制御では、座標変換を用いて交流量を直流量に換算する。制御対象の状態量について図 2.3 のベクトル図を用いて説明する。ベクトル図の基準となる固定軸は、U 相巻線の磁束発生方向を示す  $\alpha$  軸である。 $d$  軸、 $dc$  軸は  $\alpha$  軸を反時計方向にそれぞれ  $\theta_d$ 、 $\theta_{dc}$  だけ回転させた軸であり、 $q$  軸、 $qc$  軸はさらに  $\pi/2$  rad 回転させた軸である。ここで、軸誤差  $\Delta\theta$  は  $d$  軸と  $dc$  軸の位相差として定義する。電圧ベクトル  $\mathbf{v}_1$  は永久磁石モータに印加される電圧の大きさと向きを表しており、その  $dc$  軸成分が  $dc$  軸電圧指令  $v_{dc}^*$ 、 $qc$  軸成分が  $qc$  軸電圧指令  $v_{qc}^*$  である。電流ベクトル  $\mathbf{i}_1$  についても同様である。交流量と直流量の間には以下の関係が成り立つ。



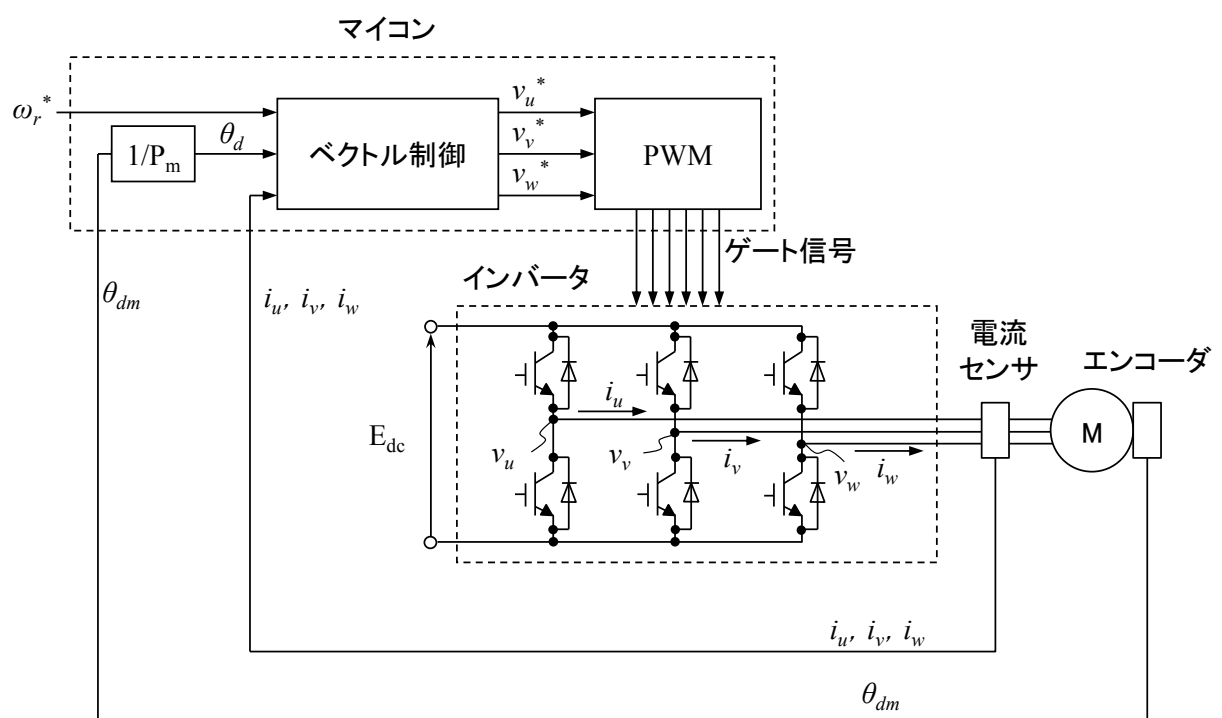


図 2.1 位置センサ付きにおける制御構成

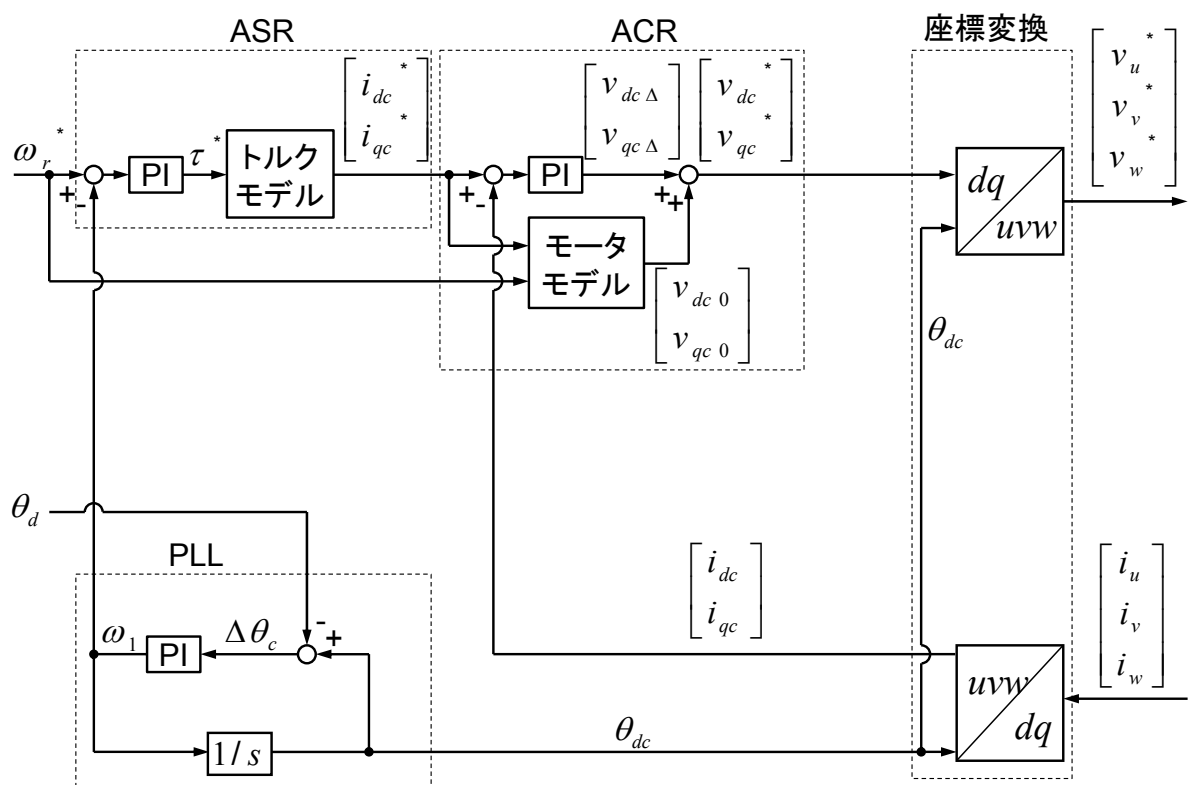


図 2.2 ベクトル制御の構成

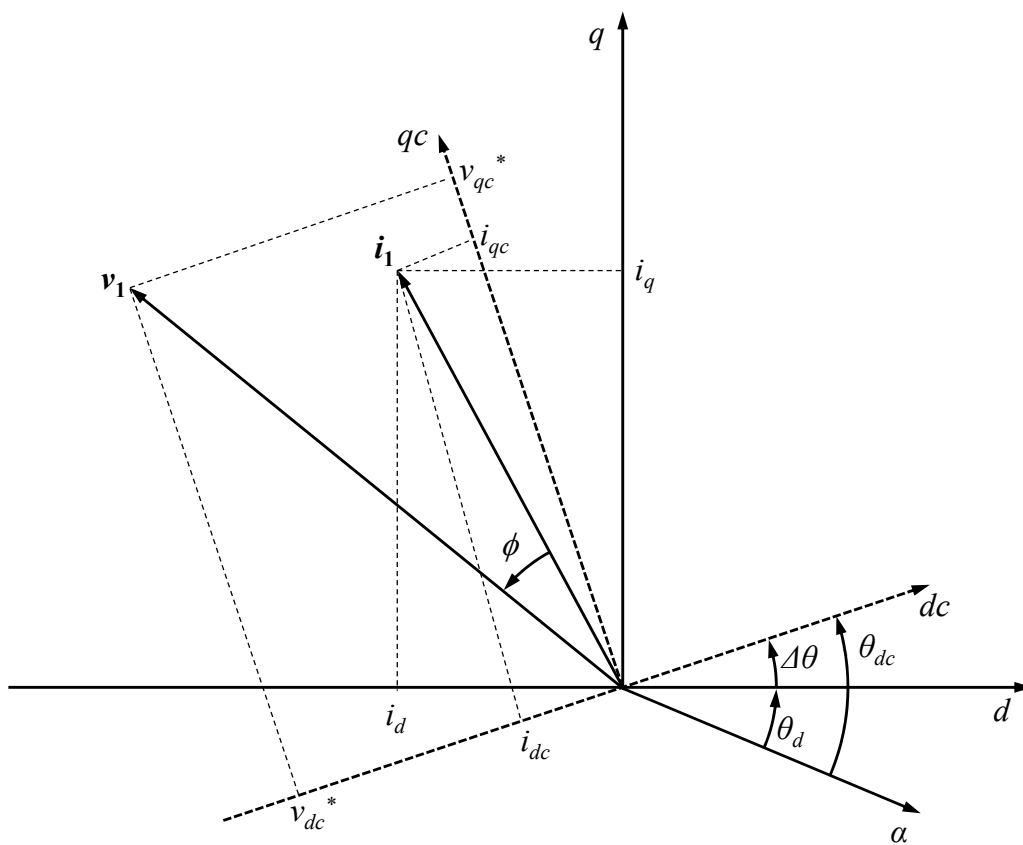


図 2.3 ベクトル図

$$\begin{bmatrix} v_u^* \\ v_v^* \\ v_w^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \theta_{dc} & -\sin \theta_{dc} \\ \sin \theta_{dc} & \cos \theta_{dc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{dc}^* \\ v_{qc}^* \end{bmatrix} \dots\dots\dots (2.2)$$

$$\begin{bmatrix} i_{dc} \\ i_{qc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_{dc} & \sin \theta_{dc} \\ -\sin \theta_{dc} & \cos \theta_{dc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} \dots\dots\dots (2.3)$$

(2.2)式は二相から三相への座標変換（以下，二相三相変換）であり，図 2.2 では「 $dq/uvw$ 」で表す。また，(2.3)式は三相から二相への座標変換（以下，三相二相変換）であり，図 2.2 では「 $uvw/dq$ 」で表す。本論文の座標変換には相対変換を適用する。すなわち，二相三相変換後の直流量は交流量の振幅に相当する。 $d$  軸・ $q$  軸の直流量を用いることで，モータモデルは次式で表される。

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_d i_d \\ L_q i_q \end{bmatrix} + \omega_r \begin{bmatrix} -L_q i_q \\ L_d i_d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_r K_e \end{bmatrix} \dots\dots\dots (2.4)$$

ただし， $R$ ：巻線抵抗値[Ω]， $L_d$ ： $d$  軸インダクタンス[H]， $L_q$ ： $q$  軸インダクタンス[H]， $K_e$ ：誘起電圧係数[V/(rad/s)]， $i_d$ ： $d$  軸電流[A]， $i_q$ ： $q$  軸電流[A]

図 2.2 のベクトル制御は座標変換のほかに，（１）速度制御器（ASR: Automatic Speed Regulator），（２）電流制御器（ACR: Automatic Current Regulator），（３）位相同期制御器（PLL: Phase Locked Loop）を備えている。以下にこれらの制御器について説明する。

### （１）速度制御器

速度制御器の目的は推定速度 $\omega_1$ を速度指令 $\omega_r^*$ に追従させることである。このため，速度指令 $\omega_r^*$ と推定速度 $\omega_1$ の差分がPI制御器に入力され，トルク指令 $\tau^*$ が出力される。トルク指令 $\tau^*$ はトルクモデルを用いて $dc$ 軸電流指令 $i_{dc}^*$ ， $qc$ 軸電流指令 $i_{qc}^*$ に換算される。トルクモデルは次のように導かれる。まず，誘起電圧およびインダクタンスの高調波成分をゼロと仮定すると，永久磁石モータのトルク $\tau_m$  [N・m]は次式で表される。

$$\tau_m = \frac{3}{2} P_m \{ K_e + (L_d - L_q) i_d \} i_q \dots\dots\dots (2.5)$$

(2.5)式を変形すると，次式が得られる。

$$i_q = \frac{2\tau_m}{3P_m (K_e + (L_d - L_q) i_d)} \dots\dots\dots (2.6)$$

ここで  $dc$  軸電流指令  $i_{dc}^*$  は、トルク／電流比を最大化するようにテーブルなどで与えられるものと仮定すると、(2.6)式より以下のトルクモデルが導出される<sup>[41]</sup>。

$$i_{qc}^* = \frac{2\tau^*}{3P_m \left( K_e + (L_d - L_q) i_{dc}^* \right)} \dots\dots\dots (2.7)$$

## (2) 電流制御器

電流制御器の目的は、 $dc$  軸電流  $i_{dc}$ 、 $qc$  軸電流  $i_{qc}$  をそれぞれ  $dc$  軸電流指令  $i_{dc}^*$ 、 $qc$  軸電流指令  $i_{qc}^*$  に追従させることである。そのため、 $dc$  軸電流指令  $i_{dc}^*$  と  $dc$  軸電流  $i_{dc}$  の差分が PI 制御器に入力され、過渡成分の  $dc$  軸電圧  $v_{dc\Delta}$  が出力される。これは  $qc$  軸電圧  $v_{qc\Delta}$  についても同様である。また、 $dc$  軸電流指令  $i_{dc}^*$ 、 $qc$  軸電流指令  $i_{qc}^*$  および速度指令  $\omega_r^*$  を(2.4)式のモータモデルに代入することで定常成分の  $dc$  軸電圧  $v_{dc0}$ 、 $qc$  軸電圧  $v_{qc0}$  が算出される。

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} v_{dc0} \\ v_{qc0} \end{bmatrix} &= R \begin{bmatrix} i_{dc}^* \\ i_{qc}^* \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_d i_{dc}^* \\ L_q i_{qc}^* \end{bmatrix} + \omega_r^* \begin{bmatrix} -L_q i_{qc}^* \\ L_d i_{dc}^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_r^* K_e \end{bmatrix} \\ &= R \begin{bmatrix} i_{dc}^* \\ i_{qc}^* \end{bmatrix} + \omega_r^* \begin{bmatrix} -L_q i_{qc}^* \\ L_d i_{dc}^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_r^* K_e \end{bmatrix} \\ &= R \begin{bmatrix} i_{dc}^* \\ i_{qc}^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_r^* L_q \\ \omega_r^* L_d & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dc}^* \\ i_{qc}^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_r^* K_e \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} R & -\omega_r^* L_q \\ \omega_r^* L_d & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dc}^* \\ i_{qc}^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_r^* K_e \end{bmatrix} \dots\dots\dots (2.8) \end{aligned}$$

$dc$  軸電圧指令  $v_{dc}^*$ 、 $qc$  軸電圧指令  $v_{qc}^*$  は過渡成分・定常成分の電圧の和であり、次式で表される。

$$\begin{bmatrix} v_{dc}^* \\ v_{qc}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{dc\Delta} \\ v_{qc\Delta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{dc0} \\ v_{qc0} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (2.9)$$

## (3) 位相同期制御器

位相同期制御器の目的は図 2.3 の軸誤差  $\Delta\theta$  をゼロに収束させ、 $d$  軸と  $dc$  軸を同期させることである。このため、軸誤差  $\Delta\theta$  の PI 制御出力を推定速度  $\omega_1$  とし、さらにその積分値を推定位置  $\theta_{dc}$  とする。位置センサ付きにおいては、回転子位置角  $\theta_d$  を直接検出できるため、軸誤差  $\Delta\theta$  も回転子位置角  $\theta_d$  と推定位置  $\theta_{dc}$  の差分として直接計算できる特徴がある。

以上の構成によりベクトル制御が実現され、速度指令  $\omega_r^*$  に従って永久磁石モータを安定に駆動することができる。

## 2.3 位置センサレス制御の概要

### 2.3.1 位置センサ付き制御との差異

図 2.4 に位置センサレス制御の構成を示す<sup>[18]~[35]</sup>。位置センサ付き制御との差異は、軸誤差推定器を用いて  $dc$  軸電流  $i_{dc}$  および  $qc$  軸電流  $i_{qc}$  から軸誤差推定値  $\Delta\theta_c$  を算出する点である。軸誤差推定器を備えることによりエンコーダが不要となり、コストを低減できる。また、エンコーダの故障による不具合がなくなるため、信頼性を向上させることができる。圧縮機用モータのように高温・高圧に曝されることからエンコーダを設置できず、位置センサレス制御が必須となる場合もある。

### 2.3.2 位置推定手法の分類

これまでに提案されてきた位置推定手法を表 2.1 に示す。表 2.1 の「○」は適用可能、「×」は適用不可を表す。以下、各手法について説明する。

#### (1) 磁束オブザーバ

磁束オブザーバ<sup>[18]~[25]</sup>は代表的な位置推定手法であり、元々は誘導モータの速度センサレス制御に適用されていた。図 2.5 に磁束オブザーバで用いる状態量を示す。 $\beta$  軸は $\alpha$  軸を $\pi/2$  rad 回転させた軸であり、電流ベクトル  $i_1$  の $\alpha$  軸・ $\beta$  軸成分が $\alpha$  軸電流  $i_\alpha$ 、 $\beta$  軸電流  $i_\beta$  である。また、 $\lambda$  は磁石磁束を表すベクトルであり、その $\alpha$  軸・ $\beta$  軸成分が $\alpha$  軸磁石磁束  $\lambda_\alpha$ 、 $\beta$  軸磁石磁束  $\lambda_\beta$  である。磁束オブザーバでは、それらの状態量を(2.10)式より推定する<sup>[18]</sup>。

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{\alpha c} \\ i_{\beta c} \\ \lambda_{\alpha c} \\ \lambda_{\beta c} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R/L & 0 & 0 & \omega_1/L \\ 0 & -R/L & -\omega_1/L & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\omega_1/L \\ 0 & 0 & \omega_1/L & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha c} \\ i_{\beta c} \\ \lambda_{\alpha c} \\ \lambda_{\beta c} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} g_1 & -g_2 \\ g_2 & g_1 \\ g_3 & -g_4 \\ g_4 & g_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha - i_{\alpha c} \\ i_\beta - i_{\beta c} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (2.10)$$

ただし、 $g_1 \sim g_4$ ：オブザーバゲイン、 $i_{\alpha c}$ ： $\alpha$  軸電流推定値[A]、 $i_{\beta c}$ ： $\beta$  軸電流推定値[A]、

$\lambda_{\alpha c}$ ： $\alpha$  軸磁石磁束推定値[Wb]、 $\lambda_{\beta c}$ ： $\beta$  軸磁石磁束推定値[Wb]

さらに $\alpha$  軸磁石磁束推定値 $\lambda_{\alpha c}$ 、 $\beta$  軸磁石磁束推定値 $\lambda_{\beta c}$ を(2.11)式に代入することで推定位置 $\theta_{dc}$ を算出する。

$$\theta_{dc} = \tan^{-1} \left( \frac{\lambda_{\beta c}}{\lambda_{\alpha c}} \right) \dots\dots\dots (2.11)$$

磁束オブザーバは以下のような特徴をもっている。

- ・ (2.10)式を得るための数式展開において、非突極性「 $L=L_d=L_q$ 」を仮定したため、突極性モータには適用できない。

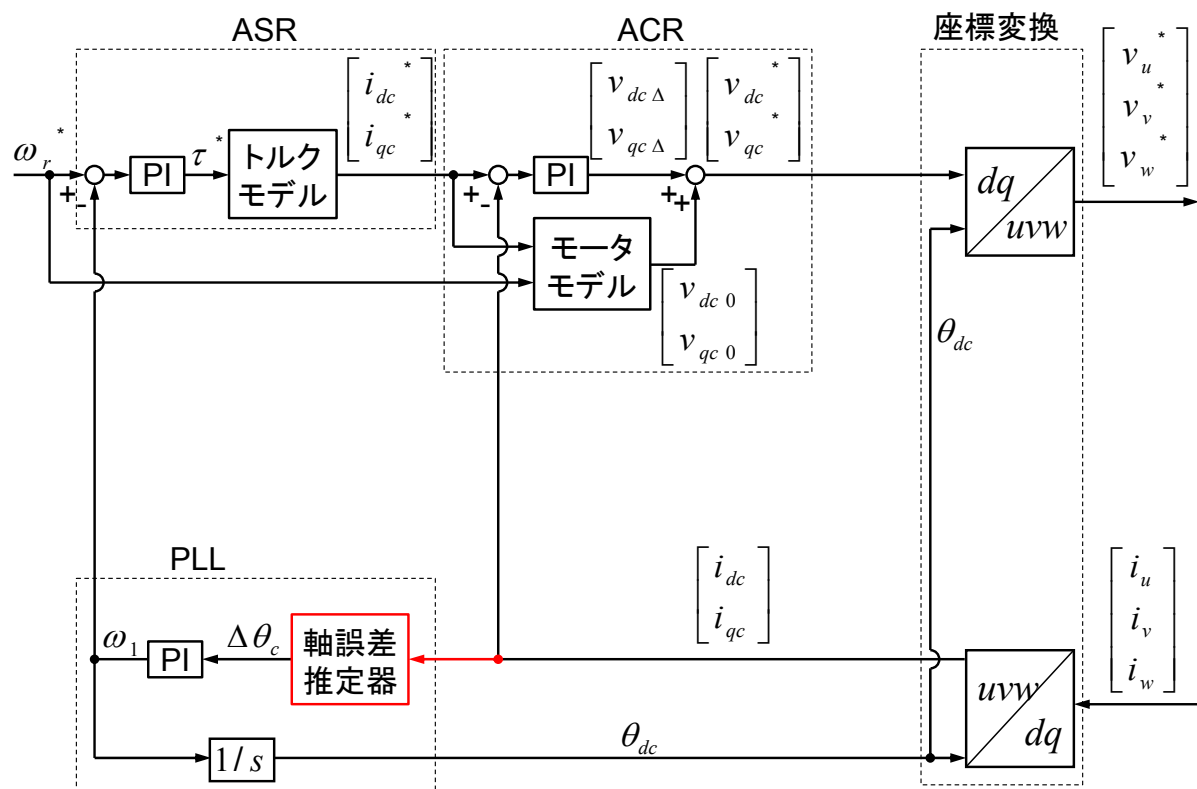


図 2.4 位置センサレス制御の構成

表 2.1 位置推定手法の分類

手法	突極性 モータ への適用	非突極性 モータ への適用	停止時での 位置推定	オブザーバ ゲインの設計
磁束 オブザーバ	×	○	×	必要
拡張誘起電圧 オブザーバ	○	○	×	必要
軸誤差演算方式	○	○	×	不要
高調波重畳方式	○	×	○	不要



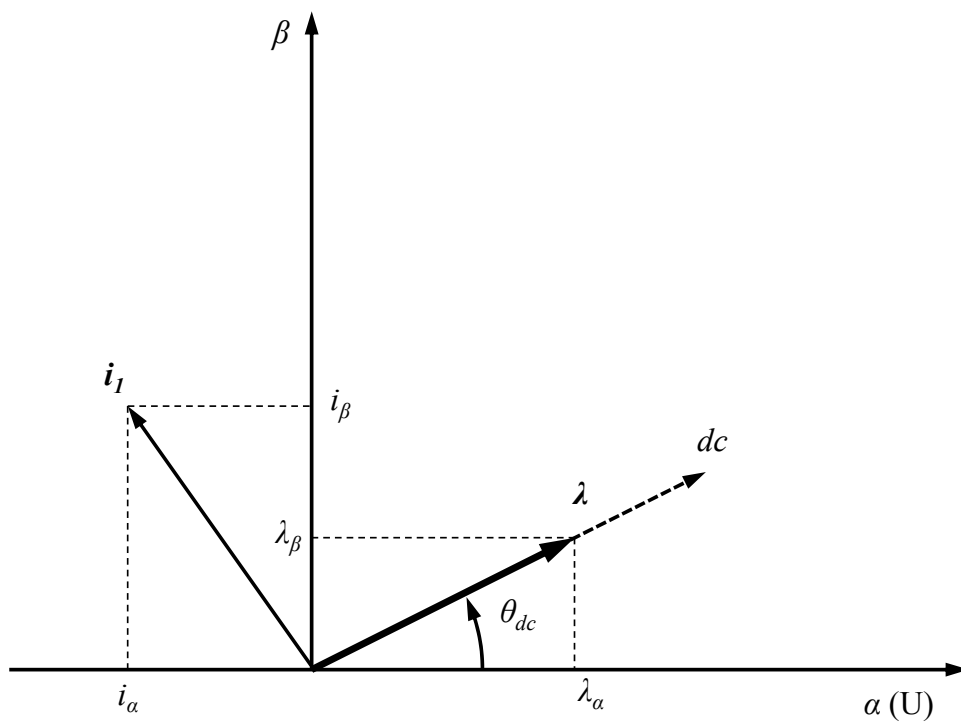


図 2.5 磁束オブザーバの状態量

- ・ 停止時では(2.10)式の(4×4)行列の3行目および4行目が全てゼロとなり、可観測性が失われて位置推定ができない。
- ・ (2.10)式のオブザーバゲイン  $g_1 \sim g_4$  の設計が必要である。

## (2) 拡張誘起電圧オブザーバ

拡張誘起電圧オブザーバ<sup>[26]~[29]</sup>は磁束オブザーバの応用であり、状態量の推定と  $\theta_{dc}$  の算出は(2.10)式および(2.11)式と同様の数式に従う。磁束オブザーバと比較して、拡張誘起電圧オブザーバの特徴は数式展開の工夫により突極性モータにも適用できることである。その他は、磁束オブザーバと同様である。

## (3) 軸誤差演算方式

表 2.1 の軸誤差演算方式<sup>[30][31]</sup>は拡張誘起電圧オブザーバの応用方式であり、(2.12)式で表される。

$$\Delta\theta_c = \tan^{-1} \left( \frac{v_{dc}^* - Ri_{dc} + \omega_l Li_{qc}}{v_{qc}^* - Ri_{qc} - \omega_l Li_{dc}} \right) \dots\dots\dots (2.12)$$

(2.12)式は代数方程式であり、(2.10)式のような微分方程式ではないため、微分演算子  $d/dt$  を含まない。従って、軸誤差演算方式ではオブザーバゲイン  $g_1 \sim g_4$  がなくなり、ゲイン設計が不要となる。その他に関しては、拡張誘起電圧オブザーバと同様である。

## (4) 高調波重畳方式

高調波重畳方式<sup>[32]~[35]</sup>は突極性を利用した方式であり、図 2.6 に示す通り  $dc$  軸電圧指令  $v_{dc}^*$  に加算される  $d$  軸高調波電圧  $v_{dh}$  を利用する。 $d$  軸高調波電圧  $v_{dh}$  をモータに印加すると  $qc$  軸高調波電流  $\Delta i_{qc}$  が流れ、このときの軸誤差推定値  $\Delta\theta_c$  は(2.13)式で与えられる。

$$\Delta\theta_c = \frac{2L_d L_q}{L_d - L_q} \cdot \frac{\Delta i_{qc}}{v_{hd}} \dots\dots\dots (2.13)$$

高調波重畳方式の特徴は以下となる。

- ・ 高調波重畳方式は突極性に基づく方式であり、突極性モータへ適用できる。
- ・ 非突極性の場合、(2.13)式のインダクタンス差( $L_d - L_q$ )および  $qc$  軸高調波電流  $\Delta i_{qc}$  がゼロとなり、軸誤差推定値  $\Delta\theta_c$  が不定値となる。このため、非突極性モータには適用できない<sup>[32]~[35]</sup>。
- ・ 高調波重畳方式は、停止時においても位置推定できる。他の方式は誘起電圧または回転磁束に基づくため、停止時には位置推定できない。
- ・ (2.13)式は代数方程式であり、オブザーバゲインの設計は不要である。

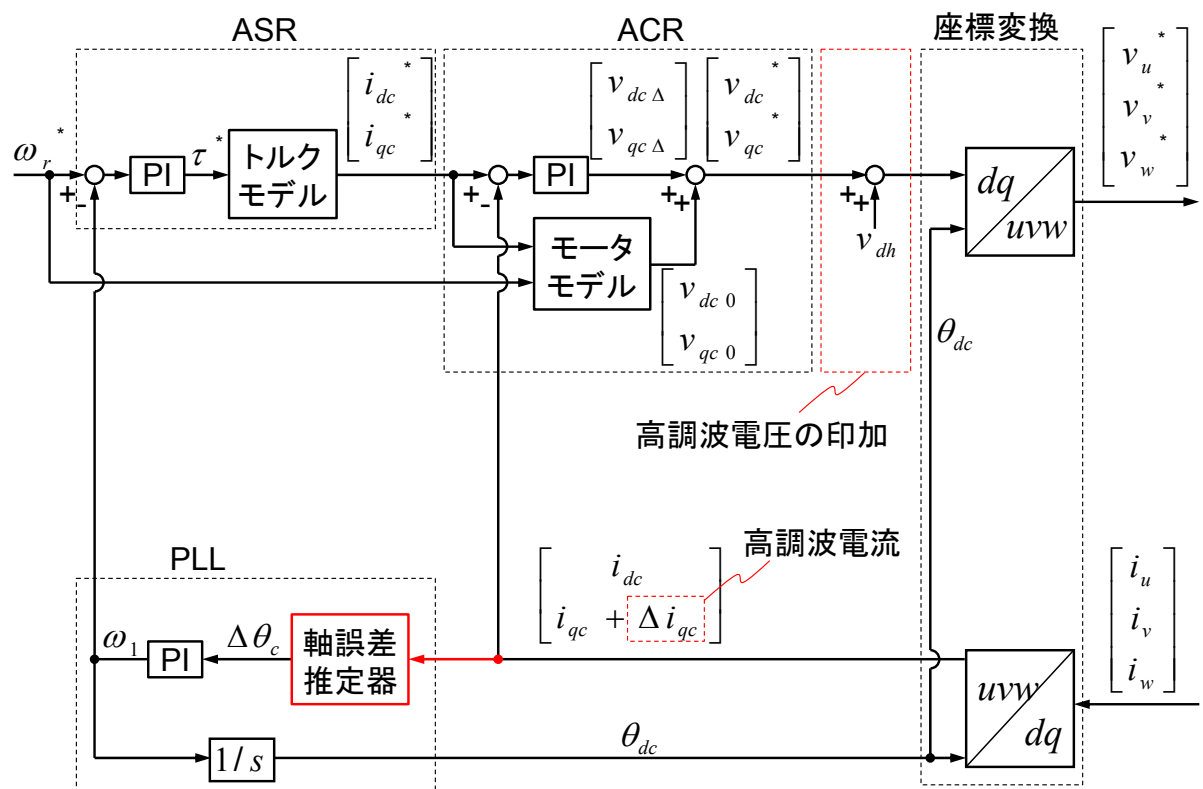


図 2.6 高調波重畳方式

### 2.3.3 本研究の対象

本研究の対象は表 2.1 の軸誤差演算方式とする。その理由は以下の通りである。

- ・ 本研究で駆動対象とする数 kW 以下の永久磁石モータにおいては、次節に示すように制御系の簡易性・ロバスト性の両立が重要となる。よって、ゲイン設計箇所は少なく、またモータ特性に関する適用範囲は広い方が望ましい。
- ・ 表 2.1 において、軸誤差演算方式を研究対象とすることでゲイン設計は不要となり、またモータ特性への適用範囲を広く確保できる。その他の方式はゲイン設計が必要となる、または、突極性・非突極性モータの一方にしか適用できない問題がある。

## 2.4 制御系簡易化の必要性和課題

位置センサレス制御はモータ駆動システムのコストを低減し、また耐故障性を上げることが可能である。そのため、有用なモータ制御技術として普及したが、同時に以下の問題が指摘されている。

- ・ プレス機・射出成型機などの用途では、位置センサ付きベクトル制御における応答性の確保のために、高性能 CPU が必要であった。しかし、本論文の位置センサレス制御の主な駆動対象はファン・ポンプであり、高性能 CPU をそのまま適用することはコストの面で望ましくない。
- ・ さらにコストを低減するため、位置センサだけではなく、電流センサも省略することが望ましい。

これらの問題を解決するには制御アルゴリズムを単純化することと、簡便な手段で電流情報を推定することが求められる。以下、これまでの位置センサレス制御の簡易化に関する研究について述べる。

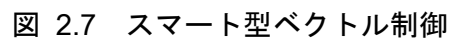
### 2.4.1 制御アルゴリズムの簡易化

表 2.2 に各制御方式における制御ブロックの有無について示す。一般的なベクトル制御では、速度制御器、電流制御器、モータモデル、位置推定器が必要となる。一方、スマート型ベクトル制御<sup>[41]</sup>、永久磁石モータ向け  $V/f$  制御<sup>[43][44]</sup>では、それらの制御ブロックの一部または全てを省略することができる。

スマート型ベクトル制御の構成を図 2.7 に示す。図 2.7 の灰色点線部は図 2.4 の一般的な位置センサレス制御に対して省略されたブロック、赤色実線部は追加されたブロックを示す。

表 2.2 各制御方式における制御ブロックの有無

方式	制御ブロック			
	速度制御器	電流制御器	モータモデル	位置推定器
ベクトル制御	有	有	有	有
スマート型ベクトル制御	無	無	有	有
磁石モータ向け $V/f$ 制御	無	無	無	無



スマート型ベクトル制御の特徴は速度制御器および電流制御器を省略し、その代わりに時定数  $T_d$  のローパスフィルタで  $qc$  軸電流指令  $i_{qc}^*$  を生成する点である。このとき、 $dc$  軸電流指令  $i_{dc}^*$  はテーブルなどで定めた固定値とする。

スマート型ベクトル制御は速度制御器および電流制御器を備えないが、家電機器に必要な加減速性能が得られることは理論的かつ実験的に示されている<sup>[41]</sup>。また、 $dc$  軸電流  $i_{dc}$  を用いた誘起電圧係数  $K_e$  の同定手法についても検討されており<sup>[42]</sup>、ロバスト性を向上させている。ただし、モータ駆動中に定数を同定するには  $dc$  軸電流  $i_{dc}$ 、 $qc$  軸電流  $i_{qc}$  の両方を検出する必要がある。

図 2.8 に永久磁石モータ向け  $V/f$  制御<sup>[43][44]</sup>の構成を示す。第一の特徴は、(1) で示す制御ループにおいて、 $dc$  軸電圧指令  $v_{dc}^*$ 、 $qc$  軸電圧指令  $v_{qc}^*$  を速度指令  $\omega_r^*$  の比例値とする点である。これにより速度制御器および電流制御器を省略している。第二の特徴は、(2) で示す制御ループにおいて、 $qc$  軸電流  $i_{qc}$  をハイパスフィルタ (HPF: High-Pass Filter) に通し、これにゲイン  $K_1$  を乗じた値を軸誤差  $\Delta\theta_c$  の近似値として用いることである。この近似は中高速域において成り立つことが理論的に示されており、また、実験的にも十分な安定性が示されている。基本構成は  $V/f$  制御であるために起動時の電圧調整は必要となるが、モータモデルを用いない点でスマート型ベクトル制御よりも簡略化されている。一方で課題はスマート型ベクトル制御と同様に  $dc$  軸電流  $i_{dc}$ 、 $qc$  軸電流  $i_{qc}$  の検出を必要とする点である。駆動のみであれば  $qc$  軸電流  $i_{qc}$  の検出のみでよいが、ロバスト性を確保するには  $dc$  軸電流  $i_{dc}$  を検出し、図 2.3 に示すモータ電圧  $v_1$  とモータ電流  $i_1$  間の力率角  $\phi$  を調整する必要がある<sup>[45]</sup>。

制御アルゴリズムの簡易化についてまとめると、 $dc$  軸電流  $i_{dc}$  および  $qc$  軸電流  $i_{qc}$  の検出がロバスト化の条件になることがわかる。単純に電流センサの個数を削減すると、 $i_{dc}$  と  $i_{qc}$  の検出は不可能となる。ゆえに、制御アルゴリズムを見直して一方の電流情報のみで安定かつロバストな制御系を構築する、あるいは電流センサの個数を削減しても  $i_{dc}$  および  $i_{qc}$  の両方を検出できる手法が必要となる。

## 2.4.2 電流検出の簡易化

表 2.3 に電流検出の簡易化手法について示す。従来の CT 方式では、図 2.9 に示すように CT (Current Transformer) によって三相交流電流の内の二相分を検出し、残りの相は三相の和がゼロであることから算出する。これに対して 1 シャント方式では、インバータの直流母線に設けられたシャント抵抗からパルス状の電流を検出し、これを交流量に換算するため、CT を 2 個省略することができる<sup>[45]~[56]</sup>。

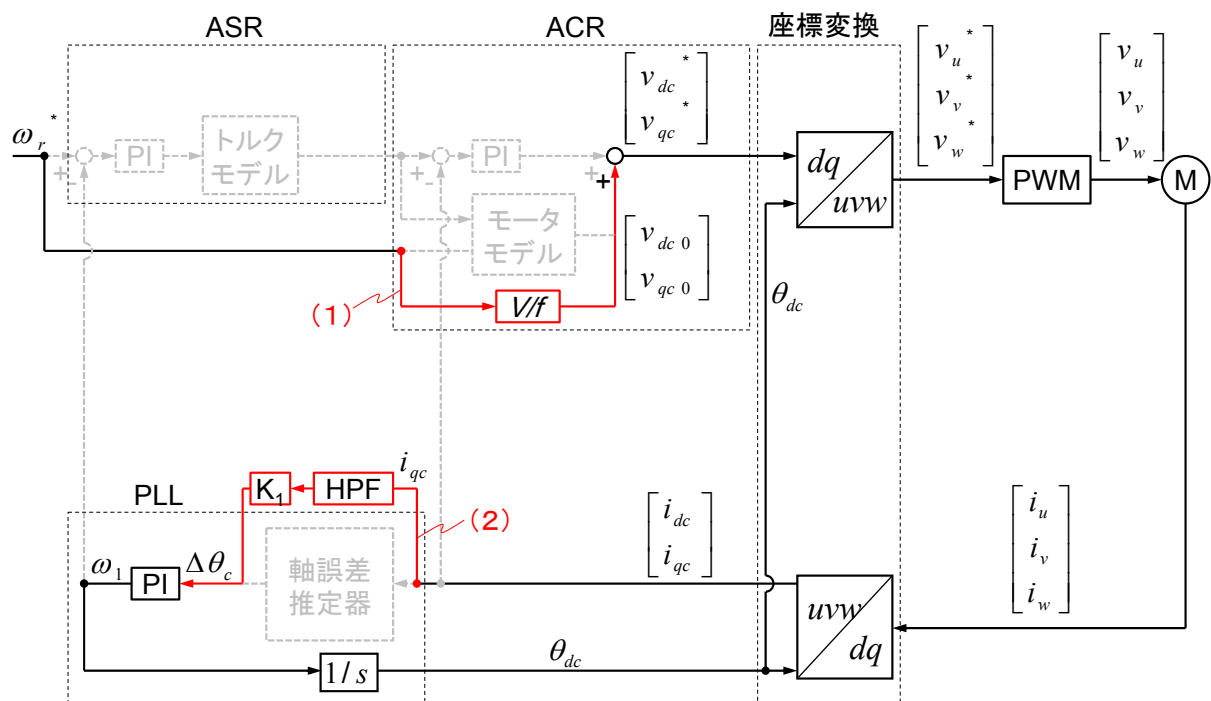
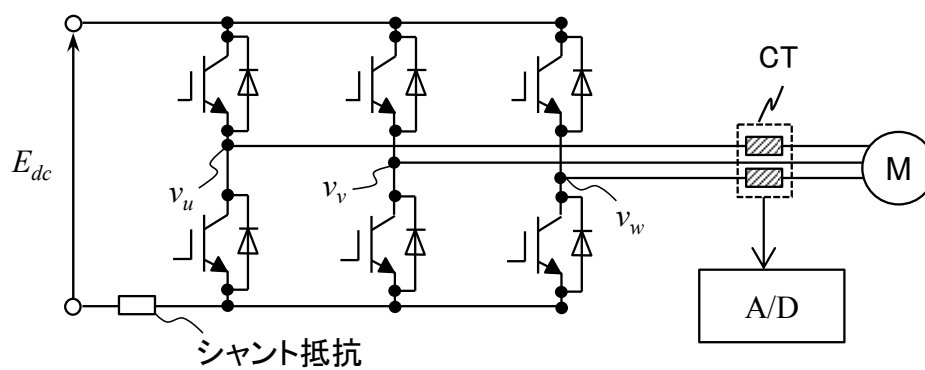


図 2.8 磁石モータ向け V/f 制御

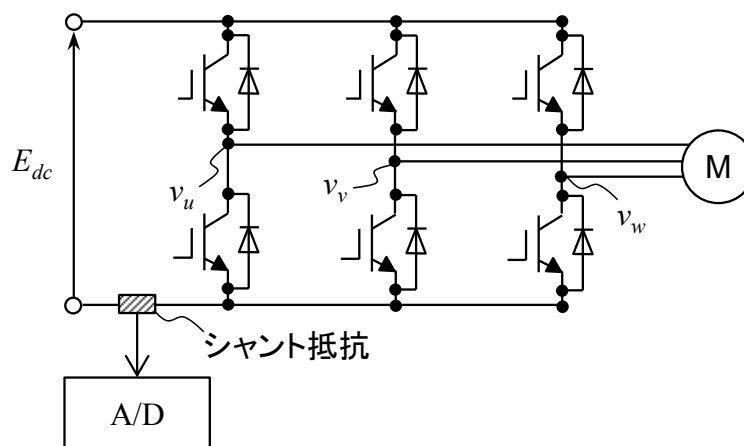


表 2.3 電流検出の簡易化手法

方式	CT の個数	検出相の数	検出信号
CT	2	2	$dc$ 軸/ $qc$ 軸電流 $i_{dc}$ , $i_{qc}$
1 シャント	0	2	$dc$ 軸/ $qc$ 軸電流 $i_{dc}$ , $i_{qc}$
力率検出	0	1	力率角 $\phi$
電流ピーク検出	0	1	電流振幅 $ i_l $



(1) CT方式



(2) 1シャント方式

図 2.9 CT方式と1シャント方式の構成図

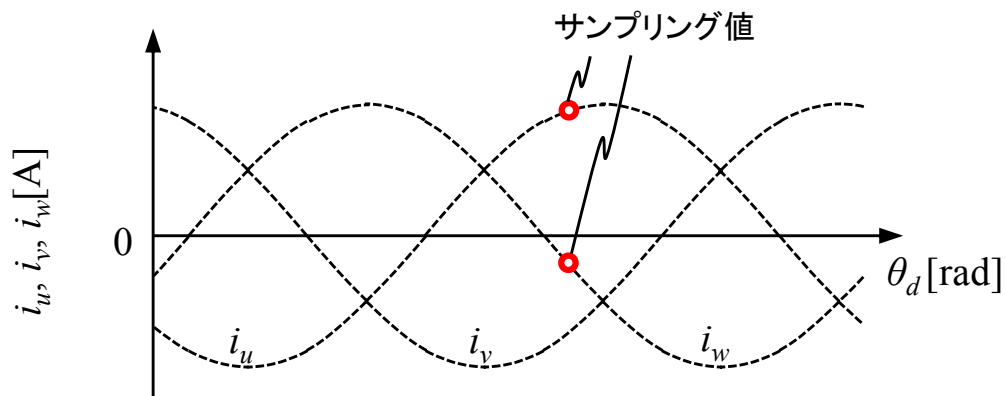
1 シャント方式において、シャント抵抗で検出される電流波形を図 2.10(a)に示す。図 2.10 (b)は拡大図であり、このときの電圧は U 相が最大、W 相が最小とする。このとき、インバータのスイッチング ON/OFF を考慮すると、図 2.10 (b)の搬送波がゼロを下回る瞬間に U 相電流  $i_u$ を検出できる。W 相電流の逆符号値 $-i_w$ についても同様に検出でき、これを PWM 変調の周期ごとに繰り返すことで三相交流電流を再現できる。さらに三相二相変換を用いれば、表 2.3 に示す通り  $dc$  軸電流  $i_{dc}$ ,  $qc$  軸電流  $i_{qc}$ を検出できる。

1 シャント方式の課題は PWM 変調のパルス幅調整が必要になる点であり、これについて説明する。図 2.10 の U 相電流  $i_u$ を検出できる期間  $T_u$ は、U 相電圧  $v_u$ と V 相電圧  $v_v$ の差に比例する。このため、U 相電圧  $v_u$ と V 相電圧  $v_v$ が等しいときに時間幅  $T_u$ はゼロになり、U 相電流  $i_u$ は検出できない。この現象は他の相に関しても同様であり、これを解決するには PWM パルス幅を調整する必要がある<sup>[47]~[56]</sup>。例えば、W 相電圧  $v_w$ を調整する場合について図 2.11 に示す。図 2.11 では矢印  $A_1, A_2$ で示した箇所においてそれぞれ上下方向に W 相電圧  $v_w$ をオフセット調整している。正負のオフセットを同じ量だけ設定しているのは、変調率の誤差を互いに打ち消すためである。オフセット調整により矢印  $A_3, A_4$ で示す箇所においてパルス幅が変化し、特に後者ではパルス幅が拡大するため、電流検出が容易となる。ただし、PWM パルス幅の調整は騒音を増加させるという問題があるため<sup>[48][49]</sup>、調整量は最小に抑える必要がある。

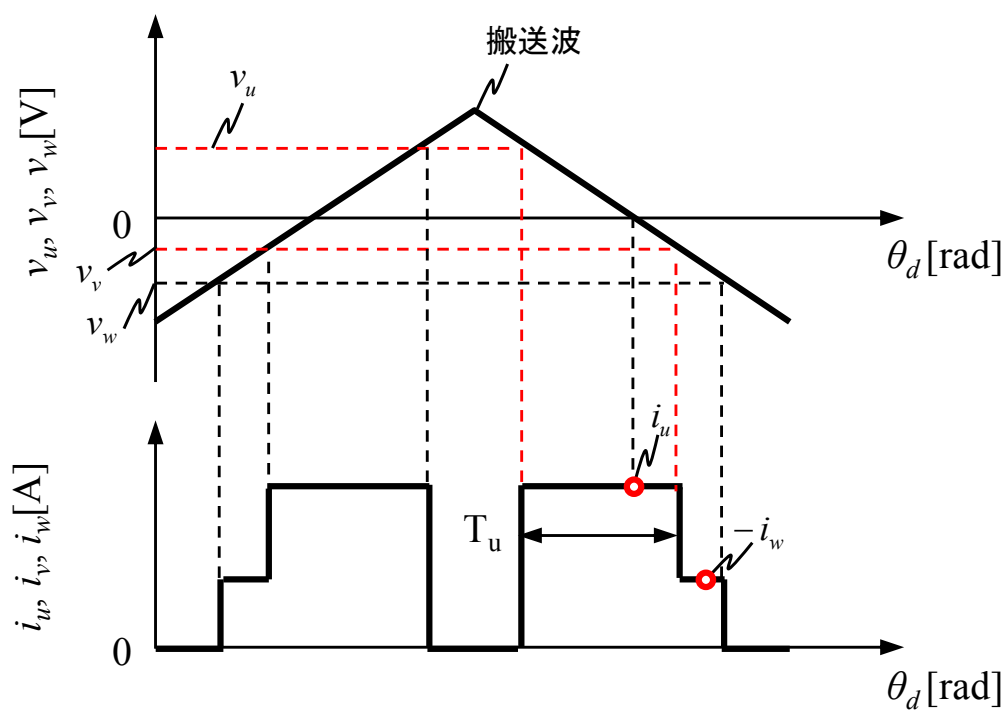
表 2.3 の力率検出方式<sup>[45]</sup>は 1 シャント方式をさらに簡易化したものであり、原理を図 2.12 に示す。図 2.12 の面積  $S_1, S_2$ はそれぞれ U 相電圧  $v_u$ の位相  $0 \sim \pi/2$  rad,  $\pi/2 \sim \pi$  rad における U 相電流  $i_u$ の積分値である。U 相電流  $i_u$ が正弦波と仮定すれば、力率角 $\phi$ は(2.14)式で表される<sup>[45]</sup>。

$$\phi = \tan^{-1} \left( \frac{1 - S_2 / S_1}{1 + S_2 / S_1} \right) \dots\dots\dots (2.14)$$

(2.14)式を用いれば、U 相電流  $i_u$ に限らず任意の一相分のみ電流検出すれば力率角 $\phi$ を算出できる。このため、検出相の個数は 1 つに低減され、サンプリング周波数を下げることができる。また、一相分のみ検出であれば、図 2.10 において検出期間の広い方の相のみを検出すればよいことから PWM パルス幅の調整は不要となる。さらに(2.14) 式からわかるように面積比 ( $S_1/S_2$ ) を用いるため、電流センサのゲイン誤差にロバストである。すなわち、力率検出方式では A/D 変換回路のばらつきに関する仕様を緩和できるといえる。



(a) 電流波形全体図



(b) 搬送波1周期分の拡大図

図 2.10 シャント抵抗における電流波形

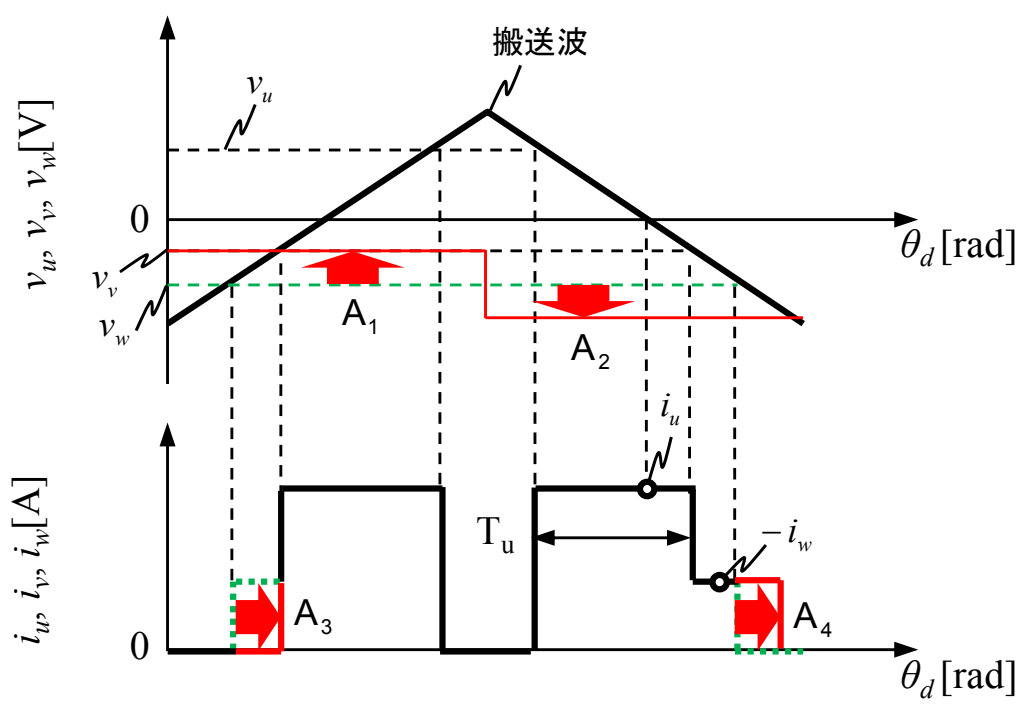


図 2.11 W 相電圧の調整方法

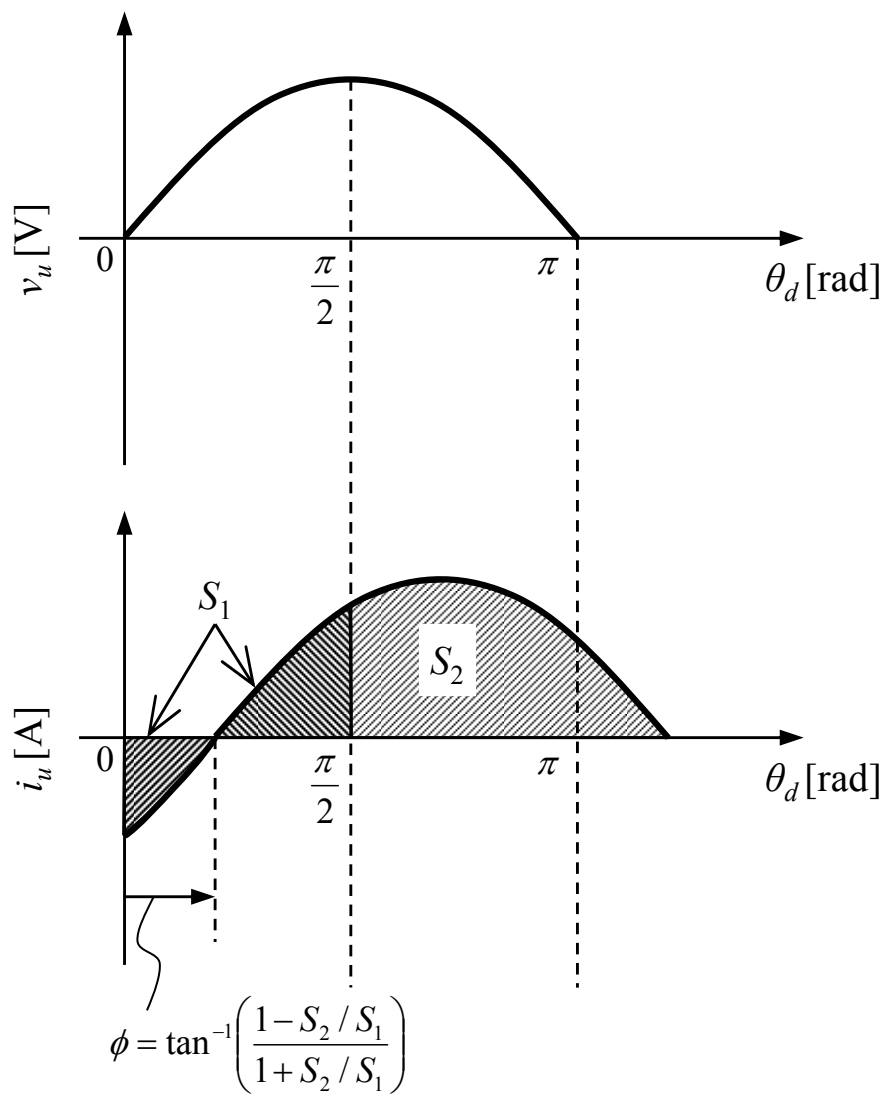


図 2.12 力率検出方式の原理

一方で力率角 $\phi$ のみしか検出できないため、図 2.3 のモータ電流振幅 $|i_l|$ は不定であり、 $dc$  軸電流  $i_{dc}$  および  $qc$  軸電流  $i_{qc}$  も不定となる。そのため、 $dc$  軸電流  $i_{dc}$  を用いて誘起電圧係数  $K_e$  を同定することができない<sup>[42]</sup>。定数誤差に対してロバスト化を図るには、力率角 $\phi$ の最適値を事前に測定しておく必要がある<sup>[45]</sup>。

表 2.3 の電流ピーク検出方式<sup>[46]</sup>は、力率検出方式と同様に 1 シャント方式を簡易化したものであり、その回路図を図 2.13 に示す。図 2.13 のオペアンプはボルテージ・フォロワ（バッファ）を構成しており、シャント抵抗間の電圧を十分に高いインピーダンスで受ける役割がある。その電圧はピーク検出回路に入力され、電流振幅 $|i_l|$ が検出される。ピーク検出回路は CR 並列回路とダイオードで構成されており、CR 並列回路の時定数はキャリア周波数に対して調整される。ピーク値のみを検出することから三相不平衡などを無視すれば、表 2.3 に示す通り 1 相のみ検出すればよい。一方、力率角 $\phi$ は検出できないため、 $dc$  軸電流  $i_{dc}$  および  $qc$  軸電流  $i_{qc}$  を推定できないという問題を生じる。

以上で述べた電流検出の簡易化について課題をまとめると以下ようになる。

- ・ 力率検出方式および電流ピーク検出方式は、検出相の個数が 1 つであるために  $dc$  軸電流  $i_{dc}$  あるいは  $qc$  軸電流  $i_{qc}$  の一方しか推定できない。よって、単純に制御系と組み合わせるとロバスト性が低下する。
- ・ 1 シャント方式であれば  $dc$  軸電流  $i_{dc}$  および  $qc$  軸電流  $i_{qc}$  を推定できるが、PWM 変調のパルス幅の調整が必要であるために電流検出処理が複雑化する。

これらの課題を解決するため、3 章および 4 章において、1 相のみの検出で  $dc$  軸電流  $i_{dc}$  および  $qc$  軸電流  $i_{qc}$  を推定する手法を提案する。

## 2.5 まとめ

本章では位置センサレス制御の概要と課題について述べた。以下に内容をまとめる。

- (1) 位置推定手法は磁束オブザーバ、拡張誘起電圧オブザーバ、軸誤差演算方式、高調波重畳方式に大別される。本研究ではゲイン設計が不要で、またモータ特性に対する適用性が広いという観点から軸誤差演算方式を研究対象とする。
- (2) 位置センサレス制御の簡易化は、制御アルゴリズムの簡易化と電流検出の簡易化に大別される。制御アルゴリズムの簡易化については、スマート型ベクトル制御、永久磁石モータ向け  $V/f$  制御などが提案されており、一般的なベクトル制御に比べてパラメータ設定数が削減されている。また、ファン・ポンプなどの駆動に必要な応答性は確

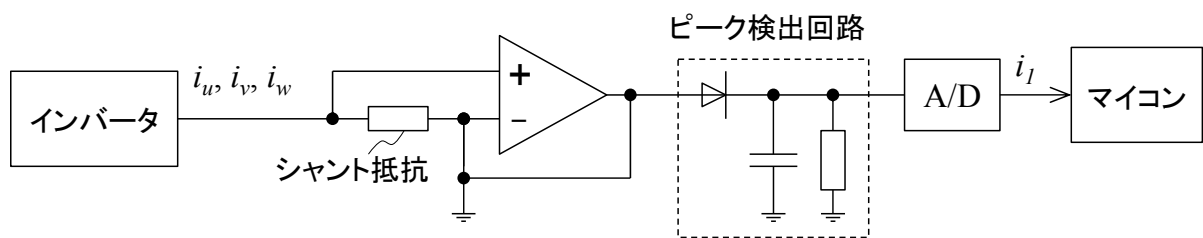


図 2.13 電流ピーク検出方式の回路図



保されている。ただし、制御系のロバスト性を確保するために  $d$  軸および  $q$  軸の電流検出が必要である。

- (3) 電流検出の簡易化については、力率検出方式、電流ピーク検出方式などが提案されている。これらの方式では、従来の 1 シャント方式と比較して PWM 変調のパルス幅の調整を省略し、電流検出処理を簡易化することができる。しかし、 $d$  軸および  $q$  軸の電流を推定できず、これらを位置センサレス制御に適用するとロバスト性が低下する。

これらの問題を解決するには、 $d$  軸および  $q$  軸の電流を推定できる簡易的な電流検出方式が必要である。そこで、3 章ではインバータの直流母線に流れる電流の平均値をローパスフィルタにより検出し、これに基づく簡易位置センサレス制御を提案する<sup>[57]~[59]</sup>。また、4 章では異なる時間における一相分の電流検出値を組み合わせることで  $d$  軸および  $q$  軸の電流を推定する<sup>[60][61]</sup>。

### 3章 平均値検出型 1 シャント方式を用いた位置センサレス制御

#### 3.1 まえがき

1 シャント方式では，直流母線電流の検出のみで位置センサレス制御を実現できるため，電流センサの個数を 1 つに減らせる<sup>[45]~[56]</sup>。一方で，インバータのスイッチングに同期したパルス状の電流波形を検出するため，サンプリングのタイミングを PWM 変調ごとに変更する必要がある。また，インバータのスイッチングによるリンギングの影響を避けて直流母線電流を検出するため，PWM 変調のパルス幅を調整する必要がある。例えば，PWM 変調の半周期ごとにパルス幅を同じ分だけ延長・短縮する方法が提案されている<sup>[48][49]</sup>。これにより前半周期においてパルス幅を延長できるため，リンギングの収束後に直流母線電流を検出できる。また，後半周期においてはパルス幅を短縮し，前半周期での変調率誤差を吸収する。ただし，パルス幅の調整により騒音が増加することが指摘されており，騒音を最小限に抑えるように調整幅を PWM 半周期ごとに計算する必要がある。このように 1 シャント方式を使用するマイコンでは，サンプリングのタイミングとパルス幅を最適に調整するための演算性能が必要となる。動作周波数 20 MHz 程度の家電向け 16 bit マイコンでは，そのような機能を備えていないため，1 シャント方式を実装することができない。

本章では，シャント電流の平均値（以下，平均直流電流）に着目した位置センサレス制御を提案する<sup>[57]~[59]</sup>。以下では，従来方式を瞬時値検出型 1 シャント方式，提案方式を平均値検出型 1 シャント方式とよぶ。平均直流電流はパルス状のシャント電流と異なり，平均的に流れることから，サンプリングのタイミングを可変にする必要がない。また，リンギングの影響もないためにパルス幅調整も不要であり，パルス幅調整による騒音増加がない。一方，平均直流電流の検出では，瞬時値検出型 1 シャント方式のように座標変換を用いて  $d$  軸および  $q$  軸の電流を推定することはできない。そこで平均値検出型 1 シャント方式では，平均直流電流と直流電圧の積である直流電力に基づいて  $d$  軸または  $q$  軸の電流を推定する。電流推定の対象とする軸は，運転モード（直流位置決めモード，同期運転モード，センサレス運転モード）に応じて切り換える。まず，直流位置決めモードおよび同期運転モードでは  $d$  軸電流を推定し，この推定値に基づいて誘起電圧係数を同定する。これにより，誘起電圧係数の設定誤差に対するロバスト性を向上させる。次に，センサレス運転モードにおいては， $q$  軸電流を用いてセンサレスベクトル制御を行うことで，可変速制御を実現する。

以下、3.2 節では制御系の概要について、3.3 節では平均値検出型 1 シャント方式の原理について述べる。3.4 節では種々のモータ定数の設定誤差に対するロバスト性について検討し、誘起電圧係数の設定誤差に対してモータ損失が増加することを示す。3.5 節では誘起電圧係数を精度よく推定する手法について述べる。3.6 節では実験結果に基づいて平均値検出型 1 シャント方式の有効性を示す。

## 3.2 制御系の構成

ここでは図 3.1 に示すスマート型ベクトル制御<sup>[41]</sup>を基本とする。スマート型ベクトル制御では、電流制御器 (ACR) が省略されるために(2.9)式の  $v_{dc}$ ,  $v_{qc}$  はゼロになる。よって、(2.8)式、(2.9)式より次式が導かれる。

$$\begin{bmatrix} v_{dc}^* \\ v_{qc}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R^* & -\omega_r^* L_q^* \\ \omega_r^* L_d^* & R^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dc}^* \\ i_{qc}^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_r^* K_e^* \end{bmatrix} \dots\dots\dots (3.1)$$

ここで、「\*」は、これらのパラメータがモータ定数の設定値であることを示す。スマート型ベクトル制御において、中高速域では誘起電圧が十分に大きいため、軸誤差演算方式が適用できることから、(3.1)式を(2.12)式に代入して回転子位置角を推定する。一方、低速域では誘起電圧が小さく、(2.12)式の分母がゼロになるために回転子位置角を推定できない。そのため、以下に説明するように  $v_{dc}^*$ ,  $v_{qc}^*$  をフィードフォワードで決定する。

図 3.2 にモータ起動時の動作波形を示す。はじめに時刻  $T_0 \sim T_1$  では直流位置決めが行われる。これは直流磁束を与えることで、回転子を特定の位相へ引き付ける運転モードであり、 $dc$  軸電流指令  $i_{dc}^*$ ,  $qc$  軸電流指令  $i_{qc}^*$  は次式で設定される。

$$\begin{bmatrix} i_{dc}^* \\ i_{qc}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{d0}^* \\ 0 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (3.2)$$

ここで、 $i_{d0}^*$  は図 3.2 に示すように単調増加する正の値であり、回転子を引き付けるために摩擦トルクに対して十分な値を設定する。

図 3.2 の時刻  $T_1 \sim T_2$  では同期運転を行う。これは回転子を定格回転速度の 1/10 程度まで加速させる運転モードであり、回転速度指令  $\omega_r^*$  を徐々に増加させる。同期運転モードでは、図 3.1 の推定速度  $\omega_1$  を回転速度指令  $\omega_r^*$  で代替するために制御系の安定性は低い、ファン・ポンプなどの二乗負荷であれば駆動可能である。

図 3.2 の時刻  $T_2$  以降ではベクトル制御を行い、次式のように  $i_{dc}^*$ ,  $i_{qc}^*$  が設定される。

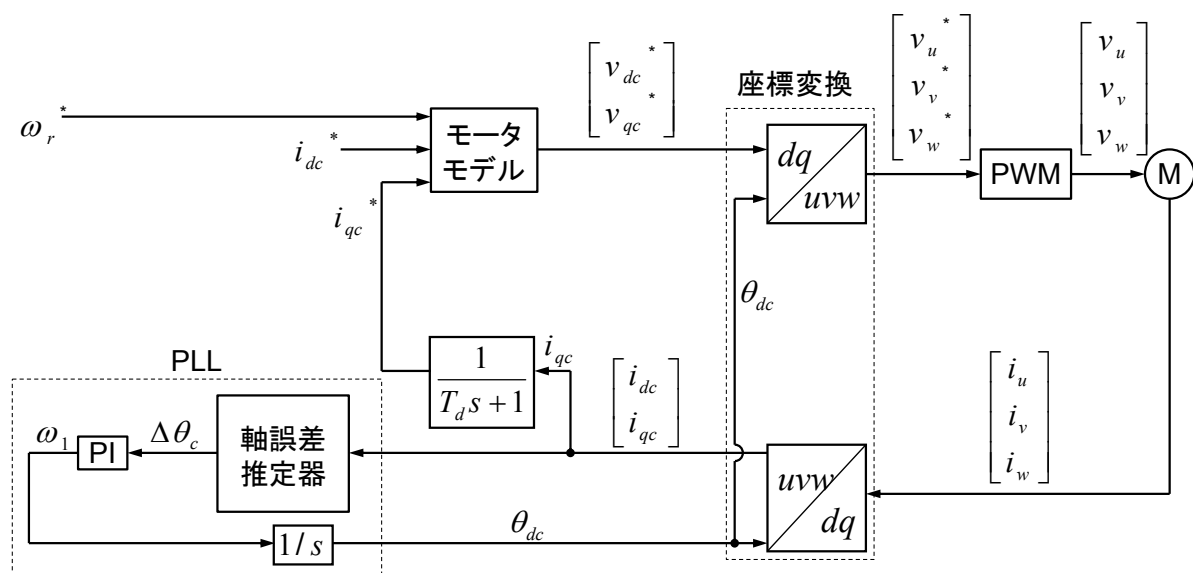


図 3.1 スマート型ベクトル制御

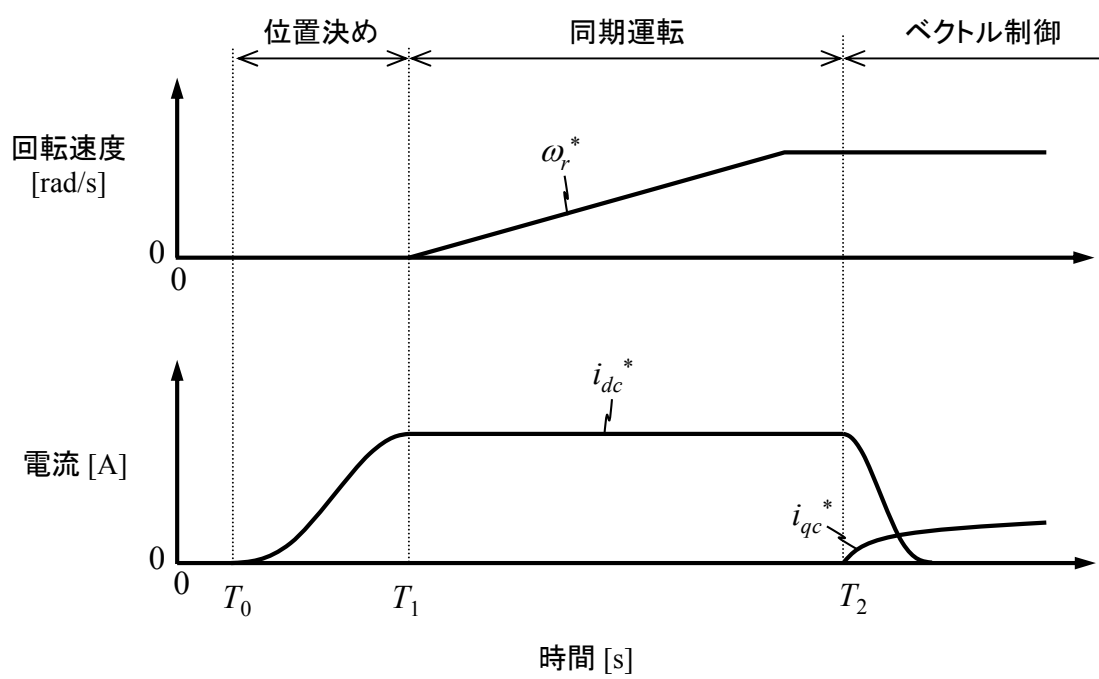


図 3.2 モータ起動時の動作波形図

$$\begin{bmatrix} i_{dc}^* \\ i_{qc}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{T_d s + 1} i_{qc} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (3.3)$$

ただし、 $T_d$ ：電流指令用フィルタ時定数  
 センサレス運転モードでは位置推定が可能となることから安定性が高く、また、 $i_{qc}^*$ が負荷に応じて制御されるために銅損が最小化される。

### 3.3 平均値検出型 1 シャント方式

図 3.3 に平均直流電流  $i_{DC0}$  の検出回路を示す。検出回路はシャント抵抗  $R_S$  に対して並列に備えられたローパスフィルタから構成される。ローパスフィルタの時定数を  $T_{DC}$ 、ローパスフィルタの出力電圧を  $v_{s0}$ 、シャント抵抗間の電圧を  $v_s$  とすると、(3.4)式が成り立つ。

$$v_{s0} = \frac{1}{1 + T_{DC}s} v_s \dots\dots\dots (3.4)$$

また、「 $v_s = R_S i_{DC}$ 」, 「 $v_{s0} = R_S i_{DC0}$ 」 より平均直流電流  $i_{DC0}$  は次式で与えられる。

$$i_{DC0} = \frac{1}{1 + T_{DC}s} i_{DC} \dots\dots\dots (3.5)$$

$i_{DC}$  に対して  $i_{DC0}$  は緩やかに変化するため、サンプリングのタイミングをキャリア周期ごとに設定する必要がない。また、キャリア周波数（数 kHz 以上）はベクトル制御系の応答周波数（数十 Hz 程度）の約 100 倍であるため、キャリア周期の 10 倍程度に  $T_{DC}$  を設定することで、制御系の応答を劣化させずにシャント電流を平滑化できる。しかし、 $i_{DC0}$  の検出では U 相・V 相・W 相の区別ができないため、 $i_{dc}$  および  $i_{qc}$  へ座標変換できない。そこでインバータ損失をゼロとおき、次式に基づいて電流を推定する。

$$\frac{2}{3} V_{DC} i_{DC0} = v_q i_q + v_d i_d \dots\dots\dots (3.6)$$

ただし、 $V_{DC}$ ：インバータの直流電圧

(3.6)式の左辺は電源からインバータへ供給される電力、右辺はインバータからモータへ供給される電力を  $d$  軸、 $q$  軸の電圧と電流で表したものである。(3.6)式の左辺の係数  $2/3$  は、 $dq$  変換に相対変換を適用しているためである。(3.6)式は未知数として  $i_d$ 、 $i_q$  の 2 つを含むため、(3.6)式のみでは  $i_d$ 、 $i_q$  を推定することができない。そこで、図 3.2 の運転モードに合わせて  $i_d$ 、 $i_q$  の一方をゼロとおくことで、もう一方を推定する。

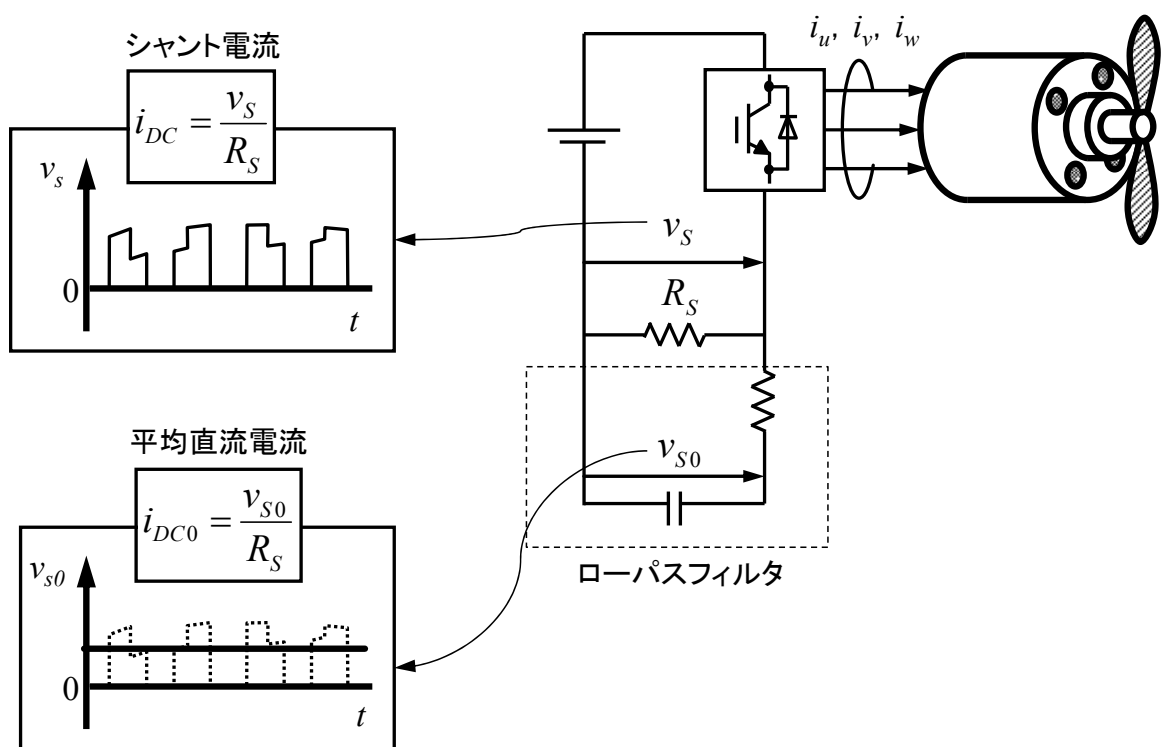


図 3.3 平均直流電流の検出回路

はじめに直流位置決め・同期運転モードでは、ファンやポンプなどの二乗負荷を想定すれば、回転速度が低いことから  $i_q$  はほぼゼロである。そこで「 $i_q = 0$ 」および「 $v_d = v_d^*$ 」を(3.6)式に代入することで次式が導出され、 $i_{dc}$ を推定できる。

$$i_{dc} = \frac{2V_{DC}i_{DC0}}{3v_{dc}^*} \dots\dots\dots (3.7)$$

次にセンサレス運転モードではファンモータが表面磁石型 (Surface Permanent Magnet: SPM) であり、 $i_{dc}^*$ をゼロに設定するものとすれば、(3.8)式より  $i_{qc}$ を推定することができる。

$$i_{qc} = \frac{2V_{DC}i_{DC0}}{3v_{qc}^*} \dots\dots\dots (3.8)$$

ファンモータが埋め込み磁石型 (Interior Permanent Magnet: IPM) の場合、 $i_{dc}^*$ はゼロ以外に設定される。このときは「 $i_{dc}^* = i_{dc0}$ 」とすることで、(3.6)式より次式が導出され、 $i_{qc}$ を推定することができる。

$$i_{qc} = \frac{1}{v_{qc}^*} \left( \frac{2V_{DC}i_{DC0}}{3} - v_{dc}^* i_{dc0} \right) \dots\dots\dots (3.9)$$

運転モードに応じて(3.7)式と(3.8)式、または(3.7)式と(3.9)式を切り換えることにより、直流位置決め・同期運転モードでは  $i_{dc}$ 、センサレス運転モードでは  $i_{qc}$ を推定できる。しかし、もう一方の軸に関しては電流値を近似的にゼロとみなすため、例えば、モータ定数の設定誤差があると電流偏差が発生する。この影響について次節で検討する。

### 3.4 モータ定数の設定誤差に対する感度解析

モータ定数の設定誤差によって電圧指令に誤差が生じると、 $i_d$ の制御偏差も発生する。つまり、 $i_d$ が指令値であるゼロから乖離し、次式のモータ電流  $i_1$ が増加するとともに銅損も増える。

$$i_1 = \sqrt{i_d^2 + i_q^2} \dots\dots\dots (3.10)$$

モータが利用される最終製品においては、センサレス運転モードの運転期間が最も長い。以下では、センサレス運転モードにおける定数設定誤差と  $i_1$ の増加について解析する。

はじめに(3.10)式の  $i_q$ を求める。永久磁石モータのトルク  $\tau_m$ は、2章で述べたように(2.5)式で表される。



$$\tau_m = \frac{3}{2} P_m \{ K_e + (L_d - L_q) i_d \} i_q \dots\dots\dots (2.5)$$

(2.5)式において，リラクタンストルクを無視すれば， $i_q$ は次式で表される。

$$i_q = \frac{2\tau_m}{3P_m K_e} \dots\dots\dots (3.11)$$

次に，(3.10)式の  $i_d$  を求めるため，一定速で運転しているものと仮定すると，次式が成り立つ。

$$\omega = \omega_r^* \dots\dots\dots (3.12)$$

また，定常状態では(3.3)式より  $i_{qc}^*$  と  $i_{qc}$  は等しいので，(3.8)式より次式が導出される。

$$v_{qc}^* i_q^* = \frac{2}{3} V_{DC} i_{DC0} \dots\dots\dots (3.13)$$

(3.6)式と(3.13)式より次式が導出される。

$$v_{qc}^* i_{qc}^* = v_d i_d + v_q i_q \dots\dots\dots (3.14)$$

(3.14)式に(2.4)式，(3.1)式，(3.11)式および(3.12)式を代入して整理すると(3.15)式を得る。

$$i_d^2 = a_1 i_q^{*2} + a_2 i_q^* + a_3 \dots\dots\dots (3.15)$$

ただし，係数  $a_1 \sim a_3$  は以下で与えられる。

$$a_1 = \frac{R^*}{R} \dots\dots\dots (3.16)$$

$$a_2 = \frac{K_e^* \omega_r^*}{R} \dots\dots\dots (3.17)$$

$$a_3 = - \left( \frac{2\tau_m}{3P_m} \right) \left\{ \frac{2\tau_m}{3P_m K_e^2} + \frac{\omega_r^*}{R} \right\} \dots\dots\dots (3.18)$$

インバータのデッドタイムが十分に小さいとすれば，次式が成り立つ。

$$v_d^2 + v_q^2 = v_d^{*2} + v_q^{*2} \dots\dots\dots (3.19)$$

(3.19)式に(2.4)，(3.1)，(3.11)，(3.12)式を代入して整理すると，(3.20)式を得られる。

$$b_1 i_d^2 + b_2 i_d + b_3 i_q^{*2} + b_4 i_q^* + b_5 = 0 \dots\dots\dots (3.20)$$

ただし，係数  $b_1 \sim b_5$  は以下で表される。

$$b_1 = R^2 + (\omega_r^* L_d)^2 \dots\dots\dots (3.21)$$

$$b_2 = 2\{-R\omega_r^* L_q i_q + \omega_r^* L_d (R i_q + K_e \omega_r^*)\} \dots\dots\dots (3.22)$$

$$b_3 = -R^{*2} - (\omega_r^* L_q)^2 \dots\dots\dots (3.23)$$

$$b_4 = -2R^* K_e^* \omega_r^* \dots\dots\dots (3.24)$$

$$b_5 = \left( \frac{2\tau_m \omega_r^* L_q}{3P_m K_e} \right)^2 + \left( \frac{2\tau_m R}{3P_m K_e} + K_e \omega_r^* \right)^2 - (K_e^* \omega_r^*)^2 \dots\dots\dots (3.25)$$

(3.15)式, (3.20)式において,  $a_1 \sim a_3$  および  $b_1 \sim b_5$  はモータ定数とその設定値により決定されるため, 未知変数は  $i_d$  および  $i_{qc}^*$  のみである。そこで, 以下では(3.15)式, (3.20)式を連立させて  $i_d$  を求める。まず, 準備として(3.20)式を変形すると(3.26)式となる。

$$b_2^2 i_d^2 = (b_1 i_d^2 + b_3 i_q^{*2} + b_4 i_q^* + b_5)^2 \dots\dots\dots (3.26)$$

(3.26)式の  $i_d^2$  に(3.15)式を代入すると次式に示すように  $i_{qc}^*$  に関する 4 次方程式を得る。

$$c_1^2 i_q^{*4} + 2c_1 c_2 i_q^{*3} + (c_2^2 + 2c_3 c_1 - b_2^2 a_1) i_q^{*2} + (2c_2 c_3 - b_2^2 a_2) i_q^* + c_3^2 - b_2^2 a_3 = 0 \dots\dots (3.27)$$

ただし, 係数  $c_1 \sim c_3$  は以下で与えられる。

$$c_1 = a_1 b_1 + b_3 \dots\dots\dots (3.28)$$

$$c_2 = a_2 b_1 + b_4 \dots\dots\dots (3.29)$$

$$c_3 = a_3 b_1 + b_5 \dots\dots\dots (3.30)$$

(3.27)式には複数の解が存在するが, 其中的実数解を  $i_q^*$  とする。これを(3.15)式に代入すると  $i_d^2$  が得られる。

$$i_d^2 = a_1 i_q^{*2} + a_2 i_q^* + a_3 \dots\dots\dots (3.31)$$

最後に(3.11)式, (3.31)式を(3.10)式に代入することで,  $i_1$  は次式のように求められる。

$$i_1 = \sqrt{a_1 i_q^{*2} + a_2 i_q^* + a_3 + \left( \frac{2\tau_m}{3P_m K_e} \right)^2} \dots\dots\dots (3.32)$$

(3.32)式にモータ定数および設定値,  $\omega_r^*$ ,  $\tau_m$  を代入すれば  $i_1$  を計算できる。ここで, モータ定数は表 3.1 に示す通りである。また, 定常状態では  $\tau_m$  とファン負荷  $\tau_L$  は等しく,  $\tau_L$  の実測値は図 3.4 に示す通りである。

回転速度 720 [r/min]において,  $K_e^*$ ,  $R^*$ ,  $L_q^*$  に設定誤差を与えた場合の  $i_1$  の解析結果および実験結果を図 3.5～図 3.7 に示す。図 3.5～図 3.7 より, 解析結果と実験結果は一致しており,  $K_e^*$  に設定誤差が存在すると  $i_1$  が増加することがわかる。

表 3.1 供試モータの仕様

$P_0$	定格出力	40 [W]
$N_0$	定格速度	1050 [r/min]
$R$	抵抗値	22.3 [ $\Omega$ ]
$L_d$	$d$ 軸インダクタンス	0.162 [H]
$L_q$	$q$ 軸インダクタンス	0.172 [H]
$K_e$	誘起電圧係数	0.161 [V/(rad/s)]
$P_m$	極対数	4

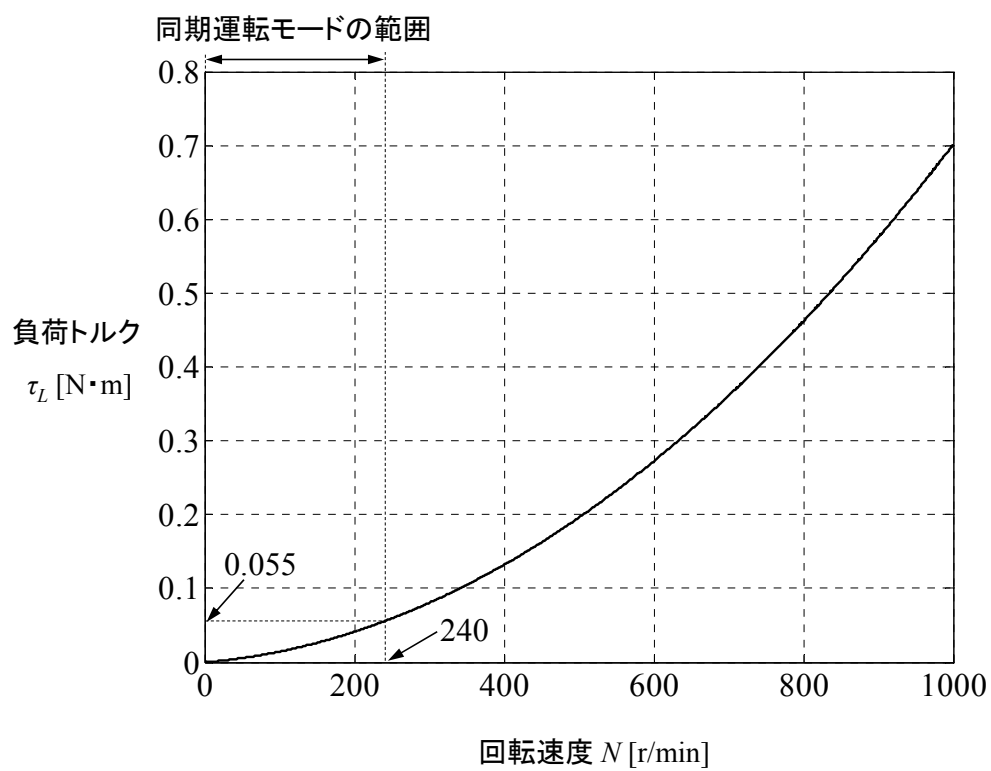


図 3.4 ファン負荷特性の実測値

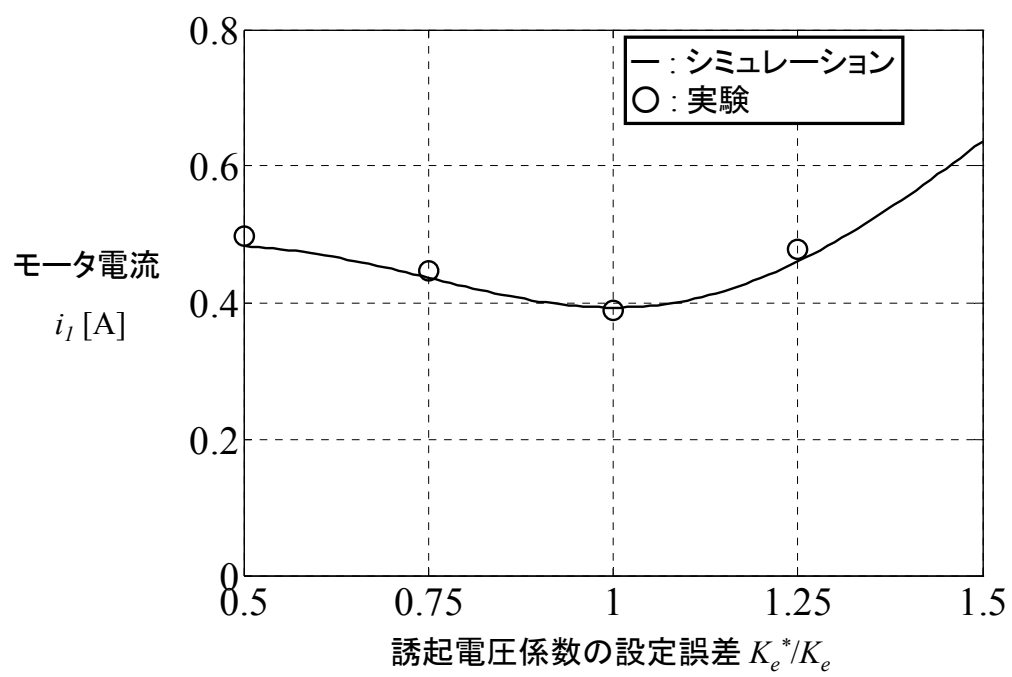


図 3.5 誘起電圧係数の設定誤差とモータ電流の相関

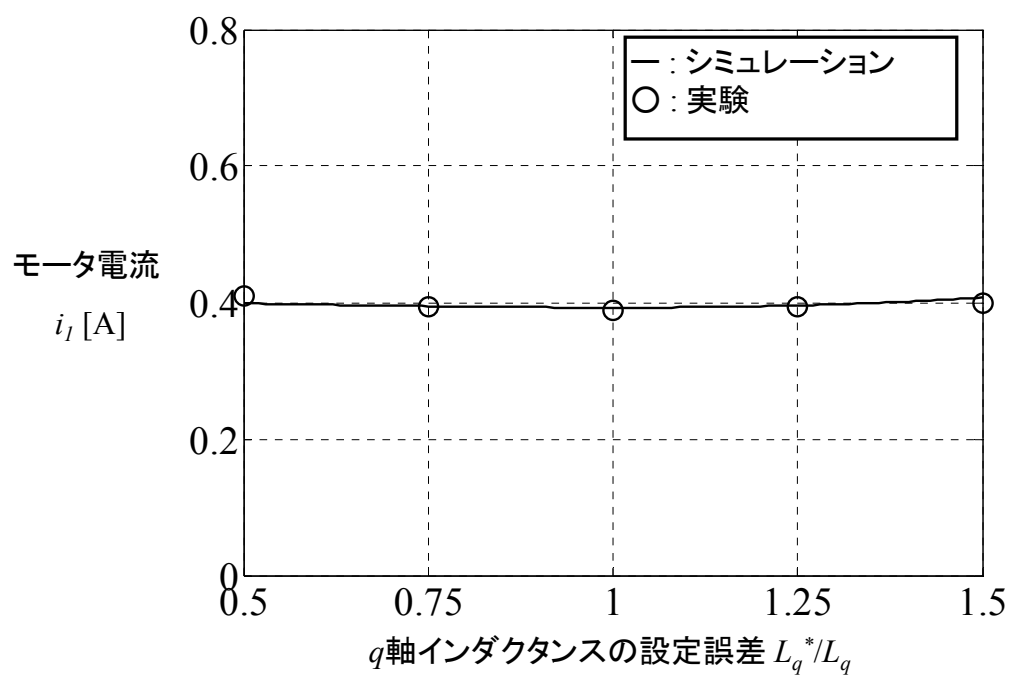


図 3.6  $q$  軸インダクタンスの設定誤差とモータ電流の相関

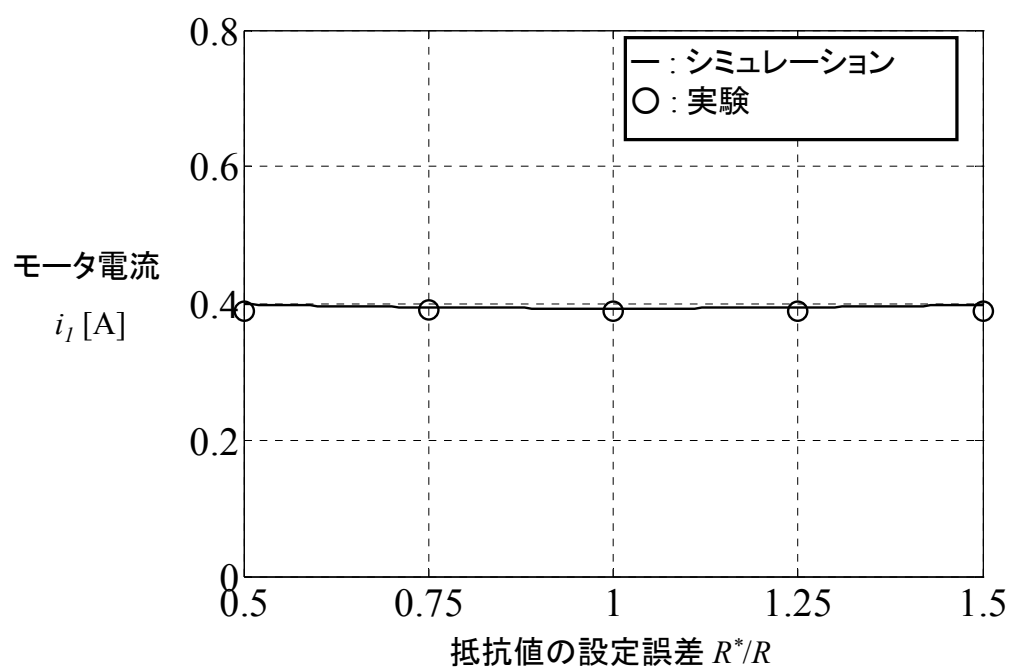


図 3.7 抵抗値の設定誤差とモータ電流の相関

一方、 $R^*$ 、 $L_q^*$ の設定誤差は $i_1$ に殆ど影響していないことも確認される。 $K_e^*$ の設定誤差の影響が $L_q^*$ および $R^*$ に比べて大きい理由は、(3.1)式の $v_{qc}^*$ において $K_e^*$ を含む項が他の項に比べて大きく、また、 $v_{qc}^*$ のずれが(3.8)式に示すように、直接 $i_{qc}$ に影響するためである。

以上の考察は、スマート型ベクトル制御を対象としたが、速度・電流制御を備えるベクトル制御系に(3.8)式の電流推定手法を適用する場合においても、 $K_e^*$ の設定誤差の影響は同じである。(3.10)式～(3.32)式の解析は、制御系の定常特性に基づいており、速度・電流制御を付加しても解析結果は変わらない。従って、平均直流電流を用いる方式においては、制御系によらず $K_e^*$ の設定誤差の影響が大きく、その対策が必要となる。

### 3.5 誘起電圧係数の同定

本節では、 $i_{dc}$ を用いて $K_e^*$ を同定し、その設定誤差による $i_1$ と銅損の増加を避ける方法について検討する。参考文献[42]ではセンサレス運転モードにおいて、 $K_e^*$ の設定誤差に応じて $i_{dc}^*$ と $i_{dc}$ の差分が発生することに着目し、次式に基づく同定手法を提案している。

$$K_e^{**} = K_e^* + \frac{K_I}{s} (i_d^* - i_{dc}) \dots\dots\dots (3.33)$$

ただし、 $K_e^{**}$ ：誘起電圧係数の同定値、 $K_I$ ：積分ゲイン

センサレス運転モードにおいて、(3.33)式の $i_{dc}$ は瞬時値検出型1シャント方式によれば推定できるが、平均値検出型1シャント方式では推定できない。そこで、センサレス運転モードに移行する前の同期運転モードにおいて(3.33)式を適用することを検討する。

同期運転モードは低速域で行われることからファンの負荷トルク $\tau_L$ をゼロとすると、軸誤差 $\Delta\theta$ もゼロとなる。ゆえに、センサレス運転モード中と同様にPLL制御が動作しているものとみなせ、 $K_e^*$ の設定誤差は $i_{dc}^*$ と $i_{dc}$ の差分として現れる。また、無負荷であれば(3.11)式より $i_q$ もゼロとなり、(3.7)式を用いて $i_{dc}$ を推定できるため、(3.33)式による $K_e^*$ の同定が可能となる。

実際には低速時においても微小な負荷トルク $\tau_L$ は存在する。これによる $K_e^*$ の同定誤差 $\Delta K_e$ は以下のように解析できる。同定が完了した時点において、 $i_{dc}^*$ と $i_{dc}$ は等しいから(3.7)式より次式が導出される。

$$v_{dc}^* i_{dc}^* = \frac{2}{3} V_{DC} i_{DC0} \dots\dots\dots (3.34)$$

(3.6)式と(3.34)式より次式が得られる。



$$v_{dc}^* i_{dc}^* = v_q i_q + v_d i_d \dots\dots\dots (3.35)$$

同期運転モードでは「 $i_{qc}^* = 0$ 」であることから、(3.1)式より「 $v_{dc}^* = R^* i_{dc}^*$ 」となる。「 $v_{dc}^* = R^* i_{dc}^*$ 」を(3.35)式に代入すると次式が導出される。

$$R^* i_{dc}^{*2} = v_q i_q + v_d i_d \dots\dots\dots (3.36)$$

(2.4)式の微分項をゼロとして、(3.36)式に代入すると次式が得られる。

$$R^* i_{dc}^{*2} = R(i_d^2 + i_q^2) + \omega_r i_q \{K_e + (L_d - L_q) i_d\} \dots\dots\dots (3.37)$$

(3.37)式に(2.6)式を代入することで次式が得られる。

$$R^* i_{dc}^{*2} = R(i_d^2 + i_q^2) + \frac{2\omega_r \tau_m}{3P_m} \dots\dots\dots (3.38)$$

(3.38)式を変形し、「 $\tau_m = \tau_L$ 」「 $\omega_r = \omega_r^*$ 」を代入すると次式が導出される。

$$i_d = \sqrt{i_{dc}^{*2} - i_q^2 - \frac{2\omega_r \tau_L}{3RP_m}} \dots\dots\dots (3.39)$$

同期運転モードでは(3.1)式より「 $v_{qc}^* = \omega_r^* L_d^* i_{dc}^* + \omega_r^* K_e^*$ 」が成り立ち、また、同定完了後では「 $K_e^* = K_e^{**}$ 」が成り立つ。そこで「 $v_{qc}^* = \omega_r^* L_d^* i_{dc}^* + \omega_r^* K_e^{**}$ 」を(3.19)式に代入し、変形すると次式が導出される。

$$K_e^{**} = \frac{\sqrt{v_d^2 + v_q^2 - v_d^{*2}}}{\omega_r^*} - L_d^* i_{dc}^* \dots\dots\dots (3.40)$$

(3.40)式の  $v_d$ ,  $v_q$  に(2.4)式を代入し、得られた  $i_d$ ,  $i_q$  に(3.39)式、(3.11)式をそれぞれ代入すると、 $K_e^{**}$  は次式に示すように  $\omega_r^*$ ,  $\tau_L$ ,  $i_{dc}^*$  の関数で表される。

$$K_e^{**} = K_e^{**}(\omega_r^*, \tau_L, i_{dc}^*) \dots\dots\dots (3.41)$$

右辺の  $\omega_r^*$ ,  $\tau_L$ ,  $i_{dc}^*$  は既知パラメータであるから、 $K_e^{**}$  は計算可能であり、(3.42)式の同定誤差  $\Delta K_e$  も計算できる。

$$\Delta K_e = \left| \frac{K_e^{**} - K_e}{K_e} \right| \times 100 \quad [\%] \dots\dots\dots (3.42)$$

図 3.8 に同定誤差  $\Delta K_e$  の計算結果を示す。例えば、240 [r/min]まで同期運転させる場合、図 3.4 より  $\tau_L$  は 0.055 [N・m]である。このとき、 $\Delta K_e$  は図 3.8 より 2.1 [%]以下に抑制できる。

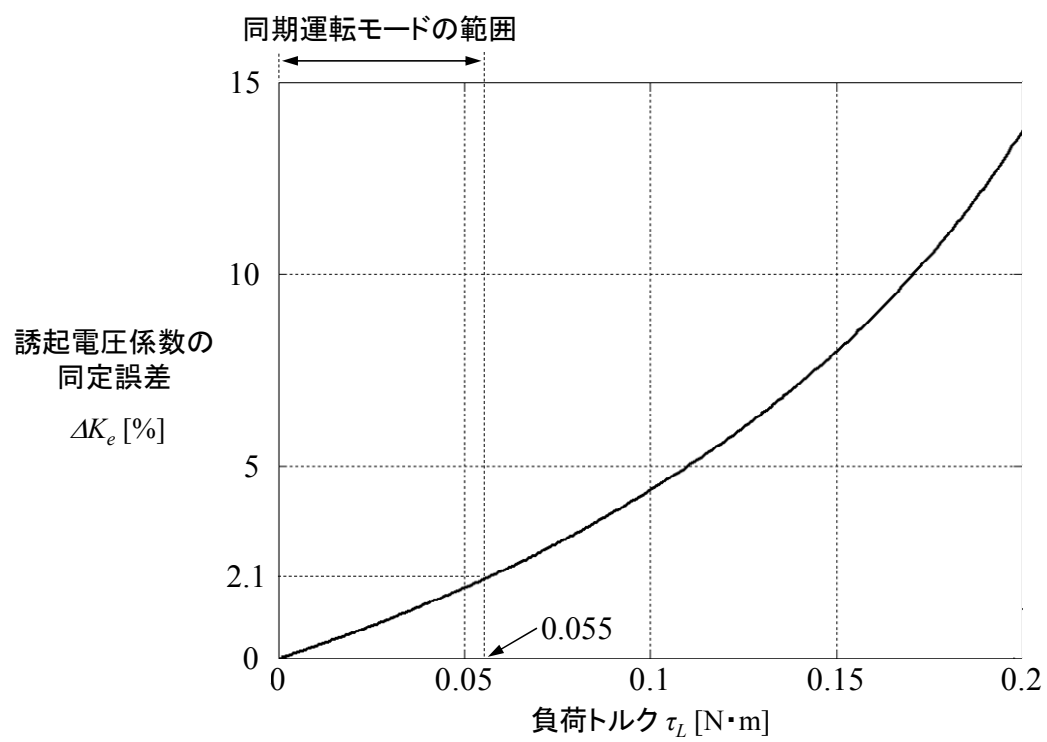


図 3.8 誘起電圧係数の同定誤差

### 3.6 シミュレーション結果

シミュレーションを用いて提案方式の有効性について検証する。 $K_e^*$ に50%の設定誤差を与えた場合のシミュレーション結果を図3.9に示す。 $\omega_r^*$ ,  $\omega_l$ ,  $\omega_r$ は一致しており、制御系は安定であることがわかる。同期運転モードの加速中において、一定値である $i_{dc}^*$ に対して $i_{dc}$ が増加する理由は、 $K_e^{**}$ の初期設定値に誤差があるためである。同期運転モードの一定速運転時には、誘起電圧係数の同定区間を設け、この区間で(3.33)式により $K_e^{**}$ を更新する。これによって $i_{dc}$ は $i_{dc}^*$ に、 $K_e^{**}$ は $K_e$ に収束する。 $K_e^{**}$ の収束後、センサレス運転モードに切り替わり、同定した $K_e^{**}$ をセンサレスベクトル制御の電圧指令演算に用いる。

$K_e^{**}$ に-50%の設定誤差を与えた場合のシミュレーション結果を図3.10に示す。図3.9と比較して設定誤差の正負が逆であるため、 $i_{dc}$ と $i_{dc}^*$ の大小関係も逆になるが、最終的な $K_e^{**}$ の同定値は同じになる。

以上のシミュレーション結果より、提案方式を用いて $K_e^{**}$ を同定することが可能であり、その同定値を用いてセンサレス運転モードに安定に移行できることが分かった。

### 3.7 実験結果

エアコン室外機用ファンモータの駆動試験を行い、提案方式の有効性について検証する。はじめに同定機能を無効にした場合の試験結果を図3.11に示す。同定機能が無効であるため、 $i_{dc}$ と $i_{dc}^*$ の差が残ったままセンサレス運転モードへ移行している。センサレス運転モードにおいて、 $i_{dc}^*$ はゼロに設定されているため、理論的には $i_l$  ( $i_u$ の振幅)、 $i_{qc}$ ,  $i_{qc}^*$ は一致する。しかし、図3.11では、 $i_l$  (0.478 A) と $i_{qc}$ ,  $i_{qc}^*$  (0.364 A) には差があり、正しく電流推定できていない。

同条件において同定機能を有効にした場合の試験結果を図3.12に示す。図3.12より、同期運転中の一定速区間において $K_e^{**}$ が同定されていることがわかる。このときの $\Delta K_e$ は1.1%であり、想定誤差2.1%とほぼ同じである。また、 $i_l$  (0.389 A) と $i_{qc}$ ,  $i_{qc}^*$  (0.381 A) はほぼ等しく、正しく電流推定できていることがわかる。同定機能を無効にした場合と比較すると、 $i_l$ が約20%低減されている。これは定格出力40 Wに対して約4% (1.6 W) の銅損を低減できることになる。

平均直流電流を用いた電流推定が演算負荷低減に有効であることを確認するため、そのアルゴリズムの実行時間について参考文献[48][49]の瞬時値検出型1シャント方式と比較した。動作周波数50 MHzの32 bit マイコンを想定したエミュレータを用いて、演算時間を評価した

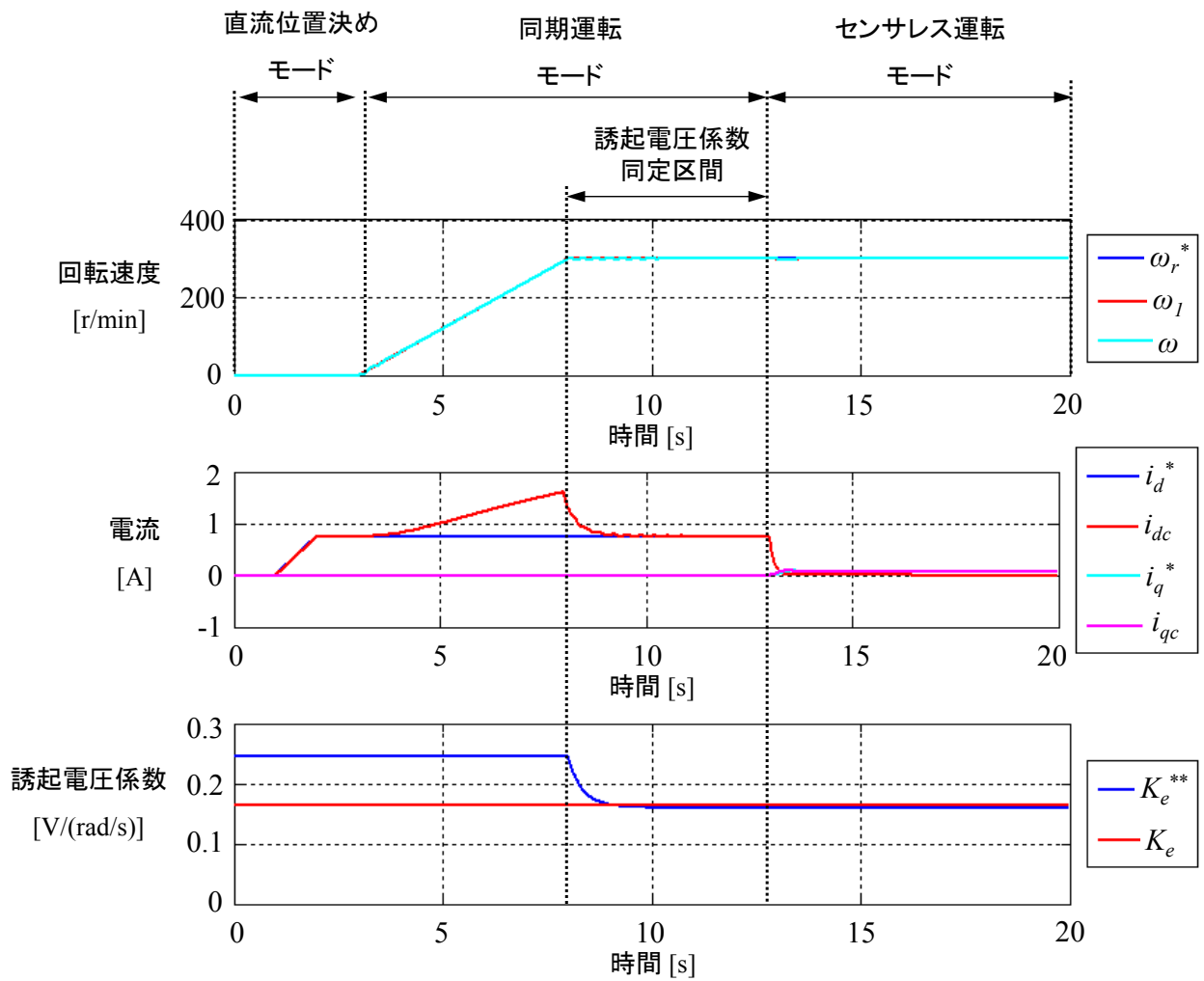


図 3.9 シミュレーション結果 (Ke 誤差 : +50%)

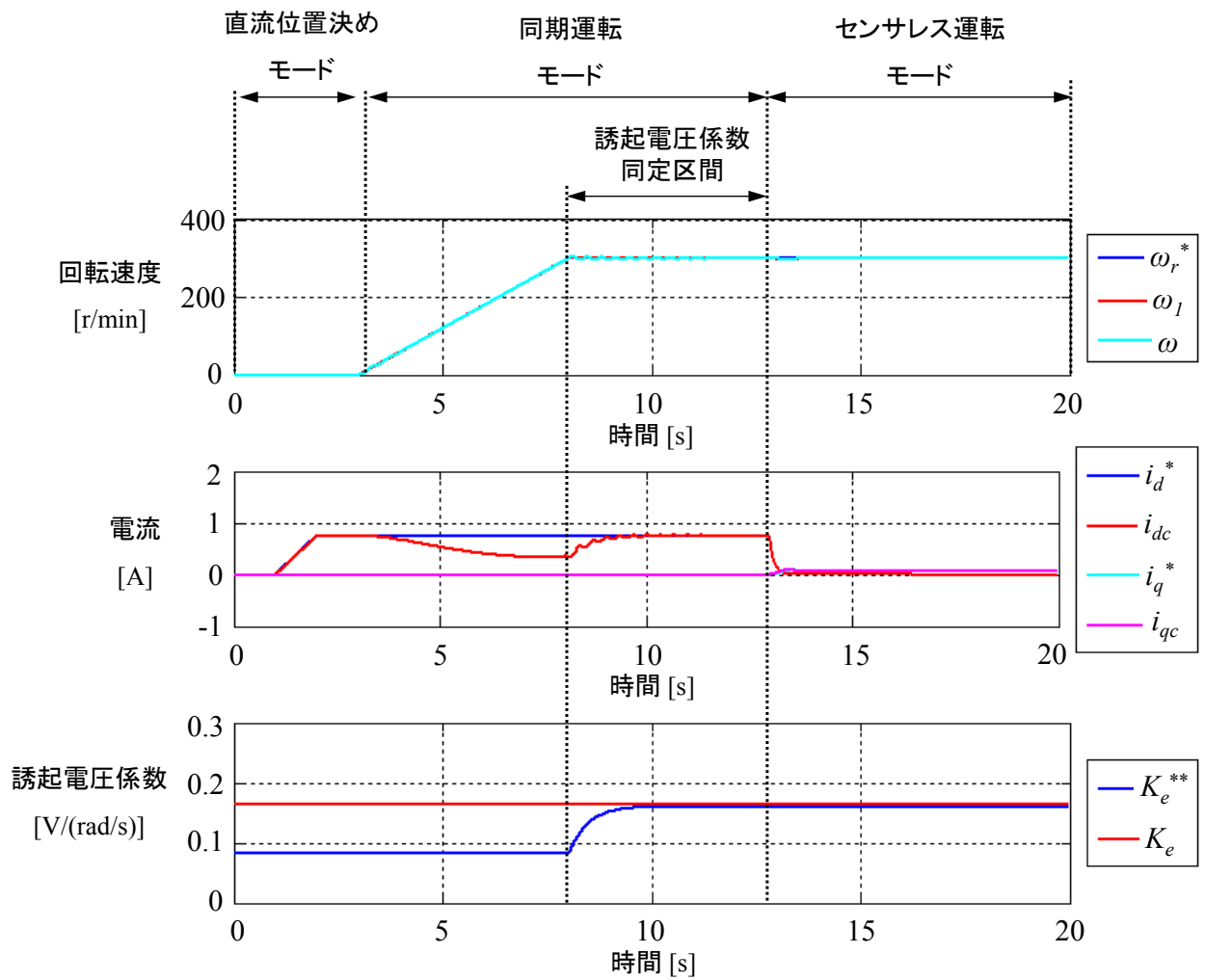


図 3.10 シミュレーション結果 ( $K_e$  誤差 : -50%)

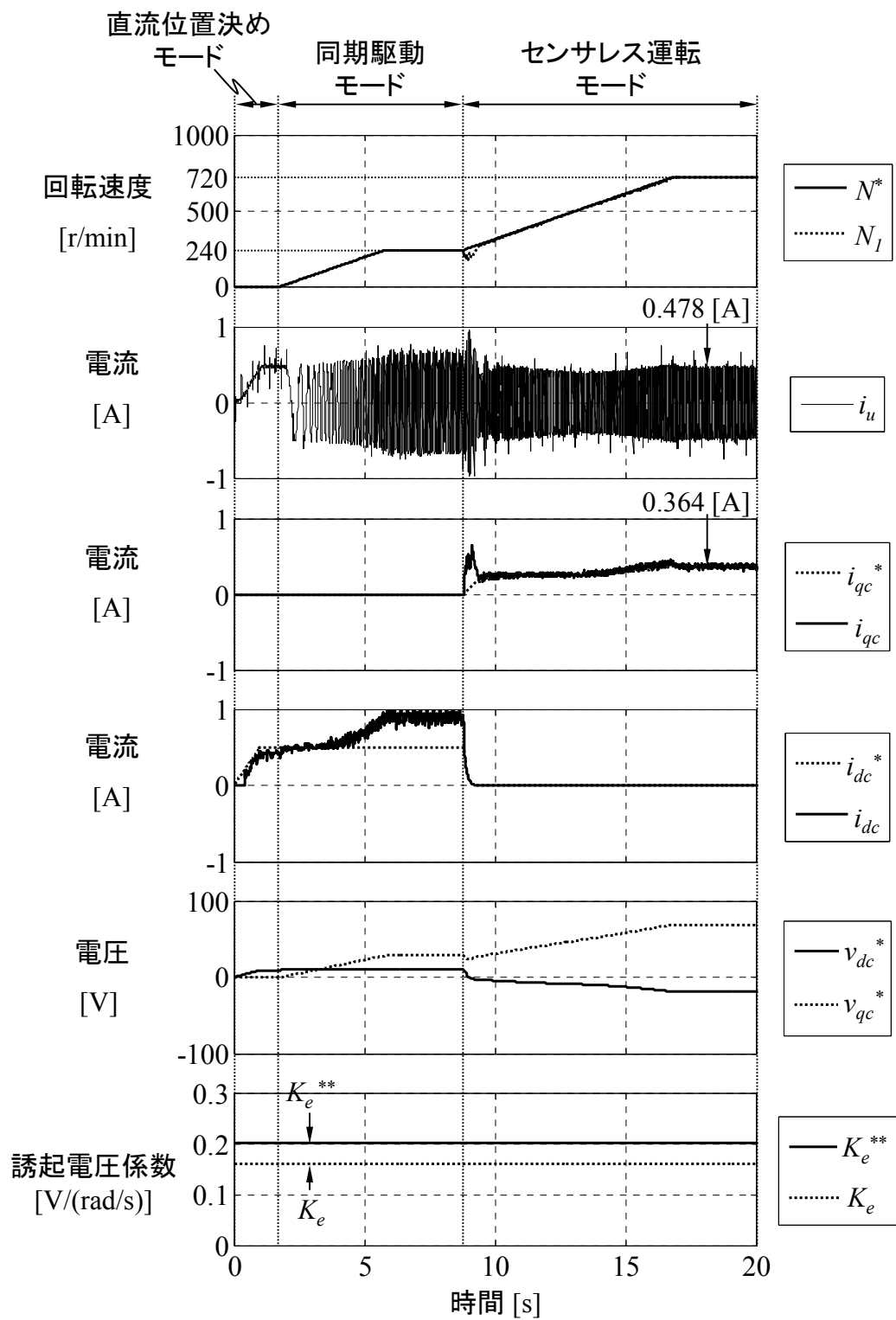


図 3.11 駆動試験結果（同定なし）

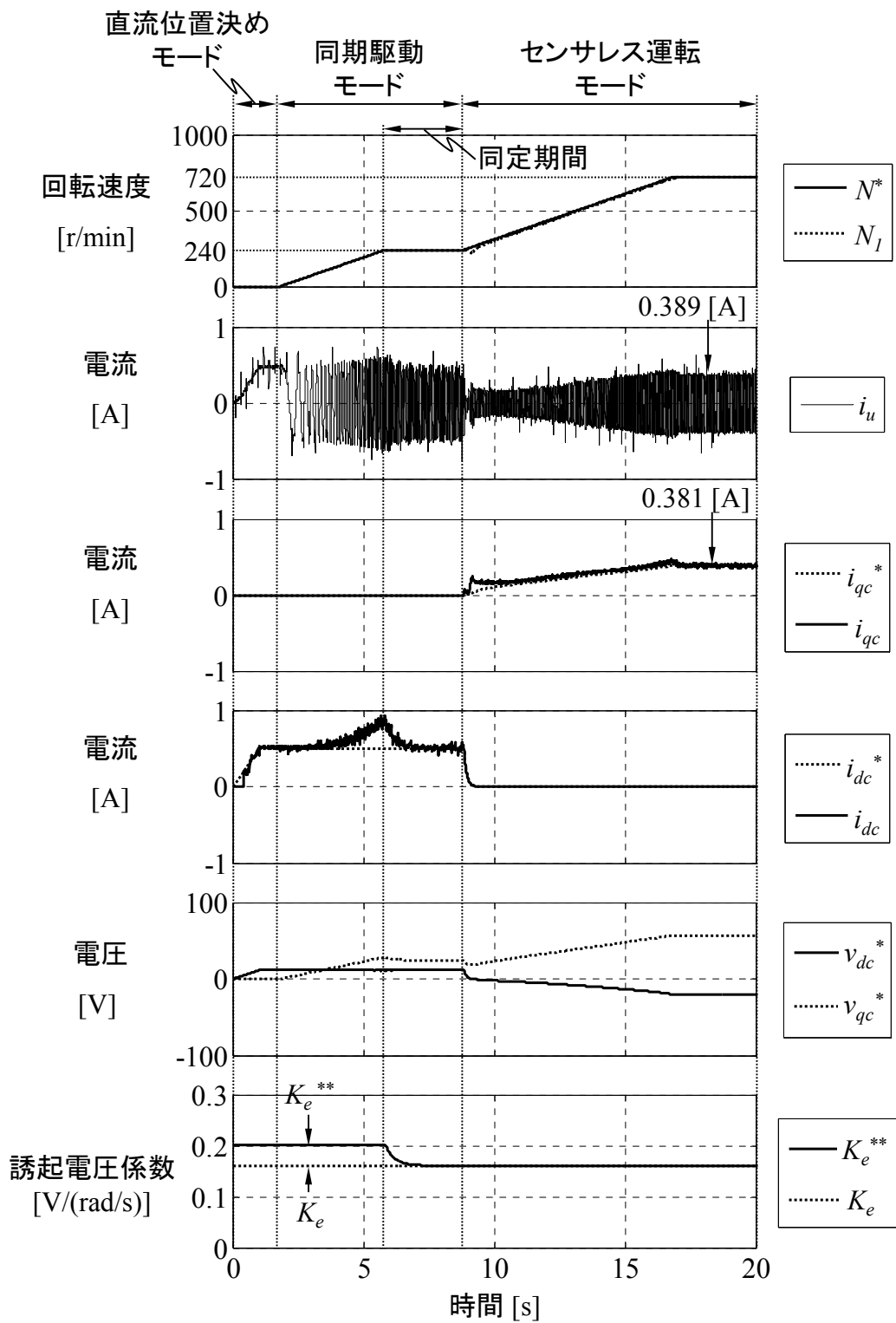


図 3.12 駆動試験結果（同定あり）

ところ、瞬時値検出型 1 シャント方式では  $7.8\ \mu\text{s}$ 、平均値検出型 1 シャント方式では  $4.1\ \mu\text{s}$  であった。平均値検出型 1 シャント方式の適用により実行時間が約 52 %に低減されており、本方式は演算負荷低減に有効であるといえる。

### 3.8 まとめ

本章では、定常的な運転が続くファンやポンプなどを簡易な制御手法で高効率に駆動することを目的とし、平均値検出型 1 シャント方式を用いた位置センサレス制御を提案した。検討内容は以下のようにまとめられる。

- (1) 提案方式ではローパスフィルタを用いてシャント電流を平滑化するため、サンプリングのタイミングを可変にする必要がない。また、リングングの影響もないためにパルス幅調整も不要であり、パルス幅調整による騒音増加がない。
- (2) 提案方式では平均直流電流に基づいて、直流位置決めモードおよび同期運転モードでは  $d$  軸、センサレス運転モードでは  $q$  軸電流を推定する。この電流推定の切り換えにより誘起電圧係数の同定を可能にし、設定誤差に対するロバスト性を向上させている。
- (3) 誘起電圧係数の設定誤差が 25%与えられた場合、同定機能により定格出力 40 W に対して約 4 % (1.6 W) の銅損を低減できる。
- (4) 平均値検出型 1 シャント方式の実行時間は、瞬時値検出型 1 シャント方式に比べて約 52 %に低減される。

以上、平均値検出型 1 シャント方式を用いた位置センサレス制御方式について述べた。本方式は、従来の 1 シャント方式と比べると、センサレス運転モードにおいて、 $d$  軸電流を推定できないために誘起電圧係数を同定できない。この点を解決するため、次章にて一相電流検出方式を用いた位置センサレス制御方式を提案する。





## 4章 一相電流検出方式を用いた位置センサレス制御

### 4.1 まえがき

瞬時値検出型 1 シャント方式では、サンプリングのタイミングと PWM 変調のパルス幅を調整できるだけの演算性能が要求される<sup>[45]~[56]</sup>。これらの演算を省略するため、3 章では電流検出部にローパスフィルタを組み込む平均値検出型 1 シャント方式を提案した。しかし、ローパスフィルタは抵抗およびコンデンサを使用するため、ローパスフィルタの体積とコストが増加する。また、ローパスフィルタを通過した後の平均直流電流から  $d$  軸電流および  $q$  軸電流を同時に推定することはできない。

サンプリングのタイミングと PWM 変調パルス幅の調整を省略する手段として、力率検出方式<sup>[45]</sup>および電流ピーク検出方式<sup>[46]</sup>も提案されている。これらの方式では一相分の検出値から電流の位相または振幅を推定することで、 $V/f$ 制御をベースとした位置センサレス制御を実現している。一相分の検出であれば、PWM 周期ごとにパルス幅が最も長い相の電流を検出すればよいことから、サンプリングのタイミングと PWM 変調のパルス幅を調整する必要がない。しかし、電流の位相または振幅の一方しか推定できないため、平均値検出型 1 シャント方式と同様に  $d$  軸電流および  $q$  軸電流を同時に推定することはできない。

本章では、異なる電気角における 1 相分の検出値を組み合わせて電流の位相と振幅を同時に推定する手法を提案する<sup>[60][61]</sup>。以下、提案方式を一相電流検出方式とよぶ。一相電流検出方式では異なる電気角での電流検出が必要であるため、電流推定の更新周期は長い、 $d$  軸電流および  $q$  軸電流の双方を推定できる。従って、高速な電流制御を必要としない簡易的なベクトル制御系<sup>[41]</sup>に適用できる。以下、4.2 節では、制御系の基本構成について述べる。4.3 節では一相電流検出方式の原理、4.4 節では電流推定誤差の原因と対策について述べる。4.5 節ではシミュレーションによる検討を行い、4.6 節における実機検証によって一相電流検出方式の有効性を示す。

### 4.2 制御系の構成

図 4.1 に本章で用いる回転座標系を示す。電圧ベクトル  $\mathbf{v}_1$  方向の電流成分を有効電流  $i_a$ 、その直交成分を無効電流  $i_r$  とすると、これらは次式で表される。

$$i_a = i_1 \cos \phi \cdots \cdots \cdots (4.1)$$

$$i_r = i_1 \sin \phi \cdots \cdots \cdots (4.2)$$

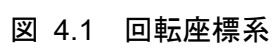


図 4.1 の  $\theta_{qvc}$  は,  $qc$  軸を基準としたときの電圧位相であり, 次式で表される。

$$\theta_{qvc} = \tan^{-1} \left( \frac{-v_{dc}}{v_{qc}} \right) \dots\dots\dots (4.3)$$

図 4.1 において  $i_{dc}$ ,  $i_{qc}$  は, 次式で表される。

$$i_{dc} = -i_1 \sin(\theta_{qvc} - \phi) = i_1 \sin(\phi - \theta_{qvc}) \dots\dots\dots (4.4)$$

$$i_{qc} = i_1 \cos(\theta_{qvc} - \phi) = i_1 \cos(\phi - \theta_{qvc}) \dots\dots\dots (4.5)$$

(4.1)式の  $i_a$  と(4.4)式の  $i_{dc}$ , (4.2)式の  $i_r$  と(4.5)式の  $i_{qc}$  の位相差はともに  $-\theta_{qvc}$  であるから, 次式が成り立つ。

$$\begin{bmatrix} i_{dc} \\ i_{qc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_{qvc} & -\sin \theta_{qvc} \\ \sin \theta_{qvc} & \cos \theta_{qvc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_r \\ i_a \end{bmatrix} \dots\dots\dots (4.6)$$

(4.6)式より  $i_r$ ,  $i_a$  が推定されれば,  $i_{dc}$ ,  $i_{qc}$  を決定できることがわかる。

図 4.2 に一相電流検出方式を用いた位置センサレス制御の構成を示す。基本的にはスマート型ベクトル制御であるが, 従来の瞬時値検出型 1 シャント方式に代えて一相電流検出方式を利用している。図 4.3 に瞬時値検出型 1 シャント方式と一相電流検出方式の比較を示す。瞬時値検出型 1 シャント方式では, 三相交流電流を座標変換することで,  $i_{dc}$ ,  $i_{qc}$  を推定する。一方, 一相電流検出方式では, はじめに三相交流電流の内の一相分をサンプリングし, これに基づいて  $i_a$ ,  $i_r$  を推定する。次に座標変換により,  $i_{dc}$ ,  $i_{qc}$  を推定する。検出相を一つに制限することから, 後述するようにサンプリング間隔を一定にすることができ, A/D タイマの設定が不要となる。これにより演算負荷が低減され, 安価なマイコンを適用することが可能となる。

### 4.3 一相電流検出方式

#### 4.3.1 電流 1 相分の検出方法

図 4.4 に三相変調における電流検出方法について示す。ここで, 三相電圧の中で中間値をとる相を中間相, 絶対値が最大となる相を絶対値最大相とする。図 4.4 (b)の拡大図では, 中間相は V 相, 絶対値最大相は U 相である。PWM 周期の中で通電期間が最も長いのは絶対値最大相であり, 通電期間が長いほどスイッチングによる電流リプルの影響を回避しやすい。そこで, 提案方式では絶対値最大相の電流を以下のようにサンプリングする。

- (1) 絶対値最大相の電圧が正である場合は, 搬送波が減少する時間でゼロになるタイミング  $\theta_{DN}$  において, 絶対値最大相の正の電流を検出する (図 4.4 では U 相電流  $i_u$ )。

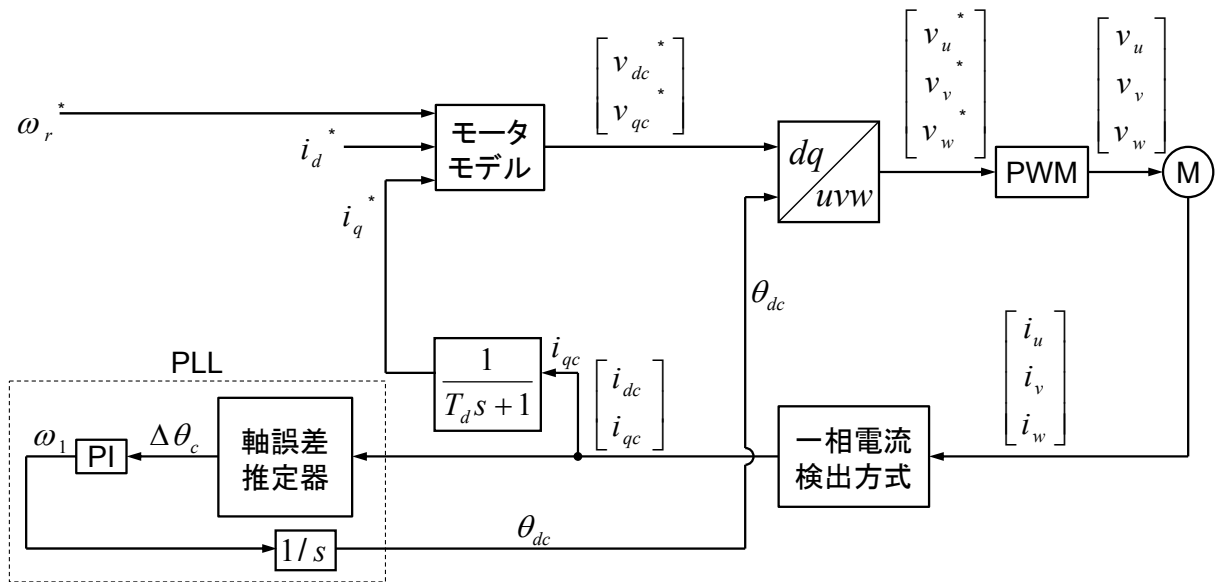
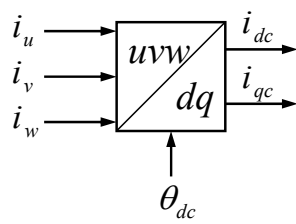
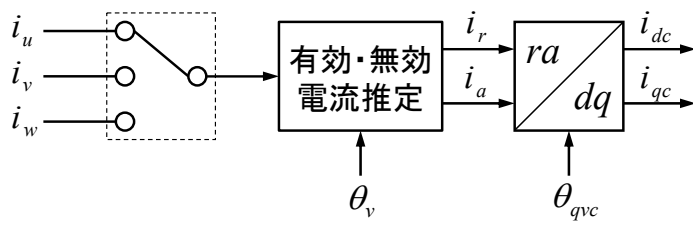


図 4.2 一相電流検出方式を用いた位置センサレス制御の構成



(1) 瞬時値検出型1シャント方式



(2) 一相電流検出方式

図 4.3 瞬時値検出型 1 シャント方式と一相電流検出方式の比較

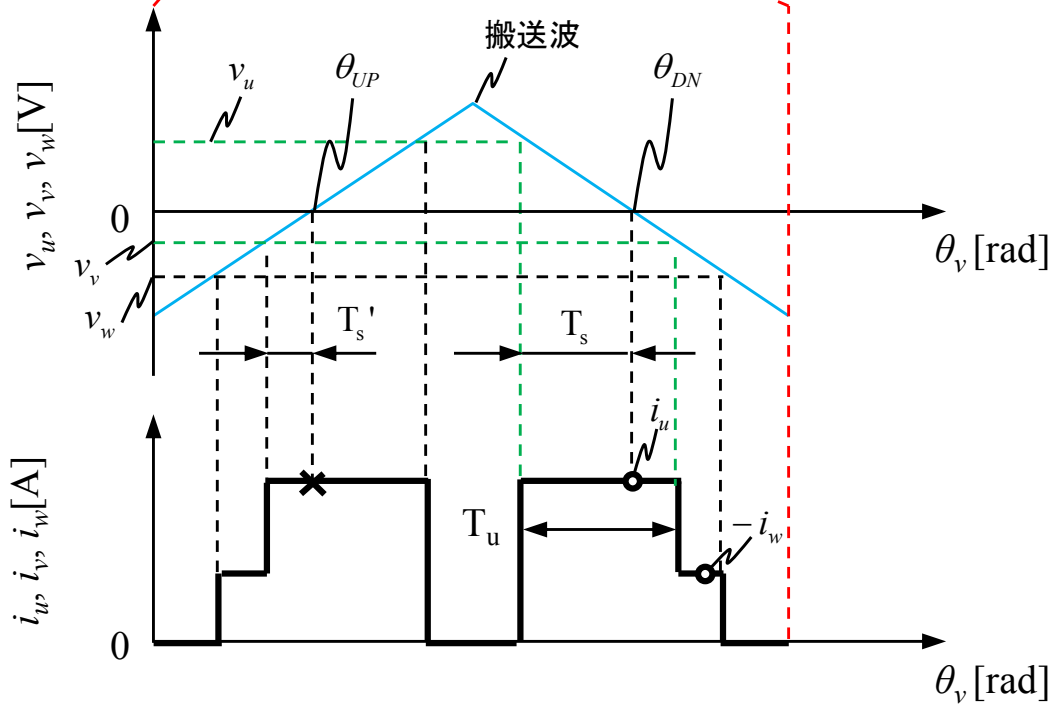
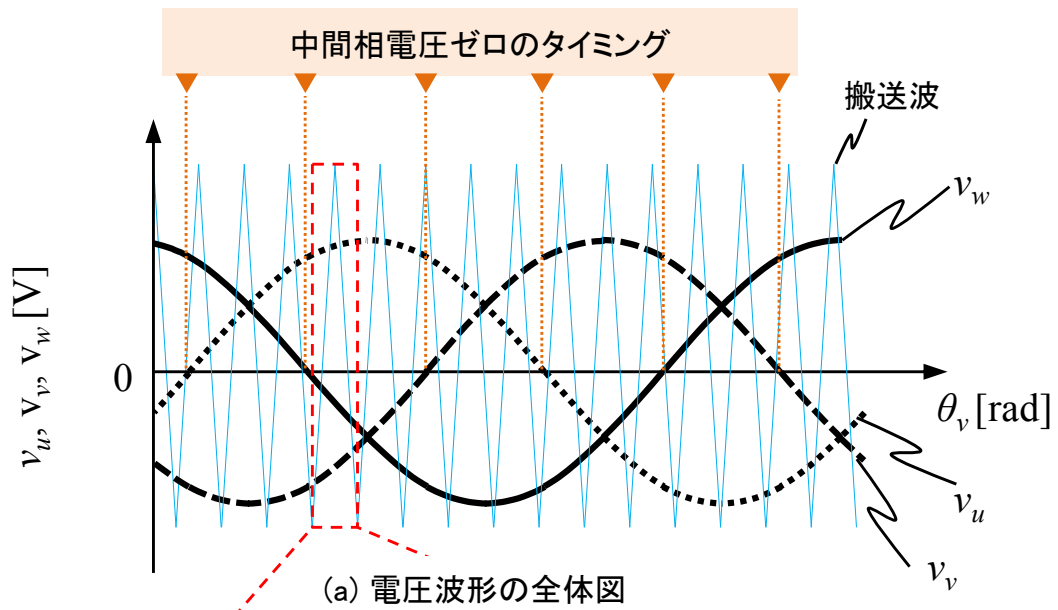


図 4.4 三相変調における電流検出方法

(2) 絶対値最大相の電圧が負である場合は、搬送波が増加中にゼロレベルとなるタイミング  $\theta_{UP}$  において、絶対値最大相の負の電流を検出する。

場合分けするのは、中間相の電圧が電気角 60 度毎にゼロとなることに起因して、PWM 変調のスイッチングから電流検出までの期間がゼロになるのを防止するためである。例えば、図 4.4 (a)において中間相の  $v_v$  がゼロになるとき、同図(b)に示した期間  $T_s'$  はゼロになるから、搬送波の増加中には  $i_u$  を検出できない。一方、期間  $T_s$  は必ず正になるから、搬送波の減少中には  $i_u$  を検出できる。このため、(1)および(2)の検出タイミングを繰り返し用いることにより、電気角 60 度毎に異なる相の電流を検出できる。この結果、検出電流の波形図は図 4.5 の太線で示す  $i_x$  のようになる。

二相変調の場合も同様に実現できる。図 4.6 に二相変調における電流検出方法について示す。同図のように上アームを常時オンさせる場合、搬送波が最大となるタイミングにおいて電流検出できる。下アームを常時オンさせる場合は逆である。

## 4.3.2 電流推定の原理

図 4.7 に電流推定原理を示す。瞬時値検出型 1 シャント方式では同時刻の 2 つの電流成分、例えば、 $i_u$  と  $i_v$  をベクトル合成することにより  $i_1$  を推定した。一方、一相電流検出方式では、ある時刻  $t_1$  での  $i_u$  と別の時刻  $t_2$  の  $i_u'$  をベクトル合成することにより  $i_1$  を推定する。つまり、 $v_1$  を仮想的に固定して考えると、時刻  $t_1$  で  $i_u$  を検出後、U 軸はモータとは逆方向に回転し、時刻  $t_2$  において U' 軸となる。ここで、再度  $i_u'$  を検出すれば、U 軸と U' 軸が平行でない限り、 $i_1$  を推定できる。このように電流検出の時間差を利用することで、1 相分の電流成分から  $i_1$  を推定するのが一相電流検出方式の特徴である。

## 4.3.3 電流推定式の導出

図 4.5 において、複数ある電流検出値  $i_x$  から 2 点を選択すれば、原理的には  $i_1$  を推定できるが、2 点のみに基づくために検出ノイズの影響を受けやすい。そこで、3 点以上の検出値を用いて  $i_1$  を推定できるように提案方式を拡張する。

図 4.8 に電流推定のブロック線図を示す。以下(4.7)式の位相範囲における電流推定について説明するが、他の位相範囲においても同様である。

$$-\frac{\pi}{6} \leq \theta_v \leq \frac{\pi}{6} \dots\dots\dots (4.7)$$

(4.7)式の範囲において、絶対値最大相は(4.8)式の  $v_u$  であり、(4.9)式の  $i_u$  が検出される。



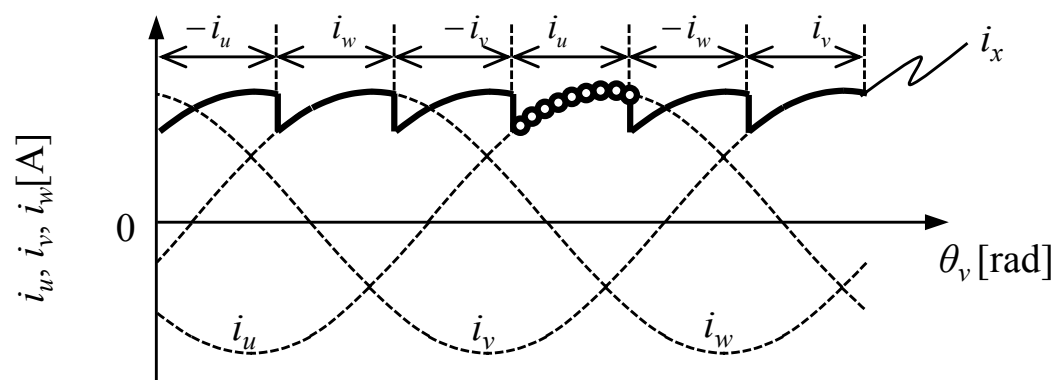


図 4.5 電流検出波形

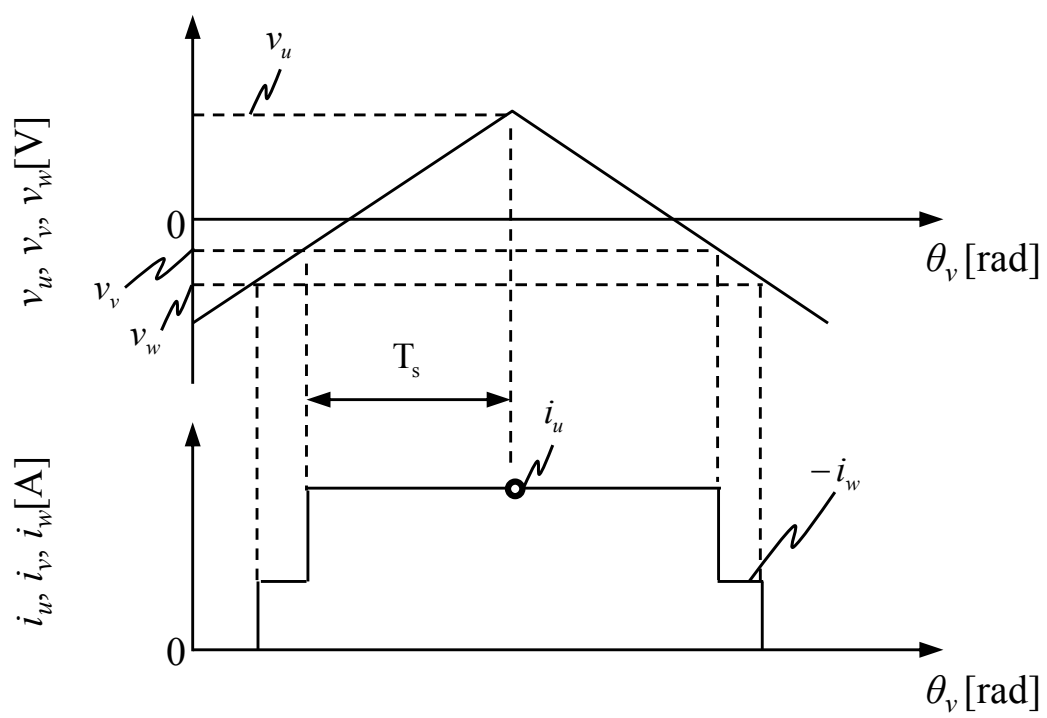
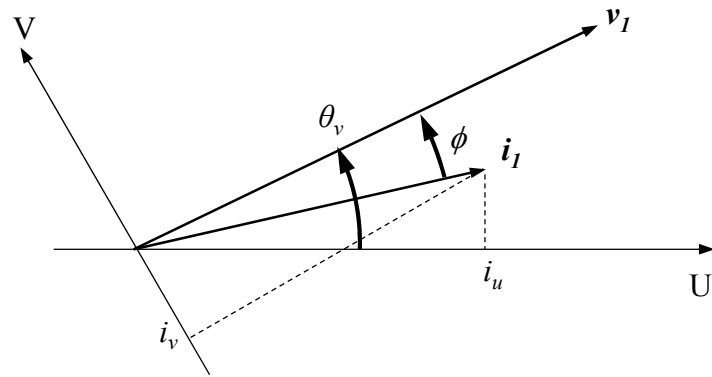
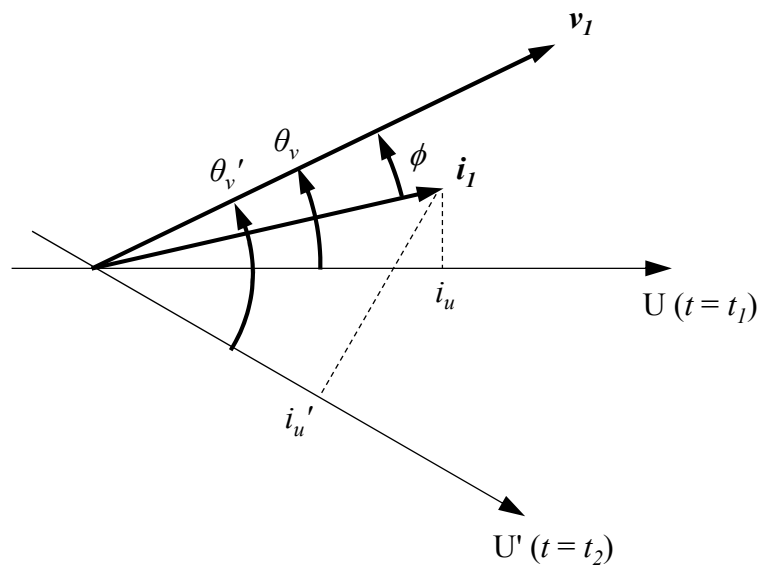


図 4.6 二相変調における電流検出方法



(1) 瞬時値検出型1シャント方式



(2) 一相電流検出方式

図 4.7 電流推定原理

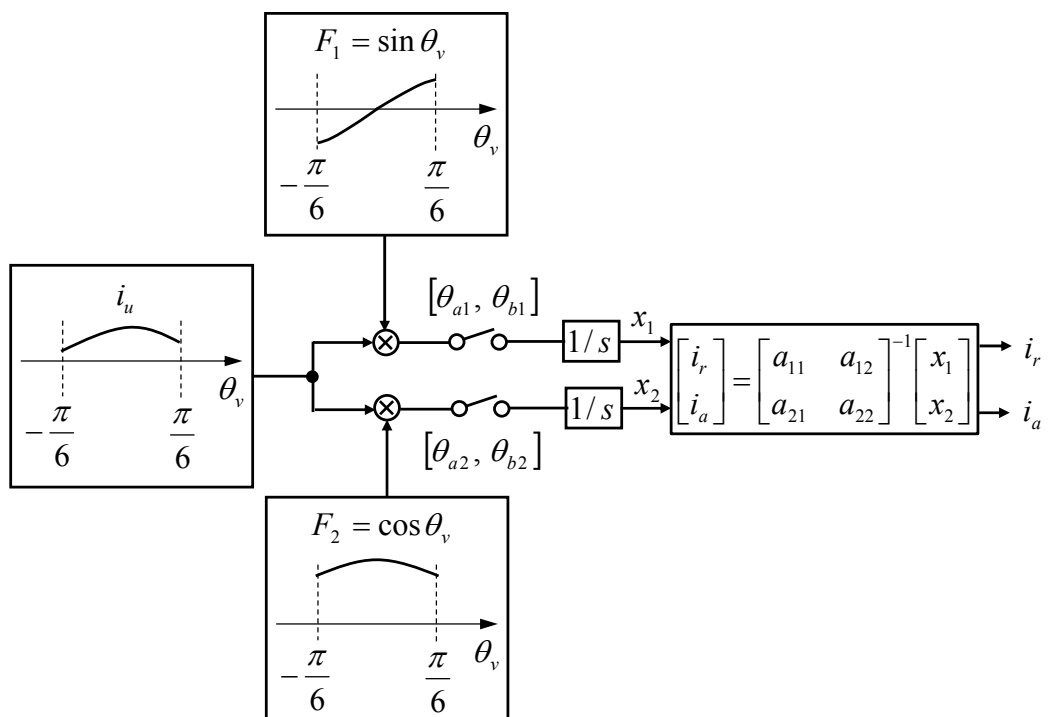


図 4.8 電流推定のブロック線図

$$v_u = v_1 \cos \theta_v \cdots \cdots \cdots (4.8)$$

$$i_u = i_1 \cos(\theta_v - \varphi) = i_r \sin \theta_v + i_a \cos \theta_v \cdots \cdots \cdots (4.9)$$

$i_u$  の検出値に重み関数  $F_k$  ( $k=1, 2$ ) をそれぞれ乗じ、積分区間  $[\theta_{ak}, \theta_{bk}]$  における次式の積分値  $x_k$  を求める。

$$x_k = \int_{\theta_{ak}}^{\theta_{bk}} F_k(\theta_v) i_u d\theta_v \quad (k=1, 2) \cdots \cdots \cdots (4.10)$$

$$\text{ただし, } -\frac{\pi}{6} \leq \theta_{ak} < \theta_{bk} \leq \frac{\pi}{6}$$

(4.10)式において重み関数  $F_k$  を 2 つ導入したのは、複数の検出値を 2 つの積分値  $x_1, x_2$  にまとめるためである。これにより検出回数に関係なく、図 4.7 に示す原理に基づいて電流を推定できる。(4.10)式に(4.9)式を代入することにより次式の電流推定式が得られる。

$$\begin{bmatrix} i_r \\ i_a \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \cdots \cdots \cdots (4.11)$$

ただし,

$$a_{k1} = \int_{\theta_{ak}}^{\theta_{bk}} F_k(\theta_v) \sin \theta_v d\theta_v \cdots \cdots \cdots (4.12)$$

$$a_{k2} = \int_{\theta_{ak}}^{\theta_{bk}} F_k(\theta_v) \cos \theta_v d\theta_v \cdots \cdots \cdots (4.13)$$

(4.11)式を用いることで、3 点以上の検出値を用いて  $i_1$  を推定することが可能となる。

重み関数  $F_k$  および積分区間  $[\theta_{ak}, \theta_{bk}]$  の設計指針について以下に述べる。これらは、(4.11)式の逆行列が存在する必要があるため、次のような設計方針が考えられる。

(1) 重み関数  $F_k$  を独立にする場合 (図 4.8 の場合)

$$F_1 = \sin \theta_v, F_2 = \cos \theta_v \cdots \cdots \cdots (4.14)$$

$$\theta_{ak} = -\frac{\pi}{6}, \theta_{bk} = \frac{\pi}{6} \quad (k=1, 2) \cdots \cdots \cdots (4.15)$$

(4.14), (4.15)式を(4.12), (4.13)式に代入すると(4.16)式を得る。

$$\begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix}^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{12(2\pi+3\sqrt{3})}{4\pi^2-27} & 0 \\ 0 & \frac{12(2\pi-3\sqrt{3})}{4\pi^2-27} \end{bmatrix} \cdots \cdots \cdots (4.16)$$

(2) 積分区間 $[\theta_{ak}, \theta_{bk}]$ を独立にする場合

$$F_k = 1 \quad (k = 1, 2) \quad \dots\dots\dots (4.17)$$

$$\theta_{a1} = -\frac{\pi}{6}, \theta_{b1} = 0, \theta_{a2} = 0, \theta_{b2} = \frac{\pi}{6} \quad \dots\dots\dots (4.18)$$

(4.17), (4.18)式を(4.12), (4.13)式に代入すると(4.19)式を得る。

$$\begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix}^{-1} = \begin{bmatrix} -2 - \sqrt{3} & 2 + \sqrt{3} \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (4.19)$$

設計方針(1)では、積算値  $x_1, x_2$  を得るための積分区間を電気角 60 度分確保できるため、検出誤差の影響を低減できる。一方、設計方針(2)では、積分区間は電気角 30 度分となるが、重み関数を単純化できるため、計算量を低減できる。本論文では、16 bit マイコンへの実装を考慮して設計方針(2)を採用する。今後の検討課題としては検出誤差の影響を最小化するため、(4.9)式のモデルにおいて、 $i_u, \theta_v$  を観測値、 $i_r, i_a$  を推定すべき状態変数としてカルマンフィルタを設計することも考えられる。設計されたカルマンフィルタを(4.11)式の代わりに用いることで、 $i_u$  の検出誤差の影響を最小化できると予想される。

以上より、(4.7)式の範囲の  $i_u$  を検出し、(4.11)式～(4.13)式を用いることで  $i_a$  および  $i_r$  を推定できる。また、(4.7)式の範囲以外においても(4.11)式～(4.13)式の  $\theta_v$  を  $\pi / 3 \text{rad}$  ずつオフセットさせることで同様に電流推定できるため、電流推定の更新周期は電気角 60 度となる。(4.10)式の積分範囲を短縮すれば、電流推定の更新周期も短縮され、制御系を高応答化できるが、電流検出回数が減少するためにノイズの影響を受けやすくなる。そこで、以下では制御系の安定性に基づいて、必要となる電流推定の更新周期について検討する。

スマート型ベクトル制御では、電流制御器および速度制御器がないため、図 4.9 の PLL 制御器の応答が最も速い<sup>(1)</sup>。そこで、PLL 制御器の応答性を下げないように更新周期を設計する。電流推定の時間単位での更新周期  $T_I [\text{s}]$  は、角度単位での更新周期  $\theta_I [\text{rad}]$  を用いて以下のように表される。

$$T_I = \frac{\theta_I}{\omega_r} \quad \dots\dots\dots (4.20)$$

更新周期  $T_I$  が長いと、(2.12)式による  $\Delta\theta$  の演算周期が制限され、PLL 制御器の応答性が劣化する。これを評価するため、PLL 制御の時定数  $T_{PLL}$  を用いて、(4.21)式の  $\eta$  を定義する。

$$\eta = \frac{1/T_I}{1/T_{PLL}} = \frac{T_{PLL}}{T_I} \quad \dots\dots\dots (4.21)$$

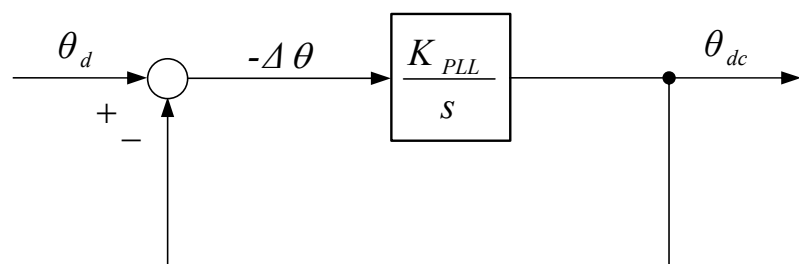


図 4.9 PLL 制御のブロック線図

$\eta$ はPLL制御器に対する電流推定の応答性を表す。PLL制御器の応答性を下げないためには、 $\eta$ は十分に大きな値でなければならず、これには $T_I$ を短く設定する必要がある。しかし、 $T_I$ を短くするほど電流検出回数が減少することから、 $\eta$ に上限値を設ける必要がある。

後述する実験結果では、エアコン室外機のファンモータを対象として、加減速性能  $120 \text{ min}^{-1}/\text{s}$  が得られることを前提にシミュレーションによって $\eta$ を5と決定した。 $\eta$ が設定されると、 $T_I$ は次式で決定される。

$$T_I = \frac{T_{PLL}}{\eta} \dots\dots\dots (4.22)$$

さらに、 $\theta_I$ は(4.20)式を変形した(4.23)式より求められる。

$$\theta_I = \frac{\omega_r}{T_I} \dots\dots\dots (4.23)$$

(4.20)式より、更新周期 $\theta_I$ は $\omega_r$ が低いほど短縮する必要がある。 $\omega_r$ に応じて可変にすることも可能であるが、演算負荷を低減するため、最低回転速度に基づいて一定値で設計する。後述する実験条件に従って、最低回転速度を  $300 \text{ min}^{-1}$ 、PLLゲイン  $K_{PLL}$  を  $23.5 \text{ rad/s}$  とする場合、 $\theta_I$ は61度となる。これにより後述の実験では更新周期 $\theta_I$ を60度を設定している。

## 4.4 電流推定誤差の原因と対策

### 4.4.1 直流母線電流の検出誤差

変調率が低い場合、PWM変調のパルス幅が短いために電流リプルの影響を受けやすい。検出精度を保つため、特別な電圧パルスを入力することが考えられるが、騒音の問題がある。そこで、提案方式では積分区間を調整することにより検出誤差が発生することを防ぐ。

図4.10に三相電圧波形を示す。電圧振幅 $y$ は図4.4、図4.6の電流検出前の電圧オン期間 $T_s$ に比例する。すなわち、 $y$ が大きいほど $T_s$ が長く、スイッチングによる電流リプルの影響を回避しやすい。図4.4、図4.6のどちらにおいても、 $y$ は電圧位相 $\theta_v$ が0度のときに最大となる。そこで、積分区間を短縮し、電圧パルス幅 $y$ が広い区間のみで電流検出することが考えられる。

積分区間の短縮は、検出相のずれによる検出誤差も防止できる。図4.4あるいは図4.6に示す理想的なタイミングで電流検出できれば、検出相の入れ替わりは60度毎となる。しかし、デッドタイムやA/Dのタイミング誤差などにより検出相がずれる場合がある。特に三相変調においては、図4.10に示すように電圧振幅 $y$ が小さい、すなわち電流検出後の電圧オン



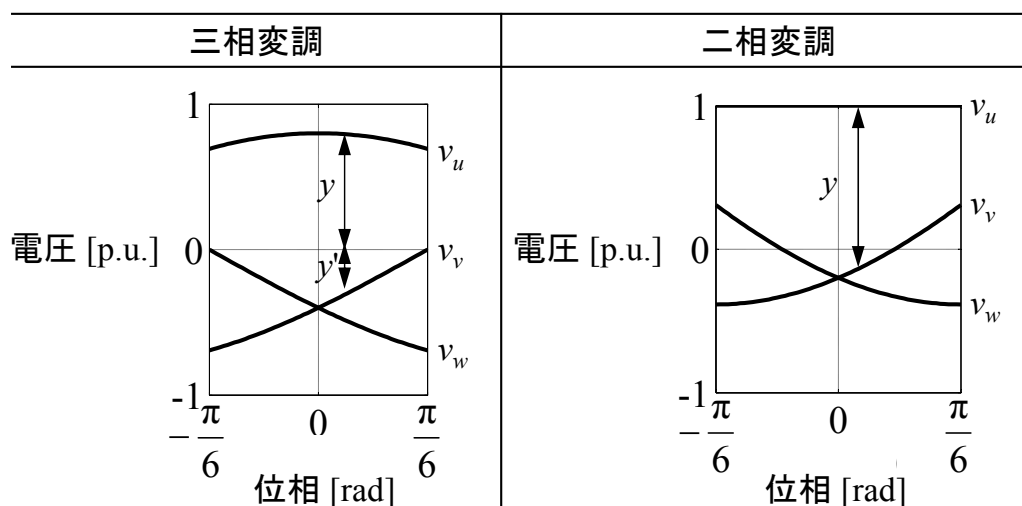


図 4.10 三相変調と二相変調における電圧波形

期間が短いため、検出タイミングの遅延により検出相がずれやすい。これは、予め積分区間を短縮しておくことにより防ぐことができる。

以上から積分区間の短縮は、電流検出誤差の防止に効果があるといえる。しかし、積分区間を短縮すると、積分区間内の検出回数が減少するために電流推定誤差を生じる。この原因と対策について次節で述べる。

#### 4.4.2 検出回数の減少による電流推定誤差

提案方式においては、以下の場合に積分区間内の検出回数が減少する。

- (1) 積分区間を狭く設計する場合
- (2) キャリア周波数が低い場合
- (3) 回転速度が高い場合

図 4.11 に検出回数が少ない場合の積分区間の変動について示す。電圧位相 $\theta_T$ ごとに $i_u$ が検出されるとき、積分区間の余りとなる区間 $\Delta\theta_{T1}$ ,  $\Delta\theta_{T2}$ が生じる。これは、(4.10)式の積分値 $x_k$ の誤差となり、最終的には(4.11)式で与えられる電流の推定誤差となる。また、積分区間が移行するごとに $\Delta\theta_{T1}$ ,  $\Delta\theta_{T2}$ は変動するため、電流推定誤差も変動し、制御系が不安定化になる可能性がある。

電流推定誤差を打ち消すには、(4.11)式の逆行列が $x_k$ の変動分を吸収すればよい。そこで、(4.12), (4.13)式を離散化した(4.24), (4.25)式を用いて逆行列の成分を計算する。

$$a_{k1} = \theta_T \sum_{i=1}^{m_k} F_k(\theta_{vi}) \sin \theta_{vi} \dots\dots\dots (4.24)$$

$$a_{k2} = \theta_T \sum_{i=1}^{m_k} F_k(\theta_{vi}) \cos \theta_{vi} \dots\dots\dots (4.25)$$

ただし、 $m_k$ : 積分区間における検出回数,  $\theta_{vi}$ : 電流検出時の電圧位相 ( $i = 1, 2, \dots, m_k$ )  
 これにより、 $x_k$ の変動に合わせて逆行列の成分も変動するため、検出回数が少なくとも正しく電流推定できる。以下では、本方式をオンライン方式とし、(4.11)式の逆行列を予め理論的に求める方式をオフライン方式とする。オンライン方式はサンプリングが粗い場合にも対応できるが、演算負荷が増える問題がある。そのため、サンプリング回数を十分に確保できる場合にはオフライン方式の方が適している。

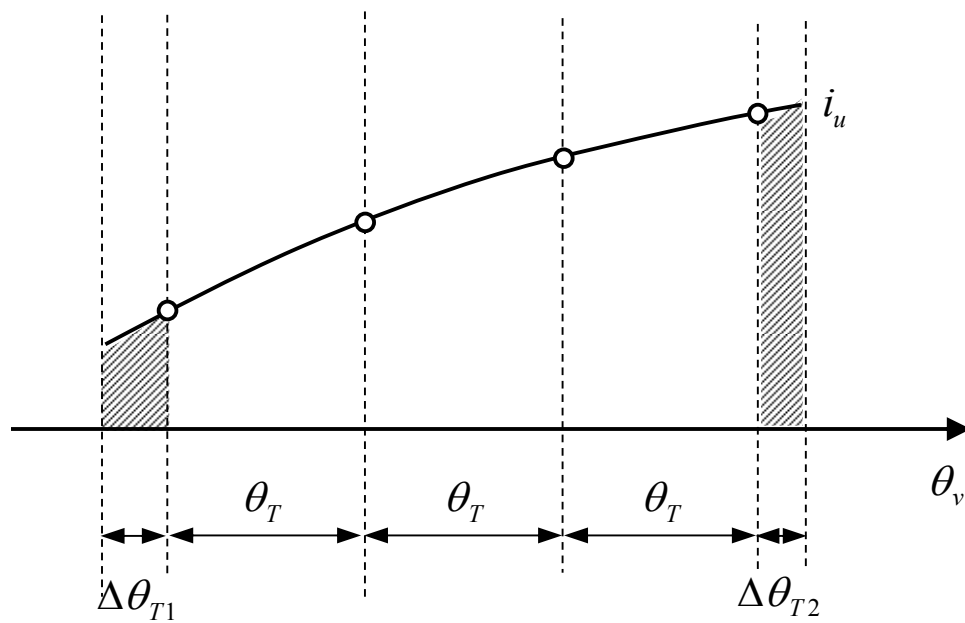


図 4.11 積分区間の変動

## 4.5 シミュレーション結果

### 4.5.1 一定速試験

一定速駆動における電流推定精度について検証する。供試モータはエアコン室外機のファン駆動用であり、その仕様を表 4.1 に示す。

重み関数  $F_k$  および積分区間  $[\theta_{ak}, \theta_{bk}]$  は、それぞれ(4.17), (4.18)式を用いる。運転条件は、回転速度  $780 \text{ min}^{-1}$ 、キャリア周波数  $6 \text{ kHz}$  とする。また、演算負荷低減の観点から、電流検出はキャリア 4 周期の間に 1 回だけ行う。この条件におけるサンプリング周波数は  $1.5 \text{ kHz}$  となり、電気角  $60$  度あたりの検出回数は 5 回以下となる。

オフライン方式、オンライン方式のシミュレーション結果をそれぞれ図 4.12, 図 4.13 に示す。ここで、直流母線電流  $i_{DC}$  の丸印は、電流検出のタイミングを示す。また、点線の  $i_{DC}'$  は直流母線電流  $i_{DC}$  の連続波形である。図 4.12 よりオフライン方式では、シミュレーションの理想的な環境においても  $i_{dc}$  および  $i_{dc}$  の変動誤差が生じることがわかる。一方、図 4.13 よりオンライン方式では、 $i_{dc}$  および  $i_{dc}$  の変動誤差は完全に打ち消され、 $i_{dc}$ ,  $i_{dc}$  とともに電流指令値  $i_{dc}^*$ ,  $i_{qc}^*$  と一致することがわかる。

### 4.5.2 加速試験

オフライン方式において、 $120 \text{ min}^{-1}/\text{s}$  で加速運転させた場合のシミュレーション結果を図 4.14 に示す。速度偏差  $\Delta\omega$ ,  $\Delta\omega_1$  は、それぞれ回転速度  $\omega$ , 推定速度  $\omega_1$  と速度指令  $\omega_r^*$  との偏差である。速度偏差  $\Delta\omega$ ,  $\Delta\omega_1$  の応答が同じであることから、推定速度  $\omega_1$  は回転速度  $\omega$  を正確に追従できていることがわかる。ゆえに、提案方式は過渡変化の小さなファン・ポンプ用途においては十分に有効といえる。なお、オンライン方式においてもシミュレーションを行ったところ、同様の結果が得られることが確認されている。

## 4.6 実機結果

### 4.6.1 一定速試験

シミュレーションと同じく、重み関数  $F_k$  は(4.17)式を用いる。一方、積分区間  $[\theta_{ak}, \theta_{bk}]$  は、(4.18)式に代えて(4.26)式を用いる。

$$\theta_{a1} = -\frac{5\pi}{36}, \theta_{b1} = 0, \theta_{a2} = 0, \theta_{b1} = \frac{5\pi}{36} \dots\dots\dots (4.26)$$

表 4.1 供試モータの仕様

$P_0$	定格出力	40 [W]
$N_0$	定格速度	1050 [r/min]
$R$	抵抗値	22.3 [ $\Omega$ ]
$L_d$	$d$ 軸インダクタンス	0.162 [H]
$L_q$	$q$ 軸インダクタンス	0.172 [H]
$K_e$	誘起電圧係数	0.161 [V/(rad/s)]
$P_m$	極対数	4

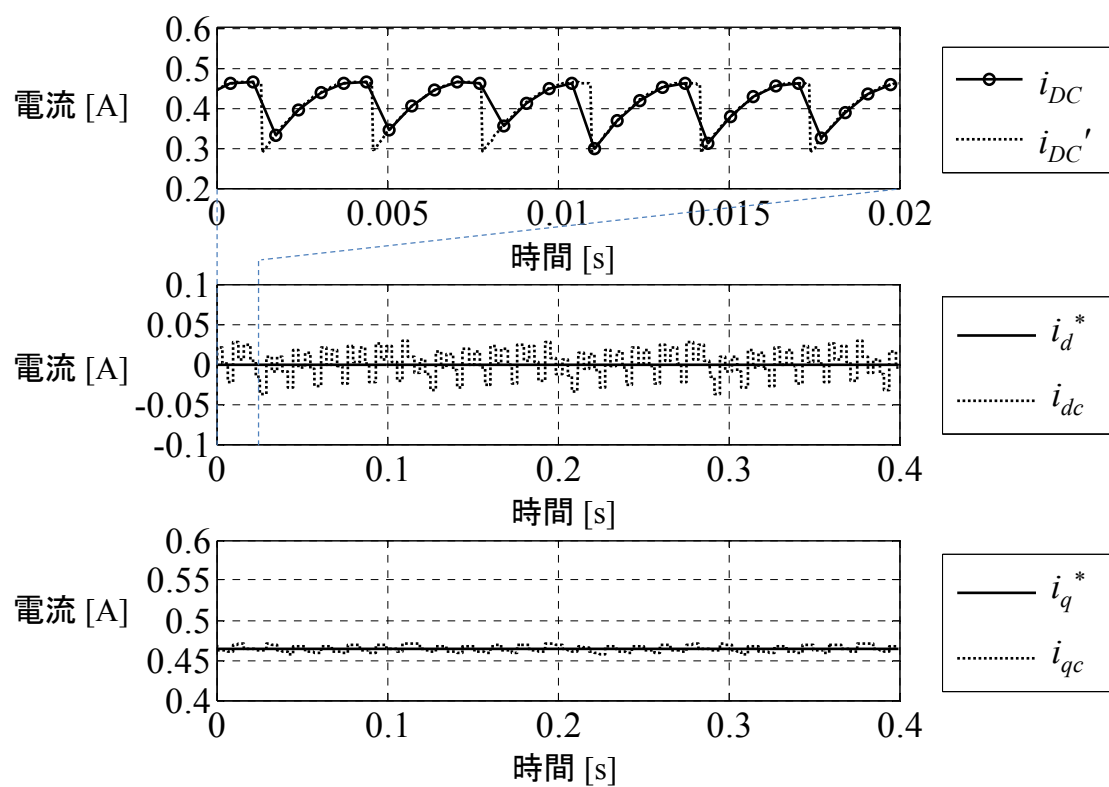


図 4.12 オフライン方式のシミュレーション結果

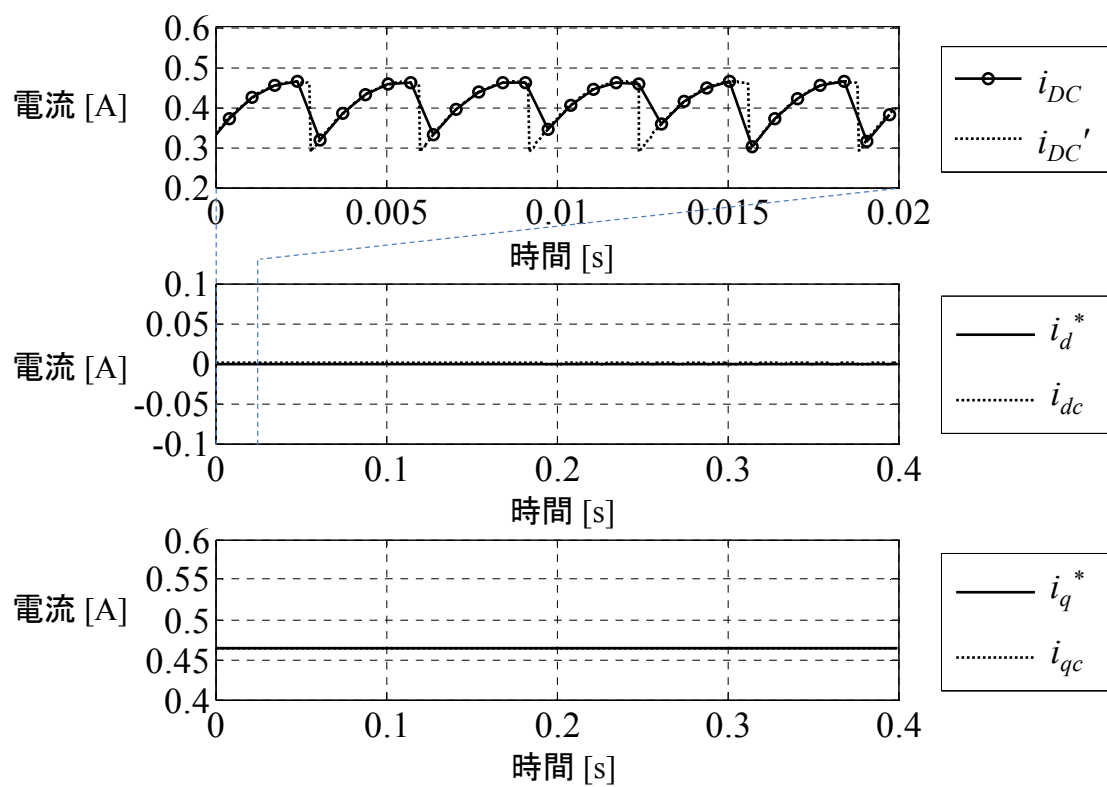


図 4.13 オンライン方式のシミュレーション結果

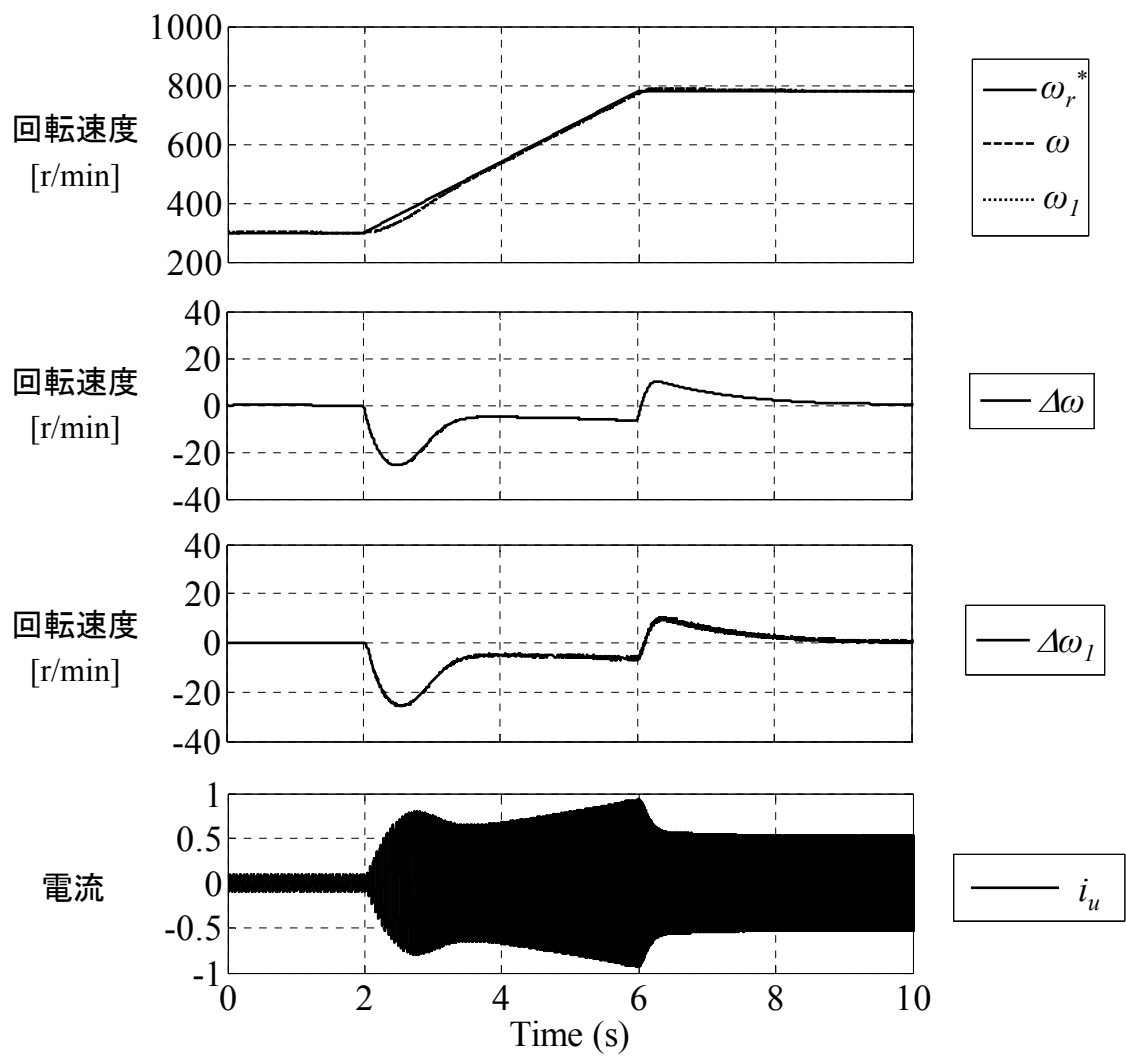


図 4.14 加速試験のシミュレーション結果



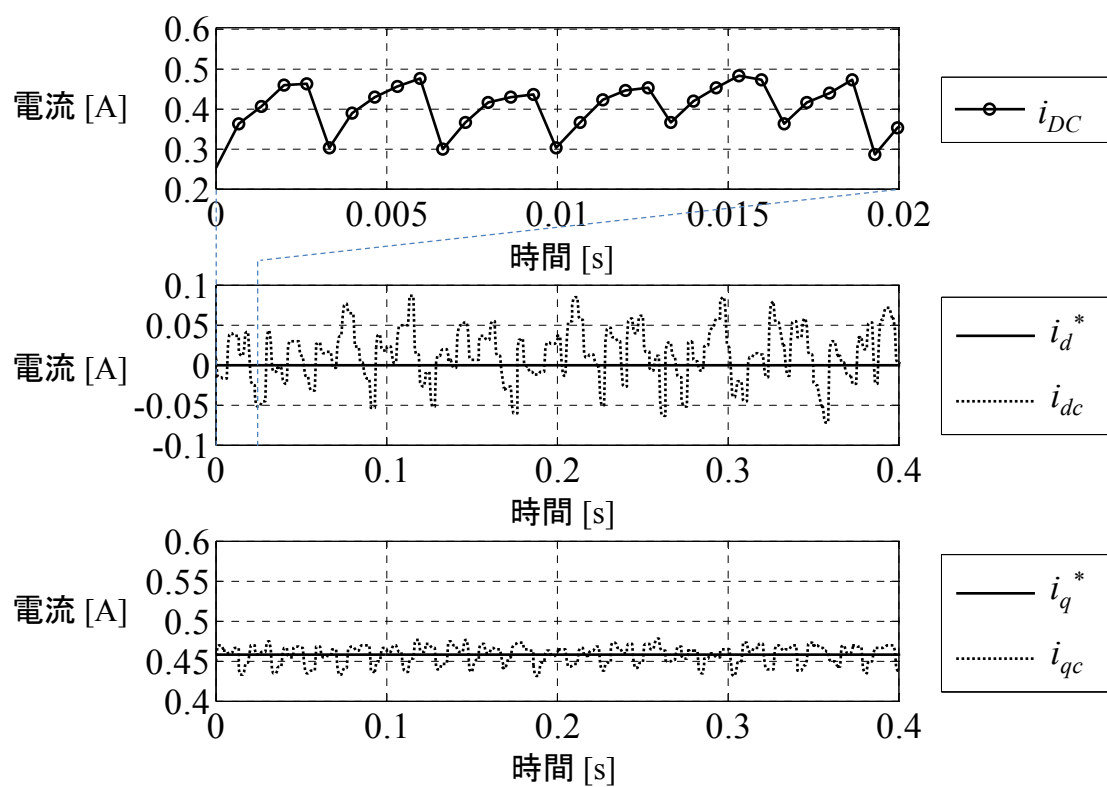


図 4.15 オフライン方式の実験結果

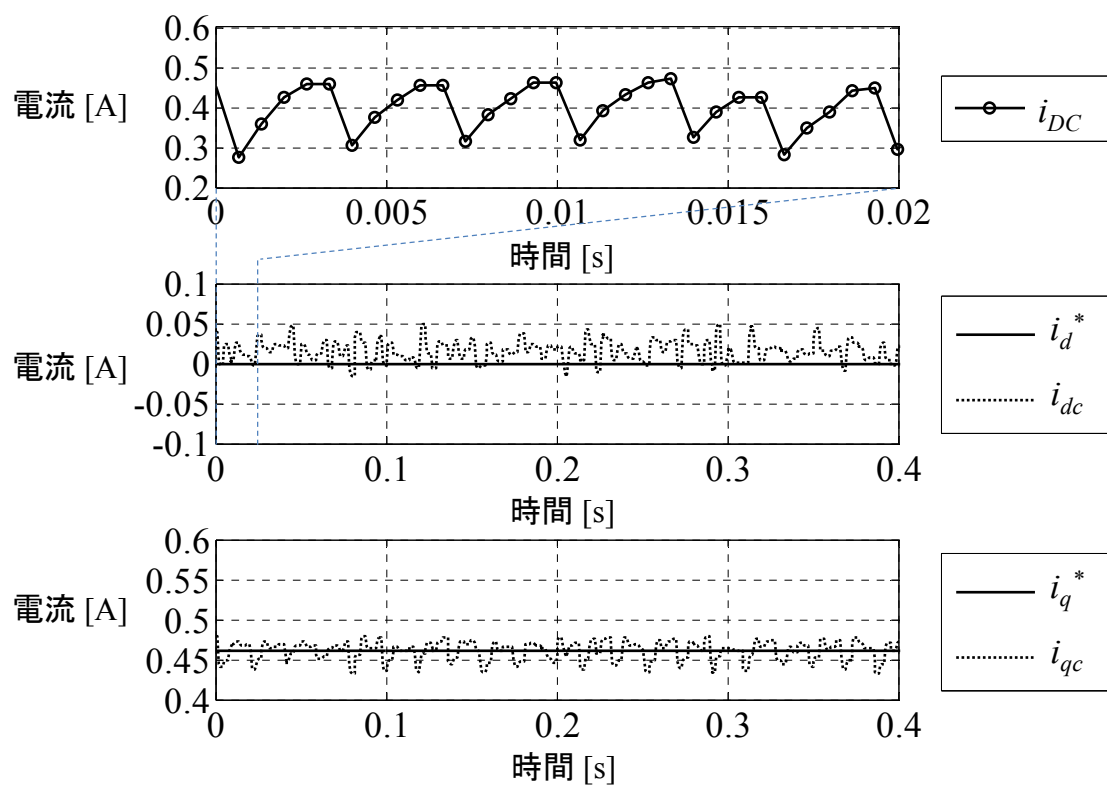


図 4.16 オンライン方式の実験結果

すなわち，シミュレーションに対して積分区間を前後 5 度だけ短縮させ，三相変調における検出相のずれを防止する。短縮区間を 5 度としたのは，検出タイミングのばらつきを考慮して実機調整した結果である。積分区間以外の条件は，シミュレーションと同じである。

実験結果を図 4.15，図 4.16 に示す。いずれの場合も直流母線電流  $i_{DC}$  が歪んでいることがわかる。原因としては，モータ定数の非線形性，電流検出誤差，電圧出力誤差などが考えられる。一相電流検出方式では，(4.1)式，(4.2)式で表されるように  $i_a$ ， $i_r$  は正弦波であるとして電流推定式を導出している。ゆえに， $i_{DC}$  が歪むと，図 4.16 に示されるようにオンライン方式においても変動誤差は残る。ただし，図 4.15 のオフライン方式に比べると変動誤差は小さく，オンライン方式の有効性は確認される。

#### 4.6.2 加速試験

シミュレーションと同じ加速条件において，オフライン方式を用いた場合の実験結果を図 4.17 に示す。実験において，回転速度  $\omega$  はホール IC で検出されるパルス信号の間隔から計測したものである。シミュレーション結果と比較すると，速度偏差  $\Delta\omega$  には約  $5 \text{ min}^{-1}$  の脈動が残っている。ただし，この脈動分は速度指令に対して 1%以下であり，ファン駆動用途における実用上の障害にはならないといえる。

#### 4.6.3 誘起電圧係数の同定

一相電流検出方式の特長の一つは，センサレス運転モードにおいても  $i_{dc}$  を推定し，(3.33)式により誘起電圧係数を同定できる点である。

$$K_e^{**} = K_e^* + \frac{K_I}{s} (i_d^* - i_{dc}) \dots\dots\dots (3.33)$$

この点を検証するため， $660 \text{ min}^{-1}$  の一定速運転中に誘起電圧係数を同定した結果を図 4.18 に示す。また，比較のために瞬時値検出型 1 シャント方式を用いた場合の結果を図 4.19 に示す。一相電流検出方式，瞬時値検出型 1 シャント方式を用いた場合の  $K_e^{**}$  は，それぞれ  $0.163 \text{ V/(rad/s)}$ ， $0.162 \text{ V/(rad/s)}$  であり，真値  $0.161 \text{ V/(rad/s)}$  に対する誤差はともに 1 %程度である。この結果より一相電流検出方式を利用すれば，瞬時値検出型 1 シャント方式と同程度の精度で誘起電圧係数を同定できることがわかる。

一相電流検出方式を用いて，他の回転速度についても同様に検証した結果を図 4.20 に示す。回転速度によらず  $i_{dc}$  はゼロであり，同定機能が正常動作していることがわかる。これにより， $K_e^{**}$  も回転速度に依存することなく，ほぼ一定値に同定されている。この同定された  $K_e^{**}$  を電

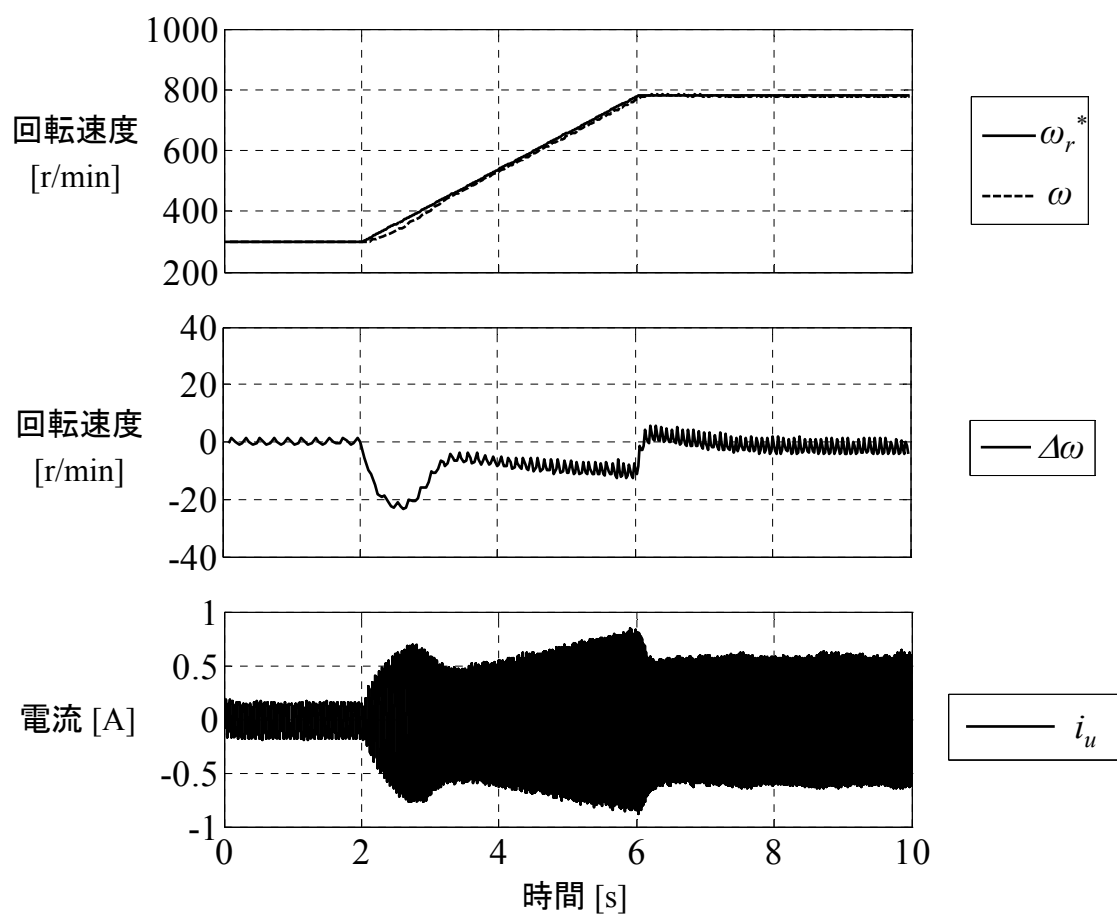


図 4.17 加速試験の実験結果

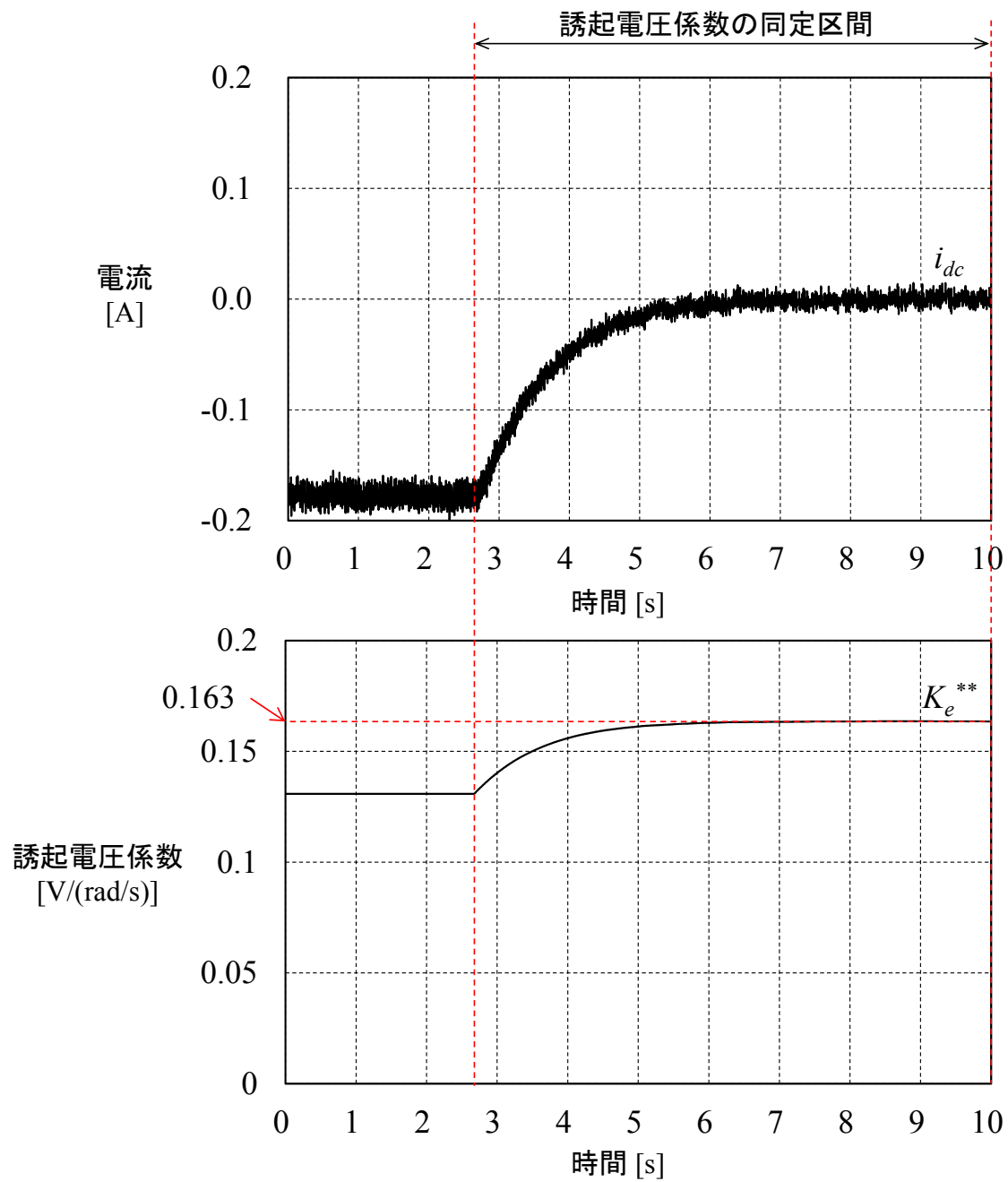


図 4.18 一相電流検出方式による誘起電圧係数の同定

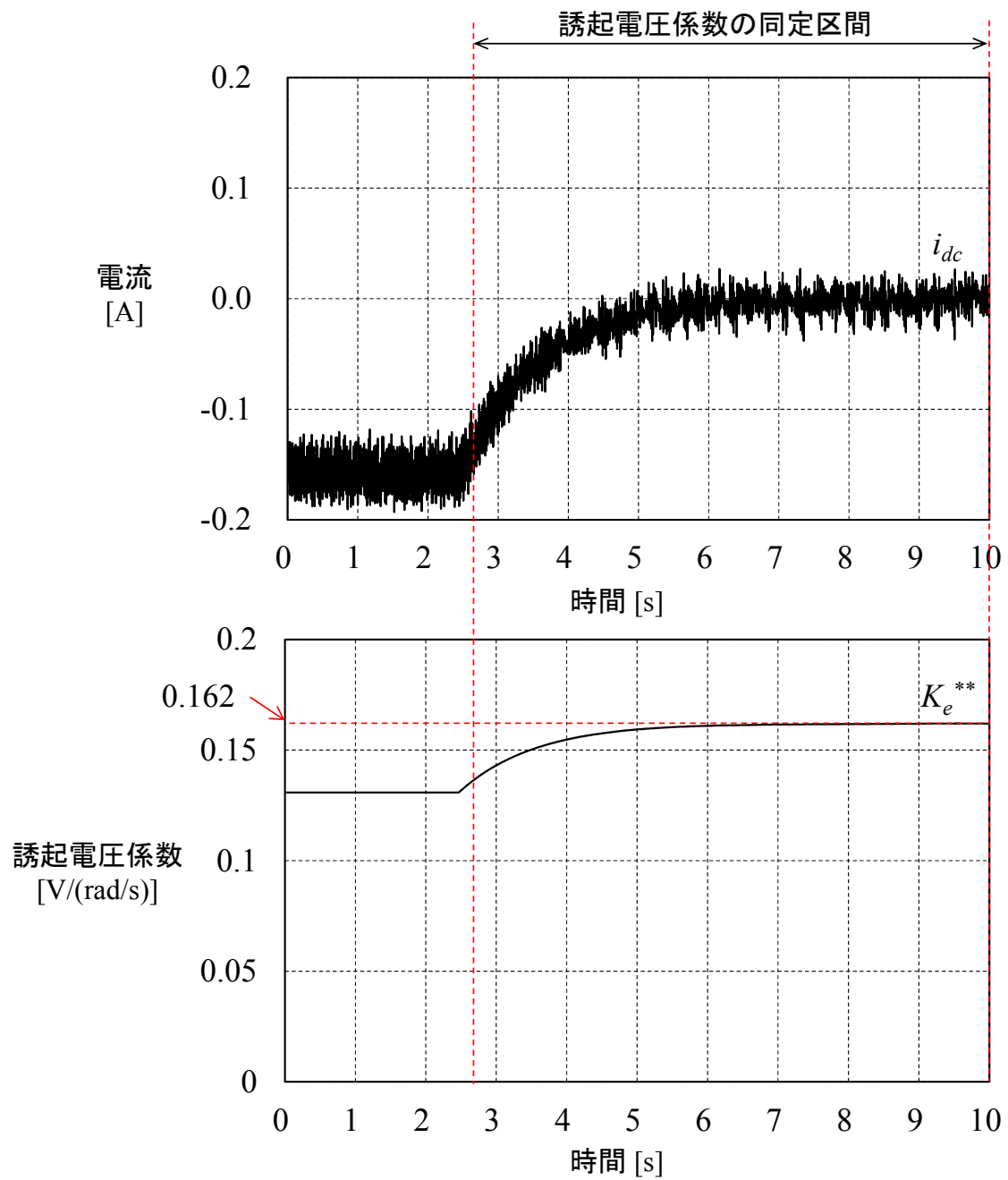


図 4.19 瞬時値検出型 1 シャント方式による誘起電圧係数の同定

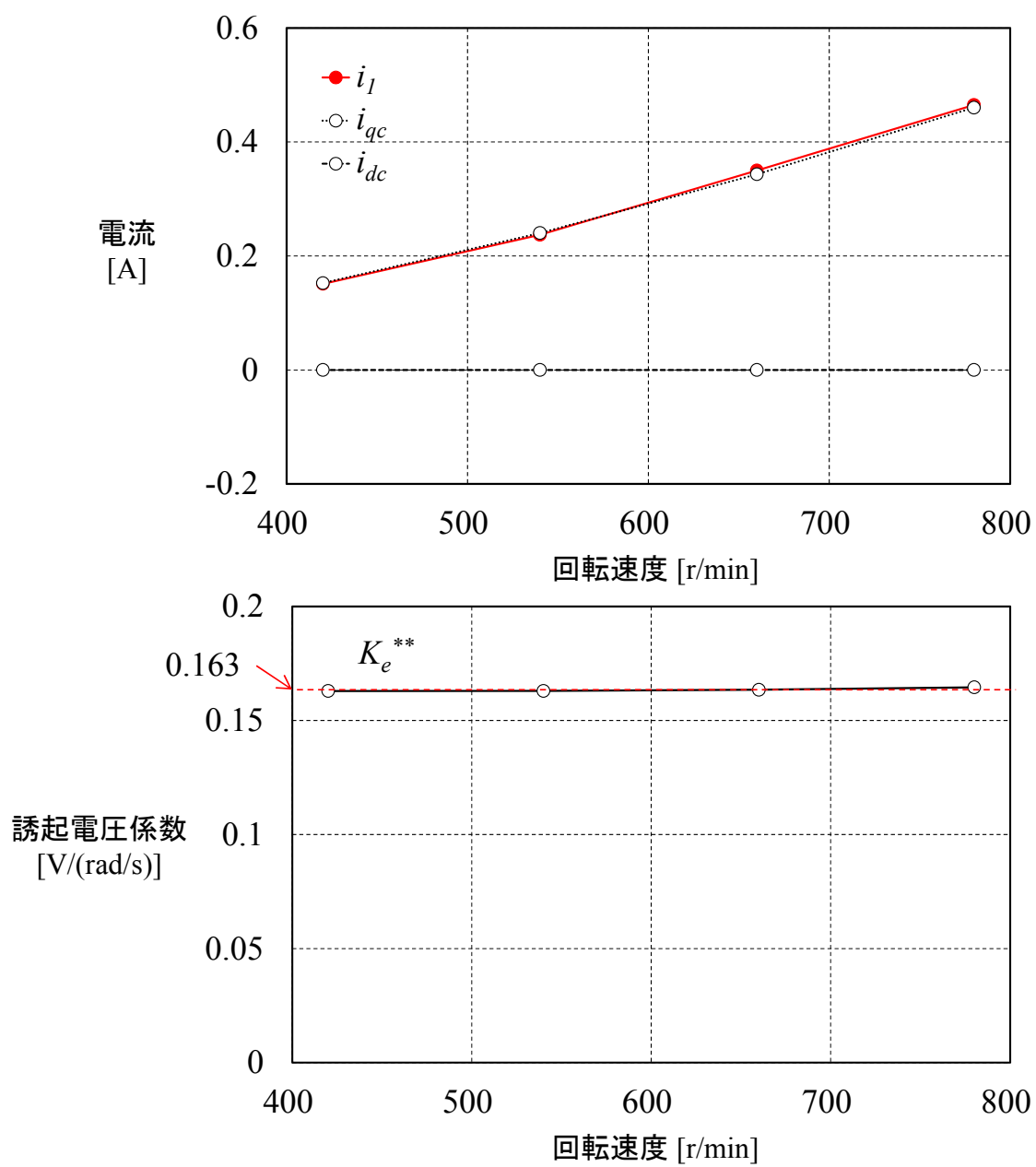


図 4.20 一相電流検出方式による誘起電圧係数の同定

圧指令演算に用いることで、制御内部量である  $i_{qc}$  とオシロスコープで測定した  $i_l$  が一致している。

## 4.7 まとめ

本章では、電流検出回路の簡略化を目的とし、一相電流検出方式を提案した。検討内容は以下のようにまとめられる。

- (1) 提案手法では、一相分の電流を異なる電気角において検出し、それらを組み合わせることで  $i_{dc}$  および  $i_{ac}$  を推定する。検出相を 1 つに限定できるため、サンプリングのタイミングと PWM 変調パルス幅の調整は不要である。
- (2) 異なる電気角における検出値を組み合わせる必要があるため、電流検出の間隔が粗いと電流推定誤差を生じる。そこで、サンプリング時の電圧位相に応じて電流推定式の係数を補正する手法を提案した。これより電流推定誤差を低減できることをシミュレーションおよび実験により確認した。
- (3) 異なる電気角における検出値を組み合わせる必要があるため、瞬時値検出型 1 シャント方式よりも電流推定の更新周期が長くなり、制御系が不安定化する恐れがある。そこで、PLL 制御系の安定性に基づいて電流推定更新周期を導出し、制御系の安定性を保証した。
- (4) 平均値検出型 1 シャント方式と比べて、センサレス運転モードにおいても  $i_{dc}$  を推定できる特長がある。このため、同モードにおいて誘起電圧係数を誤差 1% 程度で同定できることを実験で確認した。





## 5章 結言

### 5.1 本論文のまとめ

本研究では、数 kW 以下の永久磁石モータを簡便な制御システムでロバストに駆動するため、以下の要件を満たす簡易位置センサレス制御を構築することを目的とした。

- (1) 簡易性：制御パラメータやサンプリングのタイミングなどの調整が不要であること。
- (2) 応答性：工作機械やホイスなどで用いられるサーボ制御のような応答性は不要であるが、定常運転が主であるファン・ポンプなどの駆動に必要な応答性は確保すること。
- (3) ロバスト性：モータ定数のばらつきに影響を受けないこと。

第2章では、位置センサレス制御の概要と課題について述べた。位置センサレス制御とは、電流や磁束などから回転子位置角を推定し、その推定値に基づいてモータ回転速度を制御する手法である。現在までに提案されている位置推定手法は、磁束オブザーバ、拡張誘起電圧オブザーバ、軸誤差演算方式、高調波重畳方式に分類される。本研究ではゲイン設計が不要で、またモータ特性に対する適用性が広いという観点から軸誤差演算方式を研究対象とした。軸誤差演算方式を用いた位置センサレス制御において、(1)の簡易性についてはスマート型ベクトル制御、永久磁石モータ向け  $V/f$  制御などが提案されており、一般的な位置センサレス制御に比べてパラメータ設定数が削減されている。また、(2)の応答性については、スマート型ベクトル制御、永久磁石モータ向け  $V/f$  制御によりファンモータを駆動できることが実証されている。ただし、(3)のロバスト性を確保するためには、 $d$  軸および  $q$  軸の電流推定が必要になる。モータ定数を同定するには  $d$  軸電流と  $d$  軸電流指令の差分をフィードバックする必要があり、位置センサレス制御を安定化にはトルクに比例する  $q$  軸電流をフィードバックする必要があるからである。 $d$  軸および  $q$  軸の電流を推定する方式としては、瞬時値検出型 1 シャント方式が提案されている。これはインバータの直流母線に設けられたシャント抵抗からパルス状の電流を検出し、これを三相交流量に変換後、さらに  $d$  軸および  $q$  軸の直流量に変換する方式である。この方式によれば、CT を取り付けることなく、 $d$  軸および  $q$  軸の電流を推定できる。しかし、 $d$  軸および  $q$  軸の電流を推定するには、PWM 変調の 1 周期内でパルス幅が広い相の電流（以下、最大相電流）だけでなく、パルス幅が狭い相の電流（以下、最小相電流）も検出する必要がある。これにはサンプリングのタイミングと PWM 変調のパルス幅を調整する必要がある、(1)の簡易性が満たされない。(1)の簡易性を満たす電流検出方式としては力率検出方式、電流ピーク検出方式が提案されているが、これらの方式では  $d$  軸お

よび  $q$  軸の電流の一方しか推定できない。このため、(1)の簡易性を満たしながらも  $d$  軸および  $q$  軸の電流を推定できる方式が必要となる。

第3章では、電流推定方式として平均値検出型1シャント方式を提案し、その特徴について以下のように述べた。

①提案方式ではローパスフィルタを用いてシャント電流を平滑化するため、サンプリングのタイミングを可変にする必要がない。また、リングングの影響もないためにパルス幅調整も不要である。

②シャント電流の平均値である平均直流電流からは三相交流量を検出できないため、座標変換によって  $d$  軸および  $q$  軸の電流を推定することはできない。そこで、提案方式では平均直流電流に基づいて電源からインバータへ供給される電力を求め、この電力がインバータからモータへ供給される電力と等しいことに基づいて  $d$  軸および  $q$  軸の電流を推定している。

③インバータからモータへ供給される電力を算出する際には、 $d$  軸および  $q$  軸の電圧指令値が用いられる。しかし、電圧指令値の演算式にはモータ定数の設定値が含まれるため、モータ定数の設定誤差があると電圧指令値の演算誤差が発生する。これによって提案方式の電流推定精度は低下し、最終的には銅損の増加につながる。この問題について電圧方程式を用いて解析し、誘起電圧係数の設定誤差は、他の定数の設定誤差に比べて銅損を顕著に増加させることを明らかにした。

④銅損の増加を防止するため、同期運転モードでは平均直流電流より  $d$  軸の電流を推定し、 $d$  軸電流と  $d$  軸電流指令の差分をゼロにするように誘起電圧係数の設定値を同定する。誘起電圧係数の同定値を保持してセンサレス運転モードに移行することにより、センサレス運転モードでの銅損の増加を防止できる。

提案方式について実機検証したところ、(1)の簡易化について提案方式の電流検出処理の実行時間は、瞬時値検出型1シャント方式に比べて約52%であることを確認した。(2)の応答性については、エアコン室外機用ファンモータを実用上の加速レートで駆動できることを確認した。(3)のロバスト性については誘起電圧係数の設定誤差によって、電圧方程式に基づく解析結果の通りに銅損が増加することを確認した。また、誘起電圧係数の設定誤差が25%与えられた場合では、定格出力40Wに対して約4% (1.6W) の銅損を同定機能により低減できることを確認した。これにより運転開始時の誘起電圧係数の設定誤差に対しては、(3)のロバスト性を満たすことができた。ただし、センサレス運転モードでは位置センサレス制御の安

定化のため、平均直流電流に基づいて  $q$  軸電流を推定しており、このモードでは誘起電圧係数を同定することはできない。

第4章では、センサレス運転モードでの誘起電圧係数の同定を可能にするため、一相電流検出方式を提案し、その特徴について以下のように述べた。

①提案方式では一相分の電流を異なる電気角において検出し、それらを組み合わせることで  $d$  軸および  $q$  軸の電流を推定する。瞬時値検出型1シャント方式と異なり、パルス幅の広い最大相電流のみ検出することから、PWM変調のパルス幅の調整は不要となる。また、サンプリングのタイミングは三相変調においては搬送波がゼロになるとき、二相変調においては搬送波が最大または最小になるときに同期させればよく、サンプリングのタイミングの調整は不要である。

②異なる電気角における検出値を組み合わせる必要があるため、電流検出の間隔が粗いと電流推定誤差を生じる。そこで、サンプリング時の電圧位相に応じて電流推定式の係数を補正する手法を提案した。これにより単位電気角あたりの電流検出回数が少ない場合でも正しく電流推定できる。

③異なる電気角における検出値を組み合わせる必要があるため、瞬時値検出型1シャント方式よりも電流推定の更新周期が長くなり、制御系が不安定化する恐れがある。そこで、PLL制御系の安定性に基づいて電流推定更新周期の最大許容値を導出し、制御系の安定性を保証した。

④平均値検出型1シャント方式と比べて、センサレス運転モードにおいても  $d$  軸電流を推定できる特長がある。このため、同モードにおいて  $d$  軸電流と  $d$  軸電流指令の差分に基づいて誘起電圧係数を同定できる。

提案した手法について実機検証したところ、(1)の簡易性についてはサンプリングのタイミングとPWM変調のパルス幅の調整なしで、 $d$  軸および  $q$  軸の電流を推定できることを確認した。(2)の応答性については、エアコン室外機用ファンモータを実用上の加速レートで駆動できることを確認した。(3)のロバスト性に関しては、センサレス運転モード中に誘起電圧係数を誤差1%程度で同定できることを確認した。瞬時値検出型1シャント方式を用いた場合の同定誤差も同程度であり、提案方式を利用した場合のロバスト性は、瞬時値検出型1シャント方式を利用した場合と同等であると言える。モータが利用される最終製品においては、センサレス運転モードの運転期間が長く、この期間において誘起電圧係数の変動による損失増加を防止できることは省エネ化に有効である。

## 5.2 今後の展望

本研究では永久磁石モータの簡易位置センサレス制御において、調整が不要な電流検出方式を提案し、その効果を検証した。今後とも省エネ化に向けて、120 度矩形波駆動から 180 度正弦波駆動への移行は進むものと考えられる。その中で今回提案した制御技術は、永久磁石モータを必要最小限のハードウェア構成でロバストに駆動できることから、180 度正弦波駆動への移行に寄与することができる。

残された課題は、(1) 高調波成分による電流推定誤差の低減、(2) 制御応答の向上、(3) モータ駆動対象のパラメータに関するロバスト性向上である。

(1) 高調波成分による電流推定誤差の低減：一相電流検出方式では電流が正弦波であることに基づいて、 $d$  軸および  $q$  軸の電流推定式を導出している。このため、モータの誘起電圧あるいはリラクタンスなどに高調波成分が含まれる場合では、正しく電流推定できない。また、過変調領域においてインバータ出力電圧が歪む場合も同様である。このような場合において一相電流検出方式を適用するには、 $d$  軸および  $q$  軸の電流に含まれる高調波を勘案して、電流推定式の係数を導出する必要がある。

(2) 制御応答の向上：一相電流検出方式では異なる電気角における検出値を組み合わせる必要があり、本研究では電気角 60 度分の電流検出値を組み合わせ、 $d$  軸および  $q$  軸の電流を推定した。このため、電流推定の更新周期も電気角 60 度となり、それより短い時間での制御応答は実現できない。応答性を向上するには、電流推定の更新周期を狭める必要があるが、更新周期を狭めるほど電流検出回数が低下し、電流推定誤差が増加する問題がある。すなわち、一相電流検出方式では応答性と電流推定精度の間にトレードオフの関係がある。このトレードオフを緩和するには、電流検出対象の電気角をオーバーラップさせる、あるいは電流検出値に乗じる重み関数をノイズに合わせて最適化するなどの対策が必要となる。

(3) モータ駆動対象のパラメータに関する汎用性の向上：本研究ではモータ定数の設定誤差に対するロバスト性について検討した。しかし、モータが利用される最終製品においては、機械共振点、摩擦特性、負荷パターンなどに関するパラメータも未知であることが多く、これらに対するロバスト性も必要である。前記のパラメータを同定するには、モータの電流・電圧だけではなく、駆動対象の情報も検出する必要がある。駆動対象が大規模であるほど、扱う情報量は増加するが、機械学習などのデータ分析技術を利用することで同定に必要な情報を抽出することができる。このように駆動対象の同定にデータ分析技術を利用し、その同定結果をモータ制御技術に反映することで、同定可能な範囲を広げることができると考えら

れる。

（１）～（３）の課題を解決することで位置センサレス制御の適用範囲を拡大し，180 度正弦波駆動への移行に寄与できる。これによって，モータの省エネ化に寄与できるものと考えられる。



## 参考文献

- [1] C. U. Brunner: “Welcome to the Motor Summit 2014,” *Motor Summit 2014* (2014)
- [2] 経済産業省 資源エネルギー庁: 「電力使用機器の消費電力量に関する現状と近未来の動向調査」 (2009)
- [3] 一般社団法人 日本電機工業会: 「トップランナーモータ」 (2013)
- [4] PM 同期モータの産業応用調査専門委員会: 「PM 同期モータの最新技術と適用動向」, 電気学会技術報告第 1145 号 (2009)
- [5] PM 同期モータの産業応用に向けた新技術調査専門委員会: 「PM 同期モータの適用拡大に向けた新技術と新分野への応用動向」, 電気学会技術報告第 1207 号 (2010)
- [6] PM 同期モータの適用拡大の動向調査専門委員会: 「PM 同期モータの技術と適用拡大の最新動向 ―材料から応用製品まで―」
- [7] 一般社団法人 日本電機工業会: 「INVERTER 2015 ―伸びゆくインバーター―」 (2015)
- [8] 日立製作所 総合教育センタ技術研修所: 「わかりやすい小型モータ技術」 (2002)
- [9] 杉本英彦・小山正人・玉井伸三郎: 「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)
- [10] 武田洋次・松井信行・森本茂雄・本田幸夫: 「埋込磁石同期モータの設計と制御」, オーム社 (2001)
- [11] 新中新二: 「永久磁石同期モータのベクトル制御技術 ―原理から最先端まで―」, 電波新聞社 (2008)
- [12] 可変速制御システムにおける電動機モデル調査専門委員会: 「可変速制御システムにおける電動機モデルと高性能制御」, 電気学会技術報告第 896 号 (2012)
- [13] 杉本英彦・藤井俊行: 「同期電動機の非干渉制御法とその特性」, 電学論 D, Vol.118, No.7, pp.175-182 (1990)
- [14] 戸張和明・遠藤常博・岩路善尚・伊藤佳樹: 「高速用永久磁石同期モータの新ベクトル制御方式の検討」, 電学論 D, Vol.129, No.1, pp.36-45 (2009)
- [15] S. Morimoto, Y. Tong, Y. Takeda, and T. Hirasu: “Loss Minimization Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Drives,” *IEEE Trans. Ind. Electron.* Vol.41, No.5, pp.511-517 (1994)
- [16] 戸張和明・坂本潔・前田大輔: 「永久磁石同期モータの位置センサレス制御に適したトルク最大制御法のロバスト性検討」, 電学論 D, Vol.133, No.12 pp.1128-1138 (2013)



- [17] 比田一・富樫仁夫・岸本圭司：「最大トルク制御軸に基づく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，pp.1190-1196 (2007)
- [18] 楊耕・富岡理知子・中野求・金東海：「適応オブザーバによるブラシレス DC モータの位置センサレス制御」，電学論 D，Vol.113，No.5，pp.579-586 (1993)
- [19] 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，pp.600-609 (2003)
- [20] 山本 康弘・吉田康宏・足利正：「同一次元磁束オブザーバによる PM モータのセンサレス制御」，電学論 D，Vol.124，No.8，pp. 743-749 (2004)
- [21] 富田睦雄・道木慎二・大熊繁：「適応スライディングオブザーバによるブラシレス DC モータのための位置・速度センサレス制御」，電学論 D，Vol.115，No.6，pp. 765-774 (2006)
- [22] Y. S. Han, J. S. Choi, and Y. S. Kim: "Sensorless PMSM Drive with a Sliding Mode Control Based Adaptive Speed and Stator Resistance Estimator," *IEEE Trans. Magn.*, Vol.36, No.5, pp.3588-3591 (2000)
- [23] 新中新二：「永久磁石同期モータの最小次元 D 因子状態オブザーバとこれを用いたセンサレスベクトル制御法の提案」，電学論 D，Vol.123，No.12，pp.1446-1460 (2003)
- [24] 新中新二：「永久磁石同期モータのセンサレス起動・駆動のための電流比形ベクトル制御法 —ミール法に立脚した有効無効電流のフィードバック制御—」，電学論 D，Vol.126，No.3，pp.225-236 (2006)
- [25] 新中新二：「PMSM センサレス駆動のための D 因子状態オブザーバ —オブザーバゲインの新直接設計法—」，電学論 D，Vol.129，No.3，pp.267-280 (2009)
- [26] Z. Chen, M. Tomita, S. Doki, and S. Okuma: "An Extended Electromotive Force Model for Sensorless Control of Interior Permanent-Magnet Synchronous Motors," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol.50, No.2, pp.288-295 (2003)
- [27] S. Morimoto, K. Kawamoto, M. Sanada, and Y. Takeda: "Sensorless Control Strategy for Salient-Pole PMSM Based on Extended EMF in Rotating Reference Frame," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, Vol.50, No.2, pp.288-295 (2003)
- [28] 市川真士・陳志謙・富田睦夫・道木慎二・大熊茂：「拡張誘起電圧モデルに基づく突極性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)
- [29] 田中康司・三木一郎：「拡張誘起電圧を用いた埋込磁石同期電動機の位置センサレス制御」，電学論 D，Vol.125，No.3，pp.833-838 (2005)

- [30] K. Tobari and Y. Iwaji: "Quick-Response Technique for Position Sensorless Vector Control in Permanent Magnet Synchronous Motors," *IEEJ Journal of Ind. Applicat.*, Vol.4, No.5, pp.582-588 (2015)
- [31] 李東昇・能登原保夫・鈴木尚礼・安藤辰夫:「位置センサレス PMSM の広範囲負荷起動に適した同期始動の切替ショック低減方法」, 電学論 D, Vol.130, pp.1075-1080 (2010)
- [32] M. J. Corley and R. D. Lorenz: "Rotor Position and Velocity Estimation for a Salient-Pole Permanent Magnet Synchronous Machine at Standstill and High Speeds," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, Vol.34, No.4, pp.784-789 (1998)
- [33] 小笠原悟司・松澤隆・赤木泰文:「突極性に基づく位置推定法を用いた位置センサレス IPM モータ駆動システム」, 電学論 D, Vol.118, No.5, pp.652-660 (1998)
- [34] S. Shinnaka: "New "Mirror-Phase Vector Control" for Sensorless Drive of Permanent-Magnet Synchronous Motor with Pole Saliency," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, Vol.40, No.2, pp.599-606 (2004)
- [35] T. Aihara, A. Toba, T. Yanase, A. Mashimo, and K. Endo: "Sensorless Torque Control of Salient-pole Synchronous Motor at Zero-Speed Operation," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol.14, No.1, pp.202-208 (1999)
- [36] 森本茂雄・神名玲秀・真田雅之・武田洋次:「パラメータ同定機能を持つ永久磁石同期モータの位置・速度センサレス制御システム」, 電学論 D, Vol.126, No.6, pp.748-755 (2006)
- [37] B. N. Mobarakeh, F. M. Tabar, and F. M. Sargos: "Mechanical Sensorless Control of PMSM with Online Estimation of Stator Resistance," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, Vol.40, No.2, pp.457-471 (2004)
- [38] J. S. Kim and S. K. Sul: "New Approach for High-Performance PMSM Drives without Rotational Position Sensors," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol.12, No.5, pp.904-911 (1997)
- [39] S. Y. Kim and S. Y. Park: "Compensation of Dead-Time Effects Based on Adaptive Harmonic Filtering in the Vector-Controlled AC Motor Drives," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol.54, No.3, pp.1768-1777 (2007)
- [40] M. Kim, S. K. Sul, and J. Lee: "Compensation of Current Measurement Error for Current-Controlled PMSM Drives," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, Vol.50, No.5, pp.3365-3373 (2014)
- [41] 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, pp.1133-1140 (2004)
- [42] 坂本潔・岩路善尚・遠藤常博:「適応的な誘起電圧定数の調整を用いた永久磁石同期モータの位置センサレス簡易ベクトル制御」, 電学論 D, Vol.129, No.4, pp.406-414 (2009)
- [43] 伊東淳一・豊崎次郎・大沢博:「永久磁石同期電動機の V/f 制御の高性能化」, 電学論 D, Vol.122, No.3, pp.253-259 (2002)
- [44] 佐藤道彦・鳥羽章夫・海田英俊・針江博史:「インバータ直流電流の検出による PMSM の安定化 V/f 制御方式」, 平成 16 年電学産業応用部門大会, Vol.1, No.56, pp.335-336 (2004)
- [45] M. Matsushita, H. Kameyama, Y. Ikeboh, and S. Morimoto: “Sine-Wave Drive for PM Motor Controlling Phase Difference Between Voltage and Current by Detecting Inverter Bus Current,” *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, Vol.45, No.4, pp.1294-1300 (2009)
- [46] 木内光幸・大西徳生:「V/f 制御によるファン・ポンプモータのセンサレス正弦波駆動」, 電学論 D, Vol.130, No.1, pp.93-101 (2010)
- [47] 川端幸雄・遠藤常博・高倉雄八:「位置センサレス・モータ電流センサレス永久磁石同期モータ制御に関する検討」, 平 14 電学産業応用部大, Vol.1, No.171, pp.665-668 (2003)
- [48] 青柳滋久・坂本潔・岩路善尚・戸張和明:「直流母線電流からの三相交流電流再現における PWM パルス修正法の提案」, 電学論 D, Vol.130, No.4, pp.401-406 (2010)
- [49] 青柳滋久・坂本潔・岩路善尚・戸張和明:「高周波キャリアに適した直流母線電流検出法」, 平成 18 年電学産業応用部門大会, Vol.1, No.93, pp.501-552 (2006)
- [50] 福本哲哉・渡邊幸恵・濱根洋人・林洋一:「三相 PWM インバータの直流電流検出による交流電流演算の一手法」, 電学論 D, Vol.127, No.2, pp.181-188 (2007)
- [51] 富樫仁夫・比田一・上山健司:「シングルシャントによるモータ電流検出のための電圧ベクトル補正に適した座標変換」, 電学論 D, Vol.128, No.9, pp.1121-1126 (2008)
- [52] H. Kim and T. M. Jahns: “Current Control for AC Motor Drives Using a Single DC-Link Current Sensor and Measurement Voltage Vectors,” *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, Vol.42, No.6, pp.1539-1547 (2006)
- [53] J. I. Ha: “Voltage Injection Method for Three-Phase Current Reconstruction in PWM Inverters Using a Single Sensor,” *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol.24, No.3, pp.767-775 (2009)
- [54] B. Saritha and P. A. Janakiraman: “Sinusoidal Three-Phase Current Reconstruction and Control Using a DC-Link Current Sensor and a Curve-Fitting Observer,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol.54, No.5, pp.2657-2664 (2007)

- [55] K. Sun, Q. Wei, L. Huang, and K. Matsuse: "An Overmodulation Method for PWM-Inverter-Fed IPMSM Drive with Single Current Sensor," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol.57, No.10, pp.3395-3404 (2010)
- [56] J. I. Ha: "Current Prediction in Vector-Controlled PWM Inverters Using Single DC-Link Current Sensor," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol.57, No.2, pp.716-726 (2010)
- [57] 隅田悟士・戸張和明・青柳滋久・前田大輔:「平均直流電流に基づくファンモータの簡易センサレスベクトル制御」, 電学論 D, Vol.130, No.11, pp.1233-1240 (2010)
- [58] S. Sumita, K. Tobari, S. Aoyagi, and D. Maeda: "A Simplified Sensorless Vector Control Based on the Average of the DC Bus Current," *Proc. of IPEC 2010*, pp.3035-3040 (2010)
- [59] 隅田悟士・戸張和明・青柳滋久・前田大輔:「平均直流電流に基づく簡易センサレスベクトル制御」, 電気学会産業応用部門大会講演論文集, Vol.1, No.74, pp.453-458 (2008)
- [60] 隅田悟士・能登原保夫・前田大輔・伊藤佳樹:「簡易電流検出を用いたセンサレスベクトル制御」, 電学論 D, Vol.133, No.7, pp.668-675 (2013)
- [61] 隅田悟士・能登原保夫・前田大輔・伊藤佳樹:「一相電流検出を用いた簡易センサレス制御」, 電気学会産業応用部門大会講演論文集, Vol.1, No.162, pp.709-714 (2011)



## 謝辞

本論文をまとめるにあたり，東北大学大学院工学研究科電気エネルギーシステム専攻一ノ倉理教授には終始ご指導とご鞭撻を賜った。ご多忙の中，懇切なるご教示とご指導を頂いたことに対し，衷心より敬意と感謝の意を表します。

また，東北大学サイバーサイエンスセンター吉澤誠教授，東北大学大学院工学研究科技術社会システム専攻中村健二教授には，本論文をまとめるにあたって貴重なご助言を頂いた。心より御礼申し上げます。

本論文は筆者が勤務している株式会社日立製作所において，永久磁石モータのドライブ制御の研究開発に参画する機会を与えられた平成 19 年から平成 28 年における研究成果の一部をまとめたものである。その間，株式会社日立製作所ならびに同社グループ会社の方々には多大なるご指導，ご協力を頂いた。

筆者の所属する研究開発グループにおいては，制御イノベーションセンタ入江直彦センタ長ならびに三上浩幸氏（現日立産機システム株式会社 研究開発センタ 副センタ長）には本研究全般にわたりご指導，ご鞭撻を頂くとともに本論文をまとめる機会を頂いた。モータシステム研究部の橋本貴之部長，小村昭義氏（現日立パワーソリューションズ研究開発センタ センタ長）ならびに金子悟ユニットリーダ主任研究員には本論文の取りまとめに際してご助言ならびに種々のご配慮を頂いた。また，岩路善尚主管研究員，戸張和明主任研究員には制御理論，数値解析技術についてご指導を頂き，榎本裕治主任研究員には社会人博士課程への進学についてご助言を頂いた。

本論文の完成にあたり，以上の方々に改めて深く感謝の意を表すとともに厚くお礼申し上げます。