

永久磁石同期モータ電流ベクトル制御系のための
モデル予測変調に関する研究

嶋 岡 雅 浩

目次

第1章	序論	1
1.1	研究背景	1
1.1.1	制御アルゴリズムの歴史	1
1.1.2	モデル予測制御	4
1.1.3	モータ駆動システムの構成と各要素の進歩	8
1.1.4	モータ駆動システムの普及と制御技術の変遷	12
1.1.5	モータ駆動システムへのモデル予測制御の適用	16
1.1.6	モータ駆動システムへのFCS-MPC適用における課題	21
1.2	本研究の目的	22
1.3	本論文の構成	24
第2章	永久磁石同期モータ駆動システムのモデリングと電流ベクトル制御	27
2.1	はじめに	27
2.2	永久磁石同期モータのモデリング	27
2.2.1	永久磁石同期モータの座標系の定義	28
2.2.2	固定3相座標系におけるモータモデル	30
2.2.3	固定直交2軸座標系におけるモータモデル	31
2.2.4	回転直交2軸座標系におけるモータモデル	33
2.2.5	モータトルク及び機械系のモデル	34
2.3	電圧形インバータのモデリング	36
2.3.1	基本構造と変調技術	36
2.3.2	パルス幅変調における各相電圧の決定	38
2.3.3	空間ベクトル変調における各相電圧の決定	40
2.3.4	電圧形インバータの変調領域	42
2.4	永久磁石同期モータの電流ベクトル制御	45
2.4.1	PI制御に基づく電流ベクトル制御系	45
2.4.2	電圧リミット	46
2.4.3	電流指令生成法：最大トルク/電流制御	48
2.4.4	電流ベクトル制御系の駆動範囲	49

2.5	まとめ	50
第3章	永久磁石同期モータ電流ベクトル制御系へのモデル予測制御の適用とその課題	51
3.1	はじめに	51
3.2	PMSM 電流ベクトル制御系へのモデル予測制御の適用における基本事項	52
3.2.1	PMSM モデルの離散化	52
3.2.2	MPC における制御遅れ補償	53
3.3	入力電圧の解釈によるモデル予測制御の分類	53
3.3.1	CCS-MPC に基づく PMSM 電流ベクトル制御	54
3.3.2	FCS-MPC に基づく PMSM 電流ベクトル制御	55
3.3.3	両モデル予測制御の特徴比較	56
3.4	シミュレーション検証	57
3.4.1	過渡応答性能比較	60
3.4.2	矩形波駆動比較	62
3.4.3	定常電流制御性能比較	65
3.5	基本 FCS-MPC の課題	65
3.6	まとめ	68
第4章	永久磁石同期モータ電流ベクトル制御に適したモデル予測変調の提案	69
4.1	はじめに	69
4.2	提案するモデル予測変調：MPM	69
4.2.1	モデル予測変調の動作	70
4.2.2	モデル予測変調の探索空間表現	74
4.2.3	変調方式の比較	75
4.3	モデル予測変調の探索空間設定法	80
4.3.1	探索空間の分解能設定	80
4.3.2	探索空間の予測ホライズン設定	85
4.3.3	モデル予測変調の探索空間設定法まとめ	86
4.4	永久磁石同期モータ電流ベクトル制御のためのモデル予測変調の評価関数設定	88
4.5	提案するモデル予測変調のシミュレーション検証	90
4.6	まとめ	99
第5章	計算負荷低減のためのモデル予測変調の動的探索空間制限法の提案	101
5.1	はじめに	101

5.2	モデル予測変調と計算量	101
5.3	モデル予測変調の計算量削減にむけたアプローチ	102
5.4	モデル予測変調の探索空間制限	103
5.4.1	永久磁石同期モータ電流ベクトル制御の理想的な電圧指令	103
5.4.2	モデル予測変調の探索空間内パスの分類	108
5.4.3	動的探索空間制限法	110
5.5	提案する動的探索空間制限手法のシミュレーション検証	111
5.5.1	定常駆動を対象とした検証	112
5.5.2	過渡応答を対象とした検証	114
5.5.3	探索空間制限の比較	115
5.6	まとめ	116
第 6 章	実機実験によるモデル予測変調の検証	119
6.1	はじめに	119
6.2	MPM 実装時に満たすべき条件	119
6.3	ルックアップテーブルを用いたモデル予測変調の実装法	121
6.3.1	LUT 作成に要する時間	121
6.4	実験システム構成	123
6.4.1	制御器（試験 IPMSM 用）	123
6.4.2	試験 IPMSM	124
6.5	モデル予測変調とパルス幅変調の比較	125
6.5.1	定常電流制御性能の検証	126
6.5.2	過渡応答性能の検証	134
6.5.3	駆動範囲の検証	138
6.6	まとめ	142
第 7 章	結論	143
7.1	本研究の成果	143
7.2	今後の課題	144
付録 A	電圧形インバータの動作とモデル予測変調	149
A.1	電圧形インバータの動作	149
A.2	デッドタイム中の動作とモデル予測変調における補償法	153
A.3	パワー半導体デバイスにおける動作遅れとモデル予測変調	160
	参考文献	167

目 次

1.1	フィードフォワード制御系の構成	2
1.2	フィードバック制御系の構成	2
1.3	古典制御におけるフィードバック制御系	3
1.4	現代制御におけるフィードバック制御系	4
1.5	モデル予測制御の基本アイデア	5
1.6	各制御器適用時のプラント出力の確率分布	7
1.7	モータ駆動システムの構成	8
1.8	SPMSM のロータ形状例	10
1.9	IPMSM のロータ形状例	10
1.10	パルス幅変調と出力電圧	11
1.11	三角波比較方式 PWM による交流電圧生成	12
1.12	2 レベル 3 相電圧形インバータの回路図	12
1.13	電圧指令と基本波電圧の関係	14
1.14	過変調領域における端子電圧波形	15
1.15	CCS-MPC に基づくモータ制御系の構成	17
1.16	FCS-MPC に基づくモータ制御系の構成	18
1.17	u 相電流 シミュレーション結果 (中速低負荷, 設計対象動作点)	22
1.18	u 相電流 シミュレーション結果 (低速低負荷)	22
2.1	PMSM 電流ベクトル制御系	28
2.2	IPMSM の構造例	29
2.3	PMSM の座標系	30
2.4	dq 座標系における電流ベクトルと位相	35
2.5	IPMSM のトルクと電流位相の関係	35
2.6	2 レベル 3 相電圧形インバータの回路図	36
2.7	瞬時空間電圧ベクトル	38
2.8	三角波比較 PWM によるスイッチングタイミングの決定	39
2.9	PWM における uvw 各相の電圧指令と端子電圧	40
2.10	瞬時空間電圧ベクトルと電圧指令	41

2.11 SVMにおける電圧指令の分解と入力電圧の生成	41
2.12 SVMにおける入力電圧と uvw 各相の端子電圧	42
2.13 線形領域における端子電圧と周波数スペクトラム	43
2.14 過変調領域における端子電圧と周波数スペクトラム	43
2.15 矩形波領域における端子電圧と周波数スペクトラム	43
2.16 変調率と瞬時空間電圧ベクトル	44
2.17 PI制御に基づく PMSM 電流ベクトル制御系	46
2.18 電圧リミット法	47
2.19 dq 軸電流と最大トルク/電流制御	48
2.20 PMSM 電流制御系の速度-トルクマップ	50
3.1 MPCにおける制御器計算結果と PMSM 入力電圧の関係（制御遅れ補償なし）	53
3.2 MPCにおける制御器計算結果と PMSM 入力電圧の関係（制御遅れ補償あり）	54
3.3 CCS-MPCに基づく PMSM 電流ベクトル制御系	55
3.4 FCS-MPCに基づく PMSM 電流ベクトル制御系	56
3.5 速度-トルクマップと動作点設定（3.4 節）	59
3.6 シミュレーション結果（速度 2000rpm トルク 0→4Nm）	60
3.7 シミュレーション結果（速度 2000rpm トルク 4→0Nm）	61
3.8 シミュレーション結果（速度 3730rpm トルク 0→5.6Nm）	63
3.9 シミュレーション結果（速度 3730rpm トルク 5.6Nm）	64
3.10 シミュレーション結果（速度 500rpm トルク 1Nm）	66
3.11 シミュレーション結果（速度 3000rpm トルク 1Nm）	67
4.1 MPMにおけるスイッチング候補と予測された瞬時電流応答	70
4.2 MPMにおける瞬時空間電圧ベクトルの時系列順列と uvw 各相端子電圧	72
4.3 MPMにおける瞬時空間電圧ベクトルの状態遷移ルール	73
4.4 モデル予測変調（MPM）の探索空間	75
4.5 パルス幅変調（PWM）の取り得る入力電圧	78
4.6 空間ベクトル変調（SVM）の取り得る入力電圧	79
4.7 基本 FCS-MPC の探索空間	79
4.8 予測分解能短縮効果の検証（速度 2000rpm トルク 1Nm）	80
4.9 予測分解能と電圧位相分解能の関係	81
4.10 速度-トルクマップと 6 種の動作点	82
4.11 6 種の動作点における電圧位相分解能と定常電流制御性能の関係	83
4.12 速度と必要な電圧位相分解能の関係	84

4.13	予測分解能設定例	85
4.14	線形領域における uvw 相端子電圧と予測区間	86
4.15	矩形波領域における uvw 相端子電圧と予測区間	87
4.16	過変調領域における uvw 相端子電圧と予測区間	87
4.17	過変調領域における電流波形と評価関数	89
4.18	モデル予測変調に基づく PMSM 電流ベクトル制御系	90
4.19	速度-トルクマップと矩形波駆動動作点 (4.5 節)	91
4.20	過変調・矩形波駆動における探索空間の例	92
4.21	矩形波駆動のための探索空間	93
4.22	シミュレーション結果 (基本 FCS-MPC $T_{edge} = 40\mu s$, $T_{height} = 40\mu s$)	94
4.23	シミュレーション結果 (MPM $T_{edge} = 4\mu s$, $T_{height} = 40\mu s$)	95
4.24	シミュレーション結果 (MPM $T_{edge} = 40\mu s$, $T_{height} = 440\mu s$)	96
4.25	シミュレーション結果 (MPM $T_{edge} = 4\mu s$, $T_{height} = 448\mu s$)	97
4.26	シミュレーション結果 (MPM $T_{edge} = 1\mu s$, $T_{height} = 447\mu s$)	98
5.1	探索空間制限例	103
5.2	仮想電圧指令に対する評価関数値分布 (定常駆動)	106
5.3	仮想電圧指令に対する評価関数値分布 (過渡応答)	107
5.4	瞬時空間電圧ベクトルとセクター	108
5.5	ベクトル空間上における探索空間パスの分類	109
5.6	仮想電圧指令による探索空間制限	111
5.7	動的探索空間制限法を適用したモデル予測変調に基づく PMSM 電流 ベクトル制御系	112
5.8	速度-トルクマップと動作点設定 (5.5 節)	113
5.9	シミュレーション結果 (速度 500rpm トルク 1Nm)	113
5.10	シミュレーション結果 (速度 2000rpm)	114
5.11	動的探索空間制限法適用時のパスの数	116
6.1	プロセッサとゲート信号生成器非同期時の出力電圧	120
6.2	プロセッサとゲート信号生成器同期時の出力電圧	120
6.3	LUT を用いたモデル予測変調に基づく PMSM 電流ベクトル制御系	122
6.4	実験システム構成の概略図	123
6.5	u 相インダクタンス分布	124
6.6	dq 軸誘起電圧分布	124
6.7	速度-トルクマップと動作点設定 (6.5.1 項)	127
6.8	実験結果 (速度 500rpm トルク 1Nm)	128
6.9	実験結果 (速度 2000rpm トルク 1Nm)	129

6.10 実験結果 (速度 3000rpm トルク 1Nm)	130
6.11 実験結果 (速度 500rpm トルク 4Nm)	131
6.12 実験結果 (速度 2000rpm トルク 4Nm)	132
6.13 実験結果 (速度 3000rpm トルク 4Nm)	133
6.14 速度-トルクマップと動作点設定 (6.5.2 項)	134
6.15 実験結果 (速度 2000rpm トルク 0→4Nm)	135
6.16 実験結果 (速度 2000rpm トルク 0→4Nm, 5 手法の比較)	136
6.17 実験結果 (速度 2000rpm トルク 4→0Nm)	137
6.18 速度-トルクマップと動作点設定 (6.5.3 項)	138
6.19 実験結果 (速度 3730rpm トルク 0→5.22Nm)	139
6.20 実験結果 (速度 3730rpm トルク 5.22Nm)	140
6.21 実験結果 (MPM-CVC 矩形波駆動)	141
7.1 モデル予測変調に基づく PMSM 電流ベクトル制御系の並列実装	147
A.1 電圧形インバータの回路図 (u 相)	150
A.2 スイッチング指令と u 相端子電圧の理想的関係	150
A.3 IGBT のスイッチング動作	151
A.4 スイッチング指令と短絡状態	151
A.5 デッドタイムを考慮したスイッチング指令	152
A.6 $i_u > 0$, 立ち上がり時の電圧形インバータの動作	154
A.7 $i_u > 0$, 立ち下がり時の電圧形インバータの動作	155
A.8 $i_u < 0$, 立ち上がり時の電圧形インバータの動作	156
A.9 $i_u < 0$, 立ち下がり時の電圧形インバータの動作	157
A.10 モデル予測変調におけるデッドタイム補償	159
A.11 実験結果 (MPM-CVC 速度 2000rpm トルク 1Nm)	161
A.12 実験結果 (MPM-CVC 速度 2000rpm トルク 4Nm)	161
A.13 パワー半導体デバイスの動作 実機測定結果 ($i_u > 0$ 速度 2000rpm トルク 1Nm)	162
A.14 パワー半導体デバイスの動作 実機測定結果 ($i_u < 0$ 速度 2000rpm トルク 1Nm)	163
A.15 パワー半導体デバイスの動作 実機測定結果 ($i_u > 0$ 速度 2000rpm トルク 4Nm)	164
A.16 パワー半導体デバイスの動作 実機測定結果 ($i_u < 0$ 速度 2000rpm トルク 4Nm)	165

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

$\mathbf{v}_{uvw} = [v_u \ v_v \ v_w]^T$: 固定 3 相 (uvw 相) 座標における固定子電圧ベクトル

$\mathbf{i}_{uvw} = [i_u \ i_v \ i_w]^T$: 固定 3 相 (uvw 相) 座標における固定子電流ベクトル

v_α, v_β : α 軸電圧, β 軸電圧

i_α, i_β : α 軸電流, β 軸電流

$\mathbf{v}_{\alpha\beta} = [v_\alpha \ v_\beta]^T$: 固定直交 2 軸 ($\alpha\beta$ 軸) 座標における電圧ベクトル

$\mathbf{i}_{\alpha\beta} = [i_\alpha \ i_\beta]^T$: 固定直交 2 軸 ($\alpha\beta$ 軸) 座標における電流ベクトル

v_d, v_q : d 軸電圧, q 軸電圧

i_d, i_q : d 軸電流, q 軸電流

$\mathbf{v}_{dq} = [v_d \ v_q]^T$: 回転直交 2 軸 (dq 軸) 座標における電圧ベクトル

$\mathbf{i}_{dq} = [i_d \ i_q]^T$: 回転直交 2 軸 (dq 軸) 座標における電流ベクトル

θ_{rm} : u 相を基準とした回転子位置 (機械角)

θ_{re} : u 相を基準とした回転子位置 (電気角)

ω_{rm} : 回転子の機械的回転速度

ω_{re} : 回転子の電気角速度

R : 固定子巻線抵抗

L_d, L_q : d 軸インダクタンス, q 軸インダクタンス

K_E : 誘起電圧定数

K_{Ed} : 空間高調波を考慮した d 軸誘起電圧定数

K_{Eq} : 空間高調波を考慮した q 軸誘起電圧定数

P_n : 回転子の極対数

p : 微分演算子

V_{DC} : インバータの DC リンク電圧

m : 変調率

f_c : インバータのキャリア周波数

-
- T_c : 制御周期
 V_{lim} : 電圧制限値
 ω_{cc} : 電流制御系の制御帯域
 K_{pd} : d 軸電流制御器の比例ゲイン
 K_{pq} : q 軸電流制御器の比例ゲイン
 K_i : dq 軸電流制御器の積分ゲイン
 \hat{i}_d, \hat{i}_q : 予測された d 軸電流挙動, 予測された q 軸電流挙動
 $\hat{\mathbf{i}}_{dq} = [\hat{i}_d \ \hat{i}_q]^T$: 回転 2 軸 (dq 軸) 座標における予測された電流ベクトル
 J : 評価関数
 W_{i_d} : d 軸電流に対する重み係数
 W_{i_q} : q 軸電流に対する重み係数
 T_{edge} : 予測分解能
 T_{height} : 予測ホライズン
 N_c : 制御周期/予測分解能の比率
 N_p : 予測ホライズン/予測分解能の比率
 θ_{vpr} : 電圧位相分解能
 V_{vrd}, V_{vrq} : d 軸仮想電圧指令, q 軸仮想電圧指令
 $\mathbf{V}_{vr} = [V_{vrd} \ V_{vrq}]^T$: 仮想電圧指令
 $\theta_{V_{vr}}$: 仮想電圧指令の位相
 $m_{V_{vr}}$: 仮想電圧指令の変調率
 W_{ESVV} : 探索幅

PMSM : Permanent Magnet Synchronous Motor

SPMSM : Surface Permanent Magnet Synchronous Motor

IPMSM : Interior Permanent Magnet Synchronous Motor

ISVV : Instantaneously Space Voltage Vector

PWM : Pulse Width Modulation

SVM : Space Vector Modulation

MTPA : Maximum Torque Per Ampere

PI : Proportional-Integral

DTC : Direct Torque Control

MPC : Model Predictive Control

CCS-MPC : Continuous Control-Set MPC

FCS-MPC : Finite Control-Set MPC

MPM : Model Predictive Modulation

CVC : Current Vector Control

THD : Total Harmonic Distortion

第1章

序論

1.1 研究背景

1.1.1 制御アルゴリズムの歴史

制御とは目的に適合するように対象となるプラントに操作を加えることである。現代の生活における製品は制御技術により支えられており，制御対象の高度化・複雑化に伴い制御技術も進歩してきた。

プラントの出力を目標値に追従させるには，プラントに対し制御器が構成される。このとき，制御器とプラントの構成法によりフィードフォワード制御とフィードバック制御に分類される [1]。

プラントの操作量 (u) と外乱 (d) に対する出力 (y) が (1.1) 式で表現されるとする。

$$y = F(u, d) \quad (1.1)$$

図 1.1 に示すフィードフォワード制御では，このプラントの逆モデルを用いて目標値に制御するための操作量を制御器が生成する。一般的に外乱が出力に与える影響はモデル化が困難であることから，逆モデルの計算には外乱を 0 と仮定したモデル F_0 が利用される。そのため，フィードフォワード制御は出力を観測しないためプラントに対し外乱が発生した時，出力を目標値に制御できない可能性が存在する。

図 1.2 に示すフィードバック制御では，ある数式 G を用いて，観測した出力と目標値の誤差から，誤差を 0 に収束させる操作量を制御器が生成する。出力を観測し目標値との誤差により操作量を決定するため，プラントに対し外乱が発生した時，外乱による出力のずれを目標値に修正するように操作量が更新される。そのため，フィードフォワード制御に比べ，フィードバック制御は外乱を抑圧可能であるという利点を有する。

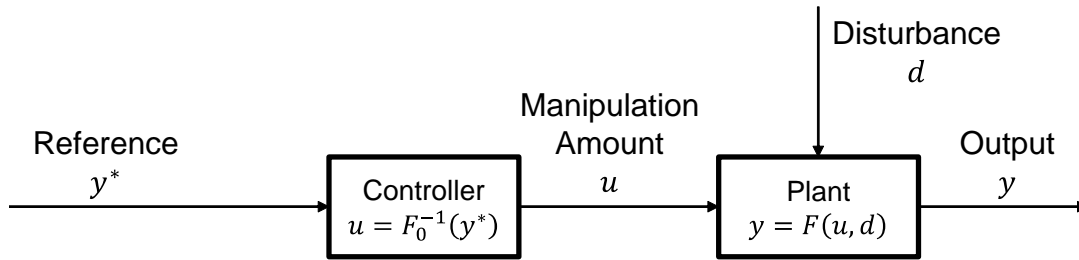


図 1.1. フィードフォワード制御系の構成

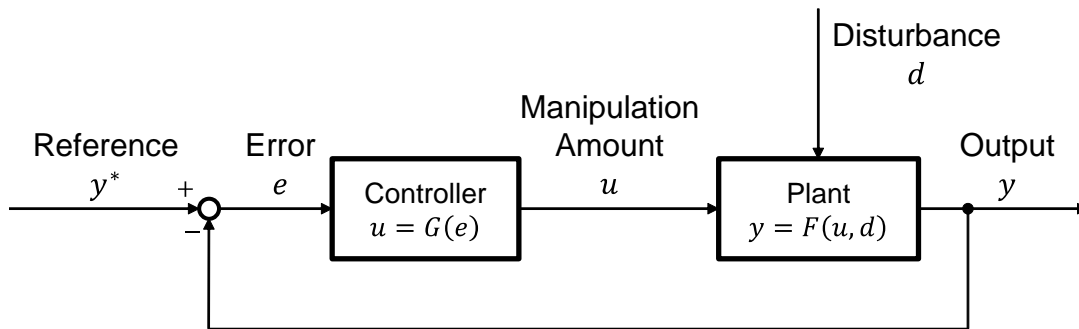


図 1.2. フィードバック制御系の構成

フィードバック制御は外乱，負荷の変動が存在する中で，目標値の変化に対して出力を追従させるようプラントを制御可能であるため，石油プラントやロボット等様々な制御対象で利用されている。一方で，フィードバック制御は制御器（ G ）を適切に設計しないと出力が発散してしまう可能性を有している。そのため，制御器設計が重要であり，フィードバック制御のための制御理論としての研究がなされてきた。

フィードバック制御は1780年代にジェイムズ・ワット（James Watt）が蒸気機関に対し自動速度調整器を適用したのが始まりとされる。その後に，特性方程式を基にした制御系の安定性の判別法やゲインと位相に関する定理・制御系の設計論が生み出された。これらは伝達関数と周波数応答に基づくフィードバック制御理論で「古典制御」と呼ばれ，1950年代までに体系化された [2]。

古典制御におけるフィードバック制御系を図 1.3 に示す。古典制御ではプラントの入出力の挙動を s 領域の伝達関数により (1.2) 式のように表現する。 $U(s)$ は入力， $Y(s)$ は出力， $G(s)$ はプラントの伝達関数である。

$$Y(s) = G(s)U(s) \quad (1.2)$$

プラントの挙動を伝達関数で表現することで，入力信号に対するプラントの過渡

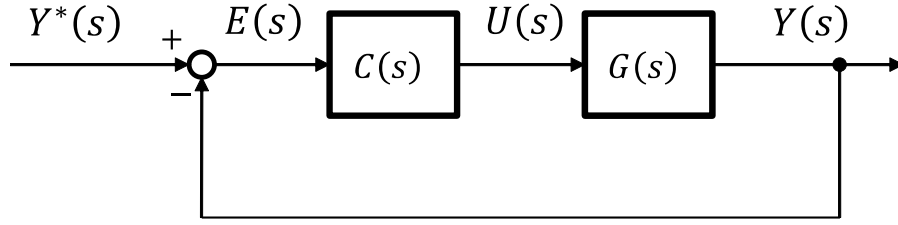


図 1.3. 古典制御におけるフィードバック制御系

時の時間応答計算や、極と零点の計算，周波数応答の導出，安定性の計算が可能となる。このように各種特性が計算されたプラントに対し，フィードバック系の応答を望ましい形にするための補償器を導入し，周波数応答に基づき制御器 $C(s)$ を設計する。このとき，制御器はゲイン角周波数を所望の形とすることで設計される。プラントの応答時間やオーバーシュート量を指標として，比例制御・積分制御・微分制御を組み合わせた比例制御（P 制御）・比例積分制御（PI 制御）・比例積分微分制御（PID 制御）等が設計に用いられる。古典制御は実用的である一方で，制御対象が 1 入力 1 出力のプラントに限定されるうえ，制御器のパラメータチューニングは試行錯誤的であるという特徴も有する。

1950 年代後半になると制御対象となるプラントの大規模複雑化に伴い，多入力多出力プラントの制御が求められるようになった。この要求に対し，カルマンフィルタ，可制御・可観測，極配置現地等が検討された。これらは状態方程式に基づく多入力多出力プラントに対応可能なフィードバック制御理論で「現代制御」と呼ばれる [3][4]。

現代制御におけるフィードバック制御系を図 1.4 に示す。現代制御ではプラントの入出力および内部状態の挙動を状態方程式により (1.3) 式のように表現する。 $\mathbf{u}(t)$ は入力， $\mathbf{x}(t)$ は状態変数， $\mathbf{y}(t)$ は出力， \mathbf{A} ， \mathbf{B} ， \mathbf{C} ， \mathbf{D} はプラントの挙動を示す行列である。 $\mathbf{D}\mathbf{u}(t)$ は出力に対する直達項を表す。

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}}(t) &= \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}\mathbf{u}(t) \\ \mathbf{y}(t) &= \mathbf{C}\mathbf{x}(t) + \mathbf{D}\mathbf{u}(t)\end{aligned}\tag{1.3}$$

状態変数を導入することで，精密な制御や複雑なプラントへの対応を可能としている。また，(1.3) 式のように入力や状態変数をベクトルとして扱うことで，古典制御に比べ大規模なプラントを扱うことを可能としている。現代制御における制御系設計では，状態方程式によりプラントの特性を調べ，最適制御のための制御入力を導出しフィードバック制御系を構築する。

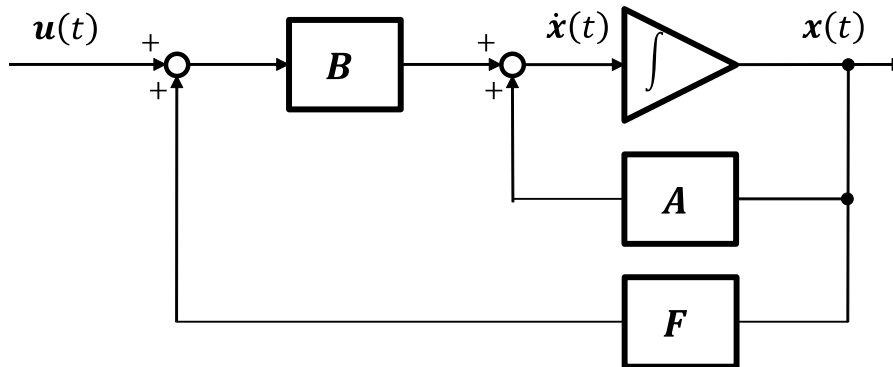


図 1.4. 現代制御におけるフィードバック制御系

また、先述した「古典制御」と「現代制御」を基にさらにアドバンスドな制御理論が1980年代以降研究されてきた。それらの1つにプラントモデルを用いて、取り得る入力に対する未来の出力を予測しそれら进行评估することで最適な操作量を決定する「モデル予測制御」が存在する。モデル予測制御は、計算機制御性能の向上を背景に適用分野が拡大している制御法である。

1.1.2 モデル予測制御

モデル予測制御 (Model Predictive Control : MPC) は産業界で1970~1980年で開発された制御法である。

Propoi氏が提案した評価関数の時間区間をずらしながらオープンループ最適化問題を解いて制御する“Moving Horizon Controller”の概念をもとに、初期のMPCとして、アメリカShell Oil社のCutlerにより“DMC (Dynamic Matrix Control)”が、フランスAdresa社のRichaletにより“IDCOM (Identification and Command)”が開発された。DMCは石油化学系プロセスに適用され、IDCOMは先述した大規模プロセスだけでなく砲台等の機械系、食品関連のプロセスへも適用された。その後多くの企業で独自のMPCソフトウェアが開発され、産業界においてMPCの適用が拡大し、理論的研究も発展した[5][6]。IDCOMやDMCのような初期のMPCは操作量や制御変数の制約条件を陽に扱えなかったが、以降制約条件を陽に取り扱う機能や最適化問題の定式化、解不能状態から可能解が存在する状態に戻す機能などが確立された。

このようにした発展してきたモデル予測制御は、「制約を考慮した最適化」や「プラントの非線形性を考慮した最適化」、「制御器設計が容易かつ直感的」などの様々な側面を有しており、これらが高度な制御法と呼ばれる所以であるとされている[7]。

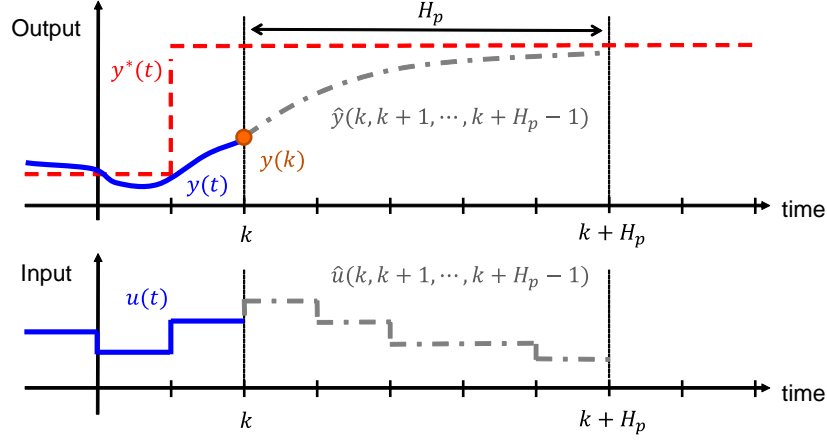
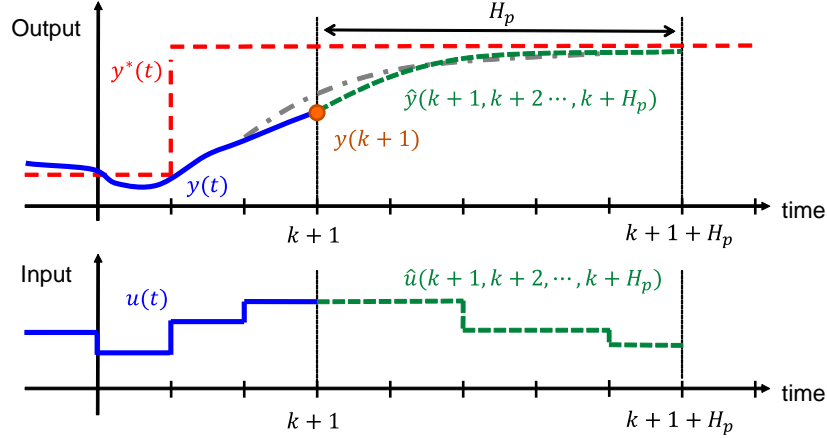
(a) k ステップにおける予測結果と入力(b) $k+1$ ステップにおける予測結果と入力

図 1.5. モデル予測制御の基本アイデア

1 入力 1 出力のプラントを対象に、モデル予測制御の基本アイデアを図 1.5 を用いて説明する。モデル予測制御は「出力を指令値に追従させる入力の選択」を制御目的としている。ここで、プラントへの入力を $u(t)$ 、出力を $y(t)$ 、プラントが従うべき指令値を $y^*(t)$ とする。離散時間を k とし、各ステップごとに出力 ($y(k)$) を観測可能とする。図 1.5(a) において、観測タイミング k の時点で観測した $y(k)$ に対し、 H_p ステップ先のプラントの未来の挙動をプラントモデルを用いて予測する。このときの H_p を予測ホライズンと呼び、予測された挙動を $\hat{y}(k, k+1, \dots, k+H_p)$ とする。出力の未来の挙動が指令値に最も近くなる入力の時系列を最適な入力（図 1.5(a) 中 $\hat{u}(k, k+1, \dots, k+H_p)$ ）とし、最適な入力のうち、次の観測タイミングまでの $\hat{u}(k)$ を実際にプラントに入力する。図 1.5(b) に示す次の観測タイミング $k+1$ においても同様に予測することで最適な入力 $\hat{u}(k+1)$ を決定する。このように、一定の予測

ホライズンで、プラントの挙動を予測する区間と入力を決定する区間を 1 ステップ毎に先に進めながらオープンループで最適化問題を解く方式が、MPC におけるもっとも基本のアイデアである [6]。この基本アイデアを後退ホライズンと呼ぶ [7]。

将来の挙動を予測することでプラントを制御するモデル予測制御は以下の 4 つの特徴を有する。

- 操作量の制約の考慮が可能

操作量に対する制約は、例えば、操作量の飽和である。ここで操作量の飽和とは操作量の調整範囲が有限であることを示しており、例えばバルブではその開度に上限が存在する。この操作量の飽和という制約は最も収益が得られる条件下で動作するときに生産率の制限という形で表れる。そのため、陽に飽和を考慮することは生産率の向上に寄与する。またこの飽和を考慮可能であるため、制約を超過する操作量を生成せず、操作量に対するリミット処理を施す必要がない。これにより PID 制御で発生していた積分器ワインドアップの問題を回避可能である [7]。

- プラントの制約に近い領域での運用により収益性の向上が可能

プラントに対する制約は、例えば出力の限界である。プラント能力の限界で駆動する際、実際は予期せぬ外乱に対する対策が必要となる。ここでプラントの出力を確率分布として考え、外乱は正規分布であると仮定する。調整性の悪いコントローラでは比較的大きな分散となる (図 1.6 (a))。そのため出力の制約を超過しないように、操作量の確率分布において出力分散の設定値を制約から遠く離れた場所に設定する必要があり、最適点から遠く離れた場所で動作する。線形最適制御により性能が向上したコントローラによる正規分布では (図 1.6 (b))、(a) に比べ分散が小さくなるため出力分散の設定をより制約に近づけることが可能である。制約を陽に考慮可能なモデル予測制御を適用した際の確率分布は図 1.6 (c) となり、出力をより限界に近づけたうえでのプラントの動作が可能となる。また出力は正規分布とはならず、モデル予測制御によるコントローラは非線形なものとなる [7]。プラントに対する制約はエネルギーコストや製品の要求レベルなどに関係し、制約周辺での操業によりコストの最小化を可能とする。

- 多変数制御問題の取り扱い・プラントの非線形性の考慮が可能

MPC は、操作量に対するプラントの挙動を予測することができれば、どのようなモデルでも制御を実現できる [8]。そのため、多入力多出力な大規模プラントやモデル内に非線形性を有するプラントに対しても、MPC は制御可能である。

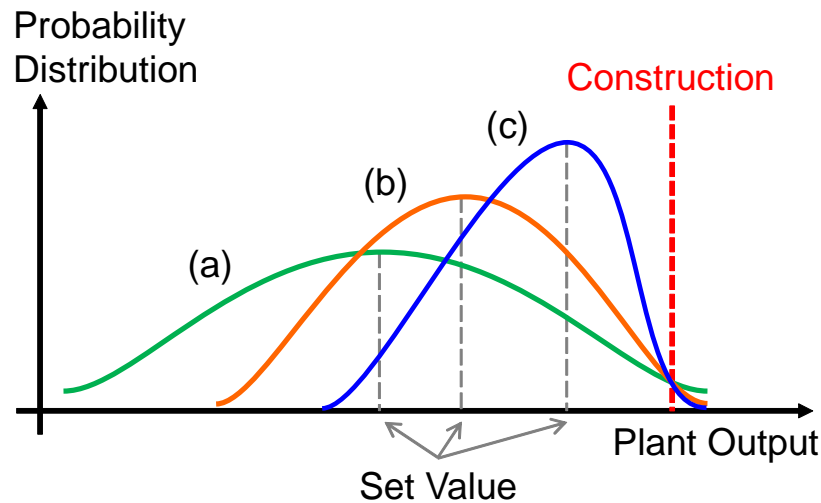


図 1.6. 各制御器適用時のプラント出力の確率分布

- 調整が容易かつ直感的

MPC では予測時のホライズンや評価時の重みといった古典制御や現代制御とは異なる調整パラメータが存在する [7]。これらは指令値と予測された挙動の評価方法に相当しプラントのふるまいに影響する。そのため、調整項目が与える影響を理解しやすく調整が容易である。一方で、MPC コントローラのチューニングは経験則の影響も強いといった側面も存在する。

先述の特徴を生かし、MPC は比較的制御周期の長い大規模なプラントに対し検討されてきた。例えば、鉄鋼業における溶鉄温度制御の制御の高精度化、調整の容易化 [9] やエチレンプロセスにおける生成量の最大化 [10]、火力発電所におけるボイラー制御による圧力変動の抑制 [11]、下水処理における窒素・リンの除去率を維持した水質や操作量の変動抑制 [12]、生分解性高分子生産における生産促進 [13] などの多岐にわたる分野で検討が行われてきた。

また機械系への適用も進められている。機械系への適用では、列車の自動運転システムへの適用 [14] や、自動車の障害物回避 [15]、ロボットマニピュレータの制御 [16]、小型無人ヘリコプターの編隊飛行制御 [17] といった研究が行われてきた。

さらには、計算機性能の向上を背景に、制御周期が μs オーダーと非常に短い、パワーエレクトロニクス分野、特に電力変換器制御への適用が進められている [18]。そのため、MPC は、現在も発展途上の制御技術であり、今後も様々な分野への拡大が予想される。

パワーエレクトロニクス分野の中で特に注目されているアプリケーションとしてモータ駆動システムが存在し、1.1.5 項で説明するように種々の研究がなされてい

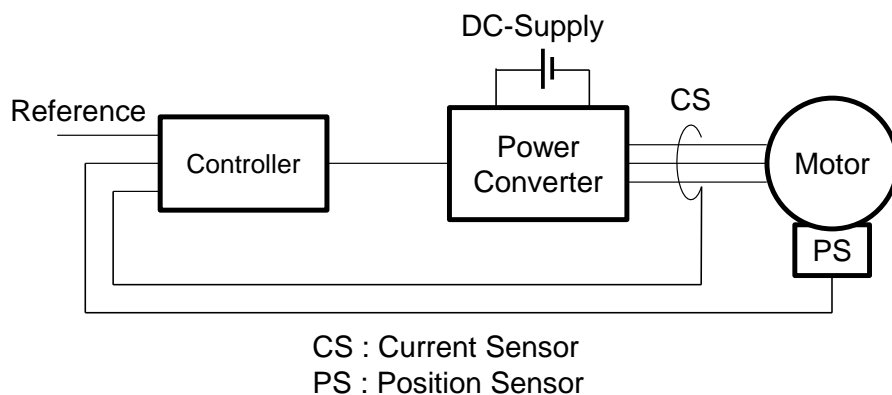


図 1.7. モータ駆動システムの構成

る。本研究では、MPC を適用するアプリケーションとしてモータ駆動システムについて着目する。モータ駆動システムは多くは線形性を仮定し利用されているが、高出力密度化という要求から、制御対象であるモータにおける非線形性や操作量における非線形性の利用が進められているプラントである。また、電源により操作量の上限つまりは飽和が存在する。こういった特徴により、モータ駆動システムは MPC の適用に適したアプリケーションであるといえる。

1.1.3 モータ駆動システムの構成と各要素の進歩

モータ駆動システムは電気エネルギーを運動エネルギーに変換する動力源であり、現代社会では、エアコン・掃除機・洗濯機等の家電製品、ベルトコンベア・工作機器・エレベータ等の産業機器、電車・自動車等の移動体といった幅広い分野で動力源として利用されている。現代のモータ駆動システムは図 1.7 に示すように、モータ、電力変換器（インバータ）、電源、制御器、各種センサにより構成される。電力変換器はモータに任意の交流電圧もしくは交流電流を生成する役割を、制御器はユーザもしくは上位制御系から与えられた指令値に対し追従するための操作量を計算する役割をもつ。システムを構成するそれぞれの要素の進歩により、モータ駆動システムは高性能化が進められてきた。

モータの発明は、電流磁化作用、アラゴの円盤、ファラデー電磁誘導等の 1800 年代の電磁現象の発見が始まりとされる [19]。その後巻線界磁直流モータ、誘導モータの原形の研究開発が進められ、1900 年までには実用化された。直流モータはその動作原理上、回転子のコイルに流れる電流の反転用に整流子とブラシを有しており、機械的な整流を行っているため、この部分で機械的摩耗が発生するためメンテナンスが必須であるという欠点を持つ。一方で誘導モータは機械的摩耗部は存在しない

表 1.1. モータの分類

直流モータ	巻線界磁直流モータ		
	永久磁石界磁直流モータ		
交流モータ	誘導モータ	三相誘導モータ	三相かご形誘導モータ
			三相巻線形誘導モータ
		単相誘導モータ	
	同期モータ	巻線界磁型同期モータ	
		リラクタンスモータ	
		永久磁石同期モータ (PMSM)	表面磁石同期モータ (SPMSM)
			埋込磁石同期モータ (IPMSM)

うえ構造が簡単で堅牢という特徴を有するものの、動作原理上ステータによる回転磁界とロータの間にスリップが必要でこれに比例した銅損が発生するという欠点を持つ。これらの課題に対し、1930年のアルニコ磁石の発見により研究開発が開始された永久磁石同期モータ（PMSM）は、スリップや励磁損失が存在しない。開発当初に利用されたアルニコ磁石は、保磁力や減磁耐力が低いという課題を有していたことから、流せる電流が制限されるため、PMSMの研究開発は小容量のモータに限られていた。後に、フェライト磁石や希土類磁石の発明を背景に、PMSMは高性能かつ高効率なモータとして進歩を遂げ、先述の幅広い分野での利用が開始され現在に至る。PMSMはロータの形状により表面磁石同期モータ（SPMSM）と埋込磁石同期モータ（IPMSM）に分類される。それぞれのロータ形状の一例を図1.8と図1.9に示す。SPMSMでは、ロータ表面に磁石を配置する形状であり、回転子位置に対して磁気抵抗は変化しない。そのため、永久磁石による磁束の方向を d 軸、それと電氣的に直交する方向を q 軸と定義するとき、SPMSMでは dq 軸インダクタンスが等しくなり非突極性を有する。一方でIPMSMは、 d 軸方向の磁束はロータ内部に埋め込まれた磁石の磁気抵抗が大きいため通りにくいが、 q 軸方向の磁束は鉄心を通るため磁気抵抗が小さくなる。そのため d 軸インダクタンスに対し、 q 軸インダクタンスが多くなり、突極性を有する。IPMSMは磁石磁束によるトルクだけでなく突極性によるトルクを併用できるため高トルク化を図ることが可能である[19]。

このようにモータはメンテナンス性、効率、出力密度等の観点で高性能化が進み、モータ駆動システムの適用分野が拡大していった。先述した一部モータに対しその

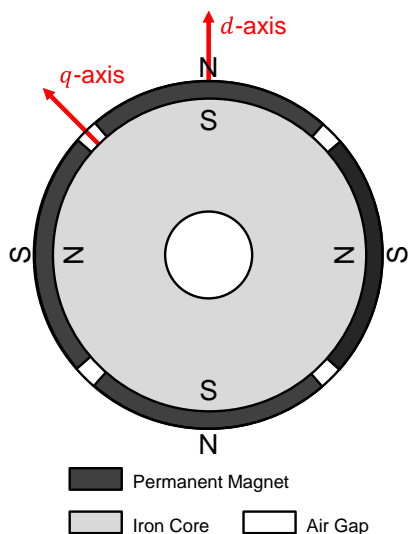


図 1.8. SPMSM のロータ形状例

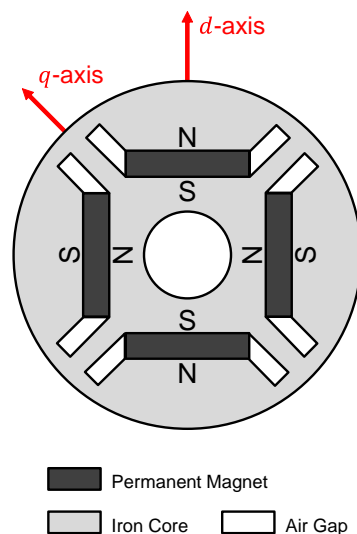


図 1.9. IPMSM のロータ形状例

表 1.2. モータの特徴比較 [20]

	DC Motor	Induction Motor	PMSM
Max Efficiency	89 ~ 91%	94 ~ 95%	95 ~ 97%
Load Efficiency	80 ~ 87%	79 ~ 85%	90 ~ 92%
Volume and Weight	△	○	◎
Maintainability	△	◎	◎
Cost Ratio	1	3.5	2.5

特徴を表 1.2 に記す [20]。PMSM は直流モータに比べコストを要するものの、高い保守性、高効率、高出力密度といった特徴から、家電だけでなく移動体への適用も進められており、今後も適用分野の拡大が予想される。本論文では、先述する特徴から PMSM を用いたモータ駆動システムに対し議論を行う。一方で本研究の成果は PMSM に限定するものではない。

電力変換器は交流から直流、直流から交流、直流から直流、交流から交流に電力を変換する機器である。モータを任意の速度やトルクで駆動するためには電力変換器が必要となる。ここでは電力変換器における技術変遷について説明する。電力変換器は、パワー半導体デバイス開発前に研究されたものと、パワー半導体デバイスにより構成されるものに 2 分される。

パワー半導体デバイスが開発前の電力変換器では、回転機を利用した回転変流器、水銀整流器などがある [21]。これらの多くはパワー半導体デバイスの開発に伴いパワーエレクトロニクスによる電力変換器に置き換わっていった。

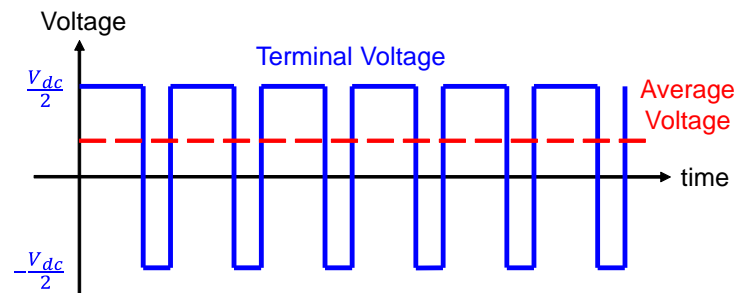


図 1.10. パルス幅変調と出力電圧

パワー半導体デバイスの開発はPMSMの研究開発と同時期の1950年代のサイリスタを始まりとしている[22]。パワー半導体デバイスによりスイッチングして電力変換を行う技術はパワーエレクトロニクスと呼ばれる。サイリスタは電流駆動形のオン制御形デバイスで、点弧のみが可能である。その後電流駆動形でオンオフ制御形デバイス（GTOサイリスタ）が実用化された。電圧駆動形のパワー半導体デバイスの開発も進められ、バイポーラトランジスタ、MOSFET（Metal-Oxide-Semiconductor Field Effect Transistor）、IGBT（Insulated Gate Bipolar Transistor）といった素子が実用化された。これらの電圧駆動形のデバイスにより構成される電力変換器が電圧形インバータであり、現在のモータ駆動システムで幅広く利用されている。

電圧形インバータでは、複数のパワー半導体デバイスを組み合わせたものを1レグとしてそれぞれのon/offを管理することで出力電圧を制御する。この出力電圧の制御には変調技術が利用される。変調の一例としてパルス幅変調（Pulse Width Modulation：PWM）について説明する。2つのパワー半導体デバイスを組み合わせたレグに対し、それぞれ上側のスイッチと下側のスイッチをonにした時、出力状態は $V_{dc}/2$ か $-V_{dc}/2$ となる。このそれぞれの出力状態の継続時間つまり電圧パルスの幅を調整することで、図1.10のように $V_{dc}/2 \sim -V_{dc}/2$ の間の任意の電圧を時間平均で再現する手法がPWMである。交流モータを制御するための交流電圧の生成には三角波比較方式のPWMが利用されることが多い[23]。図1.11にPWMによる交流電圧生成の例を示す。交流の電圧指令と三角波キャリアの大小関係を比較することで、 $V_{dc}/2$ 、 $-V_{dc}/2$ それぞれの時間幅を決定する。

電圧形インバータとして一般的利用される2レベル3相電圧形インバータの構成を図1.12に示す。図1.12の電圧形インバータでは、3つのレグが存在しそれぞれで任意の交流電圧を生成することで、3相交流モータを駆動する。

電圧駆動形デバイスを利用した電圧形インバータは、変調技術を用いることで、任意の振幅・周波数の電圧の生成が可能となった。変調技術と組み合わせた電圧形インバータは、モータ駆動システムにおいて速度やトルクの制御、定常時の制御性

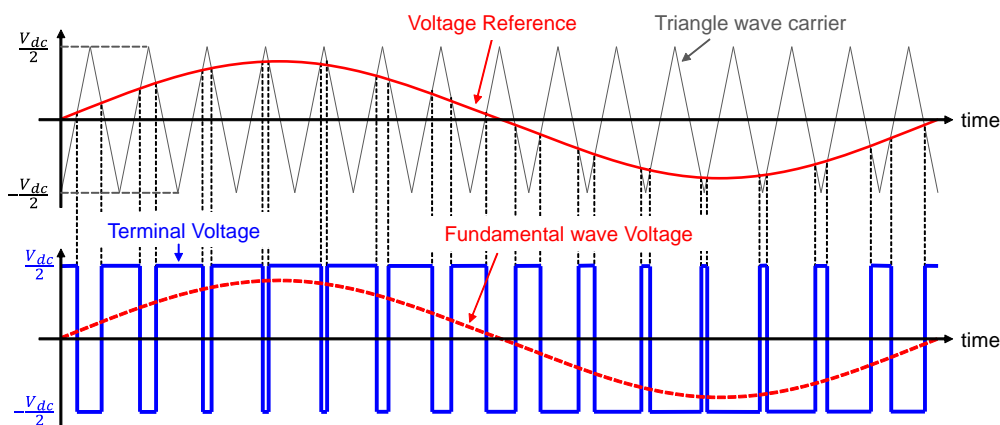


図 1.11. 三角波比較方式 PWM による交流電圧生成

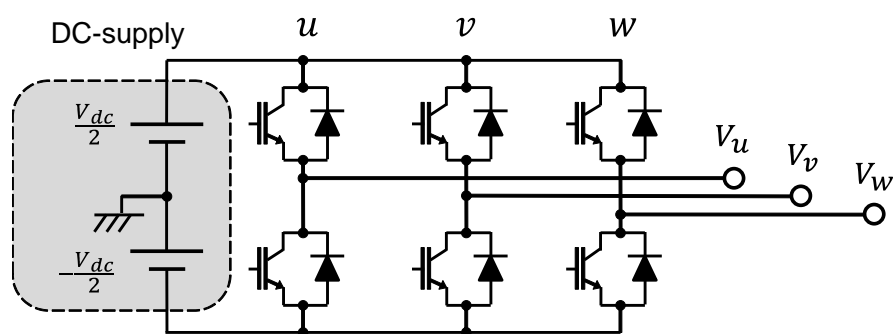


図 1.12. 2 レベル 3 相電圧形インバータの回路図

能の向上に貢献し、モータ駆動システムの適用分野の拡大につながった。また 2010 年前後からオン抵抗が低くスイッチング周波数の高周波数化を実現する SiC, GaN を用いたモジュールの開発が進められている [24][25][26]。

これまでに述べたモータ、電力変換器の技術進歩により、モータ駆動システムは実現可能な運転状況が拡大し、その適用範囲を拡大していった。そしてこの拡大に伴いモータ駆動システムのための制御技術も進歩していった。

1.1.4 モータ駆動システムの普及と制御技術の変遷

モータ駆動システムはその構成要素個々の進歩および制御技術の高度化により、様々な運転が可能となったことでモータ駆動システムは適用分野が拡大していった。

1950 年ごろ、直流モータはその特徴から可変速運転が必要とされるアプリケーションで利用された。直流モータはトルク-電流および速度-電圧が比例関係にあるため、

速度制御時はモータの端子電圧を調整するために可変抵抗期の直列接続や、発電用モータの界磁電流を加減することで直接接続した直流モータの端子電圧を調整する手法（ワードレオナード法）が用いられていた [27][28]。一方で当時制御器として用いられていた回転増幅器や磁気増幅器は応答が遅いといった問題があり、圧延機等の要求を満足することはできなかった [29]。交流モータでは、誘導電動機を対象に、抵抗器や磁気増幅器による 1 次電圧制御や 2 次抵抗制御による可変速制御が行われてきたが、価格や制御性能、効率といった問題点から実用範囲が限られていた [30]。

サイリスタによる電力変換器の登場により、直流モータに対してはサイリスタレオナード制御、交流モータに対してはサイリスタを利用したゲート位相制御による 1 次電圧制御が開発された [30]。特に交流モータのゲート位相制御では広範囲速度制御に加え、逆転制動や直流制動を容易に扱えることをメリットに持つ。一方で交流モータとして利用されたかご形誘導モータの特性より、一部用途では効率が低くなるデメリットが存在した。そのため、エネルギーの観点から、インバータの導入が進められた。

1970 年代に電圧形インバータが製品化されたことで、工作機械等の産業分野において、数～数十 kW クラスのモータの利用が拡大した。また、プロセッサの進歩により 1980 年代から、トランジスタ増幅器を主体としたアナログ制御器がデジタル制御器に置き換わり始め、デジタル制御により、使いやすく高度な制御法が実装されるようになった [29][30]。これにより電圧形インバータは汎用インバータとして用途が拡大した。

電圧形インバータと合わせて利用される制御法にはベクトル制御や直接トルク制御（Direct Torque Control : DTC）などが存在する。

ベクトル制御は誘導電動機を対象に、1969 年に Hasse, Blaschke らにより提案され、1980 年に Leonhard [31] や難波江 [32] により普及・発展が進められた [33]。ベクトル制御ではトルクの高速応答化・高精度制御を目的としている。そして、ベクトル制御の発展により周波数制御・電流制御を安定かつ高速に実施できるようになったことで、可変速制御は直流モータから交流モータへ移行していき [34]、家電民生用途への電圧形インバータの普及をもたらした [30]。また、PWM と電圧形インバータの利用により、任意の周波数・振幅・位相の交流電圧を入力可能となったことで、電流の振幅、位相をより高精度に制御できるようになり、交流モータはサーボモータとしての利用も進められた [23]。そして、より高性能な PMSM をベクトル制御することでモータ駆動システムは高性能・高効率なシステムとして進歩し、さらに適用範囲は拡大した [19]。ベクトル制御法として、PI 制御に基づく電流ベクトル制御が広く利用されている。PI 制御に基づく電流ベクトル制御では、3 相交流モータの固定子を基準とした 3 相交流電圧および 3 相交流電流を、回転子を基準とした 2 軸の座標系に投影することで電圧及び電流を直流量として扱う。投影後の数学モデルに

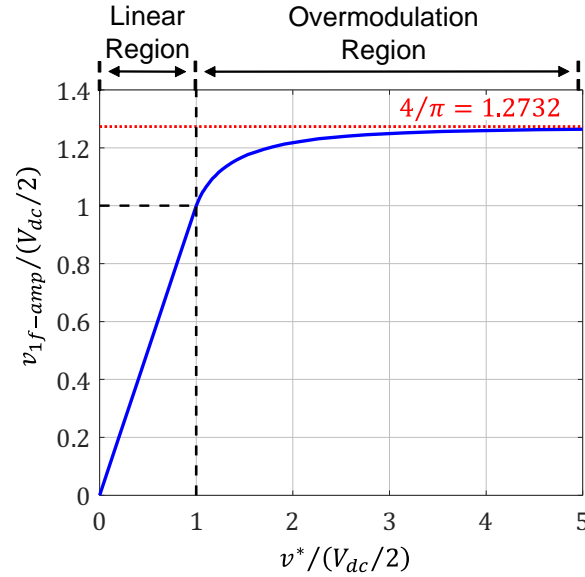


図 1.13. 電圧指令と基本波電圧の関係

において、2 軸間に相互干渉する要素を打ち消すことで、各軸を 1 入力 1 出力プラントとして扱い、所望の 1 次遅れ系となるよう PI 制御により周波数設計を行う [23][35]。計算された電圧指令を再度投影することで 3 相の交流電圧指令とする。

DTC は誘導電動機を対象に、1984 年に野口氏らにより提案された [36]。DTC では、サンプリングした電流・電圧から磁束とトルクを推定し、推定値と指令値の大小関係・磁束の位相から、電圧形インバータの各相を $V_{dc}/2$ 、 $-V_{dc}/2$ のどちらの状態にするかを事前作成したスイッチングテーブルを参照することで直接決定する手法である。

ベクトル制御は、交流モータの正弦波駆動を前提に検討されてきた。加えて、新たな制御技術の開発や既存の制御技術の拡張に伴い、制御技術の進歩によるモータ駆動システムの高性能化も進められた。その一つに、操作量の非線形性の利用である、インバータの過変調領域を用いた駆動が挙げられる。

ここで過変調領域について説明する。電流ベクトル制御で計算された電圧指令は、PWM を基に交流電圧を前提に駆動されることから、図 1.11 に示すように振幅の上限は $V_{dc}/2$ となる。一方で、 $V_{dc}/2$ を超過する振幅の電圧指令を入力するとき、実際の基本波電圧は電圧指令の振幅とは一致しなくなる。この時の電圧指令と基本波電圧の振幅の関係は図 1.13 のように表現される。図 1.13 中で、電圧指令と基本波電圧が一致する領域を線形領域、一致しなくなる領域を過変調領域と称する。過変調領域では最大で電源電圧の 1.2732 倍の振幅を実現することができ [37]、モータ駆動システムでは過変調領域を利用することでモータに inputs 可能な電圧を大きくするこ

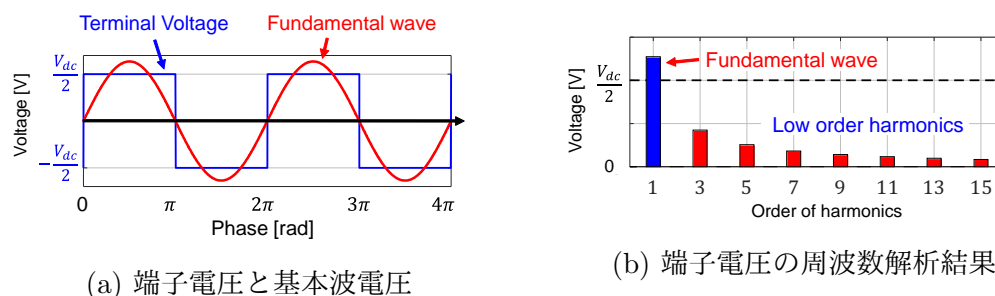


図 1.14. 過変調領域における端子電圧波形

とができるため、システム構成の変更によらない高出力化が可能となる。そのため、積載スペースが限られる自動車のモータ駆動システムにおける過変調領域の利用に注目が集まっている。一方で、過変調領域では図 1.14 に示すように、各相の端子電圧に低次高調波が発生するといった問題点も存在し、モータ駆動システムでは各相の電流にこれに起因する低次の脈動が発生する。

一般的な電流ベクトル制御では脈動を抑制するように動作するため、十分に過変調領域を利用することができない。そのため、過変調領域を利用するために、オープンループ化した電圧位相制御による過変調領域での駆動用の制御器の用意 [38] や、低次高調波電流脈動をインバータとモータのモデルを用いて推定しサンプリングした電流から除去する手法 [39]、帯域除去フィルタによりサンプリングした電流から低次高調波脈動を除去する手法 [40][41] などが提案されている。これらは過変調領域の利用によるモータ駆動システムの高性能化を実現に有効であるものの、それぞれに課題が存在する。

電圧位相制御 [38] では、各領域のための制御器間の切替のショックや切替条件のヒューリスティックな設定といった課題が存在する。また、過変調領域利用時に電流制御を行っていないため、電流の振幅に対し制約の厳しい対象には適さない。

モデルを用いた手法 [39] と帯域除去フィルタを用いた手法 [40][41] は、従来の電流ベクトル制御にそれぞれ高調波推定器、帯域除去フィルタを追加する構成になるため、電圧位相制御で問題であった過変調領域における電流制御を行うことが可能である。一方でこれらの手法では、過変調領域を利用するために、電圧振幅の補償器、電圧リミッタ、アンチワインドアップ制御といった制御技術内での非線形性要素の設計が必要といった課題が存在する。

本節で説明したように、モータ駆動システムは個々の構成要素の性能向上を背景に適用分野が拡大した。特にベクトル制御は交流モータを高速応答化かつ高精度な制御を幅広い速度で実現できることで、多岐にわたる分野への適用が進められ、多くの研究が行われその技術は成熟していった。さらにはベクトル制御より性能を向上させる手法として、モータ駆動システムの高出力化を可能とする過変調領域の利

用に注目が集まっている。過変調領域の利用はモータ駆動システムの操作量の非線形要素を取り扱うことに相当し、正弦波駆動を前提としたベクトル制御では適応できず、過変調領域利用のための検討が広く行われているがそれぞれに課題が存在する。そのため、過変調領域を利用するための新たな枠組みが必要となり、本研究ではその手段として MPC の適用に注目している。

1.1.5 モータ駆動システムへのモデル予測制御の適用

モータ駆動システムに対する予測制御の適用は 1980 年代から行われてきたと文献 [42] が報告しており、以降モータ駆動システムにおける種々の要素に対して適用されてきた。その一つがモデル予測制御 (MPC) である。

文献 [42] ではモータ駆動システムにおける予測制御の適用を、“Hysteresis Based Predictive Control”, “Trajectory Based Predictive Control”, “Model Based Predictive Control” に分類している。

“Hysteresis Based Predictive Control” では、制御変数をヒステリシス領域もしくはヒステリシス空間の境界間に維持するよう動作する。スイッチングのタイミングは適切な誤差境界によって決定される。

“Trajectory Based Predictive Control” では、事前に計算された軌道にシステム変数を強制させるよう動作する。例えば、インバータのスイッチング状態を、トルク増加、緩やかなトルク減少、急激なトルク減少といった軌道に分類する。そしてサンプリングしたシステムの状態にしたがい、状態を所望の方向に変化させる軌道を決定し、それを実現するスイッチング状態を選択する。DTC も 1 種の “Trajectory Based Predictive Control” として分類されている。

“Model Based Predictive Control” は先述の 2 つとは全く異なるアイデアに基づく。“Hysteresis Based Predictive Control” と “Trajectory Based Predictive Control” はサンプリングした値に基づき次周期でのスイッチング状態を決定するのに対し、“Model Based Predictive Control” は過去を考慮し、次周期だけでなく指定された区間までの最適なスイッチング状態を探索する。このモデル予測制御の中心部は、システムの未来の挙動を予測するためのモデルである。予測には 2 つの主コンポーネントが存在する。1 つ目は詳細の操作量を零としたときの j ステップ後の出力 $y(t+j)$ の自由応答、2 つ目は事前に計算された未来の操作量 $u(t+j)$ に対する出力の強制応答である。線形システムでは重ね合わせの原理による総応答つまりは総予測が、自由応答と強制応答の和として得られる。そして、将来の参照軌道と総応答の誤差から最適な操作量を決定する。“Model Based Predictive Control” つまりモデル予測制御 (MPC) は、サンプリングされた現状態と指令値との誤差から操作量を操作するのではなく、予測された未来のモータの挙動から最適な操作量を選択する手法であ

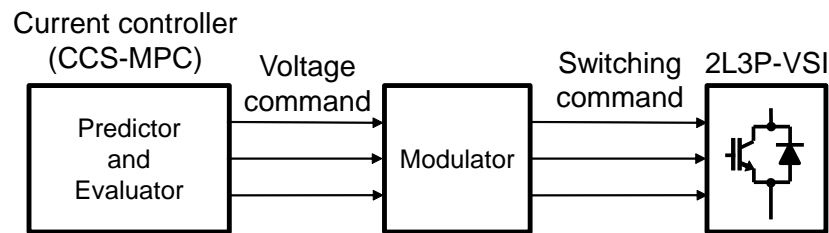


図 1.15. CCS-MPC に基づくモータ制御系の構成

ると述べられている。

モータ駆動システムに対する MPC の適用は、最適化手法により 3 種に分類される [43][44]。

1 つ目はオフラインで一般解のコントローラを解く手法で、Explicit MPC と呼ばれる。この手法ではマルチパラメトリック 2 次計画法 (mpQP) を介してオフラインで事前に解く手法である。文献 [45] では、最適化問題の明示的な解を事前に解き、電圧指令を決定する。実験により、PI 制御より優れることを示しており、MPC がモータ駆動システムにおいて PI 制御の有望な代替手段となる可能性について言及している。Explicit MPC では、オフラインで解く際の探索時間が対数となり、メモリ占有率が小さくなる問題に適しているとされている [44]。他の研究として、Explicit MPC の詳細な設計法の提案 [46] や電流制御と速度制御を組み合わせた手法の提案 [47]、3 レベル電圧形インバータを対象に 2 種の予測制御手法の比較 [48] などが行われている。

2 つ目と 3 つ目は Explicit MPC と異なりサンプリング周期毎に最適化問題を解くものとなる。さらにこれらは、電圧形インバータを用いたモータ駆動システムに MPC を適用する際に入力電圧をどのように解釈するかが異なる。

2 つ目は電圧形インバータに与える連続量である電圧指令値を制御変数と指令値との誤差を最小化することで求める手法で、Continuous Control Set Model Predictive Control (CCS-MPC) と呼ばれる。CCS-MPC の構成例を図 1.15 に示す。CCS-MPC は従来の電流ベクトル制御系同様に変調器を利用する構成となる。CCS-MPC の利点として、インバータを固定周波数で動作可能であると述べられている [44]。CCS-MPC では電圧指令値計算までのアプローチが多岐にわたり、QP 問題を解く手法 [44] やモータモデルより計算する手法 [49][50][51]、固定した振幅に対し最適な位相を求める手法 [52][53] などが提案されている。また、文献 [54] ではデッドビート制御と CCS-MPC の類似関係の比較が行われており、同様の特性を有することが示されている。

3 つ目は電圧形インバータの離散的な状態を操作量として制御変数と指令値の誤差を最小とする操作量を探索的に決定する手法で、Finite Control Set Model Predictive

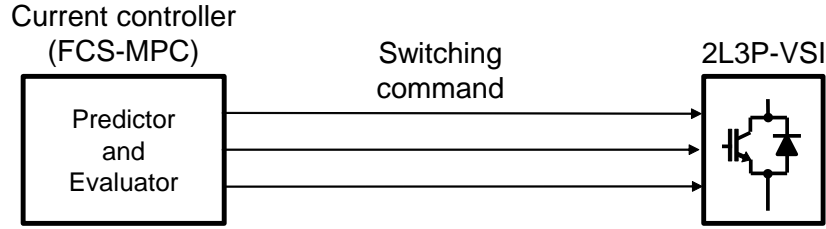


図 1.16. FCS-MPC に基づくモータ制御系の構成

表 1.3. 瞬時空間電圧ベクトル

		Instantaneously Space Voltage Vector							
		V_0	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_7
Terminal Voltage	V_u	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$
	V_v	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$
	V_w	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$

Control (FCS-MPC) と呼ばれる。FCS-MPC で着目する離散的な状態とは、図 1.12 に示す 2 レベル 3 相電圧形インバータにおいて、各相の端子電圧の状態 ($V_{dc}/2$ か $-V_{dc}/2$) の組み合わせである。この組み合わせは瞬時空間電圧ベクトルと呼ばれ、表 1.3 に示すように $2 \times 2 \times 2 = 8$ 通り存在する。

FCS-MPC の構成例を図 1.16 に示す。FCS-MPC は直接インバータのスイッチングを管理するため変調器を用いない構成となる。2004 年に検討された文献 [55] では、IM を対象にヒステリシスコンパレータを用いた DTC をモデル予測制御に変更した検討が行われている。DTC と同様にインバータの状態が有限であることを利用しており、予測されたトルクと磁束に対して評価関数を設定し最適な状態のシーケンスを決定する。結果として、DTC に比べインバータのスイッチング回数/秒を最大 20% 低減し、Lookup-Table を用いた DTC と比較し性能改善の可能性があると示している。一方で計算時間が制御器のサンプリング時間を上回り、実機実験ではなくシミュレーションでの検証にとどまっていた。文献 [43] では変調器を利用しない手法として FCS-MPC を取り扱っている。文献 [55] 同様に各相のスイッチング素子の on/off により状態が有限であることを利用しており、電流制御、トルクと磁束の制御、電力制御等様々な実装での評価関数設定について言及している。また FCS-MPC は最適化計算がシンプルで簡単と説明している。

先述した、Explicit MPC, CCS-MPC, FCS-MPC の 3 種類で、サンプリング周

表 1.4. モータ駆動システムにおける MPC の分類と研究例

名称	最適化のアプローチ	研究例
Explicit MPC	一般的な MPC と同様にオフラインで一般解のコントローラを解く手法	[45] ~ [48]
CCS-MPC	連続量である電圧指令値を最適化問題としてサンプリング周期毎に解く手法	[44][49] ~ [54]
FCS-MPC	電圧形インバータにおける離散状態を入力として離散状態に対するモータ挙動を予測し最適な状態を直接探索する手法	[43][55] ~ [84]

期毎にモータを最適化する CCS-MPC と FCS-MPC がよりモータ制御に適した手法であると考えられる。CCS-MPC は求められた電圧指令値を変調器を介してモータに入力するため、PI 制御に代表される変調器を用いる手法と同様に変調器に制限されたうえでの最適化となるが、FCS-MPC は直接電圧形インバータのスイッチングタイミングも変調も含めた最適化となる。そのため、モータ駆動システムにおける非線形要素や飽和を考慮するという観点においては、FCS-MPC が適していると考えられる。

文献 [55] および文献 [43] という比較的初期の FCS-MPC の検討については説明したが、モータ駆動システムへの FCS-MPC の適用に関しては他にも様々な検討が行われており、特に海外では様々な発展形が研究されている。その一例を説明する。

検討項目の一つに評価関数があげられる。FCS-MPC では、例えば制御変数と指令値の誤差を評価する評価関数を設定する。Preindl 氏らによる研究 [56][57] では、トルク誤差を評価する評価関数に対し、最大トルク/電流制御時での電流挙動や弱め磁束制御時の電流挙動を評価する要素を加えることで、トルクの制御を行ったうえで電流の制御が可能であることを報告している。

FCS-MPC に基づく電流制御系に対し上位制御系を追加した際の設計法についても検討が行われている。文献 [58] では、FCS-MPC に基づく電流制御系の指令値を CCS-MPC に基づく速度制御器により生成する手法を提案し、良好な過渡応答性能の実現と線形制御器のチューニングが不要である点を利点と報告している。

また FCS-MPC の実装法についての検討も行われている。文献 [59] では、各瞬時空間電圧ベクトルに対する電流挙動の予測は並列実行可能であるという点に着目し、FPGA 上で並列に計算を行う手法を提案している。さらには FPGA と並列してプロセッサを動作させモータモデルの更新を行う構成についても言及している。

FCS-MPC の研究におけるひとつのトレンドとして、定常電流制御性能の改善手法について検討されている。これらは、FCS-MPC が制御周期間に最適な瞬時空間電圧ベクトルを決定するという動作原理の都合、PWM を用いた PI 制御に基づく電流ベクトル制御に対し定常電流制御性能で劣ることを問題視している。これらの改善手法では、瞬時空間電圧ベクトルを組み合わせた仮想出力電圧ベクトルの定義 [60][61][62] や探索的に求められた最適な出力電圧ベクトルと零電圧ベクトルとの時間比率を最適化 [63][64][65] といった形で、操作量の拡張が試みられている。FCS-MPC と比較しての定常制御性能の向上が可能であるが、広く一般的に利用される PI 制御に基づく PMSM 電流ベクトル制御との比較という点では劣っているものも多い。また、拡張にあたり、FCS-MPC に対し既存の変調器を組み合わせた構成となることが多い。

一方で日本国内における MPC の適用では、はじめに 2005 年に単相ブリッジ回路の出力制御問題に対し、ハイブリッド動的システムと MPC を組み合わせることで新たなスイッチング制御則として検討され、RL 回路に対する有効性をシミュレーションで報告された [66]。そして翌年から門田が PMSM 電流制御系に対するシミュレーション上での検討を行った。門田は、PMSM の高速駆動時のステップ応答における電圧飽和やインバータ過変調駆動を対象に制御系としての設定や制約条件、評価関数について検討し、ステップ応答の高速化やインバータ過変調駆動の実現可能性について報告した [67][68]。以降、国内初期の研究を基にして、限られた動作点や条件での実験検証 [69][70] や磁界解析結果を用いたビヘイビアモデルを利用した制御系構築 [71]、動作範囲拡大のためのルックアップテーブル (Lookup-Table : LUT) を利用した実装法の検討 [72]、インバータ過変調領域を利用するための電流指令生成法 [73][74] 評価関数設定法 [75]、デジタル制御における制御遅れの補償法 [76] 等の様々な研究が行われた。これらは MPC を利用するための初期の検討であり、PMSM 電流ベクトル制御系として考えたときの絶対性能の評価には至っていなかった。

そして先述の初期検討に対して定常的な制御性能の改善のために、電流挙動を予測する際のホライズンに対する検討 [77] や予測分解能に対する検討 [78] といった MPC により PMSM の電流ベクトル制御を実施する際の設定について部分的な検討が行われた。一方で MPC 内での制御改善にとどまり、こちらも PI 制御に基づく PMSM 電流ベクトル制御系等との比較は行われてこなかった。

これまでに述べた手法は、FCS-MPC における操作量や評価関数に着目した研究であったが、井村は MPC に適したインバータモデル [79]、PMSM モデル [80] の提案を行った。これらでは FCS-MPC に基づく PMSM 電流ベクトル制御を実施する上で、瞬時電流応答の予測精度を向上するためにインバータと PMSM のモデルで考慮すべき内容について検討している。また文献 [81] では MPC により電流制御を行っている際にオンラインでパラメータを推定する手法を検討している。

先に述べた国内の検討はPMSMを対象に行われていたが、IMに対するMPCの適用についても検討されている[82][83]。これらでは、スイッチング回数低減に着目し、1次電流の許容範囲内となるものでスイッチング回数を削減できる瞬時空間電圧ベクトルを選択する手法[82]や、SHE-PWM (Selective Harmonic Elimination-PWM) とMPCの組み合わせについて検討している[83]。

以上のように、モータ駆動システムに対するMPCの適用に関しては、非常に多岐にわたる研究が行われてきた。FCS-MPCに注目した時、PMSM電流ベクトル制御系に対する適用の検討は広く行われているものの、未だPMSM電流ベクトル制御系が実現しうる性能を発揮できているとは言えず、MPCに対する評価が定まっていないのが現状である。これらに関して、文献[84]では、従来のPI制御に加え、CCS-MPC、FCS-MPCの3点で評価を行っているが、定常電流制御性能で劣ることを報告している。

1.1.6 モータ駆動システムへのFCS-MPC適用における課題

本研究では、直接電圧形インバータのスイッチングを管理する、FCS-MPCに基づくPMSM電流ベクトル制御系に着目する。FCS-MPCは、過去に報告[67][68]されたように、操作量を飽和させることなくインバータ過変調領域まで利用するPMSM電流ベクトル制御系構築の可能性を有しており、飽和及び非線形性の考慮によるモータ駆動システムの高性能化が見込まれる。

一方で、従来のFCS-MPCに基づく電流ベクトル制御系はFCS-MPCならではの長所が生かせる特定の動作点や条件で、DTCやFCS-MPCを対象とした性能評価に焦点が当てられ、電流制御系の動作領域全域においてのPI制御に基づく電流ベクトル制御系等との制御性能の比較評価を前提とした制御系の検討は行われてこなかった。そのため、従来のFCS-MPCでは定常電流制御性能で劣っていた[84]。また、定常制御性能の向上といった観点から操作量を拡張する手法[60][61][62][63][64][65]も同様に特定の動作点や条件に対しての検討が行われており、絶対的な性能評価には至っていない。そのため、中速中負荷動作点を対象に設計したMPCでは、図1.17の該当動作点におけるシミュレーションでは良好な定常電流制御性能を実現できても、設計対象とは異なる低速低負荷の動作点に対しては、図1.18に示すように、定常電流制御性能でPI制御に基づく電流ベクトル制御に劣る場合が存在した。

また文献[60][61][62][63][64][65]の手法は、制御周期間の時間平均電圧を制御するという意味で既存の変調方法の影響を大きく受けており、瞬時空間電圧ベクトルを自由に探索し最適な電圧を決定することができるというFCS-MPC本来の長所を損なっているのではないかと懸念が残る。

以上より、モータ駆動システムに対するFCS-MPCの適用に関する検討では、特

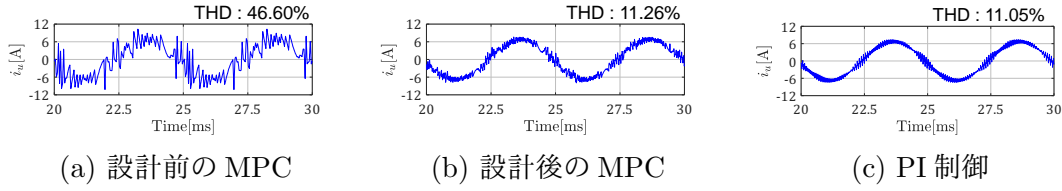


図 1.17. u 相電流 シミュレーション結果（中速低負荷，設計対象動作点）

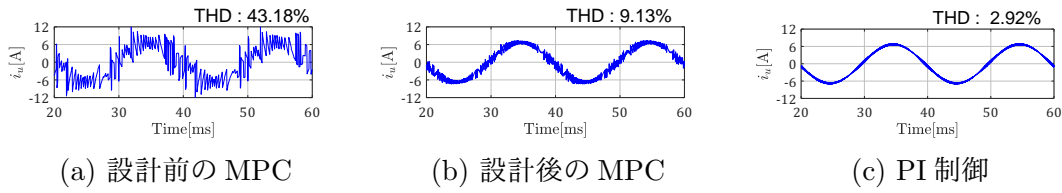


図 1.18. u 相電流 シミュレーション結果（低速低負荷）

定の動作点や条件に対する検討が主であり，制御性能評価を前提とした制御系の検討は行われていない。そのため，MPC の適用によるモータ駆動システムの高性能化のためには，インバータの非線形性および飽和を考慮可能なうえで定常電流制御性能を改善し，PI 制御に基づく電流ベクトル制御系と性能評価が可能な FCS-MPC に基づく PMSM 電流ベクトル制御系の検討が必要となる。

1.2 本研究の目的

MPC の適用分野としてパワーエレクトロニクス，その中でもモータ駆動システムが注目されている。MPC の適用によりモータやインバータの非線形性を十分考慮できれば，モータ駆動システムの高出力密度化などの求められる要件を満たす可能性を有する。一方で，既存の制御法の拡張により実現可能な性能評価にとどまり，電流制御系の動作範囲全域での絶対的性能評価が行われてこなかったため，プロセス産業等のように MPC が制御アルゴリズムとして既存法にとって代わるものとはなっていない。

そこで本研究では，電流制御系の動作範囲全域での制御性能評価が可能で，PI 制御に基づく電流ベクトル制御系に対し高性能な FCS-MPC に基づく PMSM 電流ベクトル制御系の検討を行う。検討にあたり，モータ駆動システムにおける操作量に注目する。モータ駆動システムへの FCS-MPC の適用は，ある時間分解能に対し最適な瞬時空間電圧ベクトルを探索することから，電圧パルスの時間幅を最適化により調整していると本研究では考える。IPMSM，2 レベル 3 相電圧形インバータにより構成されるモータ駆動システムを対象として，PMSM 電流ベクトル制御系におけ

る変調を FCS-MPC の適用により行う。FCS-MPC により最適なスイッチングタイミングの探索問題を解く新たな変調方式の構築を図る。本研究で提案する新たな変調方式をモデル予測変調 (Model Predictive Modulation : MPM) と呼称する。平均値制御を前提としハードウェアにより実装される PWM や SVM などの既存の変調方式と比較し、瞬時電流応答の予測を行いソフトウェア実装される MPM により、既存の変調方式では実現できなかった、単一変調方式での、高速応答化、駆動範囲拡大の可能性を探る。

本研究では、MPM の構築にあたり、最適なスイッチングタイミングを解く際の探索空間設定と探索における計算量の問題点に取り組む。まず初めに、MPM としての探索問題の定式化を行い、MPM における探索空間について説明する。そして、PMSM 電流ベクトル制御における最適なスイッチングタイミングの探索問題に対して、

(I) MPM の探索空間設計法の提案

(II) MPM の探索問題における計算量削減手法の提案

の上記 2 項目について検討する。具体的な研究の取り組みについて以下説明する

(I) MPM の探索空間設計法の提案

→ PMSM 電流ベクトル制御における最適な入力電圧を含む MPM の探索空間設定法の提案

MPM により探索的な最適な入力電圧を求めるにあたり、探索空間の広さと密度が与える影響について議論する。そして、PWM や SVM などの既存の変調器を用いた PI 制御に基づく PMSM 電流ベクトル制御の入力電圧や過変調・矩形波駆動時の入力電圧を探索空間内に包含するには、どのように探索空間を設定すべきかについて考える。そして探索空間の設計法を提案する。さらに PMSM 電流ベクトル制御系において MPM により探索する際の評価関数設定法についても述べる。

(II) MPM の探索問題における計算量削減手法の提案

→ 駆動状況に応じた動的探索空間制限法の提案

(I) において提案した MPM と計算量の関係について説明する。計算量削減のアプローチとして探索空間の制限について述べる。そして、提案する MPM で最適解が存在すると想定されるベクトル空間上の領域を、現在の動作状況をもとに CCS-MPC の観点から推定する。また、事前定義される MPM の探索空間内の取り得る入力電

圧をベクトル空間上で分類する。これらの情報を用いて、MPM の探索空間を動的に制限する手法を提案する。

以上 2 点の取り組みにより、PMSM 電流ベクトル制御系のためのモデル予測変調 (MPM) という新しい変調方式の構築を図る。そして提案する MPM に基づく制御系の性能を実機実験により確認する。

1.3 本論文の構成

第 2 章では、PMSM 駆動システムの電流ベクトル制御に対する MPC の適用について述べるにあたり、基本となる PMSM のモデル、インバータのモデル、一般的な構成である PI 制御に基づく電流制御系とその動作について説明する。

第 3 章では、MPC に基づく PMSM 電流ベクトル制御系の考え方とその課題について述べる。はじめに PMSM 電流ベクトル制御系に MPC を適用する上での基本事項である PMSM の離散モデルと制御遅れ補償について説明する。つづいて、PMSM 電流ベクトル制御系における操作量の考え方が異なる CCS-MPC と FCS-MPC についてその動作を述べ、両者の特徴を比較する。そして、PMSM 電流ベクトル制御系の高性能化を実現しうる FCS-MPC に対しその性能をシミュレーションにより確認し、課題点を述べる

第 4 章では、本論文で提案するモデル予測変調 (MPM) について、探索問題としての定式化を行い、MPM の探索空間表現について説明する。MPM の探索空間の設計パラメータである分解能とホライズンについて、PWM や SVM に基づく PMSM 電流ベクトル制御系や過変調・矩形波駆動時の入力電圧と比較しながら確認し、それぞれの設計法を提案する。そして、設定した MPM の探索空間で PMSM 電流ベクトル制御を行う際の電流に対する評価関数設定法を提案する。最後に、PMSM の駆動において最も広大かつ詳細な探索空間が必要となる矩形波駆動での電圧利用率の評価により提案する探索空間設定法の有効性をシミュレーションにより確認する。

第 5 章では、提案する MPM の問題点である計算量という問題に対し、PMSM 電流ベクトル制御の特徴を利用した計算量の削減つまりは探索空間制限法について提案する。具体的には、CCS-MPC のアプローチに基づく PMSM 電流ベクトル制御系において、入力電圧は最適解を中心としてどういった分布になるのかを確認する。また MPM の探索空間内のパスはこういった情報を有するか確認し、パスの分類を行う。確認した 2 点をもとに、駆動状況に基づき動的に探索空間を制限する手法を提案する。そして、提案する動的探索空間制限法の有効性について、シミュレーション上で定常電流制御性能、過渡応答性能、計算時間の観点で確認する。また、探索の差異のパスの数に関して、他の探索手法と比較する。

第6章では、第4章および第5章で提案事項をふまえ、実機実験により提案するモデル予測変調に基づく電流ベクトル制御系の有効性について確認する。まず実機実験にあたり、提案する MPC の実装法と実装する上での考慮点について説明する。そして、PMSM 電流ベクトル制御系における種々の駆動条件に対し提案法するモデル予測変調の性能を確認する。

最後に、第7章において本研究のまとおよび今後の課題について述べる。

第2章

永久磁石同期モータ駆動システムのモデリングと電流ベクトル制御

2.1 はじめに

本章では，モータ駆動システムを制御する上で重要となる PMSM の数学モデルと電圧形インバータの動作，一般的な電流ベクトル制御について説明する。図 2.1 に示す一般的な構成の PMSM 電流ベクトル制御系では，センサにより取得した 3 相電流と回転子位置から，制御に適した座標へ座標変換を行い，電流指令に追従するために必要な電圧指令を電流制御器が計算，PMSM に入力するために 3 相の電圧指令へと座標変換を行い，変調器と電圧形インバータを介して PMSM に電圧が入力される。そのため制御系設計には PMSM の動作と座標系，電圧形インバータの動作を把握する必要がある。そこで，まずは IPMSM の構造を示し，その構造を基にした固定 3 相座標における基本電圧方程式や広く制御に用いられる回転直交 2 軸座標における基本電圧方程式および各座標系間のモータモデルの座標変換について述べる。また，モータの電流ベクトルを所望の値に制御するために広く用いられる 2 レベル 3 相電圧形インバータとその変調方式，動作領域について説明する。最後に，電流ベクトル制御に関して，基本的な考え方と電流指令値生成法，PI 制御に基づく電流ベクトル制御，電流ベクトル制御系の駆動範囲について述べる。

2.2 永久磁石同期モータのモデリング

図 2.2 にポール数：6，極対数：2，インナーロータ型の IPMSM の構造を示す。PMSM は電磁鋼板の積層により作成される鉄心と永久磁石，巻線により構成される。外側のステータには uvw 3 相存在し，それぞれに巻線が巻かれている。

PMSM は流れる電流の振幅と周波数によってトルクの大きさと回転速度が決定される。そのため，駆動状況に応じて電流を適切に制御することで，トルクと回転速

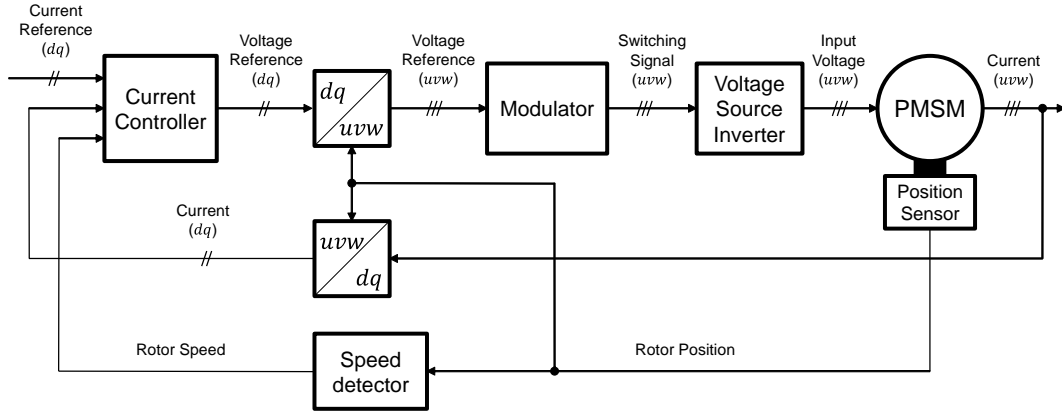


図 2.1. PMSM 電流ベクトル制御系

度の管理が可能となる。電流は回転子内の永久磁石によって巻線に発生する誘起電圧と PMSM の端子電圧の差によって決定されるため、入力電圧を操作量とすることで PMSM の電流を制御することが可能となる。このとき、入力電圧に対し得られる電流の把握が制御には必要であり、入力電圧・電流・誘起電圧の関係、つまりは PMSM の数学モデルの導出が PMSM を制御する上での必須事項となる。

2.2.1 永久磁石同期モータの座標系の定義

図 2.2 の PMSM において、固定子側の u 相と回転子内の永久磁石の N 極による磁束が最大となる方向を基準としたとき（図 2.2 中赤丸）、この位相差を PMSM の機械角度 θ_{rm} ($0 \leq \theta_{rm} < 2\pi$) と定義する。極対数 2 の PMSM では θ_{rm} が 1 周する際に、基準の u 相において永久磁石による磁束は 2 周期分変化する。そのため、PMSM の電氣的な角度 ($\theta_{re} : 0 \leq \theta_{re} < 2\pi$) と θ_{rm} の関係は極対数 P_n を用いると、(2.1) 式と表現できる。

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

また、機械的な速度 ω_{rm} 及び電氣的な回転速度 ω_{re} は (2.2) 式、(2.3) 式により得られる。

$$\omega_{rm} = \frac{d\theta_{rm}}{dt} \quad (2.2)$$

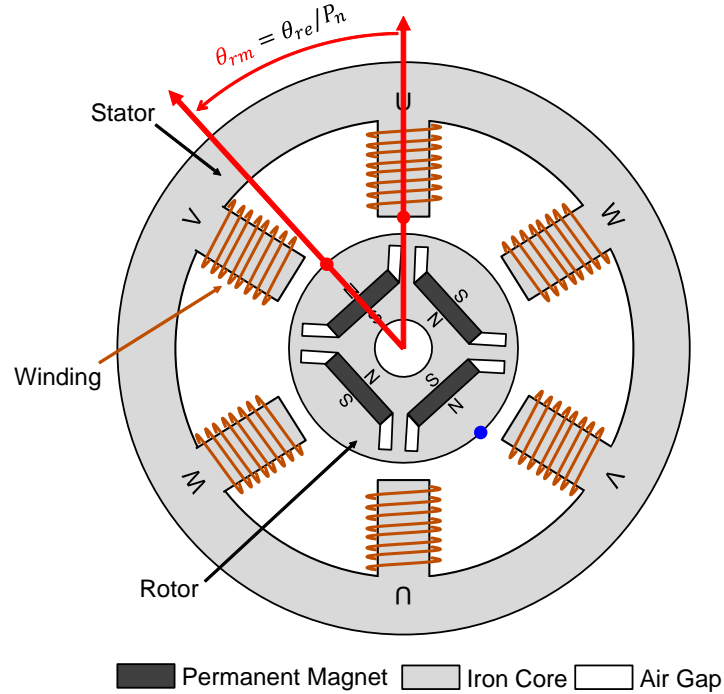


図 2.2. IPMSM の構造例

$$\omega_{re} = \frac{d\theta_{re}}{dt} \quad (2.3)$$

図 2.3 に電気角 1 周期に対する PMSM の構成と電流ベクトル制御で用いる座標系を示す。 $2\pi/3$ の位相差を持つ uvw 相の固定子を基準とした固定 3 相座標系 (uvw 座標系) に対し、 u 相と同方向に α 軸を、それと直交した β 軸を定義し、 α 軸 β 軸からなる座標系を固定直交 2 軸座標系 ($\alpha\beta$ 座標系) と称する。これらは固定子を基準とした座標系である。一方、回転子内部の永久磁石の N 極が指向する方向を d 軸、それと直交する方向を q 軸と定義し、 α 軸に対し回転子位置 θ_{re} の位相差で回転する座標系を、回転直交 2 軸座標系 (dq 座標系) と称する。

PMSM では所望の速度、トルクを達成するために回転子内部の永久磁石による磁束の位置つまりは回転子位置に応じて電流を制御する必要がある。これを行うのが電流ベクトル制御であり、そして電流ベクトル制御系は一般的に dq 座標系で設計される。実装時には実際に取得可能な uvw 相電流から、 $\alpha\beta$ 軸電流、 dq 軸電流へと変換を行うことで電流ベクトルを制御する。そのため dq 座標系における PMSM の数学モデルが必要となる。

以上より、2.2.2 項、2.2.3 項、2.2.4 項では uvw 座標系におけるモータモデルから

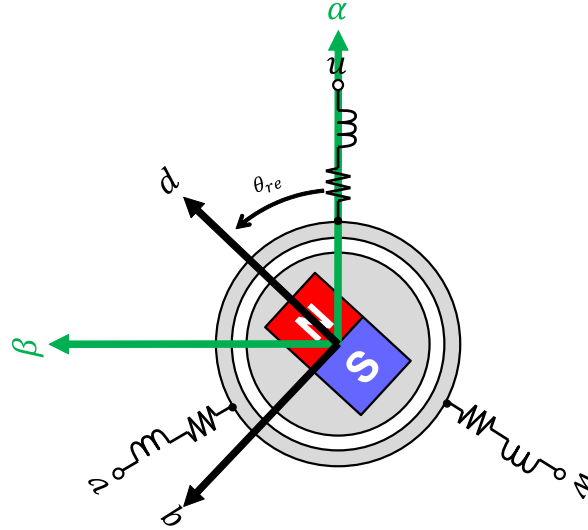


図 2.3. PMSM の座標系

$\alpha\beta$ 座標系, dq 座標系へと座標変換を行うことで PMSM の dq 座標系におけるモータモデルを導出する。

2.2.2 固定3相座標系におけるモータモデル

uvw 座標系における PMSM の数学モデルは, 各相の抵抗と自己インダクタンス, 各相間の相互インダクタンス, 永久磁石による磁束により (2.4) 式と表現される [19]。ここで, L_u, L_v, L_w は uvw 各相の自己インダクタンス, M_{uv}, M_{vw}, M_{wu} は u 相 v 相間, v 相 w 相間, w 相 u 相間の相互インダクタンス, Ψ は永久磁石による各相巻線への磁束鎖交数の最大値である。

なお, IPMSM において, uvw 座標系における自己インダクタンスは (2.5) 式, 相互インダクタンスは (2.6) 式と表現される。ここで, L_{ave}, L_{amp} は各相自己インダクタンスの平均値と振幅である。自己インダクタンスおよび相互インダクタンスが回転子位置に対し 2 倍の周期をもつのは, 回転子内部において永久磁石の位置に応じて巻線からの磁束が鉄心を通りにくい箇所と通りやすい箇所が存在するためである。

$$\mathbf{v}_{uvw} = \begin{bmatrix} R + pL_u & pM_{uv} & pM_{wu} \\ pM_{uv} & R + pL_v & pM_{vw} \\ pM_{wu} & pM_{vw} & R + pL_w \end{bmatrix} \mathbf{i}_{uvw} + \omega_{re} \Psi \begin{bmatrix} -\sin \theta_{re} \\ -\sin(\theta_{re} - \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_{re} + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

$$\begin{cases} L_u = L_{ave} - L_{amp} \cos(2\theta_{re}) \\ L_v = L_{ave} - L_{amp} \cos\left(2\theta_{re} + \frac{2\pi}{3}\right) \\ L_w = L_{ave} - L_{amp} \cos\left(2\theta_{re} - \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (2.5)$$

$$\begin{cases} M_{uv} = -\frac{1}{2}L_{ave} - L_{amp} \cos\left(2\theta_{re} - \frac{2\pi}{3}\right) \\ M_{vw} = -\frac{1}{2}L_{ave} - L_{amp} \cos(2\theta_{re}) \\ M_{wu} = -\frac{1}{2}L_{ave} - L_{amp} \cos\left(2\theta_{re} + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (2.6)$$

2.2.3 固定直交2軸座標系におけるモータモデル

$\alpha\beta$ 座標系におけるモータモデルを導出する前に PMSM における座標変換について述べる。PMSM の回路方程式を、 \mathbf{v} : 電圧行列, \mathbf{Z} : インピーダンス行列, \mathbf{i} : 電流行列, \mathbf{e} : 誘起電圧行列を用いると, (2.7) 式と表現される。

$$\mathbf{v} = \mathbf{Z}\mathbf{i} + \mathbf{e} \quad (2.7)$$

この回路方程式を現在の座標系から他の座標系に座標変換を行う際は, 座標変換行列 \mathbf{C} を用いて, (2.8) 式に基づく計算により実施する。なお, ここで $\mathbf{C}^{-1}\mathbf{C} = \mathbf{i}$ であり, \mathbf{i} は単位行列である。

$$\mathbf{C}\mathbf{v} = \mathbf{C}\mathbf{Z}\mathbf{C}^{-1}\mathbf{C}\mathbf{i} + \mathbf{C}\mathbf{e} \quad (2.8)$$

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

uvw 座標系から $\alpha\beta$ 座標系への変換における座標変換行列について説明する。 uvw 座標から $\alpha\beta$ 座標系への座標変換行列 $\mathbf{C}_{uvw-\alpha\beta}$ は、 uvw 相が互いに $2\pi/3$ の位相差を有することを利用し、(2.10) 式と表現される。なお、(2.10) 式における $\sqrt{2/3}$ は絶対変換における振幅調整のための係数である。ここで、絶対変換とは座標変換前後で電力が不変となる変換法であり、一方で電圧と電流の振幅を一定に変換する変換法を相対変換と呼ぶ。 uvw 座標系から $\alpha\beta$ 座標系に相対変換した時の電力は、 uvw 座標系における電力の $3/2$ 倍となるため、絶対変換における座標変換行列 (2.10) 式では各項を $\sqrt{2/3}$ 倍している。

$$\mathbf{C}_{uvw-\alpha\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

また、絶対変換としたとき、 $\alpha\beta$ 座標系における電力と uvw 座標系における電力は (2.11) 式となるため、(2.12) 式の関係より、逆行列 $\mathbf{C}_{uvw-\alpha\beta}^{-1}$ が得られる。

$$\begin{aligned} \mathbf{i}_{\alpha\beta}^T \mathbf{v}_{\alpha\beta} &= (\mathbf{C}_{uvw-\alpha\beta} \mathbf{i}_{uvw})^T (\mathbf{C}_{uvw-\alpha\beta} \mathbf{v}_{uvw}) = \mathbf{i}_{uvw}^T \mathbf{C}_{uvw-\alpha\beta}^T \mathbf{C}_{uvw-\alpha\beta} \mathbf{v}_{uvw} \\ &= \mathbf{i}_{uvw}^T (\mathbf{C}_{uvw-\alpha\beta}^T \mathbf{C}_{uvw-\alpha\beta}) \mathbf{v}_{uvw} = \mathbf{i}_{uvw}^T \mathbf{v}_{uvw} \end{aligned} \quad (2.11)$$

$$\mathbf{C}_{uvw-\alpha\beta}^T \mathbf{C}_{uvw-\alpha\beta} = \mathbf{I}$$

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

(2.4) 式、(2.10) 式、(2.12) 式、(2.8) 式を用い絶対変換時における固定直交 2 軸座標系における PMSM の電圧方程式を導出すると (2.13) 式となる。なお、 L_α, L_β は α 軸、 β 軸の自己インダクタンス、 $L_{\alpha\beta}$ は α 軸と β 軸間の相互インダクタンスであり、それぞれ (2.14) 式となる。

$\alpha\beta$ 座標系における PMSM の数学モデルにおいても、固定子を基準としているため、 uvw 座標と同様にインダクタンスは回転子位置に対し 2 倍の周期性をもつ。

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

$$\begin{cases} L_\alpha = \frac{3}{2}(L_{ave} - L_{amp} \cos(2\theta_{re})) \\ L_\beta = \frac{3}{2}(L_{ave} + L_{amp} \cos(2\theta_{re})) \\ L_{\alpha\beta} = -\frac{3}{2}L_{amp} \sin(2\theta_{re}) \end{cases} \quad (2.14)$$

2.2.4 回転直交2軸座標系におけるモータモデル

固定子を基準とした uvw 座標系における PMSM の数学モデル (2.2.2 項), $\alpha\beta$ 座標系における PMSM の数学モデル (2.2.3 項) では, 定常駆動時において電流は正弦波となる。そのため, トルクを制御するには, 交流電流の振幅・周波数・位相を適切に制御が必要であり制御系設計が困難となる。

そこで制御系設計を容易にするために, 回転子を基準とした dq 座標系における PMSM の数学モデルを導出する。 $\alpha\beta$ 座標系から dq 座標系への座標変換行列 $\mathbf{C}_{\alpha\beta-dq}$ を (2.15) 式に示す。

(2.13) 式, (2.15) 式を用い回転直交2軸座標系における PMSM の電圧方程式を導出すると (2.16) 式となる。なお, 各軸のインダクタンスは (2.17) 式となる。

$$\mathbf{C}_{\alpha\beta-dq} = \begin{bmatrix} \cos \theta_{re} & \sin \theta_{re} \\ -\sin \theta_{re} & \cos \theta_{re} \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

$$\mathbf{v}_{dq} = \begin{bmatrix} R + pL_d & -\omega_{re}L_q \\ \omega_{re}L_d & R + pL_q \end{bmatrix} \mathbf{i}_{dq} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_{re}K_E \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

$$\begin{cases} L_d = \frac{3}{2}(L_{ave} - L_{amp}) \\ L_q = \frac{3}{2}(L_{ave} + L_{amp}) \end{cases} \quad (2.17)$$

dq 座標系における PMSM の数学モデルの特徴として, 電流および電圧を直流量として扱えることがあげられる。そのため各軸電流の振幅の制御よりトルクの制御が可能であり, 制御系の設計が容易となる。

2.2.5 モータトルク及び機械系のモデル

dq 座標系におけるモータモデルから PMSM への入力電力 P_{in} は (2.18) 式のように計算される。(2.18) 式において、第1項は抵抗において消費される電力を、第2項は各軸インダクタンスに蓄えられる電力を表しており、第3項が PMSM における機械的出力となる。

$$\begin{aligned} P_{in} &= P_n \mathbf{i}_{dq}^T \mathbf{v}_{dq} \\ &= P_n \left[R (i_d^2 + i_q^2) + \frac{1}{2} (pL_d i_d^2 + pL_q i_q^2) + \omega_{re} \{K_E - (L_q - L_d) i_d\} i_q \right] \end{aligned} \quad (2.18)$$

出力は速度とトルクの積であるため、(2.18) 式の第3項を回転速度で除すことで、(2.19) 式により PMSM のトルク τ が得られる。

$$\tau = P_n \{K_E - (L_q - L_d) i_d\} i_q \quad (2.19)$$

$$= P_n K_E i_q - P_n (L_q - L_d) i_d i_q \quad (2.20)$$

IPMSM では (2.20) 式にあるようにトルクが2種の成分に分けられる。第1項は永久磁石の磁束によるトルクでマグネットトルクと、第2項は突極比によるトルクでリラクタンストルクと呼ばれる。マグネットトルクは q 軸電流により、リラクタンストルクは d 軸電流および q 軸電流により変化する。ここで dq 座標系において、図 2.4 のように振幅 I_{amp} の電流ベクトルと q 軸のなす角を ϕ としたとき、IPMSM のトルクは (2.21) 式と表現され、各トルクと電流位相の関係は図 2.5 となる。

$$\begin{aligned} \tau &= P_n \{K_E - (L_q - L_d) (-I_{amp} \sin \phi)\} (I_{amp} \cos \phi) \\ &= P_n K_E (I_{amp} \cos \phi) + \frac{P_n}{2} (L_q - L_d) I_{amp}^2 \sin 2\phi \end{aligned} \quad (2.21)$$

(2.21) 式から確認できるように、マグネットトルクは電流の位相が0の時に、リラクタンストルクは電流の位相が $\pi/4$ の時に最大であり、電流振幅 I_{amp} に対し、合成トルクは電流位相 ϕ が $0 \leq \phi \leq \pi/4$ の領域で最大となる。

PMSM の速度およびトルクの関係は、(2.22) 式となる。なお、 J_m 、 τ_L はそれぞれ慣性モーメント、負荷トルクである。PMSM は交流モータであり、機械的接触部は軸におけるベアリングのみであるため、機械的摩擦項は無視されることが多い。

$$J_m p \omega_{re} = \tau - \tau_L \quad (2.22)$$

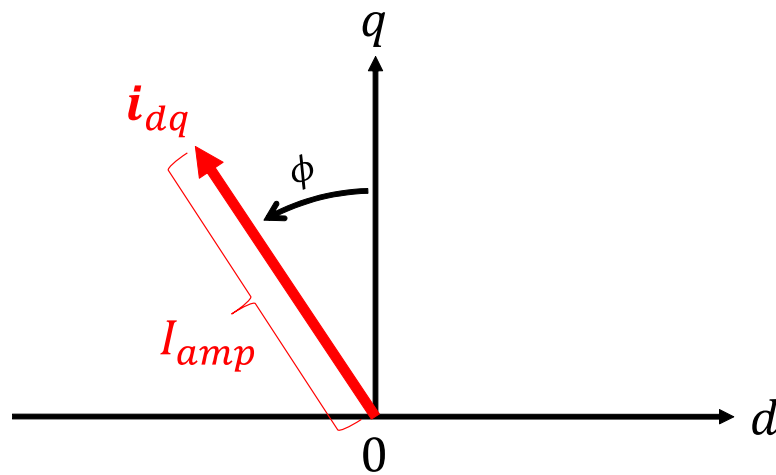
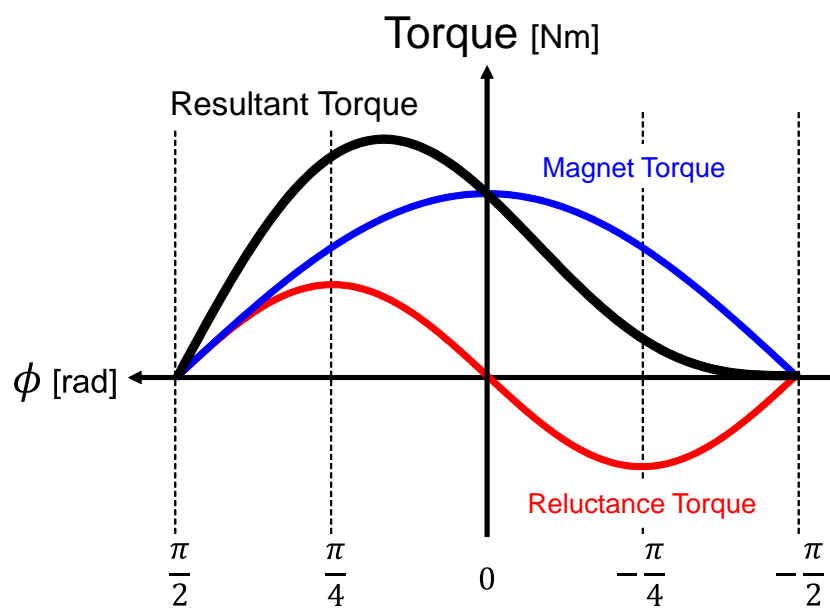
図 2.4. dq 座標系における電流ベクトルと位相

図 2.5. IPMSM のトルクと電流位相の関係

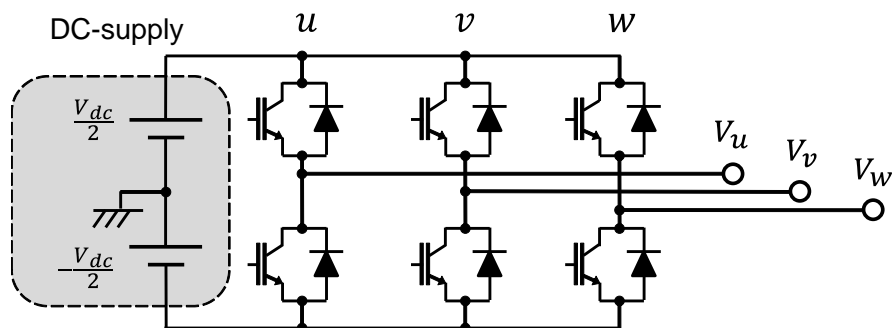


図 2.6. 2 レベル 3 相電圧形インバータの回路図

2.3 電圧形インバータのモデリング

PMSM の電流を所望の値に制御するには、操作量である電圧を所望の値に操作する必要がある。前節で PMSM の dq 軸座標系を導出したが、実際に操作量を印加する際は三相交流モータであることから uvw 各相において入力電圧の振幅・周波数・位相を調整する必要がある。これには、変調技術と組み合わせることで入力電圧を調整可能な電圧形インバータが広く用いられている。

PMSM の電流ベクトル制御系の構築にあたってはこの電圧形インバータや変調器の動作、その出力限界等の把握が必須事項となる。

2.3.1 基本構造と変調技術

三相交流モータの操作量の生成に広く用いられる 2 レベル 3 相電圧形インバータの回路図を図 2.6 に示す。この形式のインバータではある 1 つのレグに対し 2 つのパワー半導体デバイスからなるスイッチング素子が直列に接続されその中点に出力端子が存在する。スイッチング素子はパワー半導体デバイスにダイオードが逆並列接続されて構成される。スイッチング素子に ON 信号が入力されたときはパワー半導体デバイスはターンオンとなり直流電源と出力端子が接続され電流が流れる状態となり、OFF 信号が入力されたときはパワー半導体デバイスはターンオフとなり電流は流れずダイオードに逆電圧がかかる状態となる。また、直列接続された 2 つのスイッチング素子が同時に ON 信号が入力されるとトランジスタを介して直流電源が短絡した状態となるため、1 つのレグにおける上アームと下アームへの信号は必ず相補的信号となる。つまり、いずれかかのアームに対し ON 信号が入力されたときは一方は必ず OFF 信号が入力される。実際にはスイッチング素子のターンオン、ターンオフにおける立ち上がり時間および立ち下り時間が存在し、立ち上がりと立

表 2.1. 瞬時空間電圧ベクトル

		Instantaneously Space Voltage Vector							
		V_0	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_7
Terminal Voltage	V_u	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$
	V_v	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$
	V_w	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$

ち下りで短絡状態とならないよう上下アームへの信号にはデッドタイムが必ず挿入される [35]。

電源電圧 V_{dc} を 2 分しその中点を GND とすると、上アームに ON 信号が入力されと出力端子の電圧は $V_{dc}/2$ に、下アームに ON 信号が入力されと出力端子の電圧は $-V_{dc}/2$ になる。このとき 2 レベル 3 相電圧形インバータ全体での瞬時的な状態に注目すると、 uvw 各相の出力端子における電圧の組み合わせは表 2.1 に示す 8 つの有限の状態となる。このとき各組合せを瞬時空間電圧ベクトルと称し、それぞれ V_0 から V_7 で表現し、 uvw 座標系上で表現すると図 2.7 に示される 8 つのベクトルとなる。このうち、 V_0 および V_7 は振幅が 0 であり零空間電圧ベクトルと、 $V_1 \sim V_6$ は振幅をもち有効空間電圧ベクトルと呼ぶ。後述する SVM ではこの瞬時空間電圧ベクトルを利用する。

瞬時的な状態が、瞬時空間電圧ベクトルとなるインバータでは、出力端子における電圧の振幅・周波数・位相の制御には変調技術が利用される。1.1.3 項で説明たように、変調技術は各相の上下アームそれぞれのターンオン時間を調整することで、 $-V_{dc}/2$ から $V_{dc}/2$ の任意の値に平均電圧を管理する手法である。

PMSM の電流ベクトル制御では uvw 座標系において各相に交流の電圧指令が生成されるため、電圧指令を再現するために変調技術が必須となる。2 レベル 3 相電圧形インバータでは 3 相交流電圧を生成するにあたっては、代表的な変調技術として、 uvw 各相に変換された電圧指令と三角波を比較することで上下各アームのターンオン時間を決定するパルス幅変調 (PWM) や瞬時空間電圧ベクトル空間上に投影した電圧指令を瞬時空間電圧ベクトルとそれぞれの入力時間に分解する空間ベクトル変調 (SVM) が利用される。

以降、2.3.2 項、2.3.3 項ではそれぞれ PWM, SVM の動作について述べる。

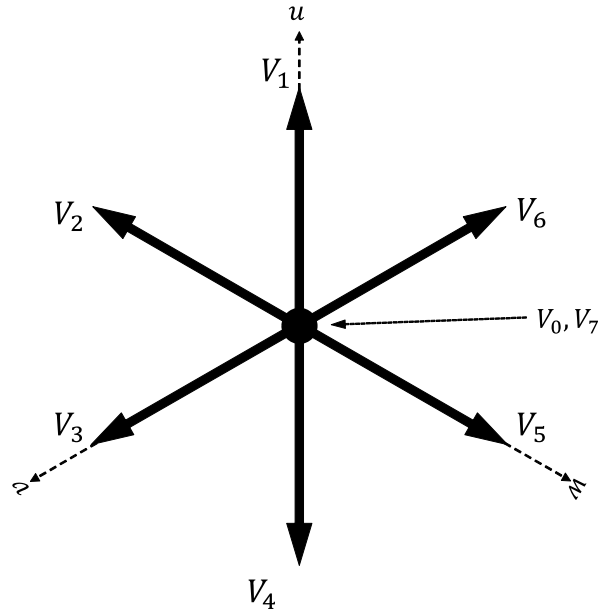


図 2.7. 瞬時空間電圧ベクトル

2.3.2 パルス幅変調における各相電圧の決定

三角波キャリアを利用したパルス幅変調（PWM）の原理を図2.8に示す。三角波キャリアには山（Peak）と谷（Bottom）が存在し、山-山間のキャリア周期に対しその逆数がキャリア周波数 f_c となる。

三角波キャリアと実現したい電圧指令と比較する際、電圧指令の更新周期つまりは制御周期と三角波キャリアの同期が必須であり、これには三角波キャリアの山もしくは谷毎に更新する場合と、山谷の双方で更新する場合が存在するが、本節では山谷の双方で更新する山谷更新を対象に説明する。山谷更新において、制御周期 T_c とキャリア周波数 f_c は (2.23) 式の関係となる。

$$T_c = \frac{1}{2f_c} \quad (2.23)$$

図2.8において、山谷毎に更新される電圧指令 v^* と三角波キャリアの大小関係を比較する。なお、この時の山の振幅が $V_{dc}/2$ 、谷の振幅が $-V_{dc}/2$ となるよう三角波キャリアは設定される。電圧指令の方が大きい場合は上アームがターンオンとなるスイッチング指令をインバータに入力し $V_{dc}/2$ を出力し、電圧指令の方が小さい場合は下アームがターンオンとなるスイッチング指令をインバータに入力し $-V_{dc}/2$ を出力する。なお、三角波キャリアの生成にはカウンタ回路を、大小関係の比較にはヒ

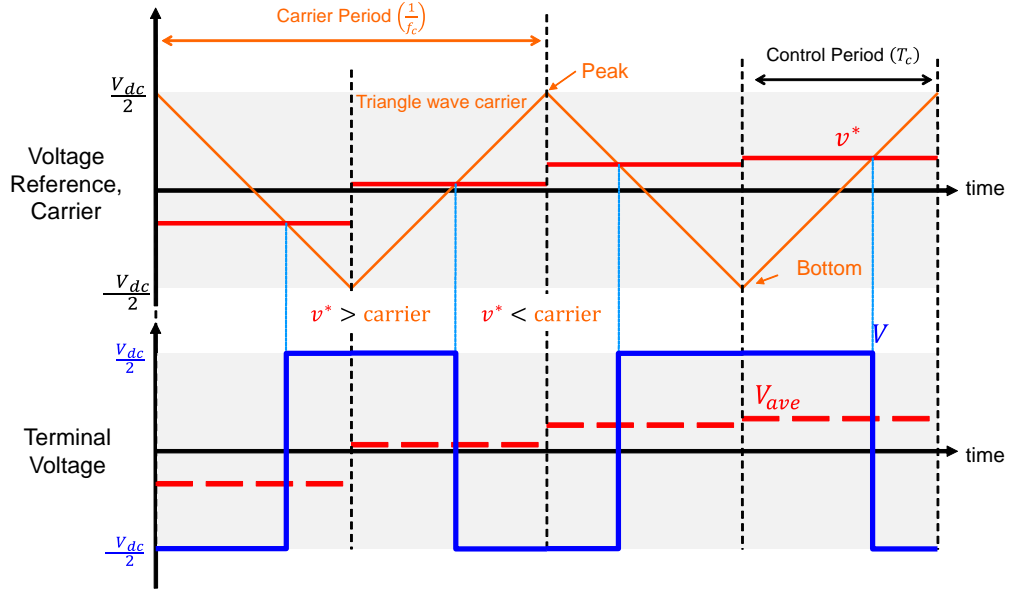


図 2.8. 三角波比較 PWM によるスイッチングタイミングの決定

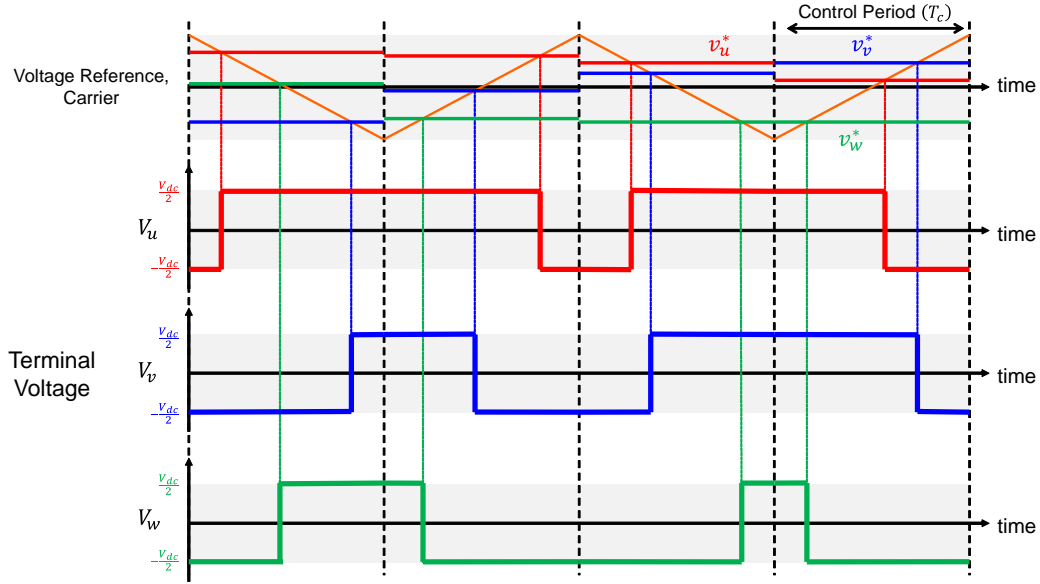
ステリシスコンパレータ等を利用することでハードウェアによる実装が可能である。

このように電圧指令と三角波キャリアの大小関係の比較により端子電圧の $V_{dc}/2$ と $-V_{dc}/2$ の入力時間を決定する。上アームがターンオンの時間を t_{up-on} ，下アームがターンオンの時間を t_{low-on} としたとき，制御周期間の端子電圧の平均値 V_{ave} は (2.24) 式により計算される。この端子電圧の平均値が電圧指令と一致するため，PWM を用いることで $-V_{dc}/2$ から $V_{dc}/2$ の範囲の任意の振幅の電圧の生成が可能となる。

$$V_{ave} = \frac{t_{up-on} - t_{low-on}}{T_c} \times \frac{V_{dc}}{2} \quad (2.24)$$

$$t_{up-on} + t_{low-on} = T_c, \quad 0 \leq t_{up-on}, t_{low-on} \leq T_c$$

PMSM の電流制御で利用する際は，制御周期毎に電流制御器が計算した dq 軸電圧指令に対し，(2.15) 式，(2.12) 式を用いて uvw 各相における電圧指令 v_u^*, v_v^*, v_w^* に変換する。図 2.9 に示すように， uvw 各相の電圧指令に対し，それぞれ三角波キャリアと比較することで各相でのスイッチングタイミングを決定する。PWM を介して入力される各相端子電圧では，基本波成分がこの電圧指令と一致する。一般的に PWM では三角波キャリアの周波数を数 kHz ～数十 kHz と設定することで，電圧指令の周波数がキャリア周波数に対し十分小さくなるため，任意の振幅・周波数・位相の電圧の生成を可能としている。

図 2.9. PWM における uvw 各相の電圧指令と端子電圧

2.3.3 空間ベクトル変調における各相電圧の決定

空間ベクトル変調 (SVM) では、電圧形インバータの出力が図 2.7 のように瞬時空間電圧ベクトルとして表現されることを利用する。固定座標上で考えたとき、電圧指令はある振幅・位相を持ったベクトルとして表現可能であり、ある制御周期で計算された電圧指令を固定座標に投影すると図 2.10 のようになる。なお、固定座標として uvw 座標系を用いている。図 2.10 において、電圧指令 \mathbf{v}_{uvw}^* は有効空間電圧ベクトル V_1, V_2 により作られる正三角形内部に存在する。制御周期 T_c 間の平均電圧として \mathbf{v}_{uvw}^* を実現するとき、2つの有効空間電圧ベクトルの入力時間を t_a, t_b 、零空間電圧ベクトルの印加時間を t_0 とすると、電圧指令 \mathbf{v}_{uvw}^* は (2.25) 式により V_1 と V_2 に分解が可能である。

$$\mathbf{v}_{uvw}^* = \frac{t_a}{T_c} V_1 + \frac{t_b}{T_c} V_2 \quad (2.25)$$

$$t_a + t_b + t_0 = T_c, \quad 0 \leq t_a, t_b, t_0 \leq T_c$$

以上の考え方にに基づき、制御周期間に印加する瞬時空間電圧ベクトルの種類とそれぞれの入力時間を決定する変調方式が SVM である。しかしながら瞬時空間電圧ベクトルとその印加時間のみでは制御周期間の瞬時空間電圧ベクトルの配置に自由度が存在する。一般的にはインバータにおける平均スイッチング周波数等を考慮し

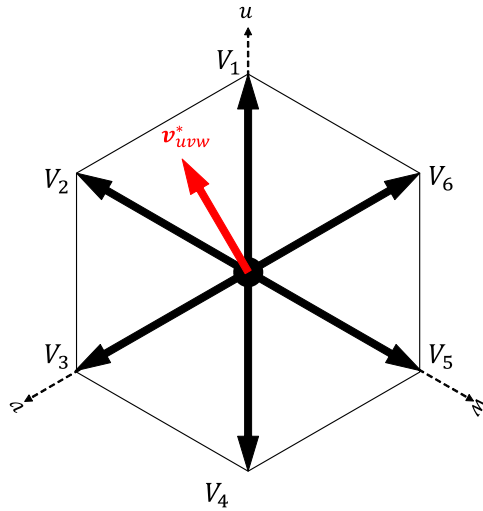


図 2.10. 瞬時空間電圧ベクトルと電圧指令

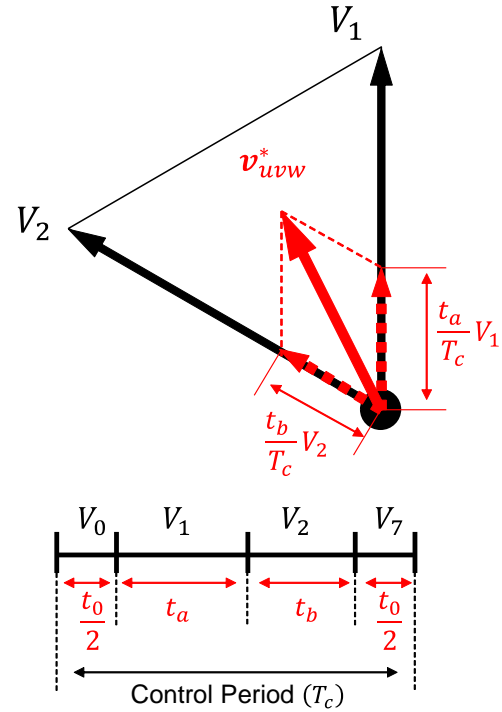
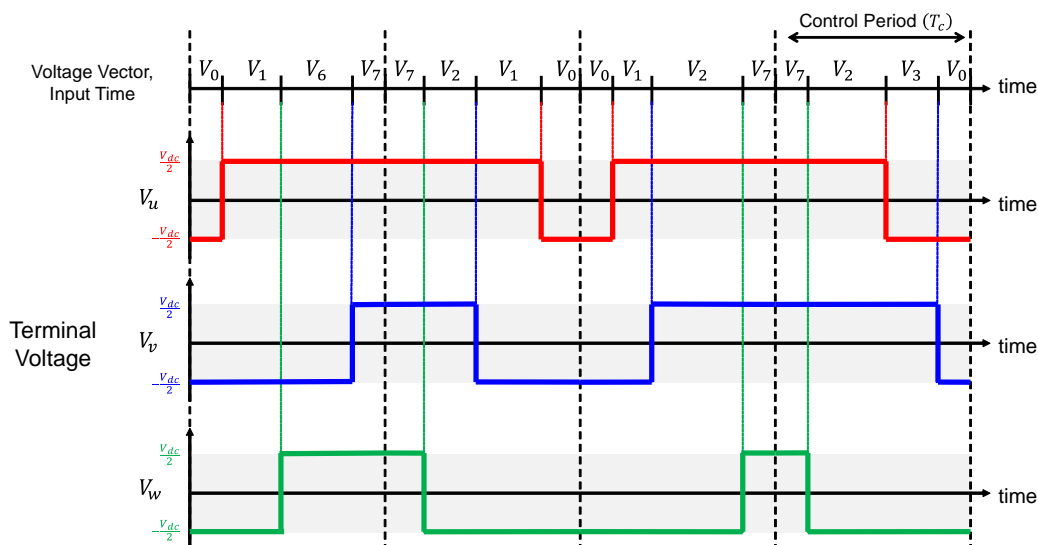


図 2.11. SVM における電圧指令の分解と入力電圧の生成

て、PWM と同等の考え方により各相のスイッチング回数を 1 回とし、図 2.11 のように制御周期の前後の零空間電圧ベクトル 50% ずつとして瞬時空間電圧ベクトルの時系列からなる入力電圧を生成することが多い。また 2 種の零空間電圧ベクトルの選択は制御周期時のインバータの状態と各相のスイッチング回数により自動的に決定される。この入力電圧に基づき、図 2.12 に示すように、各相のスイッチングタイミングつまりは上アームおよび下アームに入力するスイッチング指令を生成する。

図 2.12. SVM における入力電圧と uvw 各相の端子電圧

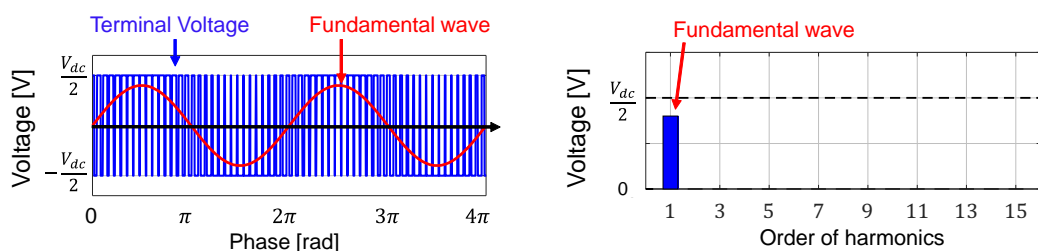
2.3.4 電圧形インバータの変調領域

2 レベル 3 相電圧形インバータにおける各相の端子電圧は $V_{dc}/2$ または $-V_{dc}/2$ である。電源電圧に対するインバータ端子電圧の基本波成分の振幅 (V_{amp}) の割合を変調率 ((2.26) 式) とする。

$$m = \frac{V_{amp}}{V_{dc}/2} \quad (2.26)$$

この変調率の大きさによりインバータの変調領域を分割することができる。基本波成分の振幅が $V_{dc}/2$ に対し 1 以下となる領域を線形領域, 1 より大きくなる領域を過変調領域, その中で最大となる領域を矩形波領域と呼称する。最大の振幅が得られる矩形波領域では変調率 m は $4/\pi = 1.27$ となる [37]。

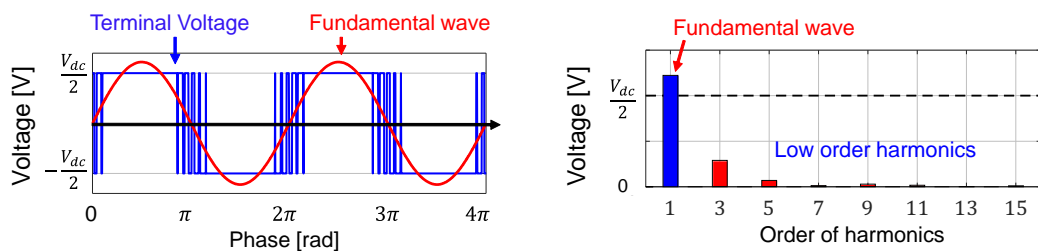
各変調領域における端子電圧とその基本波成分, 端子電圧の周波数スペクトラムを図 2.13 から図 2.15 に示す。図 2.13 に示す線形領域では, 変調技術により端子電圧の基本波成分は電圧指令と同じ振幅を実現可能である。一方で図 2.14 の過変調領域と図 2.15 の矩形波領域では, 位相に応じてスイッチングを行わないことで $V_{dc}/2$ より大きい基本波成分の振幅を実現可能である。一方で (b) の周波数スペクトラムで確認できるように低次高調波成分が発生する。



(a) 端子電圧と基本波成分

(b) 端子電圧の周波数スペクトラム

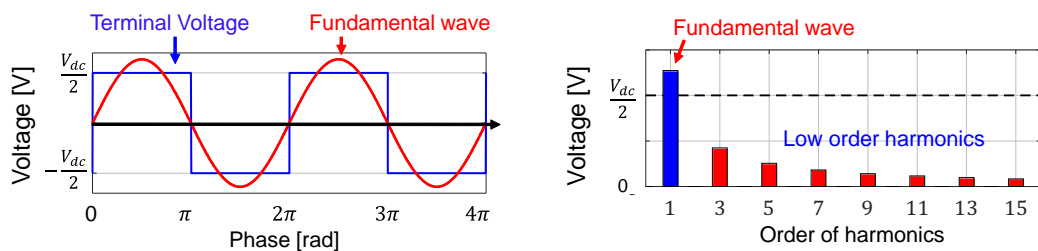
図 2.13. 線形領域における端子電圧と周波数スペクトラム



(a) 端子電圧と基本波成分

(b) 端子電圧の周波数スペクトラム

図 2.14. 過変調領域における端子電圧と周波数スペクトラム



(a) 端子電圧と基本波成分

(b) 端子電圧の周波数スペクトラム

図 2.15. 矩形波領域における端子電圧と周波数スペクトラム

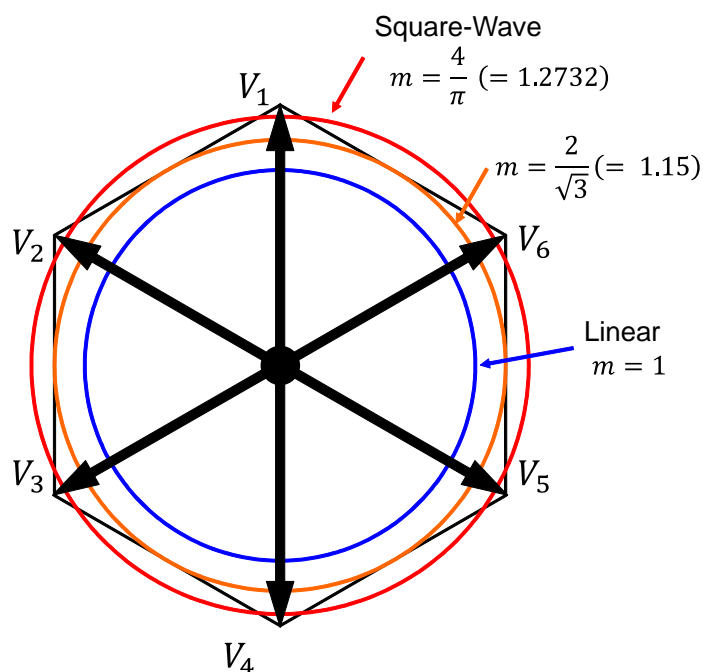


図 2.16. 変調率と瞬時空間電圧ベクトル

この変調率 m と瞬時空間電圧ベクトルの関係は図 2.16 となる。ある変調率となる電圧ベクトルの軌跡を円で表現する。

変調率 1 以下の線形駆動ではベクトル空間上で全領域を利用できないのに対し、変調率 1.15 のとき有効空間電圧ベクトルからなる電圧六角形の内接円となる領域まで利用できる。このとき、基本波に対し第 3 次高調波を印加する手法が利用され [23][35]、振幅と位相双方が管理される。

変調率が 1.15 を超える領域では、電圧ベクトル軌跡が出力可能な六角形からはみ出る位相が存在する。六角形をはみ出る電圧ベクトルに対しては、位相及び振幅の実現が不可能となる。このとき、位相に応じで実現できない電圧ベクトルの存在が影響し、低次高調波成分が発生する。一方で振幅は増大され、変調率 1.27 の矩形波駆動の時に、最大の振幅を利用可能となる。

線形領域だけでなく、過変調・矩形波領域まで利用することで、電源電圧を変更することなくより高い電圧を利用可能となる。

2.4 永久磁石同期モータの電流ベクトル制御

PMSM 駆動システムは出力するトルクや回転速度、回転子位置を所望の値に追従させるよう制御系を設計される。このとき、電流制御系、速度制御系、位置制御系がそれぞれ構築され、電流制御系では電流指令に対し PMSM の電流を追従させるための電圧指令を、速度制御系では速度指令に対し PMSM の回転速度を追従させるためのトルク指令を、位置制御系では位置指令に対し PMSM の回転子位置を移動させるための速度指令を計算する。そのため、制御目的に応じて PMSM 駆動システムの制御器は複数の制御系がカスケード接続された構成となる。このとき最も内側のループに位置するのが、電流制御系であり、電流制御系の性能が上位の制御系に影響する。

dq 座標系における PMSM の数学モデルでは電流、電圧を直流量として扱うことができ (2.2.4 項)、PMSM が出力するトルクは dq 軸電流の関数として表現することができる (2.2.5 項)。そのため、 dq 軸電流それぞれの大きさつまりは dq 座標系における電流ベクトル (i_{dq}) をある電流指令に追従するように電圧指令を生成し PMSM を制御することで、所望するトルクの出力が可能となる。これが電流ベクトル制御であり、PMSM の電流制御系として広く実装されている。電流ベクトル制御の実現にあたっては、 dq 軸電流を追従させる制御系の構築や dq 軸電流指令の生成法が重要である、

2.4.1 PI 制御に基づく電流ベクトル制御系

PI 制御に基づく PMSM 電流ベクトル制御系を図 2.17 に示す。

図 2.17 における PMSM は (2.16) 式の dq 座標系における PMSM 数学モデルのブロック線図を示している。 v_d, v_q を入力、 i_d, i_q を出力と考えたとき、誘起電圧項と各軸からの干渉項が出力電流における外乱となることが確認できる。この外乱項を打ち消した場合、入力電圧に対する出力電流は抵抗とインダクタンスによる 1 次遅れ系としての表現が可能であり、入力電圧による出力電流の制御が容易となる。そのため電流制御系が計算した電圧指令に対しフィードフォワード的に誘起電圧の補償と干渉項の非干渉化を行われる [23][35]。図 2.17 の非干渉制御部ではサンプリングした dq 軸電流と電気角速度から誘起電圧と干渉項を事前に追加することで電流制御器が計算した電圧指令が 1 次遅れ系に入力される。

電圧指令は、電流指令と電流の誤差 (i_{d-err}, i_{q-err}) を計算し、電流誤差に対し ω_{cc} を応答周波数とした 1 次遅れ系となるよう設計されたゲインを乗ずることで、(2.27) 式のように計算される。このとき、 $\omega_{cc}L_d$ および $\omega_{cc}L_q$ は電流誤差に対するゲインであり比例ゲイン (K_{pd}, K_{pq}) と、 $\omega_{cc}R$ は電流誤差の積分値に対するゲインであり積

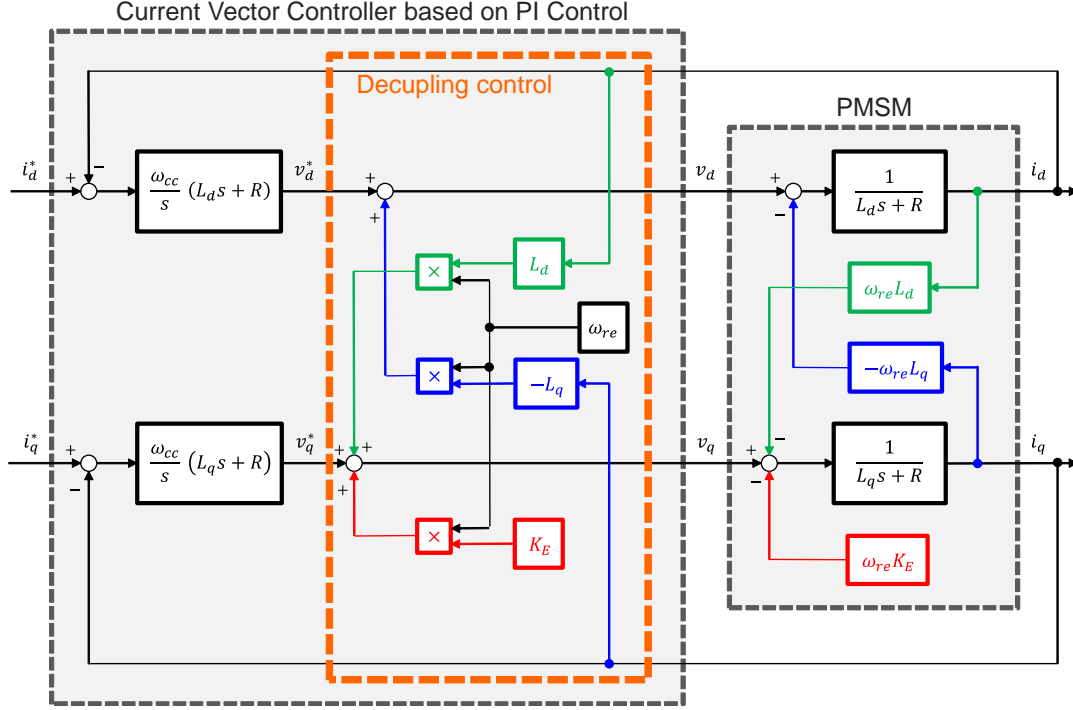


図 2.17. PI 制御に基づく PMSM 電流ベクトル制御系

分ゲイン (K_i) と呼ばれる。そのため、制御器内に比例項と積分項が存在するため、PI 制御に基づく電流ベクトル制御系となる。

PI 制御に基づく電流ベクトル制御系では各軸の電流指令に対する電流の応答を 1 次遅れ系と設計するため、オーバーシュートを発生させずに任意の時定数での電流制御が可能である。

$$\begin{cases} v_d^* = \frac{\omega_{cc}}{s} (L_d s + R) i_{d-err} = \omega_{cc} L_d i_{d-err} + \omega_{cc} R \frac{i_{d-err}}{s} = K_{pd} i_{d-err} + K_i \frac{i_{d-err}}{s} \\ v_q^* = \frac{\omega_{cc}}{s} (L_q s + R) i_{q-err} = \omega_{cc} L_q i_{q-err} + \omega_{cc} R \frac{i_{q-err}}{s} = K_{pq} i_{q-err} + K_i \frac{i_{q-err}}{s} \\ i_{d-err} = i_d^* - i_d, \quad i_{q-err} = i_q^* - i_q \end{cases} \quad (2.27)$$

2.4.2 電圧リミット

2.4.1 項で述べた電圧指令 ((2.27) 式) に対し、非干渉制御を行った (2.28) 式が実際に電圧形インバータを介して PMSM に入力される。そのため、電流指令のステッ

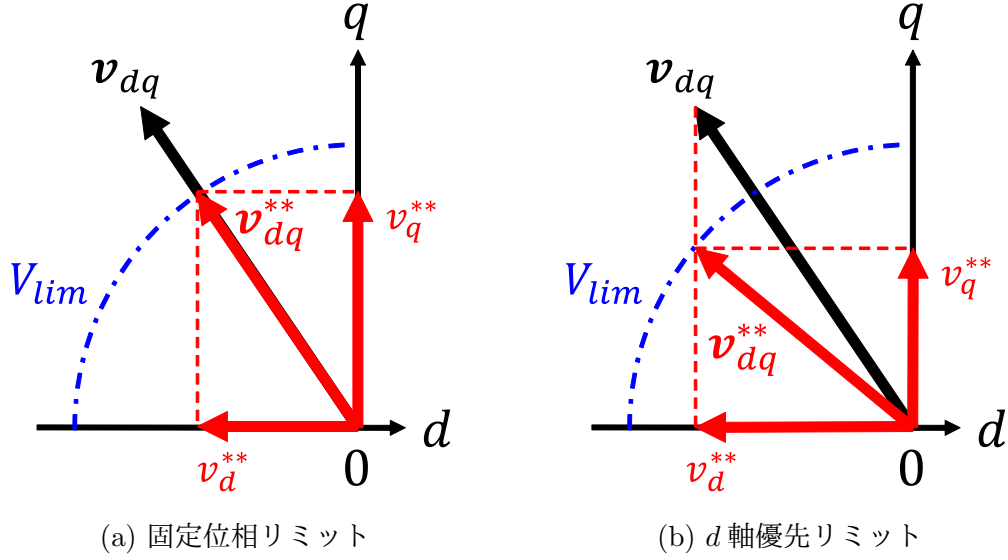


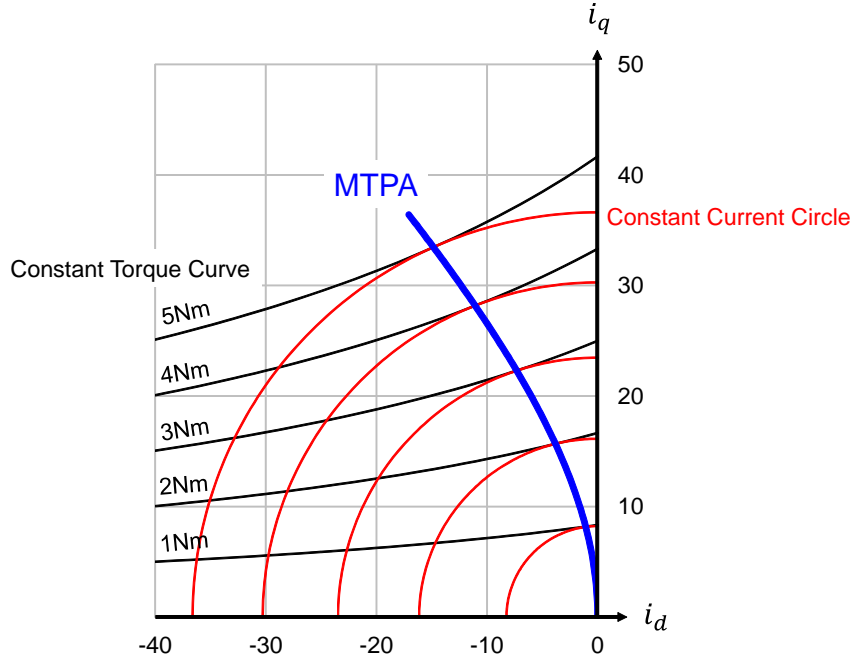
図 2.18. 電圧リミット法

ブ変化時等の電流誤差が大きくなる時や高速駆動時には、インバータが実現しうる電圧に対し電圧指令が上回る場合が存在する。このような場合、 dq 軸電圧指令は電圧リミットにより制限される。

$$\begin{cases} v_d = v_d^* - \omega_{re} L_q * i_q & = K_{pd} i_{d-err} + K_i \frac{i_{d-err}}{s} - \omega_{re} L_q * i_q \\ v_q = v_q^* + \omega_{re} (L_d * i_d + K_E) & = K_{pq} i_{d-err} + K_i \frac{i_{d-err}}{s} + \omega_{re} (L_d * i_d + K_E) \end{cases} \quad (2.28)$$

電圧リミット法としては様々な手法が提案されており、代表的なものとして計算された電圧指令に対し、 dq 軸に対する位相を優先する電圧リミットを固定位相リミット（図 2.18(a)[85]）、 d 軸電圧指令の振幅の維持を優先し q 軸電圧指令を操作する手法を d 軸優先リミット（図 2.18(b)[86]）が存在する。

これらの電圧リミット法は各変調方式で再現しえない電圧指令に対しリミット処理を行う。そのため、電圧リミット法が適用されているときは、操作量に飽和が発生している状態である。制御器内に積分要素が存在すると、操作量飽和が継続されるとき積分要素が増大し、制御器の計算値が発散し不安定化を招く可能性が存在する。これに対しては、積分要素の過度な増大を防止するアンチwindアップ制御の適用が必要となり、その手法が種々提案されている [87][86][88]。

図 2.19. dq 軸電流と最大トルク/電流制御

2.4.3 電流指令生成法：最大トルク/電流制御

PMSMのトルク式((2.20)式)に基づき、 dq 軸電流座標上でトルクが1, 2, 3, 4, 5Nmとなる曲線を描写すると図2.19の黒線となる。図2.19が示すように同じトルクを出力する dq 軸電流の組み合わせは複数存在する。そのため、所望のトルクに加えて、任意の条件を追加した電流指令の生成が可能である。以降、本論文で取り扱う電流指令生成法の最大トルク/電流制御(Maximum Torque Per Ampere : MTPA)について述べる。

図2.19において電流振幅を一定に電流位相を変化させた軌跡(定電流円(赤線))に注目した時、ある位相で出力可能なトルクが最大となることが確認できる。このとき、図2.19に示すように定トルク曲線と定電流円が接しており、その時の電流位相 ϕ_{MTPA} は(2.21)式を偏微分することで得られ(2.29)式となる。

$$\phi_{MTPA} = \sin^{-1} \left(\frac{-K_E + \sqrt{K_E^2 + 8(L_q - L_d)^2 I_{amp}^2}}{4(L_q - L_d)I_{amp}} \right) \quad (2.29)$$

この時の dq 軸電流の関係は(2.30)式となり図2.19における青線となる。そして

(2.30) 式を (2.20) 式に代入することで任意のトルクに対する MTPA 駆動時の dq 軸電流が計算される。

$$i_d = \frac{K_E}{2(L_q - L_d)} - \sqrt{\frac{K_E^2}{4(L_q - L_d)^2} + i_q^2} \quad (2.30)$$

MTPA 制御は PMSM が出力するトルクに対して電流振幅を最小化できることから、銅損の最小化や機器の定格により決定される電流制限下での出力トルクの最大化に有効である。

2.4.4 電流ベクトル制御系の駆動範囲

PMSM 電流ベクトル制御系は、機器の定格電流と電源電圧により速度-トルクマップとして駆動範囲を記すことが可能である。その例を図 2.20 に示す。駆動範囲は電流による制限を受ける領域と、電圧による制限を受ける領域に分けられる。

電流による制限を受ける領域では、電流制限値により出力可能な最大トルクが決定される。この領域では速度による誘起電圧に対し電源電圧に余裕があるため、電流制限までの任意のトルクを出力可能である。

一方で、電圧による制限を受ける領域では、電源電圧による制限値により出力可能な最大トルクが決定される。この領域では高速駆動に伴い誘起電圧が大きくなるため、電流制限に利用可能な電圧が制限され出力可能なトルクが減少する。そして、ある速度に達した時誘起電圧と電圧制限が等しくなり電流制御を行えなくなる。また、電圧制限値は PMSM 駆動システムで利用するインバータの変調領域 (2.3.4 項) によって変化し、過変調領域まで使用することで、基本波成分の振幅を向上できるため、同一トルクに対する運転可能な最高速度の向上、つまりはシステム全体での高出力化の実現が可能である。しかしながら、入力電圧に存在する低次高調波成分により PMSM の電流に脈動が発生し、電流ベクトル制御系がこの脈動を外乱ととらえ抑制するように動作するため、線形領域と同一の制御系設計では利用することができないことが確認されている。そのため、過変調領域まで利用するには、電流ベクトル制御器と異なる電圧位相制御器の用意 [38] や電流ベクトル制御を利用しフィードバックされる電流に対し PMSM モデルを用いた電流の低次高調波成分の除去 [39] やフィルタを利用した当該成分の除去 [41] が必要であることが報告されている。

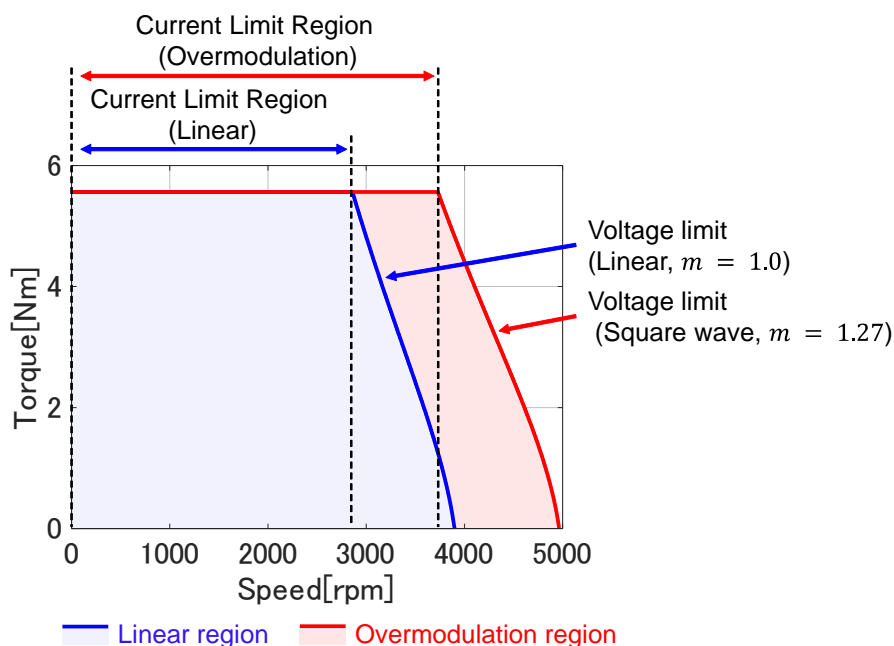


図 2.20. PMSM 電流制御系の速度-トルクマップ

2.5 まとめ

本章では、PMSM 駆動システムの各要素のモデリングと基本となる電流ベクトル制御について述べた。初めに、IPMSM を対象に、PMSM 電流制御の基本である各座標系について説明し、各座標系における IPMSM の基本電圧方程式を導出し、PMSM のモデリングを行った。続いて、電圧形インバータを対象に、その基本構造と一般的に併用される変調技術について説明し、インバータには複数の変調領域が存在することを述べた。最後に、PMSM 駆動システムの電流ベクトル制御について説明し、その基本的な考え方や一般的に利用される PI 制御を基づく電流ベクトル制御系と電流ベクトル制御における電流指令値生成法の一例、PMSM 駆動システムの駆動範囲とインバータの変調領域の関係、過変調駆動の実現のための従来研究について述べた。

本章で述べた内容を利用し、第 3 章では PMSM 駆動システムに対するモデル予測制御の適用はどのように行われてきたかについて説明する。

第3章

永久磁石同期モータ電流ベクトル制御系へのモデル予測制御の適用とその課題

3.1 はじめに

第2章で説明したように電流ベクトル制御では生成された dq 軸電圧指令に対し dq 軸電流を追従させるよう電圧指令を計算する。一般的な手法ではこの電圧指令の計算をPI制御により行っていた。電流ベクトル制御にMPCを適用する場合、この電圧指令の計算をPMSMの数学モデルを用いた未来の電流を予測により行う。この時、インバータモデルの考え方、つまりはPMSMへの入力電圧の考え方により制御系の構成が異なるうえ、PMSM電流ベクトル制御の性能に影響を及ぼす。

そこで本章では、まずは電流ベクトル制御系へのMPC適用における基本事項である離散モデルと制御遅れ補償について述べる。続いて、MPC適用においてPMSMへの入力電圧を、連続量ととらえるCCS-MPCと離散量としてとらえるFCS-MPCについてそれぞれの構成について述べ、入力電圧のとらえ方の違いによる両者の特徴を比較する。そして、FCS-MPCに対して、その性能を一般的なPWMを用いたPI制御に基づく電流ベクトル制御系と比較し、FCS-MPCが優れる点と劣る点について整理する。性能比較により基本構成のFCS-MPCにおける問題点を整理し、解決すべき課題を明らかにする。

3.2 PMSM 電流ベクトル制御系へのモデル予測制御の適用における基本事項

本節では、PMSM 電流ベクトル制御系に対し MPC を適用する際の基本事項である PMSM モデルの離散化とデジタル制御における制御遅れ補償について説明する。

3.2.1 PMSM モデルの離散化

MPC を電流ベクトル制御に適用する際、制御器は与えられた電流指令に対し、モータモデルを用いて設定条件下における最適な入力電圧を決定することで PMSM を制御する。一般的に PMSM 電流ベクトル制御を実装する際、制御器は制御周期を固定ステップとした離散時間毎に動作する。そのため MPC では離散時間毎に電流挙動を計算する必要がある。

ここではじめに、(3.1) 式の dq 座標系における PMSM モデル ((2.16) 式を再掲) を離散モデルに変形する。離散モデルへの変形にあたり、その前段階として (3.1) 式を dq 軸電流の状態方程式 ((3.2) 式) に変形する。

$$\mathbf{v}_{dq} = \begin{bmatrix} R + pL_d & -\omega_{re}L_q \\ \omega_{re}L_d & R + pL_q \end{bmatrix} \mathbf{i}_{dq} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_{re}K_E \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

$$p\mathbf{i}_{dq} = \mathbf{A}\mathbf{i}_{dq} + \mathbf{B}(\mathbf{v}_{dq} - \mathbf{e}_{dq}) \quad (3.2)$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_d} & \frac{\omega_{re}L_q}{L_d} \\ -\frac{\omega_{re}L_d}{L_q} & -\frac{R}{L_q} \end{bmatrix}, \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_q} \end{bmatrix}, \mathbf{e}_{dq} = \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_{re}K_E \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

そして、離散時間 t_s で (3.2) 式を離散化することで、 dq 座標系における PMSM の離散モデルが (3.4) 式のように導出される [3]。なお、(3.5) 式における、 \exp は行列指数関数、 \mathbf{I} は単位行列である。(3.4) 式を用いることで $\mathbf{i}_{dq}(n)$ の PMSM に対し、電圧 $\mathbf{v}_{dq}(n)$ を入力した際の 1 ステップ (t_s) 後の電流 $\mathbf{i}_{dq}(n+1)$ が計算される。

$$\mathbf{i}_{dq}(n+1) = \mathbf{A}_d\mathbf{i}_{dq}(n) + \mathbf{B}_d(\mathbf{v}_{dq}(n) - \mathbf{e}_{dq}) \quad (3.4)$$

$$\mathbf{A}_d = \exp(\mathbf{A}t_s), \mathbf{B}_d = (\mathbf{A}_d - \mathbf{I})\mathbf{A}^{-1}\mathbf{B} \quad (3.5)$$

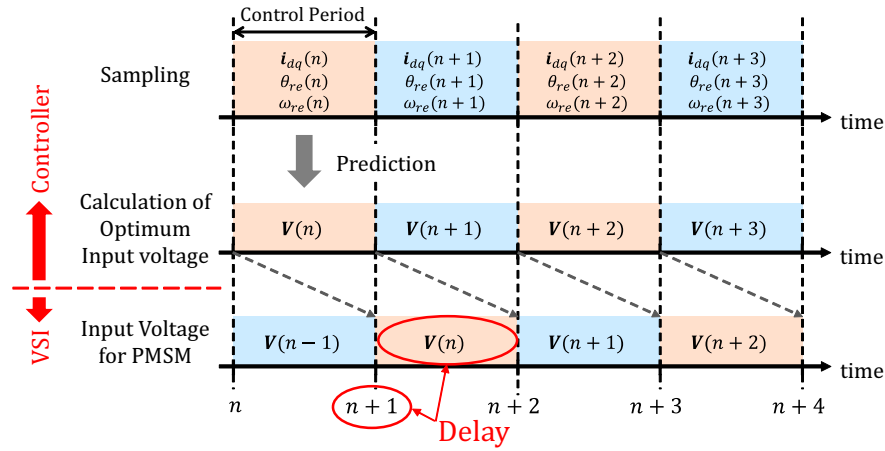


図 3.1. MPC における制御器計算結果と PMSM 入力電圧の関係（制御遅れ補償なし）

3.2.2 MPC における制御遅れ補償

デジタル制御では、PMSM の状態をサンプリングしたタイミング (n) に対して、計算された電圧指令が実際に PMSM に入力されるのは 1 制御周期後のタイミング ($n+1$) である。そのため、図 3.1 に示すようにサンプリングした PMSM の状態 ($i_{dq}(n)$, $\theta_{re}(n)$, $\omega_{re}(n)$) を利用して MPC により求めた最適な入力電圧 ($V(n)$) と、インバータから PMSM への入力電圧では 1 制御周期分遅れが生じ、この遅れが制御性能に影響を与える [76, 89]。そこでこの制御遅れを補償するために、MPC に基づく PMSM 電流ベクトル制御では制御遅れ補償を行う必要がある。

制御遅れ補償では前制御周期で計算した入力電圧とサンプリングした状態 ($i_{dq}(n)$, $\theta_{re}(n)$, $\omega_{re}(n)$)、(3.4) 式を用いて、1 制御周期後の PMSM の状態 ($i_{dq}(n+1)$, $\theta_{re}(n+1)$, $\omega_{re}(n+1)$) を計算し、計算した ($n+1$) 時点での状態を利用して最適な入力電圧 ($V(n+1)$) を求めることで、図 3.2 に示すように制御遅れを発生させることなく、最適解を PMSM への入力する。

3.3 入力電圧の解釈によるモデル予測制御の分類

MPC に基づく PMSM 電流ベクトル制御系では 3.2.1 項で導出した PMSM の離散モデルを用いて、最適な入力電圧を決定する。このとき、PMSM 電流ベクトル制御系では入力電圧の考え方により、MPC は 2 つに分類することが可能である。一方は入力電圧を PI 制御等における電圧指令と同様の連続量と考える手法で、Continuous Control Set - Model Predictive Control (CCS-MPC) と呼び、もう一方は入力電圧を

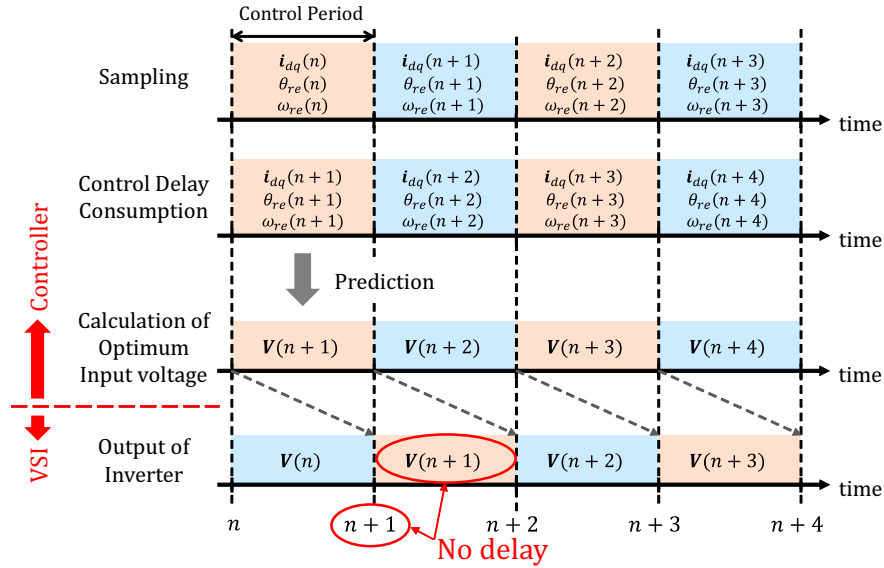


図 3.2. MPC における制御器計算結果と PMSM 入力電圧の関係（制御遅れ補償あり）

電圧形インバータの瞬時空間電圧ベクトル等の離散量と考える手法で、Finite Control Set- Model Predictive Control (FCS-MPC) と呼ぶ。入力電圧のとらえ方の違いによる MPC に基づく PMSM 電流ベクトル制御系の動作の違いについて説明する。

3.3.1 CCS-MPC に基づく PMSM 電流ベクトル制御

CCS-MPC による電流ベクトル制御系の構成を図 3.3 に示す。CCS-MPC では PI 制御に基づく PMSM 電流ベクトル制御系と同様に、現在の電流値に対し電流指令値に追従させるための dq 軸電圧指令を計算し、変調器を利用して PMSM に入力する。本項では CCS-MPC の一例として 1 制御周期で dq 軸電流を指令値に追従させるデッドビート制御の動作について説明する [84]。

サンプリングした dq 軸電流 ($i_{dq}(n)$) に対し、電圧指令 ($v_{dq}^*(n)$) を用いて制御遅れ補償を行い、1 制御周期後の dq 軸電流 ($i_{dq}(n+1)$) を計算する。 dq 軸電流 ($i_{dq}(n+1)$) に対し、次制御周期で dq 軸電流が指令値に追従するとき、 $i_{dq}(n+2)$ と指令値 (i_{dq}^*) が等しくなる。そこで (3.4) 式に $i_{dq}(n+1)$ と i_{dq}^* をそれぞれ代入することで、(3.7) 式に示す 1 制御周期で dq 軸電流を追従させる電圧指令 ($v_{dq}^*(n+1)$) が得られる（ただし $t_s = T_c$ ）。

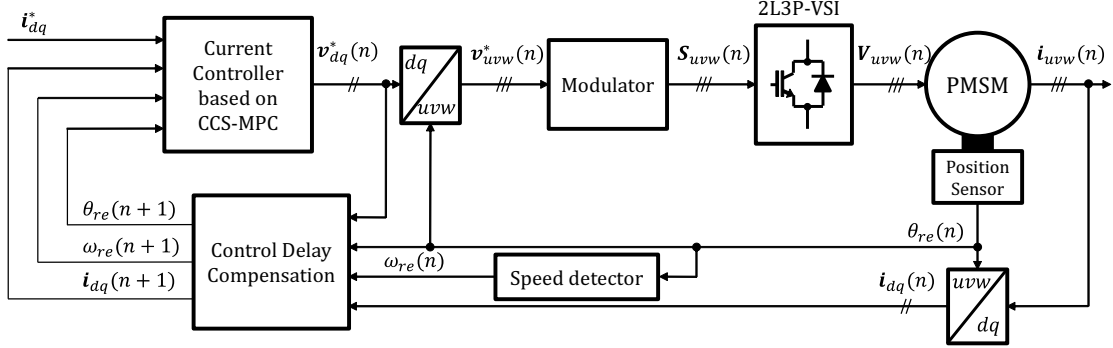


図 3.3. CCS-MPC に基づく PMSM 電流ベクトル制御系

$$\mathbf{i}_{dq}^* = \mathbf{A}_d \mathbf{i}_{dq}(n+1) + \mathbf{B}_d (\mathbf{v}_{dq}(n+1) - \mathbf{e}_{dq}) \quad (3.6)$$

$$\mathbf{v}_{dq}^*(n+1) = \mathbf{B}_d^{-1} (\mathbf{i}_{dq}^* - \mathbf{A}_d \mathbf{i}_{dq}(n+1)) + \mathbf{e}_{dq} \quad (3.7)$$

デッドビート制御による電圧指令では、積分項が存在しないためアンチwindアップの処置を必要としないが、2.3.4 項で述べたインバータの出力可能領域を考慮していないため、2.4.2 項で述べたように PI 制御等と同様に電圧指令に対しリミット処理が必須となる。

3.3.2 FCS-MPC に基づく PMSM 電流ベクトル制御

FCS-MPC による電流ベクトル制御系の構成を図 3.4 に示す。FCS-MPC では電圧形インバータの瞬時状態が瞬時空間電圧ベクトルのような離散量であることを利用し、最適な出力電圧ベクトル時系列を探索により決定し、直接 PMSM に入力する。本項では、制御周期毎に 2 レベル 3 相電圧形インバータにおける 8 種の瞬時空間電圧ベクトルの中から最適解を探索する基本的な構成について説明する。

サンプリングした dq 軸電流 ($\mathbf{i}_{dq}(n)$) に対し、瞬時空間電圧ベクトルの時系列 ($\mathbf{S}_{uvw}(n)$) を用いて制御遅れ補償を行い、1 制御周期後の dq 軸電流 ($\mathbf{i}_{dq}(n+1)$) を計算する。 dq 軸電流 ($\mathbf{i}_{dq}(n+1)$) に対し、(3.4) 式を用いて 8 つの瞬時空間電圧ベクトルそれぞれを入力した時の 1 制御周期後の未来の電流挙動 ($\hat{\mathbf{i}}_{dq}(n+2, j)$) を (3.8) 式により計算する (ただし $t_s = T_c$)。ただし、(3.9) 式に示すように、 $\mathbf{v}_{dq}(n+1, j)$ には各瞬時空間電圧ベクトル ($V_0 \sim V_7$) を dq 座標系に変換し代入する。

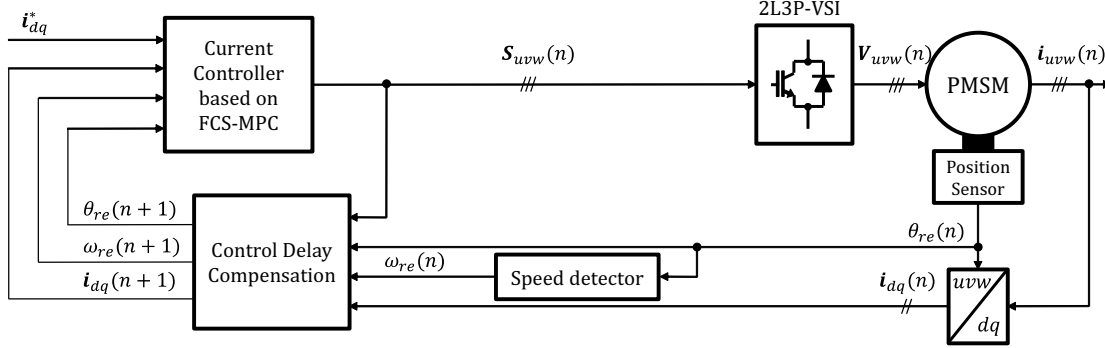


図 3.4. FCS-MPC に基づく PMSM 電流ベクトル制御系

$$\hat{\mathbf{i}}_{dq}(n+2, j) = \mathbf{A}_d \mathbf{i}_{dq}(n+1) + \mathbf{B}_d (\mathbf{v}_{dq}(n+1, j) - \mathbf{e}_{dq}) \quad (3.8)$$

$$\mathbf{v}_{dq}(n+1, j) = \mathbf{C}_{\alpha\beta-dq} \mathbf{C}_{uvw-\alpha\beta} \mathbf{V}_j (j \in 0 \sim 7) \quad (3.9)$$

予測された電流挙動 ($\hat{\mathbf{i}}_{dq}(n+2, j)$) に対し、所望の挙動の達成度を評価する評価関数を計算する。ここでは電流指令への追従度として、電流指令との電流挙動の誤差を評価する (3.10) 式の評価関数を設定する。なお、(3.11) 式に示す各軸に対する重みは突極比を考慮し設定している。

$$J = W_{i_d} \times |i_d^* - \hat{i}_d(n+1, j)| + W_{i_q} \times |i_q^* - \hat{i}_q(n+1, j)| \quad (3.10)$$

$$W_{i_d} = 1.0, W_{i_q} = \frac{L_q}{L_d} \quad (3.11)$$

(3.10) 式により計算した評価関数値の中で最小となるものを選択し、その時の瞬時空間電圧ベクトルを最適解として、瞬時空間電圧ベクトルの時系列 ($\mathbf{S}_{uvw}(n+1)$) を決定する。

3.3.3 両モデル予測制御の特徴比較

3.3.1 項および 3.3.2 項で述べた、PMSM 電流ベクトル制御系での MPC の構成 2 種を本項で比較する。表 3.1 に比較事項と各構成の特徴をまとめる。

CCS-MPC では、操作量を連続量の dq 軸電圧指令と考え、変調器を併用することで最適な操作量を PMSM に入力する。計算された dq 軸電圧指令によっては電圧リ

表 3.1. CCS-MPC と FCS-MPC の比較

比較事項	CCS-MPC	FCS-MPC
操作量	dq 軸電圧指令（連続量）	インバータの瞬時空間電圧ベクトル（離散量）
スイッチングタイミングの決定法	変調器を利用しスイッチングタイミングを決定（間接的）	インバータ各相の状態の操作によりスイッチングタイミングを決定（直接的）
操作量に対する制限	リミット処理による制限 変調器による制限	なし

リミット処理が必要となる。そのため、CCS-MPC の性能は電圧リミット手法と変調器に依存する。

一方で、FCS-MPC では、操作量を離散量の瞬時空間電圧ベクトルの時系列と考え、直接電圧形インバータ各相の状態を操作することで最適な操作量を PMSM に入力する。インバータの瞬時的な状態を操作量としているため、操作量の飽和が発生することなく、PI 制御や CCS-MPC における電圧リミットのように、操作量に対するリミット処理は不要である。そして、取り得る瞬時空間電圧ベクトルの時系列の中に電圧形インバータの全出力領域を包含できれば、非線形性を考慮した制御系構築が可能であると考えられる。

この比較結果より、MPC の適用により PMSM 電流ベクトル制御系を高性能化する場合、インバータの全出力領域を扱える可能性を有する FCS-MPC の適用が適していると考えられる。この理由により、本論文では FCS-MPC の適用に着目する。

3.4 シミュレーション検証

3.3.2 項で説明した FCS-MPC に基づく電流ベクトル制御系と PWM を用いた PI 制御に基づく電流ベクトル制御系の性能をシミュレーションにより確認する。なお、それぞれの手法を、基本 FCS-MPC、PWM-CVC（PWM-Current Vector Control）と称する。シミュレーションにおける PMSM および電源電圧の設定を表 3.2 に、制御器の設定を表 3.3 に、動作点設定を図 3.5 に、トルクに対し MTPA に基づき計算された電流指令を表 3.4 に示す。本節におけるシミュレーションでは、基本 FCS-MPC により改善が見込める過渡応答性能と矩形波駆動動作点を対象とした PMSM 駆動システムの電圧利用率、そして PMSM 電流システムの線形領域内での定常電流制御性能の 3 点で評価する。また、本論文におけるシミュレーションでは Mathworks 社 MATLAB/Simlink を利用する（MATLAB version 9.6 (R2019a), Simulink version

表 3.2. PMSM と電源の設定

Parameters	Value
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)	0.02 V/(rad/s)
Number of Pole (P_n)	6
DC Link Voltage	80 V

表 3.3. 制御器の設定

Parameters	Value
Control period (Common, T_c)	40 μs
Band Width (PWM-CVC, ω_{cc})	4000 rad/s
Voltage Limit Method (PWM-CVC)	Fixed Phase

9.3)。

表 3.4. トルクに対する電流指令値

T	i_d^*	i_q^*
0 Nm	0.00 A	0.00 A
1 Nm	-1.09 A	8.10 A
4 Nm	-11.08 A	28.18 A
5.6 Nm	-17.06 A	36.41 A

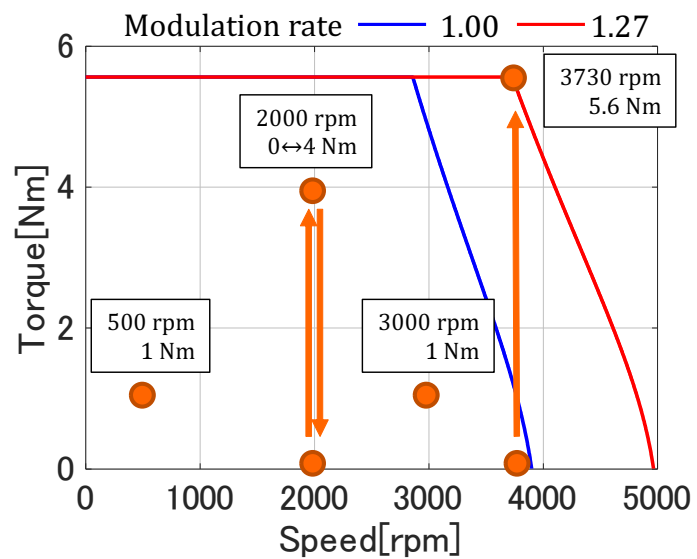


図 3.5. 速度-トルクマップと動作点設定 (3.4 節)

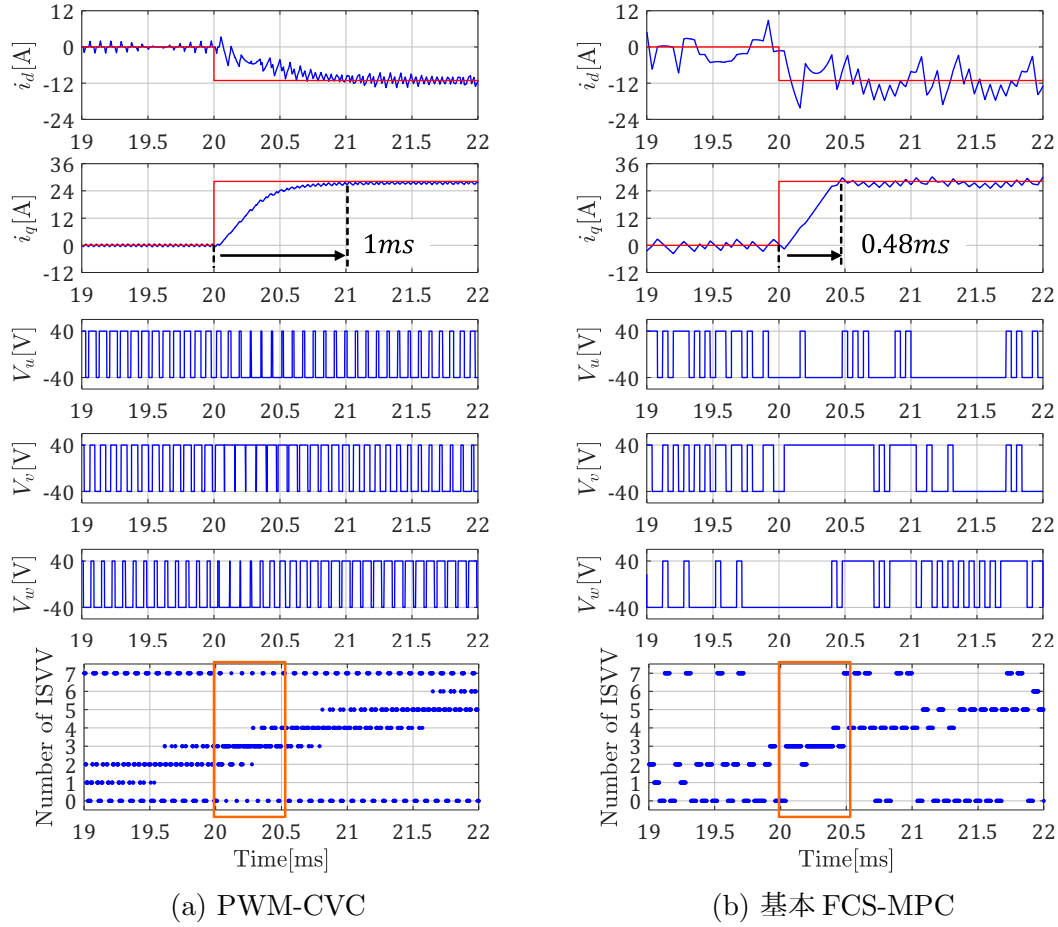


図 3.6. シミュレーション結果（速度 2000rpm トルク 0→4Nm）

3.4.1 過渡応答性能比較

線形領域内の過渡応答性能について確認する。20ms 時点で無負荷から有負荷へ電流指令値をステップアップさせた際の各手法でのシミュレーション結果を図 3.6 に示す。なお、各手法において、電流指令値をステップアップさせるとき、電気角を $\theta_{re} = 0$ としている。図 3.6(a) の PWM-CVC では設計された時定数で応答しているのに対し、図 3.6(b) の基本 FCS-MPC では指令値に到達する時間を半分まで短縮できることが確認できる。この要因について電流指令 i_{dq}^* が変化した際の各手法で出力している瞬時空間電圧ベクトルにより比較する（図中オレンジ枠内）。図 3.6(a) の PWM-CVC では、三角波比較に基づき入力電圧を決定することから、零空間電圧ベクトルが入力されているのに対し、図 3.6(b) の基本 FCS-MPC では有効空間電圧ベクトルのみ (V_2, V_3) を入力している。基本 FCS-MPC では、有効空間電圧ベクトルをより効果的に利用することで、過渡応答の高速化が可能である。

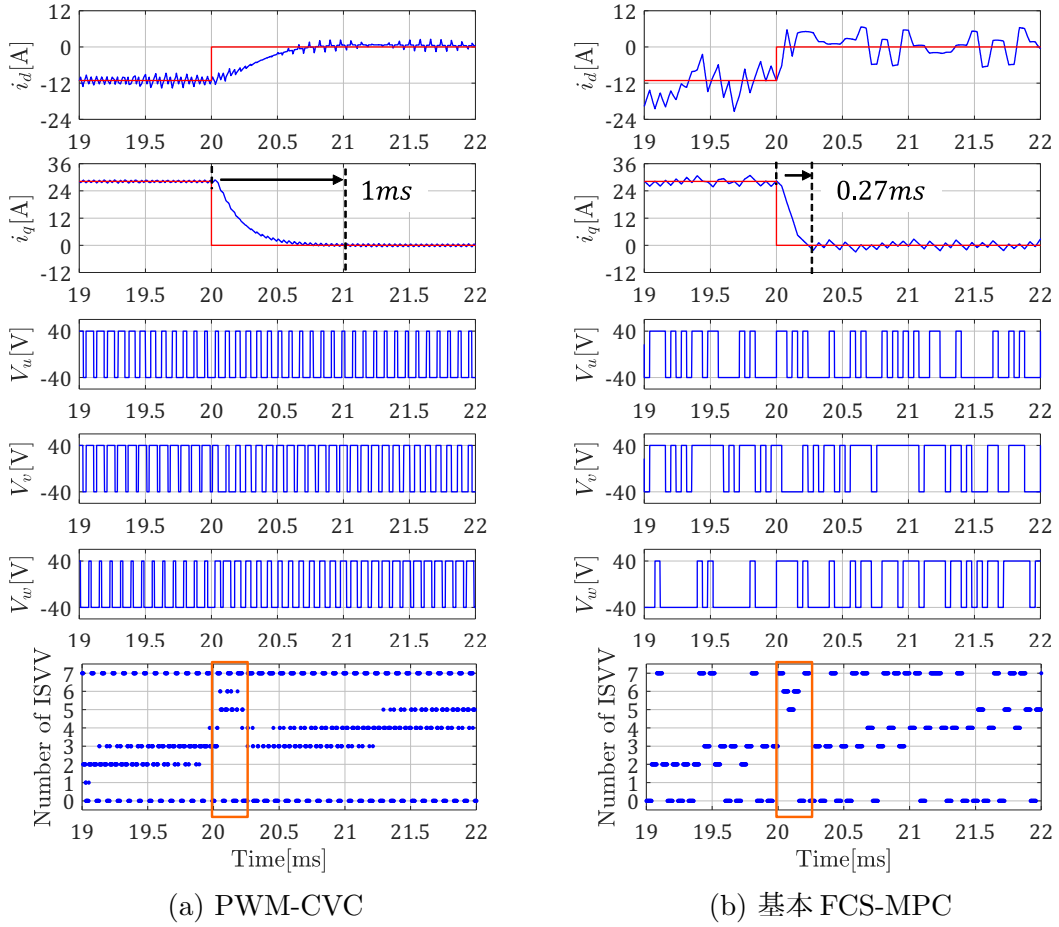


図 3.7. シミュレーション結果（速度 2000rpm トルク 4→0Nm）

20ms 時点で有負荷から無負荷へ電流指令値をステップダウンさせた際の各手法でのシミュレーション結果を図 3.7 に示す。ステップアップ時同様に、電角を $\theta_{re} = 0$ のときに電流指令値をステップダウンさせる。図 3.7(a) の PWM-CVC ではステップアップ時同様に設計された時定数で応答しているのに対し、図 3.7(b) の基本 FCS-MPC では指令値に到達する時間を 3 分の 1 程度まで短縮できることが確認できる。ステップアップ時と同様に、電流指令 i_{dq}^* が変化した際の各手法で出力している瞬時空間電圧ベクトルについて比較する（図中オレンジ枠内）。図 3.7(b) の基本 FCS-MPC では、図 3.7(a) の PWM-CVC に比べ、有効空間電圧ベクトル (V_5, V_6) の入力時間が増加している。これらの有効空間電圧ベクトルは、20ms 以前で PMSM に入力していた V_2, V_3 とは 180 度位相の異なるベクトルであり、これを選択することで応答性能を向上している。

この結果より、基本 FCS-MPC は過渡応答性能の改善に有効であることが確認で

きる。

3.4.2 矩形波駆動比較

20ms 時点で線形駆動から矩形波駆動へ指令値ステップアップさせた際のシミュレーション結果を図 3.8 に示す。図 3.8(a) の PWM-CVC では駆動できない領域であるため、 dq 軸電流が電流指令に追従していないことが確認できる。一方で、図 3.8(b) の基本 FCS-MPC では、相電圧波形においてスイッチングを行わない区間が増加し過変調領域に移行するため指令値に対する誤差が減少している。

図 3.9 に示す定常駆動時の結果において、図 3.9(a) の PWM-CVC では相電圧の周波数解析結果で基本波（373Hz）以外の低次高調波成分は発生しておらず、相電圧の基本波の振幅は電源電圧近傍となっている。そのため、電圧利用率も 78.4% と PWM 使用時の理論値となる。一方で、図 3.9(b) の基本 FCS-MPC では、 dq 軸電流の周波数解析結果において、矩形波駆動時の不可避の脈動である駆動周波数に対する 6 次と 12 次の脈動とフロアノイズが発生している。そして、相電圧の周波数解析結果において、基本波の振幅が増大し、電圧利用率では 96.99% と PWM-CVC にくらべ向上が可能である。しかしながら、相電圧波形ではチャタリングが発生しており、完全な矩形波には移行していない。そのため各軸電流と電流指令との誤差（ $\Delta i_d = i_d - i_d^*$, $\Delta i_q = i_q - i_q^*$ ）は残存しており、本動作点における理論値の 100% には到達していない。

この結果より、基本 FCS-MPC ではインバータにおける過変調領域の利用により電圧利用率の向上が可能であるものの、全域を利用することができず電圧利用率の向上が限定的であることが確認できる。

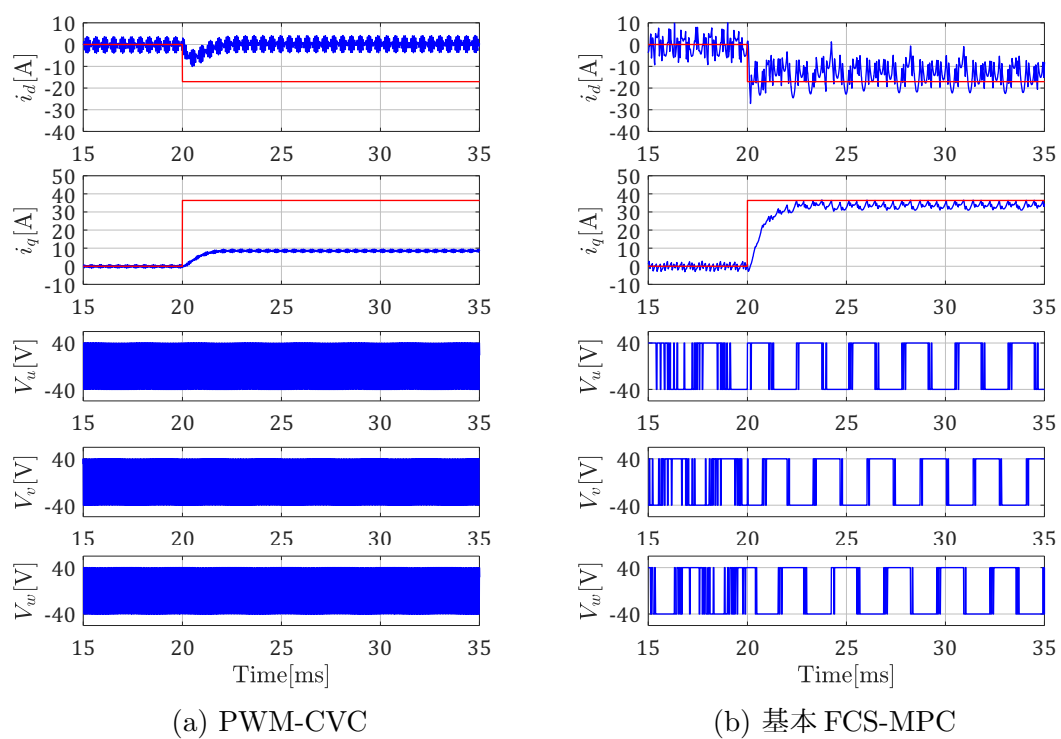


図 3.8. シミュレーション結果 (速度 3730rpm トルク 0→5.6Nm)

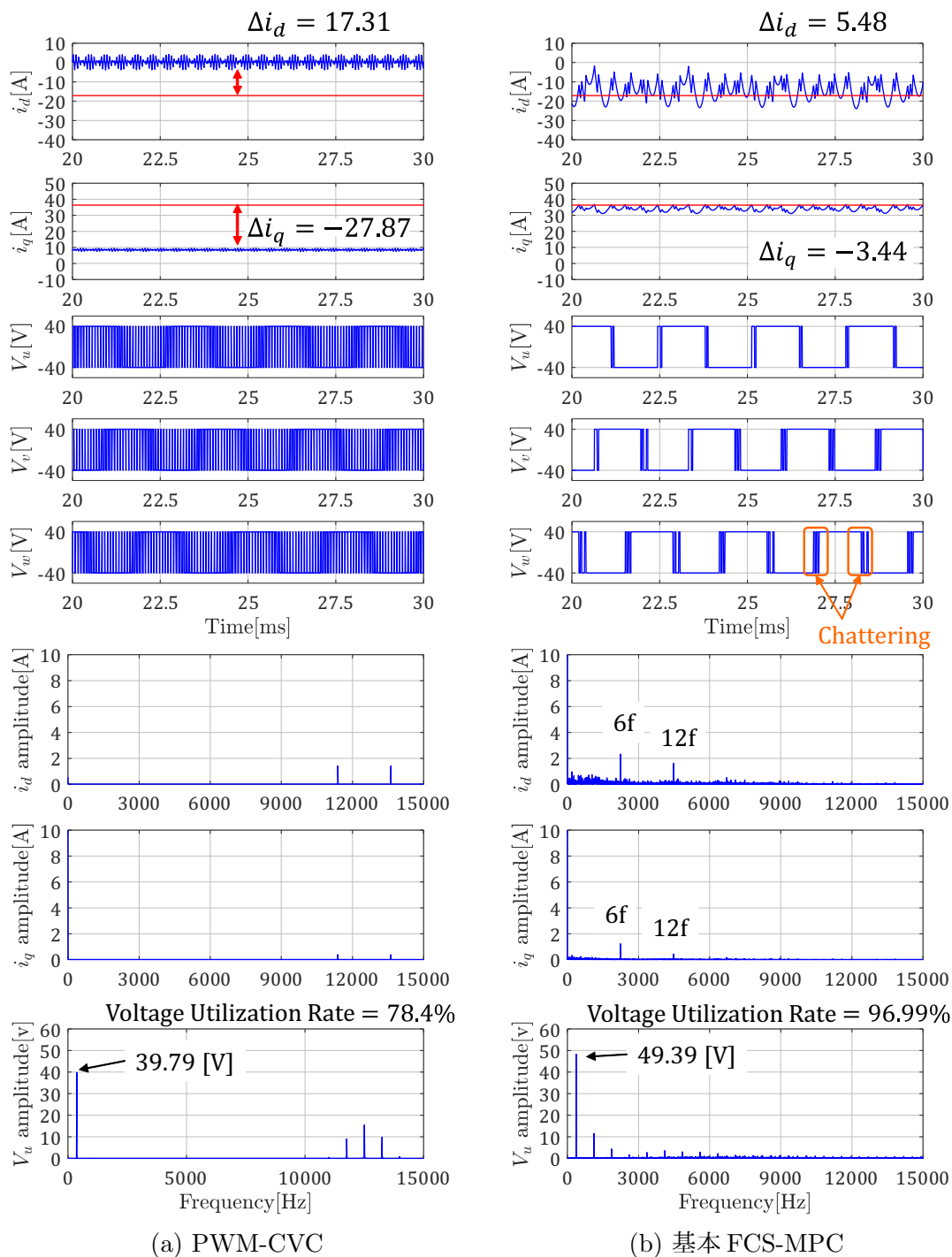


図 3.9. シミュレーション結果 (速度 3730rpm トルク 5.6Nm)

3.4.3 定常電流制御性能比較

線形領域内の定常電流制御性能について PWM-CVC と比較する。低速低負荷時におけるシミュレーション結果を図 3.10 に示す。図 3.10(b) の基本 FCS-MPC では、図 3.10(a) の PWM-CVC に比べ、電流に脈動が生じていることが確認できる。電流の周波数解析結果ではこの脈動がフロアノイズとして表れている。また、それぞれの手法の相電流波形において、ノイズを含む全高調波歪率（THD）を確認すると、基本 FCS-MPC は PWM-CVC に対し大きく劣っている。

高速低負荷時におけるシミュレーション結果を図 3.11 に示す。低速時と同様に、図 3.11(b) の基本 FCS-MPC では、図 3.11(a) の PWM-CVC に比べ、電流に脈動が生じており、また THD で劣っている。

これらの結果から、基本 FCS-MPC は定常電流制御性能で劣ることが確認できる。

3.5 基本 FCS-MPC の課題

3.4 節で確認したシミュレーションにおいて、PMSM 電流ベクトル制御系の高性能化の可能性を有すると考えていた FCS-MPC では、過渡応答性能と電圧利用率を向上可能である一方で、インバータの全出力領域で駆動できないこと、定常電流制御性能で劣ることを確認した。本節ではこれらの理由について考察し、PMSM 電流ベクトル制御に FCS-MPC を適用する際の課題点をまとめる。

はじめに過渡応答性能を向上できる理由について考察する。PWM-CVC では、過渡応答時でも変調の過程で零空間電圧ベクトルが入力されるのに対し、基本 FCS-MPC では、最適解を探索する過程で、評価関数を最小化する 1 つの瞬時空間電圧ベクトルを選択する。このとき、ステップアップ時では、より電流を早く追従させる有効空間電圧ベクトルを選択し、ステップダウン時では、定常駆動時に入力している有効空間電圧ベクトルに対し位相が逆側の有効空間電圧ベクトルを選択する。そのため、より効果的に有効空間電圧ベクトルを選択することで電流応答を高速化が可能となる。

つぎに PWM-CVC に比べ駆動範囲を拡大できる一方で、インバータの全出力領域を利用できない理由について考察する。FCS-MPC では電流誤差を最小化する瞬時空間電圧ベクトルを選択するため正弦波を前提に駆動しない。そして矩形波駆動となる指令値を入力した時に、電流誤差を最小化する有効空間電圧ベクトルを選択し続けることでスイッチング回数が減少し入力電圧の時系列が過変調領域のパターンとなり得る。一方で、電気角 1 周期間の各相におけるスイッチング回数が 2 回となる矩形波駆動において、1 制御周期分の電流挙動に対し評価行うことが影響し、有効空間電圧ベクトルが変化する位相で、最適なスイッチングタイミングを予測する

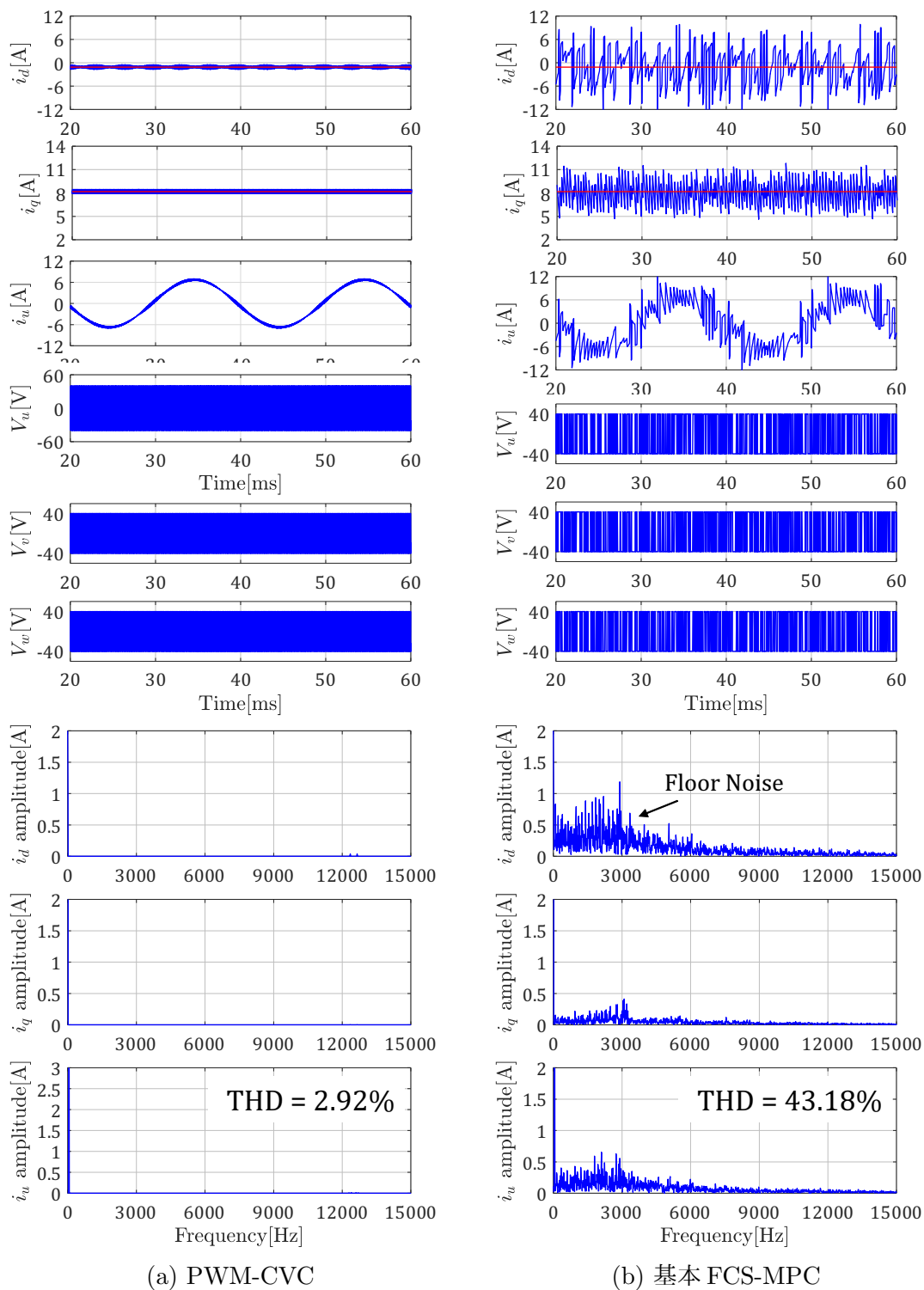


図 3.10. シミュレーション結果 (速度 500rpm トルク 1Nm)

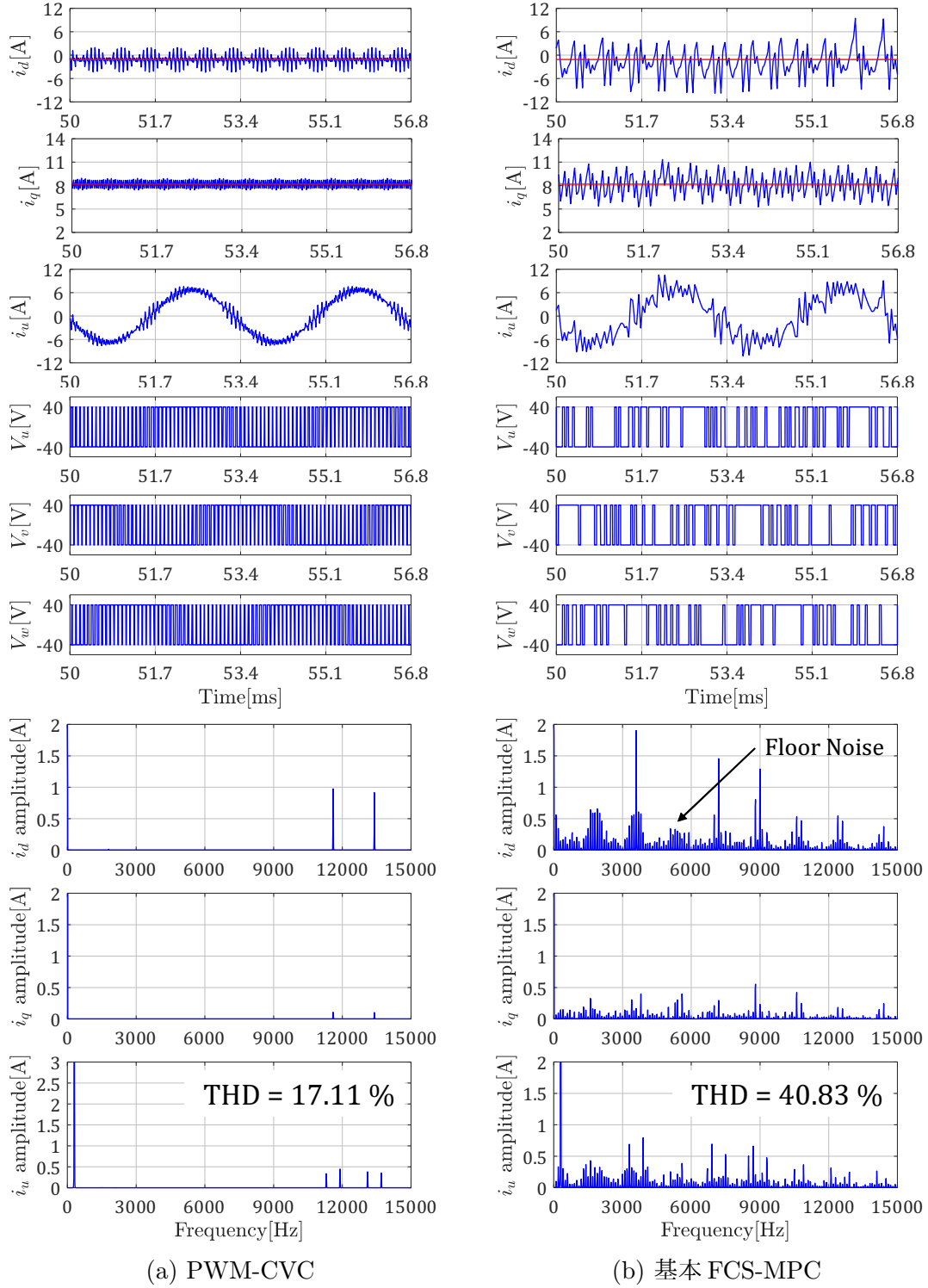


図 3.11. シミュレーション結果 (速度 3000rpm トルク 1Nm)

ことができず、チャタリングが発生している。そのため、最適なスイッチングタイミングの探索を行えず、電圧利用率を100%まで向上できない要因である。

最後に、定常電流制御性能で劣る理由について考察する。PWMでは三角波キャリアと比較し入力電圧を決定する。このとき三角波キャリアのカウンタ周期を分解能として電圧のパルス幅を調整するため、詳細な入力電圧の振幅を調整可能である。一方でFCS-MPCでは制御周期毎に瞬時空間電圧ベクトルを1つ選択するため、分解能が制御周期となる。そのため、入力電圧のパルス幅の調整は制限され、これが定常電流制御性能に影響する。この影響は振幅の調整が重要となる低速時に大きくなると考えられ、図3.10(b)でその傾向が確認できる。

これらは基本FCS-MPCが1制御周期に対し1つの瞬時空間電圧ベクトルを探索するという動作原理の影響を受けており、この動作原理が性能向上が限定的となる原因であると考えられる。そのため、基本FCS-MPCはPMSM電流ベクトル制御には適していなかったといえる。

3.6 まとめ

本章では、はじめに、PMSM電流ベクトル制御系へのMPCの適用に置ける基本事項となる、PMSMの離散モデルと制御遅れ補償について説明した。続いて、MPCの適用におけるPMSMの入力電圧を連続量としてとらえるCCS-MPCと離散量としてとらえるFCS-MPCについて、それぞれの構成と入力電圧決定への流れについて述べ、それぞれの構成の違いについて比較した。そして、正弦波駆動を前提とせずPMSMの瞬時電流応答を考慮できる基本FCS-MPCに対してシミュレーションにより性能を検証した。過渡応答性能に関しては、PWM-CVCに対し高速化を実現可能であるものの、矩形波駆動に関して定常誤差が発生し電圧利用率を十分に改善できないこと、定常電流制御性能で劣る点を確認した。そしてこれらの原因は基本FCS-MPCが1制御周期に対し1つの瞬時空間電圧ベクトルを探索するという動作原理であることを示した。

本章で述べたように、基本FCS-MPCの構成ではPMSM電流ベクトル制御では問題点が存在する。これが、電流制御系の動作範囲全域での制御性能の評価が行われてこなかった原因である。第4章ではFCS-MPCをPMSM電流ベクトル制御系に対して適用する際に変調を考えるべきであることについて述べ、提案するモデル予測変調(MPM)について説明する。

第4章

永久磁石同期モータ電流ベクトル制御に適したモデル予測変調の提案

4.1 はじめに

第3章では基本構成の FCS-MPC に基づく PMSM 電流ベクトル制御系が定常電流制御性能で劣り、電圧利用率を 100% まで向上できないという課題を有することを説明した。本章では、電流制御系の動作範囲全域での制御性能評価を可能とする FCS-MPC に基づく制御系として、モデル予測変調を提案する。

FCS-MPC の基本構成では、制御周期毎に最適な瞬時空間電圧ベクトルを瞬時電流応答を予測することで決定していた。これは制御周期を分解能として各相の電圧のパルス幅を調整することに相当し、この動作原理が制御性能における課題の要因である。そこで、FCS-MPC により瞬時電流応答を予測可能であることを利用し、最適なスイッチングタイミングを探索するモデル予測変調 (Model Predictive Modulation : MPM) を提案する。PMSM の電流挙動を予測することで変調を行う MPM において、探索空間がどのように表現されるかについて述べる。また、従来の変調器である PWM や SVM, FCS-MPC の基本構成、提案する MPM についてそれぞれの特徴を比較し、MPM における設計パラメータについて説明する。そして、MPM の設計パラメータである予測分解能と予測ホライズンに関して、PMSM 電流ベクトル制御系を対象にそれぞれの設定法、評価関数の設定法についても提案する。最後に探索空間設定が制御性能に及ぼす影響が顕著となる矩形波駆動を対象に、提案する MPM についてシミュレーションにより性能を確認する。

4.2 提案するモデル予測変調 : MPM

本節では、本論文で提案するモデル予測変調 (Model Predictive Modulation : MPM) の動作について説明する。

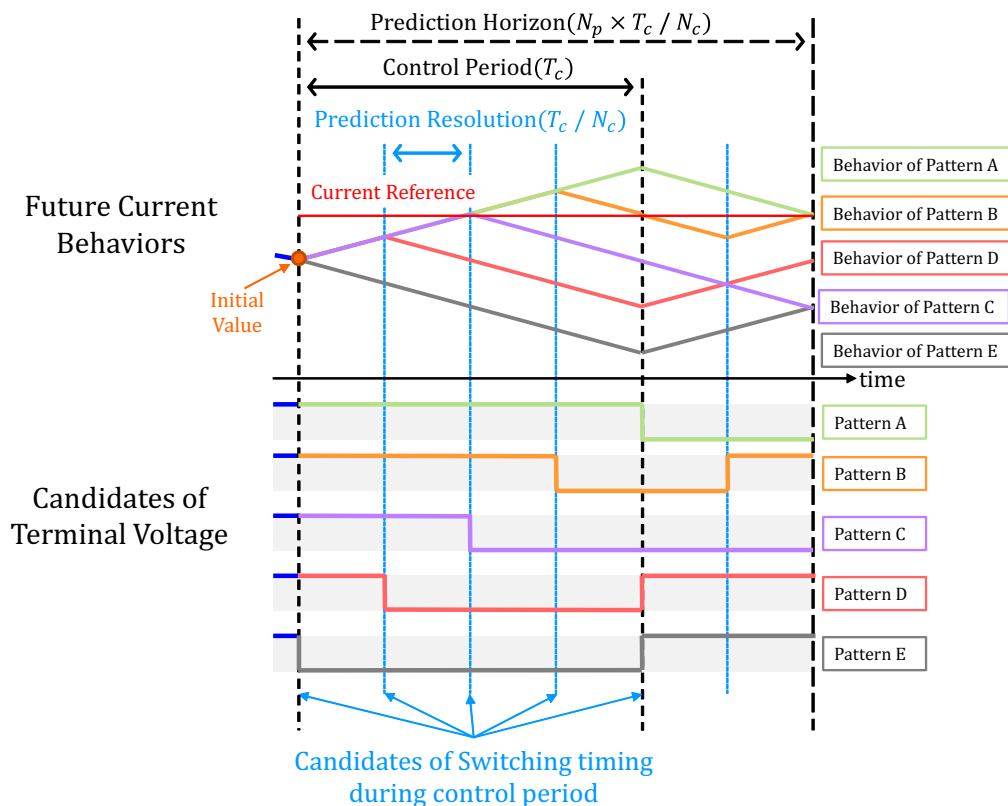


図 4.1. MPM におけるスイッチング候補と予測された瞬時電流応答

FCS-MPC を PMSM 駆動システムに適用する際、電圧形インバータの瞬時空間電圧ベクトルに対する制御周期間の電流やトルクの挙動を予測することで最適な操作量を選択する。提案する MPM ではこの特徴を利用し、制御周期間の最適なスイッチングタイミングを探索により決定することで変調を行う。

4.2.1 モデル予測変調の動作

提案する MPM の動作を単相電圧形インバータを例とし説明する（図 4.1 参照）。MPM では制御周期に対し、予測分解能と予測ホライズンを設定する。予測分解能は予測する際の時間分解能に相当し、制御周期を整数 N_c で分割したもの、予測ホライズンは電圧形インバータに接続した負荷の未来の挙動を予測する時間に相当し、予測分解能の N_p 倍の任意時間に設定されるものとする。ただし、予測ホライズンは制御周期を下限とする ($N_c \leq N_p$)。予測分解能により生成されるスイッチングタイミングの候補に対し、制御周期間のいずれかで状態を遷移させることでパターンを

作成する。そして予測分解能毎に接続した負荷の瞬時電流応答を予測し、各パターンに対する将来の電流挙動を予測する。この予測結果に対し、例えば電流挙動と電流指令の誤差の積算値を計算する評価関数（(4.1) 式）を設定し、積算値が最小となるものと最適なパターンとして決定する。図 4.1 では Pattern B が最適なパターンとなる。そして最適なパターンの初めの制御周期分を負荷に入力する。

$$J = \sum_{k=1}^{N_p} \left| i^* - \hat{i}(k) \right| \quad (4.1)$$

2 レベル 3 相電圧形インバータを利用する PMSM 電流ベクトル制御系に対し MPM を適用する場合、 uvw 各相で最適なスイッチングタイミングを探索するにあたり、予測分解能毎に瞬時空間電圧ベクトルをあてはめて、(4.2) 式の電圧パターンを作成する。

$$\begin{aligned} &[V(1), V(2), \dots, V(k), \dots, V(N_c), \dots, V(N_p)] \\ &(V(k) \in V_0 \sim V_7 (k: 1 \sim N_p)) \end{aligned} \quad (4.2)$$

そして、(4.2) 式の電圧パターンに対し、予測分解能毎に PMSM の瞬時電流応答を予測する。その予測結果に対し、設定した評価関数を最小化する最適な瞬時空間電圧ベクトルの時系列順列、つまり各相で最適なスイッチングタイミングを決定し、初めの制御周期分を実際に PMSM に入力する。この時の探索により決定された瞬時空間電圧ベクトルの時系列順列と各端子電圧の関係は図 4.2 となる。

探索する際、インバータの制約を考慮し平均スイッチング周波数を制御周期により管理するために、状態遷移のルールを制約として設ける。1 制御周期間の状態遷移の制約を図 4.3 により説明する。なお、図 4.3 中の -1 と 1 はそれぞれ $-V_{dc}/2$ と $V_{dc}/2$ を表している。前制御周期の最後に選択された瞬時空間電圧ベクトルを V_0 か V_7 の零空間電圧ベクトルと仮定する。この時、制御周期間の各相におけるスイッチング回数を最大 1 回と仮定すると、インバータ各相の状態遷移の方向（ $-V_{dc}/2 \rightarrow V_{dc}/2$ か $V_{dc}/2 \rightarrow -V_{dc}/2$ ）により探索する際の瞬時空間電圧ベクトルを制限する。例えば、前回の状態を V_0 とし探索時にに最初の予測分解能で選択された瞬時空間電圧ベクトルが V_1 であるとする。この時、この制御周期間では、 u 相ではすでにスイッチングが行われており、以降スイッチング可能なのは v 相と w 相となり、探索時に選択可能な瞬時空間電圧ベクトルは、 V_1, V_2, V_7 に限定される。

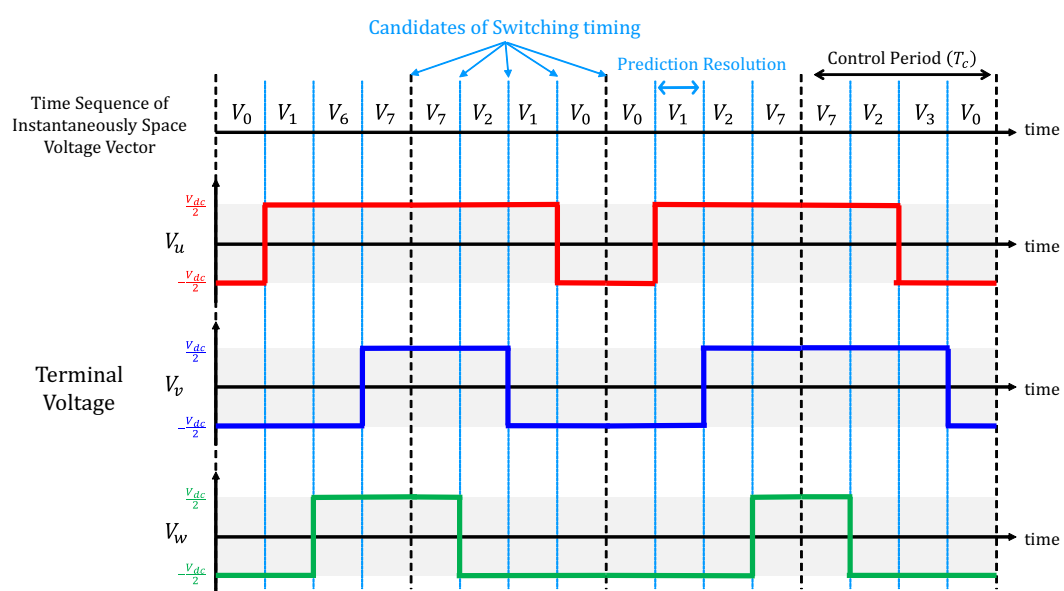


図 4.2. MPM における瞬時空間電圧ベクトルの時系列順列と uvw 各相端子電圧

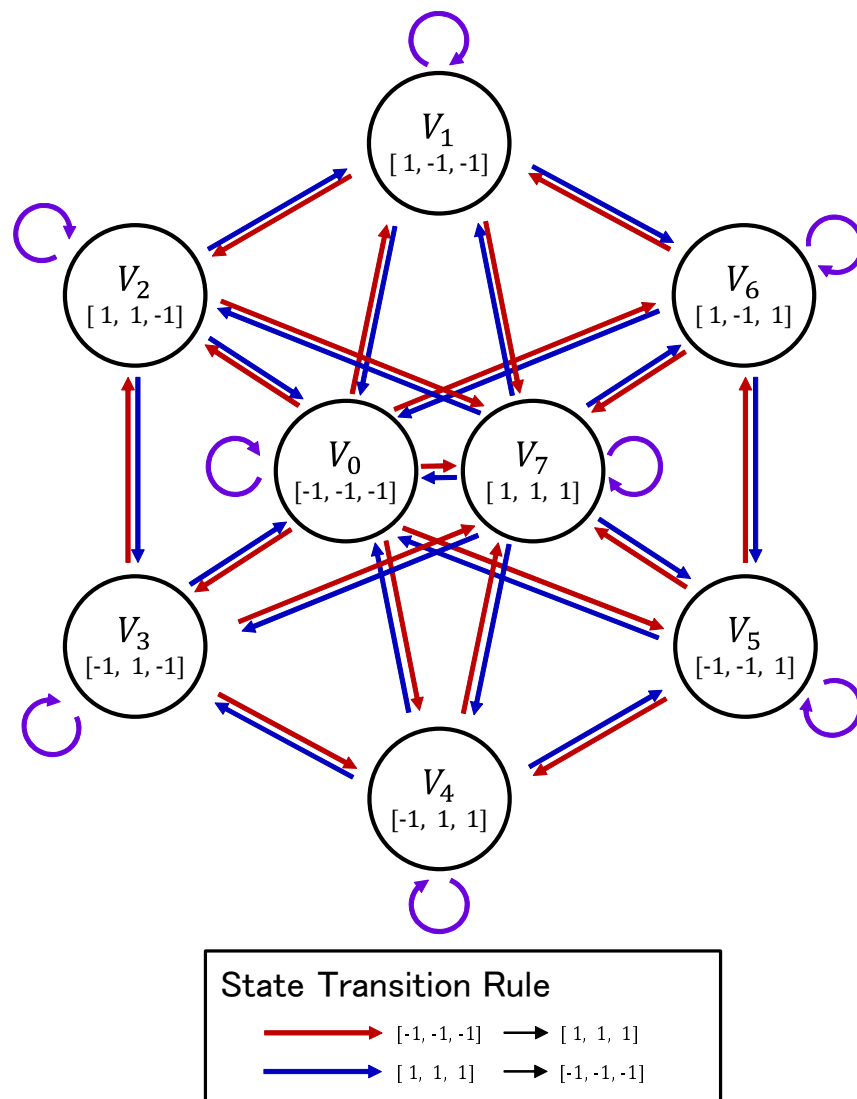


図 4.3. MPM における瞬時空間電圧ベクトルの状態遷移ルール

4.2.2 モデル予測変調の探索空間表現

最適なスイッチングタイミングの探索問題を解く MPM は、予測する際の取り得る入力電圧を探索空間として表現可能である。

MPM で探索する最適なスイッチングタイミングは、2 レベル 3 相電圧形インバータにおいて、瞬時空間電圧ベクトルの時系列順列 ((4.2) 式) として表現される。この時、それぞれの時系列順列を独立したパスと考えることで、取り得る入力電圧の木構造の探索空間としての表現を試みる。

MPM の設定として、 $N_c = 4$, $N_p = 6$ と設定したときの、MPM が取り得る入力電圧の木構造を図 4.4 に示す。図 4.4 において、根（黒丸）は初期状態を、ノード（白丸）は入力する瞬時空間電圧ベクトルの種類を、エッジ（矢印）は前段のノードから次のノードの瞬時空間電圧ベクトルを入力していることを表している。

また今回、電圧形インバータの入力電圧を探索空間として表現するにあたり、MPM の木構造ではエッジの垂直方向の長さで時間を表現する。具体的には、MPM で管理可能な予測分解能をエッジ一本の垂直方向の長さ (T_{edge}) で、MPM で電流挙動を予測する際の予測ホライズンを木の高さ (T_{height}) で表現する。

図 4.4 では、8 つの瞬時空間電圧ベクトルからなる部分木を積み重ね単に回路トポロジ的なスイッチングの可能性を表現した木構造に対し、4.2.1 項で述べた状態遷移ルールにより取り得るパスを黒色で枝刈りされるパスを灰色で示している。図 4.4 は、 $V_0 = [-V_{dc}/2, -V_{dc}/2, -V_{dc}/2]$ から $V_7 = [V_{dc}/2, V_{dc}/2, V_{dc}/2]$ に遷移する初めの制御周期において、 uvw 各相でのスイッチング回数により、選択可能な枝が制限されていくことを示している。図 4.4 中の A~D はそれぞれ前段までの各相のスイッチング回数の計が 0, 1, 2, 3 回の時に選択可能な枝を示している。制御周期間の各相のスイッチング候補は $N_c + 1$ 個であるため、図 4.4 の探索空間において、1 制御周期に取り得るパスの数は、 $(N_c + 1)^3$ 個となる。

続いてこの木構造の探索空間において、木の高さとエッジの長さがそれぞれどのように PMSM の制御性能に影響を及ぼすかを考察する。エッジの長さ (T_{edge}) は操作量である入力電圧の時間分解能また電流挙動を予測する際の時間分解能を決定する。ゆえにエッジの長さは、定常駆動時の電流制御におけるひずみや評価時に考慮可能な電流の周波数成分の上限を決定する。一方で木の高さ (T_{height}) は予測ホライズンであり、この時間が電流挙動の予測が可能な周波数成分の下限を左右する。このことから、MPM では予測分解能と予測ホライズンの設定が制御性能に影響を及ぼす。

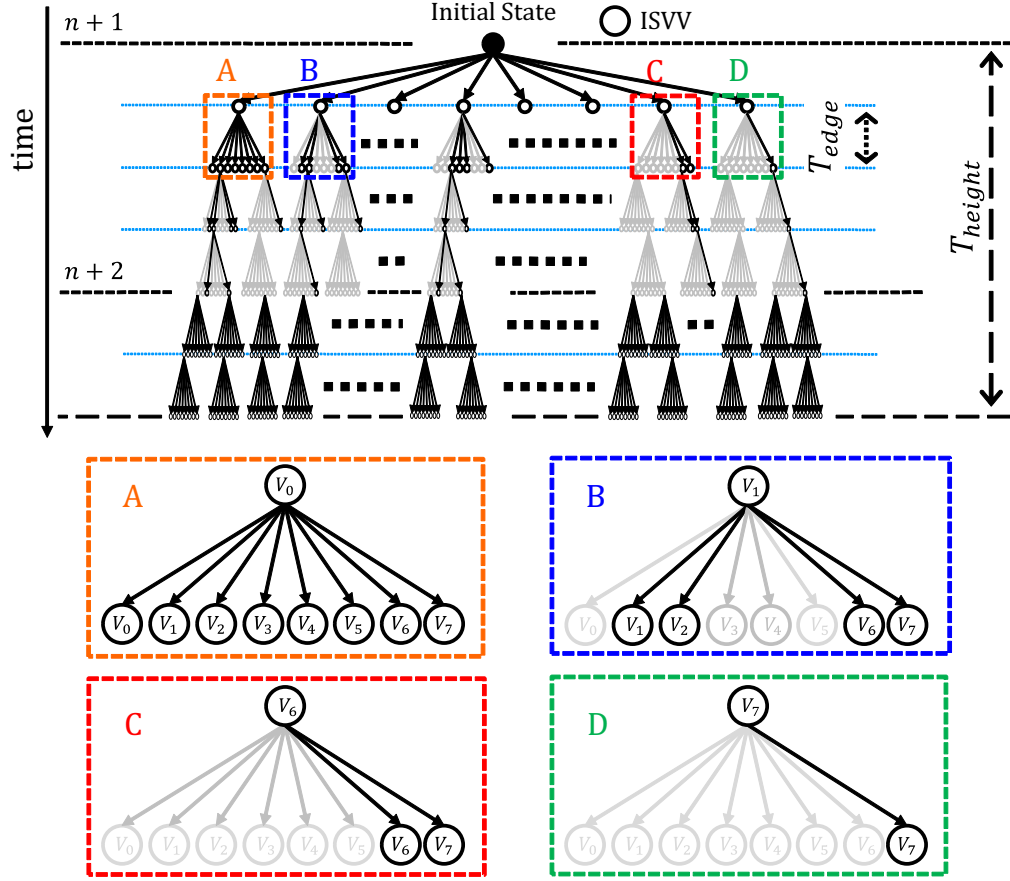


図 4.4. モデル予測変調（MPM）の探索空間

4.2.3 変調方式の比較

提案する MPM と従来の変調方式を動作と設計要素，探索空間表現の観点で比較する。

表 4.1 に，2 章で説明した PI 制御に基づく電流ベクトル制御で利用される PWM と SVM，3 章で説明した基本 FCS-MPC，提案する MPM についてそれぞれの特徴をまとめる。

PWM の場合，電流誤差から計算された dq 軸電圧指令を uvw 各相の電圧指令に変換する。各相の電圧指令と三角波キャリアを比較することにより，制御周期中の各相のスイッチングタイミングを決定する。スイッチングタイミングは三角波キャリアのカウンタ周期により管理されるため，分解能は三角波キャリアのカウンタ周期となる。

SVM の場合， dq 軸電圧指令が瞬時空間電圧ベクトルのベクトル空間内でどのセ

表 4.1. 各変調方式の整理

パルス幅変調 (PWM)	動作	電圧指令を座標に変換し三角波キャリアとの大小関係を比較することで各相のスイッチングタイミングを決定
	分解能	三角波キャリアのカウンタ周期 (数十 ns)
	設計要素	なし (ハードウェア実装)
空間ベクトル変調 (SVM)	動作	電圧指令と隣接する有効空間電圧ベクトルと零空間電圧ベクトルの時間比率をベクトルの分解によりスイッチングタイミングを決定
	分解能	三角波キャリアのカウンタ周期 (数十 ns)
	設計要素	なし (ハードウェア実装)
基本 FCS-MPC	動作	瞬時電流応答の予測による最適な瞬時空間電圧ベクトルの探索
	分解能	制御周期 (数十 ~ 百 μs)
	設計要素	予測ホライズン
モデル予測変調 (MPM)	動作	瞬時電流応答の予測による最適なスイッチングタイミングの探索
	分解能	探索時の予測分解能 (設計パラメータ)
	設計要素	予測ホライズンと予測分解能

クターに存在するかに応じて電圧指令を合成するための2種類の有効空間電圧ベクトルと2種類の零空間電圧ベクトルとその時間比率を決定する。そしてあらかじめ決められた方法に沿って瞬時空間電圧ベクトルを順番に出力することにより、制御周期中の各相のスイッチングタイミングを決定する。このとき、スイッチングタイミングは三角波キャリアを利用して決定されることが多く、分解能は三角波キャリアのカウント周期となる。

基本FCS-MPCの場合、サンプリング情報に基づき8種の瞬時空間電圧ベクトルそれぞれを入力した際の未来の電流挙動を予測する。そして探索により決定された最適な瞬時空間電圧ベクトルを次制御周期で入力する。このときスイッチングタイミングは制御周期のはじめつまりサンプリングタイミングとなるため、分解能は制御周期となる。

提案するMPMの場合、設定した予測分解能毎に瞬時電流応答を予測することで最適なスイッチングタイミングを探索により決定する。そのため分解能は予測分解能である。

また、各変調方式の実装法と設計要素に着目する。

PWMとSVMでは、電圧指令もしくは瞬時空間電圧ベクトルと時間比率の情報を三角波キャリアと比較することで、実際にパワー半導体デバイスを動作させるゲート信号を生成する。この時、三角波生成回路と比較回路によりハードウェア回路として実装される[23][35]。そのため、使用者側がPWMやSVMの変調器を設計する必要はない。

基本FCS-MPCでは、制御周期毎にパワー半導体デバイスへのゲート信号を操作する。そのためPWMやSVMと同様の枠組みがあれば実装が可能である。また、設計要素として負荷の挙動を予測する時間（予測ホライズン）が存在するが、多くの研究では予測ホライズンは制御周期の1~2倍に設定されることが多い[43][56][57][59]。

提案するMPMでは、探索により最適なスイッチングタイミングを決定し、決定したスイッチングタイミングに基づき、ゲート信号を生成する。この時、設計要素として予測する際の予測ホライズンだけでなく、スイッチングタイミングの分解能を決定する予測分解能の2つが存在する。

最後にMPMの探索空間（図4.4）と同様の空間上に各手法が生成可能な入力電圧を表現し比較する。

PWMで取り得る入力電圧を図4.5に示す。計算された電圧指令に基づき各相のスイッチングタイミングが決定され、各相のスイッチングの順番により入力される電圧ベクトルが決定される。そのため、PWM-CVCにおいて一制御周期中に生成可能な入力電圧は、MPMの探索空間と同様に、8本の枝が T_{height}/T_{edge} 段積まれた木構造で表現可能であり、 $8^{T_{height}/T_{edge}}$ 本のパスを持つ探索空間となる。実際には、三角波キャリアと電圧指令を比較するというPWM-CVCの動作原理上、選択可能な枝

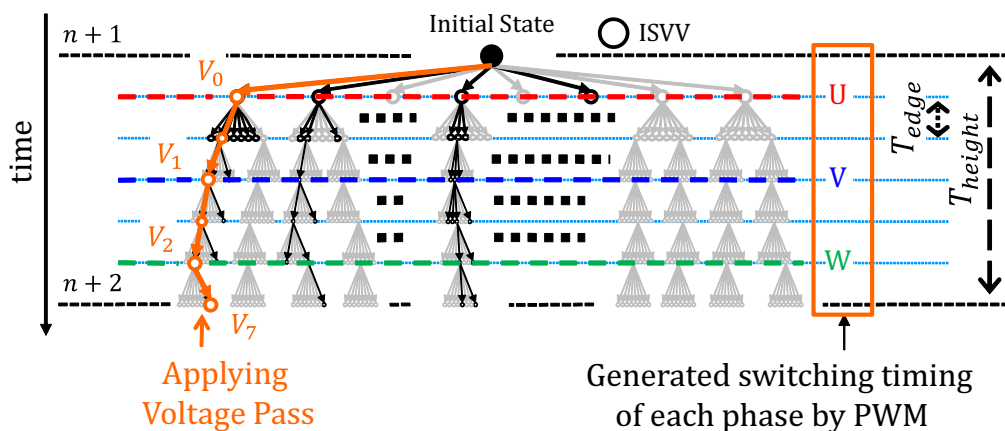


図 4.5. パルス幅変調 (PWM) の取り得る入力電圧

(黒)と選択し得ない枝(灰色)が存在し、選択し得ない枝を除いた木構造がPWM変調において生成可能な入力電圧となる。なお、図4.5では $V_0 \rightarrow V_7$ に遷移する場合に選択可能な枝を表示している。また簡単化のために6段としているが、一般にはカウンタ回路は数百MHz(分解能数十 ns)で動作し制御周期は数十 μs と設定されるため、1000段程度積まれた木構造となる。そして、PWMにおける入力電圧の決定は、この木構造が示す探索空間の中から、三角波キャリアと電圧指令を比較することで求まるスイッチングタイミングに基づき、各相のスイッチ状態が継続される間は同じエッジ(電圧ベクトル)が継続して選択され、ある相のスイッチングタイミングで異なるエッジに乗り換える一本のパスを選択すること相当する。図4.5の例では生成されたスイッチングタイミングに対しオレンジで表記したパスが選択される。

SVMで取り得る入力電圧を図4.6に示す。SVMはPWMの場合と同様の空間となる。SVMにおいても、 dq 軸電圧指令値が図4.6の電圧ベクトル図のどのセクターに存在するかに応じて電圧指令を合成するための2種類の有効電圧ベクトルと2種類の零電圧ベクトルとその時間比率を決定し、あらかじめ決められた方法に沿って電圧ベクトルを順番に出力していくというアルゴリズムに従うことから、選択できない枝が存在し、それを除いたものがSVMにおける実際の探索空間、すなわちSVMにおいて生成可能なすべての電圧時系列パターンを表現することになる。そして、SVMにおける入力電圧の決定は、この木構造が示す探索空間の中から、電圧指令に対し生成される電圧ベクトルとその時間比率、順番に基づき、ある電圧ベクトルが継続される時間の間は同じエッジが継続して選択され、次の電圧ベクトルに変更されるタイミングで異なるエッジに乗り換える一本のパスを選択することに相当する。

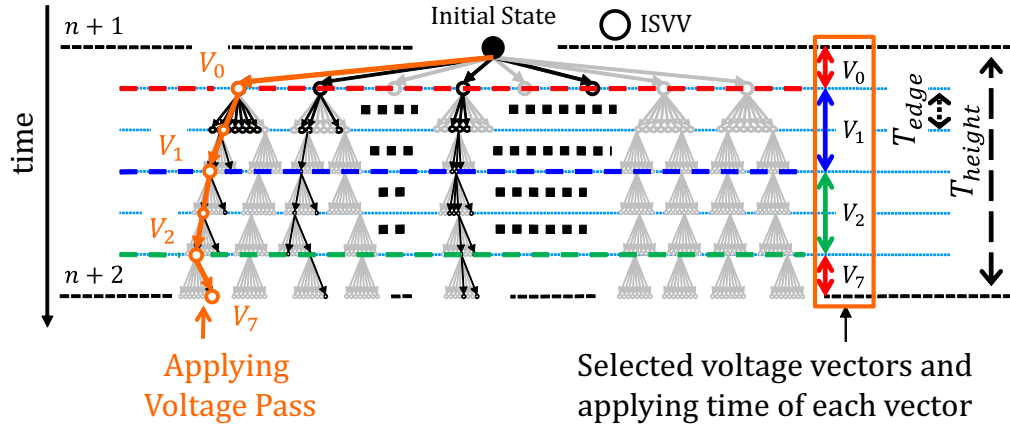


図 4.6. 空間ベクトル変調（SVM）の取り得る入力電圧

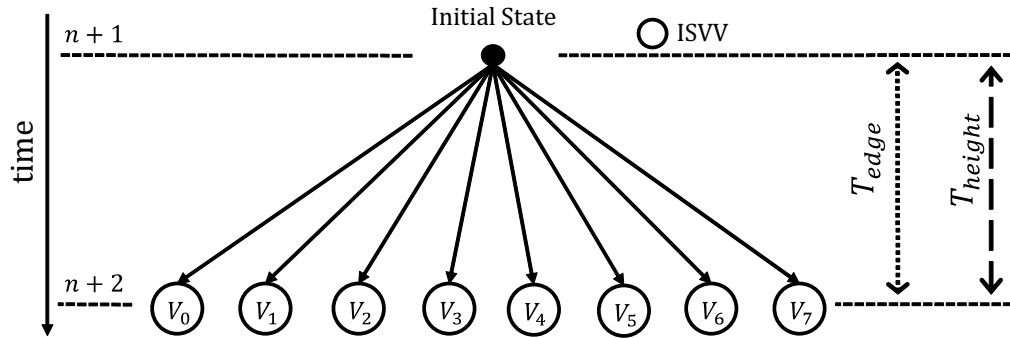


図 4.7. 基本 FCS-MPC の探索空間

(図 4.6 中オレンジのパス)。

基本 FCS-MPC の探索空間を図 4.7 に示す。基本 FCS-MPC は、ある初期状態から制御周期毎に 8 種の瞬時空間電圧ベクトルそれぞれを入力した際の未来の電流挙動を予測する。基本 FCS-MPC ではその動作原理上、エッジの長さは制御周期、木の高さは制御周期の整数倍となることから、図 4.7 に示すような極めて簡単な木構造をなす。なお、図 4.7 では木の高さを制御周期としている。そして、基本 FCS-MPC においては、このような木構造に探索空間を設定した上で、現時刻から各パスにおける電流挙動の予測と評価を行い、最適パスつまりは最適な瞬時空間電圧ベクトルを決定している。

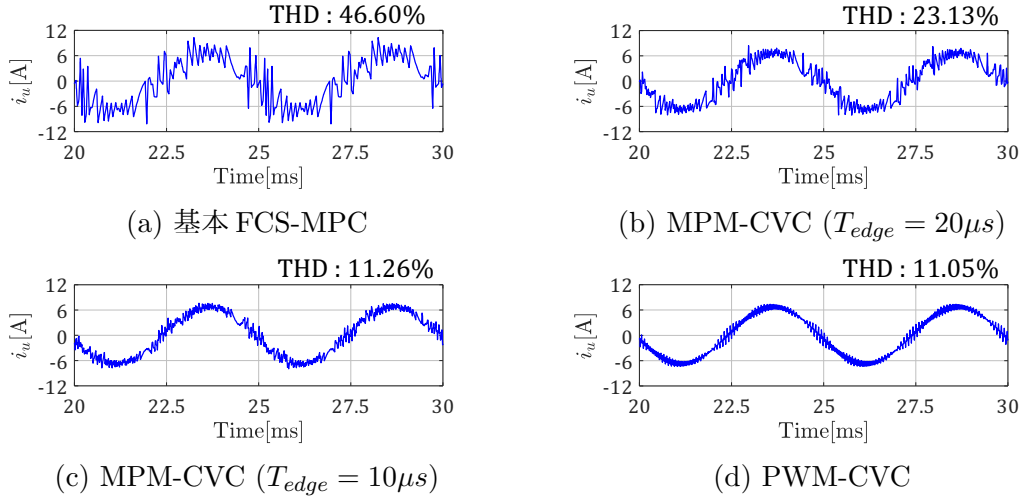


図 4.8. 予測分解能短縮効果の検証（速度 2000rpm トルク 1Nm）

4.3 モデル予測変調の探索空間設定法

本論文で提案する MPM は、他の変調方式と異なり、設計パラメータとして、探索空間の予測分解能と予測ホライズンが存在する。そこで本節では予測分解能と予測ホライズンの 2 つについて、PMSM 電流ベクトル制御に着目し設定法を提案する。

4.3.1 探索空間の分解能設定

本項では提案する MPM の分解能が及ぼす影響について考察し、探索空間の分解能設定を提案する。

PMSM 電流ベクトル制御では変調における分解能は定常電流制御性能に影響を及ぼすことが考えられる。ここで予測分解能を細分化したときの定常電流制御性能をシミュレーションで確認する。表 3.2 に示す PMSM および電源電圧の設定のもと、速度 2000rpm、トルク 1Nm の動作点を対象に、制御周期を $40\mu s$ と固定したまま予測分解能 (T_{edge}) を変更した際の u 相電流波形を図 4.8 に示す。図 4.8(a) の基本 FCS-MPC に対し、図 4.8(b)、図 4.8(c) と予測分解能を短縮することで、脈動が低下し、THD の値が PWM-CVC の値に近づくことが確認できる。

図 4.8 の結果より、MPM は予測分解能の短縮により制御性能を改善可能であることが確認できる。一方で、予測分解能の短縮は、より詳細な探索空間設定となりパスの数 $((N_c + 1)^3)$ 個つまりは計算量が増加する。予測分解能を PWM 等の分解能であるカウンタ周期を同等に設定すると、従来の PI 制御に基づく電流ベクトル制御と同等の定常電流制御性能を実現可能であると考えられるが、計算量が膨大となり

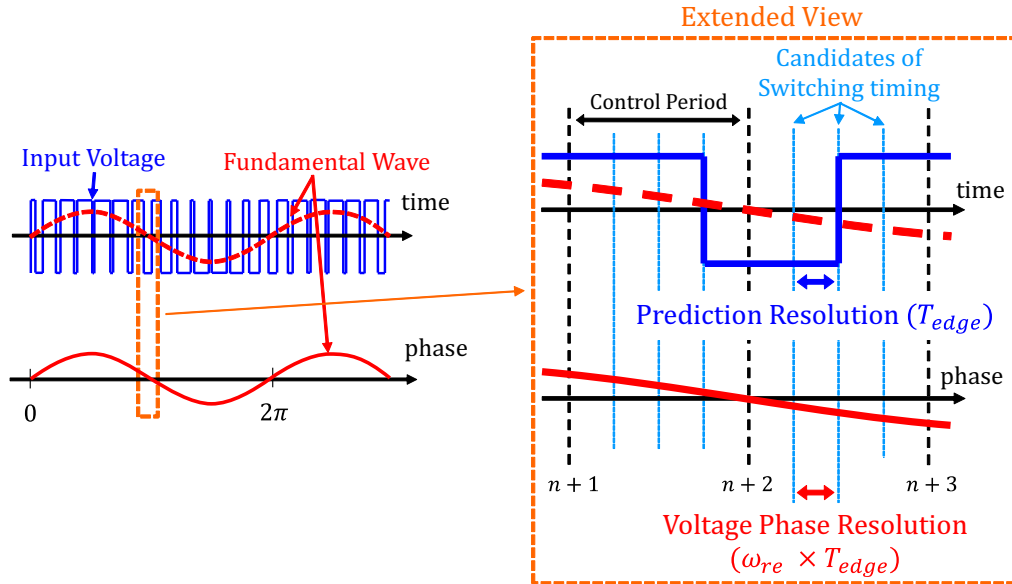


図 4.9. 予測分解能と電圧位相分解能の関係

現実的な探索問題とならない。そのため、MPM の定常電流制御性能を改善するためには、計算量の増加を最低限に抑える分解能設定が必要となる。

本論文では、PMSM 電流ベクトル制御において、良好な定常電流制御性能を実現する PWM-CVC の正弦波の再現精度に着目し、予測分解能と電圧位相分解能の観点から定常電流制御性能を改善する分解能設定の確立を図る。

ここで予測分解能と電圧位相分解能の関係について説明する。本論文において、電圧位相分解能は、図 4.9 のように設定した予測分解能を入力電圧の基本波に相当する正弦波電圧の位相で表したものとする。

この電圧位相分解能と定常電流制御性能の関係を明らかにすることで定常電流制御性能の改善を図る。ここで、探索により直接入力電圧を決定する MPM-CVC は非線形制御系であるため、システムの挙動を伝達関数で表現することができない。したがってシミュレーションにより実験的に電圧位相分解能の特性を確認する。MPM において予測分解能（エッジの長さ T_{edge} ）を変化させることで電圧位相分解能を調整し、その関係を調査する。

4.3.1.1 動作点依存性

初めに、図 4.10 に示す 6 種の動作点に対し、電圧位相分解能を変更した際の制御性能を確認する。なお制御性能の比較には、相電流のノイズを含む全高調波歪率

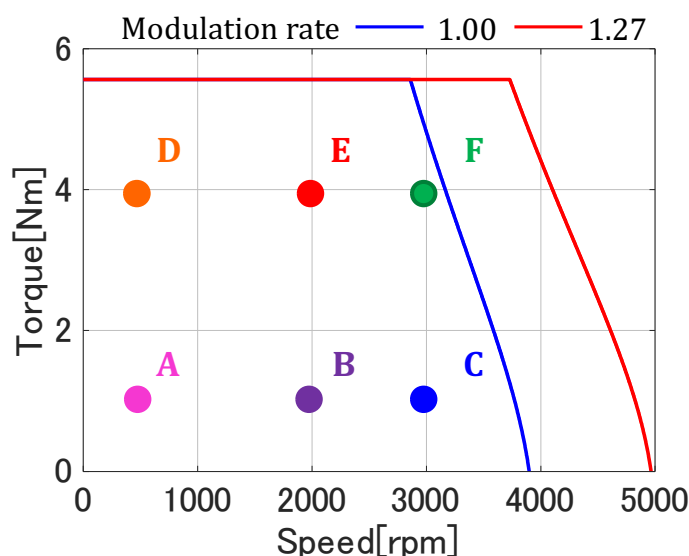


図 4.10. 速度-トルクマップと 6 種の動作点

(THD) を利用する。

図 4.11 に各動作点における電圧位相分解能と定常電流制御性能の関係を示す。なお、図 4.11 中における黒破線は比較対象である PWM-CVC である。

初めにトルク特性について確認する。低速時 (A,D)，中速時 (B,E)，高速時 (C,F) とともにトルクの変化に対し電圧位相分解能と制御性能の関係は変化していないことが確認できる。

続いて速度特性について確認する。軽負荷時 (A,B,C) と重負荷時 (D,E,F) とともに、速度に応じて同等の制御性能を実現可能な電圧位相分解能は変化していることが確認できる。

また、PWM を用いた電流ベクトル制御と比較した時、同等の制御性能を得るには概ね一桁粗い電圧位相分解能でよいこと、電圧位相分解能は必要値以下に設定すれば PWM を用いた電流ベクトル制御と同等の THD を実現可能であることが確認できる。

4.3.1.2 速度依存性

続いて、速度変化に対して必要となる電圧位相分解能について確認する。定常駆動時では、低速ほど制御周期内の回転角度は小さく、入力電圧の振幅は小さく（有効空間電圧ベクトルの時間幅は狭く）なる。一方、高速では制御周期内の回転角度

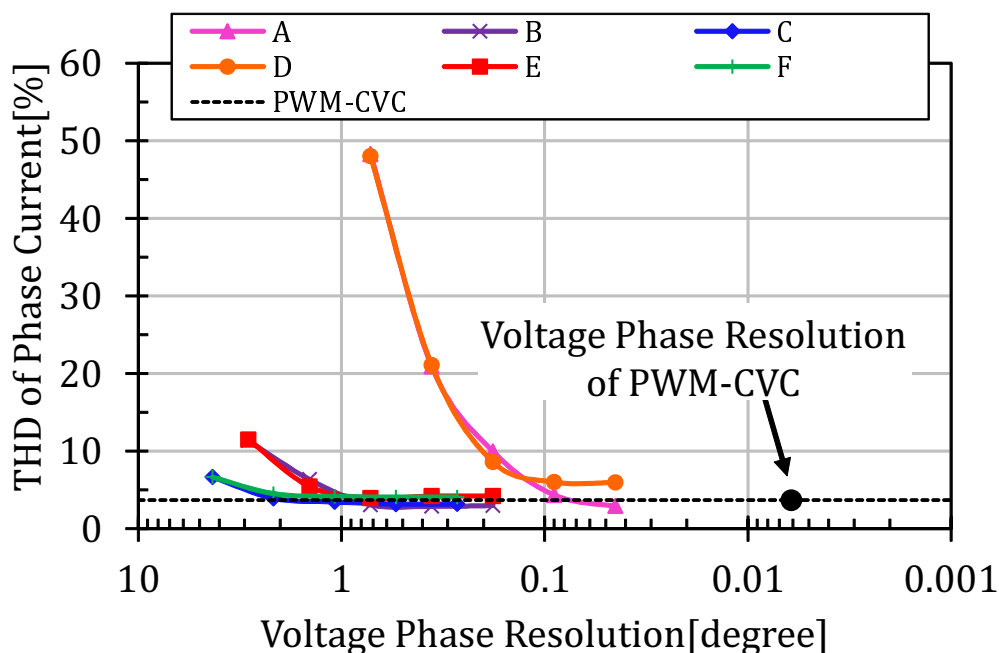


図 4.11. 6 種の動作点における電圧位相分解能と定常電流制御性能の関係

が大きく、入力電圧の振幅は大きく（有効空間電圧ベクトルの時間幅は広く）なる。以下ではこれらの特徴と電圧位相分解能の関係を確認しその理由について考察する。

トルクが 1Nm となる電流指令値に制御した際の、各速度に対して PWM と同等の制御性能を実現可能な最大の電圧位相分解能の分布を図.4.12 に示す。図.4.12 より低中速域と中高速域で異なる傾向を示すことが確認できる。

中高速域では必要な電圧位相分解能はおおよそ同程度の角度に分布している。この速度域では、入力電圧の振幅は比較的大きく、有効空間電圧ベクトルの時間幅も広い。少々位相がずれても制御周期間の平均電圧に対する影響は小さい一方、回転子の回転する角度が大きいため、電圧位相分解能が粗いとき適切なタイミングでスイッチングを行えないことが制御性能に影響を与えていると考えられる。そのため、あまり速度に依存しない一定値の電圧位相分解能が必要となると思われる。

一方で低中速域では必要な電圧位相分解能は速度に比例した分布であることが確認できる。この速度域では、制御周期間の回転角度は小さく、速度に依存したタイミングのずれは問題になりにくい、印加される電圧が小振幅であり速度に応じ精度よく調整をする必要があると考えられる。そのため、低速ほど印加電圧のパルス幅を詳細に管理するために詳細な電圧位相分解能が必要になると思われる。

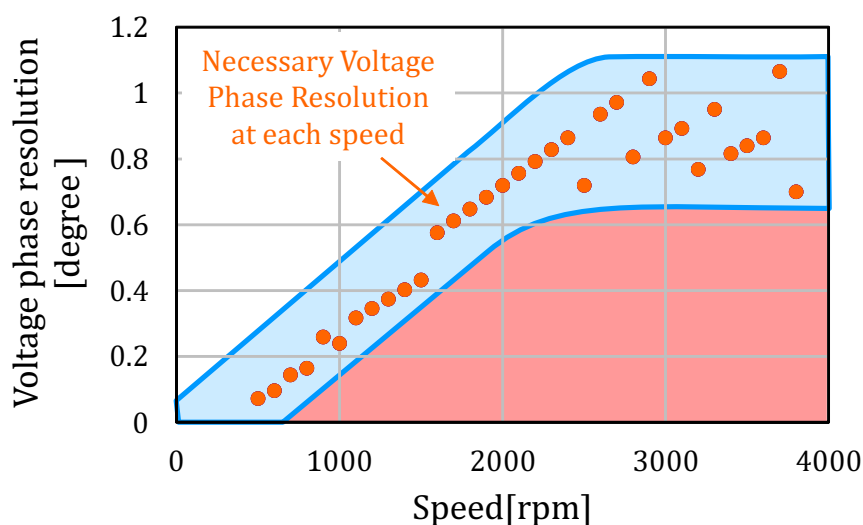


図 4.12. 速度と必要な電圧位相分解能の関係

4.3.1.3 探索空間の予測分解能設定

4.3.1.1 及び 4.3.1.2 で MPM-CVC の定常電流制御性能を改善にあたり，必要な電圧位相分解能は以下の特徴を有することを確認した。

- 電圧位相分解能を必要値以下にすることで，所望の電流制御性能を実現可能
- 必要な電圧位相分解能はトルクに非依存
- 必要な電圧位相分解能は速度に依存
 - － 低速から中速域では速度に比例した電圧位相分解能が必要
 - － 中速から高速域では速度に依存しない一定の電圧位相分解能が必要

故に，PWM を用いる手法と同等の制御性能を実現するためには，図 4.12 中の赤色の領域内で電圧位相分解能を速度に応じて設定すればよいことになる。

実際の制御器設定において，速度ごとに異なる予測分解能を設定することは煩雑である。そこで，図 4.12 における縦軸を予測分解能に変換した結果（図 4.13）において，最小の予測分解能を設定することにする。

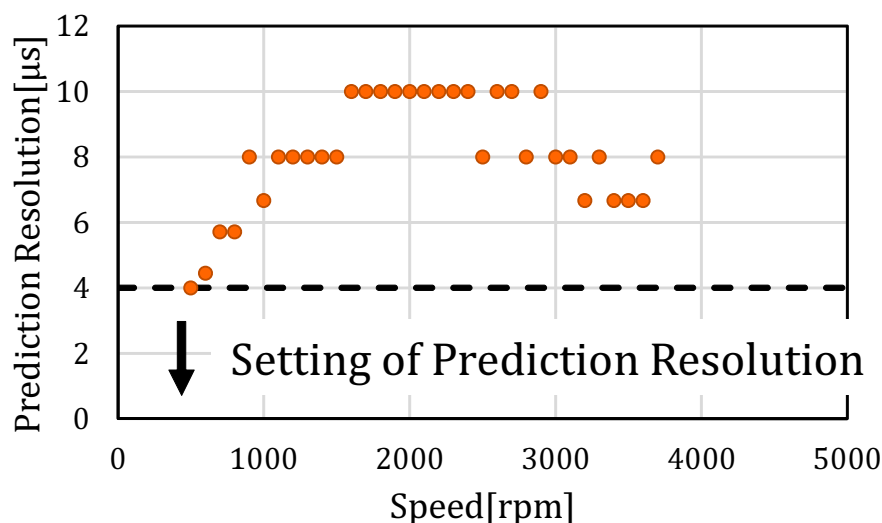


図 4.13. 予測分解能設定例

4.3.2 探索空間の予測ホライズン設定

本節では、提案する MPM の予測ホライズンが及ぼす影響について考察し、探索空間の木の高さの設定法について説明する。

予測ホライズンは最適なスイッチングタイミングを探索するために電流挙動を予測する時間である。予測ホライズンが不適切な場合、本来の最適なスイッチングタイミングまで電流挙動を予測できず、最適解を逃すことが予想される。そのため、インバータ変調領域に応じて予測ホライズンを設定する必要があると考えられる。

4.3.2.1 線形領域

初めに線形領域で必要となる予測ホライズンについて考える。ここでは、線形領域で良好な定常電流制御性能を実現する PWM-CVC の動作に着目する。

PWM を用いるとき制御周期毎に電圧指令を計算し、図 4.14 のようにスイッチングタイミングを調整することで電流指令との誤差を打ち消すよう動作する。そのため線形領域における支配的な脈動はスイッチングに起因する高い周波数のものとなる。MPM においても制御周期を予測ホライズンとして設定し制御周期間で最適なスイッチングタイミングを探索することで、スイッチングに起因する脈動および電流誤差を打ち消すパスを探索空間に包含可能であると考えられる。

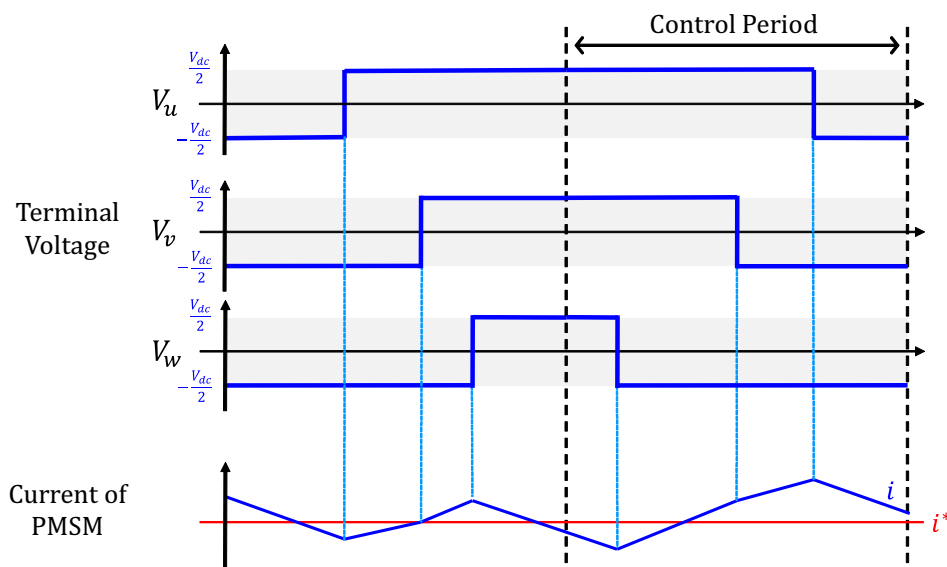


図 4.14. 線形領域における uvw 相端子電圧と予測区間

4.3.2.2 過変調・矩形波領域

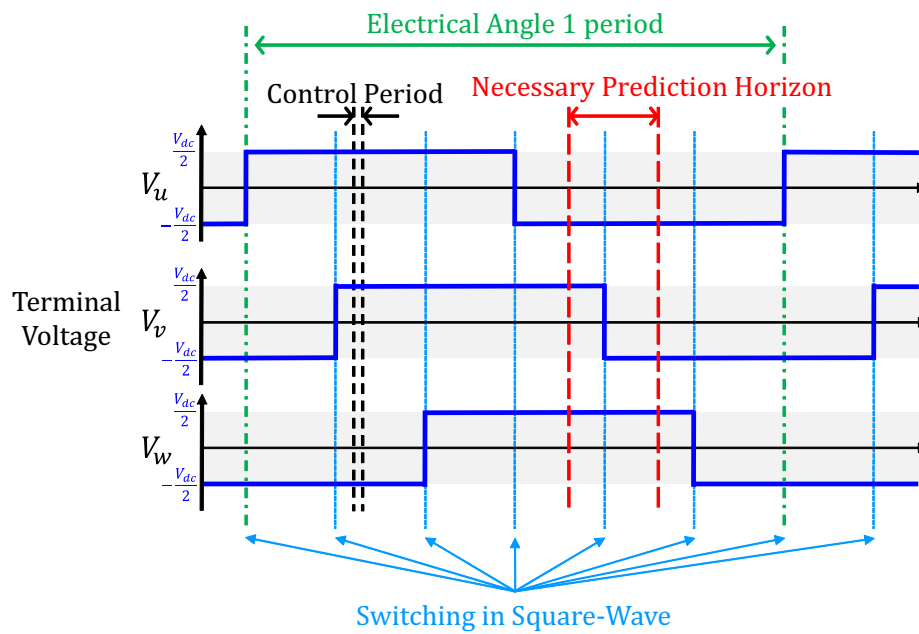
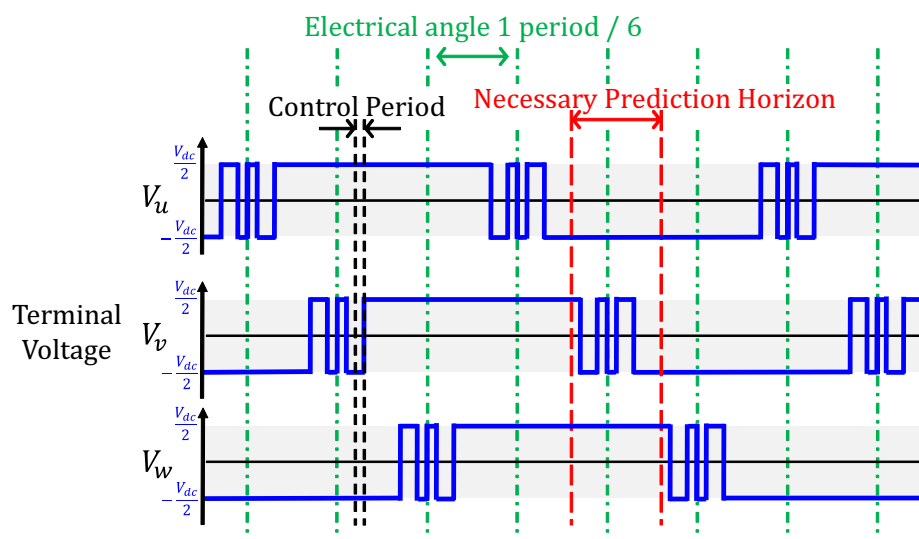
続いて過変調・矩形波駆動で必要となる予測ホライズンについて考える。ここでは、過変調・矩形波領域で定常的に駆動する際の入力電圧に着目する。

図 4.15 に矩形波領域での uvw 各相の端子電圧波形を示す。矩形波領域では、電気角 1 周期に対し、各相でのスイッチング回数は 2 回となる。そして電気角 1 周期の 6 分の 1 の時間（6 次周期）に注目すると、その間のどこかで瞬時空間電圧ベクトルが 1 回遷移している。つまり、少なくとも 6 次周期の電流挙動の予測が最適なスイッチングタイミングの決定には必要であると考えられる。

同様に図 4.16 に示した過変調領域の uvw 各相の電圧においても、瞬時空間電圧ベクトルの遷移は 6 次周期の間で探索すればよいことが確認できる。

4.3.3 モデル予測変調の探索空間設定法まとめ

4.3.1 項、4.3.2 項で提案した探索空間設定法をまとめる。MPM では、予測分解能と予測ホライズンという設計パラメータを有する変調方式であり、その設定が制御性能に影響を及ぼす。PMSM 電流ベクトル制御系の絶対的性能の向上という本研究の目的を達成するにあたり、定常電流制御性能の改善と電圧利用率の向上を可能とする入力電圧はどのように探索空間を設定すべきかについて確認した。提案した探索空間設定法では、

図 4.15. 矩形波領域における uvw 相端子電圧と予測区間図 4.16. 過変調領域における uvw 相端子電圧と予測区間

- 予測分解能 (T_{edge})
低速域もしくは高速域での必要値に設定 (4.3.1 項)
- 予測ホライズン (T_{height})
インバータの各変調領域で予測したい周波数帯に設定 (4.3.2 項)

とそれぞれを設定する。そして設定した探索空間から最適パスつまり最適なスイッチングタイミングを探索する。このとき、電流挙動を評価する評価関数の設定も制御性能に影響を及ぼす。そこで次節では、MPM に基づく PMSM 電流ベクトル制御系のための評価関数設定について説明する。

4.4 永久磁石同期モータ電流ベクトル制御のためのモデル予測変調の評価関数設定

本節では、探索空間内から最適パスを決定する際の評価関数設定について説明する。

提案する MPM では変調率 (m) に応じて探索空間の予測ホライズン (T_{height}) と評価関数を設定する。変調率に応じた評価関数設定を式 (4.3) に示す。

$$J = \begin{cases} W_{i_d} \sum_{k=1}^{N_p} \left| \frac{i_d^* - \hat{i}_d(k)}{N_p} \right| + W_{i_q} \sum_{k=1}^{N_p} \left| \frac{i_q^* - \hat{i}_q(k)}{N_p} \right| \\ (m < 1, T_{height} = T_c) \\ \\ W_{i_d} \sum_{k=1}^{N_p} \left| \frac{i_d^* - \hat{i}_d(k)}{N_p} \right| + W_{i_q} \sum_{k=1}^{N_p} \left| \frac{i_q^* - \hat{i}_q(k)}{N_p} \right| \\ \left(1 \leq m < 2/\sqrt{3}, T_{height} = \frac{1}{6} \frac{2\pi}{\omega_{re}} \right) \\ \\ W_{i_d} \left| \sum_{k=1}^{N_p} \frac{i_d^* - \hat{i}_d(k)}{N_p} \right| + W_{i_q} \left| \sum_{k=1}^{N_p} \frac{i_q^* - \hat{i}_q(k)}{N_p} \right| \\ \left(2/\sqrt{3} \leq m, T_{height} = \frac{1}{6} \frac{2\pi}{\omega_{re}} \right) \end{cases} \quad (4.3)$$

$$W_{i_d} = 1.0, W_{i_q} = \frac{L_q}{L_d}$$

なお、変調率 (m) は、PMSM の定常駆動を仮定し、式 (4.4) を用いて電流指令値に対し必要な電圧 (v_{dq}^*) から計算する。

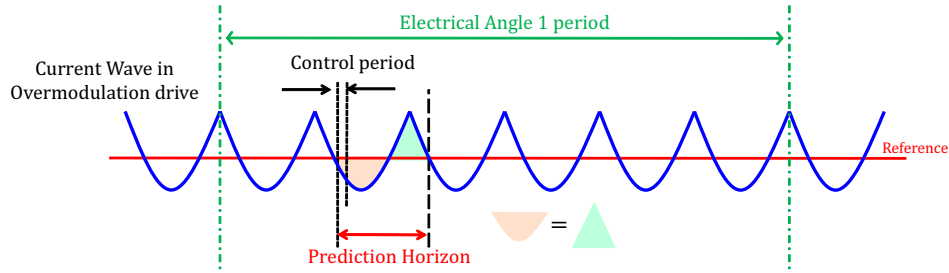


図 4.17. 過変調領域における電流波形と評価関数

$$m = \frac{|\mathbf{v}_{dq}^*|}{\sqrt{3/2} \times V_{dc}/2} \quad (4.4)$$

$$\mathbf{v}_{dq}^* = \begin{bmatrix} R & -\omega_{re} L_q \\ \omega_{re} L_d & R \end{bmatrix} \mathbf{i}_{dq}^* + \mathbf{e}_{dq} \quad (4.5)$$

線形駆動の場合 ($m < 1$)，インバータのスイッチングに起因する脈動が支配的でありこれを抑制するために，予測ホライズンを制御周期と設定し，予測周期毎に電流指令値と予測された電流挙動の誤差の絶対値を積算するよう評価関数を設定する。

過変調駆動・矩形波駆動の場合 ($2/\sqrt{3} \leq m$)，相電圧に存在する低次高調波成分により dq 軸電流では，基本波に対し不可避の 6 次の電流脈動が発生する。6 次脈動の許容が過変調・矩形波駆動の実現のために必要であるため，6 次周期と設定した予測ホライズン間で，そして各エッジでの電流指令値と予測された電流挙動の平均値との誤差を評価関数として設定する。電流指令と電流挙動の平均値が等しくなるとき，図 4.17 におけるオレンジの領域と緑の領域の面積が等しくなる。

先述の 2 つの駆動間の変調率 ($1 \leq m < 2/\sqrt{3}$) は，PWM-CVC では 3 次高調波重畳により駆動される領域である。この領域では以下の 2 通りの評価関数設定が考えられる。

- 線形駆動として扱い電流誤差の積算を評価
- 過変調駆動として扱い電流挙動の平均値を評価

提案する探索空間では，この電圧利用率領域を線形駆動のように扱い，電流誤差の積算により評価する。一方で木の高さ (T_{height}) は 6 次高調波成分の周期と設定し，6 次高調波による脈動を抑えるよう評価する。

ここで評価関数が切り替わるタイミングにおける影響について考える。 $m = 1$ のタイミングでは木の高さ (T_{height}) が変化するが，どちらも予測された電流挙動と

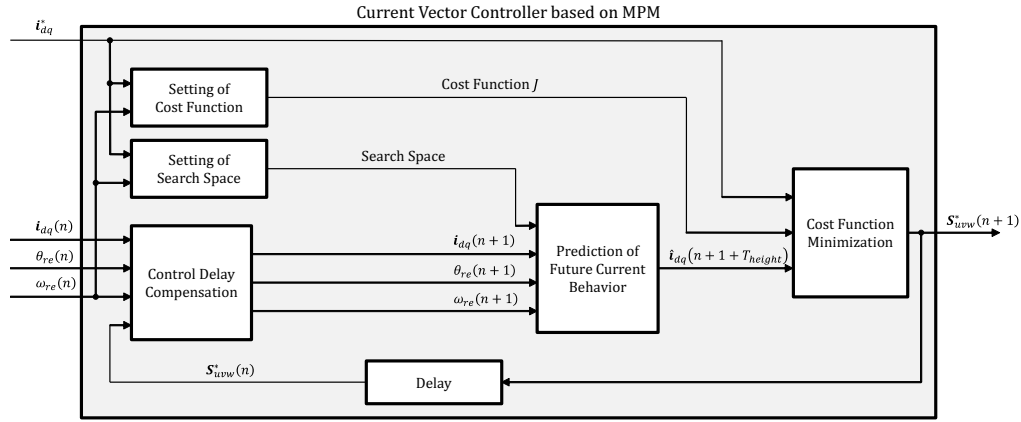


図 4.18. モデル予測変調に基づく PMSM 電流ベクトル制御系

電流指令値の誤差の積算を評価するため、どちらの評価関数でも誤差を最小化する解を選択すると考えられる。一方で、 $m = 2/\sqrt{3}$ のタイミングでは、評価項目が電流誤差の積算から電流挙動の平均値に変化する。そのため、 dq 軸電流に対し平均値の変化や6次の脈動が発生の可能性を有するが、切り替えが行われる変調率では6次成分の振幅は小さく、評価項目の変化の影響は電流挙動に大きく表れないと考えられる。

4.5 提案するモデル予測変調のシミュレーション検証

本節では、矩形波駆動を対象に、本章で提案する MPM および探索空間設定法の有効性をシミュレーションにより確認する。PMSM の矩形波駆動は、図 4.15 に示されるように電気角 1 周期の 6 分の 1 の区間で瞬時空間電圧ベクトルの遷移が 1 回であり、MPM の探索空間において、予測ホライズンと予測分解能の適切な設定が重要となる駆動条件となる。なお、シミュレーションにおけるモータ駆動システムおよび制御器の設定は表 3.2、表 3.3 とする。MPM における予測分解能 (T_{edge}) と予測ホライズン (T_{height}) はそれぞれ別途設定する。提案する MPM に基づく PMSM 電流ベクトル制御器の構成を図 4.18 に示す。

本節の検証では、 T_{edge} と T_{height} の設定により MPM の探索空間を順に拡張することで、4.3 で確認した設定の有効性を確認する。矩形波駆動における動作点情報を表 4.2 に示す。また、過変調・矩形波駆動の探索空間は図 4.20 となるが、矩形波駆動に限り、図 4.15 に示したように 6 次周期内で選択される瞬時空間電圧ベクトルは 2 種で遷移の回数は 1 回となることから、シミュレーション検証では、図 4.21 のよう

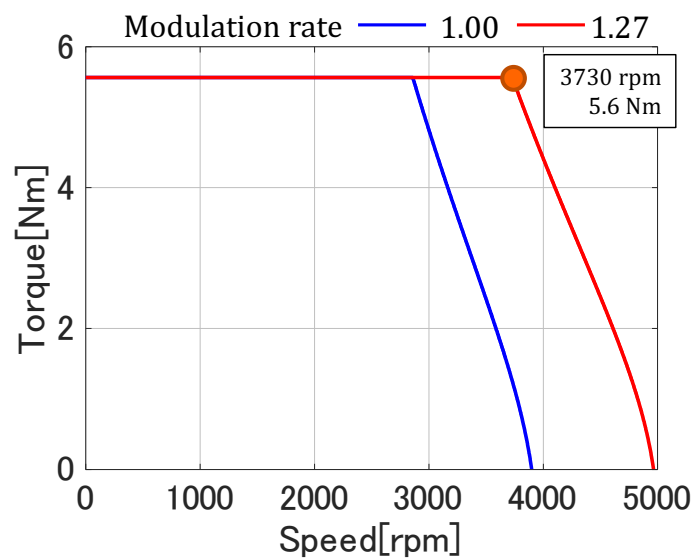


図 4.19. 速度-トルクマップと矩形波駆動動作点（4.5 節）

表 4.2. 矩形波駆動の設定

Parameters	Value
Speed	3730 rpm
Time of 6f Period	446.83 ms
Torque	5.6 Nm
d -axis current reference(i_d^*)	-17.06 A
q -axis current reference(i_q^*)	36.41 A

な矩形波駆動のための探索空間を利用する。

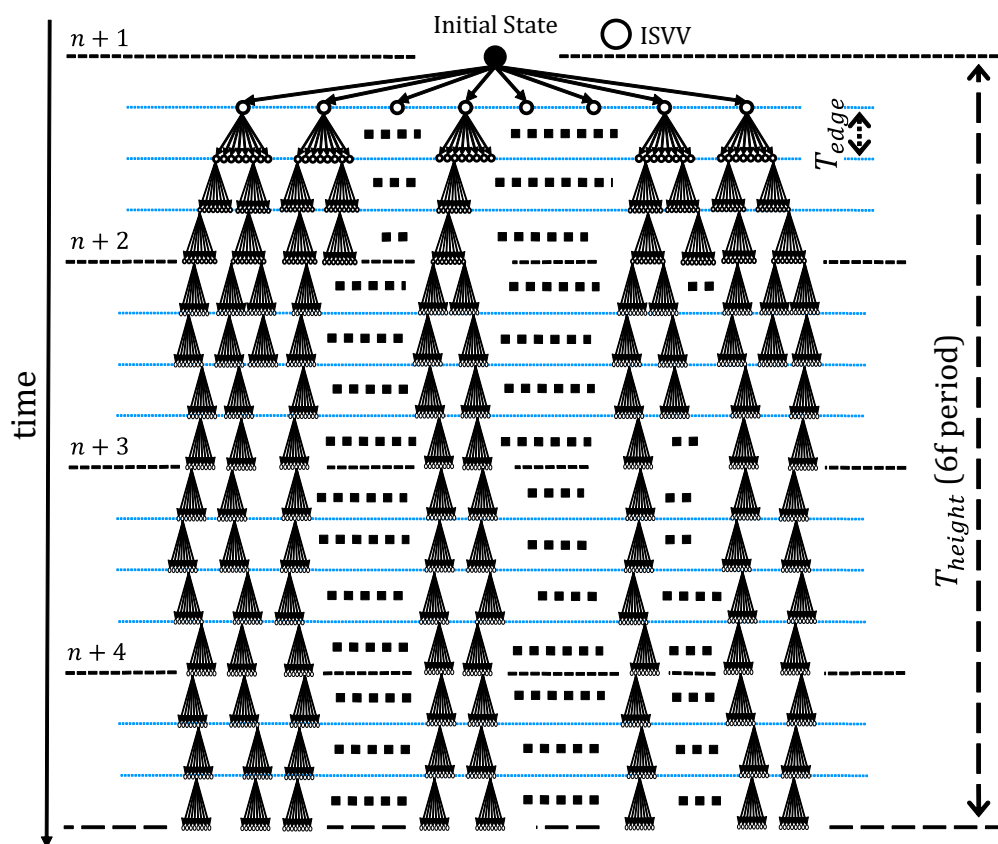


図 4.20. 過変調・矩形波駆動における探索空間の例

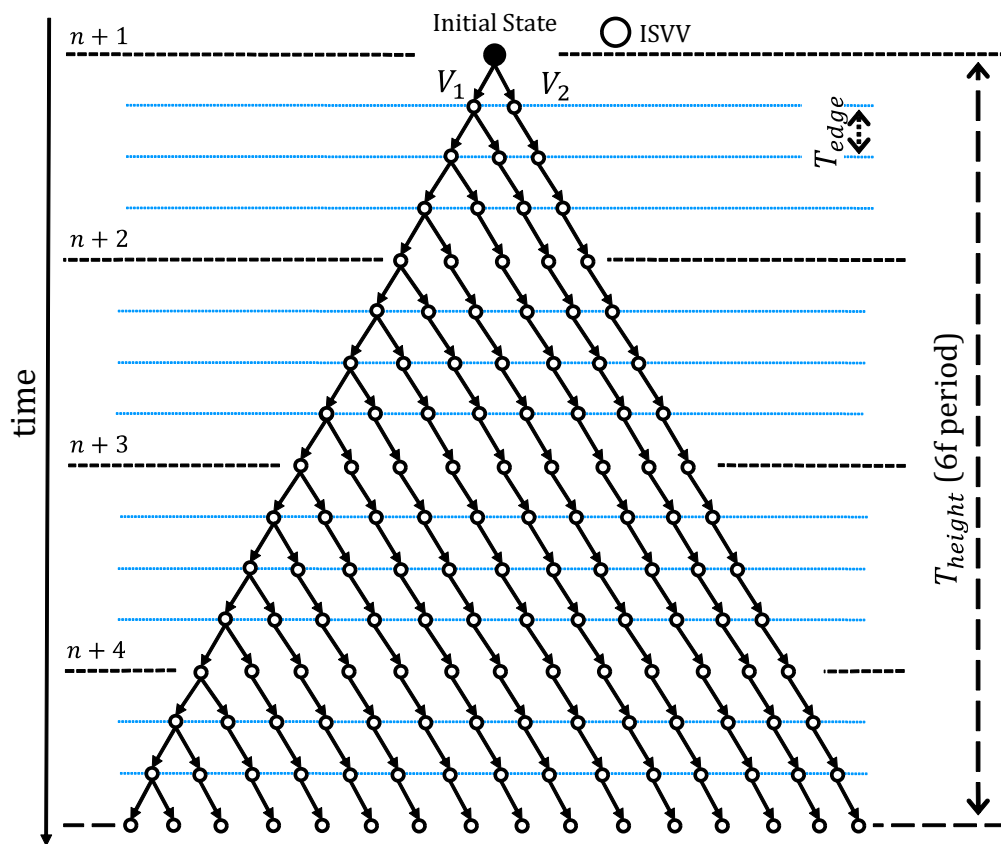


図 4.21. 矩形波駆動のための探索空間

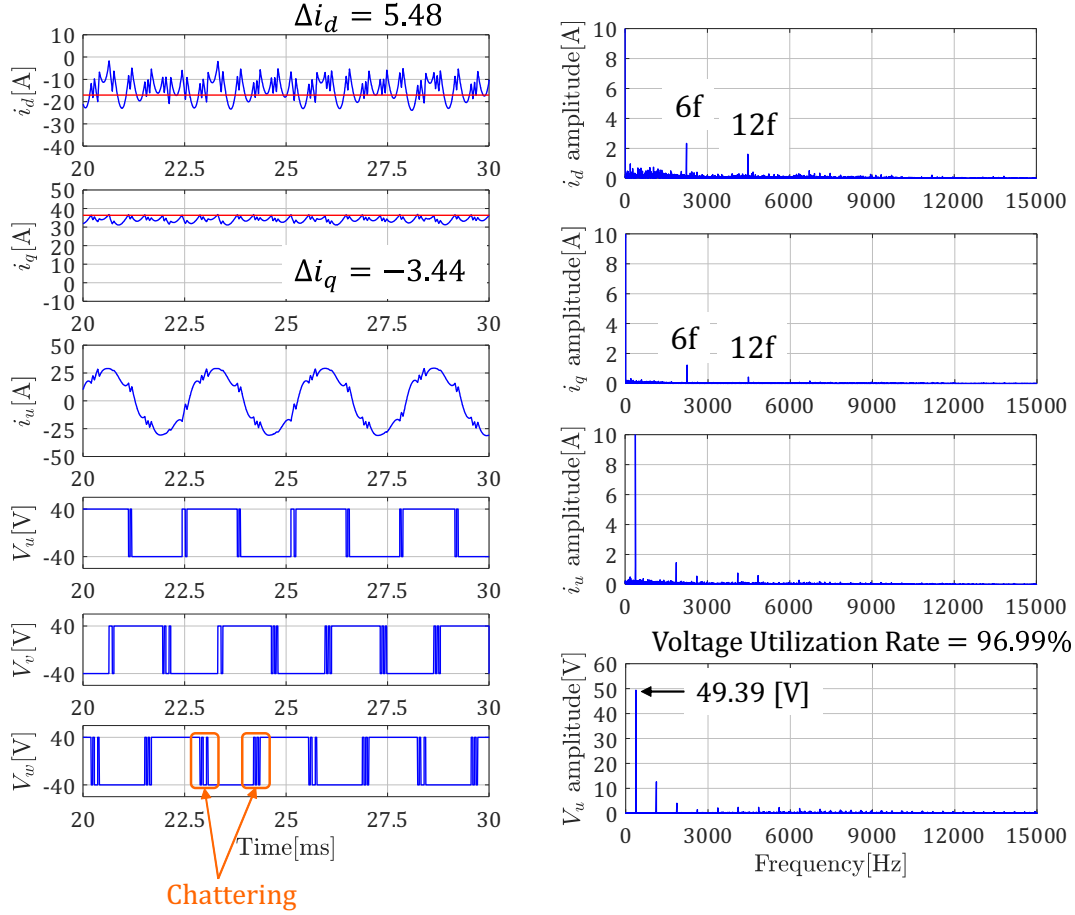


図 4.22. シミュレーション結果（基本 FCS-MPC $T_{edge} = 40\mu s$, $T_{height} = 40\mu s$ ）

初めに、予測分解能 $T_{edge} = 40\mu s$ 、予測ホライズン $T_{height} = 40\mu s$ である基本 FCS-MPC での結果を確認する（図 4.22）。基本 FCS-MPC では、予測ホライズンが制御周期となるため、6 次周期間での最適なスイッチングタイミングの探索を行うことができず指令値との間に誤差が生じる。そのため、チャタリングが発生し、矩形波駆動を行うことができず、電圧利用率が 100% に到達しない。また、予測分解能も制御周期であり、位相に対するスイッチングタイミングにずれが生じるため、電流の周波数解析結果にフロアノイズが発生する。この結果より、基本 FCS-MPC では矩形波駆動を行うための最適解を探索空間内に含んでいなかったことが確認できる。

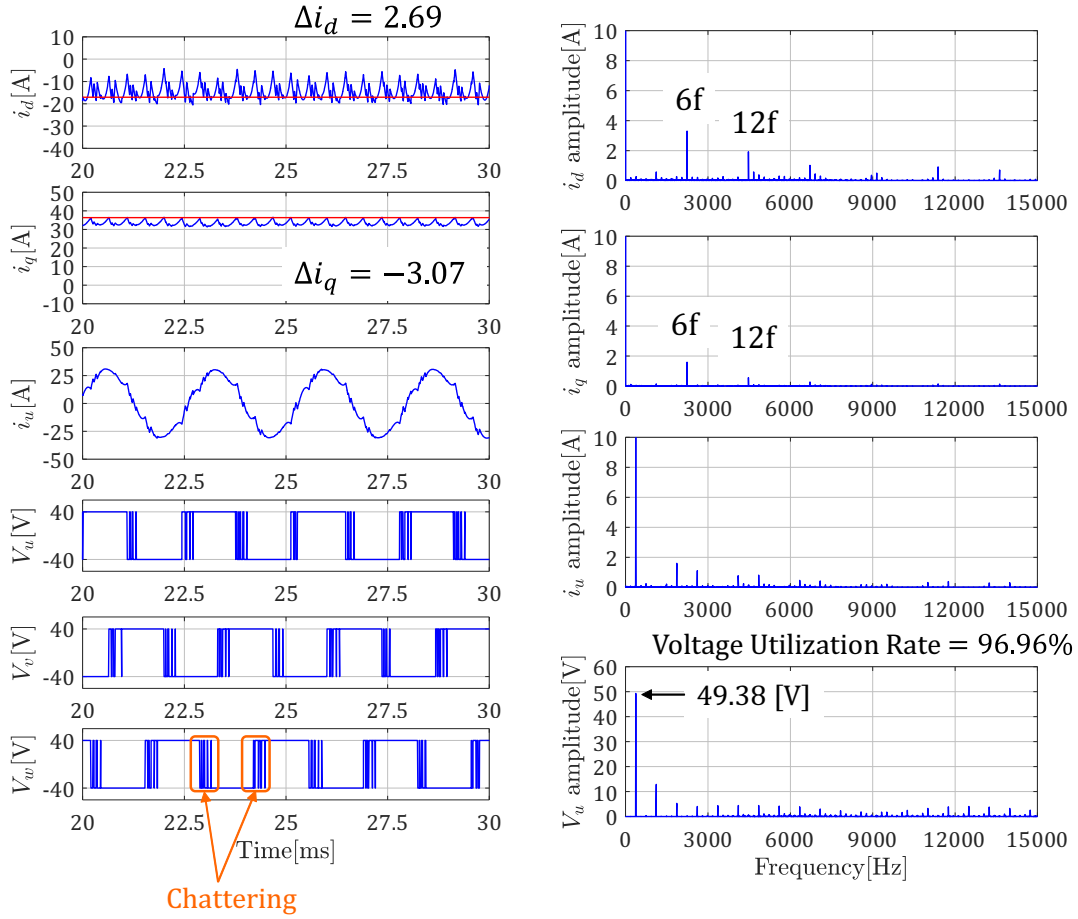


図 4.23. シミュレーション結果 ($\text{MPM } T_{\text{edge}} = 4\mu\text{s}, T_{\text{height}} = 40\mu\text{s}$)

続いて、MPMにおいて、予測分解能 $T_{\text{edge}} = 4\mu\text{s}$ 、予測ホライズン $T_{\text{height}} = 40\mu\text{s}$ と設定し、予測分解能を改善した時の結果を確認する（図 4.23）。予測分解能の改善はより詳細なスイッチングタイミングの管理を可能とするため、図 4.22 と比較して、 dq 軸電流および u 相電流の周波数解析結果において、0~3000Hz でのフロアノイズを低減している。一方で、予測ホライズンが制御周期と短いため、矩形波駆動で求められる 6 次周期間での最適なスイッチングタイミングの探索ができず、基本 FCS-MPC と同様に電圧利用率を 100% まで向上できない。

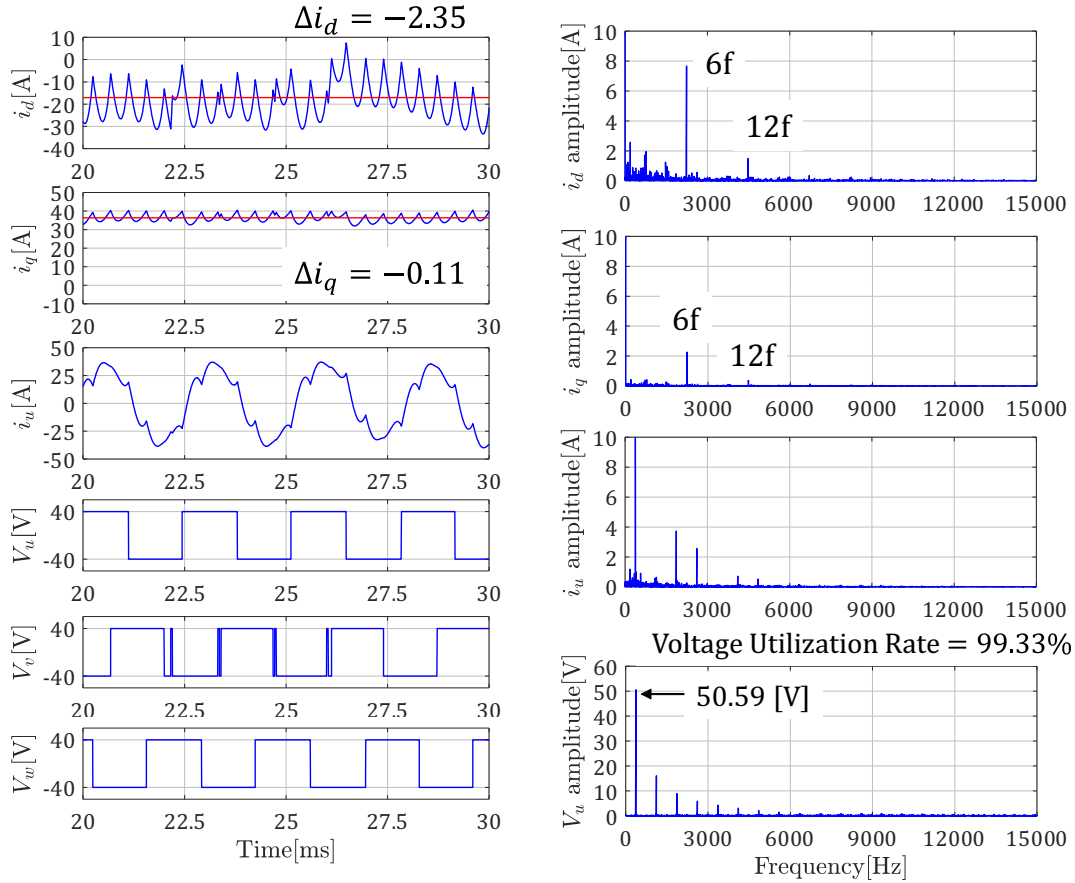


図 4.24. シミュレーション結果 (MPM $T_{edge} = 40 \mu s$, $T_{height} = 440 \mu s$)

MPMにおいて、予測分解能 $T_{edge} = 40 \mu s$ 、予測ホライズン $T_{height} = 440 \mu s$ と設定し、予測ホライズンを6次周期の近傍まで延長した時の結果を図4.24に示す。予測ホライズンを延長することで、矩形波駆動で求められる6次周期内でのスイッチングタイミングの調整が可能となる。これが影響し、図4.22および図4.23の条件で発生したチャタリングが減少していることが確認できる。結果として、相電圧の周波数解析結果で基本波の振幅が50.59Vまで増大し、電圧利用率を99.33%まで向上できる。そして電流指令との誤差が減少する。一方で、予測分解能が不足し詳細なスイッチングタイミングの管理ができないため、 d 軸電流の26msで確認されるような脈動が発生し、 d 軸電流の周波数解析器結果において、0~3000Hzでフロアノイズが発生している。

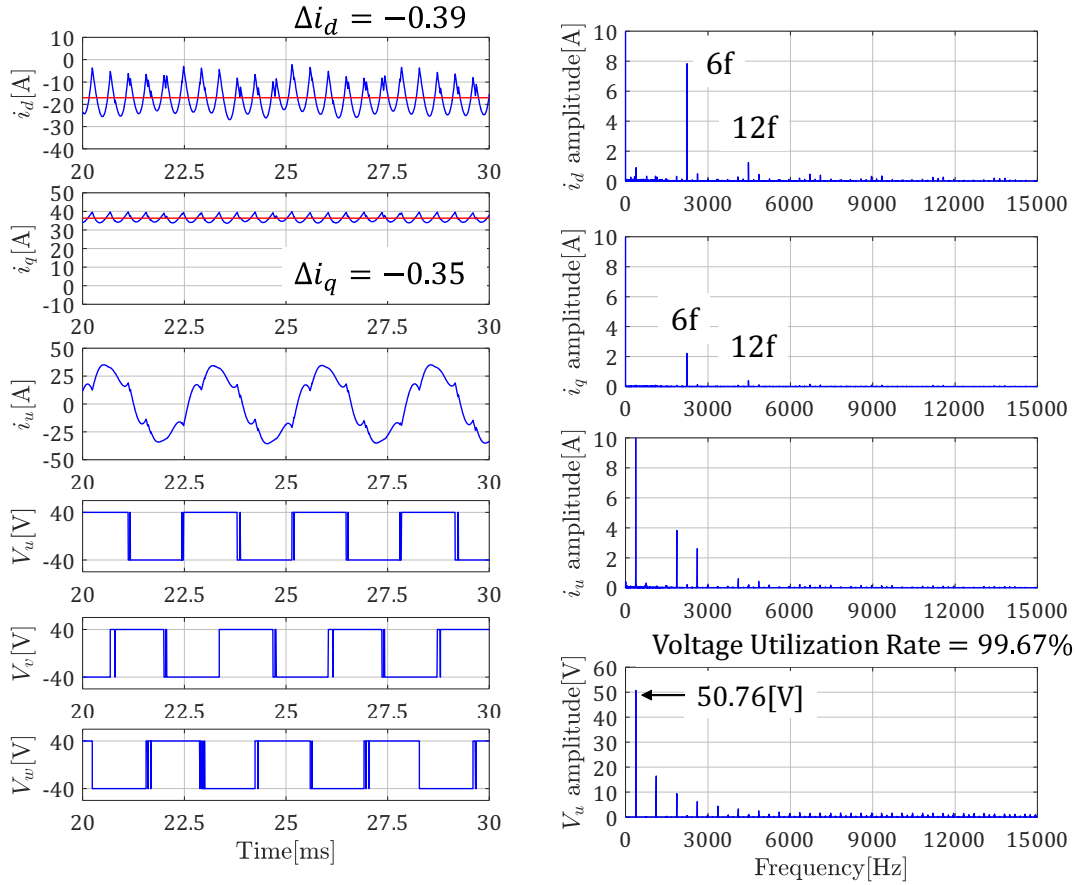


図 4.25. シミュレーション結果 ($\text{MPM } T_{edge} = 4\mu s$, $T_{height} = 448\mu s$)

MPMにおいて、予測分解能 $T_{edge} = 4\mu s$ 、予測ホライズン $T_{height} = 448\mu s$ と設定し、予測分解能の改善と予測ホライズンの延長の双方を行った結果を図 4.25 に示す。予測ホライズンを延長し予測分解能を短縮することで、6 次周期内で最適なスイッチングタイミングをより詳細に探索することが可能となる。そのため、より詳細にスイッチングタイミングを管理することができ周波数解析結果でフロアノイズが低減している。そして相電圧の基本波の振幅が 50.76V に増大し電圧利用率は 99.67% まで向上する。

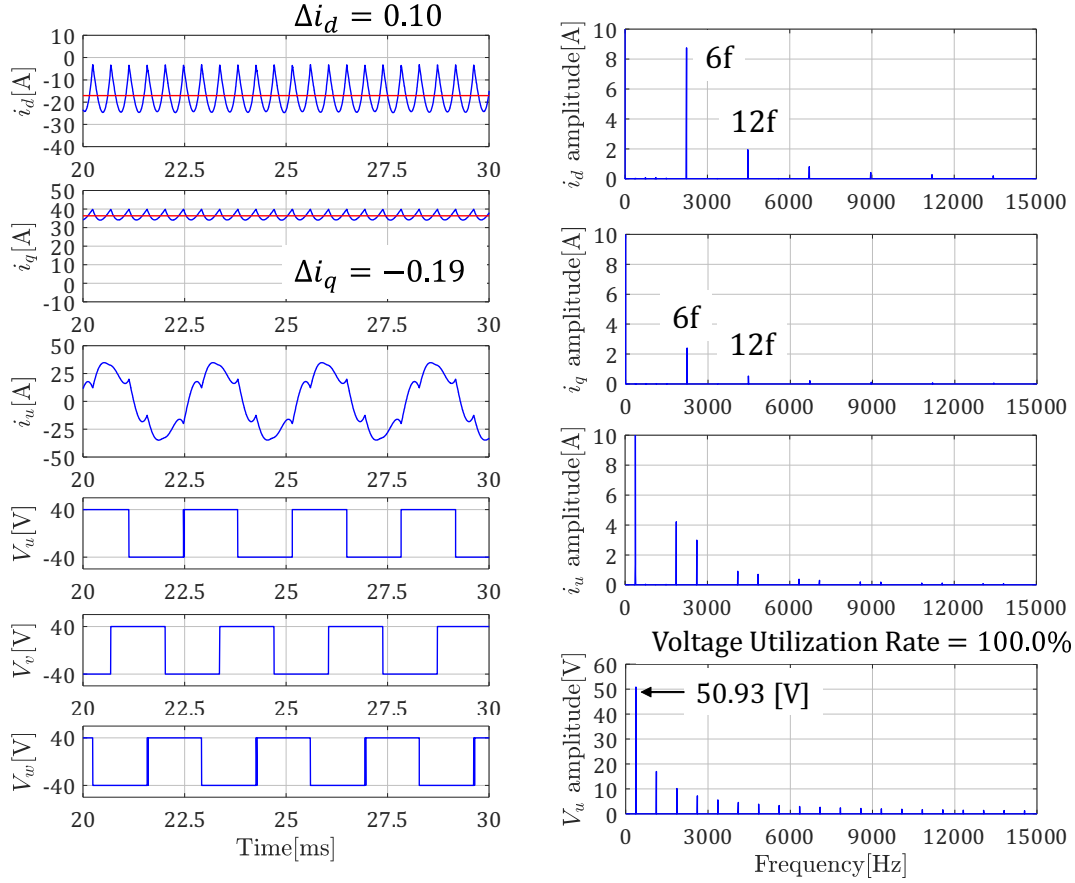


図 4.26. シミュレーション結果 ($\text{MPM } T_{\text{edge}} = 1\mu\text{s}$, $T_{\text{height}} = 447\mu\text{s}$)

最後に、MPMにおいて、予測分解能 $T_{\text{edge}} = 1\mu\text{s}$ 、予測ホライズン $T_{\text{height}} = 447\mu\text{s}$ と設定し、図 4.25 より、さらに予測分解能を改善した結果を確認する（図 4.26）。より詳細に設定した予測分解能で最適なスイッチングタイミングを探索することで、より矩形波駆動に近づき、電圧利用率が理論値の 100% に到達する。

これらの結果より、MPM において探索空間を適切に設定することで、矩形波駆動を実現可能となることが確認できる。

4.6 まとめ

本章では、本論文で提案するモデル予測変調（MPM）について説明した。提案する MPM は、設定した予測分解能毎に瞬時電流応答を予測し、予測ホライズン間の電流挙動を評価することで最適なスイッチングタイミングを直接決定する。このとき、MPM が探索する取り得る入力電圧は木構造の探索空間で表現可能であることを説明し、従来の変調方式と提案する MPM の特徴を比較した。そして MPM における設定パラメータである予測分解能と予測ホライズンに対して、それぞれの影響に関する考察を行い、PMSM 電流ベクトル制御系を対象に設定法を提案した。予測分解能は、短縮により制御性能を改善できるものスイッチングタイミング候補が増え、計算量の増加につながる。そのため、PWM-CVC と同等の定常電流制御性能を実現可能な予測分解能はどのような特性となるかを調査し、低速域もしくは高速域での必要値に設定する必要があることを確認した。一方で予測ホライズンは、最適なスイッチングタイミングを探索する時間に影響するため、PMSM 駆動を参考に設定法を検討した。具体的には、線形領域では、制御周期毎にスイッチングタイミングを調整するため、予測ホライズンを制御周期に設定し、過変調・矩形波領域では、各相のスイッチング回数が減少し 6 次周期間で瞬時空間電圧ベクトルが遷移するため、予測ホライズンを 6 次周期に設定する。加えて MPM に基づく PMSM 電流ベクトル制御のための評価関数設定法を検討した。最後に MPM と探索空間設定法の有効性を、シミュレーション上で矩形波駆動を対象に確認した。MPM では適切な探索空間設定により電圧利用率を向上可能であることを示した。

第5章

計算負荷低減のためのモデル予測変調 の動的探索空間制限法の提案

5.1 はじめに

第4章において、モデル予測変調（MPM）を提案して、PMSM 電流ベクトル制御を行う上で、十分な絶対的性能を実現するための MPM の探索空間設定法，評価関数設定について提案し，その有効性をシミュレーションで確認した。

本章では MPM における計算量について着目する。MPM に基づく PMSM 電流ベクトル制御系では設定した探索空間に対し，空間内のパスに対し PMSM の未来の電流挙動を予測する。この時，パスの数が計算量に直結し，MPM の実装を妨げる原因となる。そこで PMSM 電流ベクトル制御における PMSM の動作に着目し，計算量を削減する手法を提案する。はじめに，MPM と計算量の関係について説明する。そして計算量の削減のアプローチとして，探索空間の制限つまりは空間内の枝刈りに着目する。このとき，制御性能を劣化させない探索空間制限が必要となる。ここでは CCS-MPC の観点における PMSM 電流ベクトル制御と MPM の探索空間内のパスが持つ情報について考察し，CCS-MPC と MPM-CVC を組み合わせることで探索空間制限を試みる。そして提案する動的探索空間制限法についてその計算量削減の効果をシミュレーションにより確認する。

5.2 モデル予測変調と計算量

4章で提案する MPM と計算量の関係について説明する。MPM に基づく PMSM 電流ベクトル制御では，設定した探索空間内の各パスに対し PMSM の将来の電流挙動を予測することで，最適なスイッチングタイミングを決定する。この時のパスの数が計算量に直結する。はじめに，このパスの数を探索空間を決定する予測分解能と予測ホライズンにより表現する。

表 5.1. MPM のパスの数

Region	Number of pass
Linear Region	$(N_c + 1)^3$
Overmodulation Region	$(N_c + 1)^{3 \times (N_p/N_c)}$ $(N_p/N_c \in \mathbf{N})$ $(N_c + 1)^{3 \times (N_a)} \times (N_b + 1)^3$ $(N_p/N_c \notin \mathbf{N}, N_p = N_a \times N_c + N_b)$
Square Wave Region	$N_p + 1$

MPM では制御周期を予測分解能で分割し各相での最適なスイッチングタイミングを予測分解能毎に瞬時電流応答を予測することで決定する。そのため、1相あたりのスイッチングタイミングの候補は、制御周期/予測分解能 $= N_c$ としたとき、 $N_c + 1$ 個となる。これを利用すると、線形領域、過変調領域、矩形波領域における MPM のパスの数は表 5.1 となる。線形領域では予測ホライズンを制御周期とするため、1相あたりのスイッチング候補の数の3乗となる。一方で過変調領域では、予測ホライズンを6次周期まで延長する。このとき、予測ホライズン/予測分解能 $= N_p$ としたとき、 N_p/N_c が自然数か否かでパスの数の計算法が異なる。自然数となるとき、パスの数は線形領域のパスの数の累乗となる。自然数とならないとき、 N_p/N_c の商とあまりによりパスの数が計算される。矩形波領域では、6次周期内で瞬時空間電圧ベクトルは2種、遷移の回数は1回であることから、 N_p により計算される。

4章の例に対し表 5.1 の式に基づき計算するとパスの数は、線形領域で $(10 + 1)^3 = 1331$ 、過変調領域で $(10 + 1)^{3 \times 11} \times (2 + 1)^3 \simeq 6.2 \times 10^{35}$ 、矩形波領域で $112 + 1 = 113$ となる。このパスに対し電流挙動を予測するため、予測における計算量が MPM の実装を阻害する。そのため MPM では計算量の削減が必須となる。

5.3 モデル予測変調の計算量削減にむけたアプローチ

本節では MPM の計算量削減にむけたアプローチとして探索空間の制限に着目する。図 5.1 に制限された MPM の探索空間を示す。計算量の削減にあたっては探索するパスの数を制限するつまりは探索空間の制限が有効となる。たとえば図 5.1 中の緑斜線の領域を制限した時、残りのオレンジの領域が探索の対象となり計算量も削減されたパスの数だけ減少する。

一方で、探索空間の制限により計算量の削減を図るとき、制限された空間内に MPM における最適パス（図 5.1 中青色のパス）が含まれると PMSM 電流ベクトル制御においては電流制御性能の劣化につながる。そのため、探索空間の制限には、制

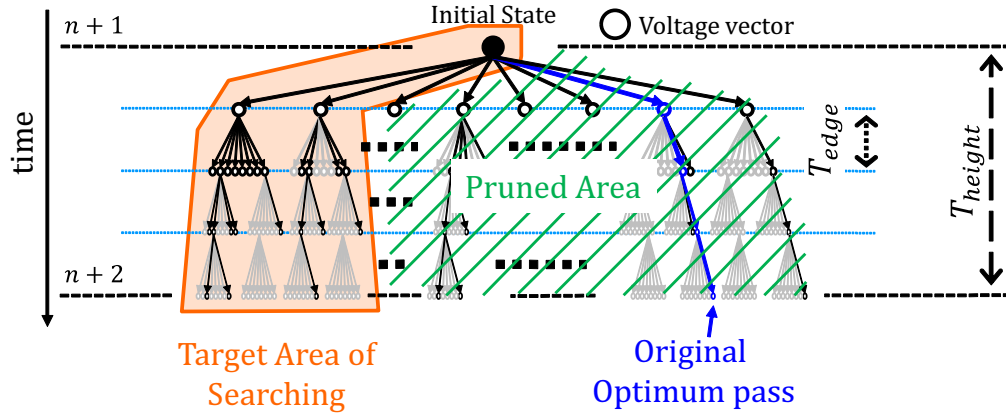


図 5.1. 探索空間制限例

御性能を維持するために、最適パスが存在する空間の推定が重要となる。

5.4 モデル予測変調の探索空間制限

本節では、MPM の探索空間制限にあたり、PMSM の理想的な駆動電圧と MPM 探索空間の事前分類に着目する。

5.4.1 永久磁石同期モータ電流ベクトル制御の理想的な電圧指令

探索空間の制限にあたり、3 章で説明した CCS-MPC に基づき計算される PMSM 電流ベクトル制御系における理想的な電圧指令に着目する。

MPM における探索空間の各パスは瞬時空間電圧ベクトルの種類と入力時間を情報として有しており、瞬時空間電圧ベクトルのベクトル空間上に投影することが可能である。このことから、PMSM の駆動に必要な電圧を計算し、その電圧と探索空間内のパスを比較することが最適パスを逃さない探索空間制限が可能であると考えられる。ここでの必要な電圧は PWM-CVC 等と同様に制御周期間の平均値として取り扱う。

ここでは PMSM の駆動に必要な電圧を、1 制御周期で電流と電流指令の誤差を 0 にする電圧とする。このとき、(5.1) 式の PMSM の離散モデル ((3.4) 式を再掲) において 1 制御周期後の電流が電流指令に一致させる電圧が求める電圧に相当する。

$$\mathbf{i}_{dq}(n+1) = \mathbf{A}_d \mathbf{i}_{dq}(n) + \mathbf{B}_d (\mathbf{v}_{dq}(n) - \mathbf{e}_{dq}) \quad (5.1)$$

$$\mathbf{A}_d = \exp(\mathbf{A}T_c), \mathbf{B}_d = (\mathbf{A}_d - \mathbf{I}) \mathbf{A}^{-1} \mathbf{B} \quad (5.2)$$

そこで, (5.1) 式に対し $\mathbf{i}_{dq}(n+1) = \mathbf{i}_{dq}^*$ を代入すると (5.3) 式となる。(5.3) 式により計算される電圧 (\mathbf{V}_{vr}) を本論文では仮想電圧指令と称する。この仮想電圧指令が電流指令を追従させるための理想的な電圧に相当する。

$$\mathbf{V}_{vr} = \mathbf{B}_d^{-1} (\mathbf{i}_{dq}^* - \mathbf{A}_d \mathbf{i}_{dq}(n)) + \mathbf{e}_{dq} \quad (5.3)$$

ここで, 仮想電圧指令に対し誤差 ($\Delta \mathbf{v}_{dq}$) が生じたと仮定して, 仮想電圧指令周辺の電圧による電流挙動について考える。実際に PMSM に入力される電圧を $\mathbf{V}_{vr} + \Delta \mathbf{v}_{dq}$ と表現する。このとき, 1 制御周期後の電流は (5.6) 式と計算され, 仮想電圧指令からの入力電圧の誤差がそのまま電流挙動における指令値との誤差に相当する。

$$\mathbf{i}_{dq}(n+1) = \mathbf{A}_d \mathbf{i}_{dq}(n) + \mathbf{B}_d (\mathbf{V}_{vr} + \Delta \mathbf{v}_{dq} - \mathbf{e}_{dq}) \quad (5.4)$$

$$= \mathbf{A}_d \mathbf{i}_{dq}(n) + \mathbf{B}_d (\mathbf{V}_{vr} - \mathbf{e}_{dq}) + \mathbf{B}_d \Delta \mathbf{v}_{dq} \quad (5.5)$$

$$= \mathbf{i}_{dq}^* + \mathbf{B}_d \Delta \mathbf{v}_{dq} \quad (5.6)$$

仮想電圧指令による探索空間制限が実現可能であることを, 仮想電圧指令が唯一の極小点となることを示すことで確認する。入力電圧 $\mathbf{V}_{vr} + \Delta \mathbf{v}_{dq}$ に対する (5.6) 式の電流挙動に関して, (5.7) 式に示す評価関数により電流指令からの誤差を計算する。

$$J = W_{i_d} \sum |i_d^* - i_d(n+1)| + W_{i_q} \sum |i_q^* - i_q(n+1)| \quad (5.7)$$

表 5.2. トルクに対する電流指令値

T	i_d^*	i_q^*
0 Nm	0.00 A	0.00 A
1 Nm	-1.09 A	8.10 A
4 Nm	-11.08 A	28.18 A

この評価関数分布において、仮想電圧指令が極小点となることを、定常駆動、過渡応答を仮定し複数の動作点で確認する。ここでは、(5.6) 式のサンプリング値 ($i_{dq}(n)$) と電流指令 (i_{dq}^*) に表 5.2 の電流をそれぞれ代入することで確認する。定常駆動時はそれぞれに同じ電流値を、過渡応答時は有負荷 (4Nm) と無負荷 (0Nm) の電流値を代入する。定常駆動と仮定した時の評価関数値分布を図 5.2 に、過渡応答と仮定した時の評価関数値分布を図 5.3 に示す。入力電圧における誤差 (Δv_{dq}) に対する評価関数値をカラーマップとして表す。図 5.2 の定常駆動時では動作点によらず仮想電圧指令を極小点として評価関数が単峰分布となることが確認できる。図 5.3 の過渡応答時では、ステップアップ時 (図 5.3(a), 図 5.3(c), 図 5.3(e)) およびステップダウン時 (図 5.3(b), 図 5.3(d), 図 5.3(f)) で仮想電圧指令が大きな値となるが、定常駆動時と同様に、仮想電圧指令を極小点として評価関数が単峰分布となることが確認できる。

このことから、仮想電圧指令と入力電圧の誤差が小さいほど、電流指令により追従可能であると考えられる。そのため、仮想電圧指令を用いた探索空間の制限が可能であると考えられる。このとき、探索空間を制限するために、探索空間内のパスの事前分類が必要となる。

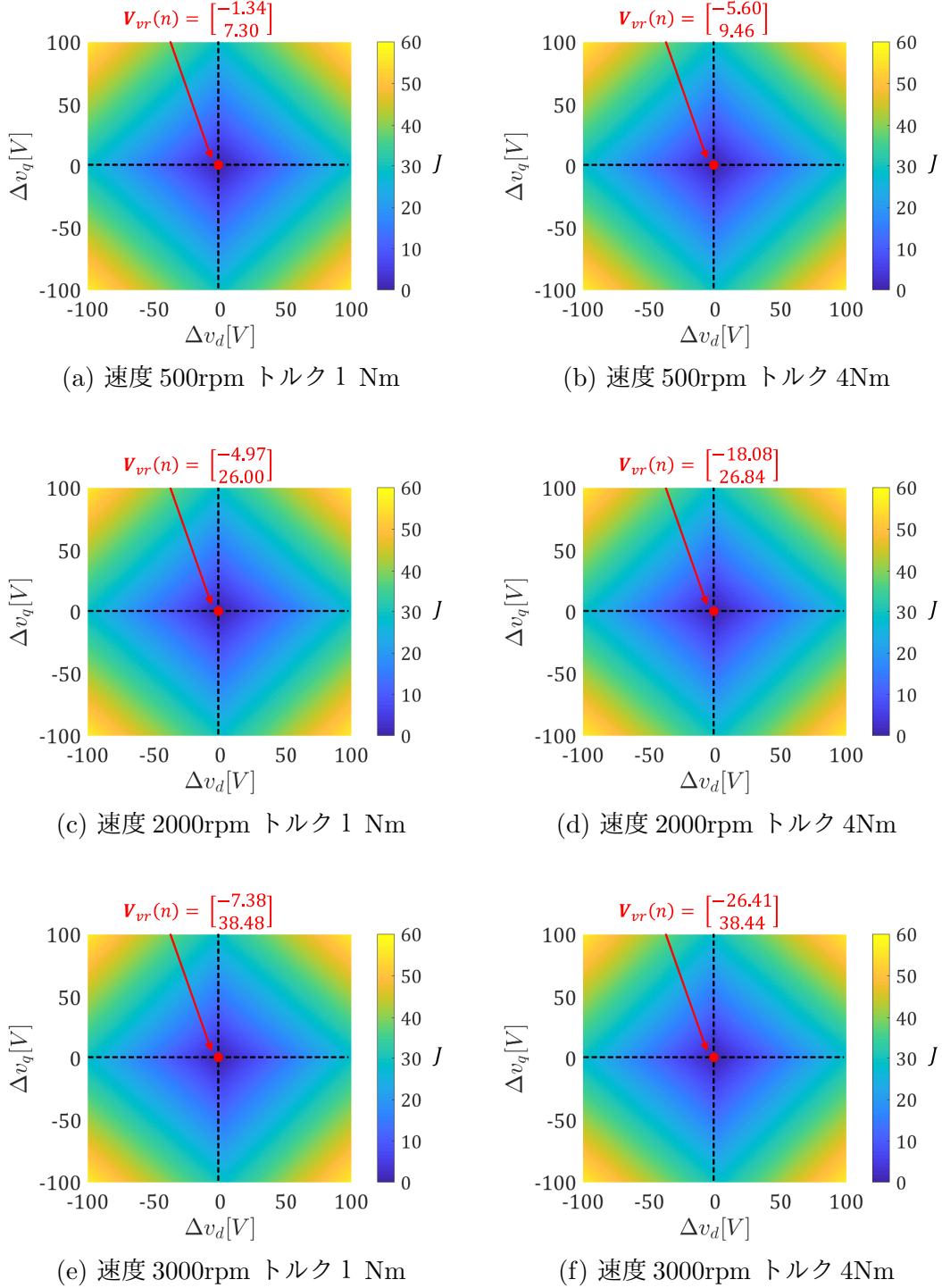


図 5.2. 仮想電圧指令に対する評価関数値分布 (定常駆動)

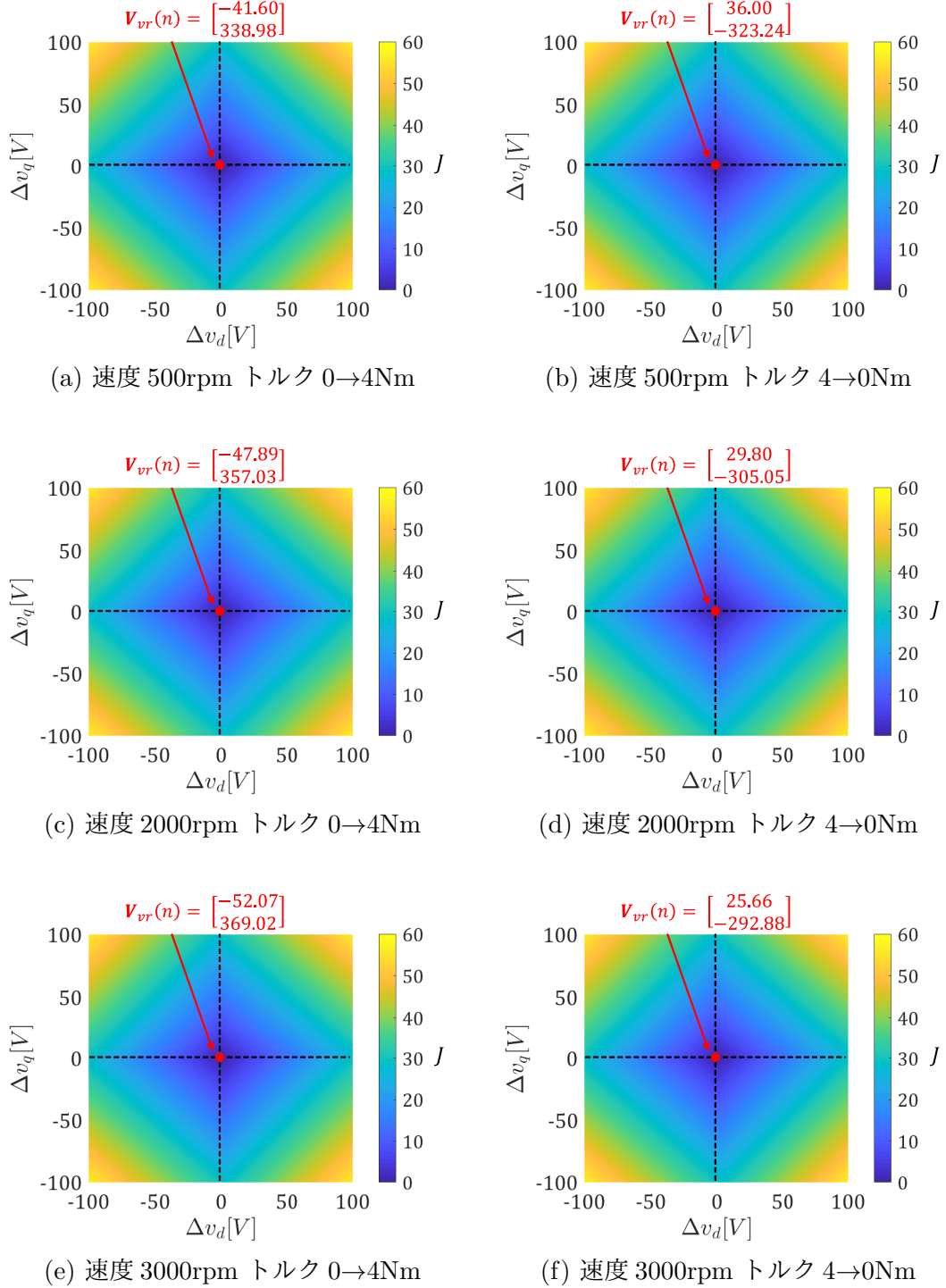


図 5.3. 仮想電圧指令に対する評価関数値分布（過渡応答）

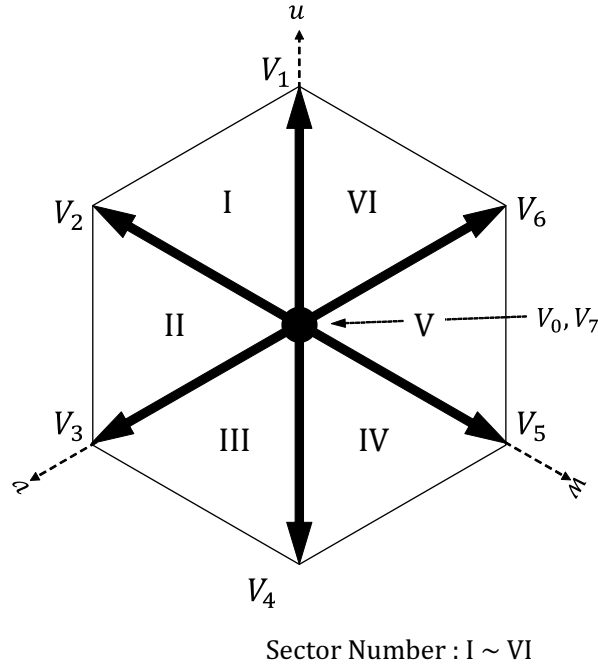


図 5.4. 瞬時空間電圧ベクトルとセクター

5.4.2 モデル予測変調の探索空間内パスの分類

仮想電圧指令により探索空間を制限するにあたり，本節ではMPMの探索空間内のパスを分類する。なお，ここでは瞬時空間電圧ベクトルのベクトル空間を基に考察する。

MPMでは事前に予測分解能と予測ホライズンを設定することで探索空間を設定する。そのため，事前情報により各パスを分類することができる。MPMの探索空間内のあるパスの瞬時空間電圧ベクトルの時系列順列を(5.8)式に示す。

$$[V_7, V_4, V_3, V_3] \quad (5.8)$$

なお(5.8)式では1制御周期分を示しており，制御周期/予測分解能=4としている。各パスは時系列順列に示すように，瞬時空間電圧ベクトルの種類と入力時間を情報として有している。この種類により分類すると，制御周期毎のパスは図5.4に示す瞬時空間電圧ベクトルのベクトル空間上で6種のセクター（I～VI）のいずれかに属している。また，各パスの情報を利用しSVMでベクトルを分解する際の逆の手順により，各パスの平均電圧を計算できる。この時の平均電圧の振幅は属するセクターによらず有効空間電圧ベクトルの入力時間により計算することができる。

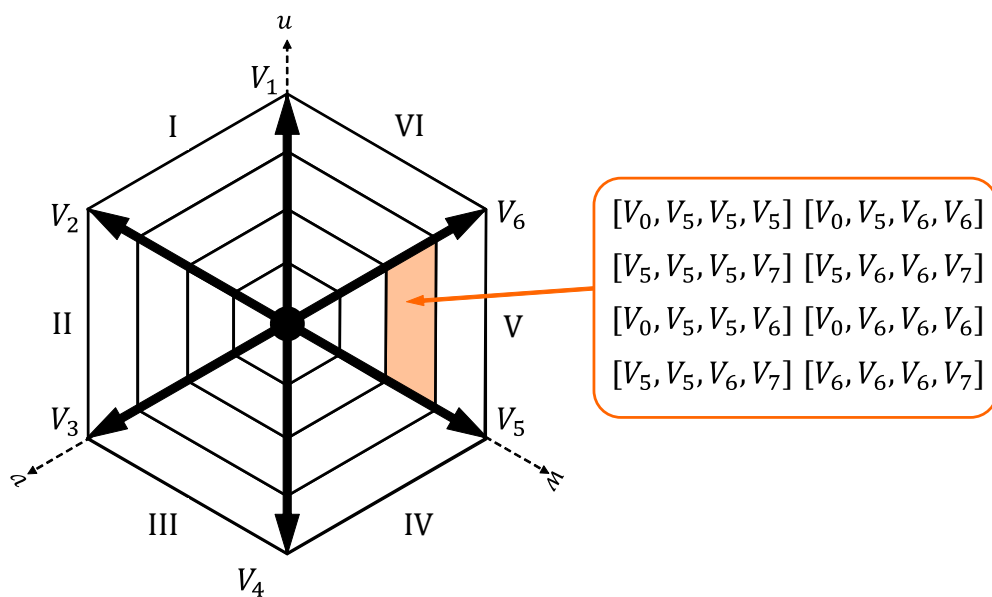


図 5.5. ベクトル空間上における探索空間パスの分類

そしてこの入力時間は有効空間電圧ベクトルが予測分解能のステップ数により計算される。

これらをまとめると、MPMにおけるパスは図5.5のようにベクトル空間上での分類が可能である。図5.5では、有効空間電圧ベクトルの種類によるセクター分けと有効空間電圧ベクトルの入力時間により、台形もしくは正三角形に分類される。図5.5中では例として、オレンジ色で示した領域に含まれるパスを示している。ただし、各相において $-V_{dc}/2$ から $V_{dc}/2$ に立ち上がる場合のみ記載している。

このように事前に探索空間を設定するMPMでは、そのパスを瞬時空間電圧ベクトルの種類とそれぞれの入力時間（ステップ数）により分類することが可能である。

5.4.3 動的探索空間制限法

本項では、5.4.1項と5.4.2項で確認した事項をもとに探索空間制限法を提案する。提案する探索空間制限法における制限の流れを以下に示す。

1. サンプリング情報、電流指令に基づき仮想電圧指令を計算

サンプリング情報 ($i_{dq}(n+1)$, $\theta_{re}(n+1)$, $\omega_{re}(n+1)$, 制御遅れ補償済) と電流指令 (i_{dq}^*) を (5.3) 式に代入することで仮想電圧指令 (V_{vr}) を計算する。

2. 仮想電圧指令の位相と振幅に基づき探索空間制限

計算された仮想電圧指令 (V_{vr}) に対し、仮想電圧指令が存在する位相 ($\theta_{V_{vr}}$) を (5.9) 式により、振幅 ($|V_{vr}|$) を (5.10) 式により計算する。

$$\theta_{V_{vr}} = \theta_{re}(n+1) + \tan^{-1} \left(\frac{V_{vrq}}{V_{vrd}} \right) \quad (0 \leq \theta_{V_{vr}} < 2\pi) \quad (5.9)$$

$$|V_{vr}| = \sqrt{V_{vrd}^2 + V_{vrq}^2} \quad (5.10)$$

(5.9) 式の位相 ($\theta_{V_{vr}}$) は u 相を基準とした仮想電圧指令の位相に相当するため、その位相から探索するセクターを決定する。例えば、 $0 \leq \theta_{V_{vr}} < \pi/3$ ではセクター I を、 $\pi/3 \leq \theta_{V_{vr}} < 2\pi/3$ ではセクター II を選択する。

(5.10) 式の振幅 ($|V_{vr}|$) は探索空間に含むべきパスの平均電圧に相当するため、その振幅から探索するパスの有効空間電圧ベクトルの入力時間を決定する。この時、(5.11) 式に基づき、仮想電圧指令の変調率 ($m_{V_{vr}}$) に変換する。そして、(5.12) 式により有効空間電圧ベクトルのステップ数に変換し、これを中心とし探索幅 W_{ESVV} を持たせた領域を探索空間とする。

$$m_{V_{vr}} = \frac{|V_{vr}|}{\sqrt{3/2}V_{dc}/2} \quad (5.11)$$

$$N_{step-ESVV} = \frac{m_{V_{vr}}}{4/\pi} \times N_c \quad (5.12)$$

提案する探索空間制限では仮想電圧指令の振幅によりその動作が異なる。そこで、定常駆動時と過渡応答時の相違について、図 5.6 を例に説明する。

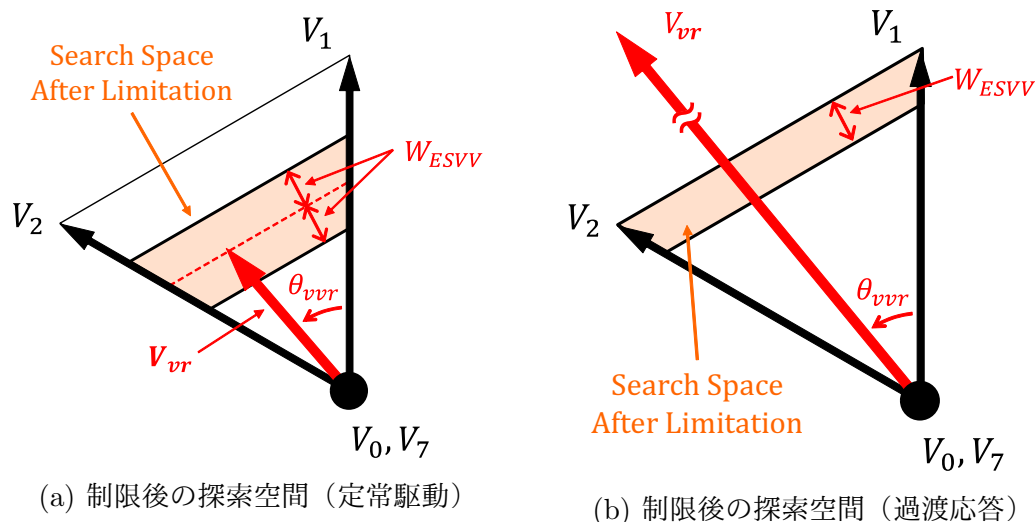


図 5.6. 仮想電圧指令による探索空間制限

定常駆動時は MPM で出力可能な領域（瞬時空間電圧ベクトルの六角形）内に仮想電圧指令が存在するため，図 5.6(a) に示すように，仮想電圧指令の振幅を基準に $-W_{ESVV}$ から $+W_{ESVV}$ の領域を探索空間と設定する。

過渡応答時は，5.4.1 節で確認したように仮想電圧指令は非常に大きくなるため，MPM で出力可能な領域外に仮想電圧指令が存在することが多い。この時，仮想電圧指令の位相によりセクターを制限し，有効空間電圧ベクトルを多く含む領域として，六角形の外側から探索幅 W_{ESVV} の領域を探索空間と設定する。これは，5.4.1 項で確認したように入力電圧に対する電流指令との誤差仮想電圧指令を極小点とし単峰分布になることから，探索空間内で仮想電圧指令により近い領域内に最適パスが存在すると考えられるからである。

本節で提案する探索空間制限法は，サンプリング情報および電流指令を基に制御周期毎に動的に探索空間を制限することから，動的探索空間制限法と呼称する。

5.5 提案する動的探索空間制限手法のシミュレーション検証

本節では，動的探索空間制限手法の有効性をシミュレーションにより確認する。なお，表 3.2，表 5.3 に示すモータ駆動システムおよび制御器の設定を用いる。図 5.7 に動的探索空間制限法を適用した MPM に基づく PMSM 電流ベクトル制御器の構成を示す。

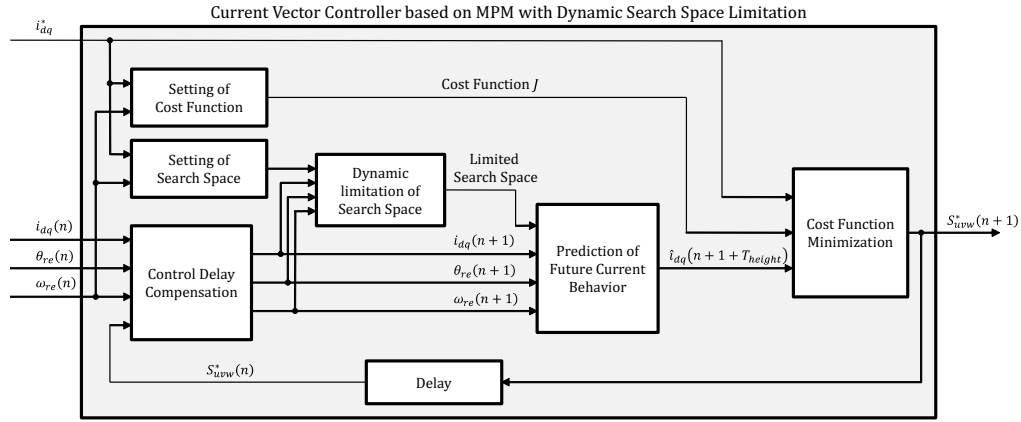


図 5.7. 動的探索空間制限法を適用したモデル予測変調に基づく PMSM 電流ベクトル制御系

表 5.3. MPM の設定 (5.5 節)

Control period (T_c)	40 μs
Prediction Resolution (T_{edge})	4 μs
Prediction Horizon (T_{height})	40 μs
Width of Search Space (W_{ESVV})	2

5.5.1 項で定常駆動時の比較を 5.5.2 項で過渡応答時の比較を行う。それぞれ比較における動作点設定を図 5.8 に、トルクに対し MTPA により計算された電流指令を表 5.2 示す。

5.5.1 定常駆動を対象とした検証

定常駆動を対象に動的探索空間制限の有効性を検証する。本検証では、制御性能と制御器の実行時間の比率を比較する。なお、制御器の実行時間は MATLAB / Simulink における Simulink プロファイルレポートにより計測する。動的探索空間制限なしのシミュレーション結果を図 5.9(a) に、動的探索空間制限ありのシミュレーション結果を図 5.9(b) に示す。両結果の電流指令値との誤差および相電流の THD で比較した時、動的探索空間制限法を適用後も制御性能を維持している。また、それぞれの制御器の実行時間を比較した時、動的探索空間制限前に比べ、14.8% まで実行時間を削減した。これらの結果より提案する動的探索空間制限法は計算量を大幅に削減しながら定常電流制御性能を維持可能であることが確認できる。

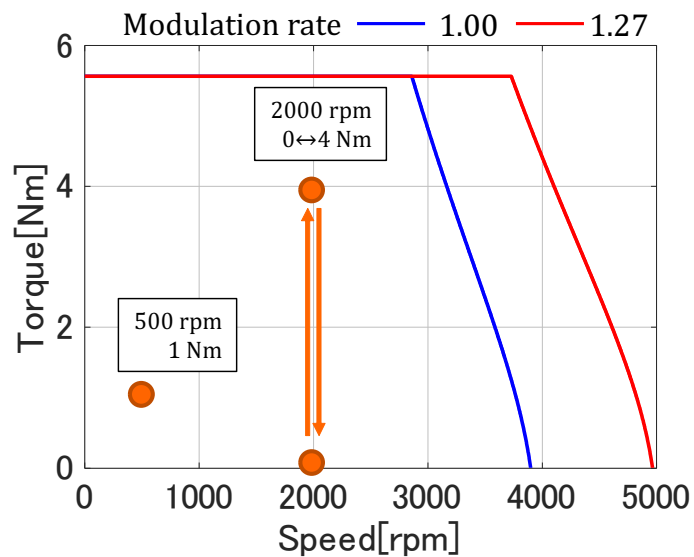


図 5.8. 速度-トルクマップと動作点設定 (5.5 節)

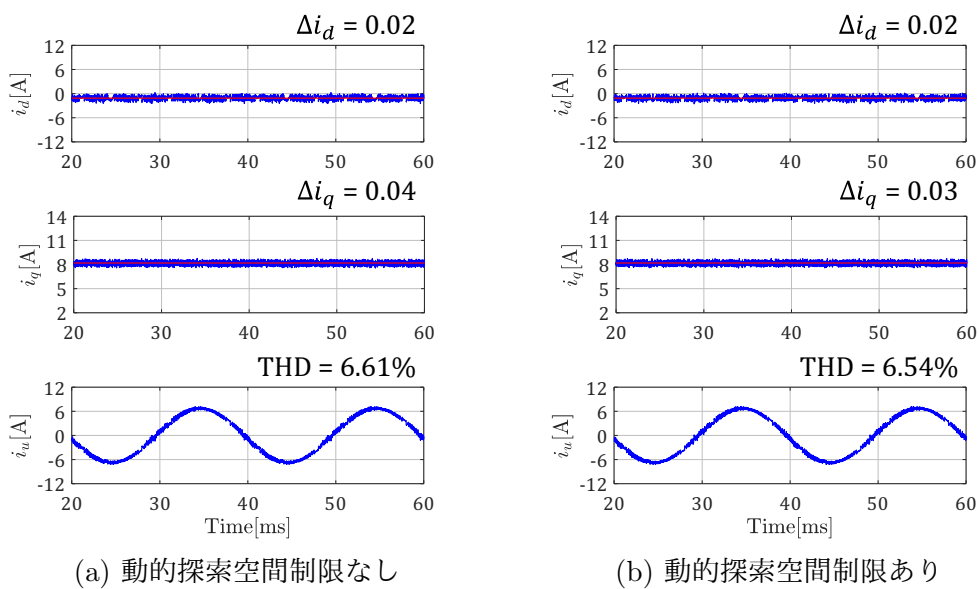
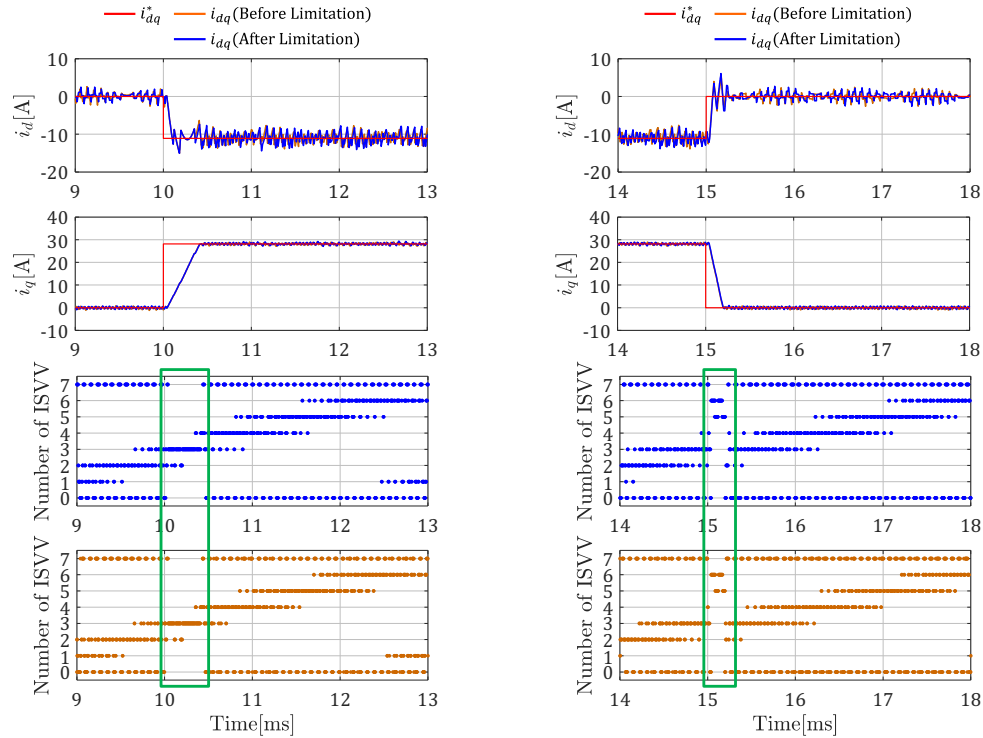


図 5.9. シミュレーション結果 (速度 500rpm トルク 1Nm)



(a) ステップアップ（トルク 0→4 Nm） (b) ステップダウン（トルク 4→0 Nm）

図 5.10. シミュレーション結果（速度 2000rpm）

5.5.2 過渡応答を対象とした検証

過渡応答を対象に動的探索空間制限法の有効性を検証する。ステップアップ時の結果を図 5.10(a) に、ステップダウン時の結果を 5.10(b) に示す。各結果において、オレンジ色の波形が動的探索空間制限なしの場合を、青色の波形が動的探索空間制限ありの場合を示している。ステップアップ時、ステップダウン時ともにオレンジ色と青色の電流波形が重なっていることから、制御性能を落としていないことが確認できる。それぞれの結果において、PMSM に入力している瞬時空間電圧ベクトルの時系列に注目すると、緑色の枠で囲った部分で同じ種類の瞬時空間電圧ベクトルを選択していることが確認でき、これが過渡応答性能を維持できる要因である。

5.5.1 項および 5.5.2 項の結果により、動的探索空間制限法は、定常駆動時、過渡応答時ともに制御性能を劣化させることなく計算量を削減可能であることが確認できる。

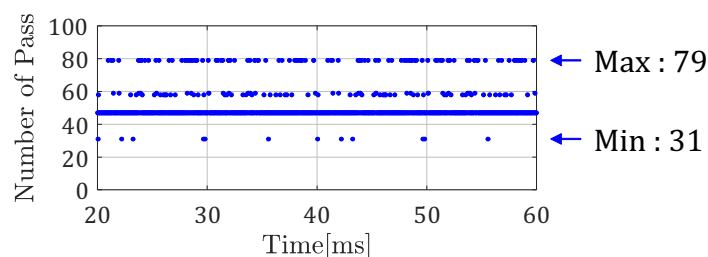
5.5.3 探索空間制限の比較

動的探索空間制限法において電流挙動を予測したパスの数を、図 5.11(a) (定常駆動, 図 5.9(b)) と図 5.11(b) (過渡応答: ステップアップ, 図 5.10(a)) , 図 5.11(c) (過渡応答: ステップダウン, 図 5.10(b)) に示す。全探索時のパスの数は 1331 個 ($= (10+1)^3$, $T_c/T_{edge} = 10$) であったのに対し, 動的探索空間制限法では 31 ~ 106 個と 10% 以下までパスの数が削減されている。探索空間制限法について, 木構造の探索空間を持つ他のアプリケーションにおける枝刈り手法や探索問題における計算量削減手法と比較する。

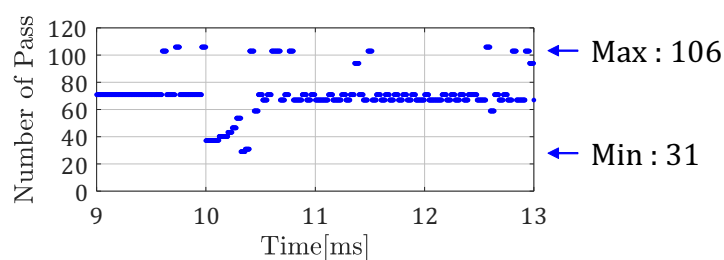
例として, ゲーム木を比較対象とする。ゲーム木では, プレーヤーの手の数がその部分木におけるノードの数であり, 木の高さつまりは探索するターン数を増やすごとに木構造中のパスの数が指数関数的に増加する。そのため, 木構造全域から最適解を探索するのではなく, 探索時に枝刈りが行われる。枝刈り手法には $\alpha\beta$ 法や futility-ptuning 法が存在し, 探索中に評価関数値に応じて枝刈りが行われる [90, 91]。これらの手法では, あるパスについて深さ優先で未来の挙動を予測し暫定の評価関数値を計算する。そして, 他のパスであるノードの評価関数値が暫定値よりも悪い結果となると, その先の予測を実施しないことで枝刈りを行う。 $\alpha\beta$ 法 [90] では, オセロやチェスを対象に, 全探索時のノード数 (N) に比べ \sqrt{N} のノード数で同等の解を探索可能であることが, futility-ptuning 法 [91] では, 将棋を対象に, 局面に応じて 11 ~ 51.7% のノード数で同じ解を探索可能であること, 計算時間を 45 ~ 85% に短縮可能であることが確認されている。ゲーム木と比較した時, 提案する動的探索空間制限法は, 評価関数値に応じて探索時に制限するのではなく, 探索前に PMSM モデルを用いて事前に探索空間を制限するため, 枝刈りのためのアプローチが異なる。

また提案手法において, 仮想電圧指令を未知のデータ, 探索空間をデータ集合と考えると, 最近傍探索も近いアプローチを行っている。最近傍探索では与えられた未知データに対し, データ集合内から最も近いデータを探索問題である [92]。集合内の全データに対し, 未知データとの差異 (ユークリッド距離等) を比較することで最近傍を探索することが可能であるが, 集合のデータ数およびデータの次元数によっては探索に要する計算量が膨大となり得る。そのため, 全探索ではなく, 暫定解を利用した計算量削減 (k-d 木) や, データ集合ないのデータ間の距離を事前に計算し最近傍となり得ないものを除外することによる計算量削減 (AESA: Approximating and Eliminating Search Algorithm) といったアプローチが取られる。これらのアプローチではステップ毎に探索候補の数を減らすことで計算量を削減するため, 提案する動的探索空間制限法と比較した時, 最適解探索にむけたステップ数は依然多いといえる。

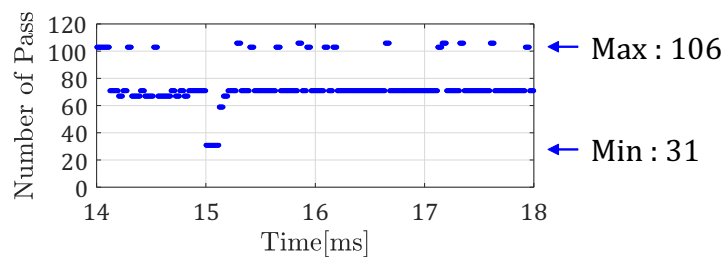
先述した探索時に徐々に候補を制限していく枝刈り手法と比較した時, 提案する動的探索空間制限法は, 制御対象である PMSM の動作がモデリングされているこ



(a) 定常駆動時 (図 5.9(b))



(b) ステップアップ時 (図 5.10(a))



(c) ステップダウン時 (図 5.10(b))

図 5.11. 動的探索空間制限法適用時のパスの数

と、取り得る電圧パターンをベクトル空間上で分類可能であること (図 5.5) を利用し、探索の前段階で枝刈りを行う手法であり、これらの特徴を利用することでより効果的にパスの数を削減している。

5.6 まとめ

本章では MPM における計算量という課題に対し、動的探索空間制限法を提案した。MPM に基づく PMSM 電流ベクトル制御系では設定した探索空間に対し、空間内のパスに対し PMSM の未来の電流挙動を予測するため、パスの数が計算量に直結し、MPM の実装を妨げる原因となる。計算量の削減のアプローチとして、探索

空間の制限つまりは空間内の枝刈りに着目した。このとき、最適解が存在すると推定される空間を枝刈りしない探索空間の制限が求められる。この実現に向けては、CCS-MPC の観点から計算される仮想電圧指令を極小点として、入力電圧に対する電流挙動と電流指令の誤差は単峰分布となること、MPM の探索空間内のパスは瞬時空間電圧ベクトルの種類と有効空間電圧ベクトルの入力時間によりベクトル空間上で分類可能であることに着目し、計算された仮想電圧指令周辺のパスから探索する動的探索空間制限法を提案した。そして提案する動的探索空間制限法の有効性を、シミュレーションにより確認し、計算量を削減しながら定常駆動時ともに過渡応答時の性能を維持可能であることを示した。

第6章

実機実験によるモデル予測変調の検証

6.1 はじめに

第4章ではPMSM電流ベクトル制御系のためのモデル予測変調とその探索空間設計法を、第5章ではMPM特有の計算量の問題に対して動的探索空間制限法を提案し、それぞれの有効性をシミュレーションで確認した。本章では、これまでの提案事項を踏まえ、提案するMPMに基づくPMSM電流ベクトル制御系の制御性能について実機実験により検証する。はじめに、提案するMPMを実装する際に満たすシステムの条件について説明し、本論文の実機実験で使用したルックアップテーブルを用いたMPMの実装法について述べる。そして、3章におけるシミュレーションと同様に、定常電流制御性能、過渡応答性能、駆動範囲の観点で評価する。最後に探索空間設計と動的探索空間制限により実現可能となった事項についてまとめる。

6.2 MPM実装時に満たすべき条件

本項では、実機実験を行うにあたり、MPM実装時にモータ駆動システムが満たすべき条件について説明する。

MPMでは、サンプリングした情報から最適なスイッチングタイミングを探索により求め、直接電圧形インバータ各相の電圧を操作することでPMSMを制御する。そのためMPMでは以下の条件を満たすPMSM駆動システムの構築が求められる。

- 精度良い電流の測定
- 厳密なスイッチングタイミングの管理
- 高性能なプロセッサを搭載した制御器

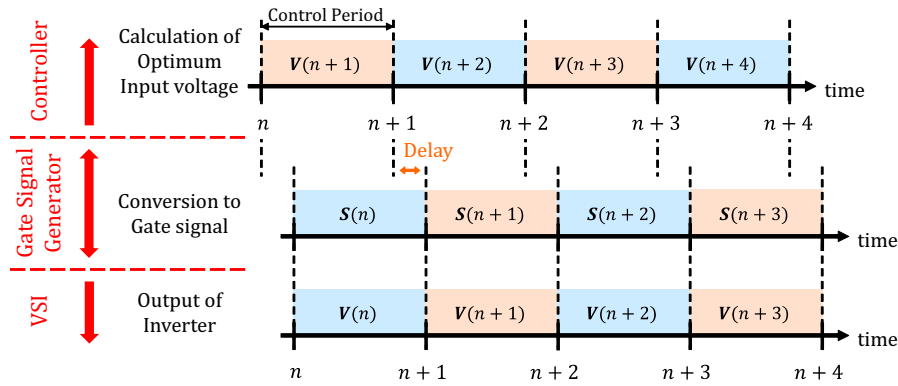


図 6.1. プロセッサとゲート信号生成器非同期時の出力電圧

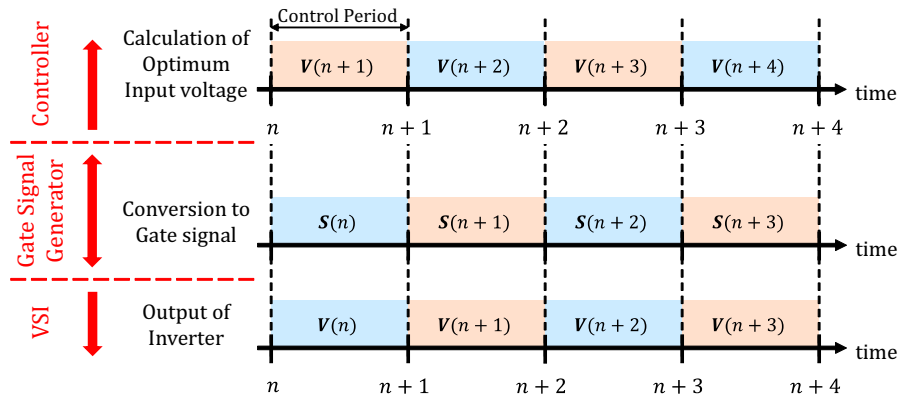


図 6.2. プロセッサとゲート信号生成器同期時の出力電圧

電流測定精度は予測の初期値に影響し、精度が悪い場合または測定値に対するノイズが存在する場合、測定値のずれにより誤ったスイッチングタイミングを選択する可能性がある。また、サンプリングタイミングでの電流を精度よく測定するには、予測分解能での瞬時電流応答を測定可能であることが望ましい。そのため、周波数帯域が広くノイズ感度が低い電流センサの利用が必要となる。本実験では、予測分解能を $4\mu\text{s}$ と LUT における dq 軸電流の分解能を 1A と設定するため、 250kHz 以上の帯域と 0.5A 以下の確度を実現可能な電流センサを利用する。

スイッチングタイミング管理に対してはコントローラ内部のプロセッサとゲート信号生成器の同期が必要となる。プロセッサとゲート信号生成器が非同期で動作するとき、図 6.1 のように遅れ時間が発生し電圧形インバータの出力電圧もその時間分遅れる。MPM ではスイッチングタイミングのずれとつながるため、図 6.2 のよう

にプロセッサとゲート信号生成器を同期させる。同期させることで、最適なスイッチングタイミングに対するゲート信号の遅れはデジタル出力を行うバッファ回路等の動作時間（～数十 ns ）のみとなる。

一方で高性能なプロセッサを搭載した制御器に関しては、現在市販される制御システムの中で高性能な DSP を有する Myway プラス株式会社製 PE-Expert4（DSP：TMS320C6657(1.25GHz)、メモリ：512MB）を利用しても、数十 μs の制御周期内での最適なスイッチングタイミングの探索は実行できないのが現状である。これは、5章で提案した動的探索空間制限法を適用した場合も同様である。そこで、本論文では MPM の実機検証を行うにあたり、ルックアップテーブル（Lookup-Table：LUT）を用いた MPM の実装を行う。

6.3 ルックアップテーブルを用いたモデル予測変調の実装法

MPM は、サンプリングされた PMSM の状態に対し、探索空間内の各パスに対し電流挙動を予測することで、最適なスイッチングタイミングを決定する。このとき、初期状態に対する最適なスイッチングタイミングは一意に決定される。この特徴を利用し、電流や回転子位置を量子化して状態の組み合わせを作成してオフラインで最適解を探索することでルックアップテーブル（LUT）を作成する。

実装時はサンプリングした情報に対し、制御遅れ補償を行った後、LUT 作成時と同様の設定で量子化を行い、LUT を参照することで数十 μs の制御周期内で最適なスイッチングタイミングを決定する。LUT を用いた MPM に基づく PMSM 電流ベクトル制御器を図 6.3 に示す。

6.3.1 LUT 作成に要する時間

MPM の実装における LUT の作成には、表 6.1 の仕様の PC を利用している。LUT 作成では、 $i_{dq}, \theta_{re}, \omega_{re}$ の各状態変数の組み合わせに対する最適パスは探索は独立に実行できるため、マルチコアのプロセッサを利用し各コアで最適解の探索を行う。また、LUT 作成においても 5章で提案した動的探索空間制限法は適用可能であり、動的探索空間制限の有無による 1 動作点の LUT 作成時間は差異は表 6.2 となり、大幅に作成時間の削減が可能である。

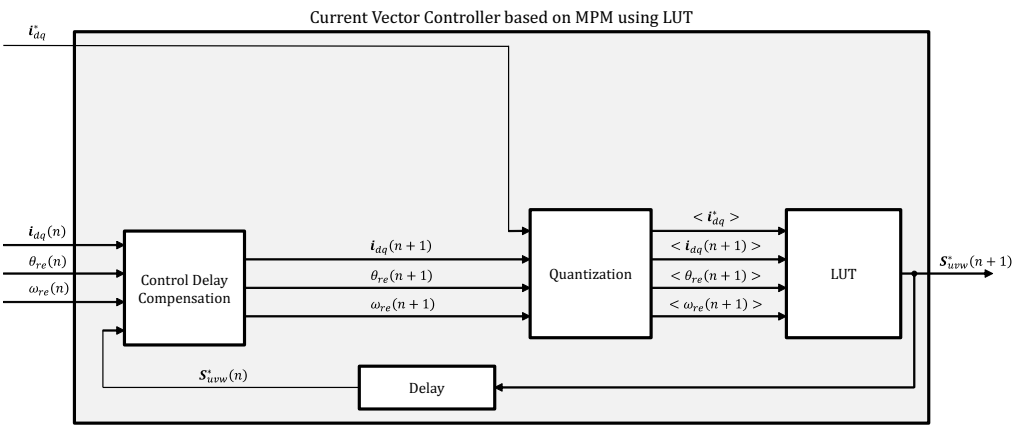


図 6.3. LUT を用いたモデル予測変調に基づく PMSM 電流ベクトル制御系

表 6.1. テーブル作成環境

CPU	Intel Xeon CPU E5-2687W v4 2 プロセッサ
クロック	3.0GHz
コア数	$12 \times 2 = 24$ コア
メモリ	32GB

表 6.2. テーブル作成時間

動的探索空間制限なし	4.66 h
動的探索空間制限適用時	9.77 min = 0.16 h

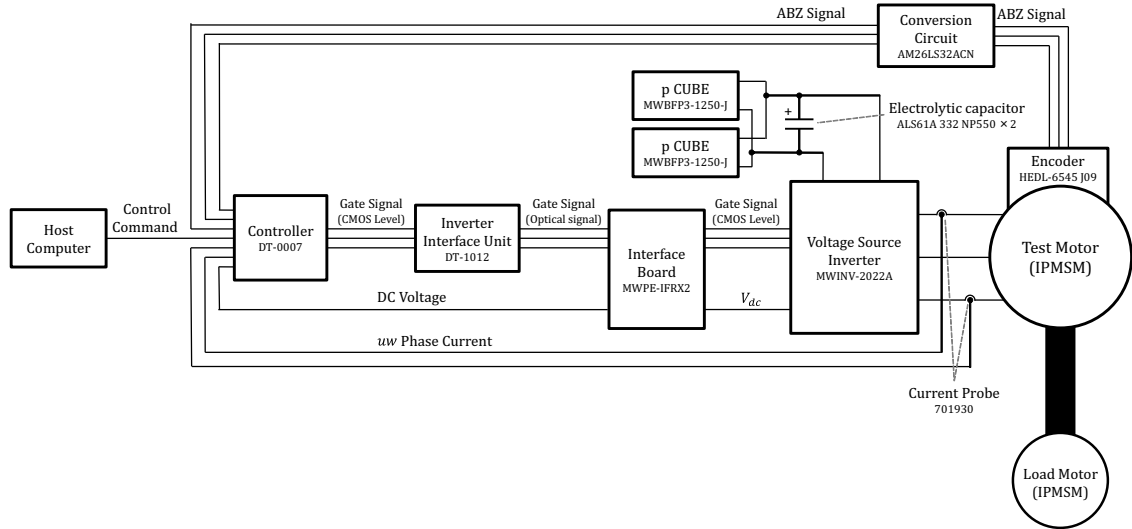


図 6.4. 実験システム構成の概略図

6.4 実験システム構成

本節では本論文で使用した実験システム構成について説明する。

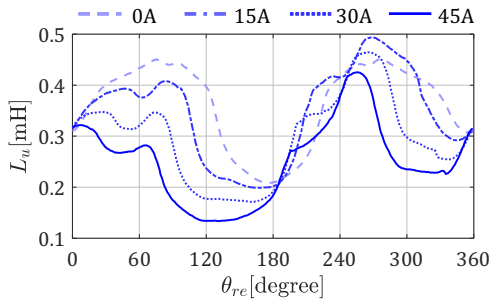
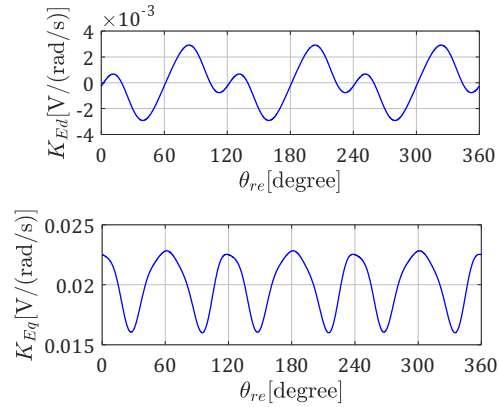
実験システム構成の概略を図6.4に示す。負荷 IPMSM に対し速度制御を行うことで、試験 IPMSM の速度を維持した状態での検証を行う。試験 IPMSM に対し電流ベクトル制御を行い、ホスト PC により電流指令を変化させ、様々な指令値に対して実験を行う。この時、電流ベクトル制御のアルゴリズムとして、提案する MPM に基づく電流ベクトル制御や基本 FCS-MPC, PWM を用いた PI 制御に基づく電流ベクトル制御を適用する。電圧形インバータとして、Myway プラス株式会社製インバータユニット MWINV-2022A を、電流センサとして横河計測株式会社製電流プローブ 701930 を、電源として Myway プラス株式会社製 回生型直流電源 p-CUBE MWBF3-1250-J を利用する。また、電源と電圧形インバータの間に電源電圧安定化のために、電解コンデンサを並列接続している。

6.4.1 制御器（試験 IPMSM 用）

本論文における実験では、試験機の電流制御を行う制御器として、ディエスピーテクノロジ株式会社製の DT-0007 (DSP : ARM Cortex-A9(925MHz), メモリ : 1GB) を使用する。DT-0007 は、Mathworks 社の MATLAB/Simulink により作成したモデルを専用のビルダーを用いてビルドを行い、リアルタイムでモデルを動作させる機器である。専用ライブラリとして用意された AD ブロックやゲート信号管理ブロッ

表 6.3. 試験 PMSM 設計値

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)	0.02 V/(rad/s)
Number of Pole (P_n)	6
Volume	1.1 L
Rated Power	10 kW
Power Density	9.09 kW/L

図 6.5. u 相インダクタンス分布図 6.6. dq 軸誘起電圧分布

クを用いることで、電流ベクトル制御の制御器として利用する。専用ライブラリのゲート信号管理ブロックは MPM で求められる厳密なスイッチングタイミングの管理を実現できるため、MPM に適している。また、DT-0007 は Simulink モデルを動作させるため、Simulink ブロックの一つである n-D Direct Look-up Table を用いることで MPM で利用するような多次元 LUT を容易に実装ができる。

6.4.2 試験 IPMSM

本論文における実験で用いた IPMSM について説明する。使用する PMSM の設計値を表 6.3 に示す。試験 IPMSM は集中巻の IPMSM で高出力密度設計されており、インダクタンスでは図 6.5 に示すように、空間高調波成分により正弦波状とはならない。電流振幅に応じた磁気飽和が発生する。図 6.5 のインダクタンスは停止および極低速の運転を前提にモデリングされたインダクタンス値であり [93]、低速か

表 6.4. MPM-CVC の設定 (6.5 節)

Control period (T_c)	40 μs
Prediction Resolution (T_{edge})	4 μs
Prediction Horizon (T_{height})	40 μs (Linear region) 448 μs (Overmodulation region, 3730 rpm)

表 6.5. PWM の設定 (6.5 節)

Control period (T_c)	40 μs
Resolution of Counter Circuit (T_{edge})	40 ns
Band Width (ω_{cc})	4000 rad/s
Voltage Limit Method	Fixed Phase

ら高速までで検証する本章ではこのインダクタンス値は利用していない。また，誘起電圧に対しても，図 6.6 に示すように空間高調波成分が存在する。

6.5 モデル予測変調とパルス幅変調の比較

本節では，提案する MPM に基づく電流ベクトル制御 (MPM-CVC) と PWM を用いた PI 制御に基づく電流ベクトル制御 (PWM Current Vector Control : PWM-CVC)，基本 FCS-MPC (定常電流制御性能に限る) の制御性能を比較する。4 章および 5 章での提案事項を満たすことで，MPM-CVC は PWM-CVC と比較して，同等の定常電流制御性能を実現したうえで，高速な過渡応答性能，電圧利用率の向上が可能かを確認する。

本節の実験検証における MPM-CVC の設定を表 6.4 に，PWM-CVC の設定を表 6.5 に示す。実機実験における PMSM 駆動システムの最低速度を 500rpm とし，4.3.1 項に基づき予測分解能を 4 μs と設定する。最低速度を下げる場合，付録 A で述べる電圧形インバータの動作のモデリングと考慮が必要となる。また，基本 FCS-MPC の制御周期は 40 μs とする。

PMSM モデルでは，線形駆動時は表 6.3 の設計値をパラメータとして利用し，矩形波駆動時は表 6.7 のインダクタンス値を利用する。LUT の設定を表 6.8 に示す。LUT の作成には動的探索空間制限法を適用する。また，電源電圧と電圧形インバータの設定を表 6.6 に示す。デッドタイムの補償は付録 A に記載した手法により行う。PMSM モデルにおいて，6.4.2 項で述べた誘起電圧における空間高調波成分に限り補償を行う。

表 6.6. 直流電源・電圧形インバータの設定 (6.5 節)

DC-Link Voltage (V_{dc})	80 V
Dead Time	4 μs

表 6.7. 試験 PMSM インダクタンス値 (矩形波駆動 (6.5.3 項))

d -axis Inductance (L_d)	0.329 mH
q -axis Inductance (L_q)	0.365 mH

6.5.1 定常電流制御性能の検証

PWM-CVC と比較した時、基本 FCS-MPC では劣っていた定常電流制御性能を、PWM-CVC, 基本 FCS-MPC, MPM-CVC の 3 手法で比較する。図 6.7 の動作点, 表 6.9 の電流指令値で検証する。低速低負荷 (速度 500rpm, トルク 1Nm) の結果を図 6.8 に, 中速低負荷 (速度 2000rpm, トルク 1Nm) の結果を図 6.9 に, 高速低負荷 (速度 3000rpm, トルク 1Nm) の結果を図 6.10 に, 低速高負荷 (速度 500rpm, トルク 4Nm) の結果を図 6.11 に, 中速高負荷 (速度 2000rpm, トルク 4Nm) の結果を図 6.12 に, 高速高負荷 (速度 3000rpm, トルク 4Nm) の結果を図 6.13 に示す。それぞれの図において, (a) が PWM-CVC, (b) が基本 FCS-MPC, (c) が提案する MPM-CVC である。それぞれの動作点の結果で, (b) 基本 FCS-MPC は (a) PWM-CVC に比べ大きな脈動が発生している。特に電圧位相分解能の影響が大きく出やすい低速域で脈動が大きくなる。一方で, 提案する MPM-CVC では, 探索空間を適切に設定することで, 6 つのすべての動作点で PWM-CVC と同等の THD を実現可能であることが確認できる。また, どの手法においても, インダクタンス空間高調波により 6 次脈動が発生しているが, PWM-CVC に比べ MPM-CVC は 6 次脈動の振幅を抑制していることが dq 軸電流の周波数解析結果 (図 6.8, 図 6.11 では拡大図) より確認できる。

この結果より, MPM は探索空間設定により動作点によらず良好な定常電流制御性能を実現可能であることを示した。

しかしながら, MPM-CVC では dq 軸電流と電流指令の誤差が PWM-CVC に比べ大きくなるという課題が残存している。これは IPMSM の設計値と実際の試験 IPMSM のパラメータの誤差やモデリングを行っていない電圧形インバータの動作の影響である。PWM-CVC では, PI 制御における積分項により, パラメータの誤差による定常誤差は解消されるが, MPM-CVC では, このパラメータ誤差が最適なスイッチングタイミングの探索に直に影響し, 結果として定常誤差が発生する。そのため, 高精度な PMSM モデルの作成により解消されと考えられる。

表 6.8. LUT の分解能設定

State variable	Domain	Resolution
δi_d	$[-40.0\text{A } 20.0\text{A}]$	1 A
δi_q	$[-20.0\text{A } 60.0\text{A}]$	1 A
θ_{re}	$[-180 \ 180]$	2 degree

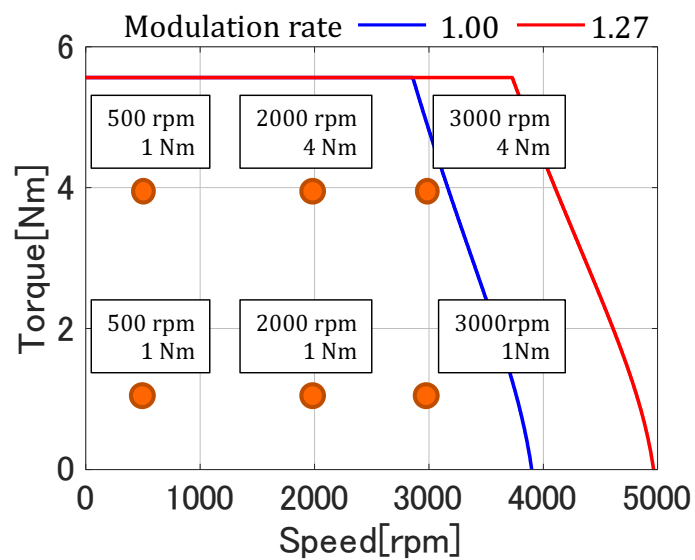


図 6.7. 速度-トルクマップと動作点設定（6.5.1 項）

表 6.9. トルクに対する電流指令値（6.5.1 項）

T	i_d^*	i_q^*
1 Nm	-1.08 A	8.17 A
4 Nm	-11.08 A	28.18 A

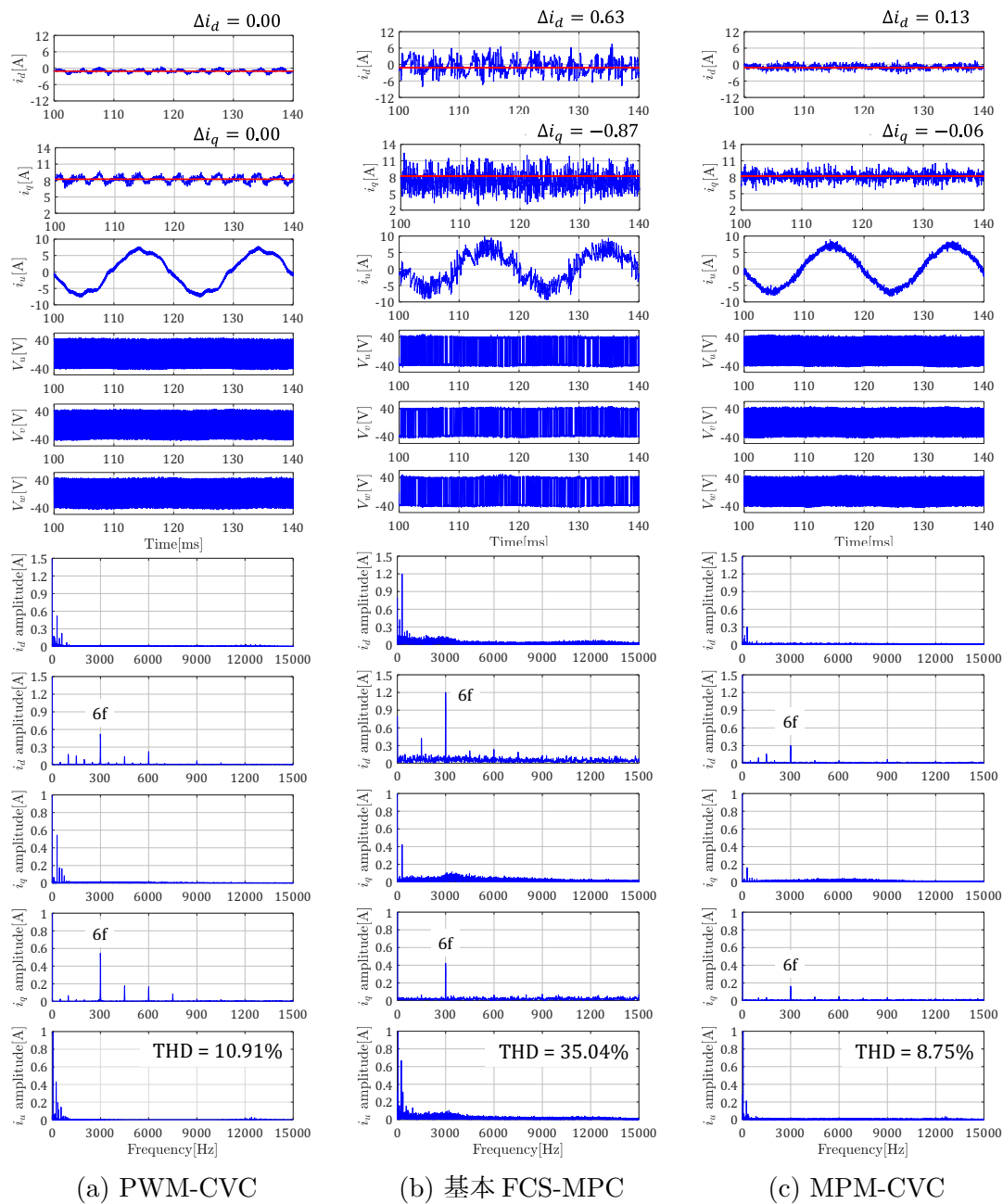


図 6.8. 実験結果 (速度 500rpm トルク 1Nm)

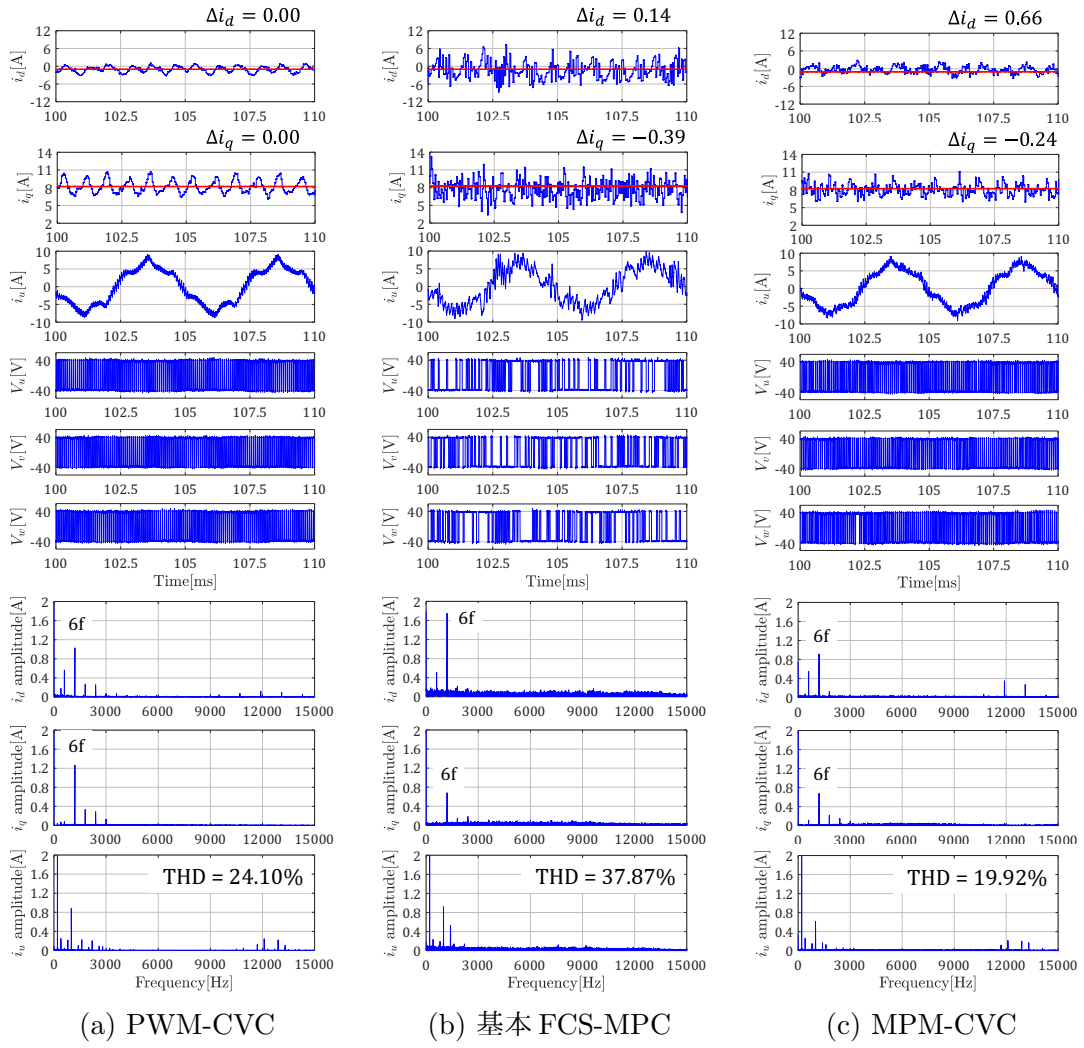


図 6.9. 実験結果 (速度 2000rpm トルク 1Nm)

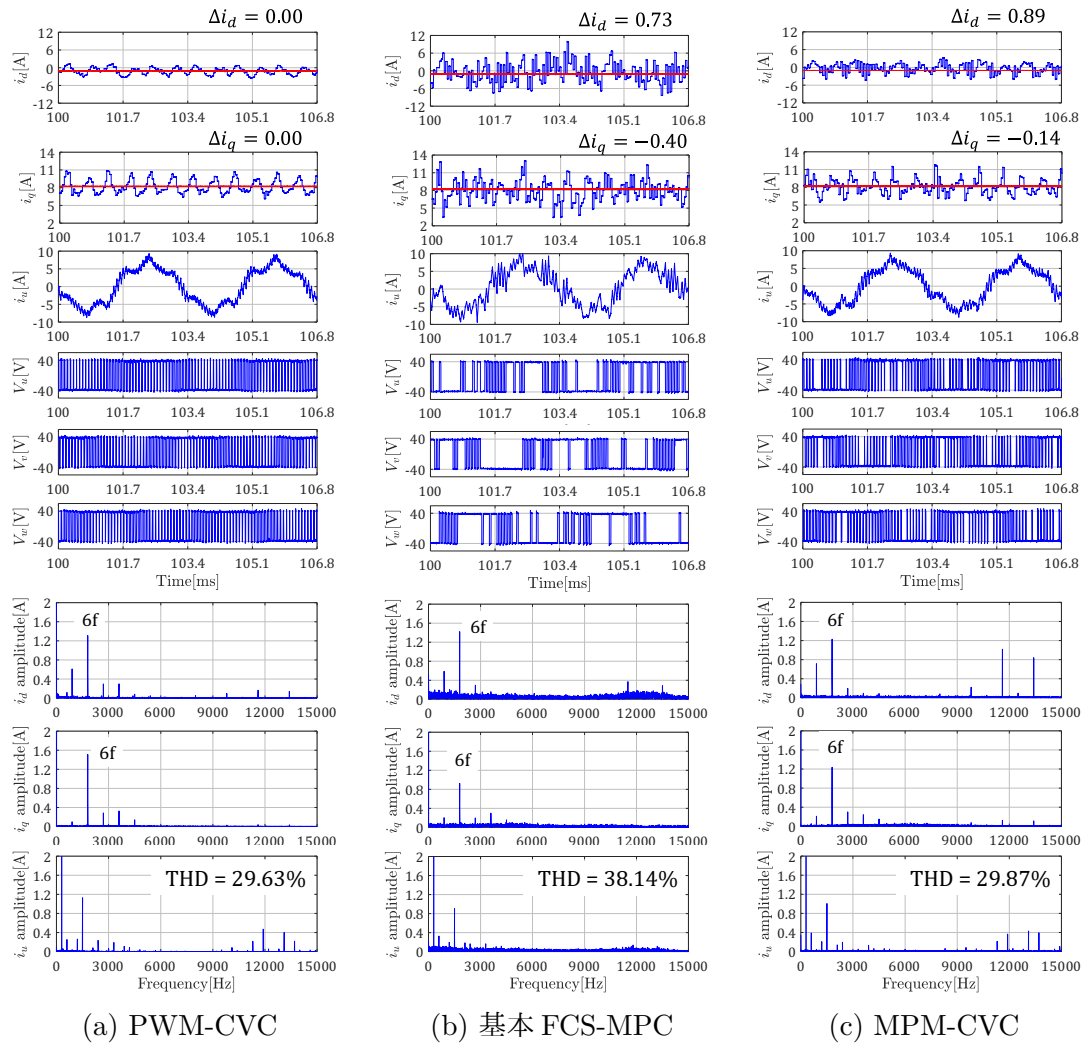


図 6.10. 実験結果 (速度 3000rpm トルク 1Nm)

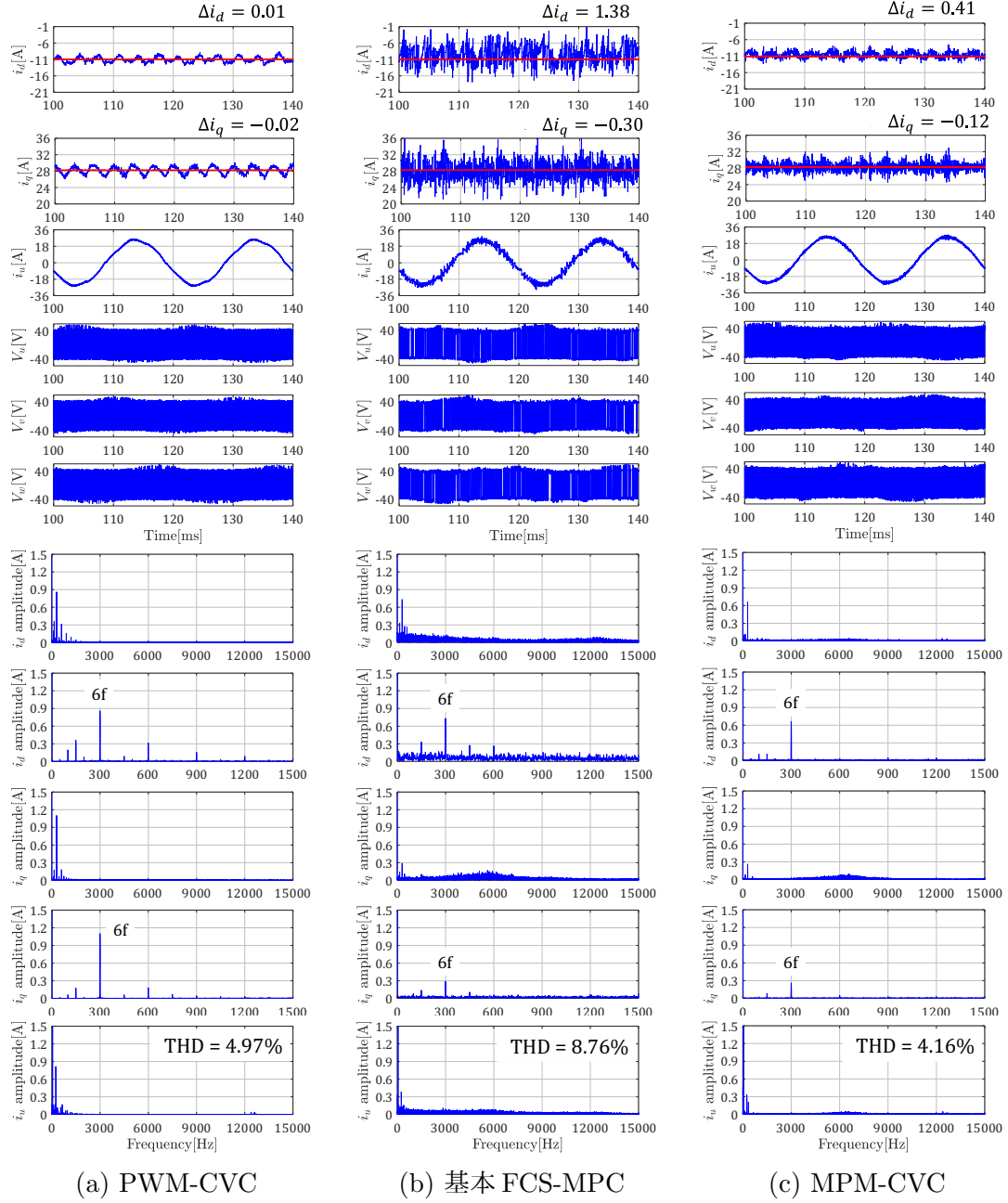


図 6.11. 実験結果 (速度 500rpm トルク 4Nm)

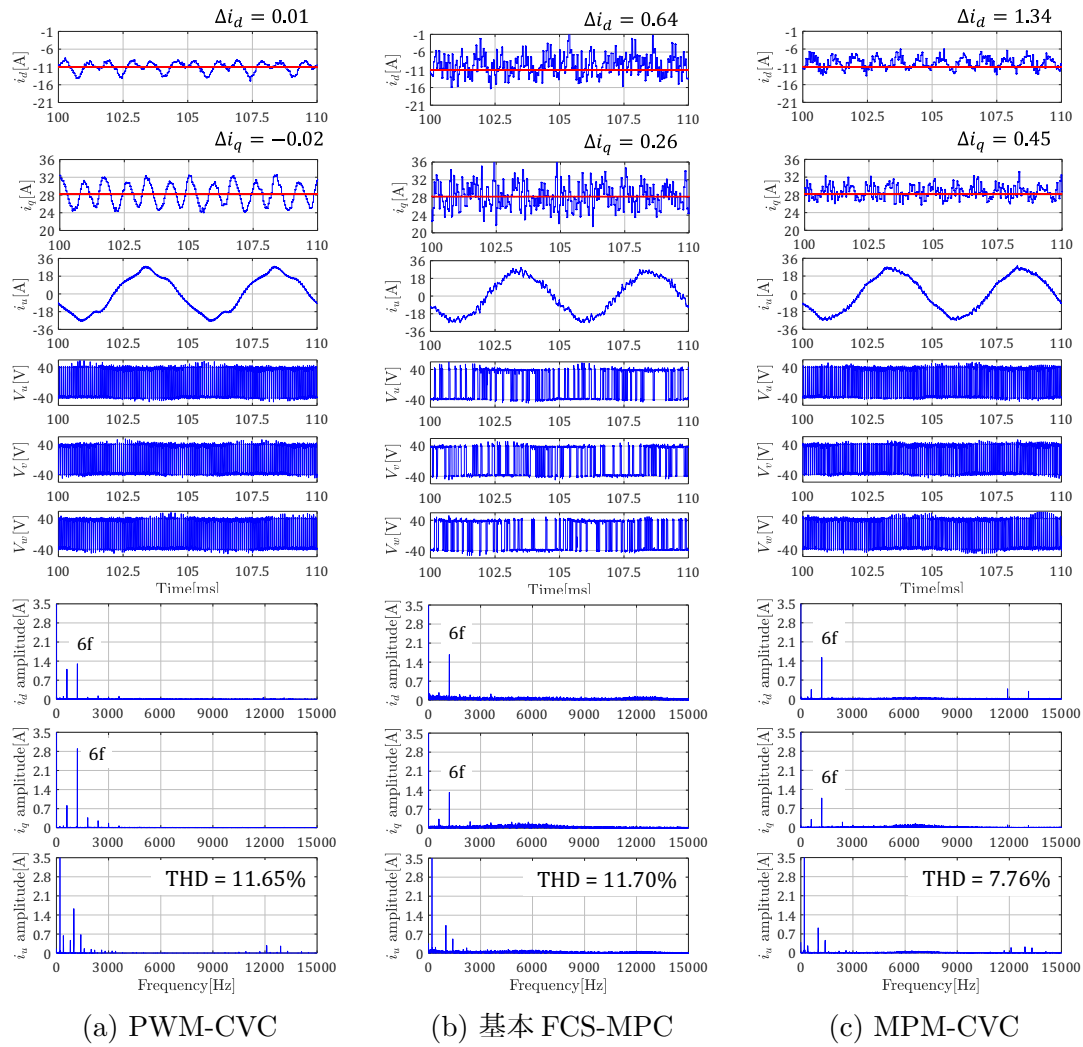


図 6.12. 実験結果 (速度 2000rpm トルク 4Nm)

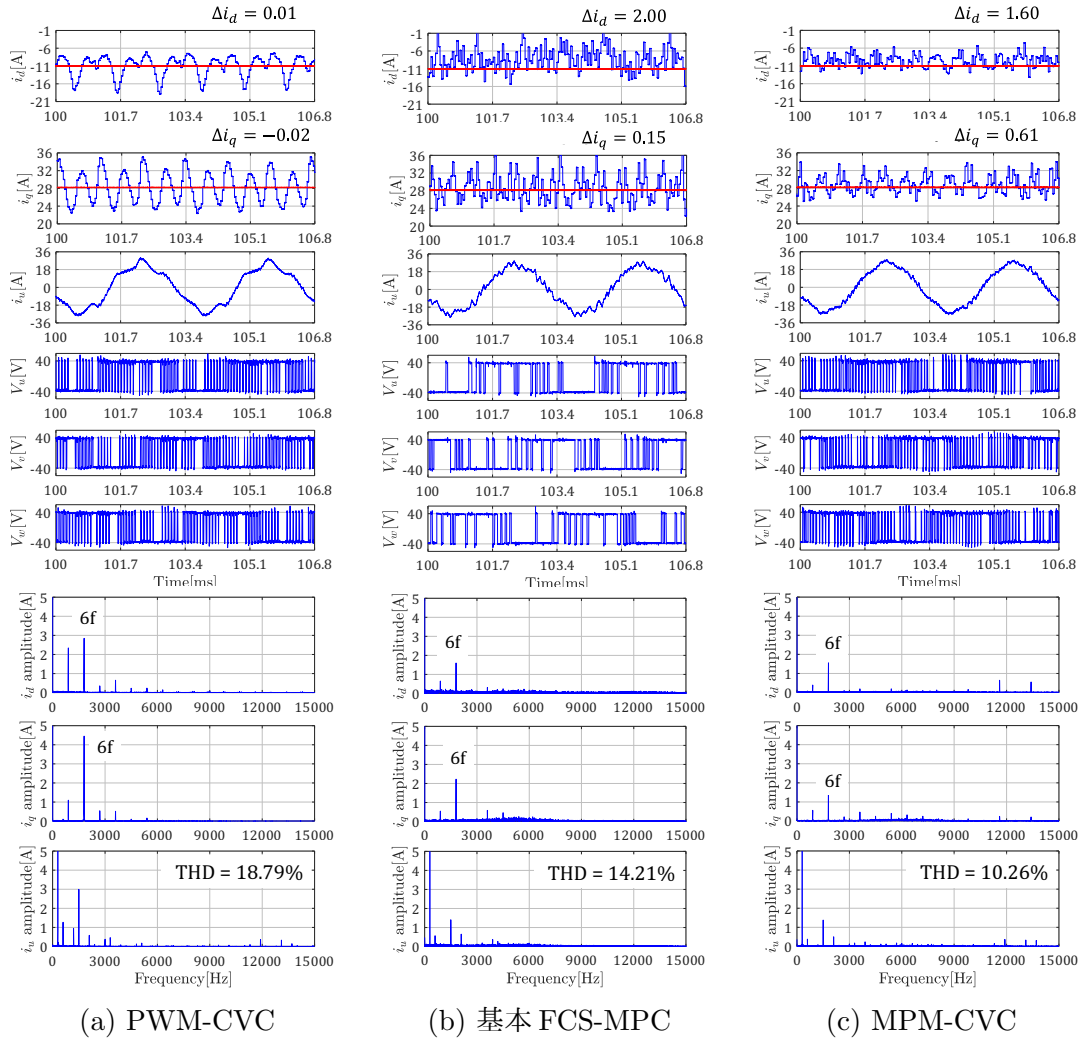


図 6.13. 実験結果 (速度 3000rpm トルク 4Nm)

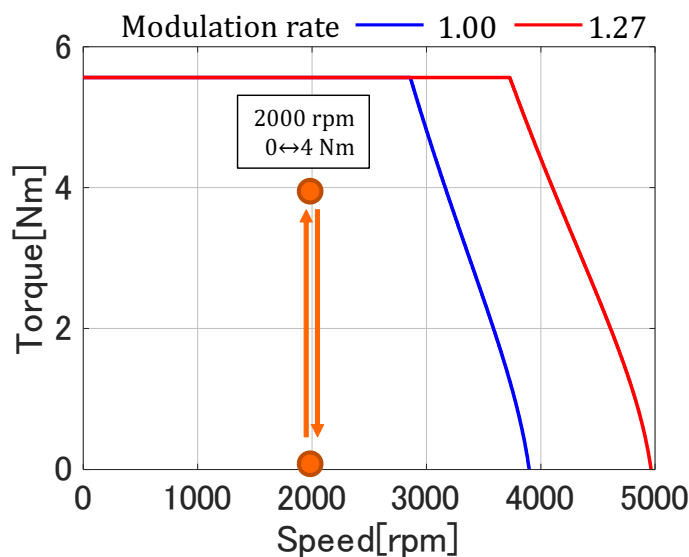


図 6.14. 速度-トルクマップと動作点設定 (6.5.2 項)

表 6.10. トルクに対する電流指令値 (6.5.2 項)

T	i_d^*	i_q^*
0 Nm	0.0 A	0.0 A
4 Nm	-11.08 A	28.18 A

6.5.2 過渡応答性能の検証

続いて、図 6.14 と表 6.10 の動作条件を対象に、MPM の過渡応答性能を検証する。図 6.15 と図 6.16 に無負荷から有負荷にステップアップさせた際の結果を、図 6.17 に有負荷から無負荷にステップダウンさせた際の結果を示す。なお、いずれの結果においても電流指令値を変化させる際の電気角を $\theta_{re} = 0$ としている。

図 6.15 のステップアップ時では、図 6.15(a) の PWM-CVC では指令値に到達するまでの時間が 0.84ms であったのに対し、図 6.15(b) の MPM-CVC では 0.67ms まで短縮している。これは各手法で PMSM に入力する有効空間電圧ベクトルの時間変化を確認した時、MPM-CVC ではステップアップ時に有効空間電圧ベクトルの入力時間が増加するため、より迅速に電流を変化させることが可能であるからである。

また、PWM-CVC において電圧リミット法と 3 次高調波重畳の有無により、構成を変更した、固定位相リミット・3 次高調波重畳不適用、固定位相リミット・3 次高調波重畳適用、 d 軸優先リミット・3 次高調波重畳不適用、 d 軸優先リミット・3 次高調波重畳適用の 4 種について、MPM とステップアップ時の過渡応答性能を比較する。その結果を図 6.16 に示す。PWM-CVC の 4 種のなかで、過渡応答が最も早く

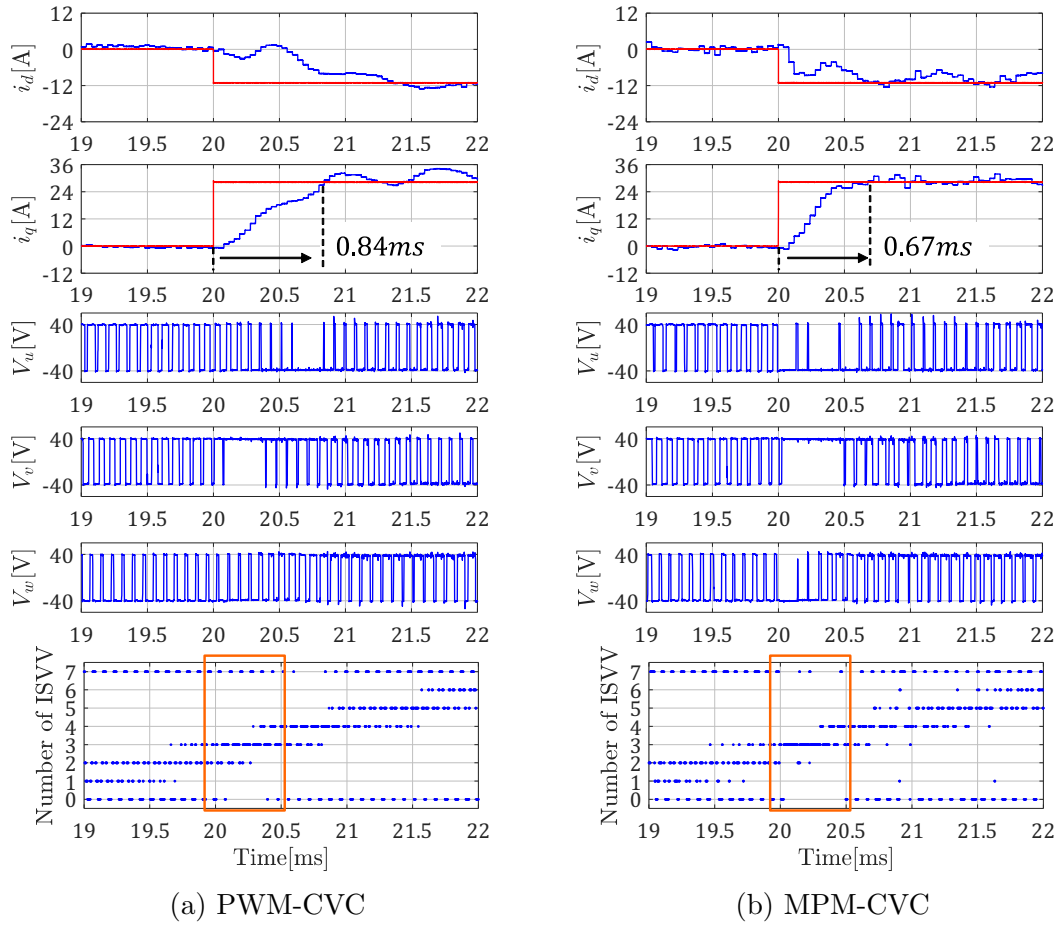


図 6.15. 実験結果（速度 2000rpm トルク 0→4Nm）

なる d 軸優先リミット・3 次高調波重畳適用の結果（図 6.16 中，深緑線）に対して，MPM-CVC は高速な過渡応答を実現可能であることが確認できる。

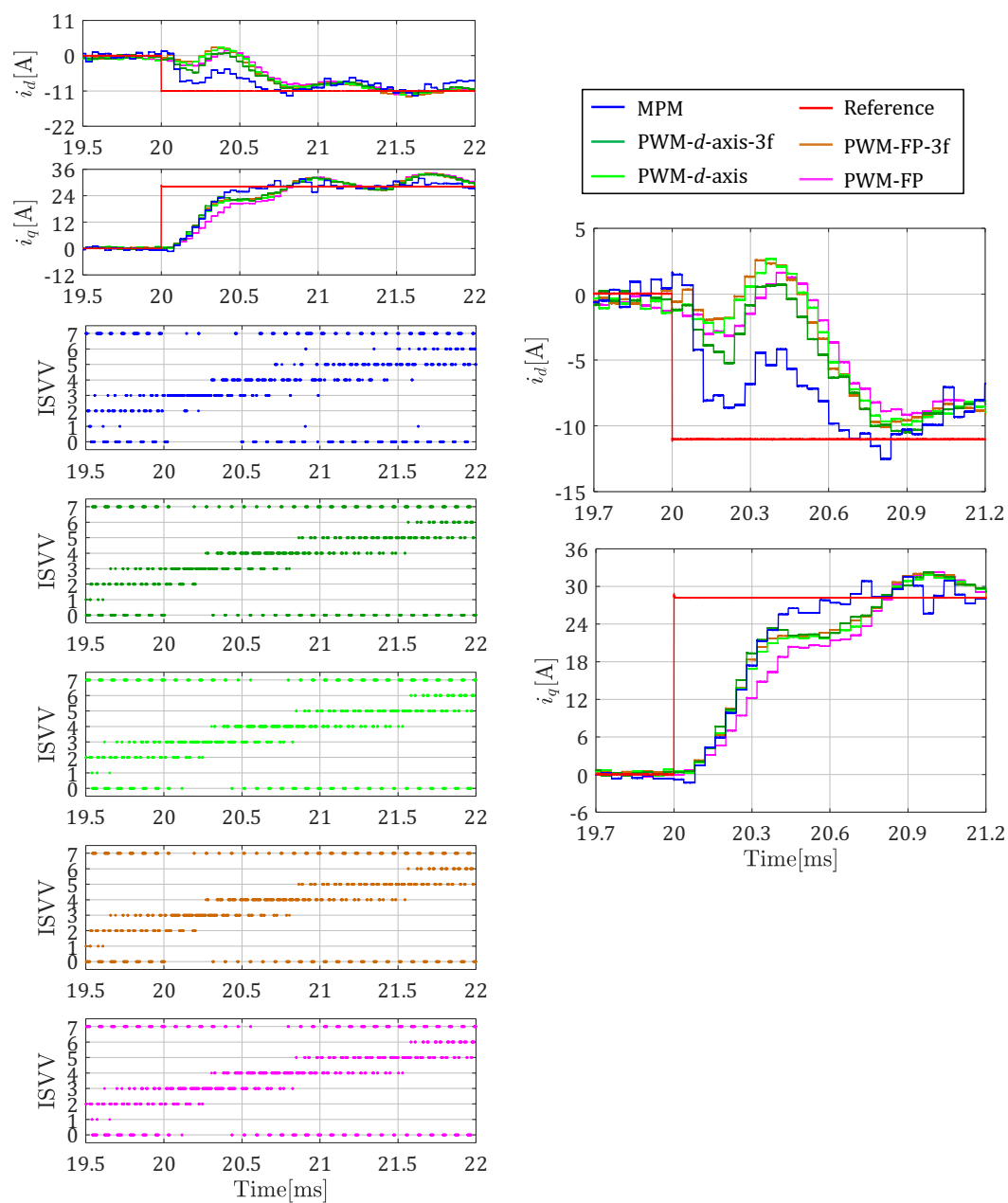


図 6.16. 実験結果（速度 2000rpm トルク 0→4Nm, 5 手法の比較）

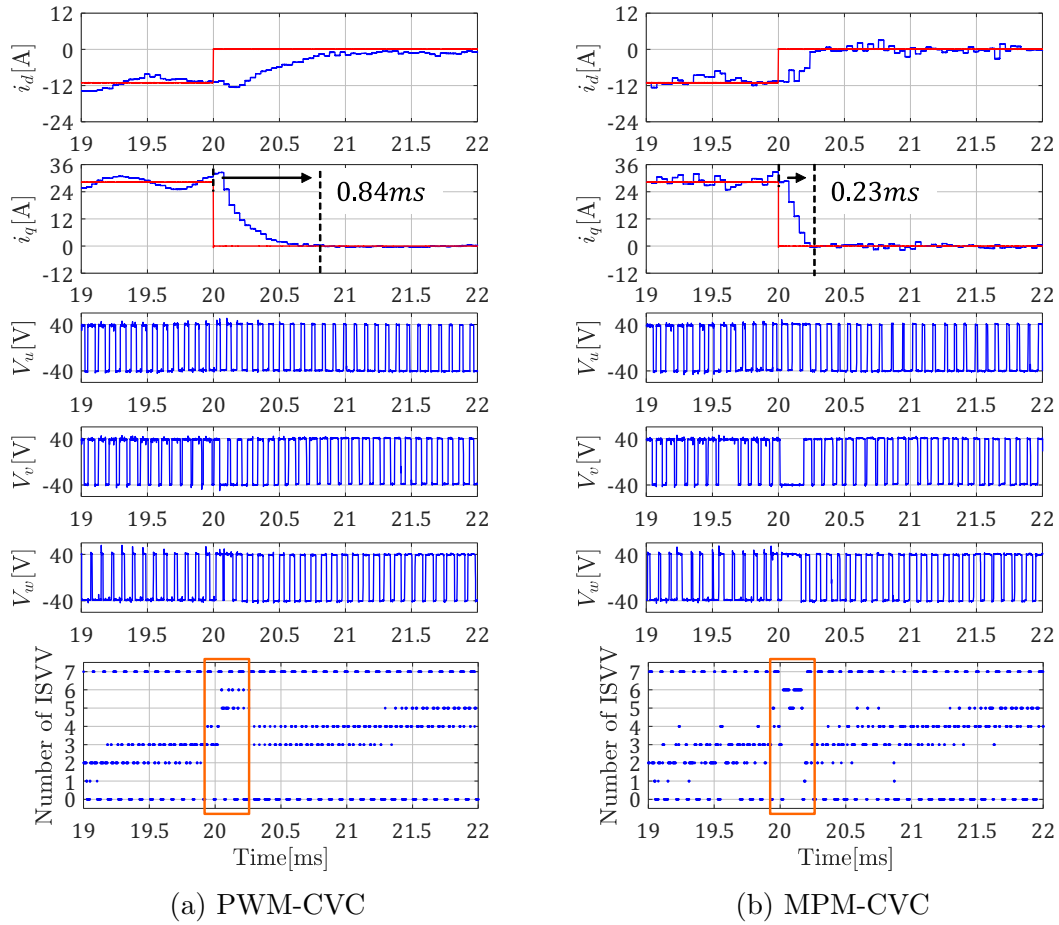


図 6.17. 実験結果（速度 2000rpm トルク 4→0Nm）

図 6.17 のステップダウン時では、ステップアップ時と同様に、PWM-CVC で指令値に到達するまでの時間 0.84ms から MPM-CVC により 0.23ms まで短縮している。これは MPM-CVC ではステップダウン時に V_6 と逆側の位相の瞬時空間電圧ベクトルを入力する時間の割合が増加することでより効果的に電流を減少させたためである。これらの結果は 3.4.1 項におけるシミュレーション結果と同様の傾向にある。

この結果より提案する MPM は高速な過渡応答を実現可能であることを示した。

一方で、過渡応答の実験結果において、試験 IPMSM におけるインダクタンスの変動の影響も確認できる。特に、ステップアップの結果（図 6.16）で、 d 軸電流における 20.2 ~ 20.6ms 間の脈動、 q 軸電流における 20.3ms 前後の電流の傾きの変化として、インダクタンスの変動の影響が表れている。そのため、インダクタンスの変動に対し、MPM に適したモデリングと探索時の考慮により、過渡応答性能の改善が見込まれる。

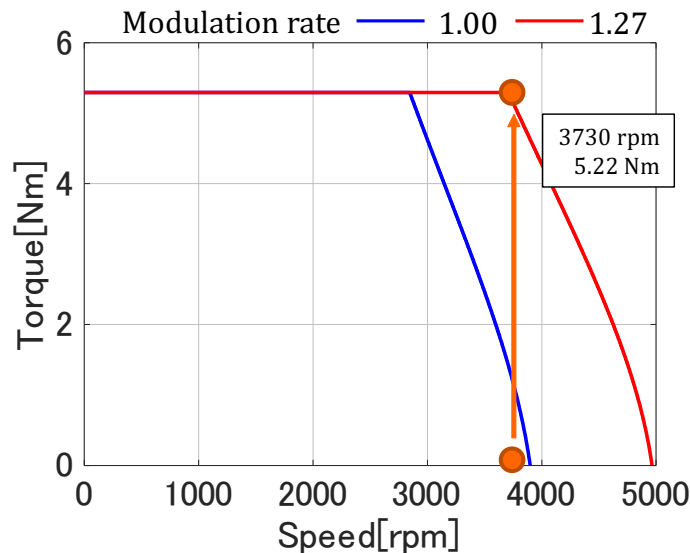


図 6.18. 速度-トルクマップと動作点設定 (6.5.3 項)

表 6.11. トルクに対する電流指令値 (6.5.3 項)

T	i_d^*	i_q^*
0 Nm	0.0 A	0.0 A
5.22 Nm	-3.35 A	43.24 A

6.5.3 駆動範囲の検証

最後に、図 6.18 と表 6.11 の矩形波駆動の動作点を対象に、MPM の駆動範囲を検証する。図 6.19 に線形駆動から矩形波駆動へと電流指令値をステップさせた際の過渡応答結果を、図 6.20 に矩形波駆動で定常駆動結果を示す。

図 6.19 の過渡応答において、図 6.19(a) の PWM-CVC では駆動できない動作点であるため、電流指令に追従できていないのに対し、図 6.19(b) の提案する MPM-CVC では指令値に追従していることが確認できる。

図 6.20 の定常駆動における u 相電圧の基本波振幅を比較すると、図 6.20(a) の PWM-CVC では 76% であったのに対し、図 6.20(b) の提案する MPM-CVC では 95.1% と電圧利用率の向上が可能である。一方で、4.5 項のシミュレーション結果に比べ、電圧利用率が低下しているが、これは電圧形インバータ内部の IPM (Intelligent Power Module) での 1V 程度の電圧降下が影響している。また、完全な矩形波にならない要因として、6.4.2 項で述べた試験 IPMSM の空間高調波成分によりインダクタンスが変動することが影響していると考えられる。

さらに、MPM においてより高速な動作点に対し矩形波駆動が可能か確認する。実

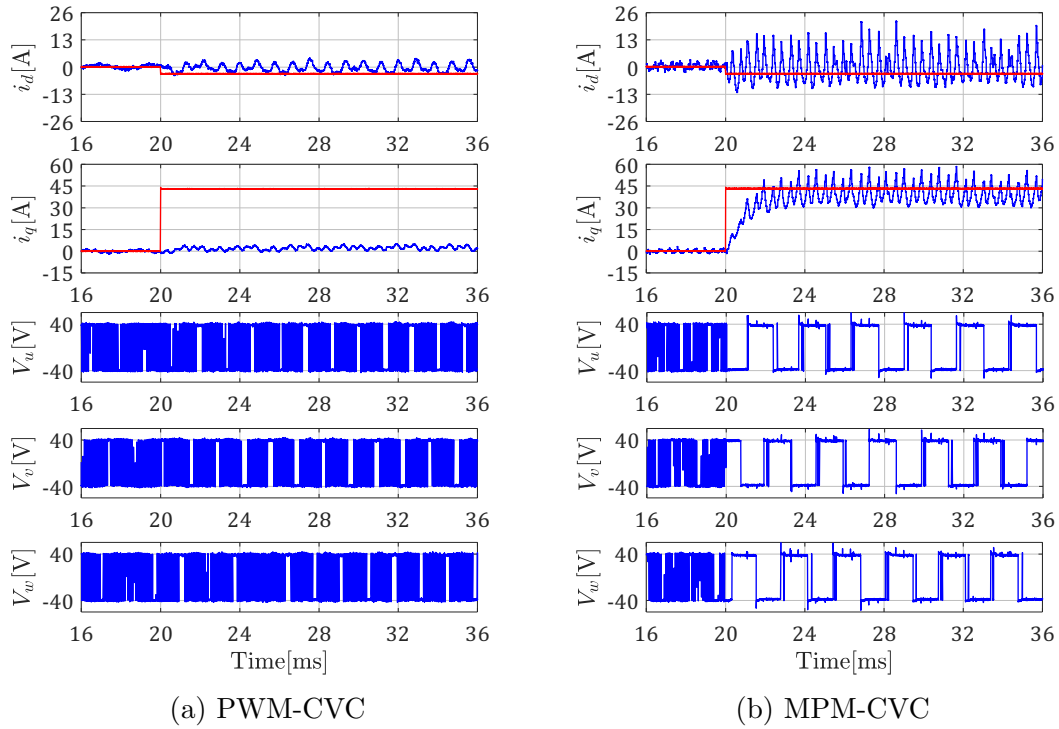


図 6.19. 実験結果（速度 3730rpm トルク 0→5.22Nm）

実験結果を図 6.21 に示す。はじめに、速度 4200rpm，トルク 3.59Nm の結果（図 6.21(a)，予測分解能 $4\mu s$ ，予測ホライズン $400\mu s$ ）を確認する。96.4%の電圧利用率を実現している一方で，図 6.20(b) と比較し， q 軸電流の誤差が拡大している。これは，より高速な動作点での駆動にともなう誘起電圧の上昇や，IPM 内での電圧降下により電流ベクトル制御に利用可能な電圧が減少したこと，インダクタンス変動の影響に起因すると考えられる。続いて，速度 4400rpm，トルク 2.85Nm の結果（図 6.21(b)，予測分解能 $4\mu s$ ，予測ホライズン $380\mu s$ ）を確認する。図 6.21(a) と比較した時，電圧利用率が 93.7%と低下している一方で， dq 軸電流の誤差は減少している。これは，インダクタンスが低下したことで定常駆動時に必要な電圧（(4.5) 式）が低下し，結果として電圧利用率が低下した状況においても電流制御が可能であったためであると考えられる。

この結果より，提案する MPM は電圧利用率を改善し，駆動範囲を拡大可能であることを示した。

一方で，今回の実験結果では，矩形波駆動時に電圧利用率が 100%に達していない。これは，PMSM 駆動システム内で考慮していない電圧降下や PMSM におけるパラメータの誤差が影響していると考えられる。そのため，更なる電圧利用率の向上に向けては，高精度な PMSM モデルの作成と，電圧形インバータの内部動作のモ

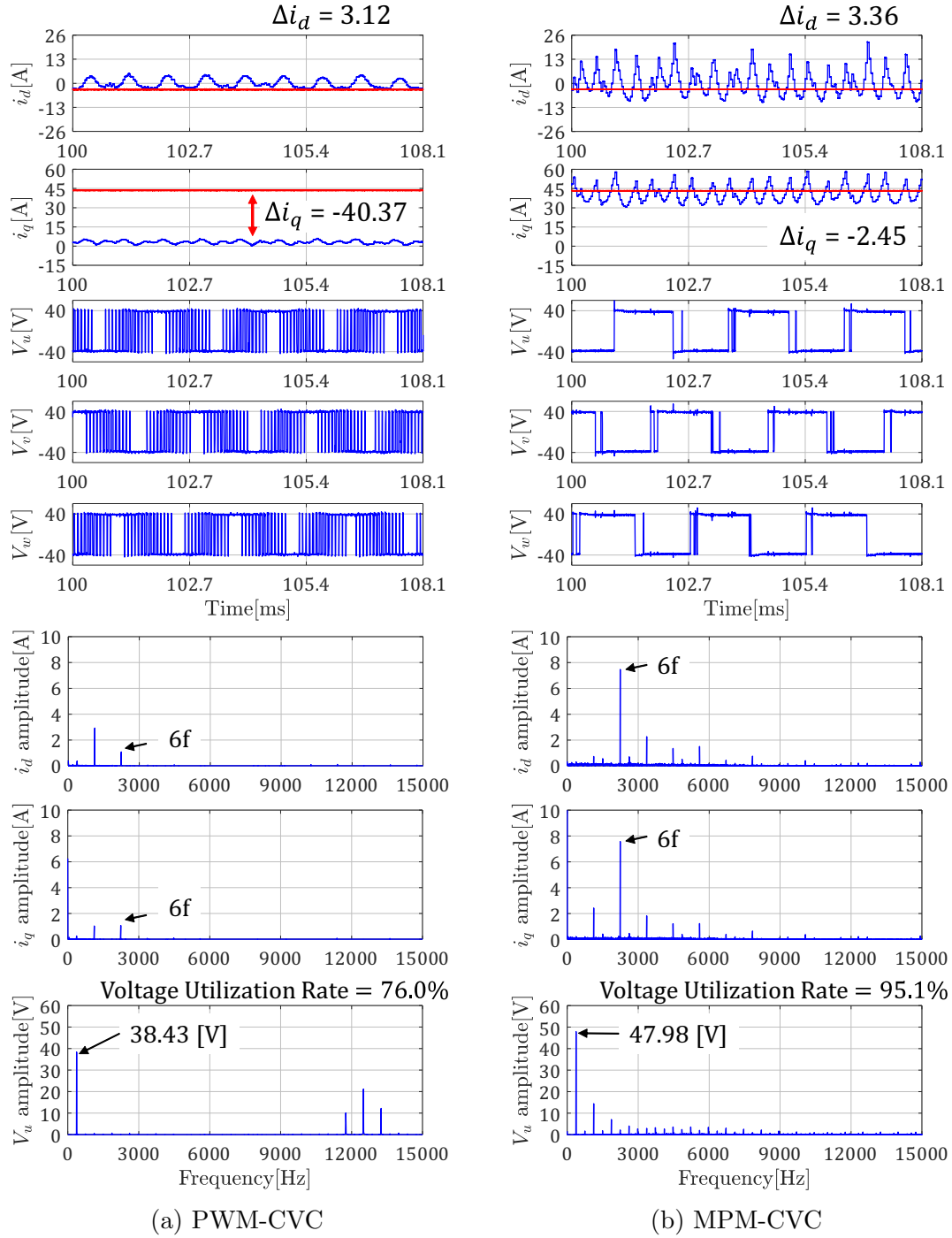


図 6.20. 実験結果 (速度 3730rpm トルク 5.22Nm)

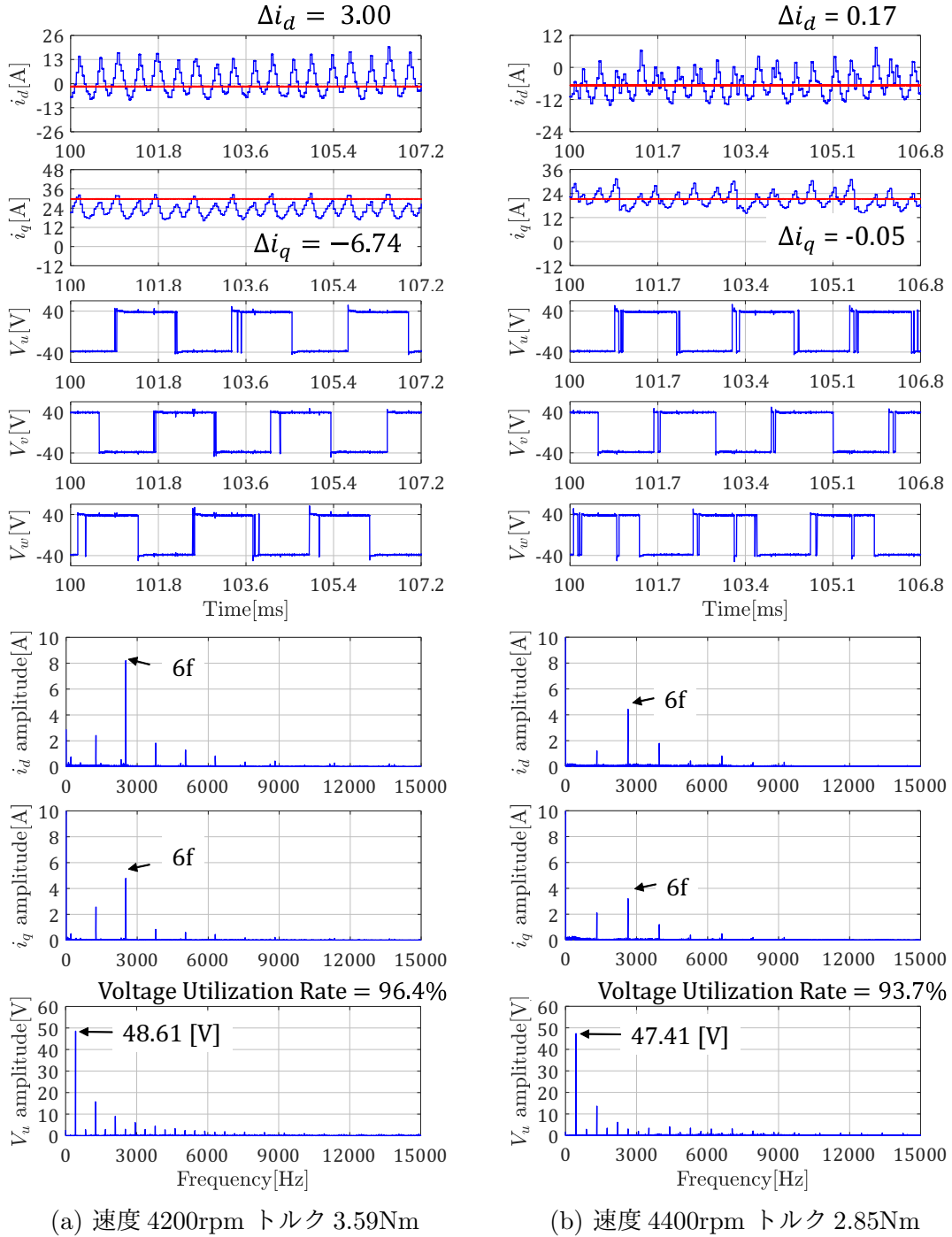


図 6.21. 実験結果 (MPM-CVC 矩形波駆動)

デリングが必要である。

6.6 まとめ

本章では、提案するモデル予測変調の有効性を実機実験により確認した。初めに、MPMの実装においてPMSM駆動システムが満たすべき条件について述べ、LUTを用いたMPMの実装法と今回使用した実験環境について説明した。そして定常電流制御性能、過渡応答性能、駆動範囲の3点でPWM-CVCと提案するMPM-CVCの制御性能の評価を行った。提案するMPM-CVCでは、適切な探索空間設定を行うことで、定常電流制御性能の改善、高速な過渡応答性能、電圧利用率向上によつて駆動範囲拡大を実現可能であることを実機実験により示した。

本章での実機実験により、モデル予測変調は単一の変調方式で高速応答化、駆動範囲の拡大を実現可能であることを確認した。一方で、MPMにより最適なスイッチングタイミングを探索する際に用いるPMSMモデルおよび電圧形インバータモデルの精度が制御性能に与える影響も確認しており、MPMに適したPMSMモデルおよびパラメータの検討が更なる制御性能向上のための課題として残存している。

第7章

結論

7.1 本研究の成果

本論文における研究では、PMSM 電流ベクトル制御系に対する FCS-MPC の適用は入力電圧パルスの時間幅の調整であることに着眼し、新たな変調方式である、モデル予測変調を提案した。

PMSM 駆動システムでは操作量である入力電圧に対し、飽和と非線形要素が存在し MPC に適したアプリケーションであるといえる。FCS-MPC に基づく PMSM 電流ベクトル制御系では、特定の動作点や条件に対する検討が主であり、PWM を用いた PI 制御に基づく PMSM 電流ベクトル制御との制御性能評価を前提とした制御系の検討は行われておらず、DTC や FCS-MPC 同士での比較・評価にとどまっていた。

本研究では、電流制御系の動作範囲全域での制御性能評価が可能で、PI 制御に基づく電流ベクトル制御系に対し高性能な FCS-MPC に基づく PMSM 電流ベクトル制御系について検討した。検討にあたり、モータ駆動システムにおける操作量に注目し、MPM を提案した。

MPM は瞬時電流挙動を予測することで最適なスイッチングタイミングを探索により決定する変調方式である。MPM では瞬時空間電圧ベクトルの遷移するタイミングを探索することから、木構造の探索空間に表現可能であることを示した。そして、変調を探索問題と考える MPM の構築にあたり、以下の検討を行った。

(I) MPM の探索空間設計法の提案

MPM の探索空間の設計パラメータである予測分解能と予測ホライズンについて PMSM 電流ベクトル制御を対象にそれぞれの設計法を検討した。予測分解能は、短縮により制御性能を改善できるものスイッチングタイミング候補が増え、計算量の増加につながる。そのため、PWM を用いた従来の電流ベクトル制御と同等の定常電流制御性能を実現可能な予測分解能について確認した。この時、PMSM が定常駆

動する際の入力電圧の基本波の再現精度に着目し、電圧位相分解能の動作点特性と速度特性を確認した。得られた特性から、予測分解能が満たすべき設計指針を提案した。一方で予測ホライズンは、最適なスイッチングタイミングを探索する時間に影響するため、PMSM 駆動を参考に設定法を提案した。具体的には、線形領域では、制御周期毎にスイッチングタイミングを調整するため、予測ホライズンを制御周期に設定し、過変調・矩形波領域では、各相のスイッチング回数が減少し6次周期間で瞬時空間電圧ベクトルが遷移するため、予測ホライズンを6次周期に設定する。また、設計した探索空間から最適なスイッチングタイミングを探索するための評価関数設定法について述べた。そして、探索空間設計法の有効性を、最も広大かつ詳細な探索空間が求められる矩形波駆動を対象にシミュレーションで確認した。

(II) MPM の探索問題における計算量削減手法の提案

変調を探索問題ととらえる MPM は探索における計算量が実装を阻害する。この計算量の課題に対し、探索空間の制限が計算量削減の有効なアプローチであると着目し、探索空間制限法を検討した。PMSM 逆モデルにより計算される仮想電圧指令と入力電圧および電流挙動の関係を明らかにし、MPM の探索空間内のパスは事前に分類可能であり、ベクトル空間上で位相と振幅により制限されることを確認した。これらを利用し、仮想電圧指令周辺のパスから最適なスイッチングタイミングを探索する動的探索空間制限法を提案した。そして、提案した動的探索空間制限法の有効性を、PMSM の定常駆動と過渡応答の2種の動作で確認した。

検討項目 (I) および検討項目 (II) を適用した実機実験を行い、提案する MPM に基づく PMSM 電流ベクトル制御系は、適切な探索空間設定を行うことで、定常電流制御性能の改善、高速な過渡応答性能、電圧利用率向上による駆動範囲拡大を実現可能であることを実機実験により示した。

本論文で提案したモデル予測変調は入力電圧の非線形性や飽和を陽に考慮する変調方式で、単一の変調方式で PMSM 駆動システムの過渡応答性能の向上、駆動範囲の拡大が可能となる。結果として、高性能な PMSM 駆動システムにより適用分野拡大に貢献すると考えられる。

7.2 今後の課題

本論文では、PMSM 電流ベクトル制御に対するモデル予測制御の適用は変調を考慮すべきと着眼し、モデル予測変調を提案した。そしてモデル予測変調の探索空間設定法、動的探索空間制限法を提案し、実機実験により既存の変調法より高性能な変調法となり得ることを確認した。一方で、提案するモデル予測変調には、更なる

性能の向上，汎用性の拡大つまりは実用化のために以下の課題が残存しており，それぞれに対し検討が必要である。

(1) MPM に基づく PMSM 電流ベクトル制御系に適した PMSM およびインバータモデルの検討

MPM に基づく PMSM 電流ベクトル制御系では，PMSM の離散モデルを用いて瞬時電流挙動を予測することで最適なスイッチングタイミングを決定する。実装を考えたとき，PMSM とインバータのより細かい応答を予測するためには MPM に適したモデルの検討が必要となる。実際に，実験結果では，試験 IPMSM のインダクタンスの変動の影響やモデリングを行っていない電圧形インバータの動作の影響を確認した。

PMSM のモデルに関しては，再掲する (7.1) 式の PMSM の基本電圧方程式を用いて瞬時電流応答を予測した。実際の PMSM では，この基本電圧方程式では考慮できない過渡的なインダクタンスの変化や負荷によるインダクタンス変動，高出力密度設計に伴う空間高調波成分が存在する。これらに対しては，モデル予測制御では入力に対するプラントの挙動を正確に表現できればよいことから，変動するパラメータの LUT 化や基本電圧方程式の拡張が有効であると考えられる。これらのアプローチに対して，その労力と制御性能の改善度についてまとめ，使用する PMSM に対するモデルの選択法について明らかにする必要がある。

$$\mathbf{v}_{dq} = \begin{bmatrix} R + pL_d & -\omega_{re}L_q \\ \omega_{re}L_d & R + pL_q \end{bmatrix} \mathbf{i}_{dq} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_{re}K_E \end{bmatrix} \quad (7.1)$$

電圧形インバータに関しては，各瞬時空間電圧ベクトルの出力とスイッチング時のデッドタイムのみを考慮している（付録 A 参照）。一方で実際に利用されるパワー半導体では，デッドタイムの考慮が必要なように，パワー半導体デバイスにおける立ち上がり時間と立下り時間が存在し，状態の遷移には数 μs 要する。加えて，パワー半導体素子では素子内での電圧降下が存在し，これが瞬時空間電圧ベクトルの振幅の減少につながる。また，電圧形インバータに接続する電源は常に一定の電圧に維持されるわけではなく，駆動状況に応じて変動が生じる。いくつかの例を述べたが，数 μs と設定した予測分解能毎に瞬時空間電圧ベクトルに対する瞬時電流応答を予測する MPM では，これらの電圧形インバータ内部の動作が，瞬時電流応答を予測精度に影響する。そのため，これらのモデル化及び瞬時電流応答予測時の考慮が必要となる。

(2) 探索アルゴリズムの最適化

MPMに基づくPMSM電流ベクトル制御系は最適なスイッチングタイミングを探索的に求める。この時の探索アルゴリズムが最適決定までの計算時間に影響するため、探索アルゴリズムの最適化が必要となる。

MPMでは木構造の探索空間に対し、深さ優先で探索する。5章で提案した動的探索空間制限法では仮想電圧指令に基づき探索空間を制限したが、制限した空間内での電流挙動を予測する順序については考慮できていない。そのため、仮想電圧指令の性質上その近傍から順に探索するように設定し、評価関数に応じてパスの枝刈りを実施すれば更なる計算量の削減が可能であると考えられる。

(3) MPCの実装に適したハードウェア検討

MPMに基づくPMSM電流ベクトル制御系では最適なスイッチングタイミングを探索により決定するため、実装時には厳密なスイッチングの管理が必要となる。また、6章における実機実験では市販される制御器では計算性能が不足しLUTを用いた実装を行った。そのため今後、MPMの実用化に向けては、制御アルゴリズムの観点だけでなく、PMSM駆動システム全体としての機器の選定や制御系の構築が必要となる。

ここでは、MPMを実装する上で満たすべき条件について説明し、制御系構築における一例について述べる。

現在市販されているコントローラの多くはシングルコアにより動作している。これはPMSM電流ベクトル制御系は制御における各処理の順序制約が強く、並列化に適さないためである。一方でMPMは独立するパスに対し電流挙動を予測するため、並列化に適した制御アルゴリズムといえる。実際に、基本FCS-MPCでFPGA上で並列実装した例[59]が存在し、シミュレーションではあるがマルチコアCPU上で実装した可能であることも[94][95]確認している。このことから図7.1に示すような形で探索部分を並列化することで計算量を削減することが可能である。これを実装するには、マルチコアプロセッサを用いたコントローラの製作が必要となる。

また厳密なスイッチングタイミングの管理という観点では、SiCやGaNといった高速で動作するパワー半導体デバイスの利用が適しており、これらを用いた電圧形インバータによるシステム構築をすることが望ましい。

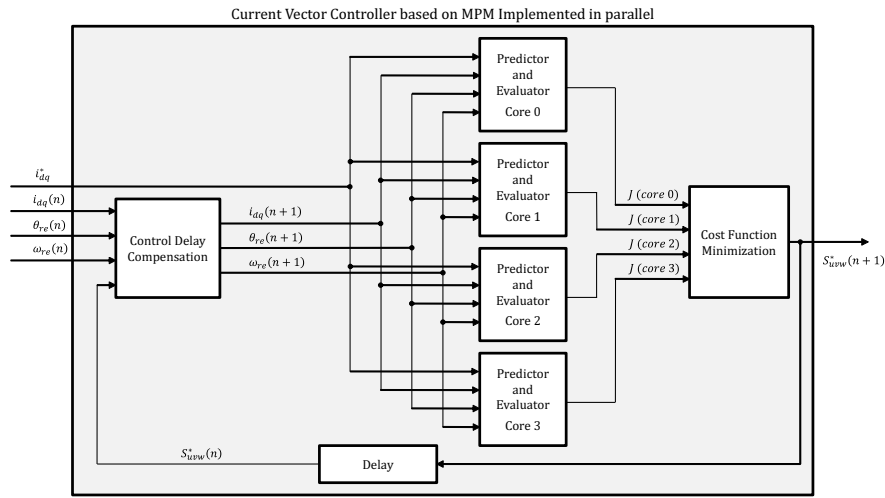


図 7.1. モデル予測変調に基づく PMSM 電流ベクトル制御系の並列実装

(4) 異なるモータ，電力変換器への適用に関する検討

本論文では，PMSM と 2 レベル 3 相電圧形インバータを対象に MPM の探索空間設定法と評価関数設定，動的探索空間制限法について述べ，実機実験により有効性を検証した。現在，モータに対しては PMSM の多相化や多系統化，また高出力な IM の利用など多岐にわたる種類のモータの利用が進められている。また，電圧形インバータに対してはマルチレベル化が広く検討されている。提案した MPM をこれらに適用するには，探索空間設定や評価関数設定，動的探索空間制限法について再度検討が必要である。これに対しては，本論文で提案した事項に基づきそれぞれに取り組めばよい。

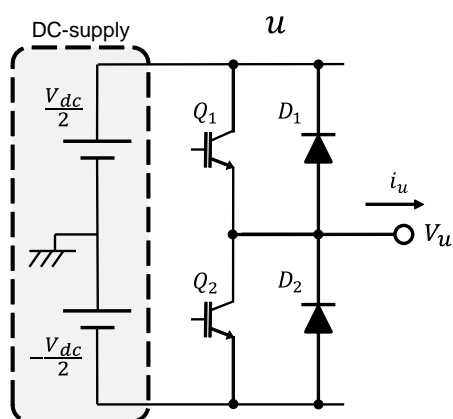
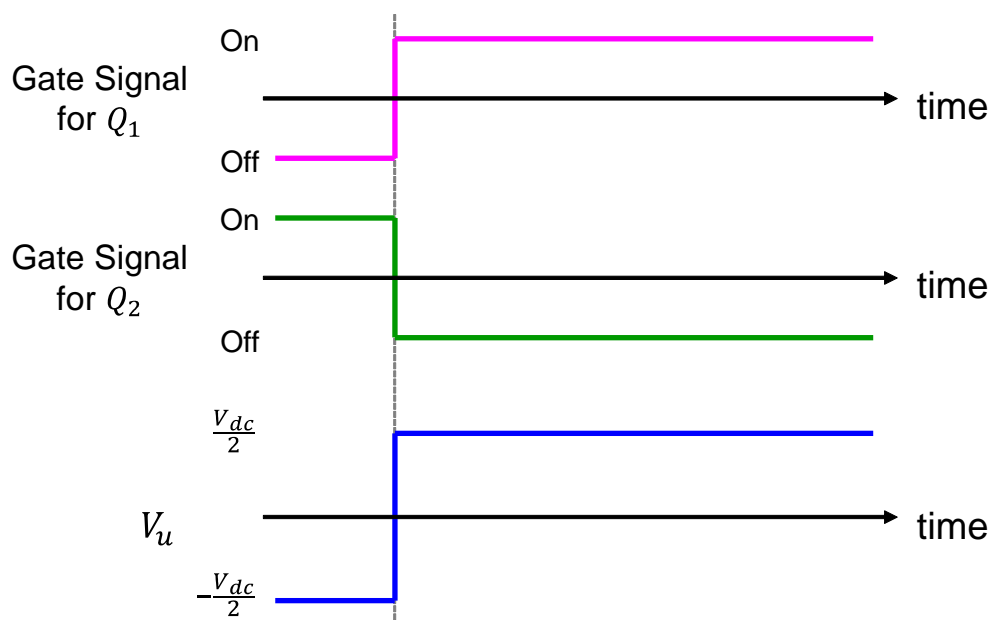
付録 A

電圧形インバータの動作とモデル予測 変調

A.1 電圧形インバータの動作

電圧形インバータにおける u 相分の回路図を図 A.1 に示す。電圧形インバータの 1 レグの 2 つのパワー半導体デバイス (Q_1, Q_2) に対しては相補的なスイッチング指令が入力される。図 A.2 に示すようにスイッチング指令が変化したタイミングと同時にパワー半導体デバイスが動作し、各パワー半導体デバイスにかかる電圧の状態が遷移、 u 相端子電圧が変化することが理想的な動作である。

しかしながら、実際のパワー半導体デバイスでは、図 A.3 に示すように入力されるスイッチング指令が変化してから、実際にパワー半導体デバイスが動作してコレクタ-エミッタ間の電圧が下がり I_c が流れる（導通状態となる）までに、遅れ時間 (t_d) や、状態の変化に要する時間 (t_t) が存在する。そのため、図 A.4 の例のように、入力されるスイッチング指令が同時に変化するとき、 Q_1, Q_2 が同時に導通状態となり期間が存在し、その相では短絡状態となる。

図 A.1. 電圧形インバータの回路図 (u 相)図 A.2. スイッチング指令と u 相端子電圧の理想的関係

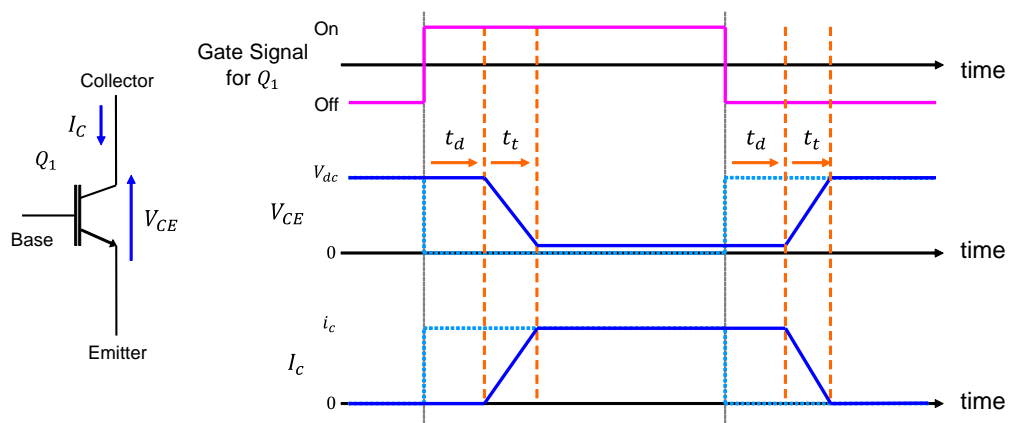


図 A.3. IGBT のスイッチング動作

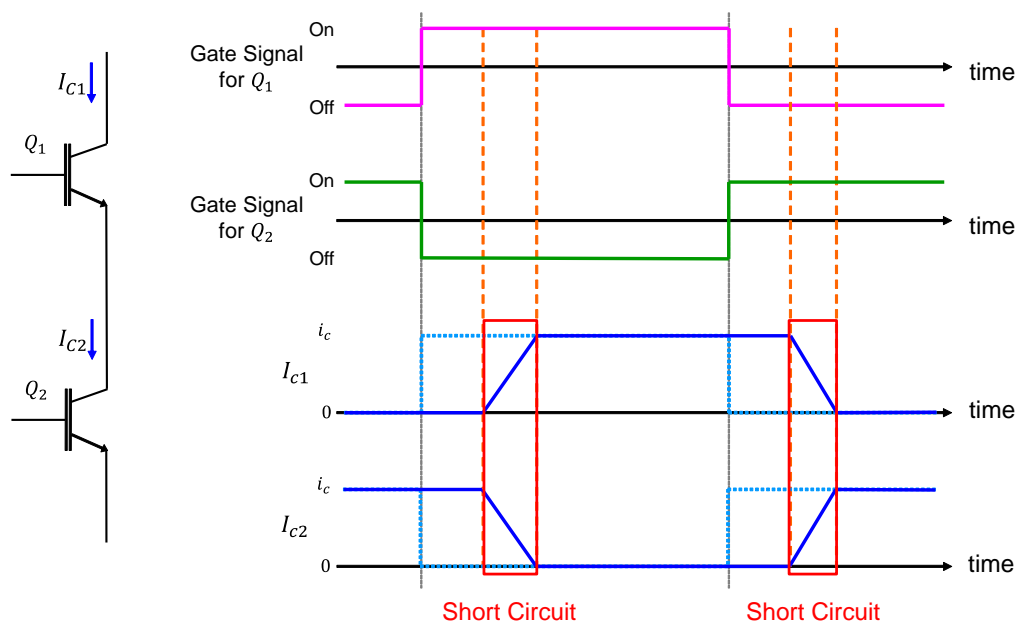


図 A.4. スwitchング指令と短絡状態

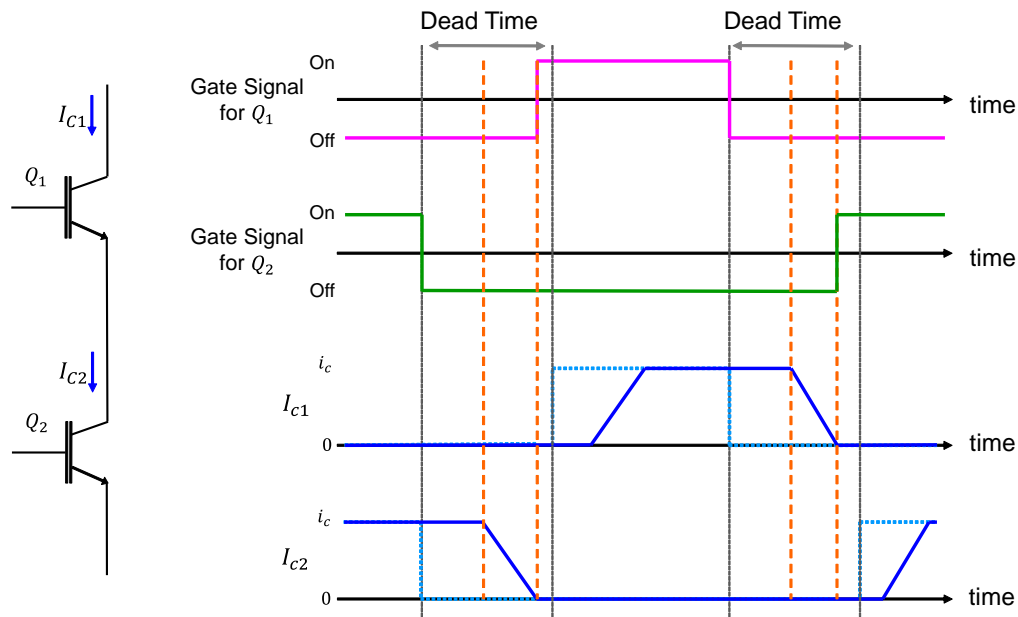


図 A.5. デッドタイムを考慮したスイッチング指令

この短絡状態を回避しパワー半導体デバイス保護するために、各素子に入力されるスイッチング指令には図 A.5 のようにデッドタイムが挿入される。例として、図 A.5 中の左側の Q_2 が導通する状態から、 Q_1 が導通する状態に遷移する場合を考える。 Q_2 に対するスイッチング指令が On から Off に遷移したのちデッドタイム期間に移行する。デッドタイム期間中は Q_1, Q_2 に対するスイッチング指令はともに Off であり、 Q_2 における遅れ時間や状態変化時間分経過し非導通状態となるまで待機する。そして、デッドタイム期間後に Q_1 に対するスイッチング指令が On となり、 Q_1 が導通状態に遷移する。

実際の電圧形インバータでは、図 A.5 に示したスイッチング指令に対するデッドタイムや、図 A.4 に示したパワー半導体デバイスの動作時間が存在し、提案するモデル予測変調では探索時における電圧形インバータの動作の考慮が厳密なスイッチングタイミングの管理のために必要となる。

A.2 デッドタイム中の動作とモデル予測変調における補償法

本節では、スイッチング指令に挿入されるデッドタイム期間中の電圧形インバータの動作と、モデル予測変調における補償法について説明する。

補償にはデッドタイム期間中の電圧形インバータの動作の把握が重要である。デッドタイム中はパワー半導体デバイスに逆並列接続されたダイオードに電流が流れるため、流れる電流の向きによりデッドタイム期間中の電圧が決定される。電圧形インバータから接続する負荷に流れる向きを電流の正方向とし、 $-V_{dc}/2 \rightarrow V_{dc}/2$ の立ち上がり時、 $V_{dc}/2 \rightarrow -V_{dc}/2$ の立ち下がりとする。このとき、電流が正で立ち上がり時、電流が正で立ち下がり時、電流が負で立ち上がり時、電流が負で立ち下がり時の4パターンにおける電圧形インバータの動作を図 A.6, 図 A.7, 図 A.8, 図 A.9 に示す。なお、各図において、パワー半導体デバイスの動作時間は遅れのないと仮定している。

電流が正で立ち上がり時（図 A.6）では、インバータから負荷に向かって電流が流れるため、デッドタイム期間中は D_2 に電流が流れ端子電圧が $-V_{dc}/2$ となる。他のパターンにおけるデッドタイム期間中では、電流が正で立ち下がり時（図 A.7）の端子電圧は $-V_{dc}/2$ 、電流が負で立ち上がり時（図 A.8）の端子電圧は $V_{dc}/2$ 、電流が負で立ち下がり時（図 A.9）の端子電圧は $V_{dc}/2$ となる。この4パターンにおいて、電流が正で立ち下がり時と電流が負で立ち上がり時の場合はスイッチング指令に対し遅れなく端子電圧が遷移するのに対し、電流が正で立ち上がり時と電流が負で立ち下がり時の場合はスイッチング指令に対し端子電圧の遷移は遅れが発生する。

流れる電流の正負により制御器が計算したスイッチングタイミングの通り電圧形インバータが動作せず、PWM では平均電圧が変化し、MPM では最適なスイッチングタイミングからずれが生じる。そのためデッドタイムの補償がPMSM 電流ベクトル制御では必要となる。

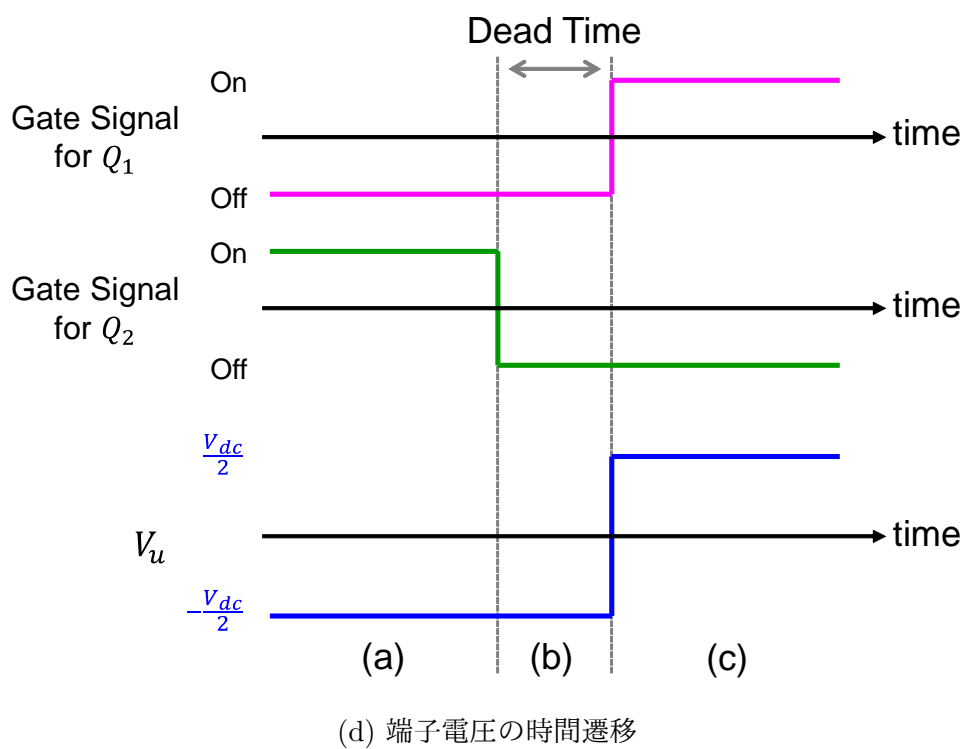
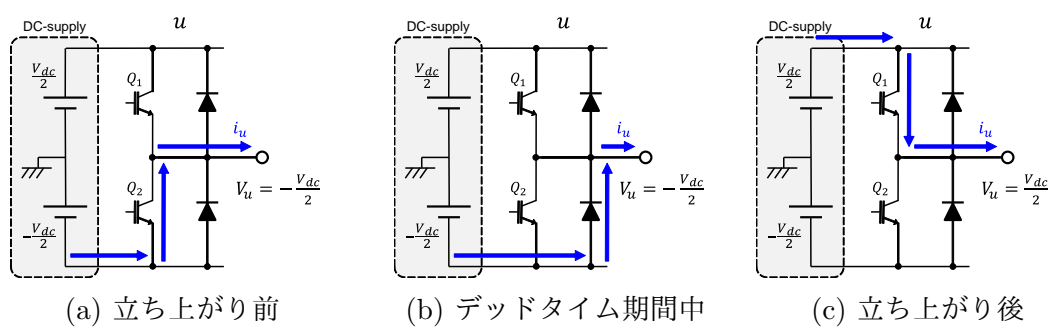
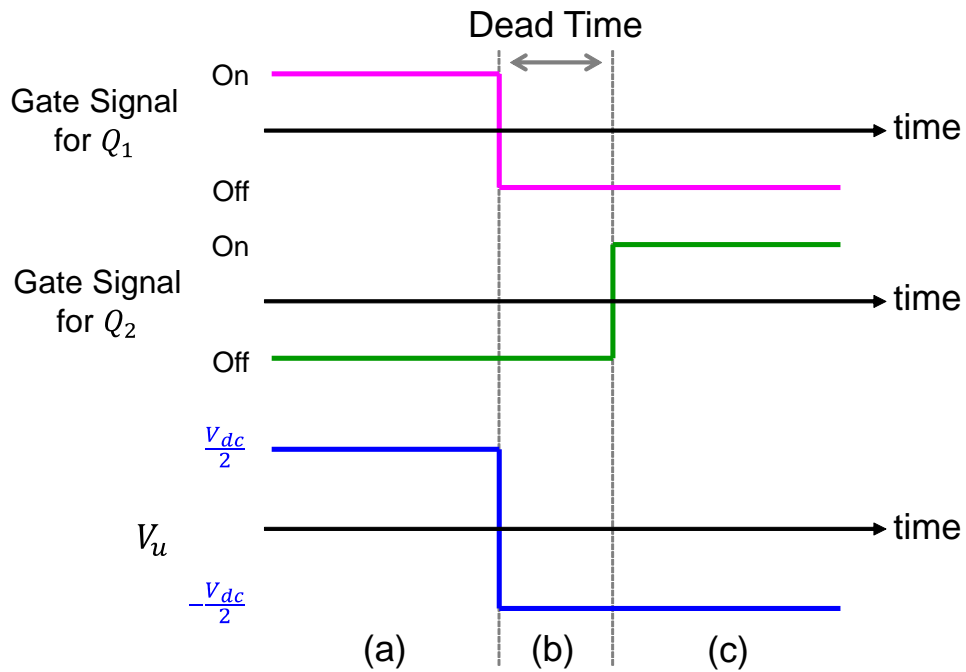
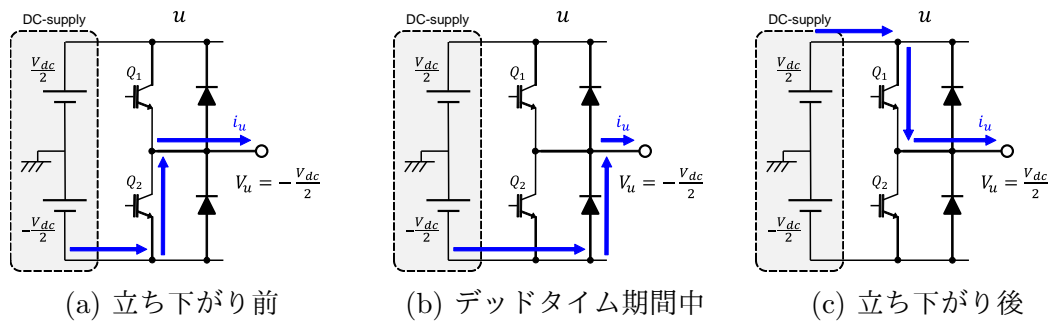


図 A.6. $i_u > 0$, 立ち上がり時の電圧形インバータの動作



(d) 端子電圧の時間遷移

図 A.7. $i_u > 0$, 立ち下がり時の電圧形インバータの動作

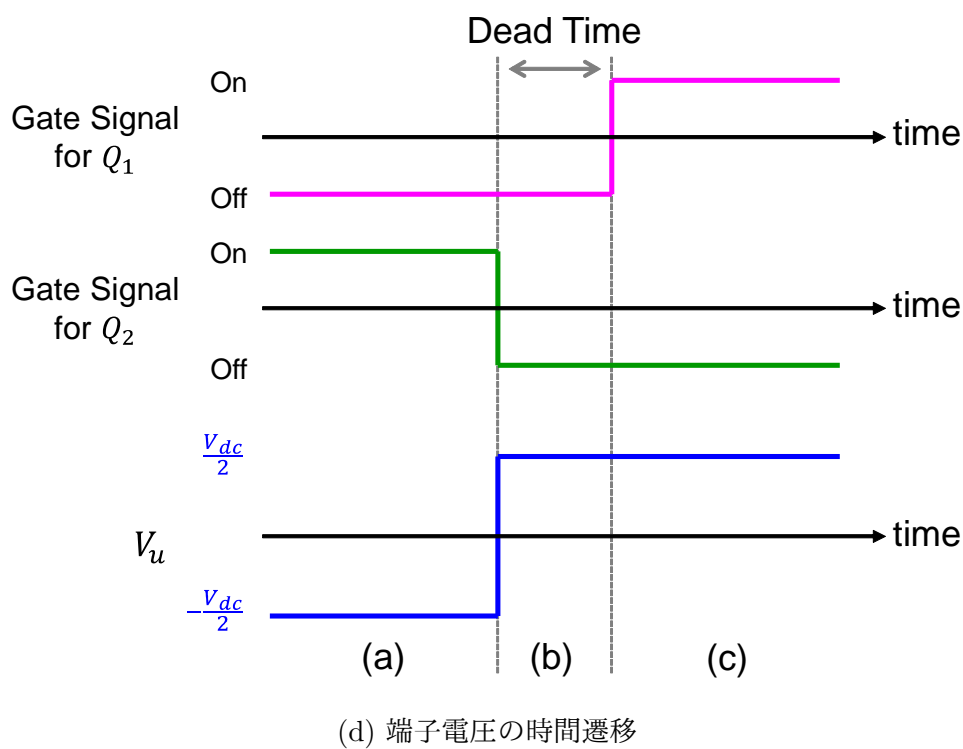
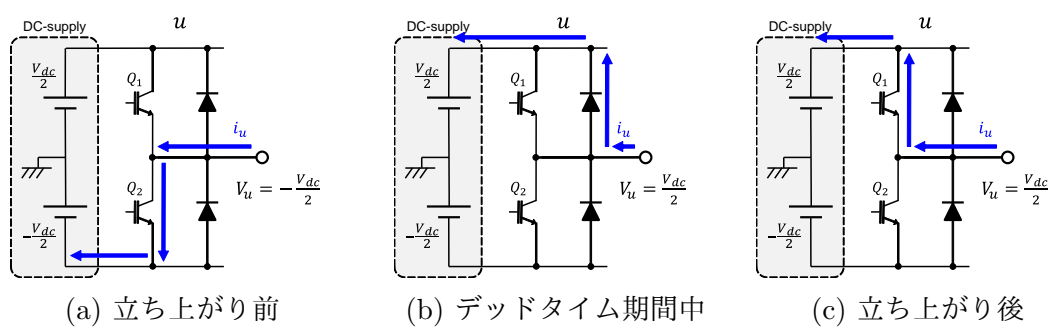
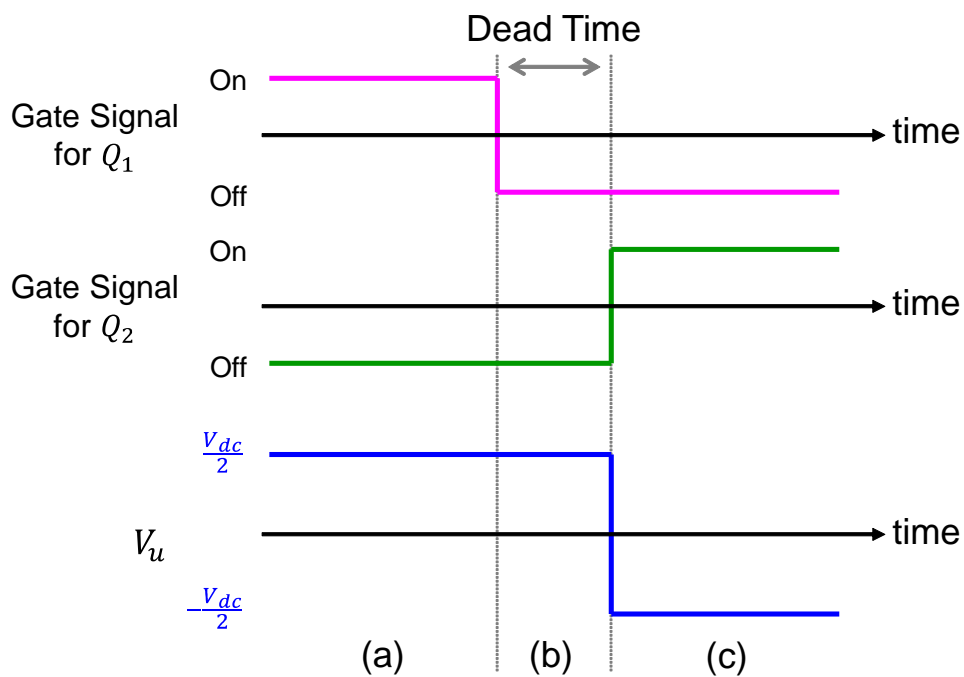
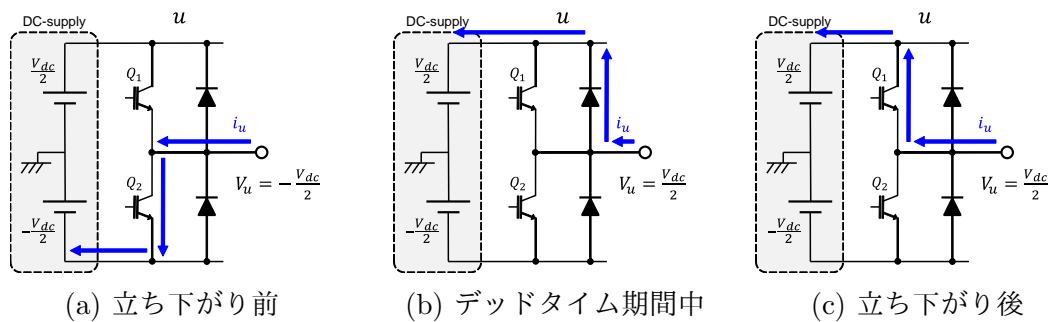


図 A.8. $i_u < 0$, 立ち上がり時の電圧形インバータの動作



(d) 端子電圧の時間遷移

図 A.9. $i_u < 0$, 立ち下がり時の電圧形インバータの動作

本論文で利用した電圧形インバータ（Myway プラス株式会社製インバータユニット MWINV-2022A）はデッドタイムを $3.5\mu s$ 以上と設定する必要がある。実機実験では、スイッチング指令に挿入するデッドタイム（ t_{dead} ）を $4\mu s$ としている。MPM では予測分解能を $4\mu s$ と設定したため、予測分解能 1 ステップがデッドタイムに相当する。

PWM では、電流の正負に基づき、電圧指令に (A.1) 式を加えることでデッドタイム補償を行う。なお、 $sign(i_u)$ は (A.2) 式に示す電流の符号を判定する符号関数とする。

$$V_{dead} = V_{dc} t_{dead} f_c sign(i_u) \quad (A.1)$$

$$sign(i_u) = \begin{cases} 1 & (i_u > 0) \\ -1 & (i_u < 0) \end{cases} \quad (A.2)$$

MPM では、先述の 4 パターンにおけるデッドタイム期間中の端子電圧を探索時に考慮することでデッドタイム補償を行う。ある電圧パターンのスイッチングタイミングに対し、そのステップ時の予測された電流の正負と立ち上がり時か立ち下がり時を用いて、デッドタイム期間中の端子電圧を決定する。 k ステップ目の u 相端子電圧を $V_u(k)$ と、デッドタイムに相当する予測分解能のステップ数を k_{dead} とする。このとき、実際に探索に利用する端子電圧 $V'_u(k)$ は (A.3) 式により計算する。なお、 $k - k_{dead} < 0$ のときは $V_u(0)$ を利用する。ただし、立ち上がり時は $V_u(0) = -V_{dc}/2$ 、立ち下がり時は $V_u(0) = V_{dc}/2$ とする。

$$V'_u(k) = \begin{cases} V_u(k) & (V_u(k) = V_u(k - k_{dead})) \\ -sign(\hat{i}_u(k - 1)) V_{dc}/2 & (otherwise) \end{cases} \quad (A.3)$$

図 A.10 を例に、デッドタイム期間中の $V'_u(k)$ について確認する。デッドタイムを予測分解能 1 ステップ分（ $k_{dead} = 1$ ）とする。そして、 $k = 2$ のタイミングで u 相がスイッチングすると仮定する。このとき、 $V'_u(3)$ がデッドタイム期間中の電流により決定される。図 A.10(a) および図 A.10(b) の u 相電流が正の場合 $V'_u(3) = -V_{dc}/2$ と、図 A.10(c) および図 A.10(d) の u 相電流が正の場合 $V'_u(3) = V_{dc}/2$ となり、図 A.6～図 A.9 のデッドタイム期間中の動作となることが確認できる。

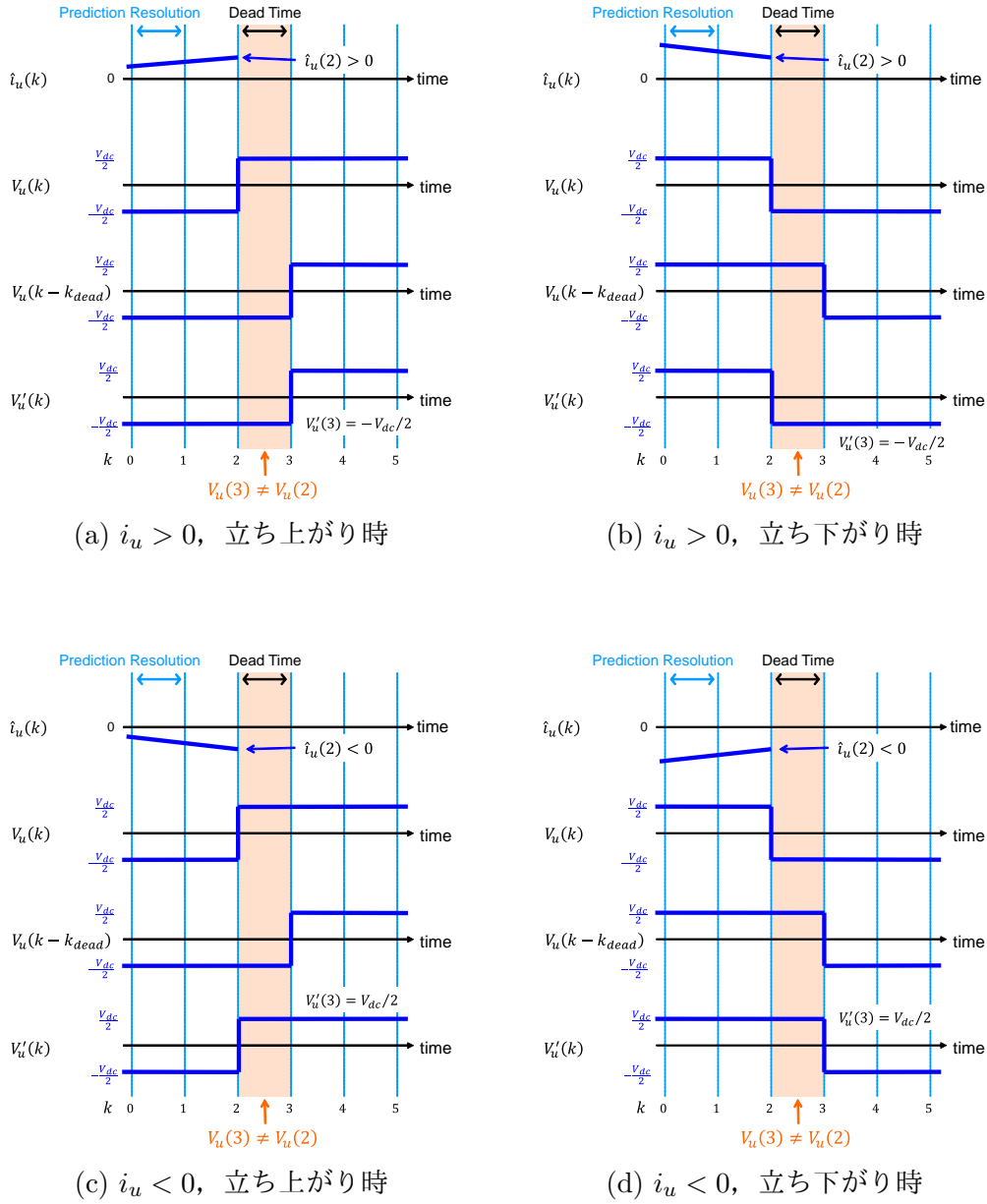


図 A.10. モデル予測変調におけるデッドタイム補償

A.3 パワー半導体デバイスにおける動作遅れとモデル予測変調

本節では、さらに予測分解能を短縮する際に考慮が必要となるパワー半導体デバイスの動作について説明する。6.5.1 項と同様の条件で、速度 2000rpm トルク 1Nm, 速度 2000rpm トルク 4Nm の動作点で定常駆動を行った時の、 u 相電流波形、プロセッサとゲート信号生成器を同期させるパルス信号、ゲート信号、 u 相端子電圧波形をそれぞれ、図 A.11, 図 A.12 に示す。図 A.11, 図 A.12 において、電流が正の場合、負の場合について実際のゲート信号と端子電圧の時間変化を図 A.13, 図 A.14, 図 A.15, 図 A.16 に示す。図 A.3 に示したように、ゲート信号に対しパワー半導体デバイスが動作するまでの時間 (t_d) や状態の変化に要する時間 (t_t) が存在し、それぞれ $t_d = 1.2 \sim 2.3\mu s$ 程度、 $t_t = 0.3 \sim 0.8\mu s$ であることが確認できる。また、電流の正負により t_d , t_t は時間が異なることが確認できる。

予測分解能を詳細に設定するとき、 t_d , t_t は予測分解能より大きくなるため無視できなくなる。そのため、予測分解能の短縮する際はこれらの測定とモデリングが必要となる。

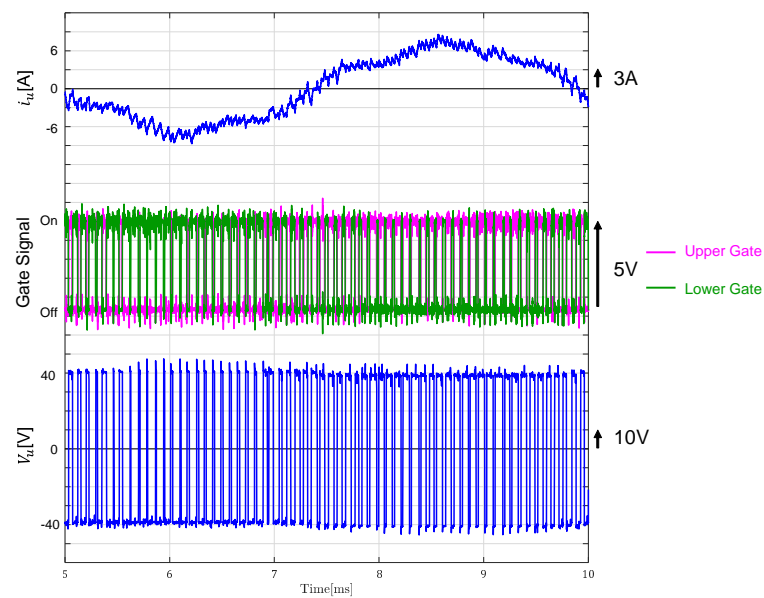


図 A.11. 実験結果 (MPM-CVC 速度 2000rpm トルク 1Nm)

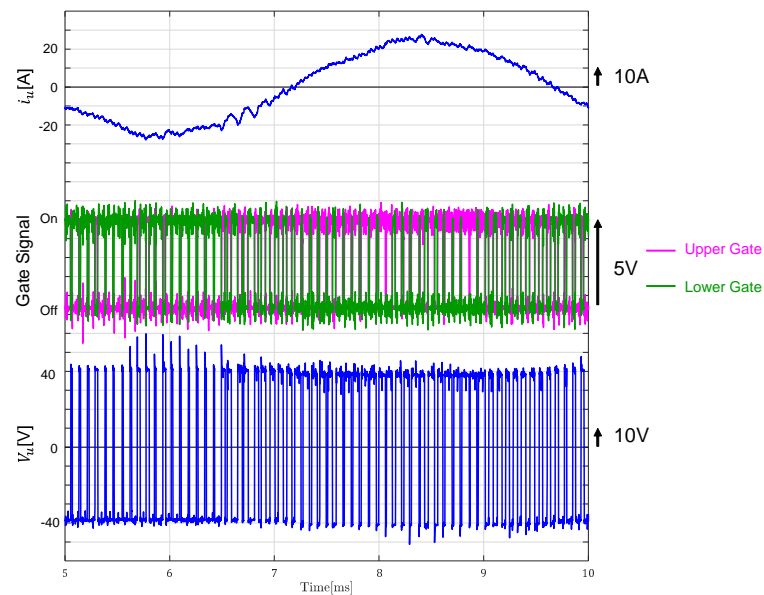
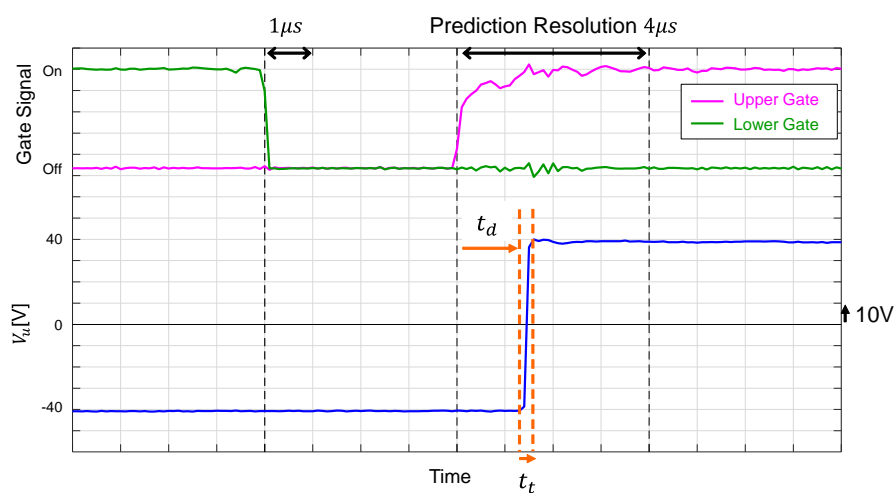
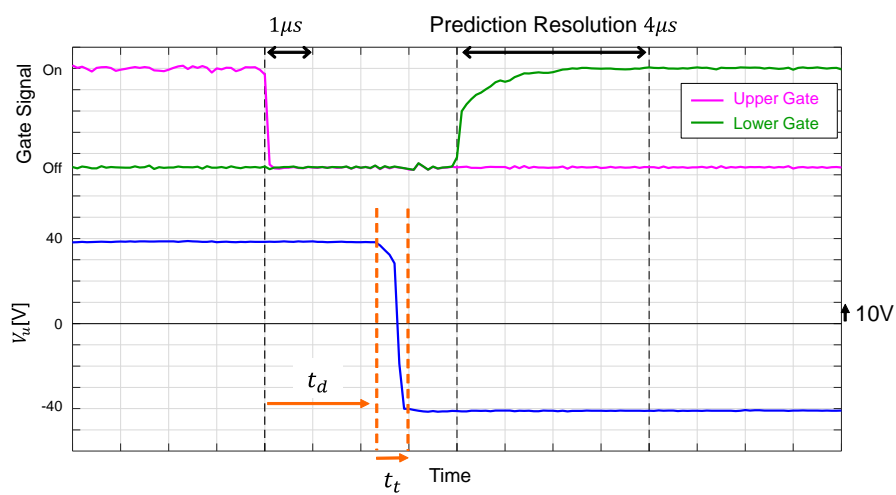


図 A.12. 実験結果 (MPM-CVC 速度 2000rpm トルク 4Nm)

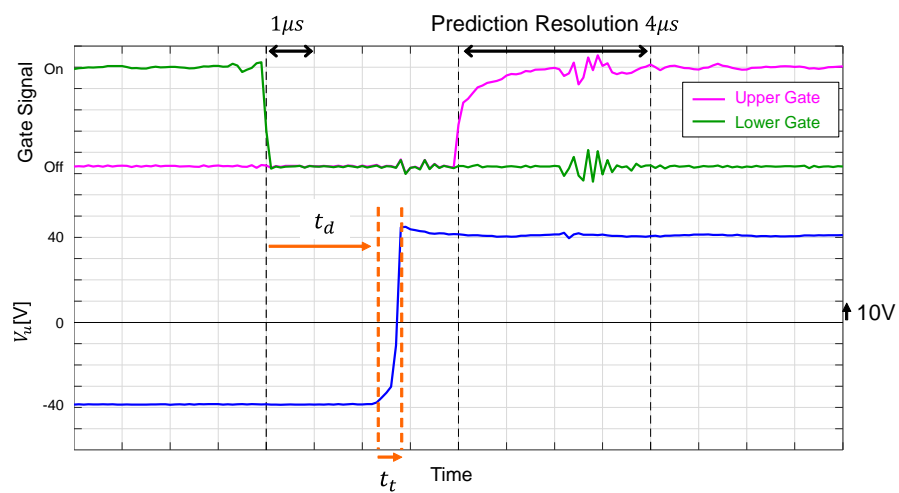


(a) 立ち上がり時

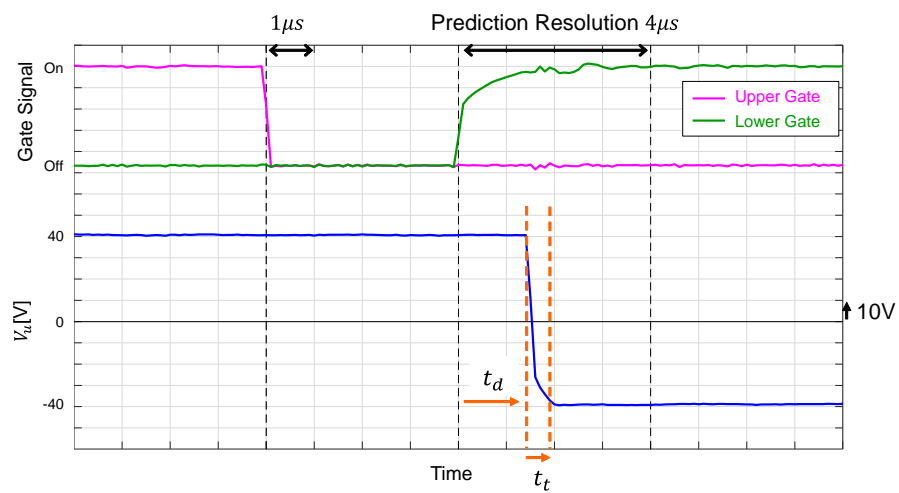


(b) 立ち下がり時

図 A.13. パワー半導体デバイスの動作 実機測定結果 ($i_u > 0$ 速度 2000rpm トルク 1Nm)

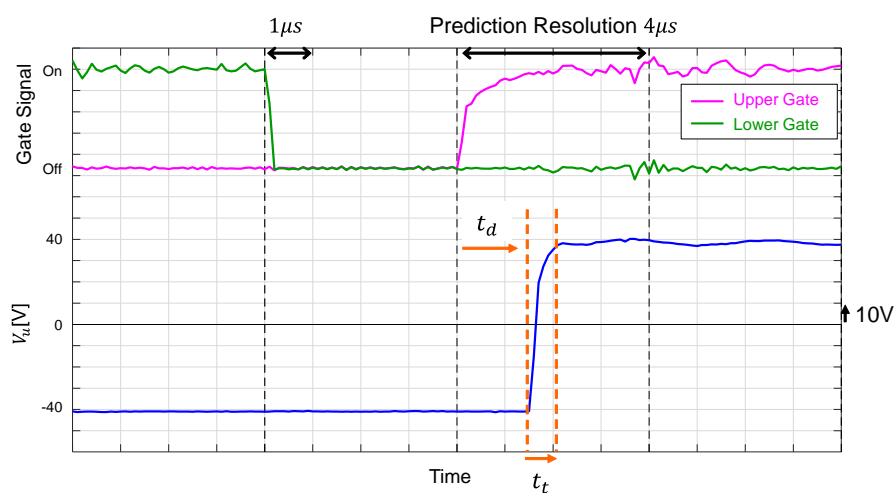


(a) 立ち上がり時

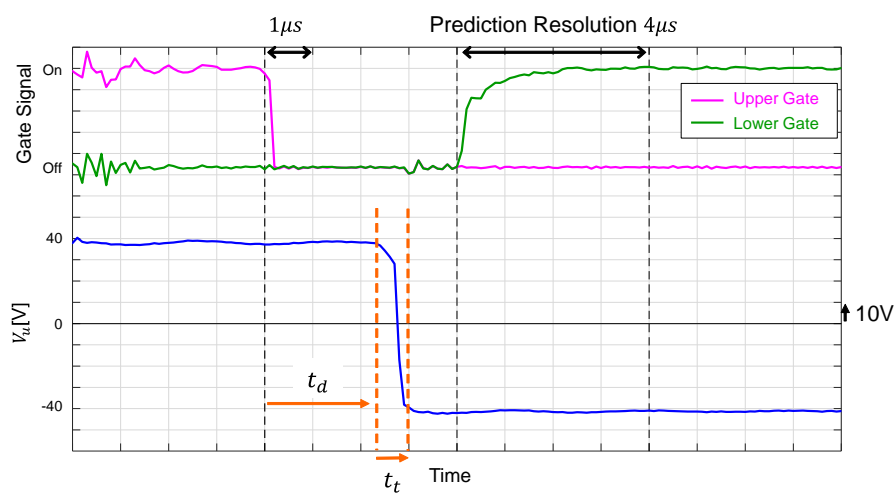


(b) 立ち下がり時

図 A.14. パワー半導体デバイスの動作 実機測定結果 ($i_u < 0$ 速度 2000rpm トルク 1Nm)

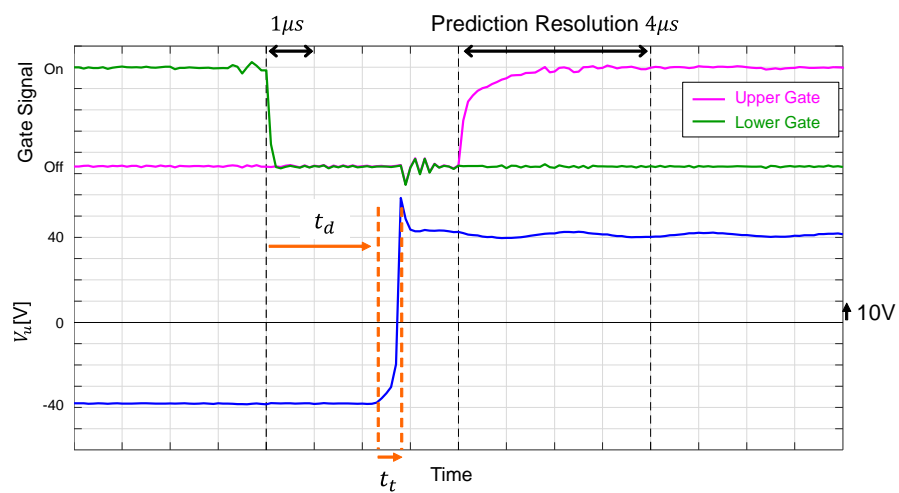


(a) 立ち上がり時

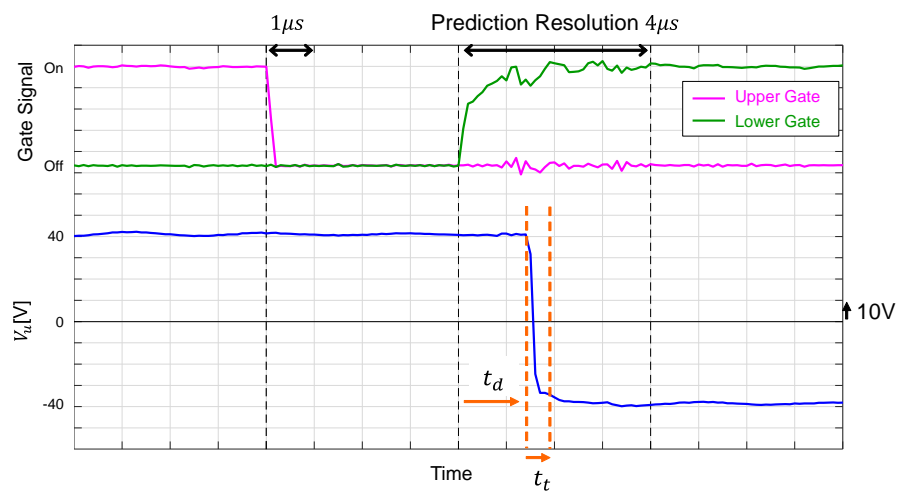


(b) 立ち下がり時

図 A.15. パワー半導体デバイスの動作 実機測定結果 ($i_u > 0$ 速度 2000rpm トルク 4Nm)



(a) 立ち上がり時



(b) 立ち下がり時

図 A.16. パワー半導体デバイスの動作 実機測定結果 ($i_u < 0$ 速度 2000rpm トルク 4Nm)

参考文献

- [1] 早川 義一, 千田 有一, 辰野 恭一, 坂本 登, 水野 直樹. “新インターユニバーシティ システムと制御”. 株式会社オーム社, 2008.
- [2] 宮崎 道雄. “EE Text システム制御 I”. 株式会社 オーム社, 2003.
- [3] 梶原 宏之. “線形システム制御入門”. 株式会社コロナ社, 2000.
- [4] 宮崎 道雄. “EE Text システム制御 II”. 株式会社 オーム社, 2004.
- [5] 大嶋 正裕. “モデル予測制御 -理論の誕生・展開・発展-”. 計測と制御, Vol. 39, No. 5, pp. 321–325, 2000.
- [6] 大嶋 正裕, 小河 守正. “モデル予測制御-I -基礎編：発展の歴史と現状”. システム/制御/情報, Vol. 46, No. 5, pp. 286–293, 2002.
- [7] J. M. Maciejowski. “*Predictive Control with Constraints*”. Prentice Hall, 2002.
足立 修一, 管野 政明 訳. “モデル予測制御 制約のもとでの最適制御”. 東京電機大学出版局, 2005.
- [8] 大嶋 正裕, 関 宏也. “モデル予測制御-V -非線形モデル予測制御”. システム/制御/情報, Vol. 47, No. 3, pp. 52–57, 2003.
- [9] 的場 祥行, 高橋 亮一. “鉄鋼業における制御理論の応用”. 計測と制御, Vol. 29, No. 6, pp. 518–526, 1990.
- [10] 小河 守正, 江本 源一. “化学プラントにおけるプラントワイド最適化制御の実現”. 計測と制御, Vol. 35, No. 10, pp. 788–792, 1996.
- [11] 佐藤 孝雄, 武多 一浩, 井上 昭. “既約分解表現を用いた一般化予測制御に基づくセルフチューニング I-P 制御器による火力発電所ボイラー制御”. 電気学会論文誌D, Vol. 123, No. 10, pp. 1132–1140, 2003.
- [12] 山中 理, 小原 卓巳. “水質予測モデルを用いた下水処理プロセスのモデルベース制御”. 計測と制御, Vol. 43, No. 9, pp. 696–699, 2004.

- [13] 清水 浩, 増田 康之, 永久 圭介, 古澤 力, 塩谷 捨明. “生分解性高分子生産プロセスにおけるモデル予測制御”. 計測と制御, Vol. 43, No. 9, pp. 691–695, 2004.
- [14] 大矢 純子, 高木 康夫, 飯野 穰, 西村 致知. “自動列車運転システムのためのモデル予測型パターン追従制御アルゴリズム”. 電気学会論文誌 D, Vol. 115, No. 1, pp. 53–62, 1995.
- [15] 向井 正和, 川邊 武俊, 西羅 光, 高木 良貴, 出口 欣高. “モデル予測制御による自動車の障害物回避へのアプローチ”. In *Proc. of JJACC 2006*, 第 49 回自動制御連合講演会講演論文集, 2006.
- [16] 河合 康典, 中曾 裕次郎, 見本 真一郎, 藤田 政之. “安定化モデル予測制御を用いたロボットマニピュレータの制御に関する実験的考察”. 電気学会論文誌 C, Vol. 127, No. 5, pp. 748–754, 2007.
- [17] 中澤 大輔, 鈴木 智, 廣谷 和之, 野波 健蔵. “規範モデル追従型モデル予測制御を用いた小型無人ヘリコプタの編隊飛行制御”. In *Proc. of JJACC 2008*, 第 51 回自動制御連合講演会講演論文集, 2008.
- [18] S. Kouro, P. Cortes, R. Vargas, U. Ammann, and J. Rodriguez. “Model Predictive Control—A Simple and Powerful Method to Control Power Converters”. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 56, No. 6, pp. 1826–1838, 2009.
- [19] 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.
- [20] 小坂 卓. “レアアースモータの可能性”. 次世代自動車地域産学官フォーラム, 2013.
- [21] 矢野 昌雄. “サイリスタ (SCR) 登場以前の電力の変換技術”. In *Proc. of JIASC 2014*, pp. 3–6, 平成 26 年度電気学会産業応用部門大会講演論文集, 2014.
- [22] 竹内 南, 木下 繁則. “パワー半導体デバイスの発達史”. In *Proc. of JIASC 2014*, pp. 11–14, 平成 26 年度電気学会産業応用部門大会講演論文集, 2014.
- [23] 杉本 英彦, 小山 正人, 玉井 伸三. “AC サーボシステムの理論と設計の実際 - 基礎からソフトウェアサーボまで-”. 総合電子出版社, 1990.
- [24] 戸倉 規仁. “四半世紀にわたる IGBT 開発の軌跡 (1984 年～2009 年)”. 電気学会論文誌 D, Vol. 131, No. 1, pp. 1–8, 2011.

- [25] 野口 季彦, 矢島 哲志, 小松 宏禎. “次世代超高速スイッチング素子ゲート駆動回路の開発”. 電気学会論文誌 D, Vol. 129, No. 1, pp. 46–52, 2009.
- [26] 山本 真義. “総論: GaN パワー半導体応用ロードマップ”. 電気学会誌, pp. 76–79, 2019.
- [27] 仁田 工吉, 岡田 隆夫, 稔 安陪, 仁田 旦三. “大学課程 電気機器 (1) (改訂 2 版)”. 株式会社 オーム社, 1992.
- [28] K. Matsuse, S. Saito, and S. Tadakuma. “History of Motor Drive Technologies in Japan, Part 1 [History]”. *IEEE Transactions on Industrial Applications*, Vol. 16, No. 6, pp. 10–17, 2013.
- [29] 堀 孝正. “モータ制御の 25 年”. 電気学会誌, Vol. 133, No. 10, pp. 668–670, 2013.
- [30] 寺園 勝志, 齋藤 涼夫, 中野 孝良. “モータドライブの発達史”. In *Proc. of JIASC 2014*, pp. 7–10, 平成 26 年度電気学会産業応用部門大会講演論文集, 2014.
- [31] R. Gabriel, W. Leonhard, and C. J. Nordby. “Field-Oriented Control of a Standard AC Motor Using Microprocessors”. *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. IA-16, No. 2, pp. 186–192, 1980.
- [32] A. Nabae, K. Otsuka, H. Uchino, and R. Kurosawa. “An Approach to Flux Control of Induction Motors Operated with Variable-Frequency Power Supply”. *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. IA-16, No. 3, pp. 342–350, 1980.
- [33] 赤松 昌彦. “滑り制御形電流ベクトル制御誘導電動機の軸ずれを考慮した過渡特性の一考察”. 電気学会論文誌 D, Vol. 110, No. 9, pp. 983–989, 1990.
- [34] 赤木 泰文. “AC モータのベクトル制御”. 電気学会論文誌 D, Vol. 108, No. 8, pp. 726–733, 1988.
- [35] 電気学会・センサレスベクトル制御の整理に関する調査委員会. “AC ドライブシステムのセンサレスベクトル制御”. オーム社, 2016.
- [36] I. Takahashi and T. Noguchi. “A New Quick-Response and High-Efficiency Control Strategy of an Induction Motor”. *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. IA-22, No. 5, pp. 820–827, 1986.

- [37] A. M. Hava, R. J. Kerkman, and T. A. Lipo. “Carrier-Based PWM-VSI Overmodulation Strategies: Analysis, Comparison, and Design”. *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 13, No. 4, pp. 674–689, 1998.
- [38] H. Nakai, H. Ohtani, E. Satoh, and Y. Inaguma. “Development and Testing of the Torque Control for the Permanent-Magnet Synchronous Motor”. *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, Vol. 52, No. 3, pp. 800–806, 2005.
- [39] Smith Lerdudomsak, 道木 慎二, 大熊 繁. “インバータの過変調領域で動作可能なPMSMの電流制御系”. 電気学会論文誌D, Vol. 130, No. 5, pp. 579–589, 2010.
- [40] Y. Park, S.-K. Sul, and K.-N. Hong. “Linear Overmodulation Strategy for Current Control in Photovoltaic Inverter”. *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 52, No. 1, pp. 322–331, 2016.
- [41] 中山 陽介, 道木 慎二. “インバータ過変調領域でのPMSMベクトル制御を可能とする帯域除去フィルタの設計”. 電気学会論文誌D, Vol. 137, No. 11, pp. 884–893, 2018.
- [42] R. Kennel and A. Linder. “Predictive Control of Inverter Supplied Electrical Drives”. In *2000 IEEE 31st Annual Power Electronics Specialists Conference*, 2000.
- [43] P. Cortes, M. P. Kazmierkowski, R. M. Kennel, D. E. Quevedo, and J. Rodriguez. “Predictive Control in Power Electronics and Drives”. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 55, No. 12, pp. 4312–4324, 2008.
- [44] G. Cimini, D. Bernardini, A. Bemporad, and S. Levijok. “Online Model Predictive Torque Control for Permanent Magnet Synchronous Motors”. In *2015 IEEE International Conference on Industrial Technology*, 2015.
- [45] A. Linder and R. Kennel. “Model Predictive Control for Electrical Drives”. In *2005 IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference*, 2005.
- [46] S. Bolognani, S. Bolognani, L. Peretti, and M. Zigliotto. “Design and Implementation of Model Predictive Control for Electrical Motor Drives”. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 56, No. 6, pp. 1925–1936, 2009.

- [47] S. Bolognani, R. Kennel, S. Kuehl, and G. Paccagnella. “Speed and current Model Predictive Control of an IPM synchronous motor drive”. In *2011 IEEE International Electric Machines & Drives Conference*, pp. 1597–1602, 2011.
- [48] J. Scoltock, T. Geyer, and U. K. Madawala. “A Comparison of Model Predictive Control Schemes for MV Induction Motor Drives”. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, Vol. 9, No. 2, pp. 909–919, 2013.
- [49] F. Morel, X. Lin-Shi, J.-M. Retif, B. Allard, and C. Buttay. “A Comparative Study of Predictive Current Control Schemes for a Permanent-Magnet Synchronous Machine Drive”. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 56, No. 7, pp. 2715–2728, 2009.
- [50] M. Preindl and S. Bolognani. “Comparison of direct and PWM model predictive control for power electronic and drive systems”. In *2013 Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, pp. 2526–2533, 2013.
- [51] A. A. Ahmed, B. K. Koh, and Y. I. Lee. “A Comparison of Finite Control Set and Continuous Control Set Model Predictive Control Schemes for Speed Control of Induction Motors”. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, Vol. 14, No. 4, pp. 1334–1346, 2017.
- [52] H. Zou, X. Xiao, and Y. Li. “Torque Ripple Reduction of the Torque Predictive Control Scheme for Permanent-Magnet Synchronous Motors”. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 59, No. 2, pp. 871–877, 2012.
- [53] Y. Cho, K.-B. Lee, J.-H. Song, and Y. I. Lee. “Torque-Ripple Minimization and Fast Dynamic Scheme for Torque Predictive Control of Permanent-Magnet Synchronous Motors”. *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 30, No. 4, pp. 2182–2190, 2015.
- [54] B. Liu, T. Chen, and W. Song. “The essential relationship between deadbeat predictive control and continuous-control-set model predictive control for PWM converters”. In *2018 International Power Electronics Conference - ECCE Asia*, pp. 1872–1876, 2018.
- [55] G. Papafotiou, T. Geyer, and M. Morari. “Optimal direct torque control of three-phase symmetric induction motors”. In *2004 43rd IEEE Conference on Decision and Control*, pp. 1860–1865, 2004.

- [56] M. Preindl and S. Bolognani. “Model Predictive Direct Torque Control With Finite Control Set for PMSM Drive Systems, Part 1:Maximum Torque Per Ampere Operation”. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, Vol. 9, No. 4, pp. 1912–1921, 2013.
- [57] M. Preindl and S. Bolognani. “Model Predictive Direct Torque Control With Finite Control Set for PMSM Drive Systems, Part 2: Field Weakening Operation”. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, Vol. 9, No. 2, pp. 648–657, 2013.
- [58] C. Garcia, J. Rodriguez, C. Silva, C. Rojas, P. Zanchetta, and H. Abu-Rub. “Cascaded predictive speed control”. In *40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 3824–3830, 2014.
- [59] M. Leuer and J. Bcker. “Real-time implementation of an online Model Predictive Control for IPMSM using parallel computing on FPGA”. In *2014 International Power Electronics Conference - ECCE ASIA*, 2014.
- [60] X. Mei, F. Wang, and R. M. Kennel. “A Circular Dichotomy-based Method for Model Predictive Control with Fixed Switching Frequency for Electric Drives”. In *The 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2016.
- [61] Y. Wang, X. Wang, W. Xie, F. Wang, M. Dou, R. M. Kennel, R. M. Lorenz, and D. Gerling. “Deadbeat Model-Predictive Torque Control With Discrete Space-Vector Modulation for PMSM Drives”. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 64, No. 5, pp. 3537–3547, 2017.
- [62] C. Li, C. Xia, Z. Zhou, T. Shi, and Y. Yan. “Torque Ripple Reduction of Permanent Magnet Synchronous Motors Based on Predictive Sequence Control”. In *The 20th International Conference on Electrical Machines and Systems*, 2017.
- [63] M. Rivera, F. Morales, C. R.Baier, J. Munoz, L. Tarisciotti, P. Zanchetta, and P. Wheeler. “A modulated model predictive control scheme for a two-level voltage source inverter”. In *2015 IEEE International Conference on Industrial Technology*, 2015.

- [64] E. Fuentes, C. A. Silva, and R. M. Kennel. “MPC Implementation of a Quasi-Time-Optimal Speed Control for a PMSM Drive, With Inner Modulated-FS-MPC Torque Control”. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 63, No. 6, pp. 3897–3905, 2016.
- [65] Y. Zhang, L. Huang, D. Xu, J. Liu, and J. Jin. “Performance evaluation of two-vector-based model predictive current control of PMSM drives”. *Chinese Journal of Electrical Engineering*, Vol. 4, No. 2, pp. 65–81, 2018.
- [66] 福田 純一, 残間 忠直, 慎二 道木, 石田 宗秋. “ハイブリッド動的システム論に基づく電力変換器の出力制御法”. In *THE 2005 ANNUAL MEETING Record I.E.E.JAPAN*, pp. 138–139, 平成 17 年電気学会全国大会講演論文集, 2005.
- [67] 門田 充弘, 道木 慎二, 大熊 繁. “モデル予測制御に基づく PMSM 高速駆動時の電流制御系に関する検討”. In *THE 2006 ANNUAL MEETING Record I.E.E.JAPAN*, pp. 175–176, 平成 18 年電気学会全国大会講演論文集, 2006.
- [68] 門田 充弘, ラウドンサック サミット, 道木 慎二, 大熊 繁. “モデル予測制御に基づく過変調領域を考慮した PMSM の電流制御に関する検討”. In *Proc. of JIASC 2006*, pp. 497–500, 平成 18 年電気学会産業応用部門大会講演論文集, 2006.
- [69] 河合 健司, 残間 忠直, 宗秋 石田. “モデル予測制御を用いた PMSM の最適制御”. In *THE 2007 ANNUAL MEETING Record I.E.E.JAPAN*, pp. 219–220, 平成 19 年電気学会全国大会講演論文集, 2007.
- [70] 小林 弘和, 道木 慎二, 大熊 繁. “モデル予測制御を用いた PMSM の電流制御系の実現”. In *Proc. of JIASC 2007*, pp. 337–340, 平成 19 年電気学会産業応用部門大会講演論文集, 2007.
- [71] 穂積 佑哉, 石田 純, 道木 慎二, 大熊 繁. “インバータ過変調領域を考慮したモデル予測制御に基づく PMSM の高応答トルク制御系”. In *Proc. of JIASC 2008*, pp. 485–488, 平成 21 年度電気学会産業応用部門大会講演論文集, 2009.
- [72] 北川 浩之, 小林 弘和, 道木 慎二, 大熊 繁. “PMSM でのモデル予測に基づく電流制御系の実機実装と評価”. In *Proc. of JIASC 2008*, pp. 481–484, 平成 20 年度電気学会産業応用部門大会講演論文集, 2008.
- [73] 小林 弘和, 北川 浩之, ラウドンサック サミット, 道木 慎二, 大熊 繁. “過変調領域を考慮したモデル予測制御に基づく PMSM の電流制御系”. In *THE 2008 ANNUAL MEETING Record I.E.E.JAPAN*, pp. 169–170, 平成 20 年電気学会全国大会講演論文集, 2008.

- [74] 穂積 佑哉, 小林 弘和, 北川 浩之, 道木 慎二, 大熊 繁. “PMSM の磁界解析モデルを用いた MPC 電流制御系の構築”. In *Proc. of JIASC 2009*, pp. 485–488, 平成 20 年度電気学会産業応用部門大会講演論文集, 2008.
- [75] 石田 純, 穂積 佑哉, 道木 慎二, 大熊 繁. “PMSM の電流制御のためのモデル予測制御における評価関数の検討”. In *Proc. of JIASC 2009*, pp. 565–568, 平成 21 年度電気学会産業応用部門大会講演論文集, 2009.
- [76] 石田 純, 穂積 佑哉, 道木 慎二, 大熊 繁. “制御遅れを考慮したモデル予測制御に基づく PMSM のトルク制御系”. In *Proc. of Tokai-Section Joint Conference on ERE 2009*, 平成 21 年度電気関係学会東海支部連合大会講演論文集, 2009.
- [77] S. Matsutani, T. Zanma, Y. Sumiyoshi, M. Ishida, A. Imura, and M. Fujitsuna. “Optimal Control of PMSM Using Model Predictive Control - on Prediction Horizon -”. In *THE 2010 ANNUAL MEETING Record I.E.E.JAPAN*, pp. 144–145, 2010.
- [78] 前田 拓真, 石田 純, 水野 匡, 道木 慎二, 大熊 繁. “モデル予測制御に基づく PMSM のトルク制御系の高速駆動時における特性改善”. In *THE 2011 ANNUAL MEETING Record I.E.E.JAPAN*, pp. 195–196, 平成 23 年電気学会全国大会講演論文集, 2011.
- [79] A. Imura, T. Takahashi, M. Fujitsuna, T. Zanma, and S. Doki. “Refinement of inverter model considering dead-time for performance improvement in predictive instantaneous current control”. *IEEE Trans. on Electrical and Electronic Engineering*, Vol. 9, No. 1, pp. 83–89, 2014.
- [80] A. Imura, T. Takahashi, M. Fujitsuna, T. Zanma, and S. Doki. “Improved PMSM Model Considering Flux Characteristics for Model Predictive-Based Current Control”. *IEEE Trans on Electrical and Electronic Engineering*, Vol. 10, No. 1, pp. 92–100, 2015.
- [81] 高木 佑, 残間 忠直, 劉 康士. “PMSM のモデル予測電流制御におけるオンラインパラメータ推定”. In *Proc. of JIASC 2017*, pp. 172–174, 平成 29 年度電気学会産業応用部門大会講演論文集, 2017.
- [82] 樋渡 天次郎, 大石 潔, 横倉 勇希, 佐野 壮太, 佐竹 彰. “モデル予測制御に基づいた誘導電動機の高速度応答とインバータ制御の実験的検討”. In *Proc. of JIASC 2017*, pp. 175–178, 平成 29 年度電気学会産業応用部門大会講演論文集, 2017.

- [83] T. Hiwatari, K. Ohishi, Y. Yokokura, H. Kada, S. Sano, and A. Satake. “Fast Torque Response and Reduced Pulse Width Modulation Switching Frequency Based on Model Predictive Direct Torque Control and Selective Harmonic Elimination”. *IEEJ Journal of Industry Applications*, Vol. 7, No. 5, pp. 431–440, 2018.
- [84] L. Verkroost, J. Druant, H. Vansompel, F. D. Belie, and P. Sergeant. “Predictive Current Control vs. PI Control for Surface Mounted Permanent Magnet Machines”. In *2018 XIII International Conference on Electrical Machines*, 2018.
- [85] Smith Lerdudomsak, 道木 慎二, 大熊 繁. “電圧飽和領域における IPMSM の高トルク応答のための新しい電圧リミッタ”. 電気学会論文誌 D, Vol. 128, No. 12, pp. 1346–1356, 2008.
- [86] 高橋 健治, 大石 潔, 上町 俊幸. “ d 軸電圧を優先した埋込型永久磁石同期モータの一駆動法”. 電気学会論文誌 D, Vol. 131, No. 9, pp. 1103–1111, 2011.
- [87] 江頭 洋一, 大石 潔. “電圧飽和を考慮した PM モータの速度制御の一手法”. 電気学会論文誌 D, Vol. 126, No. 2, pp. 206–207, 2006.
- [88] M. Atsushi and H. Masaru. “A Novel Anti-Windup and Flux-Weakening Control Method for Current Control of IPMSMs Using Current and Current Phase Operations”. In *17th European Conference on Power Electronics and Applications*, 2015.
- [89] S. Matsutani, T. Zanma, K. Kawai, M. Ishida, A. Imura, and M. Fujitsuna. “Optimal control of PMSMs using model predictive control”. In *The 34th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 1305–1310, 2008.
- [90] 美添 一樹. “モンテカルロ木探索-コンピュータ囲碁に革命を起こした新手法”. 情報処理, Vol. 49, pp. 686–693, 2008.
- [91] 保木 邦仁. “コンピュータ将棋の新しい動き : 3. コンピュータ将棋における全幅探索と futility pruning の応用”. 情報処理, Vol. 47, pp. 884–889, 2006.
- [92] 和田 俊和. “最近傍探索の理論とアルゴリズム”. 研究報告コンピュータビジョンとイメージメディア, Vol. 13, pp. 1–12, 2009.

- [93] 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.
- [94] 竹松 慎弥, 道木 慎二, 嶋岡 雅浩, 枝廣 正人. “永久磁石同期モータ電流制御系のための予測制御アルゴリズム並列化”. 情報処理学会組込みシステム研究会, pp. 1–8, 2016.
- [95] 竹松 慎弥, 市村 駿太郎, 岩間 拓也, 嶋岡 雅浩, 道木 慎二, 枝廣 正人. “永久磁石同期モータ電流制御系のための予測制御アルゴリズム並列化”. 情報処理学会第 79 回全国大会講演論文集, pp. 29–30, 2017.

謝辞

本研究の遂行ならびに本論文の執筆にあたり，終始御指導を賜りました，名古屋大学大学院工学研究科情報・通信工学専攻 教授 博士（工学） 道木慎二先生に深く感謝の意を表します。

本論文をまとめるにあたり，貴重なご助言を賜りました，名古屋大学工学研究科情報・通信工学専攻 教授 博士（工学） 長谷川浩先生，名古屋大学未来材料・システム研究所 システム創生部門 教授 博士（工学） 加藤丈佳先生，千葉大学大学院工学研究院基幹工学専攻 准教授 博士（工学） 残間忠直先生に深く御礼申し上げます。

本研究に対する有益な御助言および発表に対するご指導等を賜りました，名古屋大学大学院工学研究科電子情報システム専攻 助教 博士（工学） 舟洞佑記先生に深くお礼申し上げます。

本研究に対して貴重な御意見を賜りました株式会社デンソー 松木洋介氏に深く感謝申し上げます。

著者と同時代に名古屋大学工学研究科情報・通信工学専攻 道木研究室に在籍されたすべての方々には多大なご助言を賜りました。深く感謝いたします。

最後に，本研究の遂行にあたり，私生活の面から支え，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。