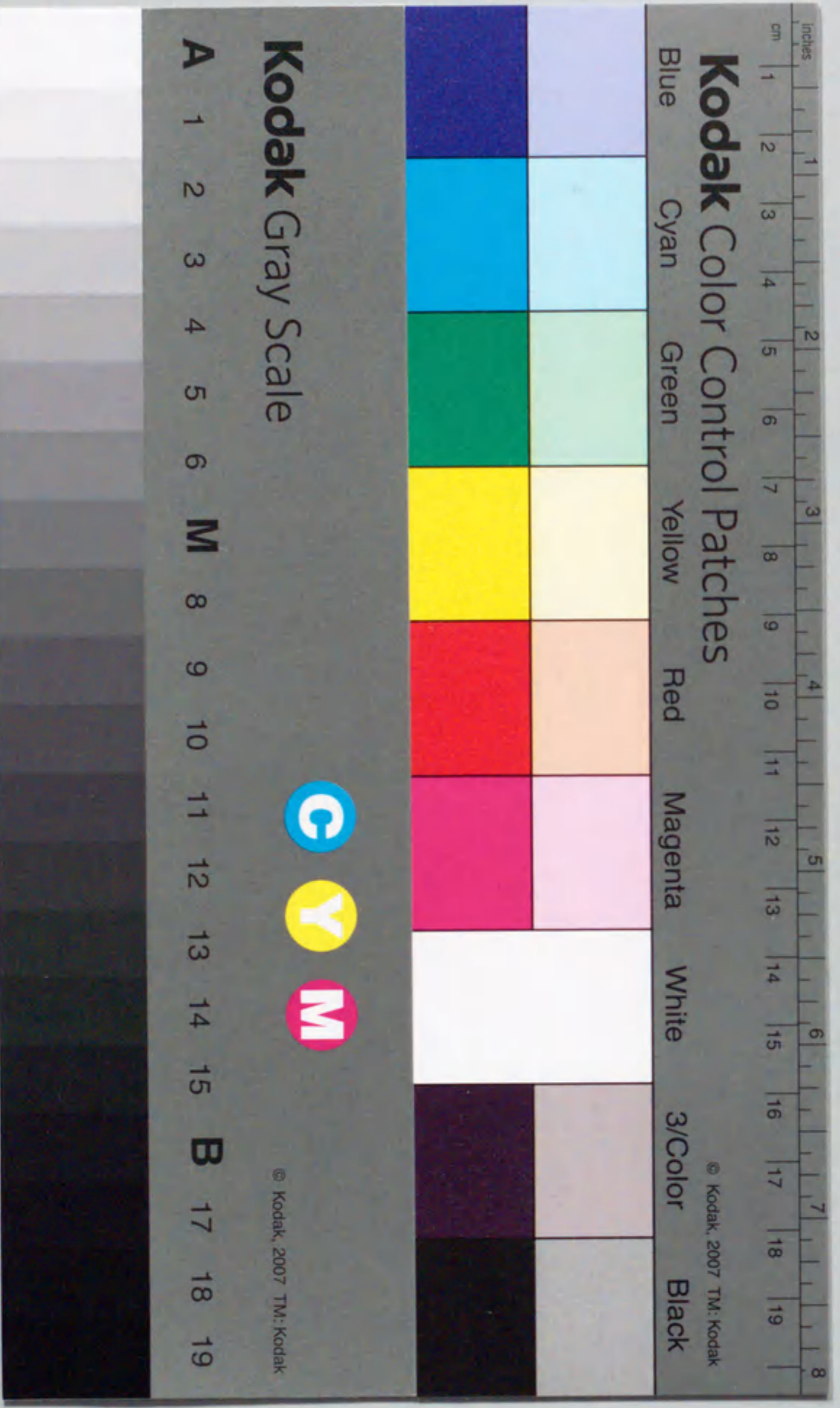


特許番号 甲第 5055 号

ロバスト制御を用いた
誘導電動機のベクトル制御に関する研究

長谷川 勝



目次

ロバスト制御を用いた
誘導電動機のベクトル制御に関する研究

長谷川 勝

目次

1 序論	1
1.1 本研究の背景	1
1.1.1 誘導電動機可変速ドライブの歴史	1
1.1.2 ベクトル制御の原理と制御理論の応用	3
1.1.3 ロバストベクトル制御の課題	5
1.2 本研究の目的	8
1.3 本論文の構成	11
2 磁束オブザーバによるロバストベクトル制御系の実現とその特性評価	13
2.1 はじめに	13
2.2 磁束オブザーバをもつ間接形ベクトル制御	14
2.3 最大軸ずれ角を保証する磁束オブザーバのロバスト設計法	19
2.3.1 オブザーバ設計の物理的意味	19
2.3.2 最大軸ずれ角の設計	21
2.3.3 磁束オブザーバの極配置	23
2.3.4 ロバスト磁束オブザーバの限界	28
2.4 周波数応答関数による磁束オブザーバのロバスト性の解析	28
2.4.1 磁束オブザーバの周波数応答関数	29
2.4.2 周波数応答関数による磁束推定能力解析	30
2.4.3 ベクトル制御におけるロバスト磁束オブザーバの効果	32
2.5 実験	35
2.5.1 実験装置の構成	35
2.5.2 磁束オブザーバのロバスト磁束推定	37
2.5.3 磁束オブザーバによるベクトル制御系のロバスト化とその限界	40
2.6 まとめ	43

3	ロバスト磁束オブザーバを用いた速度センサレスベクトル制御の過渡特性改善法	45
3.1	はじめに	45
3.2	速度センサレスベクトル制御系の構成	46
3.2.1	モデル規範形適応システムによる速度同定法	47
3.2.2	適応オブザーバによる速度同定法	47
3.3	適応スライディングオブザーバを用いた過渡特性改善の原理	50
3.3.1	速度適応同定の閉ループ伝達特性	50
3.3.2	速度センサレス制御系におけるロバスト磁束推定	54
3.4	実験	54
3.4.1	実験装置の構成	54
3.4.2	速度同定応答の改善	56
3.4.3	速度制御応答の改善	59
3.4.4	低加速度運転の性能改善	62
3.5	まとめ	68
4	ロバスト磁束オブザーバを用いたベクトル制御誘導電動機の固定子鉄損補償法	69
4.1	はじめに	69
4.2	ベクトル制御系に対する鉄損抵抗の影響	70
4.2.1	鉄損を考慮した誘導電動機	70
4.2.2	鉄損がベクトル制御に及ぼす影響	71
4.2.3	トルク制御の線形性改善に対する考察	73
4.3	磁束オブザーバを用いた鉄損にロバストなベクトル制御	76
4.3.1	誘導電動機の状態方程式	79
4.3.2	磁束オブザーバとしての最小次元オブザーバと誤差方程式	79
4.3.3	鉄損に対する磁束オブザーバのロバスト設計	80
4.4	実験	81
4.4.1	実験装置の構成	81
4.4.2	電流制御に用いる鉄損の測定と特性	84
4.4.3	トルク制御	84
4.5	まとめ	90
5	γ -正実化問題とゲインスケジュールド H_∞ 制御を用いた軸ずれを抑圧する同次元オブザーバのロバスト設計法	91
5.1	はじめに	91

5.2	軸ずれを抑圧する同次元オブザーバのロバスト設計法	92
5.2.1	誘導電動機と同次元オブザーバの状態方程式	93
5.2.2	伝達関数の導出	93
5.2.3	γ -正実化による位相曲線整形問題と H_∞ 制御問題	95
5.2.4	ゲインスケジュールド H_∞ 制御を用いたオブザーバゲインの設計	99
5.3	周波数応答関数による位相特性解析	103
5.3.1	提案する設計法のロバスト性能	103
5.3.2	提案する設計法と極配置制約条件との関係	108
5.4	実験	108
5.4.1	実験装置の構成	108
5.4.2	磁束推定のロバスト性	113
5.4.3	トルク制御のロバスト性	117
5.5	まとめ	120
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 誘導電動機可変速ドライブの歴史

現代社会にとって、電動機は駆動源として不可欠なものである。繊維、印刷、鉄鋼圧延等における産業機械は言うに及ばず、電車、エレベータ、電気自動車等の交通機械、ハードディスクに代表される情報機器、エアコン、CD プレーヤ、洗濯機等の民生機器に至るまで、電動機は幅広く使用されている^[1]。

電動機の原型は 19 世紀前半、イギリスの物理学者 M.Faraday とアメリカの電気物理学者 J.Henry によって発明された^[1]。以来、200 年近い歴史の中で多くの電動機が発明され、文献[2]によれば、実に 30 種類以上の電動機が存在する。中でも、かご形誘導電動機(以下、誘導電動機)は安価、堅牢、保守の容易さなどの利点から、最も広く用いられている電動機であり、単に電動機といえは誘導電動機のことであると考えても差し支えないほどである^[3]。電動機の主流として位置付けられる誘導電動機ではあるが、かつては負荷の増減に対し、速度変動の少ない定速度電動機として認識されており^[3]、電動機の可変速ドライブといえは直流電動機というのが 1960 年代の常識であった^[4]。

ところが、1970 年前後、ドイツの Hasse、Blaschke によりベクトル制御が提案され事態は一変した。この制御法によれば、誘導電動機であっても、直流電動機同様、発生トルクを直接制御することが可能となる。さらに、ベクトル制御を具現化するパワーエレクトロニクス、マイクロプロセッサの発展にともない、1980 年代になるとベクトル制御は本格的な実用期を迎えた。この成功

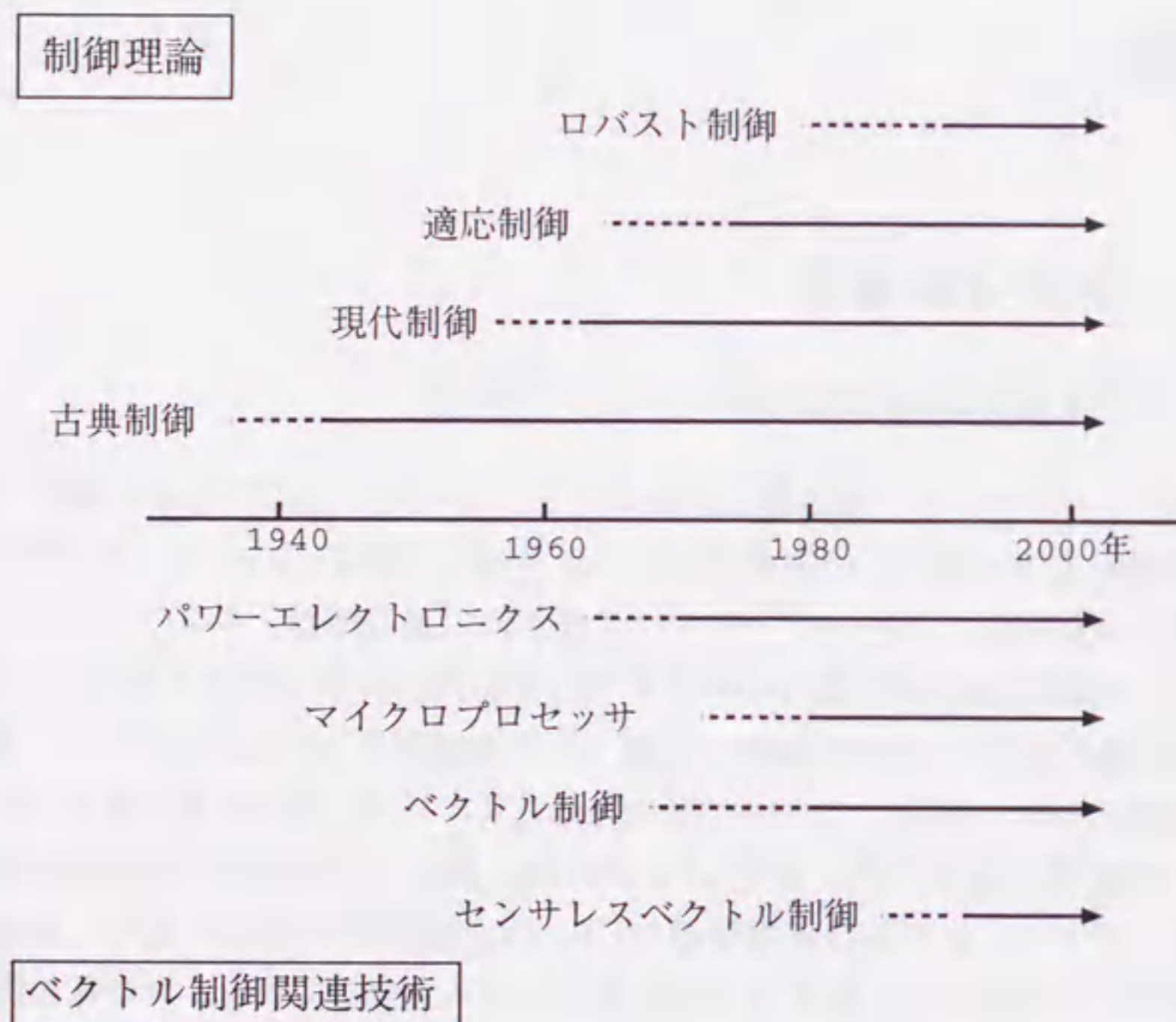


図 1.1: 制御理論とベクトル制御関連技術の歩み

により、直流電動機の代替として誘導電動機がトルク制御や速度制御に採用され、サーボドライブへの適用も可能となった。そして、今や汎用インバータにまでその技術が採用され、大量に市場に出回る時代となった^[4]。さらなる展開として、速度センサを要しない速度センサレスベクトル制御も実用化されている^[5]。

ここで、ベクトル制御の実現およびその発展に制御理論が大きく寄与していることに注目する必要がある^{[6][7]}。図 1.1 に文献[5][8][9]から抜粋した制御理論とベクトル制御関連技術の発展を示した。後に述べるが、誘導電動機は 2 入力 4 状態 2 出力のシステムで表現される^[10]。多入力多出力系を扱うことができる現代制御理論^[11]や、その中で生まれたオブザーバ理論^[12]の成熟を受けてベクトル制御が発展してきたといえる。さらに、1990 年代からの速度センサレスベクトル制御の実用化は適応制御理論^{[13][14][15]}の発展によるところが非常に大きい。

1.1.2 ベクトル制御の原理と制御理論の応用

ベクトル制御は直流電動機とのアナロジーから生まれた制御技術といえる^{[4][16]}。直流電動機においては、界磁と電機子電流が機械的構造により常に直交することで瞬時トルク制御が容易であった。同様に、誘導電動機の回転子側磁界とこの磁界中を流れる電流との直交性が常に維持されるように一次電流を制御すれば、誘導電動機であっても瞬時トルク制御が可能となる。図 1.2 に二相回転機^{[17][18]}を用いたベクトル制御の概念図を示す。誘導電動機の回転子側磁界(以下、二次磁束 λ_r)に対してトルク発生のための電流(以下、トルク分電流 i_{qs})が直交するように制御し、さらに磁束生成のための電流(以下、励磁分電流 i_{ds})が二次磁束の方向に流れるように各電流を制御できれば、瞬時トルク制御が達成される。これが、ベクトル制御である。ただし、 i_{ds} 、 i_{qs} は実際の二相巻線に流れる一次電流 $i_{\alpha s}$ 、 $i_{\beta s}$ とは異なる物理量であることに注意されたい。したがって、励磁分電流 i_{ds} 、トルク分電流 i_{qs} が所望の値となるように、 $i_{\alpha s}$ 、 $i_{\beta s}$ を制御する必要がある。そのため、二次磁束 λ_r の α 軸からの位相情報が不可欠であり、ベクトル制御実現のためには、二次磁束を検出する手段^{[19][20]}が必要となる。

実際には磁束検出は行わず、誘導電動機の数学モデル(等価回路)に基づいて二次磁束を推定するのが一般的となっている。その一つが「すべり周波数形

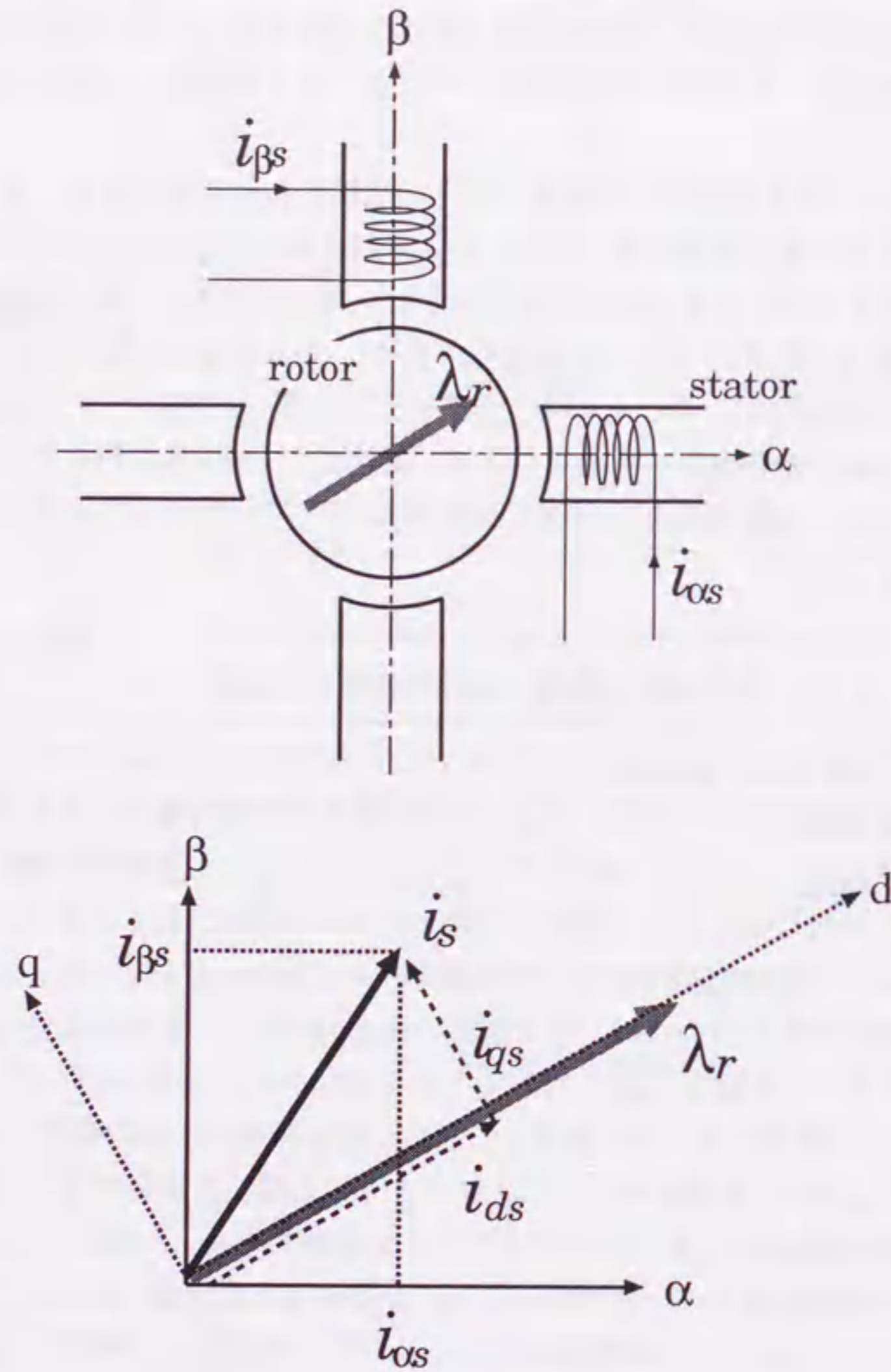


図 1.2: ベクトル制御の概念

ベクトル制御」^[10]である。すべり周波数形ベクトル制御は誘導電動機の二次側回路モデル(以後、電流モデル)を用いて二次磁束推定を行う方式である^[21]。温度依存性のある二次抵抗を用いることから、この変動により二次磁束推定誤差を生じ、トルク制御性能を大幅に低下させることが知られている。したがって、パラメータの変動に対して、何らかの対策が必要とされた。

この一つの解として検討されたのがパラメータの適応同定である^{[22][23][24]}。適応同定は1970年代に理論的な完成をみた適応制御理論を用いた手法であり、オンラインでパラメータ同定を行うことから、事後情報に基づく制御といわれる。誘導電動機ベクトル制御における二次磁束推定という制御アルゴリズムに対して親和性が高く、検討例も非常に多い。しかしながら、事後情報に基づく制御であるため、大域的安定性の確保が困難で、想定しないパラメータ変動やモデル化誤差に対して制御系が不安定になることが知られており^[9]、実際、ベクトル制御の分野でもこの問題が指摘されている^[25]。しかしながら、局所的ではあるがパラメータ変動の影響を除去することが可能で、後に述べるロバスト制御理論からのアプローチに比べて、検討例、実用化例はともに多い^[16]。

これに対し、二次磁束推定問題にオブザーバを用い、その設計パラメータによりパラメータ変動の影響を抑圧する手法も提案された^[26]。これは、1980年代から発展したロバスト制御の代表として知られる H_∞ 制御の感度低減化問題を磁束オブザーバの設計に適用したものである。この手法は、パラメータ変動を外乱の一種ととらえ、この外乱から二次磁束推定誤差までの伝達関数の H_∞ ノルムを低減化するようにオブザーバの設計を行うことで、パラメータ変動に対してロバストな磁束推定を実現するものである。 H_∞ 制御は、制御対象の公称モデルと、その不確かさの上界などに関する事前情報をもとにした制御法である。適応制御とは異なり、大域的に安定化可能で事前に制御性能を保証することも可能である。しかしながら、次項で述べるように、磁束オブザーバを用いたロバストベクトル制御法に残された問題も多く、今後さらなる研究が必要である。

1.1.3 ロバストベクトル制御の課題

ベクトル制御は基本的には完成した技術とすることができ^[16]、ベクトル制御技術の進歩は一段落した感はある。しかしながら、未だ解決すべき点は多々あり、性能、機能においてまだまだ進歩し続けるものと思われる^[5]。本項では、

ベクトル制御の現状に関して、特に二次磁束のロバスト推定問題に重点的を置いて述べ、その課題について触れる。

1. ロバスト磁束推定のための磁束オブザーバ

1.1.2 項で述べたように、ベクトル制御の実現には二次磁束 λ_r を如何に推定するかが鍵となる。二次磁束推定のための磁束オブザーバは、磁束推定という広い意味で、直感的構成の磁束オブザーバ^{[27][28]}や、現代制御理論に基づく磁束オブザーバ^{[26][29][30][31]}などが提案されている。しかしながら、研究レベルでの磁束オブザーバに関する検討は非常に多いものの、磁束オブザーバの実用化例は、1997年段階でほとんど存在しないようである^[32]。磁束オブザーバに関するアンケート^[32]によれば、

- 長所
 - * 一部のパラメータ変動に対するロバスト化は可能である。
- 短所
 - * 複数パラメータの変動に対するロバスト化は困難である。
 - * 二次抵抗変動に対して不感にはできない。
 - * 演算量が増加し、高速プロセッサを必要とする。

という回答が示すように、否定的な意見が多い。詳しくは第2章で述べるが、磁束オブザーバは、運転条件により長所、短所をもつ一次側回路モデル(以後、電圧モデル)と電流モデルを併用し、オブザーバゲインにより各モデルの磁束推定に対する依存度を調整するといった性格のものである。このため、盲目的にオブザーバを組めばよいというものではない。この点を十分理解した上で設計仕様に応じた適切な設計をし、そのロバスト磁束推定能力を把握しなければ、磁束オブザーバを採用するメリットは生じにくい^[32]。

2. 速度センサレスベクトル制御のための適応オブザーバ

磁束推定、速度同定特性を改善した高性能な速度センサレスベクトル制御の実現に向け、適応オブザーバに期待が寄せられている^[32]。ここで、適応オブザーバとはパラメータ同定機能を付加した磁束オブザーバ^{[33][34]}のことである。パラメータ同定を目的にするならば、適応オブザーバを用いなくとも、より直観的で簡易な構成であるモデル規範形適応同定器^{[35][36][37]}の適用で目的は達成される。ゆえに、速度センサレスベクトル制御系に適応オブザーバを採用

1.1. 本研究の背景

する意味について十分な検討をする必要がある。すなわち、適切に設計されたオブザーバゲインは速度センサレスベクトル制御系に如何なる性能向上をもたらすかを明確にせねばならない。適応オブザーバを用いた速度センサレスベクトル制御系の検討例は非常に多いものの、この点に留意した検討はない。

3. 鉄損を考慮した高精度ベクトル制御系実現のためのロバスト磁束オブザーバ

近年では、ベクトル制御に対する要求仕様が極めて厳しいものとなっており、用途によっては1%台のトルク制御精度が要求されるため^[38]、鉄損を考慮してベクトル制御系を構成せねばならない。さらに、調整作業はメーカの調整員の手に委ねられているのが現実であり、多くの知識と経験を必要とするのは言うまでもない。鉄損を考慮したベクトル制御法として、種々の対策が提案されている^{[39]–[42]}。これらは全て、水野らが提案した鉄損を考慮した数式モデル^[39]に立脚しており、如何にパラメータを高精度に同定するかが鍵となる。ゆえに、上記の問題を回避するものにはならない。また、鉄損を考慮した数式モデルは非常に複雑な演算を要し、高精度な二次磁束推定は困難なものに思われる。一方、ロバスト磁束オブザーバにより鉄損モデル化誤差に対してロバストな二次磁束推定が可能であれば、演算量の増加を招くことなくトルク制御精度の維持が期待できる。しかしながら、そのようなロバスト制御からのアプローチはない。

4. 複数のパラメータ変動にロバストな磁束オブザーバ

前述したように、磁束オブザーバの短所として複数パラメータの変動に対するロバスト磁束推定能力の欠如があげられている。理論的には、スライディングオブザーバや最小次元オブザーバの採用を前提とした一次、二次抵抗変動にロバストな設計法が提案されている^[26]。しかしながら、実際にはこの設計法を用いて全速度域で満足できるロバスト磁束推定能力は得られない^[43]。また、検討例が最も多い同次元オブザーバのためのロバスト設計法は提案されていない。もう一点の短所として演算量の問題が指摘されているが、これは徐々に解決されつつあり、同次元オブザーバを用いたベクトル制御が1チップマイコンにより簡単に実用化できる時代が到来している^[44]。ハードウェアに関する下地が整いながら、同次元オブザーバのためのロバスト設計法が提案されていないことは問題である。より高度で現実的なロバストベクトル制御の実現にむけ、複数パラメータの変動に対してロバストな同次元オブザーバの設計法を検討せねばならない。

ロバスト磁束オブザーバとその関連技術にはパラメータ変動に対する高いロバスト磁束推定能力や高性能なセンサレスベクトル制御の実現といった点で期待がよせられており^[32]、さらなる研究が必要といえる。図 1.1 に示すように、近年のベクトル制御の発展は制御理論の成熟によるところも大きい。速度センサレス化に代表されるパラメータ同定技術は適応制御理論応用のその最たるものである。にもかかわらず、近年のベクトル制御に関する研究では制御理論を意識した検討例が減少しているように見受けられる。パラメータの適応同定問題一つをあげても、大域的安定性の問題は未解決のままである。また、 H_∞ 制御に代表されるロバスト制御技術のベクトル制御への応用は決して多くはない。この点はロバスト制御理論の応用例が多いモーションコントロール分野とは大きく異なる点である。さらに、1.1.2 項で述べた適応制御とロバスト制御は、文献 [9] にもあるように、二者択一という関係ではなく、現時点では共存と補完の方向を探ることが互いの特徴を生かせるものと思われる。日々進化し続けるであろう新世紀のベクトル制御を支えるためには、制御理論に関する十分な知識に基づき、制御理論の観点でベクトル制御を再考する必要があると思われる。

1.2 本研究の目的

先にベクトル制御と磁束オブザーバの現状を振り返り、次世代のベクトル制御について述べた。本研究の目的は、磁束オブザーバを次世代の高性能ベクトル制御のためのキーテクノロジーと位置付け、ロバスト制御理論に基づいたベクトル制御系の設計法および構成法を提案することである(図 1.3)。以下、本研究で検討する内容について列挙する。

1. 磁束オブザーバによるロバスト磁束推定能力の定量的評価
2. 速度センサレスベクトル制御の高性能化
3. 鉄損を考慮した高精度ベクトル制御の実現
4. 同一次元オブザーバを用いたより現実的なロバストベクトル制御の実現

本研究では、まず、ロバストベクトル制御の実現の鍵を握る磁束オブザーバについて検討する。先に述べたように、磁束オブザーバは電圧モデルと電流

モデルとの組合せであり、相互の欠点を補うことでロバスト化を図るものである^[45]。したがって、盲目的に磁束オブザーバを構成すればよいというものではなく、磁束オブザーバの採用に先立ち、そのロバスト磁束推定能力を十分に把握せねばならない。そこで、本研究では周波数応答関数(Frequency Response Function、以下、FRF)を導入し、磁束オブザーバのもつロバスト磁束推定能力を定量的に把握することを試みる。すなわち、ロバスト設計法が確立しているスライディングオブザーバと最小次元オブザーバのロバスト磁束推定能力をその設計法ごとに明らかにする。その結果、ベクトル制御にとって非常に重要な軸ずれ角をさまざまな運転条件において定量的に把握することが可能になる。

次に、ロバスト磁束推定能力が明らかとなった磁束オブザーバを利用した望ましいベクトル制御系の構成法について論じる。その一つとして、速度センサレスベクトル制御を検討し、適応オブザーバを採用する意味について明らかにする。適応オブザーバは一次電流の推定誤差フィードバックとパラメータ調整によって電流推定誤差を収束させる適応同定則との二重ループ構造をもつ。先に述べたように、パラメータ同定を目的にするならば、推定誤差フィードバックは必ずしも必要ない。本研究ではこの推定誤差フィードバックが速度センサレスベクトル制御に与える効果について明らかにする。速度同定には、間接形適応制御の考え方をを用いる手法が主流となっているが、加減速時等の過渡時において速度同定遅れを除去することはできない。磁束推定問題の観点からは、この速度同定遅れは、抵抗変動と同様のパラメータ変動である。したがって、磁束推定誤差(軸ずれ)を生じさせる原因になり、速度センサレス制御系の性能を左右することになる。この速度同定誤差というパラメータ変動に対してロバスト設計された磁束オブザーバを用いて磁束推定を行うことにより、加減速時における磁束推定誤差(軸ずれ)を抑圧し、速度センサレス制御の速応性と安定性が改善可能なことを明らかにする。

さらに、ロバスト磁束オブザーバの望ましい利用法として、鉄損を考慮した高精度ベクトル制御系の構成法を提案する。鉄損を考慮した誘導電動機の数式モデルは水野らによって提案されているが^[39]、等価鉄損抵抗は一次、二次抵抗やインダクタンスとは異なり、非常に非線形性の強いパラメータである。したがって、鉄損抵抗の適応同定は困難といえる。たとえ、オフラインでのチューニングを行ったとしても、鉄損抵抗を考慮した数式モデルに立脚して二

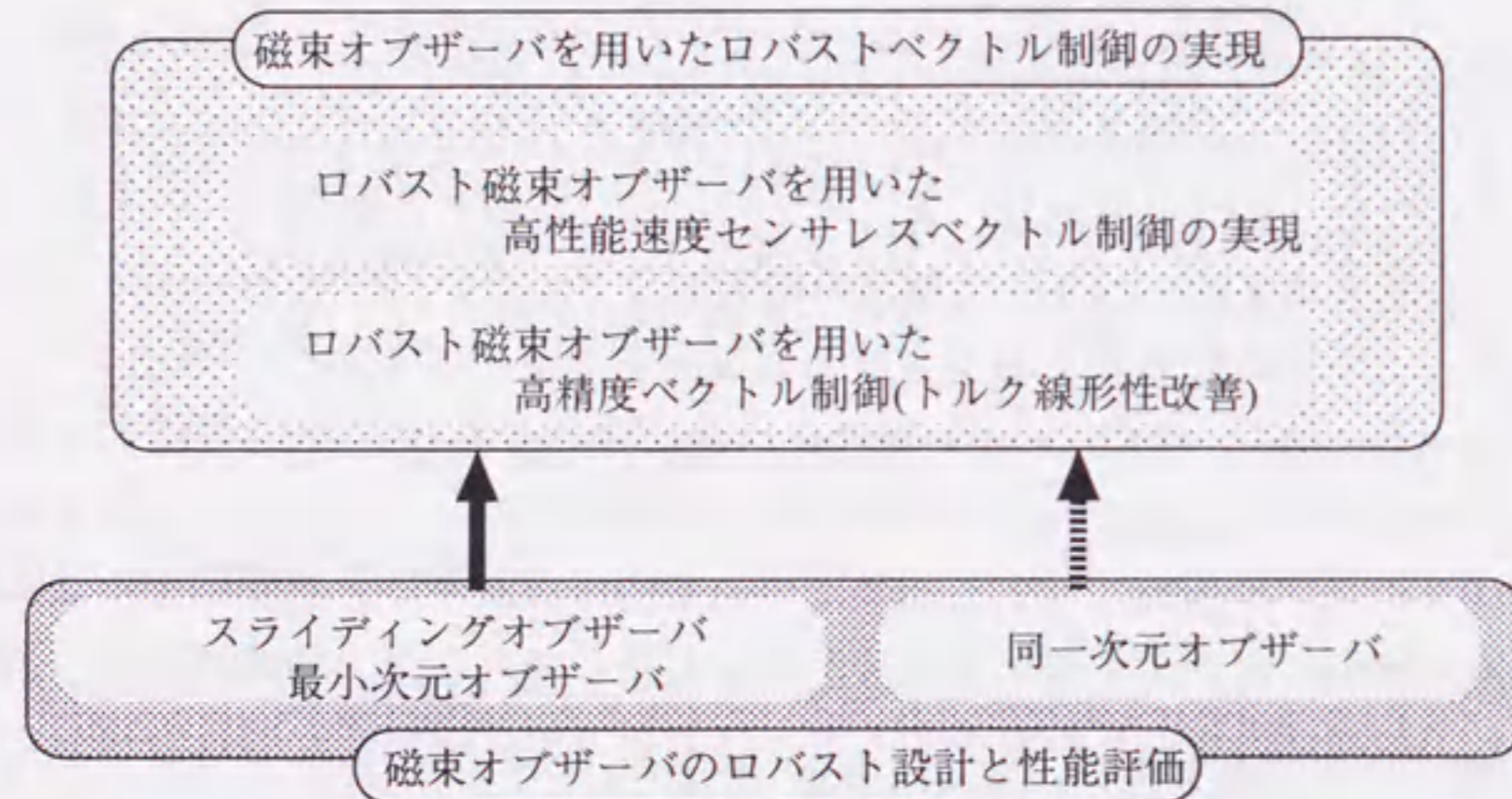


図 1.3: 本研究の目的

次磁束を高精度に演算することは非常に困難なものに思われる。これに対し、適切に設計されたロバスト磁束オブザーバは鉄損抵抗のような扱いにくいパラメータに対しても有効に機能するものと期待できる。そこで本研究では、高精度ベクトル制御を実現する第一段階として、トルク制御の線形性を改善する方式を提案する。鉄損抵抗の影響が一次電流制御、二次磁束推定の各部に現れ、トルク制御精度を低下させることはよく知られている。しかしながら、電動機制御で最も重要な要素であるトルク制御の線形性が低下するのは二次磁束推定部に問題があることはほとんど知られていない。本研究では、この事実を数値解析により明らかにするとともに、ロバスト磁束オブザーバにおいて鉄損を考慮せずとも、その高いロバスト磁束推定能力ゆえに正確な二次磁束推定が可能で、極めて高いトルク制御の線形性が実現できること示す。

最後に、ロバスト磁束オブザーバに対する期待を鑑み、より現実的なロバストベクトル制御を実現するため、複数パラメータの変動に対してロバストな同次元磁束オブザーバの設計法を提案する。具体的には、一次、二次抵抗の変動を考慮し、近年におけるロバスト制御理論の成果を積極的に導入して同次元オブザーバの設計を行う。ロバストベクトル制御にとって最も重要な「軸ずれ角の抑圧」を伝達関数の位相曲線整形問題としてとらえ、 γ -正実の概念を導入する。さらに全運転領域で高いロバスト磁束推定能力を実現するため、ゲインスケジュード H_∞ 制御を採用する。この結果、パラメータ変動に対するロバスト設計法が確立していなかった同次元オブザーバにその設計指針を与えると同時に、複数のパラメータ変動の影響を十分に抑圧することが可能になる。これにより、前述の速度センサレスベクトル制御、鉄損を考慮したベクトル制御においても、同次元オブザーバによる同様の効果が期待できる。

1.3 本論文の構成

以下に本論文の構成を示す。

第2章ではロバストベクトル制御の鍵を握る磁束オブザーバについて述べる。磁束オブザーバの採用にあたり、磁束オブザーバが電圧モデル、電流モデルの組合せで構成されており、オブザーバゲインによって磁束推定に対する比重を自律的に調整していることを改めて述べる。そして、そのロバスト磁束推定能力を定量的に評価する手法として周波数応答関数(FRF)を導入し、ス

ライディングオブザーバと最小次元オブザーバの磁束推定能力を定量的に評価する。さらに、実機検証を行い、磁束オブザーバによるロバストベクトル制御の限界を明らかにする。

第3章では、第2章で明らかにした磁束オブザーバのロバスト磁束推定能力をもとに高性能ベクトル制御のための制御系構成法を提案する。第3章では、磁束オブザーバに速度適応同定機能を付加した適応オブザーバを用いた速度センサレスベクトル制御系を検討し、速度センサレスベクトル制御にロバスト磁束オブザーバを用いる意味について検討する。その中で、適応オブザーバが原理上、従来に比べて高速な速度同定を実現する能力を有することを明らかにする。さらに、加減速時の速度同定遅れをパラメータ変動の一種として考慮することにより、磁束オブザーバのロバスト磁束推定能力を用いてこの影響を抑圧できることを述べ、速度センサレスベクトル制御系全体の加減速時性能を改善する制御系構成法を提案する。

第4章では、高精度トルク制御系としてベクトル制御系を再考し、鉄損を考慮したベクトル制御系の構成法を提案する。本手法は煩雑なパラメータ調整を必要とせずに、トルク制御の線形性を改善することを目的とする。まず、鉄損の影響が一次電流制御、二次磁束推定の各部に影響することを述べる。さらに、トルク制御の線形性改善には、精度の高い二次磁束推定の実現が必要となることを数値解析により明らかにする。そこで、磁束オブザーバを用いて鉄損モデル化誤差に対してロバストな磁束推定を実現することにより、極めて高い線形性を有するトルク制御が実現できることを示す。

第5章では、より現実的なロバスト磁束オブザーバを実現すべく、一次、二次抵抗の変動に対して、軸ずれ角を直接抑圧可能な同次元オブザーバのロバスト設計法を提案する。ロバストベクトル制御にとって最も重要な軸ずれ角の抑圧を伝達関数の位相整形問題としてとらえ、 γ -正実の概念を導入する。さらに全運転領域で高いロバスト磁束推定能力を実現するため、ゲインスケジュールド H_∞ 制御を採用する。この結果、一次、二次抵抗の変動に対して、ロバストなベクトル制御系が実現可能なことを実機検証により明らかにする。

第6章では、本研究で得られた成果をまとめ、今後の課題について述べる。

第2章

磁束オブザーバによるロバストベクトル制御系の実現とその特性評価

2.1 はじめに

誘導電動機(以下、IM)のベクトル制御は、不可観測量である二次磁束ベクトルの制御とそこに固定した直交座標系での電流制御からなる。それゆえ、不可観測量である二次磁束ベクトルの位相に関する情報を必要とする。二次磁束ベクトルの位相制御性能はベクトル制御系の特性を決めるものであり、その制御誤差は「軸ずれ」としてベクトル制御における重要な問題であった。

この問題に対し、二次磁束ベクトルを陽に推定する磁束オブザーバの研究が行われてきた^{[26][29][30]}。これを用いてベクトル制御系を構成した場合が直接形(磁束フィードバック形)である。直接形では、磁束推定のパラメータ変動に対するロバスト性が系全体の性能を決めるので、磁束オブザーバによる磁束推定のロバスト化について研究が進められてきた^{[46]–[52]}。

一方、陽に二次磁束ベクトルを扱うのではなく、間接的にすべり周波数を制御することによりベクトル制御の実現を図ったものが間接形(すべり周波数形)である。間接形は構成の容易さや歴史的背景から実用化の主流となったが、二次磁束ベクトルの位相制御において、パラメータ変動に対するロバスト性に問題があり、主として適応制御による改善が行われてきた^{[22][24]}。

上記のように、長らく磁束オブザーバは間接形にとって無縁のものであった。しかし近年、両ベクトル制御の関係を解析的に明らかにする試みがなされ、その結果、直接形のみで議論されてきた磁束オブザーバを間接形に適用す

ることが可能になった^{[21][53]}。

しかしながら、間接形において適応制御の適用により一定の成果が得られている現状においては、直接形に対してであれ、間接形に対してであれ、ロバスト磁束オブザーバを導入する意味について十分検討する必要がある。つまり、磁束オブザーバのロバスト磁束推定能力の限界を定量的に評価しておく必要がある。

本章では、軸ずれ問題について検討し、ロバスト磁束オブザーバの性能評価法を述べ、性能限界を明らかにする。まず、2.2節では検討を行う間接形ベクトル制御のための磁束オブザーバならびに間接形ベクトル制御系の構成を示す。2.3節では、ロバスト性の鍵を握る磁束オブザーバ設計の物理的意味を、通常の間接形と比較して述べ、磁束オブザーバのロバスト設計法を示す。2.4節では、周波数応答関数(FRF)を用いてロバスト設計法の特長解析を行う。各種設計法と比較して、提案する設計法が高いロバスト性を実現できることを示し、磁束オブザーバのロバスト磁束推定能力の限界について考察する。また、ロバスト性改善の問題に適応同定の手法を適用する場合と比較し、ベクトル制御系における磁束オブザーバの効果について検討する。2.5節では、提案する手法で設計された磁束オブザーバを間接形ベクトル制御系に適用し、パラメータ変動に対するロバスト性の改善についての実機検証を行う。2.6節はまとめである。

なお、本論文を通して慣例に従い、電気時定数と機械時定数のオーダの違いから回転子速度 ω_r を時不変パラメータとして扱う。

2.2 磁束オブザーバをもつ間接形ベクトル制御

以下の議論は先に触れたように、磁束オブザーバをもつ直接形、間接形いずれのベクトル制御においても同様に成立する^{[54][55]}。ここでは、以下の理由により間接形を例に話を進める。

1. 一般的な間接形(すべり周波数形)との構成の差が陽に表れる。
2. 実験システムが間接形で構成されている。磁束オブザーバのコンピュータへの離散化実装においては、演算量の関係からオイラー近似を採用している。そこで、高速運転時における離散化誤差の影響を小さくするため間接形での実装を採用した^{[56][57][58]}。

本章では、以下の議論で用いる間接形用の磁束オブザーバの構成を示す。説明の都合上、スライディングオブザーバについて論じるが、同次元オブザーバや最小次元オブザーバでも同様な検討が可能である^[21]。

誘導電動機は一次電圧を v_s 、一次電流を i_s 、二次磁束を λ_r とし、固定子座標 $(\alpha - \beta)$ 上で次式で表される。

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_s \\ \lambda_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ \lambda_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_1 \\ o_{2 \times 2} \end{bmatrix} v_s \quad (2.1)$$

ここで、

$$\begin{aligned} A_{11} &= -(R_s + M^2 R_r / L_r^2) / (\sigma L_s) \mathbf{I} = a \mathbf{I} \\ A_{12} &= (M R_r) / (\sigma L_s L_r^2) \mathbf{I} - \omega_r M / (\sigma L_s L_r) \mathbf{J} = c \mathbf{I} + d \mathbf{J} \\ A_{21} &= (M R_r / L_r) \mathbf{I} = b \mathbf{I} \\ A_{22} &= -(R_r / L_r) \mathbf{I} + \omega_r \mathbf{J} = e \mathbf{I} + f \mathbf{J} \\ B_1 &= 1 / (\sigma L_s) \mathbf{I} = g \mathbf{I} \end{aligned}$$

である。 R 、 L 、 M 等は慣例に従っており、

$$\begin{aligned} v_s &= [v_{\alpha s} \ v_{\beta s}]^T : \alpha - \beta \text{座標上の一次電圧} \\ i_s &= [i_{\alpha s} \ i_{\beta s}]^T : \alpha - \beta \text{座標上の一次電流} \\ \lambda_r &= [\lambda_{\alpha r} \ \lambda_{\beta r}]^T : \alpha - \beta \text{座標上の二次磁束} \\ \omega_r &: \text{電気角回転子速度} \\ \sigma &= 1 - M^2 / L_s L_r : \text{漏れ係数} \\ \mathbf{I} &= \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \\ \mathbf{J} &= \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \\ o_{n \times m} &: n \times m \text{の零行列} \end{aligned}$$

である。これに対し、直接形でのスライディングオブザーバは(2.1)式に $\text{sgn}(\dot{i}_s - i_s)$ なる修正フィードバックを加え、次式のように構成される^{[26][49]}。

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i}_s \\ \hat{\lambda}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_s \\ \hat{\lambda}_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_1 \\ o_{2 \times 2} \end{bmatrix} v_s + \begin{bmatrix} K_1 \\ -LK_1 \end{bmatrix} \text{sgn}(\dot{i}_s - i_s) \quad (2.2)$$

^を冠したものは推定値を表す。また、

$$\mathbf{K}_1 = k_1 \mathbf{I} + k_2 \mathbf{J} : \text{電流推定のスイッチングゲイン}$$

$$\mathbf{L} = l_1 \mathbf{I} + l_2 \mathbf{J} : \text{オブザーバゲイン}$$

である。

ここで、(2.2) 式を間接形ベクトル制御に適用できるように、磁束を極座標系上で表現することを考える^[21]。磁束オブザーバで推定される二次磁束に対して直交座標を定義し、推定二次磁束座標 ($d-q$) とする (図 2.1)。これにより $\alpha-\beta$ 座標上の各状態量は $d-q$ 座標上で以下のように表現される。

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{v}_s &= \mathbf{R}(\hat{\theta}_{\lambda_r}) \mathbf{v}'_s \\ \mathbf{i}_s &= \mathbf{R}(\hat{\theta}_{\lambda_r}) \mathbf{i}'_s \\ \hat{\lambda}_r &= \mathbf{R}(\hat{\theta}_{\lambda_r}) \hat{\lambda}'_r \end{aligned} \right\} \quad (2.3)$$

$$\mathbf{R}(\hat{\theta}) = \begin{bmatrix} \cos(\hat{\theta}) & -\sin(\hat{\theta}) \\ \sin(\hat{\theta}) & \cos(\hat{\theta}) \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{v}'_s = [v_{ds} \ v_{qs}]^T : d-q \text{ 座標上の一次電圧}$$

$$\mathbf{i}'_s = [i_{ds} \ i_{qs}]^T : d-q \text{ 座標上の一次電流}$$

$$\hat{\lambda}'_r = [\|\hat{\lambda}_r\| \ 0]^T : d-q \text{ 座標上の推定二次磁束}$$

$$\hat{\theta}_{\lambda_r} : \text{推定二次磁束位相}$$

記号 ' は回転する座標系上の諸量であることを示す。(2.3) 式を $\alpha-\beta$ 座標上の磁束オブザーバを表す (2.2) 式に代入すると、間接形ベクトル制御用スライディングオブザーバが導出される。

$$\frac{d}{dt} \hat{\mathbf{i}}'_s = [a\mathbf{I} - \hat{\omega}_{\lambda_r} \mathbf{J}] \hat{\mathbf{i}}'_s + \begin{bmatrix} c \\ d \end{bmatrix} \|\hat{\lambda}_r\| + g\mathbf{v}'_s + \mathbf{K}_1 \text{sgn}(\hat{\mathbf{i}}'_s - \mathbf{i}'_s) \quad (2.4)$$

$$\frac{d}{dt} \|\hat{\lambda}_r\| = b \hat{i}_{ds} + e \|\hat{\lambda}_r\| - [1 \ 0] \mathbf{L} \mathbf{K}_1 \text{sgn}(\hat{\mathbf{i}}'_s - \mathbf{i}'_s) \quad (2.5)$$

$$\frac{d}{dt} \hat{\theta}_{\lambda_r} = f + \frac{b \hat{i}_{q's} - [0 \ 1] \mathbf{L} \mathbf{K}_1 \text{sgn}(\hat{\mathbf{i}}'_s - \mathbf{i}'_s)}{\|\hat{\lambda}_r\|} \quad (2.6)$$

$$\hat{\omega}_{\lambda_r} = \frac{d}{dt} \hat{\theta}_{\lambda_r} : \text{推定二次磁束角速度}$$

図 2.2 に $\alpha-\beta$ 座標上の磁束オブザーバをもつ直接形ベクトル制御系の構成を示し、図 2.3 に $d-q$ 座標上の磁束オブザーバをもつ間接形ベクトル制御

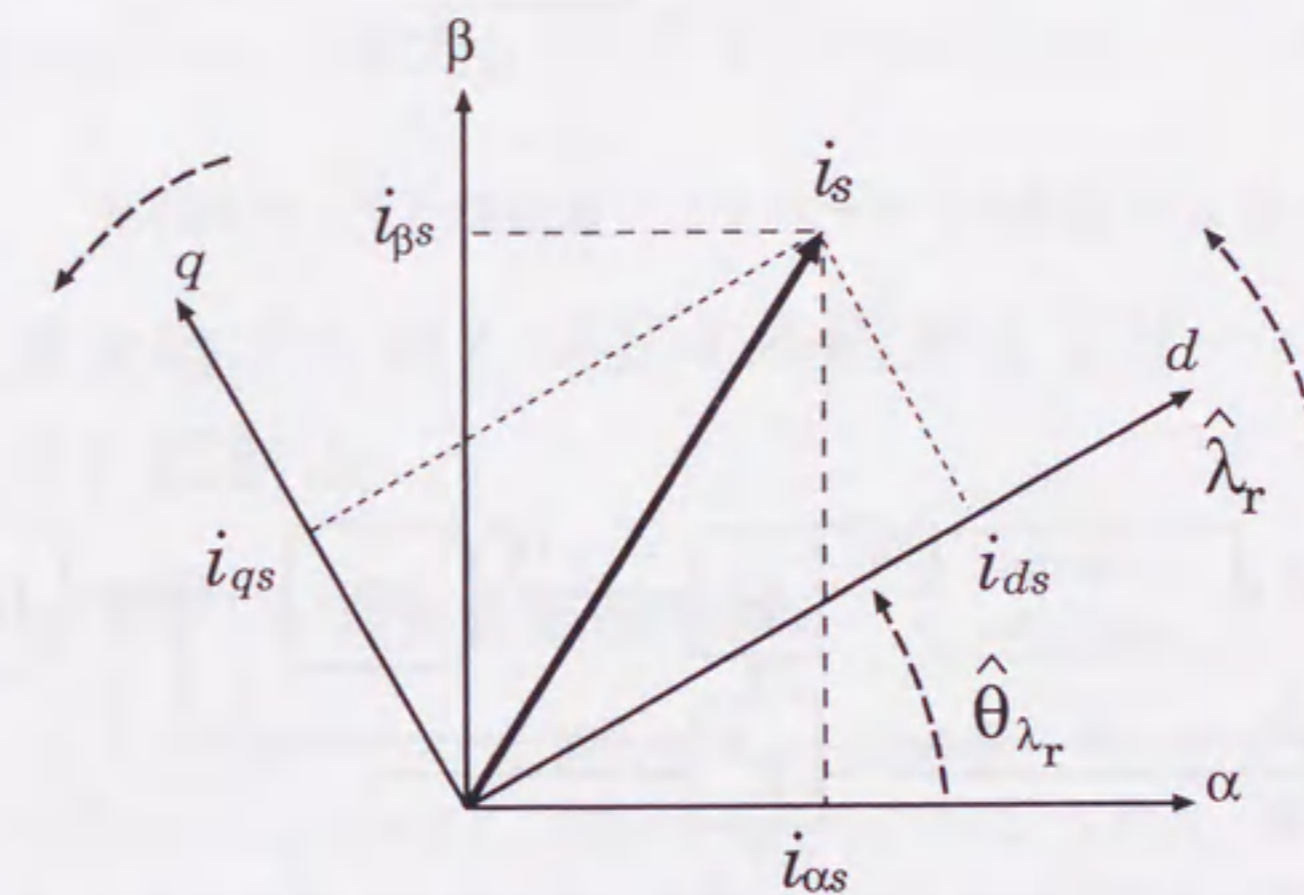


図 2.1: ベクトル制御に用いられる座標系

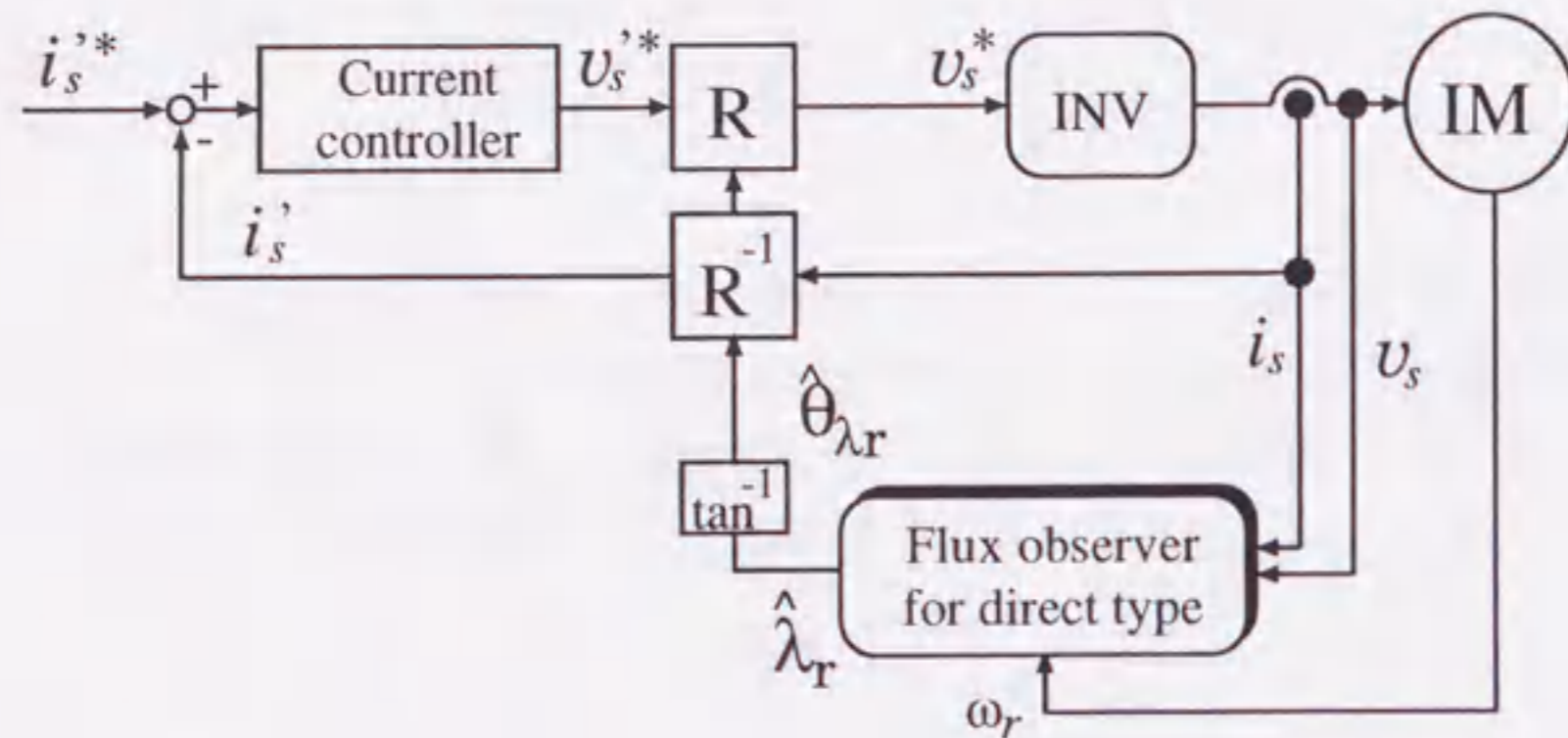


図 2.2: 磁束オブザーバをもつ直接形ベクトル制御系

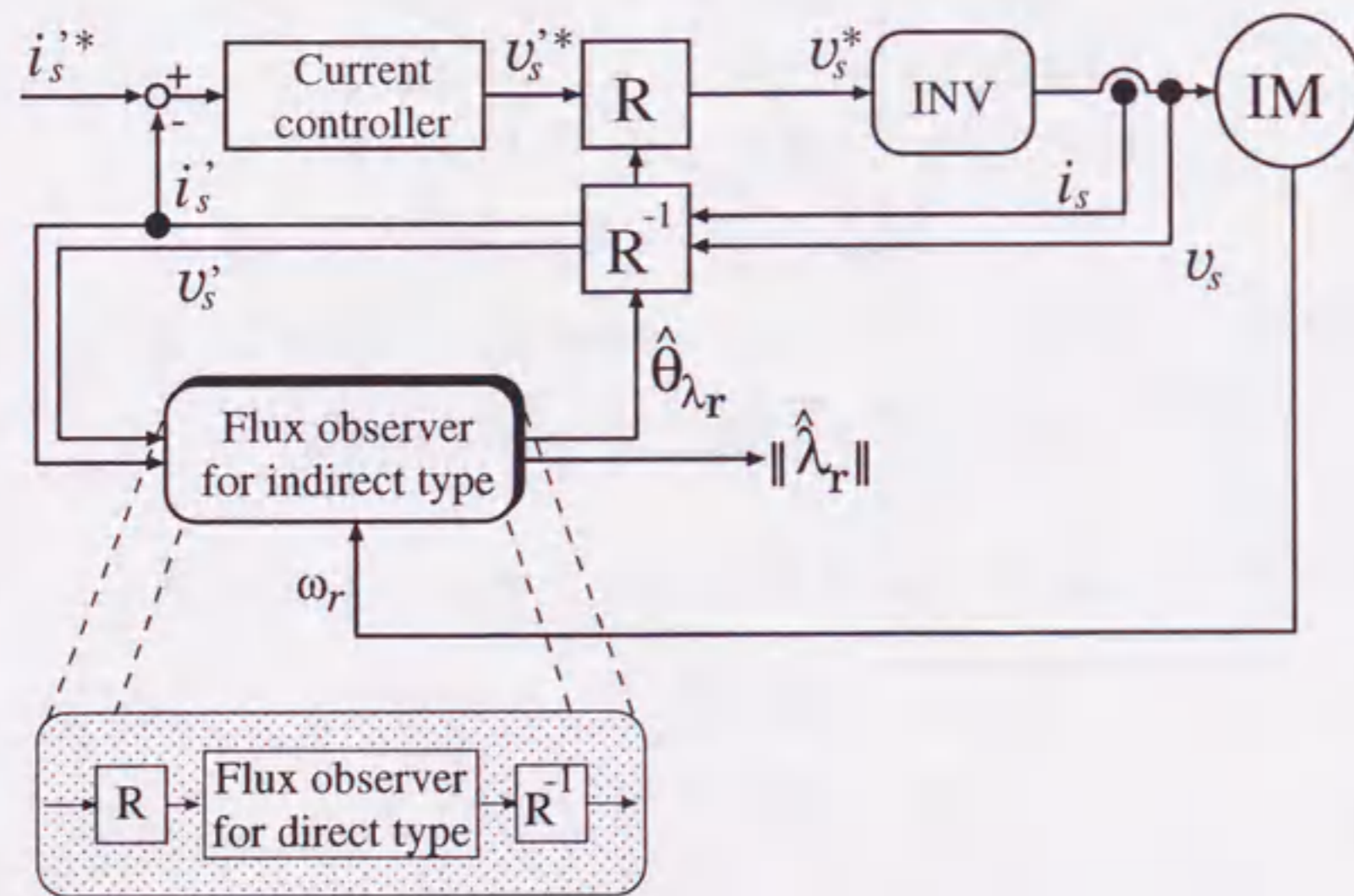


図 2.3: 磁束オブザーバをもつ間接形ベクトル制御系

系の構成を示す。図中、 R は回転座標変換行列、 $*$ は指令値を示す。先の導出の通り、 $d-q$ 座標上の磁束オブザーバは $\alpha-\beta$ 座標上で構成される磁束オブザーバに座標変換行列を乗じたものといえる。

ここで、導出した $d-q$ 座標上の磁束オブザーバについて考えてみる。(2.5) 式、(2.6) 式はすべり周波数制御則を表現するものであり、すべり周波数制御則をオブザーバ化したものである。ただし、すべり周波数制御則を直接的にオブザーバ化したのではなく、 $\alpha-\beta$ 座標上で設計された磁束オブザーバを $d-q$ 座標へ座標変換したものであることに注意されたい。したがって、直接形において、線形制御理論を用いて検討されてきた設計法が本オブザーバに適用可能であるため、適切な極配置を施し、パラメータ変動に対しロバストな磁束推定が実現可能となる。次節では、その具体的な設計法を軸ずれを考慮しつつ述べる。

2.3 最大軸ずれ角を保证する磁束オブザーバのロバスト設計法

2.3.1 オブザーバ設計の物理的意味

スライディングオブザーバを例にすると、磁束オブザーバの内部構造は図 2.4 のように表すことができる。図中、電圧モデルは (2.4) 式、電流モデルは (2.5) 式、(2.6) 式で表すものとなる。磁束オブザーバの性能を決定するのは L であり、この大小が磁束オブザーバの物理的意味を左右する。

スライディングオブザーバにおいては、十分大きなスイッチングゲイン K_1 により電流に対してスライディングモード制御が施されており、 $\hat{i}_s = i_s$ が成立する。この点に注意した上で、例えば $L = o_{2 \times 2}$ とおくと、磁束推定は完全に電流モデルに依存するものとなる。これは従来の間接形ベクトル制御を指し、当然ながら二次抵抗変動の影響を大きく受けることになる。逆に、 L を大きくとっていくと一次電流推定誤差 $e_1 = \hat{i}_s - i_s$ を電流モデルにフィードバックさせることになり、電圧モデルへの依存度を増すことになる。すなわち、磁束オブザーバは、電流モデルを基本に電圧モデルで磁束推定誤差を修正する構成と考えることができ、オブザーバゲイン L の大小が磁束推定に対する電流モデルと電圧モデルへの依存度を変えている。ただし、直観的な L の大小だ

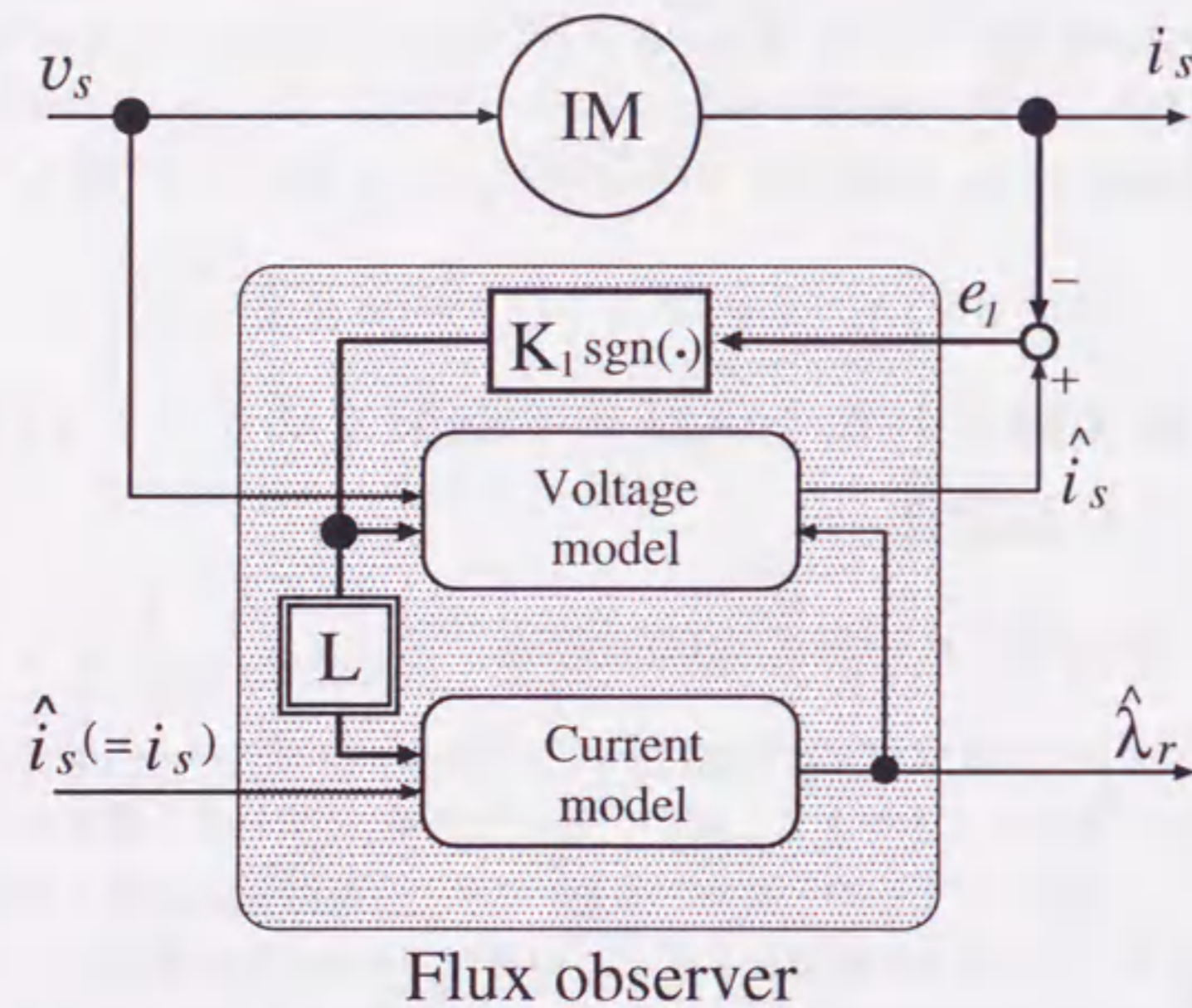


図 2.4: 磁束オブザーバの内部構造

けではパラメータ変動に対してロバスト性の高い磁束推定を実現することは期待できない。以下では、設計条件として軸ずれ角を与えた上で、磁束推定における電圧モデルと電流モデルの依存度を自律的に変化させ、磁束オブザーバのロバスト磁束推定能力を有効に引き出す設計法について述べる。

2.3.2 最大軸ずれ角の設計

磁束オブザーバの設計法については既に種々の提案がなされている。道木らはパラメータ変動を外乱とみなし、磁束推定への影響を H_∞ ノルムで評価して、これを抑圧する設計法を提案している^[49]。本項ではこれをもとに、設計に最大軸ずれ角のワーストケースを考慮する手法について述べる。

磁束オブザーバとして、最小次元オブザーバやスライディングオブザーバを用いた場合、その誤差方程式は、パラメータ変動を表す外乱を w 、二次磁束推定誤差を $e_2 = [e_{2\alpha} \ e_{2\beta}]^T$ として、 $\alpha - \beta$ 座標上で次式となる^[49]。

$$e_2 = T(s) w = (sI - A_{22} - LA_{12})^{-1} [L \ I] D w \quad (2.7)$$

D は外乱の構造を表す行列であり、 A_{ij} 行列のうちどの成分に含まれるかを示し、 w は抵抗の電圧降下、インダクタンスの逆起電力の演算誤差に相当する。

さて、 $\|e_2\|$ は $T(s)$ の H_∞ ノルム $\|T\|_\infty$ を用いて次式で抑えられる。

$$\|e_2\| \leq \|T\|_\infty \|w\| \quad (2.8)$$

また、軸ずれ角の最大値 $\Delta\theta_{max}$ は、励磁電流 i_{ds} における磁束の大きさを $\|\hat{\lambda}_r\| = M i_{ds}$ と仮定し、さらに図 2.5 に示すように磁束推定誤差 e_2 が $\hat{\lambda}_r$ に直交するとして次式で得られる。

$$\Delta\theta_{max} = \tan^{-1} \frac{\|e_2\|}{\|\hat{\lambda}_r\|} \quad (2.9)$$

以上から、許容できる軸ずれ角の最大値 $\Delta\theta_{max}$ を仕様として与え、考慮するパラメータ変動の大きさから $\|w\|$ を定めれば、図 2.5 から $\|e_2\|$ の上界を求め、さらに(2.8)式から要求すべき $\|T\|_\infty$ を決定できる。なお、ここで仕様として与える軸ずれ角 $\Delta\theta_{max}$ は、(2.9)式に示すように、二次磁束 λ_r とその推定磁束誤差 e_2 とが直交する場合の最大値である。定常的な磁束ずれ角は、通常、これよりも小さな値をとる。このことは 2.4 節で確認する。

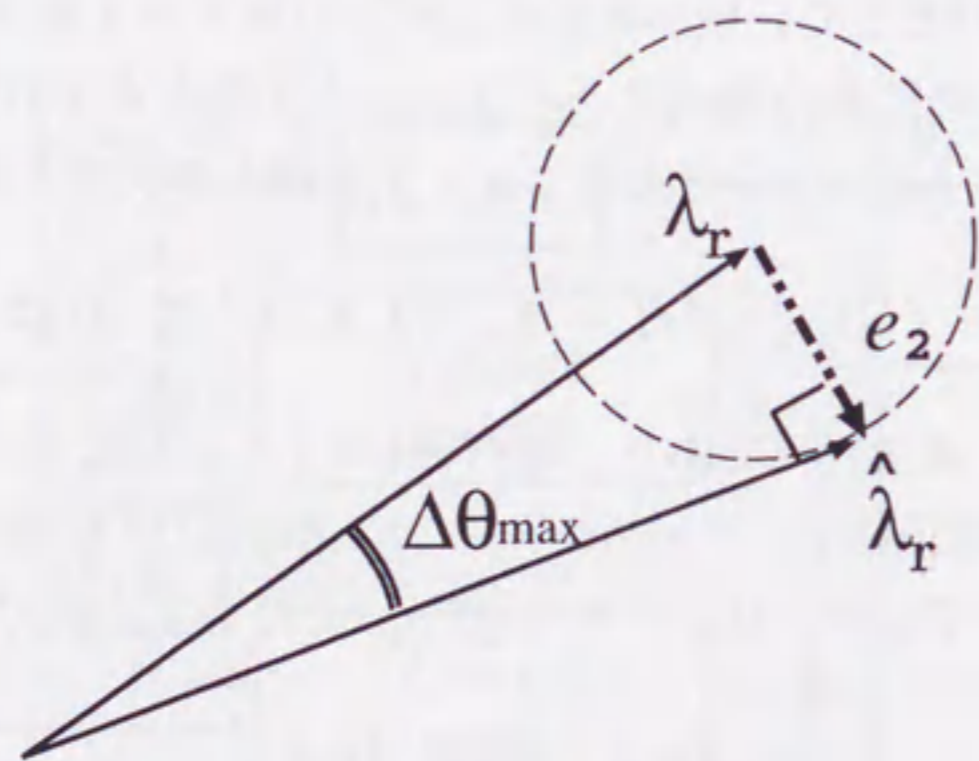


図 2.5: 最大軸ずれ角の定義

これより先の設計は文献 [26] にしたがう。以下では、(2.10) 式で示すように L の設計問題を極配置問題としてとらえ、考慮するパラメータごとに最適解を示す。

$$L = (-\alpha I + \beta J - A_{22})A_{12}^{-1} \quad \alpha \geq 0 \quad (2.10)$$

ただし、 $-\alpha I + \beta J$ はオブザーバの極である。

2.3.3 磁束オブザーバの極配置

1. 二次抵抗変動を考慮した極配置

二次抵抗変動を想定した場合、 $\|T\|_\infty$ は次式となる。

$$\|T\|_\infty = \frac{1}{\sqrt{c^2 + d^2}} \sqrt{1 + \left(\frac{\beta}{\alpha}\right)^2} \quad (2.11)$$

したがって、二次抵抗変動の影響を抑圧するためには次式のように極を実軸上に配置すればよい。

$$\beta = 0 \quad (2.12)$$

これにより、二次抵抗変動値 ΔR_r が存在する時の磁束の推定誤差 $e_2 (= \hat{\lambda}_r - \lambda_r)$ は次式のように抑えることができる。

$$\|e_2\| \leq \|T\|_\infty \|w\| = \frac{1}{\sqrt{c^2 + d^2}} \|w\| \quad (2.13)$$

ただし、

$$w = (\Delta R_r M^2) / (\sigma L_s L_r^2) i_T \quad (2.14)$$

$$i_T = i_s - \lambda_r / M : \text{トルク分電流} \quad (2.15)$$

である。また、 α は次式により決定する。

$$\alpha = \nu \sqrt{c^2 + d^2} \quad (2.16)$$

ここで、 ν は設計値であり、二次抵抗変動とみなした外乱の入力行列の誘導ノルムを ν に抑えることに相当する。表 2.1 の定数を用いれば、 $i_{ds}=6[\text{A}]$ 、 $i_{qs}=4[\text{A}]$ (指令値 4.24[N.m]、34.7% 定格トルク)、 $\omega_r=800[\text{elec.rpm}]$ (機械角

表 2.1: 誘導機の名パラメータ

定格出力	P_n	2.2	[kW]
定格トルク	T_n	12.2	[N.m]
定格速度(機械角)	ω_{mn}	1720	[mech.rpm]
極対数	P	2	
定格一次電圧	V_{sn}	200	[V]
定格一次電流	I_{sn}	8.2	[A]
一次抵抗	R_s	0.508	[Ω]
一次インダクタンス	L_s	0.9875	[H]
二次抵抗	R_r	1.082	[Ω]
二次インダクタンス	L_r	0.1091	[H]
相互インダクタンス	M	0.0982	[H]

換算 $\omega_m=400$ [mech.rpm]) のとき、軸ずれ角 $\Delta\theta_{max}$ を 1.50[deg] 以下に抑えることができる。図 2.6 に二次抵抗変動を考慮した際の極配置例を示す。同図が示すように、実軸上に配置された極を速度に応じて動かすことになる。また、(2.13) 式で与えられる推定誤差 $\|e_2\|$ の上界は、速度の関数となり低速になるにつれて大きくなり、低速域で高いロバスト性を保証することが困難なことを示している。

2. 一次、二次抵抗変動を考慮した極配置

磁束オブザーバは電流モデルに加え、電圧モデルも用いる。そのため、変動するパラメータとして一次抵抗の変動についても考慮する必要がある。一次および二次抵抗変動を考慮すると $\|T\|_\infty$ は次式となる。

$$\|T\|_\infty = \frac{1}{\sqrt{c^2+d^2}} \sqrt{1 + \left(\frac{\beta}{\alpha}\right)^2 + \left(1 + \frac{e}{\alpha}\right)^2 + \left(\frac{\beta-f}{\alpha}\right)^2} \quad (2.17)$$

これより、ロバスト磁束推定を可能にする極配置は次式となる。

$$\alpha = \frac{-\epsilon c + \epsilon \sqrt{(c^2+d^2)\{\gamma^2(c^2+d^2/2)-1\}}}{\gamma^2(c^2+d^2)-2} \quad (2.18)$$

$$\beta = f/2 \quad (2.19)$$

ただし、

$$\epsilon = \sigma L_s L_r / M, \quad \gamma: \text{要求する } \|T\|_\infty$$

である。一次抵抗変動値 ΔR_s 、二次抵抗変動値 ΔR_r が存在する時、 e_2 は次式で示される値に抑えることができる。

$$\|e_2\| \leq \|T\|_\infty \|w\| = \frac{1}{\alpha} \sqrt{\frac{2(\alpha+e/2)^2}{c^2+d^2} + \frac{\epsilon^2}{2}} \|w\| \quad (2.20)$$

ここで、

$$w = \left[-(\Delta R_s)/(\sigma L_s) \mathbf{i}_s^T \quad (\Delta R_r M^2)/(\sigma L_s L_r^2) \mathbf{i}_r^T \right]^T \quad (2.21)$$

である。設計条件として $i_{ds} = 6$ [A]、 $i_{qs} = 4$ [A] (34.7%定格トルク) を与えた場合の極配置例を図 2.7 に示す。図中、設計値とあるのは仕様として与えた最大軸ずれ角であり、括弧内はその仕様によって保証される発生トルクの指令値に対する割合である。先に述べたようにこの値はあらゆる運転条件のワーストケースであり、定常的なトルク誤差を示すものではない。

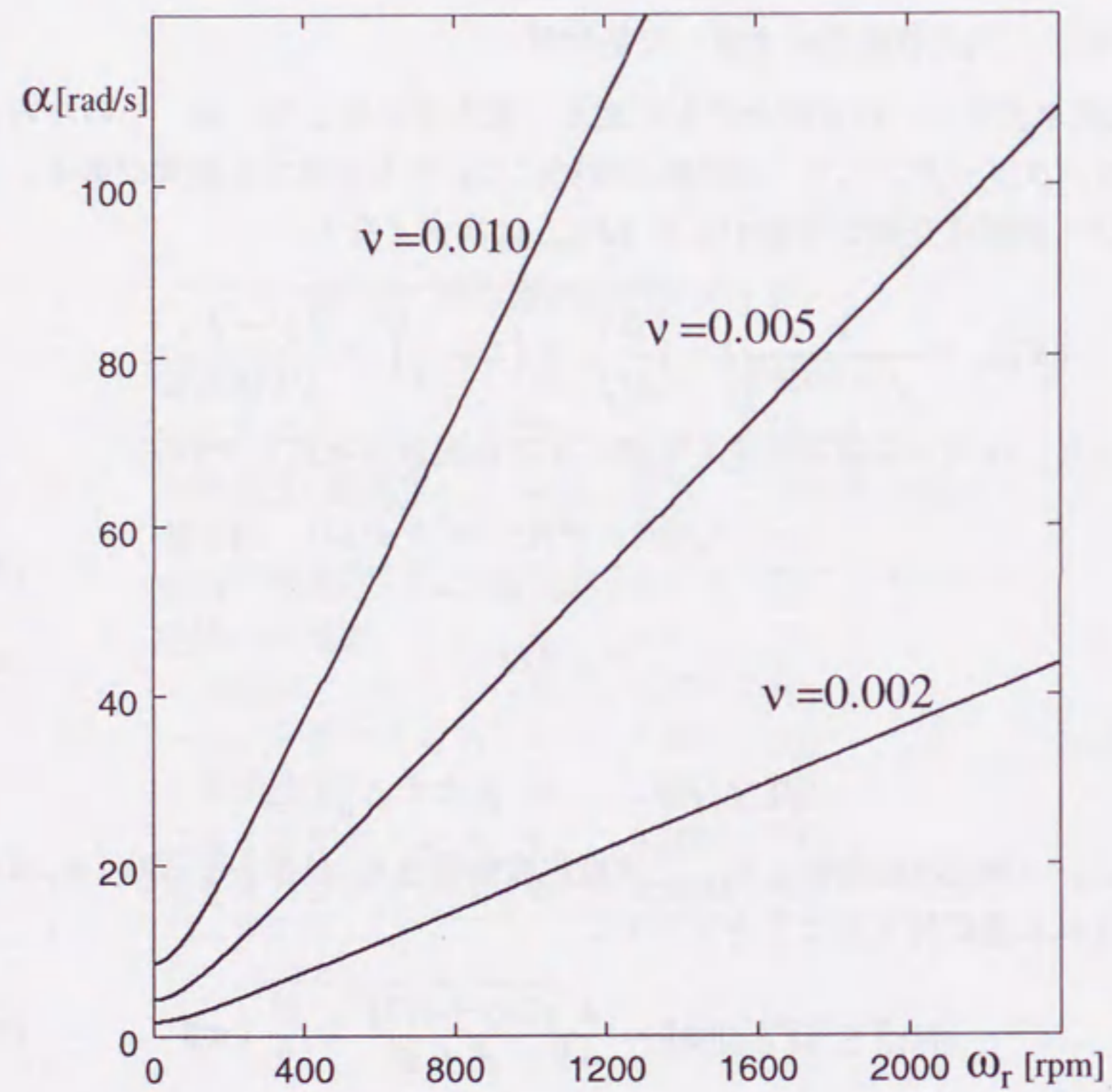


図 2.6: 二次抵抗変動を考慮したオブザーバの極配置

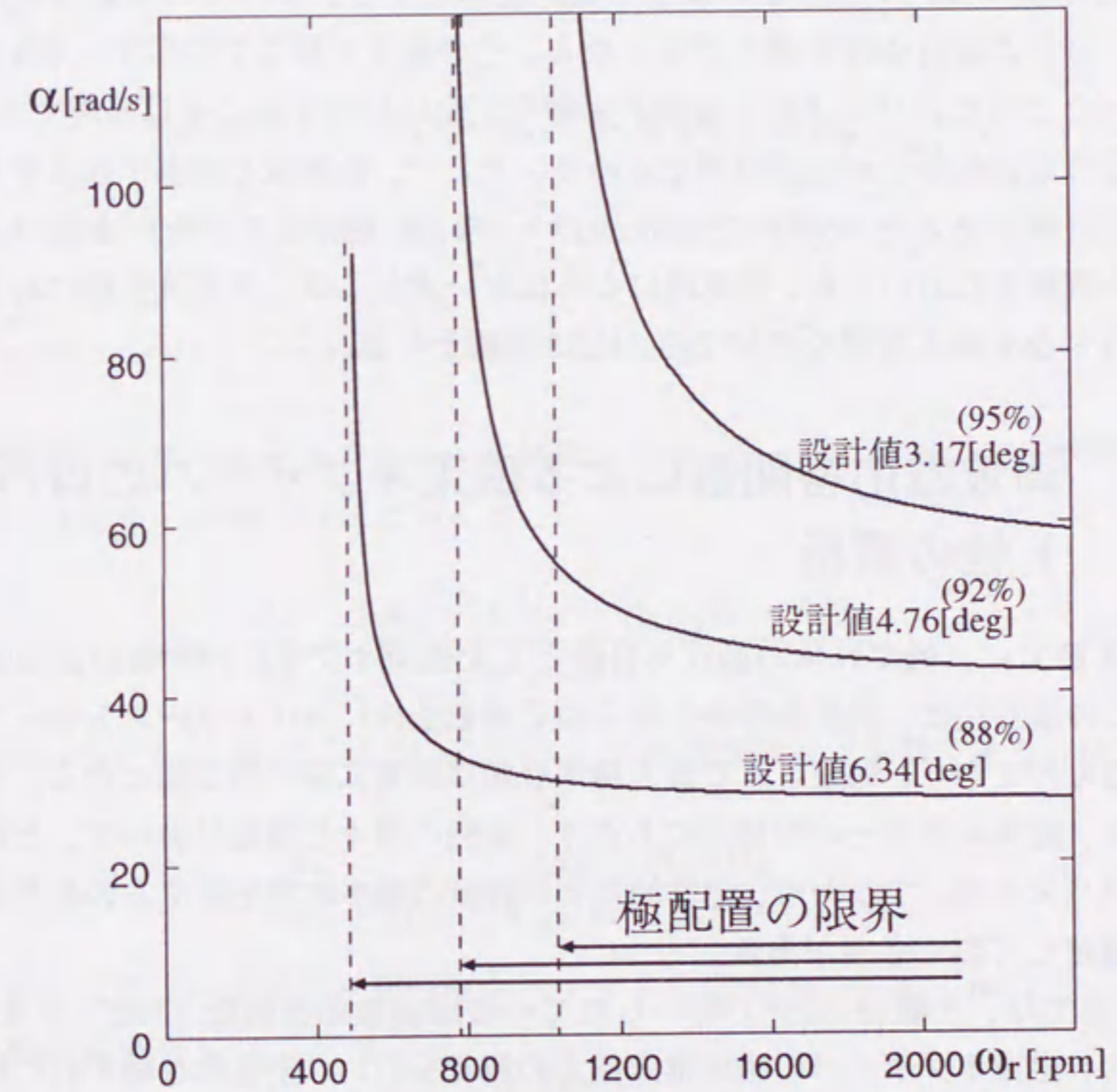


図 2.7: 両抵抗変動を考慮したオブザーバの極配置

2.3.4 ロバスト磁束オブザーバの限界

さて、(2.18)式において

$$\gamma^2(c^2 + d^2/2) - 1 < 0 \quad (2.22)$$

となる低速域では、(2.18)式の根号内が負となり解が存在しなくなる。そのような低速域においては、どのような極配置にしても、すべての運転領域において、与えた設計条件を満たせなくなる。その様子を図 2.7 に示す。2.3.1 項で述べたように、パラメータ変動の影響を完全に抑圧することは無理である。そのような運転条件が設計限界を定める。そこで、低速域を配慮すればするほど、設計値である γ を緩めざるをえない。ゆえに磁束オブザーバを用いたベクトル制御系においても、低速域になるほど一次および二次抵抗変動に対してロバストなトルク制御を実現することは困難となる。

2.4 周波数応答関数による磁束オブザーバのロバスト性の解析

2.3 節では、軸ずれ角の抑圧を目的とした磁束オブザーバの設計法を示した。この設計法は、設計条件からあらゆる運転条件におけるワーストケースを与えるものであり、保証される最大軸ずれ角は非常に保守的な値となる。したがって、磁束オブザーバの採用にあたり、実際の様々な運転において、どの程度のロバスト性、すなわち、定常的にどの程度の軸ずれ角を有するのかを定量的に確認しておく必要がある。

本節では、文献[27][28]で用いられている周波数応答関数 (FRF) により、ロバスト磁束オブザーバの磁束推定能力の解析を行い、定常的な軸ずれに対する磁束オブザーバによるロバスト化の限界を検討する。FRF は、

$$\frac{\text{設定値パラメータによるオブザーバの推定磁束}}{\text{真値パラメータによるオブザーバの推定磁束}}$$

で定義され、パラメータ変動による磁束推定の定常誤差を様々な運転条件において、定量的かつ視覚的に解析することが可能である。なお、本節に限り磁束オブザーバの表現を行列に代わり以下の複素数表現を用いる。

$$A_{11} = a + j0 \quad A_{12} = c + jd$$

$$A_{21} = b + j0 \quad A_{22} = e + jf \quad B_1 = g + j0$$

2.4.1 磁束オブザーバの周波数応答関数

本項では、スライディングオブザーバについて FRF の導出を行う。

$\alpha - \beta$ 座標上の磁束オブザーバの (2.2) 式第 1 行および第 2 行から、(2.23) 式となる。

$$-K_1 \text{sgn}(\hat{i}_s - i_s) = A_{11}\hat{i}_s + A_{12}\hat{\lambda}_r + B_1 v_s - \frac{d}{dt} \hat{i}_s \quad (2.23)$$

これを (2.2) 式第 3 行および第 4 行へ代入すると、(2.24) 式となる。

$$\frac{d}{dt} \hat{\lambda}_r - (A_{22} + LA_{12})\hat{\lambda}_r = (A_{21} + LA_{11}) \hat{i}_s - L \frac{d}{dt} \hat{i}_s + LB_1 v_s \quad (2.24)$$

電流推定へのスライディングモード制御により $\hat{i}_s = i_s$ となる。定常状態での解析を目的とし $d/dt = j\omega$ とおくと、

$$\frac{\hat{\lambda}_r}{v_s} = \frac{\{A_{21} - L(j\omega - A_{11})\}G + LB_1}{(j\omega - A_{22}) - LA_{12}} \quad (2.25)$$

となる。ただし、 G は IM の v_s から i_s への周波数伝達関数であり、(2.1) 式より

$$G = \frac{i_s}{v_s} = \frac{(j\omega - A_{22})B_1}{(j\omega - A_{11})(j\omega - A_{22}) - A_{12}A_{21}} \quad (2.26)$$

である。パラメータ誤差を含む推定パラメータ (設定値) を \hat{A}_{ij} 、 \hat{B}_1 とし、その時の推定磁束を $\hat{\lambda}_{r-devi}$ とすると

$$\frac{\hat{\lambda}_{r-devi}}{v_s} = \frac{\{\hat{A}_{21} - L(j\omega - \hat{A}_{11})\}G + L\hat{B}_1}{(j\omega - \hat{A}_{22}) - L\hat{A}_{12}} \quad (2.27)$$

となり、(2.27) 式と (2.25) 式の比として FRF が得られる。

$$\text{FRF} = \frac{\{\hat{A}_{21} - L(j\omega - \hat{A}_{11})\}G + L\hat{B}_1}{\{A_{21} - L(j\omega - A_{11})\}G + LB_1} \cdot \frac{j\omega - A_{22} - LA_{12}}{j\omega - \hat{A}_{22} - L\hat{A}_{12}} \quad (2.28)$$

なお、誤差方程式が一致する最小次元オブザーバの FRF も (2.28) 式で得られる。

2.4.2 周波数応答関数による磁束推定能力解析

軸ずれ角となる (2.28) 式の位相を解析して磁束オブザーバのロバスト性を評価する。パラメータの公称値は実験で用いる表 2.1 に示す値を用いた。

1. すべり周波数制御則の場合

まず、磁束推定をすべり周波数制御則で行う際の特徴を示す。この場合は電流モデルによる磁束推定に相当するので、(2.28) 式において $L = \mathbf{o}_{2 \times 2}$ として解析を行えばよい。

パラメータ変動として、数式モデルの値(公称値)に対し $\Delta R_r = 50\%$ の増加を与えた場合の FRF の位相を図 2.8 に示す。周知のように、すべり周波数 ω_s のみに応じて軸ずれ角が生じることがわかる。

2. 最適レギュレータ問題に帰着する場合

文献 [30] では磁束オブザーバの設計問題を $\mathbf{u} = -\mathbf{L}e_2$ として (2.29) 式の評価関数を最小化する最適レギュレータ問題に帰着して (2.30) 式、(2.31) 式の極配置を導出している。

$$J = \int_0^{\infty} (e_2^T Q e_2 + \mathbf{u}^T R \mathbf{u}) dt \quad (2.29)$$

$$\alpha = \sqrt{e^2 + \Gamma^2(e^2 + f^2)} \quad (2.30)$$

$$\beta = f \quad (2.31)$$

ただし

$$Q = qI \quad R = rI \quad \Gamma^2 = q/r/\epsilon^2 \quad (2.32)$$

である。

二次抵抗を 50% 増加させ、 $\Gamma = 4$ とした時の FRF を図 2.9 に示す。高速時のロバスト性は改善されるものの、低速高負荷時の軸ずれの増大が顕著である。この場合も、電圧モデル、電流モデルを併用し磁束オブザーバを構成しているが、この結果から最適レギュレータ問題による設計法から求める極配置は、両モデルの特徴を十分に生かしておらず、全運転域で高いロバスト性を確保することは困難であることがわかる。これは、設計時に外乱構造を考慮していないことによる [26]。

3. 提案する設計法の場合

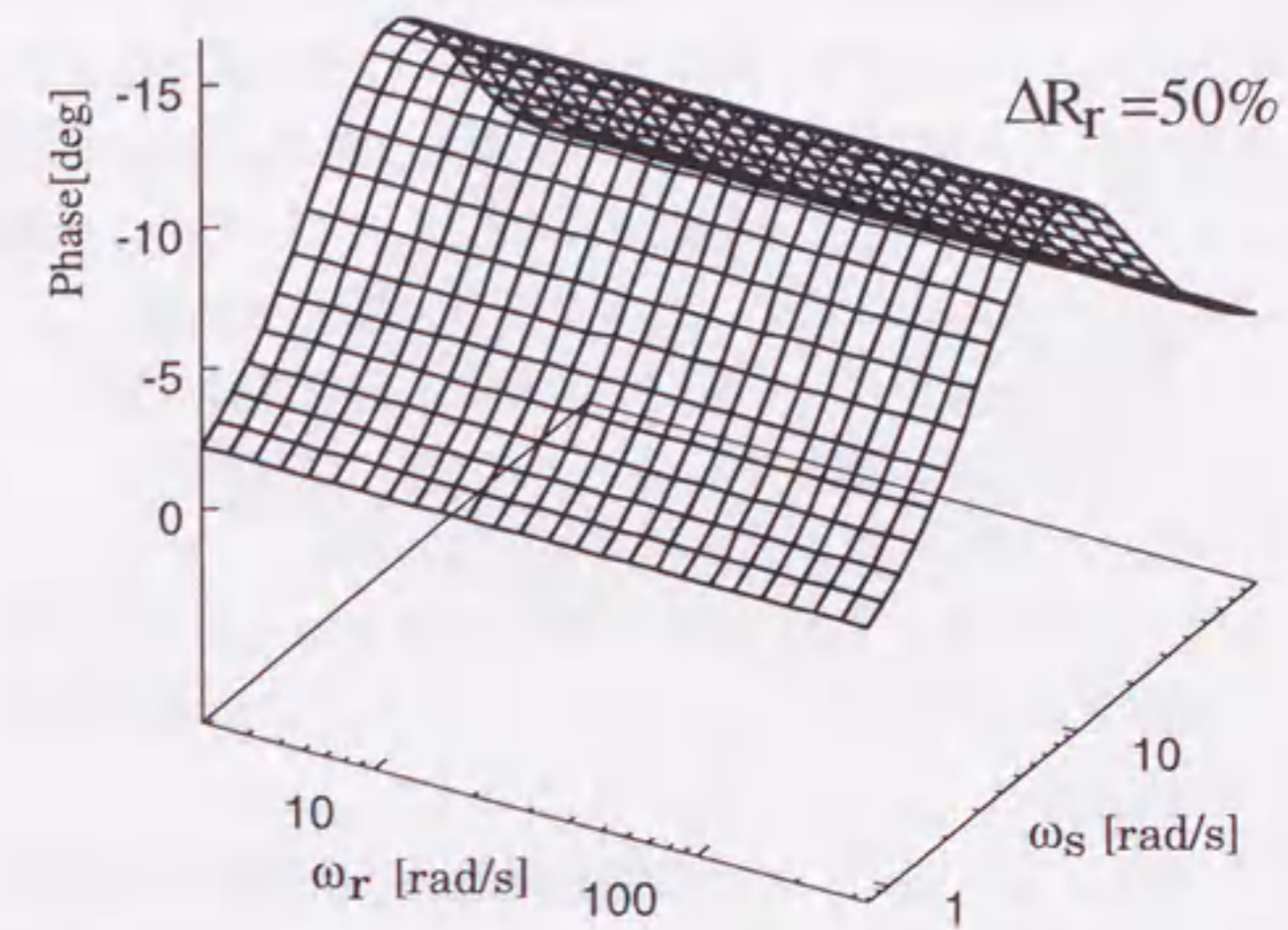


図 2.8: すべり周波数制御則の場合の FRF (二次抵抗変動時)

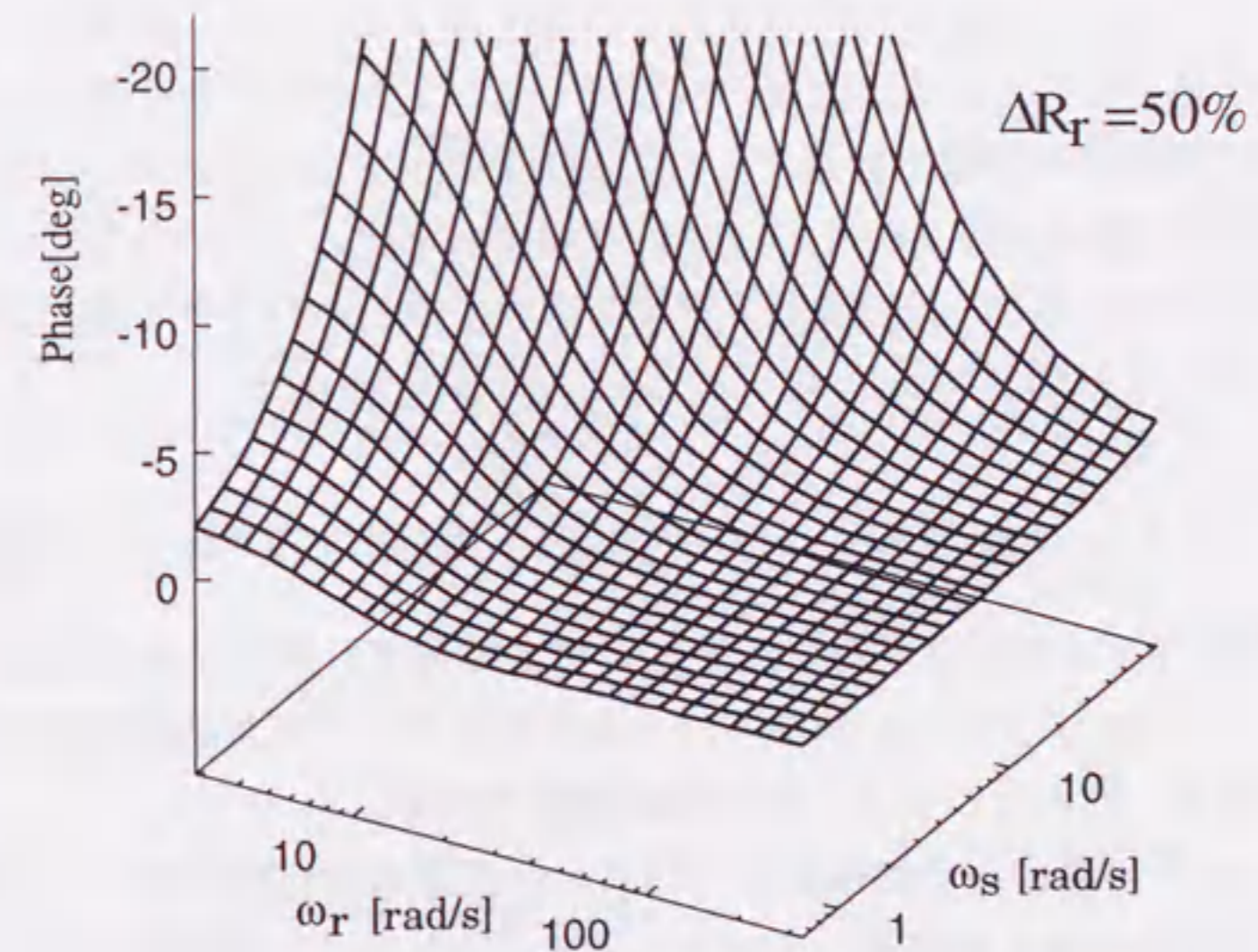


図 2.9: 最適レギュレータ問題で設計された磁束オブザーバの場合の FRF (二次抵抗変動時)

2.3.3 項で示した極配置則を FRF で評価する。まず 50% の二次抵抗増加を与えた FRF を図 2.10 に示す。極は (2.12) 式、(2.16) 式で与え、 $\nu = 0.002$ とした。この FRF により軸ずれ角の絶対値は最大 2.9[deg] に抑圧されており、運転領域によらず高いロバスト性が達成できる。したがって、二次抵抗変動に非常に有効であるといえる。これは、2.3.3 項で提案した極配置にしたがい、運転速度に応じてオブザーバゲインを変更した結果、設計条件に応じて適切に電圧モデルへ比重を移し、磁束推定を行っているためである。

さて、その電圧モデルも温度依存性を有するパラメータである一次抵抗を用いる。一次、二次抵抗ともに 50% の増加変動を与えた場合の FRF を図 2.11 に示す。極配置は (2.18) 式、(2.19) 式で与えた。全速度域で極配置可能とするため、設計条件は $i_{ds}=6[A]$ 、 $i_{qs}=4[A]$ で $\Delta\theta_{max}=25.7[deg]$ とし与え、 $\gamma = 0.00159$ を得る。これは、二次磁束推定誤差が二次磁束に直交するというワーストケースにおいて、仕様により保証される発生トルクがトルク指令値の 30% 程度になる。ただし、定常的には両者は直交するわけではなく、定常的軸ずれ角は図 2.11 に示すように、最大 -10.2[deg] 程度であり、発生トルクはトルク指令値の 79.2% 程度となる。提案する設計法は、軸ずれについての設計条件の下で一次、二次抵抗の同時変動の影響を最小にすべく、両モデル間で磁束推定の比重を移している。低速の負荷時ではいずれのモデルを採用したとしても、両抵抗変動の影響を回避することができない。図 2.11 はその特性をよく表しており、最大 -10.2[deg] の定常的な軸ずれを起こす。一方で、いずれかのモデルに比重を移し、抵抗変動の影響を回避することのできる運転領域においては、ロバスト性が高い。

2.4.3 ベクトル制御におけるロバスト 磁束オブザーバの効果

本章で取り上げているパラメータ変動による軸ずれ問題に対しては、大きく分類して二つのアプローチがある。一方は本章で述べてきた磁束推定のロバスト化であり、他方はパラメータの適応同定である。

パラメータの適応同定機構をもつベクトル制御系^{[22][24][59][60]}は、変動するパラメータを同定する積極的な方法といえる。これらは、運転域によらず高いトルク制御性を定常時において実現できることが実験により示されている。

一方、ロバスト磁束オブザーバに代表されるようなロバスト化のアプローチはパラメータ変動に対してある意味で消極的な手法といえる。これまで述べ

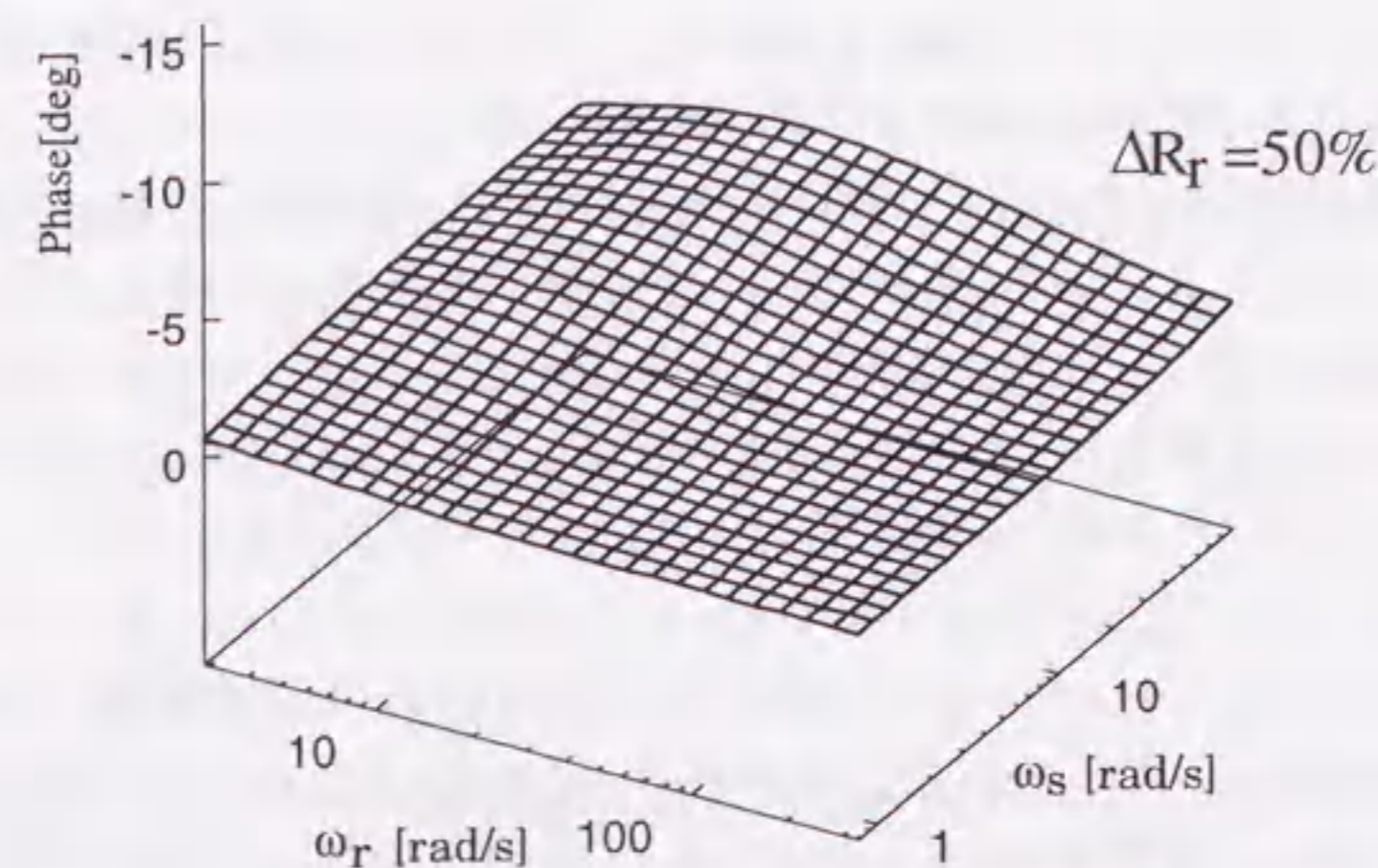


図 2.10: 提案手法により設計された磁束オブザーバの場合の FRF (二次抵抗変動時)

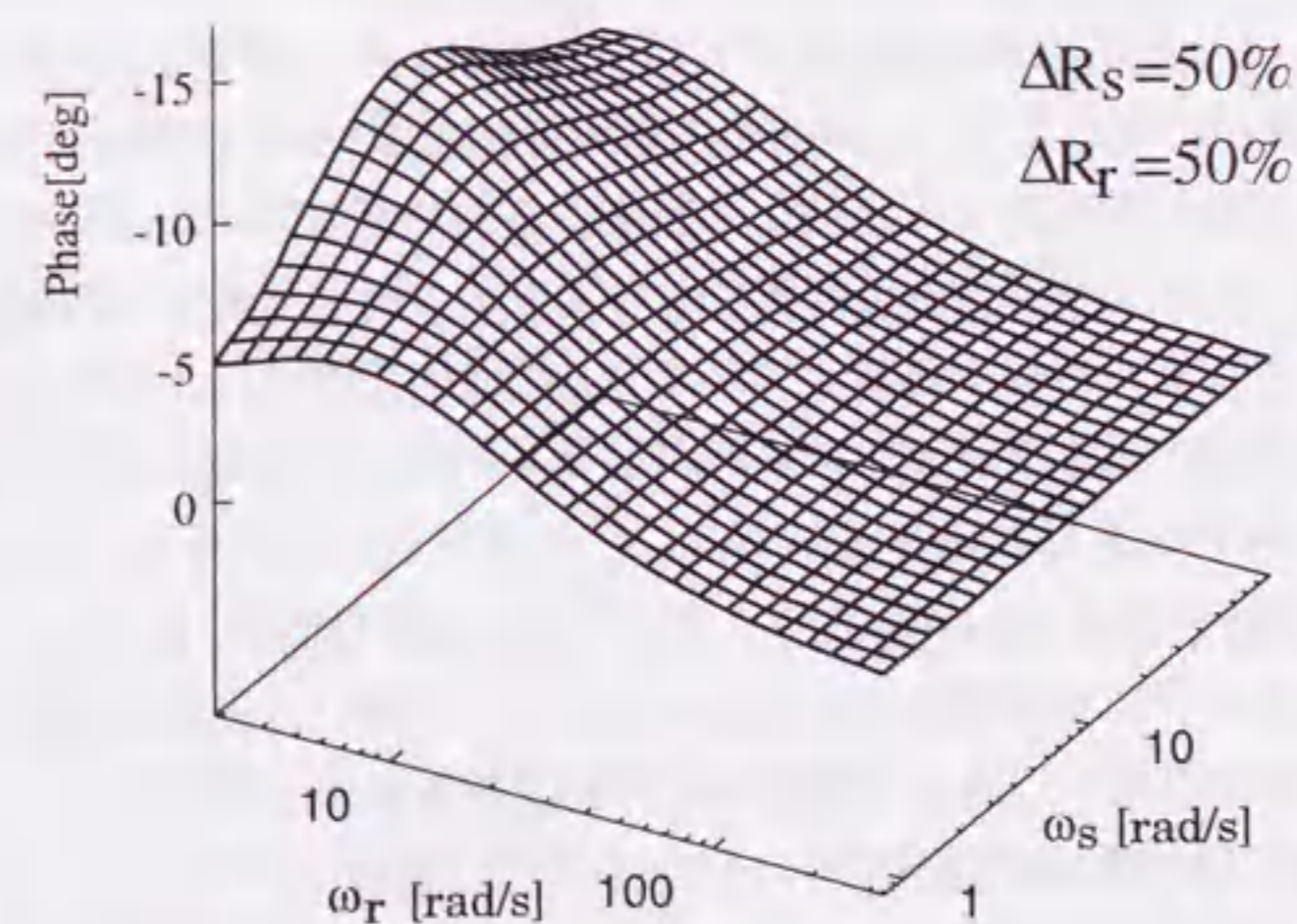


図 2.11: 提案手法により設計された磁束オブザーバの場合の FRF (一次、二次抵抗変動時)

てきたようにパラメータ変動に対するロバスト化には限界がある。それでは、磁束オブザーバをベクトル制御系に導入し、パラメータ変動に対するロバスト化を図ることは意味のないことであろうか。

適応同定による手法はパラメータ同定が完了した際に高い制御特性が実現できる。すなわち、定常時(パラメータ同定完了時)の特性は保証できるものの、過渡時(パラメータ同定期間中)における特性は、パラメータ同定器が数学モデルのみに立脚するために同定誤差の影響を大きく受けるものと思われる。事実、上であげた文献の実験結果にも出力トルクの変動が表れている。

これに対し、磁束オブザーバのパラメータ変動に対するロバスト化は過渡時におけるパラメータ同定誤差の影響にも対処可能である。例えば、速度センサレス制御においては、適応同定機構を用いて速度同定を行うが、加減速時等過渡時において速度同定遅れを除去することはできない。この速度推定誤差は、磁束推定(すべり周波数演算)にとっては、抵抗変動と同様のパラメータ変動であり、磁束推定誤差(軸ずれ)を生じさせる原因になり、速度センサレス制御系の性能を左右することになる。

第3章で述べるが、このような場合においてロバスト磁束オブザーバは適応同定を相補する形で有効に機能する。この速度同定誤差というパラメータ変動に対してロバスト設計された磁束オブザーバを用いて、磁束推定(すべり周波数演算)を行うことにより、加減速時の磁束推定誤差(軸ずれ)を抑圧し、速度センサレス制御の速応性と安定性を改善することが可能である。同様に、速度センサつきベクトル制御の抵抗同定においてもその同定期間中の同定誤差の影響を抑圧することが可能である。すなわち、機能的な観点において、磁束オブザーバのロバスト磁束推定能力は適応同定をアシストするような構成をとった時、その真価を発揮すると言えよう。

また、制御系構成という観点からも両手法は高い親和性をもつといえる。本来、間接形ベクトル制御自体は電流モデルのみを用いる簡易な構成であったが、適応同定を併用した時点で電圧モデルの使用を余儀なくされる。先にあげた文献も電圧と電力の無効分を用いることで一次抵抗に対し不感となる特徴を有するが、電圧モデルを利用していることには違いない。これまで述べてきたように磁束オブザーバは両モデルを用いて推定誤差フィードバックを行うものである。すなわち、適応同定系と適応オブザーバとの構成上の差は誤差フィードバックを行うか否かの一点であり、制御系構成上、両制御法は親和性に富ん

だものといえる。無論、その場合にはオブザーバゲインの設計には細心の注意を払う必要がある。

適応同定とロバスト磁束推定は相補的な長所と短所を有しており、互いにその短所を補うことができる。その意味では適応オブザーバはその構成の一つの解と考えることができる。

2.5 実験

2.5.1 実験装置の構成

間接形磁束オブザーバの推定特性および磁束オブザーバをもつ間接形ベクトル制御系の制御特性を検証するため、実験装置を製作した。その構成を図2.12に示す。

DSP (TMS320C31)はRAMと共にボード化されたものをパソコン(AT互換機)の拡張スロットに装着し、パソコンにより各種定数の設定を行う。DSPはベクトル制御器および磁束オブザーバを構成するが、その演算周期はDSPが内蔵するタイマを二つ使用し、独立に管理する。ベクトル制御器の制御周期は350[μs]、磁束オブザーバの演算周期は50[μs]である。磁束オブザーバのフィードバックゲイン L は速度 ω_r の関数としてオフラインで計算し、RAM上にテーブル化して計算量の軽減を図る。

一次電流はホールCTで検出し、12ビットA/D変換器を通じて取り込む。一次電圧はLEM社製の電圧モジュールを通じて取り込んだ線間電圧を、アナログ回路にて構成された二次のローパスフィルタ(遮断周波数800[Hz])、3相-2相変換回路を通した後に12ビットA/D変換器で取り込む。また、パルスエンコーダ(PE)により計測されたIMの回転数は16ビットデジタルバスにより取り込む。

ベクトル制御器で得られる一次電圧指令値はインバータ制御ボードへ出力される。三角波比較方式によりPWMパターンを生成し、電圧形インバータで三相巻線形電動機(2.2[kW])を駆動する。

以後の実験において公称値とする誘導機の各パラメータは表2.1に示したものをを用いる。これらの値は、一次側、二次側に直流、商用周波数の交流を印加した場合の出力値を測定し、等価回路から算出したものである。従って、イ

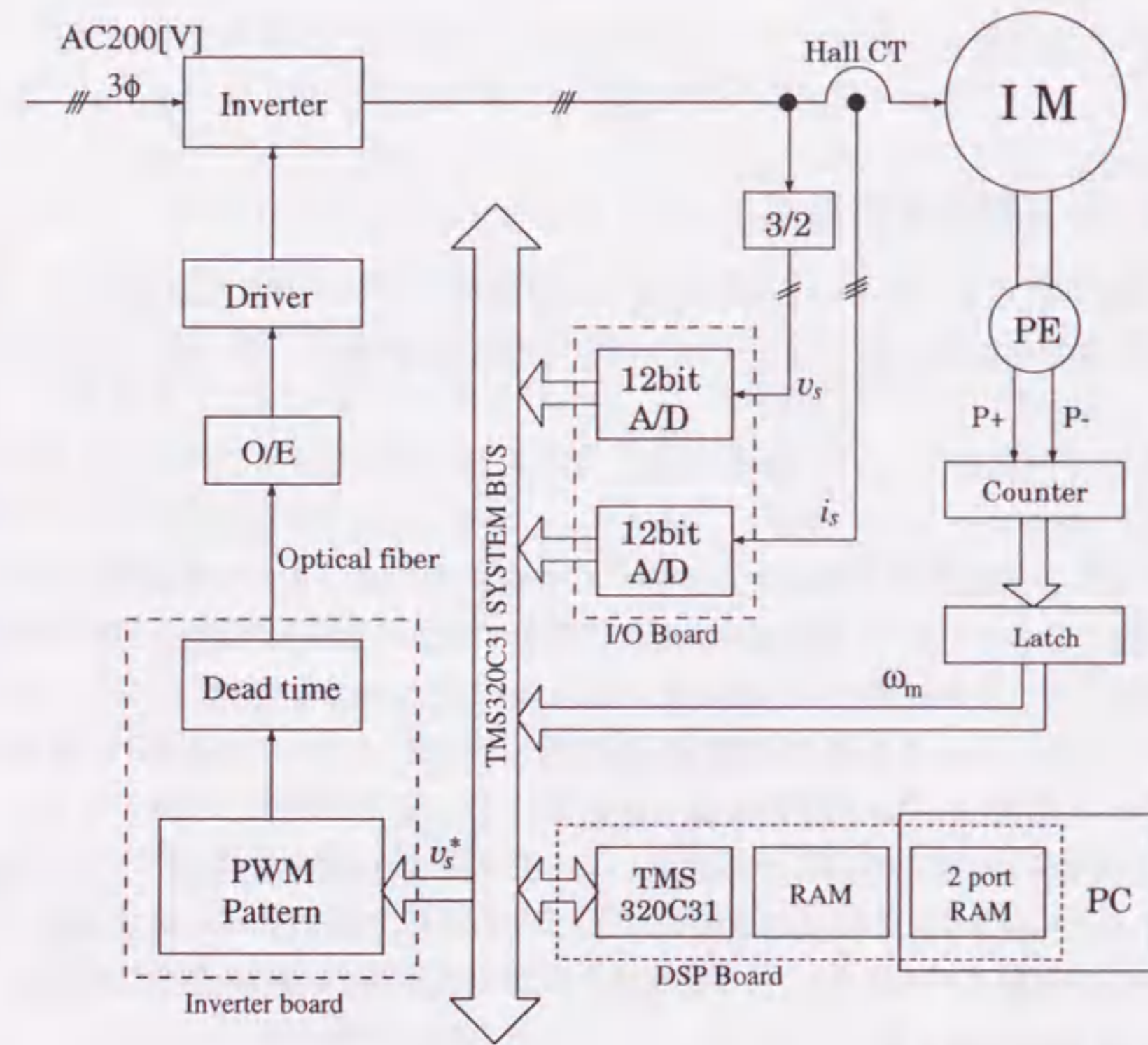


図 2.12: 実験装置

ンバータによる実際の運転条件下において真値であると言えない点に注意されたい。また、本実験では巻線形電動機を用いているので、一次電流、二次電流ともに測定が可能であり、次式により二次磁束を演算し、検証用として推定値との比較に用いる。

$$\lambda_r = M i_s + L_r i_r \quad (2.33)$$

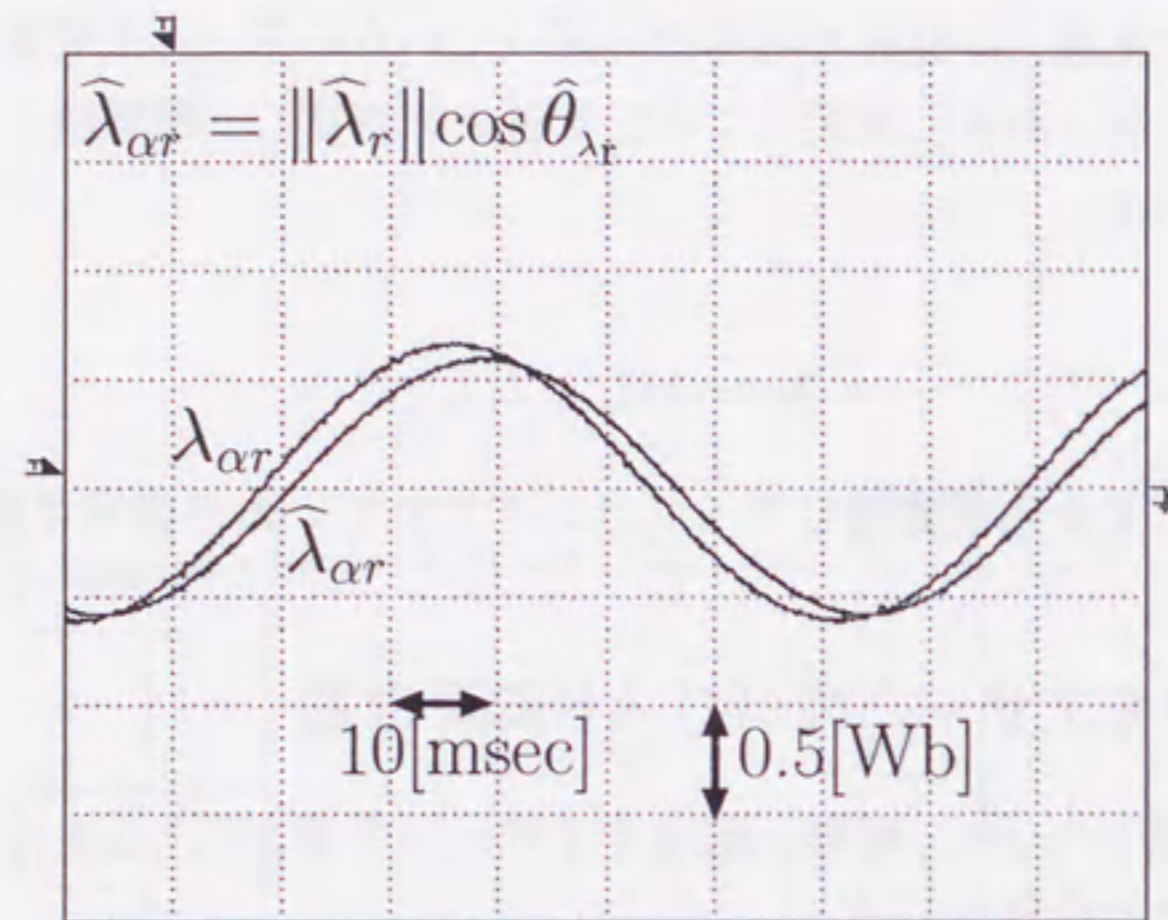
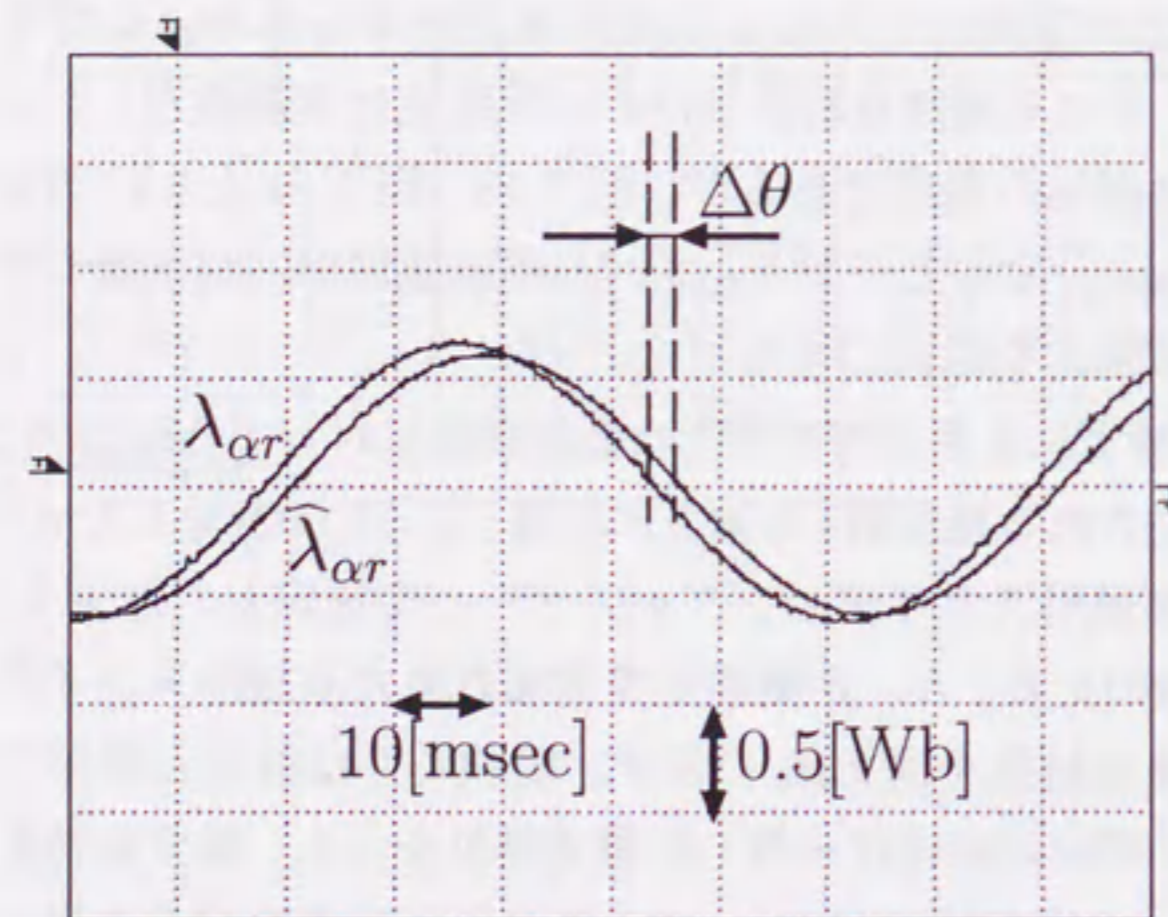
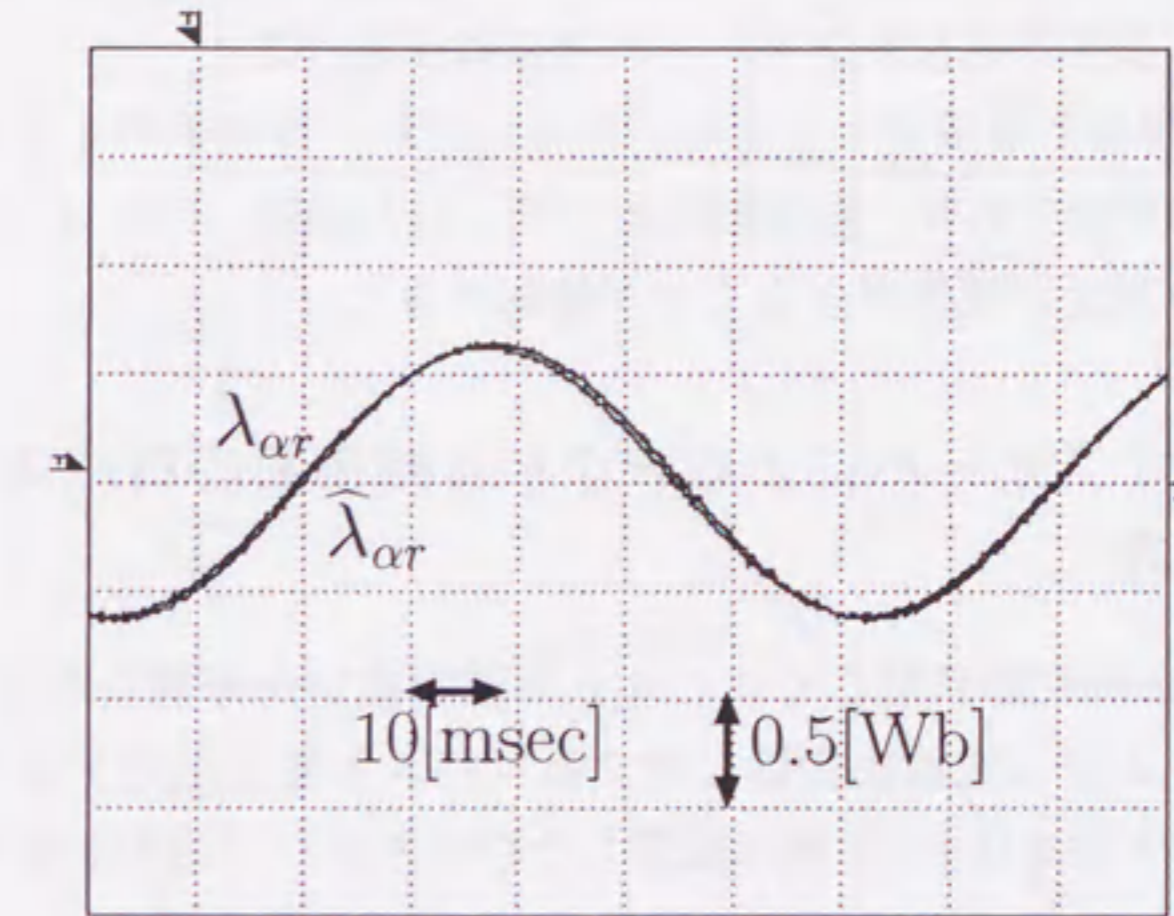
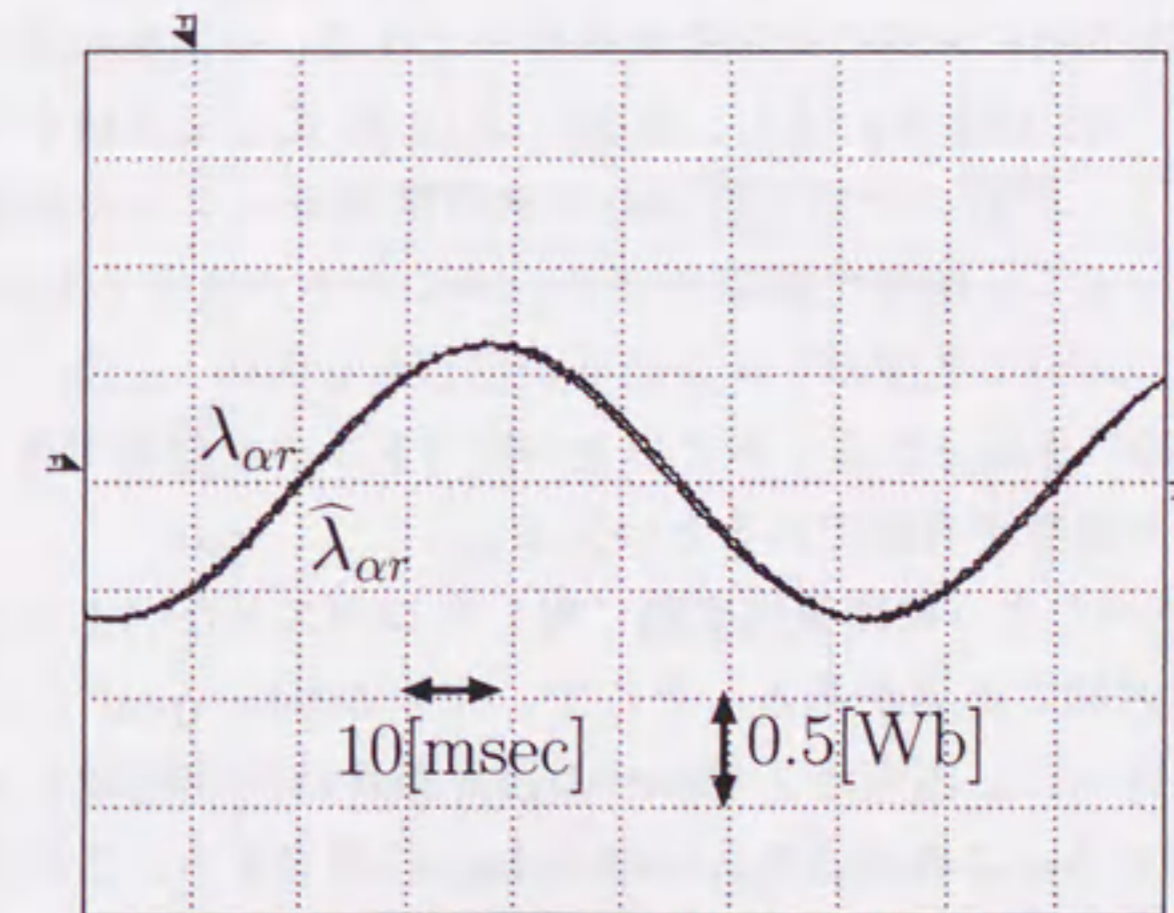
なお、負荷として誘導電動機にカップリングされている直流発電機を用いた。

2.5.2 磁束オブザーバのロバスト磁束推定

2.2節で導出した $d-q$ 座標上磁束オブザーバの妥当性と 2.3節で述べた極配置法の有効性の検証を行う。

まず、従来のすべり周波数制御則による磁束推定結果を図 2.13 に示す。実験条件は $\omega_r = 800[\text{rpm}]$ (機械角 $400[\text{mech.rpm}]$)、励磁電流 $i_{ds} = 6[\text{A}]$ 、トルク電流 $i_{qs} = 4[\text{A}]$ であり、50% の二次抵抗増加を与えてある (実際には、制御器内部の二次抵抗を公称値を 1.5 で除した値に設定する)。すべり周波数制御則が IM の電流モデルによる磁束推定に相当することから比較のため、図 2.14 に $\alpha-\beta$ 座標上の電流モデルによる磁束推定結果を示す。ただし、実験条件を揃えるため、すべり周波数制御則内の一次電流は実測値とした。二次抵抗変動時の軸ずれは周知の事実であるが、図 2.13、図 2.14 とともに同等の軸ずれ角 ($\Delta\theta = \text{約 } 11.8[\text{deg}]$) を示しており、すべり周波数制御則が電流モデルに相当することが実験結果より確認できる。

次に、この軸ずれを生じさせた二次抵抗変動に対して $\Delta\theta_{max} \leq 1.50[\text{deg}]$ であることが保証される極配置 (実軸上に配置: $\nu = 0.002$) をした $d-q$ 座標上で構成された間接形用スライディングオブザーバで推定した結果を図 2.15 に示す。また、比較のため、 $\alpha-\beta$ 座標上で構成された直接形スライディングオブザーバによる推定結果を図 2.16 に示す。実験条件は前述と同様である。実験結果から両オブザーバがほぼ一致した推定特性を示し、軸ずれ角も設計値内に収まっており、二次抵抗変動にロバストな良好な磁束推定が実現可能なことが実機検証により確認できた。2.2節において述べたように、実装を考慮した際の離散化誤差の見地から間接形磁束オブザーバを採用したが、本実験条件では二次磁束の周期に比べて磁束演算の周期が十分短いため、直接形磁束オブザー

図 2.13: $d-q$ 座標上の電流モデル(すべり周波数制御則)による磁束推定図 2.14: $\alpha-\beta$ 座標上の電流モデルによる磁束推定図 2.15: $d-q$ 座標上の間接形磁束オブザーバによる磁束推定図 2.16: $\alpha-\beta$ 座標上の直接形磁束オブザーバによる磁束推定

バでも高精度な推定二次磁束が得られた。二次磁束の周波数が高くなり、周期が短くなると、直接形磁束オブザーバの精度は劣化する。

以上より、間接形用磁束オブザーバにおいては、直接形のオブザーバ設計法が直接に適用可能であり、直接形のオブザーバと同様、パラメータ変動に対しロバスト磁束推定が実現できることが確認できた。

2.5.3 磁束オブザーバによるベクトル制御系のロバスト化とその限界

前項で二次抵抗変動に対してロバストな磁束推定が可能なことを示した。本項では一次および二次抵抗変動に対するロバスト性を出力トルクで評価する。なお、出力トルクはIMの軸に設置したひずみゲージ形のトルクセンサにより検出した。

前述の磁束推定実験と同条件とし、一次、二次抵抗変動をそれぞれ0%から50%へと増加させて実験を行う。スライディングオブザーバの極配置は(2.18)式、(2.19)式で行い、保証する最大軸ずれ角は $\Delta\theta_{max} = 3.47$ [deg]として $\gamma = 0.0002$ と決定した。

パラメータ変動として、まず二次抵抗変動を与えたトルク特性を図2.17に示す。次に、二次抵抗に50%の増加変動を与えたまま、一次抵抗増加を与えたトルク特性を図2.18に示す。また、両図には(2.9)式と電流値から決まる保証されるトルクと、比較のために行った従来の間接形ベクトル制御系の実験結果を併記した。 $d-q$ 座標上磁束オブザーバによるベクトル制御系では $\omega_r = 800$ [elec.rpm]において多少のトルク低下が生じるものの、一次、二次抵抗変動に対して設計時に保証されるトルク以上の出力トルクを確保でき、磁束オブザーバのロバスト設計が有効であるといえる。

さて、先に述べたように両抵抗変動に対してロバストなベクトル制御を実現することは低速域で限界がある。そこで、 $\omega_r = 60$ [elec.rpm]においてトルク特性の検証を行った。磁束オブザーバの設計条件は全速度域をカバーする $\gamma = 0.00159$ を用いる。これは $\Delta\theta_{max} = 25.7$ [deg]に相当する。この実験結果を図2.19、図2.20に示す。実験結果が示すように、電流モデルのみを使用する従来の間接形ベクトル制御系に対して優位性を保つものの、低速域においては一次、二次抵抗の変動に対して高いロバスト性を維持することはできない。

以上から、本章で述べた極配置法ではあらゆる運転領域で両抵抗変動の影

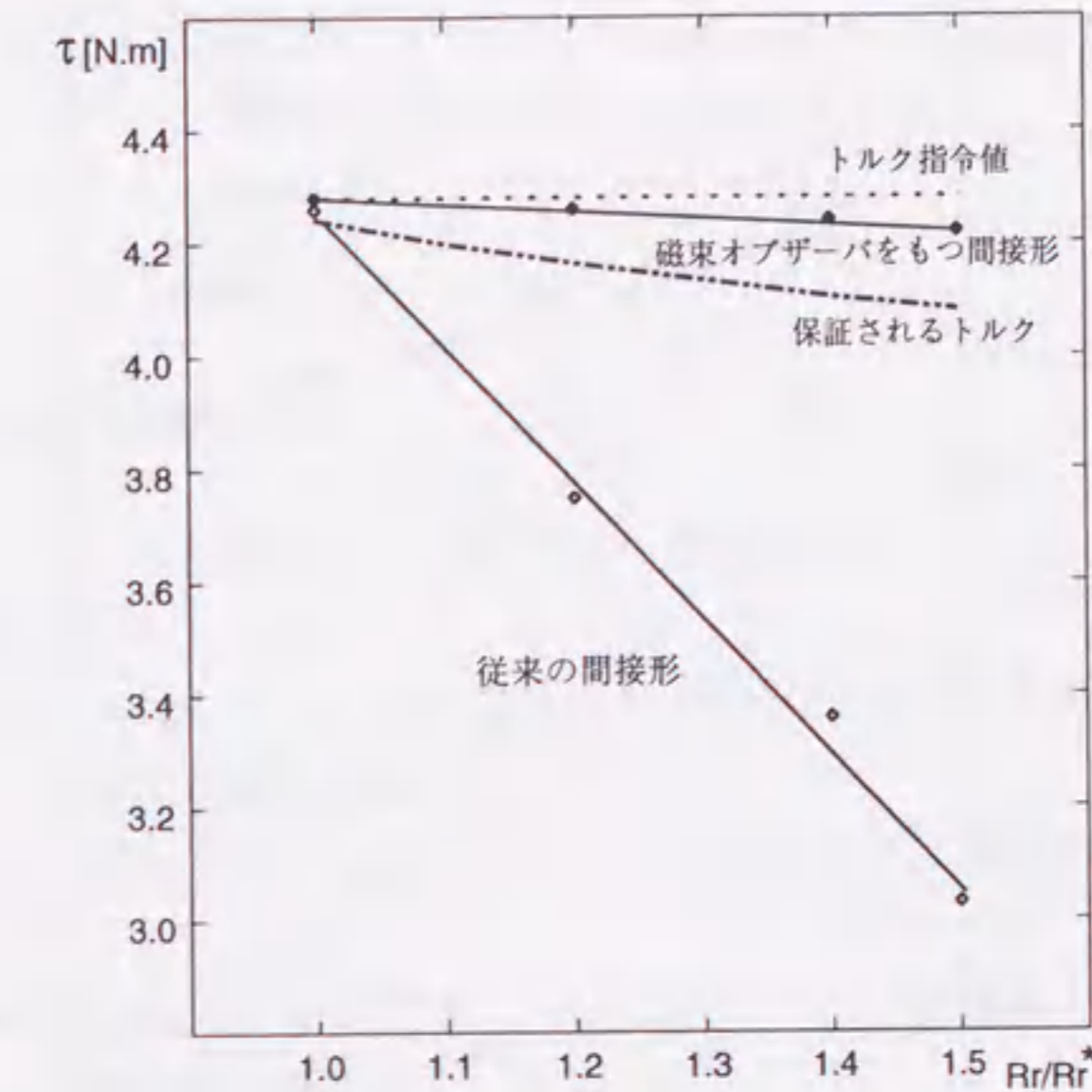


図 2.17: トルク特性(二次抵抗変動時、800[elec.rpm])

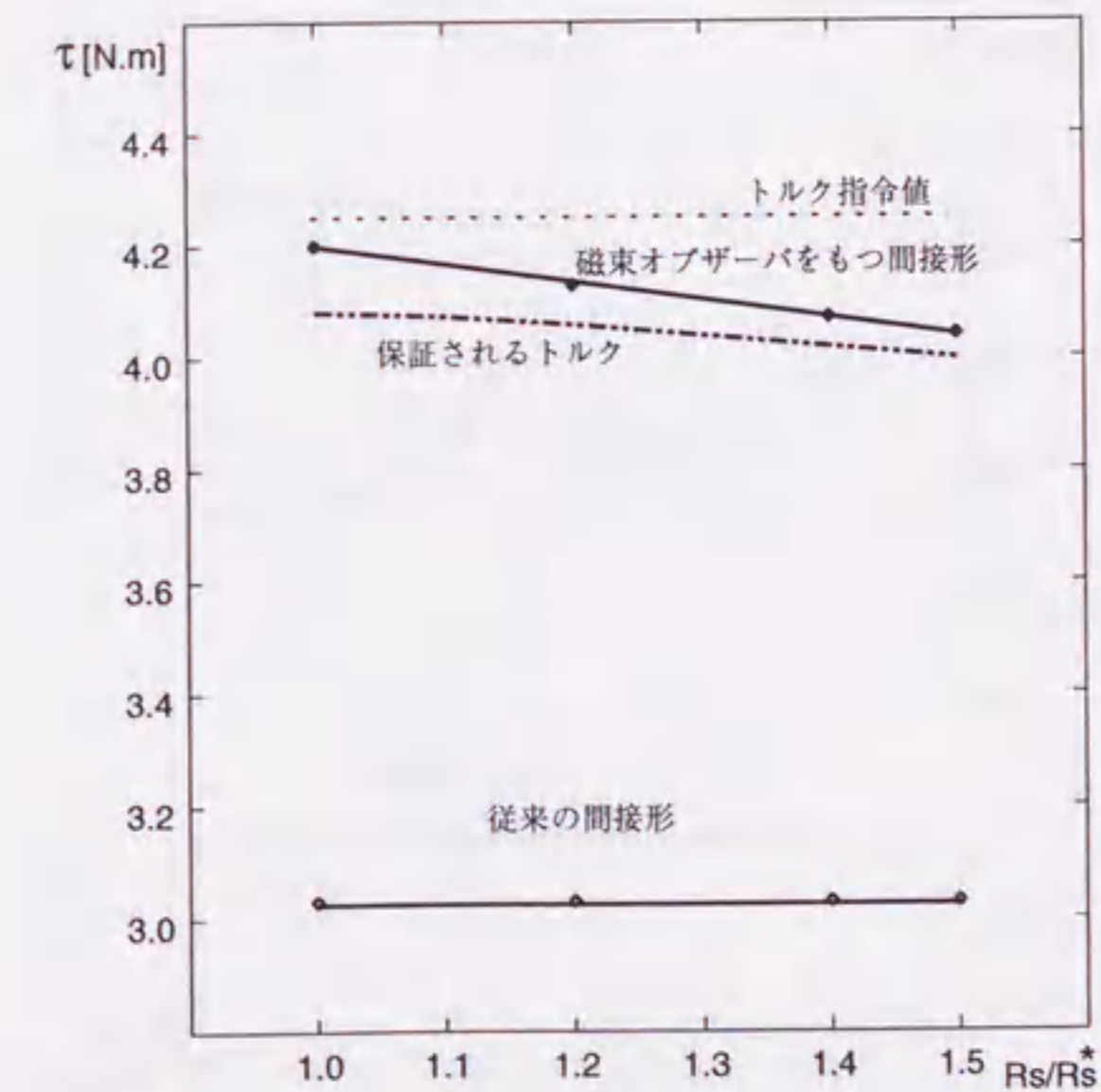


図 2.18: トルク特性(一次、二次抵抗変動時、800[elec.rpm])

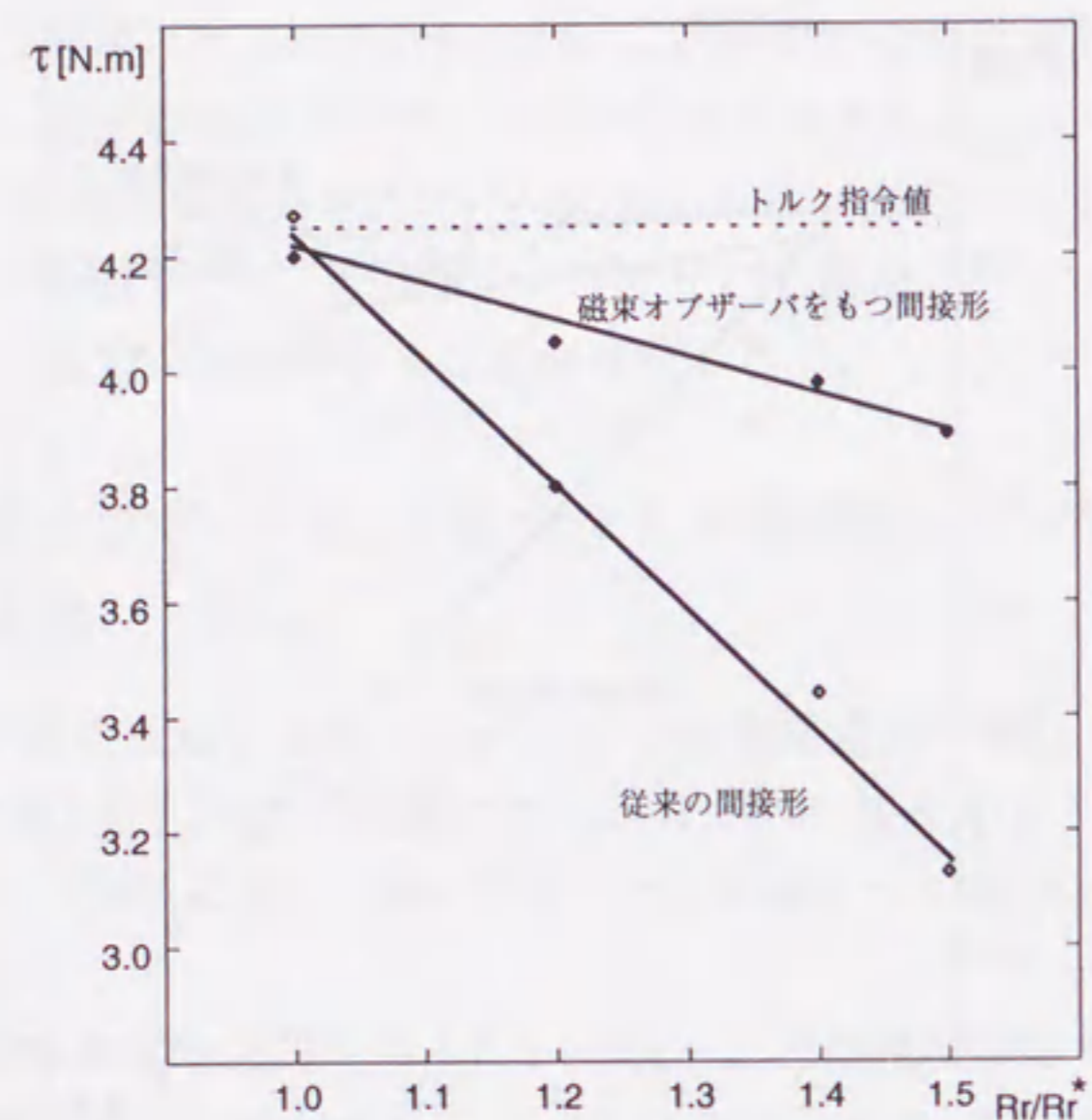


図 2.19: トルク特性(二次抵抗変動時、60[elec.rpm])

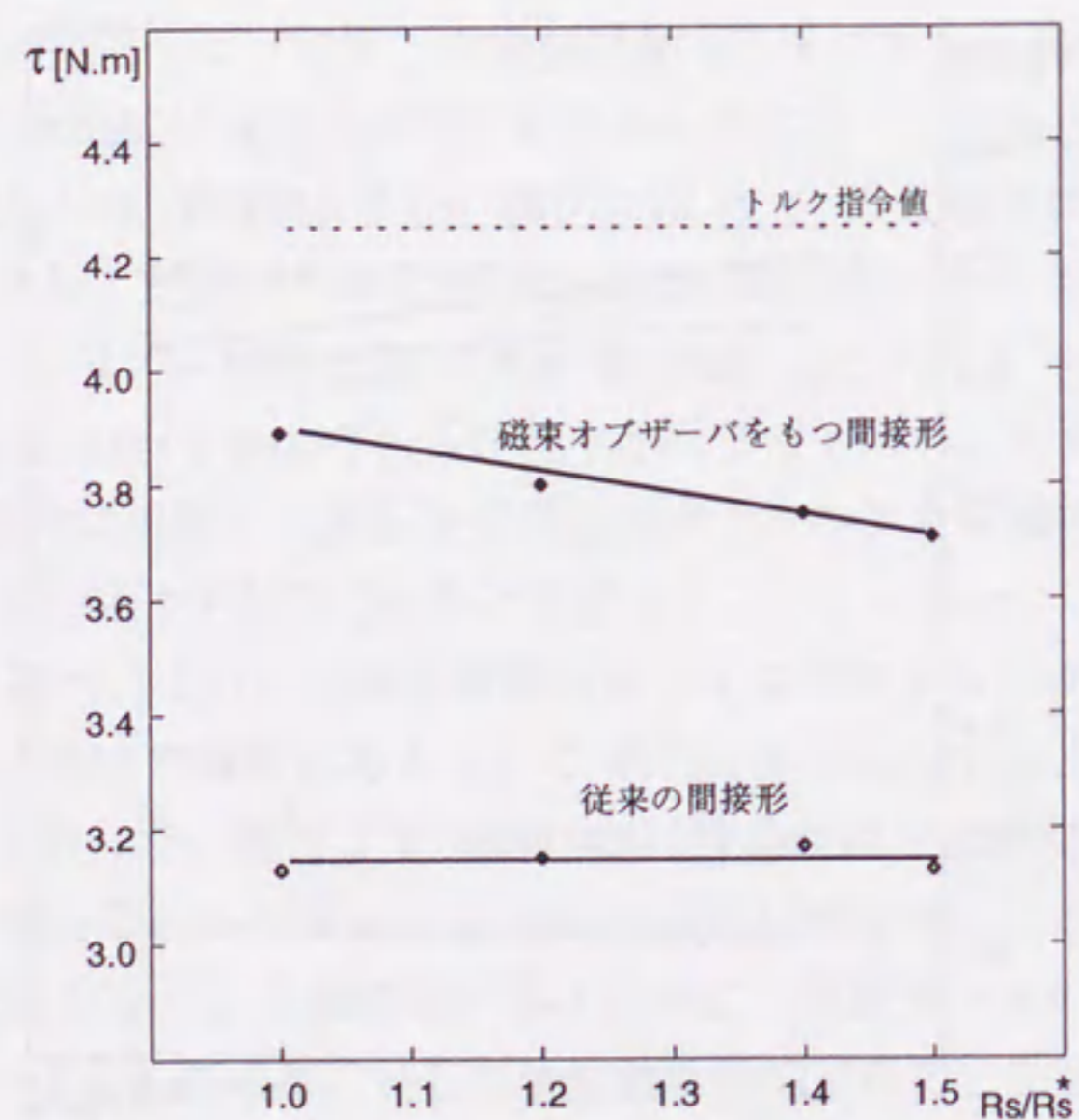


図 2.20: トルク特性(一次、二次抵抗変動時、60[elec.rpm])

響を抑圧することは困難であり、低速領域でもロバスト性の高い推定特性を実現する磁束オブザーバ設計法の確立が今後の課題といえる。

2.6 まとめ

以下に本章の結論を示す。

1. 間接形ベクトル制御用磁束オブザーバの導出を行い、最大軸ずれ角を保証できる設計法を示した。
2. 磁束オブザーバのパラメータ変動に対するロバスト性をFRFを用いて評価し、その限界を定量的に示した。
3. 適応同定による手法と比較し、ベクトル制御における磁束オブザーバの意味について明らかにした。
4. 実機実験を行い、磁束オブザーバによるベクトル制御系のロバスト性改善の有効性とその限界を明らかにした。

第 3 章

ロバスト磁束オブザーバを用いた速度センサレスベクトル制御の過渡特性改善法

3.1 はじめに

誘導電動機のベクトル制御において、対環境性、メンテナンス、コスト等の面から、あるいは、V/f制御法のような開ループ制御の高性能化といった面から速度センサレス化の要求が非常に高い。これを受け、さまざまな手法が提案されている^{[61][62]}。現在までに提案されている速度同定法は、間接形適応制御の考えに基づく手法が大半であり、モデル規範形適応システム(以下 MRAS)^{[35][63]}、トルク電流帰還形^[64]、適応オブザーバ^{[33][34]}などに分類できる。

誘導電動機の速度センサレスベクトル制御技術は、この 10 数年の間に大域的安定性^{[35][65]}、低速における運転性能の改善法^{[66][67][68]}などが議論され、既に実用化段階にある。しかしながら、残された課題も多く、文献 [69] 等では以下の問題点が指摘されている。

1. 零周波数時におけるトルク制御法の確立
2. 適用可能モータの種類拡大
3. 過渡時における安定性および速度の同定、制御性能の向上
4. 良好な低加速度運転の実現

本章では、問題点 3. および 4. に対する検討を行う。これらの問題に対処するには、速度センサ付きのベクトル制御とは異なり、特に適応同定の過渡時において同定速度が必ずしも真値ではないことに注意する必要がある。したがって、速度センサレスベクトル制御の性能改善のためには、同定速度に対してロバストな制御系を構築する必要がある。

第2章で述べたように、ベクトル制御系のパラメータ変動に対するロバスト化には磁束オブザーバを用いることが有効である。そこで、速度同定誤差をパラメータ変動の一つととらえ、これに対してロバストな磁束オブザーバを採用する。その結果、適応スライディングオブザーバを用いた速度センサレスベクトル制御系^[70]が従来のモデル規範形適応システムを用いた速度センサレスベクトル制御系^[63]に比べて過渡特性の改善に有効であることを、以下の2点に着目しながら比較を行い、理論および実験の両面より明らかにする。

1. 速度同定の応答性
2. 速度制御の加減速性能

3.2節では、MRAS方式を用いた速度センサレスベクトル制御系と適応スライディングオブザーバを用いた速度センサレスベクトル制御系の構成について述べる。3.3節では、適応スライディングオブザーバを用いた速度センサレスベクトル制御系が従来法に比べて、過渡時における速度同定性能および速度制御性能を改善可能であることを理論的に明らかにする。3.4節では、実験を行い、3.3節で述べる過渡特性改善を実現する。さらに、適応スライディングオブザーバによる速度センサレスベクトル制御系を用いると、良好な低加速度運転が実現可能なことを実験により示す。3.5節はまとめである。

3.2 速度センサレスベクトル制御系の構成

本節では、MRAS方式を用いた速度センサレスベクトル制御系と、適応スライディングオブザーバを用いた速度センサレスベクトル制御系の構成を示す。両制御系ともに電圧モデル、電流モデルを併用して速度適応同定を行うが、速度同定器内で推定される二次磁束についてはその扱いが異なることに注意されたい。ここでは磁束推定の意味でMRAS方式と適応オブザーバを異なる手法ととらえて検討を進める。

3.2.1 モデル規範形適応システムによる速度同定法

図3.1は文献[63]で提案されたモデル規範形適応システム(以下、MRAS方式)による速度同定器をもつ速度センサレスベクトル制御法の構成を示したものである。この手法は電圧モデルを規範モデル、電流モデルを可調節モデルとして二次磁束推定をそれぞれ行い、磁束の軸ずれを適応則によって収束させることで適応同定則により速度 $\hat{\omega}_r$ を得る方式である。

一般に、CE原理(Certainty Equivalence Principle)^[15]に基づいて速度適応同定を行う手法では、同定誤差は制御対象によって定まる伝達関数を通して出力誤差信号に現れる。図3.1で示したMRAS方式においては、速度同定誤差は電流モデルの時定数(供試機で約0.1[sec])を経て出力誤差信号に現れる。したがって、高速な速度同定は期待できない。なお、文献[63]は速度同定器とは別に磁束オブザーバを設け、このオブザーバで得られる二次磁束を用いて座標変換を行う方式であるが、これはモデルの冗長利用であり、演算量が増加するため好ましいものではない。

3.2.2 適応オブザーバによる速度同定法

図3.2に文献[70]で提案された適応スライディングオブザーバをもつ間接形速度センサレスベクトル制御系の構成を示す。この間接形ベクトル制御用適応スライディングオブザーバオブザーバは、第2章で述べた手法にしたがい、直接形ベクトル制御用適応スライディングオブザーバに座標変換を施すことにより導出され、次式となる。

$$\frac{d}{dt} \hat{\mathbf{i}}_s = [a\mathbf{I} - \hat{\omega}_{\lambda_r} \mathbf{J}] \hat{\mathbf{i}}_s + \begin{bmatrix} c \\ d \end{bmatrix} \|\hat{\lambda}_r\| + g\mathbf{v}'_s + \mathbf{K}_1 \text{sgn}(\hat{\mathbf{i}}_s - \mathbf{i}'_s) \quad (3.1)$$

$$\frac{d}{dt} \|\hat{\lambda}_r\| = b \hat{i}_{ds} + e \|\hat{\lambda}_r\| - [1 \ 0] \mathbf{L} \mathbf{K}_1 \text{sgn}(\hat{\mathbf{i}}_s - \mathbf{i}'_s) \quad (3.2)$$

$$\frac{d}{dt} \hat{\theta}_{\lambda_r} = \hat{\omega}_r + \frac{b \hat{i}_{qs} - [0 \ 1] \mathbf{L} \mathbf{K}_1 \text{sgn}(\hat{\mathbf{i}}_s - \mathbf{i}'_s)}{\|\hat{\lambda}_r\|} \quad (3.3)$$

$$\hat{\omega}_r = K_I \int (\mathbf{J} \hat{\lambda}'_r)^T \mathbf{z}' dt = K_I \int (\|\hat{\lambda}_r\| z_q) dt \quad (3.4)$$

ここで、

$$\hat{\omega}_{\lambda_r} = \frac{d}{dt} \hat{\theta}_{\lambda_r} : \text{推定二次磁束角速度}$$

$$K_I : \text{適応ゲイン}$$

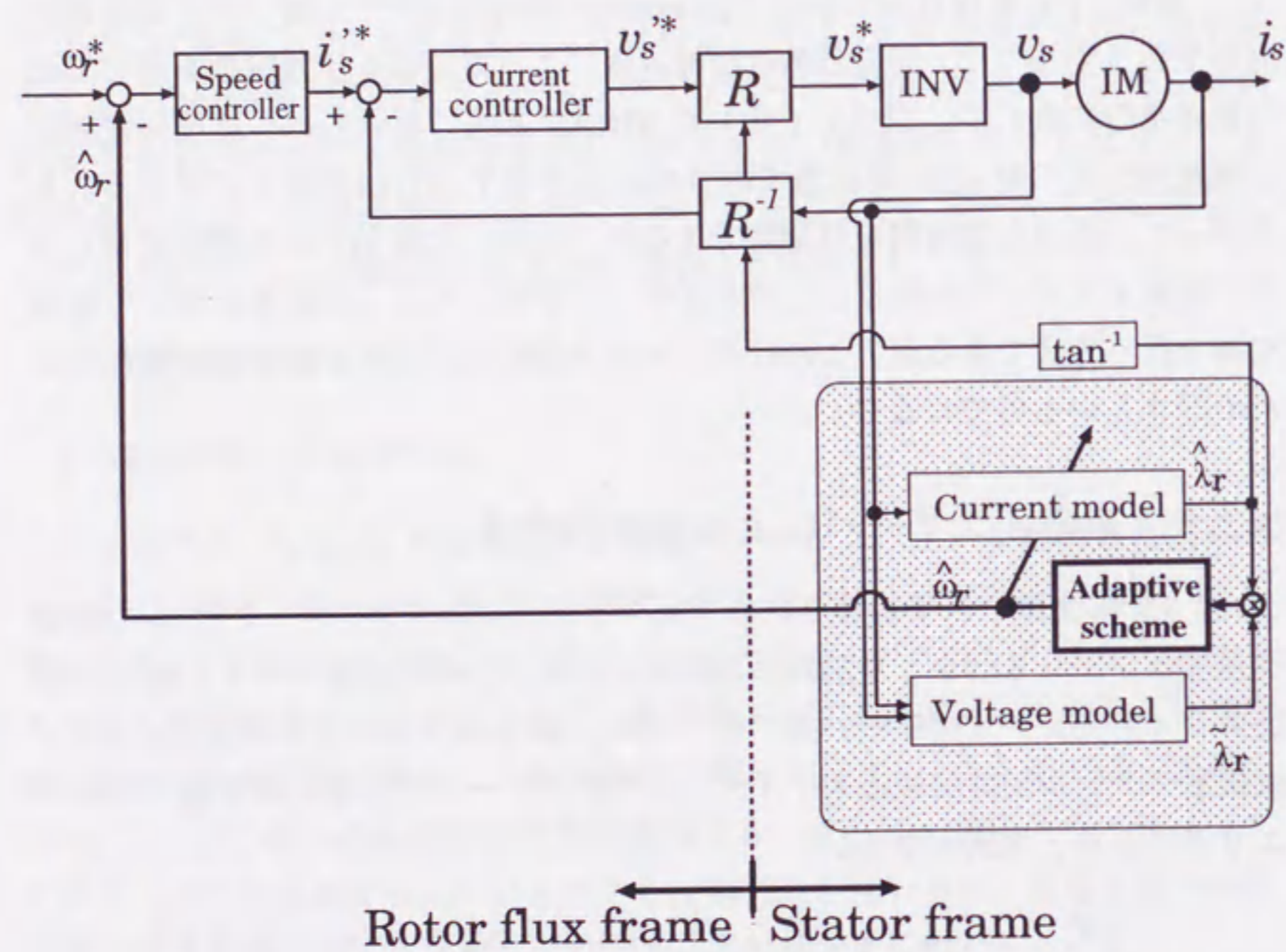


図 3.1: MRAS 方式による速度同定器をもつ直接形速度センサレスベクトル制御系

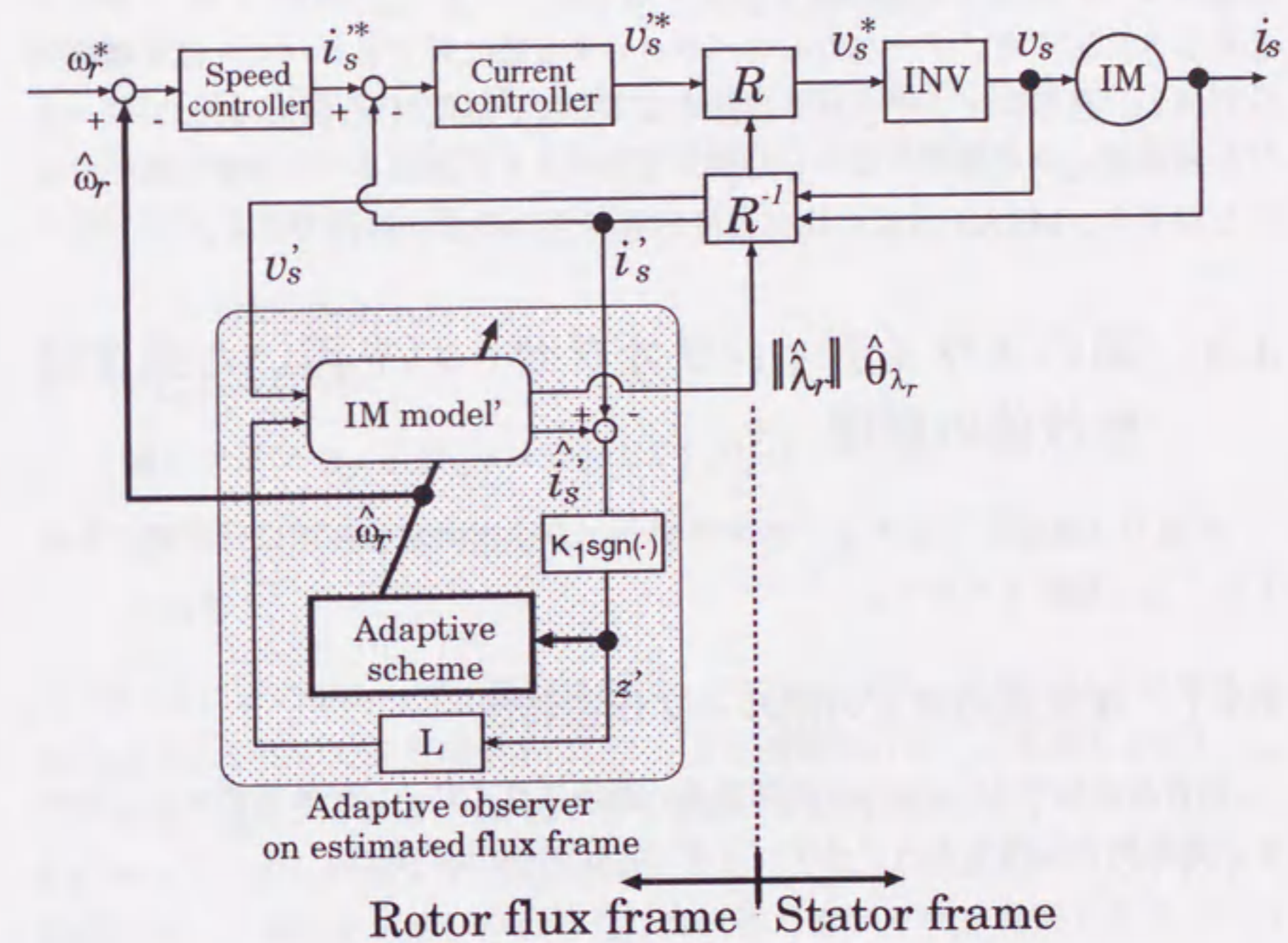


図 3.2: 適応オブザーバをもつ間接形速度センサレスベクトル制御系

$$z' = [z_d \ z_q] = -K_1 \text{sgn}(\hat{i}'_s - i'_s)$$

である。なお、適応オブザーバ構成時に問題となるオブザーバゲインの設計については第2章で示した直接形的设计手法をそのまま適用できる^[70]。

適応オブザーバにおいても、MRAS方式の場合と同様に、CE原理に基づく速度同定を行うと加減速時の同定遅れは避けられない。しかしながら、誤差伝達関数の構造がMRAS方式とは異なる。次節で述べるように、その構造の差異により、高速な速度同定を実現する可能性をもつ。さらに、第2章で示したように磁束オブザーバのもつパラメータ変動に対するロバスト性を積極的に利用し、適切にオブザーバを設計することで、速度同定遅れに対してロバストな磁束推定が可能である。したがって、ベクトル制御系への影響を抑圧することができ、MRAS方式に比べ速度応答特性の改善が期待できる。

3.3 適応スライディングオブザーバを用いた過渡特性改善の原理

本節では適応スライディングオブザーバが速度同定を高速に行う能力を有することを理論より示す。

3.3.1 速度適応同定の閉ループ伝達特性

出力誤差信号 z' について展開する。適応スライディングオブザーバにおいて、電流推定に関するスライディングモードが発生すると、

$$\hat{i}'_s = i'_s \quad (3.5)$$

が成り立つ。これより、適応スライディングオブザーバの誤差信号 z' は

$$\begin{aligned} z' &= \frac{1}{\epsilon} \left[\frac{(s+\alpha)\mathbf{I} - (\omega-\beta)\mathbf{J}}{(s+\alpha)^2 + (\omega-\beta)^2} (-\alpha\mathbf{I} + \beta\mathbf{J}) + \mathbf{I} \right] \{(\omega_r - \hat{\omega}_r)\mathbf{J}\lambda'_r\} \\ &= \mathbf{G}(s)\{(\omega_r - \hat{\omega}_r)\mathbf{J}\lambda'_r\} \end{aligned} \quad (3.6)$$

と表現できる^[70]。ここで α 、 β はオブザーバの極である。ここで、上式に速度同定誤差の直達項が含まれることに注意されたい。この直達項は、出力誤差が電流推定誤差の微分値に相当するスライディングオブザーバのスイッチング信

号^[26]であるから現れる項である。したがって、速度同定誤差が遅れなく信号 z' に表れる適応オブザーバは速度同定の応答を向上させる能力をもつ。

次に、速度同定系の解析を行う。(3.4)式、(3.6)式から速度同定系の定式化を行って検討を進めたいが、適応同定系は非線形となる。そこで本項では、解析を容易にするため平衡点で線形近似し、次式と図3.3を得る。

$$\delta z' = \mathbf{G}_0(s)\{(\delta\omega_r - \delta\hat{\omega}_r)\mathbf{J}\lambda'_{r0}\} \quad (3.7)$$

$$\delta\hat{\omega}_r = (K_p + K_I/s)\{(\mathbf{J}\lambda'_{r0})^T \delta z'\} \quad (3.8)$$

ここで、 δ は、平衡点からの微小振動を、添字0は平衡点での値をそれぞれ示している。このブロック線図をより速度同定の応答性を検証する。検証のための条件は以下の通りとした。

$$\omega_{r0} = 300[\text{elec.rpm}]$$

$$\|\hat{\lambda}_{r0}\| = 0.6[\text{Wb}]$$

$$\text{適応ゲイン } K_p + K_I/s = 0.003(3 + 50/s)$$

$$\text{オブザーバの極 } -\alpha \pm j\beta = -10 \pm j0$$

無負荷

図3.4にこの閉ループ伝達関数のボード線図を示す。同図には、比較するMRAS方式を用いた速度同定系の閉ループ伝達関数のボード線図も併記した。この場合の適応ゲインは、3.4節で行う実験にて試行錯誤の上、 $K_p + K_I/s = 3 + 50/s$ とした。同図より、高周波域になるにつれMRAS形の特徴が低下するのに対し、適応オブザーバの特性は高周波でもゲインを維持できる。これは、(3.6)式が示すように、誤差信号 z' に速度同定誤差の直達項が含まれているためである。これより、速度同定の応答性を改善できる能力を有することが分かる。

無論、適応則の構造およびゲインの適切な設計により同定応答を改善することができるが、このことは適応オブザーバにおいても同様である。また、適応則のハイゲイン化は不安定性を招き、現実的には上限を有することが経験的に知られている^[71]。したがって、適応ゲインの調整による応答性の改善は限界をもつ。ゆえに、誤差伝達関数の観点から高速な速度同定の実現には適応スライディングオブザーバの採用が有効といえる。

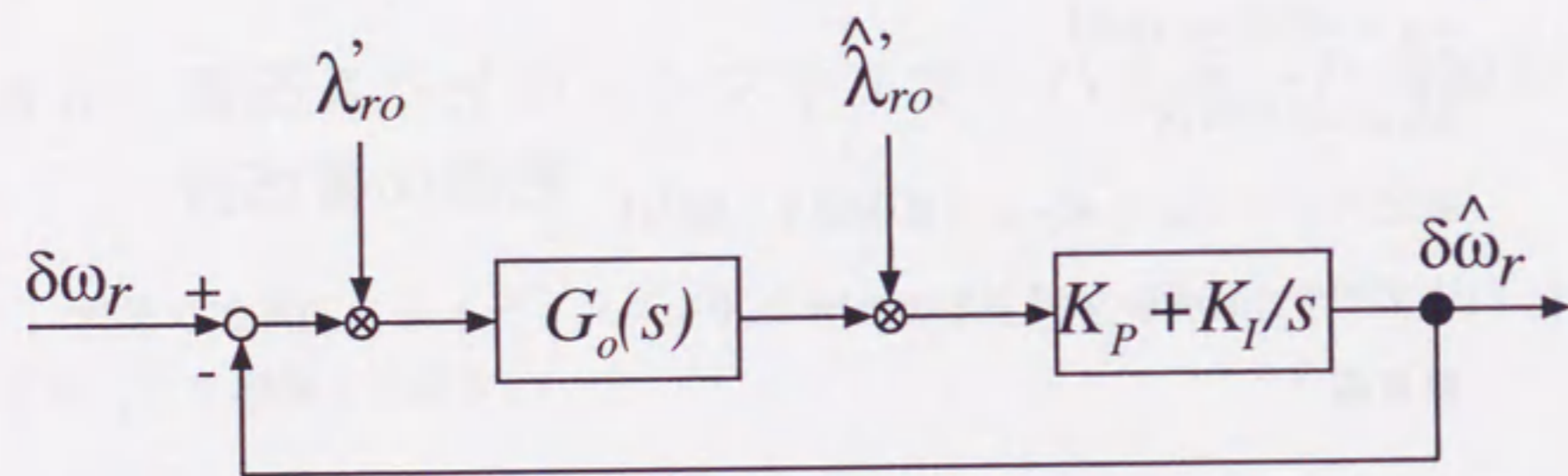
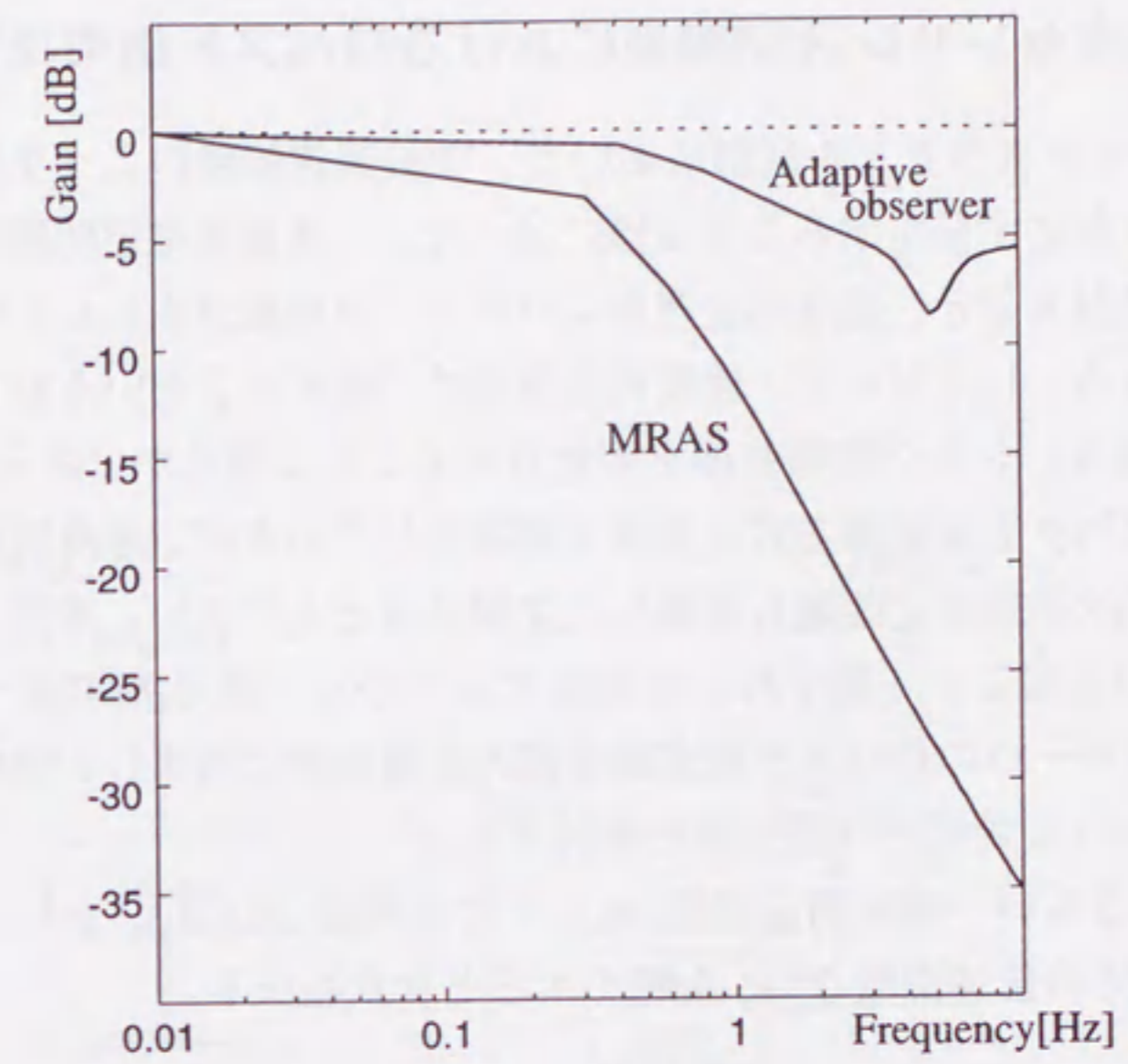
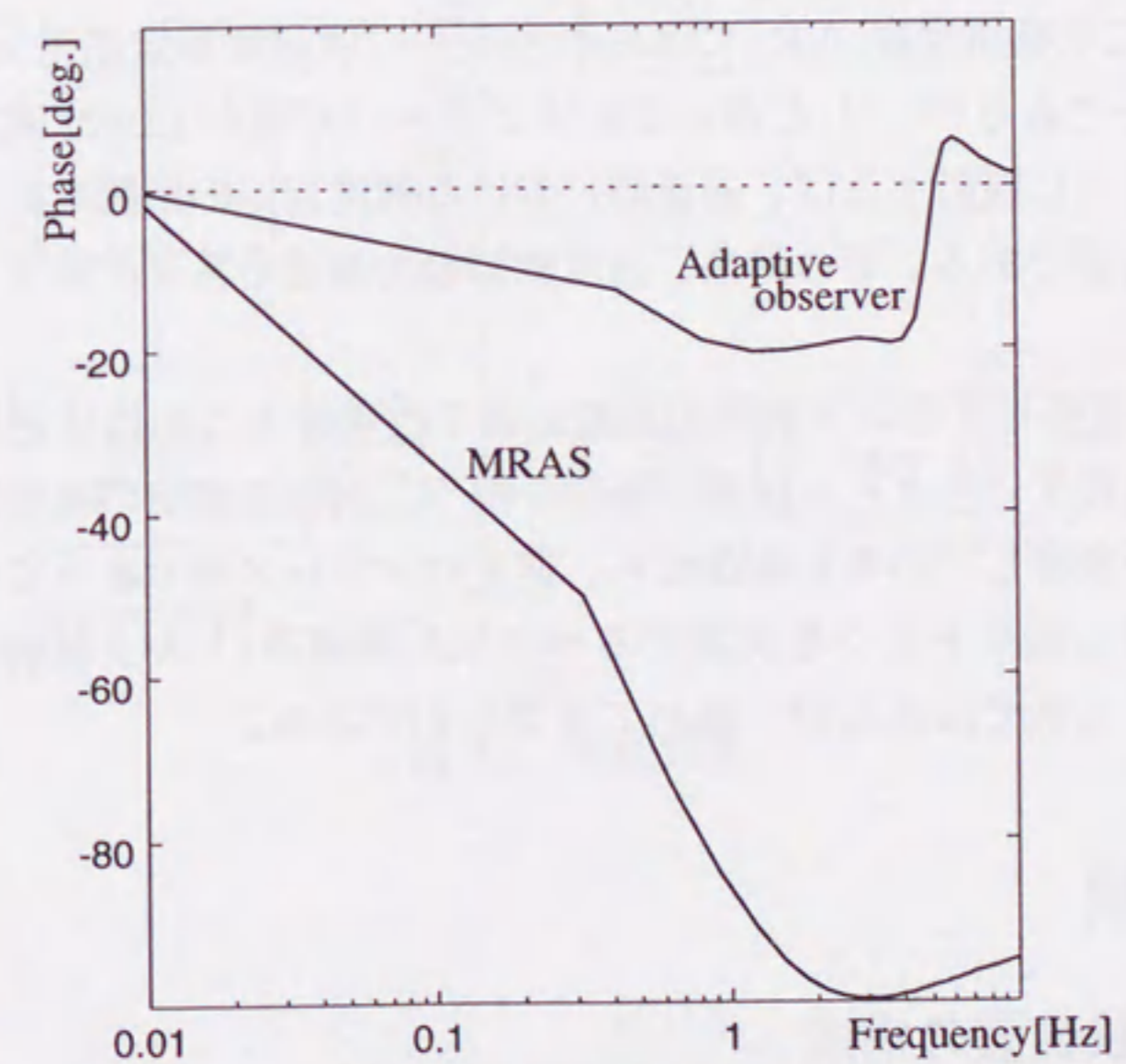


図 3.3: 線形近似された速度同定ループ



(a) ゲイン特性



(b) 位相特性

図 3.4: 速度同定ループのボード線図

3.3.2 速度センサレス制御系におけるロバスト磁束推定

速度センサレスベクトル制御において、加減速運転時のような過渡時には速度同定遅れが必ず発生することは既に述べた。二次磁束推定問題の立場からこの現象を検討すると、速度同定遅れはパラメータ変動が生じたものとして扱うことができる。したがって、速度同定誤差は「軸ずれ」という形で二次磁束推定誤差を生み、トルク制御性能を悪化させることは明らかである^{[72][73]}。速度センサレスベクトル制御方式は数多く提案されているが、速度同定問題と同時に、陽に二次磁束推定問題も考慮した文献はほとんどない。本節では、速度同定誤差が引き起こす「軸ずれ」を抑圧するために、第2章で述べたスライディングオブザーバのロバスト磁束推定能力を積極的に利用し、加減速性能を改善するためのオブザーバ設計法を検討する。

第2章にならひ、速度同定誤差 $\Delta\omega_r$ による外乱 $\Delta\omega_r J\lambda_r$ から二次磁束推定誤差 e_2 までの伝達関数 $T(s)$ を導出すると次式となる。

$$T(s) = (sI - A_{22} - LA_{12})^{-1} (L - \epsilon I) \quad (3.9)$$

(3.9)式は、二次抵抗変動 ΔR_r による外乱から二次磁束推定誤差 e_2 までの伝達関数と同一である^[49]。したがって、オブザーバの極を(2.12)式、(2.16)式で示されるように設計すれば、過渡時における速度同定の影響を抑圧する二次磁束推定が可能である。その結果、速度制御の加減速応答を改善することが可能になる。

これは、速度センサレス制御の過渡応答を改善するためには速度同定応答の改善のみならず、ベクトル制御の根幹を担う二次磁束推定の精度改善も必要であることを意味している。すなわち、速度センサレス時であっても、速度制御系が要求する指令トルクを実現するベクトル制御系(トルク制御系)を実現することが、当然ではあるが、極めて重要なのである。

3.4 実験

3.4.1 実験装置の構成

実験装置の構成を図3.5に示す。ベクトル制御器および適応スライディングオブザーバをDSP(TMS320C31)で構成する。演算、制御周期

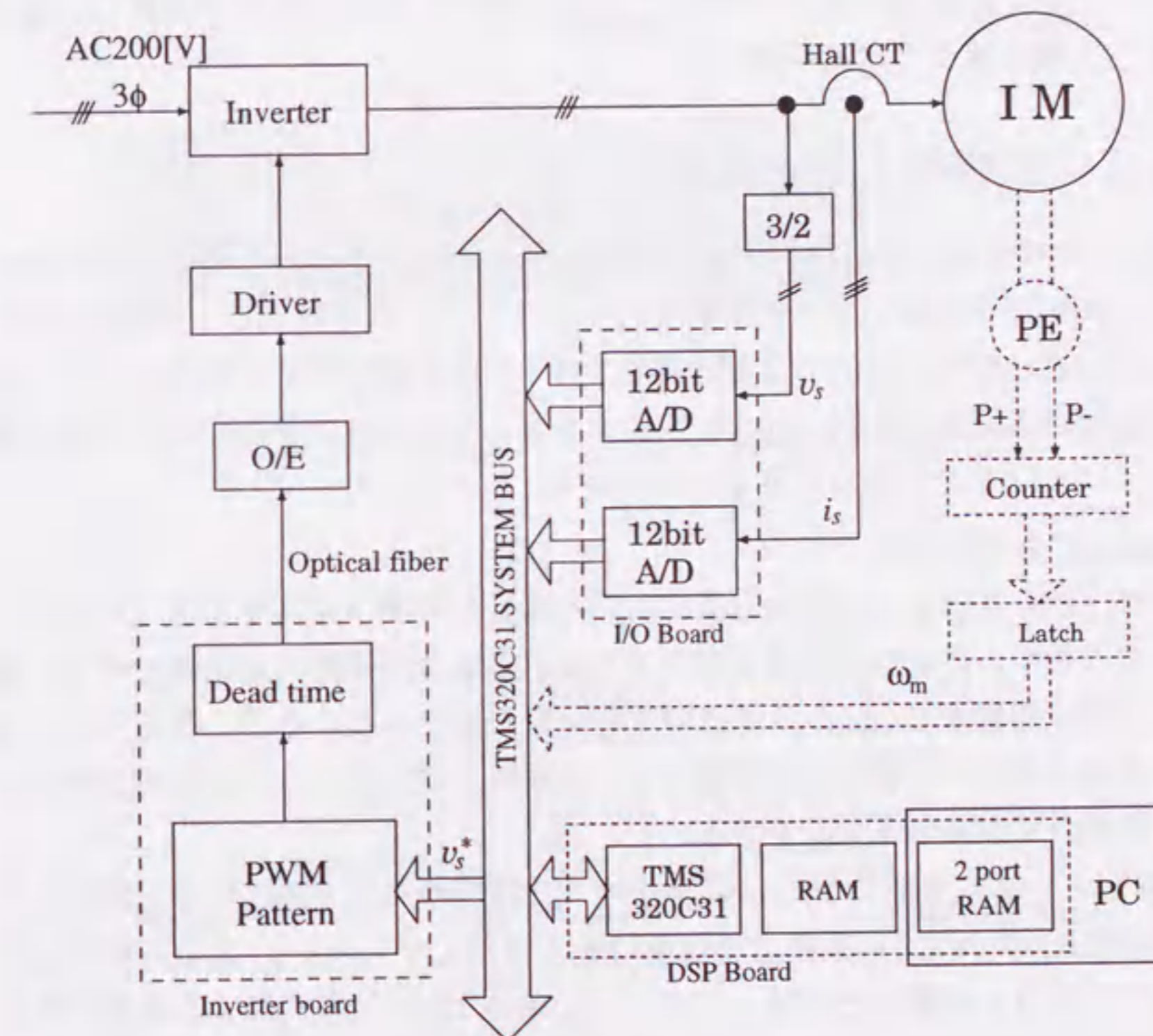


図 3.5: 実験装置

は 200 [μs] である。一次電流は ホール CT で検出し、12bit A/D 変換器を通じて取り込む。一次電圧は LEM 社製の電圧モジュールを通じて取り込んだ線間電圧をアナログ回路にて構成された二次のローパスフィルタ (遮断周波数 800[Hz])、3相-2相変換回路を通した後に 12bit A/D 変換器で取り込む。IM は 3相巻線形電動機 (2.2[kW]) を用い、三角波比較方式により電圧形 PWM インバータで駆動する。また、本実験での IM は巻線形であり、一次電流、二次電流ともに測定が可能である。そこで (2.33) 式により二次磁束を演算し、検証用として推定値との比較に用いる。

3.4.2 速度同定応答の改善

本項では速度同定応答の検証を目的とするため、実速度を用いて間接形ベクトル制御系を構成して速度制御を行った上で、これとは別に、磁束推定器、速度同定器 (MRAS 方式および適応オブザーバ) を動作させて実験を行う。速度振動幅は $\delta\omega_r = 20[\text{elec.rpm}]$ とした。なお、文献[67]の手法を用いて検出電圧のオフセットを可能な限り除去している。

1. MRAS 方式の場合

MRAS 方式による速度同定器を用いた場合の速度同定結果を図 3.6 および図 3.7 に示す。前者は実速度振動が 0.1[Hz] の場合の速度同定結果であり、後者は実速度振動が 2.0[Hz] の場合の速度同定結果である。なお、電圧モデルでの二次磁束演算に必要となる純積分は 1次遅れ系で近似した。遮断周波数は回転数換算で 7.64[elec.rpm] である。

両図より明らかなように、0.1[Hz] 時での速度の同定追従特性は良好であるが、2.0[Hz] 時では同定速度は実速度に全く追従していない。この結果は、先に示した図 3.4 の特性と一致しており、従来の MRAS 方式による速度同定法の限界を示すものである。したがって、速度センサレス制御系を構成した際にも、より高速な速度制御を実現することはできない。

2. 適応スライディングオブザーバの場合

適応スライディングオブザーバを用いた場合の速度同定結果を図 3.8 および図 3.9 に示す。前者は実速度振動が 0.1[Hz] の場合の速度同定結果であり、後者は実速度振動が 2.0[Hz] の場合の速度同定結果である。

両図が示すように、0.1[Hz] 時において良好な速度同定が実現できている。さらに、2.0[Hz] 時においても、一次周波数に同期する振動成分が多少みられ

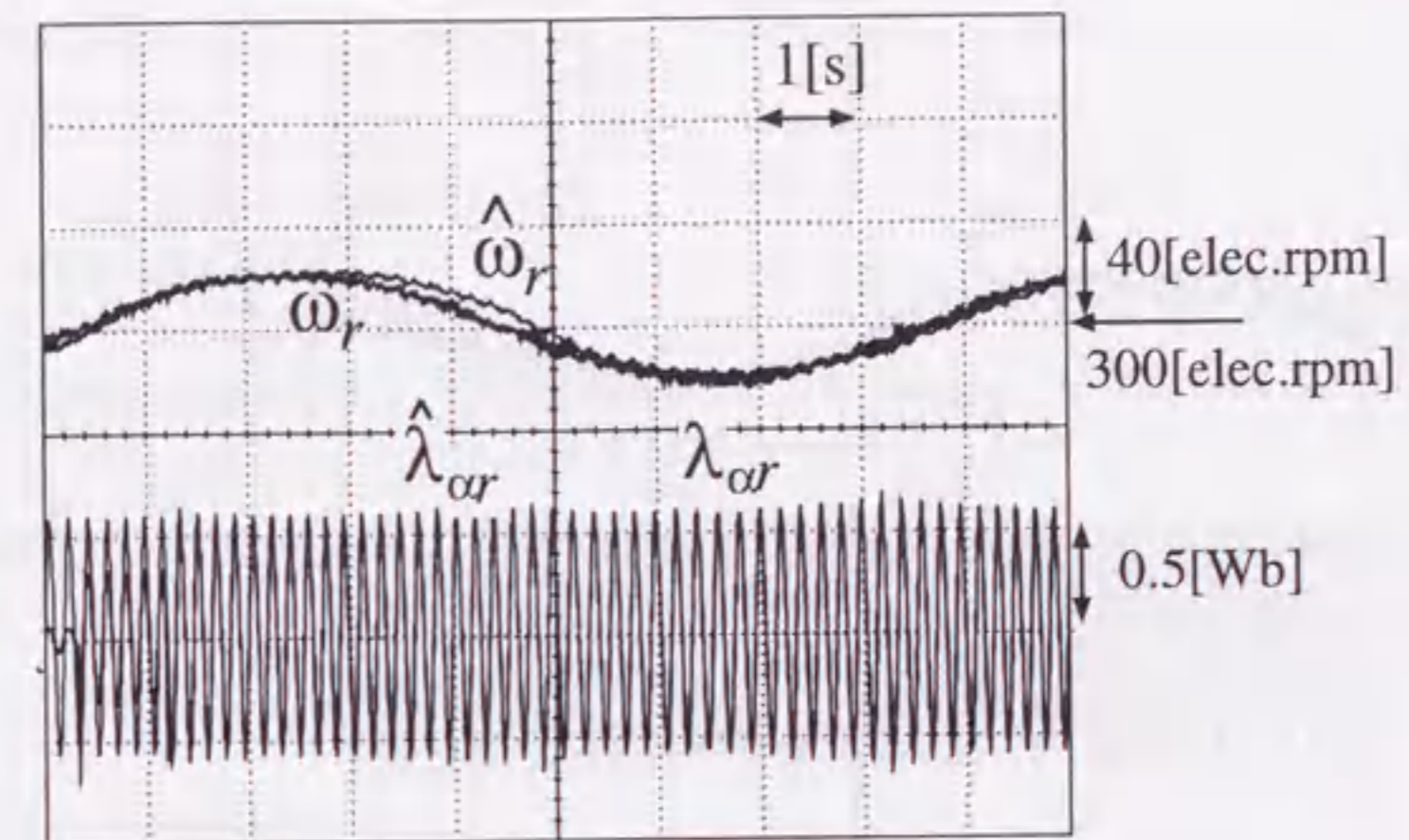


図 3.6: MRAS 方式による速度同定応答 (0.1[Hz])

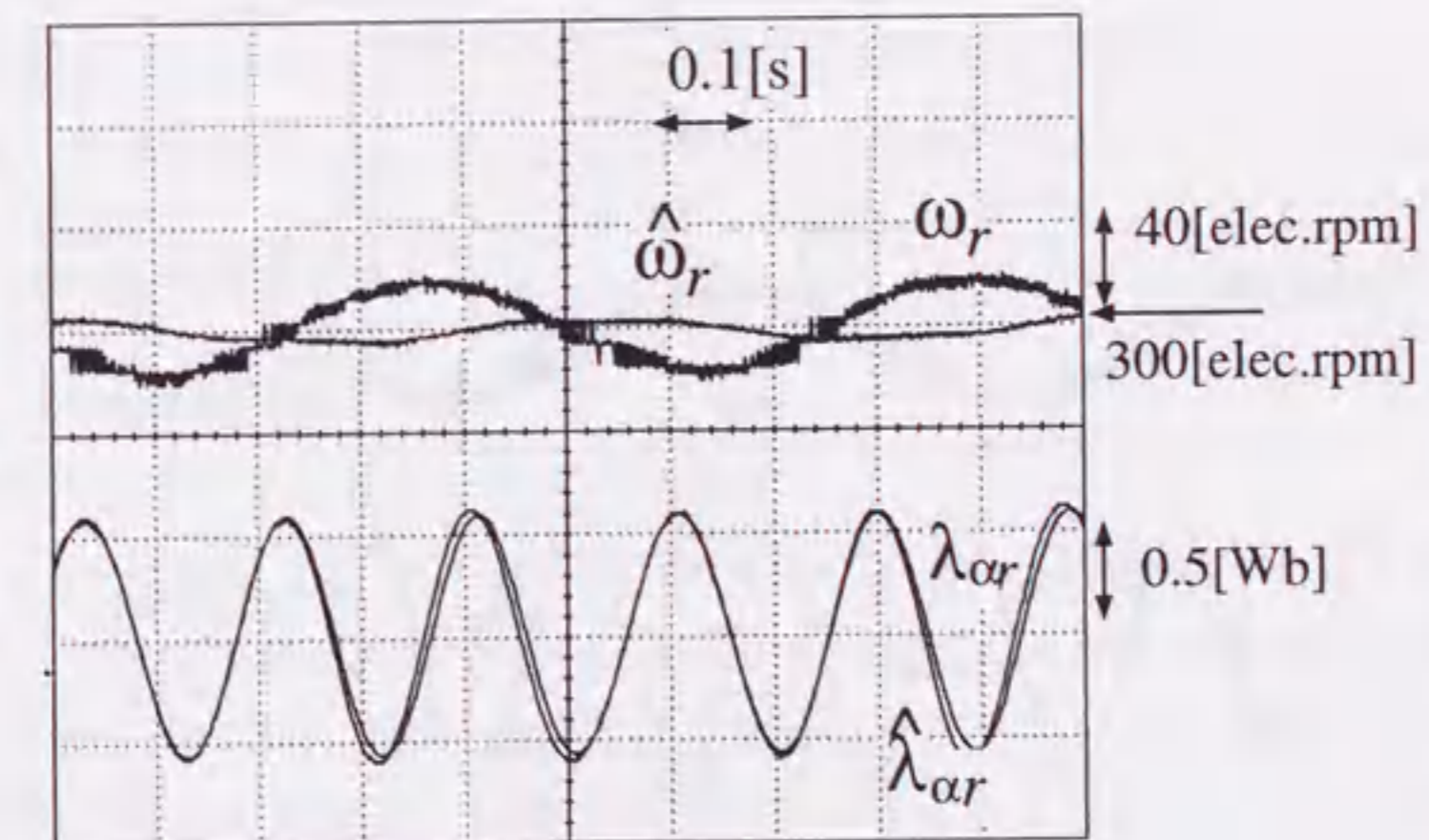


図 3.7: MRAS 方式による速度同定応答 (2[Hz])

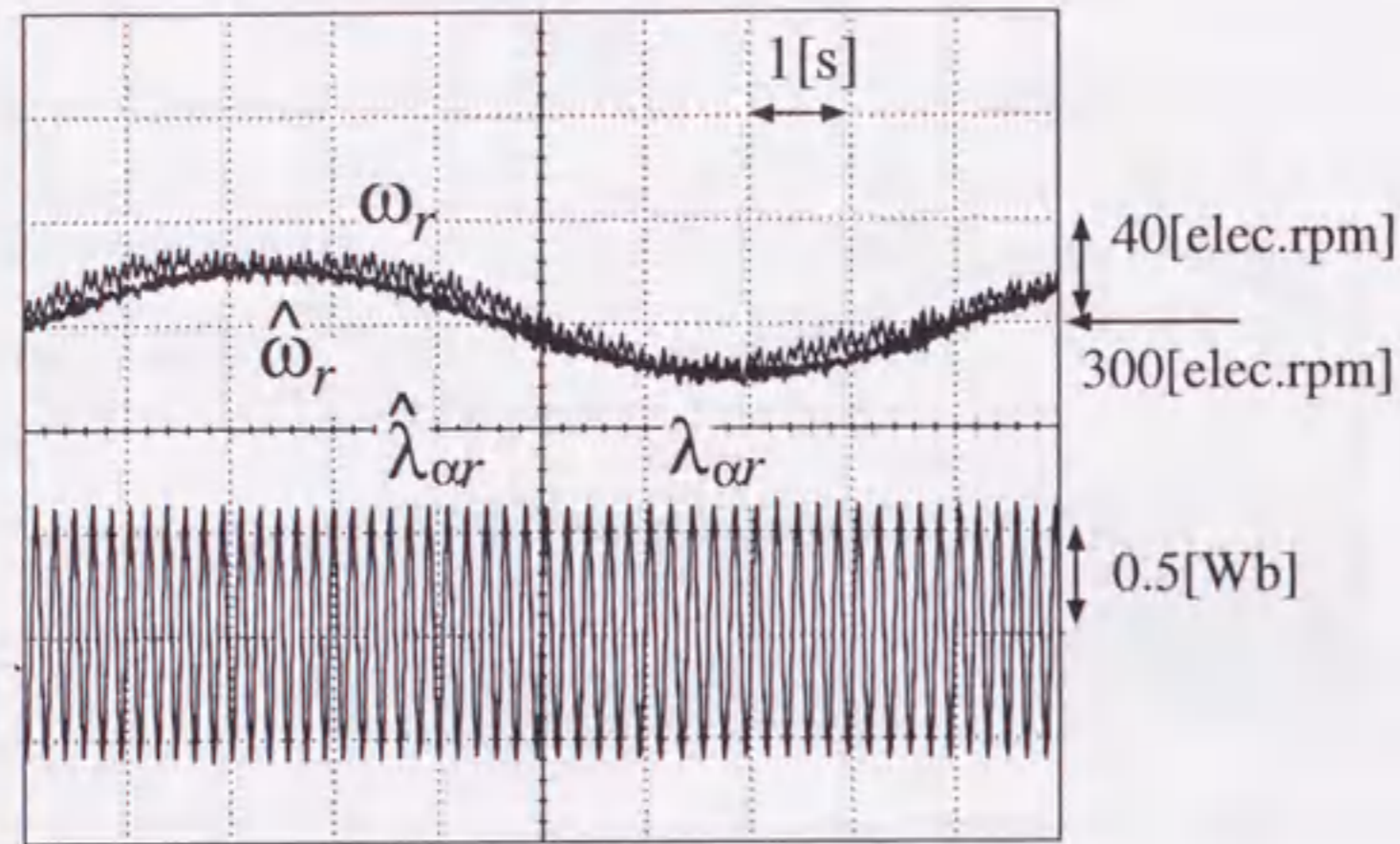


図 3.8: 適応オブザーバによる速度同定応答 (0.1[Hz])

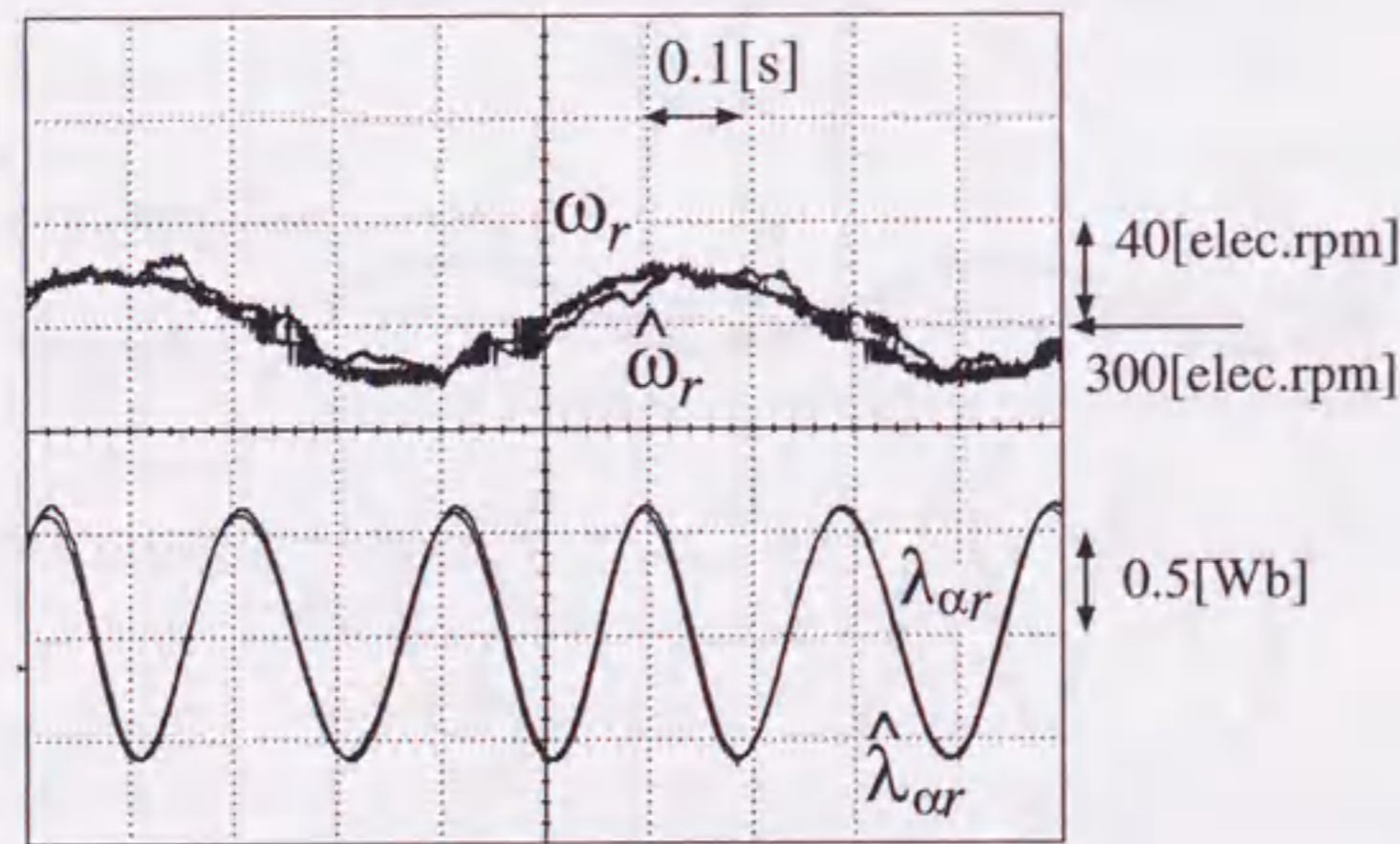


図 3.9: 適応オブザーバによる速度同定応答 (2[Hz])

るものの、2.0[Hz]の振動に十分追従している。したがって、適応スライディングオブザーバを用いれば、速度センサレス制御を行う際にも2.0[Hz]の速度応答が十分期待できる。

3.4.3 速度制御応答の改善

本項では、完全な速度センサレスベクトル制御系を構成し、速度制御応答の比較を行う。以下では、速度指令 ω_r^* に-300[elec.rpm]から300[elec.rpm]へのステップ指令を与え、両者の速度応答の検証を行う。

参考までに、速度センサ付きのすべり周波数形ベクトル制御のステップ応答を図3.10に示す。応答時間は約200[msec]であり、本実験における速度センサレス制御時の目標性能とする。

1. MRAS方式の場合

図3.11にMRAS方式による速度センサレス制御系の速度ステップ応答の結果を示す。先に指摘したように、加速時における速度同定遅れが磁束推定特性を大幅に悪化させ、軸ずれが生じている。この結果、トルク低下を招くため、図3.11では整定時間に約350[msec]要している。

さらに、抵抗変動に対するロバスト性を検証するため、一次、二次抵抗を50%変動させ、同様の速度ステップ応答の実験を行った。図3.12がその結果である。加速時間は400[msec]程度になり、速度同定および制御の収束性も著しく劣化する。したがって、MRAS方式による速度センサレスベクトル制御法では、センサレス化に伴う加速性能の劣化が避けられず、抵抗変動に対するロバスト性も非常に低い。

2. 適応スライディングオブザーバの場合

図3.13に適応スライディングオブザーバを用いた速度センサレス制御系の速度ステップ応答の結果を示す。速度同定に適応オブザーバを用いた場合でもMRAS方式の際と同様に加速時に同定遅れを生じている。しかし、速度同定誤差を考慮して磁束推定に対する影響を抑圧するようにオブザーバを設計(極配置)することにより良好な磁束推定結果が得られる。本実験では、第2章で述べた極配置法^[52]にもとづき、速度 $\omega_r = 0$ [elec.rpm]において同定遅れ(誤差) $\Delta\omega_r$ が20[elec.rpm]のとき、推定二次磁束 $\hat{\lambda}_r$ の軸ずれを11.9[deg]以内に抑圧する条件の下、極配置を行っている。なお、この極配置法は定量的に

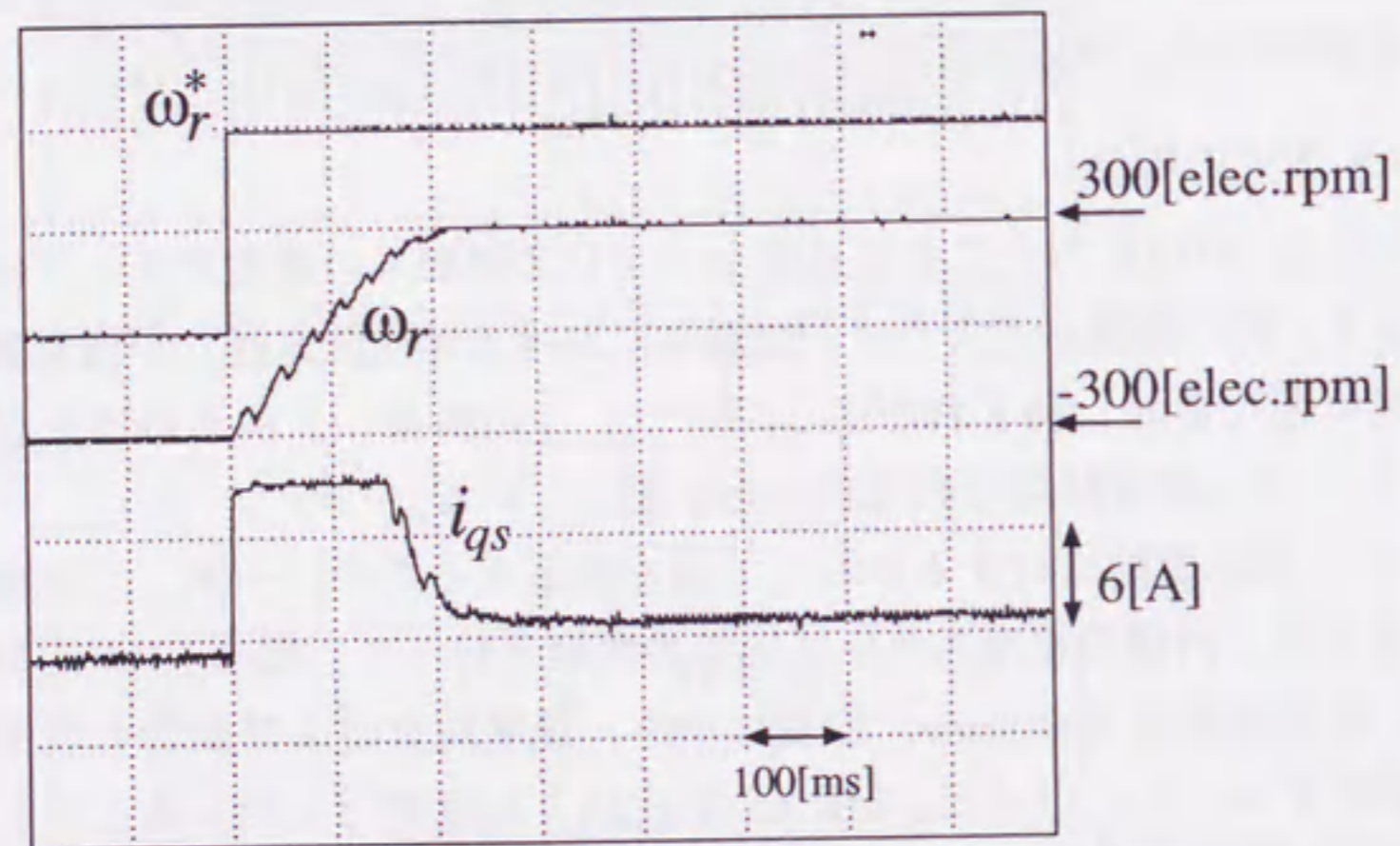


図 3.10: 速度センサつき間接形ベクトル制御による速度ステップ応答

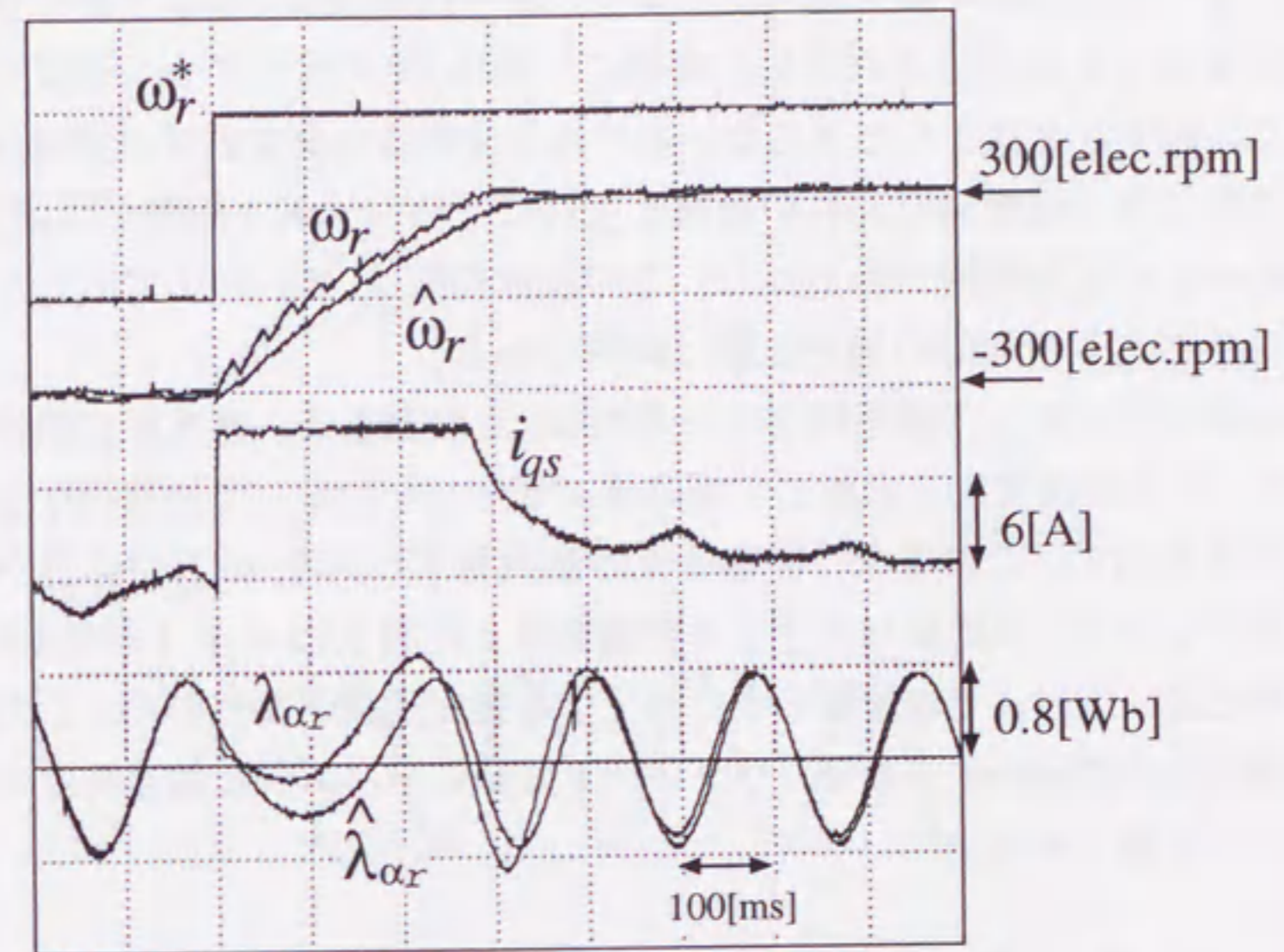


図 3.11: MRAS 方式による速度ステップ応答

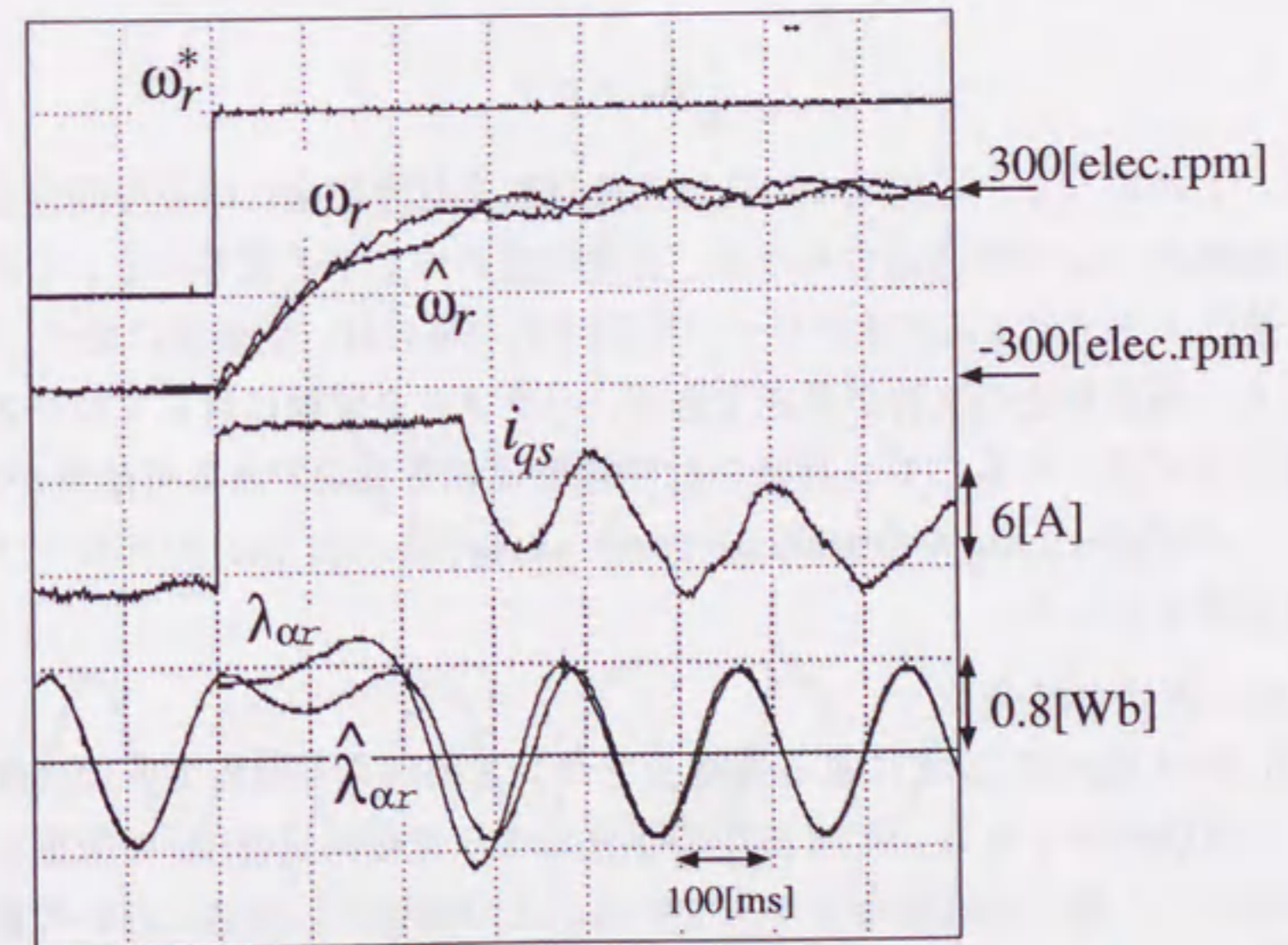


図 3.12: MRAS 方式による速度ステップ応答(一次、二次抵抗変動時)

ワーストケースの上限を抑えるものであり、軸ずれ角は設計値よりかなり小さなものとなることに注意されたい。実際に、図 3.13 に示すように速度同定遅れに対し、軸ずれをほとんど生じないロバスト性の高い推定磁束が実現可能である。これより、速度同定遅れの影響を受けにくいベクトル制御が達成でき、約 200[msec] の整定時間が得られた。この加速性能は、図 3.10 で示した速度センサつきベクトル制御の加速性能と同等である。

図 3.14 には一次、二次抵抗をそれぞれ 50% 変動させ、速度同定誤差に加え、一次、二次抵抗変動を考慮して適応オブザーバを設計して加速指令を与えた実験結果を示す。この場合、推定磁束の最大軸ずれ角を 46.7[deg] 以内にしか保証できないが、同様なパラメータ変動を与えた図 3.12 に示す MRAS による速度同定法に比べ、その影響を十分抑圧する推定磁束が得られた。この時の整定時間は約 220[msec] であり、パラメータ変動にロバストな加速特性を実現することが可能である。

3.4.4 低加速度運転の性能改善

本項では、3.1 節であげた問題点 4. に対する性能改善法を検討する。

さて、速度センサレスベクトル制御における速度同定可能条件は二次磁束 λ_r が停止しないこと、すなわち

$$\frac{d}{dt}\lambda_r \neq 0 \quad (3.10)$$

である。したがって、低速域での低加速度運転を行う場合には速度同定が厳しい速度領域を一定時間通過するため、速度同定の停止が予想される。しかしながら、適応スライディングオブザーバを採用した場合は、従来法に比べ、同定、制御ともに過渡特性の改善が可能であり、パラメータ変動に対してロバストな磁束推定も可能であるので、良好な低加速度運転も実現できる可能性がある。そこで、-100[elec.rpm] から 100[elec.rpm] へ 100[elec.rpm/sec] のスロープで加速する実験を行った。

1. MRAS 方式の場合

図 3.15 は MRAS 方式による速度センサレス制御系を用いて低加速度運転を行った実験結果である。文献 [67] の手法により速度同定値 $\hat{\omega}_r$ の脈動を可能な限り除去した後に加速指令を与えている。この結果から低速において適応同定が 100[msec] 程度停止し、速度同定値 $\hat{\omega}_r$ が真値である ω_r と一致せず離れ

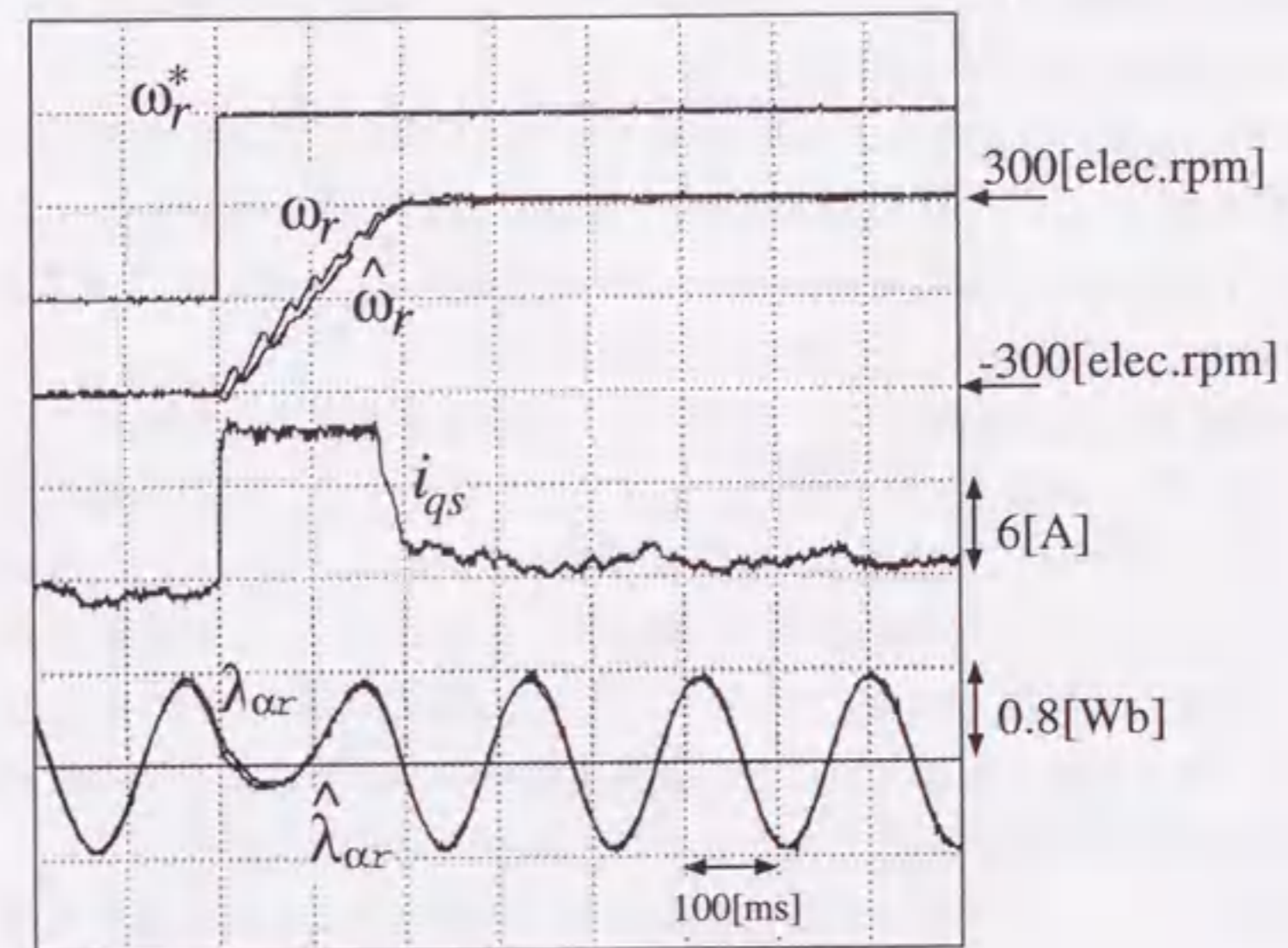


図 3.13: 適応オブザーバによる速度ステップ応答

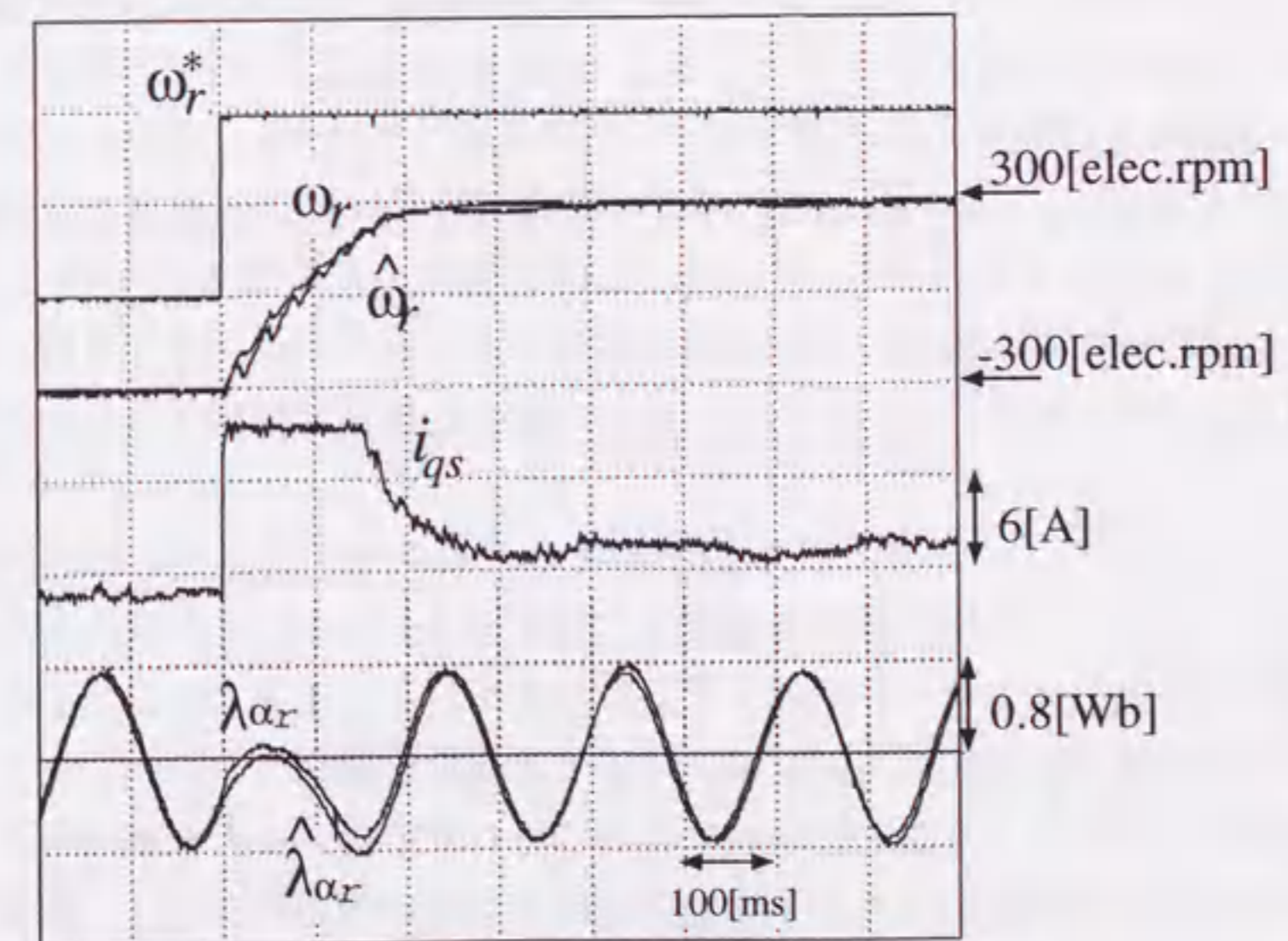


図 3.14: 適応オブザーバによる速度ステップ応答(一次、二次抵抗変動時)

ていく様子が観測された。また、目標値である $\omega_r = 100$ [elec.rpm] 付近においては電源周波数に等しい振動成分がみられた。

さらに、一次、二次抵抗を 50% 変動させて、同様の低加速度運転を行った結果を図 3.16 に示す。図 3.15 と同様、低速において適応同定が停止し、その期間は 150[msec] 程度である。さらにトルク電流 i_{qs} も理想的な波形(方形波 + 摩擦トルク)からは、かけ離れた波形となる。

この低速域における精度低下の問題は、低速域では図 3.1 の電圧モデルによる二次磁束 $\hat{\lambda}_r$ が精度よく演算できないことに起因する。この問題の回避のため、文献 [64] では二次磁束 λ_r の指令値をフィードフォワード的に磁束演算系に組み込む改良形磁束演算器で二次磁束 $\hat{\lambda}_r$ を得ている。この磁束演算器を図 3.1 に適用した結果を図 3.17 に示す。改良形磁束演算器はその次元が 2 次高くなり、その演算が煩雑となるが、磁束演算精度の改善により速度推定および制御系の性能向上が認められる。しかし、速度の適応同定が停止してしまう零速近傍でフィードフォワード的に電源周波数を印加することにより零速通過を実現するものである。このためフィードフォワード的に運転する領域の安定性に不安を残すことになる。

2. 適応オブザーバの場合

図 3.2 の適応オブザーバをもつセンサレス制御系で同様の低加速度運転を行った。実験結果を図 3.18 に示す。 $\Delta\omega_r = 20$ [elec.rpm] における軸ずれ角が最大 11.9[deg] を保証するようにオブザーバの設計している。適応オブザーバにおいても速度 $\omega_r = 0$ [elec.rpm] 付近において速度同定が困難となり同定誤差を生じていることがわかる。しかし MRAS 方式による図 3.15、図 3.16 に比べ、加速時に生じる磁束の推定誤差は抑圧されており、センサレス時においても磁束オブザーバとしてのロバスト性をかなり低速まで維持することが可能である。

また、図 3.19 には一次、二次抵抗をそれぞれ 50% 変動させ、速度同定誤差に加え、一次、二次抵抗変動を考慮して軸ずれ角が 25.8 [deg] 以内となるように設計した適応オブザーバでセンサレス制御を行った結果である。この場合でも停止時付近での速度の適応同定が停止する現象が観測できるが、オブザーバのロバスト設計により磁束推定誤差は抑圧されている。このため、ベクトル制御条件からの逸脱も抑えられ、零速通過時も含めて実際の速度 ω_r は指令値 ω_r^* に追従する良好な加減速特性が得られた。

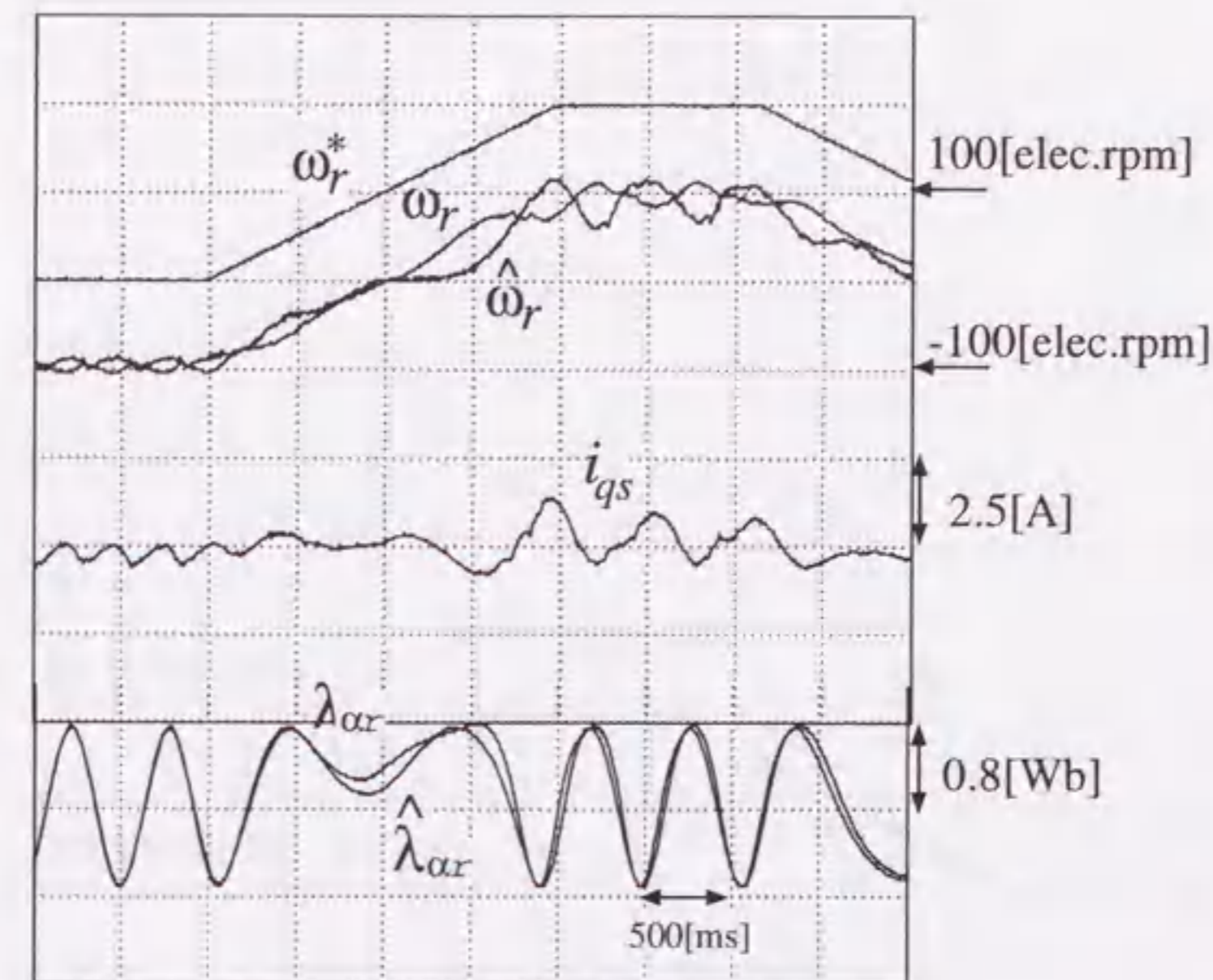


図 3.15: MRAS 方式による低加速度運転

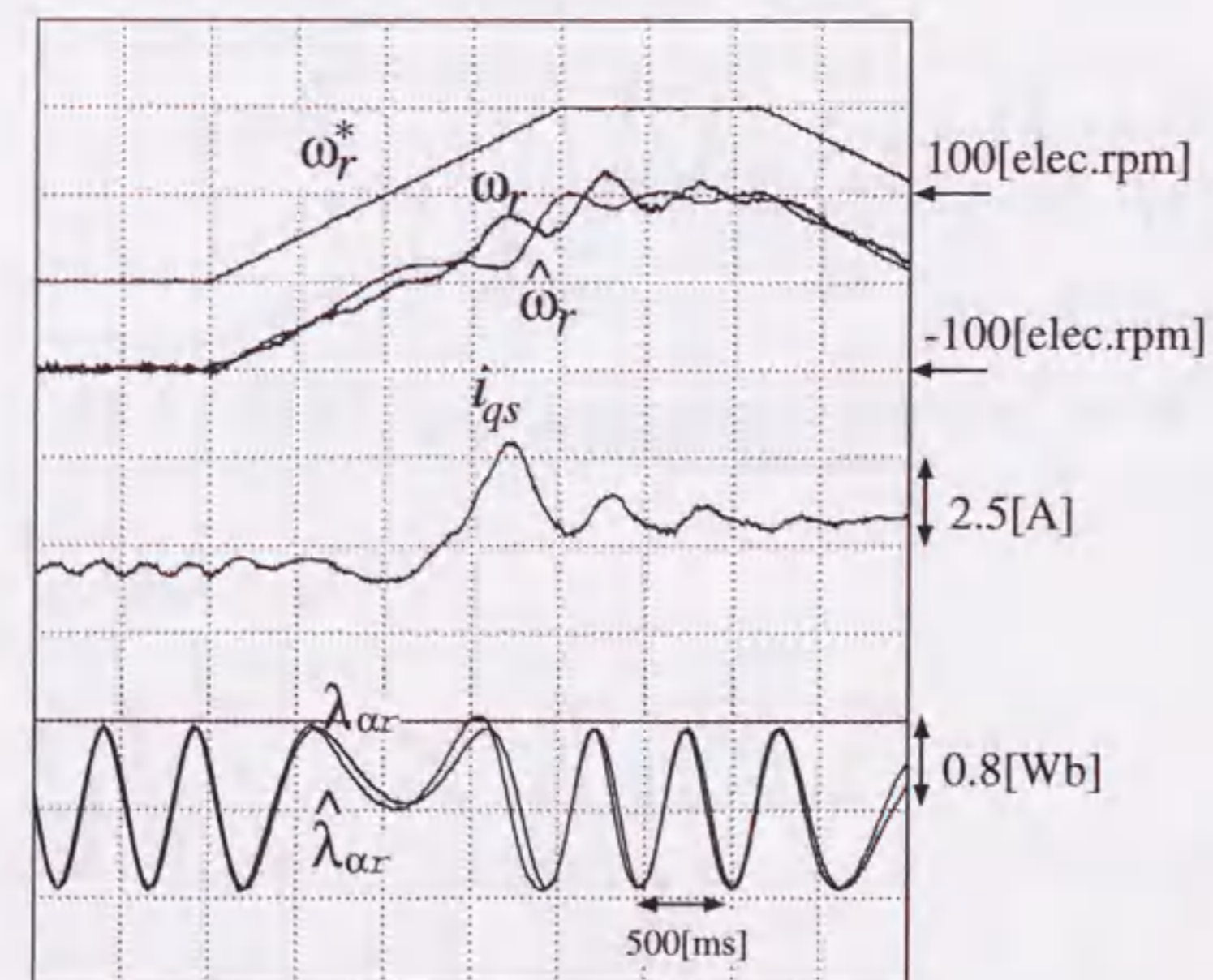


図 3.16: MRAS 方式による低加速度運転(一次、二次抵抗変動時)

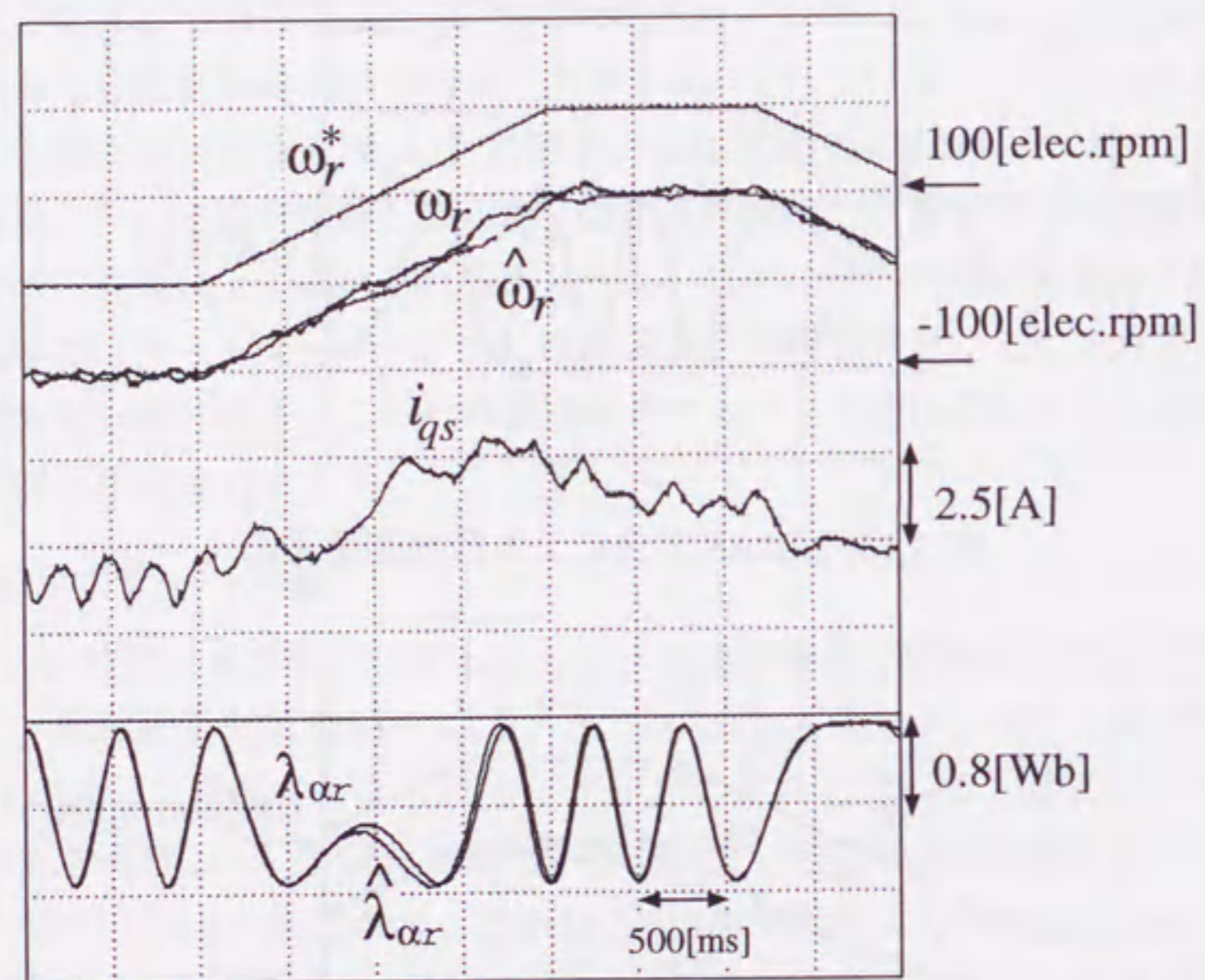


図 3.17: 改良形磁束演算器を併用したMRAS方式による運転

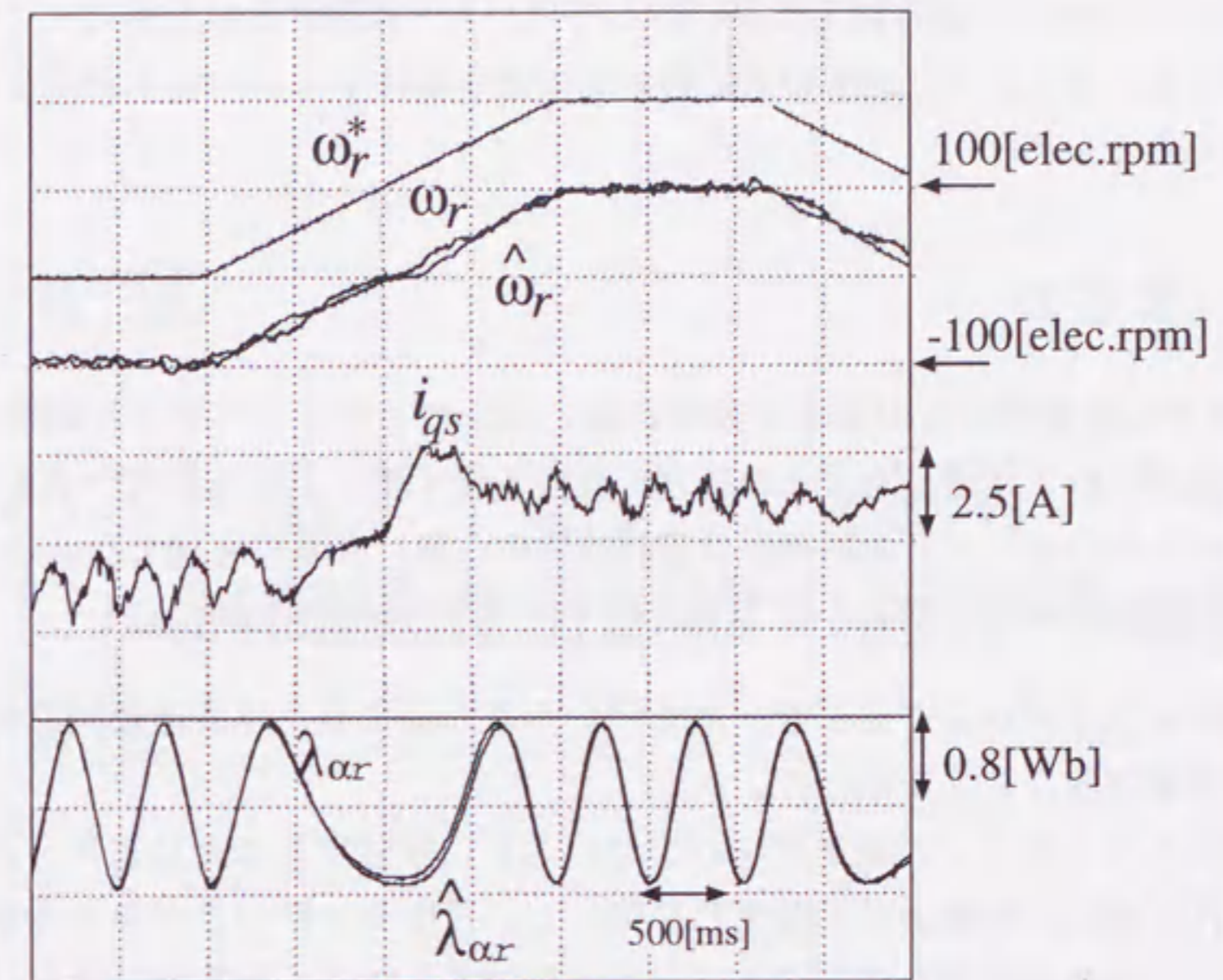


図 3.18: 適応オブザーバによる低加速度運転

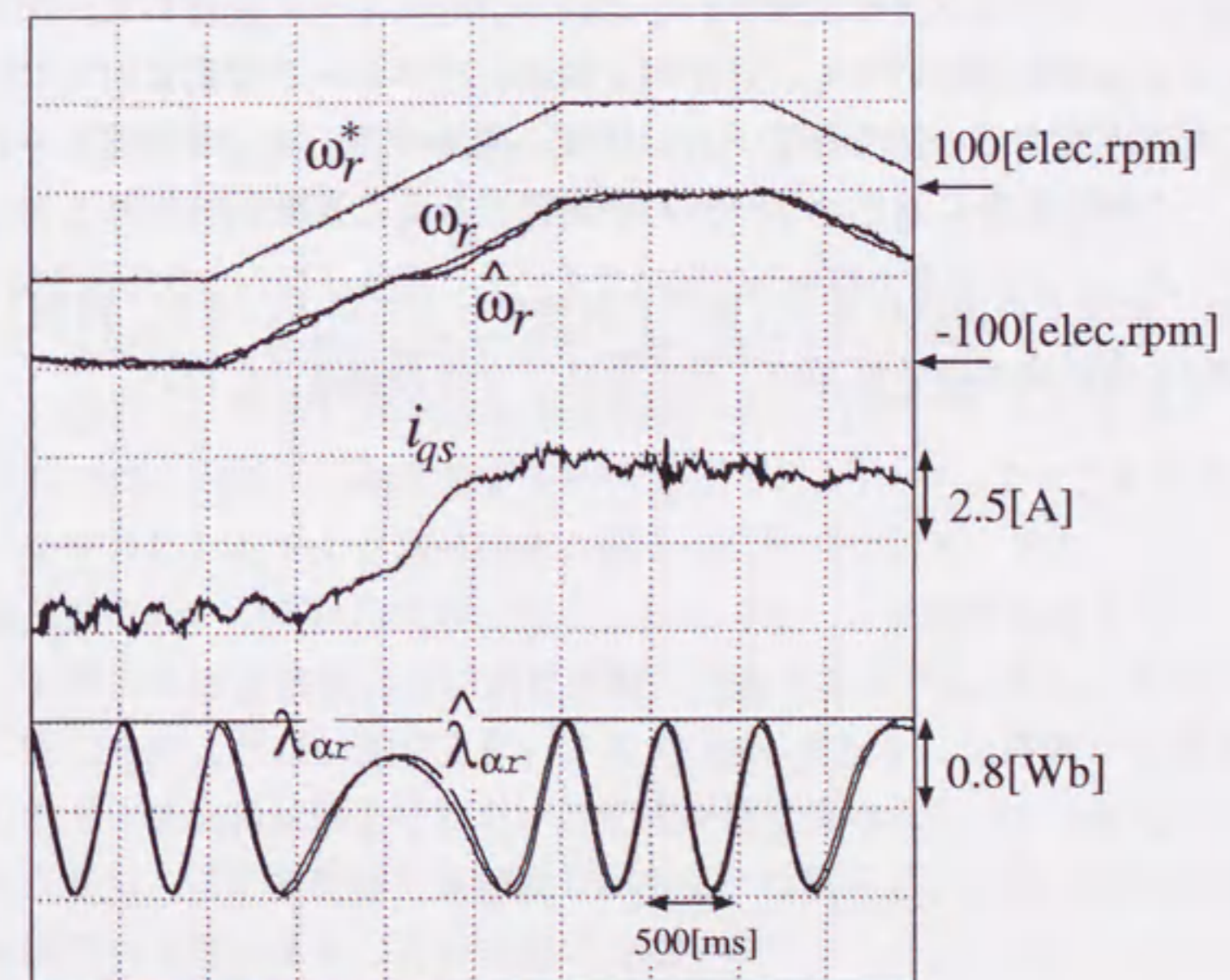


図 3.19: 適応オブザーバによる低加速度運転(一次、二次抵抗変動時)

以上のことから、速度同定誤差に対してロバストに設計された適応オブザーバを用いることにより、速度の適応同定が困難な条件下においても安定な運転が可能である。

3.5 まとめ

本章では産業界からの要求が非常に高い速度センサレスベクトル制御の特性改善法について検討した。その結果、適応スライディングオブザーバを用いた速度センサレスベクトル制御系は過渡特性の改善に非常に有効となることを理論、実験の両面から明らかにした。以下に本章の結論を示す。

1. 適応スライディングオブザーバを用いることにより、速度適応同定の応答性が改善可能なことを示した。
2. 適応スライディングオブザーバをロバストに設計することにより、速度同定遅れに対して加減速時の軸ずれを抑圧し、速度センサつきベクトル制御に匹敵する加減速性能を実現することが可能であることを示した。さらに、一次、二次抵抗変動に対しても、ロバストな加減速応答が実現可能なことを示した。
3. 適応スライディングオブザーバを用いることにより、速度の適応同定が停止する零速近傍においても、速度同定誤差、パラメータ変動に対しロバストな二次磁束推定が可能である。この結果、速度の適応同定が困難とされる条件下での特性改善に適応オブザーバが有効であることを明らかにした。

なお、本章での実験はすべて無負荷状態で行っている。現在、問題となっている回生運転時の安定性確保、特性改善は今後の課題としたい。

第4章

ロバスト磁束オブザーバを用いたベクトル制御誘導電動機の固定子鉄損補償法

4.1 はじめに

近年、誘導電動機を用いたACドライブに求められる制御性能はますます厳しくなっている^[38]。従来、ベクトル制御系は一次および二次の抵抗と自己インダクタンス、ならびに相互インダクタンスの5個のパラメータから構成されていたが、ACドライブに対する要求仕様が高まる今日、鉄損の考慮なくしてその仕様を満足することは困難である^[74]。

上記を背景に、鉄損を考慮したベクトル制御法が種々提案されている^{[39][40][41][75]-[81]}。水野らは、鉄損抵抗の存在が各軸の電流制御における干渉を引き起こすことに着目し、鉄損に関する非干渉制御を行った^[39]。しかしながら、すべり周波数演算に立脚して磁束推定を行うため^[21]、パラメータ(二次時定数)変動時の軸ずれによるトルク制御精度の低下の可能性がある。また、小倉らはトルク検出器を用いた実負荷試験を行うことによりトルク制御精度を改善しているが、そのための補償器および調整手順は複雑である^[40]。また、鉄損抵抗自体も、野口らによれば、測定方法により約30%異なり、負荷側から誘導機を駆動した上で無負荷試験を行わないと正確な値は得られないとされている^[42]。しかしながら、常に負荷側に駆動能力があるとは限らず、そのような場合、正確な鉄損抵抗を測定することは容易ではない。

しかしながら、鉄損を含めた6個のパラメータの同定精度がベクトル制御のトルク制御精度を左右するため、中、高精度、高速応答なベクトル制御系の実現には専門の技術員による調整が必要とされる^[38]。この様な、鉄損補償が不可欠なレベルのトルク制御性能を実現するベクトル制御系においても、専門の技術員による調整を必要とせず、より単純な調整により、十分な性能を実現する制御系の実現が望まれる。

この様な制御系の実現のためには、鉄損を含めたパラメータのオートチューニング機能の付加と制御器のパラメータ変動に対するロバスト設計が重要となろう。前者については文献[82]等、多くの検討がなされているが、後者についてはほとんどない。

本章は、ベクトル制御系のトルク制御の線形性改善のための鉄損を含めたパラメータ調整の簡易化を目的とし、制御系自体のロバスト実現、すなわち、ロバスト磁束オブザーバにもとづく鉄損補償機能付きベクトル制御系を提案する。4.2節で、鉄損のモデル化誤差がベクトル制御に及ぼす影響について述べ、線形性の改善、パラメータ調整の簡易化の鍵が磁束推定部にあることを示す。次に4.3節で、磁束オブザーバにもとづく鉄損補償機能付きベクトル制御系を提案する。磁束推定において、鉄損のモデル化誤差は二次抵抗変動とほぼ等価となることをその誤差方程式から示し、鉄損を抑圧する方法について示す。4.4節で、提案する制御系の鉄損補償能力の実験結果について述べる。4.5節はまとめである。

なお、本章での鉄損の扱いは、文献[39]に準じ、図4.1の等価回路に基づいて議論を進める。

4.2 ベクトル制御系に対する鉄損抵抗の影響

本節では鉄損の存在がベクトル制御系に与える影響を解析により明らかにする。特にトルク制御の線形性を改善することを目的とする場合、制御系調整の簡易化の鍵は磁束推定にあることを指摘する。

4.2.1 鉄損を考慮した誘導電動機

鉄損を考慮した場合の誘導機の方程式、二次磁束 λ_r' 、出力トルク τ は ω で回転する二次磁束座標($d-q$ 座標)で次のように示される^[39]。

$$\begin{bmatrix} v_s' \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (R_s + \omega a_m + \frac{d}{dt}L_s)\mathbf{I} + (\omega L_s - \frac{d}{dt}a_m)\mathbf{J} \\ (\omega_s a_m + \frac{d}{dt}M)\mathbf{I} + (\omega_s M - \frac{d}{dt}a_m)\mathbf{J} \\ (\omega a_m + \frac{d}{dt}M)\mathbf{I} + (\omega M - \frac{d}{dt}a_m)\mathbf{J} \\ (R_r + \omega_s a_m + \frac{d}{dt}L_r)\mathbf{I} + (\omega_s L_r - \frac{d}{dt}a_m)\mathbf{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s' \\ i_r' \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

$$\lambda_r' = (M\mathbf{I} - a_m\mathbf{J})i_s' + (L_r\mathbf{I} - a_m\mathbf{J})i_r' \quad (4.2)$$

$$\begin{aligned} \tau &= P\lambda_r'^T \mathbf{J} i_r' \\ &= P[Mi_s'^T \mathbf{J} i_r' - a_m(i_s'^T i_r' + |i_r'|^2)] \end{aligned} \quad (4.3)$$

P は極対数であり、 v_s 、 i_s 、 i_r 、 λ_r 、 R 、 L 、 M 、 ω_s 、 \mathbf{I} 、 \mathbf{J} 等は慣例に従い、 v_s 、 i_s 、 i_r 、 λ_r にかかる記号'は $d-q$ 座標上の変数であることを示す。鉄損は図4.1に示す等価回路上で鉄損抵抗 R_m として扱い、パラメータ a_m は R_m/ω と定義する。

4.2.2 鉄損がベクトル制御に及ぼす影響

ベクトル制御系は電流制御部と磁束推定部とに大別される。これらの2つの部分に鉄損の影響が及び、それぞれで補償が必要となる。ここでは、上式に基づいた補償法を提案している文献[39][79]を参考にしながら、解析を進める。

1. 電流制御部における非干渉化

鉄損が存在する場合、鉄損抵抗で消費されるエネルギーを補償して電流制御を行う必要がある。このとき、各軸の電流制御系に互いの電流が鉄損を介して干渉する。そこで、磁束およびトルクの非干渉制御のため、磁束分電流を I_o 、トルク分電流(二次側換算値)を I_τ とし、

$$\begin{bmatrix} i_{ds}^* \\ i_{qs}^* \end{bmatrix} = \frac{1}{M^2 + a_m^2} \begin{bmatrix} M^2 & -a_m l_r \\ a_m M & L_r M + a_m^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_o^* \\ I_\tau^* \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

なる非干渉則^[39]を施すと、鉄損抵抗でのエネルギー消費の補償が可能である。(4.4)式は、単純なフィードフォワード演算での補償であり、従来の電流制御系の外側に追加するだけ良い。

2. 鉄損を考慮した磁束推定

鉄損を考慮したときの磁束推定、すなわちすべり周波数制御則は(4.1)式、(4.2)式と $\lambda_r' = [||\lambda_r|| \ 0]^T$ から、以下のように導出される^[79]。

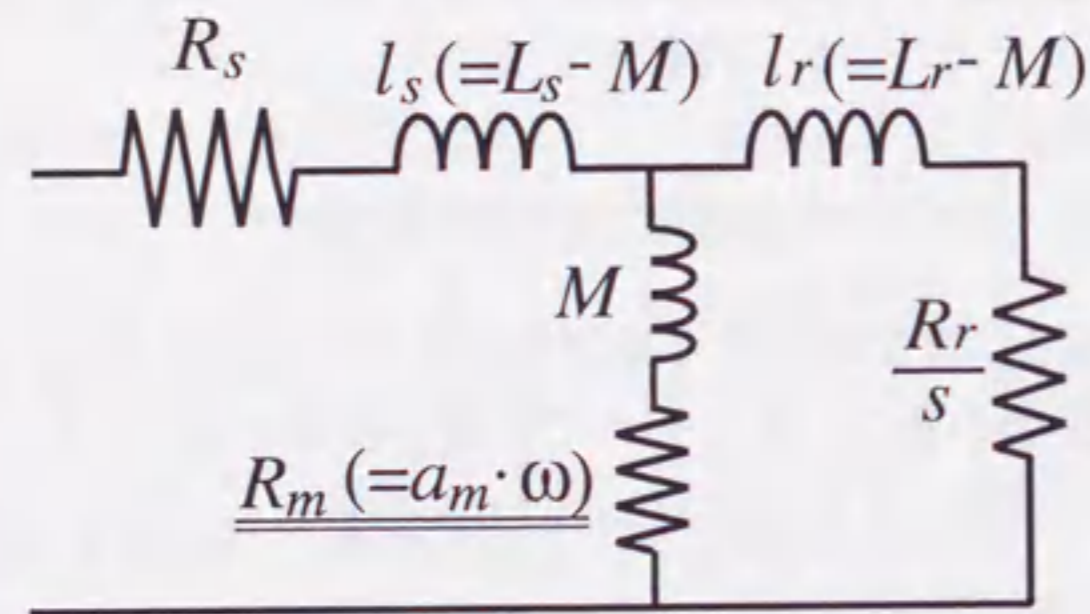


図 4.1: 鉄損を考慮した等価回路

$$\frac{d}{dt} \|\lambda_r\| = \frac{R_r}{L_r^2 + a_m^2} \left[-L_r \|\lambda_r\| + (L_r M + a_m^2) i_{ds}^* + a_m l_r i_{qs}^* \right] \quad (4.5)$$

$$\frac{d}{dr} \theta_{\lambda_r} (= \omega) = \omega_r + \frac{R_r}{(L_r^2 + a_m^2) \|\lambda_r\|} \left[-a_m \|\lambda_r\| - a_m l_r i_{ds}^* + (L_r M + a_m^2) i_{qs}^* \right] \quad (4.6)$$

電流制御部の補償は、フィードフォワード演算の追加のみで目的は達成できるが、磁束推定部での鉄損補償は、すべり周波数制御則自体の修正が必要であり、制御系の構成は複雑になる。

4.2.3 トルク制御の線形性改善に対する考察

本項では、トルク制御の線形性改善のために鉄損に関するパラメータの調整を行うとき、電流制御部と磁束推定部のどちらの調整が、線形性に影響を与えるのかを数値解析により検討する。

図 4.2 に解析の対象となる鉄損を考慮したベクトル制御系の一例を示す。このベクトル制御系は、上記で述べた鉄損に関する非干渉化制御則と鉄損を考慮した磁束推定器から構成される。制御対象の誘導電動機を (4.1) 式～(4.3) 式で表現し、図 4.2 の制御系の 2ヶ所ある a_m のいずれかまたはともに欠落した場合に発生する定常トルクを図 4.3、図 4.4、図 4.5 に示す。運転条件として励磁分電流 $I_o = 6.0$ [A] 一定とし、トルク分電流を -15 [A] (回生) から $+15$ [A] (力行) まで変化させた。計算に用いた誘導機パラメータは、後に示す実機検証に用いた供試機のものに合わせ、表 4.1 と同一とした。ただし、鉄損の影響を評価するため、 a_m は $0.010 \sim 0.025$ [H] の間で 0.005 [H] ずつ変化させた。

鉄損補償を全く施さない場合、トルク制御への鉄損の影響は、線形性を損なう形で表れる。図 4.3 のように、力行時、回生時で、指令値に対するトルク出力の絶対値が異なり、共にマイナス側に歪むことは良く知られている^[39]。

(4.5) 式、(4.6) 式による磁束推定部の鉄損補償のみ施した場合、軸ずれ (磁束推定誤差) をなくした上で電流制御を行うことになるが、鉄損でのエネルギー消費の結果、トルク制御誤差が残る。しかしながら、この制御誤差は線形性自体にはあまり影響しないことが図 4.4 より分かる。完全な鉄損補償のためには電流制御部の補償をフィードフォワード的に加えるが、既に線形性の点では改

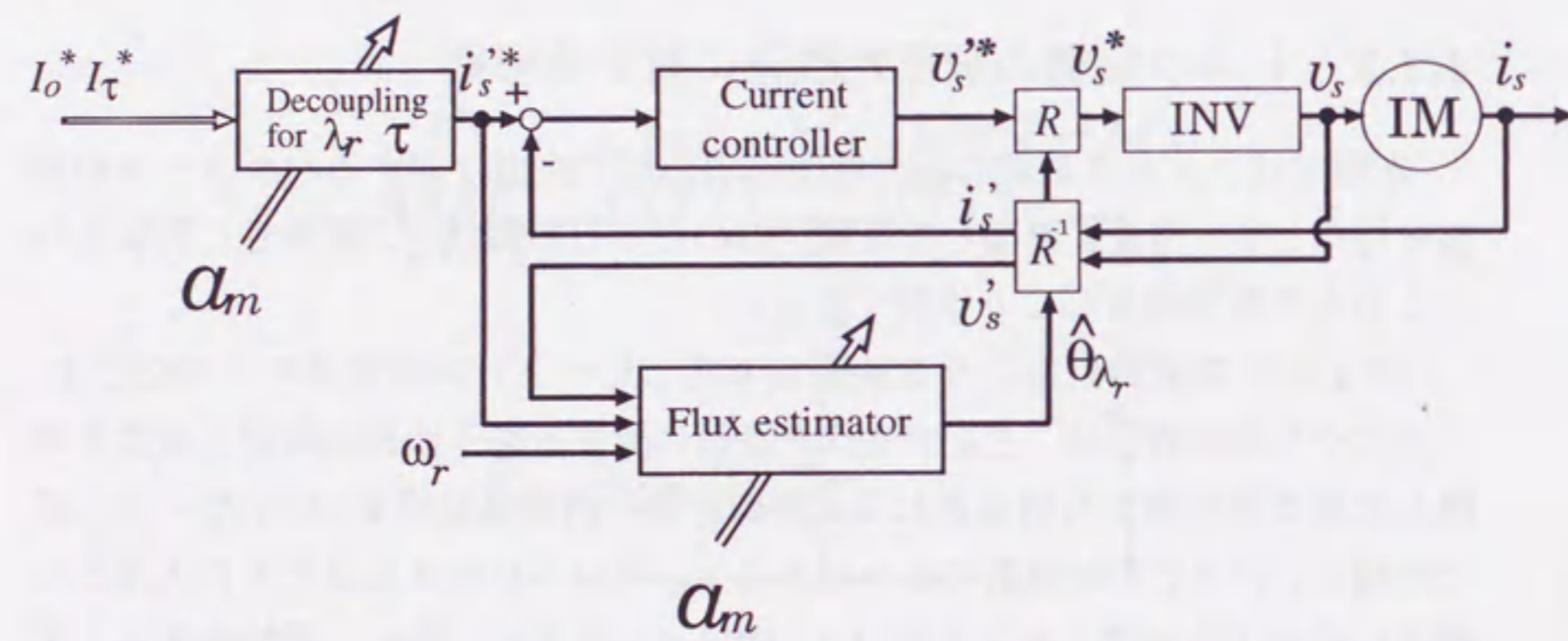


図 4.2: 鉄損を考慮したベクトル制御の一例

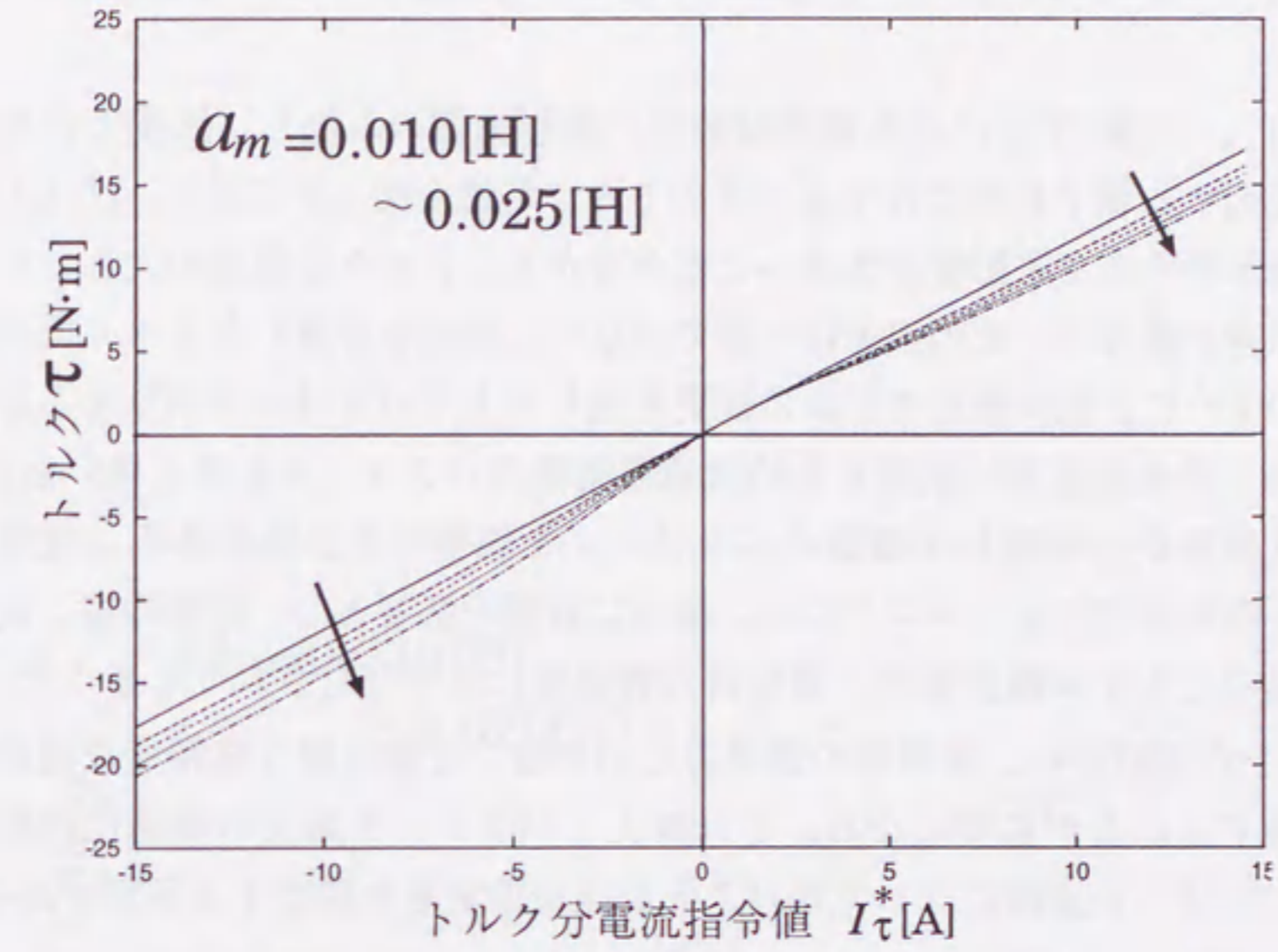


図 4.3: トルク制御特性(鉄損補償なし)

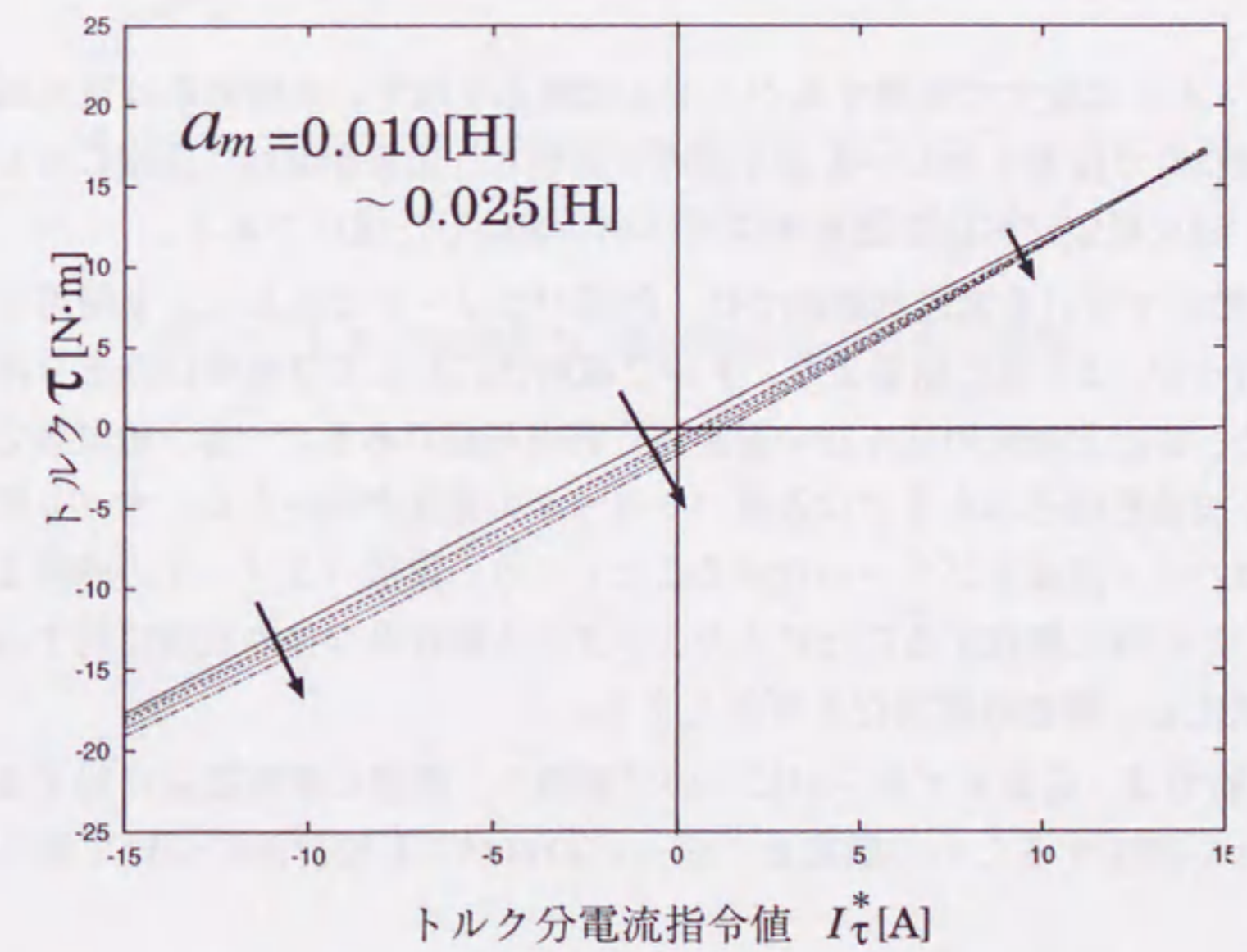


図 4.4: トルク制御特性(磁束推定部のみ鉄損補償)

善されているため、トルク特性曲線を見ながら調整するような複雑さ^[82]は生じない。

次に、文献 [79] による電流制御部の鉄損補償のみ施し、鉄損モデル化誤差に起因する軸ずれが存在するときのトルク特性を図 4.5 に示す。図 4.4 に比べ、線形性の点で悪影響が大きいことが分かる。トルク分電流の大きさにより制御誤差が異なり、その誤差は一様ではない。鉄損を考慮したすべり周波数制御則のように、磁束推定モデルに変更を施した上でパラメータ調整する必要があるが、磁束推定部は鉄損も含め誘導電動機のパラメータを多く用いるため、トルク特性から判断して複数のパラメータを調整する必要がある。複数パラメータの高精度チューニングには、多分に経験を必要とし、調整時間、最終的な製品のトルク制御性能が、調整員の習熟度により左右されてしまう^[83]。

以上の考察から、線形性の維持のためには、可能な限り高精度な磁束推定を実現することが必要となる。それゆえ、パラメータ調整の簡易化の観点から、パラメータ変動に対してロバストな磁束推定系を構築する必要がある。

4.3 磁束オブザーバを用いた鉄損にロバストなベクトル制御

図 4.6 に本論文で提案するベクトル制御系を示す。本制御系は電流制御部に文献 [39] で提案されている非干渉則を適用し、磁束推定部に鉄損に対してロバスト磁束推定が可能な磁束オブザーバを適用した構成である。

提案法で用いる電流制御部では、鉄損パラメータである a_m を使用して補償を行うが、4.2 節の結果より、トルク線形性に対しては感度はあまり高くないため、さほど精度の高い測定値も利用可能である。一方、磁束推定部はすべり周波数則そのままでは鉄損パラメータの感度が高いため、すべり周波数則をロバスト磁束オブザーバ化することにより、鉄損パラメータの感度を低減する。この様に構成することにより、ベクトル制御系全体の鉄損に対する感度を低減化し、調整の簡易化を可能とする。

本節では、磁束オブザーバについて議論し、鉄損の磁束推定に対する特性とこれを抑圧するための磁束オブザーバのロバスト設計法について明らかにする。

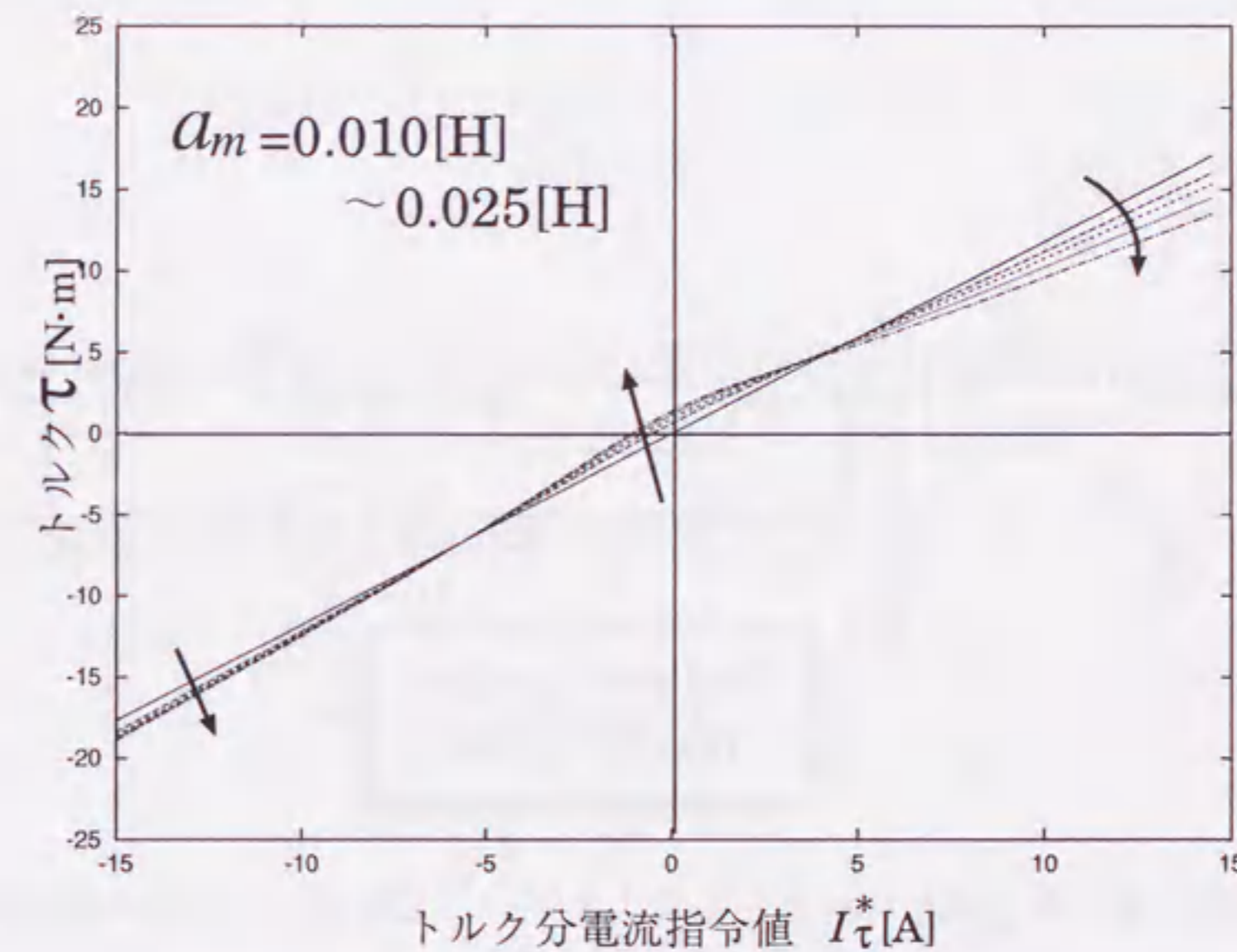


図 4.5: トルク制御特性(電流制御部のみ鉄損補償)

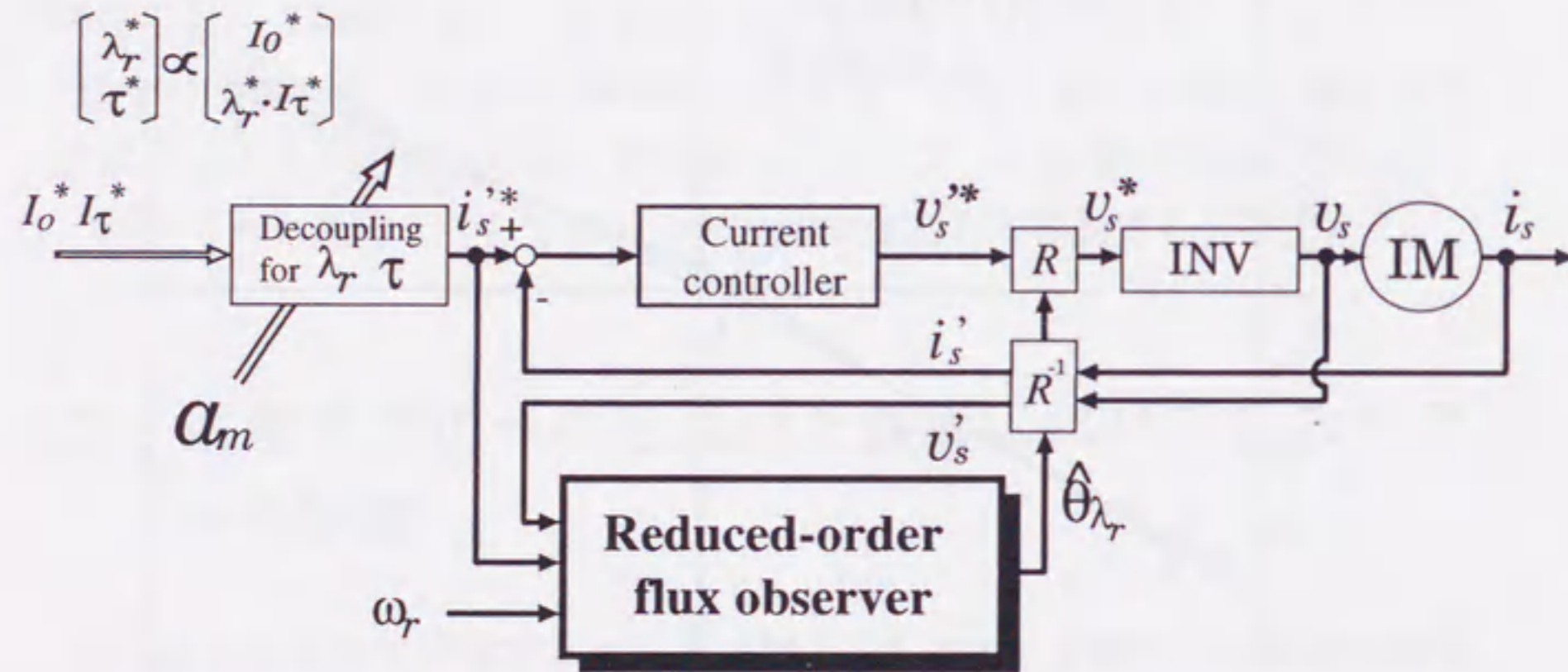


図 4.6: 非干渉化則とロバスト磁束オブザーバを用いたベクトル制御系

4.3.1 誘導電動機の状態方程式

固定子座標 ($\alpha - \beta$ 座標) 上において、一次電流 i_s 、二次磁束 λ_r を状態変数とする鉄損を考慮した誘導電動機の状態方程式を導出する。(4.2) 式を (4.1) 式に代入して i_r' を消去し、 $\alpha - \beta$ 座標へ座標変換を行うと次式となる。

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_s \\ \lambda_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} + \frac{1}{\epsilon} \cdot \frac{R_r a_m}{L_s^2} \mathbf{J} \\ A_{21} & A_{22} - \frac{R_r a_m}{L_s^2} \mathbf{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ \lambda_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_1 \\ \mathbf{o} \end{bmatrix} v_s \quad (4.7)$$

ここで、簡単化のため

$$x \cdot y \ll X \cdot Y, \quad (x, y \in \{a_m, l_r, l_s\}, X, Y \in \{L_r, L_s, M\})$$

なる近似を行った。

4.3.2 磁束オブザーバとしての最小次元オブザーバと誤差方程式

(4.7) 式に対し、二次磁束オブザーバとして以下の最小次元オブザーバを構成する。

$$\frac{d}{dt} \hat{\lambda}_r = A_{21} i_s^* + A_{22} \hat{\lambda}_r + Lz \quad (4.8)$$

$$\begin{aligned} z &= \frac{d}{dt} i_s - \frac{d}{dt} i_s^* \\ &= A_{11} i_s + A_{12} \hat{\lambda}_r + B_1 v_s - \frac{d}{dt} i_s^* \end{aligned} \quad (4.9)$$

とする。上式が示すように、本章で用いる最小次元オブザーバは以下の理由により a_m を式の中に含まない。

1. 周波数、磁束レベルに応じて変動する a_m を磁束オブザーバで使用するとき、演算量が大幅に増加する。
2. 次項で述べるように、適切な磁束オブザーバ設計を施せば、鉄損に対するロバスト磁束推定が可能である。

また、本章で用いる最小次元オブザーバは以下の理由により、一次電流に使用する変数に測定値 i_s ではなく指令値 i_s^* で代用する^[84]。

1. すべり周波数制御則の自然な拡張として、磁束オブザーバを構成するため^[85]。
2. 測定値微分回避のために行われる変数変換は オブザーバゲイン一定を仮定する。性能向上ために速度に応じて オブザーバゲインを変化させた場合、磁束推定に対し外乱を生じ、変数変換後の最小次元オブザーバが設計通りに機能しないため^[86]。
3. 制御システムの極は 磁束オブザーバの極(本オブザーバの場合、高々 50[rad/s])と電流制御系の極(本制御系で1700[rad/s])であり、電流制御系の収束性は磁束オブザーバのそれに比べて十分速いため。

(4.7)式、(4.8)式、(4.9)式より、磁束推定に関する誤差方程式は次式で得られる。

$$\frac{d}{dt}e_2 = (A_{22} + LA_{12})e_2 + (L - \epsilon I) \left(-\frac{R_r a_m}{\epsilon L_r^2} \right) J\lambda_r \quad (4.10)$$

4.3.3 鉄損に対する磁束オブザーバのロバスト設計

誘導電動機の二次磁束オブザーバとして用いられる最小次元オブザーバおよびスライディングオブザーバについてはパラメータ変動に対するロバスト設計法が既に提案されている^{[26][49]}。本項においてもこれらの設計法に基づき、鉄損に対するロバスト設計法を明らかにする。

(4.10)式から、鉄損を考慮することにより生じる外乱項である $-\frac{R_r a_m}{\epsilon L_r^2} J\lambda_r$ から二次磁束推定誤差 e_2 までの伝達関数 $T(s)$ は(4.11)式となる。

$$T(s) = (sI - A_{22} - LA_{12})^{-1} (L - \epsilon I) \quad (4.11)$$

この H_∞ ノルムを抑圧するようにオブザーバゲイン L を設計することで鉄損に対するロバスト磁束推定が可能となる。文献[26]によると、上式は二次抵抗変動時による外乱項から二次磁束推定誤差までの伝達関数と同一である。したがって、第2章にしたがい、磁束オブザーバの極を実軸に配置すれば、鉄損に対してロバストな磁束推定が可能となる。ここで、二次抵抗変動に対してロバストな磁束推定が同時に達成されることにも注意されたい。

さらに、一次抵抗の変動にもロバストな磁束推定を行う際にはオブザー

バの極 $-\alpha I + \beta J$ は次式のように配置する。

$$\alpha = \frac{-\epsilon c + \epsilon \sqrt{(c^2 + d^2)\{\gamma^2(c^2 + d^2/2) - 1\}}}{\gamma^2(c^2 + d^2) - 2} \quad (4.12)$$

$$\beta = \omega_r/2 \quad (4.13)$$

ただし

$$\gamma: T(s) \text{ の } H_\infty \text{ ノルムの上限 (設計パラメータ)}$$

である。

ここで、ロバスト磁束推定における鉄損と二次抵抗変動について図4.7の等価回路を用いて物理的意味を明確にしておく。鉄損抵抗 R_m を図4.7のように M に並列配置したときの鉄損抵抗 R_{m_e} は二次抵抗 R_r とほぼ等価なファクターとなる。したがって、ロバスト磁束推定においては二次抵抗変動と鉄損抵抗とを区別することなく、同一の極配置でその影響を抑圧することが可能になる。

4.4 実験

4.4.1 実験装置の構成

提案する鉄損を考慮したベクトル制御系の有効性を検証するため、実験を行った。その構成を図4.8に示す。

DSP (TMS320C31)により、磁束オブザーバ、ベクトル制御器を構成する。磁束オブザーバのフィードバックゲイン L とパラメータ a_m はテーブル化して計算量の軽減を図る。ベクトル制御器の制御周期と磁束オブザーバの演算周期は100[μs]である。

一次電流はホールCTで検出し、12ビットA/D変換器を通じて取り込む。一次電圧はLEM社製の電圧モジュールを通じて取り込んだ線間電圧を、アナログ回路にて構成された二次のローパスフィルタ(遮断周波数800[Hz])と3相-2相変換回路を通した後に12ビットA/D変換器で取り込む。また、パルスエンコーダ(8192[パルス/rev])により計測された誘導電動機IMの回転数は16ビットデジタルバスにより取り込む。

ベクトル制御器で得られる一次電圧指令値はインバータ制御ボードへ出力する。三角波比較方式によりPWMパターンを生成し、電圧形インバータで3

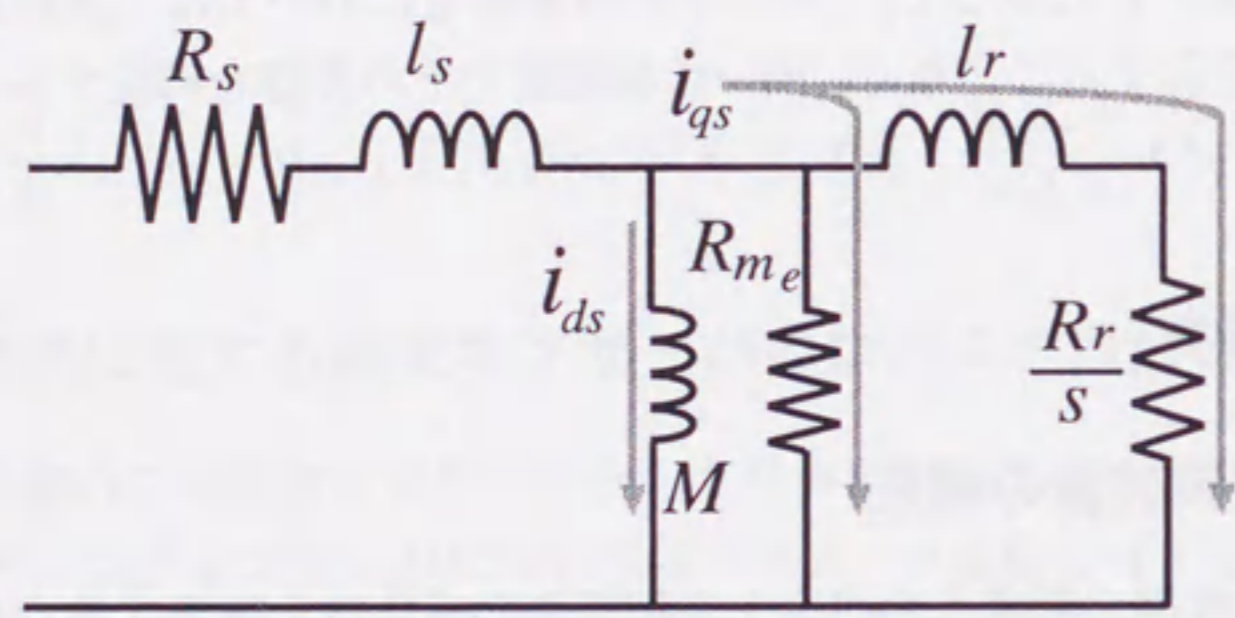


図 4.7: 並列鉄損抵抗をもつ等価回路

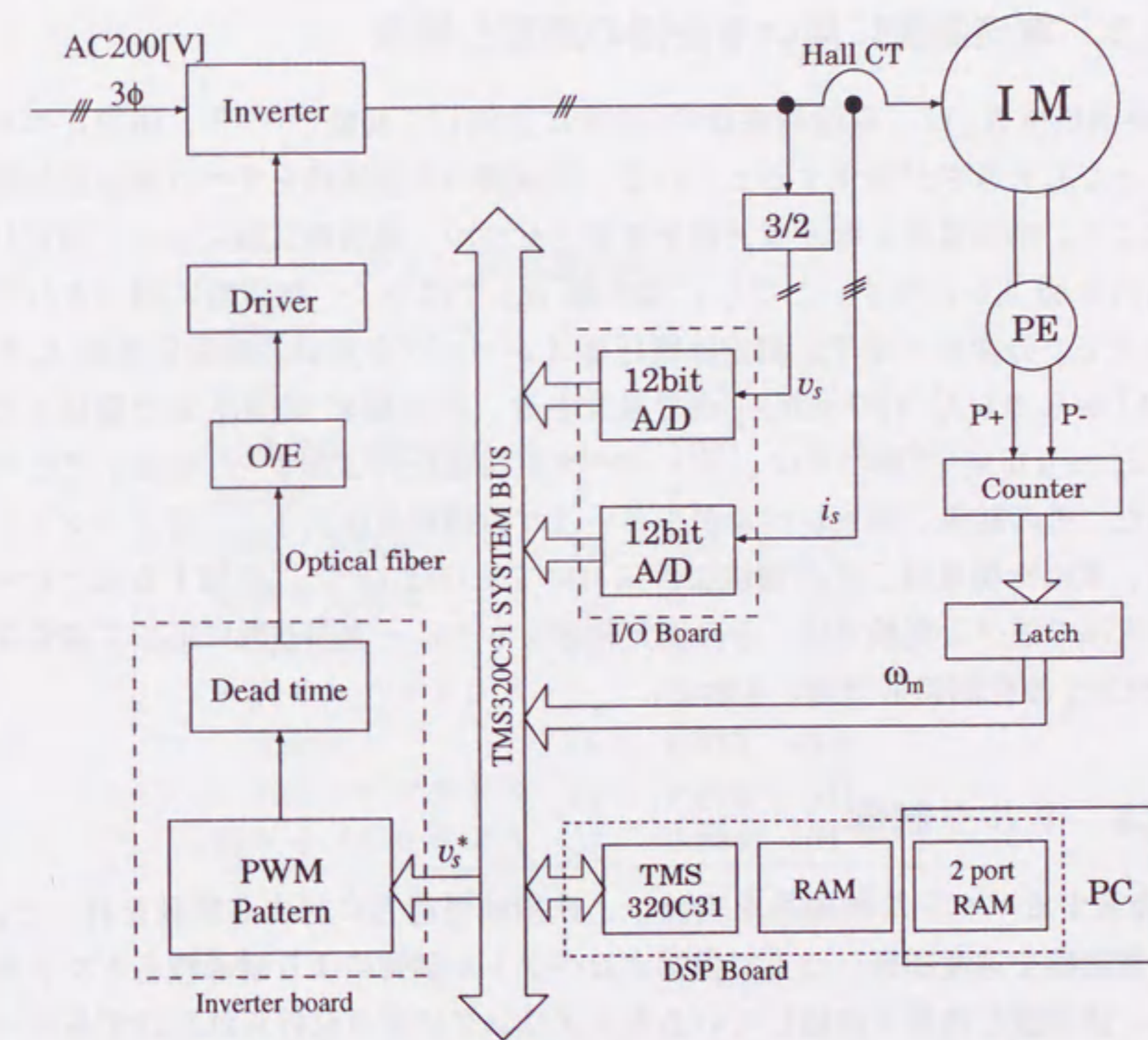


図 4.8: 実験装置

相誘導電動機(2.2[kW])を駆動する。なお、負荷として直流発電機を用い、サイリスタレオナード制御装置により速度制御を行う。

以後の実験において公称値とする誘導機の各パラメータを鉄損を除き表 4.1 に示す。これらは200[V]、60[Hz]の商用3相電源をスライダックで降圧した電圧により測定を行った。

4.4.2 電流制御に用いる鉄損の測定と特性

鉄損抵抗 R_m は、電源周波数の1.6乗に比例して変動し^{[39][79]}、磁束レベルによっても大きさが変化するとされる。供試機の鉄損特性をすべり周波数制御則により、励磁電流と電源周波数を変動させつつ、無負荷試験によって測定したものを図 4.9 に示す。ただし、抵抗値 R_m ではなく、補償時に用いるパラメータ a_m の変化で示す。測定は電圧形インバータを用い、励磁分電流 I_o を2.0[A] から0.5[A] ずつ4.0[A] まで変化させ、周波数を60[Hz] まで変化させた。 $I_o = 6.0$ [A] においては、インバータ直流電圧の上限から30[Hz] で打ち切った。その結果、磁束レベルが小さいほど鉄損抵抗は大きく、各プロットに対し、求めた関数は、どの電流条件においてもほぼ $\omega^{0.64}$ に比例する形となった。次項で述べる実験では、この測定結果をもとに一次周波数に応じて適切な a_m が非干渉化制御則で用いられる。

4.4.3 トルク制御

提案するベクトル制御系を実装し、鉄損補償能力に対する検証を行った。負荷電動機を速度制御した上で提案するベクトル制御により誘導機をトルク制御し、誘導機と負荷を連結しているカップリングに取り付けられたひずみゲージ形トルクメータから出力トルクを検出した。ただし、電氣的出力トルクでの評価を行うため、フリーラン状態の誘導電動機の機械損(粘性摩擦トルク等)を前もって検出しておき、データを補正した。

また、提案する制御系の実装にあたっては、 $I_o = 6.0$ [A]、 $I_r = 4.0$ [A] での運転時、両抵抗50%変動した場合に軸ずれを約5[deg]以内に抑えるよう磁束オブザーバのフィードバックゲイン L を決定した^[52]。具体的には、(4.12)式の γ を、1200 [elec.rpm] のとき $\gamma = 0.00015$ 、200 [elec.rpm] のときは $\gamma = 0.00065$ とおいた。そして電流制御系では、前項で述べた測定から得た a_m を用い鉄損

表 4.1: 誘導機の各パラメータ

定格出力	P_n	2.2	[kW]
定格トルク	T_n	12.2	[N.m]
定格速度(機械角)	ω_{mn}	1720	[mech.rpm]
極対数	P	2	
定格一次電圧	V_{sn}	200	[V]
定格一次電流	I_{sn}	8.2	[A]
一次抵抗	R_s	0.477	[Ω]
一次インダクタンス	L_s	0.0955	[H]
二次抵抗	R_r	0.893	[Ω]
二次インダクタンス	L_r	0.1040	[H]
相互インダクタンス	M	0.0947	[H]

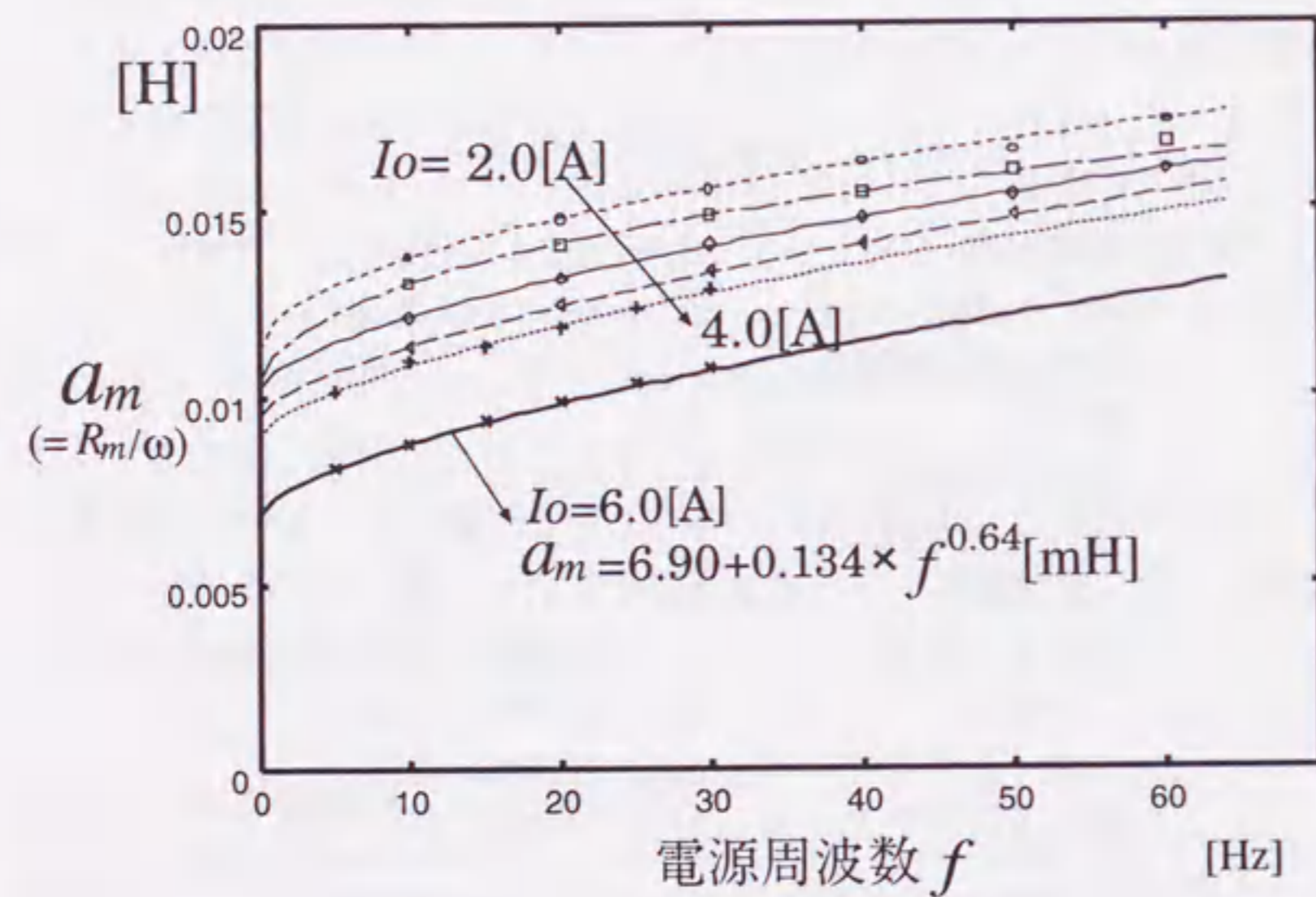


図 4.9: 供試電動機の固定子鉄損特性

補償を行う。この制御系と、鉄損補償を施さない間接形ベクトル制御系とを比較した。なお、誘導機によっては高負荷時に一次磁束の飽和が懸念されるが、供試機ではその影響は小さいため、特に考慮していない。

1. 提案する制御系の鉄損抑圧能力

2つのベクトル制御系の磁束分電流 $I_o = 6.0[\text{A}]$ でのトルク特性を図 4.10 に示す。回転速度 ω_r に関しては、1200[elec.rpm]、200[elec.rpm] の2種類の条件で比較した。

まず、鉄損を補償していない従来の間接形のトルク制御結果を見てみる。鉄損の影響により、力行、回生共に出力トルクが負の方向に歪む傾向が分かる。これに対し、提案する制御系では、鉄損による制御誤差を力行、回生共に補償し、線形性を改善していることが確認できる。さらにトルク制御の線形性を定量的評価を行った。トルク分電流指令値 I_r^* とトルク τ との相関係数を表 4.2 に示す。この表においても、全ての条件において線形性を改善していることが確認できる。

通常の鉄損補償の場合一般に、4.4.2 項で行ったような鉄損測定による鉄損値を用いただけでは、十分な線形性を実現することはできず、出力トルク特性を見ながら鉄損のテーブルデータを調整してゆく必要がある。提案手法では、4.4.2 項で示した簡易な測定から得られる精度のデータを電流制御部に用いるだけで出力トルクの線形性改善が可能であることがわかる。

また、200[elec.rpm] の場合 ロバスト設計の条件を緩めているにもかかわらず、1200[elec.rpm] の場合と同様のトルク制御特性を維持していることが分かる。これは、低周波数になるほど a_m が小さくなり、鉄損のモデル化誤差に起因する外乱ベクトルが小さくなることによる。

2. 二次抵抗変動に対するロバスト性

次に、提案する制御系が有する二次抵抗変動に対するロバスト性の検証を行なった結果を図 4.11 に示す。 $\Delta R_r = +10\%$ 、 $\pm 0\%$ 、 -10% のときのトルク特性を測定した。他の実験条件や、比較対象の間接形ベクトル制御系の構成については、先の実験と全く同様である。

抵抗変動補償を施していない間接形ベクトル制御系の場合、二次抵抗値が変動するにつれ、トルク制御精度が悪化し、線形性が低下する。特に、トルク分電流 I_r が 6.0[A] を越えるあたりから徐々に直線からの外れ方が大きくな

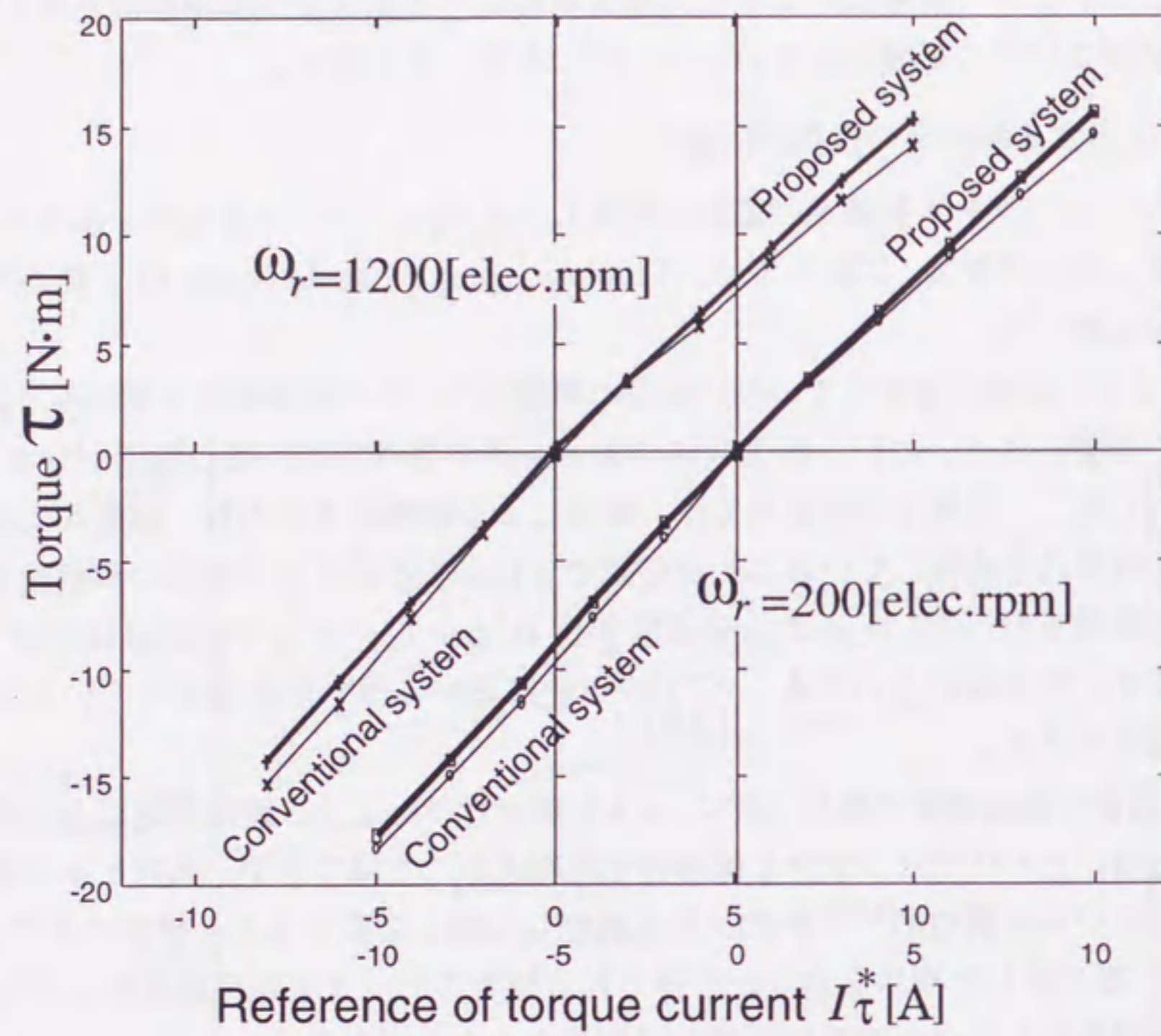


図 4.10: トルク制御結果 (パラメータ変動なし)

表 4.2: トルク制御結果の相関係数

制御法	ω_r [elec.rpm]	力行領域	回生領域	全領域
間接形	200	0.99977	0.99958	0.99800
提案法	200	0.99984	0.99981	0.99927
間接形	1200	0.99968	0.99993	0.99600
提案法	1200	0.99992	0.99998	0.99912

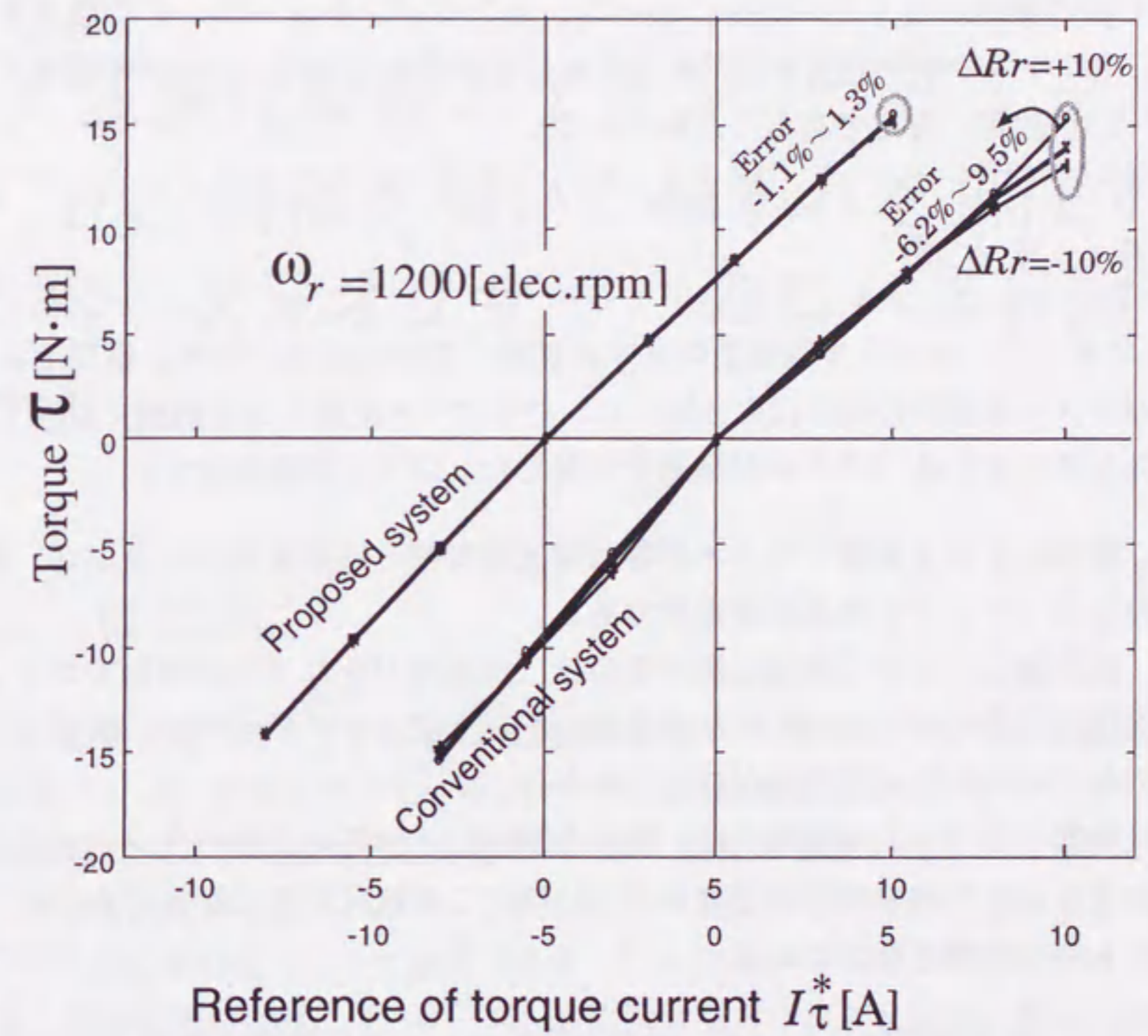


図 4.11: トルク制御結果 (二次抵抗 ± 10% 変動)

り、トルク分電流 $I_r = 10.0$ [A] の部分では、 $\Delta R_r = 0\%$ の時を基準にすれば、 $-6.2\% \sim 9.5\%$ の変動を起こしている。

それに対し、提案する制御系は、磁束オブザーバのロバスト設計により鉄損の補償をし、二次抵抗変動の影響も抑圧しており、二次抵抗の変動がない時を基準にとれば、制御誤差が1%台の変動に収まっていることが確認できる。

図4.11の結果が示すように、若干の抵抗値の設定誤差が存在する場合や、適応則の精度が良くない場合において、オンラインチューニングの限界をカバーしてトルク制御精度を維持するための補償器としては、ロバスト磁束オブザーバが非常に有用であることが分かる。

4.5 まとめ

本章では、ベクトル制御系のトルク制御の線形性改善のため、鉄損を含めたパラメータ調整の簡易化を目的とし、パラメータ変動である鉄損に対してロバスト性を有するベクトル制御系を提案した。以下に結論を示す。

1. 鉄損のトルク制御に与える影響は電流制御部と磁束推定部に及ぶが、線形性を損うブロックは磁束推定部である。
2. 磁束推定において鉄損抵抗の影響は二次抵抗のそれとほぼ等価であり、二次抵抗変動に対しロバストな磁束推定を行う磁束オブザーバは、鉄損に対してもロバストな磁束推定が可能である。
3. 提案するベクトル制御系は、簡易な測定により得られたパラメータを使用してもトルクの線形性が改善され、同時に二次抵抗変動に対してもロバストなトルク制御が可能である。

なお、鉄損補償後において、力行と回生でトルク分電流に対する傾きが若干異なる等、必ずしも指令値どおりの制御とはなっていない。さらに電流制御部での鉄損に関する非干渉化制御則はフィードフォワードコントローラであり、用いるパラメータが実機と異なれば制御精度は低下する。これらは今後の課題としたい。

第5章

γ - 正実化問題とゲインスケジュールド H_∞ 制御を用いた軸ずれを抑圧する同次元オブザーバのロバスト設計法

5.1 はじめに

第2章で述べたように、誘導電動機のベクトル制御は少なくとも四つの電气的パラメータを必要とし、そのパラメータ感度も高い。そして、その対策法のほとんどが間接形適応制御やロバスト制御の成果を利用したものである。両者を比較すると、パラメータ同定を行う間接形適応制御に立脚する手法^{[22][24][60]}が定常特性において優位である。しかしながら、過渡特性を含め、より高い制御性能の実現には、ロバスト適応制御などロバスト制御と適応制御の両者に配慮した枠組みでベクトル制御を再検討する必要がある。

ロバスト制御からのアプローチとしては磁束オブザーバを用いたベクトル制御系が提案されている^{[26][30][33]}。これらによると、最小次元およびスライディングオブザーバのロバスト設計法は提案されている。最もよく認知されており、直感的理解が容易な同次元オブザーバについては誤差収束の観点から設計する手法^{[33][66]}が提案されているものの、解析的アプローチが困難であることから、明確な設計指針をもつロバスト設計法は提案されていない。

一方、適応制御によるアプローチである適応同次元オブザーバにおいて、

オブザーバゲインはロバスト適応制御における固定補償要素に相当する^{[71][87]}。したがって、第3章で示したように、オブザーバゲインを適切に設計すれば過渡時の制御性能が改善可能である。また、適応同次元オブザーバの回生領域における安定性の観点から、磁束位相推定誤差がなければ大域的安定となるリアプノフ関数の存在が示されている^[61]。すなわち、回転子速度推定誤差を含むパラメータ変動に対してロバストな磁束推定が可能ならば、センサレスベクトル制御の運転領域拡大が可能といえる。以上の点から、同次元オブザーバのロバスト設計法の確立が望まれる。

ベクトル制御が真に必要とする二次磁束情報は座標変換で用いられる磁束の位相であり、パラメータ変動時に生じる位相推定誤差(以下、軸ずれと表記する)を抑圧することがロバストベクトル制御の本質であると考えられる。また、誘導電動機の特徴づけるパラメータとしてすべり角周波数 ω_s があり、より高いロバスト磁束推定を可能とするには ω_s を考慮したオブザーバ設計が必要といえる。

そこで本章では、 γ -正実の概念^{[88][89]}を用い、同次元オブザーバのロバスト設計を伝達関数の位相曲線整形問題と捉える。この位相曲線整形問題を双一次変換により H_∞ 制御問題に帰着させ、更に幅広い運転領域で性能を維持するためにすべり周波数 ω_s に対するゲインスケジュールド H_∞ 制御^{[90][91][92]}を採用する。そして、最終的に得られる H_∞ 制御問題を線形行列不等式 (Linear Matrix Inequality、以下 LMI) 表現を用いた数値最適化手法^{[93][94]}により設計する手法を提案する。

以下、5.2節では、軸ずれを抑圧可能とするロバスト設計法を提案する^[95]。5.3節では、提案する設計法が全速度域で軸ずれを抑圧可能なことを示し、既存の極配置法に比べて優れたロバスト性を有することを示す。さらに、達成可能なロバスト性能とオブザーバの極配置制約条件との関係についても述べる。5.4節では、実機実験を行い、提案する設計法の有効性を示す。5.5節はまとめである。

5.2 軸ずれを抑圧する同次元オブザーバのロバスト設計法

5.2.1 誘導電動機と同次元オブザーバの状態方程式

誘導電動機は状態変数 \mathbf{x} を一次電流 i_s 、二次磁束 λ_r にとると、固定子座標 ($\alpha-\beta$ 座標) 上の以下の状態方程式で表される。ただし、一次、二次抵抗の変動を考慮し、 \mathbf{A} 行列を公称値 $\hat{\mathbf{A}}$ とその変動分 $\Delta\mathbf{A}$ とに分離して表現してある。

$$\frac{d}{dt}\mathbf{x} = \hat{\mathbf{A}}\mathbf{x} + \mathbf{B}v_s - \Delta\mathbf{A}\mathbf{x} \quad (5.1)$$

$$i_s = [\mathbf{I} \ \mathbf{o}_{2 \times 2}]\mathbf{x} = \mathbf{C}_1\mathbf{x} \quad (5.2)$$

$$\lambda_r = [\mathbf{o}_{2 \times 2} \ \mathbf{I}]\mathbf{x} = \mathbf{C}_2\mathbf{x} \quad (5.3)$$

ここで、

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -(R_s + R_r M^2/L_r^2)/(\sigma L_s)\mathbf{I} & (R_r/\epsilon L_r)\mathbf{I} - (\omega_r/\epsilon)\mathbf{J} \\ (MR_r/L_r)\mathbf{I} & -(R_r/L_r)\mathbf{I} + \omega_r\mathbf{J} \end{bmatrix} \quad (5.4)$$

$$\mathbf{B} = [(1/\sigma L_s)\mathbf{I} \ \mathbf{o}_{2 \times 2}]^T \quad (5.5)$$

である。 ω_r 、 R 、 L 、 M 等は慣例に従っており、 \mathbf{I} 、 \mathbf{J} は 2×2 の単位行列、交代行列、 $\mathbf{o}_{n \times m}$ は $n \times m$ の零行列、また

$$\sigma = 1 - M^2/(L_s L_r) \quad , \quad \epsilon = \sigma L_s L_r / M$$

である。これに対し、同次元オブザーバを図5.1のように構成する。この同次元オブザーバの状態方程式は次式のように示される。ここで、 \mathbf{L} はオブザーバゲインである。

$$\frac{d}{dt}\hat{\mathbf{x}} = \hat{\mathbf{A}}\hat{\mathbf{x}} + \mathbf{B}v_s + \mathbf{L}\mathbf{C}_1(\hat{\mathbf{x}} - \mathbf{x}) \quad (5.6)$$

$$\hat{i}_s = \mathbf{C}_1\hat{\mathbf{x}} \quad (5.7)$$

$$\hat{\lambda}_r = \mathbf{C}_2\hat{\mathbf{x}} \quad (5.8)$$

5.2.2 伝達関数の導出

(5.1)式、(5.6)式、(5.8)式より、ラプラス演算子 s を用いて、

$$\begin{aligned} \hat{\lambda}_r &= \mathbf{C}_2(s\mathbf{I} - \hat{\mathbf{A}} - \mathbf{L}\mathbf{C}_1)^{-1}(\mathbf{B}v_s - \mathbf{L}\mathbf{C}_1\mathbf{x}) \\ &= \lambda_r + \mathbf{C}_2(s\mathbf{I} - \hat{\mathbf{A}} - \mathbf{L}\mathbf{C}_1)^{-1}\Delta\mathbf{A}\mathbf{x} \end{aligned} \quad (5.9)$$

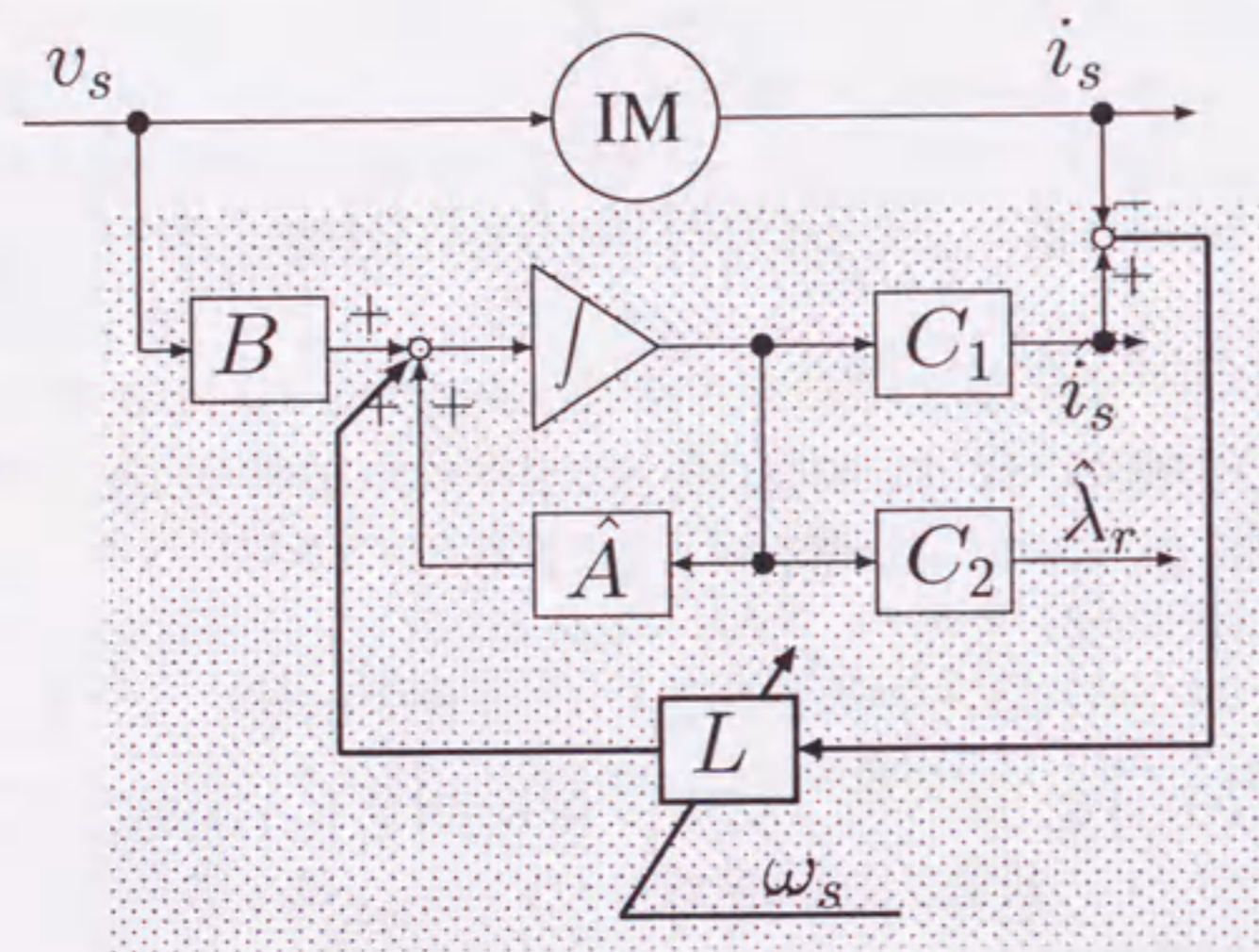


図 5.1: 同次元オブザーバの構成

が得られる。(5.1)式第3行、4行から i_s と λ_r は誘導電動機の定常状態において次の関係がある。

$$i_s = \frac{1}{M} (I + \omega_s \frac{L_r}{R_r} J) \lambda_r \quad (5.10)$$

ここで ω_s はすべり角周波数である。(5.10)式を(5.9)式へ代入すると

$$\begin{aligned} \hat{\lambda}_r &= \{I + C_2(sI - \hat{A} - LC_1)^{-1} \Delta(\omega_s)\} \lambda_r \\ &= G(s) \lambda_r \end{aligned} \quad (5.11)$$

が得られる。ただし

$$\Delta(\omega_s) = \Delta A \begin{bmatrix} (I + \omega_s \frac{L_r}{R_r} J) / M \\ I \end{bmatrix} \quad (5.12)$$

である。この $G(s)$ は二次磁束真値 λ_r から二次磁束推定値 $\hat{\lambda}_r$ までの伝達関数である。ベクトル制御にとってのロバスト設計、すなわち、パラメータ変動時に生じる軸ずれを抑圧するとは、伝達関数 $G(s)$ の位相遅れ(進み)が生じにくいようにオブザーバゲイン L を設計することである。そこで本節では、同次元オブザーバのロバスト設計問題を $G(s)$ の位相曲線整形問題と捉える。

5.2.3 γ -正実化による位相曲線整形問題と H_∞ 制御問題

伝達関数の位相曲線整形が可能な設計法として文献[88]が提案されている。この文献では、 γ -正実という概念を用いることにより、利得曲線整形問題を扱う H_∞ 制御問題として伝達関数の位相曲線整形問題を解く方法が提案されている。そこで本章では、同次元オブザーバのロバスト設計に γ -正実の概念を導入する。なお、本章ではオブザーバの設計に必要な事項のみを述べるにとどめる。詳細は文献[88][89]を参照されたい。

γ -正実とは強正実の部分集合である。一般に、伝達関数行列 $G(s)$ が γ -正実であるとは、ある γ ($0 < \gamma < 1$) に対し、

$$\begin{aligned} (\gamma^2 - 1)\overline{G}(s)G(s) + (\gamma^2 + 1)(\overline{G}(s) + G(s)) + (\gamma^2 - 1)I &\geq 0 \\ \forall s \in Re(s) \geq 0 \end{aligned} \quad (5.13)$$

が成り立つことである。ただし、 $\overline{G}(s)$ は $G(s)$ の共役複素転置である。 $G(s)$ が単入出力システムの場合、(5.13)式から $G(s)$ のナイキスト線図が図 5.2 に示す中心 $(\frac{1+\gamma^2}{1-\gamma^2}, 0)$ 、半径 $\frac{2\gamma}{1-\gamma^2}$ の円内に存在することを意味する。

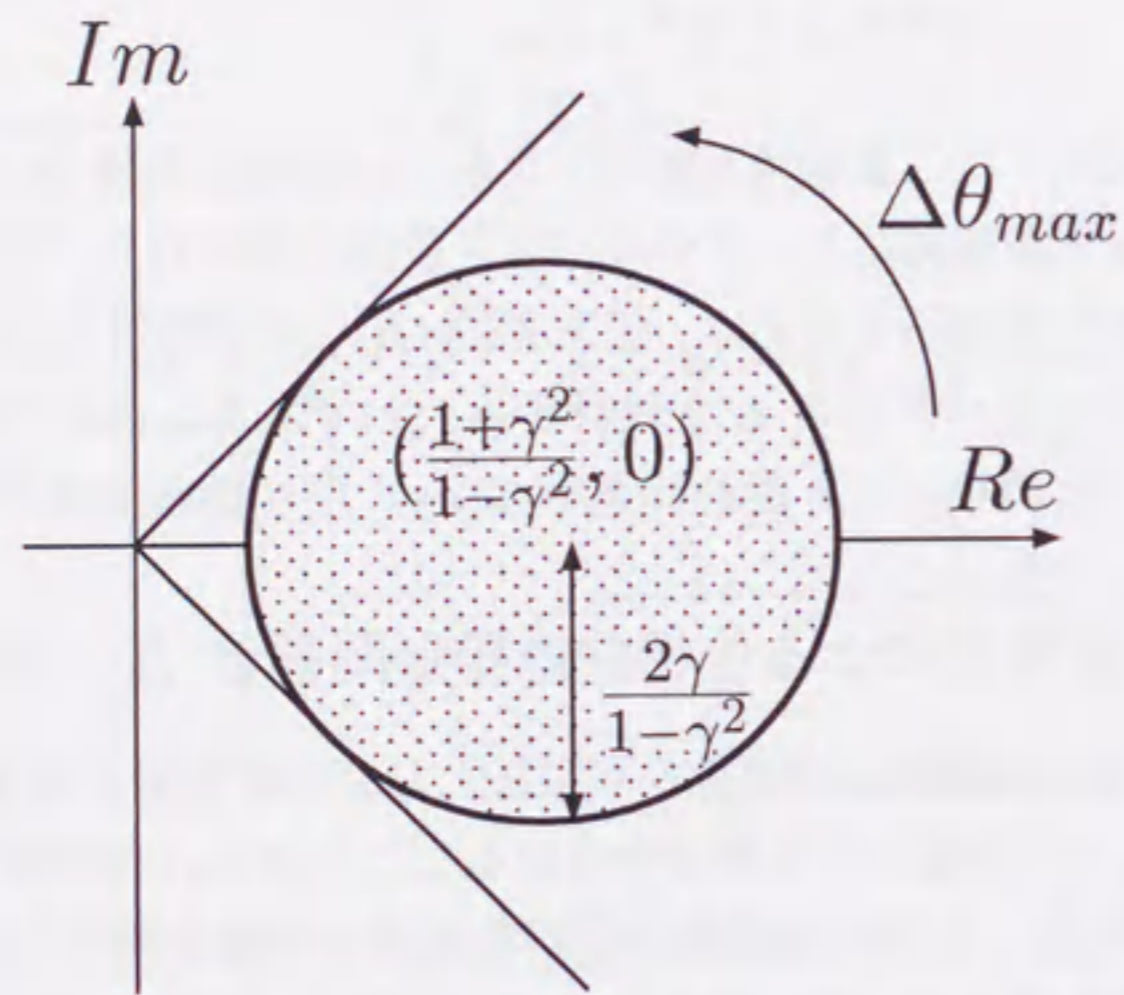


図 5.2: γ -正実

さて、(5.13) 式を満たす伝達関数 $G(s)$ を求めることを γ -正実化問題という。このとき、最大位相は

$$|\Delta\theta_{max}| = \tan^{-1} \frac{2\gamma}{1-\gamma^2} \quad (5.14)$$

で抑えられる。したがって、(5.11) 式の $G(s)$ に対して γ -正実化問題を適用することにより、軸ずれ角を (5.14) 式以下に抑圧することが可能となる。

さて、先に示した γ -正実化問題を直接解くことは容易ではない。しかし、文献[88]によれば、 $G(s)$ の γ -正実化問題は次式の双一次変換

$$H(s) = (G(s) - I)(G(s) + I)^{-1} \quad (5.15)$$

により、 $H(s)$ のゲインを γ 以下に抑圧する H_∞ 制御問題へ変換される。これに従い、(5.11) 式の $G(s)$ を (5.15) 式に代入すると図 5.3 のフィードバック系が得られ、その伝達関数は

$$H(s) = \frac{C_2}{\sqrt{2}} \left(sI - \hat{A} - LC_1 + \frac{\Delta(\omega_s)C_2}{2} \right)^{-1} \frac{\Delta(\omega_s)}{\sqrt{2}} \quad (5.16)$$

となる。ゆえに、(5.16) 式に対して H_∞ 制御問題を適用することにより、 $G(s)$ の位相遅れ(進み)、すなわち軸ずれ角を抑圧する同一次元オブザーバの設計が可能となる。

ただし、 $H(s)$ はパラメータ変動 ΔA による不確かさ $\Delta(\omega_s)$ をもつため、このままでは設計が困難である。そこで、同一の運転条件においては、パラメータ変動が大きいほど軸ずれも大きいことを利用し、パラメータ変動幅の上界が既知である仮定のもと、(5.12) 式で定義される不確かさ $\Delta(\omega_s)$ を $\Delta_{max}(\omega_s)$ におきかえる。すなわち、 $H(s)$ に替えて $H_{max}(s)$ を定義し、その H_∞ 制御問題を考える。なお、(5.12) 式で必要な二次抵抗真値 R_r はその公称値 \hat{R}_r でおきかえる。

$$H_{max}(s) = \frac{C_2}{\sqrt{2}} (sI - \Gamma(\omega_s) - LC_1)^{-1} \frac{\Delta_{max}(\omega_s)}{\sqrt{2}} \quad (5.17)$$

ただし、

$$\Gamma(\omega_s) = \hat{A} - \frac{\Delta_{max}(\omega_s)C_2}{2} \quad (5.18)$$

である。

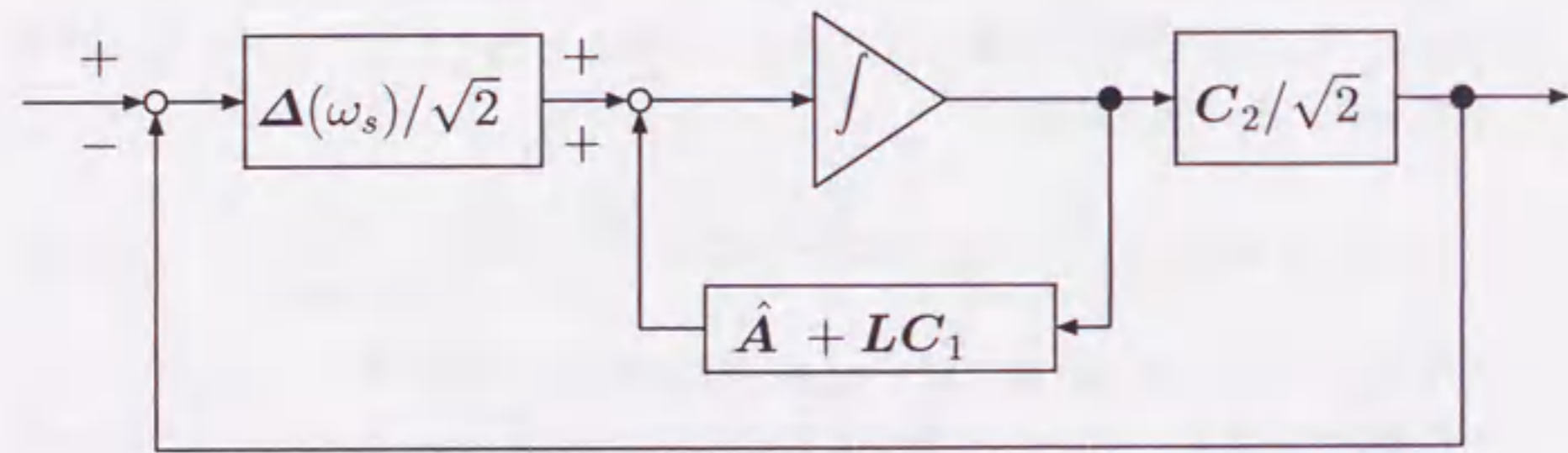


図 5.3: 設計対象の伝達関数 $H(s)$ の状態空間表現

5.2.4 ゲインスケジュールド H_∞ 制御を用いたオブザーバゲインの設計

前項で提案した設計法により、軸ずれ角を抑圧する同次元オブザーバのフィードバックゲインの設計問題は、(5.17)式の H_∞ 制御問題を解くことに帰結された。 H_∞ 制御問題によるロバスト制御^{[96][97]}は、既に幅広い分野で実用に供されている確立された技術であるが、パラメータ変動の大きさを適切に見積もることが極めて重要である。パラメータ変動を過大に見積もった場合、パラメータ感度を十分に抑圧する制御器を求めることが困難となる。

$\Delta_{max}(\omega_s)$ 中に用いられるすべり周波数 ω_s は、運転条件により大きく変化するパラメータであり、 H_∞ 制御問題を解く際に、他の電動機パラメータと同様に変動幅の上界を用いての設計では、上記の通り、高いロバスト性を実現するフィードバックゲインは得られない。

速度センサを用いてベクトル制御を行う場合、すべり周波数 ω_s は、抵抗、インダクタンスなどの他の電動機パラメータと異なり、通常のベクトル制御系内において、観測が可能なパラメータである。このように観測可能なパラメータの場合、その変動幅の上界を用いて設計するのではなく、ゲインスケジューリング制御の様に、 H_∞ 制御器を切りかえるためのパラメータとして積極的に利用すると、幅広い運転条件で H_∞ 性能を維持することができる^[98]。これがゲインスケジュールド H_∞ 制御である。

以下では (5.17) 式の H_∞ 制御問題を解く際に、ゲインスケジュールド H_∞ 制御を導入し、誘導電動機の幅広い運転条件で軸ずれ角を抑圧する同次元オブザーバのフィードバックゲインの設計法を提案する。

$H_{max}(s)$ は運転条件で変化するパラメータ ω_s をもつ伝達関数行列であり、LPV (Linear Parameter-Varying) システムとして取り扱う。さて、 $H_{max}(s)$ の入力を u 、出力を v と定義し、この 2 次 H_∞ 性能をある正数 γ 以下に抑える (5.19) 式の設計問題を考える。この設計問題は LTI (Linear Time-Invariant) システムに対する H_∞ 制御問題の LPV システムへの拡張として解釈できる。

$$\sup \frac{\|v\|_2}{\|u\|_2} \leq \gamma \quad \forall \omega_s \in \Omega_s \quad (5.19)$$

ここで、 Ω_s は ω_s が取り得るパラメータ空間であり、その最小値と最大値で構成される線分として次式で表現でき、これは明らかに凸空間である。

$$\Omega_s = \{\omega_s : \omega_{s1} \leq \omega_s \leq \omega_{s2}\} \quad (5.20)$$

さらに、 C_1, C_2 が定数行列であることから、 $H_{max}(s)$ は ω_s に関する線形時不変のアフィン結合で表現される。このクラスに属する LPV システムに対する有効な制御法としてゲインスケジュールド H_∞ 制御^[99] が知られている。原問題はパラメータ ω_s を含み、 ω_s が取り得るすべての値について設計問題を解く必要があるが、パラメータ空間 Ω_s の凸性と2次 H_∞ 性能の概念を利用すれば、パラメータ空間 Ω_s の頂点でのみ設計問題を解けばよい。以下、この設計問題の解法について述べる。

有界実補題より、パラメータ空間 Ω_s の頂点において伝達関数行列 $H_{max}(s)$ の H_∞ ノルムをある正数 γ 未満にするための条件は、ある正定対称行列 $X = X^T > 0$ と K_1, K_2 とが存在し、 Ω_s の頂点を示す整数 $i = 1, 2$ に対し、

$$\begin{bmatrix} X\Gamma(\omega_{si}) + K_i C_1 + \Gamma(\omega_{si})^T X + C_1^T K_i^T & X\Delta_{max}(\omega_{si})/\sqrt{2} & C_2^T/\sqrt{2} \\ \Delta_{max}(\omega_{si})^T X/\sqrt{2} & -\gamma & 0 \\ C_2/\sqrt{2} & 0 & -\gamma \end{bmatrix} < 0 \quad (5.21)$$

なる LMI を満足することである^[93]。

次に実装を考慮して極配置条件を設ける。オブザーバの極が半径 r の円内に存在するための条件は、

$$\begin{bmatrix} -rX & X\hat{A} + K_i C_1 \\ C_1^T K_i^T + \hat{A}^T X & -rX \end{bmatrix} < 0 \quad (5.22)$$

なる LMI を満足することである^[100]。さらに、オブザーバが虚軸上に極をもつことを避ける。オブザーバの極が $-h(h > 0)$ より左に存在するための条件は

$$X\hat{A} + K_i C_1 + \hat{A}^T X + C_1^T K_i^T + 2hX < 0 \quad (5.23)$$

と LMI により表現できる^[100]。(5.22)式、(5.23)式の極配置制約条件は図 5.4 に示すことができる。

以上、6つの連立 LMI 制約条件のもと、 γ を数値最適化することにより、 X, K_1, K_2 を設計する。具体的には、MATLAB 等の制御系 CAD を用いて数値解を求める。その結果、任意の $\omega_s \in \Omega_s$ に対するオブザーバゲイン $L(\omega_s)$ はスケジューリングパラメータの頂点におけるオブザーバゲインの凸補間で与えられ、

$$\begin{aligned} L(\omega_s) &= X^{-1} \left(\frac{\omega_{s2} - \omega_s}{\omega_{s2} - \omega_{s1}} K_1 + \frac{\omega_s - \omega_{s1}}{\omega_{s2} - \omega_{s1}} K_2 \right) \\ &= \alpha(\omega_s) L_1 + (1 - \alpha(\omega_s)) L_2 \end{aligned} \quad (5.24)$$

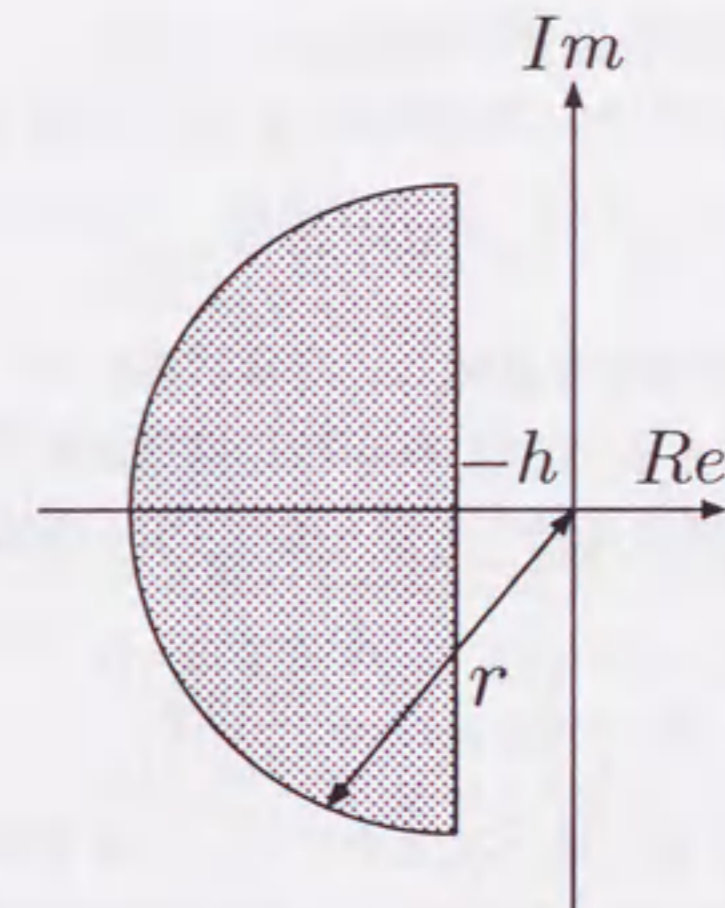


図 5.4: 極配置制約

と求められる^[99]。ここで、

$$\alpha(\omega_s) = \frac{\omega_{s2} - \omega_s}{\omega_{s2} - \omega_{s1}} \quad (5.25)$$

$$\mathbf{L}_1 = \mathbf{X}^{-1} \mathbf{K}_1 \quad (5.26)$$

$$\mathbf{L}_2 = \mathbf{X}^{-1} \mathbf{K}_2 \quad (5.27)$$

と定義した。

(5.21)式はパラメータ空間 Ω_s の頂点で共通のリアプノフ解 \mathbf{X} を用いているため、パラメータ空間が広いほどパラメータ感度を抑えることが困難となる。そこで、誘導電動機の特徴を生かし、パラメータ空間をうまく選択することによってロバスト性能の向上を図る。

まず、次式のようにパラメータ空間 Ω_s を力行領域に選択する。

$$\Omega_s = \{\omega_s : 0 \leq \omega_s \leq \omega_{s2}\} \quad (5.28)$$

ここで、 $\omega_s = 0$ は無負荷状態を意味し、定常状態において二次抵抗変動の影響を受けないことに注意すると、 $\omega_s = 0$ 時には電流モデルによって磁束推定を行うことにより、一次抵抗変動の影響も受けずに磁束推定が可能であることがわかる。そこで、

$$\mathbf{L}_1 = \begin{bmatrix} \mathbf{o}_{2 \times 2} & -\frac{M \hat{R}_r}{L_r} \mathbf{I} \end{bmatrix}^T \quad (5.29)$$

と選択すると、(5.6)式より、同次元オブザーバは電流モデルによる磁束推定器となる。したがって、(5.21)式の $i=1$ は任意の正数 γ に対して常に成り立ち、この有界実補題による制約条件は消滅する。同時に、(5.22)式、(5.23)式の $i=1$ の極配置制約条件も消滅する。ゆえに、 Ω_s の一方の頂点 ω_{s2} でのみ設計問題を考えれば良く、ゲインスケジュールド H_∞ 制御による設計の保守性が低減化される。すなわち、 $i=2$ において(5.22)式、(5.23)式の極配置制約条件とともに(5.21)式の γ を数値最適化してオブザーバゲイン \mathbf{L}_2 を求めればよい。また、回生領域ではパラメータ空間を

$$\Omega_s = \{\omega_s : \omega_{s1} \leq \omega_s \leq 0\} \quad (5.30)$$

とし、同じ議論を繰り返して設計を行う。

以上のように、 γ -正実化問題により軸ずれ角を評価し、かつ、オブザーバゲインを ω_s に対してスケジューリングすることにより、一次、二次抵抗変

動に対し、軸ずれを抑圧するロバストな磁束推定が可能となる。なお、ここで得られる \mathbf{L} の小行列は、必ず \mathbf{I} と \mathbf{J} の線形結合となる。したがって、直接形、間接形ベクトル制御のいずれの実装法にも本設計法を用いることができる^[21]。また、演算量の増加はオブザーバゲインのスケジューリングに伴う(5.24)式のみであり、実装に適した手法であるといえる。

5.3 周波数応答関数による位相特性解析

本節では2.4節で用いたFRFを用いて提案するロバスト設計法の有効性を検証する。FRFは二次磁束真値 λ_r から二次磁束推定値 $\hat{\lambda}_r$ までの周波数伝達関数と等価であり、この周波数伝達関数の位相特性(軸ずれ)を評価することにより、ベクトル制御のロバスト性を検討することが可能である。同次元オブザーバのFRFは5.2節にて導出した(5.11)式の $\mathbf{G}(s)$ において、 $\mathbf{I} \rightarrow 1$ 、 $\mathbf{J} \rightarrow j$ 、 $s \rightarrow j\omega$ としたものである。

5.3.1 提案する設計法のロバスト性能

表5.1に示すパラメータを用いて前節で提案した手法により同次元オブザーバを設計した。パラメータ空間 Ω_s は定格トルク、励磁電流を考慮し、

$$-20 \leq \omega_s \leq 0, \quad 0 \leq \omega_s \leq 20$$

と定義した。また、極配置条件は $h=3$ [rad/s]、 $r=1257$ [rad/s] (500[μ s]) に対するナイキスト周波数の1/5)に選択した。さらに(5.17)式で用いる $\Delta_{\max}(\omega_s)$ の定義に必要なパラメータ変動幅の上界は、一次、二次抵抗ともに+30%とした。上記条件の下、Matlab/LMI ツールボックス^[101]を用いて設計した同次元オブザーバによる軸ずれ特性を図5.5に示す。パラメータ変動として、プラントの一次抵抗、二次抵抗をともに公称値に対して1/1.3、1/1.2、1/1.1、1.0、1.1、1.2、1.3倍とした。比較のため、 $\mathbf{L} = \mathbf{o}_{4 \times 2}$ としたモデルのFRFを図5.6に示し、文献[33]にしたがい、固有の極を1.5倍とした同次元オブザーバのFRFを図5.7に示す。

これらの位相特性解析結果から、本手法は同条件での軸ずれ角を最大で50%程度低減し、全速度域でパラメータ変動による軸ずれを抑圧可能である。特に、設計点である ω_{s1} 、 ω_{s2} での軸ずれ角を十分に抑えており、負荷が高い運

表 5.1: 誘導機の名パラメータ

定格出力	P_n	2.2	[kW]
定格トルク	T_n	12.2	[N.m]
定格速度(機械角)	ω_{mn}	1720	[rpm]
極対数	P	2	
定格一次電圧	V_{sn}	200	[V]
定格一次電流	I_{sn}	8.2	[A]
一次抵抗	R_s	0.508	[Ω]
一次インダクタンス	L_s	0.9875	[H]
二次抵抗	R_r	1.082	[Ω]
二次インダクタンス	L_r	0.1091	[H]
相互インダクタンス	M	0.0982	[H]

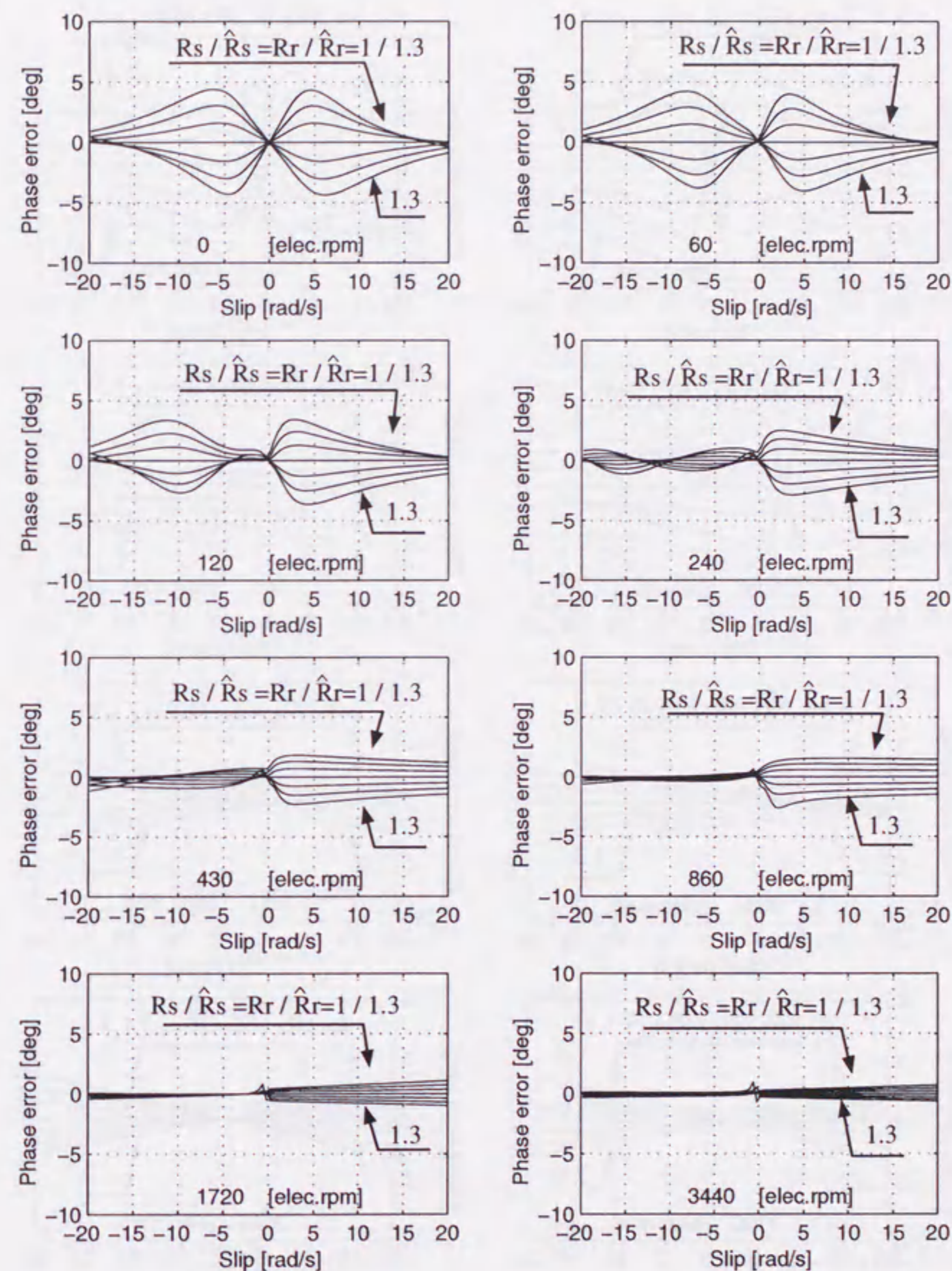


図 5.5: γ -正実化問題を用いた設計法による軸ずれ特性 ($r=1257$, $h=3$)

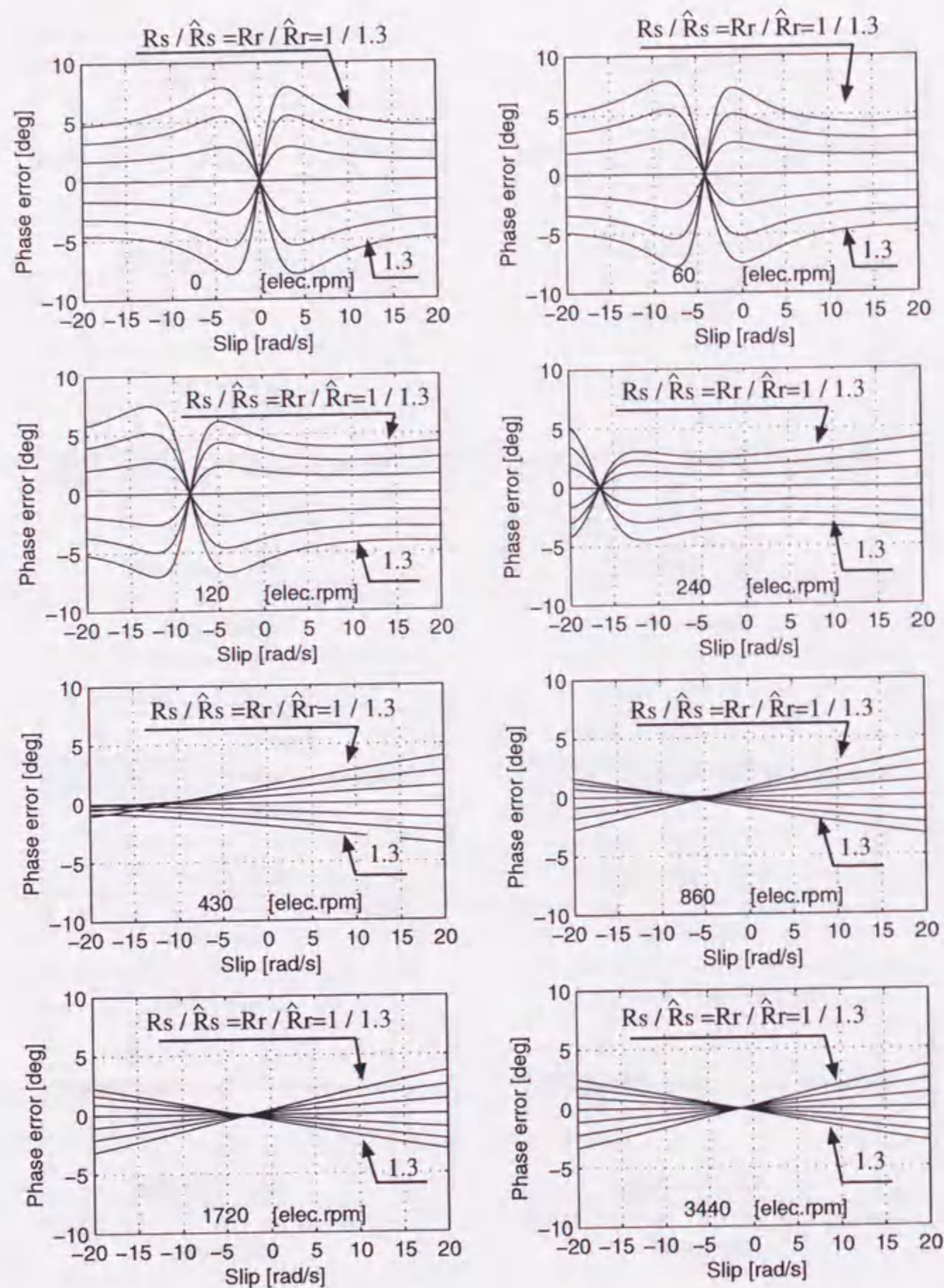


図 5.6: モデルによる軸ずれ特性

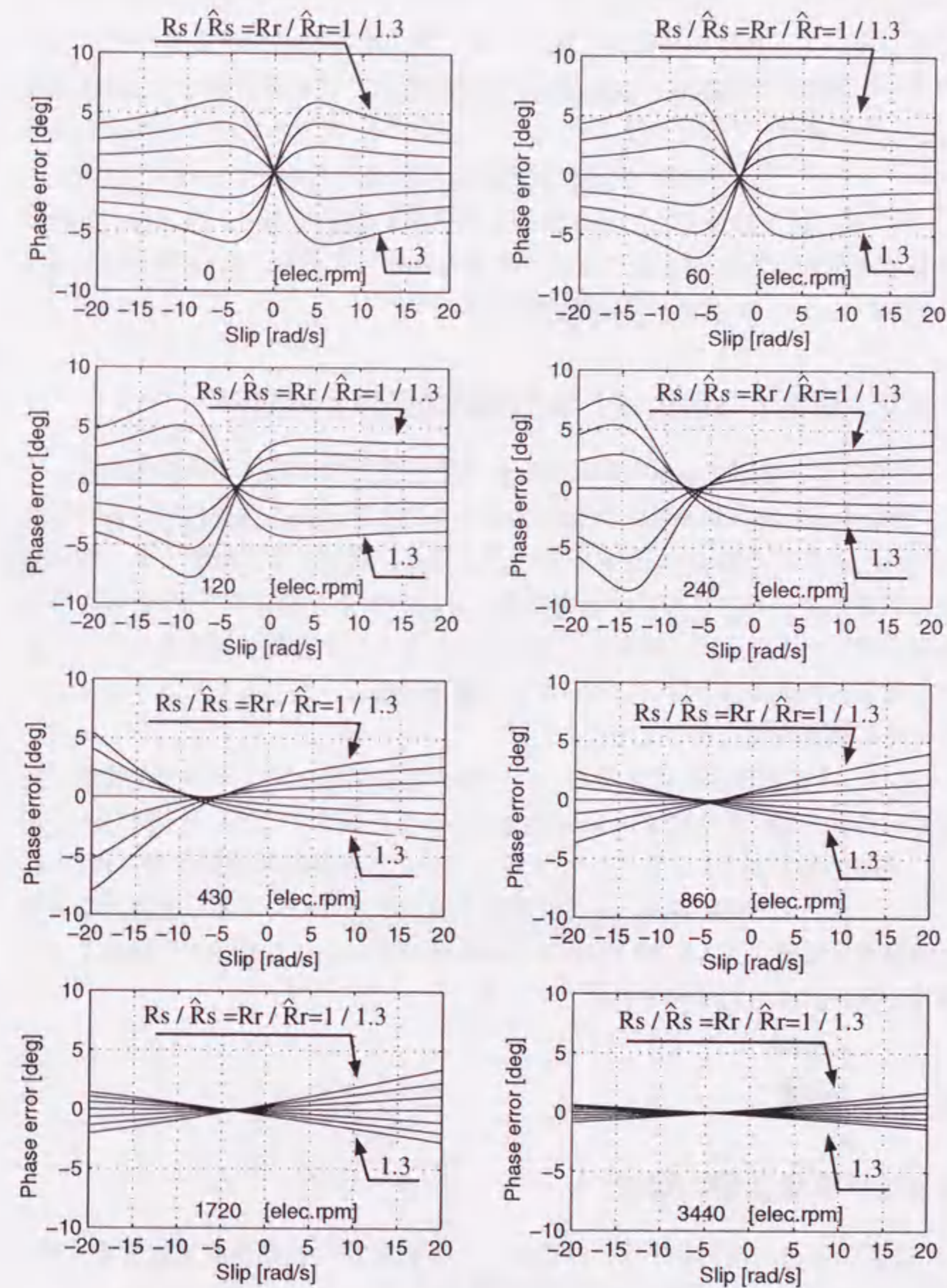


図 5.7: 固有極を1.5倍としたオブザーバによる軸ずれ特性

転条件でのロバスト性が非常に高いことが分かる。ベクトル制御の軸ずれ角に対するロバスト性は高負荷時に低いため、提案する設計法がよりロバストなベクトル制御系を実現するのに適した手法であるといえる。さらに、回生領域 ($\omega_s < 0$) の軸ずれもよく抑えられており、適応同次元オブザーバによる速度センサレスベクトル制御時の運転領域拡大に効果があるものと考えられる。

本手法により設計された極配置図を図 5.8 に示しておく。同図は、2 組の共役複素極のうち第 4 象限に存在する極のみ示しており、(a) 図は $\omega_{s2} = 20$ 、(b) 図は $\omega_{s1} = -20$ における極配置図である。

5.3.2 提案する設計法と極配置制約条件との関係

本項では、提案する設計法と極配置制約条件との関係について述べる。

磁束推定の初期誤差収束特性を改善することを目的に (5.23) 式において $h = 10$ [rad/s] とした場合の FRF を図 5.9 に示す。図 5.5 と比較すると、特に低速力行領域でのロバスト性が悪化することがわかる。従来から文献 [49] 等で指摘されているように、磁束オブザーバのパラメータ変動に対するロバスト性と初期誤差収束特性とはトレードオフの関係にあり、図 5.9 から本手法においてもその傾向が明らかとなった。

次に、極配置制約条件を緩め、高い極が実装可能なプロセッサの使用を仮定し、(5.22) 式において $r = 12570$ [rad/s] とした場合の FRF を図 5.10 に示す。同図が示すように、図 5.5 と比較してロバスト性能の改善は得られない。このことは、より高いロバスト磁束推定を実現するために必ずしも高速な演算処理装置を必要とするものではないことを意味する。この意味でも提案する設計法が実装に適した手法であるといえる。

5.4 実験

5.4.1 実験装置の構成

提案する同次元オブザーバのロバスト設計法の有効性を検証するため、実験を行った。その構成を図 5.11 に示す。

DSP (TMS320C31) により、磁束オブザーバ、ベクトル制御器を構成する。磁束オブザーバのフィードバックゲイン L は ω_r に対してテーブル化する。極

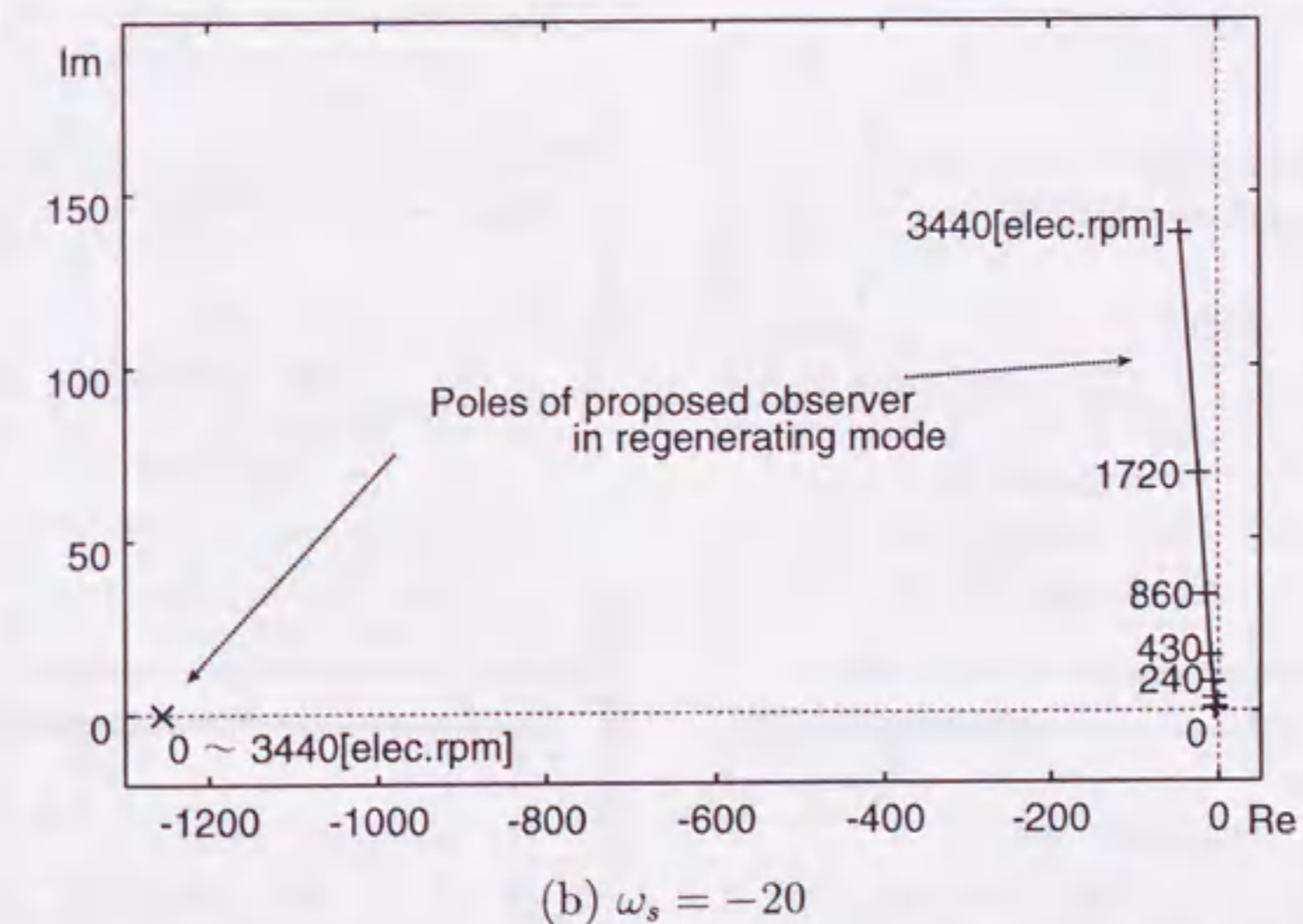
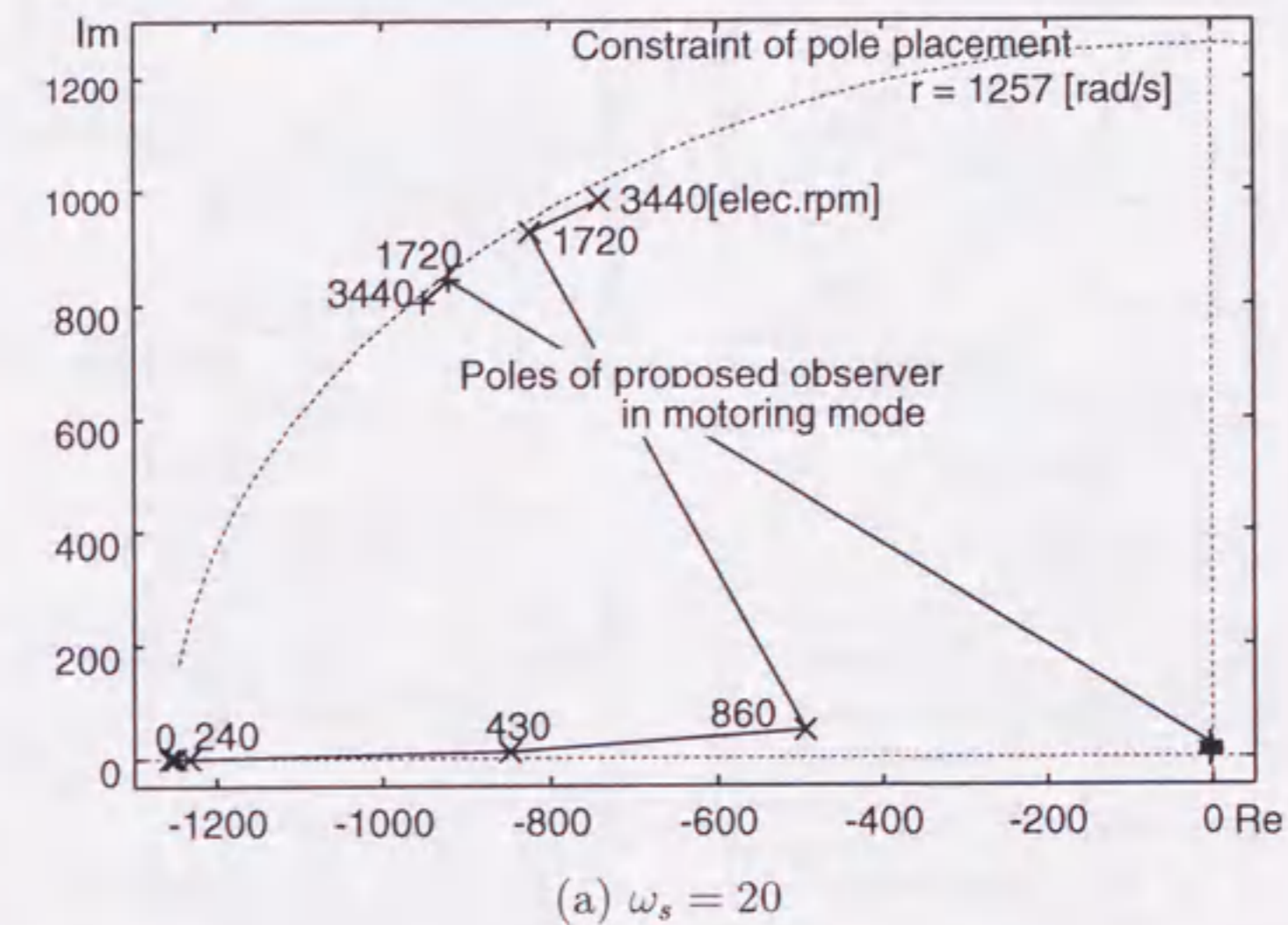


図 5.8: 極配置結果

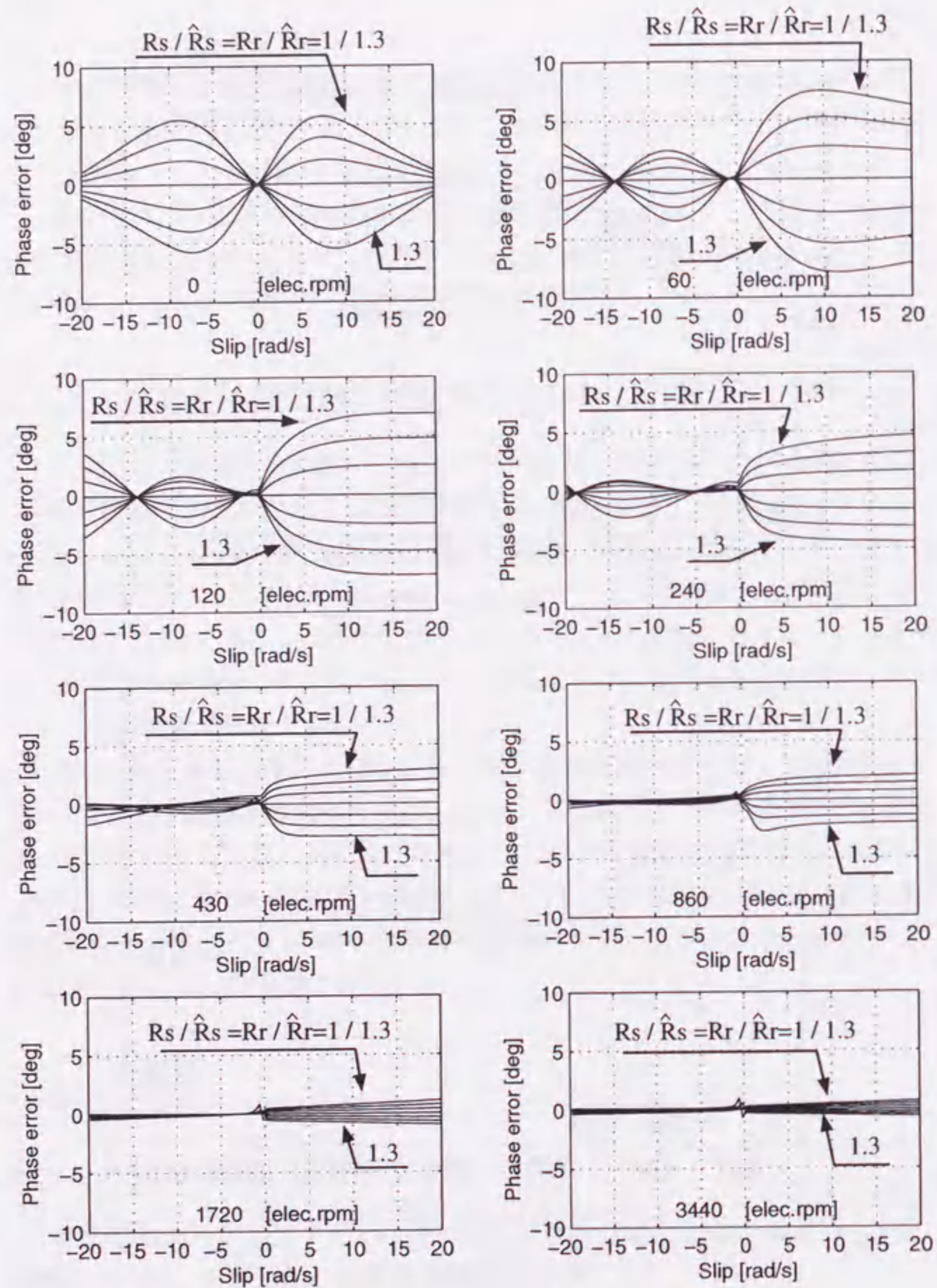


図 5.9: γ -正実化問題を用いた設計法による軸ずれ特性 ($r=1257$, $h=10$)

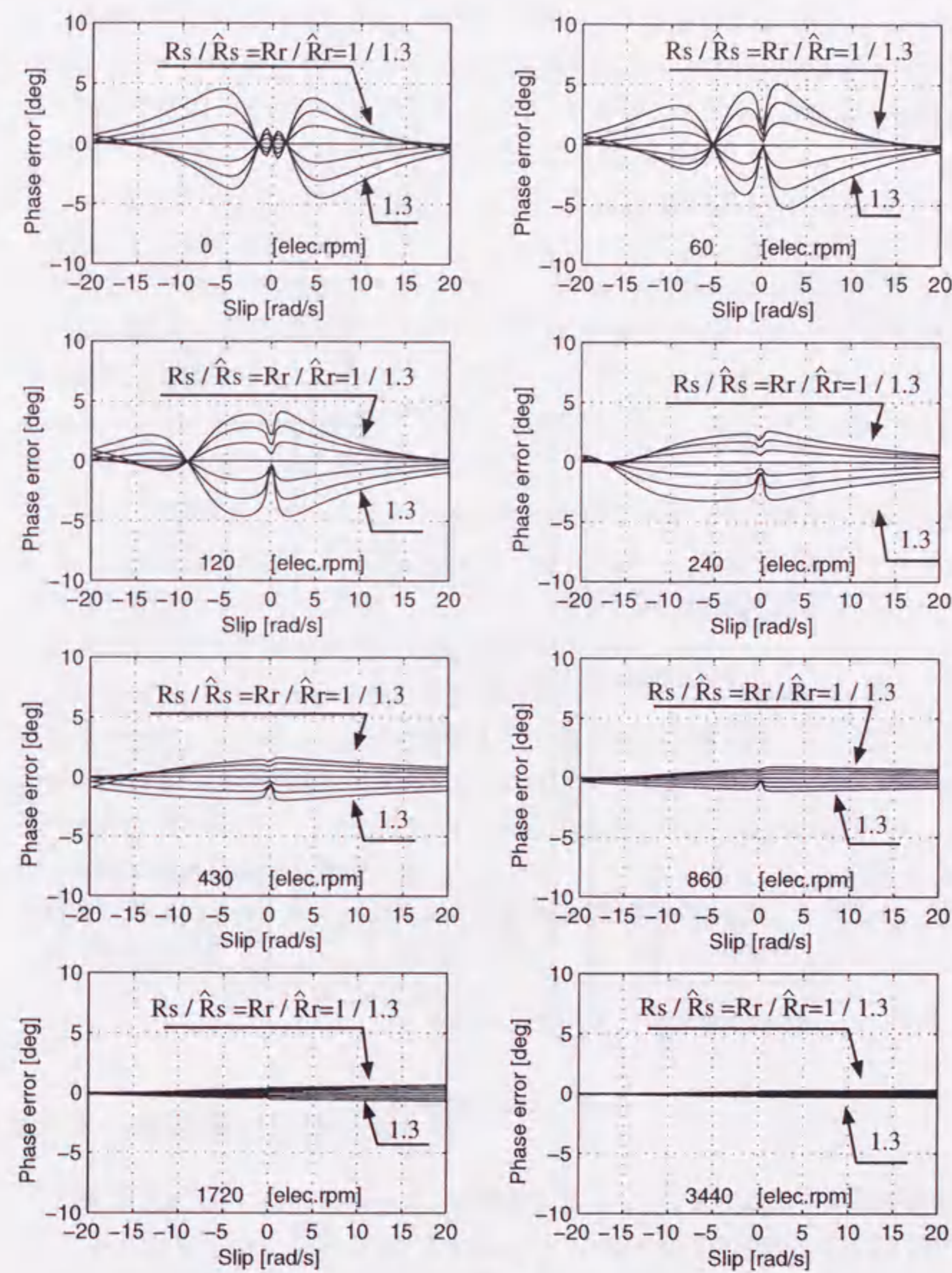


図 5.10: γ -正実化問題を用いた設計法による軸ずれ特性 ($r=12570$, $h=3$)

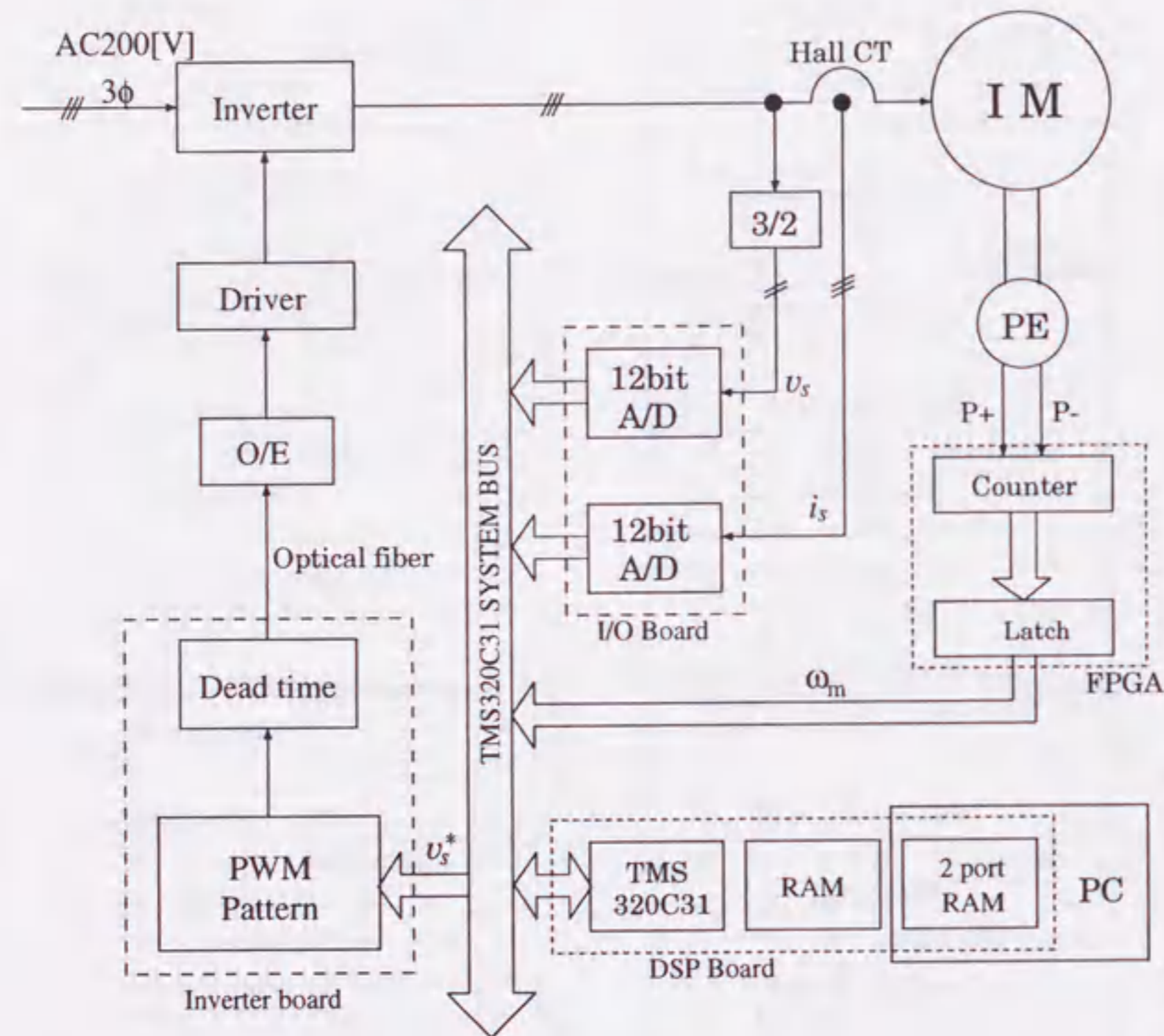


図 5.11: 実験装置

配置条件は5.3.2項の考察より、 $r = 1257[\text{rad/s}]$ 、 $h = 3[\text{rad/s}]$ とした。ベクトル制御器の制御周期は $350 [\mu\text{s}]$ 、磁束オブザーバの演算周期は $50 [\mu\text{s}]$ である。磁束オブザーバは直接形ベクトル制御と間接形ベクトル制御の等価性^{[21][54]}より、固定子座標上で設計したオブザーバゲインを用い、回転する推定二次磁束座標上で実装する。このベクトル制御系を図 5.12 に示す。

一次電流はホールCTで検出し、12ビットA/D変換器を通じて取り込む。一次電圧はLEM社製の電圧モジュールを通じて取り込んだ線間電圧を、アナログ回路にて構成された二次のローパスフィルタ(遮断周波数 $800[\text{Hz}]$)と3相-2相変換回路を通した後に12ビットA/D変換器で取り込む。また、誘導電動機の回転数はパルスエンコーダ($8192 [\text{パルス/rev}]$)の出力をFPGA(Field Programmable Gate Array)にて構成した計数回路により検出し、DSPの16ビットデジタルバスにより取り込む。

ベクトル制御器で得られる一次電圧指令値はインバータ制御ボードへ出力する。三角波比較方式によりPWMパターンを生成し、電圧形インバータで3相誘導電動機($2.2[\text{kW}]$)を駆動する。なお、負荷として直流電動機を用い、サイリスタレオナード制御装置により速度制御を行う。

以後の実験において公称値とする誘導機の各パラメータを表 5.1 に示す。これらの値は、一次側、二次側に直流、商用周波数の交流を印加した場合の出力値を測定し、等価回路から算出したものである。したがって、インバータによる実際の運転条件下において真値であると言えない点に注意されたい。また、本実験では巻線形電動機を用いているので、一次電流 i_s 、二次電流 i_r ともに測定可能であり、次式により二次磁束を演算し、検証用として推定値との比較に用いる。

$$\lambda_r = M i_s + L_r i_r \quad (5.31)$$

5.4.2 磁束推定のロバスト性

回転子速度 $\omega_r = 60 [\text{elec.rpm}]$ 、励磁電流指令 $I_{ds}^* = 5.5[\text{A}]$ 、トルク電流指令 $I_{qs}^* = 0.5 [\text{A}]$ ($\omega_s = \frac{R_r I_{qs}^*}{L_r I_{ds}^*} = \text{約 } 0.9 [\text{rad/s}]$)における磁束推定結果を図 5.13 に示す。同図(a)はモデルによる推定結果を示し、同図(b)は本手法により設計したオブザーバによる推定結果を示す。間接形ベクトル制御用磁束オブザーバは極座標表現で磁束推定を行うが、次式により $\alpha - \beta$ 直交座標表現へ変換

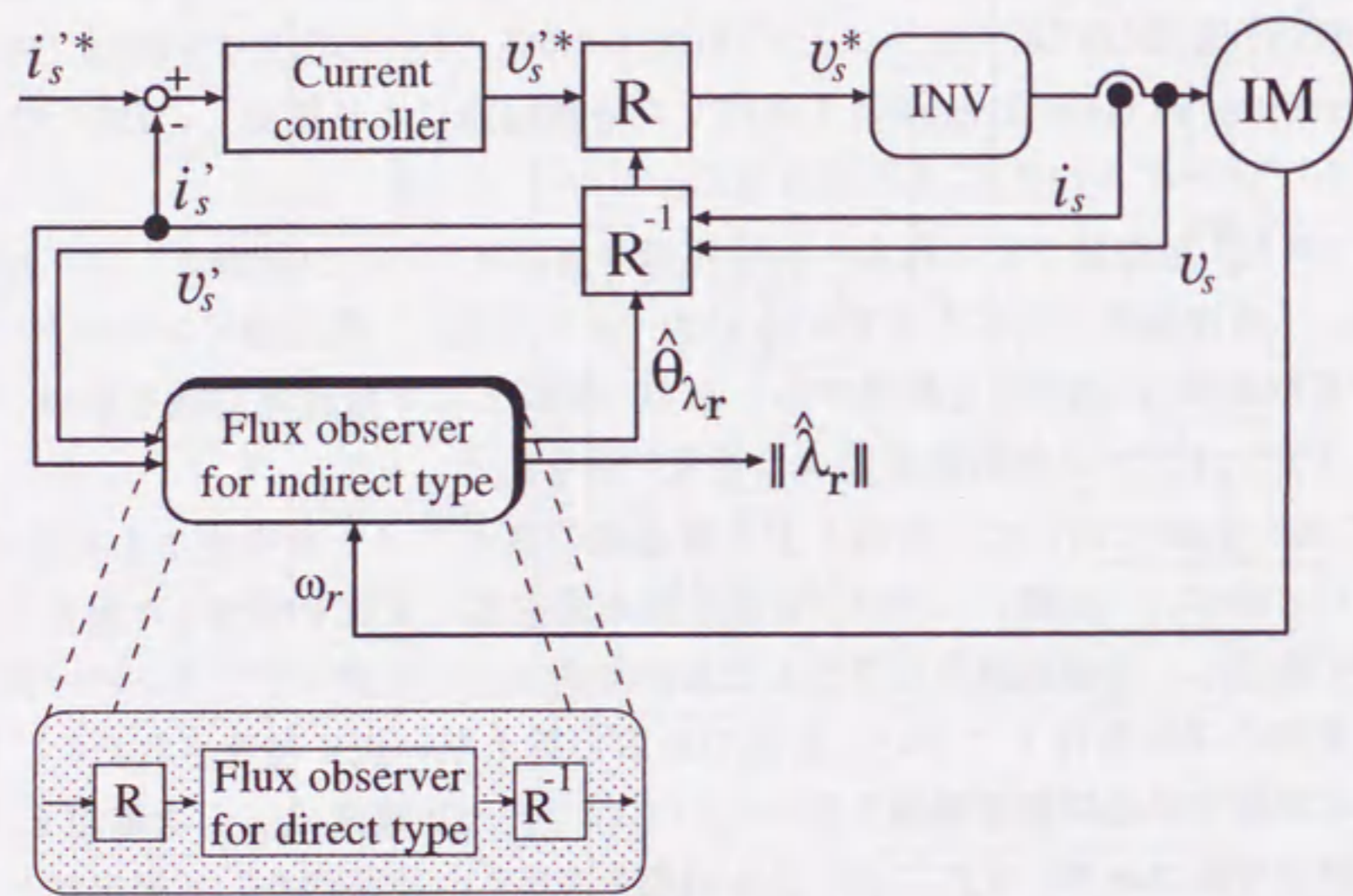
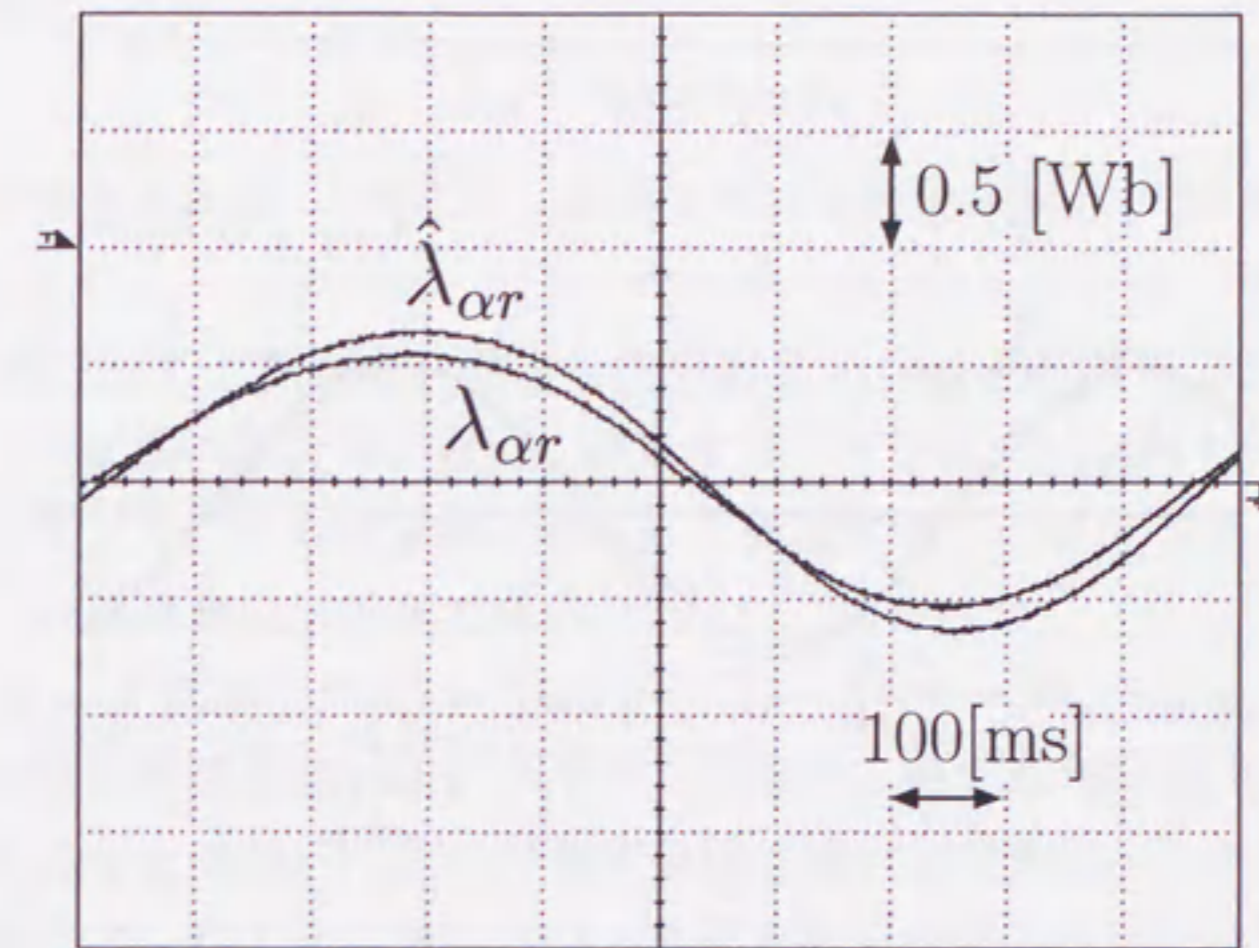
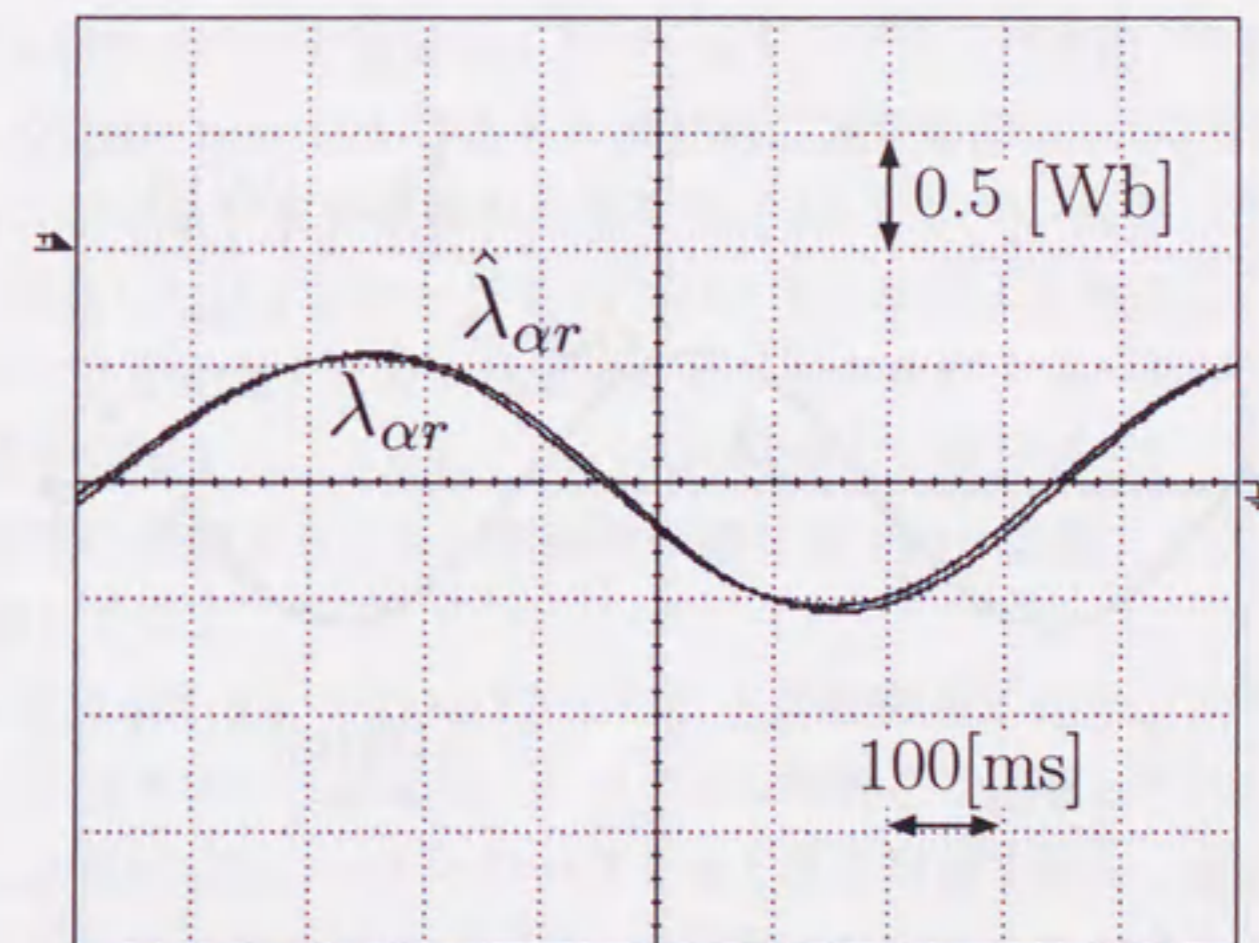


図 5.12: 磁束オブザーバをもつ間接形ベクトル制御系

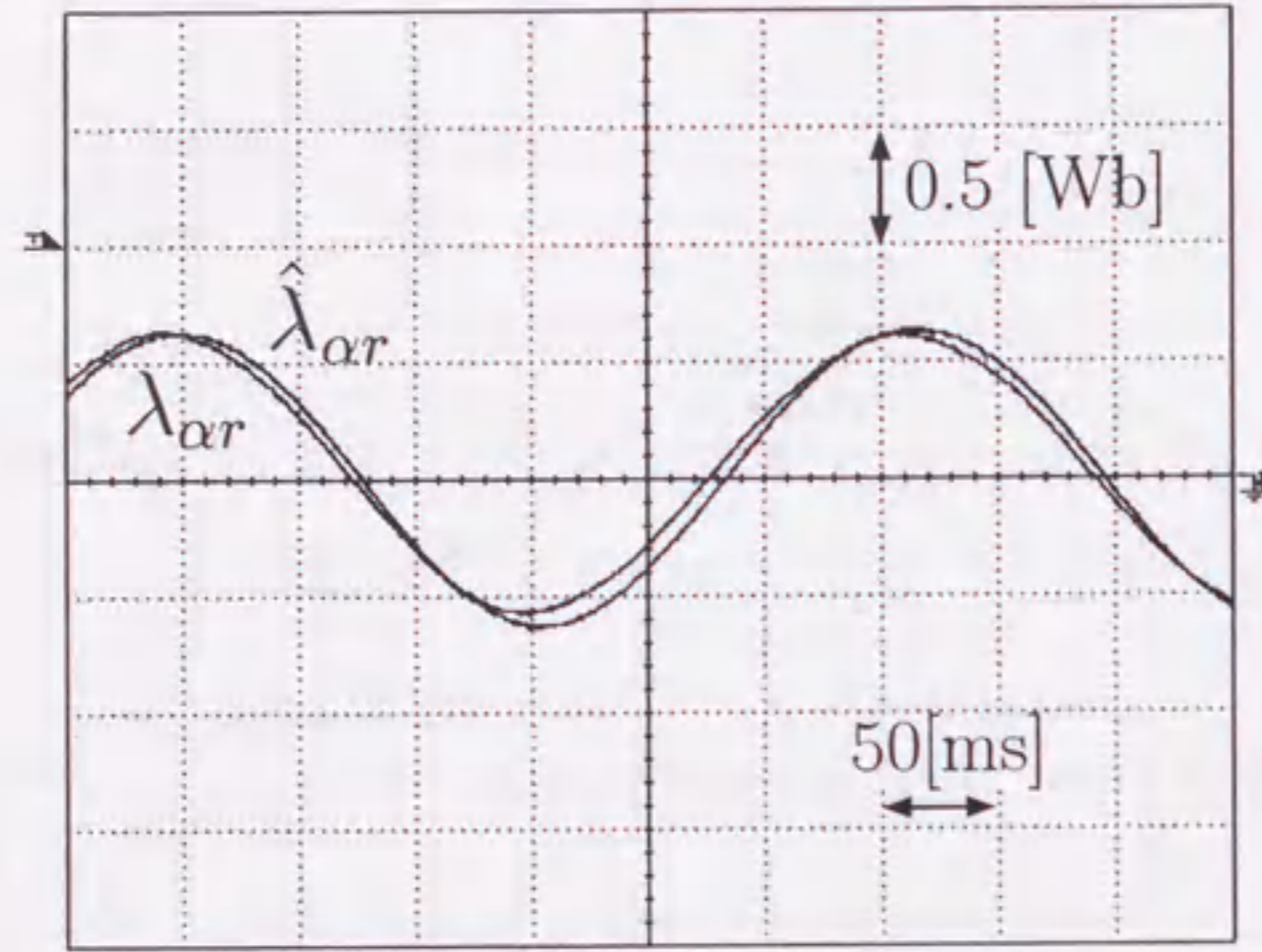


(a) モデルによる磁束推定結果

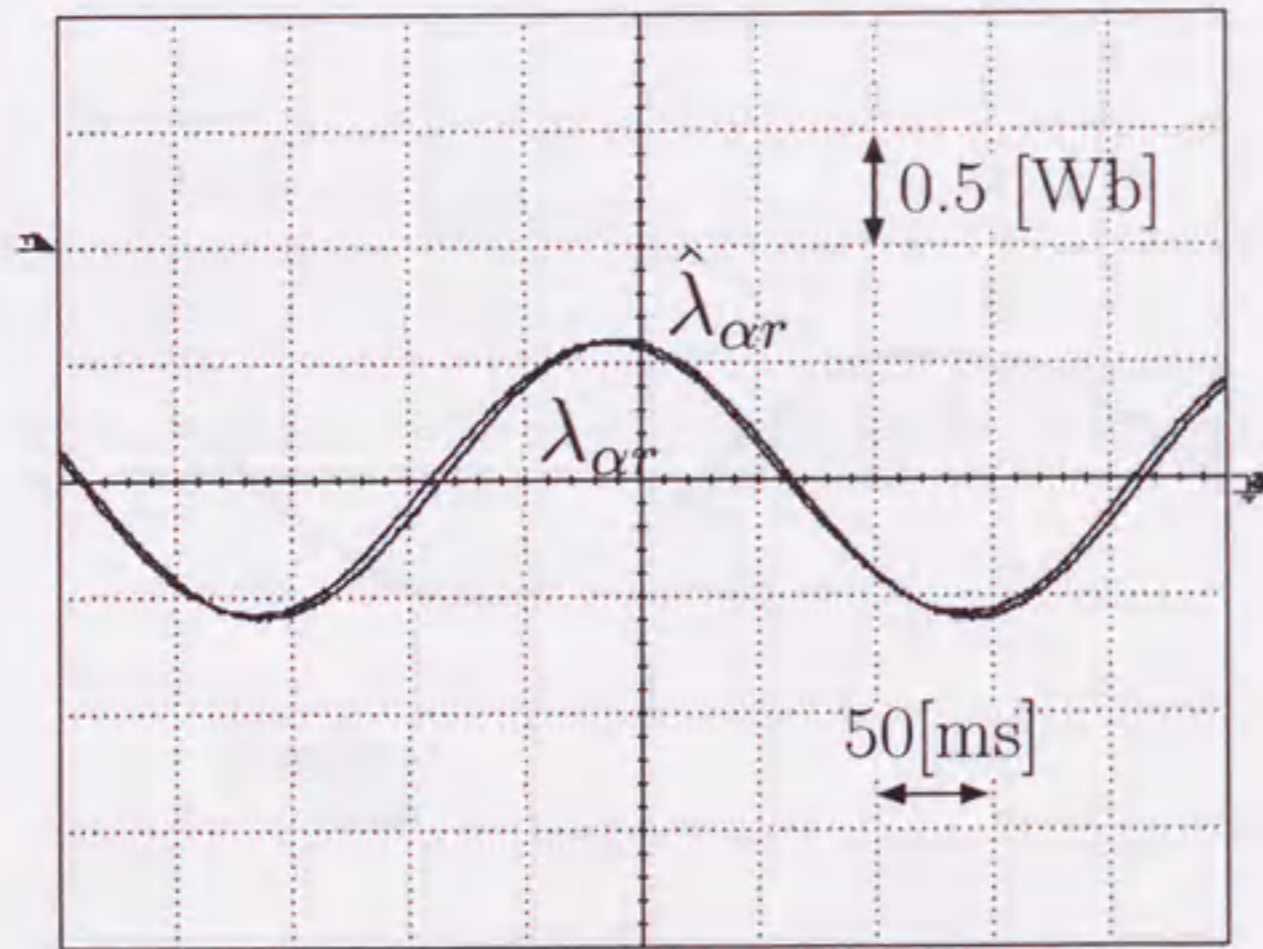


(b) 提案する同次元オブザーバによる磁束推定結果

図 5.13: 磁束推定結果 ($I_{qs}^* = 0.5[A]$)



(a) モデルによる磁束推定結果



(b) 提案する同次元オブザーバによる磁束推定結果

図 5.14: 磁束推定結果 ($I_{qs}^* = 10.0$ [A])

し実験結果とした。

$$\hat{\lambda}_{\alpha r} = \|\hat{\lambda}_r\| \cos \hat{\theta}_{\lambda_r} \quad (5.32)$$

パラメータ変動として、一次、二次抵抗とも公称値に対し、30%の変動を与えてある。

両図の拡大図の比較から、軸ずれ角が約 2.5 [deg] 抑圧されていることを確認した。この状態は無負荷に近く、磁束オブザーバはゲインスケジューリングにより電流モデルによる磁束推定器として機能する。したがって、高いロバスト性をもった磁束推定が実現できる。

次に、トルク電流指令 $I_{qs}^* = 10.0$ [A] ($\omega_s = \frac{R_r I_{qs}^*}{L_r I_{ds}^*} =$ 約 18.0 [rad/s]) としたときの磁束推定結果を図 5.14 に示す。同図から軸ずれ角が約 4.5 [deg] 抑圧されていることを確認した。この負荷条件は設計点である $\omega_{s2} = 20$ [rad/s] に近く、前節で示したように高いロバスト磁束推定が実現可能である。

以上から、本手法の有効性が確認できる。本手法は、 ω_s により間接的に負荷状態を把握し、(5.24) 式によりオブザーバゲインを適切にスケジューリングすることで、負荷状態に関わらず軸ずれ角を抑圧した磁束推定が可能となる。

5.4.3 トルク制御のロバスト性

提案する設計法により設計された同次元オブザーバを用いたベクトル制御系の $\omega_r = 60$ [elec.rpm] におけるトルク制御の結果を図 5.15 に示し、 $\omega_r = 120$ [elec.rpm] におけるトルク制御の結果を図 5.16 に示す。なお、出力トルクは IM の軸に設置したひずみゲージ形のトルクセンサにより検出し、その時間平均値をもって実験結果とした。比較のため、モデルによるベクトル制御系による制御結果を併記する。さらに、ロバスト性能の定量評価として、表 5.2 にパラメータ変動に起因するトルク変動値の絶対値平均を定格トルク (12.2 [N.m]) に対する割合で示す。

これらの結果より、モデルによるベクトル制御系に比べ、本手法により設計した同次元オブザーバを用いたベクトル制御系は困難とされた低速領域での一次、二次抵抗変動に対するロバスト性も改善可能である。前節の解析結果も含め、本手法は全速度域でパラメータ変動にロバストなベクトル制御系を実現することが可能である。

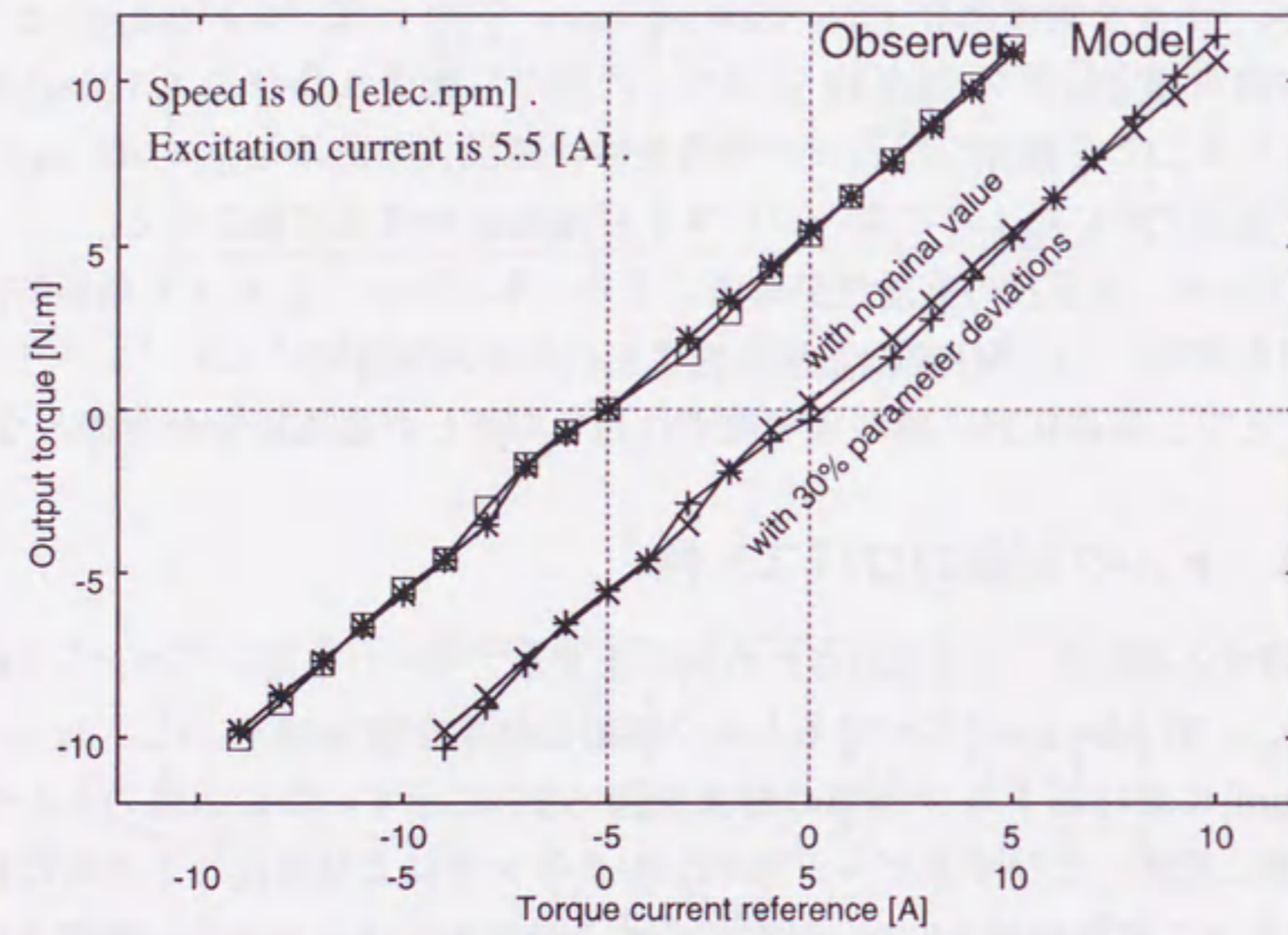


図 5.15: トルク制御結果 ($\omega_r = 60[\text{elec.rpm}]$)

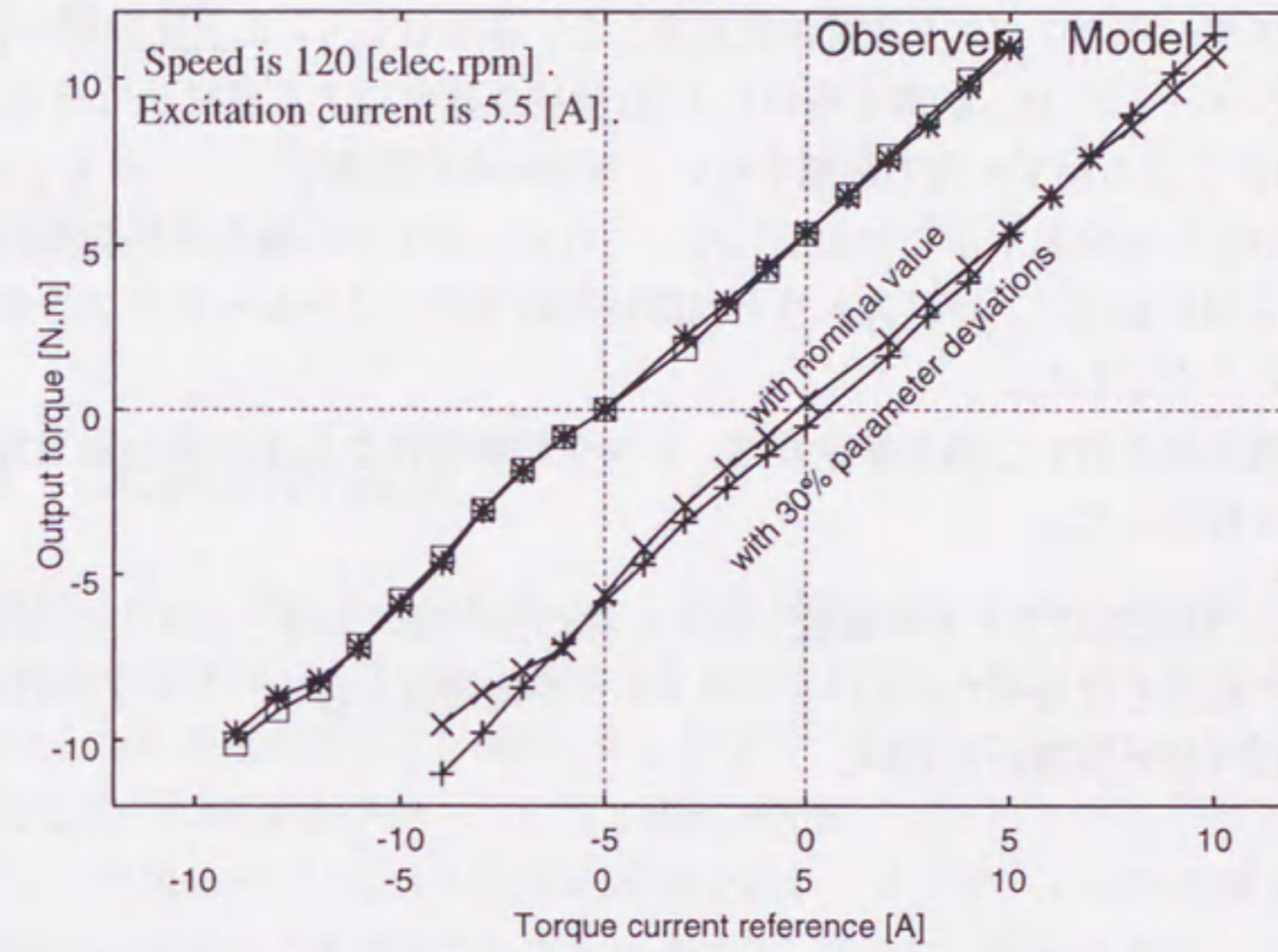


図 5.16: トルク制御結果 ($\omega_r = 120[\text{elec.rpm}]$)

表 5.2: ロバスト性能の比較

ω_r [elec.rpm]	本手法 [%]	モデル [%]
60	1.43	2.86
120	1.38	4.18

5.5 まとめ

本章の結論を以下に示す。

1. 一次、二次抵抗変動に対して軸ずれ角を抑圧する磁束推定が可能な同一次元オブザーバのロバスト設計法を提案した。本手法は γ -正実化問題とゲインスケジュールド H_∞ 制御を用いた LMI 数値最適化による設計法である。
2. FRF による軸ずれ角の評価を行い、従来の極配置則に比べ、本手法が優れたロバスト性を有することを示した。さらに、本手法の極配置制約条件との関係を明らかにし、ロバスト性と初期誤差収束性とはトレードオフの関係にあることを示した。
3. 実機実験を行い、磁束推定特性、トルク制御特性から本手法の妥当性、有効性を検証した。

なお、回生領域でトルク電流に対する線形性が乱れる等、必ずしも指令値どおりの制御とはなっていない。パラメータ同定問題を含め、トルク制御の精度改善は今後の課題としたい。

第6章

結論

6.1 本研究の成果

本研究では、既に実用化技術となった誘導電動機のベクトル制御を制御理論の観点から検討し、さらなる性能改善を実現すべく、磁束オブザーバを用いたベクトル制御系の設計法を構築した。以下に、本研究で得られた成果を示す。

第2章では磁束オブザーバとして最小次元オブザーバとスライディングオブザーバを用いたベクトル制御系の検討を行い、オブザーバの内部構造から、その設計法が非常に重要となることを述べた。さらに、磁束オブザーバの性能評価法として周波数応答関数を導入し、軸ずれ角を算定する手法を示した。これにより、既に提案されている2種の設計法について一次、二次抵抗変動に対するロバスト性能を明らかにした。具体的には、ロバスト設計された磁束オブザーバは、一方の抵抗変動のみに対しては、全運転領域で高いロバスト性を有することを明らかにした。その一方で、両抵抗変動に対しては、中、高速領域では高いロバスト性を示すものの、低速領域になるにつれて、ロバストな磁束推定が実現不可能なことを明らかにした。

第3章ではこの約10年間で実用化の域に達した速度センサレスベクトル制御の過渡特性改善法を提案した。適応磁束オブザーバによる速度同定系を考察し、速度センサレスベクトル制御に適応オブザーバを用いることの利点を明らかにした。適応スライディングオブザーバを用いることにより、誤差伝達関数が直達項を有することを示した。その結果、速度同定閉ループ系の周波数特性が改善され、速度同定の過渡特性が改善可能であることを解析、実験により明らかにした。さらに、ベクトル制御系が磁束オブザーバで得られる推定二次

磁束を用いることから、過渡時において、速度同定誤差に対してロバストな磁束推定を実現することが重要となることを指摘した。第2章で得られた成果から、速度同定誤差にロバストな磁束オブザーバを設計することが加減速制御性能の向上に有効なことを実験により明らかにした。以上の議論をもとに、ロバスト設計された適応磁束オブザーバを用いた速度センサレスベクトル制御は速度同定および制御の過渡特性改善が可能であり、さらなる運転領域拡大に有効であることを実験によって示した。

第4章では高精度トルク制御法としてのベクトル制御を再検討し、鉄損を考慮したベクトル制御系構成について述べた。提案手法は主に発生トルクの線形性改善に重点をおいたベクトル制御法であり、専門技術員による複雑な調整を軽減するものとして位置づけることができる。鉄損はベクトル制御系を構成する電流制御部と磁束推定部のいずれにも影響を与え、発生トルクが負方向に歪むことはよく知られている。第4章では、電動機の基本性能である発生トルクの線形性の観点から検討し、磁束推定における鉄損の影響が発生トルクの線形性を損なわせることを明らかにした。ゆえに、発生トルクの線形性を改善には鉄損モデル化誤差に対してロバストな磁束推定を実現することが重要であると指摘した。そこで、第2章で述べたロバスト磁束オブザーバを用いることにより、ロバスト磁束推定を実現し、発生トルクの線形性を改善するベクトル制御系を提案した。鉄損の影響は高速領域で顕著となるため、ロバスト磁束オブザーバによりその影響を抑圧することは適切であるといえる。さらに、磁束オブザーバの誤差方程式より、鉄損モデル化誤差は二次抵抗変動とほぼ等価な外乱となることを示し、二次抵抗変動時にも高い線形性を有するトルク制御が可能であることを実験により示した。

第5章では、検討されているベクトル制御用磁束オブザーバのほとんどが同次元オブザーバであることを鑑み、LMIに代表されるロバスト制御理論分野の近年の成果を積極的に導入した同次元オブザーバのロバスト設計法を提案した。提案手法では、磁束推定に対する一次抵抗変動、二次抵抗変動の影響が負荷状態により変化することを考慮し、誘導電動機をすべり角周波数をスケジューリングパラメータとするLPVシステムとして記述した。その上で、ベクトル制御に最も重要な軸ずれ角を抑圧するため、 γ -正実化問題とゲインスケジュールド H_∞ 制御を用いてオブザーバゲインを設計する手法を提案した。この結果、第2章で明らかにした低速域でのロバスト性も改善可能であ

り、全運転領域において高いロバスト性をもつ磁束推定が実現可能である。この成果により、検討例のもっとも多い同次元オブザーバを用いたベクトル制御系においても、第3章、第4章で述べた効果を実現することが可能である。

以上が本研究で得られた成果である。本論文では、従来から一般的に語られてきたロバスト磁束オブザーバを用いたベクトル制御系の得失を定量的に明らかにした上で、そのロバスト性能を生かしたベクトル制御系の高性能化について論じた。すなわち、ますます高機能化と高精度化するベクトル制御に対し、制御理論的立場から、その制御系構成法に一石を投じたものである。

6.2 今後の課題

本論文は、主にロバスト制御理論の立場から誘導電動機ベクトル制御系の一構成法を述べたものであり、次世代ベクトル制御を支える技術となろう。しかしながら、時代とともに高まる要求仕様は、制御技術の停滞を決して許しはしない。高度化、複雑化し続ける要求が実現可能か否かは今後の研究による。以下に今後の課題をあげる。

1. 鉄損抵抗を考慮したより高度なロバストベクトル制御

第4章で論じた鉄損を考慮したベクトル制御系は、水野モデル^[39]に立脚する方式である。ロバスト磁束オブザーバの採用により、磁束推定については、鉄損抵抗モデル化誤差、二次抵抗変動に対するロバスト化は達成可能である。しかしながら、電流制御に関しては鉄損を表現するパラメータを用いたフィードフォワードコントローラを採用しており、パラメータ変動の影響を直接的に受ける。

これに対し、並列鉄損抵抗モデル^[102]を採用したベクトル制御方式^[103]が提案されている。筆者は、文献[103]を基本に二次磁束とともに固定子負荷電流をも推定するロバストオブザーバの検討を開始しており^[104]、鉄損抵抗の初期同定誤差にもロバストなベクトル制御系の構築を目指している。

2. 速度センサレスベクトル制御の制御範囲拡大

コスト、メンテナンス等の面でメリットの多い速度センサレスベクトル制御は、この約10年間で多くの研究が行われ^{[105][106]}、実用化技術に成長した。しかしながら、多くの問題を抱えていることも事実である。速度同定方式にもよるが、回生運転時には不安定となる^{[65][107]}ことや、低速運転時に一次抵抗変

動が外乱となり、速度適応同定を不安定にする^{[25][108]}ことなどが指摘されている。また、速度センサレスベクトル制御時には速度と二次抵抗の同時同定が不可能であることが指摘されており^[109]、負荷時の速度同定誤差は理論的には避けられないとされている。これらの問題に対する解決策として、いくつかの方法が提案されている^{[110]–[115]}。これらはすべて何らかの形で高調波を注入した方式であり、適応制御理論でいうPE条件を満足するためのものである。一方で、ベクトル制御誘導電動機の過渡状態を利用すれば速度と二次抵抗の同時同定が可能となることが示されており^[116]、高調波を用いない点で興味深い。

さらに、本論文でも述べたように、二次磁束が停止すると一次側からでは速度の情報が得られず、速度同定が不可能となる。これに対し、高調波を注入し、誘導電動機の内部磁束分布を回転座標上のインピーダンスの差から磁束位置推定を行う方式^[117]、M系列信号を注入し、拡張カルマンフィルタを用いて速度を同定する方式^{[118][119]}、理想電圧源駆動ではあるが、零速制御を検討した方式^[120]、などがある。

以上のように、陽に高調波を注入して運転範囲を拡大する方式が非常に多い。しかしながら、インバータ駆動を前提にするならば、キャリア周波数付近に高調波が存在する。したがって、陽に高調波を注入する必要はなく、適応同定の改善によって定常状態においても上記問題を解決できる可能性が残されており、検討に値する。

3. ベクトル制御系の構成を意識したオートチューニング

ベクトル制御の成功の鍵は、精度の高いパラメータの把握による所が大きい。本論文で述べたロバスト磁束オブザーバはモデルに立脚する磁束シミュレータに比べて、パラメータ感度を抑圧することが可能である。しかしながら、磁束オブザーバを構成するため、実際にはある程度の精度でパラメータを把握する必要がある。チューニング手法はJEC-37に定められたパラメータ計測法を発展させた方式、適応アルゴリズムを用いた方式、過渡現象、応答波形を利用した方式に分類される^[121]。これらは、いずれも数式モデルのみに立脚しており、特に制御系を意識して行われているわけではない。しかしながら、制御性能はモデル同定と制御器とが関連して達成されるものである。これを「モデリングと制御の不可分性」と呼び^[122]、制御理論分野では統合化設計の名のもとに研究が進められている^{[123][124]}。以上から、ベクトル制御の構成を意識したチューニング方法の検討が必要となろう。

参考文献

- [1] 谷腰欣司. 図解 モーターのしくみ. 日刊実教出版社, 1995.
- [2] 坪島茂彦, 中村修照. モータ技術百科. オーム社, 1993.
- [3] 天野寛徳, 常広譲. 電気機械工学. 電気学会, 1968.
- [4] 中野孝良. 交流モータのベクトル制御. 日刊工業新聞社, 1996.
- [5] インバータドライブハンドブック編集委員会編. インバータドライブハンドブック. 日刊工業新聞社, 1995.
- [6] 堀洋一, 大西公平. 応用制御工学. 丸善株式会社, 1998.
- [7] 細江繁幸. システムと制御. オーム社, 1997.
- [8] 足立修一. 制御のためのシステム同定. 東京電機大学出版局, 1996.
- [9] 佐野昭. 適応制御の今後に向けて. 計測と制御, 35巻, 6号, pp. 407–408, 1996.
- [10] 杉本英彦, 小山正人, 玉井伸三. ACサーボシステムの理論と設計の実際. 総合電子出版社, 1990.
- [11] 小郷寛, 美多勉. システム制御理論入門. 実教出版, 1979.
- [12] 岩井善太, 井上昭, 川路茂保. オブザーバ. コロナ社, 1988.
- [13] 金井喜美雄. ロバスト適応制御入門. オーム社, 1989.
- [14] 鈴木隆. 適応制御の基礎. コンピュトロール, 32号, pp. 7–14. コロナ社, 1990.

- [15] S.Sastry and M.Bodson. *Adaptive Control*. Prentice-Hall, 1989.
- [16] 黒澤良一. 高性能ベクトル制御システムの実際構成. 電学論D, 117巻, 5号, pp. 538-540, 1997.
- [17] 難波江章, 金東海, 高橋勲, 仲村節男, 山田速敏. 基礎電気機器学. 電気学会, 1984.
- [18] 難波江章, 金東海, 高橋勲, 仲村節男, 山田速敏. 電気機器学. 電気学会, 1985.
- [19] 古賀国夫, 上田隆三, 園田敏勝, 高城洋明. 誘導電動機の磁束検出. 電学論D, 118巻, 1号, pp. 120-126, 1998.
- [20] 瀧藤宏昭, 野村壮志, 古田淳史, 毛利佳年雄. MIセンサによる誘導電動機磁束および二次電流の非接触検出. 平成9年度電気関係学会東海支部連合大会講演論文集, p. 106, 1997.
- [21] 金原義彦, 道木慎二, S.Sangwongwanich, 大熊繁. 磁束オブザーバを用いた磁束フィードバック形と等価なすべり周波数形ベクトル制御. 電学論D, 114巻, 3号, pp. 315-324, 1994.
- [22] 野口季彦, 山田和範, 近藤正示, 高橋勲. 一次抵抗と二次抵抗の変動にロバストな誘導電動機の高速度トルク制御法. 電学論D, 115巻, 9号, pp. 1115-1122, 1995.
- [23] 篠原勝次, 永野孝, 有馬裕樹, W.Zaidi, W.Mustafa. 力行・回生時に適用可能な誘導電動機ベクトル制御系の一次・二次抵抗同定法. 電学論D, 120巻, 2号, pp. 199-203, 2000.
- [24] 島津正毅, T.Kanokvate, 彭方正, 深尾正. 1次と2次時定数にロバストな誘導電動機のベクトル制御. 平成5年電気学会全国大会講演論文集[6], pp. 40-41, 1993.
- [25] S.Suwankawin and S.Sangwongwanich. Performance Improvement of a Speed-Sensorless Induction Motor Drive in the Low Speed Region. *Proc. of IPEC-Tokyo*, pp. 2076-2081, 2000.

- [26] S.Sangwongwanich, 米本剛, 古橋武, 大熊繁. 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. 電学論C, 110巻, 4号, pp. 279-288, 1990.
- [27] Nikola Langovsky, Malik Elbuluk, and David Kankam. Non-linear Flux Observer with On-line Parameter Tuning for Wide Speed Operation of Induction Machines. *Proc. of IEEE IAS Annual Meeting*, pp. 144-151, 1995.
- [28] P.L.Jansen, C.O.Thompson, and R.D.Lorenz. Observer-Based Direct Field Orientation for both Zero and Very High Speed Operation. *Proc. of PCC-Yokohama '93*, pp. 432-437, 1993.
- [29] 久保田寿夫, 松瀬貢規, 深尾正. 状態オブザーバを用いた電流形インバータ駆動電動機の一制御法. 電学論B, 105巻, 9号, pp. 763-770, 1985.
- [30] 梅野孝司, 堀洋一, 鈴木裕之. ロバスト安定性を考慮した磁束オブザーバに基づく誘導機のベクトル制御系の設計. 電学論D, 110巻, 4号, pp. 333-342, 1990.
- [31] 堀洋一, V.Cotter, 茅陽一. 誘導電動機の磁束オブザーバに関する制御理論的考察. 電学論B, 106巻, 11号, pp. 69-76, 1986.
- [32] 辻峰男, 道木慎二. ベクトル制御(トルク制御)を正確に行う制御. 平成9年電気学会産業応用部門全国大会講演論文集[II], pp. S.3-S.8, 1997.
- [33] 久保田寿夫, 尾崎正則, 松瀬貢規, 中野孝良. 適応二次磁束オブザーバを用いた誘導電動機速度センサレス直接形ベクトル制御. 電学論D, 111巻, 11号, pp. 954-960, 1991.
- [34] 道木慎二, S.ソンプーン, 古橋武, 大熊繁. 速度センサレス・ベクトル制御用適応スライディングオブザーバ. 平成2年電気学会全国大会講演論文集[6], pp. 48-49, 1990.
- [35] 杉本英彦, 矢野昌雄, 玉井伸三. モデル規範適応システムを適用した誘導電動機速度センサレスベクトル制御. 電学論D, 108巻, 3号, pp. 306-313, 1988.

- [36] Colin Schauder. Adaptive Speed Identification For Vector Control Of Induction Motors Without Rotational Transducers. *Conf. Record 1989 Ann.Meeting IEEE-IAS*, pp. 493-499, 1989.
- [37] 田島宏一, 堀洋一. 誘導機速度センサレス磁界オリエンテーション制御における速度制御の実現. 平成3年電気学会産業応用部門全国大会講演論文集, pp. 684-687, 1991.
- [38] 岡村和郎, 田中和里, 佐久間新. 鉄鋼プロセスドライブ性能要求仕様とオートチューニングの適用可能性. 平成10年電気学会産業応用部門全国大会講演論文集 [III], pp. S.43-S.46, 1998.
- [39] 水野孝行, 高山順一, 市岡忠士, 寺嶋正之. 固定子鉄損を考慮した誘導電動機の非干渉法. 電学論D, 109巻, 11号, pp. 841-847, 1989.
- [40] 小倉和也, 山本康弘, 鉢呂友康, 市岡忠士. 誘導機トルク制御精度の改善方式. 平成9年電気学会産業応用部門全国大会講演論文集 [II], pp. 197-198, 1997.
- [41] 山田哲夫, 山本康弘, 市岡忠士, 丹羽亨. 低速域と高速域のトルク制御精度を改善した誘導電動機のパラメータ変動補償法. 電学論D, 112巻, 2号, pp. 107-116, 1992.
- [42] 平石大地, 野口季彦. 鉄損を考慮した直接形ベクトル制御とパラメータ同定. 平成11年電気学会産業応用部門全国大会講演論文集 [III], pp. 287-290, 1999.
- [43] 長谷川勝, 山崎尚徳, 道木慎二, 大熊繁. ベクトル制御用磁束オブザーバのFRFによる特性評価とロバスト限界. 半導体電力変換研究会資料SPC-98-2, pp. 7-12, 1998.
- [44] 山本康弘, 小倉和也, 鉢呂友康. 高速域における同次元磁束オブザーバの特性改善法. 平成12年電気学会産業応用部門全国大会講演論文集 [I], pp. 161-164, 2000.
- [45] 中野孝良. ベクトル制御の基礎. 電学論D, 117巻, 5号, pp. 535-537, 1997.

- [46] 堀洋一, 梅野孝司, 鈴木裕之. 高速低感度磁束オブザーバに基づく磁界オリエンテーション形ベクトル制御系の実現. 電学論D, 109巻, 10号, pp. 771-777, 1989.
- [47] 多田隅進, 田中茂, 三浦和敏, 内藤治夫. フィードフォワード制御とフィードバック制御を併用した誘導機のベクトル制御方式. 電学論D, 110巻, 5号, pp. 487-496, 1990.
- [48] S.Sangwongwanich, T.Yonemoto, T.Furuhashi, and S.Okuma. Design of Sliding Observer for Robust Estimation of Rotor Flux of Induction Motors. *Proc. of IPEC-Tokyo*, pp. 1235-1242, 1990.
- [49] 道木慎二, S.Sangwongwanich, 大熊繁. ロバスト設計法にもとづく磁束オブザーバを用いた磁束フィードバック形ベクトル制御系の実験. 電学論D, 114巻, 3号, pp. 282-288, 1994.
- [50] 道木慎二. 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, 1995.
- [51] 長谷川勝. 磁束オブザーバを用いたすべり周波数形ベクトル制御に関する研究. 修士学位論文, 名古屋大学大学院工学研究科, 1998.
- [52] 長谷川勝, 山崎尚徳, 道木慎二, 大熊繁. 磁束オブザーバによるロバストベクトル制御系の実現とその特性評価. 電学論D, 119巻, 7号, pp. 932-941, 1999.
- [53] 辻峰男, 李漢強, 泉勝弘, 山田英二. オブザーバ理論による制御電圧源駆動誘導電動機のベクトル制御の一般化方式. 電学論D, 116巻, 9号, pp. 934-941, 1996.
- [54] S.Doki, Y.Kinpara, and S.Okuma. Unified Interpretation of Indirect and Direct Vector Control. *Proc. of PCC-Yokohama*, pp. 297-302, 1993.
- [55] 金原義彦. 誘導電動機の磁束フィードバック形と等価なすべり周波数形ベクトル制御. 修士学位論文, 名古屋大学大学院工学研究科, 1993.

- [56] 山田和範, 野口季彦, 近藤正示, 高橋勲. ベクトル制御の磁束シミュレータにおける離散化誤差の検討 — 観測座標による離散化誤差の比較 —. 平成6年電気関係学会北陸支部連合大会, p. 20, 1994.
- [57] S.Doki, K.Takahashi, and S.Okuma. Slip-Frequency Type and Flux-Feedback Type Vector Controls In Discrete-Time System. *IEEE Trans. on Ind. Elec.*, Vol. 44, No. 3, pp. 382-389, 1997.
- [58] 高橋和孝. ベクトル制御システムの離散化に関する研究. 修士学位論文, 名古屋大学大学院工学研究科, 1995.
- [59] T.Noguchi, S.Kondo, and I.Takahashi. Field-Oriented Control of an Induction Motor with Robust On-Line Tuning of Its Parameters. *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, Vol. 33, No. 1, pp. 35-42, 1997.
- [60] 新中新二. 誘導形サーボモータの適応ベクトル制御. 電学論D, 117巻, 8号, pp. 1024-1032, 1997.
- [61] 田島宏一, G.Guidi, 海田英俊. 誘導機の世界速度センサレスベクトル制御における問題点と改善法. 平成12年電気学会全国大会講演論文集[4], pp. 1545-1546, 2000.
- [62] H.Tajima, Y.Matsumoto, and H.Umida. Speed Sensorless Vector Control Method for an Industrial Drive System. *Trans. of IEE Japan*, Vol. 116-D, No. 11, pp. 1103-1109, 1996.
- [63] 堀洋一, 梅野孝治, 田島宏一. 磁界オリエンテーション形ベクトル制御系における速度センサレス化. 平成2年電気学会全国大会講演論文集[5], pp. 45-46, 1990.
- [64] 大谷継利. 速度センサレスベクトル制御における電動機パラメータの低感度化. 電学論D, 110巻, 5号, pp. 497-505, 1990.
- [65] 金原義彦, 小山正人. 低速・回生領域を含む誘導電動機の世界速度センサレスベクトル制御法. 電学論D, 120巻, 2号, pp. 223-229, 2000.

- [66] 井手耕三, 狭間浩司, 辻輝生, 小黒龍一. 一次電圧誤差補償オブザーバを有する誘導電動機の世界速度センサレスベクトル制御. 電学論D, 116巻, 8号, pp. 835-843, 1996.
- [67] 片岡由紀夫, 久保田寿夫, 松瀬貢規. 誘導電動機世界速度センサレスベクトル制御の低速特性を改善する一次電圧オフセット補償法の改良. 平成8年電気学会産業応用部門全国大会講演論文集[I], pp. 323-326, 1996.
- [68] 久保田寿夫, 片岡由紀夫, 松瀬貢規, 太田久義. 世界速度センサレスベクトル制御誘導電動機の世界電圧オフセット補償による極低速運転. 電学論D, 119巻, 3号, pp. 359-365, 1999.
- [69] 海田英俊. 世界速度センサレスベクトル制御システムの実際構成. 電学論D, 117巻, 5号, pp. 541-543, 1997.
- [70] 道木慎二, 大熊繁. 磁束オブザーバを持つすべり周波数形ベクトルベクトル制御系の世界速度センサレス化. 平成6年電気学会産業応用部門全国大会講演論文集, pp. 559-564, 1994.
- [71] 大森浩充. 高階調整法による適応制御. 計測と制御, 35巻, 6号, pp. 424-429, 1996.
- [72] 長谷川勝, 道木慎二, 大熊繁. 適応オブザーバによる世界速度センサレスベクトル制御の過渡特性改善. 平成9年電気学会全国大会講演論文集[4], pp. 340-341, 1997.
- [73] 長谷川勝, 道木慎二, 大熊繁. 適応オブザーバを用いた世界速度センサレスベクトル制御系の低速駆動実験. 平成9年電気学会産業応用部門全国大会講演論文集[II], pp. 229-232, 1997.
- [74] M.Akiyama, K.Kobayashi, I.Miki, and M.A.El-Sharkawi. Auto-Tunig Method for Vector Controlled Induction Motor Drives. *Trans. of IEE Japan*, Vol. 116-D, No. 8, pp. 844-851, 1996.
- [75] T.Noguchi, P.Nakmahachalasint, and N.Watanakul. Precise Torque Control of Induction Motor with On-Line Parameter Identification in Consideration of Core Loss. *Proc. of PCC-Nagaoka*, pp. 113-118, 1997.

- [76] E. Levi. Impact of Iron Loss on Behavior of Vector Controlled Induction Machines. *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, Vol. 31, No. 6, pp. 1287-1296, 1995.
- [77] 山崎尚徳. 鉄損のモデル化誤差を抑圧する誘導電動機のベクトル制御系に関する研究. 修士学位論文, 名古屋大学大学院工学研究科, 1999.
- [78] J.Jung and K.Nam. A Vector Control Scheme for EV Induction Motors with a Series Iron Loss Model. *IEEE Trans. on Ind. Elec.*, Vol. 45, No. 4, pp. 617-624, 1998.
- [79] 金原義彦, 小山正人. 鉄損を考慮した誘導電動機の高効率・高応答ベクトル制御法. 平成7年電気学会産業応用部門全国大会講演論文集 [I], pp. 201-206, 1995.
- [80] M.Hasegawa, H.Yamasaki, S.Doki, and S.Okuma. Compensation Method of Stator Iron Loss of Induction Motor for Vector Control using Robust Flux Observer. *Proc. of AMC-Nagoya*, pp. 287-292, 2000.
- [81] 長谷川勝, 山崎尚徳, 道木慎二, 大熊繁. ロバスト磁束オブザーバを用いたベクトル制御誘導電動機の固定子鉄損補償法. 電学論D, 120巻, 11号, pp. 1305-1312, 2000.
- [82] 山本博明, 田中康司, 三木一郎. 誘導機ベクトル制御系のオートチューニングにおける固定子鉄損の考慮. 平成9年電気学会産業応用部門全国大会講演論文集 [II], pp. 203-204, 1997.
- [83] 斎藤元伸, 花田敏博, 小奈正人. オートチューニングへの期待. 平成10年電気学会産業応用部門全国大会講演論文集 [III], pp. S.30-S.32, 1998.
- [84] 山崎尚徳, 長谷川勝, 道木慎二, 大熊繁. ロバスト磁束オブザーバに基づくすべり周波数形ベクトル制御. 平成9年度電気学会全国大会講演論文集 [4], pp. 338-339, 1997.
- [85] 山崎尚徳, 長谷川勝, 道木慎二, 大熊繁. すべり周波数形ベクトル制御の磁束オブザーバにもとづくロバスト化. 半導体電力変換研究会資料 SPC-98-1, pp. 1-6, 1998.

- [86] 道木慎二, 山崎尚徳, 長谷川勝, 大熊繁. ベクトル制御用磁束オブザーバの比較検討 — 最小次元オブザーバとスライディングオブザーバ —. 半導体電力変換研究会資料 SPC-96-98, pp. 11-20, 1996.
- [87] 大森浩充. 固定補償要素による適応制御のロバスト化と高階調整法. SICE セミナーテキスト「制御における適応とチューニング」, 1997.
- [88] 坂本登, 鈴木正之. γ -受動システムとその位相的性質. 計測自動制御学会論文集, 31巻, 12号, pp. 1945-1953, 1995.
- [89] 坂本登, 鈴木正之. 非線形 H_∞ 問題とシステムの受動化の関係. 計測自動制御学会論文集, 31巻, 6号, pp. 728-735, 1995.
- [90] 内田健康, 渡辺亮, 藤田政之. ゲインスケジューリングの新しい展開. 電学論C, 116巻, 10号, pp. 1085-1088, 1996.
- [91] 渡辺亮, 内田健康. 実用化が見えてきたゲインスケジューリング. 計測と制御, 38巻, 1号, pp. 31-36, 1999.
- [92] 内田健康. ゲインスケジューリング. SICE セミナーテキスト「制御における適応とチューニング」, 1997.
- [93] 岩崎徹也. LMI と制御. 昭晃堂, 1997.
- [94] P.Gahinet and P.Apkarian. A Linear Matrix Inequality Approach to H_∞ Control. *Int. J. of Robust and Nonlinear Control*, Vol. 4, pp. 421-448, 1994.
- [95] 長谷川勝, 道木慎二, 大熊繁, 福森勉, 藤原文治. γ -正実化問題とゲインスケジュールド H_∞ 制御を用いた軸ずれを抑圧する同一次元オブザーバのロバスト設計法, (投稿中).
- [96] 美多勉. H_∞ 制御. 昭晃堂, 1994.
- [97] 早勢実. H_∞ 制御入門. オーム社, 1996.
- [98] 弓場井一裕, 松本和則, 鈴木達也, 大熊繁, 申正鎬. スケジュールド H_∞ 制御を用いた DD ロボットの軌道制御～実機による検証～. 電学論C, 118巻, 1号, pp. 118-124, 1998.

- [99] P.Gahinet, G.Becher, and P.Apkarian. Self - scheduled H_∞ Control of Linear Parameter-Varying Systems : a Design Example. *Automatica.*, Vol. 31, No. 9, pp. 1251-1261, 1995.
- [100] P.Gahinet and M.Chilali. H_∞ Design with Pole Placement Constraints : An LMI approach. *IEEE Trans. on Auto. Cont.*, Vol. 45, No. 3, pp. 358-367, 1996.
- [101] P.Gahinet, A.Nemirovski, A.J.Laub, and M.Chilali. *LMI Control Toolbox For Use with MATLAB*. The MATH WORKS Inc., 1995.
- [102] 新中新二. 固定子鉄損を含む誘導モータの新数学モデルの提案. 電学論D, 119巻, 2号, pp. 142-150, 1999.
- [103] 新中新二. 鉄損を有する誘導モータのための新数学モデルに基づくベクトル制御. 平成10年電気学会全国大会講演論文集[4], pp. 316-317, 1998.
- [104] 古谷真一, 長谷川勝, 道木慎二, 大熊繁. ゲインスケジュールド H_∞ 制御に基づく電流・磁束オブザーバを用いたロバストベクトル制御. 平成12年電気学会産業応用部門全国大会講演論文集[I], pp. 319-322, 2000.
- [105] R. Jonsson and W. Lenhard. Control of an Induction Motor without a Mechanical Sensor, based on the Principle of 'Natural Field Orientation'(NFO). *Proc. of IPEC-Yokohama*, pp. 298-303, 1995.
- [106] Tae-Woong Kim and A. Kawamura. Slip Frequency for Sensorless Low Speed Control of Induction Motor. *Proc. of AMC-Mie*, pp. 156-160, 1996.
- [107] H.Sugimoto. One Improving Measures of Stability in Regeneration Operation of Speed Sensorless Vector Control Induction Motor System Using Adaptive Observer of Secondary Magnetic Flux. *Proc. of IPEC-Tokyo*, pp. 1069-1074, 2000.
- [108] S.Suwankawin and S.Sangwongwanich. Stability Analysis and Design Guidelines for A Speed-Sensorless Induction Motor Drive. *Proc. of PCC-Nagaoka*, pp. 583-588, 1997.

- [109] 新中新二. 誘導機の速度と二次抵抗の一斉同定に関する統一的解析. 電学論D, 113巻, 12号, pp. 1483-1484, 1993.
- [110] 吉原大助, 久保田寿夫, 松瀬貢規. 速度センサレスベクトル制御系における誘導電動機の二次抵抗同定法とその実験による考察. 半導体電力変換研究会資料, Vol. SPC-93-77, pp. 33-40, 1993.
- [111] 上町俊幸, 高橋勲. 誘導電動機の速度センサレス制御の二次抵抗補償法. 電学論D, 116巻, 2号, pp. 131-136, 1996.
- [112] 久保田寿夫, 吉原大介, 松瀬貢規. 速度センサレスベクトル制御誘導電動機の二次抵抗同定. 電学論D, 117巻, 8号, pp. 940-945, 1997.
- [113] 久保田寿夫, 松瀬貢規, 堀洋一. 一次抵抗に不感で回生領域でも安定な誘導電動機のセンサレスベクトル制御. 半導体電力変換研究会資料 SPC-96-99, pp. 21-29, 1996.
- [114] 金原義彦, 小山正人. 二種類の適応磁束オブザーバを併用した速度センサレス制御と一次・二次抵抗同定. 電学論D, 120巻, 8/9号, pp. 1061-1067, 2000.
- [115] 岡内祥司, 青島伸治. 三相誘導電動機の計測用不平衡入力を用いたセンサレス回転速度推定とPWM運転システムへの応用. 計測自動制御学会論文集, 36巻, 2号, pp. 137-142, 2000.
- [116] 赤津観, 河村篤男. 過渡状態を利用した誘導機の速度と二次抵抗の同時推定. 電学論D, 118巻, 12号, pp. 1409-1416, 1998.
- [117] Dea-Woong Chung, Jung-Ik Ha, Seung-Ki Sul, 井手耕三, 室北幾磨, 沢俊裕. 誘導電動機の高調波電圧重畳による速度センサレスベクトル制御. 電学論D, 120巻, 11号, pp. 1257-1264, 2000.
- [118] I.Sato, H.Kubota, K.Matsuse, H.Ohta, and Y.Hori. Zero Frequency Operation for Sensorless Vector Controlled Induction Machines using Extended Kalman Filter. *Proc. of IPEC-Tokyo*, pp. 2082-2086, 2000.

- [119] Heui-Wook Kim and Seung-Ki Sul. A New Motor Speed Estimator Using Kalman Filter in Low-Speed Range. *IEEE Trans. on Ind. Elec.*, Vol. 43, No. 4, pp. 498-504, 1996.
- [120] 赤津観, 河村篤男. 理想電圧源による誘導機の世界速度センサレス零速制御の実験的考察. 電学論D, 120巻, 12号, pp. 1408-1418, 2000.
- [121] 大熊繁. 電動機駆動システムのオートチューニング. 平成7年電気学会産業応用部門全国大会講演論文集 [I], pp. S.51-S.80, 1995.
- [122] 杉江俊治, 岡田昌史. システム同定と補償器の統合化設計. システム/制御/情報, 41巻, 1号, pp. 6-11, 1997.
- [123] 岡田昌史. 補償器とモデリングの統合化. SICE セミナーテキスト「適応制御の基礎と発展」, pp. 75-95, 1999.
- [124] K.Yubai, T.Suzuki, and S.Okuma. Joint Design Method Based on Factorized Representation of Plant and Controller of 2DOF Control System. *Proc. of AMC-Nagoya*, pp. 135-140, 2000.

謝辞

本研究の遂行にあたり、終始、御指導を賜りました名古屋大学大学院工学研究科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、御指導を賜りました名古屋大学大学院工学研究科教授工学博士松村年郎先生に御礼申し上げます。名古屋大学大学院工学研究科助教授工学博士鈴木達也先生には制御理論全般を御教え頂きました。特に本論文第5章に関しまして、大変貴重な御意見を賜りました。深く感謝申し上げます。本研究は、三重大学工学部助教授博士(工学)道木慎二先生の直接の御指導により行いました。名古屋大学大学院在籍当時より、モータドライブ技術からその応用、周辺技術に至るまで、熱心に御教示賜りました。ここに厚く御礼申し上げます。名古屋市立大学自然科学教育センター助教授博士(工学)橋山智訓先生には制御の概念に対して、本研究とは異なった観点から御討論賜りました。深く感謝申し上げます。岐阜工業高等専門学校講師博士(工学)富田陸雄先生には、電動機の構造および特性につきまして有益な御助言を賜りました。深く御礼申し上げます。三重大学工学部助手博士(工学)残間忠直先生にはロバスト制御理論に関して御教示賜りました。三重大学工学部助手博士(工学)弓場井一裕先生には線形時変システムに対する制御系設計について数々の御助言を賜りました。ここに御礼申し上げます。

本論文の第2章、第4章は三菱電機株式会社山崎尚徳氏に多大なる御協力を頂きました。山崎氏には、名古屋大学大学院博士課程前期課程在籍時により共同研究者として議論し、同大学院修了後も本研究遂行に御協力頂きました。ここに深く御礼申し上げます。三菱電機株式会社金原義彦氏には、第5章および投稿論文作成に関して貴重な御意見を賜りました。ここに御礼申し上げます。

実験装置の開発にあたり、名古屋大学大学院工学研究科技官福森勉氏、同技官藤原文治氏に多大なるご協力を頂きました。御礼申し上げます。名古屋大

学大学院工学研究科博士課程前期課程2年古谷真一氏には実験装置の開発ならびに共同研究者として御協力頂きました。御礼申し上げます。

本研究を進めるにあたり、物質的にも精神的にも恵まれた環境を用意して頂きました。諸先生方の御尽力は言うに及ばず、名古屋大学大学院工学研究科博士課程後期課程3年陳志謙氏、岩崎正宏氏をはじめ、著者と同時代に大熊研に在籍したすべての方々に御礼申し上げます。

最後に、大学院博士課程に進学し、5年の長きにわたり研究に専念することができたのは、家族の理解と協力のお陰であります。末筆ながら、家族とりわけ両親に感謝し、本論文を締めくくりと致します。

