

インダクタンス空間分布の正弦波性を前提としない
永久磁石同期モータの位置センサレス制御

宋 河珉

目次

第1章 序論	7
1.1 研究背景	7
1.1.1 多様な分野における電動機の普及	7
1.1.2 モータの種類及び永久磁石同期モータ	10
1.1.3 モータ駆動システム及び位置センサ	13
1.1.4 位置センサレス制御	14
1.1.5 移動体分野における IPMSM の高出力密度化及び位置センサレス制御における課題	16
1.2 本研究の目的	17
1.3 本研究の構成	18
第2章 IPMSM の駆動システム及び位置センサレス制御	21
2.1 はじめに	21
2.2 IPMSM モデル及び座標系の定義	21
2.3 各座標系における IPMSM の数式モデル	23
2.3.1 三相座標上の回路方程式	23
2.3.2 静止直交座標上の回路方程式	24
2.3.3 回転直交座標上の回路方程式	25
2.3.4 推定回転座標上の回路方程式	26
2.3.5 IPMSM のトルク方程式	26
2.4 インバータによる PWM 変調	27
2.5 インダクタンスの正弦波性を前提とする停止・低速域における従来の位置センサレス制御	33
2.5.1 正弦波信号重畳による位置センサレス制御	34
2.5.2 矩形波信号重畳による位置センサレス制御	35
2.5.3 インダクタンスの正弦波性を前提とする従来の位置センサレス制御	37
2.6 位置センサレス制御の高出力密度モータへ適用する際の課題	41
2.6.1 対象 IPMSM の概要	41

2.6.2	従来手法による位置センサレス制御実験結果及び課題	43
2.7	まとめ	44
第 3 章	パターンマッチング手法に基づく位置センサレス制御及びその課題	47
3.1	はじめに	47
3.2	パターンマッチング手法に基づく位置センサレス制御	48
3.2.1	パターンマッチング手法の概要	48
3.2.2	特徴量の条件及び電流変化量	49
3.2.3	特徴量の計測条件	50
3.2.4	テンプレートデータの作成	53
3.2.5	パターンマッチングによる磁極位置推定	53
3.3	パターンマッチング手法を用いた位置推定実験結果及び課題	57
3.4	まとめ	58
第 4 章	パターンマッチング手法における位置誤差に関する考察	63
4.1	はじめに	63
4.2	位置誤差発生メカニズム及び位置誤差モデルの提案	63
4.2.1	電流位相による特徴量の変化	64
4.2.2	異なる位相の特徴量を用いた位置推定	71
4.2.3	位置誤差発生時の特異点に関する考察	73
4.3	位置誤差事前評価法の提案	76
4.4	位置誤差事前評価による位置誤差再現性能評価	76
4.4.1	実験及び位置誤差事前評価条件	77
4.4.2	実験及び位置誤差再現結果	78
4.5	まとめ	78
第 5 章	位置誤差改善法の提案	83
5.1	はじめに	83
5.2	位置誤差改善法 I：複数のテンプレートデータを用いる位置誤差改善	84
5.3	位置誤差改善法 II：代表的な一つのテンプレートデータを用いる位置 誤差改善	84
5.4	位置誤差改善法 III：評価関数の切り替えによる位置誤差改善	86
5.4.1	様々な評価関数の位置推定性能評価	87
5.4.2	評価関数の切り替えによる位置誤差改善	93
5.5	シミュレーション	93
5.6	実機実験	94
5.7	まとめ	94

第 6 章	重畳信号低減法の提案	103
6.1	はじめに	103
6.2	重畳信号の大きさに関する最小条件	103
6.2.1	三相座標で表す重畳信号の大きさに関する最小条件 [84]	103
6.2.2	極座標で表す重畳信号の大きさ	107
6.3	重畳信号低減法 I：特徴量の数を減らすことによる重畳信号低減 [84]	109
6.4	重畳信号低減法 II：重畳信号印加方向の切り替えによる重畳信号低減	112
6.4.1	重畳信号印加方向の切り替え法提案	112
6.4.2	重畳信号印加方向の切り替え法におけるテンプレートデータ	114
6.5	実機実験	117
6.5.1	実験条件	117
6.5.2	オープンループ制御実験結果	118
6.5.3	クローズドループ制御実験結果	119
6.6	まとめ	123
第 7 章	結論	127
7.1	本研究の成果	127
7.2	今後の課題	129
付録 A	実験装置の構成及びテンプレートデータ自動作成法	131
A.1	実験装置の構成	131
A.2	テンプレートデータ自動作成法	132
A.2.1	特徴量計測	132
A.2.2	テンプレートデータ作成	134
付録 B	電源電圧変動及び粗い電流分解能のテンプレートデータ利用における位置誤差	137
B.1	電源電圧変動により発生する位置誤差	138
B.1.1	電源電圧変動による特徴量の変化	138
B.1.2	実験結果	138
B.2	異なる電流振幅の特徴量を使用する際に発生する位置誤差	151
B.3	全ての条件で駆動するために必要とするテンプレートデータ	152
	参考文献	161

目 次

1.1	家庭部門における消費電力量の内訳	8
1.2	運輸部門のエネルギー源別消費量の割合（運輸部門全体）	9
1.3	運輸部門のエネルギー源別消費量の割合（旅客部門）	9
1.4	モータの種類及び分類	10
1.5	表面磁石同期モータの回転子形状	12
1.6	埋込磁石同期モータの回転子形状	12
1.7	同期モータの位置情報	15
1.8	磁気飽和により非線形に変化するインダクタンス空間分布	16
1.9	重畳信号による電流脈動	18
2.1	IPMSM の構造	22
2.2	IPMSM の制御座標系	22
2.3	PWM インバータの回路図	27
2.4	三角波比較による PWM	28
2.5	電圧ベクトルと IPMSM に印加される電圧の関係	30
2.6	ベクトル空間で表した電圧ベクトル	31
2.7	三相電圧指令	32
2.8	極座標で表した瞬時空間電圧ベクトル	32
2.9	各点における PWM 波形	32
2.10	正弦波信号重畳法のブロック線図	38
2.11	ヘテロサイン処理の構成	38
2.12	様々な矩形波重畳信号	39
2.13	矩形波信号重畳法のブロック線図	40
2.14	矩形波信号重畳法の信号処理	40
2.15	対象 IPMSM の外観及び寸法	41
2.16	負荷電流の変化によるインダクタンス空間分布の変化	43
2.17	無負荷における相インダクタンスの周波数特性	45
2.18	75% 負荷における相インダクタンスの周波数特性	45
2.19	75% 負荷における相インダクタンスの基本波成分	45

2.20 従来手法に基づく位置センサレス制御性能	46
3.1 パターンマッチング手法の概要	48
3.2 パターンマッチング手法の制御システム	49
3.3 信号重畳前後の電圧指令及び出力 PWM 波形	51
3.4 特徴量の計測タイミング	52
3.5 無負荷におけるテンプレートデータ	54
3.6 25% 負荷におけるテンプレートデータ	54
3.7 50% 負荷におけるテンプレートデータ	54
3.8 75% 負荷におけるテンプレートデータ	55
3.9 定格負荷におけるテンプレートデータ	55
3.10 各負荷における $pi_{u,V1}$ のテンプレートデータ	55
3.11 先行研究のオープンループ実験結果	60
3.12 先行研究のクロズドループ実験結果	61
3.13 高周波信号を重畳した時の三相電流	62
3.14 高周波信号を重畳していない時の三相電流	62
4.1 パターンマッチング手法における位置誤差モデル	65
4.2 位置誤差発生時の電流位相及び座標の関係	66
4.3 電流位相による特徴量の変化 (25% 負荷条件)	67
4.4 電流位相による特徴量の変化 (50% 負荷条件)	68
4.5 電流位相による特徴量の変化 (75% 負荷条件)	69
4.6 電流位相による特徴量の変化 (100% 負荷条件)	70
4.7 軸誤差発生時の推定位置	72
4.8 軸誤差発生時の推定位置及び実験結果の比較	72
4.9 様々な電流位相の特徴量を用いた評価関数の計算結果 ($\theta_{re} = 140deg$)	74
4.10 様々な電流位相の特徴量を用いた評価関数の計算結果 ($\theta_{re} = 270deg$)	74
4.11 様々な電流位相の特徴量を用いた評価関数の計算結果, 拡大図 ($\theta_{re} = 140deg$)	75
4.12 様々な電流位相の特徴量を用いた評価関数の計算結果, 拡大図 ($\theta_{re} = 270deg$)	75
4.13 位置誤差事前評価法のフローチャート	77
4.14 実機実験制御システム	78
4.15 実験結果と位置誤差再現結果の比較 (25% 負荷条件)	79
4.16 実験結果と位置誤差再現結果の比較 (50% 負荷条件)	79
4.17 実験結果と位置誤差再現結果の比較 (75% 負荷条件)	80
4.18 実験結果と位置誤差再現結果の比較 (100% 負荷条件)	80

5.1	位置誤差改善法Ⅰ：複数のテンプレートデータを用いる位置誤差改善法の概念	85
5.2	位置誤差改善法Ⅱに使用するテンプレートデータ	86
5.3	75% 負荷条件の電流位相に対する特徴量の変化（再掲）	88
5.4	63 パータン評価関数の位置誤差評価（特徴量の数 = 1,2）	89
5.5	63 パータン評価関数の位置誤差評価（特徴量の数 = 3）	90
5.6	63 パータン評価関数の位置誤差評価（特徴量の数 = 4,5,6）	91
5.7	各評価関数の位置推定性能評価結果	92
5.8	位置誤差改善法Ⅰのシミュレーション結果	96
5.9	位置誤差改善法Ⅱのシミュレーション結果（75% 負荷条件）	97
5.10	位置誤差改善法Ⅱのシミュレーション結果（定格負荷条件）	97
5.11	位置誤差改善法Ⅲのシミュレーション結果	98
5.12	位置誤差改善法の実験結果（75% 負荷条件）	99
5.13	位置誤差改善法の実験結果（定格負荷条件）	100
5.14	過渡状態の実機実験結果（位置誤差改善法Ⅰ）	101
5.15	過渡状態の実機実験結果（位置誤差改善法Ⅱ）	101
5.16	過渡状態の実機実験結果（位置誤差改善法Ⅲ）	102
6.1	信号重畳前の相電圧指令	104
6.2	信号重畳後の相電圧指令	104
6.3	信号重畳後の線間電圧（V1 ベクトル出力時）	105
6.4	信号重畳後の線間電圧（V4 ベクトル出力時）	105
6.5	従来パターンマッチング手法の信号重畳法	108
6.6	極座標で表した先行研究の電圧指令	109
6.7	従来パターンマッチング手法の重畳信号の大きさ	109
6.8	従来のパターンマッチング手法と重畳信号低減法Ⅰの線間電圧	110
6.9	重畳信号低減法Ⅰの重畳信号の大きさ	111
6.10	重畳信号低減法Ⅱの信号重畳後の電圧指令	114
6.11	重畳信号低減法Ⅱの重畳信号の大きさ	115
6.12	重畳信号低減法Ⅱのテンプレートデータ	116
6.13	従来のパターンマッチング手法のオープンループ実験結果	120
6.14	重畳信号低減法Ⅰのオープンループ実験結果	121
6.15	重畳信号低減法Ⅱのオープンループ実験結果	122
6.16	重畳信号低減法Ⅰのクローズドループ実験結果（定常運転）	124
6.17	重畳信号低減法Ⅱのクローズドループ実験結果（定常運転）	124
6.18	重畳信号低減法Ⅰのクローズドループ実験結果（過渡運転）	125
6.19	重畳信号低減法Ⅱのクローズドループ実験結果（過渡運転）	125

A.1	実験システムの構成	132
A.2	無負荷における特徴量計測結果	135
A.3	無負荷における特徴量計測結果（拡大図）	135
A.4	テンプレートデータ作成の概要	136
B.1	電源電圧による特徴量の変化（無負荷条件）	139
B.2	電源電圧による特徴量の変化（25% 負荷条件）	140
B.3	電源電圧による特徴量の変化（50% 負荷条件）	141
B.4	電源電圧による特徴量の変化（75% 負荷条件）	142
B.5	電源電圧による特徴量の変化（100% 負荷条件）	143
B.6	電源電圧変動における位置センサレス制御の平均絶対誤差	145
B.7	電源電圧変動における位置センサレス制御の最大誤差（遅れ位相）	145
B.8	電源電圧変動における位置センサレス制御の最大誤差（進み位相）	145
B.9	-10% 電圧変動時の位置誤差改善法 I の実験結果	146
B.10	-5% 電圧変動時の位置誤差改善法 I の実験結果	146
B.11	5% 電圧変動時の位置誤差改善法 I の実験結果	147
B.12	10% 電圧変動時の位置誤差改善法 I の実験結果	147
B.13	-5% 電圧変動時の位置誤差改善法 II の実験結果	148
B.14	-3.3% 電圧変動時の位置誤差改善法 II の実験結果	148
B.15	3.3% 電圧変動時の位置誤差改善法 II の実験結果	148
B.16	5% 電圧変動時の位置誤差改善法 II の実験結果	148
B.17	-15% 電圧変動時の位置誤差改善法 III の実験結果	149
B.18	-10% 電圧変動時の位置誤差改善法 III の実験結果	149
B.19	-5% 電圧変動時の位置誤差改善法 III の実験結果	149
B.20	5% 電圧変動時の位置誤差改善法 III の実験結果	150
B.21	10% 電圧変動時の位置誤差改善法 III の実験結果	150
B.22	15% 電圧変動時の位置誤差改善法 III の実験結果	150
B.23	異なる電流負荷のテンプレートデータとパターンマッチングした際の実験結果（平均絶対誤差）	153
B.24	異なる電流負荷のテンプレートデータとパターンマッチングした際の実験結果（遅れ位相の最大誤差）	153
B.25	異なる電流負荷のテンプレートデータとパターンマッチングした際の実験結果（進み位相の最大誤差）	153
B.26	位置誤差改善法 I によるテンプレートデータと異なる電流振幅の特徴量を用いた際の実験結果 (-13.3%p)	154
B.27	位置誤差改善法 I によるテンプレートデータと異なる電流振幅の特徴量を用いた際の実験結果 (-6.7%p)	154

B.28 位置誤差改善法 I によるテンプレートデータと異なる電流振幅の特徴 量を用いた際の実験結果 (6.7%p)	155
B.29 位置誤差改善法 I によるテンプレートデータと異なる電流振幅の特徴 量を用いた際の実験結果 (13.3%p)	155
B.30 位置誤差改善法 II によるテンプレートデータと異なる電流振幅の特徴 量を用いた際の実験結果 (-8.3%p)	156
B.31 位置誤差改善法 II によるテンプレートデータと異なる電流振幅の特徴 量を用いた際の実験結果 (-5.0%p)	156
B.32 位置誤差改善法 II によるテンプレートデータと異なる電流振幅の特徴 量を用いた際の実験結果 (-1.7%p)	156
B.33 位置誤差改善法 II によるテンプレートデータと異なる電流振幅の特徴 量を用いた際の実験結果 (1.7%p)	157
B.34 位置誤差改善法 II によるテンプレートデータと異なる電流振幅の特徴 量を用いた際の実験結果 (5.0%p)	157
B.35 位置誤差改善法 II によるテンプレートデータと異なる電流振幅の特徴 量を用いた際の実験結果 (8.3%p)	157
B.36 位置誤差改善法 III によるテンプレートデータと異なる電流振幅の特 徴量を用いた際の実験結果 (-10.0%p)	158
B.37 位置誤差改善法 III によるテンプレートデータと異なる電流振幅の特 徴量を用いた際の実験結果 (-6.7%p)	158
B.38 位置誤差改善法 III によるテンプレートデータと異なる電流振幅の特 徴量を用いた際の実験結果 (-3.3%p)	158
B.39 位置誤差改善法 III によるテンプレートデータと異なる電流振幅の特 徴量を用いた際の実験結果 (3.3%p)	159
B.40 位置誤差改善法 III によるテンプレートデータと異なる電流振幅の特 徴量を用いた際の実験結果 (6.7%p)	159
B.41 位置誤差改善法 III によるテンプレートデータと異なる電流振幅の特 徴量を用いた際の実験結果 (10.0%p)	159

変数及び略語の定義

v_u, v_v, v_w : u 相電圧, v 相電圧, w 相電圧

i_u, i_v, i_w : u 相電流, v 相電流, w 相電流

v_α, v_β : 静止直交座標 $\alpha - \beta$ 軸の電圧

i_α, i_β : 静止直交座標 $\alpha - \beta$ 軸の電流

v_d, v_q : 回転直交座標 $d - q$ 軸の電圧

i_d, i_q : 回転直交座標 $d - q$ 軸の電流

v_γ, v_δ : 推定回転座標 $\gamma - \delta$ 軸の電圧

i_γ, i_δ : 推定回転座標 $\gamma - \delta$ 軸の電流

R : 巻線抵抗

L_u, L_v, L_w : $u - , v - , w$ 相自己インダクタンス

M_{uv}, M_{vw}, M_{wu} : $u - v$ 相間, $v - w$ 相間, $w - u$ 相間相互インダクタンス

L_α, L_β : α 軸インダクタンス, β 軸インダクタンス

$L_{\alpha\beta}$: $\alpha\beta$ 軸間相互インダクタンス

L_d, L_q : d 軸インダクタンス, q 軸インダクタンス

L_γ, L_δ : γ 軸インダクタンス, δ 軸インダクタンス

$L_{\gamma\delta}$: $\gamma\delta$ 軸間相互インダクタンス

L_{ave}, L_{amp} : 三相自己インダクタンスの平均値, 三相自己インダクタンスの振幅

- $v_{\gamma h}, v_{\delta h}$: 推定回転座標 $\gamma - \delta$ 軸の高周波電圧
 $i_{\gamma h}, i_{\delta h}$: 推定回転座標 $\gamma - \delta$ 軸の高周波電流
 p : 微分演算子
 Ψ' : 永久磁石に起因する各相巻線への磁束鎖交数
 Ψ : $\alpha - \beta$ 座標系上における永久磁石に起因する磁束鎖交数
 K_E : 誘起電圧定数
 θ_{rm} : 機械角回転子位置
 θ_{re} : 電気角回転子位置
 $\hat{\theta}_{re}$: 電気角における推定回転子位置
 $\Delta\theta_{re}$: 電気角における位置推定誤差
 ω_{rm} : 機械角速度
 ω_{re} : 電気角速度
 $\hat{\omega}_{re}$: 電気角における推定回転速度
 T : トルク
 P_n : 極対数
 $[c_1]$: 三相座標から静止直交座標への変換行列
 $[c_2]$: 静止直交座標から回転直交座標への変換行列
 V_{DC} : インバータの DC リンク電圧
 pi_{x-Vn} : Vn ベクトルで計測した x 相の特徴量 ($x = u, v, w, n = 1 \sim 6$)
 $pi_{x-Vn}^{Temp}(\theta_t)$: Vn ベクトルで計測した x 相の特徴量のテンプレートデータ
 t_{min} : 特徴量計測時の電流サンプリングの時間間隔

- ϕ_i : dq 座標上の電流指令 (i_{dq}^*) の位相 (q 軸からの角度)
 ϕ'_i : $\gamma\delta$ 座標上の電流指令 ($i_{\gamma\delta}^*$) の位相 (q 軸からの角度)
 $pi_{x.Vn}(\theta_{re}, \phi'_i)$: 磁極位置 = θ_{re} , 電流位相 = ϕ'_i である場合の特徴量
 $pi_{x.Vn}^{Temp}(\theta_{re}, \phi'_i)$: 磁極位置と電流位相に対する特徴量のテンプレートデータ
 f_c : インバータのキャリア周波数
 T_c : キャリア周期
 T_s : サンプルング周期
 v_u^*, v_v^*, v_w^* : 信号重畳前の電圧指令
 $v_{u.Vn}^{**}, v_{v.Vn}^{**}, v_{w.Vn}^{**}$: Vn ベクトルを出力するための信号重畳後の電圧指令 ($n = 1, 4$)
 $v_{uv.V1}^{**}, v_{uw.V1}^{**}$: u 相 - v 相電圧指令間, u 相 - w 相電圧指令間線間電圧
 $v_{vu.V4}^{**}, v_{wu.V4}^{**}$: v 相 - u 相電圧指令間, w 相 - u 相電圧指令間線間電圧
 V_{min} : 電圧ベクトルを t_{min} 秒間出力するための線間電圧
 \mathbf{V}_{top}^{**} : $V1$ 電圧ベクトルを出力するための電圧指令ベクトル
 \mathbf{V}_{bottom}^{**} : $V4$ 電圧ベクトルを出力するための電圧指令ベクトル
 $\mathbf{V}_{h.t}$: $V1$ 電圧ベクトルを出力するための重畳信号ベクトル
 $\mathbf{V}_{h.b}$: $V4$ 電圧ベクトルを出力するための重畳信号ベクトル
 t_{V1}, t_{V4} : 山谷割り込みから $V1 \cdot V4$ 電圧ベクトルが出力されるまでの時間

-
- PMSM : Permanent Magnet Synchronous Motor
- SPMSM : Surface Permanent Magnet Synchronous Motor
- IPMSM : Interior Permanent Magnet Synchronous Motor
- MTPA : Maximum Torque per Ampere
- MTPF : Maximum Torque per Flux
- EEMF : Extended Electromotive Force
- EV : Electric Vehicle
- HEV : Hybrid Electric Vehicle
- PWM : Pulse Width Modulation
- LPF : Low Pass Filter
- BPF : Band Pass Filter
- BSF : Band Stop Filter
- ACR : Automatic Current Regulator

第1章

序論

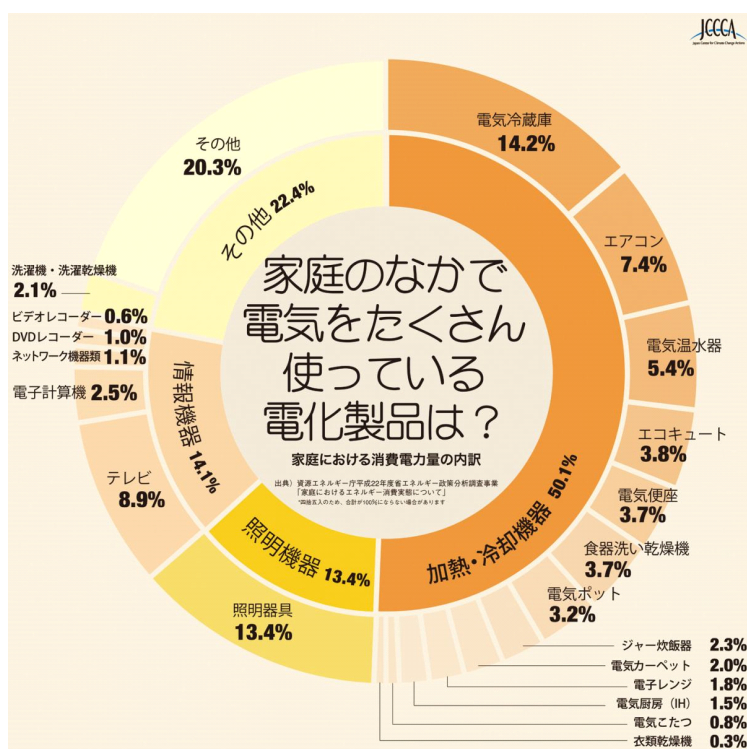
1.1 研究背景

1.1.1 多様な分野における電動機の普及

様々なエネルギーを動力に変換する機械装置は人間の生活を豊かにするために、古くから関心を集め開発されてきた。機械装置は一般的に原動機から必要とされる動力が供給される。その原動機動力のエネルギー源としては、風力、水力、燃焼ガスや電力等がある。18世紀に起こった産業革命以前の機械装置としては、動物や人間の力を用いた装置や、自然のエネルギー源である風力及び水力を使用した風車、水車が代表的である。一方、産業革命以降の原動機としてはタービン、エンジン、電動機（モータ）のような新たな装置が登場し、家庭・産業・移手段など広い分野において革命をもたらした。

特に、その中でもモータは、排気ガスを排出しないことや効率が高い特徴から、地球環境やエネルギー問題が深刻になるにつれ、近年最も注目されると同時に、様々なアプリケーションで広く使用されるようになってきた。実際にグローバルでは商業用として年間約3,000万台のモータが販売され、世界電力の約40%がモータにより消費されている [1]。さらに、電動化が進んでいるEUでは消費電力の約70%が [2, 3]、日本においても約60%の電力がモータにより消費され [4]、今後も様々な分野で使用されると予想される。

各分野において、モータの使用されている状況について述べる。産業部門においてはポンプ、ファン、圧縮機などの多様な用途で使用されており、日本では産業部門での消費電力の75% [5] が、アメリカでは70%以上 [6] がモータにより消費されている。また、家庭部門においても、図1.1に示すように、情報機器や照明機器、加熱機器以外の動力を必要とするほとんどの製品（洗濯機・洗濯乾燥機、電気冷蔵庫、エアコン、食器洗い乾燥機、掃除機等）でのモータ普及率は非常に高く、原動機を必要とする製品のほとんどにモータが使用されていると言っても過言ではない [7, 8]。

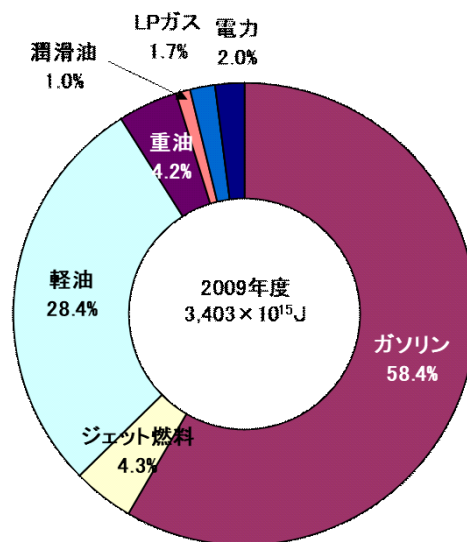


出典) 資源エネルギー庁平成22年度省エネルギー政策分析調査事業「家庭におけるエネルギー消費実態について」
 全国地球温暖化防止活動推進センターウェブサイト (<http://www.jccca.org/>) より

図 1.1. 家庭部門における消費電力量の内訳

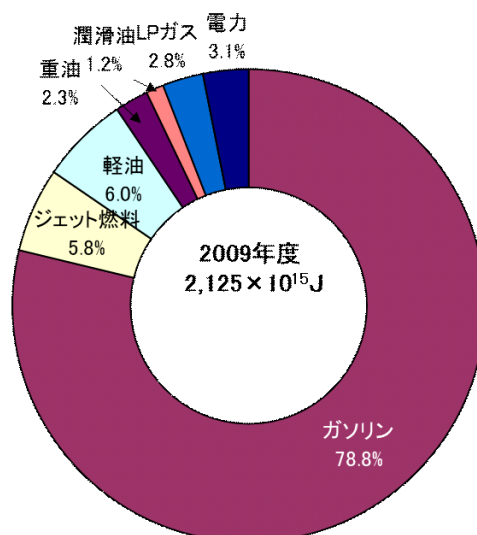
一方、運輸部門においては電動化が遅れている。図 1.2 に日本の運輸部門全体のエネルギー源別消費量の割合を、図 1.3 に貨物分野を除いた全体の 62.4% を占めている旅客分野のエネルギー源別消費量の割合を示す。運輸部門全体の中で電動によるエネルギー消費は 2.0%、旅客部門においても 3.1% に過ぎず、主な原動機としては燃焼機関が使用されている [9]。このことから運輸部門においては今後モータの普及率が増加する余地があると考えられる。

運輸部門の動力源の電動化の普及が遅い理由として、購入時の高コスト、短い航続距離、長い充電時間、そして充電場所の不足などが挙げられるが、こうした問題点は急速に解決されつつあり、内燃機関による動力から電動化による動力へのシフトが急激に進むと予想されている [10]。さらに、航空機分野においても排出ガスの削減の必要性やバッテリーなど電動要素の性能が飛躍的に向上した背景から、電動化への要求は高まりつつある [11, 12]。このように、産業・家庭部門ですでに広く使用されているモータは、今後、運輸部門である移動体分野においても普及することが



出典：資源エネルギー庁ウェブサイト
(<http://www.enecho.meti.go.jp/about/whitepaper/2013html/2-1-2.html>)

図 1.2. 運輸部門のエネルギー源別消費量の割合（運輸部門全体）



出典：資源エネルギー庁ウェブサイト
(<http://www.enecho.meti.go.jp/about/whitepaper/2013html/2-1-2.html>)

図 1.3. 運輸部門のエネルギー源別消費量の割合（旅客部門）

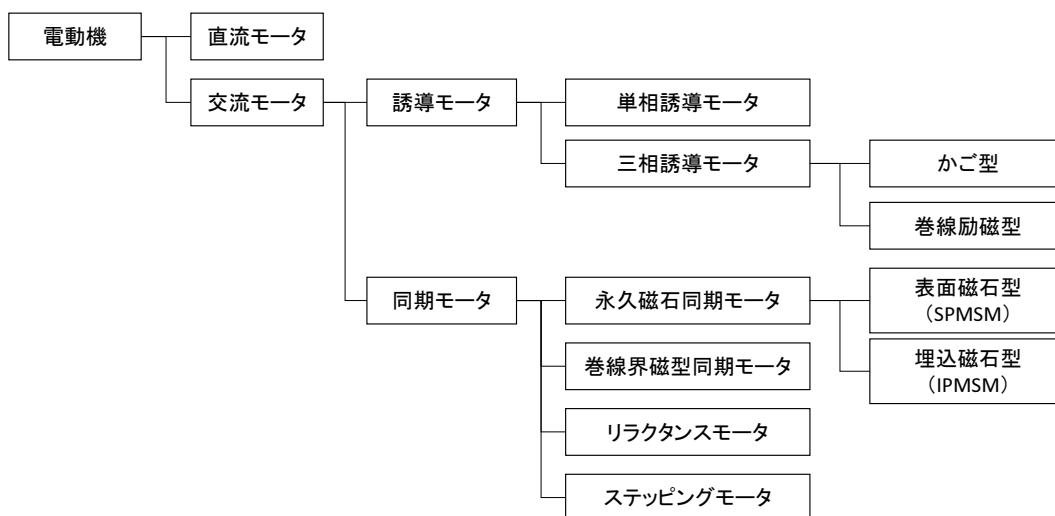


図 1.4. モータの種類及び分類

期待される。以降では運輸部門を移動体分野と称する。

1.1.2 モータの種類及び永久磁石同期モータ

モータは印加される電源により大きく直流モータと交流モータに分類され、さらに、図 1.4 に示すように動作原理や構造により細分化される。直流モータは直流電源から動力を得るモータであり、直流電源から一定の方向にトルクを発生させるために、機械的接触構造であるブラシと整流子を使用して固定子の磁界に合わせ電流の印加方向を変換させる。モータトルクは磁界の磁束ベクトルと鎖交電流ベクトルの外積に比例する。直流モータでは機械的接続装置により常に二つのベクトルは垂直を保つようになる。このため、別の制御装置を使用せずに電流の大きさのみを制御することで簡単に瞬時トルクの制御が可能となる。しかし、機械的接触構造により電磁気的な雑音と機械的な騒音が発生する。また、摩擦時のスパークとブラシの摩耗により、定期的なメンテナンスが必要となる。

交流モータは機械的接続装置の代わりに電力変換器を用いることにより電源周波数を制御し駆動する。動作原理によって誘導モータと同期モータに区分される。誘導モータは電力変換器を制御することにより、固定子（一次側）に所望の周波数で回転する回転磁界を発生させる。そうすると、回転磁界が回転子（二次側）の導体に鎖交し起電力が誘導され電流が流れるようになり、回転磁界と二次側電流の相互作用によりトルクが発生する。誘導モータは構造が簡単かつ堅牢であり、低コストといった優れた特徴を有することから、汎用モータとして産業部門では一番広く使

用されている [5]. しかし, 二次電流による銅損が発生するため, モータ効率を高くできない大きな欠点がある [13].

誘導モータに対して, 永久磁石同期モータ (PMSM: Permanent Magnet Synchronous Motor) は回転子の磁束を発生させるために永久磁石が用いられ, 固定子が発生する回転磁界と同期し回転子が回転する. 磁束を発生させるための励磁巻線を有しないため, これによる損失が発生せず効率が高い. また, 出力密度が高いことや, モータの重量に比較し出力トルクの割合が高いため, 速度応答性が優れる特徴を有する. このように, 様々な面で直流モータや誘導モータより優れた性能を有する永久磁石同期モータは, 高性能を必要とする分野で使用されることが多い. さらに, 磁界解析技術及びネオジム磁石のような高性能磁石と組み合わせることにより, PMSM の用途指向的設計が可能となり, 更なる新たな分野での普及が期待される [14].

永久磁石同期モータは, 回転子の永久磁石の配置により, 表面磁石同期モータ (SPMSM: Surface Permanent Magnet Synchronous Motor) と, 埋込磁石同期モータ (IPMSM: Interior Permanent Magnet Synchronous Motor) に分類され, 図 1.5 と図 1.6 に各回転子の形状を示す. ここで, 回転子の永久磁石の磁束 (N 極) 方向を d 軸, d 軸から 90 度進んだ方向を q 軸と定義する.

SPMSM は回転子の表面に一定の厚さで永久磁石が配置され, 全ての磁極位置で磁気抵抗が一定であり, d 軸インダクタンスと q 軸インダクタンスは等しい. また, IPMSM と同じエアギャップである場合でも永久磁石の厚さで有効エアギャップが増加するのと同じ効果となり, インダクタンスが小さくなる. 一方, 高速運転時には磁束により発生する誘起電圧の影響で電圧飽和状態が起き, 磁束を減らす方向に電流を印加する弱め磁束制御が一般的に用いられる. インダクタンスが小さいと, 同じ大きさの電流を流しても磁束を弱める効果が低く弱め磁束制御が難しくなる. さらに, 遠心力により永久磁石が飛散する可能性があり, IPMSM に比較すると SPMSM は高速運転に不利である.

IPMSM は d 軸に永久磁石が配置され, 永久磁石は電磁鋼板と比べ透磁率が非常に低いため, d 軸の磁気抵抗が大きい. そのため, d 軸方向のインダクタンス (L_d) は q 軸方向のインダクタンス (L_q) より小さくなり, IPMSM は磁氣的異方性である突極性を持つ. 永久磁石によるトルクに加えて, 突極性によるリラクタンストルクを得ることが可能であり, SPMSM に比べ同じ大きさの電流に対してもより大きいトルクを得ることができる. このような特徴から, IPMSM は更なる高出力密度化・高効率化が図りやすい.

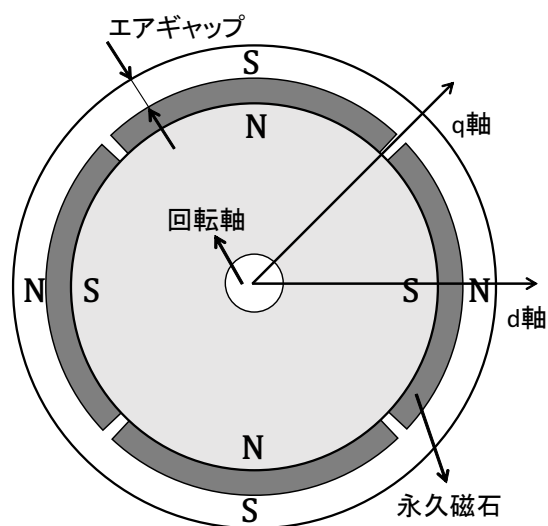


図 1.5. 表面磁石同期モータの回転子形状

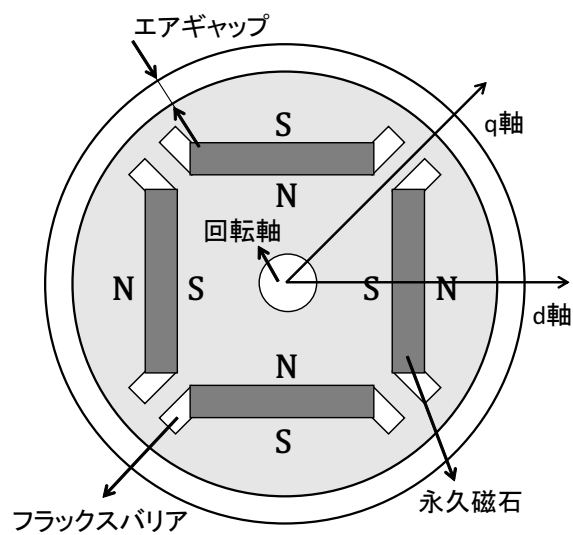


図 1.6. 埋込磁石同期モータの回転子形状

1.1.3 モータ駆動システム及び位置センサ

モータの回転位置・速度を制御するにはモータのトルクを制御する必要があるため、モータトルクはモータ駆動システムでは重要な制御対象である。交流モータのトルクを制御する方法には平均トルクを制御する方法と瞬時トルクを制御する方法がある。

平均トルクを制御する分野には、ファン、ポンプのように比較的精密な速度・トルク制御を必要としない汎用モータ駆動分野がある。このような分野にはモータに繋がっている負荷の速度が制御対象となり、平均トルクを制御することにより、速度制御を行う。平均トルクの制御手法としてはV/fのようなスカラー制御手法が一般的に用いられる。

一方、精密な位置・速度制御が必要であるロボット・工作機械のようなサーボシステム、エレベーター、移動体分野などのアプリケーションでは、瞬時トルクを制御する必要がある。PMSMの瞬時トルク制御手法としては磁束基準制御（Field Oriented Control,）であるベクトル制御が広く使用されている。モータの瞬時トルクはフレミングの左手の法則の原理により発生し、磁束ベクトル ϕ と電流ベクトル i の外積により決まる。そのため、瞬時トルクを制御するための条件は以下のように示す。

- (1) 界磁磁束と電機子起磁力（電流）は常に垂直を維持,
- (2) 界磁磁束と電機子起磁力（電流）は各々独立な制御が可能,
- (3) 電機子電流の迅速な制御が可能

直流モータの場合、(1)と(2)の条件は機械的構造で常に満たされ、(3)の条件である電流振幅の制御だけで、瞬時トルクの制御が可能となる。一方、PMSMはベクトル制御を用いて(1)から(3)までの条件を満たし、瞬時トルク制御を行う必要がある。

PMSMの磁束は回転子の永久磁石により発生し、トルク成分の電流は固定子電流により与えられるため、独立に分離可能である。さらに、トルク成分の電流（固定子電流）は電流制御器とPWMインバータのような電力変換器により、磁束と独立的に制御可能である。したがって、条件(2)と(3)を満たすことができる。さらに、条件(1)を満たすためには、固定子に流れる三相電流を磁束成分とトルク成分に分離する必要がある。三相の固定子座標(uvw)を回転子に同期した回転直交座標(dq)へ座標変換し、制御を行うことにより、条件(1)と(2)を同時に満たす制御ができる。さらに、磁束とトルク成分の電流ベクトルの位相差を任意に制御することにより、最大トルク/電流制御(MTPA: Maximum Torque per Ampere)[15, 16, 17]や、最大トルク/磁束制御(MTPF: Maximum Torque per Flux)[18, 19]、弱め磁束制御[18]–[26]などのように用途に応じた制御が可能となる。

座標変換を行うためには、磁束の方向、すなわち d 軸方向の位相を常に把握する必要がある。そのために、レゾルバや光学式エンコーダのような高性能な位置センサが用いられる。しかし、位置センサを用いるシステムには様々な課題がある。センサが高価であるため、システム全体のコストが増加する。そして、回転軸に取り付けることから設置スペースに余裕が必要である。また、センサの電源供給と出力信号処理のためハードウェアが複雑となることや、使用環境の影響を受けやすいためノイズの対策を必要とする課題がある。さらに、移動体分野のアプリケーションにおいては、センサが故障するとモータ駆動ができなくなりアプリケーションの機能が制限されるため、フェールセーフ等の安全性の対策が必要不可欠となる。このような背景で、センサを用いず制御技術で磁極位置を推定する位置センサレス制御技術が注目され、すでに様々な分野において使用されている。

1.1.4 位置センサレス制御

PMSM の位置センサレス制御における回転子の磁束及び回転子位置の推定手法は、位置情報を得る方法により次の 3 つの原理に大別される。

- (1) 回転子の回転により固定子巻線に発生する誘起電圧を利用する手法 [27]–[40]
- (2) モータの空間的なインピーダンスに現される突極性に基づく手法 [41]–[66]
- (3) 磁極位置に依存した磁気飽和の起こりやすさに基づく手法 [67]

原理 (1) の手法は、回転子が回転すると磁石磁束によって、 q 軸方向に発生する誘起電圧情報を用いる手法である。例として、回転子位置に対して u 相に誘起された誘起電圧を、図 1.7(a) に示す。SPMSM の場合は磁氣的等方性であるため、回転座標で表したモータモデルである電圧方程式には、誘起電圧による 1 周期成分のみ発生し、電圧と電流を用いることにより誘起電圧の推定が可能である。一方、IPMSM の場合は磁氣的異方性の性質を持っており、IPMSM の電圧方程式には誘起電圧による 1 周期成分以外に、インダクタンスによる電圧降下項に突極性による 2 周期成分が存在する。そのため、位置情報を直接取り出すことは困難である。そこで、インダクタンス項に発生する 2 周期成分を誘起電圧の項にまとめ、拡張誘起電圧と再定義することにより、拡張誘起電圧 (EEMF : Extended Electro-motive Force) による位置センサレス制御 [33]–[37] が提案されている。EEMF による位置センサレス制御手法は、すべての PMSM に使用可能な手法であり、位置推定に必要な最小限の誘起電圧振幅さえ得ることができれば安定的な位置推定性能が得られることから、様々な分野で実用化され、広く使用されている。しかし、誘起電圧は回転速度に比例して発生するため、ノイズに対して十分大きな誘起電圧の振幅を得ることができない

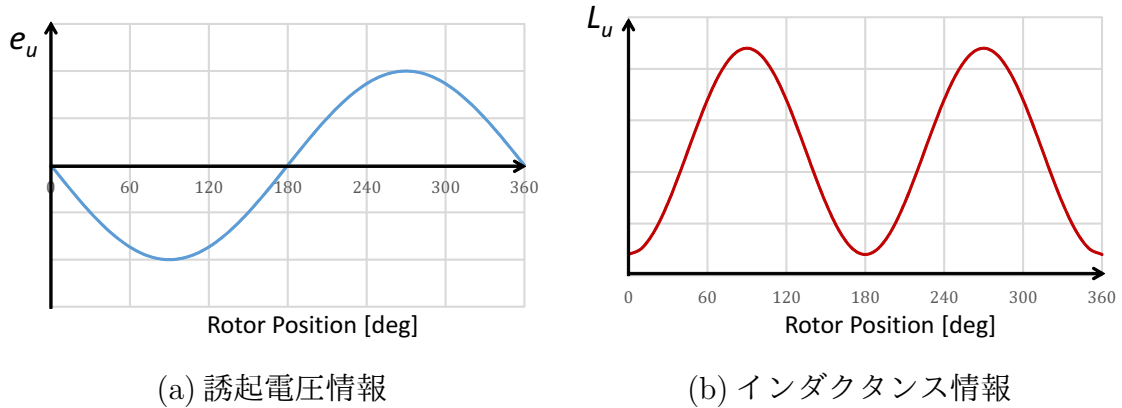


図 1.7. 同期モータの位置情報

低速域では、安定的な位置推定性能を得ることが困難である。さらに、モータが停止している際には誘起電圧が発生しないため、原理上誘起電圧を用いた位置推定は不可能である。一般的に、定速の10%以上の速度域を中・高速域と、10%以下を停止と停止・低速域と定義し、EEMFによる位置センサレス制御は中・高速域で使用する。

停止・低速域では、原理(2)の突極性を用いることにより位置推定を行う。前項で述べたようにIPMSMはd軸とq軸の磁気抵抗が異なるため、突極性を有する。そのため、インダクタンスは回転子位置に依存し正弦波状に変化する。回転子位置と u 相インダクタンスの関係を図1.7(b)に示す。インダクタンスの正弦波性を取り出すために、駆動に必要な成分とは別の高周波信号を重畳するのが一般的である。突極性から磁極位置を推定する高周波信号重畳法が多数提案され、重畳する高周波信号の種類、重畳する座標系により、分類される。重畳する信号の種類や座標により、トルク脈動、磁気飽和に対する特性、信号処理による位置情報の抽出の容易さなどの特性が異なるが、どの手法も原理上モータ停止時を含めた低速時の位置センサレス制御が実現可能である。しかし、高周波信号重畳による位置センサレス制御は、高周波重畳信号により、トルクリップル、振動、電磁騒音が発生する。また、PMSMの出力トルクを制御するための基本波電流にさらに高周波電流が重畳されるので、温度上昇による対策及びインバータの出力電流増加による対策が必要であり、高周波重畳信号を低減することが望ましい。さらに、全ての高周波信号重畳による手法は図1.7(b)に示す「インダクタンス空間分布の正弦波性」を大前提としているため、停止・低速時の位置センサレス制御を考慮しモータ設計する際には、必ずインダクタンス空間分布の正弦波性を満たすように設計することが求められている。

IPMSMの突極性利用する原理(2)の手法は、電気角1回転に対して2周期成分を有するため、原理的に ± 90 度の範囲でしか位置推定ができない。一方、原理(3)

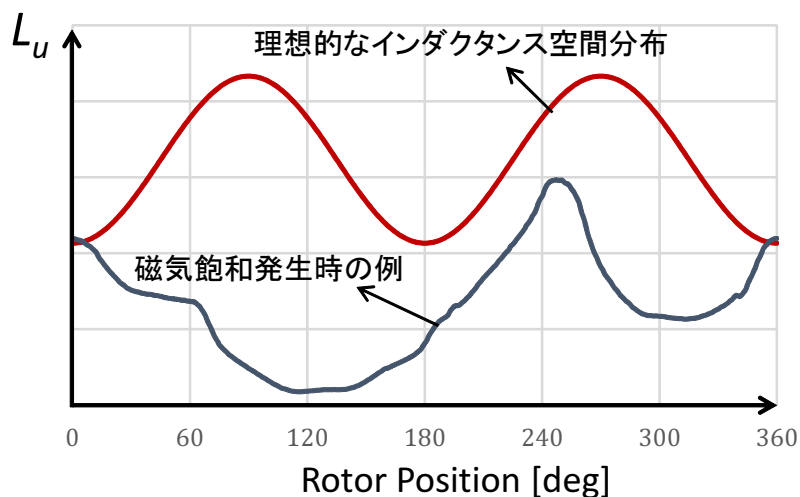


図 1.8. 磁気飽和により非線形に変化するインダクタンス空間分布

による位置推定は，増磁方向と減磁方向で磁気飽和の程度が異なる性質を用いる手法である．高周波電圧を重畳すると，発生するリップル電流が磁気飽和の影響を受けて波形が歪み，極性判別が可能となる．一般的にこの手法は，始動時の極性判別だけに使用されることが多い．

1.1.5 移動体分野における IPMSM の高出力密度化及び位置センサレス制御における課題

IPMSM は高効率かつ高応答性，そして強い磁力を保持する希土類磁石を用いることにより，更なる小型化・高出力化が可能である．この特徴から，電気自動車 (EV : Electric Vehicle) ・ハイブリッド電気自動車 (HEV : Hybrid Electric Vehicle) の駆動用モータとして主に用いられる [68, 69, 70, 71]．また，EV ・ HEV の駆動速度の増加に対する要求に伴い，駆動用モータとして用いられる IPMSM の定格速度と出力は増加する傾向にある [72]．それにより，IPMSM はさらなる小型化・軽量化に設計され [73]，駆動用モータの出力密度も向上する傾向にある [75]．さらに，アメリカ合衆国エネルギー省 (DOE : Department of Energy) においても，出力密度が市販されている EV ・ HEV よりさらに高い IPMSM を 2020 年までに開発する目標を立てる [74] など，移動体分野において IPMSM の小型・高出力化は大事なトレンドの一つである．

このような高出力密度化の設計が PMSM に与える影響としては，磁気飽和が顕著

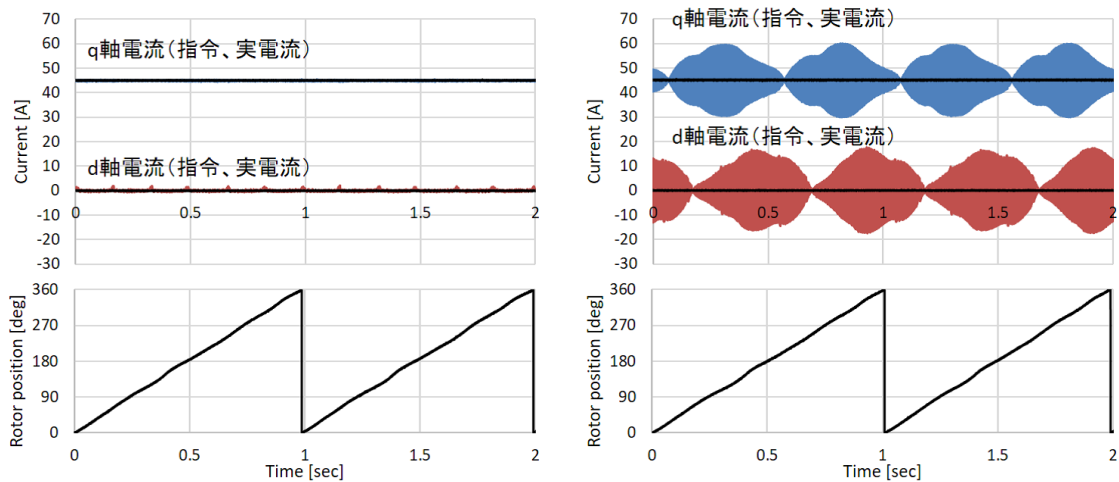
となり、磁気飽和によってインダクタンスが非線形に変化することが報告されている [76, 77, 78]. 例として、理想的なインダクタンス空間分布と磁気飽和により非線形に変化するインダクタンス空間分布を図 1.8 に示す. さらに、単純な正弦波関数で IPMSM をモデル化することは困難である [79, 80]. そのため、インダクタンスの正弦波性を前提とする従来の停止・低速域での位置センサレス制御を磁気飽和した IPMSM に適用した場合、位置推定精度が劣化することや、ひいては制御が破綻してしまう可能性がある.

PMSM を設計する際に、磁気飽和によるインダクタンスのひずみを防ぐために、磁界解析結果を基に、磁石・フラックスバリア・ブリッジなどの形状・寸法・位置を調節するか、磁気飽和が発生する部分に小穴を設けたりするなど、経験的に回転子形状を最適化することが一般的に行われている [85, 86]. しかし、このような設計変更は IPMSM の出力低下を招く. このように、PMSM の設計へのインダクタンス正弦波性の要求は、高出力密度化への大きな壁となっている. 今後も緩和されることがないであろう一層の高出力密度化実現に向け、制御技術がインダクタンス正弦波性の要求から脱却することで、PMSM 設計の自由度を上げることが望ましい.

1.2 本研究の目的

IPMSM の停止・低速域での位置センサレス制御は、突極性によりインダクタンスが磁極位置に対して正弦波状に変化する性質を用いる. しかし、今後 IPMSM の普及が拡大されると予想される移動体用モータドライブシステムにおいては、高出力・高トルク密度化への厳しい要求を満たすために磁気飽和を積極的に利用する傾向にある. その影響で、インダクタンス空間分布の正弦波性という大前提が満たされていない IPMSM が続々と登場することが予想される中で、インダクタンス空間分布の正弦波性を前提としない停止・低速域の位置センサレス制御の可能性について検討を行う必要があるという考えに至った. そこで、本研究では、インダクタンス空間分布の正弦波性を前提としない IPMSM の停止・低速域での位置センサレスの実現を目的とする.

同様な考えに基づき、先行研究においては、非正弦波状に変化するインダクタンス情報を抽出することによってオフラインでテンプレートデータを用意し、オンラインで測定したインダクタンス情報とパターンマッチングすることにより位置推定を行うパターンマッチング手法が提案された [79, 80, 81, 82, 83, 84]. そして、その基本概念や原理的な検証実験により、位置センサレス制御実現の可能性が示されている [83, 84]. しかし、実機実験結果には、従来の位置センサレス制御とは特徴の全く異なる位置誤差が発生しており、その発生原因はもとより、発生条件も未検討であった. 当然、位置誤差が解析できるモデルも存在しない. 位置誤差がモータ設計時



(a) 高周波信号を重畳しない時の電流

(b) 高周波信号を重畳した時の電流

図 1.9. 重畳信号による電流脈動

に解析できないということは、モータ設計時に磁気飽和程度や出力を決定するのに必要な指標が存在しないこととなり、実用化に向けて大きな課題となる。また、インダクタンス情報を抽出するために、電源電圧の $1/3$ 大きさの高周波信号を重畳した時の電流波形を図 1.9 に示す。高周波信号を重畳した場合、電流指令は一定であるのに対して、磁束成分である d 軸及びトルク成分である q 軸の実電流は大きく脈動する。先行研究では、重畳していた高周波信号の影響で、大きな電流脈動や電磁騒音・振動が発生する課題が残存していた。このように、先行研究では可能性が示されたが、様々な課題があることから、インダクタンスの正弦波性を前提としない手法として実用化されるには程遠い状況である。そこで、本研究ではパターンマッチング手法の残存課題を改良し、インダクタンスの正弦波性を前提としない位置センサレス制御の実用化のための技術を確認することに重点を置く。

1.3 本研究の構成

本論文の構成を以下に示す。第 2 章では、まず、ベクトル制御に使用される座標系と IPMSM の数式モデルを説明する。次に、所望の電流を制御するためのインバータや PWM 制御法を説明し、停止・低速域における従来の位置センサレス制御について述べる。最後に、磁気飽和の影響によってインダクタンス空間分布が非正弦波状に変化する対象 IPMSM に、従来の位置センサレス制御を適用する際の課題を、実機実験結果を通して示す。

第 3 章では、インダクタンス空間分布の正弦波性を前提としないパターンマッチ

ング手法に基づく位置センサレス制御の基本的な考え方を示す。さらに、特徴的な位置誤差が発生することや、位置誤差発生メカニズムが未検討であること、そして大きな電流脈動が発生する先行研究の問題を示す。

第4章では、パターンマッチング手法に基づく位置センサレス制御を行う際に発生する位置誤差について考察し、位置誤差の発生メカニズムを明確にすることにより、位置誤差モデルを提案する。さらに、提案する位置誤差モデルを用いることにより、実機実験で発生していた位置誤差をコンピュータシミュレーション上で再現可能となることを示す。更に提案モデルを利用し、様々な電流位相に対するインダクタンス情報のテンプレートデータさえ用意することで、実機実験実施前にコンピュータシミュレーションにより位置誤差を見積もることができる位置誤差評価法を提案する。様々な条件の実機実験で発生していた特徴的な位置誤差が、位置誤差事前評価法により再現できることを通して、提案する位置誤差モデルと位置誤差事前評価法の有効性を示す。

第5章では、4章で明確にした位置誤差メカニズムと位置誤差モデルを用いて、位置誤差改善法を提案する。パターンマッチング手法に用いるテンプレートデータと評価関数は、モータにより左右されるため、提案法の制御性能はIPMSMごとに異なると予想される。したがって、全てのIPMSMで万能な位置誤差改善法は存在しない可能性があり、各IPMSMに合わせた改善が必要と考えられる。この章では異なる特性を持つ三つの位置誤差改善法を提案し、その特性を明確化する。具体的には、一番目の提案法として、位置誤差の発生原因である電流位相の変化を考慮し、複数のテンプレートデータを用意しパターンマッチングする手法を提案する。そして、二番目の手法として、位置誤差が発生する際の電流位相変化を考慮し、代表的な一つのテンプレートデータを作成する手法を提案する。最後に、事前に位置誤差ごとに一番優れた制御性能を得ることが出来る評価関数を調査しておき、各磁極位置で評価関数を切り替えパターンマッチングする手法を提案する。各手法は異なる特性を有するため、様々なIPMSMにおいて位置誤差を改善することが期待される。位置誤差事前評価法と実機実験による結果から、提案した位置誤差改善法が有効であることや、明確にした特性が正しいことを述べる。

まず、先行研究で述べられた特徴量の計測条件と重畳信号の関係を説明する。そして、重畳信号の大きさの最小条件を新たに極座標で表すことにより、重畳信号の大きさと特徴量の関係を可視的に示す。また、特徴量の数を減らすだけでなく、重畳信号の印加方向も変化させることにより、重畳信号を低減法を提案する。従来の六つの特徴量を用いるパターンマッチング手法、先行研究で提案された特徴量の数を減らす方法、そして本説で提案する重畳信号の印加方向を変化させる提案法、この三つの手法を極座標に示し、重畳信号の大きさを比較する。最後に、アイデアに止まっていた特徴量の数を減らす手法及び提案する重畳印加方向の切り替え法の実

機実験を通して，有効性を示す．

第 6 章では，高周波重畳信号に起因する電流脈動を低減する．まずは，インダクタンス情報を抽出するために印加する高周波重畳信号の大きさの最小条件を示す．そして，重畳信号を工夫することにより，重畳信号の大きさが低減できることを示す．詳細はパターンマッチング手法に用いるインダクタンス情報の数を減らすことと高周波信号の重畳方向を切り替えることにより，重畳信号を低減させてもインダクタンス情報の抽出が可能となる．最後の第 7 章では，本論文のまとめと今後の課題について述べる．

第2章

IPMSMの駆動システム及び位置センサレス制御

2.1 はじめに

本章では、IPMSMの代表的な制御法である電流ベクトル制御について説明する。まずは、ベクトル制御の基本事項であるIPMSMの様々な座標系や座標変換、各座標での回路方程式で表されるモータモデルについて述べる。また、所望の電流を制御するために最も広く用いられるインバータのPWM制御について説明する。次に、インダクタンスの正弦波性を利用した従来の停止・低速域での位置センサレス制御手法を説明し、最後に、本論文で使用した高出力密度IPMSMに従来の位置センサレス制御を適用した実験結果を示す。その結果から、インダクタンス空間分布が非正弦波状であるIPMSMに従来の位置センサレス制御法を適用した際に発生する問題点について述べる。

2.2 IPMSMモデル及び座標系の定義

曲対数が2、スロット数が6であるIPMSMの構造を簡略化し、図2.1に示す。IPMSMの回転子は透磁率が高い鉄心に、N極とS極の方向が交互になるように永久磁石を埋め込んだ構造となっており、固定子は u, v, w 三相巻線を配置している。曲対数 P_n はN極とS極の組の数であり、極数の2倍となる。極の一組がなす角度を電気角360度と定義すると、機械角 θ_{rm} と電気角 θ_{re} の関係は曲対数を用いて、以下の式に表される。

$$\theta_{re} = P_n \theta_{rm} \quad (2.1)$$

IPMSM制御法として幅広く利用されているベクトル制御では、モータに流れる三相交流電流を、直交する二つの成分、すなわちトルクに寄与する成分とそれに直

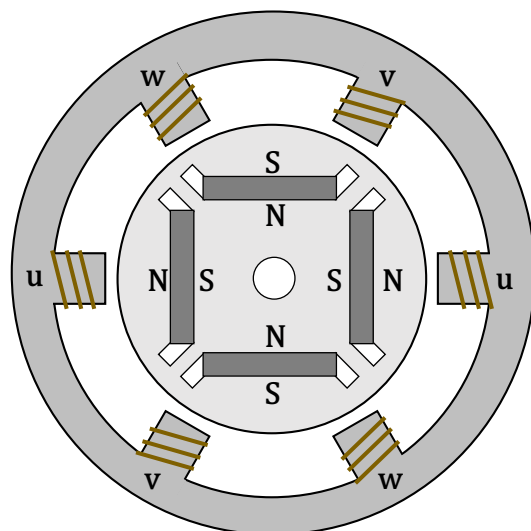


図 2.1. IPMSM の構造

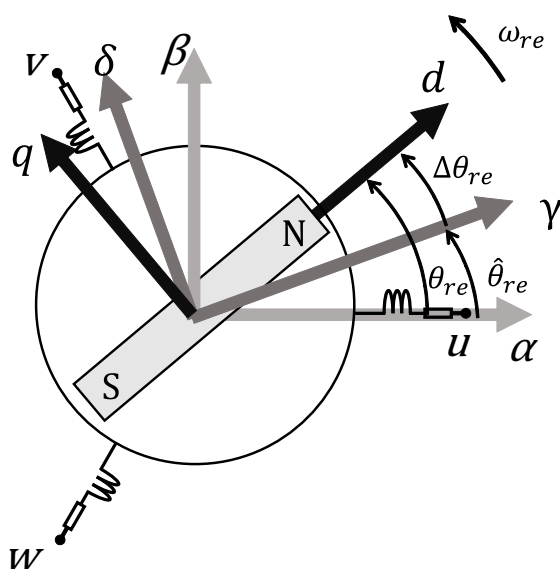


図 2.2. IPMSM の制御座標系

交する磁束成分に分解し、各成分の電流ベクトルを制御する。IPMSM の各制御座標を図 2.2 に示す。固定子の三相巻線を軸とした座標を三相座標 ($u-v-w$) と定義する。また、 u 相の軸と u 相の軸から 90 度進んだ位相の軸をそれぞれ α 軸及び β 軸とし、静止直交座標 ($\alpha-\beta$) と定義する。さらに、回転子の N 極を d 軸、 d 軸から 90 度進んだ位相を q 軸とした座標を回転直交座標 ($d-q$) と定義する。位置センサレス制御時には正しい $d-q$ 軸を把握することができないため、推定磁極位置を用いて求めた回転直交座標を推定回転座標 ($\gamma-\delta$) と定義する。ここで、真の磁極位置と推定位置を θ_{re} , $\hat{\theta}_{re}$ と定義し、磁極位置と推定位置の位相差を位置誤差 $\Delta\theta_{re}$ と定義する。

2.3 各座標系における IPMSM の数式モデル

本節では、三相座標上で、IPMSM の数式モデルである回路方程式を導出する。さらに、三相回路方程式を座標変換することにより、各座標系における IPMSM 数式モデルを導出する [87]。

2.3.1 三相座標上の回路方程式

電圧・電流・インピーダンスの関係を用いて IPMSM の回路方程式を求めると、

$$\begin{bmatrix} v_u \\ v_v \\ v_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + pL_u & pM_{uv} & pM_{wu} \\ pM_{uv} & R + pL_v & pM_{vw} \\ pM_{wu} & pM_{vw} & R + pL_w \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} + \omega_{re} \Psi' \begin{bmatrix} -\sin \theta_{re} \\ -\sin(\theta_{re} - \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_{re} + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

となる。ここで、 $[v_u \ v_v \ v_w]^T$, $[i_u \ i_v \ i_w]^T$, R , p , Ψ' はそれぞれ $u-v-w$ 相電圧, $u-v-w$ 相電流, 巻線抵抗, 微分演算子, 永久磁石に起因する各相巻線への磁束鎖交数である。また、 L_u , L_v , L_w , M_{uv} , M_{vw} , M_{wu} はそれぞれ各相巻線の自己インダクタンス, 各相巻線間の相互インダクタンスであり、磁気飽和が発生しない一般的な IPMSM 場合は以下の式で表される。

$$L_u = L_{ave} - L_{amp} \cos 2\theta_{re} \quad (2.3)$$

$$L_v = L_{ave} - L_{amp} \cos(2\theta_{re} + \frac{2\pi}{3}) \quad (2.4)$$

$$L_w = L_{ave} - L_{amp} \cos(2\theta_{re} - \frac{2\pi}{3}) \quad (2.5)$$

$$M_{uv} = -\frac{1}{2}L_{ave} + L_{amp} \cos(2\theta_{re} - \frac{2\pi}{3}) \quad (2.6)$$

$$M_{vw} = -\frac{1}{2}L_{ave} + L_{amp} \cos(2\theta_{re}) \quad (2.7)$$

$$M_{wu} = -\frac{1}{2}L_{ave} + L_{amp} \cos(2\theta_{re} + \frac{2\pi}{3}) \quad (2.8)$$

ここで, L_{ave} , L_{amp} はそれぞれ各相の有効インダクタンスの平均値及び脈動の振幅である.

2.3.2 静止直交座標上の回路方程式

三相座標上で表した回路方程式を, 変換行列を用いて座標変換し, 静止直交座標上での IPMSM 数式モデルを導出する. 式 (2.2) に示す三相回路方程式を式 (2.9) のように表し, 三相座標 ($u-v-w$) から静止直交座標 ($\alpha-\beta$) への変換行列を \mathbf{C}_1 とすれば, 式 (2.10) の計算をすることによって静止直交座標へ座標変換することができる.

$$\mathbf{v}_{uvw} = \mathbf{Z}_{uvw} \mathbf{i}_{uvw} + \mathbf{e}_{uvw} \quad (2.9)$$

$$\mathbf{C}_1 \mathbf{v}_{uvw} = \mathbf{C}_1 \mathbf{Z}_{uvw} \mathbf{C}_1^{-1} \mathbf{C}_1 \mathbf{i}_{uvw} + \mathbf{C}_1 \mathbf{e}_{uvw} \quad (2.10)$$

ここで, \mathbf{C}_1 は式 (2.11) で表される.

$$\mathbf{C}_1 = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

一方, 座標変換前後の電力は不変でなければならぬため, 座標変換行列を $\sqrt{2/3}$ 倍することや, \mathbf{C}_1 が直交行列である必要がある. したがって, 変換行列の逆行列は転置行列と等価であり, 次式となる.

$$\mathbf{C}_1^{-1} = \mathbf{C}_1^T = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

$\mathbf{v}_{\alpha\beta} = \mathbf{C}_1 \mathbf{v}_{uvw}$, $\mathbf{Z}_{\alpha\beta} = \mathbf{C}_1 \mathbf{Z}_{uvw} \mathbf{C}_1^{-1}$, $\mathbf{i}_{\alpha\beta} = \mathbf{C}_1 \mathbf{i}_{uvw}$, $\mathbf{e}_{\alpha\beta} = \mathbf{C}_1 \mathbf{e}_{uvw}$ の計算を行い, 各項を行列で表すことで, 式 (2.13) に示す静止直交座標系上でのモータモデルが導出できる.

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + pL_\alpha & pL_{\alpha\beta} \\ pL_{\alpha\beta} & R + pL_\beta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \omega_{re} \Psi \begin{bmatrix} -\sin \theta_{re} \\ \cos \theta_{re} \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

ここで, L_α , L_β , $L_{\alpha\beta}$, Ψ はそれぞれ, α 軸自己インダクタンス, β 軸自己インダクタンス, 各軸間相互インダクタンス, α - β 座標系上における永久磁石に起因する磁束鎖交数であり,

$$L_\alpha = \frac{3}{2}(L_{ave} - L_{amp} \cos 2\theta_{re}) \quad (2.14)$$

$$L_\beta = \frac{3}{2}(L_{ave} + L_{amp} \cos 2\theta_{re}) \quad (2.15)$$

$$L_{\alpha\beta} = -\frac{3}{2}L_{amp} \sin 2\theta_{re} \quad (2.16)$$

$$\Psi = \sqrt{\frac{3}{2}}\Psi' \quad (2.17)$$

となる.

2.3.3 回転直交座標上の回路方程式

静止直交座標から回転直交座標への変換行列 \mathbf{C}_2 を, 式 (2.18) に示す. 式 (2.13) と \mathbf{C}_2 を用いて, 式 (2.10) と同様な計算をすることにより, 静止直交座標から回転直交座標へ座標変換することができる. 式 (2.19) に回転直交座標上の IPMSM の数式モデルを示す.

$$\mathbf{C}_2 = \begin{bmatrix} \cos \theta_{re} & \sin \theta_{re} \\ -\sin \theta_{re} & \cos \theta_{re} \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + pL_d & -\omega_{re}L_q \\ \omega_{re}L_d & R + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \omega_{re} \Psi \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

ここで, L_d , L_q は d 軸インダクタンス, q 軸インダクタンスであり, 次式で表される.

$$L_d = \frac{3}{2}(L_{ave} - L_{amp}) \quad (2.20)$$

$$L_q = \frac{3}{2}(L_{ave} + L_{amp}) \quad (2.21)$$

以上に示したように, 三相インダクタンスは正弦波状である前提を用いて座標変換を行うことにより, L_d , L_q は直流成分となる. よって, d - q 軸で電流制御を行うことにより, 各軸の電流を独立に制御することが容易となる.

2.3.4 推定回転座標上の回路方程式

位置誤差 $\Delta\theta_{re}$ が発生した時の, 推定回転座標上の回路方程式を求める. 推定回転座標上の数式モデルは, 軸誤差 $\Delta\theta_{re}$ を式 (2.18) に示す変換行列 \mathbf{C}_2 に代入し, 座標変換を行うことにより求める. γ - δ 座標系上で表した回路方程式を式 (2.22) に示す.

$$\begin{bmatrix} v_\gamma \\ v_\delta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R - \hat{\omega}_{re}L_{\gamma\delta} + pL_\gamma & -\hat{\omega}_{re}L_\delta + pL_{\gamma\delta} \\ \hat{\omega}_{re}L_\gamma + pL_{\gamma\delta} & R + \hat{\omega}_{re}L_{\gamma\delta} + pL_\delta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{bmatrix} + \omega_{re}\Psi \begin{bmatrix} -\sin\Delta\theta_{re} \\ \cos\Delta\theta_{re} \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

ここで, L_γ , L_δ , $L_{\gamma\delta}$ はそれぞれ γ 軸自己インダクタンス, δ 軸自己インダクタンス, 各軸間の相互インダクタンスであり,

$$L_\gamma = \frac{1}{2}\{(L_d + L_q) - (L_q - L_d)\cos 2\theta_{re}\} \quad (2.23)$$

$$L_\delta = \frac{1}{2}\{(L_d + L_q) + (L_q - L_d)\cos 2\theta_{re}\} \quad (2.24)$$

$$L_{\gamma\delta} = -\frac{1}{2}(L_q - L_d)\sin 2\theta_{re} \quad (2.25)$$

となる.

2.3.5 IPMSMのトルク方程式

極対数が P_n の IPMSM トルクは, 電流ベクトル \mathbf{i}_{dq} と電機子鎖交磁束ベクトル Ψ_0 の外積より求まり, 以下の式で表される.

$$T = P_n\Psi i_q + P_n(L_d - L_q)i_d i_q \quad (2.26)$$

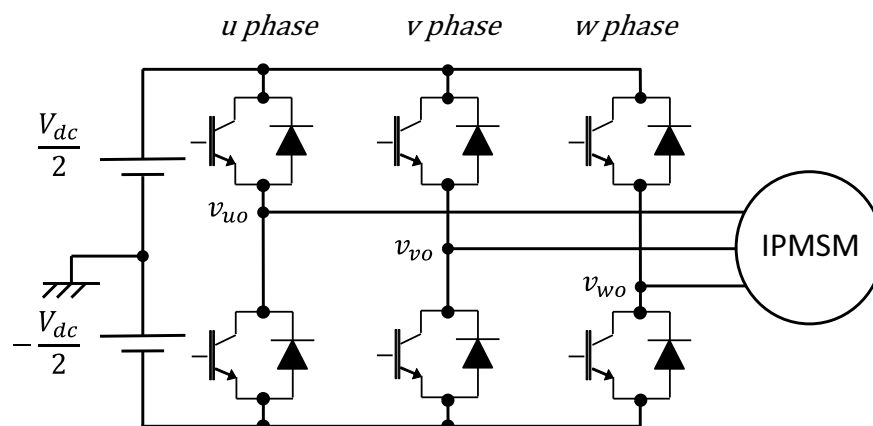


図 2.3. PWM インバータの回路図

ここで、式 (2.26) の第 1 項はマグネットトルクを、第 2 項はリラクタンストルクを表す。一般的な IPMSM では $L_d < L_q$ であるため、 d 軸電流 i_d を負の方向に流すことにより、マグネットトルクのみならずリラクタンストルクも利用することができる。このように、ベクトル制御では d 軸と q 軸電流を独立に制御することにより、用途に応じた制御が可能となる。

2.4 インバータによる PWM 変調

ベクトル制御で求めた電流指令 (i_d^* , i_q^*) が IPMSM に流れるように制御するためには、電力変換器であるインバータを用いて IPMSM に印加する電圧を制御する必要がある。本章では、最も幅広く用いられる電圧形インバータ (Voltage Source Inverter, VSI) による PWM (Pulse Width Modulation, パルス幅変調) 制御について説明する。

図 2.3 に三相 2 レベルインバータの回路図を示す。三相インバータは各相の上下アームにスイッチング素子を設置し、短絡させないようにどちらかだけをオン状態にして動作させる。上アームのスイッチをオンにすると $+V_{dc}/2$ 、下アームのスイッチをオンにすると $-V_{dc}/2$ の電圧が出力される。インバータ各相の出力電圧である相電圧を v_{u0} , v_{v0} , v_{w0} と定義する。

インバータの出力電圧の周波数のみならず振幅も制御するために、PWM 制御が用いられる。PWM 制御は速い周期でオンの時間幅を変化させることにより、出力電圧の周波数と振幅を制御する方法である。PWM 手法の一種類である三角波キャリア比較について説明する。三角波キャリア比較手法は基本原理及びアナログ回路

での実現が簡単であるため、PWMの初期時代から広く用いられてきた。図2.4に、三角波キャリア比較によるPWM制御の概念図を示す。三角波キャリア信号と電圧指令 (v_u^* , v_v^* , v_w^*) の大きさを比較し、各相の上下アームのスイッチング状態を決定する。十分速いキャリア周波数 (数 kHz ~ 数十 kHz) を用いることにより、等価的に所望の電圧を生成することができる。

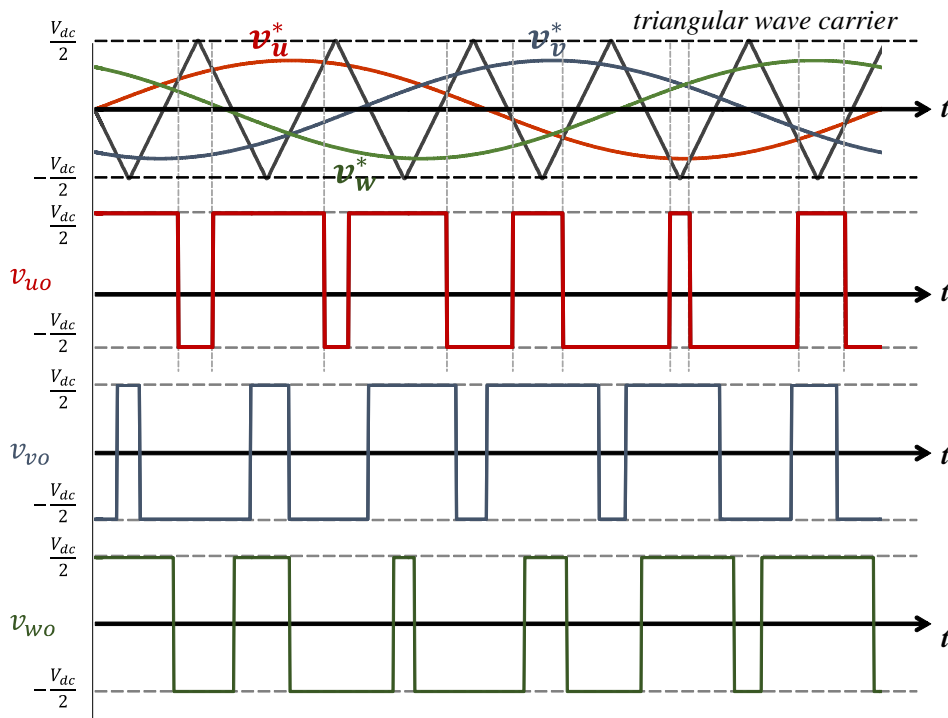


図 2.4. 三角波比較による PWM

三相2レベルインバータのスイッチングパターンは8通り ($=2^3$) 存在する。8通りのスイッチング状態を表2.1に示し、電圧ベクトルとIPMSMに印加される電圧の関係を図2.5に示す。ここで、上アームのスイッチがオンである状態をH、下アームのスイッチがオンである状態をLと定義し、各スイッチング状態を電圧ベクトル V_0 から V_7 と定義する。

さらに、三相インバータが瞬時値として出力可能な電圧ベクトルを、図2.6のように極座標で表すことができる。 V_1 から V_6 のベクトルの大きさは $2V_{dc}/3$ であり、その位相は六角形の頂点を向く。また、 V_0 及び V_7 ベクトルは六角形の中心 (原点) であり、大きさは零である。一般に、 V_1 から V_6 のベクトルは有効電圧ベクトル (Active voltage vector) と呼ばれ、 V_0 と V_7 ベクトルは零電圧ベクトル (Zero

表 2.1. 電圧ベクトルとインバータのスイッチング状態の定義

Voltage vector	Switching states		
	u-phase	v-phase	w-phase
V0	L	L	L
V1	H	L	L
V2	H	H	L
V3	L	H	L
V4	L	H	H
V5	L	L	H
V6	H	L	H
V7	H	H	H

voltage vector) と呼ばれる。

次に、極座標上の全てのベクトルを 8 通りの離散のベクトルで表す方法について説明する。定常運転時の三相電圧指令の一例を、図 2.7 に示す。例えば、(A) の位相では w 相電圧指令は $-V_{dc}/2$ 、 u 相と v 相電圧指令は $\sqrt{2}V_{dc}/2$ であり、極座標では図 2.8 の左部のように三相 ($u-v-w$) の軸に赤のベクトルで表される。前節で述べたように、三相座標から直交座標に座標変換を行うと出力が $3/2$ になるため、三相座標での頂点の大きさは V_{dc} であり、直交座標の時の $3V_{dc}/2$ とは異なる。各相電圧指令の上限を黒の点線に示し、その大きさは $V_{dc}/2$ である。さらに、三相電圧指令の合成ベクトルは緑のベクトルで表現され、三相電圧指令及びその合成ベクトルを極座標で表すことができる。同様に、(B) の位相において各相電圧指令及び合成ベクトルを極座標で表現すると図 2.8 の右部のように表される。

各点において、三角波キャリア比較による PWM 結果を図 2.9 に示す。この結果が示すように、ベクトル空間は六つのセクターに分割することが可能である。電圧指令の合成ベクトルがセクターの境界線の上で与えられた場合は、その境界線の有効電圧ベクトルと零電圧ベクトルの各印加時間を調節して組み合わせることにより、合成ベクトルが出力される。さらに、合成ベクトルがセクターの中で生成された場合は、電圧指令の隣接する二本の有効電圧ベクトルと零電圧ベクトルを組み合わせることにより出力される。各電圧ベクトルの印加時間は三角波キャリア比較により自動的に決定される。

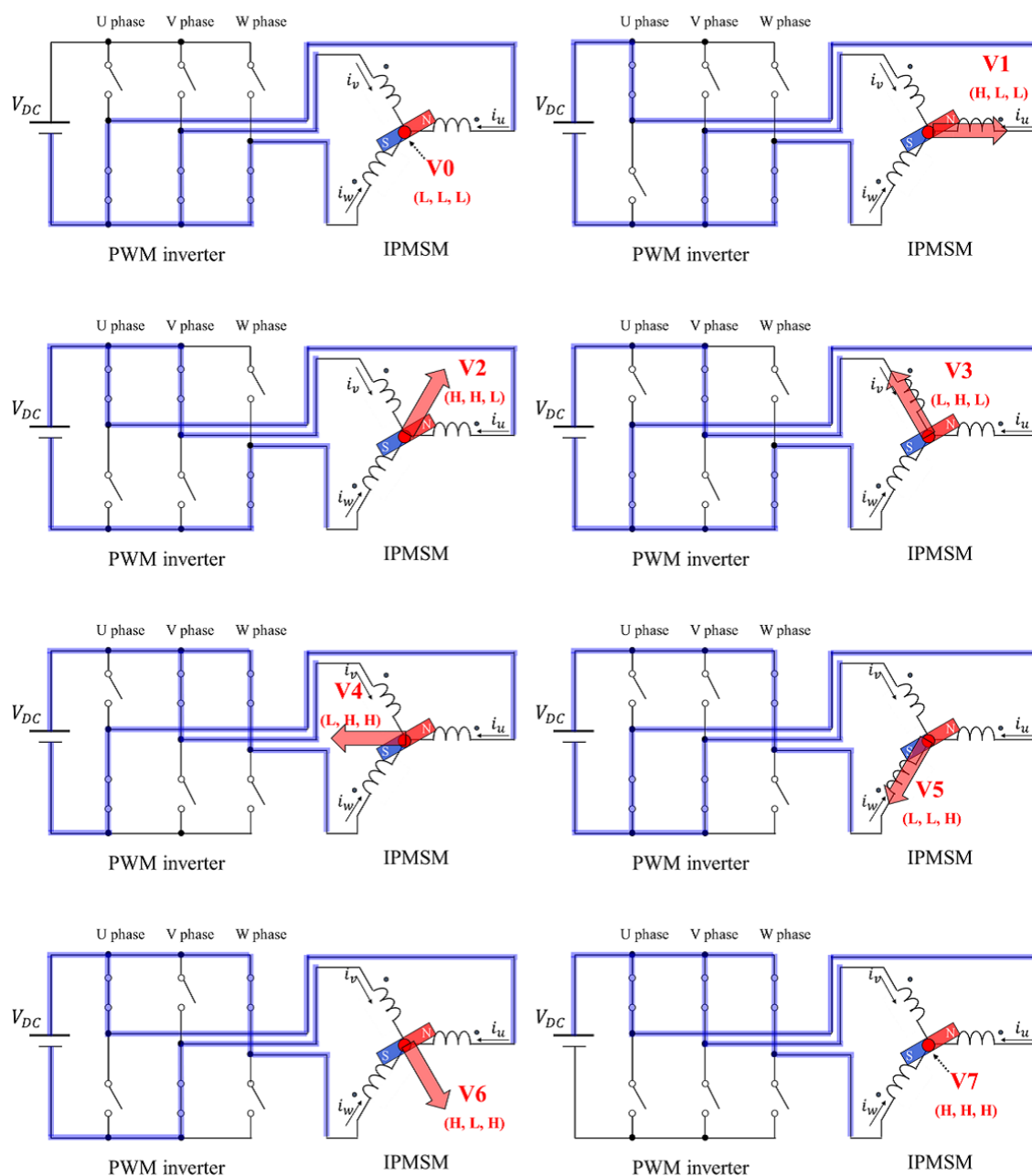


図 2.5. 電圧ベクトルと IPMSM に印加される電圧の関係

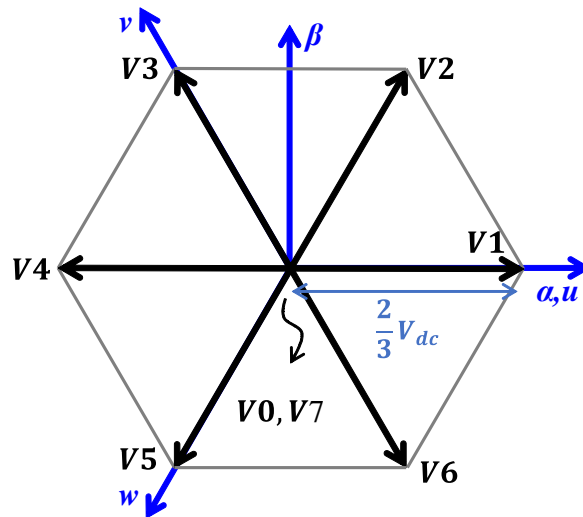


図 2.6. ベクトル空間で表した電圧ベクトル

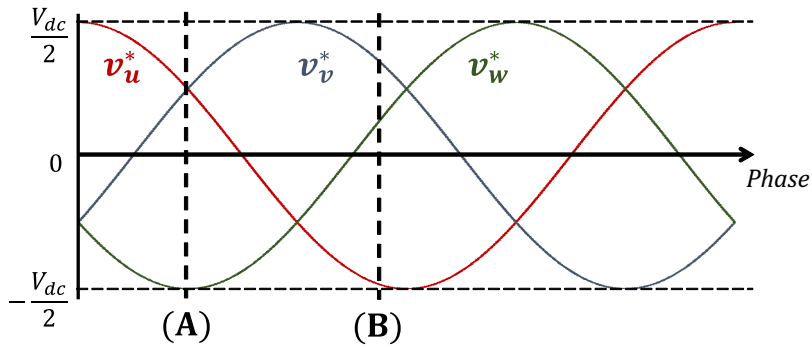


図 2.7. 三相電圧指令

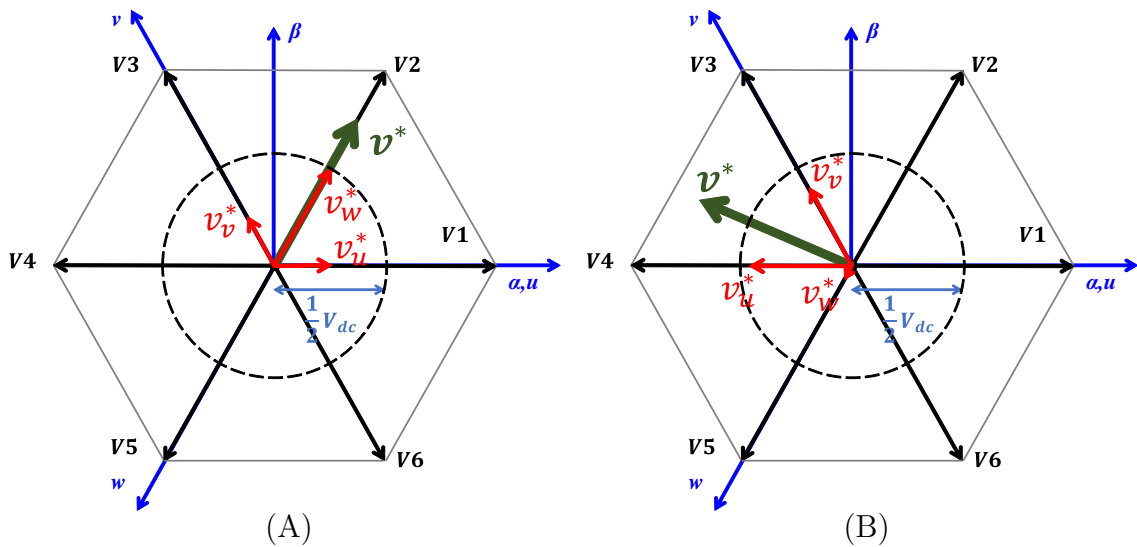


図 2.8. 極座標で表した瞬時空間電圧ベクトル

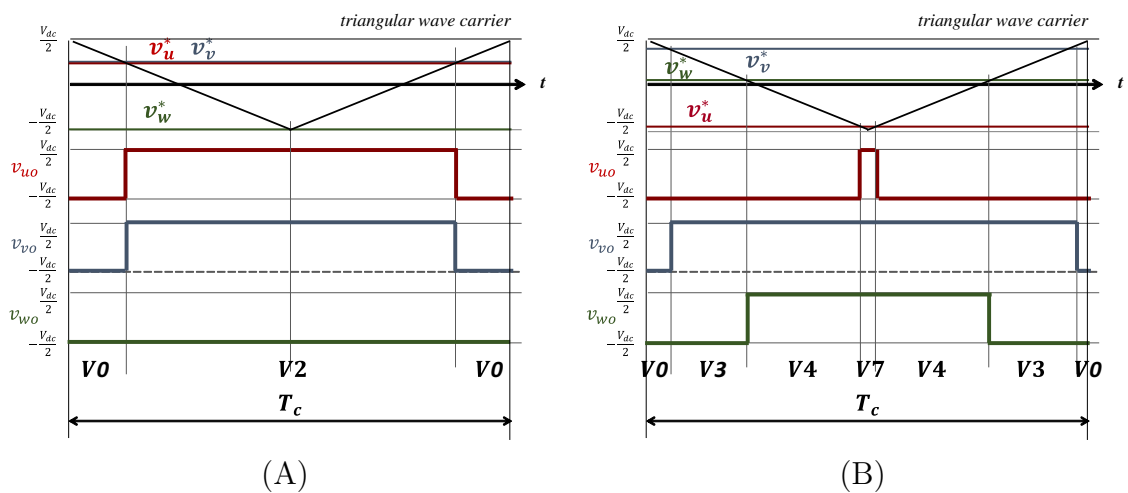


図 2.9. 各点における PWM 波形

2.5 インダクタンスの正弦波性を前提とする停止・低速域における従来の位置センサレス制御

十分大きな拡張誘起電圧を得ることができない停止・低速域の位置センサレス制御手法として、インダクタンスが磁極位置に基づいて変化する特性を用いる。インダクタンス情報を得るために、高周波電圧・電流信号を固定子巻線に重畳し、それにより発生する応答電流からインダクタンス行列に含まれている回転子位置情報を得ることを原理とする。IPMSM 駆動に必要な電流及び電圧に、位置情報を得るための高周波信号を重畳することから、電源電圧に余裕を持ったシステム設計が必要である。さらに、電流が脈動することにより、効率の低下や、トルクリプル・騒音の発生は避けられない。一方、モータモデルを用いないため、モータパラメータを必要としないことや、誘起電圧が得られない停止した状態でも原理的に位置センサレス制御が実現できる手法であることから、停止・低速域では広く用いられる。

インダクタンスを利用する位置センサレス制御は、重畳信号の種類、重畳する座標などにより分類され、様々な手法が提案されている [41]-[66]。まず、重畳信号の種類として、電流に重畳する方法と電圧に重畳する方法がある。電流に重畳する制御システムでは、所望の高周波電流を重畳するために、電流制御系に PI レギュレータを使用する。したがって、重畳すべき高周波電流に対して電流制御系のループゲインが低く、モータの空間高調波等の影響を受けて高周波電流に歪みが生じる。また、磁極位置推定値を動的に修正するために積分アルゴリズムが使用されるが、回転速度が加速度をもって変化した場合、位置推定誤差に起因した軸ずれが発生する。従って、高周波電流制御法、磁極位置推定誤差に対する電流制御系の補償法等の工夫が必要である [41]。さらに、モータ制御には電圧形インバータが主に用いられる。この事から、インダクタンスを利用する位置センサレス制御手法として高周波電圧重畳方法が多く利用される。

高周波電圧重畳方法は、電流制御系の制御帯域付近に正弦波信号を重畳する方法と、キャリア周波数に同期し矩形波の高周波信号を重畳する方法に分類される。さらに、正弦波信号重畳する方法は、重畳する位置により、固定直交座標に重畳する方法と推定回転座標に重畳する方法に分類できる。

正弦波信号を重畳する方法は、重畳信号の周波数はキャリア周波数より低く設定され、一般的に可聴周波数の帯域に位置することにより、電磁騒音が発生する。また、高周波重畳信号により発生する応答電流から、モータ駆動のための基本波電流と回転子位置推定のための高周波電流を分離するために、フィルタ処理が必要となる。フィルタ処理は電流制御系の帯域幅を制限するために、過渡状態の特性が低下する。

一方、矩形波信号を重畳する場合、重畳信号の周波数は $1/2$ キャリア周波数、ま

たはキャリア周波数に設定する。従って、人間の可聴域外となる高い周波数のキャリアを用いることにより、騒音低減が容易である。また、応答電流から磁極位置推定のためのフィルタは必要でないことや、モータ駆動のための基本波電流を分離するためのLPF（Low-pass filter, 低域通過濾波器）の帯域を高くすることから、過渡特性を向上させることが可能である。しかし信号処理の面では重畳信号の周波数が高いため、精度良い電流の測定には定格電圧の一割近くの大きい重畳電圧が求められる。また、スイッチング損失を抑えるために、キャリア周波数を低く設定するアプリケーション及び機械共振周波数が高いアプリケーションでは、キャリア周波数が可聴帯域である数kHzから数十kHzとなり、相変わらず電磁騒音が発生する課題が残る。

このように、使用環境や用途に合った手法を選択する必要があるが、現在のところ、高周波電圧信号重畳法が主流となり、停止・低速域での位置センサレス制御が実現されている。これらを踏まえ、次項以降では正弦波重畳法と矩形波重畳法の代表的な二つの手法を詳しく述べ、その大前提となっているインダクタンス空間分布の正弦波性について説明する。

2.5.1 正弦波信号重畳による位置センサレス制御

正弦波信号重畳による位置センサレス制御は、重畳する座標により、静止直交座標（ α - β 軸）に回転する電圧信号を重畳する手法[42]–[49]と推定回転座標（ γ - δ 軸）の γ 軸に脈動する電圧信号を重畳する手法[50]–[58]に大別される。 γ 軸に高周波電圧を重畳する手法が、トルク脈動が小さく磁気飽和にロバストであり、信号処理も簡単である[59]–[62]。この項では、正弦波信号重畳による位置センサレス制御の代表例として、 γ 軸に高周波電圧を重畳する手法[51, 52]について説明する。

前項で求めた推定回転座標上の回路方程式（式(2.22)）を、以下に再掲する。

$$\begin{bmatrix} v_\gamma \\ v_\delta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R - \hat{\omega}_{re}L_{\gamma\delta} + pL_\gamma & -\hat{\omega}_{re}L_\delta + pL_{\gamma\delta} \\ \hat{\omega}_{re}L_\gamma + pL_{\gamma\delta} & R + \hat{\omega}_{re}L_{\gamma\delta} + pL_\delta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{bmatrix} + \omega_{re}\Psi \begin{bmatrix} -\sin \Delta\theta_{re} \\ \cos \Delta\theta_{re} \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

ここで、停止・低速領域では速度項 ω_{re} の影響は他の電圧降下成分に比べて小さいことから、速度起電力項及び軸間干渉項は無視することができる。さらに、高周波信号を重畳することにより、抵抗による電圧降下はインダクタンスによる電圧降下と比べて十分小さいことから、抵抗による電圧降下項も無視することができ、式(2.27)は式(2.28)のように近似することはできる。

$$\begin{bmatrix} v_{\gamma h} \\ v_{\delta h} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_\gamma & -L_{\gamma\delta} \\ L_{\gamma\delta} & L_\delta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} pi_\gamma \\ pi_\delta \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

$[v_{\gamma h}, v_{\delta h}]^T$ は推定回転座標 γ - δ 軸の高周波電圧, $[pi_{\gamma}, pi_{\delta}]^T$ は推定回転座標 γ - δ 軸の高周波電流である. $pi_{\gamma h}, pi_{\delta h}$ は BPF (Band Pass Filter) を使用して γ - δ 軸電流 (i_{γ}, i_{δ}) から測定することができる.

高周波信号は γ 軸と δ 軸に各々重畳することが可能であるが, マグネットトルクは q 軸電流 i_q に依存するため, d 軸に当たる γ 軸に信号重畳をする方がトルク脈動の観点から有利である. したがって, 式 (2.29) に示す高周波信号を重畳する.

$$\begin{bmatrix} v_{\gamma h} \\ v_{\delta h} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_h \sin \omega_h t \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.29)$$

式 (2.28) と式 (2.29) から, 高周波信号重畳による応答電流は式 (2.30) となる.

$$\begin{bmatrix} pi_{\gamma} \\ pi_{\delta} \end{bmatrix} = \frac{1}{L_d L_q} \begin{bmatrix} L_{ave} - L_{amp} \cos 2\Delta\theta_{re} \\ -L_{amp} \sin 2\Delta\theta_{re} \end{bmatrix} V_h \sin \omega_h t \quad (2.30)$$

式 (2.30) から, 高周波信号を重畳した時に, 応答電流の振幅は軸誤差 $\Delta\theta_{re}$ の関数と重畳信号の掛け算となっていることが確認できる. 推定座標の γ 軸だけに信号重畳したため, 軸誤差が発生しない場合には原理上 γ 軸だけに応答電流が発生する. また, 軸誤差が十分小さい場合は, $\sin 2\Delta\theta_{re} \approx 2\Delta\theta_{re}$ であると線形近似できる. よって, δ 軸応答電流 $pi_{\delta h}$ から $\Delta\theta_{re}$ に比例する信号 ($=\varepsilon$) を検出して, その信号を零に収束するように制御を行うことにより, γ 軸を d 軸に収束させる位置センサレス制御が可能となる.

応答電流から重畳信号の周波数成分 ($\sin \omega_h t$) を復調するために, 一般的にヘテロダイン処理が用いられる. 既知である重畳信号の周波数成分 $\sin \omega_h t$ を掛け合わせた後, LPF 処理で平滑することにより, $2\Delta\theta_{re}$ に比例した信号 ε を抽出することができる. 図 2.10 と図 2.11 に, 正弦波信号重畳法のブロック線図及びヘテロダイン処理の構成を示す.

2.5.2 矩形波信号重畳による位置センサレス制御

正弦波信号重畳による位置センサレスでは, 位置推定誤差に比例する信号を得るために, LPF の使用が不可欠である. フィルタ処理により生じる時間遅延を防ぐために, フィルタを使用せず位置誤差信号を分離する矩形波信号重畳法 [63, 64, 65, 66] が提案された.

推定座標の γ 軸に $\cos \omega_h t$ の高周波電圧信号を重畳した場合 ($v_{\gamma h} = \cos \omega_h t$), α - β 軸の応答電流は以下の式に表される.

$$\begin{bmatrix} pi_{\alpha} \\ pi_{\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{L_d \omega_h} \begin{bmatrix} \cos \theta_{re} \\ \sin \theta_{re} \end{bmatrix} \sin \omega_h t \quad (2.31)$$

また、式(2.32)のように逆正接関数を使用して直接磁極位置を算出することが考えられる。

$$\hat{\theta}_{re} = \tan^{-1} \frac{\frac{pi_{\beta h}}{\sin \omega_h t}}{\frac{pi_{\alpha}}{\sin \omega_h t}} \quad (2.32)$$

しかし、逆正接関数の各入力の分母が毎周期ごとに零となることや測定ノイズに敏感であるため、式(2.32)により磁極位置の算出は困難である。従って、 α - β 軸の応答電流から磁極位置を推定するためには、重畳信号の周波数成分 $\sin \omega_h t$ を除去する必要がある。文献[63]では、推定座標の γ 軸に矩形波電圧信号をキャリア周波数に同期して重畳する。そして、キャリア半周期ごとに電流をサンプリングして α - β 軸電流の変化量 ($\Delta i_{\alpha h}, \Delta i_{\beta h}$) を求めることにより、重畳信号の周波数成分 $\sin \omega_h t$ を除去した。

図2.12に示すように、様々な矩形波重畳信号をキャリア波に同期して重畳することによって、 $\sin \omega_h t$ を除去することが可能である。例えば、図2.12.(b)に示す矩形波信号を重畳すると、 α - β 軸電流の変化量は式(2.33)に表される。

$$\begin{bmatrix} \Delta i_{\alpha h} \\ \Delta i_{\beta h} \end{bmatrix} = \text{sgn}(v_{\gamma h}) V_h \Delta T_s \begin{bmatrix} \frac{\cos \theta_{re} \cos \Delta \theta_{re}}{L_d} + \frac{\sin \theta_{re} \sin \Delta \theta_{re}}{L_q} \\ \frac{\sin \theta_{re} \cos \Delta \theta_{re}}{L_d} - \frac{\cos \theta_{re} \sin \Delta \theta_{re}}{L_q} \end{bmatrix} \quad (2.33)$$

$$(2.34)$$

ここで、 $\Delta i_{\alpha h}, \Delta i_{\beta h}$ は、キャリアの1/2周期ごとに測定した $i_{\alpha h}, i_{\beta h}$ の差分である。また、 $\text{sgn}(v_{\gamma h})$ は γ 軸に重畳する電圧の符号であり、電流応答が脈動すること分かる。

軸誤差が十分小さいと仮定し、 $\sin \Delta \theta_{re} \approx 0$, $\cos \Delta \theta_{re} \approx 1$ であると近似する。さらに、全ての電流サンプリング周期で同じ値を使用し位置推定するために、 $\Delta i'_{\alpha h}, \Delta i'_{\beta h}$ を以下の式のように定義する。

$$\begin{bmatrix} \Delta i'_{\alpha h} \\ \Delta i'_{\beta h} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{sgn}(v_{\gamma h}) \Delta i_{\alpha h} \\ \text{sgn}(v_{\gamma h}) \Delta i_{\beta h} \end{bmatrix} \approx \frac{V_h \Delta T_s}{L_d} \begin{bmatrix} \cos \theta_{re} \\ \sin \theta_{re} \end{bmatrix} \quad (2.35)$$

式(2.35)から、キャリア周波数に同期した矩形波信号を重畳し、応答電流の変化量を測定することにより、脈動の影響を分離できることが分かる。さらに、以下の式に示すように、逆正接関数を使用することにより磁極位置を求める。

$$\hat{\theta}_{re} = \tan^{-1} \frac{\Delta i'_{\beta h}}{\Delta i'_{\alpha h}} \quad (2.36)$$

式 (2.36) に示すように、毎サンプリング周期で測定した電流の変化量を使用して磁極位置の算出が可能であり、式 (2.32) と比べると測定ノイズにロバストである。また、LPF を使用せず、重畳電圧の符号の計算だけで重畳信号の周波数成分を除去することが可能である。よって、回転子位置推定の際に LPF により発生していた時間遅延が減少し、システム全体の帯域を高くすることが可能であることから、過渡特性を向上させることができる。図 2.13 と図 2.14 に、矩形波信号重畳法のブロック線図及び信号処理のブロック線図を示す。

2.5.3 インダクタンスの正弦波性を前提とする従来の位置センサレス制御

前項に示した高周波信号重畳法は、推定 γ 軸に信号重畳し、軸誤差が発生している時の応答電流の数式を利用する。応答電流の数式を求める際には、式 (2.3)～式 (2.8) に示す IPMSM の自己インダクタンス及び相互インダクタンスは 2 周期成分を持つ理想的な正弦波状である前提を用いる。それにより、 α - β 軸と γ - δ で表す応答電流は、それぞれ式 (2.30) と式 (2.31) に示すように理想的な正弦波・余弦波の式となる。一方、相インダクタンスに基本波成分以外の空間高調波成分が含まれている場合は、 α 軸- β 軸間及び γ 軸- δ 軸間で干渉し合う。その結果、各軸の応答電流は正弦波成分と余弦波成分が掛け合わさった式となり、位置誤差に比例する信号 ε や逆正接関数を使用して推定位置を求めることができない。さらに、磁気飽和によりインダクタンスの基本波成分に位相ずれが発生した場合は、その位相ずれは軸誤差と見なされる。その結果、応答電流を利用して位置推定すると、推定位置には定常誤差が発生する。

本節では、信号重畳法の代表例として γ 軸に正弦波信号や矩形波信号を重畳する位置センサレス制御法について説明したが、他の軸に信号重畳する全ての信号重畳法も IPMSM のインダクタンスは正弦波状である前提を用い応答電流を求めることから、インダクタンスの正弦波性を前提とする手法であることは同じである。従って、インダクタンスが正弦波状に変化する性質は、位置センサレス制御を行うための欠かせない大前提であると言える。

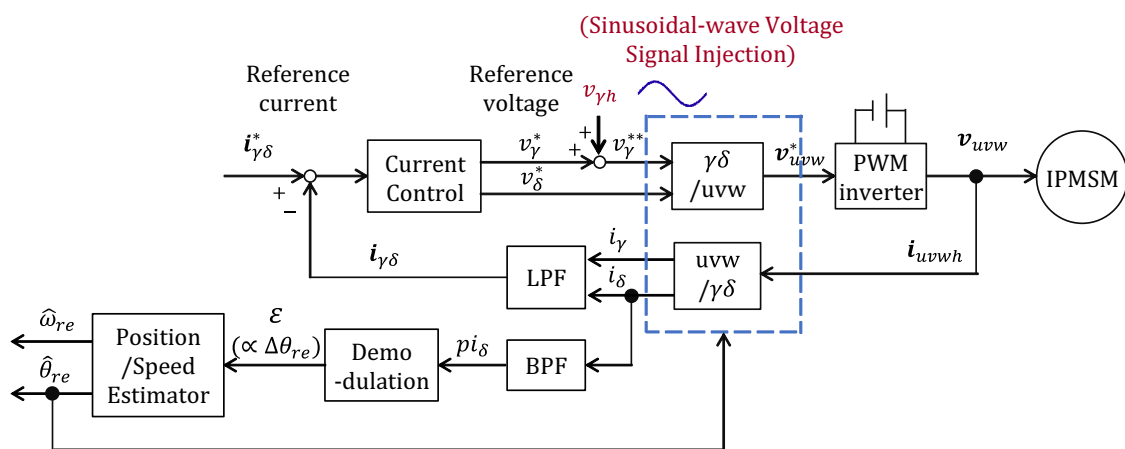


図 2.10. 正弦波信号重畳法のブロック線図

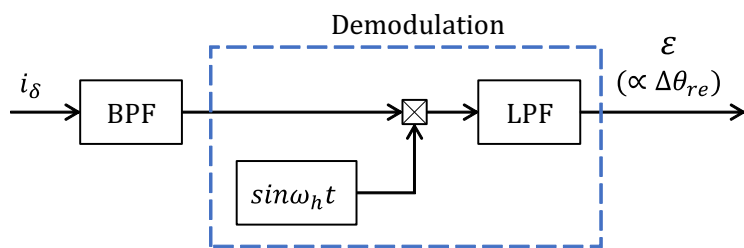


図 2.11. ヘテロダイン処理の構成

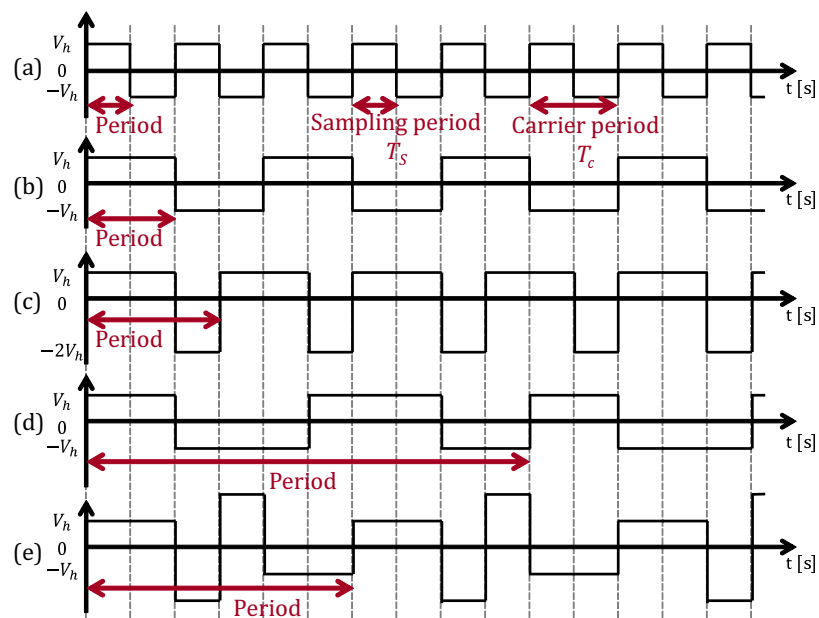


図 2.12. 様々な矩形波重畳信号

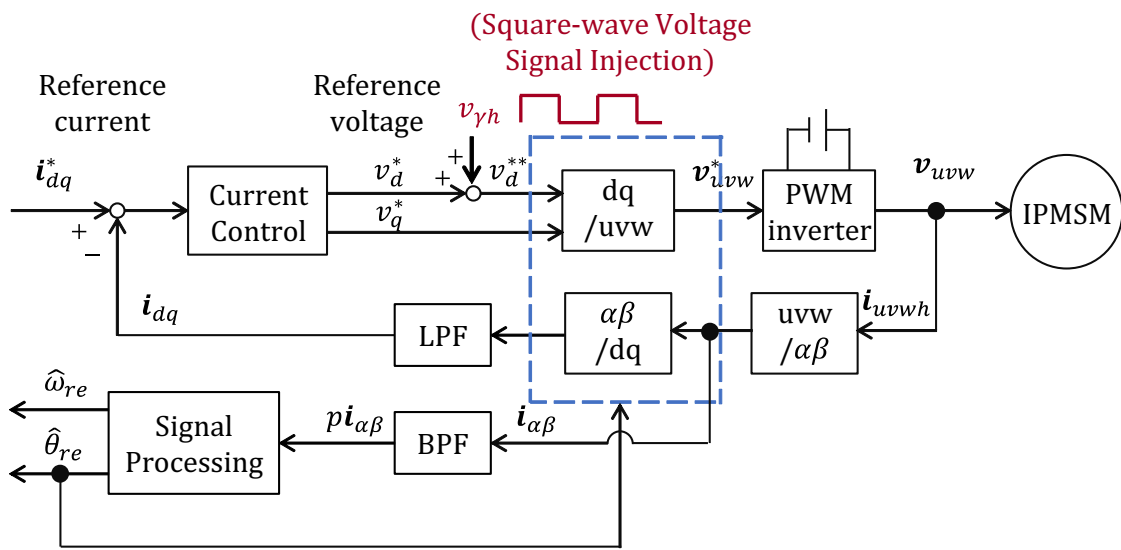


図 2.13. 矩形波信号重畳法のブロック線図

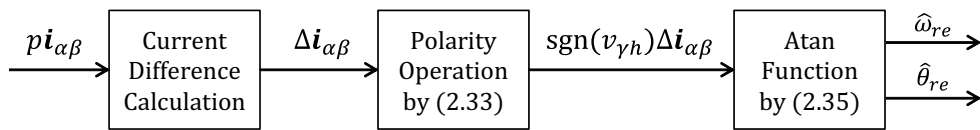


図 2.14. 矩形波信号重畳法の信号処理

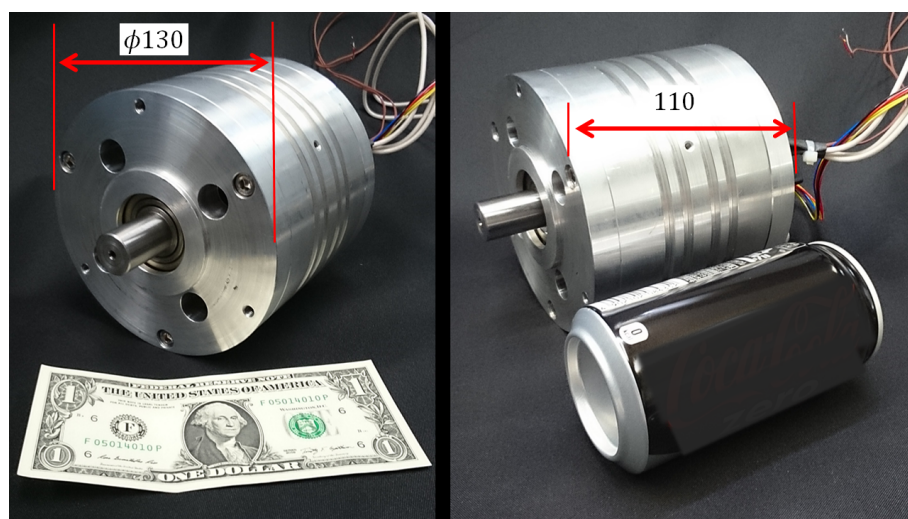


図 2.15. 対象 IPMSM の外観及び寸法

2.6 位置センサレス制御の高出力密度モータへ適用する際の課題

本節では、磁気飽和によりインダクタンス空間分布が非正弦波状に変化する対象 IPMSM について説明する。さらに、対象 IPMSM に従来の位置センサレス制御手法を適用して行った実機実験結果を示す。その結果から、インダクタンス空間分布の正弦波性である大前提が成り立たない IPMSM において、従来の位置センサレス制御手法の適用が困難であることを示す。

2.6.1 対象 IPMSM の概要

本論文で使用する対象 IPMSM は EV・HEV を想定して制作した IPMSM であり、外観及び仕様を図 2.15 と表 2.2 に示す。対象 IPMSM はネオジム磁石を埋め込んだ 6 極対数を持つ IPMSM であり、定格速度は 12,000rpm (電源周波数 1.2kHz) である。2010 年以降にリリースされた EV・HEV に使用される IPMSM の定格出力は、30kW~124kW であり [72]、出力密度は EV・HEV に搭載されている駆動用 IPMSM は、3.0kW/L~7.4kW/L である [73]。対象 IPMSM の出力は 10kW であり、出力は市販されている EV・HEV 用途の IPMSM より低く設計されている。しかし、対象 IPMSM の体積は約 1L であるため、出力密度は 9.9kW/L となり、EV・HEV 用途の IPMSM と同等の高出力密度化を図った IPMSM である。よって、磁気飽和の影響が

表 2.2. 対象 IPMSM の仕様及びモータパラメータ

Parameters	Value
Number of pole pair (P_n)	6
Rated current	60 [A]
Rated speed	12,000 [rpm]
Volume	1 [L]
Power Density	9.9 [kw/L]
Winding type	Concentrated
Resistance (R)	0.13 [Ω]
d -axis inductance (L_d)	0.14 [mH]
q -axis inductance (L_q)	0.47 [mH]
EMF constant (K_E)	0.026 [V/(rad/s)]
Inertia (J)	0.015 [$kg \cdot m^2$]

より著しく発生する IPMSM である。対象 IPMSM の $L_d \cdot L_q$ は、軸間干渉の影響が最小となる無負荷状態において、 d - q 軸上の回路方程式 (式 (2.19)) に測定した電圧と電流を代入することから求めた。本論文では、この値をインダクタンスの基準値 (Reference Value) として使用する。

図 2.16 に、無負荷から定格負荷電流条件において、負荷電流増加時に測定した u 相の空間分布を示す [83]。点線は L_d , L_q のインダクタンス基準値をインダクタンス空間分布が正弦波状であると仮定して求めた結果である。各実線は負荷電流を無負荷から定格負荷まで 25% 間隔で増加させながら相電流を測定し、電流と電圧の関係から導出した u 相のインダクタンス空間分布を示す [83]。導出する方法としては、 d 軸電流指令は零にし ($i_d^* = 0$)、 q 軸電流指令 (i_q^*) のみを定格まで変化させながらベクトル制御を行う。そして、高周波電圧信号を重畳し、それにより発生する応答電流の増加時に u 相電流の傾きを測定することにより導出した。さらに、回転直交座標と三相座標の座標変換時に電力が 3/2 倍されることを考慮し、 u 相インダクタンス空間分布を 3/2 倍した結果を示す。

無負荷条件の 90 度と 270 度のインダクタンスが基準値より小さいことから、対象 IPMSM は無負荷条件でも、磁石磁束により q 軸方向に磁気飽和が発生することが確認できる。また、負荷電流増加に伴い磁気飽和が著しく発生し、 q 軸より進む方向にインダクタンスの位相が変化し、振幅も減少することが確認できる。さらに、空間高調波が増加することも確認できる。

磁気飽和の影響をより明確に示すために、無負荷と 75% 負荷のインダクタンス空

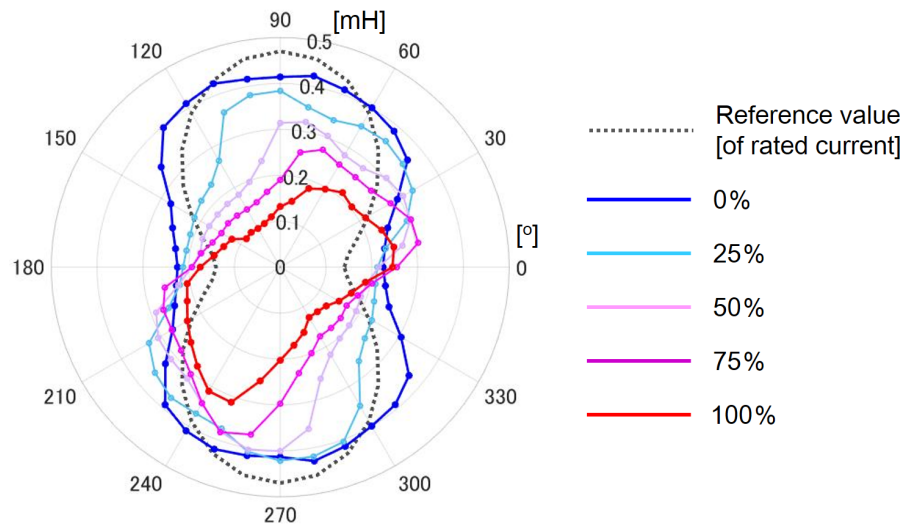


図 2.16. 負荷電流の変化によるインダクタンス空間分布の変化

間分布の周波数解析を行い、その結果を図 2.17 と図 2.18 に示す。また、75% 負荷の基本波成分と基準値と比較した結果を図 2.19 に示す。図 2.17 と図 2.18 の縦軸は、すべての次数の振幅の合計を 100% にした際の、各次数の割合を示す。インダクタンス空間分布が理想的な正弦波状である場合は、基本波である 2 次成分が 100% となる。一方、無負荷条件であるにも関わらず、基本波成分は 61.5% に過ぎないことから、空間高調波が発生していることが確認できる。さらに、75% 負荷条件の場合は、基本波成分は 37.7% に過ぎず、位相が 43.8 度進むことが確認できた。磁気飽和発生時に進む位相は、印加する電流位相や振幅、回転子の形状、そして磁気飽和の程度に影響されるため、IPMSM や測定条件に依存する。このように、対象 IPMSM は非正弦波状のインダクタンス空間分布を持つ高出力密度 IPMSM である。

2.6.2 従来手法による位置センサレス制御実験結果及び課題

対象 IPMSM に、正弦波の高周波電圧信号重畳に基づく従来の位置センサレス制御 [57] を適用して実機実験を行い、その結果を図 2.20 に示す [83]。実験条件は無負荷から 75% にステップ入力を与えた。図 2.20 の上段のグラフは電流指令と測定した実電流を示し、下段のグラフは各負荷条件での実磁極位置と推定位置を示す。詳細な実験装置については付録 A.1 に記載する。

まず、磁気飽和の影響が少ない無負荷条件においては、位置センサレス制御が可能ではある。しかし、推定位置に約 40 度のオフセットが発生し、脈動する結果と

なった。さらに、磁気飽和が著しい重負荷条件においては、位置センサレス制御が不安定化となり、制御破綻することが確認できた。

この結果からも、図2.16に示すようなインダクタンス空間分布が非正弦波状に変化するIPMSMにおいては、従来の位置センサレス制御手法を適用することは困難となることが分かる。停止・低速域において位置センサレス制御ができないということは、IPMSMの使用可能な分野及び環境が限られることとなる。故に、高出力密度モータの設計において性能を下げることにより、インダクタンスの正弦波性を満たす設計をせざるを得ない。よってインダクタンスの正弦波性を前提としない停止・低速域での位置センサレス制御を提案することにより、IPMSMの更なる高性能化が期待できる。

2.7 まとめ

本章では、モータ制御の基本となるIPMSMの各座標を説明し、各座標におけるIPMSMの数式モデルである回路方程式を求めた。本論文では、三相座標系 ($u-v-w$ 軸)、固定直交座標系 ($\alpha-\beta$ 軸)、回転直交座標系 ($d-q$ 軸)、そして推定回転座標系 ($\gamma-\delta$ 軸)を用いる。そして、所望の電流を制御するための電圧形インバータ及びPWM制御について説明し、各電圧ベクトルを極座標で表現した。また、インダクタンスの正弦波性を前提とする従来の停止・低速域での位置センサレス制御手法を説明した。最後に、本論文で使用した対象IPMSMを用いて、インダクタンス空間分布の正弦波性が成立しないIPMSMにおいて、従来の位置センサレス制御を使用した位置センサレス制御が困難であり、インダクタンス空間分布の正弦波性を前提としない位置センサレス手法の必要性について述べた。

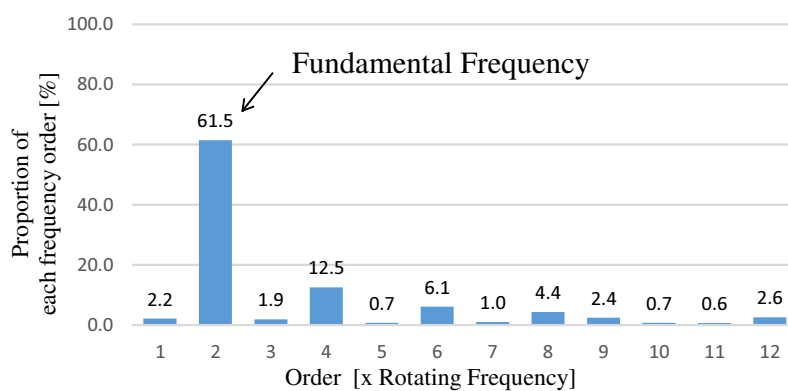


図 2.17. 無負荷における相インダクタンスの周波数特性

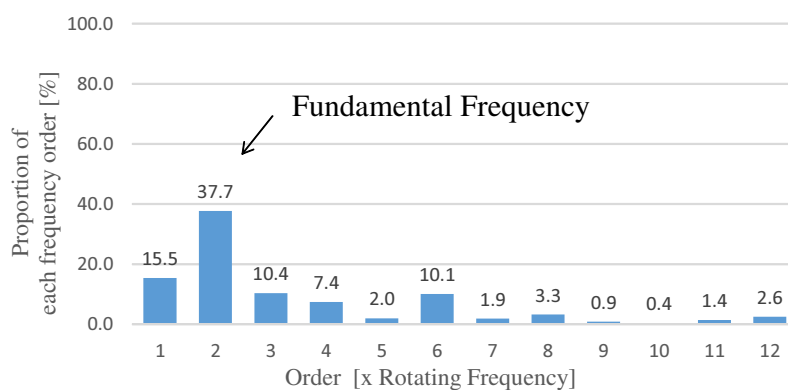


図 2.18. 75% 負荷における相インダクタンスの周波数特性

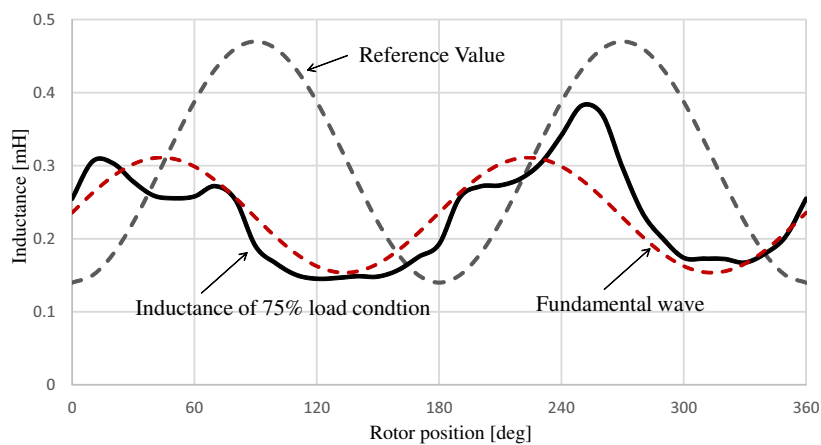
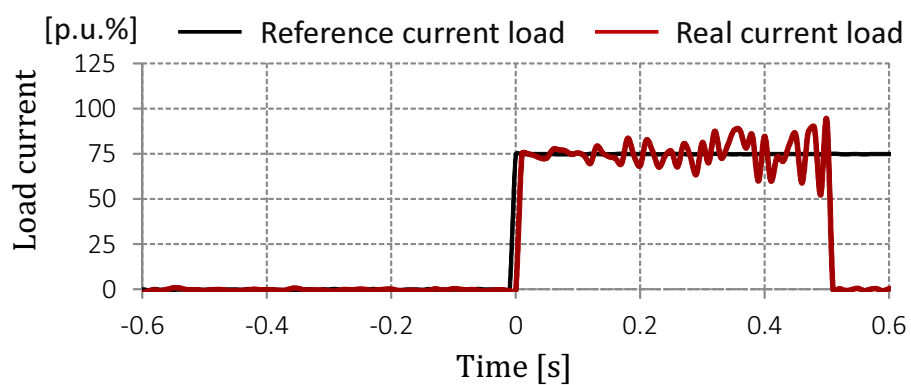
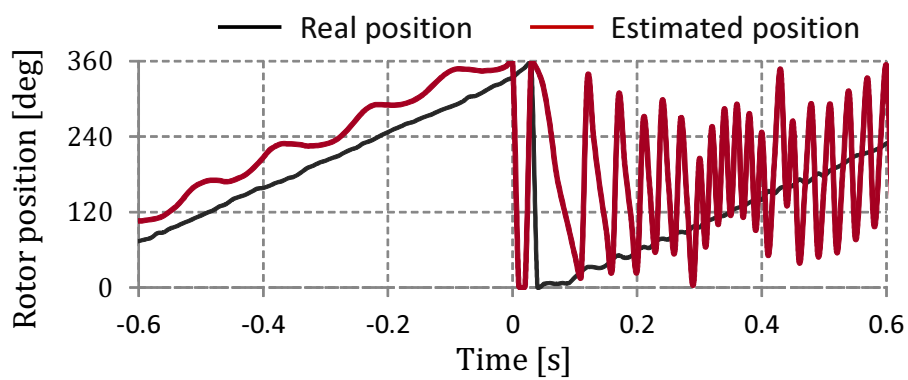


図 2.19. 75% 負荷における相インダクタンスの基本波成分



(a) 負荷電流



(b) 推定位置

図 2.20. 従来手法に基づく位置センサレス制御性能

第3章

パターンマッチング手法に基づく位置センサレス制御及びその課題

3.1 はじめに

2章では、非正弦波状のインダクタンス空間分布を持つ IPMSM において、インダクタンスの正弦波性を前提とする従来の位置センサレス制御の適用が困難であることを示した。この課題に対し、インダクタンスの正弦波性を前提としない新たな位置推定手法として、パターンマッチング手法に基づく位置センサレス制御が提案されてきた [79, 80, 81, 82, 83]。インダクタンスに発生する空間高調波は、従来の位置センサレス制御手法を使用するためには、モータ設計時に除去しなければならない対象である。しかし、インダクタンス空間高調波は、回転子形状、磁石磁束、電機子電流、そして磁極位置に依存して決まる。よって、先行研究は空間高調波に含まれる位置情報に着目し、それを位置センサレス制御に使用するパターンマッチング手法を提案した。

パターンマッチング手法に基づく位置センサレス制御では、インダクタンス空間高調波の代わりに、回転位置に依存して変化する特徴量を使用する。事前に特徴量のテンプレートデータを用意し、オンラインで計測した特徴量とパターンマッチングすることによって位置推定を行う。事前に、モータ依存性が強い特徴量の分布を計測しテンプレートデータを作成する必要があるものの、回転子位置に依存して変化する特徴量が存在すると、インダクタンスの空間分布が非正弦波状であっても、原理的に位置推定が可能となる。以下で、パターンマッチング手法に基づく位置センサレス制御の概要及び特徴量について説明する。そして、先行研究で行った実機実験結果を通して、特徴的な位置誤差が発生するが発生メカニズムが明らかになっていないことや、電流脈動が大きい先行研究の課題を述べる。さらに、インダクタンス空間分布の正弦波性を前提としない位置センサレス制御法の実用化のために、先行研究の課題の改善を行うことを本研究の目的とする。

3.2 パターンマッチング手法に基づく位置センサレス制御

3.2.1 パターンマッチング手法の概要

パターンマッチング手法では、磁極位置に依存して変化する特徴量に基づくテンプレートデータを事前に用意し、位置センサレス制御時に計測した特徴量とパターンマッチングすることによって位置推定を行う。パターンマッチング手法の概要を図3.1に示す。以下に、パターンマッチング手法実装のための、三つの手順を示す。

- (1) (オフライン作業) 磁極位置に依存して変化する特徴量を全ての磁極位置において計測し、テンプレートデータを作成
- (2) (オンライン作業) テンプレートデータの作成時と同じ方法で特徴量を計測
- (3) (オンライン作業) テンプレートデータとオンラインで計測した特徴量をパターンマッチングして推定磁極位置を導出

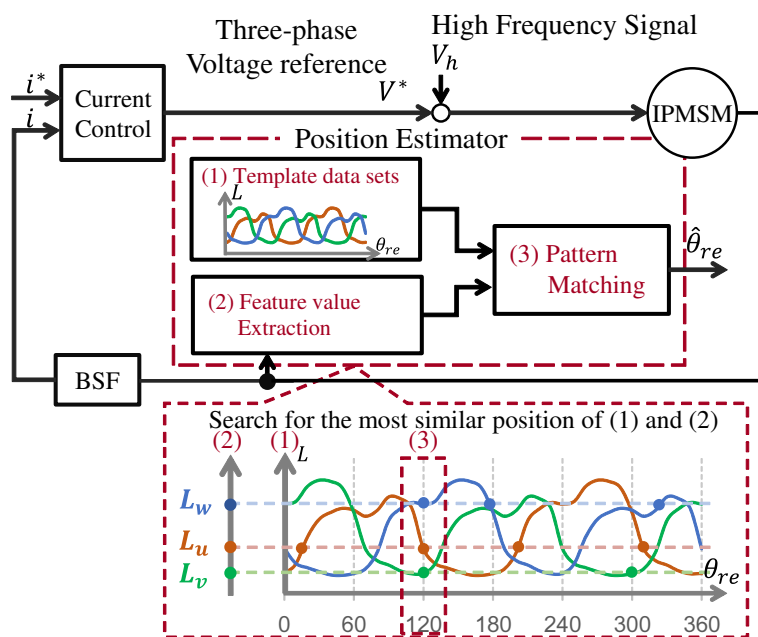


図 3.1. パターンマッチング手法の概要

手順(1)は事前に行うオフライン作業であり、手順(2)と手順(3)は位置センサレス制御時に行うオンライン作業である。手順(2)で計測した特徴量と一番類似する

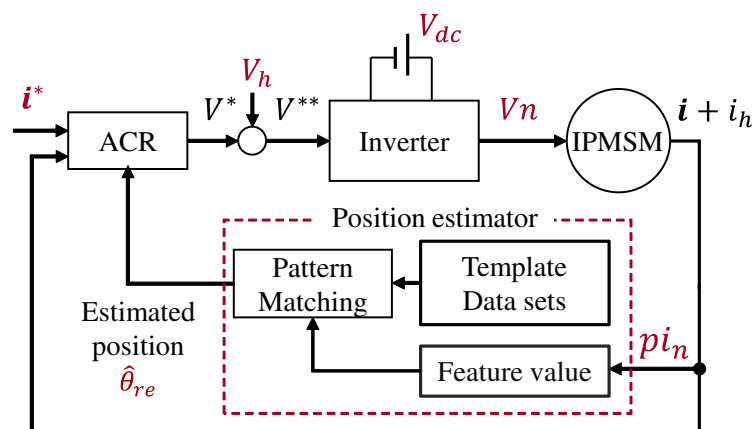


図 3.2. パターンマッチング手法の制御システム

磁極位置を，手順 (1) で作成したテンプレートデータから評価関数を用いて直接探索することにより，磁極位置を推定する．IPMSM の全ての駆動条件のテンプレートデータを用意することや，オンラインでテンプレートデータ作成時と同じ特徴量の計測が可能であれば，優れた位置推定性能を得ることが期待される．

3.2.2 特徴量の条件及び電流変化量

パターンマッチング手法は特徴量を用いて磁極位置を直接探索する手法であるため，どんな値を特徴量として使用するかによって制御性能が左右される．特徴量の条件としては，磁極位置に依存して変化すること，再現性があること，そして計測が容易であることが挙げられる．

2章で述べたように，三相インダクタンス及びその空間高調波は，回転子形状や磁極位置に依存して変化するため，特徴量として使用可能である．しかし，インダクタンスを測定するためには，IPMSM の三相電流の変化量を計測し，電流変化量と電圧を用いて計算する手間がかかる．また導出したインダクタンスは，考察が不十分であるため，パターンマッチングする手法に基づく位置センサレス制御以外では使用していない．したがって，測定の容易さの観点から，インダクタンスに反比例して変化する電流変化量をそのまま特徴量として使用の方が望ましい．よって，先行研究では三相電流の変化量を特徴量として使用する．

3.2.3 特徴量の計測条件

手順(1)と手順(2)を行うためには、特徴量を計測する必要がある。図3.2に、パターンマッチング手法による位置センサレス制御システムの簡略図を示す。前項で述べたように、特徴量として三相電流変化量を使用する。磁極位置に依存する電流変化量を計測するために、従来の位置センサレス制御で使用する高周波電圧 (V_h) 重畳法を使用する。三相電圧指令にキャリアと同期した矩形波信号を重畳し、それにより発生する応答電流 (i_h) の変化量を計測することにより、特徴量の計測を行う。ここで、微分演算子 p を用いて、特徴量を pi_u, pi_v, pi_w と定義する。

特徴量の再現性を得るためには、常に同じ条件で計測することが重要である。さらに、テンプレートデータは磁極位置の判断基準となるため、全ての磁極位置において同じ条件で計測することが望ましい。考慮すべき特徴量の計測条件を明確にするために、三相数式モデル(式(2.2))から特徴量の数式を導出する。停止・低速領域であることから、速度起電力による電圧降下は無視する。そして、抵抗による電圧降下はインダクタンスによる電圧降下と比べて十分小さいことから、抵抗による電圧降下項も無視する。それにより、三相回路方程式は、式(3.1)のように表される。

$$\begin{bmatrix} pi_u \\ pi_v \\ pi_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_u & M_{uv} & M_{wu} \\ M_{uv} & L_v & M_{vw} \\ M_{wu} & M_{vw} & L_w \end{bmatrix}^{-1} \left(\begin{bmatrix} v_u \\ v_v \\ v_w \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \dot{L}_u & \dot{M}_{uv} & \dot{M}_{wu} \\ \dot{M}_{uv} & \dot{L}_v & \dot{M}_{vw} \\ \dot{M}_{wu} & \dot{M}_{vw} & \dot{L}_w \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} \right) \quad (3.1)$$

ここで、自己インダクタンス及び相互インダクタンスは磁極位置 (θ_{re}) に依存するため、特徴量は電圧、電流、そして磁極位置の関数となり、次式で表される。

$$pi_n = f(\mathbf{V}, \mathbf{i}, \theta_{re}) \quad (3.2)$$

したがって、テンプレートデータ作成時は、全ての磁極位置に対して、同じ電圧・電流条件で特徴量を計測する必要がある。さらに、オンラインでもテンプレートデータ作成時と同じ電圧と電流条件で特徴量を計測し、パターンマッチングしなければならない。以下で、電圧と電流の計測条件を一定に保つために、先行研究で用いた方法について説明する。

特徴量に影響を与える電圧としては、電源電圧 (V_{dc}) とインバータの出力電圧ベクトル (V_n) がある。先行研究では、電源電圧は安定していると仮定し、主に電圧ベクトルを一定条件に保つ手法について検討した。2章で述べたように、インバータの出力電圧ベクトルは8通り存在する。また、図2.8と図2.9に示したように、出力される電圧ベクトルは磁極位置に依存して決まり、電圧ベクトルは隣接する二本の有効ベクトルとゼロベクトルを組み合わせることにより出力される。よって、全ての磁極位置において同じ電圧ベクトルを出力することは困難である。そのため、三相電圧指令に、キャリア周波数に同期させた矩形波の高周波電圧信号を重畳した。

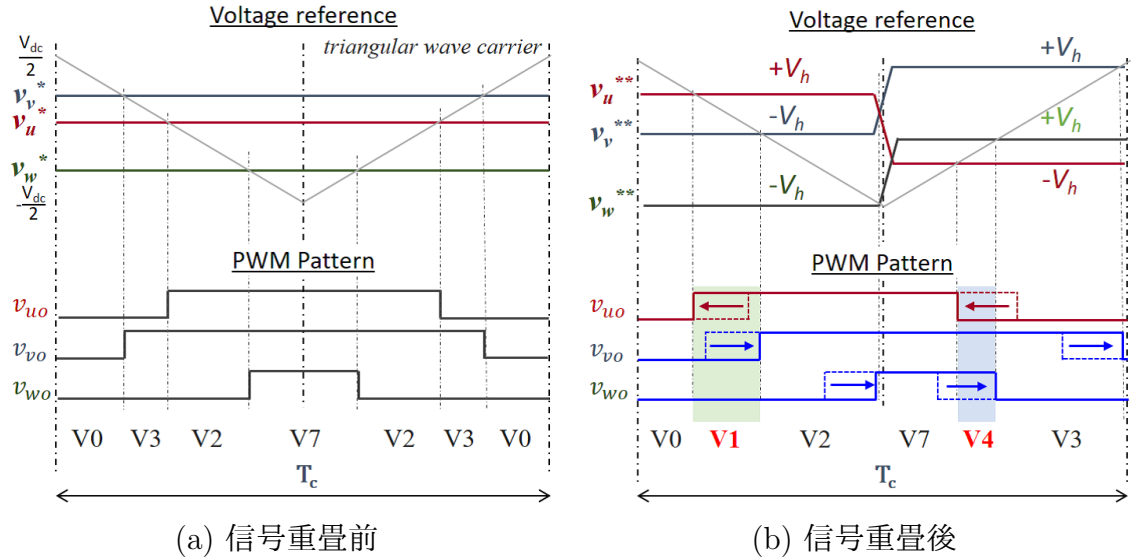


図 3.3. 信号重畳前後の電圧指令及び出力 PWM 波形

高周波電圧信号を重畳し、全ての磁極位置にて V1 (H, L, L) 及び V4 (L, H, H) 電圧ベクトルを生成する方法を説明する. 図 3.3 に, 信号重畳する前後の電圧指令と PWM 波形を示す. 信号重畳方法としては, 三角波キャリアの山と谷に同期させ, u 相に振幅が V_h の矩形波を, v 相・ w 相にはその逆符号の矩形波信号を重畳する. 式 (3.3) と式 (3.4) に, 重畳する前後の電圧指令を示す.

- 山割り込み

$$\begin{aligned}
 v_u^{**} &= v_u^* + V_h \\
 v_v^{**} &= v_v^* - V_h \\
 v_w^{**} &= v_w^* - V_h
 \end{aligned} \tag{3.3}$$

- 谷割り込み

$$\begin{aligned}
 v_u^{**} &= v_u^* - V_h \\
 v_v^{**} &= v_v^* + V_h \\
 v_w^{**} &= v_w^* + V_h
 \end{aligned} \tag{3.4}$$

ここで, v_u^*, v_v^*, v_w^* は信号重畳前の電圧指令であり, $v_u^{**}, v_v^{**}, v_w^{**}$ は信号重畳後の電圧指令, T_c はキャリア周期である. 式 (3.3) と式 (3.4) に示す高周波信号を重畳するこ

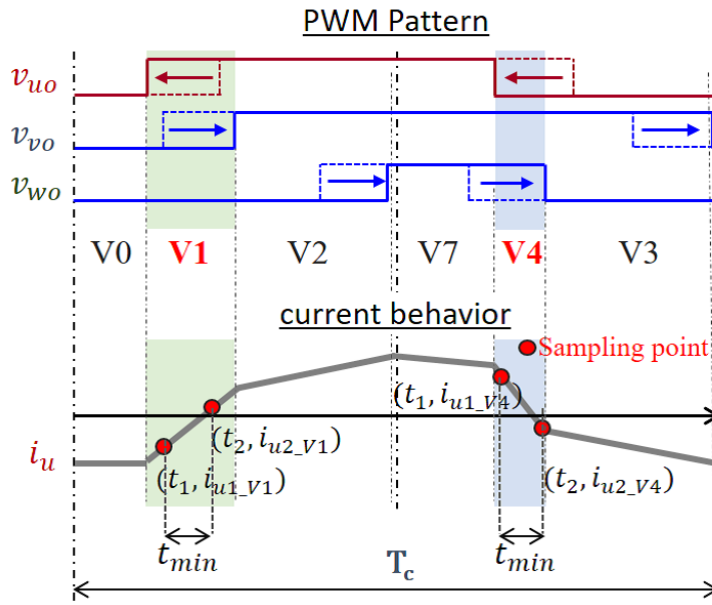


図 3.4. 特徴量の計測タイミング

とにより、電圧指令は修正される。修正された電圧指令を三角波キャリアと比較すると、 u 相の出力電圧は左方向へ、 v 相・ w 相の出力電圧は右方向へシフトされる。よって、モータ駆動に必要な平均電圧は維持しながら、全ての磁極位置でV1とV4電圧ベクトルを生成することが可能となる。

また、V1とV4電圧ベクトルが出力される時に三相電流の変化量を計測することにより、特徴量を得ることができる。図3.4に、 u 相電流のサンプリングタイミング(t_1, t_2)を示し、式(3.5)から特徴量を計測する。

$$pi_{x.Vn} = \frac{i_{x2.Vn} - i_{x1.Vn}}{t_2 - t_1} = \frac{i_{x2.Vn} - i_{x1.Vn}}{t_{min}}, \quad (3.5)$$

ここで、 $pi_{x.Vn}$ は Vn 電圧ベクトルで測定した x 相電流の変化量から計測した特徴量を表す(ただし、 $x = u, v, w$, $n = 1, 4$)。インダクタンスが正弦波状であるIPMSMの場合、V1とV4電圧ベクトルで計測した特徴量は、符号が逆で絶対値は同じである。一方、磁気飽和したIPMSMの場合は、電流増加時及び減少時で特徴量の絶対値が異なる。その理由は、磁石磁束を増やす方向、つまり増磁方向に電流が流れると更に磁気飽和が増すのに対して、減磁方向に電流が流れる時は磁気飽和が緩和される。その結果、各電圧ベクトルが出力される時の瞬時インダクタンスが異なるため、V1とV4ベクトルで計測する特徴量の絶対値が異なることから、異なる特徴量としてみなすことができる。先行研究では、両電圧ベクトルで計測した三相の電流

変化量を特徴量として使用することにより、キャリア一周で六つの特徴量計測が可能となる。6次元の情報を使用することによって、優れた位置推定性能を得ることができた。

電流の計測条件を合わせるためには、電流指令 (i^*) の位相を一定にし、電流振幅を変化させながら電流制御を行った。そして、電流振幅に対してテンプレートデータを細かい分解能で作成し、オンラインでは電流指令の振幅を用いてパターンマッチングに用いるテンプレートデータを選択した。それにより、同じ条件で計測したテンプレートデータを選択し、パターンマッチングを行った。

3.2.4 テンプレートデータの作成

本項では、対象 IPMSM において、オフラインで作成したテンプレートデータを示す。図 3.5 から図 3.9 までに、角度分解能を 1 度として計測した各負荷条件のテンプレートデータを示す。電流位相は q 軸上に電流が流れるように電流指令を与え ($i_d^* = 0$)、電流振幅を無負荷から定格負荷まで、25% 間隔で変更させながら計測した。また、安定的な特徴量計測のために、重畳信号 V_h は $1/3V_{dc}$ の大きめの高周波信号を重畳し、サンプリング時間間隔 t_{min} も、制御周期の約 23% となるように長めに設定した。使用した V_{dc} は 60V、 V_h は 20V、制御周期は $200\mu s$ 、そしてサンプリング時間間隔は $45\mu s$ とした。図 3.10 に、V1 電圧ベクトルで計測した u 相の特徴量 ($pi_{u,V1}$) を示し、負荷電流に対する特徴量を比較する。

計測したテンプレートデータから、対象 IPMSM は磁気飽和によりインダクタンスの大きさが変化し、特徴量である電流変化量の大きさも変化することが確認できる。さらに、特徴量の位相が重負荷になるにつれ著しく変化することや歪みが発生することが分かる。この結果から、対象 IPMSM は磁気飽和によりインダクタンスの位相が変化し、空間高調波も発生していることが予想される。非正弦波状に変化する特徴量には位置情報が含まれているため、計測した特徴量をテンプレートデータとして使用してパターンマッチングすることにより、位置推定が可能である。

3.2.5 パターンマッチングによる磁極位置推定

テンプレートデータと特徴量をパターンマッチングし、位置推定する手順 (3) について説明する。パターンマッチング手法では、評価関数を使用して、テンプレートデータとオンラインで計測した特徴量が最も類似する位置を探索することにより位置推定を行う。先行研究では、誤差二乗和 (Sum of Squared Difference) を評価

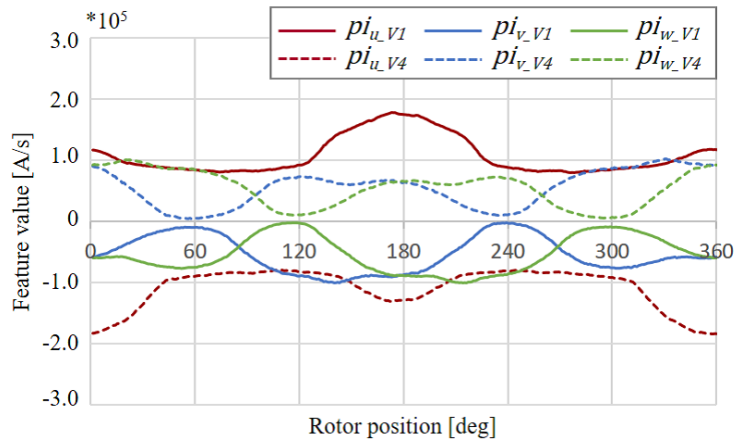


図 3.5. 無負荷におけるテンプレートデータ

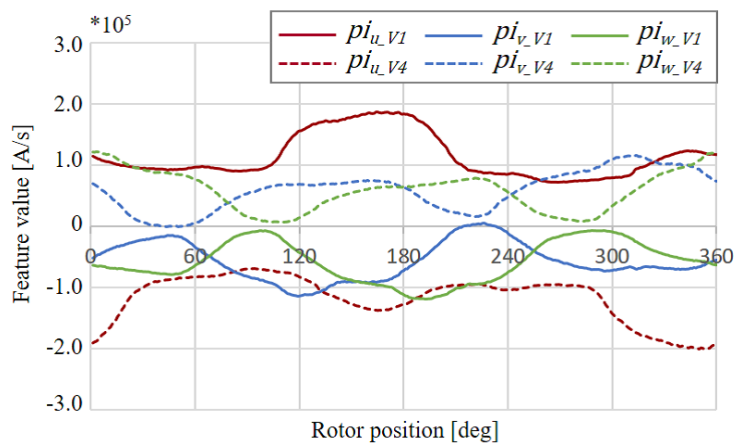


図 3.6. 25% 負荷におけるテンプレートデータ

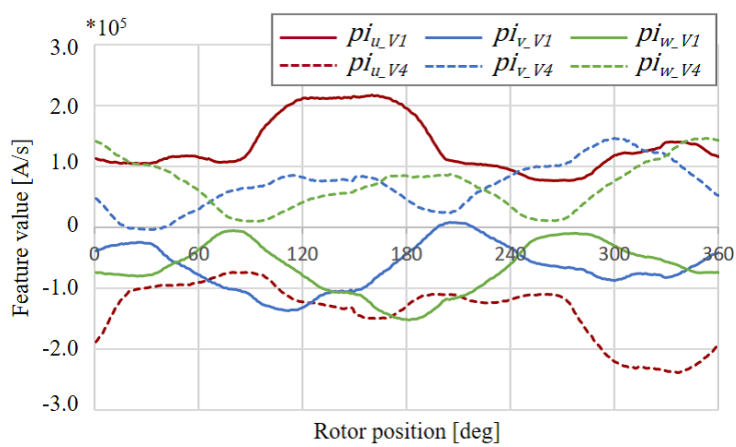


図 3.7. 50% 負荷におけるテンプレートデータ

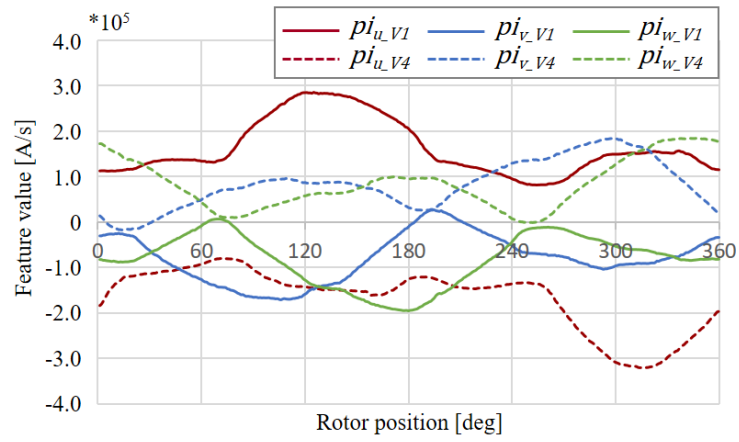


図 3.8. 75% 負荷におけるテンプレートデータ

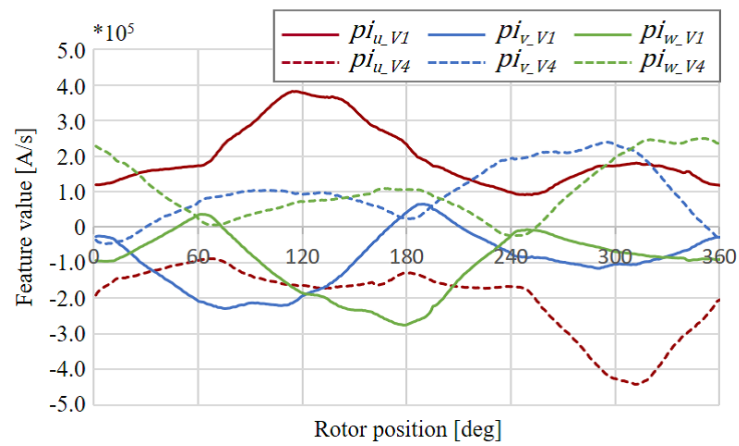


図 3.9. 定格負荷におけるテンプレートデータ

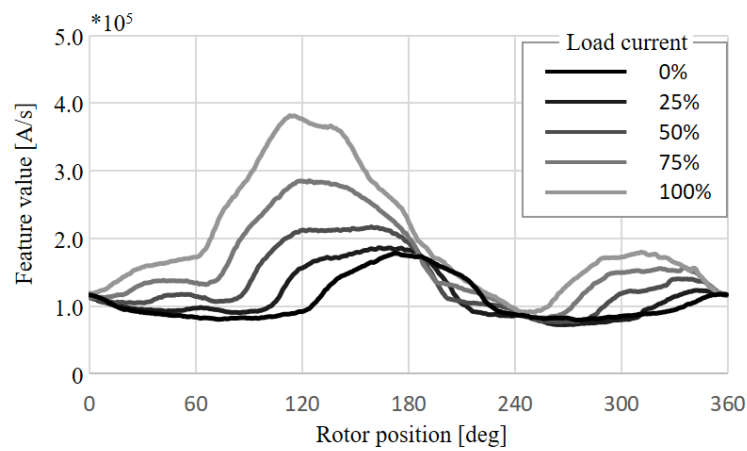


図 3.10. 各負荷における $pi_{u.V1}$ のテンプレートデータ

関数として使用し，以下の式に示す．

$$J(\theta_t) = \sum_{\substack{x=u,v,w \\ n=1,4}} \left(pi_{x-Vn}^{Temp}(\theta_t) - pi_{x-Vn} \right)^2 \quad (3.6)$$

ここで， $pi_{x-Vn}^{Temp}(\theta_t)$ は Vn 電圧ベクトルで計測した x 相のテンプレートデータを， pi_{x-Vn} はオンラインで計測した特徴量を示す．評価関数を計算することにより，六つの特徴量に対して，テンプレートデータとの誤差二乗和を求めることができるさらに，評価関数の値を最小とする磁極位置を推定位置とすることにより位置推定が可能であり，算出した推定位置を式 (3.7) に示す．

$$\hat{\theta}_{re} = \arg \min_{0 \leq \theta_t < 360} J(\theta_t) \quad (3.7)$$

3.3 パターンマッチング手法を用いた位置推定実験結果及び課題

前節で作成したテンプレートデータを用いて位置センサレス制御の実機実験を行い、その結果を図 3.11 と図 3.12 に示す。図 3.11 は、パターンマッチング手法を用いて位置推定のみを行い、位置センサからの位置情報を用いて座標変換や電流制御を行ったオープンループ制御結果である。図 3.12 は、推定した磁極位置を座標変換や制御器にフィードバックし制御を行ったクローズドループ制御の結果である。オープンループ制御の実験結果では、精度良く位置推定ができるのに対して、重負荷条件のクローズドループ制御実験結果では、約 60 度の大きな位置誤差が発生した。その原因については、4 章に後述する。定格電流条件でパターンマッチング手法を適用するために高周波信号を重畳した際の三相電流を図 3.13 に示す。また、同じ負荷電流条件で信号重畳を行っていない時の三相電流を図 3.14 に示す。安定的な特徴量計測のために十分大きい信号 ($=V_{dc}/3$) を重畳を行った結果ではあるが、最大電流脈動は約 27A であった。この脈動は今回の実験に用いた電流センサの測定範囲 ($=\pm 250A$) の 5.4% であり、対象 IPMSM の定格電流 ($=60A$) の 45% である。

パターンマッチング手法を用いることにより、非正弦波空間分布を持つ IPMSM においても、全ての負荷条件で位置センサレス制御が可能となった。しかし、パターンマッチング手法に基づく位置センサレス制御を実用するにはいくつかの大きな課題がある。その中でも最も致命的な課題として、以下の 3 点が挙げられる。

- (1) 発生する大きな位置誤差に対して、その発生を説明可能な位置誤差モデルが存在せず、その原因が明確にされていない
- (2) 大きな位置誤差により制御が破綻する恐れがあり、位置誤差の改善が必要
- (3) 重畳信号の影響により、大きなトルク脈動と電磁騒音が発生

パターンマッチング手法の実験結果に生じる位置誤差は、テンプレート自体の精度や特徴量の計測精度では説明できない誤差である。また、従来の位置センサレス手法の誤差は真の磁極位置を中心に脈動するのに対して、パターンマッチング手法で発生する誤差は、回転子が回転しているのにも関わらず同じ磁極位置を推定し続ける特徴的な位置誤差である。さらに、特定の磁極位置でのみ発生している。この位置誤差の発生メカニズムは未だに明確にされていない。位置誤差がモータ設計時に解析できないということは、実用化に向けて大きな課題となる。

図 3.12 に示すクローズドループ実験は、低速の定常条件で負荷機により速度制御を行い、対象 IPMSM ではトルク制御のみを行った。この実験条件では制御破綻ま

では至らなかったものの、約60度の大きな位置誤差が発生する。その事から、正常に制御できているとは言いにくく、他の実験条件で制御を行う場合や外乱などの影響がある場合には、制御破綻する恐れがある。よって、パターンマッチング手法に基づく位置センサレス制御を実用化するためには、位置誤差を改善しなければならない。

高周波信号を重畳する手法の共通的な課題として、高周波信号を重畳するための電源電圧に余裕を持った設計が必要であることや、電流脈動による効率の低下、トルクリップル・騒音の発生があることを2章で述べた。しかし、パターンマッチング手法では、同じ電圧ベクトルで電流を2回測定し特徴量を計測するため、従来の電圧信号重畳法より振幅が大きい高周波信号を重畳する必要がある。大きい重畳信号は、より大きい電流脈動を発生させ、トルクリップル及び電磁騒音問題を悪化させる恐れがある。また、電流脈動が電流リミッターを超えた場合は、特徴量がうまく計測できない可能性がある。さらに、ピーク電流が大きすぎるとインバータ等のハードウェアを保護するための過電流保護回路を動作させることになり、インバータが停止してしまうことも有り得る。そのため、重畳信号の大きさを減らす検討は不可欠である。

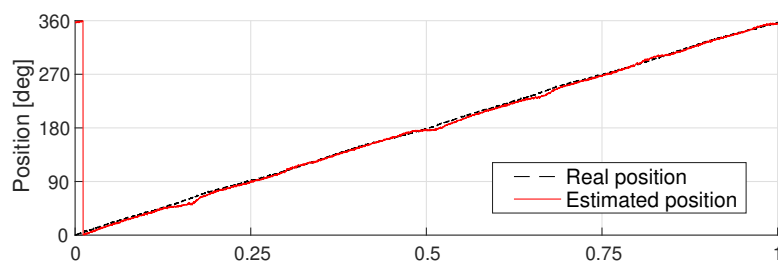
3.4 まとめ

本章では、インダクタンス空間分布の正弦波性を前提としない停止・低速域の位置センサレス手法として提案されたパターンマッチング手法に基づく位置センサレス制御について説明した。パターンマッチング手法はオフラインで作成した特徴量のテンプレートデータと、オンラインで計測した特徴量をパターンマッチングし位置推定を行う。特徴量として、高周波電圧信号を重畳することにより発生する応答電流の変化量を使用する。テンプレートデータ作成時と同じ条件で、オンラインで特徴量を計測しなければならない。さらに、全ての磁極位置に対しても同じ条件で計測する必要がある。そのため、先行研究ではインバータの出力電圧ベクトルを一定に保つことに着目し、高周波電圧信号を重畳することにより全ての磁極位置でV1とV4電圧ベクトルを出力させた。そして、V1とV4ベクトルで三相電流変化量を計測することにより、キャリア一周期に六つの特徴量を得ることができた。磁気飽和が著しい対象IPMSMにおいて、特徴量をパターンマッチングすることにより、重負荷条件でも位置センサレス制御ができることを示した。しかし、その結果には以下の

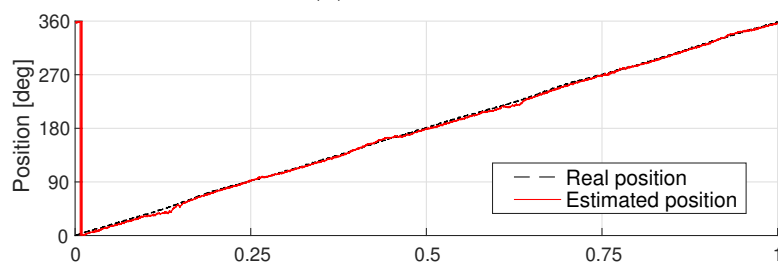
- (1) 大きな位置誤差が発生する
- (2) 位置誤差の原因が明確にされていない

- (3) モータを設計して制御を行わない限り位置誤差を見積もることができない
- (4) 高周波重畳信号による電流リップルが問題となる

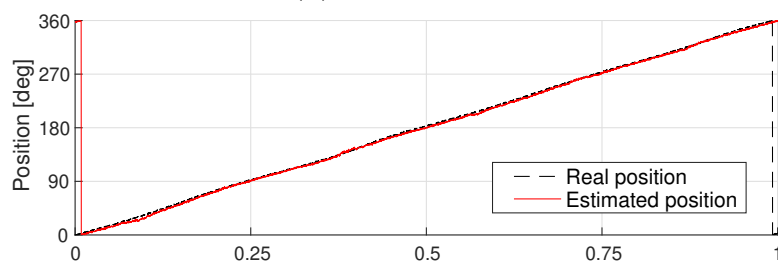
課題が残存することを述べた。このように、先行研究では、インダクタンス空間分布の正弦波性を前提としない位置センサレス手法の基本概念が提案され、可能性が示されたが、実用化に向けては様々な課題が残っている。



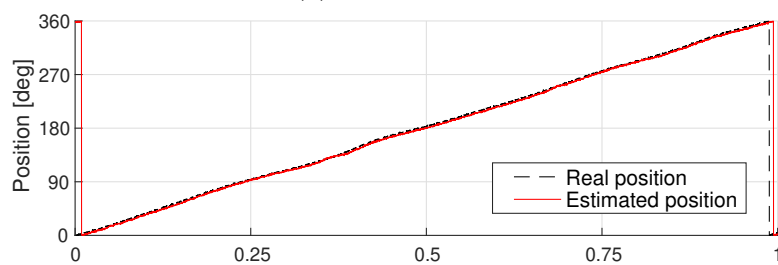
(a) 無負荷条件



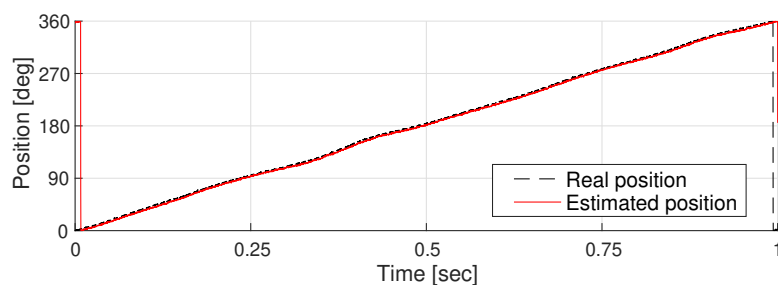
(b) 25% 負荷条件



(c) 50% 負荷条件

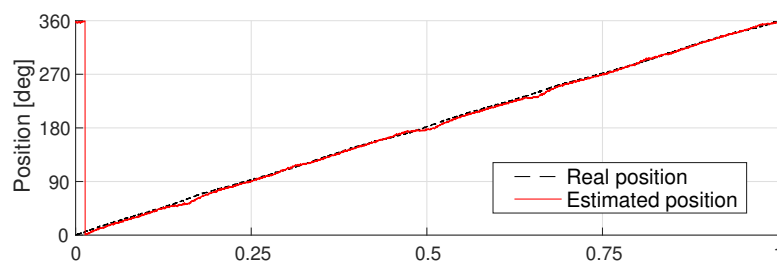


(d) 75% 負荷条件

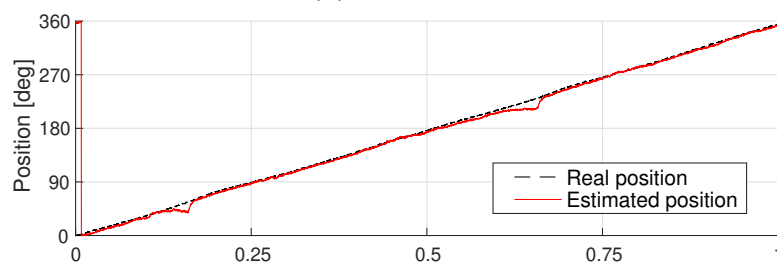


(e) 100% 負荷条件

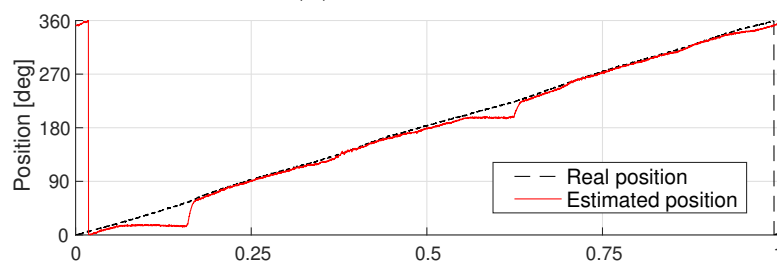
図 3.11. 先行研究のオープンループ実験結果



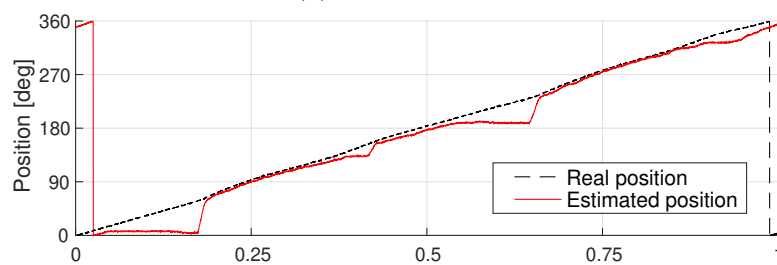
(a) 無負荷条件



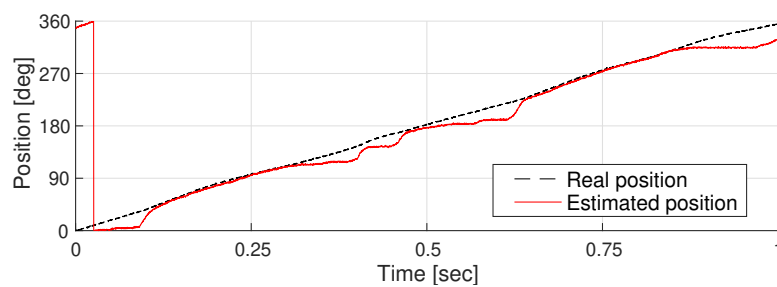
(b) 25% 負荷条件



(c) 50% 負荷条件

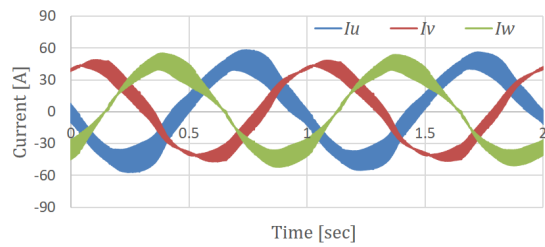


(d) 75% 負荷条件

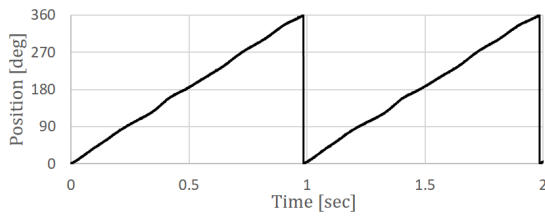


(e) 100% 負荷条件

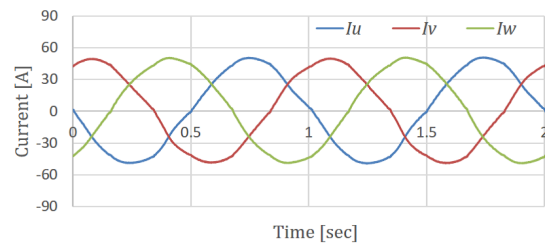
図 3.12. 先行研究のクローズドループ実験結果



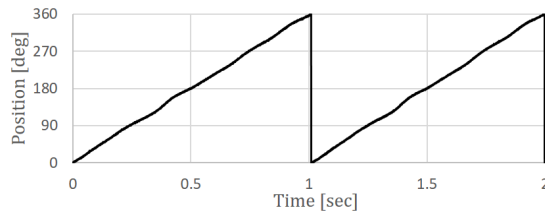
(a) 三相電流



(b) 磁極位置



(a) 三相電流



(b) 磁極位置

図 3.13. 高周波信号を重畳した時の三相電流

図 3.14. 高周波信号を重畳していない時の三相電流

第4章

パターンマッチング手法における位置誤差に関する考察

4.1 はじめに

前章で述べたように、パターンマッチング手法では、テンプレートデータ作成時と同じ条件で特徴量を計測し、パターンマッチングを行う必要がある。しかし、位置センサレス制御を行う際には、推定対象である磁極位置を用いて、計測条件である電流位相を制御する。従って、軸誤差が発生すると、オンラインではオフラインと同じ条件で、特徴量を計測することが困難である。

本章では、電流位相と特徴量の関係に着目し、パターンマッチング手法を使用する際に発生する位置誤差について考察する。また、位置誤差の発生メカニズムを明確にして、位置誤差モデルを提案する。さらに、電流位相ごとの特徴量さえ用意できれば、実機実験を行わなくても、事前に位置誤差を見積もることができる位置誤差事前評価法を提案する。位置誤差事前評価法を用いることにより、実機実験で発生する位置誤差を正確に再現できることを通して、その有効性を示す。

4.2 位置誤差発生メカニズム及び位置誤差モデルの提案

パターンマッチング手法では三相の電流変化量は、特徴量として使用され、磁極位置、電圧、電流の関数で表される。ここにおいて、磁極位置は推定対象であり、電圧と電流は計測条件である。さらに、電圧は電源電圧 V_{dc} と電圧ベクトル V_n により決まり、電流は電流振幅 $|i|$ と電流位相 ϕ_i で表現できる。よって、式 (3.2) に示した特徴量の関数を、式 (4.1) に表すことができる。

$$p\mathbf{i}_n = f(V_{dc}, V_n, |i|, \phi_i, \theta_{re}) \quad (4.1)$$

正しく位置推定するためには、オンラインでの特徴量の計測条件 (V_{dc} , V_n , $|i|$, ϕ_i) を、テンプレートデータ作成時と同じように合わせる必要がある。電源電圧 V_{dc} に関しては、安定していると仮定し、安定化電源を使用して電圧変動が少ない条件で実験を行っている。電圧ベクトル V_n においては、信号重畳を行い全ての磁極位置で V1 と V4 電圧ベクトルを出力させ、V1 と V4 ベクトル出力時に特徴量を計測することにより、計測条件を維持させる。電流振幅 $|i|$ は、電流振幅に対して細かい分解能でテンプレートデータを作成し、電流指令の大きさから使用するテンプレートデータを選択することにより、オンラインでも正しい $|i|$ のテンプレートデータを参照することができる。一方、電流位相 ϕ_i は、推定結果による推定位置 $\hat{\theta}_{re}$ を用いて決定されるため、完全な制御が不可能である。実際に、オープンループ制御とクローズドループ制御の違いは、座標変換や電流制御に用いる位置情報 (θ_{re} もしくは $\hat{\theta}_{re}$) だけであり、その差異によって位置誤差が発生するか否かが決まる (図 3.11, 図 3.12)。そこで、軸誤差発生時の特徴量の変化に着目し、以下のように、位置誤差モデルを提案する。

● 位置誤差モデル

- (1) 軸誤差が発生 (dq 軸 \neq $\gamma\delta$ 軸)
- (2) テンプレートデータ作成時の電流位相とオンラインでの電流位相が異なる ($\phi_i \neq \phi'_i$)
- (3) テンプレートデータとオンライン計測した特徴量が異なる ($pi_{x-V_n}^{Temp}(\theta_t) \neq pi_{x-V_n}$)
- (4) 異なる電流位相のテンプレートデータからパターンマッチングを行う

軸誤差が発生すると、オンラインで計測する特徴量の電流位相が変化し、テンプレートデータ作成時と計測条件が変わる。よって、異なる電流位相のテンプレートデータとパターンマッチングすることとなり位置誤差が発生すると仮定した。図 4.1 に、パターンマッチング手法における位置誤差モデルを示す。以下で、位置誤差モデルの各仮説の考察を行う。

4.2.1 電流位相による特徴量の変化

図 4.2 に、 d - q 軸, γ - δ 軸, そして軸誤差 $\Delta\theta_{re}$ の関係を示す。 q 軸からの位相を ϕ_i と定義すると、 d - q 座標上で ϕ_i の位相を持つ電流ベクトル i_{dq} は赤の矢印で表現できる。また、 γ - δ 座標上で ϕ_i の位相を持つ電流ベクトル $i_{\gamma\delta}$ は青の矢印で表現でき

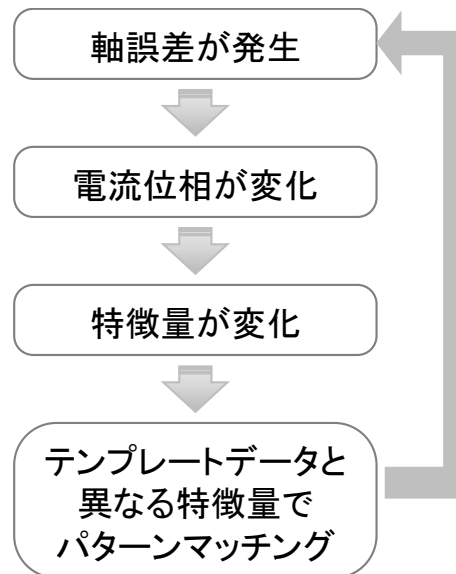


図 4.1. パターンマッチング手法における位置誤差モデル

る. この二つのベクトルの位相差は軸誤差 $\Delta\theta_{re}$ となる. さらに, q 軸からの $i_{\gamma\delta}$ の位相を ϕ'_i と定義すると, ϕ'_i は式 (4.2) に示すことができる.

$$\phi'_i = \phi_i - \Delta\theta_{re} \quad (4.2)$$

テンプレートデータは, オフラインで i_{dq} の変化量を計測することによって作成する. しかし, オンラインでは特徴量として $i_{\gamma\delta}$ の変化量を計測する. 従って, オンラインで計測する特徴量の位相は, テンプレートデータの位相より $-\Delta\theta_{re}$ だけ異なる.

次に, 各負荷条件で電流位相による特徴量の変化を図 4.3~図 4.6 に示す. 各図の (a)~(f) は, それぞれの六つの特徴量を示す. d 軸電流を零 ($i_d=0, \phi_i=0$) とし, 電流位相 ϕ'_i を 20 度から -20 度まで変化させながら計測した. この結果から, 軸誤差により電流位相が変化すると, 特徴量も著しく変化することが確認できる. また, 特徴量として電流変化を用いるため, 特徴量は電流位相差に線形的に変化する性質を持っていることが確認できる. さらに, 電流位相が特徴量に及ぼす影響は, 重負荷になるのに伴い大きくなることも確認できる.

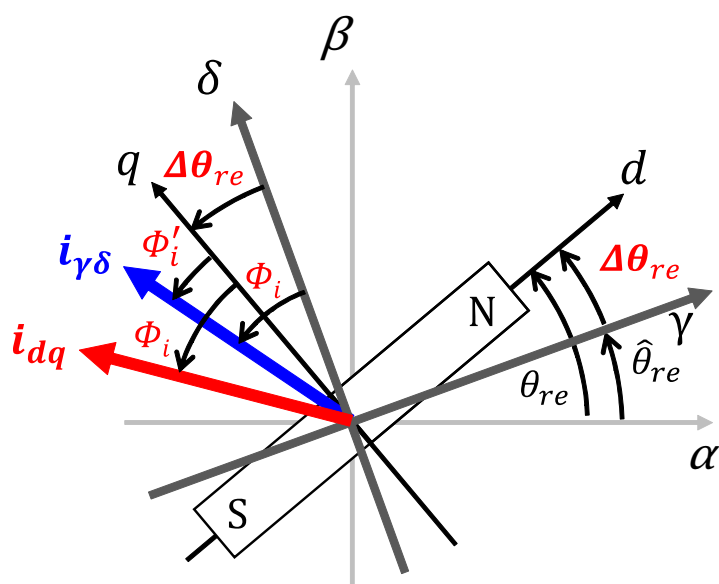
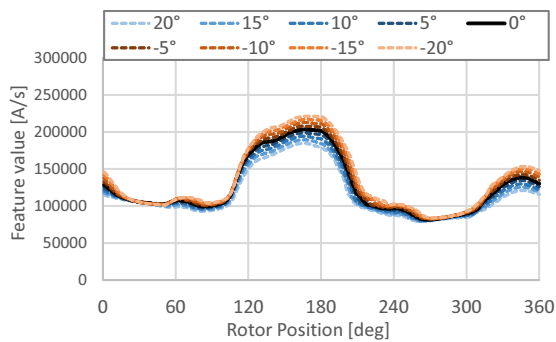
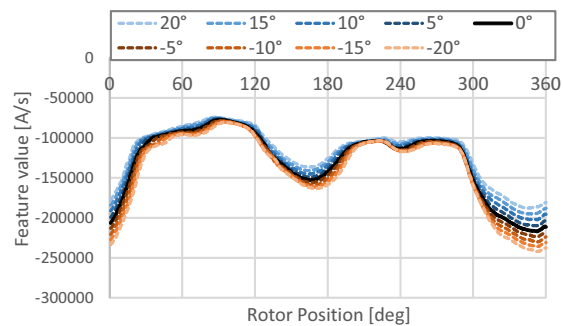


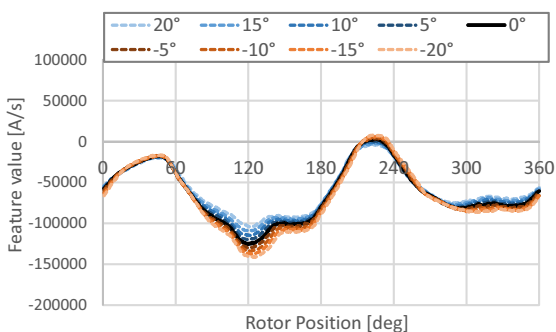
図 4.2. 位置誤差発生時の電流位相及び座標の関係



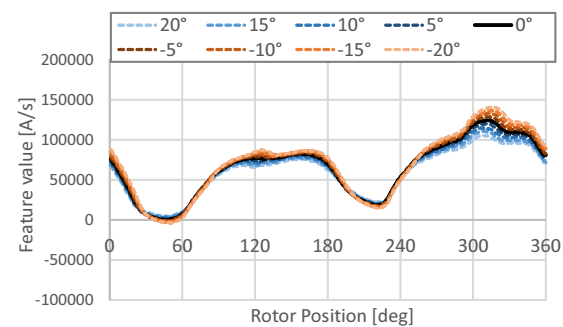
(a) $pi_{u.V1}$



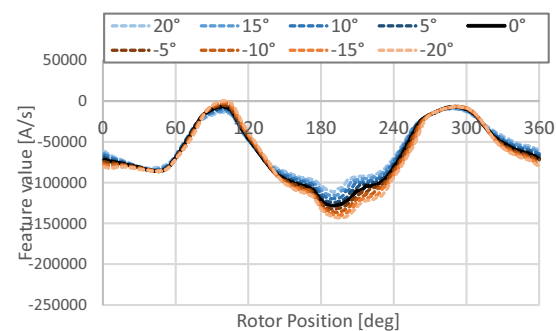
(b) $pi_{u.V4}$



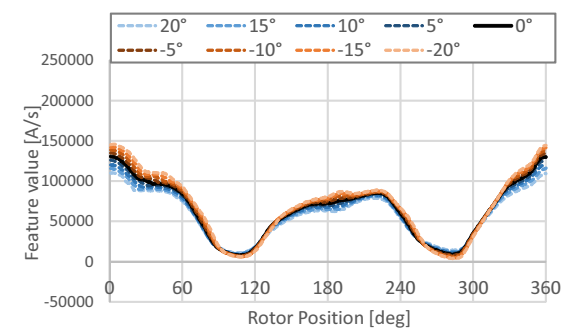
(c) $pi_{v.V1}$



(d) $pi_{v.V4}$



(e) $pi_{w.V1}$



(f) $pi_{w.V4}$

図 4.3. 電流位相による特徴量の変化 (25% 負荷条件)

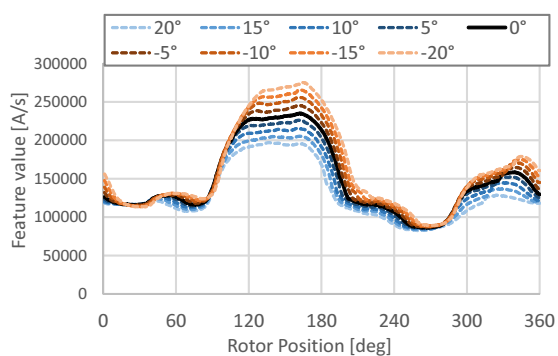
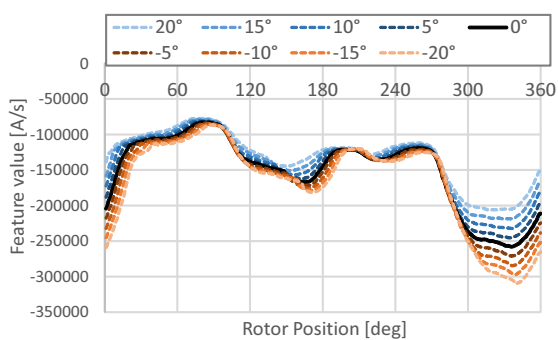
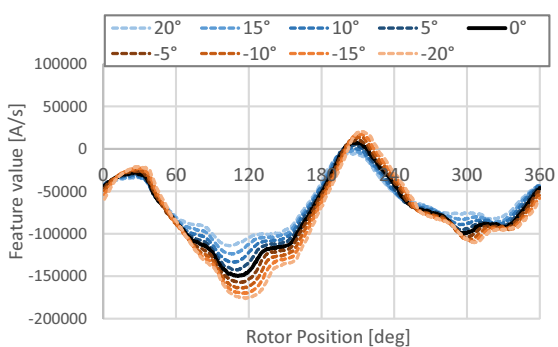
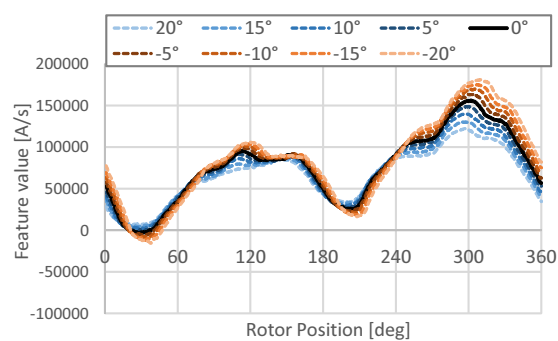
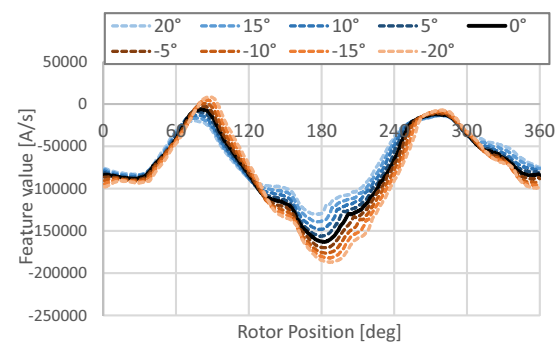
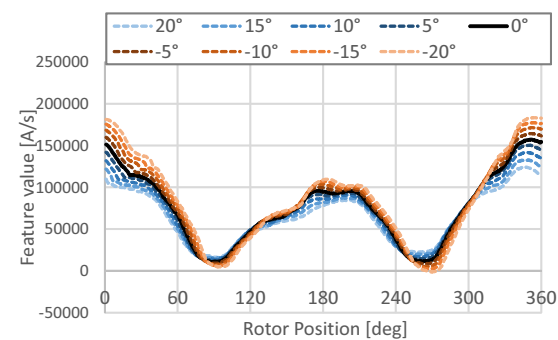
(a) pi_{u_V1} (b) pi_{u_V4} (c) pi_{v_V1} (d) pi_{v_V4} (e) pi_{w_V1} (f) pi_{w_V4}

図 4.4. 電流位相による特徴量の変化 (50% 負荷条件)

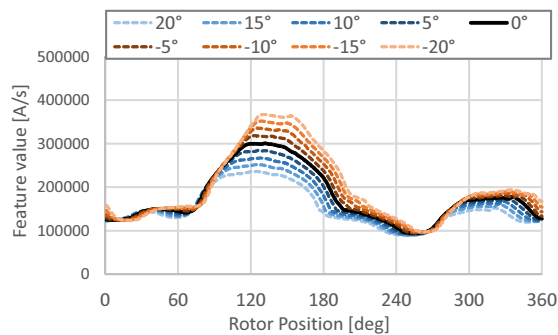
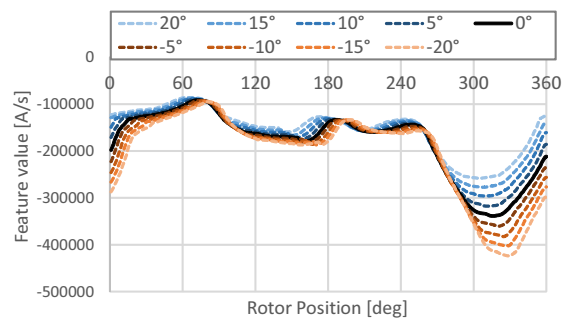
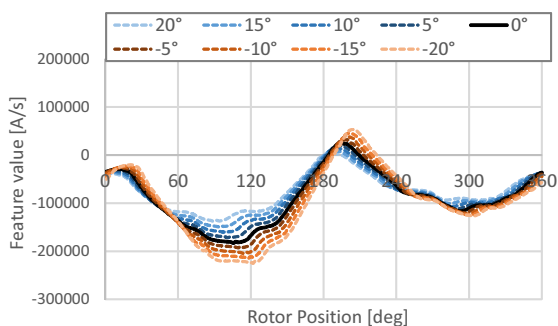
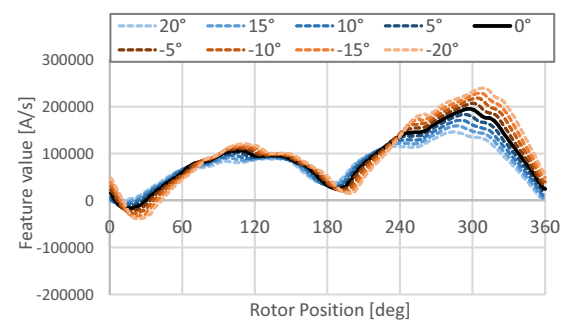
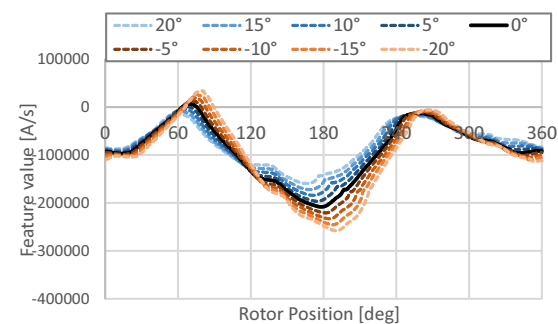
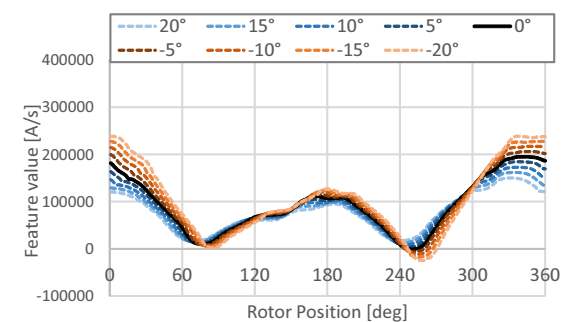
(a) $pi_{u.V1}$ (b) $pi_{u.V4}$ (c) $pi_{v.V1}$ (d) $pi_{v.V4}$ (e) $pi_{w.V1}$ (f) $pi_{w.V4}$

図 4.5. 電流位相による特徴量の変化 (75% 負荷条件)

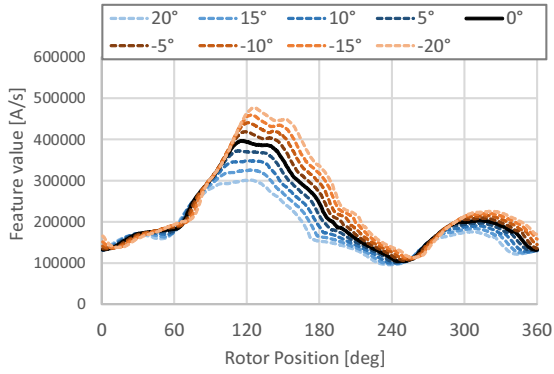
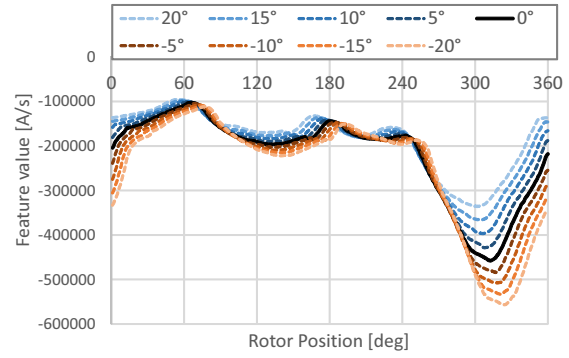
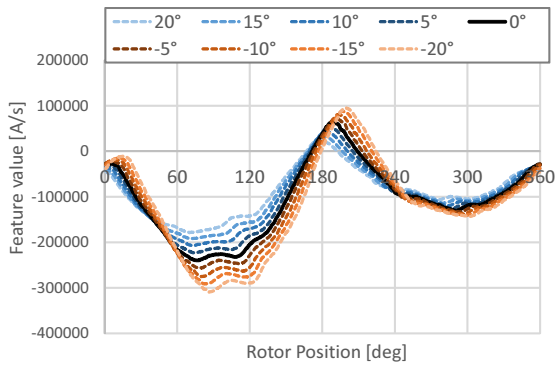
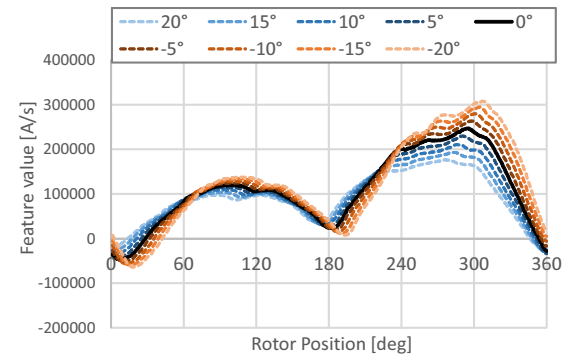
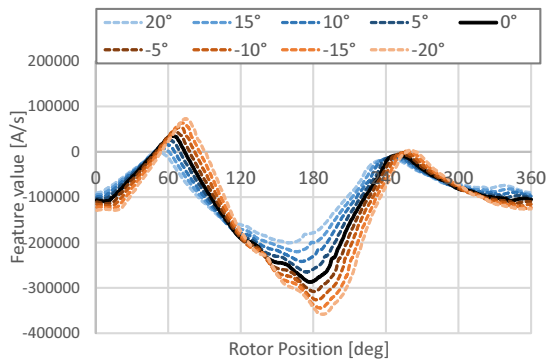
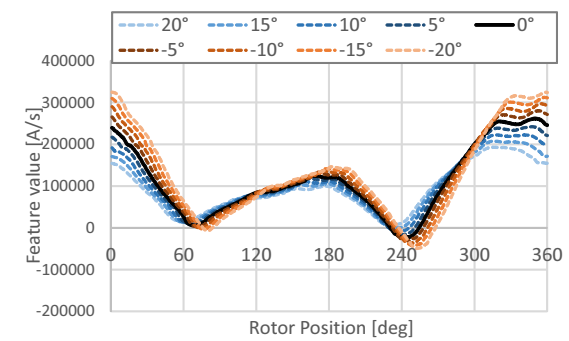
(a) pi_{u_V1} (b) pi_{u_V4} (c) pi_{v_V1} (d) pi_{v_V4} (e) pi_{w_V1} (f) pi_{w_V4}

図 4.6. 電流位相による特徴量の変化 (100% 負荷条件)

4.2.2 異なる位相の特徴量を用いた位置推定

本項では，テンプレートデータと異なる特徴量を用いてパターンマッチングする際の推定位置を導出する．そして，導出した推定位置と実験結果を比較し，位置誤差モデルが正しいことを示す．以下では，実機実験で位置誤差が最も大きく発生した75%負荷条件を用いて説明する．軸誤差発生時の推定位置を導出するためには，以下の二つを事前に用意する必要がある．

- (1) 軸誤差が発生した際の特徴量テーブル
- (2) 異なる位相の特徴量を使用する評価関数

式(4.2)に示すように，軸誤差が発生した際の特徴量は，電流位相を変化させることにより計測できる．図4.5に示した電流位相による特徴量変化を，電流位相と磁極位置に対する二次元のテーブルとして使用することにより，「(1) 軸誤差が発生した際の特徴量のテーブル」を得ることが出来る．そして，軸誤差が発生した際の特徴量を $pi_{x-Vn}(\theta_{re}, \phi'_i)$ と定義する．

また，「(2) 異なる位相の特徴量を使用する評価関数」を以下の式に示す．

$$J(\theta_t, \theta_{re}, \phi'_i) = \sum_{\substack{x=u,v,w \\ n=1,4}} \left(pi_{x-Vn}^{Temp}(\theta_t) - pi_{x-Vn}(\theta_{re}, \phi'_i) \right)^2 \quad (4.3)$$

ここで， $pi_{x-Vn}^{Temp}(\theta_t)$ は軸誤差が零である時に計測したテンプレートデータであり，先行研究と同じテンプレートデータを使用する．さらに，式(4.4)に示すように，評価関数計算結果が最小となる磁極位置を推定位置とすることにより，軸誤差が発生した際の位置推定が可能となる．

$$\hat{\theta}_{re} = \arg \min_{\theta_t, \theta_{re}, \phi'_i \in \mathbb{D}^3} J(\theta_t, \theta_{re}, \phi'_i) \quad (4.4)$$

$$\{\mathbb{D}^3 : 0 \leq \theta_t < 360, 0 \leq \theta_{re} < 360, \phi'_{i,1} \leq \phi'_i < \phi'_{i,n}\}$$

ここで， \mathbb{D}^3 はテンプレートデータの角度，磁極位置，電流位相が成す3次元空間の集合である．

式(4.3)と式(4.4)を用いて，軸誤差が発生した際の推定位置を導出し，その結果を図4.7に示す．先行研究のクローズドループ実験結果(図3.12)が示すように，パターンマッチング手法の位置誤差は正方向に発生しやすいことから，軸誤差が零度から60度まで発生した際の特徴量テーブルを使用し，推定位置を導出した．つまり，電流位相が零度から-60度までの特徴量のテーブルを使用した．さらに，導出した位置誤差の上に実機実験結果を重ねて，図4.8に示す．

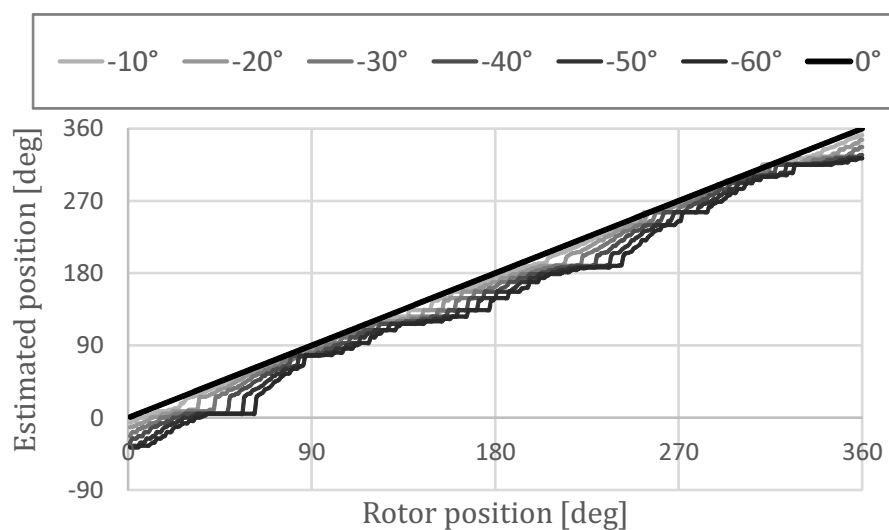


図 4.7. 軸誤差発生時の推定位置

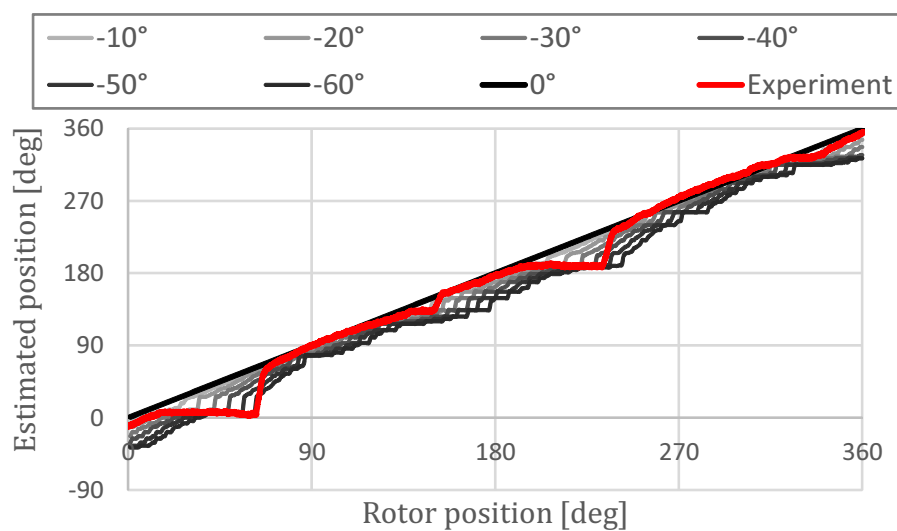


図 4.8. 軸誤差発生時の推定位置及び実験結果の比較

図 4.7 の結果から、テンプレートデータと異なる位相の特徴量を用いてパターンマッチングする場合、電流位相の差異によって位置誤差が発生することが分かる。実験結果と比較した図 4.8 からは、何らかの規則によってパターンマッチングに用いる特徴量の位相が決まることや、その影響は磁極位置によって異なることも確認できる。次項で、推定位置計算結果に特異点が存在することや、特異点に落ちることによって位置誤差が発生するメカニズムについてより詳細に説明する。

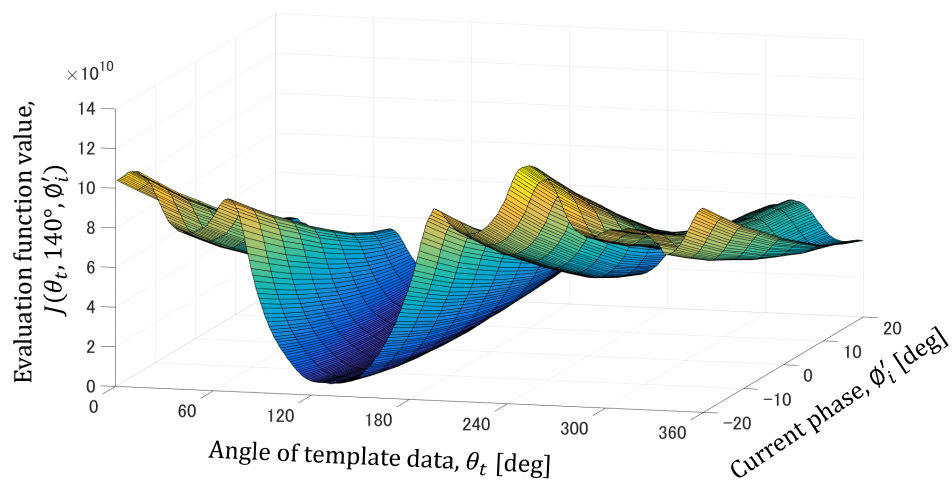
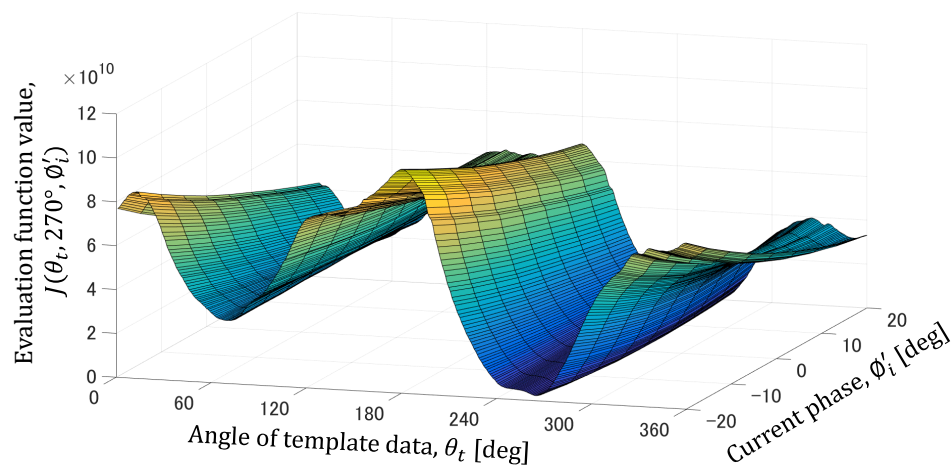
4.2.3 位置誤差発生時の特異点に関する考察

位置誤差が発生しやすい磁極位置と位置誤差が発生しにくい磁極位置の代表例として、75% 負荷条件の 140 度と 270 度を用いて説明する。各磁極位置を、式 (4.3) に代入して評価関数を計算した結果を、図 4.9 と図 4.10 に示す。評価関数の計算には、 -20 度から 20 度まで 5 度間隔で変化させた電流位相の特徴量テーブルを使用した。図の x 軸はテンプレートデータの角度、 y 軸は使用した特徴量の電流位相、そして z 軸は評価関数の計算結果である。さらに、真の位置を中心に拡大して二次元で表した結果を、図 4.11 と図 4.12 に示す。丸で示す磁極位置が、評価関数計算結果が最小となる角度であり、特徴量の位相が変化した場合の推定位置である。

まず、位置誤差が生じやすい 140 度の結果を考察する。軸誤差が発生しない状態では、電流位相が零の評価関数で位置推定を行う。その結果、探索角度が 140 度の位置で評価関数の値が零となり、位置誤差は発生しない。しかし、軸誤差が正方向に 5 度発生したとすると、 $\phi_i' = -5^\circ$ である時の評価関数計算結果が最小となる角度を探索する。この場合は、 $\theta_t = 132^\circ$ で評価関数の値が最小となり、 $\hat{\theta}_{re} = 132^\circ$ と位置推定をする。これにより誤差が -5 度から -8 度に広がり $\phi_i' = -8^\circ$ の評価関数を用いて位置推定を行うことになる。さらに、 $\phi_i' = -10^\circ \sim -20^\circ$ の時の評価関数のグラフを見ると、評価関数値が 132 度で最小となることから 132 度が特異点となることが分かる。よって、軸誤差が正方向に生じると、すぐ特異点に落ちて、位置誤差が発生する。一方、軸誤差が負の方向 ($\phi_i' > 0^\circ$) に発生した場合は、各評価関数が最小となる角度が電流位相の差より真の位置に近いので、推定位置は真の位置に収束する。また、負の方向に発生した軸誤差は、誤差を減らす方向に回転子が回転するため、根本的に発生しにくい。

次に、位置誤差が生じにくい 270 度の結果を考察する。この場合は、特異点は存在しない。さらに、各評価関数が最小となる角度が電流位相の差より真の位置に近いので、推定位置は真の位置に収束する性質を持っている。

よって、位置誤差が発生するか否かは、初期軸誤差が発生することと、特異点が存在するかの観点でまとめることができる。まず、初期軸誤差が発生する条件は、以下のようにまとめることができる。

図 4.9. 様々な電流位相の特徴量を用いた評価関数の計算結果 ($\theta_{re} = 140deg$)図 4.10. 様々な電流位相の特徴量を用いた評価関数の計算結果 ($\theta_{re} = 270deg$)

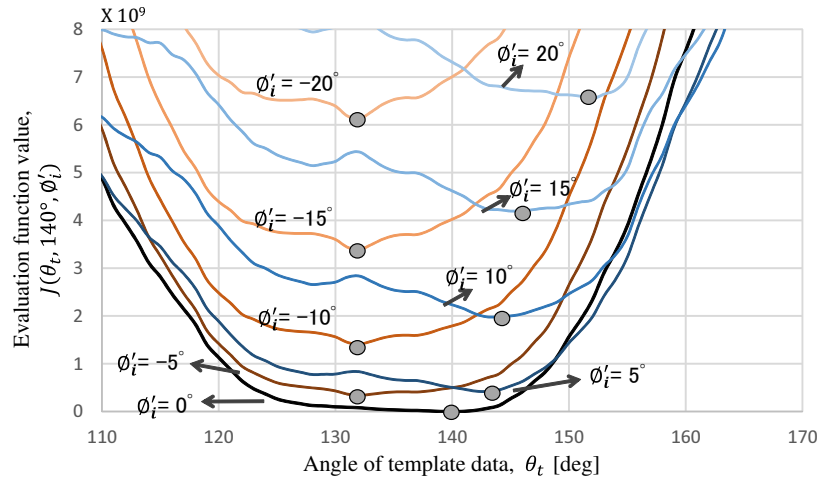


図 4.11. 様々な電流位相の特徴量を用いた評価関数の計算結果，拡大図 ($\theta_{re} = 140deg$)

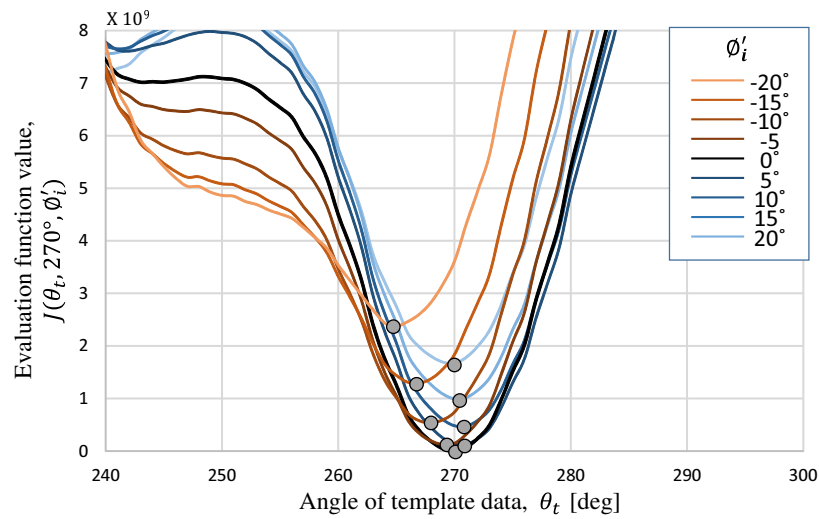


図 4.12. 様々な電流位相の特徴量を用いた評価関数の計算結果，拡大図 ($\theta_{re} = 270deg$)

- 初期軸誤差が発生する条件

$$\left| \hat{\theta}_{re}(k+1) - \hat{\theta}_{re}(k) \right| \geq |\phi'_i(k+1) - \phi'_i(k)| \quad (4.5)$$

- 初期軸誤差が発生しない条件

$$\left| \hat{\theta}_{re}(k+1) - \hat{\theta}_{re}(k) \right| < |\phi'_i(k+1) - \phi'_i(k)| \quad (4.6)$$

ここで、 k は現在のサンプル時刻を表す。軸誤差が発生する条件は、現在のサンプル時刻 (k) と次のサンプル時刻 ($k+1$) での評価関数が最小となる角度の差と、評価関数位相の差を比較することにより表現できる。初期軸誤差が発生した上で、特異点が真の位置の近傍に存在すると、特異点に落ちることにより特徴的な位置誤差が発生する。

4.3 位置誤差事前評価法の提案

前節で提案した位置誤差モデルを用いて、事前に位置誤差を見積もることができる位置誤差事前評価法を提案する。位置誤差事前評価法は、事前に起こりうる軸誤差に対する特徴量のテンプレートデータを用意し、パターンマッチング計算を繰り返す行う。それにより、実機実験で発生する位置誤差を、事前に再現することが可能となる。提案する位置誤差事前評価法のフローチャートを、図 4.13 に示す。 θ_0 は初期位置、 ω_{rm} は IPMSM の回転速度、 Δt はシミュレーションに用いた制御周期、 P_n は極対数である。回転子の回転により、一制御周期で $\omega_{rm} \Delta t P_n$ の大きさの軸誤差が発生し、その誤差により電流位相 ϕ'_i がずれる。そして、軸誤差が発生しない時に作成したテンプレートデータ ($pi_{x.Vn}^{Temp}(\theta_t)$) と電流位相がずれた時の特徴量 ($pi_{x.Vn}(\theta_{re}, \phi_i)$) を用いて、評価関数 (式 (4.3)) を計算することにより、実際に発生する位置誤差が再現できる。これを繰り返すことで、モータのインダクタンス空間分布が与えられた際のパターンマッチング手法による位置誤差事前評価が可能となる。

4.4 位置誤差事前評価による位置誤差再現性能評価

本論文では、提案する位置誤差事前評価法の有効性を示すために、実機実験結果と位置誤差事前評価法から再現した位置誤差の比較を行う。実機実験結果は、3.3 節に示した結果を使用した。

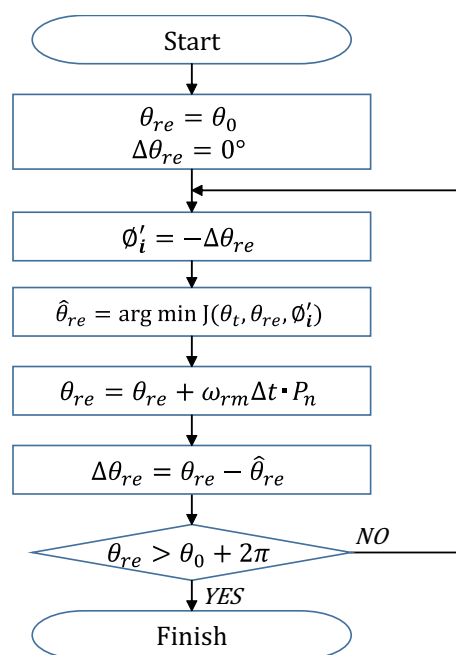


図 4.13. 位置誤差事前評価法のフローチャート

4.4.1 実験及び位置誤差事前評価条件

図 4.14 に実機実験で用いた制御器の構成を示し、表 4.1 に実験に用いたパラメータや特徴量計測条件を示す。詳細な実験装置については付録 A.1 に記載する。負荷機により対象 IPMSM を定格速度の 0.1% に回転させ、試験機では d 軸電流がゼロとなるように ($\phi_i = 0^\circ$) 電流制御を行った。さらに、パターンマッチング手法に基づいた位置推定器から位置推定を行い、推定位置を用いてクローズドループ制御を行った。電源電圧の 33.3% ($V_h = 20[V]$) の信号を印加し特徴量を計測する V1 と V4 電圧ベクトルを生成した上、サンプリング間隔を 45 [μs] と設定して 2 回電流のサンプリングを行うことにより特徴量の計測を行った。特徴量を 1 度間隔で計測することにより、テンプレートデータを用意した。また、電流制御の帯域は 1000 [rad/s] の一般的な PI 制御系で構成した。

シミュレーションは表 4.2 に示す条件で、位置制御誤差事前評価法を用いて行った。テンプレートデータの電流位相分解能は、実験で用いた電流指令の位相の付近 ($-20^\circ \leq \phi_i \leq 10^\circ$) では位置誤差をより正確に見積もるために 1 度とし、その以外の電流位相分解能は 5 度とした。

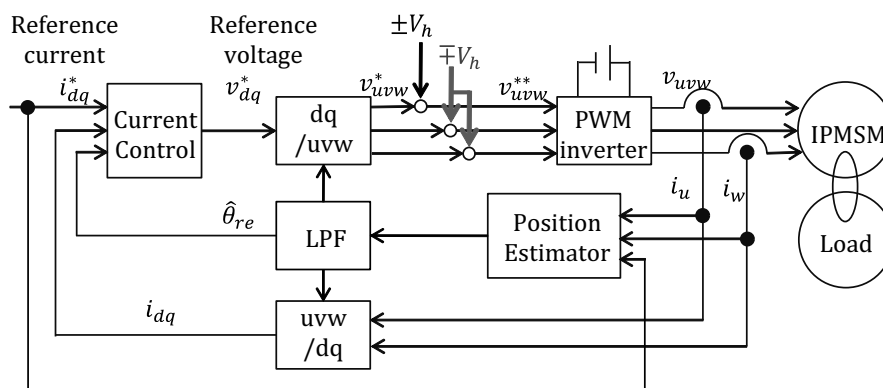


図 4.14. 実機実験制御システム

表 4.1. 実機実験に用いたパラメータ及び特徴量計測条件

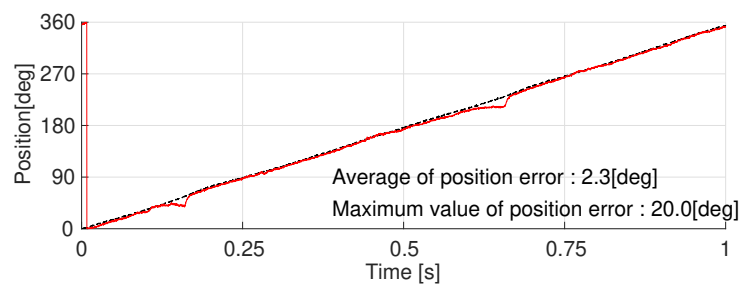
DC-link voltage (V_{dc})	60[V]
Carrier frequency (f_c)	2.5[kHz]
Amplitude of Injection signal (V_h)	20[V]
Sampling time interval (t_{min})	45[μ s]
Position interval of template data set	1[deg]

4.4.2 実験及び位置誤差再現結果

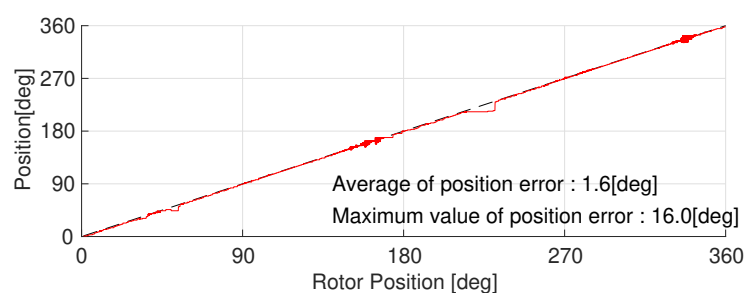
実機実験結果と位置誤差事前評価法による、位置誤差の再現結果を図 4.15～図 4.18 に示す。負荷電流の振幅を無負荷から定格負荷まで、25% 間隔で変更させた。全ての負荷条件において、実機実験と位置誤差事前評価法による位置誤差再現結果が、概ね一致した。具体的には、それぞれの平均絶対誤差、最大値、及び位置誤差が発生する磁極位置がおおよそ一致した。さらに、50% 負荷条件（図 4.16）の 140 度及び 320 度付近の位置誤差再現結果から、前項で述べた負の方向に位置誤差が発生しにくいことが確認できる。

4.5 まとめ

本章では、パターンマッチング手法に基づく位置センサレス制御を行う際に発生する位置誤差の考察を行った。オフラインでは $d-q$ 軸上で電流を観測することにより、特徴量を計測してテンプレートデータを作成する。一方、オンラインでは $\gamma-\delta$ 軸上で電流を観測し、特徴量を計測する。軸誤差が発生する際には、テンプレートデータと特徴量が異なる値となるため、位置誤差が発生する。

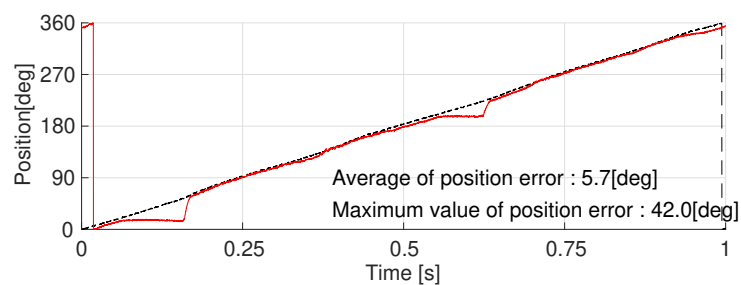


(a) 実機実験結果

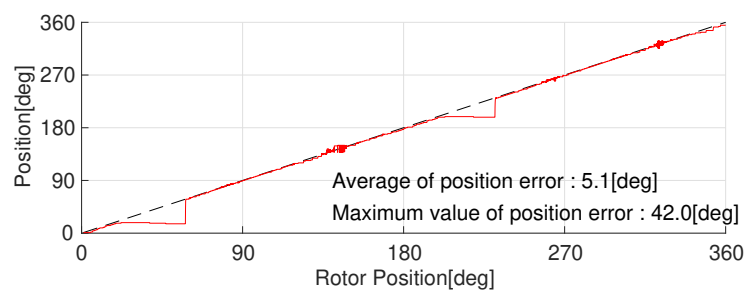


(b) 位置誤差事前評価結果

図 4.15. 実験結果と位置誤差再現結果の比較 (25% 負荷条件)

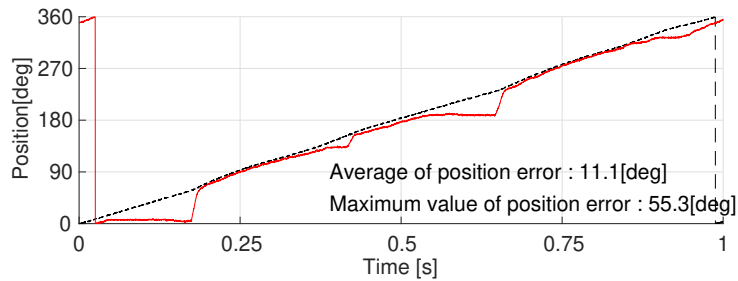


(a) 実機実験結果

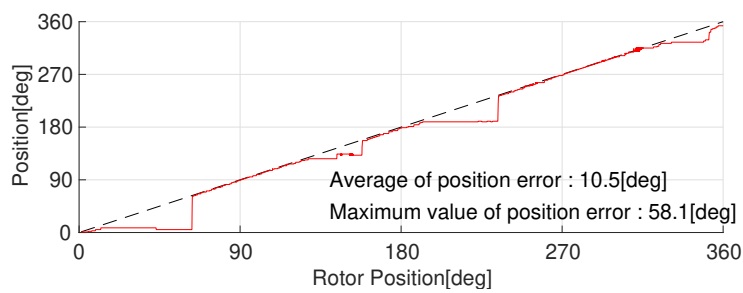


(b) 位置誤差事前評価結果

図 4.16. 実験結果と位置誤差再現結果の比較 (50% 負荷条件)

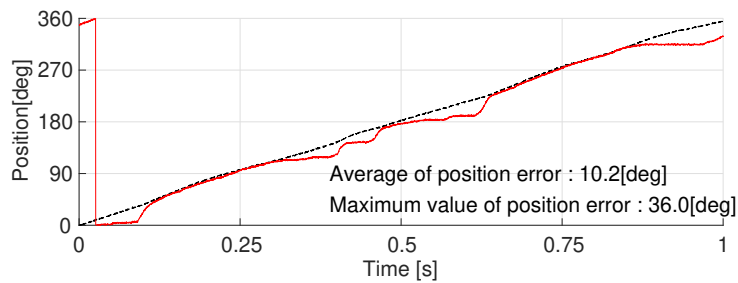


(a) 実機実験結果

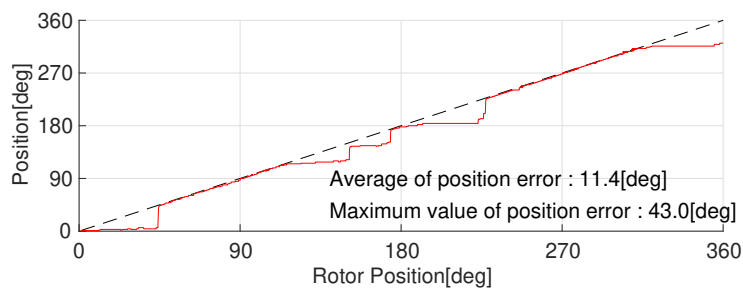


(b) 位置誤差事前評価結果

図 4.17. 実験結果と位置誤差再現結果の比較 (75% 負荷条件)



(a) 実機実験結果



(b) 位置誤差事前評価結果

図 4.18. 実験結果と位置誤差再現結果の比較 (100% 負荷条件)

表 4.2. Simulation setup

Angular resolution of template data set	1 [deg]
Current phase angle resolution of template ($-20^\circ \leq \phi_i \leq 10^\circ$)	1 [deg]
Current phase angle resolution of template ($-60^\circ \leq \phi_i \leq -20^\circ$)	5 [deg]
Initial rotor position (θ_0)	0 [deg]
Control period of simulation (Δt)	200 [μ s]
Rotational speed (ω_{re})	10 [rpm]

まず，位置誤差モデル提案して，位置誤差発生メカニズムを説明した．次に，各仮説を証明するために，軸誤差により特徴量に変化することや，テンプレートデータと異なる位相の特徴量を用いた際のパターンマッチング結果を示した．また，位置誤差が発生しやすい磁極位置と発生しにくい位置での評価関数計算結果を用いて，位置誤差が発生する条件を明らかにした．さらに，提案した位置誤差モデルを用いて，事前に位置誤差を見積もることが出来る位置誤差事前評価法を提案した．最後に，軽負荷から重負荷までの実機実験結果と位置誤差事前評価法による位置誤差再現結果の比較を行った．位置誤差の大きさ及び発生する磁極位置が一致することから，提案した位置誤差モデルと位置誤差事前評価法の有効性が示された．

磁界解析などにより位相ごとの特徴量テーブルさえ用意できれば，実際に IPMSM を制作しなくても設計の段階で，提案法による制御性能評価が可能である．このことから，提案した位置誤差モデル及び位置誤差事前評価法は，パターンマッチング手法の実用化に向けて欠かせない手法であると言える．

第5章

位置誤差改善法の提案

5.1 はじめに

パターンマッチング手法を用いることにより、磁気飽和の著しいIPMSMにおいても位置センサレス制御が可能となった。また、位置誤差の発生メカニズムを明らかにした上で、位置誤差を見積もる位置誤差事前評価法を提案した。これらの成果を踏まえ、本章では、位置誤差改善法について検討する。

パターンマッチング手法は対象とするIPMSMのインダクタンス空間分布を利用する手法である。磁気飽和特性が異なるIPMSMにおいては、優れた制御性能を得るための特徴量や評価関数は、IPMSMごとに異なる可能性がある。よって、位置誤差改善法もモータ依存性が強く、全てのIPMSMやアプリケーションに使用できる万能な位置誤差改善法は存在しない。従って、様々な位置誤差改善法を用意した上で、適用する際に各IPMSMやアプリケーションに合った手法を選択する必要がある。

この背景を踏まえて、テンプレートデータ及び評価関数を変更して、位置誤差改善法を三つ提案する。一番目の改善法は、演算に必要な時間及びメモリが増加するものの優れた制御性能を得ることができる手法として、複数のテンプレートデータを用いたパターンマッチング手法を提案する。そして、二番目の改善法としては、電流位相に対して特徴量の変化が線形である特性を使用し、演算量及びメモリを増加することなく位置誤差を改善する代表的な一つのテンプレートデータを作成する手法を提案する。最後に、電流位相に対して特徴量の変化が線形である前提を使用しない手法として、事前に位置誤差ごとに一番優れた制御性能を得ることが出来る評価関数を調査しておき、各磁極位置で評価関数を切り替えパターンマッチングする手法を提案する。位置誤差事前評価法を用いたシミュレーション結果と実機実験結果から提案手法の有効性を示す。

5.2 位置誤差改善法I: 複数のテンプレートデータを用いる位置誤差改善

位置誤差は軸誤差発生時において、テンプレートデータと実際と異なる電流位相の特徴量を参照しパターンマッチングを行うため発生する。そこで、複数の電流位相のテンプレートデータを使用し、パターンマッチングを行う手法を提案する。図5.1は位置誤差改善法Iの概念を示す。先行研究では電流位相が0度である時のテンプレートデータのみを使用してパターンマッチングを行うのに対して、改善法Iでは複数の電流位相のテンプレートデータを用いてパターンマッチングを行う。複数のテンプレートデータは、4章で説明したように電流指令 (i_{dq}^*) の位相を変化させることにより計測できる。つまり、位置誤差事前評価法で使用した特徴量のテーブルから得ることが出来る。

そして、改善法Iに使用する評価関数を式(5.1)に示す。

$$J(\theta_t, \phi'_i) = \sum_{\substack{x=u,v,w \\ n=1,4}} \left\{ p_{x.Vn}^{i.Temp}(\theta_t, \phi'_i) - p_{x.Vn}^i \right\}^2 \quad (5.1)$$

ここで、 $p_{x.Vn}^{i.Temp}(\theta_t, \phi'_i)$ は磁極位置が θ_t で電流位相が ϕ'_i である時に計測したテンプレートデータである。さらに、位置推定は式(5.2)で表されるように、式(5.1)の評価関数の計算結果が最小となる位置を推定位置にすることにより行う。

$$\hat{\theta}_{re} = \arg \min_{\theta_t, \phi'_i \in \mathbb{D}^2} J(\theta_t, \phi'_i) \quad (5.2)$$

$$\{\mathbb{D}^2 : 0 \leq \theta_t < 360, \phi'_{i-1} \leq \phi'_i < \phi'_{i,n}\}$$

ここで、 \mathbb{D}^2 はテンプレートデータの角度と電流位相が成す2次元空間の集合である。

位置誤差改善法Iは事前に様々な位相のテンプレートデータを作成する手間や演算量が増えるデメリットがある。一方、発生する位置誤差に合った電流位相のテンプレートデータを参照しパターンマッチングを行うため、優れた位置制御性能が得られる手法である。

5.3 位置誤差改善法II: 代表的な一つのテンプレートデータを用いる位置誤差改善

位置誤差改善法Iは優れた位置センサレス制御性能を得ることが可能な手法であるが、使用するテンプレートデータの数に比例し収納するメモリやパターンマッチ

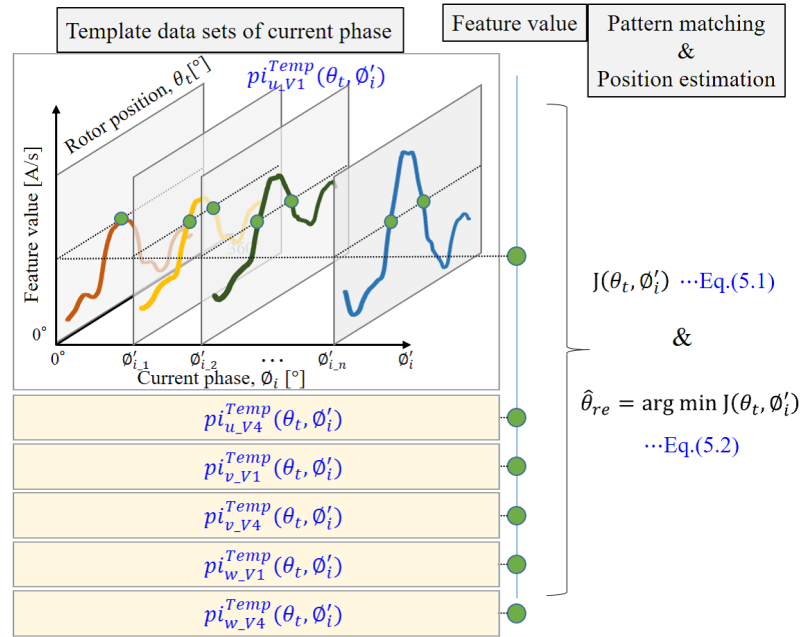


図 5.1. 位置誤差改善法 I: 複数のテンプレートデータを用いる位置誤差改善法の概念

ングに要する演算時間が増加する。よって、メモリや演算時間の問題から採用できないシステムが存在する。テンプレートデータや演算量を増すことなく位置誤差を改善するために、位置センサレス制御時に印加される様々な電流位相を考慮して代表的な一つのテンプレートデータを作成する手法を提案する。

4章では、パターンマッチング手法の位置誤差はモータの回転方向の遅れる方向 ($\Delta\theta_{re} > 0$) に発生する性質があることを述べた。その理由としては、進み位相の位置誤差は回転子の回転方向により小さくなる一方、遅れ位相の位置誤差は回転方向により大きくなるためである。そこで、位置誤差が発生する方向を考慮し、最初から進む方向に誤差が発生するようにテンプレートデータを作成する。特徴量は電流位相の変化に対して、線形的に変化する性質を持っている。従って、考慮すべき電流位相のテンプレートデータの平均を、テンプレートデータとして使用する。それにより、各電流位相を代表するテンプレートデータを作成することができる。例として、考慮すべき電流位相が $\phi_1 \sim \phi_4$ である時、各位相の特徴量と位置誤差改善法 I に使用するテンプレートデータを、図 5.2 に示す。実線に示す平均をテンプレートデータとして使用することにより、軸誤差が発生した際の電流位相を考慮したテンプレートデータを作成することが可能となる。

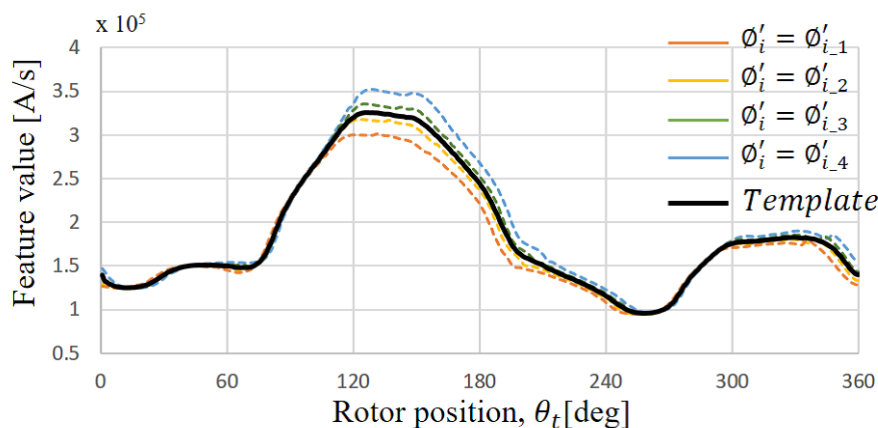


図 5.2. 位置誤差改善法 II に使用するテンプレートデータ

5.4 位置誤差改善法 III : 評価関数の切り替えによる位置誤差改善

位置誤差改善法 II は演算量やメモリが増えることなく位置誤差を改善することが可能な手法である。しかし、位置誤差が全ての磁極位置において同じ方向に発生することや、特徴量が電流位相に対して線形的に変化する仮定の基で、テンプレートデータを作成する手法である。そのため、この仮定が成り立たない IPMSM においては改善法 II を使用することは困難である。位置誤差の発生方向や電流位相に対する特徴量変化の線形性を前提としない手法として、評価関数の切り替えによる位置誤差改善法を提案する。

パターンマッチング手法の位置誤差は、テンプレートデータの位相とオンラインで計測した特徴量の電流位相が異なるために発生する。改善法 I と改善法 II は、その原因に着目してテンプレートデータの位相を工夫することにより位置誤差を改善した。一方、改善法 III は、電流位相変化が特徴量に与える影響が、特徴量の種類によって異なることに着目した。六つの特徴量の中でも、正しい特徴量と正しくない特徴量が存在する可能性について検討を行う。そして、評価関数に用いる特徴量を切り替えることにより、正しい特徴量のみを使用しパターンマッチングする手法を提案する。

5.4.1 様々な評価関数の位置推定性能評価

先行研究では V1 ベクトルと V4 ベクトルで計測した三相電流変化量を特徴量として用いるため、6種類の特徴量を使用して位置推定を行う。一般的にパターンマッチングを行う際に、優れた性能を得るためには正しい特徴量を多く使用するほど有利である。しかし、計測精度が低く誤認識する可能性を持つ特徴量がある場合にはその特徴量を除外する、または重みを低くすることが望まれる。そこで、改善法 III では、正しくないと思われる特徴量を減らすために、評価関数に用いる特徴量の数と種類を可変させる。

軸誤差により電流位相が変化した場合、六つの特徴量の変化を、図 5.3 に再掲する。この結果から、電流位相変化が特徴量に及ぼす影響が、特徴量の種類や磁極位置によって異なることが確認できる。パターンマッチングに用いる正しい特徴量は、電流位相 ϕ_i が零の時に計測したテンプレートデータの値であり、電流位相変化の影響を大きく受ける特徴量は、真値から大きく離れる可能性が高い。従って、電流位相の変化に対して、特徴量の変化が大きい特徴量を除外することが望ましいと考えられる。そこで、評価関数に用いる特徴量の数と種類を可変させ、各特徴量が位置推定性能に与える影響を調査した。

6種類の特徴量の組み合わせで作られる評価関数はパターンは $63 (= 2^6 - 1)$ 種類存在する。各磁極位置で優れた制御性能を持つ評価関数を探索するために、全ての評価関数に対して性能評価を行った。各評価関数の性能評価を簡単に行うために、4章で提案した位置誤差事前評価法を使用した。63種類の評価関数を使用し位置誤差を評価した結果を図 5.4～図 5.6 に示す。

各評価関数の性能評価結果から、評価関数に用いる特徴量の数が多ければ多いほど安定な制御性能が得られる傾向が確認できた。そして、対象 IPMSM では位置誤差の発生しにくい特定の磁極位置があり、そこを境に一周期が 4つの区間に分けられることや、各評価関数ごとに得意・不得意とする区間があることが確認できた。各区間で位置誤差が一番小さく発生する評価関数を表 5.1 に示し、その位置誤差評価結果を図 5.7 に示す。

表 5.1. 各磁極位置における位置誤差が最小となる評価関数

Section	Position	Feature values used for evaluation function
Section 1	$0^\circ \sim 90^\circ$	$p_{i_u.V1}, p_{i_v.V1}, p_{i_v.V4}, p_{i_w.V1}$
Section 2	$90^\circ \sim 180^\circ$	$p_{i_u.V4}, p_{i_v.V1}, p_{i_v.V4}, p_{i_w.V1}, p_{i_w.V4}$
Section 3	$180^\circ \sim 270^\circ$	$p_{i_u.V4}, p_{i_v.V1}, p_{i_v.V4}, p_{i_w.V4}$
Section 4	$270^\circ \sim 360^\circ$	$p_{i_u.V1}, p_{i_v.V1}, p_{i_v.V4}, p_{i_w.V1}, p_{i_w.V4}$

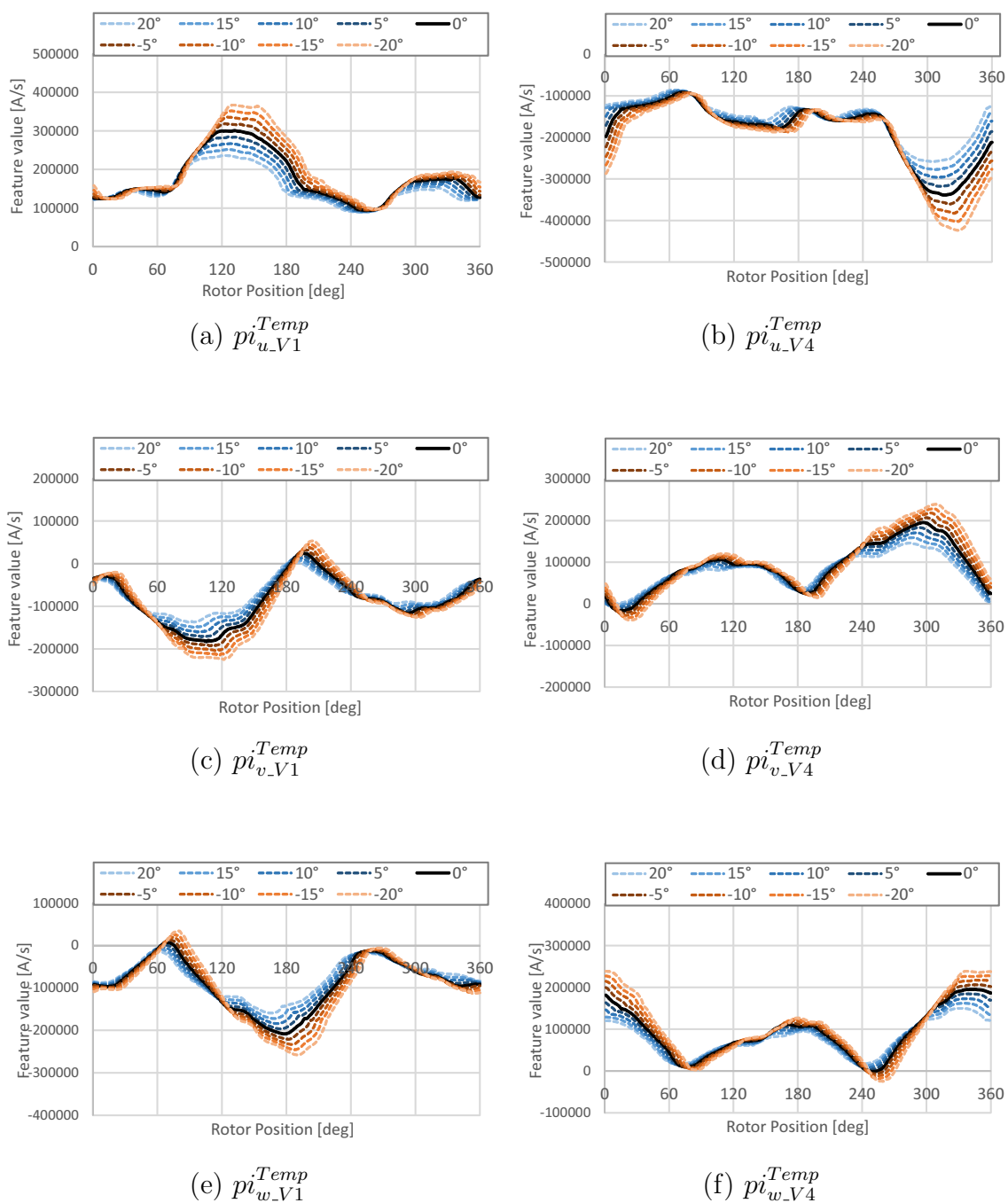


図 5.3. 75% 負荷条件の電流位相に対する特徴量の変化 (再掲)

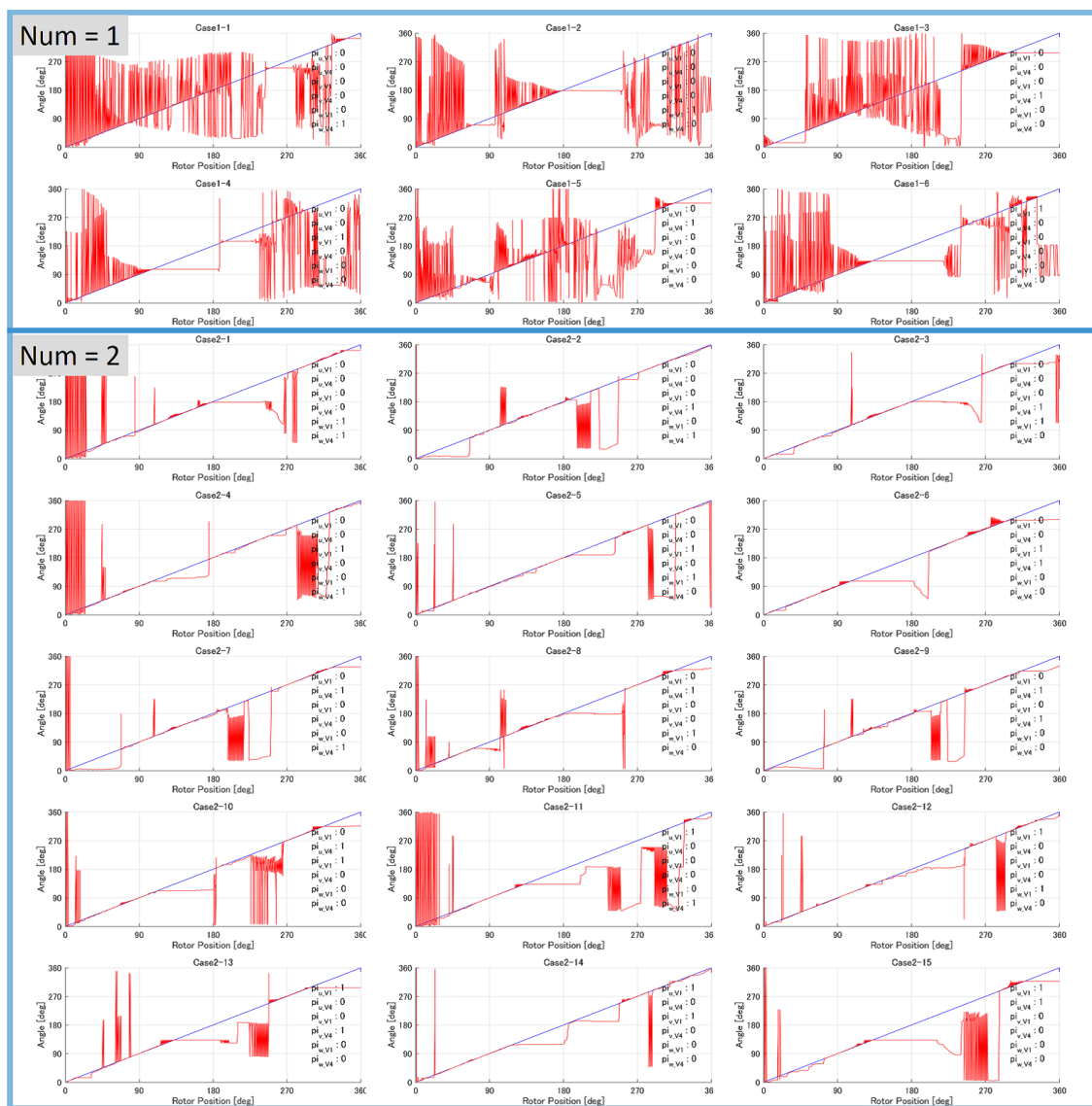


図 5.4. 63 パターン評価関数の位置誤差評価 (特徴量の数 = 1,2)

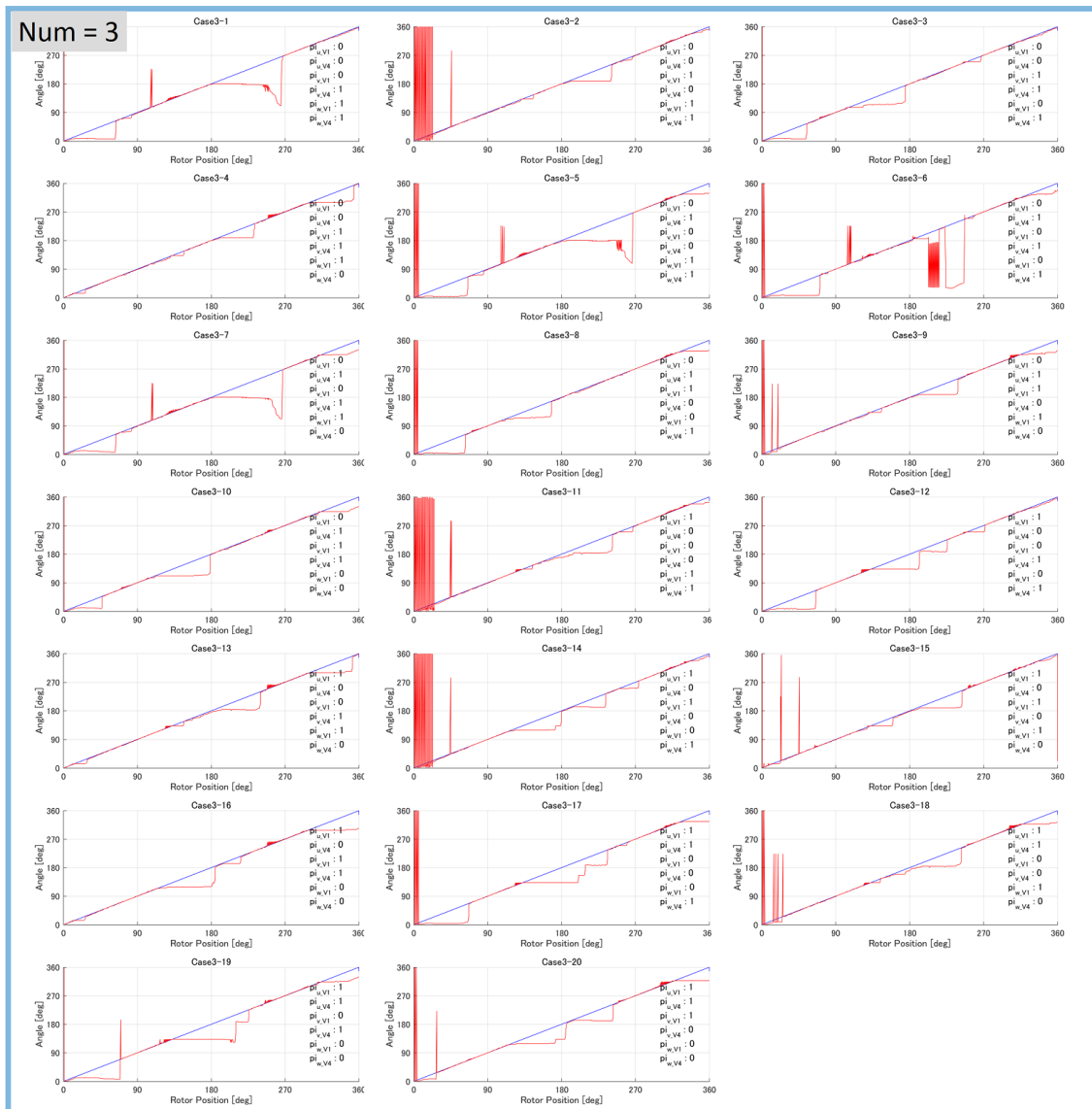


図 5.5. 63 パターン評価関数の位置誤差評価 (特徴量の数 = 3)

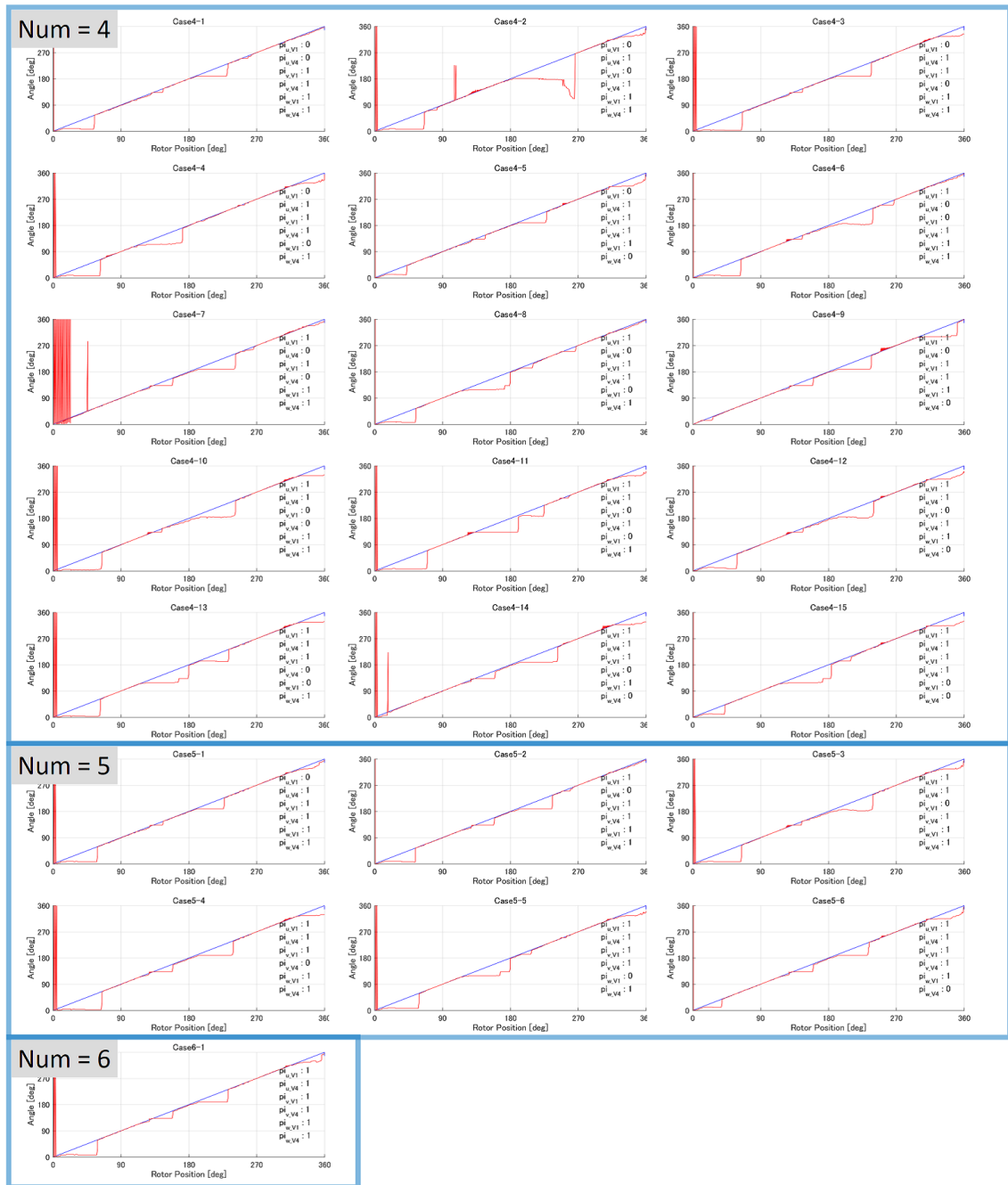


図 5.6. 63 パターン評価関数の位置誤差評価 (特徴量の数 = 4,5,6)

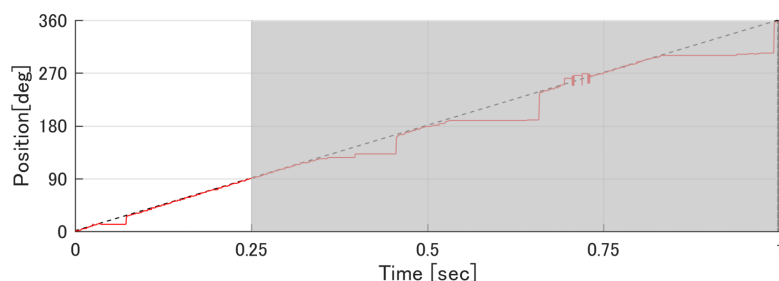
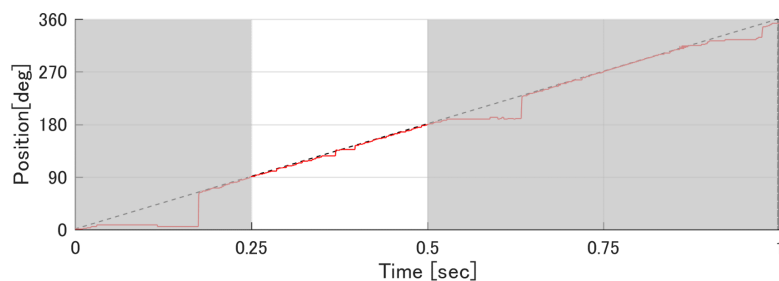
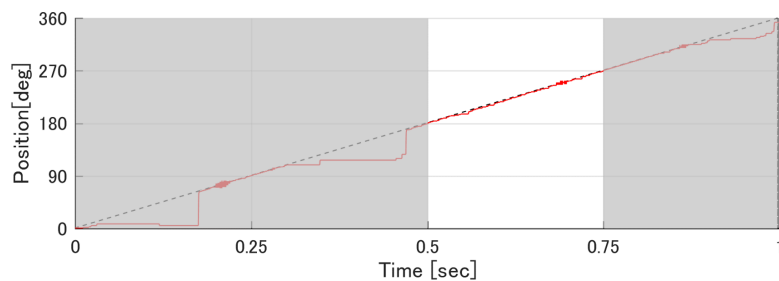
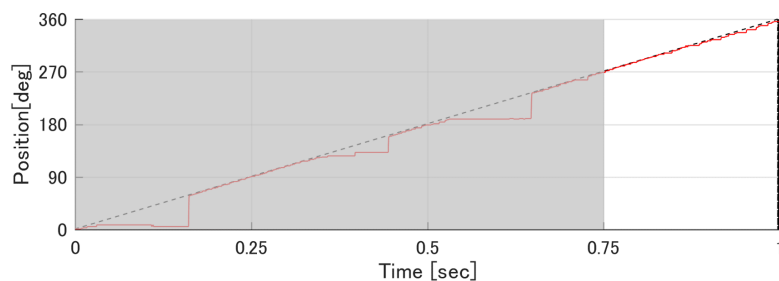
(a) Section 1 (pi_{u_V1} , pi_{v_V1} , pi_{v_V4} , pi_{w_V1} 使用)(b) Section 2 (pi_{u_V4} , pi_{v_V1} , pi_{v_V4} , pi_{w_V1} , pi_{w_V4} 使用)(c) Section 3 (pi_{u_V4} , pi_{v_V1} , pi_{v_V4} , pi_{w_V4} 使用)(d) Section 4 (pi_{u_V1} , pi_{v_V1} , pi_{v_V4} , pi_{w_V1} , pi_{w_V4} 使用)

図 5.7. 各評価関数の位置推定性能評価結果

5.4.2 評価関数の切り替えによる位置誤差改善

良い性能が得られる評価関数は磁極位置によって異なることを、前項で述べた。そこで、優れた制御性能が得られる評価関数を選択し、各磁極位置で切り替える手法を提案する。異なる評価関数を組み合わせる場合、切り替える時に問題が発生しないように検討する必要がある。改善法Ⅲでは推定位置を使用して評価関数を切り替えるため、以下のいずれかの条件を満たす必要がある。

- 位置誤差が発生しても、位置誤差の影響を受けにくい評価関数を選択
- 間違った評価関数を使用しても、位置誤差が発生しにくい磁極位置で切り替え

表 5.1 に示す評価関数と各磁極位置を使用することにより、優れた制御性能を得ると同時に、上記の条件を満たすことができる。よって、表 5.1 に示す評価関数を、各区間の境界 (= 90,180,270,360 [deg]) で切り替える。今回使用した対象モータは、事前に位置誤差評価した結果、位置誤差が発生しない角度が概ね等間隔であったため、切り替える各区間を等間隔に設定した。他の IPMSM においては、必ず等間隔の四等分に分ける必要はない。改善法Ⅲは事前に様々な評価関数の性能評価を行う必要はあるが、改善法Ⅰと改善法Ⅱを使用することが困難である IPMSM や制御システムにおいて有効な手法であると考えられる。

5.5 シミュレーション

4 章で提案した位置誤差事前評価法を用いてシミュレーションを行い、提案した位置誤差改善法の有効性を示す。4.4 節に示す表 4.2 の位置誤差事前評価と同じ条件でシミュレーションを行った。位置誤差改善法Ⅰのシミュレーションでは、-10 度から 4 度まで 2 度間隔の電流位相のテンプレートデータを用いた。75% と定格負荷電流条件のシミュレーション結果を図 5.8 に示す。上段のグラフは真の磁極位置と推定位置を示し、下段のグラフは位置推定に最終的に選択されたテンプレートデータの電流位相を示す。シミュレーション一制御周期で回転するモータの回転角 (0.075 度) に比べて用意したテーブルの位置分解能 (1 度) が非常に大きいことから、位置誤差を発生させるために磁極位置は切り上げ計算を、推定位置は切捨て計算を行っている。よって、位置誤差は常に 1 度発生する。一方、シミュレーションで用いた電流位相のテンプレートデータは 2 度間隔であるため、参照するテンプレートデータの位相は多くの場合 0 度か -2 度を示す。さらに、図 3.12 に示した従来のパターンマッチング手法を用いる際に大きな位置誤差が発生した磁極位置でも、位置誤差に合った電流位相のテンプレートを参照しパターンマッチングすることによって位置誤差が 0 に収束することが確認できる。

図5.9と図5.10に75%と定格負荷電流条件の基で、電流位相が0度から-3度までの平均と0度から-6度までの平均をテンプレートデータとして用いた改善法Ⅱのシミュレーション結果を示す。テンプレートデータの電流位相を位置誤差が進む方向に発生するように設定することにより、一旦進む方向に位置誤差が発生するが、モータの回転により位置誤差が真の磁極位置に戻されることが確認できる。さらに、テンプレートデータの電流位相をある程度大きくすることにより、全ての磁極位置で特徴的な位置誤差が改善されることが確認できる。

改善法Ⅲのシミュレーションは表5.1に示す評価関数を各区間の境界で切り替えて行い、その結果を図5.11に示す。改善法Ⅰに比べて位置誤差は多少大きく発生するものの、十分位置センサレス制御性能が改善されることが確認できる。

5.6 実機実験

図5.12と図5.13に定常状態、図5.14～図5.16に過渡状態での実機実験結果を示す。定常状態における実験では75%と定格負荷条件で行った。過渡状態における実験では定格の25%刻みで25%負荷から定格負荷まで10ms刻みで電流指令を与えた。改善法Ⅰの実機実験では演算時間とメモリを考慮して電流位相が0度から-8度まで2度間隔で用意した五つのテンプレートデータを使用した。また、改善法Ⅱの実機実験では電流位相角が0度から-6度まで1度間隔のテンプレートデータの重心をテンプレートデータとして使用した。さらに、改善法Ⅲの実験ではシミュレーションと同じ評価関数を使用した。区間判断は推定磁極位置を用いて行い評価関数を切り替えながら位置センサレス制御を行った。

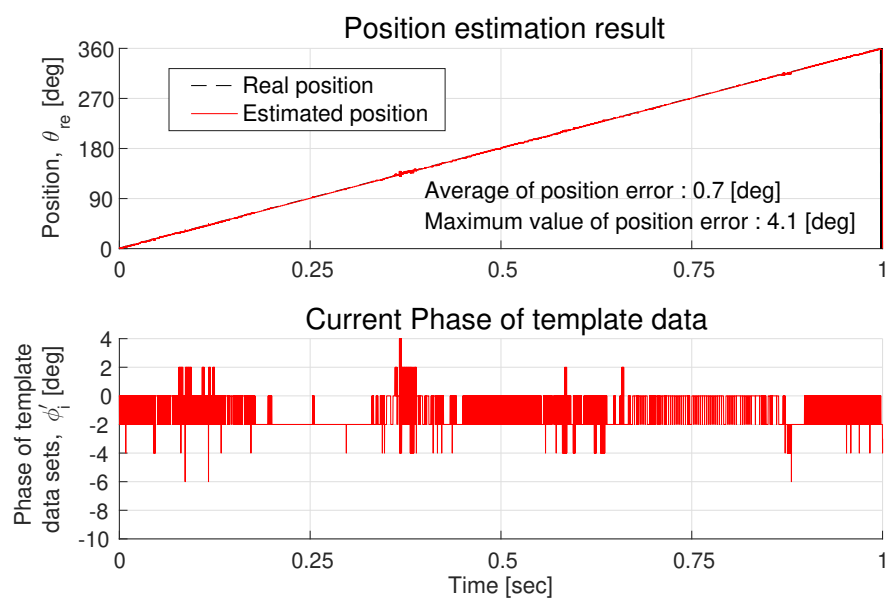
定常状態の実機実験では、いずれの手法もシミュレーションと同様な結果が得られた。特徴的な位置誤差が改善されることや平均絶対誤差が低減されることから、提案手法の有効性が確認できた。また、各手法の結果で発生している位置誤差の大きさや方向から、明確にした各手法の特性が正しいことが確認できる。さらに、過渡状態の実験では、電流指令を変化させているため、トルク脈動が発生しそれに同期して真の位置 θ_{re} が脈動するが、真の位置の脈動に合わせて推定位置 $\hat{\theta}_{re}$ も脈動しながら正しく推定されていることから、改善法は過渡状態でも有効であることが確認できた。

5.7 まとめ

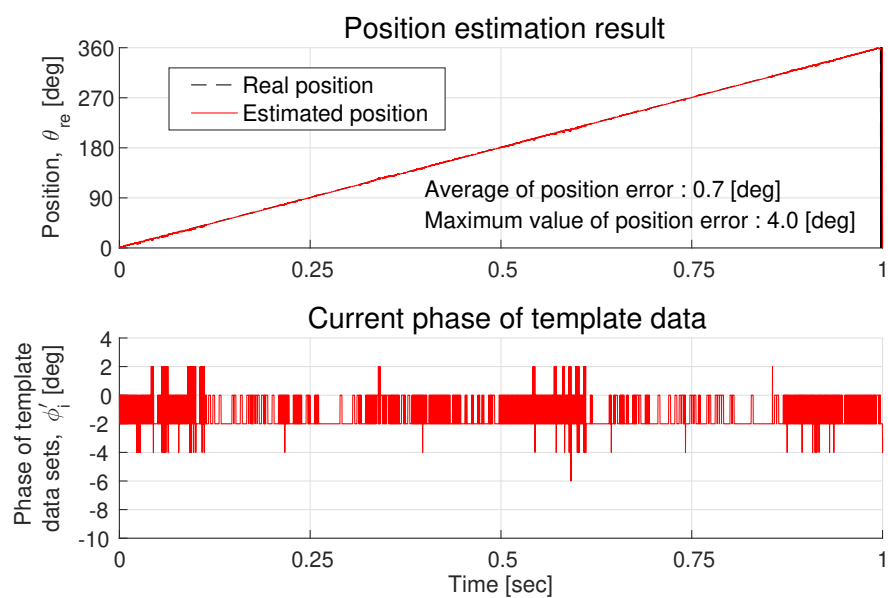
パターンマッチング手法は磁気飽和の著しいモータにおいても位置センサレス制御を可能にするが、モータ依存性が高く、万能な特徴量や評価関数を見つけること

は容易ではない。そのため、位置推定性能向上を図るためには、モータごとに様々な特徴量・評価関数を事前評価法を用いて評価・選定する必要がある。そこで、本章では、対象 IPMSM を例に、4 章で提案した位置誤差モデルを考慮し、三つの位置誤差改善法を提案した。

位置誤差改善法 I は発生する軸誤差を考慮し、様々な電流位相のテンプレートデータを用意する。そして、複数の電流位相のテンプレートデータを用いてパターンマッチングする手法である。位置誤差改善法 II は位置誤差が発生する逆方向に位置推定するように最初からテンプレートデータの電流位相を調節する手法である。位置誤差改善法 III は事前に各磁極位置で優れた制御性能が得られる評価関数を調査し、その評価関数を切り替えてパターンマッチングすることによって位置制御性能を改善する手法である。改善法 I は複数のテンプレートデータを用いてパターンマッチングするために演算量や必要とするメモリは増加するが、発生位置誤差に合ったテンプレートデータからパターンマッチングすることが可能であるため、優れた制御性能を得ることができる。また、全ての磁極位置で位置誤差が同じ方向に発生するのであれば、改善法 II を用いて演算量を増やすことなく位置誤差を改善することが可能である。さらに、事前位置誤差評価法にて位相ごとに適した特徴量・評価関数を調査する手間が必要ではあるが、改善法 III を用いることによって、位置誤差が発生する方向や電流位相に対する特徴量変化の線形性を前提としない位置制御性能を改善することが可能となる。三つの改善法についてシミュレーションと実機実験を通してその有効性を示した。

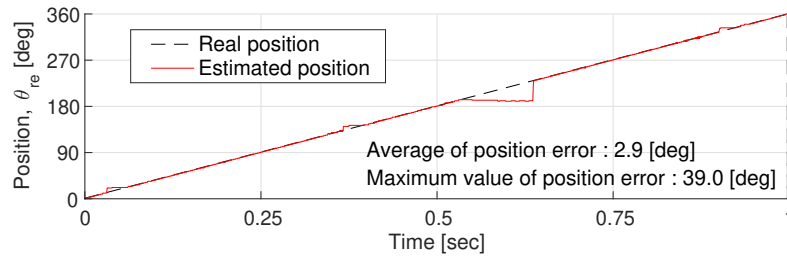


(a) 75% 負荷条件

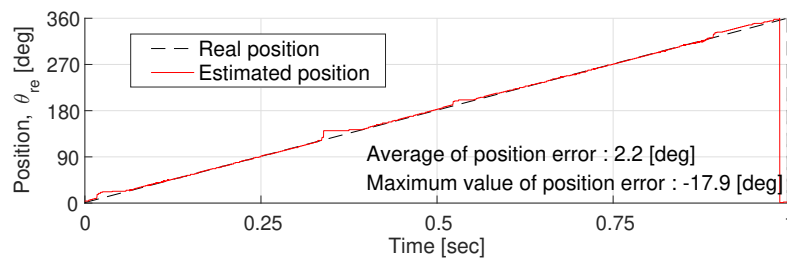


(b) 定格負荷条件

図 5.8. 位置誤差改善法 I のシミュレーション結果

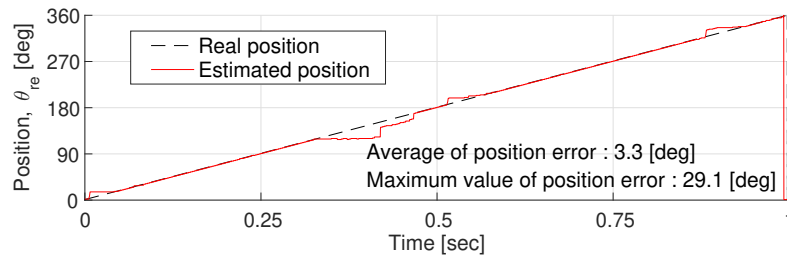


(a) -3度~0度特徴量の平均をテンプレートデータとして使用

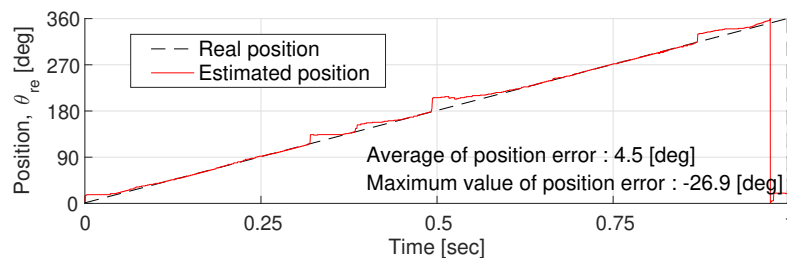


(b) -6度~0度の特徴量の平均をテンプレートデータとして使用

図 5.9. 位置誤差改善法Ⅱのシミュレーション結果 (75% 負荷条件)

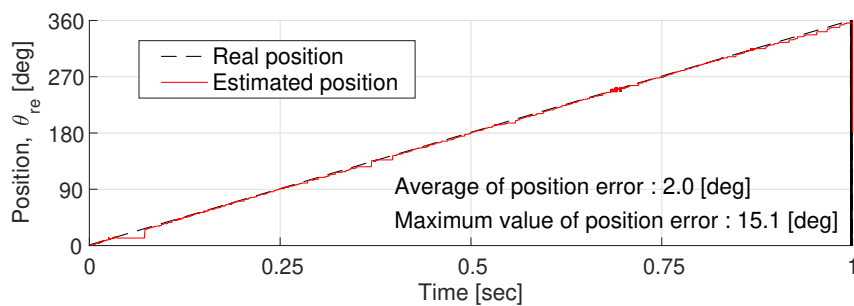


(a) -3度~0度の特徴量の平均をテンプレートデータとして使用

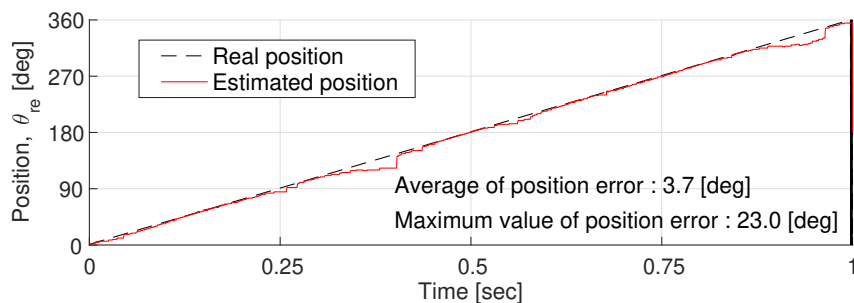


(b) -6度~0度の特徴量の平均をテンプレートデータとして使用

図 5.10. 位置誤差改善法Ⅱのシミュレーション結果 (定格負荷条件)

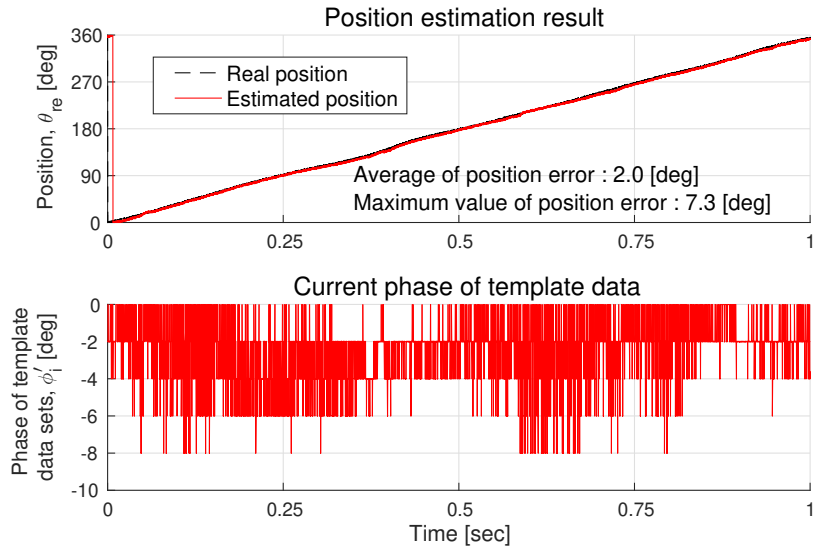


(a) 75% 負荷条件

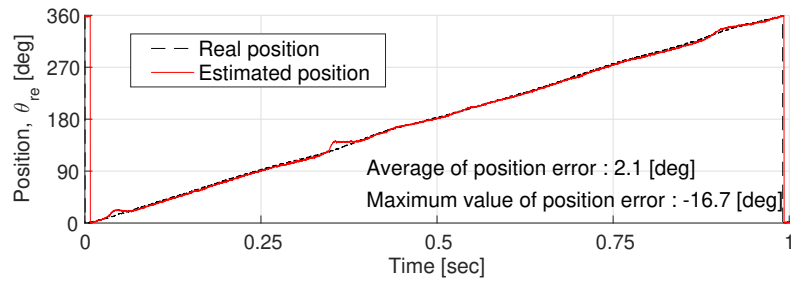


(b) 定格負荷条件

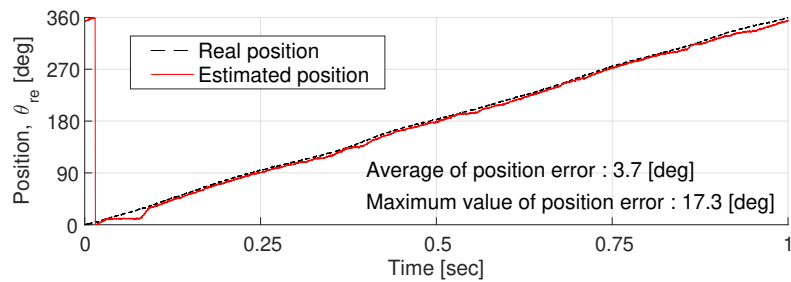
図 5.11. 位置誤差改善法Ⅲのシミュレーション結果



(a) 位置誤差改善法 I : 複数のテンプレートデータを用いる位置誤差改善

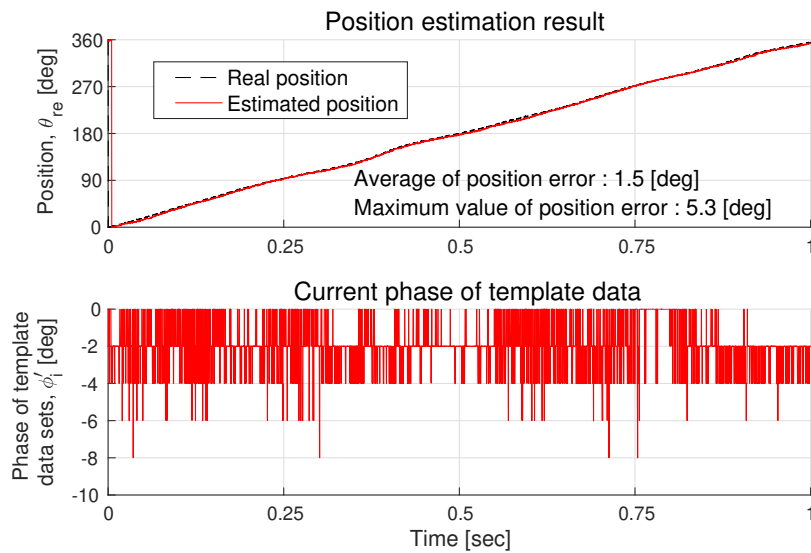


(b) 位置誤差改善法 II : 代表的な一つのテンプレートデータを用いる位置誤差改善

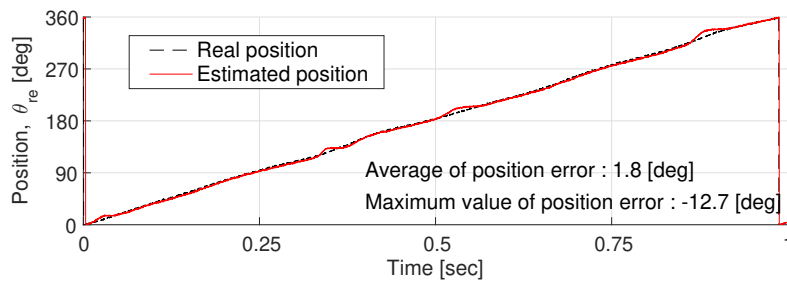


(c) 位置誤差改善法 III : 評価関数の切り替えによる位置誤差改善

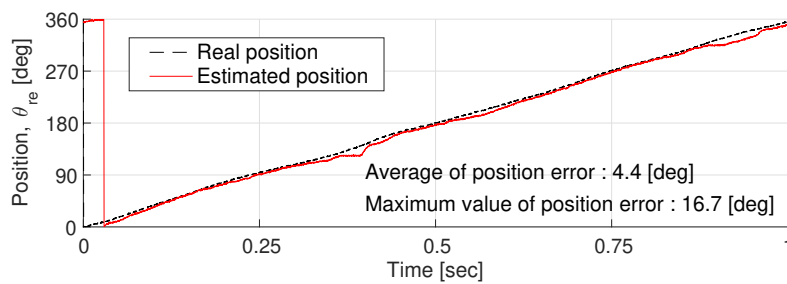
図 5.12. 位置誤差改善法の実験結果 (75% 負荷条件)



(a) 位置誤差改善法 I : 複数のテンプレートデータを用いる位置誤差改善



(b) 位置誤差改善法 II : 代表的な一つのテンプレートデータを用いる位置誤差改善



(c) 位置誤差改善法 III : 評価関数の切り替えによる位置誤差改善

図 5.13. 位置誤差改善法の実験結果 (定格負荷条件)

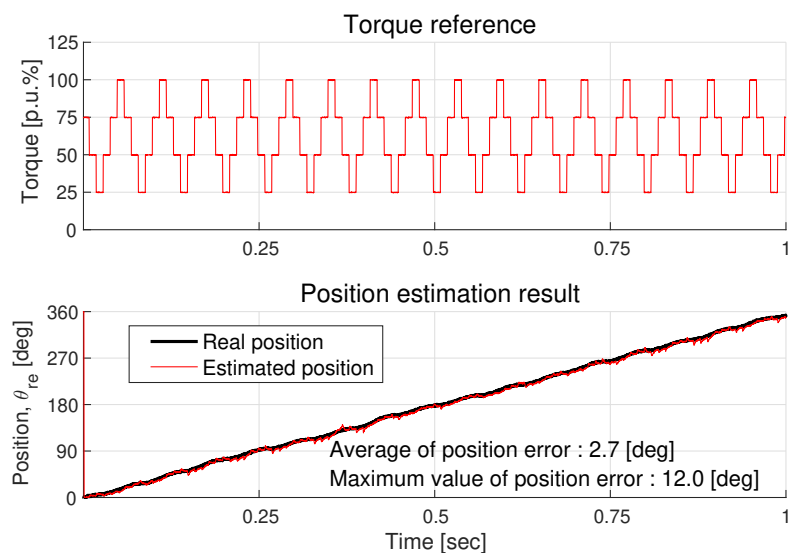


図 5.14. 過渡状態の実機実験結果 (位置誤差改善法 I)

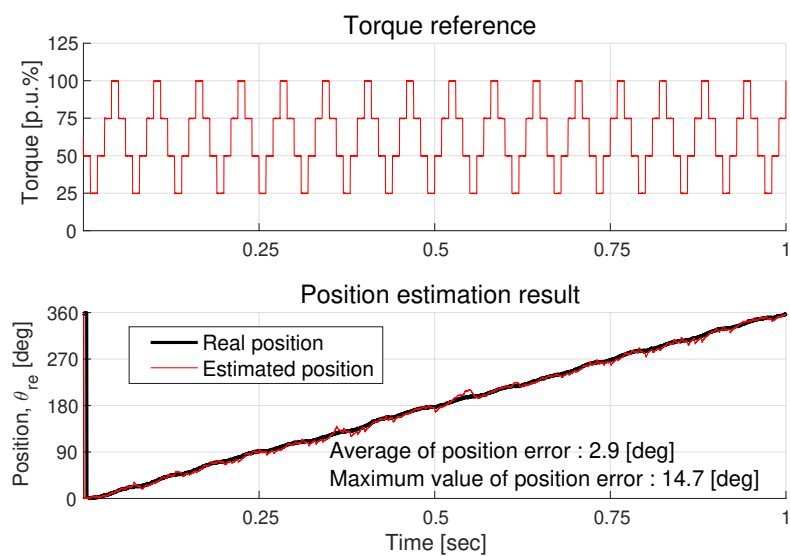


図 5.15. 過渡状態の実機実験結果 (位置誤差改善法 II)

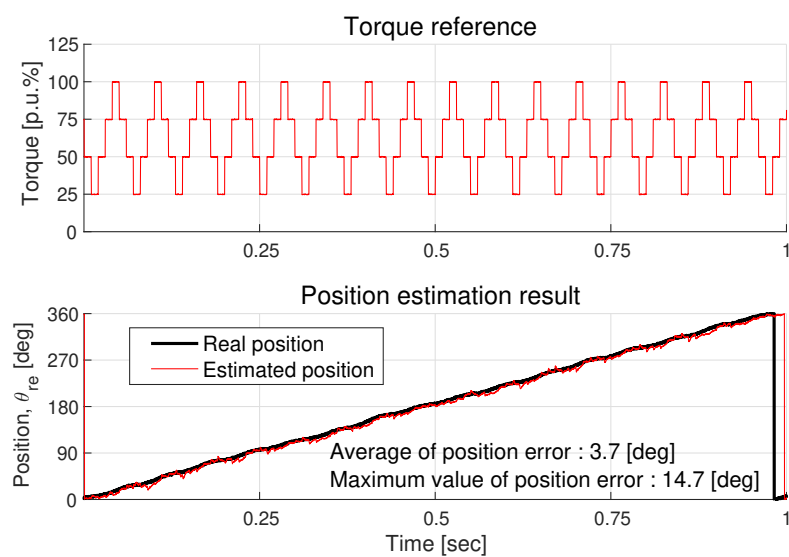


図 5.16. 過渡状態の実機実験結果 (位置誤差改善法Ⅲ)

第6章

重畳信号低減法の提案

6.1 はじめに

パターンマッチング手法で特徴量を計測するためには、十分大きな高周波信号を重畳しなければならない。しかし、重畳信号の大きさに比例して電流脈動が発生し、電流脈動はトルク脈動や電磁騒音を招く。さらに、重畳信号の大きさだけ電源電圧を高く設計しなければならない。

先行研究 [84] は、特徴量の計測可能な範囲を導出するために、重畳信号の大きさと変調率 α の関係を明確にした。そして、パターンマッチングに用いる特徴量の数を減らすことにより、特徴量計測可能範囲の拡大の可能性あることを述べた。

本章では、電流脈動の大きさを低減することを目的とし、重畳信号低減法を提案する。まず、先行研究で述べられた特徴量の計測条件と重畳信号の関係を説明する。そして、重畳信号の大きさの最小条件を新たに極座標で表すことにより、重畳信号の大きさと特徴量の関係を可視的に示す。また、特徴量の数を減らすだけでなく、重畳信号の印加方向も変化させることにより、重畳信号の低減法を提案する。従来の六つの特徴量を用いるパターンマッチング手法、先行研究で提案された特徴量の数を減らす方法、そして本説で提案する重畳信号の印加方向を変化させる提案法、この三つの手法を極座標に示し、重畳信号の大きさを比較する。最後に、アイデア段階に止まっていた特徴量の数を減らす手法と提案する重畳印加方向の切り替え法の実機実験を行い、有効性を示す。

6.2 重畳信号の大きさに関する最小条件

6.2.1 三相座標で表す重畳信号の大きさに関する最小条件 [84]

従来のパターンマッチング手法では、 u 相と v, w 相に逆符号の矩形波電圧信号を重畳し、全ての磁極位置で $V1$ と $V4$ 電圧ベクトルで出力した。そして、 $V1$ と $V4$ ベ

クトルが出力された時 t_{min} の時間間隔で電流を二回測定しその差分を算出することにより、六つの特徴量を計測した。六つの特徴量を利用してパターンマッチングする手法を、以下では従来のパターンマッチング手法とする。

まず、V1ベクトルを出力する場合を用いて、特徴量計測するために必要とする最小の重畳信号の大きさを導出する。例として、 d 軸電流が零になるように ($i_d = 0$) 制御を行う時、信号重畳前の三相電圧指令は式(6.1)に表現され、図6.1に示す。

$$\begin{aligned} v_u^* &= -A \sin(\theta_{re}) \\ v_v^* &= -A \sin\left(\theta_{re} + \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_w^* &= -A \sin\left(\theta_{re} - \frac{2\pi}{3}\right), \end{aligned} \quad (6.1)$$

ここで、 A は電圧指令の振幅であり、負荷電流や回転速度により決まる。

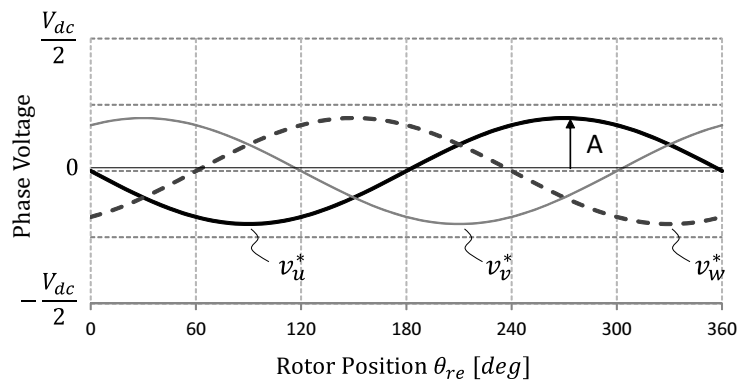


図 6.1. 信号重畳前の相電圧指令

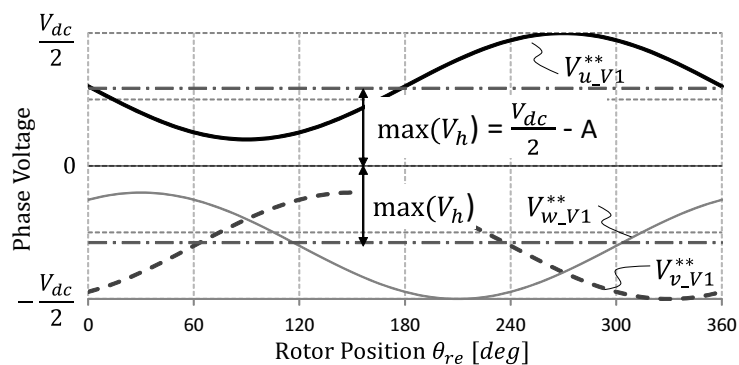


図 6.2. 信号重畳後の相電圧指令

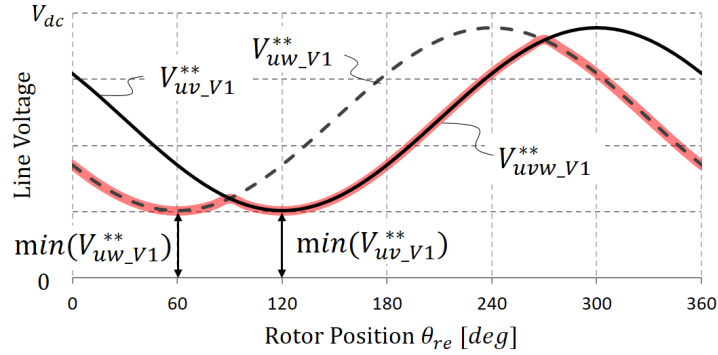


図 6.3. 信号重畳後の線間電圧 (V1 ベクトル出力時)

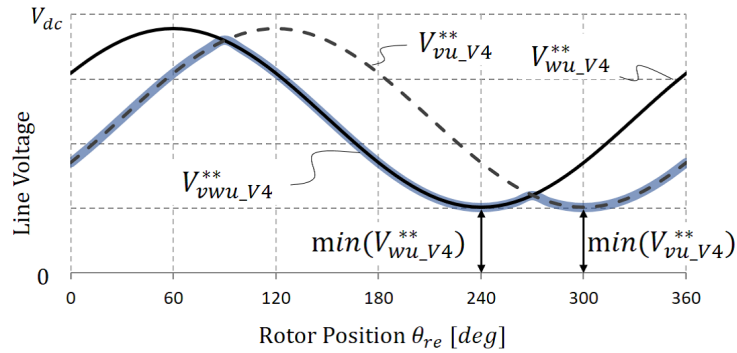


図 6.4. 信号重畳後の線間電圧 (V4 ベクトル出力時)

V1 電圧ベクトルを出力するために、山割り込みの時に式 (3.3) に示す矩形波信号を重畳する。式 (3.3) を式 (6.2) に再掲する。

$$\begin{aligned}
 v_{u,V1}^{**} &= v_u^* + V_h \\
 v_{v,V1}^{**} &= v_v^* - V_h \\
 v_{w,V1}^{**} &= v_w^* - V_h,
 \end{aligned} \tag{6.2}$$

信号重畳後の電圧指令は $V_{dc}/2$ より小さくならないため、重畳信号 V_h の大きさは式 (6.3) のように制限され、図 6.2 に示す。図 6.2 は V_h を最大にした場合である。

$$V_h \leq \frac{V_{dc}}{2} - A, \tag{6.3}$$

u 相から v, w 相への線間電圧を式 (6.4) に定義し, 図 6.3 に示す.

$$\begin{aligned} V_{uv.V1}^{**} &= V_{u.V1}^{**} - V_{v.V1}^{**} \\ V_{uw.V1}^{**} &= V_{u.V1}^{**} - V_{w.V1}^{**} \end{aligned} \quad (6.4)$$

V1 電圧ベクトルを出力するためには, u 相からの線間電圧は零より大きくなければならない. さらに, 電流サンプリング時間間隔 t_{min} を出力するためには, V_{min} より大きくなければならない. ここで, V_{min} は t_{min} に該当する電位差であり, 図 3.3 に示す幾何学的な関係から, 式 (6.5) のように電源電圧 V_{dc} と制御周期 T_s を利用して表すことができる.

$$V_{min} = \frac{t_{min}}{T_s} V_{dc} \quad (6.5)$$

以上より, V1 電圧ベクトルを t_{min} より長く出力するための条件を式 (6.6) に示す.

$$V_{uv.V1}^{**}, V_{uw.V1}^{**} \geq V_{uvw.V1}^{**} \geq V_{min} > 0, \quad (6.6)$$

$V_{uv.V1}^{**}$ と $V_{uw.V1}^{**}$ の中で小さい値を $V_{uvw.V1}^{**}$ と定義する. $V_{uvw.V1}^{**}$ の最小値が V_{min} より大きければ, 全ての磁極位置で式 (6.6) を満たすことができる. 全ての磁極位置で V1 ベクトルを t_{min} より長く出力するための条件を, 式 (6.7) に示す.

$$\min(V_{uvw.V1}^{**}) = 2V_h - \sqrt{3}A \geq V_{min} \quad (6.7)$$

図 6.3 に示すように, $V_{uvw.V1}^{**}$ の最小になる角度は 60 度と 120 度であり, その値は $2V_h - \sqrt{3}A$ である. さらに, V4 ベクトルを t_{min} より長く出力するための条件も V1 ベクトル出力時と同様に計算することができる. 図 6.4 に示す v, w 相からの u 相への線間電圧が最小となる 240 度と 300 度で, 線間電圧が V_{min} より大きくなければならない.

式 (6.7) に式 (6.5) を代入して導出した重畳信号の大きさの最小条件を, 式 (6.8) に示す.

$$V_h \geq \frac{1}{2}(\sqrt{3}A + \frac{t_{min}}{T_s} V_{dc}) \quad (6.8)$$

特徴量の計測可能範囲は, 式 (6.8) を式 (6.3) に代入することにより, 以下のよう
に求まる.

$$\alpha \leq (4 - 2\sqrt{3})(1 - \frac{t_{min}}{T_s} V_{dc}) \quad (6.9)$$

さらに、式 (6.8) と変調率 α ($A = \alpha V_{dc}/2$) を利用することにより、重畳信号の大きさの最小条件を導出することができる。従来のパターンマッチング手法の重畳信号の大きさの最小条件を式 (6.10) に示す。

$$V_h \geq \frac{V_{dc}}{2} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \alpha + \frac{t_{min}}{T_s} \right) \quad (6.10)$$

この式から、重畳信号の大きさは、サンプリング時間間隔 t_{min} 、制御周期 T_s 、変調率 α 、そして電源電圧 V_{dc} より決まることが分かる。

6.2.2 極座標で表す重畳信号の大きさ

t_{min} と重畳信号の大きさの関係を可視的に示すために、 t_{min} 、重畳信号、そして重畳前後の電圧指令を極座標で表す。本項では、 t_{min}/T_s が 20% である場合に特徴量計測が可能な最大変調率を利用して説明する。最大変調率を式 (6.9) から求めると 0.43 となり、その時の重畳信号の大きさ V_h は $0.57V_{dc}/2$ となる。磁極位置 θ_{re} が 60 度である時の信号重畳前後の電圧指令及び出力 PWM 波形を、図 6.5 に示す。 V_u^*, V_v^*, V_w^* と $V_u^{**}, V_v^{**}, V_w^{**}$ は、信号重畳前後の電圧指令である。

前項で述べたように、 $\theta_{re} = 60$ 度は、V1 電圧ベクトルを出力するために最も大きい信号を重畳しなければならない磁極位置であり、十分大きい信号を重畳することにより、V1 ベクトルを t_{min} より長く出力させることができる。ここで、V1 ベクトルを出力させる三相電圧指令 ($V_{u.V1}^{**}, V_{v.V1}^{**}, V_{w.V1}^{**}$) の合成ベクトルを \mathbf{V}_{top}^{**} と、三相の軸方向に印加する重畳信号の合成ベクトルを $\mathbf{V}_{h.t}$ と定義する。また、V4 ベクトルを出力させる三相電圧指令 ($V_{u.V4}^{**}, V_{v.V4}^{**}, V_{w.V4}^{**}$) の合成ベクトルを \mathbf{V}_{bottom}^{**} と、三相の軸方向に印加する重畳信号の合成ベクトルを $\mathbf{V}_{h.b}$ に定義する。さらに、一制御周期 ($= T_s = 1/2T_c$) 間の信号重畳前の三相電圧指令合成ベクトルを \mathbf{V}^* と定義する。各合成ベクトルは図 6.6 のように極座標で表現できる。

信号重畳前の電圧指令 \mathbf{V}^* に $\mathbf{V}_{h.t}$ ベクトルと $\mathbf{V}_{h.b}$ ベクトルが重畳され、各制御周期で \mathbf{V}_{top}^{**} と \mathbf{V}_{bottom}^{**} に分離される。各電圧指令と重畳信号の関係を以下の式に示す。

$$\mathbf{V}_{top}^{**} = \mathbf{V}^* + \mathbf{V}_{h.t} \quad (6.11)$$

$$\mathbf{V}_{bottom}^{**} = \mathbf{V}^* + \mathbf{V}_{h.b} \quad (6.12)$$

$$\mathbf{V}_{top}^{**} + \mathbf{V}_{bottom}^{**} = 2\mathbf{V}^* \quad (6.13)$$

また、V1 ベクトルと V4 ベクトルの出力時間が t_{min} より長い領域を、特徴量計測可能領域と定義し、青色と赤色で表現できる。特徴量計測可能領域は、 V_{min} の大きさを考慮し、V1 と V4 ベクトルを中心に表現することができる。特徴量を計測する

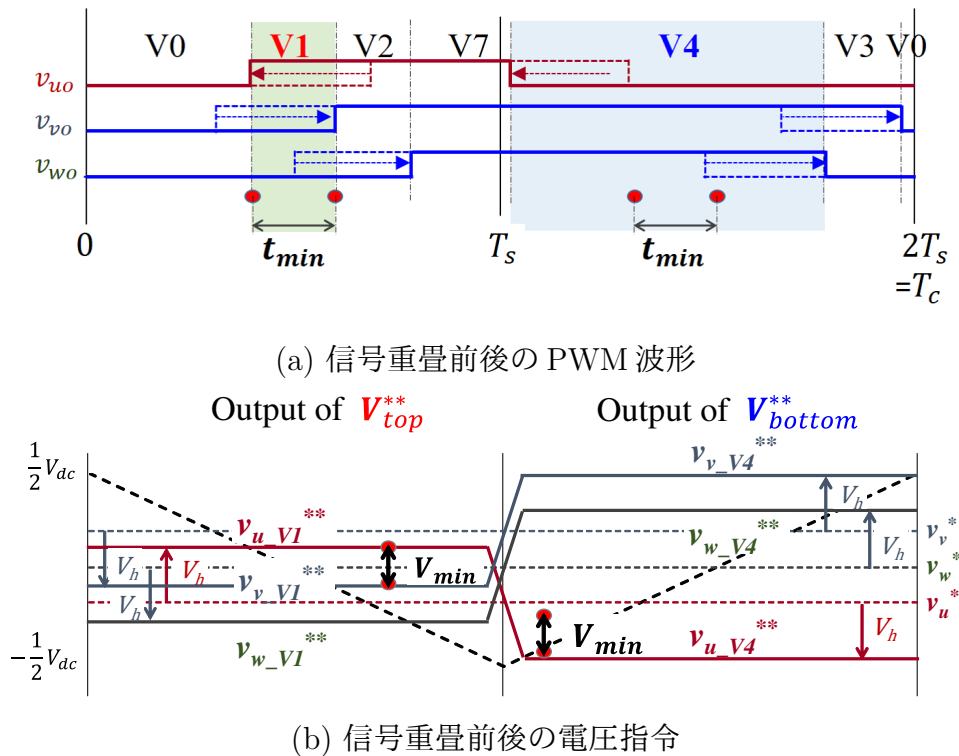


図 6.5. 従来パターンマッチング手法の信号重畳法

ためには、信号重畳により修正された V_{top}^{**} と V_{bottom}^{**} ベクトルが特徴量計測可能領域内に配置されなければならない。

全ての磁極位置に対する信号重畳前後の電圧指令を、図6.7に示す。変調率が0.43である時の全ての位置に対する V^* の軌跡を黒の円で表現する。また、全ての磁極位置に対する V_{top}^{**} と V_{bottom}^{**} の軌跡を赤と青の円で表現する。例として、磁極位置が60度と240度の時、信号重畳前後の電圧指令ベクトル (V^* , V_{top}^{**} , V_{bottom}^{**}) の位置を小さい丸で示し、重畳信号のベクトル ($V_{h,t}$, $V_{h,b}$) を赤と青の矢印で示す。このように、全ての磁極位置に対して同じ大きさの信号を重畳するという事は、 V^* の軌跡である黒の円を重畳する方向に平行移動することで表現できる。式(6.10)に示した従来のパターンマッチング手法の重畳信号の最小条件は、 V_{top}^{**} と V_{bottom}^{**} の軌跡が特徴量計測可能領域内に配置されるように印加する $V_{h,t}$, $V_{h,b}$ の大きさとして表現できる。

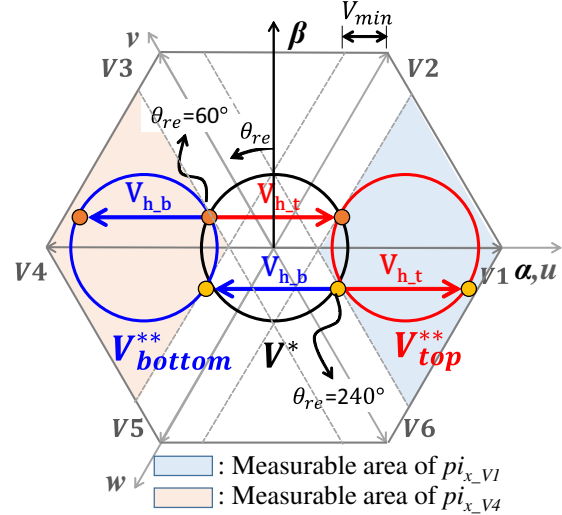
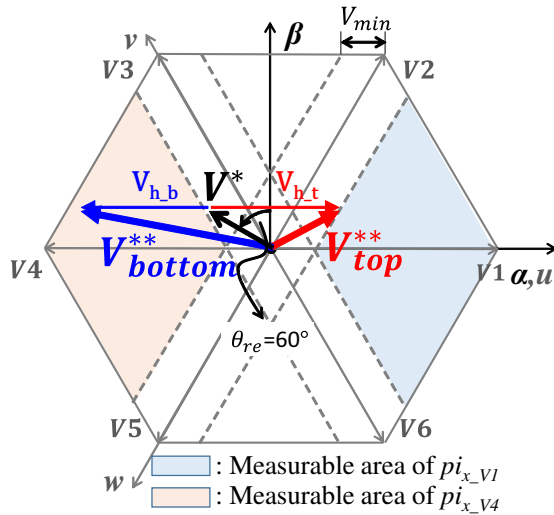


図 6.6. 極座標で表した先行研究の電圧指令

図 6.7. 従来パターンマッチング手法の重畳信号の大きさ

6.3 重畳信号低減法 I : 特徴量の数を減らすことによる重畳信号低減 [84]

従来のパターンマッチング手法では、大きい高周波信号を重畳して、V1 と V4 電圧ベクトルを十分長く出力した。そして、V1 と V4 電圧ベクトルで三相の電流変化量を計測することにより、六つの特徴量を取得することができた。その時の重畳信号の大きさは、 V_{top}^{**} と V_{bottom}^{**} 両方が特徴量計測可能領域内に配置されるように決定した。本節では、利用する特徴量の数を三つに減らすことにより、重畳信号の大きさが低減できること説明し、その場合の重畳信号の大きさを示す。

重畳信号低減法 I では、重畳信号の印加方向は変更せず、特徴量を計測する電圧ベクトルだけを切り替える。図 6.7 から確認できるように、磁極位置によって出力しやすい電圧ベクトルが異なる。右半面の磁極位置では V1 電圧ベクトルが、左半面の磁極位置では V4 電圧ベクトルが、小さい重畳信号でも出力しやすい。ここで、右半面の磁極位置をマッチングモード 1 に定義し、左半面の磁極位置をマッチングモード 2 に定義する。そして、マッチングモード 1 では V1 電圧ベクトルで特徴量を計測し、マッチングモード 2 では V4 電圧ベクトルで特徴量を計測する。マッチングモードの判断は、信号重畳する前の u 相電圧指令 (V_u^*) の符号によって行う。表 6.1 に、各マッチングモードの磁極位置、特徴量を計測する電圧ベクトル、そしてパターンマッチングに用いる特徴量を示す。

表 6.1. 重畳信号低減法 I

	Matching mode 1	Matching mode 2
Rotor position	$180^\circ \leq \theta_{re} < 360^\circ$	$0^\circ \leq \theta_{re} < 180^\circ$
Measurement voltage vector of feature values	voltage vector V4	voltage vector V1
Feature values used for evaluation function	$pi_{u.V4},$ $pi_{v.V4},$ $pi_{w.V4}$	$pi_{u.V1},$ $pi_{v.V1},$ $pi_{w.V1}$

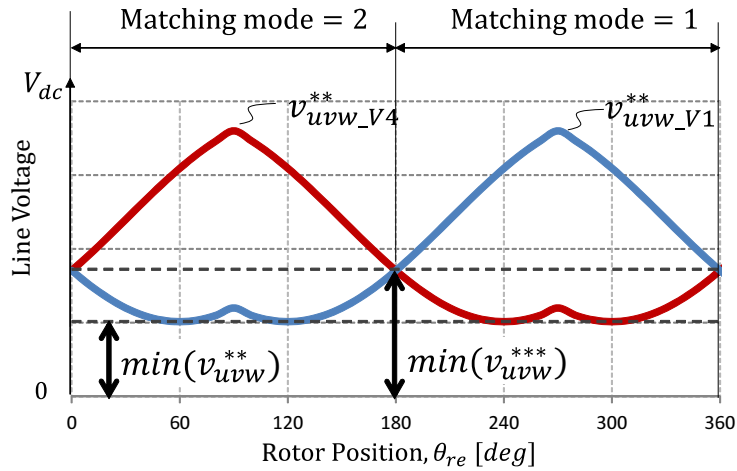


図 6.8. 従来のパターンマッチング手法と重畳信号低減法 I の線間電圧

次に、重畳信号低減法 I の重畳信号の大きさを求める。V1 ベクトルや V4 ベクトルを出力するための線間電圧は、先行研究（式 (6.4), 図 6.3, 図 6.4) と同様である。しかし、重畳信号低減法 I では、 $V_{uvw.V1}^{**}$ と $V_{uvw.V4}^{**}$ の中で大きい線間電圧から特徴量を計測するため、片方の線間電圧さえ V_{min} より大きければ特徴量計測ができる。特徴量を計測するための線間電圧の条件を式 (6.14), 式 (6.15) に示す。

- マッチングモード 1

$$V_{uvw.V1}^{**} \geq V_{min} > 0, \quad (6.14)$$

- マッチングモード 2

$$V_{uvw.V4}^{**} \geq V_{min} > 0, \quad (6.15)$$

従来のパターンマッチング手法と重畳信号低減法 I の線間電圧の最小値を図 6.8 に示す. 重畳信号低減法 I では, マッチングモードの境界である 0 度と 180 度で, 線間電圧が $2V_h - \sqrt{3}A/2$ となり最小である. さらに, 重畳信号低減法 I の線間電圧の最小値を $\min(V_{uvw}^{***})$ と定義すると, 線間電圧の条件は式 (6.16) のように表される.

$$\min(V_{uvw}^{***}) = 2V_h - \frac{\sqrt{3}}{2}A \geq V_{min} \quad (6.16)$$

式 (6.5) を式 (6.16) に代入すると

$$V_h \geq \frac{V_{dc}}{2} \left(\frac{\sqrt{3}}{4}\alpha + \frac{t_{min}}{T_s} \right) \quad (6.17)$$

となり, 重畳信号低減法 I の重畳信号の最小条件が導出される.

図 6.9 に, 重畳信号低減法 I の重畳信号の大きさを示す. 図 6.9 は 6.2 節 (図 6.7) と同じ条件で求めた結果である. 変調率 α が 0.43 である時の信号重畳前の電圧指令ベクトルの軌跡を, 黒の円で示す. そして, $V_{min}/V_{dc} = 20\%$ に設定した時, V1 と V4 の特徴量の計測可能領域を薄い青色と薄い赤色で示す. 重畳信号低減法 I では, パターンマッチングに利用する特徴量の数を六つから三つに減らした. よって, 電圧指令軌跡円の半分が特徴量計測可能領域内に配置されるように信号重畳する. 低減できる重畳信号の大きさは, 式 (6.10) と式 (6.17), 及び図 6.7 と図 6.9 の差異で説明できる.

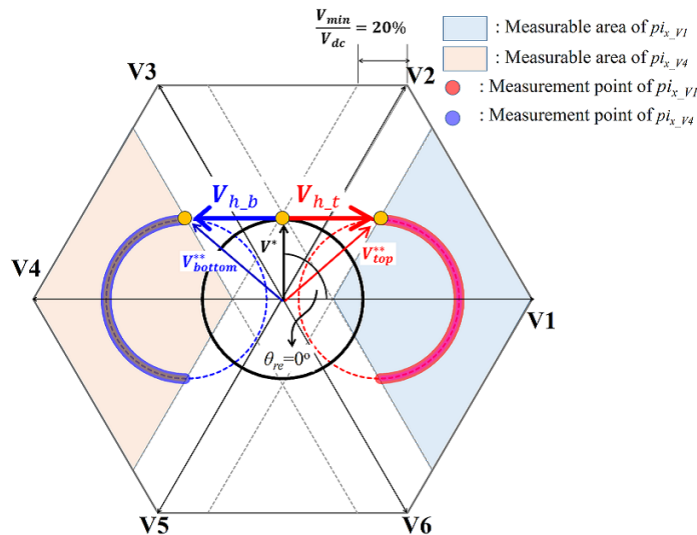


図 6.9. 重畳信号低減法 I の重畳信号の大きさ

6.4 重畳信号低減法 II : 重畳信号印加方向の切り替えによる重畳信号低減

6.4.1 重畳信号印加方向の切り替え法提案

6.3 節では、パターンマッチングに利用する特徴量の数を六つから三つに減らすことにより、重畳信号が低減できることを示した。本節では、特徴量の数を減らすと同時に、重畳信号の印加方向を切り替えることにより重畳信号を低減する手法を提案する。

三相電圧に矩形波信号重畳する場合は、三方向 (u, v, w 相の方向) に信号重畳できる。そこで、電圧指令ベクトルの向きを判断し、120 度ごとに重畳信号印加方向の切り替え法を提案する。まず、電圧指令ベクトルの位置に基づき、磁極位置を三つの領域に分ける。そして、V1, V3, V5 電圧ベクトルの中で、小さい重畳信号で出力できるベクトルの方向に、信号重畳を行う。V1, V3, V5 のいずれかの電圧ベクトルが t_{min} より長く出力するように信号重畳を行うことにより、三つの特徴量が計測できる。ここで、V1, V3, V5 ベクトルが出力しやすい磁極位置を、重畳モード 1, 重畳モード 2, 重畳モード 3 に定義し、表 6.2 に各モードの磁極位置、特徴量を計測する電圧ベクトル、そしてパターンマッチングに利用する特徴量を示す。

表 6.2. 重畳信号低減法 II

	Injection mode 1	Injection mode 2	Injection mode 3
Rotor position	$210^\circ \leq \theta_{re} < 330^\circ$	$330^\circ \leq \theta_{re}$ or $\theta_{re} < 90^\circ$	$90^\circ \leq \theta_{re} < 210^\circ$
Measurement voltage vector of feature values	V1	V3	V5
Feature values used for evaluation function	$p_{i_{u-V1}},$ $p_{i_{v-V1}},$ $p_{i_{w-V1}}$	$p_{i_{u-V3}},$ $p_{i_{v-V3}},$ $p_{i_{w-V3}}$	$p_{i_{u-V5}},$ $p_{i_{v-V5}},$ $p_{i_{w-V5}}$

テンプレートデータ作成時の特徴量計測条件とオンラインでの特徴量計測条件を一致させるためには、重畳モード判定が大事である。電圧指令は磁極位置に依存して交流に変化するように設定されることを利用して、重畳モード判定は信号重畳前の電圧指令を使用する。以下に各重畳モードの判定基準を示す。

- 重畳モード 1

$$(V_u^* \geq V_v^*) \ \&\& \ (V_u^* > V_w^*),$$

- 重畳モード 2

$$(V_v^* \geq V_w^*) \ \&\& \ (V_v^* > V_u^*),$$

- 重畳モード 3

$$(V_w^* \geq V_u^*) \ \&\& \ (V_w^* > V_v^*) \quad (6.18)$$

一方，高周波信号重畳後のモータ電流をフィードバックして電圧指令を決定するため，信号重畳前でも重畳信号に同期して電圧指令は脈動する．正しく重畳モードを判定するために，LPF 等による電圧指令の脈動成分を除去することが望ましい．

重畳信号及び信号重畳後の電圧指令は以下の式に示す．

$$\begin{aligned} V_a^{**} &= V_a^* \pm V_h \\ V_b^{**} &= V_b^* \mp V_h \\ V_c^{**} &= V_c^* \mp V_h, \end{aligned} \quad (6.19)$$

ここで， V_a^* ， V_b^* ， V_c^* 及び V_a^{**} ， V_b^{**} ， V_c^{**} は信号重畳する前後の三相電圧指令である ($a, b, c = u, v, w$)． a ， b ， c は $V_a^* \geq V_b^*$ そして $V_a^* > V_c^*$ の関係を持つように決まり，表 6.3 に示す．

表 6.3. 重畳信号低減法Ⅱの重畳信号定義

	Injection mode 1	Injection mode 2	Injection mode 3
a	u	v	w
b	v	w	u
c	w	u	v

次に，重畳信号低減法Ⅱの重畳信号の大きさを導出する．重畳信号低減法Ⅰと同様に，各重畳モードにおける線間電圧の最小値と V_{min} を比較する．信号重畳後の三相電圧指令を図 6.10 に示す．線間電圧が最小となる位置は重畳モードの境界であり，その大きさは $2V_h$ である．重畳信号の大きさは以下の式となる．

$$\min(V_{abc}^{***}) = 2V_h \geq V_{min} \quad (6.20)$$

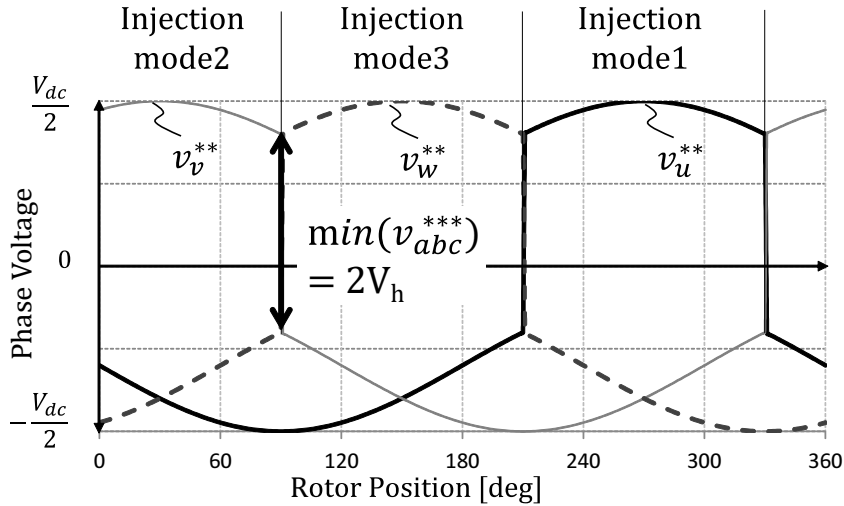


図 6.10. 重畳信号低減法Ⅱの信号重畳後の電圧指令

式 (6.20) に式 (6.5) を代入することにより，重畳信号低減法Ⅱの重畳信号の大きさの最小条件を式 (6.21) のように導出できる．

$$V_h \geq \frac{V_{dc} t_{min}}{2 T_s} \quad (6.21)$$

さらに，前節（図 6.7，図 6.9）と同じ条件で極座標で表した重畳信号の大きさを図 6.11 に示す．図 6.11 に， $pi_{x.V1}$ ， $pi_{x.V3}$ ， $pi_{x.V5}$ の計測可能領域と，信号重畳前後の電圧指令ベクトルを示す．例として，330 度，90 度，210 度の磁極位置をポイント 1，2，3 として，図に示す．そして，各位置において赤と青の矢印に示す重畳信号 ($V_{h,t}$ ， $V_{h,b}$) を印加することにより，それぞれ $pi_{x.V1}$ ， $pi_{x.V3}$ ， $pi_{x.V5}$ の計測可能領域に配置されるように平行移動する．信号重畳後，電圧指令ベクトルが特徴量計測可能領域に配置された時に特徴量計測をする．

この結果から，特徴量を三つに減らした上で信号印加方向を切り替えることにより，重畳信号の大きさは低減できることが分かる．従来のパターンマッチング手法と重畳信号低減法Ⅰと比較すると，重畳信号を減らしても特徴量を計測する電圧ベクトルを t_{min} より長く出力できる．

6.4.2 重畳信号印加方向の切り替え法におけるテンプレートデータ

重畳信号低減法Ⅱを利用してテンプレートデータ作成を行った．特徴量計測条件を表 6.4 に示す．特徴量計測のための重畳信号 V_h は V_{dc} の一割 (=6V) の高周波信

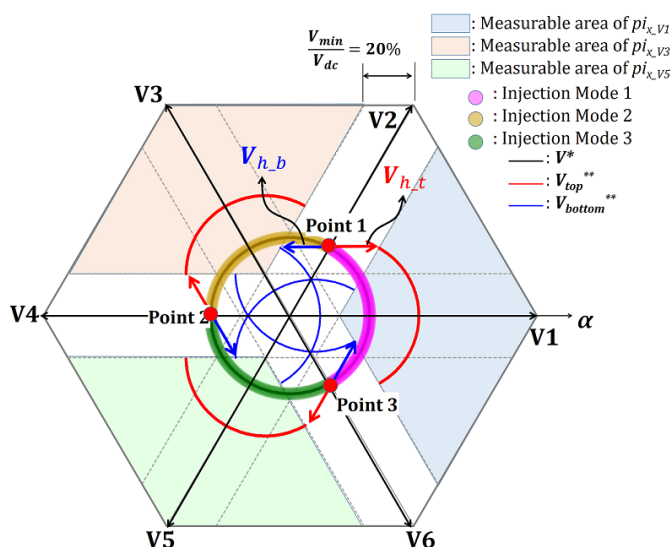


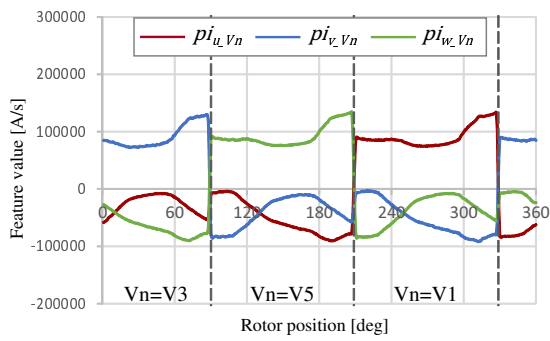
図 6.11. 重畳信号低減法Ⅱの重畳信号の大きさ

表 6.4. 重畳信号低減法Ⅱの特徴量計測条件

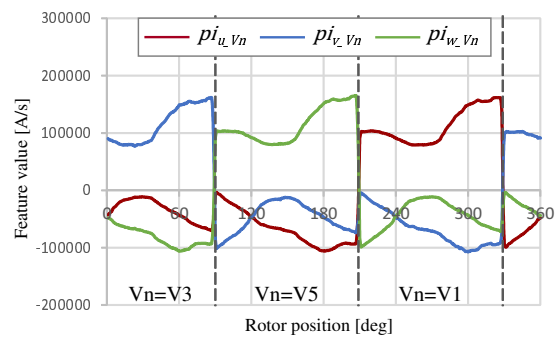
DC-link voltage (V_{dc})	60[V]
Carrier frequency (f_c)	2.5[kHz]
Amplitude of Injection signal (V_h)	15[V]
Sampling time interval (t_{min})	40[μ s]
Position interval of template data set	1[deg]
Current phase (ϕ_i)	0[deg]

号を印加した。そして、サンプリング時間間隔 t_{min} も制御周期の約 20% となるように長めに設定した。テンプレートデータ作成時の重畳モード判定は、位置センサ情報を使用して表 6.2 に示す角度基準で行った。図 6.12 に角度分解能を 1 度として計測した 25% ~ 定格負荷条件のテンプレートデータを示す。

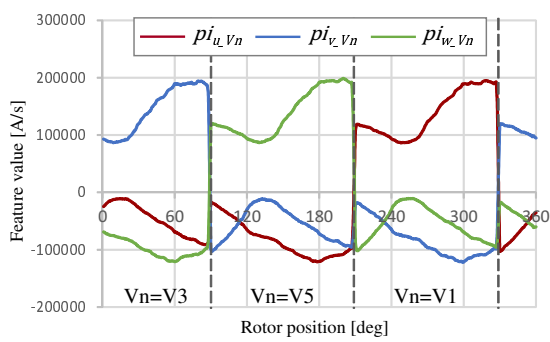
重畳信号印加方向の切り替え法のテンプレートデータは、磁極位置と重畳信号の印加方向に依存し、概ね 120 度ごとに対称である。正しく方向に重畳信号を印加することができるならば、磁極位置に依存して変化する特徴量を利用することにより位置推定が可能である。



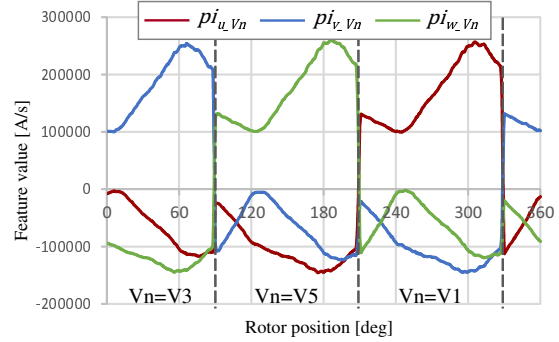
(a) 25% 負荷時のテンプレートデータ



(b) 50% 負荷時のテンプレートデータ



(c) 75% 負荷時のテンプレートデータ



(d) 定格負荷時のテンプレートデータ

図 6.12. 重畳信号低減法 II のテンプレートデータ

6.5 実機実験

提案する重畳信号低減法 I, 重畳信号低減法 II を用いることにより, 重畳信号が低減できることを示すために, 実機実験を行った. 実機実験は, 位置推定のみを行うオープンループ位置センサレス制御, 推定した位置を座標変換等に利用するクローズドループ位置センサレス制御を行った. また, クローズドループ位置センサレス制御は定常運状態と過渡状態で行った.

オープンループ位置センサレス制御実験では, 重畳信号低減法 I と II を使用することにより重畳信号低減ができることを示す. そのため, 各手法のテンプレートデータは十分大きい重畳信号を印加し作成した. 一方, オンラインでは t_{min} を確保できないことを想定し, 重畳信号を低減させてパターンマッチングを行った. そして, クローズドループ制御実験では, 特徴量を減らすことや信号印加方向を切り替えても制御ができることを示すために, 小さな信号を重畳して作成したテンプレートを使用してパターンマッチングを行った.

6.5.1 実験条件

従来のパターンマッチングする手法及び提案するパターンマッチング手法に使用する重畳信号の大きさを比較するために, 特徴量計測時の t_{min} は $40\mu\text{s}$ に固定し, 重畳信号の大きさを変更して検討を行った. その他, 実機実験に用いた制御器の構成及び制御パラメータは 4.4 節と同様である. 特徴量計測時に印加した重畳信号の大きさは表 6.5 に示す.

表 6.5. 実機実験に印加した重畳信号の大きさ

Experiments	Feature value measurement timing	Previous method	Proposed method I	Proposed method II
Open-loop control	Offline (Template data)	15V	15V	15V
	Online	15V → 9V	9V → 6V	9V → 6V
Closed-loop control	Offline (Template data)		9V	6V
	Online		9V	6V

オープンループ制御実験のオフラインでは十分大きい重畳信号を印加し特徴量を計測し, テンプレートデータを作成した. 一方, オンラインで位置センサレス制御を行う際には, 1[sec] を境に重畳信号の大きさを減らし, 各手法の重畳信号の大きさ

による性能を比較した。クローズドループ制御実験では、テンプレートデータ作成時やオンラインでの特徴量計測時共に、低減した小さい信号を重畳し特徴量を計測した。

マッチングモード及び重畳モード判定の方法としては、テンプレートデータ作成時には位置センサからの位置情報を用いて、信号重畳方向を決定した。一方、オンラインでの特徴量計測時には、前節で述べたように、信号重畳前の三相電圧指令の大きさを比較することにより行った。フィードバック電流の脈動の影響を除去するために、実装が簡単である移動平均フィルタを使用した。6周期前(= $1.2ms = 200\mu s * 6$ 周期)までの電圧指令の平均を使用することにより、三相電圧指令の移動平均を求めた。

6.5.2 オープンループ制御実験結果

図6.13に従来のパターンマッチング手法によるオープンループ制御結果を示す。図6.13.(a)に重畳信号の大きさを、(b)に三相電流を、(c)に u 相のテンプレートデータとオンラインで計測した特徴量を、そして(d)に位置推定結果を示す。まず、重畳信号を減らすことにより相電流脈動が低減できることを、図6.13.(b)の1[sec]前後の相電流測定結果から確認出来る。そして、テンプレートデータ作成時と同じ大きさで特徴量計測を行った場合($V_h = 15[V]$)には、テンプレートデータと特徴量が一致するため、優れた位置推定性能が得られる。一方、重畳信号を減らし特徴量を計測した場合($V_h = 9[V]$)は、V1及びV4電圧ベクトルを t_{min} より長く出力できない磁極位置で、テンプレートデータと特徴量の値が異なる。そのため、テンプレートデータと特徴量が一致しない磁極位置では、大きな位置推定誤差が発生する。6.2節に示したように、60度~120度はV1電圧ベクトルを出力しにくい磁極位置であり、 $pi_{u,V1}^{Temp}$ と $pi_{u,V1}$ が大きく乖離する。同様に、240度~300度はV4電圧ベクトルが作りにくい磁極位置であり、 $pi_{u,V4}^{Temp}$ と $pi_{u,V4}$ が異なり、位置誤差が発生する。

図6.14と図6.15に、重畳信号低減法IとIIのオープンループ制御結果を示す。各図の(c)にマッチングモード及び重畳モードを示す。重畳信号低減法Iは、重畳信号 V_h を15Vから9Vに低減して特徴量を計測しても位置推定が正しくできる。しかし、それよりもっと重畳信号を減らし特徴量を計測すると、特徴量を計測する電圧ベクトルが t_{min} より短く出力されるため、特徴量が正しく計測できない。よって、線間電圧が最小となるマッチングモードの境界($\theta_{re}=0$ 度, 180度)では推定位置誤差が大きく発生する。一方、重畳信号低減法IIを利用することにより、重畳信号低減法Iよりもっと重畳信号を減らし、特徴量を計測する電圧ベクトルを t_{min} より長く出力できる。よって、重畳信号を $V_h = 6V$ に低減しても、良い位置推定性能を得ることができる。さらに、優れた位置推定性能が得られるオープンループ制御実験

では、三相電圧指令を比較することによりマッチングモード及び重畳モードの判断もうまくできることが確認できる。

以上の実験結果から重畳信号を減らすことにより、電流脈動の低減ができることを示した。また、重畳電圧を減らした場合、位置誤差が発生する磁極位置と前節で述べた線間電圧が最小となる位置が一致する結果から、重畳信号の大きさや t_{min} との関係が正しいことが分かる。さらに、提案した重畳信号低減法 I と II を用いることにより重畳信号の低減ができる。

6.5.3 クローズドループ制御実験結果

図 6.16 と図 6.17 に、重畳信号低減法 I と II の定常運転時のクローズドループ制御実験結果を示す。また、図 6.18 と図 6.19 に、両手法の過渡運転時のクローズドループ制御実験結果を示す。定常状態における実験では 75% 負荷電流条件で行った。過渡状態における実験では定格の 25% 刻みで 25% 負荷から 75% 負荷まで 40ms 刻みで電流指令を与えた。

重畳信号低減法 II では、重畳モード判定が間違っていると判断すると、回転方向を考慮して重畳モードを強制的に変更した。その理由としては、重畳モードの境界の磁極位置では、回転子が回転しても重畳モードが変わらず、同じ位置を推定し続けるからである。重畳上モードが間違っている場合は、テンプレートデータとオンラインで計測した特徴量の誤差が増加するため、重畳モードが正しい場合と比較し評価関数の計算結果が大きくなる。このことから、重畳モード判定が正しいかの判断は、評価関数の計算結果としきい値と比較することにより行った。重畳信号低減法 I のマッチングモード判定に関しては別の工夫はしていない。

定常状態における実機実験結果から、パターンマッチングに用いる特徴量の数を減らすことや重畳信号の印加方向を切り替えても位置センサレス制御が可能であることが確認できる。その結果、重負荷条件においても重畳信号の低減が可能となり、モータ電流脈動が低減できる。図 6.16 に示す重畳信号低減法 I の結果から、従来のパターンマッチング手法と同様な位置誤差が発生することが確認できる。この誤差は 5 章で提案した「複数のテンプレートデータを用いる位置誤差改善法」と「代表的な一つのテンプレートデータを用いる位置誤差改善法」を適用することにより改善できると考えられる。一方、使用する特徴量が少ないため、「評価関数の切り替えによる位置誤差改善法」の適用は困難であると予想される。重畳信号低減法 II は、重畳モード判定に使用するしきい値の設定により、位置推定性能改善が可能である。さらに、位置誤差改善法 I と II を使用することにより、更なる位置誤差改善の余地がある。

過渡状態における実験でも、重畳信号を減らしても位置センサレス制御が可能で

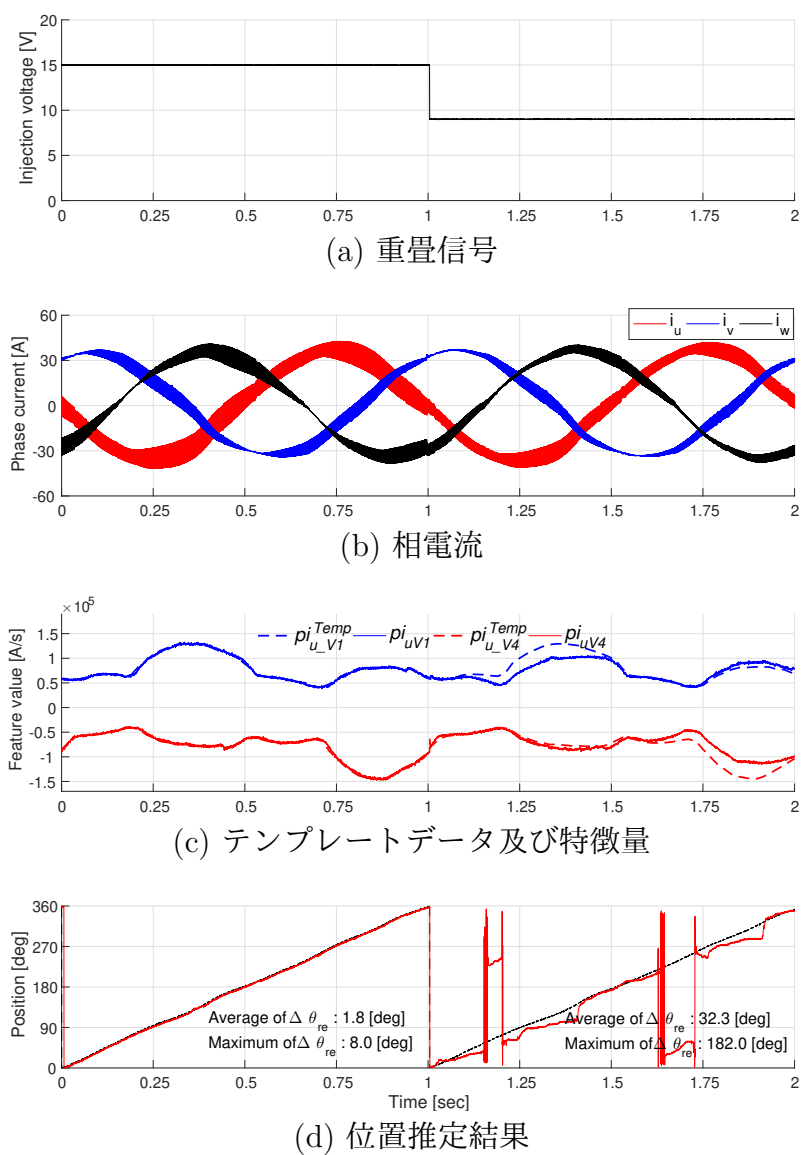


図 6.13. 従来のパターンマッチング手法のオープンループ実験結果

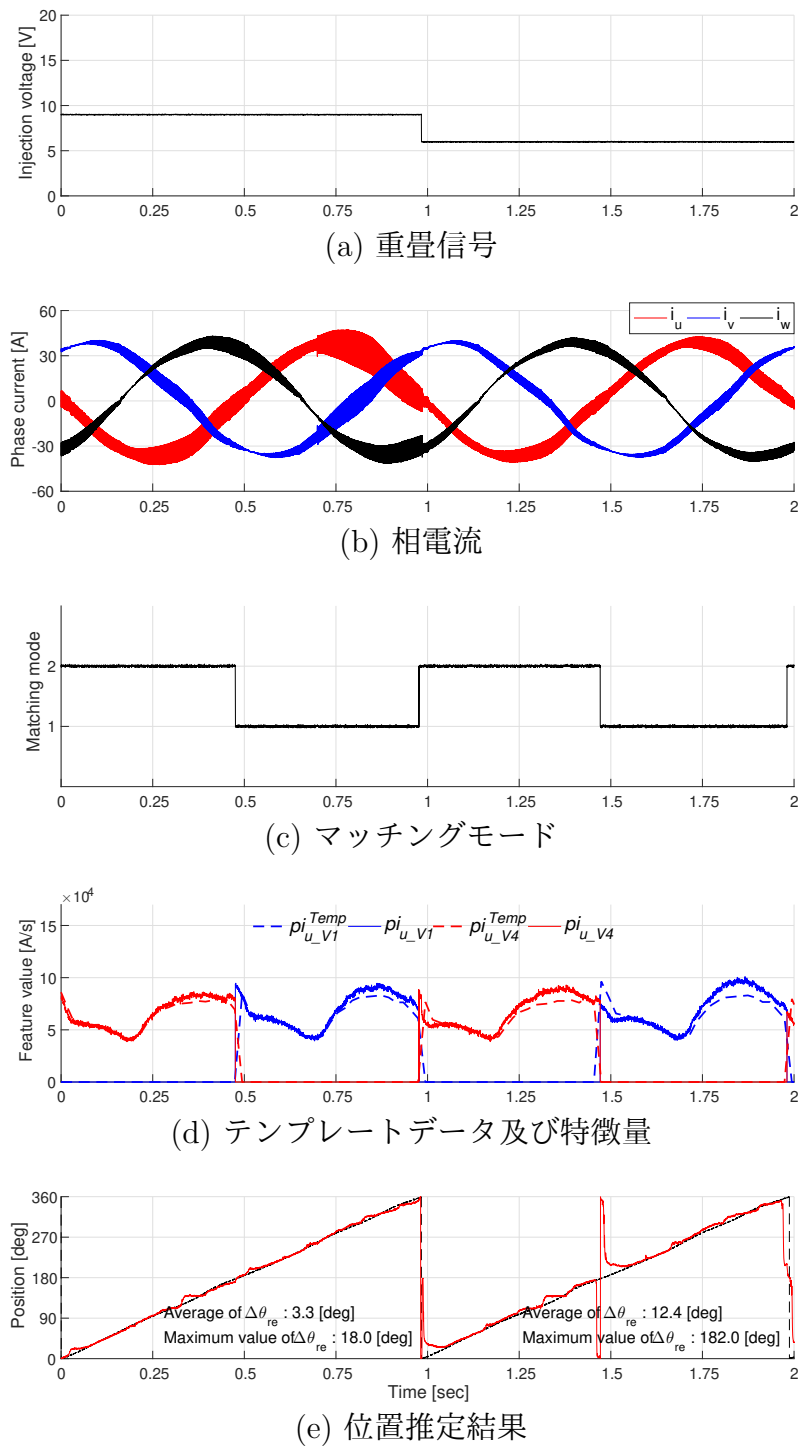


図 6.14. 重畳信号低減法 I のオープンループ実験結果

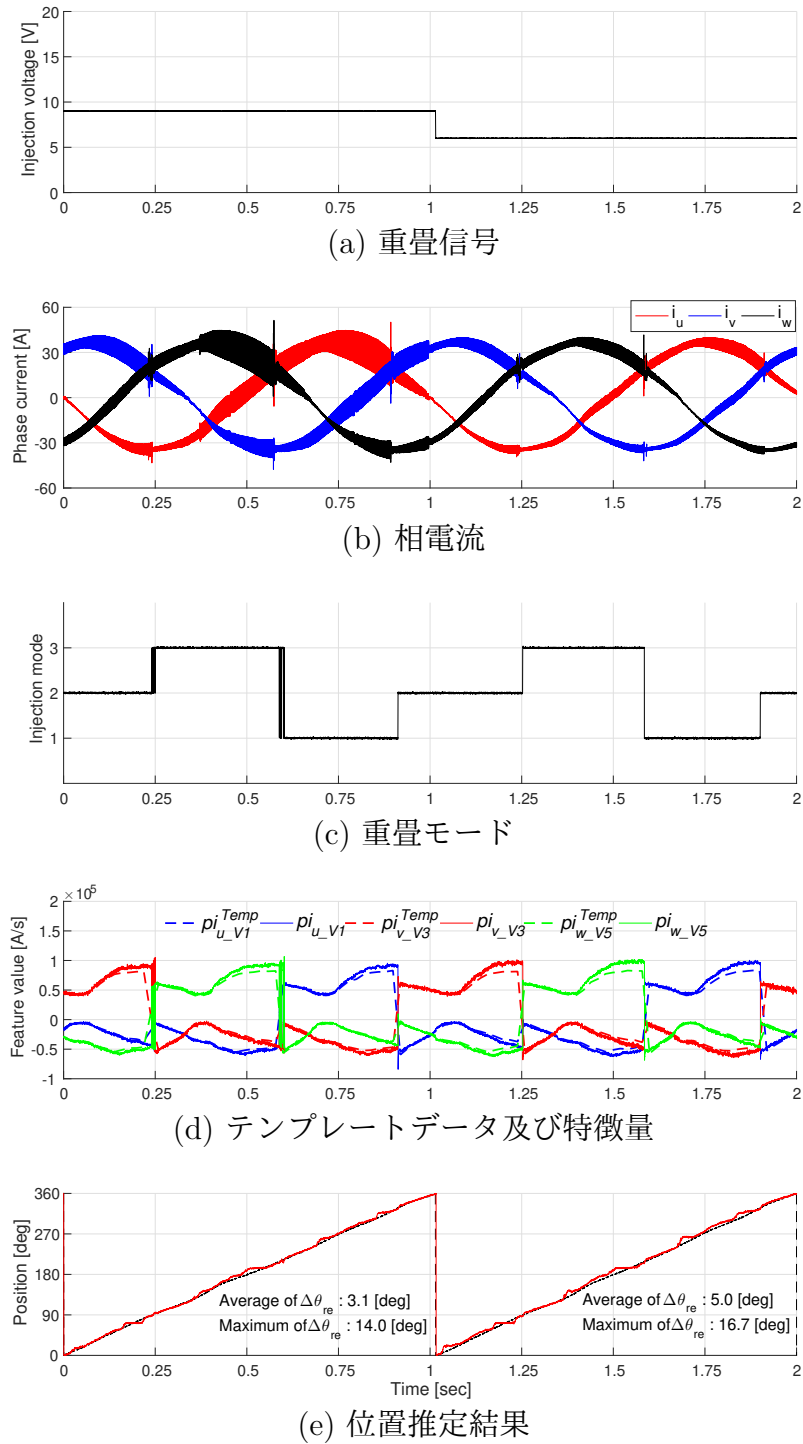


図 6.15. 重畳信号低減法Ⅱのオープンループ実験結果

あり、電流脈動が低減できた。一方、4章で述べた位置誤差が発生しやすい磁極位置で重負荷電流が印加された時に、より大きい位置誤差が発生していることが確認できる。さらに、マッチングモード判定及び重畳モード判定は各モードの境界の位置で間違い安いことや、モード判定に電圧指令を使用するため軽負荷より重負荷でより正しくモード判定ができることが分かった。

6.6 まとめ

パターンマッチング手法に基づく位置センサレス制御を利用する際の課題として、重畳信号の大きさに比例して電流脈動が発生することが挙げられる。本章では、この課題を解決するために、特徴量の計測条件に着目した。従来のパターンマッチング手法では、全ての磁極位置で同じ電圧ベクトルを出力するためには、十分大きい信号を重畳した。磁極位置に基づき出力しやすい電圧ベクトルが決定されるため、特徴量を計測する電圧ベクトルを切り替えることにより重畳信号が低減できる。

まず、先行研究で説明された電流サンプリング時間間隔 t_{min} と重畳信号の大きさの関係を述べた。そして、 t_{min} と重畳信号の大きさの関係を極座標で表すことにより、重畳信号の大きさの最小条件を明確に示した。さらに、特徴量の数を減らすことや計測する電圧ベクトルを切り替えることにより、重畳信号の低減ができることを示した。詳しくは、先行研究で概念だけが提案された「重畳信号低減法Ⅰ」については、実機実装を行うことにより有効性を示した。そして、120度ごとに信号重畳の方向を切り替える手法である「重畳信号低減法Ⅱ」を提案し、低減される重畳信号の大きさを明確にした。

両提案法のオープンループ制御とクローズドループ制御の実機実験を通して、重畳信号を減らしても重負荷条件の位置センサレス制御が可能であることを示した。今回の実機実験に用いた実験条件では、特徴量の数を減らすことにより、重畳信号を15Vから9V(60%)に減らしても特徴量が計測可能であり、正しく位置推定ができることを示した。電流脈動が一番大きい u 相電流脈動の平均は、12.3Aから8.4Aに減り、約31.5%減できた。さらに、特徴量の数を減らすことに加えて重畳信号の印加方向を切り替えると、6Vの重畳信号(40%)でも位置推定ができることを示した。 u 相電流脈動の平均は、10.1Aから4.5Aに減り、追加で約55.6%の低減ができた。テンプレートデータ作成時に印加した重畳信号15Vは最適化した値ではないため、電流脈動低減の効果を正確に表すことはできないが、各手法の重畳信号の最低条件(式(6.8), 式(6.17), 式(6.21))から、重畳信号の低減効果を求めることができる。例えば、今回に用いた実験条件で($V_{dc}=60V$, $t_{min}=40\mu s$, $T_s=200\mu s$)、変調率が0.2である場合、提案法Ⅰは約23%、提案法Ⅱは約46%の信号を低減することが可能である。しかし、提案する重畳信号低減法のクローズドループ制御実験結果で

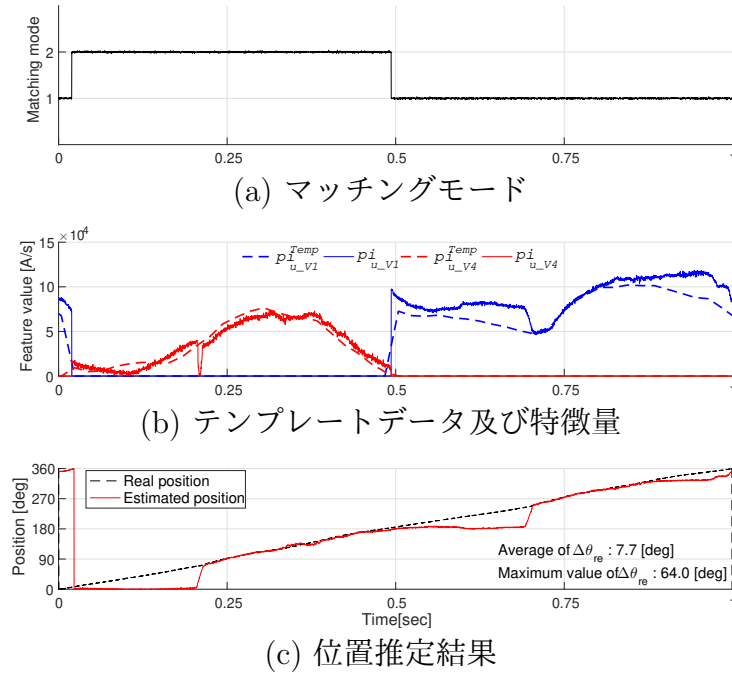


図 6.16. 重畳信号低減法 I のクローズドループ実験結果 (定常運転)

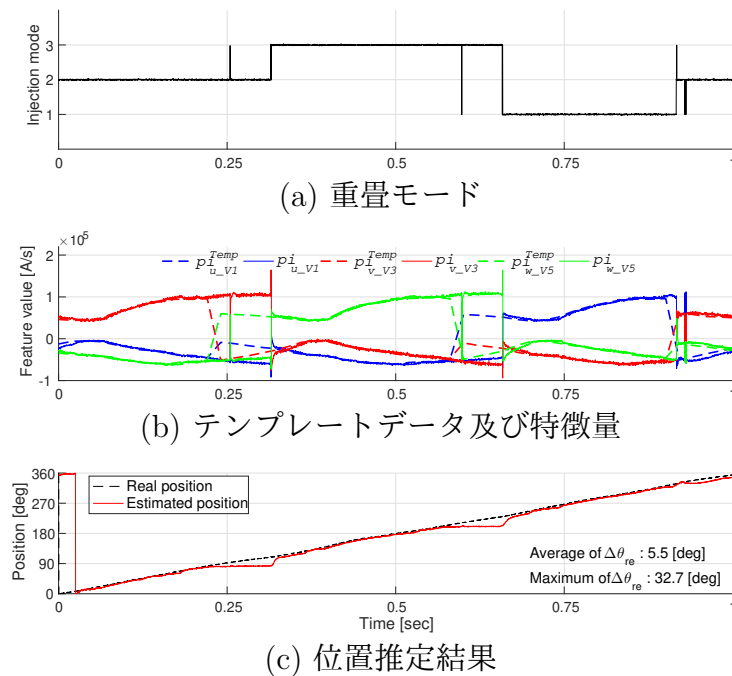


図 6.17. 重畳信号低減法 II のクローズドループ実験結果 (定常運転)

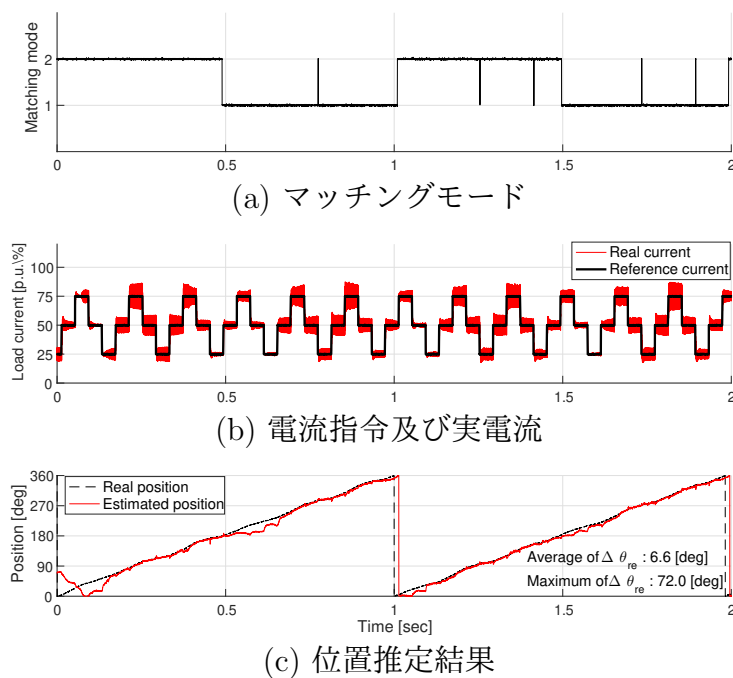


図 6.18. 重畳信号低減法 I のクローズドループ実験結果（過渡運転）

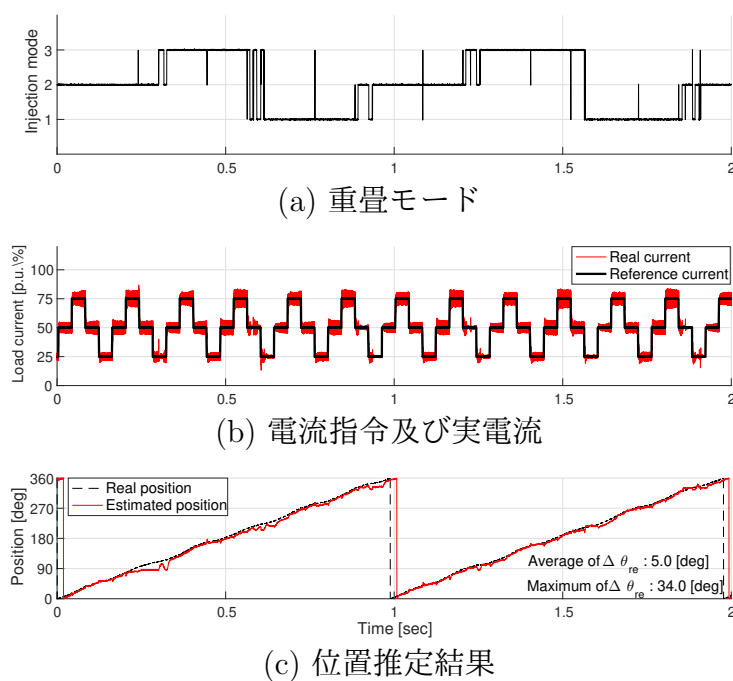


図 6.19. 重畳信号低減法 II のクローズドループ実験結果（過渡運転）

は、軸誤差発生時に電流位相変化に起因する位置誤差が発生した。さらに、重畳信号の印加方向切り替え手法には、誤った重畳モード判定に起因する位置誤差も発生する。

特徴量電流位相の変化に起因する位置誤差は、5章で提案した位置誤差提案法 I・II の適用により改善されることが期待できる。そして、誤った重畳モード判定に起因する位置誤差は、モード判定に使用するしきい値の最適化により改善できる余地はある。また、有効電圧ベクトルが六つ ($V_1 \sim V_6$) 存在することから、60度ごとに六つの方向へ信号重畳方向を切り替えることも考えられる。60度ごとに切り替えることにより更なる電流脈動低減は可能となるが、トレードオフで重畳モード判断に関するリスクは高くなる。重畳信号低減法 I と II は三相電圧指令の大きさを比較して、マッチングモード及び重畳モード判定を行うため、全ての磁極位置で電圧指令が零である無負荷条件では、使用はできない。しかし、無負荷条件では変調率が零であるため、重負荷条件と比較し小さい重畳信号を印加しても全ての磁極位置で V_1 と V_4 電圧ベクトルを十分長く出力できる。従って、無負荷及び軽負荷条件では、従来のパターンマッチング手法を使用することが望ましい。

第7章

結論

7.1 本研究の成果

永久磁石同期モータの出力密度向上への要求により、磁気飽和領域まで積極的に使用する IPMSM が続々登場している。一方、磁気飽和するとインダクタンス空間分布が非正弦波状に変化するため、従来のインダクタンスの正弦波性を前提とする停止・低速域の位置センサレス制御は適用困難である。そのため、インダクタンスの正弦波性を前提とする位置センサレス制御は、IPMSM の高出力密度化において、大きな課題となっている。この背景を踏まえて、本研究ではインダクタンス正弦波性を前提としない停止・低速域の位置センサレス制御法の確立を目的とする。

インダクタンス正弦波性を前提としない位置センサレス制御法としてパターンマッチング手法に基づく位置センサレス制御が、先行研究で提案された。パターンマッチング手法はオフラインで特徴量のテンプレートデータを作成し、オンラインで計測した特徴量とテンプレートデータをパターンマッチングすることにより、磁極位置を推定する手法である。先行研究では、その基本概念や原理的な検証実験により、位置センサレス制御実現の可能性が示されているが、実用化に向けては様々な課題が存在する。その課題を以下に示す。

- (A) 従来の位置センサレス制御とは特徴の全く異なる位置誤差が発生しており、発生原因や発生条件は未検討である
- (B) 位置誤差モデルが存在せず、モータ設計時に位置誤差に関する解析ができない
- (C) トルク脈動及び電磁騒音の原因となる電流脈動が大きい

本論文では、以上の課題を改良し、インダクタンスの正弦波性を前提としない位置センサレス制御の実用化のための技術を確認することに重点を置く。

具体的には、

- (1) パターンマッチング手法における位置誤差モデル
- (2) 実機実験で発生していた位置誤差をコンピュータシミュレーション上で再現可能とする位置誤差事前評価法
- (3) 三つの位置誤差改善改善法
- (4) 電流脈動の低減法

を提案した。

まず、特徴的な位相誤差が発生する (A) 課題に対し、位置誤差発生可能な条件を求めた。その中で電流位相による特徴量の変化に着目し、(1)「位置誤差モデル」を提案した。そして、(B)の課題に対し、オンラインで発生する電流位相の特徴量テーブルを事前に用意し、(1)を用いることにより位置誤差を事前に見積もることができる(2)「位置誤差事前評価法」を提案した。さらに、(1)から明確にした位置誤差発生メカニズムを考慮し、位置誤差を改善する(3)を提案した。最後に、(C)の課題に対し、パターンマッチングに用いる特徴量の数や重畳信号の印加方向を切り替える(4)「電流脈動の低減法」を提案した。

以下に、本研究で得られた成果及び本論文の構成を簡略に示す。

第1章では、本研究の背景及び目的について述べた。

第2章では、モータの代表的な制御法である電流ベクトル制御について述べた。そして、三相・静止直交・回転直交・推定回転座標上のモータモデル及び所望の電圧をIPMSMへ印加するためのPWM制御について説明した。次に、インダクタンスの正弦波性を利用する従来の位置センサレス制御を説明した上で、本研究で対象IPMSMとする高出力密度モータへ従来の位置センサレス制御を適用した際の課題を示した。

第3章では、インダクタンスの正弦波性を前提としない位置センサレス制御手法として、先行研究であるパターンマッチング手法を紹介した。パターンマッチング手法の概要、特徴量として電流変化量を使用すること、そして特徴量は電圧・電流・磁極位置に依存して変化することを示した。また、無負荷から定格負荷条件で計測した特徴量のテンプレートデータを示し、テンプレートデータとオンラインで計測した特徴量をパターンマッチングすることにより、位置センサレス制御ができることを実機実験を通して示した。実験結果から先行研究の課題(A), (B), (C)を述べた。

第4章では、パターンマッチング手法の位置誤差の発生メカニズムを明らかにした上で、「位置誤差モデル」を提案した。軸誤差が発生すると、オンラインではオフラインと同じ電流位相で制御できないことから、異なる電流位相のテンプレートデータとパターンマッチングすることにより位置誤差が発生することを示した。そして、様々な電流位相の特徴量テーブルを用意し、提案する評価関数を使用することによ

り、実機実験を行わなくても位置誤差を再現することができる「位置誤差事前評価法」を提案した。さらに、位置誤差事前評価法を使用して再現した位置誤差が、実機実験で発生する位置誤差と概ね一致することから、その妥当性を示した。

第5章では、異なる特性を持つ位置誤差改善法Ⅰ・Ⅱ・Ⅲを提案した。位置誤差改善法Ⅰは、オンラインで発生する様々電流位相のテンプレートデータを用意しパターンマッチングを行う「複数のテンプレートデータを用いる位置誤差改善法」である。位置誤差改善法Ⅱでは、位置センサレス制御時に印加される様々な電流位相を考慮し代表的な一つのテンプレートデータを作成する手法を提案した。位置誤差改善法Ⅲでは、テンプレートデータと間違っている情報を持つ特徴量を除外してパターンマッチングする手法である。位置誤差事前評価法を利用して様々な評価関数の性能評価を行い、各磁極位置で良い性能を持つ評価関数を切り替えて使用することにより、間違っている情報を除外する。明確にした三つの提案法の特性を、シミュレーションや実機実験を通して検証した。

第6章では、重畳信号により発生する電流脈動の低減法を提案した。まず、重畳信号の大きさと特徴量抽出可能条件の関係を示した。そして、特徴量の数を減らし特徴量を計測する電圧ベクトルを切り替えることにより、重畳信号を低減する手法を提案した。次に、特徴量の数を減らした上で、重畳信号の印加方向を切り替えることにより、重畳信号を低減する手法を提案した。実機実験を通して、特徴量の数を減らすことや信号重畳方向を切り替えても、重負荷時でも位置センサレス制御ができることを示した。

第7章では、本論文のまとめと今後の課題を示した。本研究により、磁気飽和領域まで積極的に使用するIPMSMの位置センサレス制御における重要な課題を解決することができ、IPMSM設計時の大きな制約となるインダクタンスの正弦波性を取り除くことを達成した。

7.2 今後の課題

本論文での成果を踏まえ、今後の課題として以下が挙げられる。

- (1) 6章で提案した重畳信号の低減法を使用することにより電流脈動は低減できるが、使用する特徴量数の減少及び信号重畳方向を切り替えることにより、位置推定性能が劣化する恐れがある。5章で提案した位置誤差改善法ⅠとⅡを適用することにより、位置誤差を改善することが期待できる。さらに、信号重畳印加方向切り替え法では、重畳モード判定を最適化することにより、位置誤差が改良される余地がある。重畳信号低減法を使用するためには、位置誤差の改善に関する検討が必要である。

- (2) パターンマッチング手法を適用するためには、様々な条件で特徴量を精度良く計測し、テンプレートデータを作成することが必修条件である。本研究では、様々な条件で電流を計測すると同時に計算機で特徴量を計算し、計測条件と共に計測した特徴量をデータロガーに保存する。そして、後からデータ処理を行うことにより、高速かつ精度よくテンプレートデータを作成した。しかし、このような計測することによる作成法は、IPMSMが存在しなければ計測できないため、IPMSM設計時には位置センサレス制御性能を見積もることができない。従って、磁界解析によりテンプレートデータを作成し、実機での評価が求められる。
- (3) 本論文では一台の磁気飽和が著しい対象 IPMSM を使用して、パターンマッチング手法による位置センサレス制御及び位置誤差改善を行った。一方、パターンマッチング手法はモータ依存性が強い手法であり、IPMSM のインダクタンス空間分布ごとに最適な特徴量及び評価関数が存在すると予想される。そのため、三つの位置誤差改善法や二つの重畳信号低減法を提案したが、まだ他の非正弦波状のインダクタンス空間分布を持つ IPMSM では検証できていない。パターンマッチング手法の実用化のためには、他の IPMSM で検討する必要がある。

付録 A

実験装置の構成及びテンプレートデータ自動作成法

パターンマッチング手法に基づく位置センサレス制御を行うためには、特徴量を高速かつ精度よく計測してテンプレートデータを作成する必要がある。本章では、本研究の実験に用いた計測システムを説明した後、テンプレートデータを高速に作成するためのテンプレートデータ自動作成法について述べる。

A.1 実験装置の構成

本研究で用いた実験装置及び特徴量計測システムを図 A.1 に示す。負荷機により低速で速度制御を行い、試験機では負荷電流や電流位相を変化させながらベクトル制御を行うことにより実験を行った。実験環境として、Myway プラス社が提供する PE-Expert4 を使用した。DSP ボードとしては、基本クロック周波数が 1.25GHz のデュアルコアを搭載した Texas Instruments 社の TM320C6657 を使用した。A/D 変換器としては 14bit 分解能の Analog Device 社の AD7357 を使用した。インバータユニットとしては Myway プラス社の MWINV-2022A を使用した。特徴量である電流変化量を算出するための電流測定は、インバータ内の u 相及び w 相に内蔵されている LEM 社製 HAS200S を使用し、 v 相電流は三相平衡条件 ($i_v = -i_u - i_w$) から算出した値を利用した。データロガーとしては Yokogawa Electric 社のオシロスコープ (DL850) を使用した。位置センサとしては、仕様が 1024 パルス/回転であるアブソリュート形ロータリエンコーダを使用した。

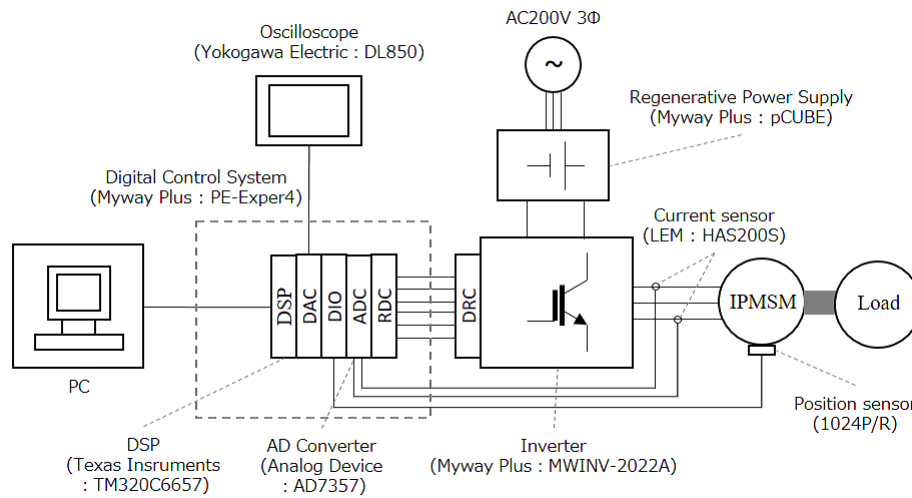


図 A.1. 実験システムの構成

A.2 テンプレートデータ自動作成法

パターンマッチング手法に基づく位置センサレス制御を行う際に、様々な条件で特徴量を計測しテンプレートデータを作成する必要がある。本論文では、様々な電流振幅・電流位相・磁極位置の条件で、6つの特徴量を計測しテンプレートデータを作成した。例えば、5つの負荷電流の振幅に対して、角度分解能を1度とし4章に用いた39種類の電流位相条件の特徴量を計測するとすると、70,200 ($=5 \times 360 \times 39$) 種類の計測条件が存在する。全ての条件で特徴量を精度よく計測するためには、自動計測法が不可欠である。本節では、特徴量を高速かつ精度よく計測するために工夫した「テンプレートデータ自動作成法」を説明する。

テンプレートデータ自動作成法は、特徴量計測ステップとテンプレートデータ作成ステップから構成される。特徴量計測ステップでは、モータを駆動させながらDSPで特徴量を算出し、DA変換器から出力した特徴量をデータロガーを通して保存する。テンプレートデータ作成ステップでは、保存した特徴量を各計測条件ごとに分類し、テンプレートデータを作成する。

A.2.1 特徴量計測

A.1節で述べた実験装置及び実験条件と同様に、負荷機により低速で速度制御を行い、試験機で条件を変化させながら特徴量を計測した。特徴量である電流変化量は、計測する電圧ベクトル ($V1, V4$) が出力される際に、一定の時間間隔 (t_{min}) で

2回電流をサンプリングし，電流の差分を t_{min} で割ることにより算出した．電圧ベクトルが出力されるタイミングは，一制御周期前の u 相電圧指令，電源電圧，制御周期を用いて算出した．図 2.9 に示す電圧指令と三角波の幾何学的な関係から簡単に求めることができる．電圧ベクトルが出力されるタイミングは以下の式に示す．

- 山割り込み (V1 電圧ベクトル出力時)

$$\begin{aligned} t_{V1} &= \frac{1}{2} \left(1 - \frac{V_u^{**}}{\frac{V_{dc}}{2}} \right) T_s \\ &= \frac{1}{2} (1 - \alpha) T_s \end{aligned} \quad (\text{A.1})$$

- 谷割り込み (V4 電圧ベクトル出力時)

$$\begin{aligned} t_{V4} &= \frac{1}{2} \left(1 + \frac{V_u^{**}}{\frac{V_{dc}}{2}} \right) T_s \\ &= \frac{1}{2} (1 + \alpha) T_s \end{aligned} \quad (\text{A.2})$$

ここで， t_{V1} と t_{V4} は山・谷割込みから V1・V4 電圧ベクトルが出力されるまでの時間， V_u^{**} は信号重畳後の u 相電圧指令， α は変調率， T_s は制御周期である．実際に電流測定を行う際には，電流が安定するまでの時間やスイッチング素子の動作時間，デッドタイム，そして AD 変換に必要な時間を， t_{V1} ・ t_{V4} に加える必要がある．本研究ではこれらの時間を考慮して， t_{V1} ， t_{V4} に $4\mu\text{s}$ を加えて，一回目の電流サンプリングの時間を設定した．特徴量を計測する電圧ベクトルや電圧ベクトルが出力されてから 1 回目の電流測定開始タイミングを固定することにより，全ての磁極位置に置いて同じ条件で特徴量を計測することが可能となった．そして，特徴量を磁極位置・電流位相と共に DA 変換器通して出力させ，オシロスコープをデータロガーとして利用してデータを保存した．

表 A.1 に特徴量計測時の実験条件及びオシロスコープの設定値を示す．また，図 A.2 に無負荷状態において計測結果を，図 A.3 に拡大した結果を示す．オシロスコープのメモリサイズに依存するものの，モータを駆動させながら磁極位置と電流位相を特徴量と共に出力させることにより，連続的に長時間のデータを取得できる．例えば，モータが電気角で 5 回転すると自動的に電流位相が変わるプログラムで駆動させ，表 A.1 の設定値で計測する場合，100 秒間に渡り 20 種類の電流位相の特徴量を一気に計測することが可能である．一つの負荷条件及び 5 章の位置誤差事前評価法に用いた電流位相条件のテンプレートデータは，100 秒間の測定を 2 回行うことにより計測できる．さらに，電流分解能だけ繰り返すことにより，磁極位置に対する全ての負荷・電流位相のテンプレートデータが作成可能となる．

表 A.1. 特徴量計測時の実験条件及びオシロスコープの設定

DC-link voltage(V_{dc})	60 V
Carrier frequency(f_c)	2.5 kHz
Rotation speed of IPMSM	10 rpm (= 0.1 p.u.)
Operating frequency	1 Hz
Measurement time at one current phase	5 s
Period of DA output	200 μ s
Sampling rate of oscilloscope	5 kS/s
Sweep time of oscilloscope	10 s/div

A.2.2 テンプレートデータ作成

テンプレートデータ作成ステップでは、計測した特徴量を量子化及び計測条件ごとに分類し、テンプレートデータを作成する。量子化及び計測条件ごとに分類の概要を図 A.4 に示す。テンプレートデータ作成には Mathworks 社が提供する Matlab 言語を用いて処理を行なった。特徴量集計を行うために、保存したオシロスコープの csv ファイルを Matlab 上に読み込む。そして、磁極位置と電流位相を round 関数を用いて整数に丸め、Find 関数を使用し磁極位置と電流位相ごとに量子化を行った。今回は角度分解能を 1 度にして整数に丸めたが、設定する角度分解能に応じて丸める桁を変更することも可能である。同じ条件で計測された特徴量は正規分布であるという仮定の下で、5% トリム平均処理を通してノイズを除去し、代表値を算出した。計算機の仕様によるが、一つの負荷電流条件に対して様々な電流位相のテンプレートデータを作成するのに約 30 秒の時間を要した。

本研究では、波形の確認用としてオシロスコープを使用していたため、データロガーの代わりにオシロスコープを用いた。そのため、オシロスコープの使用や設定により各計測条件に対して計測した特徴量数が決まる。今回の条件で特徴量を計測した場合、一つの条件に対して平均 69 個のデータを得ることができる。また、5% トリム平均を使用すると 62 個のデータからテンプレートデータを作成することとなる。負荷機の速度制御の性能により各条件のデータの数が変わるが、電気角 5 回転の特徴量を計測することにより十分多くのデータからテンプレートデータを作成した。

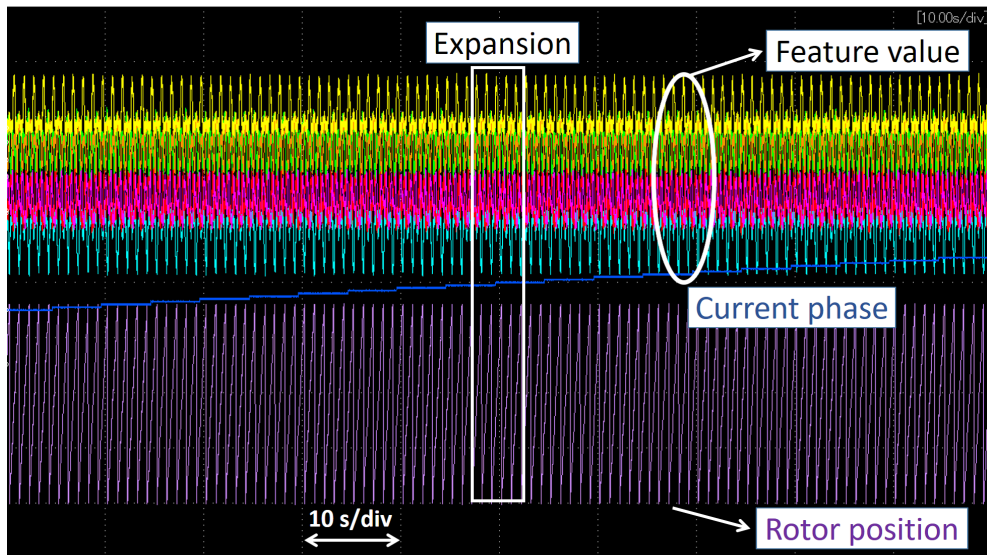


図 A.2. 無負荷における特徴量計測結果

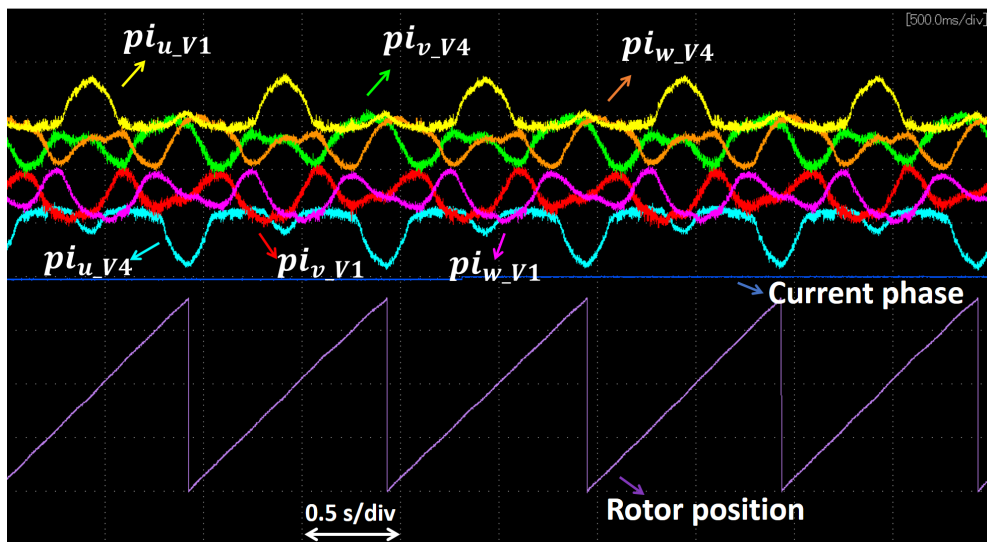


図 A.3. 無負荷における特徴量計測結果（拡大図）

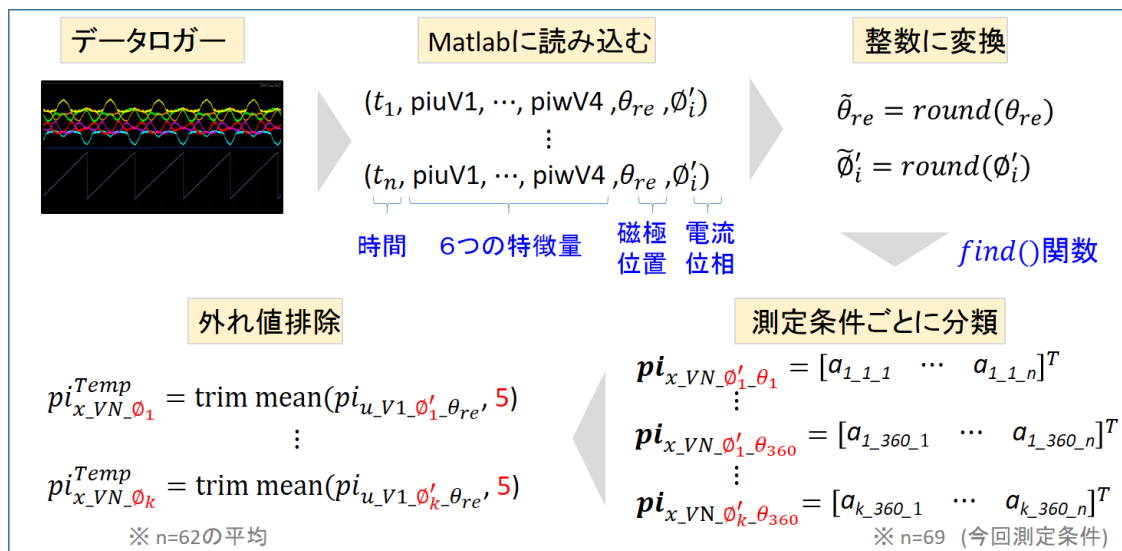


図 A.4. テンプレートデータ作成の概要

付録 B

電源電圧変動及び粗い電流分解能のテンプレートデータ利用における位置誤差

4.2節で述べたように，特徴量は電源電圧，電圧ベクトル，電流振幅，電流位相，磁極位置に依存する．特徴量を表す式(4.1)を以下に再掲する．

$$p\mathbf{i}_n = f(V_{dc}, V_n, |i|, \phi_i, \theta_{re}) \quad (\text{B.1})$$

本論文では，電源電圧 (V_{dc}) は安定していると仮定し，電源電圧変動による影響は無視した．また，電流振幅は電流指令の大きさから把握できる値であり，テンプレートデータの電流分解能を細かく設定することにより，電流振幅による影響は無視できると仮定した．しかし，電源電圧が安定していないシステムでは電源電圧変動による影響を考慮する必要がある．そして，システムによってはメモリの制限で電流振幅の分解能を細かく設定できない場合もあり，電流振幅に関する影響について検討を行う必要がある．本章では，オンラインで計測する特徴量が，テンプレートデータと異なる電源電圧で計測された場合に発生する位置誤差について検討を行う．また，テンプレートデータと異なる電流振幅で計測された特徴量を利用してパターンマッチングする際に発生する位置誤差について検討を行う．最後に，パターンマッチング手法に基づく位置センサレス制御を用いて、IPMSM を全ての負荷条件で駆動するために必要とするテンプレートデータの数，メモリの容量，そしてパターンマッチング計算に必要とする時間を示す．

B.1 電源電圧変動により発生する位置誤差

B.1.1 電源電圧変動による特徴量の変化

本項では、無負荷から定格負荷までの条件で、電圧が変動した際の特徴量の変化を計測した。直流電源電圧を定格から $\pm 15\%$ まで変化させながら特徴量を計測しテンプレートデータを作成した。その結果を図 B.1~図 B.5 に示す。

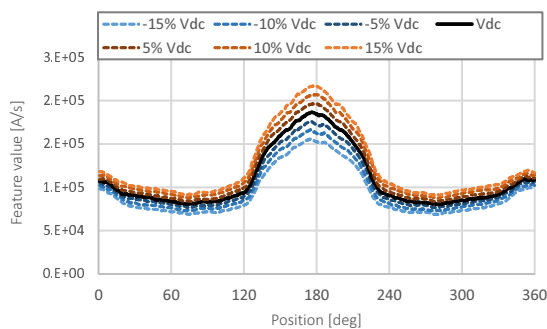
この結果から、式 (B.1) に示したように特徴量は電源電圧の影響を受けることが確認できる。また図 4.3~図 4.6 と比較すると、低電圧条件では電流位相 ϕ_i が進み位相 ($\phi_i > 0^\circ$) である時と、高電圧条件では電流位相 ϕ_i が遅れ位相 ($\phi_i < 0^\circ$) である時と同じ方向に特徴量が変わることが確認できる。電源電圧が変動するシステムにおいては、電圧の大きさを考慮しパターンマッチング手法に基づく位置センサレス制御をする必要があると考えられる。

B.1.2 実験結果

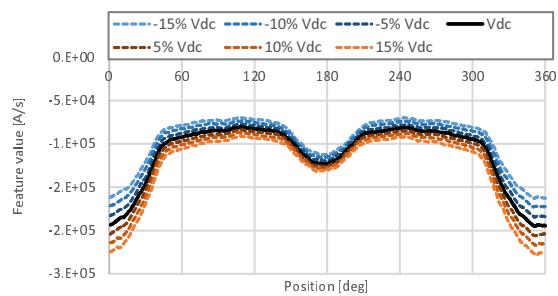
本項では、電源電圧の変動がパターンマッチング手法に基づく位置センサレス制御性能に及ぼす影響を調査するために、電源電圧を変化させながら実機実験を行った。電流負荷は対象 IPMSM で位置誤差が最も大きかった 75% 負荷電流条件で検討を行った。電源電圧は定格電圧 (=60V) から 1V ずつ変更させ、5 章で提案した位置誤差改善法 I・II・III を使用しクローズドループ位置センサレス制御を行った。実験条件は 5.6 節と同じように設定した。位置誤差改善法 I の実験では電流位相 (ϕ_i) が 0 度から -8 度まで 2 度間隔で用意した五つのテンプレートデータを使用し、位置誤差改善法 II の実験では電流位相角が 0 度から -6 度まで 1 度間隔のテンプレートデータの重心をテンプレートデータとして使用した。位置誤差改善法 III の実験では表 5.1 に示す評価関数を各区間の境界で切り替えてパターンマッチングを行った。

実験結果を図 B.6~図 B.8 に示す。図 B.6 はそれぞれの条件で電気角 5 回転の位置誤差の絶対値の平均を、図 B.7 と図 B.8 は電気角 5 回転の遅れ位相と進み位相の最大誤差を示す。さらに、各手法の詳細な実験結果を図 B.9~図 B.22 に示す。

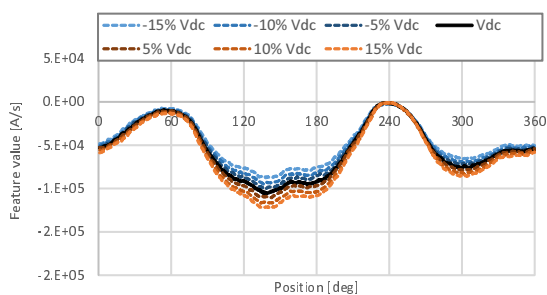
位置誤差改善法 I の実験結果では、電圧変動が -6.7% から 8.3% 以内であれば、平均位置誤差が 5 度以下であり特徴的な位置誤差が発生しない。位置誤差改善法 I は遅れ位相の位置誤差を改善するために、遅れ位相のテンプレートデータを使用する。したがって、特徴量が遅れ位相の位置誤差が発生する高電圧条件で、低電圧条件より位置誤差改善効果が大きいことが確認できる。一方、今回の実験には電流位相が -8 度のテンプレートデータまでを使用している。110% の高電圧条件では電流位相が -8 度である時の特徴量よりもっと大きく変化するため、特徴的な位置誤差が発生する



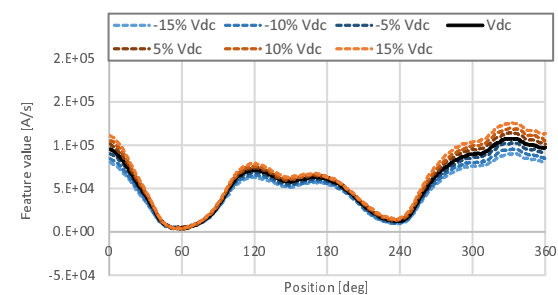
(a) $pi_{u_V1}^{Temp}$



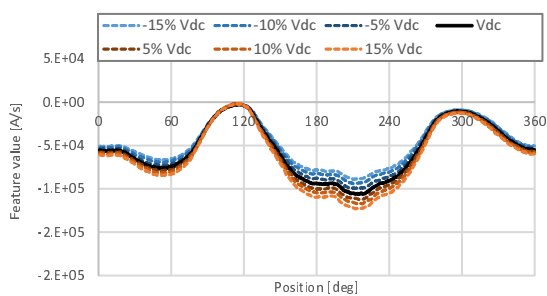
(b) $pi_{u_V4}^{Temp}$



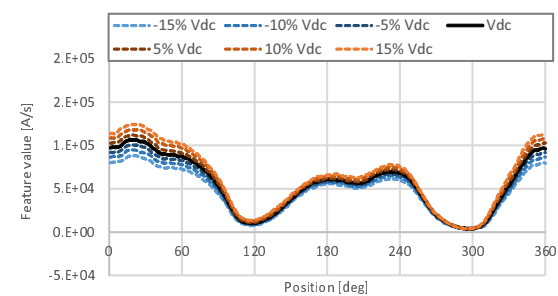
(c) $pi_{v_V1}^{Temp}$



(d) $pi_{v_V4}^{Temp}$



(e) $pi_{w_V1}^{Temp}$



(f) $pi_{w_V4}^{Temp}$

図 B.1. 電源電圧による特徴量の変化（無負荷条件）

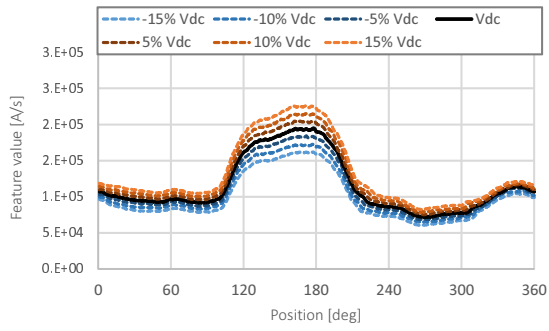
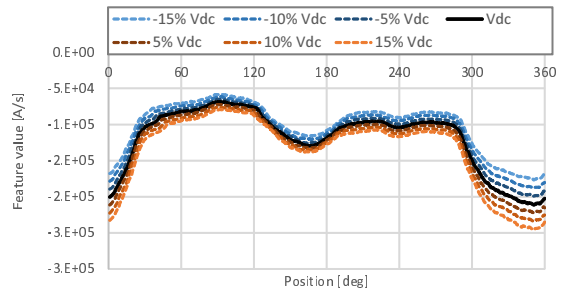
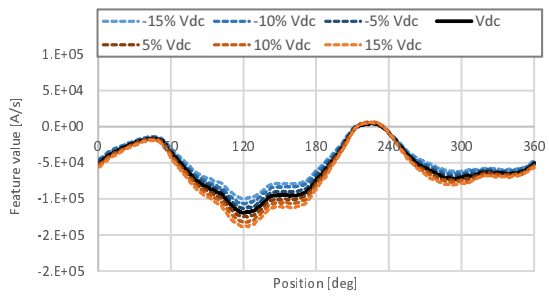
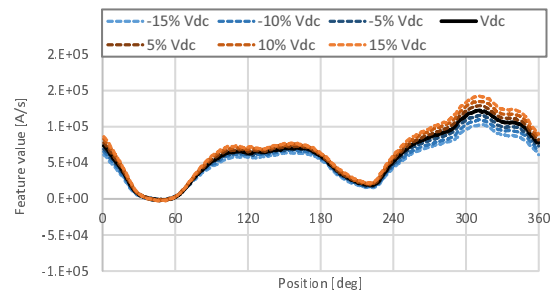
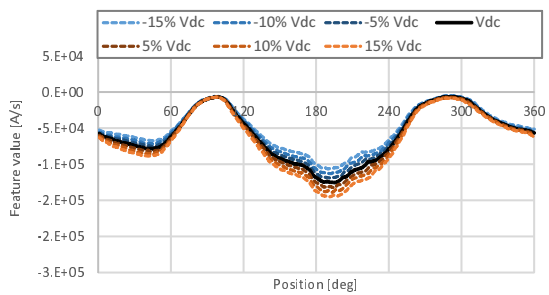
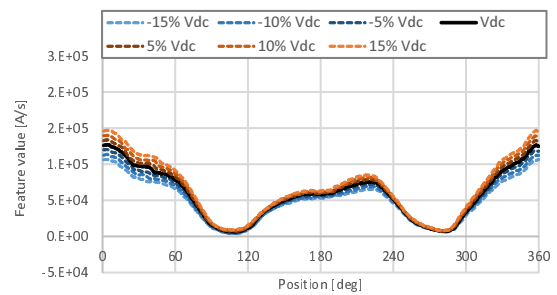
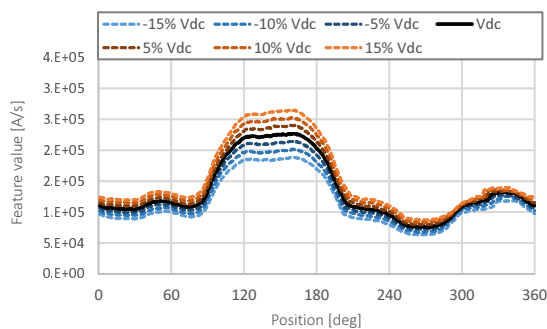
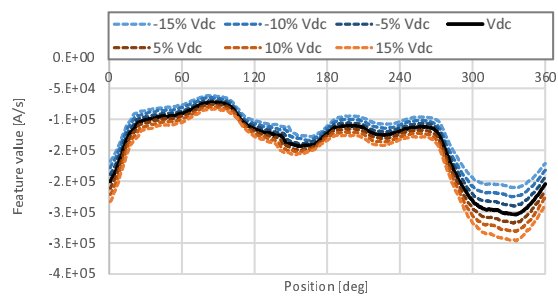
(a) $pi_{u.V1}^{Temp}$ (b) $pi_{u.V4}^{Temp}$ (c) $pi_{v.V1}^{Temp}$ (d) $pi_{v.V4}^{Temp}$ (e) $pi_{w.V1}^{Temp}$ (f) $pi_{w.V4}^{Temp}$

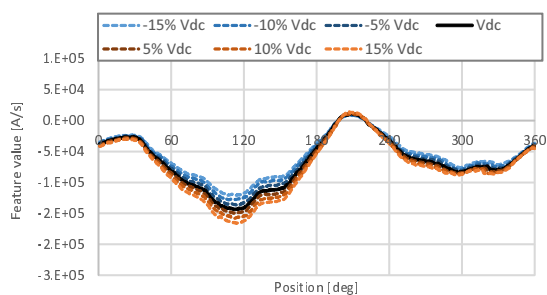
図 B.2. 電源電圧による特徴量の変化 (25% 負荷条件)



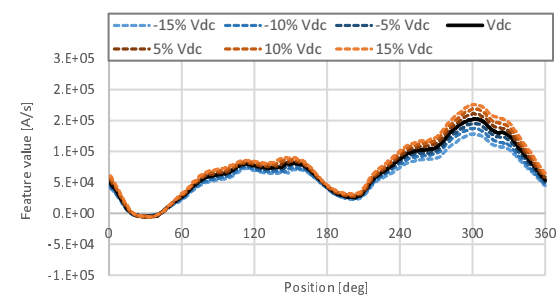
(a) $pi_{u_V1}^{Temp}$



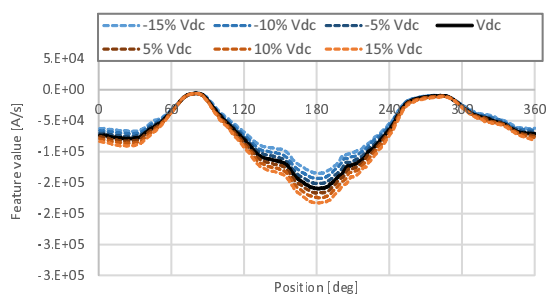
(b) $pi_{u_V4}^{Temp}$



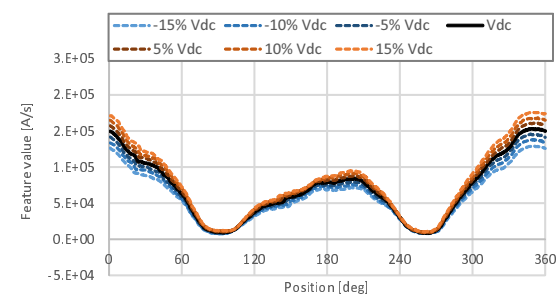
(c) $pi_{v_V1}^{Temp}$



(d) $pi_{v_V4}^{Temp}$



(e) $pi_{w_V1}^{Temp}$



(f) $pi_{w_V4}^{Temp}$

図 B.3. 電源電圧による特徴量の変化 (50% 負荷条件)

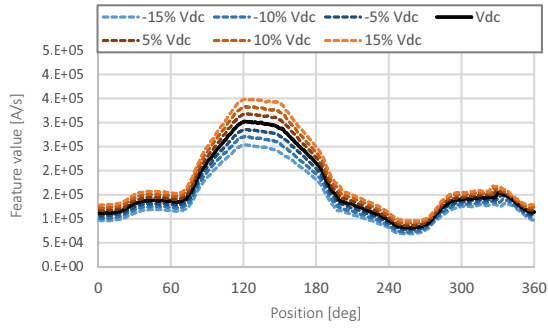
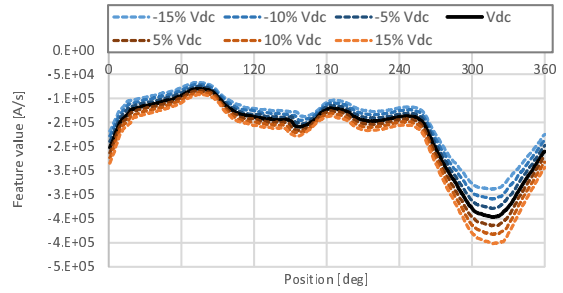
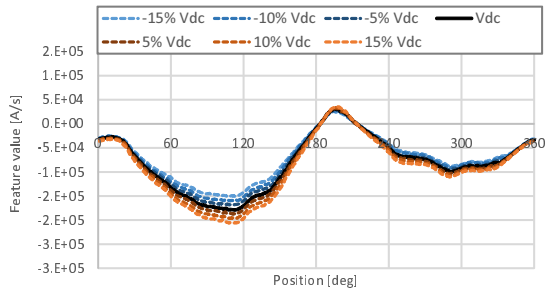
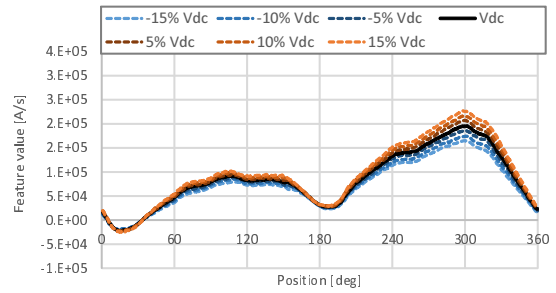
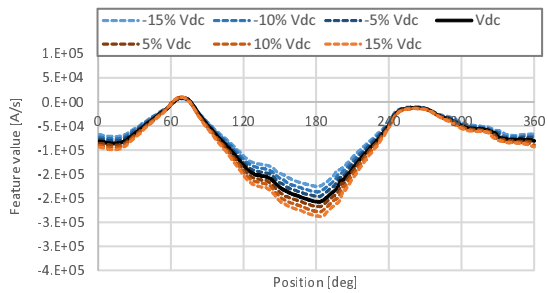
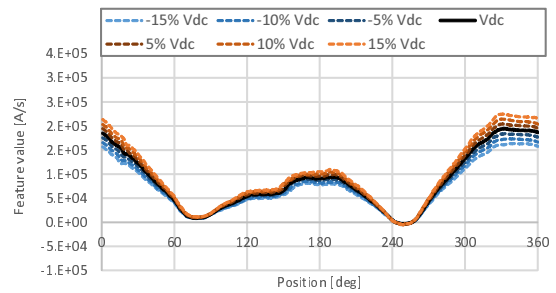
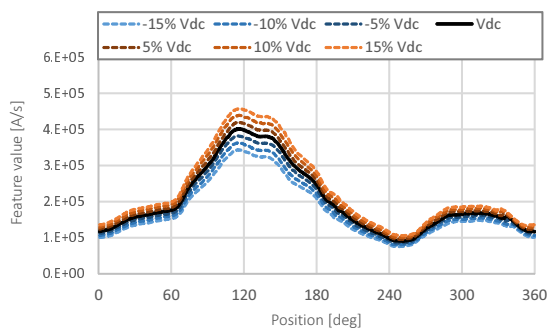
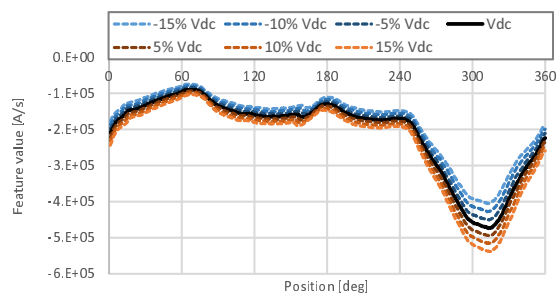
(a) $pi_{u.V1}^{Temp}$ (b) $pi_{u.V4}^{Temp}$ (c) $pi_{v.V1}^{Temp}$ (d) $pi_{v.V4}^{Temp}$ (e) $pi_{w.V1}^{Temp}$ (f) $pi_{w.V4}^{Temp}$

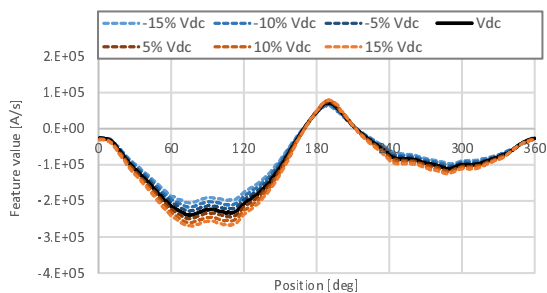
図 B.4. 電源電圧による特徴量の変化 (75% 負荷条件)



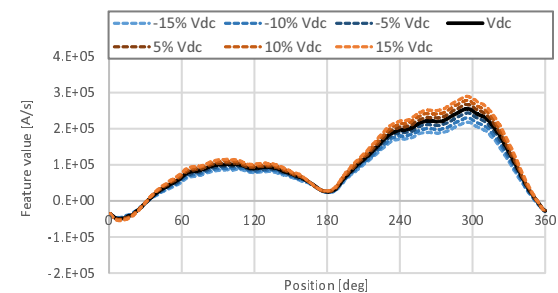
(a) $pi_{u_V1}^{Temp}$



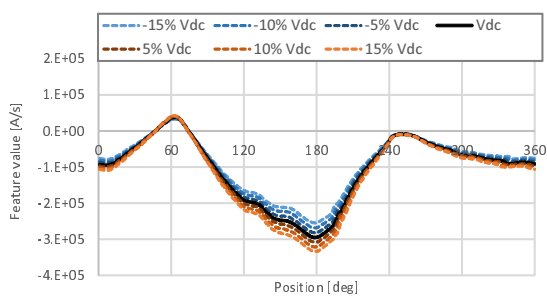
(b) $pi_{u_V4}^{Temp}$



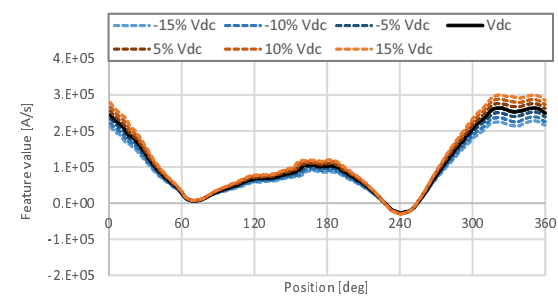
(c) $pi_{v_V1}^{Temp}$



(d) $pi_{v_V4}^{Temp}$



(e) $pi_{w_V1}^{Temp}$



(f) $pi_{w_V4}^{Temp}$

図 B.5. 電源電圧による特徴量の変化 (100% 負荷条件)

結果となった。-8度より小さい電流位相のテンプレートデータを使用することにより、高電圧条件の位置誤差は改善できると考えられる。さらに、進み位相のテンプレートデータを使用することにより低電圧条件での位置センサレス制御性能を改善できる。

位置誤差改善法Ⅱの実験結果では、電圧変動が-3.3%から3.3%以内であれば、平均位置誤差が5度以下である。また、位置誤差改善法Ⅱは改善法Ⅰと同様に、遅れ位相のテンプレートデータを使用するために、低電圧条件より高電圧条件で位置誤差改善効果が大きい。電圧変動の大きさや方向が分かるアプリケーションにおいては、テンプレートデータの電流位相を変更することにより、電圧変動によって発生する位置誤差を任意に設定できると考えられる。

位置誤差改善法Ⅲは、電圧変動が-6.7%から10.0%以内であれば、平均位置誤差が5度以下となる。位置誤差改善法Ⅲは、計測条件による特徴量の変動が大きい特徴量を除外した評価関数を使用する手法である。電圧変動による変化が大きい特徴量を除外し位置推定するため、電圧変動時においても他の二つの手法と比較しロバストな手法であることが確認できる。

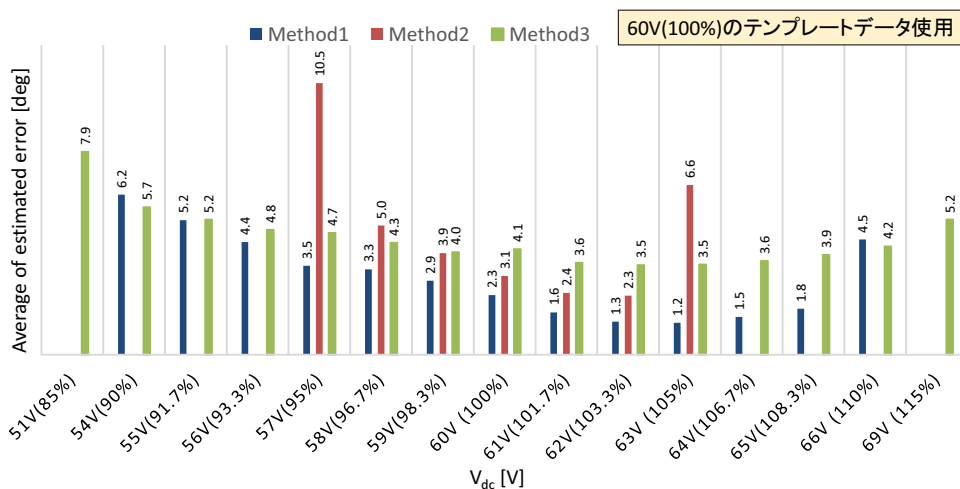


図 B.6. 電源電圧変動における位置センサレス制御の平均絶対誤差

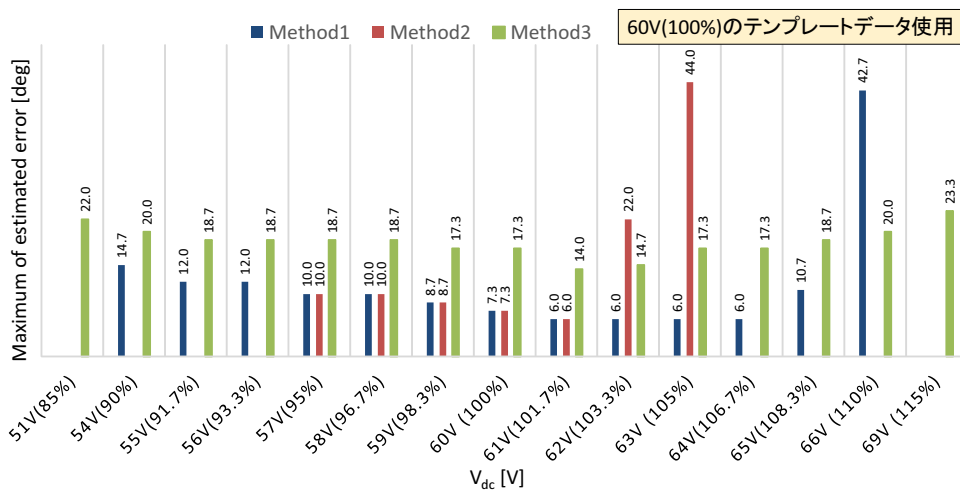


図 B.7. 電源電圧変動における位置センサレス制御の最大誤差（遅れ位相）

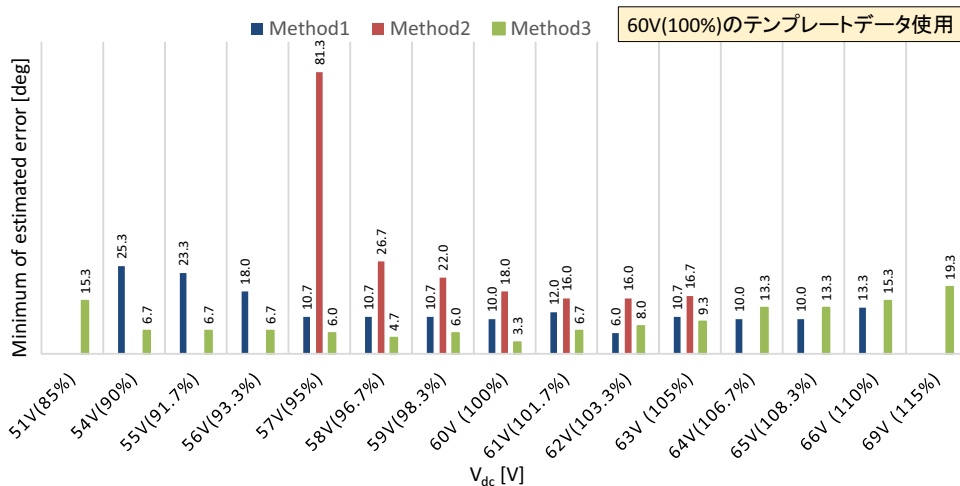


図 B.8. 電源電圧変動における位置センサレス制御の最大誤差（進み位相）

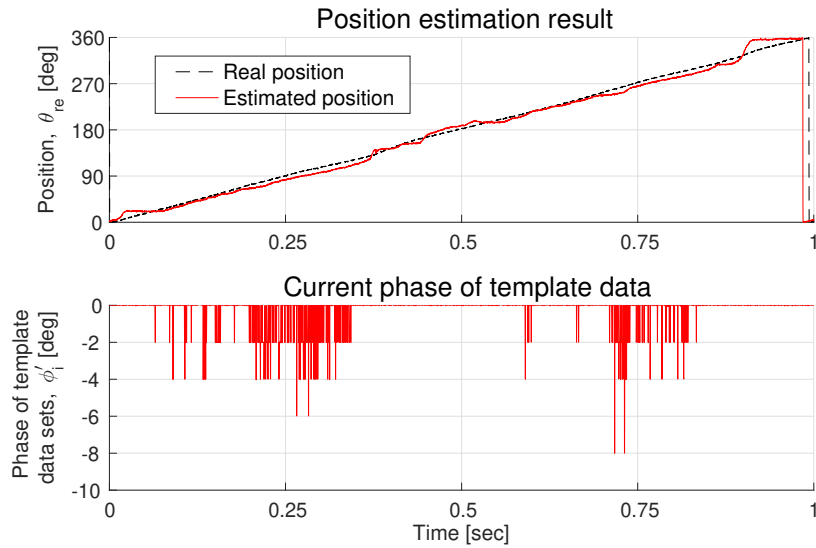


図 B.9. -10% 電圧変動時の位置誤差改善法 I の実験結果

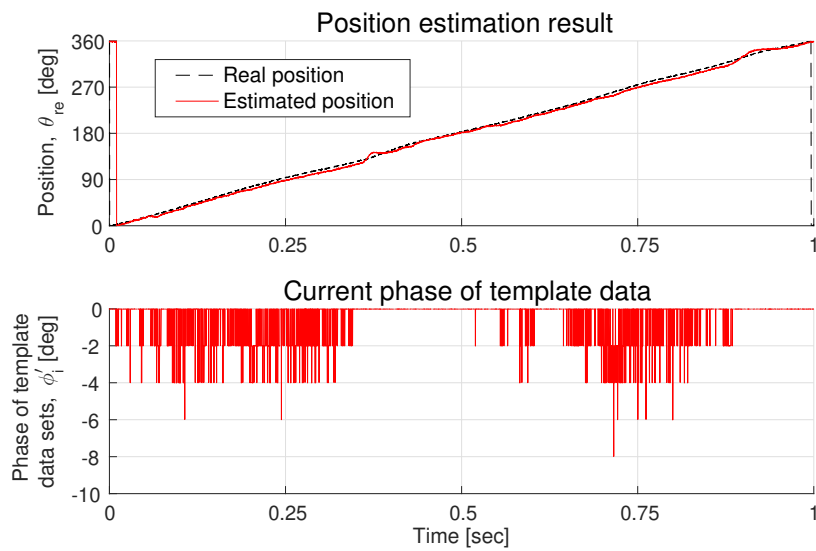


図 B.10. -5% 電圧変動時の位置誤差改善法 I の実験結果

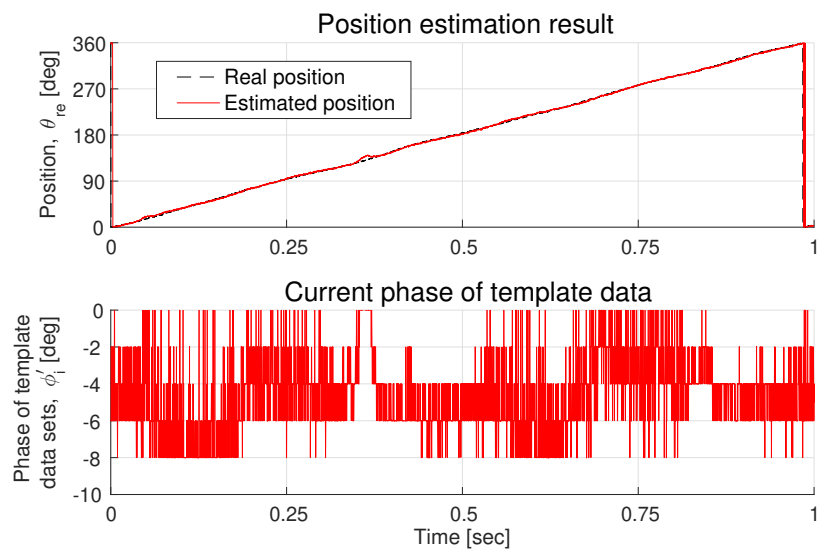


図 B.11. 5% 電圧変動時の位置誤差改善法 I の実験結果

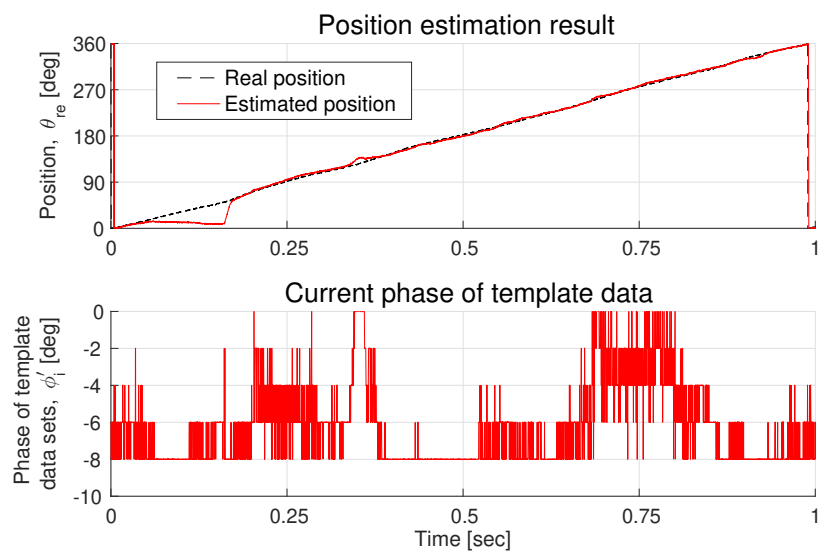


図 B.12. 10% 電圧変動時の位置誤差改善法 I の実験結果

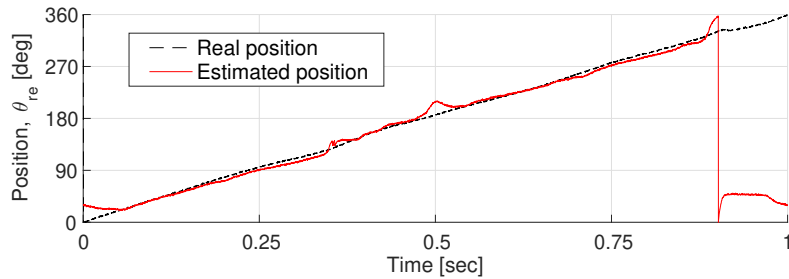


図 B.13. -5% 電圧変動時の位置誤差改善法 II の実験結果

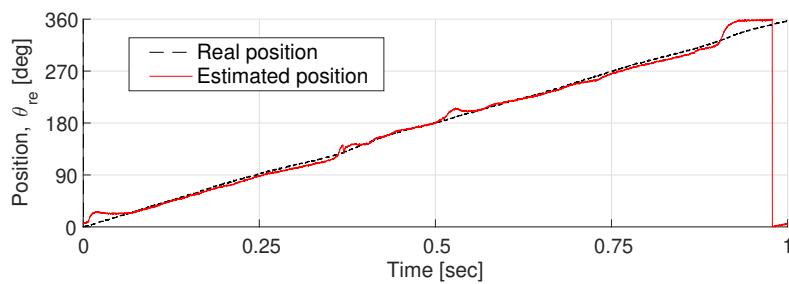


図 B.14. -3.3% 電圧変動時の位置誤差改善法 II の実験結果

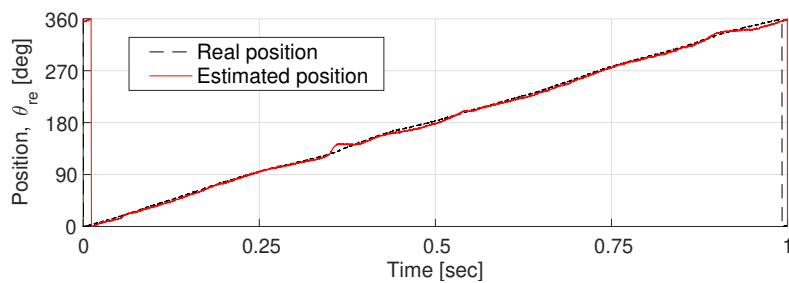


図 B.15. 3.3% 電圧変動時の位置誤差改善法 II の実験結果

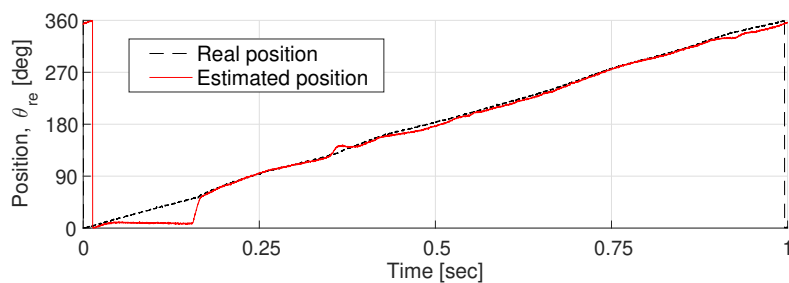


図 B.16. 5% 電圧変動時の位置誤差改善法 II の実験結果

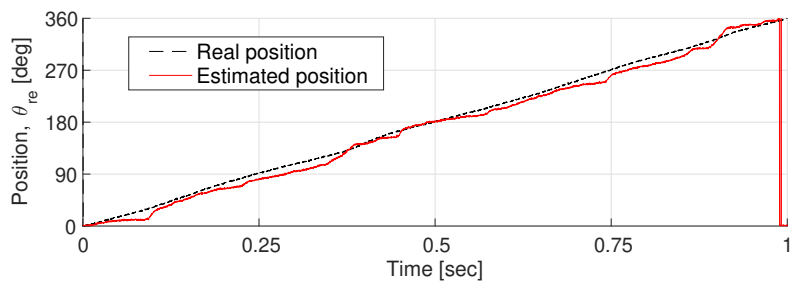


図 B.17. -15% 電圧変動時の位置誤差改善法 III の実験結果

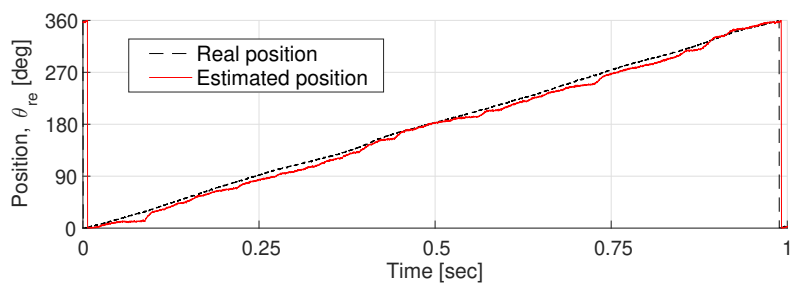


図 B.18. -10% 電圧変動時の位置誤差改善法 III の実験結果

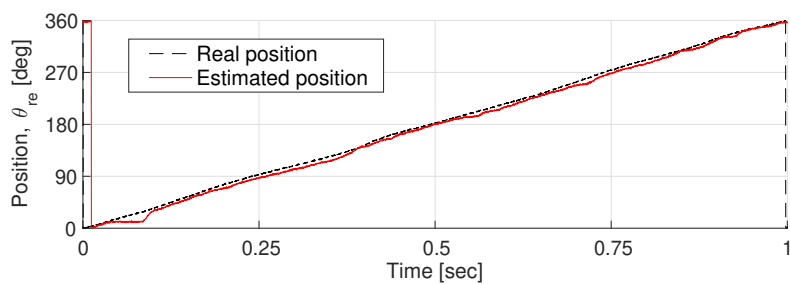


図 B.19. -5% 電圧変動時の位置誤差改善法 III の実験結果

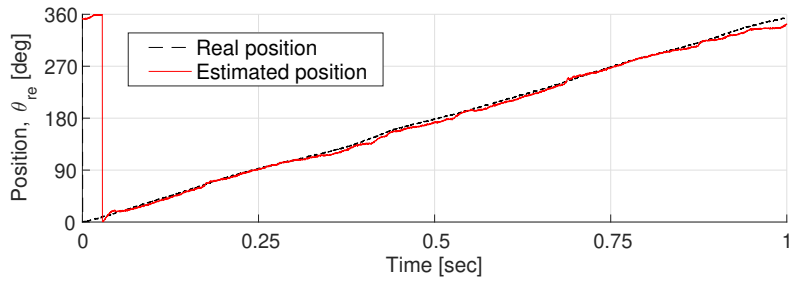


図 B.20. 5% 電圧変動時の位置誤差改善法 III の実験結果

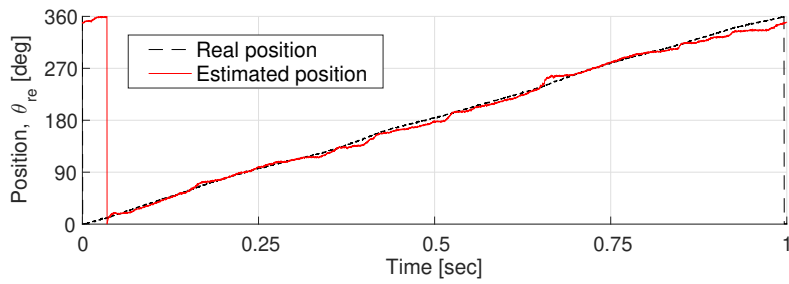


図 B.21. 10% 電圧変動時の位置誤差改善法 III の実験結果

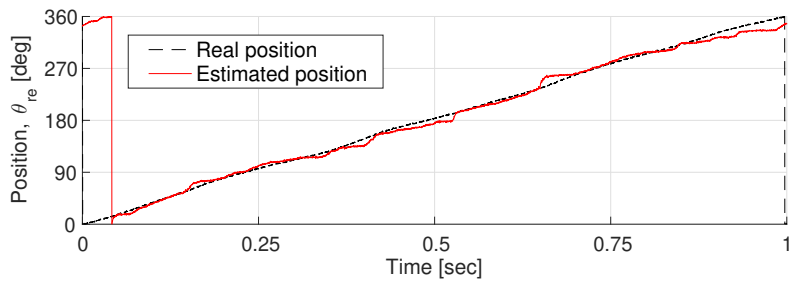


図 B.22. 15% 電圧変動時の位置誤差改善法 III の実験結果

B.2 異なる電流振幅の特徴量を使用する際に発生する位置誤差

本節では全ての負荷条件でIPMSMを駆動するために必要とするテンプレートデータの数について検討する。テンプレートデータと異なる電流振幅の特徴量を使用して実機実験を行い、位置誤差を求めた。テンプレートデータは75% (=45A) 負荷電流条件で作成したものを使用した。それに対して、オンラインでは負荷電流を1Aずつ変化させながら特徴量を計測しパターンマッチングすることにより位置推定を行った。5章に提案した位置誤差改善法I・II・IIIを使用してクローズドループ位置センサレス制御を行った。実験条件及び各改善法に用いたテンプレートデータと評価関数は前節と同様である。図B.23～図B.25に実験結果を示す。横軸に実験に用いた負荷電流をアンペア (A) 単位と定格負荷に対する割合 (%p, percentage point) で示す。

位置誤差改善法Iの実験では、負荷電流が-3.3%p から 8.3%p 以内であれば、平均位置誤差が5度以下の結果となった。位置誤差改善法Iの結果の一例として、テンプレートデータ作成時と-13.3%p, -6.7%p, 6.7%p, 13.3%p 差の負荷電流から計測した特徴量による実験結果を、図B.26～図B.29に示す。テンプレートデータ作成時より大きい電流から特徴量を計測すると、電流位相が遅れ位相 ($\phi_i < 0^\circ$) である時と同じ方向に特徴量が増加する。また、テンプレートデータ作成時より小さい電流から特徴量を計測すると、電流位相が進み位相 ($\phi_i > 0^\circ$) である時と同じ方向に特徴量が増加する。位置誤差改善法Iでは遅れ位相の時に発生する位置誤差を改善するテンプレートデータを使用したため、テンプレートデータより大きい電流から計測した特徴量を用いてパターンマッチングする際に位置誤差改善効果が大きい。

図B.30～図B.35に、負荷電流が異なるテンプレートデータを使用した位置誤差改善法IIの実験結果を示す。位置誤差改善法IIの結果では、負荷電流が-3.3%p から 5.0%p 以内であれば平均位置誤差が5度以下であると同時に特徴的な位置誤差は発生しない結果となった。また、位置誤差改善法IIも遅れ位相方向に発生する位置誤差を改善する手法であるため、テンプレートデータより大きい電流から計測した特徴量を用いてパターンマッチングする際に位置誤差改善効果が大きい。負荷電流が81.7%pの負荷電流から計測した特徴量を使用した結果では、特徴的な位置誤差が5回転中1回転だけで発生していた。

図B.36～図B.41に位置誤差改善法IIIの実験結果を示す。前項で述べたように、位置誤差改善法IIIは特徴量計測条件に対してロバストな手法である。そのため、特徴量とテンプレートデータを計測する負荷電流の差が大きくても特徴的な位置誤差は発生しない。位置誤差改善法IIIの実験結果では、負荷電流が0%p から 11.7%p 以内であれば平均位置誤差が5度以下の結果となった。

B.3 全ての条件で駆動するために必要とするテンプレートデータ

本論文では，六つの特徴量に対して電気角 1 回転に対して角度分解能が 1 度と設定したテンプレートデータとして使用した．つまり，一つのテンプレートデータは 360×6 の配列であり，そのヘッダーファイル容量は約 25kbyte である．位置誤差改善法 I は一つの負荷条件に対して複数テンプレートデータを必要とし，改善法 II と改善法 III では一つのテンプレートデータを必要とする．B.1 節と B.2 節に示した実験結果をまとめると表 B.1 に示すことができる．ただし，電圧変動は $\pm 5\%$ 以内であるシステムを想定し，平均絶対誤差が 5 度以下であると同時に特徴的な位置誤差が発生しないことを条件とした．また，位置誤差改善法 I の一つの負荷条件で必要とするテンプレートデータの数は，5 章の実機実験と同様に五つとした．

表 B.1. 全ての条件で駆動するために必要とするテンプレートデータ

	位置誤差改善法 I	位置誤差改善法 II	位置誤差改善法 III
電流分解能	-3.3%p ~ 11.6%p	-3.3%p ~ 8.3%p	0%p ~ 11.7%p
テンプレートデータの数 (電圧変動を考慮 X)	45 (=9*5)	12	9
テンプレートデータの数 (電圧変動を考慮 O)	45 (=9*5*1)	36 (=12*3)	9 (=9*1)
テンプレートデータの容量 (電圧変動を考慮 X)	1.1Mbyte	0.3Mbyte	0.2Mbyte
テンプレートデータの容量 (電圧変動を考慮 O)	1.1Mbyte	0.9Mbyte	0.2Mbyte

そして，パターンマッチングし位置推定の計算に必要とする時間を測定した．一つのテンプレートデータとパターンマッチングする場合は約 $14\mu\text{s}$ ，五つテンプレートデータとパターンマッチングする場合は約 $68\mu\text{s}$ 要することを確認した．パターンマッチング手法に基づく位置センサレス制御を実用化する際に，表 B.1 の結果とパターンマッチングに要する時間を参考し，適用するシステムに合う位置誤差改善法を選択することが望ましい．

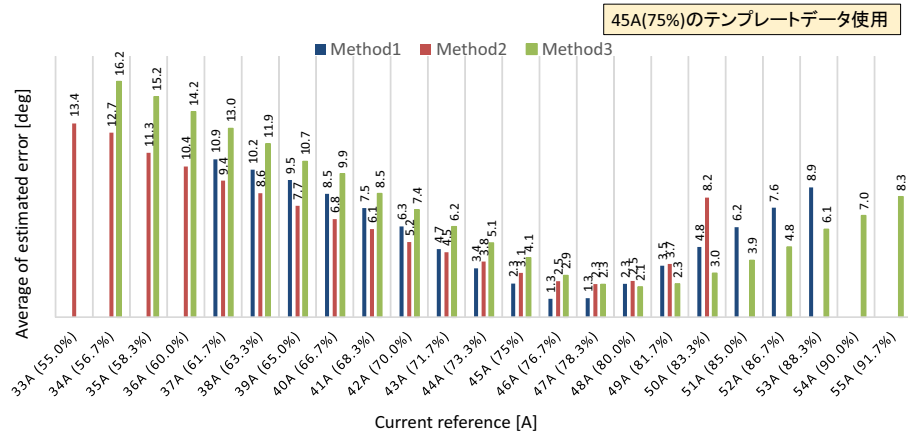


図 B.23. 異なる電流負荷のテンプレートデータとパターンマッチングした際の実験結果（平均絶対誤差）

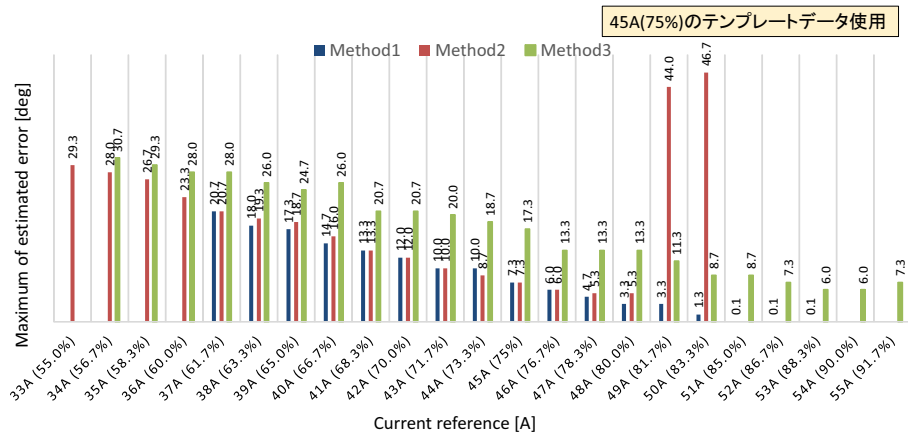


図 B.24. 異なる電流負荷のテンプレートデータとパターンマッチングした際の実験結果（遅れ位相の最大誤差）

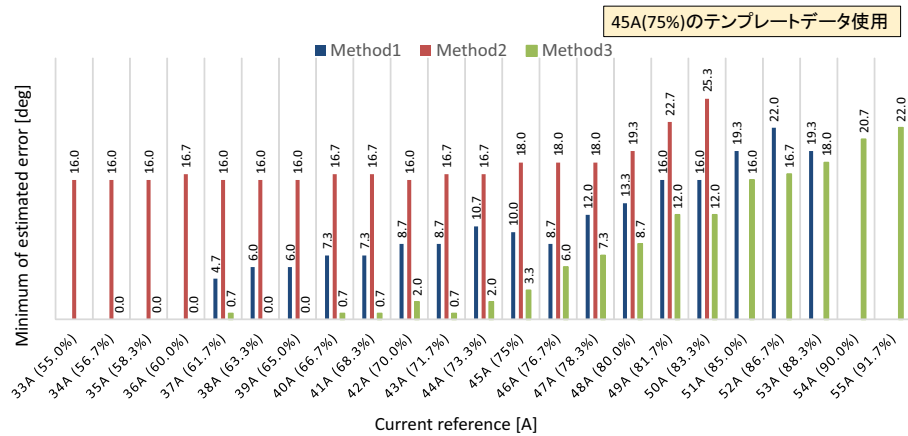


図 B.25. 異なる電流負荷のテンプレートデータとパターンマッチングした際の実験結果（進み位相の最大誤差）

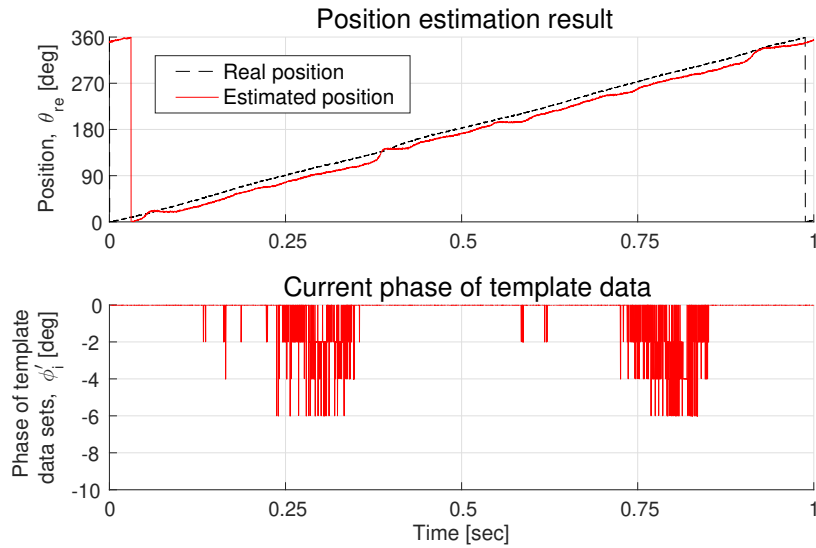


図 B.26. 位置誤差改善法 I によるテンプレートデータと異なる電流振幅の特徴量を用いた際の実験結果 (-13.3%p)

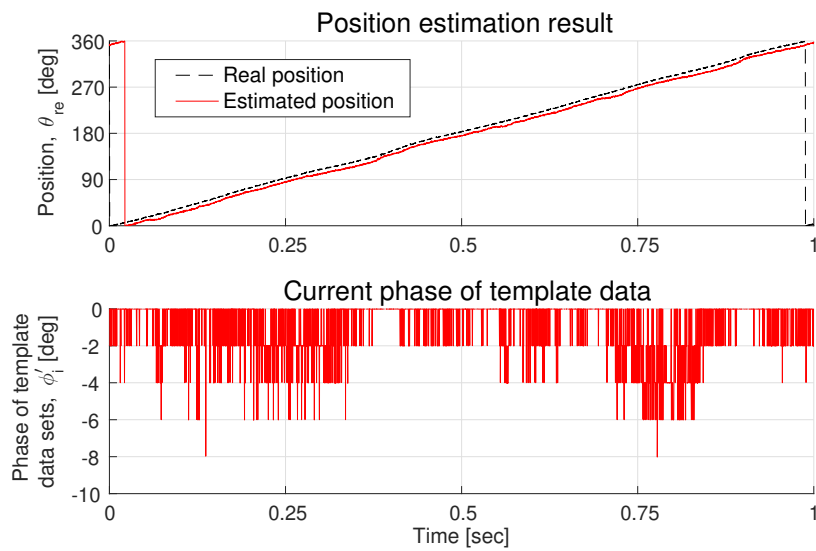


図 B.27. 位置誤差改善法 I によるテンプレートデータと異なる電流振幅の特徴量を用いた際の実験結果 (-6.7%p)

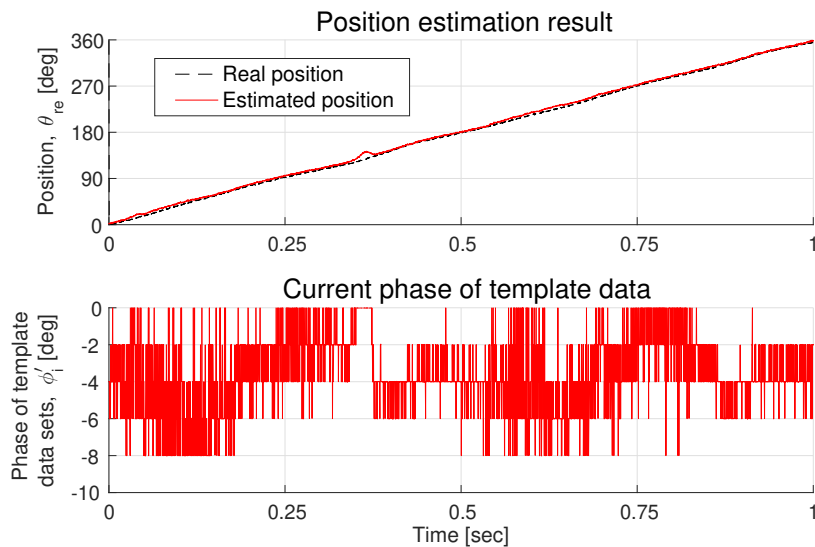


図 B.28. 位置誤差改善法 I によるテンプレートデータと異なる電流振幅の特徴量を用いた際の実験結果 (6.7%p)

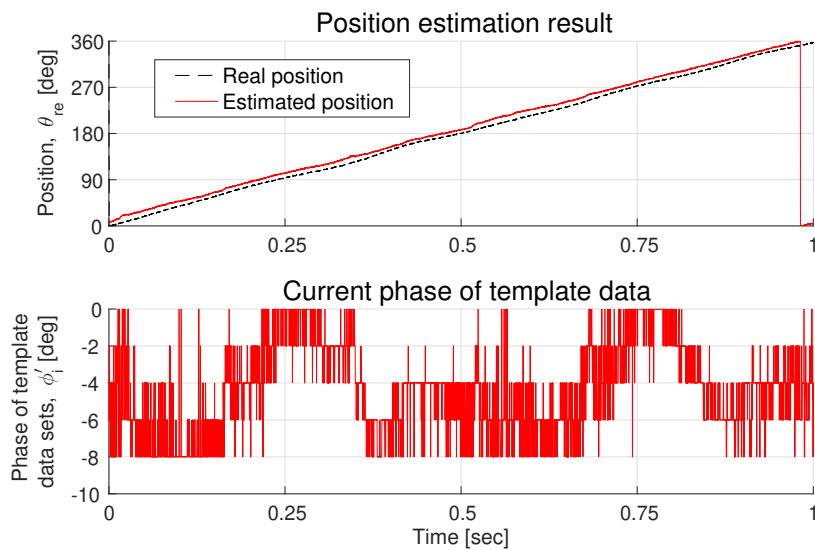


図 B.29. 位置誤差改善法 I によるテンプレートデータと異なる電流振幅の特徴量を用いた際の実験結果 (13.3%p)

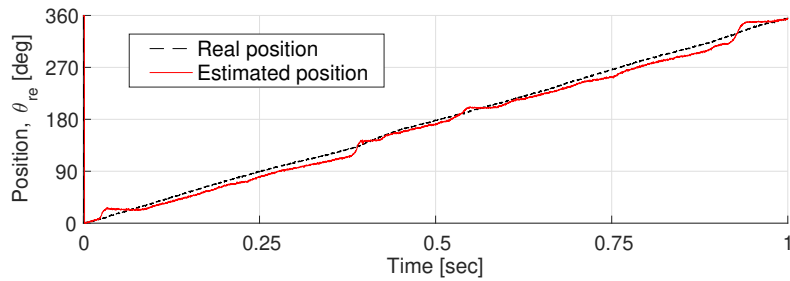


図 B.30. 位置誤差改善法 II によるテンプレートデータと異なる電流振幅の特徴量を用いた際の実験結果 (-8.3%p)

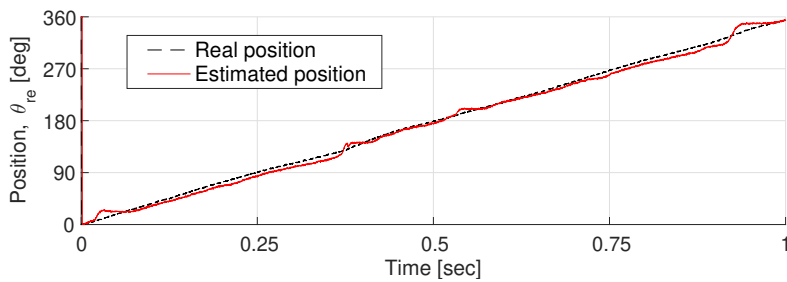


図 B.31. 位置誤差改善法 II によるテンプレートデータと異なる電流振幅の特徴量を用いた際の実験結果 (-5.0%p)

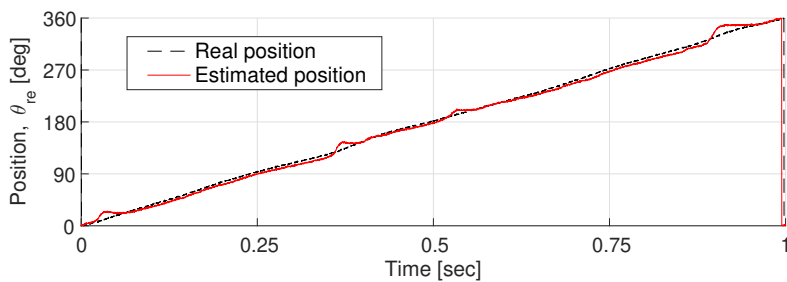


図 B.32. 位置誤差改善法 II によるテンプレートデータと異なる電流振幅の特徴量を用いた際の実験結果 (-1.7%p)

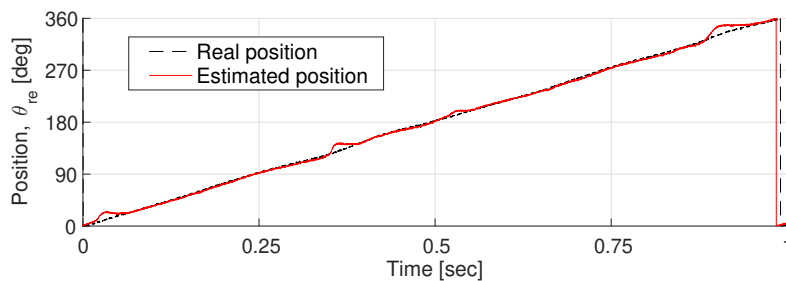


図 B.33. 位置誤差改善法 II によるテンプレートデータと異なる電流振幅の特徴量を用いた際の実験結果 (1.7%p)

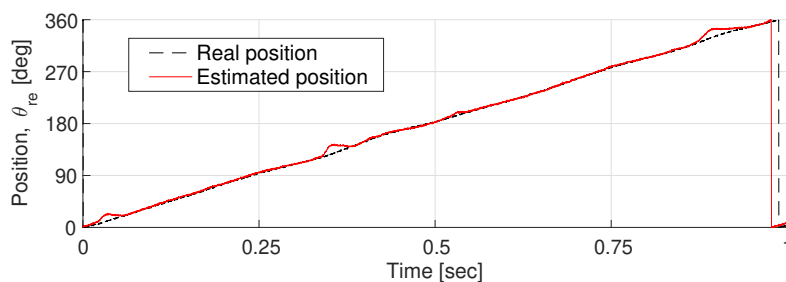


図 B.34. 位置誤差改善法 II によるテンプレートデータと異なる電流振幅の特徴量を用いた際の実験結果 (5.0%p)

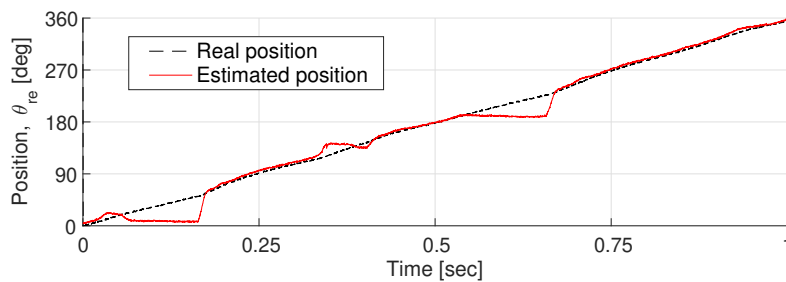


図 B.35. 位置誤差改善法 II によるテンプレートデータと異なる電流振幅の特徴量を用いた際の実験結果 (8.3%p)

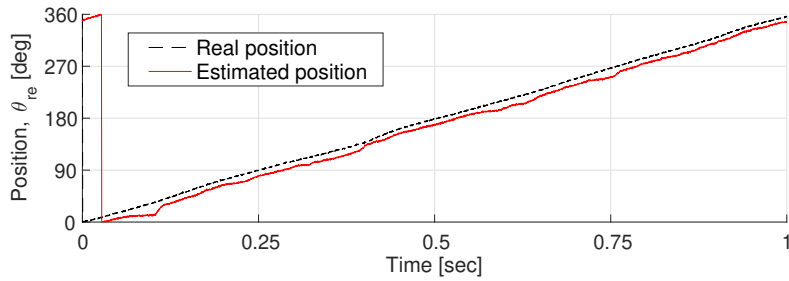


図 B.36. 位置誤差改善法 III によるテンプレートデータと異なる電流振幅の特徴量を用いた際の実験結果 (-10.0%p)

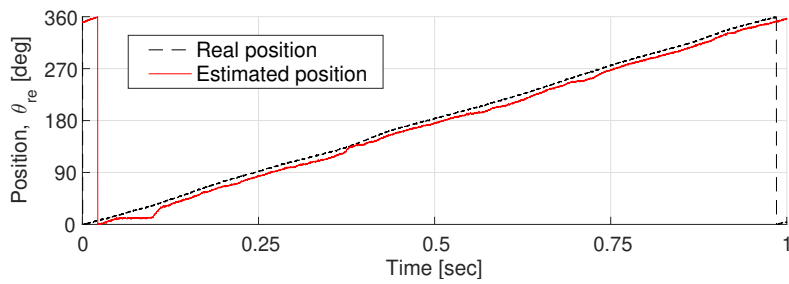


図 B.37. 位置誤差改善法 III によるテンプレートデータと異なる電流振幅の特徴量を用いた際の実験結果 (-6.7%p)

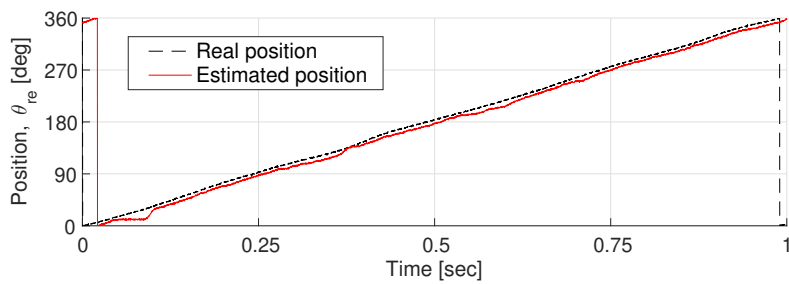


図 B.38. 位置誤差改善法 III によるテンプレートデータと異なる電流振幅の特徴量を用いた際の実験結果 (-3.3%p)

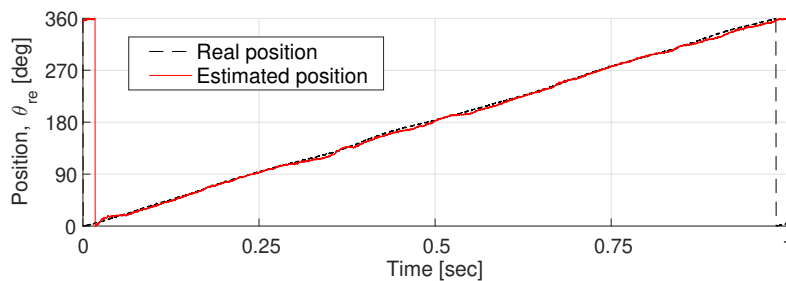


図 B.39. 位置誤差改善法 III によるテンプレートデータと異なる電流振幅の特徴量を用いた際の実験結果 (3.3%p)

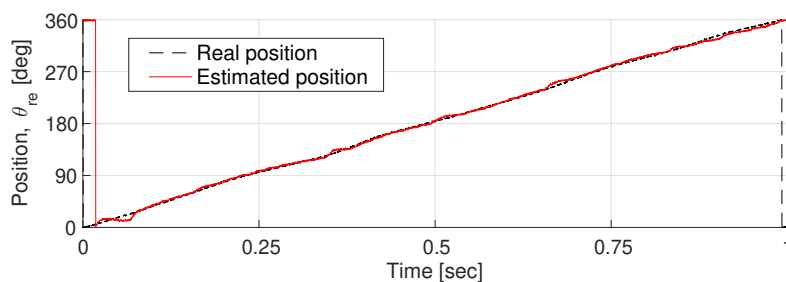


図 B.40. 位置誤差改善法 III によるテンプレートデータと異なる電流振幅の特徴量を用いた際の実験結果 (6.7%p)

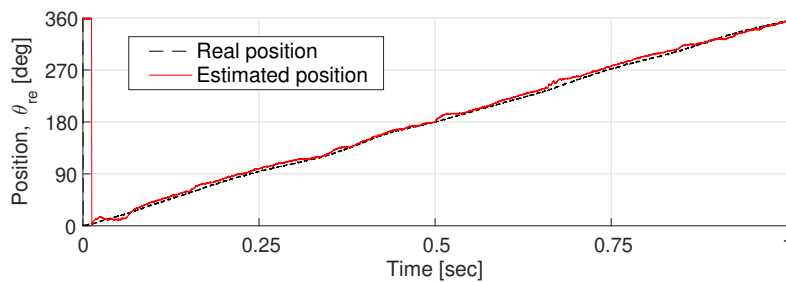


図 B.41. 位置誤差改善法 III によるテンプレートデータと異なる電流振幅の特徴量を用いた際の実験結果 (10.0%p)

参考文献

- [1] Institute for Industrial Productivity. “Best Practices in Energy Efficient Industrial Technologies : Motor Systems”, August, 2011.
- [2] de Almeida, Anibal, et al. EuP Lot 11 Motors, Ecodesign Assessment of Energy Using Products. s.l. : ISR-University of Coimbra for the European Commission-DG-TREN, 2008.
- [3] de Almeida, Anibal, et al., “Improving the Penetration of Energy-Efficient Motors and Drives”, University of Coimbra, prepared for the SAVE Programme, European Commission, DG-TREN, Brussels 2000.
- [4] 中道理. 日経エレクトロニクス “モータの省エネが日本を救う.” 2011.
- [5] 経済産業省. 総合資源エネルギー調査会省エネルギー基準部会三相誘導電動機判断基準小委員会 (第1回)-配付資料 “三相誘導電動機の現状について .” 2011.
- [6] Paul Waide And Conrad U. Brunner, International Energy Agency “Energy-Efficiency Policy Opportunities for Electric Motor-Driven Systems” 2011.
- [7] 経済産業省・資源エネルギー庁. 平成22年度省エネルギー政策分析調査事業 “平成22年度省エネルギー政策分析調査事業：家庭におけるエネルギー消費実態について”
- [8] 全国地球温暖化防止活動推進センター (JCCCA) “家庭における消費電力量の内訳”
- [9] 経済産業省・資源エネルギー庁. 平成22年度省エネルギーに関する年次報告 “第2部 エネルギー動向 第1章 国内エネルギー動向 第2節 部門別エネルギー消費の動向”
- [10] 自然エネルギー財団 “EV普及の動向と展望：気候変動対策の観点から” 2018.
- [11] 国立研究開発法人, 宇宙航空研究開発機構, 航空技術部門, 次世代航空イノベーションハブ “「航空機電動化 (ECLAIR) コンソーシアム」の発足について” 2018.

- [12] 公益財団法人, 航空機国際共同開発促進基金技術資料 “航空機エンジンにおける電動化への取組” 2017.
- [13] J. Malinowski, J. McCormick, K. Dunn “Advances in Construction Techniques of AC Induction Motors” IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 40, no. 6, pp. 1665-1670, 2004.
- [14] 星野昭広, 磯部真一, 森本雅之, 小坂卓, 松井 信行 “特定用途指向型モータの一設計法” 電気学会論文誌 D, vol. 123, no. 11, pp. 1262-1268, 2003.
- [15] T. M. Jahns, G. B. Kliman, T. W. Neumann “Interior Permanent-Magnet Synchronous Motors for Adjustable-Speed Drives” IEEE Transactions on Industry Applications, vol. IA-22, no. 4, pp. 738-747, 1986.
- [16] S. Morimoto, K. Hatanaka, Y. Tong, Y. Takeda, T. Hirasu “Servo drive system and control characteristics of salient pole permanent magnet synchronous motor” IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 29, no. 2, pp. 338-343, 1993.
- [17] S. Morimoto, Y. Takeda, K. Hatanaka, Y. Tong, T. Hirasu “Design and control system of inverter-driven permanent magnet synchronous motors for high torque operation” IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 29, no. 6, pp. 1150-1155, 1993.
- [18] S. Morimoto, Y. Takeda, T. Hirasu, K. Taniguchi “Expansion of operating limits for permanent magnet motor by current vector control considering inverter capacity” IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 26, no. 5, pp. 866-871, 1990.
- [19] 森本茂雄, 弓削靖, 武田洋次, 平紗多賀男 “PMモータの機器定数と出力範囲” 電気学会論文誌 D, vol. 110, no. 11, pp. 1171-1176, 1990.
- [20] T. M. Jahns “Flux-Weakening Regime Operation of an Interior Permanent-Magnet Synchronous Motor Drive” IEEE Transactions on Industry Applications, vol. IA-23, no. 4, pp. 681-689, 1987.
- [21] B. K. Bose “A high-performance inverter-fed drive system of an interior permanent magnet synchronous machine” IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 24, no. 6, pp. 987-997, 1988.

- [22] B. Sneyers, D. W. Novotny, T. A. Lipo “Field Weakening in Buried Permanent Magnet AC Motor Drives” IEEE Transactions on Industry Applications, vol. IA-21, no. 2, pp. 398-407, 1985.
- [23] 森本茂雄, 畠中啓太, 童毅, 武田洋次, 平紗多賀男 “PM モータの弱め磁束制御を用いた広範囲可変速運転” 電気学会論文誌 D, vol. 112, no. 3, pp. 292-298, 1992.
- [24] 森本茂雄, 上野智広, 武田洋次 “埋込磁石構造 PM モータの広範囲可変速制御” 電気学会論文誌 D, vol. 114, no. 6, pp. 668-673, 1994.
- [25] S. Morimoto, M. Sanada, Y. Takeda “Wide-speed operation of interior permanent magnet synchronous motors with high-performance current regulator” IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 30, no. 4, pp. 920-926, 1994.
- [26] S. Morimoto, M. Sanada, Y. Takeda “Effects and Compensation of Magnetic Saturation in Flux-Weakening Controlled Permanent Magnet Synchronous Motor Drives” IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 30, no. 6, pp. 1632-1637, 1994.
- [27] R. Wu, G. R. Slemon “A permanent magnet motor drive without a shaft sensor” IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 27, no. 5, pp. 1005-1011, 1991.
- [28] N. Matsui, M. Shigyo “Brushless DC motor control without position and speed sensors” IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 28, no. 1, pp. 120-127, 1992.
- [29] N. Matsui, T. Takeshita, K. Yasuda “A new sensorless drive of brushless DC motor” Proceeding of IEEE-IECON, pp. 430-435, 1992.
- [30] L. A. Jones, J. H. Lang “A state observer for the permanent-magnet synchronous motor” IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 36, no. 3, pp. 374-382, 1989.
- [31] J. S. Kim, S. K. Sul “New approach for high-performance PMSM drives without rotational position sensors” IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 12, no. 5, pp. 904-911, 1997.

- [32] M. G. Jovanovic, R. E. Betz, D. Platt. "Sensorless Vector Controller for a Synchronous Reluctance Motor" *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 34, no. 2, pp. 346-354, 1998.
- [33] Z. Chen, M. Tomita, S. Doki, S. Okuma. "An Extended Electromotive Force Model for Sensorless Control of Interior Permanent-Magnet Synchronous Motors" *IEEE Transactions on Industry Electronics*, vol. 50, no. 2, pp. 288-295, 2003.
- [34] 市川真士, 陳志謙, 富田睦雄, 道木慎二, 大熊繁. "拡張誘起電圧モデルに基づく突極型永久磁石同期モータのセンサレス制御" *電気学会論文誌 D*, vol. 122, no. 12, pp. 1088-1096, 2002.
- [35] 市川真士, 陳志謙, 富田睦雄, 道木慎二, 大熊繁. "シンクロリラクタンスモータにおける拡張誘起電圧モデルとその主磁束方向の選択法" *電気学会論文誌 D*, vol. 123, no. 12, pp. 1507-1515, 2003
- [36] 市川真士, 富田睦雄, 道木慎二, 大熊繁. "拡張誘起電圧モデルに基づくシンクロナスリラクタンスモータのセンサレス制御とそれに適したインダクタンス測定法" *電気学会論文誌 D*, vol. 125, no. 12, pp. 16-25, 2005.
- [37] S. Ichikawa, M. Tomita, S. Doki, S. Okuma. "Sensorless Control of Synchronous Reluctance Motors Based on Extended EMF Models Considering Magnetic Saturation With Online Parameter Identification" *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 42, no. 5, pp. 1264-1274, 2006.
- [38] Masaru Hasegawa and Keiju Matsui: "IPMSM Position Sensorless Drives Using Robust Adaptive Observer on Stationary Reference Frame", *IEEJ Trans. on Electrical and Electronic Engineering*, Vol.3, No.1 pp.120-127, 2008.
- [39] 山本康弘, 吉田康宏, 足利正: "同一次元磁束によるPMモータのセンサレス制御", *電気学会論文誌 D*, 124 巻, 8 号, pp.743-749, 2004.
- [40] 松本純, 長谷川勝, 松井景樹: "最大トルク制御に適した磁束モデルの提案とこれに基づくIPMSMの位置センサレス制御", *電気学会論文誌 D*, 132 巻, 1 号, pp.67-77, 2012.
- [41] 野口季彦, 元野和紀: "高調波電流注入方式によるセンサレスIPMモータ制御システムの高性能化", *電気学会論文誌 D*, 126 巻, 3 号, pp.360-367, 2006.

-
- [42] M. Schroedl “Sensorless control of AC machines at low speed and standstill based on the ”INFORM” method” Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting, pp. 270-277, 1996.
- [43] P. L. Jansen, R. D. Lorenz “Transducerless position and velocity estimation in induction and salient AC machines” IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 31, no. 2, pp. 240-247, 1995.
- [44] P. L. Jansen, R. D. Lorenz “Transducerless field orientation concepts employing saturation-induced saliencies in induction machines” IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 32, no. 6, pp. 1380-1393, 1996.
- [45] J. Holtz “Sensorless position control of induction motors-an emerging technology” IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 45, no. 6, pp. 840-851, 1998.
- [46] S. J. Kang, J. M. Kim, S. K. Sul “Position sensorless control of synchronous reluctance motor using high frequency current injection” IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 14, no. 4, pp. 1271-1275, 1999.
- [47] A. Consoli, F. Corley, R. Russo, G. Scarcella, A. Testa “Low- and zero-speed sensorless control of synchronous reluctance motors” IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 35, no. 5, pp. 1050-1057, 1999.
- [48] Y. Jeong, R. D. Lorenz, T. M. Jahns, S. K. Sul “Initial rotor position estimation of an interior permanent-magnet synchronous machine using carrier-frequency injection methods” IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 40, no. 2, pp. 623-631, 2004.
- [49] J. Holtz, H. Pan “Elimination of saturation effects in sensorless position-controlled induction motors” IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 41, no. 1, pp. 38-45, 2005.
- [50] M. J. Corley, R. D. Lorenz “Rotor Position and Velocity Estimation for a Salient-Pole Permanent Magnet Synchronous Machine at Standstill and High Speeds” IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 34, no. 4, pp. 784-789, 1998.
- [51] J. I. Ha, S. K. Sul “Sensorless field-orientation control of an induction machine by high-frequency signal injection” IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 35, no. 1, pp. 45-51, 1999.

- [52] J. I. Ha, K. Ide, T. Sawa, S. K. Sul “Sensorless position control and initial position estimation of an interior permanent magnet motor” Conference Record of the 2001 IEEE-IAS. Annual Meeting, vol. 4, pp. 2607-2613, 2001.
- [53] J. H. Jang, S. K. Sul, J. I. Ha, K. Ide, M. Sawamura “Sensorless drive of surface-mounted permanent-magnet motor by high-frequency signal injection based on magnetic saliency” IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 39, no. 4, pp. 1031-1039, 2003.
- [54] K. Ide, J. I. Ha, M. Sawamura “A hybrid speed estimator of flux observer for induction motor drives” IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 53, no. 1, pp. 130-137, 2006.
- [55] J. I. Ha, S. K. Sul “Physical understanding of high frequency injection method to sensorless drives of an induction machine” Conference Record of the 2000 IEEE-IAS. Annual Meeting, vol. 3, pp. 1802-1808, 2000.
- [56] J. I. Ha, K. Ide, T. Sawa, S. K. Sul “Sensorless rotor position estimation of an interior permanent-magnet motor from initial states” IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 39, no. 3, pp. 761-767, 2003.
- [57] J. H. Jang, J. I. Ha, M. Ohto, K. Ide, S. K. Sul “Analysis of Permanent-Magnet Machine for Sensorless Control Based on High-Frequency Signal Injection” IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 40, no. 6, pp. 1595-1604, 2004.
- [58] F. Briz, M. W. Degner, P. Garcia, R. D. Lorenz “Comparison of Saliency-Based Sensorless Control Techniques for AC machines” IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 40, no. 4, pp. 1107-1115, 2004.
- [59] H. Kim, R. D. Lorenz “Carrier signal injection based sensorless control methods for IPM synchronous machine drives” Conference Record of the 2004 IEEE-IAS. Annual Meeting, vol. 2, pp. 977-984, 2004.
- [60] C. Caruana, G. M. Asher, M. Sumner “Performance of HF signal injection techniques for zero-low-frequency vector control of induction Machines under sensorless conditions” IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 53, no. 1, pp. 225-238, 2006.

- [61] D. D. Reigosa, P. Garcia, D. Raca, F. Briz, R. D. Lorenz “Measurement and Adaptive Decoupling of Cross-Saturation Effects and Secondary Saliencies in Sensorless Controlled IPM Synchronous Machines ” IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 44, no. 6, pp. 1758-1767, 2008.
- [62] D. Raca, P. Garcia, D. Reigosa, F. Briz, R. Lorenz “A comparative analysis of pulsating vs. rotating vector carrier signal injection-based sensorless control ” Conference Record of IEEE-APEC, pp. 879-885, 2008.
- [63] Y. D. Yoon, S. K. Sul , S. Morimoto, K. Ide “High-Bandwidth Sensorless Algorithm for AC Machines Based on Square-Wave-Type Voltage Injection ” IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 47, no. 3, pp. 1361-1370, 2011.
- [64] S. M. Kim, J. I. Ha, S. K. Sul “PWM switching frequency signal injection sensorless method in IPMSM” Proceeding of IEEE-ECCE, pp. 3021-3028, 2011.
- [65] S. Murakami, T. Shiota, M. Ohto, K. Ide, M. Hisatsune “Encoderless Servo Drive With Adequately Designed IPMSM for Pulse-Voltage-Injection-Based Position Detection ” IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 48, no. 6, pp. 1922-1930, 2012.
- [66] 伊藤正人, 金原義彦 : “ 高調波電圧を用いた突極形 PM モータの直接位置推定法 ”, 電気学会論文誌 D, 131 巻, 6 号, pp.785-792, 2011.
- [67] 金子大吾, 岩路善尚, 坂本潔, 遠藤常博 : “ IPM モータの停止時・初期位置推定方式 ”, 電気学会論文誌 D, 123 巻, 2 号, pp.140-148, 2003.
- [68] B. Sarlioglu, C. T. Morris, D. Han, S. Li, “Driving Toward Accessibility” IEEE Industry Applications Magazine, vol. 23, no. 1, 2017.
- [69] A. Emadi, Y. J. Lee, K. Rajashekara “Power Electronics and Motor Drives in Electric, Hybrid Electric, and Plug-In Hybrid Electric Vehicles ” IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 55, no. 6, 2008.
- [70] R. Islam, I. Husain, A. Fardoun, K. McLaughlin “Permanent-Magnet Synchronous Motor Magnet Designs With Skewing for Torque Ripple and Cogging Torque Reduction ” IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 45, no. 1, 2009.

- [71] L. Parsa, H. A. Toliyat “Fault-Tolerant Interior-Permanent-Magnet Machines for Hybrid Electric Vehicle Applications” IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 56, no. 4, 2007.
- [72] T. Burress, Oak Ridge National Laboratory “Benchmarking of Competitive Technologies” U.S. DOE Hydrogen and Fuel Cells Program and Vehicle Technologies Program Annual Merit Review and Peer Evaluation Meeting, 2012.
- [73] T. Burress, Oak Ridge National Laboratory “Benchmarking EV and HEV Technologies” DOE Vehicle Technologies Office 2015 Annual Merit Review and Peer Evaluation Meeting, 2016.
- [74] T. Burress, Oak Ridge National Laboratory “Benchmarking State-of-the-Art Technologies” DOE Hydrogen and Fuel Cells Program and Vehicle Technologies Program Annual Merit Review and Peer Evaluation Meeting, 2013.
- [75] 稲津雅弘, 「産業界の技術動向 ハイブリッド車の現状と今後」, 京都大学電気関係教室技術情報誌, 第 20 号 pp.10, (2008) .
- [76] 加納 善明, 小坂 卓, 松井 信行: “HEV 用位置センサレス駆動集中巻 IPMSM の最大トルク向上設計” , 電気学会論文誌 D, vol. 135, No. 9, pp. 929-938, 2015.
- [77] 山崎 克巳, 熊谷 誠樹, 福岡 嵩之: “磁気飽和による dq 軸間相互干渉を考慮した IPM モータの機器定数算定とトルク分析” , 電気学会論文誌 D, vol. 133, No. 7, pp. 747-755, 2013.
- [78] 佐々木 学, 島 和男, 井出 一正, 小原木 春雄, 高橋 身佳 : “飽和を考慮した永久磁石同期電動機のリアクタンス解析” , 電気学会論文誌 D, vol. 121, No. 7, pp. 814-820, 2001.
- [79] 木村哲也, 趙陽, 道木慎二, 大熊繁, ”複雑なインダクタンス分布を有する IPMSM のためのパターンマッチングを用いた磁極位置推定法”, 電気学会半導体電力変換研究会資料, pp.7-11 (2010)
- [80] 趙陽, 木村哲也, 藤井浩平, 道木慎二, 大熊繁, ”パターンマッチングによる複雑なインダクタンス分布を有する IPMSM の磁極位置推定法”, 電気学会自動車研究会資料, pp.25-29 (2011)
- [81] Ting Yuan, Shinji Doki, ”An Experimental Study of Position Sensorless Control at low speed of IPMSM with Heavy Magnetic Saturation”, Industrial Electronics Society, IECON 2014-40th Annual Conference of the IEEE, pp.398-403 (2014)

- [82] 内藤文平, 趙陽, 道木慎二, 大熊繁, "IPMSM の位置センサレス制御のための磁気飽和によるインダクタンス空間分布の変動測定と考察", 電気学会半導体電力変換研究会資料, pp.47-52 (2010)
- [83] 馬飼野祐貴, 道木慎二: "非正弦波状のインダクタンス空間分布を持つ永久磁石同期モータのためのパターンマッチング手法を用いた位置センサレス制御", 電気学会論文誌 D, vol. 136, No. 6, pp. 418-424, 2016.
- [84] 馬飼野祐貴, "非正弦波状のインダクタンス空間分布を持つ永久磁石同期モータのためのパターンマッチング手法に基づく位置センサレス制御", 名古屋大学工学研究科 2016 年度修士学位論文
- [85] 相馬 慎吾, 藤代 智, 白土 英治: "重希土類フリーハイブリッド自動車用モータの時期形状研究", 自動車技術会論文集, vol. 48, No. 5, pp. 1079-1083, 2017.
- [86] 中田 知希, 真田 雅之, 森本 茂雄, 井上 征則: "粗メッシュ有限要素法と GA の組み合わせによる IPMSM の高トルク化に関する検討", パワーエレクトロニクス学会誌, vol. 41, pp. 57-63, 2015.
- [87] 武田洋次, 松井信行, 森本茂雄, 本田幸夫: 「埋込磁石同期モータの設計と制御」, オーム社 (2001) .

謝辞

本研究の遂行ならびに本論文の作成に際し、終始並々ならぬご指導を賜りました名古屋大学大学院工学研究科情報・通信工学専攻 教授 博士(工学) 道木慎二先生に心より御礼申しあげます。特にモータ制御技術、研究の進め方、研究者としての姿勢および考え方に対して熱心な御指導を賜りました。IEEJ Industry Applications Society Excellent Presentation Award を賜りましたことは、道木先生の熱心な御指導の賜物であります。ここに深く感謝の意を表します。

本論文をまとめるにあたり、貴重な御助言を賜った名古屋大学大学院工学研究科情報・通信工学専攻 教授 工学博士 古橋武先生、博士(工学) 藤井俊彰先生、中部大学大学院工学研究科 ロボット理工学専攻・電気電子工学専攻 教授 博士(工学) 長谷川勝先生に深く感謝致します。

本研究に対する御助言及び発表に対する御指導等を賜った名古屋大学大学院工学研究科 情報・通信工学専攻 助教 博士(工学) 舟洞佑記先生に深く感謝致します。

本研究に対し、貴重な御助言を賜りました、株式会社日立製作所馬飼野祐貴氏に深く感謝致します。

日頃より有益な御助言を頂きました国立岐阜工業高等専門学校 電気情報工学科 教授 博士(工学) 冨田睦雄先生に深く感謝致します。

日頃より有益な御助言、御協力を頂きました、名古屋大学大学院電子情報システム専攻博士後期過程3年中山陽介氏、松木洋介氏、情報・通信工学専攻博士後期過程2年嶋岡雅浩氏、麻晃太郎氏、博士後期過程1年今井幸司氏、Kim Jinsoo 氏、大橋臨氏、博士前期課程2年井上雅理氏、WANG Shen 氏、近藤史弥氏、伊藤大輝氏、前田圭吾氏、洪曜漢氏、博士前期課程1年太田和希氏、二村拓未氏、福岡瑞規氏、本田翔大氏、工学部電気電子情報工学科4年堀翔太氏、北村健太郎氏、木村圭佑氏、山口紘生氏に感謝いたします。

在職ドクターとして勉学及び工学博士学位取得の機会を与えて下さった株式会社LG電子の関係者、同僚の方々に感謝致します。

最後に、本研究を私生活の面から支え、私に多大な理解を示して頂きました家族に感謝を表し、謝辞の締めくくりとさせていただきます。