

モデル予測制御に基づく  
永久磁石同期モータの直接トルク制御

萩野 道久

三重大学大学院工学研究科修士学位論文

モデル予測制御に基づく  
永久磁石同期モータの直接トルク制御

三重大学大学院 工学研究科 博士前期課程  
電気電子工学専攻  
電気システム工学講座

萩野 道久

2012年3月



# 目次

<b>1</b>	<b>本研究の背景と目的</b>	<b>1</b>
1.1	永久磁石同期モータの発展 . . . . .	1
1.2	PMSM の一般的な制御手法の現状と課題 . . . . .	2
1.3	直接トルク制御 . . . . .	2
1.4	本研究の目的 . . . . .	4
1.4.1	モデル予測制御に基づくアプローチ . . . . .	5
1.5	本論文の構成 . . . . .	5
1.6	本論文の構成 . . . . .	6
1.7	変数の定義 . . . . .	6
<b>2</b>	<b>準備</b>	<b>7</b>
2.1	PMSM の数式モデル . . . . .	7
2.2	PWM インバータとスイッチングモード . . . . .	8
2.3	直接トルク制御 . . . . .	10
2.3.1	基本概念 . . . . .	10
2.3.2	スイッチングテーブル構築 . . . . .	12
2.4	モデル予測制御 . . . . .	14
2.4.1	基本的なアルゴリズム . . . . .	15
2.4.2	演算遅れを考慮した MPC . . . . .	16
<b>3</b>	<b>モデル予測制御に基づく 直接トルク制御</b>	<b>18</b>
3.1	MPC を用いた直接トルク制御システムの構成 . . . . .	18
3.2	MPC-DTC の定式化 . . . . .	19

4	従来 DTC と MPC-DTC の比較	23
4.1	動作条件 . . . . .	23
4.2	シミュレーション結果 . . . . .	26
4.3	実機実験結果 . . . . .	33
5	モデルの高精度化	40
5.1	モデル高精度化の目的 . . . . .	40
5.1.1	インバータのデッドタイムによる影響および考慮 . . . . .	40
5.1.2	磁極位置回転による電圧ベクトルの変化 . . . . .	42
5.2	シミュレーション結果 . . . . .	43
6	過渡応答補償	47
6.1	$d$ 軸電流の逆応答およびその原因 . . . . .	47
6.2	MTPA 曲線を用いた磁束指令値更新 . . . . .	47
6.2.1	実機実験結果 . . . . .	48
6.3	ローパスフィルタを用いた磁束指令値調整 . . . . .	50
6.3.1	実機実験結果 . . . . .	50
7	まとめと今後の検討課題	52
7.1	まとめ . . . . .	52
7.2	今後の検討課題 . . . . .	52
	参考文献	53
	関連論文および口頭発表	57
	謝辞	58

# 目 次

1.1	Configuration of PWM current control system. . . . .	3
1.2	Pulse width modulation. . . . .	4
2.1	Equivalent model of PMSM. . . . .	8
2.2	Three-phase voltage source inverter. . . . .	9
2.3	Instantaneous output voltage vector. . . . .	10
2.4	Inverter modulation mode. . . . .	11
2.5	Configuration of conventional DTC system. . . . .	12
2.6	Space vector and flux position sections. . . . .	13
2.7	Rotor flux $\Psi_r$ and the stator flux $\Psi_s$ in different reference frame. . . . .	14
2.8	Flux vector space for making switching table. . . . .	14
2.9	Basic concept of MPC. . . . .	15
2.10	Basic concept of MPC with consideration of computation delay. . . . .	16
3.1	Configuration of MPC-DTC. . . . .	18
3.2	Current prediction flow on $d-q$ coordinates. . . . .	22
4.1	MTPA control curve. . . . .	25
4.2	Comparison of torque response in low speed drive. . . . .	28
4.3	Comparison of flux response in low speed drive. . . . .	29
4.4	Comparison of torque response in high speed drive. . . . .	30
4.5	Comparison of flux response in high speed drive. . . . .	31
4.6	Comparison in several operating point. . . . .	32
4.7	Experimental system. . . . .	33
4.8	Comparison of torque response in low speed drive. . . . .	35
4.9	Comparison of flux response in low speed drive. . . . .	36

4.10	Comparison of torque response in high speed drive. . . . .	37
4.11	Comparison of flux response in high speed drive. . . . .	38
4.12	Comparison in several operating point. . . . .	39
5.1	The explanation of inverter dead-time. . . . .	41
5.2	The explanation of vector rotation. . . . .	42
5.3	Comparison in several operating points. . . . .	45
5.4	Variances between predictive and estimated values in several operating points. . . . .	46
6.1	The explanation of inverse response. . . . .	48
6.2	Comparison of w/o and with MTPA compensation. . . . .	49
6.3	In the case of LPF. . . . .	51

# 表 目 次

2.1	Swithcing mode and state for the inverter . . . . .	9
2.2	Switching table. . . . .	13
4.1	Specifiction of IPMSM. . . . .	23
4.2	Controller parameter . . . . .	24
4.3	Operating points for transition (low speed and high speed region). . . .	26
5.1	Controller parameter . . . . .	44



# 第1章 本研究の背景と目的

## 1.1 永久磁石同期モータの発展

現代社会においてモータ(電動機)の果たす役割は、産業分野から民生分野まで実に多岐にわたる。身近な例としては、AV 機器や業務用の OA 機器、冷蔵庫、掃除機などの家庭用電化製品、携帯電話などのバイブレータ機能や鉄道、エレベータ、電気自動車などの輸送機械があげられる。また、その他にも産業用ロボットや工作機械、鉄鋼、製紙業界までその応用分野は及び、きわめて多数のモータが今日の我々の社会を支えている。それが故に、モータによる消費電力が占める割合も年々増加の一途を辿っており、深刻化するエネルギー危機への対策として、モータの高効率化が重要視されるようになってきた。このような背景から、近年では数あるモータの中でも特に、永久磁石同期モータ(PMSM: Permanent Magnet Synchronous Motor)が注目されるようになった。PMSM は、同じく交流モータである誘導モータ(IM: Induction Motor)と比較して、スリップに起因する 2 次電流損失がない分高効率であるだけでなく、小型高出力化が可能であるという利点も併せ持つ。

しかしながら、PMSM が実用化され始めた 1930 年代というと、大容量化に対して十分な保磁力を持つ永久磁石材料が乏しく、また現在のインバータのように周波数が可変な電源も無かった。そのため、上述の利点を持つ PMSM の性能は十分に発揮されず、その使用範囲は小型ファン用モータなどに限定された。しかしながら、1950 年代より希土類磁石のような保磁力、エネルギー密度に優れる永久磁石材料や、パワーエレクトロニクスの発展により可変周波数電源であるインバータの開発とその高性能化が進んだ。そして上記の背景と、交流モータにおけるベクトル制御法の確立による制御性能の向上から、PMSM は小型・高効率モータとしての地位を確立していった。さらに、回転子製造技術の進歩により、突極性を有する埋め込み永久磁石同期モータ(IPMSM: Interior Permanent Magnet Synchronous Motor)が実用化されるようになった。この IPMSM は、突極性を持たない従来の PMSM が利用する磁石トルク(マグネットトルク

ク)の他に、反作用トルク(リラクタンストルク)を利用することにより、従来のPMSMに比べ広範な駆動領域の確保や高効率駆動の実現を可能にした。

以上のような発展を遂げたIPMSMの応用範囲は、既に述べた産業・民生分野を中心に現在でも年々拡大している。また、PMSMの応用分野をさらに拡大するために、さらなる小型・高効率化を実現するPMSMの構造設計法や、その性能を最大限に発揮させ、なおかつ駆動システムの低コスト化を実現するための制御技術についての研究が、現在も精力的に行われている。

## 1.2 PMSM の一般的な制御手法の現状と課題

モータの性能を議論する場合、そのモータ自体の電氣的・磁氣的な特性はもとより、速応性や定常特性といった制御性能も重要であり、PMSMの制御技術に関する研究が精力的に行われているのは既に述べた通りである。今日ではPMSMの固定子巻線電流を制御する手法として、PWM電流制御が広く扱われている<sup>[1]</sup>。PWM電流制御はFig. 1.1に示すように、ベクトル制御に基づく電流のフィードバック制御を基本として構成される。制御系内の電流制御器は、電流誤差などから固定子巻線に印加すべき電圧の指令値を計算し、この電圧指令値はPWMインバータによってFig. 1.2のように変調、増幅された後にPMSMに印加される。

このときFig. 1.2を見て分かるように、電圧指令値を変調するにあたってインバータの半導体スイッチの頻繁な切り替えを必要とする。そのためインバータのスイッチング損失が大きくなり、モータの高効率化という観点からは望ましくないといえる。またスイッチング損失はインバータのキャリア周波数に依存するため、制御性能を向上させるためにはキャリア周波数を高く設定する必要がある。そのため、制御性能とスイッチング損失にはトレードオフの関係が存在し、制御性能を維持しつつ高効率化を実現する研究が精力的に行われている。

## 1.3 直接トルク制御

スイッチング周波数およびスイッチング損失を低下する手法として、前節で参照した文献の中でも特に有効であると期待されるのが直接トルク制御(DTC: Direct Torque Control)である。DTCは1980年代にIM向けに提案された<sup>[2], [3]</sup>。当時、IMにおけるベクトル制御は制御法が複雑で調整箇所が多く、それに加えて二次側定数変化が制御誤差

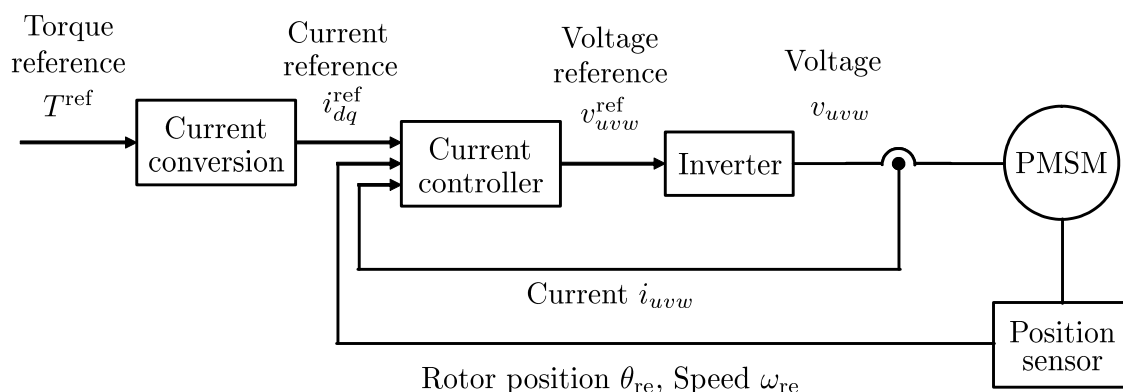


Fig. 1.1 Configuration of PWM current control system.

に温度変化等により直接的な影響を及ぼしてしまう欠点を持っていた．文献<sup>[2]</sup>にて新しく提案された手法は，従来のベクトル制御とは全く異なった思想に基づきトルク伝達関数の定数化制御を行うもので，IM 並びにインバータを一体化して考えた最適トルク制御システムとも見ることができる．従来ではモータとインバータを別個として扱っていたがために，PWM インバータのスイッチング周波数には高いものを必要とし，制御法および損失低減の手法に問題があった．比較して DTC ではモータとインバータを一体化して考えるため上述したトレードオフの関係を考慮することができ，トルクを指令値として与えるため Fig. 1.1 のような電流に変換する機構を必要とせず，PI 制御器と異なる制御器を用いているため PI ゲインを調整する必要がなく，さらに高速トルク応答を実現できる．以上の利点により 1990 年代以降，IM と比較して高効率駆動可能な PMSM においても現在に至るまで DTC の研究がなされてきた<sup>[4], [5], [6], [7], [8], [9], [10], [11], [12], [13], [14]</sup>．

指令値はトルクおよび磁束を扱うことで機械系との連携を容易とし，制御器には PI 制御器の代替としてヒステリシスコンパレータおよびスイッチングテーブルを用いることで，操作量であるインバータ入力を一体化した制御が可能となる．

今日では DSP などの高速演算処理機などによりデジタル制御が盛んに行われている<sup>[15]</sup>．そのため DTC をデジタルで実装する場合，サンプリング毎にトルクおよび磁束の脈動許容幅から逸脱しているか否かを演算するため，アナログ制御ほどの性能を実現することができない．またトルクおよび磁束の現在値を推定する機構では速度起電力の影響を陽に考慮していないがため，比較的高速駆動領域では定常誤差が発生し，制御性能が劣化する．さらに従来扱っていたスイッチングテーブルのパターンでは全ての状況に対して最適と言えないため，新しいスイッチングテーブルをファジー論理に基づく手法<sup>[16], [17], [18], [19]</sup>，従来扱われていない零ベクトルを用いる手法<sup>[20]</sup>，領域およ

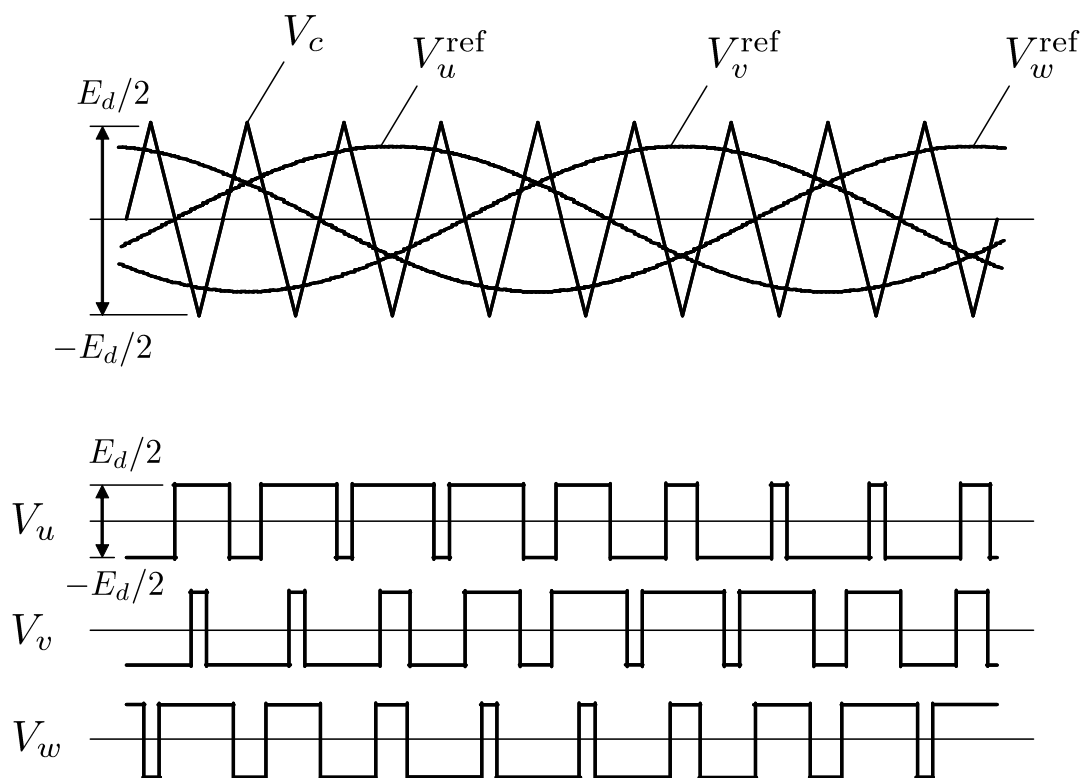


Fig. 1.2 Pulse width modulation.

び電圧ベクトルをさらに細かく分けてスイッチングテーブルを構築する手法<sup>[21]</sup>が提案されている．しかしながら従来と同様にスイッチングテーブルの作成には試行錯誤を伴い，PMSM とインバータを一体化していないため，最適性が考慮されていない．そこで，スイッチングテーブルを用いず，新しい制御器を設計する必要がある．

## 1.4 本研究の目的

本論文では，モータ制御という観点から高効率化を実現することを目的とする．具体的には，PWM 電流制御において連続的なものとして扱われていたインバータ出力を，DTC のように有限な電圧ベクトルで表現される点に着目する．すると，PMSM の駆動システムは，離散入力によって連続的にトルクを制御するシステムとみなすことができるため，離散と連続の二つの特性を持つハイブリッド動的システムとして取り扱うことができる．

### 1.4.1 モデル予測制御に基づくアプローチ

システム制御分野においてハイブリッド動的システムに対する有効な制御手法に、モデル予測制御 (MPC : Model Predictive Control) が有力な設計手法として注目されている。MPC は、本来、石油精製などのプロセス系に対して利用されてきた制御法である。その利点は、操作量、または制御量などに対する制約条件を考慮した上で、設定した制御目的に対する最適制御ができることにある<sup>[22]</sup>。また DTC のように、スイッチング動作などによって決まる離散的な操作量を有する制御系に対しても適用可能であり、前節で述べたようにインバータのスイッチング制御を一体化可能という特徴も併せ持っている。その反面、制御演算に必要な計算時間が膨大であるという欠点も持つため、上の例のような比較的応答が遅く、制御周期を長く取れるシステムに対してのみの適用にこれまで留まってきた。しかしながら、近年の目覚ましい計算機の高性能化や低価格化を追い風に現在、モータ制御などのパワーエレクトロニクス技術に応用する研究も行われるようになっている<sup>[23], [24], [25], [26]</sup>。

しかしながら、PMSM においてこれまでの DTC のようにトルク脈動を MPC の概念を用いることにより制御した事例は報告されていない。そこで本研究では、MPC の概念を利用した DTC を提案し、高効率化を目的とする。スイッチングテーブルのような制御器を事前に設計している従来の DTC と比較すると、許容範囲を制約条件として扱い、スイッチング損失の基となるスイッチの切り替えを評価関数に設定し、制御対象の数式モデルを用いて速度起電力の影響を陽に考慮することにより、制御性能をより向上させられる<sup>[27], [28], [29]</sup>。

本研究ではまず MPC に基づいた DTC を提案し、その有効性をシミュレーションおよび実機実験により検証する。制御対象を離散時間モデルに変換するにあたりモデル化誤差が生じるため、MPC における予測区間を拡大すれば必ずしも制御性能が向上するとは限らない。そのため、物理的に解析可能な事象を制御器にて考慮することで、制御対象モデルの高精度化を図る。具体的には、インバータのデッドタイムおよび回転に伴う磁極位置の変化による影響である。そしてこれらの有効性をシミュレーションおよび実機実験により検証する。

## 1.5 本論文の構成

本論文の次節以降は、以下のように構成される。まず次節において、本論文中に用いられる基本的な変数をあらかじめ定義し、次章において、制御対象である PMSM の

数式モデル，ベクトル制御，電圧形 PWM インバータおよび本研究において重要な直接トルク制御とモデル予測制御について述べる．

## 1.6 本論文の構成

本論文は，以下のように構成される．第2章では，制御対象である PMSM の数式モデル，ベクトル制御，電圧形 PWM インバータおよび本研究において重要な直接トルク制御およびモデル予測制御について述べる．第3章では，提案する MPC に基づく直接トルク制御システムの構成および定式化について述べる．第4章では，MPC に基づく直接トルク制御システムの有効性をシミュレーションおよび実機実験により検証した結果について述べる．第5章では，モデルの高精度化を図るため，磁極位置の回転による電圧変動およびインバータのデッドタイムを考慮し，実機実験により検証した結果を述べる．第6章では，望まれない  $d$  軸電流の逆応答を改善するため，最大トルク制御曲線を用いた指令値生成法について述べ，実機実験により検証した結果について述べる．第7章では，今後の課題について述べる．

## 1.7 変数の定義

次章以降において用いられる，PMSM に関する基本的な変数を以下に定義する．なお， $\alpha$ - $\beta$  相および  $d$ - $q$  軸座標などの座標系の定義については，次章を参照されたい．

- $i_{dq} = [i_d \ i_q]^T$  :  $d$ - $q$  軸における固定子電流ベクトル
- $v_{dq} = [v_d \ v_q]^T$  :  $d$ - $q$  軸における固定子電圧ベクトル
- $i_{\alpha\beta} = [i_\alpha \ i_\beta]^T$  :  $\alpha$ - $\beta$  相における固定子電流ベクトル
- $v_{\alpha\beta} = [v_\alpha \ v_\beta]^T$  :  $\alpha$ - $\beta$  相における固定子電圧ベクトル
- $T$  : 推定トルク
- $\Psi$  : 推定鎖交磁束
- $R$  : 固定子巻線抵抗
- $L_d$  :  $d$  軸方向の固定子巻線インダクタンス
- $L_q$  :  $q$  軸方向の固定子巻線インダクタンス
- $K_e$  : 起電力定数
- $P_n$  : 回転子の極対数
- $\omega_{rm}$  : 回転子の角速度 (機械角)
- $\omega_{re} = P_n \omega_{rm}$  : 回転子の角速度 (電気角)
- $\theta_{re}$  :  $u$  相方向を基準とした回転子の磁極位置 (電気角)

## 第2章 準備

本章では，まず PMSM の構造，数式モデルおよびベクトル制御に必要な座標系について述べる．次に，電圧形 PWM インバータの構造，動作およびその基本的な PWM パターンの生成法について述べる．さらに，本研究で重要な役割を果たすモデル予測制御（MPC）の基本概念について述べる．また，実用上の見地から演算遅れを考慮した MPC の基本概念について説明する．

### 2.1 PMSM の数式モデル

回転子の極対数を 1 とした場合の，PMSM の等価モデルを Fig. 2.1 に示す．Fig. 2.1 に示すように，PMSM は三相に配置された固定子巻線と，永久磁石を有する回転子によって構成され，そのマグネットトルクは，固定子巻線に流れる三相交流電流によって発生した回転磁界と，永久磁石の界磁磁束との相互作用によって発生する．また上記のマグネットトルクに加えて，Fig. 2.1 に示すように，永久磁石が回転子内部に埋め込まれている IPMSM では，回転子が有する突極性によってリラクタンストルクが発生するため，IPMSM は発生原因の異なる 2 種類のトルクの和によって回転する．

Fig. 2.1 には，PMSM のベクトル制御において用いられる， $d$ - $q$  座標系も合わせて示してある． $d$ - $q$  座標系とは，PMSM の回転子に同期して回転する直交二軸の回転座標系であり，永久磁石の界磁方向に  $d$  軸，それより電気角で  $90[\text{deg}]$  進んだ方向に  $q$  軸を取る．これに対して， $u$  相， $v$  相， $w$  相の三相によって構成される固定座標系を  $u$ - $v$ - $w$  座標系と定義する．

次に，PMSM を数式モデルとして表現する．固定子巻線への印加電圧および巻線電流が三相对称であると仮定する．それらの関係を  $d$ - $q$  座標系において表した電圧方程式を用いて， $d$ - $q$  座標系において電流を状態量とする状態方程式に変形すると以下のような

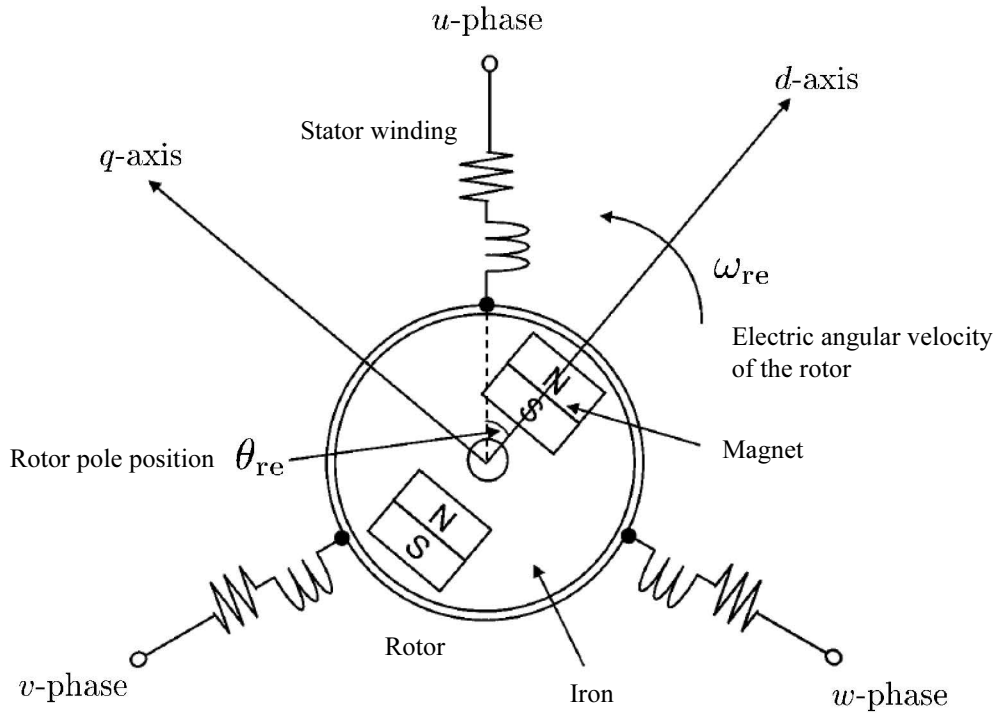


Fig. 2.1 Equivalent model of PMSM.

になる．

$$\frac{d}{dt} i_{dq} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_d} & \omega_{re} \frac{L_q}{L_d} \\ -\omega_{re} \frac{L_d}{L_q} & -\frac{R}{L_q} \end{bmatrix} i_{dq} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} v_{dq} - \frac{1}{L_q} \begin{bmatrix} 0 \\ K_e \omega_{re} \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

式 (2.1) から、 $i_d$  および  $i_q$  は各軸に印加される電圧  $v_d$  および  $v_q$  によって制御できることがわかる．また、この電圧によって電流ベクトルの各成分を、所望のトルクが得られるようにそれぞれ制御する方式はベクトル制御と呼ばれる．このベクトル制御に基づき、高応答の電流制御を行うことにより、PMSM の高応答トルク制御が可能となる．

## 2.2 PWM インバータとスイッチングモード

PMSM のベクトル制御では、固定子巻線に印加する電圧の振幅および周波数を自由に变化させる必要がある．そのため、一般には Fig. 2.2 に示す電圧型 PWM インバータを電源として用いる．電圧形 PWM インバータは、各相上下 2 つの半導体素子のスイッチング動作によって、直流電源から等価的に交流電力を生成する．インバータの瞬時的な出力電圧は、各相のスイッチ素子のオン・オフ状態によって定められる  $2^3 = 8$  通りのスイッチングモードによって決まる．ここで、各モードに対応する各相のスイッチ素子の状態を Table 2.1 に、またその電圧ベクトルを Fig. 2.3 に示す．Table 2.1 の



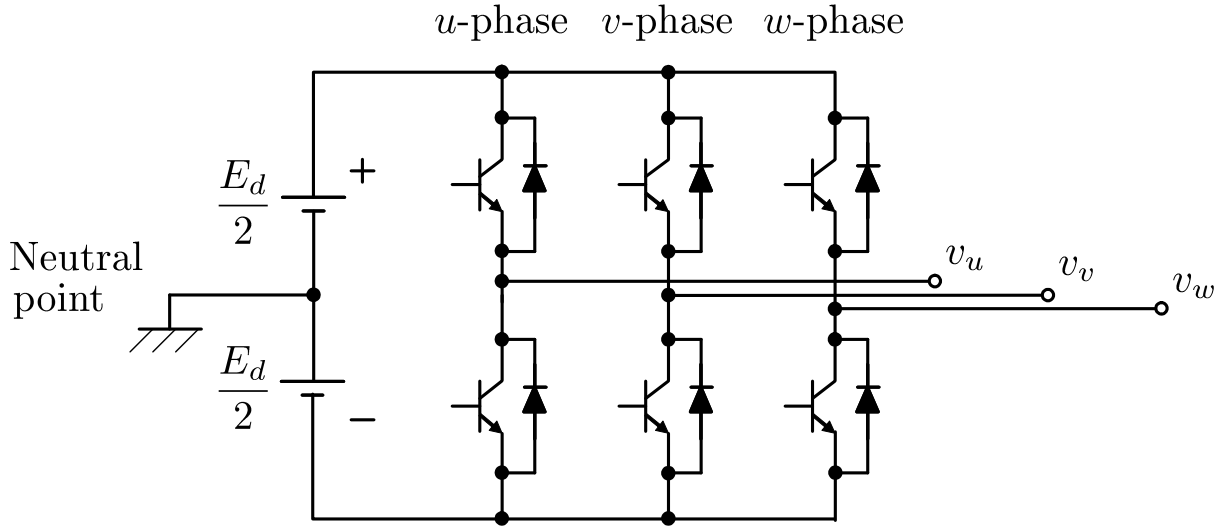


Fig. 2.2 Three-phase voltage source inverter.

Table 2.1 Switching mode and state for the inverter

switching mode	voltage vector	switching state		
		u-phase	v-phase	w-phase
0	$V_0$	—	—	—
1	$V_1$	+	—	—
2	$V_2$	+	+	—
3	$V_3$	—	+	—
4	$V_4$	—	+	+
5	$V_5$	—	—	+
6	$V_6$	+	—	+
7	$V_7$	+	+	+

+ (—) の記号は，その相において直流電源の + (—) 側のスイッチ素子がオンになっていることを示す．

仮想中性点を基準とした各相の出力電圧は， $\frac{E_d}{2} (-\frac{E_d}{2})$  となる．このとき， $E_d$  はリンク電圧を表す．したがって，例えば  $V_0$  および  $V_1$  はそれぞれ， $V_0 = [-\frac{E_d}{2} \ -\frac{E_d}{2} \ -\frac{E_d}{2}]'$ ， $V_1 = [+ \frac{E_d}{2} \ -\frac{E_d}{2} \ -\frac{E_d}{2}]'$  となる．従来の方法では，パルス幅変調 (PWM: Pulse Width Modulation) によってスイッチングモードを切り替えている．PWM の変調周波数が電圧指令値の周波数より十分高ければ，インバータの出力電圧中の基本波成分は指令値に一致する．ここで，電圧指令値の振幅が三角波電圧の振幅より大きくなる場合について考える．三角波電圧の振幅は  $E_d/2$  に固定であるため，指令値の振幅が三角波の

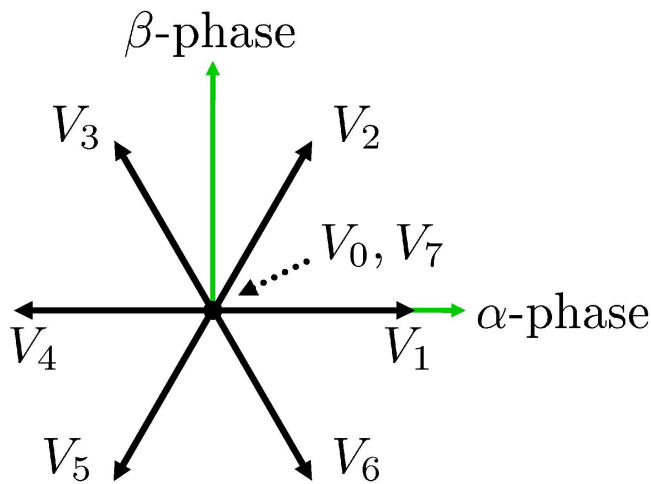


Fig. 2.3 Instantaneous output voltage vector.

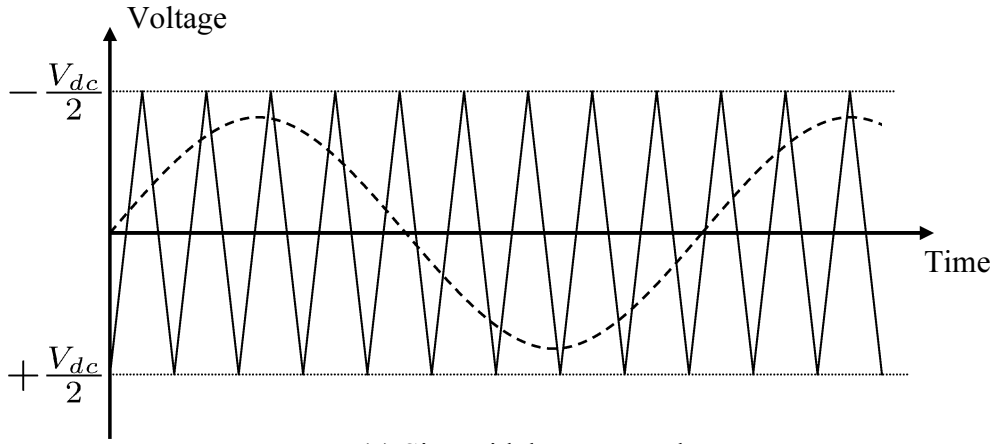
それより大きくなる状況は十分考えられる．このとき，インバータは過変調領域で動作しているという．ここで，各動作モードと三角波キャリアとの関係を Fig. 2.4 に示す．Fig. 2.4 において，電圧指令値の絶対値が  $E_d/2$  より大きい部分では，正しく変調が行われない<sup>[30]</sup>．そのため過変調領域においては，インバータ出力電圧中の基本波成分の振幅は指令値のそれと一致しなくなり，また，インバータ出力電圧が大きな高調波成分を含むようになる．しかしながら，過変調領域の利用によって，インバータ出力電圧中の基本波成分の振幅を最大で約 127% まで増大させることができ，またスイッチングによる損失も低減できるため，近年では鉄道，電気自動車など輸送分野を中心に積極的に利用されつつある．

## 2.3 直接トルク制御

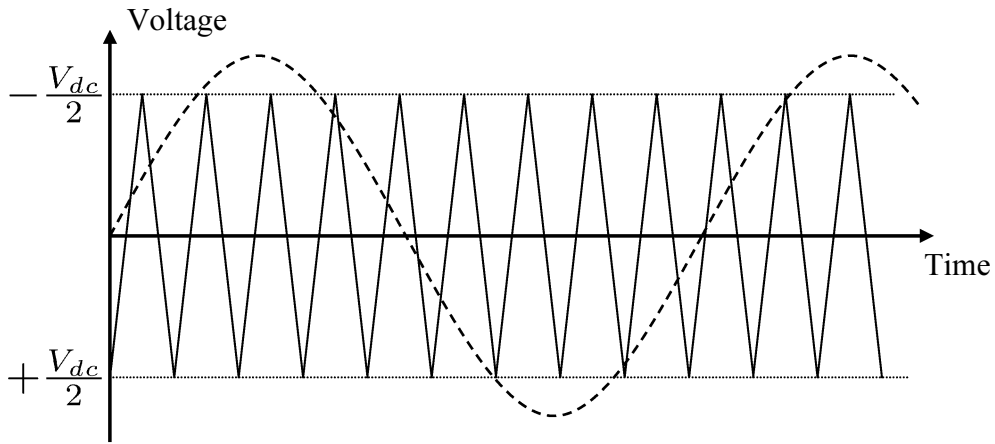
### 2.3.1 基本概念

DTC とは，ヒステリシスコンパレータによって得られるトルク偏差，磁束偏差および推定した磁束ベクトル位置を，あらかじめ設計したスイッチングテーブルに与え，インバータのスイッチ指令を決定するモータ制御法である．入力指令値を変調して出力表現する PWM 方式とは異なり，インバータのスイッチングを直接決定するため，高速トルク応答を実現することができる．さらに，ヒステリシスコンパレータの許容範囲を任意に設定できるため，大きくすることでスイッチング周波数の低減が実現できる．

DTC の基本概念を Fig. 2.5 および Fig. 2.6 を用いて説明する．まず測定した電圧お



(a) Sinusoidal PWM mode



(b) Overmodulation mode

—— Voltage reference  
 ----- Triangular wave

Fig. 2.4 Inverter modulation mode.

よび電流とモータパラメータに基づいて、トルク  $T$ 、磁束  $\Psi$  および磁束ベクトル位置  $\theta_s$  を次のように推定する。

$$\Psi_{\alpha\beta} = \int_0^t (v_{\alpha\beta} - Ri_{\alpha\beta})dt + \Psi_{\alpha\beta}|_{t=0} \quad (2.2)$$

$$\Psi = \sqrt{\Psi_\alpha^2 + \Psi_\beta^2} \quad (2.3)$$

$$T = P_n(\Psi_\alpha i_\beta - \Psi_\beta i_\alpha) \quad (2.4)$$

$$\theta_s = \arctan \frac{\Psi_\alpha}{\Psi_\beta} \quad (2.5)$$

そして、トルクおよび磁束の推定値と指令値の偏差をとり、ヒステリシスコンパレー

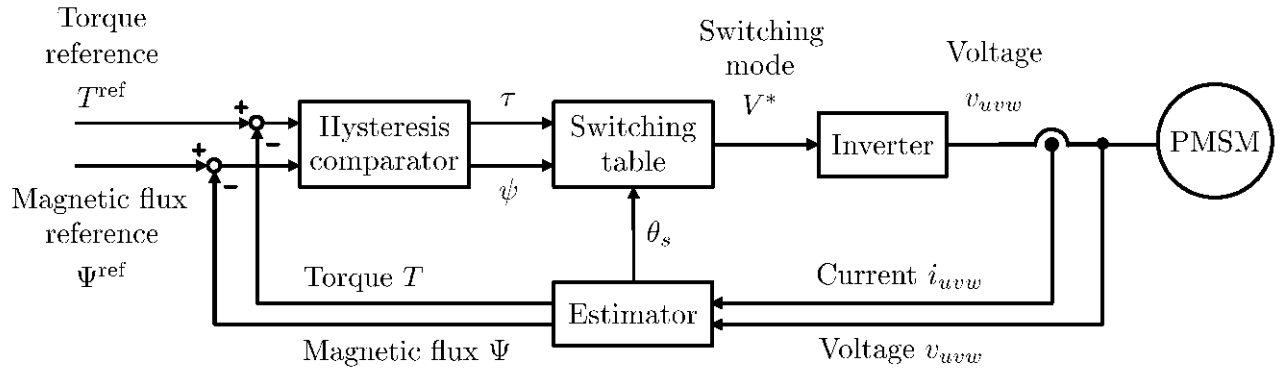


Fig. 2.5 Configuration of conventional DTC system.

タへ入力する．出力は以下のように表される．

$$\tau = \begin{cases} 0 & \text{if } T - T^{\text{ref}} > \varepsilon_T \\ 1 & \text{if } T - T^{\text{ref}} < -\varepsilon_T \end{cases} \quad (2.6)$$

$$\psi = \begin{cases} 0 & \text{if } \Psi - \Psi^{\text{ref}} > \varepsilon_\Psi \\ 1 & \text{if } \Psi - \Psi^{\text{ref}} < -\varepsilon_\Psi \end{cases} \quad (2.7)$$

ここで、 $\varepsilon_T$ 、 $\varepsilon_\Psi$  はそれぞれトルクおよび磁束の許容範囲である．最後に  $\psi$ 、 $\tau$ 、 $\theta_s$  を Table 2.2 に示したスイッチングテーブルに与え、入力  $V^*$  を決定する．この手順を制御周期ごとに繰り返す．なお、 $\psi$ 、 $\tau$  が 0 のときは、それぞれトルクおよび磁束を小さくし、1 のときは大きくする操作に相当する．

### 2.3.2 スwitchングテーブル構築

PMSM の DTC では回転子内部の磁石が回転するため、Fig. 2.6 における零ベクトルを適用した場合も磁束が不規則に変化する．そのため、零ベクトルは PMSM の DTC では利用することは難しい．そこで一般的にトルク  $T$  とトルク角  $\delta$  には関連性があることに着目して、スイッチングテーブルを構築する．なお、トルク角  $\delta$  は Fig. 2.7 における回転子磁束  $\Psi_r = K_e$  と固定子磁束  $\Psi_s$  のなす角を示している．トルク角  $\delta$  を用いたトルク式は次のように表せる．

$$T = \frac{P_n |\Psi_s|}{2L_d L_q} [2K_e L_q \sin \delta - |\Psi_s| (L_q - L_d) \sin 2\delta]. \quad (2.8)$$

文献ではトルクは  $\delta$  が増加するにつれ増加すると記述しているため、トルクを大きく出力するためには電圧ベクトルを回転方向に電圧ベクトルを適用し、小さくするためには回転方向とは逆向きに電圧ベクトルを適用すればよい．

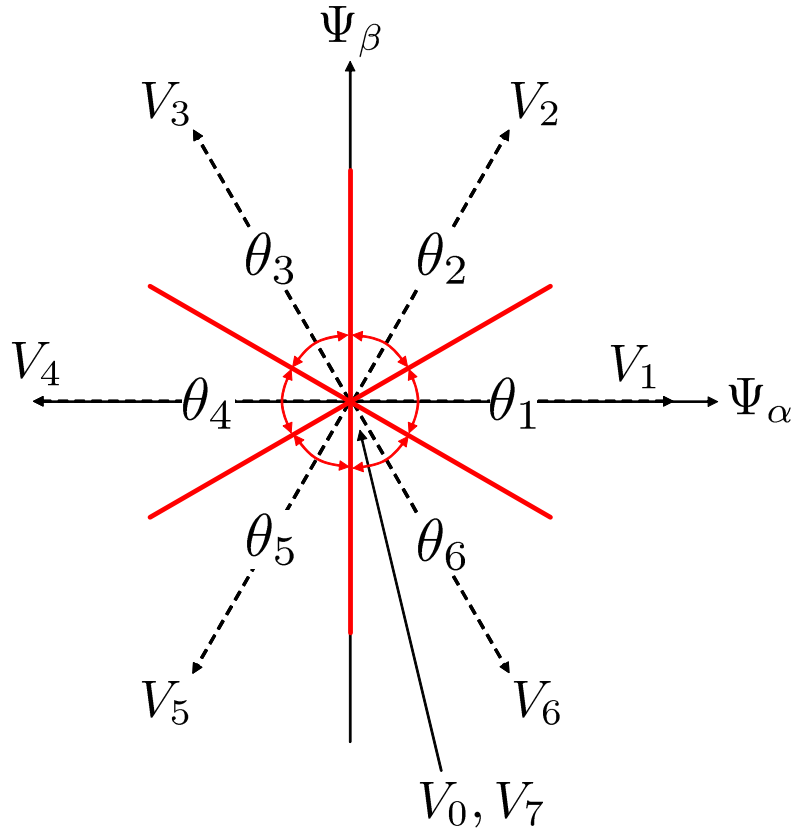


Fig. 2.6 Space vector and flux position sections.

Table 2.2 Switching table.

$\psi$	$\tau$	$\theta_s$					
		$\theta_1$	$\theta_2$	$\theta_3$	$\theta_4$	$\theta_5$	$\theta_6$
0	0	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$
	1	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$
1	0	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$
	1	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$

DTCにおけるスイッチングテーブルはFig. 2.8のような磁束空間を基にして構成される。Fig. 2.8では、外側および内側の円は磁束の許容範囲の上限  $\Psi^{\text{ref}} + \varepsilon_\Psi$  および下限  $\Psi^{\text{ref}} - \varepsilon_\Psi$  に相当するものである。Fig. 2.8において回転子が反時計回りに回転し、磁束ベクトル位置  $\theta_s$  が領域  $\theta_1$  にあると仮定する。Fig. 2.8(a)の場合、内側の円まで磁束ベクトルを縮小するような電圧ベクトル  $V_2$  または  $V_6$  が適用される。対照的にFig. 2.8(b)の場合、外側の円まで磁束ベクトルを増大するような電圧ベクトル  $V_3$  または  $V_5$  が適用される。領域  $\theta_2$  から  $\theta_6$  においても  $\theta_1$  と同様に選択すべき電圧ベクトルを決定することができるため、スイッチングテーブルはTable 2.2のように構成することができる。

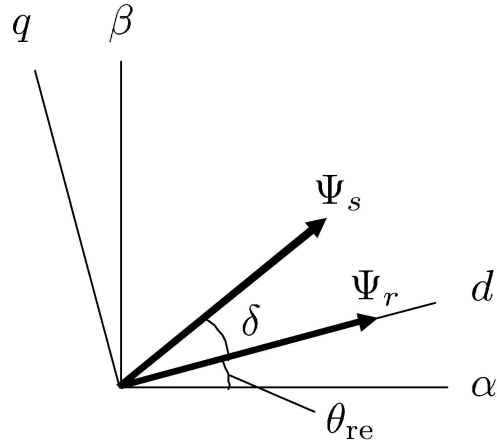


Fig. 2.7 Rotor flux  $\Psi_r$  and the stator flux  $\Psi_s$  in different reference frame.

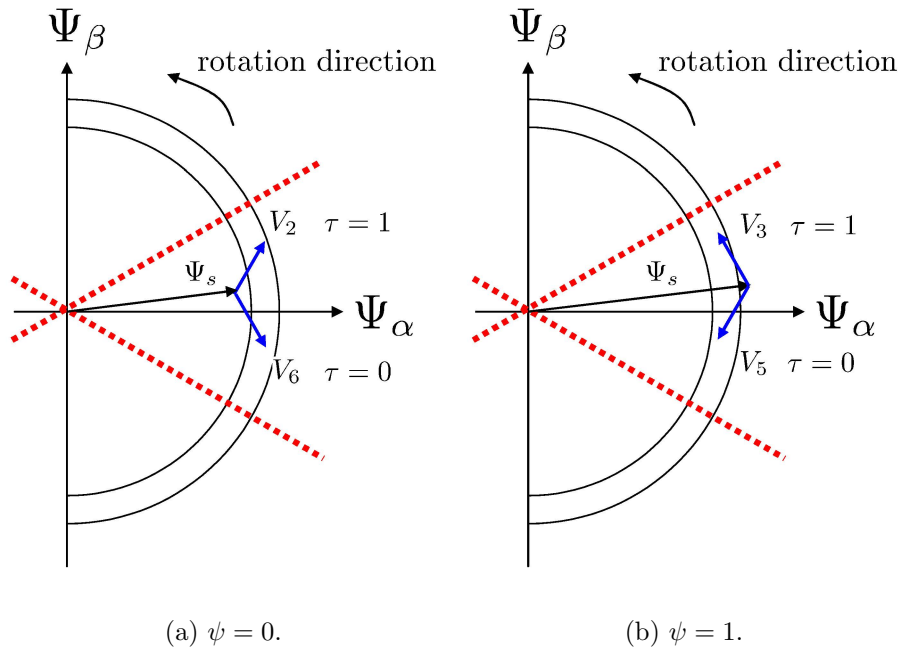


Fig. 2.8 Flux vector space for making switching table.

## 2.4 モデル予測制御

モデル予測制御は、近年プロセス制御を中心として適用が進んでおり、線形システムや非線形システムをはじめとして、特に拘束条件を考慮した場合について研究が行われている。また、モデル予測制御が対象とするシステムは、スイッチの切換え動作などの離散的な事象と連続的な事象が混在するシステムであることが多いため、モデル予測制御の発展として、離散的な事象と連続的な事象が相互影響するハイブリッド動的シス

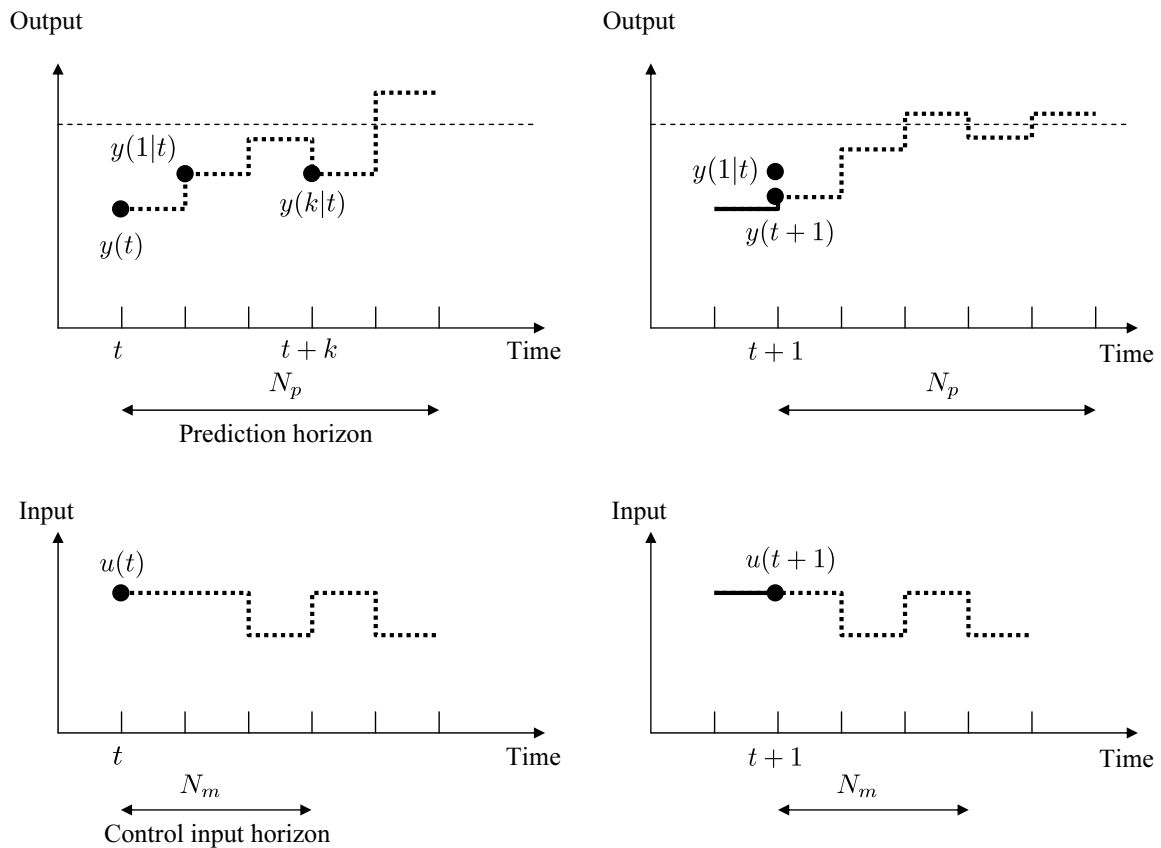


Fig. 2.9 Basic concept of MPC.

テムを対象にすることが重要になってきている．ハイブリッド動的システムのモデル予測制御は，スイッチなどの切換え動作を含んだ複雑なシステムの制御に対して有効であるとされている．このようにモデル予測制御は，ハイブリッド動的システムの制御法として定着しており，近年精力的に研究が行われている．

### 2.4.1 基本的なアルゴリズム

MPC とは，制御量の未来の挙動を計算可能な動的モデルを用いて，考えるありとあらゆる挙動を予測し，その中から現実存在する各種の制約条件を満たし，さらに評価関数を最小化可能な操作量を求めるという，最適化計算を制御周期毎に実施していく制御である．すなわち，“状態の観測 未来の状態の挙動を予測 制御入力決定 制御入力の印加” という手順の繰り返しこそが，MPC の基本概念であり，Fig. 2.9 にその概略を示す．ここで， $y(t)$  は時刻  $t$  における観測値であり， $y(k|t)$  は，観測された  $y(t)$  を用いてモデルに基づき計算された時刻  $t+k$  における出力予測値である．また，

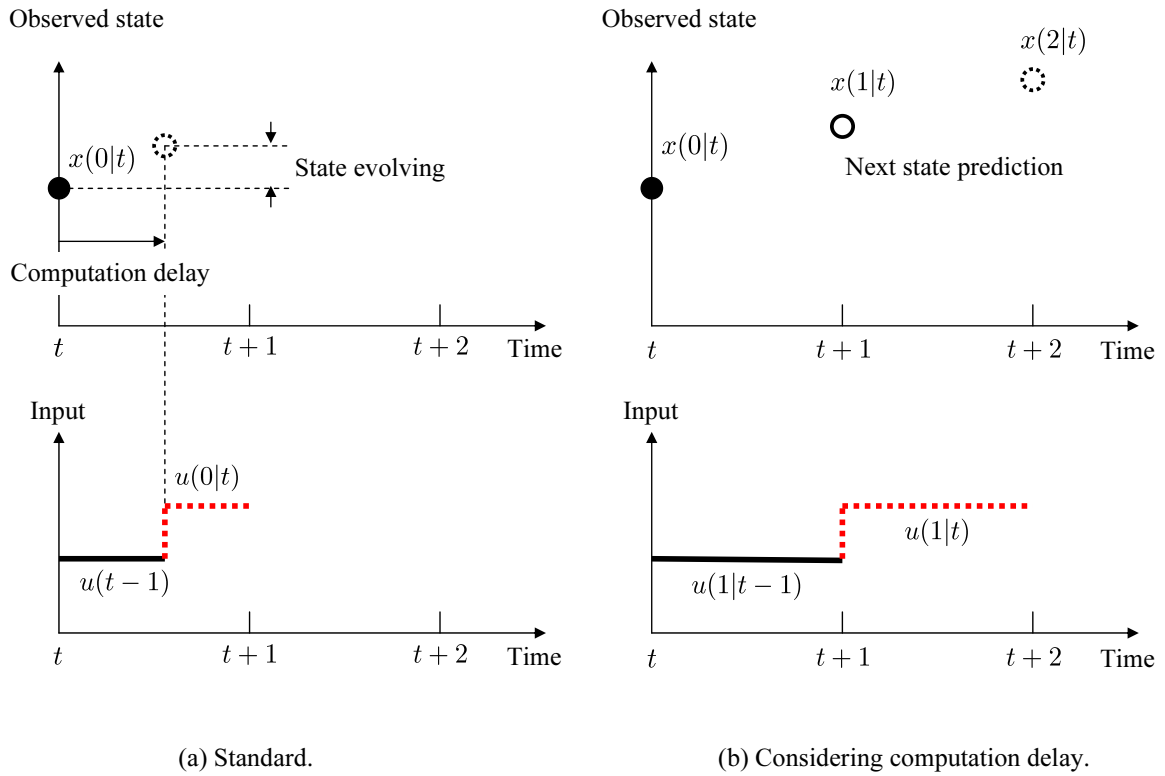


Fig. 2.10 Basic concept of MPC with consideration of computation delay.

制御入力期間  $[t, t + N_m]$  における入力系列  $u(0|t), u(1|t), \dots, u(N_m - 1|t)$  は, 予測期間  $[t + 1, t + N_p]$  中の参照値 (指令値) にその予測軌道が近づくように決定される. ただし,  $N_m$  は  $N_m \leq N_p$  であり, 実際のシステムには,  $u(t) = u(0|t)$ , すなわち導出された入力系列の最初の入力値のみが入力され, その入力は次の時刻  $t + 1$  まで維持される. 時刻  $t + 1$  に観測された  $y(t + 1)$  においても, 予測区間を '1' ステップ先へ推移させ, 先程と同様の手順を踏むことにより入力は決定される. 以後, 上述の手順が繰り返される. なお,  $N_m$  と  $N_p$  の決め方には自由度があるが, 本研究では, 簡単のため  $N_m = N_p$  に設定する.

### 2.4.2 演算遅れを考慮した MPC

理想的な MPC の場合, 状態量の検出から最適な入力列の計算, そしてその適用までに必要とする時間を 0 とみなすが, 実際には, 最適な入力の計算などに時間を要するため, 同時刻においてすべてのプロセスを終えることは不可能であり, 演算による遅れが発生する. 例えば, 現在時刻  $t$  において状態量  $x$  を観測する場合, 最適なスイッチングモードは状態量  $x$  に対して決定される. しかしながら, 演算時間中に状態は推移



するため、常に MPC の演算に最も遅れた場合で 1 サンプル前の状態量を用いて制御することになる。このような演算中の時間経過によって発生する状態量の変化は、理想的な MPC の前提条件に反することから、制御性能の劣化を招くことになる。

そこで本研究では、演算遅れを考慮したモデル予測制御を提案する。Fig. 2.10 に演算遅れを考慮した MPC の基本概念を示す。本提案手法では、時刻  $t$  における最適な入力の演算に、現在時刻に検出された状態量  $x(0|t)$  をそのまま用いるのではなく、状態量  $x(0|t)$  と 1 サンプル前に導出された最適な入力  $u^*$  から次の時刻における状態量の予測値  $x(1|t)$  を計算し予測に用いることで、時刻  $t+1$  から適用する最適な入力  $u(1|t)$  を最適化問題の解決をもとに決定する。これにより、モデル化誤差が無く演算時間が既知である場合、 $x(1|t)$  は  $x(0|t+1)$  に一致するため、演算遅れに起因する制御性能の劣化を減らし、理想的な MPC を実現することができる。

## 第3章 モデル予測制御に基づく 直接トルク制御

本章では，モデル予測制御（MPC）をPMSMの直接トルク制御に適用した際の制御構成について示すとともに，制御器におけるスイッチングモードの選択問題を，PMSMの数式モデルを利用したMPCの問題として定式化する．

### 3.1 MPCを用いた直接トルク制御システムの構成

本研究で提案するMPCを用いた直接トルク制御システムの構成図をFig. ??に示す．提案する直接トルク制御システム（以後，MPC-DTC）の動作原理は，従来のDTCと同様に制御量をトルクおよび磁束とし，操作量を零ベクトル2つを含む8つの電圧ベクトルとする．そして制御器にはヒステリシスコンパレータの代わりに制約条件としての許容範囲を設ける．そして従来では予め設計したスイッチングテーブルを用いて電圧ベクトルを直接決定されたが，既に述べたMPCに基づき，電流・磁極位置・ロータ速度情報を用いて，制御量の未来の挙動を予測し，設定した制約条件を満たし，さ

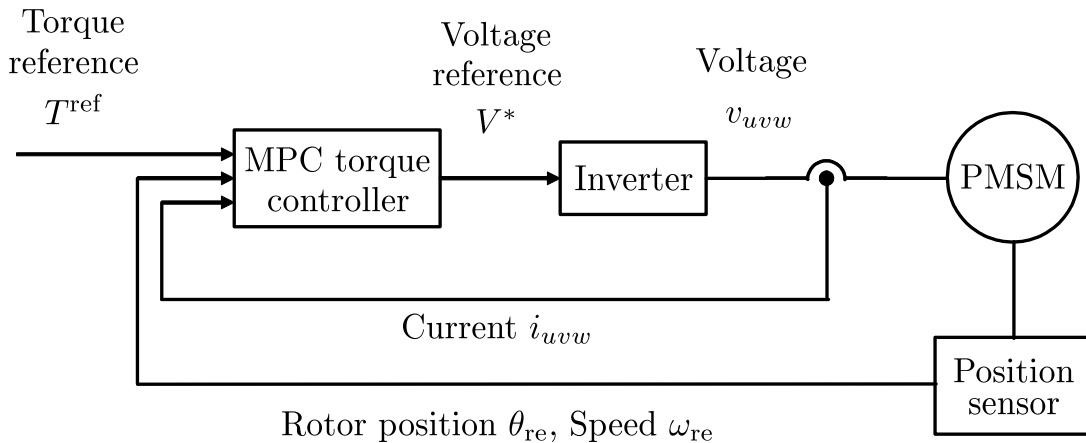


Fig. 3.1 Configuration of MPC-DTC.

らに評価関数を最小化するように決定される．

本研究で提案する MPC-DTC は，以下に示すような重要な特徴がある．

- (1) スイッチングテーブルを複雑化せず，より良好な解を決定することができる．
- (2) 制約条件（駆動条件）を考慮した電圧ベクトルを決定することができる．
- (3) 評価関数を用いることで，トレードオフを考慮することができる．

## 3.2 MPC-DTC の定式化

第 2 章において示した，PMSM の  $d$ - $q$  座標系における一般的な状態方程式を式 (3.1) としてここに再記すると，

$$\frac{d}{dt}i_{dq} = \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{R_d}{L_d} & \omega_{re}\frac{L_q}{L_d} \\ -\omega_{re}\frac{L_d}{L_q} & -\frac{R_q}{L_q} \end{bmatrix}}_A i_{dq} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix}}_B v_{dq} - \underbrace{\frac{1}{L_q} \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_{re}k_e \end{bmatrix}}_F \quad (3.1)$$

となる．次に式 (3.1) を離散化すると，

$$i_{dq}(t+1) = A_d i_{dq}(t) + B_d v_{dq}(t) + F_d \quad (3.2)$$

となる．ここで， $v_{dq}$  は入力電圧ベクトル， $A_d$ ， $B_d$  および  $F_d$  は，サンプリング時間を  $T_s$  とすれば， $A_d = e^{AT_s}$ ， $B_d = \int_0^{T_s} e^{A\tau} d\tau B$  および  $F_d = \int_0^{T_s} e^{A\tau} d\tau F$  と求められる．また，トルクおよび磁束は  $d$ - $q$  軸電流  $i_d$ ， $i_q$  およびモータパラメータを用いて次のように求めることができる．

$$\underbrace{\begin{bmatrix} T \\ \Psi \end{bmatrix}}_y = \underbrace{\begin{bmatrix} P_n \{ K_e i_q + (L_d - L_q) i_d i_q \} \\ \sqrt{(L_d i_d + K_e)^2 + (L_q i_q)^2} \end{bmatrix}}_{g(i_{dq})} \quad (3.3)$$

MPC においては既に述べたように，考える全ての入力電圧パターンを生成する必要がある．ここで， $u$ - $v$ - $w$  座標系における入力電圧パターン  $V_{uvw}(t)$  は，予測区間を  $N_p$  とすると，

$$V_{uvw}(t) = [ v_{uvw}(0|t), v_{uvw}(1|t), \dots, v_{uvw}(N_p - 1|t) ] \quad (3.4)$$

と表される．また， $v_{uvw}(t) \in V_0 \sim V_7$  であり，式 (3.4) は，磁極位置  $\theta_{re}$  の関数として，以下の式 (3.5) を用いて， $u-v-w$  座標系から  $d-q$  座標系へと変換される．

$$\begin{aligned} V_{dq}(t) &= \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_{re} & \cos(\theta_{re} - \frac{2}{3}\pi) & \cos(\theta_{re} + \frac{2}{3}\pi) \\ -\sin \theta_{re} & -\sin(\theta_{re} - \frac{2}{3}\pi) & -\sin(\theta_{re} + \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix} V_{uvw}(t) \\ &= C(\theta_{re}) V_{uvw}(t) \end{aligned} \quad (3.5)$$

上述のように生成された  $d-q$  座標系上の入力電圧パターンおよび観測した状態量（ここでは電流の初期値  $i_{dq}(0)$ ）を，式 (3.2) および (3.3) に代入することで，以下の式 (3.6)

$$Y = [y(1|t), y(2|t), \dots, y(N_p|t)] \quad (3.6)$$

に示すような，各電圧パターンに従って電圧が入力されたときの未来のトルクおよび磁束挙動を計算することができる．なお，式 (3.2) 中の速度起電力ベクトルを表す  $F_d$  は，電気角速度  $\omega_{re}$  を含むため，時刻  $t$  によって変化する．予測演算において，予測期間中の電気角速度  $\omega_{re}$  は演算の都合上，一定値と仮定しなければならないが，MPC を適用する場合，その制御周期は電気角速度の応答速度に比べ十分短くなるため，上述の仮定は妥当と考えられる．したがって， $F_d$  も時刻  $t$  に依らず一定であると仮定する．同様の思考から，磁極位置  $\theta_{re}$ ，電流指令値  $i_d^*$  および  $i_q^*$  についても予測区間内は一定値を取ると考える．

以上によって得られた，全ての入力電圧および電流パターンについて，予測区間内の各時刻において，最適な入力を得るために，トルクおよび磁束指令値  $y^{ref}$  と予測値との誤差を考慮した評価関数を計算する．それと同時に従来の DTC の許容範囲の概念を取り入れ，スイッチングの回数を抑制する項を評価関数に挿入する．ここで，本研究における評価関数は式 (3.8) とする．

$$J(i_{dq}(t)) = \sum_{k=0}^{N_p-1} \|S_{uvw}(k|t) - S_{uvw}(k-1|t)\|_2^2 + p(k+1|t) \quad (3.7)$$

$$p(k|t) = \begin{cases} 0 & \text{if } |y^{ref} - y(k|t)| \leq \varepsilon_y, \\ \|y^{ref} - y(k|t)\|_{Q,2} & \text{if } |y^{ref} - y(k|t)| > \varepsilon_y, \end{cases} \quad (3.8)$$

式 (3.8) では，一項目に瞬時のスイッチング回数を挿入し，二項目にて許容範囲を維持できない場合にのみトルクおよび磁束の制御量の誤差を計算する．ここで  $Q$  は， $Q = \text{diag}[Q_t, Q_\Psi]$  ( $Q \succ 0$ ) と示される重み行列である．以下に，最適な入力電圧パター

ンを得るための最適化問題を示す．

$$V^*(t) = \arg \min_{V_{dq}(t)} J(i_{dq}(t)) \quad (3.9)$$

subject to

$$\begin{cases} i_{dq}(k+1|t) = Ai_{dq}(k|t) + Bv_{dq}(k|t) + F, \\ y(k|t) = g(i_{dq}(k|t)), \\ v_{dq}(k|t) = C(\theta_{re}(k|t))v_{uvw}, \quad v_{uvw} \in \{V_0, \dots, V_7\}, \\ \theta_{re}(k|t) = \theta_{re}(t) + \omega_{re}T_s k. \end{cases} \quad (3.10)$$

この最適化問題を解くことによって，制御周期毎に，スイッチング回数および指令値との誤差が最小となる最適な入力電圧パターンを決定することができる．

前章で説明した演算遅れを考慮した MPC では，事実上予測区間'2'である．しかしながら，現在時刻における入力  $V_{dq}(0|t)$  は，'1' ステップ前の予測区間内に計算されたものであり，予測誤差もオフセットとして計算されている．したがって，時刻  $t$  における予測  $(0|t)$  は，最適な入力の計算に関与しておらず，演算遅れを考慮した MPC では，時刻  $t$  における予測  $(0|t)$  は予測区間  $N_p$  には含まれていない．以上の電流予測方法の違いを Fig. 3.2 に示す．

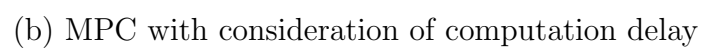


Fig. 3.2 Current prediction flow on  $d$ - $q$  coordinates.

## 第4章 従来DTCとMPC-DTCの比較

本章では，従来のDTCと提案手法であるMPC-DTCを比較する．そして，提案手法の有効性をシミュレーションおよび実機実験により実証する．

### 4.1 動作条件

一定速度で回転するPMSMに対してステップ的に変化するトルク指令値を入力し，このときのトルク応答および磁束応答を検証する．なお，本章に示す計算機シミュレーションにおいては，制御系の動作シミュレーションにおいて一般に用いられるMathworks社製のソフトウェア「MATLAB ver.7.0.1 (R14) SP1」を利用した．

モータパラメータおよび提案手法であるMPC-DTCの制御パラメータをTable 4.1，Table 5.1に示す．制御周期はMPC-DTCを実機実装したときのハードウェアの限界値である．許容範囲 $\varepsilon$ は現状において暫定的な値（物理的に許容範囲内や範囲外となる値）を利用しており，重み $Q$ は8つの予測値のうち範囲内を優先するように設定する．本研究では，制御周期および許容範囲が同一という条件化で比較を進めていく．

次に，磁束指令値の生成方法について説明する．本研究ではトルク指令値を用いて磁束指令値を生成する．

Table 4.1 Specification of IPMSM.

Rated speed	3000[rpm]
Rated torque	3.0[Nm]
Resistance $R$	0.1197[ $\Omega$ ]
Inductance ( $d$ -axis) $L_d$	0.97[mH]
Inductance ( $d$ -axis) $L_q$	2.03[mH]
e.m.f. constant $K_e$	0.0432[Wb]
Pole pairs number $P_n$	3

Table 4.2 Controller parameter

Control period $T_s$	50[ $\mu$ s]
Torque tolerance bound $\varepsilon_T$	0.1[Nm]
Flux tolerance bound $\varepsilon_\Psi$	0.001[Wb]
Prediction horizon $N_p$	1
Weighting marix $Q$	$\text{diag}(\frac{4}{\varepsilon_T} \frac{4}{\varepsilon_\Psi})$

一般に，IPMSM の発生トルクは式 (4.1) のように示される．

$$T = P_n \{ K_e I_a \cos \beta + \frac{1}{2} (L_q - L_d) I_a^2 \sin 2\beta \} \quad (4.1)$$

ここで， $I_a$  および  $\beta$  について以下に示す．

$$I_a = \sqrt{i_d^2 + i_q^2}, \quad \beta = -\arctan \frac{i_q}{i_d} \quad (4.2)$$

式 (4.1) において，最初の項はマグネットトルクを表し，第 2 項目はリラクタンストルクを表している．式 (4.1) から，同一電流に対して発生トルクを最大にできる電流位相が存在することがわかる．これは電機子電流に対して最も効率的にトルクを発生する条件である．常にこのような状態になるように電流ベクトルを制御する方式を最大トルク/電流 (以下，MTPA) 制御<sup>[31]</sup> と呼ぶ．この条件を満たす最適な電流位相  $\beta$  を以下に示す．

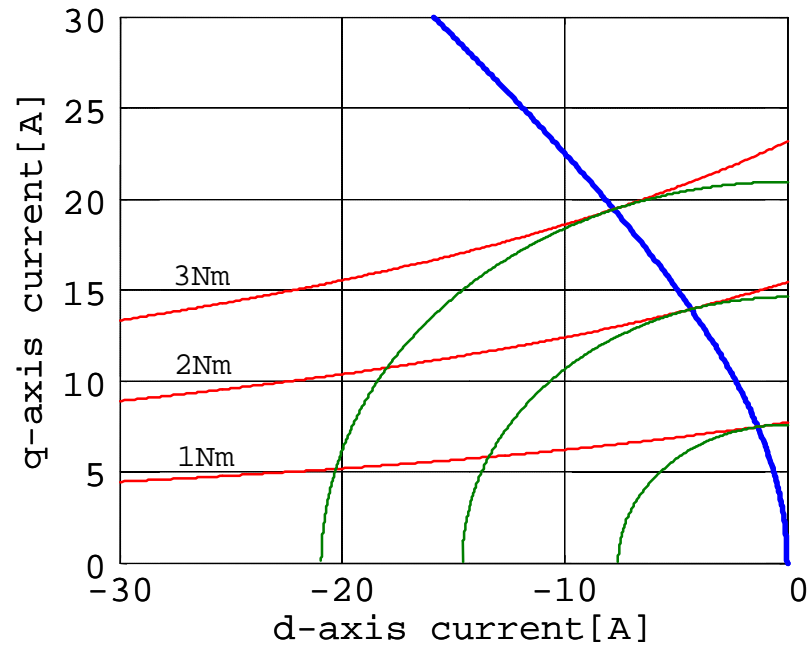
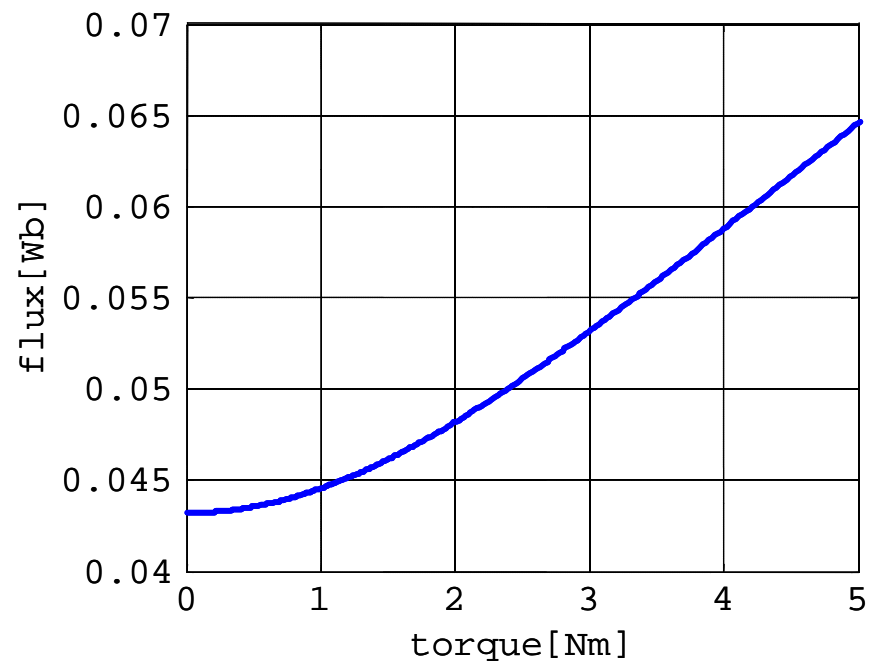
$$\beta = \arcsin \frac{-K_e + \sqrt{K_e^2 + 8(L_q - L_d)^2 I_a^2}}{4(L_q - L_d) I_a} \quad (4.3)$$

そして，あるトルクに対して (4.3) 式の条件を満たす最小な電流を用いて，以下のように磁束を求める．

$$\Psi = \sqrt{(L_d i_d + K_e)^2 + (L_q i_q)^2} \quad (4.4)$$

本論文では MTPA 制御を下に磁束指令値を決定する．その決定方法について簡単に説明する．Fig. 4.1(a) は本研究で扱う PMSM のパラメータを用いて算出した MTPA 曲線，定トルク曲線および定電流円である．これに対して，Fig. 4.1(b) は Fig. 4.1(a) および (4.1) および (4.4) 式を用いて，トルク-磁束平面に射影したものである．与えられたトルク指令値に対して，Fig. 4.1(b) を用いることにより，磁束指令値を得ることができる．



(a)  $d$ - $q$  axes current.

(b) Torque and flux.

Fig. 4.1 MTPA control curve.

Table 4.3 Operating points for transition (low speed and high speed region).

	Low speed region		High speed region	
	OP 1	OP 2	OP 1	OP 2
Speed	1500[rpm]	1500[rpm]	3000[rpm]	3000[rpm]
Torque reference $T^{\text{ref}}$	1.0[Nm]	3.0[Nm]	1.0[Nm]	3.0[Nm]
Flux reference $\Psi^{\text{ref}}$	0.0446[Wb]	0.0532[Wb]	0.0446[Wb]	0.0532[Wb]
DC-link voltage $V_{dc}$	100[V]			

## 4.2 シミュレーション結果

本節では，トルク指令値をステップ的に変化させた場合における低速駆動時および高速駆動時の各制御系のトルク応答および磁束応答についてのシミュレーション結果を示す．各動作点の詳細を Table 4.3 に示す．

ただし，Table 4.3 に示した動作点は，低速駆動時は定格回転数の 50 % における定格トルクへのステップ変化，高速駆動時は定格回転数における定格トルクへのステップ変化である．また，機械系のダイナミクスを無視した上で，過渡応答性のみを検証するため，シミュレーション中は，PMSM の回転速度は常に一定，すなわち PMSM の慣性モーメントは無限大であると仮定する．

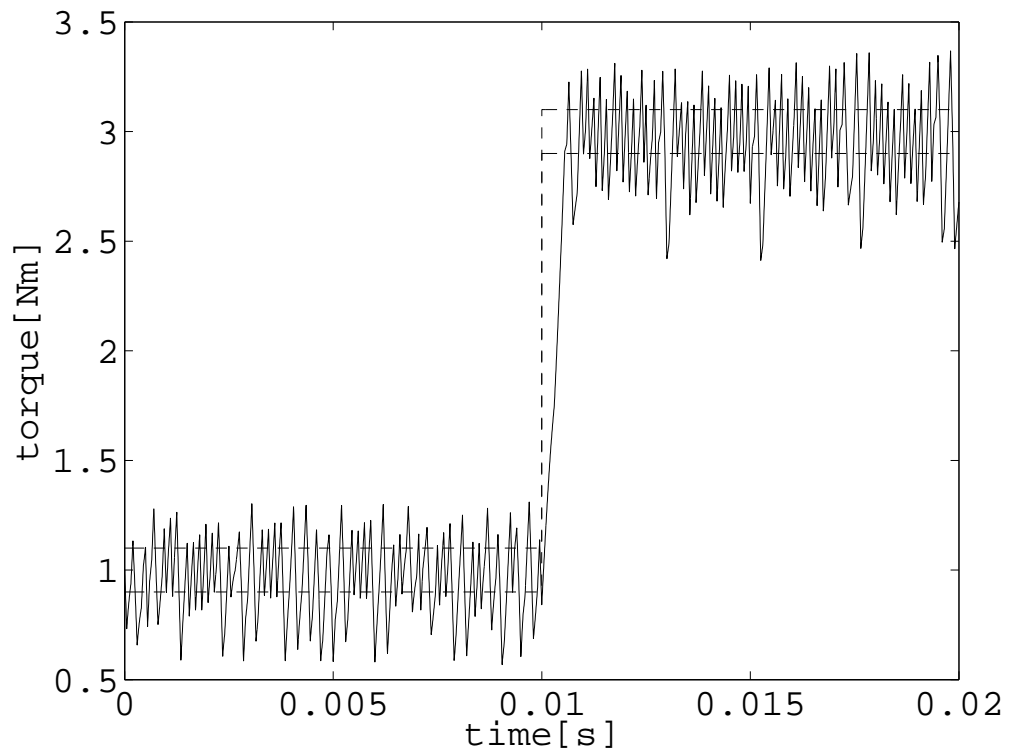
Fig. 4.2-4.5 は順に低速駆動時におけるトルク応答および磁束応答の比較，高速駆動時におけるトルク応答および磁束応答の比較である．これらの図において，トルクおよび磁束指令値は明示しておらず，代わりに許容範囲の下限  $y^{\text{ref}} - \varepsilon_y$  および上限  $y^{\text{ref}} + \varepsilon_y$  を点線で表記した．また時刻 0.01[s] において動作点 OP 1 から OP 2 へとそれぞれ遷移している．

まず，低速駆動時 Fig. 4.2, 4.3 について着目する．定常時に着目すると，従来手法では許容範囲を大きく超え，トルクおよび磁束脈動が共に大きくなっている．それに対して提案手法では，許容範囲内を維持できていることから，各脈動を低減できていることが確認できる．従来ではヒステリシスコンパレータを用いて，現在値が許容範囲を超えてからスイッチング入力を切り替える反面，提案手法では 1 サンプル先の値が許容範囲を超えた場合にスイッチング入力を切り替えるためである．また，過渡時については，提案手法は従来手法の応答速度とほぼ一致していることがわかる．どちらの手法も直接的にスイッチングパターンを決定しているため，従来手法の特長をそのまま利用しているといえる．

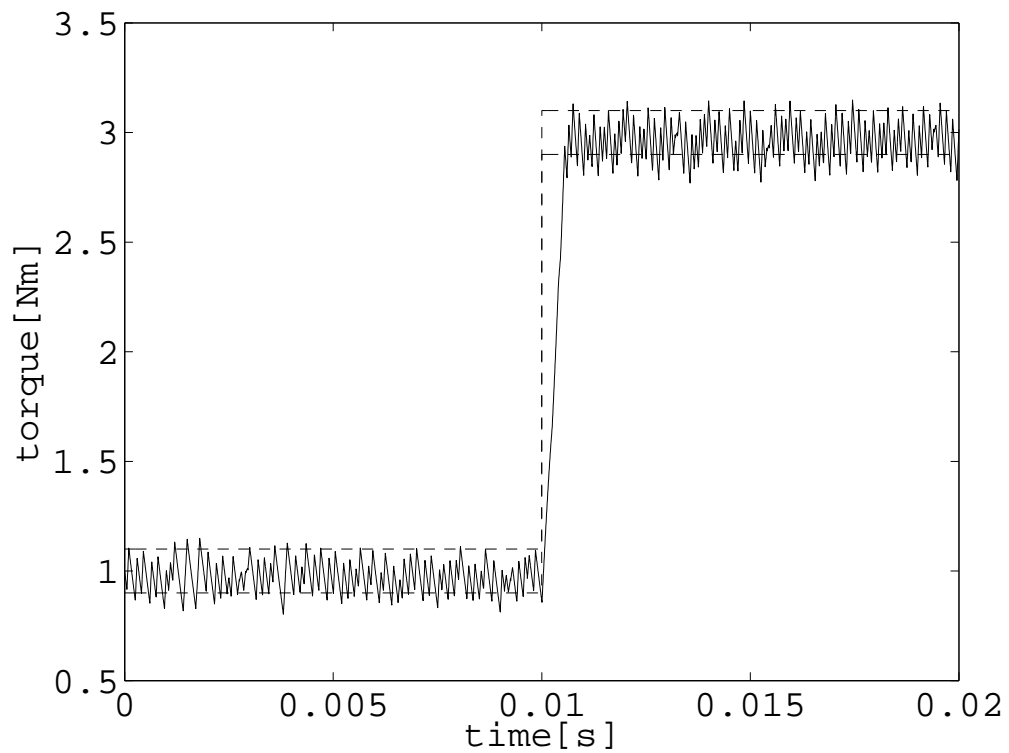
次に高速駆動時 Fig. 4.4, 4.5 について着目する．定常時について着目すると，低速駆動時と同様，トルクおよび磁束脈動は効果的に抑制できていることが確認できる．また，Fig. 4.4(a) では定常誤差が発生しているのに対し，Fig. 4.4(b) では定常誤差がないように見られる．提案手法では零ベクトルを使用しており，さらに速度起電力も数式モデルにより陽に考慮しているためだと考えられる．過渡時に着目すると，従来と比較してトルクの応答速度が良好なことが確認できる．従来では予め構築したスイッチングテーブルを用いていることに対し，逐次最適なスイッチングを入力するため，このような結果が得られたと考えられる．

次にあらゆる動作点に対する有効性を検証するため，平均スイッチング周波数および脈動を評価する．脈動の評価はトルクおよび磁束の分散を用いて行う．

Fig. 4.6 は各動作点における平均スイッチング周波数，トルクの分散および磁束の分散である．これにより全ての動作点に対して平均スイッチング周波数および分散を低減していることが確認できる．つまり，トレードオフを評価関数により考慮することで，制御性能を向上させることができたといえる．

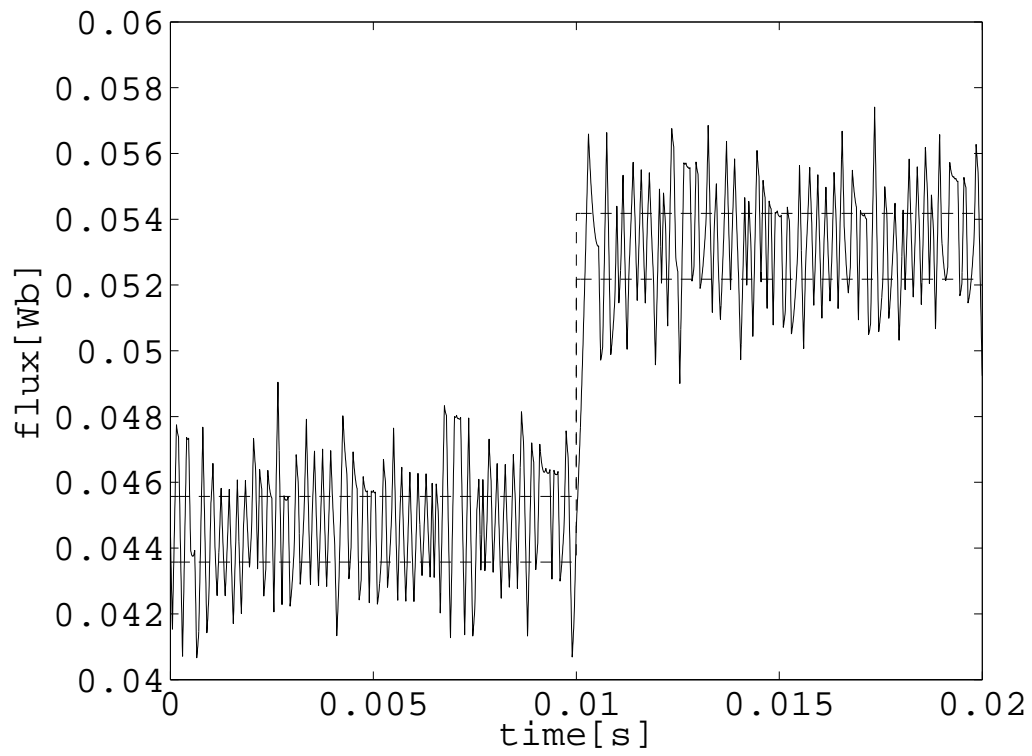


(a) Conventional DTC.

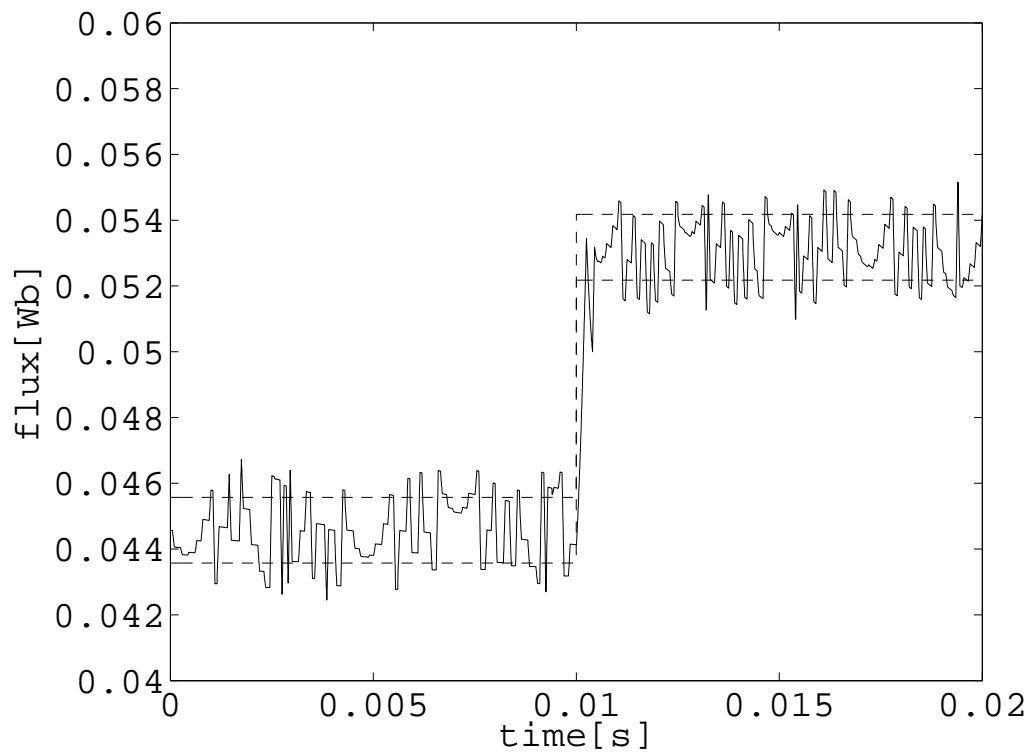


(b) Proposed MPC-DTC.

Fig. 4.2 Comparison of torque response in low speed drive.

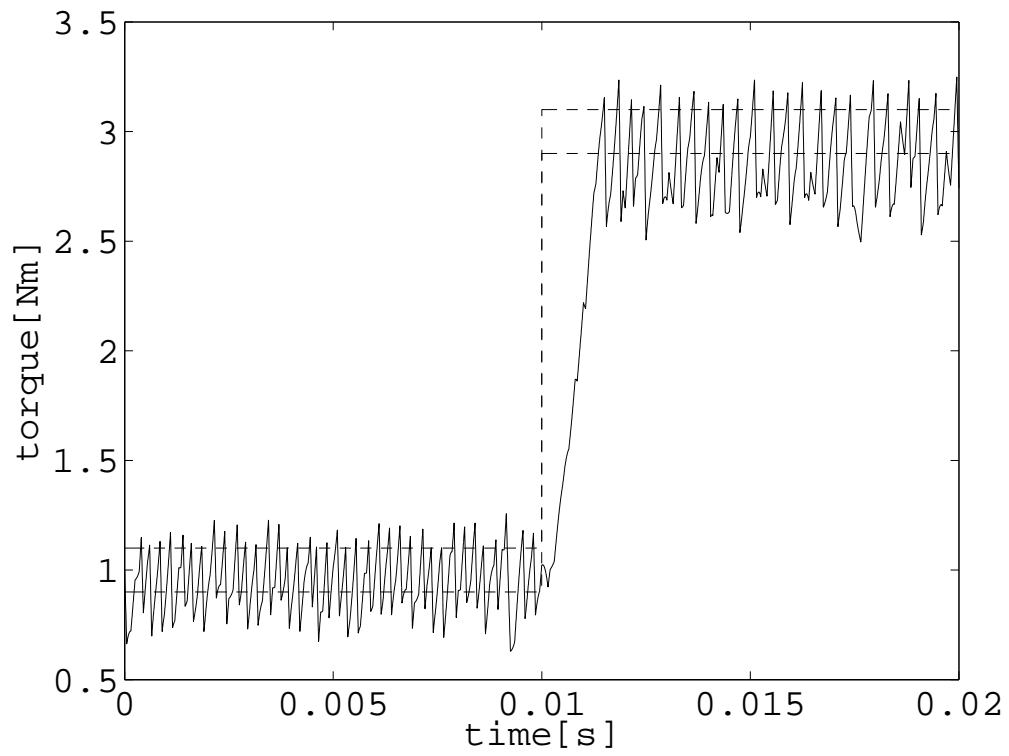


(a) Conventional DTC.

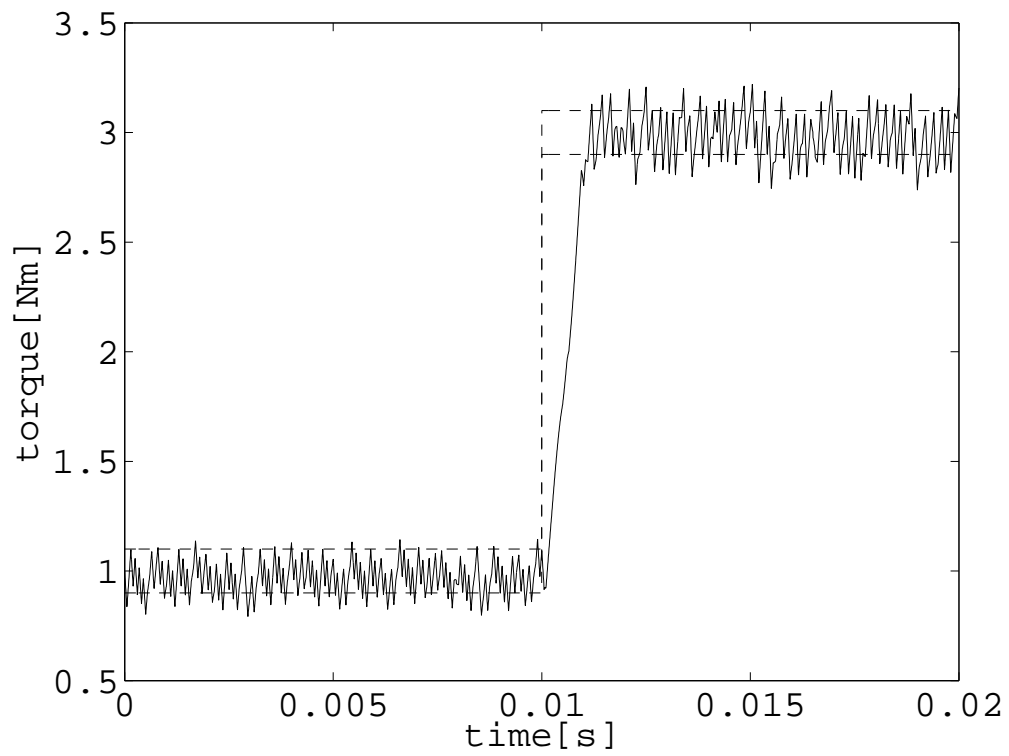


(b) Proposed MPC-DTC.

Fig. 4.3 Comparison of flux response in low speed drive.

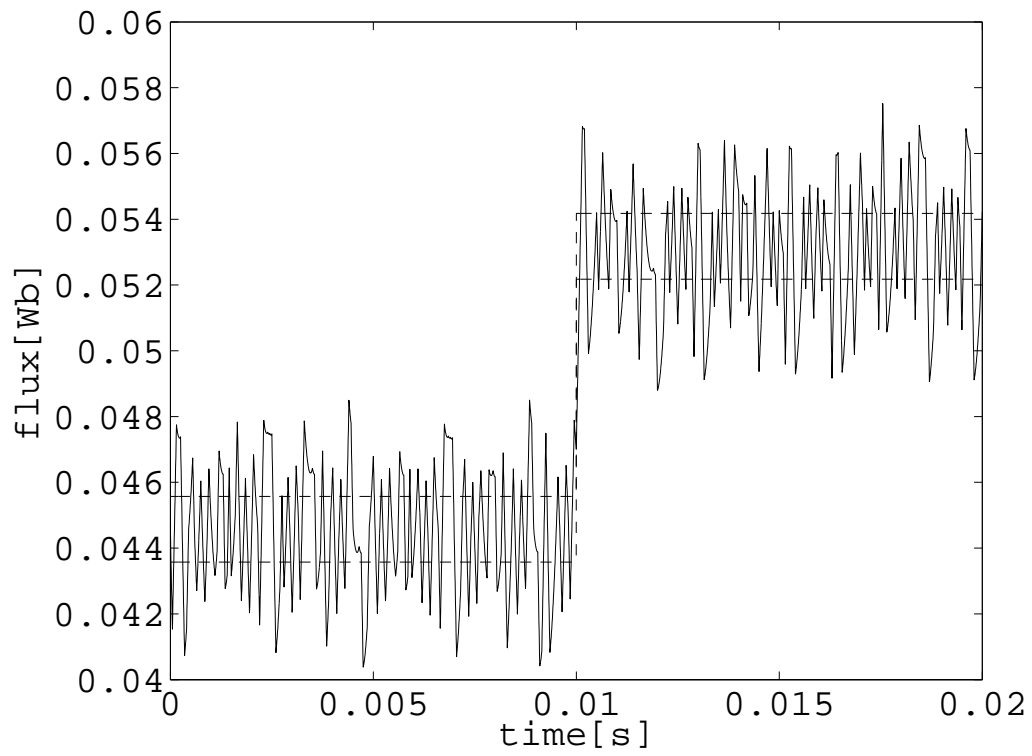


(a) Conventional DTC.

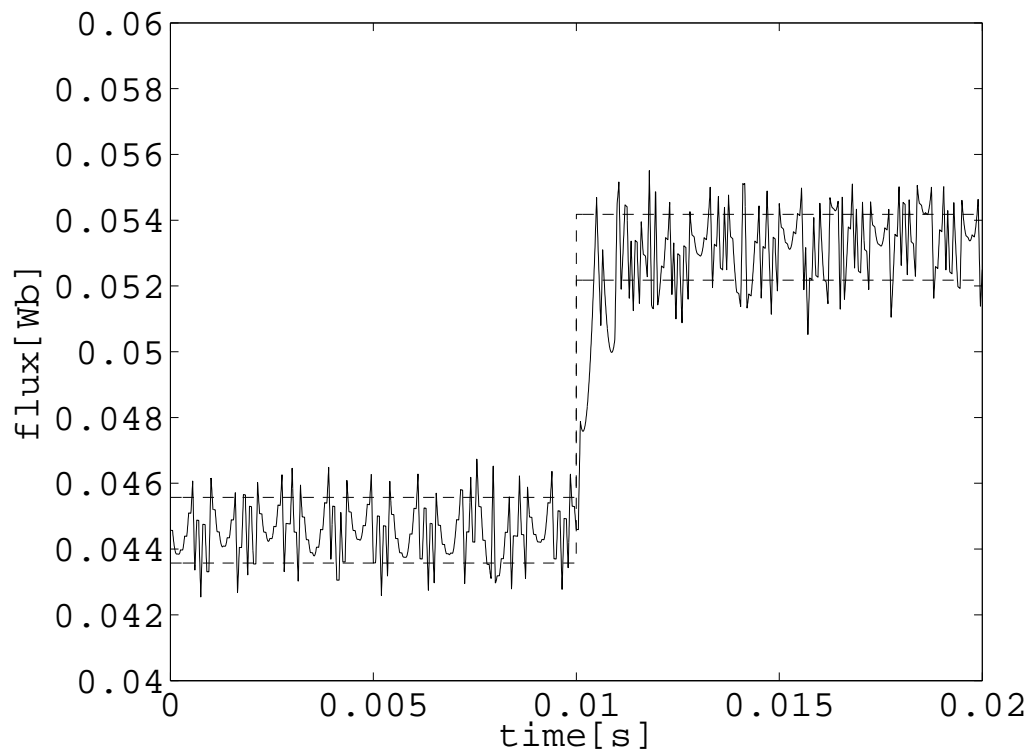


(b) Proposed MPC-DTC.

Fig. 4.4 Comparison of torque response in high speed drive.

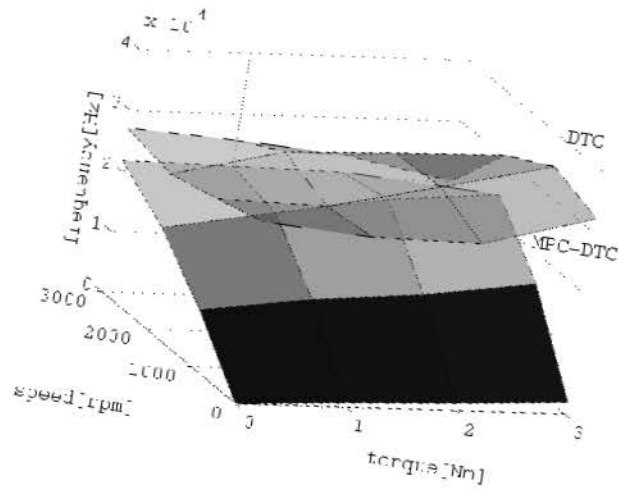


(a) Conventional DTC.

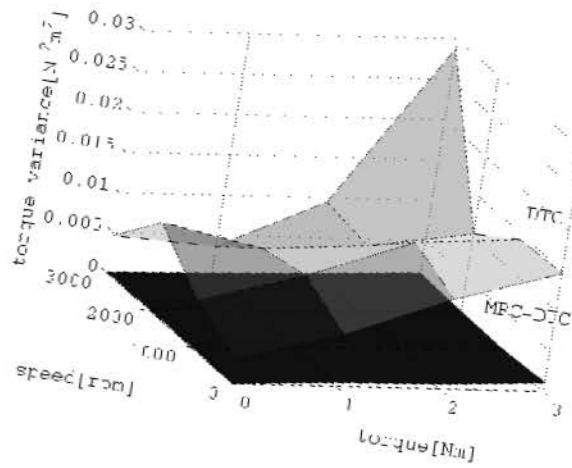


(b) Proposed MPC-DTC.

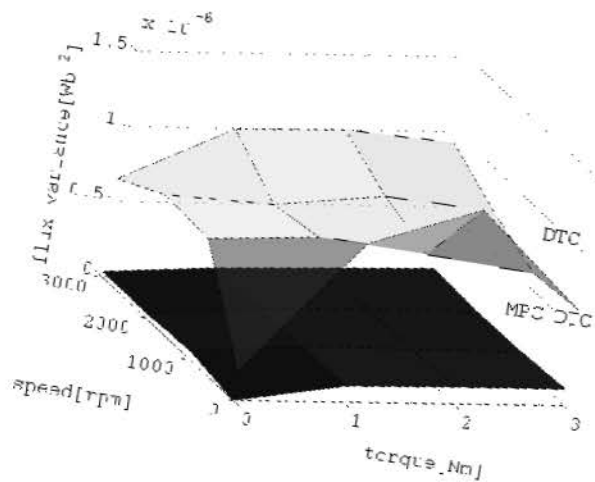
Fig. 4.5 Comparison of flux response in high speed drive.



(a) Average switching frequency.



(b) Torque variance.



(c) Flux variance.

Fig. 4.6 Comparison in several operating point.



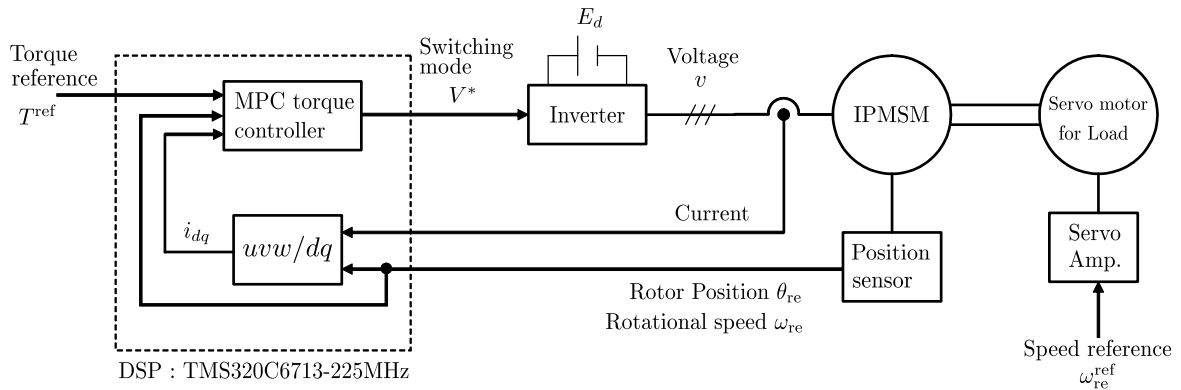


Fig. 4.7 Experimental system.

### 4.3 実機実験結果

この節では、実機実験結果について説明する．実験システムの構成を Fig. 4.7 に示す．制御用モータの駆動システムは、MyWay 技研社製のパワエレ用デジタル制御システム PE-Expert3 を中心に構成した．シミュレーションと同様に、物理的パラメータは Table 4.1 の値を使用し、動作点は低速駆動時および高速駆動時を評価するため、Table 4.3 を使用する．

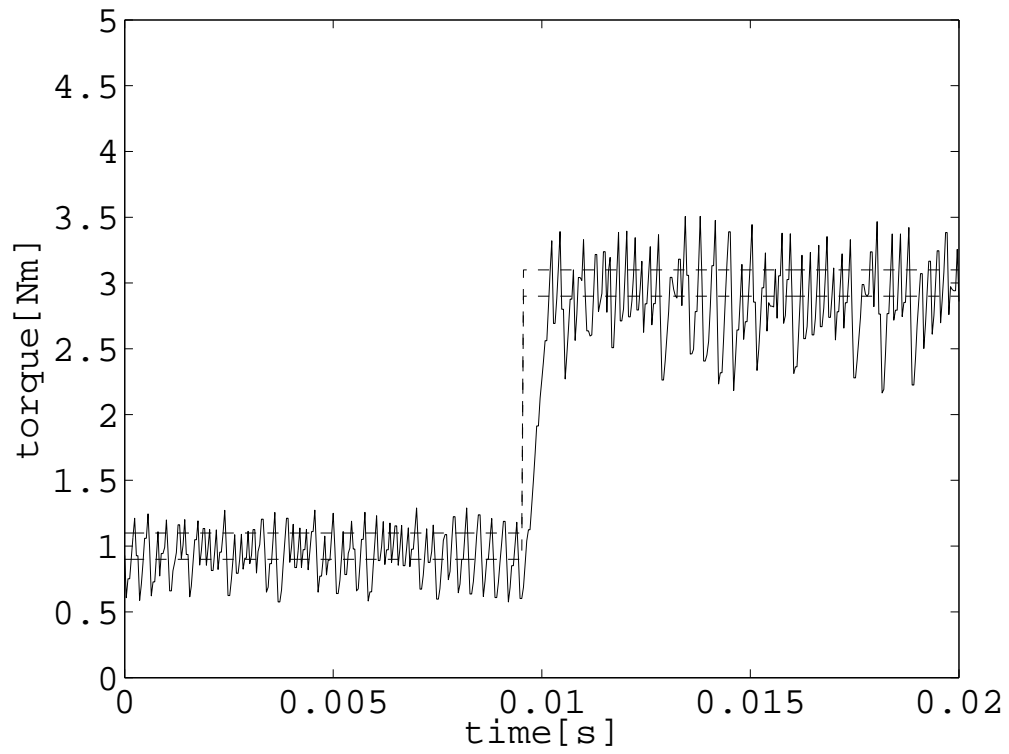
実機においてトルク制御系の応答性のみを検証するため、PMSM の回転速度は（過渡応答時においても）、負荷用モータを一定回転速度に速度制御しておく．これにより、制御用モータがトルクを発生する場合においても、PMSM の回転速度はほぼ一定に保たれるため、PMSM の慣性モーメントが無限大であると仮定した計算機シミュレーションと擬似的に同様の検証が可能となる．

前節のシミュレーションと同様に、低速駆動時および高速駆動時のトルク応答および磁束応答を Fig. 4.8-4.11 に示す．まず、低速駆動時 Fig. 4.8, 4.9 を考察する．定常時および過渡時ともにシミュレーションと同様な結果が得られ、実機においてもトルクおよび磁束脈動を低減できることを確認した．次に高速駆動時 Fig. 4.10, 4.11 について着目する．トルク応答 Fig. 4.10 に関してはシミュレーションと同様な結果が得られたといえるが、磁束応答 Fig. 4.11 では時刻 0[s] から 0.01[s] にかけて提案手法において定常誤差が発生していることが確認できる．

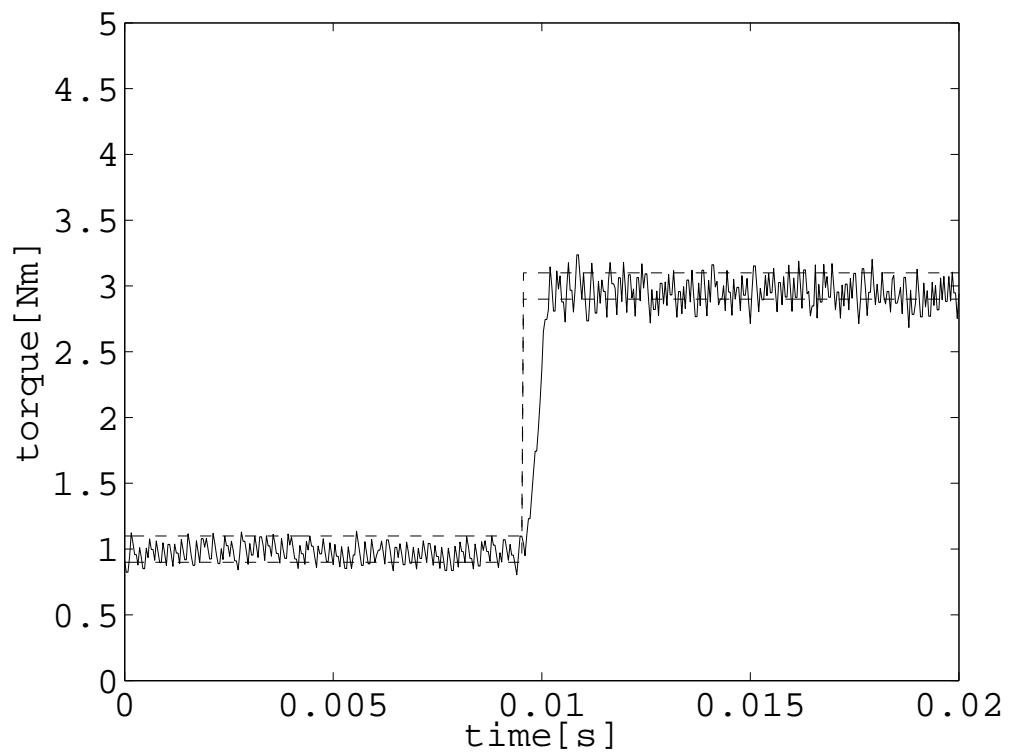
次に実機実験における各動作点に対する有効性を検証する．Fig. 4.12 に各動作点における平均スイッチング周波数、トルクの分散および磁束の分散を示す．結果としてはシミュレーション同様のものが得られ、実機実験においても平均スイッチング周波数とトルクおよび磁束脈動を低減させることができ、制御性能を向上させられること

が確認できた。

しかしながら，高速駆動時においてトルクおよび磁束双方に定常誤差が確認できる．この原因としては，扱っているモデルでは考慮していない物理的現象が含まれているためであると考えられる．そこで，次章ではその物理的現象を数式モデルに組み込み，モデルの高精度化を狙う．

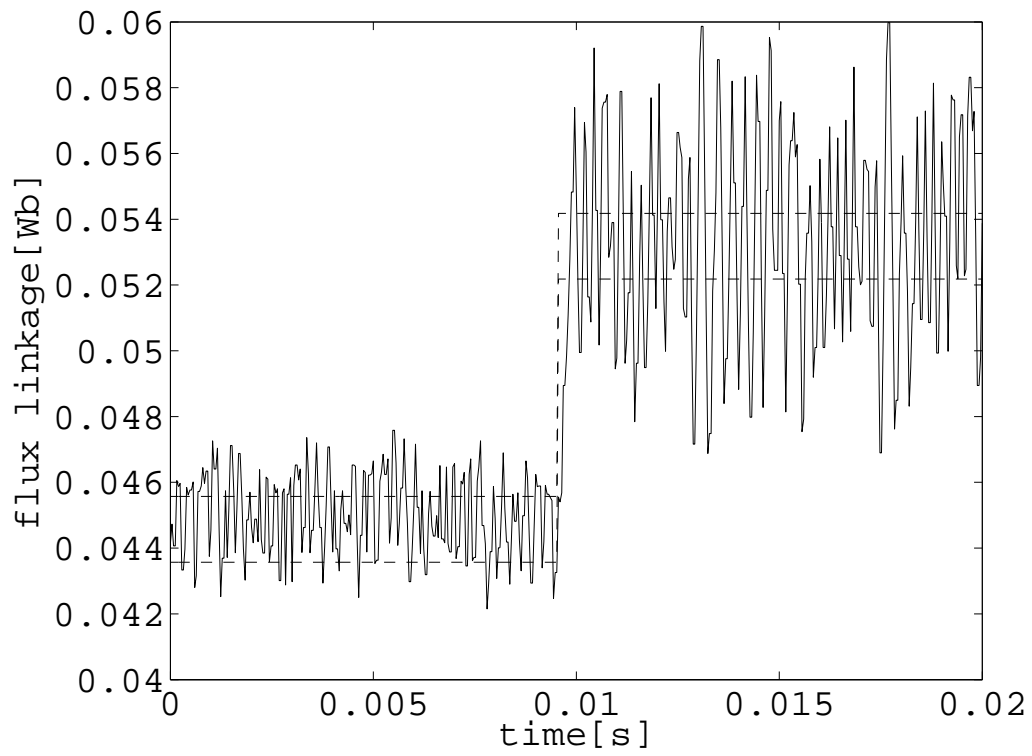


(a) Conventional DTC.

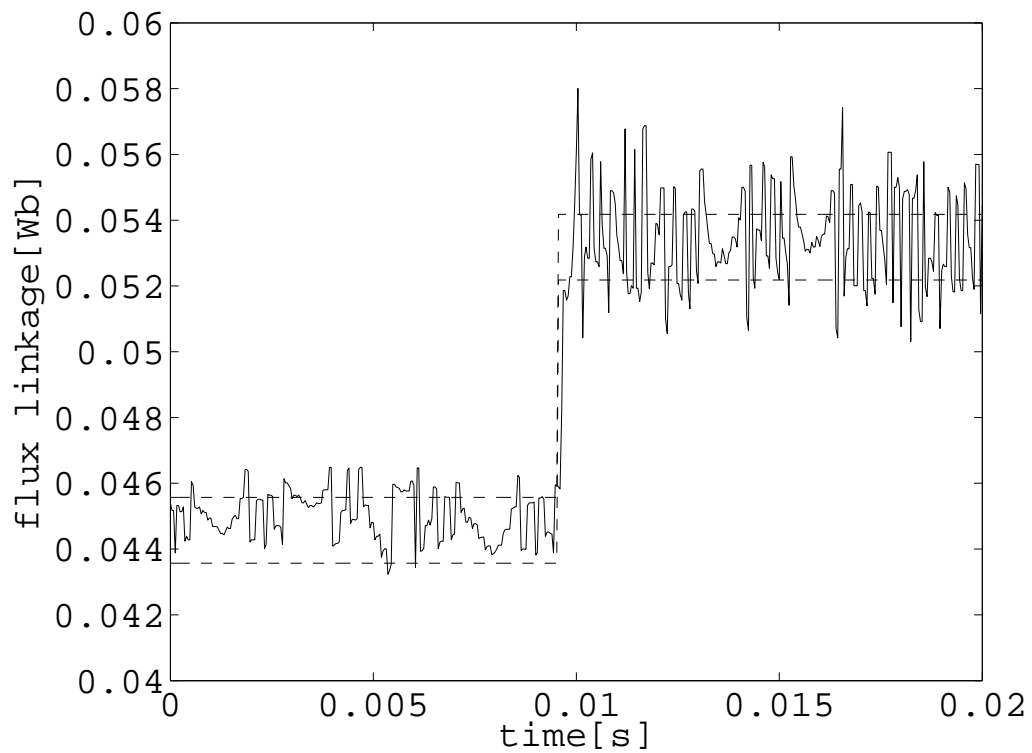


(b) Proposed MPC-DTC.

Fig. 4.8 Comparison of torque response in low speed drive.

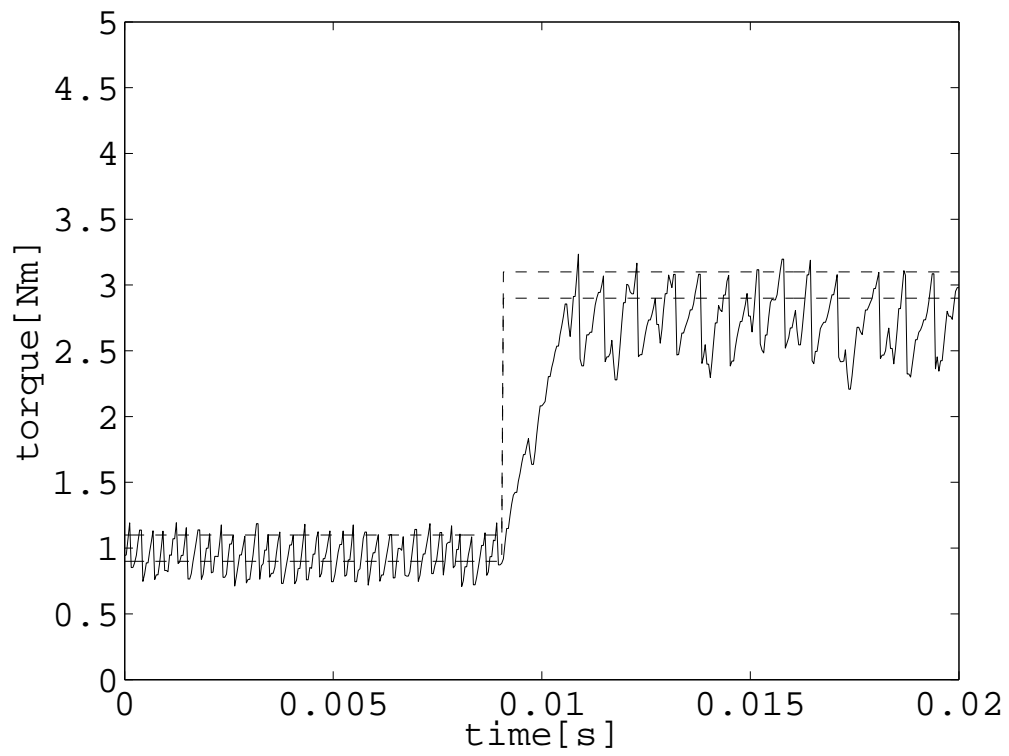


(a) Conventional DTC.

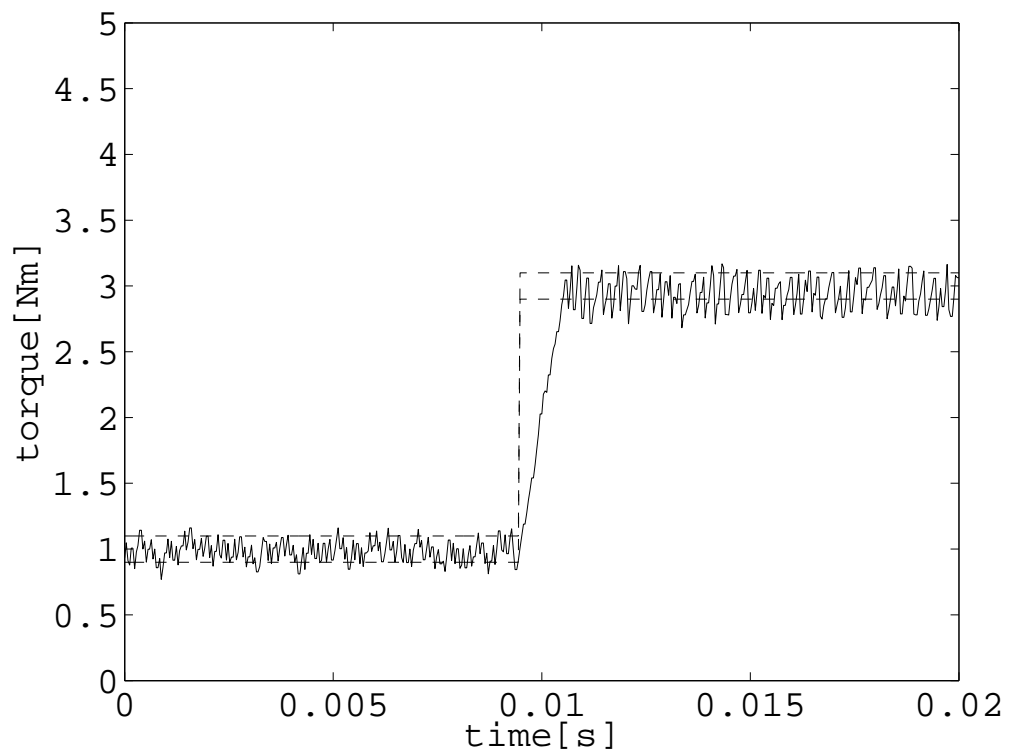


(b) Proposed MPC-DTC.

Fig. 4.9 Comparison of flux response in low speed drive.

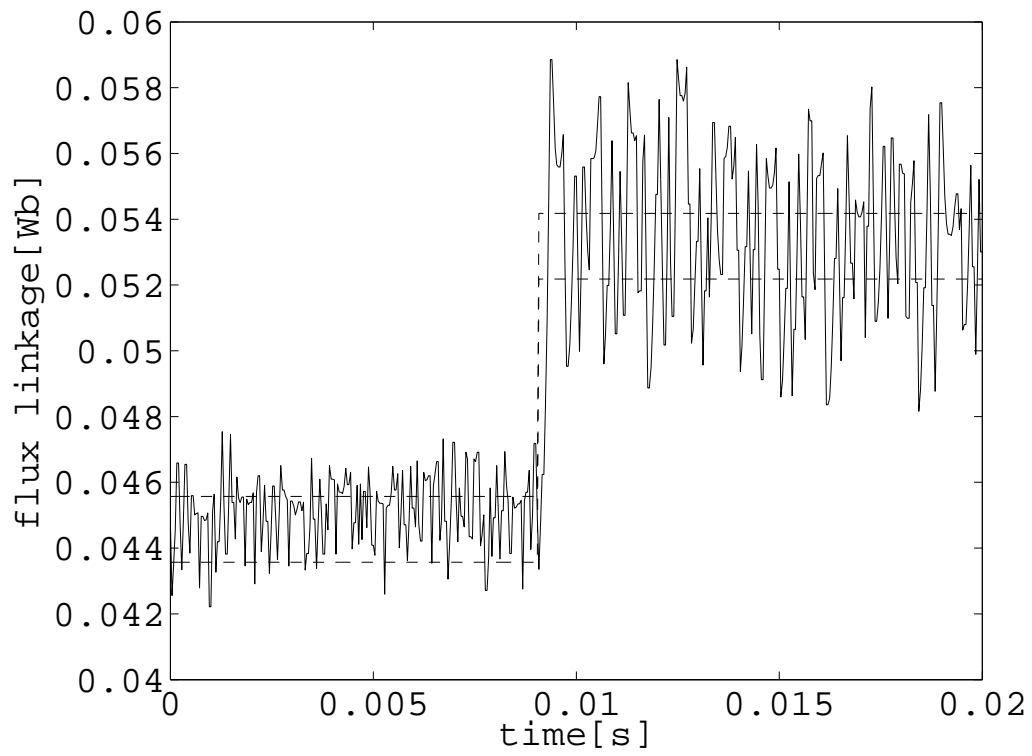


(a) Conventional DTC.

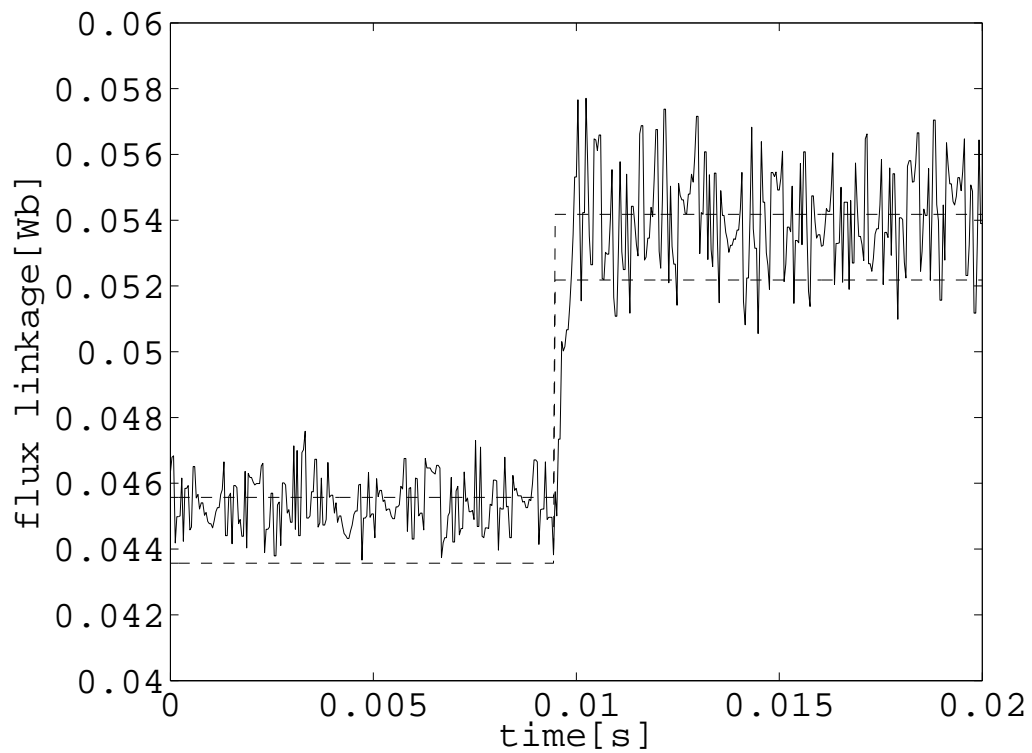


(b) Proposed MPC-DTC.

Fig. 4.10 Comparison of torque response in high speed drive.

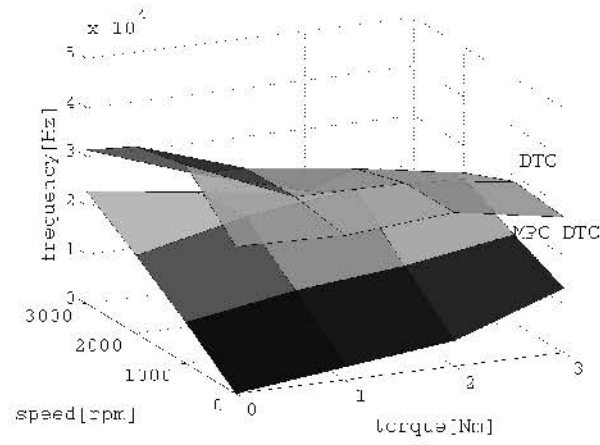


(a) Conventional DTC.

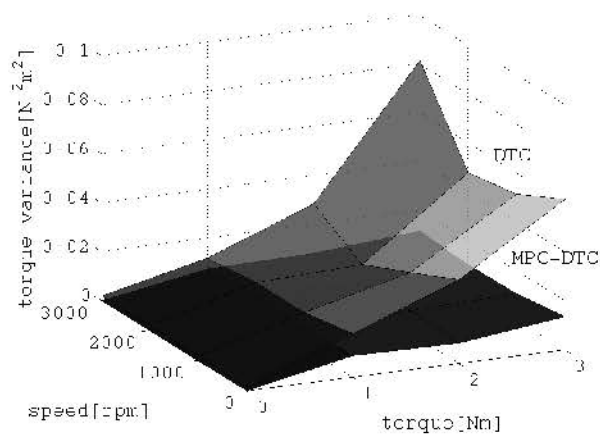


(b) Proposed MPC-DTC.

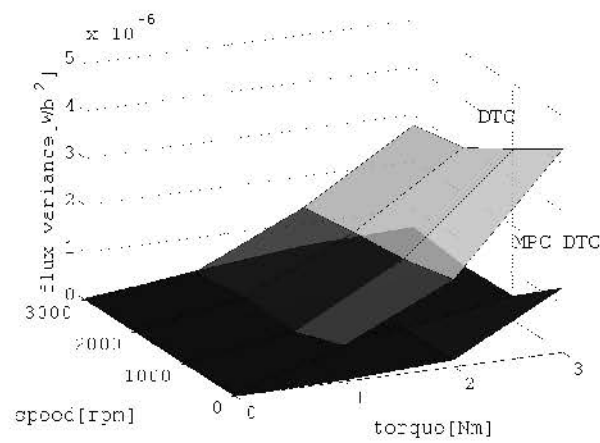
Fig. 4.11 Comparison of flux response in high speed drive.



(a) Average switching frequency.



(b) Torque variance.



(c) Flux variance.

Fig. 4.12 Comparison in several operating point.

## 第5章 モデルの高精度化

本章では，MPCにおける予測区間拡大について簡単に説明し，現状のモデルでは考慮していない物理的現象について説明する．そして，物理的現象をモデルに組み込み，シミュレーションによりその有効性を検証する．

### 5.1 モデル高精度化の目的

MPCでは予測区間を拡大することによってシステム全体の制御性能を向上できることが一般的に知られている．しかしながら，現行のモデルでは予測区間を拡大すれば，単純に制御性能が向上しない場合がある．その理由としては，前章で述べた現行のモデルでは考慮していない物理的現象が存在するためである．そこで，これを考慮することでモデルを高精度化し，予測区間を拡大する．

#### 5.1.1 インバータのデッドタイムによる影響および考慮

実際扱われる半導体スイッチでは動作遅れのため，スイッチング時にオンとオフの中間の状態ができる．そのため電源が上下の半導体スイッチだけを通して短絡され，過電流が流れて壊れてしまう．これを防ぐため，普通はオンにする半導体スイッチのオン信号を少なくとも，オフする側の半導体スイッチのターンオフ時間以上遅らせ，上下の半導体スイッチともにベース信号の入らない時間を設ける必要がある．この時間をデッドタイムといい，電源の短絡を避けることができる．しかしながら，デッドタイム中の出力電圧は電流の方向によって変化し，出力電圧の誤差の原因となる．そこで，出力電圧の誤差を予測モデルに組み込むことで予測誤差を低減させることを提案する．

インバータにおけるデッドタイムの現象を Fig. 5.1 を用いて具体的に説明する．前のサンプリング  $t-1$  から現サンプリング  $t$  に至るまでの  $u$  相の上側アームがオフ，下側アームがオンとし， $t$  から次のサンプリング  $t+1$  における予測電圧ベクトルにて  $u$  相



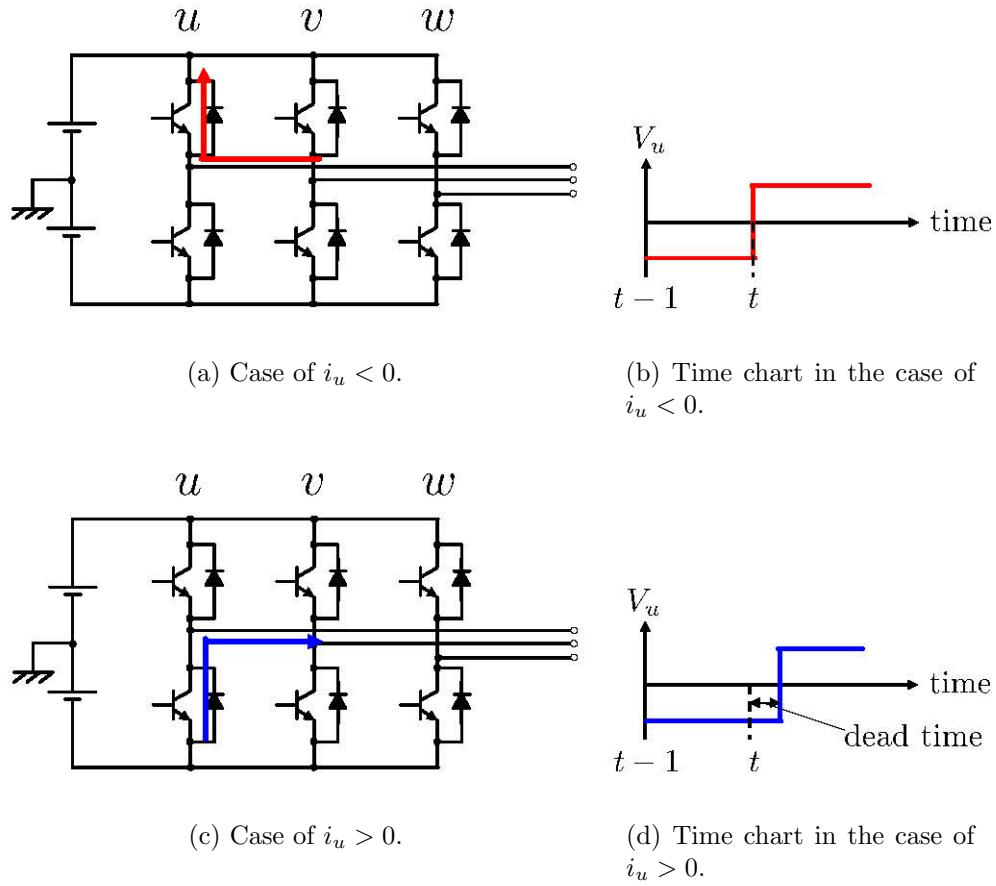


Fig. 5.1 The explanation of inverter dead-time.

が切り替わったとする．ここで， $u$  相の電流  $i_u$  によって  $i_u > 0$  および  $i_u < 0$  の二つのパターンが考えられる．

まず， $i_u < 0$  のとき，デッドタイム時は Fig. 5.1(a) のように電流が流れ，仮想的に上側スイッチがオンとなる．つまり  $u$  相における電位  $V_u$  は Fig. 5.1(b) のようになる．逆に， $i_u > 0$  のとき，デッドタイム時は Fig. 5.1(c) のように電流が流れ，仮想的に下側スイッチがオフとなる．つまり  $u$  相における電位  $V_u$  は Fig. 5.1(d) のようになる．以上のように，電流の正負および電圧ベクトルの切り替わりによってデッドタイム時の電圧ベクトルは決定される．

次に考慮の方法を説明する．デッドタイム時の電圧ベクトルを  $v_{\text{dead}}$ ，予測電圧ベクトルを  $v_{dq}(k|t)$  とする．このとき，デッドタイムを考慮した電圧ベクトル  $v'_{dq}(k|t)$  は以下のように表現できる．

$$v'_{dq}(k|t) = \frac{T_d v_{\text{dead}} + (T_s - T_d) v_{dq}(k|t)}{T_s} \quad (5.1)$$

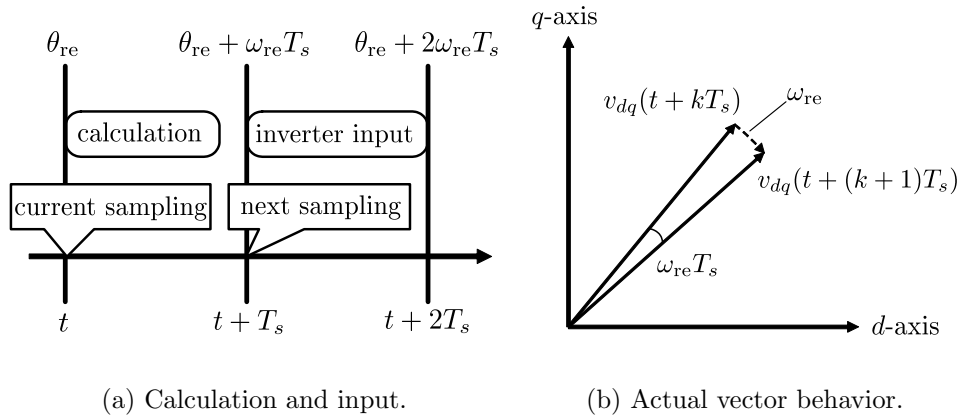


Fig. 5.2 The explanation of vector rotation.

ここで、 $T_s$  および  $T_d$  はそれぞれ制御周期およびデッドタイムである． $v'_{dq}(k|t)$  を予測モデルに組み込むことでモデル化誤差の低減が期待できる．

### 5.1.2 磁極位置回転による電圧ベクトルの変化

次に、回転子が回転することにより電圧ベクトルが変化する状況を説明する．8本の電圧ベクトルは  $uvw$  相では固定されているが、 $dq$  軸上で見るとモータの回転に同期して、常に変化している．そのため、サンプリング中において一定のスイッチングパターンを与えた場合、 $dq$  軸上の電圧は変化するため、電圧ベクトルに誤差が生じる．特に高速駆動時に顕著に現れる．そこで、文献<sup>[32]</sup>にてPWM電流制御における磁極位置検出の仕方が紹介されているため、こちらの手法をMPCに適用することを提案する．

Fig. 5.2を用いて具体的に説明する．Fig. 5.2(a)は時間軸で計算および入力タイミングを表したものであり、図中の  $\theta_{re}$  は時刻  $t$  における磁極位置を示す．電気角速度  $\omega_{re}$  が一定と仮定したとき、時刻  $t+1$  および  $t+2$  では磁極位置は  $\theta_{re} + \omega_{re}T_s$  および  $\theta_{re} + 2\omega_{re}T_s$  となる． $dq$  軸上の電圧ベクトル  $v_{dq}$  は磁極位置の関数であるため、1サンプリング間の差  $\omega_{re}T_s$  の変化分、 $v_{dq}$  は変化する．

Fig. 5.2(b)は回転座標軸である  $dq$  軸を基準として、固定された電圧ベクトルの1サンプリングでの軌跡を示している．このとき  $dq$  軸は半時計周りに電気角速度  $\omega_{re}$  一定で回転すると仮定すると、電圧ベクトルは相対的に時計周りに同速度で回転すると捉えることができる．そこで図 5.2(b)の点線の電圧ベクトルの軌跡を平均化することによって、MPCの予測演算に用いる  $v_{dq}(k|t)$  を導出する．

$dq$  軸電圧は次式

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \cos \theta_{re} & \sin \theta_{re} \\ -\sin \theta_{re} & \cos \theta_{re} \end{bmatrix}}_{C'(\theta_{re})} \underbrace{\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix}}_{v_{\alpha\beta}}, \quad (5.2)$$

および検出された磁極位置より計算可能なため,  $v_d, v_q$  に分けて平均値を導出する. 各成分を時刻  $kT_s$  から  $(k+1)T_s$  まで時間積分し, その差分である制御周期  $T_s$  で割ることによって次のように平均化することができる.

$$\begin{aligned} v_d(k|t) &= \frac{1}{T_s} \int_{kT_s}^{(k+1)T_s} \left\{ v_\alpha \cos(\theta_{re} + \omega_{re}\tau) + v_\beta \sin(\theta_{re} + \omega_{re}\tau) \right\} d\tau \\ &= \frac{2}{\omega_{re}T_s} \sin\left(\frac{\omega_{re}T_s}{2}\right) \left[ v_\alpha \cos\left\{\theta_{re} + \omega_{re}\left(k + \frac{1}{2}\right)T_s\right\} \right. \\ &\quad \left. + v_\beta \sin\left\{\theta_{re} + \omega_{re}\left(k + \frac{1}{2}\right)T_s\right\} \right] \end{aligned} \quad (5.3)$$

$$\begin{aligned} v_q(k|t) &= \frac{1}{T_s} \int_{kT_s}^{(k+1)T_s} \left\{ -v_\alpha \sin(\theta_{re} + \omega_{re}\tau) + v_\beta \cos(\theta_{re} + \omega_{re}\tau) \right\} d\tau \\ &= \frac{2}{\omega_{re}T_s} \sin\left(\frac{\omega_{re}T_s}{2}\right) \left[ -v_\alpha \sin\left\{\theta_{re} + \omega_{re}\left(k + \frac{1}{2}\right)T_s\right\} \right. \\ &\quad \left. + v_\beta \cos\left\{\theta_{re} + \omega_{re}\left(k + \frac{1}{2}\right)T_s\right\} \right] \end{aligned} \quad (5.4)$$

つまり, 以下のように平均電圧を簡単に求めることができる.

$$v_{dq}(k|t) = \frac{2}{\omega_{re}T_s} \sin\left(\frac{\omega_{re}T_s}{2}\right) C'(\theta_{re}(k|t)) v_{\alpha\beta} \quad (5.5)$$

$$\theta_{re}(k|t) = \theta_{re} + \omega_{re}\left(k + \frac{1}{2}\right)T_s \quad (5.6)$$

この条件を組み込むことで, モデル化誤差の低減が期待できる.

## 5.2 シミュレーション結果

前述した二つの手法を予測モデルに組み込み, 現行の MPC-DTC と比較する. 有効性を検証するため, 平均スイッチング周波数, トルク脈動および磁束脈動の分散, を評価する. 制御器パラメータは Table 5.1 を扱う.

まず Fig. 5.3 に本章で提案した MPC-DTC と従来の MPC-DTC の各動作点における平均スイッチング, トルクの分散および磁束の分散を示す. トルク脈動および磁束脈動

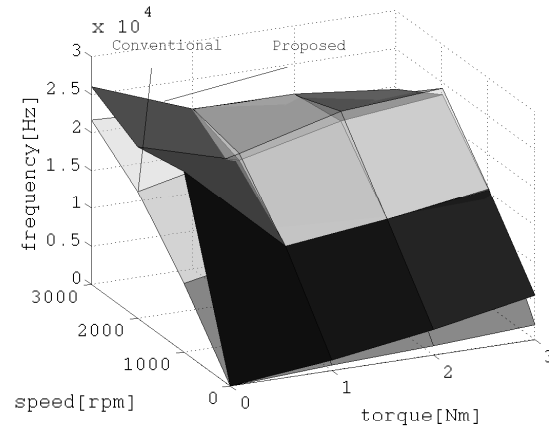
Table 5.1 Controller parameter

Control period $T_s$	50[ $\mu$ s]
Torque tolerance bound $\varepsilon_T$	0.1[Nm]
Flux tolerance bound $\varepsilon_\Psi$	0.001[Wb]
Prediction horizon $N_p$	1
Weighting marix $Q$	$\text{diag}(\frac{4}{\varepsilon_T} \frac{4}{\varepsilon_\Psi})$

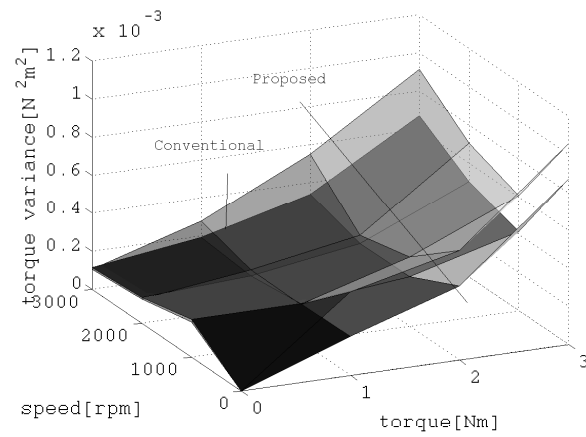
の分散に関しては全ての動作点において従来よりも低減できていることが確認できる。しかしながら，Fig. 5.3(a) において，トルク指令値が 0[Nm] 時において平均スイッチング周波数が従来よりも上昇しているのが確認できる。

この原因を調査するため，Fig. 5.4 に各動作点における予測値と実測値の分散 (予測誤差) を示す。トルクおよび磁束共にトルク指令値 0[Nm] のときに予測誤差が大きくなっているのが確認できる。考えられる要因としては，デッドタイム時のスイッチングパターンを電流の正負で判別しており，トルクが 0[Nm] 付近を維持しているため，制御周期中にも正負が頻繁に切り替わるといった状況が挙げられる。そのため，磁束の定常誤差が若干大きくなったと考えられる。逆に，その他の点では従来より良好な結果が得られている。つまり，モデルの高精度化を図るには電流が 0[A] 付近の挙動を調査する必要があると考えられる。

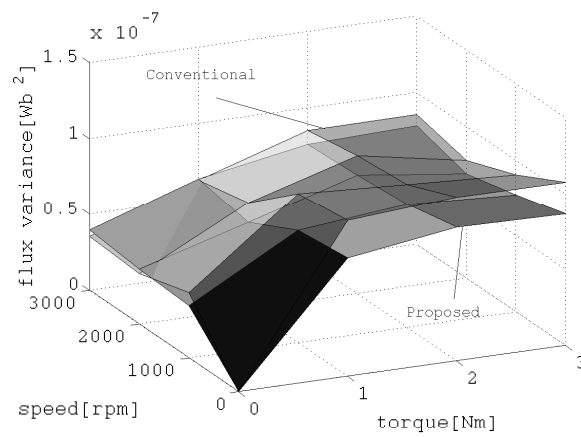
以上の結果より，インバータのデッドタイムおよび回転による電圧の変化を考慮することで，一部の動作点を除き，モデルの高精度化を実現することができ，有効性を実証した。



(a) Average switching frequency.

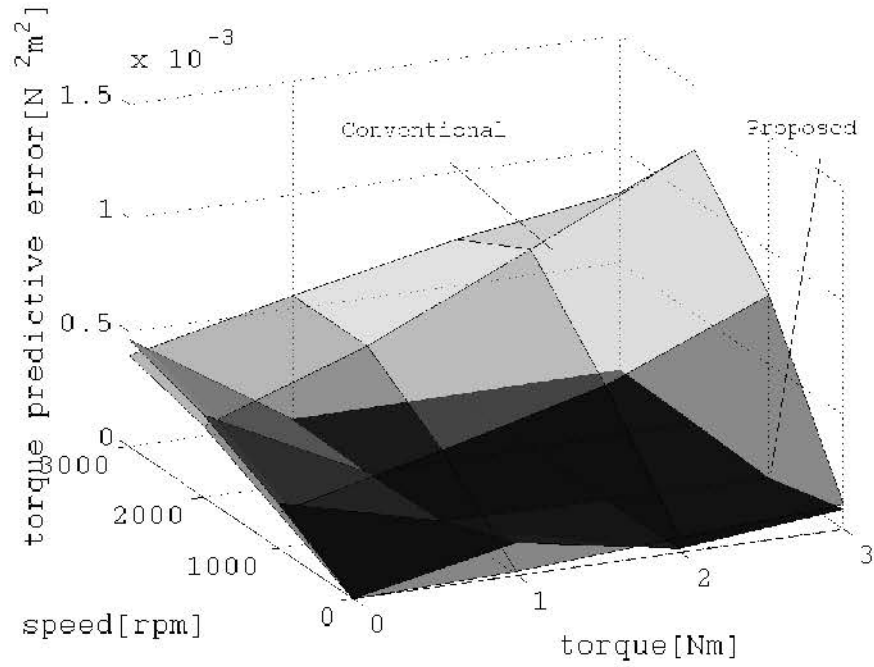


(b) Torque variance.

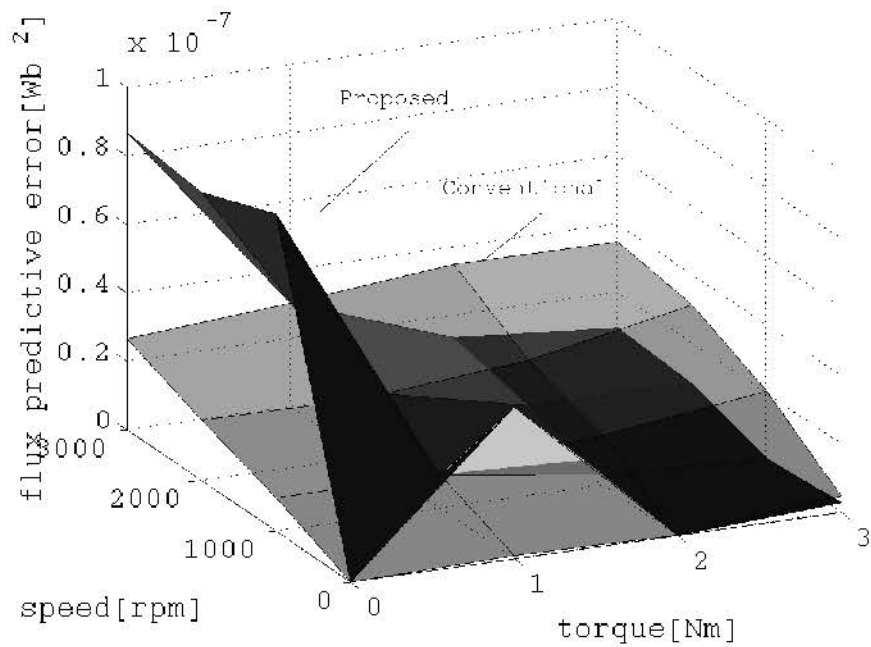


(c) Flux variance.

Fig. 5.3 Comparison in several operating points.



(a) Torque.



(b) Flux.

Fig. 5.4 Variances between predictive and estimated values in several operating points.

## 第6章 過渡応答補償

本章では、現行の MPC-DTC では  $d$  軸電流の過渡応答に逆応答が発生するため、この現象について簡単に説明し、その解決策を提案する。そして、解決策の有効性を実機実験により検証する。

### 6.1 $d$ 軸電流の逆応答およびその原因

Fig. 6.1 に現行の MPC-DTC の電流過渡応答および位相平面における電流の推移を示す。Fig. 6.1(a) に着目すると、過渡時に  $d$  軸電流にて逆応答を確認することができる。その結果、Fig. 6.1(b) における MTPA 曲線から電流位相が大きく外れてしまい、銅損失が余分に発生し、トルクの応答性にも悪影響を及ぼす可能性がある。そのため銅損失を低減するため、電流位相が MTPA 曲線近傍に近づけられるように制御する必要がある。

原因について説明する。現在用いている評価関数を次に示す。

$$J(i_{dq}(t)) = \sum_{k=0}^{N_p-1} \|S_{uvw}(k|t) - S_{uvw}(k-1|t)\|_1 + p(k|t), \quad (6.1)$$

$$p(k|t) = \begin{cases} 0 & \text{if } |y^{\text{ref}} - y(k|t)| \leq \varepsilon_y, \\ \|y^{\text{ref}} - y(k|t)\|_{Q,2} & \text{if } |y^{\text{ref}} - y(k|t)| > \varepsilon_y, \end{cases} \quad (6.2)$$

(6.2) 式で表されるように、評価対象はトルクおよび磁束である。よって、トルクおよび磁束の過渡応答は直接最適な入力を選択しているため高速な応答が得られるが、Fig. 6.1 における電流位相の過渡応答が磁束指令値の方向に推移する傾向にある。

### 6.2 MTPA 曲線を用いた磁束指令値更新

前述した原因に対して、磁束指令値を制御周期毎に更新することを提案する。具体的に言うと、トルク指令値  $T^{\text{ref}}$  と MTPA 曲線に合わせて磁束指令値  $\Psi^{\text{ref}}$  を決定してい

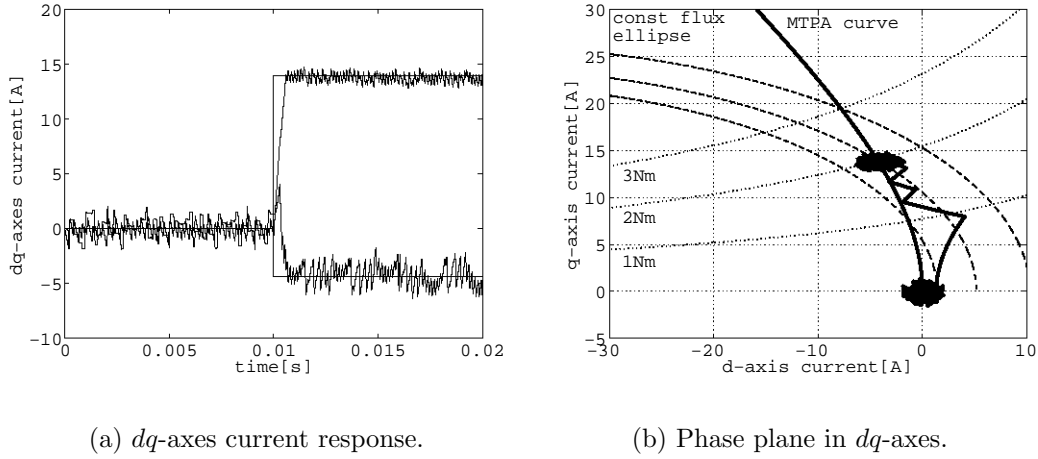
(a)  $dq$ -axes current response.(b) Phase plane in  $dq$ -axes.

Fig. 6.1 The explanation of inverse response.

たが，

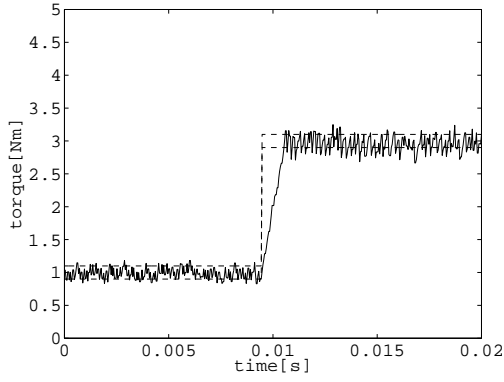
$$y^{\text{ref}} = \begin{bmatrix} T^{\text{ref}} & \Psi^{\text{ref}}(T(k|t)) \end{bmatrix}^T, \quad (6.3)$$

のように  $T^{\text{ref}}$  の代わりにトルクの予測値  $T(k|t)$  を用いることで，電流位相を MTPA 曲線に沿わせる制御が可能となり，損失の低減に貢献できると期待できる．

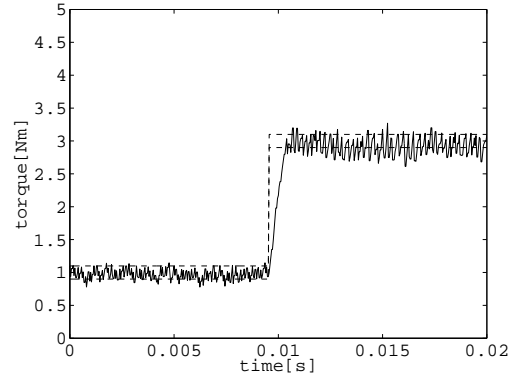
### 6.2.1 実機実験結果

前述の手法と現行の MPC-DTC との比較を行う．なお，実機実験は 4 章の Table 5.1 と同様の条件，回転数は 3000[rpm] (定格) 一定の下，トルク指令値を 1[Nm] から 3[Nm] にステップ変化させた時の応答を観測する．両手法のトルク応答，電流応答，電流位相平面を Fig. 6.2 に示す．電流応答 Fig. 6.2(a), 6.2(b) に着目すると，逆応答が抑えられていることが確認できる．また，位相平面 Fig. 6.2(e), 6.2(f) を見ると，MTPA 曲線付近を従来に比べて維持できていることが確認できる．しかしながら，トルク応答 Fig. 6.2(a), 6.2(b) を見ると，トルク応答は従来より良好な結果であるが，トルク脈動が大きくなっていることが確認できる．これは，定常時においても磁束指令値が制御周期毎に変動するため，トルクに影響を及ぼしていることが原因として挙げられる．定常時にトルク脈動が大きい場合，同時に銅損失も増加するため，これを解決する必要がある．

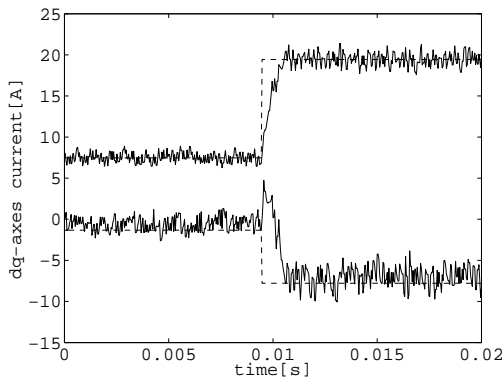




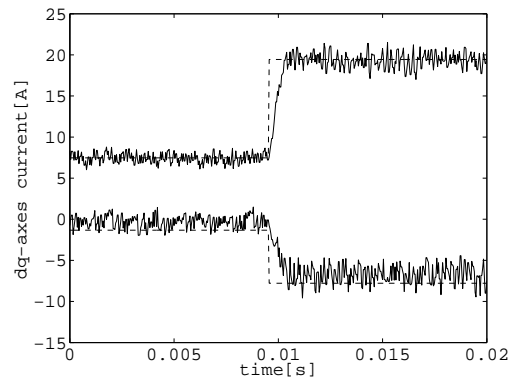
(a) Torque response w/o MTPA compensation.



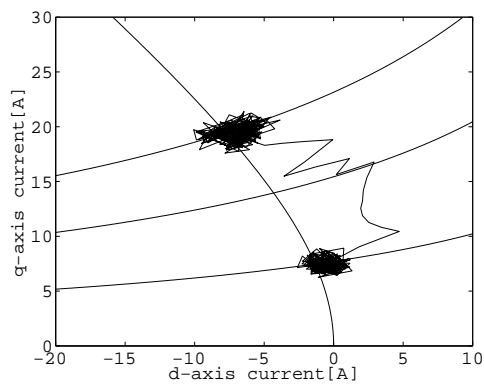
(b) Torque response with MTPA compensation.



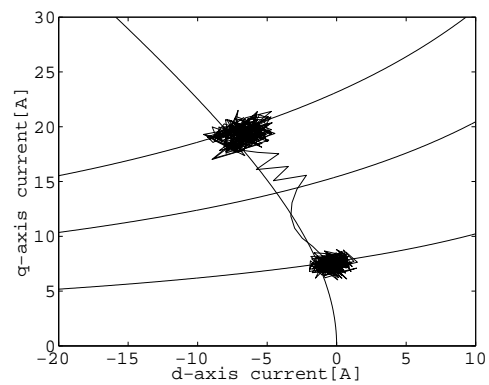
(c)  $dq$ -axes current response w/o MTPA compensation.



(d)  $dq$ -axes current response with MTPA compensation.



(e) Phase plane in  $dq$ -axes w/o MTPA compensation.



(f) Phase plane in  $dq$ -axes with MTPA compensation.

Fig. 6.2 Comparison of w/o and with MTPA compensation.

## 6.3 ローパスフィルタを用いた磁束指令値調整

前節ではトルクの予測値を用いて磁束指令値を調整した結果，定常時でも頻繁に磁束指令値が変動し，トルク応答にも悪影響を及ぼした．そこで，式 (6.3) 使用時ににおいて，過渡時の磁束指令値の変化がステップ変化でなく遅れ要素を持っていることに着目し，ローパスフィルタを用いて磁束指令値を平滑化することを提案する．

まず指令値を次のように定義する．

$$\begin{aligned} y^{\text{ref}} &= \left[ T^{\text{ref}} \quad \Psi^{\text{ref}}(T_{\text{lpf}}^{\text{ref}}) \right]^T, \\ T_{\text{lpf}}^{\text{ref}} &= \frac{\omega_c}{s + \omega_c} T^{\text{ref}}. \end{aligned} \quad (6.4)$$

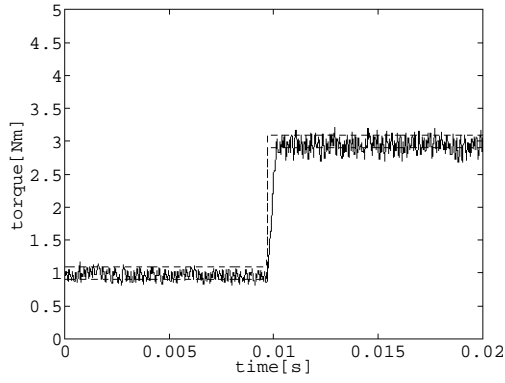
ここで， $\omega_c$  および  $s$  はローパスフィルタのカットオフ周波数およびラプラス演算子である．なお，本論分では有効性を検証するため， $\omega_c$  は結果的に得られた値を用いる．具体的には，回転数を同一条件の下，式 (6.3) を用いたときのトルクの時定数  $\tau$  を測定する．そして， $\omega_c = \frac{1}{\tau}$  の関係を用いてカットオフ周波数を導出する．

### 6.3.1 実機実験結果

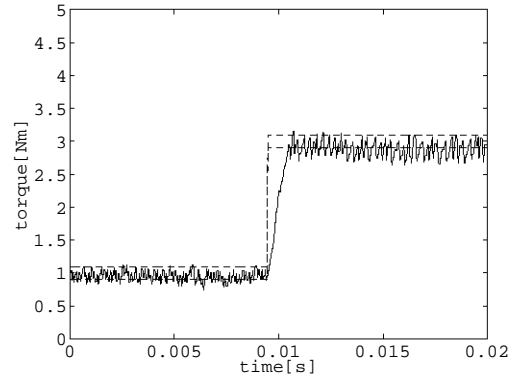
前節と同様の条件で実機実験を行う．回転数 3000[rpm] にて得られた時定数は 0.3[ms] であったため，これをカットオフ周波数へ変換して実装する．回転数 3000[rpm] にて導出したカットオフ周波数を用いて他の回転数でも有効であるか検証するため，回転数 3000[rpm] だけでなく，1500[rpm] の波形も観測する．

実機実験結果を Fig. 6.3 に示す．3000[rpm] 時の応答に着目すると，MTPA 曲線付近を維持できているのが確認できるが，1500[rpm] では大きく外れているのが確認できる．つまり，各々の回転数でカットオフ周波数を設定する必要があると考えられる．また，結果的に得られたパラメータからカットオフ周波数を設定するため，同じ条件の回転数においても最適である保証がない．そのため理論的にカットオフ周波数を求める必要があると考えられる．

以上の結果から，ローパスフィルタを挿入することで  $d$  軸電流の逆応答を抑制でき，トルク脈動を従来と同程度にできることがわかった．



(a) Torque response in 1500rpm.



(b) Torque response in 3000rpm.

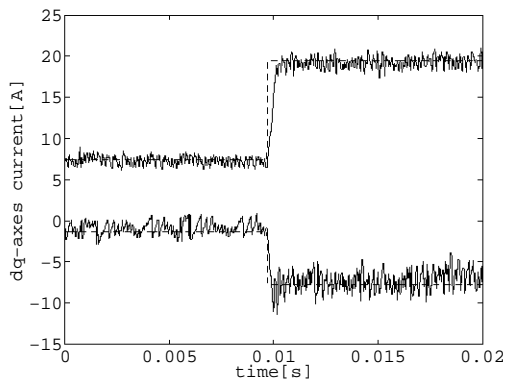
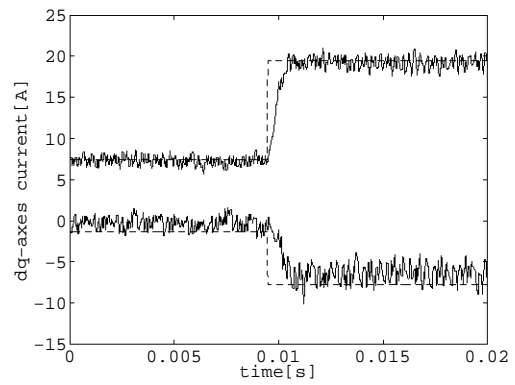
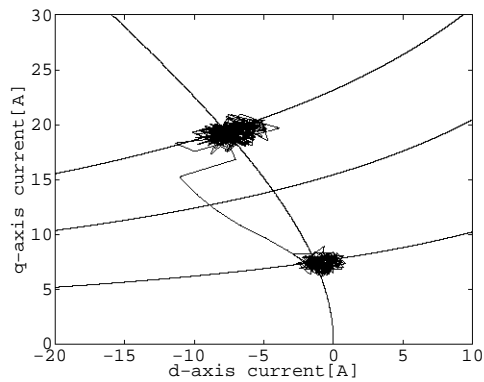
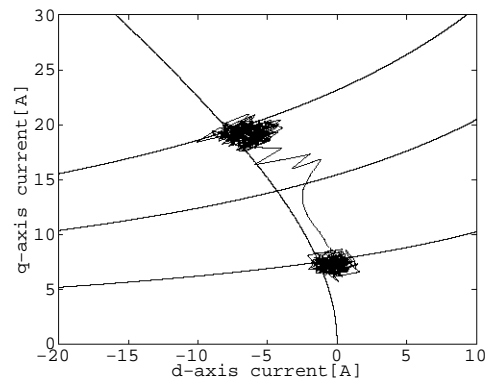
(c)  $dq$ -axes current response in 1500rpm.(d)  $dq$ -axes current response in 3000rpm.(e) Phase plane in  $dq$ -axes in 1500rpm.(f) Phase plane in  $dq$ -axes in 3000rpm.

Fig. 6.3 In the case of LPF.

## 第7章 まとめと今後の検討課題

### 7.1 まとめ

本研究では，PMSM 駆動時におけるスイッチング損失を低減するため，モデル予測制御に基づく直接トルク制御についてシミュレーションおよび実機実験により有効性を明らかにした．また本稿では，提案手法におけるモデル高精度化手法としてインバータのデッドタイムおよび回転による電圧変動をモデルに組み込むことを提案し，シミュレーションによりその有効性を示した．さらに，過渡時の  $d$  軸電流の逆応答を防ぐ手法として，ローパスフィルタを用いる手法を適用することを提案した．過渡時における磁束指令値を調整することで，逆応答を改善でき，銅損失低減およびトルクの応答性向上を実現できることを実機実験により明らかになった．

### 7.2 今後の検討課題

5 章の結果から，デッドタイムを考慮することで，モデルの高精度化を実現したが，電流の正負が頻繁に切り替わる状況では従来より悪化した．このことから，今後の課題は電流の正負判別の改善が挙げられる．これにより全ての動作点において，モデルが高精度化すれば，予測区間を拡大することで最適な予測区間を求められると期待できる．また，6 章の結果から，ローパスフィルタを用いて過渡時における磁束指令値を調整することで， $d$  軸電流の過渡応答を改善することができたが，動作点によって改善できない場合が存在する．そのため，今後は動作点変化に対応したカットオフ周波数を設計する必要があると考えられる．さらに，結果的に得られた時定数からカットオフ周波数を算出していたため，設計点においても最適性が保証されない．そのため，理論的にカットオフ周波数を導出する必要があると考えられる．

## 参 考 文 献

- [1] S. Morimoto, M. Sanada, Y. Takeda, “Wide-speed operation of interior permanent magnet synchronous motors with high-performance current regulator,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 30, no. 4, pp. 920–926, 1994.
- [2] I. Takahashi and T. Noguchi, “A new quick response and high efficiency control strategy for the induction motor,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 22, no. 5, pp. 820–827, 1986.
- [3] M. Depenbrock, “Direct Self-Control (DSC) of Inverter-Fed Induction Machine,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 3, no. 4, 1988.
- [4] C. French and P. Acarnley, “Direct torque control of permanent magnet drives,” *IEEE Industry Applications Conference, 1995*, vol. 1, pp. 199–206, 1995.
- [5] C. French and P. Acarnley, “Direct torque control of permanent magnet drives,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 32, no. 5, pp. 1080–1088, 1996.
- [6] L. Zhong, M. F. Rahman, W. Y. Hu and K. W. Lim, “Analysis of direct torque control in permanent magnet synchronous motor drives,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 12, no. 3, pp. 528–536, 1997.
- [7] M. F. Rahman, L. Zhong and K. W. Lim, “A Direct Torque-Controlled Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Drive Incorporating Field Weakening,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 34, no. 6, pp. 1246–1253, 1997.
- [8] L. Tang, L. Zhong, M. F. Rahman and Y. Hu, “A Novel Direct Torque Controlled Interior Permanent Magnet Synchronous Machine Drive With Low Ripple in Flux and Torque and Fixed Switching Frequency,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 19, no. 2, pp. 346–354, 2004.

- [9] M. Pacas and J. Weber, "Predictive direct torque control for the PM synchronous machine," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 52, no. 5, pp. 1350–1357, 2005.
- [10] J. Zhang, M. F. Rahman and C. Grantham, "A New Scheme to Direct Torque Control of Interior Permanent Magnet Synchronous Machine Drives for Constant Inverter Switching Frequency and Low Torque Ripple," *CES/IEEE 5th International Power Electronics and Motion Control Conference, 2006*, pp. 1–5, 2006.
- [11] A. Nasiri, "A Novel Direct Torque Control Method of PM Synchronous Motors," *IEEE Power Electronics Specialists Conference, 2007*, pp. 1634–1638, 2007.
- [12] S. Ozcira, N. Bekiroglu and E. Aycicek, "Direct Torque Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Using LP Filter," *Proceedings of the 2008 International Conference on Electrical Machines*, pp. 1–5, 2008.
- [13] Q. Jilong, T. Yantao, G. Yimin and Zhucheng, "A Sensorless Initial Rotor Position Estimation Scheme and an Extended Kalman Filter Observer for the Direct Torque Controlled Permanent Magnet Synchronous Motor Drive," *International Conference on Electrical Machines and Systems, 2008*, pp. 3945–3950, 2008.
- [14] G. H. B. Foo and M. F. Rahman, "Direct Torque Control of an IPM-Synchronous Motor Drive at Very Low Speed Using a Sliding-Mode Stator Flux Observer," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, no. 4, pp. 933–942, 2010.
- [15] G. S. Buja and M. P. Kazmierkowski, "Direct Torque Control of PWM Inverter-Fed AC Motors-A Survey," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 51, no. 4, 2004.
- [16] L. Tang, L. Zhong, M. F. Rahman and Y. Hu, "A novel direct torque control for interior permanent-magnet synchronous drive with low ripple in torque and flux - A speed-sensorless approach," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 39, no. 6, pp. 1748–1756, 2003.
- [17] D. Sun, Y. He and J. G. Zhu "Sensorless Direct Torque Control For Permanent Magnet Synchronous Motor Based On Fuzzy Logic," *The 4th International Power Electronics and Motion Control Conference, 2004* pp. 1286–1291, 2004.

- [18] A. Rahideh, A. Rahideh, M. Karimi, A. Shakeri and M. Azadi, "High Performance Direct Torque Control of a PMSM using Fuzzy Logic and Generic Algorithm," *IEEE International Electric Machines & Drives Conference, 2007* pp. 932–937, 2007.
- [19] H. F. E. Soliman and M. E. Elbuluk, "Improving the torque ripple in DTC of PMSM using fuzzy logic," *IEEE Society Annual Meeting Industry Applications*, pp. 1–8, 2008.
- [20] Y. Li, D. Gerling and W. Liu, "A Novel Switching Table using Zero Voltage Vectors for Direct Torque Control in Permanent Magnet Synchronous Motor," *Proceedings of the 2008 International Conference on Electrical Machines*, pp. 1–6, 2008.
- [21] L. Yaohua, D. Gerling and L. Weiguo, "A novel switching table to suppress unreasonable torque ripple for the PMSM DTC drives," *IEEE International Conference on Electrical Machine and Systems, 2008*, pp. 972–977, 2008.
- [22] J. B. Rawlings, "Tutorial: Model predictive control technology," *Proceedings of the American Control Conference*, vol. 1, pp. 662–676, 1999.
- [23] A. Linder and R. Kennel, "Model Predictive Control for Electrical Drives," *IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference, 2005*, pp. 1793–1799, 2005.
- [24] T. Geyer, G. Papafotiou and M. Morari, "Model Predictive Control in Power Electronics: A Hybrid Systems Approach," *44th IEEE Conference on Decision and Control, 2005 and 2005 European Control Conference*, pp. 5606–5611, 2005.
- [25] S. Matsutani, T. Zanma, M. Ishida, A. Imura and M. Fujitsuna, "Optimal control of PMSMs using model predictive control," *Proceedings of 34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics, 2008(IECON 2008)*, pp. 1305–1310, 2008.
- [26] S. Mariéthoz, A. Domahidi and M. Morari, "Sensorless Explicit Model Predictive Control of Permanent Magnet Synchronous Motors," *IEEE International Electric Machines and Drives Conference, 2009*, pp. 1250–1257, 2009.

- [27] T. Geyer and G. Papafotiou, “Direct Torque Control for Induction Motor Drives: A Model Predictive Control Approach Based on Feasibility,” *Hybrid Systems: Computation and Control*, vol. 3414, pp. 274–290, 2005.
- [28] T. Geyer, G. Papafotiou and M. Morari. “Model predictive direct torque control - Part I: Concept, algorithm, and analysis,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 6, pp. 1894–1905, 2009.
- [29] G. Papafotiou, J. Kley, K. G. Papadopoulos, P. Bohren and M. Morari, “Model predictive direct torque control - Part II: Implementation and experimental evaluation,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 6, pp. 1906–1915, 2009.
- [30] E. A. Hava, R. J. Kerkman and T. A. Lipo, “Carrier-based PWM-VSI overmodulation strategies : Analysis, Comparison and Design,” *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 13, no. 4, pp. 674–689, 1998.
- [31] S. Morimoto, Y. Takeda, T. Hirasaka and K. Taniguchi, “Expansion of operating limits for permanent magnet motor by vector control considering inverter capacity,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 26, no. 5, pp. 866–871, 1990.
- [32] “A Compensation Method for Time Delay of Full-Digital Synchronous Frame Current Regulator of PWM AC Drives,” *IEEE Transactions on Industry Applications* vol. 39, no. 3, 2003.



## 関連論文および口頭発表

- (1) 萩野道久，残間忠直，石田宗秋：「モデル予測制御に基づく永久磁石同期モータの直接トルク制御」新世代パワーエレクトロニクス技術の新展開，2010年12月4日，口頭発表
- (2) M. Hagino, T. Zanma and M. Ishida, "Optimal direct torque control for PMSM based on model predictive control", *Proceedings of the 2011-14th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE 2011)*
- (3) 萩野道久，残間忠直，石田宗秋：「モデル予測制御に基づく永久磁石同期モータの直接トルク制御に関する研究」平成23年度電気関係学会東海支部連合大会 CD-ROM:M3-4, 2011
- (4) M. Hagino, T. Zanma and M. Ishida, "Optimal Direct Torque Control for PMSM Based on Model Predictive Control", *1st International Symposium for Sustainability by Engineering at MIU*, 2011

## 謝 辞

本研究の遂行ならびに本論文の作成に際し，終始並々ならぬ御指導と御鞭撻を賜りました三重大学 電気電子工学 教授 工学博士 石田宗秋先生に心より御礼申し上げます．本研究全般に渡り，終始貴重な御助言御指導を賜りました千葉大学 電気電子工学 准教授 工学博士 残間忠直先生に心より御礼申し上げます．本研究に対し数々の御助言を賜りました三重大学 電気電子工学 准教授 工学博士 弓場井一裕先生に心より御礼申し上げます．また，貴重な時間をさいて本論文を査読していただいた三重大学 電気電子工学 教授 工学博士 平井淳之先生に深く御礼申し上げます．

また，数々の御援助を賜りました三重大学 工学部 電気系技術室技官 廣田栄毅氏に心より感謝いたします．本研究の進行に際し，数々の御助言を頂きました平成 21 年度 博士前期課程修了生 松谷慎太郎氏，小倉浩太氏，平成 22 年度 博士前期課程修了生 秋葉真也氏，住吉雄仁氏，河内美有紀氏に心より感謝します．また，三重大学大学院 工学研究科 電気電子工学専攻 博士前期課程 仲条誠人君，牧田克紀君，森本将也君をはじめ，私と同時代に制御システム講座，エネルギーシステム講座および電機システム講座に在籍し共に学部，修士学生生活を過ごした皆様には大変お世話になりました．心より感謝致します．

最後に，さらに博士課程前期課程に進学し，6 年間何不自由なく勉学，研究に励めたのは家族の理解と協力のお蔭であります．末筆ながら，家族，とりわけ父母に対する深い感謝の念をもって本論文を締めくくりたいと思います．