

新しい座標系を用いた埋込磁石同期モータの 位置センサレス制御に関する研究

大沼 巧

目 次

第 1 章	序論	1
1.1	本研究の背景	1
1.1.1	エネルギー・環境・資源問題とモータ	1
1.1.2	モータの歴史	6
1.1.3	永久磁石同期モータの種類と特徴	8
1.2	埋込磁石同期モータの位置センサレス制御	9
1.2.1	埋込磁石同期モータの制御系	9
1.2.2	位置センサレス制御の原理	12
1.2.3	位置推定の情報源	14
1.2.4	拡張誘起電圧モデルとオブザーバを用いた位置センサレス制御	15
1.2.5	従来の位置センサレス制御の適用範囲	16
1.2.6	埋込磁石同期モータの位置センサレス制御の課題	16
1.3	本研究の目的	20
1.4	本論文の構成	21
第 2 章	埋込磁石同期モータの制御モデルと拡張誘起電圧オブザーバによる位置センサレス制御	23
2.1	はじめに	23
2.2	埋込磁石同期モータの制御モデルと座標系	24
2.2.1	同期回転直交二相モデル	24
2.2.2	静止直交二相モデル	28
2.2.3	三相モデル	28
2.2.4	機械系のモデル	30
2.3	埋込磁石同期モータの制御	31
2.3.1	電流制御系	32
2.3.2	速度制御系	36
2.3.3	指令電流の設定法	39
2.4	拡張誘起電圧モデルとオブザーバによる位置センサレス制御	44
2.4.1	位置センサレス制御のための数学モデル	44

2.4.2	拡張誘起電圧モデルの定義	45
2.4.3	拡張誘起電圧を推定する最小次元オブザーバの構成	47
2.4.4	拡張誘起電圧に基づく位置と速度の推定	49
2.4.5	オブザーバの極配置と推定特性	49
2.4.6	拡張誘起電圧に含まれる回転子の位置情報	53
2.5	まとめ	54
第3章	埋込磁石同期モータの位置センサレス制御に適した新しい座標系の提案	55
3.1	はじめに	55
3.2	最大トルク制御座標系の定義と性質	56
3.2.1	定トルク曲線と最大トルク制御座標系の定義	56
3.2.2	最大トルク / 電流制御と最大トルク制御座標系の関係	58
3.3	トルク脈動を発生させない信号電流重畳法	61
3.3.1	信号電流重畳法の原理と実現方法	61
3.3.2	信号電流の設定条件	64
3.3.3	f - t 軸推定誤差により生ずるトルク脈動の解析	66
3.3.4	インダクタンス誤差と f - t 軸推定誤差の関係	69
3.4	実験	69
3.4.1	推定誤差が無い場合のトルク脈動	69
3.4.2	推定誤差を含む場合のトルク脈動	73
3.4.3	信号電流の位置センサレス制御への適用可能性	76
3.5	まとめ	76
第4章	新しい座標系を用いた信号電流重畳による位置センサレス制御の低速駆動域拡大	77
4.1	はじめに	77
4.2	信号電流重畳時の拡張誘起電圧	78
4.3	オブザーバを利用した信号抽出法	80
4.3.1	拡張誘起電圧オブザーバの推定特性	80
4.3.2	同期検波処理のための拡張誘起電圧推定器の構成	82
4.3.3	フィルタの設計と回転子位置の推定方法	82
4.3.4	中高速域における動作	85
4.4	信号電流振幅の自動調整法	85
4.4.1	信号電流振幅の計算法	86
4.5	実験	86
4.5.1	実験システム構成	86

4.5.2	加減速特性	88
4.5.3	速度-トルク特性	92
4.5.4	ステップ応答	95
4.6	まとめ	97
第 5 章	新しい座標系を用いた拡張誘起電圧オブザーバのインダクタンス設定による最大トルク制御	99
5.1	はじめに	99
5.2	インダクタンス操作による最大トルク制御原理	101
5.2.1	インダクタンス誤差により発生する位置推定誤差	101
5.2.2	インダクタンス操作による推定座標系の変換	103
5.2.3	MTPA 制御のためのインダクタンス設定値	105
5.3	インダクタンスの設定方法	105
5.3.1	インダクタンス設定値の性質	106
5.3.2	磁気飽和の影響が小さい場合の設定方法	106
5.3.3	磁気飽和の影響が無視できない場合の設定方法	107
5.4	位置センサレス制御のロバスト安定性	107
5.5	実験	110
5.5.1	インダクタンスの測定結果	110
5.5.2	オブザーバのインダクタンス誤差とロバスト安定性	111
5.5.3	オブザーバのインダクタンス操作による MTPA 制御	112
5.6	まとめ	114
第 6 章	結論	117
6.1	本研究の成果	117
6.2	今後の課題	119
付録 A	実験システムの構成と仕様	121
A.1	実験システムの構成	121
A.2	実験システムの仕様	121
付録 B	最大トルク制御軸の推定用パラメータ L_{qm} とインダクタンス設定値 L_q^\dagger の関係	125
参考文献		129

目 次

1.1	日本の一次エネルギー総供給の推移	2
1.2	日本の CO ₂ 排出量の内訳 2008 年度（出典：環境省「2008 年度 温室効果ガス排出量」）	3
1.3	エネルギー起源 CO ₂ 排出量の推移	3
1.4	最終エネルギー消費と実質 GDP の推移	4
1.5	家庭におけるエネルギー源の推移	5
1.6	運輸部門におけるエネルギー源の推移	5
1.7	日本のエネルギーバランス・フローの概要（2008 年度，単位 10 ¹⁵ J）	7
1.8	SPMSM の回転子構造	10
1.9	IPMSM の回転子構造	10
1.10	IPMSM のベクトル制御系	11
1.11	IPMSM の固定子インダクタンス	13
1.12	運転状態と利用する位置情報	13
2.1	IPMSM の構造	25
2.2	IPMSM の三相等価回路と座標系	25
2.3	基本ベクトル図	27
2.4	IPMSM の d, q 軸等価回路	27
2.5	機械系のモデル	30
2.6	IPMSM の制御系の基本構成	31
2.7	$d-q$ 軸上で表した IPMSM のブロック線図	33
2.8	非干渉化した IPMSM のブロック線図	33
2.9	電流制御系のブロック線図	35
2.10	電流制御した IPMSM のブロック線図	35
2.11	電流制御系を簡略化した速度制御系のブロック線図	37
2.12	速度制御系のオープンループ伝達関数のゲイン特性	37
2.13	電流ベクトル	41
2.14	電流振幅一定時の電流位相角に対する IPMSM の発生トルク	41

2.15	最大トルク / 電流制御の電流軌跡例 ($K_E=0.104[\text{V}\cdot\text{s}/\text{rad}]$, $L_d=4.15[\text{mH}]$, $L_q=16.74[\text{mH}]$)	42
2.16	IPMSM の速度制御系全体の構成例	43
2.17	オブザーバの極配置	50
2.18	拡張誘起電圧オブザーバの等価ブロック線図	52
2.19	静止座標系の拡張誘起電圧オブザーバのフィルタ特性 (log スケール) ($\omega_{re}=\alpha=10 \text{ Hz}$ の例)	52
2.20	静止座標系の拡張誘起電圧オブザーバのフィルタ特性 (リニアスケール) ($\omega_{re}=\alpha=10 \text{ Hz}$ の例)	53
3.1	最大トルク制御座標系の定義	59
3.2	Ψ_m と最大トルク制御座標系の関係	59
3.3	MTPA 制御時の電流ベクトルと最大トルク制御座標系	60
3.4	MTPA 制御時の Ψ_m と最大トルク制御座標系の関係	60
3.5	電流変化とトルク変動の関係	62
3.6	d - q 軸上における定トルク曲線	63
3.7	f - t 軸上における定トルク曲線	63
3.8	信号重畳のための制御系	64
3.9	f - t 軸上における定トルク曲線 (100 % と 101 % トルク時)	65
3.10	最大トルク制御座標系とその推定軸の関係	68
3.11	電流位相に対する仮想的な磁束ベクトルの軌跡	68
3.12	f 軸電流への信号重畳によるトルク脈動	70
3.13	f 軸電流へ信号重畳した時の d, q 軸電流	70
3.14	d 軸電流への信号重畳によるトルク脈動	71
3.15	d 軸電流へ信号重畳した時の d, q 軸電流	71
3.16	d 軸電流と f 軸電流に信号重畳したときのトルク脈動幅の比較	72
3.17	f - t 軸推定誤差 $\Delta\phi$ を含む場合の信号電流によるトルク脈動幅 ΔT	74
3.18	信号重畳を行わない場合の拡張誘起電圧ベクトル軌跡	75
3.19	信号重畳を行った場合の拡張誘起電圧ベクトル軌跡	75
4.1	信号重畳時の拡張誘起電圧ベクトル	79
4.2	モデル化誤差の影響	81
4.3	拡張誘起電圧オブザーバを用いた同期検波処理による位置推定法	83
4.4	静止座標系の拡張誘起電圧オブザーバのフィルタ特性 ($\omega_{re}=\alpha=10 \text{ Hz}$ の例)	83
4.5	提案する位置センサレス制御系の構成	87
4.6	ランプ加減速特性 (信号重畳有り)	89

4.7	60[r/min] 一定速運転時の拡大波形（信号重畳有り）	90
4.8	ランプ加減速特性（信号重畳無し）	91
4.9	速度-トルク特性	93
4.10	信号電流振幅の分布	93
4.11	信号重畳時の d - q 軸電流ベクトル軌跡 (60 r/min, 1.2Nm)	94
4.12	拡張誘起電圧振幅の分布	95
4.13	速度ステップ応答 (0 to 100r/min)	96
4.14	速度ステップ応答 (60 to 160r/min)	96
4.15	インパクト負荷応答	97
5.1	インダクタンス誤差による位置推定誤差	102
5.2	最大トルク制御座標系	103
5.3	MTPA 制御時の最大トルク制御座標系と電流ベクトルの関係	104
5.4	q 軸電流に対するインダクタンス設定値 L_q^* の特性	106
5.5	突極比の小さなモータに対するインダクタンス設定値（磁気飽和無し）	108
5.6	突極比の大きなモータに対するインダクタンス設定値（磁気飽和無し）	108
5.7	インダクタンス誤差 $\pm 20\%$ 時の位置推定誤差	109
5.8	インダクタンス誤差による位置推定誤差 $\Delta\theta_L$ と電流位相角 θ_i の関係	109
5.9	q 軸インダクタンス測定結果とインダクタンス設定値	111
5.10	インダクタンス設定とセンサレス制御の安定領域	112
5.11	d - q 軸上における電流ベクトル軌跡	113
5.12	MTPA 制御の位相誤差	113
A.1	実験システムの構成	123
B.1	dm - qm 軸の定義	126

変数の定義

本論文で用いる変数と定数の定義を以下に示す．

v_d, v_q : d 軸電圧 q 軸電圧

i_d, i_q : d 軸電流 q 軸電流

e_d, e_q : d 軸拡張誘起電圧 q 軸拡張誘起電圧

$\mathbf{v}_{dq} = \begin{bmatrix} v_d & v_q \end{bmatrix}^T$: 同期回転直交二相座標 (dq 軸) 上の電圧ベクトル

$\mathbf{i}_{dq} = \begin{bmatrix} i_d & i_q \end{bmatrix}^T$: 同期回転直交二相座標 (dq 軸) 上の電流ベクトル

$\mathbf{e}_{dq} = \begin{bmatrix} e_d & e_q \end{bmatrix}^T$: 同期回転直交二相座標 (dq 軸) 上の拡張誘起電圧ベクトル

v_γ, v_δ : γ 軸電圧 δ 軸電圧

i_γ, i_δ : γ 軸電流 δ 軸電流

e_γ, e_δ : γ 軸拡張誘起電圧 δ 軸拡張誘起電圧

$\mathbf{v}_{\gamma\delta} = \begin{bmatrix} v_\gamma & v_\delta \end{bmatrix}^T$: 推定回転直交二相座標 ($\gamma\delta$ 軸) 上の電圧ベクトル

$\mathbf{i}_{\gamma\delta} = \begin{bmatrix} i_\gamma & i_\delta \end{bmatrix}^T$: 推定回転直交二相座標 ($\gamma\delta$ 軸) 上の電流ベクトル

$\mathbf{e}_{\gamma\delta} = \begin{bmatrix} e_\gamma & e_\delta \end{bmatrix}^T$: 推定回転直交二相座標 ($\gamma\delta$ 軸) 上の拡張誘起電圧ベクトル

v_α, v_β : α 軸電圧 β 軸電圧

i_α, i_β : α 軸電流 β 軸電流

e_α, e_β : α 軸拡張誘起電圧 β 軸拡張誘起電圧

$\mathbf{v} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \end{bmatrix}^T$: 静止直交二相座標 ($\alpha\beta$ 軸) 上の電圧ベクトル

$\mathbf{i} = \begin{bmatrix} i_\alpha & i_\beta \end{bmatrix}^T$: 静止直交二相座標 ($\alpha\beta$ 軸) 上の電流ベクトル

$\mathbf{e} = \begin{bmatrix} e_\alpha & e_\beta \end{bmatrix}^T$: 静止直交二相座標 ($\alpha\beta$ 軸) 上の拡張誘起電圧ベクトル

v_u, v_v, v_w : u 相電圧, v 相電圧, w 相電圧

i_u, i_v, i_w : u 相電流, v 相電流, w 相電流

i_f, i_t : f 軸電流, t 軸電流

I : 電流ベクトル振幅

θ_i : 電流位相角

R : 固定子抵抗

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 : 極対数

J : 慣性モーメント

θ_{re} : 電気角における回転子位置

$\hat{\theta}_{re}$: 電気角における推定回転子位置

$\Delta\theta_{re}$: 位置推定誤差

ω_{re} : 電気角における回転角速度

ω_{rm} : 機械角における回転角速度

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

$\mathbf{u} = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}$: d 軸単位ベクトル

第1章

序論

1.1 本研究の背景

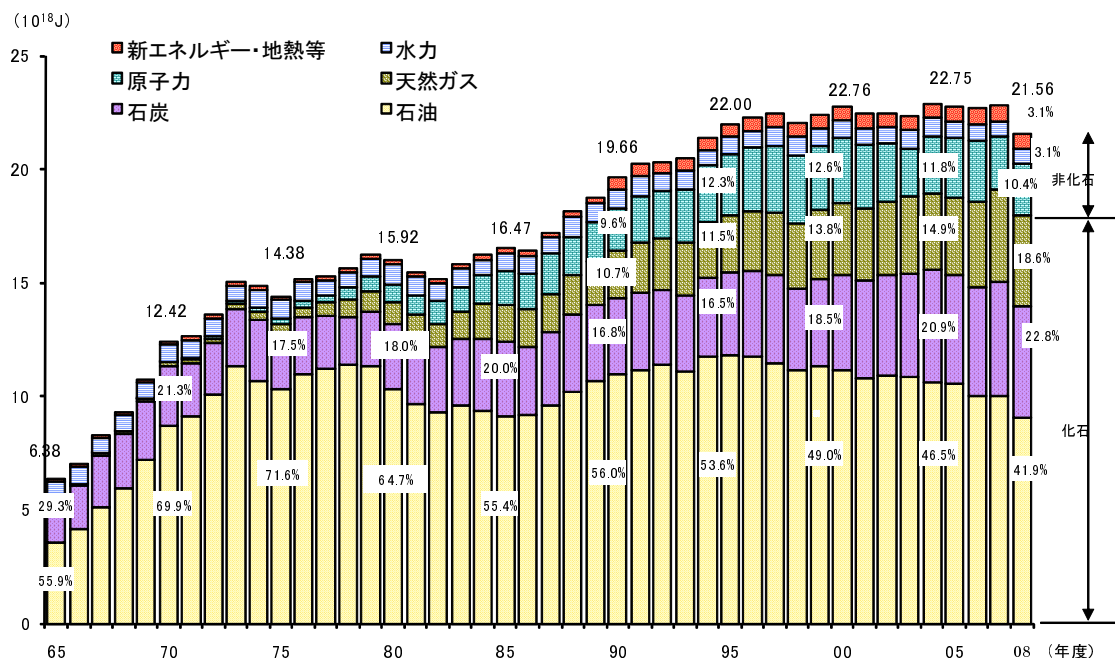
1.1.1 エネルギー・環境・資源問題とモータ

近年，エネルギー・環境・資源問題は，地球規模で考えるべき最も重要な課題となっている．人類は文化的な生活を維持するために，地球の資源を大量に消費し続けているが，石油をはじめとする化石燃料に依存したエネルギー供給は限界を迎えている．

エネルギー資源は，大きく分けると，化石燃料と非化石エネルギーとに分類される．化石燃料は，石炭，石油，天然ガス，LP ガスなど，古代地質時代の植物が化石となり，燃料として利用できるようになったものである．非化石エネルギーは，原子力，太陽光，風力などの再生可能エネルギーなどである．

図 1.1 に示すように，国内の一次エネルギー供給に占める石油の割合は，2008 年度には 41.9% と，第一次オイルショック時（75.5%）から大幅に改善され，その代替として，石炭（22.8%），天然ガス（18.6%），原子力（10.4%）の割合が増加する等，エネルギー源の多様化が図られている [1]．しかしながら，現在世界全体で消費されるエネルギーのうち，約 9 割は化石燃料であり，常にその安定供給に留意する状況下にある．

化石燃料の燃焼時には，地球温暖化の原因となる二酸化炭素（ CO_2 ）やその他の酸化ガスが排出され，地球環境への影響が指摘されている．地球温暖化の影響がある事象として，氷床の融解が挙げられ，北極の海氷面積は年々減少傾向にある．2007 年に公表された IPCC(Intergovernmental Panel on Climate Change) 第 4 次評価報告書では，北極の年平均海氷面積が 10 年当たりで 2.7 [2.1 ~ 3.3] % 減少し，特に夏季は，10 年当たり 7.4 [5.0 ~ 9.8] % と大幅に減少する傾向にある（[] の中の数字は最良の評価を挟んだ 90% の信頼区間）．また，IPCC 同報告書では，約 1 ~ 3 の海面水温の上昇は，熱に対するサンゴの適応や順応がない限り，より頻繁



(注)「総合エネルギー統計」では、1990年度以降、数値の算出方法が変更されている。

(出典) 資源エネルギー庁「総合エネルギー統計」をもとに作成

図 1.1. 日本の一次エネルギー総供給の推移

なサンゴの白化現象と広範な死滅をもたらすと予測されている。生態系全体への影響としては、世界平均気温の上昇が 1.5～2.5 を超えた場合、これまで評価された植物及び動物種の約 20～30% は絶滅リスクが増加する可能性が高いと予測されている。アメリカの魚類野生生物局 (FWS) は、海氷の変化が予測どおり進むと、21 世紀中頃までに、全世界のホッキョクグマの生息数の 3 分の 2 が失われると推測している [2]。

日本の温室効果ガスの排出量 (図 1.2) のうち、94% はエネルギー起源であり、エネルギー起源の二酸化炭素の排出等に起因する地球温暖化への対応が求められる。国際的には、1997 年に、先進国の温室効果ガスの排出削減を定めた京都議定書が採択され、2005 年 2 月に発効した。この中で日本は、温室効果ガスの排出量を 2008 年から 2012 年までの第一約束期間に基準年 (1990 年) の排出量と比べて 6 % 削減することを定めている。しかし、エネルギー起源の二酸化炭素排出量 (図 1.3) は、2008 年度には 1990 年度に比べて 7.5% 増加しており、目標達成のためには更なる努力が必要である。

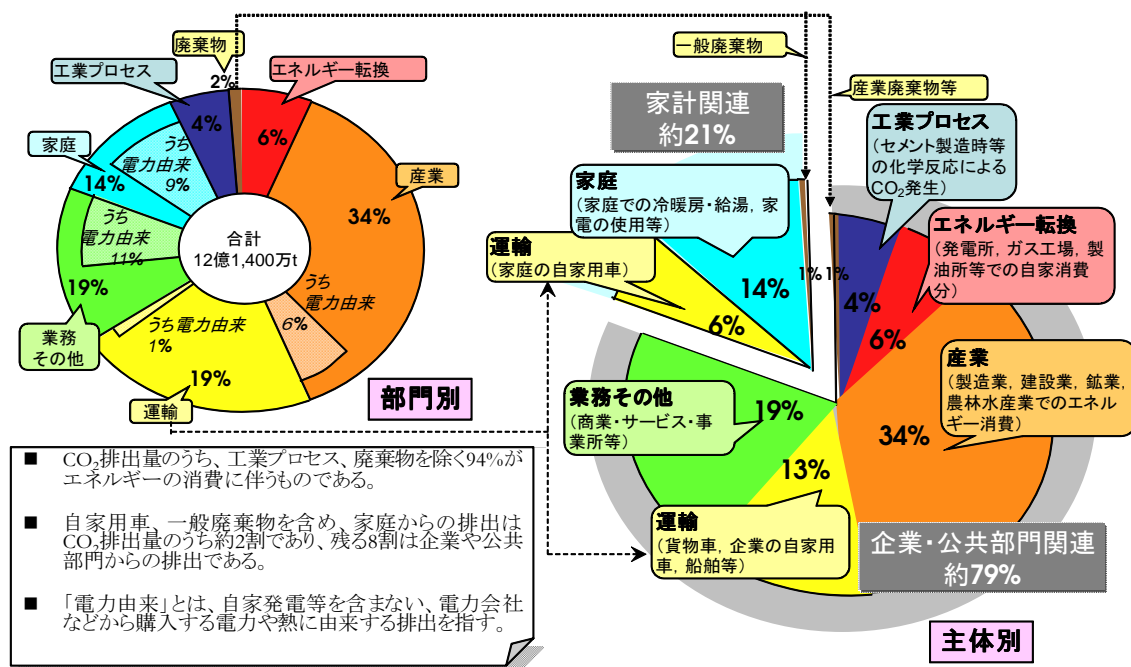


図 1.2. 日本の CO₂ 排出量の内訳 2008 年度（出典：環境省「2008 年度 温室効果ガス排出量」）

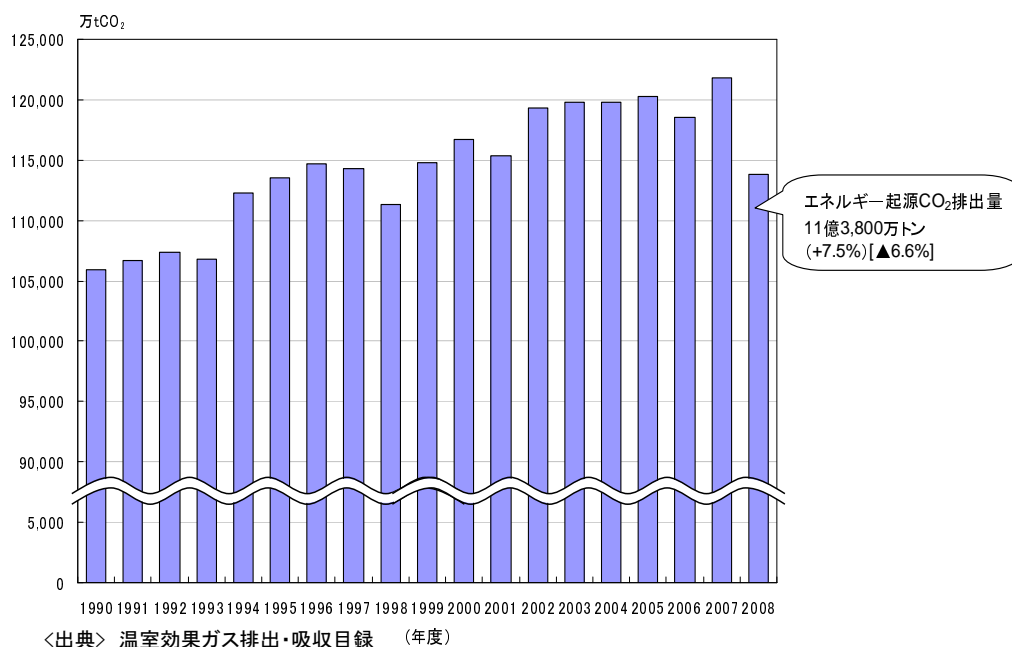
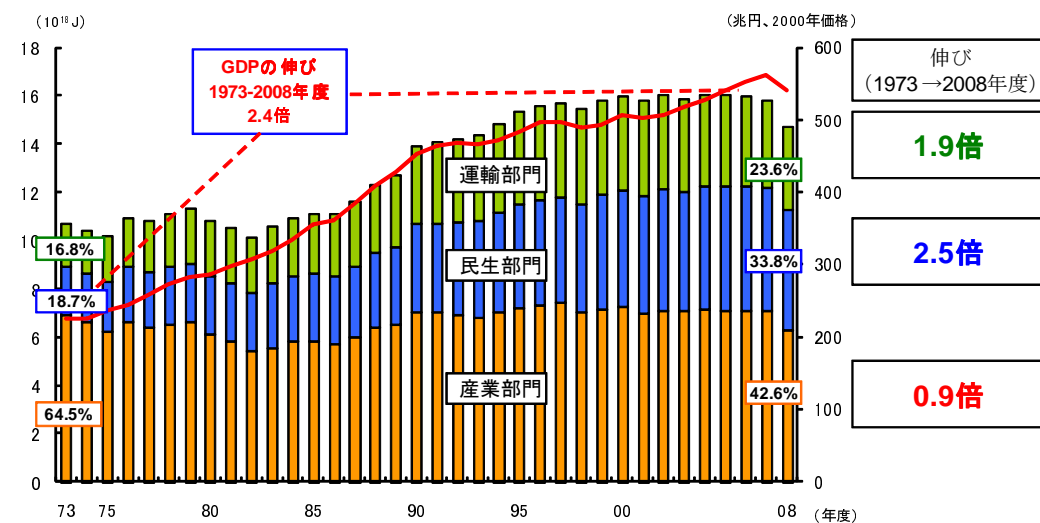


図 1.3. エネルギー起源 CO₂ 排出量の推移



資料：資源エネルギー庁「総合エネルギー統計」、内閣府「国民経済計算年報」、(財)日本エネルギー経済研究所「エネルギー・経済統計要覧」

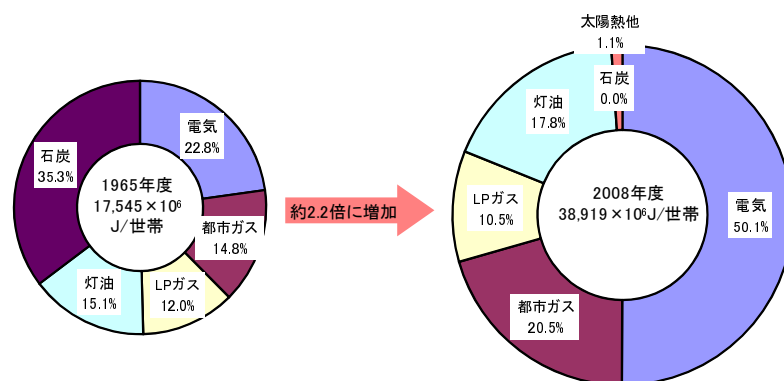
(注) 1. J(ジュール)＝エネルギーの大きさを示す指標の一つで、1 MJ＝0.0258×10⁻³原油換算kl

2. 「総合エネルギー統計」は、1990年度以降の数値について算出方法が変更されている。

図 1.4. 最終エネルギー消費と実質 GDP の推移

日本のエネルギー消費は、1970年代までの高度経済成長期には、国内総生産(GDP)よりも高い伸び率で増加した。しかし、1970年代の二度にわたるオイルショックを契機に産業部門において省エネルギー化が進むとともに、省エネルギー型製品の開発も盛んになった。その結果、エネルギー消費をある程度抑制しつつ経済成長を果たすことができた(図1.4)。1990年代を通してエネルギー消費の増加率は緩和したが、部門別にみると、オイルショック以降、産業部門がほぼ横這いで推移する一方、民生・運輸部門がほぼ倍増している。特に、原油価格が比較的に低位水準で推移するなかで、快適さや利便性を求めるライフスタイルの普及等を背景に、民生部門で消費されるエネルギーが増加している。エネルギーは、人々のくらしや社会に必要不可欠なものであることから、そのコストは、経済の活力や国際競争力と関わりがある。このような利用を念頭において、貴重なエネルギー資源をできるだけ効率的に用いていくことが必要である。

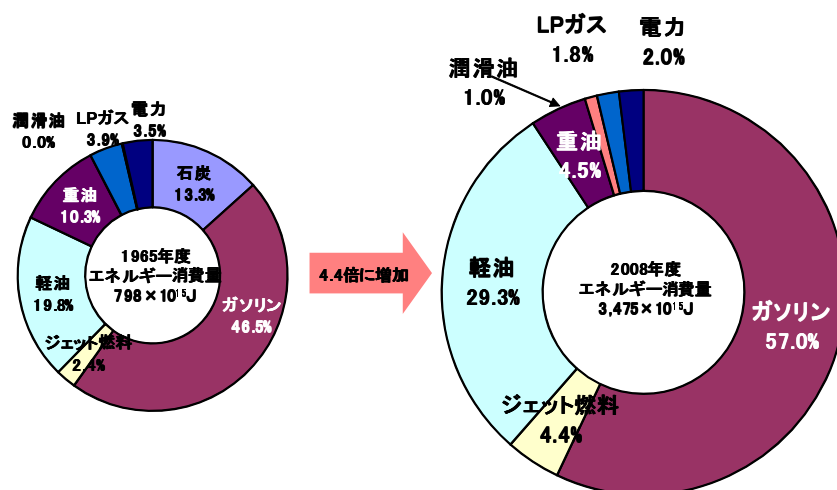
エネルギー消費の増加率が最も高い民生部門の中で、世帯当たりの家庭用エネルギー消費に着目すると、図1.5に示すように、1965年度頃までは3分の1以上を石炭が占めていたが、その後主に灯油に代替され、1975年度には石炭はわずか3%程度になった。この時点では、灯油、電力、ガスがそれぞれ約3分の1のシェアだったが、その後の新たな家電製品の普及、大型化・多機能化等によって電気のシェアは大幅に増加した。近年はオール電化住宅の普及拡大もあり、2008年度の電気のシェ



(注)「総合エネルギー統計」では、1990年度以降、数値の算出方法が変更されている。

(出典)(財)日本エネルギー経済研究所「エネルギー・経済統計要覧」、
資源エネルギー庁「総合エネルギー統計」をもとに作成

図 1.5. 家庭におけるエネルギー源の推移



(注)「総合エネルギー統計」は、1990年度以降の数値について算出方法が変更されている。

出典: 資源エネルギー庁「総合エネルギー統計」

図 1.6. 運輸部門におけるエネルギー源の推移

アが 50.1% に達し、電気が家庭で最も多く使われるエネルギーとなっている。

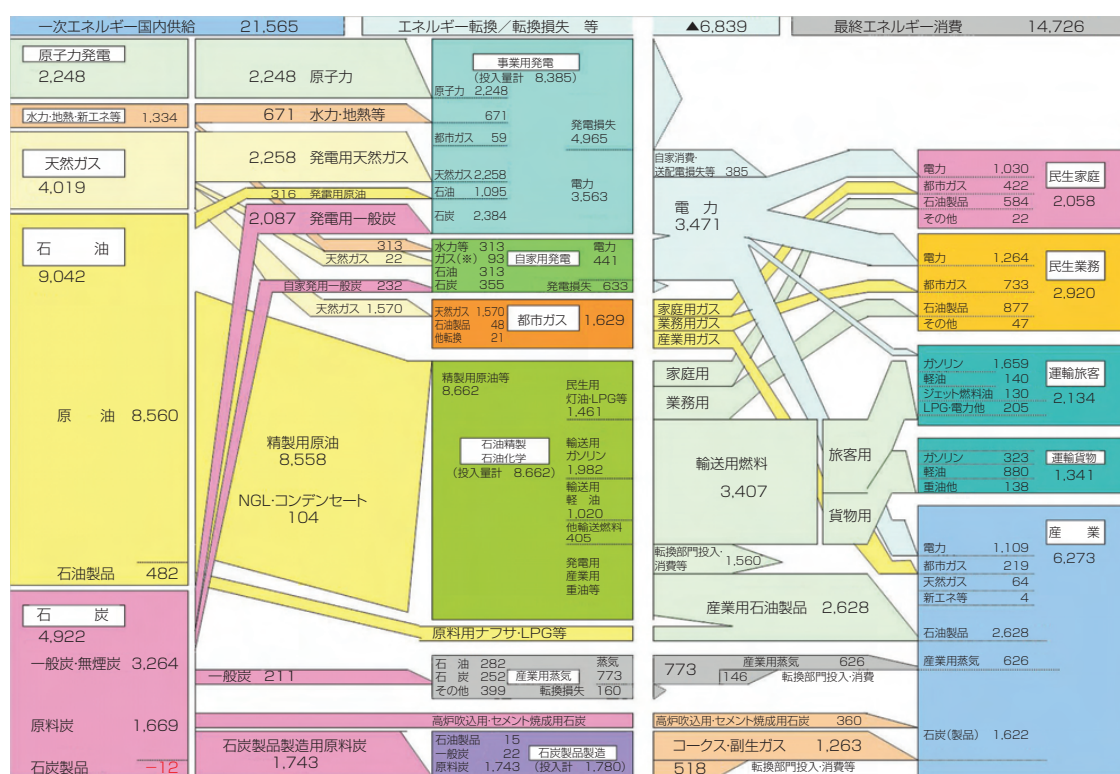
一方、図 1.4 に示す部門別エネルギー消費の比較で見たとき、民生部門の次に増加率の高い運輸部門のエネルギー消費は、ほとんどが化石燃料に依存しているという実態がある。図 1.6 に示した運輸部門内の 2008 年度エネルギー源別構成比をみると、ガソリン、軽油、LP ガス、潤滑油等の石油系エネルギーが 98.0% を占め、電力のシェアは 2.0% 程度に過ぎない。しかしながら、最近の電気自動車やハイブリッド自動車に代表されるように、動力源がガソリンエンジンなどの内燃機関から、モータへ置換わりつつある。

ここまで述べてきたようなエネルギー・環境・資源問題は、人類の存亡を左右するものにもかかわらず、現在までのところ、我々人類の英知をいかに結集しても根本的解決には至っておらず、現状ではさまざまな手札を地道に重ねることが肝要であると思われる。その手札の一つとして、動力源の電動化、すなわちモータの適用の拡大が期待されている。その理由について以下に述べる。

現在、日本のエネルギー・フローは図 1.7 のような構成となっており、電力として消費しているエネルギーも、燃料として消費しているエネルギーも、一次エネルギーのほとんどは、石油などの化石燃料に依存している状況である。しかしながら、以上のような情勢を踏まえると、今後、多様なエネルギー源をベストミックスにより、安定かつ持続的に利用するためには、可能な限り電気エネルギーを介して活用するといった形態が適しているといえる。中でも、動力の電動化において中心的な役割を担うモータは、すでに国内の電気消費総量の 50% 以上に利用されており、実用性も高い。モータは、種類や容量にもよるが、効率が 90~95% 以上で動作するものも多く、発電時の効率や送電ロス・電力変換効率を加味しても、内燃機関などに比べて高効率な動力源である。エネルギー起源の温室効果ガスに対しても、消費地における個別の対応を行うよりは、発電所での一括した対策を取る方が対策も立てやすく、効果的である。また、モータは、直接的なエネルギー源が電気エネルギーであるため、再生可能エネルギーも含めて、多様なエネルギー源に対応可能なだけでなく、インバータなどの電力変換器や制御装置と組み合わせることにより、回生電力の利用も可能であり、エネルギーの循環や蓄積による需給のバランスにも貢献できると考えられる。

1.1.2 モータの歴史

モータは磁気エネルギーを介して、電気エネルギーを機械エネルギーへ変換する電気・機械変換器である [3]。モータの歴史は古く、その原理は、19 世紀初頭の Oersted や Faraday らによる電磁力の発見や、電磁誘導の法則に遡る。その後、1834 年に Jacobi が直流モータを発明し、Davidson らも同様の直流モータを製作した。1885 年



資料：資源エネルギー庁「総合エネルギー統計」

図 1.7. 日本のエネルギーバランス・フローの概要 (2008 年度, 単位 10^{15}J)

には Tesla, Ferraris, Dobrowalsky らによって誘導モータが発明され, 交流モータもさかんに研究・開発されるようになった。そして, 19 世紀末にはすでに現在の回転機の原型はできあがり, 実用化されていた。

その後, 1950 年代後半からサイリスタ, トランジスタが相次いで開発され, これらの電力用半導体デバイスを用いたパワーエレクトロニクス技術の発展により, モータは大きな転換期を迎える [4]。それまでは, モータは定速駆動が中心であり, 単に電気エネルギーを動力に変える目的で用いられていたが, これ以降のモータは, 半導体デバイスを用いたエネルギー制御器と組み合わせ, 可変速駆動や高応答を実現することが可能となった。そして, 各種センサ・制御技術・パワーデバイスなど, 関連技術の進展と相まって, モータドライブシステムの高性能化が進み, 市場と用途を拡大してきた。

可変速用途の導入期となった 1960 年代から 1980 年頃までは, 制御性の良い低慣性のブラシ付き直流モータ (DC サーボモータ) が用いられており, 1970 年代末には一部家電製品に初期のブラシレスの直流モータ (ブラシレス DC モータ) も搭載され始めた。そして 1980 年代から 2000 年頃には, 高応答性, 省エネ化, メンテナンスフリーといったニーズから, AC サーボモータやインバータによる誘導モータ駆動が拡大していった。この間に, 制御のデジタル化が進み, プロセッサの性能も 8 ビット, 16 ビット, 32 ビットと飛躍的に向上した。その結果, 1960 年代に, Hausse, Blaschke らによって理論的な提案がなされてきたベクトル制御が, 誘導モータを中心に実用化された。その制御性能は直流モータを凌駕し, 結果, 可変速駆動用途は直流モータから誘導モータへと移り変わっていった。

2000 年以降, グローバル化とともにモータ駆動システムの用途と市場は急拡大している。近年のエネルギー・環境・資源問題を背景に, モータの更なる効率利用と, 適用分野の拡大が進行している。その中で, 誘導モータより高効率化が可能である, 永久磁石同期モータが注目されている。これらのモータでは, ネオジム磁石など高性能な永久磁石を始め, 生産技術, 解析技術, 制御技術などの向上により, 小型・高効率・高出力なモータを用途に合わせて, 最適設計することが可能になってきている。そして, 用途指向性の高まりに応じて, 様々な同期モータが研究・開発されており, それに応じた制御の技術も進化が求められている。

1.1.3 永久磁石同期モータの種類と特徴

永久磁石同期モータは, 回転子構造により, 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) に分類される。

SPMSM は, 図 1.8 のように, 回転子の表面に永久磁石を配置し, 比較的単純な

構成である。このような構造の SPMSM は、回転子の内部が鉄心と回転軸のみであり、磁気抵抗は回転位置に対して均一である。そのため、固定子電流の作る回転磁界と、回転子の永久磁石によって発生するマグネットトルクのみが回転に作用する。電流とトルクが線形関係で制御性が良いため、精密な制御が必要なサーボモータとして主に利用されている。

これに対し、IPMSM は、図 1.9 のように、回転子の内部に永久磁石を埋め込む構造をしている。永久磁石の透磁率は真空中の透磁率とほぼ等しいため、永久磁石の存在する部分は磁氣的にエアギャップと等価と見なすことができる。一方、回転子の鉄心部分は磁束を通しやすく、永久磁石に比べて磁気抵抗が小さい。そのため、固定子コイルが作る磁束に対し、 d 軸方向の磁路は磁束を通しにくい、 q 軸方向の磁路は磁束を通しやすいといった磁氣的異方性が生まれる。この特性により、固定子からみると、 d 軸方向のインダクタンス L_d が、 q 軸方向のインダクタンス L_q より小さくなる ($L_d < L_q$) といった、インダクタンスの角度依存性を生じることとなる。これを逆突極性といい、このような性質をもった同期モータのことを、突極型同期モータと呼ぶこともある。IPMSM は、突極性があるため、回転磁界と永久磁石による磁石同士の吸引・反発力（マグネットトルク）に加えて、回転磁界と磁気抵抗の差によって発生するリラクタンストルクを利用できるという特徴がある。リラクタンス (Reluctance) は磁気抵抗を意味し、磁気抵抗の高い永久磁石の内部を避けて、磁力線が最短経路を通るように力を発生する性質を、回転力として利用したものがリラクタンストルクである。IPMSM は、回転子の鉄心や磁石配置などの構造により、様々な用途に合わせたトルク特性、高効率駆動が実現可能である。そして、小型・軽量・高効率・高出力などの利点を活かし、ハイブリッド自動車や電気自動車にも採用されている。今後も、エネルギー・環境・資源問題への対応を行っていく上で、IPMSM とその制御技術は、重要なキーテクノロジーであるといえる。

1.2 埋込磁石同期モータの位置センサレス制御

1.2.1 埋込磁石同期モータの制御系

IPMSM の電流制御方式で一般的に用いられる方法として、ベクトル制御がある。ベクトル制御は、回転子を基準とした d 軸、 q 軸の二つの直交成分に固定子電流を分解し、各軸の電流を独立に制御する方法である。誘導モータのベクトル制御においては、 d 軸成分の電流 (d 軸電流) を励磁電流といい、 q 軸成分の電流 (q 軸電流) をトルク電流というが、IPMSM においては、 q 軸電流だけでなく、 d 軸電流もリラクタンストルクに寄与するため、 d 、 q 軸電流が、磁束とトルクを独立に制御するための電流とはならない。しかしながら、 d 、 q 軸電流とトルクの関係は明らかにされ

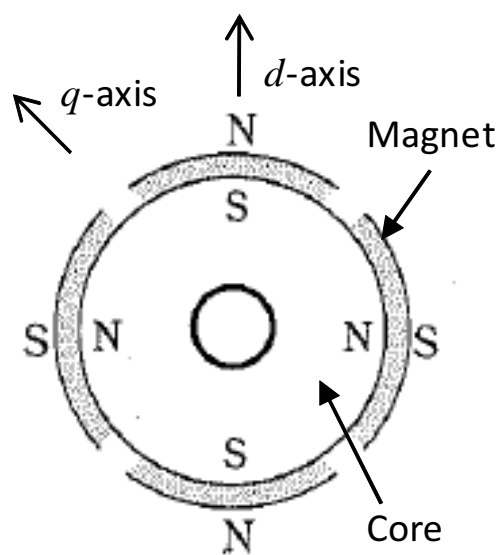


図 1.8. SPMSM の回転子構造

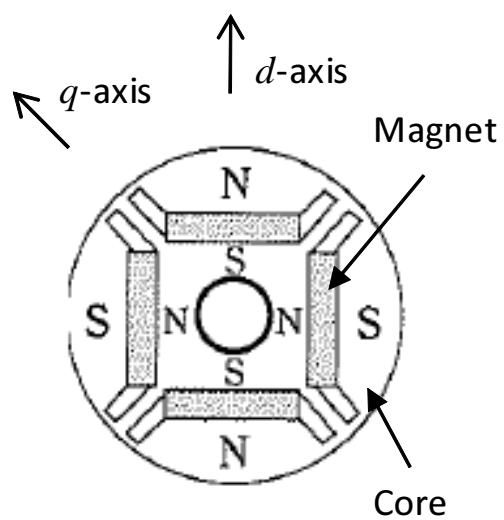


図 1.9. IPMSM の回転子構造

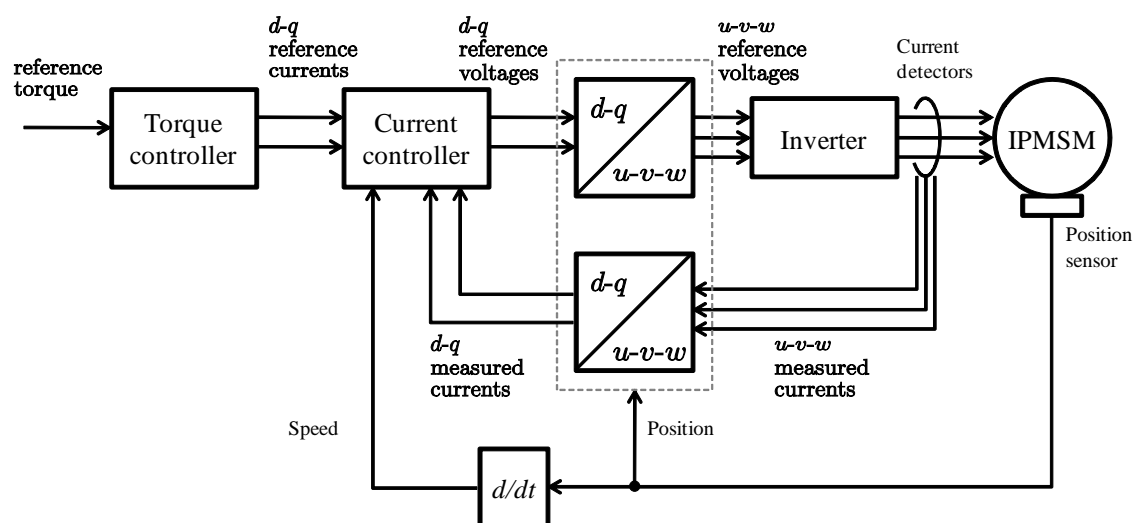


図 1.10. IPMSM のベクトル制御系

ており，電流制御における d, q 軸指令電流の決定方法によって，運転条件に応じたトルクと磁束の制御を行うことが可能である．

指令電流の決定方法として代表的なものに，最大トルク/電流 (MTPA: Maximum Torque Per Ampere) 制御がある．MTPA 制御は，同一トルクを発生させる電流ベクトルのうち，振幅が最も小さくなる電流位相で指令電流を設定することにより，モータの銅損を最小にするという代表的な高効率制御法である [5]．マグネットトルクは q 軸電流に比例するが，リラクタンストルクは d 軸電流と q 軸電流の積に比例するため，電流振幅が大きくなるほど最大トルクを発生する電流位相は大きくなり，そのときのトルク/電流比も増加する．MTPA 制御を実現するには，トルク制御器として，あらかじめトルクに対する MTPA 制御時の d, q 軸電流をテーブルなどに記憶しておき，トルク指令が与えられたときに，対応する d, q 軸電流を電流制御器の指令として設定する方法が一般的である．このように，マグネットトルクとリラクタンストルクの大きさは，固定子電流の作る回転磁界の大きさ・方向と，回転子内部の永久磁石の作る磁極との位相関係によって決まるため，IPMSM を駆動するためには，回転子位置を示す $d-q$ 軸の方向を検出し，回転磁界を作る固定子電流の振幅と位相を制御することが重要となる．

図 1.10 に IPMSM のベクトル制御系の構成を示す．電流制御には，フィードバック量である電流情報が必要であるが，それに加えて回転子の磁極位置情報，速度情報も必要である．ベクトル制御を行う d, q 軸は回転子を基準とする回転座標系であり，検出した固定子電流を回転座標へ変換するため，さらには $d-q$ 軸上で求めた指令電圧を固定座標へ戻すために磁極位置情報を用いる．また， d 軸と q 軸では，互

いに干渉する速度起電力成分があり，ベクトル制御において各軸の電流を独立に制御（非干渉制御）するために，速度情報を用いる．

電流はインバータ側で検出可能なため，特に低コスト化の要求が厳しい用途を除いて，電流センサを用いることが多い．これに対し，位置センサ，速度センサはモータ軸に取り付ける必要があり，信頼性や設置環境に対する制約が厳しい．位置センサには，エンコーダやレゾルバなどが用いられる．これらはモータ端に取り付けることになるが，制御器を搭載するインバータへ信号伝送を行うために，別途配線が必要とする．また，位置センサ自体のコストに加えて，配線に伴うコスト増や品質問題は，大きな制約となる．速度は位置の時間微分であるため，速度センサを省略し，位置の時間変化から演算によって速度情報を得ることができるが，位置センサを省略するためには，推定によって別途位置情報を得る必要がある．したがって，位置センサを用いずに，推定した値を用いて制御をおこなう位置センサレス制御が研究され，実用化されている．

1.2.2 位置センサレス制御の原理

位置センサレス制御における位置推定法には，三つの原理がある．

- (1) 永久磁石の回転により生じる誘起電圧の位相情報を利用する方法 [6, 7, 8, 9, 10]
- (2) 突極性により生じるインダクタンスの位置依存性を利用する方法 [11, 12, 13, 14, 15, 16, 17, 18]
- (3) 磁気飽和により生じるインダクタンスの位置依存性を利用する方法 [19, 20, 21]

(1) の原理は，回転子の永久磁石が回転すると，固定子コイルに鎖交する磁束が変化し，ファラデーの電磁誘導の法則により，固定子コイルに誘起電圧が生じる現象を利用するものである．誘起電圧は磁束の微分であるため，誘起電圧の位相は，回転子位置に対して 90 度進んだ q 軸方向を示す．したがって，誘起電圧の位相情報から d - q 軸の位置を推定することが可能となる．誘起電圧の大きさはモータの回転速度に比例し，低速では小さくなるため，中・高速域でのみ有効となる．そのため (1) の原理に基づく方法は，概ね定格速度の 10% 以下での低速域では推定が困難とされている．

(2) に基づく方法は，主に突極型同期モータで利用可能である．突極型同期モータでは，回転子内部に磁気抵抗の差があるため，インダクタンスが回転子位置に対して変化するという性質がある．(1) の永久磁石による誘起電圧の場合と異なり，N 極と S 極の区別はないため，図 1.11 のように，固定子から見たインダクタンスは回転子位置（電気角）に対して 2 倍角の周期性を持つ．この方法では，固定子に高周

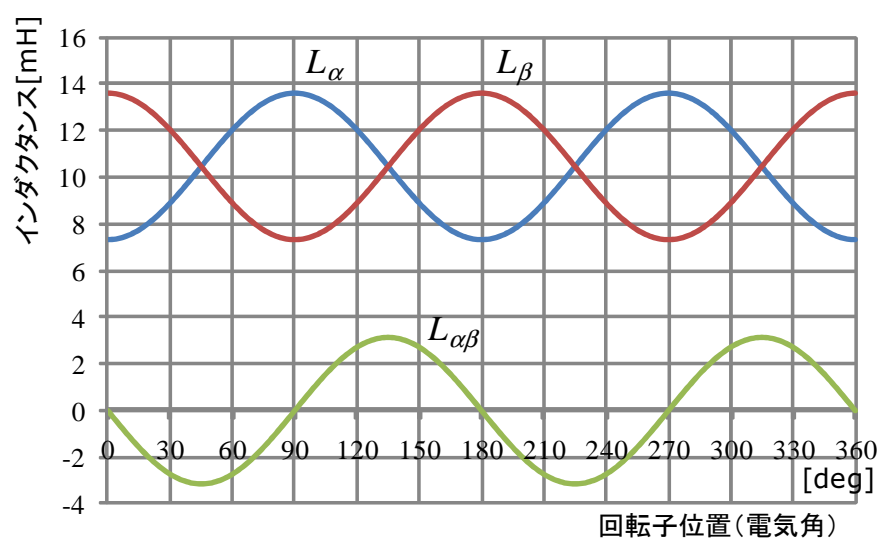


図 1.11. IPMSM の固定子インダクタンス

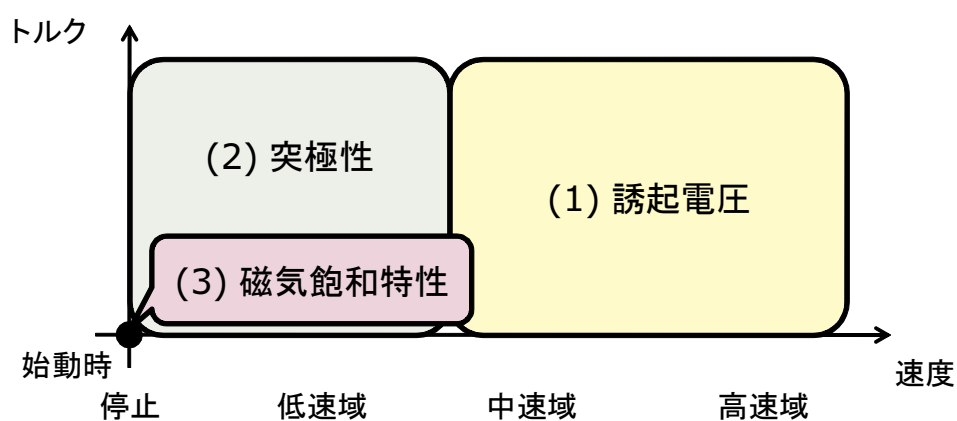


図 1.12. 運転状態と利用する位置情報

波の信号電圧を印加し，応答として得られる電流を検出する．そして，電圧と電流の関係から，インダクタンスを求める．信号成分の印加方法と応答信号の検出方法の組み合わせにより，この原理に基づく様々な手法が提案されている．これは，高周波信号を印加し，インダクタンスの変化を検出するため，位置センサの一つであるレゾルバと同じ原理である．原理的には，モータの固定子コイルと回転子の突極性により，レゾルバの機能を兼用した方法であるともいえる．突極性による位置情報は，モータの回転速度に関係なく全速度域で発生するが，高速域では位置情報を有する高周波と，モータを駆動するための基本波を分離することが困難であること，信号電流によるトルクリプル，騒音，損失などの問題があることから，停止・低速域において限定的に用いられているのが実情である．

(3) の原理に基づく方法では，パルス状の大電流を流した時，永久磁石の増磁方向と減磁方向とで，磁気飽和の程度が異なることを利用し，N 極と S 極の極性判定が可能である．この方法で始動時の初期磁極位置推定を行い，(2) の方法で得られる 2 倍角の位置依存性を補うために利用されている．

以上のように，速度や運転状態によって利用できる位置情報が異なるため，図 1.12 のように上記三つの原理を使い分けることにより，全域での位置センサレス制御が可能となる．

1.2.3 位置推定の情報源

位置センサレス制御では，モータに印加する電圧，モータを流れる電流，およびモータ定数を用いて回転子の磁極位置を推定する．

位置推定に用いる電圧は，インバータが出力している値であるため，インバータの電圧センサで検出するか，あるいは電圧センサを搭載することなく指令値で代用することもできる．指令値で代用する場合には，出力電圧誤差の要因となるインバータ素子の ON 電圧や，デッドタイムが位置推定誤差に影響を与えるため，これらを精度よく補償することが必要となる．

電流は，インバータの電流センサにより検出することができる．電流センサのゲインやオフセットの誤差も，位置推定精度に影響を与えるため，検出精度の確保は重要である．また，前項 (2)，(3) の原理に基づき，高周波信号やパルス信号を用いる場合には，検出タイミングなどの時間誤差や，スイッチングノイズの影響も大きくなるため，高い出力精度，検出精度が要求される．

モータ定数は，主にモータの電氣的な特性を表わすパラメータである．抵抗 R ， d 軸インダクタンス L_d ， q 軸インダクタンス L_q ，誘起電圧定数 K_E などがある．これらのパラメータは，事前に測定しておき，位置推定を行う際には参照値として用いることとなる．また，推定方法によって，その一部が推定対象となる．抵抗 R や誘

起電圧定数 K_E は温度によって変わり，インダクタンス L_d, L_q は電流によって飽和する特性があるため，必ずしも一定値と扱うことはできない．パラメータ変動の程度や，変動に対する推定誤差の感度は，モータや制御方式によっても異なり，位置推定の方法には，これらのパラメータ変動に対して，ある程度のロバスト性が求められる．電流に対するインダクタンスについては，飽和特性を事前に測定しておき，テーブル等を用いて補正する方法も一般的に用いられている．

1.2.4 拡張誘起電圧モデルとオブザーバを用いた位置センサレス制御

IPMSM の位置センサレス制御のために利用できる位置情報として，永久磁石による誘起電圧，突極性，および磁気飽和特性があることを 1.2.2 項で述べた．このうち，永久磁石による誘起電圧は，大きさがモータの回転速度に比例するため，中高速度域では有効な位置情報を提供できるが [9, 10]，低速域では振幅が低下するため，利用が困難となる．これに対し，突極性は，回転子位置に応じたインダクタンスの変化として捉えることができ，電流と電圧の入出力関係から求まるため，停止時，低速域においても利用可能である [11, 12, 13, 14]．

これら三つの原理のうち，永久磁石による誘起電圧と突極性による位置情報を統合した方法として，拡張誘起電圧モデルが提案されている [22, 23]．拡張誘起電圧モデルは，突極性の有無にかかわらず同期モータの位置センサレス制御に適したモデルとして利用されてきた．

中高速度域における位置推定法の代表例として，オブザーバを用いて誘起電圧を推定し，その位相情報から回転子の位置を得る手法がある．オブザーバの推定対象としては，誘起電圧に限らず，磁束など様々な状態量を選択することも可能である [24]．そして，選択する状態量によって，ロバスト性やオブザーバの設計等が異なり，最終的に得られる制御性能にも影響を与える．ただし，状態変数の取り方としては，様々な選択肢があるものの，センサにより検出した電流と，モータに印加される指令電圧，あるいは検出した電圧に基づいて構成するシステムでは，いずれの場合においても，ある種の誘起電圧に相当する物理量を情報源とした方法であるといえる [25]．

拡張誘起電圧オブザーバ [22, 23] も，このようなオブザーバに基づく推定法の一つである．拡張誘起電圧モデルでは，単なる誘起電圧に加えて突極性による位置情報もある種の拡張された誘起電圧に現れるものとして考慮しているため，拡張誘起電圧オブザーバを利用することにより，同期モータの突極性の有無や大小によらないセンサレス制御法が可能となる．

1.2.5 従来の位置センサレス制御の適用範囲

これまで、IPMSM の位置センサレス制御が実用化された用途は、定常的な連続運転が中心で、稼働時間が長く、高効率性を生かした空調機器などが中心であった。これらの分野では、誘導モータと比較して、数% の高効率化や小型化の可能な点が大きな優位性であり、既存のモータからの置き換え需要が普及拡大を牽引している。誘導モータからの置き換えでは、既存のシステムに位置センサが無いことが多く、IPMSM の特長を生かして高効率化を進めるために、位置センサレス制御の技術は必要不可欠であったともいえる。また、低コスト化の要求が厳しい家電製品でも、普及が拡大している。この分野では、高効率化や低コストを維持しながら、簡便でかつ信頼性の高いドライブシステムが求められる。エアコンのコンプレッサのように、冷媒の経路や圧力によって位置センサを設置すること自体が構造的に困難な場合もある。このような要求を満たすため、家電分野においても、位置センサレス制御は必須の技術となっている。

一方、頻繁な起動停止を行い、過渡時の性能が要求される分野への適用は、未だ限定的である。広い運転領域において、様々な運転パターンで駆動される電気自動車・ハイブリッド自動車や、高応答かつ高性能なサーボ用途では、IPMSM の適用は進んでいるものの、現状では位置センサレス制御化が困難である。また、始動時から重負荷駆動を行ったり、停止位置精度を求められたりするような用途においても、誘導モータや同期モータの位置センサを用いたベクトル制御駆動システムが用いられている。

しかしながら、これらの分野においても、今後、さらなる高効率、高信頼性、低価格化のために、IPMSM の位置センサレス制御技術を応用する可能性は十分にある。最近では、鉄道分野でも位置センサレス化が進行してきている。これらの、広い駆動範囲で高性能が要求される用途においては、位置センサレス制御の運転領域拡大、ロバスト化が重要である。位置センサレス制御を全速度域で用いるためには、1.2.2 項で示した三つの原理を用いる必要がある。始動時には (3) の原理を用いた初期磁極位置検出を行うことができるが、始動した後は、(1) と (2) の原理に基づき、永久磁石と突極性の両位置情報を利用した位置推定を実現することが必要である。

1.2.6 埋込磁石同期モータの位置センサレス制御の課題

IPMSM の位置センサレス制御は、複数の手法をモータの特性や速度などの運転条件に応じて使い分けることにより実現可能であり、基本的な位置推定の原理は確立したと考えられる。しかしながら、未だ性能や適用範囲では位置センサを用いた制御に劣る部分が多く、位置センサレス制御の普及にはさらなる技術革新が必要で

ある．具体的には，以下に示す課題がある．

(1) 低速域における信号重畳に関する課題

突極性を利用して，停止時から位置センサレス制御が可能であるという性質は，誘導モータや SPMSM と比較して，IPMSM の有利な点である．しかし，これを利用するためには，モータを駆動するための電流・電圧に加えて，信号電流の重畳が必要である [12, 15, 16, 17, 18]．信号の周波数として，数 kHz のキャリア帯域のように，非常に高周波の信号を用いる場合には，モータを駆動するための電流や電圧の基本波成分と，これらの信号成分を分離することが比較的容易である．そして，そのような信号は，機械系の応答帯域より高周波となることが多く，駆動特性への影響も比較的小さくすることができるため，最もよく用いられている．例として，キャリア帯域の診断電圧を固定子電圧に重畳し，それによって得られる高周波の微小な信号電流に対して，ヘテロダイン検波を利用して，位置を推定する方法がある [12]．ヘテロダイン検波器では，信号波を周波数的に分離し，フィルタによって重畳信号の 2 倍の周波数帯の信号を十分に減衰させる必要がある．そのため，位置センサレス制御系の応答性を確保するため，kHz 帯のキャリア信号を用いている．しかし，キャリア周波数は制御周期とも関係が深く，このような高周波の微小信号を正確に検出，あるいは生成するためには，制御周期の高速化や電流制御系を含めたインバータの特殊化を要する傾向がある [14]．それに加えて，キャリア周波数の数 kHz 帯は，機械的な共振や，人間の聴覚に対する感度の高い帯域と重なることもあり，その際には振動や騒音の問題も生じる．

一方，低周波信号を用いる場合には，信号電圧や電流の検出・生成を行うという点では，制御周期やキャリアの周期に比べて十分に長い時間を確保できるため，有利な条件となる．このような低周波信号は，機械系の応答帯域や制御系の帯域内に外乱を与えることになり，信号電流によるトルクリップルが駆動特性へ影響を与えることとなる．このトルクリップルは，回転子の位置推定 [18] や，MTPA 制御を実現するための指令電流を決定する，有効な情報源として扱うことも可能である [26, 27]．ただし，このような情報源に対して十分な感度を得るためには，数十 Hz 以下の低周波であり，かつ低イナーシャ負荷であるといった機械的な制約もある．逆に，低周波信号を用いながら，機械的な応答を情報源として利用しない場合には，これらのトルクリップルは外乱として，当然のことながら駆動性能を劣化させる要因となる．

信号重畳により位置推定を行う方法において，信号周波数に対して電圧と電流との間の伝達関数に変化があるかの感度を原理的に解析した研究がある [28]．それによると，信号波周期がモータの電氣的時定数 L_q/R 以下であれば，位置に対する伝達関数の変化が生じることを示している．また電流制御によって信号電流を生成す

る場合には，電流制御の応答帯域が上限を決めることになる．指令電圧に直接印加する場合であっても，キャリア周波数より高周波の信号は，インバータによる信号生成が困難であることに加えて，寄生効果による影響もあり，利用することが困難であることも指摘されている．以上のことから，位置推定に利用可能な信号帯域は，通常数十 Hz 帯から数 kHz 帯であり，原理的に位置推定が可能な信号周波数は，キャリア周波数から低周波側に分布しているといえる．このように，信号周波数を低周波化できる可能性はあるものの，駆動システム上の様々な制約も関連するため，重畳信号の周波数をどの帯域に設定すべきかを一般的に定めることは困難である．

(2) 拡張誘起電圧オブザーバの帯域と信号周波数の関係

拡張誘起電圧には，突極性による位置情報も含まれているため，停止時・低速時にも位置推定を行えるポテンシャルがある [13, 17]．しかしながら，従来の拡張誘起電圧オブザーバによるセンサレス運転が可能な駆動領域は，中高速域に限定されていた．その理由としては，以下のような性質が起因している．

一つは，拡張誘起電圧に含まれる，速度に無関係な突極性由来の成分を励起するには，定常的に q 軸電流の変化を必要とする．そして二つ目に，オブザーバでは，誤差フィードバックを行うことにより，収束性を自由に設計できるが，このことは，観測できる信号の帯域制限を意味する．したがって，一般的に停止時・低速域で位置推定を行うために用いられるキャリア帯域の高周波重畳信号を，オブザーバを通じて観測することは困難である．もし，キャリア帯域の高周波信号が観測可能となるように，オブザーバを極端に高帯域化すれば，オブザーバの外乱抑圧特性の低下や離散化誤差の影響を招くこととなるため，現実的には採用できない．このような信号帯域の違いから，従来の拡張誘起電圧オブザーバでは，突極性による成分は十分に利用されていなかった．

この問題を解決するためには，制御帯域内の信号重畳を用いる必要がある．制御帯域とは，コントローラの帯域，あるいは位置推定のために用いるオブザーバの帯域を意味し，一般的に信号重畳に用いられるキャリア帯域に比べ，低周波信号となる．この制御帯域内は，電流制御を通じた信号電流の生成や検出には有利である．しかし，この帯域での信号重畳は，制御帯域内であるがゆえ，制御系や機械系の応答帯域の中に，外乱として信号電流によるトルク脈動が混入することになり，信号の振幅と周波数の条件によっては，駆動特性への影響が問題となる．

(3) 速度に応じた推定器の切り替えに伴う性能劣化

全ての速度域で位置センサレス制御をおこなうためには、低速域では突極性による位置を推定するための推定器，中高速域においては誘起電圧を推定する推定器を個別に用意し，それらが推定した回転子位置を速度に応じて適切に切り替える必要がある．この推定器の切り替え時は，二つの異なる回転子位置を連続的に補間することが必要であり，適切に切り替えが行われない場合には，トルクの急変や，位相飛びによる電流飛び出しが発生し，最悪の場合は，運転継続が困難な状況となることもある．電流制御系において位相の切り替え操作を行うには，細心の注意が必要であり，確実な安定動作を実現するためには，極力回避することが望ましい [29]．

(4) 電流の位相制御と位置推定における磁気飽和への対応

IPMSM の電流制御においては，正確な回転子の位置情報に加えて，最適な電流位相で制御することが，効率向上や駆動範囲拡大のために重要であり，このことはすでに広く認識されている [30, 31, 32]．また，モータパラメータのうち q 軸インダクタンスは，位置センサレス制御における位置推定誤差に影響することが知られている [33, 34]．このようなパラメータ変動に対して，位置センサレス制御のロバスト性を確保することは重要な課題である．

これらを踏まえ，最近では，位置推定に用いるインダクタンスに対して意図的に誤差を与え，所望の位相誤差を発生させることにより，回転子の位置推定と電流位相制御を統合する方法が提案されてきている [34, 35, 36, 37]．文献 [34] では，インダクタンス誤差を与えたときに発生する位相誤差により電流軌跡を変化させる手法を軌道指向形ベクトル制御として提案している．例として，モデルの q 軸インダクタンスの代わりに d 軸インダクタンスの値を使用すると，力率 1 の楕円軌道と，銅損最小の双曲線軌道の間に電流軌道が存在することを示し，総合損失を最小化する最適軌道 [32] として利用することを示している．文献 [35]，[37] では，位置センサレス制御の推定軸として MTPA 制御時の電流ベクトルの方向（これを最大トルク軸 $dm-qm$ 軸と定義）に選び，この軸上における拡張誘起電圧モデルを新たに導出し，この拡張誘起電圧を推定することにより，MTPA 制御器を用いず，通常の電流制御器のみで，結果的に MTPA 制御が実現できることを示している．この手法では， qm 軸上で仮想的なインダクタンス L_{qm} を新たに定義し，このインダクタンスの磁気飽和に対する高いロバスト性を実験的に示している．しかし， $dm-qm$ 軸上での新たなモデルや，仮想的なインダクタンスパラメータの導入が必要となるため，拡張誘起電圧の推定に外乱オブザーバを適用する場合には，位置推定のロバスト性などに関するこれまでの知見 [23, 33, 38] を直接利用できず，新たなモデルの導入に伴う制御系の性質や仮想インダクタンスの設定法について，改めて検討を行う必要がある．

1.3 本研究の目的

本研究では，突極性と永久磁石の両位置情報を有効利用し，位置推定器の切り替えを行わず，零速を含む広範囲の位置センサレス制御を実現することを目的とする．そのために，拡張誘起電圧モデルに基づくオブザーバを用いた位置推定法を用いる．

本研究ではまず，IPMSM の位置センサレス制御に適した新しい最大トルク制御座標系 (f - t 軸) を提案する．最大トルク制御座標系では，ベクトル制御の考え方に立ち返り， f 軸を磁束成分， t 軸をトルク成分とし，磁束とトルクを独立に扱うことが可能な，直交二成分に電流ベクトルを分解する．そして f 軸の磁束成分電流を用いて，位置推定のための信号電流による付加的なトルク脈動を発生させない信号重畳法を実現する．次に，この信号重畳法を利用し，オブザーバで観測可能な制御帯域内の重畳信号を用いることにより，拡張誘起電圧に含まれる誘起電圧と突極性の両位置情報を併用する位置センサレス制御法を提案する．提案法においては，重畳した信号成分から位置情報を抽出するために，オブザーバのフィルタ構造を利用する．そのため，中高速域においても，位置推定器はそのまま，重畳信号の振幅を零とすることにより，従来の拡張誘起電圧オブザーバと等価な位置センサレス制御が可能となる．

次に，同じ座標系を利用して，中高速域において，磁気飽和によるインダクタンス変動にロバストな MTPA 制御を実現する．従来の拡張誘起電圧オブザーバにおいて， q 軸インダクタンスをはじめとするパラメータ誤差と位相推定誤差の関係については，すでに解析が行われ，その関係が定量的に示されている [33]．また，本論文で提案する最大トルク制御座標系においては，リラクタンストルクを利用する同期モータであるなしに関わらず，最大トルク制御座標系の磁束成分の電流を零に制御した場合に MTPA 制御の条件を満足するという関係がある [39]．つまり，磁束成分 (f 軸) 電流が零の状態においては， dm - qm 軸と f - t 軸は同一の座標系を表しているといえる．

更に，これらの結果を踏まえ，本論文では，オブザーバのインダクタンス誤差による位置推定誤差 [33, 34] の観点から文献 [35]，[37] の方法を解釈しなおし，一般的な拡張誘起電圧オブザーバ [23, 38] へのインダクタンス設定のみで MTPA 制御を実現する方法を提案する．具体的には，まず，インダクタンス誤差によって発生する位置推定誤差の定常解 [33] を利用して，オブザーバの推定座標系を最大トルク制御座標系 (f - t 軸) に一致させるインダクタンスの値を導出する．これを利用し，オブザーバに設定するインダクタンスを操作することにより，意図的に位置推定誤差を発生させ，非突極型同期モータである SPMSM において MTPA 制御を実現する際に d 軸電流を零に制御するのと同様に， f 軸電流を零とする制御を行った結果として，MTPA 制御を実現する方法を提案する．

この時のインダクタンス設定値は，文献 [35]，[37] で用いられている推定用パラメータ L_{qm} と等価となるため，同様に磁気飽和に対してロバストである．そこで，本論文では更に，モータ特性に応じたインダクタンスの設定方法を明らかにするとともに，それが原理的に磁気飽和に対してロバスト性を持つことを示す．

1.4 本論文の構成

本論文の構成を以下に示す．

第 1 章では，本研究の背景を説明し，本研究の目的について述べた．

第 2 章では，従来から IPMSM の制御に用いられている座標系と，それぞれの座標上における IPMSM の数学モデルを示す．そして，基本となる制御系の構成を示す．次に，拡張誘起電圧モデルの定義を示し，オブザーバを用いて拡張誘起電圧を推定し，位置センサレス制御を行う方法について示す．また，拡張誘起電圧モデルとオブザーバの持つ性質を示す．

第 3 章では，IPMSM の位置センサレス制御に適した新しい最大トルク制御座標系 (f - t 軸) を提案する．まず，最大トルク制御座標系の定義を述べ，IPMSM の MTPA 制御と深い関係があることを示す．そして，この座標系を用いることにより，信号電流によるトルク脈動を発生させない IPMSM の信号電流重畳法が実現できることを示す．また，位置センサレス制御に適用することを想定し，最大トルク制御座標系の推定に誤差が生じたときの影響についても解析を行い，その結果について示す．そして実機を用いて，最大トルク制御座標系を用いた信号電流によるトルク脈動を調べ，解析結果の妥当性を示す．

第 4 章では，第 3 章で述べた信号電流重畳を用いて，拡張誘起電圧オブザーバの位置センサレス制御が有効な運転領域を，低速域へ拡大する方法を提案する．まず，拡張誘起電圧に含まれる位置情報について示し，低速駆動域を拡大するための信号重畳法と，オブザーバを利用した信号抽出法について示す．また，低速域における拡張誘起電圧の振幅を維持するための，信号振幅の決定法についても示す．そして，実機実験による位置センサレス制御の性能評価結果を示し，提案手法の有効性を検証する．

第 5 章では，最大トルク制御座標系を用いて，拡張誘起電圧オブザーバのインダクタンス設定のみで MTPA 制御を行う方法を提案する．まず，文献 [23]，[33] に従い，拡張誘起電圧オブザーバのインダクタンス誤差による位置推定誤差の定常解を導出する．次に， d - q 軸と f - t 軸の間の角度が，位置推定誤差の定常値と一致する条件を解くことにより，オブザーバの位置推定誤差を通して，間接的に MTPA 制御を行うためのインダクタンス設定値を導出する．そして，インダクタンス設定値の負荷特性を考慮して，モータの特性に応じた設定方法を示す．最後に，磁気飽和を考

慮したインダクタンスの設定指針に従い，提案手法を利用して MTPA 制御を行った実機実験の結果により有効性を検証する．

第 6 章では，本論文のまとめと今後の課題を示す．

第2章

埋込磁石同期モータの制御モデルと拡張誘起電圧オブザーバによる位置センサレス制御

2.1 はじめに

第1章に示したように，IPMSM は回転子の内部に永久磁石を埋め込んだ構造となっている．そして，固定子のコイルに三相交流電流を流し，回転磁界を作ることによってモータを回転させる．このとき，回転子には永久磁石があり，モータが回転すると，固定子のコイルを鎖交する磁束が変化し，誘起電圧を発生させる．この誘起電圧と，モータの端子に印加する電圧との差によって，固定子コイルに電流が流れる．モータの制御では，この固定子の電流を制御することによって，トルクを制御し，速度を変化させることができる．

モータを制御するためには，電圧を入力し，電流を出力としたときの入出力関係を数学モデルによって表現し，指令電流に実電流が追従するよう，モータへの入力電圧を調整する．そして，モータの動作を決定するためには，トルクを制御する必要があり，トルクを決定する磁石磁束と電流の位相関係が重要である．そのため，回転子を基準とした，同期回転座標 (d - q 軸) 上の制御モデルを基本とし，電流を d 軸， q 軸で独立に制御する電流ベクトル制御を行う．

このように，回転子に同期した座標上で，物理現象に基づき電圧と電流の関係を表す方程式，すなわちモデルを作ることができるが，制御器が直接扱えるのは固定子から見た静止座標である．そのため， d - q 軸上で制御を行うためには，電流や電圧の座標変換が必要であり，このとき回転子の位置情報が必要である．通常は，モータを外部から見た固定子の三相回路を基準とした三相モデルを出発点とし，固定子から回転子へ変換する過程をとることが多い．しかしながら，回転子に永久磁石が物理的に存在する IPMSM では，回転子を基準としてパラメータを定義する方が，物

理的な意味が捉えやすい．そこで，本論文では，モータを内部から見た回転子の磁気回路に基づいた同期回転直交二相モデルを出発点とし，回転子から固定子へモデルを変換する過程をとることとする．

本章では，まず，物理モデルに基づいた同期回転直交二相モデルを定義し，これを静止直交二相モデルに変換し，次に固定子の三相コイルに対応した三相モデルへ変換する．実際に制御を行う際は，逆に三相座標上で電流検出を行い，同期回転座標へ座標変換して電流制御を行うこととなる．位置推定系は，回転座標，静止座標のどちらでも構成することが可能であり，本論文では，静止座標系で位置推定を行う．次に，IPMSM の制御の基本となる電流，速度の各制御系と，電流とトルクの関係に基づく指令電流の設定方法を示す．最後に，本論文の基礎となる拡張誘起電圧モデルとオブザーバによる位置センサレス制御について，従来手法を示す．

2.2 埋込磁石同期モータの制御モデルと座標系

図 2.1 に IPMSM の構造例を示す．外側には三相のコイルを巻いた固定子があり，内側には鉄心と永久磁石を有する回転子がある．固定子コイルに電圧を印加し，電流を制御することにより，モータを所望の速度や位置に制御する．固定子コイルは， u 相， v 相， w 相の三相からなり，これら三相の合成電圧をベクトルとして制御し，目的とする電流ベクトルを生成する．モータの制御を行うためには，モータを簡易な電気回路にモデル化し，その上で議論を行うことが一般的である．

図 2.2 に IPMSM の三相等価回路と座標系の定義を示す． d - q 軸を同期回転座標系， γ - δ 軸を推定回転座標系， α - β 軸を静止座標系， u - v - w 軸を三相座標系とする．以下の項では，それぞれの座標系におけるモデルの導出を行う．

2.2.1 同期回転直交二相モデル

図 2.2 に示したように，永久磁石の N 極の向きに d 軸を定め，これより $\pi/2$ 進んだ方向に q 軸をとる．これを，同期回転座標系 d - q 軸と定義する．そして， u 相を基準にとった d 軸の進み角を回転子位置 θ_{re} とし，回転角速度を ω_{re} とする．なお， θ_{re} の時間微分が ω_{re} であること ($\dot{\theta}_{re} = \omega_{re}$) は自明である． d - q 軸は，回転子を基準とした座標系であり，モータの回転に伴い回転する座標系である．そのため， d - q 軸の上で回転するベクトルを表現すると，定常状態においては一定値となり，電流，電圧，磁束等のベクトルを直流として扱うことができる．

第 1 章に示したように，IPMSM では， d 軸方向の磁束は，磁気抵抗の高い永久磁石を通過するためインダクタンスが小さく， q 軸方向の磁束は，磁気抵抗の低い鉄心部分を通過するためインダクタンスが大きといった磁氣的異方性がある．その

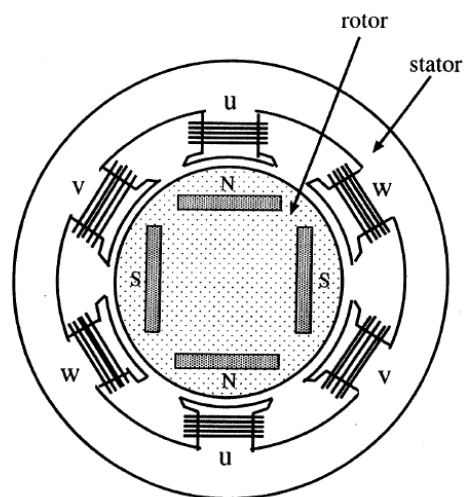


図 2.1. IPMSM の構造

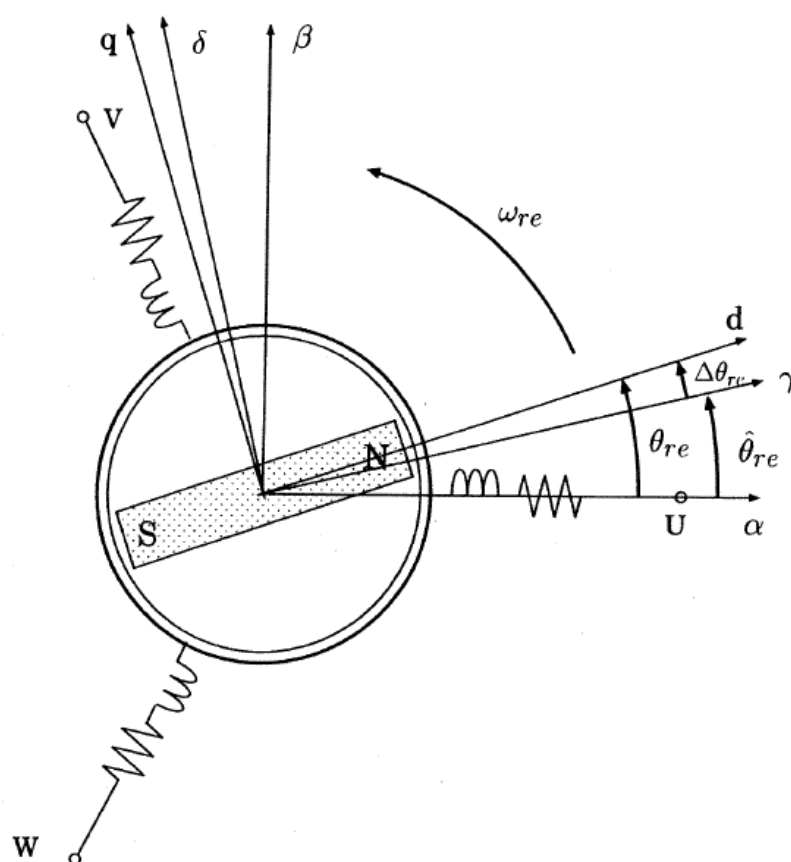


図 2.2. IPMSM の三相等価回路と座標系

ため，電流が作る磁束（反作用磁束）が， d 軸方向と q 軸方向で非対称となり，電流に対して位相差を生じる． d 軸方向のインダクタンスを L_d ， q 軸方向のインダクタンスを L_q とすると，永久磁石の磁束 $[K_E, 0]^T$ と反作用磁束 $[L_d i_d, L_q i_q]^T$ を合成した，固定子コイルへの全鎖交磁束 Ψ_o は，(2.1) 式となる．

$$\Psi_o = \begin{bmatrix} \Psi_{od} \\ \Psi_{oq} \end{bmatrix} \varepsilon^{\mathbf{J} \omega_{re} t} = \left\{ \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} K_E \\ 0 \end{bmatrix} \right\} \varepsilon^{\mathbf{J} \omega_{re} t} \quad (2.1)$$

ただし， $\varepsilon^{\mathbf{J} \omega_{re} t}$ は，角周波数 ω_{re} で回転する回転行列 (2.2) 式である [40]．

$$\varepsilon^{\mathbf{J} \omega_{re} t} = \begin{bmatrix} \cos \omega_{re} t & -\sin \omega_{re} t \\ \sin \omega_{re} t & \cos \omega_{re} t \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

また， \mathbf{J} は，(2.3) 式に示す交代行列を表す．

$$\mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

そして，この磁束の変化によって発生する誘起電圧 v_o は，ファラデーの電磁誘導の法則により，(2.4) 式となる．

$$\begin{aligned} v_o &= \frac{d\Psi_o}{dt} \\ &= \left\{ \begin{bmatrix} pL_d & -\omega_{re}L_q \\ \omega_{re}L_d & pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_{re}K_E \end{bmatrix} \right\} \varepsilon^{\mathbf{J} \omega_{re} t} \end{aligned} \quad (2.4)$$

(2.4) 式の p は微分演算子であり，電流項に対して作用する．そして，モータの端子電圧 v_a は，固定子コイルの抵抗成分による電圧降下 Ri を加え，(2.5) 式となる．

$$v_a = \left\{ \begin{bmatrix} R + pL_d & -\omega_{re}L_q \\ \omega_{re}L_d & R + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_{re}K_E \end{bmatrix} \right\} \varepsilon^{\mathbf{J} \omega_{re} t} \quad (2.5)$$

上記に示した磁束，電圧，電流の関係を， d - q 軸上のベクトル図で表すと，図 2.3 となる．ただし，ベクトル図では，定常状態を仮定し，微分演算子 p の掛かる電流微分項を零としている．また，このモデルでは，鉄損を無視している．

(2.5) 式を d - q 軸の各成分で書き直すと，(2.6) 式の同期回転直交二相モデル (d - q 軸モデル) が得られる．

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

(2.6) 式に基づいて， d - q 軸の等価回路を表すと，図 2.4 のようになる．

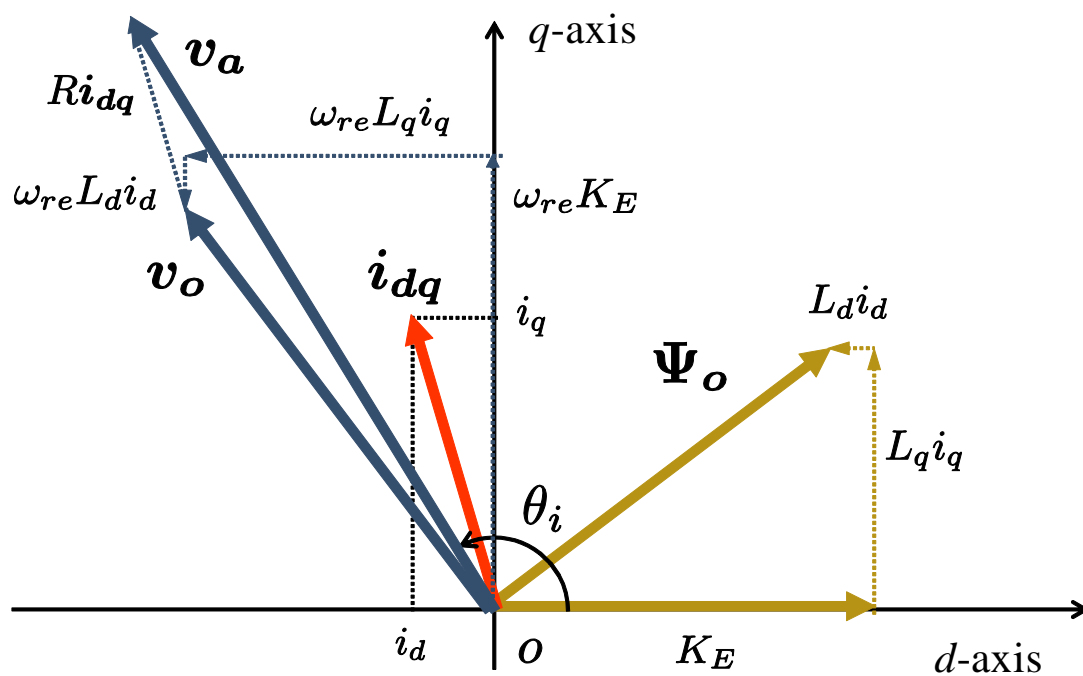
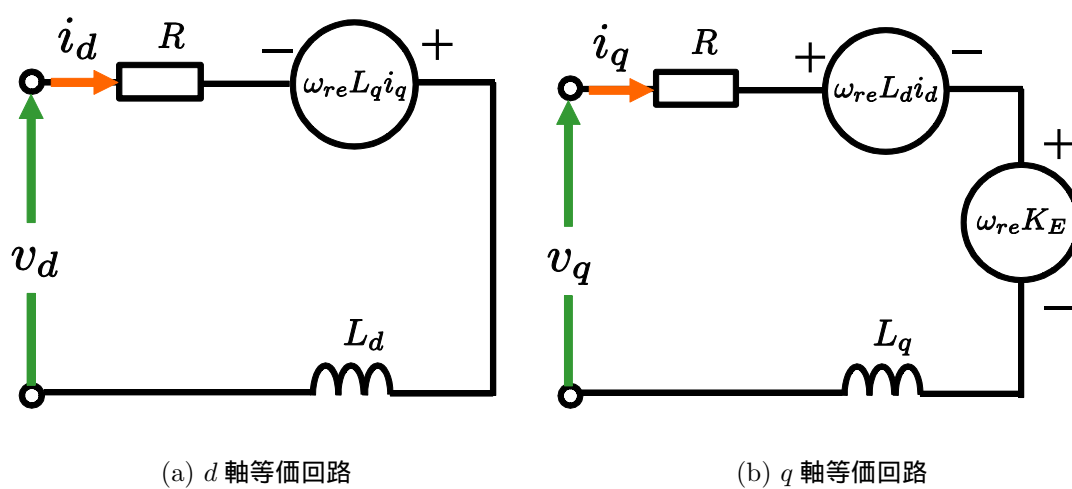


図 2.3. 基本ベクトル図

図 2.4. IPMSM の d, q 軸等価回路

2.2.2 静止直交二相モデル

図 2.2 に示したように，固定子の u 相の向きに α 軸を定め，これより $\pi/2$ 進んだ方向に β 軸をとる．これを，静止座標系 α - β 軸と定義する． α - β 軸は，固定子を基準とした座標系であり，この座標上では，回転する電流，電圧，磁束等のベクトルが交流量となる． α - β 軸と d - q 軸の間の角度は θ_{re} であり，同期回転座標系（ d - q 軸）から静止座標系（ α - β 軸）への変換行列 $M_{d-\alpha}$ は (2.7) 式となる．

$$M_{d-\alpha} = \begin{bmatrix} \cos \theta_{re} & -\sin \theta_{re} \\ \sin \theta_{re} & \cos \theta_{re} \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

$M_{d-\alpha}$ を用いて， d - q 軸上の電圧，電流は (2.8) 式により α - β 軸上へ変換される．

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = M_{d-\alpha} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = M_{d-\alpha} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

そして，(2.6) 式の同期回転直交二相モデルに対して，(2.7) 式の変換行列を作用することにより，静止直交二相モデル (2.9) 式が得られる．

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + pL_\alpha & -\omega_{re}L_{\alpha\beta} \\ \omega_{re}L_{\alpha\beta} & R + pL_\beta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \omega_{re}K_E \begin{bmatrix} -\sin \theta_{re} \\ \cos \theta_{re} \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

ただし，

$$\begin{aligned} L_\alpha &= L_0 + L_1 \cos 2\theta_{re} \\ L_\beta &= L_0 - L_1 \cos 2\theta_{re} \\ L_{\alpha\beta} &= L_1 \sin 2\theta_{re}. \end{aligned} \quad (2.10)$$

(2.10) 式が示すように， $L_1 \neq 0$ となる突極型モータでは，固定子からみたインダクタンスに二倍角の位置依存性が生じる．この性質は，物理的には，突極性による磁氣的異方性には永久磁石のような N/S の極性がないため，回転角一周で二周期の変化が生じることと解釈できる．

2.2.3 三相モデル

図 2.2 に示したように，固定子の三相コイルに対応した， $\pi/3$ ずつ位相の異なる u, v, w の三軸をとる．これを，三相座標系 u - v - w 軸と定義する．三相座標系では，通常，零相分がないものと仮定し，(2.11) 式が成り立つと仮定する．

$$\begin{aligned} v_u + v_v + v_w &= 0 \\ i_u + i_v + i_w &= 0 \end{aligned} \quad (2.11)$$

三相座標系 (u - v - w 軸) から静止座標系 (α - β 軸) への変換行列は (2.12) 式となる .

$$\mathbf{M}_{3-2} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

(2.9) 式を三相座標系に変換すると , (2.13) 式の三相モデルが得られる .

$$\begin{bmatrix} v_u \\ v_v \\ v_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + pL_u & pL_{uv} & pL_{uw} \\ pL_{uv} & R + pL_v & pL_{vw} \\ pL_{uw} & pL_{vw} & R + pL_w \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} + \omega_{re} K_E \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} -\sin \theta_{re} \\ -\sin \left(\theta_{re} - \frac{2\pi}{3} \right) \\ -\sin \left(\theta_{re} + \frac{2\pi}{3} \right) \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

ただし ,

$$\begin{aligned} L_u &= \frac{2}{3}L_0 + \frac{2}{3}L_1 \cos 2\theta_{re} \\ L_v &= \frac{2}{3}L_0 + \frac{2}{3}L_1 \cos \left(2\theta_{re} + \frac{2\pi}{3} \right) \\ L_w &= \frac{2}{3}L_0 + \frac{2}{3}L_1 \cos \left(2\theta_{re} - \frac{2\pi}{3} \right) \\ L_{uv} &= -\frac{1}{3}L_0 + \frac{2}{3}L_1 \cos \left(2\theta_{re} - \frac{2\pi}{3} \right) \\ L_{uw} &= -\frac{1}{3}L_0 + \frac{2}{3}L_1 \cos \left(2\theta_{re} + \frac{2\pi}{3} \right) \\ L_{vw} &= -\frac{1}{3}L_0 + \frac{2}{3}L_1 \cos 2\theta_{re}. \end{aligned} \quad (2.14)$$

三相モデルは , (2.13) 式 , (2.14) 式が示す通り複雑であり , 通常 , 制御に直接用いることはない . しかしながら , 実際のインバータにおける電圧出力は三相で行い , また電流センサは相電流を検出するため , 制御器とインバータの間には , M_{3-2} と $M_{d-\alpha}$ を用いた三相と二相の座標変換が必要である .

また , (2.13) 式 , (2.14) 式に示すように , 三相座標上では , 二相座標上に比べてインダクタンスの大きさが $2/3$ 倍 , 誘起電圧の大きさが $\sqrt{2/3}$ 倍となるため , 注意が必要である . 三相から二相へ , あるいは二相から三相へ座標変換を行う場合には , 電圧と電流の取り扱いにも注意が必要である . 例えば , 三相電流を静止座標上に変換すると (2.15) のようになる .

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \mathbf{M}_{3-2} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I \cos \theta_i \\ I \cos \left(\theta_i - \frac{2\pi}{3} \right) \\ I \cos \left(\theta_i + \frac{2\pi}{3} \right) \end{bmatrix}$$

$$= \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} I \cos \theta_i \\ I \sin \theta_i \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

つまり，三相交流での電流ベクトルの大きさを $\sqrt{3/2}$ 倍（実効値では $\sqrt{3}$ 倍）したものが，直交二相座標上での電流ベクトルの大きさになっている．これは，本論文で用いる三相二相変換が，絶対変換を用いていることによる．絶対変換では，変換前後における出力，トルク，損失など電力に関するものが不変となる．電力一定の条件は，変換行列 M_{3-2} が，(2.17) 式を満たすことを意味する．

$$\mathbf{v}_{\alpha\beta}^T \mathbf{i}_{\alpha\beta} = \{\mathbf{M}_{3-2} \mathbf{v}_{uvw}\}^T \{\mathbf{M}_{3-2} \mathbf{i}_{uvw}\} = \mathbf{v}_{uvw}^T \mathbf{M}_{3-2}^T \mathbf{M}_{3-2} \mathbf{i}_{uvw} = \mathbf{v}_{uvw}^T \mathbf{i}_{uvw} \quad (2.16)$$

$$\mathbf{M}_{3-2}^T \mathbf{M}_{3-2} = \mathbf{I} \quad (2.17)$$

ここで， \mathbf{I} は，単位行列である．なお，電流と電圧の大きさを不変とする変換を相対変換といい，文献によっては相対変換を用いているものもある．

2.2.4 機械系のモデル

モータを含む最も簡単な機械系は，(2.18) 式の運動方程式で表される [41] ．

$$T - T_L = J \frac{d\omega_{rm}}{dt} \quad (2.18)$$

ここで， T はモータトルク， T_L は負荷トルク， ω_{rm} はモータ出力軸の機械角速度， J はモータと負荷を合成した慣性モーメントである．(2.18) 式より，図 2.5 のブロック線図に示す機械系のモデルが得られる．同図 2.5 の s は，ラプラス演算子を表す．機械系のモデルでは，トルクを入力とし，速度を出力する．一般的な機械系には，慣性モーメントのほか，制動係数やばね定数も含まれる．また，機械角速度 ω_{rm} を電気角速度 ω_{re} に換算するには，極対数 P_n を用いて， $\omega_{re} = P_n \omega_{rm}$ と表す．

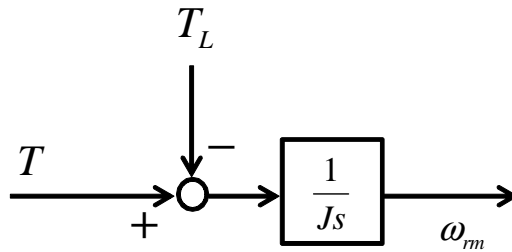


図 2.5. 機械系のモデル

2.3.1 電流制御系

第 1 章で述べたように，IPMSM の一般的な電流制御方式として， d - q 軸上の電流ベクトル制御がある．ベクトル制御の原理は，(2.6) 式に示した IPMSM の d - q 軸のモデルが基礎となる．(2.6) 式のモデルを状態方程式に変形すると，(2.20) 式となる．

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_d \\ \dot{i}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_d} & \omega_{re} \frac{L_q}{L_d} \\ \omega_{re} \frac{L_d}{L_q} & -\frac{R}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{1}{L_q} \omega_{re} K_E \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

(2.20) 式は， d ， q 軸電圧 v_d ， v_q により， d ， q 軸電流 i_d ， i_q を制御できることを表している．電圧ベクトルを入力とし，電流ベクトルを状態変数とした (2.20) 式を，ブロック線図に表すと，図 2.7 となる．同図には，(2.18) 式，(2.19) 式で示した機械系のモデル，及びトルク式も示してある．図 2.7 のブロック図より， v_d ， v_q を変化させ， i_d ， i_q を制御することにより，トルク，及び速度を制御できることが分かる．しかし， d ， q 軸間で干渉し合う速度起電力があり，このままでは，各軸の電流を独立に制御することが困難である．

そこで，まずは速度起電力をフィードフォワードで補償することにより d ， q 軸間での干渉項を打ち消す非干渉制御を行う． d 軸電圧 v_d への干渉項は $\omega_{re} L_q i_q$ であるので， q 軸電流 i_q ，速度 ω_{re} ， q 軸インダクタンス L_q が分かれば，補償することが可能である．また q 軸電圧 v_q への干渉項は， $\omega_{re} (K_E + L_d i_d)$ であるので， d 軸電流 i_d ，速度 ω_{re} ， d 軸インダクタンス L_d ，誘起電圧定数 K_E が分かれば，補償することが可能である．これらの非干渉制御に必要な情報のうち， d ， q 軸電流は電流センサにより検出した電流を座標変換することにより取得可能である．速度は，速度センサにより検出し，あるいは速度推定器により推定した値を用いることができる． d ， q 軸インダクタンスと誘起電圧定数に関しては，モータパラメータとして予め測定することが可能である．これらの情報を用いて，(2.21) 式のように速度起電力を補償した電圧をモータに加えることで， d ， q 軸電流を独立に制御する非干渉制御を実現する．

$$\begin{aligned} v_d &= v_d^* - \omega_{re} L_q i_q \\ v_q &= v_q^* + \omega_{re} (K_E + L_d i_d) \end{aligned} \quad (2.21)$$

図 2.7 の IPMSM のブロックに，(2.21) 式の電圧を与えると，図 2.8 のような非干渉化後の IPMSM のブロックが得られる．なお，位置センサレス制御における非干渉制御では，モータパラメータの測定誤差，電流検出誤差に加えて，座標変換に伴う位置推定誤差，速度推定誤差が影響を与えることとなり，位置推定の精度が，非干渉制御を含む電流制御系の性能を劣化させる要因となる [42, 43, 44] ．

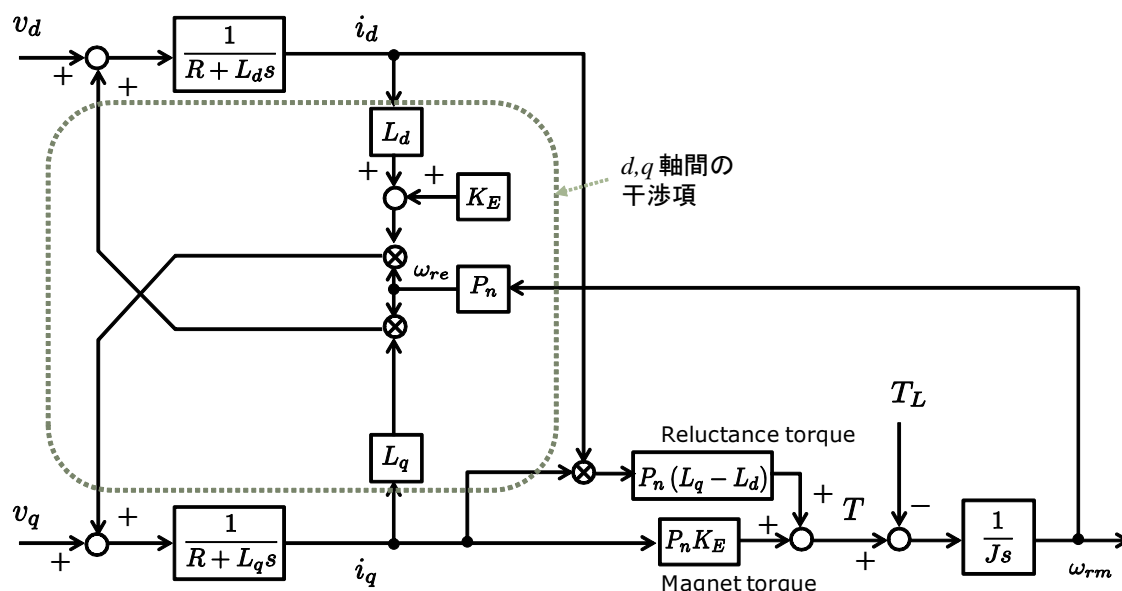
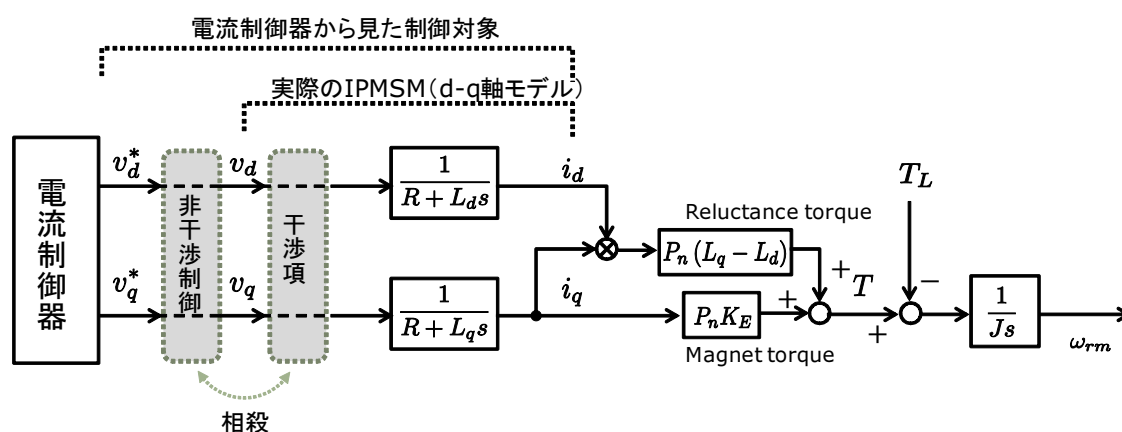
図 2.7. d - q 軸上で表した IPMSM のブロック線図

図 2.8. 非干渉化した IPMSM のブロック線図

v_d^*, v_q^* には, 電流フィードバック制御器により決定される指令電圧を加える. トルクを高応答に制御し, かつ広範囲に亘る IPMSM の高効率駆動を行うためには, 電流フィードバックによる電流制御が有効である. 電流制御器としては, 比例 (P : Proportional) 制御あるいは比例積分 (PI : Proportional-Integral) 制御が一般的である. P 制御では定常偏差を零にすることはできないが, PI 制御では定常偏差を無くすることができる. ここでは, PI 制御を用いた場合の, 伝達関数による一般的な制御系の設計法を示す.

PI 制御では, 図 2.9 に示すように, 指令電流 i_d^*, i_q^* とフィードバック電流 i_d, i_q の誤差に対し, 比例項と積分項を合わせた (2.22) 式の操作量を与える.

$$\begin{aligned} v_d^* &= K_{cd} \left(1 + \frac{1}{T_{cd}s} \right) (i_d^* - i_d) \\ v_q^* &= K_{cq} \left(1 + \frac{1}{T_{cq}s} \right) (i_q^* - i_q) \end{aligned} \quad (2.22)$$

ここで, K_{cd}, K_{cq} は電流制御比例ゲイン, T_{cd}, T_{cq} は電流制御積分時間であり, (2.23) 式で与える.

$$\begin{aligned} K_{cd} &= \omega_c L_d, \quad T_{cd} = \frac{L_d}{R} \\ K_{cq} &= \omega_c L_q, \quad T_{cq} = \frac{L_q}{R} \end{aligned} \quad (2.23)$$

ω_c は電流制御系の交差角周波数を表す. (2.23) 式のように PI ゲインを与えることにより, 電流制御系の理想的なオープンループ伝達関数 G_{cd}^O, G_{cq}^O を (2.24) 式とすることができる.

$$\begin{aligned} G_{cd}^O(s) &= K_{cd} \left(1 + \frac{1}{T_{cd}s} \right) \frac{1}{R + L_d s} = \frac{\omega_c}{s} \\ G_{cq}^O(s) &= K_{cq} \left(1 + \frac{1}{T_{cq}s} \right) \frac{1}{R + L_q s} = \frac{\omega_c}{s} \end{aligned} \quad (2.24)$$

(2.24) 式は純積分であり, 位相特性は常に -90 deg の極めて安定な系となる. このとき, 電流制御系の理想的なクローズドループ伝達関数 G_{cd}^C, G_{cq}^C は (2.25) 式となる.

$$G_{cd}^C(s) = G_{cq}^C(s) = \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \quad (2.25)$$

(2.25) 式は単純な一次遅れ系であり, 電流制御の結果として, 電流指令から実電流までの応答を, ω_c を遮断角周波数とする一次遅れ系と近似できることを示している. 遮断角周波数の ω_c は, 電流制御の応答性を決めるパラメータであり, (2.23) 式

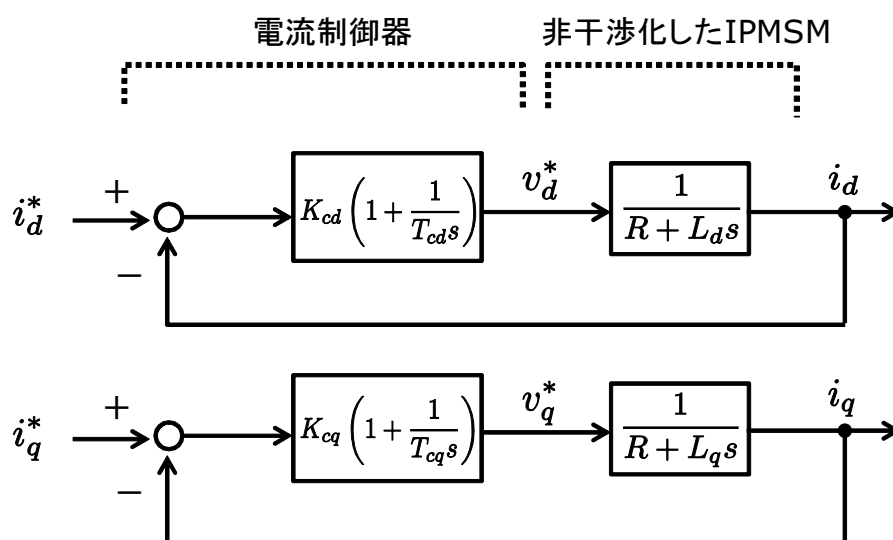


図 2.9. 電流制御系のブロック線図

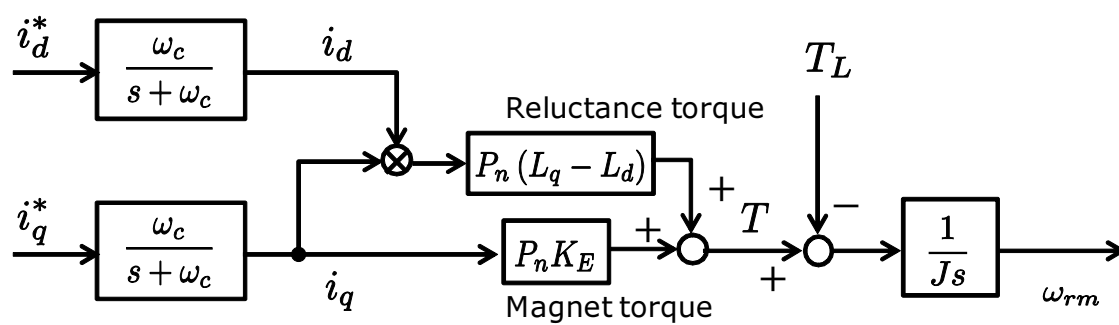


図 2.10. 電流制御した IPMSM のブロック線図

に基づいて PI ゲインを与えることにより調整できる．実際には，(2.23) 式における R, L_d, L_q といったモータパラメータの設定誤差や，非干渉制御の誤差などにより，必ずしも理想的な系とはならないが，近似的には (2.24) 式，(2.25) 式が成立する．また，インバータやモータの電流耐量等によって決まる電流制限値，電流検出器の帯域，デジタル制御を行う場合には離散化誤差の影響などにより，電流制御の応答性には上限が存在する．非干渉制御を含む電流制御が理想的に行われた場合の IPMSM のブロック線図は，図 2.10 となる．

2.3.2 速度制御系

速度制御を行う場合，図 2.6 のように，電流制御ループをマイナーループとしたカスケード構成の制御系を用いる．カスケード接続の制御系では，マイナーループの応答を外側のループの応答よりも十分速くなるように設計することにより，外側のループの応答性や安定性の向上が図れる．また，速度制御器の出力である指令電流にリミッタを設けることにより，急加減速時や負荷変動時の過電流保護，あるいは電流リミッタによる等価的なトルク制限により，機械的な保護が容易になるという利点もある．

速度制御は，電流（トルク）を入力とし速度を出力とする機械系のモデルが基礎となる．IPMSM ではトルクと電流が非線形であるが，ゲインを定数として設定するために，速度制御系を設計する際にはトルク定数 K_T をほぼ一定として扱う．ここでは，マグネットトルクが支配的であり， $K_T \approx P_n K_E$ ，すなわち $T \approx K_T i_q$ と近似する．厳密には，磁気飽和等も考慮し，トルク-電流特性から非線形性を補償する必要があるが，多くの場合，速度制御ゲインの設計においては上記の近似が有効である．

速度制御器を (2.26) 式の PI 制御器とし，マイナーループである電流制御のクローズドループ伝達関数 $G_{cq}^C(s)$ を考慮すると，電流制御系を簡易化した速度制御系のブロック線図は図 2.11 となる．

$$i_q^* = \left(K_{sp} + \frac{K_{si}}{s} \right) (\omega_{rm}^* - \omega_{rm}) \quad (2.26)$$

ただし， K_{sp} ， K_{si} はそれぞれ速度制御比例ゲイン，速度制御積分ゲインである．このとき，速度制御系のオープンループ伝達関数 $G_s^O(s)$ は (2.27) 式となる．

$$G_s^O(s) = \left(K_{sp} + \frac{K_{si}}{s} \right) \cdot \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \cdot \frac{K_T}{Js} \quad (2.27)$$

(2.27) 式のゲイン特性を直線近似したボード線図を図 2.12 に示す．同図には， $G_s^O(s)$ を構成する三つの伝達関数も破線で示した．周波数領域でのフィードバック制御系設計においては，図 2.12 に示した ω_c ， ω_{sc} ， ω_{pi} の三つの指標が用いられる [45]．

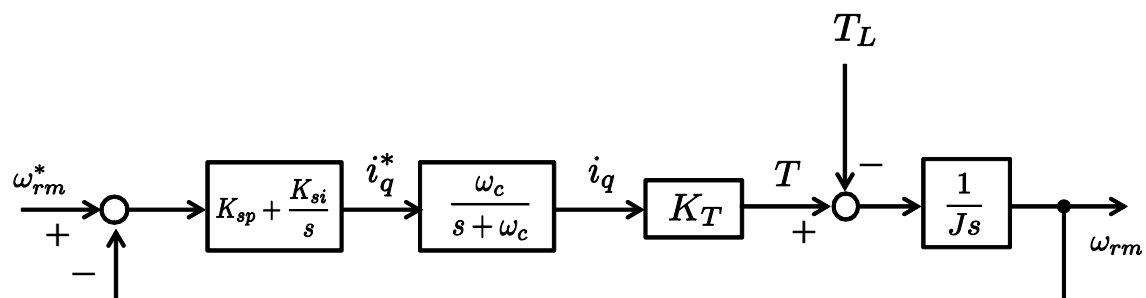


図 2.11. 電流制御系を簡略化した速度制御系のブロック線図

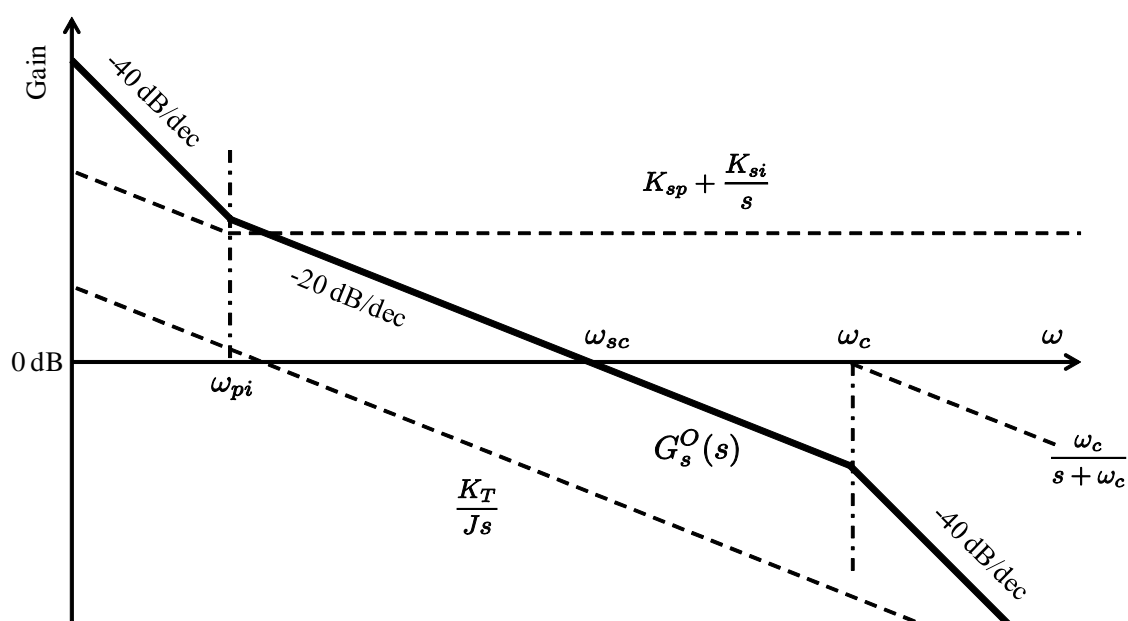


図 2.12. 速度制御系のオープンループ伝達関数のゲイン特性

まず, ω_c は電流制御の交差角周波数であり, 2.3.1 項に示した電流制御系のゲイン設計によって決まる値である. 次に, カスケード構成により速度制御を行うために, 速度制御系の交差角周波数 ω_{sc} を ω_c より十分低い値とする. また, $\omega = \omega_{sc}$ の付近では, 安定性を確保するために傾きをゆるやかにし, 十分な安定余裕を持たせる必要がある. そして, ω_{sc} の値により, 速度制御系の速応性を調整する.

次に, 低周波領域においては, $G_s^O(s)$ のゲイン特性を大きくし, パラメータ変動に対する感度特性, 目標値追従特性, 外乱抑圧特性を改善する. そこで, PI 折れ点角周波数 ω_{pi} を, ω_{sc} に対してある程度低く設定しつつ, 上記の特性を改善するように調整する.

以上の条件を考慮し, $\omega_{pi} \ll \omega_{sc} \ll \omega_c$ となるように, 各ゲインを定める. 通常は, ω_c の数分の一以下となるように ω_{sc} を選び, さらにその数分の一に ω_{pi} を設定する. このとき, 図 2.12 からわかるように, $\omega = \omega_{sc}$ の付近では, $G_s^O(s) \approx K_{sp} \frac{K_T}{J s}$ と近似できるため, $|G_s^O(j\omega_{sc})| \approx K_{sp} \frac{K_T}{J \omega_{sc}} = 1$ (0 dB) となる条件より, (2.28) 式のように速度制御比例ゲイン K_{sp} を設定すれば, 速度制御系の交差角周波数を ω_{sc} とすることができる.

$$K_{sp} = \frac{J \omega_{sc}}{K_T} \quad (2.28)$$

また, 低周波領域における PI 折れ点角周波数 ω_{pi} は, 図 2.12 からわかるように, PI 制御の比例と積分の境界であるため, $K_{sp} = K_{si} / \omega_{pi}$ となる条件より, (2.29) 式のように速度制御積分ゲイン K_{si} を設定すれば, 所望の特性とすることが可能となる.

$$K_{si} = K_{sp} \omega_{pi} = \frac{J \omega_{sc} \omega_{pi}}{K_T} \quad (2.29)$$

このとき, 速度制御系のクローズドループ伝達関数 $G_s^C(s)$ は, (2.30) 式となる.

$$G_s^C = \frac{\omega_{rm}}{\omega_{rm}^*} = \frac{\omega_{sc} s + \omega_{sc} \omega_{pi}}{s^2 + \omega_{sc} s + \omega_{sc} \omega_{pi}} \quad (2.30)$$

ただし, 電流制御系の帯域は速度制御系より十分広い ($\omega_c \gg \omega_{sc}$) として, 電流制御系の伝達関数を 1 とした. (2.30) 式より速度制御系は二次系となり, また, ω_{sc} の値によって速度制御系の応答特性を調整できることが分かる. また, 負荷トルク T_L から速度までの伝達関数を求めると, (2.31) 式となる.

$$\frac{\omega_{rm}}{T_L} = - \frac{s}{J s^2 + J \omega_{sc} s + J \omega_{sc} \omega_{pi}} \quad (2.31)$$

(2.31) 式は, インパクト負荷応答など, 速度制御における負荷変動時の応答特性を示している. 本項で示した PI 速度制御系は, 指令速度に対する追従特性 (2.30) 式と, 負荷変動に対する回復特性 (2.31) 式を個別に調整できないため一自由度制御であるが, これらの応答性を個別に設定可能な, 二自由度制御系も一般に用いられている.

2.3.3 指令電流の設定法

2.3.1 項に示したように，IPMSM をベクトル制御すると，電流ベクトルの d, q 軸成分である i_d, i_q を自由に制御することが可能となる．IPMSM の発生トルクは，(2.19) 式に示したように， i_d, i_q によって変化する性質がある．そして，2.2.4 項でも述べたように，IPMSM は， $L_d < L_q$ の逆突極性を有するため，負の d 軸電流を流すことにより，リラクタンストルクを有効に利用できる．

このとき，負の d 軸電流が作る磁束は，図 2.3 のベクトル図からもわかるように，永久磁石を減磁させるように作用するため，不可逆減磁に対する注意が必要である．しかしながら，近年，保持力が大きく減磁特性が直線的な永久磁石が利用できるようになり，負の d 軸電流を流すことで，永久磁石が作る磁束を一時的に減少させる制御を行うことが可能となった．さらに，負の d 軸電流は，永久磁石の作る磁束を弱め，固定子コイルに鎖交する磁束数を減少させる効果があり，高速域における誘起電圧の上昇を抑制するためにも利用できる．

これらの性質を利用し，電流制御器の指令電流を，制御の目的や運転状態に応じて様々に切り替える各種アルゴリズムが提案されている．その中の代表的な方法を，以下に列挙する．

- 最大トルク / 電流制御 [30, 46, 47, 48, 49, 50] :
同一のトルクに対して電流振幅が最小であり，電流制限時に最大のトルクが得られる．また銅損が最小となるため，定トルク領域における代表的な高効率制御法として利用されている．
- 弱め磁束制御 [30, 51, 52, 53, 54, 55, 56, 57, 58] :
速度の上昇に伴う速度起電力の増加を抑制し，定出力領域を拡大できる．定常的な電圧飽和が生じる高速域での代表的な制御法として利用されている．
- 力率 1 制御 [59, 60] :
常に力率を 1 にする制御であり，モータを駆動する電力変換器での損失も小さく保つことができるが，発生できるトルクに限界がある．
- 最大効率制御 [61, 62] :
任意の負荷状態において損失を最小とする．損失最小となる条件は，速度や負荷状態によっても異なり，テーブルや近似を用いて指令電流を与える．また，銅損と鉄損を合わせた損失を最小にするため，無負荷時においても負の d 軸電流を流すこととなる．
- 最大トルク応答制御 [63] :
指令トルクの急変等により過渡的な電圧飽和が発生し，トルク応答が劣化する

場合に，制限電圧内で最大のトルク応答を与える．指令トルクまでは最短で応答するが，定常時には効率の悪化を招くため切り替えを要する．

上記のうち，本論文と関連の深い最大トルク / 電流制御について，以下に詳しく述べる．

(2.19) 式において， i_d, i_q を図 2.13 のように電流ベクトルの振幅 I と位相 θ_i で表すと，

$$\begin{cases} i_d = I \cos \theta_i \\ i_q = I \sin \theta_i \end{cases} \quad (2.32)$$

であるので，IPMSM の発生トルクは (2.33) 式となる．

$$\begin{aligned} T &= P_n \{ K_E - (L_q - L_d) i_d \} i_q \\ &= P_n K_E I \sin \theta_i - \frac{1}{2} P_n (L_q - L_d) I^2 \sin 2\theta_i \end{aligned} \quad (2.33)$$

(2.33) 式において，電流振幅 I を一定とし電流位相 θ_i を変化したときの，全発生トルク T ，マグネットトルク，リラクタンストルクを計算すると，図 2.14 のようになる．図 2.14 の例では， $\theta_i = 112^\circ$ 付近において全発生トルクが最大となる電流位相が存在する．マグネットトルクは $\theta_i = 90^\circ$ ，リラクタンストルクは $\theta_i = 135^\circ$ で最大となるため，全発生トルクが最大となる電流位相角は $90^\circ < \theta_i < 135^\circ$ となり，その値は電流の大きさやモータ定数によって変化する．このような電流位相となるように d, q 軸電流の指令を設定する方法を，最大トルク / 電流制御といい，具体的には以下のように導出する．

まず，(2.33) 式において，トルク T を電流位相角 θ_i で偏微分し零となる極値条件 (2.34) 式を与える．

$$\frac{\partial T_{(I, \theta_i)}}{\partial \theta_i} = 0 \quad (2.34)$$

(2.34) 式を電流位相 θ_i について解き，(2.32) 式を用いて i_d と i_q の関係として書き直すと，(2.35) 式となる．

$$i_d = \frac{K_E - \sqrt{K_E^2 + 4(L_q - L_d)^2 i_q^2}}{2(L_q - L_d)} \quad (2.35)$$

従って，速度制御器の出力より i_q^* を決定し，その i_q^* から (2.35) 式の関係を用いて i_d^* を決定することにより，最大トルク / 電流制御が実現できる．付録 A の表 A.1 のモータパラメータを用いて (2.35) 式の関係を示した例を，図 2.15 に示す．実際には，図 2.15 の曲線をテーブルに記憶する方法や，近似的に一定の電流位相で制御を行う電流位相一定制御 [64, 65] も用いられている．

以上をまとめて，本節で説明した IPMSM の速度制御系全体の構成例を図 2.16 に示す．

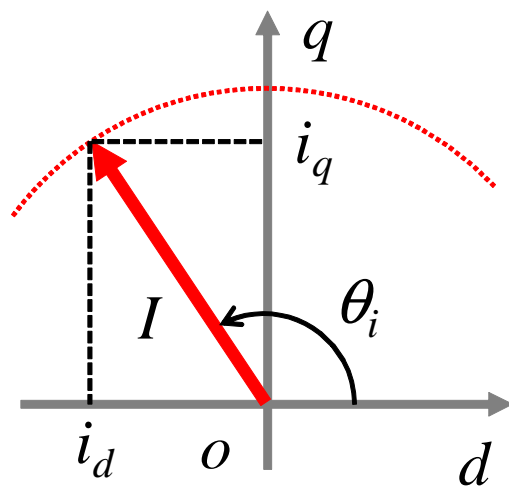


図 2.13. 電流ベクトル

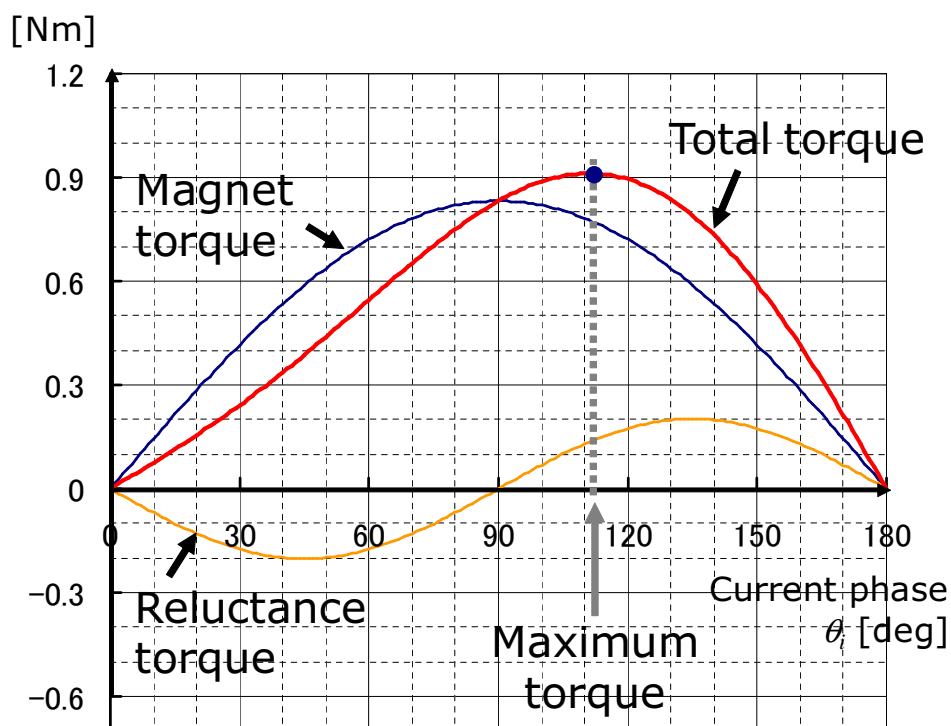


図 2.14. 電流振幅一定時の電流位相角に対する IPMSM の発生トルク

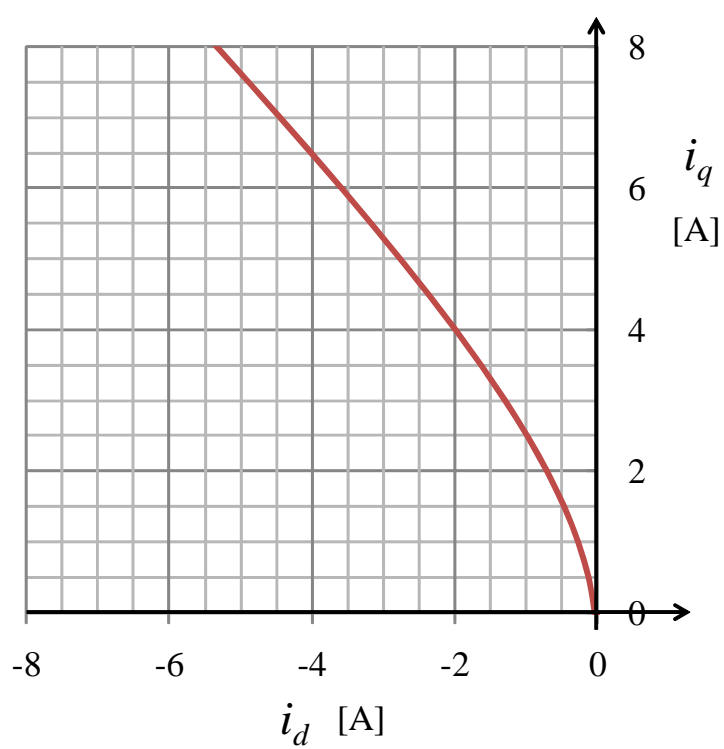


図 2.15. 最大トルク / 電流制御の電流軌跡例 ($K_E=0.104[\text{V}\cdot\text{s}/\text{rad}]$, $L_d=4.15[\text{mH}]$, $L_q=16.74[\text{mH}]$)

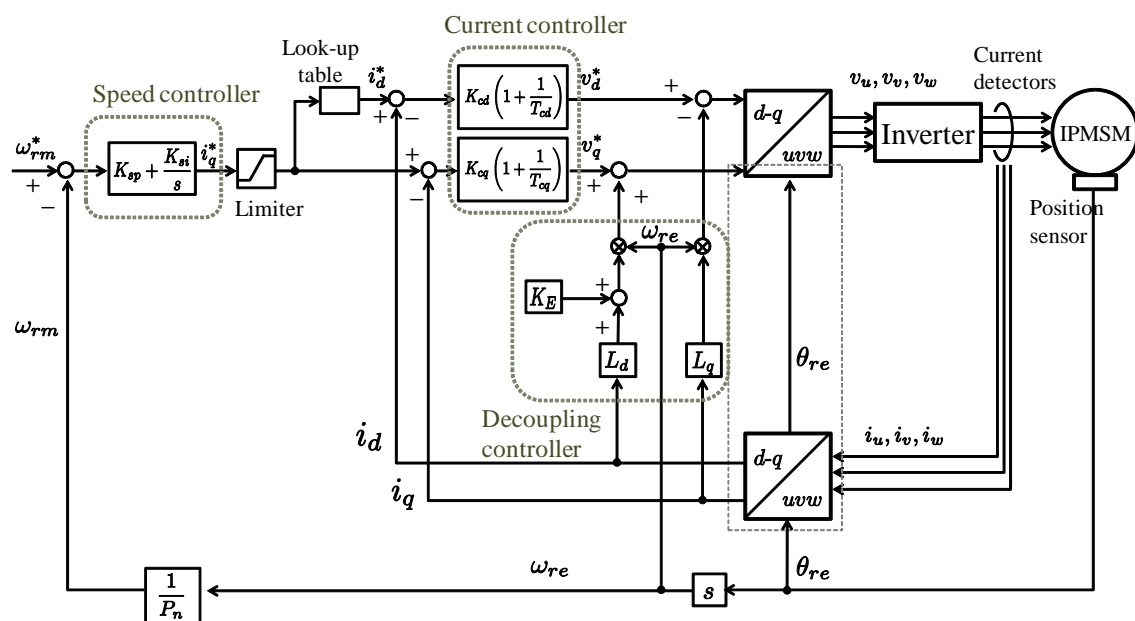


図 2.16. IPMSM の速度制御系全体の構成例

2.4 拡張誘起電圧モデルとオブザーバによる位置センサレス制御

2.4.1 位置センサレス制御のための数学モデル

IPMSM は、同期回転座標上において、(2.6) 式でモデル化される．位置センサレス制御時には、真の回転子位置 θ_{re} が未知であるため、静止座標系あるいは推定回転座標系のどちらかで数学モデルを構成し、そのモデルから回転子の位置を推定することとなる．位置推定系は、回転座標、静止座標のどちらでも構成することが可能であり [23, 38]、本論文では、静止座標系で位置推定を行う．

静止座標系 (α - β 軸) 上の数学モデルである (2.9) 式において、回転子の位置 θ_{re} を含む項は、二倍角 ($2\theta_{re}$) で変化するインダクタンス成分 $L_\alpha, L_\beta, L_{\alpha\beta}$ と、 θ_{re} で変化する誘起電圧成分に分離している．そのため、(2.9) 式を θ_{re} について解くことができず、この式から直接、回転子位置 θ_{re} を計算することは困難である．

そこで、インダクタンスに含まれる $2\theta_{re}$ の項を推定値 $2\hat{\theta}_{re}$ で代用して誘起電圧項を推定し、それより位置を推定する手法が考えられる．この手法は、 $2\theta_{re}$ の項が θ_{re} の項より小さい場合、例えば (2.36) 式の条件を満たす範囲で有効となる [9, 66]．

$$K_E \gg L_1 \sqrt{i_\alpha^2 + i_\beta^2} \quad (2.36)$$

(2.36) 式の物理的な意味は、IPMSM の発生トルクのうち、リラクタンストルクの占める割合がマグネットトルクより小さいことである．つまり、突極性が大きな IPMSM では、(2.36) 式の安定条件を満たさないため、位置センサレス制御が不安定になる可能性がある．これは、推定回転座標上のモデルでも同様である．

IPMSM のインダクタンスは、回転子位置の変化に対して二倍の周波数で変化しており、二倍角成分の項が表れる物理的意味も理解できる．しかしながら、電圧ベクトルの視点から考え、インバータが理想的なものと仮定すると、電圧には基本波のみが存在し、第二次高調波成分は存在しないことは一般的に知られている．これは、数学モデルにおける二倍角成分の項は、近似を使わず数学的手法で消去できることを示唆しており、実際に (2.9) 式の二倍角を含む項を変形することにより明らかとなる．(2.37) 式はその変形過程を示しており、最終的に $2\theta_{re}$ の項が消去されることより、電圧成分として数学モデル中に第二次高調波成分が含まれていないことが確認できる．

$$\begin{aligned} L_1 \begin{bmatrix} \cos 2\theta_{re} & \sin 2\theta_{re} \\ \sin 2\theta_{re} & -\cos 2\theta_{re} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} &= L_1 \begin{bmatrix} \cos 2\theta_{re} & \sin 2\theta_{re} \\ \sin 2\theta_{re} & -\cos 2\theta_{re} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I \cos(\theta_{re} + \theta_i) \\ I \sin(\theta_{re} + \theta_i) \end{bmatrix} \\ &= L_1 I \begin{bmatrix} \cos(2\theta_{re} - \theta_{re} - \theta_i) \\ \sin(2\theta_{re} - \theta_{re} - \theta_i) \end{bmatrix} \end{aligned}$$

$$= L_1 I \begin{bmatrix} \cos(\theta_{re} - \theta_i) \\ \sin(\theta_{re} - \theta_i) \end{bmatrix} \quad (2.37)$$

次項では，二倍角項を数学モデルから消去した拡張誘起電圧モデルを導出し，その物理的意味を説明する．

2.4.2 拡張誘起電圧モデルの定義

(2.6) 式に示した同期回転直交二相モデルを (2.38) 式に再掲する．

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + pL_d & -\omega_{re}L_q \\ \omega_{re}L_d & R + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_{re}K_E \end{bmatrix} \quad (2.38)$$

(2.38) 式に含まれる位置情報は， d 軸の電圧方程式と q 軸の電圧方程式との違いとして理解することができる．その違いは，右辺第一項インダクタンス行列の対角成分同士と逆対角成分同士における L_d と L_q の差，および右辺第二項の誘起電圧の有無である．このうち，静止直交二相モデルの二倍角 $2\theta_{re}$ 項は，前者のインダクタンス行列が非対称であるために，座標変換時に生じる成分である．つまり，(2.38) 式の右辺第一項の行列内において，対角成分と逆対角成分がそれぞれ一致するように式変形を行うことにより，静止座標系からみた $2\theta_{re}$ の項を消去できると考えられる．

いま，インダクタンス行列の対角成分を L_d で統一し，逆対角成分を L_q で統一するような式変形を考える．このような対称化を行う際に，インダクタンス行列の中から L_d と L_q の差に依存する項が生ずるため，これを誘起電圧項にまとめて表現すると，(2.39) 式，(2.40) 式のように変形することができる．

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \{(R + pL_d)\mathbf{I} + \omega_{re}L_q\mathbf{J}\} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} \quad (2.39)$$

$$\begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} = \{\omega_{re}K_E - (L_q - L_d)(\omega_{re}i_d - \dot{i}_q)\}\mathbf{J}\mathbf{u} \quad (2.40)$$

$\mathbf{I}, \mathbf{J}, \mathbf{u}$ はそれぞれ，単位行列，交代行列， d 軸方向の単位ベクトルを表す．なお， \dot{i}_q は i_q の時間微分を表す．ここで，(2.39) 式を拡張誘起電圧モデル (EEMF model : Extended electromotive force model)，(2.40) 式の e_d, e_q を拡張誘起電圧と定義する [23, 38]．

実際，(2.39) 式の拡張誘起電圧モデルの両辺に，(2.7) 式に示した回転行列 $\mathbf{M}_{d-\alpha}$ を左からかけて静止座標系へ変換すると，(2.41) 式，(2.42) 式となり，二倍角の項が

消去できていることが確認できる．

$$\mathbf{v} = \{(R + pL_d)\mathbf{I} + \omega_{re}(L_q - L_d)\mathbf{J}\}\mathbf{i} + \mathbf{e} \quad (2.41)$$

$$\mathbf{e} = \{\omega_{re}K_E - (L_q - L_d)(\omega_{re}i_d - \dot{i}_q)\}\mathbf{J}\varepsilon^{\mathbf{J}\theta_{re}}\mathbf{u} \quad (2.42)$$

ただし， $\varepsilon^{\mathbf{J}\theta_{re}}$ は，(2.43) 式で示す回転行列であり， $M_{d-\alpha}$ と等価である．

$$\varepsilon^{\mathbf{J}\theta_{re}} = \begin{bmatrix} \cos \theta_{re} & -\sin \theta_{re} \\ \sin \theta_{re} & \cos \theta_{re} \end{bmatrix} \quad (2.43)$$

また， \mathbf{v} ， \mathbf{i} ， \mathbf{e} は，それぞれ (2.44) 式に示す電圧，電流，拡張誘起電圧に対する静止座標上のベクトルを表す．

$$\mathbf{v} = \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix}, \mathbf{i} = \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}, \mathbf{e} = \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} \quad (2.44)$$

(2.42) 式の拡張誘起電圧は，回転子と同期して回転する q 軸方向のベクトルであり，次項に示すオブザーバによって推定した拡張誘起電圧の位相情報から回転子位置を求めることができる．

(2.41) 式の導出においては，拡張誘起電圧モデル (2.39) 式の数学的な対称性が，その計算過程を容易にしている．すなわち，インダクタンス行列が対称になったことにより， \mathbf{I} ， \mathbf{J} を用いて表現でき， \mathbf{I} ， \mathbf{J} ， $\varepsilon^{\mathbf{J}\theta_{re}}$ の可換性が利用できる．座標変換の過程において，(2.45) 式に示すように，微分演算子 p の取り扱いには注意が必要であるが，行列であることを意識せず，ほぼ代数的な式変形が可能となる．

$$\begin{aligned} \varepsilon^{\mathbf{J}\theta_{re}} p \varepsilon^{-\mathbf{J}\theta_{re}} \mathbf{i} &= \varepsilon^{\mathbf{J}\theta_{re}} \left\{ \left(p \varepsilon^{-\mathbf{J}\theta_{re}} \right) \mathbf{i} + \varepsilon^{-\mathbf{J}\theta_{re}} (p\mathbf{i}) \right\} \\ &= (p\mathbf{I} - \omega_{re}\mathbf{J}) \mathbf{i} \end{aligned} \quad (2.45)$$

(2.40) 式に示した拡張誘起電圧の方向ベクトル $\mathbf{J}\mathbf{u}$ は，永久磁石の磁極を基準とした d 軸方向の単位ベクトル \mathbf{u} が，行列 \mathbf{J} によって 90° 回転したことを意味している．これは， $\{K_E - (L_d - L_q)i_d\}\mathbf{u}$ という d 軸を向いた回転する磁束ベクトルの微分によって，それと直交する速度起電力が生じているという物理的対応関係を明確に表現している．また，拡張誘起電圧に含まれる $(L_d - L_q)\dot{i}_q$ の項は， $(L_d - L_q)i_q\mathbf{J}\mathbf{u}$ という q 軸方向を向いた仮想的な磁束を考え， q 軸電流の変化に伴う磁束の伸縮によって生じる誘起電圧成分を表現していると解釈できる．以上のことから，拡張誘起電圧モデルは，電流が作る磁束のうち，突極性による非対称な成分を分離し，これによって生じる誘起電圧の中で q 軸方向を向いた成分のみを集めることによって，位置に関する情報を一つの項に集約したモデルであると解釈することができる．この

ように，拡張誘起電圧モデルでは，数学的な扱いが容易になるだけでなく，位置に関する情報が集約され，物理的な意味も明確である．

さらに，インダクタンス行列を対称にする式変形は一通りではなく，モデルの中にインダクタンスと電流の形のまま残すか，誘起電圧の一部として扱うかには任意性があるため，これと類似した様々な（広義の）拡張誘起電圧モデルを定義することも可能である．その中で，利用価値が期待されるモデルに，拡張磁束モデル（EF model : Extended flux model）[67, 68, 69] がある．

拡張磁束モデルは，インダクタンス行列を全て L_q で統一することにより得られ，(2.46) 式，(2.47) 式で表される．

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \{(R + pL_q)\mathbf{I} + \omega_{re}L_q\mathbf{J}\} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + (p\mathbf{I} + \omega_{re}\mathbf{J}) \begin{bmatrix} \lambda_d \\ \lambda_q \end{bmatrix} \quad (2.46)$$

$$\begin{bmatrix} \lambda_d \\ \lambda_q \end{bmatrix} = \{K_E - (L_q - L_d)i_d\} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.47)$$

(2.46) 式の拡張磁束モデルを静止座標系へ座標変換すると (2.48) 式となり， $2\theta_{re}$ の項だけでなく，速度に関するパラメータもモデルから消去することが可能となる．

$$\mathbf{v} = (R + pL_q)\mathbf{i} + p\lambda \quad (2.48)$$

$$\lambda = \{K_E - (L_q - L_d)i_d\} \varepsilon^{\mathbf{J}\theta_{re}} \mathbf{u} \quad (2.49)$$

ここで， λ は静止座標上の拡張磁束ベクトルを表す．拡張磁束モデルは，突極性によるインダクタンスの非対称性 ($L_d - L_q$) を，回転子側に設置した仮想的な電磁石に置き換えたモデルである．この電磁石を拡張誘起電圧として見ると， d, q 軸両方の成分が現れるため位置推定には向かないが，推定対象を磁束に置き換えることにより d 軸を指向するため，位置推定に利用しやすいモデルとなる．拡張磁束モデルの有用性を示すには，パラメータ変動に対する感度や，位置推定のロバスト性などについての再検討が必要であり，別途研究が行われている [67, 68] ．

2.4.3 拡張誘起電圧を推定する最小次元オブザーバの構成

位置推定法の代表例として，オブザーバを用いて誘起電圧を推定し，その位相情報から回転子の位置を得る手法がある．オブザーバの推定対象としては，誘起電圧に限らず，磁束など様々な状態量を選択することも可能である [24] ．そして，選択する状態量によって，ロバスト性やオブザーバの設計等が異なり，最終的に得られる制御性能にも影響を与える．ただし，状態変数の取り方としては，様々な選択肢

があるものの，センサにより検出した電流と，モータに印加する指令電圧，あるいは検出した電圧に基づいて構成するシステムでは，いずれの場合においても，ある種の誘起電圧に相当する物理量を情報源とした方法であるといえる [25]．

拡張誘起電圧オブザーバ [22, 23] も，このようなオブザーバに基づく推定法の一つである．拡張誘起電圧の中には，突極性による位置情報も，ある種の拡張された誘起電圧に現れるものとして考慮されているため，拡張誘起電圧オブザーバを利用することにより，同期モータの突極性の有無や大小によらないセンサレス制御法が可能となる．拡張誘起電圧オブザーバは，静止座標系と推定回転座標系の両座標上で構築可能である [23, 38]．本項では，静止座標上の最小次元オブザーバを用いて拡張誘起電圧を推定する方法を示す．

(2.41) 式，(2.42) 式より，IPMSM の静止座標上における線形状態方程式を導出すると，(2.50) 式となる．

$$\begin{bmatrix} \dot{i} \\ \dot{e} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ O & A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i \\ e \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_1 \\ O \end{bmatrix} v + \begin{bmatrix} O \\ W \end{bmatrix} \quad (2.50)$$

$$\begin{aligned} A_{11} &= -(R/L_d)I - \{\omega_{re}(L_q - L_d)/L_d\}J, \\ A_{12} &= -(1/L_d)I, \\ A_{22} &= \omega_{re}J, \\ B_1 &= (1/L_d)I \\ W &= -(L_q - L_d) (\omega_{re}\dot{i}_d - \ddot{i}_q) J_\varepsilon J_{\theta_{re}} u \end{aligned} \quad (2.51)$$

(2.51) 式の W は，線形状態方程式に納められないためオブザーバを構成する際にはモデル化誤差として扱う．通常は， W の項は電流変化率の大きいトルク急変時などにおいて，過渡的に発生し影響を及ぼすが，電流の応答は速いため， W はわずかの間に消滅する．定常的に電流変化を伴う場合のモデル化誤差の影響については，第 4 章にて改めて検討する．

(2.50) 式より，拡張誘起電圧ベクトル e を推定する最小次元オブザーバを次のように構成する．

$$\dot{\hat{i}} = A_{11}\hat{i} + A_{12}\hat{e} + B_1v \quad (2.52)$$

$$\dot{\hat{e}} = A_{22}\hat{e} + G \left(\dot{\hat{i}} - \dot{i} \right) \quad (2.53)$$

$$= GA_{11}\hat{i} + (GA_{12} + A_{22})\hat{e} + GB_1v - G\dot{i} \quad (2.54)$$

ここで，“ $\hat{\cdot}$ ”は推定値， G はオブザーバゲインを表す．オブザーバゲインの設計法については，2.4.5項にて後述する．

オブザーバを実装するためには，(2.54)式に基づいて， \hat{e} を求める必要があるが，(2.54)式の中には，電流微分 \dot{i} の項が含まれている．一般に，電流センサにより観測した電流を直接微分すると，高周波ノイズを拡大する恐れがあるため，実装上はこれを回避することが望ましい．そこで，(2.55)式で定義する中間変数 ξ を用いて，電流の直接微分を回避するような工夫が用いられる．

$$\xi = \hat{e} + Gi \quad (2.55)$$

(2.55)式を(2.54)式に代入した(2.56)式を実装し，拡張誘起電圧 \hat{e} を計算する．

$$\begin{aligned} \dot{\xi} &= \dot{\hat{e}} + G\dot{i} \\ &= (GA_{12} + A_{22})\xi + G(A_{11} - GA_{12} - A_{22})i + GB_1v \\ \hat{e} &= \xi - Gi \end{aligned} \quad (2.56)$$

2.4.4 拡張誘起電圧に基づく位置と速度の推定

回転子位置 $\hat{\theta}_{re}$ は，拡張誘起電圧ベクトルの β 軸からの角度として，(2.57)式で求められる．

$$\hat{\theta}_{re} = \tan^{-1} \left(\frac{-\hat{e}_\alpha}{\hat{e}_\beta} \right) \quad (2.57)$$

速度推定の方法は，単に，推定した回転子位置 $\hat{\theta}_{re}$ を微分し，ノイズ除去のための低域通過フィルタを通す方法と，速度適応同定システムを用いる方法がある．微分してフィルタを通す方法は，実装が容易であるが，フィルタによっては位相遅れを生ずるため，フィルタの特性や遮断周波数の設定に注意が必要である．速度適応同定システムを用いる方法は，回転する拡張誘起電圧ベクトルを微分すると，その大きさが角速度倍される($\dot{e} \simeq \omega_{re} J e$)という性質を利用するものである．いずれの方法も，速度推定応答が，速度制御系の帯域，およびオブザーバのパラメータとして用いる速度に対して，十分な応答性が得られるよう配慮する必要がある．本論文では，微分した後にフィルタを通す簡単な速度推定法を適用する．

2.4.5 オブザーバの極配置と推定特性

拡張誘起電圧の推定誤差を $\epsilon = \hat{e} - e$ とし，(2.50)式，(2.52)式，(2.53)式よりオブザーバの誤差方程式を求めると，(2.58)式となる．

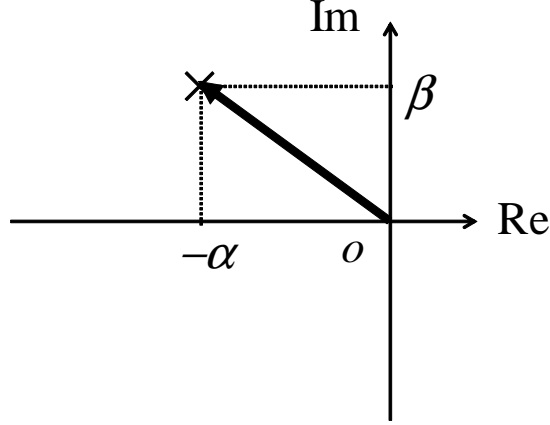


図 2.17. オブザーバの極配置

$$\begin{aligned}
 \dot{\varepsilon} &= (\mathbf{A}_{22} + \mathbf{G}\mathbf{A}_{12}) \varepsilon \\
 &= \left\{ -\frac{g_1}{L_d} \mathbf{I} + \left(\omega_{re} - \frac{g_2}{L_d} \right) \mathbf{J} \right\} \varepsilon
 \end{aligned} \tag{2.58}$$

ただし，オブザーバゲインを $\mathbf{G} = g_1 \mathbf{I} + g_2 \mathbf{J}$ とした．

ここで，複素平面上におけるオブザーバの極を，図 2.17 に示すように $-\alpha \mathbf{I} + \beta \mathbf{J}$ に配置する条件を考える．すなわち，

$$\dot{\varepsilon} = (-\alpha \mathbf{I} + \beta \mathbf{J}) \varepsilon \tag{2.59}$$

となるように，オブザーバゲイン g_1, g_2 を (2.60) 式のように与える．

$$\begin{cases} g_1 = \alpha L_d \\ g_2 = (\omega_{re} - \beta) L_d \end{cases} \tag{2.60}$$

ただし，オブザーバを安定化するためには，極を左半平面に配置する必要があり， $\alpha > 0$ とする．

オブザーバの極 α, β の設計については，以下の二点を設計指針とし，(2.61) 式に示す極配置が用いられている．

- 速度推定誤差に対するロバスト性
- 起電力波形の高調波外乱に対する外乱抑圧特性

$$\begin{cases} \alpha = \rho |\omega_{re}|, & \rho_1 \leq \rho \leq \rho_2 \\ \beta = \omega_{re} \end{cases} \tag{2.61}$$

すなわち複素平面上において，原点から左に，速度の ρ 倍の位置に極の実軸成分 α を配置し，速度に応じて比例的に移動させる．そして，虚軸成分 β は速度に一致させ， α と同様，速度に応じて移動させる． α の下限値を定める ρ_1 ，および β の設定は，速度推定誤差に対するロバスト性に関与しており， α の上限値を定める ρ_2 は，高調波外乱に対する外乱抑圧特性に寄与している．したがって，最終的には速度誤差と高調波の影響を見ながら， ρ の値を調整することとなる．

次に，オブザーバゲインを (2.60) 式としたときの，オブザーバの推定特性を調べる．(2.53) 式に (2.52) 式の \hat{i} と (2.50) 式の i を代入すると，(2.62) 式となる．

$$\dot{\hat{e}} = (\mathbf{A}_{22} + \mathbf{G}\mathbf{A}_{12})\hat{e} - \mathbf{G}\mathbf{A}_{12}e \quad (2.62)$$

(2.62) 式をラプラス変換し，拡張誘起電圧の真値 e から推定値 \hat{e} までの伝達関数を求めると，(2.63) 式を得る．

$$T(s) = \frac{\hat{e}}{e} = \frac{\alpha \mathbf{I} + (\omega_{re} - \beta) \mathbf{J}}{(s + \alpha) \mathbf{I} - \beta \mathbf{J}} \quad (2.63)$$

さらに，(2.61) 式の極配置を行ったとすると，(2.64) 式となる．

$$T(s) = \frac{\hat{e}}{e} = \frac{\alpha \mathbf{I}}{(s + \alpha) \mathbf{I} - \omega_{re} \mathbf{J}} \quad (2.64)$$

(2.64) 式は，拡張誘起電圧ベクトルの真値から推定値までの振幅比・位相差の周波数特性（フィルタ特性）を表している．したがって，これを用いて，拡張誘起電圧オブザーバの等価的なブロック線図を，図 2.18 のように表現できる．

(2.64) 式のフィルタに，角周波数 ω で回転するベクトルを入力したときの周波数特性は，図 2.19 に示すような，中心周波数が ω_{re} で，帯域幅が α の帯域通過特性 [25, 70] となる．これは，同期回転座標上で見たときには，遮断角周波数が α の単なる一次遅れフィルタであることを意味している．実際，(2.64) 式を (2.65) 式のように書き直し，(2.65) 式の両辺に左から $\varepsilon^{-\mathbf{J}\omega_{re}t}$ を掛けて同期回転座標へ変換すると，(2.66) 式となる．

$$\alpha e = \{(s + \alpha) \mathbf{I} - \omega_{re} \mathbf{J}\} \hat{e} \quad (2.65)$$

$$\begin{aligned} \varepsilon^{-\mathbf{J}\omega_{re}t} \alpha e &= \varepsilon^{-\mathbf{J}\omega_{re}t} \{(s + \alpha) \mathbf{I} - \omega_{re} \mathbf{J}\} \varepsilon^{\mathbf{J}\omega_{re}t} \varepsilon^{-\mathbf{J}\omega_{re}t} \hat{e} \\ \alpha e_{dq} &= (s + \alpha) \hat{e}_{dq} \\ \frac{\hat{e}_{dq}}{e_{dq}} &= \frac{\alpha}{s + \alpha} \mathbf{I} \end{aligned} \quad (2.66)$$

ここで， e_{dq} は d - q 軸上の拡張誘起電圧ベクトルであり， $e_{dq} = \varepsilon^{-\mathbf{J}\omega_{re}t} e$ とする．

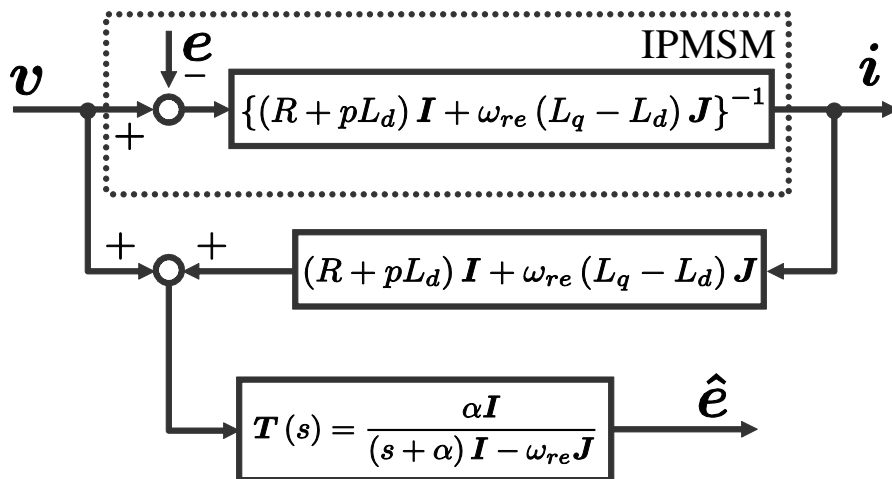
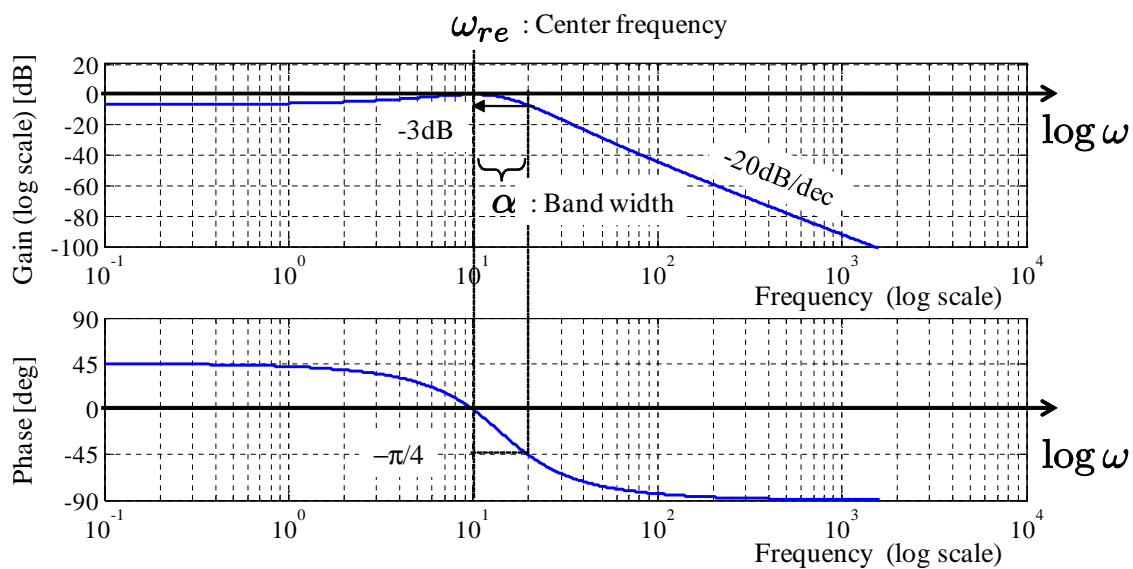


図 2.18. 拡張誘起電圧オブザーバの等価ブロック線図

図 2.19. 静止座標系の拡張誘起電圧オブザーバのフィルタ特性 (log スケール)
($\omega_{re} = \alpha = 10$ Hz の例)

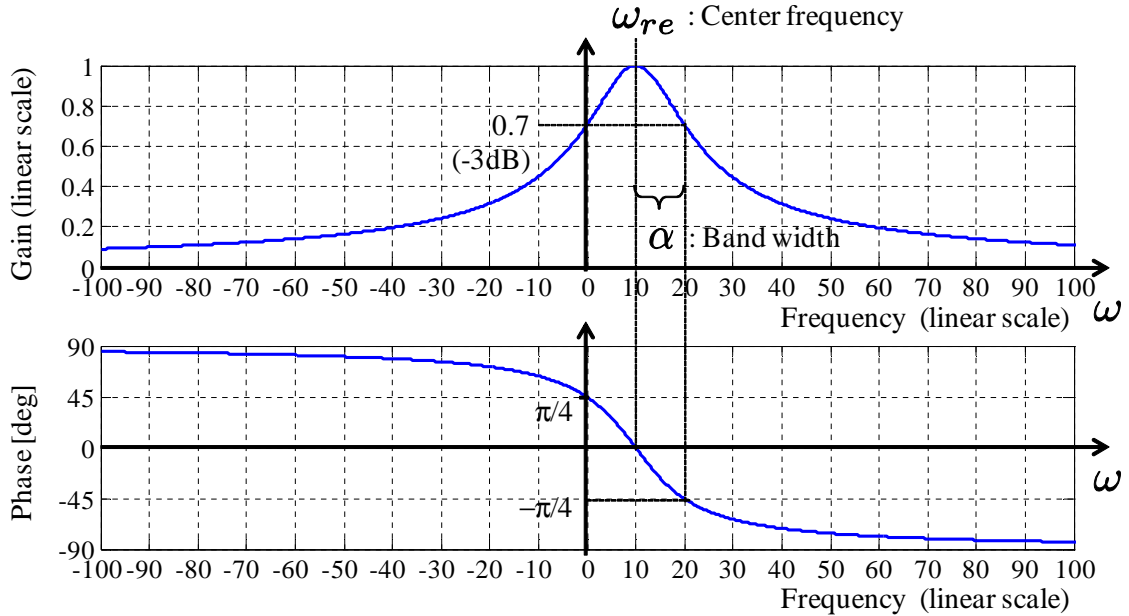


図 2.20. 静止座標系の拡張誘起電圧オブザーバのフィルタ特性（リニアスケール）
 $(\omega_{re}=\alpha=10 \text{ Hz})$ の例)

(2.64) 式と (2.66) 式の関係より，(2.64) 式は，同期回転座標系の d - q 軸上で (2.66) 式の一次遅れフィルタを実現し，静止座標系の α - β 軸上へ変換することによりシフト信号 $-\omega_{re}$ 相当分，線形的にシフトしたフィルタ特性を表していることがわかる．そのため，(2.64) 式のフィルタ特性に対する周波数には，負の領域も存在しており，負の周波数領域は，静止座標から見たときに逆方向へ回転するベクトルの信号（逆相成分）を表現していることになる．この性質を表現するために，(2.64) 式のフィルタ特性を，縦軸，横軸共にリニアスケールで表現した図を，図 2.20 に示す．このようにリニアスケールで見ることによって， $\omega=\omega_{re}$ で左右対称となっており，中心周波数 ω_{re} では減衰と位相遅れがなく，位置推定に用いる帯域通過フィルタとして適した特性となっていることがわかる．なお，(2.63) 式，(2.64) 式は行列であるため，本来は分数ではなく逆行列で表すべきであるが，フィルタの性質を明示するため便宜的に分数の形式で表現している．

2.4.6 拡張誘起電圧に含まれる回転子の位置情報

(2.42) 式において， $\omega_{re} K_E$ の項と $-\omega_{re} (L_q - L_d) i_d$ の項は，速度 ω_{re} に比例するため，中高速域では有効な成分である．しかし，低速域では大きさが小さくなるため，

有効な位置情報を提供できない。

これに対し $(L_q - L_d) \dot{i}_q$ の項は突極性に由来した成分であり、 i_q の変化によって生じているため、速度によらず発生する。これを用いることにより低速域における拡張誘起電圧の大きさを維持することができる [17, 23]。

\dot{i}_q の項を励起するためには、常に q 軸電流を時間的に変化させなければならない。しかし、 q 軸電流の変化は、モータトルクの変動にも繋がるため、機械的な振動を引き起こす恐れがある。これを回避するために、次に示す二通りの方法が考えられる。

- 周波数分離：

微小な振幅を持つキャリア周波数帯域の高周波電流を利用する方法
- 位相分離：

トルク脈動に不感な電流成分を利用する方法

オブザーバは低域通過特性を持っており、観測できる信号周波数に上限があるため、キャリア周波数帯域の信号をオブザーバで直接利用することは困難である。もし、キャリア帯域の高周波信号が観測可能となるように、オブザーバを極端に高帯域化すれば、オブザーバの外乱抑圧特性の低下や離散化誤差の影響を招くこととなるため、現実的には採用できない。そのため、一般には、高周波信号を観測するためにはオブザーバは用いず、別の推定器を組み合わせる方法が用いられる。

逆に、オブザーバが観測できるように、信号電流の周波数を低周波化したとすると、周波数分離によってトルク脈動の影響を回避することが困難となり、そのときは、位相分離によってトルク発生から信号電流を分離する必要がある。しかしながら、IPMSM では d, q 軸電流共にトルクに寄与するため、従来から用いられている $d-q$ 軸上の電流ベクトル制御では、位相分離による信号電流の印加が困難である。そこで、次章では、IPMSM の制御に適した新たな座標系を導入し、これを用いて位相分離による信号電流の重畳法を提案する。

2.5 まとめ

本章では、従来から IPMSM の制御に用いられている座標系と、それぞれの座標系における IPMSM の数学モデルを示した。そして、基本となるベクトル制御による速度制御系の設計方法を示した。次に、拡張誘起電圧モデルの定義と物理的意味を示し、オブザーバを用いて拡張誘起電圧を推定し、位置センサレス制御を行う方法について示した。

第3章

埋込磁石同期モータの位置センサレス制御に適した新しい座標系の提案

3.1 はじめに

IPMSMでは、マグネットトルクとリラクタンストルクを合成したトルクが利用可能である。そして、マグネットトルクは、 q 軸電流に比例するが、リラクタンストルクは d 軸電流と q 軸電流の積に比例するため、電流振幅が大きくなるほど、最大トルクを発生する電流位相は大きくなる。この性質を利用し、同一の電流振幅に対して最大トルクを得る方法が最大トルク / 電流 (MTPA: Maximum Torque Per Ampere) 制御 (単に最大トルク制御ともいう) であり、電流振幅の二乗で作用する銅損を最小にできるため、高効率制御の代表的な手法として用いられてきた。

一方、IPMSMの電流制御には、永久磁石の磁極方向を基準とし、回転子と同期する回転座標系 (d - q 軸) を用いることを第2章で述べた。ここで、ベクトル制御の考え方に立ち返ってみると、誘導モータのベクトル制御では、 d 軸方向の電流で回転子磁束を制御し、 q 軸方向の電流でトルクを制御することを基本としている。また、SPMSMでは永久磁石を d 軸方向とし、それと直交する q 軸電流でトルク制御を行う。SPMSMにおいては、 q 軸電流だけでトルクが決まるため、 d 軸指令電流を零とする制御が一般的である。そして、 d 軸電流の変化は、トルクに寄与しない。これらからわかるように、ベクトル制御は、電流ベクトルを磁束とトルクという直交する二つの独立した成分に分解するという考え方に基づいている。そもそも、トルクは磁束と電流の外積で決まるため、磁束と電流が直交するとき面積が最大であり、最大のトルクを発生する。

これに対し、IPMSMの場合、 $L_d \neq L_q$ であり、電流の作る磁束が永久磁石の磁束に対して位相差を生じさせるため、磁束と電流の直交関係が最大トルクの条件とはならない。しかし、電流の作る磁束の一部を回転子側の磁束として捉え、ある仮想的な磁束を定義することで、磁束と電流の直交関係として最大トルクの条件、す

なわち MTPA 制御の条件を与えることも可能である [39, 71] . そして, このような磁束と電流の直交関係について検討を行ったところ, この最大トルクを実現する仮想的な磁束というのは, 実は定トルク曲線の接線方向を示していることが明らかになった [72] .

そこで, 本章では, IPMSM の制御に適した新たな座標系として, 定トルク曲線の接線方向を基準 (f 軸方向) とした, 最大トルク制御座標系 (f - t 軸) を提案する [72, 73, 74, 75] . 提案する最大トルク制御座標系の上において, f 軸成分の電流を零に制御すれば, MTPA 制御が実現できる. さらに, f 軸は常に定トルク曲線の接線方向を示すことから, 位置センサレス制御に適した興味深い性質が導かれる. すなわち, f 軸方向に電流ベクトルを変化させると, 定トルク曲線に沿った電流軌跡となり, 位置推定のための信号電流をトルク成分から分離することが可能となる. この性質は, 突極性を利用する位置センサレス制御法における信号印加に際して, 振動や騒音の原因となるトルク外乱の低減を可能とする.

本章では, 最大トルク制御座標系の定義とその性質について述べ, 次に, これを用いてトルク外乱を与えずに, 任意の周波数に交流電流信号を重畳する方法を提案する. 更に, 提案する f - t 軸を用いた信号重畳法を位置センサレス制御へ適用することを念頭に置き, f - t 軸の推定に誤差が生じたときのトルク脈動への影響を解析した結果を示す [75] . 最後に実機実験により提案手法と解析結果の妥当性を示す.

3.2 最大トルク制御座標系の定義と性質

3.2.1 定トルク曲線と最大トルク制御座標系の定義

本論文で提案する新しい座標系 (f - t 軸) を, 図 3.1 に示すように d - q 軸を定トルク曲線の接線角度 ϕ だけ回転させた座標系として定義する [39, 72, 75] . この f - t 軸と d - q 軸の間の回転角 ϕ は, 次のように導びかれる.

モータの発生トルク T は, 電流ベクトル $i_{dq} = [i_d, i_q]^T$ と電機子鎖交磁束ベクトル $\Psi_o = [K_E + L_d i_d, L_q i_q]^T$ との外積により, (3.1) 式となる.

$$T = P_n \{ K_E - (L_q - L_d) i_d \} i_q \quad (3.1)$$

モータトルク T が一定となる電流ベクトル軌跡を定トルク曲線といい, (3.2) 式のような双曲線となる.

$$i_q = \frac{T}{P_n \{ K_E - (L_q - L_d) i_d \}} \quad (3.2)$$

(3.2) 式を用いて，任意の点における定トルク曲線の接線の傾きを求めると，(3.3) 式となる．

$$\begin{aligned}\frac{di_q}{di_d} &= \frac{T}{P_n} \frac{L_q - L_d}{\{K_E - (L_q - L_d)i_d\}^2} \\ &= \frac{(L_q - L_d)i_q}{K_E - (L_q - L_d)i_d}\end{aligned}\quad (3.3)$$

また，この接線の傾きを， d 軸からの回転角，すなわち定トルク曲線の接線角度で表すと，

$$\phi = \tan^{-1} \frac{(L_q - L_d)i_q}{K_E - (L_q - L_d)i_d} \quad (3.4)$$

となる．そして， d - q 軸に対して， ϕ だけ進み位相方向に回転した座標系を最大トルク制御座標系と定義し [39]， f - t 軸と表す．また，電流ベクトルを f 軸， t 軸に投影した成分を，それぞれ f 軸電流， t 軸電流 (i_f, i_t) と定義する． i_d, i_q と i_f, i_t の関係は，回転座標変換を用いて (3.5) 式のように表わすことができる．

$$\begin{bmatrix} i_f \\ i_t \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \phi & \sin \phi \\ -\sin \phi & \cos \phi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

(3.5) 式の中で， ϕ も (3.4) 式のように i_d, i_q の関数であるので，(3.5) 式を逆に解くには，非線形の連立方程式を解くことになる．そのため， i_f, i_t から逆に i_d, i_q を求めるのは，一般には困難である．

このように導かれた座標系は，以下に示す興味深い特徴を持つ．

- (1) f 軸電流を零に制御することにより，突極性に関係なく MTPA 制御が達成される．
- (2) f 軸方向への電流変化は，トルクに不感となる．
- (3) t 軸方向への電流変化は，トルクの時間応答を最大，すなわち最大トルク応答を実現する．

(3) の特徴に関しては，文献 [63] の最大トルク応答を実現する電圧リミッタ計算法に用いる条件と共通であり，(3.4) 式の ϕ は電圧制限下における最大トルク応答を考える上でも重要な位相角を示している．すなわち，最大トルク制御座標系の物理的意味は，その名の通り，電流ベクトルの t 軸成分により最大トルク応答を与え， f 軸成分を零とした状態により最大トルク / 電流制御 (MTPA 制御) を可能とするように直交二軸を定めたものである．ただし，本章では，最大トルク応答を与える t 軸

ではなく、他方の f 軸成分の信号電流によるトルク変動に着目して、位置推定のための信号電流を重畳する方法を実現する。

また、次項で示すように、最大トルク制御座標系の f 軸は、仮想的な磁束 (flux) の方向を示しており、 f - t 軸には、電流ベクトルを磁束成分とトルク成分に分解するという意味もある。さらに、これらの性質は、(3.4) 式において、SPMSM では $L_d = L_q$ 、同期リラクタンスモータでは $K_E = 0$ とすれば、全ての同期モータで共通に利用可能である。

3.2.2 最大トルク / 電流制御と最大トルク制御座標系の関係

最大トルク / 電流制御 (MTPA 制御) では、同一電流振幅のうちで最大のトルクを発生する電流位相で指令電流を設定する。つまり、モータの発生トルク T を、電流振幅 I と d 軸を基準とする電流位相角 θ_i で (3.6) 式のように表わし、電流位相角 θ_i で偏微分し零となる極値条件 (3.7) 式を解くことにより導く。

$$\begin{aligned} T &= P_n \{ K_E - (L_q - L_d) i_d \} i_q \\ &= P_n K_E I \sin \theta_i - \frac{1}{2} P_n (L_q - L_d) I^2 \sin 2\theta_i \end{aligned} \quad (3.6)$$

$$\frac{\partial T_{(I, \theta_i)}}{\partial \theta_i} = 0 \quad (3.7)$$

(3.7) 式より、MTPA 制御の条件は、電流振幅 I と電流位相角 θ_i を用いて、(3.8) 式となる。

$$K_E I \cos \theta_i - (L_q - L_d) I^2 \cos 2\theta_i = 0 \quad (3.8)$$

(3.8) 式は、(3.10) 式で定義する仮想的な磁束 Ψ_m と電流ベクトル $i_{dq} = [i_d, i_q]^T = [I \cos \theta_i, I \sin \theta_i]^T$ の内積として (3.9) 式のように変形することができる。

$$\Psi_m \cdot i_{dq} = 0 \quad (3.9)$$

ここで、

$$\Psi_m = \begin{bmatrix} \Psi_{md} \\ \Psi_{mq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} K_E - (L_q - L_d) i_d \\ (L_q - L_d) i_q \end{bmatrix}. \quad (3.10)$$

(3.9) 式は、MTPA 制御の条件を、磁束と電流の直交関係として表わしている。(3.10) 式が示す仮想的な磁束 Ψ_m と d 軸との間の角度は、(3.11) 式となり、(3.4) 式の示す最大トルク制御座標系の位相と一致している。図 3.2 に、仮想的な磁束 Ψ_m と最大トルク制御座標系の関係を示す。

$$\tan^{-1} \left(\frac{\Psi_{mq}}{\Psi_{md}} \right) = \tan^{-1} \frac{(L_q - L_d) i_q}{K_E - (L_q - L_d) i_d} = \phi \quad (3.11)$$

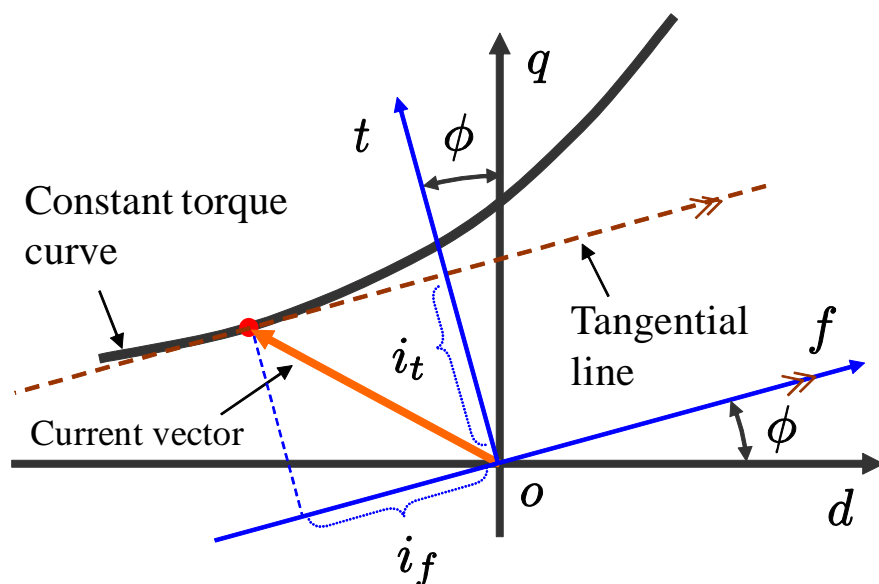
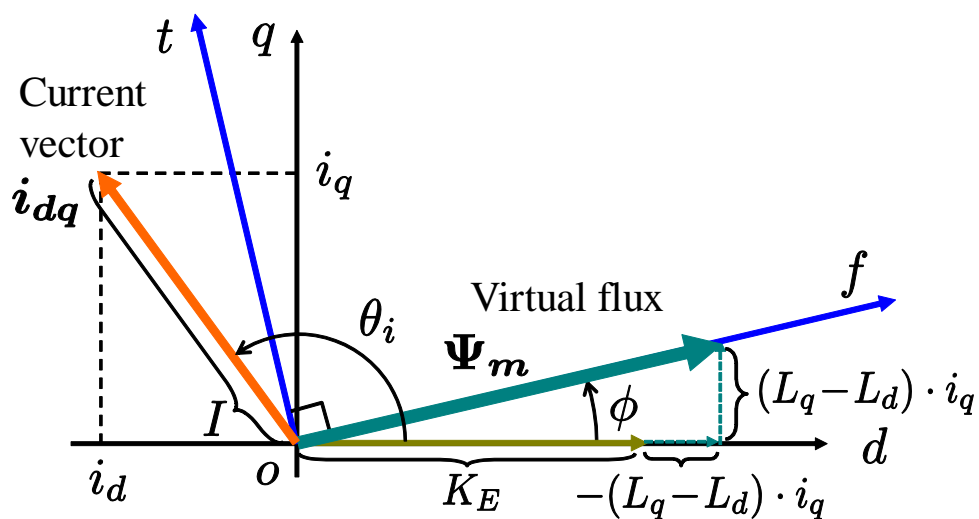


図 3.1. 最大トルク制御座標系の定義

図 3.2. Ψ_m と最大トルク制御座標系の関係

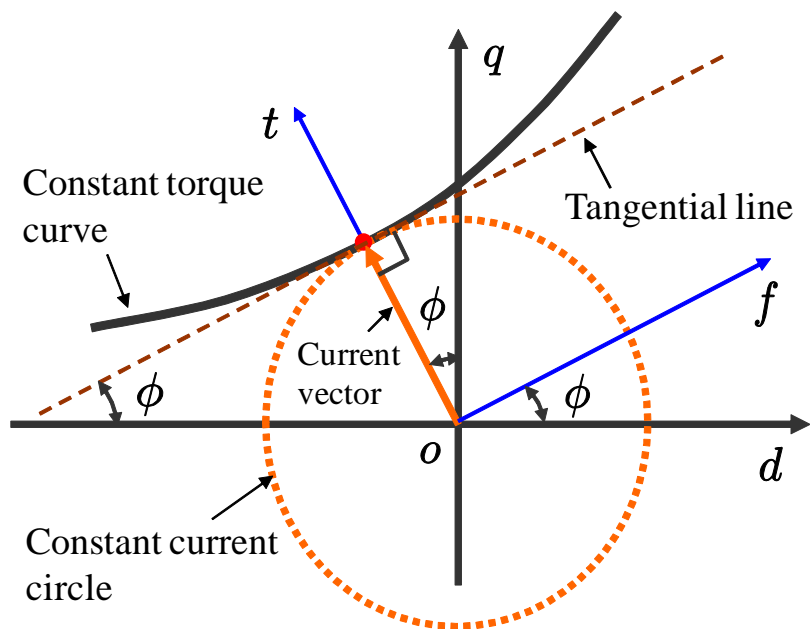


図 3.3. MTPA 制御時の電流ベクトルと最大トルク制御座標系

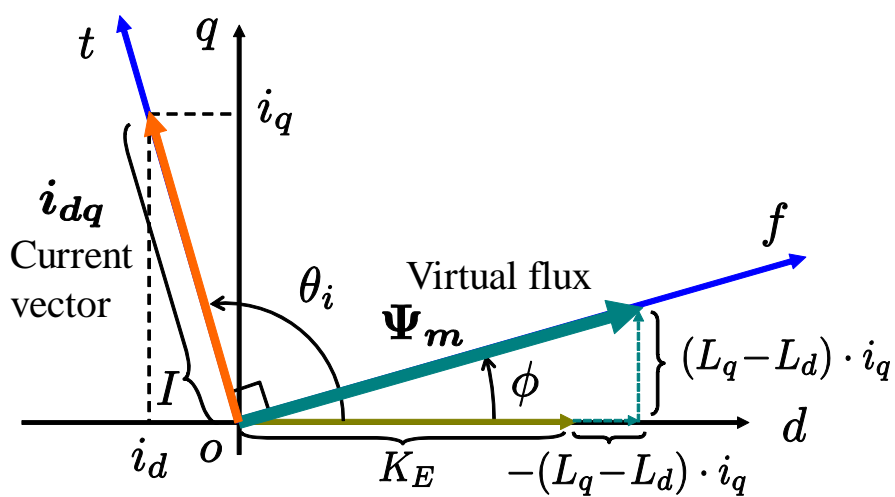


図 3.4. MTPA 制御時の Ψ_m と最大トルク制御座標系の関係

すなわち，最大トルク制御座標系の f 軸は，常にこの仮想的な磁束 Ψ_m の方向を示すことになり，(3.9) 式の電流ベクトル i_{dq} が仮想的な磁束 Ψ_m と直交する条件は，最大トルク制御座標系の f 軸電流が零となることを意味する．

これは幾何学的に考えると，次のように説明できる．MTPA 制御は，同一トルクを発生させる電流ベクトルのうち，振幅が最も小さくなる電流位相で指令電流を設定する方法である．言い換えると，図 3.3 に示すように， d - q 軸上において，原点を中心とした円，すなわち定電流円が，定トルク曲線と接する点によって示される電流ベクトルを与える．円の半径方向と接線は直交するため，MTPA 制御の動作点においては，定トルク曲線の接線，すなわち位相角 ϕ の示す方向と，電流ベクトルは直交することとなる．図 3.1，図 3.2 に示すように，定トルク曲線の接線角度である位相角 ϕ を定めただけでは，MTPA 制御の条件とはならない．最大トルク制御座標系の f - t 軸上で電流ベクトルを見たとき，図 3.3，図 3.4 の状態のように f 軸電流が零に制御されて初めて MTPA 制御が実現されることとなる．

誘導モータや表面磁石型の同期モータ（SPMSM）においては， d - q 軸を磁束（励磁）成分，トルク成分として扱うが，リラクタンストルクを発生する同期モータでは， d - q 軸を単に主磁束方向とその直交軸とする考え方が一般的である．しかし，(3.9) 式に示した磁束と電流の直交関係から，IPMSM においても電流ベクトルを磁束成分とトルク成分に分解し，互いに独立に扱えるようにする座標系が最大トルク制御座標系（ f - t 軸）であるといえる．

3.3 トルク脈動を発生させない信号電流重畳法

3.3.1 信号電流重畳法の原理と実現方法

電流が微小変化したときのトルクの変化量は，トルクの全微分で表される．(3.1) 式を用いて i_d, i_q を変数とするトルクの全微分を計算すると，(3.12) 式のようになる．

$$\begin{aligned} dT &= \frac{\partial T}{\partial i_d} di_d + \frac{\partial T}{\partial i_q} di_q \\ &= P_n \left| \begin{bmatrix} K_E - (L_q - L_d)i_d \\ (L_q - L_d)i_q \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} di_d \\ di_q \end{bmatrix} \right| \\ &= P_n |\Psi_m \times \mathbf{di}| \end{aligned} \quad (3.12)$$

(3.12) 式より，電流変化に対するトルク変動は，図 3.5 のように最大トルク制御座標系の f 軸を与える仮想的な磁束 Ψ_m と d - q 軸電流変化の方向ベクトル $[di_d, di_q]^T$ の外積で見積もられることがわかる．平行なベクトルの外積は零であることから，仮

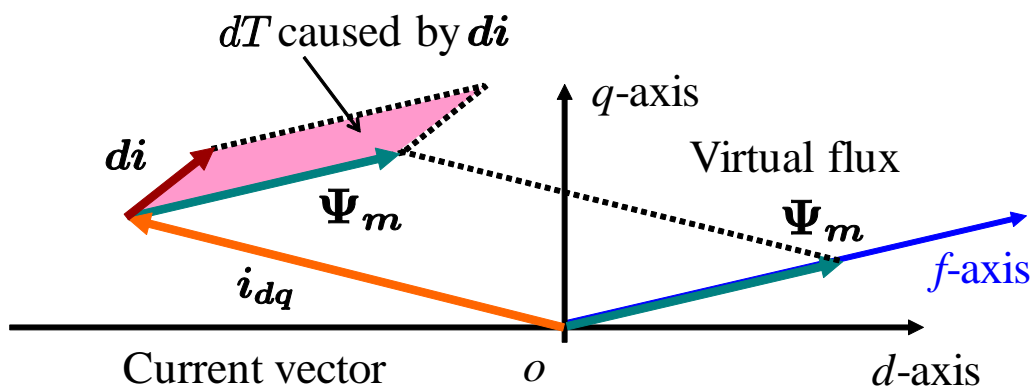
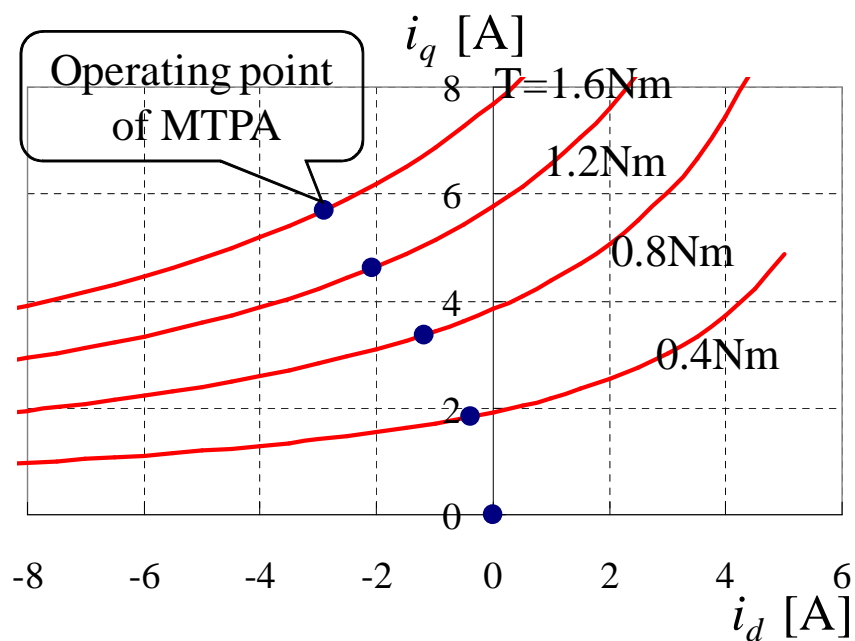
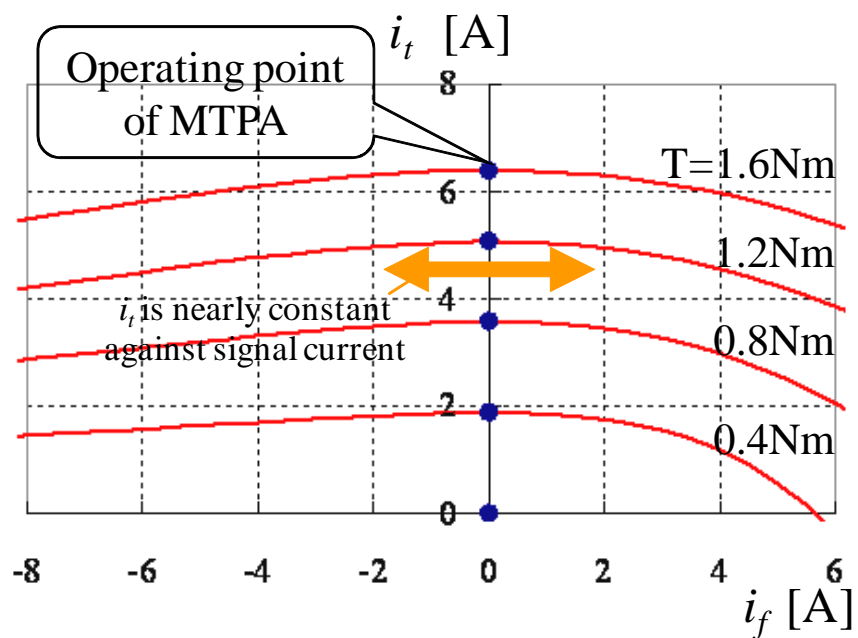


図 3.5. 電流変化とトルク変動の関係

想的な磁束に対して平行な方向に電流ベクトルを変化させるとトルク変動は発生しない．すなわち f 軸上に信号電流を印加してもトルク変動は発生しないということになる．そして，3.2.2 項に示した最大トルク制御座標系の性質により， f 軸指令電流に対し，速度起電力の低下する低速域のみ補助的に信号重畳を行い，中高速域ではこの信号振幅を零にするだけで MTPA 制御に移行することが可能となる．

これを，定トルク曲線と対応させると，次のように説明できる． d - q 軸上で定トルク曲線を描くと，図 3.6 のようになる．そして， i_d, i_q の一組に対して，(3.1) 式からトルクを計算することができ，また (3.5) 式から i_f, i_t を計算することができる．このときの i_f, i_t を軸にとり，対応するトルクをプロットすると，図 3.7 のような， f - t 軸上の定トルク曲線を描くことができる．両図の定トルク曲線上は，電流ベクトルが移動したとしても，トルクは一定である．そして，図 3.6 においては，定義から明らかなように，定トルク曲線の接線方向は常に最大トルク制御座標系の f 軸と平行である．また，この定トルク曲線の接線 (f 軸方向) は，前述のように MTPA 制御の動作点においては電流ベクトルと直交関係にある．従って， f - t 軸上において定トルク曲線は，図 3.7 のように MTPA 制御の動作点が t 軸上に配置され，その近傍では定トルク曲線が常に f 軸に対して平行となる．すなわち， f 軸電流に信号成分を与えることにより，トルク発生のない信号重畳が可能であることを示している．これを d - q 軸上で見ると，電流ベクトルは MTPA 制御の動作点のまわりで定トルク曲線上を遷移することになり，トルク一定のまま拡張誘起電圧を励起するような q 軸電流の変化を作り出すことができる．物理的には， d - q 軸電流を同時に変化させることで，マグネットトルクとリラクタンストルクの配分を変えながら，トータルトルクを一定に保っていると解釈することができる．

図 3.8 にトルク脈動を発生させない信号重畳法の具体的な制御系の構成例を示す．

図 3.6. d - q 軸上における定トルク曲線図 3.7. f - t 軸上における定トルク曲線

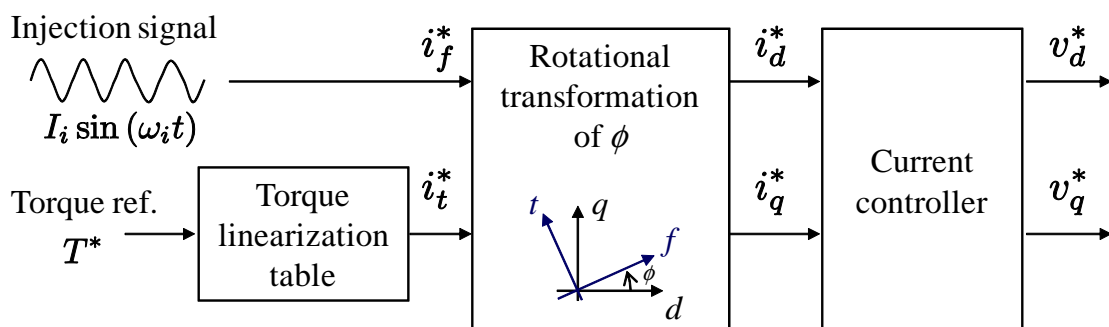


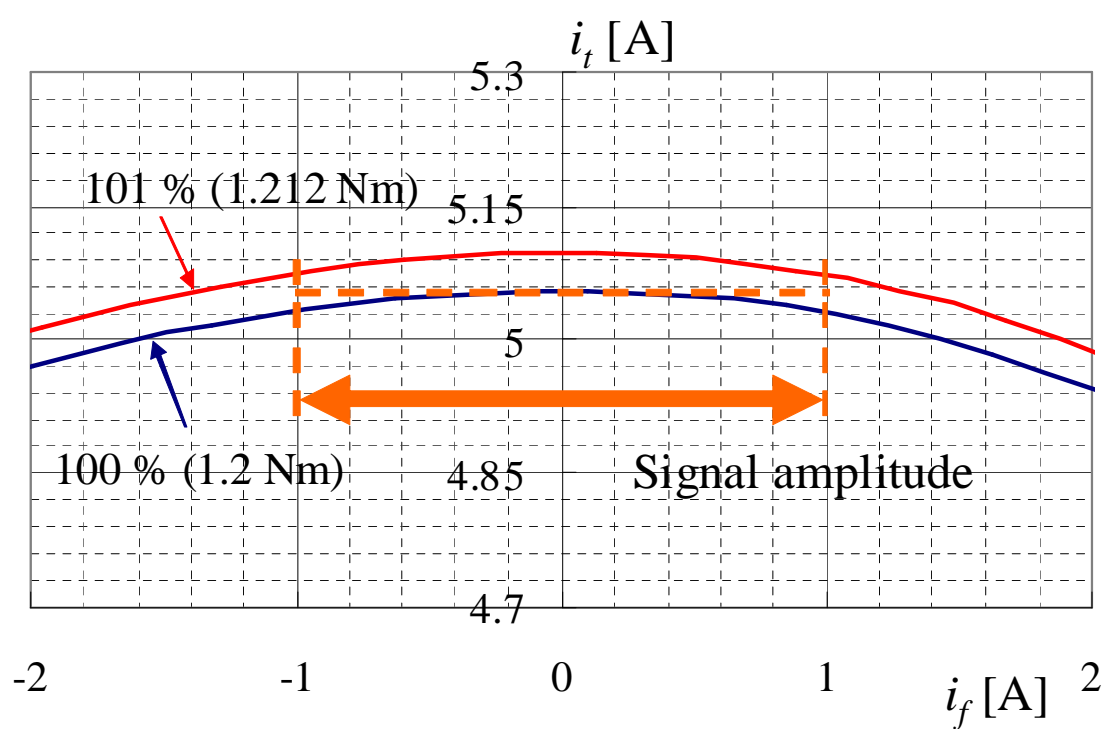
図 3.8. 信号重畳のための制御系

f - t 軸から d - q 軸への回転座標変換を通じて f 軸電流に重畳信号が与えられるため、位置推定のための信号成分によるトルク脈動を最小化する構成となっている。また、 t 軸電流とトルクは線形関係にないため、 t 軸指令電流にトルク線形化テーブルが挿入されているが、これはトルク制御の絶対精度が要求される場合に必要となる。トルク線形化テーブルは、MTPA 制御時の t 軸電流とトルクの関係から定めることができる。すなわち、まず i_d, i_q を定め、(3.1) 式よりトルク T を計算する。次に、(3.4) 式の ϕ と回転座標変換を用いて、 i_d, i_q より i_t を計算する。これらの T と i_t を対応づけることで、トルク線形化テーブルが作成できる。

3.3.2 信号電流の設定条件

トルク脈動に関して、図 3.8 の f 軸信号電流の振幅 I_i の有効な範囲は、 f - t 軸上の定トルク曲線から定めることができる。図 3.7 のように、 f - t 軸上においては、MTPA 制御の動作点が t 軸上に配置され、その近傍では定トルク曲線が常に f 軸に対して平行となっている。 f 軸電流のある範囲内において、 t 軸電流 i_t はほぼ一定となっているため、これから f 軸電流の振幅を決定することが可能となる。例として、トルクが 100% (1.2 Nm) と 101% (1.212 Nm) に対して定トルク曲線をプロットすると、図 3.9 のようになる。この図から、 f 軸信号電流振幅が $I_i=1$ A 程度であれば、トルク脈動を 1% 以内に収められることが分かる。

次に、信号周波数 ω_i についての設定条件を示す。信号電流を電流制御の指令値に重畳する場合には、電流制御系の帯域内に信号周波数を選択する必要がある。例えば、電流制御の交差各周波数 ω_c を 2,000 [rad/s] とした場合、 ω_i を $\omega_c/(2\pi)=318$ Hz より低い周波数とする必要がある。電流制御系の特性により、当然のことながら ω_i が ω_c に近づくほど、減衰と位相遅れが生じ、位置推定のための信号処理を行う際に、その影響も考慮する必要が出てくる。

図 3.9. f - t 軸上における定トルク曲線 (100 % と 101 % トルク時)

一般に，基本波に対して高周波の信号を用いると，高いS/N (Signal-to-Noise) 比が得られ，位置推定の際に基本波と分離して抽出するために有利となる．逆に低周波信号は，生成や検出がしやすく，また騒音の原因となるキャリア帯域を避けることも可能となる．文献 [28] に，位置推定のために有効な信号周波数の範囲を検討した結果が示されている．その文献では，電流から電圧までの伝達関数が回転子の位置によって変化するとき，有効な位置情報が得られるという基準を設けて，様々な周波数に対して伝達関数の変化を調べている．それによると，回転子位置に対する伝達関数の感度は， $\omega_{io}=R/L_q$ 以上の信号周波数で得られ，上限は高周波に対する寄生効果によって決まるとの指針を与えている．また，指令電流に重畳する場合には，電流制御系の帯域によっても上限が決まるとしている．そして，この有効な信号周波数の範囲内で，できるだけ高い周波数に設定することが望ましいという結論を導いている．この解析結果を被試験モータに適用すると，下限値が $\omega_{io}=4$ Hz となり，一般に用いられているキャリア周波数帯域の信号に対して，低周波側に位置推定に利用可能な信号帯域が分布することを示唆している．そこで，本論文では，電流制御の追従性と検出のしやすさを考慮して，モータの最大周波数付近に信号周波数を設定することを目安とする．位置推定に用いるオブザーバの帯域も，2.4 節で示したように，運転速度に伴って帯域を変更するような極設計を行うため，モータの最大周波数付近に信号周波数を設定することは，オブザーバによる信号の観測も比較的容易な条件とすることができる．

3.3.3 f - t 軸推定誤差により生ずるトルク脈動の解析

位置センサレス制御においては，信号重畳に用いる f - t 軸も推定された座標系の上で与えられる．本項では，位置センサレス制御時の推定精度に対する目安を与えることを目的とし，最大トルク制御座標系の推定に誤差が生じた場合に発生するトルク脈動を調べる．

図 3.10 に示すように，同期回転座標 d - q 軸，最大トルク制御座標 f - t 軸に加えて， f - t 軸の推定軸である ξ - η 軸を考える．そして，推定 f 軸である ξ 軸電流に正弦波信号が重畳されたときに発生するトルク脈動を求める．そのために， ξ ， η 軸電流 (i_ξ , i_η) を用いてトルク T を表現できれば，重畳信号によって発生するトルク脈動が把握できることになる．モータトルクを表す式は，(3.1) 式で与えられている．最大トルク制御座標系の定義から， i_d , i_q と i_f , i_t の関係は，(3.5) 式で与えられている．そして， f - t 軸の推定誤差を図 3.10 のように， $\Delta\phi$ と表すと， i_d , i_q と i_ξ , i_η の関係は，(3.13) 式により与えられる．

$$\begin{cases} i_\xi = i_d \cos(\phi - \Delta\phi) + i_q \sin(\phi - \Delta\phi) \\ i_\eta = -i_d \sin(\phi - \Delta\phi) + i_q \cos(\phi - \Delta\phi) \end{cases} \quad (3.13)$$

(3.13) 式を逆に i_d, i_q について解くことができれば，その結果を (3.1) 式に代入することにより， $\Delta\phi$ がある場合の i_ξ に対するトルク脈動が求められる．しかしながら，(3.13) 式は非線形な連立方程式であり，これを解くことは困難である．

そこで，ここでは， f 軸推定誤差 $\Delta\phi$ がある場合に発生するトルク脈動の近似解を求めることとする．3.3.1 項において，電流が微小変化したときのトルク脈動は，仮想的な磁束 Ψ_m と電流差分 di の外積によって (3.12) 式で表されることを述べた．いま， Ψ_m に対して $\Delta\phi$ だけ傾いた ξ 軸方向に電流ベクトルが変化したときのトルク脈動について考える．従って，このときに信号電流により発生するトルク脈動 $dT_{\Delta\phi}$ は，(3.14) 式で表すことができる．

$$dT_{\Delta\phi} = P_n |\Psi_m| |di| \sin \Delta\phi \quad (3.14)$$

ここで，次の二つの条件を仮定し近似を行う．

- (1) 電流変化は信号振幅 I_i の 2 倍に等しい ($|di| \approx 2I_i$) ．
- (2) 仮想的な磁束の大きさはほぼ一定である ($|\Psi_m| \approx K_E$) ．

一つ目の仮定は，信号電流の振幅がある程度小さいときに成立する条件である．二つ目の仮定は，マグネットトルクが主のモータであり，信号振幅がある程度小さいときに成立する条件である． $\Delta\phi$ の発生により，電流位相角 θ_i も変化していくが，その時の仮想的な磁束の変化は (3.10) 式より，電流ベクトルの振幅 I ，位相角 θ_i に対して (3.15) 式のような円状の軌跡を辿ることになる．

$$(\Psi_{md} - K_E)^2 + \Psi_{mq}^2 = (L_q - L_d)^2 I^2 \quad (3.15)$$

そして，この軌跡は，図 3.11 に示すように， d - q 軸上において中心座標が $(K_E, 0)$ ，半径が $(L_q - L_d) I$ の円となっているため， $|\Psi_m|$ は $K_E \pm (L_q - L_d) I$ の範囲で変化する．従って，マグネットトルクが主で，原点から円の中心までの距離 K_E に対して半径 $(L_q - L_d) I$ が十分小さければ，仮想的な磁束の大きさ $|\Psi_m|$ を無負荷時の値である K_E (一定) と近似することが可能となる．実験で示すように，実際，この近似によるトルク脈動の誤差は，比較的條件の厳しい突極比の大きなモータ ($L_q/L_d=4$) であっても，2 % 程度であることが確認されており，近似は妥当であると考えられる．

以上の仮定に基づいて，(3.14) 式に対して近似を行った結果， f 軸推定誤差が $\Delta\phi$ のときの，信号振幅 I_i に対するトルク脈動幅 ΔT は (3.16) 式のように表すことができる．

$$\Delta T \approx P_n K_E 2I_i \sin \Delta\phi \quad (3.16)$$

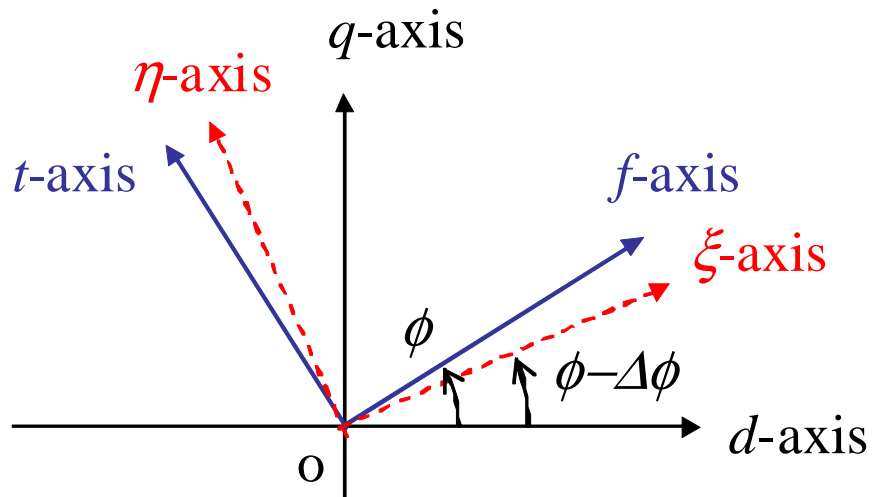


図 3.10. 最大トルク制御座標系とその推定軸の関係

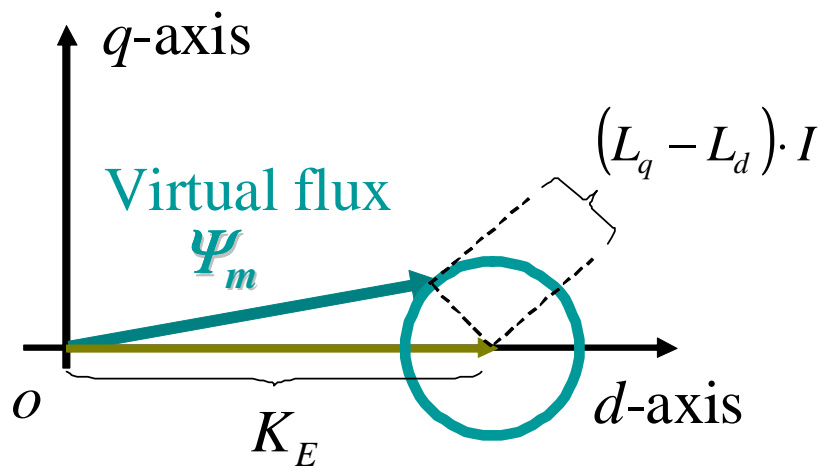


図 3.11. 電流位相に対する仮想的な磁束ベクトルの軌跡

3.3.4 インダクタンス誤差と f - t 軸推定誤差の関係

3.3.3 項では、 f - t 軸の推定誤差 $\Delta\phi$ に対するトルク脈動について検討を行ったが、実際に $\Delta\phi$ を生じる原因となるのは、位置推定誤差 $\Delta\theta_{re}$ 、及び (3.4) 式におけるパラメータ誤差である。これらの要因うち、位置推定誤差 $\Delta\theta_{re}$ に関しては、位置推定の方法に依存するものであり、生じた位置推定誤差は、直接、 f - t 軸の推定誤差 $\Delta\phi$ となることは明らかである。そこで、ここでは (3.4) 式におけるインダクタンス誤差 ΔL に対する $\Delta\phi$ の感度を求め、磁気飽和によるインダクタンス変動の影響を検討する。

(3.4) 式において、インダクタンス L_d, L_q は差の形 ($L_q - L_d$) で用いられるため、インダクタンス誤差を d, q 軸のインダクタンスの差が、真値から $\Delta L (= \Delta L_q - \Delta L_d)$ だけずれたとする。このとき、 d - q 軸から f - t 軸への座標変換によって生じる推定誤差を $\Delta\phi_L$ とすると、(3.4) 式より (3.17) 式が得られる。

$$\Delta\phi_L = \frac{\partial\phi}{\partial L} \Delta L = \frac{K_E}{|\Psi_m|^2} i_q \Delta L \quad (3.17)$$

従って、(3.16) 式と (3.17) 式より、(3.18) 式が得られる。

$$\Delta T \approx P_n \frac{K_E}{|\Psi_m|} 2I_i \Delta L \quad (3.18)$$

(3.18) 式より、 $|\Psi_m|$ に対して反比例となるため、 $\Delta\phi$ が遅れ誤差の場合には、 $|\Psi_m|$ が小さくなり、同じ ΔL であっても影響が大きくなることが分かる。

3.4 実験

3.4.1 推定誤差が無い場合のトルク脈動

本項では、位置センサを用いたトルク制御系により、推定誤差が無い状態で信号電流を重畳し、そのときのトルク脈動を調べることににより、提案手法の原理的な確認を行った結果を示す。

速度は、カップリングされた負荷モータにより 0 [r/min] 一定に制御した状態としておき、図 3.8 の制御系を用いて信号重畳を行った。トルクの脈動成分を計測できるようなトルクセンサの設置が困難であったため、電流とモータパラメータを用いて、(3.1) 式に基づき計算したトルクによりトルク脈動を評価した。信号電流は、振幅 $I_i=1$ [A]、周波数 $\omega_i=83$ [Hz] の正弦波信号を与え、定常状態におけるトルク脈動幅を測定した。信号の振幅は定格電流の 20 %、周波数は定格相当の値となっている。電流制御系は 2,000 [rad/s] で設計した。提案する最大トルク制御座標系の f 軸

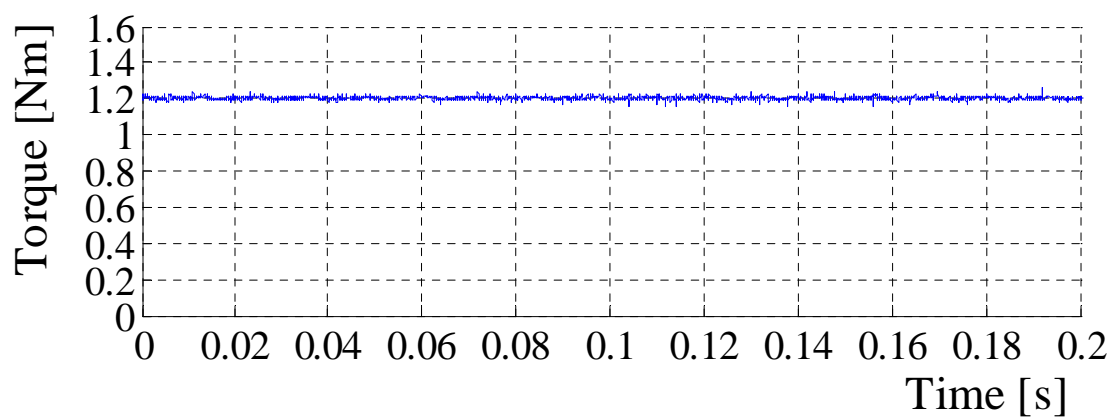


図 3.12. f 軸電流への信号重畳によるトルク脈動

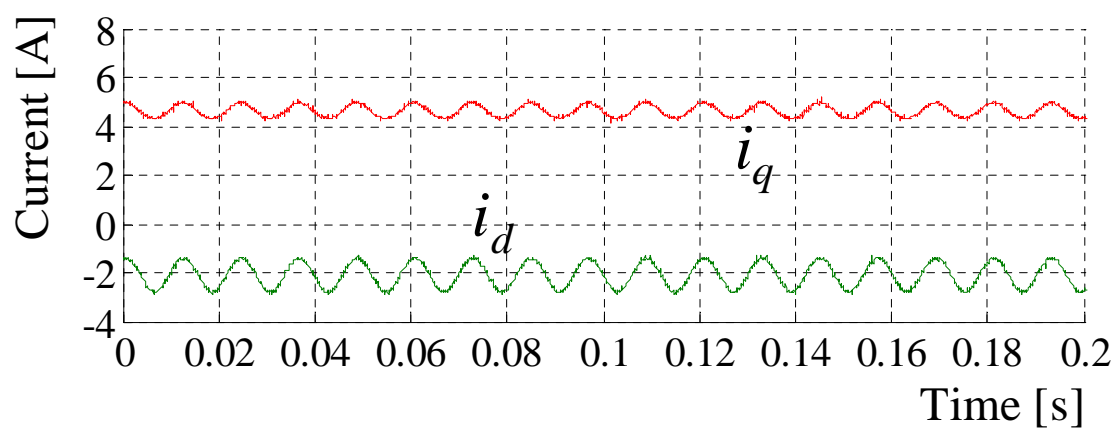
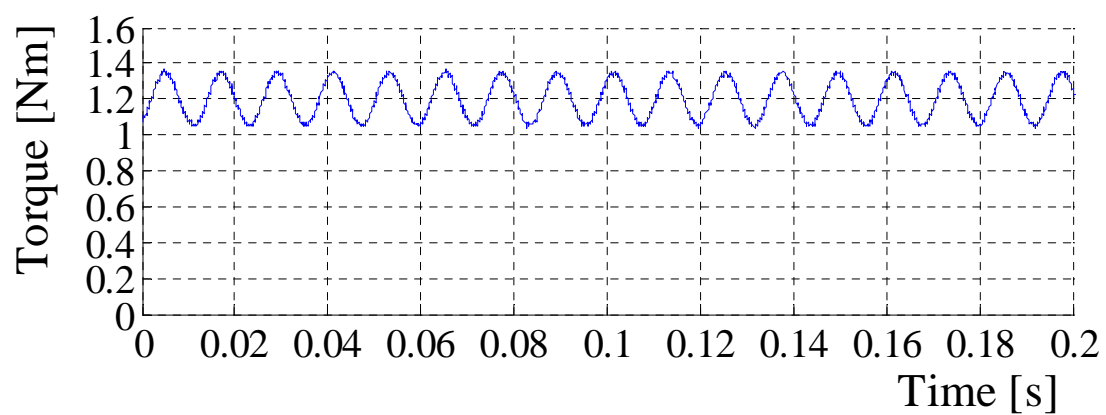
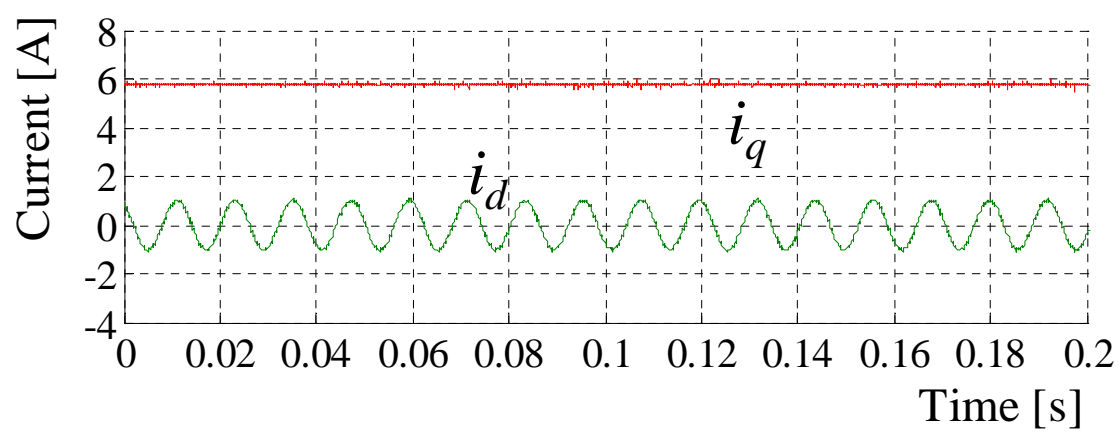


図 3.13. f 軸電流へ信号重畳した時の d, q 軸電流

図 3.14. d 軸電流への信号重畳によるトルク脈動図 3.15. d 軸電流へ信号重畳した時の d, q 軸電流

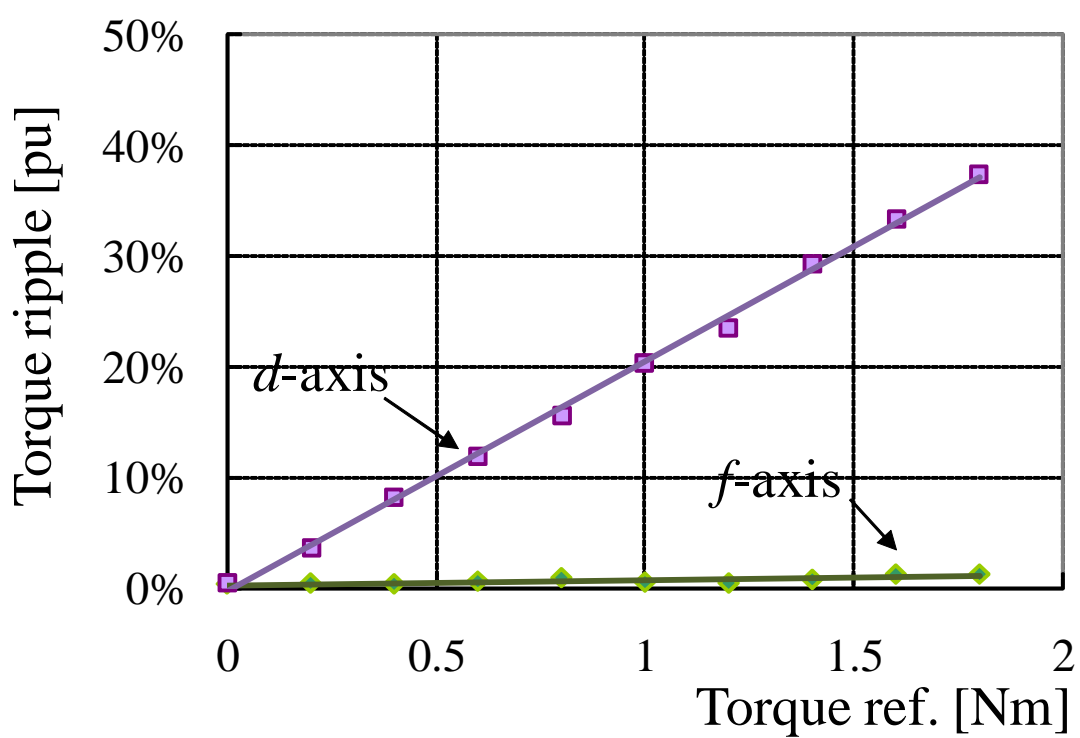


図 3.16. *d* 軸電流と *f* 軸電流に信号重畳したときのトルク脈動幅の比較

電流に信号成分を重畳した場合のトルク脈動に加えて、比較のために、 d 軸電流に信号成分を重畳した場合についても調べた。

まず、提案手法により f 軸電流に信号重畳を行った場合のトルク、及び d, q 軸電流の波形を図 3.12, 図 3.13 に示す。図 3.13 の d, q 軸電流は、重畳信号の周波数 (83 [Hz]) で変動しているが、提案手法により、定トルク曲線上で電流ベクトルを変化させているため、図 3.12 に示すトルクの波形としては一定値を示している。このときのトルク脈動幅を調べると、定格トルクに対し 1 [%] 以内となっており、良好であった。

次に、 d 軸電流のみに信号重畳を行った場合のトルク、及び d, q 軸電流の波形を図 3.14, 図 3.15 に示す。図 3.15 の d 軸電流の波形には 1 [A], 83 [Hz] の脈動が見られる。これによるリアクタンストルクの変動が生じ、図 3.14 のトルク波形には d 軸電流の脈動に同期したトルクリップルが確認できる。

さらに、様々な指令トルクに対し、 f 軸に重畳した場合と d 軸に重畳した場合で、トルク脈動幅を定量的に比較した結果を図 3.16 に示す。 d 軸電流に重畳した場合には、指令トルクの増加とともにトルク脈動幅も増加しており、定格トルク時には約 25[%] に達している。これに対して、提案手法の f 軸電流を用いた場合には、指令トルクに関係なく 1[%] 以内のトルク脈動幅であり、 d 軸の場合に対して数十分の 1 になっていることが分かる。

3.4.2 推定誤差を含む場合のトルク脈動

次に、位置センサレス制御への適用を想定し、最大トルク制御座標系の推定に誤差がある場合のトルク脈動を調べた。前節と同様、図 3.8 の制御系を用いるが、ここでは、 f - t 軸指令電流 (i_f^*, i_t^*) から d - q 軸指令電流 (i_d^*, i_q^*) への回転座標変換を行う際に、任意の誤差 $\Delta\phi$ を与えている。このようにすることで、最大トルク制御座標系の推定軸である ξ - η 軸において、 ξ 軸成分の電流に信号重畳を行った状態を模擬した。そして、最大トルク制御座標系の推定誤差 $\Delta\phi$ に対するトルク脈動幅 ΔT の変化を調べ、3.3.3 項で求めた (3.16) 式の妥当性を検証した。

結果を図 3.17 に示す。図中で、指令トルクが 0 [Nm] (0 [%]) と 1.2 [Nm] (100 [%]) のときのトルク脈動幅を実線で示す。また (3.16) 式により計算した値を破線で重ねて示す。0 [Nm] のときのグラフは、近似式により計算した値とよく一致している。また、1.2 [Nm] のときのグラフは、 $\Delta\phi$ の増加とともに近似式から離れていくが、 $\Delta\phi$ が 30 度以内の範囲では 2 [%] 程度の精度で一致している。実際、位置センサレス制御時には、推定誤差 $\Delta\phi$ が 30 度を超えるような範囲は用いないことを想定しているため、近似式としては十分妥当であるといえる。

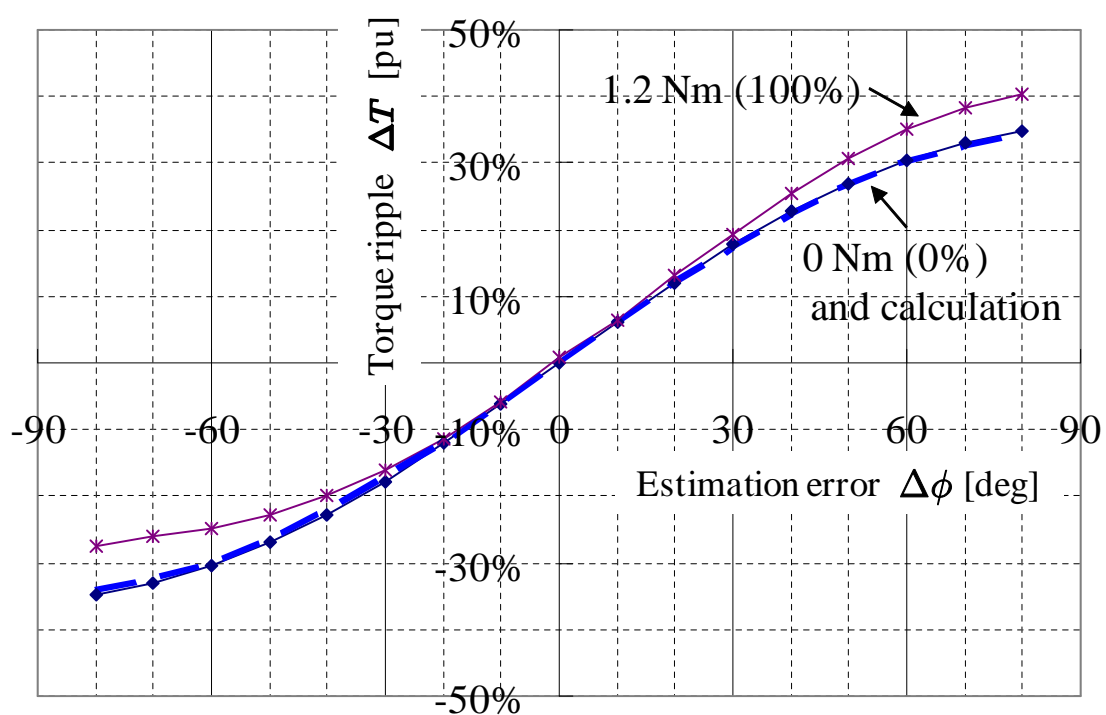


図 3.17. f - t 軸推定誤差 $\Delta\phi$ を含む場合の信号電流によるトルク脈動幅 ΔT

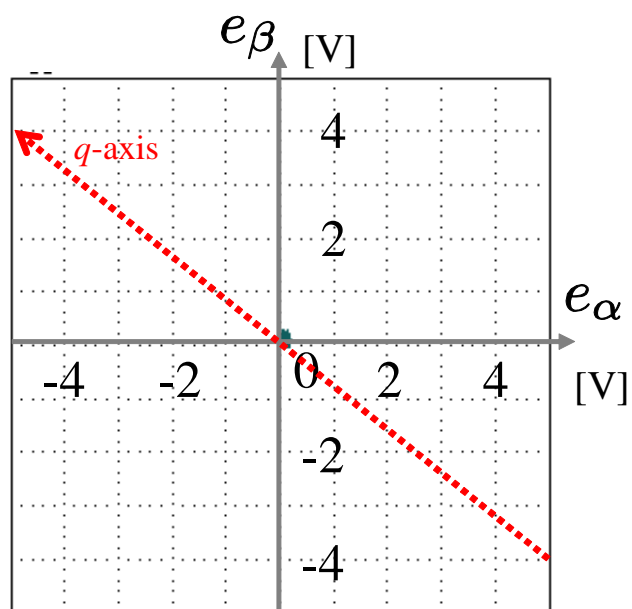


図 3.18. 信号重畳を行わない場合の拡張誘起電圧ベクトル軌跡

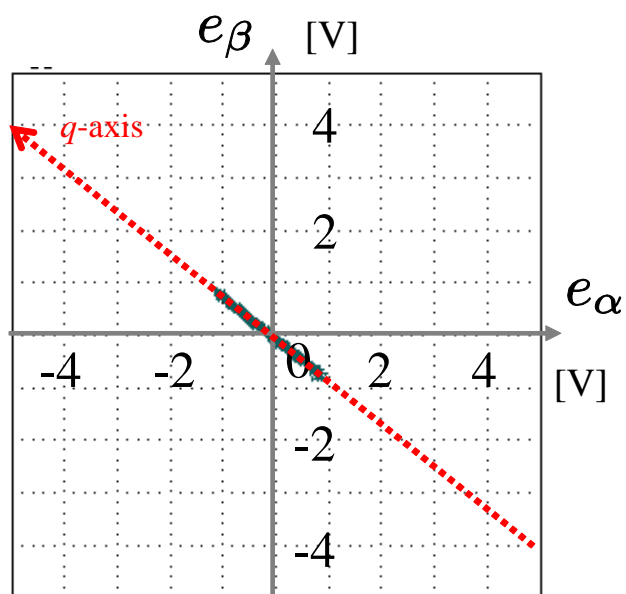


図 3.19. 信号重畳を行った場合の拡張誘起電圧ベクトル軌跡

3.4.3 信号電流の位置センサレス制御への適用可能性

位置センサレス制御の予備実験として、2.4節で示した拡張誘起電圧に基づく位置センサレス制御に対して、本章で提案する信号重畳法を適用した場合、低速域において有効な位置情報を提供できるかを確認した。そのために、磁極位置を60度に固定し、モータ停止状態において、信号重畳を行わない場合と、提案手法を用いて信号重畳を行った場合について、固定座標(α - β 軸)上の拡張誘起電圧(e_α, e_β)のベクトル軌跡を調べた。制御系及び信号重畳の条件は3.4.1項と同様である。結果を、図3.18、図3.19に示す。

図3.18では、信号重畳を行っておらず、速度も零であるため、拡張誘起電圧は発生せず、常に原点の一点に留まっている。これに対し、図3.19では、信号重畳を行うことで、振動するベクトル軌跡が得られている。振動方向は q 軸、すなわち回転子の磁極位置に対して90度進み方向と一致しており、これを検出することにより、位置センサレス制御に利用できると考えられる。この振動方向を抽出するための信号処理と、これを利用した位置センサレス制御については、次章で詳しく述べる。

3.5 まとめ

本章では、IPMSMの制御に適した新たな座標系として、定トルク曲線の接線方向を基準(f 軸方向)とした、最大トルク制御座標系(f - t 軸)を提案した。そして、最大トルク制御座標系において、 f 軸方向に電流ベクトルを変化させることにより、位置推定のための信号電流をトルク成分から分離する方法を示した。また、速度起電力による位置推定が有効な中高速域においては、 f 軸成分の電流を零に制御すれば、MTPA制御が実現できることを示した。実機実験により、信号電流によるトルク脈動が発生しないことを確認した。また、信号重畳時の拡張誘起電圧を調べることで、位置センサレス制御への適用可能性を示した。

提案手法を用いることにより、突極性を利用した位置センサレス制御法に対して、振動や騒音の改善につながるトルク外乱の低減と共に、信号周波数を低下することが可能となる。この信号重畳法を用いた位置センサレス制御法の詳細については、次の第4章で述べる。

第4章

新しい座標系を用いた信号電流重畳による位置センサレス制御の低速駆動域拡大

4.1 はじめに

第3章では、IPMSMの位置センサレス制御に適した新しい f - t 座標系を提案した。そして、これを用いて位置推定のための信号電流による付加的なトルク脈動を発生させない信号重畳法を提案し、駆動特性へ影響を与えず、位置推定のための信号を重畳できることを示した。本章では、この信号重畳法を利用し、拡張誘起電圧に含まれる誘起電圧と突極性の両位置情報を併用する位置センサレス制御法を提案する[76, 77]。

拡張誘起電圧には、突極性による位置情報も含まれているため、停止時・低速時にも位置推定を行えるポテンシャルがある[13, 17]。しかしながら、従来の拡張誘起電圧オブザーバによるセンサレス運転が可能な駆動領域は、中高速域に限定されていた。それには、以下のような性質が起因している。

一つは、拡張誘起電圧に含まれる、速度に無関係な突極性由来の成分を励起するには、定常的に q 軸電流の変化を必要とする。そして二つ目に、オブザーバでは、誤差フィードバックを行うことにより、収束性を自由に設計できるが、このことは、観測できる信号の帯域制限を意味する。したがって、一般的に停止時・低速域で位置推定を行うために用いられるキャリア帯域の高周波重畳信号を、オブザーバを通じて観測することは困難である。もし、キャリア帯域の高周波信号が観測可能となるように、オブザーバを極端に高帯域化すれば、オブザーバの外乱抑圧特性の低下や離散化誤差の影響を招くこととなるため、現実的には採用できない。実際、2.4節で示したように、オブザーバの誤差収束のためには、運転速度の低下に伴って帯域を縮小する低域通過特性を持つ極設計を行う必要がある。このような信号帯域の違い

から，従来の拡張誘起電圧オブザーバでは，突極性による成分は十分に利用されていなかった．

この問題を解決するためには，制御帯域内の信号重畳を用いる必要がある．制御帯域とは，コントローラの帯域，あるいは位置推定のために用いるオブザーバの帯域を意味し，一般的に信号重畳に用いられるキャリア帯域に比べ，低周波信号となる．この制御帯域内は，電流制御を通じた信号電流の生成や検出には有利である．しかし，この帯域での信号重畳は，制御帯域内であるがゆえ，制御系や機械系の応答帯域の中に，外乱として信号電流によるトルク脈動が混入することになり，信号の振幅と周波数の条件によっては，駆動特性への影響が問題となる．

そこで，本章では，まず第3章で示した方法を用いたトルク脈動を発生させない信号電流重畳を行い，その際における拡張誘起電圧ベクトルの振る舞いを解析する．次に，信号電流を加えた拡張誘起電圧から，オブザーバのフィルタを用いて位置情報を抽出する方法を述べる．提案法では，中高速域においても，重畳信号の振幅を零とすることにより，位置推定器はそのまま，従来の拡張誘起電圧オブザーバと等価な位置センサレス制御を実現できる．また，この特徴を活かし，速度起電力の低下する低速域で，拡張誘起電圧の振幅をある下限値以上に確保する信号電流振幅の自動調整法を示す．これにより，速度に応じた位置推定器の切替を行わず，電流制御の指令値を操作するだけで，全速度域に渡る位置センサレス制御が可能となる．最後に，提案手法を用いた位置センサレス速度制御の制御性能を実験的に評価することにより，提案手法の有用性を示す．

4.2 信号電流重畳時の拡張誘起電圧

静止直交二相座標 (α - β 軸) 上の拡張誘起電圧モデルである (2.42) 式を (4.1) 式に再掲する．

$$\mathbf{e} = \left\{ \omega_{re} K_E - (L_q - L_d)(\omega_{re} i_d - \dot{i}_q) \right\} \mathbf{J} \varepsilon^{\mathbf{J}_{\theta_{re}}} \mathbf{u} \quad (4.1)$$

(4.1) 式において， $\omega_{re} K_E$ の項と $-\omega_{re} (L_q - L_d) i_d$ の項は，速度 ω_{re} に比例するため，低速域では有効な位置情報を提供できない．これに対し $(L_q - L_d) \dot{i}_q$ の項は突極性に由来した成分であり， i_q の変化によって生じているため，速度によらず発生する．これを用いることにより低速域における拡張誘起電圧の大きさを維持することができる [17, 23]．

いま，第3章で提案した方法を用いて，最大トルク制御座標系の f 軸電流には正弦波の交流信号， t 軸電流にはトルク指令に応じた一定値として，(4.2) 式のような電流が与えられたとする．

$$\begin{cases} i_f = I_i \sin \omega_i t \\ i_t = I_t \end{cases} \quad (4.2)$$

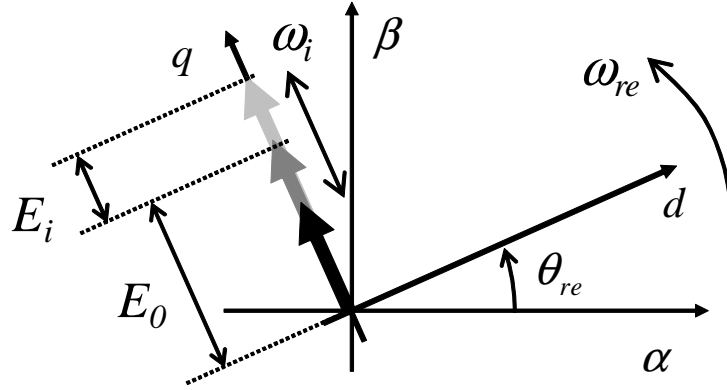


図 4.1. 信号重畳時の拡張誘起電圧ベクトル

このとき， d, q 軸電流は，定義より

$$\begin{cases} i_d = I_i \sin \omega_i t \cos \phi - I_t \sin \phi \\ i_q = I_i \sin \omega_i t \sin \phi + I_t \cos \phi \end{cases} \quad (4.3)$$

となる．さらに，信号重畳時に，最大トルク制御座標系の位相角 ϕ と， t 軸電流 I_t が一定であると仮定すると，

$$\dot{i}_q = \omega_i I_i \cos \omega_i t \sin \phi \quad (4.4)$$

となるので，(4.1) 式の i_d と \dot{i}_q に代入して整理すると，(4.5) 式を得る．

$$e = \{E_0 - E_i \sin(\omega_i t - \nu)\} J \varepsilon^{J \theta_{re}} u \quad (4.5)$$

ここで， E_0 ， E_i はそれぞれ拡張誘起電圧の回転成分と振動成分の振幅， ν は重畳電流に対する振動位相の遅れ分であり，(4.6) 式となる．

$$\begin{cases} E_0 = \omega_{re} \{K_E + (L_q - L_d) I_t \sin \phi\} \\ E_i = \sqrt{(\omega_{re} \cos \phi)^2 + (\omega_i \sin \phi)^2} (L_q - L_d) I_i \\ \tan \nu = \frac{\omega_i}{\omega_{re}} \tan \phi \end{cases} \quad (4.6)$$

(4.5) 式より，拡張誘起電圧は常に q 軸方向を向いており，図 4.1 のように角周波数 ω_i で振動しながら回転子と同期して回転するベクトルとなっていることがわかる．回転成分 E_0 は速度に比例するが，速度が零であっても振動成分 E_i は零にならないため，低速域においても，この振動方向を検出することで磁極位置の方向に対応した d - q 軸を推定することが可能である．

4.3 オブザーバを利用した信号抽出法

拡張誘起電圧の振動方向を検出するために，一般的な同期検波の方法 [12] を利用する．同期検波では，ヘテロダイン処理によって，重畳信号に同期した信号の生成を行った後，低域通過フィルタを用いて，位置情報を持った基本波信号を抽出する．そこで，本節では，第2章で示した拡張誘起電圧オブザーバの持つフィルタ特性を応用して同期検波処理を実現し，位置推定を行う方法を示す．

4.3.1 拡張誘起電圧オブザーバの推定特性

2.4節に示した拡張誘起電圧モデルの線形状態方程式 (2.50) 式，(2.51) 式と拡張誘起電圧オブザーバ (2.52) 式，(2.53) 式を，(4.7) 式～(4.10) 式にそれぞれ再掲する．

$$\begin{bmatrix} \dot{\mathbf{i}} \\ \dot{\mathbf{e}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{11} & \mathbf{A}_{12} \\ \mathbf{O} & \mathbf{A}_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i} \\ \mathbf{e} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{B}_1 \\ \mathbf{O} \end{bmatrix} v + \begin{bmatrix} \mathbf{O} \\ \mathbf{W} \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{A}_{11} &= -(R/L_d)\mathbf{I} - \{\omega_{re}(L_q - L_d)/L_d\}\mathbf{J}, \\ \mathbf{A}_{12} &= -(1/L_d)\mathbf{I}, \mathbf{A}_{22} = \omega_{re}\mathbf{J}, \\ \mathbf{B}_1 &= (1/L_d)\mathbf{I} \\ \mathbf{W} &= -(L_q - L_d) \left(\omega_{re}\dot{\mathbf{i}}_d - \ddot{\mathbf{i}}_q \right) \mathbf{J} \varepsilon^{\mathbf{J}\theta_{re}} \mathbf{u} \end{aligned} \quad (4.8)$$

$$\dot{\mathbf{i}} = \mathbf{A}_{11}\mathbf{i} + \mathbf{A}_{12}\hat{\mathbf{e}} + \mathbf{B}_1v \quad (4.9)$$

$$\dot{\hat{\mathbf{e}}} = \mathbf{A}_{22}\hat{\mathbf{e}} + \mathbf{G} \left(\dot{\mathbf{i}} - \mathbf{i} \right) \quad (4.10)$$

2.4節において，オブザーバを構成する際に線形状態方程式に納められない \mathbf{W} の項は，モデル化誤差として扱った．このモデル化誤差 \mathbf{W} は， d, q 軸電流の微分を含むため，低速駆動域を拡大するために信号重畳を行う場合には，定常状態においても常時発生することとなる．そこで，本節において，モデル化誤差 \mathbf{W} の影響も考慮して，オブザーバの推定特性を議論する．

まず，モデル化誤差 \mathbf{W} の影響を考慮して，拡張誘起電圧の推定誤差を $\varepsilon = \hat{\mathbf{e}} - \mathbf{e}$ とし，(4.7) 式，(4.9) 式，(4.10) 式より誤差方程式を求めると，

$$\dot{\varepsilon} = (-\alpha\mathbf{I} + \omega_{re}\mathbf{J})\varepsilon - \mathbf{W} \quad (4.11)$$

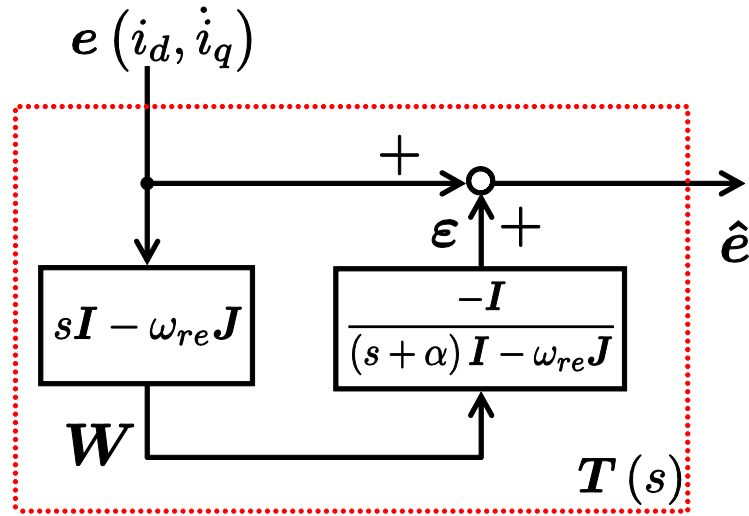


図 4.2. モデル化誤差の影響

となる．ただし，オブザーバゲインを $G = \alpha L_d I$ とした．ここで， d, q 軸電流が，重畳信号により周期的に正弦波状の変化をする準定常状態について考える．このときに発生するモデル化誤差 W の影響は，誤差方程式のラプラス変換により得られる伝達関数を解析することにより評価できる．(4.11) 式の両辺をラプラス変換してまとめると，

$$\epsilon(s) = \frac{-I}{(s + \alpha)I - \omega_{re}J} W(s) \quad (4.12)$$

となり，モデル化誤差 W は，拡張誘起電圧の推定値 \hat{e} に対して，(4.13) 式のように加わることとなる．

$$\begin{aligned} \hat{e} &= e + \epsilon \\ &= e + \frac{-I}{(s + \alpha)I - \omega_{re}J} W \end{aligned} \quad (4.13)$$

ただし，ここで考えているモデル化誤差 W というのは，任意の外乱ではなく，(4.7) 式が意味するように， e を微分したときの回転成分を除いたベクトルである．当然のことながら， W は e とは無関係ではなく，大きさは $|e|$ の微分に等しく，方向は常に e と同方向 (q 軸方向) となっている．従って，(4.7) 式より，

$$W = (sI - \omega_{re}J) e \quad (4.14)$$

と表すことができ，(4.13) 式と (4.14) 式の間を関係を図示すると図 4.2 となる．そして，

改めて拡張誘起電圧の真値 e から \hat{e} の伝達関数を求めると, (4.15) 式となる.

$$T(s) = \frac{\hat{e}}{e} = \frac{\alpha \mathbf{I}}{(s + \alpha) \mathbf{I} - \omega_{re} \mathbf{J}} \quad (4.15)$$

(4.15) 式は, 拡張誘起電圧ベクトルの真値から推定値までの振幅比・位相差の周波数特性 (フィルタ特性) を表している. なお, (4.12) 式から (4.15) 式は行列であるため, 本来は分数ではなく逆行列で表すべきであるが, フィルタの性質を明示するため便宜的に分数の形式で表現している.

また, i_d, i_q の微分により構成されている W をモデル化誤差として扱うことで, 例えば, 重畳信号の振幅や周波数を大きくしていく場合に, 一見すると推定値 \hat{e} への影響が大きくなることが懸念される. しかし実際には, 上記に示したように W の大きさも変化するが e 自体も変化しているため, e と \hat{e} の関係としては変わらないことを意味している.

4.3.2 同期検波処理のための拡張誘起電圧推定器の構成

拡張誘起電圧を推定するオブザーバは, フィルタとしての性質を持っており, モータの逆モデル + フィルタによって表現することができる [23]. そこで, 同期検波処理のために, 拡張誘起電圧オブザーバのフィルタ構造を利用した信号抽出法を考える.

そのために, まず, オブザーバのフィルタを図 4.3 に示すような二段構成とする. 実際には, 従来の拡張誘起電圧オブザーバに, 後段のフィルタ 2 を追加することにより実現できる. 前段のフィルタ 1 は, 基本波と重畳信号の両帯域を通過させるように, オブザーバゲインを設計する. その出力に対し, 重畳信号の $\pi/4$ 位相をシフトした信号を乗じることにより, 重畳信号に同期した信号を生成する. この位相シフトでは, 重畳信号の位相と直交関係にある拡張誘起電圧の振動成分を抽出するため, 後に示す前段のフィルタ 1 での $\pi/4$ の位相遅れを考慮している. そして, このように生成した同期信号と, 重畳信号を乗じていない拡張誘起電圧の両者を加算したものの対して, 後段のフィルタ 2 で検波処理を行う. 後段のフィルタ 2 は, 基本波帯域を通過させ, 重畳信号波帯域を減衰させるようなフィルタを用いる.

4.3.3 フィルタの設計と回転子位置の推定方法

本項では, 具体的なフィルタ設計法を示す. 拡張誘起電圧オブザーバにおいて, オブザーバゲインを $G = \alpha L_d \mathbf{I}$ と選ぶことにより, 静止直交二軸座標系上で表現された拡張誘起電圧ベクトルの真値から推定値までのフィルタ特性を (4.15) 式のような伝達関数行列で表すことができる. このフィルタは, 図 4.4 に示すような, 中心周

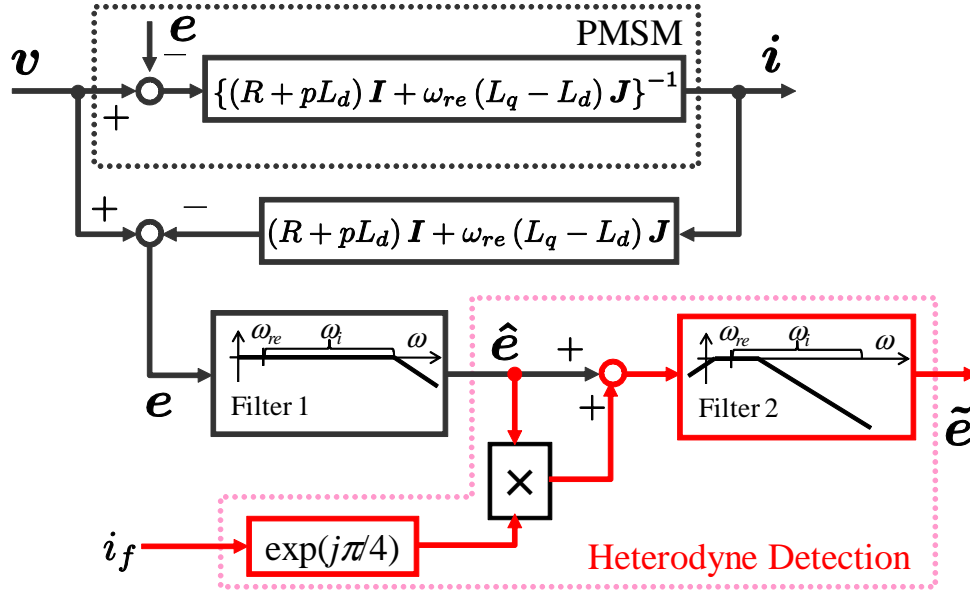


図 4.3. 拡張誘起電圧オブザーバを用いた同期検波処理による位置推定法

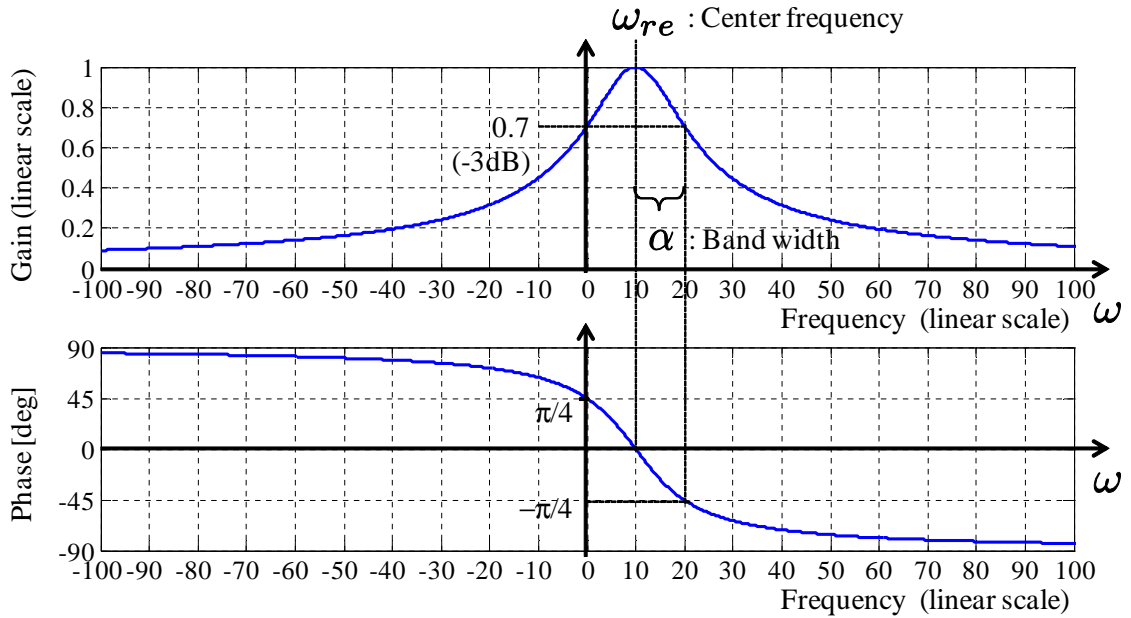
図 4.4. 静止座標系の拡張誘起電圧オブザーバのフィルタ特性 ($\omega_{re} = \alpha = 10$ Hz の例)

表 4.1. 信号周波数に対するフィルタ特性

$s \rightarrow$	$j\omega_{re}$	$j(\omega_{re} \pm \omega_i)$	$j(\omega_{re} \pm 2\omega_i)$
Filter1 : Gain	0 [dB]	-3 [dB]	-
Phase	0 [rad]	$\mp \frac{\pi}{4}$ [rad]	-
Filter2 : Gain	0 [dB]	$\frac{\alpha}{\sqrt{\alpha^2 + \omega_i^2}}$	$\frac{\alpha}{\sqrt{\alpha^2 + (2\omega_i)^2}}$
Phase	0 [rad]	$\mp \tan^{-1} \left(\frac{\omega_i}{\alpha} \right)$ [rad]	$\mp \tan^{-1} \left(\frac{2\omega_i}{\alpha} \right)$

波数が ω_{re} で，帯域幅が α の帯域通過特性 [25, 70] であることに着目し，図 4.3 の両フィルタ 1，2 とともに (4.15) 式のフィルタ特性を用いる．そして，前段のフィルタ 1 では $\alpha = \omega_i$ ，後段のフィルタ 2 では $\alpha = \omega_{re}$ と選ぶことにより，上記の同期検波処理を実現する．ただし，後段のフィルタ 2 では，速度 ω_{re} が低下すると帯域が狭まるため，適当な下限値 α_0 を設けて， $|\omega_{re}| < \alpha_0$ となったところで $\alpha = \alpha_0$ に制限する． α_0 の値は，同期検波処理における重畳信号波帯域の減衰率，及び極低速域における高調波外乱などに対する外乱抑圧特性を考慮して調整する．このようなフィルタの周波数特性は，(4.16) 式～(4.18) 式に示す伝達関数を調べることにより解析可能である [70]．

$$\text{Filter1:} \quad T_1(s) = \frac{\omega_i}{(s + \omega_i) - j\omega_{re}} \quad (4.16)$$

$$\text{Filter2:} \quad T_2(s) = \frac{\alpha}{(s + \alpha) - j\omega_{re}}, \quad (4.17)$$

但し，

$$\alpha = \begin{cases} |\omega_{re}| & ; |\omega_{re}| \geq \alpha_0 \\ \alpha_0 & ; |\omega_{re}| < \alpha_0 \end{cases} \quad (4.18)$$

また，拡張誘起電圧ベクトル e は，(4.5) 式が示すように ω_{re} と $\omega_{re} \pm \omega_i$ の 3 成分で合成されているため，フィルタ 1 の入力信号の周波数としては ω_{re} ， $\omega_{re} \pm \omega_i$ となる．そして，後段のフィルタ 2 の入力信号の周波数は，ヘテロダイン処理による周波数シフトが掛かるため， ω_{re} ， $\omega_{re} \pm \omega_i$ ， $\omega_{re} \pm 2\omega_i$ となる．従って，各周波数に対する (4.16) 式，(4.17) 式に示したフィルタの特性は， s に $j\omega_{re}$ ， $j(\omega_{re} \pm \omega_i)$ ， $j(\omega_{re} \pm 2\omega_i)$ を代入することにより得ることができる．その結果を表 4.1 に示す．表 4.1 より，前段のフィルタ 1 では，基本波 $j\omega_{re}$ に対しては，減衰も位相遅れもなく通過し，重畳信号波 $j(\omega_{re} \pm \omega_i)$ に対しては，-3dB の減衰と $\mp \pi/4$ の位相遅れを伴い通過する．また，後段のフィルタ 2 では，基本波 $j\omega_{re}$ に対しては，減衰も位相遅れもなく通過し，遮断すべき重畳信号波 $j(\omega_{re} \pm \omega_i)$ ， $j(\omega_{re} \pm 2\omega_i)$ に対しては，それぞれ $\alpha/\sqrt{\alpha^2 + \omega_i^2}$ ， $\alpha/\sqrt{\alpha^2 + (2\omega_i)^2}$ の減衰率となる．

図 4.3 の構成において，(4.5) 式で示した拡張誘起電圧ベクトル e を入力とし，(4.16) 式～(4.18) 式のフィルタを通過することにより得られる検波処理後の拡張誘起電圧を求めると，(4.19) 式のようになる．

$$\tilde{e} \approx \left(\omega_{re} \{K_E + (L_q - L_d)I_t \sin \phi\} + \omega_i \frac{L_q - L_d}{2\sqrt{2}} I_i^2 \sin \phi \right) \varepsilon^{\mathbf{J} \omega_{re} t} \mathbf{J} \mathbf{u} \quad (4.19)$$

従って，回転子位置 $\hat{\theta}_{re}$ は，従来の拡張誘起電圧オブザーバと同様，検波処理後の拡張誘起電圧 \tilde{e} の位相情報より，(4.20) 式で求められる

$$\hat{\theta}_{re} = \tan^{-1} \left(\frac{-\tilde{e}_\alpha}{\tilde{e}_\beta} \right) \quad (4.20)$$

4.3.4 中高速域における動作

前項までに示したオブザーバのフィルタを利用した信号抽出法を用いることにより，速度起電力の有効な中高速域では，重畳信号 i_f の振幅である I_i を零に減少させることにより，従来の拡張誘起電圧オブザーバに移行することが可能である．

すなわち，重畳信号 i_f が零となった場合，図 4.3 に示す掛け算のパスがなくなり，フィルタだけの状態となるが，前段のフィルタ 1 の帯域幅は，基本波に対して十分広いので，実質的には後段のフィルタ 2 のみが有効となる．また，後段のフィルタ 2 は，従来の拡張誘起電圧オブザーバの持つフィルタ特性を利用しているため，このようにすることで，速度起電力の有効な中高速域においても，重畳信号の振幅である I_i を零に減少させるだけで，位置推定法を切り替えることなく，従来の拡張誘起電圧オブザーバの動作に移行することが可能となる．

加えて，前述したように f 軸電流が零の状態は MTPA 制御と等価であるため，高効率制御も同時に実現できる．

4.4 信号電流振幅の自動調整法

従来の拡張誘起電圧オブザーバによるセンサレス制御が低速域で用いられないのは，拡張誘起電圧の速度起電力項の大きさが減少するためであった．従って，信号電流の与え方として，単に，速度に応じて重畳する信号電流の振幅を増加させることにより，拡張誘起電圧の大きさを確保する方法が考えられる [78]．

しかし，拡張誘起電圧の振幅は速度だけでなく負荷電流によっても変化する上に，実際に信号を増加させていく速度域や信号電流の上限値の調整は，モータ毎の試行錯誤に頼ることになる．その結果，動作点によっては必要以上の信号電流を重畳することにもなりかねない．

そこで，本節では，信号振幅の調整を容易に行う方法の一例として，前項で示した方法を用いて得られる拡張誘起電圧に対し，下限値を与えるような重畳信号振幅の自動調整法を示す．

4.4.1 信号電流振幅の計算法

(4.19) 式において，振幅をある下限値 e_{min} 以上に確保するための信号振幅 I_i を考える．速度起電力項のみで値を確保されない条件下で，信号を重畳する必要があるため，補助電圧 e_{aux}^* として (4.21) 式を定義する．

$$e_{aux}^* = e_{min} - \omega_{re} \{ K_E + (L_q - L_d) I_t \sin \phi \} \quad (4.21)$$

この値は，速度 ω_{re} が低下した場合に，重畳信号によって補助的に加算できる振幅増加分であり，常に正の値を与える．また，重畳信号の振幅にも上限があり，最大の信号振幅を与えても，必要な e_{min} が確保できない場合には，制限をかける必要がある．上記の条件を考慮し，重畳信号振幅の指令値 I_i^* として，(4.22) 式を与える．

$$I_i^* = \begin{cases} 0 & ; e_{aux}^* < 0 \\ \sqrt{e_{aux}^* \frac{2\sqrt{2}}{(L_q - L_d)\omega_i \sin \phi}} & ; 0 \leq e_{aux}^* < e_{amax} \\ I_{imax} & ; e_{amax} \leq e_{aux}^* \end{cases} \quad (4.22)$$

ただし， e_{amax} は最大の電流振幅を与えたときに得られる拡張誘起電圧振幅であり，(4.23) 式で定義する．

$$e_{amax} = I_{imax}^2 \frac{(L_q - L_d)\omega_i \sin \phi}{2\sqrt{2}} \quad (4.23)$$

4.5 実験

4.5.1 実験システム構成

実験に使用したモータのパラメータ公称値を付録 A の表 A.1 に示す．制御系全体は，図 4.5 に示すセンサレスベクトル速度制御で構成しており，速度制御器の応答は 50 rad/s で設計した．速度制御器の出力により t 軸電流指令を生成し， f 軸電流指令には，電流制御器の帯域を考慮して角周波数 $\omega_i = 2\pi 100$ rad/s の正弦波信号を与えた． f 軸電流の信号振幅については，4.4 節に示した，拡張誘起電圧の下限値を確保する自動調整法を適用した．拡張誘起電圧の下限設定値は，インバータにおけるデッドタイム等の電圧外乱を考慮し， $e_{min} = 7$ V と設定した．

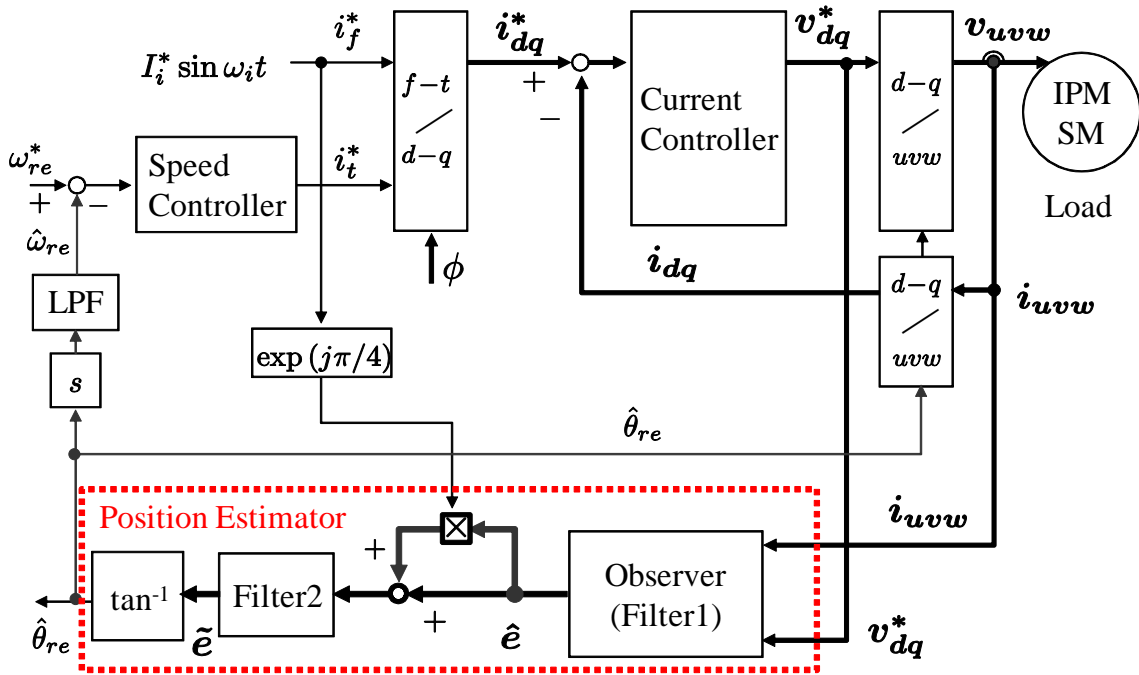


図 4.5. 提案する位置センサレス制御系の構成

$f-t$ 軸電流指令より、回転角 ϕ の回転座標変換を通じて $d-q$ 軸電流指令を生成し、電流制御器に入力する。電流制御器は一般的な $d-q$ 軸上の電流ベクトル制御であり、ゲインは $2,000 \text{ rad/s}$ で設計した。キャリア周波数は 5 kHz とし、制御周期は、電流制御とオブザーバを $100 \mu\text{s}$ 、速度制御を $200 \mu\text{s}$ としている。センサにより検出した電流と、電流制御器の出力から得られる電圧指令をオブザーバに入力し、位置推定を行なう。同期検波処理の後段フィルタ 2 における帯域幅の下限值 α_0 は、 6.66 Hz 相当に設定した。そして、推定した位置を微分し、ノイズ除去のための低域通過フィルタを通すことにより、速度推定値を得る。速度推定における低域通過フィルタの遮断角周波数は、速度制御の帯域を考慮し、本実験では 100 rad/s とした。

まず定常状態の評価として、定格負荷状態での零速保持を含む、全速度域に亘る緩やかなランプ加減速特性の結果を 4.5.2 項に示し、次に全域でのセンサレス運転可能領域を調べた速度-トルク特性の結果を 4.5.3 項に示す。最後に、基本的な速度制御の過渡特性評価として、ステップ応答の結果を 4.5.4 項に示す。

4.5.2 加減速特性

図4.6に実速度，トルク，位置推定誤差，同期検波処理後の拡張誘起電圧振幅 \bar{E} ，重畳信号振幅 I_i^* ，及びu相電流の時間波形を示す．速度指令は，900 r/min (30 Hz) から0 r/minまで傾き90 r/min/sでランプ的に変化させている．ここでは，全速度域に渡る定常的な安定性を見るため，緩やかな加減速時間としている．結果の波形より，零速保持を含む全速度域に亘って，加減速ともにセンサレス制御が安定に行われていることが確認できる．

ただし，位置推定誤差の波形を見ると，約200 r/min以下の低速域において，±5度以内の脈動が見られる．これについて，詳しく調べるために60 r/min一定速運転を行ったときの拡大波形を図4.7に示した．この速度域では，実速度の波形が大きく脈動しており，その振動周波数は，基本波(2 Hz)に対して2次，6次，12次の低次高調波成分となっている．それぞれの脈動成分の大きさは，各次数とも10%程度である．また，位置推定誤差にも同様の振動が見られ，2次，6次の脈動が大きくなっている．これらの振動周波数は，低速駆動域を拡大するために重畳した100 Hzの周波数とは無関係であり，モータ構造や，インバータの出力電圧誤差・電流検出誤差による低次高調波外乱の影響と考えられる．実際，使用したモータは，起電力波形に13%程度の12次高調波成分が含まれており，また極低速域においては，コギングトルクによる振動が大きく出ることが，位置センサを用いた制御時に別途確認されている．インバータの誤差に関しても，現状の対策は，電流極性に応じて一定値を加算する基本的なデッドタイム補償のみである．以上のことから，これらの補償を高精度化することにより，さらなる性能改善が期待できる．

それと同時に，信号重畳による補助電圧は，このような外乱に対して十分な信号レベルを確保する必要がある．一方で，これらの低次高調波外乱によって，位置推定誤差にも振動が生じており，信号電流を大きくしすぎると位置推定誤差が出たときに生じるトルクリップルも増加する恐れがある[75]．従って，少ない信号電流で，効率良く位置推定に必要な信号レベルを確保することが望ましく，提案する自動調整法は有効である．

次に，比較のために信号を重畳していない状態のセンサレス加減速波形を図4.8に示す．このときは，約60 r/min以下の低速領域で位置推定が不安定となり，脱調している様子が確認できる．不安定領域においては，拡張誘起電圧の振幅が2.5 V以下に低下したところで位置推定誤差が発散している．このような領域において，提案手法では， q 軸電流微分の項を励起することにより運転領域が拡大されており，提案手法の効果は明らかである．

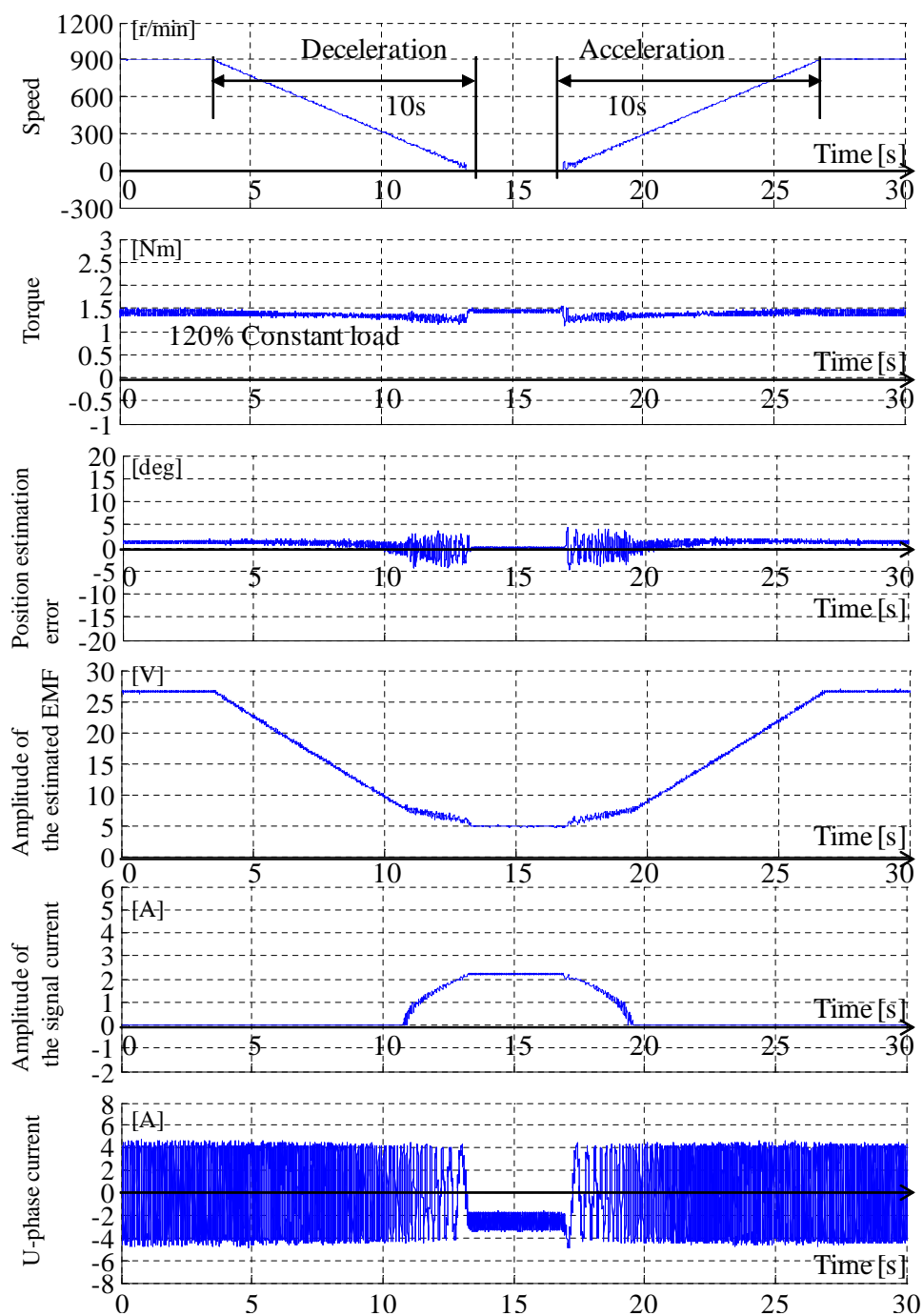


図 4.6. ランプ加減速特性 (信号重畳有り)

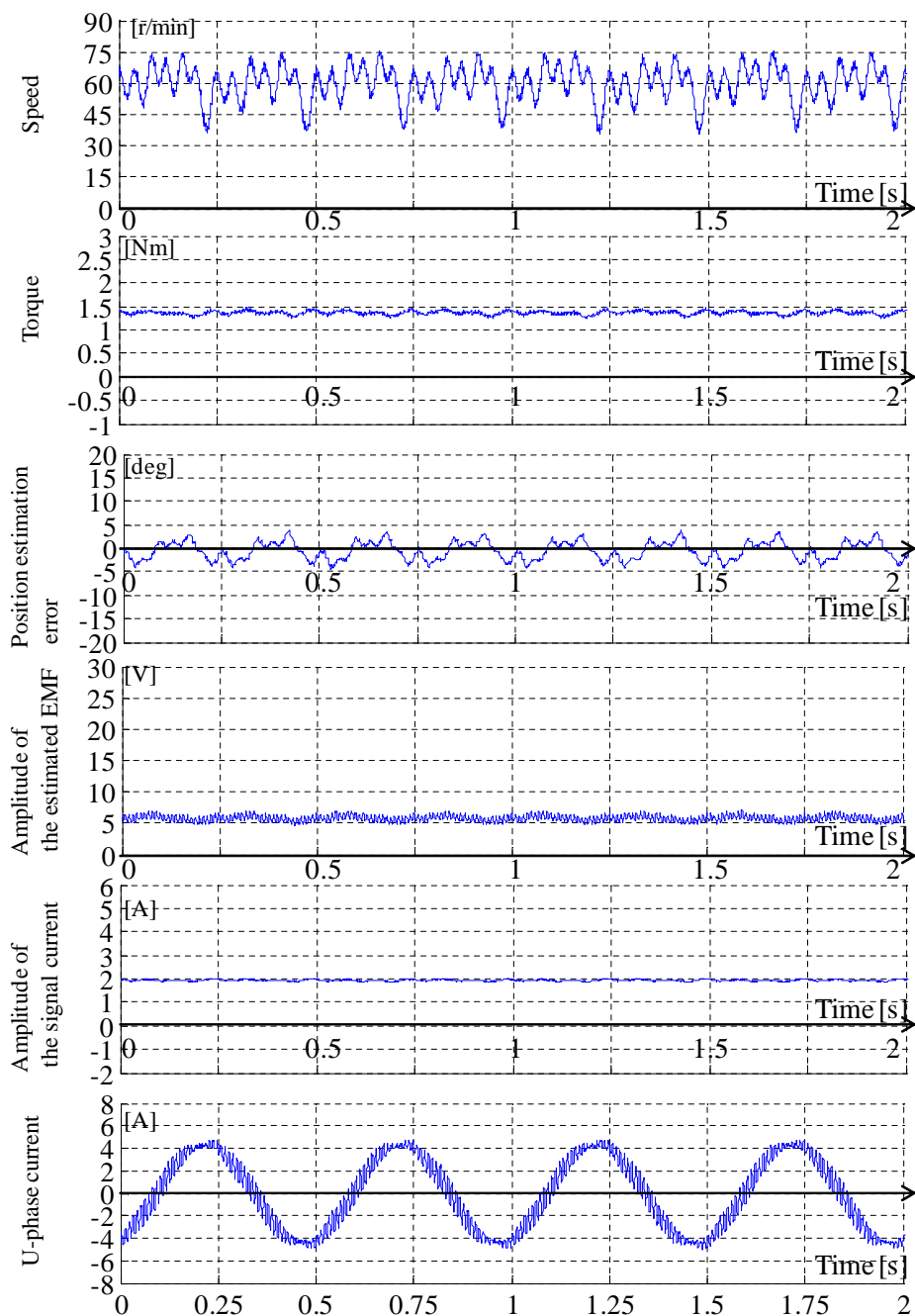


図 4.7. 60[r/min] 一定速運転時の拡大波形 (信号重畳有り)

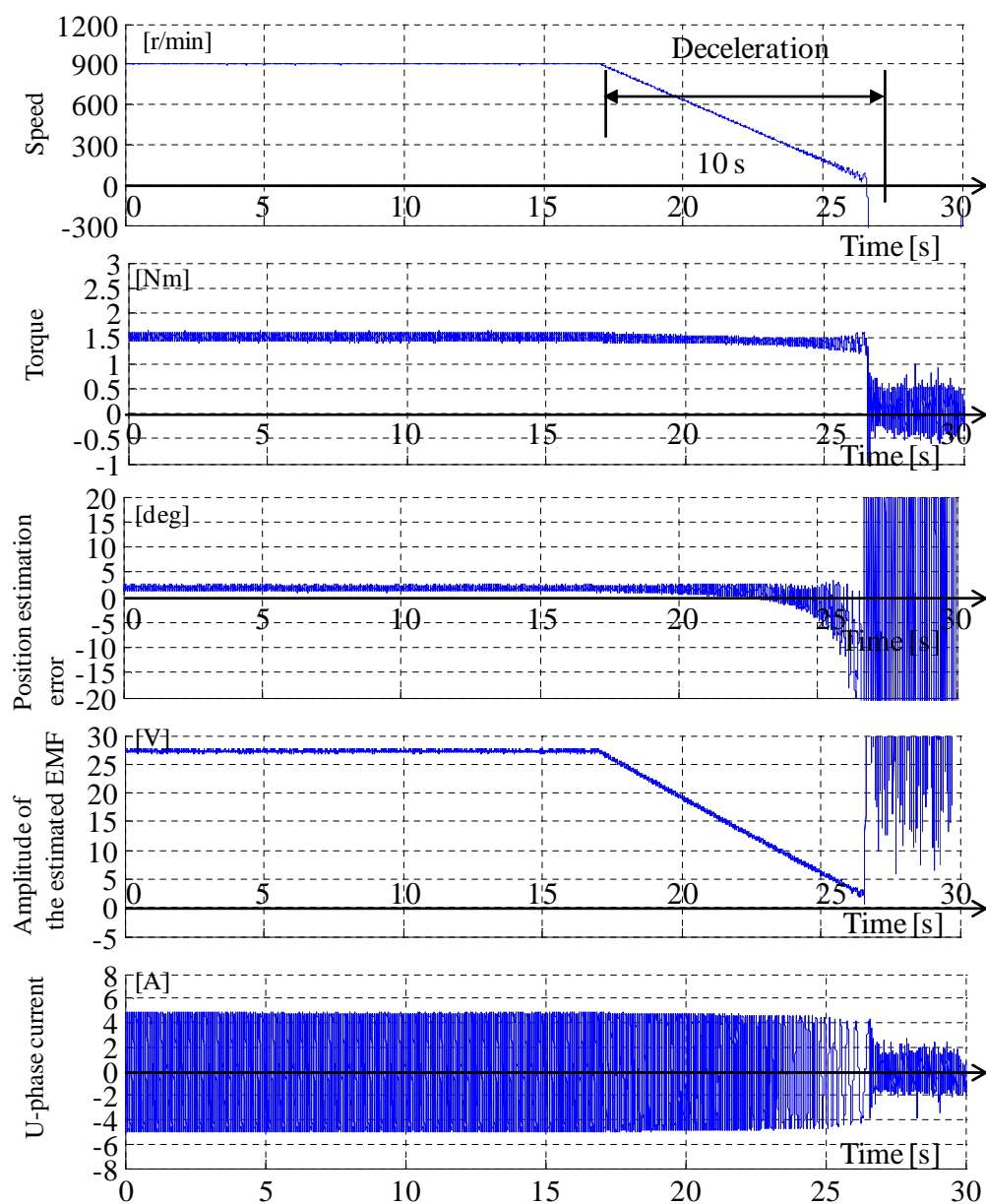


図 4.8. ランプ加減速特性 (信号重畳無し)

4.5.3 速度-トルク特性

速度-トルク特性により，定常的に運転可能な駆動領域を調べた．低速域のみ拡大した実験結果を図 4.9 に示す．定常的に運転可能であった動作点を ○ あるいは × 印で示す．× 印の動作点は，従来の拡張誘起電圧オブザーバでは運転不可であり，提案法により拡大された駆動領域を示す．提案法でも，低速かつ軽負荷においては，運転可能領域が制限されており，その範囲は 250 r/min（定格の 10 %）以下で徐々に拡大し，最大で約 50 % トルク以下である．このような軽負荷領域を除いては，推定法を切り替えることなく，拡張誘起電圧オブザーバによるセンサレス制御の有効な運転範囲を，零速を含む低速域へ拡大できることが確認された．

なお，低速かつ軽負荷領域において運転領域が制限されているのは，トルク脈動を発生させずに， q 軸電流の変化を用いて位置推定することによる制約である．すなわち，軽負荷時には，定トルク曲線が d 軸と平行になるため，トルク一定のまま，拡張誘起電圧の q 軸電流微分の項を励起することが困難となる．この領域における更なる運転領域の拡大は，今後の課題である．

次に，速度-トルク平面の上に，重畳信号の振幅 I_i^* の分布を重ねてプロットした結果を図 4.10 に示す．図 4.10 中の網掛け部分は，前述した低速軽負荷の運転不可領域を示す．低速の軽負荷ほど信号振幅が増加しており，最大で 2.5 A に達していることがわかる．ただし，提案した信号重畳法の特徴から，電流ベクトルの変化は位相方向が主となるため，電流の振幅方向への増加分は小さい．これについて定量的に調べるために，信号重畳時の d - q 軸電流ベクトル軌跡を計測した．一例として，速度指令を 60r/min，負荷トルクを約 1.2 Nm としたときの結果を図 4.11 に示す．電流ベクトルの最小振幅は， f 軸電流が零，すなわち MTPA 制御のときの電流値であり，その点を中心に定トルク曲線に沿った軌跡を描いている．このとき，信号注入軸である f 軸上での振幅 I_i は，図 4.10 より約 2 A であるが，これを図 4.11 のように電流ベクトルの振幅方向への増加分で見ると，MTPA 制御の電流値に対して 7 % の増加となっている．この増加分は，150 % 負荷時には 3 % 程度に減少しており，図 4.10 からわかるように，重負荷時ほど小さくなる傾向があるため，実質的な電流容量の負担は小さいと考えられる．

同様に，推定された拡張誘起電圧の振幅 \bar{E} の分布を，速度-トルク平面の上にプロットした結果を，図 4.12 に示す．設定した下限値 $e_{min}=7$ V を最大 2 V 程度下回っているものの，重畳信号振幅の自動調整法（4.4 節）を適用することにより，信号重畳による補助電圧を生成できていることが分かる．極低速の重負荷領域において，設定した拡張誘起電圧の下限値を下回っている原因については，(4.5) 式の導出において ϕ と i_t を一定とした仮定が，信号振幅の増加とともに成立しなくなり，誤差を生んでいるものと考えられる．この低下分は，重負荷かつ信号振幅の増加時に生じる問題であるが，信号振幅の上限 I_{imax} の設定と，下限値 e_{min} の設定を調整するこ

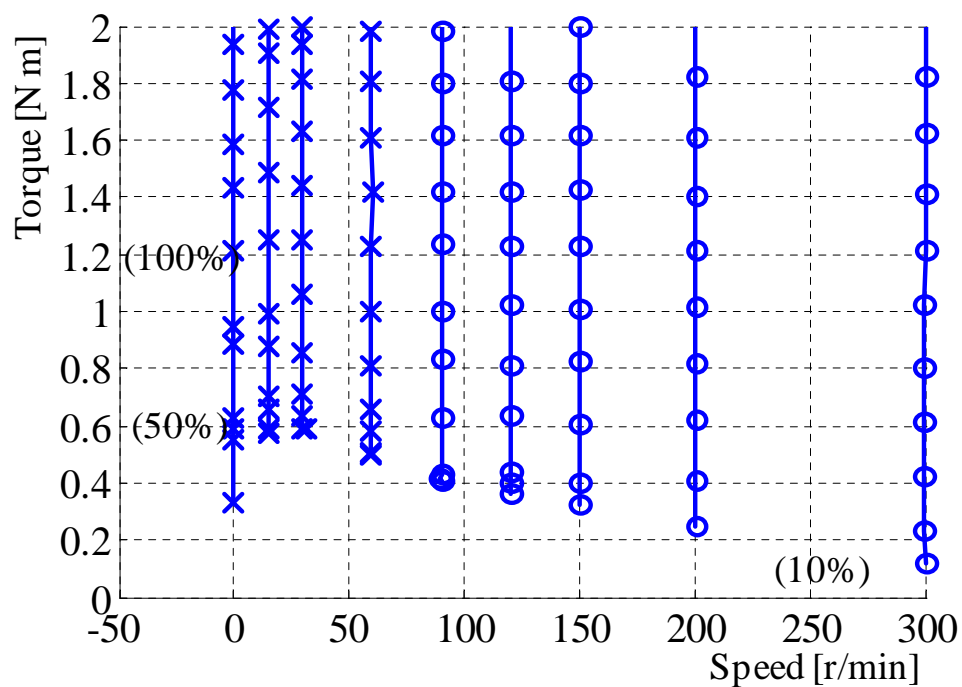


図 4.9. 速度-トルク特性

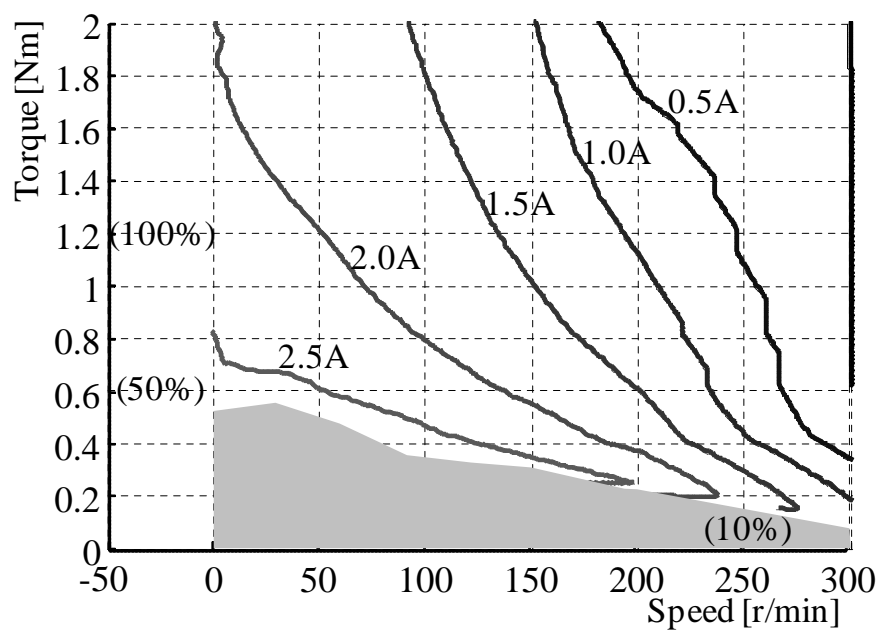


図 4.10. 信号電流振幅の分布

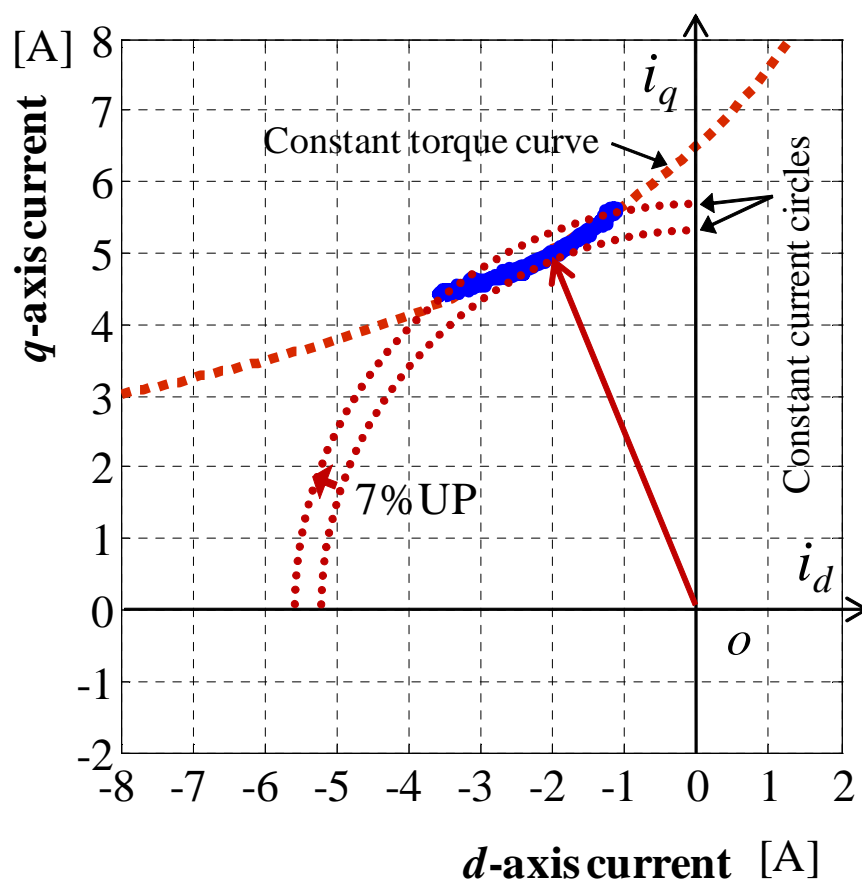


図 4.11. 信号重畳時の d - q 軸電流ベクトル軌跡 (60 r/min, 1.2Nm)

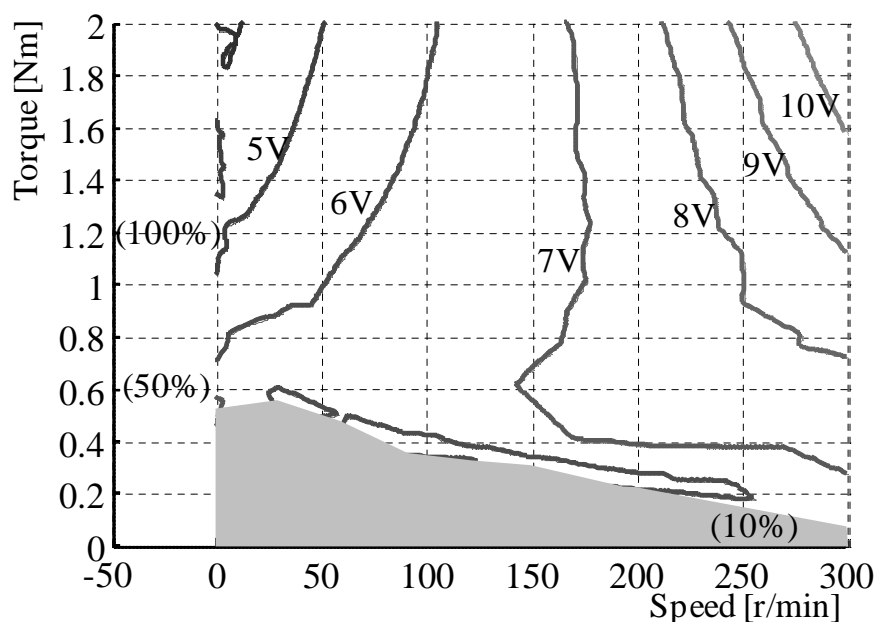


図 4.12. 拡張誘起電圧振幅の分布

とにより，対策可能であると考えられる．

4.5.4 ステップ応答

速度ステップ応答の実験結果を図 4.13，図 4.14 に示す．速度指令のステップ幅は 0–100 r/min（図 4.13）と 60–160 r/min（図 4.14）の二通りとした．負荷トルクは，約 60 % 一定とし，100 r/min の速度ステップ時に電流制限は動作しない条件とした．このとき，速度制御器は 50 rad/s で設計されているため，ステップ応答の時定数は 20 ms と想定される．センサから取得した実速度の時定数を計測すると，30–40 rad/s 前後の値となっており，50 rad/s 程度の応答設定に対しては，センサレス制御の応答は良好であるといえる．設計値との差は，イナーシャパラメータの設定誤差，インバータの電圧誤差，モータのコギングトルクの影響が考えられる．

次に，インパクト負荷応答の実験結果を図 4.15 に示す．速度指令を 250 r/min 一定とし，負荷トルクを約 50 % から 140 % の間でステップ的に増減させた．負荷のステップアップ時には，速度がほぼ 0 r/min まで低下しているが，速度制御の応答により，約 0.2 s で元の速度に復帰している．過渡的な速度の低下に伴い，重畳信号の振幅が一旦増加し，その後，速度起電力項の増加により，必要な補助電圧が減少するため，重畳信号も自動的に零に調整されるといった，良好な動作が確認できる．

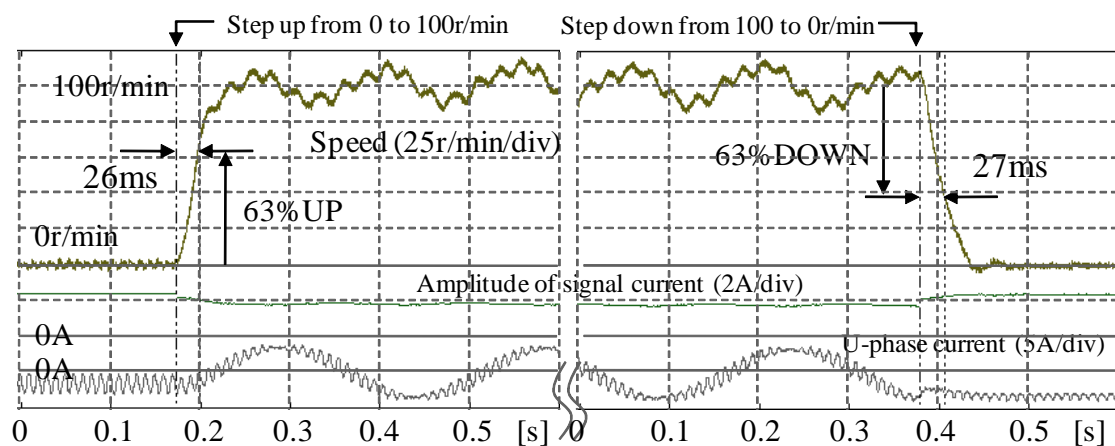


図 4.13. 速度ステップ応答 (0 to 100r/min)

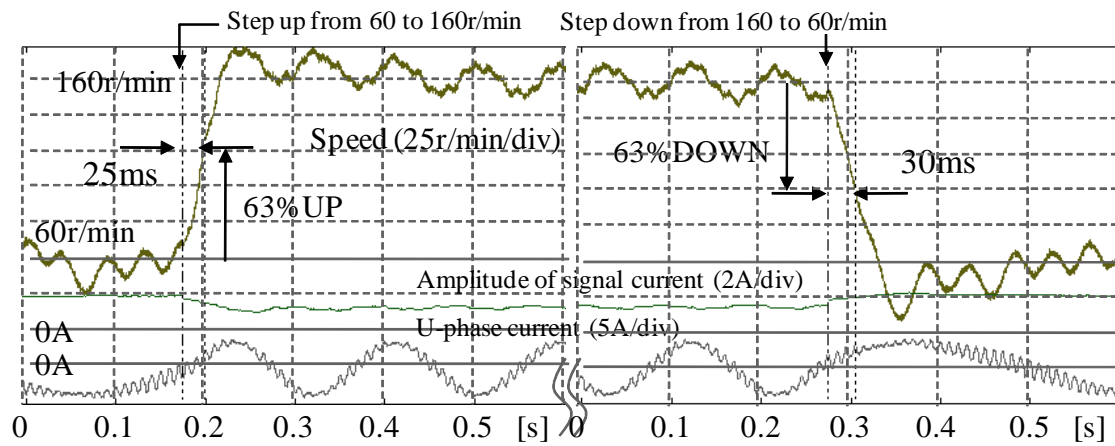


図 4.14. 速度ステップ応答 (60 to 160r/min)

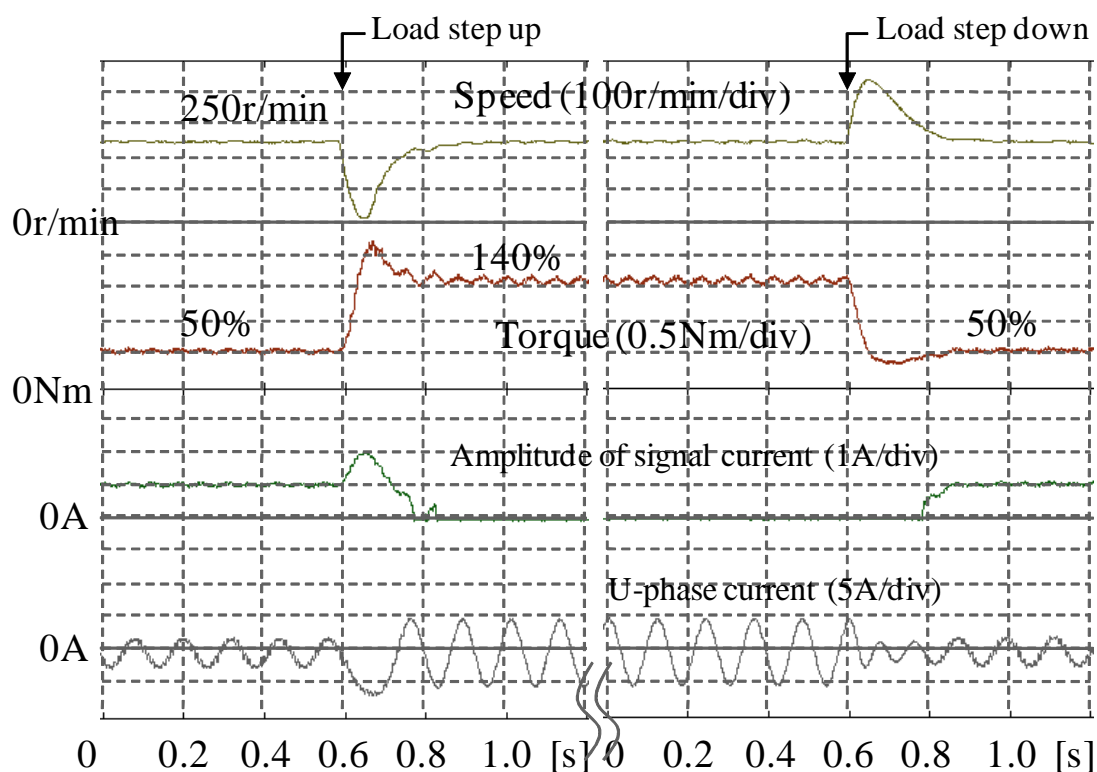


図 4.15. インパクト負荷応答

負荷のステップダウン時には，過渡的に速度が増加し，ステップアップ時と同様，約 0.2 s で元の速度に復帰し，良好である．信号振幅についても，速度の復帰と負荷の減少に伴い，元のレベルに適切に調整されている．

4.6 まとめ

本章では，拡張誘起電圧オブザーバによる位置センサレス制御が可能な運転領域を，零速を含む低速域へ拡大する方法を提案した．まず，第 3 章で示した信号重畳法を用いて，拡張誘起電圧に含まれる速度に無関係な突極性由来の成分を励起することにより，低速域における拡張誘起電圧の振幅低下を補えることを示した．そして，位置情報を得るための信号抽出法として，オブザーバのフィルタ特性を応用した同期検波処理について示した．提案手法では，推定対象を拡張誘起電圧に統一し，また低速域においては，信号重畳によって得られる突極性に基づく位置情報を，オブザーバのフィルタ特性を利用して抽出する．そのため，推定器は一つに集約され，

実質的には，従来の拡張誘起電圧オブザーバに対して，電流制御の指令入力部への回転座標変換の挿入と，位置推定部へのフィルタの追加のみで，動作領域を零速まで拡大できることが特徴となっている．実機を用いたセンサレス速度制御の基本的な性能評価を行い，提案手法の有効性を確認した．定常特性については，定格速度の $1/10$ 以下かつ定格トルクの 50% 以下の，低速かつ軽負荷を除く全領域，過渡特性については，速度制御応答 50 rad/s 程度であり，良好であることを確認した．

第5章

新しい座標系を用いた拡張誘起電圧オブザーバのインダクタンス設定による最大トルク制御

5.1 はじめに

IPMSMの電流制御においては、正確な回転子の位置情報に加えて、最適な電流位相で制御することが、効率向上や駆動範囲拡大のために重要である。電流の位相制御の代表的な方法としては、2.3.3項で示した最大トルク/電流(MTPA:Maximum Torque Per Ampere)制御(単に最大トルク制御ともいう)がある。また、モータの数式モデルに基づく位置センサレス制御においては、モデルに設定するパラメータの誤差が、位置推定精度に影響することが知られている[33, 44, 79]。これまでに、位置推定に使用するモータパラメータと位置推定誤差との関係が定量的に解析されており、それに基づいた位置センサレス制御の安定性の向上も進められている。特に、モータパラメータのうち、 q 軸インダクタンスは、磁気飽和により変動する性質を持っているため、そのインダクタンス誤差に対するロバスト性を確保することが必要となる。

2.4節で示した拡張誘起電圧オブザーバによる位置センサレス制御においても、インダクタンス誤差に対する位置推定誤差の解析を行い、それを利用したインダクタンスの設定法が示されている[33]。解析の結果によると、実際のモータ定数より低い q 軸インダクタンスをオブザーバに与える方が安定領域が広いということがわかっており、位置センサレス制御の安定性に関しては、必ずしも真のモータ定数を与えることが望ましいわけではないといえる。

これらを踏まえ、最近では、位置推定に用いるインダクタンスに対して意図的に誤差を与え、所望の位相誤差を発生させることにより、回転子の位置推定と電流位相制御を統合する方法が提案されている[34, 35, 36, 37]。文献[34]では、インダク

タンス誤差を与えたときに発生する位相誤差により電流軌跡を変化させる手法を軌道指向形ベクトル制御として提案している．例として，モデルの q 軸インダクタンスの代わりに d 軸インダクタンスの値を使用すると，力率 1 の楕円軌道と，銅損最小の双曲線軌道の間に電流軌道が存在することを示し，総合損失を最小化する最適軌道 [32] として利用できることを示している．

文献 [35]，[37] では，位置センサレス制御の推定軸として MTPA 制御時の電流ベクトルの方向（これを最大トルク軸 $dm-qm$ 軸と定義）に選び，この軸上における拡張誘起電圧モデルを新たに導出し，この拡張誘起電圧を推定することにより，MTPA 制御器を用いず，通常の電流制御器のみで，結果的に MTPA 制御が実現できることを示している．この手法では， qm 軸上で仮想的なインダクタンス L_{qm} を新たに定義し，このインダクタンスの磁気飽和に対する高いロバスト性を実験的に示している．しかし， $dm-qm$ 軸上での新たなモデルや，仮想的なインダクタンスパラメータの導入が必要となるため，拡張誘起電圧の推定に外乱オブザーバを適用する場合には，位置推定のロバスト性などに関するこれまでの知見 [23, 33, 38] を直接利用できず，新たなモデルの導入に伴う制御系の性質や仮想インダクタンスの設定法について，改めて検討を行う必要がある．

さて，第 3 章で $d-q$ 軸上の電流ベクトル平面に対し，任意の点における定トルク曲線の接線方向を用いる回転座標変換として，最大トルク制御座標系（ $f-t$ 軸）を導入し，リラクタンストルクを利用する同期モータであるなしに関わらず，その座標軸上における f 軸成分の電流を零に制御した場合に MTPA 制御の条件に一致するという関係を導いた [39]．つまり， f 軸電流が零の状態においては， $dm-qm$ 軸と $f-t$ 軸は同一の座標系を表しているといえる．

これらの結果を踏まえ，本章では，オブザーバのインダクタンス誤差による位置推定誤差 [33, 34] の観点から文献 [35]，[37] の方法を解釈しなおし，一般的な拡張誘起電圧モデルに基づく外乱オブザーバ [23, 38] へのインダクタンス設定のみで MTPA 制御を実現する方法を提案する [72, 74, 80]．具体的には，まず，インダクタンス誤差によって発生する位置推定誤差の定常解 [33] を利用して，オブザーバの推定座標系（ $\gamma-\delta$ 軸）を最大トルク制御座標系（ $f-t$ 軸）に一致させるインダクタンスの値を導出する．これを利用し，オブザーバに設定するインダクタンスを操作することにより，意図的に位置推定誤差を発生させ，非突極型同期モータである SPMSM と同じ d 軸指令電流を零とする制御を行った結果として，MTPA 制御を実現する方法を提案する．

この時のインダクタンス設定値は，文献 [35]，[37] で用いられている推定用パラメータ L_{qm} と等価となるため，同様に磁気飽和に対してロバストである．そこで，更に，モータ特性に応じたインダクタンスの設定方法を明らかにするとともに，それが原理的に磁気飽和に対してロバスト性を持つことを示す．

5.2 インダクタンス操作による最大トルク制御原理

5.2.1 インダクタンス誤差により発生する位置推定誤差

本項では，文献 [23]，[33] に従い，拡張誘起電圧オブザーバのインダクタンス誤差による位置推定誤差の定常解 $\Delta\theta_L$ を導出する．

2.4 節に示した拡張誘起電圧モデル (2.41)，(2.42) 式と拡張誘起電圧オブザーバ (2.52)，(2.53) 式を，(5.1)，(5.2)，(5.3)，(5.4) 式に再掲する．

$$\mathbf{v} = \{(R + pL_d)\mathbf{I} + \omega_{re}(L_q - L_d)\mathbf{J}\}\mathbf{i} + \mathbf{e} \quad (5.1)$$

$$\mathbf{e} = \{\omega_{re}K_E - (L_q - L_d)(\omega_{re}\dot{i}_d - \dot{i}_q)\}\mathbf{J}\varepsilon^{\mathbf{J}\theta_{re}}\mathbf{u} \quad (5.2)$$

$$\dot{\hat{\mathbf{i}}} = \tilde{\mathbf{A}}_{11}\mathbf{i} + \tilde{\mathbf{A}}_{12}\hat{\mathbf{e}} + \tilde{\mathbf{B}}_1\mathbf{v} \quad (5.3)$$

$$\dot{\hat{\mathbf{e}}} = \mathbf{A}_{22}\hat{\mathbf{e}} + \tilde{\mathbf{G}}(\dot{\hat{\mathbf{i}}} - \dot{\mathbf{i}}) \quad (5.4)$$

ただし，

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{A}}_{11} &= -(\tilde{R}/\tilde{L}_d)\mathbf{I} - \{\omega_{re}(\tilde{L}_q - \tilde{L}_d)/\tilde{L}_d\}\mathbf{J} \\ \tilde{\mathbf{A}}_{12} &= -(1/\tilde{L}_d)\mathbf{I} \\ \tilde{\mathbf{A}}_{22} &= \omega_{re}\mathbf{J}, \\ \tilde{\mathbf{B}}_1 &= (1/\tilde{L}_d)\mathbf{I} \\ \tilde{\mathbf{G}} &= \alpha\tilde{L}_d\mathbf{I} + (\omega_{re} - \beta)\tilde{L}_d\mathbf{J} \end{aligned} \quad (5.5)$$

“ $\hat{}$ ” は推定値，“ $\tilde{}$ ” はパラメータのノミナル値を表し，オブザーバゲインを G ，オブザーバの極を α, β とする．

ここで，オブザーバの q 軸インダクタンスが実際のモータと異なった場合を考えると，位置推定値には次のような定常誤差が発生する [33]．通常は，オブザーバのインダクタンスをノミナル値 \tilde{L}_q に設定し，磁気飽和によってモータのインダクタンス L_q が変化する状況を想定するため，モータインダクタンス L_q を (5.6) 式で定義する．

$$L_q = \tilde{L}_q + \Delta L_q \quad (5.6)$$

すなわち，モータの q 軸インダクタンス L_q が，ノミナル値 \tilde{L}_q に対して ΔL_q だけ変化した場合を考える．このときの拡張誘起電圧 $\hat{\mathbf{e}}$ の推定誤差 $\varepsilon_{\Delta L}$ は，定常状態において (5.1) ~ (5.4) 式より次のように求めることができる．

$$\begin{aligned} \varepsilon_{\Delta L} &= \dot{\hat{\mathbf{e}}} - \dot{\mathbf{e}} \\ &= (-\alpha\mathbf{I} + \beta\mathbf{J})\varepsilon_{\Delta L} + \{\alpha\mathbf{I} + (\omega_{re} - \beta)\mathbf{J}\}\omega_{re}\Delta L_q\mathbf{J}\mathbf{i} \end{aligned} \quad (5.7)$$

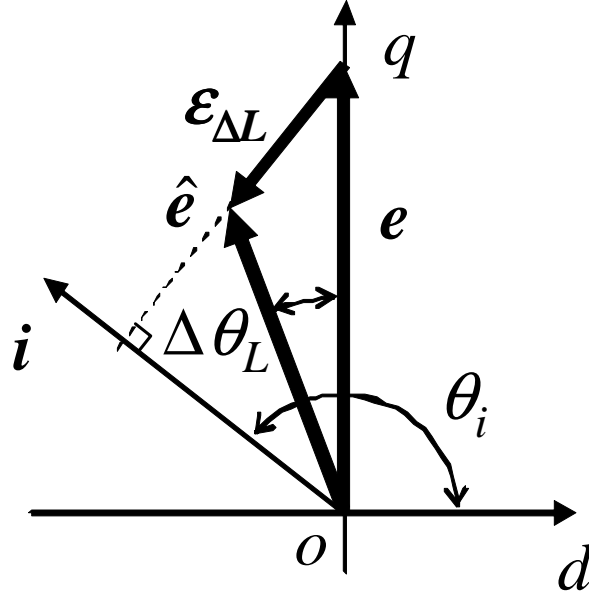


図 5.1. インダクタンス誤差による位置推定誤差

さらに，電流を基本波成分（角周波数 ω_{re} ）の正弦波と仮定して (5.7) 式を解くと，拡張誘起電圧の推定誤差は (5.8) 式となる．

$$\epsilon_{\Delta L} = \omega_{re} \Delta L_q J i \quad (5.8)$$

図 5.1 は， q 軸方向の拡張誘起電圧ベクトル e に対し，(5.8) 式で表される誤差ベクトル $\epsilon_{\Delta L}$ が発生することにより，拡張誘起電圧ベクトルの推定値は \hat{e} となり， $\Delta\theta_L$ だけ位置推定誤差を生じる様子を表している．この誤差ベクトルによって生じる位置推定誤差 $\Delta\theta_L$ を求めると，図 5.1 より (5.9) 式のようになる．

$$\Delta\theta_L = \tan^{-1} \left(\frac{\Delta L_q i_q}{K_E - (L_q - L_d) i_d + \Delta L_q i_d} \right) \quad (5.9)$$

従って，インダクタンス誤差による位置推定誤差は，定常状態において速度に依存せず，モータパラメータと dq 軸電流によって (5.9) 式のように見積もることができる．

なお，同様の議論により d 軸インダクタンス (L_d) の変化に対する位置推定誤差を求めることもできるが， L_d の誤差に対して位置推定の定常値は全く影響を受けないことが示されている [33, 34] ．

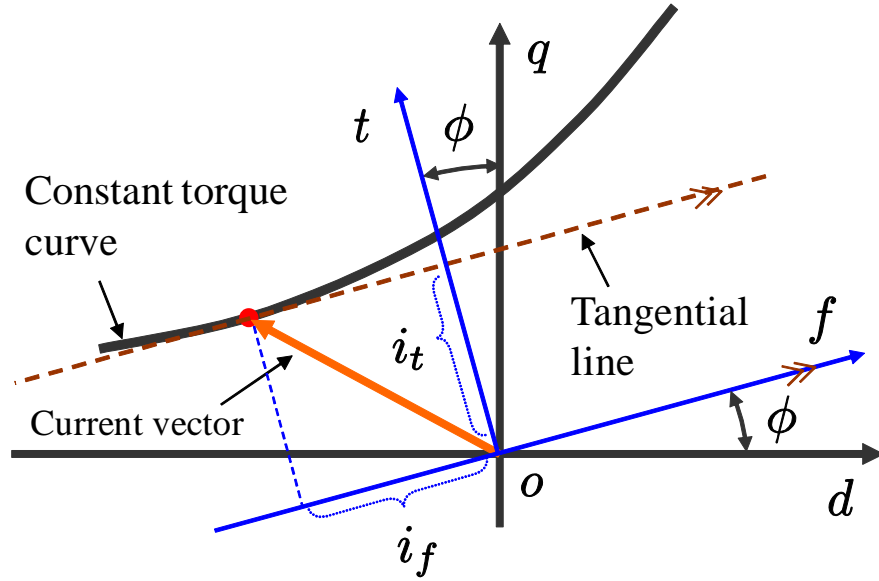


図 5.2. 最大トルク制御座標系

5.2.2 インダクタンス操作による推定座標系の変換

拡張誘起電圧オブザーバのパラメータ誤差により発生する位置推定誤差には次のような性質がある [33, 34]．抵抗誤差の影響は速度に依存し，定常状態においては d 軸インダクタンス誤差に依存しない．つまり，抵抗の影響が無視できる中高速域においては，位置推定誤差の定常値は q 軸インダクタンスのみに依存する．従って，オブザーバの q 軸インダクタンスを操作し，意図的に位置推定誤差を発生させることで，推定回転座標系を特定の位相上に等価的に座標変換できる [34, 36]．このような考え方に基づき，最大トルク制御座標上に，推定回転座標を座標変換するためのインダクタンス設定値を導出する．

3.2 節で述べたように，最大トルク制御座標系 (f - t 軸) は，図 5.2 に示すように， d - q 軸を進み位相方向に角度 ϕ だけ回転させた座標系として定義している．回転角 ϕ は， d - q 軸上の電流ベクトル空間における定トルク曲線の接線角度であり，(3.4) 式で定義される．(3.4) 式を (5.10) 式に再掲する．

$$\phi = \tan^{-1} \frac{(L_q - L_d)i_q}{K_E - (L_q - L_d)i_d} \quad (5.10)$$

最大トルク制御座標系の f - t 軸上で電流ベクトルを見たとき，図 5.3 の状態のように f 軸電流が零に制御されて初めて MTPA 制御が実現される．図 5.2 に示すように，定トルク曲線の接線角度である位相角 ϕ を定めただけでは，MTPA 制御の条件とは

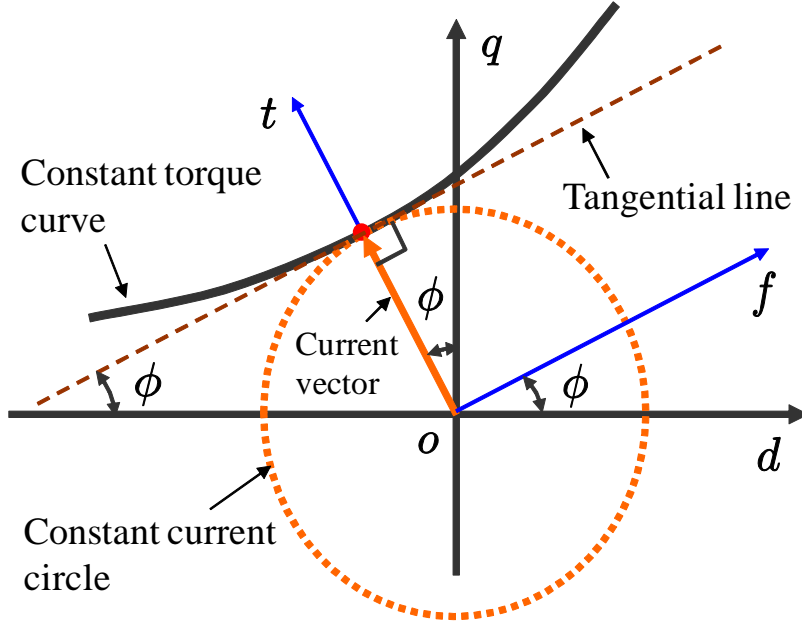


図 5.3. MTPA 制御時の最大トルク制御座標系と電流ベクトルの関係

ならないことに注意されたい。

(5.9) 式の $\Delta\theta_L$ はインダクタンス誤差 ΔL_q による位置推定誤差であり, (5.10) 式の ϕ は定トルク曲線の接線角度, すなわち最大トルク制御座標系の位相角である。そこで, オブザーバのインダクタンス設定によって推定座標系を最大トルク制御座標系に一致させるために, 両者の角度を等しいと置いた (5.11) 式の条件を与える。これにより, 突極型同期モータである IPMSM を非突極機と同じように扱い, d 軸指令電流に零を与える MTPA 制御を実現可能とする。

$$\Delta\theta_L = \phi \quad (5.11)$$

(5.11) 式を ΔL_q について解くと (5.12) 式となる。

$$\Delta L_q = \frac{(L_q - L_d) \{K_E - (L_q - L_d)i_d\}}{K_E - 2(L_q - L_d)i_d} \quad (5.12)$$

ここで, オブザーバで設定すべき L_q をインダクタンス設定値 L_q^\dagger と表し, (5.6) 式における \tilde{L}_q を改めて L_q^\dagger と置き換えると, 推定座標系を最大トルク制御座標系に一致させるためのインダクタンス設定値 $L_q^\dagger = L_q - \Delta L_q$ は, (5.13) 式のように求められる。

$$L_q^\dagger = \frac{L_d K_E - (L_q^2 - L_d^2)i_d}{K_E - 2(L_q - L_d)i_d} \quad (5.13)$$

5.2.3 MTPA 制御のためのインダクタンス設定値

(5.13) 式は i_d に対する表現となっており，MTPA 制御においては， i_d と i_q の関係は (5.14) 式により与えられている [30] .

$$i_d = \frac{K_E - \sqrt{K_E^2 + 4(L_q - L_d)^2 i_q^2}}{2(L_q - L_d)} \quad (5.14)$$

従って，電流ベクトル軌道の拘束条件として (5.14) 式を利用し，(5.13) 式に代入すれば，MTPA 制御を行うためのインダクタンス設定値が，(5.15) 式のように導出できる .

$$L_q^\dagger = L_0 + \frac{L_1 K_E}{\sqrt{K_E^2 + (4L_1 i_q)^2}} \quad (5.15)$$

ただし， L_0, L_1 は次の定義に従う .

$$L_0 = \frac{L_d + L_q}{2} \quad (5.16)$$

$$L_1 = \frac{L_d - L_q}{2} \quad (5.17)$$

以上より，一般的な拡張誘起電圧外乱オブザーバにおいて， L_q の値を (5.15) 式に基づいて決定した L_q^\dagger に置き換えた上で，非突極機である SPMSM と共通の簡単な制御 ($i_d^* = 0$ 制御) を行うことにより，突極機を意識することなく，結果として MTPA 制御 ($i_f = 0$) を実現できることとなる .

厳密には， L_q^\dagger は電流に対して変化する値を設定する必要があるが，5.3 節で示すように，実用的には必要に応じて最適な近似を行うことが可能となる . また，後述するように，このように決めた L_q^\dagger には，通常の q 軸インダクタンスに比べて電流に対する飽和特性が優れているという性質がある . このため，このモデルは一般的なモータに対して認められる磁気飽和特性に対し，高いロバスト性を有するという特長を持っている .

なお，今回は固定座標上で導出したが，この方法はオブザーバを構成する座標系が推定回転座標上であっても本質的には変わらないものである .

5.3 インダクタンスの設定方法

付録 B で述べるように文献 [35]，[37] との関係から，提案するインダクタンス設定値 L_q^\dagger は磁気飽和に対する高いロバスト性が期待できる . 本節ではその点を踏まえ，高いロバスト性が実現される理由について考察を進める . そして，その考察に基づき，具体的なインダクタンスの設定法について述べる .

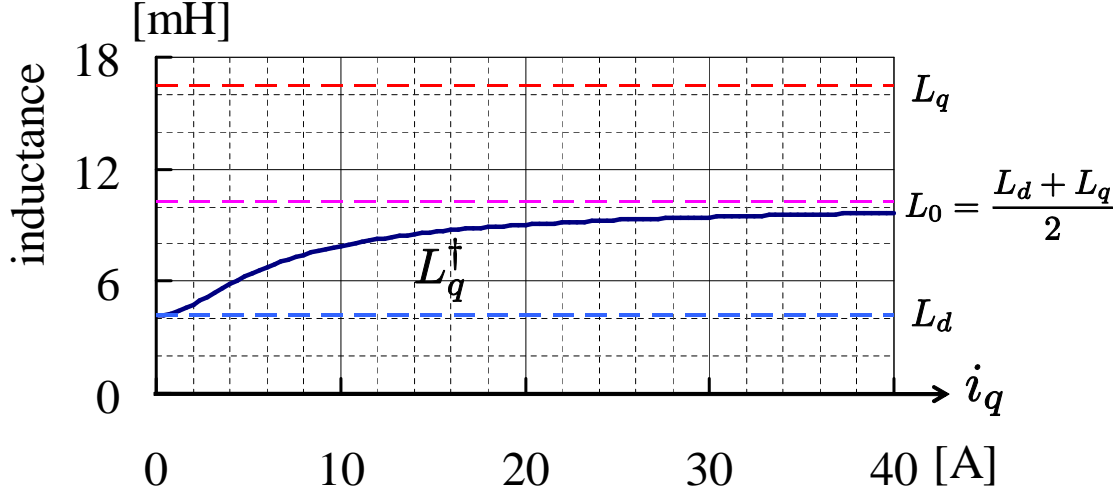


図 5.4. q 軸電流に対するインダクタンス設定値 L_q^{\dagger} の特性

5.3.1 インダクタンス設定値の性質

(5.15) 式に示す i_q に対する L_q^{\dagger} の特性を付録 A の表 A.1 のモータに対してプロットすると図 5.4 のようになる．図 5.4 からわかるように，無負荷の L_q^{\dagger} は (5.15) 式において $i_q = 0$ とすると L_d となる．また重負荷時の極限值として $i_q \rightarrow \infty$ を考えると， $L_q^{\dagger} \rightarrow L_0 = (L_d + L_q)/2$ となる．すなわち， L_q^{\dagger} は q 軸電流に対して次のような性質を持つパラメータとなる．

$$L_q^{\dagger} = \begin{cases} L_d & ; i_q \rightarrow 0 \\ L_0 = \frac{L_d + L_q}{2} & ; i_q \rightarrow \infty \end{cases} \quad (5.18)$$

従って，突極比の大きなモータであれば q 軸電流に対する L_q^{\dagger} の変化は大きくなり，突極比の小さなモータであれば， L_q^{\dagger} は一定値に近くなる．

5.3.2 磁気飽和の影響が小さい場合の設定方法

MTPA 制御を行うためのインダクタンス設定値 L_q^{\dagger} は，一般には電流に応じて変化する値である．そのため，電流に対するインダクタンステーブルを事前に求めておき，制御時にはこれを参照することで，近似のない MTPA 制御が実現できる．ただし，電流に対するテーブルを利用するのであれば，MTPA 制御器内に d 軸電流を決定するテーブルを持つ一般的な MTPA 制御と本質的な違いは存在しない．

提案手法の場合，実際には，5.3.1 項で示した性質から，次のように定めた近似値 \tilde{L}_q^\dagger を用いて，実質的な MTPA 制御が可能である．突極比の小さなモータであれば，例えば図 5.5 のように定格負荷時の L_q^\dagger を求めておき，これを近似値 \tilde{L}_q^\dagger に設定し，一定として扱うことができる．突極比の大きなモータでも，図 5.6 のように無負荷時を $\tilde{L}_q^\dagger = L_d$ とし，例えば定格負荷時の L_q^\dagger までを直線近似した上で，上限を L_0 で抑えるように近似値 \tilde{L}_q^\dagger を設定することでテーブルを削減できる．

5.3.3 磁気飽和の影響が無視できない場合の設定方法

磁気飽和によるインダクタンスの変化には，一般に以下のような性質がある．

- L_q の飽和は L_d より起こりやすい
- L_q は負荷電流の増加に伴い減少する
- 逆突極機として使用する範囲を超えない ($L_q \geq L_d$)

これら前提条件は，厳密には仮定できないが，通常のコモータに対して認められる一般的な性質である．このような磁気飽和特性を事前情報として利用し，5.3.1 項で示した L_q^\dagger の電流に対する性質を考慮することにより， L_q^\dagger を利用した位置センサレス制御の磁気飽和に対するロバスト性を導くことができる．

L_q^\dagger は無負荷時 L_d であり，そこから負荷電流の増加に伴い増加する．そして最終的には L_d と L_q の中間値 L_0 に収束する．しかしながら，磁気飽和特性によって L_q は逆に減少するため，収束値である L_0 も減少する．これに加えて，逆突極機として使用する範囲であれば，磁気飽和したとしても高々 $L_q = L_d$ ，すなわち $L_0 = L_d$ であるため， L_q^\dagger の上限が下限に接近する形となる．結果として， L_q^\dagger は電流に対してあまり変化しない値となる．厳密には，常に L_q^\dagger 一定となるように磁気飽和が起こるとは限らないが，上限と下限が一致するように L_q^\dagger を挟み込むという関係は必ず成立する．

以上のような関係から，実際には電流に対する L_d, L_q の測定結果から L_q^\dagger の磁気飽和特性を把握した上で，定格負荷時の L_q^\dagger を，近似値 \tilde{L}_q^\dagger として使用し，一定とすることが可能となる．このような性質を持つ実機でのインダクタンス測定に基づいた L_q^\dagger の特性は，5.5 節の実験データで示す．

5.4 位置センサレス制御のロバスト安定性

5.2.2 項に述べた導出過程を経ることにより，最大トルク制御座標に基づく位置センサレス制御法 [35] は，一般的な拡張誘起電圧に対し，単に真値と異なる L_q を与

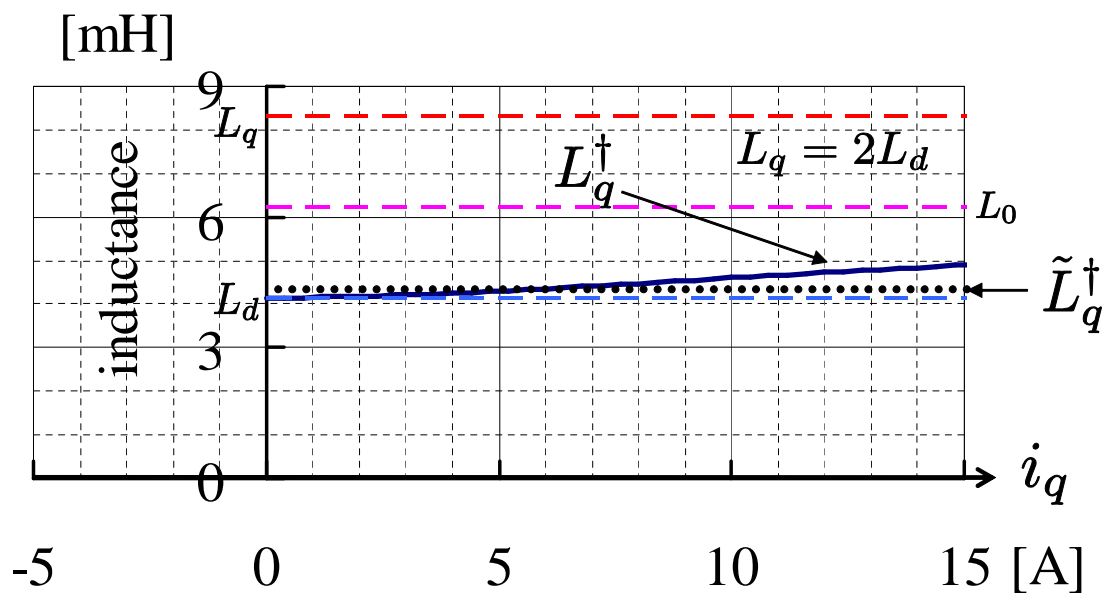


図 5.5. 突極比の小さなモータに対するインダクタンス設定値（磁気飽和無し）

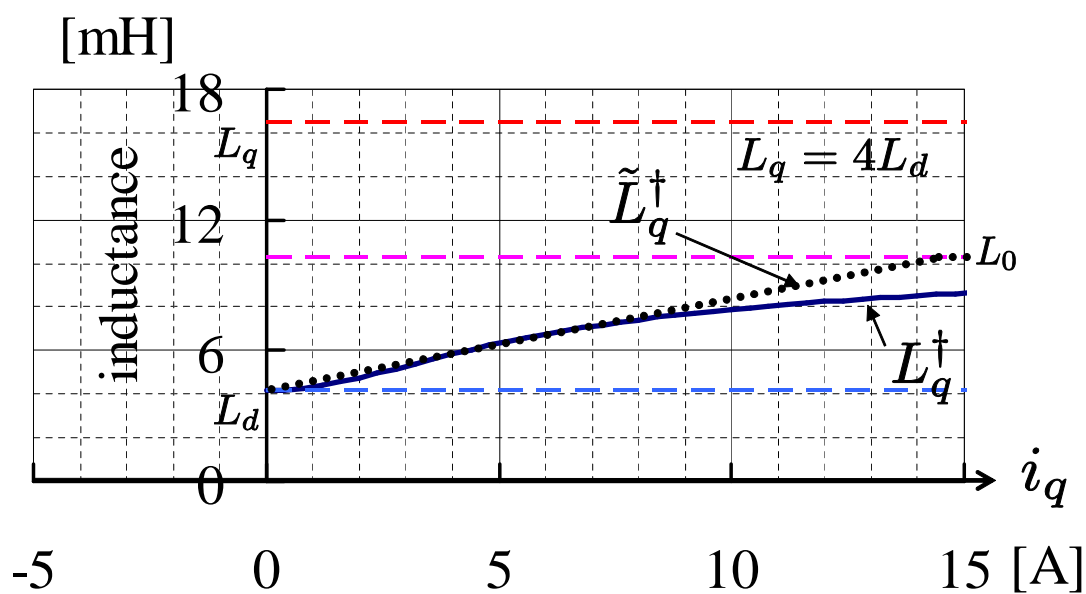
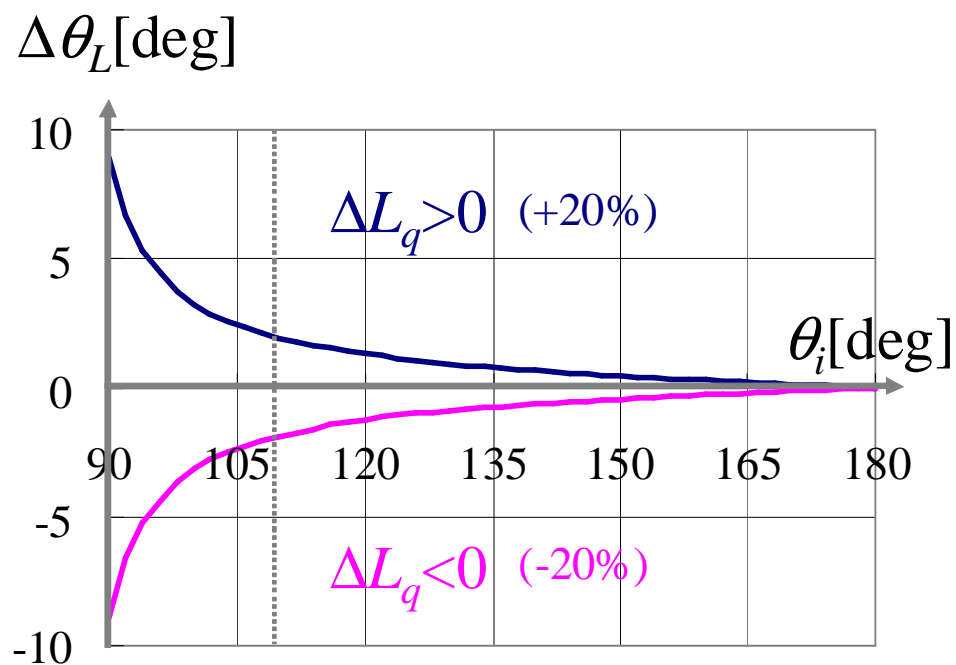
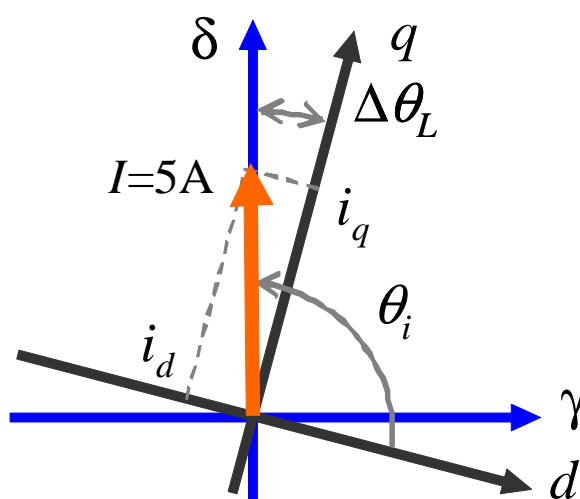


図 5.6. 突極比の大きなモータに対するインダクタンス設定値（磁気飽和無し）

図 5.7. インダクタンス誤差 $\pm 20\%$ 時の位置推定誤差図 5.8. インダクタンス誤差による位置推定誤差 $\Delta\theta_L$ と電流位相角 θ_i の関係

えた方法と捉えることができる．これにより，これまで得られた拡張誘起電圧オブザーバの安定解析が適用可能である．例えば，安定解析の結果 [33, 44] から，正のインダクタンス誤差を与えると，進み位相となり安定性が向上することがわかっている．そこで以下では，前節での議論のように MTPA 制御時の電流位相角が常に進み位相にあるということを考慮しながら，(5.15) 式に示す i_q に対する L_q^\dagger の性質を調べてみる．

5.3.1 項に示すように， L_q^\dagger は，無負荷時 ($i_q=0$) に L_d となり，電流の増加に伴い増加していき，重負荷時の極限 ($i_q \rightarrow \infty$) では L_d と L_q の中間値 L_0 に収束するという性質をもっている．このことからわかるように， L_q^\dagger は真の L_q に対し，必ず低い値を取っている．重負荷時の極限を考えた場合でも， ΔL_q の正方向に L_1 分の余裕がとられたことになる．つまり，位置推定誤差が進み位相側にバイアスされた形になっており，センサレス制御の安定性が向上すると考えられる．

例として，付録 A の表 A.1 のモータに対しインダクタンス誤差 $\Delta L_q = \pm 20\%$ とした場合の位置推定誤差 (図 5.7) を用いて，正の ΔL_q を与えたときの位置センサレス制御の安定性を説明する [33]．図 5.7 は，(5.9) 式の i_d, i_q を，電流振幅 I と電流位相角 θ_i を用いて変形した (5.19) 式を用いて作成しており，電流位相角 θ_i に対する位置推定誤差 $\Delta\theta_L$ の関係を表している．

$$\Delta\theta_L = \tan^{-1} \left(\frac{\Delta L_q I \sin \theta_i}{K_E - (L_q - L_d - \Delta L_q) I \cos \theta_i} \right) \quad (5.19)$$

いま，オブザーバに正の ΔL_q を与えたとすると，図 5.7 より正の $\Delta\theta_L$ が発生することがわかる．この状態において，平衡点から $\Delta\theta_L$ が大きい方へずれた場合を考える．このとき，図 5.8 に示すように，電流位相角 θ_i も大きくなるため，図 5.7 の曲線上を右へ遷移し，元の平衡点へ収束するように $\Delta\theta_L$ に対して作用する．逆に $\Delta\theta_L$ が小さい方へずれた場合も，同様に平衡点へ収束する．一方，図 5.7 において ΔL_q が負の場合を見ると， $\Delta\theta_L$ の変化を常に増加させるように θ_i が変化するため，不安定化しやすい．以上のことから，常に正のインダクタンス誤差を与えることで，位置センサレス制御の安定性が向上することが説明できる．

5.5 実験

5.5.1 インダクタンスの測定結果

センサレス制御の位置定常誤差を零にするインダクタンス測定法 [33] に従い，実際のモータの磁気飽和特性を測定した．使用したモータは，付録 A の表 A.1 に示した突極比 4 の IPMSM である．ここでは，制御自体を位置センサを用いた速度制御

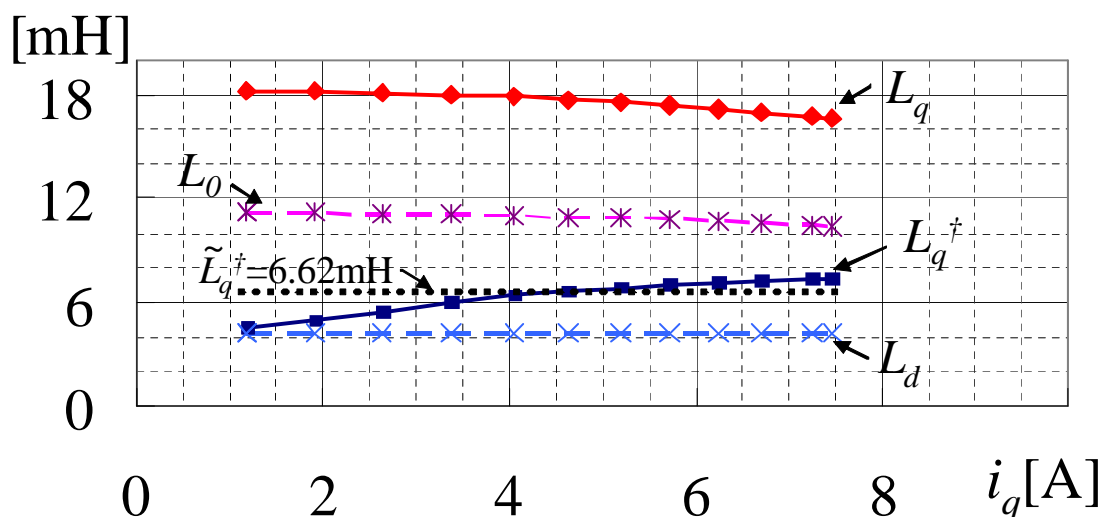


図 5.9. q 軸インダクタンス測定結果とインダクタンス設定値

系により行い，同時に拡張誘起電圧モデルに基づく外乱オブザーバの位置推定結果を，インダクタンス調整のための入力に使用している．モータ速度は $1,000[\text{r}/\text{min}]$ 一定とし，抵抗誤差，電圧誤差など速度に依存する他の誤差要因の影響に配慮した．電流指令を，パラメータのノミナル値（表 A.1）をもとに計算した MTPA 制御の動作点に設定することにより，実稼動時の運転状態に近い飽和特性を測定した．

上記のようにして測定した q 軸インダクタンスの負荷特性を図 5.9 に示す．測定結果から (5.15) 式により求めた L_q^+ も同図 5.9 に示している．使用したモータは，突極比が 4 と大きいわりに磁気飽和による L_q の変化が小さいことがわかる．従って， i_q に対する L_q^+ の変化は比較的大きくなっている．

5.5.2 オブザーバのインダクタンス誤差とロバスト安定性

次に，拡張誘起電圧オブザーバのインダクタンス設定値と安定領域の関係を調べた．図 5.10 は，拡張誘起電圧オブザーバへ設定する L_q を変えていったとき，定常状態において，センサレス運転が可能な領域を実測した結果である．図 5.10 の結果より，例えば i_q が 5 A のとき，オブザーバに設定する L_q の値を 0 mH から 23 mH まで設定しても，センサレス制御可能であるが，23 mH より大きな L_q をオブザーバに設定すると，位置推定誤差が発散して制御系が破たんし，運転不可能であったことを示している．

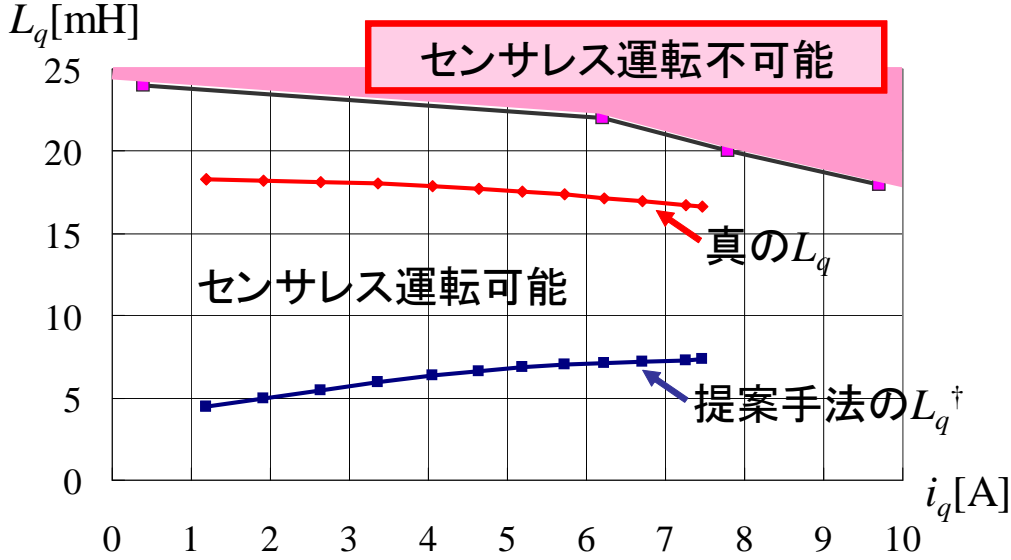


図 5.10. インダクタンス設定とセンサレス制御の安定領域

この安定領域に真のインダクタンス測定値を重ねると，図 5.10 の L_q のようになる．この結果は，オブザーバに設定する L_q を，真の L_q より大きくとると不安定化しやすい一方，小さく設定する分には不安定化しにくいことを意味している．このように，オブザーバに設定する q 軸インダクタンスに対するセンサレス制御の安定領域は，真値に対して非対称に分布することが確認された．

また，提案手法のインダクタンス設定値 L_q^\dagger を同図 5.10 に重ねたところ，真のインダクタンスに対して小さく設定されていることがわかる．以上より，提案手法は正の ΔL_q を与えているため，許容されるインダクタンス誤差が拡大され，オブザーバのロバスト安定性を向上できることが示された．

5.5.3 オブザーバのインダクタンス操作による MTPA 制御

測定したインダクタンスを元に，提案法において \tilde{L}_q^\dagger を一定とした場合の実験を行った．拡張誘起電圧オブザーバによる位置センサレス制御を行い，オブザーバに設定するインダクタンスのうち L_q の代わりに $\tilde{L}_q^\dagger = 6.62[\text{mH}]$ とした．その他の制御構成は，一般的な拡張誘起電圧オブザーバを用いた位置センサレス制御系と同一である．ただし，電流指令としては SPMSM と同じ $i_d^* = 0$ とし，推定座標軸の位相誤差を利用した MTPA 制御を実現する．制御系とは別に，評価のために位置センサの値を用いて，電流センサで観測した電流値から真の d - q 軸電流を求め，提案法によ

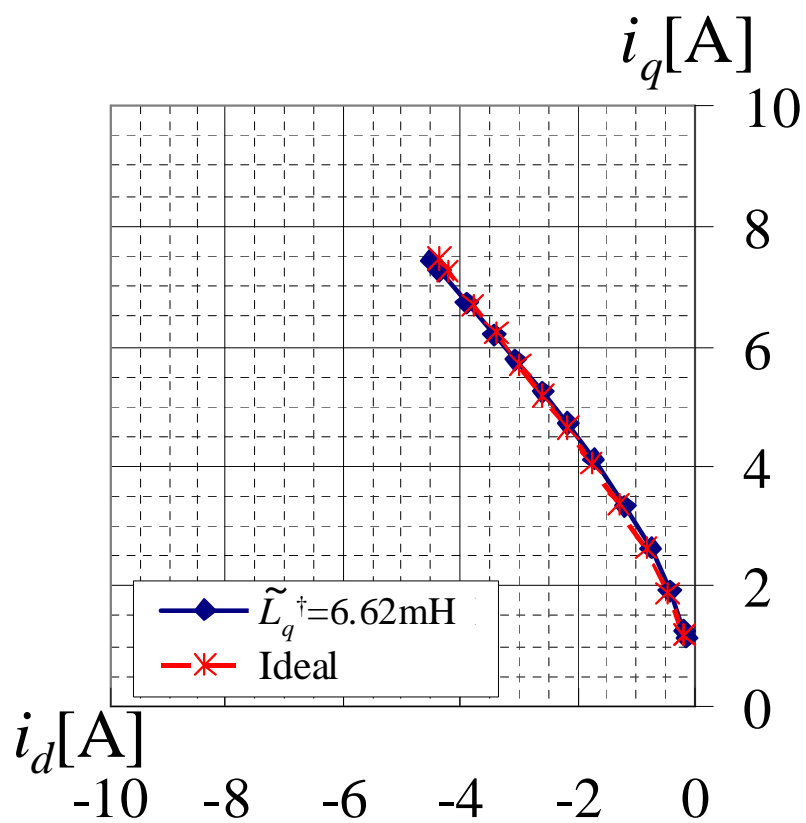
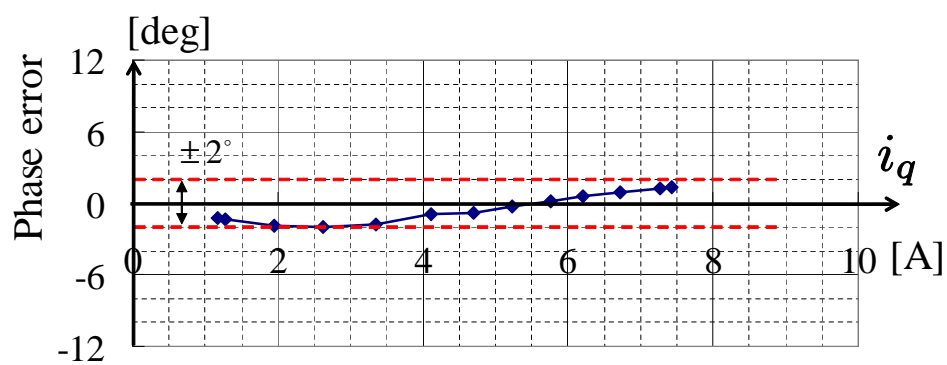
図 5.11. d - q 軸上における電流ベクトル軌跡

図 5.12. MTPA 制御の位相誤差

り MTPA 制御を行ったときの電流ベクトル軌跡を測定した．各電流値における理論値と併せて，測定した電流ベクトル軌跡の結果を図 5.11 に示す．理論値の計算では，(5.14) 式に示す MTPA 制御時の i_d と i_q の関係を利用し，測定時の i_q とモータパラメータから理想的な MTPA 制御の電流軌跡を算出した．計算に使用したパラメータのうち， L_d と K_E は付録 A の表 A.1 のノミナル値を使用し， L_q はインダクタンス測定による図 5.9 の値を用いた．電流ベクトル軌跡はほぼ重なっており，良好な結果が得られた．

次に，位置推定誤差 $\Delta\theta_{re}$ と，MTPA 制御時 ($i_f = 0$) の電流位相角 ϕ の間の誤差を評価した結果を，図 5.12 に示す． ϕ の計算は (5.10) 式を用い，電流ベクトル軌跡の理論値計算と同様， L_d, K_E はノミナル値， L_q は測定結果である図 5.9 を使用した．位相誤差は $\pm 2^\circ$ 以内に収まっており良好であった．位相誤差の原因は L_q^\dagger の近似によるものである．軽負荷時の位相誤差は相対的に効率への影響が小さくなるため，近似値を用いるのであれば，今回のように定格付近の L_q^\dagger を選択する方が妥当であると考えられる．今回は電流の測定範囲を過負荷耐量内に止めているが，さらに磁気飽和が進行した場合を考慮しても， L_q^\dagger の電流に対する増加特性と打ち消す方向に働くため，近似による L_q^\dagger の設定誤差が拡大していくことは無い．

5.6 まとめ

本章では，MTPA 制御器を用いず，一般的な電流制御系と拡張誘起電圧オブザーバのみで，位置センサレスで MTPA 制御を実現する手法を提案した．提案法は，一般的な拡張誘起電圧オブザーバを用いた位置センサレス制御の構成において，オブザーバの L_q を実際のモータパラメータとは異なる値に設定することにより，位置推定誤差を意図的に発生させ，推定座標系を最大トルク制御座標系に一致させる方法である．

まず，オブザーバのインダクタンス誤差による位置推定誤差の定常解と，定トルク曲線の接線角度が等しくなる条件より，位置センサレス制御時の推定座標系を，最大トルク制御座標系に一致させるインダクタンスの値を導出した．次に MTPA 制御の拘束条件を付加した場合のインダクタンス設定値を導出し，これを利用して $i_d^* = 0$ 制御を行いながら，結果として MTPA 制御を行う方法を示した．

更にそのインダクタンス設定値のロバスト性についての検討を行い，電流の増加に対して，磁気飽和による q 軸インダクタンス減少を打ち消す方向に変化する特性を持っており，本質的に，磁気飽和に対してロバストであるという特長を持っていることを明らかにした．そして，その結果に基づいて，MTPA 制御を実現するインダクタンス L_q^\dagger の具体的な設定法を示した．また，提案手法は，常に進み位相の位置推定誤差を与えることになるため，これまでに得られている位置センサレス制御の

安定性に関する解析結果から，位置推定のロバスト安定性も向上できることが明らかとなった．

実験において使用したモータは，突極比が大きい磁気飽和が起きにくいという，提案法にとって比較的不利な条件ではあったが，結果的には L_q^+ 一定で $i_d^* = 0$ 制御を行うという極めて簡易な構成で，十分実用に耐え得る MTPA 制御が実現できることが確認された．磁気飽和特性を考慮したインダクタンスが一定値として振舞うということは，メモリの節約だけでなく，位相誤差が発生した場合の電流に対するインダクタンステーブルの参照ずれが防止できるという点でも有利である．

第6章

結論

6.1 本研究の成果

本研究では，IPMSM の位置センサレス制御の更なる適用分野拡大を目指し，制御性能の向上を進めた．そのために，低速域における信号重畳，速度に応じた推定器の切り替えに伴う性能劣化，および電流の位相制御と位置推定における磁気飽和への対応といった課題を解決すべく，IPMSM の位置センサレス制御に適した新しい座標系を考案し，これを用いた制御手法を提案した．

具体的には，次の三点を実現した．

- (1) トルク脈動を発生させない信号電流重畳法
- (2) 拡張誘起電圧オブザーバのフィルタ構造を利用した同期検波処理
- (3) 磁気飽和によるパラメータ変動に対するロバスト化

(1)，(2) により，突極性と永久磁石の両位置情報を有効利用し，位置推定器の切り替えを行わず，零速を含む広範囲の位置センサレス制御を実現した．(3) により，拡張誘起電圧オブザーバのインダクタンス設定のみで，MTPA 制御器が不要であり磁気飽和に対してロバストな位置センサレス制御を実現した．以下に，本研究で得られた成果を章ごとにまとめる．

第3章では，IPMSM の制御に適した新たな座標系として，定トルク曲線の接線方向を基準 (f 軸方向) とした，最大トルク制御座標系 (f - t 軸) を提案した．そして，最大トルク制御座標系において， f 軸方向に電流ベクトルを変化させることにより，位置推定のための信号電流をトルク成分から分離する方法を提案した．また，速度起電力による位置推定が有効な中高速域においては， f 軸成分の電流を零に制御すれば，MTPA 制御が実現できることを示した．実機実験により，信号電流によるトルク脈動が発生しないことを確認した．次に，信号重畳時の拡張誘起電圧を調べることにより，位置センサレス制御への適用可能性を示した．提案手法を用いる

ことにより，突極性を利用した位置センサレス制御法に対して，振動や騒音の改善につながるトルク外乱の低減と共に，信号周波数を低下することが可能となった．

第 4 章では，拡張誘起電圧オブザーバによる位置センサレス制御が可能な運転領域を，零速を含む低速域へ拡大する方法を提案した．まず，第 3 章で示した信号重畳法を用いて，拡張誘起電圧に含まれる速度に無関係な突極性由来の成分を励起することにより，低速域における拡張誘起電圧の振幅低下を補えることを示した．そして，位置情報を得るための信号抽出法として，オブザーバのフィルタ特性を応用した同期検波処理について示した．提案手法により，推定対象を拡張誘起電圧に統一し，また低速域においては，信号重畳によって得られる突極性に基づく位置情報を，オブザーバのフィルタ特性を利用して抽出することが可能となった．そのため，推定器は一つに集約され，実質的には，従来の拡張誘起電圧オブザーバに対して，電流制御の指令入力部への回転座標変換の挿入と，位置推定部へのフィルタの追加のみで，動作領域を零速まで拡大できた．実機を用いたセンサレス速度制御の基本的な性能評価を行い，提案手法の有効性を確認した．定常特性については，定格速度の $1/10$ 以下かつ定格トルクの 50% 以下の，低速かつ軽負荷を除く全領域，過渡特性については，速度制御応答 50 rad/s 程度で良好であることが確認された．

第 5 章では，MTPA 制御器を用いず，一般的な電流制御系と拡張誘起電圧オブザーバのみで，位置センサレスで MTPA 制御を実現する手法を提案した．提案法により，一般的な拡張誘起電圧オブザーバを用いた位置センサレス制御の構成において，オブザーバの L_q を実際のモータパラメータとは異なる値に設定することにより，位置推定誤差を意図的に発生させ，推定座標系を最大トルク制御座標系に一致させることが可能となった．まず，オブザーバのインダクタンス誤差による位置推定誤差の定常解と，定トルク曲線の接線角度が等しくなる条件より，位置センサレス制御時の推定座標系を，最大トルク制御座標系に一致させるインダクタンスの値を導出した．次に MTPA 制御の拘束条件を付加した場合のインダクタンス設定値を導出し，これを利用して $i_d^* = 0$ 制御を行いながら，結果として MTPA 制御を行う方法を示した．更にそのインダクタンス設定値のロバスト性についての検討を行い，電流の増加に対して，磁気飽和による q 軸インダクタンス減少を打ち消す方向に変化する特性を持っており，本質的に，磁気飽和に対してロバストであるという特長を持っていることを明らかにした．そして，その結果に基づいて，MTPA 制御を実現するインダクタンス L_q^+ の具体的な設定法を示した．また，提案手法は，常に進み位相の位置推定誤差を与えることになるため，これまでに得られている位置センサレス制御の安定性に関する解析結果から，位置推定のロバスト安定性も向上できることが明らかとなった．実験において使用したモータは，突極比が大きい磁気飽和が起きにくいという，提案法にとって比較的不利な条件ではあったが，結果的には L_q^+ 一定で $i_d^* = 0$ 制御を行うという極めて簡易な構成で，十分実用に耐え得る MTPA 制

御が実現できることが確認された。

以上が本研究で得られた成果である。本論文では、IPMSM の位置センサレス制御に適した新しい座標系を提案し、これを用いてトルク脈動を発生させずに、拡張誘起電圧に含まれる突極性由来の q 軸電流微分の項を励起することにより、拡張誘起電圧オブザーバによる位置センサレス制御が有効な運転領域を低速域へ拡大した。次に、中高速域においては、拡張誘起電圧オブザーバのインダクタンス設定のみで、磁気飽和に対するロバスト化を実現した。そして、零速を含む広範囲での拡張誘起電圧オブザーバによる位置センサレス駆動を達成した。

6.2 今後の課題

本論文では、埋込磁石同期モータの制御に適した新しい座標系を提案し、これを用いて広範囲の位置センサレス制御を実現したが、今後さらなる普及拡大のためには、以下の課題がある。

(1) 全域でシームレスな位置センサレス制御の実現

第4章で提案した手法により、零速を含む全速度域での拡張誘起電圧オブザーバによる位置センサレス制御を実現したが、低速かつ軽負荷領域においては、トルク脈動の制約により、拡張誘起電圧の振幅低下が解消していない領域が一部存在している。その範囲は、本研究で用いたモータでは、定格速度の10%以下の低速、かつ定格トルクの50%以下の軽負荷領域であった。これは、低速域において拡張誘起電圧に含まれる突極性由来の成分を励起するには、 q 軸成分の信号電流が必要であるが、軽負荷時には定トルク曲線が d 軸に対して平行になるため、トルク一定のまま q 軸電流の変化を生じさせられないことに起因している。この制約は、重力のように常時一定の負荷がかかる用途においては許容できるが、摩擦負荷のように、停止時に負荷がかからない状況で定常運転を行う場合には、現状では、別の方法に切り替える等の対策が別途必要となる。

また、今回は、低速の重負荷領域において磁気飽和を考慮に入れなくとも、200%トルクに達しており、本手法の有効性が確認されているが、今後、様々な用途のモータに適用することを考えると、より複雑で顕著な磁気飽和による推定性能の劣化が問題となる可能性がある。従って、今回は問題とならなかった、低速重負荷時の磁気飽和に対しても、用途によっては、さらに検討を進める必要が出てくると考えられる。以上の点を改善し、今後、さらなる適用範囲拡大のために、全速度域、全負荷領域におけるシームレスな位置センサレス制御の実現が求められる。

(2) 同期リラクタンスモータへの適用

同期モータの中で，永久磁石を用いない同期リラクタンスモータは，レアアースを用いないモータとして，近年注目されている．特にネオジム（Nd）やジスプロシウム（Dy）などの希土類金属は，永久磁石の材料として用いられ，モータとの関係が深い．これらの希土類金属は，特定の数力国に偏在する傾向にあり，その供給が危惧されている．

一方，第 3 章で提案した最大トルク制御座標系は，拡張誘起電圧モデルと同様，全ての同期モータに対して，パラメータの差だけで対応可能である．そして，最大トルク制御座標系の f - t 軸上で電流ベクトルを見たとき，リラクタンストルクを利用するモータであるなしに関わらず， t 軸上に電流ベクトルを制御することにより，最大トルクを発生させることができるという特徴を持つため，特にリラクタンストルクを利用したモータの制御に適している．そのため，今回提案した位置センサレス制御を同期リラクタンスモータに適用し，制御性能の検証を行うことは，今後，省レアアース，脱レアアース化に貢献できると考えられる．

(3) 最大トルク制御座標上でのトルク制御系の構築

本論文では，提案した新しい最大トルク制御座標系を，低速域においては信号重畳時の指令電流生成のために利用し，中高速域においては MTPA 制御のために利用した．そして，トルク制御や電流制御系に関しては，従来と同様の同期回転座標である d - q 軸上で構成した．このことは，従来の制御系を活かしながら，新たにブロックを付加するだけで速度制御範囲を拡大でき，実用性の高い手法であるといえる．しかしその一方で，新規に構築する制御システムにおいては，従来の制御系にとらわれない新しい枠組みでのセンサレス制御を構成することで，飛躍的な性能の向上が期待される．特に，本論文の第 3 章で提案した最大トルク制御座標系の t 軸電流は，電圧制限下における最大トルク応答 [63] に対しても深い関係のあることがわかっており，過渡時の応答性向上が期待できる．また，磁束とトルクを分離するという誘導モータでのベクトル制御的な観点から見ると，本論文で提案した最大トルク制御座標系の f 軸成分の電流を磁束（励磁）電流， t 軸成分をトルク電流と見なすことができる．

これらのことから，同期モータにおいて，主磁束を基準とした d - q 軸よりも， f - t 軸の方がベクトル制御にとっての本質的な座標系であると思われる．このように，今後は，位置センサレス制御の位置推定だけでなく，トルク制御や電流制御にも最大トルク制御座標を用いることが考えられる．制御性の向上を実現するためには，推定システムだけでなく，電流・速度制御システムを含めたセンサレス制御システム全体の構築についての検討が必要である．

付録 A

実験システムの構成と仕様

A.1 実験システムの構成

実験システムは、図 A.1 に示す構成となっている。主な構成要素は、制御対象となる供試機の IPMSM、DSP や A/D 変換等を搭載する統合開発システム、供試機を駆動するインバータユニットがある。

制御を行う場合には、PC 上で C 言語のプログラムにより制御アルゴリズムをコーディングし、コンパイルした後、DSP を持つ開発システム上の RAM にダウンロードする。開発システム上では、電流センサにより検出した u 相電流 i_u と w 相電流 i_w を A/D 変換器を通じて取得し、この電流情報を用いてプログラムされたアルゴリズムを実現する。そして、インバータのゲート信号を出力し、供試機を制御する。モータの取り付け位置センサは、インクリメンタル型エンコーダであり、出力する a 相、 b 相、 z 相の信号を DSP に付属するカウンタボードに入力する。DSP 上では、カウンタボードでカウントしたパルス数を取得し、回転子の位置と速度を求め、位置センサレス制御の性能評価用として参照する。位置センサレス制御の評価等は、すべて開発システム上の D/A 変換を通じて出力した値をデジタルオシロスコープにより観測し行った。インバータの DC リンク電圧 V_{DC} と DC リンク電流 I_{DC} も、それぞれセンサにより検出し、A/D 変換器を通じて取得している。負荷モータは、三菱電機製のサーボモータであり、サーボアンプによりトルク制御や、速度制御を実現する。

A.2 実験システムの仕様

まず、制御対象となる供試機の IPMSM の仕様を表 A.1 に示す。

次に、DSP を搭載する開発システムは、Myway 社製の PE-Expert3 であり、Texas Instruments 社 (T.I. 社) 製の DSP を有する。仕様を表 A.2 に示す。

表 A.1. 供試機 (IPMSM) の仕様

Rated Power	0.5 kW
Number of pole pairs	2
Stator resistance	0.55 Ω
d-axis inductance	4.15 mH
q-axis inductance	16.74 mH
EMF constant	0.104 V/rad/s
Rated current	5 A
Rated speed	2500 r/min
Rated torque	1.2 Nm

表 A.2. PE-Expert3 の仕様

DSP	TMS320C6713-225 (200 MHz)	$\times 1$
PWM generator	50 MHz, 24bit	3 phase \times 2 ch
A/D converter	12 bit, 2 μ s	8 ch
D/A converter	16 bit, $\leq 10 \mu$ s	8 ch

次に，供試機の IPMSM を駆動するインバータは，Myway 社製のインバータユニット (MWINV-9R122A) を用いた．インバータユニットは，LEM 社製の電流センサ (FA-050P) を搭載しており，それにより検出した電流値を制御等に用いた．仕様を表 A.3 に示す．

表 A.3. インバータユニット (MWINV-9R122A) の仕様

Rated capacity	9.1 kVA
Rated current	24 A
Interigent power module	PM75RSA060
Carrier frequency	0 to 20 kHz
DC link voltage	0 to 400 V
Dead time	4.0 μ s
Voltage Drop	1.0 to 2.0 V
Current sensor	± 50 A/ ± 5 V

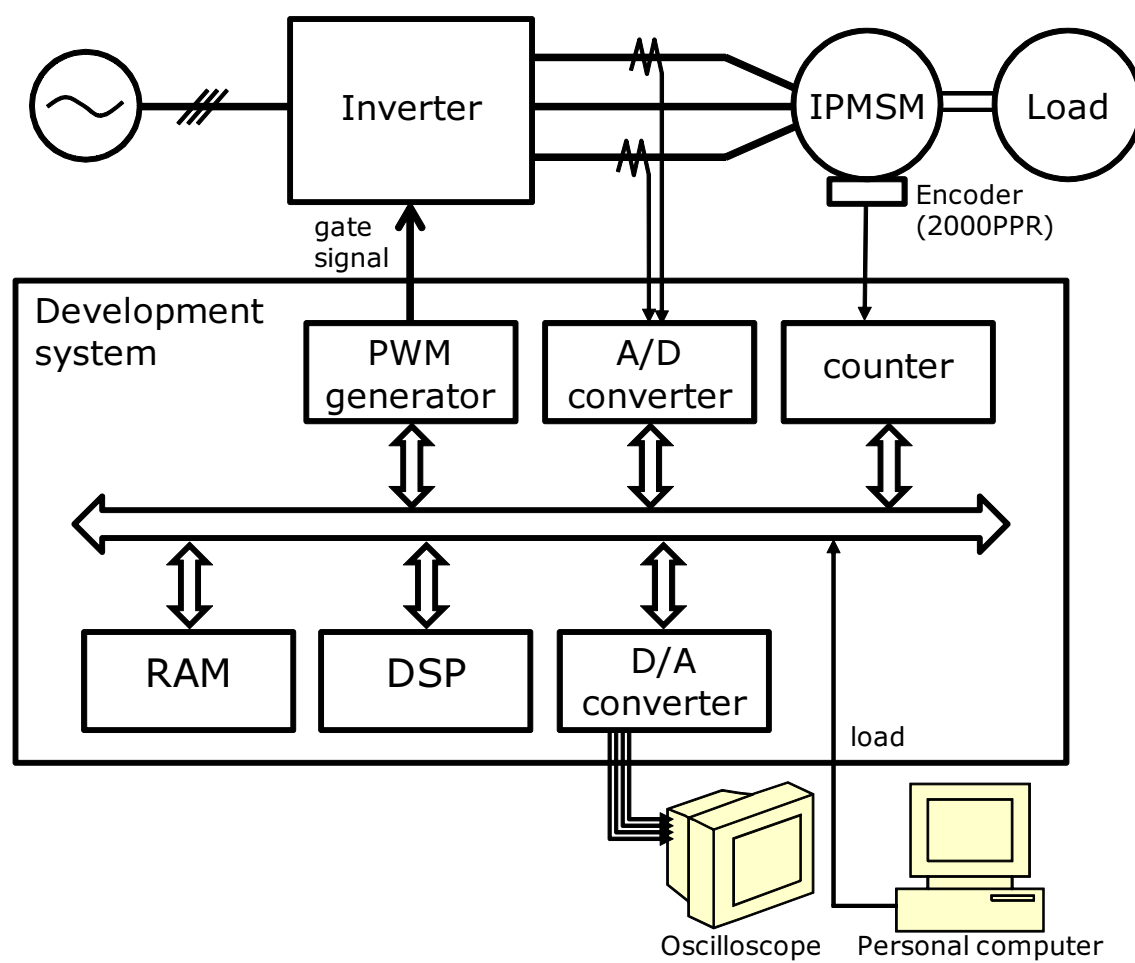


図 A.1. 実験システムの構成

付録 B

最大トルク制御軸の推定用パラメータ L_{qm} とインダクタンス設定値 L_q^\dagger の関係

文献 [35] では，MTPA 制御時の電流ベクトルと一致する軸として最大トルク制御軸（ dm - qm 軸）を定義し，その軸を直接推定するセンサレス制御法を提案している．

まず，この dm - qm 軸と，第 3 章で定義した f - t 軸の関係を次のように考える． dm - qm 軸と f - t 軸とは，MTPA 制御下においては一致するが，MTPA 制御からずれた状態にあるとき， dm - qm 軸が厳密に定義されていないのに対し， f - t 軸は，任意の電流ベクトル空間上において定トルク曲線の接線として定義できる．MTPA 制御時には， t 軸方向が電流ベクトルと平行となるため， f - t 軸は dm - qm 軸を包含すると考えられる．

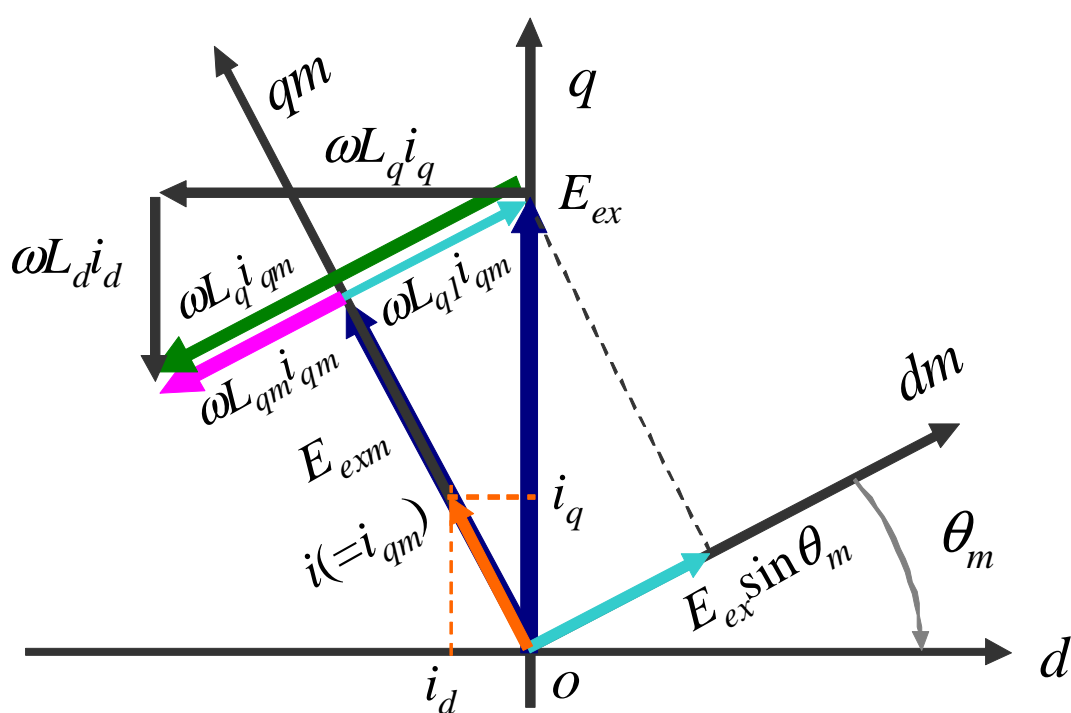
次に，推定用パラメータ L_{qm} [35] は，図 B.1 のように dm 軸上の拡張誘起電圧を， qm 軸上の電流によって作られる電圧成分と捉えることにより与えられ，(B.1) 式のように定義されている．

$$L_{qm} = L_q + \frac{-4(L_q - L_d)^3 i_q^2}{\left\{ \Phi_m - \sqrt{\Phi_m^2 + 4(L_q - L_d)^2 i_q^2} \right\}^2 + 4(L_q - L_d)^2 i_q^2} \quad (\text{B.1})$$

(B.1) 式を変形すると，第 5 章で導出した (5.15) 式の L_q^\dagger に厳密に一致することが確認できる．ただし，(B.1) 式の Φ_m の代わりに，(5.15) 式では K_E の記号を使用している．

最後に，最大トルク軸上の拡張誘起電圧モデルとして導出された (B.2) 式は，結局のところ，一般的な d - q 軸上の拡張誘起電圧モデルに対して， L_q の部分を L_{qm} に置き換えたものと等しく，推定される拡張誘起電圧を表す (B.3) 式に違いはあっても， $\cos \theta_m$ 分だけ振幅が変わるのみで，オブザーバの構成上，実質的な差が生じないと考えられる．

$$\begin{bmatrix} v_{dm} \\ v_{qm} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + pL_d & -\omega_{re} L_{qm} \\ \omega_{re} L_{qm} & R + pL_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dm} \\ i_{qm} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ E_{ext} \end{bmatrix} \quad (\text{B.2})$$

図 B.1. dm - qm 軸の定義

$$E_{exm} = E_{ex} \cos \theta_m \quad (\text{B.3})$$

以上のことから，最大トルク制御軸上の拡張誘起電圧モデルに基づいた方法も，一般的な拡張誘起電圧オブザーバに対して，位置推定誤差を MTPA 制御時の電流位相角に一致させるインダクタンス誤差を与える方法に帰着できる．

なお，文献 [36] は軸ずれ角を直接演算する位置センサレス制御に対して仮想インダクタンスを用いる方法を提案しているが，これも MTPA 制御の電流位相が軸ずれ角に一致する条件から，仮想インダクタンスを導出している．従って，この方法で使用している仮想インダクタンスも，同様の原理に基づいて導かれたインダクタンスであることが示される．

参考文献

- [1] 経済産業省資源エネルギー庁. 平成 21 年度 エネルギーに関する年次報告書 (エネルギー白書). 2010.
- [2] 環境省. 平成 22 年版 環境・循環型社会・生物多様性白書. 2010.
- [3] 尾本義一, 多田隅進, 山下英男, 山本充義, 米山信一. 電気機器工学. 電気学会, 1987.
- [4] 仲田克之. コントロールモータハンドブック. 日刊工業新聞社, 2008.
- [5] 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.
- [6] 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.
- [7] L. Jones and J. Lang. A state observer for the permanent-magnet synchronous motor. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. IE-36, No. 3, pp. 374–382, 1989.
- [8] R. Wu and G. Slemon. A permanent magnet motor drive without a shaft sensor. *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. IA-27, No. 5, pp. 1005–1011, 1991.
- [9] 竹下隆晴, 市川誠, 李宙, 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.
- [10] 平野孝一, 原英博, 辻輝生, 小黒龍一. IPM モータのセンサレス速度制御. 電気学会論文誌 D, Vol. 120, No. 5, pp. 666–672, 2000.
- [11] 小笠原悟司, 松澤隆, 赤木泰文. 突極性に基づく位置推定法を用いた位置センサレス IPM モータ駆動システム. 電気学会論文誌 D, Vol. 118, No. 5, pp. 652–660, 1998.

- [12] Matthew J. Corley and Robert D. Lorenz. Rotor position and velocity estimation for a salient-pole permanent magnet synchronous machine at standstill and high speeds. *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 34, No. 4, pp. 784–789, 1998.
- [13] 松山哲也, 森本茂雄, 武田洋次. 軸誤差推定に基づいた IPMSM の全速度領域における位置センサレス制御. 平成 15 年電気学会産業応用部門大会論文集, Vol. 1, No. 133, pp. 587–590, 2003.
- [14] 野口季彦, 元野和紀. 高周波電流注入方式によるセンサレス IPM モータ制御システムの高性能化. 電気学会論文誌 D, Vol. 126, No. 3, pp. 360–367, 2006.
- [15] Patric L. Jansen and Robert D. Lorenz. Transducerless position and velocity estimation in induction and salient AC machines. *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 31, No. 2, pp. 240–247, 1995.
- [16] Toshihiko Noguchi, Kimihiro Takehana, and Seiji Kondo. Mechanical-sensorless robust control of permanent-magnet synchronous motor using phase information of harmonic reactive power. *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 37, No. 6, pp. 1786–1792, 2001.
- [17] Kenji Kawai, Mutuwo Tomita, Shinji Ichikawa, Shinji Doki, and Shigeru Okuma. Position estimation of synchronous reluctance motor at standstill using disturbance observer. *The 30th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2004.
- [18] Matti Eskola and Heikki Tuusa. Sensorless control of salient pole PMSM using a low-frequency signal injection. *European Conference on Power Electronics and Applications*, Vol. 0932, , 2005.
- [19] 竹下隆晴, 市川誠, 松井信行, 山田英治, 水谷良治. センサレス突極形ブラシレス DC モータの初期位置角推定法. 電気学会論文誌 D, Vol. 116, No. 7, pp. 736–742, 1996.
- [20] 田中康司, 森山林太郎, 三木一郎. 最適電圧ベクトルを用いた埋込磁石同期電動機の初期磁極位置推定法. 電気学会論文誌 D, Vol. 124, No. 1, pp. 101–107, 2004.
- [21] 市川真士, 富田睦雄, 道木慎二, 大熊繁. 磁束飽和を考慮した数式モデルに基づく同期モータの初期位置推定法. 平成 15 年電気学会産業応用部門大会論文集, Vol. 1, No. 111, pp. 503–506, 2003.

- [22] 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・速度センサレス制御. 電気学会論文誌 D, Vol. 122, No. 7, pp. 722–729, 2002.
- [23] Zhiqian Chen, Mutuwo Tomita, Shinji Doki, and Shigeru Okuma. An extended electromotive force model for sensorless control of interior permanent-magnet synchronous motors. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 50, No. 2, pp. 288–295, 2003.
- [24] 新中新二. 永久磁石同期モータのベクトル制御技術 下巻. 電波新聞社, 2008.
- [25] 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.
- [26] S. Bolognani, L. Sgarbossa, and M. Zordan. Self-tuning of MTPA current vector generation scheme in IPM synchronous motor drives. *European Conference on Power Electronics and Applications*, Vol. 0926, , 2007.
- [27] Silverio Bolognani, Roberto Petrella, Antonio Prearo, and Luca Sgarbossa. On-line tracking of the MTPA trajectory in IPM motors via active power measurement. *19th International Conference on Electrical Machines*, Vol. RF-014656, , 2010.
- [28] Vladan Petrovic, Aleksandar M. Stankovic, and Miguel Velez-Reyes. Sensitivity analysis of injection-based position estimation in PM synchronous motors. *Intl. Conf. Power Electr. and Drive Systems*, 2001.
- [29] Hideaki Iura, Masanobu Inazumi, Takeshi Kamei, and Kozo Ide. Hybrid sensorless control of IPMSM for direct drive applications. *International Power Electronics Conference*, Vol. 24A2-4, , 2010.
- [30] 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.
- [31] 新中新二. 同期モータの統一的ベクトル解析. 平成 9 年電気学会産業応用部門大会論文集, Vol. 2, No. 92, pp. 211–216, 1997.
- [32] 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.
- [33] 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.

- [34] 新中新二. 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.
- [35] 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. 平成 18 年電気学会産業応用部門大会論文集, Vol. 1, No. 63, pp. 385–388, 2006.
- [36] 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論文集, Vol. 1, No. 64, pp. 389–392, 2006.
- [37] 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.
- [38] 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.
- [39] 大沼巧, 道木慎二, 大熊繁. トルク脈動を発生させない突極型同期モータへの交流信号重畳法. 平成 20 年電気学会産業応用部門大会論文集, Vol. 1, No. 59, pp. 287–290, 2008.
- [40] 中野道雄, 美多勉. 制御基礎理論. 昭晃堂, 1995.
- [41] 杉本英彦, 小山正人, 玉井伸三. AC サーボシステムの理論と設計の実際. 総合電子出版社, 1990.
- [42] 新田康博, 八田英明, 長谷川勝, 松井景樹. IPMSM 高速運転のための非干渉化則の提案と軸誤差に対する電流制御のロバスト性改善. 電気学会研究会資料, Vol. SPC-06-021, pp. 47–52, 2006.
- [43] Masaru Hasegawa and Keiju Matsui. Design of a robust current controller to position estimation error for positioning of a sensorless control of interior permanent magnet synchronous motors under high-speed drives. *IEEE Transactions on Electrical and Electronic Engineering*, Vol. 3, No. 5, pp. 560–568, 2008.

- [44] 山本康弘, 東善高, 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.
- [45] 川田昌克, 西岡勝博. わかりやすい制御工学. 森北出版, 2006.
- [46] C.T. Pan and S.M. Sue. A linear maximum torque per ampere control for IPMSM drives over full-speed range. *IEEE Transaction on Energy Conversion*, Vol. 20, No. 2, pp. 359–366, 2005.
- [47] T. M. Jahns, G.B. Kliman, and T.W. Newmann. Interior permanent-magnet synchronous motors for adjustable-speed drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. IA-22, No. 4, pp. 738–747, 1986.
- [48] S. Morimoto, K. Hatanaka, Y. Tong, Y. Takeda, and T. Hirasaka. Servo drive system and control characteristics of salient pole permanent magnet synchronous motor. *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. IA-29, No. 2, pp. 338–343, 1993.
- [49] S. Morimoto, Y. Takeda, K. Hatanaka, Y. Tong, and T. Hirasaka. Design and control system of inverter-driven permanent magnet synchronous motors for high torque operation. *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. IA-29, No. 6, pp. 1150–1155, 1993.
- [50] A. Consoli, G. Scarcella, G. Scelba, S. Sindoni, and A. Testa. Steady-state and transient analysis of maximum torque per ampere control for IPMSMs. *Proceeding of the 2008 IEEE IAS Conference*, pp. 1–8, 2008.
- [51] S. Morimoto, Y. Takeda, T. Hirasaka, and K. Taniguchi. Expansion of operating limits for permanent magnet motor by current vector control considering inverter capacity. *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. IA-26, No. 5, pp. 866–871, 1990.
- [52] 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.
- [53] 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.

- [54] B. K. Bose. A high-performance inverter-fed drive system of an interior permanent magnet synchronous machine. *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. IA-24, No. 6, pp. 987–997, 1988.
- [55] B.E. Donald, D.W. Novotny, and T. A. Lipo. Field weakening in buried permanent magnet ac motor drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. IA-21, No. 2, pp. 398–407, 1985.
- [56] 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.
- [57] S. Morimoto, M. Sanada, and Y. Takeda. Wide speed operation of interior permanent magnet synchronous motors with high performance current regulator. *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. IA-30, No. 4, pp. 920–926, 1994.
- [58] S. Morimoto, M. Sanada, and Y. Takeda. Effects and compensation of magnet saturation in flux-weakening controlled permanent magnet synchronous motor drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. IA-30, No. 6, pp. 1632–1637, 1994.
- [59] S. Morimoto, Y. Takeda, and T. Hirasaka. Current phase control methods for permanent magnet synchronous motors. *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. PE-5, No. 2, pp. 133–139, 1990.
- [60] 大沢博, 野村尚史. 逆突極 PM モータドライブの機器利用率の向上. 平成 9 年電気学会全国大会論文集, Vol. 4, No. 999, pp. 348–349, 1997.
- [61] 童毅, 森本純司, 森本茂雄, 武田洋次, 平紗多賀男. ブラシレス DC モータの省エネルギー高効率運転法. 電気学会論文誌 D, Vol. 112, No. 3, pp. 285–291, 1992.
- [62] S. Morimoto, Y. Tong, Y. Takeda, and T. Hirasaka. Loss minimization control of permanent magnet synchronous motor drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. IE-41, No. 5, pp. 511–517, 1994.
- [63] Lerudomsak Smith, 道木慎二, 大熊繁. 電圧飽和領域における IPMSM の高トルク応答のための新しい電圧リミッタ. 電気学会論文誌 D, Vol. 128, No. 12, pp. 1346–1356, 2008.

- [64] 石崎彰, 三野高史, 斉藤和夫. 起磁力相差角一定制御方式による内部磁石形 PM モータの可変速運転. 電気学会論文誌 D, Vol. 111, No. 3, pp. 230–236, 1991.
- [65] 松野澄和, 板垣哲哉, 溝部浩伸, 山際昭雄, 大山和伸. 正弦波駆動による空調機用 IPM モータの高効率運転制御法. 電気学会論文誌 D, Vol. 119, No. 10, pp. 1171–1176, 1999.
- [66] 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.
- [67] 長谷川勝, 小島研太, 大沼巧, 富田睦雄, 道木慎二, 大熊繁, 松井景樹. 集中巻 IPMSM にも利用可能な位置センサレス制御用最小次元磁束オブザーバ. 平成 21 年電気学会全国大会論文集, Vol. 4, No. 101, pp. 170–171, 2009.
- [68] 今枝幸嗣, 大沼巧, 富田睦雄, 長谷川勝, 松井景樹, 道木慎二, 大熊繁. 拡張磁束外乱オブザーバを用いた速度推定誤差にロバストな PMSM の位置センサレス制御. 平成 22 年電気学会全国大会論文集, Vol. 4, No. 98, pp. 167–168, 2010.
- [69] Suratsavadee Koonlaboon and Somboon Sangwongwanich. Sensorless control of interior permanent-magnet synchronous motors based on a fictitious permanent-magnet flux model. *Conf. Rec. of IEEE/IAS Annual Meeting, Hong Kong*, pp. 1382–1389, 2005.
- [70] 新中新二. 永久磁石同期モータのベクトル制御技術 上巻. 電波新聞社, 2008.
- [71] 新中新二. 効率重視の電流制御に向けた突極形同期モータのベクトル信号による解析. 電気学会論文誌 D, Vol. 119, No. 5, pp. 648–658, 1999.
- [72] 大沼巧, 鄭漸化, 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.
- [73] Takumi Ohnuma, Shinji Doki, and Shigeru Okuma. Signal injection method without torque variation for salient-pole synchronous motors. *13th European Conference on Power Electronics and Applications*, 2009.
- [74] Takumi Ohnuma, Shinji Doki, and Shigeru Okuma. Maximum torque control with inductance setting of extended EMF observer. *35th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 1187–1192, 2009.

- [75] Takumi Ohnuma, Shinji Doki, and Shigeru Okuma. Analysis of torque ripple caused by current signal injection on the maximum torque control frame for sensorless control. *in Proc. International Power Electronics Conference*, pp. 1383–1387, 2010.
- [76] Takumi Ohnuma, Shinji Doki, and Shigeru Okuma. Extended EMF observer for wide speed range sensorless control of salient-pole synchronous motor drives. *19th International Conference on Electrical Machines*, 2010.
- [77] 大沼巧, 道木慎二, 大熊繁. 全速度域での拡張誘起電圧オブザーバによる IPMSM の位置センサレス制御. 平成 22 年電気学会産業応用部門大会論文集, Vol. 1, No. 70, pp. 397–400, 2010.
- [78] 大沼巧, 道木慎二, 大熊繁. 拡張誘起電圧オブザーバを用いた全速度域における IPMSM の位置センサレス制御. 電気学会研究会資料, Vol. SPC-10-85, IEA-10-12, MD-10-17, pp. 13–18, 2010.
- [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論文集, Vol. 1, No. 104, pp. 383–384, 2005.
- [80] 大沼巧, 道木慎二, 大熊繁. パラメータ誤差に対する安定解析に基づいた拡張誘起電圧オブザーバのインダクタンス設定法. 平成 21 年電気学会産業応用部門大会論文集, Vol. 1, No. 103, pp. 569–572, 2009.

謝辞

本研究の遂行ならびに本論文の作成に際し、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 工学博士 大熊繁先生に深く御礼申し上げます。

本研究を進めるに際し、日頃から貴重かつ多大なる御指導を頂きました名古屋大学大学院工学研究科電子情報システム専攻 准教授 工学博士 道木慎二先生に、深く感謝の意を表します。

本論文をまとめるあたり、貴重な御意見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、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。

本研究を進めるにあたり、貴重な御指摘御助言を頂きました中部大学工学部 准教授 工学博士 長谷川勝先生、岐阜工業高等専門学校 准教授 工学博士 富田睦雄先生に深く感謝致します。

本研究を進めるにあたりまして、貴重な御助言を頂きました、アイチエレクト株式会社 佐藤光彦氏に深く感謝いたします。

実験装置の設計・製作にあたり、多大なる御協力を頂きました名古屋大学大学院工学研究科 技官 福森勉氏、藤原文治氏に深く感謝致します。

在学中に多大な御助言を頂きました富士電機システムズ株式会社 工学博士 Lerudomsak Smith 氏に心より感謝致します。日頃より有益な御助言、御協力を頂き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博士課程後期課程3年 趙陽氏、博士課程後期課程2年 鄭淅化氏、博士課程前期課程2年 浅野大介氏、石田純氏、木村哲也氏、水野匡氏、三輪潤一郎氏、博士課程前期課程1年 今枝幸嗣氏、高橋知寛氏、張維科氏、前田拓真氏、工学部電気電子・情報工学科4年 中澤辰哉氏、藤井浩平氏に深く感謝いたします。また、研究室生活を充実したものにしていた大熊研究室の諸氏に深く感謝します。

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いただきました妻と家族に感謝を表し、謝辞の締めくくりとさせていただきます。