

名古屋大学大学院工学研究科
博士課程(後期課程)

新しい数学モデルを用いた永久磁石同期モータの
位置センサレス制御系のロバスト化に関する研究

松本 純

目次

第 1 章 序論	3
1.1 研究背景	3
1.1.1 環境・エネルギー問題と動力源のモータ化	3
1.1.2 モータの歴史とその応用	5
1.1.3 永久磁石同期モータの種類と特徴	6
1.1.4 永久磁石同期モータの制御とその位置センサレス化	8
1.1.5 永久磁石同期モータの開発動向	9
1.1.6 高性能化した永久磁石同期モータにおける位置センサレス制御の課題	11
1.2 研究目的	14
1.3 本論文の構成	15
第 2 章 永久磁石同期モータの位置センサレス制御とその課題	17
2.1 はじめに	17
2.2 永久磁石同期モータの制御に用いる座標系の定義	17
2.3 永久磁石同期モータの数学モデルおよび発生トルク	20
2.4 永久磁石同期モータの制御法	21
2.4.1 電流制御器	24
2.4.2 電流指令値演算器	26
2.4.3 最大トルク/電流制御	28
2.4.4 弱め磁束制御	31
2.4.5 永久磁石同期モータの位置センサレス制御	31
2.4.6 位置センサレス制御のための数学モデル	32
2.5 磁気飽和現象に起因するパラメータ変動	34
2.6 まとめ	36
第 3 章 磁気飽和現象に対してロバストな PMSM の数学モデル	37
3.1 はじめに	37
3.2 提案する PMSM の新しい数学モデル	38

3.2.1	従来の数学モデル	38
3.2.2	提案する数学モデルの導出	39
3.3	磁束位相およびトルク最大化電流位相の関係	40
3.4	まとめ	45
第4章	新しい数学モデルを用いた PMSM の位置センサレス制御	47
4.1	はじめに	47
4.2	提案モデルに基づく最大トルク制御法	48
4.3	最大トルク制御軸推定の厳密化による高精度最大トルク制御法	50
4.4	提案モデルに基づく弱め磁束制御	51
4.5	提案モデルに基づく電流制御系に適した非干渉化制御法	56
4.5.1	提案モデルに基づく電流制御系における従来形非干渉化制御	56
4.5.2	提案モデルに基づく電流制御系に適した非干渉化制御	59
4.6	実機実験	61
4.6.1	実験条件	61
4.6.2	最大トルク制御軸推定結果	61
4.6.3	弱め磁束制御結果	67
4.6.4	非干渉化制御結果	69
4.7	まとめ	72
第5章	同一次元オブザーバを用いた速度推定誤差に対する位置推定のロバスト化	73
5.1	はじめに	73
5.2	提案した数学モデルによる最大トルク制御軸推定の過渡特性に関する考察	74
5.3	同一次元オブザーバを用いた位置センサレス制御	77
5.3.1	同一次元オブザーバの構成と複素ベクトル表記	77
5.3.2	極配置によるオブザーバゲイン設計法	81
5.4	速度推定誤差に対してロバストな極配置設計指針	83
5.4.1	誤差伝達関数の導出	83
5.4.2	代数設計による極配置法	84
5.5	実機実験	87
5.5.1	実験条件	87
5.5.2	磁束推定結果	87
5.5.3	負荷ステップ応答	92
5.6	まとめ	92

第6章 結論	97
6.1 本研究の成果	97
6.2 今後の課題	98
参考文献	101

目 次

1.1	日本の温室効果ガス排出量(出典: 環境省. 2012 年度(平成 24 年度)の温室効果ガス排出量(速報値).)	4
1.2	PMSM の回転子構造	7
1.3	PMSM の位置センサレス制御系	10
2.1	PMSM の構造例	18
2.2	PMSM の物理モデルおよび座標系	19
2.3	PMSM の $d-q$ 軸上における等価回路	22
2.4	PMSM の駆動システム	23
2.5	$d-q$ 軸における PMSM のブロック線図	25
2.6	電流制御系のブロック線図	25
2.7	電圧制限および電流制限を考慮した場合の電流ベクトル選択可能範囲	27
2.8	PMSM の速度 - トルク特性の一例	29
2.9	IPMSM における電流位相とトルクとの関係	30
2.10	供試機における L_q の磁気飽和特性	35
3.1	PMSM の物理モデル	41
3.2	座標系の定義	43
3.3	$(L_q - L_d)i_q/K_E$ に対する磁束位相および電流位相特性	44
4.1	従来法および提案法に基づく位置センサレス制御系のブロック線図	49
4.2	最大トルク制御軸推定の構成	52
4.3	電流ベクトル指令値の生成	55
4.4	位相差がない場合の電流応答	58
4.5	位相差発生時の電流応答	58
4.6	$\gamma-\delta$ 軸における PMSM のブロック線図	60
4.7	提案する非干渉化制御器の構成	60
4.8	実験システムの概要	62
4.9	実験システムの構成	62
4.10	L_q の測定結果	63

4.11	最小次元磁束オブザーバの構成	64
4.12	最大トルク制御軸推定結果	65
4.13	速度-トルク特性の測定結果	68
4.14	50%負荷一定時における速度ステップ応答	70
4.15	電流ステップ応答 ($i_\gamma : 0 \rightarrow -8.66\text{A}$)	71
4.16	電流ステップ応答 ($i_\delta : 0 \rightarrow 8.66\text{A}$)	71
5.1	定常状態における $d-q$ 軸と $\gamma-\delta$ 軸との位相関係	75
5.2	実験システムの構成 (同次元オブザーバ, 速度制御系なし)	76
5.3	提案モデルに基づく位置センサレス制御系の負荷ステップ応答 ($\alpha_1 =$ $\alpha_2 = -200$)	78
5.4	同次元磁束オブザーバの構成	82
5.5	$G_2(j\omega)$ のゲイン特性	86
5.6	提案モデルに基づく位置センサレス制御系の負荷ステップ応答 ($\alpha_1 =$ $-50, \alpha_2 = -1000$)	88
5.7	実験システムの構成	89
5.8	$\omega_{rm} = 1000 \text{ min}^{-1}$ 時の磁束推定結果	90
5.9	$\omega_{rm} = 3000 \text{ min}^{-1}$ 時の磁束推定結果	91
5.10	$\omega_{rm} = 1000 \text{ min}^{-1}$ 時の負荷ステップ応答	93
5.11	$\omega_{rm} = 3000 \text{ min}^{-1}$ 時の負荷ステップ応答	94

変数および定数の定義

本論文で用いる変数および定数の定義を以下に示す.

v_{uv}, v_{vw} : uv 線間電圧, vw 線間電圧

v_u, v_v, v_w : u 相電圧, v 相電圧, w 相電圧

v_u^*, v_v^*, v_w^* : u 相電圧指令値, v 相電圧指令値, w 相電圧指令値

i_u, i_v, i_w : u 相電流, v 相電流, w 相電流

i_u^*, i_v^*, i_w^* : u 相電流指令値, v 相電流指令値, w 相電流指令値

v_α, v_β : α 軸電圧, β 軸電圧

v_α^*, v_β^* : α 軸電圧指令値, β 軸電圧指令値

i_α, i_β : α 軸電流, β 軸電流

i_α^*, i_β^* : α 軸電流指令値, β 軸電流指令値

$\lambda_\alpha, \lambda_\beta$: 提案する磁束の α 軸成分, 提案する磁束の β 軸成分

$\hat{\lambda}_\alpha, \hat{\lambda}_\beta$: 提案する磁束の α 軸成分推定値

提案する磁束の β 軸成分推定値

$\mathbf{v}_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \end{bmatrix}^T$: 固定座標系 ($\alpha - \beta$ 軸) 上の電圧ベクトル

$\mathbf{i}_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} i_\alpha & i_\beta \end{bmatrix}^T$: 固定座標系 ($\alpha - \beta$ 軸) 上の電流ベクトル

$\boldsymbol{\lambda}_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} \lambda_\alpha & \lambda_\beta \end{bmatrix}^T$: 固定座標系 ($\alpha - \beta$ 軸) 上の提案する磁束ベクトル

-
- v_d, v_q : d 軸電圧, q 軸電圧
 v_d^*, v_q^* : d 軸電圧指令値, q 軸電圧指令値
 v_d', v_q' : d 軸 PI 制御器の出力, q 軸 PI 制御器の出力
 i_d, i_q : d 軸電流, q 軸電流
 i_d^*, i_q^* : d 軸電流指令値, q 軸電流指令値
 λ_d, λ_q : 提案する磁束の d 軸成分, 提案する磁束の q 軸成分
 $\mathbf{v}_{dq} = \begin{bmatrix} v_d & v_q \end{bmatrix}^T$: 回転座標系 ($d - q$ 軸) 上の電圧ベクトル
 $\mathbf{i}_{dq} = \begin{bmatrix} i_d & i_q \end{bmatrix}^T$: 回転座標系 ($d - q$ 軸) 上の電流ベクトル
 $\boldsymbol{\lambda}_{dq} = \begin{bmatrix} \lambda_d & \lambda_q \end{bmatrix}^T$: 回転座標系 ($d - q$ 軸) 上の提案する磁束ベクトル
 v_γ, v_δ : γ 軸電圧, δ 軸電圧
 v_γ^*, v_δ^* : γ 軸電圧指令値, δ 軸電圧指令値
 v_γ', v_δ' : γ 軸 PI 制御器の出力, δ 軸 PI 制御器の出力
 i_γ, i_δ : γ 軸電流, δ 軸電流
 i_γ^*, i_δ^* : γ 軸電流指令値, δ 軸電流指令値
 $\mathbf{v}_{\gamma\delta} = \begin{bmatrix} v_\gamma & v_\delta \end{bmatrix}^T$: 推定回転座標系 ($\gamma - \delta$ 軸) 上の電圧ベクトル
 $\mathbf{i}_{\gamma\delta} = \begin{bmatrix} i_\gamma & i_\delta \end{bmatrix}^T$: 推定回転座標系 ($\gamma - \delta$ 軸) 上の電流ベクトル
 V_a : $d - q$ 軸および $\gamma - \delta$ 軸電圧振幅
 V_{am} : $d - q$ 軸および $\gamma - \delta$ 軸電圧振幅制限値
 I_a : $d - q$ 軸および $\gamma - \delta$ 軸電流振幅
 I_{am} : $d - q$ 軸および $\gamma - \delta$ 軸電流振幅制限値
 V_o : $d - q$ 軸および $\gamma - \delta$ 軸誘起電圧振幅
 V_{om} : $d - q$ 軸および $\gamma - \delta$ 軸誘起電圧制限値

λ : 提案する磁束ベクトル

$\hat{\lambda}$: 提案する磁束ベクトル推定値

R : 固定子巻線抵抗

L_d : d 軸インダクタンス

L_q : q 軸インダクタンス

K_E : 誘起電圧定数

P_n : 回転子の極対数

θ_{re} : α 軸を基準とした回転子の磁極位置 (電気角)

θ : α 軸を基準とした γ 軸との位相

$\hat{\theta}$: α 軸を基準とした γ 軸との位相推定値

ω_{rm} : 回転子速度 (機械角)

ω_{re} : 回転子速度 (電気角)

τ : 出力トルク

p : 微分演算子

$\mathbf{I} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$: 単位行列

$\mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$: 交代行列

第1章

序論

1.1 研究背景

1.1.1 環境・エネルギー問題と動力源のモータ化

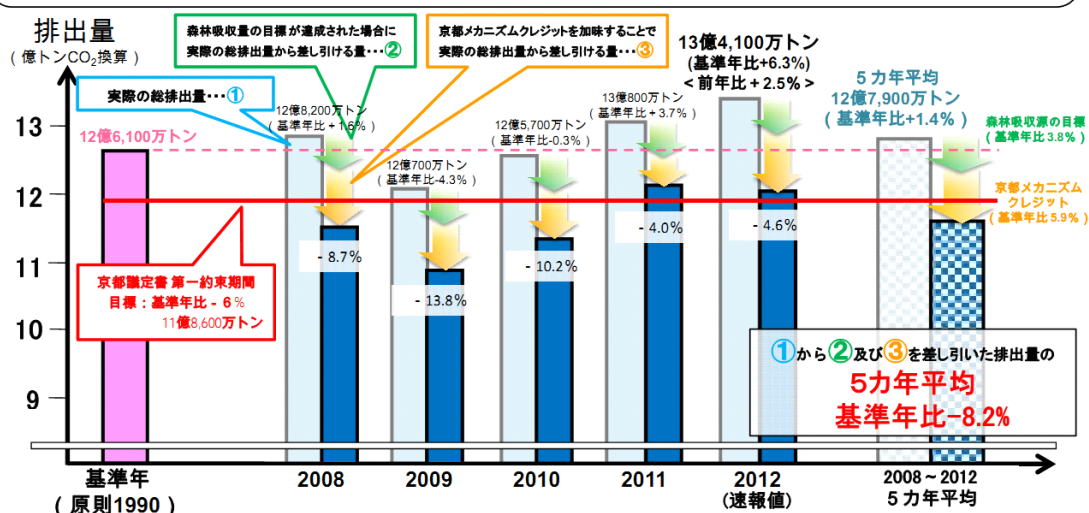
近年、エネルギーの安定供給、環境保全は地球規模の問題として認識されており、世界的にも様々な取り組みが行われている。人類が持続可能な社会を構成するためにはエネルギー資源の保護および管理、生産消費形態の見直しが必要である。

産業革命以降のエネルギー消費の急速な増加に端を発し、世界のエネルギー消費量は増加の一途を辿っている [1]。エネルギー消費量の増加は生産性の向上、生活水準の改善をもたらし、人類の文明を大きく発展させた。これに伴い、世界人口は急激なペースで増加しており、これがさらなるエネルギー消費量の増加を招くと予想される。また、今後の途上国の発展によってもエネルギー消費量は増加するものと考えられる。

世界のエネルギー消費量のうち、その約 87 % は有限、かつ、二酸化炭素等の温室効果ガス排出の化石エネルギーによるものである [2]。温室効果ガスは地球温暖化に端を発した地球環境悪化の主要因の一つであると考えられており、国際的な対応が求められ、1992 年に採択された国連気候変動枠組条約 (UNFCCC: United Nations Framework Convention on Climate Change) に基づき、京都議定書の採択・発効等、世界的な取り組みが行われている。環境省の温室効果ガス排出量 (速報値) [3] によれば、日本は京都議定書第一約束期間 (2008 年から 2012 年) に定められた温室効果ガス排出量の削減目標の達成が確実となった。しかしながら、これは森林が成長する中で吸収されるであろう二酸化炭素を削減量として計上する森林吸収源対策、途上国への技術・資金等の支援により期待できるであろう温室効果ガスの削減量を計上する京都メカニズムによるものであり、日本の温室効果ガスの排出量は基準年 (1990 年) に対して平均 1.4 % 増加している。この他にも、図 1.1 に示すように、リーマン・ショックによって経済が停滞したため、2009 年の温室効果ガスの排出量が急落した

我が国の温室効果ガス排出量と京都議定書の達成状況

- 2012年度の我が国の総排出量（速報値）は、**13億4,100万トン**（基準年比+6.3%、前年度比+2.5%）
- 仮に**森林吸収量の目標***1を達成し、**京都メカニズムクレジット***2を加味すると、5力年（2008～2012年度）平均で基準年比**-8.2%***3となり、**京都議定書の目標（基準年比-6%）**を達成する見込み



※1 森林吸収量の目標 京都議定書目標達成計画に掲げる基準年総排出量比約3.8% (4,767万トン/年)

※2 京都メカニズムクレジット：政府取得 平成24年度末時点での京都メカニズムクレジット取得事業によるクレジットの総契約量 (9,752.8万トン)を5力年で割った値
民間取得 電気事業連合会のクレジット量 (「電気事業における環境行動計画 (2009年度版～2013年度版)」より)

※3 最終的な排出量・吸収量は、2014年度に実施される国連気候変動枠組条約及び京都議定書下での審査の結果を踏まえ確定する。
また、京都メカニズムクレジットも、第一約束期間の調整期間終了後に確定する (2015年後半以降の見通し)。

図 1.1. 日本の温室効果ガス排出量 (出典：環境省、2012 年度 (平成 24 年度) の温室効果ガス排出量 (速報値).)

ことも影響しており [3], 持続的な排出量の削減にはさらなる努力は必須である。

日本で排出される温室効果ガスのうち約 90 % はエネルギー起源によるものであるため [3], 温室効果ガス排出量の削減にはエネルギーの有効利用が必須である。この解決策の一つとして動力源の電動化, すなわちモータ化が挙げられる [4, 5, 6, 7, 8]. この理由はモータが電気エネルギーをエネルギー源としている点にある。電気エネルギーは化石エネルギー以外にも太陽光エネルギー, 風力エネルギー等の再生可能エネルギーからも生成可能である。したがって, モータはエネルギー源を特定しないため, 現状進みつつあるエネルギー源の多様化にも対応可能といった利点を有する。また, モータは機械エネルギーを電気エネルギーに変換することも可能であるため, 従来は熱として放出していたエネルギーを電気エネルギーとして蓄積できるといった特徴も有する。このような利便性および従来の動力源に対する優位性からモータ化は進み, 現在, モータはエアコン・洗濯機等の民生用途, ポンプ・工作機械等の産業用途, 自動車・電車等の交通輸送用途等, 様々な分野で広く用いられるようになり, 現代社会において不可欠な存在となっている [9]. 動力源のモータ化が進んだ結果, モータの消費電力は日本の電力消費総量の 50% 以上を占めるまで至った。この結果, エネルギーの有効利用, ひいては, 温室効果ガス排出量の削減の観点からモータのさらなる高効率化および適用範囲拡大が求められているのが実情である。

1.1.2 モータの歴史とその応用

モータの歴史は古く, その原理は 19 世紀前半に Oersted, Faraday らによって発見された電流の磁気作用, 電磁誘導の法則にまで遡る [10]. 1834 年に Davenport によって実用的な直流モータが発明された [11]. 1882 年に Tesla によって考案された回転磁界の原理を基に, 1887 年から 1889 にかけて Tesla, Ferraris, Dobrowolsky らによって誘導モータが発明された [12]. その後, 交流技術の確立, 電力網の発達により, モータは広く用いられるようになった。

1957 年に 米国 GE 社で発明されたサイリスタの登場に端を発した, パワーエレクトロニクス技術の急速な発展に伴い [13], モータを取り巻く環境も大きく変わることになる [14]. それまで, モータは定速駆動用途を中心に用いられてきたが, 半導体デバイスを用いた電力変換器と組み合わせることにより, 可変速駆動や高応答が要求される用途にも応用分野を広げていった。

モータによる可変速駆動が普及し始めた 1960 年代から 1980 年頃までは直流モータが用いられていた [15]. これは直流モータの制御性が良いこと, また, パワーエレクトロニクスの黎明期であったことに由来している。直流モータは整流子・ブラシが機械的に界磁電流とトルク電流の直交性の維持, 電流極性の切り替えを行っているため, チョップ回路による ON-OFF 制御により可変速駆動が実現できる。これに

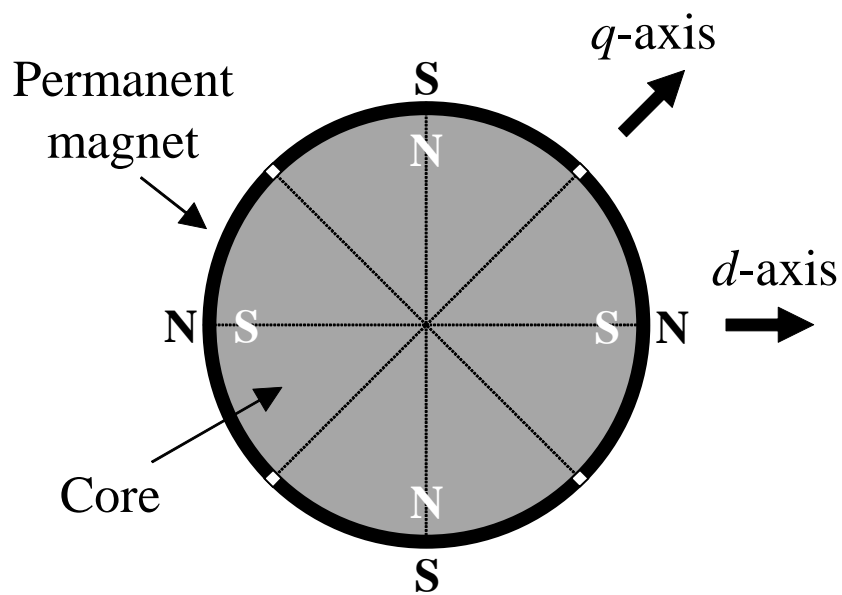
対して、交流モータはこれらの機械的構造を有していないため、界磁電流とトルク電流の直交性の維持、電流極性の切り替えを制御によって実現する必要があり、単純な ON-OFF 制御では可変速駆動を実現することができない。これを実現する理論としてベクトル制御が 1968 年頃 Hasse および Blaschke によって提案されていたが [16]、この実装には複雑で高速な演算が要求されるため、当時の技術レベルでは実現不可能であった [17]。これらを背景に交流モータは一定周波数で定速運転するような用途への適用にとどまり、可変速駆動の要求を満たすには至らなかった。しかしながら、直流モータには整流子・ブラシの摩耗による保守、また、この機械構造ゆえに最高回転数・絶縁耐圧に上限があるため、この制約を緩和できる交流モータへの期待が高まっていた。1970 年代にはマイクロプロセッサの性能向上・低コスト化に関する研究が盛んに行われ [18]、この結果、1980 年代始めにはベクトル制御の本格的な実用化が始まった [19]。このように、電力変換器、マイクロプロセッサ、制御技術が発展したことにより、今日では直流モータに代わり交流モータによる可変速駆動が急速に広がり、主流となった。

近年では交流モータの中でも、永久磁石同期モータ (PMSM : Permanent Magnet Synchronous Motor) が注目されている。PMSM はネオジム磁石に代表される高性能な永久磁石を用いたモータであり、製造・加工技術の進歩もあり、誘導モータより小形化・高出力化・高効率化が可能といった特徴を有する。現在、PMSM は産業分野、サーボ分野、家電分野、さらには自動車分野等、幅広く用いられている [20]。

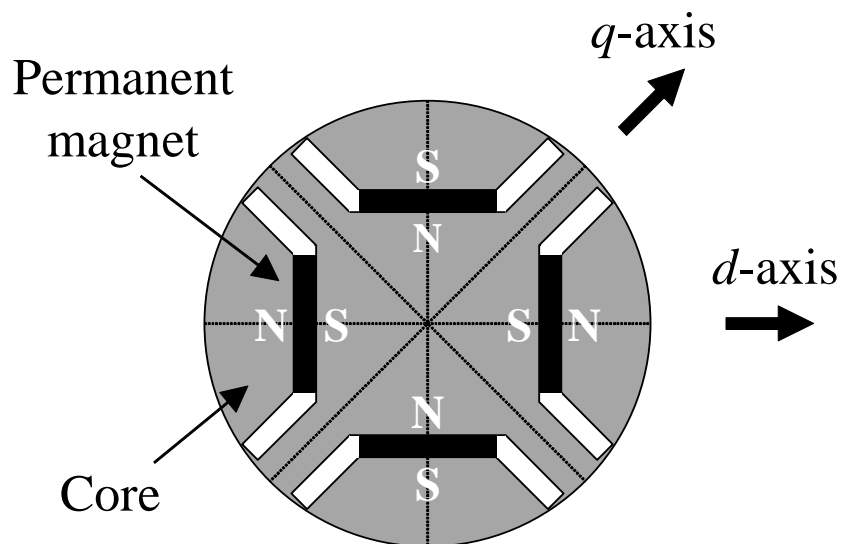
1.1.3 永久磁石同期モータの種類と特徴

PMSM は永久磁石により回転子磁束を得る交流モータであり、誘導モータのように 2 次電流を必要としないため、高効率である。図 1.2 に示すように、PMSM は回転子の構造により表面磁石同期モータ (SPMSM: Surface Permanent Magnet Synchronous Motor) と埋込磁石同期モータ (IPMSM: Interior Permanent Magnet Synchronous Motor) の 2 種類に大別される [21]。SPMSM は回転子表面に永久磁石を配置したものであり、固定子電流によって生じる回転磁界と永久磁石との相互作用によりトルク (マグネットトルク) を発生させ、回転する。永久磁石の透磁率は真空の透磁率とほぼ等しいため、回転子の磁気抵抗は位置に対して均一となる。このため、SPMSM は固定子電流とトルクの線形性が良く、また、トルク脈動も小さく制御性が良いため、サーボモータを中心に普及してきた。

これに対して、IPMSM は回転子内部に永久磁石を埋め込んだ構造となる。このため、回転子の磁気抵抗は位置に対して均一とならず、固定子電流が作る磁束は永久磁石の磁極方向 (d 軸) には通りやすく、鉄心方向 (q 軸) には通りやすいといった磁気異方性が生じる。したがって、固定子から見たインダクタンスは回転子の位置に応じ



(a) SPMSM



(b) IPMSM

図 1.2. PMSM の回転子構造

て変化し、それぞれ d 軸方向で最小値となり、 q 軸方向で最大値となる。このため、回転磁界によって蓄えられる磁気エネルギーが方向によって異なるため、これによりトルク（リラクタンストルク）が発生する [22]。IPMSM はマグネットトルクに加えて、リラクタンストルクも利用して回転するモータであり、一般的に SPMSM に比べて出力密度が増加するといったメリットがある [23]。また、回転子の鉄心形状、磁石配置に自由度があるため、用途に合わせた設計が可能である。このため、IPMSM は家電機器、産業機械等を中心に普及してきており、今後の発展も期待される。

1.1.4 永久磁石同期モータの制御とその位置センサレス化

1.1.2 項で述べたように、交流モータにおける可変速駆動の実現には、モータ単体の議論だけでは不十分であり、電力変換器および制御技術を組み合わせたモータ駆動システムとして総合的に議論する必要がある [24]。PMSM においても同様であるが、PMSM は直流モータのブラシや整流子、誘導モータのかご形導体等の自己始動するための機械的構造を有していないため、そもそも、流す電流を適切に制御しなければ駆動することができない。したがって、PMSM においてはモータ駆動システムとして議論が不可欠である。

PMSM の駆動システムにおける制御への要求は大きく分けて以下の 2 点である。

- 1) 電流に比例して瞬時トルク制御が可能な直流モータに準じた優れたトルク制御の実現
- 2) 高効率化や駆動範囲の拡大等、目的の駆動を達成する電流指令値の生成

1) の達成には一般的にベクトル制御が用いられている。ベクトル制御は固定子電流を、回転子を基準とした d 軸、 q 軸の直交する 2 つの成分に分解し ($d-q$ 軸)、各軸の電流を独立に制御する手法である [25]。PMSM においては永久磁石の磁極方向を d 軸、その直交方向を q 軸ととるのが一般的である。 $d-q$ 軸に分解したことにより、固定子電流を振幅と位相の 2 つの成分、すなわち電流ベクトルとして集約することができる。したがって、それぞれ d 、 q 軸の電流を制御すれば交流電流の制御が可能となる。

ただし、ベクトル制御の実装には $d-q$ 軸を把握するための位置情報、回転速度情報が必要となる。一般的にはパルスエンコーダやレゾルバといった位置センサを用いて位置情報を取得し、速度情報は位置情報を微分することで得ている。しかしながら、位置センサには以下に示す欠点があるため、その設置は好まれない。

- $d-q$ 軸を把握するためのものであるため、モータ軸に取り付けなくてはならず、これにより、設置スペースが増加する

- 配線の取り回しスペースの確保する必要があるため、用途によってはシステムが大形化する
- 精密機械であるため高価であり、また、制御器から離れている場合、配線に伴いコストが増加する
- 高温・高圧環境下では精度が低下し、また、断線等の危険があるため、設置環境によっては信頼性低下を招く

このため、位置センサを用いず、位置情報を推定し、これを用いて制御を行う位置センサレスベクトル制御 (以下、位置センサレス制御とする) が研究され [26, 27, 28, 29, 30], 家電分野を中心に実用化に至っている [31].

2) の達成には最大トルク/電流 (MTPA: Maximum Torque Per Ampere) 制御, 弱め磁束制御が用いられる [32, 33, 34, 35, 36, 37]. ベクトル制御された PMSM の発生トルクは電流振幅のみならず, 電流位相にも依存することから, MTPA 制御は同一トルクを発生する電流ベクトルのうち, その振幅が最も小さくなる電流位相を電流指令値として採用する手法であり, モータ損失のうち最も大きいとされる銅損の最小化を目的とした高効率制御法である. これに対して, 弱め磁束制御は駆動領域拡大を目的とした制御法である. PMSM は回転子に永久磁石を有するため, 回転速度に応じた誘起電圧を発生する. この誘起電圧と電源電圧が釣り合うとモータに電流を流すことができなくなるため, この速度が最高速度となる. ただし, 永久磁石の磁束を弱める方向に磁束を生じさせれば, 発生する誘起電圧が抑えられるため, その分, 最高速度は上昇する. これを実現する制御法が弱め磁束制御であり, 定出力領域の駆動には必須となる制御法である.

MTPA 制御および弱め磁束制御は運転状態に応じた電流指令値を演算するものであるため, この実装には高精度なモータパラメータが要求される. また, 演算される電流指令値は $d-q$ 軸に基いて行われるため, $d-q$ 軸の把握も必要である.

図 1.3 に PMSM の位置センサレス制御系の概要を示す. 一般的な位置センサレス制御系ではモータモデルを用いて電圧, 電流情報から位置情報を推定し, これを用いて電流制御を行う. このため, 位置推定においても高精度なモータパラメータが要求されることになる.

1.1.5 永久磁石同期モータの開発動向

従来, モータを用いたシステムを構築しようとした場合, 自らの用途に合わせて電機メーカーが提供するラインナップの中からモータを選択し, その後, 電力変換装置や制御器の設計を行って所望の特性を実現するのが一般的であった [38]. しかしながら,

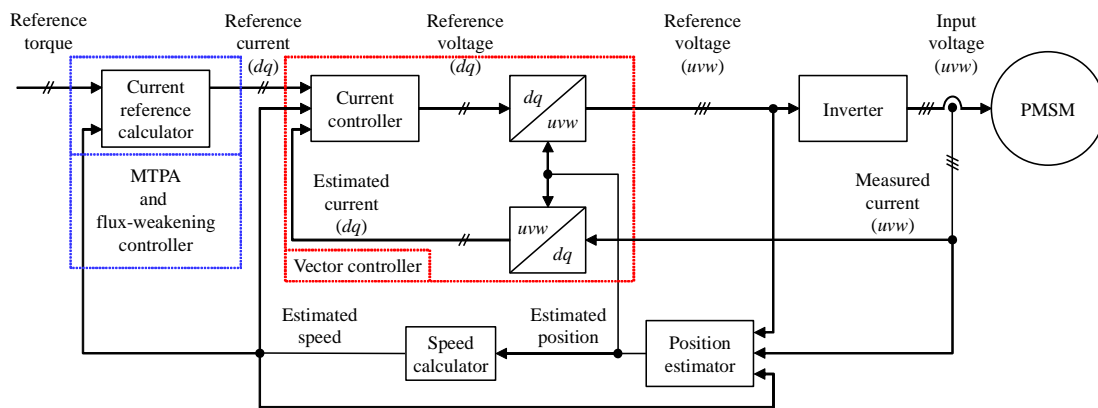


図 1.3. PMSM の位置センサレス制御系

近年ではモータに対する省エネルギー化, 高出力化, 高トルク化, 低コスト化といった要求が高まったために [39], ラインナップの中からモータを選択しては仕様を満たすことができないケースが増えてきている. このため, 提供されたモータから選択するのではなく, 用途に合わせてモータを設計・開発をするといった動きがある [40, 41, 42]. この背景には以下に示す技術の発展が大きく寄与している.

- 材料技術: 強力な希土類磁石, 低損失な電磁鋼板の登場により, モータ設計の幅が広がった [43, 44]
- 設計・解析技術: 電磁界解析手法の発達に加えて計算機能力が向上したことにより, 高精度な損失, 振動・騒音等の解析が可能となった [45, 46]
- 生産技術: プレス加工技術, コイルの高占積率化技術の発達により, 設計要求を満たすモータの製作が可能となった [47]

これらの技術革新により, 様々な要求仕様を満たす高性能な PMSM が手に入るようになったため, PMSM の適用範囲は急速に広がっていった. 高性能な PMSM は従来のものに比べて高トルク化, 高出力化, 高効率化, 小形化等を実現したが, 同時に新たな欠点が生じた. それは制御性の低下である. 従来のラインナップにあるようなモータは制御性と安全性を考慮した設計であったため, 理論通りの性能を比較的簡易に得ることができた. しかしながら, 高性能化した PMSM ではその性能向上のために材料特性の限界を突き詰めるような設計となるため, 適切に制御しなければ, 本来の性能を引き出すことができない, 制御性の劣化したモータとなった. このため, 近年では PMSM の駆動システムにおいて, 制御は非常に重要な役割を担うことになった.

1.1.6 高性能化した永久磁石同期モータにおける位置センサレス制御の課題

1.1.5 項では PMSM の高性能化に伴い, 従来のモータに比べて制御性が低下したことを述べた. 中でも近年, 特に問題視されているのが磁気飽和現象に起因するインダクタンス変動である [48]. 1.1.4 項で述べたように, 位置センサレス制御, MTPA 制御, 弱め磁束制御はモータモデルに立脚しているため, 高精度なモータパラメータが要求される. したがって, 制御器に用いるパラメータはその変動に対して注意を払う必要があり, これを怠ると制御性能の劣化に繋がる. このため, これまでにも様々な対策がなされてきた. 例えば, 文献 [49, 50, 51, 52] では事前にオフライン実験で測定したインダクタンスをルックアップテーブルに保存し, 制御時にはこれを参照して用いる手法が提案されている. また, 文献 [53, 54, 55] ではパラメータの適応同定を

行うことで、制御と同時にパラメータを補正する手法も提案されている。しかしながら、オフライン測定に基づく手法では測定時との環境変化を考慮できないため、設定誤差の発生は免れず、また、適応同定に基づく手法では制御系の大域的な安定性を確保することが難しく、想定外のパラメータ変動およびモデル化誤差に対して制御系が不安定化することが知られている。この他にも、磁気飽和を考慮した新たな数学モデルも検討されているが [56]、位置センサレス制御への適用は未だなされていない。また、位置センサレス制御では位置情報は推定により得ているため、根本的に位置推定誤差の発生は回避することができない。このため、上記の手法により精度よく、パラメータを得られたとしても、それを適切に参照できるといった保証はない。

このような背景から、位置センサレス制御系における磁気飽和現象への対策としてはロバスト性の向上が必要であると言える。以下に、位置センサレス制御系のロバスト化に向けた課題を述べる。

- 位置センサレス制御時における最大トルク/電流制御、弱め磁束制御のロバスト化

1.1.4 項で述べたように、PMSM においては、電流ベクトルを適切な位相に制御することにより、同一トルクを得る電流を最小化でき、また、駆動領域の拡大が可能となる。従来の位置センサレス制御時における MTPA 制御、弱め磁束制御の考え方は、

- 1) 数式モデルに基づく回転子位置推定 ($d - q$ 軸推定)
- 2) 数式モデルに基づく電流位相設計

の 2 つの要素に基づいており、この 2 条件が成立してこそ、所望の目的が達成され得る。したがって、数式モデルへの依存度が高く、高精度なモータパラメータが要求されることになる。しかしながら、前述の通り、高性能化の進んだ PMSM では磁気飽和現象に起因してインダクタンスが大きく変動するため、従来の MTPA 制御および弱め磁束制御ではパラメータミスマッチの影響により位置推定誤差が生じるとともに発生トルクが減少する。

これに対し、位置推定器に用いるインダクタンスに対して意図的に誤差を与えることにより、推定位相を所望の電流位相に一致させる手法が盛んに議論されている [57, 58, 59, 60, 61]。文献 [57] では、MTPA 制御時の電流ベクトルと一致する軸 (これを最大トルク制御軸と定義) を推定し、この軸に基づく位置センサレス制御が提案されている。この手法は位置センサレス制御時の MTPA 制御に限れば、上記の 1), 2) を一括して実現するものと捉えることができる。すなわち、銅損を最小化する電流位相を直接的に推定するため、従来法では必要であった電流指令値の生成が不要となる。最大トルク制御軸推定に用いる仮

想インダクタンスは磁気飽和現象に対して高いロバスト性を有することが実験的に示されている。しかしながら、仮想インダクタンスの物理的解釈には言及されていないため、誤ったパラメータを意図的に与えたものと言える。したがって、推定する状態量の物理が明確でないため、既提案の制御法と他の制御法とを単純に比較することができず、その優位性を評価することが難しい。また、既提案の手法において仮想インダクタンスの設定範囲は述べられているものの具体的な設定法には言及されていない。

このような最大トルク制御軸を推定する手法により、MTPA 制御の簡易化、ロバスト化は図られたものの、弱め磁束制御への拡張、過渡特性に対する検討は不十分であると言える。近年、高出力化への要求からモータの高速駆動化が求められているため、これを実現する弱め磁束制御法の確立が必要だと言える。また、これらの手法は $d-q$ 軸とは異なる、新たに定義した軸上 (例えば、最大トルク制御軸上) で電流制御を行うため、既存の制御法、知見を直接利用できない。このため、新たなモデルを導入するには制御系全体を改めて検討し、再構築を行う必要がある。

- 位置推定のロバスト化

位置センサレス制御を行う上では位置推定性能向上が最大の課題となる。したがって、ロバスト性の高い数学モデルが得られても、これに基づく位置推定器の性能が低ければ、位置センサレス制御系の性能は向上しない。

このことは既存研究においても指摘されており、その結果、様々な位置推定器およびその設計法が検討されてきた。中でも、同次元オブザーバによる位置推定法は文献 [62] に端を発し、様々な手法が提案されてきた [62, 63, 64, 65, 66]。同次元オブザーバにおいてはシステムの安定性、外乱に対するロバスト性はオブザーバゲインによって定まるため、ゲイン設計は非常に重要な課題となる。しかしながら、その目的に応じた設計法は未だ検討段階にあると言える。

このような中、近年、文献 [63] ではリカッチ方程式に基づくオブザーバゲイン設計法が提案された。これによれば、全駆動領域においてリカッチ方程式を解くことにより、零速度を除く全駆動領域で安定な位置センサレス制御が可能であることが示されている。しかしながら、この手法ではオブザーバの安定性は保たれるものの、誤差収束速度を定めるオブザーバの極配置結果は明らかにされていないため、誤差収束特性およびロバスト性は不明である。さらに、オブザーバゲインの設計において数値設計を用いる場合には設計法が煩雑となり、また、汎用性も損なわれるため、代数計算によるオブザーバゲイン設計法が求められている。一方、オブザーバゲインの代数設計が可能な方法として、古くは文献 [62] があるが、定格速度付近で不安定化することが知られている [63][64]。

これに対して、文献 [64] では文献 [62] の手法を再解釈し、定格速度付近における安定性を確保するためのオブザーバゲイン設計法が提案された。これにより、定格速度付近においても位置センサレス制御が可能となるが、下限駆動域が制限される結果となった [66]。文献 [66] ではオブザーバの構造からゲインがもつ物理的意味を推測し、これとオブザーバの安定条件からゲインの設計指針を示している。

ただし、これらの手法はいずれも位置センサレス制御時のロバスト性に対する感度解析およびロバスト設計はなされていない。同次元オブザーバはパラメータとして速度情報を必要とする。位置センサレス制御では位置情報と同様に、速度情報は推定により得ているため、可変速時に生じる速度推定遅れ、または、パラメータミスマッチの影響に起因する速度推定誤差の発生は回避することができない。したがって、速度推定誤差に対するロバスト性向上はオブザーバおよび位置センサレス制御系の安定性向上へ繋がる、重要な課題であるといえる。

1.2 研究目的

本研究では高性能化した PMSM においてもその性能を引き出せる位置センサレス制御系の確立を目指す。位置センサレス制御系のロバスト性改善に向けて、以下の検討を行う。

まず、磁気飽和現象に対してロバストな位置推定を実現する PMSM の新しい数学モデルを提案する。新しい数学モデルの導出にあたって、モデルの物理的解釈にも言及し、従来の数学モデルとの違いについても検討する。

次に提案する数学モデルの特徴に着目することで、磁気飽和現象に対してロバストな位置センサレス制御系を提案する。本提案は近年、特に問題視されている磁気飽和現象に起因するインダクタンス変動に対して、制御系に用いる数学モデルを変形することでロバスト性を向上させ、対処する手法である。提案モデルに基づく位置センサレス制御では文献 [57, 58, 59, 60, 61] と同様に、 $d-q$ 軸とは異なる、回転子を基準とした直交二軸の座標系上で電流制御を実現する。このため、提案モデルに基づいて、MTPA 制御法、弱め磁束制御法、各軸の電流を独立に制御するための非干渉化制御法を再構築する。これにより、位置センサレス制御系全体の磁気飽和現象に対するロバスト化を図っている。

その後、提案モデルに基づく位置センサレス制御系における位置推定のロバスト化を目的とした、代数計算による同次元オブザーバ設計法を提案する。本提案は位置センサレス制御時には回避することができない速度推定誤差に対する位置推定のロバスト性を向上させる手法である。提案法ではオブザーバゲインの設計問題を極

配置問題に帰着させ, ロバスト制御理論では代表的な H_∞ 制御に基づいて, 速度推定誤差から位置推定誤差までの伝達関数の H_∞ ノルムを最小化する極配置指針を示す. これにより, 位置センサレス制御系のロバスト性の向上を図っている.

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, 従来から PMSM の制御に用いられている座標系と数学モデルを示し, 基本となる制御系の構成を示す. さらに, 従来の位置センサレス制御法についても示す.

第 3 章では, 磁気飽和現象に対してロバストな位置推定を実現する PMSM の新しい数学モデルを提案する. 提案モデルの導出過程とその物理的解釈を示す. さらに, 提案モデルにより推定される状態量の特性を考察し, 位置センサレス制御への適用可能性を示す.

第 4 章では, 提案モデルに基づく位置センサレス制御法を提案する. 第 3 章で得られた提案モデルに基づいて MTPA 制御法, 弱め磁束制御法, 非干渉化制御法を見直し, 新しい位置センサレス制御系を構成する. さらに, 提案する位置センサレス制御系の有効性を実機実験により検証する.

第 5 章では, 同一次元オブザーバを用いた提案モデルに基づく位置センサレス制御系の速度推定誤差に対するロバスト化手法を提案する. まず, 提案モデルの過渡特性に関する考察をした後に, 速度推定誤差に対する位置推定のロバスト化の重要性を示す. 次に, オブザーバゲイン設計問題を極配置問題に帰着させ, H_∞ 制御に基づいたロバスト極配置指針について示す. さらに, 提案する同一次元オブザーバの極配置指針の有効性を実機実験により検証する.

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

永久磁石同期モータの位置センサレス制御とその課題

2.1 はじめに

本章では, まず, PMSM の制御法として広く用いられている, ベクトル制御, MTPA 制御および弱め磁束制御について述べる. さらに, 既存の位置センサレス制御法およびその課題について述べる.

2.2 永久磁石同期モータの制御に用いる座標系の定義

PMSM の電流制御には一般的にベクトル制御が用いられる. ベクトル制御は電圧, 電流および磁束をその瞬時値を合成したベクトルとして取り扱い, 直流モータのように磁束と電流の直交性を担保させることで交流モータの瞬時トルク制御を実現する手法である [67, 68]. このため, 従来の u 相, v 相, w 相の三相から成る $u-v-w$ 軸とは異なる, 固定座標系 $\alpha-\beta$ 軸および回転座標系 $d-q$ 軸の概念とこの座標系に基づく数学モデルが必要となる. そこで, 本節ではベクトル制御に必要な座標系の定義について述べる.

図 2.1 に PMSM の構造例を示す. 三相の巻線を施した固定子と永久磁石および鉄心から成る回転子によって構成されており, 固定子巻線に電圧を印加し, 電流を制御することにより, モータを制御している. 前述の通り, ベクトル制御では各諸量をベクトルとして扱うため, これに則した物理モデルを導出し, その上で議論を行うことが一般的である. これに基づいて導出された一般的な物理モデルおよび座標軸の定義を図 2.2 に示す. 物理モデルとしては, PMSM を u 相, v 相, w 相の三相から成る固定子と永久磁石を含む回転子によって表現した構成となる. 座標系としては, 固定子を基準に u 相方向を α 軸, それに対して 90° 進んだ方向を β 軸とした固定座標系 ($\alpha-\beta$ 軸), 回転子を基準に永久磁石の磁極方向を d 軸, それに対して 90° 進んだ

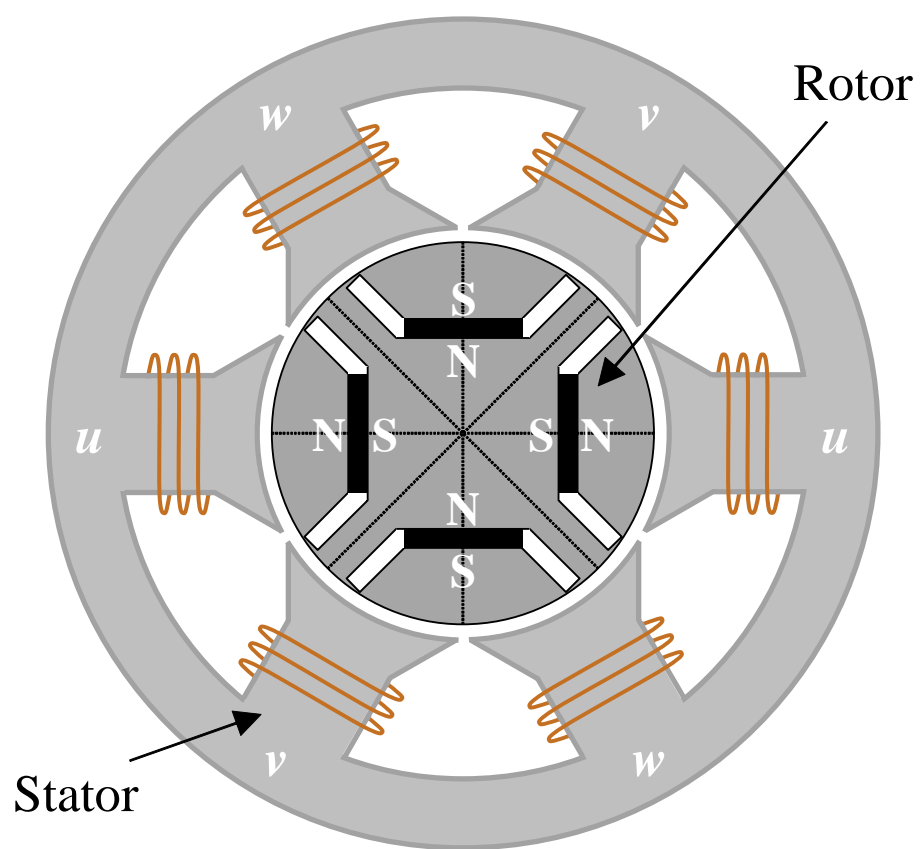


図 2.1. PMSM の構造例

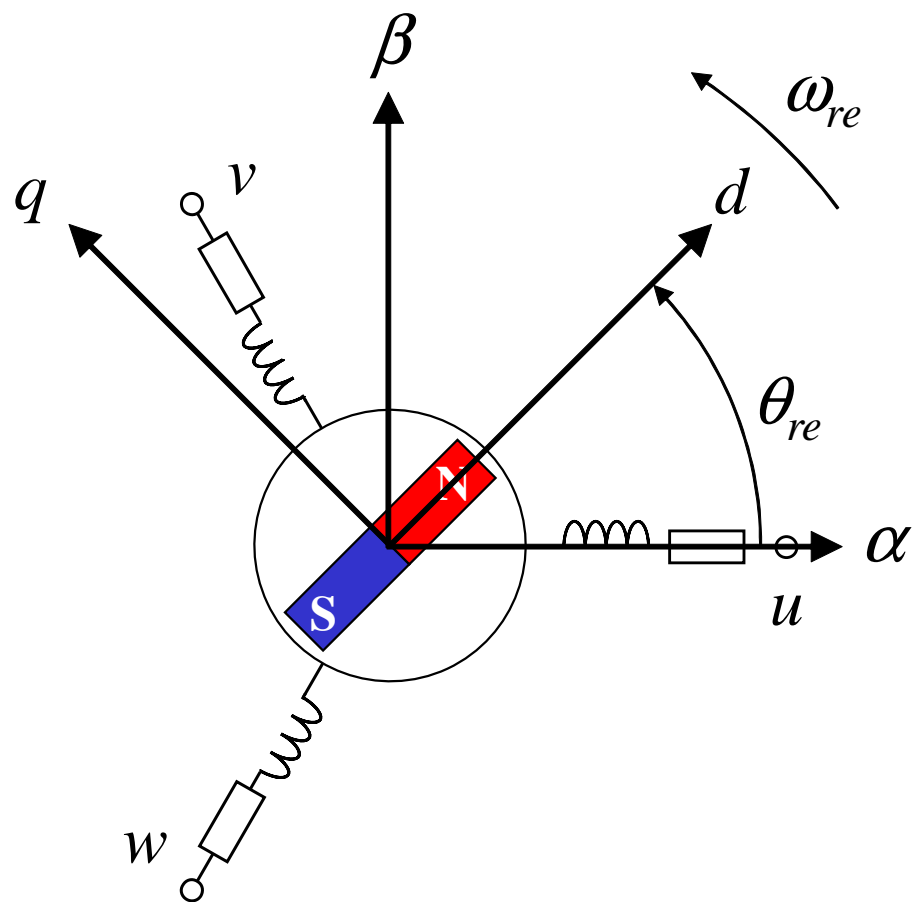


図 2.2. PMSM の物理モデルおよび座標系

方向を q 軸とした回転座標系 ($d-q$ 軸) を導入している. 三相交流を瞬時値の合成ベクトルとして扱うことを考えると, 120° の位相差をもつ $u-v-w$ 軸よりも直交二軸の座標の方が扱いやすい. このために導入されたのが $\alpha-\beta$ 軸であり, これにより, 三相交流成分を二相成分, すなわち, 振幅と位相情報に集約することができる. ただし, $\alpha-\beta$ 軸を導入しても各諸量は交流のまま, すなわち, ベクトルで表してもこれが回転速度または電源周波数に応じて回転するため, その取り扱いが複雑なままである. これを解決するために導入されたのが $d-q$ 軸であり, ベクトル制御の基本となる考え方である. $d-q$ 軸は回転子を基準とした座標系であるため, モータの回転と同期して座標系も回転する. これが回転座標系と呼ばれる所以であり, その回転速度は回転子の回転角速度 ω_{re} と一致する. このため, $d-q$ 軸上では先の回転するベクトルは直流量として観測される. これにより, 電圧, 電流, 磁束の取り扱いが容易となり, 制御系の設計も簡易なものとなる. この $d-q$ 軸上で電流制御を行う手法がベクトル制御である. ただし, ベクトル制御を行う上では $d-q$ 軸を把握するために回転子の磁極位置 (以下, 回転子位置とする) 情報が必要となる.

以下に, 電圧を例とした各座標系の関係式を示す. なお, これらの関係は電流および磁束においても成立する.

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_u \\ v_v \\ v_w \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_{re} & \sin \theta_{re} \\ -\sin \theta_{re} & \cos \theta_{re} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

ここで, $[v_u \ v_v \ v_w]^T$, $[v_\alpha \ v_\beta]^T$, $[v_d \ v_q]^T$ はそれぞれ三相電圧, $\alpha-\beta$ 軸上の電圧および $d-q$ 軸上での電圧である.

2.3 永久磁石同期モータの数学モデルおよび発生トルク

前節で述べたように, $d-q$ 軸上では電圧, 電流および磁束ベクトルを直流量で扱えるため, 一般的にモータの制御は $d-q$ 軸を基準に行われる. $d-q$ 軸上における PMSM の数学モデルを (2.3) 式に示す [69].

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + pL_d & -\omega_{re}L_q \\ \omega_{re}L_d & R + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_{re}K_E \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

ここで, $[i_d \ i_q]^T$, R , L_d , L_q , K_E , ω_{re} , p はそれぞれ, $d-q$ 軸上での電流, 巻線抵抗, d 軸インダクタンス, q 軸インダクタンス, 誘起電圧定数, 回転子速度 (電気角) および微分演算子である. (2.3) 式の特徴を以下に示す.

- この数学モデルは電圧方程式に基づくものであり, R による電圧降下, 固定子鎖交磁束の変化によって生じる誘起電圧を考慮したものである. したがって, 鉄損は考慮されていない.
- 固定子鎖交磁束の変化によって生じる誘起電圧成分には, 永久磁石磁束の回転によって生じる誘起電圧 $\omega_{re}K_E$, 固定子電流によって生じる磁束 $L_d i_d$ および $L_q i_q$ の回転によって生じる誘起電圧 $\omega_{re}L_d i_d$ および $\omega_{re}L_q i_q$, $L_d i_d$ および $L_q i_q$ の時間変化によって生じる誘起電圧 $pL_d i_d$ および $pL_q i_q$ の 3 種類がある.
- 第 1 章で述べたように, IPMSM では d 軸方向の磁束は磁気抵抗の高い永久磁石を通る経路となり, また, q 軸方向は磁気抵抗の低い鉄心を通る経路となるため, 一般的に $L_d < L_q$ といった傾向にある.

(2.3) 式に基づいて d, q 軸それぞれの等価回路を求めると図 2.3 となる.

(2.3) 式に基づいて PMSM のトルク式を導出する. PMSM の入力電力は (2.3) 式の左から $[i_d \ i_q]$ を乗ずることで (2.4) 式のように得られる.

$$\begin{aligned} P_{in} &= [i_d \ i_q] \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} \\ &= R(i_d^2 + i_q^2) + (i_d pL_d i_d + i_q pL_q i_q) + \omega_{re} \{K_E i_q + (L_d - L_q) i_d i_q\} \quad (2.4) \end{aligned}$$

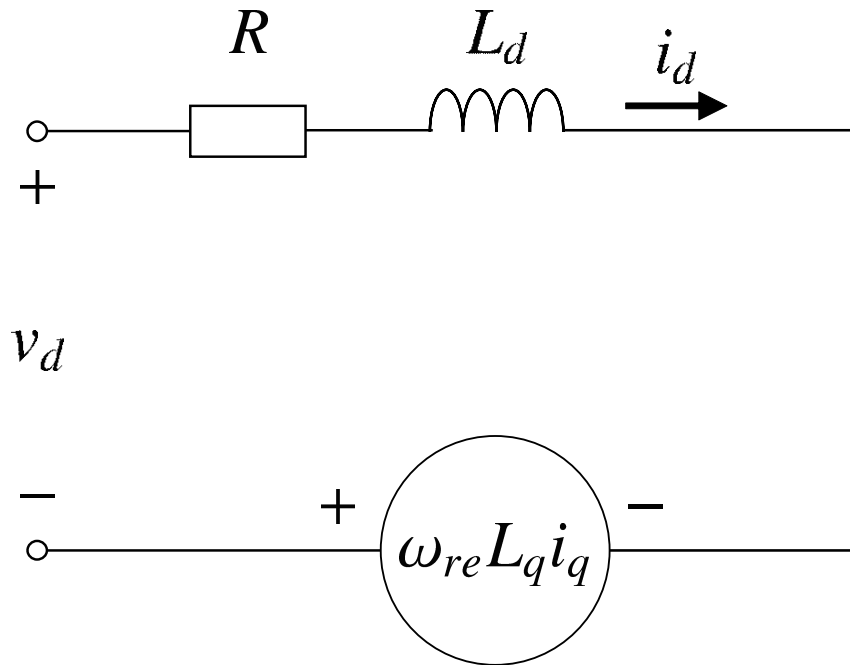
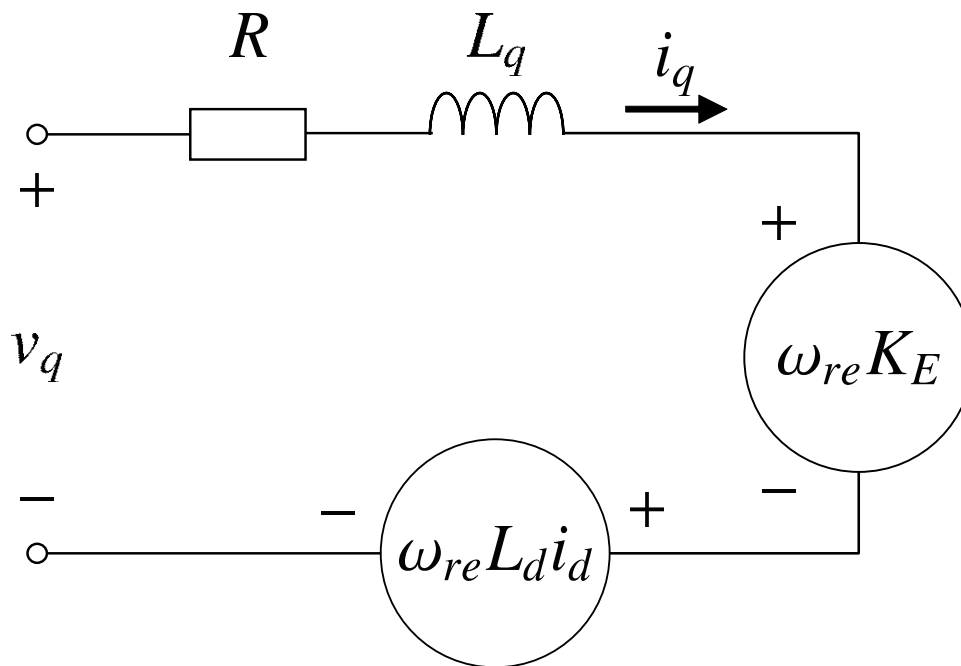
(2.4) 式の右辺第 1 項は銅損, 右辺第 2 項はインダクタンスに蓄積されるエネルギーの時間変化分 (無効電力), 右辺第 3 項は機械出力を示している. したがって, 機械出力を回転速度 (機械角) ω_{rm} で除すれば PMSM の発生トルク τ は (2.5) 式のように得られる [69].

$$\tau = P_n \{K_E i_q + (L_d - L_q) i_d i_q\} \quad (2.5)$$

ここで, P_n は極対数であり, $\omega_{re} = P_n \omega_{rm}$ である. (2.5) 式より, PMSM のトルクは永久磁石と固定子電流によるマグネットトルク ($P_n K_E i_q$) と磁気異方性によるリラクタンストルク ($P_n (L_d - L_q) i_d i_q$) から成る.

2.4 永久磁石同期モータの制御法

PMSM の一般的な駆動システムは図 2.4 に示すように, トルク, 速度および位置を制御するための電流制御器, 電流指令演算器, 速度制御器, 位置制御器によって構成される. トルク制御に関しては, 高性能なトルクセンサが高価であるといった理由から, 電流を制御することで間接的にトルクを制御するのが一般的である [70].

(a) d 軸等価回路(b) q 軸等価回路図 2.3. PMSM の $d-q$ 軸上における等価回路

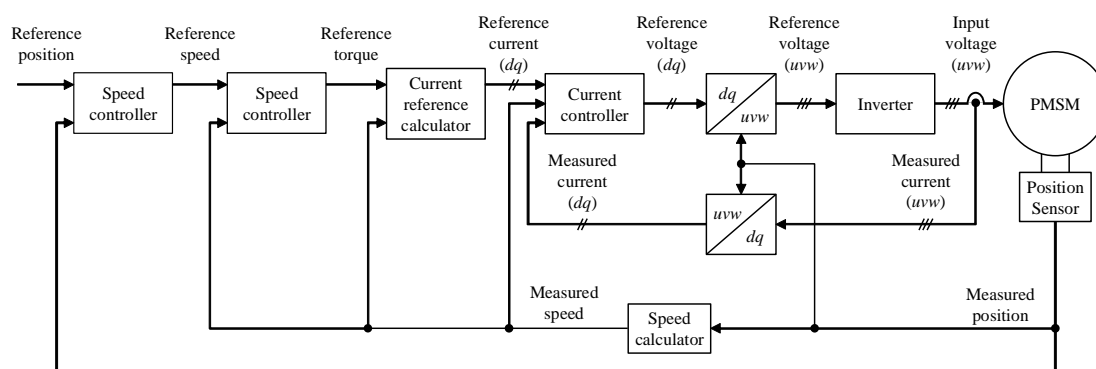


図 2.4. PMSM の駆動システム

制御系の構成は制御の目的に応じて使い分けられ, 速度制御が目的の場合は位置制御ループを省略し, トルク制御が目的の場合は位置制御ループおよび速度制御ループを省略する. 以下では本論文で従来法として対象とする電流制御器, 電流指令値演算器について述べる.

2.4.1 電流制御器

一般的に PMSM の電流制御にはベクトル制御が用いられる. これは三相交流である電圧, 電流, 磁束等の成分を, 回転子を基準とした直交二軸の回転座標系上で観測すれば, 見かけ上, これらの諸量は直流成分となるため, これを用いて電流制御を行う手法である. 各諸量が直流成分として扱えるため, 一般的に電流制御器には PI (Proportional-Integral) 制御器が用いられ, これにより, 所望の電流を実現する電圧を生成する [70].

ここで, 入力である電圧と制御する状態量である電流の関係を理解しやすくするため, PMSM の数学モデルを状態方程式に変形する. $d-q$ 軸上での PMSM の数学モデルである (2.3) 式を状態方程式で表すと (2.6) 式となる.

$$p \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_d} & \omega_{re} \frac{L_q}{L_d} \\ -\omega_{re} \frac{L_d}{L_q} & -\frac{R}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{1}{L_q} \omega_{re} K_E \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

(2.6) 式をブロック線図で表すと図 2.5 となる. (2.6) 式および図 2.5 より, v_d から i_d または v_q から i_q までの伝達関数は単純な 1 次遅れ系とならず, 速度に起因する干渉成分が存在することがわかる. このため, 単純に電流をフィードバックさせて PI 制御を行っても干渉成分が外乱となり, 電流制御性能の低下を招く. しかしながら, この干渉成分はモータパラメータ, 電流, 速度情報から求めることが可能なため, 一般的にはこれらを打ち消すように (2.7) 式および (2.8) 式に示す補償を施す [70].

$$v_d^* = v_d' - \omega_{re} L_q i_q \quad (2.7)$$

$$v_q^* = v_q' + \omega_{re} L_d i_d + \omega_{re} K_E \quad (2.8)$$

ここで, v_d^* , v_q^* , v_d' および v_q' はそれぞれ d, q 軸の電圧指令値および PI 制御器の出力電圧である. (2.7) 式および (2.8) 式のように $d-q$ 軸間の相互干渉をなくす手法を非干渉化制御といい, これにより i_d および i_q を独立して制御することが可能となる. 図 2.6 に非干渉化制御を施した, 電流制御系のブロック線図を示す. 同図の i_d^* および i_q^* は d, q 軸の電流指令値である. 電流制御器の PI ゲインはオーバシュート抑制の観点から閉ループ伝達関数が 1 次遅れ系となるように, 設計するのが一般的であ

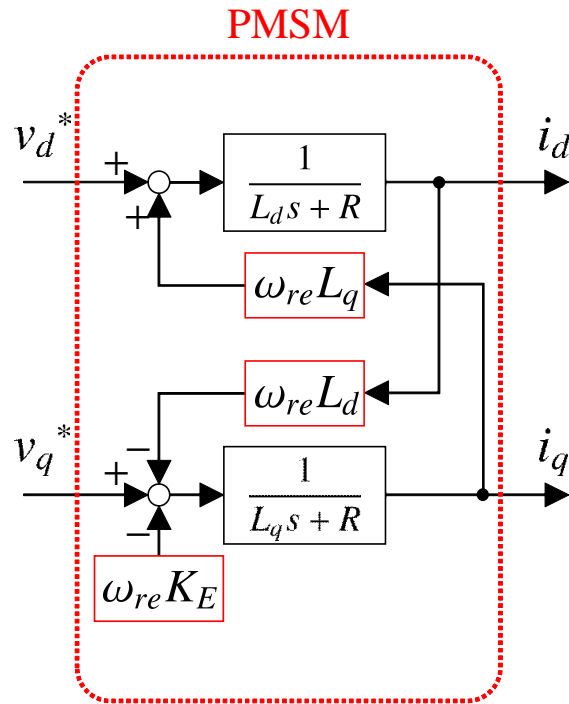


図 2.5. $d-q$ 軸における PMSM のブロック線図

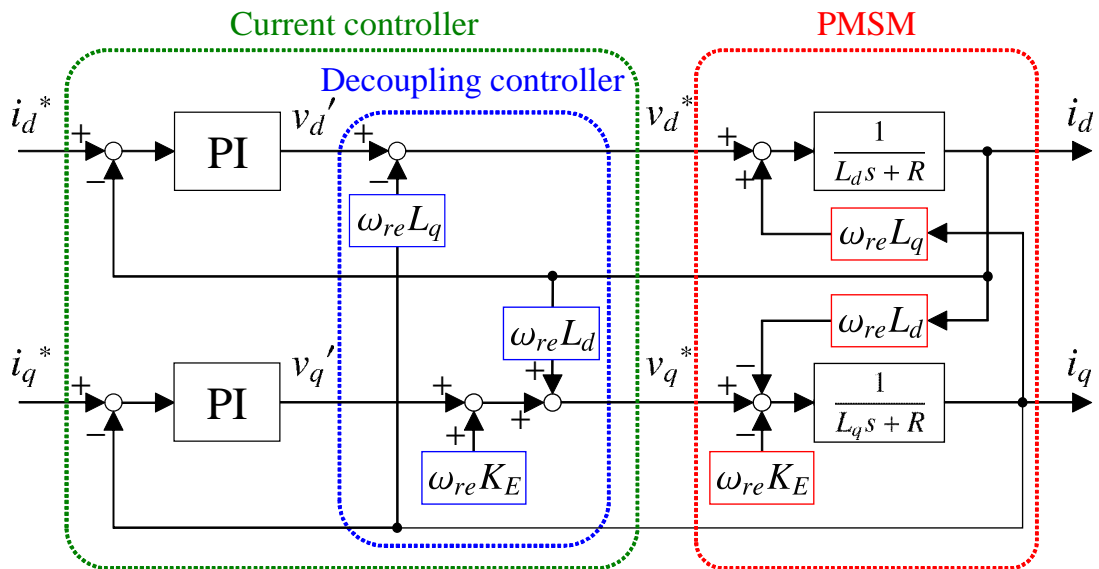


図 2.6. 電流制御系のブロック線図

る. これを実現する PI ゲインは (2.9) 式となる.

$$\left. \begin{aligned} K_{pd} &= \omega_{cc} L_d \\ K_{pq} &= \omega_{cc} L_q \\ K_{id} &= \omega_{cc} R \\ K_{iq} &= \omega_{cc} R \end{aligned} \right\} \quad (2.9)$$

ここで, K_{pd} , K_{pq} , K_{id} , K_{iq} , ω_{cc} はそれぞれ d , q 軸の比例ゲイン, d , q 軸の積分ゲイン, 電流制御器の応答周波数である. ω_{cc} を調整することで電流制御系の応答を設計する.

2.4.2 電流指令値演算器

PMSM の駆動システムにおいてモータはインバータによって駆動されるため, 供給される電圧および電流には制限がある [69]. このため, PMSM の駆動システムでは (2.10) 式および (2.11) 式に示す制約条件を満たす必要がある.

$$V_a = \sqrt{v_d^2 + v_q^2} \leq V_{am} \quad (2.10)$$

$$I_a = \sqrt{i_d^2 + i_q^2} \leq I_{am} \quad (2.11)$$

ここで, V_a , I_a , V_{am} , I_{am} はそれぞれ, 電圧振幅, 電流振幅, 電圧制限値, 電流制限値である. 電圧制限値 V_{am} はインバータの出力可能な最大電圧であり, 電流制限値 I_{am} はモータの定格電流に相当する. 一般的に電圧制限は次式のような誘起電圧の制限に置き換えられる [69].

$$V_o = \omega_{re} \sqrt{(L_d i_d + K_E)^2 + (L_q i_q)^2} \leq V_{om} \quad (2.12)$$

$$V_{om} = V_{am} - R I_{am} \quad (2.13)$$

ここで, V_o および V_{om} は誘起電圧振幅, 誘起電圧制限値である. (2.12) 式および (2.11) 式の電圧制限および電流制限は $i_d - i_q$ 平面上で電圧制限楕円および電流制限円として表される. モータに供給可能な電圧および電流は (2.14) 式および (2.15) 式で表される電圧制限楕円および電流制限円の内側となる.

$$(L_d i_d + K_E)^2 + (L_q i_q)^2 = \left(\frac{V_{om}}{\omega_{re}} \right)^2 \quad (2.14)$$

$$i_d^2 + i_q^2 = I_{am}^2 \quad (2.15)$$

図 2.7 に電圧制限および電流制限を考慮した場合の電流ベクトル選択可能範囲の一例を示す. (2.14) 式および図 2.7 より, 電圧制限楕円は速度の上昇に伴い小さくなる.

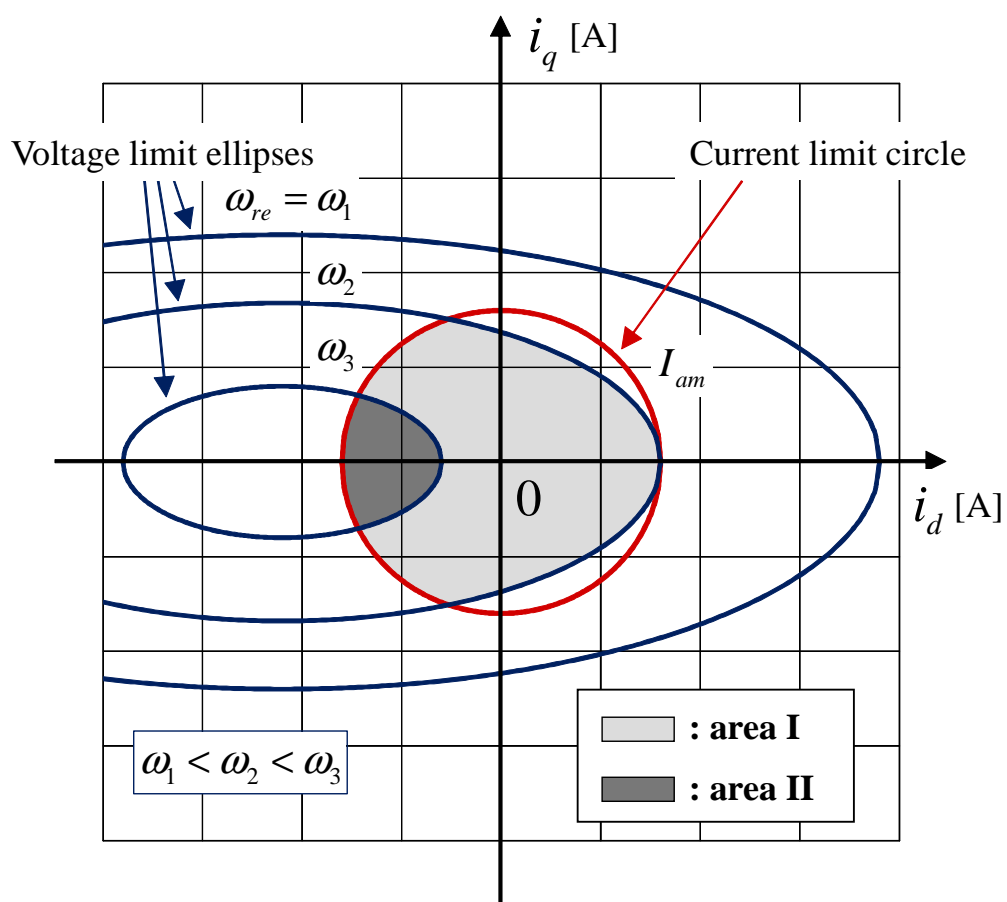


図 2.7. 電圧制限および電流制限を考慮した場合の電流ベクトル選択可能範囲

したがって、速度の上昇に伴い、電流ベクトルの選択可能範囲は縮小していき、例えば、図 2.7 における電流ベクトルの選択可能範囲は速度 $\omega_{re} = \omega_2$ の場合にはエリア I、速度 $\omega_{re} = \omega_3$ の場合にはエリア II に制限される。

このため、速度に応じて適切な電流ベクトルを選択する必要があるが、その選択、すなわち、電流指令値の決定には任意性が存在する。電流指令値の決定には主に発生トルクに着目した手法が用いられる。図 2.7 の電圧制限楕円を全速度域まで拡張し、各速度における選択可能な電流ベクトルを発生トルクの大きさを正規化すると図 2.8 に示すような速度 - トルク特性が得られる。図 2.8 に示すように、出力可能なトルクの領域は大別すると誘起電圧振幅がその制限値に達するか否かの 2 つに分けられる。図中のエリア A は誘起電圧振幅がその制限値に達しない領域であり、エリア B は誘起電圧振幅がその制限値に達する、すなわち、電圧飽和が生じた領域である。エリア A では電流制限のみを考慮すればよく、この領域では最大トルク/電流 (MTPA: Maximum Torque Per Ampere) 制御が用いられる。また、エリア B では電流制限に加えて電圧制限を考慮する必要がある、この領域では弱め磁束制御が用いられる。次項以降では運転条件に応じた電流指令値決定法として、MTPA 制御および弱め磁束制御について述べる。

2.4.3 最大トルク/電流制御

誘起電圧振幅 V_o がその制限値 V_{om} に達しない運転状態では電流制限のみを考慮すればよい。このような条件下では一般的に MTPA 制御を用いて電流指令値を決定する [32, 34, 36, 37]。MTPA 制御は同一トルクを発生する電流ベクトルのうち、その振幅が最も小さくなる電流位相を電流指令値として採用する手法であり、モータ損失のうち最も大きいとされる銅損の最小化を目的とした高効率制御法である。特に、IPMSM の場合、マグネットトルクに加えてリラクタンストルクも利用可能であるため、図 2.9 に示すように、同一電流振幅に対して発生トルクを最大化できる電流位相が存在する。発生トルクを最大化する電流位相は PMSM のトルク方程式である (2.5) 式を位相に対して偏微分し、零となる条件から導出可能であり、(2.16) 式のように与えられる。

$$\theta_i = \sin^{-1} \left(\frac{-K_E + \sqrt{K_E^2 + 8(L_q - L_d)^2 I_a^2}}{4(L_q - L_d) I_a} \right) \quad (2.16)$$

この条件を満たす i_d および i_q の関係は (2.17) 式となる。

$$i_d = \frac{K_E}{2(L_q - L_d)} - \sqrt{\frac{K_E^2}{4(L_q - L_d)^2} + i_q^2} \quad (2.17)$$

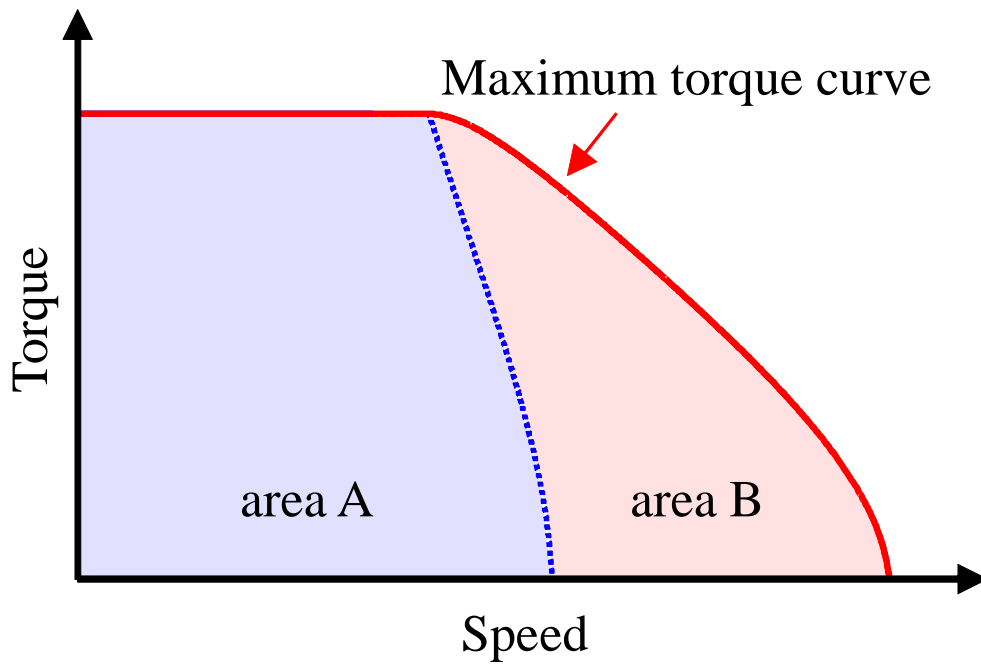


図 2.8. PMSM の速度 - トルク 特性の一例

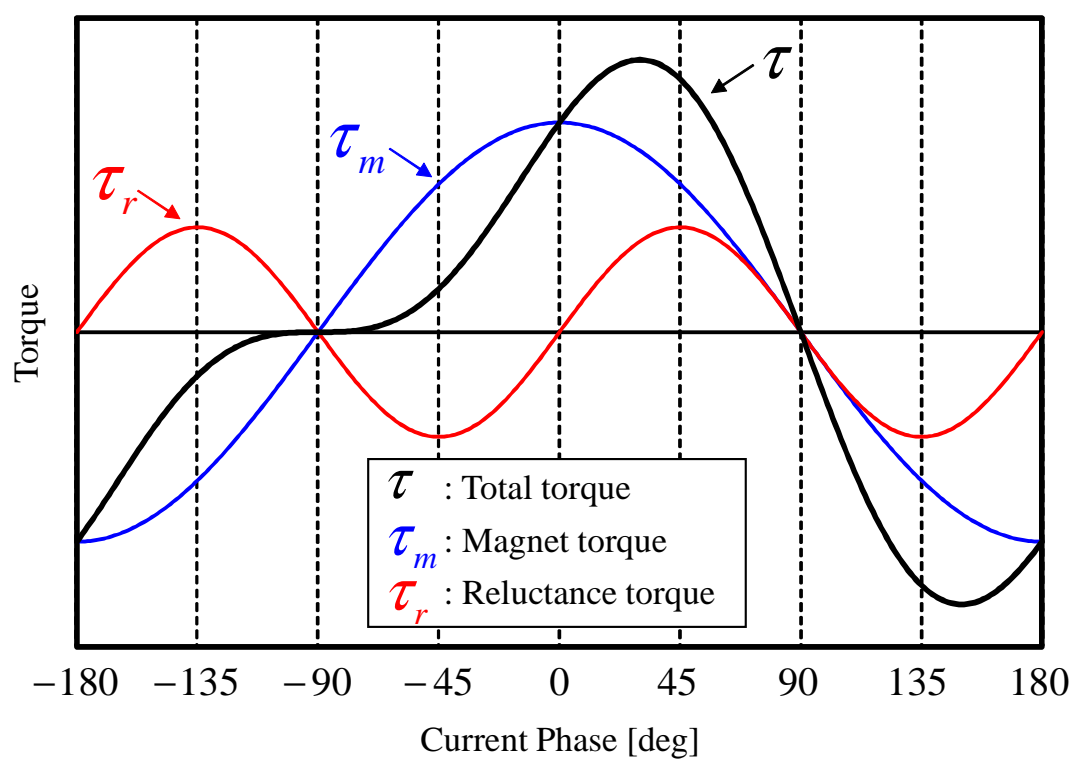


図 2.9. IPMSM における電流位相とトルクとの関係

2.4.4 弱め磁束制御

MTPA 制御で駆動した場合に電圧制限値を越えるような速度域では弱め磁束制御を適用し, 電流指令値を決定する [33, 35, 36, 37]. PMSM は回転子に永久磁石を有するため, 回転速度に応じた誘起電圧を発生する. この誘起電圧と電源電圧が釣り合うとモータに電流を流すことができなくなるため, これ以上の速度域での駆動ができなくなる. 弱め磁束制御は負の i_d を流すことで永久磁石の磁束を弱める方向に磁束を発生させ, 誘起電圧を抑制し, 駆動領域の拡大を図る制御法である. これにより V_o をその制限値 V_{om} 以下に抑えることが可能となる. $V_o = V_{om}$ を (2.12) 式に代入すると (2.14) 式が得られ, これを i_d について解くことにより, (2.18) 式に示す弱め磁束制御則が得られる.

$$i_d = \frac{-K_E + \sqrt{\left(\frac{V_{om}}{\omega_{re}}\right)^2 - (L_q i_q)^2}}{L_d} \quad (2.18)$$

(2.18) 式による制御法では電流制限が考慮されていないため, 電圧制限に加えて電流制限も考慮すると厳密な適用範囲が得られる. (2.18) 式に電流制限の条件を付与すると, (2.19) 式および (2.20) 式の電流制限を考慮した弱め磁束制御則が得られる.

$$i_d = \frac{K_E L_d - \sqrt{(K_E L_d)^2 + (L_q^2 - L_d^2) \left\{ K_E^2 + (L_q I_{am})^2 - \left(\frac{V_{om}}{\omega_{re}}\right)^2 \right\}}}{L_q^2 - L_d^2} \quad (2.19)$$

$$i_q = \sqrt{I_{am}^2 - i_d^2} \quad (2.20)$$

(2.19) 式および (2.20) 式の弱め磁束制御則は誘起電圧をその制限値に抑える最小の電流を選択しているため, 電圧制限時において発生トルクを最大化する条件に相当する. すなわち, これらの式によって得られる電流条件はモータ出力を最大化する電流条件と一致する.

2.4.5 永久磁石同期モータの位置センサレス制御

PMSM を回転座標系 ($d-q$ 軸) 上で制御するためには回転子位置や速度情報が必要となる. 一般的にはパルスエンコーダやレゾルバといった位置センサを用いて位置情報を取得し, これを微分することで速度情報を得ている. 第 1 章で述べたように, 位置センサの設置によりモータ駆動システムの大形化, コストの増加, 耐環境性および信頼性の低下を招くといった欠点がある. このため, 位置センサを用いず, モータに印加される電圧および流れる電流情報から位置情報を推定し, これを用い

て電流を制御する位置センサレス制御が求められ、近年では家電分野を中心に実用化されている [31]. この他にも、自動車分野では位置センサの故障によって走行が不可能になることを防ぐためのフォールトトレラント、また、故障診断の観点からも位置センサレス制御は注目されている [71, 72, 73].

位置センサレス制御の実現には

1. 位置推定のための数学モデルの導出
2. オブザーバ等の位置推定器の設計

の 2 つが必要となる. 2 に関してはこれまでも様々な手法が提案されてきた [26, 27, 28, 29, 30, 62, 63, 74]. オブザーバ等の位置推定器は数学モデルに基いて構成されるため、用いる数学モデルの影響を大きく受けることになる. 換言すれば、1 を達成すれば、既存の議論と組み合わせることにより、位置センサレス制御を実現できる. そこで、本章では位置推定に用いる数学モデルの一例を示すに留める.

2.4.6 位置センサレス制御のための数学モデル

位置センサレス制御時には回転子位置情報が未知となるため、これを数学モデルに基いて推定する. この数学モデルを構成する際に、固定座標系 ($\alpha - \beta$ 軸), または、推定回転座標系が用いられる. 推定回転座標系とは位置推定誤差 $\Delta\theta_{re}$ を想定した回転座標系であり、 $d - q$ 軸を $\Delta\theta_{re}$ を用いて座標変換することにより導出される. どちらの座標系においても位置推定は可能であるが、本論文では固定座標系で位置推定を行う.

$d - q$ 軸上における PMSM の数学モデルである (2.3) 式を $\alpha - \beta$ 軸へ座標変換すると (2.21) 式が得られる.

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + pL_\alpha & -\omega_{re}L_{\alpha\beta} \\ \omega_{re}L_{\alpha\beta} & R + pL_\beta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \omega_{re}K_E \begin{bmatrix} -\sin\theta_{re} \\ \cos\theta_{re} \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

ここで、

$$L_\alpha = L_0 + L_1 \cos 2\theta_{re}$$

$$L_\beta = L_0 - L_1 \cos 2\theta_{re}$$

$$L_{\alpha\beta} = L_1 \sin 2\theta_{re}$$

$$L_0 = \frac{L_d + L_q}{2}$$

$$L_1 = \frac{L_d - L_q}{2}$$

であり, θ_{re} は回転子位置である. 上記の通り, $\alpha - \beta$ 軸上における PMSM の数学モデルは回転子位置情報 θ_{re} が含まれるため, これを電圧および電流情報から信号処理によって抽出すれば位置推定が可能となる. しかしながら, (2.21) 式では θ_{re} を含む項が誘起電圧の θ_{re} とインダクタンス $2\theta_{re}$ の 2 種類存在しており, この式から直接 θ_{re} を求めることは数学的に困難である. この対策として, インダクタンスに含まれる $2\theta_{re}$ を前回推定した回転子位置情報の 2 倍角成分 $2\hat{\theta}_{re}$ で代用することで, 未知の θ_{re} は誘起電圧項のみに含まれるものと近似した手法が提案されている. しかしながら, この手法は近似したがゆえに (2.22) 式に示す条件を満足する必要がある [28, 75].

$$K_E \gg L_1 \sqrt{i_\alpha^2 + i_\beta^2} \quad (2.22)$$

これは推定回転座標系上における位置推定時も同様である.

(2.21) 式において, 各軸インダクタンスが $2\theta_{re}$ で変動する物理的意味は突極性による磁気異方性によるものと考えられる. これは磁気異方性には極性がないため, これが回転角 1 周につき 2 周期分の変動が生じると解釈できる. しかしながら, インバータが理想的なものであると電圧ベクトルには基本波のみが存在し, 2 次高調波成分は存在しないことが知られている. これは (2.21) 式の 2 倍角成分の項を数学的に近似なく消去できることを意味している.

この考えのもとに導出されたモデルが拡張誘起電圧モデルであり, これを用いれば (2.22) 式のような制約を受けることなく, あらゆる PMSM で位置センサレス制御が可能となる. 以下に拡張誘起電圧モデルの導出過程を示す [28, 74].

$d - q$ 軸上における PMSM の数学モデルを (2.23) 式に再掲する.

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + pL_d & -\omega_{re}L_q \\ \omega_{re}L_d & R + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_{re}K_E \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

ここで, (2.23) 式の右辺第 1 項に着目し, 対角成分および非対角成分のインダクタンスをそれぞれ L_d および L_q に統一する. これにより, (2.23) 式は (2.24) 式に変形される.

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + pL_d & -\omega_{re}L_q \\ \omega_{re}L_q & R + pL_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ (L_d - L_q)(\omega_{re}i_d - pi_q) + \omega_{re}K_E \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

(2.24) 式の右辺第 2 項は拡張誘起電圧と定義されており, q 軸方向にのみ発生する仮想的な誘起電圧成分である. (2.24) 式を $\alpha - \beta$ 軸上へ座標変換すると (2.25) 式が得

られる.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} R + pL_d & \omega_{re}(L_d - L_q) \\ -\omega_{re}(L_d - L_q) & R + pL_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \\ &+ \{(L_d - L_q)(\omega_{re}i_d - pi_q) + \omega_{re}K_E\} \begin{bmatrix} -\sin\theta_{re} \\ \cos\theta_{re} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.25)$$

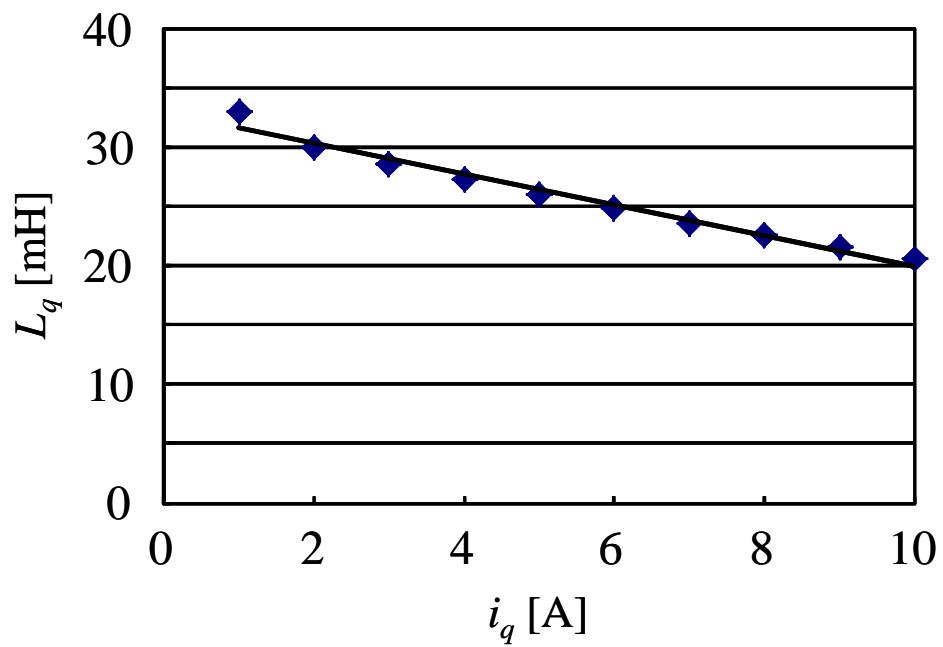
(2.25) 式は数学的近似を用いることなく導出可能である. (2.25) 式は固定座標系上での拡張誘起電圧モデルと定義されており, このモデルでは回転子位置情報 θ_{re} は (2.25) 式の右辺第2項に集約されることになる. したがって, このモデルを用いれば電圧, 電流およびモータパラメータから容易に θ_{re} の推定を行うことができる.

以上より, 位置推定に適した数学モデルとは対角項および非対角項のインダクタンスがそれぞれ統一されるよう変形したものであり, この組み合わせには自由度がある [76]. 次章で提案する新しい数学モデルもこの考えのもとに導出される.

2.5 磁気飽和現象に起因するパラメータ変動

先に述べたように, 非干渉化制御, 電流指令値の生成, 回転子位置の推定には R , L_d , L_q , K_E 等のモータパラメータが利用される. これらのモータパラメータは変動が小さく, パラメータ変動が制御系に与える影響は軽微であるものとし, 定数として扱われることが一般的であった. しかしながら, 高トルク密度化・高出力密度化の進んだ PMSM では磁気飽和現象に起因して特に L_q が大きく変動するため, これらを一定値として扱うことが現実的とはならなくなっている [77, 78].

本研究で用いた供試機における L_q の磁気飽和特性を測定した結果を図 2.10 に示す. なお, L_q の測定には文献 [51] の手法を用いた. この手法は, 2.4.6 項で述べた (2.25) 式の拡張誘起電圧モデルを用いたものであり, このモデルを用いた位置推定器では定常状態における位置推定誤差の発生要因が L_q の設定誤差によるものといったことが解析的に判明しているため, 位置推定誤差が零となる L_q がモータの L_q と一致するといったことを利用したものである. 図 2.10 より, i_q の増加に伴い L_q は約 30~40%減少することがわかる. したがって, これらの制御法を用いるには磁気飽和現象を陽に考慮する必要がある, これまでにもオフラインテーブルを用いる手法 [49, 50, 51, 52], パラメータ同定を行う手法 [53, 54, 55] が提案されている. 位置センサレス制御に限れば, 位置推定に用いる L_q を意図的に小さく設定する手法も検討されている [79]. しかしながら, オフラインテーブルを用いる手法では運転条件を細かく分割することで制御性能は向上するが, パラメータ測定が非常に煩雑となる. この他にも, オフライン測定に基づく手法では測定時との環境変化を考慮できないため,

図 2.10. 供試機における L_q の磁気飽和特性

設定誤差の発生は免れないといった問題もある。適応同定に基づく手法では制御系の大域的な安定性を確保することが難しく、想定外のパラメータ変動およびモデル化誤差に対して制御系が不安定化することが知られている。また、位置センサレス制御では位置情報は推定により得ているため、根本的に位置推定誤差の発生は回避することができない。このため、上記の手法により精度よく、パラメータを得られたとしても、それを適切に参照できるといった保証はない。 L_q を意図的に小さく設定する手法においても、その設定にはパラメータの測定および調整が必要であり、結果的にオフライン測定に基づく手法と同様の課題がある。

以上より、磁気飽和現象に対してロバストな制御手法の確立は非常に重要であると言える。

2.6 まとめ

本章では、従来から PMSM の制御に用いられている座標系および数学モデルを示した。また、PMSM の制御法として、ベクトル制御、MTPA 制御および弱め磁束制御について示した。さらに、既存の位置センサレス制御のための数学モデルを示し、この数学モデルに基づく手法では磁気飽和現象に起因するインダクタンス変動により性能が劣化しやすいことを示した。

第3章

磁気飽和現象に対してロバストな PMSM の数学モデル

3.1 はじめに

第2章で述べたように、高トルク密度化・高出力密度化の進んだ PMSM では磁気飽和現象に起因して特に q 軸インダクタンス L_q が大きく変動するため、位置センサレス制御系のロバスト性向上が重要な課題となる。従来の位置センサレス制御系では

- 1) 数式モデルに基づく回転子位置推定 ($d - q$ 軸推定)
- 2) 数式モデルに基づく電流位相設計
- 3) 数学モデルに基づく電流制御

この3条件が成立してこそ、所望の目的が達成され得る。これらはいずれも数学モデルに基づいているため、 L_q が変動すればその影響を受け、性能劣化を招く。

これに対して、磁気飽和現象に対するロバスト化を図る手法として、位置推定器に用いる L_q に対して意図的に誤差を与えることにより、推定位相を所望の電流位相に一致させる手法が盛んに議論されている [57, 58, 59, 60, 61]。文献 [57] では、最大トルク/電流 (MTPA: Maximum Torque Per Ampere) 制御 (最大トルク制御とも言う) 時の電流ベクトルと一致する軸 (これを最大トルク制御軸と定義) を推定し、この軸に基づいて位置センサレス制御を行う手法が提案されている。この手法は位置センサレス制御時の MTPA 制御に限れば、上記の 1), 2) を一括して実現するものと捉えることができる。すなわち、銅損を最小化する電流位相を直接的に推定するため、従来法では必要であった電流指令値の生成が不要となる。最大トルク制御軸推定に用いる仮想インダクタンス (誤差を与えたインダクタンスに相当する) は磁気飽和現象に対して高いロバスト性を有することが実験的に示されている。しかしながら、仮想

インダクタンスの物理的解釈には不明瞭であるため、仮想インダクタンスの設定範囲は述べられているものの、具体的な設定法は言及されていない。このため、最大トルク制御軸に基づく手法により、結果的に MTPA 制御の簡易化、ロバスト化は図れるものの、数学モデルが不明瞭であるがために、弱め磁束制御および上記の 3) に対する検討は難しい。

これは、そもそも制御に用いる数学モデルが適切なものでないことを表していると言える。したがって、上記の 1), 2), 3) を達成することを念頭に数学モデルそのものを見直す必要がある。

これらを踏まえ、本章では磁気飽和現象に対するロバスト化の観点から見直しを図った新しい数学モデルを提案する。提案する数学モデルに用いるインダクタンス情報は磁気飽和現象に伴う値の変動が比較的小さな d 軸インダクタンス L_d のみとなる。したがって、提案モデルを用いれば L_q が大きく変動するようなモータにおいても、これにロバストな位置推定が可能となる。

本章は以下のように構成される。まず、磁気飽和現象にロバストな PMSM の数学モデルの導出を行い、この数学モデルが位置推定に適したものであることを示す。この際に提案する数学モデルに基づいて推定される状態量の物理的解釈についても言及する。次に、提案する数学モデルを用いて位置推定器を構成した場合に推定される位相特性について解析し、推定する位相と最大トルク制御軸との関係を明らかにする。この結果、提案モデルに基づいて推定される位相を用いることで最大トルク制御軸の近似推定が可能であることを示す、さらに、この近似の程度および提案モデルの位置センサレス制御への適用可能性についても示す。

3.2 提案する PMSM の新しい数学モデル

3.2.1 従来の数学モデル

回転座標系 ($d-q$ 軸) 上での PMSM の数学モデルである (2.3) 式を (3.1) 式に再掲する。

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + pL_d & -\omega_{re}L_q \\ \omega_{re}L_d & R + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_{re}K_E \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

(3.1) 式を固定座標系 ($\alpha-\beta$ 軸) へ変換すると (2.21) 式に示したように、モデルに回転子位置情報 θ_{re} の 2 倍角成分 $2\theta_{re}$ に関する項が含まれることになる。この $2\theta_{re}$ に関する項の存在は位置センサレス制御の不安定化を招く要因となり得るため [28, 75], 固定座標系においても $2\theta_{re}$ を含まない拡張誘起電圧モデルや拡張磁束モデルを定義し、これに基づく位置センサレス制御を提案している。拡張誘起電圧モデルに用いる

モータパラメータは R , L_d および L_q であり, K_E の変動によるモデル化誤差は生じないため, これに対して不感なモデルであることが示されている [28, 74]. また, 拡張磁束モデルに用いるモータパラメータは R および L_q であり, L_d および K_E に対して不感なモデルであることが示されている [30]. これはパラメータ設定の煩雑さを緩和できることを意味する. しかしながら, これら手法においてはモータパラメータとして L_q を用いるため, 近年, 問題視されている磁気飽和現象を陽に考慮する必要がある. また, 電流制御, MTPA 制御には L_d , L_q , K_E を用いるため, 結局のところ制御系全体ではこれらのパラメータに対する感度が残存する.

3.2.2 提案する数学モデルの導出

前項を踏まえ, 本研究では磁気飽和現象に対するロバスト化を目的に, 制御系に用いる数学モデルの見直しを図る. この結果として, 数学モデル内に L_q が含まれない新しい数学モデルを導出する.

導出過程は以下の通りである. PMSM の数学モデルである (3.1) 式を出発点とし, この式のインピーダンス行列である右辺第 1 項内の各軸インダクタンスが L_d となるように変形すると (3.2) 式が得られる.

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + pL_d & -\omega_{re}L_d \\ \omega_{re}L_d & R + pL_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ p(L_q - L_d)i_q \end{bmatrix} + \omega_{re} \begin{bmatrix} -(L_q - L_d)i_q \\ K_E \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

ここで, 提案する磁束を (3.3) 式のように定義する. (3.3) 式の時間微分は (3.4) 式のように得られる.

$$\boldsymbol{\lambda} = \begin{bmatrix} \lambda_d \\ \lambda_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} K_E \\ (L_q - L_d)i_q \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

$$p\boldsymbol{\lambda} = p \begin{bmatrix} \lambda_d \\ \lambda_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} pK_E \\ p(L_q - L_d)i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ p(L_q - L_d)i_q \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

これらを用いて (3.2) 式をまとめると (3.5) 式が得られる.

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + pL_d & -\omega_{re}L_d \\ \omega_{re}L_d & R + pL_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + p \begin{bmatrix} \lambda_d \\ \lambda_q \end{bmatrix} + \omega_{re} \begin{bmatrix} -\lambda_q \\ \lambda_d \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

(3.5) 式を固定座標系へ変換すると (3.6) 式が得られる.

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + pL_d & 0 \\ 0 & R + pL_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + p \begin{bmatrix} \lambda_\alpha \\ \lambda_\beta \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

ここで, λ_α および λ_β は (3.3) 式を固定座標系へ変換したものであり, (3.7) 式で表される.

$$\begin{bmatrix} \lambda_\alpha \\ \lambda_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_{re} & -\sin \theta_{re} \\ \sin \theta_{re} & \cos \theta_{re} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} K_E \\ (L_q - L_d)i_q \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

(3.6) 式は数学的近似を必要とすることなく導出することが可能である. これは R および L_d のみをパラメータとして PMSM のモデリングが可能であることを意味している. この数学モデルを用いれば, 主に q 軸方向に表れる磁気飽和現象に不感な位置推定が可能となる.

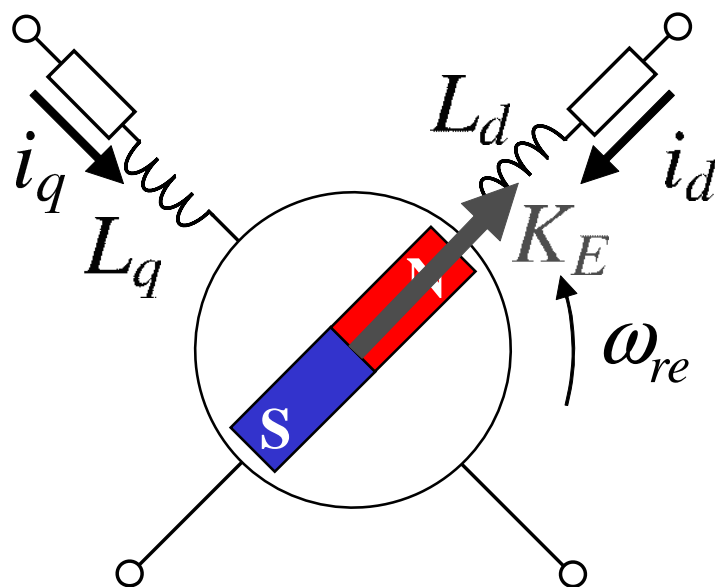
ここで, 提案する磁束の物理的意味を考える. 図 3.1(a) に PMSM の $d-q$ 軸における一般的な物理モデルを示す. この物理モデルに対して, 先に示した導出過程を適用する. まず, (3.1) 式から (3.2) 式への変形を再現するため, 各軸のインダクタンスが L_d となるよう, $L_q i_q$ によって生じる磁束の一部, すなわち, $L_q i_q$ から $L_d i_q$ を除いた $(L_q - L_d)i_q$ を回転子側によるものと考えたと図 3.1(b) が得られる. 同図より, 磁束 λ は d 軸方向には磁石による磁束 K_E , q 軸方向には $(L_q - L_d)i_q$ で表される電機子反作用磁束, すなわち, 突極性により生じる磁束が発生していると考えることができ, これは (3.3) 式で定義した λ と一致する.

さて, (3.5) 式と図 3.1(b) が示すように固定子側の巻線インダクタンスは d, q 軸ともに L_d とみなせる. したがって, 提案する数学モデルは固定座標系上で (3.6) 式となることは自明であり, このモデルが扱う磁束 λ の物理的意味も (3.3) 式および図 3.1(b) より極めて明快に解釈できる.

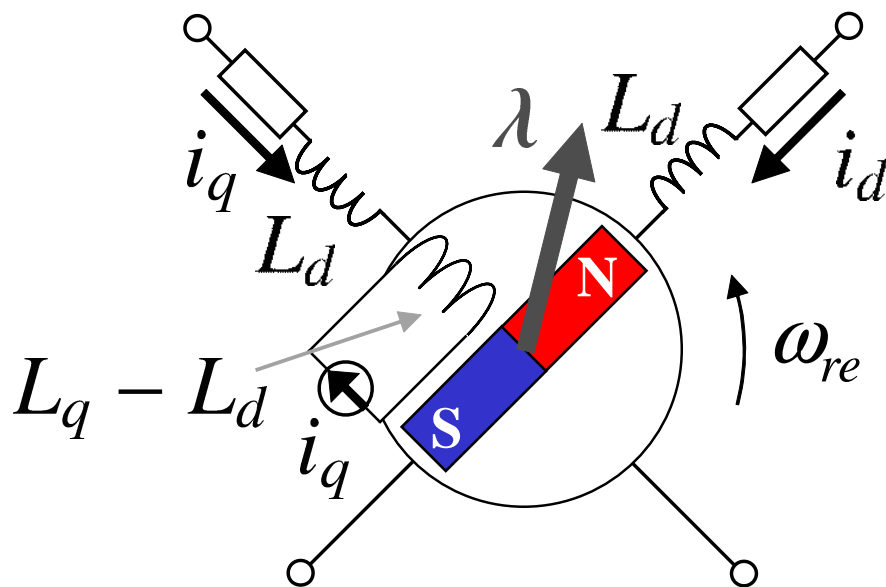
提案モデルを用いて位置推定を行う場合, 推定する状態量は提案する磁束 λ となる. ただし, (3.3) 式が示すように提案する磁束 λ は i_q の増加に伴い, q 軸方向の磁束成分が増加するため, 必ずしも d 軸を指向するものではない. したがって, 提案モデルにより磁気飽和現象に対してロバストな位置センサレス制御系を構成することが可能となるが, 推定する位相には注意する必要がある, 次節では, 提案する磁束 λ の位相特性について議論する.

3.3 磁束位相およびトルク最大化電流位相の関係

提案する磁束 λ の定義である (3.3) 式より, λ の位相は i_q の増加により進むといった特徴を有する. 一方, MTPA 制御時の電流ベクトルは負荷の増加に伴い, その位相は進むことが知られている. このため, λ の位相と MTPA 制御時の電流ベクトルの位相がほぼ等しければ, 位置推定および電流位相算定を一括して行うことができる. さらに, これが実現すれば, 提案モデルは磁気飽和現象に対してロバスト性を有するため, 最大トルク制御の磁気飽和現象に対するロバスト化も図れることになる.



(a) 一般的な物理モデル



(b) 提案する物理モデル

図 3.1. PMSM の物理モデル

そこで、本節では提案する磁束 λ の位相特性と MTPA 制御時の位相特性を比較し、この類似性を検証する。

まず、図 3.2 に示すように、提案する磁束 λ とこれに直交する座標系を推定回転座標系 ($\gamma - \delta$ 軸), MTPA 制御時の電流ベクトルを i_{MTPA} と定義する。また、同図に示すように、 θ_γ , θ_i , $\Delta\theta_i$ をそれぞれ d 軸と γ 軸との位相, q 軸と i_{MTPA} との位相, θ_γ と θ_i との位相誤差と定義する。ここで、 θ は α 軸と γ 軸とがなす位相であり、(3.8) 式で表される。

$$\theta = \tan^{-1} \frac{\lambda_\beta}{\lambda_\alpha} \quad (3.8)$$

次に、 θ_γ , θ_i , $\Delta\theta_i$ の位相関係について議論する。位相関係の議論は直感的な解釈の容易な $d - q$ 軸上で行う。 θ_γ は提案する磁束 λ の定義である (3.3) 式より次式で表される。

$$\theta_\gamma = \tan^{-1} \left(\frac{\lambda_q}{\lambda_d} \right) \quad (3.9)$$

$$= \tan^{-1} \left(\frac{(L_q - L_d)i_q}{K_E} \right) \quad (3.10)$$

また、 θ_i は MTPA 制御則より以下のように表わされる。

$$\theta_i = \tan^{-1} \left(\frac{-i_d}{i_q} \right) \quad (3.11)$$

$$= \tan^{-1} \left(\frac{-K_E}{2(L_q - L_d)i_q} + \sqrt{\left(\frac{K_E}{2(L_q - L_d)i_q} \right)^2 + 1} \right) \quad (3.12)$$

$$= \tan^{-1} \left(\frac{-\lambda_d}{2\lambda_q} + \sqrt{\left(\frac{\lambda_d}{2\lambda_q} \right)^2 + 1} \right)$$

$$= \tan^{-1} \left(\frac{2\frac{\lambda_q}{\lambda_d}}{1 + \sqrt{1 + \left(2\frac{\lambda_q}{\lambda_d} \right)^2}} \right) \quad (3.13)$$

$$= \tan^{-1} \left(\frac{2\frac{(L_q - L_d)i_q}{K_E}}{1 + \sqrt{1 + \left(2\frac{(L_q - L_d)i_q}{K_E} \right)^2}} \right) \quad (3.14)$$

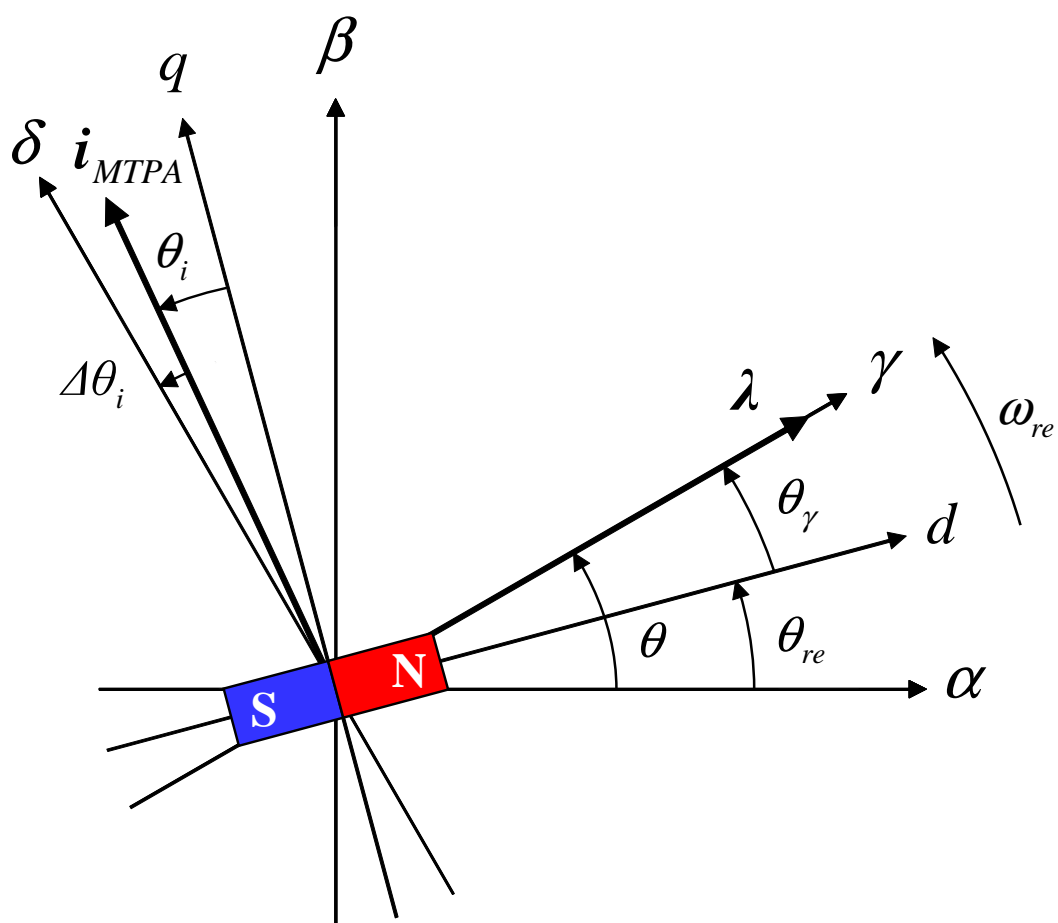


図 3.2. 座標系の定義

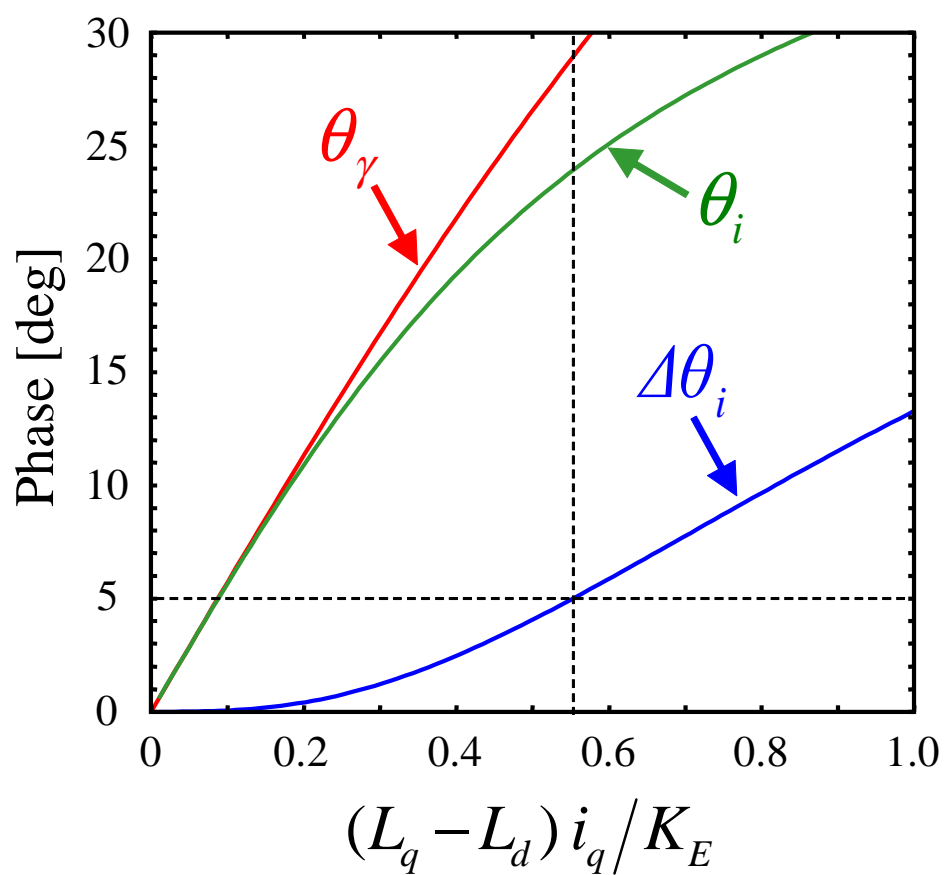


図 3.3. $(L_q - L_d)i_q/K_E$ に対する磁束位相および電流位相特性

(3.10) 式および (3.14) 式より, これらの位相は $(L_q - L_d)i_q/K_E$ で正規化した形で表すことができる. これは突極比, 磁石磁束, 負荷電流によって位相が変化することを示しており, 一般的な解釈とも合致する. ここで, $\theta_\gamma \simeq \theta_i$ ならば提案する磁束を推定することにより最大トルク制御軸の推定が可能となる. 図 3.3 に $(L_q - L_d)i_q/K_E$ に対する磁束位相および電流位相特性を示す. 同図の横軸は大きくなるにつれて突極比または負荷が増加する, または, 磁石磁束が減少することを意味する. 同図より, 例えば $(L_q - L_d)i_q/K_E < 0.556$ であれば θ_γ と θ_i との位相誤差 $\Delta\theta_i$ を約 5° 未満に抑えられる. 本研究で用いた供試機の場合, この値は約 106%トルクに相当する. ゆえに, 提案する磁束を推定することにより近似的に最大トルク制御軸が推定可能となる. なお, ここで提示した $(L_q - L_d)i_q/K_E < 0.556$ という指針に関してはあくまで適用範囲の指針の一例であり, 許容される $\Delta\theta_i$ により, 提案モデルの適用可能性は検討する必要がある.

以上より, 提案する磁束の位相特性が明らかになり, この位相を用いれば最大トルク制御も磁気飽和現象に対してロバスト化しつつ, 簡易化することができる. したがって, 提案モデルを用いれば磁気飽和現象に対してロバストな位置センサレス制御および最大トルク制御が実現できると考えられる. 提案モデルに基づく位置センサレス制御系の再構築については次章で詳しく述べる.

3.4 まとめ

本章では磁気飽和現象に対してロバストな位置推定を行うことを目的に PMSM の新しい数学モデルを提案した. 提案した数学モデルは L_q を用いることなく PMSM を表現することが可能となるため, 磁気飽和現象に対するロバスト性を有することを示した. この際に提案モデルおよびこれに基づいて推定される状態量の物理的解釈についても示した. また, 提案モデルを用いて位置推定を行った場合の推定位相の特性を解析し, 推定する位相と最大トルク制御軸との関係を示した. この結果, 提案モデルを用いることで磁気飽和現象にロバストな最大トルク制御を実現できる可能性があることを確認した. 提案モデルを用いた位置センサレス制御法の詳細については次章で述べる.

第4章

新しい数学モデルを用いた PMSM の位置センサレス制御

4.1 はじめに

第3章では磁気飽和現象に対してロバストな位置推定を実現する PMSM の新しい数学モデルを提案した。提案モデルを用いて位置推定を行えば、磁気飽和現象にロバストな最大トルク制御を実現できる可能性があること述べた。

これらを踏まえ、本章では以下の提案モデルを用いた PMSM の位置センサレス制御法を提案する。

1. PMSM の新たな数学モデルに基づく簡易形最大トルク制御法
2. 最大トルク制御軸推定の厳密化による高精度最大トルク制御法
3. 提案モデルに基づく弱め磁束制御法
4. 提案モデルに基づく電流制御系に適した非干渉化制御法

提案法に基づく PMSM の位置センサレス制御はインダクタンス情報として磁気飽和現象に伴う値の変動が比較的小さな d 軸インダクタンス L_d のみを利用する。すなわち、提案法は q 軸インダクタンス L_q を必要としないため、主に q 軸方向に表れる磁気飽和現象に対してロバストな位置センサレス制御が可能である。換言すれば、インダクタンス情報として L_d さえ把握すればよく、パラメータ設定の煩雑さが緩和される特徴をもつ。ゆえに、提案法は L_q が大きく変動するようなモータにおいても、その位置センサレス制御性能が保証される点で優れている。

本章は以下のように構成される。まず、第3章で得られた、提案モデルを用いることで最大トルク制御軸の近似推定ができることを利用し、これに基づく簡易形の最大トルク制御法を提案する。さらに、先の近似が問題となる場合を考慮し、厳密に

最大トルク制御軸を推定する手法を提案する. 提案する最大トルク制御軸推定法は PMSM の数学モデルより数学的に一切の近似なく導出され, これを用いれば高精度な最大トルク制御の実現を可能とする. 次に, 提案モデルを用いた位置センサレス制御系における駆動領域拡大を目的に, 提案モデルに基づく弱め磁束制御法を提案する. その後, 提案モデルに基づく PMSM の位置センサレス制御時における非干渉化制御法を提案する. 提案モデルに基づく PMSM の位置センサレス制御時において, 従来の非干渉化制御則では他軸電流の影響を抑圧できないことをシミュレーションにより示す. また, 最大トルク制御軸に適した非干渉化制御則を提案する数学モデルから導出する. 最後に実機実験を行い, 提案法の有効性を示し, その制御性能を評価する.

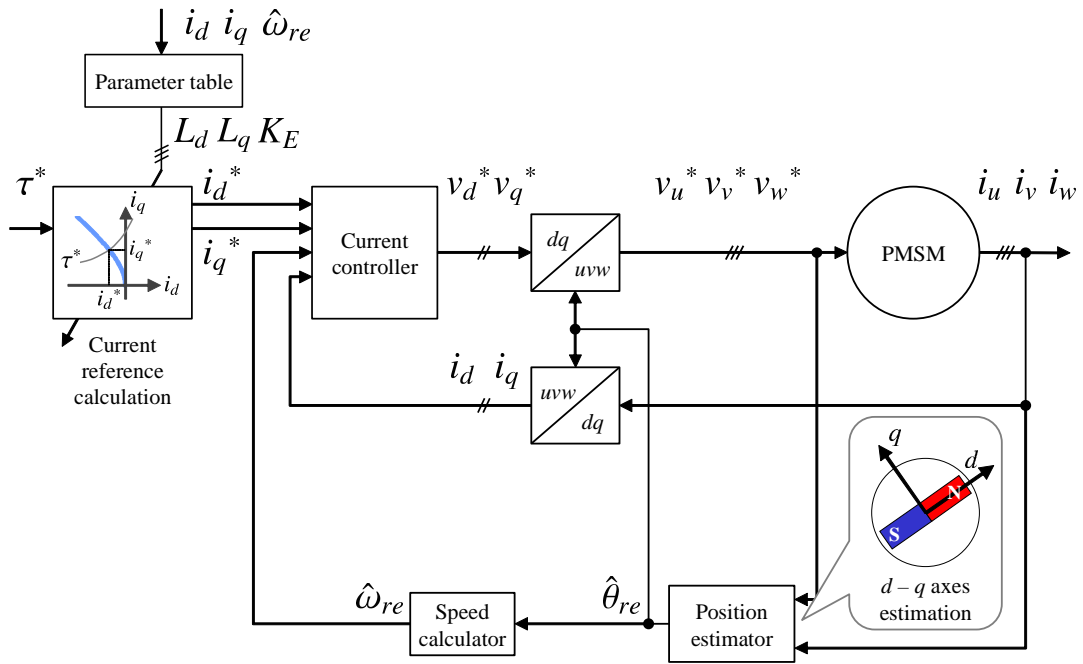
4.2 提案モデルに基づく最大トルク制御法

3.3 節の結果を踏まえて, 提案モデルに基づく最大トルク制御法を提案する. 本研究で提案する最大トルク制御法は文献 [57] と同様, 最大トルク制御軸上で実現する手法である. 提案する磁束の位相 θ_γ と MTPA 制御時の電流ベクトルの位相 θ_i がほぼ一致するということは図 3.2 の i_{MTPA} の方向が δ 軸の方向と一致することを意味する. したがって, γ 軸電流を零に制御し, δ 軸電流の振幅を制御するだけで, 最大トルク制御を実現できる.

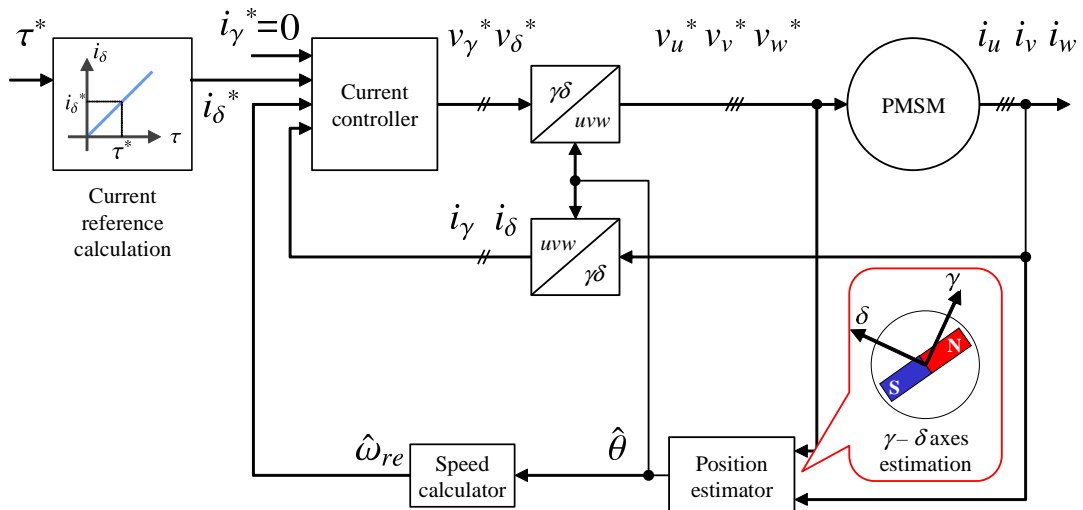
以下に具体的な最大トルク制御法の構成過程を示す. まず, (3.6) 式を用いて提案する磁束を推定するオブザーバを構成し, $\lambda_\alpha, \lambda_\beta$ を推定する. その後, (3.8) 式を用いて $\alpha - \beta$ 軸と $\gamma - \delta$ 軸との位相である θ を推定する. この θ を用いて制御対象である (3.6) 式を $\gamma - \delta$ 軸へ変換し, (4.1) 式に示す, 推定回転座標系 ($\gamma - \delta$ 軸) 上での数学モデルを得る.

$$\begin{bmatrix} v_\gamma \\ v_\delta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + pL_d & -\omega_{re}L_d \\ \omega_{re}L_d & R + pL_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} p|\lambda| \\ \omega_{re}|\lambda| \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

ここで, $[v_\gamma \ v_\delta]^T$ および $[i_\gamma \ i_\delta]^T$ は $\gamma - \delta$ 軸上での電圧および電流である. また, $|\lambda| = \sqrt{\lambda_d^2 + \lambda_q^2} = \sqrt{\lambda_\alpha^2 + \lambda_\beta^2}$ である. 図 3.2 および図 3.3 より, 提案する磁束 λ の直交方向がほぼ MTPA 制御時の電流ベクトル方向となるため, $i_\gamma = 0$ 制御を行うことにより近似的に最大トルク制御が実現可能となる. この結果, 従来の最大トルク制御に必要であった d 軸電流指令値の生成は不要となる. 図 4.1 に従来法および提案法に基づく位置センサレス制御系のブロック線図を示す. 図 4.1 より, 従来法と提案法の違いは用いる数学モデルが異なることおよび MTPA 制御器が不要となる点である. したがって, 提案法を用いることで最大トルク制御軸の位相誤差 $\Delta\theta_i$ が図 3.3 に示す程度残存するものの, より簡単に最大トルク制御が実現可能となる.



(a) 従来の位置センサレス制御系



(b) 提案する位置センサレス制御系

図 4.1. 従来法および提案法に基づく位置センサレス制御系のブロック線図

4.3 最大トルク制御軸推定の厳密化による高精度最大トルク制御法

前節では新しい数学モデルに基づく最大トルク制御法を提案し、その近似の程度も定量的に示した。この手法は極めて簡易な構成で最大トルク制御を実現可能とするが、図 3.3 で示したように、 $(L_q - L_d)i_q/K_E$ が増加するにつれて $\gamma - \delta$ 軸と最大トルク制御軸との位相差 $\Delta\theta_i$ が増加するため、適用可能性には注意が必要となる。このため、磁石磁束が比較的小さく、突極比が大きい、リラクタンストルクを積極的に利用するモータでは負荷が増加するにつれて $\Delta\theta_i$ が無視できなくなり、その結果、 $i_\gamma = 0$ 制御による最大トルク制御が成り立たなくなることが考えられる。そこで、本節では前節で提案した手法の L_q を用いないという特徴を活かしつつ、このようなモータにも対応できる最大トルク制御法を提案する。提案法は $\Delta\theta_i$ を推定し、 $\alpha - \beta$ 軸と $\gamma - \delta$ 軸との位相である θ から減ずることで、厳密な最大トルク制御軸を推定する手法である。本研究では誘起電圧定数 K_E を用いることでこれを実現している。このため、磁気飽和現象に対するロバスト性を低下させることなく、高精度な最大トルク制御の実現が可能となる。

以下に $\Delta\theta_i$ の推定方法を示す。 $\Delta\theta_i$ は図 3.2 より明らかなように (4.2) 式で表される。

$$\Delta\theta_i = \theta_\gamma - \theta_i \quad (4.2)$$

θ_γ および θ_i は前節で導出しており、その数式表現はいくつかあるが、本研究では (3.9) 式および (3.13) 式に着目する。これらの式は θ_γ および θ_i を提案する磁束の d, q 軸成分 λ_d, λ_q で表すことができることを意味する。したがって、 λ_d, λ_q を得ることができれば、 $\Delta\theta_i$ の推定が可能となることがわかる。

そこで、 λ_d, λ_q を推定することを考える。提案する磁束の定義である (3.3) 式より、 λ_q は L_d, L_q および i_q の関数であるため、パラメータを用いて λ_q を推定するのは煩雑であり、 L_q を用いないというメリットが損なわれる。さらに、定安モデルに基づく位置センサレス制御系では $\gamma - \delta$ 軸上で電流を制御するため、そもそも i_q 成分を求めることができない。一方、 λ_d は K_E であり、電流または位置情報を含まず、基本的に一定値である。したがって、 λ_d はモータパラメータ K_E から一意に求めることができるため、これを用いることを考える。 λ_d を用いることで、 λ_q は (4.3) 式のように求めることができる。

$$\lambda_q = \pm\sqrt{|\lambda|^2 - \lambda_d^2} = \pm\sqrt{|\lambda|^2 - K_E^2} \quad (4.3)$$

ここで、 $|\lambda|$ は提案する磁束の大きさであり、オブザーバにより推定する $\lambda_\alpha, \lambda_\beta$ を用

れいて, (4.4) 式で得ることができる.

$$|\lambda| = \sqrt{\lambda_\alpha^2 + \lambda_\beta^2} \quad (4.4)$$

ゆえに, K_E を用いることにより λ_d, λ_q を推定することができ, これらを (3.9) 式および (3.13) 式に代入して θ_γ, θ_i を推定すれば, (4.2) 式より $\Delta\theta_i$ を推定することが可能となる.

以上より, L_q を用いることなく $\gamma - \delta$ 軸と最大トルク制御軸との位相 $\theta - \Delta\theta_i$ を求めることが可能であるため, 磁気飽和現象に対する位相推定のロバスト性を損なうことなく高精度な最大トルク制御軸の推定が可能となる. したがって, 提案法を用いれば如何なる PMSM においても L_q を用いることなく高精度な最大トルク制御が行える.

ここで, 本研究で提案する最大トルク制御軸推定の構成を図 4.2 にまとめる. 4.2 節で述べた最大トルク制御軸の推定法は電圧, 電流情報からオブザーバにより $\lambda_\alpha, \lambda_\beta$ および θ を推定するものである. 本研究ではこれを最大トルク制御軸の近似推定法と称し, これに基づく最大トルク制御法を簡易形最大トルク制御法と称する. これに対し, 本節で示した最大トルク制御軸の高精度推定法は K_E を用いて $\Delta\theta_i$ を推定し, 近似推定法で求めた $\hat{\theta}$ から $\Delta\theta_i$ の推定値 $\hat{\Delta\theta}_i$ を減ずるものである. 本研究では最大トルク制御軸の高精度推定法に基づく最大トルク制御法を高精度最大トルク制御法と称する.

4.4 提案モデルに基づく弱め磁束制御

前節までに, 提案モデルを用いることで, 磁気飽和現象にロバストな位置推定および最大トルク制御を実現できることを示した. 本節では PMSM における駆動領域拡大のための弱め磁束制御を提案モデルに基いて再構成する. これにより, 磁気飽和現象にロバストな弱め磁束制御法を実現する.

従来法における弱め磁束制御則である (2.13) 式, (2.18) 式, (2.19) 式および (2.20) 式を以下に再掲する.

$$V_{om} = V_{am} - RI_{am} \quad (4.5)$$

$$i_d^* = \frac{-K_E + \sqrt{\left(\frac{V_{om}}{\omega_{re}}\right)^2 - (L_q i_q^*)^2}}{L_d} \quad (4.6)$$

$$i_d^* = \frac{K_E L_d - \sqrt{(K_E L_d)^2 + (L_q^2 - L_d^2) \left\{ K_E^2 + (L_q I_{am})^2 - \left(\frac{V_{om}}{\omega_{re}}\right)^2 \right\}}}{L_q^2 - L_d^2} \quad (4.7)$$

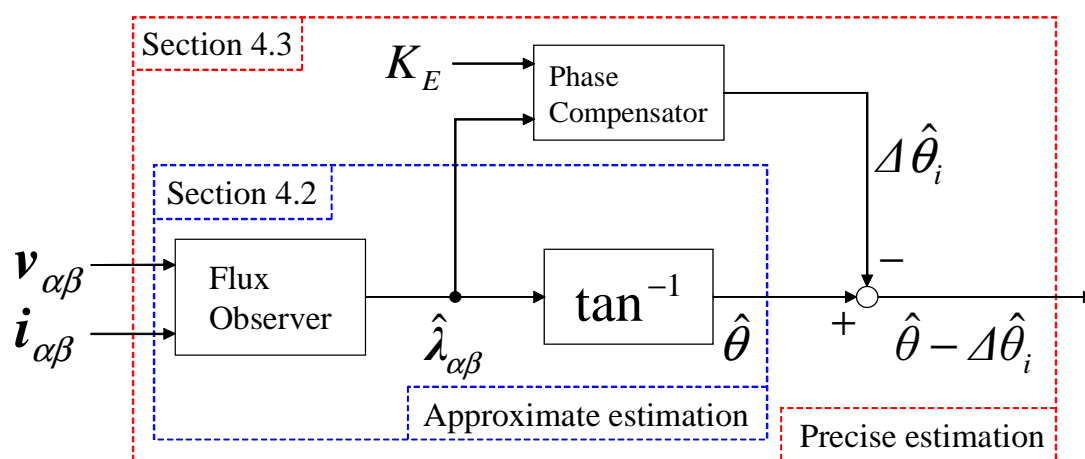


図 4.2. 最大トルク制御軸推定の構成

$$i_q^* = \sqrt{I_{am}^2 - i_d^{*2}} \quad (4.8)$$

ただし、ここでは i_d および i_q をその指令値 i_d^* および i_q^* を用いて表現している。前章で示した通り、従来法における弱め磁束制御則は (4.6) 式で与えられ、(4.6) 式による弱め磁束制御時において電流制限を越える場合は (4.7) 式および (4.8) 式で与えられる弱め磁束制御則を用いる。上式より、従来法では誘起電圧の抑制を目的とした i_d^* を決定する際にモータパラメータ L_d , L_q , K_E を用いる。高トルク密度化・高出力密度化の進んだ PMSM では磁気飽和現象に起因して特に L_q が大きく変動するため、従来法では適切な i_d^* の生成が困難となる。

そこで、弱め磁束制御の磁気飽和現象に対するロバスト化を目的に、提案モデルに基づく新たな弱め磁束制御法を提案する。 $\gamma - \delta$ 軸における PMSM の数式モデルである (4.1) 式を (4.9) 式に再掲する。

$$\begin{bmatrix} v_\gamma \\ v_\delta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + pL_d & -\omega_{re}L_d \\ \omega_{re}L_d & R + pL_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} p|\boldsymbol{\lambda}| \\ \omega_{re}|\boldsymbol{\lambda}| \end{bmatrix} \quad (4.9)$$

(4.9) 式に基づき誘起電圧 V_o を導出すると (4.10) 式が得られる。

$$V_o = \omega_{re} \sqrt{(L_d i_\gamma + |\boldsymbol{\lambda}|)^2 + (L_d i_\delta)^2} \quad (4.10)$$

提案法では、文献 [69] と同様に V_o を (4.5) 式に示す V_{om} 以下保つことを考え、 $V_o = V_{om}$ を (4.10) 式に代入して整理すると (4.11) 式に示す関係式が得られる。

$$(L_d i_\gamma + |\boldsymbol{\lambda}|)^2 + (L_d i_\delta)^2 = \left(\frac{V_{om}}{\omega_{re}} \right)^2 \quad (4.11)$$

(4.11) 式を i_γ について解き、 i_γ および i_δ をその指令値 i_γ^* および i_δ^* 、 $\boldsymbol{\lambda}$ および ω_{re} をその推定値 $\hat{\boldsymbol{\lambda}}$ および $\hat{\omega}_{re}$ に置き換えれば、(4.12) 式に示す弱め磁束制御則が得られる。

$$i_\gamma^* = \frac{-|\hat{\boldsymbol{\lambda}}| + \sqrt{\left(\frac{V_{om}}{\hat{\omega}_{re}} \right)^2 - (L_d i_\delta^*)^2}}{L_d} \quad (4.12)$$

2.4.2 節でも述べたように、モータに供給される電流においても制限があるため、電流制限を考慮した提案モデルに基づく弱め磁束制御法を導出する。 $\gamma - \delta$ 軸における電流制限は (4.13) 式で与えられる。

$$i_\gamma^{*2} + i_\delta^{*2} = I_{am}^2 \quad (4.13)$$

(4.11) 式および (4.13) 式を用いることにより, 電流制限を考慮した弱め磁束制御則は次式となる.

$$i_{\gamma}^* = \frac{-|\hat{\lambda}|^2 - L_d^2 I_{am}^2 + \left(\frac{V_{om}}{\hat{\omega}_{re}}\right)^2}{2|\hat{\lambda}|L_d} \quad (4.14)$$

$$i_{\delta}^* = \sqrt{I_{am}^2 - i_{\gamma}^{*2}} \quad (4.15)$$

したがって, (4.12) 式による弱め磁束制御時において電流制限を越える場合は (4.14) 式および (4.15) 式を用いて電流指令値を決定する.

提案法においては i_{γ} を流すことにより弱め磁束制御を実現する. なお, (4.12) 式, (4.14) 式および (4.15) 式は $\gamma - \delta$ 軸で構成した弱め磁束制御則であり, $d - q$ 軸へ座標変換すると, 厳密に (4.6) 式, (4.7) 式および (4.8) 式と一致する. すなわち,

$$i_{\gamma}^* = i_d^* \cos \theta_{\gamma} + i_q^* \sin \theta_{\gamma}$$

$$i_{\delta}^* = -i_d^* \sin \theta_{\gamma} + i_q^* \cos \theta_{\gamma}$$

$$|\hat{\lambda}|^2 = K_E^2 + (L_q - L_d)^2 i_q^{*2}$$

$$|\hat{\lambda}| \cos \theta_{\gamma} = K_E$$

$$|\hat{\lambda}| \sin \theta_{\gamma} = (L_q - L_d) i_q^*$$

$$\hat{\omega}_{re} = \omega_{re}$$

とおけば, (4.12) 式から (4.6) 式, (4.14) 式および (4.15) 式から (4.7) 式および (4.8) 式が得られる. したがって, L_d, L_q および K_E の設定誤差が発生しないという条件下においては文献 [35, 36] で示されている弱め磁束制御法と提案する弱め磁束制御法は厳密に一致する. しかしながら, 提案法においては i_{γ}^* を決定する際に L_q および K_E を用いないため, これらのパラメータに不感な弱め磁束制御が可能となる. ゆえに, 提案法は煩雑なモータパラメータ設定を緩和し, かつ従来法と同等の性能が得られる点で優れている.

前節までの最大トルク制御法および本節の弱め磁束制御法を組み合わせることで, 運転状態に適した電流指令値を決定する. 図 4.3 に電流指令値生成のフローチャートを示す. 同図の V_{om1} および V_{om2} はそれぞれ制御器の切り替えを判断する誘起電圧

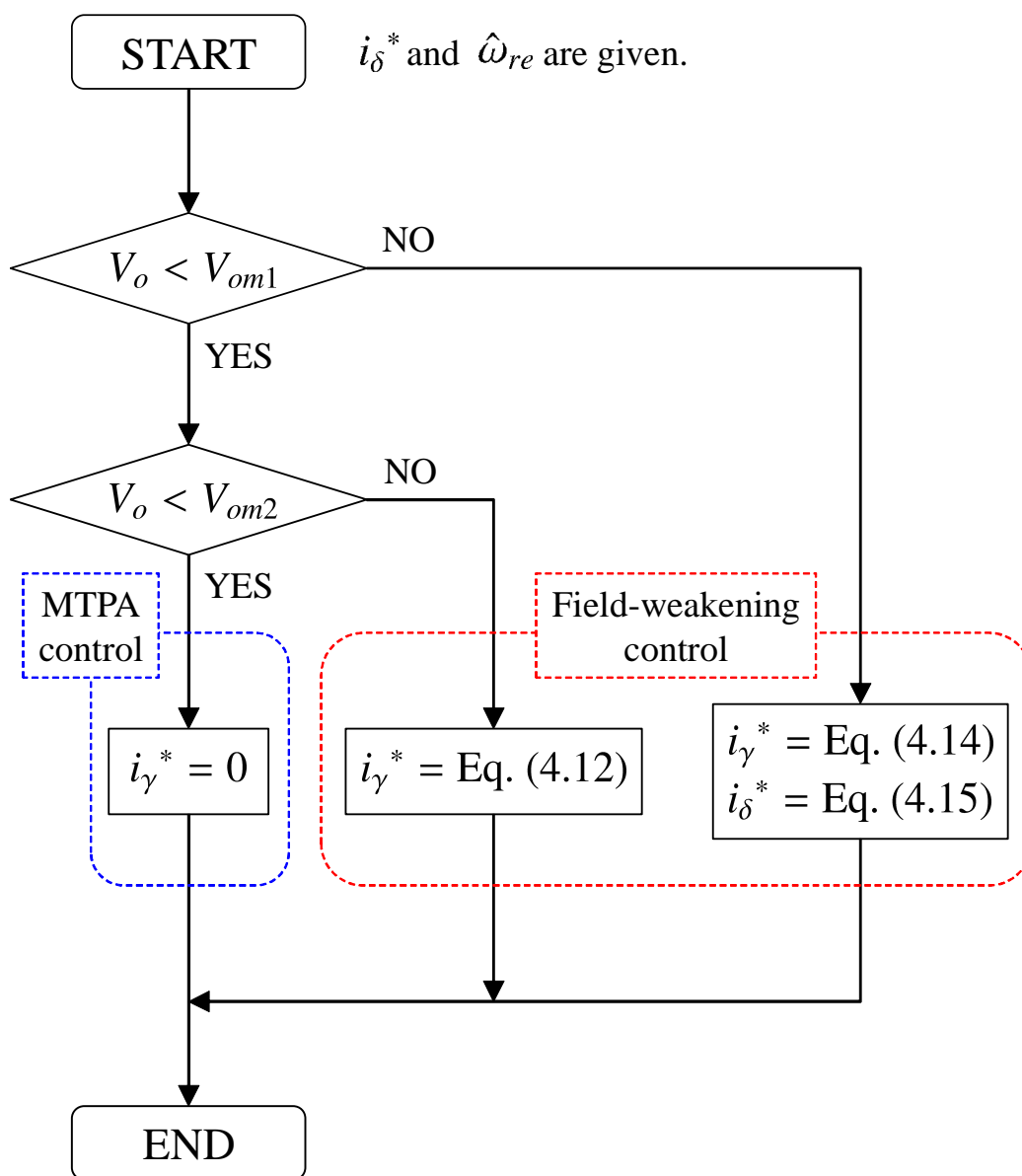


図 4.3. 電流ベクトル指令値の生成

制限値であり, (4.16) 式および (4.17) 式で表される.

$$V_{om1} = \hat{\omega}_{re} \sqrt{\left(-L_d \sqrt{I_{am}^2 - i_\delta^2} + |\hat{\lambda}|\right)^2 + (L_d i_\delta)^2} \quad (4.16)$$

$$V_{om2} = \hat{\omega}_{re} \sqrt{|\hat{\lambda}|^2 + (L_d i_\delta)^2} \quad (4.17)$$

(4.16) 式で与えられる誘起電圧制限値 V_{om1} は指令された i_δ^* , i_δ^* と電流制限値から得られる流すことが可能な最大の i_γ^* および現在の速度から計算される誘起電圧と一致する. したがって, 図 4.3 の $V_o < V_{om1}$ の“判断”では指令された i_δ^* が現在の速度で実現可能かを判断している. この判断で偽となれば電流指令値を (4.14) 式および (4.15) 式を用いて変更する. (4.17) 式で与えられる誘起電圧制限値 V_{om1} は指令された i_δ^* および現在の速度から計算される誘起電圧と一致する. したがって, 図 4.3 の $V_o < V_{om2}$ の“判断”では最大トルク制御のみで運転可能かを判断している. この判断で偽となれば (4.12) 式を用いて i_γ^* 指令値を生成する.

4.5 提案モデルに基づく電流制御系に適した非干渉化制御法

本節では提案モデルに基づく電流制御系における非干渉化制御法を提案する. まず, $d-q$ 軸モデルから導出される従来の非干渉化則を提案モデルに基づく電流制御系に適用することの矛盾とこれによる電流制御性能の低下をシミュレーションにより明らかにする. さらに, この改善策としてオブザーバを用いた非干渉化制御法を提案し, 電流制御における過渡特性の改善を図る.

電流制御にオブザーバを併用する手法は既に文献 [80] で述べられているが, 負荷を RL 回路に限定しており, シミュレーションによる評価に留まっている. 提案法はこの方法を PMSM の二軸電流制御系に適用したものとみなすこともでき, 本論文ではこれを実機実験により評価する.

4.5.1 提案モデルに基づく電流制御系における従来形非干渉化制御

第 2 章で示した $d-q$ 軸における非干渉化制御則である (2.7) 式および (2.8) 式を (4.18) 式および (4.19) 式に再掲する.

$$v_d^* = v_d' - \omega_{re} L_q i_q \quad (4.18)$$

$$v_q^* = v_q' + \omega_{re} L_d i_d + \omega_{re} K_E \quad (4.19)$$

ここで, v_d^* , v_q^* , v_d' および v_q' はそれぞれ d, q 軸の電圧指令値および PI 制御器の出力電圧である. 3.3 節で述べたように, 提案する磁束は負荷の増加に伴い位相が d 軸より進む. 提案する磁束とその直交方向を基準とした $\gamma - \delta$ 軸上で電流制御を行う場合に, 従来法に基づく非干渉化制御を施すならば, (4.20) 式および (4.21) 式がその制御則となり得る.

$$v_\gamma^* = v_\gamma' - \omega_{re} L_q i_\gamma \quad (4.20)$$

$$v_\delta^* = v_\delta' + \omega_{re} L_d i_\delta + \omega_{re} K_E \quad (4.21)$$

ここで, v_γ^* , v_δ^* , v_γ' および v_δ' はそれぞれ γ, δ 軸の電圧指令値および PI 制御器の出力電圧である. しかしながら, $d - q$ 軸と $\gamma - \delta$ 軸とは無負荷時を除いて一致しないため, この非干渉化制御では他軸の影響を適切に抑圧できないと考えられる. ここで, $d - q$ 軸と $\gamma - \delta$ 軸との相違を想定して意図的に位相差 θ_γ を与えて電流応答を評価する.

PMSM の位置センサレス制御における位相差発生時の電流制御解析法は文献 [81] に詳細に述べられている. これに従い, 本節では最大トルク制御軸上において従来形の非干渉化制御を適用した場合の電流応答をシミュレーションにより評価する. 位相差がない場合および意図的に位相差 $\theta_\gamma = 30^\circ$ を与えた時の速度 $\omega_{rm} = 1800 \text{ min}^{-1}$ における γ 軸および δ 軸電流ステップ応答を評価する. 図 4.4 および図 4.5 にシミュレーション結果を示す. なお, シミュレーションに用いた PMSM のパラメータは表 4.1 の通りであり, 電流制御器の応答周波数 ω_c は 1000 rad/s とした. 図 4.4 より, 位相差がない場合では電流ステップ時に他軸電流は振動せず, 良好な電流制御が実現される. しかしながら, 図 4.5 が示すように, $\theta_\gamma = 30^\circ$ の場合では i_γ^* または i_δ^* のステップ入力に対して他軸の電流がいずれも零から正へと振動する. さらに, 図 4.5 では図 4.4 に比べて整定時間が長い. これらの結果から, (4.20) 式および (4.21) 式による非干渉化制御では所望の電流制御性能が実現されないことは明らかである.

無論, 従来形の非干渉化制御則を最大トルク制御軸上に座標変換して電流制御系に適用すれば, 理論上, 各軸の電流制御系の非干渉化が達成される. しかしながら, これには $d - q$ 座標と $\gamma - \delta$ 軸の位相差 θ_γ を把握する必要がある. この実現には (4.18) 式および (4.19) 式に示すように PMSM の抵抗を除く全パラメータを用いることになる. したがって, 提案モデルによる磁気飽和現象に対するロバスト化の優位性が損なわれることになる. さらに, 非干渉化制御の目的から過渡的に θ_γ を推定する必要があるが, これには困難が予想され, 現実的な解とは言い難い. 以上より, 提案モデルに適した非干渉化制御が必要であるといえる.

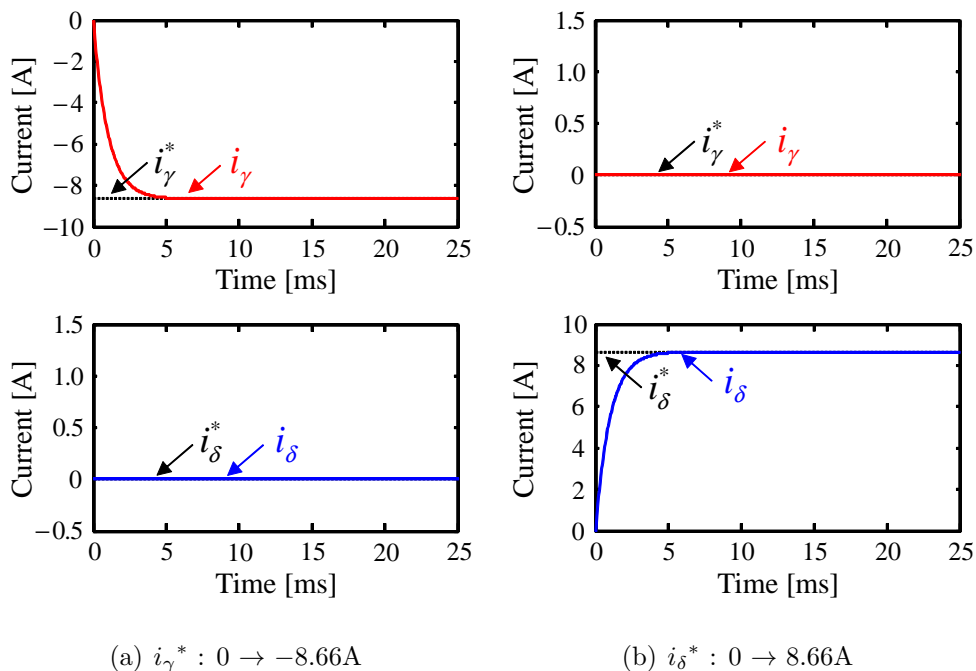


図 4.4. 位相差がない場合の電流応答

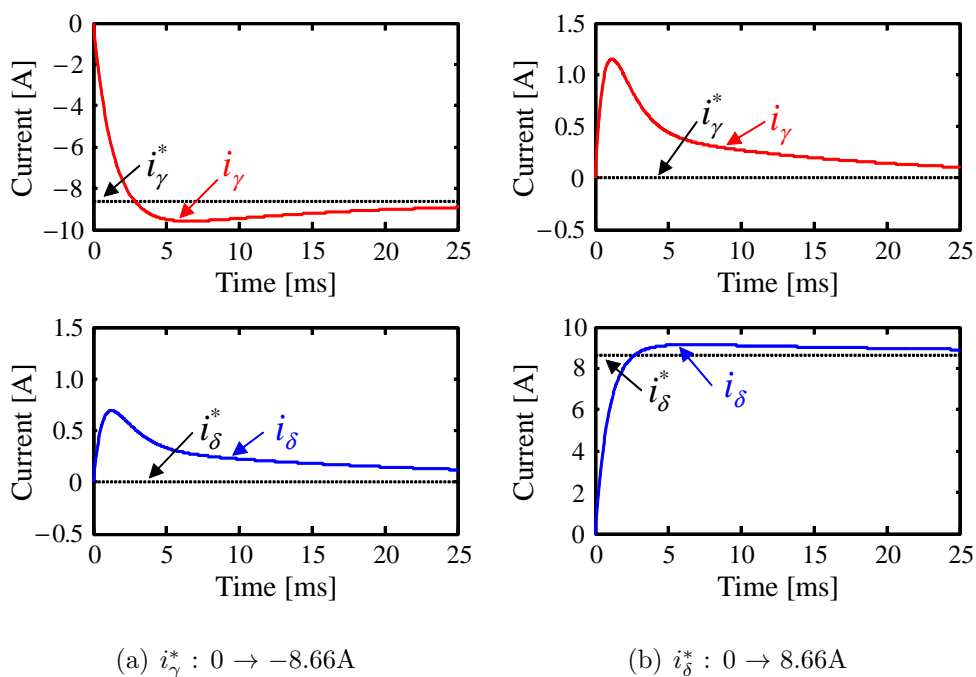


図 4.5. 位相差発生時の電流応答

表 4.1. PMSM のパラメータ

Parameters		Value
Rated Power	P_n	1.5 kW
Rated Speed	ω_{rnmn}	3600 min ⁻¹
Rated Line Voltage	V_n	200 V
Rated Phase Current	I_n	5.0 A
Winding Resistance	R	0.550 Ω
d -axis inductance	L_d	8.31 mH
q -axis inductance	L_q	14.8 mH
Back-EMF Constant	K_E	0.230 V·s/rad
Pole Pairs	P	2

4.5.2 提案モデルに基づく電流制御系に適した非干渉化制御

前項を踏まえ、本論文では提案モデルに適した非干渉化制御法を提案する。 $\gamma - \delta$ 軸における PMSM の数学モデルである (4.1) 式を (4.22) 式に再掲する。

$$\begin{bmatrix} v_\gamma \\ v_\delta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + pL_d & -\omega_{re}L_d \\ \omega_{re}L_d & R + pL_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} p|\boldsymbol{\lambda}| \\ \omega_{re}|\boldsymbol{\lambda}| \end{bmatrix} \quad (4.22)$$

2.4.1 項の展開と同様、入力である電圧と制御する状態量である電流の関係を理解しやすくするため、(4.22) 式を状態方程式に変形する。(4.22) 式を状態方程式で表すと (4.23) 式となる。

$$p \begin{bmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_d} & \omega_{re} \\ -\omega_{re} & -\frac{R}{L_d} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_d} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\gamma \\ v_\delta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -p|\boldsymbol{\lambda}| \\ -\frac{1}{L_d}\omega_{re}|\boldsymbol{\lambda}| \end{bmatrix} \quad (4.23)$$

(4.23) 式をブロック線図で表すと図 4.6 となる。(4.23) 式および図 4.6 より、 v_γ から i_γ または v_δ から i_δ までの伝達関数には ω_{re} および $\boldsymbol{\lambda}$ に起因する干渉項が存在する。しかしながら、この干渉項は 2.4.1 項で示した従来の $d - q$ 軸上で発生する干渉項とは異なるものとなる。このため、 $\gamma - \delta$ 軸に基づいた非干渉化制御則を新たに導出する。ここで、 $p|\boldsymbol{\lambda}|$ を線形状態方程式では求めることが困難であるため、モデル化誤差に起因する外乱として扱う [30]。したがって、 $p|\boldsymbol{\lambda}|$ を無視すれば、次式に示す $\gamma - \delta$ 軸における非干渉化制御則が得られる。

$$v_\gamma^* = v_\gamma' - \hat{\omega}_{re}L_d i_\gamma \quad (4.24)$$

$$v_\delta^* = v_\delta' + \hat{\omega}_{re}L_d i_\delta + \hat{\omega}_{re}|\hat{\boldsymbol{\lambda}}| \quad (4.25)$$

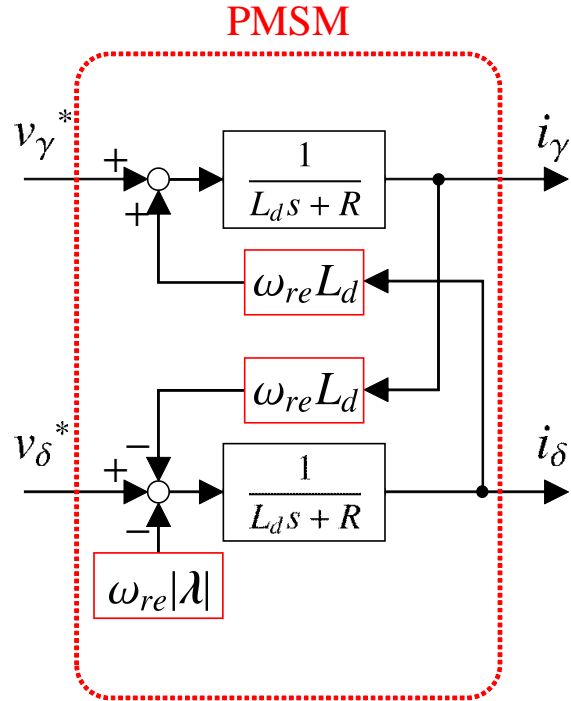
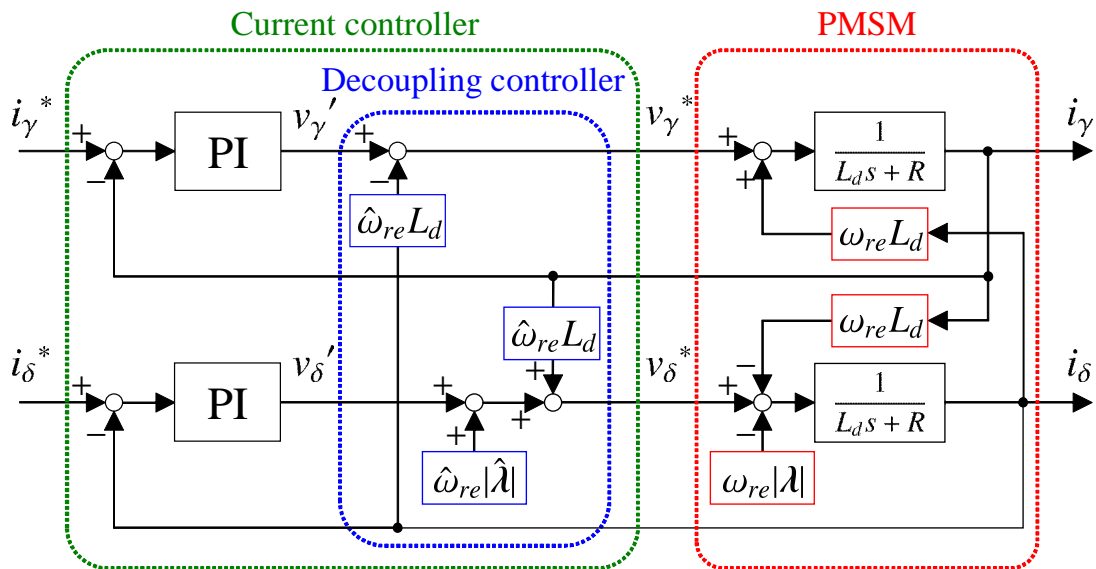
図 4.6. $\gamma - \delta$ 軸における PMSM のブロック線図

図 4.7. 提案する非干渉化制御器の構成

ここで, λ および ω_{re} はその推定値 $\hat{\lambda}$ および $\hat{\omega}_{re}$ に置き換えている. 図 4.7 に提案する非干渉化制御を施した, 電流制御系のブロック線図を示す. 提案する非干渉化制御法は L_q および K_E を含まない. したがって, 提案する非干渉化制御法を用いれば提案する数学モデルの特徴である磁気飽和現象に対するロバスト性を損なうことなく, これらのパラメータに不感な非干渉化電流制御が可能となる.

4.6 実機実験

4.6.1 実験条件

提案した数学モデルに基づく最大トルク制御法, 弱め磁束制御法および提案モデルに適した非干渉化制御法の有効性を検証するため実機実験を行った. 図 4.8, 4.9 に実験システムの概要および構成を示す. 実験には供試機として 1.5 kW の集中巻 IPMSM を使用した. 本実験で使用した供試機のパラメータを表 4.2 に示す. 第 2 章で示した, 文献 [51] に基づいて測定した供試機における L_q の磁気飽和特性を図 4.10 に再掲する. 提案した磁束 λ は図 4.11 に示す最小次元磁束オブザーバを用いて推定した [82]. 図中の G はオブザーバゲインである. 負荷装置として 2.2 kW の誘導モータを使用し, 速度制御で駆動した.

ベクトル制御系および磁束オブザーバによる位置推定の演算は DSP (TI 社: TMS320C6713B) を使用した DSP 搭載ボード (MTT 社: DSP6067B) によって行った. 電圧, 電流は 12 ビット A/D 変換器を通じて取り込む. ただし, 電圧については検出前に二次ローパスフィルタ (遮断周波数 2 kHz) により PWM キャリア成分を除去している. モータ回転数はパルスエンコーダ (2048 pulse/rev) の出力を FPGA (Altera 社: EPF10K20TC144-4) にて構成した 4 進倍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み, 実験結果の評価にのみ用いる. 供試機用三相電圧形 PWM インバータのキャリア周波数は 10 kHz であり, 電流制御周期と位置および速度推定周期を 100 μsec とした. PWM パターンの生成には FPGA に実装した三角波比較方式を用いた.

4.6.2 最大トルク制御軸推定結果

提案した最大トルク制御法の有効性を検証するため電流振幅一定時における磁束オブザーバの推定位相を評価した. 実験条件として, 負荷機により速度を 1800 min^{-1} に固定し, 供試機に与える電流振幅をそれぞれ 4.33 A (定格電流の 50%), 8.66 A (定格電流) とした. 図 4.12 に最大トルク制御軸の近似推定法および高精度推定法による結果を示す.

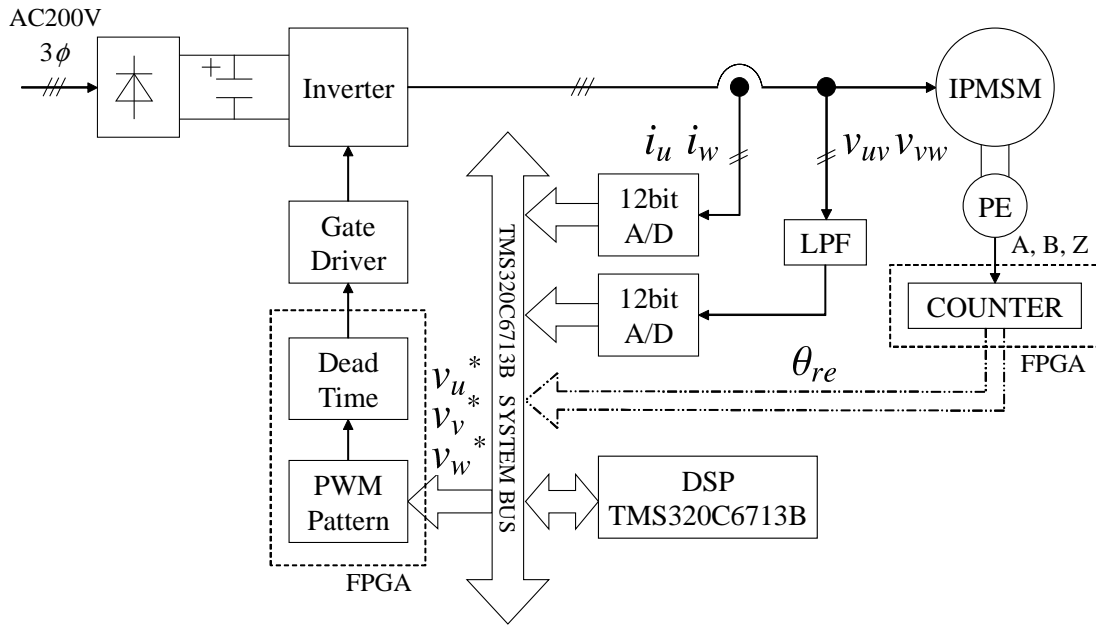


図 4.8. 実験システムの概要

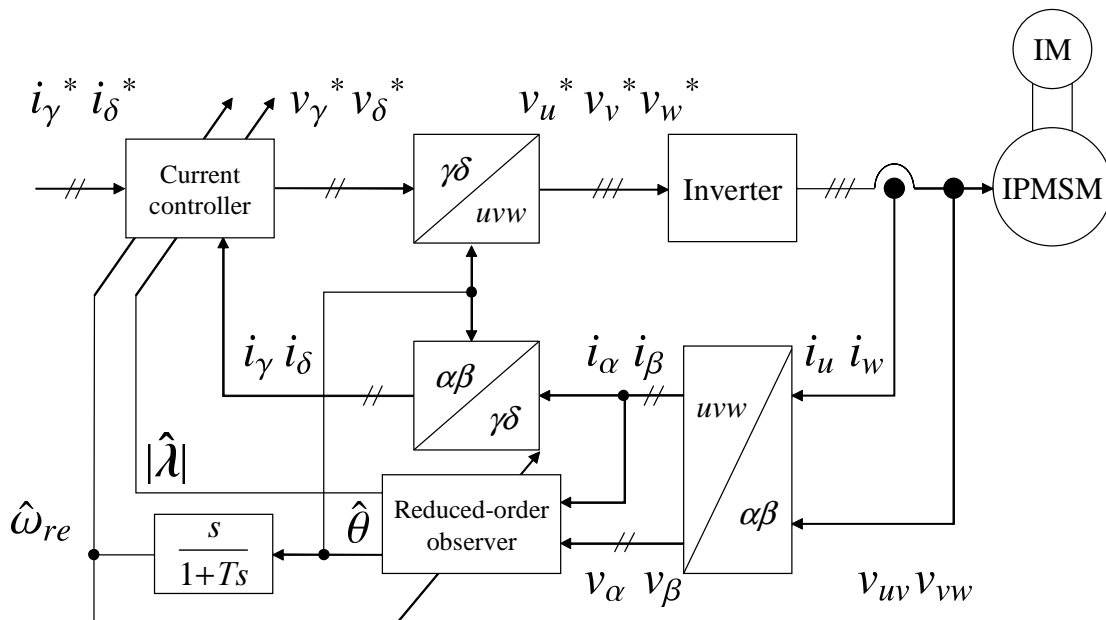
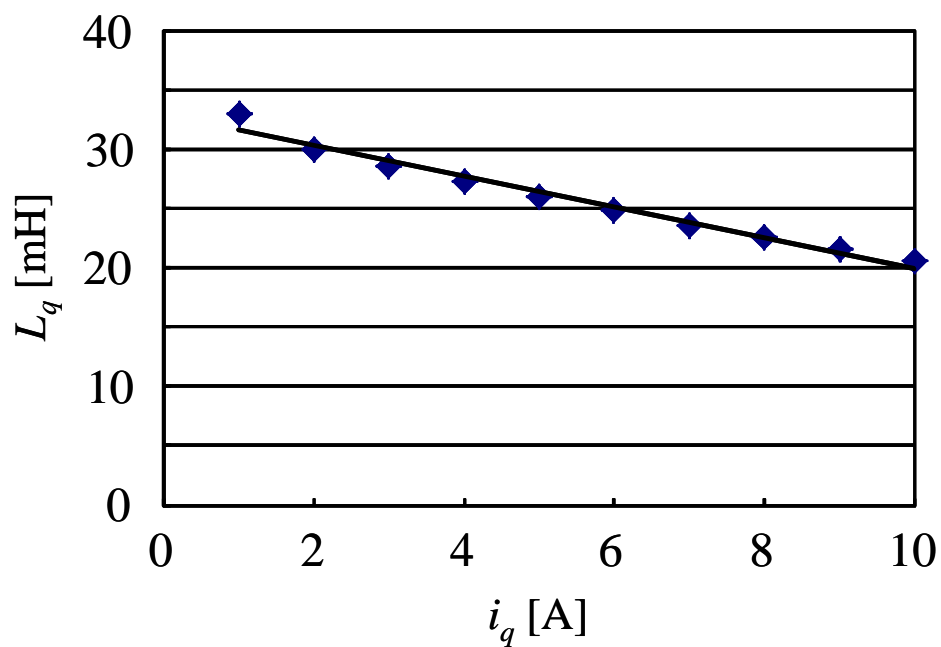


図 4.9. 実験システムの構成

表 4.2. PMSM のパラメータ

Parameters		Value
Rated Power	P_n	1.5 kW
Rated Speed	ω_{rnmn}	3600 min ⁻¹
Rated Line Voltage	V_n	200 V
Rated Phase Current	I_n	5.0 A
Winding Resistance	R	0.550 Ω
d -axis inductance	L_d	8.31 mH
q -axis inductance	L_q	Fig. 4.10
Back-EMF Constant	K_E	0.230 V · s/rad
Pole Pairs	P	2

図 4.10. L_q の測定結果

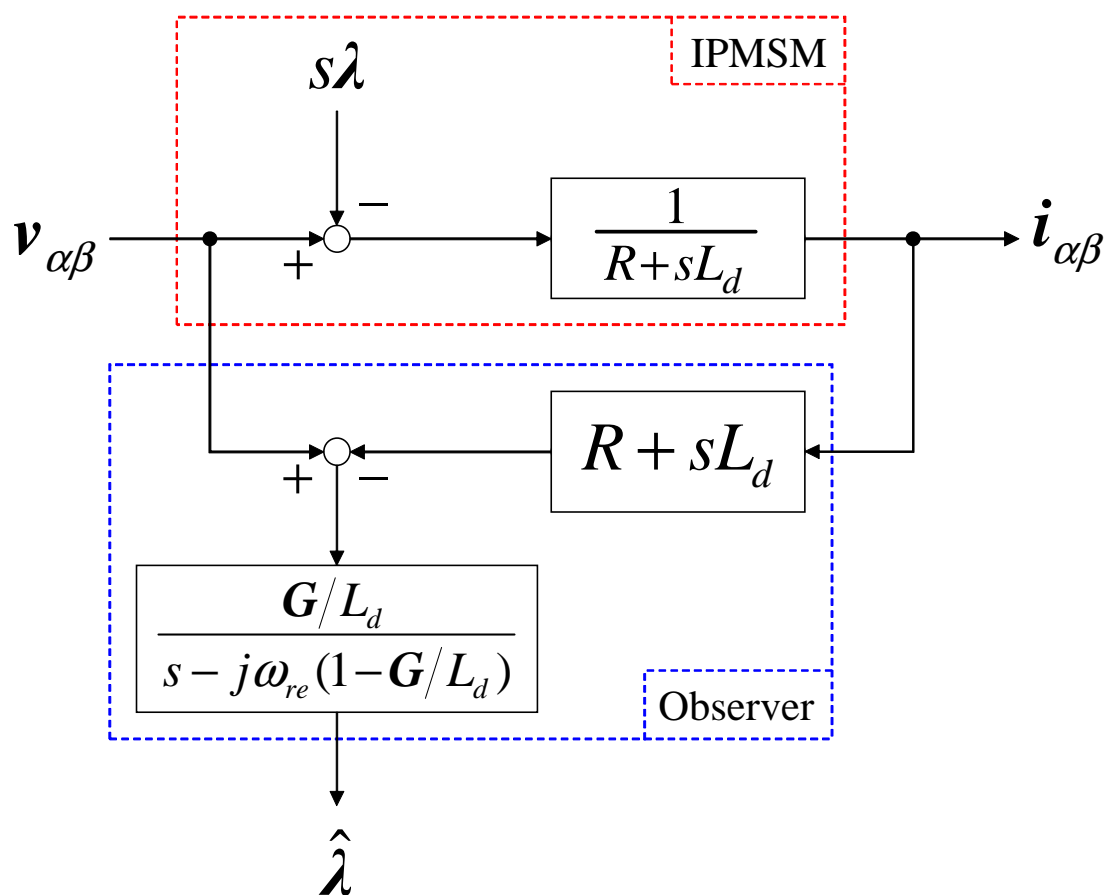


図 4.11. 最小次元磁束オブザーバの構成

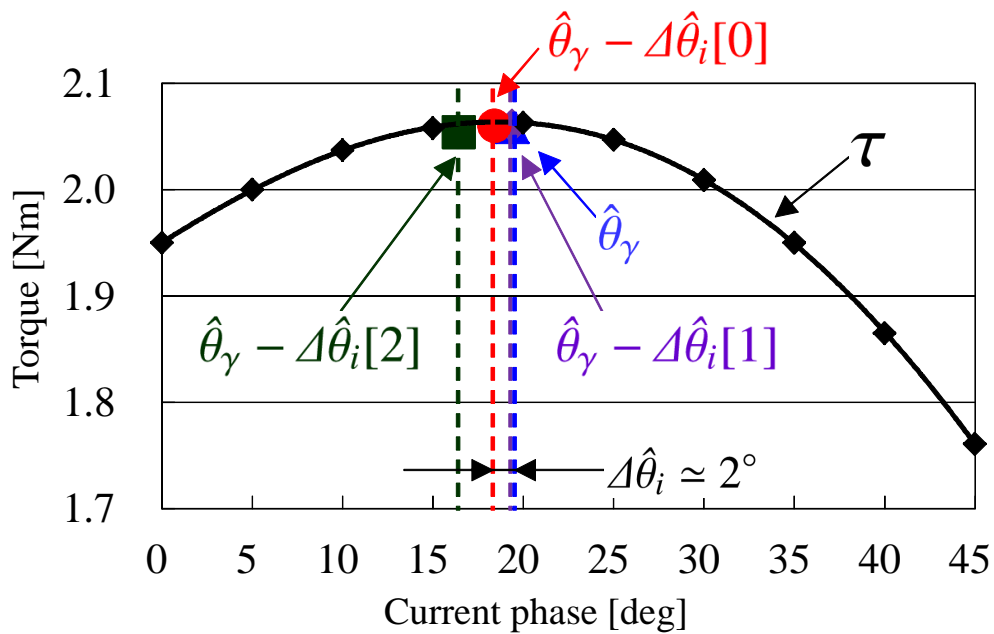
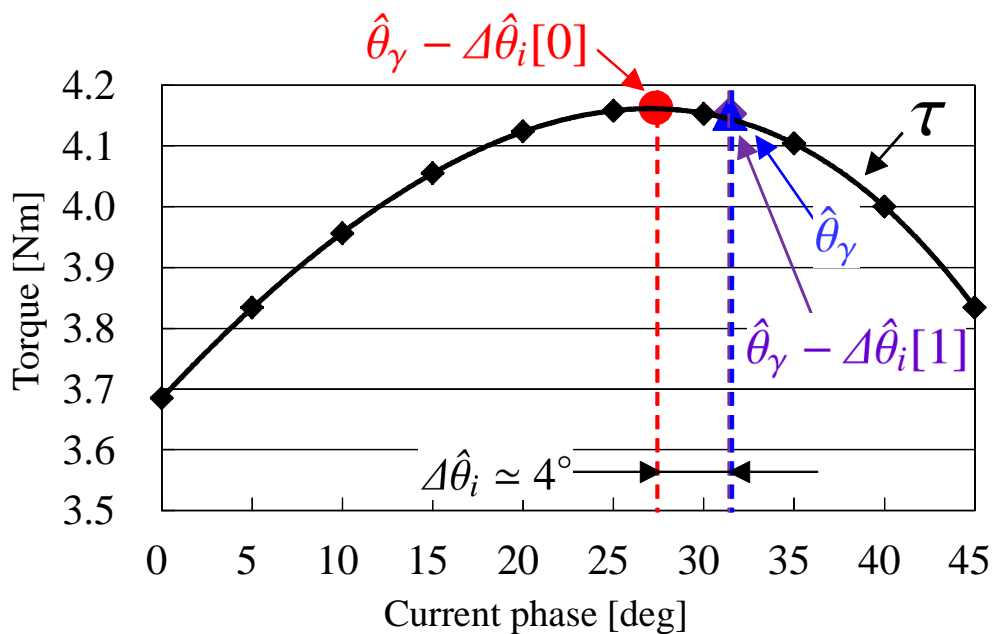
(a) $i_\delta^* = 4.33\text{A}$ (50% 定格電流)(b) $i_\delta^* = 8.66\text{A}$ (100% 定格電流)

図 4.12. 最大トルク制御軸推定結果

1. 近似推定結果

4.2節で提案した最大トルク制御軸の近似推定法による結果は $\hat{\theta}_\gamma$ である。 τ はトルクメータ (Magtrol 社: TMB306/411) による実測トルクであり, 評価のために事前に測定した特性である。最大トルク制御軸に対する推定位相誤差は 2° および 4° 程度であり, 良好な推定結果が得られたといえる。この推定位相誤差に伴うトルクの減少は1%未満であることから, 実用上問題ない最大トルク制御が実現可能である。なお, この推定位相誤差の主要因は図3.3に示す通りであり, 負荷の増加に伴い推定位相誤差が増加したことも同図から説明できる。

2. 高精度推定結果

4.3節で提案した高精度推定法による結果は図4.12の $\hat{\theta}_\gamma - \Delta\hat{\theta}_i[0]$ である。ここで, $\Delta\hat{\theta}_i$ は推定位相誤差である。前項の結果に対し, 推定位相の補正が各負荷条件で適切になされており, 本手法の有効性は明らかである。

なお, 本手法においては(4.3)式において誘起電圧定数 K_E を用いるため, この設定値が重要となる。本実験では事前に測定した値を(4.3)式に用いた。すなわち, 供試機に $i_d^* = 0$ 制御を施した定常状態において(3.2)式第2行を用いて K_E を求めた。また, 本供試機では軸間干渉の影響が見られたため, 各負荷条件で K_E を測定した。この結果, 本供試機では定格電流付近の K_E は零電流付近のものに対して約10%減少するといったことがわかった。

K_E の設定値としては事前に測定した各電流値に対する値を用いることが望ましいが, 制御系の簡便さ, 事前測定が困難である場合等の観点から K_E の近似値を用いざるを得ないことも考えられる。そこで, このような条件下において, K_E を一定値とした場合の設計指針を考察する。高精度推定法に用いる K_E を一定値とする場合の設定方法としては大きく分けて以下の方法があると考えられる。

- [a] 無負荷時に測定した値を用いる
- [b] 定格電流時に測定した値を用いる

[a]の手法では無負荷時を除いた運転条件において真値より大きい K_E を用いることになるため, (4.3)式より得られる $\hat{\lambda}_q$ はその真値より減少する。したがって, (3.9)式, (3.13)式および(4.2)式より得られる $\Delta\hat{\theta}_i$ はその真値より小さい値となる。これにより, 補正量が小さくなるものの, 補正後の推定位相は補正前に比べると必ず最大トルク制御軸に近づく。

[b]の手法では定格電流時を除いた運転条件において真値より小さい K_E を用いることになるため, 得られる $\hat{\lambda}_q$ はその真値より増加し, 補正する位相は大き

くなる。これにより、低電流時には補正量が過大となるものの、低電流時は位相に対するトルクの変化が小さいため、補正によるトルク低下は僅かであると考えられる。

図 4.12 には以上の考察を検証した結果も示している。高精度推定法に用いる K_E の設定値をそれぞれ上記の [a] および [b] として各電流条件における推定位相を評価した。[a] の手法による結果は $\hat{\theta}_\gamma - \Delta\hat{\theta}_i[1]$ であり、[b] の手法による結果は $\hat{\theta}_\gamma - \Delta\hat{\theta}_i[2]$ である。なお、図 4.12(b) における [b] の設定法の結果は $\hat{\theta}_\gamma - \Delta\hat{\theta}_i[0]$ と一致するため、省略している。同図より、上記の考察と同様の実験結果が得られたことを確認した。したがって、 K_E を一定値とする場合の設定指針としては、低電流時の効率向上には [a] の設定法、定格電流時の効率向上には [b] の設定法を用いればよいと考えている。

以上のように、最大トルク制御軸の高精度推定には K_E の測定に一定の配慮が必要となるが、変動幅が大きい L_q をすべての電流条件に対して測定するよりは極めて簡便な方法であり、実用的な方法であると考えている。

4.6.3 弱め磁束制御結果

本項では提案した弱め磁束制御法の有効性を検証するため供試機の世界一トルク特性を測定し、さらに高速域における速度ステップ応答を評価した。これらの評価では提案した最大トルク制御法である $i_\gamma = 0$ 制御法 (本実験では簡易形最大トルク制御法を用いる) と提案した弱め磁束制御法との比較を行った。まず、提案法を用いた供試機の世界一トルク特性を測定する。実験条件として、負荷機により速度を固定し、直流リンク電圧を 280 V、供試機に与える電流振幅を 8.66 A (定格電流) とした。図 4.13 に供試機における速度一トルク特性の実験結果を示す。図 4.13(a) がこの条件における結果である。同図より、 $i_\gamma^* = 0$ 制御法では約 3060 min^{-1} から電圧飽和の影響により i_δ が減少するため、実速度は約 3200 min^{-1} までしか到達しない。これに対し、提案した弱め磁束制御法を適用すれば表 4.2 に示した供試機の定格速度である 3600 min^{-1} においても良好な駆動が可能であり、さらなる駆動領域の拡大も可能である。実験装置の機械条件が許せばさらなる高速駆動も可能であるが、本実験装置の都合上、 5000 min^{-1} 以降の実験が困難であったため、結果は約 4920 min^{-1} までとなっている。そこで、直流リンク電圧を 140 V まで低くして、再度、速度一トルク特性を測定した。この他の条件は図 4.13(a) の実験と同様である。図 4.13(b) に結果を示す。同図より、 $i_\gamma^* = 0$ 制御法では約 1500 min^{-1} からトルクが低下しはじめ、実速度は約 1620 min^{-1} までしか到達しない。これに対して、提案した弱め磁束制御法を適用すれば 1500 min^{-1} 以降も良好な駆動が可能であり、 $i_\delta^* = 0 \text{ A}$ 、 $i_\gamma^* = -8.66 \text{ A}$ となる約 4320 min^{-1} まで駆動可能領域を拡大している。

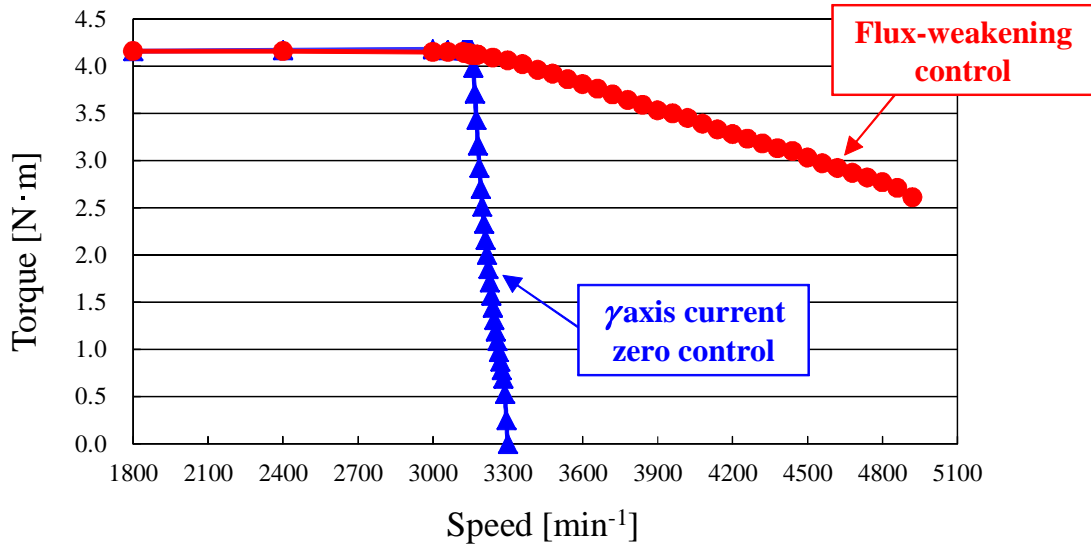
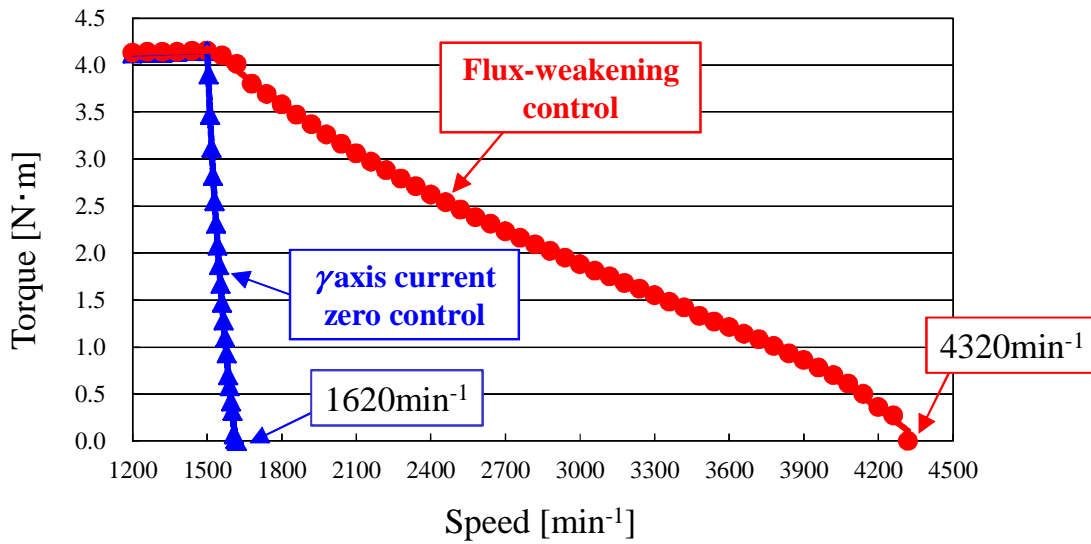
(a) $V_{DC} = 280 \text{ V}$ (b) $V_{DC} = 140 \text{ V}$

図 4.13. 速度-トルク特性の測定結果

次に高速域における速度ステップ応答を評価する。本実験に関しては、図 4.9 の制御系のアウトーループに速度制御ループを追加しており、負荷装置として用いた誘導モータはトルク制御を行っている。実験条件として、負荷機により 50%一定の負荷を印加し、供試機に 2400 min^{-1} から 3600 min^{-1} へのステップ速度指令を与えた。図 4.14 に速度ステップ応答を示す。図 4.14(a) より、 $i_\gamma^* = 0$ 制御法では約 2800 min^{-1} から電圧飽和の影響により i_δ が減少するため、実速度は約 3200 min^{-1} までしか到達しない。これに対し、図 4.14(b) の提案した弱め磁束制御法を適用すれば速度に応じて i_γ および i_δ が適切に制御され、実速度はその指令値に追従する。

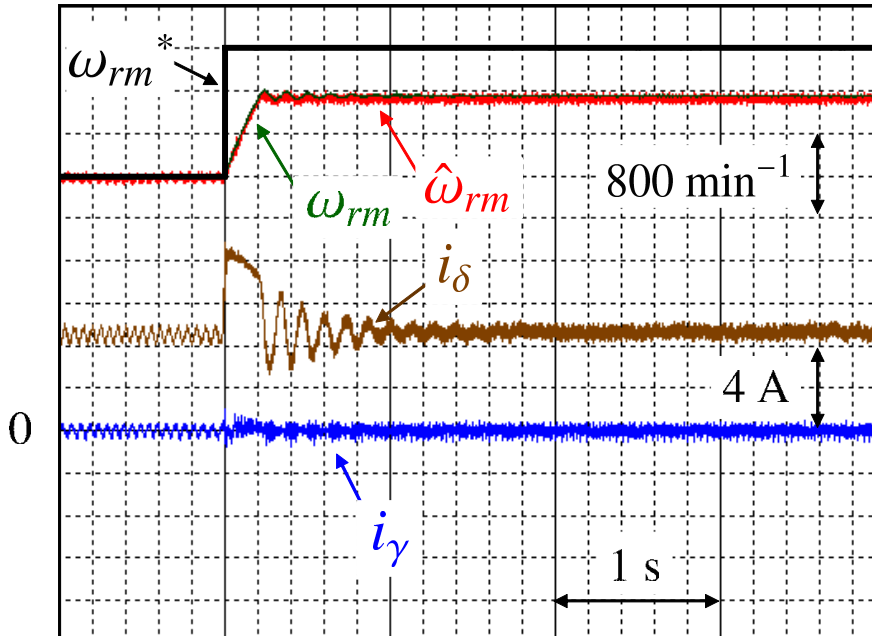
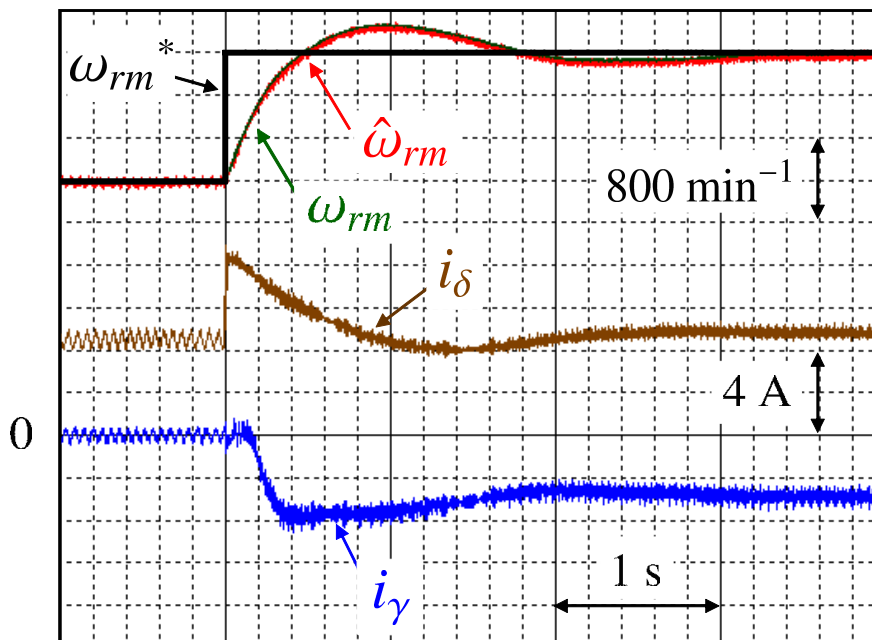
以上より、提案した弱め磁束制御法を施せば定トルク領域における運転可能領域の大幅な拡大および高速域における良好な駆動が実現可能であるといえる。

4.6.4 非干渉化制御結果

本項では提案した非干渉化制御法の有効性を検証するため電流ステップ応答を評価した。実験条件として、負荷機により速度を 1800 min^{-1} に固定し、供試機の γ 軸および δ 軸にそれぞれステップ電流指令を与えた。図 4.15 および図 4.16 に電流ステップ応答を示す。図 4.15 より、(4.20) 式および (4.21) 式に示した従来法に基づく非干渉化制御ではシミュレーションと同様、 i_γ のステップ変化時に i_δ が変動する。これに対し、提案する非干渉化制御法を用いれば従来法に基づく非干渉化制御法に比べて i_δ の変動が半分程度に抑圧されており、提案法の有効性が確認できる。また、図 4.16 が示すように提案法を用いれば i_δ のステップ変化時における i_γ の変動が抑圧されている。以上より、提案した非干渉化制御法を施せば提案モデルに基づく電流制御系の電流応答が改善可能であるといえる。

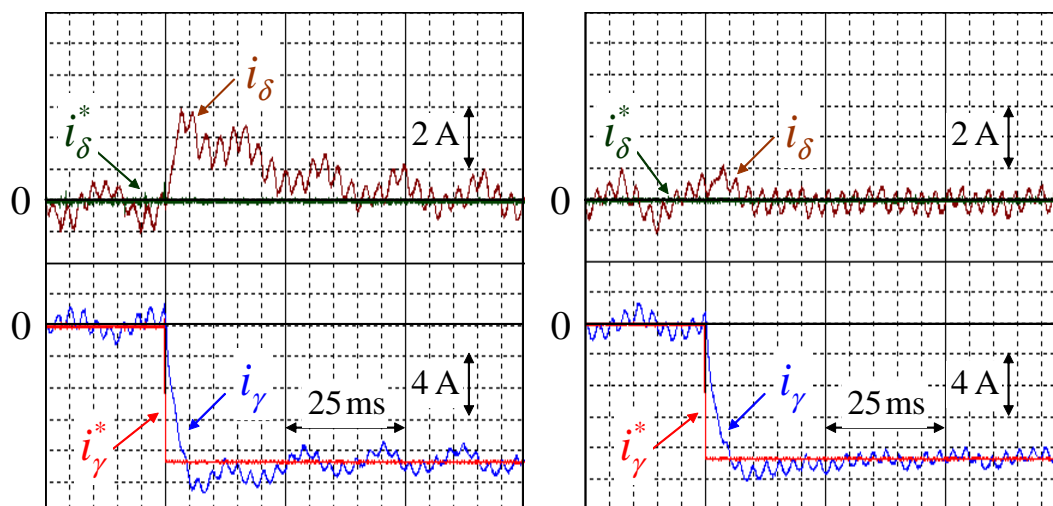
ただし、従来の電流制御系に比べて各軸電流のオーバershootは大きくなる傾向にある。これに関しては第 5 章で考察している。

最大トルク制御軸の近似推定法およびこれに基づく簡易形最大トルク制御法、最大トルク制御軸の高精度推定法に基づく高精度最大トルク制御法、提案モデルに基づく弱め磁束制御法、提案モデルに適した非干渉化制御法において用いたインダクタンス情報は一定の L_d のみである。すなわち、これらの提案法は L_q を全く用いることなく最大トルク制御、定トルク領域における運転可能領域の拡大、電流応答の改善を実現できる。本節では、提案法を用いることにより磁気飽和現象に対してロバストな位置センサレス制御が可能となることを実機実験により確認した。

(a) $i_\gamma^* = 0$ 制御法 (簡易形最大トルク制御法) における実験結果

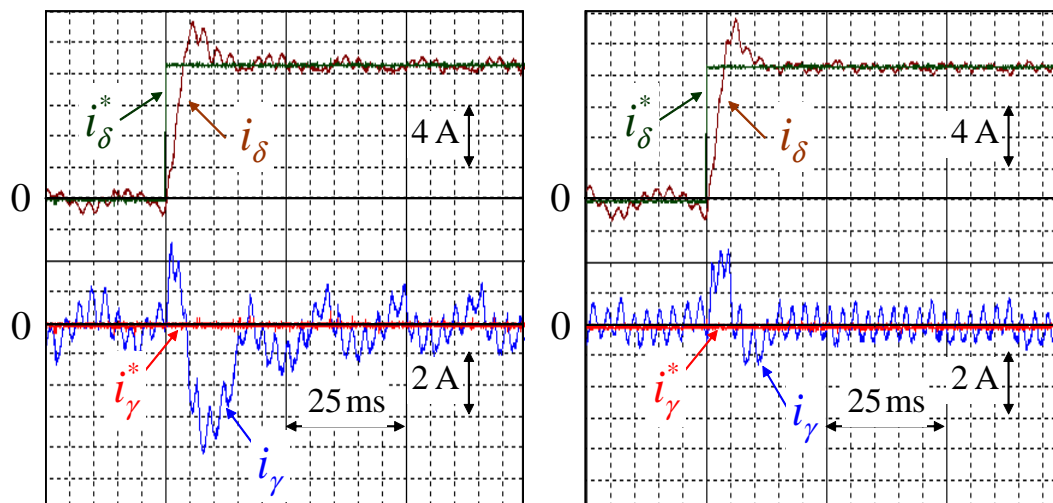
(b) 提案した弱め磁束制御法を適用した実験結果

図 4.14. 50%負荷一定時における速度ステップ応答



(a) 従来法に基づく非干渉制御法を用いた実験 (b) 提案する非干渉化制御法を用いた実験結果結果

図 4.15. 電流ステップ応答 ($i_\gamma : 0 \rightarrow -8.66\text{A}$)



(a) 従来法に基づく非干渉制御法を用いた実験 (b) 提案する非干渉化制御法を用いた実験結果結果

図 4.16. 電流ステップ応答 ($i_\delta : 0 \rightarrow 8.66\text{A}$)

4.7 まとめ

本章では, 近年, 問題視されている磁気飽和現象に伴うインダクタンス変動への対策として, 新しい数学モデルに基づく PMSM の位置センサレス制御法を提案した. 以下に本章で提案した内容をまとめる.

1. PMSM の新たな数学モデルに基づく簡易形最大トルク制御法
2. 最大トルク制御軸推定の厳密化による高精度最大トルク制御法
3. 提案モデルに基づく弱め磁束制御法
4. 提案モデルに基づく電流制御系に適した非干渉化制御法

永久磁石の磁極位置の推定を行う従来法とは異なり, 提案法は最大トルク制御軸を直接的に推定し, この軸上で電流制御を行うものである. これにより, L_q を必要としない制御系を構成することができ, 磁気飽和現象に対してロバストな位置センサレス制御が可能であることを示した. さらに実機実験により, 提案法の有効性を検証した. 提案した数学モデルに基づく最大トルク制御法, 弱め磁束制御法および提案モデルに基づく電流制御系に適した非干渉化制御法の有効性を評価した. 実験結果より, 提案法は L_q を用いることなく最大トルク制御, 弱め磁束制御, 非干渉化制御が可能であることを示し, 位置センサレス制御系における磁気飽和現象に対するロバスト化に有効であることを明らかにした.

以上が本章で得られた成果である. 近年, 高効率化の進んだ PMSM では磁気飽和現象に起因した L_q の変動が位置センサレス制御系の性能を低下させることが大きな問題となっている. 本研究はこの問題に対する新たな解決策を示した点において大きな意味をもつといえる.

第5章

同一次元オブザーバを用いた速度推定誤差に対する位置推定のロバスト化

5.1 はじめに

第3章および第4章では近年、特に問題視されているのが磁気飽和現象に対するロバスト化を図るため、磁気飽和現象に対してロバストな位置推定を実現する PMSM の新しい数学モデルとこれに基づく位置センサレス制御法を提案した。提案モデルを用いて制御系全体を再構築することで、位置センサレス制御系全体を磁気飽和現象に対してロバスト化した。しかしながら、4.6.4項で述べたように、提案法では各軸電流のオーバershootが大きくなる傾向にあることがわかった。この原因を提案した数学モデルに基づいて考察したところ、最大トルク制御軸に基づく位置センサレス制御法では負荷変動に伴って過渡的な速度推定誤差が生じることを確認した。第1章で述べたように、可変速時に生じる速度推定遅れ、またはパラメータミスマッチも速度推定誤差の発生要因となる。速度推定誤差の発生はオブザーバの不安定化および脱調現象の原因にも成り得るため、提案モデルに基づく位置センサレス制御法では特に速度推定誤差に対する磁束推定のロバスト化が必要であるといえる。

本章は以下のように構成される。まず、第3章で提案した PMSM の新たな数学モデルに基づいて最大トルク制御軸推定の過渡特性を考察する。これにより、最大トルク制御軸を推定する手法では負荷変動に伴って過渡的な速度推定誤差が発生することを確認する。次に、提案モデルを用いて同一次元オブザーバを構成し、速度推定誤差に対する位置推定のロバスト化を実現するオブザーバゲイン設計法を提案し、この問題に対処する。最後に実機実験を行い、提案法の有効性を示し、その制御性能を評価する。

5.2 提案した数学モデルによる最大トルク制御軸推定の過渡特性に関する考察

最大トルク制御軸に基づく位置センサレス制御法を最も早く提案した文献は文献 [57], [58] であり, 続いて文献 [59, 60, 61] でも言及されている. これらは第4章で問題とした磁気飽和現象に対する解決策として提案されたが, 制御系の見直し, 負荷変動時における推定位相の過渡特性については議論がされていない. 4.6.4項でも述べたように最大トルク制御軸上での位置センサレス制御法では過渡特性が劣化する傾向が見られた. このため, この軸を用いる上で過渡特性に関する考察は重要であると言える.

そこで, 本研究では最大トルク制御軸推定の過渡特性を第3章で提案した数学モデルに基づいて考察する. これにより, 負荷変動に伴って過渡的な速度推定誤差を発生することが確認されたので以下に述べる. 本章では4.2節で述べた近似推定法により, 最大トルク制御軸が推定できるものとして議論している.

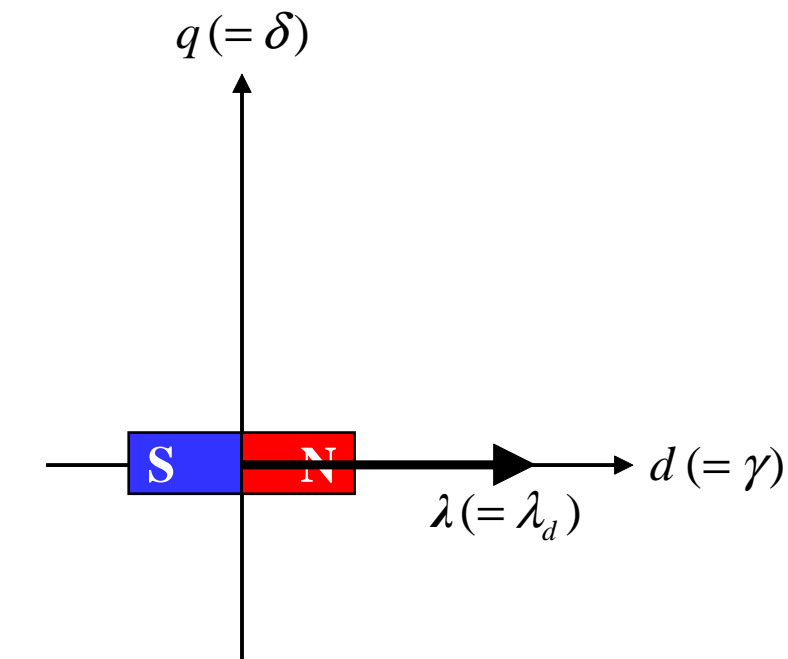
第3章で提案した磁束の定義である (3.3) 式を (5.1) 式に再掲する.

$$\boldsymbol{\lambda} = \begin{bmatrix} \lambda_d \\ \lambda_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} K_E \\ (L_q - L_d)i_q \end{bmatrix} \quad (5.1)$$

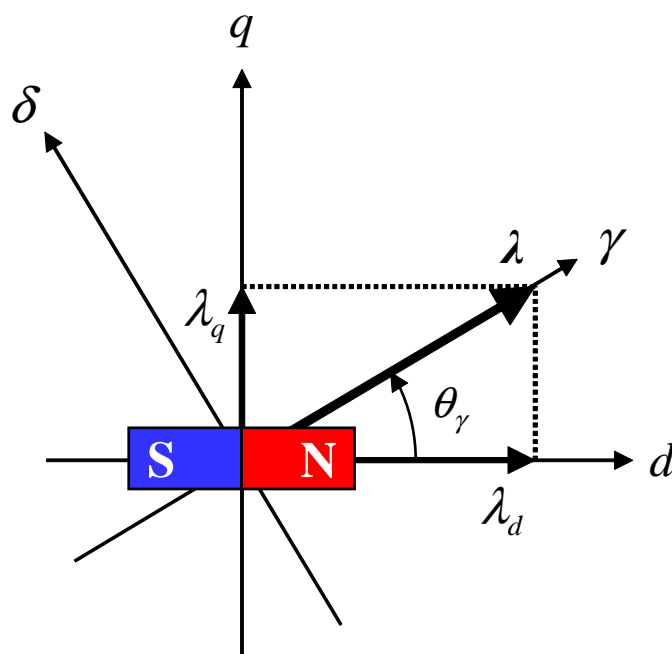
(5.1) 式より, 提案した磁束の位相は i_q の大きさ, すなわち, 負荷の有無により変動する. 定常状態における $d-q$ 軸と $\gamma-\delta$ 軸 (提案した磁束方向とその直交方向を基準とした推定回転座標系) との位相関係を図 5.1 に示す. 図 5.1(a) は無負荷時, すなわち, $i_q = 0$ 時の位相関係を示しており, $\gamma-\delta$ 軸は $d-q$ 軸と一致する. 図 5.1(b) は有負荷時, すなわち, $|i_q| > 0$ 時 (同図は $i_q > 0$ 時) の位相関係を示しており, $\gamma-\delta$ 軸は $d-q$ 軸とは一致せず, $d-q$ 軸より進んだ最大トルク制御軸と一致する. 定常状態では $\gamma-\delta$ 軸の回転速度は $d-q$ 軸の回転速度と同期しており, θ_γ の時間微分は零となる.

ここで, 電流の過渡状態, すなわち負荷変動時を考える. 例えば, インパクト負荷を与えた場合, (5.1) 式より負荷の増加に伴い λ_q が増加するため, $\gamma-\delta$ 軸は $d-q$ 軸から最大トルク制御軸へ移行する. この軸の移行に伴い $\gamma-\delta$ 軸の回転速度は過渡的に同期速度よりも上昇する. 同様に, 有負荷から無負荷へと変化する場合においても軸の移行に伴い $\gamma-\delta$ 軸の回転速度は過渡的に同期速度よりも低下する.

実機実験により, 負荷変動に応じて速度変動が生じていることを確認する. 実験システムの概要および用いるモータは第4章で示したものと同一である. 図 5.2 に実験システムの構成を示す. 本実験では提案した磁束を同一次元オブザーバにより推定している. 同一次元オブザーバの構成は次節で示す. また, 速度は $\alpha-\beta$ 軸と $\gamma-\delta$



(a) 無負荷時



(b) 有負荷時

図 5.1. 定常状態における d - q 軸と γ - δ 軸との位相関係

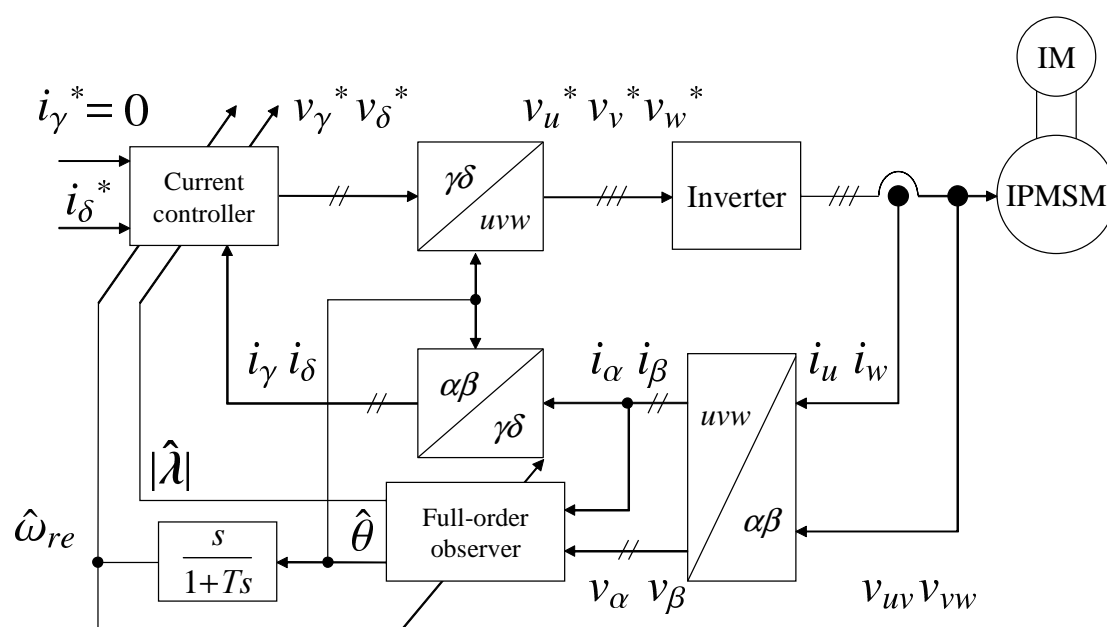


図 5.2. 実験システムの構成 (同一次元オブザーバ, 速度制御系なし)

軸との位相である θ を微分し、ローパスフィルタ (遮断周波数 1000 rad/s) により電圧および電流の観測ノイズを除去することで得ている。したがって、この速度は $\gamma-\delta$ 軸の推定回転速度となる。本実験では負荷装置として用いた誘導モータにより速度制御を行っている。実験条件として、負荷機により速度を 1800 min^{-1} に固定し、供試機の δ 軸に定格負荷となるステップ電流指令を与えた。図 5.3 に提案モデルに基づく位置センサレス制御系の負荷ステップ応答を示す。同図より、電流のステップ変化時に過渡的な推定速度の変動が生じていることがわかる。同図には評価のために実速度 ω_{rm} も示しており、 ω_{rm} と推定速度 $\hat{\omega}_{re}$ を比較すると実速度の変動よりも明らかに大きい変動であることがわかる。これにより、電流制御器内の非干渉化制御器に用いる速度情報に誤差が生じ、非干渉化制御誤差を引き起こしたことが 4.6.4 項で述べたオーバシュートの原因であると考えられる。また、速度推定誤差が整定するまでも時間を要しており、その結果、電流脈動も残存する。結果的に不安定化はしなかったものの、安定余裕の少ないシステムとなっていることは明らかである。

以上の結果より、モデルの特性上、最大トルク制御軸推定に基づく位置センサレス制御法では負荷変動時に過渡的な速度推定誤差が発生することが明らかとなった。位置センサレス制御系の電流制御器および位置推定器に用いる速度情報はモデルパラメータであり、状態量ではない。したがって、これらの制御器に用いる速度情報は変動しないことが望ましい。この対策として、ローパスフィルタを用いて過渡的な推定速度の変動を減衰させることが考えられ、電流制御器には一定の効果を上げられることが期待されるが、速度情報は位置推定器にも使用しているため、単純に減衰させると位置推定性能劣化に繋がるため、好ましくない。このため、速度推定誤差に対する位置推定のロバスト化を図ることが重要であると言える。

5.3 同一次元オブザーバを用いた位置センサレス制御

前節では最大トルク制御軸推定の過渡特性を考察し、負荷変動時に過渡的な速度推定誤差が発生することを示した。この速度推定誤差の発生はモデルに起因するものであるため、最大トルク制御軸に基づく位置センサレス制御法を用いる限り、この問題は避けられない。

そこで、本研究では速度推定誤差に対してロバストな同一次元オブザーバを構成することによりこの問題の解決を図る。

5.3.1 同一次元オブザーバの構成と複素ベクトル表記

本項では位置推定を行うための同一次元オブザーバの構成について述べる。

固定座標系上における提案した PMSM の数学モデルである (3.6) 式を (5.2) 式に

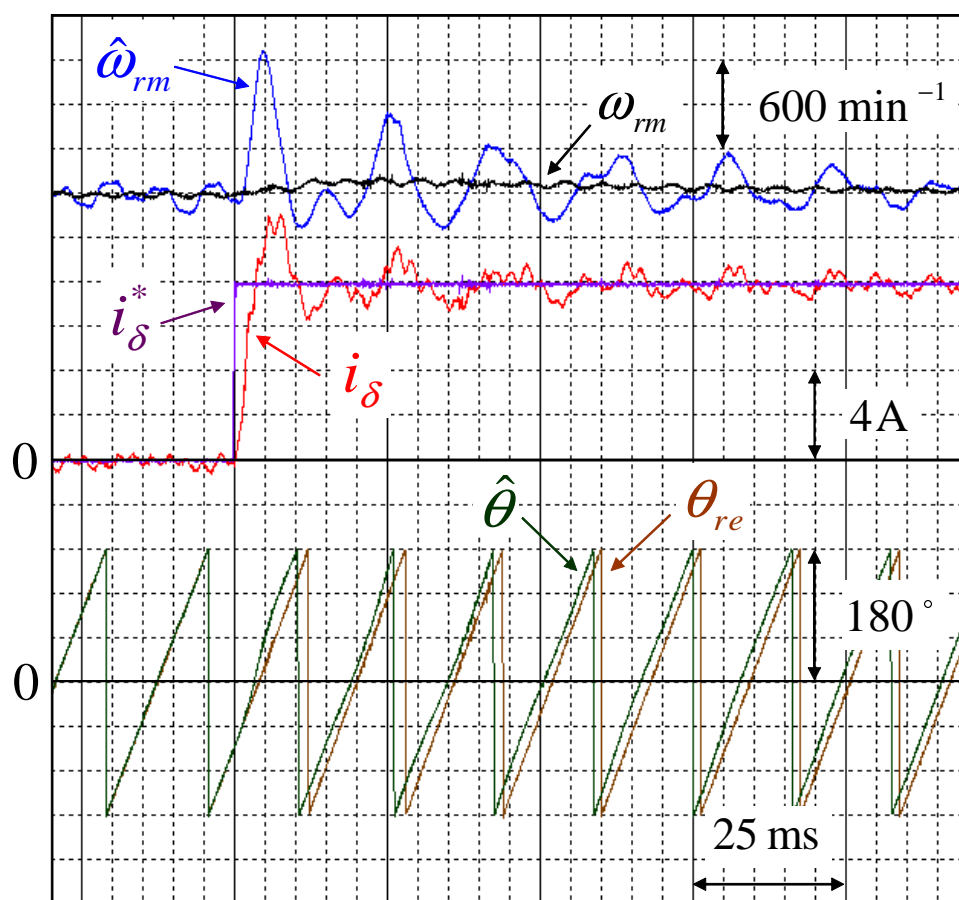


図 5.3. 提案モデルに基づく位置センサレス制御系の負荷ステップ応答 ($\alpha_1 = \alpha_2 = -200$)

再掲する.

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + pL_d & 0 \\ 0 & R + pL_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + p \begin{bmatrix} \lambda_\alpha \\ \lambda_\beta \end{bmatrix} \quad (5.2)$$

(5.2) 式より, 提案モデルに基づく PMSM の状態方程式は (5.3) 式で表される.

$$\begin{aligned} p \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ \lambda_\alpha \\ \lambda_\beta \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_d} & 0 & 0 & \frac{\omega_{re}}{L_d} \\ 0 & -\frac{R}{L_d} & -\frac{\omega_{re}}{L_d} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\omega_{re} \\ 0 & 0 & \omega_{re} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ \lambda_\alpha \\ \lambda_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_d} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \\ &+ p|\lambda| \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_d} \cos \theta_{re} \\ -\frac{1}{L_d} \sin \theta_{re} \\ \cos \theta_{re} \\ \sin \theta_{re} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (5.3)$$

ここで, $p|\lambda|$ は線形状態方程式では求めることが困難であるため, モデル化誤差外乱として無視する [30]. これにより, (5.3) 式は (5.4) 式のように書き改められる.

$$p \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ \lambda_\alpha \\ \lambda_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_d} & 0 & 0 & \frac{\omega_{re}}{L_d} \\ 0 & -\frac{R}{L_d} & -\frac{\omega_{re}}{L_d} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\omega_{re} \\ 0 & 0 & \omega_{re} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ \lambda_\alpha \\ \lambda_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_d} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \quad (5.4)$$

これを基に, $i_\alpha, i_\beta, \lambda_\alpha, \lambda_\beta$ を推定する同一次元オブザーバを構成すると (5.5) 式の状態方程式で表される.

$$\begin{aligned} p \begin{bmatrix} \hat{i}_\alpha \\ \hat{i}_\beta \\ \hat{\lambda}_\alpha \\ \hat{\lambda}_\beta \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_d} & 0 & 0 & \frac{\hat{\omega}_{re}}{L_d} \\ 0 & -\frac{R}{L_d} & -\frac{\hat{\omega}_{re}}{L_d} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\hat{\omega}_{re} \\ 0 & 0 & \hat{\omega}_{re} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_\alpha \\ \hat{i}_\beta \\ \hat{\lambda}_\alpha \\ \hat{\lambda}_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_d} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \\ &+ \begin{bmatrix} H_1 & H_2 \\ H_3 & H_4 \\ H_5 & H_6 \\ H_7 & H_8 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_\alpha - i_\alpha \\ \hat{i}_\beta - i_\beta \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (5.5)$$

ここで, $H_1 \sim H_8$ はオブザーバゲインであり, 式中の “ $\hat{\cdot}$ ” は状態およびパラメータの推定値を表す. 同一次元オブザーバの推定性能はオブザーバゲインにより支配的な影響を受ける. オブザーバゲイン設計の指針については次節で述べる.

(5.5) 式を用いれば提案した磁束の推定が可能となり, 推定磁束位相 $\hat{\theta}$ は次式により求めることができる.

$$\hat{\theta} = \tan^{-1} \left(\frac{\hat{\lambda}_\beta}{\hat{\lambda}_\alpha} \right) \quad (5.6)$$

提案モデルは各軸のインダクタンスがすべて L_d であるため, これに基づく状態方程式である (5.4) 式は単位行列と交代行列の線形結合で表すことが可能である. ここで, 本論文では文献 [62] と同様にオブザーバゲインを 2 組の単位行列と交代行列の線形結合とし, その構造を制約すれば, 本来は 8 つのオブザーバゲインの同時設計が必要であったものを 4 つにまで減らすことができる. このようにオブザーバゲインの構造を制約することは α 軸成分および β 軸成分の収束特性等を一致させることになるが, 提案モデルは見かけ上, 磁気異方性を有していないため, この制約による不都合はない. これにより, オブザーバの極は 2 組の複素共役として得られる. ゆえに, (5.5) 式は (5.7) 式のように変形される.

$$p\hat{\boldsymbol{x}} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_d}\mathbf{I} & -\frac{\hat{\omega}_{re}}{L_d}\mathbf{J} \\ \mathbf{O} & \hat{\omega}_{re}\mathbf{J} \end{bmatrix} \hat{\boldsymbol{x}} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d}\mathbf{I} \\ \mathbf{O} \end{bmatrix} \boldsymbol{u} + \begin{bmatrix} h_{11}\mathbf{I} + h_{12}\mathbf{J} \\ h_{21}\mathbf{I} + h_{22}\mathbf{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{I} & \mathbf{O} \end{bmatrix} (\hat{\boldsymbol{x}} - \boldsymbol{x}) \quad (5.7)$$

ここで,

$$\boldsymbol{x} = [i_\alpha \quad i_\beta \quad \lambda_\alpha \quad \lambda_\beta]^T$$

$$\boldsymbol{u} = [v_\alpha \quad v_\beta]^T$$

$$h_{11} = H_1 = H_4$$

$$h_{12} = -H_2 = H_3$$

$$h_{21} = H_5 = H_8$$

$$h_{22} = -H_6 = H_7$$

である.

(5.7) 式は 4 次元のシステムであるため, その取り扱いが煩雑である. そこで, 複素ベクトル表記により, (5.7) 式を 2 次元のシステムとして表記する. すなわち, $\boldsymbol{v} = v_\alpha + jv_\beta$

のように変数変換を施すことにより, (5.7) 式と同義な次式が得られる.

$$p \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{i}} \\ \hat{\boldsymbol{\lambda}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_d} & -\frac{j\hat{\omega}_{re}}{L_d} \\ 0 & j\hat{\omega}_{re} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{i}} \\ \hat{\boldsymbol{\lambda}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} \\ 0 \end{bmatrix} \mathbf{v} + \begin{bmatrix} h_{11} + jh_{12} \\ h_{21} + jh_{22} \end{bmatrix} (\hat{\mathbf{i}} - \mathbf{i}) \quad (5.8)$$

$$= \mathbf{A} \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{i}} \\ \hat{\boldsymbol{\lambda}} \end{bmatrix} + \mathbf{B}\mathbf{v} + \mathbf{H} (\hat{\mathbf{i}} - \mathbf{i}) \quad (5.9)$$

$$\hat{\mathbf{i}} = \mathbf{C}_1 \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{i}} \\ \hat{\boldsymbol{\lambda}} \end{bmatrix}, \quad \hat{\boldsymbol{\lambda}} = \mathbf{C}_2 \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{i}} \\ \hat{\boldsymbol{\lambda}} \end{bmatrix} \quad (5.10)$$

ここで,

$$\mathbf{C}_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{C}_2 = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix}$$

である.

図 5.4 に同一次元磁束オブザーバの構成を示す. 電圧を入力とし, 電流推定誤差をフィードバックすることで磁束を推定するシステムとなる.

5.3.2 極配置によるオブザーバゲイン設計法

同一次元オブザーバにおけるシステムの安定性および推定誤差の収束特性はオブザーバゲインにより支配的な影響を受ける. したがって, オブザーバを適切に動作させるためにはオブザーバゲインを適切に設計する必要がある. 本項では (5.8) 式に示すシステムの極を $\alpha_1 + j\beta_1$ と $\alpha_2 + j\beta_2$ に配置するオブザーバゲインを求める問題を考え, ゲイン設計問題を極配置問題に帰着する. これにより, 安定性およびロバスト性の評価をしやすくする.

(5.8) 式に示すシステムの誤差方程式は, $\hat{\omega}_{re} = \omega_{re}$ とした (5.8) 式から (5.4) 式を減算することにより, (5.11) 式のように得られる.

$$p \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{i}} - \mathbf{i} \\ \hat{\boldsymbol{\lambda}} - \boldsymbol{\lambda} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_d} + h_{11} + jh_{12} & -\frac{j\hat{\omega}_{re}}{L_d} \\ h_{21} + jh_{22} & j\hat{\omega}_{re} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{i}} \\ \hat{\boldsymbol{\lambda}} \end{bmatrix} \quad (5.11)$$

したがって, (5.11) 式の特方程式は (5.12) 式で与えられる.

$$(s + \frac{R}{L_d} - h_{11} - jh_{12})(s - j\hat{\omega}_{re}) + \frac{j\hat{\omega}_{re}}{L_d}(h_{21} + jh_{22}) \quad (5.12)$$

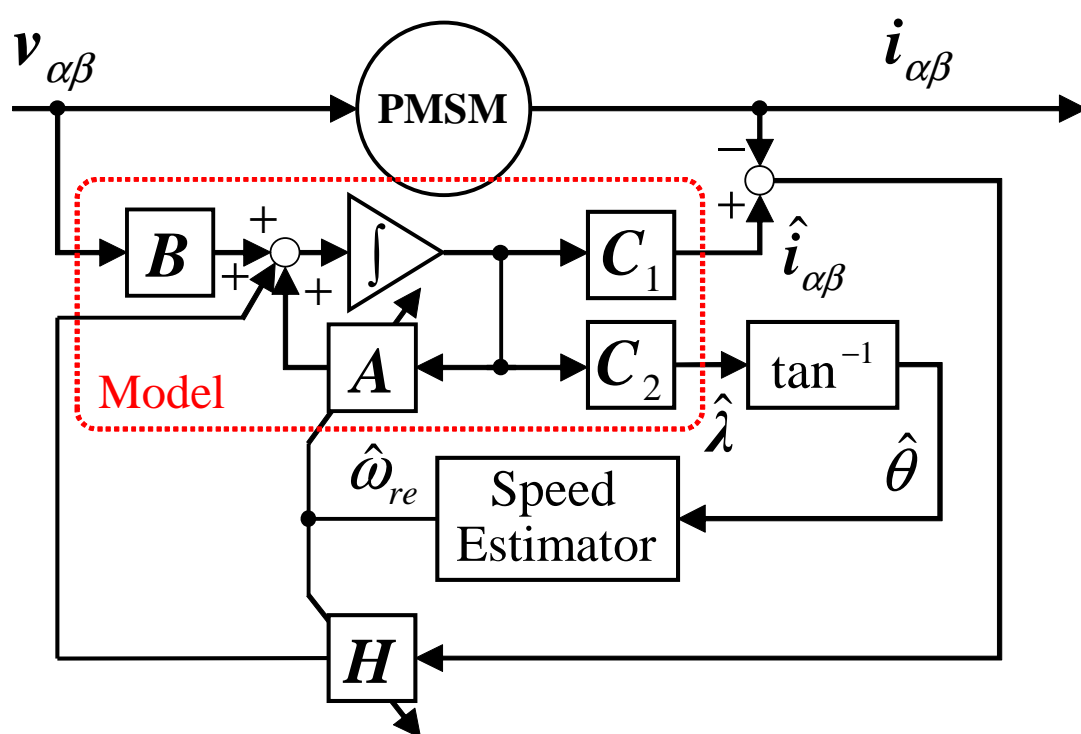


図 5.4. 同一次元磁束オブザーバの構成

一方, 極を指定した際の特性方程式は (5.13) 式となる.

$$\begin{aligned} & (s - (\alpha_1 + j\beta_1))(s - (\alpha_2 + j\beta_2)) \\ &= s^2 - (\alpha_1 + j\beta_1 + \alpha_2 + j\beta_2)s + (\alpha_1 + j\beta_1)(\alpha_2 + j\beta_2) \end{aligned} \quad (5.13)$$

(5.12) 式を整理し, (5.13) 式の s の次数毎に係数を一致させれば両式は等しい特性方程式となる. これより, 極を指定した際のオブザーバゲインは (5.14) 式および (5.15) 式のように設計すればよい.

$$h_{11} + jh_{12} = \frac{R}{L_d} - j\hat{\omega}_{re} + \alpha_1 + j\beta_1 + \alpha_2 + j\beta_2 \quad (5.14)$$

$$\begin{aligned} h_{21} + jh_{22} &= (j\hat{\omega}_{re} - (\alpha_1 + j\beta_1 + \alpha_2 + j\beta_2))L_d \\ &\quad - j\frac{L_d}{\hat{\omega}_{re}}(\alpha_1 + j\beta_1)(\alpha_2 + j\beta_2) \end{aligned} \quad (5.15)$$

以上より, 所望の安定極を与えればオブザーバゲインを直接求めることができる. ただし, $h_{21} + jh_{22}$ が $\hat{\omega}_{re}$ を分母に含むため, 零速度での極配置は不可能である. これは, 制御対象である同期モータが零速度で不可観測であることによる.

5.4 速度推定誤差に対してロバストな極配置設計指針

前節では提案モデルに基づく同一次元オブザーバを導出し, オブザーバゲイン設計問題を極配置問題に帰着させた. そこで本節では 5.2 節で重要性を指摘した速度推定誤差に対してロバストな位置推定を実現する極配置設計指針を提案する.

位置情報は推定した磁束成分から (5.6) 式を通して得るため, 速度推定誤差に対する位置推定のロバスト化を図るということは磁束推定のロバスト化を図ることと同義である. このため, 次項以降では速度推定誤差に対する磁束推定のロバスト化問題として極配置設計問題を取り扱う.

5.4.1 誤差伝達関数の導出

速度推定誤差 $\Delta\omega_{re} = \hat{\omega}_{re} - \omega_{re}$ に対するロバスト設計を行うにあたり, まず速度推定誤差と磁束推定誤差の関係を導出する. $\Delta\omega_{re}$ に起因する誤差方程式は (5.8) 式から (5.4) 式を減算することにより (5.16) 式のように得られる.

$$p \begin{bmatrix} \mathbf{e}_1 \\ \mathbf{e}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_d} + h_{11} + jh_{12} & -j\frac{\hat{\omega}_{re}}{L_d} \\ h_{21} + jh_{22} & j\hat{\omega}_{re} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{e}_1 \\ \mathbf{e}_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_d} \\ 1 \end{bmatrix} j\Delta\omega_{re}\boldsymbol{\lambda} \quad (5.16)$$

ここで, \mathbf{e}_1 および \mathbf{e}_2 は電流推定誤差および磁束推定誤差であり,

$$\begin{aligned}\mathbf{e}_1 &= \hat{\mathbf{i}} - \mathbf{i} \\ \mathbf{e}_2 &= \hat{\boldsymbol{\lambda}} - \boldsymbol{\lambda}\end{aligned}$$

である. (5.16) 式より, \mathbf{e}_2 は (5.17) 式のように得られる.

$$\mathbf{e}_2 = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} s & 0 \\ 0 & s \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_d} + h_{11} + jh_{12} & -j\frac{\hat{\omega}_{re}}{L_d} \\ h_{21} + jh_{22} & j\hat{\omega}_{re} \end{bmatrix} \right\}^{-1} \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_d} \\ 1 \end{bmatrix} j\Delta\omega_{re}\boldsymbol{\lambda} \quad (5.17)$$

これより, $j\Delta\omega_{re}\boldsymbol{\lambda}$ から \mathbf{e}_2 までの誤差伝達関数 $\mathbf{G}_2(j\omega)$ は (5.14) 式および (5.15) 式のオブザーバゲインを代入することにより次式のように得られる.

$$\mathbf{G}_2(j\omega) = \frac{j\omega + j(\alpha_1 + j\beta_1)(\alpha_2 + j\beta_2)/\hat{\omega}_{re}}{(j\omega - (\alpha_1 + j\beta_1))(j\omega - (\alpha_2 + j\beta_2))} \quad (5.18)$$

ここで, ω は各周波数であり, (5.18) 式では誤差伝達関数 $\mathbf{G}_2(j\omega)$ を $s = j\omega$ とした周波数伝達関数で表現している. (5.18) 式のノルムを最小化することが速度推定誤差に対する磁束推定のロバスト化を図ることに繋がる. 速度推定誤差にはあらゆる周波数成分が含まれることから, 本研究では速度推定誤差が磁束推定誤差に及ぼす影響を H_{∞} ノルムで評価し, これを抑圧することを考える. すなわち, $\mathbf{G}_2(j\omega)$ の H_{∞} ノルムを最小化する極配置を検討する. なお, (5.18) 式に含まれるパラメータは速度 $\hat{\omega}_{re}$ のみである. したがって, モータパラメータに依存しない極めて汎用性の高い極配置法を検討することが可能である.

5.4.2 代数設計による極配置法

本研究では設計法が煩雑, かつ数値解析ソフトが必要であるといった問題のある数値設計に頼ることなく, 代数設計により (5.18) 式の最大ゲイン最小化問題を考える.

5.4.2.1 β_i の設計

$\mathbf{G}_2(j\omega)$ は, 分母最小, 分子最大のとき最大値をとる. ただし, 速度推定誤差にはあらゆる周波数成分が含まれるため, 分母に含まれる β_i をいかなる値に設計しても $\omega = \beta_i$ の時に分母の絶対値が最小化する. したがって, $\mathbf{G}_2(j\omega)$ の最大値最小化には, 分子の最小化のみを考慮して設計すればよい. また, 誤差収束の観点から極を実軸上に配置することが望ましいと考えられる. したがって, 本論文では (5.19) 式のように設計する.

$$\beta_1 = \beta_2 = 0 \quad (5.19)$$

5.4.2.2 α_i の設計指針

$\beta_1 = \beta_2 = 0$ と設計すると, $\mathbf{G}_2(j\omega)$ は (5.20) 式となる.

$$\mathbf{G}_2(j\omega) = \frac{j\omega + j\alpha_1\alpha_2/\hat{\omega}_{re}}{(j\omega^2 + \alpha_1)(j\omega + \alpha_2)}. \quad (5.20)$$

(5.20) 式の H_∞ ノルムを導出すると (5.21) 式となる.

$$\|\mathbf{G}_2(j\omega)\|_\infty \leq \sup_\omega \frac{\omega + \alpha_1\alpha_2/\hat{\omega}_{re}}{\sqrt{\omega^4 + (\alpha_1^2 + \alpha_2^2)\omega^2 + \alpha_1\alpha_2(\alpha_1\alpha_2 + 4\omega^2)}}. \quad (5.21)$$

回転子速度にもよるが, 上式は α_1, α_2 をともに高く設計しても, もしくは低く設計しても $\mathbf{G}_2(j\omega)$ のゲインは低減せず, 速度推定誤差 $\Delta\omega_{re}$ による磁束推定誤差 e_2 の抑圧が困難となる. むしろ, 実装上可能な限り, 一方の極を高く, 他方の極を低く設計することが $\Delta\omega_{re}$ に対する磁束推定のロバスト化に有効であるといえる. したがって, 本研究での α_i の設計指針は (5.22) 式となる.

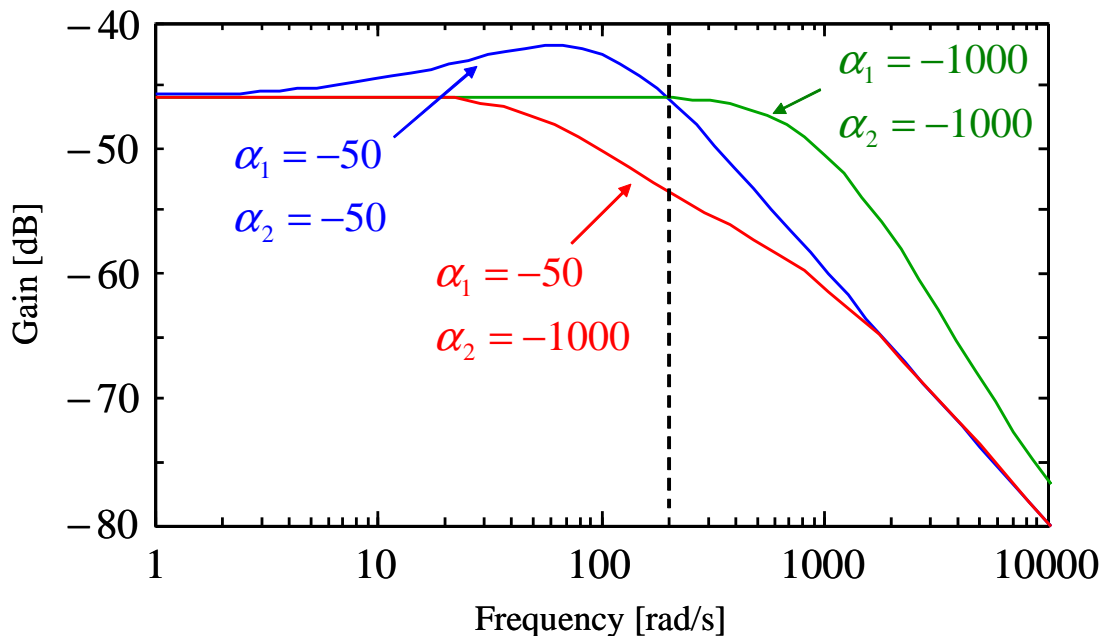
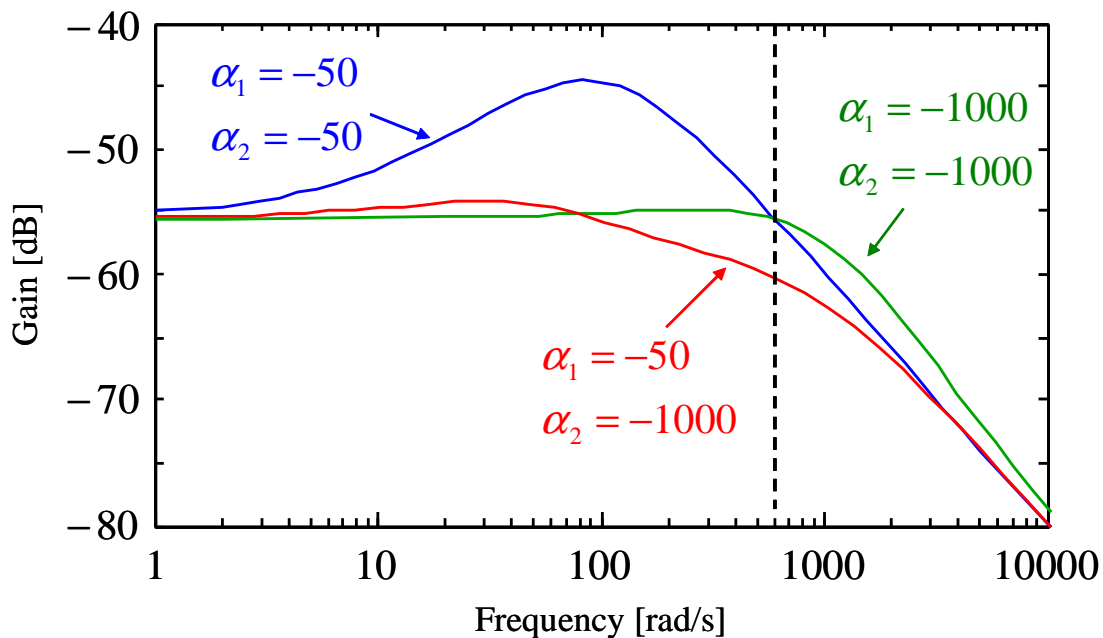
$$\alpha_2 \ll \alpha_1 < 0. \quad (5.22)$$

(5.22) 式のように極設計指針を定めた理由を以下に示す. (5.21) 式より, $\alpha_1\alpha_2$ の項は分子および分母ともに含まれているのに対し, $\alpha_1^2 + \alpha_2^2$ の項は分母にのみ含まれることになる. したがって, 速度推定誤差から磁束推定誤差への伝達関数における H_∞ ノルムを最小化するには $\alpha_1\alpha_2$ を小さく, $\alpha_1^2 + \alpha_2^2$ を大きくすることが有効であると言えるため, (5.22) 式を提案する指針とした.

極配置指針に基づけば α_1 の大きさは可能な限り小さくすることになる. 実用的には制御系は離散時間システムとして実装されるため, 原点付近に極を配置すると不安定化しやすくなる傾向にある. 換言すれば, 実用上, α_1 は位置センサレス制御系が不安定化しない範囲で, 可能な限りその大きさを小さくすればよいと言える. 一方, α_2 の大きさは可能な限り大きくすることになるが, ハードウェアの都合上, ナイキスト周波数によってその上限値は制限される. したがって, モータ駆動システムによって配置できる極の上限値および下限値は一意に決定されるため, 結果的に極の値はほぼ一意に決定できると考えられる.

5.4.2.3 数値例

図 5.5 に各極配置条件における $|\mathbf{G}_2(j\omega)|$ のゲイン特性を示す. 極の具体的な値は図中に示す. ただし, 回転子速度はそれぞれ $\hat{\omega}_{re} = 200$ rad/s ($\hat{\omega}_{rm} = 955$ min⁻¹) お

(a) $\hat{\omega}_{re} = 200$ rad/s ($\hat{\omega}_{rm} = 955$ min $^{-1}$)(b) $\hat{\omega}_{re} = 600$ rad/s ($\hat{\omega}_{rm} = 2865$ min $^{-1}$)図 5.5. $G_2(j\omega)$ のゲイン特性

よび $\hat{\omega}_{re} = 600 \text{ rad/s}$ ($\hat{\omega}_{rm} = 2865 \text{ min}^{-1}$) である。図 5.5(b) より、速度が高くなると $|\mathbf{G}_2(j\omega)|$ が低くなり、高速度域では $\Delta\omega_{re}$ に対する磁束推定のロバスト化が容易であるといえる。一方、図 5.5(a) に示す低速度域では概して $\Delta\omega_{re}$ に高感度となるが、提案する極配置指針に基づけば $|\mathbf{G}_2(j\omega)|$ が抑えられ、ロバスト化の効果が非常に高い。すなわち、代数設計の結果として得られた極配置指針 ($\alpha_1 = -50, \alpha_2 = -1000$) が最も $|\mathbf{G}_2(j\omega)|$ を抑圧し、速度推定誤差 $\Delta\omega_{re}$ にロバストな磁束推定の実現を可能とする。

図 5.3 と同じ条件で、極のみを提案する設計指針に変更した際の負荷ステップ応答を評価した実機実験の結果を図 5.6 に示す。同図より、提案する極配置設計指針に基づいた極配置を行えば、電流の変化に応じて過渡的な速度推定誤差が発生しても、図 5.3 のように推定速度 $\hat{\omega}_{re}$ および i_δ の脈動が残存することなく、良好な電流制御が行えるようになる。

5.5 実機実験

5.5.1 実験条件

提案した速度推定誤差に対してロバストな位置推定を実現する極配置指針の有効性を検証するため、実機実験を行った。実験システムの概要および供試機として用いた 1.5 kW の集中巻 IPMSM のパラメータは図 4.8, 表 4.2 および図 4.10 と同様である。図 5.7 に実験システムの構成を示す。なお、以下の実験は図 5.4 に示す同一次元磁束オブザーバを用いて行なった。負荷装置として 2.2 kW の誘導モータを使用し、トルク制御で駆動した。

5.5.2 磁束推定結果

本実験では位置センサ付きベクトル制御により供試機を駆動し、オブザーバを単体で動作させて磁束推定性能を評価した。実験条件として、負荷機により速度をそれぞれ 1000 min^{-1} および 3000 min^{-1} に固定し、供試機は無負荷で駆動している。各極配置条件における磁束推定結果を図 5.8 および図 5.9 に示す。極の具体的な値は図中に示す。 1000 min^{-1} 時において、図 5.8(a) および図 5.8(c) では良好な位置推定が行えているが、図 5.8(b) では集中巻に起因する高調波の影響を受ける。また、 3000 min^{-1} 時において、図 5.9(b) および図 5.9(c) では良好な位置推定が行えているが、図 5.9(a) は行えていない。これは、図 5.5(b) より α_1, α_2 ともに原点付近に配置したことにより $\Delta\omega_{re}$ に対するロバスト性が不足したためと考えられる。

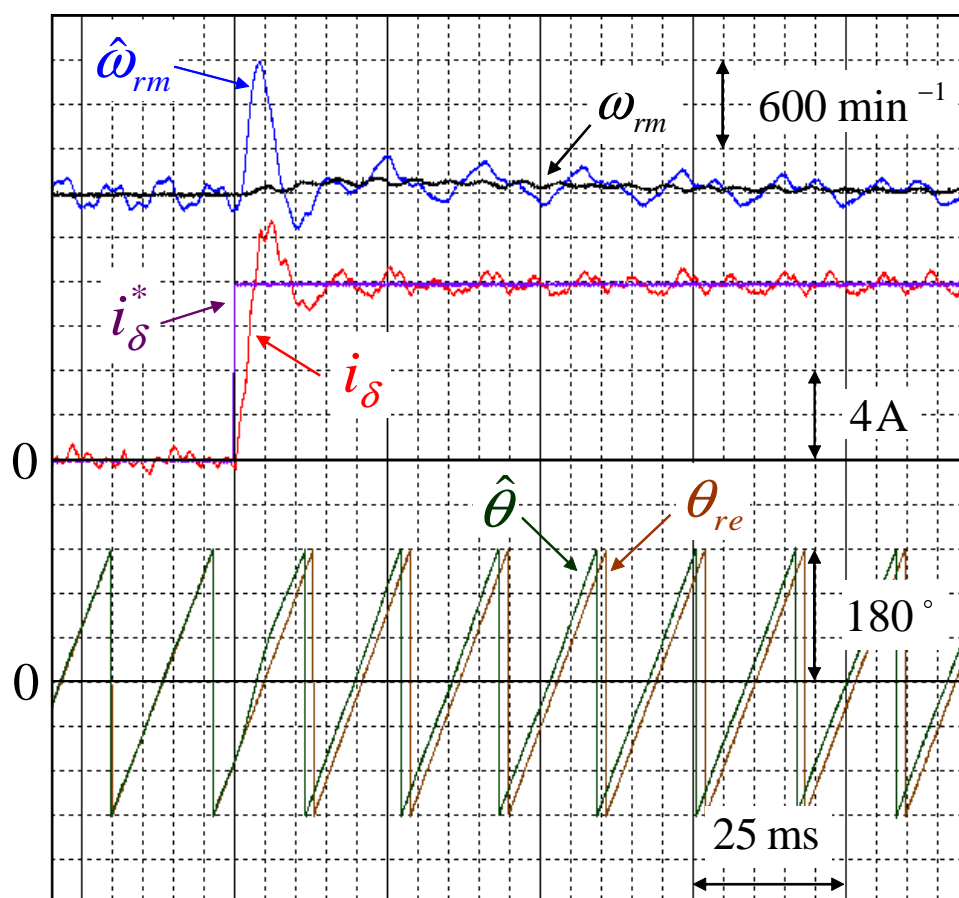


図 5.6. 提案モデルに基づく位置センサレス制御系の負荷ステップ応答 ($\alpha_1 = -50, \alpha_2 = -1000$)

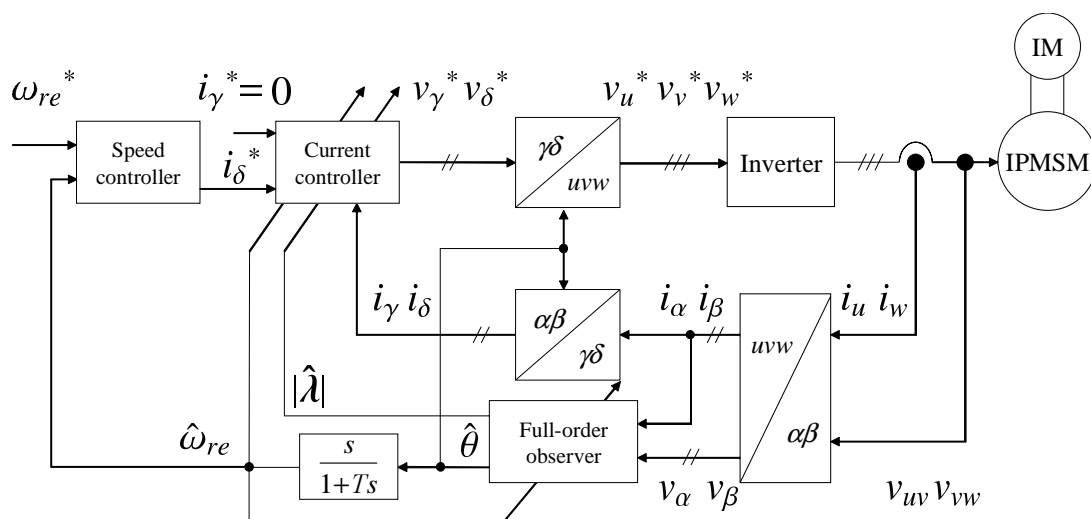
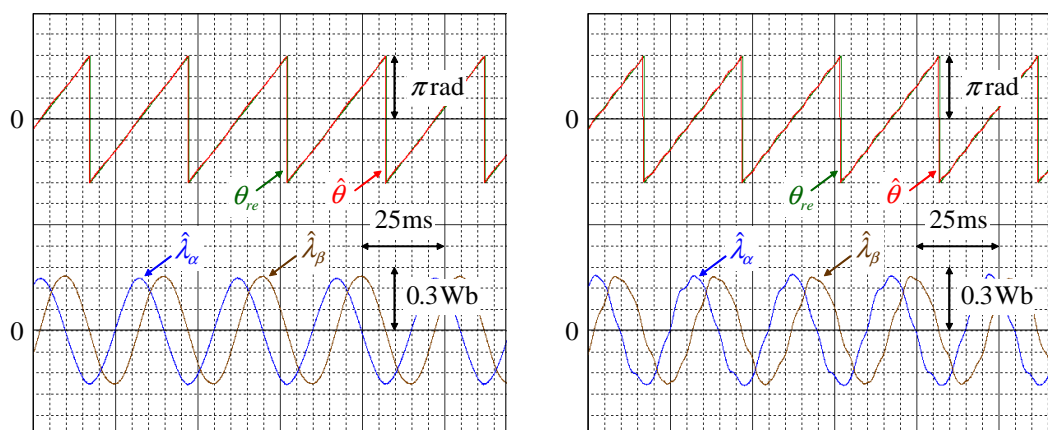
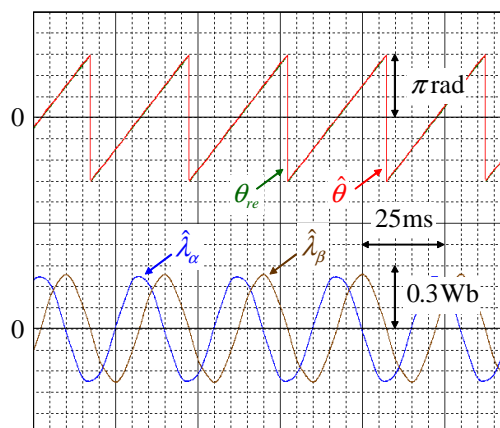
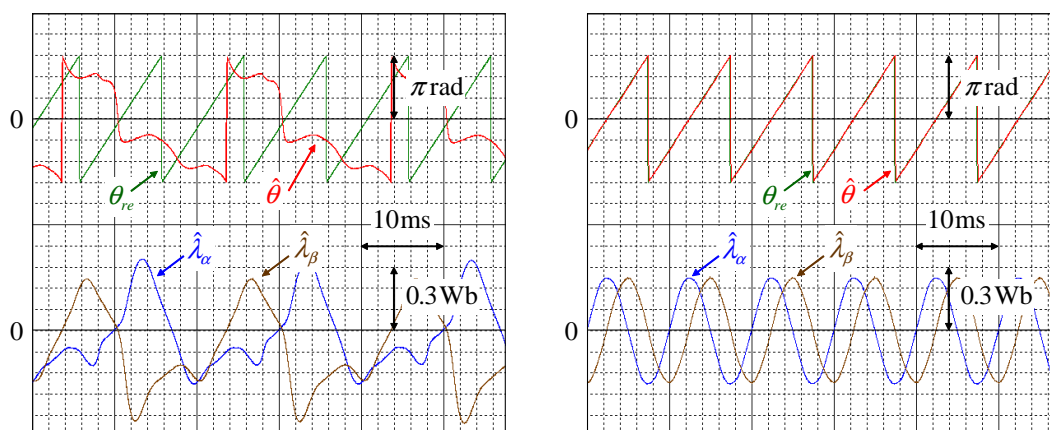
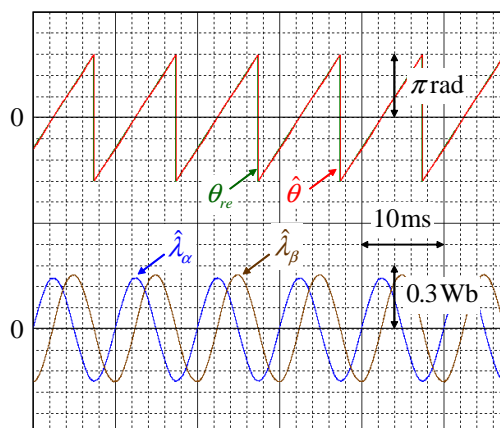


図 5.7. 実験システムの構成

(a) $\alpha_1 = -100, \alpha_2 = -100$ (b) $\alpha_1 = -1000, \alpha_2 = -1000$ (c) $\alpha_1 = -50, \alpha_2 = -1000$ (提案した極配置指針)図 5.8. $\omega_{rm} = 1000 \text{ min}^{-1}$ 時の磁束推定結果

(a) $\alpha_1 = -100, \alpha_2 = -100$ (b) $\alpha_1 = -1000, \alpha_2 = -1000$ (c) $\alpha_1 = -50, \alpha_2 = -1000$ (提案した極配置
指針)図 5.9. $\omega_{rm} = 3000 \text{ min}^{-1}$ 時の磁束推定結果

5.5.3 負荷ステップ応答

本実験では供試機を位置センサレスベクトル制御により駆動して負荷ステップ応答を評価した。実験条件として、供試機により速度をそれぞれ 1000 min^{-1} および 3000 min^{-1} に固定し、負荷機により 100% のステップ負荷を与えた。各極配置条件における磁束推定結果を図 5.10 および図 5.11 に示す。極の具体的な値は図中に示す。なお、 $\alpha_1 = -100$, $\alpha_2 = -100$ における速度 3000 min^{-1} 時の結果を示していないが、これは負荷の有無によらずに安定な位置センサレス制御が実現できなかったためである。このように、提案した極配置指針によらない場合、速度域や負荷条件によっては安定かつロバストな位置センサレス制御を実現することはできない。一方、図 5.10(c) および図 5.11(c) が示すように提案した極配置指針 ($\alpha_1 = -50$, $\alpha_2 = -1000$) を用いれば、 $\Delta\omega_{re}$ に対する十分なロバスト性により 1000 min^{-1} , 3000 min^{-1} 時ともに負荷印加時に生じる $\Delta\omega_{re}$ に対してロバスト安定な位置センサレス制御が実現可能である。

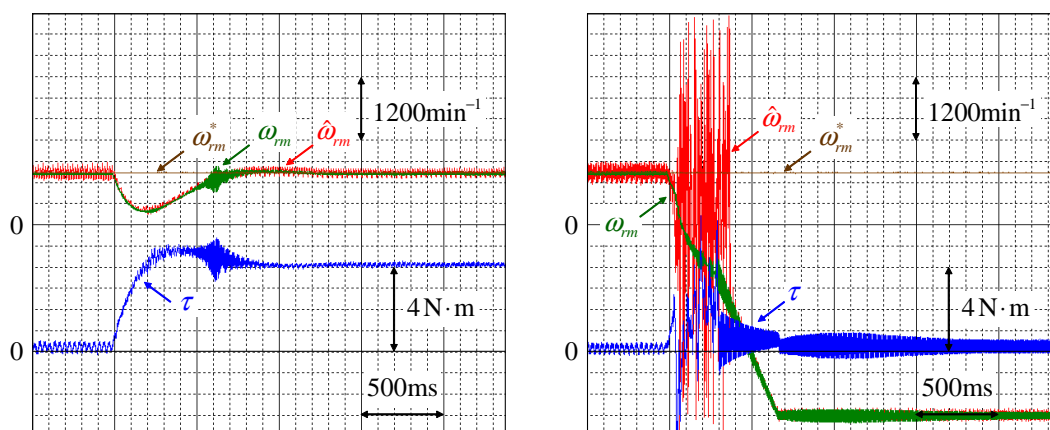
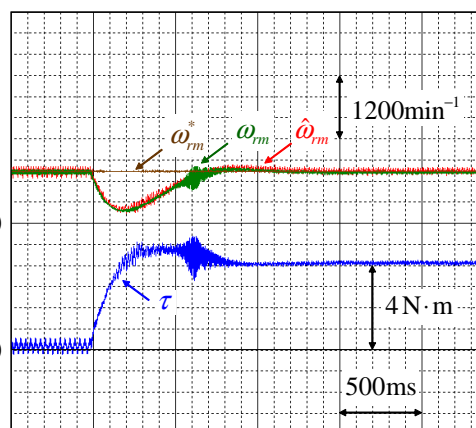
5.5.2 項および 5.5.3 項の結果から、提案した極配置指針は幅広い速度域において有効であるといえる。

5.6 まとめ

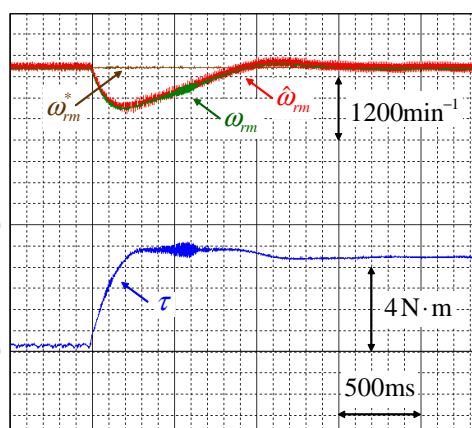
本章では同一次元オブザーバを用いた提案モデルに基づく位置センサレス制御系の速度推定誤差に対するロバスト化を目的とし、代数計算による同一次元磁束オブザーバの極配置設計法を提案した。以下に本研究で得られた成果を示す。

まず、最大トルク制御軸を推定するような位置センサレス制御では負荷の変動による座標の移行により、過渡的な速度推定誤差が生じることを述べた。これはモデルの原理上、避けることができないため、速度推定誤差に対する位置推定のロバスト化が必要であることも述べた。次に、速度推定誤差に対する位置推定のロバスト化を図るため、提案モデルに基づく同一次元オブザーバを構成し、オブザーバゲイン設計法を導出した。さらに、速度推定誤差に起因する誤差方程式を導出し、代数計算に基づく速度推定誤差に対してロバストな極配置設計指針を提案した。提案した指針は速度推定誤差から磁束推定誤差までの伝達関数の H_∞ ノルムを最小化するといったものであり、これにより幅広い速度域で安定な位置センサレス制御を実現する。提案指針の有効性はボード線図による解析および実機実験による磁束推定結果および負荷ステップ応答より評価しており、いずれの結果からも有効であることを明らかにした。

以上が第5章で得られた成果である。同一次元オブザーバのゲイン設計法はこれまでにも研究されてきたが、位置センサレス制御時のロバスト性、特に速度推定誤差に対する感度解析およびロバスト設計を図った報告は少ない。本研究は速度推定誤

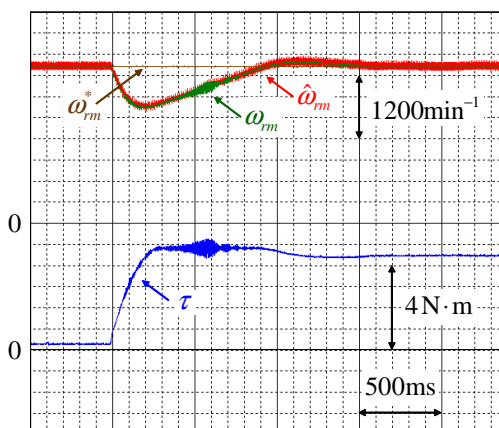
(a) $\alpha_1 = -100, \alpha_2 = -100$ (b) $\alpha_1 = -1000, \alpha_2 = -1000$ (c) $\alpha_1 = -50, \alpha_2 = -1000$ (提案した極配置
指針)図 5.10. $\omega_{rm} = 1000 \text{ min}^{-1}$ 時の負荷ステップ応答

Assignments of lower poles cannot realize stable control.



(a) $\alpha_1 = -100, \alpha_2 = -100$

(b) $\alpha_1 = -1000, \alpha_2 = -1000$



(c) $\alpha_1 = -50, \alpha_2 = -1000$ (提案した極配置指針)

図 5.11. $\omega_{rm} = 3000 \text{ min}^{-1}$ 時の負荷ステップ応答

差に対するロバスト化が図れる極配置設計指針を明確に示し, かつ代数計算のみでこれを実現した点において大きな意味をもつといえる.

第6章

結論

6.1 本研究の成果

本研究では高性能化した PMSM においてもその性能を引き出せる位置センサレス制御系の確立を目指し、制御性能の向上を進めた。具体的には、近年の PMSM の高性能化と引き換えに一般化しつつある磁気飽和現象に起因するインダクタンス変動への対策、位置センサレス制御における最大の課題である位置推定性能向上に向けて、新たな位置センサレス制御法を提案し、性能向上を実現した。

本研究では以下の3つを提案した。

- (1) 磁気飽和現象に対してロバストな位置推定を実現する PMSM の新しい数学モデル
- (2) 提案モデルに基づく磁気飽和現象に対してロバストな位置センサレス制御法
- (3) 提案モデルに基づく同次元オブザーバを用いた速度推定誤差に対してロバストな位置センサレス制御法

(1) では PMSM の新しい数学モデルを導出することで、磁気飽和現象に対して位置推定のロバスト化を図った。まず、PMSM の数学モデルから従来の制御法では磁気飽和現象への対応が困難であり、ロバスト性を向上させる重要性を述べた。この上で、PMSM の物理的性質から価値のある新しい数学モデルを導出し、このモデルの特性について最大トルク制御の観点から述べた。この結果、提案モデルを用いることで磁気飽和現象にロバストな最大トルク制御を実現できる可能性があることを示した。

(2) では(1)の結果に基づいて、位置センサレス制御系全体を磁気飽和現象に対してロバスト化した。提案モデルを用いた、最大トルク制御を位置センサレスで簡易に、かつ、磁気飽和現象に対してロバストに実現する手法を提案した。さらに、提案モデルのもつ磁気飽和現象に対するロバスト性を活かすべく、これに基づいて弱め

磁束制御, 非干渉化制御を提案モデルに適した形で実現する手法を提案した. これらにより, 位置センサレス制御系全体の性能改善を図り, 実機実験により, その有効性を示した.

(3) では提案した位置センサレス制御系の根底と成る位置推定法を位置センサレス制御時には避けることのできない速度推定誤差に対してロバスト化した. まず, (1) で提案したモデルについて過渡特性の観点から考察し, (2) で提案した位置センサレス制御法では負荷変動による電流変動時に, モデルの特性上, 従来のモデルに比べて速度推定誤差が増大する傾向にあることを述べた. 実機実験の結果も合わせ, 速度推定誤差に対する位置推定のロバスト化の必要性を述べた. これを実現すべく, 同一次元オブザーバに着目し, このロバスト化を図った. 同一次元オブザーバを用いる上で重要な課題であるオブザーバゲインの設計も適当な制約を設けることで簡易化し, その結果速度推定誤差に対する位置推定のロバスト化を図れる極配置設計指針を得た. 提案した極配置設計指針の有効性を実機実験により示した.

6.2 今後の課題

本研究により磁気飽和現象および速度推定誤差に対する位置センサレス制御系のロバスト化, を図ったものの, さらなる制御性能改善のためには以下の課題がある.

- (1) 低速駆動領域の拡大
- (2) 電流制御性能の改善
- (3) より複雑な磁気飽和が生じるモータへの対応

(1) 低速駆動領域の拡大

位置センサレス制御では主に電圧, 電流情報から誘起電圧または磁束等を推定し, これを用いて回転子位置を推定する. したがって, 回転速度が低下し, モータへの印加電圧下がると S/N (Signal to Noise) 比が低下するため, 一般的に, 位置および速度推定精度が著しく悪化する. これを解決するため, 一般的にはモータの駆動に影響しない高周波電圧を印加し, これによって生じる高周波電流の情報を用いて位置推定を行う. この実現には高周波電圧を印加した際にどのような高周波電流が流れ, これらを基にどのような状態量が推定可能かを議論する必要がある. 提案モデルにおいても例外ではなく, 検討する必要がある. この際に磁気飽和現象に対してロバスト, かつ, 最大トルク制御も簡易に可能といった, 提案モデルを用いた位置センサレス制御系の利点を損なわれないことが望ましい.

(2) 電流制御性能の改善

提案モデルは負荷変動によっても速度変動が生じるため、これに対してロバスト化または適応化する必要がある。図 5.6 に示したように、同一次元オブザーバの極配置を工夫することにより、速度推定誤差に対する位置推定へのロバスト化は図れたものの、電流のオーバシュートへの対策は図れていない。ベクトル制御の根本は電流を制御することであり、トルクを適切に管理するためにも電流制御性能の改善が必要であると考えられる。

(3) より複雑な磁気飽和が生じるモータへの対応

本研究では磁気飽和現象の影響を受けにくい L_d をベースとして位置センサレス制御系の再構築を行った。しかしながら、特に自動車分野では家電分野および産業分野とは一線を画する高出力、小形、高効率化を図ったモータが出現しており、このようなモータではインダクタンス空間分布に高調波成分が多く含まれる傾向にあるため [83]、一般的な数学モデルでは表現能力が不足する。このようなモータにおいても提案法を用いればロバストな位置センサレス制御が実現できることが期待されるが [84]、今後の普及が見込まれるモータに対する詳細な検討は行っていない。したがって、今後のモータ開発動向に注意しつつ、提案法の適用可能性を検討していく必要がある。

参考文献

- [1] 経済産業省資源エネルギー庁. 平成 24 年度エネルギーに関する年次報告 (エネルギー白書). 2013.
- [2] BP. Statistical Review of World Energy 2013. 2013.
- [3] 環境省. 2012 年度 (平成 24 年度) の温室効果ガス排出量 (速報値). 2013.
- [4] 徳下善孝. 省エネルギー技術への取り組み動向. 電気学会論文誌, Vol. 122, No. 7, pp. 442–445, 2002.
- [5] 坪井和男, 伊藤雄三. 電気自動車用電動機と駆動システムの現状 □. 電気自動車用電動機の特徴と実用例—直流機および誘導機を利用した例—. 電気学会論文誌 D, vol. 116, no. 11, pp. 1095–1098, 1996.
- [6] 佐藤栄次. 最新の HEV 新型プリウス. 平成 16 年電気学会産業応用部門大会講演論文集, Vol. 2, No. S10-2, pp. 146–149, 2004.
- [7] 堺和人. 電気自動車用モータの技術動向. 平成 16 年電気学会産業応用部門大会講演論文集, Vol. 2, No. S10-4, pp. 154–157, 2004.
- [8] K. Asano, Y. Inaguma, H. Ohtani, E. Sato, M. Okamura and S. Sasaki. High Performance Motor Drive Technologies for Hybrid Vehicles. Proceeding of the Fourth Power Conversion Conference (PCC-Nagoya 2007), pp. 1584–1589, 2007.
- [9] 井手耕三, 鳥羽章夫, 大森洋一. 多様化するアプリケーションへの対応. 平成 19 年電気学会産業応用部門大会講演論文集, Vol. 1, No. S7-5, pp. 73–78, 2007.
- [10] エレクトリックマシーン & パワーエレクトロニクス編纂委員会 編. エレクトリックマシーン & パワーエレクトロニクス. 森北出版, 2004.
- [11] 安川電機. YASKAWA NEWS, No. 299. 2012.
- [12] 近藤稔. 電车用モーター. Railway Research Review, Vol. 70, No. 2, 2013.

- [13] 堀孝正 編著. インターユニバーシティ パワーエレクトロニクス. オーム社, 1996.
- [14] 鈴木敏孝, 村上啓一, 斉藤奎二, 川上直衛, 小池俊男. パワーエレクトロニクスによる電動機制御の展望. 日立評論, Vol. 61, No. 10, pp. 685-688, 1979.
- [15] 内藤治夫. 交流可変速制御技術の流れ. 電気学会論文誌, Vol. 121, No. 7, pp. 434-435, 2001.
- [16] 武田洋次, 松井信行. 永久磁石同期電動機とその制御技術の進歩. 電気学会論文誌, Vol. 119, No. 8/9, pp. 503-504, 1999.
- [17] 中野孝良, 岩金孝信, 赤木泰文. ベクトル制御の開発裏話. 電気学会論文誌 D, Vol. 114, No. 1, pp. 1-7, 1994.
- [18] 重兼寿夫, 宝泉徹. インテリジェントパワーモジュール. 電気学会論文誌, Vol. 115, No. 2, pp. 114-119, 1995.
- [19] 可変速制御システムにおける電動機モデル調査専門委員会 編. 可変速制御システムにおける電動機モデルと高性能制御. 電気学会技術報告第 896 号, 2002.
- [20] PM モータの産業応用調査専門委員会 編. PM モータの最新技術と適用動向. 電気学会技術報告第 1145 号, 2009.
- [21] 森本茂雄. モータ技術の動向と展望. パナソニック技報, Vol. 55, No. 3, pp. 4-9, 2009.
- [22] 大山和伸. リラクタンストルク応用電動機の開発動向. 電気学会論文誌, Vol. 126, No. 11, pp. 726-728, 2006.
- [23] 百目鬼英雄. SPM モータと IPM モータの特徴について. 電気製鋼, Vol. 79, No. 2, pp. 135-141, 2008.
- [24] 電動機開発動向を踏まえた次世代電動機制御技術調査専門委員会 編. 進化する電動機に対応する電動機制御技術. 電気学会技術報告第 1237 号, 2011.
- [25] 大森洋一, 萩原茂教. 永久磁石同期モータ制御. 東洋電機技報, Vol. 111, pp. 13-21, 2005.
- [26] 竹下隆晴, 市川誠, 李宙祐, 松井信行. 速度起電力推定に基づくセンサレス突極形ブラシレス DC モータ制御. 電気学会論文誌 D, Vol. 117, No. 1, pp. 98-104, 1997.

- [27] 森本茂雄, 河本啓助, 武田洋次. 推定位置誤差情報を利用した IPMSM の位置・センサレス制御. 電気学会論文誌 D, Vol. 122, No. 7, pp. 722–729, 2002.
- [28] 市川真士, 陳志謙, 富田睦雄, 道木慎二, 大熊繁. 拡張誘起電圧モデルに基づく突極型永久磁石同期モータのセンサレス制御. 電気学会論文誌 D, Vol. 122, No. 12, pp. 1088–1096, 2002.
- [29] 新中新二. 永久磁石同期モータの最小次元 D 因子状態オブザーバとこれを用いたセンサレスベクトル制御法の提案. 電気学会論文誌 D, Vol. 123, No. 12, pp. 1446–1460, 2003.
- [30] M. Hasegawa and K. Matsui. IPMSM Position Sensorless Drives Using Robust Adaptive Observer on Stationary Reference Frame. *IEEE Transactions on Electrical and Electronics Engineering*, Vol. 3, No. 1, pp. 120–127, 2008.
- [31] 坂本潔, 岩路善尚, 遠藤常博. 家電機器向け位置センサレス永久磁石同期モータの簡易ベクトル制御. 電気学会論文誌 D, Vol. 124, No. 11, pp. 1133–1140, 2006.
- [32] T. M. Jahns, G. B. Kliman and T. W. Neumann. Interior Permanent-Magnet Synchronous Motors for Adjustable-Speed Drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. IA-22, No. 4, pp. 738–747, 1986.
- [33] T. M. Jahns. Flux-Weakening Regime Operation of an Interior Permanent-Magnet Synchronous Motor Drive. *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. IA-23, No. 4, pp. 681–689, 1987.
- [34] 森本茂雄, 弓削靖, 武田洋次, 平紗多賀男. PM モータの機器定数と出力範囲. 電気学会論文誌 D, Vol. 110, No. 11, pp. 1171–1176, 1990.
- [35] 森本茂雄, 畠中啓太, 童毅, 武田洋次, 平紗多賀男. PM モータの弱め磁束制御を用いた広範囲可変速運転. 電気学会論文誌 D, Vol. 112, No. 3, pp. 292–298, 1992.
- [36] 森本茂雄, 上野智広, 武田洋次. 埋込磁石構造 PM モータの広範囲可変速制御. 電気学会論文誌 D, Vol. 114, No. 6, pp. 668–673, 1994.
- [37] 新中新二. 突極形永久磁石同期モータの高効率・広範囲運転のためのノルム指令形電流制御法. 電気学会論文誌 D, Vol. 125, No. 3, pp. 212–220, 2005.
- [38] 負荷適応機能を有する電動機制御系調査専門委員会 編. 負荷適応機能を有する電動機制御技術. 電気学会技術報告第 503 号, 1994.

- [39] 正木良三. 電気自動車用永久磁石電動機とその制御技術. 電気学会論文誌, Vol. 119, No. 8/9, pp. 519–522, 1999.
- [40] 松岡孝一, 近藤圭一郎, 小林芳隆, 白石茂智. 鉄道車両駆動用車輪一体形主電動機の開発. 電気学会論文誌 D, Vol. 121, No. 11, pp. 1176–1184, 2001.
- [41] 赤津観, 涌井伸二, 有満稔. 要求出力特性を満足する永久磁石同期電動機自動設計手法. 電気学会論文誌 D, Vol. 124, No. 9, pp. 946–955, 2004.
- [42] 自動車パワーエレクトロニクス調査専門委員会 編. 自動車におけるパワーエレクトロニクス技術. 電気学会技術報告第 1106 号, 2008.
- [43] 伊藤卓. PM モータの技術と適用拡大の最新動向 - 希土類磁石 - . 平成 24 年電気学会全国大会講演論文集, Vol. 4, No. S12-7, pp. 31–34, 2012.
- [44] 戸田広朗. PM モータの技術と適用拡大の最新動向 - 電磁鋼板 - . 平成 24 年電気学会全国大会講演論文集, Vol. 4, No. S12-8, pp. 35–38, 2012.
- [45] 宮城大輔, 高橋則雄, 山崎克巳. 最近の解析技術動向 - 損失解析, 材料モデリング - . 平成 24 年電気学会全国大会講演論文集, Vol. 5, No. S14-2, pp. 3–6, 2012.
- [46] 藤岡琢志. 最新の電磁界解析技術の設計への適用例. 平成 24 年電気学会全国大会講演論文集, Vol. 5, No. S14-6, pp. 19–22, 2012.
- [47] 三上浩幸, 井手一正, 清水幸昭, 妹尾正治, 関秀明. 進化するモータ. 日立評論, Vol. 92, No. 12, pp. 46–51, 2010.
- [48] 山本康弘, 東義高, 松野浩晃, 小笠原悟司. ベクトル制御形 IPMSM センサレス制御の不安定領域の解析. 電気学会論文誌 D, Vol. 127, No. 12, pp. 1197–1204, 2007.
- [49] 竹下隆晴, 臼井明, 角谷敦之, 松井信行. センサレス PMSM のパラメータ計測法. 電気学会論文誌 D, Vol. 119, No. 10, pp. 1184–1191, 1999.
- [50] 萩原茂教, 大森洋一, 小林弘和. IPM モータのモータ定数同定方法. 平成 12 年電気学会産業応用部門大会講演論文集, pp. 175–178, 2000.
- [51] 市川真士, 富田睦雄, 道木慎二, 大熊繁. 拡張誘起電圧モデルに基づくシンクロナスリラクタンスモータのセンサレス制御とそれに適したインダクタンス測定法. 電気学会論文誌 D, Vol. 125, No. 1, pp. 16–25, 2005.

- [52] 季翔, 野口季彦. 電流ノルムに着目した永久磁石同期モータのオフラインパラメータ同定法. 平成 24 年電気学会産業応用部門大会講演論文集, Vol. 3, No. 70, pp. 315–318, 2012.
- [53] S. Ichikawa, M. Tomita, S. Doki and S. Okuma. Sensorless Control of Permanent-Magnet Synchronous Motors Using Online Parameter Identification Based on System Identification Theory. *IEEE Transactions on Industry Electronics*, Vol. 53, No. 2, pp. 363–372, 2006.
- [54] S. Morimoto, M. Sanada and Y. Takeda. Mechanical Sensorless Drives of IPMSM With Online Parameter Identification. *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 42, No. 5, pp. 1241–1248, 2006.
- [55] 丹保辰太郎, 大石潔, 牧島信吾, 上園恵一. 高調波重畳による IPMSM の静的・動的インダクタンスのオンラインパラメータ同定. 平成 25 年電気学会産業応用部門大会講演論文集, Vol. 3, No. 68, pp. 335–338, 2013.
- [56] 中津川潤之介, 岩崎則久, 名倉寛和, 岩路善尚. 磁気飽和および dq 軸間干渉を考慮した永久磁石同期モータの数式モデルの提案. *電気学会論文誌 D*, Vol. 130, No. 11, pp. 1212–1220, 2010.
- [57] 比田一, 富樫仁夫, 岸本圭司. 最大トルク制御軸に基づく永久磁石同期モータの位置センサレスベクトル制御. *電気学会論文誌 D*, Vol. 127, No. 12, pp. 1190–1196, 2007.
- [58] 戸張和明, 坂本潔, 前田大輔, 遠藤 常博. 永久磁石同期モータの位置センサレス制御に適したトルク最大制御法. 平成 18 年電気学会産業応用部門大会講演論文集, Vol. 1, No. 64, pp. 389–392, 2006.
- [59] 新中新二, 佐野公亮. PMSM センサレス駆動のためのモデルマッチング形位相推定法のパラメータ誤差起因・位相推定誤差に関する統一的解析と軌道指向形ベクトル制御法 - 回転子磁束推定・誘起電圧推定の場合 -. *電気学会論文誌 D*, Vol. 127, No. 9, pp. 950–961, 2007.
- [60] 新中新二, 佐野公亮. PMSM センサレス駆動のためのモデルマッチング形位相推定法のパラメータ誤差起因・位相推定誤差に関する統一的解析と軌道指向形ベクトル制御法 - 拡張誘起電圧推定の場合 -. *電気学会論文誌 D*, Vol. 127, No. 9, pp. 962–972, 2007.

- [61] 大沼巧, 鄭淅化, 道木慎二, 大熊 繁. 拡張誘起電圧オブザーバのインダクタンス設定のみで実現する最大トルク制御. 電気学会論文誌 D, Vol. 130, No. 2, pp. 158–165, 2010.
- [62] 楊耕, 富岡理知子, 中野求, 金東海. 適応オブザーバによるブラシレス DC モータの位置センサレス制御. 電気学会論文誌 D, Vol. 113, No. 5, pp. 579–586, 1993.
- [63] 金原義彦. 回転座標上の適応オブザーバを用いた PM 電動機の位置センサレス制御. 電気学会論文誌 D, Vol. 123, No. 5, pp. 600–609, 2003.
- [64] 山本康弘, 吉田康宏, 足利正. 同一次元磁束オブザーバによる PM モータのセンサレス制御. 電気学会論文誌 D, Vol. 124, No. 8, pp. 743–749, 2004.
- [65] 黒田岳志, 野村尚史, 松本康, 糸魚川信夫, 石井新一. 磁束オブザーバを用いた永久磁石同期電動機のセンサレス制御. 平成 20 年電気学会産業応用部門大会講演論文集, Vol. 1, No. 62, pp. 299–304, 2008.
- [66] 新中新二. PMSM センサレス駆動のための同一次元 D 因子状態オブザーバ - オブザーバゲインの新直接設計法 -. 電気学会論文誌 D, Vol. 129, No. 3, pp. 267–280, 2009.
- [67] 中野孝良. 交流モータのベクトル制御. 日刊工業新聞, 1996.
- [68] 松瀬貢規. 電動機制御工学 - 可変速ドライブの基礎 -. 電気学会, 2007.
- [69] 武田洋次, 松井信行, 森本茂雄, 本田幸夫. 埋込磁石同期モータの設計と制御. オーム社, 2001.
- [70] 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 - 基礎からソフトウェアサーボまで -. 総合電子出版社, 1990.
- [71] Y. S. Jeong, S. K. Sul, S. E. Schulz and N. R. Patel. Fault Detection and Fault-Tolerant Control of Interior Permanent-Magnet Motor Drive System for Electric Vehicle. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 41, No. 1, pp. 46–51, 2005.
- [72] J. S. An, N. Ertugrul and W. L. Soong. Sensorless Position Estimation in a Fault Tolerant Surface-Mounted Permanent Magnet AC Motor Drive with Redundancy. Proceeding of the 32nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON 2006), pp. 1429–1434, 2006.

- [73] 電気自動車の最新制御技術. NTS, 2011
- [74] Z. Chen, M. Tomita, S. Doki and S. Okuma. An Extended Electromotive Force Model for Sensorless Control of Interior Permanent-Magnet Synchronous Motors. *IEEE Transactions on Industry Electronics*, Vol. 50, No. 2, pp. 288–295, 2003.
- [75] 陳志謙, 富田睦雄, 道木慎二, 大熊繁. 突極型ブラシレス DC モータのセンサレス位置推定法と安定性の検討. 平成 10 年電気学会産業応用部門大会論文集, pp. 179–182, 1998.
- [76] 松本純, 道木慎二, 長谷川勝. IPMSM における制御用数学モデルの式表現に関する考察. 電気学会研究会資料, SPC-11-178, MD-11-39, pp. 11–16, 2011.
- [77] 大熊繁, 寺谷達夫, 道木慎二. ハイブリッド電気自動車における電気技術. 電気学会論文誌 D, Vol. 127, No. 2, pp. 98–101, 2007.
- [78] 今井信幸, 森本茂雄, 真田雅之, 武田洋次. 三相高周波電圧印加による IPMSM のセンサレス制御における磁気飽和の影響. 電気学会論文誌 D, Vol. 125, No. 6, pp. 659–665, 2005.
- [79] 加藤寛基, 道木慎二, 石田宗秋. 拡張誘起電圧を用いた SynRM におけるセンサレス制御のための q 軸インダクタンス設定法. 平成 17 年電気学会産業応用部門大会講演論文集, Vol. 1, No. 104, pp. 383–384, 2005.
- [80] 千住智信, 上古殿寿, 上里勝実. 外乱オブザーバを併用したロバスト電流制御法, 電気学会論文誌 D, Vol. 113, No. 5, pp. 694–695, 1993.
- [81] M. Hasegawa and K. Matsui. Design of a Robust Current Controller to Position Estimation Error for Position Sensorless Control of Interior Permanent Magnet Synchronous Motors under High-Speed Drives. *IEEJ Transactions on Electrical and Electronics Engineering*, Vol. 3, No. 5, pp. 560–568, 2008.
- [82] Y. Imaeda, S. Doki, M. Hasegawa, K. Matsui, M. Tomita and T. Ohnuma. PMSM position sensorless control with extended flux observer. *Proceeding of the 37th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON 2011)*, pp. 4721–4726, 2011.
- [83] 内藤文平, 趙陽, 道木慎二, 大熊繁. IPMSM の位置センサレス制御のための磁気飽和によるインダクタンス空間分布の変動測定と考察. 電気学会研究会資料, SPC-10-008, pp. 47–52, 2010.

-
- [84] 松本純, 道木慎二, 長谷川勝. 最大トルク制御に適した磁束モデルに基づく IPMSM の位置センサレス制御におけるインダクタンスパラメータの感度. 平成 24 年電気学会全国大会講演論文集, Vol. 4, No. 111, pp. 189–190, 2012.

本論文に関連する発表文献

I. 学術論文

- [1] 松本純, 長谷川勝, 松井景樹. 最大トルク制御に適した磁束モデルの提案とこれに基づく IPMSM の位置センサレス制御. 電気学会論文誌 D, Vol. 132, No. 1, pp. 67–77, 2012.
- [2] A. Matsumoto, M. Hasegawa, M. Tomita and S. Doki. Position Sensorless Control of IPMSMs using Full-Order Flux Observer Based on an Algebraic Design Method. IEEJ Journal of Industry Applications, Vol. 2, No. 3, pp. 141–149, 2013.

II. 国際学会

- [1] A. Matsumoto, M. Hasegawa and K. Matsui. A Novel Flux Model and Decoupling Control on Maximum Torque Control Frame for IPMSM Position Sensorless Vector Control. Proceeding of the International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion 2010 (SPEEDAM 2010), pp.312–317, 2010.
- [2] A. Matsumoto, M. Hasegawa, M. Tomita and K. Matsui. Algebraic Design of Full-Order Flux Observer for IPMSM Position Sensorless Control. Proceeding of the International Electric Machines and Drives Conference 2011 (IEMDC 2011), pp. 548-553, 2011.
- [3] A. Matsumoto, M. Hasegawa and S. Doki. A Flux-Weakening Control Method on Maximum Torque Control Frame for IPMSM Position Sensorless Control. Proceeding of the 38th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON 2012), pp. 1602-1607, 2012.

III. 国内学会

- [1] 松本純, 長谷川勝, 松井景樹. 最大トルク制御軸が推定可能な新しい IPMSM 磁束モデルの提案. 平成 21 年電気学会産業応用部門大会講演論文集, Y-39, 2009.

- [2] 松本純, 長谷川勝, 富田睦雄, 松井景樹. IPMSM 位置センサレス制御のための最大トルク制御軸を推定する磁束モデルおよび同一次元磁束オブザーバの代数設計. 電気学会研究会資料, PE-10-034, PSE-10-033, SPC-10-057, pp. 19–24, 2010.
- [3] 松本純, 長谷川勝, 松井景樹. IPMSM 位置センサレス制御のための新しい磁束モデルに基づく最大トルク制御軸の高精度推定. 平成 22 年電気学会全国大会講演論文集, Vol. 4, No. 106, pp. 181–182, 2010.
- [4] 松本純, 長谷川勝, 松井景樹. IPMSM 位置センサレス制御のための最大トルク制御軸における非干渉化制御. 電気学会研究会資料, SPC-10-086, IEA-10-013, MD-10-018, pp. 19–24, 2010.
- [5] 松本純, 長谷川勝, 松井景樹. IPMSM 位置センサレス制御のための最大トルク制御軸推定の過渡特性と磁束モデルに基づく考察. 平成 22 年電気学会産業応用部門大会講演論文集, Vol. 1, No. 36, pp. 301–302, 2010.
- [6] 松本純, 長谷川勝, 松井景樹. IPMSM 位置センサレス制御のための最大トルク制御軸における弱め磁束制御. 平成 22 年度電気関係学会東海支部連合大会講演論文集, C3-5, 2010.
- [7] 松本純, 長谷川勝, 道木慎二. IPMSM 位置センサレス制御のための最大トルク制御軸電流制御系における弱め磁束制御. 電気学会研究会資料, SPC-11-117, MD-11-033, pp. 67–72, 2011.
- [8] 松本純, 道木慎二, 長谷川勝. IPMSM 位置センサレス制御のための最大トルク制御に適した磁束モデルと最大トルク制御軸との関係. 平成 23 年度電気関係学会東海支部連合大会講演論文集, M3-3, 2011.
- [9] 松本純, 道木慎二, 長谷川勝. IPMSM における制御用数学モデルの式表現に関する考察. 電気学会研究会資料, SPC-11-178, MD-11-039, pp. 11–16, 2011.
- [10] 松本純, 道木慎二, 長谷川勝. 最大トルク制御に適した磁束モデルに基づく IPMSM の位置センサレス制御におけるインダクタンスパラメータの感度. 平成 24 年電気学会全国大会講演論文集, Vol. 4, No. 111, pp. 189–190, 2012.
- [11] 松本純, 道木慎二, 長谷川勝. IPMSM 位置センサレス制御のための最大トルク制御に適した磁束モデルの適用可能性に関する考察. 平成 24 年電気学会産業応用部門大会講演論文集, Vol. 3, No. 68, pp. 311–312, 2012.

謝辞

本研究の遂行ならびに本論文の執筆にあたり、終始、御指導を賜りました名古屋大学大学院工学研究科電子情報システム専攻 教授 博士(工学) 道木慎二先生に心より御礼申し上げます。本論文をまとめるにあたり、貴重な御助言を賜った名古屋大学大学院工学研究科電子情報システム専攻 教授 工学博士 松村年郎先生、名古屋大学大学院工学研究科電子情報システム専攻 教授 博士(工学) 藤井俊彰先生、三重大学工学部電気電子工学科 教授 工学博士 石田宗秋先生に深く感謝致します。本研究を遂行するにあたり、直接の御指導ならびに御尽力を賜りました中部大学工学部電気システム工学科 教授 博士(工学) 長谷川勝先生に心より御礼申し上げます。岐阜工業高等専門学校 教授 博士(工学) 富田睦雄先生には制御理論に関して御教示賜り、特に本論文の第5章に関しまして、大変貴重は御意見を賜りました。ここに御礼申し上げます。本研究に対して、貴重な御助言を賜りましたアイチエレクトリック株式会社 佐藤光彦氏ならびに名古屋大学大学院工学研究科電子情報システム専攻 研究員 博士(工学) 梨木政行氏に御礼申し上げます。日頃より多大な御助言を賜りました名古屋大学大学院工学研究科電子情報システム専攻 助教 博士(工学) 舟洞佑記先生に御礼申し上げます。

実験装置の開発にあたり、多大なる御協力を賜りました名古屋大学大学院工学研究科 技官 藤原文治氏、福森勉氏に御礼申し上げます。研究に関する御助言、中部大学における実験装置の製作ならびに管理にあたり、御協力を賜りました大同マシナリー株式会社 大橋雄氏ならびに東芝シュネデール・インバータ株式会社 新家惇氏に御礼申し上げます。

在学中に多大な御助言を賜りました株式会社デンソー 博士(工学) 鄭漸化氏ならびに橋本幸二郎氏に御礼申し上げます。日頃より有益な御助言ならびに御協力頂きました名古屋大学大学院工学研究科博士課程後期課程 3年 趙陽氏、牧田真治氏、同 2年 井村彰宏氏に御礼申し上げます。

また、研究室生活において、日頃より苦楽を共にした、名古屋大学大学院工学研究科博士課程前期課程 2年 秋松龍之介氏、坂本拓弥氏、蔣雅培氏、同 1年 袁汀氏、大須賀悠輔氏、大島弘嗣氏、二村智洋氏、渡辺文雄氏、名古屋大学工学部電気電子情報工学科 4年 近藤孔亮氏、巢山慶太氏、宋 根氏、李亢氏をはじめ著者と同時代に道木研究室ならびに中部大学長谷川研究室に在籍したすべての方々に御礼申し上げます。

最後に、本研究を私生活の面から支え、私に多大な理解を示して頂きました家族に感謝を表し、謝辞の締め括りと致します。