

報告番号 甲 第 4031 号

ブラシレス直流モータの
センサレス制御に関する研究

富田 睦雄

ブラシレス直流モータの
センサレス制御に関する研究

名古屋大学図書	
和	1277616

富田 睦雄

目次

1	序論	1
1.1	本研究の背景	1
1.1.1	モータドライブ	1
1.1.2	サーボモータと其中でのブラシレス直流モータ (BLM)	2
1.1.3	ブラシレス直流モータの原理	6
1.1.4	ブラシレス直流モータのセンサレス制御の現状と課題	9
1.2	本研究の目的	10
1.3	本研究の概要	12
2	適応スライディングオブザーバによる位置・速度センサレス制御	15
2.1	はじめに	15
2.2	適応スライディングオブザーバの構成	16
2.2.1	同期機の線形状態方程式	16
2.2.2	位置・速度センサレス速度制御システム	17
2.2.3	適応スライディングオブザーバの構成	18
2.2.4	速度同定のための適応則	22
2.2.5	フィードバックゲインの決定法	25
2.3	スライディングオブザーバの速度誤差に対する低感度化	27
2.3.1	スライディングオブザーバの誤差方程式	27
2.3.2	外乱抑制能力の定量的評価	28
2.3.3	オブザーバの設計法	30
2.4	巻線抵抗, インダクタンス及び起電力定数変動による影響	32
2.4.1	巻線抵抗変動の影響	32
2.4.2	インダクタンス変動の影響	35
2.4.3	起電力定数変動による影響	41
2.5	始動時における可観測性	41

2.6	シミュレーション結果	42
2.6.1	提案する極配置を用いた加減速運転の評価	43
2.6.2	巻線抵抗変動による影響	43
2.6.3	インダクタンス変動による影響	43
2.7	まとめ	44
3	外乱オブザーバと適応速度同定による位置・速度センサレス制御	49
3.1	はじめに	49
3.2	外乱オブザーバを用いた速度起電力推定の原理	51
3.2.1	外乱オブザーバの構成	51
3.2.2	外乱オブザーバの極配置法	55
3.3	起電力定数変動に対してロバストな位置・速度推定	58
3.3.1	位置推定	58
3.3.2	速度推定	58
3.4	抵抗変動とインダクタンス変動の影響	65
3.4.1	抵抗変動の影響	65
3.4.2	インダクタンス変動の影響	66
3.5	実験装置	69
3.6	実験結果	69
3.6.1	加減速運転	71
3.6.2	定常運転	71
3.6.3	パラメータ変動の影響	71
3.7	まとめ	74
4	うず電流による開放相電圧変化を用いたセンサレス停止位置推定法	77
4.1	はじめに	77
4.2	うず電流による開放相電圧の変化	78
4.2.1	モータ構造と導電性非磁性材料の貼付	78
4.2.2	コイルのインダクタンスの変化	80
4.2.3	回転子の位置と開放相電圧との関係	84
4.3	永久磁石のパーミアンスと導電性非磁性材料の貼付位置	89
4.4	回転子位置に対する開放相電圧の測定	89
4.5	開放相電圧を用いた位置推定	92
4.6	位置推定の実験	95
4.6.1	実験装置の構成	95
4.6.2	実験結果	95

4.7	まとめ	97
5	うず電流を利用した不特定負荷時におけるセンサレス始動法及び低速 駆動法	99
5.1	はじめに	99
5.2	うず電流による開放相電圧の変化	100
5.2.1	モータ構造と導電性非磁性材料の貼付	100
5.2.2	コイルのインダクタンスの変化	100
5.2.3	回転子の位置と開放相電圧との関係	101
5.3	導電性非磁性材料の貼付位置	104
5.4	位置に対する開放相電圧の差の絶対値の測定	107
5.5	低速運転の原理	108
5.5.1	120度通電	108
5.5.2	低速運転の原理	111
5.6	低速運転の実験	112
5.6.1	実験装置の構成	112
5.6.2	不特定トルク時におけるセンサレス始動および低速運転	114
5.7	まとめ	115
6	結論	121
6.1	本研究の成果	121
6.2	今後の課題	123

第 1 章

序論

1.1 本研究の背景

1.1.1 モータドライブ

産業用機器や民生用機器における動力源としては、電磁モータ、内燃機関、蒸気タービン、水車ならびに風車など種々のものがあるが、最も広く利用されているものは、電磁モータである。モータの利点としては、以下のようなものがあげられる。

1. 内燃機関と比較して小型である。
2. 信頼性や安全性が高い。
3. 保守が容易である。
4. モータの種類が多岐にわたり、負荷や場所に適した特性のものを容易に選択できる。
5. 効率が高い。
6. 制御や遠隔操作が容易である。

以上のような理由により、不特定の範囲を動かなければならない自動車や航空機には適さないが、電磁モータは、洗濯機、冷蔵庫、エアコンのコンプレッサ

などの家庭電化製品から、鉄道、エレベータなどの輸送機械、鉄鋼業の圧延機、製紙業の巻取機等における産業機械まで、多くの分野で用いられている [1]–[3]。

モータの種類は多岐にわたり [4]、実に 36 種類もあり、様々な用途に用いられている。本論文では、重要なモータである直流モータ、誘導モータ、同期モータに関してサーボモータという観点から論じていく [1] [5]–[10]。

1.1.2 サーボモータと其中でのブラシレス直流モータ (BLM)

サーボ (Servo) という言葉は、ラテン語の奴隷 (Servus) からきている。したがって、サーボモータとは、位置や速度の頻繁に変化する指令に対して忠実に追従して動くモータを指す [11] [12]。

サーボモータの一般的な構成を、図 1.1 に示す。構成は、サーボモータを制御するのに適した電力を供給する電力変換器、電流や位置、速度を検出するセンサ、ならびに指令値とセンサからの情報から電力制御器を制御してモータを指令通り駆動する制御器からなる [11]。

サーボモータの特徴は、最終の被制御量が速度であれ、位置であれ、サーボモータの被制御量はトルクであることである。この点で、サーボモータに用いられる制御法は、直流モータのレオナード法や誘導モータの電圧制御法、ならびに同期モータの周波数制御法のような単なる速度調整とは一線を画している [1] [2] [10] [12]。

直流モータの界磁を永久磁石で構成した場合、ブラシと整流子という機械的構造によって界磁と電機子電流を直交させるため、トルクは常に最大であり、しかも電流の大きさに比例する。従って、直流モータはトルク制御が容易であり、サーボモータに適している。その結果、サーボモータの分野では、直流モータは主流の座を占めてきた。しかしながら、ブラシと整流子を有することから、ブラシの摩耗とそれに伴うメンテナンス、及び整流火花の発生などの欠点を有している [2] [3] [11] [13] [14]。

それに対して、誘導モータや同期モータは、パワーエレクトロニクスが発

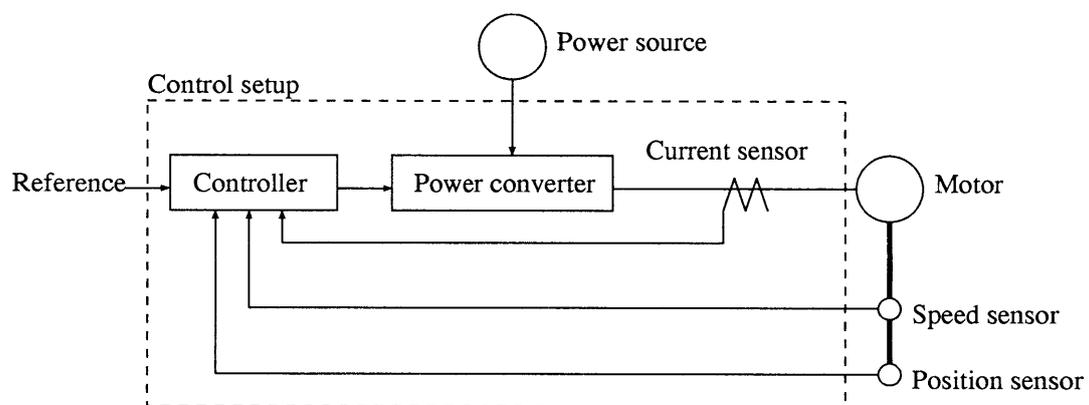


図 1.1: サーボモータの構成

達し、電圧、電流、周波数を制御できるインバータが登場するまで、トルク制御はおろか、速度の調整さえ困難なモータであった。また、インバータが登場しても、単に速度が調節できるだけで、トルク制御が困難であり、サーボモータには向かないモータであった [2] [3]。

しかしながら、誘導モータや同期モータはブラシと整流子がなく、堅牢であり高い保守性をもつなど多くの長所を持っており、これらのモータをサーボモータとして用いることが望まれた。

ドイツの Hasse, Blaschke らにより、誘導モータのベクトル制御が提案されたことにより、誘導モータは、サーボモータとして生まれ変わった。この制御法は、誘導モータの1次側電流を直流モータの界磁電流と電機子電流に相当する2つの直交ベクトルに分けて制御する制御法である。界磁電流に相当する電流を一定に制御すれば、電機子電流に相当する電流が、トルクに比例するので、トルク制御が可能になる [3] [11]。

同期モータも、界磁を回転する永久磁石で構成し、同様の考え方をを用いた結果、サーボモータとして生まれ変わった。このモータをサーボモータとして用いる場合、ブラシレス直流モータとよんでいる。界磁ベクトルと電流ベクトルが直交するように3相電機子電流を流すことにより、電流ベクトルの大きさがトルクに比例し、トルク制御が可能になる [11] [14]。ブラシレス直流モータは、界磁が永久磁石で構成されているので、界磁電流を流す必要がなく、誘導モータに比べて、高効率となる。

これらの制御法には、先に述べたように、電圧、電流、周波数を制御するインバータの他に、高速演算可能なコンピュータが必要になり、直流モータに比べて制御が複雑になる。しかしながら、高性能電力変換を実現する高速スイッチング素子の開発やコンピュータの発達にともない、誘導サーボモータとブラシレス直流モータは、直流モータの欠点であるブラシと整流子を有しないことから、使用範囲が、拡大の一途をたどっており、現在に至っている [3]。

サーボモータの用途は、図 1.2 に示すように多岐に渡っており、特に近年、非サーボモータで事が足りた用途においても、サーボモータを必要とする場合が増えている [3] [15]。

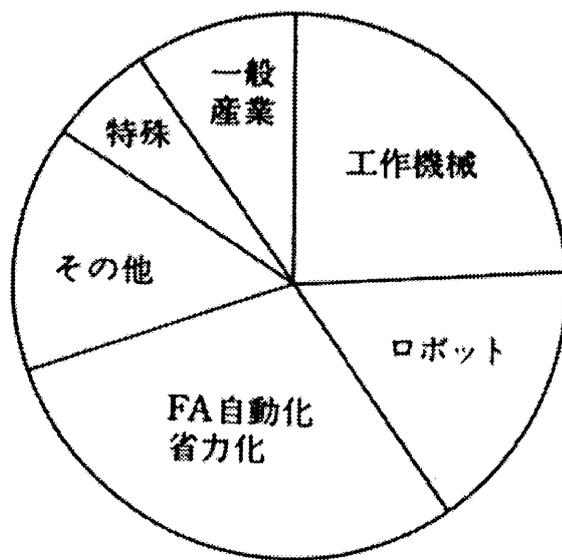


図 1.2: サーボモータの用途

サーボモータの適用範囲を図1.3に示す。この図から分かるように、モータは出力により使い分ける [15]。300W 以下で使用する場合は、ブラシ付き直流サーボモータを用いる。このように、ブラシ付き直流サーボモータを適用する出力範囲がかなり狭められたのは、ブラシレス直流モータや誘導サーボモータがブラシ付き直流サーボモータを駆逐した結果と思われる。100W から 5kW の場合は、ブラシレス直流モータを用いる。3kW 以上になると誘導サーボモータを用いる。ブラシレス直流モータと誘導サーボモータは、容量によって住み分けており、ブラシレス直流モータの適用範囲は身近なところで広い。もっとも、この範囲は絶対的なものではない。3kW より小さい誘導サーボモータも用いられている。我が国が好景気であった時には、小容量の誘導サーボモータでも、モータそのものが堅牢であるため、使用されることが多かったが、現在は、省エネルギーの観点からモータ効率が注目され、小容量の誘導サーボモータが用いられていた分野でもブラシレス直流モータへの移行が急激に進みつつある。

従って、ブラシレス直流モータの使用範囲は、拡大の一途をたどっており、現在に至っている。

1.1.3 ブラシレス直流モータの原理

ブラシレス直流モータの原理を説明するために、図1.4にその構造をブラシ付き直流モータとならべて示す。この同期モータは無整流子電動機ともよぶ。図のようにブラシレス直流モータは、整流子、分配器、固定子、ならびに回転子より構成される。ブラシレス直流モータは、回転界磁形であること、分配器としてブラシではなく位置検出器が用いられること、整流子として銅コミュテータではなくインバータが用いられることが相違点である。しかし、原理は両モータにおいて全く同じであり、同期モータをサーボモータとして用いる時、ブラシレス直流モータとよぶようになった [16]。

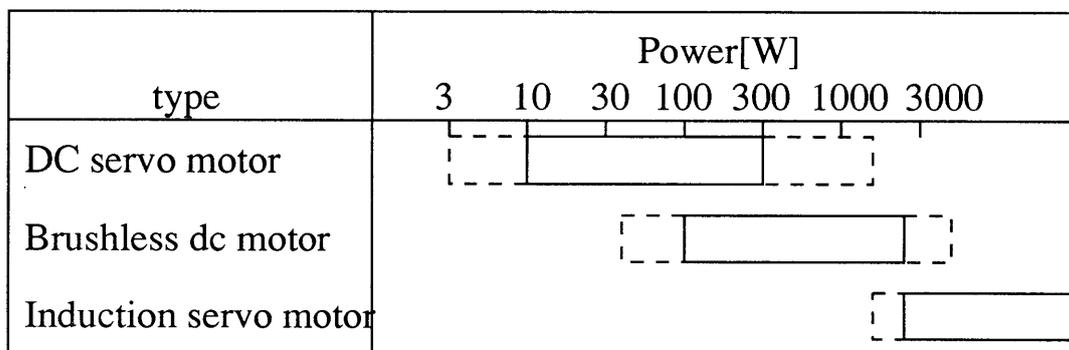


図 1.3: サーボモータの適用範囲

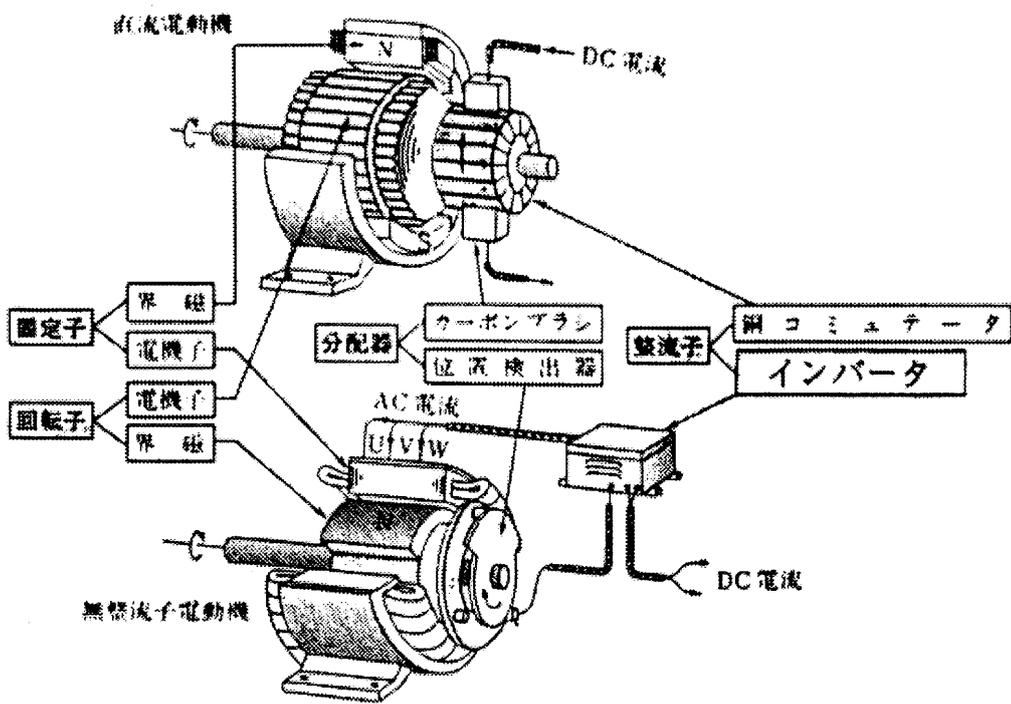


図 1.4: ブラシレス直流モータの原理

1.1.4 ブラシレス直流モータのセンサレス制御の現状と課題

ブラシレス直流モータは、永久磁石型同期電動機において、回転する永久磁石で界磁を作り、それと電流ベクトルが直交するように3相電機子電流を流すことによりトルクを発生するモータである。それゆえ、ロータの位置情報を基に電流の制御を行なう必要があり、エンコーダやレゾルバ等の位置検出器が必要となる。しかしながら、これらは一般的に高価である。また、文献[15]で述べられているように、FA分野で使われている搬送機では、使用環境に対する制約が多く、センサレス制御が求められている。さらに、エアコンのコンプレッサモータのように、使用状況によっては位置検出器の設置が困難な場合がある。このような背景から、位置検出器を用いないブラシレス直流モータのセンサレス制御が望まれている[17]。

これまでに、センサレス制御について多くの検討が行なわれている[17] - [29]。

飯塚氏らは、120度形電圧形インバータ駆動同期電動機において、開放相に現れる速度起電力を利用し、回転子位置角を検出する方法を提案した[18]。今なおエアコンのコンプレッサモータに使用されている方法であるが、ロータの位置が電気角で30度変化するごとに通電状態を切り替えるため、界磁と電流が常に直交せず、トルクが脈動し、効率が落ちるという問題がある。

文献[17][19] - [29]の方法は、何らかの計算によって速度起電力を求める方法であるが、界磁と電流が常に直交し、トルク脈動はないものの、これらにおいて用いられている永久磁石形同期電動機の状態方程式は非線形である。このため、線形制御理論の適用が困難であり、位置・速度の安定性に対してあいまいさを残している。

これらに対して、揚氏らは、磁束という新たな変数の導入により、永久磁石形同期電動機の状態方程式を導出した。この状態方程式をモデルにして、速度をパラメータとみなし、適応同定する適応同一次元オブザーバを適用し、位置・速度推定の安定性を明確にした[30][31]。しかし、適応同一次元オブザーバにおいては、オブザーバの設計すなわち極配置は、速度の推定誤差が

存在しない時の推定磁束の収束性のみ考慮しており、速度の推定誤差による影響を考慮することなく決定しているという問題がある [32] [33]。

また、上記のいずれの方法も、何らかの形で速度起電力を用いているので、速度がある程度高くないと用いることができない。そのため、モータを零速度からセンサレス始動し、速度起電力を用いたセンサレス駆動が可能となる速度まで加速するセンサレス運転法、すなわちモータのセンサレス始動法ならびに低速運転法が難しい問題であった。

センサレスでモータ始動ならびに低速運転を経て、速度起電力を用いるセンサレス駆動が可能となる速度まで加速する時に、従来では、ブラシレス直流モータを同期運転する方法が提案されている。しかし、この方法ではモータを同期運転しているため、不特定の負荷が存在する場合において、速度起電力を用いるセンサレス駆動が可能になる速度まで安定に加速することは困難であった [18] [19]。以上のように不特定の負荷が存在する場合において、モータを零速度から速度起電力を用いるセンサレス駆動が可能になる速度へ加速するセンサレス運転法は、困難な問題として残されており、解決が望まれていた。

1.2 本研究の目的

本研究の目的は、ブラシレス直流モータのセンサレス制御において、始動時と低速時の運転法を開発し、さらに、中高速時には適応スライディングオブザーバや外乱オブザーバと適応速度同定を用いて、位置・速度推定を行う運転法を開発することにより、ブラシレス直流モータのセンサレス制御を実現することである。

本論文では、まず文献 [31] で提案された状態方程式をモデルとして用いた適応スライディングオブザーバを提案し、その構成を示す。本研究において使用する適応スライディングオブザーバでは、基本構成は適応同次元オブザーバと同じであり、位置・速度推定の安定性は明確であるが、ハイゲイン誤差フィードバックにより、測定できる状態の状態推定にスライディングモード制御を施して、状態の誤差方程式の低次元化を行う [3]。誤差方程式の低次元化

を行なうため、適応同次元オブザーバに比べ、オブザーバの極配置問題が容易となる長所を有する。本研究では、この長所を活かすため、速度推定誤差を外乱と考え、外乱から磁束推定誤差への H_∞ ノルムを考慮した設計法を提案する。これにより、速度の推定誤差によって生じる磁束推定誤差を抑圧するための極配置問題の解を与える。この提案によって、文献 [31] で適用されている適応同次元オブザーバの極配置の速度推定誤差による影響を除去する。

この提案方法には、始動時の問題が残されているが、始動時が軽負荷と分かっている場合は、同期運転により始動が可能である。本方法は、界磁と電流が常に直交し、また、位置・速度推定の安定性が明確であるオブザーバを用いており、その極配置問題が明確になっている。従って、本方法は、文献 [18] のように、エアコンのコンプレッサ用モータとして用いられている 120 度形インバータを用いたセンサレス制御に対して適用が期待できる。

次に、本研究では、外乱オブザーバを機械系 [34] ではなく、電気系に用いて位置推定を行うことを提案する。さらに、適応速度同定を提案し、その構成を示す。適応スライディングオブザーバは、誤差方程式の低次元化が行なわれるものの、基本構成が適応同次元オブザーバと同じ 4 次元であり、複雑であるという問題を抱えている。本研究で用いる外乱オブザーバは、永久磁石形同期電動機の電気方程式の非線形項である速度起電力を一種の外乱とみなし推定するものである。その上、位置推定の安定性も明確であり、構成も 2 次元であることから、適応スライディングオブザーバの抱えている問題を解決することができる。また、速度は、外乱オブザーバによって推定した速度起電力を用いて、適応速度同定を行なうことにより推定する。この構成も簡単である。

しかしながら、外乱オブザーバは、適応スライディングオブザーバと同様、始動時の問題を残している。そこで、次に、速度起電力が発生しない停止状態において、回転子の位置を推定する方法を提案する。本方法は、回転子表面に導電性非磁性材料を貼付することによって生じるインダクタンスの変化を用いる。この状態で、2 相通電を行なうと、残りの 1 相に回転子の位置に従って、

わずかな電圧の変化が生じる。この電圧の変化を用いると、始動時に必要な回転子の停止位置を推定することができる。

しかしながら、不特定負荷時の場合、停止位置に応じた通電を行い始動しても、速度起電力を用いたセンサレス駆動が可能となる速度まで加速することは、困難な問題として残されていた。そこで本研究では、回転子表面に導電性非磁性材料を貼付したモータにおいて、120 度形通電（2 相通電）を前提として、残りの 1 相に、回転時においても速度起電力に重畳して、回転子の位置に従って電圧の変化が現れることを利用して不特定負荷時においても、低速駆動する方法を提案する。

以上により、ブラシレス直流モータのセンサレス制御を実現する。

1.3 本研究の概要

本研究は、ブラシレス直流モータの位置・速度センサレス制御において、位置・速度推定の安定性が確保できる方法を提案し、センサレスでブラシレス直流モータを始動ならびに低速運転することのできる方法を提案することである。本論文は、次の 6 章から構成される。

第 1 章では、本論文の背景と目的について示した。

第 2 章では、ブラシレス直流モータの界磁と速度を推定するための適応スライディングオブザーバの構成法について述べる。位置は、推定した界磁の方向から求める。リアプノフの安定論を用い、速度適応同定則を導出し、速度推定誤差にロバストな磁束推定を実現する極配置設計について述べる。さらに、適応スライディングオブザーバを用いたブラシレス直流モータの位置・速度センサレス制御の有効性をシミュレーションにより確認する。

第 3 章では、ブラシレス直流モータの速度起電力を推定するための外乱オ

ブザーバの構成法について述べる。位置は、推定した速度起電力の方向から求める。ポポフの超安定論によって安定性を保証し、推定した速度起電力を用いた速度適応同定について述べる。さらに、DSP(Digital Signal Processor)を用いて、外乱オブザーバと速度適応同定を実機実装し、ブラシレス直流モータの位置・速度センサレス制御の有効性を確認する。

第4章では、これまで困難とされてきた速度起電力が発生しない停止状態での位置推定法について述べる。回転子表面に導電性非磁性材料を貼付することにより、インダクタンスが変化する原理をモデルを用いて示す。次に、インダクタンスの変化により、2相通電を行なった時に残りの1相の電圧が、回転子位置に従って変化することを利用した停止位置の推定法について述べる。さらにマイクロコンピュータを用いた実験によって、本方法の有効性を確認する。

第5章では、モータを零速度から速度起電力を用いたセンサレス駆動が可能となる速度まで加速する方法について述べる。停止状態の通電は、第4章で提案した停止位置推定法を用いる。最初に、120度形通電(2相通電)で運転する時に、残りの1相にわずかな速度起電力とともに、インダクタンスの変化による電圧の変化が重畳することを示す。次に、わずかに発生する速度起電力の影響を除去し、回転子の位置に従って変化する電圧を利用し、センサレス運転が可能となることを示す。さらに、マイクロコンピュータを用いた実験によって、本方法の有効性を確認する。

第6章は、本研究で得られた成果をまとめ、望ましいセンサレス制御について述べ、今後の課題について述べる。

第 2 章

適応スライディングオブザーバによる位置・速度センサレス制御

2.1 はじめに

これまでに、位置・速度センサレス制御について、多くの検討が行われている [17] – [29]。しかし、これらにおいて用いられている永久磁石同期電動機の状態方程式は、良く知られているように非線形となる。このため、線形制御理論の適用が困難であり、位置・速度推定の安定性に対する検討に曖昧さを残していた。

制御理論を適用した例として、適応スライディングオブザーバによる位置・速度センサレス制御法 [35] [36] が提案されているが、非線形の状態方程式をモデルに選んでいるため、速度の適応同定の安定性に対する検討にあいまいさを残している上、極配置選択ができないという問題があった。また、巻線抵抗変動に対するロバスト性は、抵抗同定を行い誤差を補正することにより確保する必要があった。

これに対して、楊氏らは、新たな変数の導入により、永久磁石同期電動機の線形な状態方程式を導出し、この状態方程式をモデルにして、適応同次元オブザーバを適用した [31]。しかし、適応同次元オブザーバにおいては、オブザーバの設計すなわち極配置が、速度の推定誤差が存在しない時の推定磁束

の収束性のみ考慮しており、速度の推定誤差による影響を考慮することなく決定されている。

そこで、本章では、文献 [31] で提案された線形状態方程式のモデルに、適応スライディングオブザーバ [37] を適用する。本方法では、速度の適応同定の安定性に対する検討が可能であり、巻線抵抗変動に対して完全にロバストな位置・速度推定を実現することが可能である。加えて、スライディングオブザーバにおいては、スライディングモード制御により、その誤差方程式が低次元化されるため、同次元オブザーバに比べ極配置問題の解析が容易となる長所を有する。この長所を活かすことにより、パラメータ変動を外乱と考え、外乱から磁束推定誤差への伝達関数の H_∞ ノルムを考慮して、適応スライディングオブザーバを設計する。そして、速度の推定誤差によって生じる磁束推定誤差を抑圧するための極配置問題の解を与える。これによって、加減速時には避けることができない速度の推定誤差が存在してもロバストな位置推定を実現できる [32] [33]。最後に、本手法の有効性をシミュレーションによって検証する。

2.2 適応スライディングオブザーバの構成

2.2.1 同期機の線形状態方程式

固定子座標 ($\alpha - \beta$ 軸) 上で線形化した永久磁石同期機の状態方程式と出力方程式は式 (2.1) となる [31]。ここで、一般的に、電気的な変数である電流 i 、電機子巻線の界磁磁束鎖交数 (以下、磁束と呼ぶ) λ の変化は、速度 ω_{re} の変化よりも十分速いと考えられるので、式 (2.1) において、 i, λ は状態変数として扱い、 ω_{re} は定数として扱う。また、出力変数を i 、入力変数を電圧 v とする。

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i \\ \lambda \end{bmatrix} &= A \begin{bmatrix} i \\ \lambda \end{bmatrix} + Bv \\ i &= C \cdot \begin{bmatrix} i \\ \lambda \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.1)$$

ただし、

$$i = [i_\alpha \quad i_\beta]^T$$

$$v = [v_\alpha \quad v_\beta]^T$$

$$\lambda = [\lambda_\alpha \quad \lambda_\beta]^T = [K_E \cos \theta_{re} \quad K_E \sin \theta_{re}]$$

ω_{re} : 電気角での角速度

θ_{re} : 電気角でのロータの位置

$$A = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ 0 & A_{22} \end{bmatrix}$$

$$A_{11} = -(R/L)I = a_{11}I$$

$$A_{12} = -(\omega_{re}/L)J = a_{12}J$$

$$A_{22} = \omega_{re}J = a_{22}J$$

$$B = \begin{bmatrix} B_1 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$B_1 = (1/L)I = b_1I$$

$$C = [I \quad 0]$$

$$I = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

K_E : 起電力定数

R, L : 慣用に従う。

2.2.2 位置・速度センサレス速度制御システム

図 2.1 に、ブラシレス直流モータの位置・速度センサレス速度制御システムを示す。適応スライディングオブザーバは、ブラシレス直流モータに供給される電圧、電流を 3 相-2 相変換した電圧と電流をとりこみ、速度推定値 $\hat{\omega}_{re}$ 、推定磁束 $\hat{\lambda}$ を求める。ここで、電圧はインバータの直流電圧源と PWM パターンシグナルを使って計算する。 $\hat{\lambda}$ の方向より、推定位置 $\hat{\theta}_{re}$ を求めることができる。速度指令値 ω_{re}^* とオブザーバによって求めた $\hat{\omega}_{re}$ との偏差から PI 制御器を通してトルク電流指令値 i_T^* を得る。電流ベクトル i が磁極方向と直交するように、

$\hat{\theta}_{re}$ を用いて i_T^* を座標変換し、電流指令値 i^* を求める。インバータは i^* に等しい電流 i をブラシレス直流モータに供給する。

2.2.3 適応スライディングオブザーバの構成

式 (2.1) の制御対象に対し、スライディングオブザーバを次のように構成する。

$$\dot{\hat{i}} = \hat{A}_{11}\hat{i} + \hat{A}_{12}\hat{\lambda} + \hat{B}_1v + K_1 \text{sgn}(\hat{i} - i) \quad (2.2)$$

$$\dot{\hat{\lambda}} = \hat{A}_{22}\hat{\lambda} + GK_1 \text{sgn}(\hat{i} - i) \quad (2.3)$$

ここで、

$\hat{\cdot}$: 状態変数, パラメータの設定値

G, K_1 : フィードバックゲイン

$$G = g_1I + g_2J$$

$$K_1 = k_1I$$

$\text{sgn}(\cdot)$: 符号関数

これをパラメータ誤差に着目して、書き直すと次式のようになる。

$$\dot{\hat{i}} = A_{11}\hat{i} + A_{12}\hat{\lambda} + B_1v + K_1 \text{sgn}(\hat{i} - i) + D_1w\psi \quad (2.4)$$

$$\dot{\hat{\lambda}} = A_{22}\hat{\lambda} + GK_1 \text{sgn}(\hat{i} - i) + D_2w\psi \quad (2.5)$$

ここで、式 (2.4) , (2.5) におけるパラメータ誤差に起因する外乱 $D_1w\psi, D_2w\psi$ は、それぞれ式 (2.2) と式 (2.4) , 式 (2.3) と式 (2.5) から次式で示される。

$$\begin{aligned} Dw\psi &= \begin{bmatrix} D_1 \\ D_2 \end{bmatrix} w\psi \\ &= \begin{bmatrix} \hat{A}_{11} - A_{11} & \hat{A}_{12} - A_{12} & \hat{B}_1 - B_1 \\ 0 & \hat{A}_{22} - A_{22} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i} \\ \hat{\lambda} \\ v \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.6)$$

ただし、

D : パラメータ誤差に起因する外乱で、時不変の部分の行列

w : パラメータ誤差に起因する外乱で、時変の部分のベクトル

R, L, ω_{re} : パラメータ真値

$\hat{R}, \hat{L}, \hat{\omega}_{re}$: パラメータ設定値及び推定値

ψ : パラメータ誤差 ($\hat{R} - R, \hat{L} - L, \hat{\omega}_{re} - \omega_{re}$)

$w\psi$: 外乱ベクトル

D, w, ψ は、式 (2.6) から、具体的に次のように求められる。

(a) 速度の推定誤差 ($\hat{\omega}_{re} \rightarrow \omega_{re} + \Delta\omega_{re}$) による外乱の場合

$$D_w = \left[-\frac{1}{L}J \quad J\right]^T, w_w = \hat{\lambda}, \psi_w = \Delta\omega_{re} = \hat{\omega}_{re} - \omega_{re} \quad (2.7)$$

(b) 抵抗の変動 ($\hat{R} \rightarrow R + \Delta R$) による外乱の場合

$$D_R = \left[-\frac{1}{L}I \quad 0\right]^T, w_R = \hat{i}, \psi_R = \Delta R = \hat{R} - R \quad (2.8)$$

(c) インダクタンスの変動 ($\hat{L} \rightarrow L + \Delta L$) による外乱の場合

$$D_L = \begin{bmatrix} \frac{R}{\hat{L}L}I & \frac{\omega_{re}}{\hat{L}L}J & -\frac{1}{\hat{L}L}I \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, w_L = \begin{bmatrix} \hat{i} \\ \hat{\lambda} \\ v \end{bmatrix}, \psi_L = \Delta L = \hat{L} - L \quad (2.9)$$

この時、誤差方程式は式 (2.1), (2.4), (2.5) より、次式となる。

$$\begin{aligned} \dot{e}_1 &= \hat{i} - \dot{i} \\ &= A_{11}e_1 + A_{12}e_2 + K_1 \text{sgn}(e_1) + D_1 w\psi \end{aligned} \quad (2.10)$$

$$\begin{aligned} \dot{e}_2 &= \hat{\lambda} - \dot{\lambda} \\ &= A_{22}e_2 + GK_1 \text{sgn}(e_1) + D_2 w\psi \end{aligned} \quad (2.11)$$

ここで、電流 i に対しスライディングモード制御を施すことを考える。スライディング平面を次のように設定する。

$$e_1 = [e_{\alpha 1} \quad e_{\beta 1}]^T = \hat{i} - i = 0 \quad (2.12)$$

スライディングモード発生条件は、次式により与えられる [38]。

$$e_1^T \dot{e}_1 < 0 \quad (2.13)$$

すなわち、

$$e_{\alpha 1} \dot{e}_{\alpha 1} < 0, \quad e_{\beta 1} \dot{e}_{\beta 1} < 0 \quad (2.14)$$

K_1 を負に十分大きくとれば、式 (2.13) を満たし、スライディングモードが発生する。具体的な K_1 の決定法については、2.2.5節で述べる。この時、等価制御入力法を用いれば、

$$e_1 = \dot{e}_1 = 0 \quad (2.15)$$

となり、電流の推定誤差は、スライディング平面に拘束される。ここで、スイッチング信号 $-K_1 \text{sgn}(e_1)$ を z と定義し、式 (2.10) に式 (2.15) を代入することによって、次式が導かれる。

$$z \equiv -K_1 \text{sgn}(e_1) = A_{12}e_2 + D_1 w \psi \quad (2.16)$$

式 (2.11) と式 (2.16) より、誤差方程式は、磁束 λ のみに対して式 (2.17) となる。このことは、電流に対し、スライディングモード制御を施し、オブザーバを低次元化したことを意味している。

$$\dot{e}_2 = \bar{A}e_2 + Fw\psi = (-\alpha I + \beta J)e_2 + Fw\psi \quad (\alpha > 0) \quad (2.17)$$

ただし、

$$\begin{aligned} \bar{A} &= A_{22} - GA_{12} \\ &= g_2 a_{12} I + (a_{22} - g_1 a_{12}) J \end{aligned} \quad (2.18)$$

$$\begin{aligned} &= -\alpha I + \beta J && : \text{閉ループ系の極} \\ F &= [-G \quad I] D && : \text{外乱の入力行列} \end{aligned} \quad (2.19)$$

式 (2.18) は、誤差方程式の閉ループの極が、フィードバックゲイン G によって任意に決められることを示している。具体的には式 (2.18) より、次式

で設定可能である。

$$\alpha = -g_2 a_{12}, \quad \beta = a_{22} - g_1 a_{12} \quad (2.20)$$

ここで、閉ループの極 $(-\alpha, \beta)$ を複素平面の左半平面に設定すれば、磁束の推定値 $\hat{\lambda}$ が真値 λ に収束するので、この $\hat{\lambda}$ の方向により、ロータの位置を推定することができる。具体的な極配置については、2.3節で述べる。

次に、このスライディングオブザーバに適応同定機能を付加し、速度を適応同定する。

式 (2.16) に見られるように、オブザーバの内部信号であり獲得可能である信号 z にはパラメータ誤差 ψ の直達項が含まれている。それゆえ、この信号 z から、適応則によって、パラメータ誤差についての情報を抽出し、パラメータの同定を行うことができる。ただし、実際に構成する場合には、スイッチング周波数が有限であるため、チャタリングノイズが信号 z に重畳する。このチャタリングノイズを除去するためローパスフィルタを通したものを信号 z として用いる。適応則については、次節で述べる。

以上より、適応スライディングオブザーバの構成は図 2.2 となる。

2.2.4 速度同定のための適応則

パラメータ誤差 ψ が式 (2.7) の速度同定誤差 ψ_w のみであるとし、この時の磁束推定誤差を e_{2w} とする。

まず、簡単のため、磁束の推定誤差 e_{2w} に対して、次式が成立すると仮定する。

$$\|A_{12}e_{2w}\| < \|D_{1w}w_w\psi_w\| \quad (2.21)$$

この条件は、磁束推定とパラメータの適応同定がある関係を保ちつつ、収束に向かっていくことを示している。

リアプノフ関数を次式で与える。

$$V = \frac{1}{2}\psi_w^2 \quad (2.22)$$

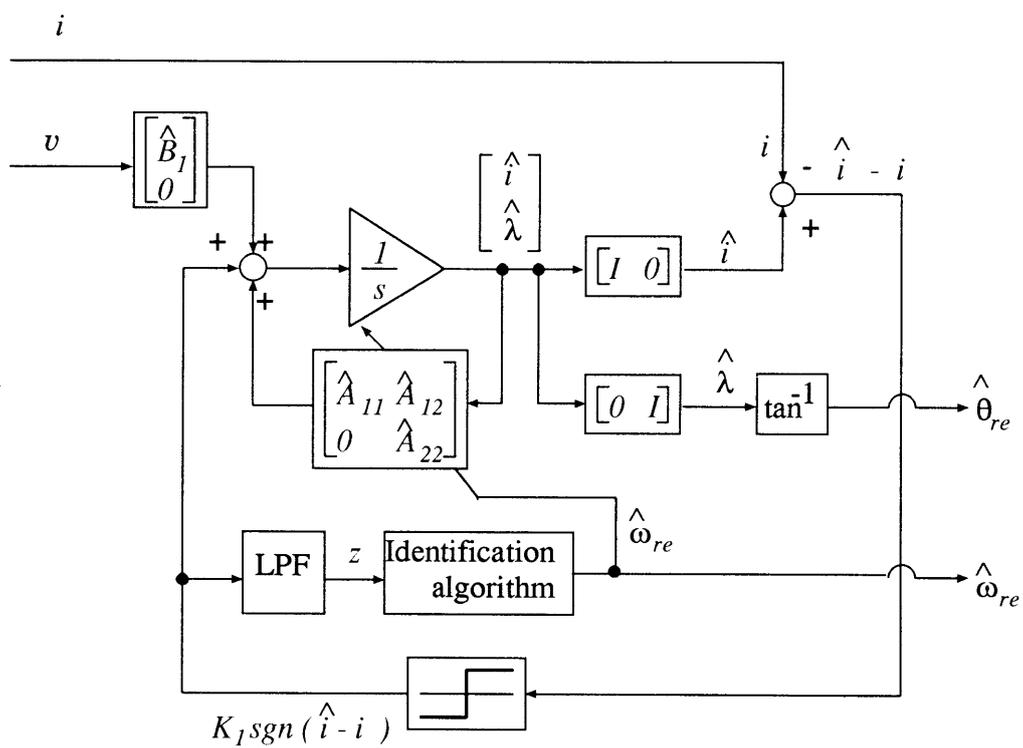


図 2.2: 適応スライディングオブザーバの構成

2.2.1節で示したように、速度 ω_{re} は定数として取り扱っているので、

$$\dot{\omega}_{re} = 0 \quad (2.23)$$

を仮定すると、

$$\dot{\psi}_\omega = \dot{\omega}_{re} \quad (2.24)$$

となる。適応則を

$$\dot{\psi}_\omega = \dot{\omega}_{re} = -g' z^T D_{1\omega} w_\omega, \quad (g' > 0: \text{適応ゲイン}) \quad (2.25)$$

とすると、リアプノフ関数の時間微分は、式(2.16), (2.21), (2.25)を使って、

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \psi_\omega \dot{\psi}_\omega \\ &= -g' \psi_\omega (A_{12} e_{2\omega} + D_{1\omega} w_\omega \psi_\omega)^T D_{1\omega} w_\omega \\ &\leq 0 \end{aligned} \quad (2.26)$$

となり、リアプノフの安定論により速度同定誤差 ψ_ω の収束が保証される [39]。ただし、漸近安定性は保証されない。

式(2.7)より、

$$D_{1\omega} w_\omega = -\frac{1}{L} \cdot J \hat{\lambda} \quad (2.27)$$

であることから、適応則は、

$$\dot{\omega}_{re} = -g \cdot z^T \cdot (-J \hat{\lambda}) \quad (g > 0: \text{適応ゲイン}) \quad (2.28)$$

となる。式(2.28)の $\dot{\omega}_{re}$ を積分することにより、推定速度 $\hat{\omega}_{re}$ を得ることができる。

この適応則を表す式(2.25)の物理的意味を図2.3に示す。式(2.25)は、信号ベクトル z とベクトル $D_{1\omega} w_\omega$ の内積をとっていることになる。信号 z ベクトルが式(2.16)であることを考えると、この図のように、ベクトル z のベクトル $D_{1\omega} w_\omega$ 方向成分、すなわち、この内積が、 ψ_ω の正負を示していることになる。このことは、内積をとることによって、 $e_{2\omega}$ と ψ_ω の成分を含む信号 z から、 ψ_ω の成分だけを抽出できることを示している。

このことから、条件式 (2.21) は、信号 z を構成しているベクトル $A_{12}e_{2\omega}$ とベクトル $D_{1\omega}w_\omega\psi_\omega$ とが、平行で、かつ逆方向である時に必要な厳しい条件であるといえる。しかし、実際には、2つのベクトル z と $D_{1\omega}w_\omega\psi_\omega$ のなす角度が 90° 以内であるという式 (2.21) よりもっとゆるい条件でよいことになる。

2.2.5 フィードバックゲインの決定法

フィードバックゲイン K_1 は、スライディングモードが発生するように負の十分大きな値としなければならないことは既に述べた。しかし、あまり大きくするとスイッチング信号 z に重畳するチャタリングノイズが大きくなり、推定誤差の一因となり、好ましくない。そこで、より適切な K_1 の設定法を示す [35]。

スライディングモード発生条件である、式 (2.13) は、式 (2.10) より、

$$\begin{aligned}
 e_1^T \cdot \dot{e}_1 &= e_1^T (A_{11}e_1 + A_{12}e_2 + K_1 \text{sgn}(e_1) + D_1 w \psi) \\
 &\leq |e_{1\alpha}| \{ \|A_{11}\| |e_{1\alpha}| + \|A_{12}\| |e_{2\beta}| + K_1 + |(D_1 w)_\alpha| \cdot |\psi| \} \\
 &\quad + |e_{1\beta}| \{ \|A_{11}\| |e_{1\beta}| + \|A_{12}\| |e_{2\alpha}| + K_1 + |(D_1 w)_\beta| \cdot |\psi| \} \\
 &< 0
 \end{aligned} \tag{2.29}$$

となる。ただし、

$$\begin{aligned}
 e_1 &= [e_{1\alpha} \quad e_{1\beta}]^T \\
 e_2 &= [e_{2\alpha} \quad e_{2\beta}]^T \\
 D_1 w &= [(D_1 w)_\alpha \quad (D_1 w)_\beta]^T
 \end{aligned}$$

である。よって、

$$\begin{aligned}
 K_1 &< \min \{ (-\|A_{11}\| |e_{1\alpha}| - \|A_{12}\| |e_{2\beta}| - |(D_1 w)_\alpha| \cdot |\psi|), \\
 &\quad (-\|A_{11}\| |e_{1\beta}| - \|A_{12}\| |e_{2\alpha}| - |(D_1 w)_\beta| \cdot |\psi|) \}
 \end{aligned} \tag{2.30}$$

となる。

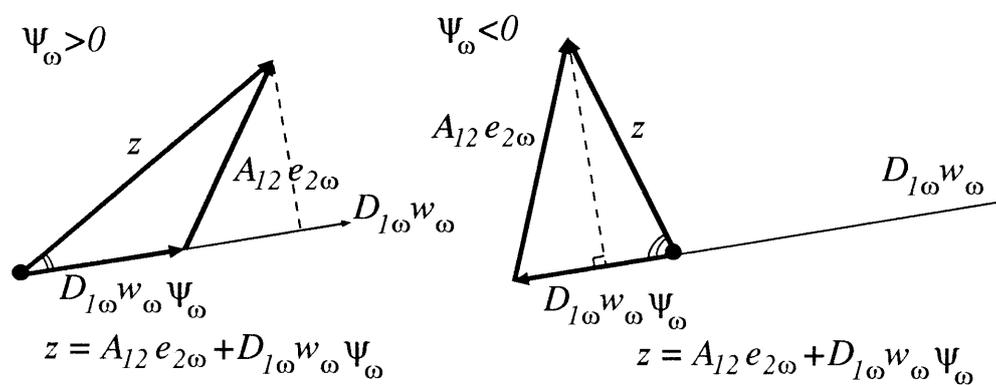


図 2.3: 適応則の物理的意味

ところで、信号 z について、式 (2.16) より、次式が導かれる。

$$\begin{aligned} -|z_\alpha| &> -\|A_{12}\| |e_{2\beta}| - |(D_1 w)_\alpha| \cdot |\psi| \\ -|z_\beta| &> -\|A_{12}\| |e_{2\alpha}| - |(D_1 w)_\beta| \cdot |\psi| \end{aligned} \quad (2.31)$$

ただし、

$$z = [z_\alpha \quad z_\beta]^T$$

従って、式 (2.30) , (2.31) より、 K_1 が次式のように決定される。

$$K_1 < n \cdot \min \{ (-\|A_{11}\| |e_{1\alpha}| - \sqrt{z_\alpha^2}), (-\|A_{11}\| |e_{1\beta}| - \sqrt{z_\beta^2}) \} \quad (n > 1) \quad (2.32)$$

n は、スライディングモード発生に対する安全率であり、2 程度にすれば十分である。

2.3 スライディングオブザーバの速度誤差に対する低感度化

速度の適応同定誤差は、オブザーバによる磁束推定の誤差すなわち位置推定誤差を生じる。また、磁束の推定誤差は、速度の適応同定誤差の原因となる。この悪循環を断つため、速度の同定誤差の影響を受けにくいロバストな磁束推定を実現する磁束オブザーバの設計法すなわち極配置問題について検討する。

まず、ロバスト性の尺度として、速度同定誤差に起因する外乱から磁束推定誤差への伝達関数行列の H_∞ ノルムを考え、オブザーバの外乱抑制能力を定量的に評価する。次に、この評価を基に、速度同定誤差による外乱から磁束推定誤差への感度を抑圧するようなオブザーバの周波数領域における設計法を明らかにする [40]。

2.3.1 スライディングオブザーバの誤差方程式

パラメータ誤差 ψ が式 (2.7) の速度同定誤差 ψ_w のみである時、スライディングオブザーバの誤差方程式は式 (2.17) , 式 (2.18) より、次式となる。

$$e_{2w} = (-\alpha I + \beta J) e_{2w} + F_w w_w \psi_w \quad (\alpha > 0) \quad (2.33)$$

ここで、 F_ω は、 ψ が ψ_ω のみである時の外乱の入力行列である。 F_ω は、式(2.19)を使って次式となる。

$$\begin{aligned} F_\omega &= [-G \quad I]D_\omega \\ &= \frac{1}{L}GJ + J \end{aligned} \quad (2.34)$$

ただし、 $G = g_1I + g_2J$ は、式(2.20)より、

$$g_1 = \frac{a_{22} - \beta}{a_{12}}, \quad g_2 = -\frac{\alpha}{a_{12}} \quad (2.35)$$

である。

このブロック図を図2.4に示す。このブロック図より明らかなように、オブザーバのフィードバックゲイン G すなわち極 $(-\alpha, \beta)$ は、磁束推定の過渡応答のみならず、外乱が閉ループ系へ入力される際の入力ゲインをも左右することが分かる。

以下では、この誤差方程式を基に設計問題を考えていく。ここで、 F_ω の誘導ノルム $\|F_\omega\|_2$ は、式(2.34)、式(2.35)を使って、次式のようになる。

$$\begin{aligned} \|F_\omega\|_2 &= \sigma_{max}[F_\omega] \\ &= \left| \frac{1}{\omega_{re}} \right| \sqrt{\alpha^2 + \beta^2} \end{aligned} \quad (2.36)$$

ただし、

$\sigma_{max}[\cdot]$: 最大特異値

2.3.2 外乱抑制能力の定量的評価

外乱ベクトル $w_\omega \psi_\omega$ から磁束の推定誤差 $e_{2\omega}$ への伝達関数行列を $T(s)$ とする。

$$T(s) = (sI - \bar{A})^{-1}F_\omega \quad (2.37)$$

$T(s)$ は図2.4に示すように、外乱すなわち速度同定誤差から磁束推定誤差への影響を表す感度関数であるので、そのノルムを抑えることは外乱の影響を抑え

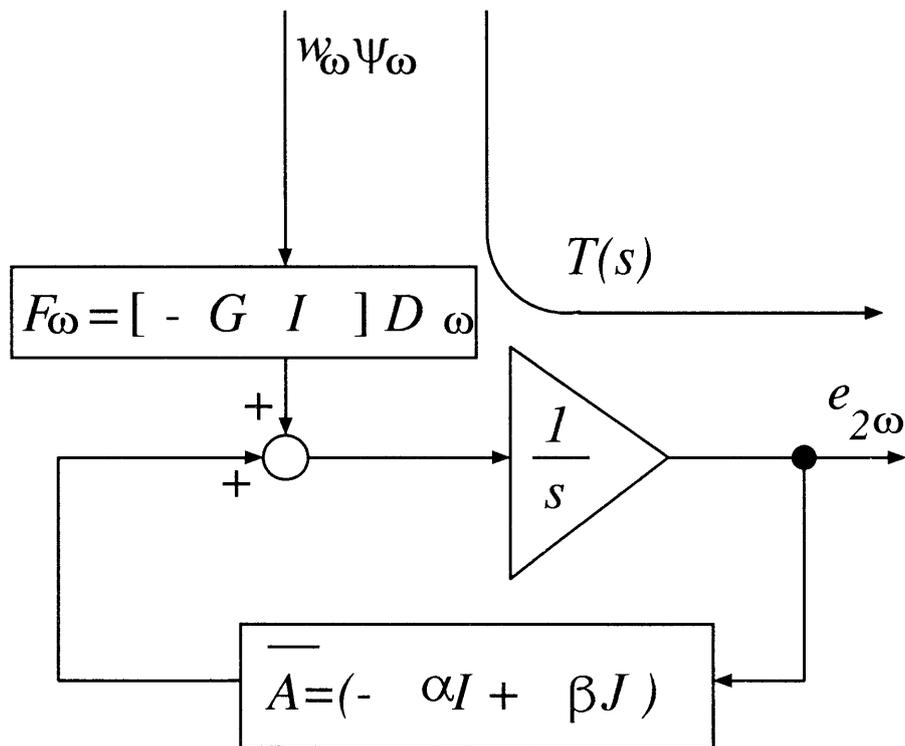


図 2.4: 誤差方程式のブロック図

ることになる。 $w_\omega \psi_\omega$ の周波数は、モータの運転状況によって様々に変化すると考えられる。よって、最悪の影響を及ぼす $w_\omega \psi_\omega$ を想定し、ワーストケースデザインに対応する誤差伝達関数 $T(s)$ の H_∞ ノルム $\|T\|_\infty$ を考え、この $\|T\|_\infty$ によって、外乱抑制能力を定量的に示すことにする。

なお、ブラシレス直流モータにおいて、全ての行列は $I + J$ の形を取るるので、計算にあつては行列の積の順序を自由に変えて良いという性質を利用する。式 (2.37) より、次式が導かれる。

$$\begin{aligned} \|T\|_\infty &= \sup_{\omega} \sigma_{max}[T(j\omega)] \\ &= \sup_{\omega} \sqrt{\lambda_{max}[T^H(j\omega) \cdot T(j\omega)]} \\ &= \sup_{\omega} \frac{\|F_\omega\|_2}{\sqrt{(\omega - |\beta|)^2 + \alpha^2}} \\ &= \frac{\|F_\omega\|_2}{\alpha} \quad (at \ \omega = |\beta|) \end{aligned} \tag{2.38}$$

ただし

$$\lambda_{max}[\cdot] : \text{最大固有値}, \quad (\cdot)^H : \text{複素共役転置}$$

したがって、外乱に対する感度を小さくするためには、 $\|T\|_\infty$ を小さくすれば良い。すなわち、 $\|F_\omega\|_2$ を小さくする、もしくは α を大きくとれば良いが、 $\|F_\omega\|_2$ と α との間には、式 (2.36) の関係があるので、それぞれ独立に設定することはできない [40]。

2.3.3 オブザーバの設計法

前節の議論より、 $\|T\|_\infty$ には、オブザーバの極が含まれる。よって、速度同定誤差が磁束推定に及ぼす影響を最小にするためには、 $\|T\|_\infty$ を最小にするような極配置をすればよいことが分かる。

式 (2.36) , (2.38) より、 $\|T\|_\infty$ は、

$$\|T\|_\infty = \left| \frac{1}{\omega_{rc}} \right| \sqrt{1 + \left(\frac{\beta}{\alpha}\right)^2} \tag{2.39}$$

となり、外乱抑圧能力の回転速度 ω_{re} およびオブザーバの極 $(-\alpha, \beta)$ への依存性を定量的に示すことができる。

この式から、 $\|T\|_\infty$ を最小化する極は、

$$\beta = 0 \quad (2.40)$$

と求まる。従って、オブザーバの極を実軸上に配置すれば、 α の値にかかわらず外乱抑圧能力は最適化され、速度推定誤差に対してロバストな磁束推定が可能となる。

この最適な外乱抑圧能力は、式(2.39)、(2.40)から次式のように示すことができる。

$$\min \|T\|_\infty = \left| \frac{1}{\omega_{re}} \right| \quad (2.41)$$

式(2.41)を用いれば、最小化された磁束推定誤差の振幅の最大値を求めることができる。

極を $\beta = 0$ とすることにより、外乱抑圧能力を最適化する極配置は、 α には無関係となる。さて、 α については、収束性を考慮することにより大きい方が望ましいとの条件が導かれるが、本手法ではさらに、以下に述べることを考慮し、 α の配置を決定する。

速度の適応則は、磁束推定誤差の大きさの影響を大きく受ける。加減速時のように速度の推定誤差が急変した時、磁束推定誤差が急変する可能性があり、速度適応則にとって好ましくない。そこで、過渡的に閉ループへ混入する外乱を一定の値以下に抑え、磁束推定誤差の急変を抑圧する必要がある。このため、次式のように $\|F_w\|_2$ を一定の値 ν で抑える。

$$\|F_w\|_2 = \nu \quad (\nu: \text{設定値}) \quad (2.42)$$

これによって、 α は、単に大きくするよりも、式(2.36)、(2.42)より、次式のように配置することが望ましい。

$$\alpha = \nu |\omega_{re}| \quad (2.43)$$

式(2.43)、(2.40)より、極は速度により実軸上を移動させればよいという結論が得られた。

2.4 巻線抵抗, インダクタンス及び起電力定数変動による影響

ブラシレス直流モータにおいては、巻線抵抗及び起電力定数の変動が大きい [41]。2.2.1節で述べた線形状態方程式をモデルに使った適応同次元オブザーバを適用した場合、これらの変動が位置・速度推定に定常的には影響しないことが文献 [31] によって示されている。

ここでは、適応スライディングオブザーバを適用した場合でも、同様のことがいえることを示し、さらに本節ではインダクタンスの変動についても検討する。

2.4.1 巻線抵抗変動の影響

パラメータ誤差 ψ が、式 (2.8) の抵抗変動 ψ_R のみであると仮定した時の磁束推定誤差を e_{2R} とする。

また、極は実軸上を移動させるとし、 $\beta = 0$ の仮定の下で以下の議論を進める。

(1) 位置推定に対する影響

推定位置は、磁束を推定することによって得るので、 e_{2R} について考察する。式 (2.8) と式 (2.19) を、誤差方程式 (2.17) に代入すると、次式になる。

$$\dot{e}_{2R} = \bar{A}e_{2R} + [-G \quad I] \left[-\frac{1}{L}I \quad 0 \right]^T \cdot \hat{i} \cdot \Delta R \quad (2.44)$$

ここで、抵抗変動の影響が現れる時間を $t = 0$ として、式 (2.44) を時間領域の e_2 について解くと次式のように求まる [42] [43]。ただし、 $\hat{i}(0)$ は、時刻 $t = 0$ の時の \hat{i} である。

$$e_{2R}(t) = e_{2Rs} + e_{2Rt} \quad (2.45)$$

ただし、

$$e_{2Rs} \equiv \frac{\Delta R}{\omega_{re}} J \hat{i}$$

$$e_{2Rt} \equiv -\frac{\Delta R}{\omega_{re}} \varepsilon^{-\alpha t} J \hat{i}(0)$$

2.2.2節で述べたように、ブラシレス直流モータは、 i と $\hat{\lambda}$ が直交するように制御するため

$$\hat{\lambda} // J i \quad (2.46)$$

である。スライディングモードが発生している時、 $i = \hat{i}$ とみなせるので、巻線抵抗変動による磁束推定の影響は、図 2.5 のように表すことができる。 $\hat{i}(0)$ は、位相が変化せず、大きさが減少していくベクトルであるので、図 2.5 のようなベクトル図では、 $\hat{i}(0)$ を含む e_{2Rt} は回転しながら減衰するベクトルとなる。よって、 λ ベクトルは過渡時を考慮しても、図 2.5 の円内に収まることになり、位置推定誤差はワーストケースでも、 λ が図示した位置にある時の $\Delta\theta_{re}$ で抑えられることになる。例えば、2.6節で行うシミュレーションの場合、 $R = 1.5\hat{R}$, $\|i\| = 2.4A$, $\omega_{rm} = 200\text{rpm}$ であるが、この時の $\Delta\theta_{re}$ は最大でも 3.15° で抑えられることになる。もっとも、定常状態では、式 (2.45), 図 2.5 より明らかのように、推定磁束の振幅誤差には影響を及ぼすものの位相には影響せず $\Delta\theta_{re} = 0$ となり、位置推定に影響を及ぼさない。

(2) 速度推定に対する影響

ここでは、速度同定のための適応則に用いる信号 z について考察する。

速度誤差 $\Delta\omega_{re}$ と ΔR が同時に存在する時の信号 z は式 (2.16) より次式のように書きなおせる。

$$z = A_{12}e_{2\omega} + A_{12}e_{2R} + D_{1\omega}\omega_{\omega}\psi_{\omega} + D_{1R}\omega_R\psi_R \quad (2.47)$$

式 (2.45) より、

$$A_{12}e_{2R} = \frac{\Delta R}{L} \hat{I} i - \frac{\Delta R}{L} \varepsilon^{-\alpha t} I \hat{i}(0) \quad (2.48)$$

となり、式 (2.8) より、

$$D_{1R}\omega_R\psi_R = -\frac{\Delta R}{L} \hat{I} i \quad (2.49)$$

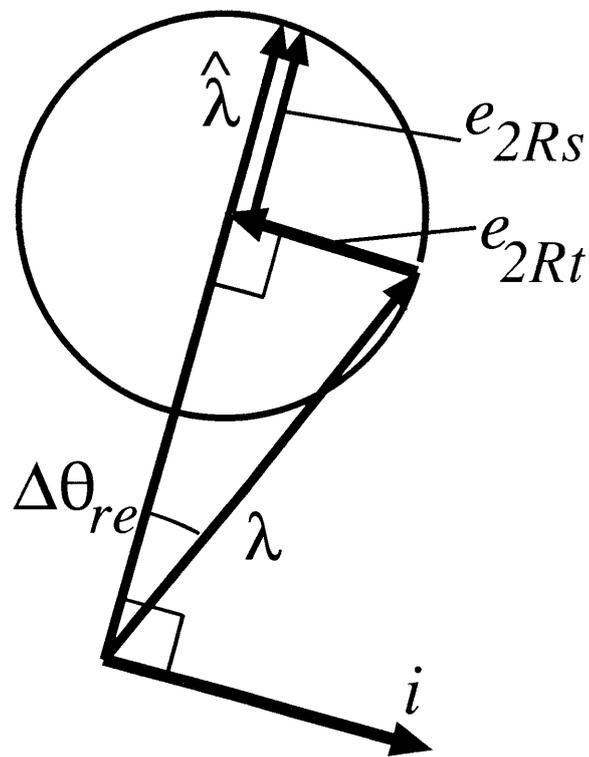


図 2.5: 巻線抵抗変動による磁束推定誤差

となる。この結果、信号 z は次式のようにになる。

$$z = A_{12}e_{2\omega} + D_{1\omega}w_{\omega}\psi_{\omega} - \frac{\Delta R}{L}\varepsilon^{-\alpha t}\hat{i}(0) \quad (2.50)$$

また、式 (2.7) より、

$$D_{1\omega}w_{\omega}\psi_{\omega} = -\frac{\Delta\omega_{re}}{L}J\hat{\lambda} \quad (2.51)$$

であるので、以上のことを、図 2.6 のように表すことができる。

過渡項 e_{2Rt} の収束した後の定常状態では、式 (2.50) および図 2.6 より、信号 z は巻線抵抗の影響を受けない。式 (2.28) に示したように、速度推定はスイッチング信号 z と $-J\hat{\lambda}$ の内積をとることによって行われる。よって巻線抵抗変動は速度推定に対して定常的に影響しないことがいえる。

次に、時間が十分たっていない状態、すなわち過渡状態について述べる。この時、 z ベクトルは図 2.6 の円内に収まることになる。2.2.4 節で述べたように、速度の適応同定は z ベクトルと $D_{1\omega}w_{\omega}\psi_{\omega}$ ベクトルのなす角が 90° 以内であるという条件を用いている。しかし、過渡状態では、図 2.6 から分かるように、図中の円の半径が大きい時、 z ベクトルと $D_{1\omega}w_{\omega}\psi_{\omega}$ ベクトルのなす角が 90° を越える場合があり、速度推定誤差を生じる場合がある。しかし、式 (2.50) の第 3 項は、時間と共に指数関数的に減少するので、図 2.6 から、 z ベクトルと $D_{1\omega}w_{\omega}\psi_{\omega}$ ベクトルのなす角は短時間に 90° 以内になり、速度推定誤差はすばやく収束すると考えられる。

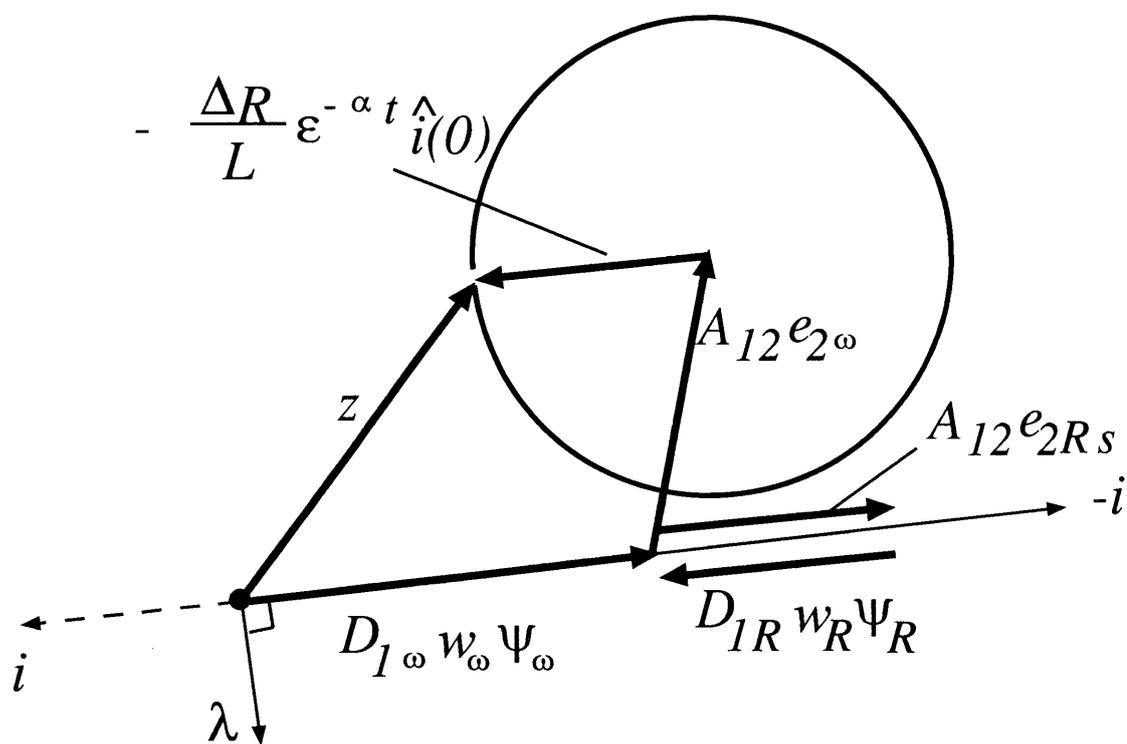
2.4.2 インダクタンス変動の影響

パラメータ誤差 ψ が、式 (2.9) のインダクタンス変動 ψ_L のみであると仮定した時の磁束推定誤差を e_{2L} とする。

また、 $\beta = 0$ の仮定の下で以下の議論を進める。

(1) 位置推定に対する影響

e_{2L} について考察する。

図 2.6: 巻線抵抗変動がある時の信号 z

式 (2.9) と式 (2.19) を使って、誤差方程式 (2.17) に代入すると、次式になる。

$$\dot{e}_{2L} = \bar{A}e_{2L} + [-G \quad I] \begin{bmatrix} \frac{R}{\hat{L}L} I & \frac{\omega r_e}{\hat{L}L} J & -\frac{1}{\hat{L}L} I \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i} \\ \hat{\lambda} \\ v \end{bmatrix} \Delta L \quad (2.52)$$

ここで、 v は次式で表されることに注意されたい。

$$v = Ri + pLi + p\lambda \quad (2.53)$$

ただし、

p : 微分演算子

インダクタンス変動の影響が現れる時間を $t = 0$ として、式 (2.53) を考慮し、さらに $i = \hat{i}$ とみなして、式 (2.52) を時間領域の e_2 について解くと、次式が求まる。

$$e_{2L}(t) = e_{2Ls} + e_{2Lt} \quad (2.54)$$

ただし、

$$e_{2Ls} \equiv -\frac{\Delta L}{1 - \frac{\Delta L}{L}} Ii$$

$$e_{2Lt} \equiv \frac{\Delta L}{1 - \frac{\Delta L}{L}} \varepsilon^{-\alpha t} Ii(0)$$

式 (2.46) , (2.54) より、インダクタンス変動による磁束推定の影響は、図 2.7 のように表すことができる。図 2.7(a) は、 $\Delta L = \hat{L} - L > 0$ の時を示し、図 2.7(b) は、 $\Delta L < 0$ の時を示している。 $\Delta L > 0$ の時は推定磁束の位相は遅れ、 $\Delta L < 0$ の時は、推定磁束の位相が進むことが分かる。

ベクトル λ は、過渡項 e_{2Lt} が十分収束していない過渡時を考慮しても、図 2.7 の円内に収まることになり、位置推定誤差はワーストケースでも、 λ が破線で図示した位置にある時の $\Delta\theta_{re}$ で抑えられることになる。例えば、 $L = 1.2\hat{L}$, $\|i\| = 8.2\text{A}$ (電流の大きさの最大値) とした時でも、 $\Delta\theta_{re}$ は最大でも 2.61° で抑えら

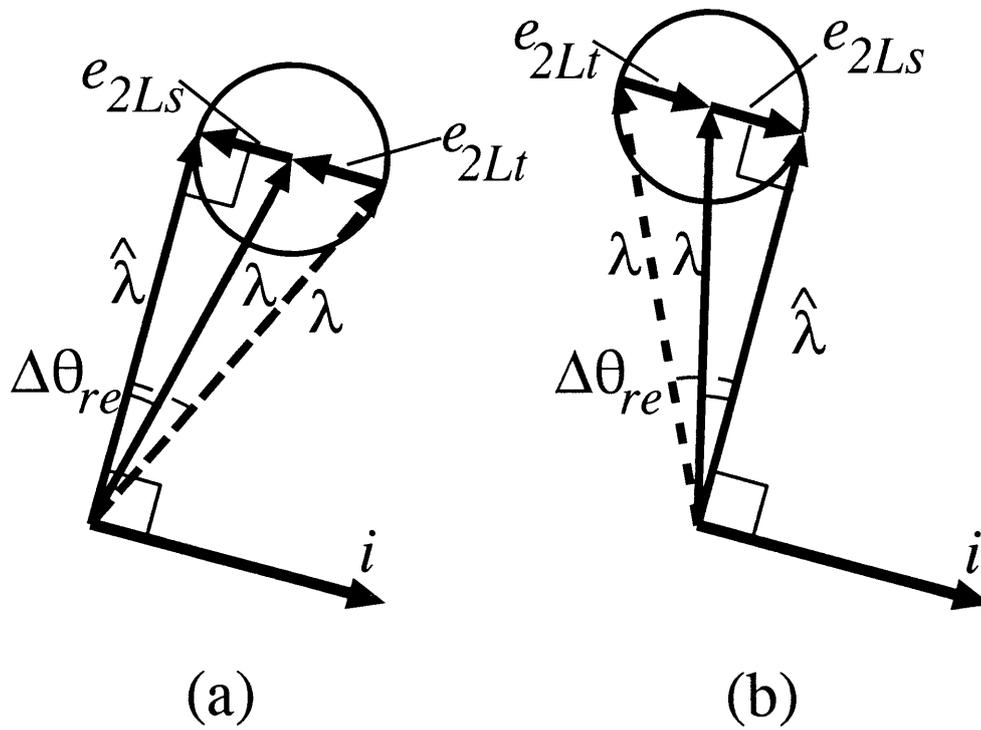


図 2.7: インダクタンス変動による磁束推定誤差

れることになる。定常状態では、ベクトル λ は図 2.7の実線で表され、同じ条件の時 $\Delta\theta_{re} = 1.31^\circ$ となる。よって、定常状態と過渡状態において小さく、インダクタンス変動は、位置推定にほとんど影響を与えないことが分かる。

(2) 速度推定に対する影響

速度誤差 $\Delta\omega_{re}$ と ΔL が同時に存在する時の信号 z は式 (2.16) より次式のよう書きなおせる。

$$z = A_{12}e_{2\omega} + D_{1\omega}w_{\omega}\psi_{\omega} + z_L \quad (2.55)$$

ただし、

$$z_L \equiv A_{12}e_{2L} + D_{1L}w_L\psi_L \quad (2.56)$$

式 (2.9) , (2.53) より、

$$D_{1L}w_L\psi_L = \frac{1}{\hat{L}L}(-L\omega_{re}Ji + \omega_{re}J e_{2L})\Delta L \quad (2.57)$$

式 (2.54) , (2.57) を、式 (2.56) に代入すると、

$$z_L = z_{Ls} + z_{Lt} \quad (2.58)$$

ただし、

$$\begin{aligned} z_{Ls} &\equiv \left(-\frac{\omega_{re}}{L}J + \frac{\omega_{re}}{\hat{L}L}\Delta LJ\right) \left(\frac{-\Delta L}{1 - \frac{\Delta L}{L}}\right) Ji - \frac{\omega_{re}}{\hat{L}}\Delta LJi \\ z_{Lt} &\equiv \left(-\frac{\omega_{re}}{L}J + \frac{\omega_{re}}{\hat{L}L}\Delta LJ\right) \left(\frac{-\Delta L}{1 - \frac{\Delta L}{L}}\right) \varepsilon^{-\alpha t} Ji(0) \end{aligned}$$

となる。

ブラシレス直流モータの電流 i は、 $\hat{\lambda}$ に垂直の方向に流すため、 Ji と $\hat{\lambda}$ との平行の関係が成り立つ。また、 $\hat{\lambda}$ と $-J\hat{\lambda}$ との直交の関係が成り立ち、式 (2.58) より、 z_{Ls} と Ji との平行の関係が成り立つ。よって、式 (2.55) より、信号 z は、図 2.8のように表すことが出来る。

過渡項 z_{Lt} が収束した後の定常状態について述べる。式 (2.28) に示したように、速度推定は信号 z と $-J\hat{\lambda}$ の内積をとることによって行われている。図 2.8

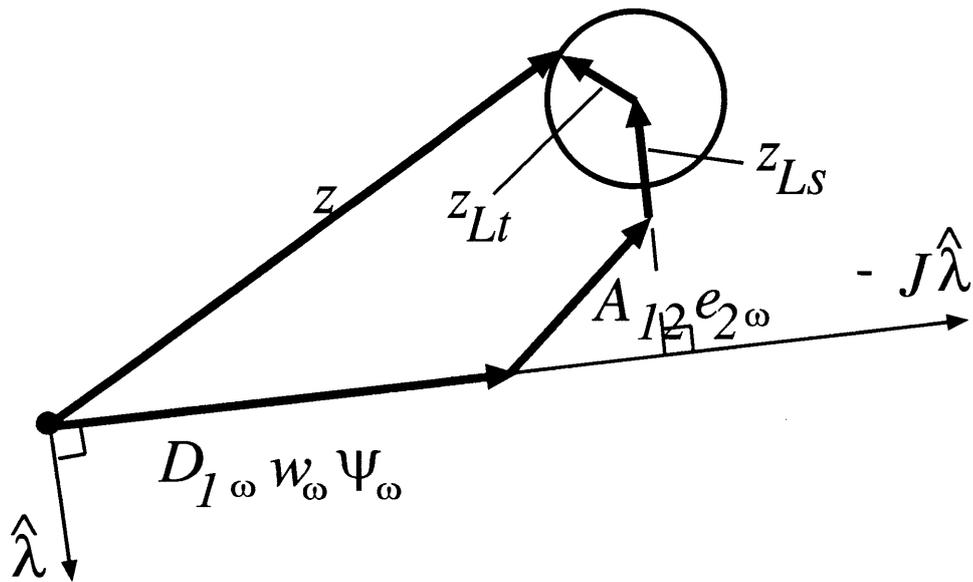


図 2.8: インダクタンス変動がある時の信号 z

から明らかなように、インダクタンス変動は z と $-J\hat{\lambda}$ の内積には影響を与えず、速度推定に対して影響しない。

時間 t が十分大きくない状態、すなわち過渡状態では、ベクトル z は図 2.8 の円内に収まる。よって巻線抵抗変動の場合と同様、図の円の半径が大きい時、速度推定誤差を生じさせる場合があるが、すばやく収束すると考えられる。

2.4.3 起電力定数変動による影響

起電力定数 K_E は、オブザーバのパラメータではなく、状態変数 λ に含まれるものであるから、 K_E が変動すると λ が変動するが、 $\hat{\lambda}$ は λ に収束するので、位置推定に影響を与えないのは自明である。また、同様の理由により信号 z に誤差情報が現われないので、速度推定にも影響を与えないことも自明である。

2.5 始動時における可観測性

始動時 $\omega_{re} = 0$ における、式 (2.1) で表されるモータシステムの可観測性については、式 (2.1) において、

$$\text{rank}[C^T, A^T C^T, (A^T)^2 C^T, (A^T)^3 C^T] < 4 \quad (2.59)$$

であるので、文献 [31] に示されているように不可観測となる [42]。このことは、始動時の磁束推定すなわち位置推定は不可能であることを示している。

従って、始動時はオープンループで同期電動機として始動させた後、適応スライディングオブザーバにより磁束、速度を推定させ、ある一定の回転数に達した時点で閉ループ制御に切り換えるなどの方法 [19] をとる必要がある。

しかしながら、不特定負荷が存在する場合は、同期運転させ加速することも困難である。不特定負荷が存在する場合は、本論文第 4 章および第 5 章に示す方法を用いて、加速してから閉ループ制御に切り換える必要がある。

表 2.1: ブラシレスDCモータの諸定数

resistance	R	0.425	$[\Omega]$
inductance	L	3.78	$[mH]$
inertia	J	0.00255	$[kg \cdot m^2]$
pole pairs	p	2	
e.m.f. const.	K_E	0.233	$[V \cdot s/rad]$
rated velocity		2000	$[r/min]$
maximum current		8.2	$[A]$
DC source voltage		150	$[V]$

2.6 シミュレーション結果

適応スライディングオブザーバにより得られる位置・速度推定値を用いて定格出力 0.8kW 相当のブラシレス直流モータの速度制御系のシミュレーションを行った。

シミュレーションに使った定数を表 2.1 に示す。

システムは、図 2.1, 図 2.2 のように構成した。インバータは、ヒステリシスコンパレータによる三相電流追従制御 PWM インバータを用いた。PWM インバータの最大スイッチング周波数は 10kHz に、ヒステリシスコンパレータのヒステリシスの幅は 0.35A に設定した。速度制御系の PI コントローラの P ゲインは $K_P=0.33$, I ゲインは $K_I=0.99$ に設定した。適応スライディングオブザーバのサンプリングタイムは $25\mu s$ としたが、これは DSP を用いた場合には十分実現可能と考えられる。速度制御のサンプリングタイムは、 $250\mu s$ とした。また、定格周波数 66Hz を考慮し、信号 z を得るためのローパスフィルタの遮断周波数を 120Hz とした。式 (2.28) の適応ゲインは、 $g = 50.0$ に設定した。

なお、本章で用いる ω_{rm} は、機械角での速度を示している。

2.6.1 提案する極配置を用いた加減速運転の評価

図 2.9は速度指令値 ω_{rm}^* を $20 \rightarrow 2000 \rightarrow 20$ rpm と変化させた場合であり、図 2.10は ω_{rm}^* を $20 \rightarrow 200 \rightarrow 20$ rpm と変化させた場合である。この時、オブザーバの極は、2.3.3節に従い、式 (2.40) , (2.43) のように配置し、 $\nu = 1.19$ に設定した。いずれの場合も、位置推定誤差 $\hat{\theta}_{re} - \theta_{re}$ は $\pm 8^\circ$ 以下であり、定格速度 2000rpm の 0.4%以下の速度制御精度が得られた。

図 2.11,2.12は、速度指令値 ω_{rm}^* を $20 \rightarrow 200 \rightarrow 20$ rpm と変化させたときの結果である。図 2.11は、極を $\alpha = 10, \beta = 0$ に固定して配置し、図 2.12は、極を $\alpha = 10, \beta = 20$ に固定して配置した。

図 2.10は図 2.11より、良好な速度推定および加減速が行われており、また、図 2.11は図 2.12より良好な結果が得られており、2.3.3節の極配置が妥当であることを示している。

2.6.2 巻線抵抗変動による影響

次に、200rpm の定速運転時に、時刻 250ms の時点で 1.0Nm の負荷トルクをステップ的に加え、900ms の時点でモータの巻線抵抗を 50%増加させた。その時の、速度推定誤差 $\hat{\omega}_{rm} - \omega_{rm}$ を図 2.13に示し、位置推定誤差 $\hat{\theta}_{re} - \theta_{re}$ を図 2.14に示し、磁束 λ_α と推定磁束 $\hat{\lambda}_\alpha$ を図 2.15に示す。極は、2.3.3節に従い、式 (2.40) , (2.43) のように配置し、 $\nu = 1.19$ に設定した。図 2.13は、巻線抵抗変動が定常的には、速度推定に影響しないことを示している。図 2.14は、過渡状態において、位置推定誤差が2.4.1(1) で述べた結果よりも小さい値で抑えられていることを示している。また、図 2.15は、巻線抵抗変動によって、推定磁束に振幅誤差が現われるが、位相には影響していないことを示しており、巻線抵抗変動が定常的には位置推定に影響していないことがわかる。

2.6.3 インダクタンス変動による影響

次に 200rpm の定速運転時に時刻 250ms の時点で 1.0Nm の負荷トルクをステップ的に加え、900ms の時点でインダクタンスを 20%増加させた。その時

の、速度推定誤差 $\hat{\omega}_{rm} - \omega_{rm}$ を図2.16に示し、位置推定誤差 $\hat{\theta}_{re} - \theta_{re}$ を図2.17に示す。極は、2.3.3節に従い、式(2.40)、(2.43)のように配置し、 $\nu = 1.19$ に設定した。図2.16は、インダクタンス変動が、速度推定に影響しないことを示している。過渡状態においても影響がなかったのは、図2.8の z_{Lt} が小さく影響を及ぼさなかったためと考えられる。また、250ms以降は、 $\|i\| = 2.4\text{A}$ の電流が流れており、式(2.54)、図2.7(b)より、インダクタンス変動による位置推定誤差 $\Delta\theta_{re}$ は最大で 0.765° と求められ、また定常状態では、 $\Delta\theta_{re} = 0.381^\circ$ と求められる。図2.17の900ms以降の結果をみると、理論とよく一致している。

2.7 まとめ

本章で得られた結果を以下に示す。

- (1) ブラシレス直流モータの位置・速度センサレス制御のための位置・速度推定において、永久磁石同期電動機の線形モデルに適応スライディングオブザーバを適用することを提案した。
- (2) リアプノフの安定論を用いることにより安定性を明確に示すことのできる速度の適応則を導出した。
- (3) 巻線抵抗変動に対して完全にロバストな位置・速度推定が可能なことを示した。
- (4) スライディングオブザーバの誤差方程式が低次元化されることを利用し、速度推定誤差による外乱から磁束推定誤差への伝達関数の H_∞ ノルムを考慮したオブザーバの設計法を適用して、速度推定誤差に対してロバストな位置(磁束)推定が可能な極配置を明らかにした。
- (5) 提案するシステムが良好な特性を示すことを、シミュレーションにより検証をした。

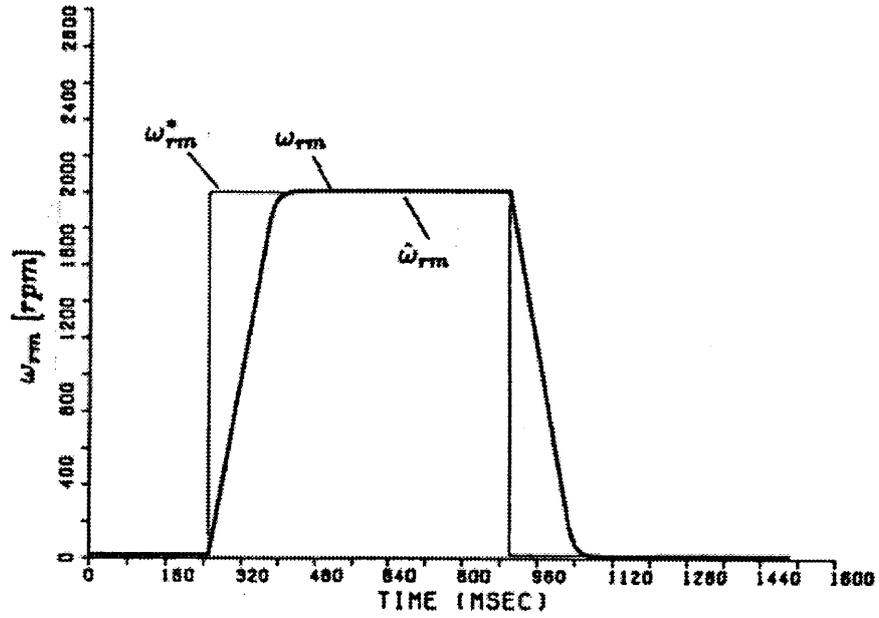


図 2.9: 加減速運転 (ω_{rm}^* : 20 → 2000 → 20rpm)

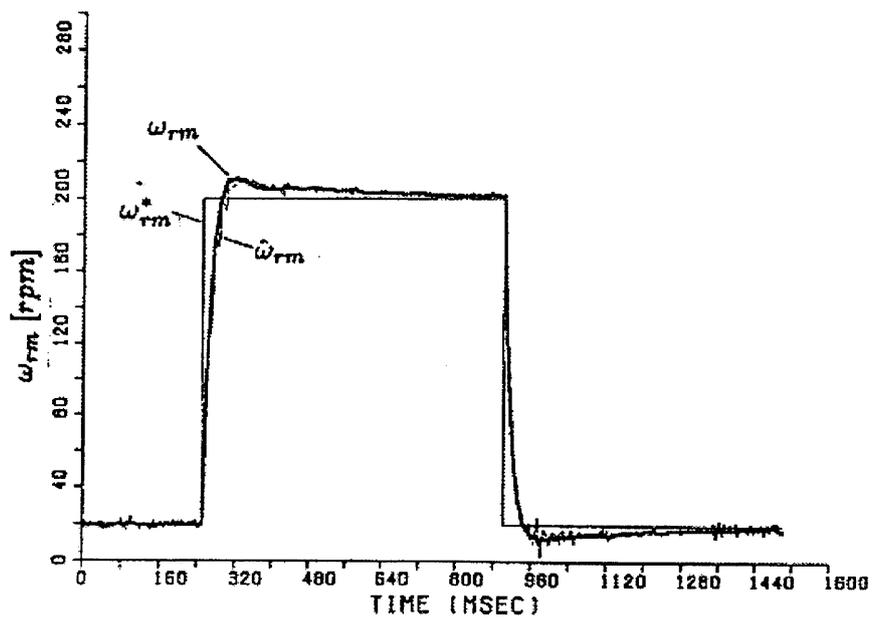


図 2.10: 加減速運転 (ω_{rm}^* : 20 → 200 → 20rpm)

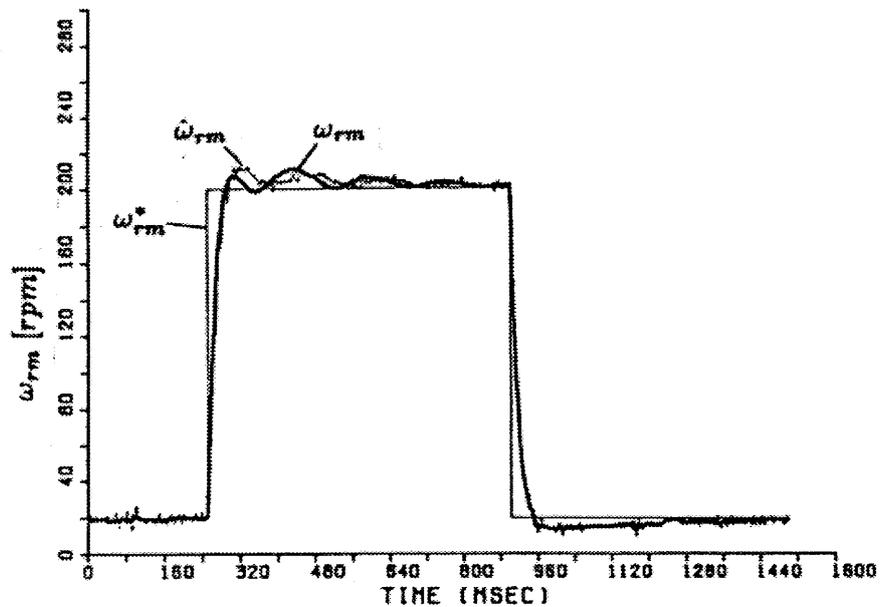


図 2.11: 加減速運転 (極配置 $\alpha = 10, \beta = 0$)

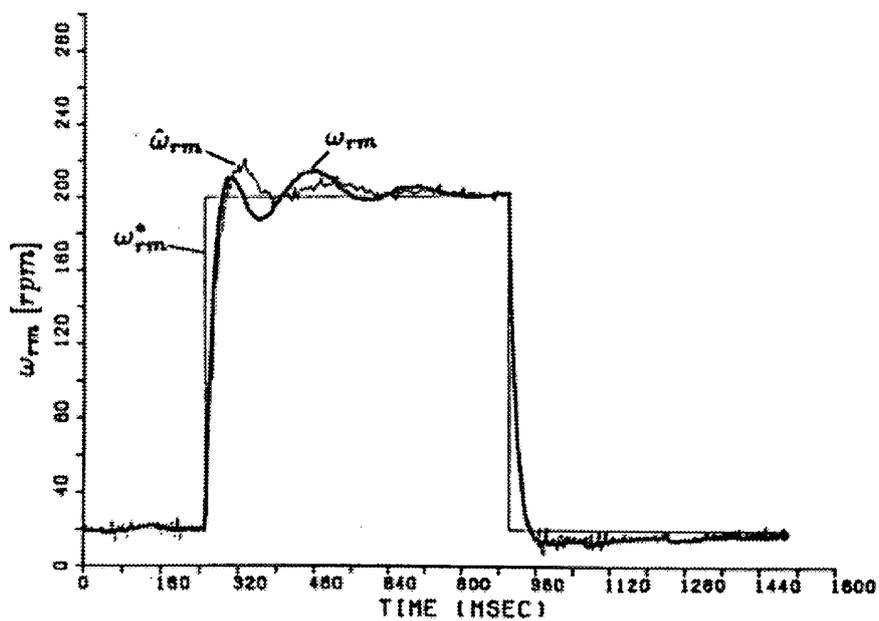


図 2.12: 加減速運転 (極配置 $\alpha = 10, \beta = 20$)

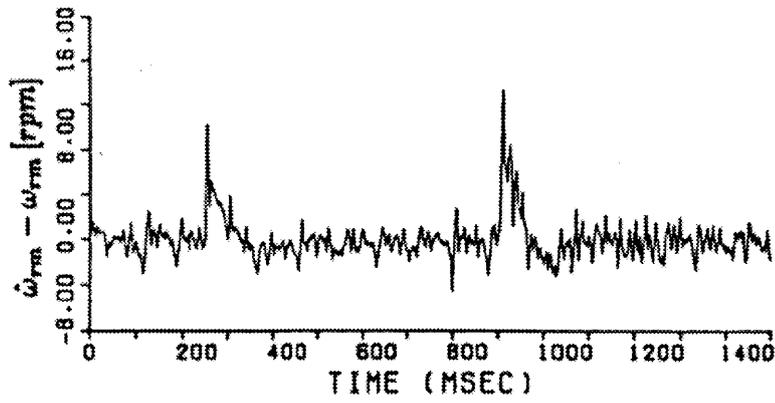


図 2.13: 巻線抵抗変動時の速度推定誤差

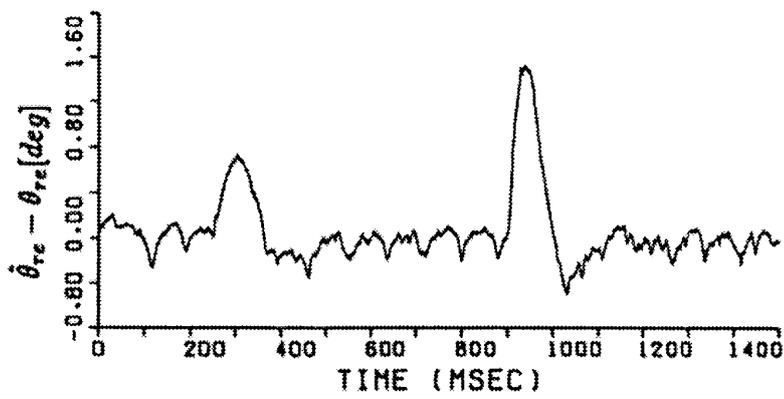


図 2.14: 巻線抵抗変動時の位置推定誤差

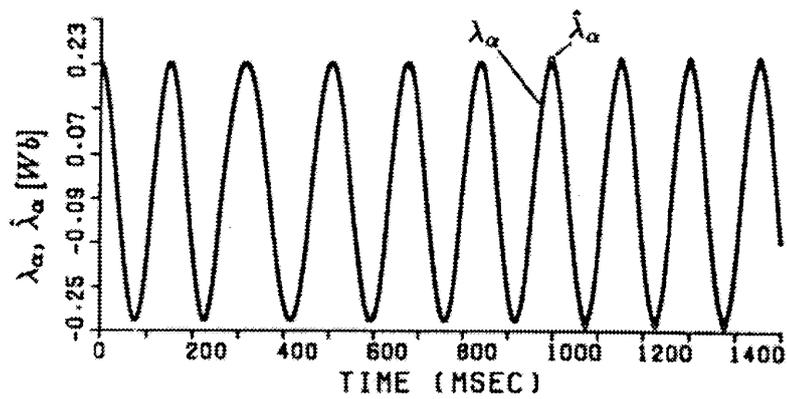


図 2.15: 磁束及び推定磁束

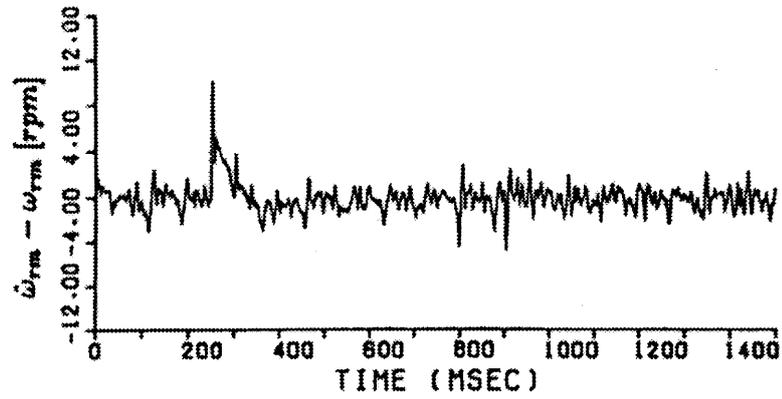


図 2.16: インダクタンス変動時の速度推定誤差

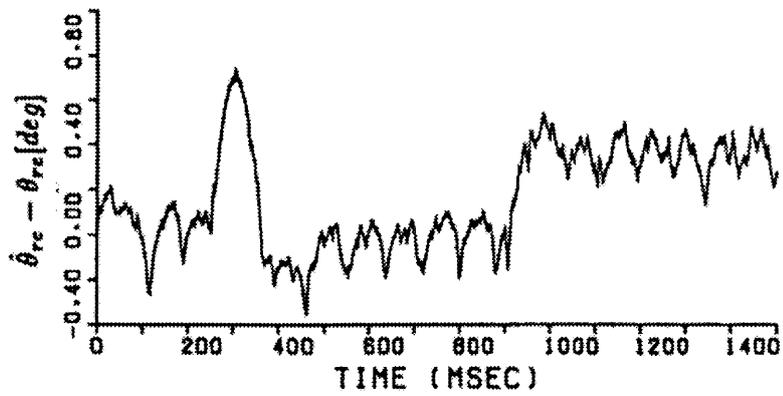


図 2.17: インダクタンス変動時の位置推定誤差

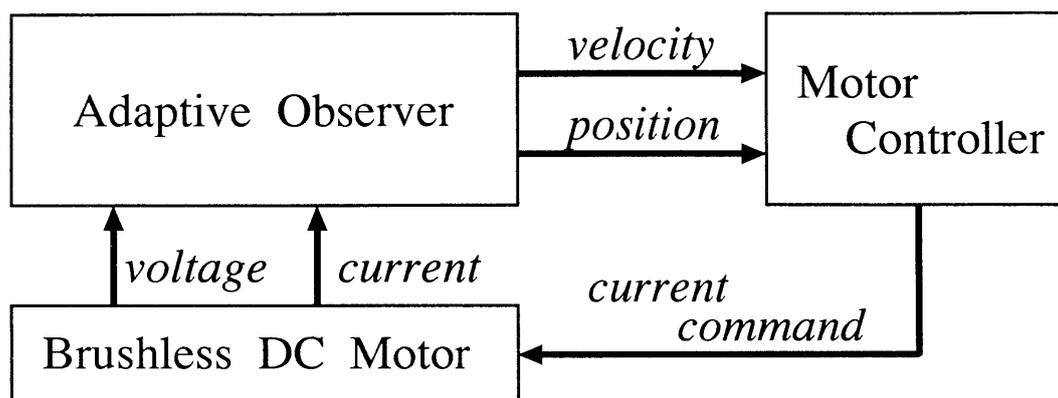
第 3 章

外乱オブザーバと適応速度同定による位置・速度センサレス制御

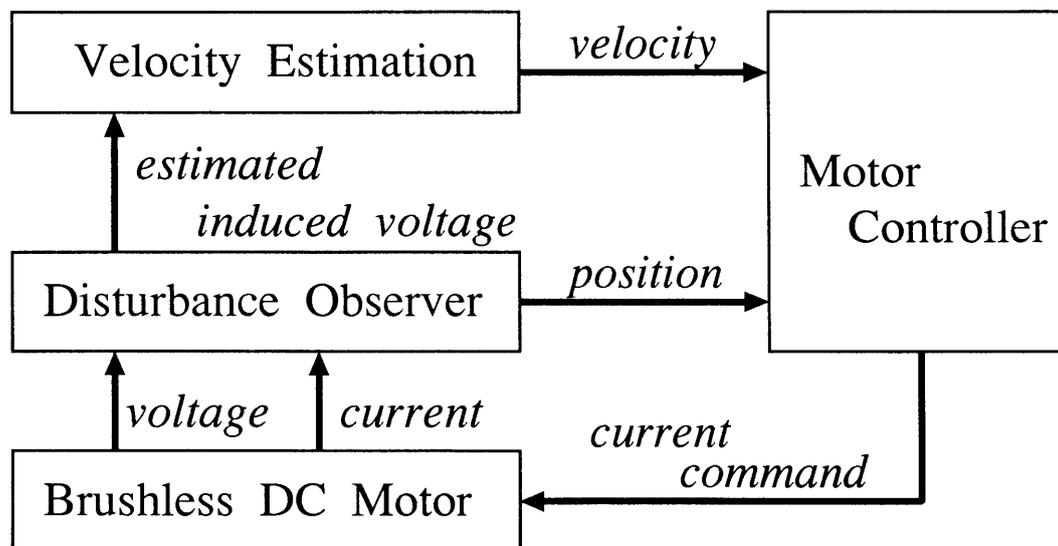
3.1 はじめに

前章では、位置・速度センサレス制御において、制御理論を適用した例として、適応同次元オブザーバ [31] をあげた。さらに、この適応同次元オブザーバに用いられている線形モデルに適応スライディングオブザーバを適用することを提案し、極配置問題について明らかにした。これらの方法においては、位置・速度推定の安定性は明確である。しかし、これらのオブザーバは 4 次元の方程式で構成されているので、システムが複雑になるという欠点を持っている。加えて、図 3.1(a) のように、適応速度同定は位置推定に統合されているため、位置推定すなわち磁束推定には、オブザーバのモデルのパラメータとして正確な速度を必要とする。それゆえ、推定位置と推定速度を同時に真値に収束させるためには、オブザーバのゲインと速度同定のゲインを同時に調節しなければならない。

そこで、本章では、外乱オブザーバを用いた新しい位置・速度センサレス制御を提案する。ブラシレス直流モータの方程式における非線形項は、位置と速度の情報をもった速度起電力である。この非線形項を外乱とみなし、外乱オブザーバを用いて速度起電力を推定する。位置は速度起電力の方向でわかるので、位置推定の安定性は保証されている。さらに、本章では、ポポフの超安定



(a) 適応オブザーバに基づくシステムの構成



(b) 提案するシステムの構成

図 3.1: オブザーバを用いたシステム

論で安定性が保証されている適応速度同定を提案する [44] – [53]。

外乱オブザーバも適応速度同定も 2 次元の方程式である。よって、演算時間は、第 2 章の方法より短くできることが期待できる。また、図 3.1(b) のように、外乱オブザーバは適応速度同定とは独立しており、パラメータとして速度を用いない。それゆえ、提案する方法では、まず最初に速度起電力を推定するための外乱オブザーバを調節する。そのあと、推定された速度起電力を用いる適応速度同定が調節する。これらは、独立して調節でき、オブザーバの極と適応ゲインの調整が簡単となる。それゆえ、提案する方法は、適応同次元オブザーバ [31] や前章で提案した適応スライディングオブザーバを用いる方法より有利である。

本章では、外乱オブザーバの極配置についても述べる。また、本方法では、抵抗やインダクタンスや起電力定数のようなパラメータ変動が位置・速度推定に影響しないことを示す。

最後に、実験結果により、提案するシステムが有効であることを示す。

3.2 外乱オブザーバを用いた速度起電力推定の原理

3.2.1 外乱オブザーバの構成

速度起電力は、外乱オブザーバを用いて推定することができる。本章で用いた外乱オブザーバは、外乱トルクを推定するモータの機械方程式を基にした外乱トルクオブザーバではなく、速度起電力を推定するモータの電気方程式を基にした外乱電圧オブザーバである。固定子座標 $(\alpha - \beta)$ 上のブラシレス直流モータの方程式は次式となる。

$$v = (R + pL)Ii + e \quad (3.1)$$

ただし、

$$\begin{aligned} v &= [v_\alpha \quad v_\beta]^T \\ i &= [i_\alpha \quad i_\beta]^T \end{aligned}$$

$$e = [e_\alpha \quad e_\beta]^T = [-K_E \cdot \omega_{re} \cdot \sin \theta_{re} \quad K_E \cdot \omega_{re} \cdot \cos \theta_{re}]^T$$

$$I = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}$$

ω_{re} : 電気角での角速度

θ_{re} : 電気角でのロータ位置

K_E : 起電力定数

p : 微分演算子

R : 抵抗

L : インダクタンス

式(3.1)は、速度起電力の項 e を持っており、この電圧 e を一種の外乱電圧とみなし、外乱オブザーバで推定する。電圧 e は正弦波状に変化する。しかし、外乱オブザーバを構成するために、 $\dot{e} = 0$ を仮定する。 $\dot{e} = 0$ の仮定により生じた外乱オブザーバの推定誤差は、3.2.2節で説明するように小さい。 $\dot{e} = 0$ の仮定の下で、ブラシレス DC モータの状態方程式及び出力方程式は次式となる。

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i \\ e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i \\ e \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_1 \\ 0 \end{bmatrix} v \quad (3.2)$$

$$i = [I \quad 0] \cdot \begin{bmatrix} i \\ e \end{bmatrix},$$

ただし、

$$A_{11} = -(R/L)I = a_{11}I$$

$$A_{12} = -(1/L)I = a_{12}I$$

$$B_1 = (1/L)I = b_1I$$

最小次元オブザーバは次のように構成される。

$$\dot{\hat{i}} = A_{11}\hat{i} + A_{12}\hat{e} + B_1v \quad (3.3)$$

$$\dot{\hat{e}} = G(\hat{i} - i) \quad (3.4)$$

$$= A_{11}G\hat{i} + A_{12}G\hat{e} + B_1Gv - G\dot{i}, \quad (3.5)$$

ただし、

$$G = g_1 I$$

であり、 $\hat{\cdot}$ は、推定値である。式 (3.2),(3.5) より、速度起電力の誤差方程式は、次のようになる。

$$\dot{\varepsilon}_2 = \dot{\hat{e}} - \dot{e} = A_{12} G \varepsilon_2 = \bar{A} \varepsilon_2 = (-\alpha I) \varepsilon_2 \quad (\alpha > 0), \quad (3.6)$$

ただし、

$$\begin{aligned} \bar{A} &= A_{12} G, \\ \alpha &= -a_{12} g_1 \quad : \text{オブザーバの極} \end{aligned} \quad (3.7)$$

式 (3.5) は、電圧 \hat{e} を推定するための外乱オブザーバであり、2次元の方程式である。式 (3.5) において、電流 i の微分値 \dot{i} を避けるため、パラメータ ξ を次のように導入する。

$$\xi = \hat{e} + G i \quad (3.8)$$

$$\dot{\xi} = \dot{\hat{e}} + G \dot{i} \quad (3.9)$$

それゆえ、式 (3.5) の外乱オブザーバは、次のように書き換えられる。

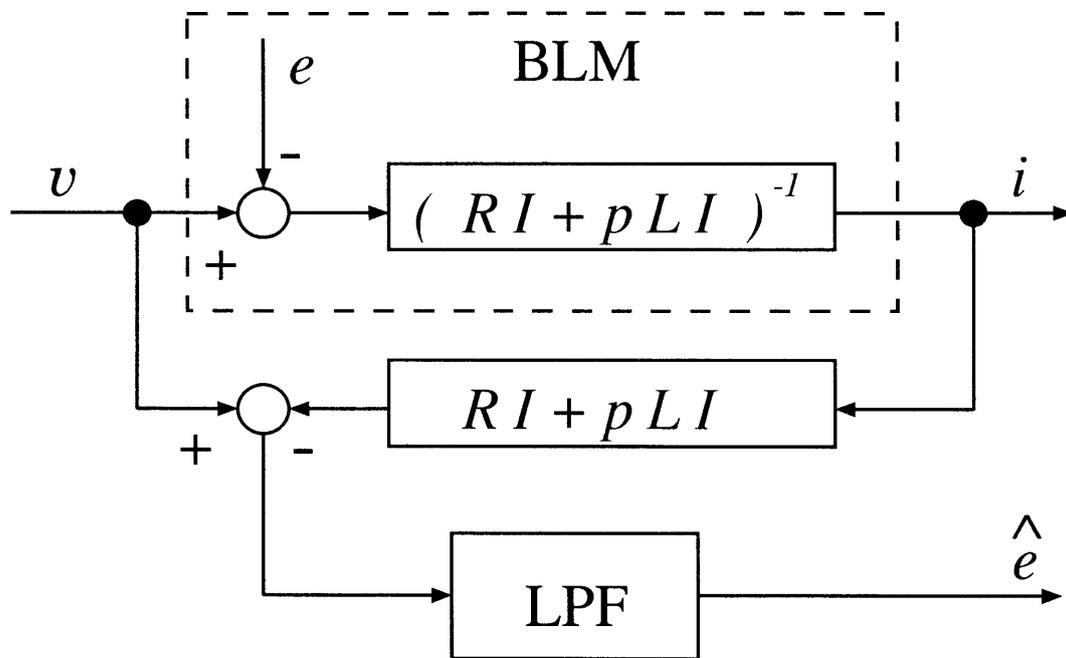
$$\dot{\xi} = A_{12} G \xi + B_1 G v + G(A_{11} I - A_{12} G) i \quad (3.10)$$

$$\hat{e} = \xi - G i \quad (3.11)$$

式 (3.10),(3.11) は、電圧 \hat{e} を推定するための実用的な外乱オブザーバである。外乱オブザーバの構成は、図 3.2 で示される。オブザーバの極 α と外乱オブザーバ (図 3.2) のなかにある LPF (ローパスフィルタ) のカットオフ周波数 f_{off} の関係は次のように示される。

$$f_{off} = \frac{\alpha}{2\pi} \quad (3.12)$$

電圧、電流から速度起電力 e を推定する方法は既に知られている。しかしな



$$\text{cut off freq. : } f_{\text{off}} = \frac{\alpha}{2\pi}$$

α : pole of observer

図 3.2: 外乱オブザーバの構成

がら、提案する方法では、従来の非線形モデルのかわりに線形モデルを基にしているため、速度起電力推定の安定性が図 3.2 に示すような外乱オブザーバを用いることによって保証されている点が異なる。

また、この速度起電力推定方法においては、オブザーバが 2 次元の方程式であり、モデルのパラメータとして速度を必要としない。

低速度 (3.6 節で示すように実験システムでは、定格負荷において 30rpm 以下) では、速度起電力が小さいため、速度起電力を推定するのは難しい。それゆえ、提案する方法を低速領域に適用することはできない。低速域では、第 4 章と第 5 章で提案する方法を用いる必要がある。

3.2.2 外乱オブザーバの極配置法

式 (3.10), (3.11) の外乱オブザーバは、 $\dot{e} = 0$ を仮定した式 (3.2) のモデルを使って構成されている。しかし、実際のシステムにおいては、電圧 e は正弦波状に変化し、電圧 e の微分値 \dot{e} は次のようになる。

$$\dot{e} = \omega_{re} J e, \quad (3.13)$$

ただし、

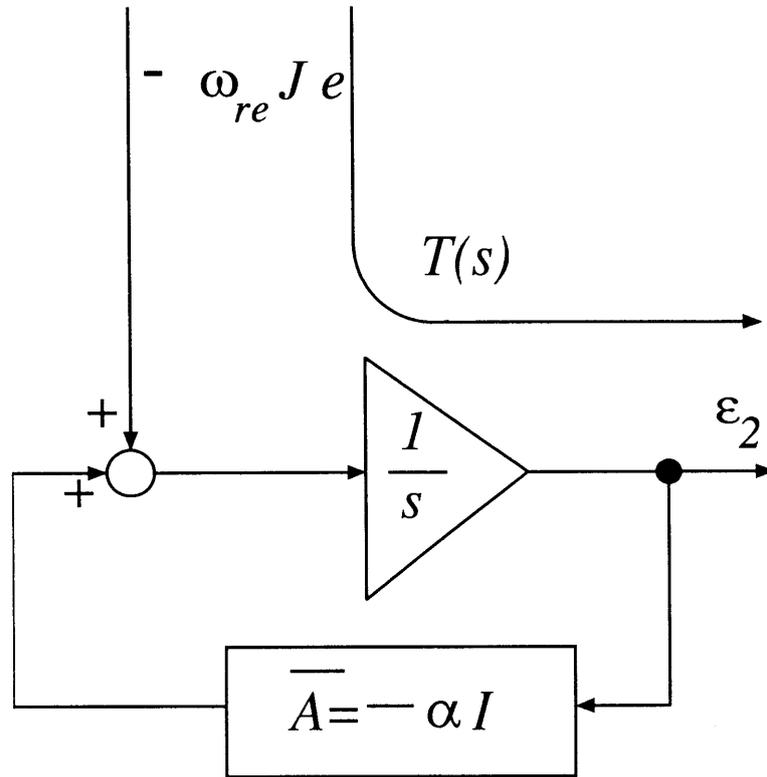
$$J = \begin{pmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix}$$

式 (3.13) の条件を基にした状態方程式は、式 (3.14) のように示される。式 (3.14) においては、電圧 v 、電流 i 、電圧 e の変化は、一般的に速度 ω_{re} の変化より速いので、速度 ω_{re} はパラメータとして扱える。

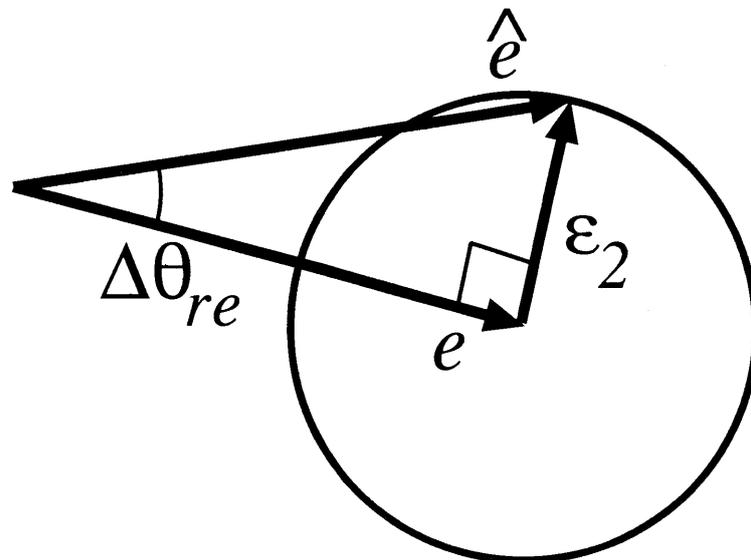
$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i \\ e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ 0 & \omega_{re} J \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i \\ e \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_1 \\ 0 \end{bmatrix} v \quad (3.14)$$

それゆえ、式 (3.5), (3.14) から速度起電力の推定誤差を記述した誤差方程式は、次式で示される。

$$\dot{\epsilon}_2 = \bar{A} \epsilon_2 - \omega_{re} J e \quad (3.15)$$



(a) 誤差方程式のブロック図



(b) 速度起電力の推定誤差

図 3.3: 速度起電力の推定誤差

この誤差方程式のブロック図は図 3.3(a) で示される。この方程式では、 $-\omega_{re}Je$ の項が定常推定誤差 ε_2 を生じさせる。

$-\omega_{re}Je'$ の項から速度起電力推定誤差 ε_2 への伝達関数 $T(s)$ を定義する。伝達関数 $T(s)$ は、次のように表される。

$$T(s) = (sI - \bar{A})^{-1} \quad (3.16)$$

$T(s)$ を次のように H_∞ ノルムを使って評価する [39]。

$$\begin{aligned} \|T\|_\infty &= \sup \frac{\|\varepsilon_2\|_2}{\|-\omega_{re}Je\|_2} \\ &= \sup_{\omega} \sigma_{max}[T(j\omega)] \\ &= \frac{1}{\alpha} \quad (\text{at } \omega = 0) \end{aligned} \quad (3.17)$$

ただし

$\sigma_{max}[\cdot]$: 最大特異値

式 (3.17) から、速度起電力に対する推定誤差の割合は、以下のように回転子の速度と極配置から決まる。

$$\frac{\|\varepsilon_2\|_2}{\|e\|_2} \leq \frac{|\omega_{re}|}{\alpha} \quad (3.18)$$

もし、推定誤差の割合の仕様が式 (3.19) のように与えられるならば、

$$\frac{\|\varepsilon_2\|_2}{\|e\|_2} \leq \nu \quad (\nu : \text{設定値}) \quad , \quad (3.19)$$

望ましい極 α は以下のように与えられる。

$$\alpha \geq \frac{|\omega_{re}|}{\nu} \quad (3.20)$$

極 α は、回転子速度に従って動く。この極配置は、外乱オブザーバの LPF のカットオフ周波数が回転子速度に従って変化することを意味している。

式 (3.20) の極配置のもとでは、この方法は高速域である限界をもつ。なぜなら、極 α は高速域では大きくなるからである。しかし、3.6節における実験結

果では、表 3.1(a) で示すモータにおいて、少なくとも定格速度までは位置・速度センサレス制御が実現できている。

式 (3.6) から、速度起電力の推定誤差は、図 3.3(b) のように示される。式 (3.19) から、この極配置の下では、推定誤差の割合が、 ν の値よりも小さい。それゆえ、図 3.3(b) から、位置の推定誤差 $\Delta\theta_{re}$ は、ワーストケースでも次のようになる。

$$\Delta\theta_{re} = \tan^{-1} \frac{\|\varepsilon_2\|_2}{\|e\|_2} = \tan^{-1} \nu \quad (3.21)$$

例えば、式 (3.19) の仕様を $\nu = 0.1$ のように決めた時、誤差は、 $\Delta\theta_{re} = 5.71^\circ$ である。

3.3 起電力定数変動に対してロバストな位置・速度推定

3.3.1 位置推定

速度起電力の推定値を用いて、位置は以下のように計算できる。

$$\hat{\theta}_{re} = \tan^{-1} \left(-\frac{\hat{e}_\alpha}{\hat{e}_\beta} \right) \quad (3.22)$$

起電力定数変動は、位置推定に影響を及ぼさないことに注意されたい。

3.3.2 速度推定

(1) 速度推定システム

速度を推定するために、2つの従来からの方法がある。1つめは、速度起電力の大きさを用いる方法である。速度起電力ベクトル e の大きさは速度に比例する。それゆえ、速度起電力の大きさがわかれば、速度を得ることができる。しかし、この方法では、回転方向を知ることができない。また、起電力定数変動が速度誤差を生じさせる。

表 3.1: パラメータ

(a) モータの仕様

rated power		1.2	[kW]
rated voltage		164	[V]
rated current		5	[A]
rated velocity		1200	[rpm]
rated torque		98	[kg · cm]
stator resistance	R	1.6	[Ω]
stator inductance	L	13.4	[mH]
inertia	J	0.434	[kg · cm · s ²]
number of pole pairs	p	3	
e.m.f. const.	K_E	0.288	[V · s/rad]
torque const.	K_T	11.3	[kg · cm/A]
dc source voltage		280	[V]

(b) コントローラのパラメータ

constant for observer's pole	ν	0.1	
constant for velocity estimation	ν'	$0.1 \cdot \hat{K}_E$	[V · s/rad]
adaptive scheme P gain	k_P	$0.01 / \ \hat{e}\ _2$	[rad/s/V ²]
adaptive scheme I gain	k_I	$1500 / \ \hat{e}\ _2$	[rad/s ² /V ²]
velocity controller P gain	k_{SP}	0.159	[A · s/rad]
velocity controller I gain	k_{SI}	0.159	[A/rad]
q -axis current limiter	I_{q-max}	13	[A]

2つめは、位置の微分値を用いる方法である。しかし、位置は、PWM インバータのノイズを含んだ速度起電力を使って、式(3.22)で計算されるので、位置の微分値を用いることは好ましくない。

それゆえ、推定された速度起電力 \hat{e} を用いた適応速度同定を提案する。

提案するシステムは、図3.4(a)で示される。式(3.13)を、図3.4(a)の規範モデルとして再び示す。

$$\dot{e} = \omega_{re} J e \quad (3.23)$$

図3.4(a)における調整モデルは以下のように定義される。

$$\dot{\tilde{e}} = \hat{\omega}_{re} J \tilde{e} \quad (3.24)$$

\tilde{e} : 調整モデルの出力

$\hat{\omega}_{re}$: 推定速度

速度推定誤差は、図3.4(a)における誤差 ε を生じさせる。それゆえ、誤差 ε が零に収束すれば、速度 $\hat{\omega}_{re}$ が推定できる。

収束性を考慮して、図3.4(b)のようなフィードバックループを伴ったシステムを採用する。フィードバックループを伴った調整モデルは、以下のように示される。

$$\dot{\tilde{e}} = \hat{\omega}_{re} J \tilde{e} - G'(e - \tilde{e}) \quad (3.25)$$

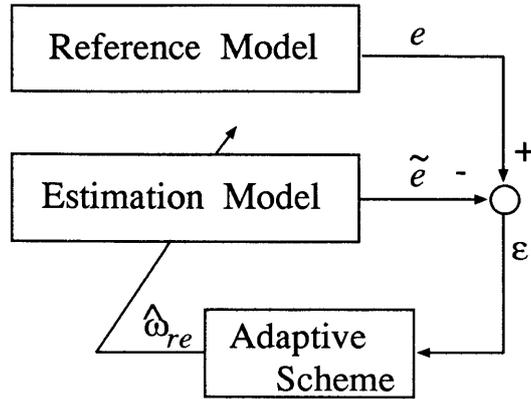
ただし

$$G' = g'_1 I + g'_2 J : \text{フィードバックゲイン}$$

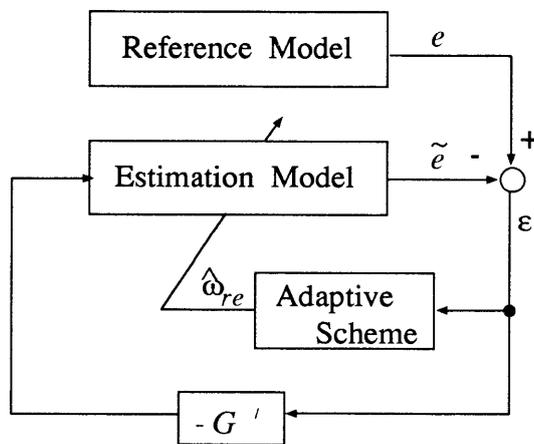
電圧 e の真値を知ることはできないので、電圧 e の代わりに推定電圧 \hat{e} を用いる。それゆえ、規範モデルとフィードバックループを伴った調整モデルは、以下のように構成される。

$$\dot{\hat{e}} = \omega_{re} J \hat{e} \quad : \text{規範モデル} \quad (3.26)$$

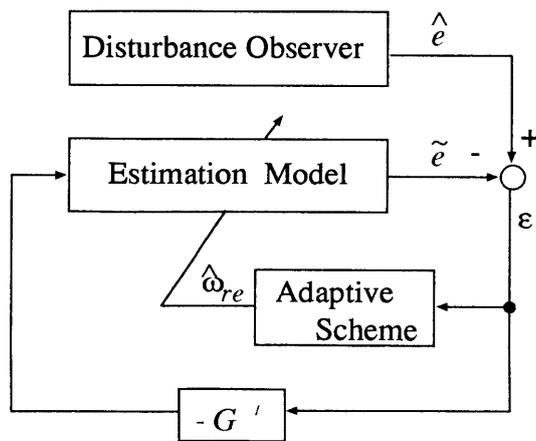
$$\dot{\tilde{e}} = \hat{\omega}_{re} J \tilde{e} - G'(\hat{e} - \tilde{e}) : \text{フィードバックループを伴った調整モデル} \quad (3.27)$$



(a) 適応速度同定



(b) フィードバックループを伴った適応速度同定



(c) 適応速度同定の構成

図 3.4: 適応速度同定の構成

従って、適応速度同定の構成は、図3.4(c)で示される。

速度推定誤差を考慮すると、フィードバックループを伴った調整モデルは、次のように書き換えられる。

$$\dot{\tilde{e}} = \omega_{re} J \tilde{e} - (\omega_{re} - \hat{\omega}_{re}) J \tilde{e} - G'(\hat{e} - \tilde{e}) \quad (3.28)$$

式(3.26),(3.28)から誤差方程式は次式となる。

$$\begin{aligned} \dot{\varepsilon} = \dot{\hat{e}} - \dot{\tilde{e}} &= (\omega_{re} J + G')\varepsilon + (\omega_{re} - \hat{\omega}_{re}) J \tilde{e} \\ &= (-\alpha' I + \beta' J)\varepsilon + (\omega_{re} - \hat{\omega}_{re}) J \tilde{e} \\ &= A'\varepsilon + (\omega_{re} - \hat{\omega}_{re}) J \tilde{e} \\ &= A'\varepsilon - W, \end{aligned} \quad (3.29)$$

ただし、

$$\begin{aligned} \alpha' &= -g'_1 I, & \beta' &= \omega_{re} + g'_2 \quad (\alpha' > 0): \text{閉ループの極} \\ A' &= -\alpha' I + \beta' J, & W &= -(\omega_{re} - \hat{\omega}_{re}) J \tilde{e} \end{aligned}$$

ポポフの超安定理論によると、システムの収束のためには次の関係が必要である。

$$H(s) = (sI - A')^{-1} \quad \text{が強正実である。} \quad (3.30)$$

$$\int_0^{t_0} \varepsilon^T W dt \geq -\gamma^2 \quad (3.31)$$

もし、次の適応則(式(3.32))を選べば、ポポフの不等式(3.31)を満足する[31][54]。式(3.30),(3.31)は、それぞれ付録1および付録2から導出される。

$$\hat{\omega}_{re} = \left(k_P + \frac{k_I}{s}\right)(\varepsilon^T J \tilde{e}), \quad (3.32)$$

ただし、

k_P : 適応比例ゲイン

k_I : 適応積分ゲイン

この適応則に従えば、回転方向を得ることができる。また、図 3.4(c)において、電圧 \tilde{e} は、電圧 \hat{e} に収束するため、起電力定数変動に対してロバストに速度を推定することができる。

加えて、提案する方法では、外乱オブザーバによって、式 (3.14) のような 4 次元の方程式が式 (3.23) のような 2 次元の方程式に低次元化されているといえる。そして、式 (3.23) のモデルを使って適応同定が実行される。それゆえ、4 次元の適応同一次元オブザーバや適応スライディングオブザーバに比べ、提案する速度推定は簡単である。

この速度推定では十分収束した速度起電力の推定値を用いるべきであるので、速度推定のサンプリングタイムをオブザーバより長くするべきである。

(2) 速度推定の極配置法

提案するシステムでは、速度推定誤差 $\omega_{re} - \hat{\omega}_{re}$ に対する誤差 ε の感度 S は、運転条件が変化しても一定であることが望ましい。感度を次のように定義する。

$$S \equiv \frac{\|\varepsilon\|_2}{|\omega_{re} - \hat{\omega}_{re}|} \quad (3.33)$$

このシステムの誤差方程式 (3.29) のブロック図を図 3.5 に示す。ベクトル $-W$ から誤差 ε への伝達関数 $T'(s)$ を定義する。伝達関数 $T'(s)$ は、次のように示される。

$$T'(s) = (sI - A')^{-1} \quad (3.34)$$

$T'(s)$ を H_∞ ノルムを用いて以下のように評価する。

$$\|T'\|_\infty = \sup_\omega \frac{\|\varepsilon\|_2}{\|W\|_2} = \frac{1}{\alpha'} \quad (\text{at } \omega = |\beta'|) \quad (3.35)$$

それゆえ、式 (3.29) を用いると、感度 S は次のように抑圧される。

$$S \leq \frac{\|\tilde{e}\|_2}{\alpha'} \quad (3.36)$$

感度 S をある値 ν' で抑圧するために、推定速度起電力 \hat{e} を使って、極 α' は式 (3.37) のように与えられる。

$$\alpha' = \frac{\|\hat{e}\|_2}{\nu'} \quad (\nu' \text{ は設定値}) \quad (3.37)$$

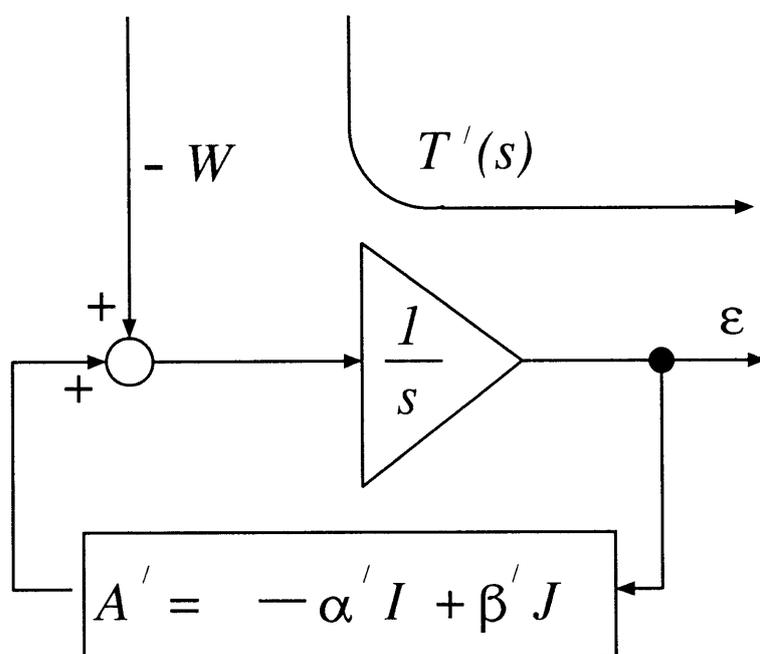


図 3.5: 速度推定の誤差方程式のブロック図

式 (3.36) から、感度 S は式 (3.35) の β' と無関係である。よって、 β' を零とした。

$$\beta' = 0 \quad (3.38)$$

(3) 適応ゲイン k_P, k_I

式 (3.32) において、電圧 \hat{e} の大きさは、速度にしたがって変化する。それゆえ、適応ゲイン k_P, k_I は、推定した速度起電力 \hat{e} を使って変化させるべきである。

$$k_P, k_I \propto \frac{1}{\|\hat{e}\|_2} \quad (3.39)$$

3.4 抵抗変動とインダクタンス変動の影響

本節では、パラメータ変動によって生じる外乱オブザーバの推定誤差について述べる。さらに、パラメータ変動によって生じる外乱オブザーバの推定誤差の影響を位置推定、速度推定の立場から述べる。起電力定数変動については、3.3.1節、3.3.2節で既に述べた。本節では、抵抗とインダクタンスの変動の影響について述べる。

3.4.1 抵抗変動の影響

(1) 外乱オブザーバの推定誤差

抵抗が $R \rightarrow \hat{R} + \Delta R$ (\hat{R} はオブザーバの公称値) のように変動する時、外乱オブザーバは、抵抗変動 ΔR による外乱電圧 ΔRi と外乱とみなした速度起電力 e を同時に推定する。それゆえ、抵抗変動が存在する時は、抵抗変動 ΔR による推定誤差を含む外乱オブザーバの出力 \hat{e} は、次のように示される [53]。

$$\hat{e} = e + \Delta Ri \quad (3.40)$$

(2) 位置推定に対する影響

電流 i は、電圧 \hat{e} に平行に制御される。

$$i // \hat{e} \quad (3.41)$$

式(3.40),(3.41)から、次のような関係が得られる。

$$\hat{e}/e \quad (3.42)$$

それゆえ、たとえ外乱オブザーバが、式(3.40)のように抵抗変動による推定誤差を持って、位置推定には影響しない。それゆえ、位置推定のために、抵抗変動 ΔR の影響に対する補償は必要ない。

(3) 速度推定に対する影響

電流 i の微分値 \dot{i} は、次のように示される。

$$\dot{i} = \omega_{re} J i \quad (3.43)$$

式(3.13),(3.40),(3.43)より、速度調整のための規範モデルは、次のように示される。

$$\begin{aligned} \dot{\hat{e}} &= \dot{e} + \Delta R \dot{i} \\ &= \omega_{re} J e + \Delta R \omega_{re} J i \\ &= \omega_{re} J \hat{e} \end{aligned} \quad (3.44)$$

式(3.26),(3.44)より、抵抗変動は規範モデルに影響しない。それゆえ、たとえ、外乱オブザーバが式(3.40)のように、抵抗変動 ΔR による推定誤差を持って、速度推定には影響しない。それゆえ、速度推定のために、抵抗変動 ΔR の影響に対する補償は必要ない。

3.4.2 インダクタンス変動の影響

(1) 外乱オブザーバの推定誤差

インダクタンスが $L \rightarrow \hat{L} + \Delta L$ (\hat{L} はオブザーバの公称値)のように変動する時、外乱オブザーバは、インダクタンス変動 ΔL による外乱電圧 $\Delta L \dot{i}$ と外乱とみなした速度起電力 e を同時に推定する。それゆえ、インダクタンス変動が存在する時は、インダクタンス変動 ΔL による推定誤差を含む外乱オブザーバの出力 \hat{e} は次のように示される [53]。

$$\hat{e} = e + \Delta L \dot{i} \quad (3.45)$$

(2) 位置推定に対する影響

式 (3.43) より、式 (3.45) は次のように書き換えられる。

$$\hat{e} = e + \Delta L \omega_{re} J i \quad (3.46)$$

式 (3.46) の $\Delta L \omega_{re} J i$ は電流ベクトル i と直交する。式 (3.41) より、この項は図 3.6 に示され、位置推定誤差 $\Delta \theta_{re}$ を生じさせる。すなわち、外乱オブザーバが、式 (3.45) のようにインダクタンス変動 ΔL による推定誤差を持つため、位置推定誤差 $\Delta \theta_{re}$ が現れる。図 3.6 より、位置推定誤差 $\Delta \theta_{re}$ は、次のように示される。

$$|\Delta \theta_{re}| = \sin^{-1} \frac{|\Delta L| \omega_{re} \|i\|}{\|e\|} \quad (3.47)$$

例えば、モータが表 3.1(a) に示すようなパラメータを持つと仮定する。たとえば、 $L = 1.2\hat{L}$ で、 $\|i\| = I_{q-max} = 13\text{A}$ すなわち最大電流としても、誤差は $|\Delta \theta_{re}| = 6.95^\circ$ である。この誤差 $|\Delta \theta_{re}|$ により減じられるトルクは、0.735% であり小さい。減じられるトルクが小さいので、位置推定のためにインダクタンス変動 ΔL の影響に対する補償は必要ないと考える。

(3) 速度推定に対する影響

式 (3.13),(3.43),(3.46) より、速度同定の規範モデルは次のようになる。

$$\begin{aligned} \dot{\hat{e}} &= \dot{e} + \Delta L \omega_{re} J \dot{i} \\ &= \omega_{re} J e + \Delta L \omega_{re} J \cdot \omega_{re} J i \\ &= \omega_{re} J (e + \Delta L \omega_{re} J i) \\ &= \omega_{re} J \hat{e} \end{aligned} \quad (3.48)$$

式 (3.26),(3.48) より、インダクタンス変動は規範モデルに影響しない。それゆえ、外乱オブザーバが式 (3.45) のようにインダクタンス変動 ΔL による推定誤差を持っていても、速度推定には影響しない。それゆえ、速度推定のためにインダクタンス変動 ΔL の影響に対する補償は必要ないと考える。

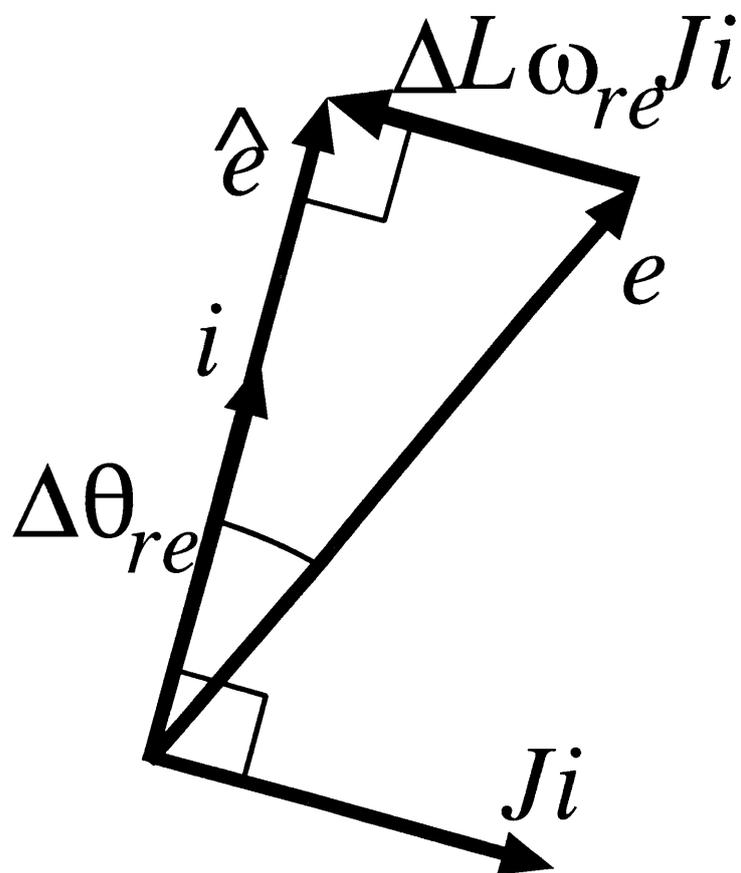


図 3.6: インダクタンス変動による速度起電力誤差

3.5 実験装置

図 3.7 に、位置・速度センサレス制御システムの構成を示す。電流、電圧を 3 相-2 相変換した電流 i および電圧 v を用いて外乱オブザーバは速度起電力 \hat{e} を推定する。電流、電圧はセンサーによって測定される。推定した速度起電力 \hat{e} を使って、推定位置 $\hat{\theta}_{re}$ を得る。推定速度 $\hat{\omega}_{re}$ は、推定した速度起電力 \hat{e} より、適応速度同定を使って得る。トルク電流の指令値 i_T^* は、速度の指令値 ω_{re}^* と推定速度 $\hat{\omega}_{re}$ の偏差から PI コントローラを使って得る。電流を磁束と直交するように流すため、トルク電流の指令値 i_T^* は、推定位置 $\hat{\theta}_{re}$ を使って電流指令値 i^* に変換される。電流指令値 i^* は、3 相電流に変換され、PWM インバータはブラシレス直流モータに、電流指令値 i^* に一致した電流 i を供給する。点線内は DSP(TMS320C31) 上で、ソフトウェアによって実現される。負荷は、直流発電機である。

3.6 実験結果

図 3.7 に示すシステムを用いて、定格 1.2kW のブラシレス直流モータの速度制御実験を行う。モータの仕様は表 3.1(a) に示したとおりである。PWM インバータの最高スイッチング周波数は 5kHz に設定し、12bit の A/D コンバータを用いた。負荷の直流発電機は、1.5kW である。コントローラのパラメータを表 3.1(b) に示す。この節において速度 ω_{rm} は、機械角での速度を示している。外乱オブザーバ、適応速度同定、速度コントローラのサンプリングタイムは、それぞれ、 $50\mu s$, $250\mu s$, $500\mu s$ である。実際の演算時間は、それぞれ $15\mu s$, $15\mu s$, $30\mu s$ である。それに対して、同じ DSP における適応スライディングオブザーバの演算時間は $40\mu s$ である。従って、総計算時間は、第 2 章の方法に比べて $10\mu s$ 短くなっている。さらに、もし、複数のプロセッサが使用可能な場合、図 3.4(c) における外乱オブザーバと調整モデルの計算は、並列に行なえるため、演算時間が大幅に短くなる。

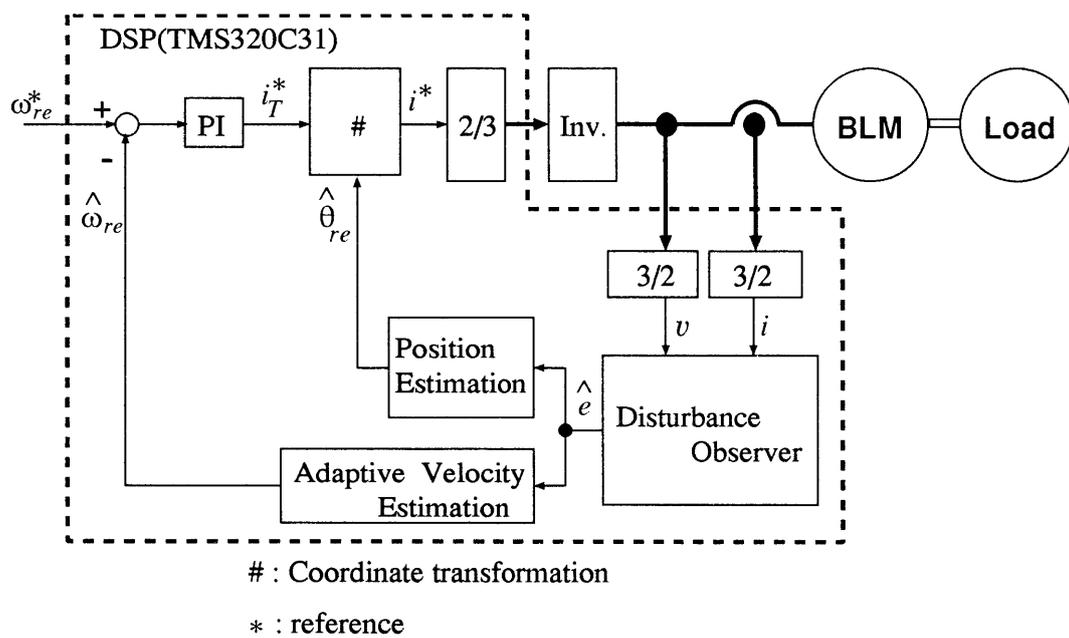


図 3.7: 位置・速度センサレス制御システムの構成

3.6.1 加減速運転

パラメータ変動がなく、定格負荷時において、速度指令値 ω_{rm}^* を、75 - 1200 - 75 rpm のように変化させた時の結果を図 3.8 に示す。図 3.8 より、速度の真値 ω_{rm} が速度指令値 ω_{rm}^* によく追従していることが分かる。

3.6.2 定常運転

パラメータ変動がない時、0-100%負荷時において、30rpm から 1200rpm まで、位置・速度センサレスで制御することができた。速度制御精度は、定格速度の 0.1% 以下である。30rpm より低い低速域においては、速度起電力が小さいため、位置・速度センサレスでモータを制御することはできなかった。

3.6.3 パラメータ変動の影響

提案する方法のロバスト性を確認するため、幾つかの実験を行なった。

パラメータ変動の影響を、図 3.9(a)-(f) に示す。実験においては、パラメータ変動を伴った状態で、速度指令値 ω_{rm}^* が 200rpm のとき、2s から 7s まで 50% 負荷をモータにかけた。

図 3.9(a),(b) では、 ΔR を +50% に設定した。図 3.9(a) は、 ΔR による位置推定誤差 $\Delta\theta_{re}$ が生じていないことを示している。図 3.9(b) は、 ΔR による速度推定誤差が生じていないことを示している。

図 3.9(c),(d) では、 ΔL を +20% に設定した。図 3.9(c) は、 ΔL による位置推定誤差 $\Delta\theta_{re}$ が約 2.5° であることを示している。負荷が 50% の時、電流ノルム $\|i\|=4.33A$ である。式 (3.47) より、理論的な $|\Delta\theta_{re}|$ は、 2.31° と求まる。実験結果は、理論値によく一致している。 ΔL により、減じられたトルクは、0.0951% であり小さい。図 3.9(d) は、 ΔL による速度推定誤差が生じていないことを示している。

図 3.9(e),(f) では、 ΔK_E を +20% に設定した。図 3.9(e) は、 ΔK_E による位置推定誤差 $\Delta\theta_{re}$ が生じていないことを示している。図 3.9(f) は、 ΔK_E による速度推定誤差が生じていないことを示している。

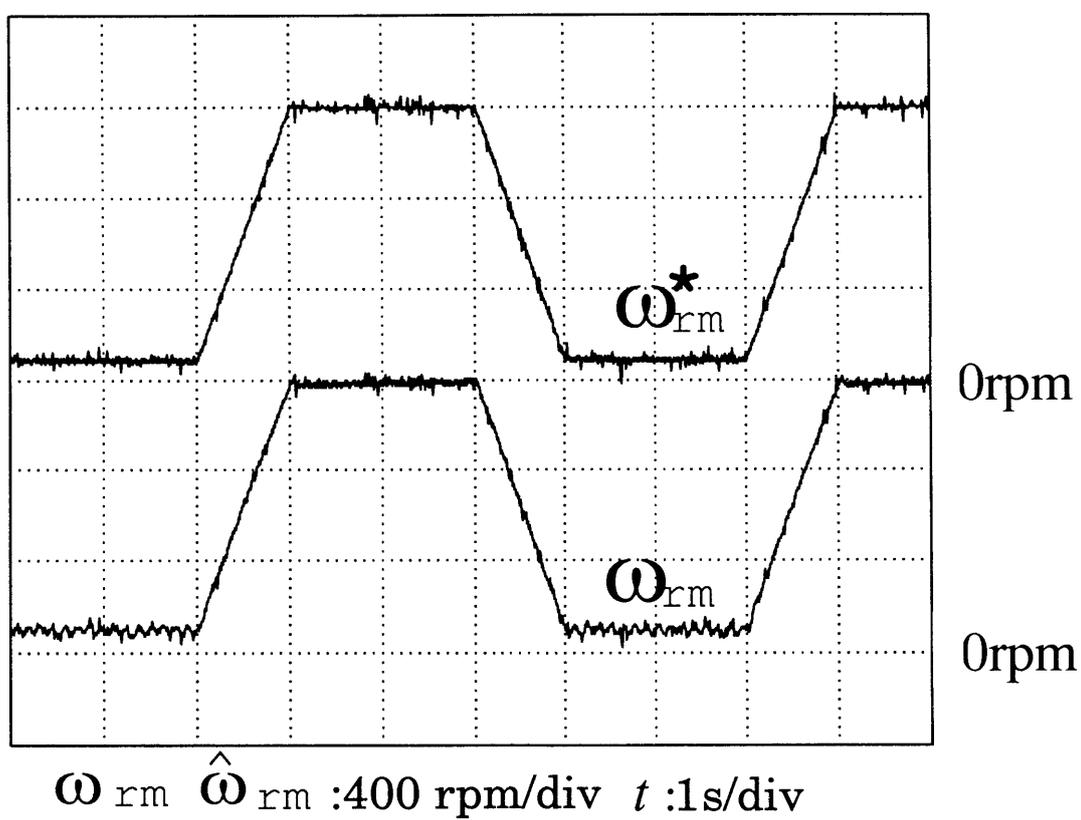


図 3.8: 加減速運転

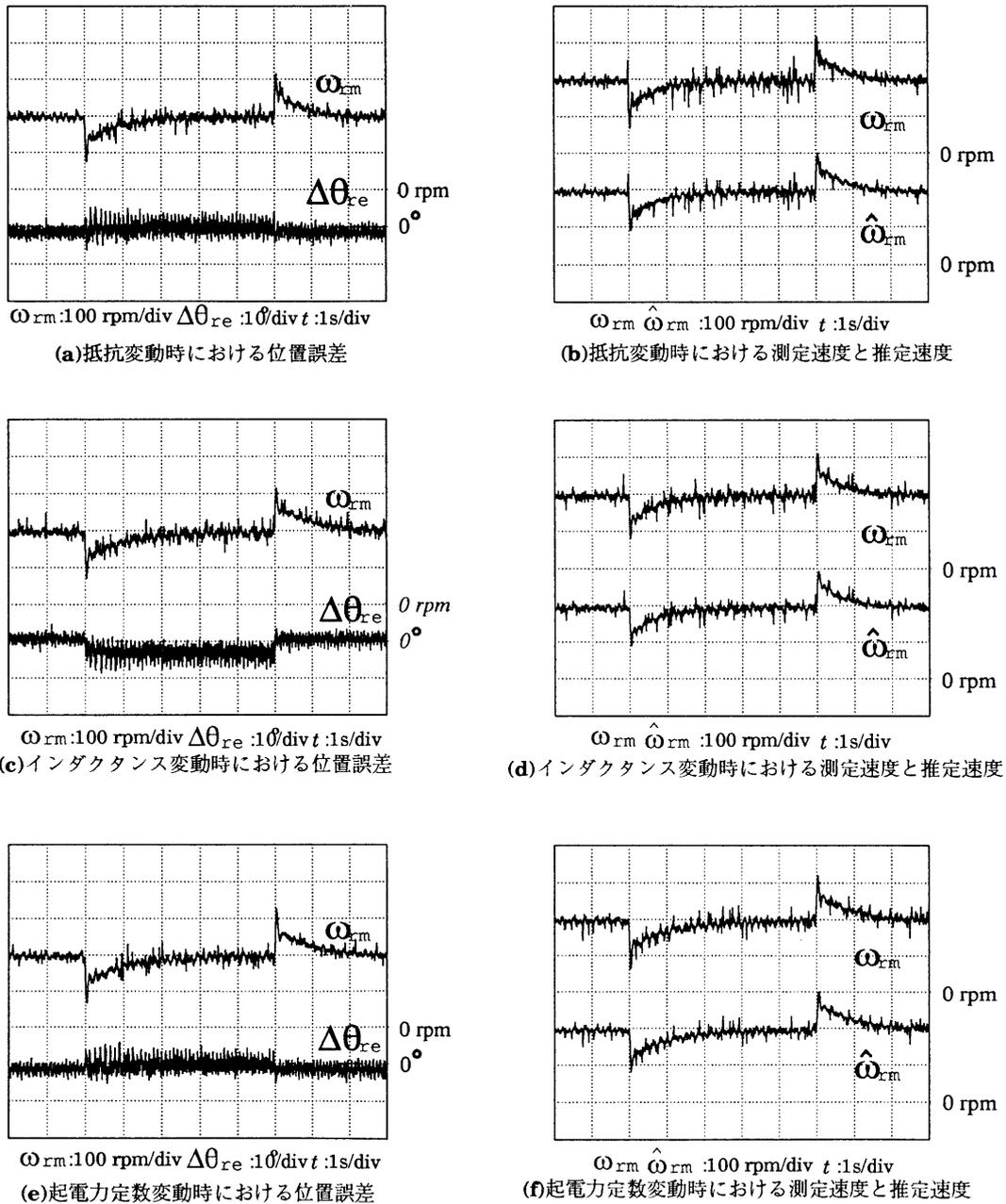


図 3.9: パラメータ変動時におけるインパクトドロップ特性

3.7 まとめ

本章で得られた結果を以下にまとめる。

- (1) 外乱オブザーバを用いブラシレス直流モータの新しい位置・速度センサレス制御を提案した。
- (2) 推定した速度起電力を用いた新しい速度同定システムを提案した。
- (3) 提案した方法では、外乱オブザーバを使って位置推定の安定性が保証される。適応速度同定では、ポポフの超安定論により、推定誤差の収束が保証される。
- (4) 本方法では、位置・速度推定は、パラメータ変動によって影響されない。
- (5) この方法の有効性を実験によって検証した。
- (6) 本章で述べた手法に要する演算時間は、第2章の方法に比べて短くなることを示した。

付録.3.1

$H(s)$ が強正実であること、すなわち式 (3.30) を示す。

$H(s)$ は、次のように書き換えられる。

$$H(s) = (sI - A')^{-1} = C^T (sI - A')^{-1} B, \quad (3.49)$$

$$C = I, \quad B = I \quad (3.50)$$

もし、以下の方程式を満足するような対称正定行列 P, Q が存在するならば、 $H(s)$ は、強正実である [54]

$$PA' + A'^T P = -Q \quad (3.51)$$

$$B^T P = C \quad (3.52)$$

$P = I$ (I は、単位行列で対称正定行列) の仮定のもとで、 Q は以下のように示される。

$$Q = -(A' + A'^T)$$

$$= 2\alpha'I \quad (3.53)$$

それゆえ、 Q は対称正定行列である。従って $H(s)$ は強正実である。

付録.3.2

適応則、式 (3.32) を選んだ時、ポポフの不等式 (3.31) を満足することを示す。

式 (3.31) は、次のように書き換えられる。

$$\begin{aligned} & \int_0^{t_0} \varepsilon^T W dt \\ &= - \int_0^{t_0} \varepsilon^T J \tilde{e}(\omega_{r\varepsilon} - \hat{\omega}_{r\varepsilon}) dt \end{aligned} \quad (3.54)$$

式 (3.32) を、式 (3.54) に代入する。

$$\begin{aligned} & \int_0^{t_0} \varepsilon^T W dt \\ &= k_P \int_0^{t_0} (\tilde{e}^T J \varepsilon)^2 dt \\ &+ k_I \int_0^{t_0} (\tilde{e}^T J \varepsilon) \left[\int^t [\tilde{e}(\tau)^T J \varepsilon(\tau)] d\tau - \frac{\omega_{r\varepsilon}}{k_I} \right] dt \end{aligned}$$

ただし $\omega_{r\varepsilon}, k_P, k_I$ は、3.2.2節に従い、パラメータとみなしている。

最初の積分は正である。2番目の積分は、以下の不等式を使って、変換される。

$$\begin{aligned} \int_0^{t_0} k \left[\frac{df(t)}{dt} \right] f(t) dt &= \frac{k}{2} [f^2(t_0) - f^2(0)] \\ &\geq -\frac{1}{2} k f^2(0) \end{aligned} \quad (3.55)$$

従って、ポポフの不等式 (3.31) は満足された [31].

第 4 章

うず電流による開放相電圧変化を用いたセンサレス停止位置推定法

4.1 はじめに

第 2 章や第 3 章で提案したセンサレス制御法、また、従来から提案されているセンサレス制御法 [17] - [29] のいずれも、永久磁石界磁の磁束による速度起電力を用いて、回転子位置を推定している。しかしながら、停止時には速度起電力が発生せず回転子位置が推定できないため、始動時にモータトルクを制御することが困難であった。それゆえ、モータ始動時には、文献 [18][19] に示されている同期運転する方法や、文献 [26] に示されているように特定の通電を行い、回転子を特定の始動位置に合わせる方法など、速度起電力を用いない方法が適用されている。しかしながら、同期運転では回転子位置を用いないので最適な通電が行なわれず、負荷時における始動特性の低下が考えられる。また、回転子を特定の始動位置に合わせる方法においては、回転子の初期位置によっては通電することにより逆回転することが考えられる。それゆえ、負荷時において、逆転することのない始動を実現するためには、回転子の停止位置推定が望まれる。

そこで、本章では、円筒形ブラシレス直流モータが停止している時、極性を含めた回転子位置が推定可能な方法を提案する。提案する方法は、まず回転

子表面に導電性非磁性材料を貼付するという簡易な回転子の加工を施す。そして、導電性非磁性材料にうず電流を流し発生する電機子コイルのインダクタンスの変化と、円筒形ブラシレス直流モータにおいて製造上に発生するわずかなインダクタンスの変化と重ね合わせることにより、回転子位置に従ってインダクタンスを変化させる。このインダクタンスの変化は、モータの2端子間に方形波を印加した時の、通電されていない端子の電圧、すなわち開放相電圧を変化させる。回転子位置に従って開放相電圧が変化することを利用して、停止時における回転子位置を推定する [55] – [63]

一旦回転を始めれば、第2章や第3章で提案したセンサレス制御法、または、従来から提案されているセンサレス制御法 [17] – [29] を適用すればよい。

本章では、まず4.2節で、電機子コイルに重なる導電性非磁性材料の面積に従って、コイルのインダクタンスが変化する現象を解析する。次に、コイルのインダクタンスの変化により、開放相電圧が変化することを示す。4.3節で、回転子位置を推定するため、回転子表面に導電性非磁性材料を貼付する位置について検討を行なう。4.4節で、回転子位置に対する開放相電圧の測定結果を示す。4.5節で、開放相電圧の変化を用いて極性を含めた回転子位置を推定する方法を示す。4.6節で、提案する方法が、停止時、円筒機の回転子位置を推定するために有効であることを実験によって示す。

4.2 うず電流による開放相電圧の変化

4.2.1 モータ構造と導電性非磁性材料の貼付

ここでは、図4.1に示すような6スロット集中巻、4極の円筒形ブラシレス直流モータで検討を行う。この回転子表面に図4.1に示すように、幅が電気角で 180° の導電性非磁性材料を電気角で 360° おきに貼付する。図4.1において回転子位置は、固定子の U と V の間の位置から回転子の N 極軸までの機械角で示し、 θ_{rm} とする。

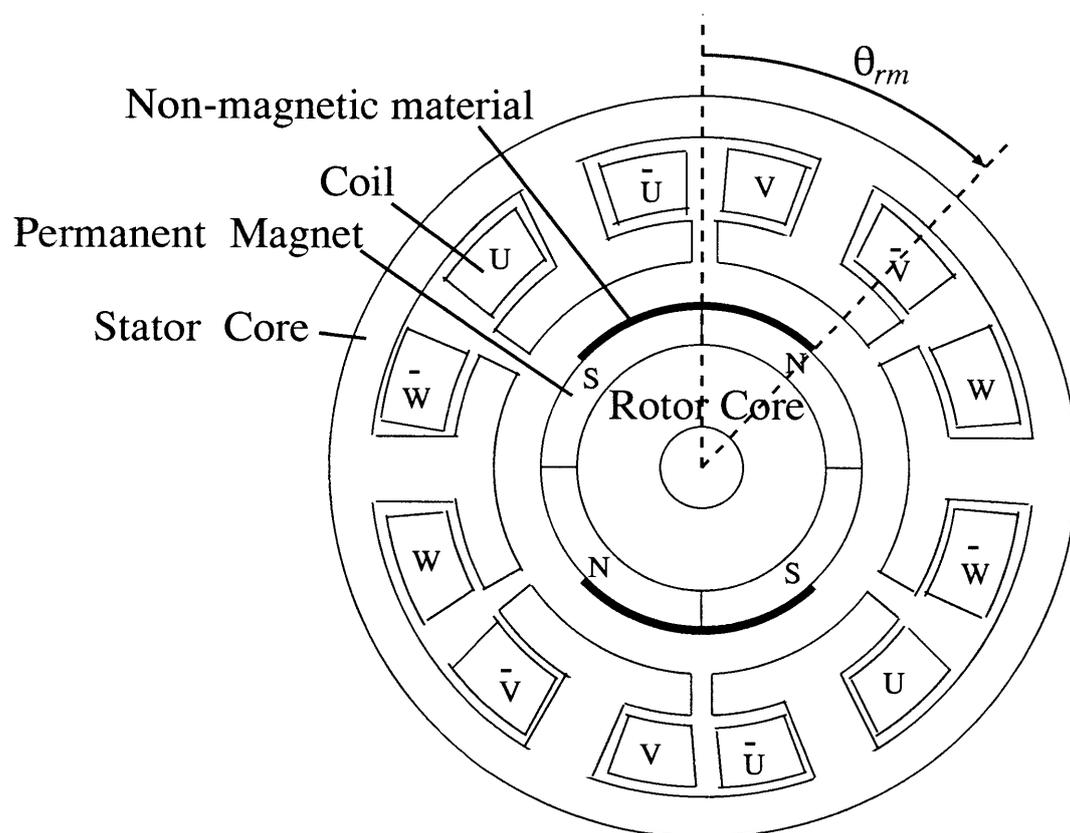


図 4.1: モータ構造

4.2.2 コイルのインダクタンスの変化

導電性非磁性材料にうず電流が流れ、回転子位置に従ってコイルのインダクタンスが変化する。このことは、以下に述べる磁気回路によって説明できる。

U 相の自己インダクタンスと、 U 相と V 相の相互インダクタンス及び U 相と W 相の相互インダクタンスについて考察する。もし、機械角で 90° の導電性非磁性材料を6等分割すると、例えば、図4.1のように回転子位置が $\theta_{r,m} = 45^\circ$ の時、図4.2のように、 U 相コイルには3枚、 V 相コイルには3枚の導電性非磁性材料が重なり、 W 相コイルには重ならない。この時、磁束の通路を図4.2のように仮定すると、図4.3のような等価磁気回路を得る。

この等価磁気回路においては、導電性非磁性材料を図4.3に示すような各相巻線の巻数に等しい N ターンのリングコイルとして扱う。ここで、 N ターンに換算したリングコイルの抵抗を r 、流れる電流を i_r とする[64][65]。また、鉄の磁気抵抗は空気よりも十分小さく無視できるものとし、磁路の磁気抵抗はギャップの磁気抵抗 R_g のみとする。永久磁石の透磁率は空気と等しいとみなせるので、ここでいうギャップとはエアギャップと永久磁石の厚さの和である。

図4.3の等価磁気回路を等価回路変換すると、図4.4のような等価電気回路を導くことができる[66]。

図4.4において、リングコイルの抵抗 r が並列に接続されているインダクタンス L は、電流 i_r が抵抗 r に流れることにより、インダクタンスの大きさが L' に減少すると考えられる。 U 相- V 相間インダクタンスを測定した結果、 $L' = 0.7L$ となることがわかった。よって、図4.4より U 相インダクタンス L_U は、次式で表される。

$$\begin{aligned} L_U &= \frac{(L + 3L')(3L' + 5L)}{(L + 3L') + (3L' + 5L)} \\ &= 2.16L \end{aligned} \quad (4.1)$$

ただし、

$$L = \frac{N^2}{R_g} \quad (4.2)$$

N : 各相巻線の巻数

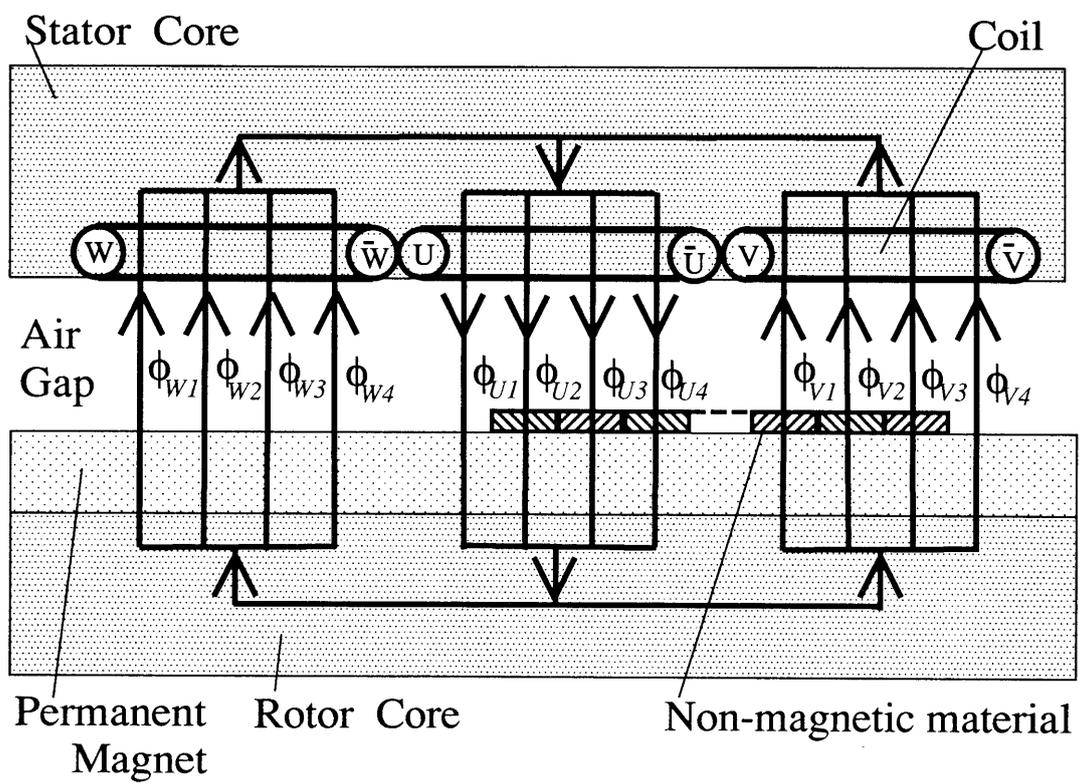


図 4.2: 磁束の流れ

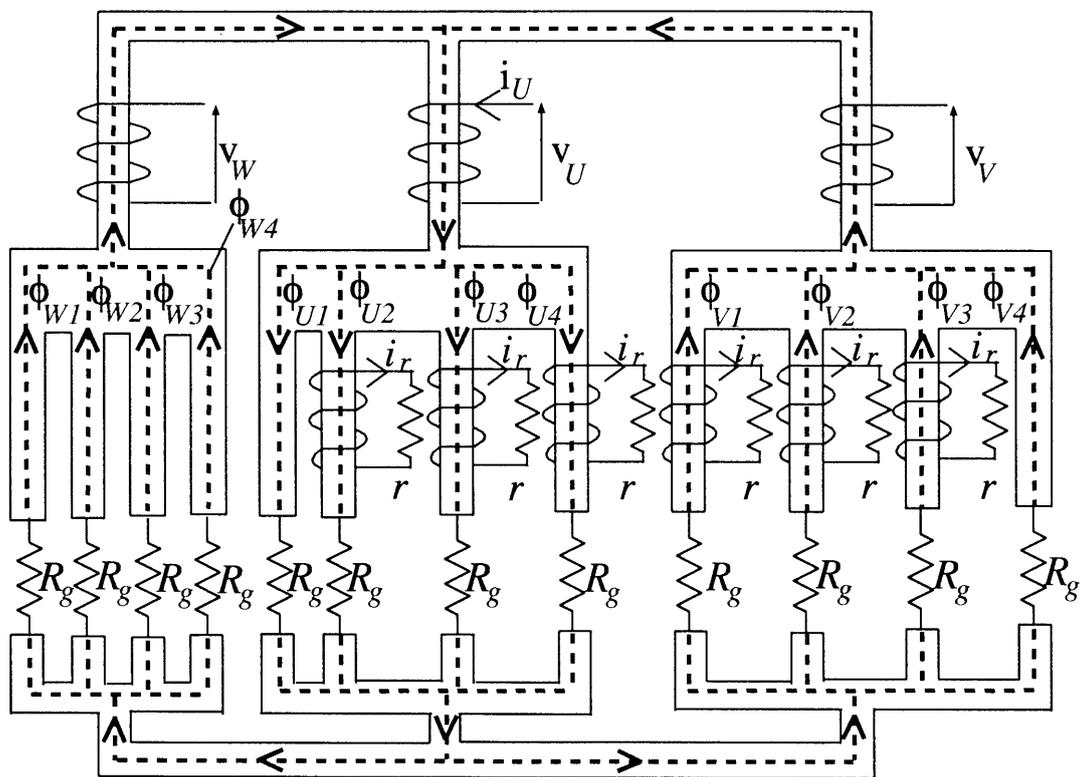
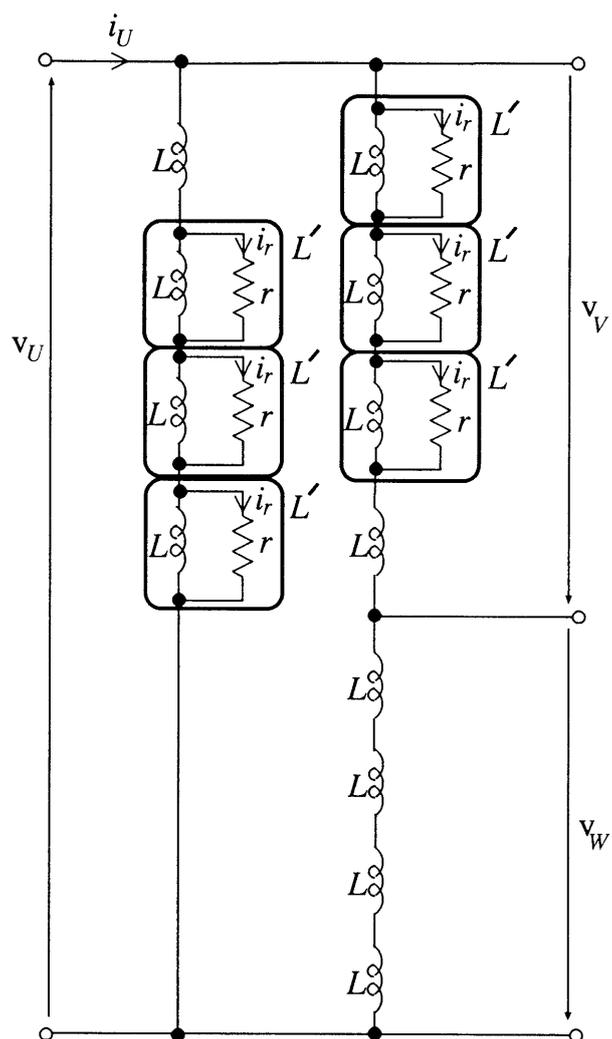


図 4.3: 等価磁気回路



ただし、

r : 図 4.3 におけるリングコイルの抵抗

i_r : 図 4.3 におけるリングコイルに流れる電流

図 4.4: 等価電気回路

ゆえに、 v_U は次式で表される。ただし、 p は微分演算子である。

$$v_U = p2.16Li_U \quad (4.3)$$

その結果、 v_V は次式で表される。

$$\begin{aligned} v_V &= -p2.16L \frac{L + 3L'}{5L + 3L'} i_U \\ &= -p0.943Li_U \end{aligned} \quad (4.4)$$

ゆえに、 U 相と V 相の相互インダクタンス M_{VU} は次式で表される。

$$\begin{aligned} M_{VU} &= \frac{v_V}{pi_U} \\ &= -0.943L \end{aligned} \quad (4.5)$$

同様にして、各回転子位置に対する自己インダクタンス、相互インダクタンスは表4.1のように示される。表4.1より、回転子位置に従ってコイルのインダクタンスが変化することがわかる。

4.2.3 回転子の位置と開放相電圧との関係

図4.5にインバータの構成を示す。図4.5において、トランジスタ T_U, T_Y をオン、その他をオフした時の状態を $U-Y$ 通電とよび、トランジスタ T_V, T_X をオン、その他をオフした時の状態を $V-X$ 通電とよぶ。 $U-Y$ 通電、 $V-X$ 通電を行なう時には、モータの W 相は開放されており、この時の電圧 v_{WG} を開放相電圧と呼ぶ。

$U-Y$ 通電、 $V-X$ 通電をデューティ比50%で交互に繰り返した時、 $U-Y$ 通電を行なっている時の開放相電圧 v_{WGU} が、どのような式で表されるかを考察する。図4.5より、 $U-Y$ 通電を行なっている時のモータの等価回路は図4.6となる。ここで、巻線抵抗は無視する。

電流の微分値 pi は、図4.6より次のようになる。

$$\begin{aligned} V_0 &= v_U - v_V \\ &= L_U \cdot pi + M_{UV} \cdot p(-i) - \{L_V \cdot p(-i) + M_{VU} \cdot pi\} \\ &= (L_U - 2M_{UV} + L_V)pi \end{aligned} \quad (4.6)$$

表 4.1: 回転子位置に対するインダクタンス

θ_{rm}	0°	15°	30°	45°	60°
L_U	2.03L	2.03L	2.03L	2.16L	2.27L
L_V	2.43L	2.36L	2.27L	2.16L	2.03L
L_W	2.27L	2.36L	2.43L	2.43L	2.43L
M_{UV} = M_{VU}	-1.10L	-1.02L	-0.934L	-0.943L	-0.934L
M_{UW} = M_{WU}	-0.934L	-1.02L	-1.10L	-1.22L	-1.34L
M_{VW} = M_{WV}	-1.34L	-1.34L	-1.34L	-1.22L	-1.10L
θ_{rm}	75°	90°	105°	120°	135°
L_U	2.36L	2.43L	2.43L	2.43L	2.36L
L_V	2.03L	2.03L	2.16L	2.27L	2.36L
L_W	2.36L	2.27L	2.16L	2.03L	2.03L
M_{UV} = M_{VU}	-1.02L	-1.10L	-1.22L	-1.34L	-1.34L
M_{UW} = M_{WU}	-1.34L	-1.34L	-1.22L	-1.10L	-1.02L
M_{VW} = M_{WV}	-1.02L	-0.934L	-0.943L	-0.934L	-1.02L
θ_{rm}	150°	165°			
L_U	2.27L	2.16L			
L_V	2.43L	2.43L			
L_W	2.03L	2.16L			
M_{UV} = M_{VU}	-1.34L	-1.22L			
M_{UW} = M_{WU}	-0.934L	-0.943L			
M_{VW} = M_{WV}	-1.10L	-1.22L			

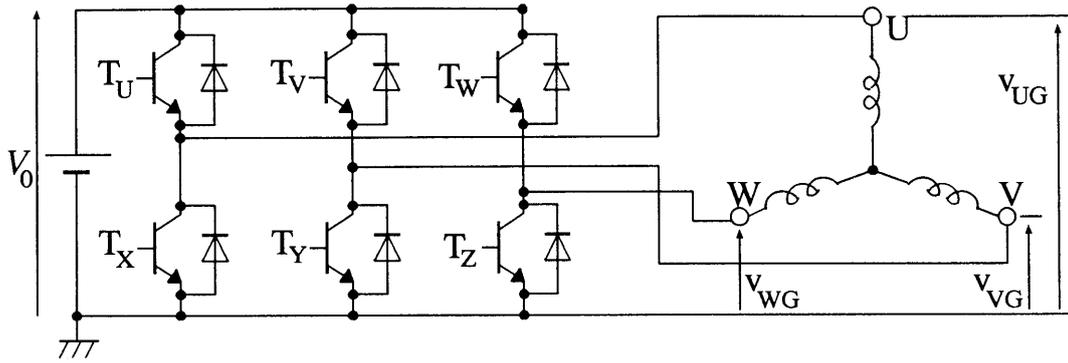
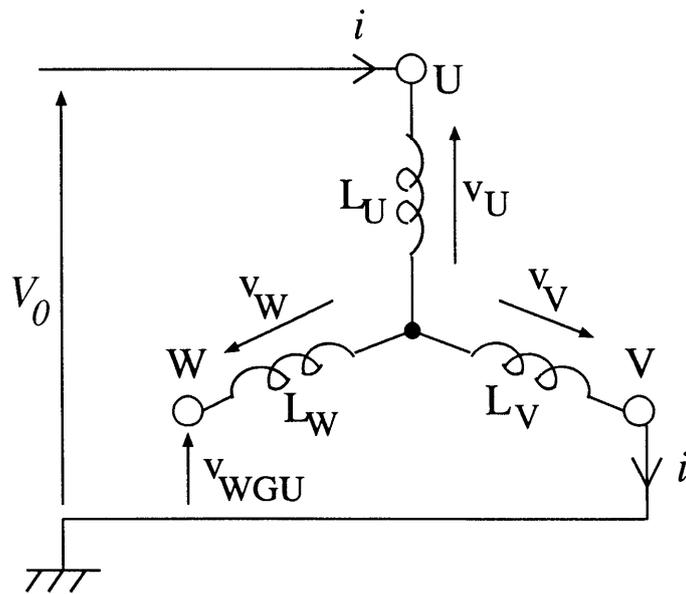


図 4.5: インバータ回路

図 4.6: T_U と T_Y がオンのときのモータ回路

従って、

$$pi = \frac{V_0}{L_U - 2M_{UV} + L_V} \quad (4.7)$$

開放相電圧 v_{WGU} は、図 4.6 より式 (4.7) を用いて次のようになる。

$$v_V = L_V \cdot p(-i) + M_{VU} \cdot pi \quad (4.8)$$

$$v_W = M_{WU} \cdot pi + M_{WV} \cdot p(-i) \quad (4.9)$$

ゆえに、

$$\begin{aligned} v_{WGU} &= v_W - v_V \\ &= \frac{M_{WU} - M_{WV} + L_V - M_{VU}}{L_U - 2M_{UV} + L_V} V_0 \end{aligned} \quad (4.10)$$

開放相電圧 v_{WGU} が、回転子位置に従って変化する様子を考察する。例えば、図 4.1 のように回転子位置が $\theta_{rm} = 45^\circ$ の時の開放相電圧 v_{WGU} は次のように求められる。表 4.1 より、式 (4.10) 中の値は、次式で表される。

$$\begin{aligned} L_U &= 2.16L, L_V = 2.16L, M_{UV} = -0.943L, \\ M_{WU} &= -1.22L, M_{WV} = -1.22L \end{aligned} \quad (4.11)$$

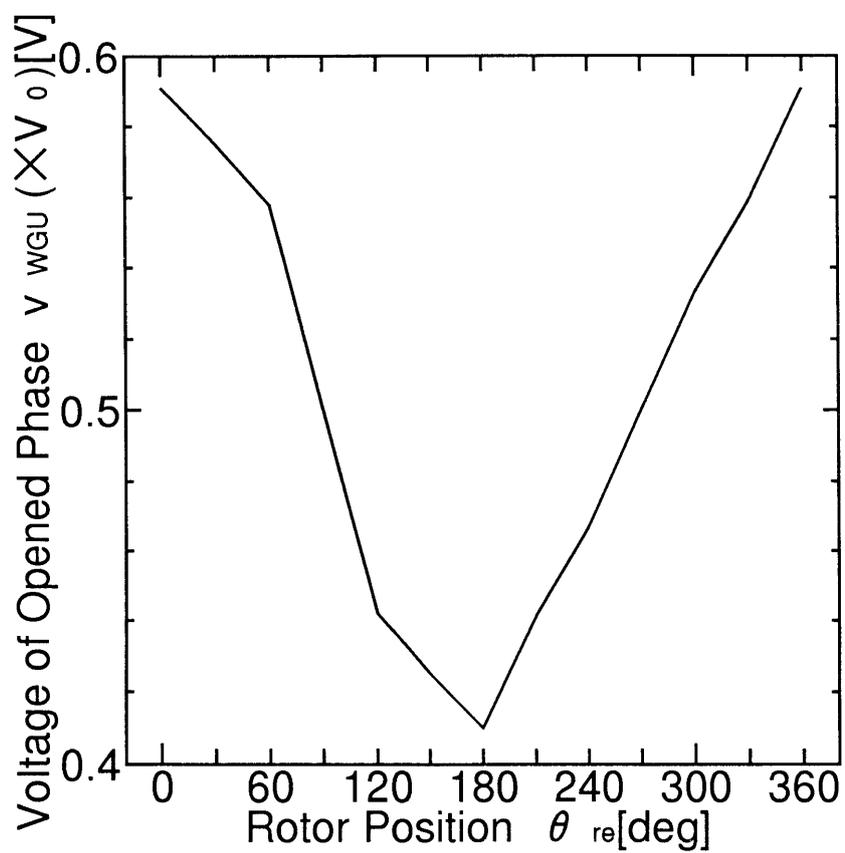
従って、

$$v_{WGU} = 0.5V_0 \quad (4.12)$$

となる。同様にして、電気角での位置 θ_{re} に対する開放相電圧 v_{WGU} の変化を求めると図 4.7 で示される。ただし、 $\theta_{re} = 2\theta_{rm}$ である。

図 4.7 は、開放相電圧の波形が、少しはずんではいるが、電気角 1 回転を 1 周期とする正弦波状になることを示している。開放相電圧の波形を位置推定に利用することを考えると、開放相電圧の波形は正弦波であることが望ましい。

ただし、次節で述べるように導電性非磁性材料の貼付位置について留意する必要がある。

図 4.7: 回転子位置に対する開放相電圧 v_{wgu}

4.3 永久磁石のパーミアンスと導電性非磁性材料の貼付位置

永久磁石の異方性とは、磁石の磁区に強制的に磁界をあたえて、スピン配向をそろえて固めたものであり、そのスピン配向の方向に着磁した場合、異方性をもたせないものに比べて、磁気特性である残留磁束密度 B_r 、保磁力 H_c が改善される [67]。異方性を図 4.8 のようにもたせたものを極配向着磁とよんでいる。

前節で、回転子の永久磁石のパーミアンスは空気と等しいとした。しかしながら、小型モータでは図 4.8 に示すような極配向着磁された永久磁石が用いられており、 d 軸パーミアンス P_d と q 軸パーミアンス P_q にわずかな差があり、 $P_d < P_q$ である。従って、円筒機にもかかわらず、導電性非磁性材料を貼付していないときでも、回転子位置に従ってコイルのインダクタンスがわずかに変化し、開放相電圧も変化する。 $U - Y$ 通電、 $V - X$ 通電を交互に行なっている時の回転子位置 θ_{re} に対する開放相電圧 v_{WGU} の変化を図 4.9 に示す。ただし、インダクタンスを測定した結果、 $(P_d - P_q)/(P_d + P_q) = -0.0162$ とした。

重ねの理により、開放相電圧の差 v_{WGU} は、図 4.7 の波形と図 4.9 の波形から合成される。幅が電気角で 180° の導電性非磁性材料を電気角で 360° おきに貼付することを保ちつつ、貼付する位置を変化させると、図 4.7 の波形は、その波形を保ちつつ左右に移動する。そのため、貼付位置によっては、開放相電圧 v_{WGU} の波形が、正弦波状に変化しなくなることがある。これは、位置推定のために望ましくない。これらのことから、導電性非磁性材料は図 4.1 に示すように N 極 S 極の極間をはさんで貼付した。

4.4 回転子位置に対する開放相電圧の測定

前節までの原理を確認するため、図 4.5 において、 $U - Y$ 通電と $V - X$ 通電をデューティ 50% で交互に行なった時、開放相電圧を測定する。実験には 65W のモータを使用し、導電性非磁性材料には、厚さ 0.08mm のアルミ箔を用い

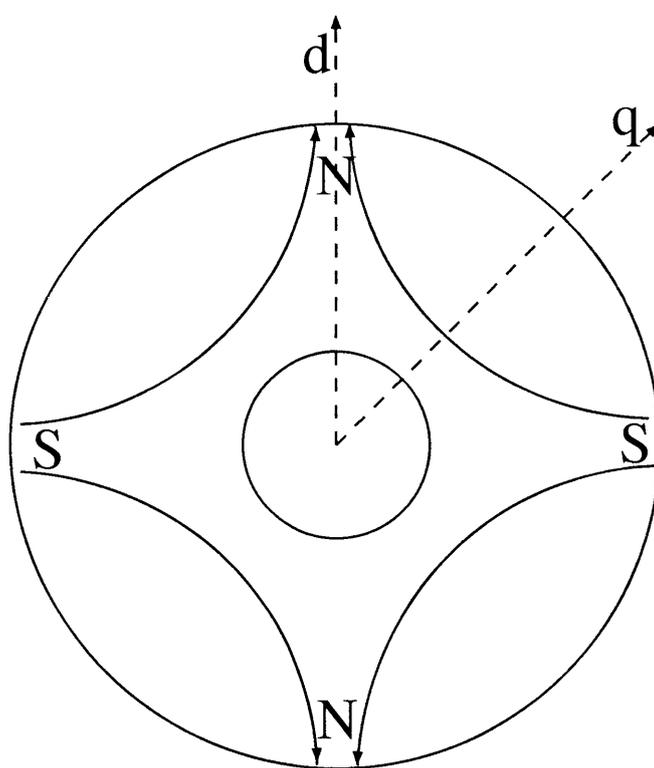


図 4.8: 回転子の極配向着磁

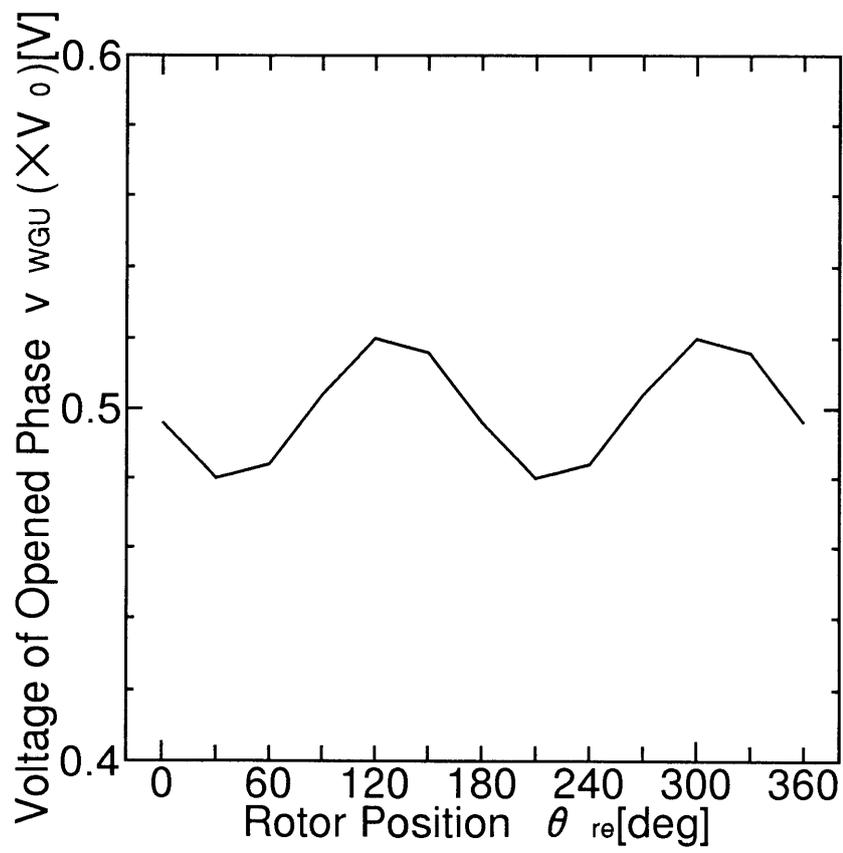


図 4.9: 非磁性材料を貼付しないときの開放相電圧

た。このように薄く貼付するのは、各相に流れる電流の周波数、すなわち回転子の回転する周波数において、うず電流が流れにくくするためである。 $U - Y$ 通電と $V - X$ 通電を切り替える通電周波数は、うず電流を流れやすくするため 20kHz の高周波とし、電圧 $V_0=33V$ とした。

図 4.10 に、電気角での回転子位置 $\theta_{re} = 180^\circ$ の時の、 U 相電圧 v_{UG} と開放相電圧 v_{WG} を示す。 U 相電圧 $v_{UG} = V_0$ の時には、 $U - Y$ 通電が行なわれている。開放相電圧 v_{WG} の振幅を測定することになるが、開放相電圧 v_{WG} は、巻線抵抗が存在するため一定値とならない。そこで、測定の都合を考え、ピーク値をもって v_{WGU} とする。

電気角での回転子位置 θ_{re} に対する開放相電圧 v_{WGU} の値を図 4.11 に示す。図 4.11 より、開放相電圧の変化は電気角 1 回転を 1 周期とする疑似正弦波であることがわかる。

4.5 開放相電圧を用いた位置推定

図 4.11 において、開放相電圧 v_{WGU} の変化を次式と仮定する。

$$v_{WGU} = A \sin(\theta_{re} + 90^\circ) + B \quad (4.13)$$

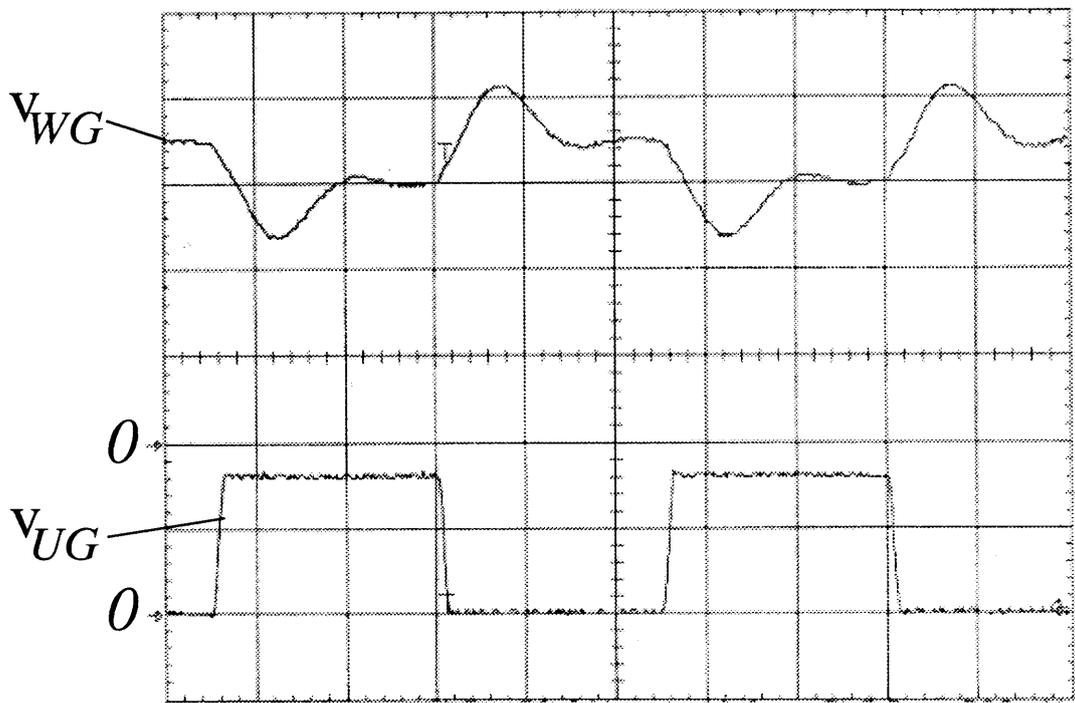
ただし、 A, B は定数とする。

同様に、 $V - Z$ 通電と $W - Y$ 通電を交互に行なった時、 $V - Z$ 通電が行なわれている時の開放相電圧を v_{UGV} 、 $W - X$ 通電と $U - Z$ 通電を交互に行なった時、 $W - X$ 通電が行なわれている時の開放相電圧を v_{VGW} とすると、 v_{UGV} 、 v_{VGW} は、モータの対称性から次式で表される。

$$v_{UGV} = A \sin(\theta_{re} - 30^\circ) + B \quad (4.14)$$

$$v_{VGW} = A \sin(\theta_{re} - 150^\circ) + B \quad (4.15)$$

電圧ベクトル ($v_{WGU}, v_{UGV}, v_{VGW}$) を次の演算によって、直交 2 軸座標上の電



$V_{UG}: 20\text{V} / \text{div}$ $V_{WG}: 5\text{V} / \text{div}$ $10\mu\text{sec} / \text{div}$

図 4.10: U 相電圧と開放相電圧

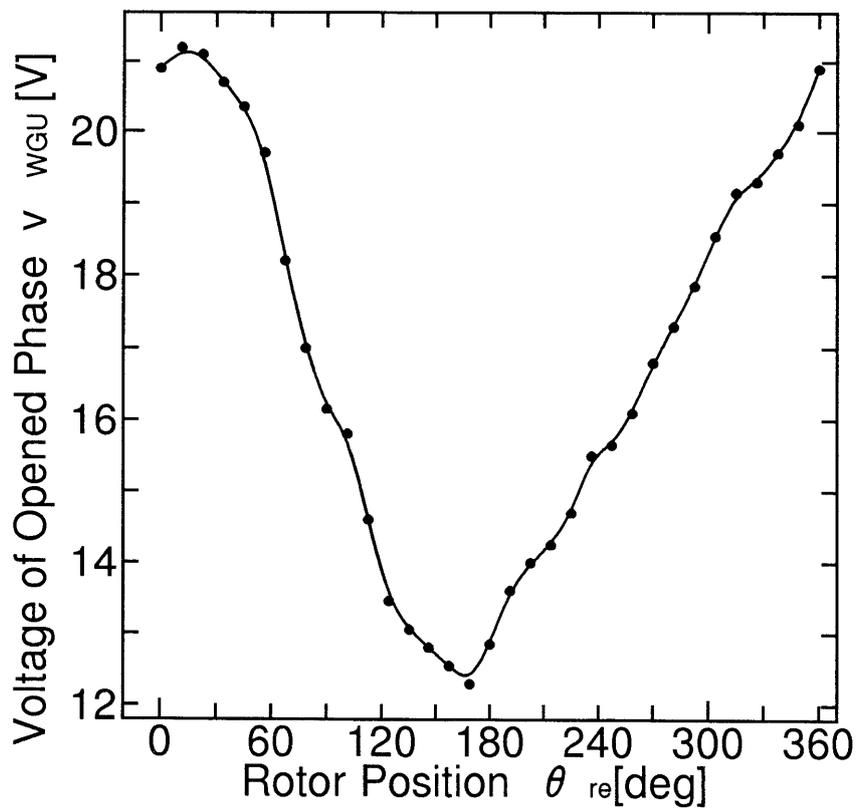


図 4.11: 回転子の位置に対する開放相電圧

圧ベクトル (v_α, v_β) に変換する。

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{WGU} \\ v_{UGV} \\ v_{VGW} \end{bmatrix} \\ &= \frac{3}{2} \begin{bmatrix} A \cos \theta_{re} \\ A \sin \theta_{re} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4.16)$$

従って、位置は、極性を含めて次式で推定可能である。

$$\hat{\theta}_{re} = \tan^{-1} \left(\frac{v_\beta}{v_\alpha} \right) \quad (4.17)$$

4.6 位置推定の実験

4.6.1 実験装置の構成

図 4.12 に、実験装置の構成を示す。

モータ、導電性非磁性材料、通電周波数、電圧 V_0 は、4.4 節で示した通りである。

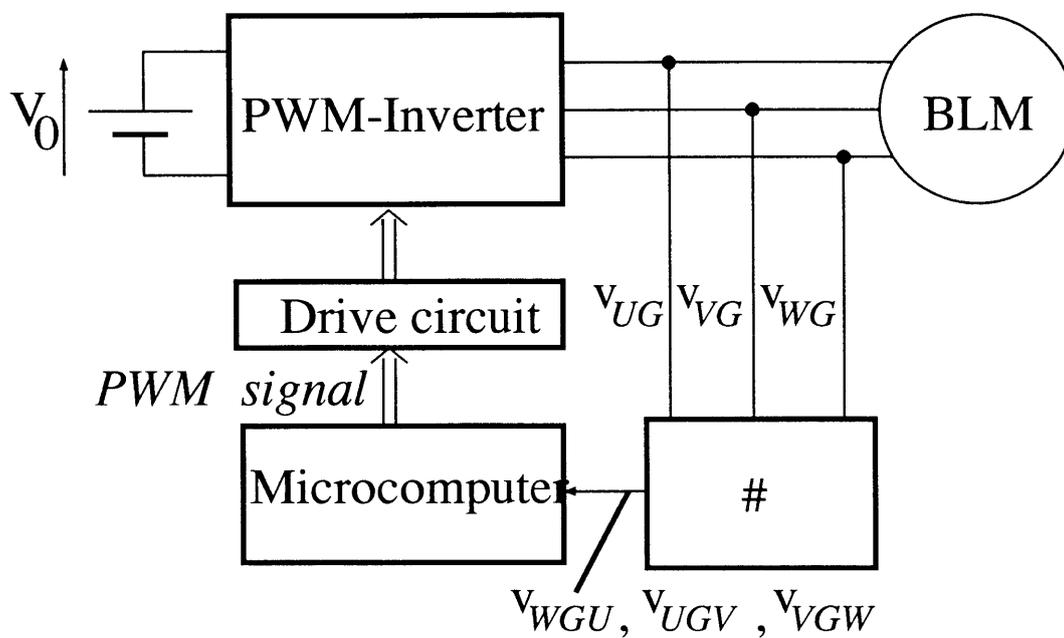
マイクロコンピュータは、H8/3048F を用いた。マイクロコンピュータは、開放相電圧のピーク値 $v_{WGU}, v_{UGV}, v_{VGW}$ を測定するために、順次通電状態を切替え、PWM 信号をドライブ回路に出力する。

開放相電圧のピーク値のサンプリング回路は、サンプルホールド回路、コンパレータ、演算増幅器からなる。このサンプリング回路は、開放相電圧 v_{UG}, v_{VG}, v_{WG} を用いて、開放相電圧のピーク値 $v_{WGU}, v_{UGV}, v_{VGW}$ を演算する。開放相電圧のピーク値は、マイクロコンピュータに送り出される。

マイクロコンピュータは、式 (4.16), (4.17) を用いて、電気角での回転子の推定位置 $\hat{\theta}_{re}$ を演算する。

4.6.2 実験結果

図 4.12 で示される実験装置を用いて演算した電気角での回転子推定位置 $\hat{\theta}_{re}$ と実際の回転子位置 θ_{re} との比較を図 4.13 に示す。誤差の最大値は、インダク



#: Sampling circuit
for measuring peak value
of opened phase voltage

図 4.12: 実験装置の構成

タンスが一定である円筒機にもかかわらず、電気角で 16.2° である。この推定誤差により減じられるトルクは、 3.97% である。

4.7 まとめ

本章で得られた結果を以下に示す。

- (1) 円筒形ブラシレス直流モータの停止時における位置推定のために、回転子表面に幅が電気角で 180° の導電性非磁性材料を電気角で 360° おきに貼付し、開放相電圧を測定する方法を提案した。
- (2) 開放相電圧を、位置に従って正弦波状に変化させるために、導電性非磁性材料は、N 極と S 極の極間に貼付すればよいことを示した。
- (3) 開放相電圧が正弦波状に変化することから、直交 2 軸変換を利用して、位置を推定する方法を示した。
- (4) 位置推定が、電気角での最大誤差 16.2° で可能であることをマイクロコンピュータを用いた実験により示した。推定誤差 16.2° により減じられるトルクは、 3.97% である。その結果、円筒形ブラシレス直流モータの始動時において、モータのトルクを制御できることが期待できる。

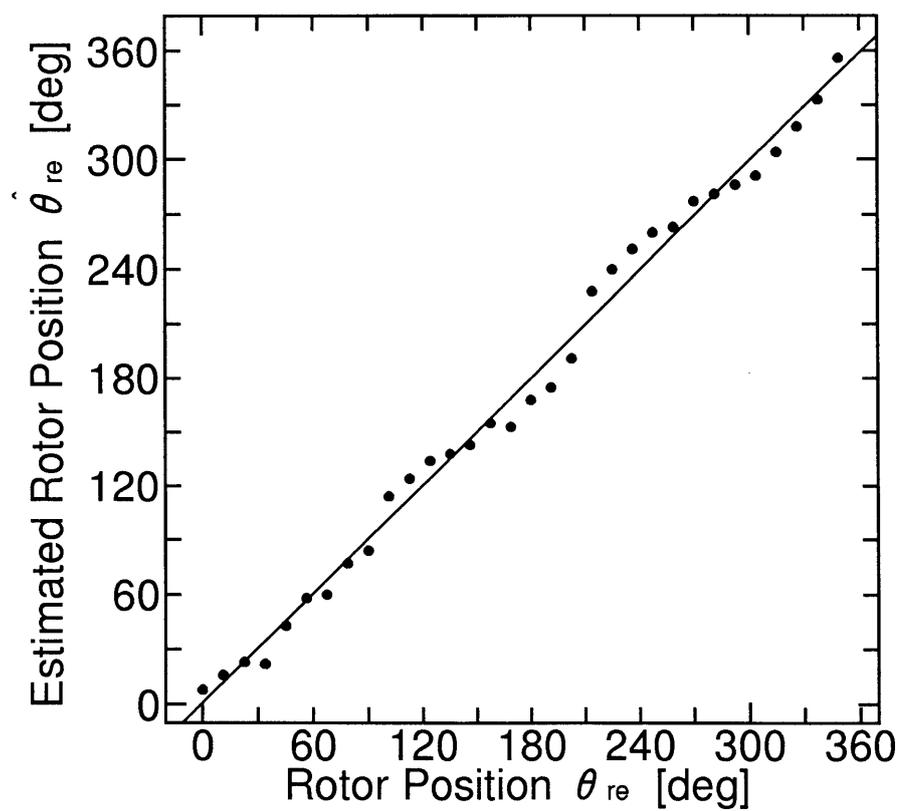


図 4.13: 実測位置と推定位置

第 5 章

うず電流を利用した不特定負荷時におけるセンサレス始動法及び低速駆動法

5.1 はじめに

前章で、速度起電力の発生しない停止時においても、回転子位置を推定できる方法を提案した。そして、一旦回転子が回転を始めれば、速度起電力を用いたセンサレス駆動法を適用すればよいことも述べた。しかしながら、この方法は、停止位置での通電で、速度起電力を用いたセンサレス駆動が可能となる速度まで加速することができなければ、用いることができない。このような状態は、不特定負荷時において十分起こり得ると考えられ、モータを零速度から速度起電力を用いるセンサレス駆動が可能になる速度へ加速する領域でのセンサレス運転法は、困難な問題として残されており、問題の解決が望まれていた。

本章では、前章で提案した回転子を用いたモータにおいて、導電性非磁性材料に流れるうず電流により、位置に従って開放相電圧が変化することを利用したセンサレス低速運転法を提案する。本方法と前章で述べた停止時におけるセンサレス位置推定法を併用することにより、円筒機の不特定負荷時におけるセンサレス始動及び低速運転が可能となる。すなわち、速度起電力を利用することなく、従来提案されてきた速度起電力によるセンサレス駆動が可能な速度

域までモータを加速させることが可能となるのである [68] [69]。

本章では、まず 5.2節で、回転時においてコイルのインダクタンスの変化が、開放相電圧をどのように変化させるかを示す。5.3節では、開放相電圧の変化が回転子の停止位置推定、及びモータのセンサレス低速運転に役立つための貼付する導電性非磁性材料の位置について検討を行なう。5.4節で、回転子位置に対する開放相電圧の測定結果を示す。5.5節で、5.2節から第 5.4節で検討した開放相電圧の変化を用いたモータのセンサレス低速運転の原理及び前章の位置推定法との組み合わせについて述べる。5.6節で、提案する方法と前章で既に述べた停止時におけるセンサレス位置推定法を併用することが、円筒機のセンサレス始動及び低速運転に有効であることを実験によって示す。

5.2 うず電流による開放相電圧の変化

本節では、5.5節で提案するセンサレス低速運転法にさきだち、使用するモータ構造と回転時における開放相電圧について解析する。

5.2.1 モータ構造と導電性非磁性材料の貼付

前章と同じく、図 4.1に示すような 6 スロット集中巻、4 極の円筒形ブラシレス直流モータで検討を行う。この回転子表面に図 4.1に示すように、幅が電気角で 180° の導電性非磁性材料を電気角で 360° おきに貼付する。図 4.1において回転子位置は、ステータの U と V の間の位置から回転子の N 極軸までの機械角で示し、 θ_{rm} とする。

5.2.2 コイルのインダクタンスの変化

導電性非磁性材料にうず電流が流れ、回転子位置に従ってコイルのインダクタンスが変化することは、4.2.2節で既に述べた。各回転子位置に対する自己インダクタンスと相互インダクタンスは、表 4.1のよう示された。

5.2.3 回転子の位置と開放相電圧との関係

図 5.1 にインバータの構成を示す。図 5.1 において、トランジスタ T_U, T_Y をオン、その他をオフした時の状態を $U-Y$ 通電とよび、トランジスタ T_V, T_X をオン、その他をオフした時の状態を $V-X$ 通電とよぶ。 $U-Y$ 通電、 $V-X$ 通電を行なう時には、モータの W 相は開放されており、この時の電圧 v_{WG} を開放相電圧と呼ぶ。

$U-Y$ 通電、 $V-X$ 通電を交互に繰り返した時、 $U-Y$ 通電を行なっている時の開放相電圧 v_{WGU} が、どのような式で表されるかを考察する。図 5.1 より、 $U-Y$ 通電を行なっている時のモータの等価回路は図 5.2 となる。ここで、巻線抵抗は無視する。また、今回転子回転時を想定しているので、界磁磁束による各相の速度起電力 e_U, e_V, e_W が存在する点に注意されたい。

電流の微分値 pi は、図 5.2 より次のようになる。

$$\begin{aligned}
 V_0 &= v_U - v_V \\
 &= L_U \cdot pi + M_{UV} \cdot p(-i) + e_U \\
 &\quad - \{ L_V \cdot p(-i) + M_{VU} \cdot pi + e_V \} \\
 &= (L_U - 2M_{UV} + L_V)pi + e_U - e_V
 \end{aligned} \tag{5.1}$$

従って、

$$pi = \frac{V_0 - (e_U - e_V)}{L_U - 2M_{UV} + L_V} \tag{5.2}$$

となり、開放相電圧 v_{WGU} は、図 5.2 より式 (5.2) を用いて次のようになる。

$$v_V = L_V \cdot p(-i) + M_{VU} \cdot pi + e_V \tag{5.3}$$

$$v_W = M_{WU} \cdot pi + M_{WV} \cdot p(-i) + e_W \tag{5.4}$$

ゆえに、

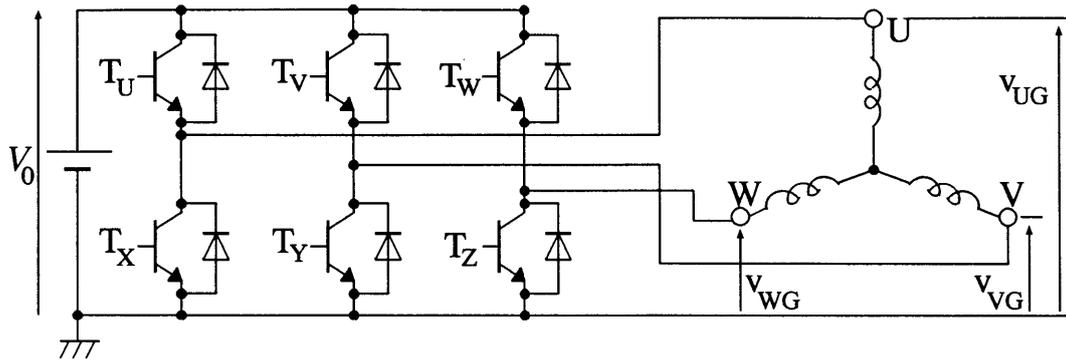


図 5.1: インバータ回路

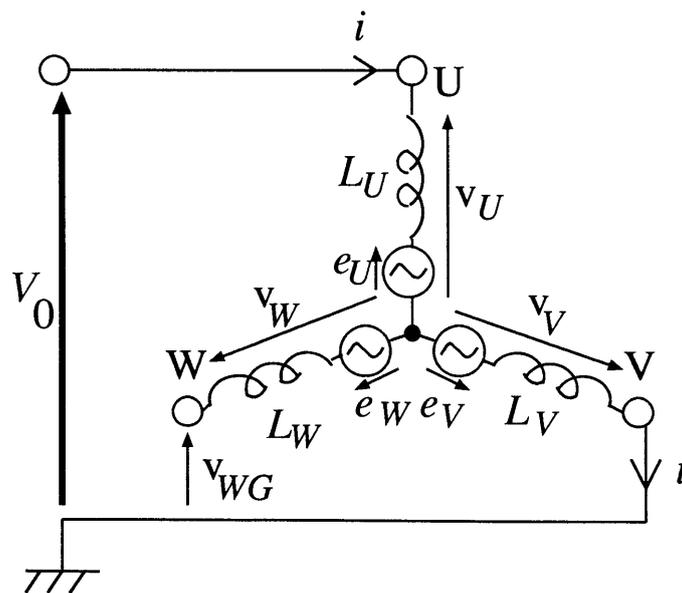


図 5.2: T_U と T_Y がオンのときのモータ回路

$$\begin{aligned}
v_{WGU} &= v_W - v_V \\
&= \frac{M_{WU} - M_{WV} + L_V - M_{VU}}{L_U - 2M_{UV} + L_V} V_0 \\
&\quad - \frac{M_{WU} - M_{WV} + L_V - M_{VU}}{L_U - 2M_{UV} + L_V} (e_U - e_V) \\
&\quad + e_W - e_V
\end{aligned} \tag{5.5}$$

となる。

開放相電圧 v_{WGU} には、式 (5.5) より、インダクタンスの変化による位置情報と速度起電力 e_U, e_V, e_W の情報が混在していることになる。そこで、この速度起電力 e_U, e_V, e_W の影響を除去するため、 $V - X$ 通電を行なっている時の開放相電圧 v_{WGV} を用いることを考える。

$V - X$ 通電を行なっている時の開放相電圧 v_{WGV} は、次式で示される。

$$\begin{aligned}
v_{WGV} &= -\frac{M_{WU} - M_{WV} - L_U + M_{UV}}{L_U - 2M_{UV} + L_V} V_0 \\
&\quad - \frac{M_{WU} - M_{WV} - L_U + M_{UV}}{L_U - 2M_{UV} + L_V} (e_U - e_V) \\
&\quad + e_W - e_U
\end{aligned} \tag{5.6}$$

$U - Y$ 通電時の開放相電圧 v_{WGU} と $V - X$ 通電時の開放相電圧 v_{WGV} との差の絶対値 v_{WGp} は、式 (5.5) , (5.6) より、次式で示される。

$$\begin{aligned}
v_{WGp} &= |v_{WGU} - v_{WGV}| \\
&= \left| \frac{2M_{WU} - 2M_{WV} + L_V - L_U}{L_U - 2M_{UV} + L_V} V_0 \right|
\end{aligned} \tag{5.7}$$

開放相電圧の差 v_{WGp} は速度起電力の影響を受けないことに注目されたい。

開放相電圧の差 v_{WGp} が、回転子位置に従って変化する様子を考察する。例えば、図 4.1 のように回転子位置が $\theta_{rm} = 45^\circ$ の時の開放相電圧の差 v_{WGp} は次のように求められる。表 4.1 より、式 (5.7) 中の値は次式で表される。

$$\begin{aligned}
L_U &= 2.16L, L_V = 2.16L, M_{UV} = -0.943L, \\
M_{WU} &= -1.22L, M_{WV} = -1.22L
\end{aligned} \tag{5.8}$$

従って、

$$v_{WGp} = 0 \quad (5.9)$$

となる。同様にして、電気角での位置 θ_{re} に対する開放相電圧の差 v_{WGp} の変化を求めると図5.3で示される。ただし、 $\theta_{re} = 2\theta_{rm}$ である。

この開放相電圧の差 v_{WGp} を低速駆動のために利用することを考えると、開放相電圧の差 v_{WGp} は図5.3のように回転子位置 $\theta_{re} = 0^\circ, 180^\circ$ に極大点をもち、位置に従いなめらかに変化することが望ましい。この理由については、5.5.2節で示す。ただし、次節で述べるように導電性非磁性材料の貼付位置について留意する必要がある。

5.3 導電性非磁性材料の貼付位置

本節では、開放相電圧の差がセンサレス低速運転のために望ましくなる導電性非磁性材料の貼付位置を検討する。

前章で述べたように、円筒機にもかかわらず、導電性非磁性材料を貼付していないときでも、回転子位置によってコイルのインダクタンスがわずかに変化し、開放相電圧も変化する。 $U - Y$ 通電、 $V - X$ 通電を交互に行なっている時の回転子位置 θ_{re} に対する開放相電圧の差の絶対値 v_{WGp} の変化を図5.4に示す。ただし、インダクタンスを測定した結果、 $(P_d - P_q)/(P_d + P_q) = -0.0162$ とした。

重ねの理により、開放相電圧の差 v_{WGp} は、図5.3の波形と図5.4の波形から合成される。幅が電気角で 180° の導電性非磁性材料を電気角で 360° おきに貼付する条件を保ちつつ、貼付する位置を変化させると、図5.3の波形は、その波形を保ちつつ左右に移動する。そのため、貼付位置によっては、開放相電圧の差 v_{WGp} が、回転子位置 $\theta_{re} = 0^\circ, 180^\circ$ に極大点をもち、なめらかに変化しなくなることがある。5.5.2項で示すように、これは、センサレス低速運転のために望ましくない。以上のことを考慮し、導電性非磁性材料は図4.1に示

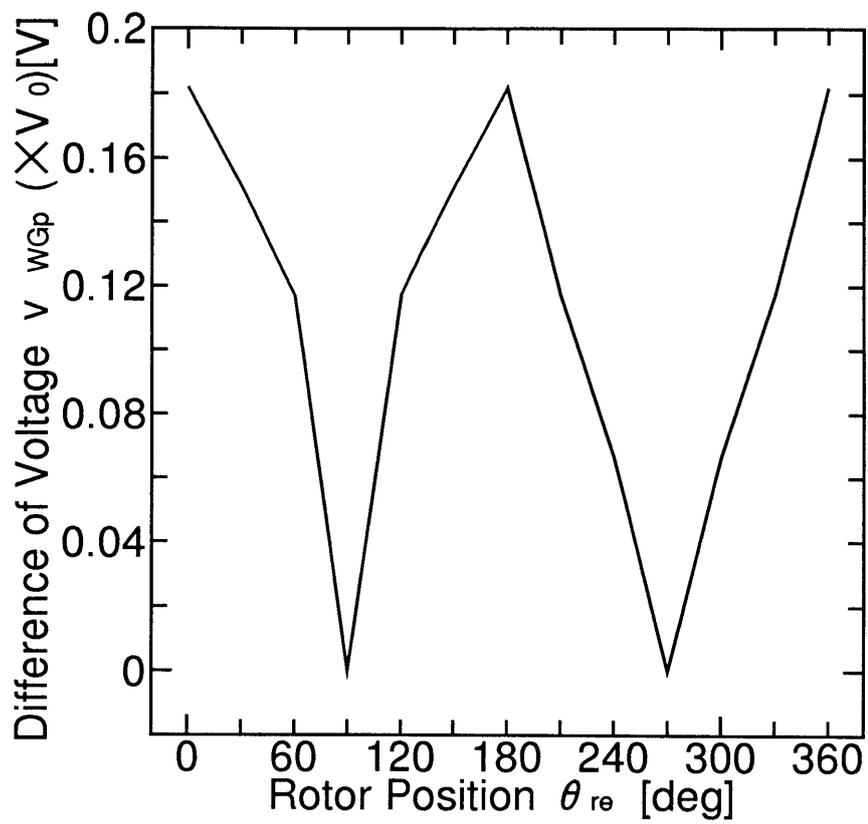


図 5.3: 回転子位置に対する開放相電圧の差 v_{WGp}

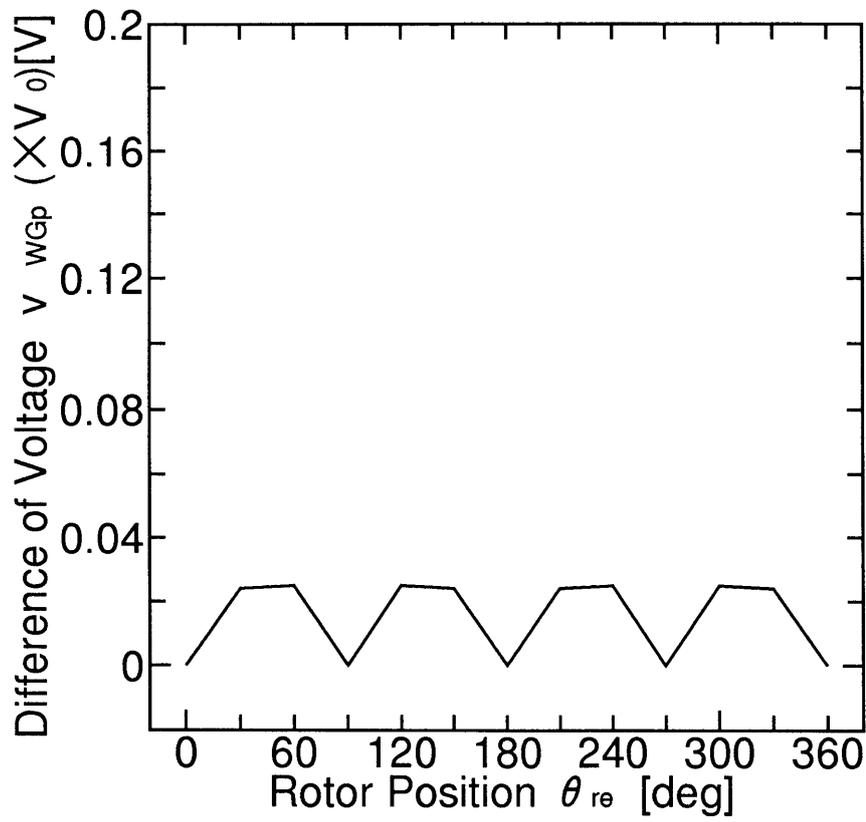


図 5.4: 非磁性材料を貼付しないときの開放相電圧の差 v_{wgp}

表 5.1: ブラシレス直流モータの諸定数

resistance between lines	R_2	9.43	[Ω]
inductance between lines	L_2	31.8	[mH]
inertia	J	4.11×10^{-5}	[kg · m ²]
pole pairs	p	2	
e.m.f. const.	K_E	0.00911	[V /rpm]
rated voltage of dc link	V_{or}	100	[V]
rated current	I_r	1	[A]
rated torque	T_{Mr}	0.216	[Nm]
rated velocity	ω_{rmr}	3000	[rpm]

すように N 極 S 極の極間をはさんで貼付した。

なお、この貼付位置は、前章で述べた停止時におけるセンサレス位置推定法の最適な貼付位置と一致しているため、本手法との併用が可能である。

5.4 位置に対する開放相電圧の差の絶対値の測定

本節では、5.2節、5.3節で検討した開放相電圧の差と回転子の位置関係について実測を行ない、その妥当性を確認する。そのため、図 5.1において、 $U - Y$ 通電、 $V - X$ 通電をデューティ比 50% で交互に行なった時の開放相電圧 v_{WG} を測定する。ここで、供試モータとして 65W のものを用いた。モータの定数を表 5.1 に示す。導電性非磁性材料には、厚さ 0.08mm のアルミ箔を用いた。 W 相が開放相の場合、 $U - Y$ 通電と $V - X$ 通電を交互に切り替えるが、その周波数は、20kHz とした。図 5.1 における電圧 V_0 は $V_0 = 33V$ とした。

図 4.10 に、回転子位置 $\theta_{re} = 180^\circ$ の時の、 U 相電圧 v_{UG} と開放相電圧 v_{WG} の実測波形を示した。 U 相電圧 $v_{UG} = V_0$ の時には $U - Y$ 通電が行われ、 U 相電圧 $v_{UG} = 0$ の時には $V - X$ 通電が行われている。実験波形は、巻線抵抗が存在するため、過渡的にオーバシュートをもつ振動的な波形となっているが、測定の容易さを考慮し、 $U - Y$ 通電時のピーク値をもって v_{WGU} 、 $V - X$ 通電

時のピーク値をもって v_{WGV} とし、 v_{WGU} と v_{WGV} の差の絶対値を開放相電圧の差とする。

実際にこの様な定義にもとづいた回転子位置 θ_{re} に対する開放相電圧の差の絶対値 v_{WGP} の値を図 5.5 に示す。測定は、外からモータを回転させ、速度起電力を発生させた状態で測定した。回転速度は、0rpm, 55rpm, 98rpm, 201rpm で行なった。図 5.5 より、開放相電圧の差は、ロータ位置 $\theta_{re} = 0^\circ, 180^\circ$ に極大値をもち、ロータ位置に従ってなめらかに変化しており、前節までの原理にもとづき位置に関する情報を測定可能であることが確認できる。また、開放相電圧の差は、速度起電力の影響を受けないことも確認できる。

5.5 低速運転の原理

本節では、5.2節から 5.4節で検討した開放相電圧の差を用いたセンサレス低速運転の原理について述べる。

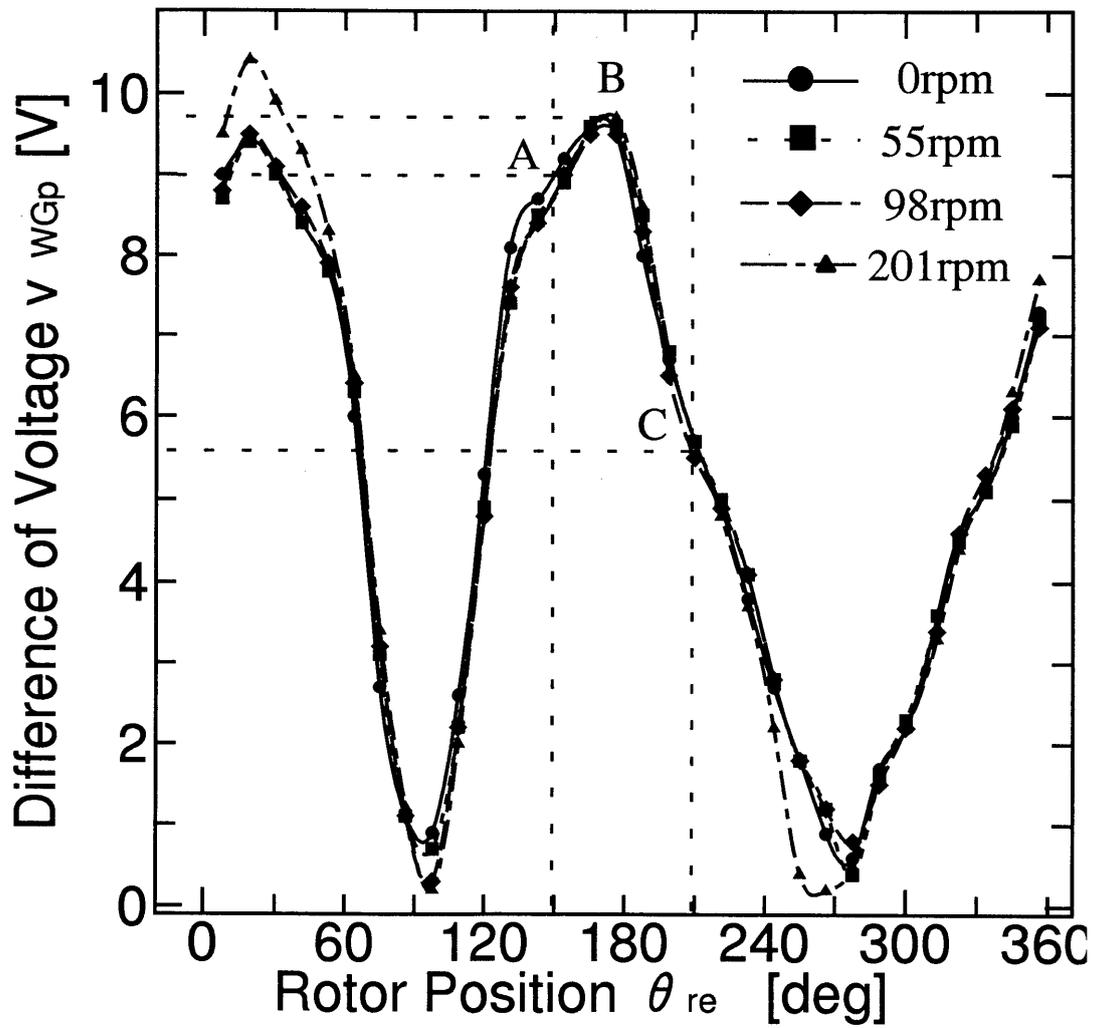
提案するセンサレス低速運転では、開放相電圧を用いるため、2端子間に電圧を加える 120度通電法 [18] を採用した。本章では、まず 5.5.1項として、120度通電法について述べ、次に 5.5.2項として、提案するセンサレス低速運転法の原理について述べる。

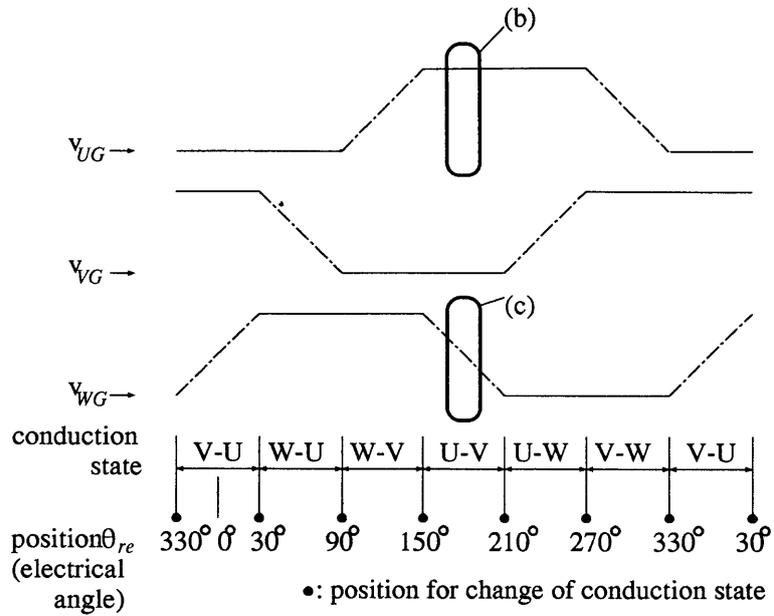
5.5.1 120度通電

図 5.1 のインバータを用いて、120度通電法でモータを運転している時の各端子電圧 v_{UG}, v_{VG}, v_{WG} の模式図を図 5.6 に示す。

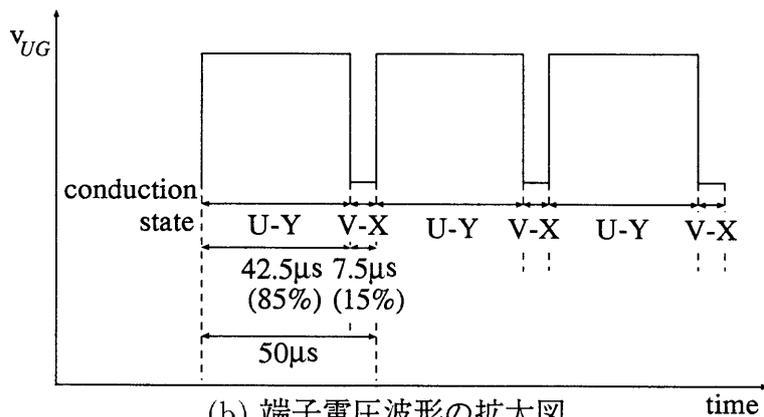
図 5.6(a) の実線は、20 kHz の PWM 波形であり、だ円 (b) の部分の拡大図を図 5.6(b) に示す。また、図 5.6(a) の一点鎖線は開放相電圧であり、だ円 (c) の部分の拡大図を図 5.6(c) に示す。

図 5.6(b) のように、PWM 波形の周期 $50\mu s$ の 85% である $42.5\mu s$ の $U - Y$ 通電、15% である $7.5\mu s$ の $V - X$ 通電を交互に繰り返す時の状態をデューティ比 85% の $U - V$ 通電と定義する。回転子を自由に動く状態にして、 $U - V$ 通電を行なった時、回転子は $\theta_{rm} = 135^\circ$ の位置で停止する。その位置から、電気

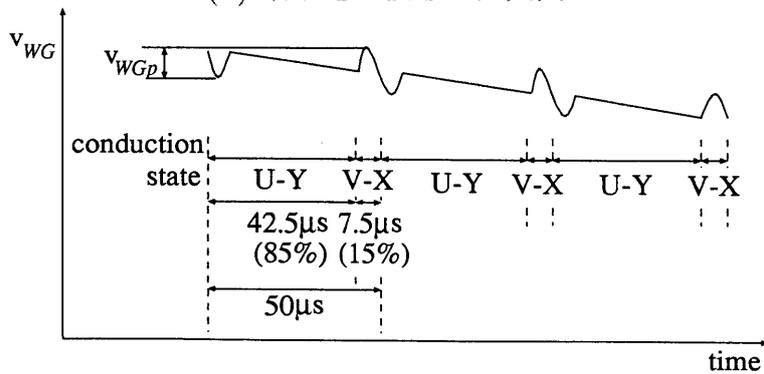
図 5.5: 回転子位置に対する開放相電圧の差 v_{wGp}



(a) 端子電圧波形



(b) 端子電圧波形の拡大図



(c) 開放相電圧波形の拡大図

図 5.6: 端子電圧波形

角で 90° すなわち機械角で 45° 逆回転方向（図 4.1 の場合、反時計方向）に戻した位置 $\theta_{rm} = 90^\circ$ すなわち $\theta_{re} = 180^\circ$ が $U - V$ 通電において最大のトルクを発生する位置である。従って、図 5.6(a) に示すように、その位置の前後、電気角で 60° の範囲 ($\theta_{re} = 150^\circ \sim 210^\circ$) では、 $U - V$ 通電を行なう。この時、 W 相は開放相であり、 v_{WG} には、図 5.6(a) に示すように、速度起電力が現れるが、回転子にアルミ箔を貼付することによって、図 5.6(c) のように、速度起電力に周期 $50\mu s$ の波形が重畳する。この周期 $50\mu s$ の波の最大値と最小値の差が開放相電圧の差 v_{WGp} である。 $\theta_{re} = 150^\circ$ や 210° では、最大トルクを発生する位置から電気角で 30° ずれており、その発生トルクは、 $\theta_{re} = 180^\circ$ の場合の 86% となる。同様にして、図 5.6(a) に示すように、他の位置においても、位置に応じて、 $U - W$ 通電、 $V - W$ 通電、 $V - U$ 通電、 $W - U$ 通電、 $W - V$ 通電を行なえば、トルクが $86\% \sim 100\%$ の間で脈動しながらモータは回転し続ける。これを 120 度通電法という。

5.5.2 低速運転の原理

本論文で提案する低速運転では、 120 度通電法を採用するため、絶対位置を推定する必要はない。図 5.6(a) に示すように、例えば、 $U - V$ 通電を行なっている時、回転子の位置 θ_{re} が次の $U - W$ 通電に切り替える位置 ($\theta_{re} = 210^\circ$) に達しているか否かが分かれば、 120 度通電法によりモータを運転することができる。

例えば $U - V$ 通電を行なっている時の開放相電圧の差の絶対値 v_{WGp} は図 5.5 で示される。図 5.6(a) に示すように $U - V$ 通電は、回転子位置 θ_{re} が $150^\circ \sim 210^\circ$ の間に行なわれる。この時の開放相電圧の差 v_{WGp} は、図 5.5 に示すように、点 A ($v_{WGp} = \text{約 } 7.5\text{V}$) から、極大点 B ($v_{WGp} = \text{約 } 8.2\text{V}$) を経て、点 C ($v_{WGp} = \text{約 } 4.3\text{V}$) まで変化する。従って、開放相電圧の差 v_{WGp} を観測し、 v_{WGp} が図 5.5 における極大点 B を越えた後、点 C まで低下した時に $U - W$ 通電に切り替える。このため、5.2.3 項で述べたように、開放相電圧の差 v_{WGp} は回転子位置 $\theta_{re} = 180^\circ$ に極大点を持ち、位置に従いなめらかに変化することが望まし

い。また、 $V-U$ 通電の時は、回転子位置 $\theta_{re} = 0^\circ$ に極大点をもつことが望ましい。他の通電状態の時も同様に考えることによりセンサレスで120度通電法による運転が可能となる。以上の開放相電圧の差 v_{WGp} を観測し、通電状態を切り替える操作は、次章で述べるマイクロコンピュータのソフトウェアで実現することが可能で、この操作のフローチャートを図5.7に示す。図5.7において一番最初の通電状態の設定は、前章で述べた停止時における位置推定法を用いることにより設定する。この方法は、速度起電力によらないので、低速域においてもセンサレス制御が可能となる。

ところで、導電性非磁性材料を貼付したモータの効率低下は、実験の結果4%以下であるため、うず電流は多量に流れておらず、発熱、損失はわずかであると考えられる。

5.6 低速運転の実験

5.6.1 実験装置の構成

実験装置の構成を図5.8に示す。モータ、導電性非磁性材料、通電周波数、印加電圧 V_0 は5.4節で示した通りである。開放相電圧測定回路は、サンプルホールド回路、コンパレータならびにアナログ演算回路からなり、開放相電圧 v_{UG}, v_{VG}, v_{WG} を用いて、開放相電圧の差 $v_{UGp}, v_{VGp}, v_{WGp}$ を演算し、マイクロコンピュータに送る。

マイクロコンピュータには、H8/3048Fを用いた。マイクロコンピュータは、開放相電圧の差 $v_{UGp}, v_{VGp}, v_{WGp}$ を用いて、通電状態を切替えるとともに、指定されたデューティ比のPWM信号をドライバ回路に送出し、インバータを駆動する。

負荷トルクは、溝をつけた円盤をモータのシャフトにとりつけ、溝に重りをぶらさげた糸を巻きつけて実現している。負荷トルクの大きさは、平衡状態における円盤の半径とぶらさげた重りによって計算できる。

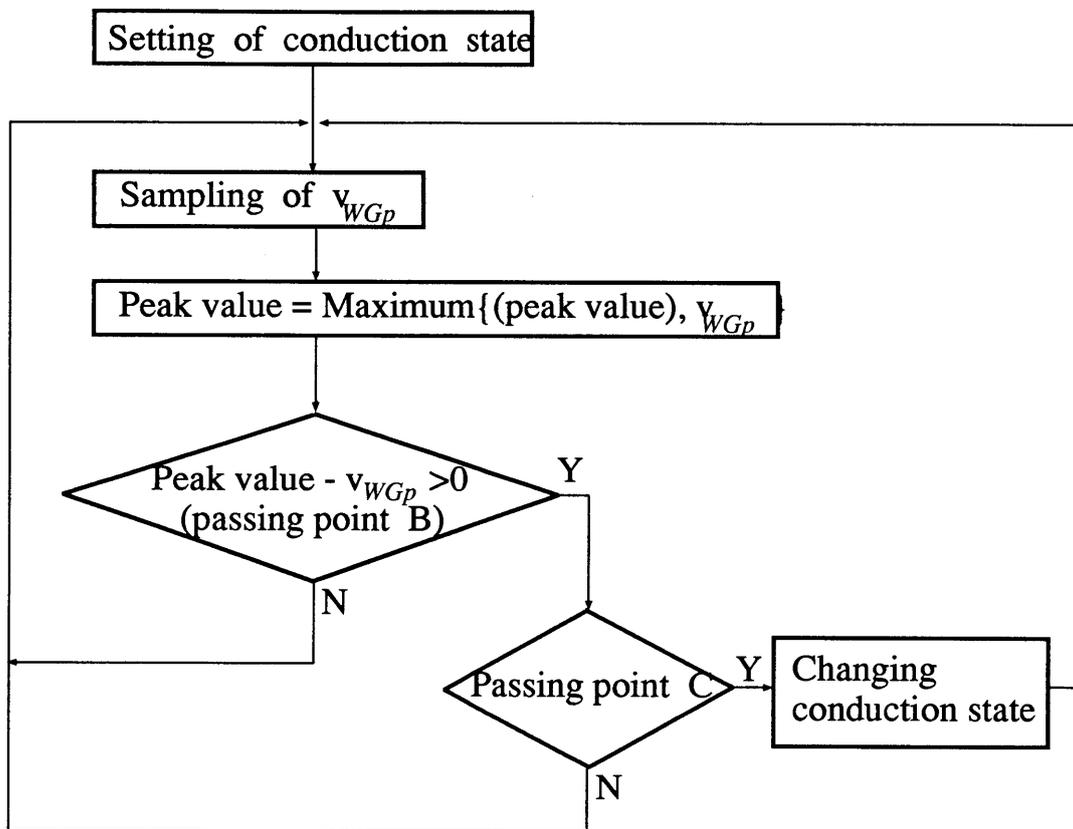


図 5.7: 通電状態切替アルゴリズム

5.6.2 不特定トルク時におけるセンサレス始動および低速運転

不特定の負荷が存在する場合において、モータをセンサレスで零速度から低速運転を経て定常速度へ加速する実験を行なう。

本実験装置において、図 4.10の波形において開放相電圧のピークが観測可能であるデューティ比の最大値は 85%であった。

以下の実験において、負荷の大小にかかわらず、駆動回路の各種定数には一切変更を加えていない。また、モータの始動位置を、任意にセットする。当然のことながら、図 5.8に示す実験装置は、この始動位置の情報を用いない。図 5.8に示すマイクロコンピュータは、まず、前章で述べた停止時における位置推定法を用いることにより、始動時における位置を推定し、最適な通電状態でデューティ比 85%の PWM 信号を発生させ、モータを始動させる。

モータ始動後、5.5 節で示した方法に従い、図 5.8に示す開放相電圧測定回路は、開放相電圧 v_{UG}, v_{VG}, v_{WG} から、開放相電圧の差 $v_{UGp}, v_{VGp}, v_{WGp}$ を演算する。マイクロコンピュータは、開放相電圧の差 $v_{UGp}, v_{VGp}, v_{WGp}$ を用いて、回転子位置に従って最適な通電状態に次々に切替え、その通電状態でデューティ比 85%の PWM 信号を発生させ、モータを回転させる。

実験においては、停止しているモータに様々な負荷を与え、提案するセンサレス駆動法により始動する。モータは、始動後、加速し、やがて定常速度に達する。その際の負荷トルク T_{Load} と機械角での定常速度 ω_{rms} との関係を図 5.9 に示す。

この結果は、提案する手法で始動し、最低速度 100rpm から速度起電力による駆動が可能となるセンサレス駆動法と組み合わせた場合、0Nm から定格トルクの 116%の 0.251Nm までの不特定負荷時において、モータを零速度から速度起電力を用いるセンサレス駆動が可能になる速度域までセンサレスで加速可能であることを示している。

提案するセンサレス駆動方式では、図 5.9に示すように、定格トルクの 120%の 0.259Nm まで回転が可能であるが、この時の回転数は 51rpm である。ゆえに、より低速から速度起電力が検出可能であるセンサレス駆動法と組み合わせ

れば、最大負荷トルクの向上が期待できる。なお、提案するセンサレス駆動法において、定格トルクの120%の0.259Nmを越えてトルクを発生させることができない理由は、通電状態の切替位置の検出精度によるものと考えられる。

図5.9に示した実験時にエンコーダで観測した機械角での位置 θ_{rm} 及び通電状態切替え信号を図5.10に示す。図5.10(a)は、負荷トルクがモータの定格トルクの120%の $T_{Load}=0.259\text{Nm}$ の場合を示し、図5.10(b)は、モータの定格トルクの22.7%の $T_{Load}=0.049\text{Nm}$ の場合を示す。通電相切替え信号は、立ち上がりおよび立ち下がり時に通電状態が切り替わったことを示している。図5.10は、モータを零速度から低速運転を経て定常速度へ加速させた時、不特定の負荷が存在する場合においても、逆転のないスムーズな加速がセンサレスで実現できていることを示している。また、通電状態切り替え信号は、機械角で1回転する間に、12回通電状態が切り替わったことを示しており、センサレスで120度通電法が実現できていることを示している。

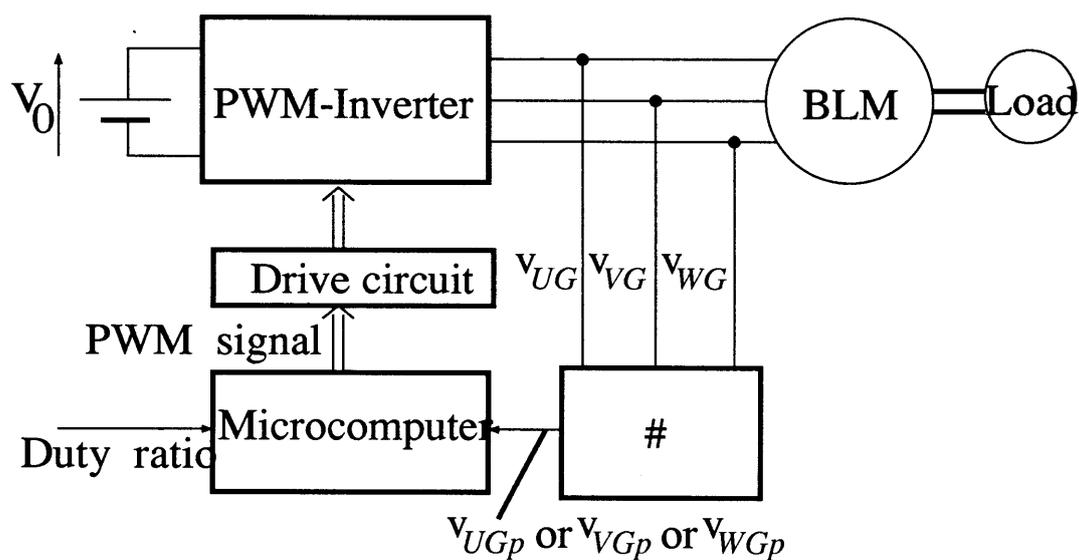
上記の実験は、従来の同期運転とは異なり、負荷の大小にかかわらず、駆動回路の定数は一切変更していない点に注意されたい。ゆえに、以上の結果は、速度起電力が発生しない停止時における位置推定及び速度起電力が極めて小さい低速域における円筒形ブラシレス直流モータのセンサレス制御が、不特定負荷時においても実現可能であることを示している。

5.7 まとめ

本章で得られた結果を以下に示す。

- (1) 円筒形ブラシレス直流モータの不特定負荷時におけるセンサレス始動及び低速運転を実現するために、回転子表面に導電性非磁性材料を貼付し、開放相電圧を測定することを提案した。
- (2) 提案する方法と、例えば100rpmから速度起電力を用いるセンサレス駆動が可能になる方法とを組み合わせした場合、0Nmから定格トルクの116%の0.251Nmまでの不特定負荷が存在しても、零速度から、速度起電力を用いるセンサレス駆動が可能な速度まで、モータをなめらかに加速することが可能

であることを実験により示した。



#: Sampling circuit for opened phase voltage

図 5.8: 実験装置の構成

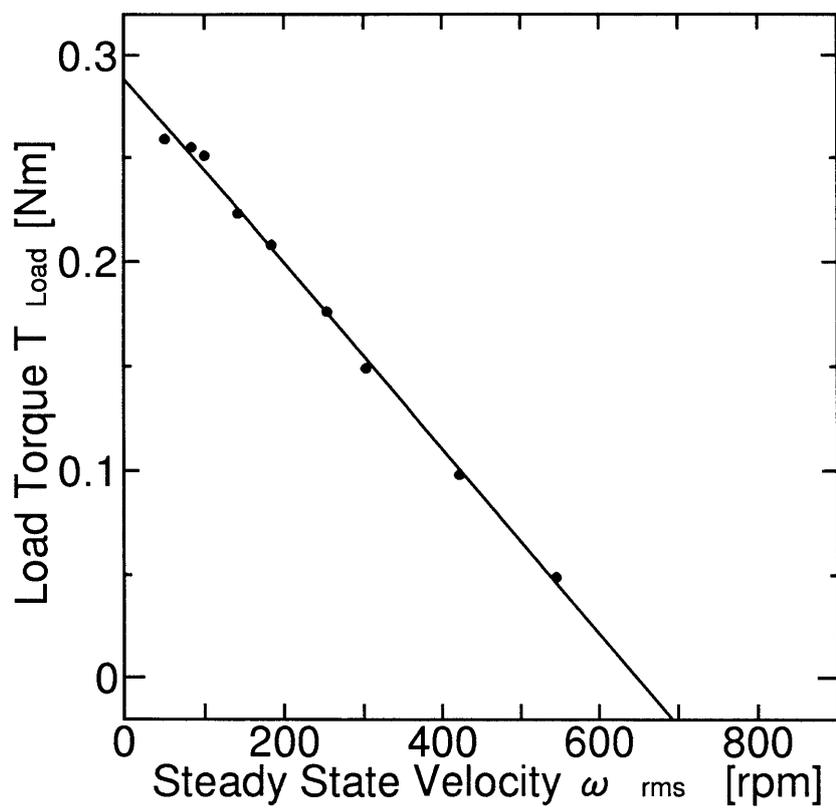


図 5.9: センサレス制御時の負荷トルクと定常速度との関係

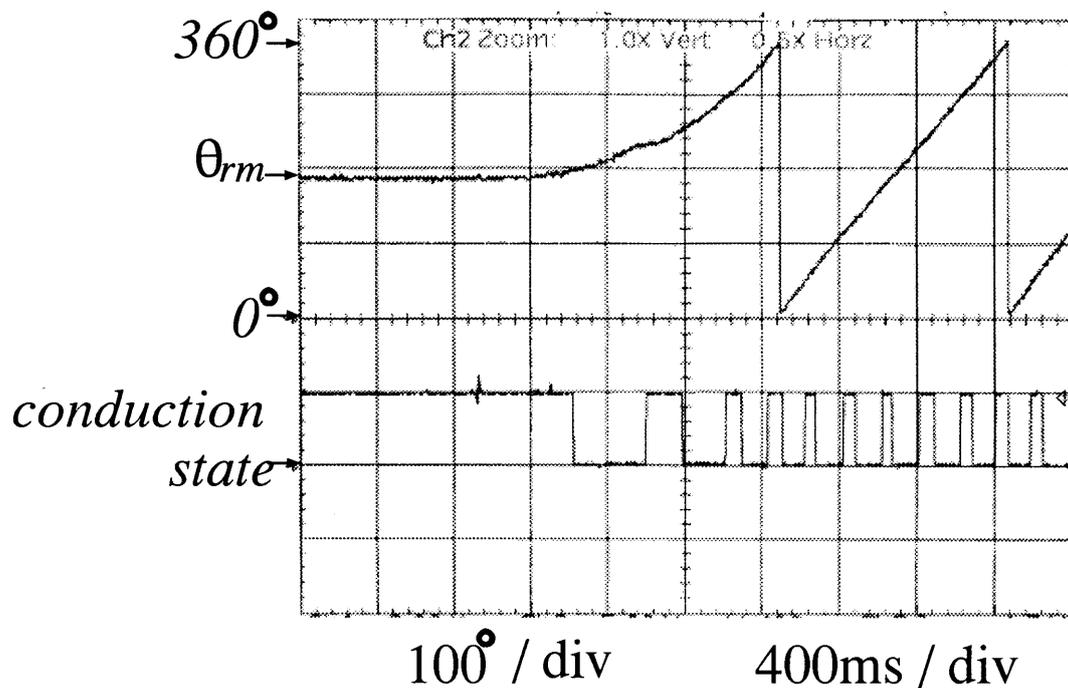
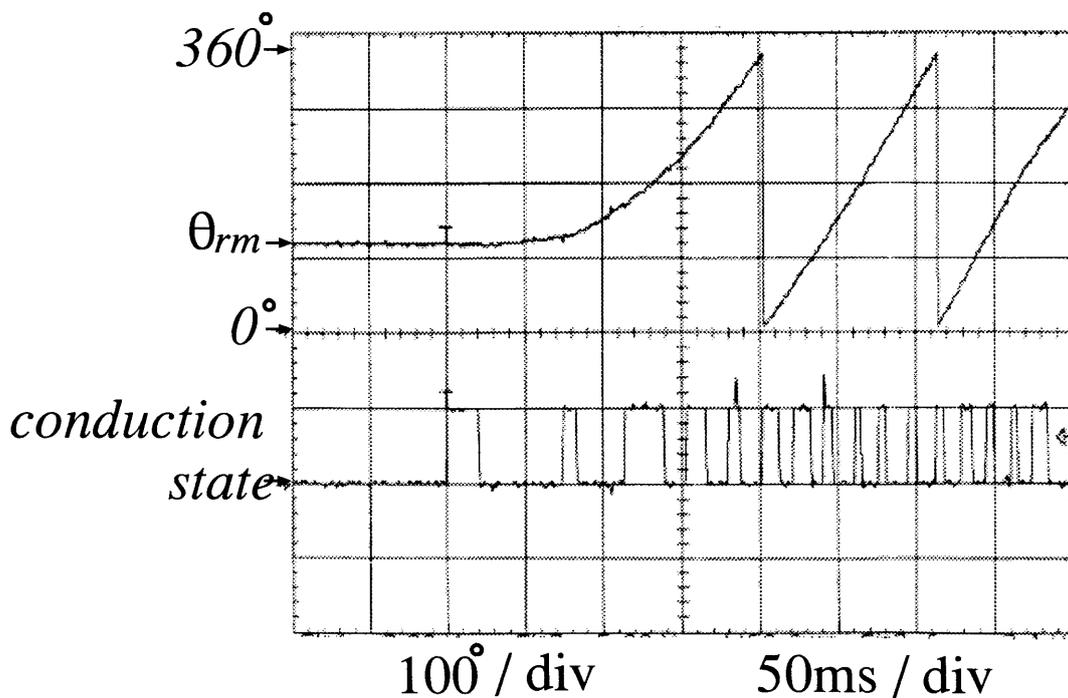
(a) 0.259Nm の場合(b) 0.049Nm の場合

図 5.10: 始動及び低速運転

第 6 章

結論

6.1 本研究の成果

本論文では、ブラシレス直流モータのセンサレス制御に関する研究をまとめたものであり、本研究で得られた成果を要約すれば以下のようなになる。

第 1 章においては、ブラシレス直流モータのセンサレス制御に関する従来の研究とその問題点について述べた。そして、本研究が、ブラシレス直流モータのセンサレス制御において制御理論を適用することによって、位置・速度推定の安定性が確保できる方法を提案し、センサレスでモータの始動ならびに低速運転することのできる方法を提案するものであることを示した。

第 2 章では、ブラシレス直流モータの界磁磁束・速度を推定するための適応スライディングオブザーバの構成法について示し、位置は、推定した界磁磁束の方向から求まることを示した。次にリアプノフの安定論を用い、速度適応同定則を導出した。さらに、これまで明らかになっていなかった速度推定誤差にロバストな磁束推定を実現する極配置設計法を明らかにし、極は、実軸上を速度に応じて動かせばよいことを示した。最後に、コンピュータシミュレーションにより、これらの解析結果の妥当性を検証した。

第3章では、モータの位置・速度の情報をもっている速度起電力を推定するための外乱オブザーバの構成法を提案した。位置は、推定した速度起電力の方向から求められることを示した。次に、推定した速度起電力を用いる速度適応同定を提案した。この同定法は、ポポフの超安定論によって安定性が保証される。さらに、これらの構成は非常に簡単であることを示した。最後に、これらを実機実装し、効果を確認した。

第4章では、停止状態での位置推定を行なうために回転子表面に導電性非磁性材料を貼付することを提案した。これにより、2相通電を行なった時に残りの1相の電圧が回転子位置に従って正弦波状に変化することを示し、この変化を利用した停止位置推定法を示した。さらに、実験によって本方法の効果を検証した。

第5章では、第4章で提案した回転子を用いることにより、120度形通電（2相通電）での運転を前提として、残りの1相に速度起電力とともに回転子の位置に従って電圧の変化が現れることを利用して、低速でもセンサレス運転が可能になることを示した。本方法と第4章で提案した停止位置推定法により、不特定負荷時においても、モータを零速度から速度起電力を用いたセンサレス駆動が可能となる速度まで加速することができることを実験によって確認した。

以上により、望ましいセンサレス制御は次のようなものであると考える。すなわち、第4章で提案した回転子表面に導電性非磁性材料を貼付したモータを用いることを前提として、第4章で提案した方法で、停止位置を推定し始動する。次に、第2章や第3章で提案した方法で運転可能な速度まで、第5章で提案した方法によって加速する。その後、位置・速度推定の安定性が保証された第2章や第3章で提案した方法に切り替えるものである。

この方法であれば、これまで困難とされてきた不特定負荷時における始動並びに低速運転が解決される。また、中・高速域においても、界磁磁束と電流が常に直交し、120度形インバータを用いたセンサレス制御による効率の低下

を防ぐことができ、文献 [17] [19] – [29] で提案されているような方法の位置・速度推定の安定性のあいまいさが解消される。

しかしながら、この方法にも問題がある。それは、始動・低速運転において必要な導電性非磁性材料が、中・高速域においては、うず電流損を発生させ、数%とはいえ、効率を下げることである。

しかし、不特定負荷時での始動・低速運転に、他の方法がない限り、この方法が望ましいセンサレス制御であると考ええる。

もちろん、エアコンのコンプレッサのように始動時が、軽負荷の場合は、導電性非磁性材料を用いず、始動・低速運転時は従来のように同期運転を行ない [19]、その後、第 2 章や第 3 章で提案した方法に切り替えれば、さらに望ましいセンサレス制御が実現可能である。

6.2 今後の課題

本研究によって、前節の最後で述べたように望ましいセンサレス制御が確立した。しかしながら、さらに高度なセンサレス制御を確立するための今後の課題について以下に述べる。

1. 提案した低速運転法は、120 度通電 (2 相通電) であるが、これは、正弦波通電に比べると効率が低下する。従って、導電性非磁性材料を流れるうず電流を利用した正弦波通電のセンサレス制御法が今後の課題である。
2. 提案した導電性非磁性材料は、高速域においては、ただのうず電流損の発生源でしかない。それゆえ、損失を減らす方法を考えることが今後の課題であると考ええる。

参考文献

- [1] 宮入. 「最新電気機器学」. 丸善, 昭和 60.
- [2] 山村. 「交流モータの解析と制御」. オーム社, 昭和 63.
- [3] 道木. 「磁束オブザーバを用いた誘導電動機のベクトル制御に関する研究」. 博士学位論文、名古屋大学大学院工学研究科, 平成 7.
- [4] 坪島他. 「モータ技術百科」. オーム社, 平成 5.
- [5] 難波江他. 「電気機器学」. 電気学会, 平成 3.
- [6] 高田他. 「入門電気機器 I」. 東京電機大学出版局, 昭和 61.
- [7] 高田他. 「入門電気機器 II」. 東京電機大学出版局, 昭和 63.
- [8] 磯部. 「電気機器要論」. 東京電機大学出版局, 昭和 52.
- [9] 松井. 「電気機器」. 森北出版, 平成元.
- [10] 雨宮, 松井. 「アクチュエータ入門」. オーム社, 昭和 60.
- [11] 杉本他. 「AC サーボシステムの理論と設計の実際」. 総合電子出版社, 平成 3.
- [12] 見城他. 「AC サーボモータとマイコン制御」. 総合電子出版社, 昭和 59.
- [13] 川村他. 「ブラシレスサーボモータと選び方、使い方」. 総合電子出版社, 昭和 61.

- [14] 富田. 「適応スライディングオブザーバを用いたブラシレス DC モータの位置・速度センサレス制御」. 修士学位論文、名古屋大学大学院工学研究科, 平成 7.
- [15] 負荷適応機能を有する電動機制御系調査専門委員会. 「負荷適応機能を有する電動機制御技術」. 電気学会, 平成 6.
- [16] 山村他. 「電気機器工学 II」. 電気学会, 昭和 63.
- [17] 執行他. 「位置検出器を持たないブラシレス DC モータ制御系の実現」. 平成 2 年半導体電力変換研究会資料, pp. 87, SPC-90-21, 平成 2.
- [18] K.Iizuka et al. Microcomputer Control for Sensorless Brushless Motor. *IEEE Trans. Industry Applications*, Vol. IA-21, No.4, pp. 595-601, 5/6 1985.
- [19] 内島他. 「センサレスブラシレス DC モータシステムの過渡応答」. 平成 4 年電気学会産業応用全国大会講演論文集, pp. 284-287, No.75, 平成 4.
- [20] 渡辺. 「ブラシレス DC モータのセンサレスロバスト制御」. ロバスト高速サーボ制御技術, pp. 267-281, 平成 3.
- [21] 渡辺他. 「永久磁石界磁同期電動機の回転子位置と速度のセンサレス検出の一方法」. 電気学会論文誌 D, Vol. 110, pp. 1193-1200, 平成 2.
- [22] 安田他. 「ブラシレス DC モータの位置・速度センサレス制御の一考察」. 平成 2 年電気学会全国大会講演論文集, pp. 6.71-6.72, No.609, 平成 2.
- [23] 野村他. 「電流制御誤差に基づくセンサレスブラシレス DC モータ制御の過渡特性」. 平成 5 年電気学会産業応用部門全国大会講演論文集 [6], pp. 143-148, No.34, 平成 5.
- [24] 木下他. 「速度起電力係数の同定機能を有したセンサレスブラシレス DC モータ」. 平成 5 年電気学会全国大会講演論文集 [6], pp. 6.9-6.10, No.628, 平成 5.

-
- [25] 橋本他. 「電流誤差に基づくブラシレス DC モータのセンサレス制御法」. 平成 5 年半導体電力変換研究会資料, pp. 9-18,SPC-93-2, 平成 5.
- [26] N.Matsui. Sensorless Operation of Brushless DC Motor Drives. *Proceedings of the IECON '93*, Vol. 2 of 3, pp. 739-744, 1993.
- [27] 竹下他. 「電流推定誤差に基づくセンサレスブラシレス DC モータ制御」. 電気学会論文誌 D, Vol. 115, pp. 420-427, 平成 7.
- [28] 上里他. 円筒形 PM モータの回転子位置・速度センサレスベクトル制御. 電気学会論文誌 D, Vol. 115, pp. 818-819, 平成 7.
- [29] T.Senju et al. Position Sensorless Vector Control of Cylindrical Permanent Magnet Synchronous Motors. *Proceedings of IPEC-Yokohama'95*, Vol. 1, pp. 304-309, 1995.
- [30] 富岡他. 「適応オブザーバによる永久磁石同期電動機の位置センサレス制御の試み」. 平成 3 年電気学会産業応用部門全国大会講演論文集, pp. 782-787, No.183, 平成 3.
- [31] 楊他. 「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」. 電気学会論文誌 D, Vol. 113, pp. 579-586, 平成 5.
- [32] 富田, 道木, 大熊. 「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」. 電気学会論文誌 D, Vol. 115, pp. 765-774, 平成 7.
- [33] 富田, 道木, S. サーンウォンワーニッチ, 大熊. 「適応スライディングオブザーバによるブラシレス DC モータの位置・速度センサレス制御」. 平成 6 年電気学会全国大会講演論文集 [6], pp. 6.68-6.69, No.680, 平成 6.
- [34] T.Murakami et al. . Observer-Based Adaptive Force Control of Multi-Degrees-of-Freedom Manipulator. *Proceedings of the IECON '92*, Vol. 3 of 3, pp. 1500-1505, 1992.

- [35] T.Furuhashi,S.Sangwongwanich and S.Okuma. A Position-and-Velocity Sensorless Control for Brushless DC Motors Using an Adaptive Sliding Mode Observer. *IEEE Trans. Industrial Electronics*, Vol. IE-39, pp. 88–95, 2, 1992.
- [36] 古橋、S. ソンブーン、大熊. 適応スライディングオブザーバによるブラシレス DC モータの位置・速度センサレス制御. 平成 2 年電気学会産業応用部門全国大会講演論文集, pp. 731–734, No.176, 平成 2.
- [37] S.Sangwongwanich et al. Adaptive Sliding Observers for Induction Motor Control. *Trans. of SICE*, Vol. 27-5, pp. 569–576, 1991.
- [38] 原島他. システムと制御, Vol. 29-2, pp. 94–103, 昭和 60.
- [39] S.Doki et al. Implementation of Speed-Sensor-Less Field-Oriented Vector Control using Adaptive Sliding Observer. *Proceedings of IECON'92*, pp. 453–458, 1992.
- [40] ソンブーン他. 「スライディングオブザーバを用いた誘導電動機の二次磁束推定とその設計法」. 電気学会論文誌 C, Vol. 110, p. 279, 平成 2.
- [41] 執行他. 「ブラシレスモータの適応電流制御」. 昭和 6 3 年電気学会産業応用部門全国大会講演論文集, pp. 233, No.53, 昭和 63.
- [42] 白石. 「入門現代制御理論」. 啓学出版, 平成 3.
- [43] 小郷他. 「システム制御理論入門」. 実教出版, 平成 6.
- [44] 富田、千住、道木、大熊. 速度適応同定機能を付加した外乱オブザーバを用いたブラシレス DC モータのセンサレス制御. 平成 6 年電気学会産業応用部門全国大会, pp. 275–280, No.67, 平成 6.
- [45] 富田、千住、道木、大熊. 簡易な起電力定数補正機能を有する外乱オブザーバを用いたブラシレス DC モータのセンサレス制御. 平成 6 年電気学会産業応用部門全国大会, pp. 587–592, No.140, 平成 6.

-
- [46] 千住、富田、道木、大熊. 外乱オブザーバを用いたブラシレス DC モータのセンサレスベクトル制御. 平成6年電気学会産業応用部門全国大会, pp. 1002-1007, No.234, 平成6.
- [47] 千住、富田、道木、大熊. 適応速度制御器を有するブラシレス DC モータのセンサレス速度制御. 平成5年半導体電力変換研究会資料, pp. 67-75, SPC-94-91, 平成6.
- [48] 富田、千住、道木、佐藤、大熊. 簡易な起電力定数補正機能を有する外乱オブザーバによるブラシレス DC モータのセンサレス制御. 平成7年電気学会全国大会講演論文集 [4], pp. 4.228-4.229, No.822, 平成7.
- [49] 陳、富田、千住、道木、大熊. 速度適応同定機能を付加した外乱オブザーバを用いたブラシレス DC モータの位置・速度推定. 1996年電気関係学会東海支部連合大会講演論文集, pp. 94, No.187, 平成8.
- [50] 陳、富田、千住、道木、大熊. 外乱オブザーバによる位置推定と速度適応同定によるブラシレス DC モータのセンサレス制御. 平成9年電気学会全国大会講演論文集 [4], pp. 4.334-4.335, No.990, 平成9.
- [51] 千住、富田、道木、大熊. 「外乱オブザーバを用いたブラシレス DC モータのセンサレスベクトル制御」. 電気学会論文誌 D, Vol. 114, pp. 591-592, 平成6.
- [52] M.Tomita, T.Senju, S.Doki and S.Okuma. Sensorless Control of Brushless DC Motors Using Disturbance Observers With an Adaptive Velocity Estimation. *Proceedings of 1995 International Power Electronics Conference*, Vol. 1, pp. 328-333, 1995.
- [53] T.Senju, M.Tomita, S.Doki, S.Okuma. Sensorless Vector Control of Brushless DC Motors Using Disturbance Observer. *PESC95 Record*, Vol. 2, pp. 772-777, 1995.

- [54] 揚他. 誘導機速度センサレスベクトル制御における同次元適応オブザーバの収束性について. 平成3年電気学会産業応用部門全国大会講演論文集, pp. 700-705, No.164, 平成3.
- [55] 富田, 佐藤, 道木, 大熊. 「うず電流を用いた非突極形ブラシレスDCモータのセンサレス位置推定法」. 平成7年電気学会産業応用全国大会講演論文集, Vol. 2, pp. 35-38, No.121, 平成7.
- [56] M.Tomita, M.Satoh, H.Yamaguchi, S.Doki and S.Okuma. Sensorless Estimation of Rotor Position of Cylindrical Brushless DC Motors Using Eddy Current. *1996 4th International Workshop on Advanced Motion Control Proceedings*, Vol. 1 of 2, pp. 24-28, 1996.
- [57] 富田, 佐藤, 山口, 道木, 大熊. 「うず電流を用いた円筒形ブラシレスDCモータのセンサレス位置推定法」. 電気学会論文誌 D, Vol. 116, pp. 363-364, 平成8.
- [58] 富田, 佐藤, 山口, 道木, 大熊. 「うず電流を利用した非突極形ブラシレスDCモータのセンサレス位置推定法」. 平成7年電気関係学会東海支部連合大会講演論文集, pp. 103, No.206, 平成7.
- [59] M.Tomita, M.Satoh, H.Yamaguchi, S.Doki, S.Okuma. Sensorless rotor-position estimation using eddy currents for cylindrical brushless DC motors at standstill. *ELECTRO MOTION*, Vol. 3, pp. 72-76, 1996. No.2.
- [60] 富田, 山口, 道木, 大熊. 「うず電流による開放相電圧の変化を用いた円筒形ブラシレスDCモータのセンサレス位置推定法」. 産業システム情報化研究会資料, pp. 47-54, IIS-96-6, 平成8.
- [61] 富田, 山口, 道木, 大熊. 「うず電流による開放相電圧の変化を利用した円筒形ブラシレスDCモータのセンサレス位置推定法」. 平成8年電気学会全国大会講演論文集, Vol. 4, pp. 4.284-4.285, No.897, 平成8.

-
- [62] M.Tomita,H.Yamaguchi,S.Doki and S.Okuma. A Sensorless Estimation of Rotor Position of Cylindrical Brushless DC Motors Using Eddy Current . *Proceedings of the 1996 IEEE IECON*, Vol. 3 of 3, pp. 1723–1728, 1996.
- [63] 富田, 山口, 道木, 大熊. 「うず電流による開放相電圧変化を利用した円筒形ブラシレスDCモータのセンサレス停止位置推定法」. 電気学会論文誌 D, Vol. 117, pp. 1205–1211, 平成 9.
- [64] 藤田他. 「オープンコア形電磁誘導リニアアクチュエータの 等価回路と推力特性」. マグネティックス, リニアドライブ合同研究会資料, pp. 59–68,MAG-92-114,LD-92-30, 平成 4.
- [65] 前田他. 「半閉磁路形単相交流リニアアクチュエータ」. 電気学会論文誌 D, Vol. 108, pp. 749–756, 昭和 63.
- [66] 宮入. 「電気・機械エネルギー変換工学」, 第 2 章, p. 27. 丸善, 平成 4.
- [67] 土手他. 「ブラシレスサーボモータの基礎と応用」, 第 7 章, p. 159. 総合電子出版社, 昭和 62.
- [68] 富田, 山口, 道木, 大熊. 「うず電流を利用した円筒形ブラシレスDCモータの高負荷トルク時におけるセンサレス起動及び極低速運転」. 平成 8 年電気学会産業応用全国大会講演論文集, Vol. 3, pp. 205–208,No.246, 平成 8.
- [69] M.Tomita,H.Yamaguchi,S.Doki,S.Okuma. Sensorless Starting and Low Speed Drive of Cylindrical Brushless DC Motor Using Eddy Current at Un-known Load. *Proceeding of the Power Conversion Conference-Nagaoka 1997*, Vol. 1, pp. 139–144, 1997.

謝辞

本研究の遂行ならびに本論文の作成に際し、終始並々ならぬ御指導と御鞭撻を賜りました名古屋大学大学院工学研究科電気工学専攻 教授 工学博士 大熊繁先生に心より御礼申し上げます。本論文をまとめるにあたり、貴重な御助言を賜りました名古屋大学大学院工学研究科電気工学専攻 教授 工学博士 松村年郎先生に深く感謝致します。本研究に対して数々の御指導を賜りました名古屋大学大学院工学研究科電気工学専攻 講師 工学博士 鈴木達也先生に御礼申し上げます。

本研究全般にわたり多大なる御指導を頂きました名古屋大学大学院工学研究科電気工学専攻 助手 工学博士 道木慎二先生に深く感謝致します。また、数々の御援助を賜りました名古屋大学大学院工学研究科電気工学専攻 技官 藤原文治氏に心から感謝致します。

東北大学大学院工学研究科機械電子工学専攻 教授 工学博士 羽根一博先生には、名古屋大学に御在籍当時から御指導を賜り、その後も御助言を賜りました。心から感謝致します。

財団法人 名古屋産業科学研究所 主任研究員 工学博士 橋山智訓先生には、名古屋大学大学院に御在籍当時から御指導を賜り、その後も御助言を賜りました。深く感謝致します。

本研究を進めるにあたり有益な御助言を賜りました名古屋大学大学院工学研究科電子情報学専攻 助教授 工学博士 古橋武先生に深く御礼申し上げます。

琉球大学工学部電気電子工学科 助教授 工学博士 千住智信先生には、名古屋大学に内地研究員として御在籍されました時はもとより、琉球大学にお帰り

になられた後も、多大なる御指導を賜りました。深く御礼申し上げます。

大学院への入学を決断するに当たり御助言を賜り、博士課程後期課程進学の際も御助言を賜りました三重大学名誉教授 理学博士 富田宏先生、三重大学工学部 電気電子工学科 教授 工学博士 大下昭憲先生に心から感謝致します。また、大学院在籍中に暖かい励ましのお言葉を賜りました三重大学工学部 電気電子工学科 教授 工学博士 澤五郎先生、三重大学工学部 電気電子工学科 助教授 工学博士 塩見 繁先生に心から感謝致します。

本論文の第2章に関しましては、三菱電機株式会社 丸下貴弘氏に、第3章に関しましては、オークマ株式会社 梨木政行氏、横地孝典氏、株式会社トーエネック 古川崇氏、ならびに、名古屋大学大学院工学研究科博士課程前期課程2年 陳志謙氏に、第4章、第5章に関しましては、アイチ-エマソン電機株式会社 佐藤光彦氏、愛知電機株式会社 山口英之氏に、それぞれ多大なる御協力を頂きました。ここに厚く御礼申し上げます。

愛知工業大学工学部電子工学科 助手 平松誠治先生には、名古屋大学大学院工学研究科御在籍中に、ブラシレス直流モータに関して御教示を頂きました。深く御礼申し上げます。

私は、大学院入学に際し、静岡県立引佐高等学校を最後に退職致しましたが、静岡県立静岡西高等学校 校長（元引佐高等学校 校長）伊藤武雄先生、静岡県立磐田北高等学校 校長（元引佐高等学校 教頭）中山浩先生、静岡県立沼津工業高等学校 教頭（元引佐高等学校 教頭）西島帯刀先生をはじめとして私の在職中にお世話になった引佐高等学校の先生方ならびに事務職員の方々に深く感謝致します。また、以前の勤務先である静岡県立浜松城北工業高等学校の在職中にお世話になった先生方ならびに事務職員の方々にも深く感謝致します。

また、本研究の遂行にあたり、私と同時代に大熊研究室に御在籍されたすべてのの方々には、大変お世話になりました。深く感謝致します。

最後に、一旦、高等学校教員として勤めに就いたのにもかかわらず、私のわがままで退職し大学院に入学したこと、また、博士課程後期課程に進学し、5年の長きにわたり学生という身分で研究を遂行することを許してくれた両親と祖母に感謝致します。