

博士論文

極座標に着目した永久磁石同期モータの
電圧制限下での高応答化に関する研究

(Study on High Response under Voltage Limit for
Permanent Magnet Synchronous Motor
Focused on Polar Coordinates)

宮島 孝幸

概要

永久磁石同期モータ (Permanent Magnet Synchronous Motor: PMSM) は高効率, 高出力密度という利点から, 産業界で広く用いられている。さらなる高効率化, 小型化のために PMSM の高回転数駆動が求められているが, 高回転数領域ではインバータの出力電圧が飽和し, 駆動領域が制限される。そこで, 昇圧コンバータの利用やインバータの過変調領域, ワンパルスモード, PMSM の弱め磁束制御によって広い駆動領域を達成している。本論文では非線形領域となる弱め磁束領域でのトルク制御に着目する。弱め磁束領域では電圧振幅が常に飽和した状態となり, 制御入力に電圧位相だけとなる。このため, 従来の直交座標での 2 つの制御入力を用いた制御手法では常に制御入力に飽和した状態となり, 高帯域化が困難である。電圧位相でトルクを制御する電圧位相制御が提案されているが, 弱め磁束領域の全てで適用可能な設計法は提案されていない。また, 電圧制限を考慮しながら電流軌道またはトルク軌道を最適化する研究が成されているが, 電圧制限下での d, q 軸電流応答およびトルク応答の達成性能限界は明確化されていない。

本論文は電圧制限下での高速なトルク制御の実現のために極座標系での制御入力に着目して取り組んでおり, 二部から構成されている。第 I 部では極座標系の制御入力である電圧振幅, 電圧位相に着目したフィードバック制御を提案した。動作点に応じた可変ゲインの電圧位相制御器によって弱め磁束領域の全てで適用可能な設計法を実現させた。さらには電圧振幅を併用し, 電圧制限内まで電圧位相制御を拡大させることで疑似的なシームレス制御を構成した。第 II 部では第 I 部での制御系設計に用いた線形化モデルの零点から電圧制限下での d, q 軸電流, トルクの達成性能限界の定量化を行った。

本論文の内容及び構成を以下に示す。

第 1 章では, 電圧制限下での PMSM の高応答化の研究を振り返り, それらの有効点や問題点を明らかにし, 本研究の位置付けを行なった。電圧制限下では電圧位相のみが制御入力となり, 一般的な直交座標系での制御入力を用いる制御手法では高帯域化が望めない。一方で, 電圧位相を用いてトルクを制御する電圧位相制御が提案されているが, プラント特性を厳密に考慮されていない。また, 最適制御理論を用いた最適電流軌道の生成やモデル予測制御などによって電流軌道の最適化が行われてきたが, 弱め磁束領域での達成性能限界が不明瞭であった。本論文では先行研究とは異なり, 線形化モデルを近似せずに考慮した厳密なモデルベース設計を提案し, d, q 軸電流応答およびトルク応答の達成性能限界を定量化する。

第 2 章では本論文で使用する永久磁石同期モータの dq 座標モデルについて説明した。従来か

ら電圧位相について線形化した dq 座標電圧方程式を、 V/f 制御の安定化解析や変調率フィードバック制御のトルク指令値フィルタ設計、近似して電圧位相制御器の設計に用いられていた。本論文では、極座標系での制御入力を使って制御するため、電圧振幅についても線形化したモデルを用いる。そして、達成性能限界の解析と弱め磁束領域の全てで使える厳密な制御系設計のために近似しない。さらに推定トルクを制御するために IPMSM のトルクを線形化し、電圧振幅と電圧位相からトルクまでの伝達関数を示す。

第 I 部では電圧制限下の PMSM のフィードバック制御の高帯域化について取り上げている。第 3 章では近似しない線形化モデルを用い、弱め磁束領域の全てで適用可能なモデルベース電圧位相制御器を提案した。提案法は動作点に応じて線形化モデルを再定義する機構を加えており、可変ゲインの制御器となる。これを高出力モータで実機検証を行い、有効性と問題点を示した。そして、得られた問題点を解決するために状態フィードバック制御に基づく電圧位相制御を提案した。

電圧位相制御では電流ベクトル制御との制御器の切り替えを行う。しかしながら、線形領域の電流ベクトル制御では直交座標系での制御入力を用いるが、対する電圧位相制御では極座標系での制御入力を使用するため、制御器の切り替え前後で異なる座標の制御入力を用いている。同じ座標で制御した方が好ましいため、第 4 章では線形領域でも極座標での制御入力を用いる電流制御について検討を行った。可制御性の観点から極座標での制御入力を使えない駆動条件を求め、簡易設計した制御系のシミュレーションおよび実験結果より問題点を示した。

第 5 章では電圧位相制御の制御器切り替えという問題点を解決するため、疑似的なシームレス制御を検討した。電圧振幅の併用によって電圧位相制御の動作範囲を拡大させ、制御器の切り替えをせずに電圧制限内に移行させた。さらに、状態フィードバックに基づいた電圧振幅制御器と電圧位相制御器の統合設計法を提案し、滑らかなトルク応答を実現しつつ、電圧制限内、電圧制限下で所望の特性を実現させた。そして、制御器切り替え時に制御入力を連続にする初期値補償を行い、疑似的なシームレス制御を達成した。

第 II 部では、電圧制限下での PMSM の達成性能限界の定量化について検討した。第 6 章では第 2 章で示した線形化モデルの零点に着目し、零点の大きさおよび符号から電圧制限下での d 、 q 軸電流応答およびトルク応答の達成性能限界を定量化し、動作点依存性を解析した。特に力行の高回転数高トルク領域では電圧位相から q 軸電流ならびにトルク応答に遅い不安定零点が存在し、アンダーシュート量と整定時間の間にトレードオフがある。また、達成できる d 、 q 軸電流の微分値の範囲を表す過渡項を考慮した電圧制限楕円を用いれば、中心座標の推移や各象限上の面積から電圧制限下および電圧制限内での電流応答を解析できる。この解析結果は大信号の場合でも扱えることから、線形化モデルを用いた解析結果との異なる点について議論した。

第 7 章では第 3 章で提案した状態フィードバックに基づく電圧位相制御を用い、第 6 章で定量化した達成性能限界とトルクステップ応答の比較を行った。シミュレーション結果より、線形化モデルの解析から得られた達成性能限界とシミュレーション結果の傾向が一致しており、提案した達成性能限界の定量化が妥当であるとの結果が得られた。

第 8 章では PMSM の逆システムに基づくフィードフォワード制御、終端状態制御に基づく最

短時間電流軌道および準最短時間トルク軌道の3つの軌道を用い、軌道全体を最適化した大信号の場合について線形化モデルを用いた解析を元に議論した。整定時間を短くするほど大信号となるために線形化モデルの解析から得られた動作点依存性とは差が生じてしまう。しかしながら、オーバーシュート量またはアンダーシュート量と整定時間のトレードオフの存在が確認され、線形化モデルの零点に着目した達成性能限界の解析は有効であることが示された。また、達成性能限界の解析結果と実際に発生した応答の差は過渡項を考慮した電圧制限楕円を用いて定性的に説明した。

第9章はPMSMの電圧制限下での高応答化に対するアプローチを振り返り、本論文のまとめとした。

目次

1 序論	1
1.1 研究背景	1
1.2 研究目的	4
1.3 論文構成	5
2 永久磁石同期モータのモデル	8
2.1 dq 座標モデル	8
2.2 dq 座標モデルの線形化	9
第 I 部 極座標に着目した電圧制限下でのフィードバック制御の高速化	12
3 線形化 dq モデルを用いたモデルベース電圧位相制御器	13
3.1 SPMSM のモデルベース電圧位相 PID 制御器	13
3.1.1 従来法 1 (変調率フィードバック)	13
3.1.2 従来法 2 (従来の電圧位相制御器設計)	14
3.1.3 提案法 (モデルベース電圧位相制御)	16
3.1.4 シミュレーション・実験	18
3.2 平衡点探索を用いた IPMSM のモデルベース電圧位相制御	23
3.2.1 従来法と安定性解析	23
3.2.2 提案法	26
3.2.3 シミュレーション・実験	27
3.2.4 固定ゲインの PID 制御器との比較	34
3.2.5 高出力モータを用いた実験	35
3.3 状態フィードバックに基づく電圧位相制御	39
3.3.1 制御器設計	39
3.3.2 PID 制御器との比較	41
3.3.3 電圧位相分解能の検討	42
3.3.4 シミュレーション・実験	44
3.3.5 空間高調波に対する特性の解析	48

3.4	まとめ	50
4	極座標での制御入力を用いた電圧制限内での電流制御の検討	51
4.1	可制御性の解析	51
4.2	制御器設計	52
4.2.1	SPMSM の線形化モデルと近似	52
4.2.2	制御器設計	54
4.3	シミュレーション・実験	55
4.4	まとめ	56
5	疑似シームレスフィードバック制御	57
5.1	極座標系の制御入力を用いた SPMSM の弱め磁束制御	58
5.1.1	電圧振幅制御器設計	58
5.1.2	シミュレーション・実験	59
5.2	IPMSM の疑似シームレスフィードバック制御	61
5.2.1	電圧振幅制御と電圧振幅制御の独立設計 (手法 1)	61
5.2.2	状態フィードバックに基づく電圧位相制御と電圧振幅制御の統合設計 (手法 2)	62
5.2.3	シミュレーション・実験	64
5.2.4	疑似シームレスフィードバック制御のシミュレーション・実験	67
5.3	まとめ	70
第 II 部 零点に着目した達成性能限界の定量化		71
6	電圧制限下での永久磁石同期モータの達成性能限界の解析	72
6.1	線形化モデルの零点を用いた解析	72
6.1.1	d 軸電流応答の達成性能限界	72
6.1.2	q 軸電流応答の達成性能限界	75
6.1.3	トルク応答の達成性能限界	76
6.1.4	モータパラメータと零点	77
6.2	過渡項を考慮した電圧制限楕円を用いた解析	80
6.2.1	過渡項を考慮した電圧制限楕円	80
6.2.2	電流応答の解析	82
6.3	まとめ	85
7	フィードバック制御と達成性能限界の解析結果の比較	86
7.1	低回転数・高トルク領域での検討	86
7.2	高回転数・低トルク領域での検討	88

7.3	高回転数・高トルク領域での検討	89
7.4	まとめ	90
8	終端状態制御による最短時間電流軌道の導出と解析との比較	91
8.1	PMSM の PWM ホールドモデル	91
8.2	制御器設計	93
8.2.1	手法 1 (逆システムに基づくフィードフォワード制御)	94
8.2.2	手法 2 (終端状態制御に基づく最短時間電流軌道)	94
8.2.3	手法 3 (トルクの逆応答を抑制する準最短時間トルク軌道)	96
8.3	シミュレーション	97
8.4	実験	103
8.5	シミュレーションによる詳細検討	106
8.6	まとめ	108
9	結論	110
	謝辞	112
A	実験車両 FPEV4-Sawyer と最適モータ設計のための最小入力電力条件の導出	114
A.1	実験車両 FPEV4-Sawyer	115
A.1.1	可変駆動ユニットシステムと車両の特徴	115
A.1.2	サブユニット	117
A.1.3	バッテリーと充電システム	118
A.1.4	コントローラ・インバータ	119
A.2	最適モータ設計のための最小入力電力条件の導出	119
A.2.1	車両モデル	119
A.2.2	減速機モデル	121
A.2.3	鉄損を考慮した PMSM の dq 座標モデル	122
A.2.4	最高効率条件式件の導出と考察	123
A.2.5	インバータ損失の考慮	126
A.2.6	バッテリー損失の考慮	126
	参考文献	128
	発表文献	137

図 目 次

1	PMSM のロータ形状 [1]	1
2	過変調・ワンパルスモードでのインバータ出力電圧波形	2
3	PMSM の N-T カーブ	3
4	本論文の構成	6
5	PMSM の定常状態でのベクトル図	9
6	PMSM の dq 座標モデル	9
7	変調率フィードバックブロック図	14
8	従来法 2 (従来の電圧位相制御器設計)	15
9	制御器切り替えの条件 (SPMSM)	16
10	提案するモデルベース電圧位相制御のブロック図 (SPMSM)	16
11	実験装置 (SPMSM)	18
12	シミュレーション結果 1 (800 rpm, 従来法 1)	19
13	シミュレーション結果 1 (800 rpm, 従来法 2)	19
14	シミュレーション結果 1 (800 rpm, 提案法)	19
15	シミュレーション結果 2 (1,000 rpm, 従来法 1)	20
16	シミュレーション結果 2 (1,000 rpm, 従来法 2)	20
17	シミュレーション結果 2 (1,000 rpm, 提案法)	20
18	実験結果 1 (800 rpm, 従来法 1)	21
19	実験結果 1 (800 rpm, 従来法 2)	21
20	実験結果 1 (800 rpm, 提案法)	21
21	実験結果 2 (1,000 rpm, 従来法 1)	22
22	実験結果 2 (1,000 rpm, 従来法 2)	22
23	実験結果 2 (1,000 rpm, 提案法)	22
24	従来法のブロック図	23
25	制御器切り替え条件 (IPMSM)	24
26	従来法の根軌跡 (3 Nm, 2000 rpm, 不安定零点)	26
27	従来法の根軌跡 (-3 Nm, 2000 rpm, 安定零点)	26
28	提案するモデルベース電圧位相制御 (IPMSM)	27
29	電圧位相制御器設計のための平衡点探索	28

30	シミュレーション結果 1 (1,600 rpm, 従来法, 線形領域)	29
31	シミュレーション結果 1 (1,600 rpm, 提案法, 線形領域)	29
32	シミュレーション結果 2 (2,000 rpm, 従来法, 線形領域)	30
33	シミュレーション結果 2 (2,000 rpm, ハイゲインの従来法, $K_I = 55$, 線形領域)	30
34	シミュレーション結果 2 (2,000 rpm, 提案法, 線形領域)	30
35	シミュレーション結果 3 (2,500 rpm, 従来法, ワンパルスモード)	31
36	シミュレーション結果 3 (2,500 rpm, 提案法, ワンパルスモード)	31
37	実験装置 (IPMSM#1)	32
38	実験結果 1 (1,600 rpm, 従来法, 線形領域)	32
39	実験結果 1 (1,600 rpm, 提案法, 線形領域)	32
40	実験結果 2 (2,000 rpm, 従来法, 線形領域)	33
41	実験結果 2 (2,000 rpm, ハイゲインの従来法, $K_I = 55$, 線形領域)	33
42	実験結果 2 (2,000 rpm, 提案法, 線形領域)	33
43	実験結果 3 (2,500 rpm, 従来法, ワンパルスモード)	34
44	実験結果 3 (2,500 rpm, 提案法, ワンパルスモード)	34
45	可変ゲイン PID 制御器 (提案法)	35
46	固定ゲイン PID 制御器 (2,000 rpm, 3 Nm でのプラントモデルで設計)	35
47	固定ゲイン PID 制御器 (1,600 rpm, 3 Nm でのプラントモデルで設計)	35
48	高出力モータを用いた実験結果 1 (3,000 rpm, PI 制御器, 試行錯誤で設計)	36
49	高出力モータを用いた実験結果 1 (3,000 rpm, PID 制御器, 極零相殺)	36
50	高出力モータを用いた実験結果 1 (3,000 rpm, PID 制御器, 極配置法)	36
51	高出力モータを用いた実験結果 2 (4,000 rpm, PI 制御器, 試行錯誤で設計)	37
52	高出力モータを用いた実験結果 2 (4,000 rpm, PID 制御器, 極零相殺)	37
53	高出力モータを用いた実験結果 2 (4,000 rpm, PID 制御器, 極配置法)	37
54	ニュートン・ラフソン法による平衡点探索を用いた状態フィードバックに基づく 電圧位相制御	40
55	モータシミュレータによる平衡点探索を用いた状態フィードバックに基づく電圧 位相制御	40
56	状態フィードバックに基づく電圧位相制御における電圧位相分解能 ($-1,000$ rad/s)	43
57	状態フィードバックに基づく電圧位相制御における電圧位相分解能 (-500 rad/s)	43
58	電圧位相分解能の比較 (閉ループ極の実部: -500 rad/s, 電流センサ数: 2)	44
59	電圧位相分解能の比較 (閉ループ極の実部: -500 rad/s, 電流センサ数: 3)	44
60	シミュレーション結果 (極零相殺の PID 制御器)	46
61	シミュレーション結果 (極配置法で設計された PID 制御器)	46
62	シミュレーション結果 (ニュートン・ラフソン法を用いた状態フィードバック制御)	46
63	シミュレーション結果 (モータシミュレータを用いた状態フィードバック制御)	46

64	電流センサ分解能を考慮したシミュレーション結果 (モータシミュレータを用いた状態フィードバック制御)	46
65	実験装置 (IPMSM#2)	47
66	実験結果 (極零相殺の PID 制御器, ± 100 A/12 bit)	47
67	実験結果 (極配置法で設計された PID 制御器, ± 100 A/12 bit)	47
68	実験結果 (ニュートン・ラフソン法を用いた状態フィードバック制御, ± 100 A/12 bit)	47
69	実験結果 (モータシミュレータを用いた状態フィードバック制御, ± 100 A/12 bit)	47
70	$\Delta L_{dh}, \Delta L_{qh} \rightarrow \Delta \hat{T}$	49
71	$\Delta \dot{L}_{dh}, \Delta \dot{L}_{qh} \rightarrow \Delta \hat{T}$	49
72	線形領域における極座標での制御入力を用いた SPMSM の電流制御	53
73	シミュレーション結果 (0 rpm)	55
74	シミュレーション結果 (400 rpm)	55
75	実験結果 (0 rpm)	56
76	実験結果 (400 rpm)	56
77	SPMSM の電圧制限円と定トルク直線	57
78	極座標系の制御入力を用いた SPMSM の弱め磁束制御のブロック図	58
79	シミュレーション結果 (電圧位相制御のみ)	59
80	シミュレーション結果 (極座標系の制御入力を用いた弱め磁束制御)	59
81	実験結果 (電圧位相制御のみ)	60
82	実験結果 (極座標系の制御入力を用いた弱め磁束制御)	60
83	電圧振幅制御と電圧振幅制御の独立設計 (手法 1)	61
84	手法 1 におけるニュートン・ラフソン法を用いた平衡点探索	62
85	状態フィードバック制御に基づく電圧位相制御と電圧振幅制御の統合設計 (手法 2)	63
86	極座標系の制御入力を用いた弱め磁束制御のシミュレーション結果 (手法 1)	65
87	極座標系の制御入力を用いた弱め磁束制御のシミュレーション結果 (手法 2)	65
88	極座標系の制御入力を用いた弱め磁束制御の実験結果 (手法 1)	66
89	極座標系の制御入力を用いた弱め磁束制御の実験結果 (手法 2)	66
90	疑似シームレスフィードバック制御シミュレーション結果 (電流ベクトル制御: 極零相殺)	68
91	疑似シームレスフィードバック制御シミュレーション結果 (電流ベクトル制御: 極配置法)	68
92	疑似シームレスフィードバック制御実験結果 (電流ベクトル制御: 極零相殺)	69
93	疑似シームレスフィードバック制御実験結果 (電流ベクトル制御: 極配置法)	69
94	d 軸電流応答の零点	74
95	電圧位相操作時の d, q 軸電圧の変化	74
96	電圧位相操作時の d 電流応答	75

97	q 軸電流応答の零点	76
98	電圧位相操作時の q 電流応答	76
99	トルク応答の零点	77
100	$L_q = L_{qori}$	79
101	$L_q = 0.5L_{qori}$	79
102	$L_q = 1.5L_{qori}$	79
103	$L_q = 0.9L_{qori}$	79
104	IPMSM の電圧制限楕円 ($\omega_e > 0$)	80
105	SPMSM の電圧制限円 ($\omega_e > 0$)	80
106	過渡項を考慮した IPMSM の電圧制限楕円 ($\omega_e > 0$)	81
107	トルク微分値も考慮した過渡項を考慮した電圧制限楕円	82
108	過渡項を考慮した SPMSM の電圧制限円 ($\omega_e > 0$)	82
109	高回転数領域での電流変化に伴う過渡項を考慮した電圧制限楕円の推移 (力行, 正回転数)	83
110	d 軸電流のオーバーシュートによる応答の改善	84
111	負の d, q 軸電流変化による応答の改善	84
112	シミュレーション結果 1 (-500 rad/s, 1,500 rpm, 2.5-3 Nm)	87
113	シミュレーション結果 1 ($-1,000$ rad/s, 1,500 rpm, 2.5-3 Nm)	87
114	シミュレーション結果 1 ($-1,500$ rad/s, 1,500 rpm, 2.5-3 Nm)	87
115	シミュレーション結果 2 (-500 rad/s, 2,000 rpm, 0-0.5 Nm)	88
116	シミュレーション結果 2 ($-1,000$ rad/s, 2,000 rpm, 0-0.5 Nm)	88
117	シミュレーション結果 2 ($-1,500$ rad/s, 2,000 rpm, 0-0.5 Nm)	88
118	シミュレーション結果 3 (-500 rad/s, 2,000 rpm, 2.5-3 Nm)	89
119	シミュレーション結果 3 ($-1,000$ rad/s, 2,000 rpm, 2.5-3 Nm)	89
120	シミュレーション結果 3 ($-1,500$ rad/s, 2,000 rpm, 2.5-3 Nm)	89
121	単相インバータシステム	92
122	PWM ホールド	92
123	空間ベクトル変調	92
124	線間電圧パルス	92
125	PWM ホールドに基づく PMSM の二自由度制御	93
126	シミュレーション結果 1 (手法 1)	98
127	シミュレーション結果 1 (手法 2, $N=33$)	98
128	シミュレーション結果 1 (手法 3, $N=35$)	98
129	シミュレーション結果 1 における過渡項を考慮した電圧制限楕円の軌跡	99
130	シミュレーション結果 2 (手法 1)	100
131	シミュレーション結果 2 (手法 2, $N=27$)	100
132	シミュレーション結果 2 (手法 3, $N=31$)	100

133	シミュレーション結果 1 における過渡項を考慮した電圧制限楕円の軌跡	101
134	シミュレーション結果 3 (手法 1)	102
135	実験結果 1 (手法 1)	104
136	実験結果 1 (手法 2, $N=33$)	104
137	実験結果 1 (手法 3, $N=35$)	104
138	実験結果 2 (手法 1)	105
139	実験結果 2 (手法 2, $N=27$)	105
140	実験結果 2 (手法 3, $N=31$)	105
141	実験結果 3 (手法 1)	106
142	最短時間電流軌道の詳細解析 (トルクを 0 Nm から 2 Nm に変化させる軌道) . .	107
143	最短時間電流軌道の詳細解析 (トルクを 1 Nm から 3 Nm に変化させる軌道) . .	107
144	最短時間電流軌道の詳細解析 (トルクを 0 Nm から 2 Nm に変化させる軌道, q 軸電流誤差の最小化を優先)	108
145	最短時間電流軌道の詳細解析 (トルクを 1 Nm から 3 Nm に変化させる軌道, q 軸電流誤差の最小化を優先)	108
146	FPEV4- <i>Sawyer</i>	115
147	可変駆動ユニットシステム	116
148	サブユニット	116
149	可変サスペンション機構	116
150	各サブユニットの駆動モータ	117
151	車両モデル	121
152	$\mu - \lambda$ 特性の一例	121
153	一輪モデル	121
154	鉄損を考慮した PMSM の dq 座標等価回路	122
155	前後輪独立駆動車のドライブシステム	123
156	簡易的なバッテリーモデル	127
157	昇圧チョッパを用いた前後輪独立駆動車のドライブシステム	127

表 目 次

1	ノミナルモータパラメータ (SPMSM)	18
2	ノミナルモータパラメータ (IPMSM#1)	25
3	ノミナルモータパラメータ (IPMSM#2)	43
4	空間高調波の抑圧特性の比較 (駆動周波数 6 次)	50
5	出力ベクトルと ON 時間	92
6	出力ベクトル順序	92
7	車両諸元	115
8	各サブユニットの仕様	118

第 1 章

序論

1.1 研究背景

永久磁石同期モータ (Permanent Magnet Synchronous Motor: PMSM) は, 高効率, 高出力密度であることから産業界で広く用いられている。PMSM はロータ (回転子) の構造によって 2 種類に分けられる。

図 1(a) のようにロータ表面に永久磁石が備わっているものを表面磁石同期モータ (Surface PMSM: SPMSM) という。SPMSM は磁束の歪みが少なく, トルクリップルが小さい。このため, 工作機械の XY ステージなど高精度高速位置決めが要求される機器やトルクリップルが人に違和感を与えてしまう電動パワーステアリングなどの機器に用いられる。一方, 図 1(b) のようにロータ内部に永久磁石が埋め込められたものを埋込磁石同期モータ (Interior PMSM: IPMSM)

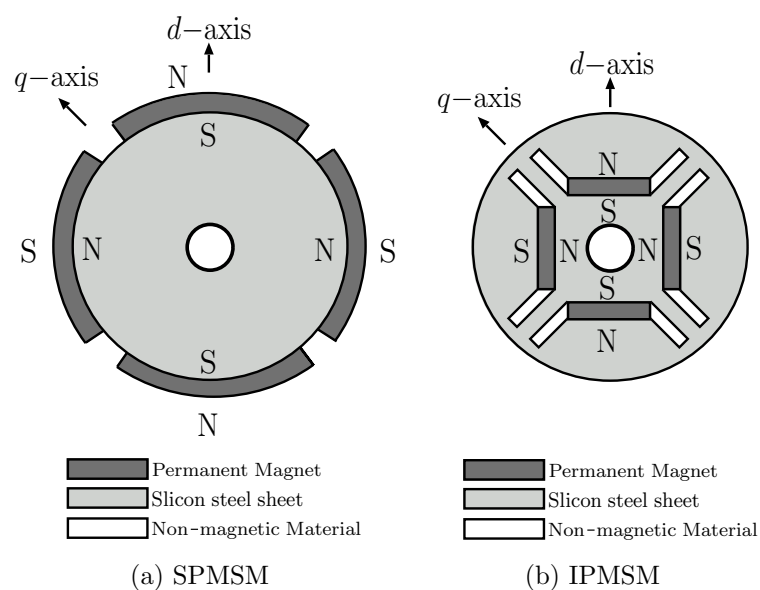


図 1: PMSM のロータ形状 [1]

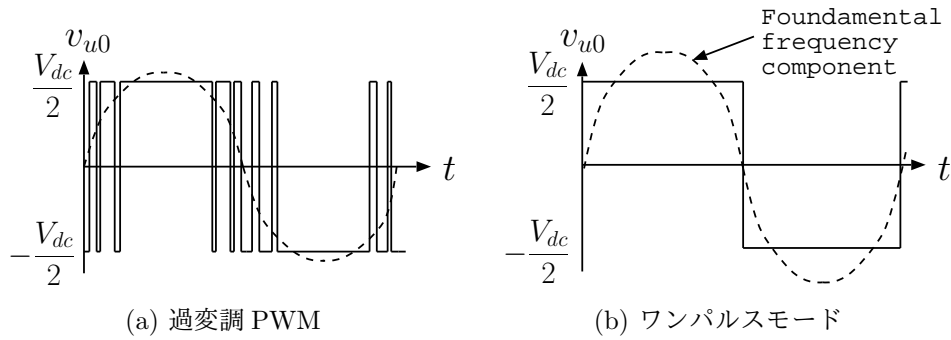


図 2: 過変調・ワンパルスモードでのインバータ出力電圧波形

という。マグネットトルクに加えてリラクタンストルクが利用できるため、高回転数駆動が可能である。このことから、電気自動車、ハイブリッド自動車、建設機械、圧縮機等に用いられている。

省エネルギーの観点から更なる PMSM の高効率化が要求されており、特に電動車両では一充電走行距離の観点から駆動モータの高効率化は重要である。そこで、高回転数駆動によって高効率化が図られているが、PMSM の誘起電圧は回転数に比例するため、インバータの出力電圧飽和によって駆動領域は制限されてしまう。

電動車両では搭載されているバッテリーパックの直列接続数によってインバータ直流電源電圧が決まる。このため、直流電源電圧の増加にはバッテリーパックを増やす必要があるが、車両重量とコストの面から好ましくない。そこで、市販のハイブリッド自動車では昇圧コンバータの利用によってインバータ直流電源電圧を増加させている [2]。しかしながら、電気自動車のようにバッテリーから大電力を出力させる際には、昇圧リアクトルが大型化してしまう。昇圧コンバータの小型化のため、マルチレベル [3] や位相シフトスイッチング・インターリーブ [4] によって昇圧リアクトルのリプルを低減する回路構成が提案されている。また、文献 [5] では太陽光発電用系統連系インバータにおいて小容量平滑コンデンサの昇圧コンバータとインバータの制御を協調させて損失を低減する Single-Phase PWM Control Method を提案している。モータの漏れインダクタンスを利用して昇圧する中性点昇圧 [6] や、Z ソースインバータ [7]、スーパーキャパシタとバッテリーの二つの電源電圧を足し合わせて昇圧する回路 [8, 9] などの回路構成も提案されている。ただし、高い直流電源電圧ではインバータの素子の定格やモータの絶縁耐力 [10] が問題となる。このため、用途を問わず、制限された直流電源電圧を有効に使い切って PMSM を駆動させることが重要である。

インバータ直流電源電圧を有効に使い切る方法として過変調 PWM・ワンパルスモードがある。過変調 PWM・ワンパルスモードでは図 2 に示したように PWM のスイッチング回数が減少した電圧波形となる。すなわち、出力電圧の基本波成分が増加し、図 3 に示すように PMSM の駆動領域を拡大できる。一方、過変調領域では電圧指令値に対して出力電圧の基本波成分振幅は非線形の特徴となり、制御系を不安定にする条件の存在が報告されている [11]。この非線形性については、電圧指令値の振幅と出力電圧基本波成分の振幅を一致させる変調率指令値の

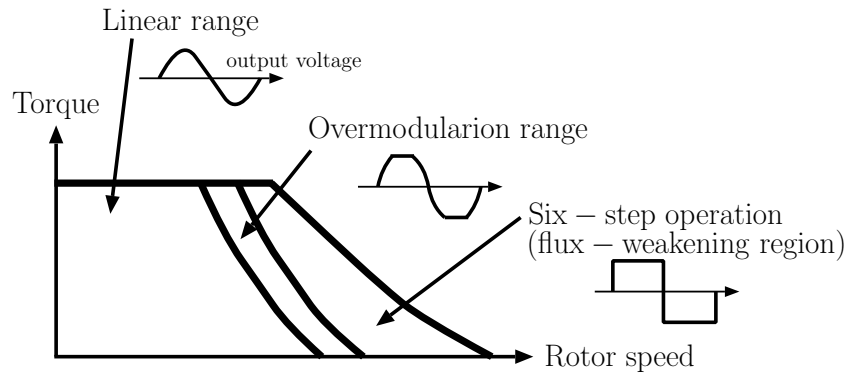


図 3: PMSM の N-T カーブ

修正によって対処されている [12, 13]。また，出力電圧に含まれる低次高調波成分がフィードバック制御を不安定にする。そこで，フィードバックループから過変調に起因する低次高調波電流を取り除き，フィードバック制御を安定化させる手法 [14, 15] が研究されてきた。著者らは PWM ホールドモデル [16] を用いて低次高調波電流の推定精度を向上させ，かつ応答の遅いフィードバック制御ではなく完全追従制御法 [17] に基づくフィードフォワード制御によって応答を改善する手法を提案した [18]。

さらに駆動領域を拡大するために PMSM の弱め磁束制御 [19] が用いられる。弱め磁束制御は負の d 軸電流によって誘起電圧を抑制し，高回転数駆動させる。過大な d 軸電流は銅損を増加させ，永久磁石を減磁させる恐れがある。このため，最大電圧振幅のまま弱め磁束制御を行い， d 軸電流を最小限にすることが望ましい。一般的な PMSM の電流制御では直交座標での制御入力を用いている。しかしながら，最大電圧振幅下では直交座標での制御入力は独立に制御できないためにトルク応答が遅れてしまう。モータの高速なトルク応答を活かし，電気自動車の運動制御 [20] や圧縮機の振動抑制制御 [21] などが提案されている。これらの制御法ではインナーループであるトルク制御の遅れを無視して設計するのが一般的である。電圧飽和が発生した場合にはトルク応答の遅れを無視できなくなり，安定性が損なわれる。このため，弱め磁束領域においても高速なトルク応答を達成できる制御系が必要である。

弱め磁束領域のフィードバック制御の一つに変調率フィードバック [22–24] がある。従来の電流ベクトル制御を弱め磁束領域に適用する場合，トルク指令値と電圧制限を満たす d, q 軸電流指令値を生成しなければならず，指令値生成が困難である。一方，変調率フィードバックは電流ループの外側に電圧指令値が電圧制限内に収まるように d 軸電流指令値を操作する変調率ループを備えているため，弱め磁束領域での電流指令値生成が不要である。しかし，電圧飽和によって遅くなった電流ループの外側に制御系を構成するために高帯域化が困難である。

電圧飽和による電流ループの遅れには，電圧リミッタでの電圧ベクトルの操作によって応答を改善する手法が提案されている [25–27]。PMSM の機器定数を用いた電圧ベクトルの操作の場合には電圧制限下ではオープンループとなり，モデル化誤差が存在する場合には追従性が保証されない。文献 [28], [29] では電流指令値を修正する手法を提案しており，安定性を保証しつ

つ高帯域化を実現させている。また、最適制御理論などを用いた電流軌道全体の設計法も提案されている [35–37]。近年は、多数のモデル予測制御に基づく制御法が報告されている [30–34]。モデル予測制御は、ある区間で指定した評価関数を最適化する制御入力を導出する手法である。計算量は多いものの、電圧飽和という非線形要素を陽に考慮した応答の最適化が可能である。軌道の最適化手法の一部では d 軸電流のオーバーシュートを発生させ応答を改善しているが、オーバーシュート量や動作点依存性などは解析されていない。すなわち、 q 軸電流・トルクも含め、電圧制限下での達成性能限界が不明瞭であり、定量化は重要な課題である。また、これらの手法によって電圧制限下での電流ループが高帯域化したとしても、二重のフィードバックループであるために変調率フィードバック制御では高帯域化には限界がある。

文献 [38] で提案している自動モード切替型トルク優先制御は電圧ベクトルに同期した座標を用い、電圧制限下では間接的な電圧位相の操作を実現しており、カスケード制御ではない。しかしながら、直交座標で制御系を構成しているために過渡応答時には操作量飽和を引き起こし、応答が電圧リミッタやアンチwindアップ制御に依存してしまう。また、文献 [39], [40] では速度制御とのカスケード制御を前提とし、 d 軸電流制御のみで弱め磁束制御を行う手法を提案している。しかしながら、モデルベース設計法は提案されておらず、トルク指令値を与える制御系となっていないことはモーションコントロールの観点から好ましくない。

電圧位相制御 [41–44] では電圧振幅を固定し、電圧位相のみでトルクを制御する手法である。弱め磁束領域で飽和していない電圧位相を直接用いるため、直交座標での制御入力をを用いた手法と比較して高帯域な制御系の実現できると考えられる。しかしながら、電圧制限内では電流ベクトル制御を用いるため、制御器切り替えによって応答が悪化する。また、電圧位相からトルクまでの過渡特性は非線形であるため、従来は試行錯誤的に設計されていた。文献 [43] では、電圧位相を零と近似した電圧位相から q 軸電流までの線形化モデルを用いたモデルベース設計がされている。電圧位相を零とみなしているために、高トルクの領域や高回転数領域までは適用できない。また、トルクの非線形性が考慮されておらず、入力端外乱抑圧特性が悪い設計となっている。文献 [44] では定常状態および過渡状態での電圧ベクトルの差に着目したモデルベース設計を提案しているが、過渡特性が厳密に考慮されていない。つまり、先行研究では弱め磁束領域の全域で適用できる厳密なモデルベース設計法は提案されていない上、試行錯誤的に設計されていた従来の設計手法で高帯域化できない原因が解析されていない。また、電圧位相制御器の問題点である制御器切り替えは対処されておらず、制御器切り替え時に応答が悪化してしまう。

1.2 研究目的

本研究は電圧制限下での PMSM の高応答化のため、フィードバック制御の高帯域化と電圧制限下での達成性能限界の定量化を極座標系での制御入力に着目して行う。

本論文では電圧制限下では極座標系での制御入力で考えることが適していると考え、電圧位

相制御の高帯域化を取り上げる。先行研究では弱め磁束領域の全域で適用できる厳密なモデルベース設計は提案されていない。本論文でプラント特性を厳密に考慮したモデルベース設計法を提案し、フィードバック制御の高帯域化を目的とする。また、電圧位相制御では制御器を切り替えなければ、線形領域で制御できない。そこで、切り替え前後でトルク応答が悪化しない制御器の切り替えを実現させ、極座標系での制御入力を用いた疑似的なシームレス制御を構成する。

電圧位相制御は電圧制限下であるため電圧位相を使用した。その一方で、電圧制限内でも直交座標での制御入力ではなく、極座標系での制御入力を用いる制御手法も提案されている [45–48]。しかしながら、明確な設計法は提案されていない上、問題点・有用性は議論されていない。そこで、本論文では可制御性の観点から極座標系での制御入力を用いて制御できる条件を示し、制御系設計について議論する。

従来の制御系では電圧制限下での達成性能限界が不明瞭なままであった。このため、電圧制限下で高帯域な制御が実現された際に性能の改善が見込めるか、最適であるかが判断ができない。このため、達成性能限界の定量化が必要である。本論文では、従来は無視されていた線形化モデルの特性の内、零点に着目して電圧制限下での達成性能限界を定量化を目指す。

1.3 論文構成

図 4 に本論文の構成を示す。本論文は 2 部構成となっている。

第 2 章では本論文で使用する PMSM の dq 座標モデルおよび線形化について説明する。従来から電圧位相について線形化した dq 座標電圧方程式を、 V/f 制御の安定性解析 [49] や変調率フィードバック制御のトルク指令値フィルタ設計 [50] や、近似したものを電圧位相制御器の設計 [43] に用いられていたが、特性は厳密に調査されていなかった。本論文では、極座標系での制御入力である電圧振幅・電圧位相の両方を用いて制御するため、電圧振幅についても線形化する。さらに、推定トルクを制御するために IPMSM のトルクについても線形化し、電圧振幅と電圧位相からトルクまでの伝達関数を導出する。本論文では、線形化モデルの近似せず、電圧制限下での達成性能限界の解析および厳密なモデルベース設計に用いる。

第 I 部では、電圧制限下でのフィードバック制御の高帯域化について取り上げる。

第 3 章では、電圧位相制御器の厳密なモデルベース設計について検討する。まず、トルクに非線形特性のない SPMSM で厳密なモデルベース設計の検討する。本論文で提案する制御器は、動作点に応じて線形化モデルを再定義する機構を備えることで弱め磁束領域の全てで適用可能にさせる。SPMSM の結果を踏まえ、トルクに非線形性がある IPMSM にも適用し、大出力の IPMSM で実機検証する。また、大出力モータの実験結果から得られた問題点を踏まえ、状態フィードバック制御に基づく電圧位相制御を提案する。さらに、試行錯誤的に設計されていた従来の電圧位相制御の問題点を本章で解析する。

第 4 章では極座標系での制御入力を用いた電圧制限内での電流制御を検討する。電圧位相制

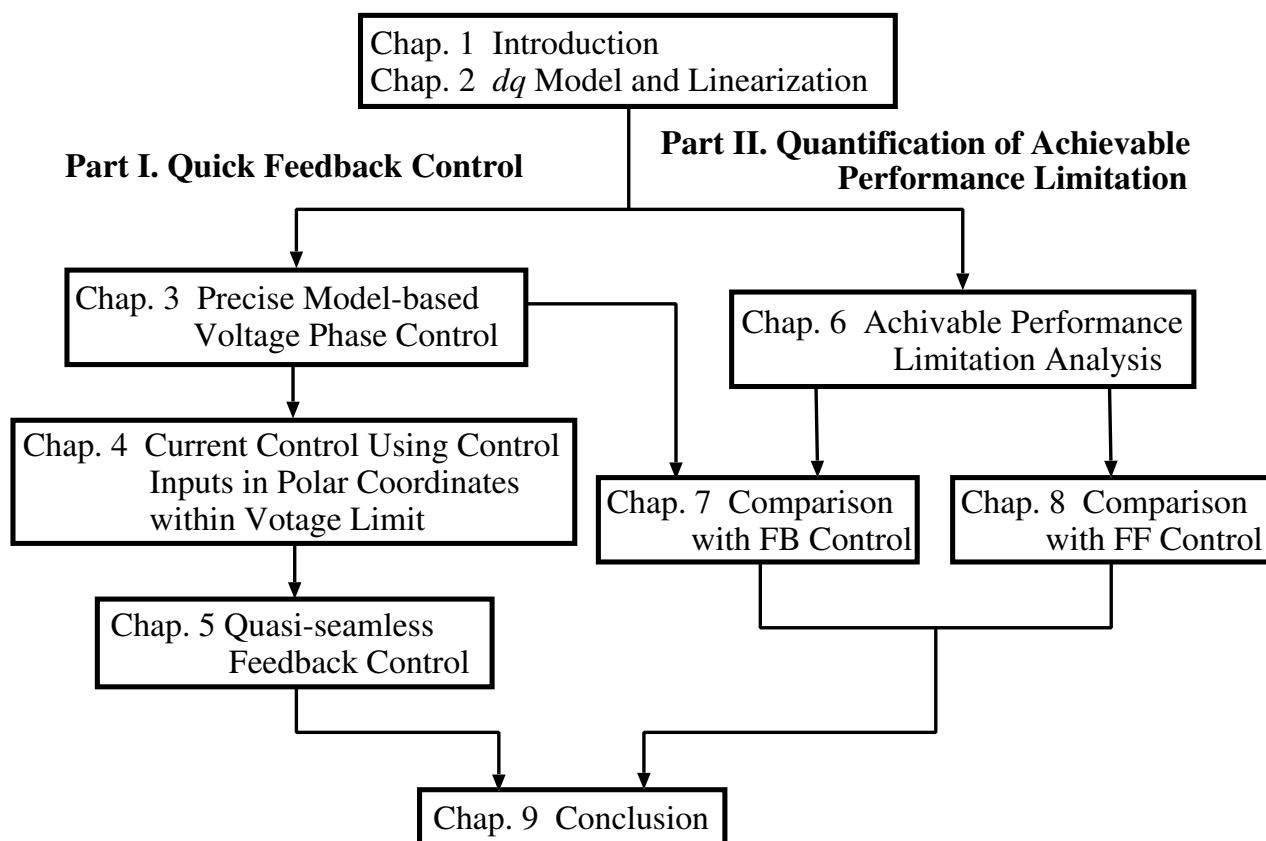


図 4: 本論文の構成

御では制御器の切り替えが必要となる。電圧制限内で用いられる電流ベクトル制御は直交座標系での制御入力を用いるため、制御器切り替えの前後で座標が異なる。電圧制限下および電圧制限内で同一の制御入力を使うことが好ましい。そこで、可制御性より極座標系での制御入力の利用が可能な駆動条件について検討する。さらに電圧制限下で極座標系での制御入力を用いる電流制御器を設計し、極座標系での制御入力の利用が好ましいかを議論する。

第5章では疑似的なシームレス制御を提案する。電圧位相制御と電流ベクトル制御の切り替えでは、制御入力の不連続となることおよび切り替わるまでの間に応答が遅れることが問題となる。そこで、切り替わるまでの間も制御させるため、 d 軸電流を制御する電圧振幅制御器を併用した弱め磁束制御を提案し、電圧制限内に電圧位相制御のままシームレスで移行させる。また、電圧振幅制御器と電圧位相制御を別々に設計した場合には干渉が発生し、応答が劣化する。そこで、状態フィードバックに基づいた電圧振幅制御器と電圧位相制御器の統合設計法を提案し、干渉のない応答を実現する。また、切り替え前後の不連続な制御入力については初期値補償によって対処し、疑似的なシームレス制御を実現させる。

第II部では電圧制限下での達成性能限界の定量化について述べる。第6章では第2章で示した線形化モデルの零点を解析することで達成性能限界を定量化する。零点は安定性に寄与しないが、過渡応答に影響を与える [51]。右半平面にある遅い零点はアンダーシュート、左半平面にある遅い零点はオーバーシュートを引き起こしてしまい、整定時間とのトレードオフがある。

本論文ではこのトレードオフを達成性能限界と位置付け、零点の大きさおよび符号から定量化を行う。また、別の電流応答解析手法として、過渡項を考慮した電圧制限楕円を用いた解析を行う。従来の電圧制限楕円では定常状態で達成できる d, q 軸電流値を表すものであるが、過渡項を考慮した電圧制限楕円は d, q 軸電流の微分値を表す。過渡項を考慮した電圧制限楕円は達成性能限界を定量的に扱えず、トルク応答は解析できない。ただし、小信号に限らない電流応答の解析となるため、線形化モデルでは得られない傾向について議論する。

第7章では第3章で提案した状態フィードバックに基づく電圧位相制御と第6章で定量化した達成性能限界をトルクステップ応答のシミュレーション結果から比較する。フィードバック制御では制御入力が大きく変化しないため、線形化モデルの解析から得られた達成結果と傾向が一致するかを確認し、提案した達成性能限界の定量化が妥当であることを検討する。

第8章では大信号の制御入力となるフィードフォワード制御を用い、達成性能限界の解析結果と比較する。PMSMの逆システムに基づくフィードフォワード制御、終端状態制御制御に基づいて軌道全体を最適化した最短時間電流軌道および準最短時間トルク軌道の3つの軌道を用い、線形化モデルの零点から得られた達成性能限界および過渡項を考慮した電圧制限楕円を用いた解析結果を比較する。

第9章はPMSMの電圧制限下での高応答化に対するアプローチを振り返り、本論文のまとめとする。

第 2 章

永久磁石同期モータのモデル

本章では一般的に用いられる PMSM の dq 座標モデルについて述べる。また、制御系設計および達成性能限界の解析に用いる線形化された dq 座標モデルについて説明する。

2.1 dq 座標モデル

PMSM の dq 座標電圧方程式を状態方程式で表すと式 (2-1), (2-2) となる。

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}_c(\omega_e)\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}_c \left\{ \mathbf{v}(t) - \begin{bmatrix} 0 & \omega_e K_e \end{bmatrix}^T \right\} \quad (2-1)$$

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{C}_c \mathbf{x}(t) \quad (2-2)$$

$$\left[\begin{array}{c|c} \mathbf{A}_c(\omega_e) & \mathbf{B}_c \\ \hline \mathbf{C}_c & \mathbf{0} \end{array} \right] := \left[\begin{array}{cc|cc} -\frac{R}{L_d} & \omega_e \frac{L_q}{L_d} & \frac{1}{L_d} & 0 \\ -\omega_e \frac{L_d}{L_q} & -\frac{R}{L_q} & 0 & \frac{1}{L_q} \\ \hline \mathbf{I} & & \mathbf{0} & \end{array} \right]$$

$$\mathbf{x}(t) := [i_d(t) \quad i_q(t)]^T, \quad \mathbf{v}(t) := [v_d(t) \quad v_q(t)]^T$$

ただし, $v_d(t), v_q(t)$: d, q 軸電圧, R : 電機子巻線抵抗, L_d, L_q : d, q 軸インダクタンス, $\omega_e(t)$: 電気角速度, $i_d(t), i_q(t)$: d, q 軸電流, K_e : 誘起電圧定数である。

式 (2-1) より, 定常状態での PMSM のベクトル図は図 5 となる。ただし, \mathbf{i}_a : 電流ベクトル, \mathbf{v}_a : 電圧ベクトルとする。

また, トルク $T(t)$ と機械角速度 $\omega_m(t)$ は式 (2-3), (2-4) で与えられる。

$$T(t) = K_{mt}i_q(t) + K_{rt}i_d(t)i_q(t) \quad (2-3)$$

$$\omega_m(t) = \frac{1}{J_s + D}T(t) \quad (2-4)$$

ただし, $K_{mt} := PK_e$, $K_{rt} := P(L_d - L_q)$, P : 極対数, J : イナーシャ, D : 摩擦係数である。なお, 本論文では全ての 3 相/2 相変換を変換前後で電力が不変である絶対変換とする。また, IPMSM では $L_d < L_q$, $K_{rt} \neq 0$ となり, SPMSM では $L_d = L_q = L$, $K_{rt} = 0$ となる。

式 (2-1)–(2-4), $\omega_e(t) = P\omega_m(t)$ より, PMSM の dq 座標モデルは図 6 となる。

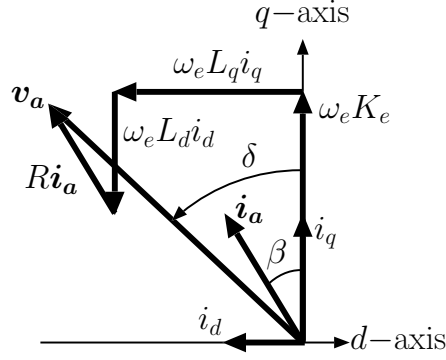


図 5: PMSM の定常状態でのベクトル図

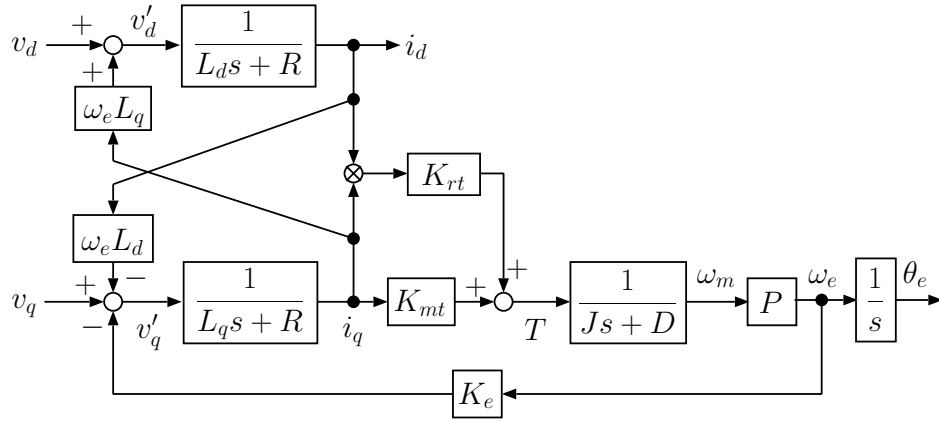


図 6: PMSM の dq 座標モデル

2.2 dq 座標モデルの線形化

一般的な PMSM の制御では直交座標系での制御入力である d, q 軸電圧を用いる。しかしながら、電圧制限下では電圧振幅が飽和するために d, q 軸電圧を任意に操作できない。そこで、本論文では極座標系の制御入力である電圧位相・電圧振幅に着目し、制御器設計および達成性能限界を解析する。

式 (2-1) を式 (2-5) とおき、電圧振幅 $V_a(t)$ 、電圧位相 $\delta(t)$ を入力変数とする。

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{f}(\mathbf{x}(t), \mathbf{u}(t)) \quad (2-5)$$

$$\mathbf{u}(t) := [V_a(t) \quad \delta(t)]^T, \quad v_d(\mathbf{u}(t)) = -V_a(t) \sin \delta(t), \quad v_q(\mathbf{u}(t)) = V_a(t) \cos \delta(t)$$

V_a, δ から i_d, i_q までの特性は非線形である。そこで、式 (2-5) を $\mathbf{f}(\mathbf{x}_o, \mathbf{u}_o) = \mathbf{0}$ を満たす平衡点 $(\mathbf{x}_o, \mathbf{u}_o)$ で線形化すると式 (2-6) を得る。ただし、角速度 ω_e を一定とみなす。

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Delta i_d(t) \\ \Delta i_q(t) \end{bmatrix} = \Delta \mathbf{A}_c \begin{bmatrix} \Delta i_d(t) \\ \Delta i_q(t) \end{bmatrix} + \Delta \mathbf{B}_c \begin{bmatrix} \Delta V_a(t) \\ \Delta \delta(t) \end{bmatrix} \quad (2-6)$$

$$\Delta \mathbf{A}_c := \left[\frac{\partial \mathbf{f}(\mathbf{x}_o, \mathbf{u}_o)}{\partial \mathbf{x}} \right]^T = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_d} & \omega_e \frac{L_q}{L_d} \\ -\omega_e \frac{L_d}{L_q} & -\frac{R}{L_q} \end{bmatrix}$$

$$\Delta \mathbf{B}_c := \left[\frac{\partial \mathbf{f}(\mathbf{x}_o, \mathbf{u}_o)}{\partial \mathbf{u}} \right]^T = [\Delta \mathbf{b}_{c1} \quad \Delta \mathbf{b}_{c2}] = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_d} \sin \delta_o & -\frac{V_{ao}}{L_d} \cos \delta_o \\ \frac{1}{L_q} \cos \delta_o & -\frac{V_{ao}}{L_q} \sin \delta_o \end{bmatrix}$$

$$\Delta i_d(t) := i_d(t) - i_{do}, \quad \Delta i_q(t) := i_q(t) - i_{qo}, \quad \Delta V_a(t) := V_a(t) - V_{ao}, \quad \Delta \delta(t) := \delta(t) - \delta_o$$

式 (2-6) より電圧振幅 ΔV_a , 電圧位相 $\Delta \delta$ から d, q 軸電流 $\Delta i_d, \Delta i_q$ までの伝達関数は式 (2-7) となる。

$$\begin{bmatrix} \Delta i_d(s) \\ \Delta i_q(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Delta P_{11}(s) & \Delta P_{12}(s) \\ \Delta P_{21}(s) & \Delta P_{22}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta V_a(s) \\ \Delta \delta(s) \end{bmatrix} \quad (2-7)$$

$$\Delta P_{11}(s) = \frac{-\frac{1}{L_d} \sin \delta_o \left\{ s + \frac{R}{L_q} - \omega_e \tan \left(\frac{\pi}{2} - \delta_o \right) \right\}}{s^2 + \left(\frac{R}{L_d} + \frac{R}{L_q} \right) s + \frac{R^2}{L_d L_q} + \omega_e^2} \quad (2-8)$$

$$\Delta P_{12}(s) = \frac{-\frac{V_{ao}}{L_d} \cos \delta_o \left(s + \frac{R}{L_q} + \omega_e \tan \delta_o \right)}{s^2 + \left(\frac{R}{L_d} + \frac{R}{L_q} \right) s + \frac{R^2}{L_d L_q} + \omega_e^2} \quad (2-9)$$

$$\Delta P_{21}(s) = \frac{\frac{1}{L_q} \cos \delta_o \left(s + \frac{R}{L_d} + \omega_e \tan \delta_o \right)}{s^2 + \left(\frac{R}{L_d} + \frac{R}{L_q} \right) s + \frac{R^2}{L_d L_q} + \omega_e^2} \quad (2-10)$$

$$\Delta P_{22}(s) = \frac{-\frac{V_{ao}}{L_q} \sin \delta_o \left\{ s + \frac{R}{L_d} - \omega_e \tan \left(\frac{\pi}{2} - \delta_o \right) \right\}}{s^2 + \left(\frac{R}{L_d} + \frac{R}{L_q} \right) s + \frac{R^2}{L_d L_q} + \omega_e^2} \quad (2-11)$$

また, $\Delta P_{11}(s)$ - $\Delta P_{22}(s)$ の零点はそれぞれ式 (2-12)-(2-12) となり, 動作点の関数である。

$$z_{11} = \begin{cases} \phi & (\delta_o = 0 \text{ or } \pi \text{ rad}) \\ -\frac{R}{L_q} + \omega_e \tan \left(\frac{\pi}{2} - \delta_o \right) & (\text{otherwise}) \end{cases} \quad (2-12)$$

$$z_{12} = \begin{cases} \phi & (\delta_o = \pm \frac{\pi}{2} \text{ rad}) \\ -\frac{R}{L_q} - \omega_e \tan \delta_o & (\text{otherwise}) \end{cases} \quad (2-13)$$

$$z_{21} = \begin{cases} \phi & (\delta_o = \pm \frac{\pi}{2} \text{ rad}) \\ -\frac{R}{L_d} - \omega_e \tan \delta_o & (\text{otherwise}) \end{cases} \quad (2-14)$$

$$z_{22} = \begin{cases} \phi & (\delta_o = 0 \text{ or } \pi \text{ rad}) \\ -\frac{R}{L_d} + \omega_e \tan \left(\frac{\pi}{2} - \delta_o \right) & (\text{otherwise}) \end{cases} \quad (2-15)$$

IPMSM では式 (2-3) に示すように d, q 軸電流 i_d, i_q とトルク T の関係は非線形性である。よって, 式 (2-3) も線形化する。平衡点におけるトルクを T_o , 平衡点を基準としたトルクを ΔT と

おくと、 ΔT は式 (2-16) で表される。

$$\begin{aligned}
T(t) &= T_o + \Delta T(t) \\
&= K_{mt}(i_{qo} + \Delta i_q(t)) + K_{rt}(i_{do} + \Delta i_d(t))(i_{qo} + \Delta i_q(t)) \\
\Delta T(t) &= K_{mt}\Delta i_q(t) + K_{rt}(\Delta i_d(t)i_{qo} + i_{do}\Delta i_q(t) + \Delta i_d(t)\Delta i_q(t))
\end{aligned} \tag{2-16}$$

ここで、 $\Delta i_d(t)\Delta i_q(t)$ が微小量と考え無視すると、式 (2-17) を得る。

$$\begin{aligned}
\Delta T(t) &\simeq K_1 \cdot \Delta i_q(t) + K_2 \cdot \Delta i_d(t) \\
K_1 &:= K_{mt} + K_{rt}i_{do}, \quad K_2 := K_{rt}i_{qo}
\end{aligned} \tag{2-17}$$

式 (2-17) に式 (2-7) を代入し、電圧振幅 $\Delta V_a(s)$ 、電圧位相 $\Delta \delta(s)$ からトルク $\Delta T(s)$ までの伝達関数を導出すると式 (2-18) を得る。

$$\Delta T(s) = [\Delta P_{T1}(s) \quad \Delta P_{T2}(s)] \begin{bmatrix} \Delta V_a(s) \\ \Delta \delta(s) \end{bmatrix} \tag{2-18}$$

$$\Delta P_{T1}(s) = \frac{b_{T11}s + b_{T10}}{s^2 + \left(\frac{R}{L_d} + \frac{R}{L_q}\right)s + \frac{R^2}{L_d L_q} + \omega_e^2} \tag{2-19}$$

$$\Delta P_{T2}(s) = \frac{b_{T21}s + b_{T20}}{s^2 + \left(\frac{R}{L_d} + \frac{R}{L_q}\right)s + \frac{R^2}{L_d L_q} + \omega_e^2} \tag{2-20}$$

$$\begin{aligned}
b_{T11} &:= \sqrt{\frac{K_1^2}{L_q^2} + \frac{K_2^2}{L_d^2}} \cos\left(\delta_o + \tan^{-1} \frac{K_2 L_q}{K_1 L_d}\right) \\
b_{T10} &:= \frac{R}{L_d L_q} \sqrt{K_1^2 + K_2^2} \cos\left(\delta_o + \tan^{-1} \frac{K_2}{K_1}\right) \\
&\quad + \omega_e \sqrt{\frac{K_1^2}{L_q^2} + \frac{K_2^2}{L_d^2}} \sin\left(\delta_o + \tan^{-1} \frac{K_2 L_q}{K_1 L_d}\right) \\
b_{T21} &:= -V_{ao} \sqrt{\frac{K_1^2}{L_q^2} + \frac{K_2^2}{L_d^2}} \sin\left(\delta_o + \tan^{-1} \frac{K_2 L_q}{K_1 L_d}\right) \\
b_{T20} &:= -V_{ao} \left\{ \frac{R}{L_d L_q} \sqrt{K_1^2 + K_2^2} \sin\left(\delta_o + \tan^{-1} \frac{K_2}{K_1}\right) \right. \\
&\quad \left. + \omega_e \sqrt{\frac{K_1^2}{L_q^2} + \frac{K_2^2}{L_d^2}} \cos\left(\delta_o + \tan^{-1} \frac{K_2 L_q}{K_1 L_d}\right) \right\}
\end{aligned}$$

また、それぞれの伝達関数の零点は式 (2-21), (2-22) となり、 δ_o に加えて i_{do} , i_{qo} も含まれる。

$$z_{T1} = -\frac{b_{T10}}{b_{T11}} \tag{2-21}$$

$$z_{T2} = -\frac{b_{T20}}{b_{T21}} \tag{2-22}$$

第I部

極座標に着目した電圧制限下でのフィード バック制御の高速化

第 3 章

線形化 dq モデルを用いたモデルベース電圧位相制御器

本章では弱め磁束領域で電圧位相を用いてトルクを制御する電圧位相制御器の厳密なモデルベース設計を提案する。従来は試行錯誤による設計 [41] や近似した線形化したモデルを用いた設計 [43] が提案されていたが、厳密なモデルベース設計は提案されていなかった。本章では、動作点で最適な設計となるようにトルク指令値から平衡点を決める機構を備えた厳密なモデルベース電圧位相制御器設計を提案する。

3.1 SPMSM のモデルベース電圧位相 PID 制御器

トルクに非線形性がない SPMSM において、厳密なモデルベース電圧位相制御器設計の初期検討を行う。本節では、変調率フィードバック [22–24] および試行錯誤的に設計された PI 制御器の電圧位相制御器を従来法 [41] とする。一方、提案法は全ての閉ループ極を任意の値に配置するために PID 制御器となっている。

3.1.1 従来法 1 (変調率フィードバック)

変調率フィードバックのブロック図を図 7 に示す。変調率フィードバックは電流ループをマイナーループとし、その外側に変調率ループを有している。

電流ループでは、式 (3-1), (3-2) の非干渉制御を行う。ただし、 $v'_d[k]$, $v'_q[k]$ は電流フィードバック制御器の出力である。電流フィードバック制御器は非干渉制御を行ったプラントに対して設

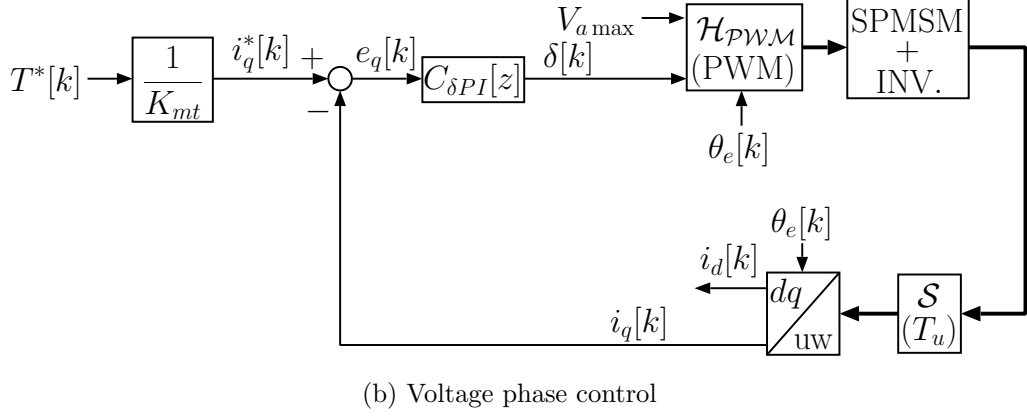
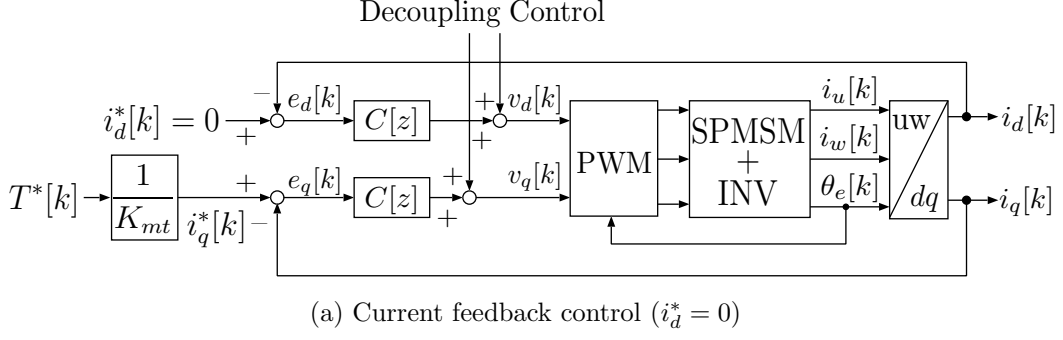


図 8: 従来法 2 (従来の電圧位相制御器設計)

電圧位相制御 [41]

従来の電圧位相制御器は式 (3-5) に示すように PI 制御器である。

$$C_{\delta PI}(s) = \frac{K_P s + K_I}{s} \quad (3-5)$$

比例ゲイン K_P および積分ゲイン K_I は試行錯誤的に決定し、 $C_{\delta PI}(s)$ をキャリア周期 T_u で Tustin 変換により離散化した $C_{\delta PI}[z]$ を用いる。なお、電圧位相制御では電圧振幅は最大電圧振幅 $V_{a \max}$ に固定する。

制御器切替機構

始めに電流ベクトル制御から電圧位相制御への切替条件を述べる。電圧飽和で q 軸電流制御に追従しないとき、位相優先の電圧リミッタならば d 軸電流も追従しない。このことから、式 (3-6) に示した d 軸電流誤差の総和 Y_1 の絶対値が図 9(a) に示すように X_1 以上になったとき、電流ベクトル制御から電圧位相制御に切り替える。このとき、1 サンプル前の電圧位相から電圧位相制御器 $C_{\delta}[z]$ の初期値補償を行う。

$$Y_1[k] = \begin{cases} i_d^* - i_d + Y_1[k-1] & (V_a \geq V_{a \max}) \\ 0 & (\text{otherwise}) \end{cases} \quad (3-6)$$

次に電圧位相制御から電流ベクトル制御への切替条件を述べる。電圧位相制御では電圧振幅を最大値にしている。このため、与えている電圧振幅が過剰になる駆動状況では強め磁束駆動

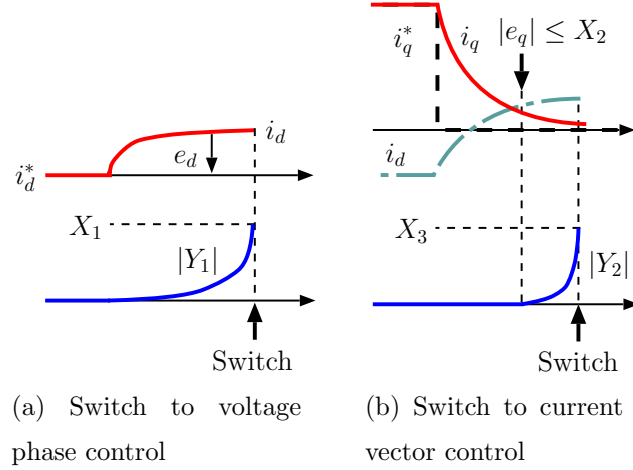


図 9: 制御器切り替えの条件 (SPMSM)

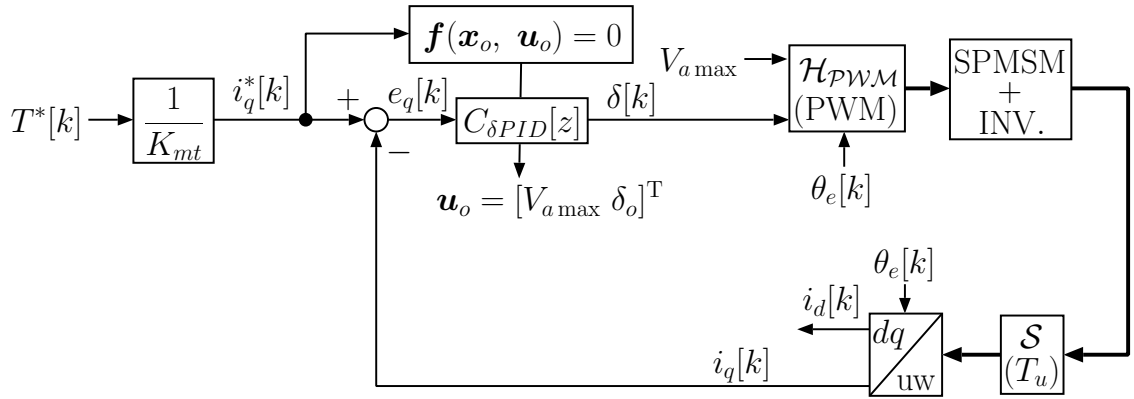


図 10: 提案するモデルベース電圧位相制御のブロック図 (SPMSM)

となってしまふ。そこで図 9(b) に示すように、 q 軸電流が指令値近傍 ($|i_q^* - i_q[k]| \leq X_2$) で d 軸電流の総和 Y_2 が $X_3 (> 0)$ 以上となった時、電圧位相制御から電流ベクトル制御に切り替える。このとき、1 サンプル前の電圧振幅・位相より電流 FB 制御器の初期値補償を行う。

$$Y_2[k] = \begin{cases} i_d[k] + Y_2[k-1] & (|i_q^* - i_q[k]| \leq X_2) \\ 0 & (\text{otherwise}) \end{cases} \quad (3-7)$$

X_1, X_2, X_3 は適合で決定する値であり、本論文では $X_1 = 100, X_2 = 1, X_3 = 40$ と適合で決定した。

3.1.3 提案法 (モデルベース電圧位相制御)

提案法は電圧位相制御器の厳密なモデルベース設計を行う。電流フィードバック制御および制御器切替機構は従来法 2 と同一である。提案法の電圧位相制御器のブロック図を図 10 に示す。

式 (2-11) に示した電圧位相 $\Delta\delta$ から q 軸電流 Δi_q までの伝達関数 $\Delta P_{22}(s)$ に対して電圧位相制御器を設計する。本論文では全ての閉ループ極を任意の値に配置するため、電圧位相制御器

を式 (3-8) に示す PID 制御器 $C_{\delta PID}(s)$ とする。

$$C_{\delta PID}(s) = K_P + \frac{K_I}{s} + \frac{K_D s}{s + \omega_D} = \frac{b_{c2}s^2 + b_{c1}s + b_{c0}}{s^2 + a_{c1}s} \quad (3-8)$$

電圧位相制御における閉ループ特性方程式は式 (3-9) となる。

$$1 + \Delta P_{22}(s)C_{\delta PID}(s) = 0 \quad (3-9)$$

この特性方程式の係数が所望の特性方程式の係数と等しくなるように $C_{\delta PID}(s)$ の係数を決定する。さらに $C_{\delta PID}(s)$ を周期 T_u で Tustin 変換した $C_{\delta PID}[z]$ を用いる。

プラントモデル $\Delta P_{22}(s)$ は平衡点周りで線形化したものである。このため、どの動作点においても同じ応答を得るには、その動作点ごとに再設計が必要である。電圧位相制御器の出力から平衡点の電圧位相 δ_o を与えることは可能である。しかしながら、センサノイズの影響やインナーループの形成によって安定性が損なわれる。そこで、 q 軸指令値からフィードフォワードで平衡点を与える。式 (3-10) に SPMSM の定常状態での q 軸電流 \bar{i}_q を示す。

$$\bar{i}_q = \frac{V_a}{\sqrt{R^2 + \omega_e^2 L^2}} \sin \left(\delta + \tan^{-1} \frac{R}{\omega_e L} \right) - \frac{\omega_e K_e R}{R^2 + \omega_e^2 L^2} \quad (3-10)$$

電圧位相制御では電圧振幅を最大値 $V_{a \max}$ で固定するため、電圧位相から平均 q 軸電流は一意に決まる。式 (3-10) を電圧位相について解くと、式 (3-11) が得られる。

$$\delta_o[k] = \sin^{-1} \left\{ \frac{(R^2 + \omega_e^2 L^2) i_q^*[k] + \omega_e K_e R}{\sqrt{R^2 + \omega_e^2 L^2} V_{ao}[k]} \right\} - \tan^{-1} \frac{R}{\omega_e L} \quad (3-11)$$

$$V_{ao}[k] = V_{a \max} \quad (3-12)$$

式 (3-11) から求められる q 軸電流指令値 i_q^* における定常状態での電圧位相を平衡点 δ_o とする。この平衡点周りのプラントモデル $\Delta P_{22}(s)$ から $C_{\delta}(s)$ を設計する。すなわち、提案するモデルベース電圧位相制御器のゲインは q 軸電流指令値が変わるごとに再設計される。

文献 [43] では電圧位相を零とし近似しているが、本提案法では電圧位相を厳密に考慮している。電圧位相は高回転数領域に加え、低回転数領域でも高トルクになるほど零とはみなせない。よって、提案法は弱め磁束領域の全てで適用可能といえる。

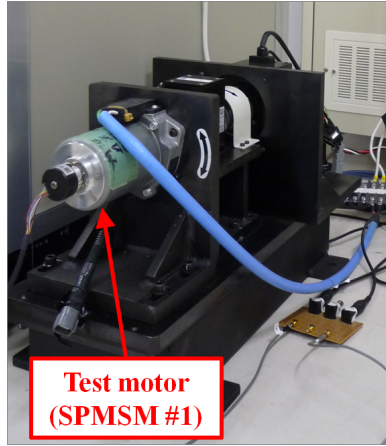


図 11: 実験装置 (SPMSM)

表 1: ノミナルモータパラメータ (SPMSM)

stator winding resistance R	33.7 m Ω
inductance L	0.185 mH
back EMF constant K_e	11.60 mV/(rad/s)
the number of pole pairs P	7

3.1.4 シミュレーション・実験

シミュレーション・実験結果から提案したモデルベース電圧位相制御を評価する。使用する SPMSM を図 11, SPMSM パラメータを表 1 に示す。また, キャリア周期 $T_u=0.1$ ms, インバータ直流電源電圧 $V_{dc}=12.0$ V, 最大変調率 $M_{\max}=1.0$ とする。

従来法 1 の変調率フィードバック制御器 $C_{MI}(s)$ の比例ゲイン K_P , 積分ゲイン K_I はそれぞれ試行錯誤で $K_P=10$, $K_I=100$ と設計した。また, 従来法 2 の電圧位相制御器の各ゲインは q 軸電流応答の振動が小さくなるように試行錯誤的に設計し, $K_P = 0.0001$, $K_I = 2$ とした。

提案法では全ての閉ループの極を任意の値に配置する。ここで, プラントの極 p_1, p_2 は式 (3-13) で表される。

$$p_1, p_2 = -\frac{R}{L} \pm j\omega_e \quad (3-13)$$

すなわち, 高回転数領域ではプラント極は速い振動角周波数の複素共役数となる。閉ループ極はプラント極よりも速くなければ感度関数が悪化する。そこで, 高回転数領域では閉ループ極の実部を設計値とし, プラント極の大きさが閉ループ極の絶対値が等しくなるよう虚部を決定する。本論文では全ての閉ループ極の実部を -750 rad/s とした。

図 12, 13, 14 に 800 rpm における各制御手法のトルクステップ応答シミュレーション結果を示す。図 13(b), 14(b) における “SW” は制御器の状態を表し, SW = High では電圧位相制御, SW=Low では電流フィードバック制御となる。

従来法 1 は電圧飽和によって低帯域となった電流ループの外側に変調率ループを形成してい

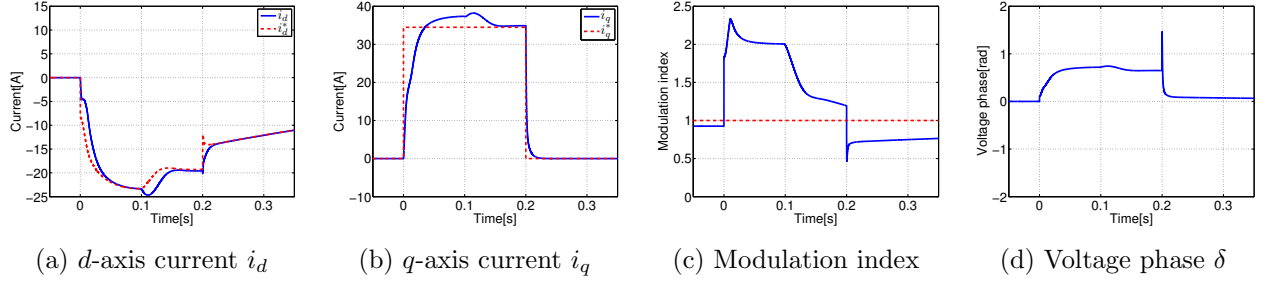


図 12: シミュレーション結果 1 (800 rpm, 従来法 1)

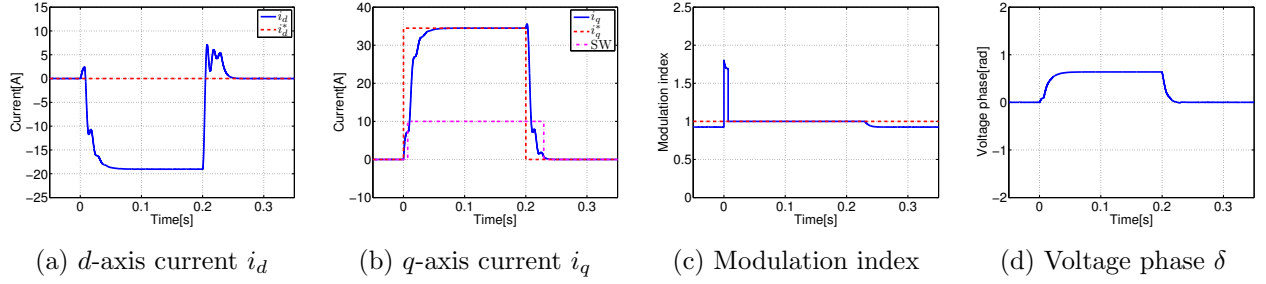


図 13: シミュレーション結果 1 (800 rpm, 従来法 2)

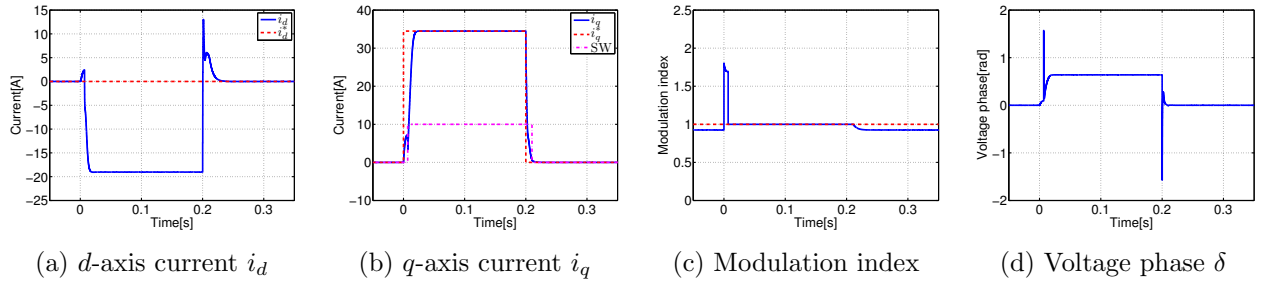


図 14: シミュレーション結果 1 (800 rpm, 提案法)

る。このため、変調率フィードバックでは高速な q 軸電流応答を達成できていない。立下り時には高速な q 軸電流応答を達成しているが、電圧振幅が飽和しない過度な弱め磁束制御を行っている。すなわち、銅損が増加しているために好ましくない。

従来法 2 では電圧位相制御に切り替わった後には q 軸電流応答を改善している。 q 軸電流応答の減衰振動が小さくなるように決定したものの、減衰振動が発生している。この減衰振動を小さくするにはさらに小さい制御器ゲインにする必要があり、 q 軸電流応答が遅くなってしまう。また、立下り時に q 軸電流に逆応答が発生している。これはプラントに不安定零点が含まれているためである。詳細は第 6 章にて述べる。

一方、提案法は厳密なモデルベース設計で電圧位相制御器を設計している。制御入力である電圧位相の急激に変化によって過度な q 軸電流の逆応答が発生しているものの、従来法 2 よりも q 軸電流の高速な応答を実現し、かつ減衰振動も発生していない。

図 15, 16, 17 に 1,000 rpm におけるシミュレーション結果を示す。このシミュレーションでは従来法 2, 提案法は電圧位相制御のみで q 軸電流を制御している。このため、提案するモデルベース電圧位相制御は制御器切り替えによる応答の遅れがなく、従来法よりも高速な q 軸電

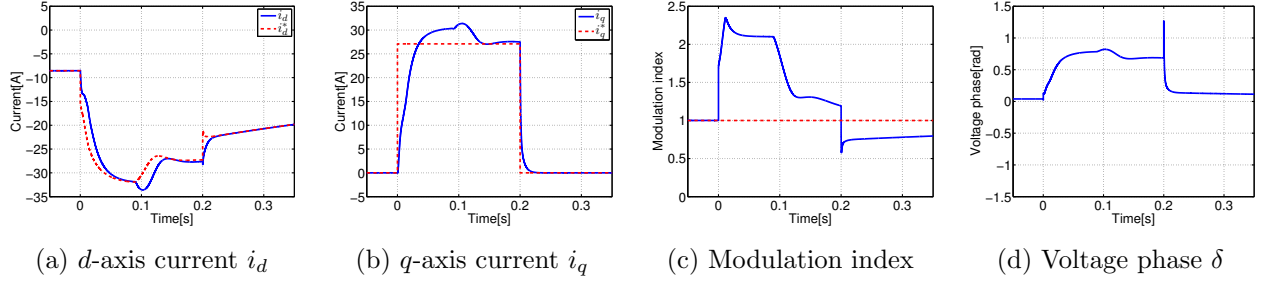


図 15: シミュレーション結果 2 (1,000 rpm, 従来法 1)

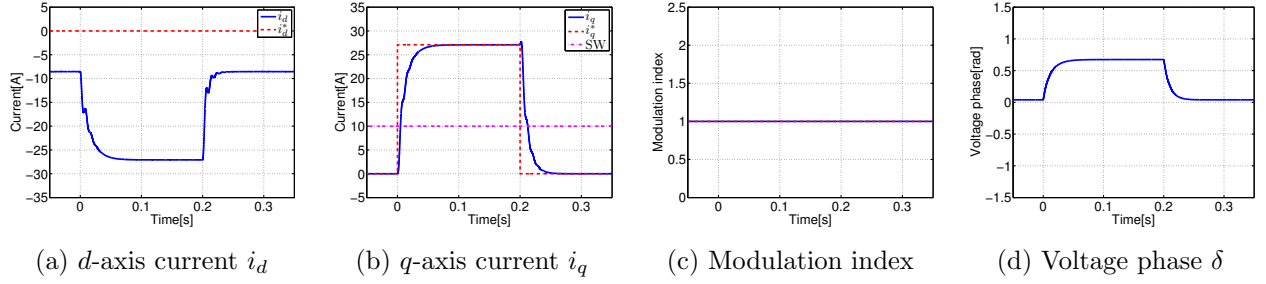


図 16: シミュレーション結果 2 (1,000 rpm, 従来法 2)

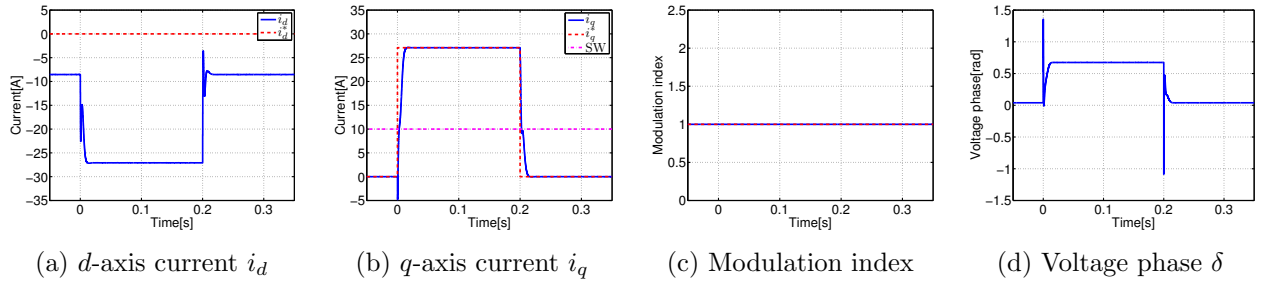


図 17: シミュレーション結果 2 (1,000 rpm, 提案法)

流応答を達成している。

実験はシミュレーションと同じ条件で行った。しかしながら、従来法 1 では変調率ループの発散、永久磁石の減磁を防ぐために d 軸電流指令値を -80 A に制限した。また、試験モータ用インバータとして Myway 社製インバータ MWINV-7R、直流電源として株式会社 高砂製作所製直流電源 EX-1500H2、制御器演算には Myway 社の PE-Expert3 (TI 社製 DSP TMS320C7613) を用いた。

図 18, 19, 20 に 800 rpm におけるトルクステップ応答の実験結果を示す。また、1,000 rpm におけるトルクステップ応答の実験結果を図 21, 22, 23 に示す。

シミュレーションと同様に従来法 1 の変調率フィードバック制御では電圧飽和によって電流応答が遅れているため、その外側にある変調率ループでは高速な応答を達成できない。また、従来法 2 の電圧位相制御では減衰振動を発生しないようにゲインを設計したため、高速な q 軸電流応答を達成できていない。一方、提案法は厳密なモデルベース設計によって高速な q 軸電流応答を達成している。しかしながら、従来法 2 と比較して電流リップが増加している。これは制御器設計で使用しているモータ回転数 ω_e がエンコーダの分解能の影響で振動していること

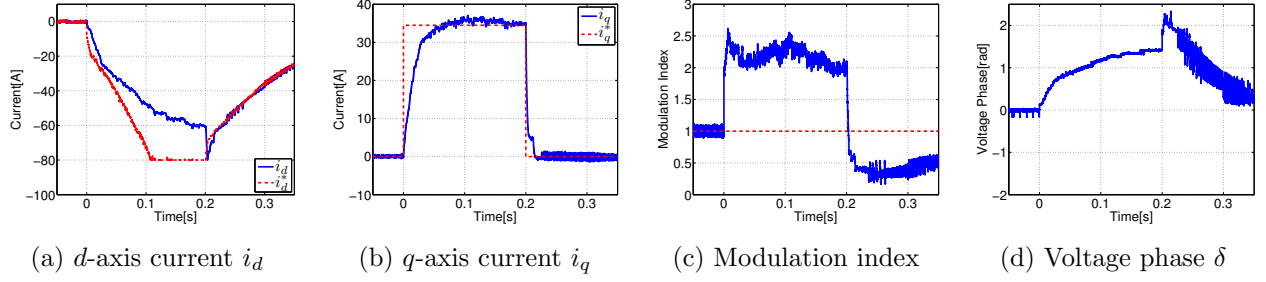


図 18: 実験結果 1 (800 rpm, 従来法 1)

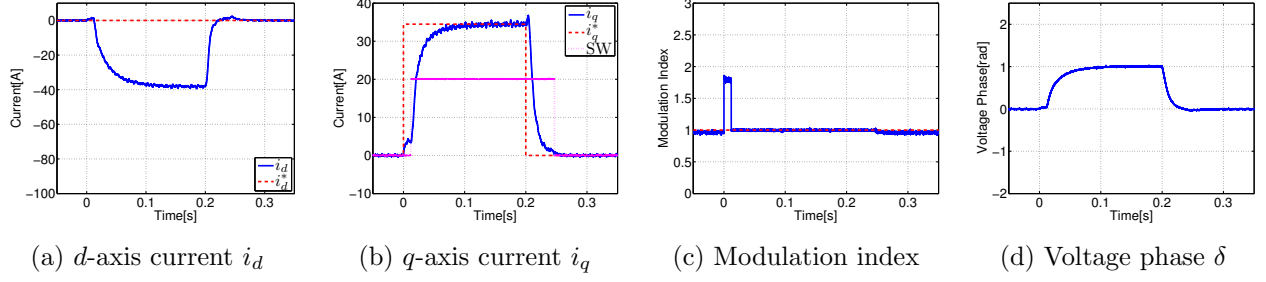


図 19: 実験結果 1 (800 rpm, 従来法 2)

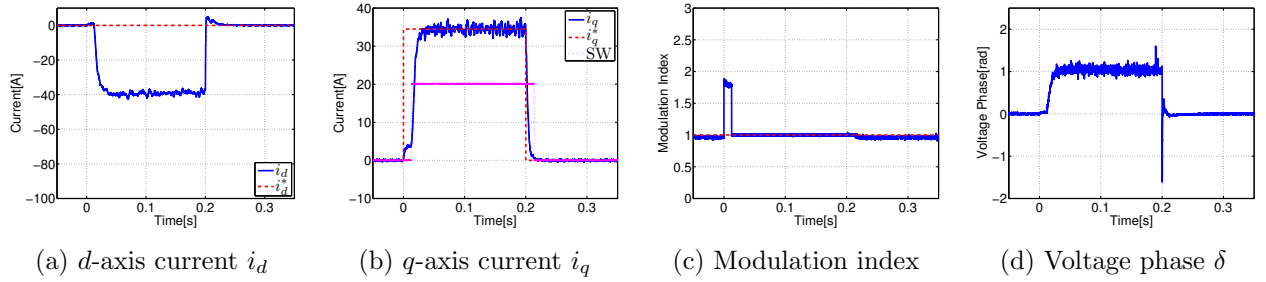


図 20: 実験結果 1 (800 rpm, 提案法)

および制御器ゲインの更新時の初期値補償を行っていないことが原因である。回転数演算でのローパスフィルタ処理および制御器の初期値補償を行えば電流リプルは抑えられる。

以上のシミュレーション，実験結果より，提案した指令値から平衡点を演算する機構を用いたモデルベース電圧位相制御の有効性が SPMSM で確認された。

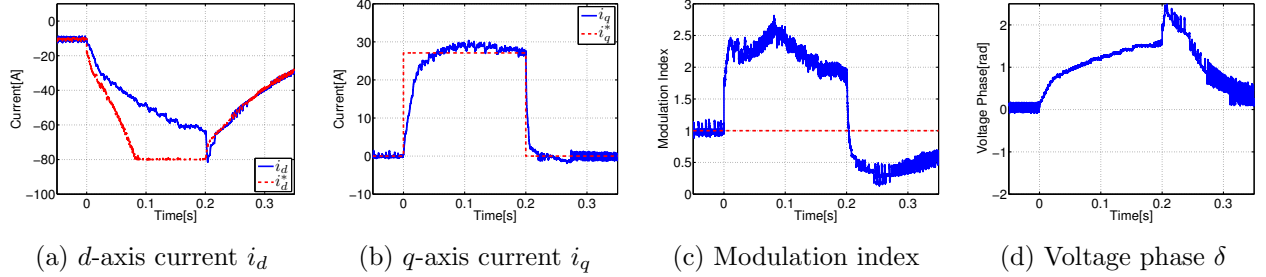


図 21: 実験結果 2 (1,000 rpm, 従来法 1)

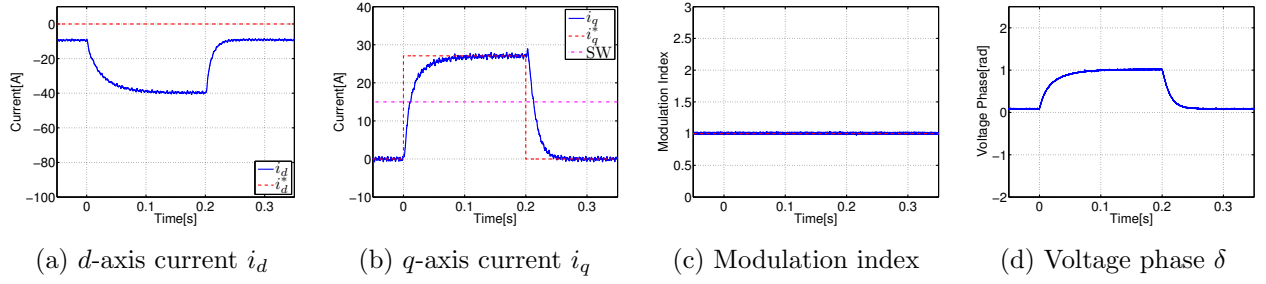


図 22: 実験結果 2 (1,000 rpm, 従来法 2)

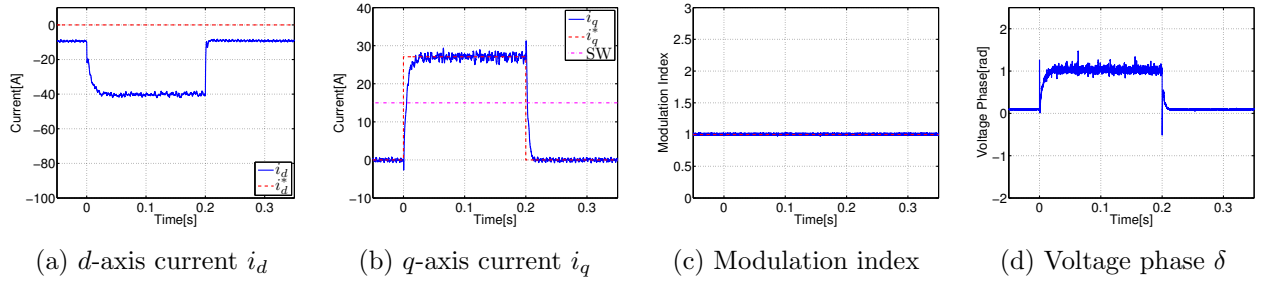


図 23: 実験結果 2 (1,000 rpm, 提案法)

3.2 平衡点探索を用いた IPMSM のモデルベース電圧位相制御

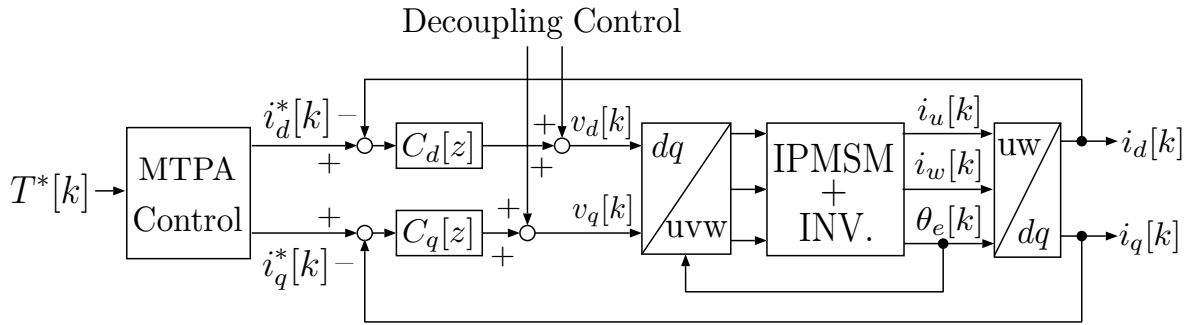
前節で平衡点を演算する機構を備えた厳密なモデルベース電圧位相制御の有効性を SPMSM で確認した。本節ではトルクに非線形 IPMSM のあるに適用する。SPMSM ではトルク指令値から一意に設計する動作点が定められたが，IPMSM ではトルクが非線形であるために容易に計算できない。そこで，ニュートン・ラフソン法を用いてトルク指令値を満たす平衡点を探索する。また，先行研究では解析されていなかった PI 制御器で高帯域化ができない要因を解析する。

3.2.1 従来法と安定性解析

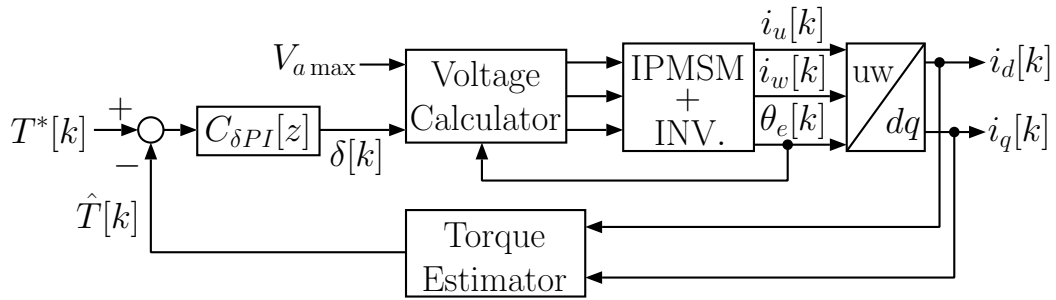
SPMSM と同様に電圧位相制御を用いた IPMSM の制御法では，図 24(a) に示した電流ベクトル制御と図 24(b) に示した電圧位相制御，制御器切り替え機構から構成されている。電圧飽和しない駆動条件では電流ベクトル制御によって最大トルク／電流制御を実現し，電圧飽和する駆動条件では電圧位相制御でトルクのみを制御する。

電流ベクトル制御

図 24(a) における“MTPA control”ではトルク指令値 T^* から最大トルク／電流制御 (Maximum Torque Per Ampere control: MTPA control) [53] となるように d, q 軸電流指令値を生成する。



(a) current vector control



(b) voltage phase control

図 24: 従来法のブロック図

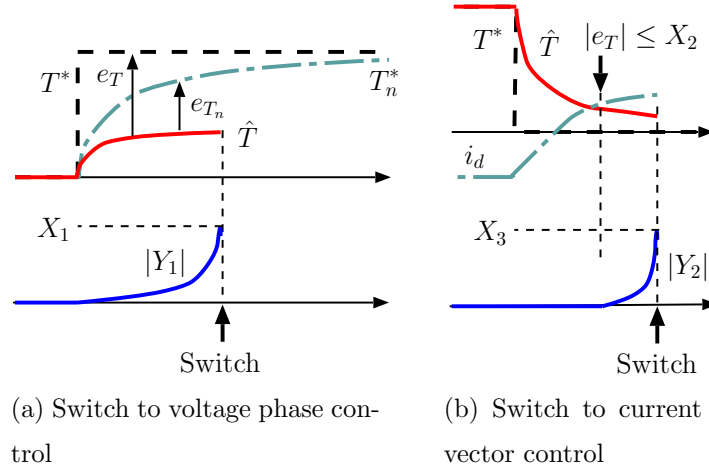


図 25: 制御器切り替え条件 (IPMSM)

式 (2-1) の干渉項は式 (3-14), (3-15) に示した非干渉制御によって補償する。

$$v_d[k] = v'_d[k] - \omega_e[k] L_q i_q[k] \quad (3-14)$$

$$v_q[k] = v'_q[k] + \omega_e[k] (L_d i_d[k] + K_e) \quad (3-15)$$

ただし, v'_d, v'_q は d, q 軸電流制御器の出力とする。

d, q 軸電流制御器 $C_d(s), C_q(s)$ は, 式 (3-16) に示した極零相殺型の PI 制御器とする。

$$C_d(s) = \frac{L_d s + R}{\tau s}, \quad C_q(s) = \frac{L_q s + R}{\tau s}, \quad \tau = 1.0 \text{ ms} \quad (3-16)$$

τ は所望の電流ループの時定数である。 $C_d(s), C_q(s)$ をキャリア周期 T_u で Tustin 変換により離散化した $C_d[z], C_q[z]$ を用いる。

電圧位相制御

図 24(b) に示した従来法の電圧位相制御では, 式 (3-17) に示した PI 制御器によって電圧位相を操作し, 推定トルクを制御する。

$$C_{\delta PI} = \frac{K_P s + K_I}{s} = K_P \frac{s + \omega_Z}{s} \quad (3-17)$$

積分ゲイン K_I , 比例ゲイン K_P は試行錯誤的に設計し, キャリア周期 T_u で離散化することで $C_{\delta PI}[z]$ を得る。推定トルク \hat{T} は式 (2-3) とノミナル値を用いて推定する。

また, 電圧位相制御では電圧振幅を最大値 $V_{a \max}$ 一定とする。

制御器切り替え機構

電流ベクトル制御から電圧位相制御への切替は, トルク追従誤差から判断する。過渡状態で電圧飽和するとトルク応答が遅れる。そこで, 電圧飽和時のトルク応答が数 ms 程度の時定数であると仮定する。図 25(a) に示すように, トルク \hat{T} が仮定したトルク応答 T_n^* よりも遅れたと

表 2: ノミナルモータパラメータ (IPMSM#1)

stator winding resistance R	140.2 m Ω
d -axis inductance L_d	0.671 mH
q -axis inductance L_q	1.69 mH
back EMF constant K_e	44.25 mV/(rad/s)
the number of pole pairs P	3
base speed	1,000 rpm

き, すなわち式 (3-18) で表される誤差 $e_{T_n}[k](:= T_n^*[k] - \hat{T}[k])$ の総和 Y_1 が基準値 X_1 を超えた場合には, 電流ベクトル制御器では追従できないと判断し, 電圧位相制御器に切り替える。このとき, 1 サンプル前の電圧位相から電圧位相制御器 $C_\delta[z]$ の初期値補償を行う。

$$Y_1[k] = \begin{cases} e_{T_n} + Y_1[k-1] & (V_a \geq V_{a\max} \ \& \ \text{sgn}(e_T) \cdot e_{T_n} > 0) \\ 0 & (\text{otherwise}) \end{cases} \quad (3-18)$$

一方, 電圧位相制御では電圧振幅を最大値で固定しているため, 駆動状態によっては MPTA 制御時の電流位相よりも小さい電流位相となり, 効率が悪化する。そこで, d 軸電流誤差 e_d の値から電圧位相制御から電流ベクトル制御への切り替えを判断する。図 25(b) に示すように, トルク推定値 \hat{T} が指令値近傍すなわち $|e_T[k]| \leq X_2$ であり, 式 (3-19) で表される MTPA 制御の場合の d 軸電流誤差の総和 Y_2 が X_3 を超えたときには MTPA 制御が可能であると判断し, 電圧位相制御から電流ベクトル制御に切り替える。

$$Y_2[k] = \begin{cases} e_d + Y_2[k-1] & (|e_T| \leq X_2 \ \& \ e_d < 0) \\ 0 & (\text{otherwise}) \end{cases} \quad (3-19)$$

このとき, 1 サンプル前の電圧振幅・位相より電流フィードバック制御器の初期値補償を行う。

X_1, X_2, X_3 は適合で決定し, 本論文では $X_1 = 40, X_2 = 0.1, X_3 = -80$ とし, $T_n^*[k]$ は時定数は 5 ms の一次遅れとした。

安定性解析

$\Delta P_{T_2}(s)$ を用いて従来法の電圧位相制御器の安定性解析を行い, 従来法の問題点を述べる。

式 (2-20) に示したプラントモデル $\Delta P_{T_2}(s)$ と式 (3-17) の電圧位相制御器より, ω_Z を固定して K_P を変化させた場合, K_P を固定して ω_Z を変化させた場合の根軌跡を求める。解析で用いる IPMSM のパラメータを表 2 に示す。また, インバータ直流電源電圧 $V_{dc}=36.0$ V, 最大変調率 $M_{\max}=1.15$ とした。

力行での根軌跡を図 26 に示す。このとき, プラントの零点は右半平面に存在する。このため, 図 26(a) に示すように比例ゲイン K_P の増加に伴い右半平面に移動していく。また, 実軸上の極は原点から $-\omega_Z$ へ移動する。さらに, 図 26(b) より ω_Z が増加すると複素共役の極は右半平面に移動し, 実軸上の極は左半平面遠方へ移動する。つまり, 実軸上の極の実部と複素共役の

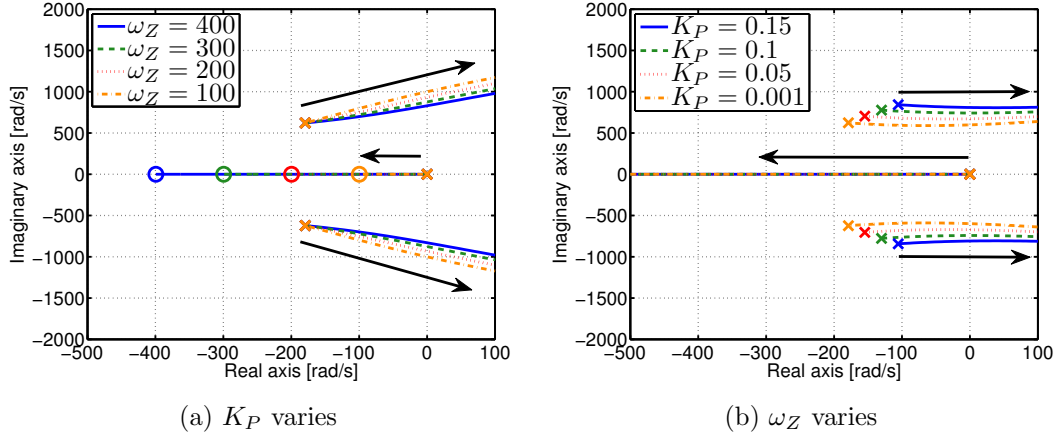


図 26: 従来法の根軌跡 (3 Nm, 2000 rpm, 不安定零点)

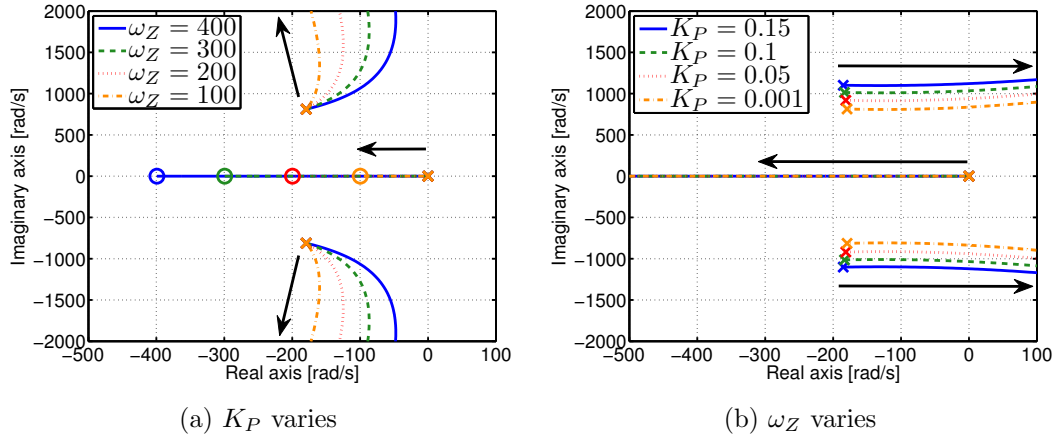


図 27: 従来法の根軌跡 (-3 Nm, 2000 rpm, 安定零点)

極の実部の大きさにはトレードオフが存在している。高応答にするためには ω_Z を大きくしなければならないが、複素共役の極が右半平面に移動するために K_P を小さくしなければならず、高帯域化の実現が困難である。

一方、回生時の根軌跡を根軌跡を図 27 に示す。この動作点ではプラントの零点は左半平面に存在する。 ω_Z を増加させると、複素共役のプラント極は右半平面に移動する。しかし、この動作点ではプラントの零点が安定零点であるため、比例ゲイン K_P の増加によって複素共役のプラント極を始点とする根軌跡はプラントの安定零点が終点または無限遠点へ移動するため、不安定零点がある場合に比べて帯域を上げやすい。

以上のことから、不安定零点がある場合にはPI制御器の電圧位相制御器では実軸上の極と複素共役の極の速さにトレードオフがあるため、高応答が困難である。

3.2.2 提案法

提案法は厳密なプラントモデル $\Delta P_{T2}(s)$ を用いてモデルベース設計を行い、全ての閉ループ極を任意の値に配置することで高帯域化を図る。電圧位相制御器の設計法以外は従来法と同一

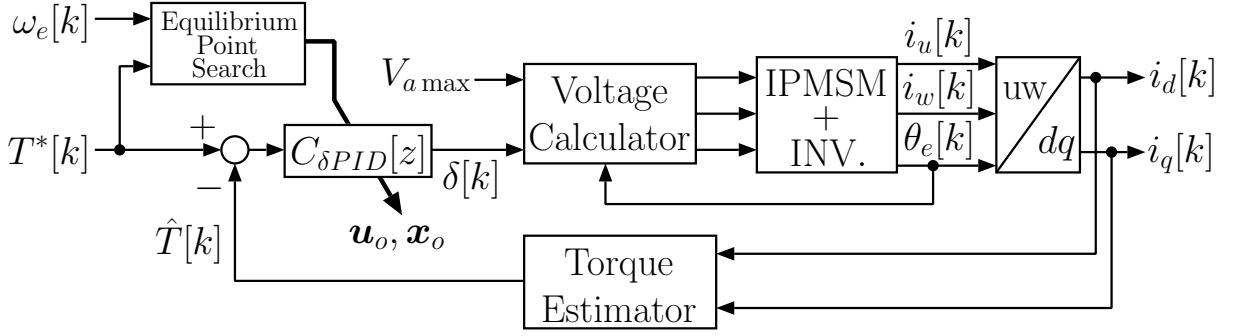


図 28: 提案するモデルベース電圧位相制御 (IPMSM)

である。提案法のブロック図を図 28 に示す。

$\Delta P_{T2}(s)$ は平衡点周りで線形化したプラントモデルである。電圧位相制御は電圧制限下で用いられるため、図 29(a) に示すように平衡点は電圧制限楕円と定トルク曲線との交点となる。しかしながら、この交点を求めるには式 (3-20) の電圧制限楕円と式 (3-21) で表されるトルク指令値 T^* を満たす定トルク曲線からなる非線形連立方程式を解く必要がある。

$$g(\mathbf{x}_o) = V_{ao}^2[k] - \{Ri_{qo} + \omega_e(L_d i_{do} + K_e)\}^2 - (Ri_{do} - \omega_e L_q i_{qo})^2 = 0 \quad (3-20)$$

$$h(\mathbf{x}_o) = T^*[k] - K_{mt} i_{qo} - K_{rt} i_{do} i_{qo} = 0 \quad (3-21)$$

$$V_{ao}[k] = V_{a \max} \quad (3-22)$$

そこで本論文ではニュートン・ラフソン法を用いて平衡点を探索することで簡略化する。平衡点探索のアルゴリズムを式 (3-23)，フローチャートを図 29(b) に示す。

$$\mathbf{x}_{o, k+1} = \mathbf{x}_{o, k} - \Psi^{-1}(\mathbf{x}_{o, k}) \cdot \psi(\mathbf{x}_{o, k}) \quad (3-23)$$

$$\psi(\mathbf{x}_o) := \begin{bmatrix} g(\mathbf{x}_o) \\ h(\mathbf{x}_o) \end{bmatrix}, \quad \Psi(\mathbf{x}_o) := \begin{bmatrix} \frac{\partial \psi(\mathbf{x}_o)}{\partial \mathbf{x}_o} \end{bmatrix}^T$$

ここで、 $\mathbf{x}_{o, k}$ は k 回の繰り返し計算で求めた平衡点を表している。平衡点探索では電圧位相制御に切り替わったとき、電流ベクトル制御での指令値を初期値 $\mathbf{x}_{o, 0}$ として与える。そして式 (3-23) を 1 サンプル点で 1 回だけ計算し、 $|\Psi(\mathbf{x}_{o, k})| \simeq 0$ となったときに計算を終了する。ただし、 $i_{do, k+1} > 0$ のときには $i_{do, k+1} = 0$ と制限を加える。得られた $\mathbf{x}_{o, k}$ から $\mathbf{f}(\mathbf{x}_o, \mathbf{u}_o) = 0$ を満たすように \mathbf{u}_o を求め、平衡点を決定する。

平衡点探索で得られた $(\mathbf{x}_o, \mathbf{u}_o)$ 周りのプラントモデル $\Delta P_{T2}(s)$ を用いて電圧位相制御器を設計する。ここで、全ての閉ループ極を任意の値に配置するため、電圧位相制御器は PID 制御器とし、極配置法を用いて設計する。

3.2.3 シミュレーション・実験

提案したモデルベース設計法をシミュレーションおよび実験から評価する。使用する IPMSM のパラメータおよびインバータパラメータは第 3.2.1 節での安定性解析と同一である。また、キャ

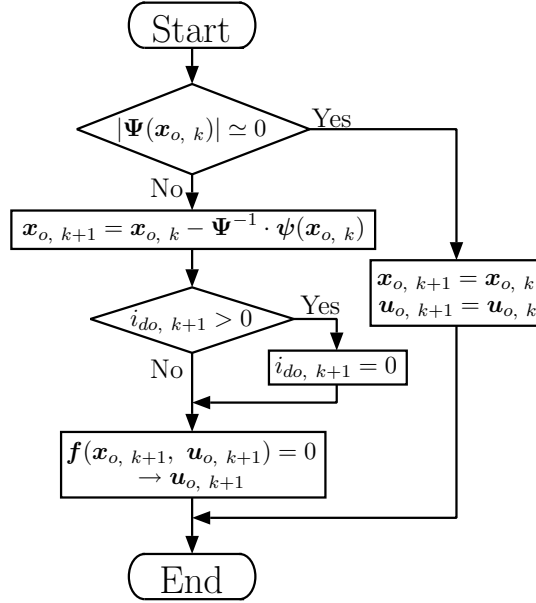
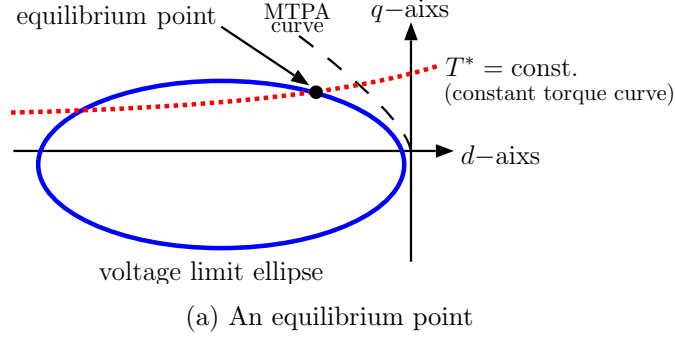


図 29: 電圧位相制御器設計のための平衡点探索

リア周期は 0.1 ms とした。

従来法の各ゲインは減衰振動が小さくなるように試行錯誤で決定し、 $K_P = 0.001$, $K_I = 30$ とした。また提案法において、2つの閉ループ極の実部は -550 rad/s, 残りの2つの閉ループ極の実部は -350 rad/s とし、高速領域では閉ループ極とプラント極の大きさが等しくなるように虚部をもたせた。

1,600 rpm におけるトルクステップ応答のシミュレーション結果を図 30, 31 に示す。図 30(a), 31(a) における “SW” は制御器の状態を表し, SW = High では電圧位相制御, SW=Low では電流フィードバック制御となる。

従来法ではゲインを小さくしているため減衰振動は小さいが, トルク応答が遅い。一方, 提案法では図 31(b) に示すように高速に電圧位相を操作し, 電圧制限下での高速なトルク応答を達成している。また図 31(c) より, 電圧位相制御に切り替わった後に平衡点が初期値である電流ベクトル制御の指令値から高速に収束しており, 平衡点の探索は電圧位相制御器設計におい

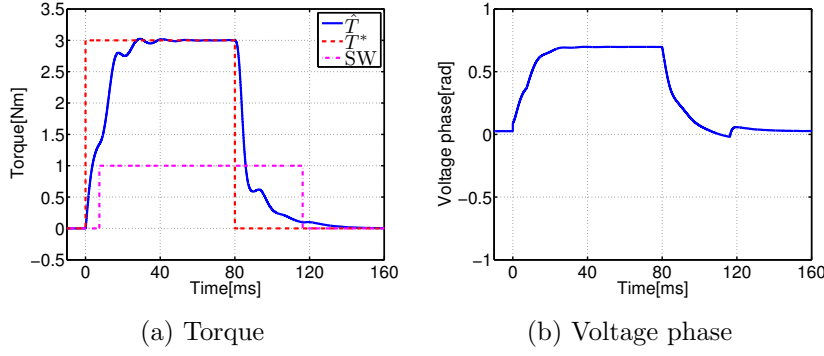


図 30: シミュレーション結果 1 (1,600 rpm, 従来法, 線形領域)

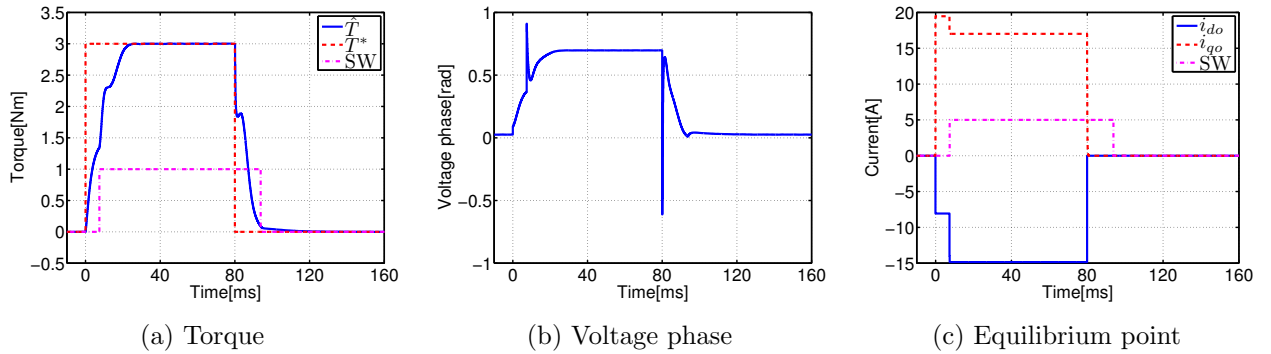


図 31: シミュレーション結果 1 (1,600 rpm, 提案法, 線形領域)

て問題とはならない。

図 32, 33, 34 に 2,000 rpm におけるトルクステップ応答のシミュレーション結果を示す。このシミュレーション条件では電圧位相制御のみが用いられている。また、図 33 のシミュレーション結果は従来法の積分ゲインを $K_I = 55$ としたものである。

図 32 と比較して、高ゲインとなった図 33 の結果ではトルク応答は高速化されている。その一方で安定性解析と同様に減衰振動が増大している。また、高トルクの方が減衰振動の振幅が大きいのは、高トルク領域の方が零点が遅いためである。これに対して提案法では減衰振動もなく高速に指令値に追従している。また、図 34(d) に示したように指令値がステップ状に変化しても平衡点は 3 ステップだけで収束しており、1 サンプル点間で 1 回の計算で十分である。しかしながら、90 ms においてトルクのオーバーシュートが発生している。提案法ではトルク指令値を満たす平衡点で電圧位相制御器を設計しているため、ステップ状のトルク指令値が与えられたときにはモデル化誤差が発生してしまう。このモデル化誤差によって感度関数が悪化し、かつ制御器ゲインの更新時に初期値補償を行っていないためオーバーシュートが発生した。また、制御器ゲインの初期値補償を行っていないことも一因である。しかしながら、従来法よりも高速なトルク応答を達成しており、提案したモデルベース設計は有効だといえる。

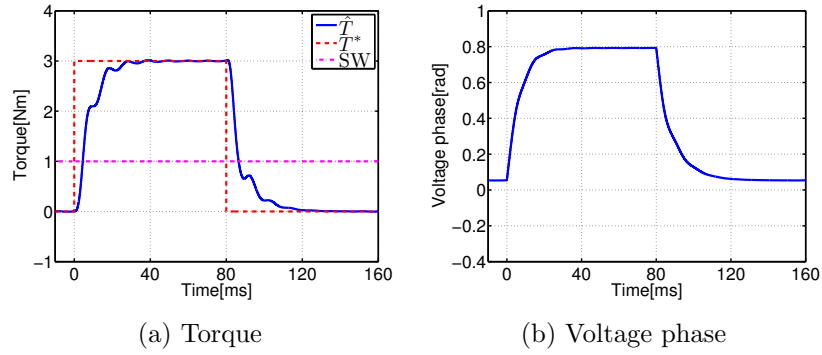


図 32: シミュレーション結果 2 (2,000 rpm, 従来法, 線形領域)

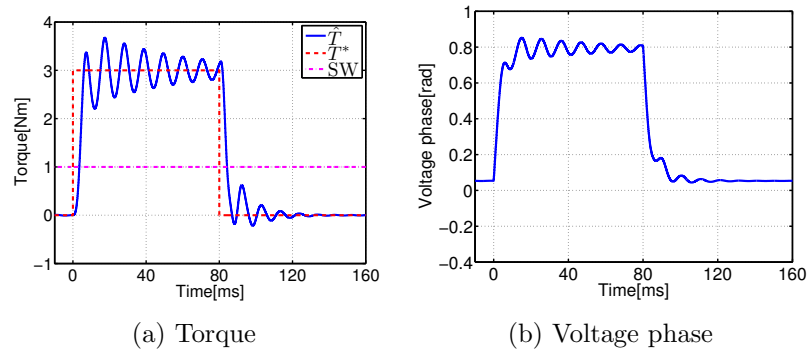


図 33: シミュレーション結果 2 (2,000 rpm, ハイゲインの従来法, $K_I = 55$, 線形領域)

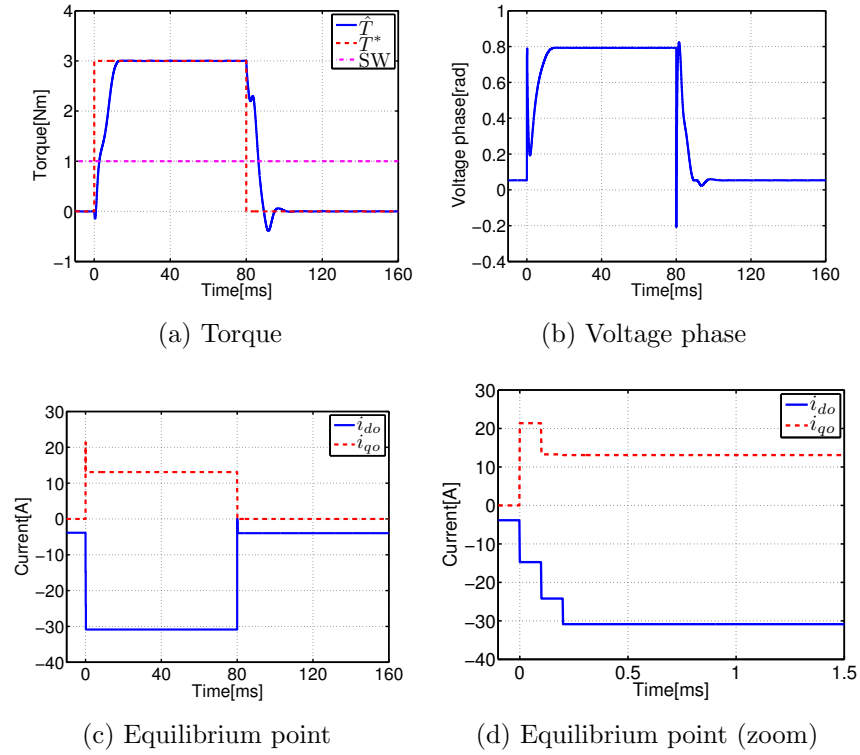


図 34: シミュレーション結果 2 (2,000 rpm, 提案法, 線形領域)

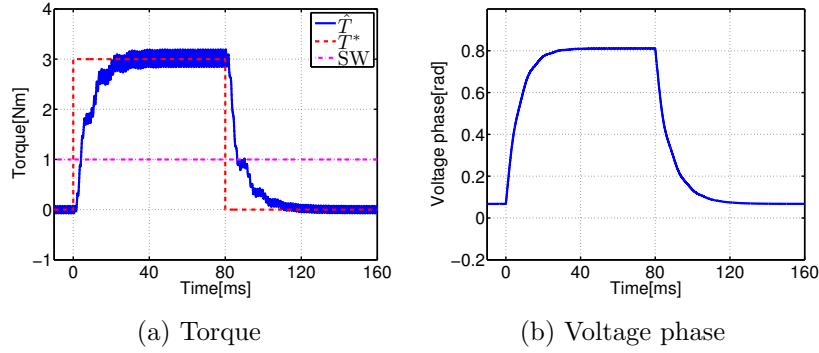


図 35: シミュレーション結果 3 (2,500 rpm, 従来法, ワンパルスモード)

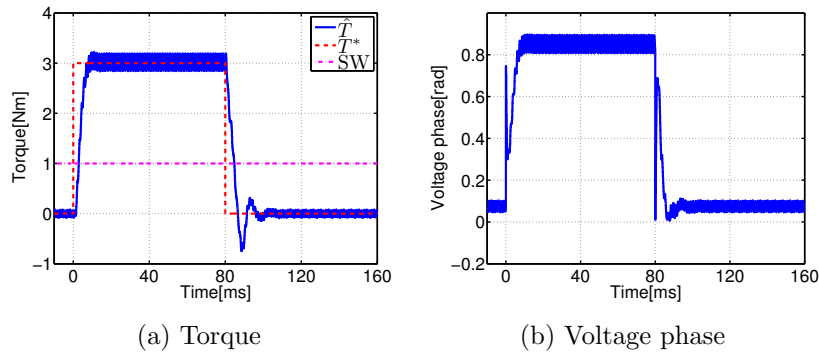


図 36: シミュレーション結果 3 (2,500 rpm, 提案法, ワンパルスモード)

ワンパルスモードでのシミュレーション結果を図 35, 36 に示す。ワンパルスモードでは、電圧リミッタおよび平衡点探索における最大変調率は $M_{\max} = 1.27$ となる。線形領域を仮定して電圧位相制御器を設計したが、ワンパルスモードでも線形領域と同等のトルク応答が得られている。電流ベクトル制御では低次高調波電流をフィードバックから取り除かなければ高帯域な電流制御は実現しない [14, 15]。一方、本提案手法は低次高調波電流の補償をせずとも高帯域なトルク制御を実現しており、有効な制御手法である。

提案手法をシミュレーションと同じ条件の実験結果から評価する。図 37 に実験装置を示す。試験モータ用インバータとして Myway プラス株式会社製インバータ MWINV-7R, インバータ直流電源として高砂製作所社製直流電源 EX-1500H2, 制御器演算には Myway プラス株式会社製の PE-PRO/F28335 (TI 社製 DSP TMS320F28335) を用いた。実験装置にはトルクメータが備えられているが、低帯域のため推定トルクで評価する。またエンコーダ分解能に起因する回転数の振動を抑えるため、時定数 1 ms の LPF に通した回転数を制御系設計に用いる。

1,600 rpm における実験結果を図 38, 39 に示す。シミュレーションと同様に、提案法では電圧位相制御器に切り替わった後に高速なトルク応答を実現している。平衡点探索の結果は電圧センサのノイズの影響で振動しているが、トルクのリップルは従来法と差がなく、影響はないといえる。

図 40, 41, 42 に 2,000 rpm でのトルクステップ応答の実験結果を示す。従来法では積分ゲイ

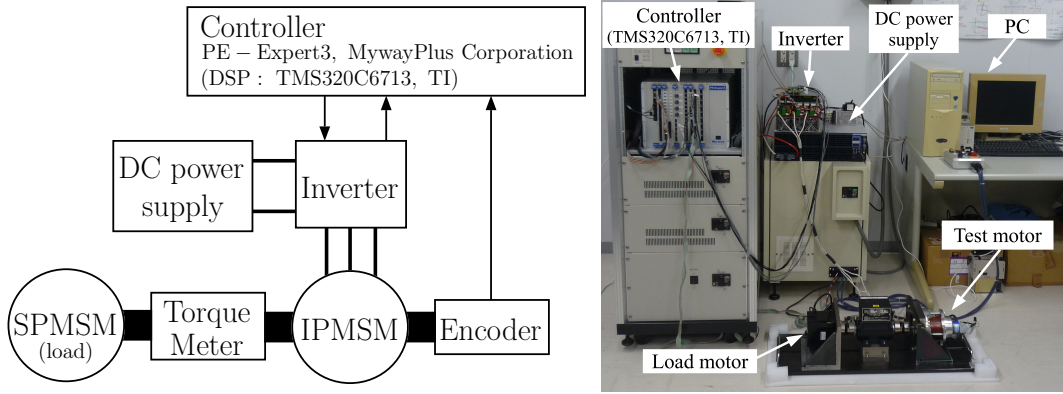


図 37: 実験装置 (IPMSM#1)

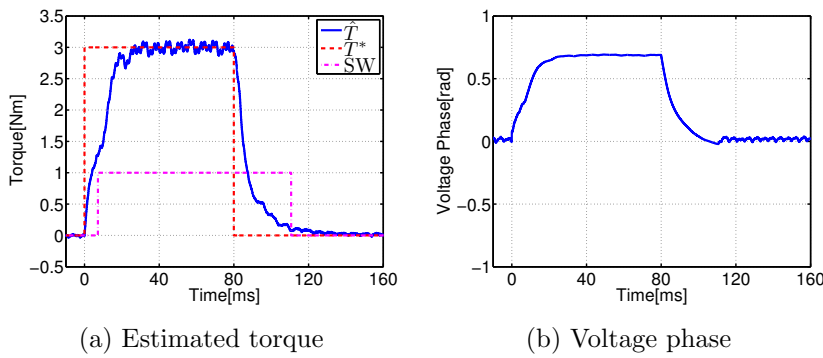


図 38: 実験結果 1 (1,600 rpm, 従来法, 線形領域)

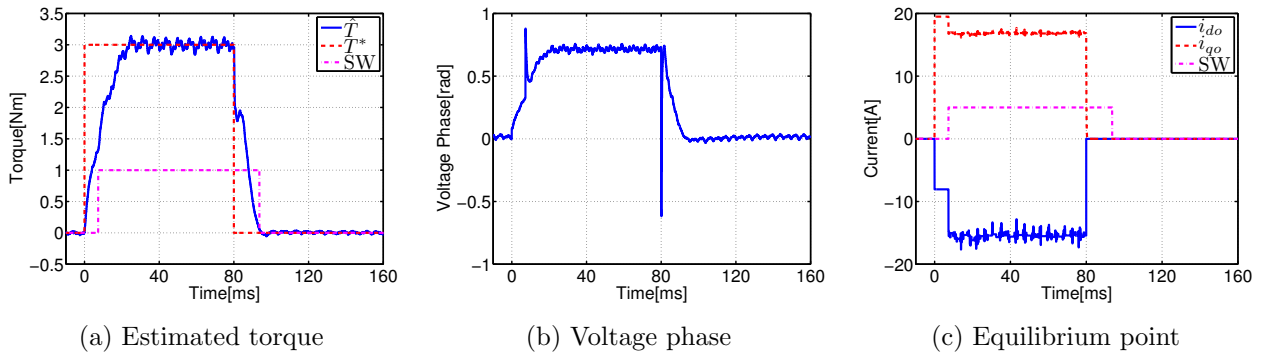


図 39: 実験結果 1 (1,600 rpm, 提案法, 線形領域)

ンの増加によって過大な減衰振動が発生している。低トルク領域の方が不安定零点が速く振動が小さいことはシミュレーションと一致している。減衰振動の振幅がシミュレーションとは異なるのはモータ回転数が一定ではなく負荷モータの制御帯域に制限があって速度変動が発生することや、モデル化誤差によって減衰定数が異なっていたことであると考えられる。提案法では全て閉ループ極を任意の値に配置したことで過大な減衰振動もなく、高速なトルク応答を達成している。

最後にワンパルスモードでの実験結果を図 43, 44 に示す。実験においてもワンパルスモードで高速なトルク応答を達成している。

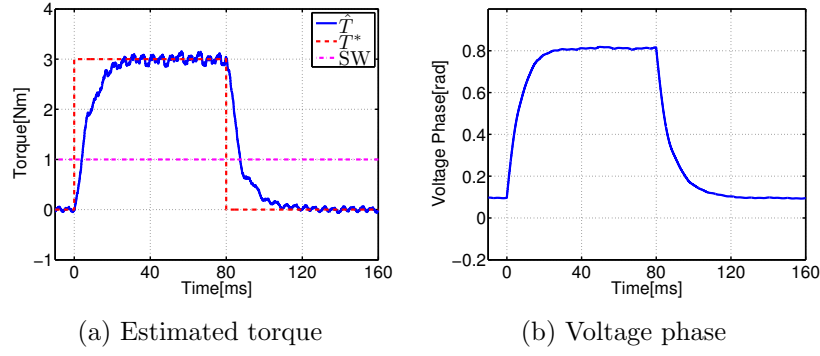


図 40: 実験結果 2 (2,000 rpm, 従来法, 線形領域)

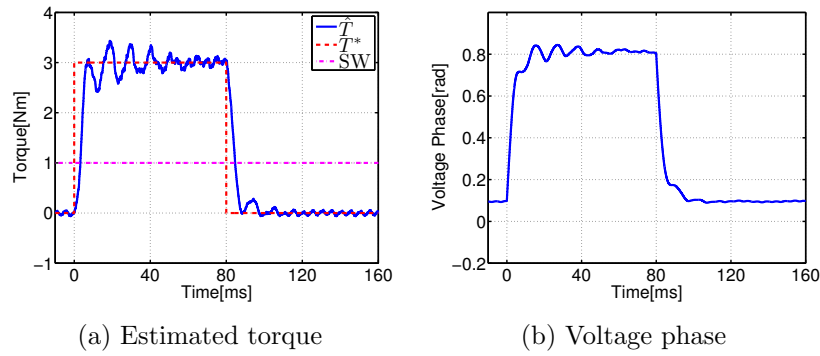


図 41: 実験結果 2 (2,000 rpm, ハイゲインの従来法, $K_I = 55$, 線形領域)

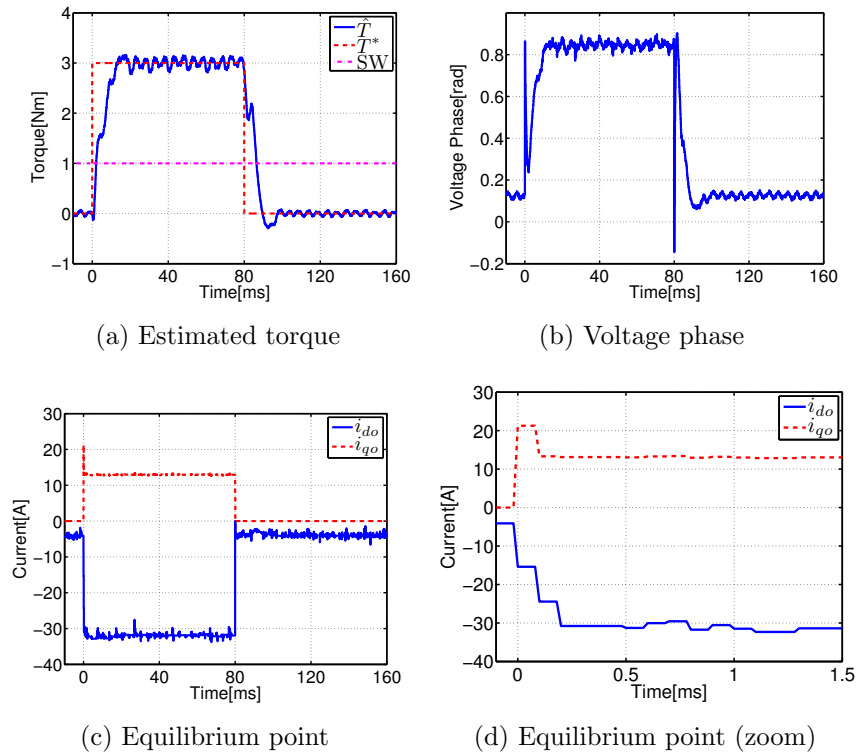


図 42: 実験結果 2 (2,000 rpm, 提案法, 線形領域)

線形化モデルとニュートン・ラフソン法による平衡点探索を用いた提案設計法が線形領域とワンパルスモードでも有効性であることがシミュレーション結果, 実験結果より示された。

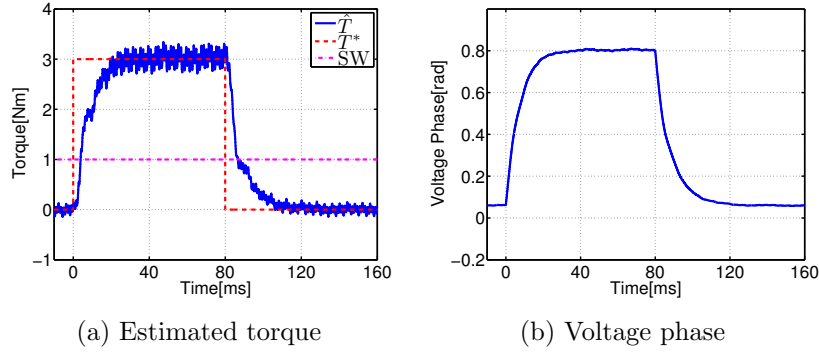


図 43: 実験結果 3 (2,500 rpm, 従来法, ワンパルスモード)

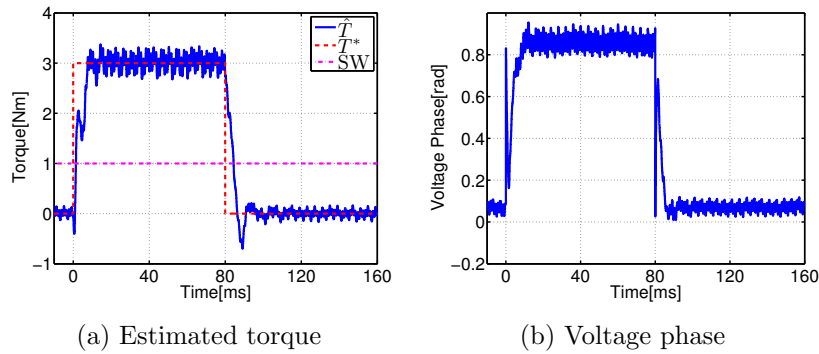


図 44: 実験結果 3 (2,500 rpm, 提案法, ワンパルスモード)

3.2.4 固定ゲインのPID制御器との比較

提案したモデルベース電圧位相制御は可変ゲインの制御器である。一方、文献 [43] では同じPID制御器となるが、設計方法が異なる上、トルクに対して固定ゲインの制御器であった。そこで本節では、シミュレーションによって固定ゲインの制御器と比較し、改めて平衡点探索を用いた可変ゲイン制御器の優位性を示す。

2,000 rpm における可変ゲインPID制御器のシミュレーション結果を図 45 に示す。また、同条件にて 3 Nm, 2,000 rpm での線形化モデルで設計された固定ゲインPID制御器のシミュレーション結果を図 46 に示す。この制御器はトルクの立ち上がり時には可変ゲインPID制御器と同じゲインであるが、立ち下がり時が異なる。また、3 Nm, 1,600 rpm での線形化モデルで設計された固定ゲインPID制御器のシミュレーション結果を図 47 に示す。この制御器ではどの点においてもモデル化誤差を有する。前節までのシミュレーション・実験と異なり、これらのシミュレーションでは初期値補償を行っている。PID制御器の状態変数は2つであるために一意に決まらないが、PID制御器をPD制御器、I制御器に分け、それぞれの出力が連続となるようにした。

3 Nm, 2,000 rpm での線形化モデルで設計された固定ゲインのPID制御器では立ち下がり時に指令値の近傍で可変ゲインPID制御器よりも遅い応答となっており、設計点と動作点のトルクの違いによるモデル化誤差は制御性能に影響を与える。また、3 Nm, 1,600 rpm での線形化

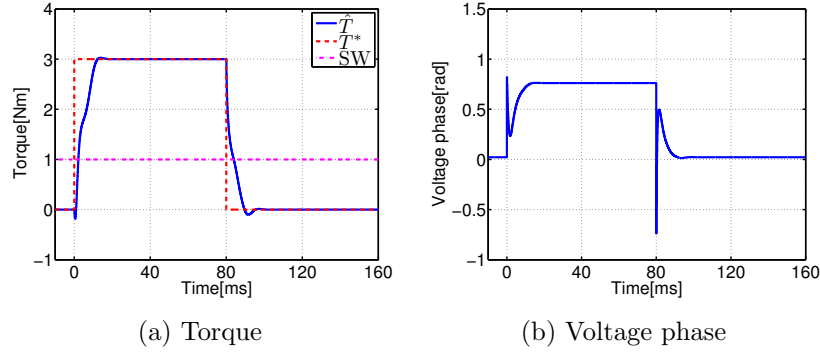


図 45: 可変ゲインPID 制御器 (提案法)

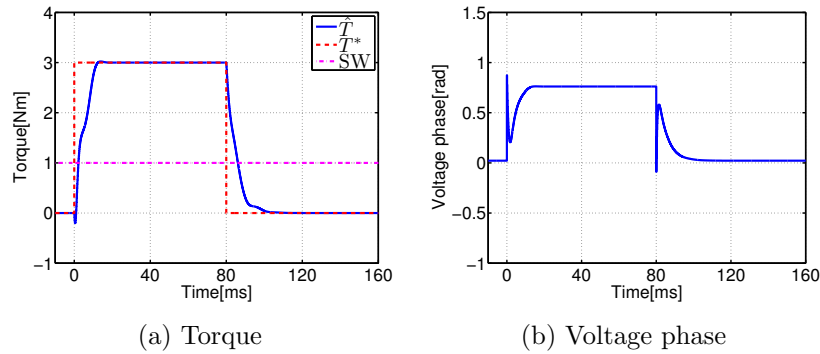


図 46: 固定ゲインPID 制御器 (2,000 rpm, 3 Nm でのプラントモデルで設計)

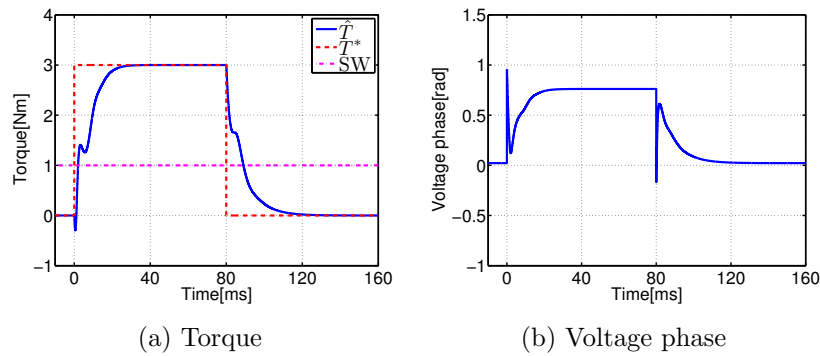


図 47: 固定ゲインPID 制御器 (1,600 rpm, 3 Nm でのプラントモデルで設計)

モデルで設計された固定ゲインPID 制御器は立ち下がり時と立ち上がり時の両方で可変ゲインよりも遅い応答となっている。

以上のシミュレーション結果より、平衡点探索を用いた可変ゲイン制御器は各動作点においてモデル化誤差が少ない設計となっており、提案手法の有効性が確認できる。

3.2.5 高出力モータを用いた実験

前節までの実験では小出力のモータを用いており、プラント変動が非常に小さい。そこで、モデル化誤差が存在する場合においても提案法を評価するため、高出力のモータでも実験を実施した。

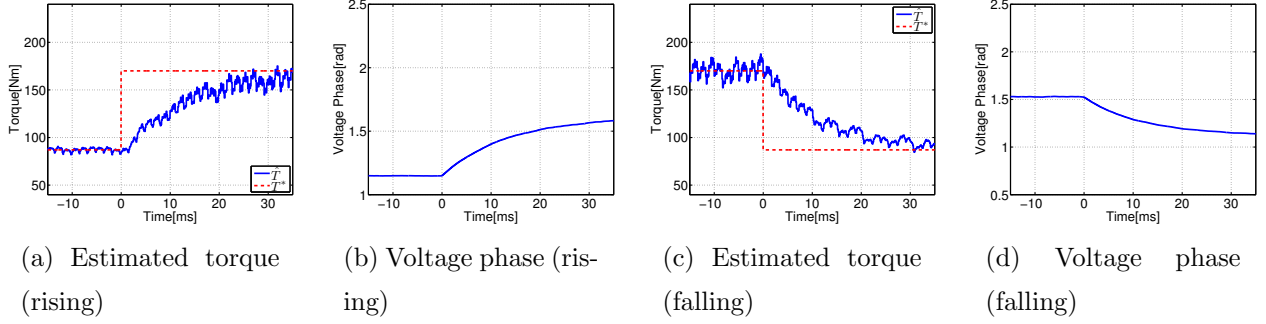


図 48: 高出力モータを用いた実験結果 1 (3,000 rpm, PI 制御器, 試行錯誤で設計)

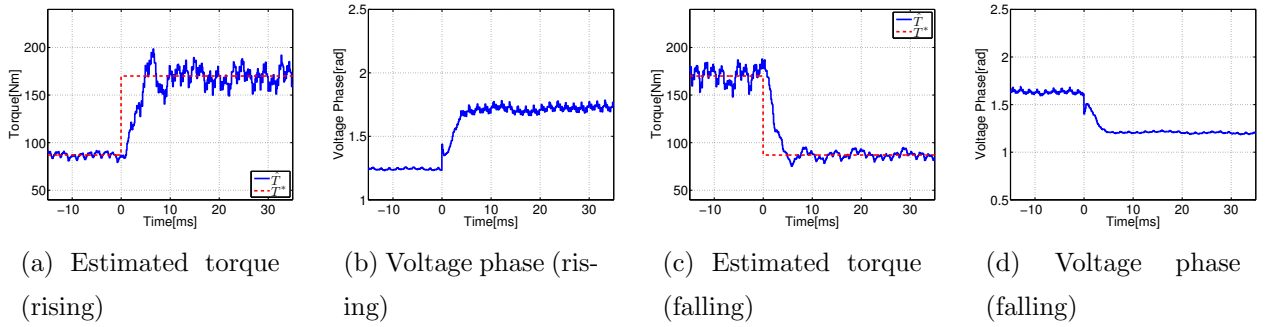


図 49: 高出力モータを用いた実験結果 1 (3,000 rpm, PID 制御器, 極零相殺)

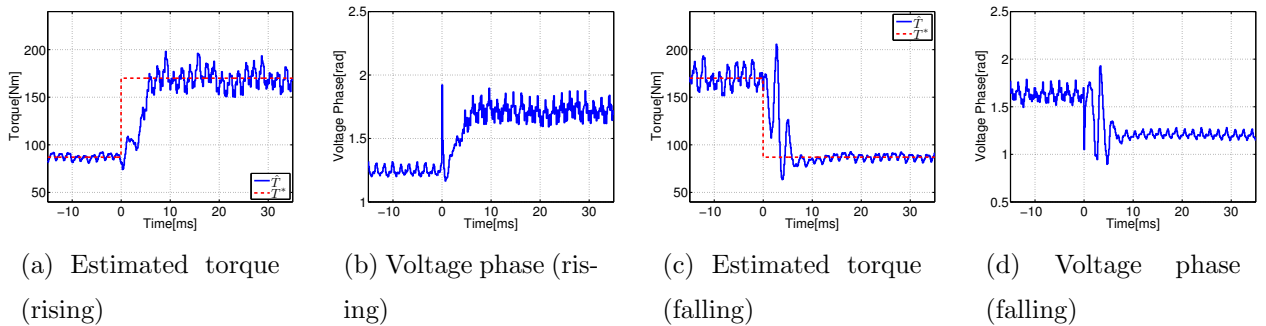


図 50: 高出力モータを用いた実験結果 1 (3,000 rpm, PID 制御器, 極配置法)

比較する手法は試行錯誤で設計された PI 制御器の電圧位相制御と文献 [43] のようにプラントの周波数特性のピークを打ち消す極零相殺型の PID 制御器とする。ただし、文献 [43] とは異なり、推定トルクを制御かつ平衡点探索とプラントモデル $\Delta P_{T2}(s)$ を用いて設計する。

3,000 rpm での実験結果を図 48, 49, 50 に示す。ただし、極零相殺型の PID 制御器と極配置法で設計した PID 制御器の閉ループ極の実部は -950 rad/s とし、極配置法では閉ループ極の絶対値がプラント極と等しくなるように虚部をもたせた。

従来の試行錯誤で設計された PI 制御器に対し、モデルベース設計では高速なトルク応答を達成している。極零相殺をした制御器では入力端外乱応答にプラント特性が残る。PMSM では周波数特性がピークとなる周波数は駆動周波数とほぼ一致する。図 49 でも駆動周波数 200 Hz の微小な振動が発生している。本実験ではレゾルバ誤差を取り除いたため、極零相殺型の PID 制

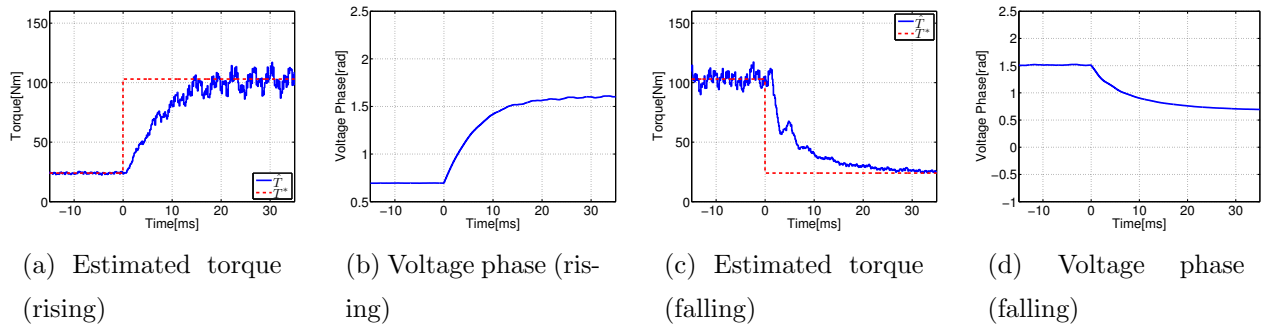


図 51: 高出力モータを用いた実験結果 2 (4,000 rpm, PI 制御器, 試行錯誤で設計)

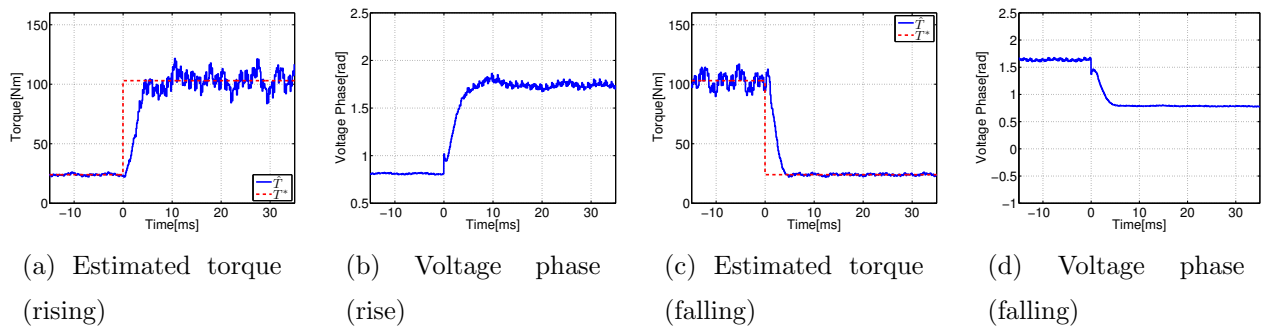


図 52: 高出力モータを用いた実験結果 2 (4,000 rpm, PID 制御器, 極零相殺)

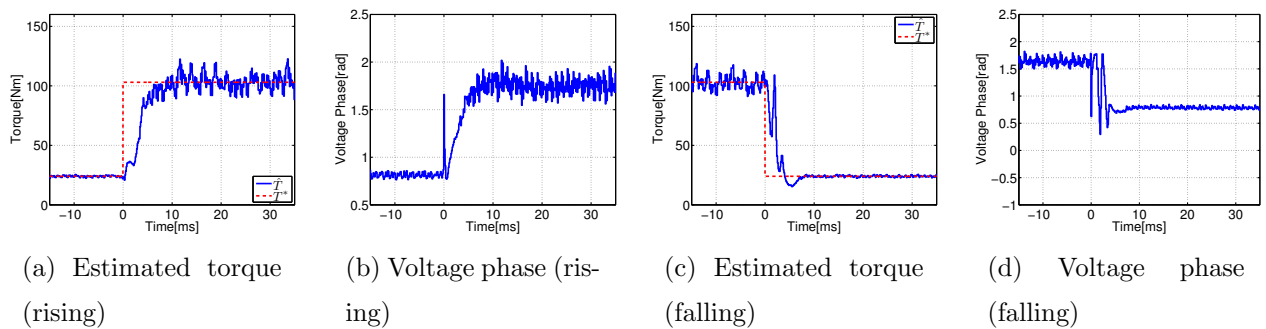


図 53: 高出力モータを用いた実験結果 2 (4,000 rpm, PID 制御器, 極配置法)

御器でも振動が少なかったが、極零相殺型の制御器は好ましい設計法とはいえない。特に、目標値応答をフィードフォワード制御で改善する場合、フィードバック制御器はフィードフォワード入力 of 誤差を抑圧しなければならない。しかしながら、極零相殺型のフィードバック制御器では抑圧特性が悪いため、二自由度制御に適してない。一方、極配置法では指令値近傍で減衰振動は発生していないが、過渡応答中に過度な振動が発生している。特に立ち下がり時に大きな振動が発生している。これらの振動は、制御器の零点が複素共役やつ虚軸に近いところに存在していることおよび制御器を指令値での平衡点で設計したことによるモデル化誤差が原因である。

4,000 rpm での実験結果を図 51, 52, 53 に示す。極零相殺型の PID 制御器と極配置法で設計した PID 制御器の閉ループ極の実部は $-1,225 \text{ rad/s}$ とした。

3,000 rpm での実験結果と同様にモデルベース設計では高速なトルク応答を達成している。し

かしながら，極配置法で設計した PID 制御器では，過渡応答中に過度な振動が発生している。

これらの高出力モータでの実験結果より，提案したモデルベース電圧位相制御には下記の課題があることが得られた。

1. 複素共役の制御器零点が虚軸に近いところにあり，トルク応答が振動する
2. 過渡応答でのモデル化誤差によって感度関数が悪化し，トルク応答が振動する
3. 設計パラメータである所望の閉ループ極が 4 つと多い
4. プラント極の大きさを考えながら閉ループ極を選定しなければならず，選定が難しい

極零相殺型の制御器は設計パラメータも少なく，プラント極の大きさを考える必要はない。しかしながら，フィードフォワード制御器の誤差などの入力端外乱に対する抑圧特性が悪い。このため，制御器切り替え時に発生する制御入力の不連続や速度変動の影響を受けやすく，適していないと考えられる。そこで，次節では新しい電圧位相制御器設計法を提案する。

3.3 状態フィードバックに基づく電圧位相制御

高出力モータでの実験結果を踏まえ、状態フィードバックに基づく電圧位相制御器設計法を提案する。式 (2-6) の線形化モデルより、状態変数はセンサ情報から得られる d, q 軸電流である。このため、オブザーバが不要で簡単に状態フィードバックの実現が可能である。本提案法では閉ループの次数が3次となり、実軸上に閉ループ極が存在する。よって、極配置のPID制御器と比較して閉ループ極の選定が容易である。シミュレーション結果、実験結果より状態フィードバックに基づく電圧位相制御を評価する。

3.3.1 制御器設計

式 (2-6), (2-17) の線形化モデルに対し、式 (3-24) の状態フィードバックと式 (3-25) の積分制御を行う。

$$\Delta\delta = \delta_{fb} - \mathbf{k}_{fb}\Delta\mathbf{x} \quad (3-24)$$

$$\Delta\delta_{fb} = \frac{K_I}{s}(\Delta T^* - \Delta T) \quad (3-25)$$

ただし、 $\mathbf{k}_{fb} \in \mathbb{R}^{1 \times 2}$ である。

式 (3-24), (3-25) を式 (2-6) に代入すると、拡大系は式 (3-26) となる。

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Delta\mathbf{x} \\ \Delta\delta_{fb} \end{bmatrix} = \Delta\mathbf{A}_{fb} \begin{bmatrix} \Delta\mathbf{x} \\ \Delta\delta_{fb} \end{bmatrix} + \Delta\mathbf{b}_{fb}\Delta T^* \quad (3-26)$$

$$\Delta\mathbf{A}_{fb} := \begin{bmatrix} \Delta\mathbf{A}_c - \Delta\mathbf{b}_{c2}\mathbf{k}_{fb} & \Delta\mathbf{b}_{c2} \\ -K_I\Delta\mathbf{k}_T & 0 \end{bmatrix}, \quad \Delta\mathbf{b}_{fb} := \begin{bmatrix} 0 \\ K_I \end{bmatrix}$$

$$\Delta\mathbf{k}_T := [K_{rt}i_{qo} \quad K_{mt} + K_{rt}i_{do}]$$

ただし、SPMSM の場合には q 軸電流を制御するので、 $\Delta\mathbf{k}_T := [0 \quad 1]$ となる。

式 (3-26) に示した拡大系は3次であるため、積分ゲイン K_I 、レギュレータゲイン \mathbf{k}_{fb} の3つのパラメータによって任意の閉ループ極に配置できる。また、PID制御器では状態変数が2つあったが、状態フィードバックでは制御器の状態変数は1つのみである。すなわち、PID制御器とは異なり制御器ゲイン更新時の初期値が一意に決定できる。さらに、極零相殺型のPID制御器のように極零相殺を引き起こさない。

状態フィードバックに基づく電圧位相制御をブロック図を図54に示す。ニュートン・ラフソン法によって平衡点を算出し、その平衡点周りで設計を行う。

第3.2.5節で示した実験結果において、平衡点のずれによって感度関数が悪化し、振動的なトルク応答となっていた。状態フィードバックにおいても平衡点のずれによって応答が悪化する恐れがある。そこで、モータの挙動を模擬し、その入出力を平衡点することで過渡応答中のモデル化誤差を抑圧させる。図55にモータシミュレータを用いた状態フィードバックに基づく電圧位相制御器を示す。

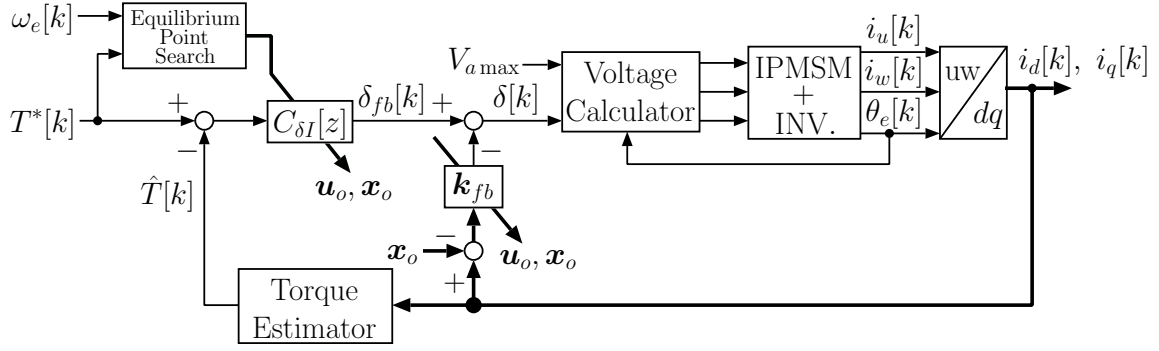


図 54: ニュートン・ラフソン法による平衡点探索を用いた状態フィードバックに基づく電圧位相制御

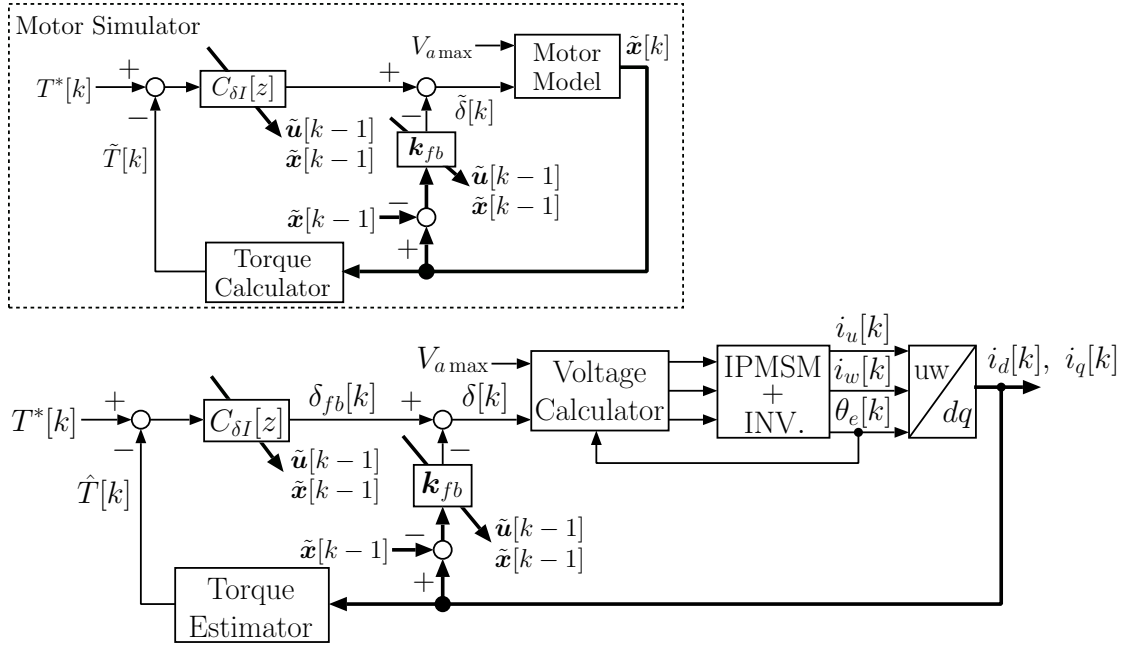


図 55: モータシミュレータによる平衡点探索を用いた状態フィードバックに基づく電圧位相制御

モータシミュレータは平衡点を与えるだけなので、簡易モデルを用いる。式 (2-1) において干渉項の時間変動を無視し、式 (3-27) に示すように簡略化する。

$$\frac{d}{dt} \mathbf{x}(t) = \mathbf{A}_{c2} \mathbf{x}(t) + \mathbf{B}_c \mathbf{v}'(t) \quad (3-27)$$

$$\mathbf{v}'(t) = \mathbf{v}(t) - \begin{bmatrix} -\omega_e L_q i_q \\ \omega_e (K_e + L_d i_d) \end{bmatrix} \quad (3-28)$$

$$\mathbf{A}_{c2} := \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_d} & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L_q} \end{bmatrix}$$

式 (3-27) を零次ホールドに基づきキャリア周期 T_u で離散化すると式 (3-29) を得る。

$$\mathbf{x}[k+1] = \mathbf{A}_{s2} \mathbf{x}[k] + \mathbf{B}_{s2} \mathbf{v}'[k] \quad (3-29)$$

$$\mathbf{A}_{s2} := e^{\mathbf{A}_{c2} T_u}, \quad \mathbf{B}_{s2} := \mathbf{A}_{c2}^{-1} (e^{\mathbf{A}_{c2} T_u} - \mathbf{I}) \mathbf{B}_c$$

図 55 のモータシミュレータでは、式 (3-29) をモータモデルとして仮想の電圧位相制御系を実現し、入出力を平衡点として与える。過渡応答をモータモデルで模擬しているために $\mathbf{f}(\mathbf{x}_o, \mathbf{u}_o) \neq 0$ となるが、小さいと仮定して無視する。

式 (3-29) のモータシミュレータはサンプル点間の干渉項の時間変化を無視しているため演算数が少ない。しかしながら、高速領域では干渉項が支配的となるため、モデル化誤差によってモータシミュレータが発散する恐れがある。その場合には式 (2-1) のまま離散化した厳密モデルを用いてモータシミュレータを構成すればよい。ただし、行列指数関数 $\mathbf{A}_e(\omega_e)$ が電気角速度 ω_e の関数であるために速度変動する度に再計算する必要があり、演算時間が必要である。ただし、モータシミュレータでは平衡点を与えるだけなので、行列指数関数を近似して計算すればよい。

3.3.2 PID 制御器との比較

本節では状態フィードバックに基づく電圧位相制御と PID 制御の電圧位相制御の違いについて議論する。

PID 制御の電圧位相制御における拡大系を式 (3-30) に示す。

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Delta \mathbf{x} \\ \Delta x_{ID} \\ \Delta \dot{x}_{ID} \end{bmatrix} &= \Delta \mathbf{A}_{fb2} \begin{bmatrix} \Delta \mathbf{x} \\ \Delta x_{ID} \\ \Delta \dot{x}_{ID} \end{bmatrix} + \Delta \mathbf{b}_{fb2} \Delta T^* \\ \Delta \mathbf{A}_{fb2} &:= \begin{bmatrix} \Delta \mathbf{A}_c - (K_P + K_D) \Delta \mathbf{b}_{c2} \Delta \mathbf{k}_T & K_I \omega_D & K_I - K_D \omega_D \\ 0 & 0 & 1 \\ -\Delta \mathbf{k}_T & 0 & -\omega_D \end{bmatrix} \\ \Delta \mathbf{b}_{fb2} &:= \begin{bmatrix} (K_P + K_D) \Delta \mathbf{b}_{c2} & 0 & 1 \end{bmatrix}^T \end{aligned} \quad (3-30)$$

式 (3-30) より、PID 制御の電圧位相制御は 4 次のシステムである。極零相殺を起こさなければトルク指令値からトルクまでの伝達関数は 3 次/4 次となり、零点が 3 つある。この零点の内、2 つが複素共役となって虚軸に近ければトルク応答に振動が発生する。

一方、状態フィードバックに基づく電圧位相制御は 3 次のシステムであるため、極配置の PID 制御器では 4 つの設計パラメータであったが、3 つに減っている。この 3 つの閉ループ極の内 1 つは実軸上に存在するため、2 つの閉ループ極だけプラント極の大きさを考えればよく、設計も容易になっている。さらに、トルク指令値からトルクまでの伝達関数は 1 次/3 次である。よって、PID 制御の電圧位相制御のように複素共役の制御器零点が存在せず、トルク応答に振動が発生しない。

3.3.3 電圧位相分解能の検討

状態フィードバックではセンサ情報の定数倍を制御入力である電圧位相とする。このため、量子化誤差が粗い場合には電圧位相の分解能が粗くなり、電流リプルが増加する恐れがある。そこで、本節では状態フィードバックにおける電圧位相分解能を解析解から議論する。

U, V, W 相電流センサ量子化誤差を q_i , α, β, d, q 軸電流計測誤差をそれぞれ $\Delta_\alpha, \Delta_\beta, \Delta_d, \Delta_q$ とおく。U, W 相電流は式 (3-31), (3-32) に示した座標変換によって d, q 軸電流に変換される。

$$\begin{bmatrix} i_\alpha + \Delta_\alpha \\ i_\beta + \Delta_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_u \pm \frac{q_i}{2} \\ i_v \pm \frac{q_i}{2} \\ i_w \pm \frac{q_i}{2} \end{bmatrix} \quad (3-31)$$

$$\begin{bmatrix} i_d + \Delta_d \\ i_q + \Delta_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_e & \sin \theta_e \\ -\sin \theta_e & \cos \theta_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha + \Delta_\alpha \\ i_\beta + \Delta_\beta \end{bmatrix} \quad (3-32)$$

また、U, W 相の電流センサのみを用いる場合には式 (3-33) となる。

$$\begin{bmatrix} i_\alpha + \Delta_\alpha \\ i_\beta + \Delta_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{\sqrt{2}} & -\sqrt{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_u \pm \frac{q_i}{2} \\ i_w \pm \frac{q_i}{2} \end{bmatrix} \quad (3-33)$$

電流センサに量子化誤差が存在する場合、状態フィードバックでの電圧位相は式 (3-34) となる。

$$\delta[k] + \Delta_\delta[k] = -\mathbf{k}_{fb} \begin{bmatrix} i_d[k] + \Delta_d[k] \\ i_q[k] + \Delta_q[k] \end{bmatrix} + \delta_{fb}[k] + \Delta_{fb}[k] \quad (3-34)$$

ここで、 Δ_{fb} は電流センサ量子化誤差の影響を受けた積分器出力である。

指令値に平均トルクが追従していると仮定すると、トルク推定値 \hat{T} は式 (3-35) で表される。

$$\begin{aligned} \hat{T}[k] &= K_{mt} (i_q[k] + \Delta_q[k]) + K_{rt} (i_d[k] + \Delta_d[k]) (i_q[k] + \Delta_q[k]) \\ &= K_{mt} i_q[k] + K_{rt} i_d[k] i_q[k] + K_{mt} \Delta_q[k] + K_{rt} (i_d[k] \Delta_q[k] + i_q[k] \Delta_d[k] + \Delta_d[k] \Delta_q[k]) \\ &= T^* + K_{mt} \Delta_q[k] + K_{rt} (i_d[k] \Delta_q[k] + i_q[k] \Delta_d[k] + \Delta_d[k] \Delta_q[k]) \end{aligned} \quad (3-35)$$

また、Tustin 変換で離散化された積分制御器の出力方程式を式 (3-36) とおく。

$$\delta_{fb}[k] = c x_{fb}[k] + d(T^* - \hat{T}[k]) \quad (3-36)$$

ただし、 x_{fb} : 積分制御器の状態変数とし、電流センサ分解能の影響が無視できると仮定する。よって、 Δ_δ は式 (3-37) となる。

$$\Delta_\delta[k] = -\mathbf{k}_{fb} \begin{bmatrix} \Delta_d[k] \\ \Delta_q[k] \end{bmatrix} - d \{ K_{mt} \Delta_q[k] + K_{rt} (i_d[k] \Delta_q[k] + i_q[k] \Delta_d[k] + \Delta_d[k] \Delta_q[k]) \} \quad (3-37)$$

式 (3-37) より、状態フィードバックに基づく電圧位相制御における最も粗い電圧位相分解能 q_δ は式 (3-38) となる。

$$q_\delta = \max(\Delta_\delta) - \min(\Delta_\delta) \quad (3-38)$$

表 3: ノミナルモータパラメータ (IPMSM#2)

stator winding resistance R	255 m Ω
d -axis inductance L_d	2.2 mH
q -axis inductance L_q	3.5 mH
back EMF constant K_e	61.37 mV/(rad/s)
the number of pole pairs P	3

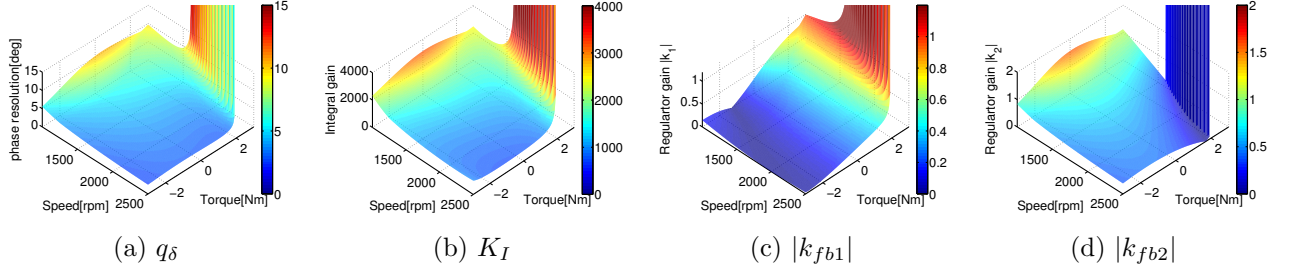


図 56: 状態フィードバックに基づく電圧位相制御における電圧位相分解能 ($-1,000$ rad/s)

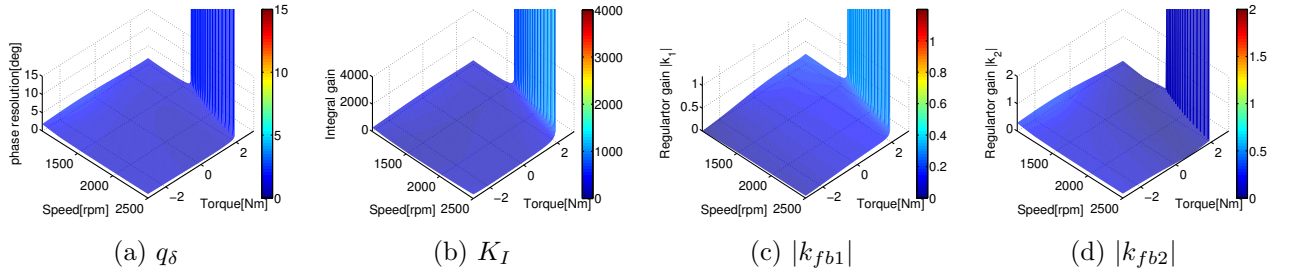


図 57: 状態フィードバックに基づく電圧位相制御における電圧位相分解能 (-500 rad/s)

表 3 に示したモータパラメータ, 直流電源電圧 $V_{dc} = 36$ V, 最大変調率 $M_{\max} = 1.15$, キャリア周波数 $T_u = 0.1$ ms として電圧位相分解能 q_δ を求める。閉ループ極の実部が $-1,000$, -500 rad/s の場合をそれぞれ図 56, 57 に示す。なお, 電流センサは U, W 相の 2 個, 電流センサ分解能 $q_i = \pm 100$ A/12 bit とした。

高帯域化を図ると各ゲインが大きくなるために電圧位相分解能が粗くなってしまう。特に積分ゲイン K_I に強く依存する。高トルク, 高回転数領域において各ゲインが非常に大きな値となっている。これらの動作点は出力可能な最大トルクの点であり, 電圧位相を増やしてもトルクが増えない。すなわち, 直流ゲインが零であるために各ゲインが過大な値に設計されている。最大トルクまで制御する際にはこの動作点を避けて設計する必要がある。 $-1,000$ rad/s では電圧位相分解能が 10 deg にもなってしまうため, 状態フィードバックに基づく電圧位相制御には安定性の他に分解能の面からも高帯域化が制限されるといえる。しかしながら, -500 rad/s では電圧位相分解能が最も悪くとも 1.3 deg 程度であり, 十分な電圧位相分解能がある。

図 58, 59 にそれぞれ電流センサが 2 個, 3 個の場合を示す。電流センサが 3 個の方が量子化誤差の影響が少ない。電流センサが 2 個の場合には U 相電流と W 相電流から V 相電流を求め

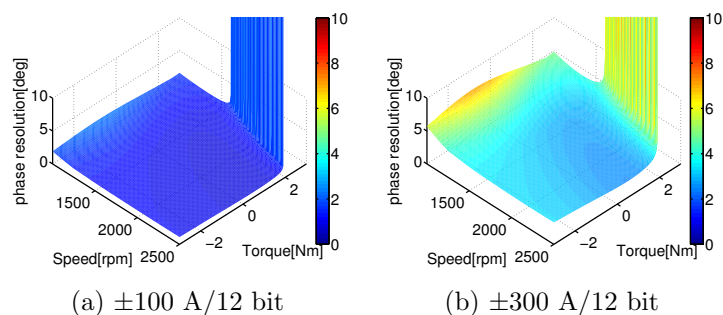


図 58: 電圧位相分解能の比較 (閉ループ極の実部: -500 rad/s , 電流センサ数: 2)

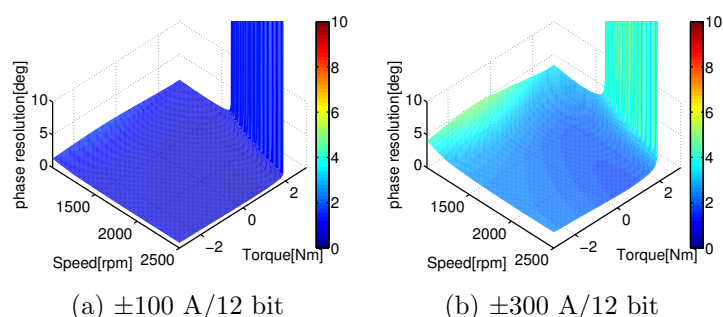


図 59: 電圧位相分解能の比較 (閉ループ極の実部: -500 rad/s , 電流センサ数: 3)

る。U, W 相電流の量子化誤差が同符号であった場合には V 相電流の量子化誤差が $\pm q_i$ と量子化誤差が大きくなるため、電流センサが 2 個の方が量子化誤差の影響が大きい。

3.3.4 シミュレーション・実験

状態フィードバックに基づく電圧位相制御器をシミュレーション結果、実験結果から評価する。シミュレーション条件は前節の解析と同様である。比較手法を極零相殺で設計された PID 制御器と極配置法で設計された PID 制御器とする。

1,400 rpm でのシミュレーションを図 60, 61, 62, 63 に示す。なお、全ての手法の閉ループ極の実部は -500 rad/s とし、電流の量子化は考慮していない。また、電圧位相制御器の設計のみを評価をするため、制御器の切り替えが発生しない動作点とした。図 60(d), 61(d), 62(d), 63(d) 中の点線は電圧位相のリミッタ $\pm\pi/2 \text{ rad}$ を表している。

線形化モデルに対してフィードバック制御器を設計しているため、非線形性によるモデル化誤差が発生する。このため、図 60(a) に示すように、極零相殺型ではノミナルプラントであってもプラント極で決まるの減衰振動が発生してしまう。極配置法で設計された PID 制御器では減衰振動が発生していないものの、制御器零点の影響で応答が滑らかではない。一方、状態フィードバックでは減衰振動がなく、零点の影響も見られないトルク応答を達成している。しかしながら、図 62(a) よりニュートン・ラフソン法を用いた場合には平衡点のズレによってオーバーシュートが発生している。これに対し、モータシミュレータを用いた状態フィードバックでは

オーバーシュートを抑圧している。

モータシミュレータを用いた状態フィードバックにおいて、電流センサの分解能を ± 300 A/12bit としたときのシミュレーション結果を図 64 に示す。図 63(d) 中の一点鎖線の間隔が、前節で導出した電圧位相分解能 q_δ の解析解を表している。電流センサでの量子化によってリップルが発生しているものの、量子化を考慮していない図 63 と同じ応答が得られている。よって、電流センサの分解能の影響は少ないといえる。また、電圧位相の変動は解析解の範囲に収まっており、前節で求めた電圧位相分解能は妥当である。

シミュレーションと同じ条件で実験を行う。図 65 にモータベンチを示す。第 3.2 節での IPMSM は分布巻であったが、本節の IPMSM は集中巻である。試験モータ用インバータとして Myway プラス株式会社製インバータ MWINV-7R、インバータ直流電源として高砂製作所社製直流電源 EX-1500H2、制御器演算には Myway プラス株式会社製の PE-PRO/F28335 (TI 社製 DSP TMS320F28335) を用いた。また速度分解能の粗さを回避するため、制御器設計では時定数 1 ms の LPF に通した回転数を用いる。

1,400 rpm における各手法の実験結果を図 66, 67, 68, 69 に示す。ただし、電流センサの分解能は ± 100 A/12 bit、閉ループ極の実部はシミュレーションと同じく -500 rad/s である。

極零相殺の PID 制御器ではトルクの立ち下がり時にプラント極の速さの振動が発生している。極配置法で設計された PID 制御器では減衰振動が発生していないが、トルク応答に制御器零点の影響が現れている。さらには電圧位相が飽和している。ニュートン・ラフソン法を用いた状態フィードバックでは、設計で使用した平衡点と動作点に差によってモデル化誤差が発生し、トルクのオーバーシュートが発生している。一方、モータシミュレータを用いた状態フィードバックではトルクのオーバーシュートも発生せず、滑らかなトルク応答を実現しているおり、好ましい応答が得られている。

提案したモータシミュレータを用いた状態フィードバックに基づく電圧位相制御によって、大出力モータから得られた課題を解決した。しかしながら、他の手法と比較して最も電流リップルが大きい。本実験では集中巻の IPMSM を用いたため、インダクタンスや磁石磁束の電気角依存性が大きく、これらが空間高調波が電流の量子化誤差よりも大きな影響を与えたと考えられる。そこで、次節で原因を解析する。

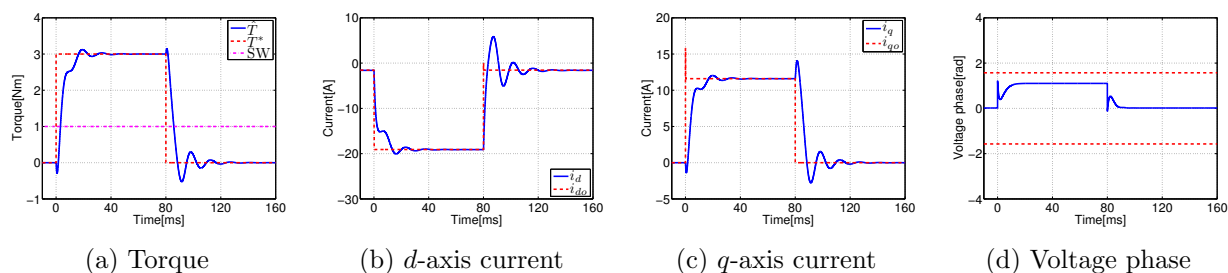


図 60: シミュレーション結果 (極零相殺の PID 制御器)

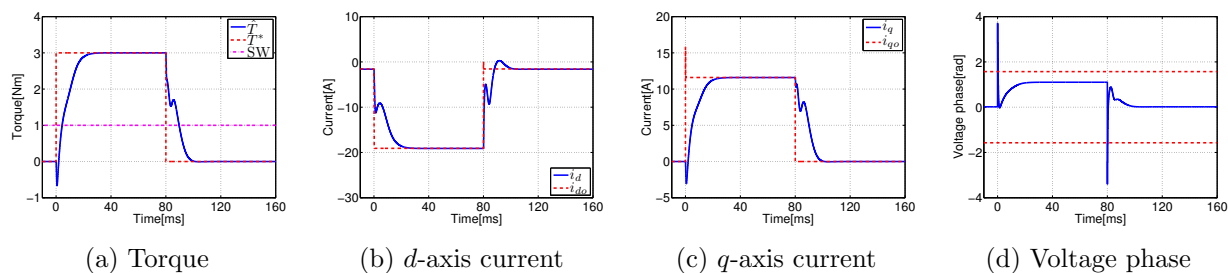


図 61: シミュレーション結果 (極配置法で設計された PID 制御器)

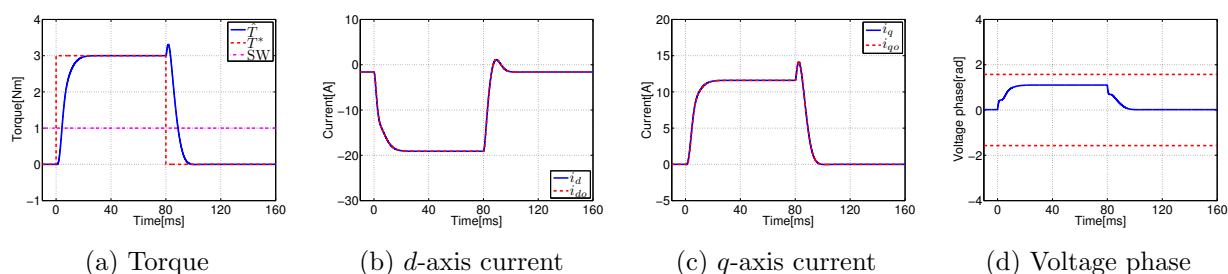


図 62: シミュレーション結果 (ニュートン・ラフソン法を用いた状態フィードバック制御)

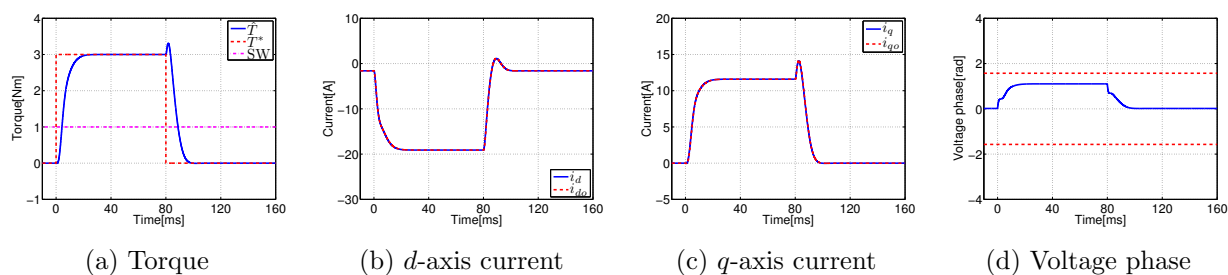


図 63: シミュレーション結果 (モータシミュレータを用いた状態フィードバック制御)

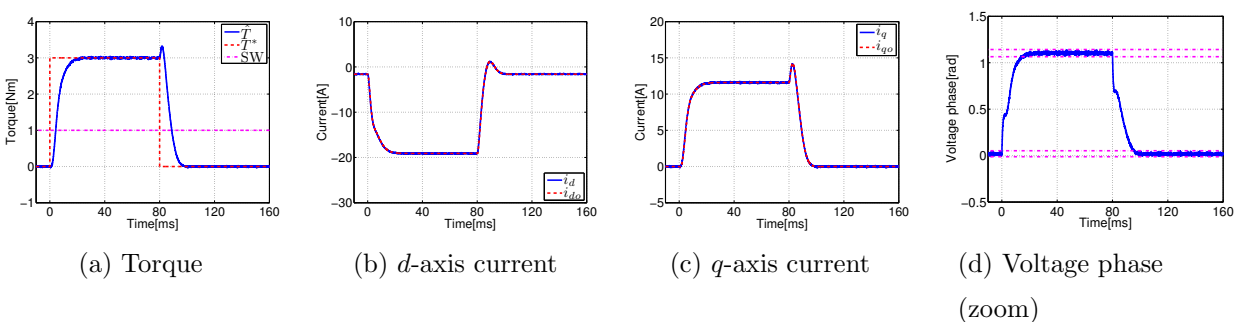


図 64: 電流センサ分解能を考慮したシミュレーション結果 (モータシミュレータを用いた状態フィードバック制御)

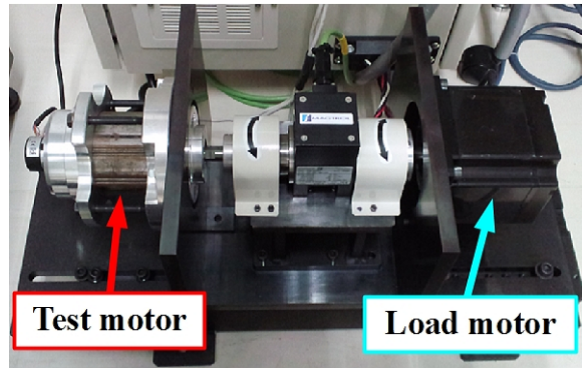


図 65: 実験装置 (IPMSM#2)

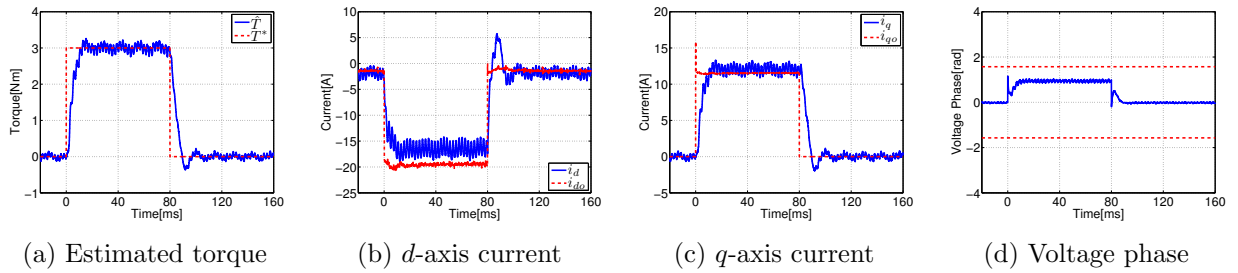


図 66: 実験結果 (極零相殺の PID 制御器, ± 100 A/12 bit)

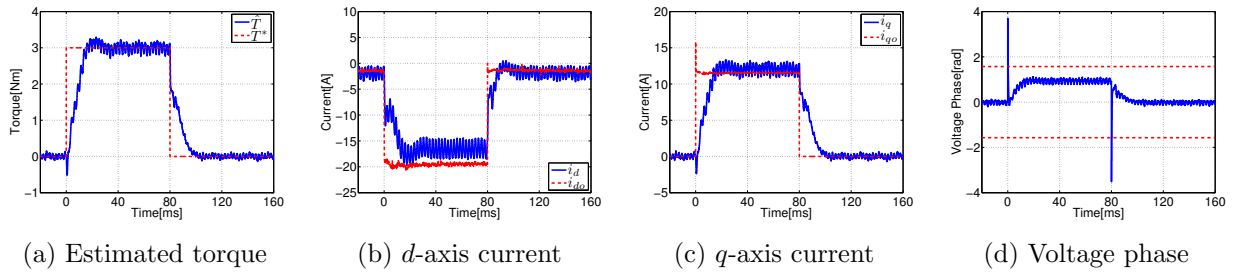


図 67: 実験結果 (極配置法で設計された PID 制御器, ± 100 A/12 bit)

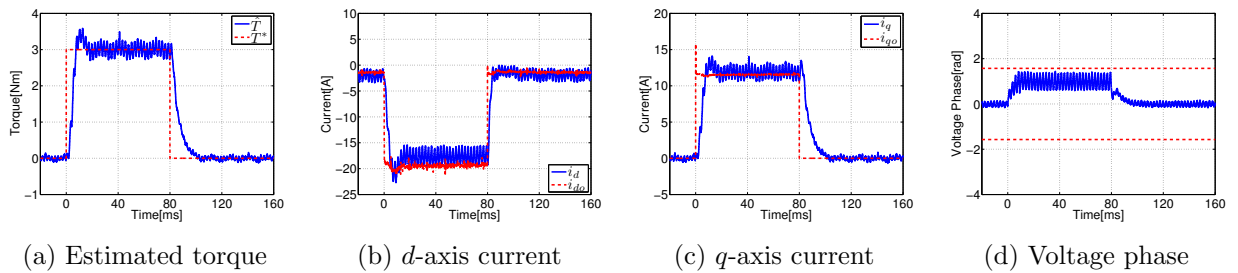


図 68: 実験結果 (ニュートン・ラフソン法を用いた状態フィードバック制御, ± 100 A/12 bit)

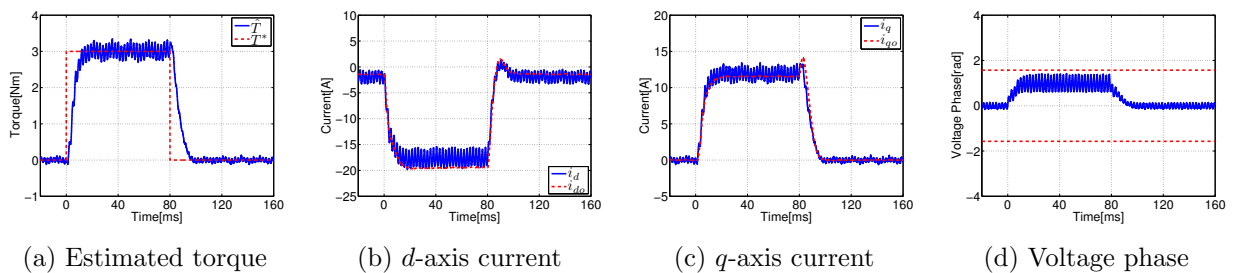


図 69: 実験結果 (モータシミュレータを用いた状態フィードバック制御, ± 100 A/12 bit)

3.3.5 空間高調波に対する特性の解析

電気角 θ_e 依存性を考慮した IPMSM の電圧方程式は式 (3-39) となる [54]。

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} v_d(t) \\ v_q(t) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} Ri_d(t) + sL_d(\theta_e)i_d(t) - \omega_e L_q(\theta_e)i_q(t) - \omega_e \Psi_{dh}(\theta_e) \\ Ri_q(t) + sL_q(\theta_e)i_q(t) + \omega_e L_d(\theta_e)i_d(t) + \omega_e \Psi_q(\theta_e) \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} (R + \dot{L}_d(\theta_e))i_d(t) + L_d(\theta_e)\dot{i}_d(t) - \omega_e L_q(\theta_e)i_q(t) - \omega_e \Psi_{dh}(\theta_e) \\ (R + \dot{L}_q(\theta_e))i_q(t) + L_q(\theta_e)\dot{i}_q(t) + \omega_e L_d(\theta_e)i_d(t) + \omega_e \Psi_q(\theta_e) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3-39)$$

$$L_d(\theta_e) = L_{d0} + L_{dh}(\theta_e), \quad L_{dh}(\theta_e) = L_{d6} \cos 6\theta_e + L_{d12} \cos 12\theta_e + L_{d18} \cos 18\theta_e + \dots$$

$$L_q(\theta_e) = L_{q0} + L_{qh}(\theta_e), \quad L_{qh}(\theta_e) = L_{q6} \cos 6\theta_e + L_{q12} \cos 12\theta_e + L_{q18} \cos 18\theta_e + \dots$$

$$\Psi_{dh}(\theta_e) = \Psi_{d6} \sin 6\theta_e + \Psi_{d12} \sin 12\theta_e + \Psi_{d18} \sin 18\theta_e + \dots$$

$$\Psi_q(\theta_e) = \Psi_{q0} + \Psi_{qh}(\theta_e), \quad \Psi_{qh}(\theta_e) = \Psi_{q6} \cos 6\theta_e + \Psi_{q12} \cos 12\theta_e + \Psi_{q18} \cos 18\theta_e + \dots$$

$L_{dh}(\theta_e)$, $L_{qh}(\theta_e)$, $\Psi_{dh}(\theta_e)$, $\Psi_{qh}(\theta_e)$ は電気角 θ_e に依存して変動する。本論文ではこれらの成分を空間高調波と称することにする。空間高調波は駆動周波数の 6, 12, 18, \dots 次という決まった周波数成分をもつ。式 (3-39) を微分方程式の形に変換すると式 (3-40) となる。

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d(t) \\ i_q(t) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{R+\dot{L}_d(\theta_e)}{L_d(\theta_e)}i_d(t) + \omega_e \frac{L_q(\theta_e)}{L_d(\theta_e)}i_q(t) + \frac{\omega_e}{L_d(\theta_e)}\Psi_{dh}(\theta) - \frac{1}{L_d(\theta_e)}V_a(t) \sin \delta(t) \\ -\frac{R+\dot{L}_q(\theta_e)}{L_q(\theta_e)}i_q(t) - \omega_e \frac{L_d(\theta_e)}{L_q(\theta_e)}i_d(t) - \frac{\omega_e}{L_q(\theta_e)}\Psi_q(\theta) + \frac{1}{L_q(\theta_e)}V_a(t) \cos \delta(t) \end{bmatrix} \\ &= \mathbf{f}(\mathbf{x}, \mathbf{u}_{ex}) \end{aligned} \quad (3-40)$$

$$\mathbf{u}_{ex}(t) := [\mathbf{u}(t) \quad \mathbf{u}_{dis}(t)]^T \quad (3-41)$$

$$\mathbf{u}_{dis}(t) := [L_{dh}(\theta_e) \quad L_{qh}(\theta_e) \quad \dot{L}_{dh}(\theta_e) \quad \dot{L}_{qh}(\theta_e) \quad \Psi_{dh}(\theta_e) \quad \Psi_{qh}(\theta_e)]^T \quad (3-42)$$

式 (3-42) に示すように制御入力 \mathbf{u} に加えて空間高調波を入力として扱う。空間高調波は決まった周波数成分しか持たないが、ここでは外乱として一括して扱う。各値から推定トルク \hat{T} までの応答は非線形であるため、式 (3-40) を平衡点 $(\mathbf{x}_o, \mathbf{u}_{exo})$ 周りで線形化する。線形化モデルを式 (3-43), (3-44) に示す。

$$\frac{d}{dt} \Delta \mathbf{x}(t) = \Delta \mathbf{A}_c \Delta \mathbf{x}(t) + \Delta \mathbf{B}_c \Delta \mathbf{u}(t) + \Delta \mathbf{B}_{dis} \Delta \mathbf{u}_{dis}(t) \quad (3-43)$$

$$\Delta \hat{T}(t) = \Delta \mathbf{k}_T \Delta \mathbf{x}(t) \quad (3-44)$$

$$\mathbf{x}_o := [i_{do} \quad i_{qo}]^T$$

$$\mathbf{u}_{exo} := [V_{ao} \quad \delta_o \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0]^T$$

$$\Delta \mathbf{x} := [\Delta i_d \quad \Delta i_q]^T$$

$$\Delta \mathbf{u}_{ex} := [\Delta V_a \quad \Delta \delta \quad \Delta L_{dh} \quad \Delta L_{qh} \quad \Delta \dot{L}_{dh} \quad \Delta \dot{L}_{qh} \quad \Delta \Psi_{dh} \quad \Delta \Psi_{qh}]^T$$

$$\Delta \mathbf{A}_c := \left[\frac{\partial \mathbf{f}}{\partial \mathbf{x}} \right]_{(\mathbf{x}_o, \mathbf{u}_{exo})}^T = \begin{bmatrix} -\frac{R_{d0}}{L_{d0}} & \omega_e \frac{L_{q0}}{L_{d0}} \\ -\omega_e \frac{L_{d0}}{L_{q0}} & -\frac{R_{d0}}{L_{d0}} \end{bmatrix}$$

$$\Delta \mathbf{B}_c := \left[\frac{\partial \mathbf{f}}{\partial \mathbf{u}} \right]_{(\mathbf{x}_o, \mathbf{u}_{exo})}^T = [\Delta \mathbf{b}_{c1} \quad \Delta \mathbf{b}_{c2}] = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_{d0}} \sin \delta_o & -\frac{V_{ao}}{L_{d0}} \cos \delta_o \\ \frac{1}{L_{q0}} \cos \delta_o & -\frac{V_{ao}}{L_{q0}} \sin \delta_o \end{bmatrix}$$

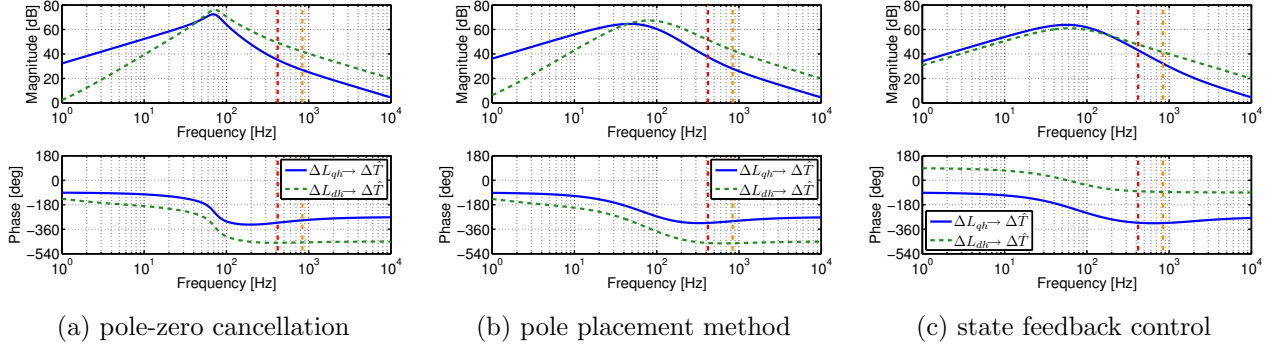


図 70: $\Delta L_{dh}, \Delta L_{qh} \rightarrow \Delta \hat{T}$

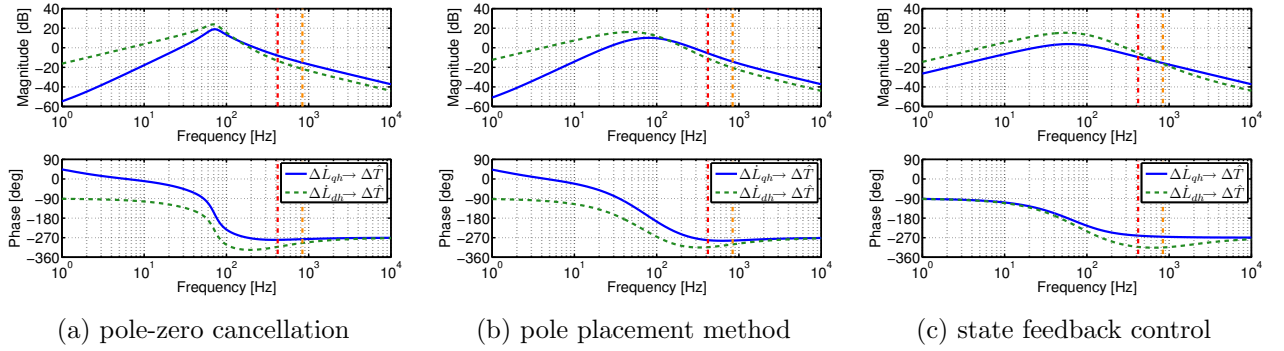


図 71: $\Delta \dot{L}_{dh}, \Delta \dot{L}_{qh} \rightarrow \Delta \hat{T}$

$$\Delta \mathbf{B}_{dis} := \left[\frac{\partial \mathbf{f}}{\partial \mathbf{u}_{dis}} \right]_{(\mathbf{x}_o, \mathbf{u}_{exo})}^T = \begin{bmatrix} 0 & \omega_e \frac{i_{q0}}{L_{d0}} & -\frac{i_{d0}}{L_{d0}} & 0 & \omega_e \frac{1}{L_{d0}} & 0 \\ -\omega_e \frac{i_{d0}}{L_{q0}} & 0 & 0 & -\frac{i_{q0}}{L_{q0}} & 0 & -\omega_e \frac{1}{L_{q0}} \end{bmatrix}$$

これより，状態フィードバック制御に基づく電圧位相制御の拡大系は式 (3-45) となる。

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Delta \mathbf{x} \\ \delta_{fb} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Delta \mathbf{A} - \Delta \mathbf{b}_2 \mathbf{k}_{fb} & \Delta \mathbf{b}_2 \\ -\mathbf{K}_I \Delta \mathbf{k}_T & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \mathbf{x} \\ \delta_{fb} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \Delta \mathbf{b}_{dis} \\ \mathbf{K}_I & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta T^* \\ \Delta \mathbf{u}_{dis} \end{bmatrix} \quad (3-45)$$

よって， ΔL_{dh} , ΔL_{qh} , $\Delta \dot{L}_{dh}$, $\Delta \dot{L}_{qh}$ までの周波数特性を調べ，極零相殺，極配置法で設計した PID 制御器と比較する。表 3 のモータパラメータ，1,400 rpm, 3 Nm において，各周波数特性を求めたものを図 70, 71 に示す。ただし，閉ループ極の実部は -500 rad/s とした。また，駆動周波数 6 次のゲイン特性を求めたものを表 4 に示す。ここで， $\Delta \Phi_{dh}$ から \hat{T} ， $\Delta \Phi_{qh}$ から \hat{T} までの周波数特性は記述していないが，それぞれ ΔL_{qh} から \hat{T} ， ΔL_{dh} から \hat{T} までの周波数特性と同じである。

状態フィードバック制御に基づく電圧位相制御では q 軸に入力される ΔL_{dh} , $\Delta \dot{L}_{qh}$ の抑圧特性が改善しているものの，その改善は少ない。一方， d 軸に入力される ΔL_{qh} , $\Delta \dot{L}_{dh}$ の抑圧特性が著しく悪化しており，実験結果でリップルが増加した要因は ΔL_{qh} , $\Delta \dot{L}_{dh}$ であるといえる。高帯域化するほど抑圧特性が悪化してしまうため，空間高調波の観点からも高帯域化の制限がある。

表 4: 空間高調波の抑圧特性の比較 (駆動周波数 6 次)

	$\Delta L_{dh} \rightarrow \Delta \hat{T}$	$\Delta L_{qh} \rightarrow \Delta \hat{T}$	$\Delta \dot{L}_{dh} \rightarrow \Delta \hat{T}$	$\Delta \dot{L}_{qh} \rightarrow \Delta \hat{T}$
pole-zero cancellation	49.2 dB	34.5 dB	-13.4 dB	-8.0 dB
pole placement method	51.6 dB	37.6 dB	-11.0 dB	-5.6 dB
state feedback control	47.7 dB	43.1 dB	-5.4 dB	-9.5 dB

3.4 まとめ

本章では線形化モデルに基づく厳密なモデルベース電圧位相制御を検討した。

始めにトルクに非線形性のない SPMSM において、トルク指令値から平衡点を更新する機構を加えたモデルベース設計の PID 制御器を提案し、シミュレーションおよび実験から提案法の有効性を確認した。提案法はトルク指令値と回転数が変わるごとに再設計されるため、可変ゲインの制御器となる。

SPMSM での成果を基に、IPMSM へ提案手法を適用した。IPMSM ではトルクに非線形性があるため、平衡点の算出が困難である。そこで、ニュートン・ラフソン法を用いて平衡点を探索し、PID 制御器を更新させた。シミュレーションおよび実験結果から有効性を確認した。また、従来の試行錯誤で設計されていた PI 制御器の電圧位相制御が高帯域化できない要因をプラントの零点に着目して解析した。

高出力モータに提案法を適用したところ、制御器零点によるトルク応答の振動や過渡応答時のモデル化誤差、閉ループ極の選定が難しいという課題が得られた。そこで、この実験結果を踏まえ、状態フィードバックに基づく電圧位相制御器を提案した。状態フィードバックは PID 制御器と比較してシステムの次数および零点を低減している。これにより、閉ループ極の選定を容易にし、制御器の零点による振動を抑制した。さらにモータシミュレータによる平衡点探索を用いて過渡応答中のモデル化誤差を抑制し、滑らかなトルク応答の実現をシミュレーションおよび実験で確認した。

提案した状態フィードバックに基づく電圧位相制御ではトルクリプルが増加してしまうが、厳密なモデルベース設計によって減衰振動が発生しない電圧制限下で高帯域なフィードバック制御を実現させた。

第 4 章

極座標での制御入力を用いた電圧制限内の電流制御の検討

前章で示したように、電圧制限下では電圧位相制御はを使用し、電圧制限内では電流ベクトル制御に切り替える。電圧位相制御器は極座標系での制御入力である電圧位相を使用していた。一方、電流ベクトル制御では、直交座標系での制御入力である d, q 軸電圧を用いており、制御入力の座標が異なる。制御器の切り替え前後で同じ制御入力为好ましい。そこで本章では、SPMSM において極座標系での制御入力を用いた電圧制限内の電流制御について可制御性の観点から検討する。さらにこの検討結果から極座標系での制御入力を用いた電圧制限内の電流制御を簡易設計する。

4.1 可制御性の解析

式 (2-11) に示した電圧位相制御のプラントモデル $\Delta P_{22}(s)$ を状態方程式で記述すると式 (4-1) となる。

$$\Delta i_q = \left[\begin{array}{cc|c} 0 & 1 & 0 \\ -\frac{R^2}{L^2} - \omega_e^2 & -2\frac{R}{L} & -\frac{V_{ao}}{L} \\ \hline \frac{R}{L} \sin \delta_o - \omega_e \cos \delta_o & \sin \delta_o & 0 \end{array} \right] \Delta \delta \quad (4-1)$$

よって、可制御性行列 \mathbf{U}_{c22} は式 (4-2) となる。

$$\mathbf{U}_{c22} = \left[\begin{array}{cc} 0 & -\frac{V_{ao}}{L} \\ -\frac{V_{ao}}{L} & 2\frac{RV_{ao}}{L} \end{array} \right] \quad (4-2)$$

よって、 $V_{ao} = 0$ のとき $\Delta P_{22}(s)$ は不可制御となる。電圧振幅が零であれば、電圧位相を操作しても各軸の電圧は零のままなので、制御できない。電圧振幅が零となる動作点の一つは、0 Nm, 0 rpm のときである。

また回転数が零のとき、 $\Delta P_{22}(s)$ は干渉項が発生しないため、式 (4-3) に示すように一次遅れ系となる。

$$\Delta P_{22}(s) = \frac{-\frac{V_{ao}}{L_q} \sin \delta_o}{s + \frac{R}{L}} \quad (4-3)$$

すなわち、 $\delta_o = 0, \pi$ rad のとき、不可制御となる。電圧ベクトルは q 軸上にあり、電圧位相を変化させても q 軸電圧は変化せず、 d 軸電圧は変化する。しかしながら、 $\omega_e = 0$ のために干渉項が存在せずに d 軸電圧の変化が q 軸に伝わらないため、不可制御となる。以上の 2 つの不可制御の条件より、電圧位相制御は 0 rpm の 0 Nm から q 軸電流を制御できないため、制御器切り替えが必要である。

ここで、電圧振幅 V_a によって q 軸電流 i_q を制御することを同様に考える。プラントモデルとなる式 (2-10) で表される $\Delta P_{12}(s)$ より、 q 軸電流が電圧振幅で制御できない条件は $\omega_e = 0$ かつ $\delta = \pm\pi/2$ rad である。0 rpm, $\delta = \pm\pi/2$ rad では、 $i_{do} \neq 0, i_{qo} = 0$ となるため、この不可制御となる動作点は選択されない。よって電圧制限内であれば、電圧振幅によって q 軸電流は制御可能である。

線形領域では d 軸電流 i_d も制御する必要がある。電圧振幅は q 軸電流制御に用いると、 d 軸電流は電圧位相で制御することになる。式 (2-9) より、(1) $V_{ao} = 0$, (2) $\omega_e = 0$ かつ $\delta_o = \pm\pi/2$ rad の 2 つの場合で d 軸電流は電圧位相では制御できない。 q 軸電流と同様に 2 番目の条件は選択されない。また、 $V_{ao} = 0$ は存在するが、理想条件では $V_{ao} = 0$ では $i_d = 0$ であり、また $i_q = 0$ で d 軸電流だけを制御することはない。よって、不可制御となる条件があったとしても電圧位相による d 軸電流制御は可能であると推測される。

4.2 制御器設計

前節での解析より、線形領域であれば電圧振幅によって q 軸電流、電圧位相によって d 軸電流が制御できると推測された。本節では簡易モデルを用いて制御器を設計する。

4.2.1 SPMSM の線形化モデルと近似

干渉項に相当する電圧振幅 V_{ad} , 電圧位相 δ_d を式 (4-4), (4-5) とおき、この電圧振幅 V_{ad} と電圧位相 δ_d をフィードフォワードで与える。

$$V_{ad}(i_d, i_q) = \omega_e \sqrt{L^2 i_q^2 + (L i_d + K_e)^2} \quad (4-4)$$

$$\delta_d(i_d, i_q) = \tan^{-1} \frac{L i_q}{L i_d + K_e} \quad (4-5)$$

フィードバック制御器によって電圧振幅 V_a , 電圧位相 δ を直接操作するため、 V_{ad} , δ_d とフィードバック制御器出力 V_{afb} , δ_{fb} の関係は式 (4-6) となる。

$$V_a = V_{ad} + V_{afb}, \quad \delta = \delta_d + \delta_{fb} \quad (4-6)$$

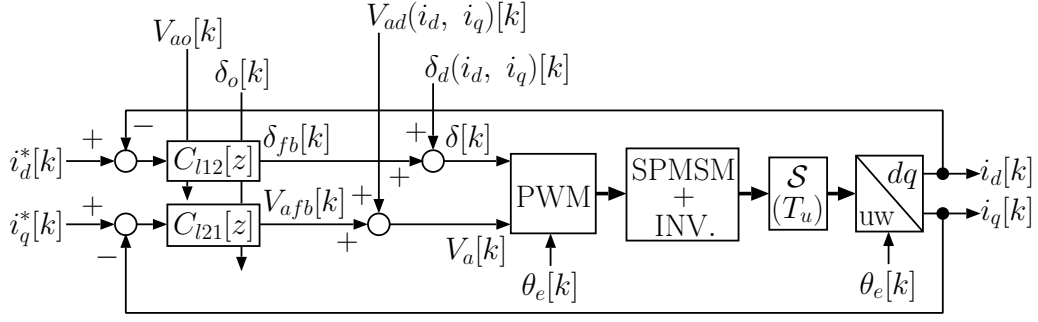


図 72: 線形領域における極座標での制御入力を用いた SPMSM の電流制御

式 (4-6) を式 (2-1) に代入し，平衡点 ($\mathbf{f}(\mathbf{x}_o, \mathbf{u}_o) = 0, \mathbf{u}_o = [V_{ao} \ \delta_o]^T$) 周りで線形化すると式 (4-7) を得る。

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Delta i_d \\ \Delta i_q \end{bmatrix} = \Delta \mathbf{A}_c \begin{bmatrix} \Delta i_d \\ \Delta i_q \end{bmatrix} + \Delta \mathbf{B}_c \begin{bmatrix} \Delta V_{afb} \\ \Delta \delta_{fb} \end{bmatrix} \quad (4-7)$$

$$\Delta V_{afb} := V_{afb} - V_{afb_o}, \quad \Delta \delta_{fb} = \delta_{fb} - \delta_{fb_o}$$

$$V_{ao} := V_{ado} + V_{afb_o}, \quad \delta_o = \delta_{do} + \delta_{fb_o}$$

ただし，制御器は離散時間で構成するため， V_{ad}, δ_d は一サンプル点間で一定である。よって，線形化では電流変化による非干渉制御の変化は無視した。また，干渉項に相当する電圧振幅，電圧位相を与えているが，フィードバック制御器によって電圧振幅，位相を操作するために干渉項が残る。ここで，低回転数であると仮定し，式 (4-7) を式 (4-8) のように一次遅れ系で近似し，干渉項を無視する。

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Delta i_d \\ \Delta i_q \end{bmatrix} \simeq \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_d \\ \Delta i_q \end{bmatrix} + \Delta \mathbf{B}_c \begin{bmatrix} \Delta V_{afb} \\ \Delta \delta_{fb} \end{bmatrix} \quad (4-8)$$

式 (4-8) より伝達関数を求めると式 (4-9) を得る。

$$\begin{bmatrix} \Delta i_d \\ \Delta i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Delta P_{l11}(s) & \Delta P_{l12}(s) \\ \Delta P_{l21}(s) & \Delta P_{l22}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta V_{afb} \\ \Delta \delta_{fb} \end{bmatrix} \quad (4-9)$$

$$\Delta P_{l11}(s) := \frac{-\sin \delta_o}{Ls + R} \quad (4-10)$$

$$\Delta P_{l12}(s) := \frac{-V_{ao} \cos \delta_o}{Ls + R} \quad (4-11)$$

$$\Delta P_{l21}(s) := \frac{\cos \delta_o}{Ls + R} \quad (4-12)$$

$$\Delta P_{l22}(s) := \frac{-V_{ao} \sin \delta_o}{Ls + R} \quad (4-13)$$

4.2.2 制御器設計

極座標での制御入力を用いた電流制御のブロック図を図 72 に示す。本論文では制御入力による干渉項 $\Delta P_{l11}(s)$, $\Delta P_{l22}(s)$ は無視して設計する。

$C_{l21}(s)$, $C_{l12}(s)$ をそれぞれ式 (4-14), (4-15) で表される PI 制御器とする。

$$C_{l21}(s) = K_{p21} + \frac{K_{I21}}{s} \quad (4-14)$$

$$C_{l12}(s) = K_{p12} + \frac{K_{I12}}{s} \quad (4-15)$$

一般的な電流制御では極零相殺型の PI 制御器とし、閉ループ伝達関数が一次遅れ系となるように設計される。しかしながら、干渉項を無視しているために極零相殺型の PI 制御器では好ましくない。そこで、 $C_{l21}(s)$, $C_{l12}(s)$ を、それぞれの特性方程式は式 (4-16), (4-17) となるように設計すると式 (4-18), (4-19) となる。

$$s^2 + a_{1l21}s + a_{0l21} = 0 \quad (4-16)$$

$$s^2 + a_{1l12}s + a_{0l12} = 0 \quad (4-17)$$

$$K_{pl21} = \frac{a_{1l21}L - R}{\cos \delta_o}, \quad K_{il21} = \frac{a_{0l21}L}{\cos \delta_o} \quad (4-18)$$

$$K_{pl12} = \frac{a_{1l12}L - R}{-V_{ao} \cos \delta_o}, \quad K_{il12} = \frac{a_{0l12}L}{-V_{ao} \cos \delta_o} \quad (4-19)$$

平衡点 δ_o は一サンプル前の制御器出力 $\delta_{fb}[k-1]$ 、現サンプルでの非干渉制御入力 $\delta_d[k]$ を用い、式 (4-20) から与える。一方、電圧振幅については制御器出力によって大きく変動し、正負が反転する場合がある。ここで、 q 軸電流制御器 $C_{l21}(s)$ は δ_o のみが必要という点から、先に q 軸電流制御器 $C_{l12}[z]$ の演算を行い、その出力を用いて V_{ao} を式 (4-21) から与える。

$$\delta_o[k] = \delta_{fb}[k-1] + \delta_d[k] \quad (4-20)$$

$$V_{ao}[k] = V_{afb}[k] + V_{ad}[k] \quad (4-21)$$

式 (4-18), (4-19) より、不可制御に近い動作点では制御器ゲインが過大となり、制御入力の飽和を引き起こしやすくなる。そこで、本論文では $0.001V_{a\max} \leq |V_{ao}| \leq V_{a\max}$, $|\delta_o| \leq \frac{0.9\pi}{2}$ の制限を加える。

式 (4-16), (4-17) で表した特性多項式の各係数は、本論文では下記のように係数図法標準形 [55] となるように決定した。

$$\gamma_{1l21} = \frac{a_{1l21}^2}{a_{0l21}} = 2.5, \quad \frac{a_{1l21}}{a_{0l21}} = \tau_{l21} \quad (4-22)$$

$$\gamma_{1l12} = \frac{a_{1l12}^2}{a_{0l12}} = 2.5, \quad \frac{a_{1l12}}{a_{0l12}} = \tau_{l12} \quad (4-23)$$

等価時定数 τ_{l21} , τ_{l12} は、式 (4-24), (4-25) とし、 d 軸電流制御器が不可制御に近い動作点でハイ

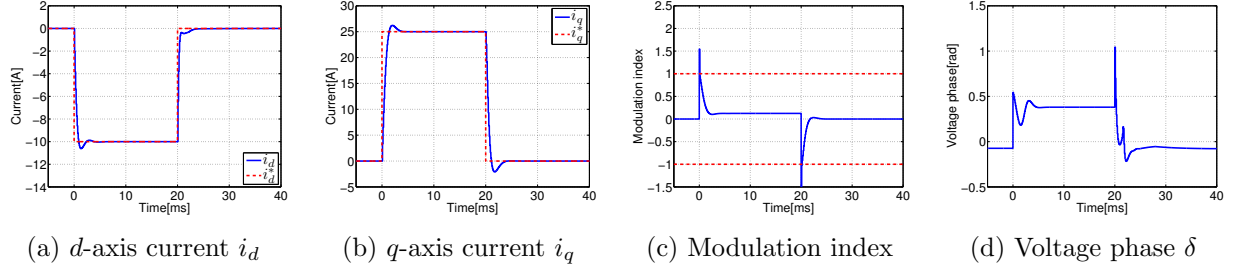


図 73: シミュレーション結果 (0 rpm)

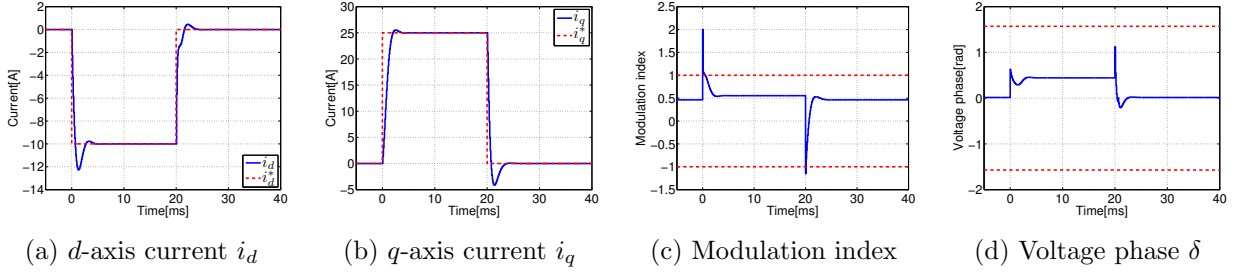


図 74: シミュレーション結果 (400 rpm)

ゲインとならないようにした。

$$\tau_{l21} = 10T_u \quad (4-24)$$

$$\tau_{l12} = \begin{cases} 10T_u & (|V_{ao} \cos \delta_o| \geq 0.01V_{a \max}) \\ \frac{0.1V_{a \max}}{|V_{ao} \cos \delta_o|} T_u, & (\text{otherwise}) \end{cases} \quad (4-25)$$

以上の設計によって得られた $C_{l21}(s)$, $C_{l12}(s)$ をキャリア周期 T_u で Tustin 変換により離散化した $C_{l21}[z]$, $C_{l12}[z]$ を用いる。また、各制御器の係数が更新される度に状態変数の初期値補償を行う。

4.3 シミュレーション・実験

シミュレーション結果、実験結果より、極座標系での制御入力を用いた電流制御を検証する。シミュレーションパラメータ、実験装置は第 3.1 節と同一である。

0 rpm におけるシミュレーション結果を図 73 に示す。なお、図 73(c) 中の点線は最大変調率 $\pm M_{\max}$ を表し、図 73(d) 中の点線は電圧リミッタ $\pm \delta_{\max} = \pm \frac{\pi}{2}$ rad を表している。このシミュレーション条件では、第 4.1 節で行った近似での誤差と設計で無視した干渉項 $\Delta P_{l11}(s)$, $\Delta P_{l22}(s)$ は存在しない。極零相殺をしていないため、制御器の安定零点によってオーバーシュートは発生しているが、各電流指令値に追従している。電圧位相の飽和を防ぐために電圧振幅が小さい場合には d 軸電流の帯域を下げているが、図 73(d) に示したように電圧振幅が小さい場合に電圧位相が振動している。

図 74 に 400 rpm におけるシミュレーション結果を示す。0 rpm でのシミュレーションとは異

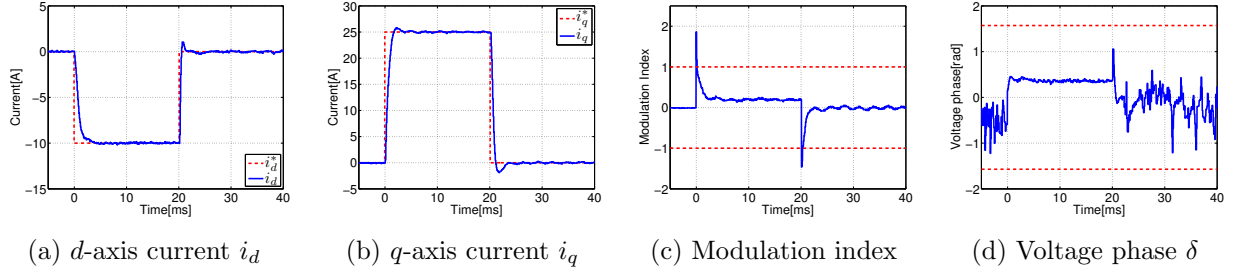


図 75: 実験結果 (0 rpm)

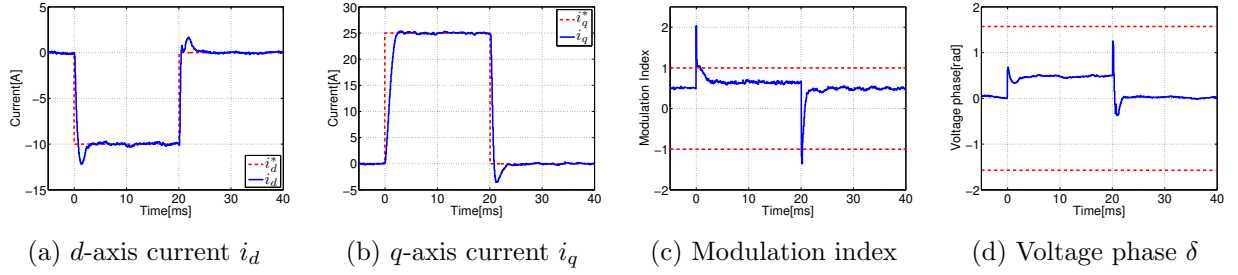


図 76: 実験結果 (400 rpm)

なり, 400 rpm では不可制御となる動作点は存在しないため, 図 76(d) に示すように電圧位相は滑らかに変化している。その一方で近似誤差と干渉項 $\Delta P_{l11}(s)$, $\Delta P_{l22}(s)$ が存在するが, ロバストに設計されて制御器によって抑圧され, 整定時間は 0 rpm とほぼ同一である。

0, 400 rpm における実験結果をそれぞれ図 75, 76 に示す。シミュレーションと同じ応答が得られている。しかしながら, 0 rpm の不可制御の動作点において観測ノイズによって電圧位相が振動しており, 好ましくない。

4.4 まとめ

可制御性の解析より, 電圧位相制御では 0 rpm で q 軸電流を制御できないために制御器切り替えが必須であることを示した。また, 不可制御の条件はあるものの, 電圧振幅で q 軸電流を制御し, 電圧位相で d 軸電流を制御できることを示した。

シミュレーション結果, 実験結果より, 電圧振幅で q 軸電流, 電圧位相で d 軸電流を制御する制御系の実現が示された。しかしながら, 不可制御となる動作点の存在や干渉項, 非線形性によって制御器設計が電流ベクトル制御よりも複雑になってしまう。また, 不可制御に近い動作点で振動的な電圧位相となり, 安定性が損なわれる。よって, 制御器切り替え前後で制御入力の座標が異なってしまうが, 高帯域な制御ができる電流ベクトル制御を使うことが好ましいといえる。

第 5 章

疑似シームレスフィードバック制御

図 77 に示すようにトルク指令値が T_1 から T_2 に変化した場合、銅損が最小となる動作点は電圧制限円の内側に存在する。しかしながら、電圧位相制御では電圧振幅を固定して電圧位相のみを操作するため、動作点は電圧制限円の上しか動けない。このため、電圧位相制御のみでは動作点が点線の矢印のように強め磁束領域に推移してしまう。そこで、制御器を電流ベクトル制御に切り替え、電圧振幅までも操作することで実線の矢印のように電圧制限の内側に動作点を推移させていた。制御器の切り替え条件は試行錯誤で設計する必要があり、工数の増加に繋がる。また、制御器切り替えのチャタリングによる制御器の発散を防ぐため、切り替え条件にヒステリシス特性などを持たせる必要がある。このヒステリシス特性によって切り替わりに遅延が生じ、トルク応答が遅れてしまう。

そこで、電圧振幅による d 軸電流制御を追加した極座標系の制御入力を用いた弱め磁束制御を提案し、電圧位相制御のまま実線の矢印のように電圧制限の内側に動作点を推移させる。提案手法により、電流ベクトル制御および電圧位相制御の両方で制御できる領域を確保できる。この領域で制御器を切り替えることで、応答に遅れが発生しない切り替えが可能となる。また、制御器の初期値補償によって制御入力を連続することで、切り替わりのチャタリングによる発散を防止し、疑似的なシームレス制御を実現させる。

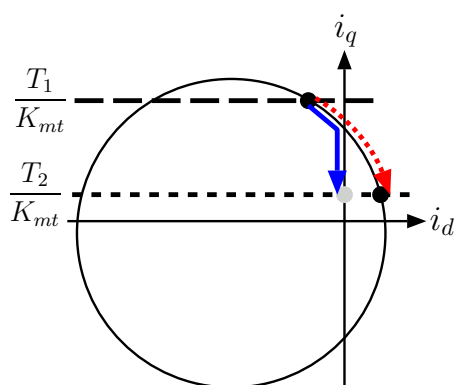


図 77: SPMSM の電圧制限円と定トルク直線

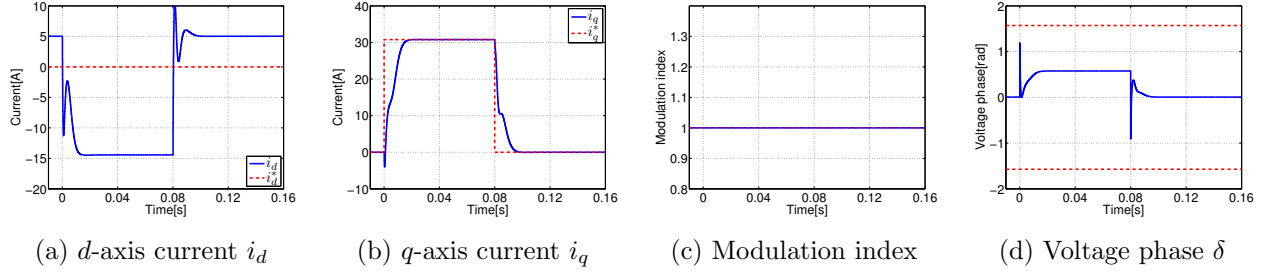


図 79: シミュレーション結果 (電圧位相制御のみ)

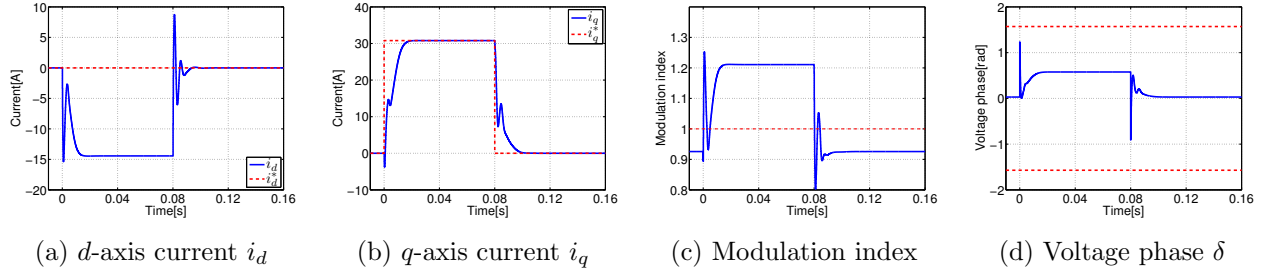


図 80: シミュレーション結果 (極座標系の制御入力を用いた弱め磁束制御)

デル $\Delta P_{22}(s)$ を定める。

5.1.2 シミュレーション・実験

提案した極座標系の制御入力を用いた SPMSM の弱め磁束制御の有効性をシミュレーションおよび実験で確認する。シミュレーションパラメータおよび実験機は第 3.1.4 節と同一とする。さらに制御器の切り替え条件が悪い場合を想定し、制御器切り替え機構を用いずに電圧位相制御のみで動作させる。

電圧位相制御器 $C_\delta[z]$ の閉ループ極の実部は -600 rad/s とした。また、本節で提案した電圧振幅制御器 $C_v[z]$ は -300 rad/s とした。電圧振幅制御器の極が電圧位相制御器の極よりも遅いが、電圧振幅制御器と電圧位相制御器の干渉を防ぎ、かつトルクの制御を優先させるためである。

ノミナルプラントにおいて、800 rpm でトルク指令値を 0 Nm から 2.5 Nm に変化させたときのシミュレーション結果を図 79, 80 に示す。なお、図 79(c), 80(c) 中の点線は最大変調率 M_{\max} を表し、図 79(d), 80(d) 中の点線は電圧位相のリミッタ $\pm \frac{\pi}{2}$ rad を表している。

電圧位相制御器では q 軸電流を高速に制御できている。しかしながら、最大電圧振幅を与えているため、駆動点によっては d 軸電流が正となり、強め磁束を引き起こしており、従来は制御器を切り替えなければならなかった。一方、提案する極座標系の制御入力を用いた弱め磁束制御では d 軸電流が正となると電圧振幅制御が働き、電圧振幅を引き下げ、定常状態において強め磁束を抑圧している。また、電圧振幅が飽和している間は電圧振幅制御器の状態変数の更新を停止しているため、操作量は発散していない。 q 軸電流の整定時間はほぼ従来法と同じで

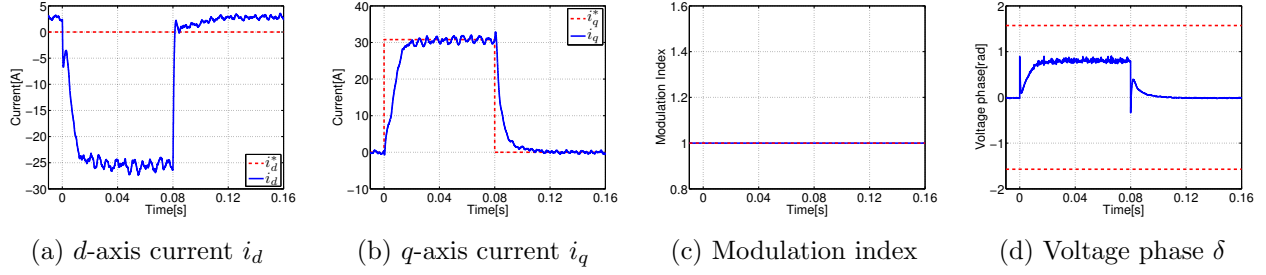


図 81: 実験結果 (電圧位相制御のみ)

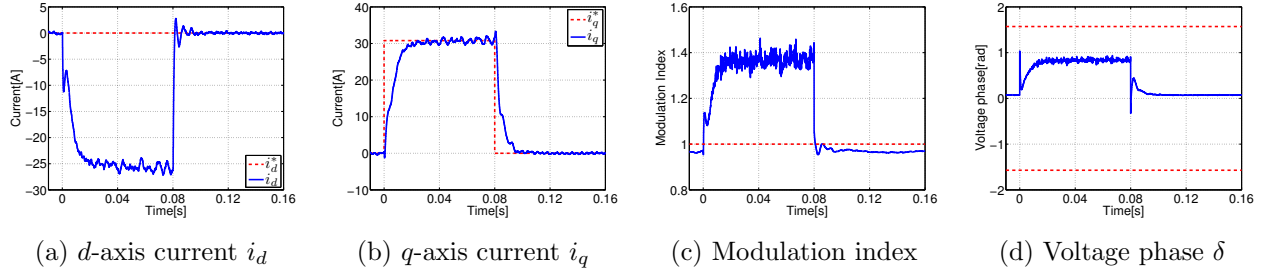


図 82: 実験結果 (極座標系の制御入力を用いた弱め磁束制御)

ある。しかしながら，過渡応答において電圧振幅制御と電圧位相制御が干渉している。

シミュレーションと同様に実験結果から提案法を評価する。エンコーダ分解能の影響を回避するため，時定数 2 ms のローパスフィルタに通した回転数を制御器設計で用いる。他の条件はシミュレーションと同一である。

回転数 800 rpm のときにトルク指令値を 0 Nm から 2.5 Nm に変化したときの実験結果を図 81, 82 に示す。電圧位相制御のみではトルク指令値 0 Nm において，強め磁束を引き起こしている。一方，極座標系の制御入力を用いた弱め磁束制御では電圧振幅の操作によって，電圧振幅の操作で制御器を切り替えをせずシームレスで電圧制限内まで移行している。その結果，強め磁束を抑制しており，有効性が確認できる。

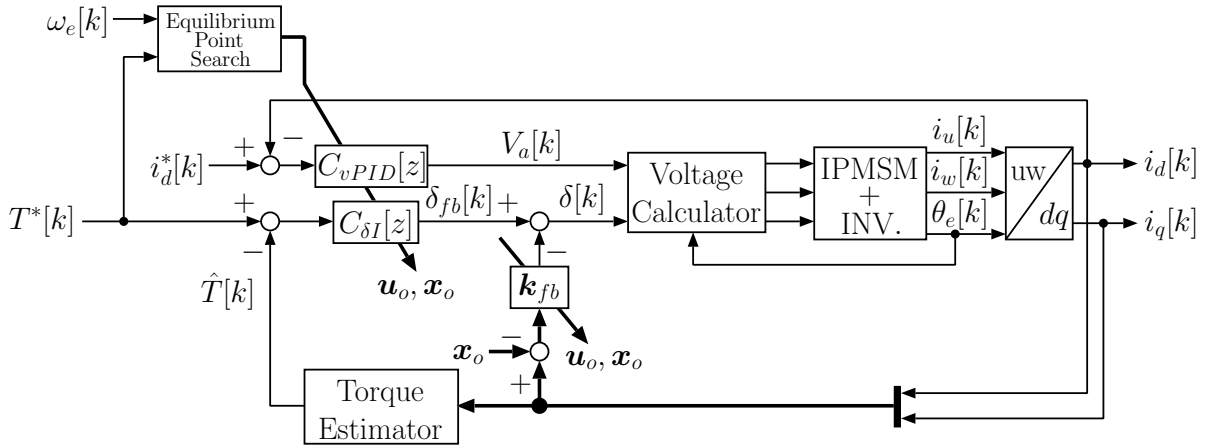


図 83: 電圧振幅制御と電圧振幅制御の独立設計 (手法 1)

5.2 IPMSM の疑似シームレスフィードバック制御

SPMSM において極座標系の制御入力を用いた弱め磁束制御によりシームレスで線形領域に推移することを確認した。第 4 章で示したように 0 rpm では電圧位相でトルクを制御できないため、制御器の切り替えは避けられない。前節で提案した手法は PID 制御器であるために初期値補償が容易に行えない。さらに、電圧位相制御と電圧振幅制御を独立して設計したために干渉が発生していた。

本節では IPMSM に同様の設計法を適用し、電圧制限内で電圧位相制御を維持したまま MTPA 制御を達成させる。さらに、初期値補償が容易な電圧位相制御と電圧振幅制御の統合設計を提案し、各制御の干渉を抑制する。そして、初期値補償によって制御入力の連続性を保ちつつ制御器を切り替え、疑似的なシームレス制御を実現させる。

5.2.1 電圧振幅制御と電圧振幅制御の独立設計 (手法 1)

電圧振幅制御を追加した IPMSM の電圧位相制御のブロック図を図 83 に示す。電圧位相制御の設計は第 3.3.1 節と同様である。

電圧振幅制御器 $C_{vPID}[z]$ は MTPA 制御時の d 軸電流を満たすように電圧振幅を操作する。SPMSM と同様に式 (2-8) で示した電圧振幅から d 軸電流までの伝達関数 $\Delta P_{11}(s)$ を用いて設計する。全ての極を任意の値に配置するために電圧位相制御器 $C_{vPID}(s)$ は PID 制御器とする。

第 3.3 節ではモータシミュレータを用いていたが、PID 制御器による操作量の急激な変化によって不安定化したために、本節ではニュートン・ラフソン法で平衡点を与える。第 5.1 節では 1 サンプル前の制御入力 $V_a[k-1]$ から、 $V_{ao}[k] = V_a[k-1]$ として平衡点での電圧振幅 V_{ao} を与えていた。この操作はフィードバックループを増やしてしまうため、安定性が損なわれる恐れがある。そこで、MTPA 制御時の電流指令値と電圧方程式から MTPA 制御時の電圧振幅を算出する。この電圧振幅が最大電圧振幅以上であるときには第 3.2 節と同様にニュートン・ラ

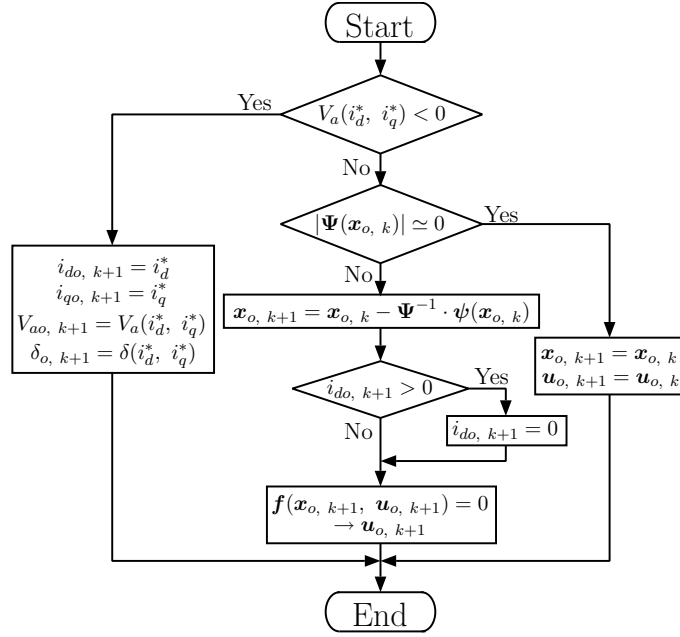


図 84: 手法 1 におけるニュートン・ラフソン法を用いた平衡点探索

プソン法によって平衡点を算出する。また、最大電圧振幅未満であるときには、MTPA 制御時の電流指令値を平衡点として与える。この平衡点探索のフローチャートを図 84 に示す。

5.2.2 状態フィードバックに基づく電圧位相制御と電圧振幅制御の統合設計 (手法 2)

第 5.2.1 節で示した設計法では電圧位相制御器と電圧振幅制御器が独立に設計されているため、干渉項によって応答が悪化してしまう。また、電流ベクトル制御との切り替えの際、電圧振幅制御器の状態変数が 2 つあるために初期値補償が一意に行えない。このため、制御入力の不連続性が生じ、切り替え時に応答が悪化する恐れがある。そこで、電圧位相制御と電圧振幅制御を一括で設計し、制御器を低次元で実現する。

電圧位相制御と電圧振幅制御を統合設計した弱め磁束制御のブロック図を図 85 に示す。この制御法では電圧振幅、電圧位相の両方を用いて状態フィードバックを行う。また、各制御器 C_{vI1} , C_{vI2} , $C_{\delta I}$ は積分制御器である。電圧制限下では制御入力トルクを制御するための電圧位相のみとなる。このため、サーボ系を構成できる条件を満たすように d 軸電流を電圧位相で制御する積分器は存在しない。

各状態フィードバック制御、積分制御はそれぞれ式 (5-1), (5-2), (5-3), (5-4) で表される。

$$\Delta V_a = \Delta V_{afb} - \mathbf{k}_{fb1} \Delta \mathbf{x} \quad (5-1)$$

$$\Delta \delta = \Delta \delta_{fb} - \mathbf{k}_{fb2} \Delta \mathbf{x} \quad (5-2)$$

$$\Delta V_{afb} = \frac{K_{I1}}{s} (\Delta i_d^* - \Delta i_d) + \frac{K_{I2}}{s} (\Delta T^* - \Delta T) \quad (5-3)$$

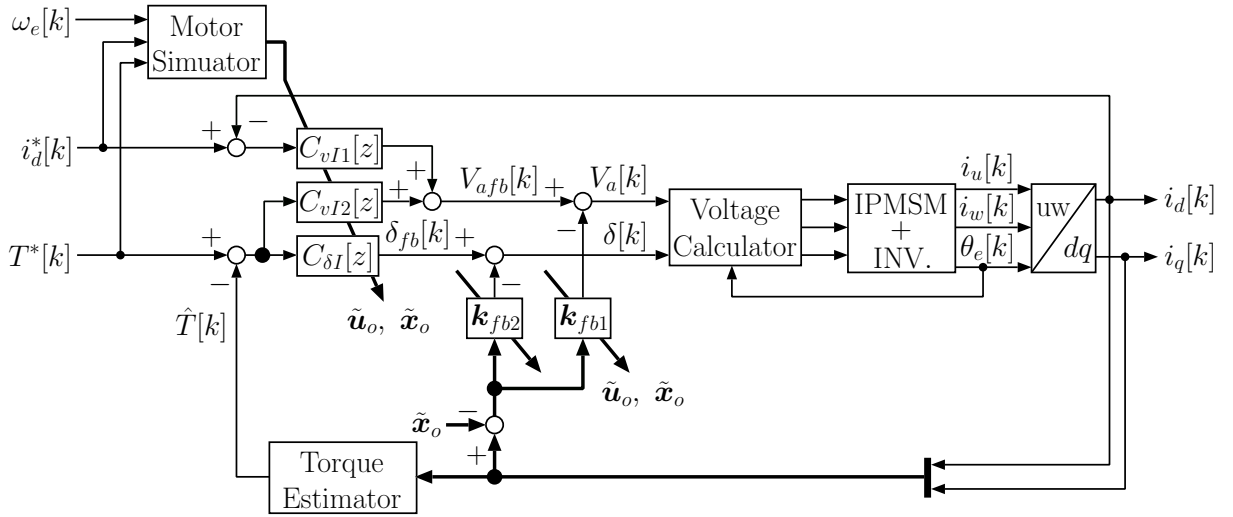


図 85: 状態フィードバック制御に基づく電圧位相制御と電圧振幅制御の統合設計 (手法 2)

$$\Delta\delta_{fb} = \frac{K_{I3}}{s}(\Delta T^* - \Delta T) \quad (5-4)$$

ただし, $\mathbf{k}_{fb1}, \mathbf{k}_{fb2} \in \mathbb{R}^{1 \times 2}$ とする。

式 (2-7) に代入すると式 (5-5) に示す拡大系を得る。

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Delta \mathbf{x} \\ \Delta V_{afb} \\ \Delta \delta_{fb} \end{bmatrix} = \Delta \mathbf{A}_{fb2} \begin{bmatrix} \Delta \mathbf{x} \\ \Delta V_{afb} \\ \Delta \delta_{fb} \end{bmatrix} + \Delta \mathbf{B}_{fb2} \begin{bmatrix} \Delta i_d^* \\ \Delta T^* \end{bmatrix} \quad (5-5)$$

$$\Delta \mathbf{A}_{fb2} := \begin{bmatrix} \Delta \mathbf{A}_c - \Delta \mathbf{B}_c \mathbf{K}_{fb} & \Delta \mathbf{B}_c \\ -\mathbf{g} & 0 \\ -K_{I3} \mathbf{k}_T & 0 \end{bmatrix}, \quad \Delta \mathbf{B}_{fb2} := \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ K_{I1} & K_{I2} \\ 0 & K_{I3} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{g} := [K_{I1} + K_{I2} K_{rt} i_{qo} \quad K_{I2} (K_{mt} + K_{rt} i_{do})], \quad \mathbf{K}_{fb} := [\mathbf{k}_{fb1} \quad \mathbf{k}_{fb2}]$$

ただし, SPMSM の場合には q 軸電流を制御するので, $\mathbf{g} := [K_{I1} \quad K_{I2}]$ となる。

7つのフリーパラメータ $K_{I1}, K_{I2}, K_{I3}, \mathbf{k}_{fb1}, \mathbf{k}_{fb2}$ で $\Delta \mathbf{A}_{fb2}$ の固有値を任意の値にできるが冗長性が存在する。そこで, 弱め磁束領域と線形領域でシームレスな移行を実現するため, 電圧制限内, 電圧制限下のそれぞれで極配置をする。フリーパラメータの内 K_{I3}, \mathbf{k}_{fb2} を用いて第 3.3.1 節と同様に電圧制限下での応答を決める。そして, 残りの 4つのパラメータ $K_{I1}, K_{I2}, \mathbf{k}_{fb1}$ を用いて $\Delta \mathbf{A}_{fb2}$ の固有値を任意の値に配置し, 電圧制限内での応答を決める。

本手法では 2つの制御入力に対し, 制御器の状態変数が 2つであるので初期値補償が一意に行える。すなわち, 切り替えによる制御入力の不連続が発生せず, 疑似的なシームレス制御が実現できる。

また, モータシミュレータは第 3.3.1 節と同様に離散化した IPMSM モデルに本手法を適用し, IPMSM モデルの入出力から平衡点を与えるものである。

5.2.3 シミュレーション・実験

シミュレーションおよび実験から各手法の動作を検証する。シミュレーションパラメータは第3.3.4節と同様である。また、全ての閉ループ極の実部は -500 rad/s とした。

1,000 rpmにおけるシミュレーション結果を図86, 87に示す。図86(d), 87(d)における点線は最大電圧振幅時の変調率 ± 1.15 を表し、図86(e), 87(e)の点線は電圧位相のリミッタ $\pm \pi/2 \text{ rad}$ を示す。また、 d, q 軸電流指令値 i_d^*, i_q^* はMTPA制御時の電流指令値であるが、 q 軸電流は制御していない。

両手法とも電圧制限内では d 軸電流、トルクを制御し、電圧制限下ではトルクのみを制御しており、弱め磁束領域と線形領域の間でシームレスな移行を実現している。しかしながら、手法1では電圧位相制御と電圧振幅制御を独立に設計しているため、設計で無視した干渉項によってトルク応答にオーバーシュートが発生し、振動が発生している。また、PID制御器を用いているために電圧振幅が急激に変化している。さらにトルクの立ち上がり時に振幅を引き下げており、好ましい操作になっていない。電圧位相が反転しているが、これは電圧振幅制御器の出力が負となったためである。一方で手法2では干渉項も考慮して設計しているため、電圧振幅の操作と電圧トルク応答に干渉がなく、滑らかなトルク応答を実現しており、提案した統合設計の有効性が確認できる。また手法1と異なり、手法2ではトルク指令値の増減に従って電圧振幅を増減させており、逆応答が発生していない良好な応答が得られている。

同様に図65の実験装置で実験を行った。各実験結果を図88, 89に示す。シミュレーションと同様に手法1はトルクを制御しつつ、電圧制限内では d 軸電流をMTPA制御となるように制御しているが、干渉によって好ましいトルク応答になっていない。さらには電圧振幅が空間高調波によって大きく振動している。手法2ではモデル化誤差によってオーバーシュートが発生しているが、手法1より抑圧している。また、トルク応答の振動および制御入力 of 過剰な操作を抑制している。

以上のシミュレーション結果、実験結果より、提案した状態フィードバック制御に基づく電圧位相制御と電圧振幅制御の統合設計によってシームレスで線形領域と弱め磁束領域の間を移行しつつ、良好なトルク応答を達成した。

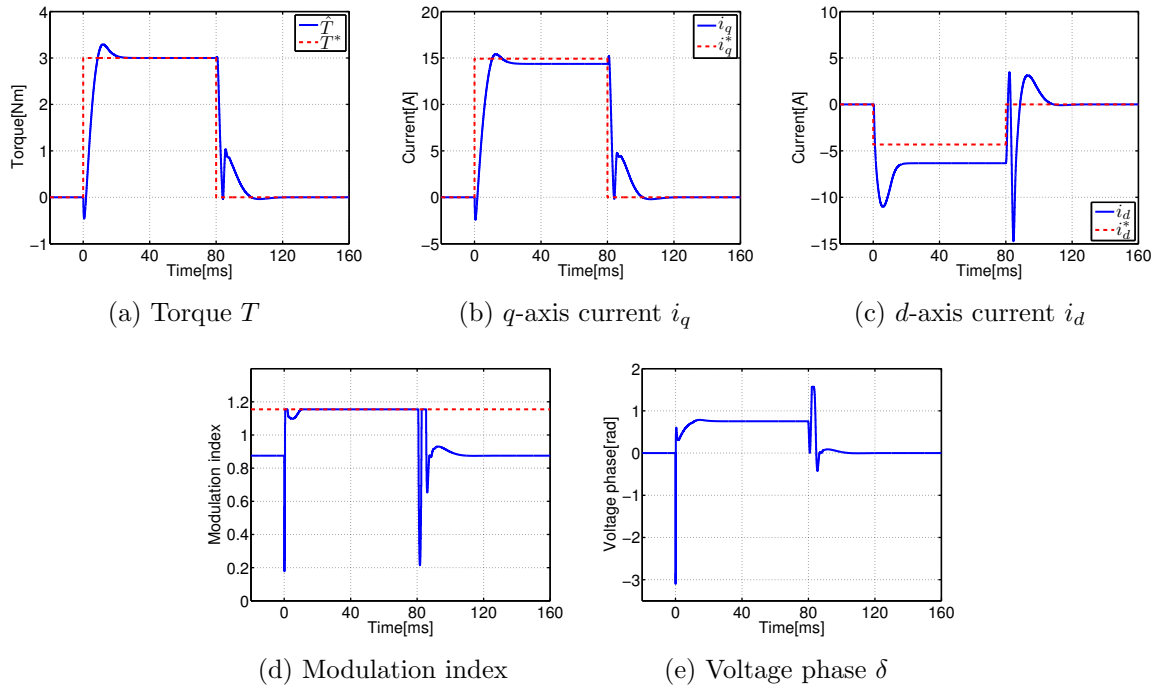


図 86: 極座標系の制御入力を用いた弱め磁束制御のシミュレーション結果 (手法 1)

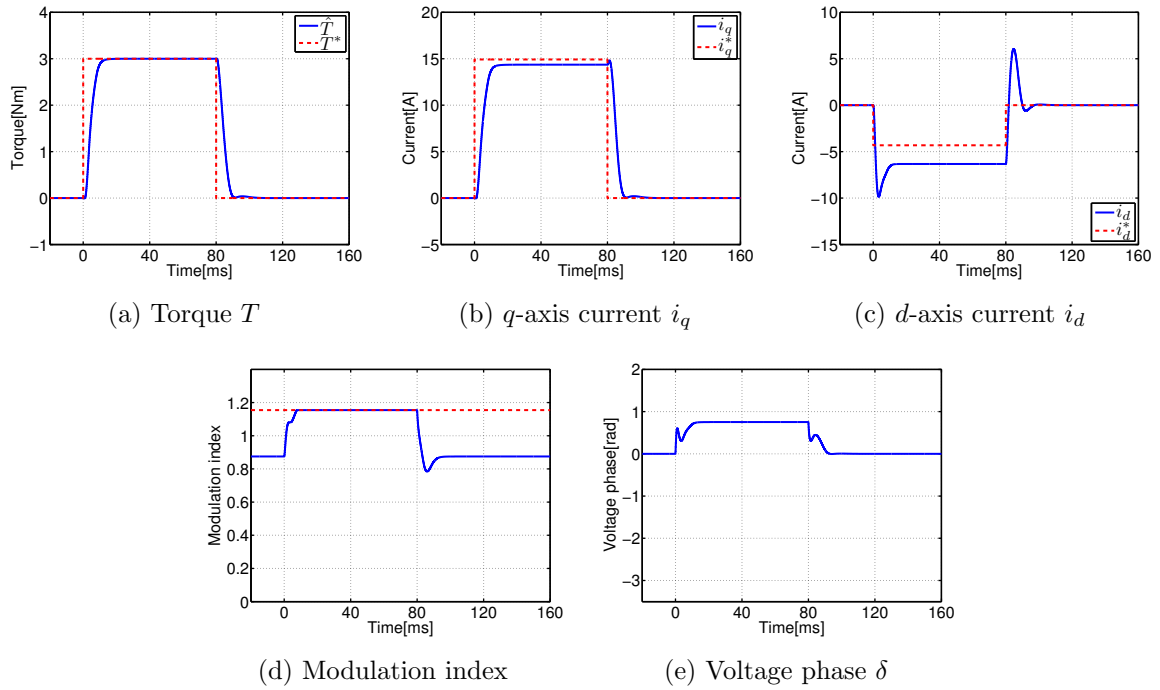


図 87: 極座標系の制御入力を用いた弱め磁束制御のシミュレーション結果 (手法 2)

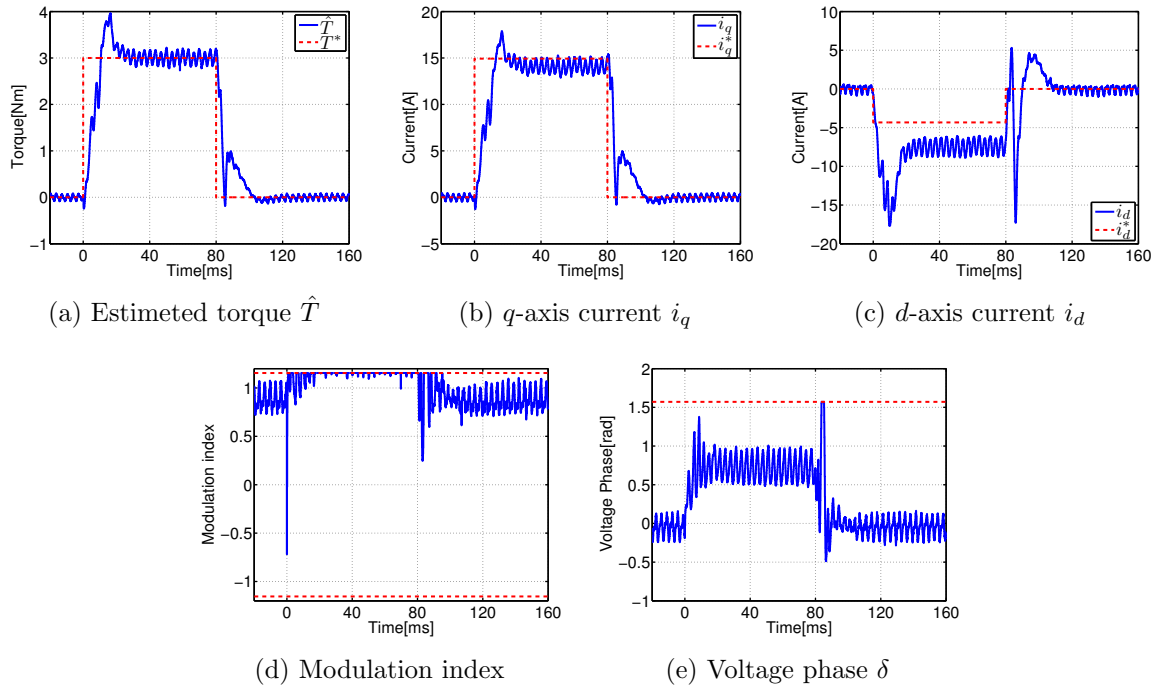


図 88: 極座標系の制御入力を用いた弱め磁束制御の実験結果 (手法 1)

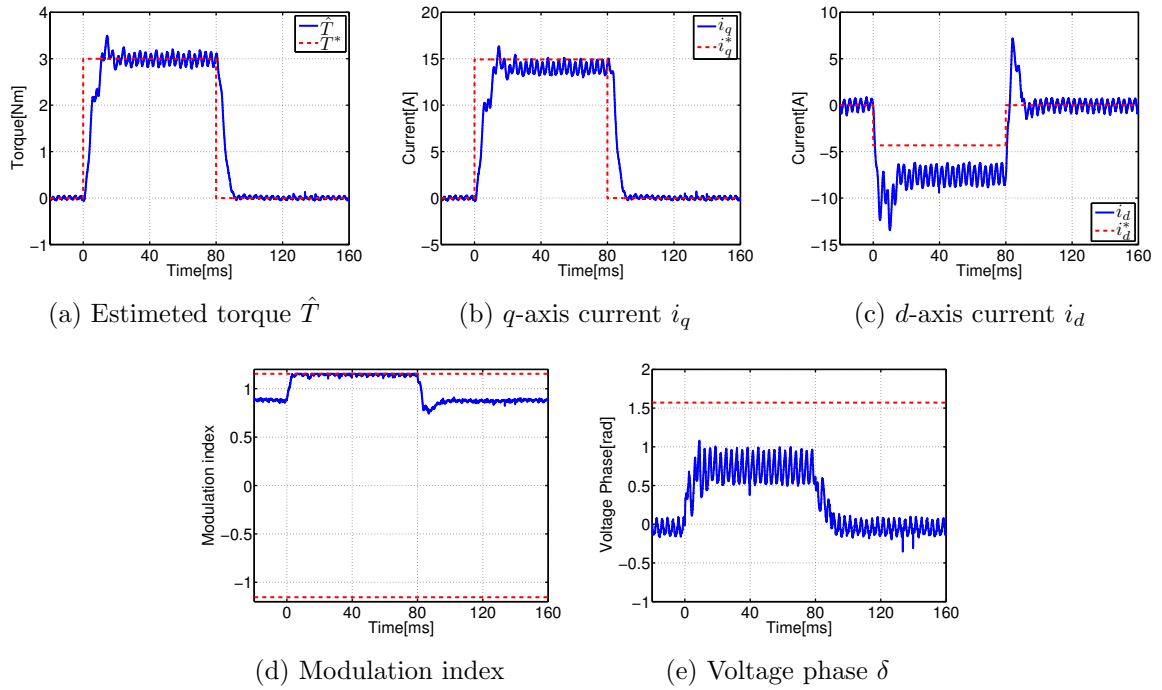


図 89: 極座標系の制御入力を用いた弱め磁束制御の実験結果 (手法 2)

5.2.4 疑似シームレスフィードバック制御のシミュレーション・実験

第4章で述べたように極座標で制御する場合には不可制御となる動作点が存在するため、提案した極座標系の制御入力を用いた弱め磁束制御でも切り替えが必要である。統合設計では制御器全体の状態変数が2つであることから、制御器切り替え時に制御器の初期値補償が容易に行える。すなわち、トルク応答の悪化がなく制御器を切り替えられると考えられる。そこで、切り替えを含めてシミュレーション・実験を行い、提案する疑似シームレスフィードバック制御の検証する。

第3.2節での切り替えはトルク応答、 d 軸電流応答から判断していたが、本節では電圧振幅から判断を行う。電流ベクトル制御ではPI制御器を用いているおり、制御器出力である d, q 軸電圧 $v_d[k], v_q[k]$ はそれぞれ式(5-6), (5-7)で表される。

$$v_d[k] = c_d x_d[k] + d_d e_d[k] - \omega_e[k] L_q i_q[k] \quad (5-6)$$

$$v_q[k] = c_q x_q[k] + d_q e_q[k] + \omega_e[k] (L_d i_d[k] + K_e) \quad (5-7)$$

ここで、 x_d, x_q は d, q 軸電流制御器の状態変数、 e_d, e_q は d, q 軸電流誤差、 c_d, c_q, d_d, d_q は離散化された d, q 軸電流制御器の係数である。ステップのトルク指令値が与えられた場合には低回転数でも電圧振幅が飽和してしまう。そこで、PI制御器の直達項を除いた電圧ベクトルの電圧振幅 V_{ai} から判断を行う。 V_{ai} を式(5-8)に示す。

$$V_{ai}[k] = \sqrt{v_{di}^2[k] + v_{qi}^2[k]} \quad (5-8)$$

$$v_{di}[k] = c_d x_d[k] - \omega_e[k] L_q i_q[k], \quad v_{qi}[k] = c_q x_q[k] + \omega_e[k] (L_d i_d[k] + K_e)$$

本論文では V_{ai} が最大電圧振幅 $V_{a \max}$ の90%を越えた場合には電流ベクトル制御から極座標系の制御入力を用いた弱め磁束制御に切り替える。

一方、極座標系の制御入力を用いた弱め磁束制御では積分制御器で電圧振幅を操作している。第5.2.3節で示したようにステップのトルク指令値が入力されたとしても電圧飽和しないため、フィードバック制御器出力の電圧振幅 V_a を直接用いる。本論文では $|V_a| < 0.7V_{a \max}$ の場合に極座標系の制御入力を用いた弱め磁束制御から電流ベクトル制御に切り替える。

900 rpmにおける疑似シームレスフィードバック制御のシミュレーション結果を図90, 91に示す。また、同条件の実験結果を図92, 93に示す。電流ベクトル制御は2つの設計法を用いている。1つ目は非干渉制御をしたプラントモデルに対して極零相殺で設計したものとし、もう一方は極配置法で設計したものとした。極零相殺の閉ループ極は $-1,000 \text{ rad/s}$ とし、極配置の閉ループ極は $-1,000 \text{ rad/s}$ の重根配置とした。また、図90(f), 91(f)は制御器切り替え信号を示し、Highレベルのときに極座標系の制御入力を用いた弱め磁束制御、Lowレベルのときに電流ベクトル制御を用いている。

どちらの電流ベクトル制御の場合でも制御器切り替えのチャタリングが発生しているが、切り替わりを行っていなかった前節でのシミュレーション結果および実験結果と同様のトルク応答が得られており、疑似的なシームレス制御が実現している。

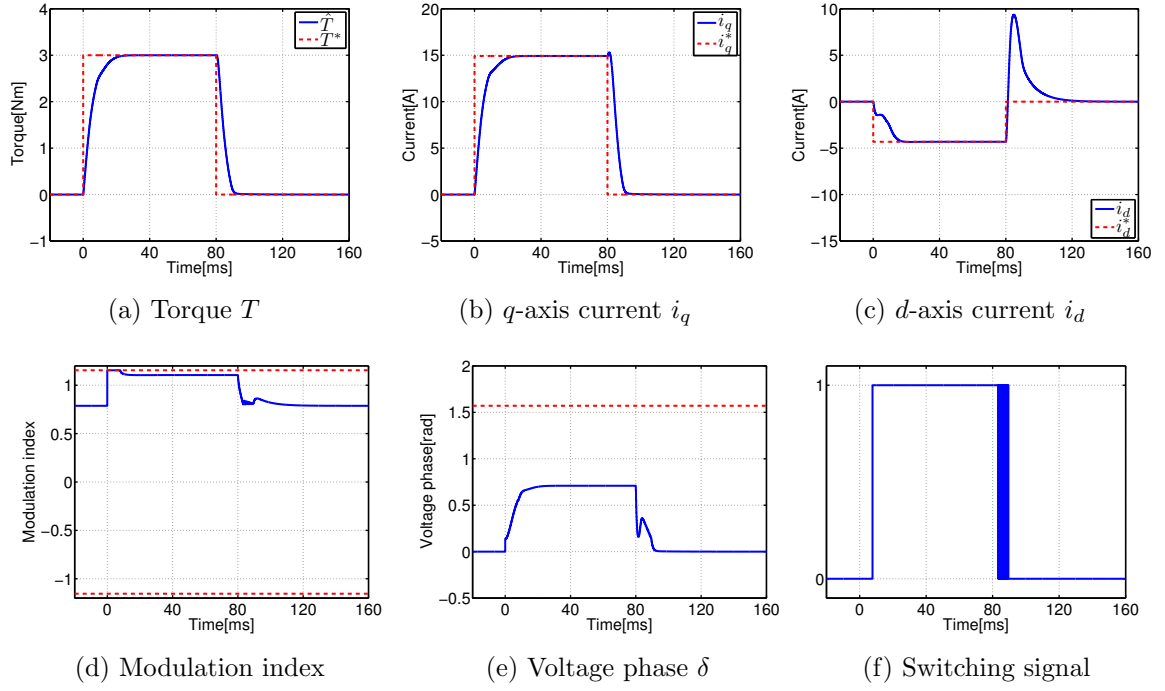


図 90: 疑似シームレスフィードバック制御シミュレーション結果 (電流ベクトル制御: 極零相殺)

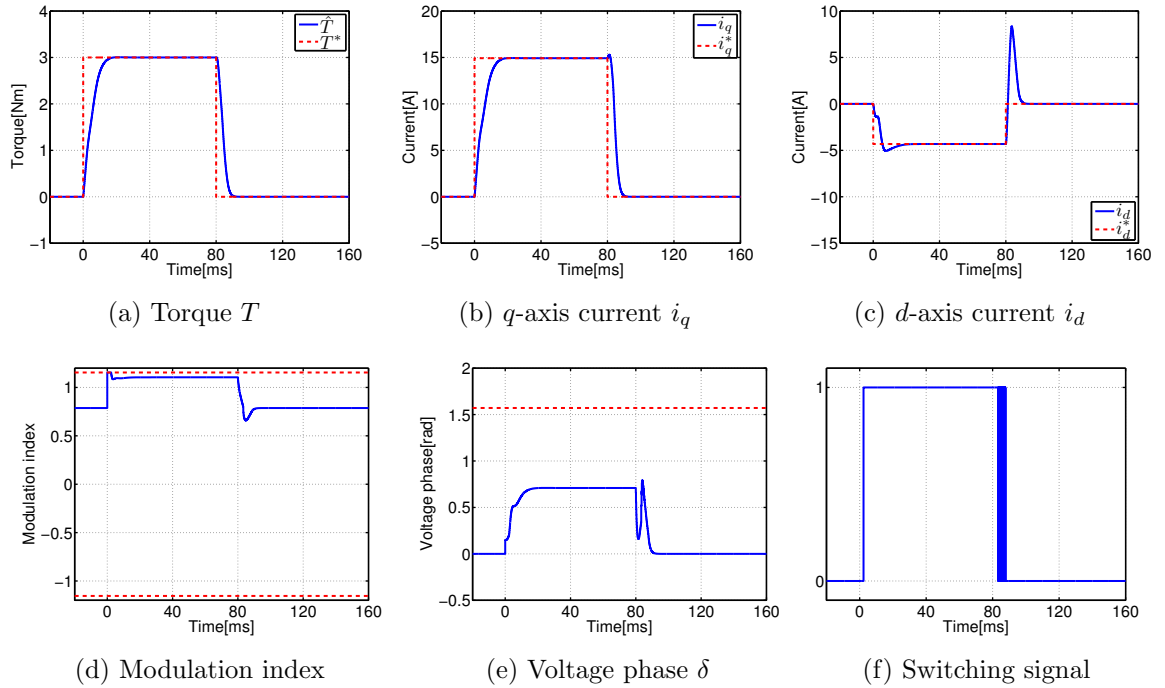


図 91: 疑似シームレスフィードバック制御シミュレーション結果 (電流ベクトル制御: 極配置法)

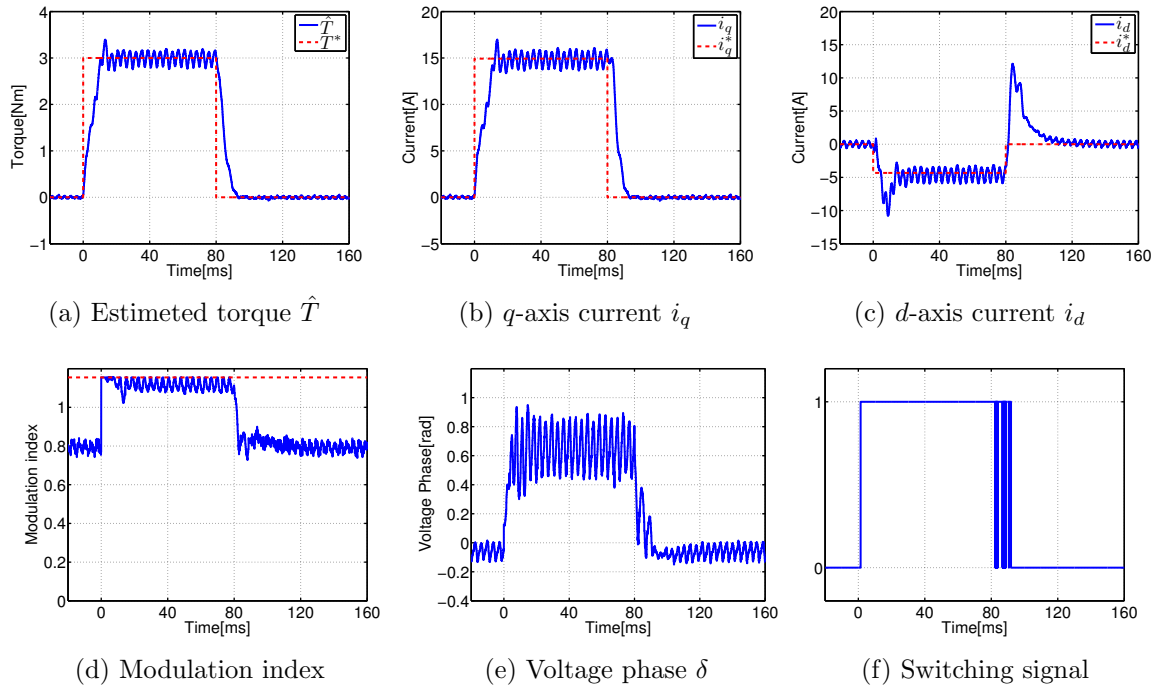


図 92: 疑似シームレスフィードバック制御実験結果 (電流ベクトル制御: 極零相殺)

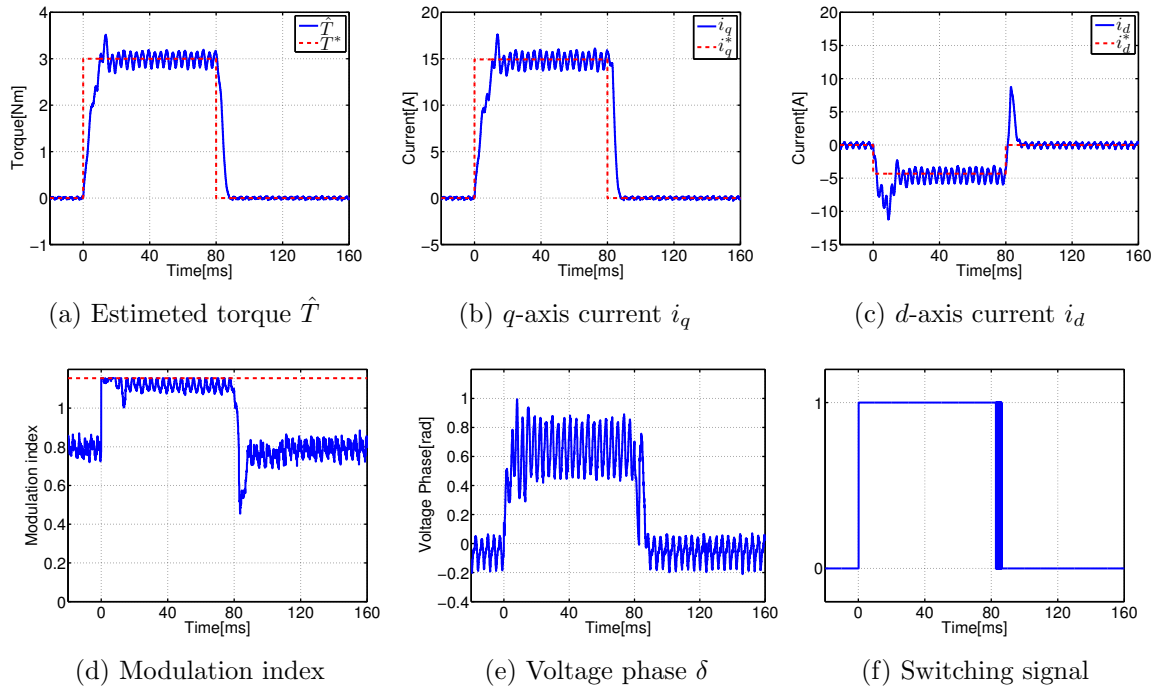


図 93: 疑似シームレスフィードバック制御実験結果 (電流ベクトル制御: 極配置法)

5.3 まとめ

本章では電圧位相制御器の制御器切り替えという問題点に対し、電圧振幅による d 軸電流の制御を追加した極座標系の制御入力を用いた弱め磁束制御を提案した。電圧位相制御を維持しつつ弱め磁束領域から線形領域に移行できることを SPMSM のシミュレーションおよび実験から確認した。

SPMSM での基礎検討の結果から、IPMSM への適用を行った。また、状態フィードバック制御に基づく電圧位相制御器と電圧振幅制御器の統合設計法を提案し、干渉によるトルク応答の悪化を抑制した。さらに容易に制御器の初期値を補償できるという利点も有するため、電流ベクトル制御との切り替え前後で連続な制御入力を実現できる。シミュレーションおよび実験より、制御器切り替えによるトルク応答の悪化がない疑似的なシームレス制御の実現を確認した。

第II部

零点に着目した達成性能限界の定量化

第 6 章

電圧制限下での永久磁石同期モータの達成性能限界の解析

本章では電圧制限下での永久磁石同期モータの達成性能限界を線形化モデルの零点および過渡項を考慮した電圧制限楕円を用いて解析する。

零点は安定性に寄与しないが，遅い安定零点はオーバーシュートを発生させ，遅い不安定零点はアンダーシュートを発生させる [51]。すなわち，零点の符号，大きさから達成性能限界が解析できる。

また，大信号における傾向を過渡項を考慮した電圧制限楕円から解析する。過渡項を考慮した電圧制限楕円とはある動作点において実現できる電流微分値の範囲を表したものであり，中心座標の推移から電流変化を大きくできる操作を解析できる。

6.1 線形化モデルの零点を用いた解析

電圧制限下では電圧位相が操作量となることから，電圧位相から d, q 軸電流，トルクまでの伝達関数 $\Delta P_{12}(s)$, $\Delta P_{22}(s)$, $\Delta P_{T2}(s)$ の零点 z_{12} , z_{22} , z_{T2} を解析する。また，電圧振幅 V_a から d, q 軸電流，トルクまでの伝達関数の零点についても解析する。

6.1.1 d 軸電流応答の達成性能限界

$\delta_o \neq \pm\pi/2$ rad かつ高回転数領域であるとき，式 (2-13) の右辺第二項が支配的となり，右辺第一項は無視できる。よって，電圧位相から d 軸電流までの零点 z_{12} は式 (6-1) のように近似できる。

$$z_{12} \simeq -\omega_e \tan \delta_o \quad (6-1)$$

また、電機子巻線抵抗での電圧降下が無視できる高回転数領域では、平衡点でのトルク T_o は式 (6-2) で表される。

$$T_o = \frac{K_{mt}V_{ao}}{\omega_e L_d} \sin \delta_o + \frac{PV_{ao}^2}{2\omega_e^2} \left(\frac{1}{L_q} - \frac{1}{L_d} \right) \sin 2\delta_o \quad (6-2)$$

式 (6-2) より、 $\omega_e > 0$ であれば力行時には $\delta_o > 0$ となり、回生時には $\delta_o < 0$ となる。よって式 (6-1) より、力行では安定零点 $z_{12} < 0$ となり、回生時には不安定零点 $z_{12} > 0$ となる。トルクの増加に従って $|\delta_o|$ が増加するため、高トルク領域であるほど速い零点となる。また弱め磁束領域であるので、高回転数領域になるほど負の d 軸電流が増加する。すなわち、 $|\delta_o|$ が増加し、速い零点なる。

安定零点 z_s を有するシステムでは%オーバーシュート量 M_p と整定時間 t_s の間にトレードオフが存在し、%オーバーシュート量の下限值は式 (6-3) で表される [56]。

$$M_p \geq \frac{1}{e^{-z_s t_s} - 1} \left(1 - \frac{K\eta}{1 - \eta} \right) \quad (6-3)$$

$$\eta := \left| \frac{z_s}{p} \right| \ll 1$$

ただし、 $|v(t)| < Ke^{-pt} \quad \forall t \geq t_s, p > 0, K > 0, v(t) = 1 - y(t), y(t)$: 安定零点を有するシステムの単位ステップ応答とする。ここで、 $z_s t_s \ll 1$ かつ $K\eta \ll 1$ であるとき、式 (6-4) のように近似できる。

$$M_p \geq \frac{1}{-z_s t_s} \quad (6-4)$$

また不安定零点 z_u を有するシステムにおいて、%アンダーシュート量 M_u と整定時間 t_s のトレードオフは式 (6-5) となる [56]。

$$M_u > \frac{1 - \delta}{e^{z_u t_s} - 1} \quad (6-5)$$

ただし、 $1 + \delta \geq |y(t)| \geq 1 - \delta \quad \forall t \geq t_s, \delta \ll 1, y(t)$: 不安定零点を有するシステムの単位ステップ応答とする。ここで、 $z_u t_s \ll 1$ であるとき、式 (6-6) と近似できる。

$$M_u > \frac{1}{z_u t_s} \quad (6-6)$$

すなわち、低トルク、低回転数領域で電圧飽和が起こった場合、力行ではオーバーシュート量と整定時間のトレードオフが顕著となり、回生ではアンダーシュート量と整定時間のトレードオフが顕著となる。

また、電圧振幅から d 軸電流までの零点 z_{11} は、 $\delta_o \neq 0, \pi \text{ rad}$ のとき、式 (6-7) のように近似できる。

$$z_{11} \simeq \omega_e \tan \left(\frac{\pi}{2} - \delta_o \right) \quad (6-7)$$

高トルクおよび高回転数になるほど電圧位相 $|\delta_o|$ が増加するため、遅い零点となる。しかしながら、電圧飽和するために電圧振幅は操作されない。電圧振幅が操作される領域では電圧位相が小さく、 z_{11} は速い。

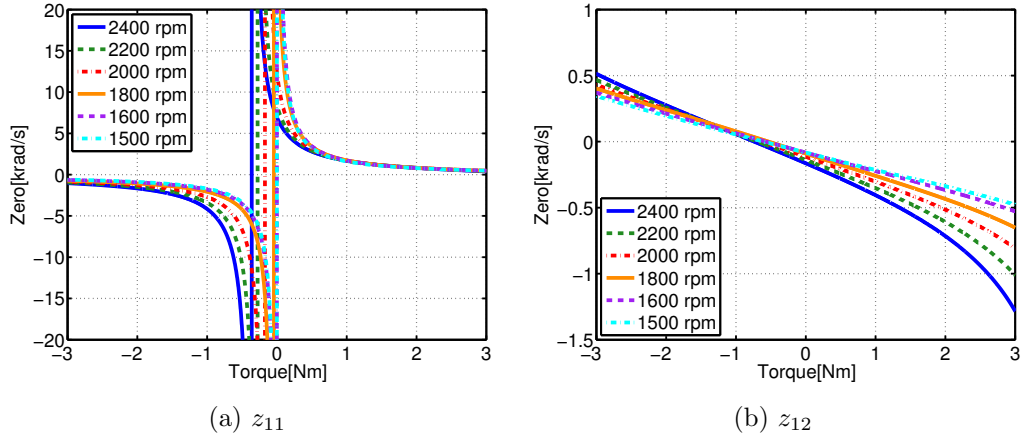


図 94: d 軸電流応答の零点

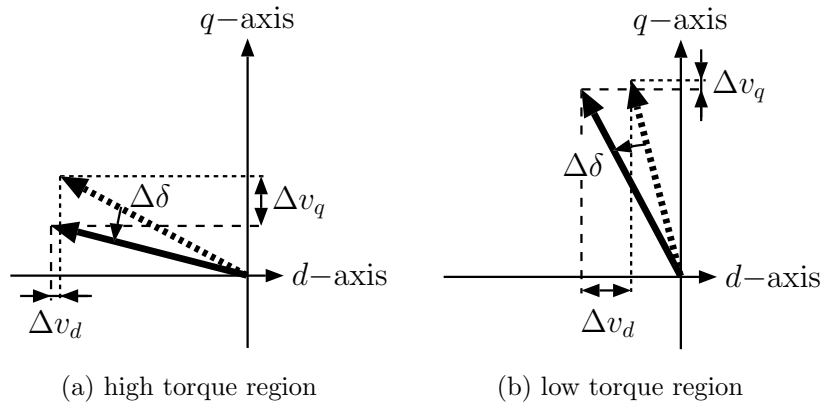


図 95: 電圧位相操作時の d, q 軸電圧の変化

表 2 のモータパラメータ，インバータ直流電源 $V_{dc} = 36 \text{ V}$ ，電圧最大変調率 $M_{\max} = 1.15$ とし， z_{11}, z_{12} を数値解析した結果を図 94 に示す。前述のとおり， z_{11} は高トルク領域で遅い零点となっているが，この領域では電圧飽和しているために電圧振幅が操作されることはない。また， z_{12} は低トルクであるほど遅い零点となっている。前述の解析とは異なり，回生でも安定零点となる領域がある。これは電機子巻線抵抗を無視したためである。

以上の解析で零点の動作点依存性について述べたが，改めて物理的解釈について説明する。電圧ベクトルは力行と回生で存在する領域が異なり，力行では第 2 象限，回生では第 1 象限に存在する。また，電圧位相操作によって電圧ベクトルは図 95 に示すように変化し，高トルク領域では q 軸電圧が大きく変化するが， d 軸電圧の変化は小さい。一方，低トルク領域では q 軸電圧の変化は小さいが， d 軸電圧の変動は大きい。ここでは， d 軸電圧変動が大きい低トルクに着目して説明する。また，実際の電流応答は二次系となるが，簡易的に説明するために減衰振動の部分は無視する。

力行では図 96(a) に示すように正の電圧位相の増加に伴って負の d 電圧増加し，応答の始めには負の d 軸電流は増加する。一方で干渉項を通じて正の q 電流が増加し，正の d 軸誘起電圧

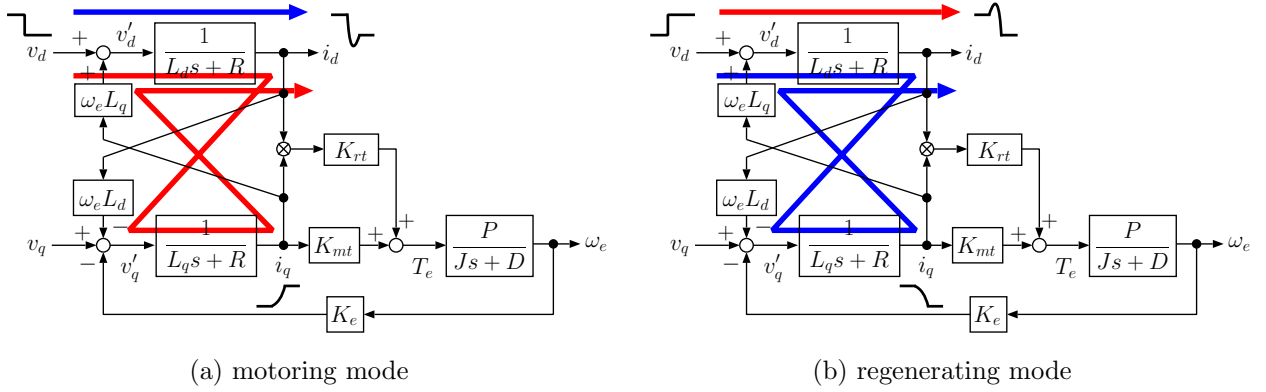


図 96: 電圧位相操作時の d 電流応答

が増加する。この d 軸誘起電圧の増加によって負の d 軸電流の増加が妨げられる。このように、一度負の d 軸電流を増加させる操作が行われた後に負の d 軸電流を減少させる操作が行われるため、力行では d 軸電流応答にはオーバーシュートが発生する。

図 96(b) に示すように回生で負の電圧位相の増加に伴い、正の d 軸電圧が増加する。このため、応答の始めには負の d 軸電流は減少するが、干渉項を通じて負の d 軸誘起電圧が増大し、負の d 電流が増加する。よって、回生では d 軸電流応答にはアンダーシュートを生じる。

6.1.2 q 軸電流応答の達成性能限界

式 (2-15) より $\delta_o \neq 0, \pi$ rad であり、高回転数であれば式 (6-8) と近似できる。

$$z_{22} \simeq \omega_e \tan \left(\frac{\pi}{2} - \delta_o \right) \quad (6-8)$$

式 (6-8) より、力行では不安定零点 $z_{22} > 0$ 、回生時では安定零点 $z_{22} < 0$ である。また、高トルク、高回転数領域であるほど遅い零点となる。

また $\delta_o \neq \pm \frac{\pi}{2}$ rad のとき、電機子巻線抵抗での電圧降下が無視できれば、電圧振幅から q 軸電流までの伝達関数までの零点 z_{21} は式 (6-9) と近似できる。

$$z_{21} \simeq -\omega_e \tan \delta_o \quad (6-9)$$

z_{21} は低トルク・低回転数領域であるほど遅い零点となり、力行では安定零点、回生では不安定零点となる。

d 軸電流と同様に z_{21}, z_{22} を数値解析した結果を図 97 に示す。前述の解析結果と同様に z_{21} は低トルク、低回転数領域で遅い零点となり、 z_{22} は高トルク、高回転数領域で遅い零点となる。

d 軸電流と同様に物理的解釈について q 軸電圧変動が大きい高トルクに着目して説明する。図 98(a) に示すように、力行では電圧位相の増加に伴って正の q 電圧減少してしまうため、応答の始めには正の q 軸電流が減少する。一方で干渉項を通じて負の d 電流が増加するため、正の q 軸電流が増加する。よって、力行では q 軸電流にはアンダーシュートが生じる。

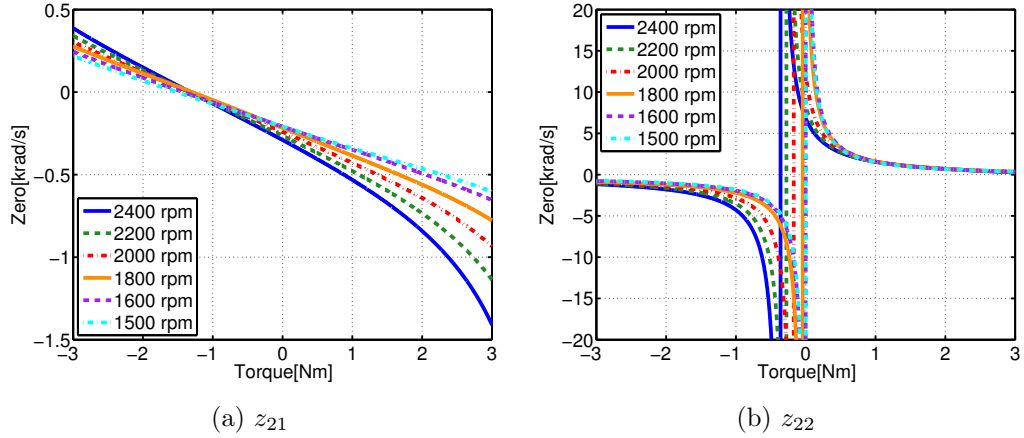


図 97: q 軸電流応答の零点

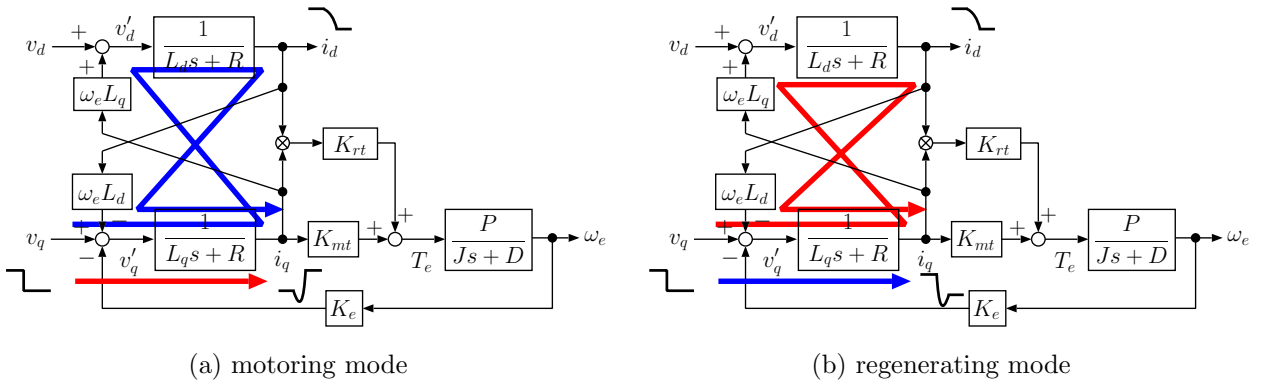


図 98: 電圧位相操作時の q 電流応答

回生では負の電圧位相の増加に伴い、図 98(b) に示すように正の d 軸電圧が減少する。このため、応答の始めには負の q 軸電流は増加するが、干渉項を通じて負の q 電流の増加が抑制される。よって、回生では q 軸電流応答にはオーバーシュートを生じる。

6.1.3 トルク応答の達成性能限界

式 (2-17) に示すようにトルク応答は d 軸電流応答と q 軸電流応答の組み合わせで決まる。零トルクでは $K_2 = 0$ となるため、 q 軸電流応答のみでトルク応答の零点が決まる。トルクが増えるにつれ、 d, q 軸電流応答の零点が変化すると同時に係数 K_1, K_2 が増加するため、電圧振幅、電圧位相からトルクまでの伝達関数の零点 z_{T1}, z_{T2} は動作点の複雑に変化する。弱め磁束領域では d 軸電流が大きいいため、 K_2 の増加に比べて K_1 の増加が大きく、最大トルクに近い駆動点では q 軸電流応答が支配的となる。

以上のように、 z_{T1}, z_{T2} は動作点に対する複雑な関数であるため、数値解のみを示す。 z_{T1}, z_{T2} の数値解析結果を図 99 に示す。動作点に応じて大きさや符号が複雑な変化をしている。高回転数領域、高トルク領域では遅い零点となり、力行では安定零点、回生では不安定零点となっている。すなわち、高トルク、高回転数領域では q 軸電流応答が支配的である。一方、低回転

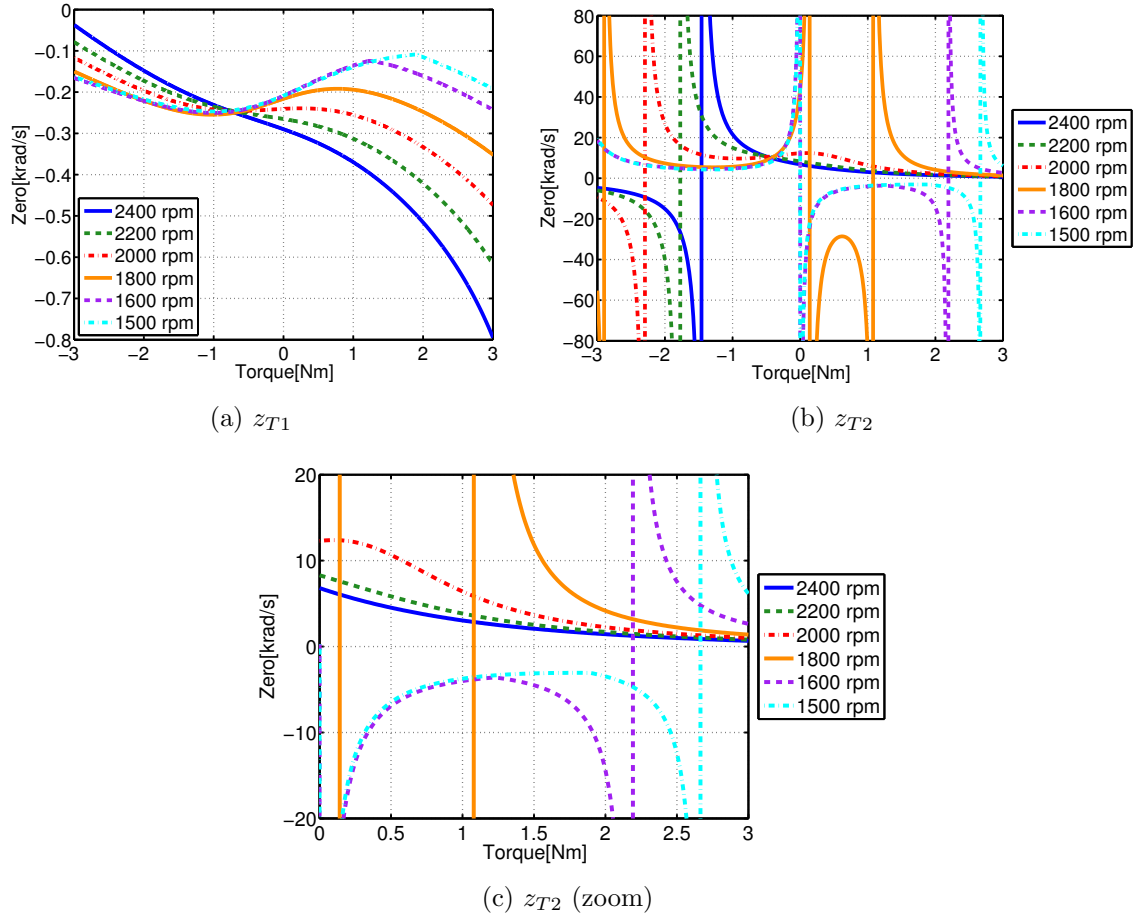


図 99: トルク応答の零点

数，低トルク領域では力行では安定零点，回生では不安定零点となっており， d 軸電流応答が支配的である。

6.1.4 モータパラメータと零点

SPMSM では q 軸電流，IPMSM ではトルクを制御するが，電圧制限下では力行の高トルク領域では遅い不安定零点が存在し，整定時間とアンダーシュート量のトレードオフに支配される。

一般的に高応答化のためにはフィードバック制御にフィードフォワード制御を加えた二自由度制御が用いられる。しかしながら，フィードフォワード制御器にプラントの逆システムが用いた場合，不安定零点が存在する場合にはフィードフォワード制御器は不安定になってしまう。そこで，指令値からプラント出力へのむだ時間を許容させ，アンダーシュートが発生させない制御法が提案されている [57,58]。

一方，モーションコントロールの分野では制御系だけによる高応答化ではなく，構造系と制御系の統合設計が検討されている [59,60]。文献 [60] では精密位置決めステージの設計によって不安定零点が含まれない機構を実現している。PMSM の d, q 軸電流応答，トルク応答の零点は全て機器定数と駆動点から決まる電圧位相で表されるため，機器定数の変更によって零点を操

作できると予想される。そこで、本節では表 2 に示した IPMSM の機器定数の内、駆動領域を大きく変えないように q 軸インダクタンスを変化させ、電圧位相から d, q 軸電流、トルクまでの伝達関数の零点 z_{12}, z_{22}, z_{T2} がどのように変動するか検討する。

表 2 の q 軸インダクタンス L_{qori} とおく。元の機器定数での z_{12}, z_{22}, z_{T2} の傾向を図 100 に示す。色の濃い部分が速い零点となる領域であり、この領域が広いほど電圧制限下で制御しやすいモータだといえる。また、図中に示した実線は MTPA 制御と弱め磁束制御の境界を示し、実線の内側では電圧飽和しない。

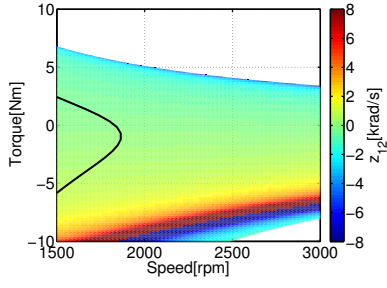
前述の解析を示した通り、 z_{12} は低トルク・低回転数領域で遅い零点となり、力行側で安定零点、回生側で不安定零点となっている。 z_{22} は最大トルク付近の動作点では電圧位相が約 $\pm\pi/2$ rad となるため、式 (2-15) の第二項が小さくなり、非常に遅い零点となる。 z_{T2} は z_{12}, z_{22} の組み合わせで特性が決まり、 z_{22} と比較して速い零点の領域が広い。

q 軸インダクタンス L_q を $L_q = 0.5L_{qori}$ としたときの零点を図 101 に示す。元々のモータパラメータと比較してリラクタンストルクの係数 K_{rt} が減少し、マグネットトルクの比率が高くなっている。すなわち、SPMSM に近い特性となっている。 d, q 軸電流応答の零点 z_{12}, z_{22} はほとんど変化していないが、 z_{T2} は大きく変化している。IPMSM ではリラクタンストルクを利用するため、 d 軸応答の特性がトルクの零点に影響する。しかしながら、 $L_q = 0.5L_{qori}$ としたことで q 軸電流だけで決まるマグネットトルク重視となり、トルク応答は q 軸電流応答が支配となった。このため、 z_{T2} も z_{22} と同様の特性となり、零点が遅くなった。

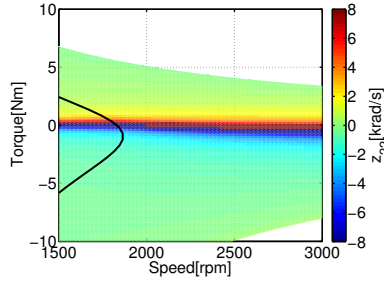
一方で $L_q = 1.5L_{qori}$ としたときの零点を図 102 に示す。この場合は元の機器定数と比較して K_{rt} が増加し、リラクタンストルクの比率が上がっている。すなわち、同期リラクタンスマータに近づいた特性となっている。低回転数側では d 軸電流応答が支配的となってしまう、 d 軸電流の遅い零点の影響を受け、トルク応答にも遅い零点が存在している。

図 103 に $L_q = 0.9L_{qori}$ としたときの結果を示す。図 100 と比較して低回転数側のみであるが零点が速くなっている。すなわち、限定的ではあるがモータ設計によって特性の改善が可能であるといえる。

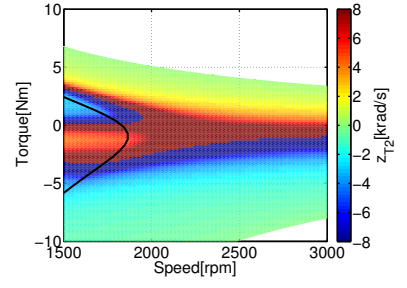
以上の検討結果より、SPMSM と比較して IPMSM はリラクタンストルクの併用による広い駆動領域という利点に加え、電圧制限下でトルクを制御しやすいという利点もある。しかしながら、リラクタンストルクを重視してしまうと低回転数側で遅い d 軸電流応答の影響を強く受けてしまうため、リラクタンストルクとマグネットトルクのバランスが重要である。



(a) z_{12}

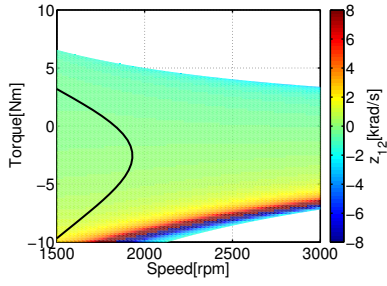


(b) z_{22}

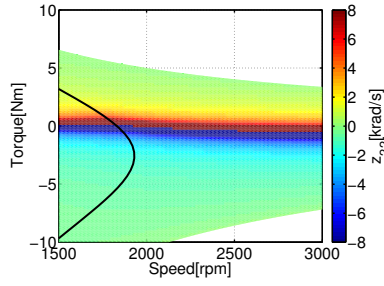


(c) z_{T2}

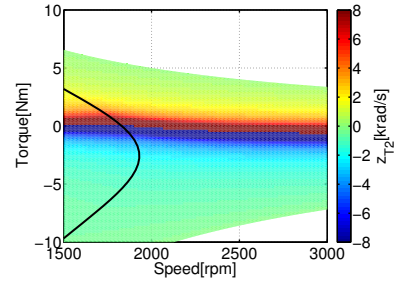
図 100: $L_q = L_{qori}$



(a) z_{12}

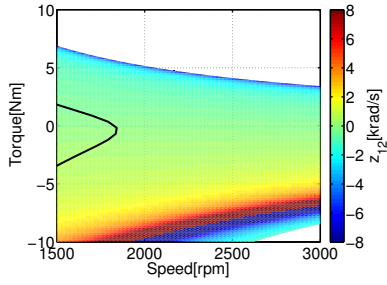


(b) z_{22}

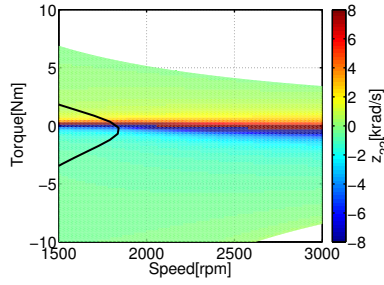


(c) z_{T2}

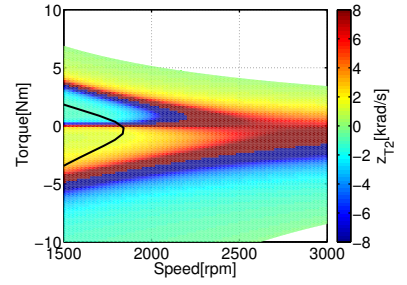
図 101: $L_q = 0.5L_{qori}$



(a) z_{12}

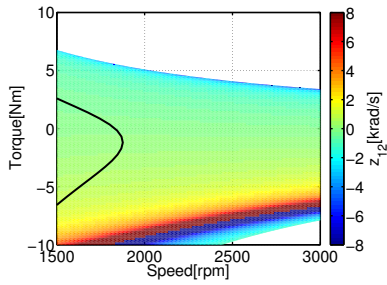


(b) z_{22}

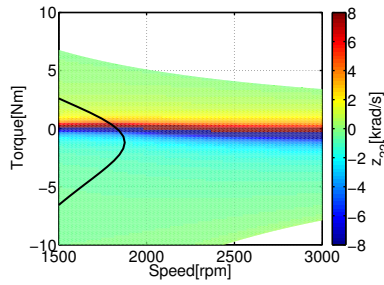


(c) z_{T2}

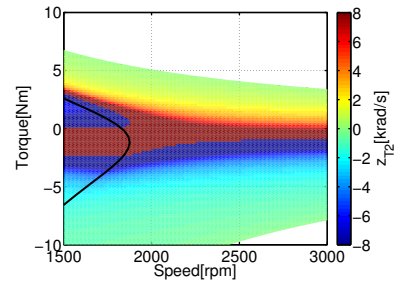
図 102: $L_q = 1.5L_{qori}$



(a) z_{12}



(b) z_{22}



(c) z_{T2}

図 103: $L_q = 0.9L_{qori}$

6.2 過渡項を考慮した電圧制限楕円を用いた解析

本節では過渡項を考慮した電圧制限楕円を用い、電圧制限を考慮した d, q 軸電流応答を解析する。本解析手法は動作点依存性やトルク応答の解析は困難であるが、制御入力の大きさに依存しない解析手法となる。

6.2.1 過渡項を考慮した電圧制限楕円

電圧制限下 ($v_d^2 + v_q^2 \leq V_{a\max}^2$) において、定常状態での IPMSM の d, q 軸電流は式 (6-10) の関係を満たす。

$$V_{a\max}^2 \geq (R^2 + \omega_e^2 L_d^2) i_d^2 + (R^2 + \omega_e^2 L_q^2) i_q^2 + 2\omega_e(L_d - L_q)Ri_d i_q + 2\omega_e K_e R i_q + 2\omega_e^2 K_e L_d i_d + \omega_e^2 K_e^2 \quad (6-10)$$

ただし、 $V_{a\max}$: 最大電圧振幅とする。すなわち、図 104 に示すように楕円となり、電圧制限楕円と呼ばれる。また、SPMSM では電圧制限下 ($v_d^2 + v_q^2 \leq V_{a\max}^2$) で式 (6-11) を満たし、図 105 に示すように定常状態での d, q 軸電流の範囲は円となる。

$$\left(\frac{V_{a\max}}{\sqrt{R^2 + \omega_e^2 L^2}} \right)^2 \geq (i_d - C_d)^2 + (i_q - C_q)^2 \quad (6-11)$$

$$C_d := -\frac{\omega_e^2 K_e L}{R^2 + \omega_e^2 L^2}, \quad C_q := -\frac{\omega_e K_e R}{R^2 + \omega_e^2 L^2}$$

ここで、 C_d, C_q は SPMSM の電圧制限円の d, q 軸中心座標を表わす。

式 (6-10), (6-11) の電圧制限楕円及び電圧制限円は定常状態の d, q 軸電流しか解析できない。電圧制限下での電流応答を考えるためには過渡項まで考慮する必要がある。そこで、一般的な電圧制限楕円とは異なり、 d, q 軸電流の微分値 \dot{i}_d, \dot{i}_q を表す楕円を考える。式 (6-12) に過渡項を

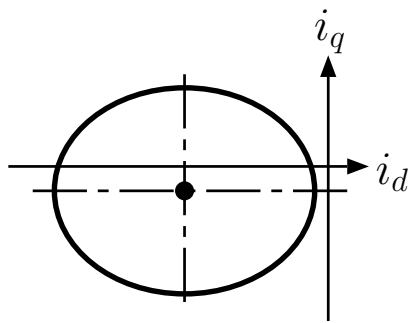


図 104: IPMSM の電圧制限楕円 ($\omega_e > 0$)

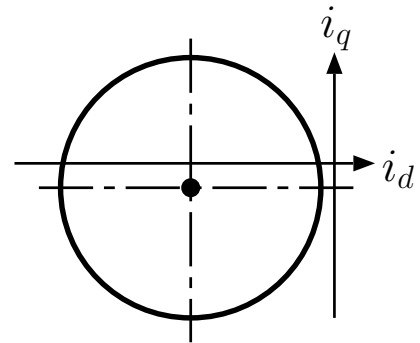


図 105: SPMSM の電圧制限円 ($\omega_e > 0$)

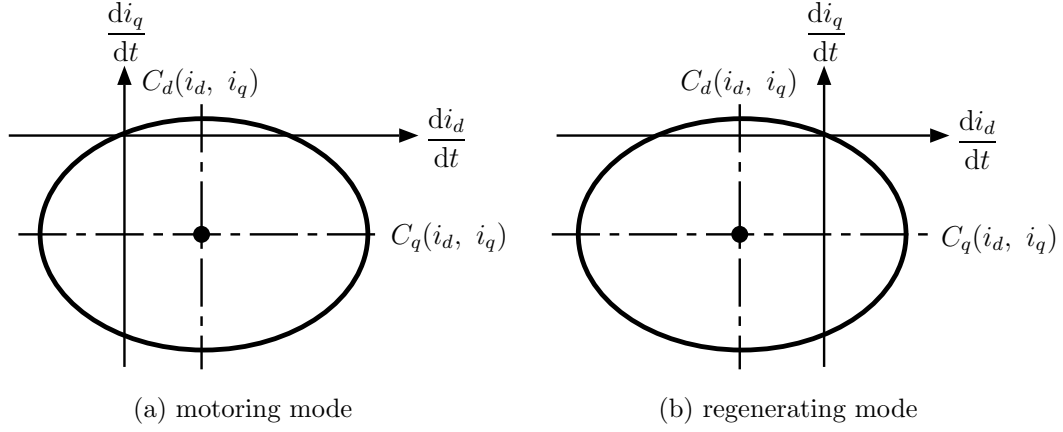


図 106: 過渡項を考慮した IPMSM の電圧制限楕円 ($\omega_e > 0$)

考慮した IPMSM の電圧制限円を示す。

$$\left(\frac{V_{a\max}}{L_d L_q}\right)^2 \geq \frac{1}{L_q^2} \left(\frac{di_d}{dt} - C_d(i_d, i_q)\right)^2 + \frac{1}{L_d^2} \left(\frac{di_q}{dt} - C_q(i_d, i_q)\right)^2 \quad (6-12)$$

$$C_d(i_d, i_q) := -\frac{R}{L_d} i_d + \omega_e \frac{L_q}{L_d} i_q \quad (6-13)$$

$$C_q(i_d, i_q) := -\omega_e \frac{L_d}{L_q} i_d - \frac{R}{L_q} i_q - \frac{\omega_e K_e}{L_q} \quad (6-14)$$

この過渡項を考慮した IPMSM の電圧制限楕円は、現在の動作点において達成できる d, q 軸電流微分値 \dot{i}_d, \dot{i}_q の範囲を表わす。 $\omega_e > 0$ 、力行 ($i_q \geq 0, i_d \leq 0$) において、 $C_d(i_d, i_q) \geq 0$, $C_q(i_d, i_q) \leq 0$ となる。また $\omega_e > 0$ 、回生 ($i_q \leq 0, i_d \leq 0$) では、 $C_d(i_d, i_q) \leq 0$, $C_q(i_d, i_q) \leq 0$ となる。よって図 106 に示すように、過渡項を考慮した電圧制限円の中心は $\omega_e \geq 0$ 、力行では第四象限上、 $\omega_e \geq 0$ 、回生では第三象限上に存在する。また、動作点によって楕円の中心座標は変化するが、楕円の形は変化しない。

式 (2-3) を微分することで、式 (6-15) を得る。

$$\frac{dT}{dt} = (K_{mt} + K_{rt} i_d) \frac{di_q}{dt} + K_{rt} i_q \frac{di_d}{dt} \quad (6-15)$$

式 (6-15), (6-12), 表 2 のパラメータより、電圧制限下で実現できるトルク微分値は図 107 となる。実線で示した楕円は d, q 軸電流微分値を表す過渡項を考慮した電圧制限楕円であり、動作点に応じて中心座標が異なるが、形は変化していない。一方、トルク微分値は動作点に応じて大きさや範囲が変わっており、解析が困難である。本論文では d, q 軸電流のみを考える。

同様に SPMSM では式 (6-16), 図 108 に示すように円となる [62]。

$$\left(\frac{V_{\max}}{L}\right)^2 = \left(\frac{di_d}{dt} - C_d(i_d, i_q)\right)^2 + \left(\frac{di_q}{dt} - C_q(i_d, i_q)\right)^2 \quad (6-16)$$

$$C_d(i_d, i_q) := -\frac{R}{L} i_d + \omega_e i_q \quad (6-17)$$

$$C_q(i_d, i_q) := -\omega_e i_d - \frac{R}{L} i_q - \frac{\omega_e K_e}{L} \quad (6-18)$$

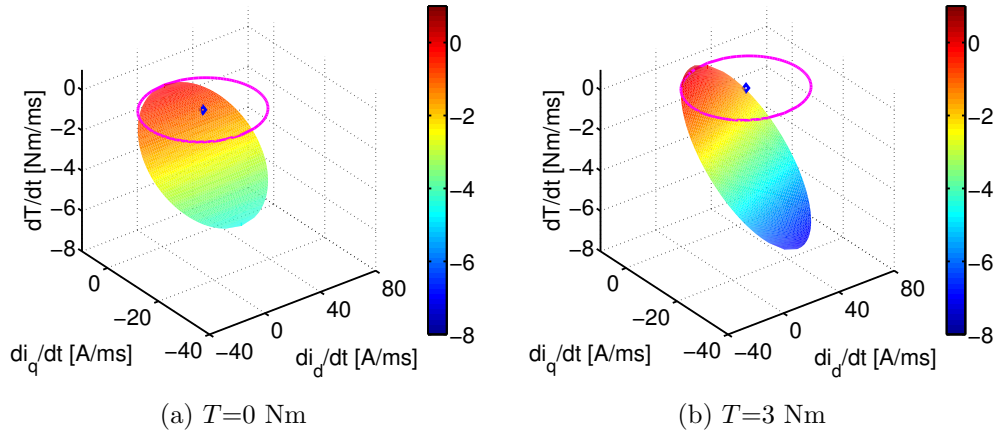


図 107: トルク微分値も考慮した過渡項を考慮した電圧制限楕円

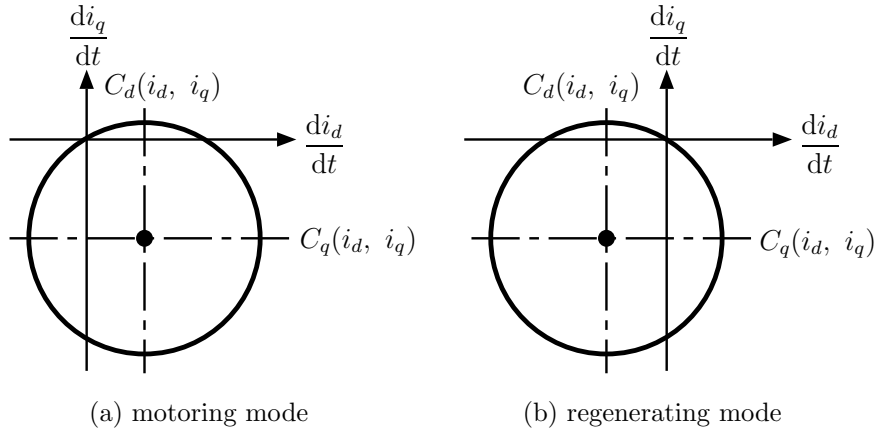


図 108: 過渡項を考慮した SPMSM の電圧制限円 ($\omega_e > 0$)

6.2.2 電流応答の解析

過渡項を考慮した電圧制限楕円は動作点の変動に伴って時々刻々と中心座標が変化するものである。そこで、この中心座標の推移から電流応答を解析し、どのような電流変化をしなければ高応答を達成できないかを調査する。

式 (6-13), (6-14) に示した過渡項を考慮した電圧制限楕円の d, q 軸中心座標 $C_d(i_d, i_q)$, $C_q(i_d, i_q)$ を i_d, i_q について偏微分し、電流変化による中心座標の偏移を求める。偏微分の結果を式 (6-19), (6-20), (6-21), (6-22) に示す。

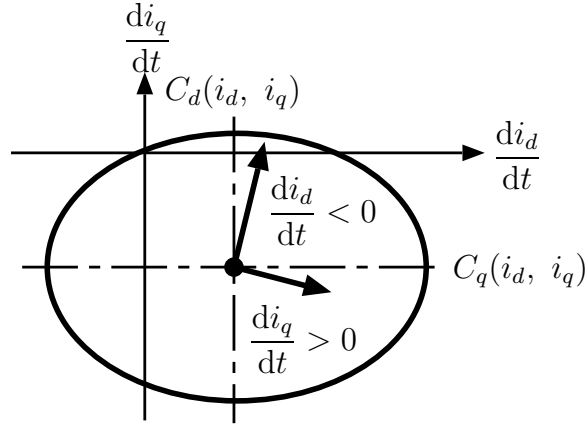


図 109: 高回転数領域での電流変化に伴う過渡項を考慮した電圧制限楕円の推移 (力行，正回転数)

$$\frac{\partial C_d}{\partial(-i_d)} = \frac{R}{L_d} \quad (6-19)$$

$$\frac{\partial C_q}{\partial(-i_d)} = \omega_e \frac{L_d}{L_q} \quad (6-20)$$

$$\frac{\partial C_d}{\partial i_q} = \omega_e \frac{L_q}{L_d} \quad (6-21)$$

$$\frac{\partial C_q}{\partial i_q} = -\frac{R}{L_q} \quad (6-22)$$

電圧飽和する高回転数領域を考えると，式 (6-20), (6-21) が支配的となる。また，電流変化による中心座標の変位量はトルクの大きさに依存せず，回転数には依存する。図 109 に高回転数，力行における過渡項を考慮した電圧制限楕円の中心座標推移を表した模式図を示す。

力行時にトルクを増加させる場合， $di_q/dt > 0$, $di_d/dt < 0$ となることが好ましい。この操作は第二象限上の領域である。中心座標は第四象限に存在し，高回転数領域では中心座標は原点から離れる。このため，第二象限上の面積が少なく，高速な電流応答が不可能である。さらに，定常状態で電圧振幅が飽和している場合には，図 109 に示したように原点を通る楕円となるために第二象限上の点は取れない。さらに $di_q/dt > 0$ の操作は中心座標を原点から離すため，第二象限上の面積を減らしてしまう。よって，第二象限上の面積を増加させる操作が必要である。以下，力行の場合についてのみ考える。

第二象限上の面積を増加させる操作の一つは，負の d 軸電流である。図 109 に示すように $di_d/dt < 0$ とすれば，中心座標が第一象限に移動し， di_q/dt 切片が増える。そこで，予め負の d 軸電流をオーバーシュートさせた後， $di_d/dt > 0$ かつ $di_q/dt > 0$ の第一象限上の点を選択して q 軸電流を立ち上げれば，第二象限上の面積が広くした状態で q 軸電流を立ち上げられる。また，中心座標が第二象限にあることから di_q/dt の最大値は第一象限内がある。よって， $di_d/dt < 0$ かつ $di_q/dt > 0$ の第二象限上の点を選択し続けてトルクを立ち上げるよりも di_q/dt を大きくで

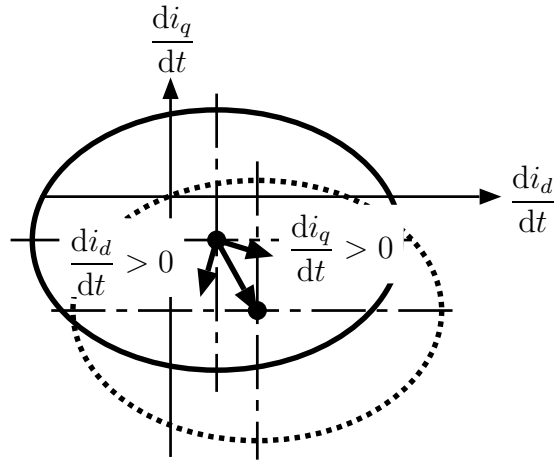


図 110: d 軸電流のオーバーシュートによる応答の改善

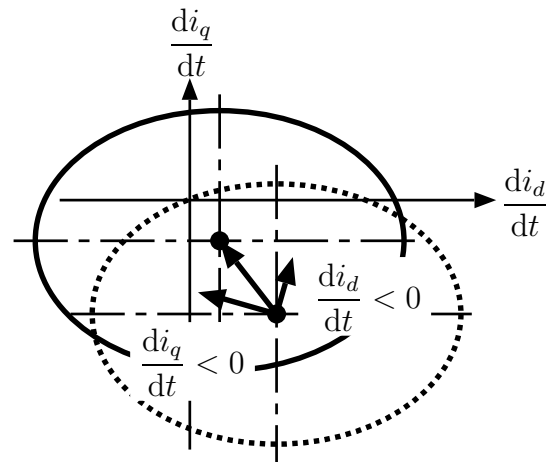


図 111: 負の d, q 軸電流変化による応答の改善

き，高応答となる。

もう一つの第二象限上の面積を増加させる操作は q 軸電流のアンダーシュートである。 $di_q/dt < 0$ により，図 109 に示すように中心座標は第二象限上の面積が増えるように変化する。また， $di_q/dt < 0$ を許容すれば，第三象限上の点を選べるために負の d 軸電流変化も大きくできる。すなわち，図 111 に示すように中心座標を原点方向に推移でき，第二象限上の面積をより広くできる。

以上の2つの操作は，線形化モデルの零点から得られた知見と同じである。ここで，線形化モデルの零点を用いた解析では得られない点について議論する。過渡項を考慮した電圧制限楕円の大きさは一定であり，中心座標の変化率は回転数 ω_e のみに依存性する。このため，低トルク領域であっても q 軸電流を立ち上げ続けるよりも q 軸電流をアンダーシュートさせ，第一象限上の最大の q 軸電流が得られる点を第二象限を近づけた方が高速なトルク応答が発生できる。また同時に負の d 軸電流応答を大きくすれば第二象限上の領域をより広くできる。よって，零

点が速くて無視できるような領域でも q 軸電流のアンダーシュートを発生させた方が高速なトルク応答が実現できる。

次にトルクを減少させる場合を考える。線形化モデルから得られた知見では立ち上がり時と立ち下がり時で差がない。一方、立ち下がり時には過渡項を考慮した電圧制限楕円の第四象限となる。中心座標は第四象限に存在するため、第四象限の面積が十分に広い。すなわち、トルクの立ち下がり時には達成性能限界を回避でき、 q 軸電流をアンダーシュートをさせずとも高速に電流を立ち下げられる。

6.3 まとめ

本章ではアンダーシュートまたはオーバーシュートと整定時間のトレードオフを達成性能限界と位置付け、線形化モデルの零点に着目して電圧制限下での達成性能限界を解析した。遅い安定零点ではオーバーシュート量と整定時間の間にトレードオフがあり、遅い不安定零点ではアンダーシュート量と整定時間の間にトレードオフが存在する。線形化モデルから符号と大きさの動作点依存性を解析した結果、 q 軸電流には力行では安定零点、回生では不安定零点が存在し、高トルクであるほど遅い零点となることが得られた。また、 d 軸電流には力行で不安定零点、回生では安定零点となり、低トルクであるほど遅い零点となる。また、トルクは d 軸電流と q 軸電流の組み合わせで決まるため、複雑な特性となる。さらに機器定数による零点の操作を検討し、低回転数領域の特性改善を確認した。

線形化モデルの零点とは異なる電流応答の解析手法として、過渡項を考慮した電圧制限楕円を用いた解析手法を提案した。電流変化に伴う中心座標の推移と各座標上の面積からトルク応答を改善できる電流変化について議論し、線形化モデルの零点を用いた解析と同じ結果が得られた。また、過渡項を考慮した電圧制限楕円は最大電圧振幅しかモデルに含んでいないため、入力に依存しない解析ができる。そこで、線形化モデルの零点を用いた解析との違いを議論し、 q 軸電流の零点が速い領域でも q 軸電流のアンダーシュートによって応答が改善できることを示した。また力行では第四象限上の面積が広いから、トルク立ち下がり時には d 軸電流のオーバーシュート、 q 軸電流のアンダーシュートが発生せず、達成性能限界が回避できることが示された。

第 7 章

フィードバック制御と達成性能限界の解析結果の比較

本章では高帯域な電圧制限下でのフィードバック制御のシミュレーション結果と第 6 章で解析した達成性能限界を比較し、提案した解析手法の有用性を確認する。

高帯域な電圧制限下でのフィードバック制御として、第 3.3 節で提案した状態フィードバックに基づく電圧位相制御を用いる。また、第 6 章での数値解析結果と比較するため、同じ条件で検証する。また、十分に高帯域化な部分まで検討するため、閉ループ極の実部を -500 , $-1,000$, $-1,500$ rad/s の 3 パターンとする。さらに、電圧位相の飽和を避け、かつ線形化誤差が小さい状態で検討するため、トルク指令値のステップ幅を小さくする。

7.1 低回転数・高トルク領域での検討

1,500 rpm においてトルク指令値を 2.5 Nm から 3 Nm の間で変化させた場合について比較する。このシミュレーション条件では、第 6 章の線形化モデルの零点を用いた解析より、図 99(c) に示すようにトルク応答の零点は安定零点である。しかしながら、電流応答の零点と比較して非常に速い。また、 q 軸電流応答の零点は図 97(b) より遅い不安定零点である。 d 軸電流応答の安定零点は図 94(b) に示したように q 軸電流の零点よりは速いが、トルクの零点よりは遅い。閉ループ極の実部が -500 , $-1,000$, $-1,500$ rad/s の場合のシミュレーション結果をそれぞれ図 112, 113, 114 に示す。

電圧位相から d 軸電流までの特性には遅い安定零点を有する。 d 軸電流応答にはオーバーシュートが発生しており、閉ループの帯域を上げて整定時間を短くするほどオーバーシュート量が増加している。また、第 6 章で解析した動作点依存性より、 d 軸電流応答の零点は低いトルクであるほど遅くなる。図 113(b), 114(b) より、低トルク側で発生しているオーバーシュートの方が大きく、解析した動作点依存性が妥当である。

また q 軸電流応答には不安定零点が存在するために q 軸電流にはアンダーシュートが発生し、

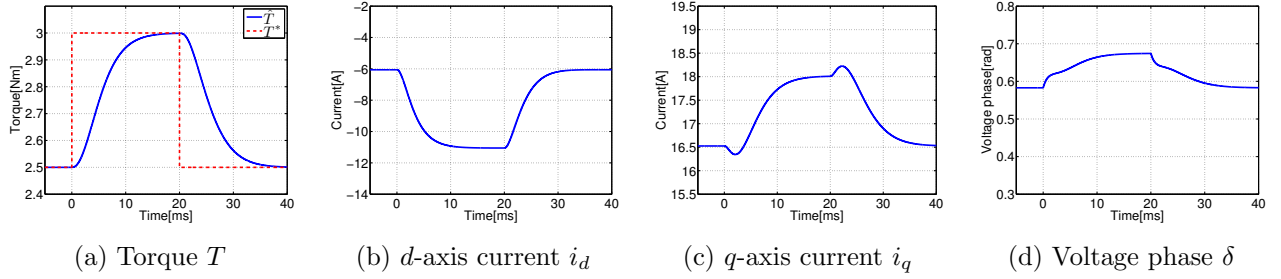


図 112: シミュレーション結果 1 (-500 rad/s, 1,500 rpm, 2.5-3 Nm)

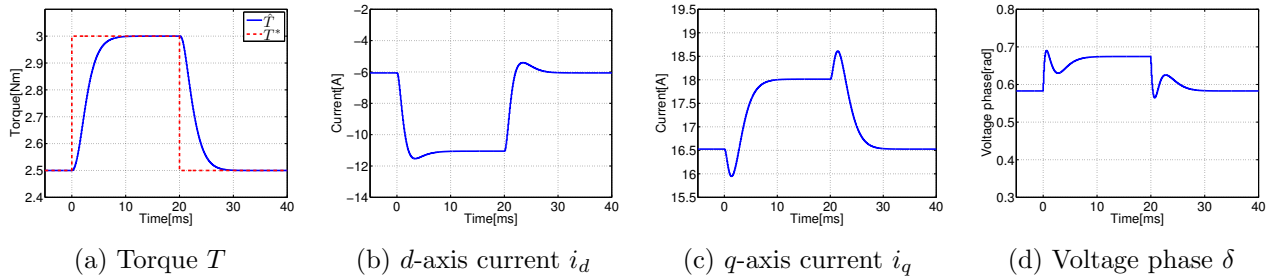


図 113: シミュレーション結果 1 ($-1,000$ rad/s, 1,500 rpm, 2.5-3 Nm)

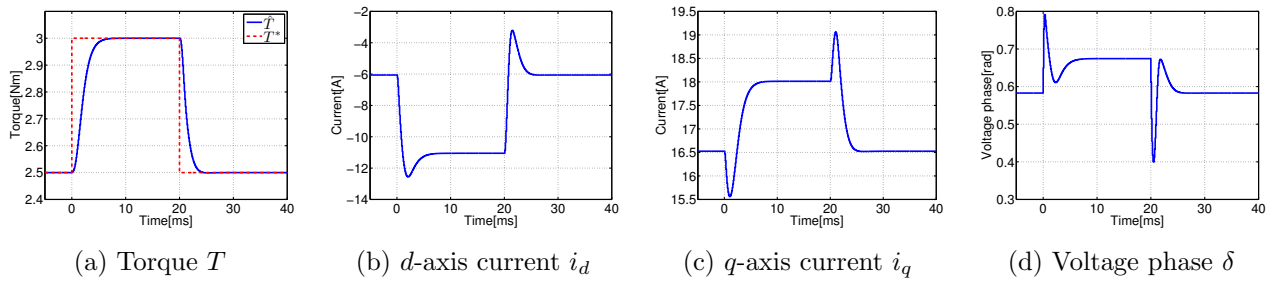


図 114: シミュレーション結果 1 ($-1,500$ rad/s, 1,500 rpm, 2.5-3 Nm)

整定時間とアンダーシュート量のトレードオフという達成性能限界がシミュレーション結果から確認できる。 q 軸電流応答の不安定零点は高トルクであるほど遅くなる。シミュレーションでも高トルク側で発生したアンダーシュートの方が大きい。さらに解析結果では q 軸電流応答の零点は d 軸電流応答の零点よりも遅い。 -500 rad/s では d 軸電流のオーバーシュートは発生していないが、 q 軸電流のアンダーシュートは発生しており、解析結果と一致する。

トルクの安定零点はフィードバック制御器の帯域と比べて十分に速いため、オーバーシュートは発生していない。

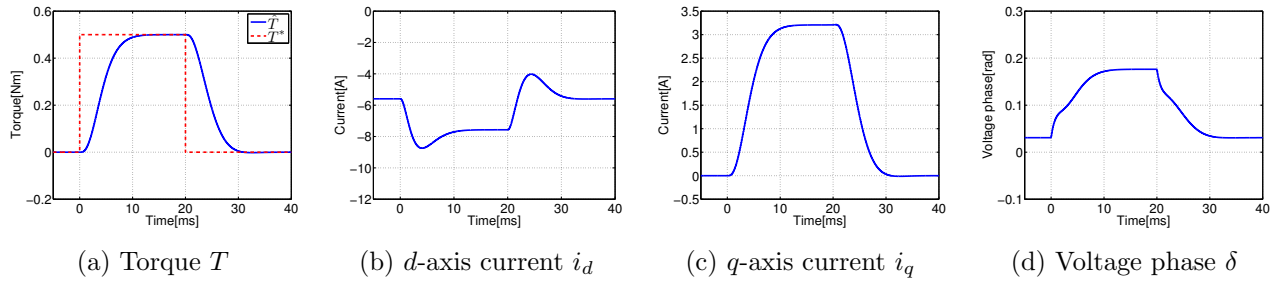


図 115: シミュレーション結果 2 (-500 rad/s, 2,000 rpm, 0-0.5 Nm)

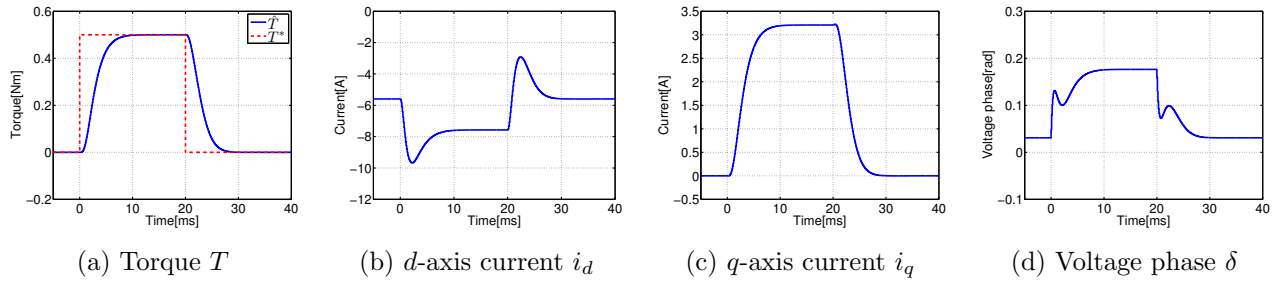


図 116: シミュレーション結果 2 ($-1,000$ rad/s, 2,000 rpm, 0-0.5 Nm)

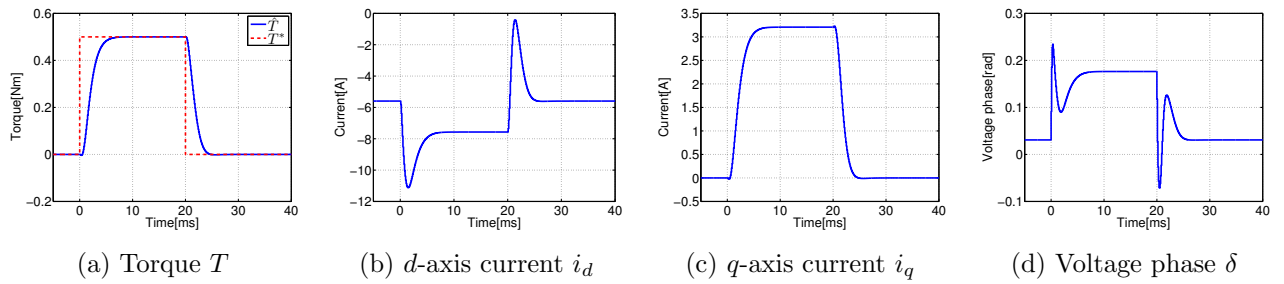


図 117: シミュレーション結果 2 ($-1,500$ rad/s, 2,000 rpm, 0-0.5 Nm)

7.2 高回転数・低トルク領域での検討

2,000 rpm においてトルク指令値を 0 Nm から 0.5 Nm の間で変化させた場合について比較する。この動作点ではトルク応答の零点、 q 軸電流応答の零点は十分に速い。しかしながら、 d 軸電流の零点は非常に遅い安定零点である。閉ループ極の実部を -500 , $-1,000$, $-1,500$ rad/s としたときのシミュレーション結果をそれぞれ図 115, 116, 117 に示す。

トルク応答、 q 軸電流応答の零点は十分に速いため、オーバーシュートもアンダーシュートも発生していない。一方、 d 軸電流応答の零点は非常に遅いため、過大なアンダーシュートが発生している。また、低トルク側の方が安定零点が遅いため、発生したオーバーシュートが大きい。さらに図 94(b) より、第 7.1 節のシミュレーション条件より本節でのシミュレーション条件の方が遅い零点であり、%オーバーシュート量も増加している。

7.3 高回転数・高トルク領域での検討

2,000 rpm においてトルク指令値を 2.5 Nm から 3 Nm の間で変化させた場合のシミュレーション結果をそれぞれ図 118, 119, 120 に示す。

q 軸電流の零点は高トルクであるために不安定で遅い零点となる。シミュレーション結果でもアンダーシュートと整定時間のトレードオフが存在する。また、第 7.2 節と比較して高トルク領域であるために零点が遅く、アンダーシュートが大きい。また、線形化モデルの零点を用いた解析では高トルク領域では速度依存性がなかった。第 7.1 節の結果を比較するとほぼ同等の %アンダーシュート量が発生している。

d 軸電流の零点は安定零点であるが第 7.2 節での検討内容と比較すると速く、シミュレーション結果でもオーバーシュートが小さい。また、 d 軸電流の零点は高トルク・高回転数であるほど速い零点となるため、第 7.1 節の同トルクでの結果と比較するとオーバーシュート量が小さい。

この動作点では前節までのシミュレーションと異なり、フィードバック制御器の帯域と比べてトルクの零点が遅い。シミュレーション結果でも今までの検討結果と異なってアンダーシュート

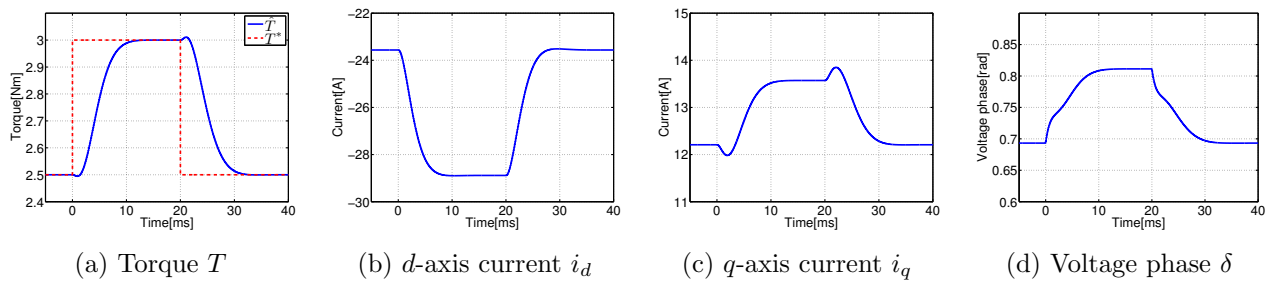


図 118: シミュレーション結果 3 (−500 rad/s, 2,000 rpm, 2.5-3 Nm)

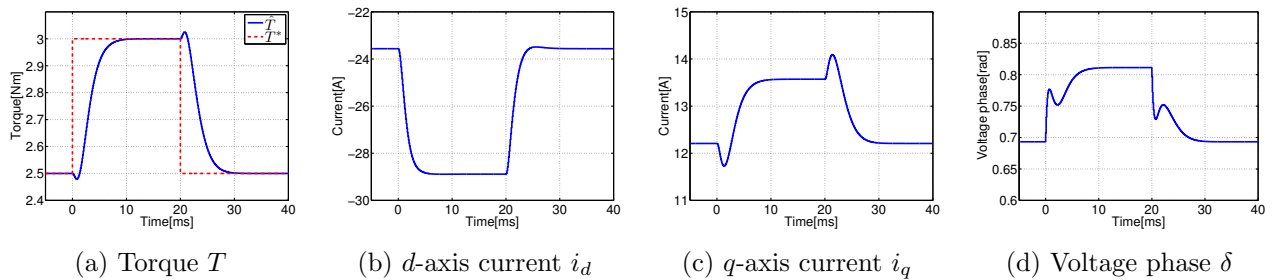


図 119: シミュレーション結果 3 (−1,000 rad/s, 2,000 rpm, 2.5-3 Nm)

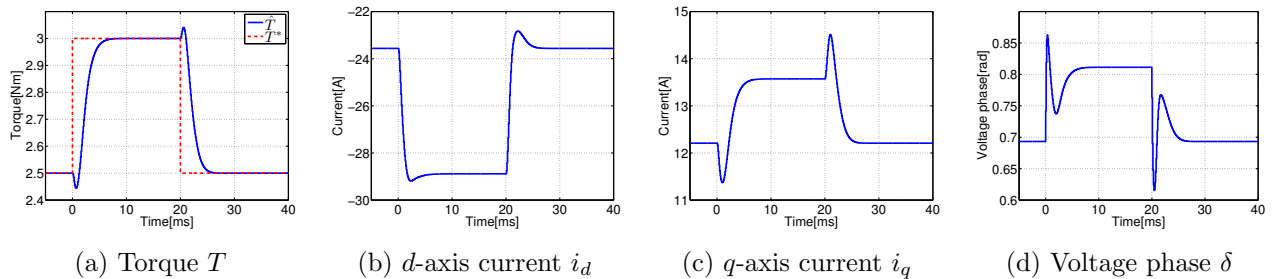


図 120: シミュレーション結果 3 (−1,500 rad/s, 2,000 rpm, 2.5-3 Nm)

トが発生しており，達成性能限界の解析と一致する。トルク応答の零点は高トルクであるほど遅い零点である。 $-500, -1,000 \text{ rad/s}$ のときには高トルク側で発生するアンダーシュート量の方が大きい， $-1,500 \text{ rad/s}$ の場合には低トルク側で発生するアンダーシュート量の方が大きく，傾向が異なっている。トルクの線形化で無視している $K_{rt}\Delta i_d\Delta i_q$ の項に着目して考察する。トルクの立ち上がりの始めでは $\Delta i_q < 0, \Delta i_d < 0$ であるため， $K_{rt}\Delta i_d\Delta i_q < 0$ となる。よって，実際には線形化での解析結果よりも大きいアンダーシュートが発生する。一方，トルクの立ち下がるの始めは $\Delta i_q > 0, \Delta i_d > 0, K_{rt}\Delta i_d\Delta i_q < 0$ となるため，線形化モデルの零点での解析結果よりも小さいアンダーシュートとなる。よって，線形化で無視した $K_{rt}\Delta i_d\Delta i_q$ により，零点の傾向とシミュレーション結果が合わなかった。しかしながら，同じトルクの立ち下がるの結果または立ち上がるの結果だけで他の検討内容と比較すれば線形化モデルの零点から得られた解析結果と一致しており，提案した達成性能限界の定量化は妥当である。

7.4 まとめ

本章では第6章で提案した線形化モデルの零点を用いた電圧制限下での達成性能限界の定量化を高帯域化した状態フィードバックに基づいた電圧位相制御のシミュレーション結果から評価した。トルク指令値のステップ幅が小さい検討ではあるが， d, q 軸電流応答は解析した動作点依存性と一致した。またトルクについては，立ち上がり時と立ち下がり時で線形化の誤差による応答の変化が異なる。このため，高帯域化して大信号となった場合には解析した動作点依存性と異なる結果が得られた。しかしながら，立ち上がりまたは立ち下がりだけで比較すれば整定時間とアンダーシュートのトレードオフおよび動作点依存性が確認された。よって，本章での検討により本論文で提案した電圧制限下の達成性能限界の定量化が有用であることが示された。

本論文で定量化した達成性能限界は機器定数および駆動点での電圧位相・ d, q 軸電流のみを用いて。複雑な計算は不要で導出できるため，フィードバック帯域の決定などで有効的に活用できる。

第 8 章

終端状態制御による最短時間電流軌道の導出 と解析との比較

前章ではトルク指令値のステップ幅が小さいで検討していた上、軌道を最適化してはいなかった。そこで、本章では終端状態制御 [61] に基づく IPMSM の電流制御を提案し、電流誤差の二乗和を最小化する最短時間電流軌道を導出し、定量化した達成性能限界および過渡項を考慮した電圧制限楕円との比較を行う。

8.1 PMSM の PWM ホールドモデル

図 121 に示す単相インバータシステム任意の出力電圧 $V[k]$ は出力できず、図 122 のように $0, \pm E$ (E : 単相インバータ直流電源電圧) しかとれない。PMSM も同様に三相インバータで駆動させるため、その出力電圧 V_{inv} はパルスである。このため、瞬時値を緻密に制御したい場合には、一般的な零次ホールドによる離散化は不適切といえる。文献 [16] によると、インバータ駆動系の制御対象は PWM ホールドに基づき離散化できる。

式 (2-1), (2-2) に示した PMSM の電圧方程式を PWM ホールドに基づいて離散化する。ここで、1 サンプル点間の速度変動が無視できるほど小さいと仮定すると、干渉項 $\omega_e K_e$ については高さ $\omega_e K_e$ の零次ホールドとみなして離散化できる。これより、PMSM の PWM ホールドモデルは式 (8-1) となる [62]。

$$\mathbf{x}[k+1] = \mathbf{A}_s(\omega_e)\mathbf{x}[k] + \mathbf{B}_s(\omega_e)\Delta\mathbf{T}_{inv}[k] + \mathbf{B}_{s2}(\omega_e)\mathbf{v}_{emf}(\omega_e), \quad (8-1)$$

$$\mathbf{y}[k] = \mathbf{C}_s\mathbf{x}[k], \quad (8-2)$$

$$\mathbf{A}_s(\omega_e) := e^{\mathbf{A}_c(\omega_e)T_u}, \quad \mathbf{B}_s(\omega_e) := e^{\mathbf{A}_c(\omega_e)\frac{T_u}{2}} \mathbf{B}_c V_{dc},$$

$$\mathbf{B}_{s2}(\omega_e) := \mathbf{A}_c^{-1}(\omega_e) (e^{\mathbf{A}_c(\omega_e)T_u} - \mathbf{I}) \mathbf{B}_c, \quad \mathbf{C}_s := \mathbf{C}_c, \quad \mathbf{v}_{emf}(\omega_e) := [0 \quad -\omega_e K_e]^T$$

ここで、 V_{dc} : 三相インバータ直流電源電圧、 T_u : キャリア周期、 $\Delta\mathbf{T}_{inv} = [\Delta T_d \quad \Delta T_q]^T$, ΔT_d , ΔT_q : d, q 軸電圧パルスの ON 時間とする。なお、 $\mathbf{A}_s(\omega_e)$, $\mathbf{B}_s(\omega_e)$ は電気角速度 ω_e の関数であ

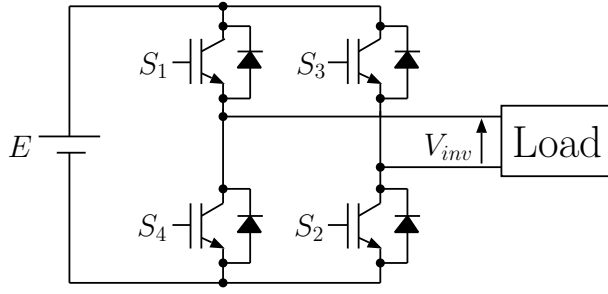


図 121: 単相インバータシステム

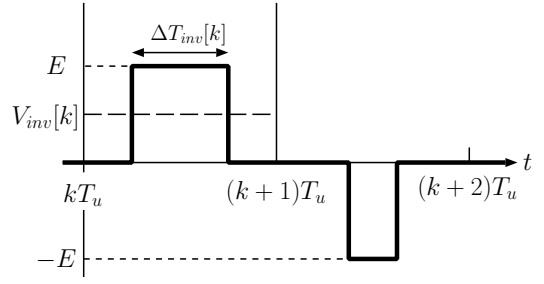


図 122: PWM ホールド

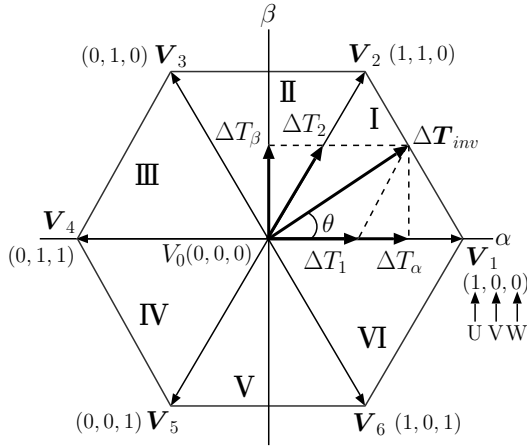


図 123: 空間ベクトル変調

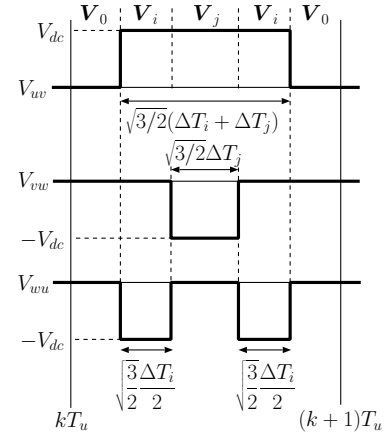


図 124: 線間電圧パルス

表 5: 出力ベクトルと ON 時間

Area	I	II	III
V_i, V_j	V_1, V_2	V_3, V_2	V_3, V_4
ΔT_i	$\Delta T_\alpha - \frac{\Delta T_\beta}{\sqrt{3}}$	$-\Delta T_\alpha + \frac{\Delta T_\beta}{\sqrt{3}}$	$\frac{2\Delta T_\beta}{\sqrt{3}}$
ΔT_j	$\frac{2\Delta T_\beta}{\sqrt{3}}$	$\Delta T_\alpha + \frac{\Delta T_\beta}{\sqrt{3}}$	$-\Delta T_\alpha - \frac{\Delta T_\beta}{\sqrt{3}}$
Area	IV	V	VI
V_i, V_j	V_5, V_4	V_5, V_6	V_1, V_6
ΔT_i	$-\frac{2\Delta T_\beta}{\sqrt{3}}$	$-\Delta T_\alpha - \frac{\Delta T_\beta}{\sqrt{3}}$	$\Delta T_\alpha + \frac{\Delta T_\beta}{\sqrt{3}}$
ΔT_j	$-\Delta T_\alpha + \frac{\Delta T_\beta}{\sqrt{3}}$	$\Delta T_\alpha - \frac{\Delta T_\beta}{\sqrt{3}}$	$-\frac{2\Delta T_\beta}{\sqrt{3}}$

表 6: 出力ベクトル順序

Area	Order of output vector
I	$V_0 \rightarrow V_1 \rightarrow V_2 \rightarrow V_1 \rightarrow V_0$
II	$V_0 \rightarrow V_3 \rightarrow V_2 \rightarrow V_3 \rightarrow V_0$
III	$V_0 \rightarrow V_3 \rightarrow V_4 \rightarrow V_3 \rightarrow V_0$
IV	$V_0 \rightarrow V_5 \rightarrow V_4 \rightarrow V_5 \rightarrow V_0$
V	$V_0 \rightarrow V_5 \rightarrow V_6 \rightarrow V_5 \rightarrow V_0$
VI	$V_0 \rightarrow V_1 \rightarrow V_6 \rightarrow V_1 \rightarrow V_0$

り，速度変動時には再計算が必要となる。

三相の制御入力空間ベクトル変調 (Space Vector Modulation: SVM) を用いて導出する必要がある [63]。 $\Delta T_d, \Delta T_q$ を $dq/2$ 相変換により $\Delta T_\alpha, \Delta T_\beta$ に変換する。得られた $\Delta T_\alpha, \Delta T_\beta$ から図 123 より領域を決定する。表 5, 6 から各領域ごとに出力ベクトルと ON 時間と出力順序が決定される。ここで，出力電圧ベクトルは V_i, V_j であり，各 ON 時間は $\sqrt{3}/2 \Delta T_i, \sqrt{3}/2 \Delta T_j$ である。この $\sqrt{3}/2$ は 2 相/3 相絶対変換での係数である。以上の過程で制御入力を導出すると領域 VI では図 124 のようなパルスが出力される。

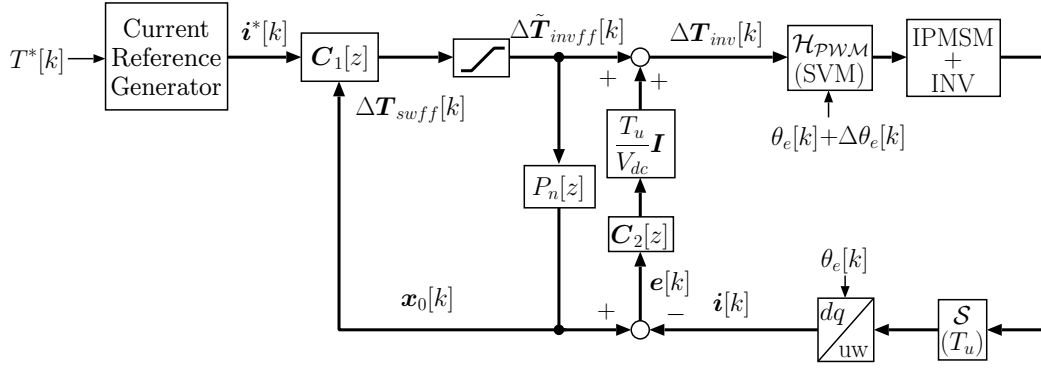


図 125: PWM ホールドに基づく PMSM の二自由度制御

8.2 制御器設計

制御系のブロック図を図 125 に示す。この制御系はフィードフォワード制御器 $C_1[z]$ とフィードバック制御器 $C_2[z]$ を有する二自由度制御系の構造をしている。各制御系はフィードフォワード制御器 $C_1[z]$ が異なるだけである。本論文では 3 種類の手法を比較する。

フィードバック制御器 $C_2[z]$ はモデル化誤差，外乱を抑圧するために用い，式 (8-3) で表される。

$$\mathbf{C}_2[z] = \begin{bmatrix} C_d[z] & 0 \\ 0 & C_q[z] \end{bmatrix} \quad (8-3)$$

ここで， $C_d[z]$ ， $C_q[z]$ は d ， q 軸電流フィードバック制御器である。これらの制御器の設計には第 3.2.1 節と同様に干渉項を無視したプラントモデルを用いる。フィードフォワード制御の誤差を抑圧するため， $C_d(s)$ ， $C_q(s)$ は等価時定数 $\tau = 1$ ms として係数図法標準形 [55] となるように設計する。そして， $C_d(s)$ ， $C_q(s)$ をキャリア周期 T_u で Tustin 変換によって離散化し， $C_d[z]$ ， $C_q[z]$ を与える。また， $|\Delta \mathbf{T}_{inv}[k]| > \Delta T_{inv \max}$ であるとき，文献 [52] のアンチワインドアップ制御を行う。

図 125 中の電流指令値生成器では，電圧制限楕円または最大トルク/電流曲線と定トルク曲線との交点となる d ， q 軸電流を指令値として与える。

また，全ての制御入力リミッタは式 (8-4) に示した位相優先のリミッタとした。

$$\Delta \tilde{\mathbf{T}}_{inv}[k] = \begin{cases} \frac{\Delta \mathbf{T}_{inv}[k]}{|\Delta \mathbf{T}_{inv}[k]|} \Delta T_{inv \max} & (|\Delta \mathbf{T}_{inv}[k]| > \Delta T_{inv \max}) \\ \Delta \mathbf{T}_{inv}[k] & (\text{otherwise}) \end{cases} \quad (8-4)$$

ここで， $\Delta T_{inv \max}$: 最大 dq 軸電圧 ON 時間ベクトル振幅， $\Delta \tilde{\mathbf{T}}_{inv}[k]$: リミッタ出力である。

空間ベクトル変調における $\Delta \theta_e (= 0.5 \omega_e T_u)$ は座標変換における離散化誤差の補償値である [64]。

8.2.1 手法1 (逆システムに基づくフィードフォワード制御)

式 (8-1) の逆システムは式 (8-5) となる。

$$\Delta \mathbf{T}_{invff}[k] = -\mathbf{B}_s^{-1}(\omega_e) \mathbf{A}_s(\omega_e) \mathbf{x}_0[k] + \mathbf{B}_s^{-1}(\omega_e) \mathbf{i}^*[k] - \mathbf{B}_s^{-1}(\omega_e) \mathbf{B}_{s2}(\omega_e) \mathbf{v}_{emf}(\omega_e) \quad (8-5)$$

この安定な逆システムを用い、フィードフォワード制御器 $\mathbf{C}_1[z]$ を構成する。フィードフォワード制御器 \mathbf{C}_1 は制御入力に飽和しない、かつノミナルプラントであるとき、サンプル点上で完全に追従誤差が零になることが補償される。

ここで、図 125 における $\mathbf{x}_0[k] := [i_{d0}[k] \ i_{q0}[k]]^T$ は制御入力の飽和を考慮したノミナル出力であり、制御入力に飽和した場合には 1 サンプル遅れの電流指令値 $\mathbf{i}^*[k-1]$ とは異なった値となる。

8.2.2 手法2 (終端状態制御に基づく最短時間電流軌道)

終端状態制御は、有限のステップ数、プラントパラメータを与えることで、プラントの初期状態から終端状態まで状態変数を推移させるフィードフォワード制御である [61]。本手法では電圧制限を考慮した電流制御を目的関数が二次関数、制約関数が二次不等式の計画法として線形行列不等式 (Linear Matrix Inequality: LMI) [65] で表現する。フィードフォワード制御器 $\mathbf{C}_1[z]$ はこの LMI を解くことで、フィードフォワード入力 $\Delta \mathbf{T}_{invff}$ を与える。

式 (8-1) の PWM ホールドモデルにおいて $k = 0, 1, \dots, N-1$ と順番に適用していくと、式 (8-6) を得る。

$$\mathbf{Y} = \Sigma \mathbf{U} \quad (8-6)$$

$$\mathbf{Y} := \mathbf{x}[N] - \mathbf{A}_s^N \mathbf{x}[0] - \Sigma_2 \mathbf{U}_{emf} \quad (8-7)$$

$$\Sigma := [\mathbf{A}_s^{N-1} \mathbf{B}_s \quad \mathbf{A}_s^{N-2} \mathbf{B}_s \quad \dots \quad \mathbf{B}_s] \quad (8-8)$$

$$\Sigma_2 := [\mathbf{A}_s^{N-1} \mathbf{B}_{s2} \quad \mathbf{A}_s^{N-2} \mathbf{B}_{s2} \quad \dots \quad \mathbf{B}_{s2}] \quad (8-9)$$

$$\mathbf{U} := \begin{bmatrix} \Delta \mathbf{T}_{inv}^T[0] & \Delta \mathbf{T}_{inv}^T[1] & \dots & \Delta \mathbf{T}_{inv}^T[N-2] & \Delta \mathbf{T}_{inv}^T[N-1] \end{bmatrix}^T \quad (8-10)$$

$$\mathbf{U}_{emf} := \begin{bmatrix} \mathbf{v}_{emf}^T & \mathbf{v}_{emf}^T & \dots & \mathbf{v}_{emf}^T & \mathbf{v}_{emf}^T \end{bmatrix}^T \quad (8-11)$$

ここで、 $\mathbf{x}[0]$ は状態変数の初期値、 $\mathbf{x}[N]$ は状態変数の終端値であり電流指令値 \mathbf{i}^* であり、 ω_e は一定と仮定する。

式 (8-6) を満たすフィードフォワード入力列 \mathbf{U} は一意に定まらない。そこで、電流誤差の二乗和を評価関数とし、この評価関数を最小化するフィードフォワード入力列 \mathbf{U} を求める。評価

関数 J は式 (8-12) となる。

$$J = \mathbf{E}^T \mathbf{Q} \mathbf{E}, \quad \mathbf{Q} > \mathbf{0} \quad (8-12)$$

$$\mathbf{E} := \mathbf{I}^* - \mathbf{A}\mathbf{x}[0] - \mathbf{B}\mathbf{U} - \mathbf{B}_2 \mathbf{U}_{emf} \quad (8-13)$$

$$\mathbf{A} := [\mathbf{A}_s \quad \mathbf{A}_s^2 \quad \cdots \mathbf{A}_s^N]^T \quad (8-14)$$

$$\mathbf{B} := \begin{bmatrix} \mathbf{B}_s & 0 & \cdots & 0 \\ \mathbf{A}_s \mathbf{B}_s & \mathbf{B}_s & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{A}_s^{N-1} \mathbf{B}_s & \mathbf{A}_s^{N-2} \mathbf{B}_s & \cdots & \mathbf{B}_s \end{bmatrix} \quad (8-15)$$

$$\mathbf{B}_2 := \begin{bmatrix} \mathbf{B}_{s2} & 0 & \cdots & 0 \\ \mathbf{A}_s \mathbf{B}_{s2} & \mathbf{B}_{s2} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{A}_s^{N-1} \mathbf{B}_{s2} & \mathbf{A}_s^{N-2} \mathbf{B}_{s2} & \cdots & \mathbf{B}_{s2} \end{bmatrix} \quad (8-16)$$

$$\mathbf{I}^* := [(\mathbf{i}^*)^T \quad (\mathbf{i}^*)^T \cdots (\mathbf{i}^*)^T]^T \quad (8-17)$$

さらに制御対象が可制御性であるので、 Σ は行フルランクとなる。そこで、 $\Sigma \Sigma^\perp = \mathbf{0}$, $\Sigma \Sigma^\dagger = \mathbf{I}$ を満たす $\Sigma^\perp \in \mathbb{R}^{2N \times (2N-2)}$, $\Sigma^\dagger \in \mathbb{R}^{2N \times 2}$ を定義し、式 (8-18) を満たす $\tilde{\mathbf{U}}$ を定義する。

$$\mathbf{U} = \begin{bmatrix} \Sigma^\dagger & \Sigma^\perp \end{bmatrix} \tilde{\mathbf{U}} \quad (8-18)$$

$$\tilde{\mathbf{U}} = \begin{bmatrix} \mathbf{Y} & \mathbf{q} \end{bmatrix}^T \quad (8-19)$$

ここで、 $\mathbf{q} \in \mathbb{R}^{(2N-2) \times 1}$ がフリーパラメータである。

式 (8-12) に式 (8-13), (8-18) を代入すると、式 (8-20) を得る。

$$J = R(\mathbf{q}) + \mathbf{S}^T(\mathbf{q}) \mathbf{Q} \mathbf{S}(\mathbf{q}) \quad (8-20)$$

$$\mathbf{Z} := \mathbf{I}^* - \mathbf{A}\mathbf{x}[0] - \mathbf{B}\Sigma^\dagger \mathbf{Y} - \mathbf{B}_2 \mathbf{U}_{emf} \quad (8-21)$$

$$R(\mathbf{q}) := \mathbf{Z}^T \mathbf{Q} \mathbf{Z} - 2\mathbf{Z}^T \mathbf{Q} \mathbf{S}(\mathbf{q}) \quad (8-22)$$

$$\mathbf{S}(\mathbf{q}) := \mathbf{B}\Sigma^\perp \mathbf{q} \quad (8-23)$$

与えられた γ に対して、 $J < \gamma$ が成り立つ条件は LMI を用いると式 (8-24) となる [66]。

$$\begin{bmatrix} \gamma - R(\mathbf{q}) & \mathbf{S}(\mathbf{q})^T \\ \mathbf{S}(\mathbf{q}) & \mathbf{Q}^{-1} \end{bmatrix} > \mathbf{0} \quad (8-24)$$

次に制約関数である電圧制限を LMI を用いて表現する。各サンプリング点における電圧制限は式 (8-25) で表わされる。

$$\Delta T_d^2[k] + \Delta T_q^2[k] = \Delta \mathbf{T}_{inv}^T[k] \Delta \mathbf{T}_{inv}[k] \leq \Delta T_{inv \max}^2 \quad (k = 0, 1, \dots, N-1) \quad (8-25)$$

ここで、1 行 i 列要素, 2 行 $(i+1)$ 列要素が 1 でそれ以外が 0 の行列 $\mathbf{g}(i) \in \mathbb{R}^{2 \times 2N}$ ($i := 2k+1$) を定義する。行列 $\mathbf{g}(i)$ は式 (8-26) に示すように入力ベクトル列 \mathbf{U} から k サンプル目の制御入

力 $\Delta \mathbf{T}_{inv}[k]$ を抽出する。

$$\Delta \mathbf{T}_{inv}[k] = \mathbf{g}(i)\mathbf{U}(\mathbf{q}) \quad (8-26)$$

式 (8-26), (8-25) より, LMI を用いて k サンプル目の電圧制限は式 (8-27) で表される。

$$\begin{bmatrix} \Delta T_{inv \max}^2 & \mathbf{U}(\mathbf{q})^T \mathbf{g}(i)^T \\ \mathbf{g}(i)\mathbf{U}(\mathbf{q}) & \mathbf{I} \end{bmatrix} \geq 0 \quad (8-27)$$

式 (8-24), (8-27) の下で γ を最小化するフリーパラメータ \mathbf{q} を決定することで, PMSM の PWM ホールドモデルに対し, 電圧制限を満たしつつ電流誤差の二乗和を最小化させる, かつ $\mathbf{x}[0]$ から $\mathbf{x}[N]$ へ N ステップで遷移させるフィードフォワード入力列 \mathbf{U} が求まる。また, ステップ数 N を最小化することで, 最短時間電流軌道を求める。

8.2.3 手法 3 (トルクの逆応答を抑制する準最短時間トルク軌道)

IPMSM では q 軸電流の逆応答によってマグネットトルクが減少する一方, 負の d 軸電流の増加によってリラクタンストルクが増加できる。このため, ある程度の q 軸電流逆応答を発生させてもトルクの逆応答は発生しない。そこで, トルクを制約し, 逆応答を抑制する。

式 (2-3) を二次形式で表現すると式 (8-28) となる。

$$T = K_{mt}i_q + \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} 0 & \frac{K_{rt}}{2} \\ \frac{K_{rt}}{2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (8-28)$$

ここでリラクタンストルクの係数行列が正定ではないため, LMI ではトルクを直接制約できない。ここで, オーバーシュートは終端状態近傍, アンダーシュートは初期状態近傍でしか発生しない。この点に着目し, 終端状態で線形化したトルクを用いてオーバーシュートの抑圧, 初期状態で線形化したトルクを用いてアンダーシュートの抑圧を図る。

初期状態で線形化したトルクは式 (8-29) となる。

$$T[k] \simeq (K_{mt} + K_{rt}i_d[0])i_q[k] + K_{rt}i_q[0]i_d[k] - K_{rt}i_d[0]i_q[0] \quad (8-29)$$

これより, 線形化したトルクのアンダーシュートを抑圧する制約関数は式 (8-30) で表される。

$$\text{sgn}(T^* - T[0]) \{ (K_{mt} + K_{rt}i_d[0])i_q(\mathbf{q})[k] + K_{rt}i_q[0]i_d(\mathbf{q})[k] - K_{rt}i_d[0]i_q[0] - T[0] \} \geq 0 \quad (8-30)$$

同様に線形化したトルクのオーバーシュートを抑圧する制約関数は式 (8-31) となる。

$$\text{sgn}(T^* - T[0]) \{ T^* - (K_{mt} + K_{rt}i_d^*)i_q(\mathbf{q})[k] - K_{rt}i_q^*i_d(\mathbf{q})[k] + K_{rt}i_d^*i_q^* \} \geq 0 \quad (8-31)$$

式 (8-24), (8-27), (8-30), (8-31) の下で γ を最小化するフリーパラメータ \mathbf{q} を決定することで, 線形化トルクのアンダーシュートおよびオーバーシュートの制約するフィードフォワード入力列 \mathbf{U} が求まる。ステップ数 N を最小化することで最短時間の軌道を求める。ただし, 線形化したトルクを制約するために準最適解となる。

8.3 シミュレーション

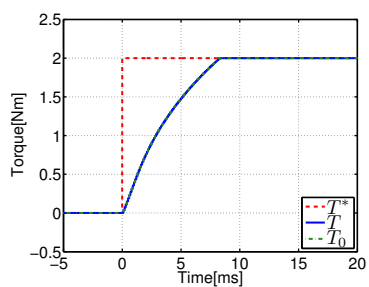
シミュレーション結果において導出した各軌道を検証する。モータパラメータは表 2 に示した値を用い、三相インバータ直流電源電圧 $V_{dc} = 36$ V, 最大変調率 $M_{\max} = 1.15$, キャリア周期 $T_u = 0.1$ ms とする。また, トルク指令値から d, q 軸電流指令値を生成する際, 定常状態での変調率が $0.95M_{\max}$ 以下となるように選定する。

1,500 rpm における各手法のシミュレーション結果を図 126, 127, 128 に示す。図 126(d), 127(d), 128(d) における点線は最大変調率 M_{\max} を表わしている。また, T_0, i_{d0}, i_{q0} はそれぞれトルク, d, q 軸電流のノミナル出力である。手法 2, 3 では LMI の解が存在する最小のステップ数 N とし, 手法 2 では $N = 33$, 手法 3 では $N = 35$ である。また, シミュレーション 1 における過渡項を考慮した電圧制限楕円の軌跡を図 129 に示す。点線で示した楕円は終端状態における過渡項を考慮した電圧制限楕円, 原点付近の点は選ばれた電流微分値の軌跡, 第四象限上の点は中心座標の軌跡を表している。

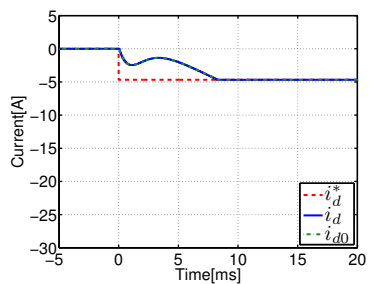
手法 1 は電圧飽和を陽に考慮していないため, 電圧飽和によって高速なフィードフォワード制御が実現できていない。また, d, q 軸電流応答およびトルク応答にはオーバーシュートまたはアンダーシュートが発生していない。一方で手法 2, 3 は電圧飽和を LMI で記述し, 陽に考慮している。このため, 電圧制限下で電圧位相を大きく変化させて整定時間を短縮させた電流軌道を導出した。手法 2 では q 軸電流に微小なアンダーシュートと d 軸電流に過大なオーバーシュートを発生させている。これに伴い, トルクにもアンダーシュートとオーバーシュートが発生している。一方, 手法 3 では整定時間は手法 2 に比べて 0.2 ms だけ伸びているが, トルクにアンダーシュートもオーバーシュートも発生しない軌道を実現している。

第 6 章での解析では力行では電圧位相から d 軸電流までの伝達関数には安定零点が存在するという結果が得られている。特に電圧位相が小さい場合では遅い安定零点であり, 高速な応答のためには d 軸電流のオーバーシュートが必要となる。最も整定時間の短い手法 2 では最も大きい d 軸電流のオーバーシュートを発生していることから, 軌道全体の電流二乗和を最小化した終端状態制御に基づく最短時間電流軌道でも第 6 章での解析と同様に整定時間とアンダーシュート量のトレードオフという達成性能限界が存在している。

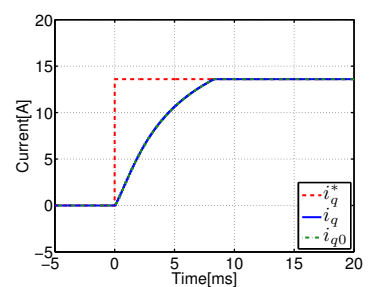
一方で, q 軸電流の不安定零点は達成している応答と比較すると無視できるほど速い。しかしながら, 手法 2 では微小な q 軸電流のアンダーシュートを発生させており, 線形化モデルの零点を用いた解析とは異なる軌道が得られている。第 6.2 節の過渡項を考慮した電圧制限楕円による解析より, 中心座標の推移にはトルク依存性はなく, 低トルク領域でもあっても q 軸電流のアンダーシュートを発生させることで応答の改善が可能であるといえる。図 129(b) に示すように, q 軸電流のアンダーシュートを許容することで負の d 軸電流の変化量を手法 3 よりも大きくしている。負の d 軸電流を優先して立ち上げることで第一象限上の点をより多く使えるようにし, 軌跡全体として高速な電流応答を実現させている。図 127(e) に示したように電圧位相が大きく変化していることから, 線形化モデルでは説明できない結果である。手法 3 では線形化トルクの制約によって, q 軸電流のアンダーシュートを発生していない。しかしながら



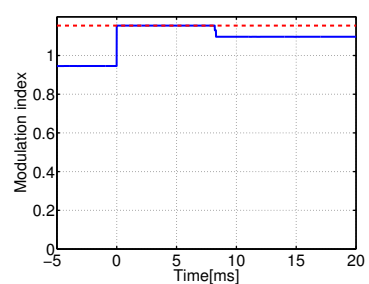
(a) Torque T



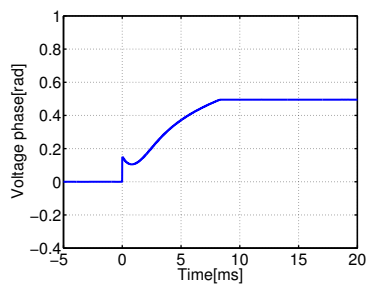
(b) d -axis current i_d



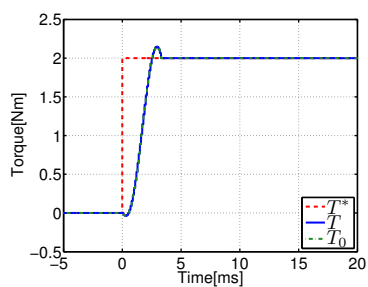
(c) q -axis current i_q



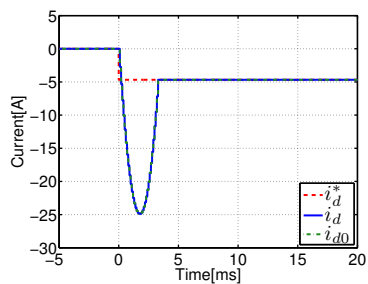
(d) Modulation index



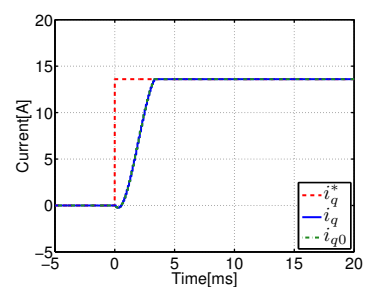
(e) Voltage phase δ



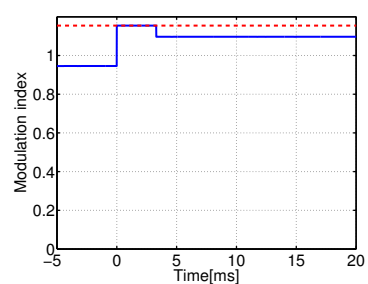
(a) Torque T



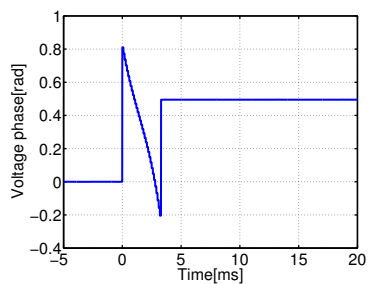
(b) d -axis current i_d



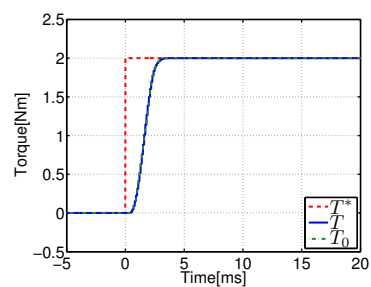
(c) q -axis current i_q



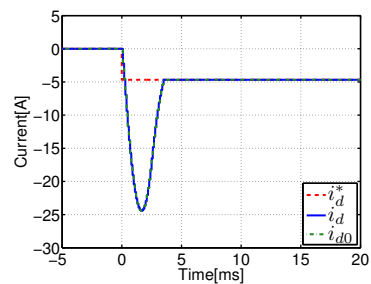
(d) Modulation index



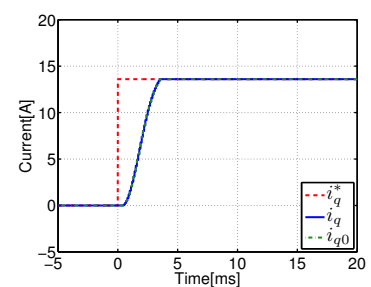
(e) Voltage phase δ



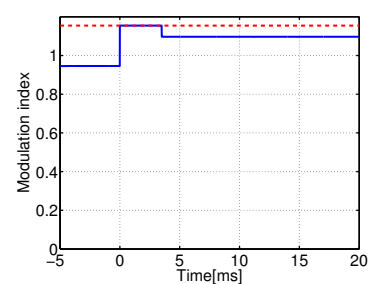
(a) Torque T



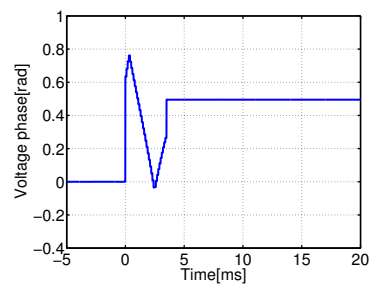
(b) d -axis current i_d



(c) q -axis current i_q



(d) Modulation index



(e) Voltage phase δ

図 126: シミュレーション結果
1 (手法 1)

図 127: シミュレーション結果
1 (手法 2, $N=33$)

図 128: シミュレーション結果
1 (手法 3, $N=35$)

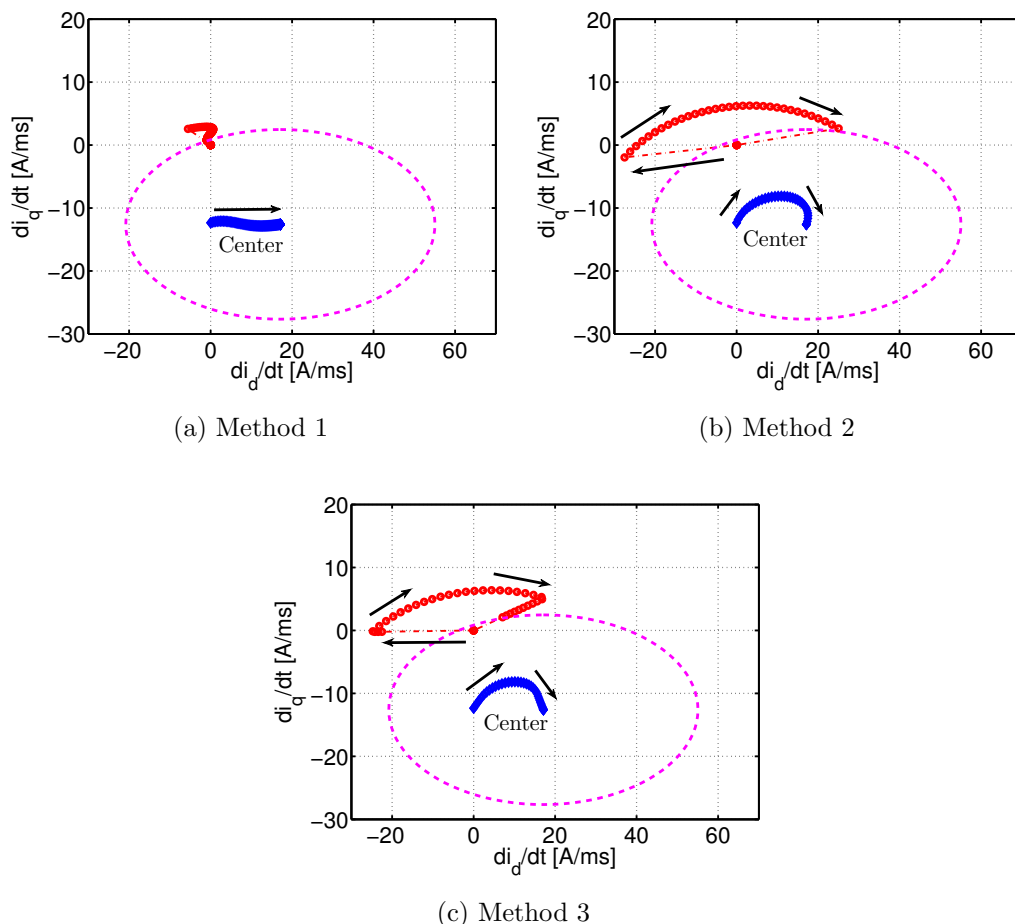


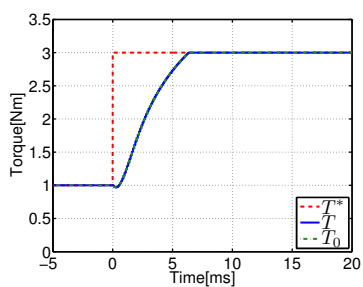
図 129: シミュレーション結果 1 における過渡項を考慮した電圧制限楕円の軌跡

q 軸電流の不安定零点は速いため、図 129(c) に示すように選択した d 軸電流微分値はアンダーシュートを発生させた手法 2 と差が少ない。

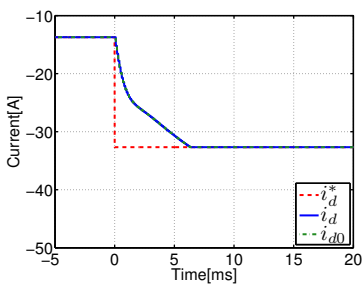
図 99(c) より、1500 rpm, 0-2 Nm では電圧位相からトルクまでの特性には安定零点がある。このため、最も整定時間の短い手法 2 ではトルクにオーバーシュートが発生しているが、零点が速いためにオーバーシュート量は少ない。また、手法 3 では線形化トルクを用いてトルクのオーバーシュート、アンダーシュートを制約しているため、オーバーシュートを発生していない。しかしながら、トルクのオーバーシュートが発生しないように d 軸電流のオーバーシュートを発生させているため、手法 1 と比較して整定時間を短縮している。

続いて高回転数、高トルク領域での検討を行う。2,000 rpm でトルク指令値を 1 Nm から 3 Nm に変化させたときの各手法のシミュレーション結果をそれぞれ図 130, 131, 132 に示す。また、過渡項を考慮した電圧制限楕円の軌跡を図 133 に示す。

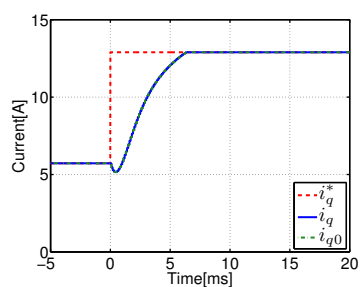
この領域ではトルク、 q 軸電流は不安定零点、 d 軸電流は安定零点となる。整定時間が最も短い手法 2 が最も q 軸電流、トルクのアンダーシュート、 d 軸電流のオーバーシュート量が大きく、トレードオフの存在が確認できる。他の手法とは異なり、図 133(b) に示すように応答の始めに中心座標を原点方向に推移させ、第二象限上の面積を増加させている。また、 d 軸電流の



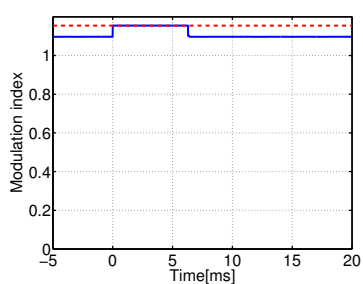
(a) Torque T



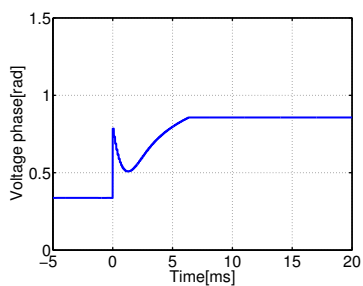
(b) d -axis current i_d



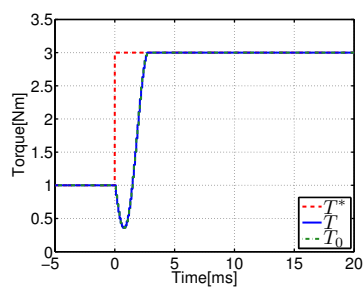
(c) q -axis current i_q



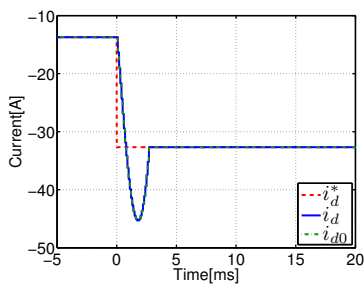
(d) Modulation index



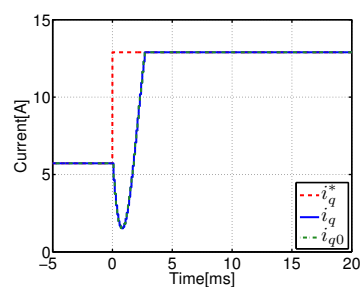
(e) Voltage phase δ



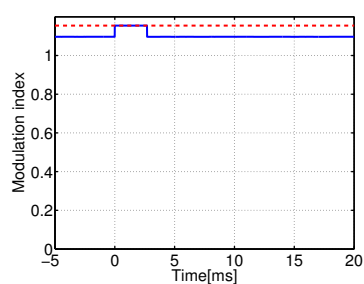
(a) Torque T



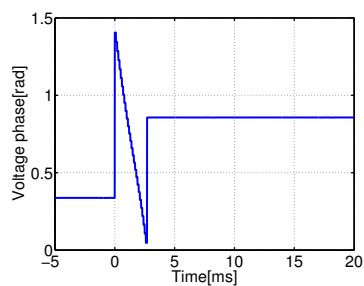
(b) d -axis current i_d



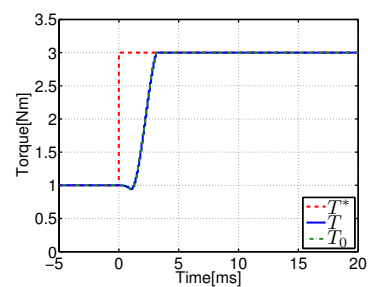
(c) q -axis current i_q



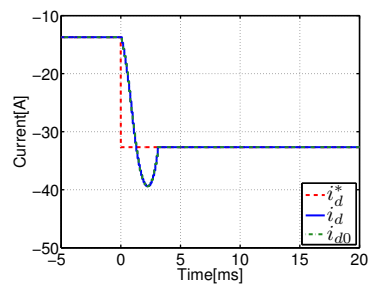
(d) Modulation index



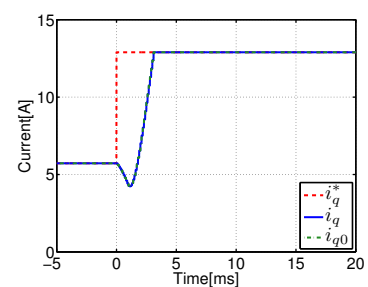
(e) Voltage phase δ



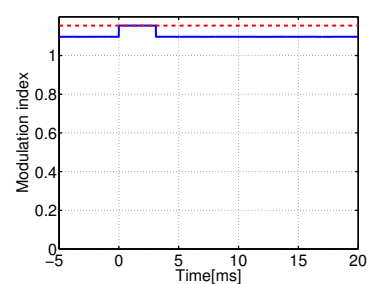
(a) Torque T



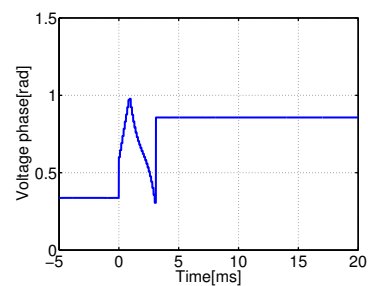
(b) d -axis current i_d



(c) q -axis current i_q



(d) Modulation index



(e) Voltage phase δ

図 130: シミュレーション結果
2 (手法 1)

図 131: シミュレーション結果
2 (手法 2, $N=27$)

図 132: シミュレーション結果
2 (手法 3, $N=31$)

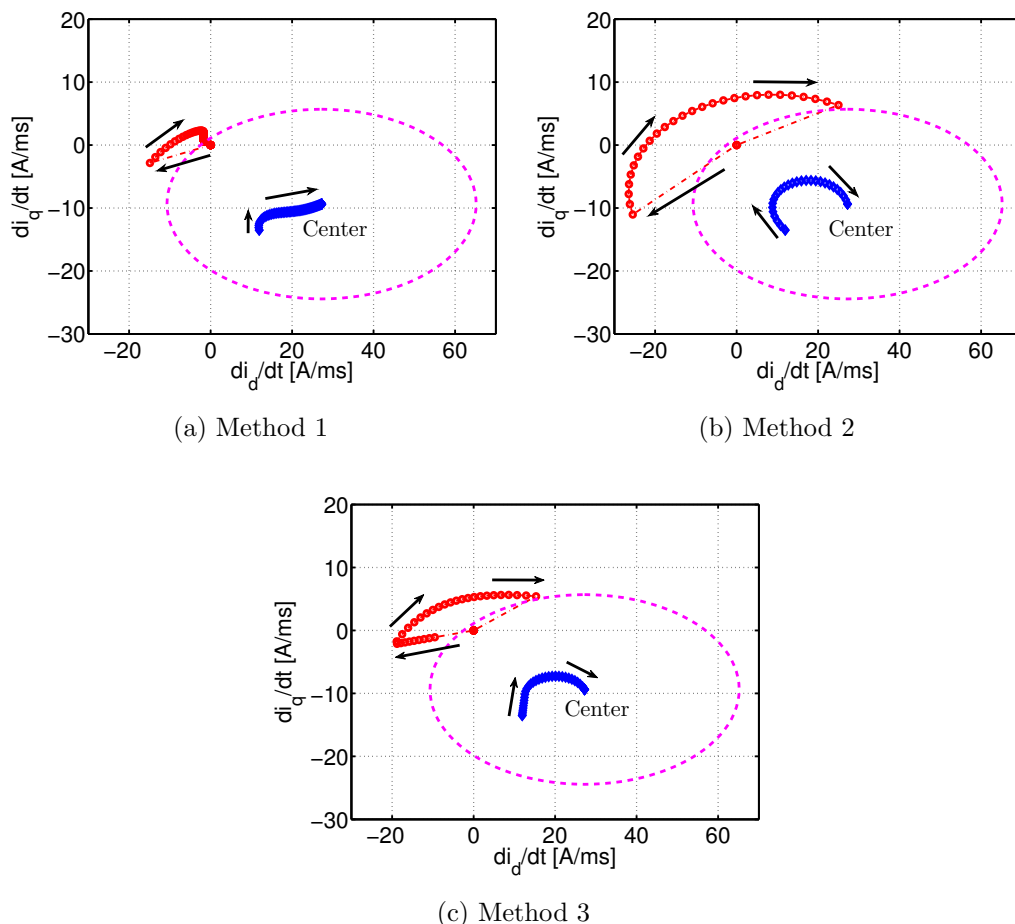


図 133: シミュレーション結果 1 における過渡項を考慮した電圧制限楕円の軌跡

オーバーシュートによって第一象限上の点を選択し、第二象限の面積を多く保ったまま中心座標を終端状態に移動させている。前述のシミュレーションと比較して d 軸電流の零点は速いため、整定時間が短縮していても %オーバーシュート量が減少している。手法 3 では線形化トルクの制約によってトルクのアンダーシュートを抑制している。たが、トルクの零点に比べて零点が遅い d, q 軸電流のオーバーシュートおよびアンダーシュートを零にしていなかったため、手法 2 と比較して 0.4 ms しか整定時間が伸びておらず、手法 1 よりも高速な応答を実現している。

2,000 rpm において、手法 1 でトルク指令値を立ち下げたときのシミュレーション結果を図 134 に示す。第 7 章のフィードバック制御では電圧位相のみを操作しており、立ち下がりでも達成性能限界を受けていた。一方、手法 1 は軌道を最適化していないフィードフォワード制御であるが、アンダーシュートもオーバーシュートもなく、0.5 ms で追従している。電圧位相が反転し、電圧振幅も同時に操作されていることから、二つの制御入力を組み合わせることによって広い第四象限上の面積を使い、達成性能限界を回避したといえる。

以上のシミュレーションより、最短整定時間の電流軌道である手法が最も d 軸電流のオーバーシュート、 q 軸電流のアンダーシュート、トルクのオーバーシュートまたはアンダーシュートが大きく、第 6 章で示した達成性能限界が大信号の制御入力の場合でも存在が確認された。また、

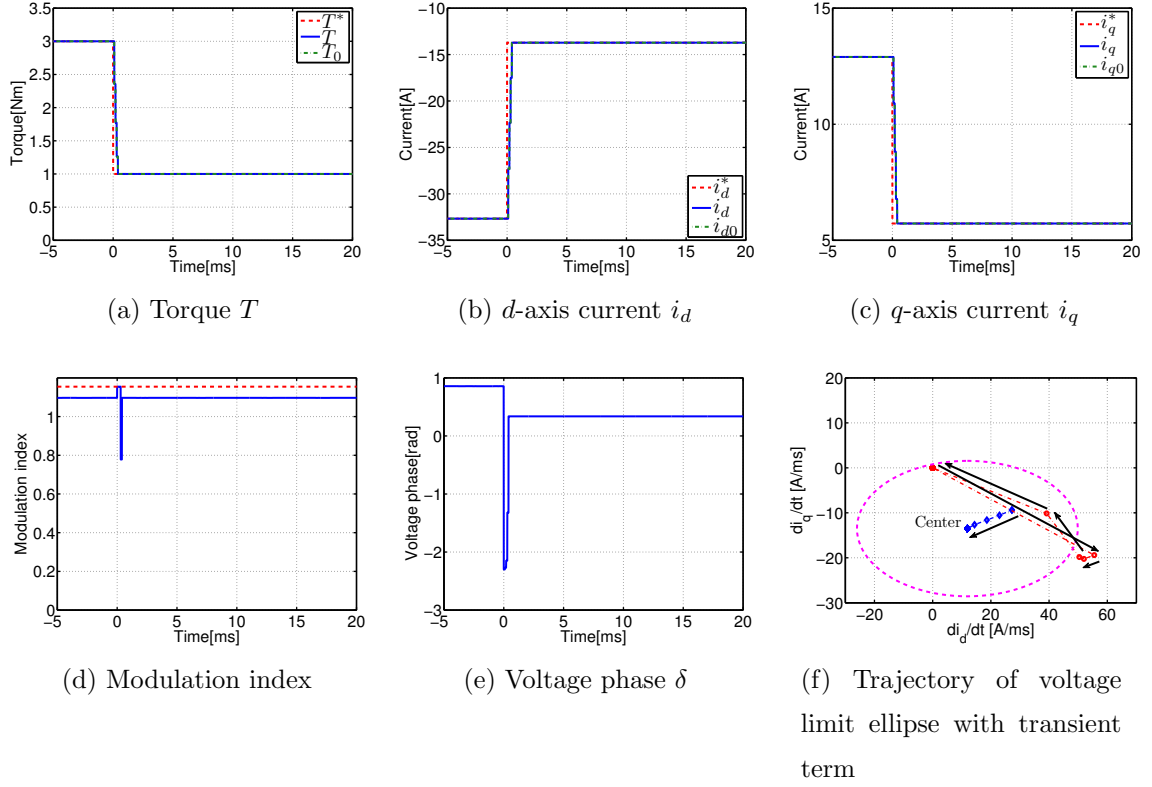


図 134: シミュレーション結果 3 (手法 1)

大信号の制御入力となったため、線形化モデルと異なる点も存在し、過渡項を考慮した電圧制限楕円の解析から示された低トルク領域でのアンダーシュートおよびトルクの立ち下がり時での達成性能限界の回避をシミュレーションから確認した。

動作点依存性については第 8.5 節でシミュレーション結果から詳細に比較する。

8.4 実験

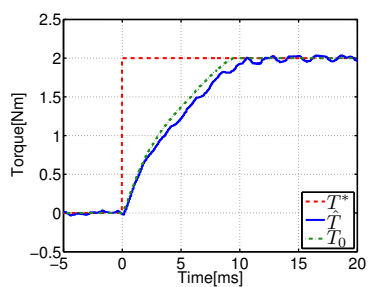
シミュレーションと同様に実験でも各軌道を与え、達成性能限界の存在を確認する。サンプリング周期 0.1 ms で LMI を解き、リアルタイムで軌道を生成するのは不可能である。そこで、オフラインで生成したフィードフォワード入力列 \mathbf{U} を与える。また、速度変動によって、所定のステップ数で終端状態に達しなかった場合には、電圧制限を考慮しない $N = 1$ のフィードフォワード入力列 \mathbf{U} すなわち式 (8-5) の逆モデルに基づくフィードフォワード制御器からフィードフォワード入力 $\Delta \mathbf{T}_{invff}$ を生成する。モータパラメータ、制御周期、三相インバータ直流電源電圧はシミュレーションと同様である。また、座標変換離散化誤差の補償値 $\Delta \theta_e$ は、演算時間を考慮して $\Delta \theta = 0.9 \omega_e T_u$ とする。

図 135, 136, 137 に 1,500 rpm における各手法の実験結果を示す。実験では直流電源電圧変動、モデル化誤差が存在するため、ノミナル出力 T_0, i_{q0}, i_{d0} とプラント出力が一致していない。また、速度演算値を用いてプラントモデルを更新しノミナル出力を算出しているため、速度変動によってシミュレーションと同じ軌道とはならない。しかしながら、ほぼ同等の応答が得られている。手法 1 では d 軸電流のオーバーシュートがなく、最も整定時間が長い。一方、 d 軸電流のオーバーシュートを発生している手法 2, 3 は高速な応答を実現しており、最も整定時間の短い軌道である手法 2 が最も大きい d 軸電流のオーバーシュートを発生させている。また、トルクの零点は安定零点であるために手法 2 ではオーバーシュートを発生している。しかし、速い零点であるために手法 2 との差は 0.2 ms しかなく、実際の整定時間に違いはない。

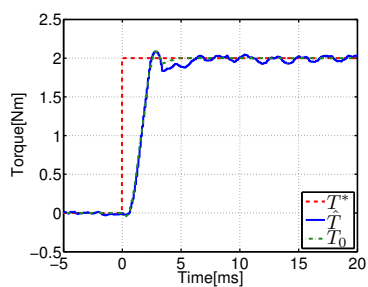
2,000 rpm における各手法の実験結果を図 138, 139, 140 に示す。この領域では q 軸電流およびトルクの零点が遅いため、 q 軸電流のアンダーシュートが発生しており、整定時間が最も短い手法 2 が最も大きいアンダーシュートを発生している。また、 d 軸電流応答の安定零点は速くなっており、1,500 rpm の結果と比較してオーバーシュート量は減少している。手法 3 ではトルクのアンダーシュートを抑圧しているものの、手法 1 と比較して q 軸電流のアンダーシュートおよび d 軸電流のオーバーシュートを許容させており、高速な応答を実現できている。

2,000 rpm において、手法 1 でトルク指令値を 3 Nm から 1 Nm に立ち下げた時の実験結果を図 141 に示す。シミュレーションと同様に電圧位相を大きく変化させ、達成性能限界を回避している。

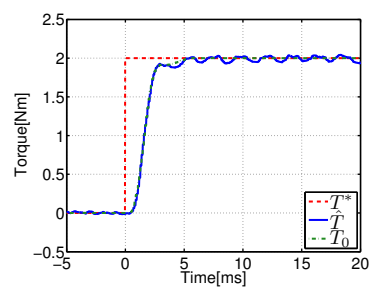
以上の実験結果より、シミュレーションと同様に終端状態制御に基づいて導出した最短時間電流軌道による高速な応答の実現を確認した。各手法と最短時間電流軌道を比較するとオーバーシュート量またはアンダーシュート量と整定時間のトレードオフがあり、実験においても達成性能限界が存在した。さらに過渡項を考慮した電圧制限楕円の第四象限上の面積が広いトルクの立ち下がり時に、線形化モデルの零点を用いた解析からは得られない達成性能限界の回避を確認した。



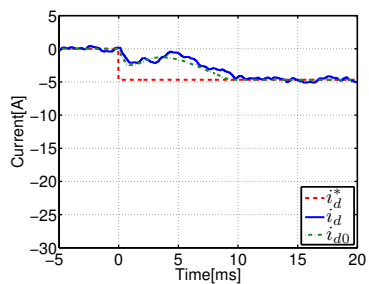
(a) Estimated torque \hat{T}



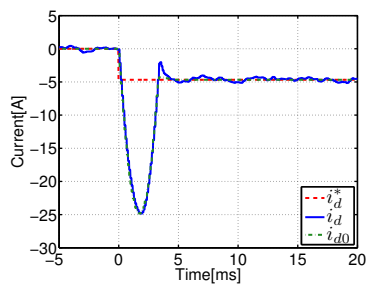
(a) Estimated torque \hat{T}



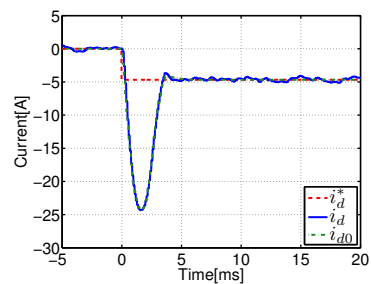
(a) Estimated torque \hat{T}



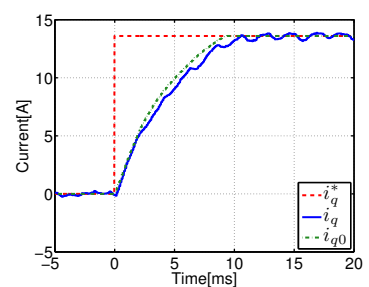
(b) d -axis current i_d



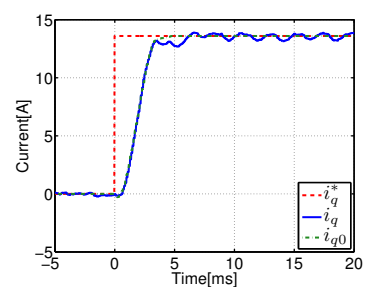
(b) d -axis current i_d



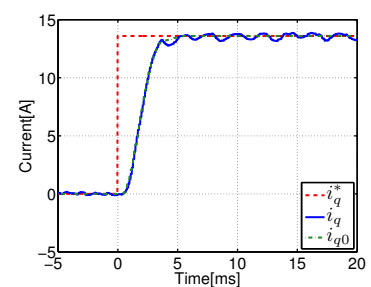
(b) d -axis current i_d



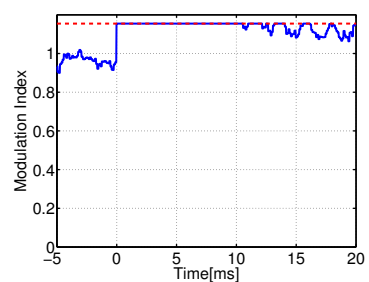
(c) q -axis current i_q



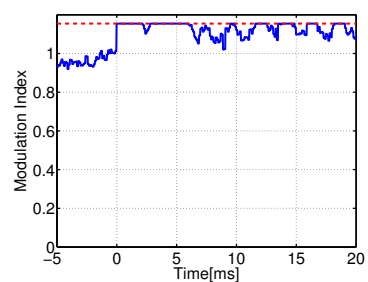
(c) q -axis current i_q



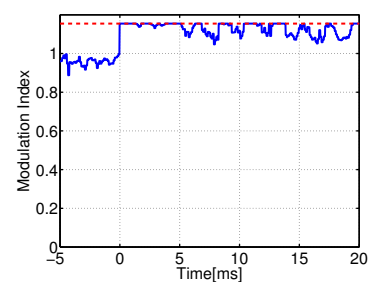
(c) q -axis current i_q



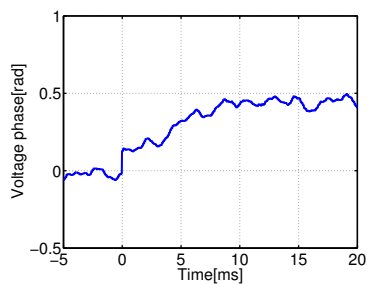
(d) Modulation index



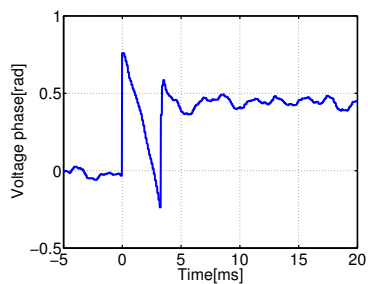
(d) Modulation index



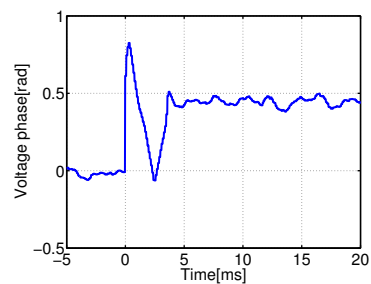
(d) Modulation index



(e) Voltage phase δ



(e) Voltage phase δ

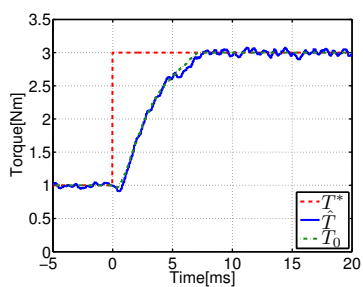


(e) Voltage phase δ

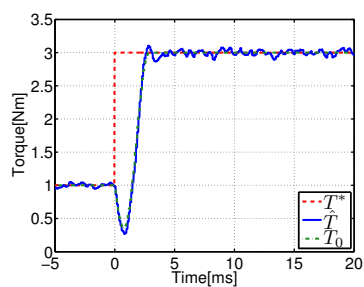
図 135: 実験結果 1 (手法 1)

図 136: 実験結果 1 (手法 2, $N=33$)

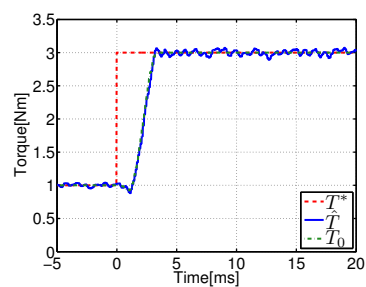
図 137: 実験結果 1 (手法 3, $N=35$)



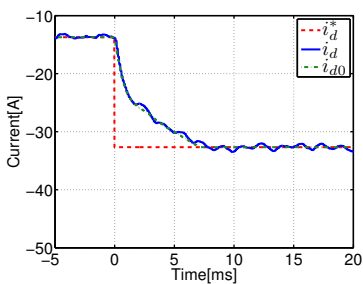
(a) Estimated torque \hat{T}



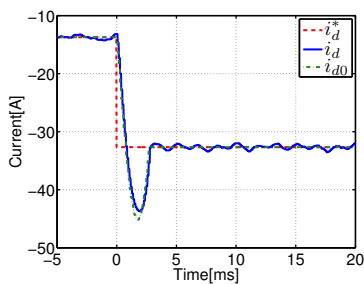
(a) Estimated torque \hat{T}



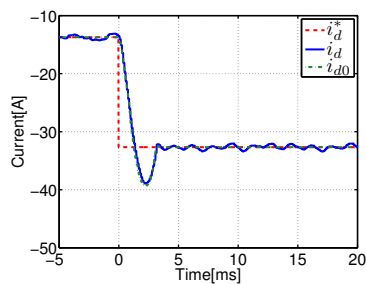
(a) Estimated torque \hat{T}



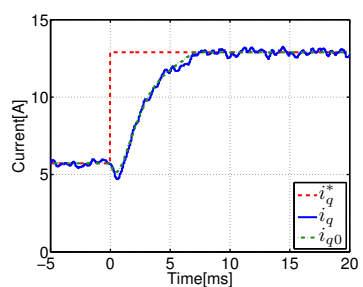
(b) d -axis current i_d



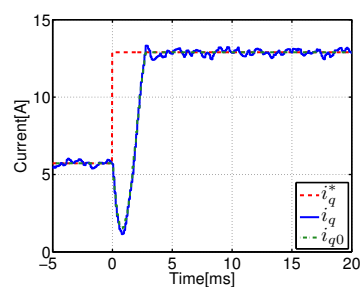
(b) d -axis current i_d



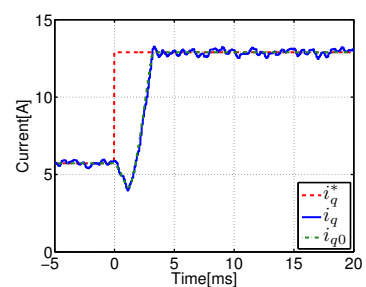
(b) d -axis current i_d



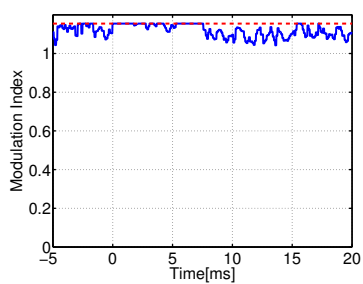
(c) q -axis current i_q



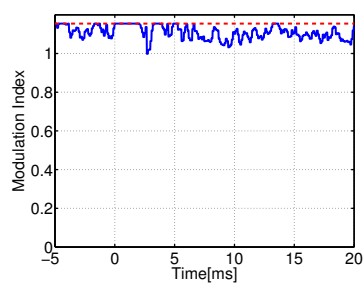
(c) q -axis current i_q



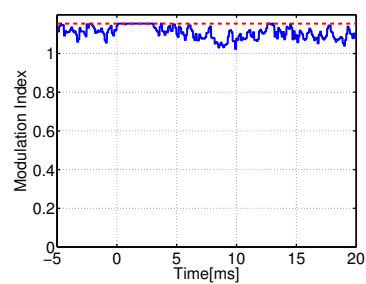
(c) q -axis current i_q



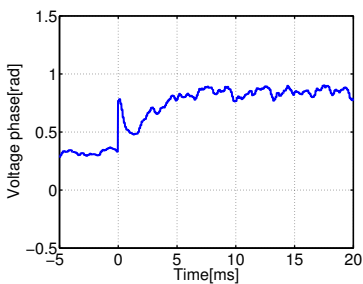
(d) Modulation index



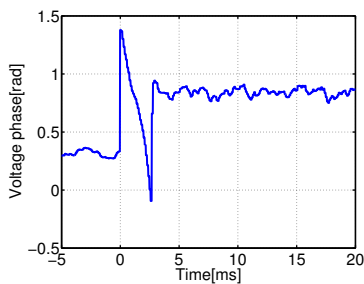
(d) Modulation index



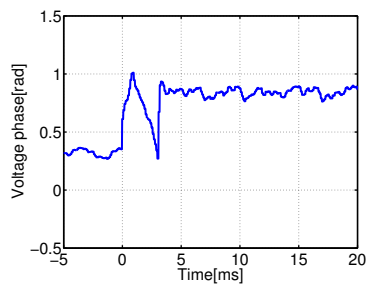
(d) Modulation index



(e) Voltage phase δ



(e) Voltage phase δ



(e) Voltage phase δ

図 138: 実験結果 2 (手法 1)

図 139: 実験結果 2 (手法 2, $N=27$)

図 140: 実験結果 2 (手法 3, $N=31$)

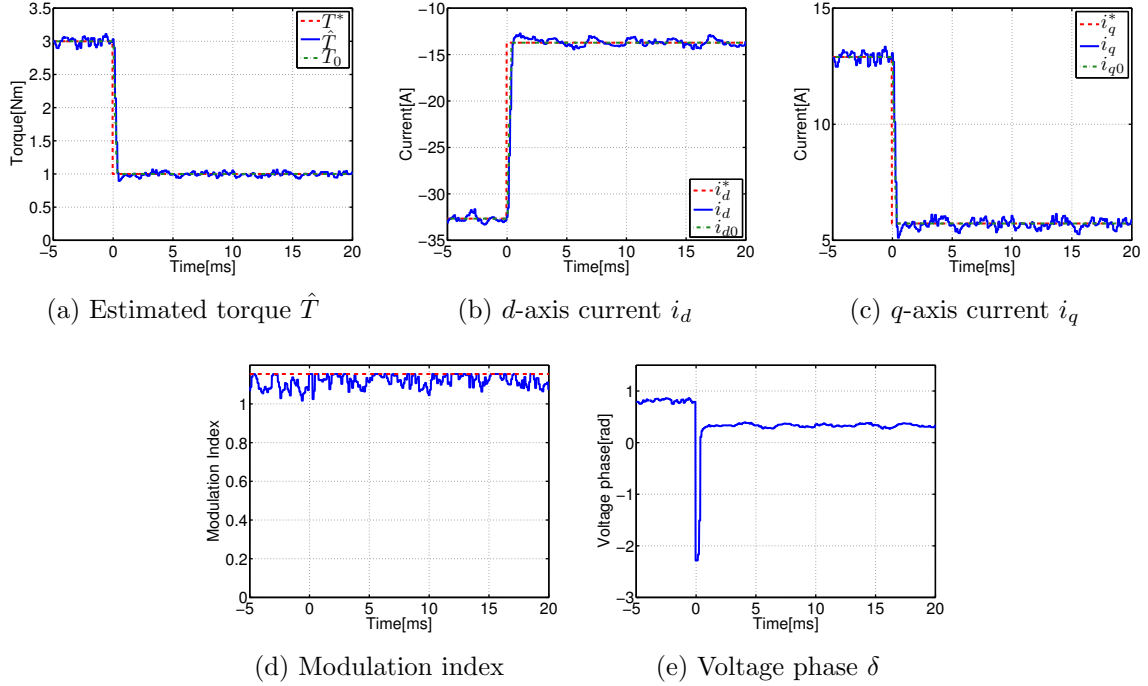


図 141: 実験結果 3 (手法 1)

8.5 シミュレーションによる詳細検討

第 8.3 節のシミュレーションとは異なり、手法 2 において複数の回転数、ステップ数での各オーバーシュート量、アンダーシュート量を求め、線形化モデルから得られた動作点依存性と比較を行う。トルクを 0 Nm から 2 Nm または 1 Nm から 3 Nm に変化させる軌道の達成性能限界を求めた結果をそれぞれ図 142, 143 に示す。横軸をステップ数 N 、縦軸を %オーバーシュート量、%アンダーシュート量としている。各なお、低回転数・低トルクの領域では電圧が飽和していないため、電圧振幅の操作を含んでいる。

線形化モデルの零点からは低回転数・低トルクであるほど d 軸電流の安定零点は遅いことが得られている。図 142(d), 143(d) より、低回転数・低トルクであるほど d 軸電流の %オーバーシュート量が大きく、整定時間とのトレードオフが確認できる。よって、線形化モデルの零点を用いて定量化した達成性能限界の動作点依存性は、軌道全体を最適化した場合でも妥当である。

q 軸電流の不安定零点は高トルクであるほど遅いが、速度依存性は少ない。1,500, 1,600 rpm では電圧振幅の操作を含んでいるため、アンダーシュートが小さくなっている。図 142(c) では速度による差は少ないが、整定時間が伸びても q 軸電流のアンダーシュートは減少しておらず、図 143(c) ではより顕著である。手法 2 では電流誤差の二乗和を最小化する評価関数を用いている。このため、応答の始めに q 軸電流のアンダーシュートを大きくした分だけ負の d 軸電流を速く立ち上げ、軌道全体として電流の誤差を小さくした。高回転数であるほどより大きい負の d 軸電流が必要となるため、 d 軸電流誤差が支配的となる。このため、高回転数領域であるほど、より大きな q 軸電流のアンダーシュートが発生した。

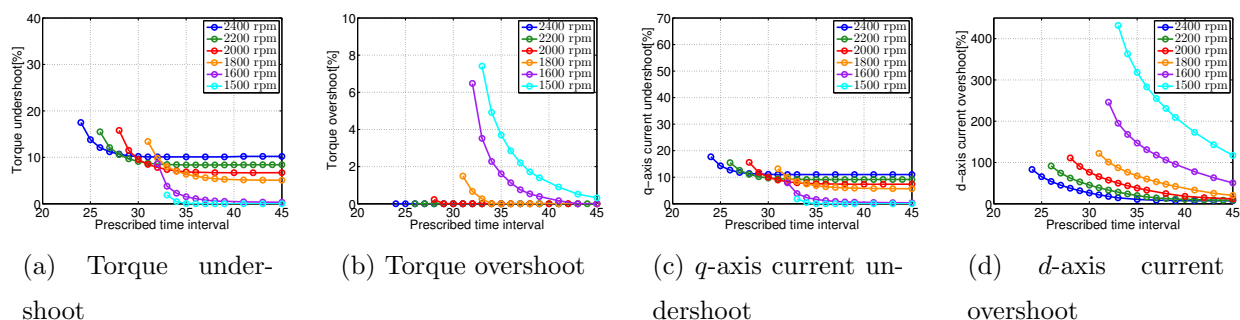


図 142: 最短時間電流軌道の詳細解析 (トルクを 0 Nm から 2 Nm に変化させる軌道)

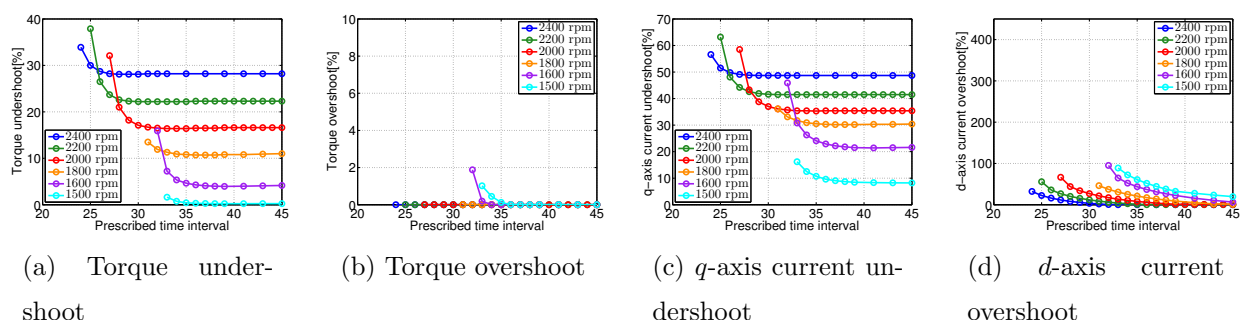


図 143: 最短時間電流軌道の詳細解析 (トルクを 1 Nm から 3 Nm に変化させる軌道)

定量化した達成性能限界は下限値を表すものである。そこで、 d 軸電流よりも q 軸電流の誤差を優先して小さくし、検証する。各サンプルの d 軸電流誤差に 0.0001 の重み付けをし、 q 軸電流の誤差を優先して小さくしたときの傾向を図 144, 145 に示す。前述の結果と比較すると、ステップ数が小さい領域では q 軸電流のオーバーシュート量に速度依存性はほぼない。しかしながら、アンダーシュート量は零になっておらず、零点が無視できるほど速い動作点でも発生している。これは過渡項を考慮した電圧制限楕円から示されたように、第二象限上の領域を拡大して軌道全体の応答を改善させるためであるといえる。特に回転数が小さいほど、ステップ数が短いときにアンダーシュート量が多い。低回転数であるほどより大きい q 軸電流を立ち上げる必要があり、また電流変化に伴う中心座標の移動量が回転数依存であるためである。なお、 q 軸電流誤差を優先して最小化した場合でも d 軸電流の動作点依存性に変わりがない。

トルクは d 軸電流と q 軸電流の応答の組み合わせで決まる。終端状態制御では高速な電流応答が発生し、アンダーシュート量およびオーバーシュート量が多い。このため、トルクのオーバーシュートは d 軸電流のオーバーシュート、トルクのアンダーシュートは q 軸電流のアンダーシュートに強く依存しており、線形化モデルから得られた達成性能限界の動作点依存性とは異なっている。しかしながら、安定零点・不安定零点となる領域でそれぞれオーバーシュート・アンダーシュートが発生する傾向が得られており、達成性能限界に指標自体は妥当であるといえる。

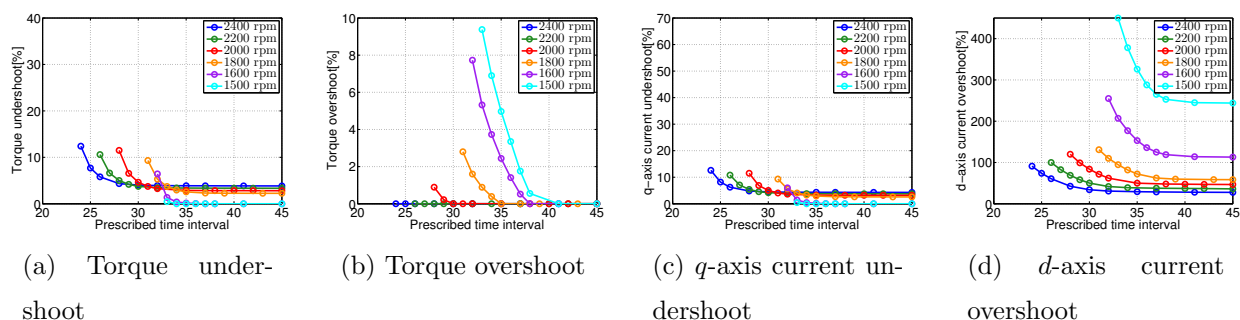


図 144: 最短時間電流軌道の詳細解析 (トルクを 0 Nm から 2 Nm に変化させる軌道, q 軸電流誤差の最小化を優先)

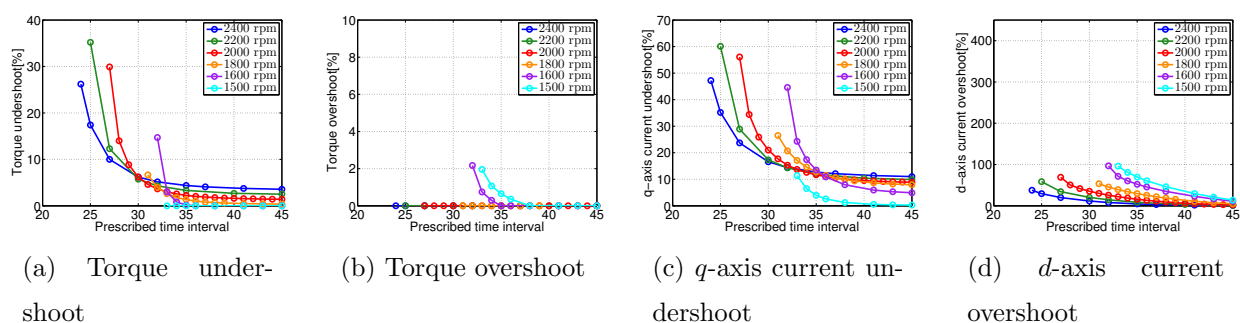


図 145: 最短時間電流軌道の詳細解析 (トルクを 1 Nm から 3 Nm に変化させる軌道, q 軸電流誤差の最小化を優先)

8.6 まとめ

本章では PWM ホールドモデルの逆システムに基づくフィードフォワード制御および大信号の制御入力となる終端状態制御に基づく最短時間電流軌道, 準最短時間トルク軌道と第 6 章での解析結果を比較した。大信号となる最短時間電流軌道の場合でも線形化モデルでの解析と同様にオーバーシュートまたはアンダーシュートと整定時間のトレードオフが存在することを示した。

終端状態制御に基づいて導出された軌道において, d 軸電流の達成性能限界の動作点依存性は線形化モデルから得られる結果と良好に一致した。また, 整定時間が短いとき, q 軸電流の達成性能限界の動作点依存性が線形化モデルから得られる結果と一致した。ただし, 過渡項を考慮した電圧制限楕円から示されたように速い零点の領域でも発生し, 厳密に一致はしていない。さらに, トルクは高速な電流応答に支配され, 動作点依存性は一致しなかった。しかしながら, 線形化モデルから得られた零点の符号と終端状態制御に基づいて導出された軌道の傾向はほぼ一致していることか, 定量化した達成性能限界は大信号の制御入力となる場合でも有用であるといえる。また, 定量化した達成性能限界と導出した軌道の差は, 過渡項を考慮した電圧制限楕円によって定性的に説明できる。

本章で提案した準最短時間トルク軌道では線形化モデルを制約しているが, トルクのアンダー

シュートおよびオーバーシュートを抑制しつつ，高速な応答を実現させた。出力であるトルクにアンダーシュートが発生しないように状態変数である d, q 軸電流を予め推移させることは文献 [58] で提案されている非最小位相連続時間システムの制御法と同じであり，制御入力の変化が酷似している。このことから，終端状態制御も非最小位相連続時間システムに対して有効な制御法であるといえる。

第 9 章

結論

永久磁石同期モータの弱め磁束領域ではインバータの出力電圧飽和によって応答が遅れるという課題に対し、本論文では極座標系での制御入力に着目したフォードバック制御によって高応答化を実現した。また、弱め磁束領域での高帯域化に伴う達成性能限界を線形化モデルの零点に着目して定量化を行った。

第 I 部では極座標に着目したフィードバック制御器設計について検討した。第 3 章においては弱め磁束領域の全域で適用可能なモデルベース電圧位相制御器を提案した。提案法は動作点に応じて線形化モデルを再定義する機構を加えており、可変ゲインの制御器となる。提案した可変ゲイン制御器を SPMSM および IPMSM で検証し、高応答化を確認した。さらに、線形化モデルの零点に着目し、従来の設計法の問題点を指摘した。しかしながら、提案法を高出力モータで検証した結果、制御器零点などの問題が確認された。そこで、モータシミュレータによる平衡点探索を用いた状態フィードバックに基づく電圧位相制御を新たに提案し、制御器零点による振動が発生しないトルク応答を実現した。

第 4 章では、制御器切り替え前後での制御入力の統一を目的とし、極座標系での制御入力を用いた電圧制限内での電流制御について検証した。可制御性の観点より、極座標系での制御入力の利用が可能な駆動条件を解析した。この結果から、電圧位相で d 軸電流、電圧振幅で q 軸電流を制御手法を設計し、シミュレーションおよび実験結果から実現を示した。しかしながら、制御系設計が複雑になり、直交座標系での制御入力を用いる電流ベクトル制御と比較して優位性は得られなかった。制御入力の統一よりも高帯域な電流ベクトル制御を用いることが好ましいと結論付けた。

第 5 章では電圧位相制御では制御器の切り替えという課題に対して、極座標系の制御入力を用いた弱め磁束制御法を提案した。提案手法では電圧振幅によって d 軸電流を制御し、電圧位相制御の利用を線形領域まで拡張した。さらに、電圧振幅制御器と電圧位相制御器を統合設計した制御法を提案し、滑らかなトルク応答を実現しつつ、電圧制限内、電圧制限下で所望の特性を実現した。この設計法では制御器の状態変数が 2 つであり、電圧振幅、電圧位相から初期値補償が容易に行える。このため、電流ベクトル制御との切り替えの際に制御入力の不連続とな

らず、疑似的なシームレス制御が実現できる。シミュレーション結果，実験結果から疑似シームレス制御の実現を確認した。

第II部では，電圧制限下での永久磁石同期モータの達成性能限界の定量化について取り上げた。第6章では第2章で示した線形化モデルの零点に着目して電圧制限下での達成性能限界を示した。 d 軸電流は力行で安定零点であり，遅い零点となる低トルク，低回転数では整定時間とオーバーシュート量とのトレードオフという達成性能限界があること示した。また， q 軸電流は力行で不安定零点であり，高トルク，高回転数で遅い零点となるために整定時間とアンダーシュート量のトレードオフが存在する。トルクの零点は d 軸電流応答と q 軸電流応答の組み合わせで決まるために複雑な特性となるが，高トルク領域では q 軸電流応答によって決まり，力行では遅い不安定零点となることが得られた。別の電流応答解析手法として，過渡項を考慮した電圧制限楕円を用いた解析を行い，線形化モデルでは得られない傾向について議論した。

第7章では第3章で提案した状態フィードバックに基づく電圧位相制御と第6章で定量化した達成性能限界をトルクステップ応答のシミュレーション結果から比較を行った。フィードバック制御では制御入力が大きく変化しないため，線形化モデルの解析から得られた達成結果と傾向が一致し，提案した達成性能限界の定量化が妥当であることが得られた。

第7章の比較はフィードバック制御器で制御入力は小信号であった。そこで，第8章ではPMSMの逆システムに基づくフィードフォワード制御，終端状態制御制御に基づく最短時間電流軌道，準最短時間トルク軌道の3つの軌道を用い，大信号の制御入力の場合として第6章での解析結果を比較した。大信号であるために達成性能限界の動作点依存性は線形化モデルから得られた結果と厳密に一致してはいない。しかし，整定時間と各オーバーシュート量，アンダーシュート量のトレードオフを確認し，提案した達成性能限界の有用性を示した。

本論文では極座標に着目し，電圧制限下でのフィードバック制御を高応答化し，かつ疑似的なシームレス制御を実現した。また，従来は不明瞭であった電圧制限下での達成性能限界を極座標系での制御入力に対する線形化モデルの零点に着目して定量化し，電圧制限下で高帯域なフィードバック制御の達成性能限界を表すことを確認した。さらに，最短時間電流軌道において，線形化モデルの零点で説明できない電流応答は過渡項を考慮した電圧制限楕円によって定性的に説明できることを示した。本論文での提案が今後の永久磁石同期モータドライブシステムの高性能化に寄与することを願う。

謝辞

横浜国立大学の卒業研究から東京大学大学院の博士課程までの6年間に渡って御指導下さった藤本博志准教授に心から感謝いたします。モータドライブに限らず多数の共同研究に携わる機会を頂き、幅広い視野で研究を行えました。さらには多くの研究発表の機会を設けて頂き、様々な研究機関の方々と交流を築けたことを大変感謝しております。また、研究への指導だけではなく、研究者としての姿勢も教育して頂きました。この6年間で身につけたことを今後も活かしていきます。

本博士論文の審査員を務めて頂いた堀 洋一教授，大崎博之教授，古関隆章教授，馬場句平准教授に深く感謝申し上げます。頂いたご意見，ご提案により博士論文の質を向上できました。また，堀教授には日頃の研究室発表会でもご指導を賜り心から厚く感謝申し上げます。

株式会社デンソー 藤綱雅己様，吉田秀治様，藤井 淳様，高橋友哉様，松木洋介様からは，修士1年からの5年間に渡る共同研究において，本研究へのご助言や実験装置の提供など様々な面から本研究のご支援を頂き，心から感謝しております。産業界からの見解は研究を進める上で非常に有益であり，より深く内容で研究を行えました。また，藤井様にはプライベートなことも含め，色々とお世話になりました。研究を完遂できたのも，藤井様の温かいご支援の賜物であります。本当にありがとうございました。

5年間の技術交流で大変御世話になったダイキン工業株式会社 環境技術研究所 小林直人様，芦田 剛様に深謝申し上げます。私の研究だけではなく広い分野で議論をさせて頂くことで私自身も知識を深め，研究者として成長できました。実験車両の製作においても，モータ・インバータの提供などお力添えを頂き，心から感謝申し上げます。

博士課程の間に多数の共同研究の立ち上げにも携わらせて頂きました。モータの音・振動に関する研究で御世話になった日産自動車株式会社 榎本俊夫様，金堂雅彦様，金山雅洋様，小宮洋志様，吉本貫太郎様，宮川隆行様に感謝を申し上げます。研究室内では得られなかった音・振動に関する知見をご教示下さり，誠にありがとうございました。エンコーダに関する研究では，株式会社ニコン 牧野内進様，橋本豪之様，木戸良介様，株式会社ニコンシステム 増田大介様に大変御世話になり，深く御礼申し上げます。実験機製作で積んだ経験，「産みの苦しみ」を今後活かしていきます。

付録に記載した新規の実験車両 FPEV4-Sawyer の製作において，多くの方々よりご支援を頂きました。三菱自動車工業株式会社 吉田裕明様，半田和功様，松見敏行様，安藤直樹様，開発本部の皆様には制御システムの構築において親切なご協力を頂き，大変感謝しております。

頻繁に柏キャンパスにお越し頂き、車両の製作にご尽力を頂いた株式会社ブルーヘイズ 鈴木 慎一様に厚くお礼申し上げます。株式会社ジェイテクト 武田 稔様，瀬川雅也様，束 敏正様より実験車両の部品を提供などでご助力を頂き，心より感謝しております。

研究室生活を共に過ごし，ご協力，ご助言を頂いた堀・藤本研究室の皆様，卒業生の方々にただただ感謝する限りであります。博士の先輩である坂田晃一さん，白石貴行さんには研究のみならず，博士課程への進学などについてもご相談に乗って頂いたこと，誠に感謝しております。吉村雅貴さん，角谷勇人さん，天田順也さん，落 直哉さん，前田健太さん，武井大輔さん，原田信吾さん，米 俊宏さん，郡司大輔さん，澤村大祐には，実験車両 FPEV4-*Sawyer* の製作で貴重な時間を割いて頂き，大変ありがとうございました。事務関連でご支援を頂いた藤本博志准教授の前秘書 日野恵利子様，現秘書 松島陽子様に深くお礼申し上げます。

2013 年度には独立行政法人日本学術振興会の特別研究員 (DC2) に採用して頂いたおかげで研究を最後まで進められました。厚くお礼申し上げます。

最後に，いつも相談に乗ってくれた友人諸氏と博士課程に進学する機会をくれた家族に感謝の意を表します。研究室生活の 6 年間でお世話になった方々の今後の益々のご活躍とご多幸を祈念して，謝辞といたします。

付録 A

実験車両 FPEV4-Sawyer と最適モータ設計 のための最小入力電力条件の導出

著者の所属している研究グループではオリジナルの電気自動車 FPEV2-*Kanon* を用い，車両の安全性 [67]・快適性 [68] および一充電走行距離の延長 [69, 70] に関する様々な研究を行ってきた。しかしながら，FPEV2-*Kanon* には下記の問題点があり，検討内容が制限されていた。

- 駆動モータがダイレクトドライブ方式のインホイールモータ (in-wheel motor: IWM) のみで車載モータ (on-board motor: OBM) など他の駆動方式での検討がない
- モータや駆動方式の変更には大幅な改修が必要
- トルク指令値を与えるだけでモータ制御の中身がブラックボックス

そこで，研究の自由度を広げるために新しい実験車両 FPEV4-*Sawyer* [71] の製作を行ってきたので，本論文で紹介する。

本論文では高効率のために高回転数駆動される PMSM の制御について検討してきた。特に電気自動車では一充電走行距離の観点から，モータの高回転数駆動による高効率化が必要となる。一方で，市街地走行などの低回転数領域でも高効率化が求められており，高効率な駆動領域が広いことが求められている。そこで，電機子巻線 [72] や極数 [73] の切り替え，永久磁石の起磁力の変更 [74, 75] などによるモータの機器定数を変化や，モータ特性の組み合わせ [76] などによって効率を改善させるモータ設計が提案されている。また，DC/DC コンバータ [77, 78] や Z ソースインバータ [79] によって直流電源電圧を可変にし，総合効率を改善させる試みも成されている。文献 [80], [81] では電気自動車におけるモータ分散配置に着目し，駆動力配分による高効率化を提案している。しかしながら，従来の研究では車両運動力学とモータモデルを総合的に考慮されていなかった。

著者の所属している研究グループでは車両運動制御によって一充電走行距離を延長する航続距離延長制御システム (Range Extension Control System: RECS) を提案してきた [69, 70]。従



図 146: FPEV4-*Sawyer*

表 7: 車両諸元

Dimension (L × W × H)	3.395 × 1.475 × 1.61 m
Weight m	1,183 kg
Wheel radius r	0.27 m

来の RECS では車両運動力学やモータ効率を総合的に考慮されているが，リラクタンストルクの無視およびモータ等価回路の近似をしているため，モータドライブを厳密に考慮されていない。さらに，RECS では前後輪モータで異なる効率特性を前提としていたが，モータ設計については議論されていなかった。そこで，本稿ではモータドライブを厳密に考慮し，モータ設計に必要な駆動力一定の下での最小入力電力の条件式を導出する。この結果から最適な前後輪モータ設計の方法および制御システムの構成について考察する。

A.1 実験車両 FPEV4-*Sawyer*

三菱自動車株式会社が販売している電気自動車 i-MiEV を基に，図 146 に示す実験車両 FPEV4-*Sawyer* を製作した。車両諸元を表 7 に示す。FPEV4-*Sawyer* は駆動部の変更を容易にする可変駆動ユニットシステムを採用し，FPEV2-*Kanon* の問題点を解決している。

A.1.1 可変駆動ユニットシステムと車両の特徴

可変駆動ユニットシステムは図 147 に示すように車両構造をメインユニットと前後輪を構成する 2 つのサブユニットに分けたシステムである。サブユニットとメインユニットはボルトで結合されており，容易に取り外し可能である。メインユニットにはバッテリーパック，車両運動コントローラ，駆動モータのインバータなどを備えている。

サブユニットは駆動部を構成している。フレーム，ステアリング機構，サスペンション機構は前後輪とも同じ構造であるので，前輪のサブユニットと後輪のサブユニットは入れ替えられる。また，図 148 のように駆動方式が異なる複数のサブユニットを製作すればサブユニットの

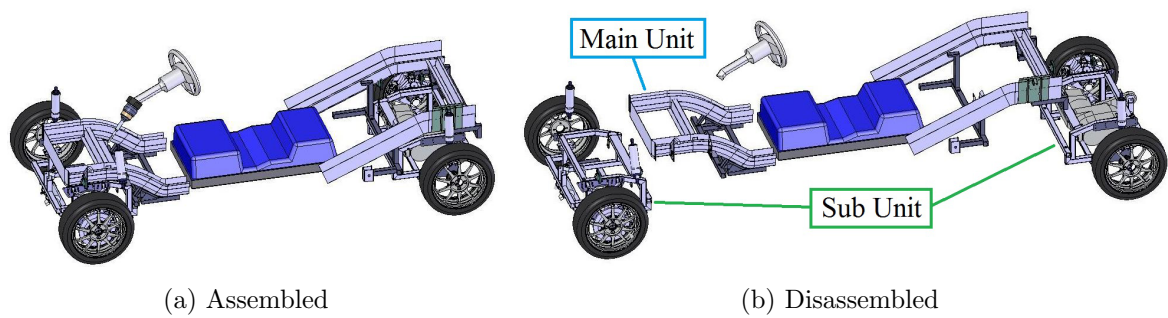


図 147: 可変駆動ユニットシステム

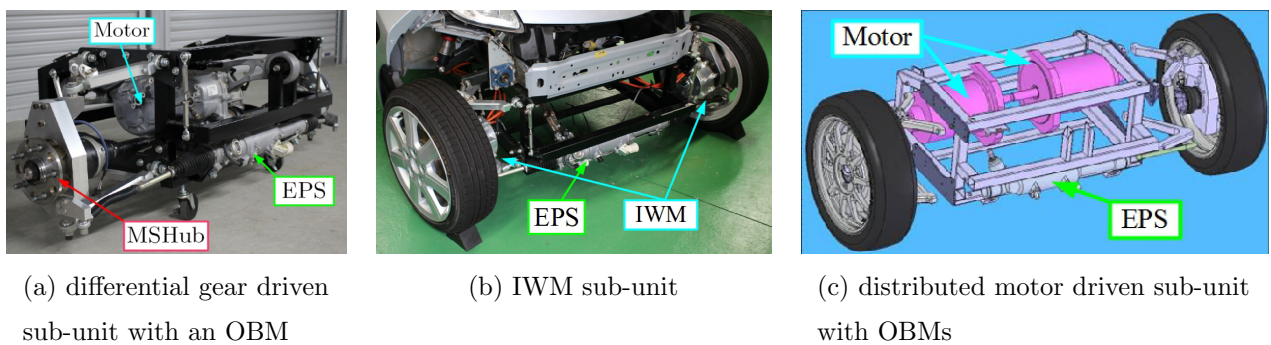


図 148: サブユニット

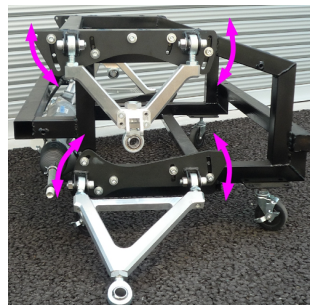
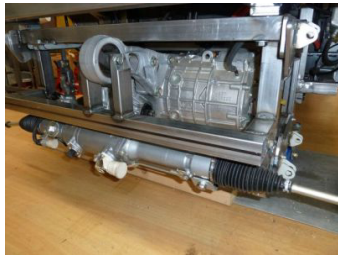


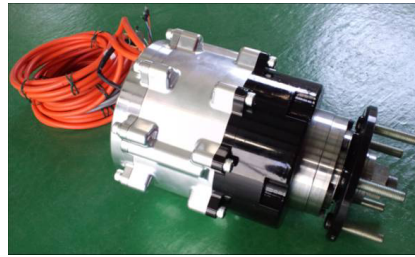
図 149: 可変サスペンション機構

交換だけで複数の駆動方式を実現できる。例えば、前輪に非駆動輪のユニット、後輪に駆動輪のユニットを搭載すれば後輪駆動車となり、前後を入れ替えれば前輪駆動車となる。このようにボルトで固定されているサブユニットだけの交換だけで済むため、車両全体の大幅な改修が不要である。また、駆動方式によって重量は変わってしまうが、一つの車体という公平さの下で複数の駆動方式を評価できる。

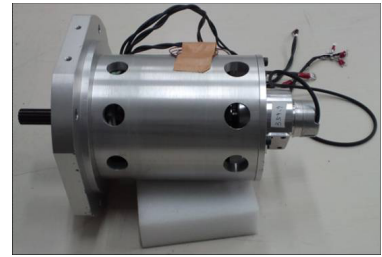
FPEV4-*Sawyer* はダブルウィッシュボーン式のスuspension構造を採用している。インホイールモータ駆動では正負のアンチダイブ力が大きく、これを利用して車体のロール、ピッチ、ヒーブ運動の制御が可能である [68, 82]。アンチダイブ力の発生にはサスペンションの瞬間回



(a) OBM#1 (differential gear driven sub-unit)



(b) IWM (IWM sub-unit)



(c) OBM#2 (distributed motor driven sub-unit)

図 150: 各サブユニットの駆動モータ

転中心が重要な要素となる。そこで図 149 に示すように、サブユニットにはサスペンションのアップーアームとロアアームの取り付け角を手動で変えられる機構を備え、瞬間回転中心を操作できるようにした。これにより、FPEV4-*Sawyer* では車両運動制御のための最適なサスペンション構造についても検討できる。

全てのサブユニットにラック同軸型電動パワーステアリングが搭載されているため、アクティブ前後輪操舵が可能である。さらに、メインユニットには株式会社 ジェイテクト製の差動機構式のアクティブフロントステアリングシステムが備えており、ステアバイワイヤや反力制御も可能である。

一部のサブユニットには日本精工株式会社で開発中のマルチセンシングハブユニット (MSHub) が搭載されており、タイヤ横力が計測できる。

A.1.2 サブユニット

現在、3つのサブユニットを製作し、1つのサブユニットを設計している。

1. 非駆動輪サブユニット
2. デフギア車載モータサブユニット
3. IWM サブユニット
4. 左右輪独立駆動車載モータサブユニット

各サブユニットの駆動モータおよび仕様を図 150, 表 A.1.2 に示す。

非駆動輪サブユニットは駆動モータを搭載せず、操舵のために電動パワーステアリングだけを搭載したサブユニットである。

図 148(a) のデフギア車載モータサブユニットは、図 150(a) に示した i-MiEV の車載モータおよびディファレンシャルギアを搭載している。このサブユニットは1つの車載モータから発生させたトルクをディファレンシャルギアとドライブシャフトによって左右輪に伝達する一般的な駆動系である。しかしながら、左右輪駆動力差モーメントを発生できないため、車両運動制

表 8: 各サブユニットの仕様

	differential gear driven sub-unit with an OBM	IWM sub-unit	distributed motor driven sub-unit with OBMs
Max. motor power	47 kW	25 kW × 2	27.5 kW × 2
Max. motor torque	180 Nm	40 Nm ^{*1}	111 Nm
Max. motor speed	8,500 rpm	9,100 rpm ^{*1}	6,000 rpm
Gear ratio	6.066	10	under design
Cooling system	Water cooling	Air cooling	Air cooling
Driveshaft	Installed	None	Installed
Active differential	Unable	Possible	Possible

*1 design value

御の性能が制限される。また、減速機のバックラッシュが存在し、共振周波数が非常に低いドライブシャフトのねじれ共振がモータの高速なトルク応答によって引き起こされてしまう。しかし、ねじれ共振は制振制御の適用によって抑制が可能である [71, 83]。

図 148(b) に示した IWM サブユニットには、各輪に図 150(b) の IWM が搭載されている。この IWM は小型化のために減速機を用いている。IWM ユニットでは左右輪のそれぞれのモータで駆動させるため、減速機のバックラッシュの影響しか受けず、左右輪駆動力差モーメントを発生できる。このため、運動制御の観点からは IWM 駆動が理想である。さらには、車載モータと比較して車両重量が減少するという報告もある [84]。しかしながら、バネ下荷重が増加してしまい、乗り心地を悪化させる。一方で、IWM 駆動で大きく発生する正負のアンチダイブ力を用いた制御で乗り心地を改善できる。

図 148(c) の左右輪独立駆動車載モータサブユニットは設計中である。このサブユニットは図 150(c) に示したモータ [85] を 2 台車載し、ドライブシャフトを用いて左右輪を独立に駆動させる予定である。左右輪駆動力差モーメントは利用可能であるが、ドライブシャフトのねじれ共振が発生する。

このように駆動方式によって短所・長所が異なる。これらの特徴を制御系設計も含めて FPEV4-Sawyer という共通の車体で比較することが今後の課題である。

A.1.3 バッテリーと充電システム

FPEV4-Sawyer は、ベースとなった i-MiEV のリチウムイオンバッテリーをそのまま利用しており、メインユニットの座席下に配置されている [86]。バッテリーの最大電圧は 330 V、最大出力は 16 kWh である。

充電システムも i-MiEV のものを用いており、単相 100 V および単相 200 V による普通充電および急速充電に対応している。

A.1.4 コントローラ・インバータ

FPEV4-*Sawyer* の車両運動コントローラには、dSPACE 社製 Tandem AutoBox を採用している。AutoBox にてトルク指令値を生成し、CAN またはアナログ信号でトルク指令値をモータコントローラに入力する。

デフギア車載モータサブユニットの駆動モータには i-MiEV と同じインバータを用いる。このため、FPEV2-*Kanon* と同様に車両運動コントローラからトルク指令値しか与えることしかできない。そこで、モータ制御も含めた研究のためにコンプレッサ用インバータを改造し、Myway プラス株式会社製 PE-PRO (DSP: TI 社製 TMS320F28335) によって自作のモータ制御系を構築できるようにした。

A.2 最適モータ設計のための最小入力電力条件の導出

前後輪の両方が IWM サブユニットの状態を想定し、最小入力電力条件の導出する。また、導出した最小入力電力式からモータ設計およびシステム構成について考察する。

A.2.1 車両モデル

四輪独立駆動が可能であるが、本論文では直進走行のみを考える。車両モデルを図 151 に示す。直進走行であるから駆動力差モーメントはなく、各輪の駆動力 F_{fr} , F_{fl} , F_{rr} , F_{rl} , 総駆動力 F_{total} はそれぞれ式 (A-1), (A-2), (A-3) となる。

$$F_f = F_{fr} = F_{fl} \quad (A-1)$$

$$F_r = F_{rr} = F_{rl} \quad (A-2)$$

$$F_{total} = 2(F_f + F_r) \quad (A-3)$$

総駆動力指令値 F_{total}^* を満たすように前後輪に駆動力を配分する。駆動力の配分比率を k とおくと、 $F_{total} = F_{total}^*$ のとき前後輪の駆動力 F_f , F_r は式 (A-4), (A-5) となる。

$$F_f(k) = \frac{1}{2}(1 - k) F_{total}^* \quad (A-4)$$

$$F_r(k) = \frac{1}{2}k F_{total}^* \quad (A-5)$$

また、車両の運動方程式は式 (A-6) となる。

$$ma_x = 2(F_f(k) + F_r(k)) - F_{DR}(V) = F_{total}^* - F_{DR}(V) \quad (A-6)$$

ただし、 a_x : 車体加速度, m : 車体重量, $F_{DR}(V)$: 走行抵抗とする。

各輪の駆動力 F_{dj} は式 (A-7) で表される。

$$F_{dj} = \mu_j N_j \quad (A-7)$$

ここで、 μ_j : 路面摩擦係数、 N_j : 各輪の垂直抗力である。また、添字の j は $j = f$ または $j = r$ であり、それぞれ前輪または後輪を表す。スリップ率 λ_j は式 (A-8) で定義される。

$$\lambda_j = \begin{cases} \frac{V_{\omega_j} - V}{V_{\omega_j}} & (\text{acceleration}) \\ \frac{V_{\omega_j} - V}{V} & (\text{deceleration}) \end{cases} \quad (\text{A-8})$$

ただし、 $V_{\omega_j} := r\omega_{oj}$ 、 ω_{oj} : 車輪角速度、 r : タイヤ半径とする。各輪とも同じタイヤを用いるので、タイヤ半径 r は同一である。スリップ率 λ_j が微小であれば、加減速でスリップ率の差は少ない。そこで、加速時の式を用いて求める。すなわち、 ω_{oj} は式 (A-9) となる。

$$\omega_{oj} = \frac{V}{r} \frac{1}{1 - \lambda_j} \quad (\text{A-9})$$

また、式 (A-9) を微分し、車輪角加速度 $\dot{\omega}_{oj}$ を求めると式 (A-10) を得る。

$$\dot{\omega}_{oj} = \frac{a_x}{r} \frac{1}{1 - \lambda_j} \quad (\text{A-10})$$

ただし、路面状態は変化しない、すなわち $\dot{\lambda}_j = 0$ とする。

路面摩擦係数 μ_j とスリップ率 λ_j は図 152 に示したような関係がある。 $|\lambda_j| \ll 1$ であれば、路面摩擦係数 μ_j はスリップ率 λ_j は比例するとみなせる。この比例係数を D'_{sj} とおくと、式 (A-7) は式 (A-11) で表される。

$$F_j \simeq D'_{sj} \lambda_j N_j \quad (\text{A-11})$$

$$D'_{sj} := \left. \frac{\mu_j}{\lambda_j} \right|_{\lambda_j=0} \quad (\text{A-12})$$

加減速時には各輪の垂直抗力 N_f 、 N_r は変化し、それぞれ式 (A-13)、(A-14) となる。

$$N_f = \frac{m}{2} \left(\frac{l_r}{l} g - \frac{h_g}{l} a_x \right) \quad (\text{A-13})$$

$$N_r = \frac{m}{2} \left(\frac{l_f}{l} g + \frac{h_g}{l} a_x \right) \quad (\text{A-14})$$

ただし、 g : 重力加速度、 h_g : 車両の重心高、 l_f, l_r : 前後重心距離である。式 (A-13)、(A-14) を式 (A-7) を代入すると前後輪の駆動力 F_f 、 F_r はそれぞれ式 (A-15)、(A-16) で表される。

$$F_f = \frac{D'_{sf} \lambda_f m}{2l} (l_r g - h_g a_x) \quad (\text{A-15})$$

$$F_r = \frac{D'_{sr} \lambda_r m}{2l} (l_f g + h_g a_x) \quad (\text{A-16})$$

また各輪の運動は、図 153 に示す一輪モデルで表される。車輪の回転運動方程式を式 (A-17) に示す。

$$J\dot{\omega}_{oj} = T_{oj} - rF_j \quad (\text{A-17})$$

ただし、 T_{oj} : 車輪への入力トルク、 J : ホイール・モータ出力軸などのイナーシャの合計値である。

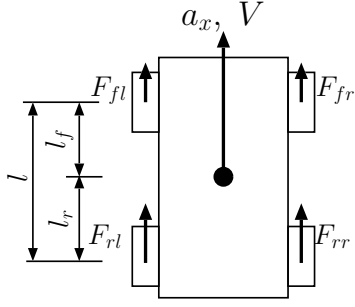


図 151: 車両モデル

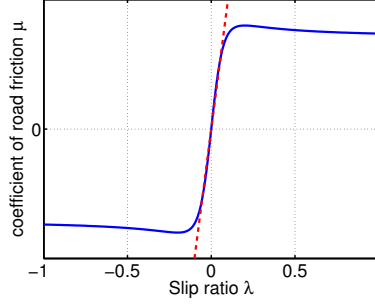


図 152: $\mu - \lambda$ 特性の一例

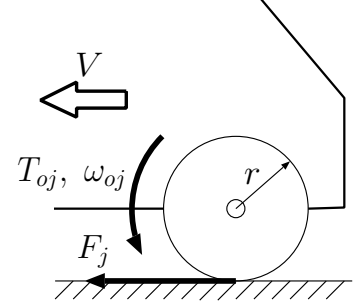


図 153: 一輪モデル

A.2.2 減速機モデル

FPEV2-*Kanon* ではダイレクトドライブであったため、摩擦力は無視されていた。しかしながら、FPEV4-*Sawyer* で用いる IWM には減速機が用いられているため、減速機効率を考慮する必要がある。減速機効率の測定データより、モータトルク T_j と車輪への入力トルク T_{oj} の関係を式 (A-18) とおく。

$$T_{oj} = r_g T_j - T_{fricj} \quad (\text{A-18})$$

ここで、 T_{fricj} : 摩擦力、 r_g : 減速比であるとする。また、各輪とも同型の減速機を用いるため、各パラメータは同一とみなす。摩擦力 T_{fricj} は粘性摩擦とクーロン摩擦の和とし、式 (A-19) で与えられる。

$$T_{fricj} = D\omega_{oj} + T_c \quad (\text{A-19})$$

ただし、 D : 出力回転数に対する摩擦係数、 T_c : クーロン摩擦とする。

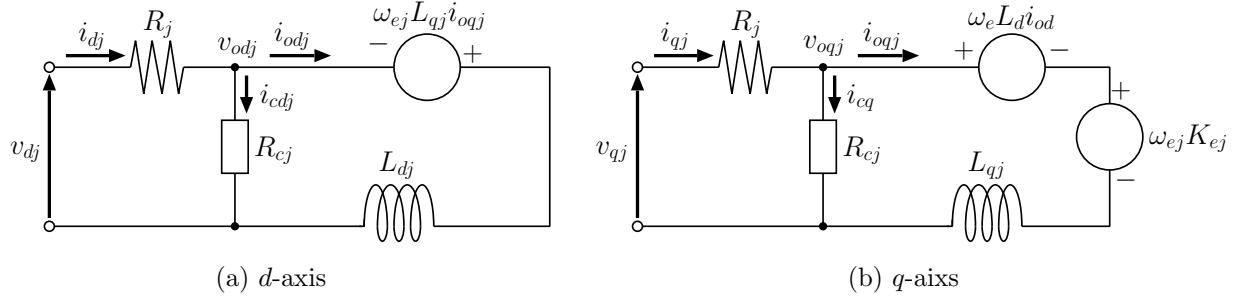


図 154: 鉄損を考慮した PMSM の dq 座標等価回路

A.2.3 鉄損を考慮した PMSM の dq 座標モデル

図 154 に鉄損を考慮した PMSM の dq 座標等価回路を示す [87]。この等価回路は等価鉄損抵抗 R_c によって鉄損を考慮している。図 154 の電圧方程式を式 (A-20)–(A-22) に示す。

$$\begin{bmatrix} v_{dj} \\ v_{qj} \end{bmatrix} = R_j \begin{bmatrix} i_{odj} \\ i_{oqj} \end{bmatrix} + \left(1 + \frac{R_j}{R_{cj}}\right) \begin{bmatrix} v'_{odj} \\ v'_{oqj} \end{bmatrix} + \left(1 + \frac{R_j}{R_{cj}}\right) p \begin{bmatrix} L_{dj} & 0 \\ 0 & L_{qj} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{odj} \\ i_{oqj} \end{bmatrix} \quad (\text{A-20})$$

$$\begin{bmatrix} v'_{odj} \\ v'_{oqj} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\omega_{ej} L_{dj} \\ \omega_{ej} L_{qj} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{odj} \\ i_{oqj} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_{ej} K_{ej} \end{bmatrix} \quad (\text{A-21})$$

$$\begin{bmatrix} i_{dj} \\ i_{qj} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{\omega_{ej} L_{qj}}{R_{cj}} \\ \frac{\omega_{ej} L_{dj}}{R_{cj}} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{odj} \\ i_{oqj} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{\omega_{ej} K_{ej}}{R_{cj}} \end{bmatrix} + \frac{1}{R_{cj}} p \begin{bmatrix} L_{dj} & 0 \\ 0 & L_{qj} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{odj} \\ i_{oqj} \end{bmatrix} \quad (\text{A-22})$$

前後輪で異なるモータを搭載する場合を想定し、前後輪を表す添字 j をつけている。

等価鉄損抵抗 R_{cj} は式 (A-23) に示すように渦電流損とヒステリシス損に分けてモデル化することで精度を向上できることが知られている [88]。

$$\frac{1}{R_{cj}} = \frac{1}{R_{ej}} + \frac{1}{|\omega_{ej}| r_{hj}} \quad (\text{A-23})$$

鉄損を等価的な抵抗で表したモデルであるため、実際の鉄損を厳密に考慮してはいない。しかしながら文献 [89] において、図 154 の等価回路を用いれば高調波の影響で誤差が発生するが、実験値との誤差が減少することから妥当性・有用性が示されている。このことから、本論文でも図 154 の等価回路を用いることにする。

トルク T_j 、損失 P_{lossj} 、銅損 P_{cuj} 、鉄損 P_{fej} はそれぞれ式 (A-24), (A-26), (A-27) となる。

$$T_j = K_{mtj} i_{oqj} + K_{rtj} i_{odj} i_{oqj} \quad (\text{A-24})$$

$$P_{lossj} = P_{cuj} + P_{fej} \quad (\text{A-25})$$

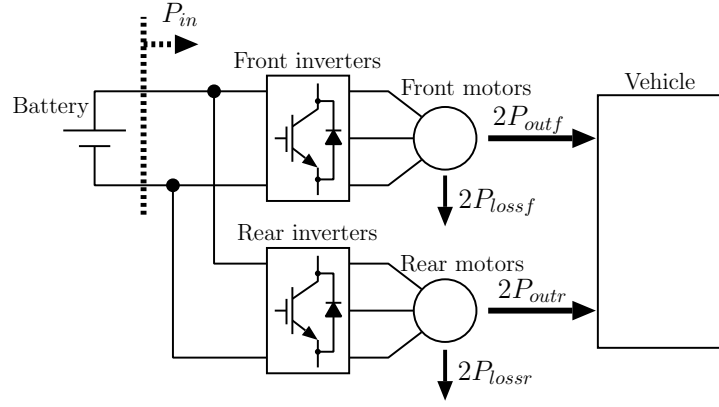


図 155: 前後輪独立駆動車のドライブシステム

$$P_{cu j} = R_j(i_{dj}^2 + i_{qj}^2) \quad (\text{A-26})$$

$$P_{fej} = \frac{v_{oj}^2 + v_{qj}^2}{R_{cj}} \quad (\text{A-27})$$

ただし, $K_{mtj} := P_j K_{ej}$, $K_{rtj} := P_j(L_{dj} - L_{qj})$, P_j : 極対数とする。第 A.2.2 節では車両の過渡状態も考慮していたが, モータの過渡応答は車両の過渡応答に比べて十分に速いため, 本節では無視する。

この等価回路において, 所望のトルクを満たしつつ損失 P_{lossj} を最小化する駆動条件は式 (A-28) で与えられる [90]。

$$T_j^2 = \frac{AB}{C} \quad (\text{A-28})$$

$$A := R_j R_{cj}^2 i_{odj} + \omega_{ej}^2 L_{dj} (R_j + R_{cj}) (L_{dj} i_{odj} + K_{ej})$$

$$B := P_j^2 \{K_{ej} + (L_{dj} - L_{qj}) i_{odj}\}^3$$

$$C := \{\omega_{ej}^2 L_{qj}^2 (R_{cj} + R_j) + R_j R_{cj}^2\} (L_{dj} - L_{qj})$$

A.2.4 最高効率条件式件の導出と考察

第 A.2.1 節から第 A.2.3 節で定義したモデルを用い, 最小入力電力の条件を導出する。想定するシステムの構成図を図 155 に示す。本節ではインバータ損失およびバッテリー損失は無視する。

式 (A-4), (A-5) をそれぞれ式 (A-15), (A-16) に代入し, λ_f, λ_r について解くと式 (A-29), (A-30) を得る。

$$\lambda_f(k) = \frac{(1-k)lF_{total}^*}{D'_{sf}m(l_r g - h_g a_x)} \quad (\text{A-29})$$

$$\lambda_r(k) = \frac{k l F_{total}^*}{D'_{sr}m(l_f g + h_g a_x)} \quad (\text{A-30})$$

式 (A-29), (A-30) を式 (A-9), (A-10) に代入すると, 前後輪角速度 ω_{of}, ω_{or} および前後輪角加速

度 $\dot{\omega}_{of}$, $\dot{\omega}_{or}$ は式 (A-31)–(A-34) となる。

$$\omega_{of}(k) = \frac{V}{r} \frac{D'_{sf}m(l_rg - h_ga_x)}{D'_{sf}m(l_rg - h_ga_x) - (1-k)lF_{total}^*} \quad (A-31)$$

$$\omega_{or}(k) = \frac{V}{r} \frac{D'_{sr}m(l_fg + h_ga_x)}{D'_{sr}m(l_fg + h_ga_x) - klF_{total}^*} \quad (A-32)$$

$$\dot{\omega}_{of}(k) = \frac{a_x}{r} \frac{D'_{sf}m(l_rg - h_ga_x)}{D'_{sf}m(l_rg - h_ga_x) - (1-k)lF_{total}^*} \quad (A-33)$$

$$\dot{\omega}_{or}(k) = \frac{a_x}{r} \frac{D'_{sr}m(l_fg + h_ga_x)}{D'_{sr}m(l_fg + h_ga_x) - klF_{total}^*} \quad (A-34)$$

式 (A-18) を式 (A-17) に代入し、前後輪モータトルク T_f , T_r を求めると式 (A-35), (A-36) を得る。

$$T_f = \frac{J\dot{\omega}_{of} + D\omega_{of} + rF_f + T_c}{r_g} \quad (A-35)$$

$$T_r = \frac{J\dot{\omega}_{or} + D\omega_{or} + rF_r + T_c}{r_g} \quad (A-36)$$

また、式 (A-35), (A-36) に式 (A-31)–(A-34) を代入すると、式 (A-37), (A-38) に示したように前後輪モータトルク T_f , T_r は駆動力配分比 k の関数で表される。

$$T_f(k) = \frac{D'_{sf}m(Ja_x + DV)(l_rg - h_ga_x)}{r_g r \{D'_{sf}m(l_rg - h_ga_x) - (1-k)lF_{total}^*\}} + \frac{(1-k)rF_{total}^*}{2r_g} + \frac{T_c}{r_g} \quad (A-37)$$

$$T_r(k) = \frac{D'_{sr}m(Ja_x + DV)(l_fg + h_ga_x)}{r_g r \{D'_{sr}m(l_fg + h_ga_x) - klF_{total}^*\}} + \frac{krF_{total}^*}{2r_g} + \frac{T_c}{r_g} \quad (A-38)$$

よって、前後輪モータ出力 P_{outf} , P_{outr} はそれぞれ式 (A-39), (A-40) となる。

$$P_{outf}(k) = r_g \omega_{of}(k) T_f(k) \quad (A-39)$$

$$P_{outr}(k) = r_g \omega_{or}(k) T_r(k) \quad (A-40)$$

すなわち、前後輪モータ出力は負荷側から決まってしまうため、駆動力配分比 k だけの関数となる。

次に各モータの損失について考える。式 (A-24) より、 i_{oqf} , i_{oqr} は i_{odf} , i_{odr} , $T_f(k)$, $T_r(k)$ によって式 (A-41), (A-42) で表現でき、他方のモータの電流値は影響しない。

$$i_{oqf}(k, i_{odf}) = \frac{T_f(k)}{K_{mt} + K_{rt}i_{odf}} \quad (A-41)$$

$$i_{oqr}(k, i_{odr}) = \frac{T_r(k)}{K_{mt} + K_{rt}i_{odr}} \quad (A-42)$$

また、モータ駆動周波数 ω_{ej} と車輪角速度 ω_{oj} の関係は式 (A-43) となる。

$$\omega_{ej}(k) = P_j r_g \omega_{oj}(k) \quad (A-43)$$

よって、前後輪モータの損失 P_{lossf} , P_{lossr} は式 (A-25), (A-26), (A-27) より、それぞれ式 (A-44), (A-45) となる。

$$P_{lossf}(k, i_{odf}) = P_{cuf}(k, i_{odf}) + P_{fef}(k, i_{odf}) \quad (A-44)$$

$$P_{lossr}(k, i_{odr}) = P_{cur}(k, i_{odr}) + P_{fer}(k, i_{odr}) \quad (A-45)$$

すなわち、各モータの損失は駆動力配分比 k とそれぞれのモータの d 軸電流で決まる。ただし、インバータの出力電圧に制限が存在するため、式 (A-46) の制約条件を満たす必要がある。

$$V_{a\max}^2 \geq v_{dj}^2(i_{oj}(k), i_{odj}) + v_{dj}^2(i_{oj}(k), i_{odj}) \quad (\text{A-46})$$

ここで、 $V_{a\max}$ はインバータの直流電源電圧と変調方式から決まる最大電圧振幅である。

これより、総入力電力 P_{in} は式 (A-47) となる。

$$P_{in}(k, i_{odf}, i_{odr}) = 2P_{outf}(k) + 2P_{outr}(k) + 2P_{lossf}(k, i_{odf}) + 2P_{lossr}(k, i_{odr}) \quad (\text{A-47})$$

式 (A-47) より最高効率の条件は式 (A-48) で表される。

$$\begin{aligned} \min \quad & P_{in}(k, i_{odf}, i_{odr}) \\ \text{subject to} \quad & V_{a\max}^2 \geq v_{df}^2(i_{of}(k), i_{odf}) + v_{df}^2(i_{of}(k), i_{odf}) \\ & V_{a\max}^2 \geq v_{dr}^2(i_{or}(k), i_{odr}) + v_{dr}^2(i_{or}(k), i_{odr}) \end{aligned} \quad (\text{A-48})$$

ここで、制約条件である電圧飽和が発生しない駆動領域では式 (A-49) に示すように簡略化できる。

$$\text{grad } P_{in}(k, i_{odf}, i_{odr}) = \mathbf{0} \quad (\text{A-49})$$

$$\frac{\partial P_{in}(k, i_{odf}, i_{odr})}{\partial k} = 0 \quad (\text{A-50})$$

$$\frac{\partial P_{in}(k, i_{odf}, i_{odr})}{\partial i_{odf}} = \frac{\partial P_{lossf}(k, i_{odf})}{\partial i_{odf}} = 0 \quad (\text{A-51})$$

$$\frac{\partial P_{in}(k, i_{odf}, i_{odr})}{\partial i_{odr}} = \frac{\partial P_{lossr}(k, i_{odr})}{\partial i_{odr}} = 0 \quad (\text{A-52})$$

ここで、式 (A-51), (A-52) は与えられた駆動力配分比 k から決まるトルク指令値において各モータ単体での最小入力電力の条件式と一致する。すなわち、各モータドライブシステムは車両運動コントローラから与えられたトルク指令値において最小入力電力を満たすように制御すればよく、現行の電動車両用モータドライブシステムにも RECS を適用できる。

一方、各モータドライブシステムにトルク指令値を与える車両運動コントローラでは、最適駆動力配分比 k_{opt} を決めるに当たってどのようなモータパラメータのモータであるかを把握しなければならない。しかしながら、 i_{odf}, i_{odr} が式 (A-51), (A-52) を満たしながら k を求めるため、計算量は抑えられる。

続いて RECS での最適モータ設計について考察する。電動車両を考えると、発進時のような低回転数・高トルク領域と高速走行時の高回転数・低トルク領域のような複数の領域で高効率であることが望ましい。式 (A-49) によれば各モータ単体での最高効率駆動がシステム全体を最適化した場合でも保持され、オブザーバとレギュレータのように分離して設計できる。そこで、例えば前輪が低回転数・高トルク領域で効率が良いモータ、後輪が高回転数・低トルク領域で効率が良いモータというように、必要な N-T 特性を満たしつつ役割を分けて設計すれば、複数の領域で高効率が達成できると考えられる。

A.2.5 インバータ損失の考慮

第 A.2.4 節ではインバータ損失を無視していたが、インバータ効率が低出力領域では無視できず、考慮する必要がある。先行研究において、導通する電流および電圧指令値を用いてインバータをモデル化し、インバータ損失または総合効率を評価している [78, 91, 92]。本論文では文献 [91] の手法を紹介する。

文献 [91] では正弦波の電流および変調率指令値を仮定し、インバータ損失モデルを提案しており、スイッチング素子の導通損 P_{cinv} 、スイッチング損 P_{swinv} 、フライホイールダイオード (FWD) の導通損 P_{cfw} 、リカバリ損 P_{rev} をそれぞれ式 (A-53)–(A-56) で与えている。

$$P_{cinv} = \frac{V_{0Q}I_m}{2} \left(\frac{1}{\pi} + \frac{a}{4} \cos \phi \right) + \frac{R_{sQ}I_m^2}{2} \left(\frac{1}{4} + \frac{2a}{3\pi} \cos \phi \right) \quad (\text{A-53})$$

$$P_{swinv} = \frac{f_c A_Q}{2\pi} I_m + \frac{f_c B_Q}{4} I_m^2 \quad (\text{A-54})$$

$$P_{cfw} = \frac{V_{0D}I_m}{2} \left(\frac{1}{\pi} - \frac{a}{4} \cos \phi \right) + \frac{R_{sD}I_m^2}{2} \left(\frac{1}{4} - \frac{2a}{3\pi} \cos \phi \right) \quad (\text{A-55})$$

$$P_{rev} = \frac{f_c A_D}{2\pi} I_m + \frac{f_c B_D}{4} I_m^2 \quad (\text{A-56})$$

ただし、 a : 正弦波変調率指令値振幅、 I_m : 相電流振幅、 ϕ : 負荷力率、 f_c : キャリア周波数、 V_{0Q} , V_{0D} , R_{sQ} , R_{sD} : スwitchング素子、FWD の電圧降下、オン抵抗、 A_Q , B_Q , A_D , B_D : スwitchング素子、FWD のスイッチング損失係数である。変数である a , I_m , ϕ は負荷によって決まり、全てモータパラメータと電流によって記述できる。よって、前後輪インバータの損失 P_{invr} , P_{invr} はそれぞれ $P_{invf}(k, i_{odf})$, $P_{invr}(k, i_{odr})$ となり、最小入力電力の条件式に組み込める。また、インバータ損失を考慮しても、各モータ単体での最高効率駆動がシステム全体を最適化した場合でも保持されることは変わらない。

A.2.6 バッテリ損失の考慮

これまでのモデルでは前後輪モータの損失を分離できていた。本節では前後輪モータの損失を分離できない場合について考察する。

第 A.2.4 節で無視したバッテリーには内部抵抗が存在し [93]、損失が発生する。簡易的なバッテリーモデルを図 156 に示す。インバータ側を定電力負荷と見なすと、バッテリー出力電流 I_{batt} 、インバータ入力電圧 V_{dc} は式 (A-57), (A-58) となる。

$$I_{batt}(k, i_{odf}, i_{odr}) = 2 \frac{P_{inf}(k, i_{odf}) + P_{inr}(k, i_{odr})}{V_{dc}} \quad (\text{A-57})$$

$$V_{dc} = V_{batt} - R_{batt} I_{batt}(k, i_{odf}, i_{odr}) \quad (\text{A-58})$$

$$P_{inf}(k, i_{odf}) := P_{outf}(k) + P_{lossf}(k, i_{odf})$$

$$P_{inr}(k, i_{odr}) := P_{outr}(k) + P_{lossr}(k, i_{odr})$$

ただし、 P_{inf} , P_{inr} : 前後輪インバータ入力電力、バッテリー内部抵抗を R_{batt} とする。式 (A-57),

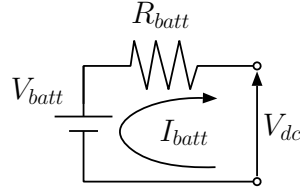


図 156: 簡易的なバッテリーモデル

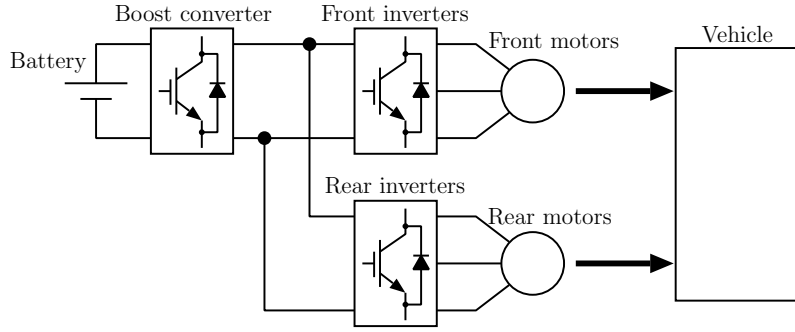


図 157: 昇圧チョッパを用いた前後輪独立駆動車のドライブシステム

(A-58) を I_{batt} について解くと式 (A-59) となる。

$$I_{batt}(k, i_{odf}, i_{odr}) = \frac{V_{batt} - \sqrt{V_{batt}^2 - 4R_{batt}(P_{inf}(k, i_{odf}) + P_{inr}(k, i_{odr}))}}{2R_{batt}} \quad (\text{A-59})$$

よって、バッテリー出力電流 I_{batt} は前後輪インバータ入力電力 P_{inf} , P_{inr} に対して非線形となり、 P_{inf} と P_{inr} を分離できない。また、バッテリー損失 P_{batt} は式 (A-60) となる。

$$\begin{aligned} P_{batt}(k, i_{odf}, i_{odr}) &= R_{batt} I_{batt}^2(k, i_{odf}, i_{odr}) \\ &= \frac{1}{2R_{batt}} \left\{ V_{batt}^2 - 4R_{batt}(P_{inf}(k, i_{odf}) + P_{inr}(k, i_{odr})) \right. \\ &\quad \left. - V_{batt} \sqrt{V_{batt}^2 - 4R_{batt}(P_{inf}(k, i_{odf}) + P_{inr}(k, i_{odr}))} \right\} \quad (\text{A-60}) \end{aligned}$$

よって、バッテリーまで考慮した損失の最小化ではバッテリー損失の部分で前後輪モータに関する変数を分離できない。このため、バッテリー損失まで考慮した最小損失駆動をさせる場合には前後輪のモータドライブを独立に構成できない。すなわち、車両運動コントローラで d, q 軸電流指令値を生成し、各モータドライブに与える制御システムが必要である。

総入力電力に対するバッテリー損失の割合は低いため、現実的にはバッテリー損失を考慮する必要性は低い。しかしながら、図 157 のようにバッテリーと各輪インバータの間に昇圧コンバータがある場合、昇圧コンバータの損失は無視できない。昇圧コンバータに流れる電流も式 (A-57) と同様に考えられる。よって、昇圧コンバータの損失も含めた総入力電力の最小化でも車両運動コントローラで d, q 軸電流指令値を生成する必要があると予想される。また、昇圧コンバータの昇圧比を可変にすることで総合効率を改善できる [78]。その一方で、最小入力電力の条件式に昇圧コンバータの昇圧比が含まれるため、より制御システムは複雑となる。

参考文献

- [1] 武田洋次・森本茂雄・松井信行・本田幸夫：埋込磁石同期モータの設計と制御，オーム社 (2001)
- [2] R. Hironaka and H. Kusafuka: “Development of small size Power Control Unit”, in *Proc. The 22nd International Battery, Hybrid and Fuel Cell Electric Vehicle Symposium & Exposition (EVS-22)*, pp. 1655–1662 (2006)
- [3] W. Qian, H. Cha, F.Z. Peng, and L. M. Tolbert: “55-kW Variable 3X DC-DC Converter for Plug-in Hybrid Electric Vehicles”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 27, No. 4, pp. 1668–1678 (2012)
- [4] O. Hegazy, J. V. Mierlo, and P. Lataire: “Analysis, Modeling, and Implementation of a Multidevice Interleaved DC/DC Converter for Fuel Cell Hybrid Electric Vehicles”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 27, No. 11, pp. 1599–1607 (2012)
- [5] H. Fujita: “A Three-Phase Voltage-Source Solar Power Conditioner Using a Single-Phase PWM Control Method”, in *Proc. The Inaugural IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE2009)*, pp. 3748–3754 (2009)
- [6] G. T. Chiang and J. Itoh: “DC/DC Boost Converter Functionality in a Three-Phase Indirect Matrix Converter”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 26, No. 5, pp. 1599–1607 (2011)
- [7] F. Z. Peng: “Z-Source Inverter”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 39, No. 2, pp. 504–510 (2003)
- [8] 吉本貫太郎・高橋晃自・奥嶋敬司・谷 一彦：「複数直流入力直接形電力変換器 D-EPC」，電気学会論文誌 D, Vol. 132, No. 8, pp. 251–257 (2010)
- [9] K. Kondo: “Basic Study on An EDLC and DC voltage Hybrid Traction System with A Direct Converter”, in *Proc. The 2010 International Power Electronics Conference (IPEC2010-Sapporo)*, pp. 2147–2152 (2010)

- [10] 脇本 亨・高橋芳光・香田請司・滝澤敬次・石田岳志:「EV,HEV モータの高電圧絶縁に関する研究 —車両環境を考慮した部分放電開始電圧への影響—」, デンソーテクニカルレビュー, Vol. 16, pp. 68–76 (2011)
- [11] 正治満博・中村英夫・横山信宏・越智徳昌:「同期モータベクトル制御における過変調領域安定性に関する一考察」, 平成 25 年電気学会産業応用部門大会, VOL. III, pp. 249–252 (2013)
- [12] J. Holtz, W. Lotzkat, and A. M. Khambadkone: “On Continuous Control of PWM Inverters in Overmodulation Range Including the Six-Step Mode”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 8, No. 4, pp. 546–553 (1993)
- [13] D. C. Lee and G. M. Lee: “A Novel Overmodulation Technique for Space-Vector PWM Inverter”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 13, No. 6, pp. 1144–1151 (1998)
- [14] A. M. Khambadkone and J. Holtz: “Compensated Synchronous PI Current Controller in Overmodulation Range and Six-Step Operation of Space-Vector-Modulation-Based Vector-Controlled Drives”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 49, No. 3, pp. 574–580 (2002)
- [15] S. Lerdudomsak・道木慎二・大熊 繁:「インバータの過変調領域で動作可能な PMSM の電流制御系」, 電気学会論文誌 D, Vol. 130, No. 5, pp. 579–589 (2010)
- [16] K. P. Gokhale, A. Kawamura, and R. G. Hoft: “Dead Beat Microprocessor Control of PWM Inverter for Sinusoidal Output Waveform Synthesis”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 23, No. 3, pp. 901–910 (1987)
- [17] H. Fujimoto, Y. Hori, and A. Kawamura: “Perfect Tracking Control based on Multirate Feedforward Control with Generalized Sampling Periods”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 48, No. 3, pp. 636–644 (2001)
- [18] 宮島孝幸・藤本博志・藤綱雅己:「完全追従制御法と PWM ホールドモデルに基づく過変調領域での IPMSM の制御法」, 電気学会論文誌 D, Vol. 130, No. 10, pp. 1153–1160 (2010)
- [19] T. M. Jahns: “Flux-Weakening Regime Operation of an Interior Permanent-Magnet Synchronous Motor Drive”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 23, No. 4, pp. 681–689 (1987)
- [20] Y. Hori: “Future Vehicle Driven by Electricity and Control —Research on Four-Wheel-Motored ”UOT Electric March II””, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 51, No. 5, pp. 954–962 (2004)

- [21] 中村 満・畠 裕章・中村庸藏・遠藤常博・飯塚健一：「モータトルク制御によるローリングピストン形圧縮機の低振動化に関する研究 (第2報, 制御効果に関する実験的検討)」, 日本機械学会論文集 (C編), Vol. 56, Np. 527, pp. 1797–1804, (1990)
- [22] 近藤圭一郎・松岡孝一・中沢洋介・清水秀幸：「究極形永久磁石同期電動機のトルクフィードバック制御法」, 電気学会論文誌 D, Vol. 119, No. 10, pp. 11155–1164 (1999)
- [23] T.-S. Kwon, G.-Y. Choi, M.-S. Kwak, and S.-K Sul: “Novel Flux-Weakening Control of an IPMSM for Quasi-Six-Step Operation”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 44, No. 6, pp. 1722–1723 (2008)
- [24] H. Liu, Z. Q. Zhu, E. Mohamed, Y. Fu, and X. Qi: “Flux-Weakening Control of Nonsalient Pole PMSM Having Large Winding Inductance, Accounting for Resistive Voltage Drop and Inverter Nonlinearities”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 27, No. 2, pp. 942–952 (2012)
- [25] B.-H. Bae and S.-K. Sul: “A Novel Dynamic Overmodulation Strategy for Fast Torque Control of High-Saliency-Ratio AC Motor”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 41, No. 4, pp. 1013–1019 (2005)
- [26] S. Lerdudomsak・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」, 電気学会論文集 D, Vol. 128, No. 12, pp. 11346–1356 (2008)
- [27] 高橋健治・大石 潔・上町俊幸：「d 軸電圧を優先した埋込型永久磁石同期モータの一駆動法」, 電気学会論文誌 D, Vol. 131, No. 9, pp. 1103–1111 (2011)
- [28] S. Lerdudomsak・道木慎二・大熊 繁：「IPMSM の最大トルク応答のための電流指令値計算法」, 電気学会論文集 D, Vol. 131, No. 1, pp. 45–52 (2011)
- [29] 北島 純・大石 潔：「SPMSM における電流微分項と最大電圧ベクトルを考慮した電圧飽和時の速度応答改善」, 平成 25 年電気学会半導体電力変換/モータドライブ合同研究会, SPC-14-13/MD-14-13, pp. 67–72 (2014)
- [30] T. Geyer: “Computationally Efficient Model Predictive Direct Torque Control”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 26, No. 10, pp. 2804–2816 (2011)
- [31] P. Landsmann and R. Kennel: “Saliency-Based Sensorless Predictive Torque Control With Reduced Torque Ripple”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 27, No. 10, pp. 4311–4320 (2012)
- [32] M. Preindl and S. Bolognani: “Model Predictive Direct Speed Control with Finite Control Set of PMSM Drive Systems”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 28, No. 2, pp. 1007–1015 (2013)

- [33] T. Maeda and S. Doki: “Improvement of Torque Control System of PMSM based on Model Predictive Control”, in *Proc. The 37th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society (IECON2007)*, pp. 1891–1896 (2011)
- [34] S. Matsutani, T. Zanma, Y. Sumiyoshi, M. Ishida, A. Imura, and M. Fujitsuna: “Optimal control of PMSMs using model predictive control with integrator”, in *Proc. ICROS-SICE International Joint Conference 2009 (ICCAS-SICE2009)*, pp. 4847–4852 (2009)
- [35] J.-W. Choi, H.-W. Kin, and S.-K. Sul: “Design of fast response current controller using d-q axis cross-coupling -Application to Permanent Magnet Synchronous Motor Drive-”, in *Proc. The 22th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON1996)*, pp.1187–1192 (1996)
- [36] N. Bianchi, S. Bolognani, and M. Zigliotto: “Time optimal current control for PMSM drives”, in *Proc. The 28th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON2002)*, pp.745–750 (2002)
- [37] J. S. Lee, R. D. Lorenz, and M. A. Valenzuela: “Time Optimal and Loss Minimizing Deadbeat-Direct Torque and Flux Control for Interior Permanent Magnet Synchronous Machines”, in *Proc. The 4th IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE2012)*, pp.2568–2575 (2012)
- [38] 中間貴生・花田敏洋・大石 潔・牧島信吾・上園恵一・保川 忍:「IPMSM の電圧飽和を考慮した自動モード切替型トルク優先制御法」, 電気学会論文誌 D, Vol. 132, No. 5, pp. 556–565 (2012)
- [39] S. Chi, L. Xu, and Z. Zhang: “Efficiency-Optimized Flux-Weakening Control of PMSM Incorporating Speed Regulation”, in *Proc. The 38th IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC2007)*, pp. 1627–1633 (2007)
- [40] T. Hu, F. Lin, K. Lin, X. Fang, and Z. Yang: “Flux-weakening Control of PMSM Based on Single Current Regulator and Variable Q-axis Voltage”, in *Proc. The 15th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS2012)*, 6 pages (2012)
- [41] H. Nakai, H. Ohtani, E. Satoh, and Y. Inaguma: “Development and Testing of the Torque Control for the Permanent-Magnet Synchronous Motor”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 52, No. 3, pp. 800–806 (2005)
- [42] W. Hatsuse, Y. Notohara, K. Ohi, K. Tobari, K. Tamura, C. Unoko, and Y. Iwaji: “A Stable Field-Weakening Control Using Voltage Phase Operations in the High-Power Region”, in *Proc. The 2010 International Power Electronics Conference (IPEC-Sapporo2010)*, pp.599–604 (2010)

- [43] K. Kondo and S. Kitamura: “Torque Control Method for Permanent Magnet Synchronous Motor Operating in Field Weakening Region at Middle Speed Range”, *IEEJ Journal of Industry Applications*, Vol. 2, No. 2, pp. 106–112 (2013)
- [44] G. Clos: “Torque Angle Control of the Permanent Magnet Synchronous Machine at the Voltage Margin”, in *Proc. 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE’13)*, 9 pages (2013)
- [45] L. Tang, L. Zhong, M. F. Rahman, and Y. Hu: “A Novel Direct Torque Controlled Interior Permanent Magnet Synchronous Machine Drive With Low Ripple in Flux and Torque and Fixed Switching Frequency”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 19, No. 2, pp. 346–354 (2004)
- [46] Y. Inoue, S. Motrimoto, and S. Morimoto: “Examination and Linearization of Torque Control System for Direct Torque Controlled IPMSM”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 46, No. 1, pp. 159–166 (2010)
- [47] M. Matsushita, H. Kameyama, Y. Ikeboh, and S. Morimoto: “Sine-Wave Drive for PM Motor Controlling Phase Difference Between Voltage and Current by Detecting Inverter Bus Current”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 45, No. 4, pp. 1294–1300 (2009)
- [48] R. Ancuti, I. Boldea, and D.-S. Andreescu: “Sensorless V/f control of high-speed surface permanent magnet synchronous motor drives with two novel stabilizing loops for fast dynamics and robustness”, *IET Electric Power Applications*, Vol. 4, No. 3, pp. 149–157 (2010)
- [49] P. D. Chandana Perera, F. Blaabjerg, and J. K. Pedersen, P. Thogersen: “A Sensorless, Stable V/f Control Method for Permanent-Magnet Synchronous Motor Drives”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 39, No. 3, pp. 783–791 (2003)
- [50] 中沢洋介・戸田伸一・安岡育雄:「電圧固定モードでの誘導電動機ベクトル制御」, 電気学会論文集 D, Vol. 119, No. 9, pp. 1071–1080 (1998)
- [51] J. B. Hag and D. S. Bernstein: “Nonminimum-phase zeros - much to do about nothing - classical control - revisited part II”, *IEEE Control System Magazine*, Vol. 27, No. 3, pp. 45–57 (2006)
- [52] 大石 潔・早坂恵美子・長野鉄明・原川雅哉:「間接形ベクトル制御における電圧飽和を考慮した速度サーボ系の一構築法」, 電気学会論文集 D, Vol. 122, No. 2, pp. 120–127 (2002)

- [53] T. M. Jahns, G. B. Kliman, and T. W. Neumann: “Interior Permanent-Magnet Synchronous Motors for Adjustable-Speed Drives”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 22, No. 4, pp. 738–747 (1986)
- [54] A. Madani, J.-P. Barbot, F. Colamartino, and D. Marchand: “An observer for the estimation of the inductance harmonics in a Permanent-Magnet Synchronous Machine”, in *Proc. The 1997 IEEE International Conference on Control Applications*, pp. 517–521 (1997)
- [55] S. Manabe: “Coefficient Diagram Method”, in *Proc. 14th IFAC Symposium on Automatic Control in Aerospace*, pp. 322–327 (1998)
- [56] G. C. Goodwin, S. F. Graebe, and M. E. Salgado: *Control system design*, Prentice Hall (2000)
- [57] 十河拓也:「サンプル値逆系による連続時間逆系の近似とその反復学習制御への応用～両側 z 変換による逆問題への代数的アプローチ」, 計測自動制御学会論文集, Vol. 43, No. 1, pp. 37–45 (2007)
- [58] 白石貴行・藤本博志:「零位相・最小位相関数分解に基づく 2 自由度制御を用いた非最小位相連続時間系の軌道追従制御」, 計測自動制御学会 第 12 回制御部門大会 (2012)
- [59] 原 辰次・山浦 弘:「磁気ヘッド位置決め機構系と制御系の統合化設計」, 計測と制御, Vol. 41, No. 6, pp. 406–411 (2002)
- [60] A. Hara and K. Saiki, K. Sakata, and H. Fujimoto: “Basic Examination on Simultaneous Optimization of Mechanism and Control for High Precision Single Axis Stage and Experimental Verification”, in *Proc. The 34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics (IECON2008)*, pp. 2509–2514, 2008
- [61] T. Totani and H. Nishimura, “Final-State Control Using Compensation Input”, *Transactions of the Society of Instrument and Control Engineers*, Vol. 30, No. 3, pp. 253–260 (1994)
- [62] 宮島孝幸・藤本博志・藤綱雅己:「終端状態制御に基づく弱め界磁領域での SPMSM の電流制御」, 電気学会論文誌 D, Vol. 132, No. 8, pp. 794–801 (2012)
- [63] 坂田晃一・藤本博志:「電流ループと PWM ホールドを考慮した厳密モデルに基づくサーボモータの完全追従制御」, 電気学会論文集 D, Vol. 127, No. 6, pp. 587–593 (2010)
- [64] 工藤 純・野口季彦・川上 学・佐野浩一:「PM モータ制御システムの数学モデル誤差とその補償法」, 平成 20 年電気学会半導体電力変換研究会, SPC-08-25, pp. 25–31 (2008)

- [65] S. Boyd, L. E. Ghaoui, E. Feron, and V. Balakrishnan: *Linear Matrix Inequalities in System and Control Theory*, Society for Industrial and Applied Mathematics (1994)
- [66] M. Hirata, T. Hasegawa, and K. Nonami: “Seek Control of Hard Disk Drives Based on Final-State Control Tracking Account of the Frequency Compensates and the Magnitude of Control Input”, in *Proc. The 7th International Workshop on Advanced Motion Control (AMC2002)*, pp.40–46 (2002)
- [67] 吉村雅貴・藤本博志:「インホイールモータを搭載した電気自動車の駆動トルク制御法」, 電気学会論文誌 D, Vol. 131, No. 5, pp.721–728 (2011)
- [68] N. Ochi, H. Fujimoto, and Y. Hori: “Proposal of Roll Angle Control Method Using Positive and Negative Anti-dive Force for Electric Vehicle with Four In-wheel Motors”, in *Proc. The 2013 IEEE International Conference on Mechatronics (ICM2013)*, pp. 816–821 (2013)
- [69] S. Harada and H. Fujimoto: “Range Extension Control System for Electric Vehicles during Acceleration and Deceleration Based on Front and Rear Driving-Braking Force Distribution Considering Slip Ratio and Motor Loss”, in *Proc. The 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON2013)*, pp. 6626–6631 (2013)
- [70] 角谷勇人・藤本博志:「前後輪横滑り角と左右トルク配分に基づく電気自動車の航続距離延長制御システム」, 電気学会論文誌 D, Vol. 132, No. 3, pp. 308-314 (2012)
- [71] 藤本博志・天田順也・宮島孝幸:「可変駆動ユニットシステムを有する電気自動車の開発と制御」, 自動車技術会 2013 年春季学術講演会, No. 8-13, pp. 17–20 (2013)
- [72] Mahesh M. Swamy, Tsuneo Kume, Akihiko Maemura, and Shinya Morimoto: “Extended High-Speed Operation via Electronic Winding-Change Method for AC Motors”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 42, NO. 3, pp. 742–752 (2006)
- [73] K. Sakai and N. Yuzawa: “Permanent Magnet Motor Capable of Pole Changing for High Efficiency”, in *Proc. The Fifth IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE2013)*, pp. 5064–5071 (2013)
- [74] 堺 和人・倉持 暁:「ハイブリッド可変磁力モータの原理と基本特性」, 電気学会論文誌 D, Vol. 131, No. 9, pp. 1112–1119 (2011)
- [75] T. Fukushige, N. Limsuwan, T. Kato, K. Akatsu, and R. D. Lorenz, “Efficiency Contours and Loss Minimization over a Driving Cycle of a Variable-Flux Flux-Intensifying Interior Permanent Magnet Machine”, in *Proc. The Fifth IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE2013)*, pp. 591–597 (2013)

- [76] 土方大樹・茂田智秋・刈谷暢孝・赤津 観・加藤 崇：「二巻線方式を用いた複合起磁力モータに関する検討」，電気学会論文誌 D, Vol. 133, No. 10, pp. 986–994 (2013)
- [77] M. Takeda, N. Motoi, G. Guidi, Y. Tsuruta, and A. Kawamura: “Driving Range Extension by Series Chopper Power Train of EV with Optimized dc Voltage Profile”, in *Proc. The 38th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON2012)*, pp. 2936–2941 (2012)
- [78] J. Lemmens, J. Driesen, and P. Vanassche: “Dynamic DC-link Voltage Adaptation for Thermal Management of Traction Drives”, *The Fifth IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE2013)*, pp. 180–187 (2013)
- [79] S. Tenner, S. Gunther, W. Hofmann: “Loss Minimization of Electric Drive Systems Using a Z-Source Inverter in Automotive Applications”, in *Proc. 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE’13)*, 8 pages (2013)
- [80] X. Yuan and J. Wang: “Torque Distribution Strategy for a Front- and Rear-Wheel-Driven Electric Vehicle”, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 61, No. 8, pp. 3365–3374 (2012)
- [81] 中嶋玲二・小山 亮・水貝智洋・松岡大輔・狩野芳郎・安部正人：「すべりによるタイヤ消費エネルギーに及ぼすタイヤ力配分制御の効果」，自動車技術会 2013 年春季学術講演会, No.30-13, pp. 21–24 (2013)
- [82] E. Katsuyama: “Decoupled 3D moment control using in-wheel motors”, *Vehicle System Dynamics: International Journal of Vehicle Mechanics and Mobility*, Vol. 51, No. 1, pp. 18–31 (2013)
- [83] 苅込卓明・伊藤 健・川村弘道・久米智広：「新開発 EV 向けの高応答加速度制御」，自動車技術会 2011 年春季学術講演会, No. 5-11, pp. 5–8 (2011)
- [84] S. Murata: “Innovation by in-wheel-motor drive unit”, *Vehicle System Dynamics: International Journal of Vehicle Mechanics and Mobility*, Vol. 50, No. 6, pp. 807–830 (2012)
- [85] 安田善紀・須原 淳・柳田靖人・大山和伸・土屋高志：「学生 EV フォーミュラ用 IPMSM の高トルク・高出力化」，平成 24 年電気学会モータドライブ/家電・民生合同研究会, MD-12-010/HCA-12-010, pp. 55–60 (2012)
- [86] M. Kamachi, H. Miyamoto, and Y. Sano: “Development of Power Management System for Electric Vehicle ”i-MiEV””, in *Proc. The 2010 International Power Electronics Conference (IPEC-Sapporo2010)*, pp. 123–145 (2012)

- [87] R. S. Colby and D. W. Novotny: “Efficient Operation of Surface-Mounted PM Synchronous Motors”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 23, No. 6, pp. 1048–1054 (1987)
- [88] 開道 力: 「鋼板内磁気特性分布を考慮した電磁鋼板コアの等価回路」日本応用磁気学会誌, Vol. 19, No. 1, pp. 39–44 (1995)
- [89] 山崎克巳: 「有限要素法による I P Mモータの鉄損抵抗を含む等価回路定数算定」, 電気学会論文誌 D, Vol. 123, No. 2, pp. 67–74 (2003)
- [90] S. Morimoto, Y. Tong, Y. Takeda, and T. Hirasu: “Loss Minimization Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Drives”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 41, No. 5, pp. 511–517 (1994)
- [91] 逸見次郎・船渡寛人・池田吉彦: 「PWM インバータの短絡電流抑制と損失評価」, 電気学会論文誌 D, Vol. 111, No. 9, pp. 741–750 (1991)
- [92] 田中孝明・伊東淳一: 「インバータ方式に応じた永久磁石電動機駆動システムの総合効率の比較」, 平成 24 年電気学会半導体電力変換研究会, SPC-12-45, pp. 103–108 (2012)
- [93] L. Gao, S. Liu, and R. A. Dougal: “Dynamic Lithium-Ion Battery Model for System Simulation”, *IEEE Transactions on Components and Packaging Technologies*, Vol. 25, No. 3, pp. 495–505 (2002)

発表文献

論文誌論文

1. 宮島孝幸・藤本博志・藤綱雅己:「完全追従制御法とPWM ホールドモデルに基づく過変調領域でのIPMSMの制御法」, 電気学会論文誌D, Vol. 130, No. 10, pp. 1153–1160 (2010)
2. 宮島孝幸・藤本博志・藤綱雅己:「終端状態制御に基づく弱め界磁領域でのSPMSMの電流制御」, 電気学会論文誌D, Vol. 132, No. 8, pp. 794–801 (2012)
3. T. Miyajima, H. Fujimoto, and M. Fujitsuna: “A Precise Model-based Design of Voltage Phase Controller for IPMSM”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 28, No. 12, pp. 5655–5664 (2013)

査読のある国際会議の論文

1. T. Miyajima, H. Fujimoto, and M. Fujitsuna: “Control Method for IPMSM Based on Perfect Tracking Control and PWM Hold Model in Overmodulation Range”, in *Proc. The 2010 International Power Electronics Conference (IPEC-Sapporo2010)*, pp. 593–598 (2010)
2. T. Miyajima, H. Fujimoto, and M. Fujitsuna: “Control Method for IPMSM Based on PTC and PWM Hold Model in Overmodulation Range -Study on Robustness and Comparison with Anti-Windup control-”, in *Proc. The 2nd Annual IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE2010)*, pp. 2844–2850 (2010)
3. T. Miyajima, H. Fujimoto, and M. Fujitsuna: “Flux-Weakening Control for SPMSM Based on Final State Control Considering Voltage limit”, in *Proc. 8th International Conference on Power Electronics (ICPE2011)*, pp. 1392–1397 (2011)
4. T. Miyajima, H. Fujimoto, and M. Fujitsuna: “Feedforward control for SPMSM with Final State Control Based on Voltage Limit Circle with Transient Term”, in *Proc. The*

3rd Annual IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE2011), pp. 3913–3919 (2011)

5. T. Miyajima, H. Fujimoto, and M. Fujitsuna: “Model-based Design of Voltage Phase Controller for SPMSM in Field-weakening Region”, in *Proc. 28th Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC2013)*, pp. 2266–2272 (2013)
6. T. Miyajima, H. Fujimoto, and M. Fujitsuna: “Synthesis and Analysis of Time-optimal Current Trajectory Based on Final-state Control for IPMSM”, in *Proc. The 10th IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS2013)*, pp. 433–438 (2013) (invited)
7. T. Miyajima, H. Fujimoto, and M. Fujitsuna: “Model-based Voltage Phase Control for IPMSM with Equilibrium Point Search”, in *Proc. 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE’13)*, 9 pages (2013)
8. T. Miyajima, H. Fujimoto, and M. Fujitsuna: “Current Control Method with Control Inputs in Polar Coordinates for SPMSM Based on Linearized Model”, in *Proc. The Fifth IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE2013)*, pp. 1443–1449 (2013)

国内学会の論文

1. 宮島孝幸・藤本博志：「PWM モデルに基づく IPM モータの過変調領域での制御法の提案」, 平成 21 年電気学会半導体電力変換研究会, SPC-09-27, pp. 37–42 (2009)
2. 宮島孝幸・藤本博志・藤綱雅己：「制御入力飽和を考慮した完全追従制御法と PWM ホールドモデルによる過変調領域での IPMSM の制御法」, 平成 21 年電気学会産業応用部門大会, VOL. I, pp. 419–424 (2009)
3. 宮島孝幸・藤本博志・藤綱雅己：「PWM ホールドモデルに基づく過変調領域での IPMSM の制御法 ーロバスタ性の検討とアンチワインドアップ制御との比較ー」, 平成 22 年電気学会半導体電力変換研究会, SPC-10-09, pp. 53–58 (2010)
4. 宮島孝幸・藤本博志・藤綱雅己：「PMSM の電圧位相操作型トルクフィードフォワード制御の提案」, 平成 22 年電気学会自動車研究会, VT-10-012, pp. 17–21 (2010)
5. 宮島孝幸・藤本博志・藤綱雅己：「電圧制限を考慮した終端状態制御に基づく SPMSM の弱め界磁制御の提案」, 平成 23 年電気学会半導体電力変換研究会, SPC-11-028, pp. 19–24 (2011)

6. 宮島孝幸・藤本博志・藤綱雅己：「過渡項を考慮した電圧制限円に基づく SPMSM の終端状態制御 トルク応答の改善のためのフィードフォワード入力の検討」，平成 23 年電気学会産業応用部門大会, VOL. I, pp. 193–198 (2011)
7. 宮島孝幸・藤本博志・藤綱雅己：「SPMSM の弱め界磁領域における電圧位相制御器のモデルベース設計法の提案」，平成 24 年電気学会半導体電力変換研究会, SPC-12-046, pp. 109–114 (2012)
8. 宮島孝幸・藤本博志・藤綱雅己：「線形化 dq モデルに基づく IPMSM のモデルベース電圧位相制御器の提案」，平成 24 年電気学会産業応用部門大会, VOL. III, pp. 247–250 (2012)
9. 宮島孝幸・藤本博志・藤綱雅己：「線形化に基づく極座標系での制御入力を用いた SPMSM の電流制御の提案」，平成 25 年電気学会半導体電力変換研究会, SPC-13-020, pp. 25–30 (2013)

共著論文

1. 兼松正人・宮島孝幸・藤本博志・堀 洋一・榎本俊夫・金堂雅彦・金山雅洋・吉本貫太郎・宮川隆行：「磁石配置による磁束分布を考慮した無負荷時における IPMSM のラジアル力制御」，平成 24 年電気学会自動車研究会, VT-12-007, pp. 13–18 (2012)
2. 兼松正人・宮島孝幸・藤本博志・堀 洋一・榎本俊夫・金堂雅彦・金山雅洋・吉本貫太郎・宮川隆行：「IPMSM の磁束分布を考慮した d 軸電流によるラジアル力抑制の負荷時における実験的評価」，平成 24 年電気学会産業応用部門大会, VOL. III, pp. 215–218 (2012)
3. 兼松正人・宮島孝幸・藤本博志・堀 洋一・榎本俊夫・金堂雅彦・小宮洋志・吉本貫太郎・宮川隆行：「鎖交磁束に着目した集中巻永久磁石同期モータの 6 次ラジアル力とトルクリプルの同時制御の提案 ー無負荷での検証ー」，平成 25 年電気学会自動車研究会, VT-13-018, pp. 19–24 (2013)
4. 藤本博志・天田順也・宮島孝幸：「可変駆動ユニットシステムを有する電気自動車の開発と制御」，自動車技術会 2013 年春季学術講演会, No. 8-13, pp. 17–20 (2013)
5. 兼松正人・朱 洪忠, 宮島孝幸・藤本博志・堀 洋一・牧野内進・木戸良介：「車載モータ応用を目的とした超高分解能エンコーダと異なるサンプリング周期を組み合わせた角加速度検出手法」，平成 25 年回転機/リニアドライブ/家電・民生合同研究会, RM-13-072/LD-13-082/HCA-13-048, pp. 37–42 (2013)
6. M. Kanematsu, T. Miyajima, H. Fujimoto, Y. Hori, T. Enomoto, M. Kondou, H. Komiya, K. Yoshimoto, T. Miyakawa: “Suppression Control of Radial Force Vibration

due to Fundamental Permanent-Magnet Flux in IPMSM”, in *Proc. The Fifth IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE2013)*, pp. 2821–2826 (2013)

7. M. Kanematsu, T. Miyajima, H. Fujimoto, Y. Hori, T. Enomoto, M. Kondou, H. Komiya, K. Yoshimoto, T. Miyakawa,: “Proposal of 6th Radial Force Control Based on Flux Linkage -Verification on Load Condition-”, in *Proc. The 7th International Power Electronics Conference (IPEC2014-Hiroshima)* (2014) (accepted)
8. H. Fujimoto, T. Miyajima: “Development of Electric Vehicle with Variable Drive Unit System”, in *Proc. International Electric Vehicle Technology Conference & Automotive Power Electronics Japan 2014 (EVTeC & APE Japan 2014)* (2014) (accepted)
9. M. Kanematsu, T. Miyajima, H. Fujimoto, Y. Hori, T. Enomoto, M. Kondou, H. Komiya, K. Yoshimoto, T. Miyakawa: “Modeling and Control of Radial Force due to Electromagnetic Force in IPMSMs”, in *Proc. International Electric Vehicle Technology Conference & Automotive Power Electronics Japan 2014 (EVTeC & APE Japan 2014)* (2014) (accepted)

特許出願

1. 藤本博志・宮島孝幸：「IPM モータ制御装置及び制御方法」，特許公開 2010-172133

受賞

1. 平成 24 年 電気学会半導体電力変換研究会 優秀論文発表賞
2. 平成 24 年 電気学会産業応用部門大会 優秀論文発表賞