

# 三相PWMインバータ・コンバータの ソフトウェア制御

竹 下 隆 晴

名古屋大学図書
和 1066182

2 3809

## 目 次

	頁
第 1 章 緒 論	1
1.1 本研究の背景	1
1.2 本研究の目的	4
1.3 本論文の概要	6
第 2 章 ワンチップマイコンによる誘導電動機駆動用 P W M 制御	9
2.1 緒 言	9
2.2 ソフトウェア P W M 制御とその問題点	10
2.2.1 三角波比較 P W M 制御の概要	10
2.2.2 ソフトウェア P W M 制御の問題点	12
2.3 磁束に着目した P W M 制御の原理	14
2.3.1 三相 P W M インバータの電圧ベクトル	14
2.3.2 正弦波駆動時の誘導電動機の磁束ベクトル	16
2.4 磁束制御に基づいた P W M 制御アルゴリズム	17
2.4.1 提案する $l - m$ 座標系の定義と磁束ベクトルの表現	18
2.4.2 電圧ベクトルの選択アルゴリズム	20
2.4.3 $l - m$ 座標軸の接続関係	22
2.4.4 インバータ入力電圧変動時の対処法	25
2.5 ワンチップマイコンを用いた制御システム	26
2.5.1 試作システムの構成	26
2.5.2 電気角度の予測と制御処理	27
2.5.3 サンプル周期	28
2.5.4 電気角度の分割数	29
2.5.5 実磁束鎖交数の追従限界	30
2.6 シミュレーションと実験結果	30
2.6.1 シミュレーション結果	30

2.6.2	実験結果	35
2.7	結 言	35
第3章	制御量を量子化した誘導電動機のソフトウェアPWM制御	39
3.1	緒 言	39
3.2	量子化誤差を除去したソフトウェアPWM制御	41
3.2.1	提案する $g-u-w$ 座標系の定義と指令磁束鎖交数の表現	41
3.2.2	$g-u-w$ 座標系の実磁束鎖交数の表現	43
3.2.3	電圧ベクトルの選択アルゴリズム	46
3.2.4	電気角の区間変更時の操作	48
3.2.5	可変磁束制御法	50
3.2.6	デッドタイムの補償法	51
3.3	制御システムとソフトウェア構成	56
3.4	シミュレーションと実験結果	59
3.4.1	実験結果	59
3.4.2	トルク特性のシミュレーション	63
3.5	磁束に着目したPWM制御法のマルチレベルインバータへの応用	65
3.5.1	マルチレベルインバータの構成と電圧ベクトル	65
3.5.2	磁束ベクトルの表現	67
3.5.3	電圧ベクトルの選択アルゴリズム	69
3.6	マルチレベルインバータによる特性	72
3.6.1	システム構成	72
3.6.2	実験結果とトルク分散	74
3.7	結 言	78
第4章	DSPによるブラシレスモータの非干渉電流制御	80
4.1	緒 言	80
4.2	従来の電流制御法とその問題点	83
4.2.1	ブラシレスモータの電圧方程式	83
4.2.2	PI制御方式による電流制御法	84



4.2.3	電流制御法の問題点とその改善方法	92
4.3	ブラシレスモータの $d-q$ 座標系電圧方程式の導出	92
4.4	ブラシレスモータの非干渉電流制御法	94
4.4.1	電機子電圧降下による非干渉電流制御法	94
4.4.2	電流制御系の構成図による表現	97
4.5	ソフトウェア電流制御系	101
4.5.1	制御系のサンプル値モデル	101
4.5.2	電機子電圧降下を求めるための実電流の予測	103
4.5.3	印加電圧を求めるための速度起電力の予測	105
4.6	DSPを用いた制御システム構成	105
4.6.1	速度制御部の構成	105
4.6.2	PWM発生回路の構成	107
4.6.3	電流制御部の構成	109
4.7	実験結果	112
4.7.1	定常特性	112
4.7.2	過渡特性	115
4.8	結 言	115
第5章	DSPによるブラシレスモータの高速電流制御	121
5.1	結 言	121
5.2	ブラシレスモータの電流制御法	123
5.2.1	ブラシレスモータの $d-q$ 座標系の電圧方程式	123
5.2.2	電流制御アルゴリズム	126
5.2.3	実電流の予測	129
5.2.4	速度起電力の予測	130
5.2.5	電圧ベクトルの選択	133
5.3	DSPを用いた制御システム構成	135
5.4	実験結果	138
5.5	結 言	143

第 6 章	三相 P W M コンバータのパラメータ変動を考慮した電流制御法	145
6.1	緒言	145
6.2	コンバータシステムの数式モデル	146
6.2.1	コンバータの電圧方程式	146
6.2.2	コンバータ入力電圧	148
6.2.3	サンプル値系の電圧方程式の導出	150
6.3	提案する電流制御系の構成	152
6.4	P I 制御の機能	155
6.4.1	P I 制御がない場合の問題点	155
6.4.2	P I 制御の働き	155
6.4.3	ゲインに関する考察	158
6.5	P W M パターンの発生法	158
6.5.1	P W M パターンの発生の原理	158
6.5.2	コンバータ入力電圧の飽和にともなう操作	162
6.6	D S P を用いた制御システム構成	163
6.6.1	システム構成の概要	163
6.6.2	電流制御処理	164
6.7	電流制御特性の実験結果	166
6.7.1	定常特性	166
6.7.2	過渡特性	168
6.8	結言	174
第 7 章	モデル規範適応同定器を用いた三相 P W M コンバータの 高速電流制御	176
7.1	緒言	176
7.2	コンバータのサンプル値複素電圧方程式	177
7.2.1	d - q 座標系のコンバータのサンプル値方程式	177
7.2.2	複素座標系のコンバータのサンプル値方程式	177
7.3	複素適応同定器を用いた制御系の構成	179
7.3.1	複素適応同定アルゴリズム	179

7.3.2	コンバータの電流制御法	183
7.3.3	PWMパルス発生と入力信号の計算法	185
7.4	同定システムの安定性の証明	189
7.4.1	非線形フィードバック系の導出	189
7.4.2	漸近安定性の証明	191
7.5	制御システムと処理フロー	194
7.6	シミュレーションおよび実験結果	196
7.6.1	シミュレーション結果	196
7.6.2	実験結果	199
7.7	結 言	202
第8章	結 論	205
	謝 辞	211
	本研究に関する業績	212

## 第 1 章 緒 論

### 1・1 本研究の背景

直流電動機は界磁と電機子回路がそれぞれ独立し、その伝達特性が線形である。したがって、各種産業用駆動源の中で直流電動機は、可変速電動機として位置づけられ、パワーエレクトロニクスの初期の段階からサイリスタレオナードやチョップパなどの電子的手法によって高精度の制御法が確立されてきた。しかし、直流電動機は、電機子巻線電流の転流をブラシとコミュテータという機械的接触によって行っているため、それに伴う定期的な保守点検が必要である上に、そこに生じる火花のために使用環境が制限されるなどの問題点が指摘されるようになった。また、ブラシとコミュテータ部は細密な仕上げ工程を必要とすることから、直流電動機の価格は同容量の誘導電動機の約10倍程度と非常に高価である。そこで、ブラシとコミュテータを持たない安価な誘導電動機やブラシレスモータなどの交流電動機をインバータを用いて制御し、直流電動機と同等の駆動特性を賦与させる研究が各方面で盛んに進められている。そして、近年の交流電動機の可変速制御の研究は、以下の二つの技術開発すなわち、大容量自己消弧素子の開発と高性能プロセッサの開発によって飛躍的な進歩を遂げた。

バイポーラパワートランジスタ、GTOサイリスタなどの電力用自己消弧素子の開発の経緯を眺めてみると、バイポーラパワートランジスタについては、1977年にはわずか数kVA程度のものしかなかったが<sup>(1)</sup>、最近では数百kVAの素子も開発され、GTOサイリスタについても数千kVAの素子が開発されている<sup>(2)</sup>。McMurrayインバータに代表される従来のサイリスタインバータではサイリスタの消弧のために強制転流回路が必要で、数十～数百 $\mu$ secの転流時間のために細密な波形制御は不可能であった。そのため、主に180°通電形の波形で、単に電動機を可変速制御するに留まっていた。これに対して、自己消弧素子を用いたインバータでは、サイリスタに比較しておよそ1/10以下の時間で高速スイッチングが可能となり、電動機の入力電圧波形に対するパルス幅変調(PWM)制御の研究が盛んに行われ、交流電動機の高効率、高性能制御が可能となった。

さらに、現在ではFET、IGBT等トランジスタに比べてより高速なスイッチング素子が開発されるようになり、高周波素子に対する新しい波形制御技術の開発が必要とされている。

一方、これらパワー部の制御演算処理は、当初アナログ電子回路で実行されていたが、1971年にインテル社が4004マイクロプロセッサを発表した後、ソフトウェアで実行されるようになった。最近では、16ビット×16ビットの乗算をわずか100 [nsec] で実行するデジタルシグナルプロセッサ(DSP)が製品化され<sup>(3)</sup>、制御演算処理は大きな変革を遂げた。周知のように、従来の制御回路を構成していたオペアンプ等によるアナログ回路は、ドリフト、オフセットの調整が必要で、かつIC化が困難であるため、複雑な制御に対しては制御回路も複雑化、大型化するなどの問題点があった。これに対して、マイクロプロセッサを用いて構成されたデジタル制御回路は、オフセット、ドリフトの調整を必要とせず、加減乗除および論理演算などのすべての制御処理がマイクロプロセッサ内部で実行されることから省スペース化、高信頼性が実現できる。さらに、制御処理がプロセッサのソフトウェア上で構成されるいわゆるソフトウェア制御が実現できるので、制御のフレキシビリティが高まり、現代制御理論との融合による制御のインテリジェント化への目途がたったと言われている。

これらの技術開発のもとで、電圧形インバータにより駆動される交流電動機の可変速制御技術は飛躍的に進歩した。交流電動機の可変速駆動を考える上での最大の問題点は、インバータが理想電源ではなく、その出力電圧ベクトルは大きさと位相に制約を持っているという点である。したがって、交流電動機を用いて所望の運転特性を実現しようとするとき、この制約を持つインバータをどのように制御するかが大きな問題となり、これを解決する手法としていわゆる「PWM制御」が広く用いられている。PWM制御の代表的な例としては、三角波比較PWM制御法と瞬時値比較PWM制御法がある。三角波比較PWM制御法は、各相の指令電圧波形である正弦波とキャリアの三角波とを比較し、その大小関係からスイッチングパタンを決める制御法で、インバータ出力電圧の基本波成分が指令電圧波形に等しく制御される。三角波比較PWM制御法は、アナログ回路を用いて比較的簡単に構成できるが、リアルタイム処理を前提としてソフトウェア上で実現しようとするとき、非線形方程式を解かなければならないことから処理時間が長

くなったり、量子化誤差を生じるなどの問題点があり期待したような性能が得られない。一方、瞬時値比較PWM制御法は、電流制御系に用いられ、各相の指令電流波形と実電流とをヒステリシスコンパレータで比較し、その出力をインバータのスイッチングパターンとすることで電流を制御する。瞬時値比較PWM制御法では、線間電圧に逆極性の電圧が出力されるのでモータから大きな磁気騒音が発生したり、またインバータのスイッチング周波数は負荷状態によって左右されるのでスイッチング周波数を一定範囲内に制御することが難しく、特にモータを低速回転で駆動するときスイッチング周波数が高くなるなどの問題点が指摘されている。

より高性能な交流電動機の制御を実現するためには、インバータ出力電圧を各スイッチングパターンに対する空間ベクトルとしてとらえ、最適なスイッチングパターンを直接決めるPWM制御法を導出し、さらに、これを前提に電圧、電流の制御法を確立することが必要である。このためには、二相座標系上で、ある特定の大きさを持つ空間ベクトルとして表現されたインバータ出力電圧ベクトルを用いて駆動対象の電動機の電圧、電流の瞬時制御アルゴリズムを明らかにしなければならない。空間ベクトルを用いてインバータの制御法を考えることにより、高速応答でかつ制御誤差の小さいPWM制御が実現されるだけでなく、インバータの電圧飽和を考慮した最適なPWMパターンを簡単に選ぶことが期待される。

空間ベクトルによる電圧、電流の制御には、多機能性を有するソフトウェア制御が不可欠である。トランジスタインバータのPWMパターンを直接ソフトウェア上で計算する場合、スイッチング周波数との関係から数百 $\mu$ secの高速なサンプル周期が必要とされるので、高速処理に適した制御アルゴリズムを導出しなければならない。またソフトウェア制御系は、一般にサンプル周期を遅れ時間とするむだ時間系となり、この点を考慮に入れなければ高性能な制御特性は得れない。このため、サンプル値制御系を対象として、ソフトウェア制御に不可欠なむだ時間の問題を解決する制御アルゴリズムを導出することが不可欠となっている。すなわち、ソフトウェアの演算判断機能を積極的に活用して、高速な制御処理を実現する手法や、制御系のむだ時間を克服する手法とその効果を明らかにする必要がある。これらの問題点の解決によって、理想に近い交流電動機駆動が実現されるものと考えられる。

## 1・2 本研究の目的

このような背景の下に、本論文では、電圧形インバータで駆動される交流電動機の高性能制御システムを実現することを目的として、電圧、電流のソフトウェア制御アルゴリズムについて、理論的、実験的検討を加えたものである。さらに、交流電動機駆動用インバータの制御法のみならず、インバータの直流電源を構成するコンバータの制御法についても言及している。本論文では、1 kWから数十 MWの大容量機によく用いられる誘導電動機と、数十 Wから数 kW程度の小容量機に用いられるブラシレスモータの2種類の交流電動機を取り上げている。本論文の内容を大きく分類すると、

1. 誘導電動機の磁束に着目したソフトウェアPWM制御
2. ブラシレスモータの非干渉化と電圧方程式に基づいたソフトウェア電流制御
3. 三相コンバータのパラメータ変動を考慮したソフトウェア電流制御

の三つに分けられ、以下、その内容について説明する。

誘導電動機の開ループ可変速制御では、電動機磁束の大きさを一定にするために、電動機の一次周波数と印加電圧がほぼ比例するようにインバータはPWM制御される。PWM制御法としては、前述の三角波比較PWM制御法が広く用いられている。しかし、三角波比較PWM制御法をソフトウェア制御として実現しようとする、スイッチング時点を定めるには、非線形方程式を解かねばならない。一般に用いられている乗除算命令を有していない8ビットの汎用プロセッサでは演算時間が長くなり、インバータのスイッチング周波数を1 [kHz]以上にすることは不可能である。このため、種々の簡略化されたスイッチング時点の解法が提案され、多くが実用に供せられている<sup>(4)</sup>。

本論文では、従来用いられている三角波比較PWM制御法に対して、インバータ出力電圧を空間ベクトルとして取り扱ったソフトウェアPWM制御法を提案する。誘導電動機の磁束ベクトルが円軌道をたどるようにPWMパターンをオフラインで決定する方法が、常広、村井氏らによってすでに提案されている<sup>(5)</sup>。本論文の方法は、これをもとに簡単な座標変換を導入することで、PWM制御アルゴリズムを加減算のみで構成し、ソフトウェア制御に適した形に発展させたもので

ある。この結果、8ビットワンチップマイコンによるリアルタイムPWM制御が実現された。さらに、制御処理過程に含まれる量子化誤差を考慮したより高性能なソフトウェアPWM制御法についても提案し、その制御特性も示している。また、大容量機へ適用するため、出力変圧器を用いることなく、3値の相電圧レベルを出力できるマルチレベルインバータへの本PWM制御の応用方法と、その制御特性を明らかにしている。

一方、交流電動機の閉ループ制御は、誘導電動機にあってはベクトル制御法として、界磁に永久磁石を用いた同期電動機についてはブラシレスモータという形で、それぞれ直流機をしのぐ特性が実現されようとしている。閉ループ系では、電動機のトルク制御すなわち電流制御が不可欠で、その制御性能が電動機の特性を左右することが指摘されている<sup>(6)</sup>。ただし、電流制御系のように制御対象の時定数が小さい系をソフトウェア制御する場合、現状のプロセッサの処理機能では、制御周期を時定数に比較して十分短くできない。さらに、連続系で設計した方法をそのままソフトウェア化しても、制御処理時間に伴うむだ時間のために期待する特性が得られないことが多い。また、ブラシレスモータについては、速度起電力に起因したd-q軸の干渉項により、比例積分制御（PI制御）を用いたのでは電流系に定常偏差が生じたり、高速な過渡応答特性が得られないなどの問題がある。

本論文では、ブラシレスモータに内在する干渉項を、制御ループで補償することで非干渉化を実現し、この結果、簡単なPI制御を用いるだけで高性能な電流制御が実現できることを示し、サンプル周期をむだ時間とするサンプル値制御系に対して有効なソフトウェア制御アルゴリズムを導出している。本電流制御法は、速度制御系を含めてDSPのソフトウェア上で構成することができる特徴を持っている。さらに、より高速な電流制御をめざし、ブラシレスモータのサンプル値電圧方程式に基づいたソフトウェア電流制御法に発展させている。この方法では、ブラシレスモータの所望の電流を得るためのインバータ出力電圧の最適な空間ベクトルを、ソフトウェア上で算出し、これに対するPWMパタンを直接出力するので、速度、電流ループからPWM制御を含めた全ソフトウェア制御が実現できる。

ところで、インバータの直流電源は、一般的に三相のダイオードブリッジを用



いたコンデンサインプット形の整流回路により構成される。この整流回路は、基本波力率が高いにもかかわらず、その入力電流波形に多くの高調波を含み、総合力率が低い。このため、電力系統に対しても電圧をひずませるだけでなく、力率改善用のコンデンサを加熱したり、逆相検出継電器、漏電遮断機などの保護継電器を誤動作させるなどの各種高調波障害を引き起こすことが知られている<sup>(7)</sup>。交流電源の入力端子にサイリスタやダイオードなどの非線形素子を用いた装置の増加とともに、これらの高調波障害が問題視されている。そこで、入力電流を正弦波にし、入力総合力率 1 を実現するために、自己消弧素子を用いたコンデンサインプット形の P W M コンバータが提案されている<sup>(8)(9)</sup>。

本論文では、先に説明したブラシレスモータの高速電流制御法をコンバータの入力総合力率 1 を実現する電流制御法に発展させている。この電流制御は先のブラシレスモータの電流制御法と同様、制御対象の電圧方程式に基づいて制御処理が実行されるので、制御モデルのパラメータと実パラメータとの間に差があると制御性能が低下し、定常偏差を生じる。そこで、モデルと制御対象の間にパラメータ誤差がある場合にも、定常偏差が生じないように三相コンバータの電流をソフトウェア制御する方法について提案し、その制御特性を明らかにしている。また、電流制御精度を高めるために、サンプル周期間に複数の空間ベクトルを時分割出力することで、平均値としてコンバータ入力の指令電圧に等しい電圧を出力する P W M 制御法を提案している。さらに、コンバータの電流制御系にパラメータ同定器を導入することで、常に制御対象とモデルのパラメータを一致させ、高性能な制御を行う方法についても理論、実験の両面から検討している。同定器を用いればモデルのパラメータをあらかじめ設定する必要がなくなるので、産業の現場への応用では不可欠な制御装置の無調整化が実現される。

### 1・3 本論文の概要

本論文は、八つの章から構成されており、以下にその概要を各章ごとに述べる。第 1 章では、本研究の背景と中心テーマについて述べ、研究の内容を記するとともに本研究の位置づけをした。

第 2 章では、ソフトウェア制御に適したリアルタイム処理 P W M 制御アルゴリ

ズムの開発について述べている。インバータ出力電圧の空間ベクトルと、誘導電動機の磁束との間に密接な関係が得られることに着目し、ソフトウェア制御に適したPWMパタン発生法を導出している。この結果、制御回路は8ビットワンチップマイコン、V/Fコンバータ、ベースアンプのわずか3点で構成することができ、高速なPWM制御が実現できることを明らかにしている。

第3章では、第2章のPWMアルゴリズムを発展させ、誘導電動機の磁束を3軸で取り扱うことで、すべての制御量を量子化されることを指摘し、高性能なPWM制御アルゴリズムを導出している。この結果、第2章と本章のそれぞれのアルゴリズムによる手法で誘導電動機を駆動し、トルク変動の分散値が2/3に改善されることを明らかにしている。また、任意のV/fパタンをとるための可変磁束制御法やマルチレベルインバータへの応用法についても述べている。

第4章では、ブラシレスモータの非干渉電流制御法について述べている。ブラシレスモータにd軸電流を零にする制御を施すことによって、電動機モデルに内在する干渉項が解消され、伝達関数が直流電動機と同じ形で表現されることを示している。非干渉化することで電流制御モデルを単なるR-L直列回路として扱うことができ、PI制御を用いるだけで十分高速な電流制御が実現できる。

第5章では、ブラシレスモータの電圧方程式に基づき、電流を制御するための最適なインバータ出力の空間ベクトルを直接選択する方法を提案する。本アルゴリズムは電圧、電流の瞬時値に基づいて展開されているので、定常時はもとより過渡時においても高速な電流制御ができる。また、本アルゴリズムをDSPのソフトウェア上で構成することで、速度、電流、PWM制御を含めた全ソフトウェア制御が実現できる。

第6章では、実システムのモデルを制御系に導入した三相PWMコンバータの電流制御法について述べている。本電流制御アルゴリズムを用いることで、モデルのパラメータと実パラメータとが相違している場合にも、過渡時にわずかな制御偏差を生じるだけで、定常時の制御偏差を補償できる。また、PWMパルスの発生法に対して、サンプル周期間の平均値として任意の電圧ベクトルを空間ベクトルに基づいて構成する方法も提案している。

第7章では、第6章の過渡時の制御偏差を補償するために、現代制御理論の一分野であるモデル規範適応システム(MRAS)を用いて、回路パラメータを同

定しながら三相PWMコンバータの電流を制御する方法を提案する。MRASの理論を複素領域に拡張することで、同定パラメータの数を1/2に減らしている。このようなパラメータ同定機能を賦与することによって、制御装置の無調整化が実現できることを明らかにしている。

第8章では、本研究で得られた成果をまとめ、今後の課題、研究の発展の方向について述べている。

#### [参考文献]

- (1) 木下, 一條: 「バイポーラトランジスタにおける特性改善」  
昭和60年電気学会全国大会シンポジウム S.7-2, S.7-5
- (2) 寺沢: 「パワーデバイスとハイテク技術」  
昭和63年電気学会全国大会シンポジウム S.7-2, S.7-3
- (3) Texas Instruments: "TMS320C25 User's Guide" (1986)
- (4) 上野, 森本, 森田: 「キャリア周波数一定方式PWMインバータのマイコン化」昭和60年電気学会全国大会講演論文集 6, 494, 576
- (5) 村井, 浅野, 常広: 「インバータ駆動誘導電動機のトルク脈動低減のためのPWM制御法の考察」電気学会論文誌 101-B, 6, 315 (昭和56年)
- (6) 西村, 小笠原, 赤木, 難波江, 中西: 「永久磁石同期電動機の高性能サーボシステム」電気学会半導体電力変換研究会資料 SPC-84-13, 31 (昭和59年)
- (7) 井上: 「電力系統の高調波と低減対策」  
電気学会雑誌 103, 6, 538 (昭和58年)
- (8) 高橋, 池下: 「単相整流回路の入力電流波形改善」  
電気学会論文誌 105-B, 2, 174 (昭和60年)
- (9) 中西, 岩崎, 松井: 「高力率正弦波入力単相整流回路」  
電気関係学会東海支部連合大会論文集 105, (昭和60年)

## 第2章 ワンチップマイコンによる誘導電動機駆動用PWM制御

### 2・1 緒言

誘導電動機の可変速駆動には各種の方法があるが、その中でも三相トランジスタインバータを用いたPWM制御法が最も広く使用されている。

PWMパタンの発生には、指令電圧波形の正弦波とキャリアの三角波とを比較してパタンを決定する三角波比較PWM制御法が広く用いられている。この方法は、アナログ回路により簡単に構成でき、さらにスペクトル解析を行うとキャリア周波数より低次の高調波はほとんど零になるので比較的良い電動機特性が得られる。しかし、この方法をただ単にソフトウェア化すると処理時間が長くなったり、量子化誤差を生じるなどの問題点があり期待したような性能が得られない。ここにリアルタイム処理によりPWM制御をソフトウェアで構築する場合の難しさがある。

本章はPWM制御のソフトウェア化を取り扱ったもので、ソフトウェア制御に適したアルゴリズムの一方式を提案するとともに、その特性を明らかにしている。ソフトウェア化にあたっての基本的なPWM制御法は、すでに常広、村井氏らによって提案されている「電動機の磁束ベクトルが円軌道をたどるようにPWMパタンを選定するPWM制御法」<sup>(1)</sup>である。本章では、このPWM制御法を具体的にソフトウェア上でリアルタイム処理するために、簡単な座標変換を導入し、ソフトウェア制御に適した形に発展させている。この結果、制御アルゴリズムは簡単な加減算と関数テーブルを用いて表現でき、安価な8ビットプロセッサで実現可能となり、さらにインバータ入力電圧に変動が含まれる場合にも良好なPWM制御特性が得られるなどの成果が得られている。

本法の優位性を明確にするために、主として三角波比較PWM制御法との特性の比較を、シミュレーションにより行い、本法の位置づけ並びに特徴を明らかにしている。さらに、ワンチップマイコン8751を用いた試作システムによる実験を通して、本制御法の妥当性を確認している。

## 2・2 ソフトウェアPWM制御とその問題点

### 2・2・1 三角波比較PWM制御の概要

図2・1 に三相PWMインバータによる誘導電動機駆動システムを示す。また、図2・2 に広く用いられている三角波比較PWM制御法の原理を示す。インバータの各相のスイッチングパターンは、振幅がインバータ入力電圧 $V_{dc}$ の $1/2$ の三角波と各相の指令電圧 $v_{ra}$ 、 $v_{rb}$ 、 $v_{rc}$ とをそれぞれ比較し、指令電圧が大きい場合には+側のトランジスタをオン、-側のそれをオフし、逆に小さい場合には-側のトランジスタをオン、+側のそれをオフにする。図2・2 では、インバータの各相のスイッチング関数 $S_a$ 、 $S_b$ 、 $S_c$ をそれぞれ、

$$S_i \quad i=a, b, c = \begin{cases} 1: +\text{側トランジスタがオン, } -\text{側トランジスタがオフ} \\ 0: -\text{側トランジスタがオン, } +\text{側トランジスタがオフ} \\ \dots\dots (2\cdot1) \end{cases}$$

と定義して、各相のスイッチングパターンを示している。この結果、図2・2 に示す線間電圧 $v_{ab}$ が得られ、線間電圧の基本波成分は指令電圧に等しい電圧になることが知られている<sup>(2)</sup>。高調波については、三角波の周波数より低次のほとんどの高調波成分が零になり、また三相对称波形の場合には3の倍数の高調波成分が

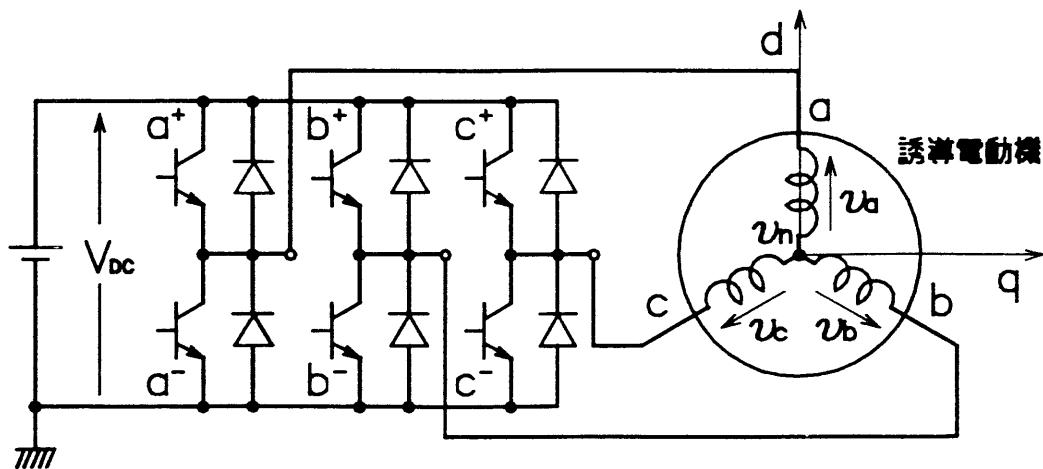


図 2・1 インバータ駆動誘導電動機系

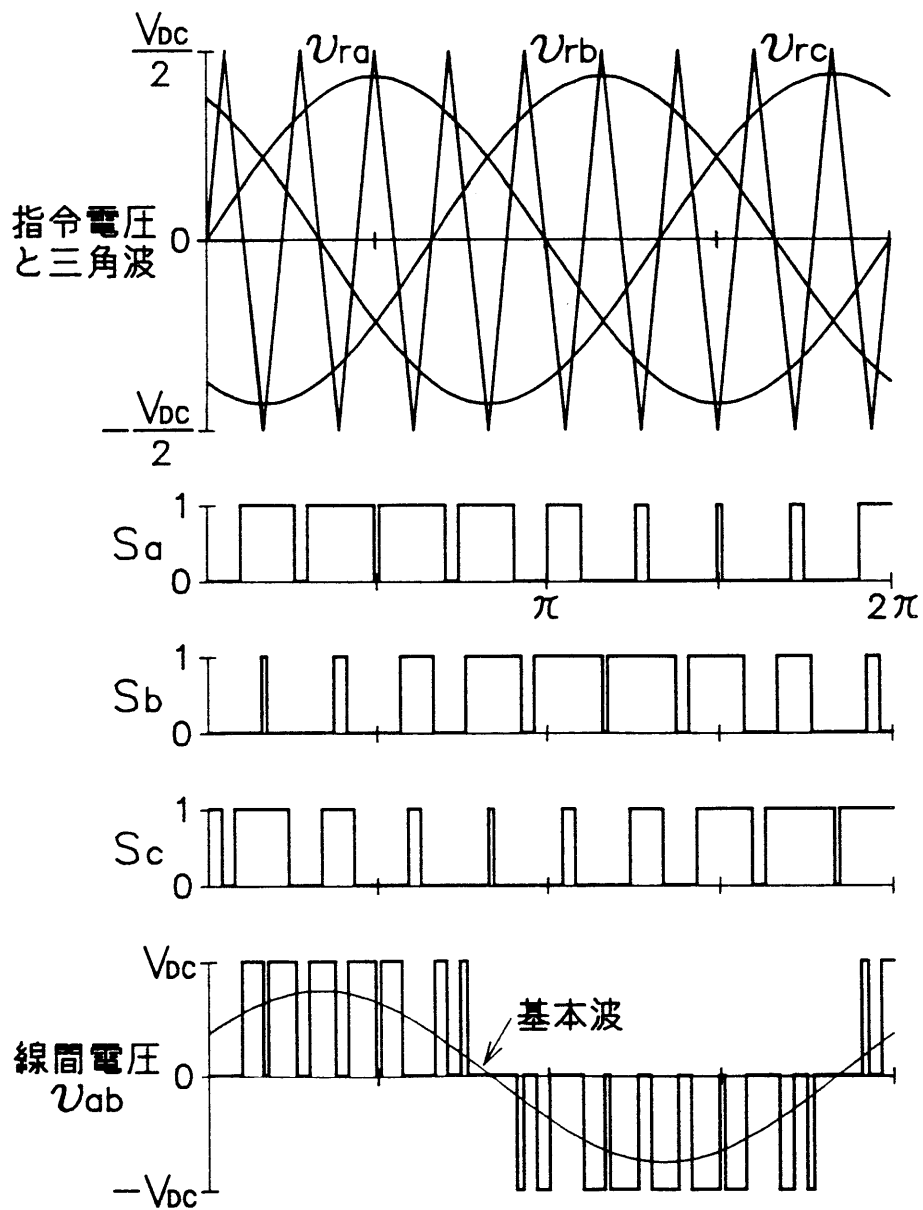


図 2・2 三角波比較 P W M 制御の原理

零にできることから三角波の周波数は指令電圧波形の周波数の3の倍数に設定される<sup>(3)</sup>。

三角波比較PWM制御の欠点として、インバータ出力の線間電圧波高値の制御範囲は、インバータ入力電圧 $V_{DC}$ の86.6 [%]と小さく、インバータ入力電圧が有効利用されていないことが指摘され、その改善方法<sup>(2)(4)(5)</sup>も検討されている。

### 2.2.2 ソフトウェアPWM制御の問題点

すでに述べたように、三角波比較PWM制御回路は、正弦波と三角波の発振器およびコンパレータを用いたアナログ回路により比較的簡単に構成できる。しかし、アナログ回路はドリフトやオフセットなどの欠点があり、高性能制御を実現するためにデジタル化、ソフトウェア化の要求が高まっている。この様な要求に対して、三角波比較PWM制御の考え方に基づいたPWM制御法がLSIやハードロジック回路によって実現された例も報告されている<sup>(6)(7)</sup>。

PWM制御をソフトウェア化する方法としては、オフラインで計算された各周波数に対する1周期のPWMパターンをROM上にテーブルとして用意し、それを順番に出力する方法がある。この場合には、三角波比較PWMのパターンに限らず、最適化されたパターンを用意することもできる<sup>(8)(9)</sup>。しかし、この方法は各周波数に対するパターンを用意しなければならないので、大きなメモリ容量が必要となり、またオフラインでパターンが決定されているので、電源電圧変動などに対処できないなどの問題点がある。

三角波比較PWM制御をソフトウェア上でリアルタイム制御する場合、ソフトウェアの処理時間を十分短くできないことが最大の問題である。トランジスタインバータを前提にして、1 [kHz]のスイッチング周波数を得るためには、図2.2の三角波の半周期500 [ $\mu$ sec]でPWMパターンを決定する処理を終了しなければならない。

三角波比較PWM制御で最も処理が複雑になるのは、正弦波と三角波の交点を求める計算である。図2.2のa相の指令電圧 $v_{ra}$ は、

$$v_{ra} = \sqrt{2/3} V_m \sin \theta \quad \dots\dots (2.2)$$

で与えられ、また  $\pi/18$  から  $\pi/6$  までの傾きが負の部分の三角波を  $v_3$  とすれば、

$$v_3 = -9V_{DC} / \pi \cdot \theta + V_{DC} \quad \dots\dots (2.3)$$

となり、スイッチング点である  $v_{ra}$  と  $v_3$  の交点は、非線形方程式

$$\sqrt{2/3} V_m \sin \theta = -9V_{DC} / \pi \cdot \theta + V_{DC} \quad \dots\dots (2.4)$$

を  $\theta$  について解かなければならない。この様な方程式を各相について解くには、長い処理時間を必要とする。このことに対処するために、正弦波に代えて台形波を用いる方法<sup>(5)</sup>も提案されているが、それでも比較的複雑な処理になる。

次に、三角波比較PWM制御をソフトウェア化する上で注意しなければならないことは、命令実行時間の長い乗除算を制御アルゴリズムに含まないようにすることである。汎用の8ビットCPU Z80, 8085などは乗除算命令を備えていないので、加減算およびシフト命令によって乗除算を実行しなければならない。また汎用の16ビットCPU 8086の乗除算命令は、8 [MHz]のクロック使用時で、8ビット×8ビットが9 [μsec]、16ビット×16ビットが15 [μsec]と比較的長い処理時間を必要とする。したがって、乗除算を多く含むアルゴリズムの場合には高性能なプロセッサが必要になり、コスト的に不利になるので、加減算を中心としたアルゴリズムが理想的である。ところで、誘導電動機の磁束を一定に制御する場合には、(2.2)式の指令電圧  $v_{ra}$  を一次周波数に比例させて制御 ( $V/f$  一定制御) しなければならない。(2.2)式の  $v_{ra}$  の計算において、 $\sin \theta$  をROMテーブルに用意した場合には、 $\sqrt{2/3} V_m$  と  $\sin \theta$  の乗算が必要になる。また、(2.4)式をNewton法などを用いて解く場合にも乗除算は避けられない。

ソフトウェアPWM制御を実現するときのもう一つの問題点は、制御量の有効ビット数をどの程度に選定するかである。例えば、三角波比較PWM制御の三角波の  $-V_{DC}/2$  から  $V_{DC}/2$  までの変化量を8ビットで与え、256分割したとしよう。先に示したように  $V/f$  一定制御を行うことから、一次周波数を3 [Hz]の低周波数で駆動する場合には、指令の正弦波の変化幅は  $256 \times 3 / (60 \times 0.868) \approx 15$  (ただし、定格一次周波数を60 [Hz]とする) となり、十分な分解能とはいえ



ない。特に低周波数時には、出力電圧が小さくなることから、図2・2の線間電圧 $v_{ab}$ のパルス幅が細くなるので精度よい計算が要求される。したがって、この場合8ビットの有効ビット数では十分な精度が得られない。

以上の理由から、三角波比較PWM制御をソフトウェアで実現するには高性能なプロセッサを用いなければならないことが理解できよう。実際に、上野氏らによって高速乗除算を実行できる高速デュアルワンチップマイコン(MN1890)を用いて、ソフトウェア制御が実現されている<sup>(10)</sup>。この場合2個のCPUを用い、内部演算は8~32ビット、処理時間は300~350 [ $\mu$ sec]、制御周期は400 [ $\mu$ sec]、スイッチング周波数は1250 [Hz]の性能が得られている。

これらの問題点を踏まえて、この章では三角波比較PWM制御とは全く別のPWM制御理論に基づいて、ソフトウェア制御に適したPWM制御アルゴリズムについて検討する。

## 2・3 磁束に着目したPWM制御の原理

### 2・3・1 三相PWMインバータの電圧ベクトル<sup>(1)</sup>

図2・1の誘導電動機の中性点の電位を $v_n$ とすれば、インバータ出力電圧、すなわち、誘導電動機の各相電圧 $v_a$ 、 $v_b$ 、 $v_c$ は、(2・1)式の各相のスイッチング関数 $S_a$ 、 $S_b$ 、 $S_c$ を用いて、

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = V_{DC} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} - v_n \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} \quad \dots\dots(2\cdot5)$$

と表現される。

図2・1に示すように、a相巻線方向にd軸、それに対して直角方向にq軸を選ぶと、a-b-c相とd-q座標系の各制御量の間には、

$$\begin{bmatrix} d \\ q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \quad \dots\dots(2\cdot6)$$

なる関係がある。したがって、d-q座標系で表現したインバータ出力電圧  $\boldsymbol{v}$  は、(2.5)式を(2.6)式に代入して、

$$\boldsymbol{v} = \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2} V_{DC}}{2\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 2S_a - S_b - S_c \\ \sqrt{3}(S_b - S_c) \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (2.7)$$

と得られる。 $\boldsymbol{v}$ はスイッチング関数  $S_a, S_b, S_c$ の関数であるから  $\boldsymbol{v}(S_a, S_b, S_c)$ と表現して、それぞれのスイッチングパターンに対するインバータ出力電圧ベクトル  $\boldsymbol{v}(S_a, S_b, S_c)$ をd-q座標系に表わすと、図2.3に示す8種類の電圧ベクトルが得られる。この図で  $\boldsymbol{v}(000)$ はすべての-側の、また  $\boldsymbol{v}(111)$ はすべての+側のトランジスタがそれぞれオンしている状態に相当し、ベクトルの大きさが零であることから特にz (zero)ベクトル<sup>(11)</sup>と呼ぶことにする。電圧ベクトルの大きさ  $|\boldsymbol{v}|$ を求めると、次式が得られる。

$$|\boldsymbol{v}| = \begin{cases} 0 & ; \text{ zベクトル} \\ \sqrt{2/3} V_{DC} & ; \text{ zベクトル以外} \end{cases} \quad \dots\dots\dots (2.8)$$

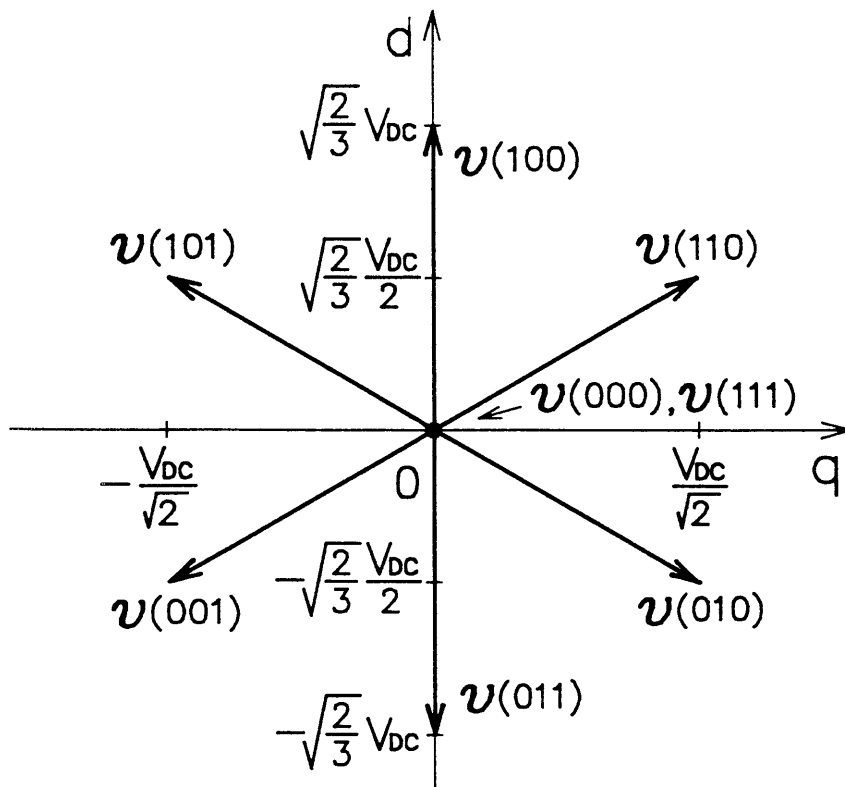


図 2.3 インバータ出力電圧ベクトル

### 2・3・2 正弦波駆動時の誘導電動機の磁束ベクトル

誘導電動機は平衡三相正弦波電圧で駆動されるのが望ましく、そのような理想的な場合の磁束鎖交数を求めてみよう。

図2・1 に示した誘導電動機の a, b, c 各相巻線に、次式に示すように線間電圧実効値  $V_m$ 、電気角速度  $\omega$  の平衡三相正弦波電圧  $v_{ra}$ ,  $v_{rb}$ ,  $v_{rc}$  を印加したとしよう。

$$\begin{bmatrix} v_{ra} \\ v_{rb} \\ v_{rc} \end{bmatrix} = \sqrt{2/3} V_m \begin{bmatrix} \cos \omega t \\ \cos(\omega t - 2\pi/3) \\ \cos(\omega t + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad \dots\dots(2\cdot9)$$

(2・9)式を(2・6)式へ代入して d - q 座標系の理想的な電圧  $v_{rd}$ ,  $v_{rq}$  は次式で与えられる。

$$\begin{bmatrix} v_{rd} \\ v_{rq} \end{bmatrix} = V_m \begin{bmatrix} \cos \omega t \\ \sin \omega t \end{bmatrix} \quad \dots\dots(2\cdot10)$$

誘導電動機の一次磁束鎖交数は、一次巻線抵抗を無視すれば、一次電圧の時間積分値として与えられるから、平衡三相正弦波電圧で駆動された場合の d - q 座標系での磁束鎖交数  $\lambda_r = [\lambda_{rd} \ \lambda_{rq}]^T$  (T は転置を意味する) は(2・10)式を時間積分して、次式で与えられる。

$$\lambda_r = \begin{bmatrix} \lambda_{rd} \\ \lambda_{rq} \end{bmatrix} = \Lambda \begin{bmatrix} \sin \theta \\ -\cos \theta \end{bmatrix} \quad \dots\dots(2\cdot11)$$

ただし、

$$\theta = \omega t = 2\pi f t \quad (f: \text{一次周波数}) \quad \dots\dots(2\cdot12)$$

$$\Lambda = V_m / (2\pi f) \quad \dots\dots(2\cdot13)$$

である。一般的に誘導電動機の磁束鎖交数は、磁気飽和を起こさないように一定に制御される。このような場合、(2・11)式を d - q 座標系に表すと、図2・4 の円軌跡が描かれる。

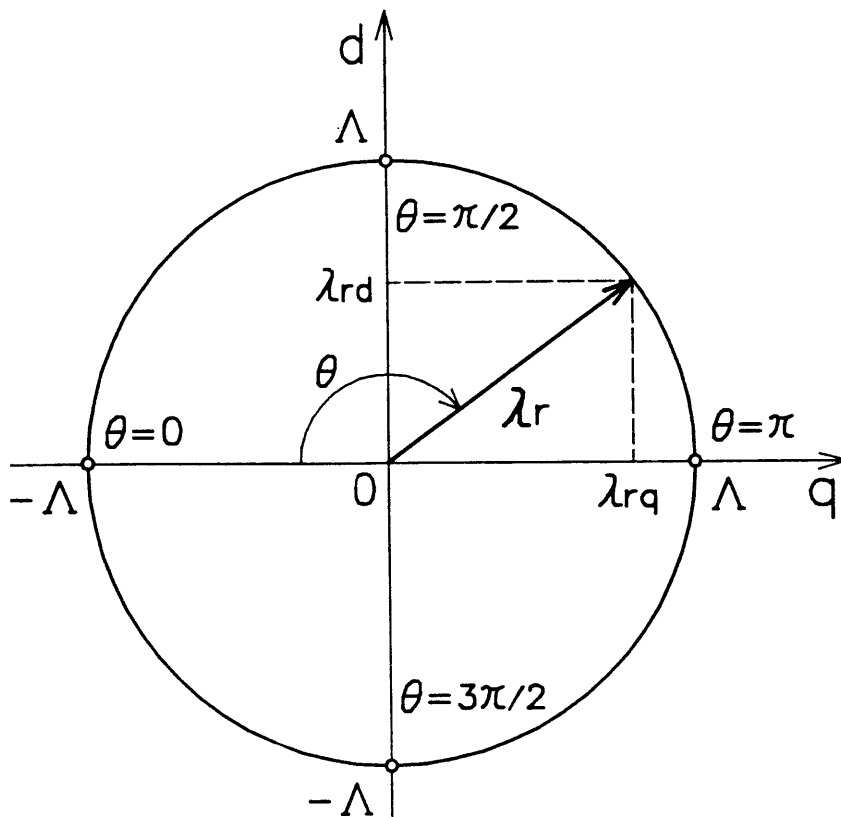


図 2・4 正弦波駆動時の磁束鎖交数

図2・3 の電圧ベクトルの積分値がインバータ駆動時の磁束鎖交数（以下，実磁束鎖交数と呼ぶ）となるので，この実磁束鎖交数が，図2・4 の理想的な磁束鎖交数（以下，指令磁束鎖交数と呼ぶ） $\lambda_r$ の円軌跡に追随するように図2・3の電圧ベクトルを選択することでPWMパルスパターンは決定される。

## 2・4 磁束制御に基づいたPWM制御アルゴリズム

先の議論からPWMパルスパタンの決定は，電圧ベクトルの選択法を明らかにすればよいことがわかる。この場合，制御装置の小型化，フレキシビリティを考えると，ワンチップマイコン化が有望である。その際，インバータ入力電圧 $V_{DC}$ の変動に対処するためには，リアルタイム処理が必要であり，かつ，メモリや処理能力に限界のあるマイコン化を前提とすれば，PWMパタン発生アルゴリズムはより簡単なものが望まれる。ここでは，サンプル値制御系を前提としてサンプル点ごとにインバータの最適な電圧ベクトルを決定し，サンプル周期 $T$ の間で

は、一定の電圧ベクトルを出力するものとしてPWMパタン発生アルゴリズムを導出する<sup>(12)</sup>。

### 2.4.1 提案する $l-m$ 座標系の定義と磁束ベクトルの表現

周知のように、三相PWMインバータの回路動作は1/6周期、すなわち電気角で $60^\circ$ ごとに同じであることが望ましく、また図2.3に示した電圧ベクトルも $60^\circ$ ごとの方向を示していることから、直角座標の $d-q$ 座標系で直接PWMパタンの発生処理をせずに、三相の $a-b-c$ 座標へ座標変換して処理を行うことが多い<sup>(13)</sup>。そこで、このような座標変換を行うと制御処理が複雑化するので、図2.5に示すように1/6周期ごとに座標軸が $60^\circ$ で交わる $l-m$ 座標系を定義し、その座標系でPWMパタン発生アルゴリズムを導出する。図2.5に示す $0 \leq \theta \leq \pi/3$ の区間で、角周波数 $\omega > 0$ の場合について考える。図2.5において、太い実線の円

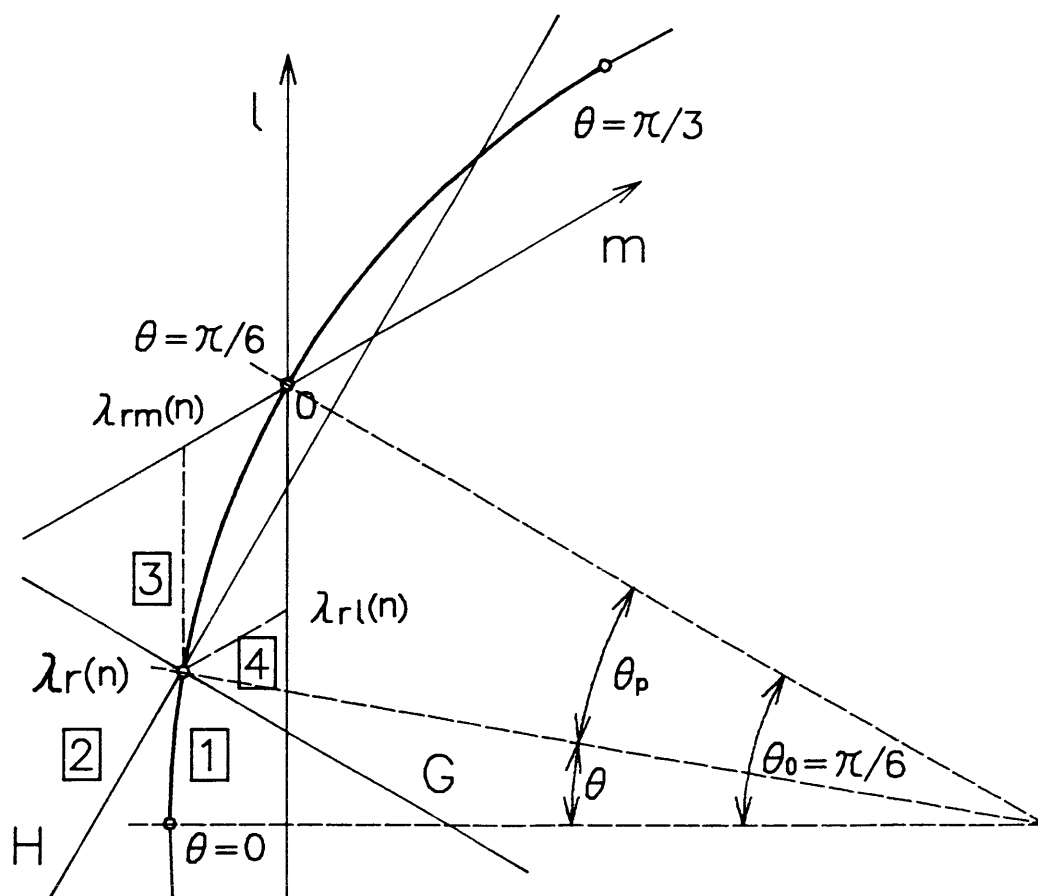


図 2.5  $l-m$  座標系の定義と電圧ベクトル選択法

弧は指令磁束鎖交数  $\lambda_r$  の軌跡である。図2.3に示すインバータ駆動時の8種類の電圧ベクトル  $\boldsymbol{v}$  を用いて実磁束鎖交数  $\lambda$  を指令磁束鎖交数  $\lambda_r$  に追従させるためには  $\boldsymbol{v}(100)$ ,  $\boldsymbol{v}(110)$  と、実磁束鎖交数  $\lambda$  が指令磁束鎖交数  $\lambda_r$  に対して進み過ぎたとき停止させるための  $z$  ベクトルを用いればよい。これら3種類のベクトル選択を簡単に行うために、図2.5に示すように  $\theta = \pi/6$  の  $\lambda_r$  の位置を原点として、 $\boldsymbol{v}(100)$  の方向に  $l$  軸を、 $\boldsymbol{v}(110)$  の方向に  $m$  軸を選び、この  $l-m$  座標系で、磁束鎖交数を考える。このとき、 $\boldsymbol{v}(100)$ ,  $\boldsymbol{v}(110)$  をそれぞれ  $l$  ベクトル、 $m$  ベクトルと呼ぶことにする。(2.11)式の  $d-q$  座標系の指令磁束鎖交数  $\lambda_r$  を  $l-m$  座標系へ座標変換すると、

$$\lambda_r = \begin{bmatrix} \lambda_{r\ l} \\ \lambda_{r\ m} \end{bmatrix} = \Lambda \begin{bmatrix} -1 + 2/\sqrt{3} \cos(\theta_p - \pi/6) \\ 1 - 2/\sqrt{3} \cos(\theta_p + \pi/6) \end{bmatrix} \quad \dots\dots(2.14)$$

と得られる。ただし、 $\theta_p$  は  $l-m$  座標系の原点の電気角  $\theta$ 。 ( $=\pi/6$ ) より

$$\theta_p = \theta - \theta_0 \quad (-\pi/6 \leq \theta_p \leq \pi/6) \quad \dots\dots(2.15)$$

で与えられる。したがって、磁束鎖交数の大きさ  $\Lambda$  を一定に制御する場合には、(2.14)式の  $\theta_p$  に対する  $\lambda_r$  の関数テーブルを用意しておけば、サンプル点  $n$  の指令磁束鎖交数  $\lambda_r(n) = [\lambda_{r\ l}(n) \ \lambda_{r\ m}(n)]^T$  は、サンプル点  $n$  の電気角度  $\theta(n)$  より(2.15)式を用いて  $\theta_p(n)$  を知ることで得られる。

次に、サンプル点  $n$  の実磁束鎖交数  $\lambda(n) = [\lambda_l(n) \ \lambda_m(n)]^T$  を求める。いま図2.6のA点にサンプル点  $n-1$  の実磁束鎖交数  $\lambda(n-1)$  が存在したとしよう。サンプル点  $n-1$  と  $n$  のサンプル周期  $T$  の間の電圧ベクトル  $\boldsymbol{v}(n-1)$  が  $l$  ベクトル、 $m$  ベクトル、 $z$  ベクトルを取ることができるので、 $\lambda(n)$  はそれぞれB、C、A点に移動することができる。したがって、 $\lambda(n)$  は、

$$\lambda(n) = \lambda(n-1) + \boldsymbol{v}(n-1) \cdot T \quad \dots\dots(2.16)$$

で与えられ、この  $l-m$  成分は次式に示すように単なる加算で表現される。

$$\begin{bmatrix} \lambda_l(n) \\ \lambda_m(n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \lambda_l(n-1) \\ \lambda_m(n-1) \end{bmatrix} + \Delta \lambda \begin{bmatrix} L(n-1) \\ M(n-1) \end{bmatrix} \quad \dots\dots(2.17)$$

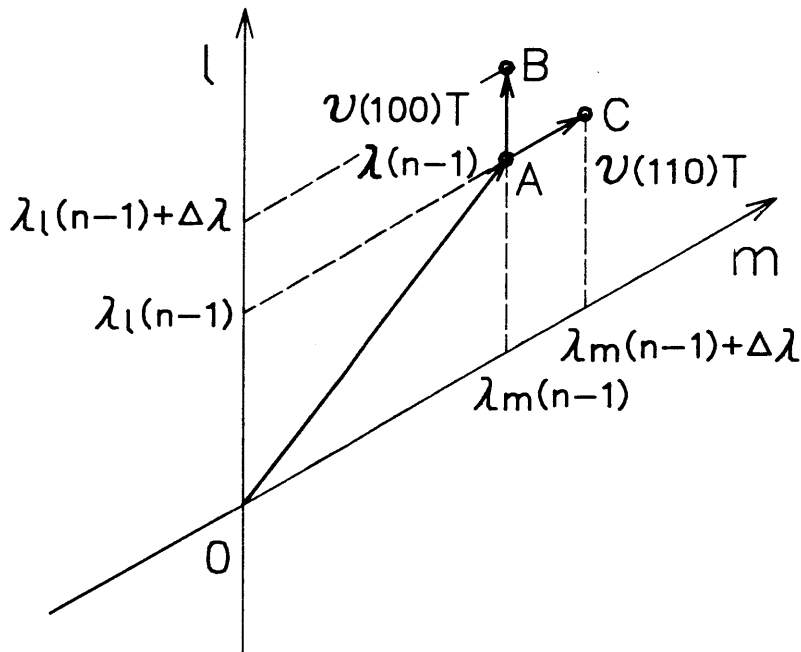


図 2-6 実磁束鎖交数の表現

ここで、 $\Delta \lambda$ 、 $L(n)$ 、 $M(n)$ は、

$$\Delta \lambda = \sqrt{2/3} V_{DC} \cdot T \quad \dots\dots (2-18)$$

$$L(n) = \begin{cases} 1 & ; \quad \boldsymbol{v}(n) = \boldsymbol{v}(100) & \text{(} l \text{ベクトル)} \\ 0 & ; \quad \boldsymbol{v}(n) \neq \boldsymbol{v}(100) \end{cases} \quad \dots\dots (2-19)$$

$$M(n) = \begin{cases} 1 & ; \quad \boldsymbol{v}(n) = \boldsymbol{v}(110) & \text{(} m \text{ベクトル)} \\ 0 & ; \quad \boldsymbol{v}(n) \neq \boldsymbol{v}(110) \end{cases}$$

である。このように  $l-m$ 座標系を導入することにより、指令磁束鎖交数  $\lambda_r(n)$  は関数テーブルにより、また実磁束鎖交数  $\lambda_r(n)$  は単なる加算により求めることができる。

#### 2-4-2 電圧ベクトルの選択アルゴリズム

電圧ベクトル  $\boldsymbol{v}(n)$  の選択は以下のように行う。図2-5に示すように  $l-m$ 座標系を指令磁束鎖交数  $\lambda_r(n)$  を通る傾き  $\pm 1$  の2直線  $G$ 、 $H$  により **1** ~ **4** の領域に4分割し、これら **1** ~ **4** のどの領域に実磁束鎖交数  $\lambda(n)$  が存在するかを

判断して電圧ベクトル  $\boldsymbol{v}(n)$  を選択する。すなわち、実磁束鎖交数  $\lambda(n)$  が G 直線より上の領域  $\boxed{3}$  あるいは  $\boxed{4}$  に存在する場合には、実磁束鎖交数  $\lambda(n)$  が指令磁束鎖交数  $\lambda_r(n)$  に対して先行しすぎているので、サンプル点  $n$  では z ベクトルを選択して指令磁束鎖交数が進んでくるのを待てばよい。逆に G 直線より下の領域に存在する場合には、実磁束鎖交数  $\lambda(n)$  を進めなければならない。この場合、領域  $\boxed{2}$  に  $\lambda(n)$  が存在するなら指令磁束鎖交数の軌跡の外側に  $\lambda(n)$  があるので、これを内側へ移動させるために m ベクトルを用い、領域  $\boxed{1}$  に  $\lambda(n)$  が存在するなら l ベクトルを用いる。この判断は、次の  $g(n)$ 、 $h(n)$  を計算してこれらの符号を知り、表 2・1 に従って実行される。

$$\begin{aligned}
 g(n) &= \{ \lambda_l(n) - \lambda_{rl}(n) \} + \{ \lambda_m(n) - \lambda_{rm}(n) \} \\
 h(n) &= \{ \lambda_l(n) - \lambda_{rl}(n) \} - \{ \lambda_m(n) - \lambda_{rm}(n) \}
 \end{aligned}
 \quad \dots\dots (2\cdot20)$$

また、z ベクトルを使用する場合、 $\boldsymbol{v}(000)$  と  $\boldsymbol{v}(111)$  の選択については、スイッチング回数が少ないほうを選ぶ。例えば、l ベクトル  $\boldsymbol{v}(100)$  から z ベクトルへパルスパタンが変化するときには、 $S_3$  だけを変更するだけで済む  $\boldsymbol{v}(000)$  を使用する。回転磁界の回転方向が逆の場合、すなわち  $\omega < 0$  の場合には、l、m ベクトルとそれぞれ逆方向の電圧ベクトルである -l ベクトル  $\boldsymbol{v}(011)$ 、-m ベクトル  $\boldsymbol{v}(001)$  と z ベクトルにより、 $\lambda$  を  $\lambda_r$  に追従させることができる。したがって、(2・19) 式の  $L(n)$ 、 $M(n)$  を

表 2・1 電圧ベクトル選択基準

$\omega$	$g(n)$	$h(n)$	領域	$\boldsymbol{v}(n)$
正	$g(n) < 0$	$h(n) < 0$	$\boxed{1}$	l ベクトル
	$g(n) < 0$	$h(n) > 0$	$\boxed{2}$	m ベクトル
	$g(n) > 0$		$\boxed{3}$ $\boxed{4}$	z ベクトル
負	$g(n) > 0$	$h(n) > 0$	$\boxed{3}$	-l ベクトル
	$g(n) > 0$	$h(n) < 0$	$\boxed{4}$	-m ベクトル
	$g(n) < 0$		$\boxed{1}$ $\boxed{2}$	z ベクトル



$$L(n) = \begin{cases} 1 & ; \quad \boldsymbol{v}(n) = l \text{ベクトル} \\ -1 & ; \quad \boldsymbol{v}(n) = -l \text{ベクトル} \\ 0 & ; \quad \boldsymbol{v}(n) = \text{上記以外} \end{cases} \dots\dots\dots (2\cdot 21)$$

$$M(n) = \begin{cases} 1 & ; \quad \boldsymbol{v}(n) = m \text{ベクトル} \\ -1 & ; \quad \boldsymbol{v}(n) = -m \text{ベクトル} \\ 0 & ; \quad \boldsymbol{v}(n) = \text{上記以外} \end{cases}$$

と拡張し、表 2・1 の  $\omega < 0$  の場合に基づいて  $\boldsymbol{v}(n)$  を選択すればよい。

### 2・4・3 $l - m$ 座標軸の接続関係<sup>(14)</sup>

上記は、 $0 \leq \theta \leq \pi/3$  の区間について述べたが、図2・7に示すように他の  $\theta$  の区間についても同様に  $l - m$  座標軸を選ぶことで、先に述べた方法をそのまま用いてベクトル選択ができる。ただし、 $\theta$  の区間変更時には実磁束鎖交数  $\lambda$  を次の区間の  $l - m$  座標系に変換しなければならない。図2・8に示すように、一般に座標軸が角度  $\phi$  で交わる座標系の一点  $[\alpha \ \beta]^T$  を座標軸が  $\psi$  だけ回転した座標系で  $[\alpha' \ \beta']^T$  として表すと、次式が成立する。

$$\begin{bmatrix} \alpha' \\ \beta' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\psi + \frac{\sin\psi}{\tan\phi} & \frac{\sin\psi}{\sin\phi} \\ -\frac{\sin\psi}{\sin\phi} & \cos\psi - \frac{\sin\psi}{\tan\phi} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \end{bmatrix} \dots\dots\dots (2\cdot 22)$$

図2・7に示すように  $\omega > 0$  の場合の  $0 \leq \theta \leq \pi/3$  の区間の実磁束鎖交数が  $\lambda(n_f)$  であったとき、つぎの  $\pi/3 \leq \theta < 2\pi/3$  の区間の  $l - m$  座標系に座標変換した実磁束鎖交数  $\lambda'(n_f)$  は、(2・22)式に

$$\phi = \pi/3, \quad \psi = \pi/3$$

$$\begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \lambda_l(n_f) \\ \lambda_m(n_f) - \Lambda \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} \alpha' \\ \beta' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \lambda'_l(n_f) \\ \lambda'_m(n_f) \end{bmatrix}$$

を代入して

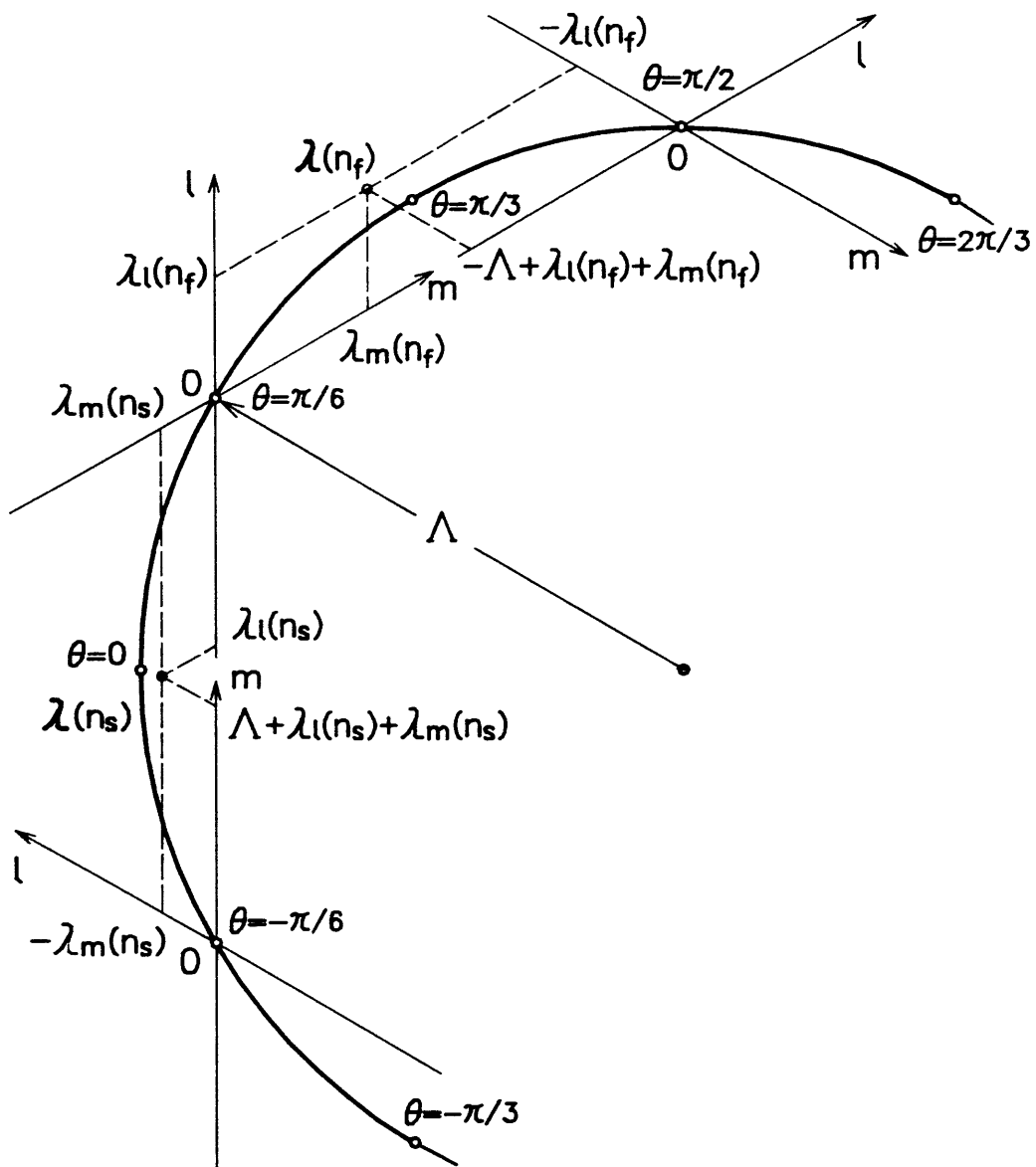


図 2.7 新. 旧  $l - m$  座標系の接続関係

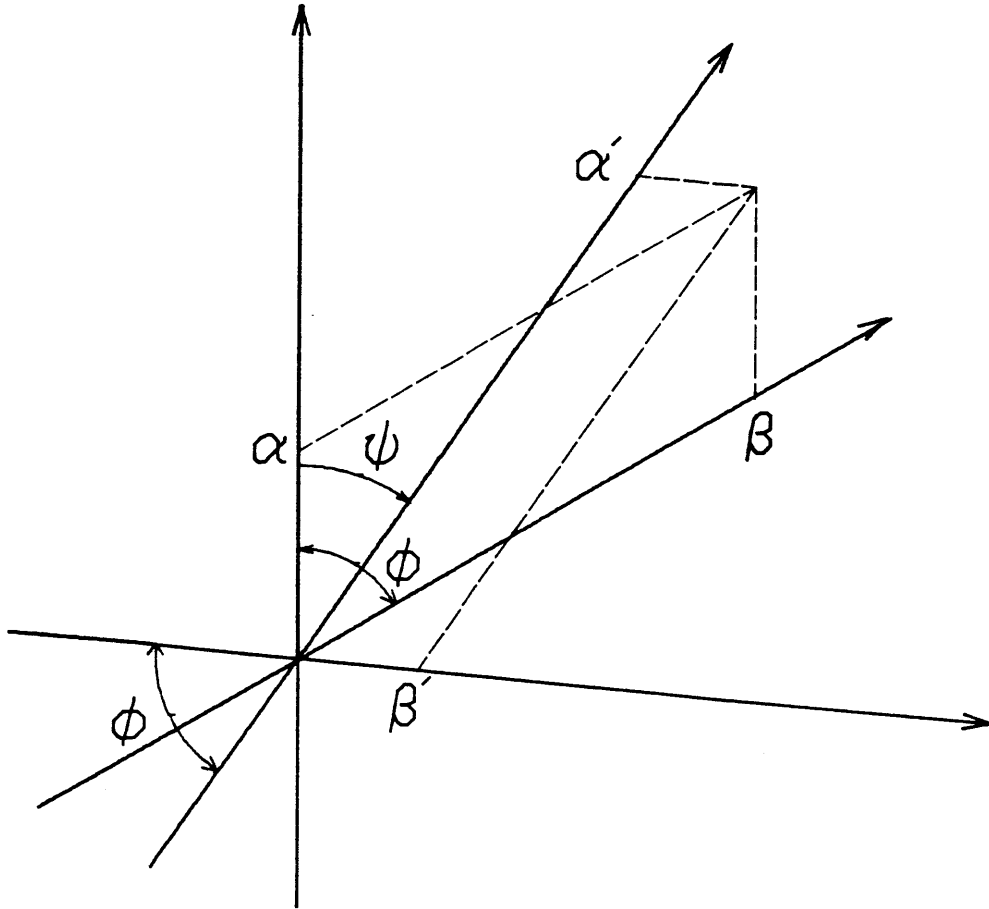


図 2・8 非直角座標系の回転

$$\begin{bmatrix} \lambda'_{\alpha}(n_f) \\ \lambda'_{\beta}(n_f) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\Lambda + \lambda_{\alpha}(n_f) + \lambda_{\beta}(n_f) \\ -\lambda_{\alpha}(n_f) \end{bmatrix} \quad (\omega > 0) \dots\dots\dots (2\cdot23)$$

で与えられる。同様に、 $\omega < 0$ の場合の $0 \leq \theta \leq \pi/3$ の区間の実磁束鎖交数 $\lambda(n_s)$ を、次の $-\pi/3 \leq \theta \leq 0$ の区間の $l-m$ 座標系に変換した $\lambda'(n_s)$ は、(2・22)式に

$$\phi = \pi/3, \quad \psi = -\pi/3$$

$$\begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \lambda_{\alpha}(n_s) + \Lambda \\ \lambda_{\beta}(n_s) \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} \alpha' \\ \beta' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \lambda'_{\alpha}(n_s) \\ \lambda'_{\beta}(n_s) \end{bmatrix}$$

を代入して次式で与えられる。

$$\begin{bmatrix} \lambda'_i(n_s) \\ \lambda'_m(n_s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\lambda_m(n_s) \\ \Lambda + \lambda_i(n_s) + \lambda_m(n_s) \end{bmatrix} \quad (\omega < 0) \dots\dots\dots (2\cdot24)$$

#### 2・4・4 インバータ入力電圧変動時の対処法

本アルゴリズムは、インバータ入力電圧  $V_{DC}$  が変動した場合にも簡単なハードウェアを付加するだけで、アルゴリズムの変更なしに適用できる。指令磁束鎖交数  $\lambda_r$  については、(2・14)式に示すように  $\theta$  の関数として与えられるから、インバータ入力電圧変動の影響を受けない。しかし、(2・17)式の実磁束鎖交数  $\lambda(n)$  の計算は、サンプル周期  $T$  が一定であるとすれば、 $\Delta\lambda$  が一定値にならないので複雑になる。 $V_{DC}$  が変動しているときは、(2・18)式の  $\Delta\lambda$  は、

$$\Delta\lambda = \sqrt{2/3} \int_0^T V_{DC} dt \quad \dots\dots\dots (2\cdot25)$$

と  $V_{DC}$  の時間積分値の形で与えられるから、 $V_{DC}$  を A/D コンバータで検出したのでは、 $V_{DC}$  の瞬時値しか与えられないため、 $\Delta\lambda$  の正確な計算はできなくなり、 $\lambda(n)$  を精度よく求めることができない。

ここでは、次の方法を提案する。インバータ入力電圧  $V_{DC}$  が変動してもサンプル周期  $T$  を調節して  $V_{DC}$  の時間積分値がある一定値になるごとにサンプルすれば、(2・17)式の実磁束鎖交数の計算式はそのまま適用できる。すなわち、(2・25)式より

$$\int_0^T V_{DC} dt = \sqrt{3/2} \Delta\lambda \quad (= \text{一定値})$$

となるごとにサンプルする。サンプル信号としては、インバータ入力電圧  $V_{DC}$  を V/F コンバータを用いて周波数変換し、その出力パルスを用いればよい。この様に V/F コンバータを用いてサンプル信号を発生することで、本アルゴリズムはインバータ入力電圧変動時にもそのまま適用できる。

## 2・5 ワンチップマイコンを用いた制御システム

### 2・5・1 試作システムの構成

図2・9に試作システムの構成を示す。主回路は200[V]三相交流の全波整流回路と、シングルタイプトランジスタ2SC2442を用いた三相PWMインバータより構成されている。制御回路は、制御処理を実行するワンチップマイコン8751（インテル社）とサンプル周期Tごとにサンプル信号を発生するV/FコンバータVFC-32KP（バーブラウン社）とマイコンから出力されるPWMパルス信号を増幅してトランジスタのベースを駆動するベースアンプのわずか3個の部品点数で構成されている。

V/Fコンバータは、2・4・4で述べたようにインバータ入力電圧の積分量がある定められた値 $\sqrt{3/2}\Delta\lambda$ になるごとにパルス信号を発生し、このパルス信号が8751にインタラプトをかけるサンプル信号となる。この結果、インバータ入力電圧 $V_{DC}$ の変動に対する補償が成される。

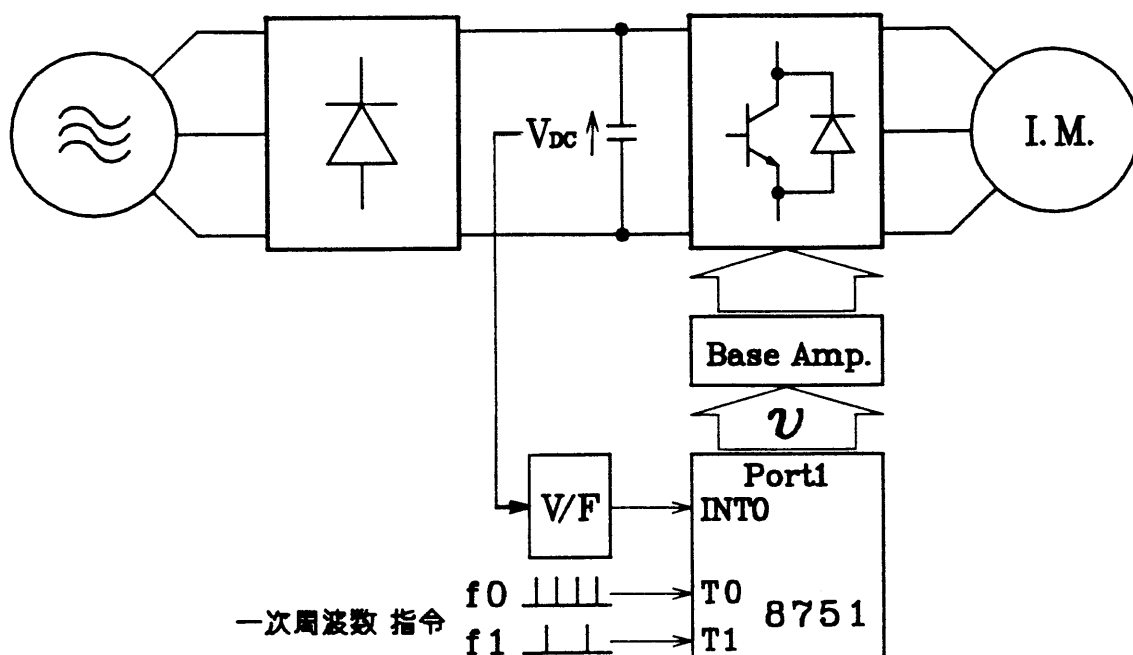


図 2・9 ワンチップマイコンを用いたシステム構成

誘導電動機 の速度指令に相当する一次周波数指令は、シリアルパルスで与えられ、正負それぞれの回転方向に対応させた  $f_0$ 、 $f_1$  の2つの入力を用意されている。したがって、8751の2つの8ビット内部カウンタ0、1で一次周波数指令  $f_0$ 、 $f_1$  のパルス信号をそれぞれ計数することによって一次電気角度  $\theta$  が得られる。電気角度  $\theta$  は  $\pi/3$  を100H (=256) に対応させており、これらのカウンタの内容とそのオーバフロの回数より  $\theta_0$ 、 $\theta_1$  が決められる。

マイコンの処理結果として得られる電圧ベクトル  $v$  に相当したインバータのスイッチングパターンは8751のポート1より出力され、ベースアンプを介してパワートランジスタを駆動する。なお、スイッチング時のアーム短絡防止のためのデッドパターン (15 [ $\mu$ sec]) もソフトウェアで出力している。本制御アルゴリズムにおいてはデッドタイムを考慮していないが、デッドタイムの影響を考慮する方法については3.2.6で説明する。

### 2.5.2 電気角度の予測と制御処理

本アルゴリズムでは、図2.10に示すように、電圧ベクトル  $v(n)$  を  $n-1$  と  $n$  のサンプル間で選択しなければならない。実磁束鎖交数  $\lambda(n)$  については、(2.17) 式からも明らかのようにサンプル点  $n-1$  で計算できるが、指令磁束鎖交数  $\lambda_r(n)$  については、(2.14)、(2.15) 式からもわかるように、 $\theta(n)$  が決まるサンプル点  $n$  にならないと求めることができない。したがって、このままの形で処理すると、サンプル周期を遅れ時間とする遅れ系になってしまう。そこで、本システムでは

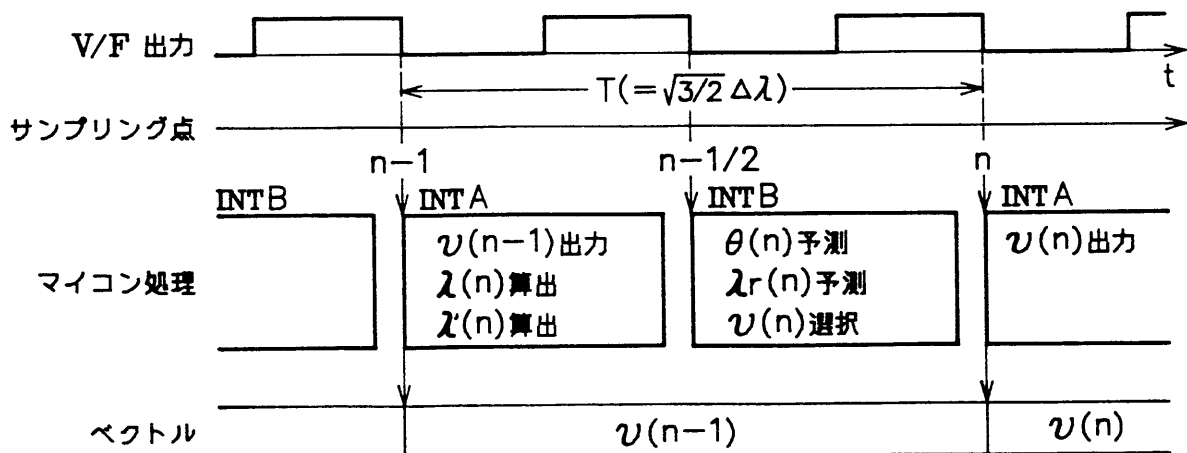


図 2.10 制御処理とサンプル点の予測

図2・10 に示すようにV/Fコンバータの周波数を2倍に設定して、サンプル点n-1とnの間にサンプル点n-1/2を設け、 $\theta(n-1/2)$ より $\theta(n)$ を

$$\theta(n) = 2 \cdot \theta(n-1/2) - \theta(n-1) \quad \dots\dots(2\cdot26)$$

と予測する。このように簡単な予測を行い、サンプル点n-1/2で $\lambda_r(n)$ を求めることによって実質的に遅れのない制御系にすることができる。この結果、マイコンの処理は、INTA、INTBの2つに分けられる<sup>(15)</sup>。INTAでは、前の制御周期で決定された電圧ベクトル $\boldsymbol{v}(n-1)$ を出力し、(2・16)式により $\lambda(n)$ を、(2・23)または(2・24)式より $\lambda'(n)$ を計算する。INTBでは、(2・26)式で予測した $\theta(n)$ を用いて(2・15)式より $\theta_o(n)$ を求め、ROMテーブルを用いて $\lambda_r(n)$ を得る。そして(2・20)式の $g(n)$ 、 $h(n)$ の符号を知り、電圧ベクトル $\boldsymbol{v}(n)$ の選択を行う。ここで、INTA、INTBで実行されるルーチンの処理時間はともに44 [ $\mu$ sec]である。

### 2・5・3 サンプル周期

本制御方式のサンプル周期Tは、(2・25)式から明らかなようにインバータ入力電圧 $V_{DC}$ の積分量が一定値 $\sqrt{3/2}\Delta\lambda$ になる時間である。磁束ベクトルの円軌跡への追従度を上げるためには、サンプル周期Tは短いほどよいが、ソフトウェアの処理時間 $T_s$ より制約を受ける。また、すでに説明したようにサンプル周期Tは、インバータ入力電圧 $V_{DC}$ に変動がある場合には変化する。 $V_{DC}$ の基準電圧を $V_{DC0}$ 、そのときのサンプル周期Tを $T_0$ とすれば、 $V_{DC}$ が最大 $V_{max}$ まで変動したときのサンプル周期 $T_{min}$ は、

$$T_0 = \frac{V_{max}}{V_{DC0}} \cdot T_{min} \geq \frac{V_{max}}{V_{DC0}} \cdot T_s \quad \dots\dots(2\cdot27)$$

の関係を満足しなければならない。

ところで、(2・23)、(2・24)式の $\lambda'(n)$ の変換式に $\Lambda$ の項が存在する。ソフトウェア上では、磁束鎖交数を $\Delta\lambda$ で規格化するので、

$$\Lambda = K \cdot \Delta\lambda \quad K: \text{整数} \quad \dots\dots(2\cdot28)$$

なる関係が成立しないと、この変換に量子化誤差が含まれることになる。インバータ入力電圧が  $V_{DC0}$ 、サンプル周期が  $T_0$  のとき、(2・13)、(2・18)を用いて(2・28)式を変形すると、

$$T_0 = \frac{\sqrt{3} V_m}{2 \cdot \sqrt{2} \pi f \cdot V_{DC0} K} \dots\dots\dots(2\cdot29)$$

が得られる。すなわち、 $T_0$  の最適値としては、(2・27)、(2・29)式の両式を満足する最小のものを選べばよい。したがって、V/Fコンバータの周波数  $f_1$  は、基準電圧  $V_{DC0}$  のとき、

$$f_1 = 2/T_0 \dots\dots\dots(2\cdot30)$$

となるように調整する。

試作システムでは、2.2 [kW] (4極、定格電圧 200 [V]、定格周波数 60 [Hz]) の誘導電動機を用い、インバータ入力電圧は200 [V] の平衡三相電圧を整流して得た。また、ソフトウェアの処理時間  $T_s$  は88 [ $\mu$ sec] となった。この場合、 $V_{DC0} = \sqrt{2} \cdot 200$  [V]、 $V_{max}/V_0 = 1.1$ 、 $V_m/f = 200/60$  [V/Hz] とし(2・27)式へ代入すると、 $T_0 \geq 96.8$  [ $\mu$ sec] が得られる。一方、(2・29)式より  $T_0 \geq 96.8$  [ $\mu$ sec] を満たす  $K$  の最大の整数値は  $K = 23$  で、 $T_0 = 99.9$  [ $\mu$ sec] と定まる。したがって、V/Fコンバータの周波数  $f_1$  は、 $V_{DC0} = \sqrt{2} \cdot 200$  [V] のとき 20.02 [Hz] にしている。また、 $K$  は磁束鎖交数  $\Lambda$  のソフトウェア上の値であり、磁束鎖交数の計算は8ビットの有効ビット数で十分であることにも注意しよう。

#### 2・5・4 電気角度の分割数

電気角度  $\theta$  の分割数  $x$  は指令磁束鎖交数  $\lambda_r$  の精度に関係するから大きいほどよい。しかし、実磁束鎖交数  $\lambda$  は  $\Delta \lambda$  ごとの離散値をとるから、 $\lambda_r$  と  $\lambda$  の間には平均して  $\Delta \lambda / 2$  程度の誤差が生じると考えれば、 $x$  を大きくとりすぎても意味がない。したがって  $\lambda_r$  は  $\pm \Delta \lambda / 20$  の精度があれば十分であると考え、指令磁束鎖交数の円軌跡を  $x$  分割したとき、その一つの大きさが  $\Delta \lambda / 10$  より小さくなるようにすれば、



$$\Delta \lambda / 10 \geq 2\pi \Lambda / x \quad x \geq 20\pi \cdot K \quad \dots\dots(2.31)$$

の関係が得られる。試作システムでは、 $K = 23$ であり、 $x \geq 1445.1$ の分割数が要求される。実際には、 $-\pi/6 \leq \theta_p \leq \pi/6$ を256分割しているから、 $x = 1536$ となり、上記の要求を満たしている。

### 2.5.5 実磁束鎖交数の追従限界

実磁束鎖交数 $\lambda$ が指令磁束鎖交数 $\lambda_r$ に追従できる条件を $0 \leq \theta \leq \pi/3$ の区間で考える。図2.5からもわかるようにこの区間内で $\lambda$ が $\lambda_r$ へ追従するのに最も厳しいところは、 $\lambda_r$ が $l$ ベクトルと $m$ ベクトルの中間方向に進む $\theta = \pi/6$ ( $\theta_p = 0$ )の時点である。したがって、サンプル周期 $T$ の間の $\lambda_r$ の $\theta_p = 0$ の変化量

$$\int_0^T \{d(\Lambda \cos \theta_p) / dt\} dt = \int_0^T V_m \cos \theta_p dt \doteq V_m T$$

より $\theta_p = 0$ において $\lambda_r$ が進む方向の $l$ 、 $m$ ベクトルの成分

$$\sqrt{3} / 2 \cdot \Delta \lambda = (1 / \sqrt{2}) V_{DC} \cdot T$$

のほうが大きければ追従できることから、

$$V_m \leq V_{DC} / \sqrt{2} \quad \dots\dots(2.32)$$

が導出される。すなわち、必要とされる線間電圧 $V_m$ がインバータ入力電圧 $V_{DC}$ の $1/\sqrt{2}$ 倍以下であれば、 $\lambda$ は $\lambda_r$ に追従できる。

試作システムの場合には、 $V_{DC}$ は $\sqrt{2} \cdot 200$  [V]であるから、誘導電動機には最大200 [V]の線間電圧を印加することができる。したがって、定格時の磁束で誘導電動機を駆動する場合には一次周波数 $f$ の最大値は、60 [Hz]である。

## 2.6 シミュレーションと実験結果

### 2.6.1 シミュレーション結果

実磁束鎖交数 $\lambda$ が指令磁束鎖交数 $\lambda_r$ の円軌跡に対して、どのように追従して

いるかをシミュレーションにより求めた結果を図2・11に示す。インバータ入力電圧  $V_{DC}$  は  $200\sqrt{2}$  [V] 一定とし、2.2 [kW]（定格電圧200 [V]、定格一次周波数60 [Hz]）の誘導電動機を一次周波数30 [Hz] で駆動した場合である。サンプル周期  $T$  は、先に説明したように99.9 [ $\mu$ sec] としている。60 [Hz] 以下の一次周波数で誘導電動機を駆動した場合には、ほぼ同様の円軌跡が得られる。図2・12は、一次周波数  $f$  に対するインバータのパワートランジスタのスイッチング周波数  $f_s$  をシミュレーションにより計算したものである。この結果からスイッチング周波数  $f_s$  は40 [Hz] 付近で  $f_s = 1.6$  [kHz] と最も高くなる。

図2・13は、一次周波数  $f$  に対する誘導電動機の線間電圧  $v_{ab}$  の基本波と全高調波の実効値を提案するPWM制御法と三角波比較PWM制御法のそれぞれについてシミュレーションにより求めたものである。三角波比較PWM制御法の三角波の周波数は一次周波数  $f$  の3の倍数のうち、図2・12に示した本PWM制御法のスイッチング周波数に最も近くなるものを選んでいく。全高調波実効値は両方式ともほぼ同じ特性を示しているが、基本波実効値については、一次周波数  $f$  が60 [Hz] のときに本PWM制御法は指令値どりの200 [V] であるが、三角波比較PWM制御法では188 [V] の電圧しか出力されていない。三角波比較PWM制御法では三角波のピーク値より正弦波のピーク値が高くなると、すなわち線間電圧の基本波が173 [V]（一次周波数  $f = 52.0$  [Hz]）以上の範囲では、指令値どりの基本波電圧が得られない。これに対して本PWM制御法では、2・5・5に示したように線間電圧の指令値が200 [V]（一次周波数  $f = 60$  [Hz]）まで制御できる。

図2・14（a）、（b）は、それぞれ本法と三角波比較PWM制御法について誘導電動機を30 [Hz] で駆動した場合の線間電圧をシミュレーションにより求め、フーリエ級数展開を用いて高調波解析した結果である。本PWM制御法は本質的に非同期式のPWM制御法であるから各周期ごとに電圧波形は異なる。図2・15（a）はある一周期の線間電圧波形に対して高調波解析したものである。また、三角波比較PWM制御法の三角波の周波数としては30 [Hz] の51倍の1.53 [kHz] を選んでいる。図2・13に示したように全高調波の実効値は両方式とも同程度であったが、図2・14から明らかのように本PWM制御法では、低次から高次までほぼ均一に高調波が分散しているのに対して、三角波比較PWM制御法では三角

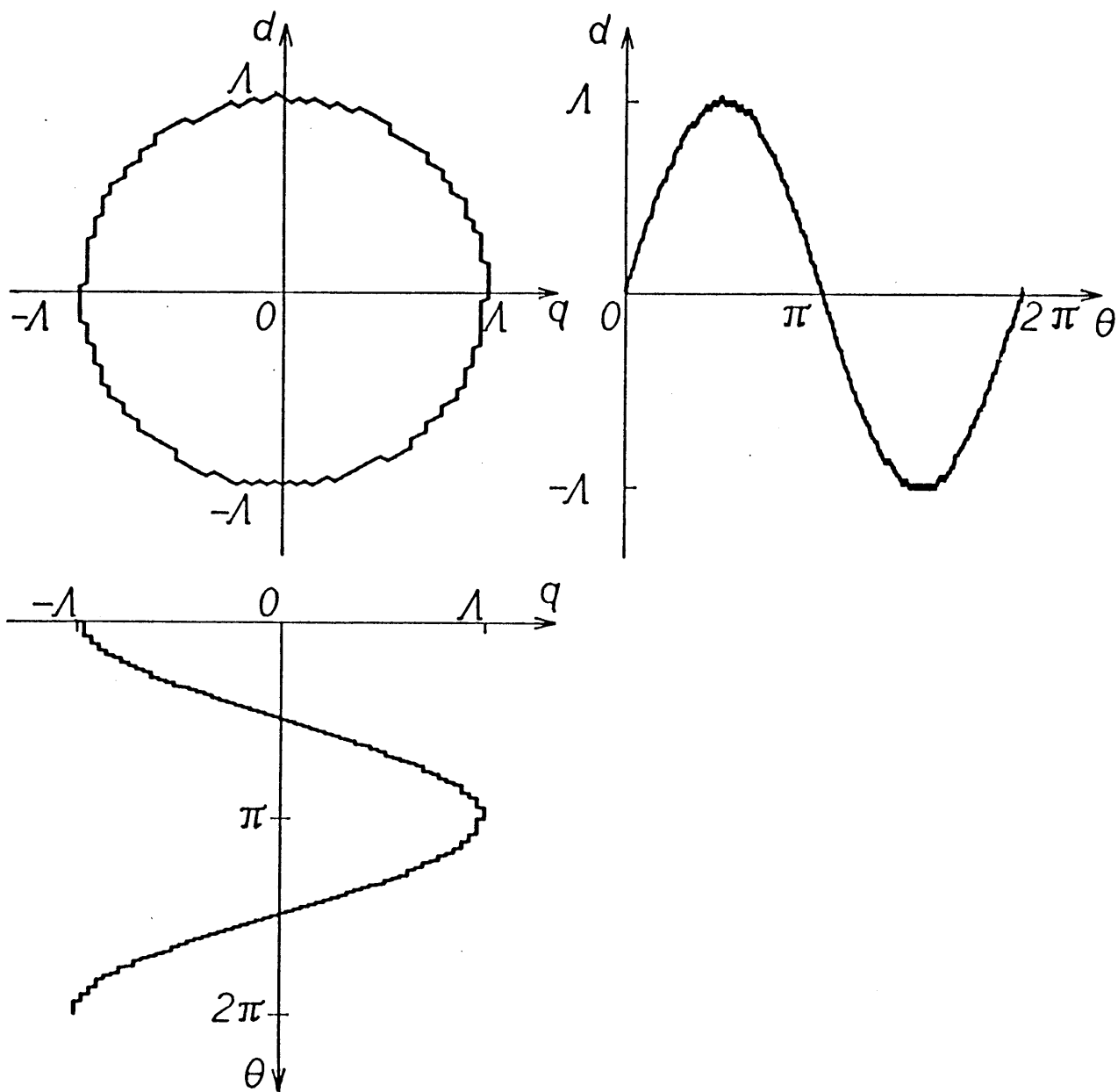


図 2.11 磁束のシミュレーション結果

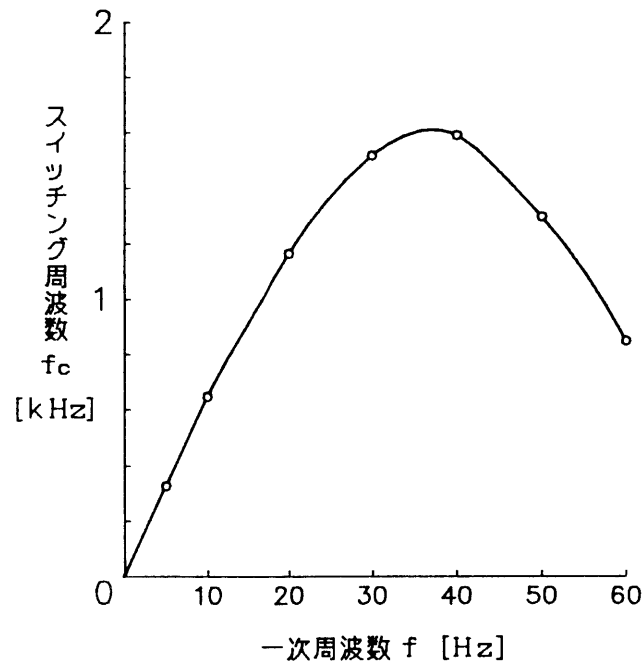


図 2.12 一次周波数に対するスイッチング周波数特性  
[シミュレーション結果]

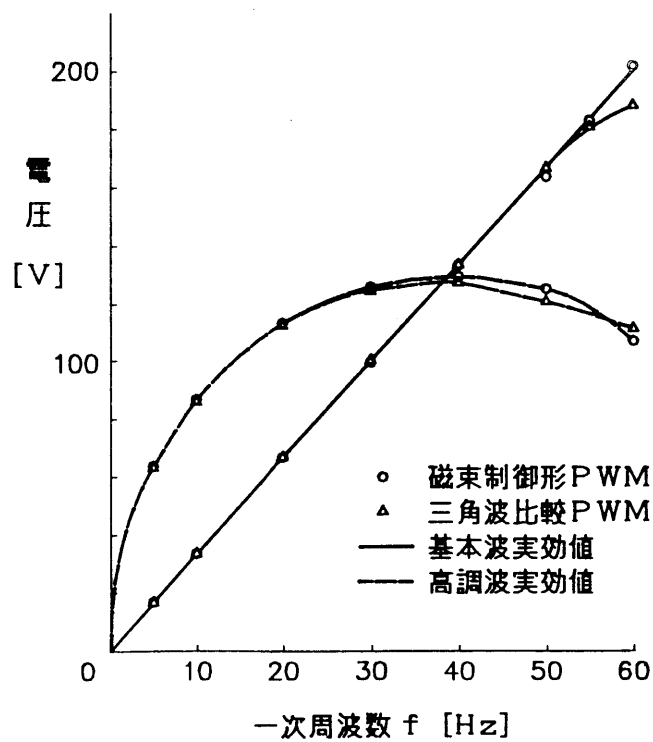
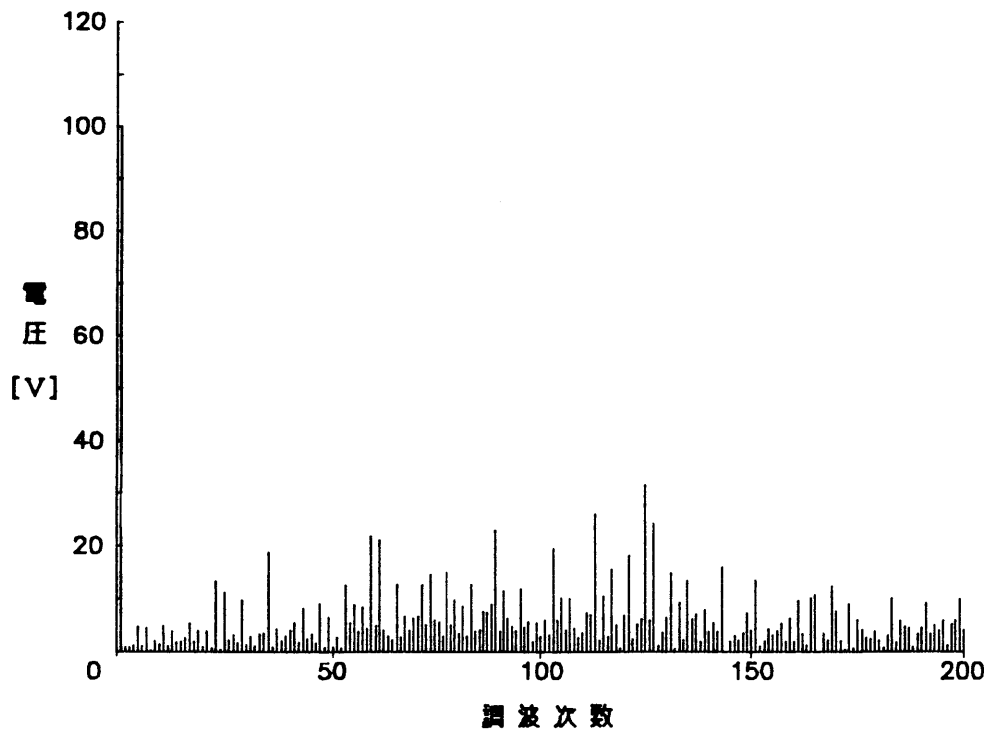
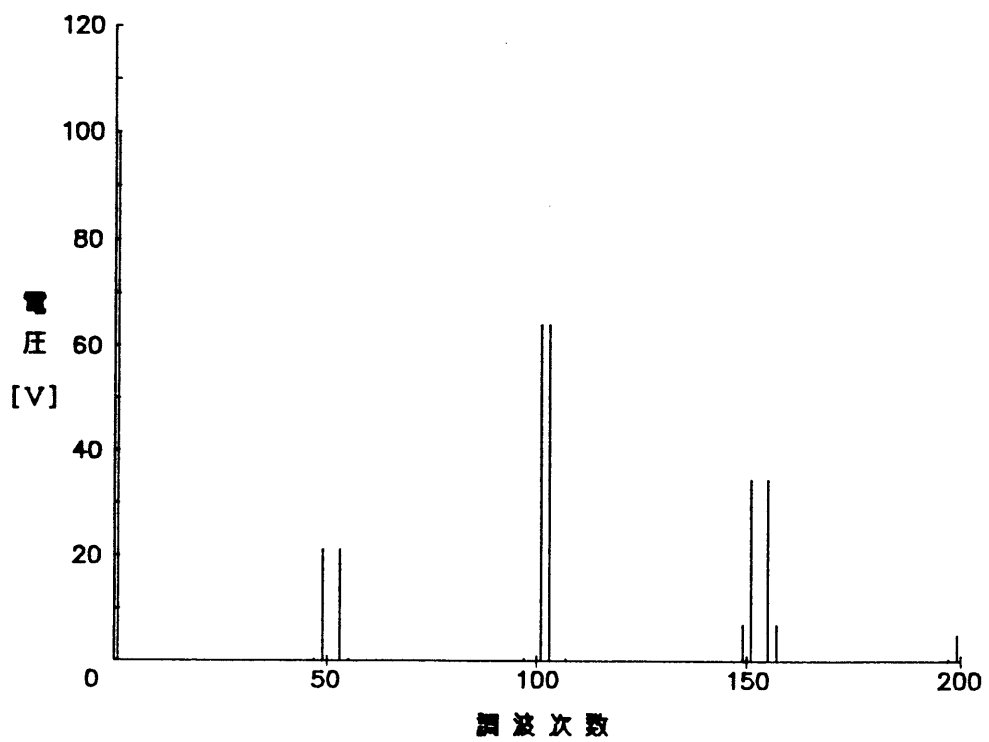


図 2.13 一次周波数に対する基本波, 高調波電圧特性  
[シミュレーション結果]



(a) 磁束制御形 P W M 制御時



(b) 三角波比較 P W M 制御時

図 2.14 高調波解析結果

波の周波数とその倍数の周波数の近くに大きな高調波成分が存在し、その他の成分はほぼ零になっている。誘導電動機を三角波比較PWM制御法で駆動した場合には大きな電圧の高調波成分により耳ざわりな音が発生するが、本PWM制御法で駆動した場合には高調波電圧が分散しているので比較的小さな音として聞こえる。

## 2.6.2 実験結果

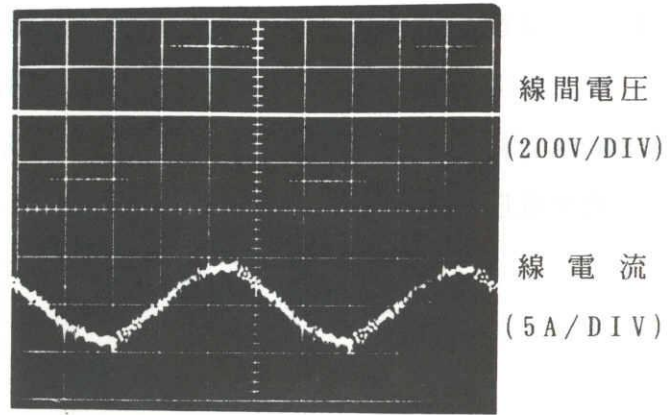
図2.9 に示したシステムを試作し、実験を行った。図2.15は、2.2 [kW] の誘導電動機を駆動したときの線間電圧、線電流波形である。この例では、誘導電動機を無負荷状態にし、一次周波数  $f$  を 10, 30, 60 [Hz] として実験を行ったので、線電流のほとんどが励磁電流であると考えられる。これらの写真の線電流は振幅が一定の正弦波電流であることから、電動機の磁束が一定に制御されていることがわかる。

図2.16は図2.10の試作システムのインバータ入力電圧  $V_{DC}$  に変圧器を介して交流電圧を重畳させ、人為的に直流電圧に 60 [Hz] の脈流分を加え、一次周波数  $f$  を 30 [Hz] として誘導電動機を駆動したときの線間電圧、線電流波形である。図の例では直流電圧  $V_{DC0} = 200$  [V] に対し、振幅で 30 [%] の変動分を重畳させているが、リアルタイム処理によりPWMパターンを決定しているため、安定で良好な電流波形が得られている。

## 2.7 結 言

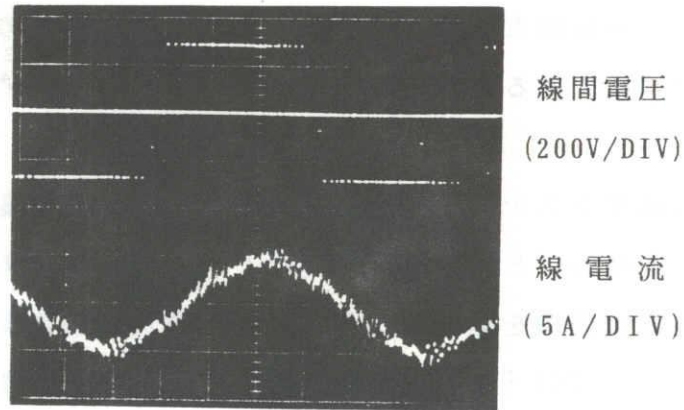
誘導電動機の磁束に着目したリアルタイムソフトウェアPWM制御法を提案し、そのシミュレーションおよび実験により次のことを明らかにした。

(1) 新たに導入した  $l-m$  座標系でPWM制御の理論展開をすることで、加算機能と関数テーブルを用いたソフトウェア制御に適したPWM制御アルゴリズムを導出した。従来、三角波比較PWM制御法をソフトウェア上でリアルタイム処理した場合、トランジスタインバータに適用できるほどのスイッチング周波数を得ることができなかったが、本アルゴリズムを 8ビットワンチップマイコン 8751で実行したところ、88 [ $\mu$ sec] の実行時間が得られ、1.2 [kHz] 程度の



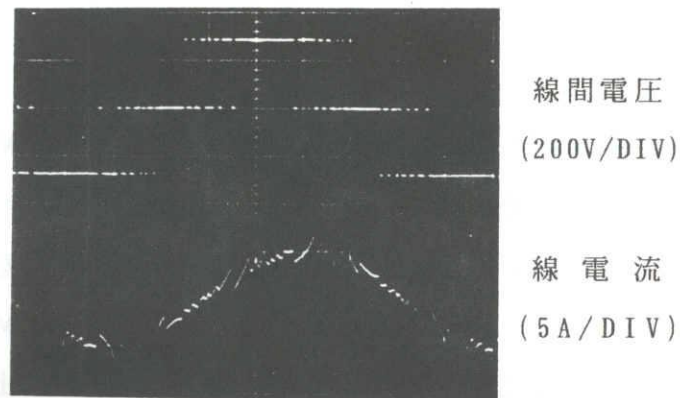
$f = 10\text{Hz}$  時間軸 (20msec/DIV)

( a )



$f = 30\text{Hz}$  時間軸 (5msec/DIV)

( b )



$f = 60\text{Hz}$  時間軸 (2msec/DIV)

( c )

図 2・15 インバータ入力電圧が一定の場合の動作波形

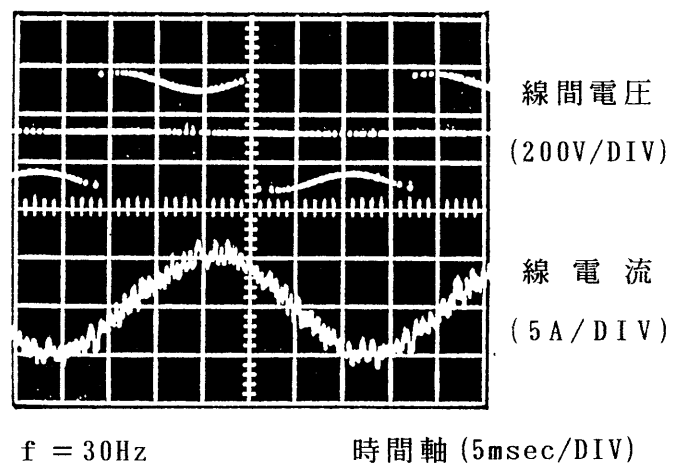


図 2・16 インバータ入力電圧に脈動のある場合の動作波形



スイッチング周波数が実現できた。

(2) 本制御法を適用する場合のサンプル周期, 電気角度の分割数, 最大出力電圧などの設計手法について明らかにした。

(3) 本制御法はリアルタイム処理を前提にしているのでインバータ入力電圧の変動に対する補償機能があることを示し, 実験により動作確認を行った。

(4) アナログ回路構成に適した三角波比較PWM制御法では, 出力電圧波高値の制御範囲はインバータ入力電圧の 86.6 [%] までであるが, 本法では 100 [%] まで拡張されている。

ここに示したリアルタイム処理PWM制御法は, 誘導電動機の一次周波数のオープンループ制御に適している。またわずか3個の部品点数で制御回路が構成できるという実用的なメリットもあり, 幅広い応用を見い出すものと考えられる。

#### [参考文献]

- (1) 村井, 浅野, 常広: 「インバータ駆動誘導機のトルク脈動低減のためのPWM制御法の考察」電気学会論文誌 101-B, 6, 315 (昭和56年)
- (2) 杉本, 西内, 玉井, 神山: 「三角波変調三相正弦波PWMインバータの出力基準信号の一考察」昭和59年電気学会全国大会講演論文集 6, 466, 555
- (3) 松井: 「PWMトランジスタインバータにおいて電流平衡リアクトルを用いた素子の並列接続」電気学会論文誌 104-B, 1, 49 (昭和59年)
- (4) Dunkan A. Grant, et al.: "A New High-Quality PWM AC Drives",  
IEEE Trans. Industry Applications, IA-19, 2, 211 (1983)
- (5) 谷口, 入江: 「台形波入力信号による三相PWMインバータの出力波形」昭和58年電気学会全国大会講演論文集 6, 499, 576
- (6) 武藤 他: 「IM駆動用PWMインバータの全デジタル化マイコン制御方式」昭和57年電気学会全国大会講演論文集 6, 482, 579
- (7) 横井, 松井: 「キャリア同期階段波比較PWMについて」  
昭和58年電気学会全国大会講演論文集 6, 500, 578
- (8) 餅川, 高橋: 「回転機の損失に注目した最適PWM波形制御法(VVVFインバータの構成)」昭和59年度電気関係学会東海支部連合大会講演論文集 107

- (9) 岩本, 加藤: 「一般化歪率評価GKFに基づくPWMインバータの電圧制御型最適パルスパターンの決定」昭和58年電気学会全国大会講演論文集 6, 501, 578
- (10) 上野, 森本, 森田: 「キャリア周波数一定方式PWMインバータのマイコン化」昭和60年電気学会全国大会講演論文集 6, 494, 576
- (11) Y.Murai, et al.: "Improved PWM method for induction motor drive inverters", IPEC-Tokyo 1, 407 (1983)
- (12) 竹下, 松井: 「ワンチップマイコンによる磁束制御形リアルタイム処理PWM制御」電気学会論文誌 105-B, 6, 531 (昭和60年)
- (13) 上山 他: 「ニュードライブエレクトロニクス」電気書院 3,6章 (昭和57年)
- (14) 松井, 木寺, 常広, 足立: 「整流器が含まれる電気機械の解析法」電気学会論文誌 92-B, 10, 531 (昭和47年)
- (15) 竹下, 星野, 松井: 「磁束制御方式におけるPWM制御と誘導機特性」電気学会半導体電力変換研究会資料 SPC-84-63, 79 (昭和59年)

### 第3章 制御量を量子化した誘導電動機のソフトウェアPWM制御

#### 3・1 緒言

前章では、ソフトウェアPWM制御の有効性をシミュレーションと実験で示したが、本章では、前章で提案したソフトウェアPWMアルゴリズムに対して、ソフトウェア制御法として不十分な点を指摘し、その改善策を提案してより一層ソフトウェア制御に適したPWMアルゴリズムを導出する。以下に示す2点が第2章のアルゴリズムの大きな問題点とその改善策である。

1. 第2章の指令磁束鎖交数は、ソフトウェア上で量子化されたとき、その小数点以下は四捨五入されたので、量子化誤差を含んだ形で扱われていた。そこで、本章では、指令磁束鎖交数を3軸に対して量子化し、指令磁束鎖交数の存在位置を領域としてとらえることで小数点以下の値を考慮し、実質的に量子化誤差を除去する。

2. 第2章の制御の基本的な考え方は、サンプル点の指令磁束鎖交数と実磁束鎖交数より両者が一致するようにサンプル点 $n$ のPWMパタンに相当する電圧ベクトルを決めていた。本章ではより適切な電圧ベクトルを選択するためにサンプル点 $n+1$ の指令磁束鎖交数とサンプル点 $n$ の実磁束鎖交数よりサンプル点 $n+1$ で指令と実の磁束鎖交数が一致するようにサンプル点 $n$ の電圧ベクトルを決める。

これらの改善策の効果を評価するために、電動機のトルク変動の分散を本法と第2章のアルゴリズムとで比較し、本法の有効性を示す。また任意の $V/f$ パタンをとるための可変磁束制御法も提案している。

大容量化や高性能化に対しては、インバータの多重化による方法が用いられる。多重化法は出力電圧そのものを正弦波に近づけるので、高調波総量の低減が図れる。しかし、多重化法では2台以上のインバータの出力を変圧器により結合することからシステムが大型化するなどの問題点がある。そこで、出力変圧器を用いずに相電位で3値を出力できるインバータ<sup>(1)</sup>（以下、マルチレベルインバータと呼ぶ）に対して、本章で提案するソフトウェアPWM制御法を適用する方法について述べる。この結果マルチレベルインバータを誘導電動機駆動に適用すると、

トルク脈動の低減に極めて有効であることを明らかにする。

### 3・2 量子化誤差を除去したソフトウェアPWM制御

この章で提案するソフトウェアPWM制御アルゴリズムの基本的な考え方はサンプル点 $n+1$ の指令磁束鎖交数 $\lambda_r(n+1)$ とサンプル点 $n$ の実磁束鎖交数 $\lambda(n)$ の位置関係より、 $\lambda_r(n+1)$ と $\lambda(n+1)$ が最もよく一致するように図2・3に示した電圧ベクトル $\boldsymbol{v}(n)$ を選ぶことにある<sup>(2)</sup>。

#### 3・2・1 提案する $g-u-w$ 座標系の定義と指令磁束鎖交数の表現

指令磁束鎖交数 $\lambda_r$ は図3・1の円軌跡上に存在し、その正確な位置を知ろうとすれば多くのビット数を必要とする。しかし、実磁束鎖交数 $\lambda(n)$ は図3・2に示すようにサンプル周期 $T$ の間に移動できる位置は限られた離散的な点であることを考えれば、指令磁束鎖交数 $\lambda_r$ の正確な位置を知る必要はないことがわかる。そこで、指令磁束鎖交数 $\lambda_r$ を図3・2の一辺 $\Delta\lambda_0/\sqrt{3}$ の正六角形または正三角形の内部に存在するという形で表現することを考える。ここで、 $\Delta\lambda_0$ は

$$\Delta\lambda_0 = 1/\sqrt{2} \int_0^T V_{DC} dt = 1/\sqrt{2} \cdot V_{DC} \cdot T \quad \dots\dots(3\cdot1)$$

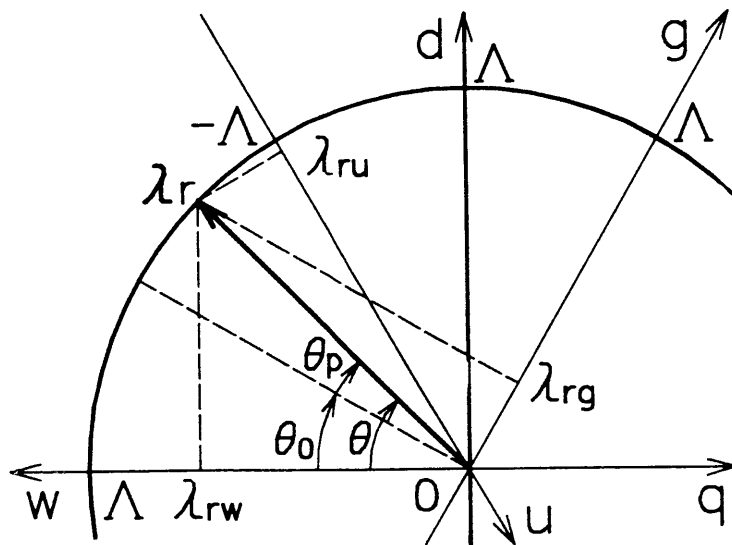


図 3・1  $g-u-w$ 座標系の定義と指令磁束鎖交数

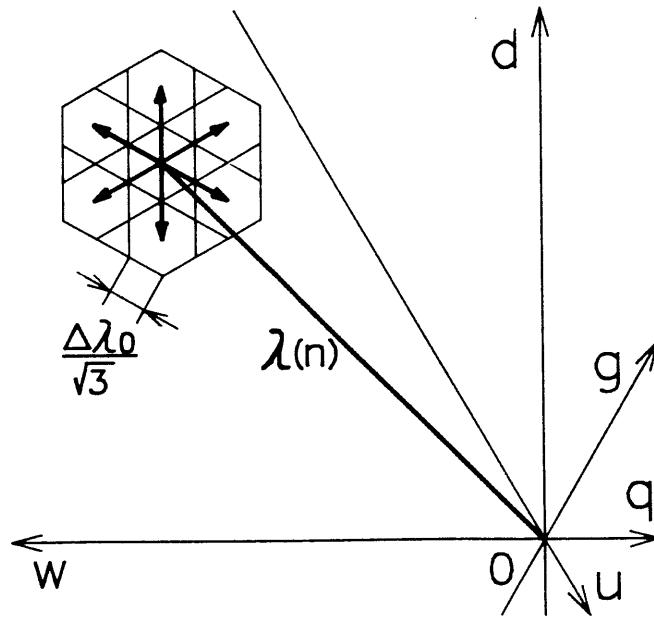


図 3.2 実磁束鎖交数の移動

である。

三相インバータの回路動作は1/6周期ごとに同じであるから $0 \leq \theta \leq \pi/3$ の区間について考える。図3.1に示すようにd軸に対して $2\pi/3$ 進み、遅れ方向にそれぞれu, w軸を定義する。(2.11)式で与えられるd-q座標系の指令磁束鎖交数 $\lambda_r$ をg-u-w座標系へ座標変換するとg, u, w軸の各成分 $\lambda_{rg}$ ,  $\lambda_{ru}$ ,  $\lambda_{rw}$ は、

$$\lambda_r = \begin{bmatrix} \lambda_{rg} \\ \lambda_{ru} \\ \lambda_{rw} \end{bmatrix} = \Lambda \begin{bmatrix} \sin \theta_p \\ \sin(\theta_p - 2\pi/3) \\ \sin(\theta_p + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad \dots\dots (3.2)$$

と得られる。Λおよび $\theta_p$ はそれぞれ(2.13), (2.15)式で定義されている。さらに $\Delta\lambda_0$ で量子化された指令磁束鎖交数 $\lambda_{r0}$ を次式で定義する。

$$\begin{aligned} \lambda_{r0} &= [\lambda_{r0g} \ \lambda_{r0u} \ \lambda_{r0w}]^T \\ &= \Delta\lambda_0 \begin{bmatrix} \text{INT} \{ \Lambda / \Delta\lambda_0 \cdot \sin \theta_p \} \\ \text{INT} \{ \Lambda / \Delta\lambda_0 \cdot \sin(\theta_p - 2\pi/3) \} \\ \text{INT} \{ \Lambda / \Delta\lambda_0 \cdot \sin(\theta_p + 2\pi/3) \} \end{bmatrix} \quad (3.3) \end{aligned}$$

ここで、INTは小数点以下四捨五入を意味する。Λが一定の場合には、量子化された指令磁束鎖交数 $\lambda_{r0}$ は第2章ですでに述べたように $\theta_p$ に対する(3.3)式の関数テーブルを用意することで得られる。制御に対する広い応用を考える場合にはΛを自由に設定することが望まれるが、その場合の $\lambda_{r0}$ の計算法については後で詳しく述べる。

次に $\lambda_r$ と $\lambda_{r0}$ の関係について調べる。 $\lambda_{r0}$ の各成分の和 $S_r$

$$S_r = \lambda_{r0g} + \lambda_{r0u} + \lambda_{r0w} \dots\dots\dots (3.4)$$

の値に対して、それぞれ検討する。

(1)  $|S_r| = 0$  の場合

図3.3(a)に示すように $g = \lambda_{r0g}$ ,  $u = \lambda_{r0u}$ ,  $w = \lambda_{r0w}$ の3直線は一点で交わる。 $\lambda_{r0}$ は $\Delta\lambda_0$ で量子化されているので、 $\lambda_r$ の各成分は $\lambda_{r0}$ の各成分に対して $\pm\Delta\lambda_0/2$ の範囲内に存在する。したがって、真の指令磁束鎖交数 $\lambda_r$ は図3.3(a)の一辺 $\Delta\lambda_0/\sqrt{3}$ の正六角形の内部に存在する。

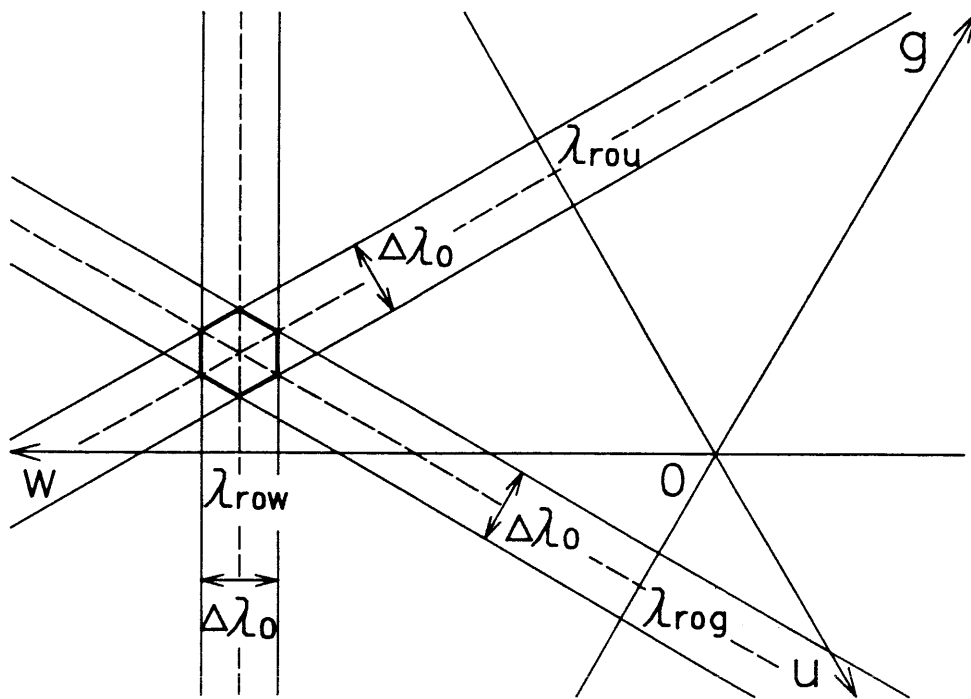
(2)  $|S_r| = \Delta\lambda_0$  の場合

すでに説明したように $\lambda_{r0}$ の各成分は $\Delta\lambda_0$ で量子化されているので、 $|S_r|$ が零の次に取り得る値は $\Delta\lambda_0$ である。この場合には図3.3(b)に示すように $g = \lambda_{r0g}$ ,  $u = \lambda_{r0u}$ ,  $w = \lambda_{r0w}$ の3直線は一点で交わらず、一辺 $2\Delta\lambda_0/\sqrt{3}$ の正三角形を構成する。真の指令磁束鎖交数 $\lambda_r$ は、この正三角形の各辺の中点を結んで作られる一辺 $\Delta\lambda_0/\sqrt{3}$ の正三角形の内部に存在する。

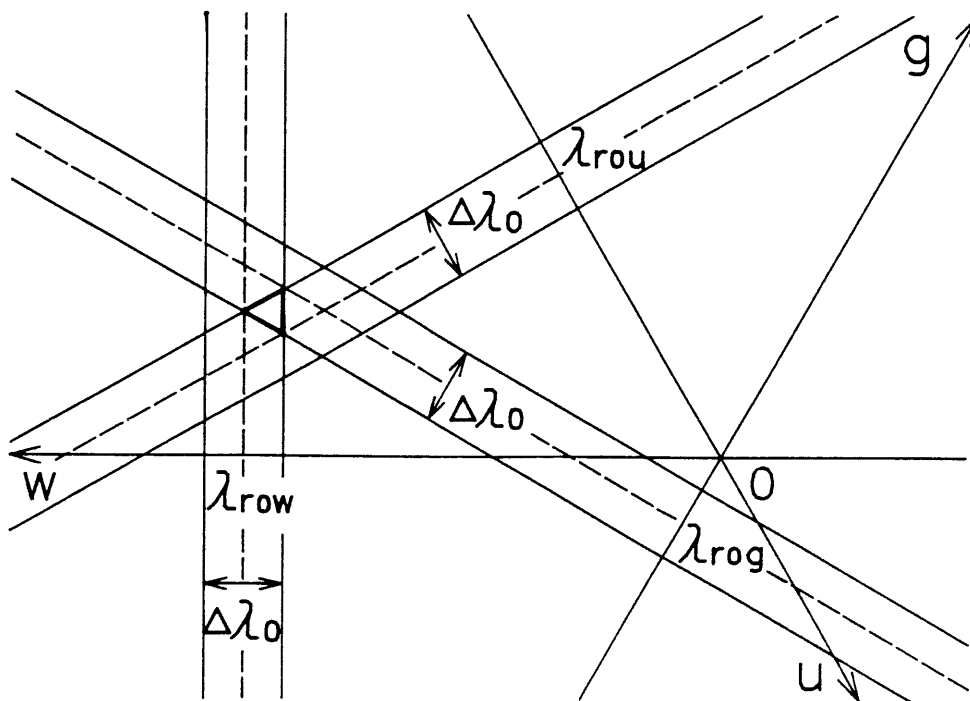
$|S_r| = 2 \times \Delta\lambda_0$ となると真の指令磁束鎖交数 $\lambda_r$ の存在領域がなくなるので、 $|S_r|$ は $2 \times \Delta\lambda_0$ 以上になることはない。したがって、(3.3)式によって与えられる量子化された指令磁束鎖交数 $\lambda_{r0}$ は、真の指令磁束鎖交数 $\lambda_r$ の存在領域を一辺 $\Delta\lambda_0/\sqrt{3}$ の正六角形または正三角形の内部に存在するという形で明らかにする。

3.2.2 g-u-w座標系の実磁束鎖交数の表現

実磁束鎖交数 $\lambda(n)$ の表現について $0 \leq \theta \leq \pi/3$ の区間で $\omega > 0$ の場合を考える。この場合、すでに第2章で述べたように図2.3の電圧ベクトルのうち $\mathbf{v}(100)$ のlベクトル、 $\mathbf{v}(110)$ のmベクトル、 $\mathbf{v}(111)$ または $\mathbf{v}(000)$ のzベクトルを用いて



(a)  $|S_r| = 0$  の場合



(b)  $|S_r| = \Delta\lambda_0$  の場合

図 3.3 量子化された指令磁束鎖交数

$\lambda_r$ に $\lambda$ を追従させることができる。 $\lambda(n)$ は図3・4に示すサンプル点 $n-1$ の実磁束鎖交数 $\lambda(n-1)$ とサンプル点 $n-1$ と $n$ の間で使用する電圧ベクトル $\mathbf{v}(n-1)$ によって(2・16)式に示したように

$$\lambda(n) = \lambda(n-1) + \mathbf{v}(n-1) \cdot \mathbf{T} \quad \dots\dots(3\cdot5)$$

と加算により計算される。 $\mathbf{v}(n-1)$ は $l$ ,  $m$ ,  $z$ ベクトルのいずれかであるから、(3・5)式を各成分で表現すれば、

$$\begin{bmatrix} \lambda_g(n) \\ \lambda_u(n) \\ \lambda_w(n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \lambda_g(n-1) \\ \lambda_u(n-1) \\ \lambda_w(n-1) \end{bmatrix} + \Delta\lambda_0 \begin{bmatrix} G(n-1) \\ -U(n-1) \\ -W(n-1) \end{bmatrix} \quad \dots\dots(3\cdot6)$$

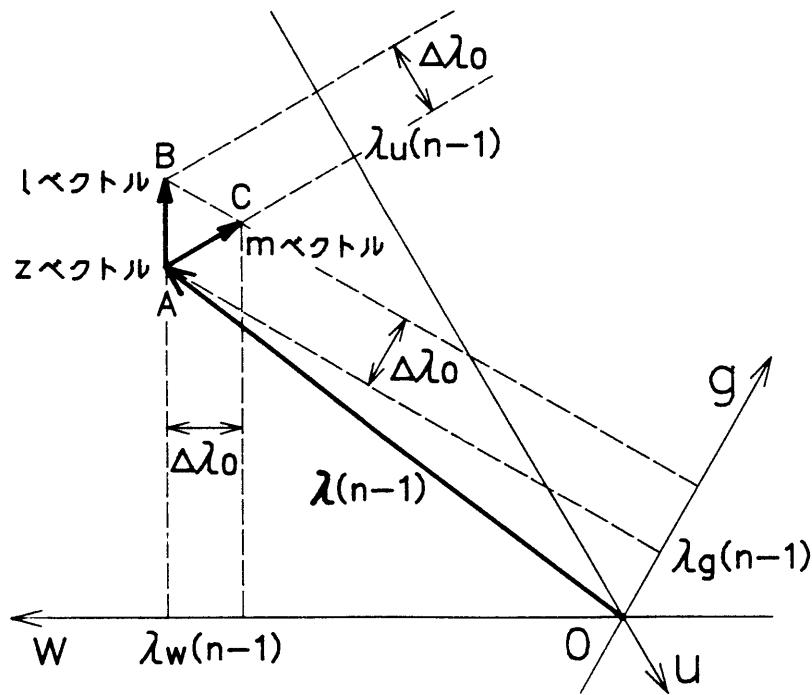


図 3・4  $g-u-w$ 座標系の実磁束鎖交数

表 3・1  $G(n)$ ,  $U(n)$ ,  $W(n)$ 関数

関数	$l$	$m$	$z$	$-l$	$-m$
$G(n)$	1	1	0	-1	-1
$U(n)$	1	0	0	-1	0
$W(n)$	0	1	0	0	-1



となる。  $G(n-1)$ ,  $U(n-1)$ ,  $W(n-1)$  の取り得る値については表 3.1 に示す。

(3.6) 式から明らかのように、実磁束鎖交数  $\lambda$  は指令磁束鎖交数  $\lambda_{r0}$  と同様に  $\Delta\lambda_0$  で量子化されており、また  $\lambda(n)$  の各成分に対して、

$$\lambda_g(n) + \lambda_u(n) + \lambda_w(n) = 0 \quad \dots\dots(3.7)$$

が常に成立する。したがって、実磁束鎖交数  $\lambda$  は、 $\lambda_{r0}$  の説明で示した一辺  $\Delta\lambda_0/\sqrt{3}$  の正六角形の中心に存在する。

### 3.2.3 電圧ベクトルの選択アルゴリズム

サンプル点  $n+1$  の電気角  $\theta(n+1)$  より  $\theta_0(n+1)$  を知ることで、(3.3) 式で与えられるテーブルより  $\lambda_{r0}(n+1)$  が得られる。また (3.5) 式より  $\lambda(n)$  が得られる。 $0 \leq \theta \leq \pi/3$  の区間で  $\omega > 0$  の場合について  $\lambda_{r0}(n+1)$  と  $\lambda(n)$  よりサンプル点  $n$  で使用する電圧ベクトル  $\boldsymbol{v}(n)$  の選択法について説明する。

実磁束鎖交数  $\lambda(n)$  が図 3.5 に示す位置に存在したとしよう。 $\lambda_r$  の平均進行方向は  $g$  軸方向であるから  $\boldsymbol{v}(n)$  として  $l$ ,  $m$  ベクトルを用いて進めるか  $z$  ベクトルを用いて停止させるかの判断は、 $g(n)$  を

$$g(n) = \lambda_{r0g}(n+1) - \lambda_g(n) \quad \dots\dots(3.8)$$

と定義し、

$$g(n) \begin{cases} \leq 0 & : \boldsymbol{v}(n) = z \text{ ベクトル} \\ \geq \Delta\lambda_0 & : \boldsymbol{v}(n) = l, m \text{ ベクトル} \end{cases} \quad \dots\dots(3.9)$$

と行えばよい。すなわち、図 3.5 の  $g = \lambda_g(n) + \Delta\lambda_0/2$  の太い直線のどちら側に  $\lambda_r(n+1)$  が存在するかによって判断できる。 $z$  ベクトルを使用する場合、 $\boldsymbol{v}(000)$  と  $\boldsymbol{v}(111)$  の選択については第 2 章ですでに述べたようにスイッチング回数が少ないものを選ぶ。

$g(n) \geq \Delta\lambda_0$  の場合の  $l$ ,  $m$  ベクトルの選択法については以下のように行う。 $\lambda(n)$  からみて  $\lambda_{r0}(n+1)$  が  $g$  軸方向の左右に存在する場合には、それぞれ  $l$ ,  $m$  ベクトルを用いる。このとき、 $\lambda_{r0}(n+1)$  が  $g$  軸方向に存在する場合には、 $-\pi/6 \leq \theta_0 \leq 0$  の区間では  $\lambda_r$  の平均進行方向は  $g$  軸より左の方向なので  $l$  ベク

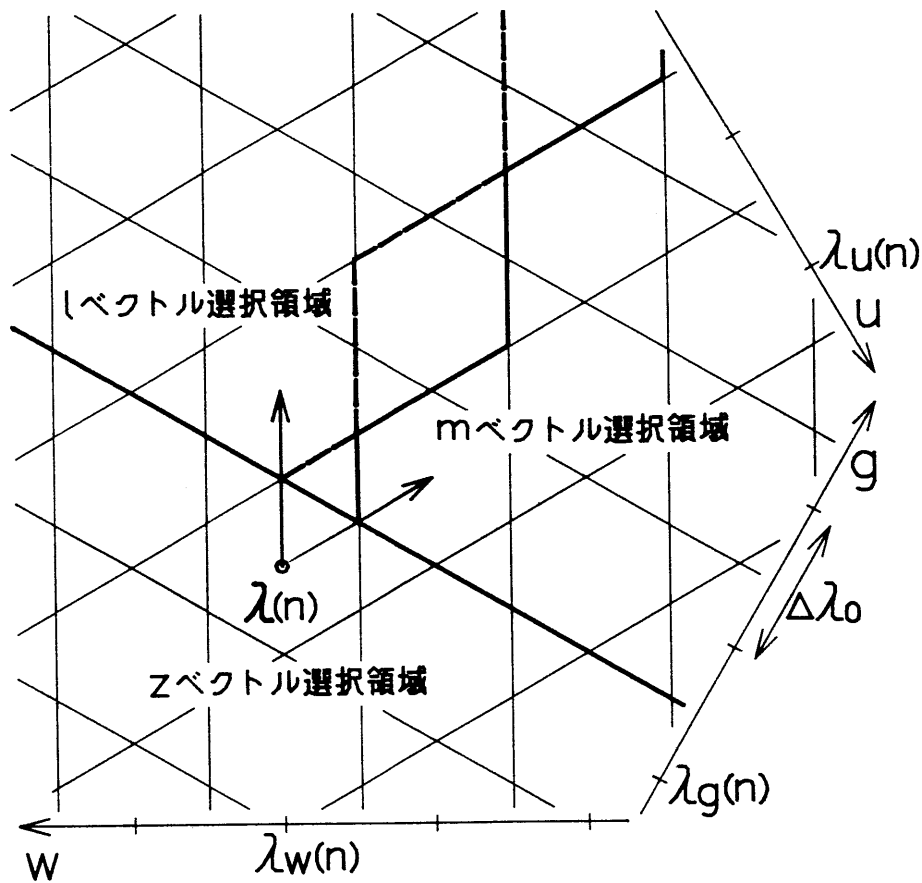


図 3・5 電圧ベクトル選択アルゴリズム

表 3・2  $v(n)$  の選択基準

$\omega$	$\theta_p$	$g(n)$	$h(n)$	$v(n)$
$\omega > 0$	$\theta_p < 0$	$g(n) \leq 0$	—————	zベクトル
		$g(n) \geq \Delta\lambda_0$	$h(n) \leq 0$	lベクトル
			$h(n) \geq \Delta\lambda_0$	mベクトル
	$\theta_p > 0$	$g(n) \leq 0$	—————	zベクトル
		$g(n) \geq \Delta\lambda_0$	$h(n) \leq -\Delta\lambda_0$	lベクトル
			$h(n) \geq 0$	mベクトル
$\omega < 0$	$\theta_p < 0$	$g(n) \geq 0$	—————	zベクトル
		$g(n) \leq -\Delta\lambda_0$	$h(n) \geq 0$	-lベクトル
			$h(n) \leq -\Delta\lambda_0$	-mベクトル
	$\theta_p > 0$	$g(n) \geq 0$	—————	zベクトル
		$g(n) \leq -\Delta\lambda_0$	$h(n) \geq \Delta\lambda_0$	-lベクトル
			$h(n) \leq 0$	-mベクトル

トルを用い、 $0 \leq \theta_p \leq \pi/6$ では逆に $m$ ベクトルを用いる。したがって、 $h(n)$ を

$$h(n) = \{ \lambda_{r0u}(n+1) - \lambda_u(n) \} - \{ \lambda_{r0w}(n+1) - \lambda_w(n) \} \cdots (3.10)$$

と定義して、 $-\pi/6 \leq \theta_p \leq 0$ では、

$$h(n) \begin{cases} \leq 0 & : \boldsymbol{v}(n) = l \text{ベクトル} \\ \geq \Delta \lambda_0 & : \boldsymbol{v}(n) = m \text{ベクトル} \end{cases} \cdots \cdots (3.11)$$

と判断し、 $0 \leq \theta_p \leq \pi/6$ では、

$$h(n) \begin{cases} \leq -\Delta \lambda_0 & : \boldsymbol{v}(n) = l \text{ベクトル} \\ \geq 0 & : \boldsymbol{v}(n) = m \text{ベクトル} \end{cases} \cdots \cdots (3.12)$$

と判断する。

以上は $\omega > 0$ の場合の説明であるが、 $\omega < 0$ の場合にも上記と同じ考え方から $l$ 、 $m$ ベクトルの逆方向の $-l$ ベクトル $\boldsymbol{v}(011)$ 、 $-m$ ベクトル $\boldsymbol{v}(001)$ と $z$ ベクトルを用いて $\lambda_r$ に $\lambda$ を追従させることができる。 $\omega > 0$ の場合と同様に指令磁束鎖交数 $\lambda_{r0}(n+1)$ は $\theta_0(n+1)$ を知ることによって(3.3)式のテーブルより与えられ、実磁束鎖交数 $\lambda(n)$ も(3.6)式と表3.1により計算できる。 $-l$ 、 $-m$ 、 $z$ ベクトルの選択については、 $\omega > 0$ の場合も併せて表3.2に示す。

#### 3.2.4 電気角の区間変更時の操作

上記では、電気角 $\theta$ の区間が $0 \leq \theta \leq \pi/3$ の場合について述べた。ここでは電気角 $\theta$ の区間が変更された場合を考える。図3.6は $0 \leq \theta \leq \pi/3$ に対して $\theta$ が $\pi/3$ 進んだ $\pi/3 \leq \theta \leq 2\pi/3$ の場合を示したもので、 $g$ 、 $u$ 、 $w$ の各軸も $\pi/3$ 回転させている。指令磁束鎖交数 $\lambda_{r0}$ は、 $\theta_0 = \pi/2$ とすることで(3.3)式により与えられる。また実磁束鎖交数 $\lambda$ は、 $l$ ベクトルを $\boldsymbol{v}(110)$ 、 $m$ ベクトルを $\boldsymbol{v}(010)$ と扱うことで(3.6)式により得ることができる。さらに、電圧ベクトル $\boldsymbol{v}(n)$ の選択も表3.2に従って行える。

ただし、電気角 $\theta$ の区間変更時には座標軸が変更されるので、実磁束鎖交数の座標変換が必要である。 $\omega > 0$ の場合の旧座標、新座標それぞれの実磁束鎖交数を $\lambda$ 、 $\lambda'$ とすれば次の関係が存在する。

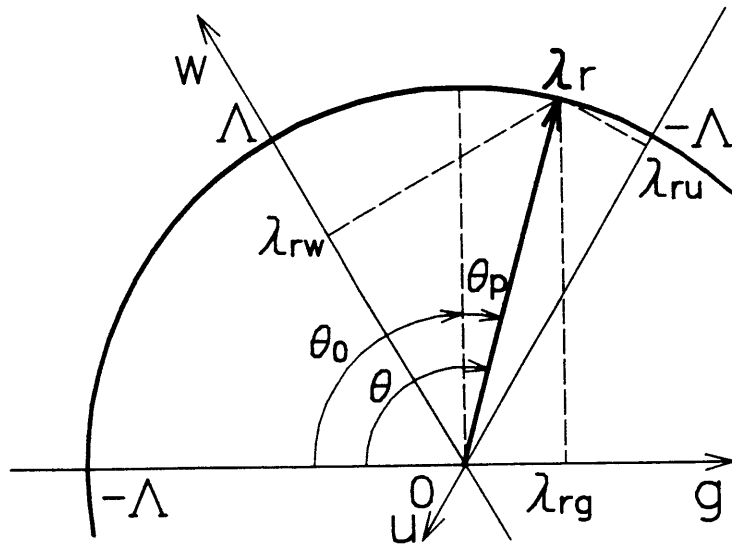


図 3・6 区間変更時の指令磁束鎖交数

$$\lambda' = C \cdot \lambda \quad \dots\dots\dots (3 \cdot 13)$$

ただし、Cは

$$C = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -1 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (3 \cdot 14)$$

である。従って各成分に対しては

$$\lambda' = \begin{bmatrix} \lambda_g' \\ \lambda_n' \\ \lambda_w' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\lambda_w \\ -\lambda_g \\ -\lambda_u \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (3 \cdot 15)$$

となり、符号を変更して入れ換えを行うだけでよい。同様に  $\omega < 0$  の場合の旧座標、新座標、それぞれの実磁束鎖交数を  $\lambda$ 、 $\lambda''$  とすれば、 $\lambda''$  は、

$$\lambda'' = C^{-1} \cdot \lambda = \begin{bmatrix} \lambda_g'' \\ \lambda_n'' \\ \lambda_w'' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\lambda_u \\ -\lambda_w \\ -\lambda_g \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (3 \cdot 16)$$

で与えられる。

### 3.2.5 可変磁束制御法

誘導電動機の磁束鎖交数の大きさ $\Lambda$ は磁気飽和を生じないように、一般には一定に制御される。このような場合には指令磁束鎖交数 $\lambda_{r0}$ は(3.3)式に示したように $\theta_p$ のみの関数となるから $\theta_p$ に対するテーブルとして用意することができる。2.5.5で述べたように出力電圧 $V_m$ の最大値はインバータ入力電圧 $V_{DC}$ の $1/\sqrt{2}$ となるので、 $\Lambda$ を一定に制御する場合には(2.13)式からも明らかなように一次周波数 $f$ に上限が存在する。したがって、より高い一次周波数で誘導電動機を駆動する場合や任意の $V/f$ パターンをとる場合などには、磁束の大きさを可変にしなければならない。ここでは、任意の磁束鎖交数の大きさ $\Lambda_m$ で、誘導電動機を駆動する場合の指令磁束鎖交数 $\lambda_{r0}$ の計算法について説明する。

ソフトウェア制御を前提にしているので、磁束鎖交数 $\Lambda_m$ を連続量として与えることができず、離散値として与えなければならない。基準となる磁束鎖交数の大きさ $\Lambda$ が

$$\Lambda = K \cdot \Delta \Lambda \quad (K: \text{定数}) \quad \dots\dots(3.17)$$

と与えられたとする。このとき $\Delta \Lambda$ ごとの値をとる磁束鎖交数の大きさ $\Lambda_m$

$$\Lambda_m = k \cdot \Delta \Lambda \quad (k: \text{任意の整数}) \quad \dots\dots(3.18)$$

に対する指令磁束鎖交数 $\lambda_{r0}$ は(3.3)式の $\Lambda$ へ(3.18)式の $\Lambda_m$ を代入して、

$$\begin{aligned} \lambda_{r0} &= \begin{bmatrix} \lambda_{r0g} \\ \lambda_{r0u} \\ \lambda_{r0w} \end{bmatrix} \\ &= \Delta \lambda_0 \begin{bmatrix} \text{INT} \{ k \cdot \Delta \Lambda / \Delta \lambda_0 \cdot \sin \theta_p \} \\ \text{INT} \{ k \cdot \Delta \Lambda / \Delta \lambda_0 \cdot \sin(\theta_p - 2\pi/3) \} \\ \text{INT} \{ k \cdot \Delta \Lambda / \Delta \lambda_0 \cdot \sin(\theta_p + 2\pi/3) \} \end{bmatrix} \\ &\dots\dots(3.19) \end{aligned}$$

と得られる。(3.19)式の $\lambda_{r0g}$ を得るには、 $k$ を磁束鎖交数の大きさとして与え、

$\Delta \Lambda / \Delta \lambda_0 \times \sin \theta_p$  を関数テーブルとして用意しておけばよい。 $\Delta \Lambda$  は磁束鎖交数の基準となる単位量であるから、磁束鎖交数の分解能から考えて  $2\Delta \lambda_0$  より小さく選ぶのが適当である。このとき、 $|\Delta \Lambda / \Delta \lambda_0|$  は 2 以下の整数値しかとらないので、関数テーブルの分解能が低いために (3.19) 式をそのまま計算したのでは  $\lambda_{r0}$  の精度が悪くなる。そこで、(3.19) 式を

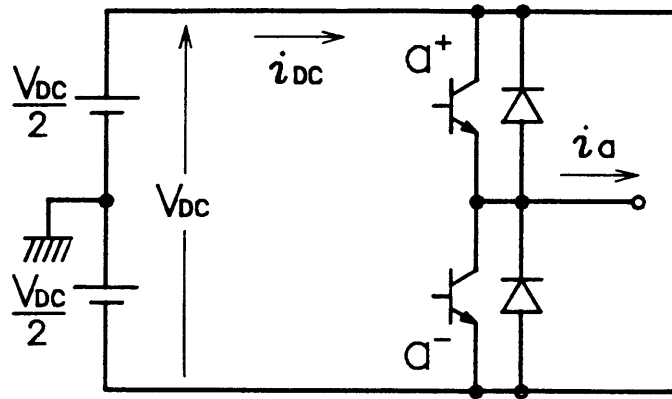
$$\lambda_{r0} = \Delta \lambda_0 \left[ \begin{array}{l} \text{I N T} [k \cdot \{2^x \cdot \Delta \Lambda / \Delta \lambda_0 \cdot \sin \theta_p\} \cdot 2^{-x}] \\ \text{I N T} [k \cdot \{2^x \cdot \Delta \Lambda / \Delta \lambda_0 \cdot \sin(\theta_p - 2\pi/3)\} \cdot 2^{-x}] \\ \text{I N T} [k \cdot \{2^x \cdot \Delta \Lambda / \Delta \lambda_0 \cdot \sin(\theta_p + 2\pi/3)\} \cdot 2^{-x}] \\ \dots\dots\dots \end{array} \right] \quad (3.20)$$

と変更して計算する。整数  $x$  については、8 ビットで計算するときには、 $2^x \times \Delta \Lambda / \Delta \lambda_0$  が 255 (8 ビット) を越えない最大の値をとるように選ばばよい。 $\lambda_{r0}$  のソフトウェア上の計算は、 $\theta_p$  に対する関数テーブルより  $2^x \times \Delta \Lambda / \Delta \lambda_0$  を得て、これに  $k$  を乗じた結果を右へ  $x$  回シフト ( $2^{-x}$  倍) することで得られる。

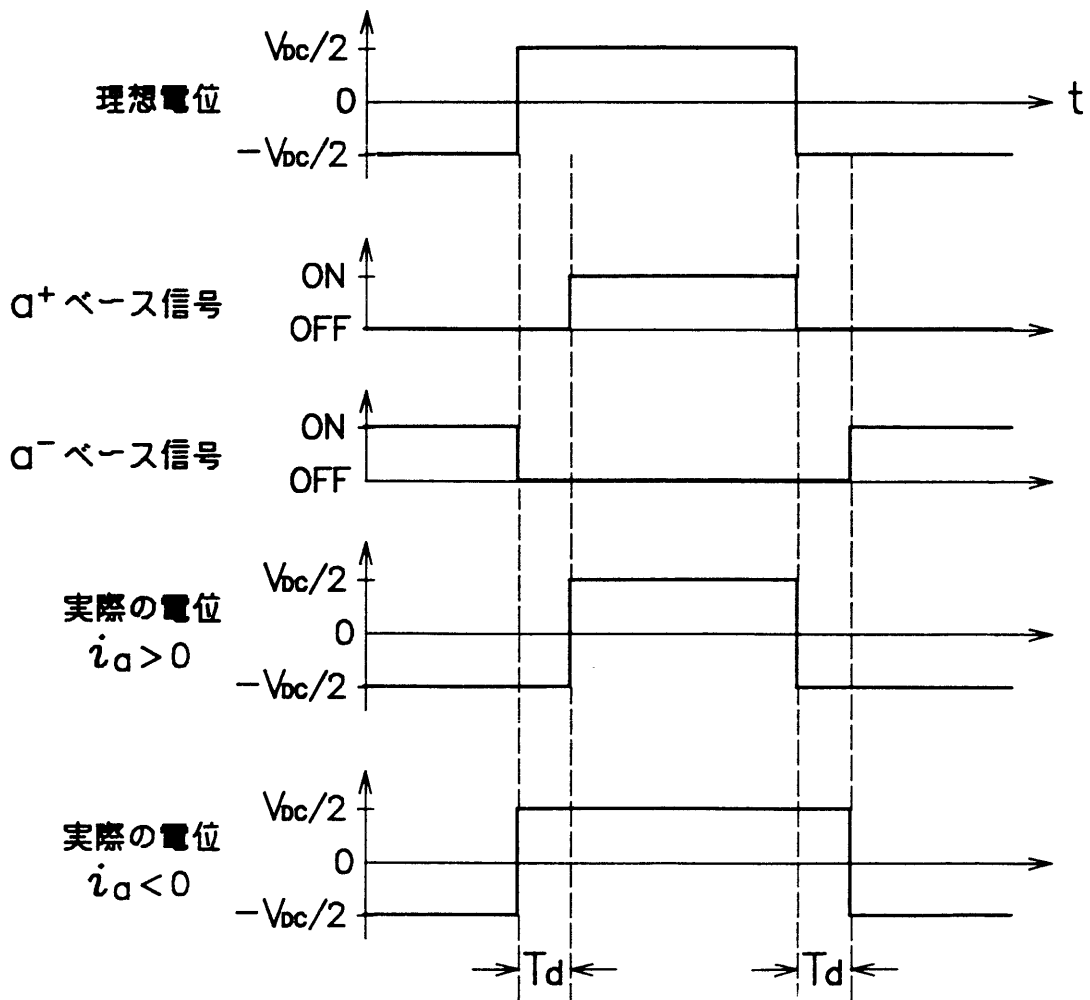
### 3.2.6 デッドタイムの補償法

図 3.7 (a) にインバータの a 相アームの構成を示す。ここではインバータ入力電圧  $V_{DC}$  の  $1/2$  の電位を仮想的な中性点と仮定し、a 相の出力端子に図 3.7 (b) の理想電位を出力させることで、デッドタイム補償をする方法について説明する。

$a^+$ 、 $a^-$  のトランジスタのベース信号には、インバータ入力電圧  $V_{DC}$  の短絡を防ぐために同図に示すように  $a^+$ 、 $a^-$  のトランジスタが共にオフとなる期間 (デッドタイム) を設ける。このデッドタイムの期間の出力電位は同図に示すように a 相の電流  $i_a$  が正の場合には  $a^-$  のトランジスタと並列に接続されているダイオードがオンするので  $-V_{DC}/2$  となり、 $i_a$  が負の場合には  $a^+$  のトランジスタと並列に接続されているダイオードがオンするので  $V_{DC}/2$  となる。このデッドタイムの期間は理想的な電位と実際の電位との間に誤差が生じ、このことが原因となって誘導電動機を軽負荷で駆動した場合に電流波形の周期性が失われるという不安定現象を引き起こすことがある<sup>(3)(4)</sup>。デッドタイムをハードウェア回路により補償することで安定化する方法も報告されている<sup>(3)(5)</sup>。

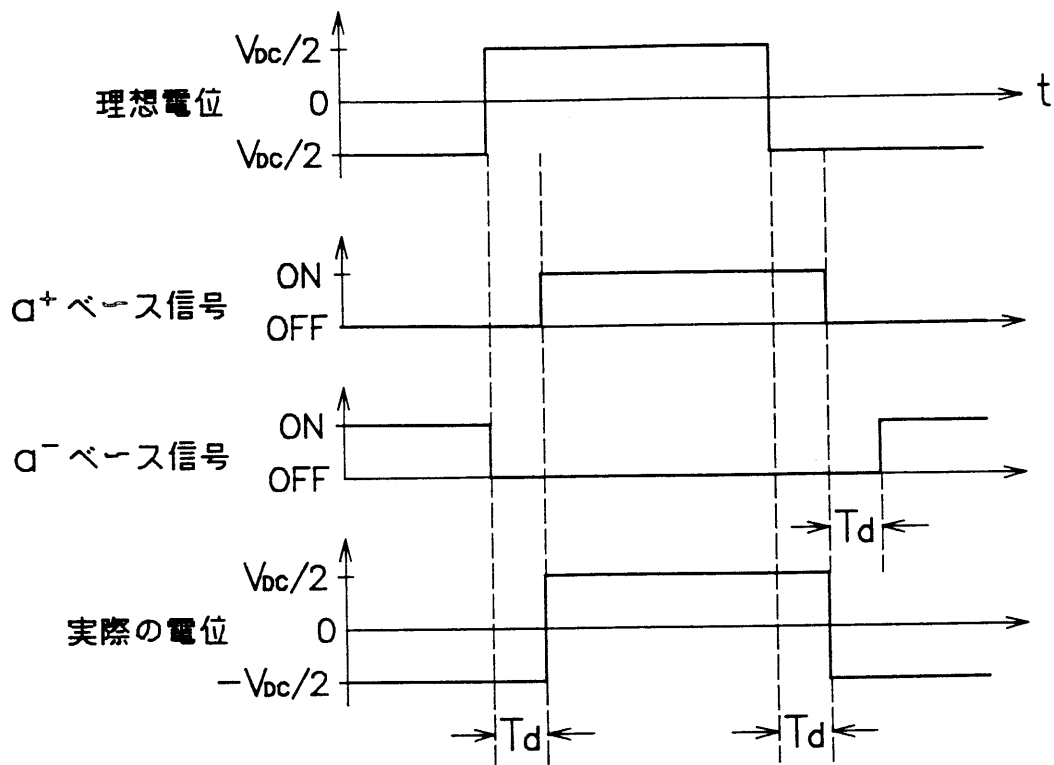


(a) a相アーム構成

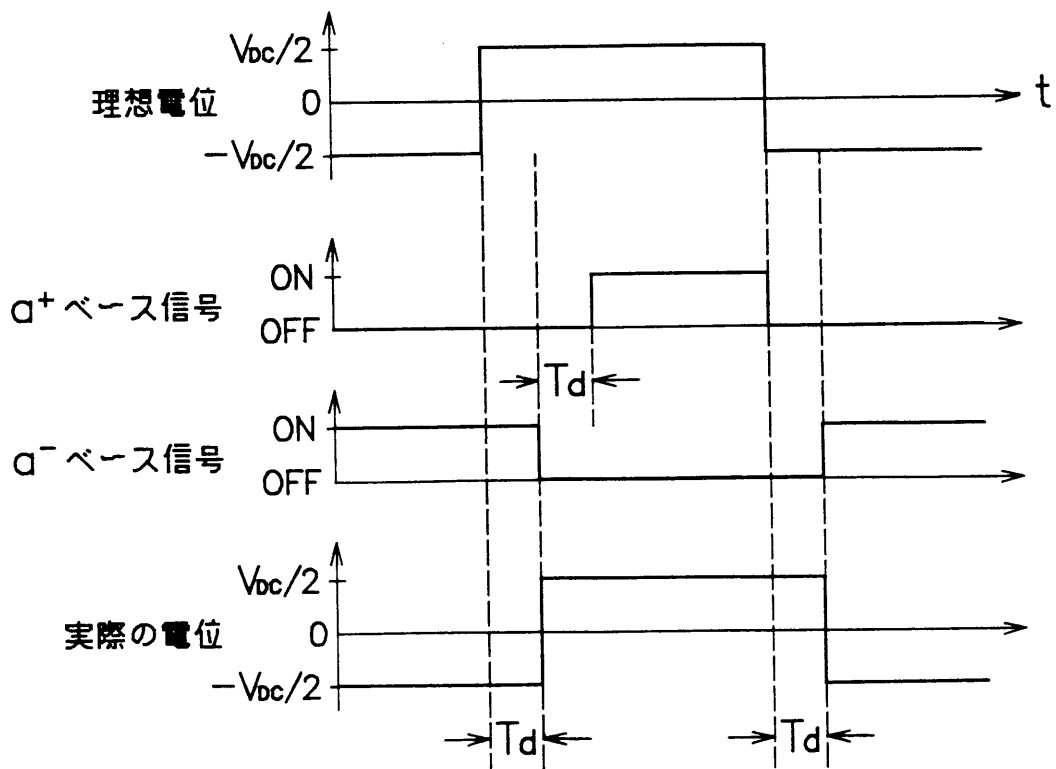


(b) デッドタイム時の各波形

図 3-7 デッドタイムの補償法



(c)  $i > 0$  の場合のデッドタイム補償

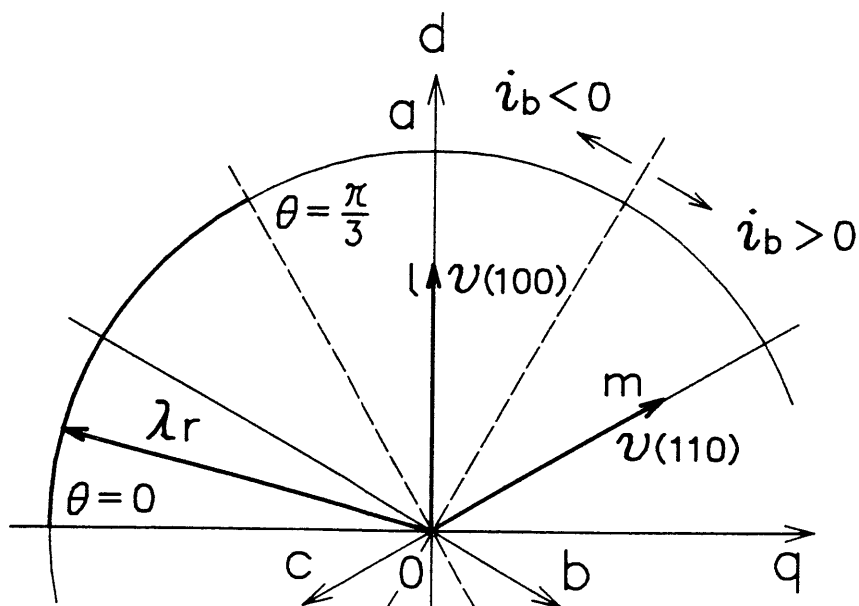


(d)  $i < 0$  の場合のデッドタイム補償

図 3.7 デッドタイムの補償法

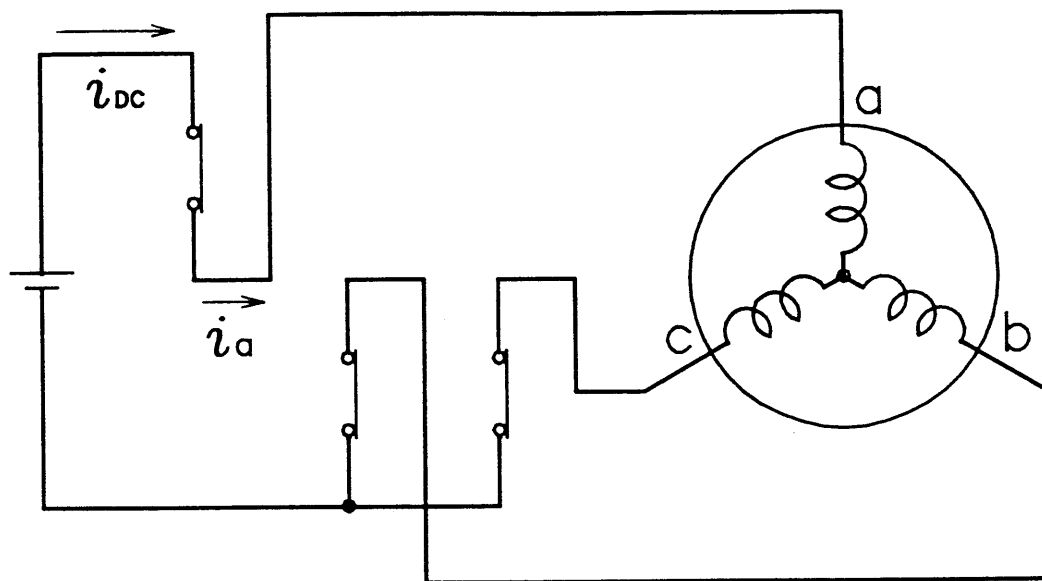


ここでは、本PWM制御法についてソフトウェアによりデッドタイムの影響を除去し、安定に誘導電動機を駆動する方法について説明する。デッドタイム補償の基本的な方法は、理想電位と同じ電圧波形をデッドタイムの時間 $T_d$ だけ遅らせて各相端子に出力させる方法である<sup>(6)</sup>。 $i_a > 0$ の場合には図3・7(c)に示すように理想電位の立ち下がりのときに $a^+$ のトランジスタのオン信号を $T_d$ だけ長くし、 $i_a < 0$ の場合には同図(d)に示すように理想電圧の立ち上がりのときに $a^-$ のトランジスタのオン信号を $T_d$ だけ長くすることで、デッドタイムの影響を補償することができる。この方法は各相の電流方向の検出が必要であり、三相の電流をすべて検出するには各相に一つずつ検出器を挿入しなければならない。ここでは、検出器の数を少なくするために図3・7(a)のインバータ入力電圧 $V_{DC}$ より流れる直流部の電流 $i_{DC}$ の方向を検出し、 $i_{DC}$ の方向から各相の電流 $i_a$ 、 $i_b$ 、 $i_c$ の方向を知る方法について説明する。図3・8(a)に示すように指令磁束鎖交数 $\lambda_r$ が $0 \leq \theta \leq \pi/3$ のとき用いられる $l$ ベクトル $v(100)$ 、 $m$ ベクトル $v(110)$ をそれぞれ出力したときの回路の接続状態を同図(b)、(c)に示す。 $l$ ベクトルを用いたときには $i_{DC}$ は $i_a$ に等しく、 $m$ ベクトルを用いたときには $-i_c$ に等しい。したがって、 $i_{DC}$ の電流方向を知ることによって $i_a$ および $i_c$ の電流

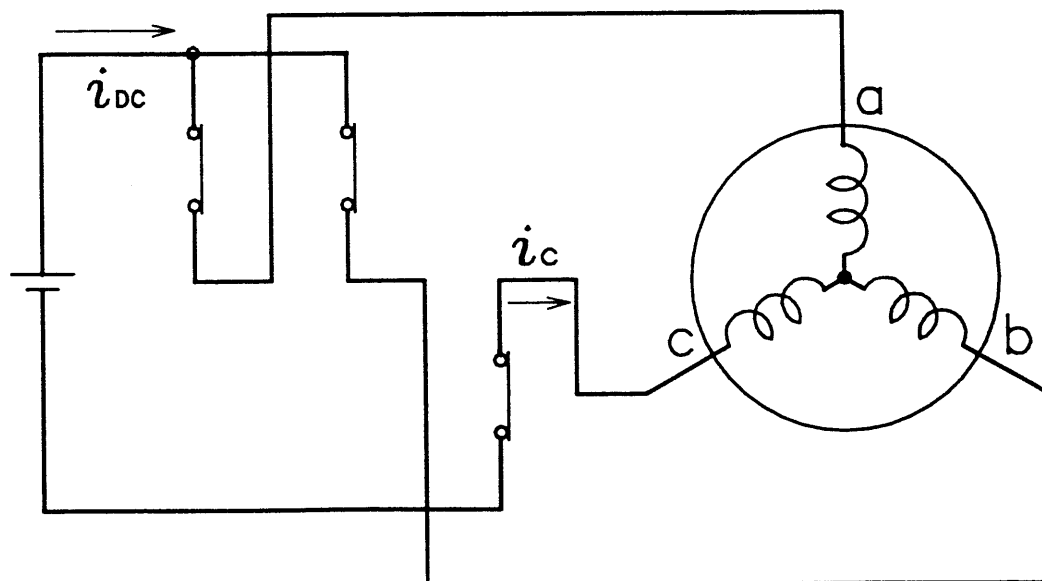


(a) 各制御ベクトルの関係

図 3・8 電流方向の検出法



(b)  $\nu(100)$ を用いたときの接続図



(c)  $\nu(110)$ を用いたときの接続図

図 3.8 電流方向の検出法

表 3・3  $i_{DC}$ と三相電流の関係

区 間	$i_{DC}$	
	lベクトル	mベクトル
$0 \leq \theta \leq \pi/3$	$i_a$	$-i_c$
$\pi/3 \leq \theta \leq 2\pi/3$	$-i_c$	$i_b$
$2\pi/3 \leq \theta \leq \pi$	$i_b$	$-i_a$
$\pi \leq \theta \leq 4\pi/3$	$-i_a$	$i_c$
$4\pi/3 \leq \theta \leq 5\pi/3$	$i_c$	$-i_b$
$5\pi/3 \leq \theta \leq 2\pi$	$-i_b$	$i_a$

方向を知ることができる。 $i_p$ の電流方向については次のように取り扱っている。不安定現象が起こるのは先に述べたように軽負荷で誘導電動機を駆動した場合であるから流れる電流のほとんどが励磁電流であり、 $d-q$ 座標系での電流ベクトルの方向は磁束鎖交数 $\lambda$ の方向に近いと考えられる。したがって、図3・7(a)から明らかなように $0 \leq \theta \leq \pi/3$ の区間では、 $i_b$ の電流方向は負である確率が高いことが分かる。実際の $i_b$ の電流方向は検出された $i_a$ 、 $i_c$ の電流方向と前の区間 $-\pi/3 \leq \theta \leq 0$ で検出された $i_b$ の電流方向より推定している。

他の区間についても同様に考えることができ、表3・3に各区間で $l$ 、 $m$ ベクトルを用いたときの $i_{DC}$ と $i_a$ 、 $i_b$ 、 $i_c$ との対応関係を示す。

### 3・3 制御システムとソフトウェア構成

図3・9に実験に用いた試作システムの構成を示す。基本的には2・5節で示した $l-m$ 座標系によるPWM制御法のシステム構成と同じなので、異なる点についてのみ説明する。3・2・5で述べたように磁束鎖交数の大きさを可変にするために磁束鎖交数の半径指令 $k$ をポート0より入力している。また3・2・6のデッドタイムの補償を行うために直流部の電流 $i_{DC}$ の電流方向をポート3の1ビットを用いて検出している。2・5節で述べた $l-m$ 座標系によるPWM制御方式では電気角 $\theta$ の予測を行うためにV/Fコンバータの出力パルスは $T/2$ ごとに発生するように設定したが、ここではサンプル点 $n-1$ の内部カウンタのデータがサンプル点 $n+1$

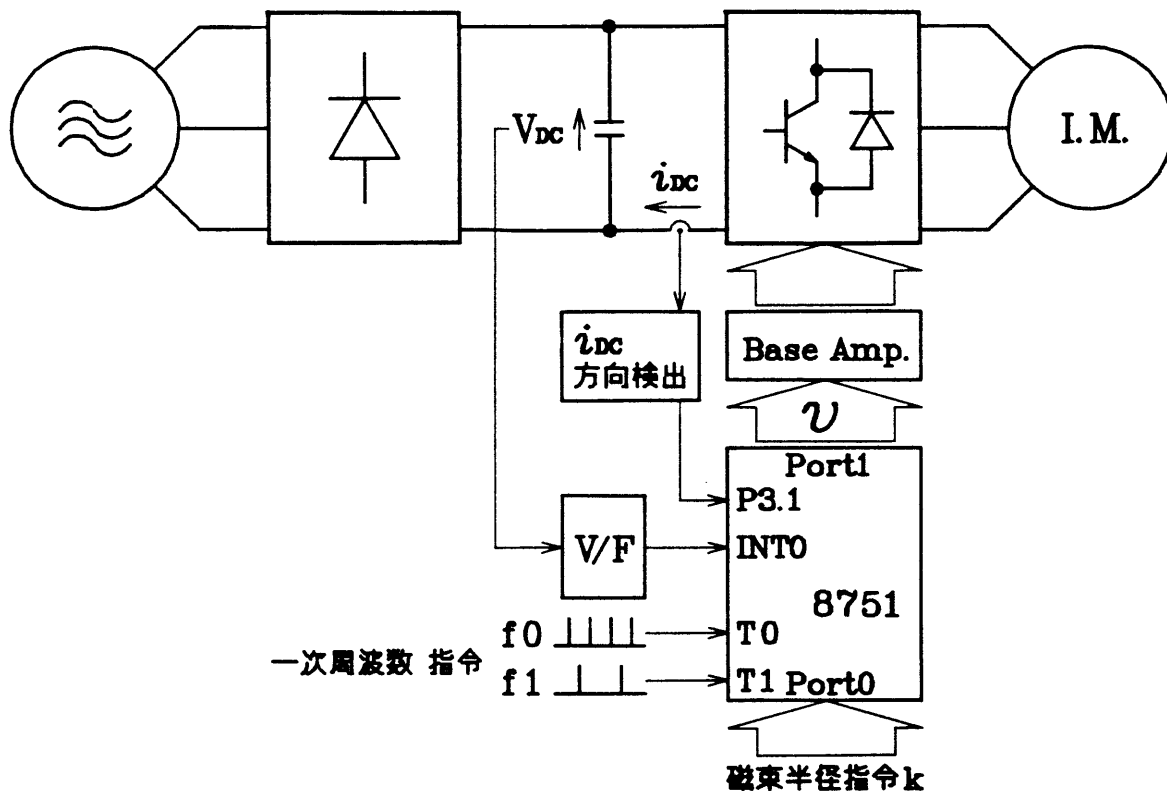


図 3-9 システム構成

の電気角  $\theta(n+1)$  であるとして処理を実行するので、サンプル周期  $T$  ごとにパルスが発生するように設定している。

図3-10はサンプル点  $n-1$  でインタラプトがかかったとき、次のサンプル点  $n$  で出力する電圧ベクトル  $\boldsymbol{v}(n)$  を決定するソフトウェアを、前節のアルゴリズムに基づいて構成したときの処理フローである<sup>(7)</sup>。インタラプトがかかると、スイッチングの時のアーム短絡防止のためのデッドパタンをポート1に出力する。次に内部カウンタの値より  $\theta_0(n+1)$ 、 $\theta_p(n+1)$  および  $\omega$  の符号を知る。デッドパタンを出力して  $15[\mu\text{sec}]$  たった後、電圧ベクトル  $\boldsymbol{v}(n-1)$  に相当したスイッチングパタンを出力する。 $\theta_0(n+1)$  より  $\lambda_{r0}(n+1)$  をROMテーブルを用いて得て、(3-8)、(3-10)式の  $g(n)$ 、 $h(n)$  をそれぞれ計算し、電圧ベクトル  $\boldsymbol{v}(n)$  を決定する。最後に次の制御周期での処理のために(3-5)式の  $\lambda(n+1)$  を計算して処理を終了する。このルーチンの処理時間  $T_s$  は  $60[\mu\text{sec}]$  にすることができ、3-2-5で述べた磁束の大きさを可変にする場合には  $80[\mu\text{sec}]$ 、3-2-6で述べた

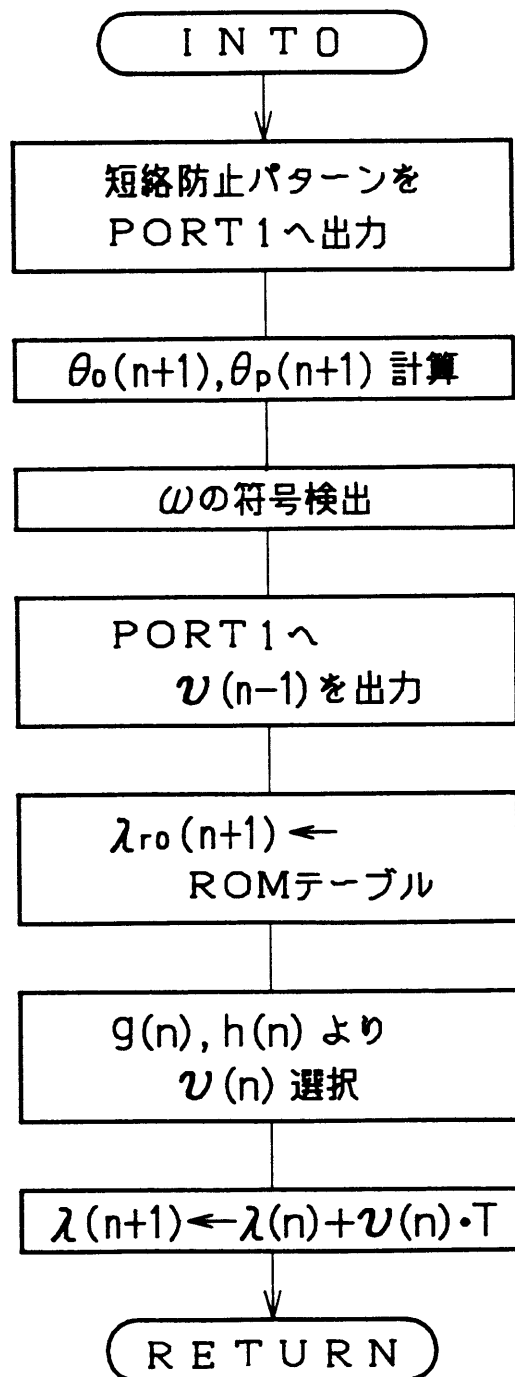


図 3・10 処理フロー

デッドタイムの補償を行う場合には76[ $\mu$ sec]にすることがそれぞれできた。プログラム容量は約0.5Kバイトで指令磁束鎖交数 $\lambda_{r0}$ のデータ容量が0.75Kバイトである。

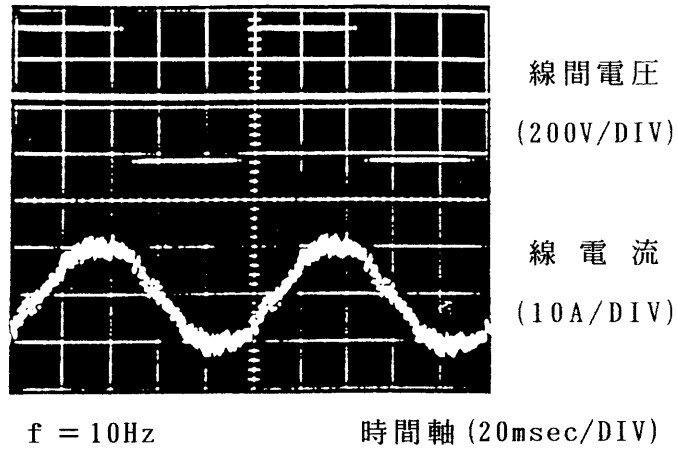
サンプル周期 $T$ の決定法について述べる。 $V_{DC}$ の基準電圧 $V_{DC0}$ のときのサンプル周期 $T_0$ は第2章の $l-m$ 座標系によるPWM制御法では(2.29)式を満足するように $T_0$ を選ばなければならなかったが、本法では電気角 $\theta$ の区間変更時に計算する新座標での実磁束鎖交数の計算に誤差が含まれないことから、(2.28)式の条件が不要になる。したがって、 $T_0$ はソフトウェアの処理時間 $T_s$ による制約の式である(2.27)式を満足するように決めればよい。先に述べたようにソフトウェアの処理時間 $T_s$ は60[ $\mu$ sec]であり、インバータ入力電圧の最大電圧 $V_{max}$ と基準電圧の比を $V_{max}/V_{DC0}=1.3$ と選んで、本システムでは $T_0$ を80[ $\mu$ sec]としている。

### 3. 4 シミュレーションと実験結果

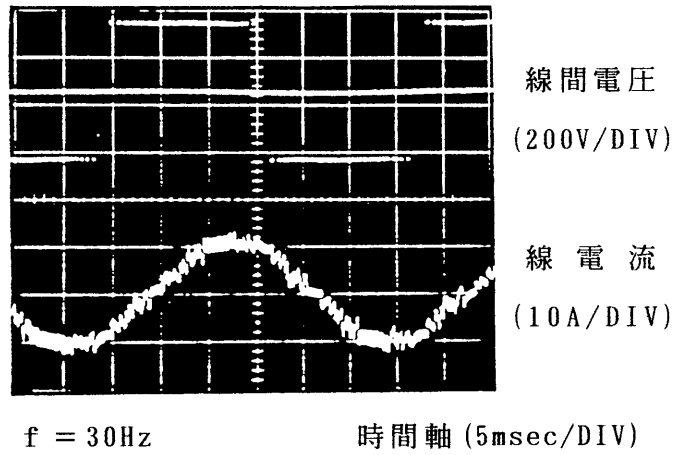
#### 3.4.1 実験結果

図3.11は試作システムを用いて第2章の実験で用いた2.2[kW]（4極、定格電圧200[V]、定格一次周波数60[Hz]）の供試機を一次周波数 $f=10, 30, 60$ [Hz]としてそれぞれ定格トルクで駆動したときの線間電圧、線電流波形である。サンプル周期 $T_0$ は80[ $\mu$ sec]であり、すべり周波数 $f_s$ は3[Hz]（定格すべり）とした。図3.12には定格トルクで駆動したときの一次周波数 $f$ に対するパワートランジスタのスイッチング周波数 $f_c$ の関係を示す。この結果からスイッチング周波数 $f_c$ は $f=30$ [Hz]付近で最も高くなり、 $f$ を5[Hz]から60[Hz]としたとき、 $f_c$ は0.8[kHz]から2.6[kHz]の範囲で変化する。

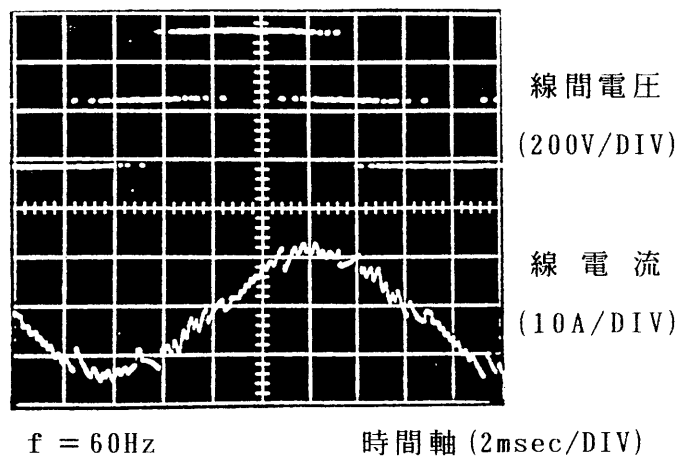
図3.13は、インバータ入力電圧に60[Hz]の交流電圧を重畳させた場合の実験波形である。本PWM制御は、第2章で述べた $l-m$ 座標系によるPWM制御同様にV/Fコンバータを用いてインバータ入力電圧の一定積分値ごとにインタラプトをかけ制御しているので、インバータ入力電圧に変動が生じた場合にも良好な電流波形が得られる。



( a )



( b )



( c )

図 3·11 線間電圧, 線電流波形

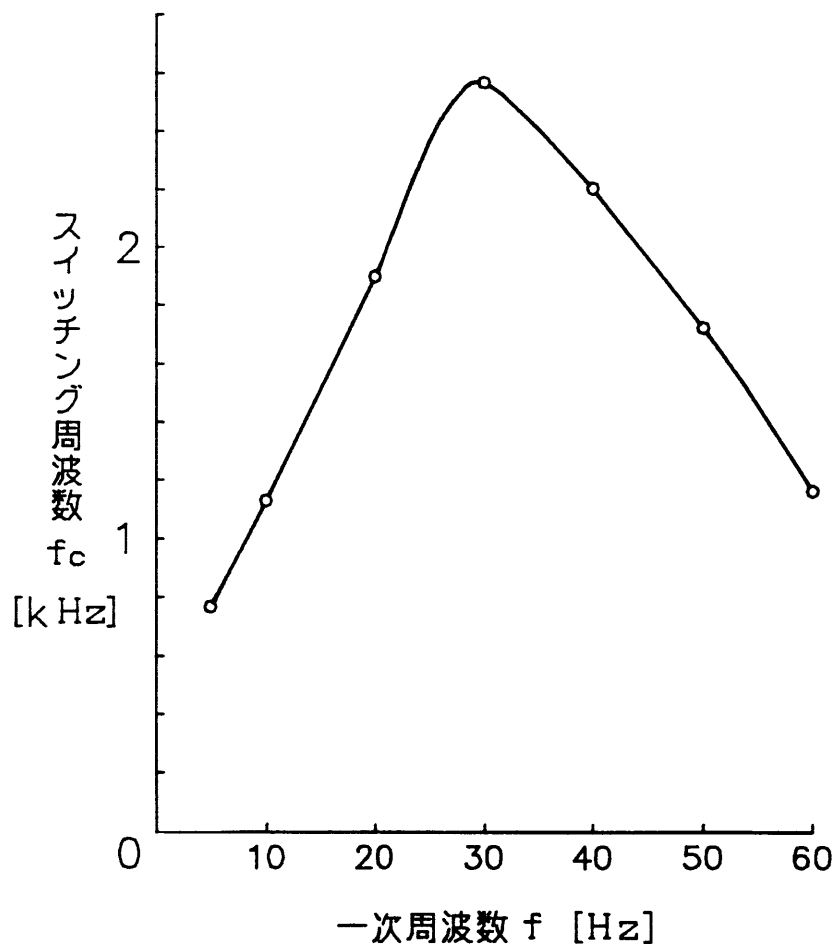


図 3・12 一次周波数に対するスイッチング周波数特性

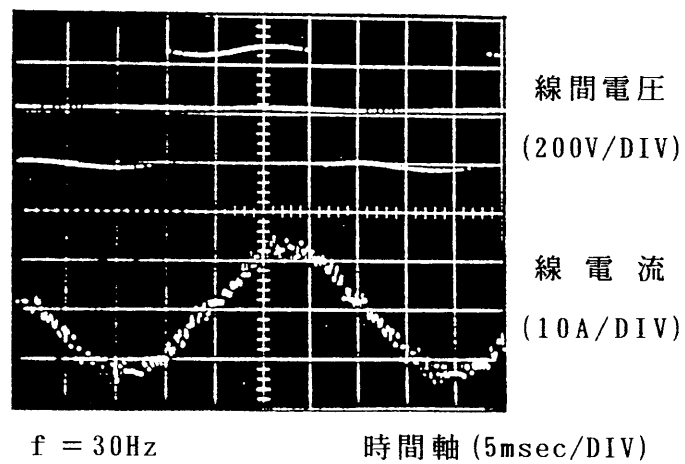
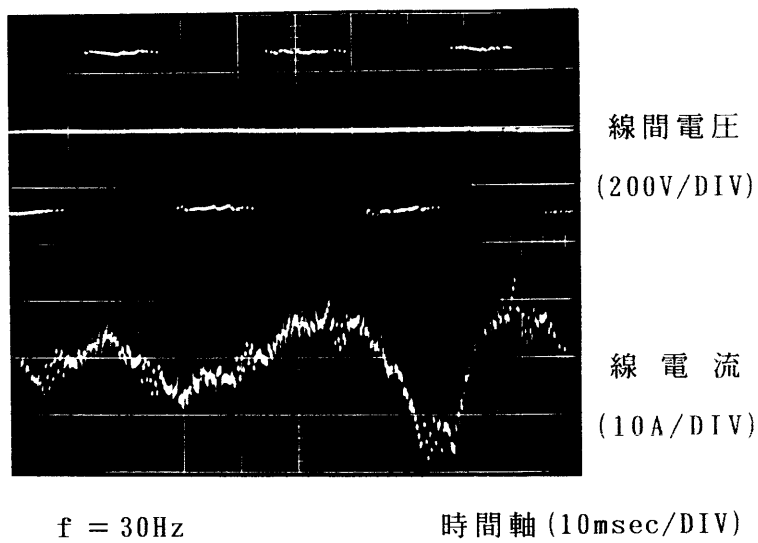


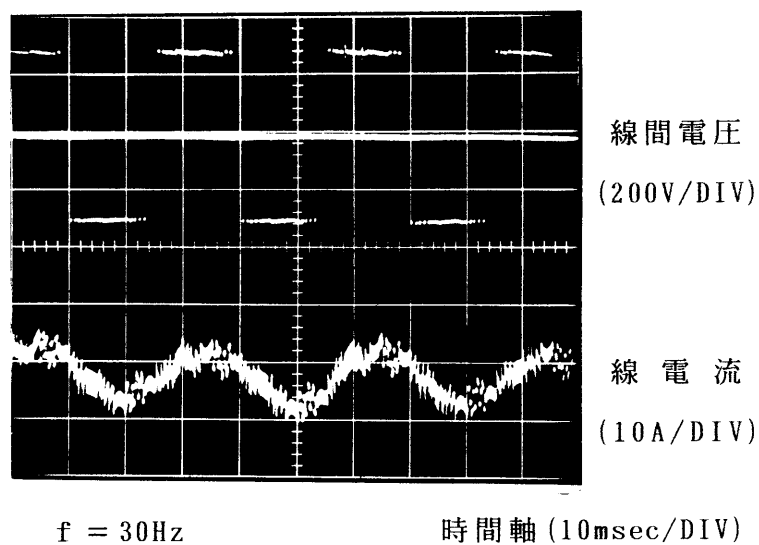
図 3・13 インバータ入力電圧変動時の動作波形



図3・14 (a) は、デッドタイム補償がないために、一次周波数  $f$  が30 [Hz] 前後で不安定現象を引き起こす 2.2 [kW] の供試電動機 (4極, 定極電圧 200 [V], 定格一次周波数60 [Hz]) を用いて  $f = 30$  [Hz] で駆動したときの線間電圧, 線電流波形である。電流波形の周期性は失われ, 不安定状態になっていることがわかる。同図 (b) は3・2・6 に示したデッドタイムの補償を行ったときの波形で, 電流は正弦波状の周期性のある波形となり, 改善効果が明白に現われている。



(a) 補償なし



(b) 補償あり

図 3・14 デッドタイム補償時の動作波形

### 3.4.2 トルク特性のシミュレーション

PWM制御時のトルク脈動については、精密な実験結果を得ることが難しいので、シミュレーションにより検証を行った。シミュレーションにあたっては励磁抵抗を無視したT形等価回路を用い、状態推移法で定格トルク出力時の瞬時トルクを計算した。トルク脈動の評価法として(3.21)式で定義されるトルク変動の分散 $\sigma^2$ を用いた。

$$\sigma^2 = 1 / n_0 \sum_{i=1}^{n_0} \{ (\tau_i - \bar{\tau}) / \bar{\tau} \}^2 \quad \dots\dots\dots (3.21)$$

ここで、 $\bar{\tau}$ は平均トルク

$$\bar{\tau} = 1 / n_0 \sum_{i=1}^{n_0} \tau_i \quad \dots\dots\dots (3.22)$$

で、また $\tau_i$ はスイッチングパターンの切り換わる時点のトルクである。図3.15はその結果であるが、この図には、第2章で説明した $l-m$ 座標系によるPWM制御法および三角波比較PWM制御法のトルクの分散も示している。比較の条件としては、 $l-m$ 座標系によるPWM制御法についてはサンプル周期 $T$ 、磁束鎖交数の量子化の規格化量 $\Delta\lambda_0$ を本章で提案している方法と等しくし、三角波比較PWM制御法については、三角波の周波数が一次周波数 $f$ の3の倍数のうちスイッチング周波数が本法に最も近くなるものを選んでいる。この結果から明らかのように、本PWM制御法でのトルクの分散 $\sigma^2$ は $l-m$ 座標系によるPWM制御法と比較して2/3程度に、また従来の三角波比較PWM制御法と比較した場合には、 $f = 30$  [Hz]前後を除いて本PWM制御法のほうが小さくなる。特に40 [Hz]以上の周波数において本PWM制御法では、ほぼ一定のトルク分散が得られるのに対し、三角波比較PWM制御法は急激にその値が増加する。三角波比較PWM制御法においては三角波と正弦波の交点を電気角で $10^{-8}$  [rad]の精度まで計算している。これに対し、本PWM制御法においては試作システムのアルゴリズムにのっとって計算を行い、この場合の電気角の精度は $4 \times 10^{-3}$  [rad]程度であり、またPWMのパルス幅は $T$ の倍数となるなど、多くの制約があるにも

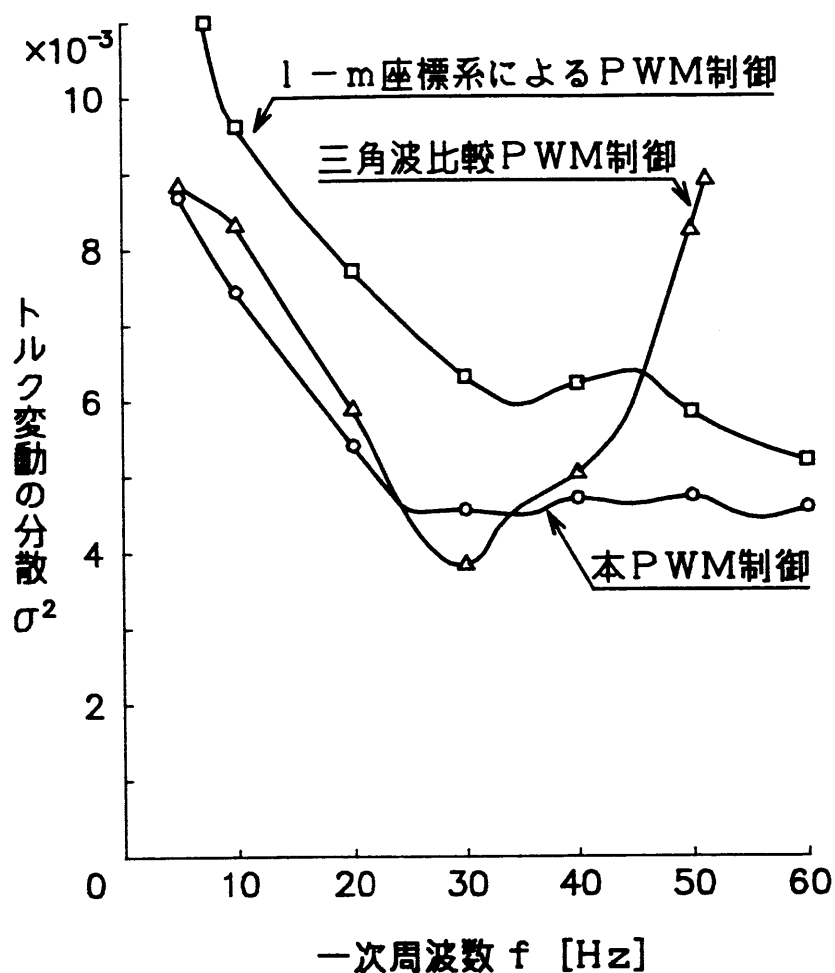


図 3・15 一次周波数に対するトルク変動の分散特性

かかわらず，三角波比較PWM制御法に比べて，トルクの分散 $\sigma^2$ が平均的に小さくなることから，本PWM制御法の有効性が理解できよう。なお，三角波比較PWM制御法の $f = 52$  [Hz]以上について計算を行っていないのは，2・5・1で説明したように指令電圧の正弦波のピーク値が三角波のピーク値を越えてしまい，正弦波に比例した出力電圧が得られないためである。

### 3・5 磁束に着目したPWM制御法のマルチレベルインバータへの応用

#### 3・5・1 マルチレベルインバータの構成と電圧ベクトル

図3・16はマルチレベルインバータの主回路構成である<sup>(8)</sup>。本インバータは図2・1に示した電圧形インバータ（以後、2値レベルインバータと呼ぶ）の各出力端子a, b, cとインバータ入力電圧の中性点0を、それぞれ1個のパワートランジスタと4個のダイオードで構成される双方向性スイッチで接続することで、相電位で3値の電圧レベルを出力できるようにしたものである。a相を例にとれば、 $a^+$ ,  $a^-$ ,  $a^0$ のいずれかのパワートランジスタにオン信号を与えることによって、インバータ入力電圧の中性点0を基準にして出力電圧端子aにはそれぞれ $V_{DC}/2$ ,  $-V_{DC}/2$ , 0の電位が得られる。

図3・16のマルチレベルインバータの各スイッチングパターンに対するインバータの出力電圧 $\mathbf{v}$ を計算する。各相のスイッチング関数 $S_a$ ,  $S_b$ ,  $S_c$ を、

$$S_{i \quad i=a,b,c} = \begin{cases} 1: + \text{のトランジスタがオン} \\ 0: 0 \text{のトランジスタがオン} \\ -1: - \text{のトランジスタがオン} \end{cases} \quad \dots\dots (3\cdot23)$$

と定義すれば、各相電圧 $v_a$ ,  $v_b$ ,  $v_c$ は負荷の中性点の電位 $v_n$ を用いて、

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = -V_{DC}/2 \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} - v_n \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} \quad \dots\dots (3\cdot24)$$

と記せる。(3・24)式を(2・6)式によりd-q座標系へ座標変換するとd-q座標系のインバータ出力電圧 $\mathbf{v} = [v_d \ v_q]^T$ が、

$$\mathbf{v} = \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2} V_{DC}}{4\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 2S_a - S_b - S_c \\ \sqrt{3} (S_b - S_c) \end{bmatrix} \quad \dots\dots (3\cdot25)$$

と得られる。 $\mathbf{v}$ は $S_a$ ,  $S_b$ ,  $S_c$ の関数であるから $\mathbf{v}(S_a, S_b, S_c)$ と表現すれ

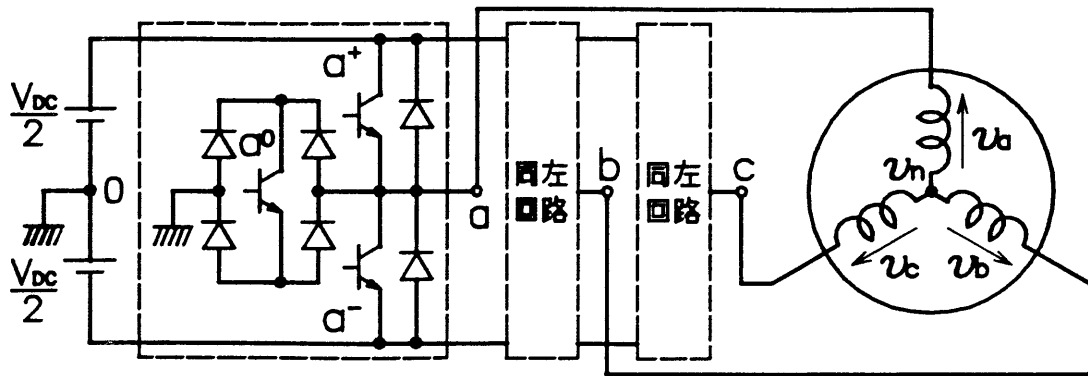


図 3・16 マルチレベルインバータの主回路構成

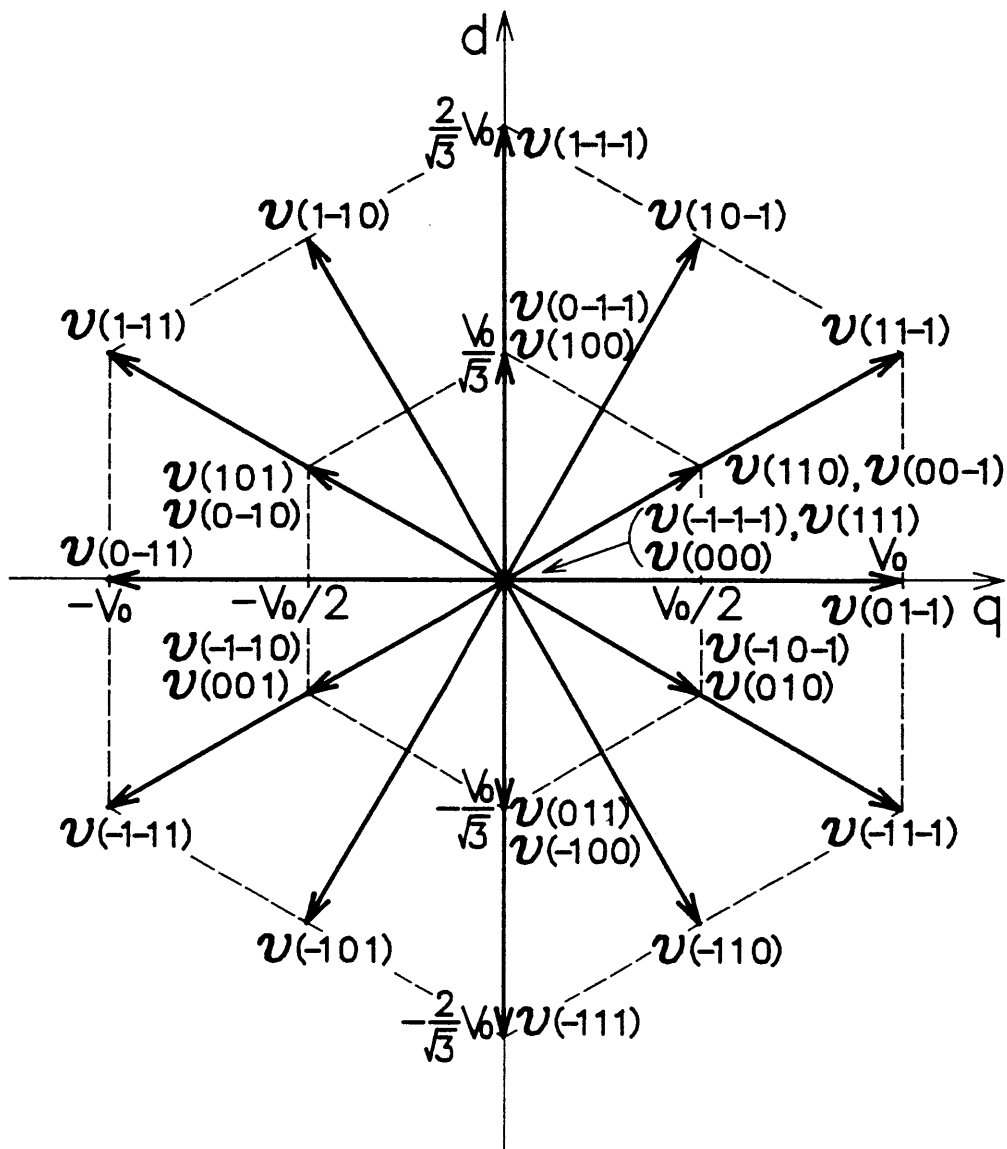


図 3・17 マルチレベルインバータの電圧ベクトル

ば、各スイッチングパターンに対する  $d-q$  座標系の電圧ベクトル  $\boldsymbol{v}$  は図3・17で示される。  $S_a, S_b, S_c$  はそれぞれ  $-1, 0, 1$  のいずれかを選ぶから  $27 (= 3^3)$  種類のスイッチングパターンが考えられるが、図3・17から明らかのように  $d-q$  座標系に表すと等しいものがあり、結果的に有効な電圧ベクトルは19種類である。図2・3に示したように2値レベルインバータの電圧ベクトルは7種類であるから、制御の自由度が格段に高くなることが理解できる。

### 3・5・2 磁束ベクトルの表現

3・2節で述べた  $g-u-w$  座標系を用いたPWM制御をマルチレベルインバータの制御に応用する方法について説明する。電気角  $\theta$  が、  $0 \leq \theta \leq \pi/3$  の場合について考える。指令磁束鎖交数  $\lambda_r$  は、2値レベルインバータの場合と同じであるから(3・2)式で与えられる。2値レベルインバータの制御では指令磁束鎖交数  $\lambda_r$  を  $\Delta \lambda_0$  で量子化したが、マルチレベルインバータの場合には出力電圧ベクトルの数が増加しているので  $\Delta \lambda_0/2$  で量子化し、量子化された指令磁束鎖交数  $\lambda_{r0}$  を、

$$\begin{aligned} \lambda_{r0} &= [\lambda_{r0g} \quad \lambda_{r0u} \quad \lambda_{r0w}]^T \\ &= \Delta \lambda_0 / 2 \begin{bmatrix} \text{INT} \{ \Lambda / (\Delta \lambda_0 / 2) \cdot \sin \theta_p \} \\ \text{INT} \{ \Lambda / (\Delta \lambda_0 / 2) \cdot \sin(\theta_p - 2\pi/3) \} \\ \text{INT} \{ \Lambda / (\Delta \lambda_0 / 2) \cdot \sin(\theta_p + 2\pi/3) \} \end{bmatrix} \\ &\dots\dots\dots(3\cdot26) \end{aligned}$$

と定義する。3・2・1の説明から明らかのように、量子化された指令磁束鎖交数  $\lambda_{r0}$  は、 $g-u-w$  座標系を一辺  $\Delta \lambda_0 / 2\sqrt{3}$  の正六角形と正三角形に分割し、真の指令磁束鎖交数  $\lambda_r$  がどの正六角形または正三角形に存在するかを表している。

次にサンプル点  $n$  の実磁束鎖交数  $\lambda(n)$  の計算法について考える。  $0 \leq \theta \leq \pi/3$  の区間について考えているから図3・17の電圧ベクトルのうち使用する電圧ベクトルは、

- l2ベクトル:  $\sigma ( 1 -1 -1)$
- m2ベクトル:  $\sigma ( 1 1 -1)$
- g ベクトル:  $\sigma ( 1 0 -1)$
- l1ベクトル:  $\sigma ( 0 -1 -1), \sigma ( 1 0 0)$
- m1ベクトル:  $\sigma ( 1 1 0), \sigma ( 0 0 -1)$
- z ベクトル:  $\sigma (-1 -1 -1), \sigma ( 0 0 0), \sigma ( 1 1 1)$

である。サンプル点の実磁束鎖交数  $\lambda (n-1)$  が図3・18に示す位置に存在するとき、サンプル点  $n-1$  で電圧ベクトル  $\sigma (n-1)$  を用いることによって  $\lambda (n)$  は、(3・5)式と同様に、

$$\lambda (n) = \lambda (n-1) + \sigma (n-1) \cdot T \quad \dots\dots (3 \cdot 27)$$

と表現される。(3・27)式を各成分に対して表現すると次式が得られる。

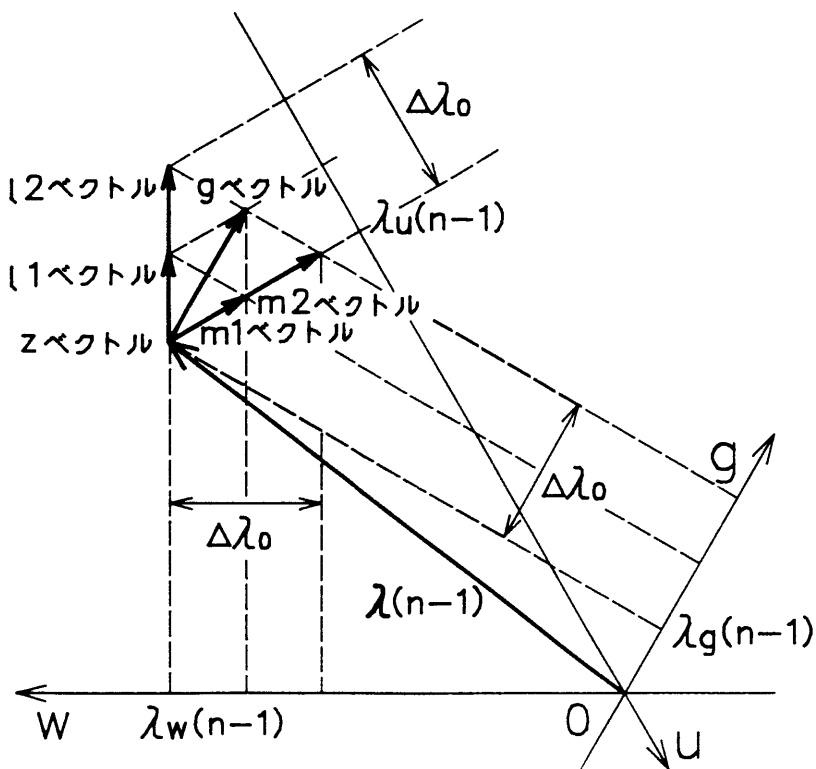


図 3・18 マルチレベルインバータ駆動時の実磁束鎖交数

表 3・4 マルチレベルインバータの G (n), U (n), W (n)関数

	l2	m2	g	l1	m1	z
G (n)	2	2	2	1	1	0
U (n)	2	0	1	1	0	0
W (n)	0	2	1	0	1	0

$$\begin{bmatrix} \lambda_g(n) \\ \lambda_u(n) \\ \lambda_w(n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \lambda_g(n-1) \\ \lambda_u(n-1) \\ \lambda_w(n-1) \end{bmatrix} + \Delta \lambda_0 / 2 \begin{bmatrix} G(n-1) \\ -U(n-1) \\ -W(n-1) \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (3\cdot28)$$

ここで、G (n-1), U (n-1), W (n-1)の値と使用する電圧ベクトルの関係を表 3・4に示す。(3・28)式から明らかなようにλ (n)は各成分についてΔλ<sub>0</sub>/2で量子化されており、加減算で計算できる。

### 3・5・3 電圧ベクトルの選択アルゴリズム<sup>(9)</sup>

(3・26), (3・28)式によってλ<sub>r0</sub>(n+1), λ (n)はそれぞれ与えられる。λ (n+1)がλ<sub>r0</sub>(n+1)に一致するように電圧ベクトルv (n)をサンプル点nまでに選択することでP W M制御が実現される。

さて、指令磁束鎖交数λ<sub>r0</sub>(n+1)はすでに説明したようにg-u-w座標系では図3・19に示す一辺がΔλ<sub>0</sub>/2√3の正六角形または正三角形の領域を表わすことになる。そして、実磁束鎖交数はこれらの正六角形の中心に必ず存在する。いまλ (n)が図3・19に示す位置に存在したとしよう。0 ≤ θ ≤ π/3の区間ではλ<sub>r0</sub>の平均進行方向はg軸方向であるから、g軸に対してλ<sub>r0</sub>(n+1)とλ (n+1)が一致するように制御することを考える。g (n)を

$$g(n) = \lambda_{r0g}(n+1) - \lambda_g(n) \quad \dots\dots\dots (3\cdot29)$$

と定義し、g (n)の値に対して、



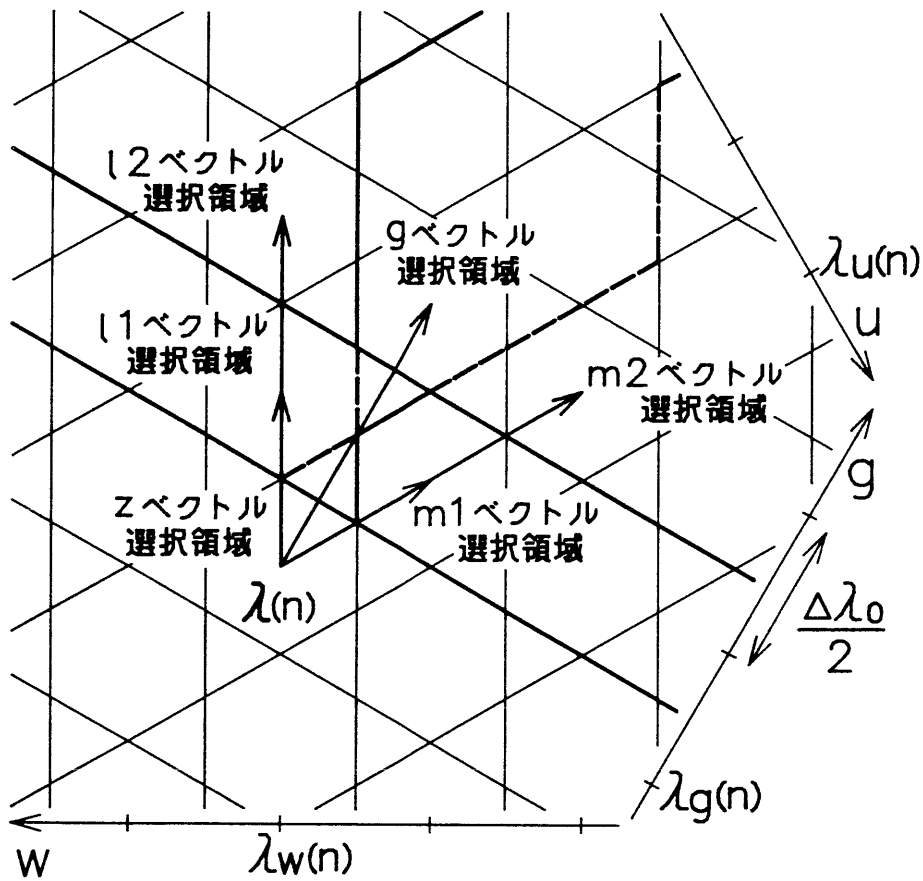


図 3-19 マルチレベルインバータの電圧ベクトル選択アルゴリズム

表 3-5 マルチレベルインバータの  $\nu(n)$  選択基準

$\theta_p$	$g(n)$	$h(n)$	$\nu(n)$
$\theta_p < 0$	$g(n) \leq 0$	—————	zベクトル
	$g(n) = \frac{\Delta\lambda_0}{2}$	$h_1(n) \leq 0$	l1ベクトル
		$h_1(n) \geq \Delta\lambda_0/2$	m1ベクトル
	$g(n) \geq \Delta\lambda_0$	$h_2(n) \leq -\Delta\lambda_0/2$	l2ベクトル
$h_2(n) \geq 0$		gベクトル	
$\theta_p > 0$	$g(n) \leq 0$	—————	zベクトル
	$g(n) = \frac{\Delta\lambda_0}{2}$	$h_1(n) \leq -\Delta\lambda_0/2$	l1ベクトル
		$h_1(n) \geq 0$	m1ベクトル
	$g(n) \geq \Delta\lambda_0$	$h_3(n) \leq 0$	gベクトル
$h_3(n) \geq \Delta\lambda_0/2$		m2ベクトル	

$$g(n) \begin{cases} \leq 0 & : \mathbf{v}(n) = z \text{ ベクトル} \\ = \Delta \lambda_0 / 2 & : \mathbf{v}(n) = l1, m1 \text{ ベクトル} \\ \geq \Delta \lambda_0 & : \mathbf{v}(n) = l2, m2, g \text{ ベクトル} \end{cases} \dots\dots\dots (3.30)$$

と  $\mathbf{v}(n)$  を選択する。

$g(n) = \Delta \lambda_0 / 2$  の場合,  $l1, m1$  ベクトルの選択は以下のように考える。  
 $\lambda(n)$  から  $g$  軸方向をみて  $\lambda_{r0}(n+1)$  が左, 右の方向に存在するときには, それ  
 ぞれ  $l1, m1$  ベクトル を選ぶ。 $\lambda_{r0}(n+1)$  が  $g$  軸方向に存在するときには,  
 $\theta_p < 0$  であれば  $\lambda_r$  の平均進行方向は  $q$  軸より左の方向なので  $l1$  ベクトルを,  
 $\theta_p > 0$  であれば同様の理由により  $m1$  ベクトルを選ぶ。すなわち,  $h1(n)$  を

$$h1(n) = \{ \lambda_{r0u}(n+1) - \lambda_u(n) \} - \{ \lambda_{r0w}(n+1) - \lambda_w(n) \} \dots\dots\dots (3.31)$$

と定義し,  $\theta_p < 0$  に対しては,

$$h1(n) \begin{cases} \leq 0 & : \mathbf{v}(n) = l1 \text{ ベクトル} \\ \geq \Delta \lambda_0 / 2 & : \mathbf{v}(n) = m1 \text{ ベクトル} \end{cases} \dots\dots\dots (3.32)$$

$\theta_p > 0$  に対しては,

$$h1(n) \begin{cases} \leq -\Delta \lambda_0 / 2 & : \mathbf{v}(n) = l1 \text{ ベクトル} \\ \geq 0 & : \mathbf{v}(n) = m1 \text{ ベクトル} \end{cases} \dots\dots\dots (3.33)$$

と選択する。

次に,  $g(n) \geq \Delta \lambda_0$  の場合の  $l2, m2, g$  ベクトル の選択について考える。  
 $\theta_p < 0$  のときは  $\lambda_r$  の進行方向は  $l2$  と  $g$  ベクトルの間の方向であるから,  $l2$  あ  
 るいは  $g$  ベクトルを用いて  $\lambda_r$  に  $\lambda$  を追従させることができ, その判断は図3.19  
 の太い実線にするのが適当である。すなわち,  $h2(n)$  を

$$h2(n) = \{ \lambda_{r0u}(n+1) - \lambda_u(n) \} - 2 \{ \lambda_{r0w}(n+1) - \lambda_w(n) \} \dots\dots\dots (3.34)$$

と定義し,

$$h_2(n) \begin{cases} \leq -\Delta\lambda_0/2 & : \mathbf{v}(n) = l_2 \text{ベクトル} \\ \geq 0 & : \mathbf{v}(n) = g \text{ベクトル} \end{cases} \dots\dots (3.35)$$

と選択する。同様に  $\theta_0 > 0$  のときには、 $m_2$ あるいは  $g$  ベクトルのいずれかを選択するが、この場合には  $h_3(n)$  を

$$h_3(n) = 2 \{ \lambda_{rou}(n+1) - \lambda_u(n) \} - \{ \lambda_{row}(n+1) - \lambda_w(n) \} \quad (3.36)$$

と定義し、

$$h_3(n) \begin{cases} \leq 0 & : \mathbf{v}(n) = g \text{ベクトル} \\ \geq \Delta\lambda_0/2 & : \mathbf{v}(n) = m_2 \text{ベクトル} \end{cases} \dots\dots (3.37)$$

と選択する。これらの結果をまとめると表3.5 のようになる。ここで、2組以上のスイッチングパターンで実現できる電圧ベクトルを選んだ場合にはスイッチング回数の少ないものを選ぶ。

上記の議論は  $0 \leq \theta \leq \pi/3$  の区間についてであったが、他の区間についても同様に制御できることは3.2.4の説明から明かである。他の区間に移るときの座標軸の変更にともなう実磁束鎖交数  $\lambda$  の変換は(3.15)式を用いればよい。

### 3.6 マルチレベルインバータによる特性

#### 3.6.1 システム構成

図3.20に試作システムの構成を示す。インバータ入力電圧は 200 [V] の平衡三相電圧をダイオードブリッジで整流した後、1000 [ $\mu$ F] の電解コンデンサを直列接続して構成され、このコンデンサの中性点が零電圧レベルとなる。このためコンデンサの電圧  $V_{c+}$ 、 $V_{c-}$  が不平衡になるおそれがある。不平衡が生じた場合のコンデンサ電圧の制御は  $l_1$ 、 $m_1$  ベクトル使用時に行う。 $l_1$ 、 $m_1$  ベクトルには、それぞれ2種類のスイッチングパターンがあり、その選択については先にスイッチング回数の少ないものを使用することを述べたが、コンデンサ電圧に不平衡を生じた場合には以下に示すように電圧ベクトルを選ぶ。例えば図3.21に示すように  $\mathbf{v}(1 \ 0 \ 0)$  または  $\mathbf{v}(0 \ -1 \ -1)$  を使用する場合について考える。この図

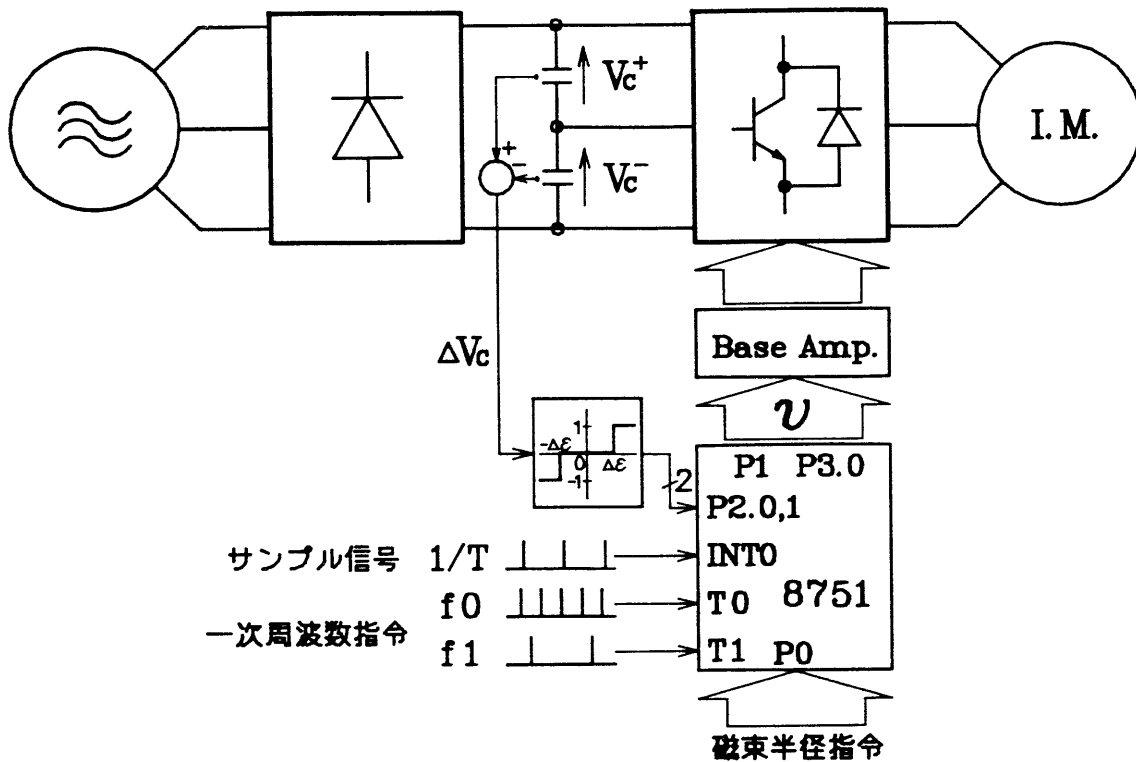


図 3・20 試作システムの構成

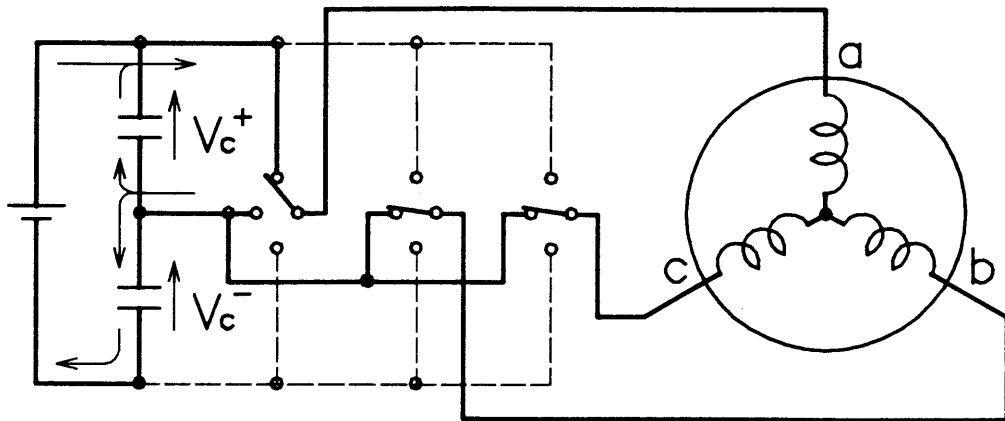
から明らかなように片方のコンデンサには充電，他方は放電される。したがって，図3・20に示すようにコンデンサ電圧の偏差電圧  $\Delta V_c$ 。

$$\Delta V_c = V_{c^+} - V_{c^-} \quad \dots\dots (3\cdot38)$$

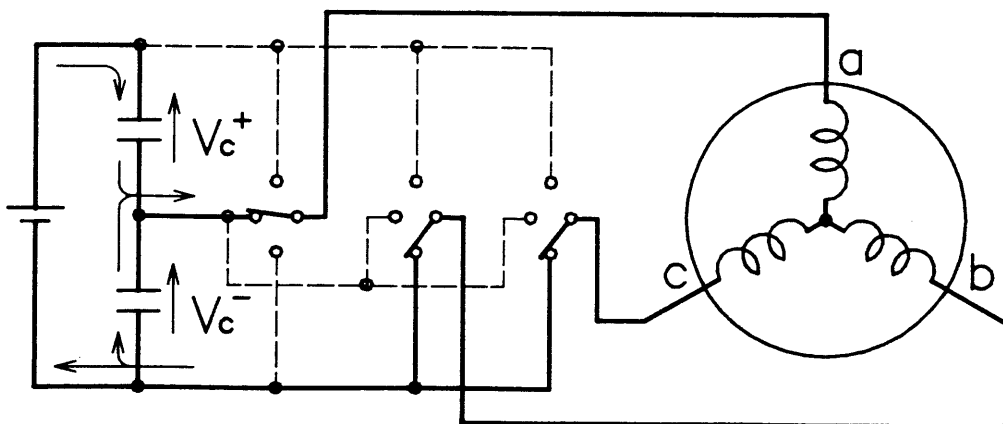
と  $\pm \Delta \varepsilon$  の設定電圧を比較し，  $\Delta V_c > \Delta \varepsilon$  の場合には  $\nu (1\ 0\ 0)$  を，逆に  $\Delta V_c < -\varepsilon$  の場合には  $\nu (0\ -1\ -1)$  を選択する。この結果，平均的に  $|\Delta V_c|$  は小さくなりコンデンサ電圧の不均衡を防いでいる。

制御回路はワンチップマイコン8751を用いて構成しており，2・5，3・3節で述べた2値レベルインバータの構成と同じである。ただし，インバータのパワートランジスタの数は全部で9個あるので，8751はポート1の8ビットとポート3の最下位ビットの計9ビットを用いてスイッチングパターンを出力している。

ソフトウェアの処理時間は75 [ $\mu\text{sec}$ ] となり，制御周期 T は80 [ $\mu\text{sec}$ ] とした。プログラム容量は，データも含めて2.2k バイトにすることができた。



(a)  $\sigma(110)$ を用いた場合

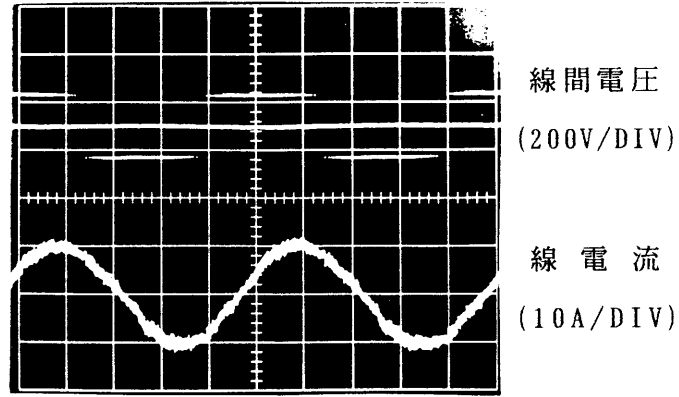


(b)  $\sigma(0-1-1)$ を用いた場合

図 3・21 スイッチングパターンに対する回路の接続状態

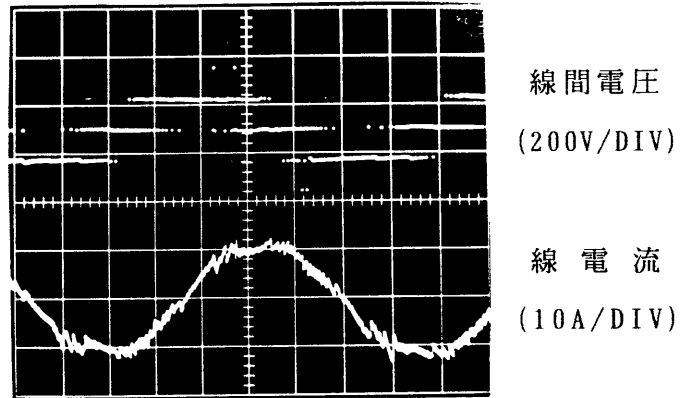
### 3・6・2 実験結果とトルク分散

図3・22は供試電動機を80 [%] 負荷で運転した場合の線間電圧，線間電流波形である。10 [Hz] 駆動時には電圧も低くてよいので  $l1$ ， $m1$ ベクトル， $z$ ベクトルが用いられ，線間電圧は3レベルとなる。60 [Hz] 駆動時には，高い電圧が必要とされ，使用される電圧ベクトルのほとんどが  $l2$ ， $m2$ ， $g$ ベクトルとな



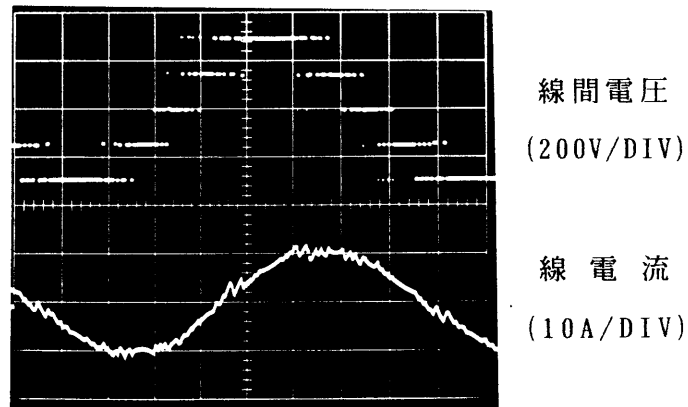
$f = 10\text{Hz}$                       時間軸 (20msec/DIV)

( a )



$f = 30\text{Hz}$                       時間軸 (5msec/DIV)

( b )



$f = 60\text{Hz}$                       時間軸 (2msec/DIV)

( c )

図 3・22 マルチレベルインバータ駆動時の動作波形

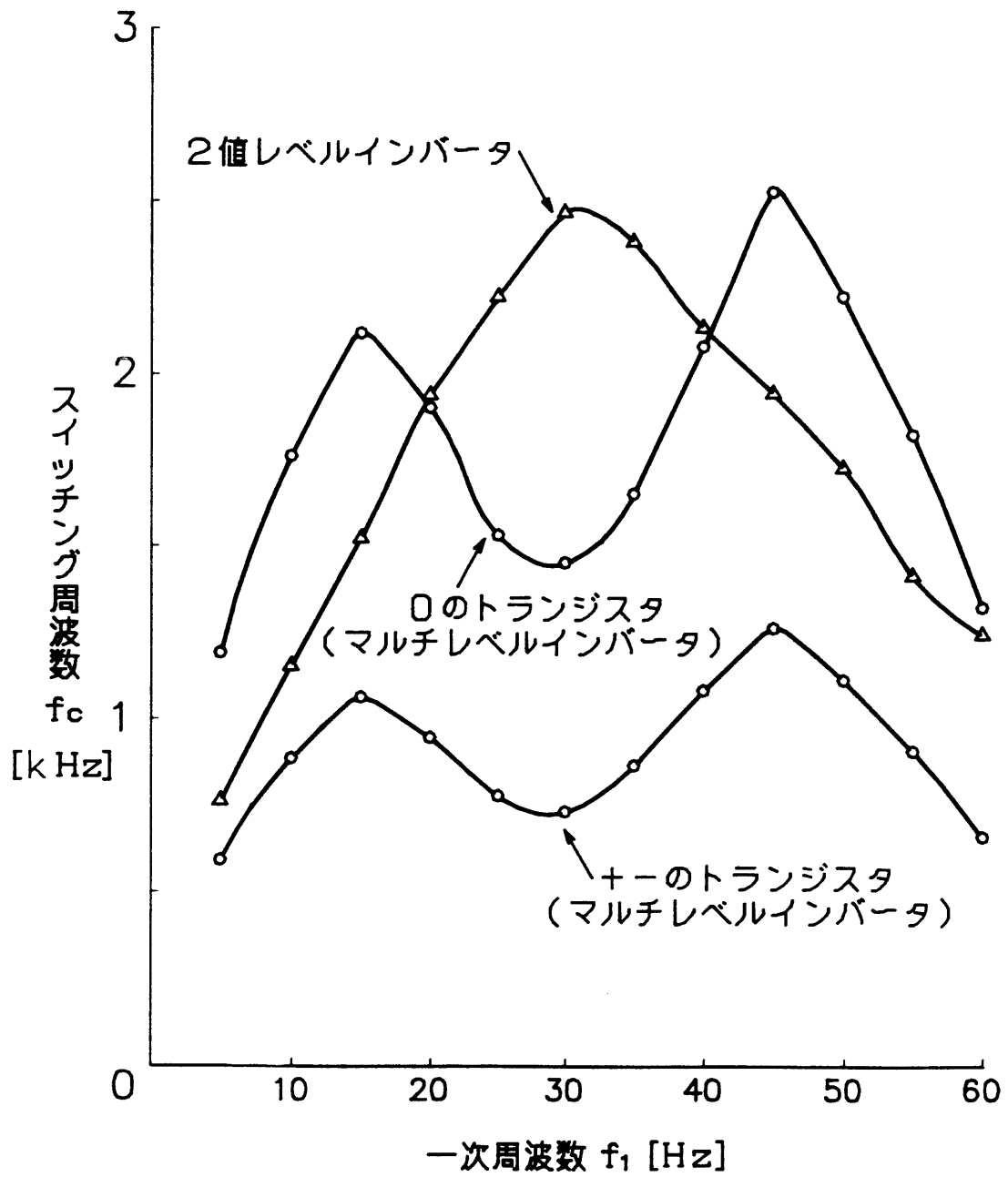


図 3.23 一次周波数に対するスイッチング周波数特性

り、線間電圧は5レベルになっている。

図3・23にマルチレベルインバータで誘導電動機を駆動したときのスイッチング周波数の測定結果を2値レベルインバータの場合と併せて示す。両者とも制御周期 $T$ を $80[\mu\text{sec}]$ と等しく選んでいる。2値レベルインバータでは、 $30[\text{Hz}]$ 付近において $l_2$ または $m_2$ ベクトルと $z$ ベクトルが交互に用いられるのでスイッチング周波数が最も高くなる。これに対してマルチレベルインバータでは $30[\text{Hz}]$ 付近において $l_1$ または $m_1$ ベクトルが連続して出力される場合が多いので、スイッチング周波数は低くなる。一次周波数を $5[\text{Hz}]$ から $60[\text{Hz}]$ としたとき、0および+のトランジスタのスイッチング周波数はそれぞれ $1.2[\text{kHz}] \sim 2.5[\text{kHz}]$ 、 $600[\text{Hz}] \sim 1.25[\text{kHz}]$ の範囲で変化する。

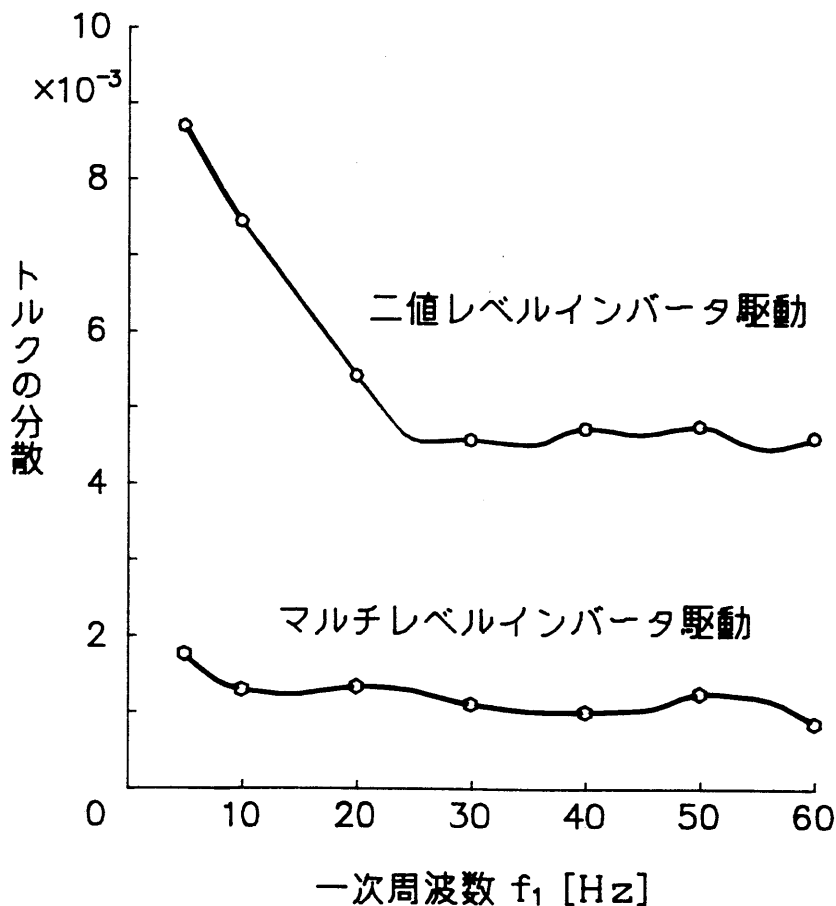


図 3・24 一次周波数に対するトルク変動の分散特性



PWM制御時のトルク脈動を評価するために3・4・2と同様に誘導電動機のT形等価回路に基づいて、状態変数法により定格トルク出力時の瞬時トルクを計算し、トルク変動の分散 $\sigma^2$ を求めた。結果を図3・24に示す。この図から明らかなように2値レベルインバータ駆動の場合に比較してトルクの分散は約1/4程度になることがわかる。

### 3・7 結 言

本章では、第2章に示したソフトウェアPWM制御法の問題点に対する対応策を提案し、インバータの制御性能の特性改善を図った。その主な内容は下記の通りである。

(1) 指令磁束鎖交数の位置を存在領域という形で明らかにすることで、量子化誤差を除去することができた。

(2) サンプル点 $n+1$ の指令磁束鎖交数とサンプル点 $n$ の実磁束鎖交数よりサンプル点 $n+1$ で両方の磁束鎖交数が一致するようにサンプル点 $n$ の電圧ベクトルを選択することで、サンプル遅れがなくなる高性能なPWM制御アルゴリズムを導出した。

(3) 上記(1)、(2)のように改善した本PWM制御アルゴリズムを誘導電動機のトルク変動の分散で評価すると、第2章に示した方法に比較して分散の値が約2/3に改善されることを示した。この結果、電動機の回転むらおよびトルク脈動が低減でき、円滑な駆動が実現できた。

(4) 任意の $V/f$ パターンをとるために磁束の大きさを可変にする可変磁束制御法を提案した。これにより、ファン、プロアなどのように $V/f$ パターンが一定でない用途に対しても、本PWMアルゴリズムを適用できるようになった。

(5) デッドタイムにより引き起こされる誘導電動機の不安定現象をインバータ入力直流部の電流方向のみを検出するだけで安定化させる方法を提案し、実験によりその方法の有効性を確認した。

(6) 1相当り3値の電圧レベルを出力できるマルチレベルインバータに本法を適用する方法を明らかにした。誘導電動機をマルチレベルインバータで駆動することで、2値レベルインバータで駆動した場合に比較してトルク変動の分散を

約1/4程度に軽減できた。

本ソフトウェアPWM制御法は、すべての制御量を離散値として扱っており、またマルチレベルインバータへも応用できることから、基礎的なPWM制御法の一方法であると位置づけることができる。

[参考文献]

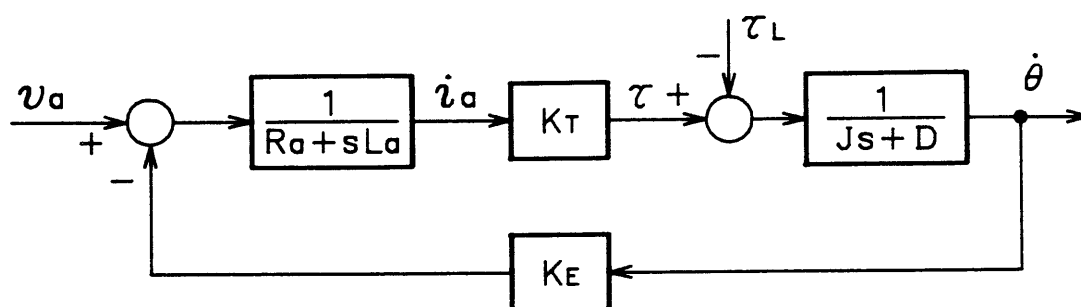
- (1) 松井, 丸本: 「コンデンサを補助電源として用いた階段は出力電圧形インバータ」 電気学会論文誌 103-B, 11, 751 (昭和58年)
- (2) 竹下, 堀, 水谷, 松井: 「ソフトウェア化磁束制御形PWM制御と誘導電動機駆動特性」 電気学会論文誌 106-B, 9, 754 (昭和61年)
- (3) 村井, 細野, 常広: 「PWMインバータで駆動される誘導電動機の安定性について」 電気学会論文誌 105-B, 5, 467 (昭和60年)
- (4) 岸本 他: 「インバータの短絡防止期間の影響を考慮したIM駆動系のデジタルシミュレーション」 昭和57年度電気学会東海支部連合大会講演論文集 131
- (5) 大山, 海野, 常広: 「Time Delay の無いPWMインバータ」 昭和58年度電気学会東海支部連合大会講演論文集 115
- (6) 山田, 竹下, 松井: 「汎用インバータのソフト化デッドタイム補償」 昭和61年度電気関係学会東海支部連合大会講演論文集 147
- (7) 竹下, 堀, 水谷, 松井: 「誘導機駆動用磁束制御形リアルタイム処理PWM法の特性改善」 電気学会半導体電力変換研究会資料 SPC-85-45, 65 (昭和60年)
- (8) 岡田: 「電源分割形三相インバータについて」 昭和52年電気学会全国大会論文集 6, 666, 835
- (9) 竹下, 堀, 松井: 「電圧形マルチレベルインバータのワンチップマイコン化PWM制御」 電気学会半導体電力変換研究会資料 SPC-86-9, 75 (昭和61年)

## 第4章 DSPによるブラシレスモータの非干渉電流制御

### 4・1 緒言

誘導電動機や同期電動機などの交流電動機をより高性能駆動する研究開発が各方面で積極的に進められ<sup>(1)(2)</sup>、その結果、数kWから大容量機として用いられる誘導電動機にあつてはベクトル制御法、数kW以下の小容量機として用いられる界磁に永久磁石を用いた同期電動機についてはブラシレスモータという形で、直流電動機をしのぐ特性が実現されようとしている。このような交流電動機の高性能可変速駆動の実用化にあつては、電動機のトルク制御すなわち電流制御が不可欠であり、その性能が電動機の特性を左右する要因となることが指摘されている<sup>(3)</sup>。

図4・1はPM形（界磁に永久磁石を用いた方式）直流サーボモータのブロック線図である。このブロック線図からもわかるように、直流電動機は無負荷速度が



$v_a, i_a$  : 電機子電圧, 電流

$R_a, L_a$  : 電機子抵抗とインダクタンス

$K_T, K_E$  : トルク定数, 起電力係数 ( $K_T = K_E$ )

$J, D$  : 機械系の慣性モーメントと粘性摩擦係数

$\tau, \tau_L$  : 発生トルクと反抗トルク

$\dot{\theta}$  : 回転角速度

図 4・1 PM形直流サーボモータのブロック線図

電機子電流に比例し、またトルクも電機子電流に比例するという制御要素として線形の性質をもつことから、古くから制御用電動機として使われてきた。図4・2はブラシレスモータの解析モデルとしてよく使われる非突極回転界磁形の同期電動機に基づいた三相モデルである。同図の回転子磁極上に定義されたd-q座標系のブラシレスモータのブロック線図は図4・3で与えられ、これを図4・1の直流サーボモータのブロック線図と比較すると、ブラシレスモータにはd-q軸相互の干渉項が本質的に存在することがわかる。しかし、d軸電流が零になるような制御を施せば、図4・3のブラシレスモータのブロック線図は図4・1の直流サーボモータのブロック線図と同じ形で表現されるので、直流サーボモータと同様に制御することで高性能制御が実現できる。

高速処理が要求される電流制御に対しては、アナログ回路に頼らざるを得ない状況にあり、その一制御方式として比例積分制御方式（P I 制御方式）が広く使われている。P I 制御方式をブラシレスモータの電流制御系に適用すると、先に示したd-q軸の干渉項の影響により指令電流と実電流の間に位相誤差を生じる<sup>(2)</sup>。すなわち、d軸電流が零に制御されなくなり、ブラシレスモータの高性能制御が実現されない。

本論文では、ブラシレスモータに内在する干渉項を制御ループで補償することで、電流制御系のd-q軸非干渉制御を実現し、ブラシレスモータを高性能駆動する方法について述べる。本法は、電機子電圧降下 $v_z$ を定義して、これによって電機子電流を直接制御していること、制御量の予測演算を実行してサンプル値制御系固有の時間遅れを補償していること、さらに位置情報の推定演算により実用的な位置検出能力を高めて高精度制御を実現していることなどに特徴がある。

制御回路は、高速積和演算に適したアーキテクチャを有するデジタルシグナルプロセッサ（以下、DSPと略記する）TMS32010を用いて構成し、演算処理時間85.4[ $\mu$ sec]のソフトウェア制御系を実現している。1.5[kW]のブラシレスモータを用いた実験により、定常状態はもとより、過渡状態においても高速な電流制御を実現できることを確認している。

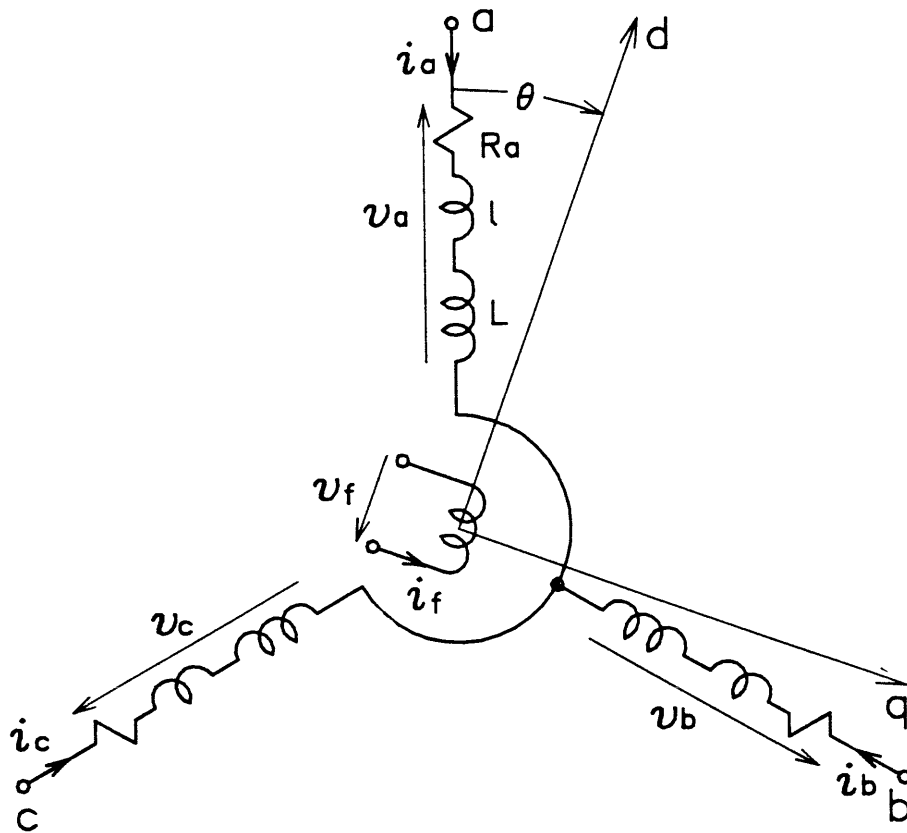


図 4.2 ブラシレスモータの三相モデル

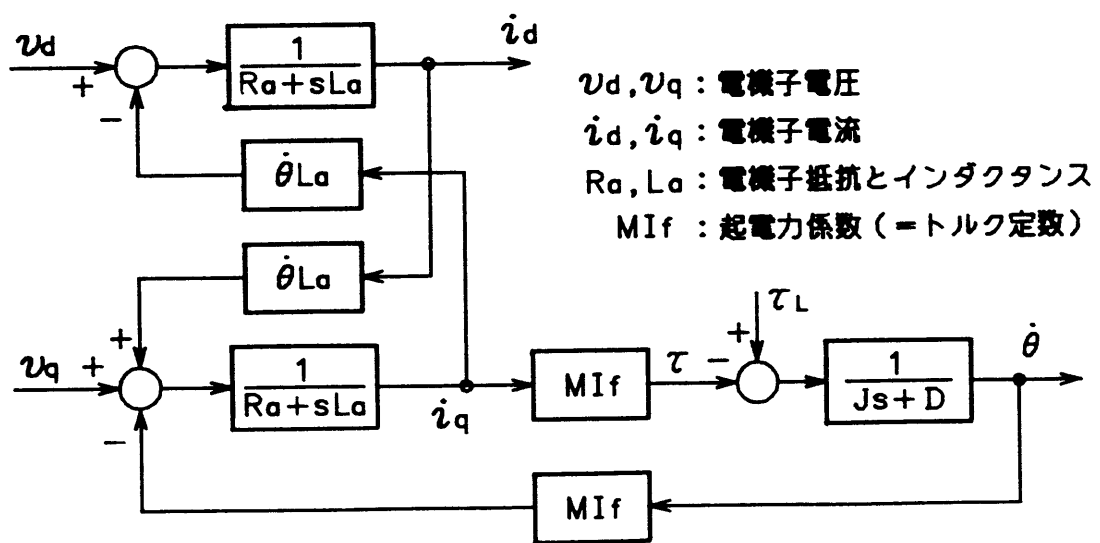


図 4.3 d-q 座標系のブラシレスモータのブロック線図

## 4・2 従来の電流制御法とその問題点

### 4・2・1 ブラシレスモータの電圧方程式

図4・2はブラシレスモータの三相モデルである。同図で界磁電圧 $v_f$ と界磁電流 $i_f$ および電機子電圧 $v_a, v_b, v_c$ と電機子電流 $i_a, i_b, i_c$ の関係は、界磁抵抗 $R_f$ 、界磁インダクタンス $L_f, l_f$ 、電機子抵抗 $R_a$ 、電機子インダクタンス $L, l$ 、相互インダクタンス $M$ （ここで、 $M^2 = L_f \cdot L$ の関係が存在し、インダクタンス $l_f, l$ は漏れをあらわす）および回転子の位置に相当した電気角 $\theta$ を用いて、

$$\begin{bmatrix} v_f \\ v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_f + p(L_f + l_f) & -pM \cos \theta \\ -pM \cos \theta & R_a + p(L + l) \\ -pM \cos(\theta + 2\pi/3) & -pL/2 \\ -pM \cos(\theta - 2\pi/3) & -pL/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_f \\ i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad * \quad (4.1)$$

と得られる<sup>(4)</sup>。ただし、 $p$ は微分演算子である。ブラシレスモータは永久磁石同期電動機であるから、界磁電流 $i_f$ は、

$$i_f = I_f \quad (\text{一定値}) \quad \dots\dots(4.2)$$

として扱え、また零相電流が存在しないことから、

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad \dots\dots(4.3)$$

が成立する。a相の電圧方程式は、(4・1)式の2行目を(4・2)、(4・3)式を用いて変形することで、

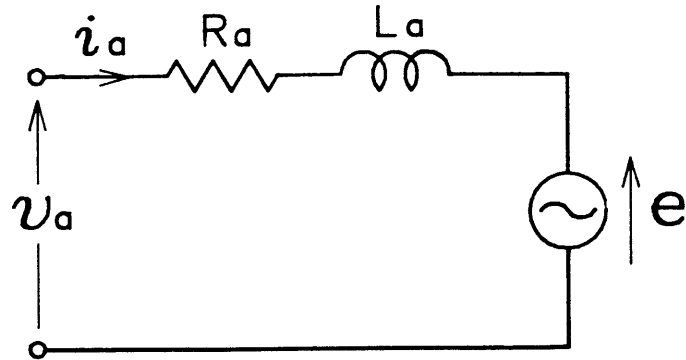


図 4.4 ブラシレスモータの一相分の等価回路

$$v_a = R_a i_a + L_a p i_a + e \quad \dots\dots(4.4)$$

と得られる。ただし、インダクタンスは時間的に変化しないものとし、 $L_a$ は、

$$L_a = 3/2 L + l \quad \dots\dots(4.5)$$

であり、また  $e$  は回転子により誘起される速度起電力で、

$$e = \dot{\theta} M I_r \sin \theta \quad \dots\dots(4.6)$$

と与えられる。したがって、図4.4に示すようにブラシレスモータの一相分の等価回路は、 $R_a$ 、 $L_a$ および速度起電力  $e$  の直列回路として表現できる。

#### 4.2.2 P I 制御方式による電流制御法

本論文で提案する非干渉電流制御は基本的にはP I 制御方式を改善したものである。ここではP I 制御方式の問題点を明確にする。図4.5は従来から使用されているP I 制御方式による電流制御の原理図である<sup>(2)</sup>。P I 制御方式は、各相の指令電圧を電流のフィードバック系により与え、PWMパタンを2.3節で説明した三角波比較PWM制御法で発生する方法である。P I 制御方式では、各相とも同じ動作をするのでa相についてのみ動作説明をする。指令電流  $i_{r_a}$  と実電流  $i_a$  との偏差電流  $\Delta i_a$ 。

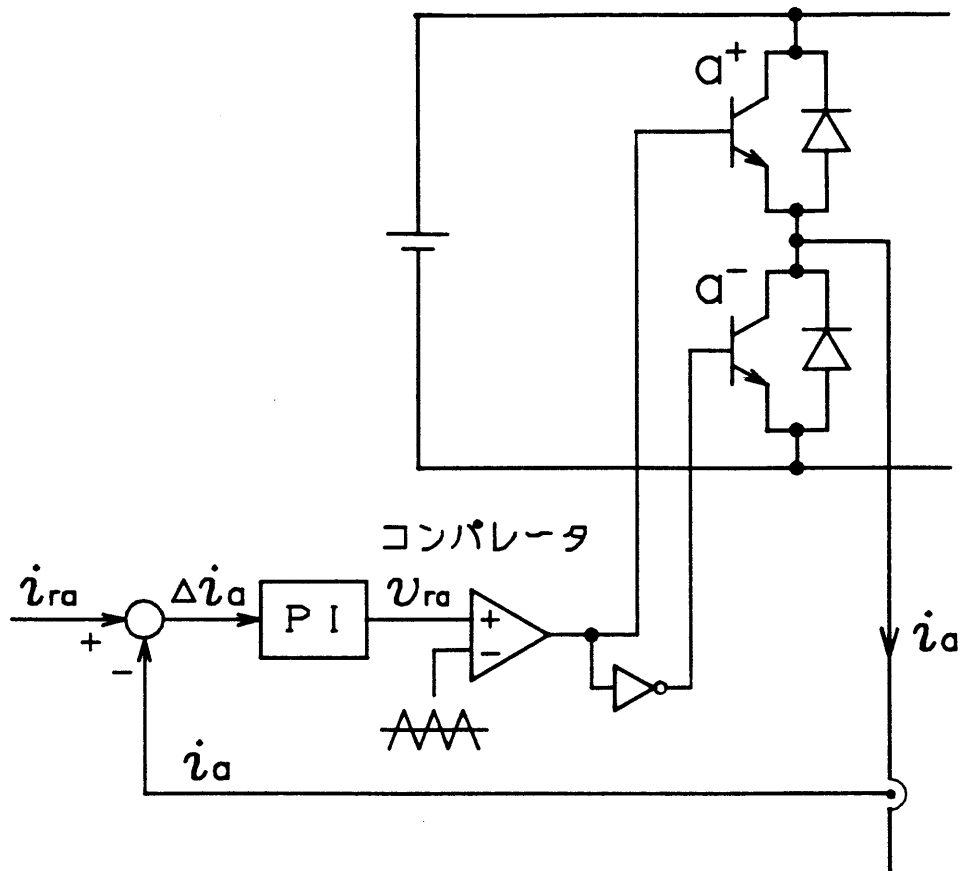


図 4.5 P I 制御方式による電流制御法の原理

$$\Delta i_a = i_{ra} - i_a \quad \dots\dots (4.7)$$

に対して P I 演算を行い、 a 相の指令電圧  $v_{ra}$  を

$$v_{ra} = K \cdot \Delta i_a + K / T_i \int \Delta i_a dt \quad \dots\dots (4.8)$$

と計算し、  $v_{ra}$  を三角波と比較して  $v_{ra}$  が大きい場合には a 相の + 側のトランジスタをオンし、逆に小さい場合には - 側のトランジスタをオンすることで電流を制御する。ここで、  $K$ 、  $T_i$  はそれぞれ比例ゲイン、積分時間である。

この P I 制御方式をブラシレスモータの電流制御系に適用した場合の制御特性について検討する。制御系のブロック線図を求めるために、 (4.4)、 (4.8) 式をラプラス変換して、



$$i_a = \frac{1}{R_a + s L_a} (v_a - e) \quad \dots\dots (4.9)$$

$$v_{ra} = K (1 + 1/s T_c) \Delta i_a \quad \dots\dots (4.10)$$

を得る。指令電圧  $v_{ra}$  とブラシレスモータの印加電圧  $v_a$  が等しいと仮定し、(4.7), (4.9), (4.10)式を用いて電流制御系の一相分のブロック線図を描くと図4.6が得られる。電流制御系の開ループ伝達関数  $G_o(s)$ , 閉ループ伝達関数  $G_c(s)$  および速度起電力  $e$  に対する実電流  $i_a$  の伝達関数  $G_d(s)$  は、それぞれ次式で与えられる。

$$G_o(s) = \frac{K}{R_a + s L_a} (1 + \frac{1}{s T_c}) \quad \dots\dots (4.11)$$

$$G_c(s) = \frac{i_a}{i_{ra}} = \frac{K (1 + 1/s T_c)}{R_a + s L_a + K (1 + 1/s T_c)} \quad \dots\dots (4.12)$$

$$G_d(s) = \frac{i_a}{e} = - \frac{1}{R_a + s L_a + K (1 + 1/s T_c)} \quad \dots\dots (4.13)$$

図4.7は、表4.1に示す諸元の1.5[kW]のブラシレスモータを前提に、閉ループ伝達関数の帯域幅が6283[rad/sec] (=1[kHz])になるように設計したときの  $G_o(s)$ ,  $G_c(s)$  および  $G_d(s)$  の周波数特性である。PI演算の比例ゲイン  $K$  および積分時間  $T_c$  はそれぞれ以下に示す方法で決めた<sup>(5)</sup>。低周波領域の定常特性を良くし、高周波領域で適当な安定性を保たせるために、 $1/T_c$  は、

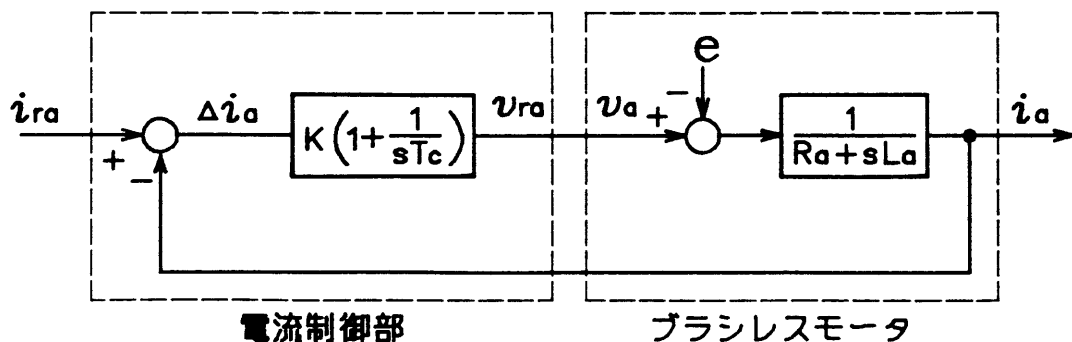
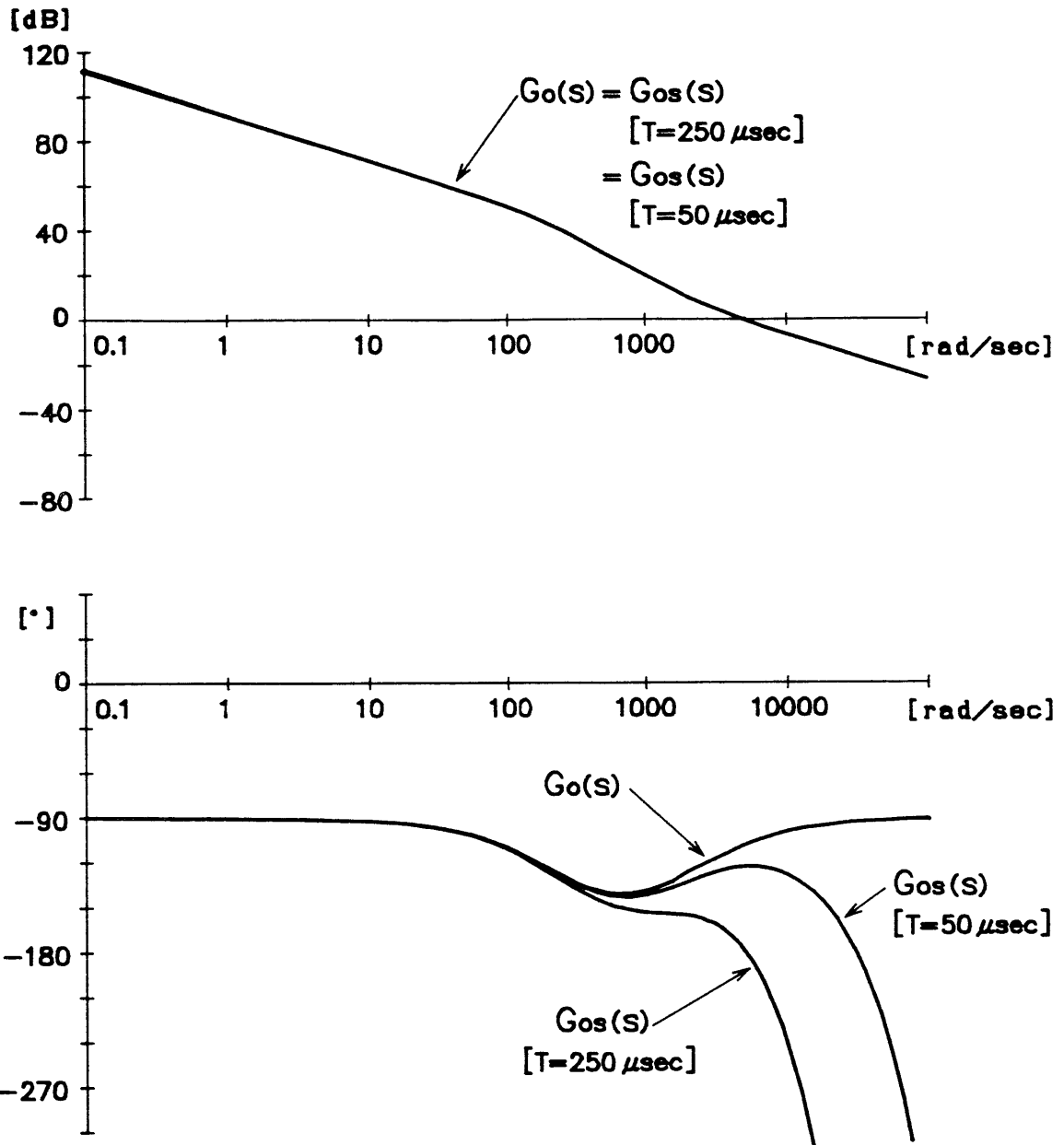


図 4.6 a相の電流制御系のブロック線図

表 4.1 ブラシレスモータの仕様

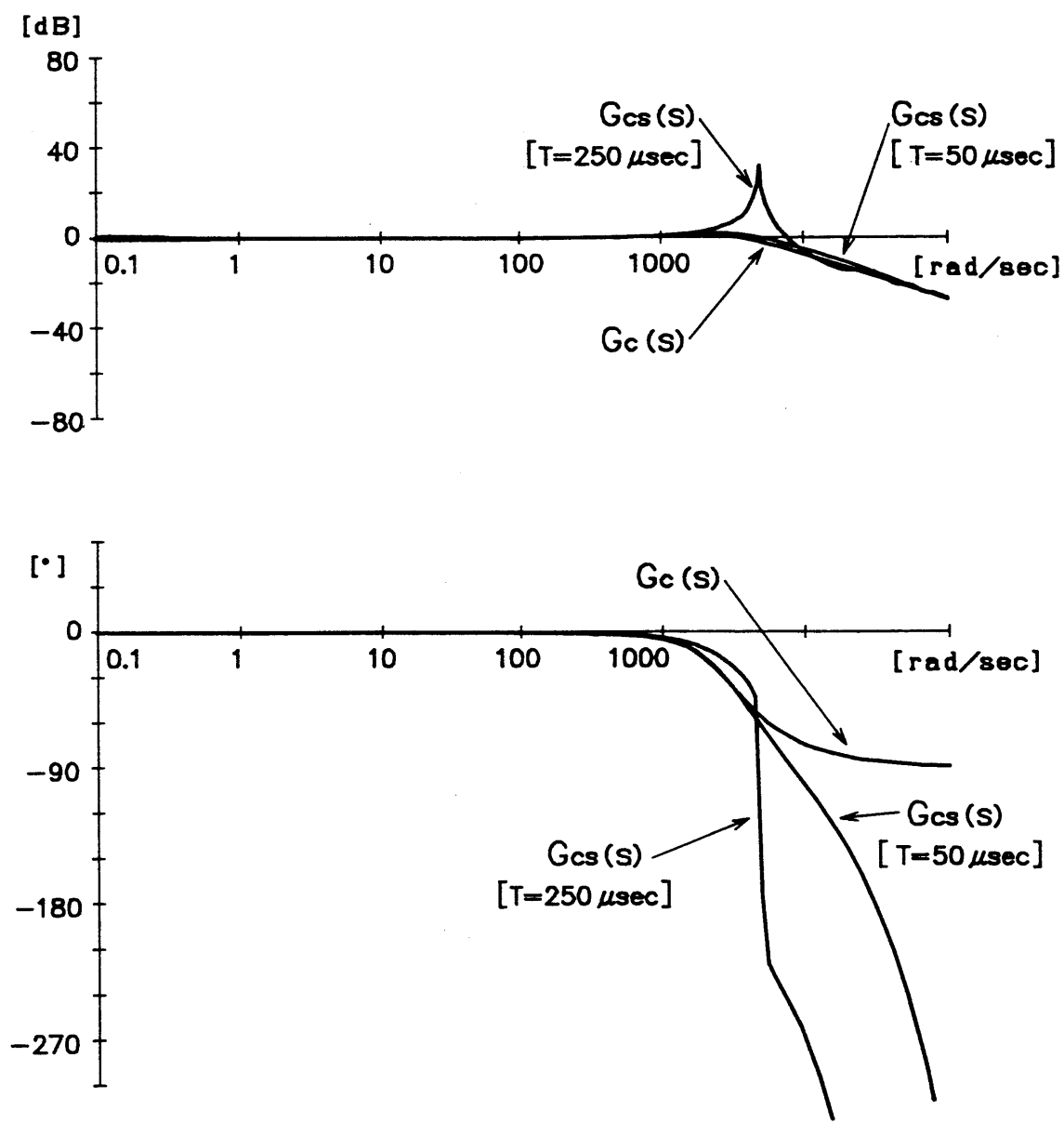
形 式	BL-80R-20
定 格 出 力	1.5 [kW]
定 格 回 転 数	2,000 [rpm]
定 格 ト ル ク	73 [kg·cm]
瞬 時 最 大 ト ル ク	405 [kg·cm]
定 格 電 圧	154 [V]
定 格 電 流	7.54 [A]
極 数	4 [極]
電 機 子 抵 抗 $R_a$	1.32 [ $\Omega$ ]
電 機 子 イ ン ダ ク タ ン ス $L_a$	5.5 [mH]
ロ ー タイ ナ ー シ ャ	41 [kg·cm <sup>2</sup> ]

開ループ伝達関数  $G_o(s)$  の交差周波数（ゲインが零となる周波数で、この場合には帯域幅より少し低い周波数になる）より低く選ばなければならない。比例ゲイン  $K$  は、開ループ伝達関数  $G_o(s)$  の交差周波数が帯域幅より少し低い周波数になるようにボード線図を描きながら決める。最終的な  $P I$  制御の  $K$  および  $T_i$  は帯域幅が 6283 [rad/sec] になるように試行錯誤で決定する。図4.7 では  $K = 19 \times R_a$ 、 $1/T_i = 1920$  [rad/sec] と選んでいる。同図(a)の開ループ伝達関数  $G_o(s)$  は、位相余有  $71^\circ$ 、ゲイン余有 無限大（位相が  $-180^\circ$  以下にならないため）のよい特性が得られている<sup>(5)</sup>。したがって、同図(b)の閉ループ伝達関数  $G_c(s)$  においても、4000 [rad/sec] 程度まで減衰および位相遅れの少ない特性が得られる。しかし、外乱抑制特性を示す同図(c)の速度起電力  $e$  に対する実電流  $i_a$  の伝達関数  $G_d(s)$  の周波数特性からわかるように、モータの回転速度  $\dot{\theta}$  が低い場合には減衰量が大きいことから  $e$  の影響は実電流に現われないが、定格回転速度 2000 [rpm] (= 419 [rad/sec]) の時には、ゲインが  $-41$  [dB] (= 0.009)、位相が  $-90^\circ$  であることからそのときの速度起電力  $e$  を  $150/\sqrt{3}$  [V] とすると実電流に 0.78 [A] (=  $0.009 \times 150/\sqrt{3}$ ) の遅れ電流が重畳することになる。定格電流が 7.54 [A] であることを考えると、定格時に 10 [%] 程度の電流誤差が生じ



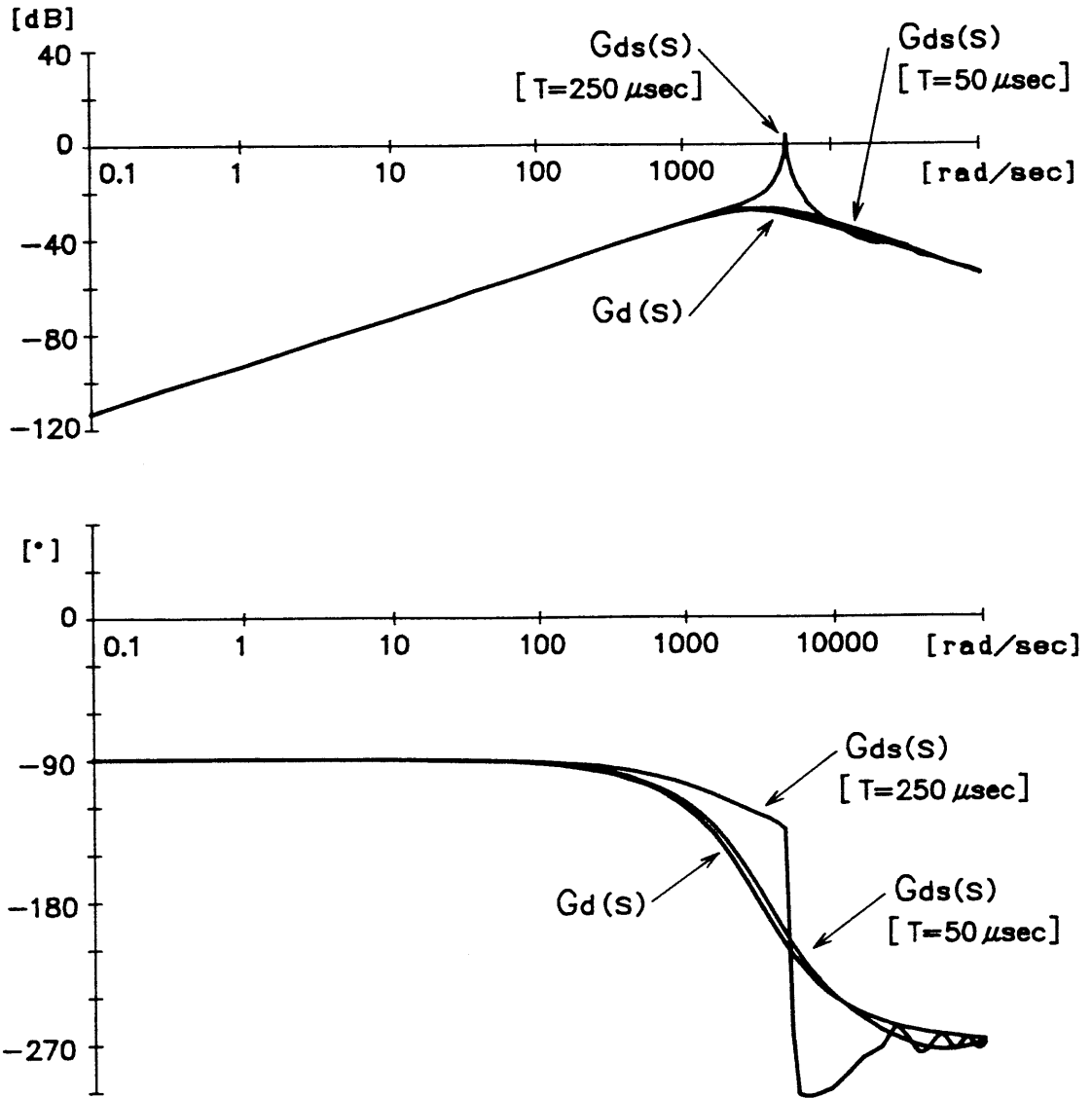
( a ) 開ループ伝達関数

図 4.7 電流制御系の周波数特性



(b) 閉ループ伝達関数

図 4.7 電流制御系の周波数特性



(c) 速度起電力に対する実電流の伝達関数

図 4.7 電流制御系の周波数特性

ることから、PI制御方式を電流制御に用いたのでは十分な制御特性が得られないことが理解できよう。

上記ではアナログ回路構成を前提に議論したが、プロセッサ上のソフトウェアで構成した場合にはサンプル値制御系となり、演算処理時間に伴うむだ時間要素が存在する。三角波の1/2周期Tごとにサンプルする場合の電流制御系のブロック線図は、図4・8に示すようにコントローラに電流制御周期すなわちサンプル周期Tのむだ時間要素が存在するとして近似できる。この場合の開ループ伝達関数 $G_{os}(s)$ 、閉ループ伝達関数 $G_{cs}(s)$ および速度起電力 $e$ に対する実電流 $i_a$ の伝達関数 $G_{ds}(s)$ は、それぞれ次式で与えられる。

$$G_{os}(s) = \frac{K}{R_a + sL_a} \left(1 + \frac{1}{sT_c}\right) \varepsilon^{-sT} \quad \dots\dots(4\cdot14)$$

$$G_{cs}(s) = \frac{i_a}{i_{ra}} = \frac{K \left(1 + 1/sT_c\right) \varepsilon^{-sT}}{R_a + sL_a + K \left(1 + 1/sT_c\right) \varepsilon^{-sT}} \quad \dots\dots(4\cdot15)$$

$$G_{ds}(s) = \frac{i_a}{e} = - \frac{1}{R_a + sL_a + K \left(1 + 1/sT_c\right) \varepsilon^{-sT}} \quad \dots\dots(4\cdot16)$$

むだ時間がない場合の特性を示した図4・7に、むだ時間Tが存在する場合のそれぞれの伝達関数の周波数特性も一緒に示している。周波数が10および2[kHz]の三角波を想定し、むだ時間Tをそれぞれ、50、250[μsec]とした場合の特性である。比例ゲインK、積分時間 $T_c$ はむだ時間がない場合と等しく選んでいる。

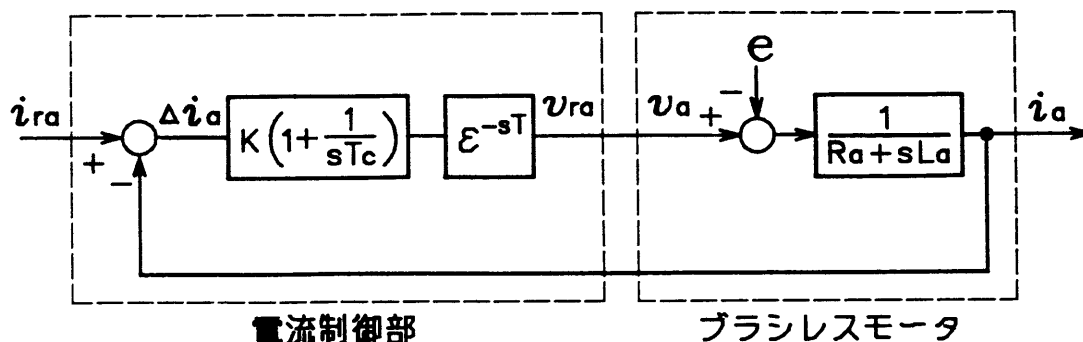


図 4・8 ソフトウェア電流制御系のブロック線図

むだ時間  $T$  が  $50 [\mu \text{sec}]$  の場合には、ゲイン特性はむだ時間がない場合とほとんど同じ特性となり、位相特性は高周波領域でむだ時間による遅れが表れる。このときには、同図 (a) の開ループ伝達関数  $G_{os}(s)$  より明らかなように、位相余有、ゲイン余有はそれぞれ、 $58^\circ$ 、 $16 [\text{dB}]$  となり充分安定な状態である。しかし、むだ時間  $T$  を  $250 [\mu \text{sec}]$  と大きくすると、開ループ伝達関数  $G_{os}(s)$  の位相余有は  $4^\circ$ 、ゲイン余有もわずか  $0.5 [\text{dB}]$  となり、安定限界に近い状態になる。一般に使用されているトランジスタインバータの三角波の周波数は  $2 [\text{kHz}]$  程度であることを考えると、ソフトウェア制御を行う場合にはむだ時間の影響を考慮した制御をしなければならない。

#### 4.2.3 電流制御法の問題点とその改善方法

4.2.2 に示したように  $PI$  制御方式による電流制御法は、速度起電力の影響により実電流に遅れ電流が重畳し、また  $PWM$  パルス発生法は、2.2節で説明した三角波比較形  $PWM$  制御法なので、インバータの出力電圧を高くできないという問題点もある。さらにソフトウェア制御を行った場合には、演算処理に要するむだ時間により特性が急激に悪化するなどの問題点も発生する。

まず速度起電力の影響を除去する方法としては、図4.2 に示す回転磁極に固定された  $d-q$  軸に諸量を座標変換することで電圧、電流は直流として取り扱え、定常時の制御誤差を零にできる。ただし、 $d-q$  座標系の電圧方程式において  $d$  軸と  $q$  軸の間に干渉項が存在し、高速な応答が期待できないという新たな問題点が発生する。そこで、 $d-q$  軸の干渉項および速度起電力を制御系で補償することにより非干渉化した制御系を構成することが要求される。先にも述べたようにソフトウェア制御は演算処理時間にもなう制御遅れにより制御性能が低下するので、制御量を予測するなどの工夫が不可欠となる。以下に提案する非干渉電流制御法は、これらの要求を満たす一方法を示したものである。

#### 4.3 ブラシレスモータの $d-q$ 座標系電圧方程式の導出

図4.2 のブラシレスモータの三相モデルにおいて、回転子の磁極上に  $d-q$  座標を定義する。 $a-b-c$ 、 $d-q$  各座標系の諸量の変換式は図4.2 の回転子位

置に相当する電気角  $\theta$  を用いて次式で与えられる。

$$\begin{bmatrix} d \\ q \end{bmatrix} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \quad \dots\dots(4.17)$$

ここで、 $a, b, c$ , および  $d, q$  はそれぞれ  $a-b-c, d-q$  座標系の諸量を表わす。(4.1)式のブラシレスモータの三相モデルの電圧方程式を(4.17)式を用いて座標変換することで、図4.9のブラシレスモータの  $d-q$  軸モデルの電圧方程式が、

$$\begin{bmatrix} v_f \\ v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_f + pL_f & -pM & 0 \\ -pM & R_a + pL_a & \dot{\theta}L_a \\ \dot{\theta}M & -\dot{\theta}L_a & R_a + pL_a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_f \\ i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad \dots\dots(4.18)$$

と得られる。2, 3行目の電機子電圧  $v_d, v_q$  の式は、それぞれ  $i_d, i_q$  の項を含むことから、 $d-q$  軸が干渉した形で表現されている。対象としているブラシレスモータは永久磁石同期電動機であるから、(4.2)式に示したように界磁電流

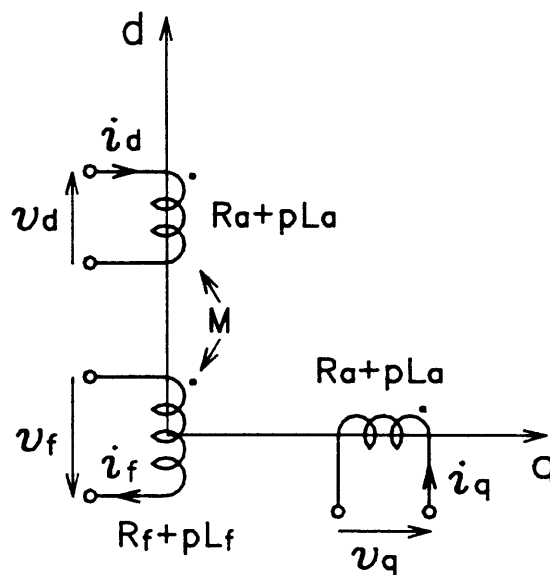


図 4.9 ブラシレスモータの  $d-q$  モデル



$i_f$ を一定値  $I_f$ として取り扱うことができるので、(4.18)式の2, 3行目の電機子電圧  $v_d$ ,  $v_q$ のみについて考えると,

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = (R_a + p L_a) \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (4.19)$$

の関係が得られる。ただし、 $e_d$ ,  $e_q$ はそれぞれd, q軸上の速度起電力であり、次式により与えられる。

$$\begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} = \dot{\theta} \begin{bmatrix} L_a i_q \\ M I_f - L_a i_d \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (4.20)$$

ここで、以下の議論のために(4.19)式をベクトル表示して,

$$\mathbf{v} = (R_a + p L_a) \mathbf{i} + \mathbf{e} \quad \dots\dots\dots (4.21)$$

と表記する。

ブラシレスモータのトルク  $\tau$ は、よく知られているようにq軸電流  $i_q$ のみの関数として,

$$\tau = M I_f i_q \quad \dots\dots\dots (4.22)$$

と与えられる<sup>(4)</sup>。

#### 4.4 ブラシレスモータの非干渉電流制御法<sup>(6)</sup>

##### 4.4.1 電機子電圧降下による非干渉電流制御法

(4.21)式のブラシレスモータの電圧方程式を電流  $\mathbf{i}$ について解くと,

$$\mathbf{i} = \frac{1}{R_a + p L_a} \mathbf{v}_z \quad \dots\dots\dots (4.23)$$

の関係が得られる。ただし、 $\mathbf{v}_z$ は,

$$\mathbf{v}_z = \mathbf{v} - \mathbf{e} \quad \dots\dots\dots (4.24)$$

であり、各成分について表示すると、

$$\begin{bmatrix} v_{zd} \\ v_{zq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots(4.25)$$

と表わされる。 $v_z$  は印加電圧  $v$  と速度起電力  $e$  との差に相当する電機子電圧降下  $(R_a + pL_a) i$  であり、(4.23)、(4.24)式に基づいてベクトル図を描くと図4.10が得られる。(4.23)式から明らかなように、ブラシレスモータの電流  $i$  は電機子電圧降下  $v_z$  の一次遅れ系として表現されるので、 $i$  は  $v_z$  により  $d-q$  軸の干渉なしに制御することができる。この電機子電圧降下  $v_z$  を用いると(4.21)式のブラシレスモータの電圧方程式は

$$v_z = (R_a + pL_a) i \quad \dots\dots\dots(4.26)$$

$$v = v_z + e \quad \dots\dots\dots(4.27)$$

と記せる。

電機子電圧降下  $v_z$  による電流  $i$  の制御は以下のように実行する。(4.22)式に示したように電動機のトルクは  $d$  軸電流に無関係となり、 $q$  軸電流のみに依存す

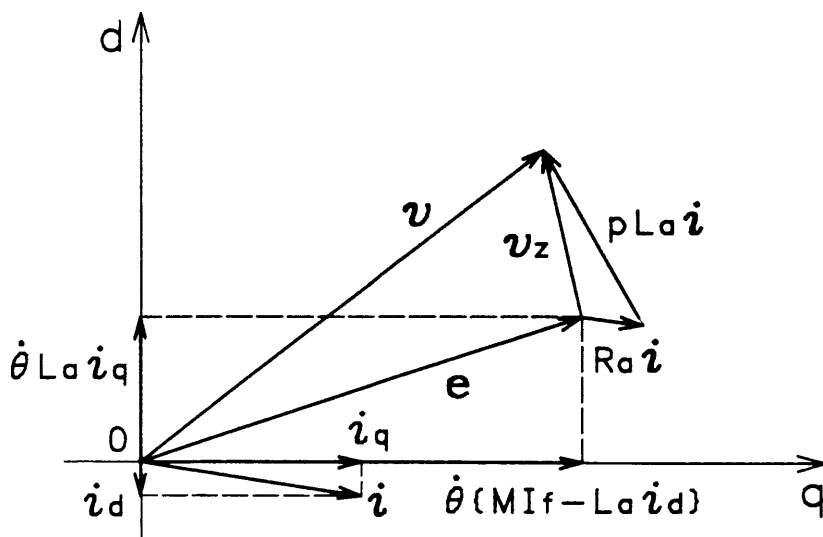


図 4.10 ブラシレスモータのベクトル図

るから、指令電流  $\mathbf{i}_r$  は、

$$\mathbf{i}_r = \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (4.28)$$

と与えられる。この指令電流  $\mathbf{i}_r$  と電動機の実電流  $\mathbf{i}$  より得られる偏差電流  $\Delta \mathbf{i}$

$$\Delta \mathbf{i} = \mathbf{i}_r - \mathbf{i} \quad \dots\dots\dots (4.29)$$

に対して、ある制御演算を施して電動機の電機子電圧降下  $\mathbf{v}_z$  を決定する。ここでは、磁気飽和などのブラシレスモータの非線形性を考慮して、比較的その影響を受けないようにとの配慮から P I 演算式を採用し、

$$\mathbf{v}_z = K_p \cdot \Delta \mathbf{i} + K_i \int \Delta \mathbf{i} dt \quad \dots\dots\dots (4.30)$$

と電機子電圧降下  $\mathbf{v}_z$  を決める。ただし、 $K_p$ 、 $K_i$  はそれぞれ比例項と積分項のゲインであり、 $d-q$  軸の干渉が存在しないことから対角行列として与えているので、(4.30) 式を  $d-q$  軸の各成分で表現すると、

$$\begin{bmatrix} v_{zd} \\ v_{zq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} K_{pd} \cdot \Delta i_d + K_{id} \int \Delta i_d dt \\ K_{pq} \cdot \Delta i_q + K_{iq} \int \Delta i_q dt \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (4.31)$$

となる。 $\Delta \mathbf{i}$  から  $\mathbf{v}_z$  への  $d-q$  軸それぞれの伝達関数  $G_d(s)$ 、 $G_q(s)$  は、(4.31) 式をラプラス変換して

$$\begin{aligned} G_d(s) &= v_{zd}(s) / \Delta i_d(s) = K_{pd} + K_{id} / s \\ G_q(s) &= v_{zq}(s) / \Delta i_q(s) = K_{pq} + K_{iq} / s \end{aligned} \quad \dots\dots\dots (4.32)$$

と得られる。 $\mathbf{v}_z$  は (4.30) 式により計算されるので、実際にブラシレスモータに印加する電圧  $\mathbf{v}$  は、(4.27) 式に示したように  $\mathbf{v}_z$  に速度起電力  $\mathbf{e}$  を加えて与えられる。このとき速度起電力  $\mathbf{e}$  は  $i_d = 0$  の制御が十分に行われているとすれば、(4.20) 式より明らかなように  $\dot{\theta}$ 、 $i_q$  を検出することで、

$$\mathbf{e} = \dot{\theta} \begin{bmatrix} L_a i_q \\ M I_f \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (4.33)$$

と計算することができる。

#### 4.4.2 電流制御系の構成図による表現

上記の電流制御は  $d-q$  座標系で実行される。このため、電流制御部の入出力部で (4.17) 式に示した三相の  $a-b-c$  座標系と二相の  $d-q$  座標系の諸量の変換を行わなければならない。この変換を含めた構成図を図 4.11 に示す。ブラシレスモータの部分も座標変換を用い  $d-q$  座標系で示している。ブラシレスモータの印加電圧  $\boldsymbol{v}$  から電流  $\boldsymbol{i}$  へのブロック線図は、(4.19)、(4.20) 式をラプラス変換して、変形することで、

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \frac{1}{R_a + s L_a} \left\{ \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} - \dot{\theta} \begin{bmatrix} L_a i_q \\ M I_f - L_a i_d \end{bmatrix} \right\} \quad \dots\dots\dots (4.34)$$

が得られることから理解できよう。また、ブラシレスモータのトルク  $\tau$  は (4.22) 式で与えられ、負荷トルクを  $\tau_L$ 、慣性モーメントを  $J$  とすれば、

$$J d \dot{\theta} / d t = \tau - \tau_L \quad \dots\dots\dots (4.35)$$

の関係式が得られる。ラプラス変換して角速度  $\dot{\theta}$  について解くと

$$\dot{\theta} = 1 / s J \cdot (\tau - \tau_L) \quad \dots\dots\dots (4.36)$$

が得られ、ブラシレスモータの回転角速度  $\dot{\theta}$  が決まる。

電流制御部では、以下のステップに従って、ブラシレスモータの電流制御を実行する。

- step.1 ブラシレスモータの実電流  $i_a$ 、 $i_b$  を検出する。
- step.2  $d-q$  座標系の実電流  $\boldsymbol{i}$  を (4.17) 式の三相二相変換式を用いて計算する。  
ただし、 $i_c$  は、(4.3) 式から  $i_c = -(i_a + i_b)$  と計算する。
- step.3 指令電流  $\boldsymbol{i}_r$  と実電流  $\boldsymbol{i}$  から (4.29) 式に基づいて偏差電流  $\Delta \boldsymbol{i}$  を計算する。
- step.4  $d-q$  軸の伝達関数がそれぞれ (4.32) 式で示される  $G_d(s)$ 、 $G_q(s)$  の P I 演算を行って電機子電圧降下  $\boldsymbol{v}_z$  を決定する。

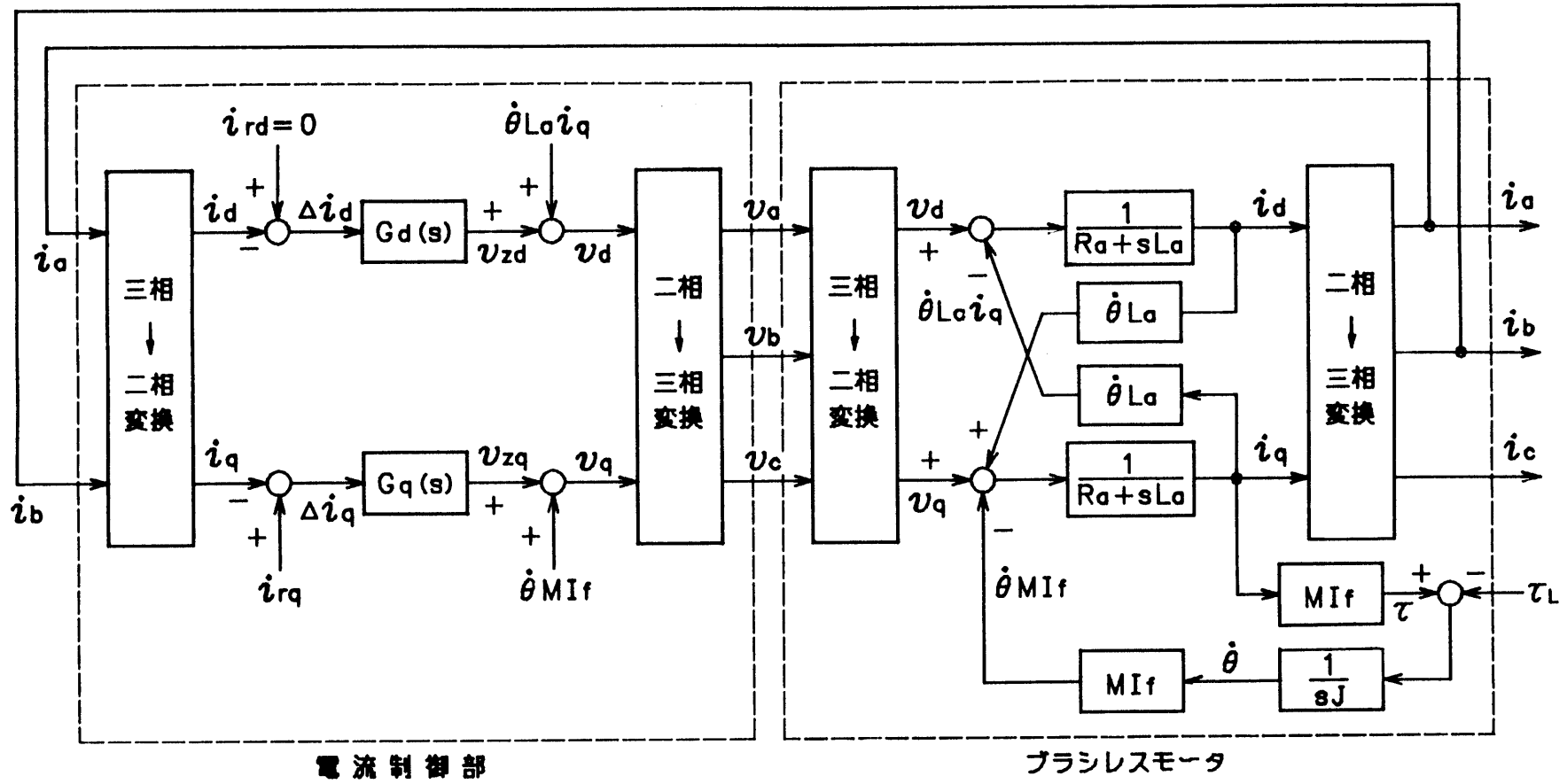


図 4・11 ブラシレスモータの三相座表系を含む電流制御構成図

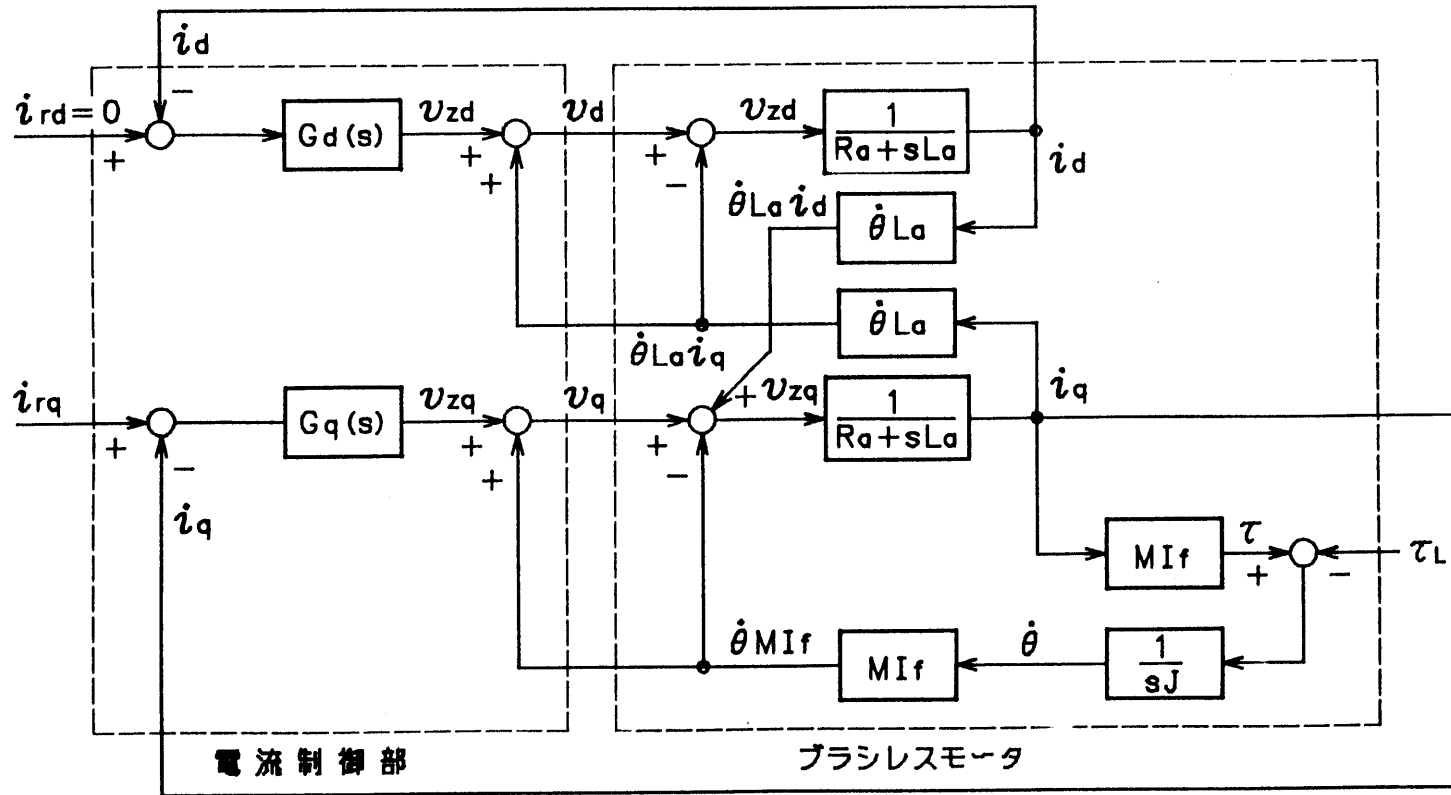


図 4.12 ブラシレスモータの d - q 座表系の電流制御構成図

step.5 ブラシレスモータの印加電圧  $\mathbf{v}$  を, (4.27)式に示したように  $\mathbf{v}_s$  に  $\mathbf{e}$  を加えて決定する。

step.6  $\mathbf{v}$  を二相三相変換して, 各相の指令電圧を計算する。

step.7 三角波比較PWM制御法に基づいて, 各相の指令電圧に相当した相電圧  $v_a, v_b, v_c$  をブラシレスモータに印加する。

電流制御系の構成をわかりやすくするために図4.11で対になっている三相二相変換と, 二相三相変換の一对をそれぞれ省くと,  $d-q$ 座標系での電流制御の構成図が図4.12のように得られる。同図で, ブラシレスモータの  $q$  軸電流による  $d$  軸の速度起電力  $\dot{\theta} L_a i_q$  および界磁による  $q$  軸の速度起電力  $\dot{\theta} M I_f$  がそれぞれ電流制御部で補償されていることが理解できよう。また,  $i_d = 0$  の制御が十分に行われていれば,  $d$  軸電流による  $q$  軸の速度起電力  $\dot{\theta} L_a i_d$  は無視することができる。そこで, これらの干渉項と補償項を相殺させると, ブラシレスモータの電流制御系の構成図が図4.13のようにきわめて簡単な形で表わせる。図4.13から明らかのように, 電流制御部で速度起電力を補償することによって,  $d$  軸と  $q$  軸との間の干渉項を除去することができ, 同時に機械的時定数を有する項も除去できる。この結果, ブラシレスモータは(4.23)式に示したように  $R_a$  と  $L_a$  の直列回路

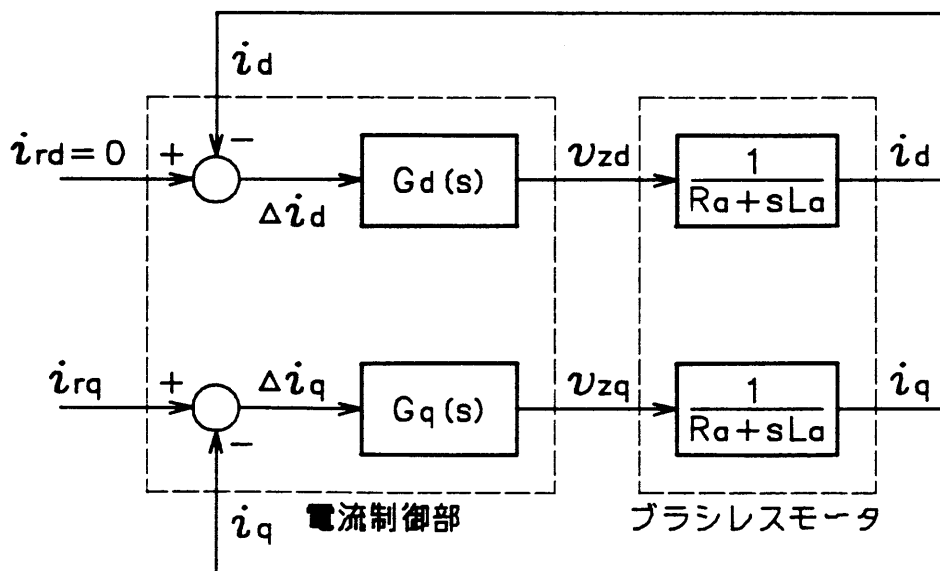


図 4.13 ブラシレスモータの非干渉化された電流制御構成図

として表現され、電流制御部は(4.29)式の偏差電流  $\Delta i$  に対して(4.30)式のPI演算を行い、電機子電圧降下  $v_z$  を決定するだけの簡単な構成となっている。したがって、d軸電流とq軸電流は独立に扱えるので、電流の応答は各相の制御ゲインと電機子回路のインピーダンスのみに支配されることになり、高速電流応答が可能となる。

#### 4.5 ソフトウェア電流制御系

##### 4.5.1 制御系のサンプル値モデル

前節で導出した連続系の非干渉電流制御法をDSPのソフトウェアで構成するためには、電流制御アルゴリズムをサンプル値系で記述する必要がある。すでに述べたようにソフトウェア制御系を構成する場合には、制御系に制御遅れ要素を含まないように工夫しなければならない。

図4.14はサンプル値系で扱う諸量の定義である。サンプル点nの指令電流、実電流をそれぞれ  $i_r(n)$ 、 $i(n)$  と定義し、サンプル点nとn+1の間の電機子電圧、速度起電力、電機子電圧降下の平均値をそれぞれ  $v(n)$ 、 $e(n)$ 、 $v_z(n)$  と定義する。前節に示した電流制御部の連続系の計算式に従って、電機子電圧  $v(n)$  を求めるサンプル値系の計算式を導出する。

電流制御部へ入力されるトルク指令に相当したサンプル点nの指令電流  $i_r(n)$  は、(4.28)式より、

サンプル点	n-2	n-1	n	n+1
電流 (瞬時値)	$i_r(n-2)$ $i(n-2)$	$i_r(n-1)$ $i(n-1)$	$i_r(n)$ $i(n)$	$i_r(n+1)$ $i(n+1)$
電圧 (平均値)	$v(n-2)$ $e(n-2)$ $v_z(n-2)$	$v(n-1)$ $e(n-1)$ $v_z(n-1)$	$v(n)$ $e(n)$ $v_z(n)$	

図 4.14 サンプル値系の各ベクトルの定義



$$\mathbf{i}_r(n) = \begin{bmatrix} i_{rd}(n) \\ i_{rq}(n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ i_{rq}(n) \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots(4.37)$$

と表わされる。サンプル点nの電流偏差 $\Delta \mathbf{i}(n)$ は、(4.29)式の $\mathbf{i}_r$ を $\mathbf{i}_r(n)$ 、 $\mathbf{i}$ を $\mathbf{i}(n)$ にそれぞれ置き換えて、

$$\Delta \mathbf{i}(n) = \mathbf{i}_r(n) - \mathbf{i}(n) \quad \dots\dots\dots(4.38)$$

と得られる。電流偏差 $\Delta \mathbf{i}(n)$ を用いて、サンプル点nとn+1の間で出力すべき電機子電圧降下 $\mathbf{v}_z(n)$ を計算するには、(4.30)式を書き改めた

$$\mathbf{v}_z(n) = K_p \cdot \Delta \mathbf{i}(n) + K_i \cdot \sum_{i=0}^n \Delta \mathbf{i}(i) dt \quad \dots\dots\dots(4.39)$$

を用いればよい。電機子電圧降下 $\mathbf{v}_z(n)$ が決定されると、ブラシレスモータの印加電圧 $\mathbf{v}(n)$ は、(4.27)式と同様に $\mathbf{v}_z(n)$ と $\mathbf{e}(n)$ の和によって、

$$\mathbf{v}(n) = \mathbf{v}_z(n) + \mathbf{e}(n) \quad \dots\dots\dots(4.40)$$

と与えられる。ここで、サンプル点nとn+1の間の速度起電力の平均値 $\mathbf{e}(n)$ は、(4.33)式をサンプル値系の式に置き換えて、

$$\mathbf{e}(n) = \dot{\theta} \begin{bmatrix} L_a \{ i_q(n) + i_q(n+1) \} / 2 \\ M I_r \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots(4.41)$$

と得られる。したがって、 $\mathbf{e}(n)$ はサンプル点nとn+1の間の実電流のq軸成分の平均値 $\{ i_q(n) + i_q(n+1) \} / 2$ と角速度 $\dot{\theta}$ を検出することで計算される。

サンプル点nとn+1の間で出力すべきブラシレスモータの印加電圧 $\mathbf{v}(n)$ を求める(4.38)～(4.41)式の計算は、サンプル点n以前に実行されなければならない。この場合、電流制御部へ外部より入力される指令電流のq軸成分 $i_{rq}(n)$ は、入力するタイミングを少し早くすることによってサンプル点n以前に知ることができる。問題となるのはサンプル点nの実電流 $\mathbf{i}(n)$ とサンプル点nとn+1の間の速度起電力 $\mathbf{e}(n)$ である。実電流 $\mathbf{i}(n)$ はサンプル点nにならないと検出できないし、速度起電力 $\mathbf{e}(n)$ についても(4.41)式から明らかなようにサンプル点nのq軸電流成分 $i_q(n)$ の情報が必要になることからサンプル点n以前に印加電圧 $\mathbf{v}(n)$ を求

めることは不可能である。このままでは、印加電圧  $v(n)$  を実際に出力するのはサンプル点  $n+1$  の時点になり、1 サンプル周期の遅れが制御系に存在することになる。さきに述べたように、このような遅れ要素は制御性能を低下させるので、 $i(n)$  および  $e(n)$  を何らかの形でサンプル点  $n$  以前に予測する必要がある。

#### 4.5.2 電機子電圧降下を求めるための実電流の予測

制御対象のモデルが既知の場合の予測については、種々の方法が知られているが<sup>(7)</sup>、ここでは本制御法に用いたサンプル点  $n$  以前の情報で実電流  $i(n)$  を予測する方法について説明する。この場合プロセッサが知り得る情報は、サンプル点  $n-1$  の実電流  $i(n-1)$  とサンプル点  $n-1$  と  $n$  の間で出力した電圧  $v(n-1)$  である。

サンプル周期  $T$  は電機子回路の時定数に比べて十分短いという前提で、サンプル値系の電圧方程式を導出する。(4.21)式の連続系の電圧方程式をサンプル点  $n-1$  と  $n$  の間で考える。まず、抵抗  $R_a$  による電圧降下  $R_a i$  については、上記の仮定からサンプル点間に大きな電流の変化はないと考え、サンプル点  $n$  の電流  $i(n)$  による電圧降下で、

$$R_a i \cong R_a i(n-1) \quad \dots\dots(4.42)$$

と近似する。また、サンプル点間のインダクタンス  $L_a$  による電圧降下  $p L_a i$  については、サンプル周期  $T$  の間の平均値により、

$$p L_a i \cong L_a / T \{ i(n) - i(n-1) \} \quad \dots\dots(4.43)$$

と近似する。(4.21)式に(4.42)、(4.43)式を代入し、印加電圧  $v$  および速度起電力  $e$  をそれぞれサンプル点  $n-1$  と  $n$  の平均値の電圧  $v(n-1)$ 、 $e(n-1)$  で表現すれば、サンプル値系のブラシレスモータの電圧方程式が、

$$v(n-1) = R_a i(n-1) + L_a / T \{ i(n) - i(n-1) \} + e(n-1) \quad \dots\dots(4.44)$$

と求まる。(4.44)式をサンプル点  $n$  の実電流  $i(n)$  について解くと、

$$\mathbf{i}(n) = \mathbf{i}(n-1) + T/L_a \{ \mathbf{v}(n-1) - \mathbf{e}(n-1) - R_a \mathbf{i}(n-1) \} \dots\dots\dots (4.45)$$

となり、速度起電力  $\mathbf{e}(n-1)$  の計算ができれば、実電流  $\mathbf{i}(n)$  がサンプル点  $n$  以前に予測できることが理解できよう。

(4.45) 式の右辺第 2 項中の  $\mathbf{v}(n-1) - \mathbf{e}(n-1)$  については補足的な説明が必要である。(4.24) 式から明らかのように、この差は電機子電圧降下に他ならないから、前回の制御処理の結果得られた  $\mathbf{v}_z(n-1)$  を用いればよいように思われる。しかし、インバータの出力電圧  $\mathbf{v}$  には大きさの制限があり、プロセッサ内で計算した通りの電圧  $\mathbf{v}(n-1)$  が出力されるとは限らない。そこで、後に詳しく述べるように PWM バタン発生 の原理から  $\mathbf{v}(n-1)$  を計算し、(4.45) 式にしたがって、実電流  $\mathbf{i}(n)$  の予測をしている。このような理由から  $\mathbf{v}_z(n-1)$  を用いずに印加電圧  $\mathbf{v}(n-1)$  と速度起電力  $\mathbf{e}(n-1)$  の差として表現している。

(4.45) 式の速度起電力  $\mathbf{e}(n-1)$  の計算方法について説明する。(4.41) 式でサンプル点を 1 サンプルだけ過去にずらすことによって  $\mathbf{e}(n-1)$  は、

$$\mathbf{e}(n-1) = \dot{\theta} \begin{bmatrix} L_a \{ i_q(n-1) + i_q(n) \} / 2 \\ M I_f \end{bmatrix} \dots\dots\dots (4.46)$$

と得られる。ここで、 $i_q(n)$  については、(4.45) 式の  $q$  軸成分を取り出して、

$$i_q(n) = i_q(n-1) + T/L_a \{ v_q(n-1) - e_q(n-1) - R_a i_q(n-1) \} \dots\dots\dots (4.47)$$

を用い、(4.47) 式の  $e_q(n-1)$  については、(4.46) 式の  $q$  軸成分

$$e_q(n-1) = \dot{\theta} M I_f \dots\dots\dots (4.48)$$

を代入すればよい。したがって、(4.46) ~ (4.48) 式を整理して、 $\mathbf{e}(n-1)$  は、

$$\mathbf{e}(n-1) = \dot{\theta} \begin{bmatrix} L_a i_q(n-1) + T \{ v_q(n-1) - \dot{\theta} M I_f - R_a i_q(n-1) \} / 2 \\ M I_f \end{bmatrix} \dots\dots\dots (4.49)$$

とサンプル点 $n$ 以前の情報で計算できる。すなわち、(4.45)、(4.49)の両式により実電流 $i(n)$ をサンプル点 $n$ 以前に予測演算することができる。

#### 4.5.3 印加電圧を求めるための速度起電力の予測

(4.40)式のブラシレスモータへの印加電圧 $v(n)$ を計算するためには、(4.41)式に示したサンプル点 $n$ の速度起電力 $e(n)$ を予測しなければならない。すなわち、すでに実電流 $i(n)$ は(4.45)式によって予測されているので、(4.41)式のサンプル点 $n+1$ の実電流 $i_q(n+1)$ の予測計算法を明らかにすればよい。(4.47)式を1サンプル進めた形で表現し、(4.40)式の $q$ 軸の関係を代入すると、

$$i_q(n+1) = i_q(n) + T/L_a \{v_{zq}(n) - R_a i_q(n)\} \quad \dots\dots(4.50)$$

が得られるので、これを(4.41)式に代入することで $e(n)$ は、

$$e(n) = \dot{\theta} \left[ \begin{array}{l} L_a i_q(n) + T \{v_{zq}(n) - R_a i_q(n)\} / 2 \\ M I_f \end{array} \right] \quad \dots\dots(4.51)$$

と予測できる。(4.51)式の $v_{zq}(n)$ は、(4.45)式と同様に $v_q(n) - e_q(n)$ と計算すべきであるが、この時点では $v_q(n)$ は求まっていないし、また負荷が掛かっている状態では $L_a i_q(n) \gg v_{zq}(n) \cdot T / 2$ の関係が成立することから(4.39)式の $v_{zq}(n)$ を用いている。

### 4.6 DSPを用いた制御システム構成

図4.15に実験に用いた制御システム構成を示す<sup>(8)</sup>。システムはブラシレスモータ、三相PWMトランジスタインバータ、速度制御部、電流制御部で構成されている。速度制御部、電流制御部はそれぞれマイクロプロセッサ8086、DSP TMS32010を中心とした全デジタルソフトウェア制御系である。

#### 4.6.1 速度制御部の構成

速度制御部は16ビットCPU8086のソフトウェアを中心として構成されている。速度については検出器は特に設けずに、ブラシレスモータの軸に直結したレゾル

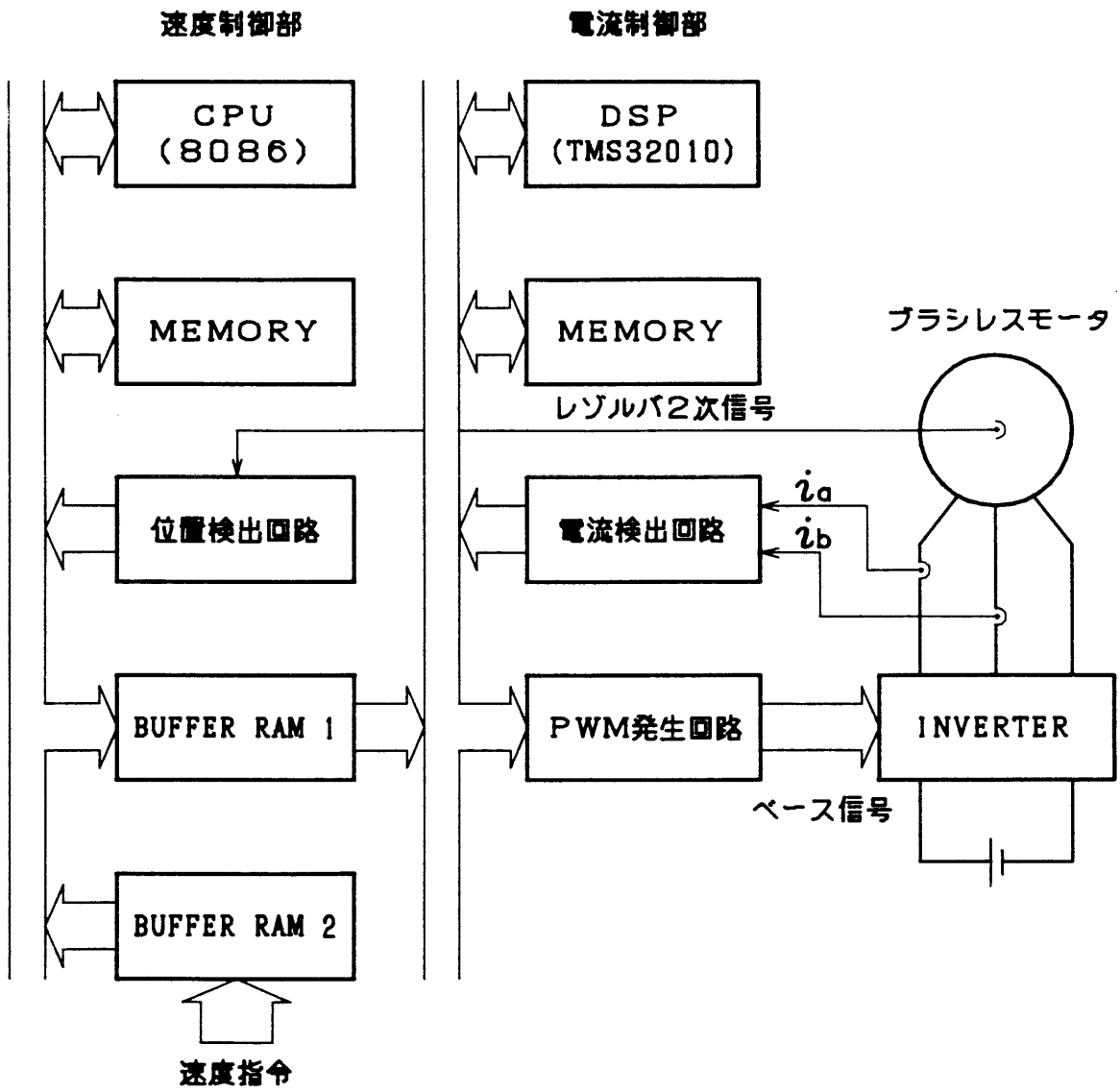


図 4・15 制御システム構成

により得られる回転子位置に相当した電気角  $\theta$  よりソフトウェア上で以下に示すように速度  $\dot{\theta}$  を推定している。速度制御のサンプル点  $k$  の電気角  $\theta(k)$  と前回のサンプル点  $k-1$  の電気角  $\theta(k-1)$  を用いて、角速度  $\dot{\theta}(k)$  を

$$\dot{\theta}(k) = \{ \theta(k) - \theta(k-1) \} / T_w \quad \dots\dots(4.52)$$

と計算する。ただし、 $T_w$  は速度制御周期である。レゾルバの位置検出の原理から  $T_w$  は  $\dot{\theta}$  により変化するので、 $\theta(k) - \theta(k-1)$  から  $\dot{\theta}(k)$  を求める (4.52) 式の計算は、ROM テーブルを用いて行っている。この検出速度  $\dot{\theta}(k)$  とバッファラム 2 を通して外部より入力される速度指令  $\dot{\theta}_r(k)$  より速度誤差  $\Delta \dot{\theta}(k)$

$$\Delta \dot{\theta}(k) = \dot{\theta}_r(k) - \dot{\theta}(k) \quad \dots\dots(4.53)$$

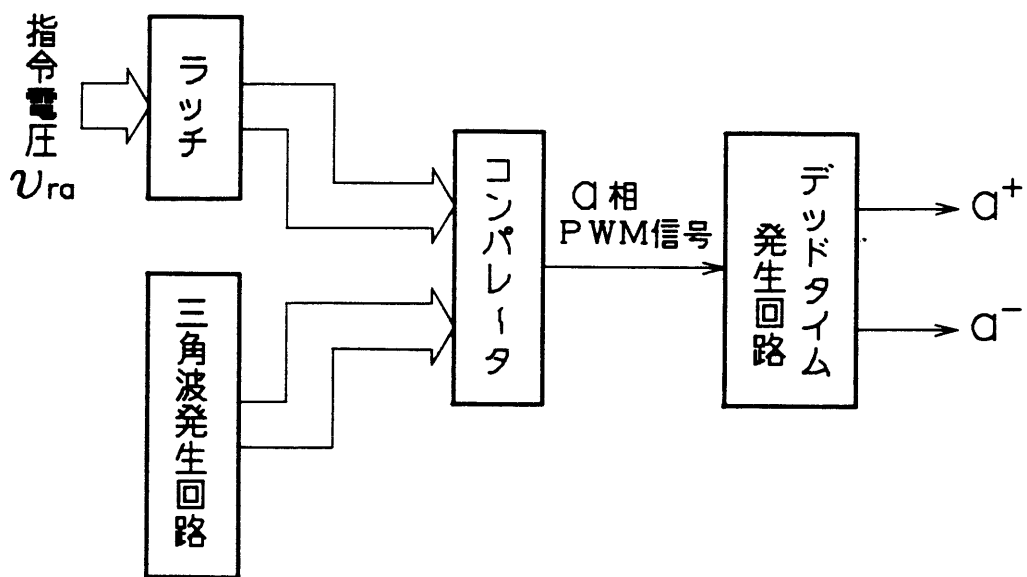
を算出し、この速度誤差  $\Delta \dot{\theta}(k)$  に対して次式の P I 演算を実行し、その結果としてトルク指令に比例した  $q$  軸指令電流  $i_{rq}(k)$  を得る。

$$i_{rq}(k) = K_{Pw} \Delta \dot{\theta}(k) + K_{Iw} \sum_{i=1}^k \Delta \dot{\theta}(i) \quad \dots\dots(4.54)$$

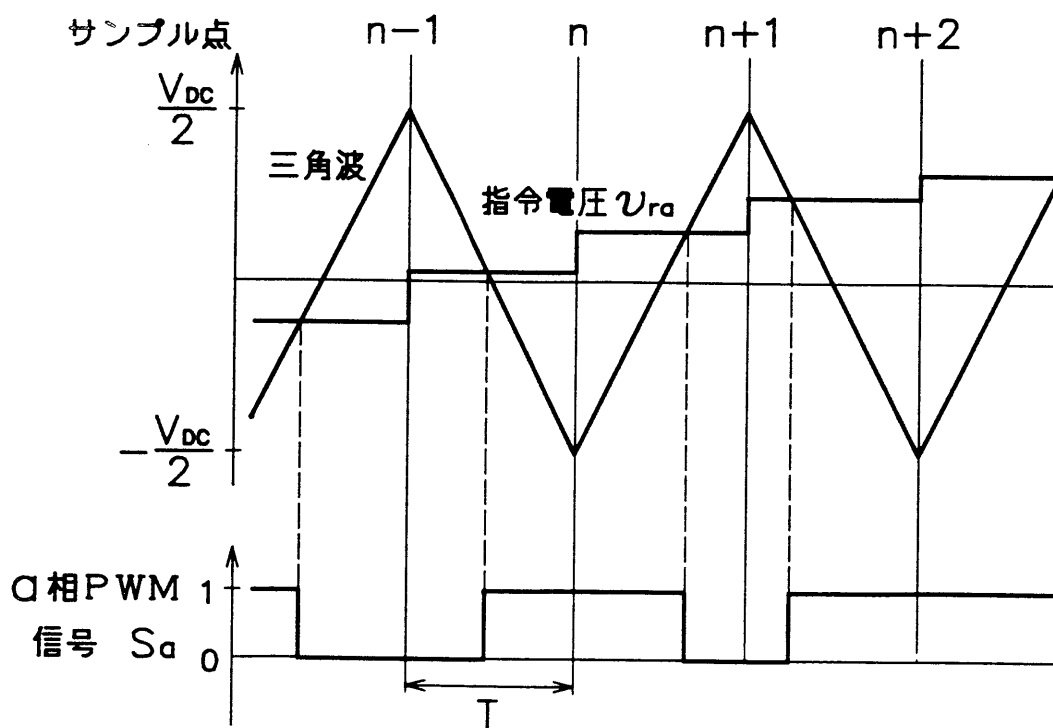
$q$  軸指令電流  $i_{rq}(k)$ 、電気角  $\theta(k)$ 、角速度  $\dot{\theta}(k)$  はバッファラム 1 を通して電流制御部へと送られる。なお、速度制御周期  $T_w$  は定格速度時において、800 [ $\mu$ sec] になるように設定している。

#### 4.6.2 PWM 発生回路の構成

PWM パルスの発生は、三角波比較 PWM 制御法をロジック回路で構成して行っている。図 4.16 (a) は  $a$  相の PWM 発生回路の構成図で、同図 (b) はその動作原理を示したものである。各相の電圧指令  $v_{ra}(n)$ 、 $v_{rb}(n)$ 、 $v_{rc}(n)$  は、4.5 節の制御アルゴリズムによって計算された  $d-q$  座標系の指令電圧  $v(n)$  を、(4.17) 式を用いて  $a-b-c$  座標系に座標変換することで求められる。各相の電圧指令  $v_{ra}(n)$ 、 $v_{rb}(n)$ 、 $v_{rc}(n)$  と、カウンタを中心に構成した回路によって発生される三角波を、それぞれコンパレータにより比較することで各相の PWM 信号が作られる。各トランジスタのベースには、デッドタイム発生回路により 24 [ $\mu$ sec] のデッドタイムを設けた信号がそれぞれ与えられる。



( a ) 回路構成



( b ) 動作原理

図 4・16 P W M 発生回路

すでに述べたように、各相の指令電圧が三角波の振幅範囲を越えた場合には、 $v(n)$  に相当した電圧が出力されないことになる。そこで、振幅範囲を越えた電圧を振幅値の電圧に置き換えて、(4・17)式の座標変換を行って $v(n)$ を計算し直す。この $v(n)$ は(4・45)式の実電流の予測で用いられる。

#### 4・6・3 電流制御部の構成

電流制御部はDSP (TMS32010) を中心に構成されている。電流検出にはホール素子 (NNC-01GMII) を用い、12ビットA/Dコンバータ (AD574A:最大変換時間35 [ $\mu$ sec]) を介してa、b相の瞬時電流をデジタル量としてDSPに取り入れている。DSPは、前節で述べたアルゴリズムにしたがって電流制御処理を実行し、最終的にインバータの各相の指令電圧を計算する。

図4・17は、サンプル点 $n-1$ でサンプル信号がDSPに入力されたとき、DSPが実行する電流制御の処理フローを示したものである。演算を開始すると、DSPはまずサンプル点 $n-1$ と $n$ の間のブラシレスモータの印加電圧 $v(n-1)$ に相当した各相の指令電圧をPWM出力回路へ出力する。次に、速度制御部より送られてくる情報  $i_{ra}(k)$ 、 $\theta(k)$ 、 $\dot{\theta}(k)$  および 電流検出回路より得られる実電流  $i_a(n-1)$ 、 $i_b(n-1)$ を読み込む。そして、前節に示した電流制御アルゴリズムに従ってサンプル点 $n$ と $n+1$ の間で出力する電圧 $v(n)$ を計算する。この場合、図4・17からわかるように、電流制御周期 $T$ ごとに座標変換処理が実行されていることから、電気角 $\theta(k)$ も電流制御周期 $T$ に同期して $\theta(n)$ の形で入力できることが望ましい。しかし、レゾルバから検出される電気角情報から、先に述べたように速度情報も得ているため、速度情報の分解能の制約からレゾルバの励磁周波数を電流制御周期程度まで高くすることには無理があり、電気角 $\theta$ は速度制御周期 $T_w$  ( $\gg T$ ) ごとにしか得られない。そこで、サンプル点 $n$ の電気角 $\theta(n)$ を図4・18に示すようにソフトウェア上で推定する。このフローからもわかるように、速度制御周期 $T_w$ ごとに得られる電気角 $\theta(k)$ の値に変化があった場合、電流制御部で用いる電気角 $\theta(n)$ を更新する。その後、角速度 $\dot{\theta}$ と電流制御周期 $T$ より計算される1回の電流制御周期当りの角度の変化量 $\Delta\theta$ を、前回の電気角 $\theta(n-1)$ に加算してサンプル点 $n$ の電気角 $\theta(n)$ を推定している。

前節に示した電流制御アルゴリズムは、座標変換などがあり一見複雑に見える



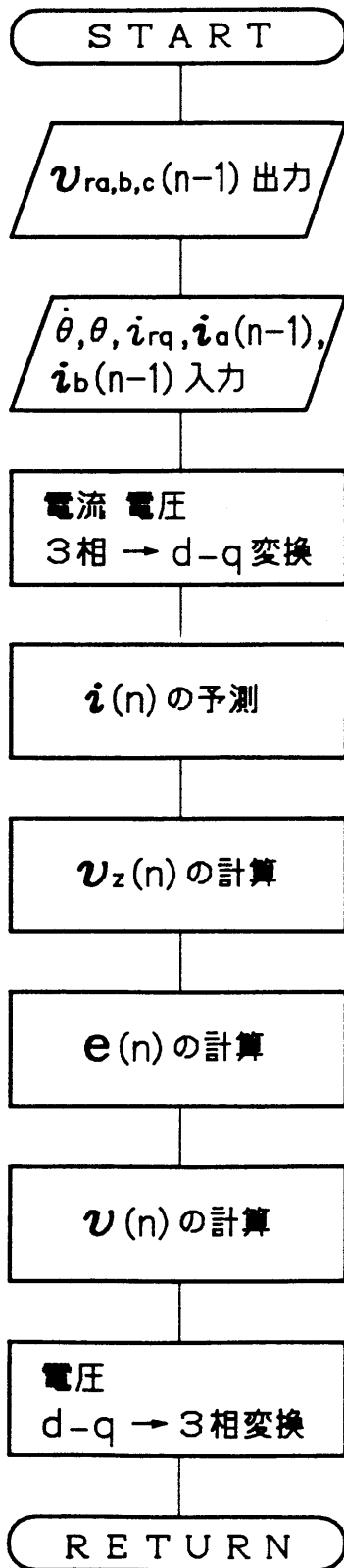


図 4.17 電流制御の処理フロー

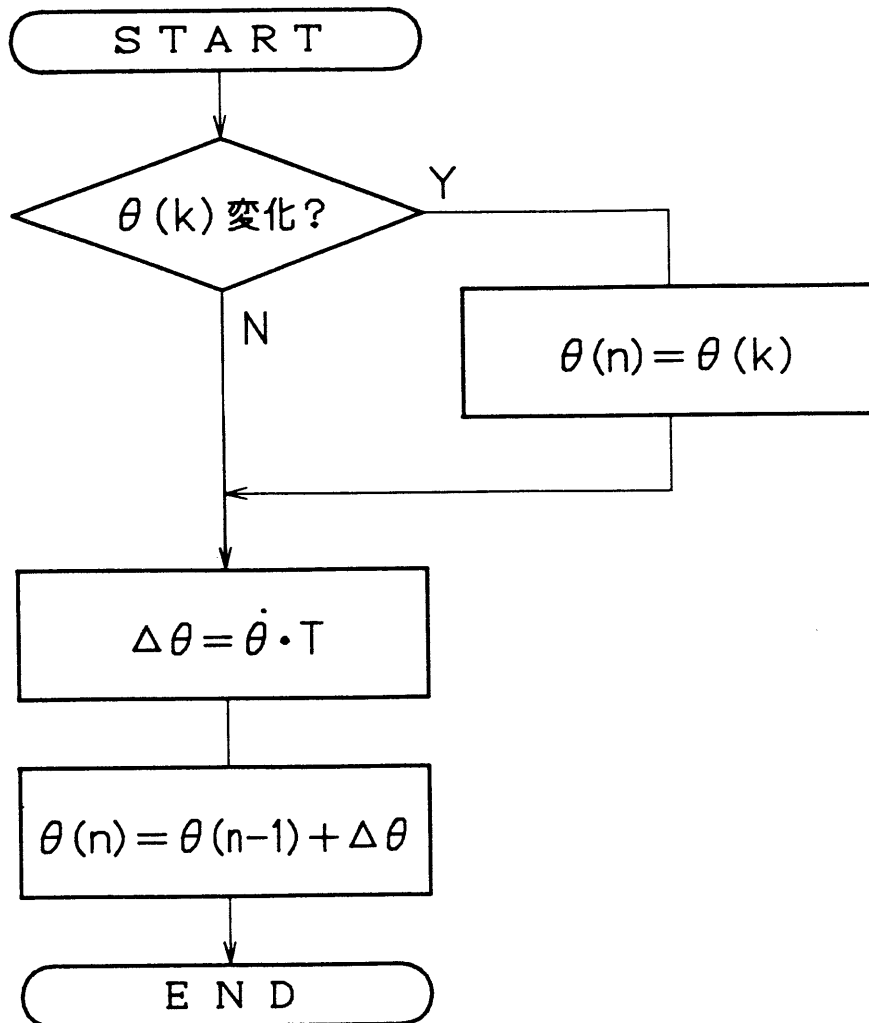


図 4.18 電気角推定のフロー

が、ほとんどの計算が積および和により構成されている。このため、高速積和演算に適したDSPを使用することによって高速処理が可能で、1回の制御処理が最大  $85.4[\mu\text{sec}]$  以下で実行される。なお、このプログラム容量は約800ワードになる。

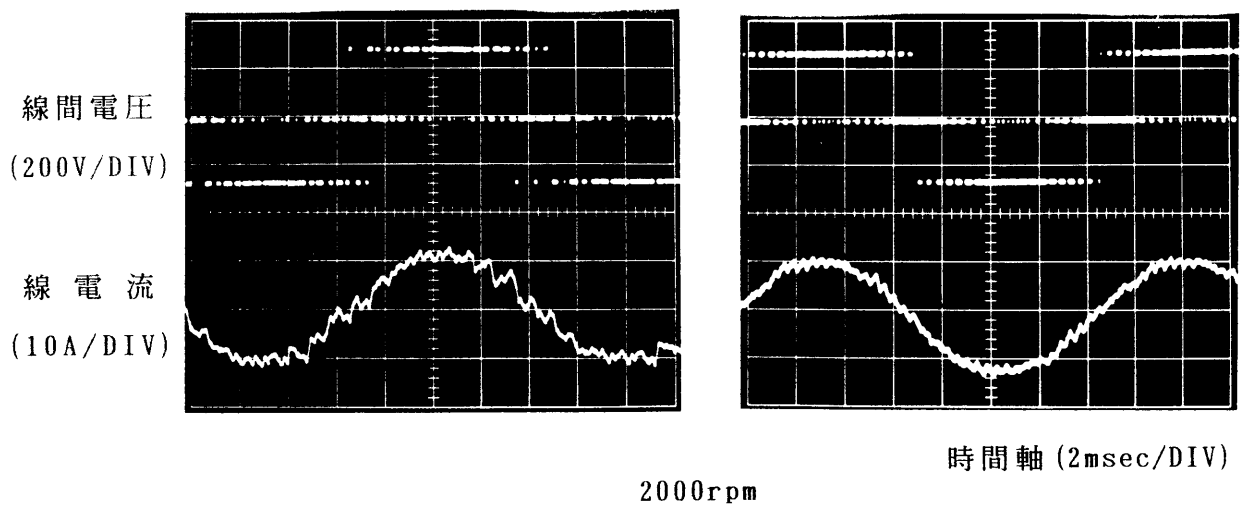
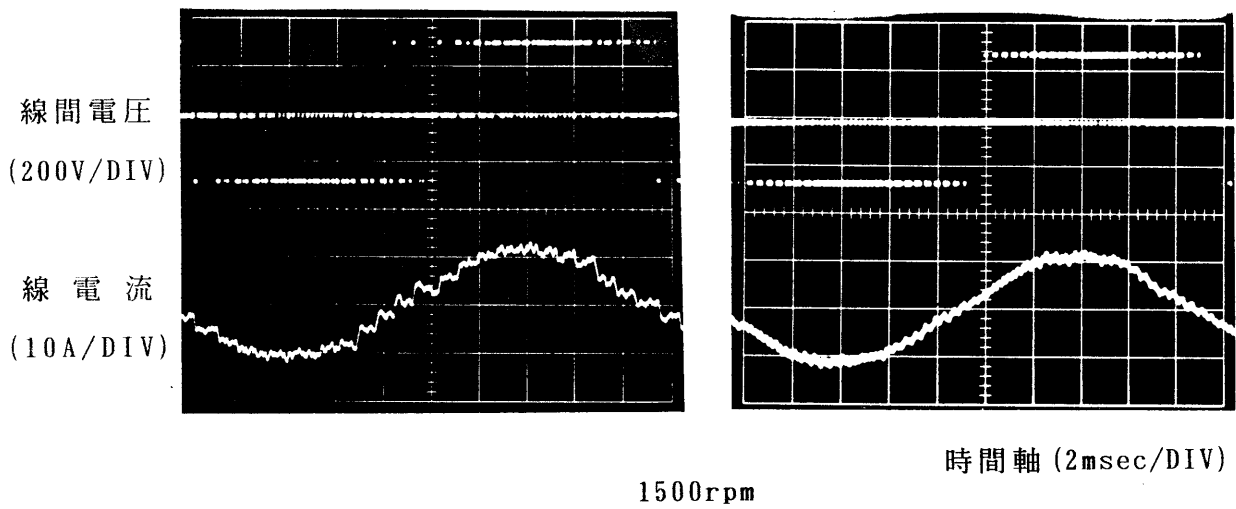
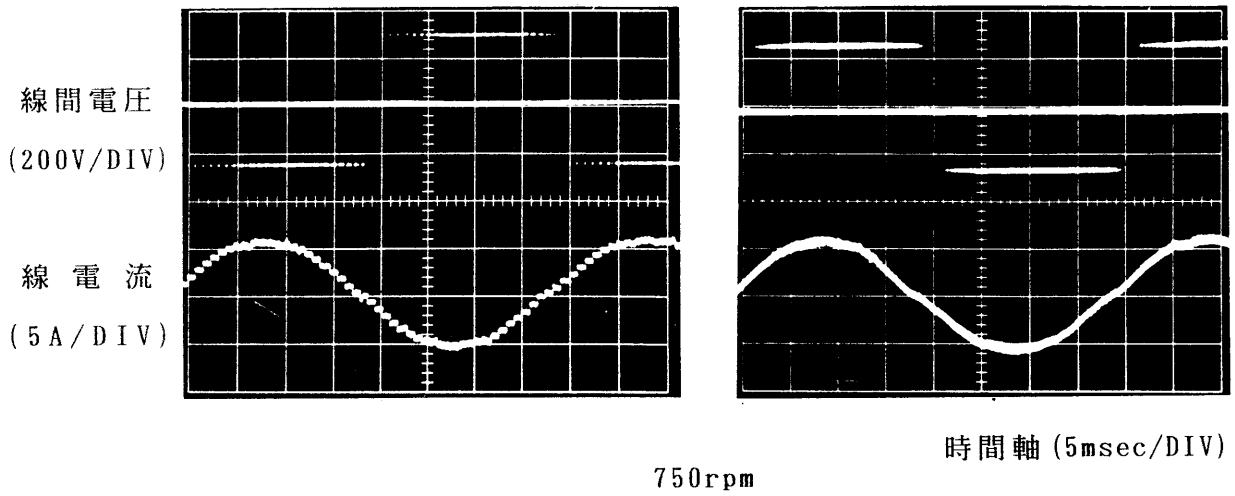
## 4・7 実験結果

図4・15の試作システムで、表4・1に示した諸元のブラシレスモータを用いて実験を行った結果を示す。先にも述べたように、DSPが電流制御処理に要する時間は最大85.4 [ $\mu$ sec]であり、電流制御周期Tを100 [ $\mu$ sec]以下にすることも可能であるが、従来用いられているトランジスタインバータのスイッチング周波数1.5~2.5 [kHz]程度に合わせて、別の制御方式と比較できるようにするために以下の実験では電流制御周期Tを200 [ $\mu$ sec]としている。この場合、トランジスタのスイッチング周波数は2.5 [kHz]となる。

### 4・7・1 定常特性

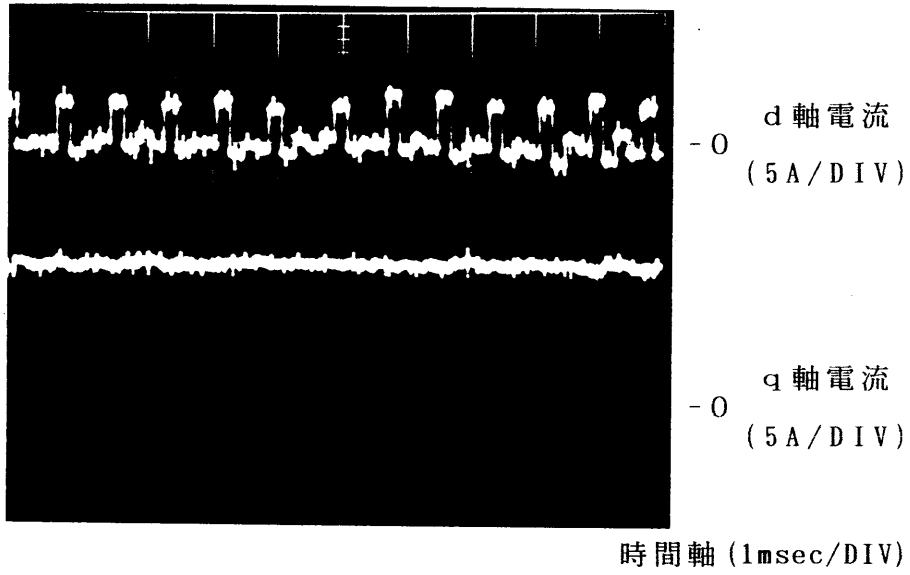
図4・19は、定格電流のもとでブラシレスモータを駆動したときの線間電圧、線電流波形である。回転数をそれぞれ、750, 1,500, 2,000 [rpm]とした場合に得られた波形である。ここで左側の(a)に示した波形は、4・6・3で説明した電気角の推定を行わずに制御した場合であり、右側の(b)に示した波形は、図4・18に示したフローに基づいて電流制御周期Tごとに電気角 $\theta(n)$ の推定を行った場合である。この結果をみると、回転数が高くなるほど、電気角の推定の効果が現われ、電流リップルが小さくなっている。電気角の推定を行わない場合には、速度制御周期 $T_w$ の間の電気角 $\theta(n)$ は一定となることから、各相の指令電流に相当した電流値は $T_w$ ごとに変化する階段状の波形になる。電流制御周期Tごとに電気角 $\theta(n)$ を推定することは、速度制御周期 $T_w$  ( $\approx 800$  [ $\mu$ sec])の間の各相の指令電流に相当した電流値をTごとに正弦波補間することに対応する。したがって、図4・19に示すように実電流もリップルの少ない正弦波となる。このように電気角を推定することにより電流制御周期Tごとに電気角 $\theta(n)$ を検出する必要がなくなるという実用的なメリットもある。

図4・20は、DSPが図4・17の制御処理フローの中で計算するd、q軸電流成分を取り出し、D/A変換したものを示しており、図4・19と同様に(a)は電気角の推定を行わない場合で、(b)は推定を行った場合であり、ともにd軸電流指令0 [A]、q軸電流指令10 [A]、定格回転数の状態である。電気角の推定を

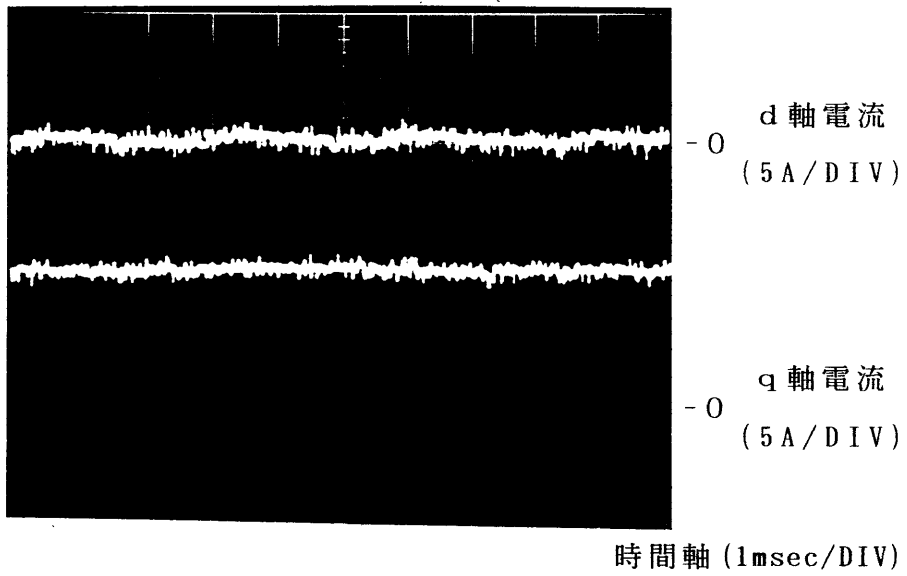


(a) 電気角を推定しない場合      (b) 電気角を推定した場合

図 4-19 線間電圧、線電流波形



( a ) 電気角を推定しない場合



( b ) 電気角を推定した場合

図 4・20 定常状態の d - q 軸電流成分

行わない場合は、速度制御周期の800 [μ sec] ごとに d 軸電流に大きなリプルが観測されるが、q 軸電流はほぼ一定である。これは、速度制御周期の800 [μ sec] の間に電気角で19.2° の誤差が存在し、d 軸に対しては3.3 [A] ( $\cong 10\sin 19.2^\circ$ ) と比較的大きな誤差になるが、q 軸に対しては0.56 [A] ( $\cong 10 - 10\cos 19.2^\circ$ ) とわずかな誤差しか生じないためである。

#### 4.7.2 過渡特性

定常特性より、電気角  $\theta$  の推定演算の特性に及ぼす効果が明らかであるから、以下の過渡特性の実験結果は推定を行った場合について示している。

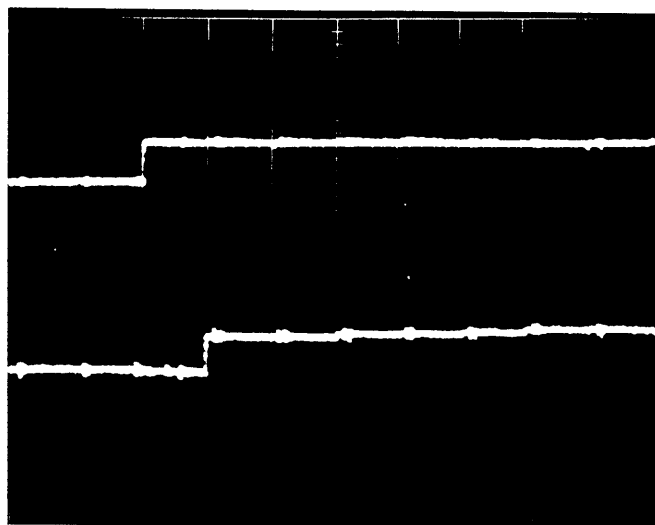
図4.21は q 軸の指令電流をステップ状に変化させた場合の応答を示している。(a) は 2 [A] から 5 [A] に、(b) は 2 [A] から 15 [A] に、それぞれ変更した場合の応答を示したものである。(a) は 1 サンプルで整定しているが、(b) は q 軸指令電流の変化幅が大きいためインバータ出力電圧の制限により 3 サンプル (600 [μ sec]) で電流が追従していることが認められ、高速な電流制御が実現できている。このように、従来から用いられている P I 制御方式と比較して、本法は非干渉化が為されているので過渡現象の時間が大幅に改善されている。

図4.22は、4.5.2で説明した推定による実電流の q 軸成分  $i_q(n-1)$  と、検出した実電流の q 軸成分  $i_q(n)$  を、それぞれ示したものである。同図 (a)、(b) 共に図4.21に対応させて q 軸の指令電流を 2 [A] から 5 [A]、2 [A] から 15 [A] にそれぞれ変更した場合に観測されたものである。検出された q 軸電流は 1 サンプル前に予測された q 軸電流に一致しており、電流の予測計算が正確に行われていることを示している。

図4.23は、参考のために q 軸電流指令を 2 [A] から 15 [A] に変更した場合の線電流の応答を示している。

#### 4.8 結 言

本章では、ブラシレスモータの電流制御系の高性能化を図るために、従来の電流制御法およびソフトウェア化の問題点を踏まえて d-q 軸を非干渉したソフト

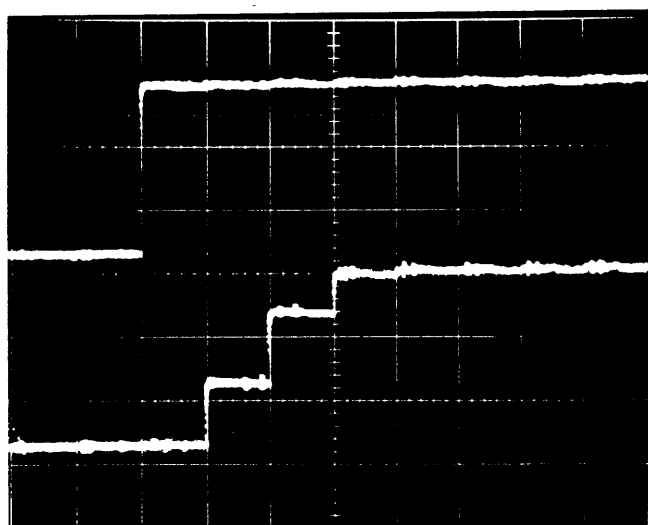


d 軸電流  
(5 A/DIV)

q 軸電流  
(5 A/DIV)

時間軸 (200  $\mu$  sec/DIV)

(a) q 軸電流指令を2 [A] から5 [A] に変更した場合



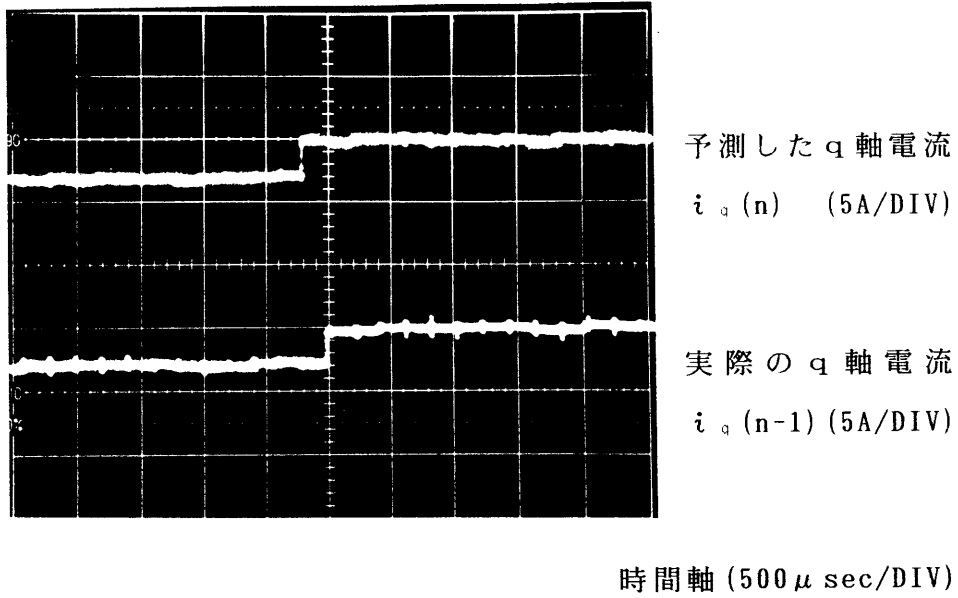
d 軸電流  
(5 A/DIV)

q 軸電流  
(5 A/DIV)

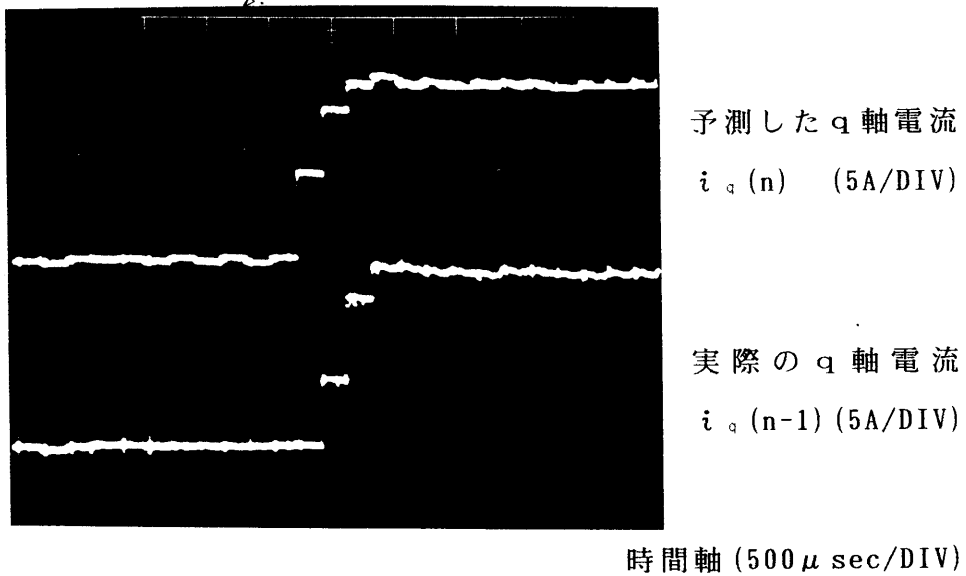
時間軸 (200  $\mu$  sec/DIV)

(b) q 軸電流指令を2 [A] から15 [A] に変更した場合

図 4.21 q 軸電流のステップ応答



(a) q 軸電流指令を2 [A] から5 [A] に変更した場合



(b) q 軸電流指令を2 [A] から15 [A] に変更した場合

図 4-22 q 軸電流成分の予測値と検出値



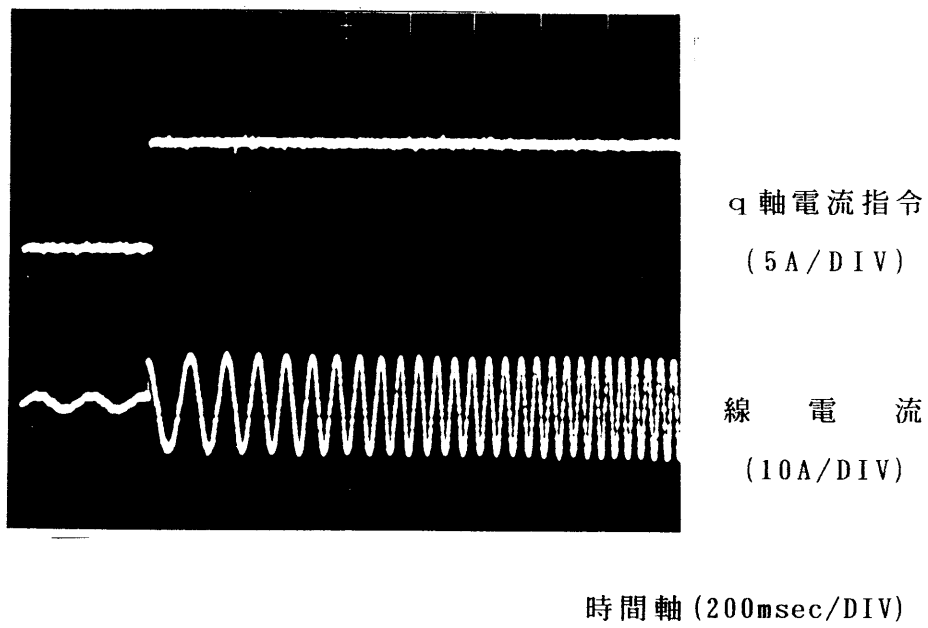


図 4・23 線電流の過渡応答

ウェア電流制御法を提案し、以下の点を明らかにした。

(1) ブラシレスモータの  $d-q$  軸座標系で定義された電機子電圧降下  $\sigma_s$  を用いれば、電機子回路は  $d-q$  軸が非干渉化され、単なる  $R-L$  直列の直流回路として表現される。この結果、系の特性根を自由に設計することもでき、ここでは、一例として  $PI$  制御を用いた電流制御アルゴリズムを導出し、定常状態および過渡状態の実験による電流制御特性を示した。

(2) ソフトウェア制御特有の問題である演算処理時間による制御遅れを、制御量を予測演算することで除去できることを明らかにした。本電流制御においても、実電流と速度起電力を予測演算することで制御遅れを除去した。

(3) 電流制御周期ごとにブラシレスモータの回転子位置に相当する電気角の推定方法を示し、この電気角推定の効果により高速回転時ほど、電動機の電流リップルがおさえられることを実験により確認した。

(4) 本電流制御アルゴリズムを高速積和演算に適した  $DSP$  TMS32010 のソフトウェア上で構成したところ、トランジスタインバータを用いて制御するには充分高速な  $85.4 [\mu sec]$  の演算処理時間を実現できた。

本制御法は、ソフトウェア制御の根本的な問題点であるソフトウェアの処理時間に対する時間遅れに対して予測演算による解決策を提案し、またソフトウェア制御の多機能性を利用して速度起電力および  $d-q$  軸の干渉項を補償しているなどの点から、ソフトウェア制御の特徴を十分に活用した制御法として位置づけることができる。

#### [参考文献]

- (1) J.Holtz et al.: "A Predictive Controller for the Stator Current Vector of AC Machines Fed from Switched Voltage Source"  
IPEC-Tokyo 1, 1665 (1983)
- (2) 西村, 小笠原, 赤木, 難波江, 中西: 「永久磁石同期電動機の高性能サーボシステム」電気学会半導体電力変換研究会資料 SPC-84-13, 31 (昭和59年)
- (3) 西村, 小笠原, 赤木, 難波江, 中西: 「高調波を抑制した高応答電流制御形  $PWM$  インバータの制御法」同上 SPC-85-22, 41 (昭和60年)

- (4) 例えば, 宮入: 「エネルギー変換工学入門(下)」  
丸善 11, 13章 (昭和40年)
- (5) 例えば, 伊藤: 「自動制御概論」  
昭晃堂 7, 8, 9章 (昭和43年)
- (6) 松井, 亀田, 竹下: 「DSPによるブラシレスモータのソフトウェア化非  
干渉電流制御法」電気学会論文誌 107-D, 2, 251 (昭和62年)
- (7) 例えば, 美多: 「デジタル制御理論」  
昭晃堂 5, 6, 7章 (昭和59年)
- (8) 亀田, 竹下, 松井: 「DSPによるブラシレスモータのd-q軸非干渉電  
流制御」電気学会産業電力応用研究会資料 IA-86-3, 21 (昭和61年)

## 第5章 DSPによるブラシレスモータの高速電流制御

### 5・1 緒言

前章では、ブラシレスモータの電流制御系において、 $d-q$ 軸の非干渉制御を実現し、高速な電流制御応答を得た。しかし、三角波比較PWM制御法を用いていたので、電圧の利用率が低く、またPWMパルスを発生するためのハードロジック回路を必要とするなどの問題が残されている。本章では、これらの問題に対処するために、瞬時値比較方式による電流制御法を改善し、ブラシレスモータの瞬時電圧方程式に基づいてPWMパタンを直接算出する電流制御法について検討する。この結果、PWM制御を実現するハードウェアが必要なくなるので、制御回路の簡素化も図れる。

さきに述べたように、実用されている電流制御法には、PI制御方式の他に瞬時値比較方式がある。図5・1はその原理図で偏差電流 $\Delta i_a$ がヒステリシスコンパレータの設定電流 $\Delta I$ より大きい場合にはa相の+側のトランジスタをオンし、逆に $-\Delta I$ より小さい場合には-側のトランジスタをオンし、 $-\Delta I$ と $\Delta I$ の間の範囲の場合にはスイッチングパタンを変化させないようにすることで電流を制御する。瞬時値比較方式では線間電圧に逆極性の電圧が出力されるのでモータから大きな磁気騒音が発生し、またインバータのスイッチング周波数は負荷状態によって左右されるのでスイッチング周波数を一定範囲内に制御することも難しく、特にモータの回転速度が低い場合にスイッチング周波数が高くなるなどの問題点も指摘されている<sup>(1)</sup>。これらの問題点を踏まえて新たに電流制御を考えると、以下のことが制御系に要求される。三相インバータの各相の電圧はその相のスイッチングパタンのみによって決まらないので、すでに第2章で述べたように三相全体のスイッチングパタンに対する電圧を考えなければならない。このような考え方をすることで逆極性の電圧を除去することができ、瞬時値比較方式における磁気騒音とスイッチング周波数の問題点を解決できる。

このような見地から偏差電流を一定量以内になるようにインバータ出力電圧を切り換える電流制御法が提案されている<sup>(2)</sup>。この方法はシステム定数を知る必

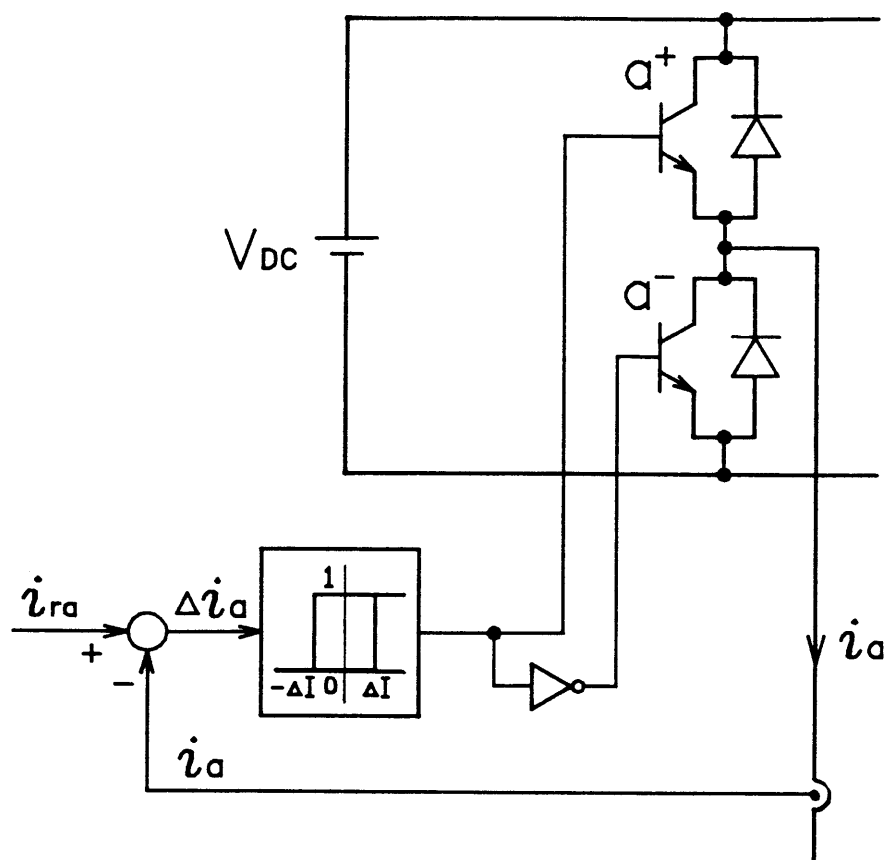


図 5・1 瞬時値比較方式による電流制御法の原理

要がないことから、汎用性の高い方法である。本章では、サンプル値制御系を前提とし、各サンプル点においてブラシレスモータの瞬時電圧方程式に基づいて電流の応答を予測し、実電流を指令電流に最も近づけるための最適なインバータのスイッチングパターンを算出する高性能な制御法を提案する。本法は、PI制御のように電流偏差を用いた制御とは異なり、ブラシレスモータの速度起電力、抵抗およびインダクタンスの電圧降下などを電圧方程式に基づいて補償する新しい制御法である。第4章で述べたようにソフトウェアの演算処理時間にとまなう制御遅れに対しても、必要な制御量を予測することで対応している。また、PWM制御については第2章および第3章で述べた考え方を導入し、サンプル点間では一定のインバータ出力電圧ベクトルが直接プロセッサから出力される方法を採用している。したがって、三角波比較PWM制御法における出力電圧を大きくできないなどの問題点が改善される。また、プロセッサが直接PWMパターンを出力する

ことから、PWMパルス発生に伴うハードウェア回路も特に必要なく、全ての制御処理をソフトウェア上で構成した全ソフトウェア電流制御を実現している。

以上の点から、今後ますますその要求が強まるであろう電動機の全ソフトウェア制御に対して、本制御法は新しい展開をみたものと考えられる。

## 5・2 ブラシレスモータの電流制御法<sup>(3)</sup>

### 5・2・1 ブラシレスモータのd-q座標系の電圧方程式

図5・2(a)のブラシレスモータの三相モデルにおいて、第4章で定義した回転子の磁極上のd-q座標に加えて、新たに固定子の巻線に $\alpha-\beta$ 座標を定義する。第2章および第3章では、今回定義した $\alpha-\beta$ 軸の方向にd-q軸を選んできたことに注意しよう。 $a-b-c$ 、 $d-q$ 、 $\alpha-\beta$ 各座標系の諸量の変換式は図示の回転子位置に相当する電気角 $\theta$ を用いて次式で与えられる。

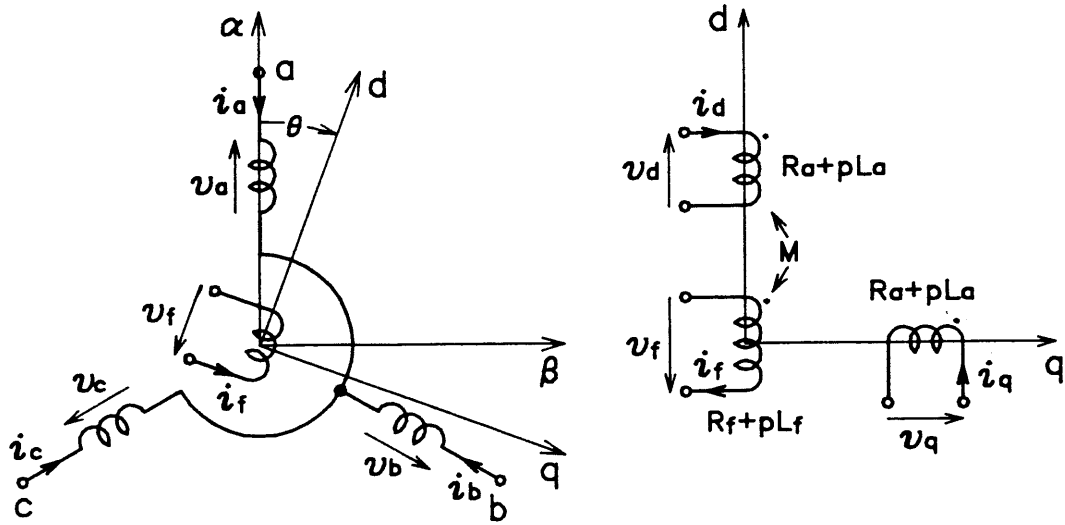
$$\begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \end{bmatrix} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \quad \dots\dots(5.1)$$

$$\begin{bmatrix} d \\ q \end{bmatrix} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta-2\pi/3) & \cos(\theta+2\pi/3) \\ -\sin\theta & -\sin(\theta-2\pi/3) & -\sin(\theta+2\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \quad (5.2)$$

$$\begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d \\ q \end{bmatrix} \quad \dots\dots(5.3)$$

ここで、 $\alpha$ 、 $\beta$ 、 $a$ 、 $b$ 、 $c$  および  $d$ 、 $q$  は、それぞれ  $\alpha-\beta$ 、 $a-b-c$ 、 $d-q$  座標系の諸量を表わし、(5.2)式は(4.18)式を再記したものである。図5・2(b)はブラシレスモータのd-q軸モデルである。(4.1)式のブラシレスモータの三相モデルの電圧方程式を(5.3)式を用いて座標変換し、電機子電圧 $v_d$ 、 $v_q$ のみについて考えると、(4.21)式に示したように、

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = (R_a + pL_a) \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} \quad \dots\dots(5.4)$$



(a) ブラシレスモータの三相モデル (b) ブラシレスモータの d-q モデル  
 図 5.2 ブラシレスモータのモデル

の関係が得られる。ただし、 $e_d$ 、 $e_q$ はそれぞれ d、q 軸上の速度起電力であり、次式により与えられる。

$$\begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} = \dot{\theta} \begin{bmatrix} L_a i_d \\ M I_f - L_a i_q \end{bmatrix} \quad \dots\dots (5.5)$$

ここで、以下の議論のために (5.4) 式をベクトル表示して、

$$\mathbf{v} = (R_a + p L_a) \mathbf{i} + \mathbf{e} \quad \dots\dots (5.6)$$

と表記する。

図 5.3 にブラシレスモータの主回路構成を示す。a、b、c 各相アームのトランジスタのスイッチング関数  $S_a$ 、 $S_b$ 、 $S_c$  を (2.1) 式に示したように各相の正/負のトランジスタのオン状態に対して論理 1/0 を割当てると、 $\alpha - \beta$  座標系の電圧ベクトル  $\mathbf{v} (S_a, S_b, S_c)$  は (2.7) 式と同様に計算して、

$$\mathbf{v} (S_a, S_b, S_c) = \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2} V_{DC}}{2\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 2S_a - S_b - S_c \\ \sqrt{3} (S_b - S_c) \end{bmatrix} \quad \dots\dots (5.7)$$

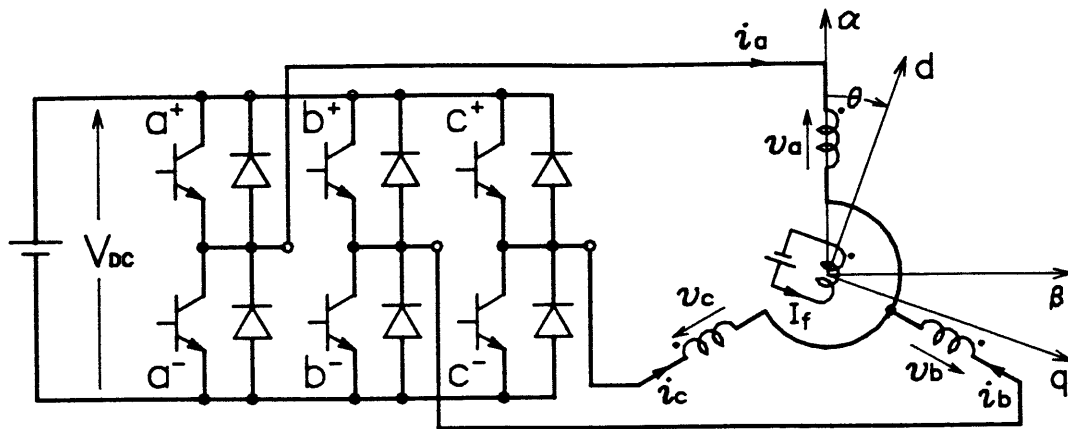


図 5・3 ブラシレスモータの主回路構成

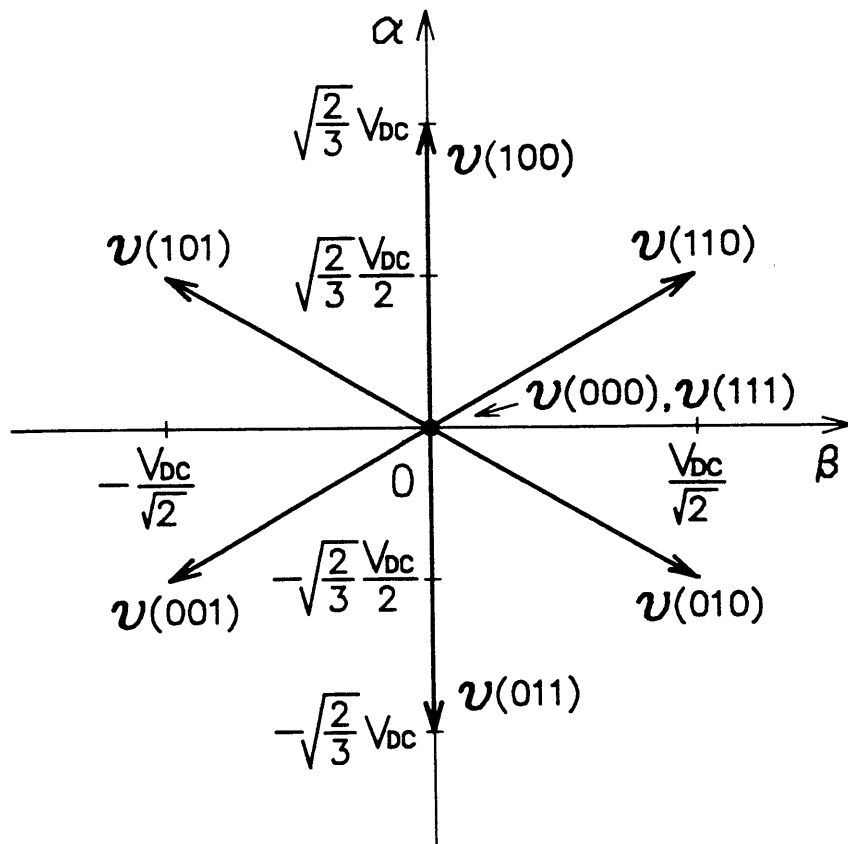


図 5・4 インバータの出力電圧ベクトル



と得られる。図5・4は(5・7)式の $\boldsymbol{v}$  ( $S_a, S_b, S_c$ )を $\alpha - \beta$ 座標系に図示したもので、8種類の電圧ベクトルが得られる。

### 5・2・2 電流制御アルゴリズム

ブラシレスモータのトルク $\tau$ は、(4・22)式に示したように $q$ 軸電流 $i_q$ のみの関数として、

$$\tau = M I_f i_q \quad \dots\dots(5\cdot8)$$

と与えられる。すなわち、ブラシレスモータのトルク $\tau$ を制御することは、電流を制御することに他ならない。そこで、ブラシレスモータの電流制御法をプロセッサでリアルタイム処理することを前提に $d - q$ 軸モデルに基づいて考える。ブラシレスモータの回路定数は既知であり、実電流、回転速度、インバータの入力電圧は測定できるものとする。

トルク指令に相当したサンプル点  $n+1$ の指令電流  $i_r(n+1)$

$$\boldsymbol{i}_r(n+1) = \begin{bmatrix} i_{rd}(n+1) \\ i_{rq}(n+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ i_{rq}(n+1) \end{bmatrix} \quad \dots\dots(5\cdot9)$$

が与えられたとき<sup>(3)</sup>、図5・4のインバータのスイッチングパターンに相当した電圧ベクトル $\boldsymbol{v}$ のうち、サンプル点 $n+1$ で指令電流に実電流を最も近づける最適なものを選択する電流制御アルゴリズムを導出する。

電流制御法についてはプロセッサ制御を前提にしているので、制御系はサンプル値系になる。そこで、制御周期 $T$ が電動機の電氣的時定数に比較して十分小さいと仮定し、(5・6)式のブラシレスモータの連続系の電圧方程式からサンプル値系の電圧方程式を導出する。(5・6)式をサンプル点 $n$ と $n+1$ の間で考える。まず、インバータ出力電圧 $\boldsymbol{v}$ については、サンプル点間でスイッチングパターンを変化させずに制御することから、図5・4に示す電圧ベクトルの1つを選択する。したがって、サンプル点 $n$ で出力する電圧ベクトルを $\boldsymbol{v}(n)$ と表現すれば、

$$\boldsymbol{v} = \boldsymbol{v}(n) \quad \dots\dots(5\cdot10)$$

と記すことができる。(5・6)式の抵抗 $R_a$ による電圧降下 $R_a i$ およびインダクタ

ンス  $L_a$  による電圧降下  $p L_a \dot{i}$  については、それぞれ (4.42), (4.43) 式に示したように、

$$R_a \dot{i} \doteq R_a \dot{i}(n) \quad \dots\dots (5.11)$$

$$p L_a \dot{i} \doteq L_a / T \{ \dot{i}(n+1) - \dot{i}(n) \} \quad \dots\dots (5.12)$$

と近似する。また、速度起電力  $e$  については、サンプル点  $n$  と  $n+1$  の中間点  $n+1/2$  の電圧で近似して、これを  $e(n+1/2)$  と記すことにすれば、

$$e \doteq e(n+1/2) \quad \dots\dots (5.13)$$

と表現される。

以上の (5.11) ~ (5.13) 式の関係をも (5.6) 式へ代入して、サンプル値系のブラシレスモータの電圧方程式が、

$$v(n) = R_a \dot{i}(n) + L_a / T \{ \dot{i}(n+1) - \dot{i}(n) \} + e(n+1/2) \quad \dots\dots (5.14)$$

と求まる。(5.14) 式に基づいて描いたベクトル図を図 5.5 に示す。ただし、このベクトル図においては、説明をわかりやすくするために大きさを誇張して描いているベクトルがあり、必ずしも本システムにおける場合と一致していない点に注意しよう。説明するまでもなく電流が正弦波で、かつ  $d$  軸電流が零になる制御が完全に行われているとすると、電流ベクトル  $\dot{i}$  はサンプル点にかかわらず  $q$  軸上で一定の長さとなる。しかし、インバータ制御時の電流を瞬時的にみると必ずしもこのようにはならないので、図 5.5 は  $\dot{i}(n)$  と  $\dot{i}(n+1)$  が  $q$  軸周辺でわずかにずれているとしてベクトル図を描いている。ベクトル関係より  $\dot{i}(n)$  から  $\dot{i}(n+1)$  への電流の応答は、インダクタンス  $L_a$  の電圧降下によって決まることが理解できる。すなわち、(5.14) 式はサンプル点  $n$  で  $v(n)$  を用いたときの  $\dot{i}(n+1)$  の応答を示す関係式であるとみなすことができる。

さて、(5.14) 式のサンプル値系の電圧方程式に基づいて、電流を制御する基本的な考え方について説明する。サンプル点  $n+1$  の実電流  $\dot{i}(n+1)$  を (5.29) 式で与えられる指令電流  $\dot{i}_r(n+1)$  に一致させるために電動機に印加する理想的な電圧ベクトル  $v_r(n)$  を考える。すなわち、 $v_r(n)$  は (5.14) 式において、実電流

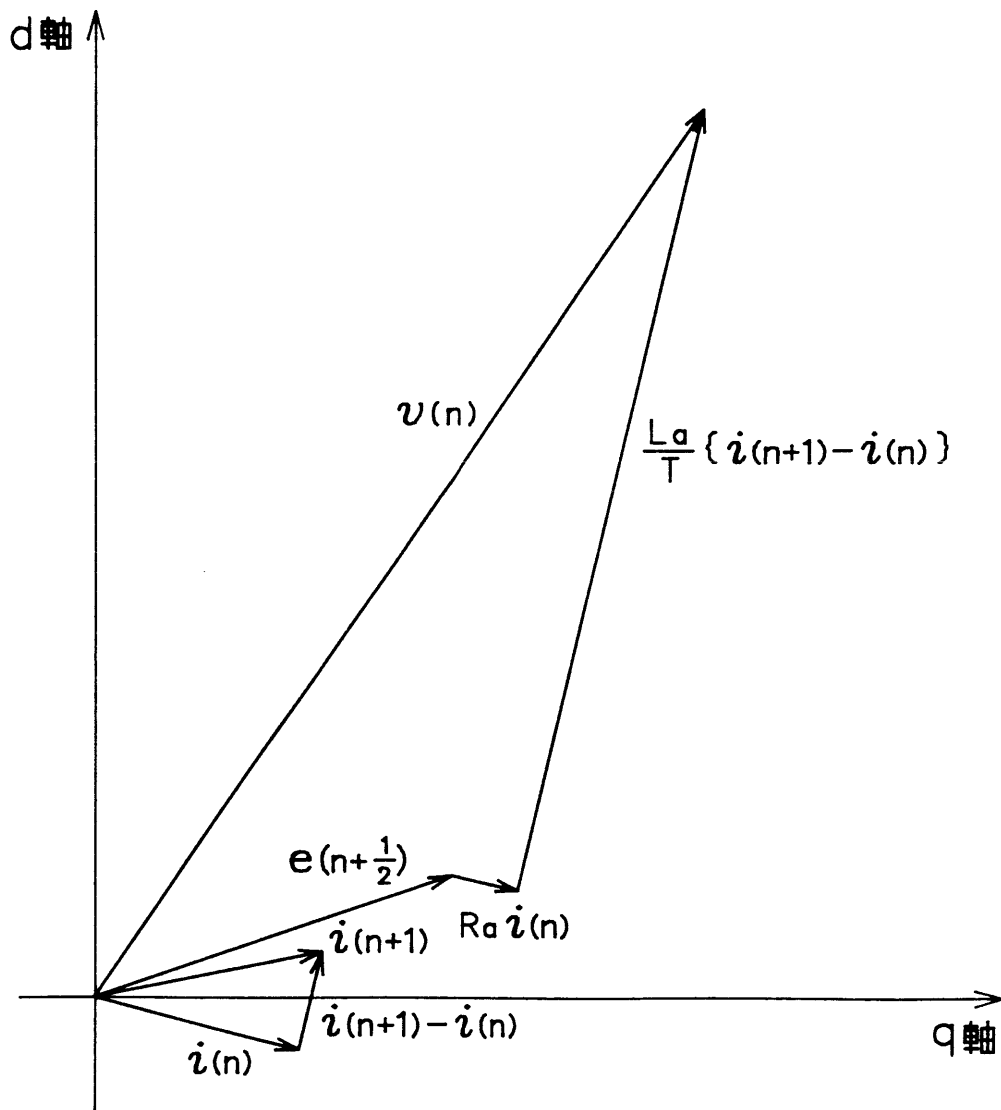


図 5.5 サンプル値方程式に基づいたベクトル図

$i(n+1)$ を指令電流  $i_r(n+1)$ で読み換えたときの電圧であるから、

$$v_r(n) = R_a i(n) + L_a / T \{ i_r(n+1) - i(n) \} + e(n+1/2) \quad (5.15)$$

と得られる。すでに述べたようにインバータが出力できる電圧ベクトルは、図 5.4 に示した 8 本のベクトルに限定されるので、 $v_r(n)$ を直接出力することは不可能である。そのため  $v_r(n)$ に一番近い出力可能な電圧ベクトルを  $v(n)$  とし、これをサンプル点  $n$  と  $n+1$ の間に出力することによって、実電流  $i(n+1)$ を指令電流  $i_r(n+1)$ に最も近づけることができる。

ところで、(5.15)式はサンプル点  $n$  における実電流  $i(n)$  およびサンプル点  $n+1/2$  の速度起電力  $e(n+1/2)$  の情報を含んでいるので、サンプル点  $n$  までに  $v_r(n)$ を計算することができない。そこで、サンプル点  $n$ 以前の情報から  $i(n)$  および  $e(n+1/2)$ を予測して  $v_r(n)$ を求め、 $v(n)$  の選択を行えるように変更しなければならない。

### 5.2.3 実電流の予測

サンプル点  $n$  の実電流  $i(n)$ を、サンプル点  $n$ 以前の情報で予測するために、まず (5.14)式で  $n$ を  $n-1$ に置き換え、実電流  $i(n)$ について解くと、

$$i(n) = i(n-1) + T / L_a \{ v(n-1) - e(n-1/2) - R_a i(n-1) \} \dots\dots\dots (5.16)$$

が得られる。これを (5.15)式の右辺第 2 項の  $i(n)$  に代入すると、次の近似式が得られる。

$$v_r(n) \doteq 2R_a i(n-1) + L_a / T \{ i_r(n+1) - i(n-1) \} - v(n-1) + 2e(n) \dots\dots\dots (5.17)$$

ここで、すでに述べたように制御周期  $T$  が電氣的時定数に比べて十分小さいという仮定に基づいて次の近似を行っている。すなわち、抵抗による電圧降下については、

$$R_a i(n) \doteq R_a i(n-1) \dots\dots\dots (5.18)$$

と近似し、さらに、速度起電力  $e$  についても、

$$e(n+1/2) + e(n-1/2) \doteq 2e(n) \quad \dots\dots(5.19)$$

と近似をしている。(5.17)式の右辺は、速度起電力  $2e(n)$  の項以外はサンプル点  $n-1$  で与えられる情報である。

ここで、(5.17)式の  $v_r(n)$  を求める近似式の意味をベクトル図を用いて考える。図5.6で実電流  $i(n)$ 、 $i(n-1)$  は脈動分に相当するだけ  $q$  軸から図のようにずれているとし、 $i_r(n+1)$  は指令値であるから  $q$  軸と一致している。また、(5.5)式から明らかなように速度起電力は電流の関数で表現されるから、 $e(n-1/2)$  と  $e(n+1/2)$  は異なるように描いている。まず、(5.16)式の  $v(n-1)$  を用いたときの実電流  $i(n-1)$  から  $i(n)$  への応答であるが、図5.5の(5.14)式のベクトル図で、サンプル点  $n$  を  $n-1$  に置き換えて図5.6にそのまま示している。また、(5.17)式に基づいて得られる  $v_r(n)$  も図5.5と同様に描くことができる。(5.17)式は、 $v(n-1)$  を用いたとき実電流  $i(n-1)$  をサンプル点  $n+1$  で  $i_r(n+1)$  に一致させるための理想的な電圧  $v_r(n)$  を求める式であり、図5.6のベクトル図では、(5.18)、(5.19)式の近似式を用いて、(5.15)式と(5.16)式の各ベクトルを加え合わせた形で描かれる。先に述べたように(5.17)式は  $e(n)$  以外は  $n-1$  までの情報で表現されており、(5.15)式と(5.17)式は同一のベクトル  $v_r(n)$  を与えていることが理解できよう。図5.5と同様に、図5.6においても各ベクトルの大きさは必ずしも本システムの値と一致させて描いていない。

#### 5.2.4 速度起電力の予測

(5.17)式の理想的な電圧  $v_r(n)$  を計算するためには、サンプル点  $n$  の速度起電力  $e(n)$  を予測しなければならない。(5.5)式よりサンプル点  $n$  の速度起電力  $e(n)$  は、次式で表わすことができる。

$$e(n) = \dot{\theta} \left[ \begin{array}{c} L_a i_q(n) \\ M I_f - L_a i_d(n) \end{array} \right] \quad \dots\dots(5.20)$$

ここで、(5.9)式に示したように、トルクに関与しない  $d$  軸電流の指令値は零とするので、この制御が十分に行われているものとする。

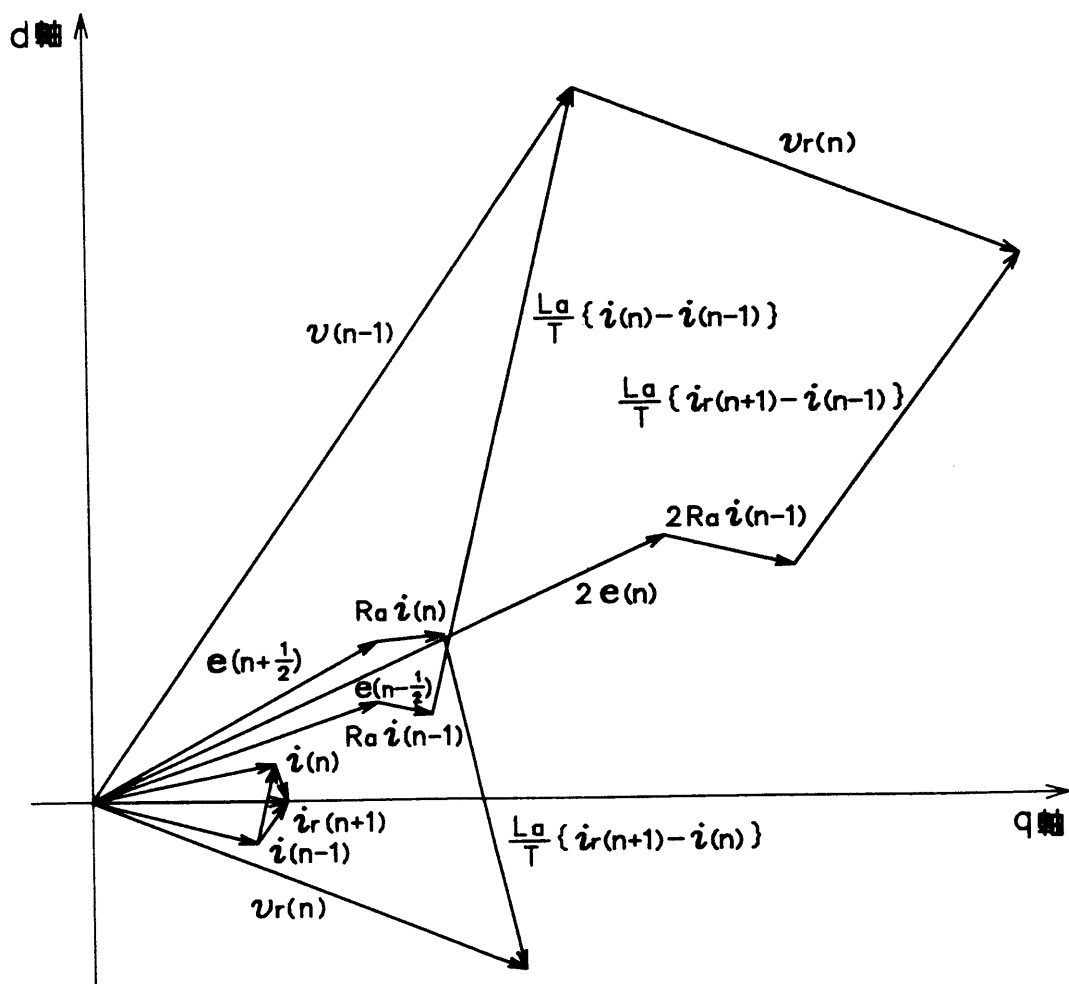


図 5・6 電流予測を含めた場合のベクトル図

$$i_d(n) = 0 \quad \dots\dots(5.21)$$

とすることができる。したがって、(5.20)式は、

$$\mathbf{e}(n) = \dot{\theta} \begin{bmatrix} L_a i_q(n) \\ M I_f \end{bmatrix} \quad \dots\dots(5.22)$$

となり、結局 q 軸電流  $i_q(n)$  による d 軸速度起電力を考えればよい。(5.16)式より q 軸電流は、

$$i_q(n) = i_q(n-1) + T/L_a \{v_q(n-1) - e_q(n-1/2) - R_a i_q(n-1)\} \quad \dots\dots(5.23)$$

と与えられる。上式で q 軸の速度起電力  $e_q(n-1/2)$  については、(5.22)式の q 軸成分によって与えられるから、これを(5.23)式に代入すると、

$$i_q(n) = i_q(n-1) + T/L_a \{v_q(n-1) - \dot{\theta} M I_f - R_a i_q(n-1)\} \quad \dots\dots(5.24)$$

と変形され、q 軸電流  $i_q(n)$  はサンプル点  $n-1$  の情報だけにより予測できる。したがって、(5.24)式を(5.22)式へ代入することにより、サンプル点  $n$  の速度起電力  $\mathbf{e}(n)$  は次のように求まる。

$$\mathbf{e}(n) = \dot{\theta} \begin{bmatrix} L_a i_q(n-1) + T \{v_q(n-1) - \dot{\theta} M I_f - R_a i_q(n-1)\} \\ M I_f \end{bmatrix} \quad \dots\dots(5.25)$$

(5.25)式に含まれている2つの角速度  $\dot{\theta}$  は、前者がサンプル点  $n$  の角速度  $\dot{\theta}(n)$ 、後者がサンプル点  $n-1$  と  $n$  の間の平均角速度  $\dot{\theta}(n-1/2)$  であるが、機械的時定数は電気的時定数に比べて十分に大きいと考えることができるので、両者を同一として  $\dot{\theta}$  と表現している。

サンプル点  $n$  と  $n+1$  の間の理想的な電圧ベクトル  $\mathbf{v}_r(n)$  は、(5.17)式および(5.25)式によりサンプル点  $n-1$  までの情報により計算することができ、演算処理時間に起因する制御遅れをなくすることができる。

### 5.2.5 電圧ベクトルの選択

すでに述べたようにインバータで出力できる実電圧ベクトルは図5.4に示した8種類に限定されているので、理想的な電圧ベクトル $\boldsymbol{v}_r(n)$ を直接出力することはできない。実電圧ベクトル $\boldsymbol{v}(n)$ の選択アルゴリズムについて説明する。実電圧ベクトル $\boldsymbol{v}(n)$ を選択する基本的な考え方は、図5.7に示すように $\alpha - \beta$ 座標系を①～⑥までの7つの領域に分け、理想的な電圧ベクトル $\boldsymbol{v}_r(n)$ がどの領域に存在するかを判断し、その領域に対応した電圧ベクトルを $\boldsymbol{v}(n)$ として選択する。この判断をソフトウェア上で実行する場合には、 $\alpha - \beta$ 座標系で処理するのではなく、 $a - b - c$ 座標系で処理することによって以下に示すように簡単に判断できる。まず、 $d - q$ 座標系で計算された $\boldsymbol{v}_r(n)$ から(5.2)式の逆変換を行うことで、 $a - b - c$ 座標系の理想電圧 $v_{ra}(n)$ 、 $v_{rb}(n)$ 、 $v_{rc}(n)$ をそれぞれ計算する。これらの各成分を $-1/3V_{DC}$ 、 $0$ 、 $1/3V_{DC}$ とそれぞれ比較し、次式のどの判定式が成立するかを(-2)、(-1)、(+1)、(+2)の判定式の番号を用いて表わす。

$$\left. \begin{array}{ll} v_{ra,b,c}(n) < -1/3V_{DC} & ; (-2) \\ -1/3V_{DC} < v_{ra,b,c}(n) < 0 & ; (-1) \\ 0 < v_{ra,b,c}(n) < 1/3V_{DC} & ; (+1) \\ 1/3V_{DC} < v_{ra,b,c}(n) & ; (+2) \end{array} \right\} \dots\dots\dots (5.26)$$

ここで、 $1/3V_{DC}$ が判定基準として選ばれているのは、例えば、図5.7の $\alpha$ 軸上で領域①と②の境界上の電圧ベクトルは、 $\alpha - \beta$ 座標系で $[\sqrt{2}/2\sqrt{3} \cdot V_{DC} \ 0]^T$ と表現され、(5.1)式を用いて $a - b - c$ 座標系へ座標変換すると、 $[1/3V_{DC} \ -1/6V_{DC} \ -1/6V_{DC}]^T$ となり、領域①と②の境界を判断するには $v_{ra}(n)$ と $1/3V_{DC}$ とを比較することによって判定できるためである。(5.26)式の番号と理想的な電圧ベクトル $\boldsymbol{v}_r(n)$ の存在する領域との関係をまとめると表5.1に示すようになる。したがって、表5.1の $v_{ra}(n)$ 、 $v_{rb}(n)$ 、 $v_{rc}(n)$ の各判定式の番号に対する電圧ベクトル $\boldsymbol{v}$ のデータテーブルを用意することで簡単にベクトル選択が行える。



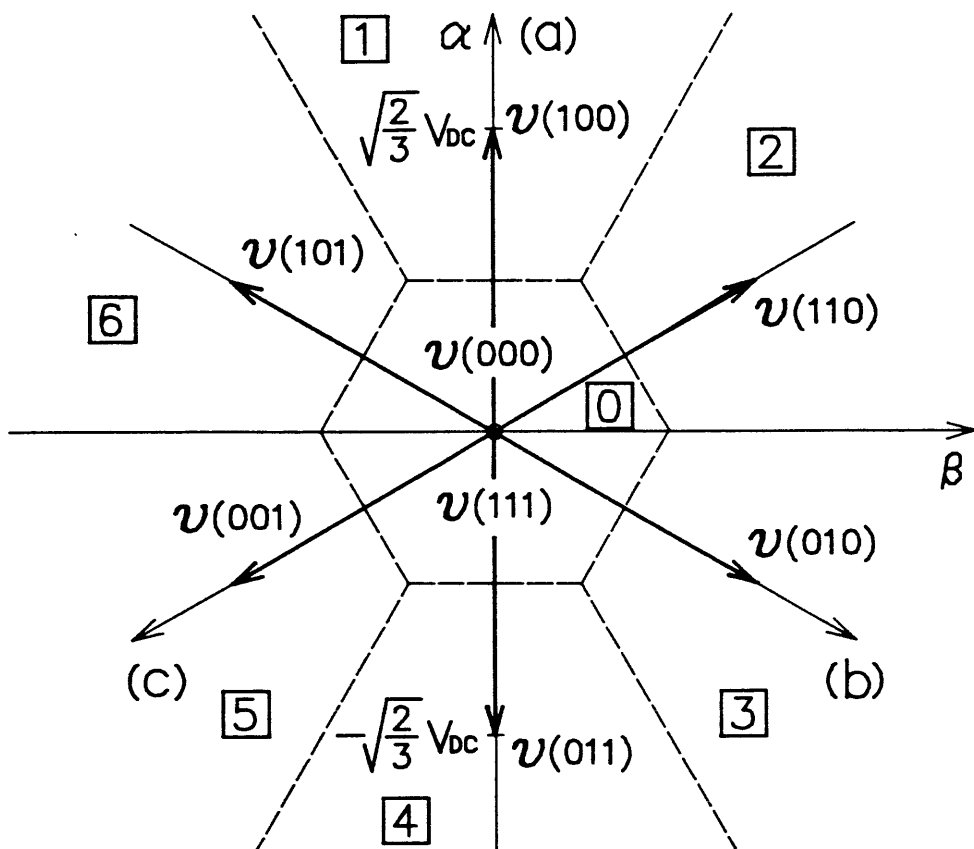


図 5.7 電圧ベクトルの選択領域

表 5.1 ベクトル選択表

領域	$\mathbf{v}$ ベクトル	$v_{ra}(n)$	$v_{rb}(n)$	$v_{rc}(n)$
0	$\mathbf{v}(000)$ $\mathbf{v}(111)$	(-1) (+1)	(-1) (+1)	(-1) (+1)
1	$\mathbf{v}(100)$	(+2)	(-2) (-1)	(-2) (-1)
2	$\mathbf{v}(110)$	(+1) (+2)	(+1) (+2)	(-2)
3	$\mathbf{v}(010)$	(-2) (-1)	(+2)	(-2) (-1)
4	$\mathbf{v}(011)$	(-2)	(+1) (+2)	(+1) (+2)
5	$\mathbf{v}(001)$	(-2) (-1)	(-2) (-1)	(+2)
6	$\mathbf{v}(101)$	(+1) (+2)	(-2)	(+1) (+2)

### 5・3 DSPを用いた制御システム構成

図5・8に実験に用いた制御システム構成を示す<sup>(5)</sup>。システムはブラシレスモータ、三相PWMトランジスタインバータ、速度制御部、電流制御部より構成され、基本的には4・6節で説明したシステムと同じである。速度制御部、電流制御部はそれぞれマイクロプロセッサ8086、DSP TMS32010を中心とした全デジタルソフトウェア制御系である。

速度制御部は、4・6・1で説明したようにレゾルバより得られる電気角 $\theta(k)$ から角速度 $\dot{\theta}$ を求め、PI演算により電流指令 $i_{r,q}$ を決める。

電流制御部はDSP TMS32010を中心に構成されおり、ハードウェアは4・6・3で説明した構成とほとんど同じである。ハードウェア構成で異なる点は、第4章では三角波比較PWM制御の原理に基づいて各相の指令電圧からPWMパルスを発生するPWM出力回路が必要であったが、本法ではPWMスイッチングパタンを直接DSPが出力しており、またアーム短絡防止用のデッドタイム(24[ $\mu$ sec])もソフトウェア上で処理しているため、PWM出力回路を必要としない点である。したがって、制御回路はDSPによるコンピュータシステムと検出器だけで構成されており、全ソフトウェア電流制御を実現している。

図5・9は、サンプル点 $n-1$ でサンプル信号がDSPに入力されたとき、DSPが実行する電流制御の処理フローを示したものである。演算を開始すると、DSPはまずベース信号を $\boldsymbol{v}(n-2)$ から $\boldsymbol{v}(n-1)$ に相当したスイッチングパタンへ変更するためにインバータに短絡防止パタンを出力する。次に速度制御部より送られてくる情報 $i_{r,q}(k)$ 、 $\theta(k)$ 、 $\dot{\theta}(k)$ および電流検出回路より得られる実電流 $i_a(n-1)$ 、 $i_b(n-1)$ を読み込み、 $\theta(k)$ より4・6・3に示した電気角 $\theta(n)$ の推定を行う。24[ $\mu$ sec]のデッドタイムの後、 $\boldsymbol{v}(n-1)$ に相当したパタンをインバータに送る。そして、前節に示した電流制御アルゴリズムに従ってサンプル点 $n$ と $n+1$ の間で出力する最適な電圧ベクトル $\boldsymbol{v}(n)$ を選択する。

本電流制御処理は、高速積和演算に適したDSPを使用することによって、1回の制御処理が最大60[ $\mu$ sec]以下で実行される。なお、このプログラム容量は約800ワードになる。

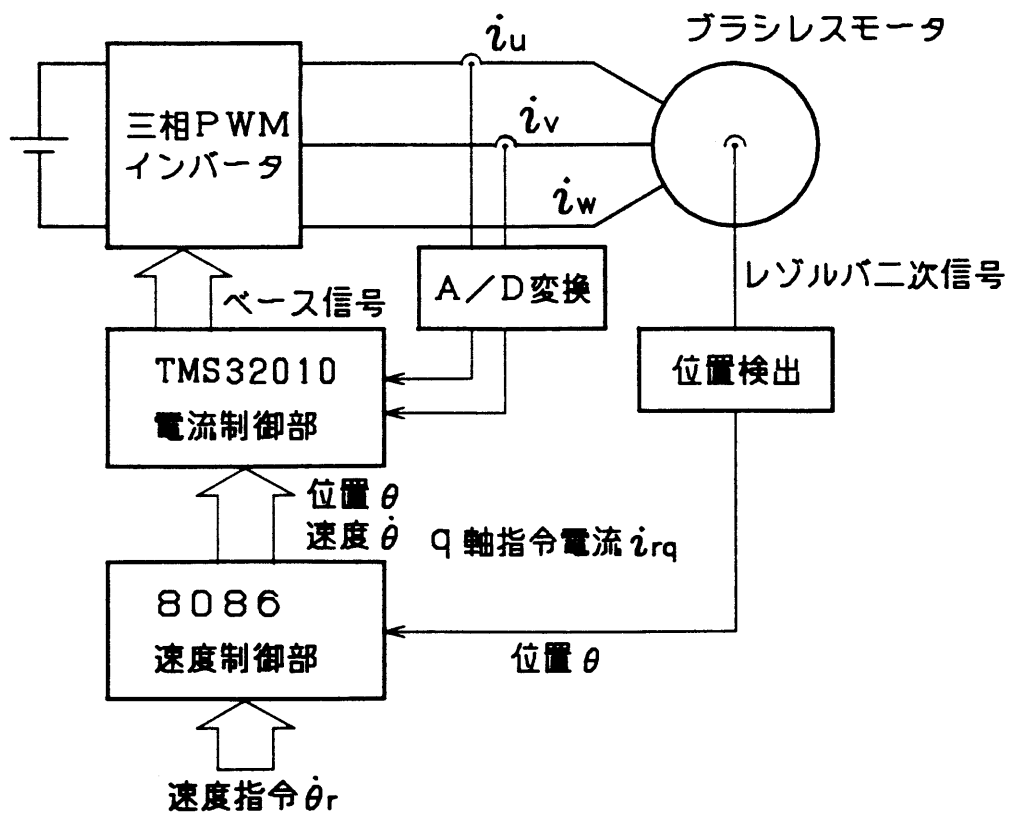


図 5・8 制御システム構成

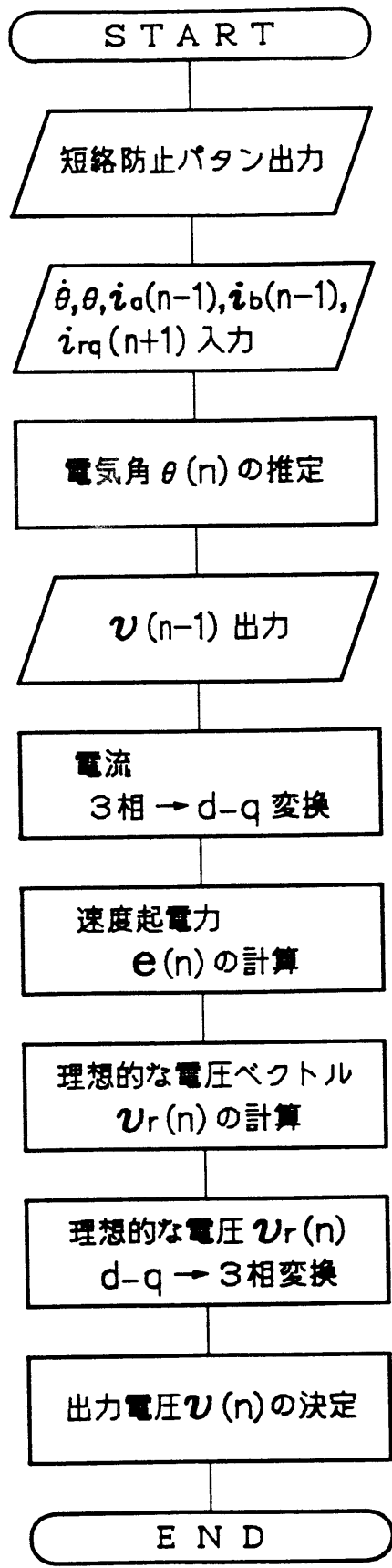


図 5.9 電流制御処理のフロー

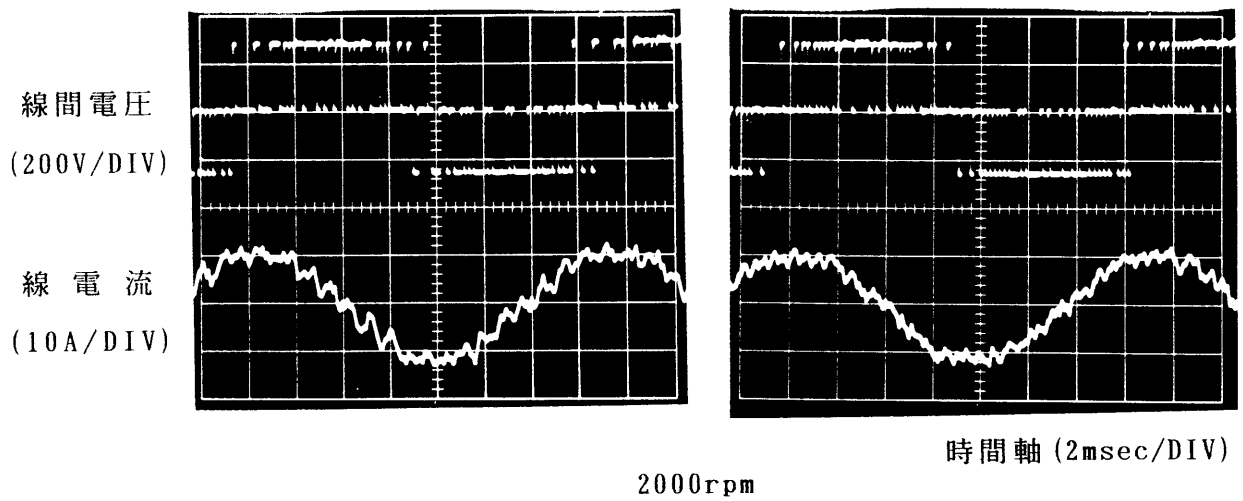
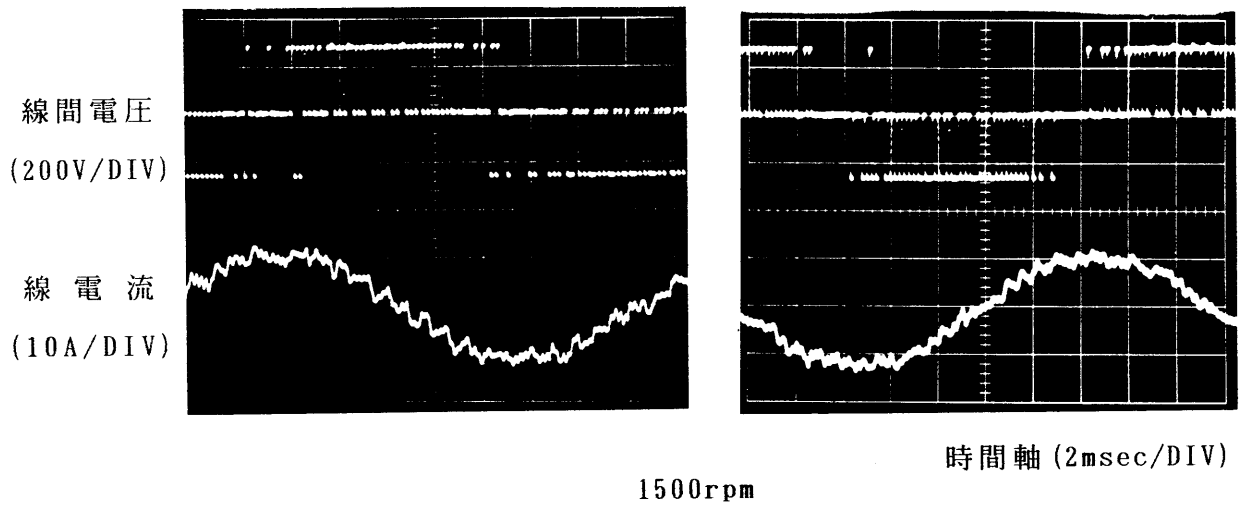
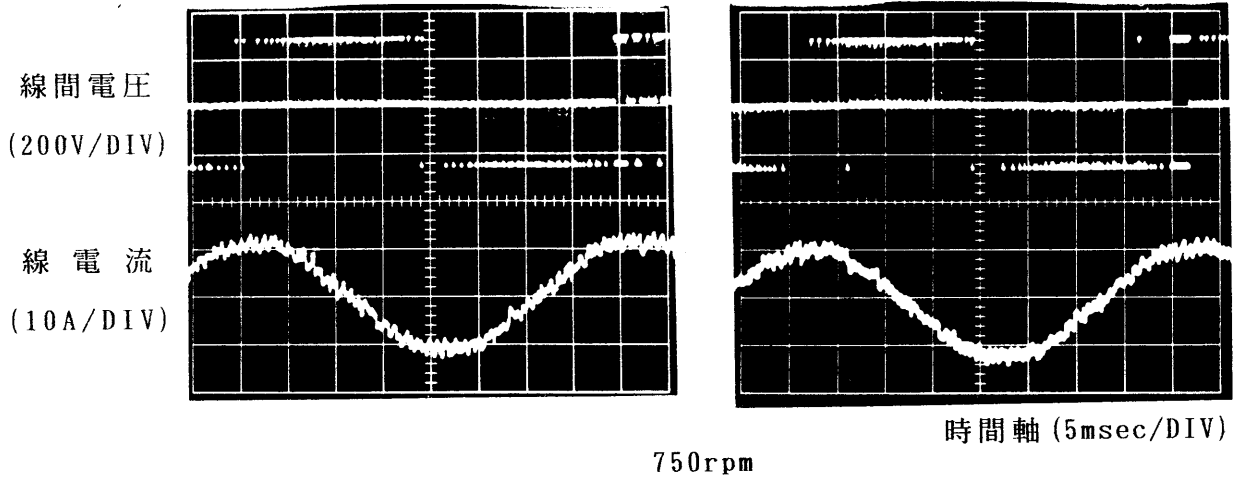
## 5・4 実験結果

本電流制御法を評価するために、表4・1に示した諸元のブラシレスモータを用いて実験を行った結果を示す。先にも述べたように、DSPの電流制御処理時間は最大60 [ $\mu$ sec]であるが、一般に使用されているトランジスタインバータとスイッチング周波数を同程度にするために、以下の実験では電流制御周期Tを100 [ $\mu$ sec]としている。

図5・10は本システムでブラシレスモータを駆動したときの線間電圧、線電流波形である。これらの波形は定格電流時のものであり、回転数をそれぞれ、750, 1,500, 2,000 [rpm]とした場合の波形である。ここでは、4・6・3で説明した電気角推定の効果を調べるために、(a)は電気角の推定を行わずに制御した場合で、(b)は電流制御周期Tごとに電気角 $\theta(n)$ の推定を行った場合をそれぞれ示したものである。第4章の結果と同様に、回転数が高くなるほど、電気角の推定の効果が現われ、電流リップルが小さくなっている。

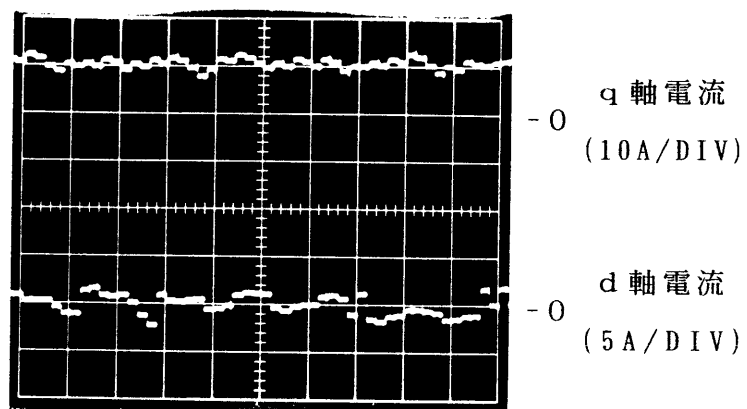
図5・11は、q軸電流指令を10 [A]にして定格回転数2,000 [rpm]で駆動した場合のd-q軸の電流成分を示したものである。DSPが実行する制御処理の中でのd-q軸の電流成分を、D/A変換して観測している。図5・10と同様に(a)は電気角の推定を行わない場合であり、(b)は推定を行った場合である。電気角の推定を行ったほうが、q軸電流のリップルが小さくなっている。これは電気角の推定を行うことによって、(5・18)式のa-b-cとd-qの座標変換が正確に行われ、5・3節に示した電流制御アルゴリズムの各式が実際のシステムによく一致するためであると考えられる。電気角推定の有無にかかわらず、d-q軸の電流成分にある程度の電流リップルが現われるのは、制御処理の結果得られた $\boldsymbol{v}_r(n)$ に最も近い電圧ベクトルを $\boldsymbol{v}(n)$ として選んでいることによる電圧誤差のためである。なお、以下の実験結果はすべて電気角の推定を行った場合について示している。

図5・12はq軸の指令電流を2.3 [A]から9.2 [A]へステップ状に変更した場合の応答を示したものである。q軸の指令電流の変更に対し、約3サンプル(300 [ $\mu$ sec])で電流が整定していることが認められ、第4章の非干渉制御と



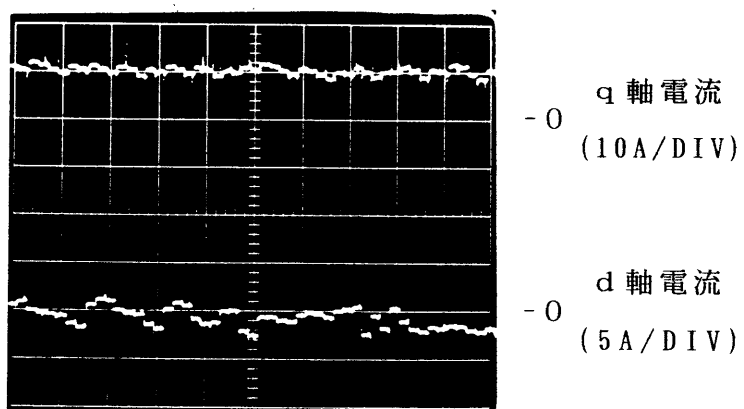
(a) 電気角を推定しない場合      (b) 電気角を推定した場合

図 5・10 線間電圧、線電流波形



時間軸 (500  $\mu$  sec/DIV)

( a ) 電気角を推定しない場合



時間軸 (500  $\mu$  sec/DIV)

( b ) 電気角を推定した場合

図 5.11 d - q 軸の電流成分

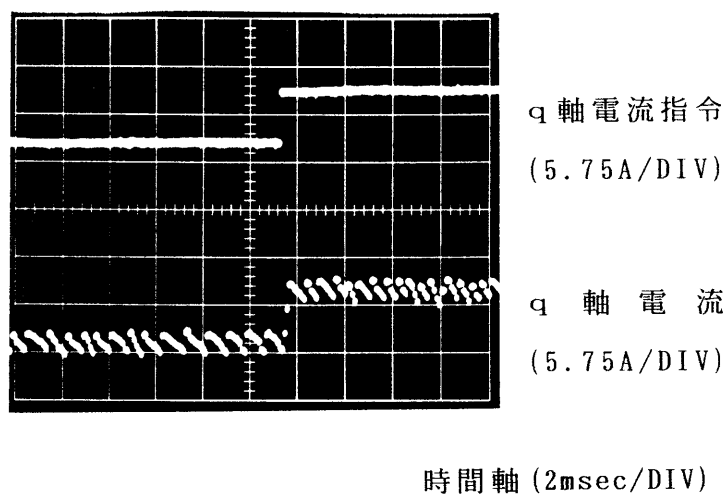


図 5・12 q 軸電流のステップ応答

同様に、高速な電流制御が実現できている。このことは、先に述べたようにブラシレスモータの瞬時電圧方程式に基づいて本電流制御アルゴリズムが構成されているためである。

図 5・13 は線電流 - トルク特性である。図中の理論値とは線電流がすべて q 軸電流として流れ、d 軸電流が零の場合の発生トルクであり、測定値とは可動鉄片形電流計による実電流に対して、動力計で測定したトルクを示したものである。したがって、電動機の機械損、電流の高調波成分の影響を考えれば、測定値は理論値とよく一致しているとみなすことができる。



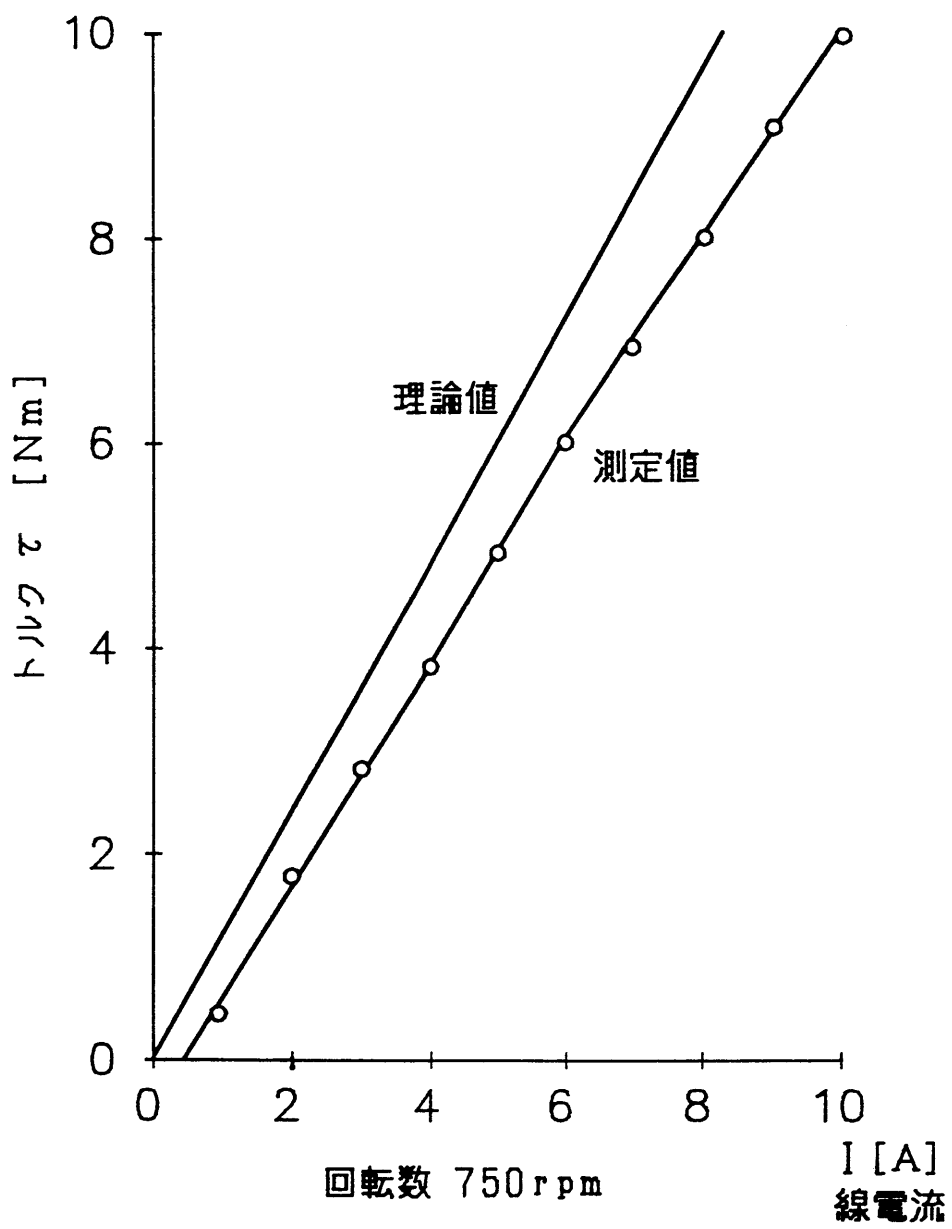


図 5・13 線電流－トルク特性

## 5・5 結 言

本章では、ブラシレスモータの電流制御系の高性能化を図るために、従来の電流制御法およびソフトウェア化の問題点を踏まえた新しいソフトウェア電流制御法を提案し、以下の点を明らかにした。

(1) ブラシレスモータの  $d-q$  軸座標系の瞬時電圧方程式に基づいて直接インバータの最適なスイッチングパターンを算出する高速電流制御アルゴリズムを導出した。定常状態および過渡状態の実験による電流制御特性を示すことにより、本法の有効性を確かめた。

(2) ソフトウェア特有の問題である演算処理時間による制御遅れに対して、実電流と速度起電力を予測するアルゴリズムを導出することで、電流の制御遅れを実質的になくすことができた。

(3) DSP TMS32010 を用いて全ソフトウェア電流制御系を構成したところ、トランジスタインバータを用いたシステムとしては、充分高速な  $60 [\mu \text{sec}]$  の演算処理時間が実現できた。

本論文では、ブラシレスモータの電流制御系の全ソフトウェア化を実現した。なお、今後トランジスタに代わる FET、IGBT などの高速スイッチング素子が実用化されるようになって、本制御処理は、DSP TMS320C25 を用いれば、約  $30 [\mu \text{sec}]$  で演算できるので充分対応できるものと思われる。

### [参考文献]

- (1) 大山, 中沢, 大上, 吉田, 常広: 「ベクトル制御における電流制御形インバータの新しい制御法」電気学会論文誌 105-B, 11, 901 (昭和61年)
- (2) 小笠原, 西村, 赤木, 難波江: 「高調波抑制と高速電流応答を可能にした電流制御形 PWM インバータ」電気学会論文誌 105-B, 2, 89 (昭和61年)
- (3) 竹下, 亀田, 大橋, 松井: 「デジタルシグナルプロセッサによるブラシレスモータの高速電流制御法」電気学会論文誌 106-B, 9, 753 (昭和61年)

(4) 杉本, 西内: 「同期機の直軸電流を零にする制御法」

昭和58年電気学会全国大会講演論文集 7, 585, 689

(5) 亀田, 大橋, 竹下, 松井: 「ブラシレスモータにおける高速電流制御アルゴリズムとDSPの適用」電気学会産業電力応用研究会資料 IA-85-12, 11

(昭和60年)

## 第6章 三相PWMコンバータのパラメータ変動を考慮した電流制御法

### 6・1 緒言

三相PWMコンバータの電流制御系に、第4章および5章で述べたように、制御対象の電圧方程式に基づいたモデルを制御系内部に導入した方法を用いる場合について考える。第4章ではソフトウェア上で構成されたモデルに基づいて予測された電流と指令電流との偏差を用いて電流制御がなされ、また、第5章においても指令電流と実電流が一致するようにモデルに基づいて計算されたインバータ入力電圧により電流制御を行った。これらの制御法は、ソフトウェア上のモデルと実際のブラシレスモータの回路パラメータが一致していることを前提に理論展開がなされており、もし両者のパラメータに差異がある場合には定常偏差を生じる。

電圧形インバータの直流電源を構成するコンバータとしては、コンデンサインプット形のダイオード整流回路が広く用いられてきた。この回路は、基本波力率は高いにもかかわらず、その入力電流に多くの高調波を含むので総合力率が低く、また誘導障害などの各種高調波障害を引き起こすことが指摘されている<sup>(1)</sup>。そこで、入力電流を正弦波にし、総合力率1を実現するために、自己消弧素子を用いたコンデンサインプット形のPWMコンバータが提案されている<sup>(2)(3)</sup>。PWMコンバータの電流制御系は、コンバータ出力電圧制御のマイナーループとして作用するだけでなく、コンバータの入力電流そのものを制御することから、定常偏差が生じないように制御系を構成することが望まれる。

本論文で提案する三相PWMコンバータの電流制御法は、第4章および第5章で述べたように、制御対象のモデルを制御系に導入することで電流の高速応答特性をそのまま残し、さらにPI制御を併用することで、制御系で用いられるモデルの回路パラメータが実際のコンバータの回路パラメータと異なっている場合にも電流誤差を補償できることが大きな特徴である。したがって、磁気飽和によりインダクタンスの値が変化するような場合にも対応できる。またPWMパタンの発生に際しても、コンバータの入力電圧ベクトルをサンプル周期Tの間に平均値

として出力する新しいPWMパタン発生法を提案している。

試作システムでは、DSP (TMS32010) を用いてソフトウェア電流制御を構成し、演算処理時間112 [ $\mu$ sec] の高速処理が実現されている。またシミュレーションと実験により本法の制御特性を明らかにしている。

## 6・2 コンバータシステムの数式モデル

### 6・2・1 コンバータの電圧方程式<sup>(4)</sup>

図6・1 に示すように電源とコンバータ間に交流リアクトルを有する三相PWMコンバータシステムの電圧方程式を導出する。電源電圧を $e_u, e_v, e_w$ 、コンバータ入力電圧を $v_u, v_v, v_w$ とし、コンバータ入力電流を $i_u, i_v, i_w$ とすれば、これらの瞬時値に対する電圧方程式が、

$$\begin{bmatrix} v_u \\ v_v \\ v_w \end{bmatrix} = (R + pL) \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_u \\ e_v \\ e_w \end{bmatrix} \quad \dots\dots(6\cdot1)$$

と得られる。ただし、 $L$ は三相電源とコンバータの間に挿入されたインダクタンスで、 $R$ はその巻線抵抗である。また、 $p$ は微分演算子(=  $d/dt$ )である。電源電圧は、線間電圧実効値 $E$ 、角周波数 $\omega$ 、初期位相 $\varphi$ の平衡三相電圧であるとするれば、

$$\begin{bmatrix} e_u \\ e_v \\ e_w \end{bmatrix} = \sqrt{2/3} E \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad \dots\dots(6\cdot2)$$

$$\theta = \omega t + \varphi \quad \dots\dots(6\cdot3)$$

と記すことができる。図6・2 に示すように電源電圧の相方向に $u, v, w$ 軸を置き、これに対して電源角周波数 $\omega$ で回転する $d-q$ 座標系を定義すると、2つの座標系の間には(4・17)式と同様に、

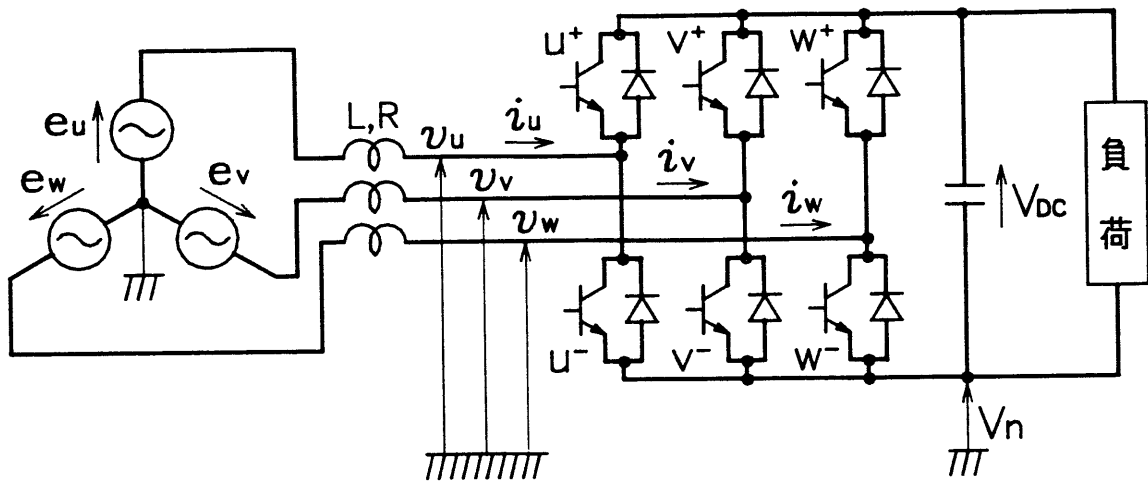


図 6・1 三相PWMコンバータシステム

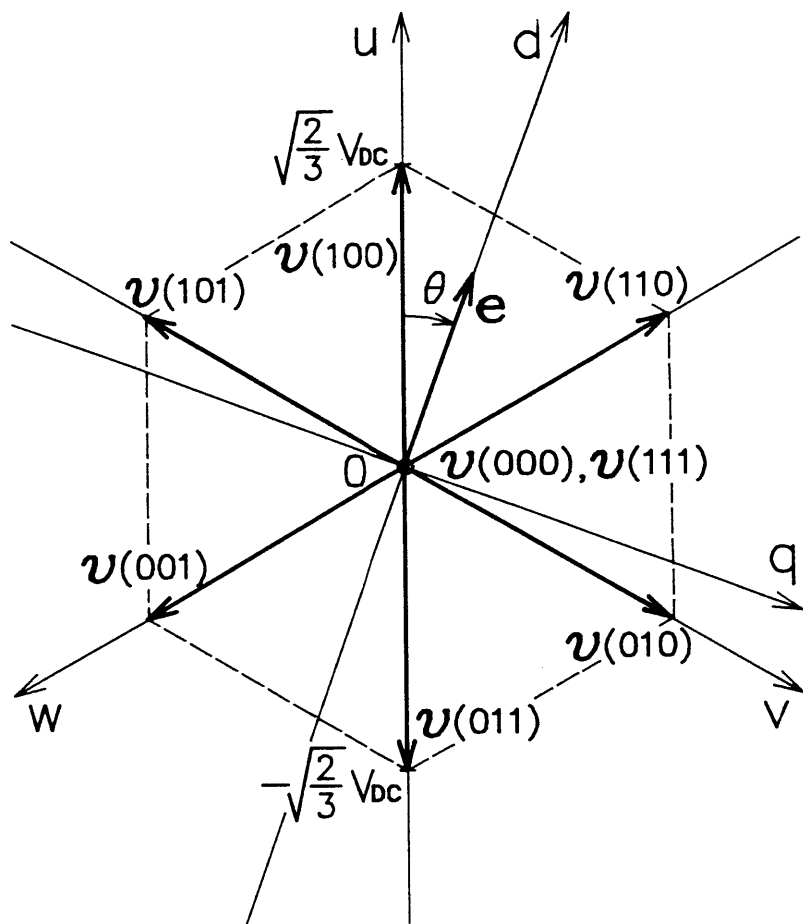


図 6・2 d-q座標系と電圧ベクトル

$$\begin{bmatrix} d \\ q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u \\ v \\ w \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (6.4)$$

の関係が得られる。ここで、 $u, v, w$ 、および  $d, q$  はそれぞれ  $u-v-w$ ,  $d-q$  座標系の諸量を表わす。(6.1)式のコルバータの電圧方程式を(6.4)式を用いて座標変換することで、 $d-q$  座標系の電圧方程式が、

$$\begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + pL & \omega L \\ -\omega L & R + pL \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (6.5)$$

と得られる。ここで、以下の議論のために(6.5)式を、

$$\mathbf{e} = \{R + (p + \omega \mathbf{j})L\} \mathbf{i} + \mathbf{v} \quad \dots\dots\dots (6.6)$$

とベクトル表示する。ただし、 $\mathbf{j}$  は、

$$\mathbf{j} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (6.7)$$

である。

電源電圧が(6.2)式の平衡三相電圧の場合には、(6.4)式の座標変換を行うことによって電源電圧  $\mathbf{e}$  は、

$$\mathbf{e} = \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E \\ 0 \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (6.8)$$

となり、図6.2の  $d-q$  座標系では、 $d$  軸方向で大きさが電源電圧の実効値  $E$  に等しいベクトルとして表わされる。

### 6.2.2 コンバータ入力電圧

コンバータのスイッチングパターンとコンバータ入力電圧  $\mathbf{v}$  の関係を求める。各相アームのスイッチング関数  $S_u, S_v, S_w$  を(2.1)式と同様に、

$$S_{i = u, v, w} = \begin{cases} 1; & \text{+側のトランジスタオン} \\ 0; & \text{-側のトランジスタオン} \end{cases} \quad \dots\dots(6\cdot9)$$

と定義すれば、図6・1のコンバータ入力各相電圧  $v_u$ ,  $v_v$ ,  $v_w$  は、

$$\begin{bmatrix} v_u \\ v_v \\ v_w \end{bmatrix} = V_{DC} \begin{bmatrix} S_u \\ S_v \\ S_w \end{bmatrix} + V_n \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} \quad \dots\dots(6\cdot10)$$

と表現される。(6・4)式を用いて(6・10)式を座標変換すると、 $d-q$ 座標系のコンバータ入力電圧  $\boldsymbol{v}$  が、

$$\boldsymbol{v}(S_u, S_v, S_w) = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{2}{3}} V_{DC} \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 2S_u - S_v - S_w \\ \sqrt{3}(S_v - S_w) \end{bmatrix} \quad \dots\dots(6\cdot11)$$

と求まる。ここで、 $\boldsymbol{v}$  はスイッチング関数  $S_u$ ,  $S_v$ ,  $S_w$  により決まるので、 $\boldsymbol{v}(S_u, S_v, S_w)$  と記している。図6・2に示すように(6・11)式の  $\boldsymbol{v}(S_u, S_v, S_w)$  を  $d-q$ 座標系に表わすと、8種類の電圧ベクトルが得られる。

コンバータ入力電圧として出力できる電圧範囲を検討する<sup>(5)</sup>。図6・2の  $\boldsymbol{v}(100)$  と  $\boldsymbol{v}(110)$  の2つの電圧ベクトルをサンプル周期  $T$  の間で、それぞれ  $T_1$ ,  $T - T_1$  時間だけ出力する場合を考える。サンプル周期  $T$  の間のコンバータ入力の平均電圧  $\boldsymbol{v}(T_1)$  は、

$$\begin{aligned} \boldsymbol{v}(T_1) &= \{T_1 \boldsymbol{v}(100) + (T - T_1) \boldsymbol{v}(110)\} / T \\ &= \boldsymbol{v}(100) + \frac{T - T_1}{T} \{\boldsymbol{v}(110) - \boldsymbol{v}(100)\} \quad \dots\dots(6\cdot12) \end{aligned}$$

と得られる。図6・2から明らかなように  $\boldsymbol{v}(T_1)$  は、 $T_1$  を最大の  $T$  とした時には  $\boldsymbol{v}(100)$  に等しく、 $T_1$  を小さくしていくにしたがって  $\boldsymbol{v}(100)$  と  $\boldsymbol{v}(110)$  の先端を結んだ点線状を移動し、 $T_1$  が最小の  $0$  になると  $\boldsymbol{v}(110)$  に一致する。さらに、 $\boldsymbol{v}(100)$ ,  $\boldsymbol{v}(110)$  に加えて、大きさが零の  $z$  ベクトル ( $\boldsymbol{v}(000)$  または  $\boldsymbol{v}(111)$ )



の3種類の電圧ベクトルをサンプル周期Tの間で用いた場合には、平均電圧としてより小さな電圧を出力することができるようになることから $\boldsymbol{v}$  (100)と $\boldsymbol{v}$  (110)の先端と原点を結んだ正三角形の範囲の電圧を出力できることが理解できよう。したがって、図6・2の8種類の電圧ベクトルをサンプル周期Tの間に時分割出力した場合には、平均電圧として出力できる電圧範囲は、同図のzベクトルを除いた6種類のベクトルの先端を結んで作られる破線で示した正六角形の内部である。

### 6・2・3 サンプル値系の電圧方程式の導出

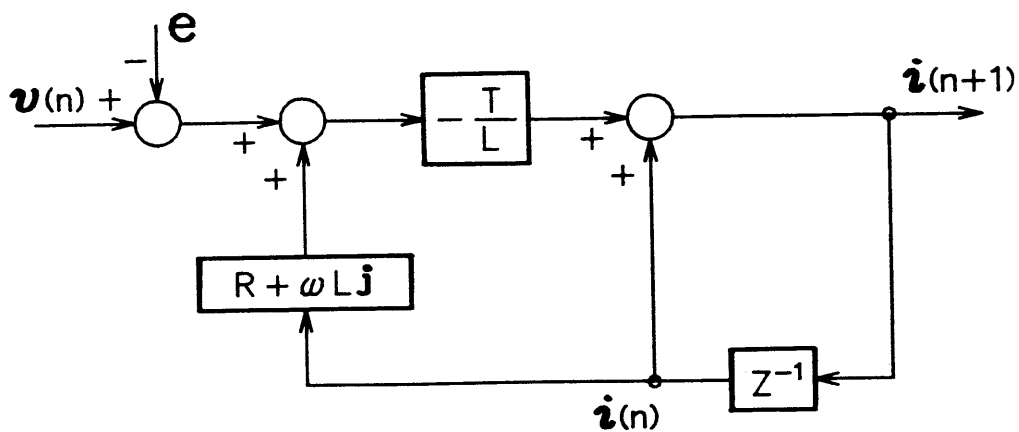
サンプル値系の電圧方程式を(6・5)式の連続系の電圧方程式より導出する。(6・5)式をサンプル点nとn+1の間で考える。サンプル周期Tの間のコンバータ入力電圧 $v_d$ 、 $v_q$ は一定であると仮定して $v_d(n)$ 、 $v_q(n)$ と表わし、さらに(6・8)式で示されるように電源電圧 $e_d$ 、 $e_q$ が一定であることを考慮して、(6・5)式を変形してラプラス変換すると、

$$s \begin{bmatrix} i_d(s) \\ i_q(s) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} i_d(0) \\ i_q(0) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R/L & \omega \\ -\omega & -R/L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d(s) \\ i_q(s) \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} e_d - v_d(n) \\ e_q - v_q(n) \end{bmatrix} \dots\dots\dots (6\cdot13)$$

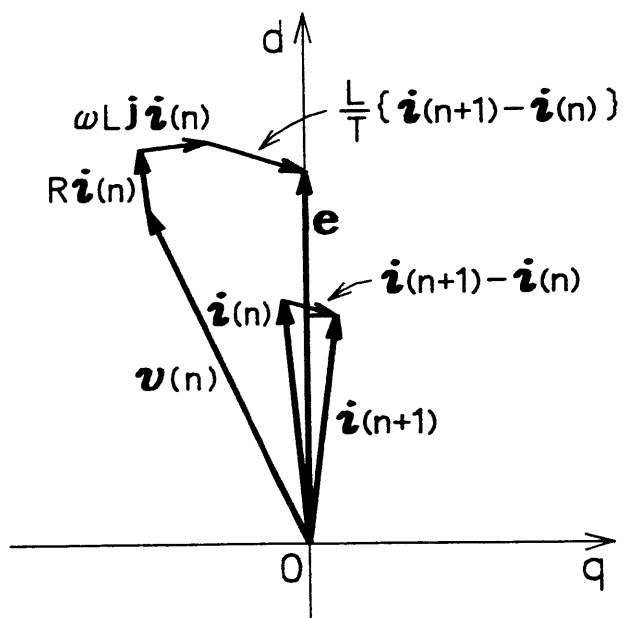
が得られる。上式を逆ラプラス変換し、 $t=0$ 、 $t=T$ をそれぞれサンプル点n、n+1として解くと次式が得られる。

$$\begin{bmatrix} i_d(n+1) \\ i_q(n+1) \end{bmatrix} = \varepsilon^{-R/L \cdot T} \begin{bmatrix} \cos \omega T & \sin \omega T \\ -\sin \omega T & \cos \omega T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d(n) \\ i_q(n) \end{bmatrix} + \frac{1}{L \{ (R/L)^2 + \omega^2 \}} \begin{bmatrix} R/L - (R/L \cdot \cos \omega T - \omega \cdot \sin \omega T) \varepsilon^{-R/L \cdot T} \\ -\omega - (\omega \cdot \cos \omega T - R/L \cdot \sin \omega T) \varepsilon^{-R/L \cdot T} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_d - v_d(n) \\ e_q - v_q(n) \end{bmatrix} \dots\dots\dots (6\cdot14)$$

ここで、 $[i_d(n+1) \ i_q(n+1)]^T$ 、 $[i_d(n) \ i_q(n)]^T$ は、それぞれサンプル点n



(a) サンプル値方程式に基づいたブロック線図



(b) サンプル値方程式に基づいたベクトル図

図 6・3 コンバータのブロック線図とベクトル図

および  $n+1$  の瞬時電流である。ソフトウェア制御を行う場合、制御処理はできる限り短縮されることが望ましいので、(6・14) 式の近似式により制御処理を実行する。サンプル周期  $T$  は電氣的時定数に比較して小さく選ばれることから、(6・14) 式の  $T$  に対する第一次近似式を計算すると、

$$\begin{bmatrix} i_d(n+1) \\ i_q(n+1) \end{bmatrix} \doteq \begin{bmatrix} 1-R/L \cdot T & \omega T \\ -\omega T & 1-R/L \cdot T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d(n) \\ i_q(n) \end{bmatrix} + T/L \begin{bmatrix} e_d - v_d(n) \\ e_q - v_q(n) \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (6 \cdot 15)$$

が得られる。(6・6) 式と同様に (6・15) 式をベクトル表現すると、

$$\mathbf{i}(n+1) \doteq \mathbf{i}(n) + T/L \{ \mathbf{e} - (R + \omega L \mathbf{j}) \mathbf{i}(n) - \mathbf{v}(n) \} \quad (6 \cdot 16)$$

と記すことができる。図 6・3 (a) は、(6・16) 式に基づいて描いたコンバータの入力電圧  $\mathbf{v}(n)$  に対する実電流  $\mathbf{i}(n+1)$  のブロック線図である。さらに (6・16) 式を電源電圧  $\mathbf{e}$  について解くとサンプル値系の電圧方程式が、

$$\mathbf{e} \doteq (R + \omega L \mathbf{j}) \mathbf{i}(n) + L/T \{ \mathbf{i}(n+1) - \mathbf{i}(n) \} + \mathbf{v}(n) \quad (6 \cdot 17)$$

と与えられる。図 6・3 (b) は (6・17) 式に基づいて描いたコンバータの  $d-q$  座標系のベクトル図であり、現実の制御状態に対応させるために  $\mathbf{i}(n)$  と  $\mathbf{i}(n+1)$  が必ずしも  $d$  軸に一致していない場合を示している。

### 6・3 提案する電流制御系の構成<sup>(6)</sup>

図 6・4 は、コンバータモデルと P I 制御を用いた電流制御系<sup>(7)(8)</sup>の構成である。本電流制御系は、コンバータの電流-電圧モデルを用いて指令電流に実電流を一致させるためのコンバータ入力電圧(規範入力)を決め、規範モデルを用いて制御系内部で電流の応答(規範出力)を求める。P I 制御は、モデルの近似などによる電流誤差を補償するために、規範入力を補正してコンバータ入力電圧を与える。以下、図 6・4 の各ブロックについて詳しく説明する。

指令電流  $i_r(n+1)$  は電源力率 1 の制御を行うことから、(6・8) 式の電源電圧  $\mathbf{e}$  と同相のベクトルとして、

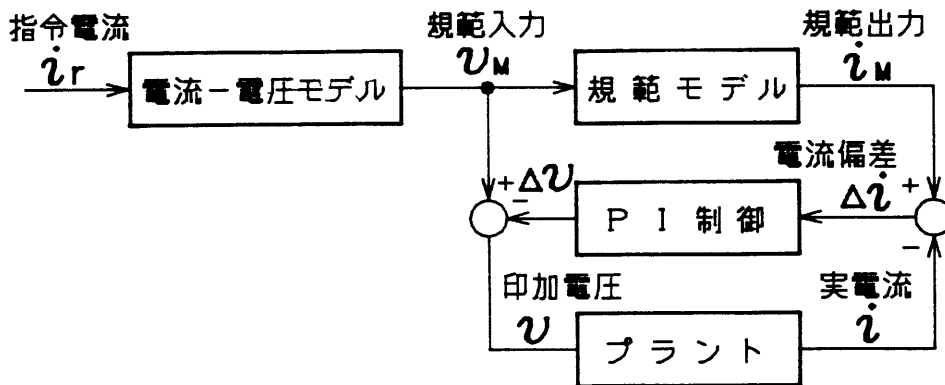


図 6.4 モデルと P I 制御を用いたコンバータの電流制御系

$$i_r(n+1) = \begin{bmatrix} i_{rd}(n+1) \\ i_{rq}(n+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_r \\ 0 \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (6.18)$$

と与えられる。

電流-電圧モデルは、サンプル点  $n+1$  で指令電流  $i_r(n+1)$  と実電流  $i(n+1)$  を一致させるために、サンプル点  $n$  と  $n+1$  の間で出力する規範入力  $v_M(n)$  を計算する。(6.16) 式の方程式は  $v(n)$  を与えたときの  $i(n+1)$  の応答を求める式であるから、 $i(n+1)$ 、 $v(n)$  をそれぞれ  $i_r(n+1)$ 、 $v_M(n)$  に置き換え、 $v_M(n)$  について解くことによって電流-電圧モデルは、

$$v_M(n) = e_M - (R_M + \omega L_M j) i(n) - L_M / T \{ i_r(n+1) - i(n) \} \quad \dots\dots\dots (6.19)$$

と導出される。電流-電圧モデルに用いられる各回路パラメータは、実際のコンバータシステムのものとは一致しているとは限らないので、添字  $M$  を付けて区別している。

規範入力  $v_M(n)$  から規範出力  $i_M(n+1)$  を計算する規範モデルは、(6.19) 式の  $i_r(n+1)$  を  $i_M(n+1)$  に置き換え、 $i_M(n+1)$  に対して解くことによって、

$$\mathbf{i}_M(n+1) = \mathbf{i}(n) + T/L_M \{ \mathbf{e}_M - (R_M + \omega L_M \mathbf{j}) \mathbf{i}(n) - \mathbf{v}_M(n) \} \quad \dots\dots\dots (6.20)$$

と得られる。コンバータ入力電圧の出力限界を考慮しなければ、規範出力  $\mathbf{i}_M(n+1)$  は、(6.19)、(6.20)式の関係から明きらかなように  $\mathbf{i}_r(n+1)$  に等しくなるので実際には計算する必要はない。

制御系で用いるモデルは実際のコンバータの近似式であり、その回路パラメータも実際のコンバータに完全に一致しているとは限らないので、規範出力  $\mathbf{i}_M$  と実電流  $\mathbf{i}$  の間に誤差を生じる。後に詳しく説明するが、PI制御はこの誤差が零になるように作用し、規範入力  $\mathbf{v}_M$  を補正してコンバータの入力電圧  $\mathbf{v}$  を計算する。PI制御の出力  $\Delta \mathbf{v}(n)$  は比例ゲイン  $K_P$ 、積分ゲイン  $K_I$  により、

$$\Delta \mathbf{v}(n) = K_P \cdot \Delta \mathbf{i}(n-1) + K_I \sum_{k=0}^{n-1} \Delta \mathbf{i}(k) \quad \dots\dots\dots (6.21)$$

$$\Delta \mathbf{i}(n-1) = \mathbf{i}_M(n-1) - \mathbf{i}(n-1) \quad \dots\dots\dots (6.22)$$

と計算する。コンバータ入力電圧  $\mathbf{v}(n)$  は、(6.19)式の規範入力  $\mathbf{v}_M(n)$  と(6.21)式のPI制御の出力  $\Delta \mathbf{v}(n)$  より、

$$\mathbf{v}(n) = \mathbf{v}_M(n) - \Delta \mathbf{v}(n) \quad \dots\dots\dots (6.23)$$

と制御される。コンバータ入力電圧  $\mathbf{v}(n)$  として実際に出力できる電圧は先に説明したように図6.2の点線の内部であり、外部の電圧となったときには、方向が同じで大きさは出力できる最大の電圧に変更する。この変更の具体的な計算方法については後に詳しく説明するが、この  $\mathbf{v}(n)$  の変更にもなって  $\mathbf{v}_M(n)$  も変化するのので、この場合に限り(6.20)式にしたがって規範出力  $\mathbf{i}_M(n+1)$  の計算を行っている。このとき規範出力  $\mathbf{i}_M(n+1)$  のq軸電流成分は必ずしも零にならないことに注意しよう。なお、(6.19)式の  $\mathbf{v}_M(n)$  の計算はサンプル点  $n$  までに終了させなければならないが、この計算には  $\mathbf{i}(n)$  が必要なのでサンプル点  $n$  までに計算することができない。実際のソフトウェア上では十分に制御が成されているものとして  $\mathbf{i}_M(n)$  で代用する。

## 6・4 P I 制御の機能

### 6・4・1 P I 制御がない場合の問題点

P I 制御は制御系で用いるモデルと実際のコンバータとの違いによって生じる電流誤差を補償する働きをすることを先に述べたが、ここでは P I 制御がないとどのような問題が生じるかを明確にする。図6・4の電流制御系のブロック図で P I 制御と規範モデルを省略し、すなわち、 $\Delta \boldsymbol{v}(n)$  を強制的に零にして規範入力  $\boldsymbol{v}_n(n)$  がコンバータ入力電圧  $\boldsymbol{v}(n)$  に等しい場合を考える<sup>(9)</sup>。これは、第5章で示したブラシレスモータの電流制御法の考え方に相当することに注意しよう。

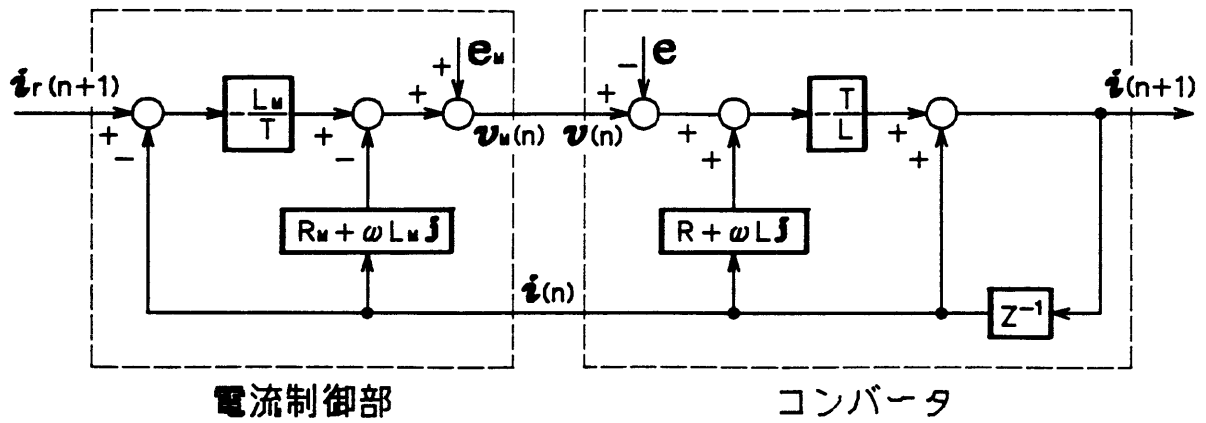
図6・5(a)は、P I 制御がない場合の電流制御系のブロック線図で、図6・3(a)に示したコンバータのブロック線図と(6・19)式の電流-電圧モデルより描くことができる。このブロック線図を簡単化するために(6・16)式の  $\boldsymbol{v}(n)$  に(6・19)式の  $\boldsymbol{v}_n(n)$  を代入して整理すると、

$$\begin{aligned} \boldsymbol{i}(n+1) = & -\frac{T}{L} [(\boldsymbol{e}_n - \boldsymbol{e}) - \{(R_n - R) + \omega(L_n - L)\boldsymbol{j}\} \boldsymbol{i}(n)] \\ & - \frac{L_n - L}{L} \boldsymbol{i}(n) + \frac{L_n}{L} \boldsymbol{i}_r(n+1) \quad \dots\dots (6\cdot24) \end{aligned}$$

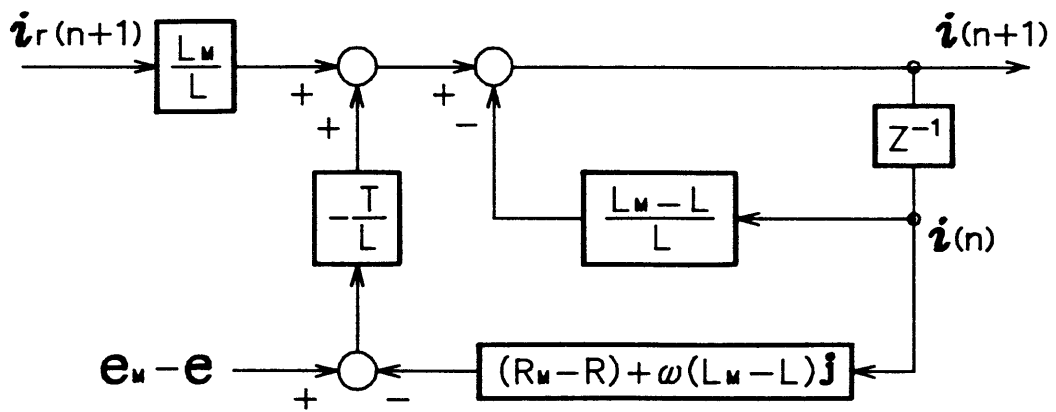
の関係が得られる。図6・5(b)は(6・24)式をブロック線図に表わしたもので、モデルと実際のコンバータの回路パラメータがすべて一致していれば、指令電流  $\boldsymbol{i}_r(n+1)$  は、実電流  $\boldsymbol{i}(n+1)$  に等しく制御される。しかし、両者の回路パラメータが異なる場合には、定常状態においても実電流は指令電流に一致しないことが同図から理解できよう。

### 6・4・2 P I 制御の働き

P I 制御の出力  $\Delta \boldsymbol{v}(n)$  の物理的な意味について考えよう。(6・16)、(6・20)式のコンバータおよび規範モデルの方程式から(6・22)式の電流偏差  $\Delta \boldsymbol{i}(n+1)$  を計算すると、



(a) コンバータの電流制御系のブロック線図



(b) パラメータ誤差を考慮したブロック線図

図 6.5 PI 制御をもたないコンバータの電流制御系

$$\begin{aligned} \Delta i(n+1) = & (T/L_M - T/L) \{ e_M - R_M i(n) - v_M(n) \} \\ & + [(e_M - e) - (R_M - R) i(n) - \{ v_r(n) - v(n) \}] \\ & \dots\dots (6.25) \end{aligned}$$

が得られ、さらに(6.20)、(6.23)式の関係をも(6.25)式に代入すると、次式が得られる。

$$\begin{aligned} \Delta i(n+1) = & -\frac{T}{L} \left[ \frac{L_M - L}{T} \{ i_M(n+1) - i(n) \} \right. \\ & \left. + \{ (R_M - R) + \omega(L_M - L)j \} i(n) - (e_M - e) + \Delta v(n) \right] \\ & \dots\dots (6.26) \end{aligned}$$

図6.6は、上式と(6.21)式のPI演算式に基づいて描いたブロック線図である。同図より明らかなようにPI制御は、モデルと実際のコンバータとの間のパラメータ誤差により発生する外乱電圧を抑制するように作用する。電流、電圧は直流

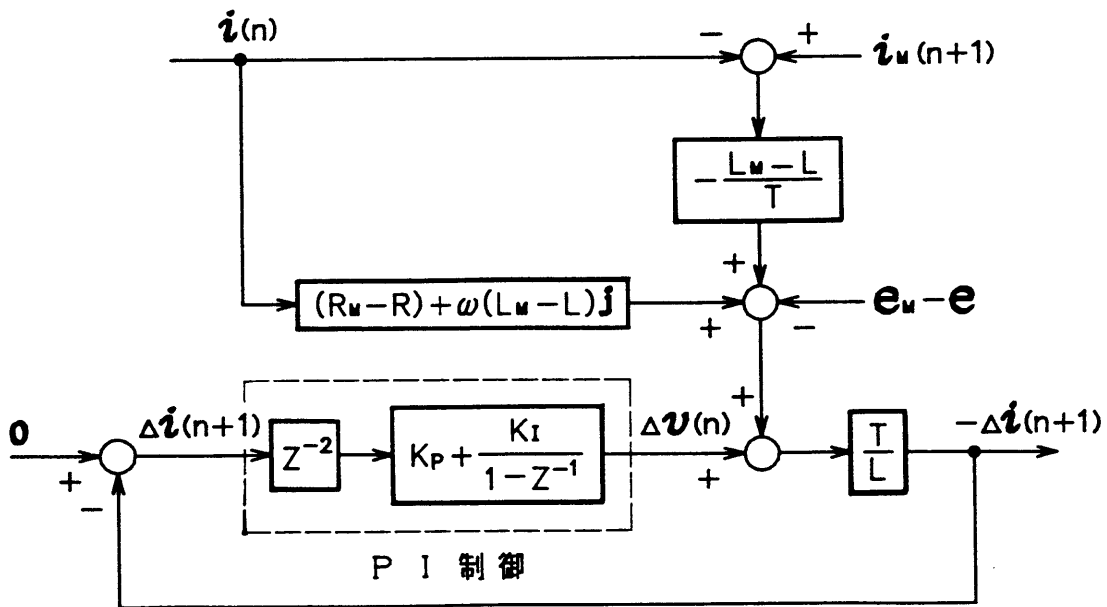


図 6.6 PI制御による電流偏差の補償ループ



量として取り扱えるので、定常状態において $\Delta i(n+1)$ は零となり定常偏差を生じないことが理解できよう。ただし、 $L_m - L$ が零でなく、かつ指令電流値を大きく変化させる場合には、 $i_m(n+1) - i(n)$ の絶対値が大きな値をとり、PI制御に2サンプルの遅れ要素が存在することから制御誤差を生じる。

### 6.4.3 ゲインに関する考察

このように、PI制御の出力 $\Delta v(n)$ は回路パラメータの差により生じる電流偏差を補償する働きをするので、(6.21)式のゲイン $K_p, K_i$ の最適な値は各回路パラメータの差の関数となり、正確に決定することはむずかしい。ここでは、目安となるゲイン決定法を説明する。(6.26)式で規範モデルと実際のコンバータの回路パラメータが等しいと仮定すると、

$$\Delta v(n) = -L/T \cdot \Delta i(n+1) \quad \dots\dots (6.27)$$

が得られる。この式は、サンプル点 $n+1$ で $\Delta i(n+1)$ の電流偏差を生じさせたい場合には、 $\Delta v(n)$ として $-L/T \cdot \Delta i(n+1)$ を与えればよいことを示している。(6.21)式のPI制御の $\Delta v(n)$ は、サンプル点 $n-1$ 以前の電流偏差で決定され、 $\Delta i(n-1)$ が生じたときに $-\Delta i(n-1)$ だけ補正されることが望ましいから、ゲイン $K_p, K_i$ は $L/T$ より小さい値に設定しておけば無難である。実際には正確な $L$ の値は不明であるから、一般に高速応答を得るためには $K_p$ を大き目に選び、安定性を増すためには $K_i$ を小さ目に選定する。

## 6.5 PWMパターンの発生法

### 6.5.1 PWMパターンの発生原理

(6.23)式のコンバータ入力電圧 $v(n)$ はサンプル周期 $T$ の間一定であるとする。図6.2に示した8種類のベクトルだけとなり、ベクトル選択の自由度が低い。そこでサンプル周期 $T$ の間に複数のベクトルを時分割で使用することで平均値として $v(n)$ に等しい電圧を出力する方法を考える。すでに述べたように図6.2の破線で示した六角形の外部に存在するコンバータ入力電圧 $v(n)$ は実現できないこ

とに注意しよう。

ソフトウェア上での処理を簡単化するために、図6.7に示すように三相の  $u - v - w$  座標系に対して  $\pi/6$  右に回転した位置に定義した  $\alpha - \beta - \gamma$  座標系で PWM 制御法を考える。インバータ入力電圧  $\boldsymbol{v}(n)$  の  $\alpha - \beta - \gamma$  座標系の各成分  $u_\alpha(n)$ ,  $u_\beta(n)$ ,  $u_\gamma(n)$  は、

$$\begin{bmatrix} u_\alpha(n) \\ u_\beta(n) \\ u_\gamma(n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta - \pi/6) & -\sin(\theta - \pi/6) \\ \cos(\theta - 5\pi/6) & -\sin(\theta - 5\pi/6) \\ \cos(\theta + \pi/2) & -\sin(\theta + \pi/2) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d(n) \\ u_q(n) \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (6.28)$$

と記せる。さらに電圧  $V_{DC}$  がサンプル周期  $T$  に相当するように  $u_\alpha(n)$ ,  $u_\beta(n)$ ,  $u_\gamma(n)$  を時間領域に変換した時間データ  $T_\alpha(n)$ ,  $T_\beta(n)$ ,  $T_\gamma(n)$  を

$$\begin{bmatrix} T_\alpha(n) \\ T_\beta(n) \\ T_\gamma(n) \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2} T}{V_{DC}} \begin{bmatrix} u_\alpha(n) \\ u_\beta(n) \\ u_\gamma(n) \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (6.29)$$

$$T_\alpha(n) + T_\beta(n) + T_\gamma(n) = 0 \quad \dots\dots\dots (6.30)$$

と定義する。まず、図6.7で  $u$ ,  $v$ ,  $w$  軸と  $\alpha$ ,  $\beta$ ,  $\gamma$  軸で区別される  $\boxed{0} \sim \boxed{11}$  のどの領域に  $\boldsymbol{v}(n)$  が存在するかを判断する。この判断は、表6.1に示すように  $T_\alpha(n)$ ,  $T_\beta(n)$ ,  $T_\gamma(n)$  の符号とその大小関係より簡単に行うことができる。 $\boldsymbol{v}(n)$  の存在領域が明らかにされることによって、使用する電圧ベクトルとその出力時間が時間データより一義的に決まる。例えば、図6.7に示すように  $\boldsymbol{v}(n)$  が  $\boxed{0}$  の領域に存在する場合には、 $\boldsymbol{v}(100)$ ,  $\boldsymbol{v}(110)$  と  $z$  ベクトル ( $\boldsymbol{v}(000)$  または  $\boldsymbol{v}(111)$ ) の3種類の電圧ベクトルを用いて平均電圧として  $\boldsymbol{v}(n)$  を実現でき、同図より  $\boldsymbol{v}(n)$  は、

$$\boldsymbol{v}(n) = 1/(-V_{DC}/\sqrt{2}) \cdot \{u_\beta(n) \boldsymbol{v}(100) + u_\gamma(n) \boldsymbol{v}(110)\} \quad \dots\dots\dots (6.31)$$

と表わされ、さらに(6.29)式を用いて(6.31)式を変形すると、

$$\boldsymbol{v}(n) = 1/T \{ -T_\beta(n) \boldsymbol{v}(100) - T_\gamma(n) \boldsymbol{v}(110) \} \quad \dots\dots\dots (6.32)$$

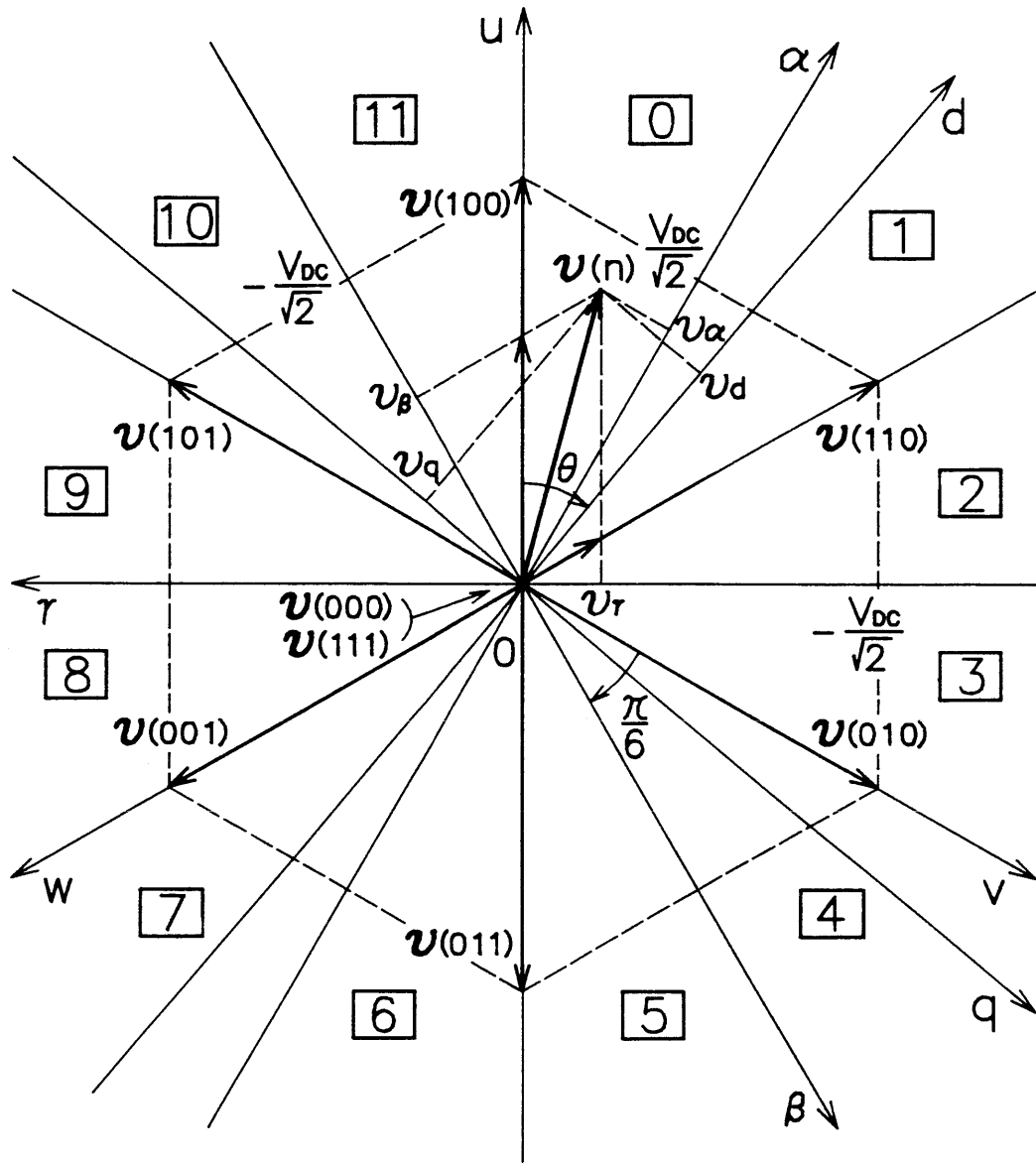


図 6.7 コンバータ入力電圧ベクトルの構成法

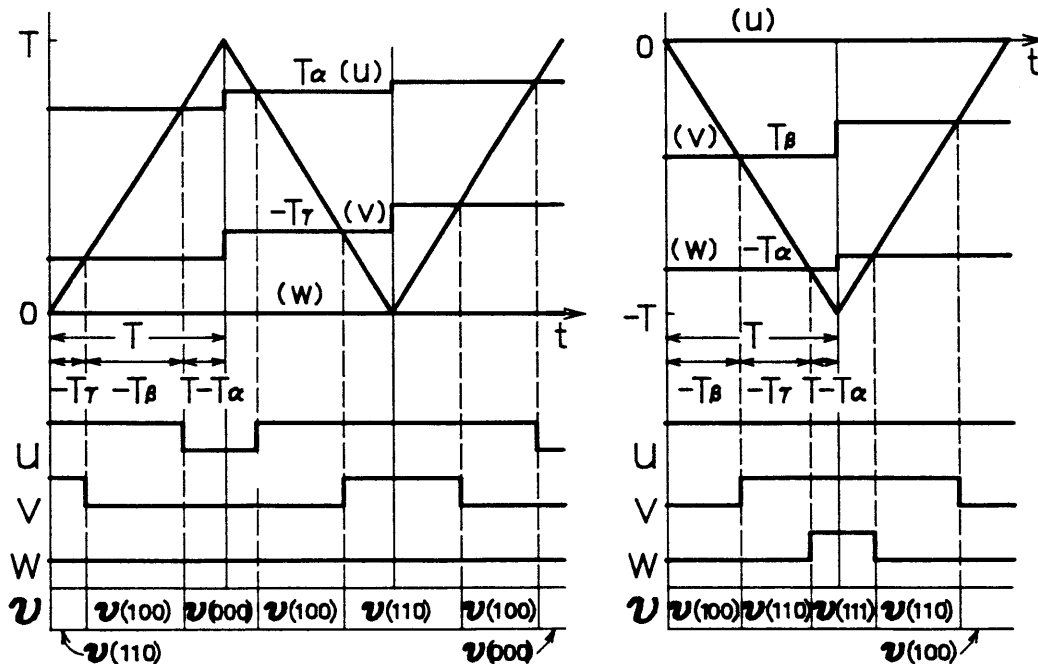
表 6.1 領域 0 ~ 11 と時間データの関係

区 間	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	
符 号	$T_\alpha$	+	+	+	+	-	-	-	-	-	-	+	+
	$T_\beta$	-	-	+	+	+	+	+	+	-	-	-	-
	$T_r$	-	-	-	-	-	-	+	+	+	+	+	+
同符号の内 大きいもの	$T_r$	$T_\beta$	$T_\alpha$	$T_\beta$	$T_\alpha$	$T_r$	$T_\beta$	$T_r$	$T_\beta$	$T_\alpha$	$T_r$	$T_\alpha$	

が得られる。この式は、サンプル周期  $T$  の間に  $\mathbf{v}(100)$ ,  $\mathbf{v}(110)$  をそれぞれ  $-T_\beta(n)$ ,  $-T_\gamma(n)$  ( $T_\alpha(n) > 0$ ,  $T_\beta(n) < 0$ ,  $T_\gamma(n) < 0$  である。) の時間だけ出力し、残りの  $T - T_\alpha(n)$  ( $= T - \{-T_\beta(n) - T_\gamma(n)\}$ ) の時間は  $\mathbf{v}(000)$  (または  $\mathbf{v}(111)$ ) を出力することで  $\mathbf{v}(n)$  が実現できることを示している。(6.32)式に  $z$  ベクトルを時間  $T - T_\alpha(n)$  だけ出力することを考慮して書き改めると次式が得られる。

$$\mathbf{v}(n) = 1/T \{ (T - T_\alpha(n)) \mathbf{v}(000) - T_\beta(n) \mathbf{v}(100) - T_\gamma(n) \mathbf{v}(110) \} \dots\dots (6.33)$$

これらのベクトルを出力するにあたっては、 $z$  ベクトルを除いた2つのベクトルのうち、出力時間の長いベクトルを2番目とし、その前後に他の2つのベクトルを出力する。 $\mathbf{v}(000)$ と $\mathbf{v}(111)$ の $z$ ベクトルの選択については、スイッチング回数の少ないものを選ぶ。 $\mathbf{v}(n)$ が $\boxed{0}$ の領域に存在する場合のスイッチングパターンの発生は、図6.8(a)に示すように  $u$ ,  $v$ ,  $w$  相のそれぞれの設定値とし



(a) 領域  $\boxed{0}$  の場合                      (b) 領域  $\boxed{1}$  の場合

図 6.8 PWMパルス発生 の原理

表 6・2 P W M 発生の設定値と領域 0 ~ 11 の関係

領 域		0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
三角波の振幅範囲		+	-	-	+	+	-	-	+	+	-	-	+
設 定 値	U	$T_\alpha$	0	$-T_\beta$	$T_\alpha$	0	$-T_\beta$	$T_\alpha$	0	$-T_\beta$	$T_\alpha$	0	$-T_\beta$
	V	$-T_\gamma$	$T_\beta$	0	$-T_\gamma$	$T_\beta$	0	$-T_\gamma$	$T_\beta$	0	$-T_\gamma$	$T_\beta$	0
	W	0	$-T_\alpha$	$T_\gamma$	0	$-T_\alpha$	$T_\gamma$	0	$-T_\alpha$	$T_\gamma$	0	$-T_\alpha$	$T_\gamma$

て  $T_\alpha(n)$ ,  $-T_\gamma(n)$ , 0 を選び, これらの設定値と, 0 と T の間で変化する三角波を比較することで実現できる。同図 (b) は  $\boldsymbol{v}(n)$  が 1 の領域に移動した場合で,  $\boldsymbol{v}(100)$  の出力時間  $-T_\beta(n)$  が  $\boldsymbol{v}(110)$  の出力時間  $-T_\gamma(n)$  より短くなる。u, v, w 相の設定値として 0,  $T_\beta(n)$ ,  $-T_\alpha(n)$  をそれぞれ選び, 0 と -T の間で変化する三角波と比較することでスイッチングパターンが発生される。他の領域についても同様に考えることができ, 表 6・2 は, 0 ~ 11 の各領域に対する各相の設定値と三角波との関係をまとめたものである。本 P W M 発生法は, サンプル周期間に二相のスイッチングパターンが変化し, 残りの一相が変化しないことから, 三角波比較 P W M 制御法に対し, 三角波の周波数を同じとした場合のスイッチング周波数は 2/3 になる。

#### 6・5・2 コンバータ入力電圧の飽和にともなう操作

すでに述べたように, コンバータ入力電圧  $\boldsymbol{v}(n)$  が図 6・7 の破線の六角形の外部になって直接出力できない場合に,  $\boldsymbol{v}(n)$  と方向が同じで, 大きさが出力できる最大の電圧ベクトル  $\boldsymbol{v}'(n)$  に変更する方法について説明する。 $\boldsymbol{v}(n)$  を直接出力できるかどうかの判断については, (6・29) 式の時間データの絶対値の中で最大のもの

$$|T(n)|_{\max} = \max [ |T_\alpha(n)|, |T_\beta(n)|, |T_\gamma(n)| ] \quad \dots\dots (6\cdot34)$$

は図 6・8 から明らかなように  $\boldsymbol{v}(000)$  または  $\boldsymbol{v}(111)$  以外のベクトルが出力される時間に相当することから,  $|T(n)|_{\max} \leq T$  の場合には  $\boldsymbol{v}(n)$  をそのまま出力でき,  $|T(n)|_{\max} > T$  の場合には  $\boldsymbol{v}'(n)$  へ変更する必要があると判断できる。 $\boldsymbol{v}'(n)$  は

$\mathbf{v}(n)$ に比例したベクトルで、図6・7の破線の六角形の辺上に存在することから、 $\mathbf{v}'(n)$ の時間データは、その絶対値の中で最大のものがサンプル周期Tに等しく、 $\mathbf{v}(n)$ の時間データと比例関係が存在するように決めればよい。したがって、 $\mathbf{v}'(n)$ の時間データ $T_{\alpha}'(n)$ 、 $T_{\beta}'(n)$ 、 $T_{\gamma}'(n)$ は、

$$\begin{bmatrix} T_{\alpha}'(n) \\ T_{\beta}'(n) \\ T_{\gamma}'(n) \end{bmatrix} = \frac{T}{|T(n)|_{\max}} \begin{bmatrix} T_{\alpha}(n) \\ T_{\beta}(n) \\ T_{\gamma}(n) \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots(6\cdot35)$$

と与えられる。 $\mathbf{v}'(n)$ の各成分 $v_{\alpha}'(n)$ 、 $v_{\beta}'(n)$ は、(6・35)式と同様の考え方から

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha}'(n) \\ v_{\beta}'(n) \end{bmatrix} = T / |T(n)|_{\max} \begin{bmatrix} v_{\alpha}(n) \\ v_{\beta}(n) \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots(6\cdot36)$$

計算できる。先に述べたように、この変更に伴い(6・23)式より新たな規範入力 $\mathbf{v}_n(n)$ を求め、(6・20)式に従って規範出力 $\mathbf{i}_n(n+1)$ の計算を行う。以上で $\mathbf{v}(n)$ の変更に伴う操作は終了する。なお、(6・35)、(6・36)式に含まれる除算は、処理時間の短縮を図るためにテーブル参照方式を用いている。

## 6・6 DSPを用いた制御システム構成

### 6・6・1 システム構成の概要

図6・9にDSP(テキサスインスツルメンツ社製TMS32010)を用いたソフトウェア電流制御システムの構成を示す。主回路のコンバータは、パワートランジスタ(富士電機社製EVK71-050)により構成し、電源には、100[V]、60[Hz]の平衡三相交流電源を用いた。電流 $i_u$ 、 $i_v$ 検出にはホール素子(ナナエレクトロニクス社製NNC-01GMH)を、直流電圧 $V_{DC}$ 検出には分圧抵抗をそれぞれ用い、12ビットのA/Dコンバータ(アナログデバイセス社製AD574AKD)を介して入力される。電源の位相はuv間の線間電圧の零クロス信号に基づいて電源の1周期が1.536(600H)分割され、11ビットデータとして入力される。PWM発生回路は6・5節の理論に従って構成され、電流制御処理の結果として得られた各相の設定値が8ビットデータとして入力される。サンプル周期Tを255[μsec]とし、設

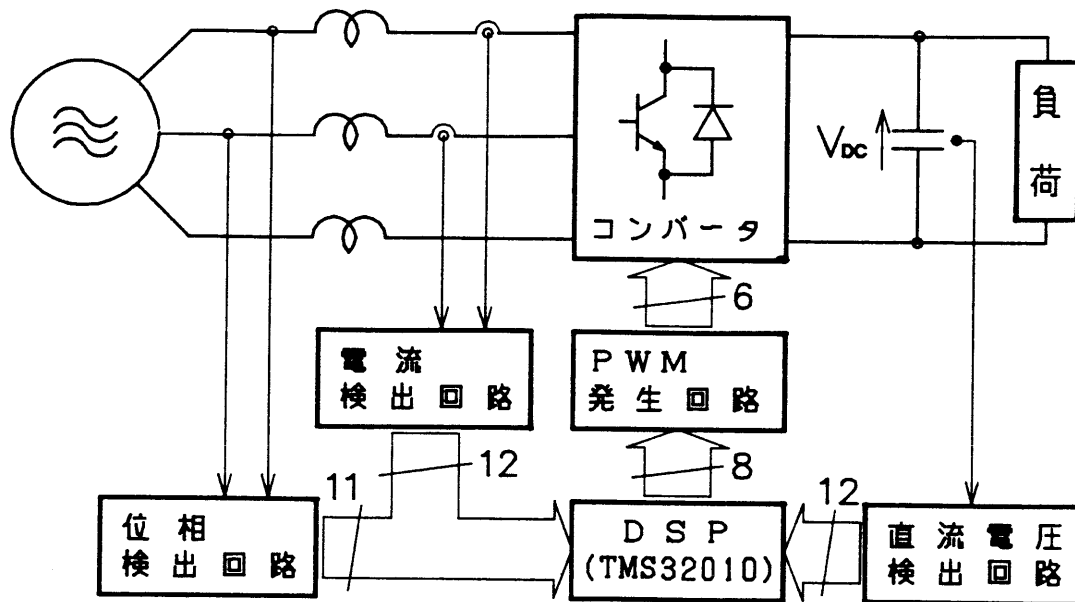


図 6・9 制御システム構成

定値の 1 ビットを P W Mパルス幅の 1 [  $\mu$  sec ] として設計している。このようにして得られた P W M信号にトランジスタの短絡防止用のデッドタイム 20 [  $\mu$  sec ] を設けたベース信号がコンバータへ送られる。

### 6・6・2 電流制御処理

図 6・10は、 サンプル点  $n-1$  でインタラプトがかかったときに D S Pが実行する電流制御の処理フローを示したものである。まず D S Pは  $n-1$  の電気角度  $\theta$ 、 直流電圧  $V_{DC}$ 、 線電流  $i_u$ 、  $i_v$  および指令電流  $i_r(n+1)$  を入力する。これらの検出量をもとに、 先に示した理論にしたがって、 サンプル点  $n$  と  $n+1$  の間のコンバータ入力電圧  $v(n)$  に相当した P W Mパタンを決定する。先にも述べたように、 (6・19) 式の規範入力  $v_m(n)$  の計算はサンプル点  $n$  までに終了しなければならないが、 実電流  $i(n)$  はサンプル点  $n$  以前に検出することができないので、  $v_m(n)$  の計算はできない。そこで、 十分な電流制御がなされているものとして  $i(n)$  を 1 回前のサンプル周期で得られる  $i_m(n)$  で代用している。

座標変換に用いる  $\sin$ 、  $\cos$  の三角関数のデータは、 電気角  $\theta$  に対するテーブルとして用意されている。 (6・3) 式の座標変換式を用いて  $i(n-1)$  を計算する場合

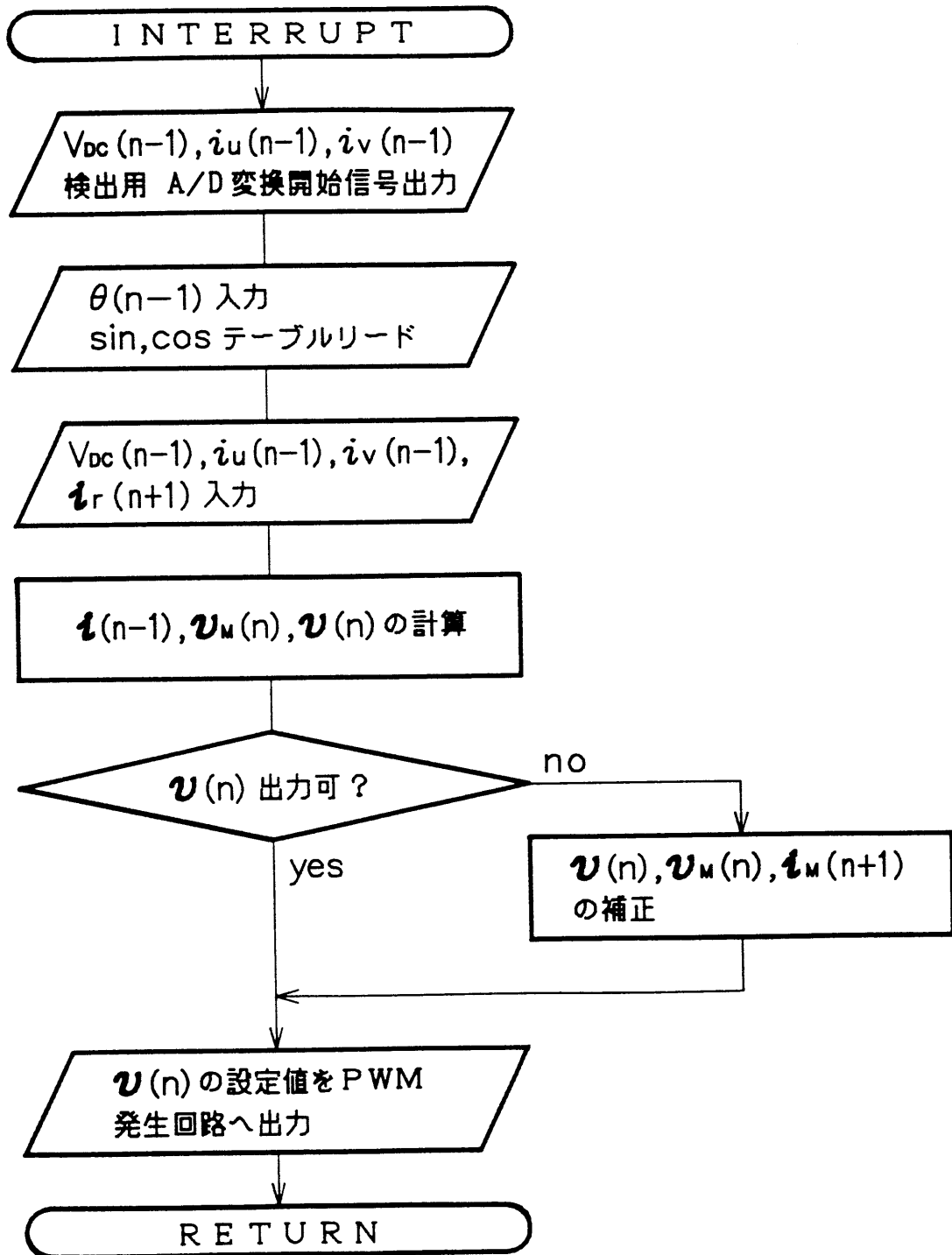


図 6・10 電流制御の処理フロー



には、位相検出回路より直接得られる  $\theta(n-1)$  に対してテーブルを引き、(6・28) 式の  $\mathbf{v}(n)$  を  $d-q$  座標から  $\alpha-\beta-\gamma$  座標へ座標変換するときの  $\theta$  はサンプル点  $n$  と  $n+1$  の中間時点の  $\theta(n+1/2)$  であるので、 $\theta(n-1) + 3/2\omega T$  としてテーブルを参照している。

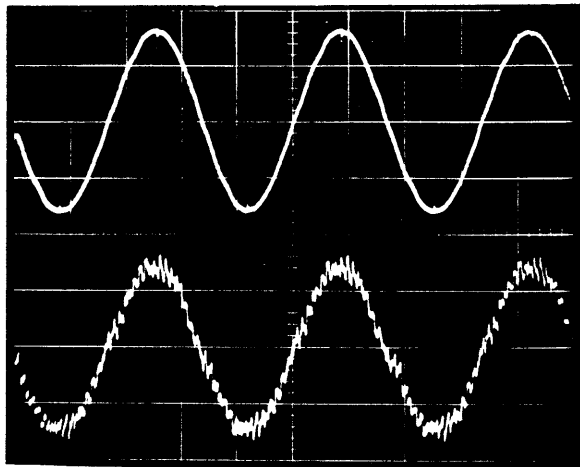
電流制御処理のプログラム容量は  $0.8$  [kワード] で、除算および三角関数のデータテーブルとして  $2$  [kワード] が必要である。電流制御処理のプログラム実行時間は  $112$  [ $\mu\text{sec}$ ] と高速処理されるが、トランジスタのスイッチング周波数を一般に広く用いられているトランジスタインバータと同程度にするために、サンプル周期  $T$  は  $255$  [ $\mu\text{sec}$ ] としている。この結果、トランジスタのスイッチング周波数は常に  $1.5$  [kHz] 一定となる。

## 6・7 電流制御特性の実験結果

以下の実験およびシミュレーション結果は、コンバータ出力の直流電圧  $V_{DC} = 170$  [V]、PI制御のゲイン  $K_P = 0.6 L_M / T$ 、 $K_I = 10^{-3} L_M / T$  として行っている。

### 6・7・1 定常特性

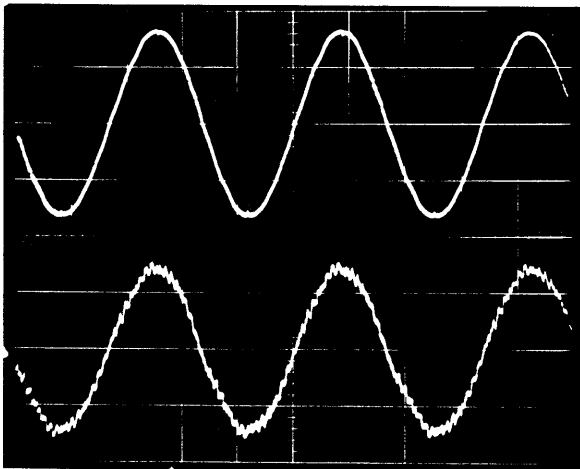
図6・11は、指令電流の  $d$  軸成分を  $10\sqrt{3}$  [A] としたときの定常状態における相電圧と線電流波形である。ここで、 $q$  軸電流成分が零になる理想的な場合には、(6・4) 式の座標変換式の関係から線電流の実効値は  $d$  軸電流の  $1/\sqrt{3}$  相当することに留意されたい。すなわち、図6・11では線電流に相当した指令値は  $10$  [A] である。図6・12は線電流に相当した指令電流に対する基本波電流と歪率をFFTアナライザ（小野測器社製 CF-940）で測定した特性である。両図ともにソフトウェア上で構成されるモデルのインダクタンス  $L_M$  を  $3.5$  [mH] 一定として実際にコンバータの  $L$  を  $3.5$ 、 $5.5$ 、 $9.5$  [mH] とそれぞれ変化させた場合の特性である。なお、抵抗値については、 $R_M$ 、 $R$  ともに  $0.8$  [ $\Omega$ ] としている。図6・11、6・12から明らかのように、モデルと実際のコンバータの回路パラメータが一致していない場合にも、定常状態では実電流の基本波成分は指令電流に等しく制御され、力率1の制御が実現されることを確認した。これは、6・4節で説明したように、モ



相電圧  
(50V/DIV)

線電流  
(10A/DIV)  
(5msec/DIV)

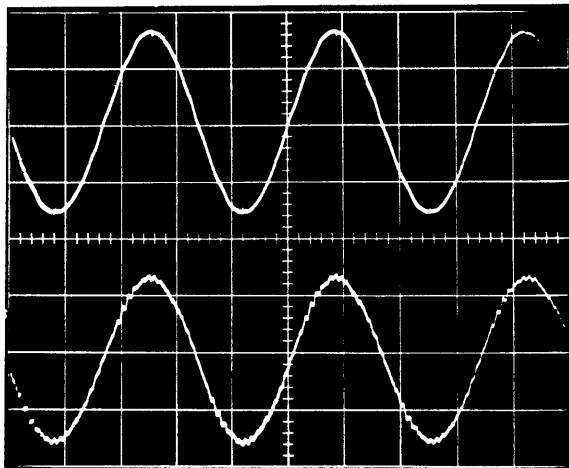
( a )  $L_M = 3.5$  [mH],  $L = 3.5$  [mH]



相電圧  
(50V/DIV)

線電流  
(10A/DIV)  
(5msec/DIV)

( b )  $L_M = 3.5$  [mH],  $L = 5.5$  [mH]



相電圧  
(50V/DIV)

線電流  
(10A/DIV)  
(5msec/DIV)

( c )  $L_M = 3.5$  [mH],  $L = 9.5$  [mH]

図 6·11 相電圧, 線電流波形

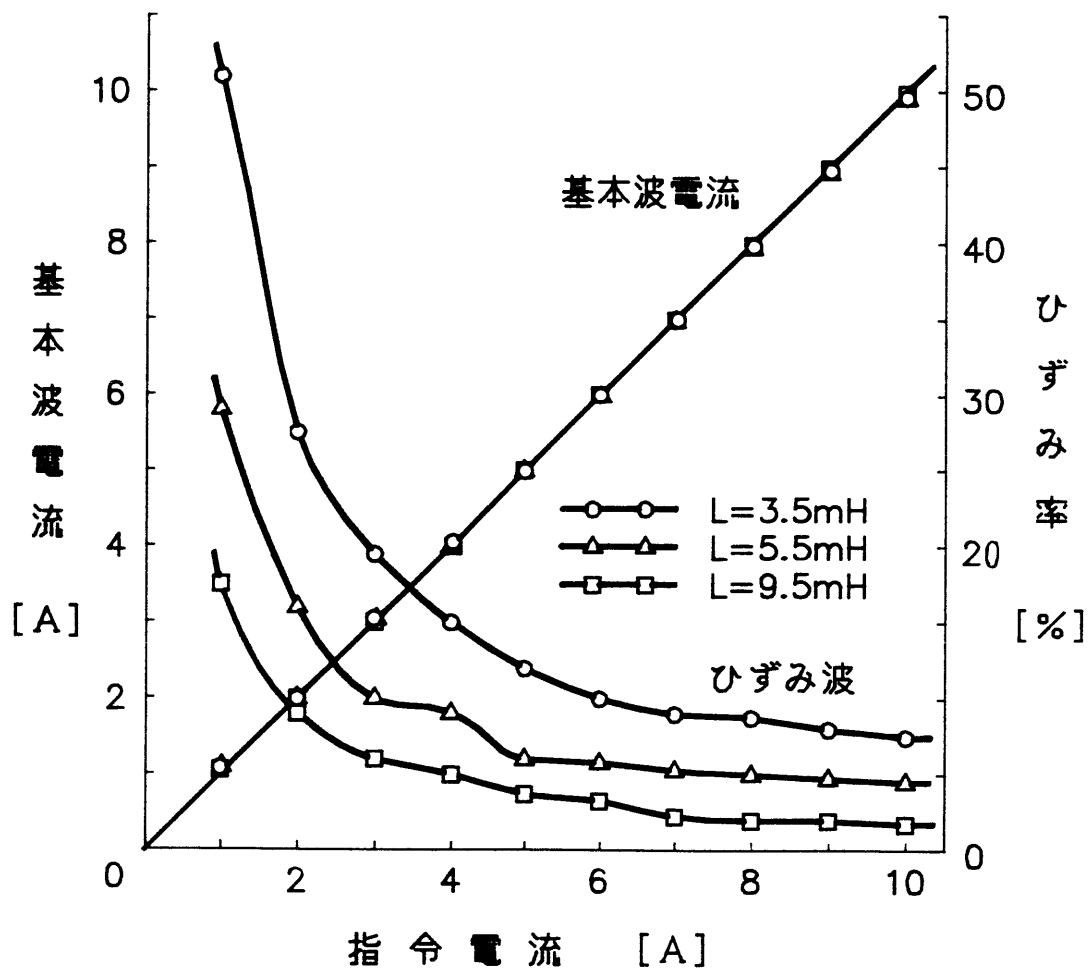


図 6.12 定常状態の電流制御特性

デルと実際のコンバータの回路パラメータの差により生じる電流誤差がPI制御で補償されるためである。

総合力率については、電源側に可動鉄片形の電流計、電圧形および電流力計形の電力計を挿入してその指示値より計算した結果、3~4 [%] 以内の誤差で総合力率1が確認された。測定計器の精度から考えて妥当な値である。

#### 6.7.2 過渡特性

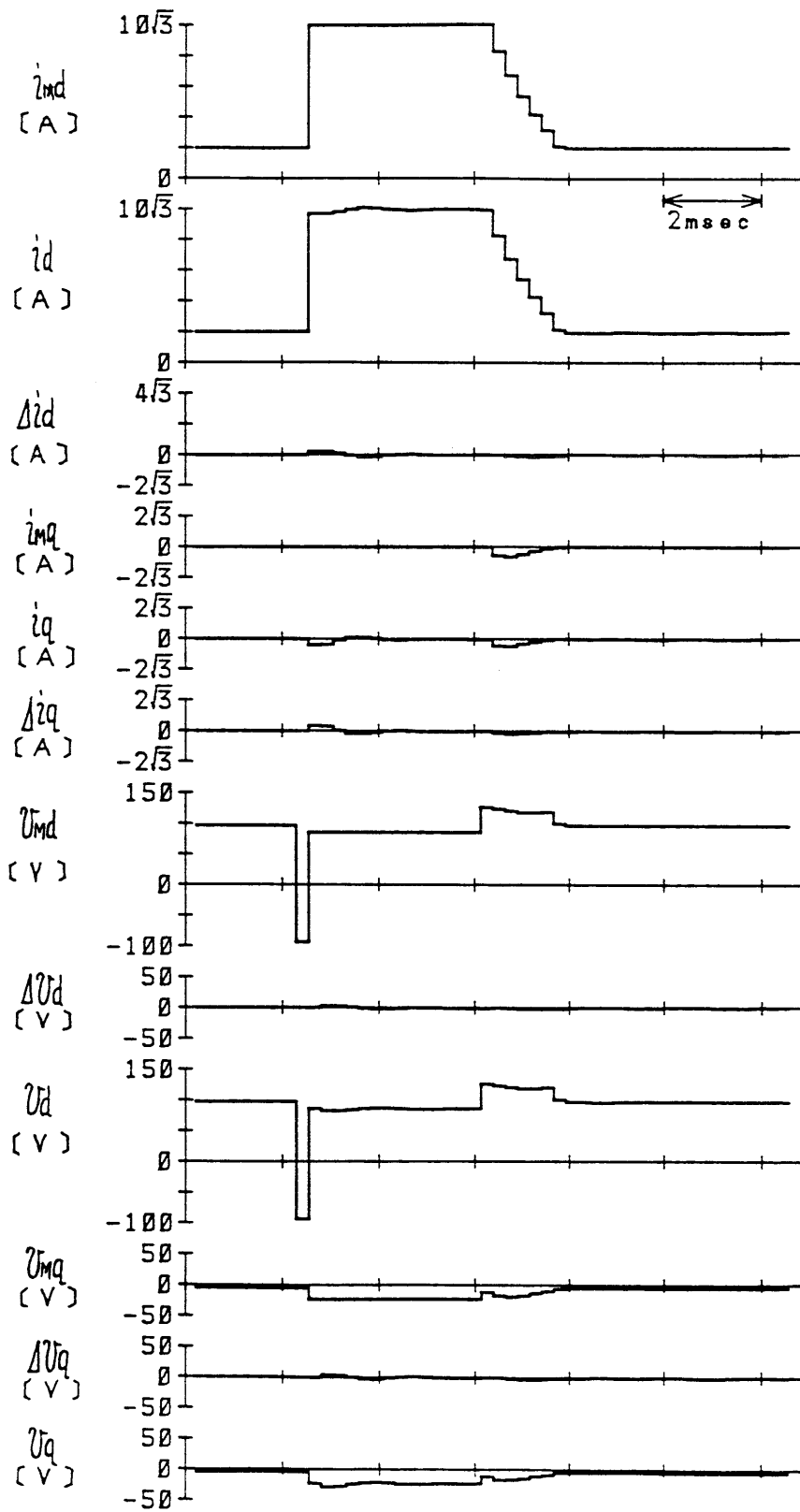
図6.13は、電流制御系の過渡応答特性を調べるためにシミュレーションを行った結果である<sup>(10)</sup>。シミュレーションの方法としては、実際のコンバータの電流

応答は(6・14)式の近似をしていないサンプル値系の方程式に基づいて計算し、制御処理はプロセッサでの処理を忠実に再現している。ただし、コンバータ入力電圧  $v(n)$  については、PWM波形ではなく、図6・2の点線の六角形内部の任意の電圧が直接出力できるとして近似し、またトランジスタのデッドタイムは無視している。図6・13はd軸の指令電流  $i_{rd}$  を  $2\sqrt{3}$  [A] から15サンプル (3.825msec) 間だけ  $10\sqrt{3}$  [A] に変更し、再び  $2\sqrt{3}$  [A] に戻したときの各制御量を示したものである。同図(a)はDSPのソフトウェア上で構成されたモデルと実際のコンバータのLが共に 3.5 [mH] と一致している場合で、(b)はモデルとコンバータのLがそれぞれ 3.5、5.5 [mH] と差異のある場合である。図6・3(b)のベクトル図より、定常状態において  $v_d$  は  $e_d (=100$  [V]) と同程度の電圧となり、また(6・15)式の方程式から明らかのように、d軸の実電流  $i_d$  を増加させるためにはインバータ入力電圧  $v$  のd軸成分  $v_d$  を小さくし、逆に  $i_d$  を減少させるためには  $v_d$  を大きくする必要がある。指令電流  $i_{rd}$  の  $2\sqrt{3}$  [A] から  $10\sqrt{3}$  [A] への変更時において、規範出力  $i_{nd}$  が1サンプルで変更されるのは、 $v_d$  については定常状態の電圧より約230 [V] も低い  $-130$  [V] 程度の電圧まで出力できるためである。 $i_{rd}$  を  $10\sqrt{3}$  [A] から  $2\sqrt{3}$  [A] に戻すときには、 $i_{nd}$  は階段上に減少し、 $i_{nd}$  は零からずれる。これは、 $v_d$  として出力できる最大の電圧は、定常状態の  $v_d$  の電圧値よりわずかに高い 130 [V] 程度なので、6・5・2で説明した電圧の飽和が生じ、規範入力  $i_m$  の補正が行われるためである。

図6・13(a)については、モデルと実際のコンバータのパラメータが等しいことから  $i_m$  と  $i$  はよく一致しており、当然のことながらPI制御の出力もほとんど零に制御されている。

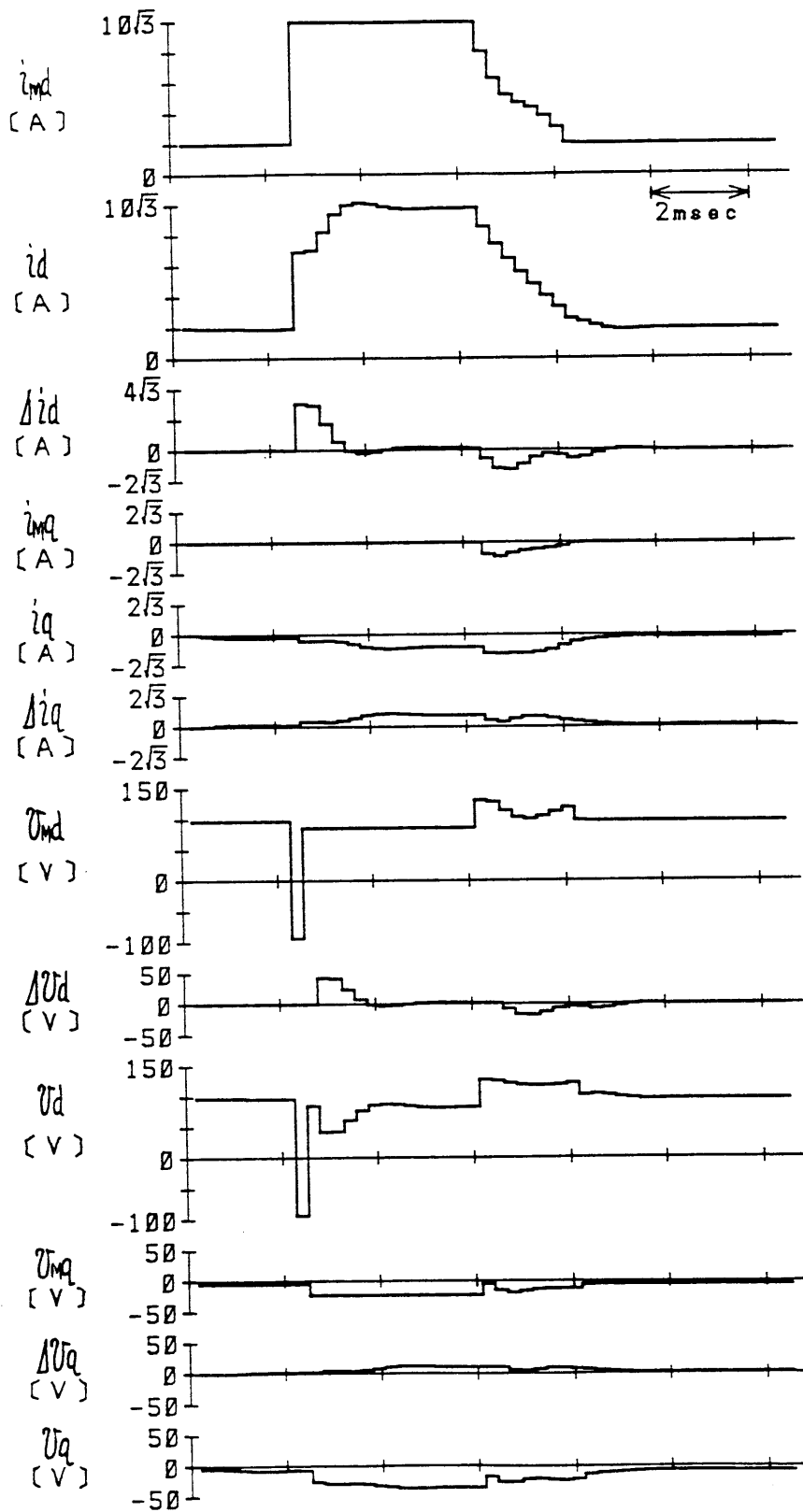
同図(b)では、 $L_m$  とLが異なる ( $L_m < L$ ) ので  $i_{rd}$  の  $2\sqrt{3}$  [A] から  $10\sqrt{3}$  [A] への変更時において、実電流のd軸成分  $i_d$  の立ち上がりが抑えられ、 $\Delta i_d$  が零にならない。この  $\Delta i_d$  に基づいてPI制御の出力  $\Delta v_d$  が増減して、 $i_d$  は  $i_{nd}$  に近づく。 $i_d$  が  $10\sqrt{3}$  [A] に落ち着いた後も  $i_d$  には偏差が認められるが、これは積分ゲイン  $K_i$  を小さくしていることから、図6・6でPI制御の出力  $\Delta v_d$  が  $\omega(L_m - L)i_d$  の項を補償するのに時間がかかるためであると考えられる。

図6・14は、図6・13のシミュレーション結果と同様の条件で実験を行い、DSP



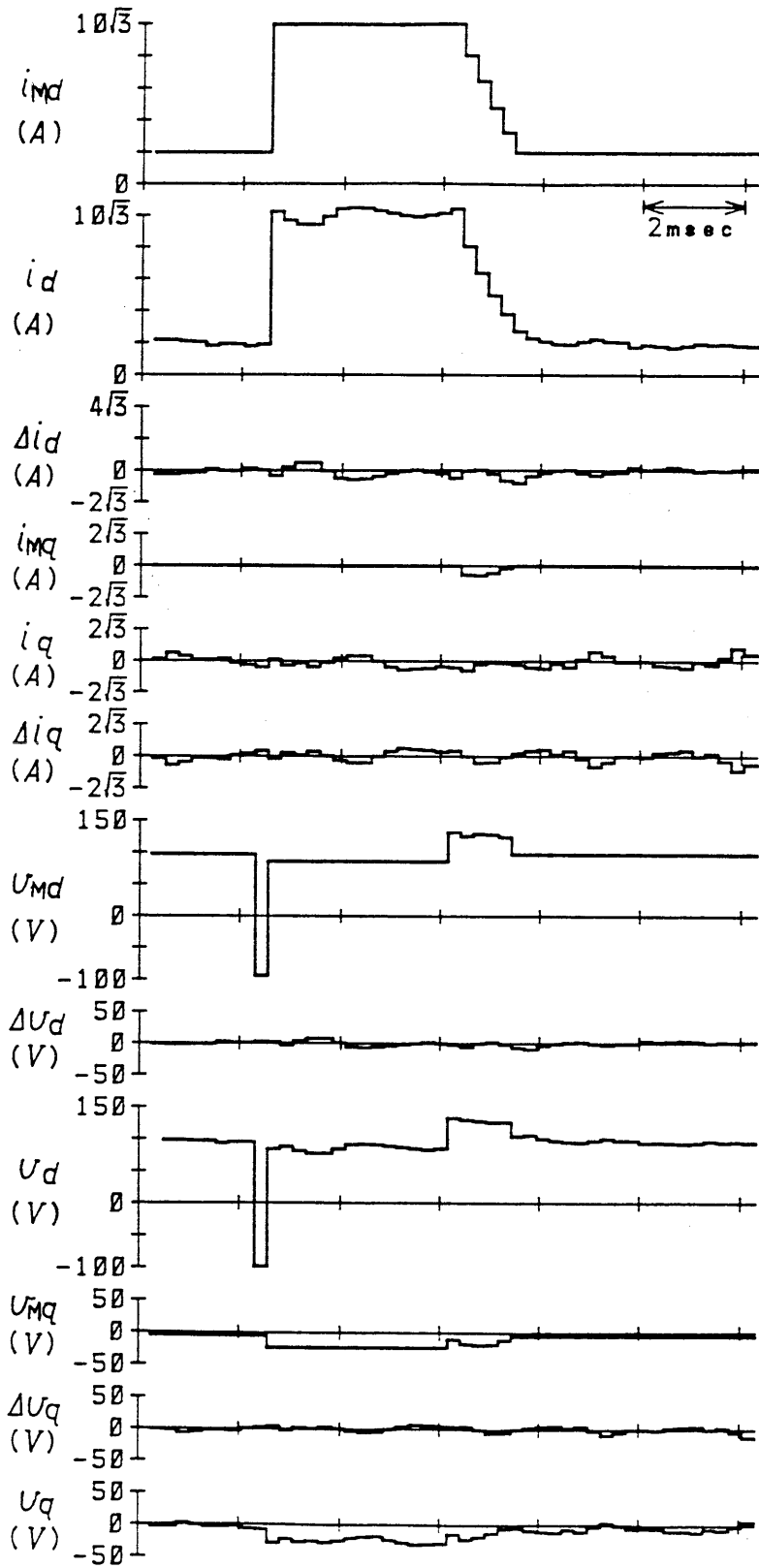
( a )  $L_n = 3.5$  [mH],  $L = 3.5$  [mH]

図 6.13 指令電流変更時の各制御量の変化 (シミュレーション結果)



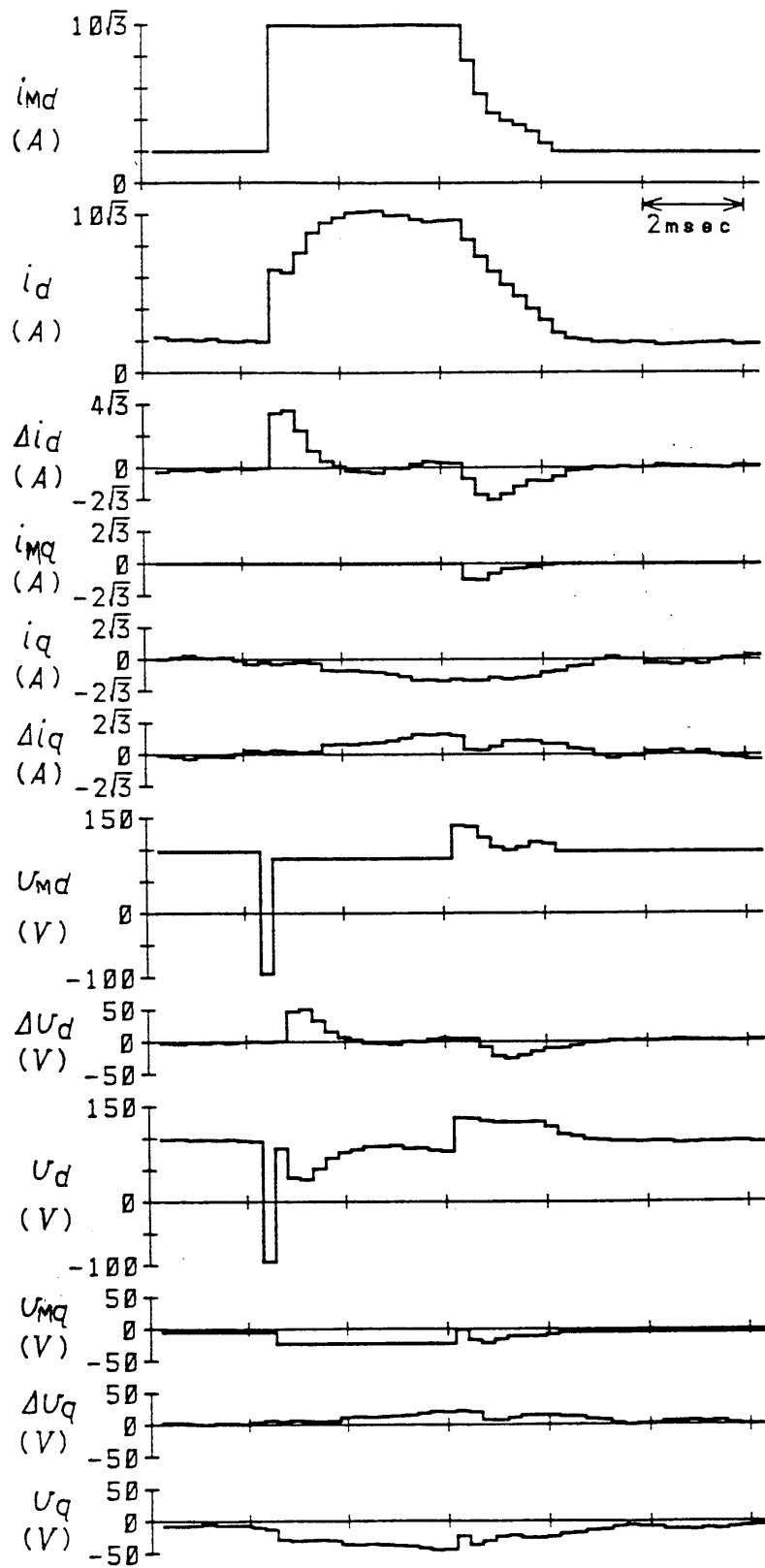
(b)  $L_N = 3.5$  [mH],  $L = 5.5$  [mH]

図 6-13 指令電流変更時の各制御量の変化 (シミュレーション結果)



( a )  $L_M = 3.5$  [mH],  $L = 3.5$  [mH]

図 6.14 指令電流変更時の各制御量の変化 (実験結果)



(b)  $L_M = 3.5$  [mH],  $L = 5.5$  [mH]

図 6-14 指令電流変更時の各制御量の変化 (実験結果)



内部の各制御量の状態を示したものである。シミュレーション結果に比較して電流偏差  $\Delta i$  にリップルが現れている点を除けば、シミュレーション結果とほぼ同じ応答が得られている。特に同図 (a) の場合にリップルが大きくなるのは、コンバータのインダクタンス  $L$  が  $3.5$  [mH] と小さいので、シミュレーションにおいて無視したデッドタイムの影響が現われるためであると考えられる。

これらの実験結果より、ソフトウェア上のモデルと実際のコンバータの回路パラメータが一致している場合はもちろん、両者に差異がある場合にも良好な制御特性が得られた。

## 6・8 結 言

本章では、三相PWMコンバータの入力総合力率を1に制御する方法について検討した。提案した電流制御法は、従来のPI制御法に比較し、高速な電流応答が得られ、さらにパラメータ値が変化しても良好な応答が得られるように工夫されている。その主な内容は以下の通りである。

(1) コンバータの入力電流を正弦波にし、総合力率1に制御することは、 $d-q$ 軸座標系の指令電流において $d$ 軸成分を直流の一定値に、 $q$ 軸成分を零に制御することに相当することを示した。さらに、電流制御系にコンバータの瞬時電圧方程式とPI制御を導入した制御法を提案した。

(2) 本電流制御法は、ソフトウェア上のモデルと実際のコンバータとのパラメータが相違している場合にもPI制御の補償効果によって、定常偏差なく制御できることをシミュレーションおよび実験により確認した。また過渡応答についても、両者のパラメータが一致している場合にはモデルの電流と実電流がよく一致した特性が得られ、パラメータの差異が50 [%] ある場合にもわずか5サンプル (1.3msec) 程の制御遅れが現われるだけであることを実験により確かめた。

(3) PI制御のゲイン選定は、パラメータ誤差の大きさに影響されることから従来のPI制御のゲイン決定法をそのまま使うことができない。そこで、動作原理から考えたゲイン選定法を提案した。

(4) PWMパタンの発生に対して、 $d-q$ 座標系で計算されたコンバータ入力電圧をサンプル周期間の平均値として出力する方法を明らかにした。このPW

M制御法は、電圧飽和を起こした場合の処理方法も考慮されている。また三角波比較PWM制御法に比較してスイッチング周波数を2/3にできることから、入力電流のひずみ率を小さくできるという利点もある。

本電流制御法は三相PWMコンバータの電流制御について述べたが、磁気飽和や抵抗の温度変化によりパラメータ変動の影響をより受けやすい交流電動機の電流制御系へも、本法は適用されていくものと考えられる。

#### [参考文献]

- (1) 高橋, 池下: 「単相整流回路の入力電流波形改善」  
電気学会論文誌 105-B, 2, 174 (昭和60年)
- (2) 中西, 岩崎, 松井: 「高力率正弦波入力単相整流回路」  
電気関係学会東海支部連合大会論文集 105, (昭和60年)
- (3) 田中, 多田隅: 「電力変換器の高性能化」  
昭和59年電気学会全国大会講演論文集 7, S.8-2, (昭和59年)
- (4) 竹下, 堀, 松井: 「三相PWMコンバータの高性能瞬時値電流制御」  
昭和62年電気学会産業応用部門全国大会講演論文集 74, 351 (昭和62年)
- (5) A.J.Pollman: "Software Pulsewidth Modulation for  $\mu$ P Control of AC Drives", IEEE Trans. Industr. Applic. IA-21, 4, (1986)
- (6) 竹下, 岩崎, 松井: 「三相PWMコンバータのパラメータ変動を考慮した電流制御法」電気学会論文誌 107-D, 11, 1339 (昭和62年)
- (7) 森本, 小山: 「電動機速度制御系の適応的モデル追従制御の応用」  
電気学会半導体電力変換研究会資料 SPC-86-2, 11 (昭和61年)
- (8) 市川: 「制御系設計法[I]~[VII]」  
計測と制御 23, 6~12 (昭和59年)
- (9) 岩崎, 竹下, 松井: 「デジタルシグナルプロセッサによる整流回路の高性能瞬時入力電流制御」電気学会半導体電力変換研究会資料 SPC-86-56, 11  
(昭和61年)
- (10) 竹下, 岩崎, 松井: 「正弦波入力三相PWMコンバータの制御法について」  
パワー・エレクトロニクス研究会講演論文集 13, 76 (昭和62年)

## 第7章 モデル規範適応同定器を用いた

### 三相PWMコンバータの高速電流制御

#### 7・1 緒言

すでに三相PWMコンバータの電流制御において、コンバータのモデルを制御系に導入することで、高速な電流制御が実現できることを示した。このような制御法では、モデルのパラメータが実際のコンバータのパラメータに一致している場合に最も良い制御特性が得られる。コンバータのパラメータは、電源トランスの漏れインダクタンス等の影響を受けるので、モデルのパラメータを実際のコンバータのパラメータに一致させるためには、コンバータの据え付け時にモデルのパラメータの調整をしなければならない。また、インダクタンスに磁気飽和が生じるときには、パラメータ値が変化するなどの問題点もある。

本章では、三相PWMコンバータの電流制御系にパラメータ同定器を導入することによって、制御装置を無調整化する方法を示したものである<sup>(1)</sup>。したがって、据え付け時に装置の調整が必要なくなるので、人件費等のコストの低減ができる。コンバータの電圧方程式を複素座標系で表現すると、パラメータの数を実領域で考えた場合の半分にできることを示し、サンプル値系のモデル規範適応システム(MRAS)の理論を複素領域に拡張して<sup>(2)</sup>、これらのパラメータを同定する方法を明らかにする。同定パラメータを真値に収束させるためには同定システムの入出力に複数の周波数成分を含まなければならないことが知られているが<sup>(3)</sup>、逆に制御面では一般に一定の入出力が要求され、相反する面がある。本制御法では、このような問題点に対してもPWM制御の特徴を利用することで常に良好な同定がなされるように工夫している。また電流制御法についても、コンバータの電圧方程式に基づいて最適なコンバータ入力電圧を決定する簡単な方法を提案している。

試作システムの制御回路は、高速処理が要求されることからDSP(TMS320C25)を用い、シミュレーションおよび実験により比較的高速なパラメータ同定と高性能な電流制御性能が得られることを確認している。

## 7・2 コンバータのサンプル値複素電圧方程式

### 7・2・1 d-q座標系のコンバータのサンプル値方程式

図6・1に示した三相PWMコンバータシステムのd-q座標系のサンプル値電圧方程式は、(6・14)式に示したように次式で与えられる。

$$\begin{bmatrix} i_d(n+1) \\ i_q(n+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ -a_{12} & a_{11} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d(n) \\ i_q(n) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_{11} & b_{12} \\ -b_{12} & b_{11} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_d(n) - v_d(n) \\ e_q(n) - v_q(n) \end{bmatrix} \quad \dots\dots(7.1)$$

ここで、 $[i_d(n+1) \ i_q(n+1)]^T$ 、 $[i_d(n) \ i_q(n)]^T$ は、それぞれサンプル点n+1, nのd-q座標系の電流で、 $[e_d(n) \ e_q(n)]^T$ 、 $[v_d(n) \ v_q(n)]^T$ はそれぞれサンプル点nの電源電圧およびインバータ入力電圧である。またパラメータ行列の各要素 $a_{11}$ 、 $a_{12}$ 、 $b_{11}$ 、 $b_{12}$ は、電源とコンバータの間に挿入したインダクタンスL、その巻線抵抗R、電源角周波数 $\omega$ 、サンプル周期Tにより決まる定数で、

$$\begin{aligned} a_{11} &= e^{-R/L \cdot T} \cdot \cos \omega T \\ a_{12} &= e^{-R/L \cdot T} \cdot \sin \omega T \\ b_{11} &= \frac{R/L - (R/L \cdot \cos \omega T - \omega \cdot \sin \omega T) e^{-R/L \cdot T}}{L \{ (R/L)^2 + \omega^2 \}} \\ b_{12} &= \frac{\omega - (\omega \cdot \cos \omega T + R/L \cdot \sin \omega T) e^{-R/L \cdot T}}{L \{ (R/L)^2 + \omega^2 \}} \end{aligned} \quad \dots\dots(7.2)$$

と表わされる。ただし、(7・1)式は、サンプル周期Tの間のコンバータ入力電圧 $v_d$ 、 $v_q$ が一定であると仮定して導出されていることに注意しよう。

### 7・2・2 複素座標系のコンバータのサンプル値方程式

後に詳しく述べるが、提案する電流制御法は(7・1)式の状態方程式のパラメータをリアルタイムで同定し、その同定されたパラメータを用いて電流制御を行う。

(7.1)式のパラメータ行列は8つの要素から構成されているので、直接パラメータ同定を行なうと8つのパラメータを同定しなければならない。パラメータ同定を行う場合には、一般に同定するパラメータの数を少なくするほど計算量が軽減され、同定システムも簡単化される。そこで、(7.1)式から明らかなように物理的に4種類のパラメータにより構成されていることに着目して、ここでは一つの状態方程式の中に4種類のパラメータがそれぞれ一つずつ含まれるように(7.1)式を変形する。(7.1)式の状態方程式をユニタリ行列  $C_0$

$$C_0 = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & j \\ 1 & -j \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (7.3)$$

を用いて複素座標へ座標変換すると次式が得られる。

$$\begin{bmatrix} \mathbf{i}(n+1) \\ \overline{\mathbf{i}}(n+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \overline{\mathbf{a}} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{a} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}(n) \\ \overline{\mathbf{i}}(n) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \overline{\mathbf{b}} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{b} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{u}(n) \\ \overline{\mathbf{u}}(n) \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (7.4)$$

ただし、 $\overline{\quad}$ は共役を意味し、 $\mathbf{i}(n)$ 、 $\mathbf{u}(n)$ 、 $\mathbf{a}$ 、 $\mathbf{b}$ は、それぞれ複素座標系で定義されたコンバータ入力電流、電源電圧とコンバータ入力電圧との差の電圧およびパラメータで、次式により表わされる。

$$\mathbf{i}(n) = \frac{1}{\sqrt{2}} \{ i_d(n) + j i_q(n) \} \quad \dots\dots\dots (7.5)$$

$$\mathbf{u}(n) = \mathbf{e} - \mathbf{v}(n) \quad \dots\dots\dots (7.6)$$

$$\mathbf{e} = \frac{1}{\sqrt{2}} \{ e_d(n) + j e_q(n) \} = \frac{1}{\sqrt{2}} E \quad \dots\dots\dots (7.7)$$

$$\mathbf{v}(n) = \frac{1}{\sqrt{2}} \{ v_d(n) + j v_q(n) \} \quad \dots\dots\dots (7.8)$$

$$\mathbf{a} = a_{11} + j a_{12} \quad \mathbf{b} = b_{11} + j b_{12} \quad \dots\dots\dots (7.9)$$

(7.4)式をそれぞれの行について表わせば、

$$\mathbf{i}(n+1) = \bar{\mathbf{a}} \mathbf{i}(n) + \bar{\mathbf{b}} \mathbf{u}(n) \quad \dots\dots\dots (7.10)$$

$$\overline{\mathbf{i}(n+1)} = \mathbf{a} \overline{\mathbf{i}(n)} + \mathbf{b} \overline{\mathbf{u}(n)} \quad \dots\dots\dots (7.11)$$

と、二つの共役な状態方程式になるので、以下の議論では(7.10)式の方程式に着目する。(7.10)式の状態方程式は、(7.1)式の4種類のパラメータの要素をそれぞれ一つづつ含んでおり、4個のパラメータ(ただし、実部、虚部をそれぞれ一つパラメータとして考える)で表現されている。(7.6)式で与えられる電源電圧とコンバータ入力電圧との差の電圧  $\mathbf{u}(n)$  は、(7.10)式の状態方程式から明らかのように入力として作用するので、以下 入力と呼ぶことにする。(7.1)式と(7.10)式との関係からわかるように、 $d-q$ 座標系と複素座標系の各制御量の間には次の関係が成立する。 $d, q$ 軸はそれぞれ複素座標系の実、虚軸に対応し、電流および電圧はそれぞれ各成分に対して $1/\sqrt{2}$ 倍されるが、パラメータの大きさは変化しない。

### 7.3 複素適応同定器を用いた制御系の構成<sup>(4)</sup>

#### 7.3.1 複素適応同定アルゴリズム

(7.10)式の状態方程式のパラメータ  $\mathbf{a}, \mathbf{b}$  は、(7.2)式に示したように電源とコンバータ間に挿入したインダクタンス  $L$  の関数として表わされる。 $L$ には電源トランスの漏れインダクタンス等が含まれ、また磁気飽和により  $L$  の値は変化するので、パラメータ  $\mathbf{a}, \mathbf{b}$  の正確な値を把握することは難しい。そこで、MRASの考え方<sup>(4)</sup>を複素領域に拡張して(7.10)式のパラメータ  $\mathbf{a}, \mathbf{b}$  を同定する。

図7.1は、MRASを用いたパラメータ同定システムの基本的な構成である。実際のコンバータ(以下、プロセスと呼ぶ)は、(7.10)式の状態方程式に基づいて表わされ、プロセスの未知パラメータ  $\mathbf{a}, \mathbf{b}$  を同定するためにプロセスと同じ物理的構造をもつ推定モデルを、(7.10)式の状態方程式に添字  $n$  を付けて、

$$\mathbf{i}_n(n+1) = \overline{\mathbf{a}_n(n+1)} \mathbf{i}_n(n) + \overline{\mathbf{b}_n(n+1)} \mathbf{u}(n) \quad \dots\dots\dots (7.12)$$

と定義する。同定アルゴリズムは、サンプル点  $n+1$  で実行され、入力  $\mathbf{u}(n)$

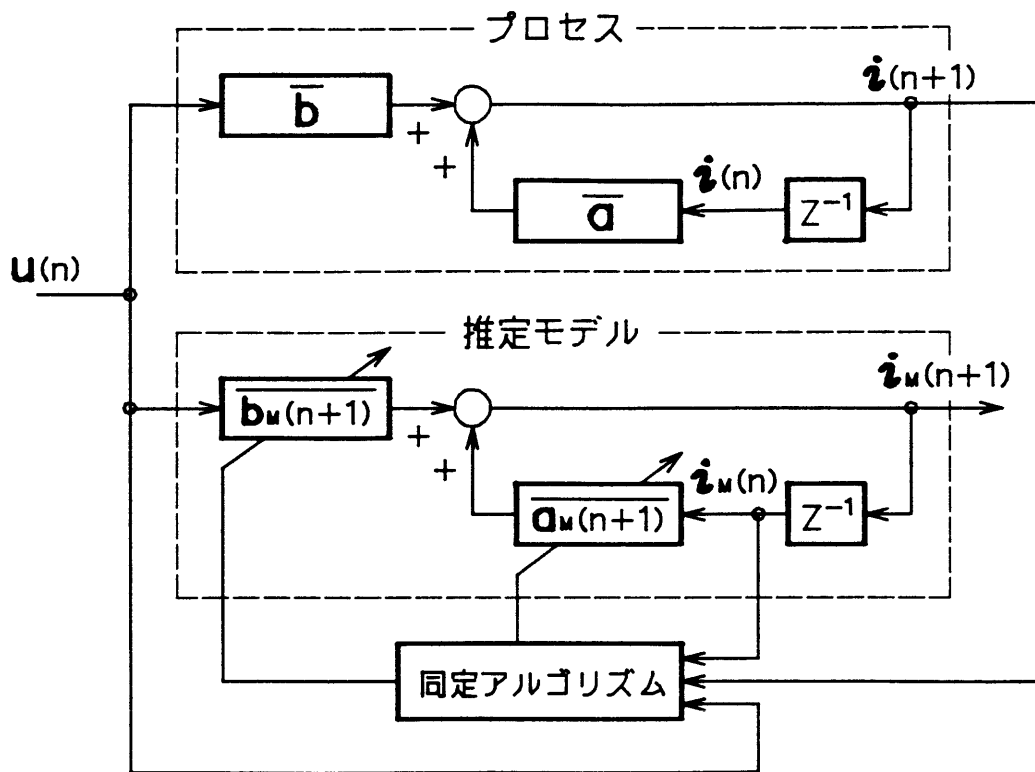


図 7-1 MRAS を用いたパラメータ同定システム

に対するプロセスと推定モデルの電流応答が等しくなるように、推定パラメータ  $\mathbf{a}_m(n+1)$ 、 $\mathbf{b}_m(n+1)$  を計算する。同定アルゴリズムで使用できる情報は、入力  $\mathbf{u}(n)$ 、プロセス出力  $\mathbf{i}(n+1)$  および推定モデルの出力  $\mathbf{i}_m(n)$  である。ここで推定モデルの出力  $\mathbf{i}_m(n+1)$  は、推定パラメータ  $\mathbf{a}_m(n+1)$ 、 $\mathbf{b}_m(n+1)$  が決められた後、(7-12)式によって初めて計算されることから、同定アルゴリズムで用いる情報として使用できないことに注意しよう。

図7-2 は、具体的に同定アルゴリズムの構成を記述したコンバータのパラメータ同定システムのブロック図である。(7-10)式のプロセスの状態方程式を、

$$\mathbf{i}(n+1) = \mathbf{P} * \boldsymbol{\psi}(n) \quad \dots\dots\dots (7-13)$$

と表わす。ただし、 $*$  は共役転置を意味し、 $\mathbf{P}$ 、 $\boldsymbol{\psi}(n)$  はそれぞれプロセスのパラメータ行列、入出力行列で、

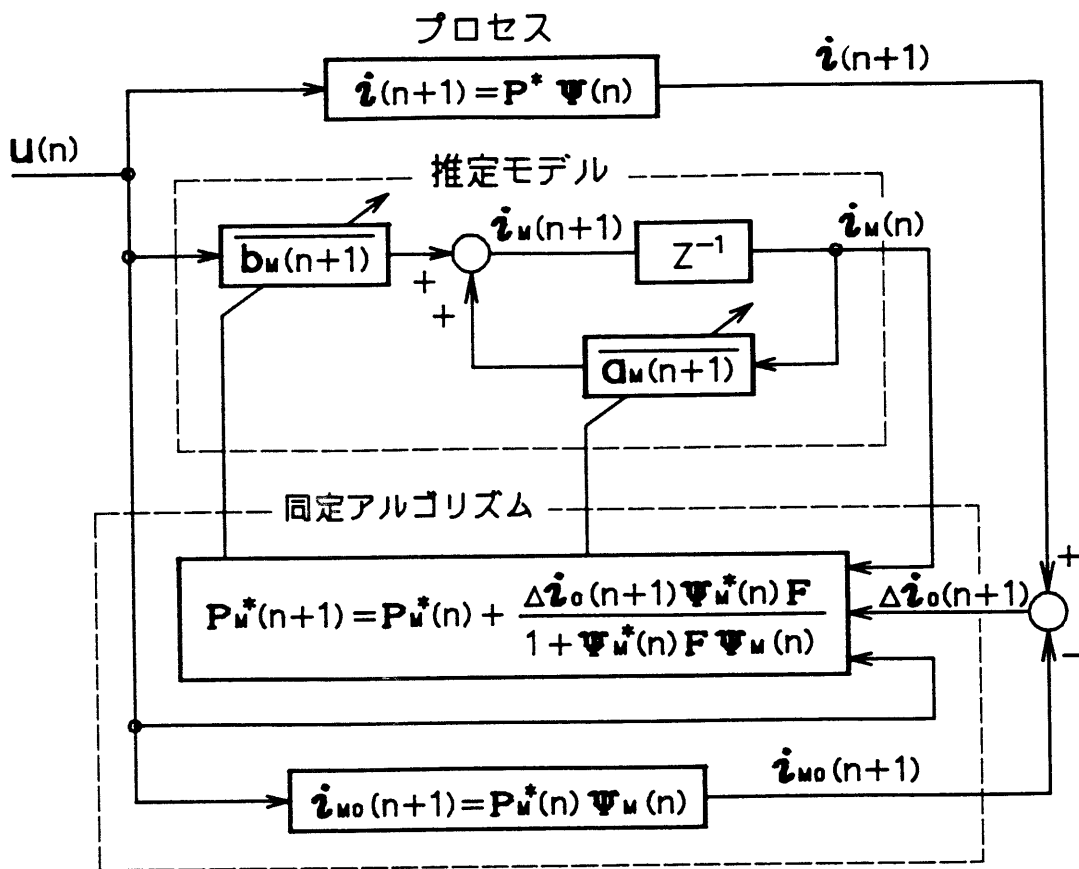


図 7.2 パラメータ同定システムの具体的な構成

$$P^* = [\bar{a} \quad \bar{b}] = [a_{11} - ja_{12} \quad b_{11} - jb_{12}] \quad \dots\dots(7.14)$$

$$\psi^T(n) = [i(n) \quad u(n)] \quad \dots\dots(7.15)$$

と定義する。また、(7.12)式に対する推定モデルの状態方程式も(7.13)式のプロセスの状態方程式と同様にモデルのパラメータ行列と入出力行列により、

$$i_M(n+1) = P_M^*(n+1) \psi_M(n) \quad \dots\dots(7.16)$$

と表現する。ただし、

$$\begin{aligned} P_M^*(n+1) &= [\overline{a_M(n+1)} \quad \overline{b_M(n+1)}] \\ &= [a_{M11}(n+1) - ja_{M12}(n+1) \quad b_{M11}(n+1) - jb_{M12}(n+1)] \\ &\quad \dots\dots(7.17) \end{aligned}$$



$$\begin{aligned}\boldsymbol{\psi}_M^T(n) &= [\mathbf{i}_M(n) \quad \mathbf{u}(n)] \\ &= \frac{1}{\sqrt{2}} [\mathbf{i}_{M_d}(n) + j \mathbf{i}_{M_q}(n) \quad \mathbf{u}_d(n) + j \mathbf{u}_q(n)] \quad \dots\dots\dots (7.18)\end{aligned}$$

である。(7.16)式の推定モデルの出力  $\mathbf{i}_M(n+1)$  の暫定値  $\mathbf{i}_{M_0}(n+1)$  を、一回前のサンプル周期で計算された推定パラメータ  $\mathbf{a}_M(n)$ ,  $\mathbf{b}_M(n)$  を用いて、

$$\mathbf{i}_{M_0}(n+1) = \overline{\mathbf{a}_M(n)} \mathbf{i}_M(n) + \overline{\mathbf{b}_M(n)} \mathbf{u}(n) \quad \dots\dots\dots (7.19)$$

と定義する。プロセスと推定モデルとの出力誤差  $\Delta \mathbf{i}(n+1)$  と、その暫定値  $\Delta \mathbf{i}_0(n+1)$  をそれぞれ、

$$\Delta \mathbf{i}(n+1) = \mathbf{i}(n+1) - \mathbf{i}_M(n+1) \quad \dots\dots\dots (7.20)$$

$$\Delta \mathbf{i}_0(n+1) = \mathbf{i}(n+1) - \mathbf{i}_{M_0}(n+1) \quad \dots\dots\dots (7.21)$$

とする。このときパラメータ行列  $\mathbf{P}_M(n+1)$  の計算には、すでに述べたように  $\mathbf{i}_M(n+1)$  の計算ができないことから(7.20)式の出力誤差  $\Delta \mathbf{i}(n+1)$  を使うことはできない。そこで(7.21)式のその暫定値  $\Delta \mathbf{i}_0(n+1)$  を用いて、ゲイン一定の積分適応動作によりパラメータを、

$$\mathbf{P}_M^*(n+1) = \mathbf{P}_M^*(n) + \frac{\Delta \mathbf{i}_0(n+1) \boldsymbol{\psi}_M^*(n) \mathbf{F}}{1 + \boldsymbol{\psi}_M^*(n) \mathbf{F} \boldsymbol{\psi}_M(n)} \quad \dots\dots\dots (7.22)$$

と同定する。ただし、 $\mathbf{F}$  は正定エルミート行列 ( $\mathbf{F} > 0$ ,  $\mathbf{F} = \mathbf{F}^*$ ) である。(7.22)式の同定アルゴリズムにより構成される本同定システムは漸近安定となる。すなわち、

$$\lim_{n \rightarrow \infty} \Delta \mathbf{i}(n+1) = 0 \quad \dots\dots\dots (7.23)$$

が成立する。この漸近安定性の証明については、7.4節で行う。

パラ メー タ 同 定	サンプル点	$n-1$	$n$	$n+1$
	電 流	$i(n-1)$ $i_u(n-1)$	$i(n)$ $i_u(n)$	$i(n+1)$ $i_u(n+1)$
	電 圧	$U(n-1)$ $v(n-1)$	$U(n)$ $v(n)$	
	パラメータ	$P_u(n-1)$	$P_u(n)$	$P_u(n+1)$
電 流 制 御	サンプル点	$n-1/2$	$n+1/2$	$n+3/2$
	電 流	$i_r(n-1/2)$ $i_{ue}(n-1/2)$	$i_r(n+1/2)$ $i_{ue}(n+1/2)$	$i_r(n+3/2)$ $i_{ue}(n+3/2)$
	電 圧	$U(n-1/2)$ $v(n-1/2)$	$U(n+1/2)$ $v(n+1/2)$	

図 7.3 パラメータ同定と電流制御の各制御変数の定義

### 7.3.2 コンバータの電流制御法

図7.3 に示すように電流制御は、先に示したパラメータ同定のサンプル点に対して  $1/2$  サンプルだけずらして実行する。これは、以下の理由による。推定されたパラメータ値が真のパラメータ値に収束するためには、入力  $u(n)$  にいくつかの異なった周波数成分が含まれなければならないことが知られている<sup>(3)(5)</sup>。しかし、パラメータ同定と電流制御を同じサンプルで実行すると、コンバータが定常状態で動作しているときには、入力  $u(n)$  は直流量となり、上記の条件が満足されない。そこで、電流制御のサンプルをパラメータ同定のサンプルに対して  $1/2$  サンプルだけずらすことにより、後に述べる PWM 制御のパターン発生との関係から、定常状態においても入力  $u(n)$  に直流以外の周波数成分が含まれるようになり、推定したパラメータ値を常に真のパラメータ値に収束させるためである。

電流制御処理は、パラメータ同定のサンプルに対して  $1/2$  サンプルだけずらして実行されるので、サンプル点  $n+3/2$  で指令電流と実電流を一致させるための入

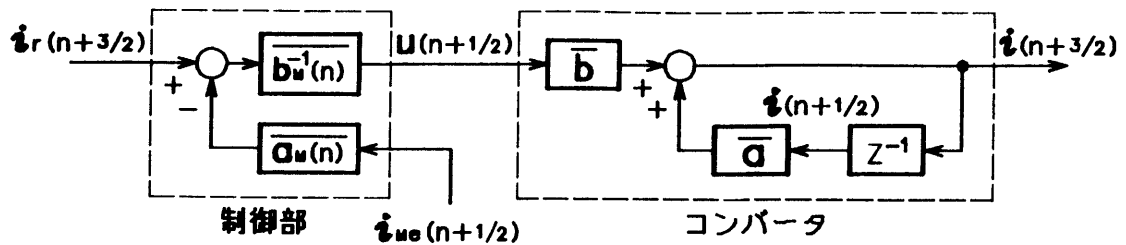


図 7.4 電流制御のブロック線図

力  $u(n+1/2)$  は、サンプル点  $n-1/2$  と  $n+1/2$  の間に計算しなければならない。サンプル点  $n+3/2$  の指令電流  $i_r(n+3/2)$  は、力率 1 の制御を行なうことから (7.7) 式の電源電圧  $e$  と同相とになるように、

$$i_r(n+3/2) = I_r(n+3/2) + j0 \quad \dots\dots\dots (7.24)$$

と与えられる。入力  $u(n+1/2)$  は、サンプル点  $n+3/2$  で実電流  $i(n+3/2)$  と指令電流  $i_r(n+3/2)$  が一致するように制御されることから (7.10) 式の  $i(n+3/2)$  を  $i_r(n+3/2)$  に置き換え、

$$u(n+1/2) = \overline{\mathbf{b}}^{-T} [ i_r(n+3/2) - \overline{\mathbf{a}} i(n+1/2) ] \quad \dots\dots\dots (7.25)$$

と計算するのが理想的である。しかし、 $\mathbf{a}$ 、 $\mathbf{b}$  は未知パラメータであり、また  $i(n+1/2)$  はサンプル点  $n+1/2$  にならないと検出できないことから、(7.25) 式を用いて実際に  $u(n+1/2)$  を計算することはできない。そこで  $\mathbf{a}$ 、 $\mathbf{b}$  については、適応同定器により得られるサンプル点  $n$  の同定パラメータ  $\mathbf{a}_M(n)$ 、 $\mathbf{b}_M(n)$  で代用する。また  $i(n+1/2)$  については、 $\mathbf{P}_M(n) (= [\mathbf{a}_M(n) \ \mathbf{b}_M(n)]^T)$  を用いた電流の推定値

$$i_{Me}(n+1/2) = \mathbf{P}_M^*(n) \boldsymbol{\psi}(n-1/2) \quad \dots\dots\dots (7.26)$$

により代用し、(7.25) 式の  $u(n+1/2)$  は図 7.4 のブロック図に示すように、

$$\mathbf{u}(n+1/2) = \overline{\mathbf{b}_m^{-1}(n)} [\mathbf{i}_r(n+3/2) - \overline{\mathbf{a}_m(n)} \mathbf{i}_{m\phi}(n+1/2)] \cdots (7.27)$$

と制御される。

### 7.3.3 PWMパルス発生と入力信号の計算法

d-q平面上のコンバータ入力電圧は、各相のスイッチング関数  $S_u$ ,  $S_v$ ,  $S_w$  を +/- のトランジスタのオン状態に対して1/0と定義すると、(6.11)式に示したように、

$$\begin{bmatrix} v_d(S_u, S_v, S_w) \\ v_q(S_u, S_v, S_w) \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{2}{3}} V_{DC} \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 2S_u - S_v - S_w \\ \sqrt{3}(S_v - S_w) \end{bmatrix} \cdots (7.28)$$

と表現される。さらに(7.3)式の  $\mathbf{C}_0$  を用いて(7.28)式を複素座標へ座標変換した電圧ベクトル  $\mathbf{v}(S_u, S_v, S_w)$  は、

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \mathbf{v}(S_u, S_v, S_w) \\ \overline{\mathbf{v}(S_u, S_v, S_w)} \end{bmatrix} &= \mathbf{C}_0 \begin{bmatrix} v_d(S_u, S_v, S_w) \\ v_q(S_u, S_v, S_w) \end{bmatrix} \\ &= \frac{1}{2\sqrt{3}} V_{DC} \begin{bmatrix} e^{-j\theta} & e^{-j(\theta-\pi/2)} \\ e^{j\theta} & e^{j(\theta-\pi/2)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 2S_u - S_v - S_w \\ \sqrt{3}(S_v - S_w) \end{bmatrix} \cdots (7.29) \end{aligned}$$

と得られる。 $\mathbf{v}(S_u, S_v, S_w)$  を複素座標系に表わせば、図7.5に示す8種類の電圧ベクトルとして表現される。したがって、(7.27)式の  $\mathbf{u}(n+1/2)$  から(7.6)式の関係を用いて計算されるコンバータ入力電圧  $\mathbf{v}(n+1/2)$  そのものを実現することはできないので、6.5節で述べた方法を用いて、 $\mathbf{v}(S_u, S_v, S_w)$  の各ベクトルを時分割出力して平均値として  $\mathbf{v}(n+1/2)$  に等しい電圧ベクトルが出力されるようにPWM制御する。図7.5に示すように三相の  $\alpha$ ,  $\beta$ ,  $\gamma$  の時間軸を定義し、さらに  $\mathbf{v}(n+1/2)$  に対する各軸の時間データ  $T_\alpha(n+1/2)$ ,  $T_\beta(n+1/2)$ ,  $T_\gamma(n+1/2)$  を

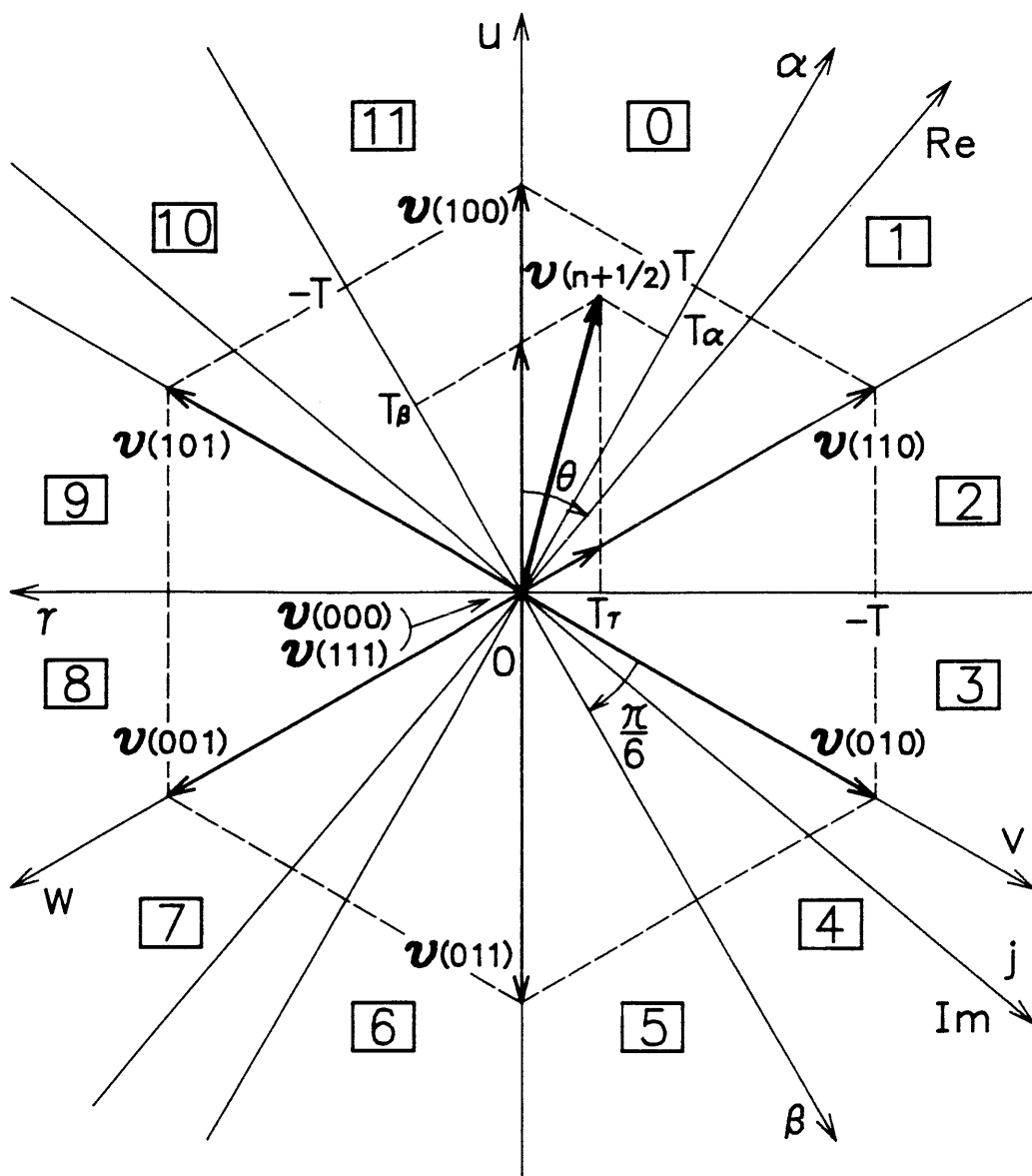


図 7.5 インバータ入力電圧と時間データの関係

$$\begin{bmatrix} T_{\alpha}(n+1/2) \\ T_{\beta}(n+1/2) \\ T_{\gamma}(n+1/2) \end{bmatrix} = \frac{T}{V_{DC}} \begin{bmatrix} \varepsilon^{j(\theta-\pi/6)} & \varepsilon^{-j(\theta-\pi/6)} \\ \varepsilon^{j(\theta-5\pi/6)} & \varepsilon^{-j(\theta-5\pi/6)} \\ \varepsilon^{j(\theta+\pi/2)} & \varepsilon^{-j(\theta+\pi/2)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{v}(n+1/2) \\ \mathbf{v}(n+1/2) \end{bmatrix} \quad (7.30)$$

$$T_{\alpha}(n+1/2) + T_{\beta}(n+1/2) + T_{\gamma}(n+1/2) = 0 \quad \dots\dots\dots (7.31)$$

と定義する。  $\mathbf{v}(n+1/2)$  が図7.5の  $\boxed{0}$  または  $\boxed{1}$  の領域に存在するときには、

$$\begin{aligned} \mathbf{v}(n+1/2) = 1/T \{ (T - T_{\alpha}(n+1/2)) \mathbf{v}(000) - T_{\beta}(n+1/2) \mathbf{v}(100) \\ - T_{\gamma}(n+1/2) \mathbf{v}(110) \} \quad \dots\dots\dots (7.32) \end{aligned}$$

と表現できる。  $\mathbf{v}(n+1/2)$  が  $\boxed{0}$  の領域に存在する場合には、 図7.6 (a) に示すように u, v, w 相のそれぞれの設定値として  $T_{\alpha}(n+1/2)$ ,  $-T_{\gamma}(n+1/2)$ , 0 を

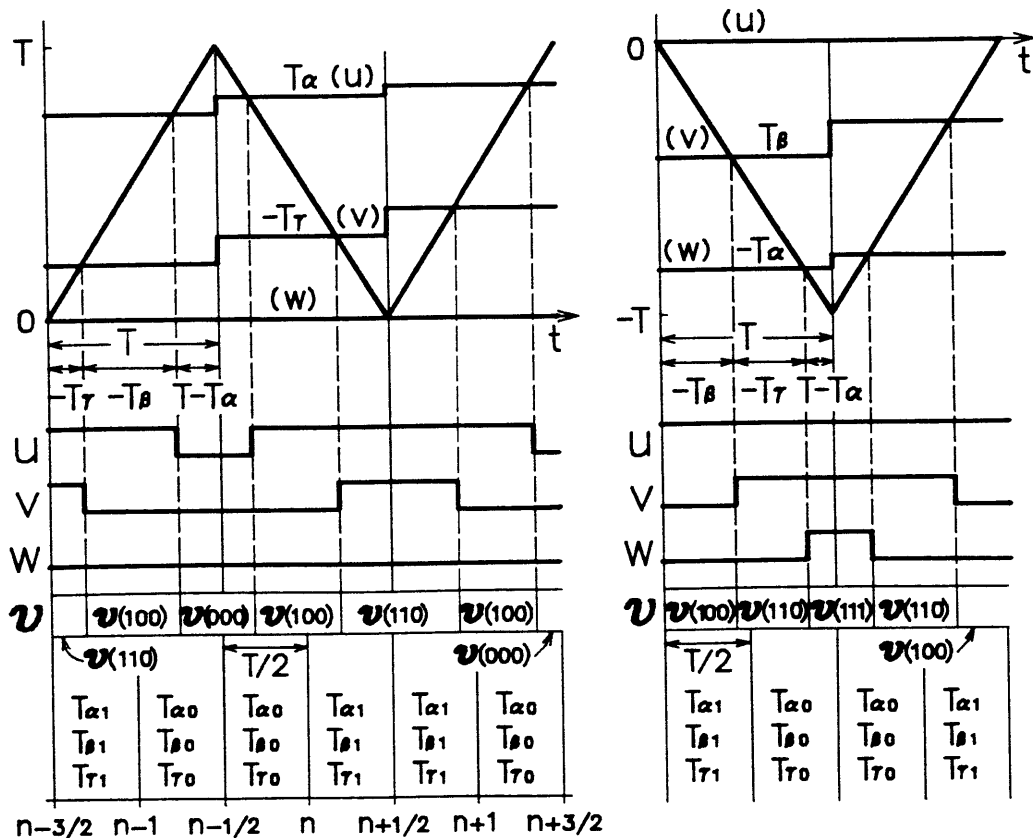


図 7.6 PWMパルスパターン発生 の原理

表 7-1 領域 0 ~ 11 と時間データの関係

領域	三振 角幅 波範 の囲	設定値			時 間 デ ー タ		
		U	V	W	$T_{\alpha 0}$	$T_{\beta 0}$	$T_{\gamma 0}$
0	+	$T_{\alpha}$	$-T_{\gamma}$	0	$\max(0, T_{\alpha} - T/2)$	$\min(0, T/2 - T_{\alpha})$	0
1	-	0	$T_{\beta}$	$-T_{\alpha}$	$\max(0, T_{\alpha} - T/2)$	0	$\min(0, T/2 - T_{\alpha})$
2	-	$-T_{\beta}$	0	$T_{\gamma}$	$\max(0, -T_{\gamma} - T/2)$	0	$\min(0, T_{\gamma} + T/2)$
3	+	$T_{\alpha}$	$-T_{\gamma}$	0	0	$\max(0, -T_{\gamma} - T/2)$	$\min(0, T_{\gamma} + T/2)$
4	+	0	$T_{\beta}$	$-T_{\alpha}$	0	$\max(0, T_{\beta} - T/2)$	$\min(0, T/2 - T_{\beta})$
5	-	$-T_{\beta}$	0	$T_{\gamma}$	$\min(0, T/2 - T_{\beta})$	$\max(0, T_{\beta} - T/2)$	0
6	-	$T_{\alpha}$	$-T_{\gamma}$	0	$\min(0, T_{\alpha} + T/2)$	$\max(0, -T_{\alpha} - T/2)$	0
7	+	0	$T_{\beta}$	$-T_{\alpha}$	$\min(0, T_{\alpha} + T/2)$	0	$\max(0, -T_{\alpha} - T/2)$
8	+	$-T_{\beta}$	0	$T_{\gamma}$	$\min(0, T/2 - T_{\gamma})$	0	$\max(0, T_{\gamma} - T/2)$
9	-	$T_{\alpha}$	$-T_{\gamma}$	0	0	$\min(0, T/2 - T_{\gamma})$	$\max(0, T_{\gamma} - T/2)$
10	-	0	$T_{\beta}$	$-T_{\alpha}$	0	$\min(0, T_{\beta} + T/2)$	$\max(0, -T_{\beta} - T/2)$
11	+	$-T_{\beta}$	0	$T_{\gamma}$	$\max(0, -T_{\beta} - T/2)$	$\min(0, T_{\beta} + T/2)$	0

選び、これらの設定値と、0とTの間で変化する三角波とを比較してPWMパタンを発生することで、平均値として $v(n+1/2)$ に等しい電圧ベクトルが出力される。 $v(n+1/2)$ が1の領域へ移動した場合には、同図(b)に示すようにu, v, w相それぞれの設定値0,  $T_{\beta}(n+1/2)$ ,  $-T_{\alpha}(n+1/2)$ と、0と-Tの間で変化する三角波とを比較することでPWMパタンを発生する。他の領域についても同様に表7-1に従ってPWMパタンを発生することができる。

パラメータ同定に用いるサンプル点 $n-1$ と $n$ の間の入力 $u(n-1)$ の計算法について説明する。 $u(n-1/2)$ が0の領域に存在する場合について考える。サンプル点 $n-1/2$ と $n+1/2$ の間を図7-6に示すように前半( $n-1/2 \sim n$ )と後半( $n \sim n+1/2$ )の2つの期間に分け、二つの期間のうち零ベクトルが出力される期間の時間データを $T_{0\alpha}(n-1/2)$ ,  $T_{0\beta}(n-1/2)$ ,  $T_{0\gamma}(n-1/2)$ とし、もう片方の期間の時間データを $T_{1\alpha}(n-1/2)$ ,  $T_{1\beta}(n-1/2)$ ,  $T_{1\gamma}(n-1/2)$ とする。図7-6から明らかのように各時間データは、 $T_{\alpha}(n-1/2) > T/2$ の時には、

$$T_{0\alpha}(n-1/2) = T_{\alpha}(n-1/2) - T/2$$

$$T_{0\beta}(n-1/2) = T/2 - T_{\alpha}(n-1/2)$$

$$T_{0\gamma}(n-1/2) = 0$$

$$T_{1\alpha}(n-1/2) = T_{\alpha}(n-1/2) - T_{0\alpha}(n-1/2) = T/2$$

$$T_{1\beta}(n-1/2) = T_{\beta}(n-1/2) - T_{0\beta}(n-1/2) = T/2 - T_{\gamma}(n-1/2)$$

$$T_{1\gamma}(n-1/2) = T_{\gamma}(n-1/2) - T_{0\gamma}(n-1/2) = T_{\gamma}(n-1/2)$$

と得られ、 $T_{\alpha}(n-1/2) \leq T/2$ の時には、

$$T_{0\alpha}(n-1/2) = 0$$

$$T_{0\beta}(n-1/2) = 0$$

$$T_{0\gamma}(n-1/2) = 0$$

$$T_{1\alpha}(n-1/2) = T_{\alpha}(n-1/2) - T_{0\alpha}(n-1/2) = T_{\alpha}(n-1/2)$$

$$T_{1\beta}(n-1/2) = T_{\beta}(n-1/2) - T_{0\beta}(n-1/2) = T_{\beta}(n-1/2)$$

$$T_{1\gamma}(n-1/2) = T_{\gamma}(n-1/2) - T_{0\gamma}(n-1/2) = T_{\gamma}(n-1/2)$$

と求まる。図7・6のコンバータ入力電圧 $\mathbf{v}(n-1)$ は、 $\mathbf{v}(n-3/2)$ の後半の時間データと $\mathbf{v}(n-1/2)$ の前半の時間データを用いて次式により計算される。

$$\mathbf{v}(n-1) = \frac{V_{DC}}{3T} \left[ \varepsilon^{j(\theta-\pi/6)} \varepsilon^{j(\theta-5\pi/6)} \varepsilon^{j(\theta+\pi/2)} \right] \begin{bmatrix} T_{0\alpha}(n-3/2) + T_{0\alpha}(n-1/2) \\ T_{0\beta}(n-3/2) + T_{0\beta}(n-1/2) \\ T_{0\gamma}(n-3/2) + T_{0\gamma}(n-1/2) \end{bmatrix} \dots\dots\dots (7.33)$$

コンバータ入力電圧 $\mathbf{v}(n-1)$ より(7.6)式を用いて入力 $\mathbf{u}(n-1) (= \mathbf{e} - \mathbf{v}(n-1))$ は計算でき、他の領域についても表7.1を用いて同様にパラメータ同定に必要な入力 $\mathbf{u}(n-1)$ は計算できる。

#### 7・4 同定システムの安定性の証明<sup>(3)</sup>

(7.22)式によりパラメータ同定を行なった場合、系が漸近安定となることを証明する。

##### 7.4.1 非線形フィードバック系の導出

7.3.1で説明したパラメータ同定システムを図7.7に示すように線形定常ブロッ



クと非線形時変ブロックとから構成される非線形フィードバック系の形に変形する。(7・20)式の出力誤差 $\Delta \mathbf{i}(n+1)$ の式に(7・10), (7・12)式を代入し, 整理すると次式のように変形される。

$$\Delta \mathbf{i}(n+1) = \bar{\mathbf{a}} \Delta \mathbf{i}(n) + [\mathbf{P} - \mathbf{P}_M(n+1)]^* \boldsymbol{\psi}_M(n) \quad \dots\dots\dots(7\cdot34)$$

同様に(7・21)式の出力誤差の暫定値 $\Delta \mathbf{i}_o(n+1)$ も(7・10), (7・19)式を用いて,

$$\Delta \mathbf{i}_o(n+1) = \bar{\mathbf{a}} \Delta \mathbf{i}(n) + [\mathbf{P} - \mathbf{P}_M(n)]^* \boldsymbol{\psi}_M(n) \quad \dots\dots\dots(7\cdot35)$$

と変形できる。出力誤差 $\Delta \mathbf{i}(n+1)$ とその暫定値 $\Delta \mathbf{i}_o(n+1)$ の関係は, (7・22), (7・34), (7・35)式より,

$$\Delta \mathbf{i}(n+1) = \frac{\Delta \mathbf{i}_o(n+1)}{1 + \boldsymbol{\psi}_M^*(n) \mathbf{F} \boldsymbol{\psi}_M(n)} \quad \dots\dots\dots(7\cdot36)$$

と得られる。(7・36)式を用いて(7・22)式の同定アルゴリズムを書き改めると, 次式が得られる。

$$\mathbf{P}_M^*(n+1) = \mathbf{P}_M^*(n) + \Delta \mathbf{i}(n+1) \boldsymbol{\psi}_M^*(n) \mathbf{F} \quad \dots\dots\dots(7\cdot37)$$

ここで,  $\Delta \mathbf{P}(n)$ ,  $\mathbf{w}(n+1)$ ,  $\mathbf{w}_1(n+1)$ ,  $[\mathbf{w}_d(n+1) \mathbf{w}_o(n+1)]^T$ ,  $[\mathbf{w}_{1d}(n+1) \mathbf{w}_{1o}(n+1)]^T$ ,  $[\Delta \mathbf{i}_d(n+1) \Delta \mathbf{i}_o(n+1)]^T$ をそれぞれ,

$$\Delta \mathbf{P}(n) = \mathbf{P}_M(n) - \mathbf{P} \quad \dots\dots\dots(7\cdot38)$$

$$\mathbf{w}(n+1) = -\mathbf{w}_1(n+1) = [\mathbf{P}_M(n+1) - \mathbf{P}]^* \boldsymbol{\psi}_M(n) \quad \dots\dots\dots(7\cdot39)$$

$$\begin{bmatrix} \mathbf{w}_d(n+1) \\ \mathbf{w}_o(n+1) \end{bmatrix} = \mathbf{C}_o^{-1} \begin{bmatrix} \mathbf{w}(n+1) \\ \overline{\mathbf{w}(n+1)} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} \mathbf{w}_{1d}(n+1) \\ \mathbf{w}_{1o}(n+1) \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots(7\cdot40)$$

$$\begin{bmatrix} \Delta \mathbf{i}_d(n+1) \\ \Delta \mathbf{i}_o(n+1) \end{bmatrix} = \mathbf{C}_o^{-1} \begin{bmatrix} \Delta \mathbf{i}(n+1) \\ \overline{\Delta \mathbf{i}(n+1)} \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots(7\cdot41)$$

と定義する。図7・7に示す非線形フィードバック系の線形定常実ブロックは, (7・34), (7・39), (7・40), (7・41)式より

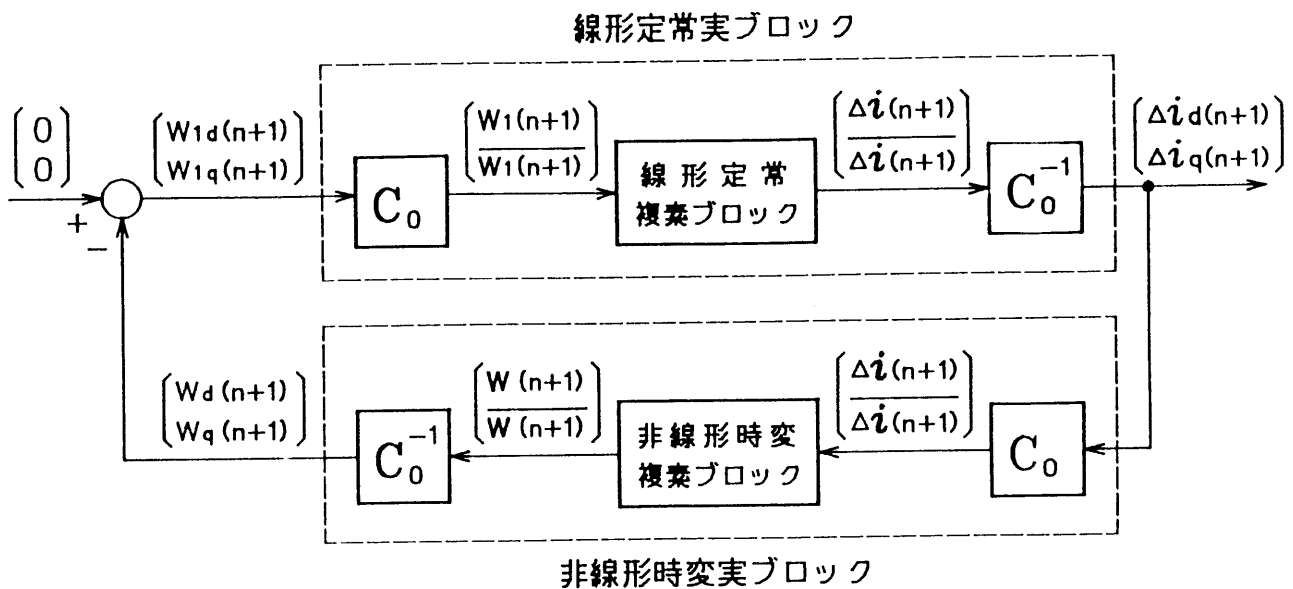


図 7.7 非線形フィードバック系

$$\begin{bmatrix} \Delta i_d(n+1) \\ \Delta i_q(n+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ -a_{12} & a_{11} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_d(n) \\ \Delta i_q(n) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} w_{1d}(n+1) \\ w_{1q}(n+1) \end{bmatrix} \quad \dots (7.42)$$

と表わすことができ、非線系時変実ブロックは(7.37)～(7.39)式から導出される

$$\Delta P^*(n+1) = \Delta P^*(n) + \Delta i(n+1) \psi_m^*(n) F \quad \dots (7.43)$$

$$w^*(n+1) = \psi_m^*(n) \Delta P(n) + \psi_m^*(n) F \psi_m(n) \Delta i^*(n+1) \quad (7.44)$$

の二つの式と(7.40), (7.41)式で与えられる。

#### 7.4.2 漸近安定性の証明

図7.7の非線系フィードバック系が漸近超安定となれば、(7.23)式に示すように $\Delta i(n)$ は漸近的に0に近づく。漸近超安定であるためには、次の[1], [2]の条件を満足しなければならない<sup>(3)(6)</sup>。

- [1] 前向き線形定常実ブロックのパルス伝達関数行列  $H(z)$  が強正実である。
- [2] 非線形時変実ブロックのすべての  $n$  に対して次式が成立する。

$$\sum_{k=0}^{n+1} [\Delta i_d(k) \quad \Delta i_q(k)] \begin{bmatrix} w_d(k) \\ w_q(k) \end{bmatrix} \geq -\gamma_0^2 \quad \dots\dots\dots(7.45)$$

ただし、 $\gamma_0^2$ は有限な正定数である。

図7.7 の非線形フィードバック系が、まず条件 [1] を満足することを示す。  
(7.44)式を  $z$  変換して、前向き線形定常実ブロックのパルス伝達関数行列  $H(z)$  は、

$$\begin{aligned} H(z) &= z \left\{ z I - \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ -a_{12} & a_{11} \end{bmatrix} \right\}^{-1} \\ &= \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ -a_{12} & a_{11} \end{bmatrix} \left\{ z I - \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ -a_{12} & a_{11} \end{bmatrix} \right\}^{-1} + I \quad \dots\dots\dots(7.46) \end{aligned}$$

と得られる。強正実に関して次の定理<sup>(3)</sup>が知られている。次式により表わされる離散形の線形システム

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(n+1) &= \mathbf{A} \mathbf{x}(n) + \mathbf{B} \mathbf{u}(n) \\ \mathbf{y}(n) &= \mathbf{C} \mathbf{x}(n) + \mathbf{D} \mathbf{u}(n) \end{aligned} \quad \dots\dots\dots(7.47)$$

のパルス伝達関数  $\mathbf{C}(zI - \mathbf{A})^{-1}\mathbf{B} + \mathbf{D}$  は、

$$\begin{aligned} \mathbf{A}^T \mathbf{P} \mathbf{A} - \mathbf{P} &= -\mathbf{L} \mathbf{L}^T - \mathbf{Q} = -\mathbf{Q}' \\ \mathbf{B}^T \mathbf{P} \mathbf{A} + \mathbf{K}^T \mathbf{L}^T &= \mathbf{C} \\ \mathbf{K}^T \mathbf{K} &= \mathbf{D} + \mathbf{D}^T - \mathbf{B}^T \mathbf{P} \mathbf{B} \end{aligned} \quad \dots\dots\dots(7.48)$$

を満足するような対称正定行列  $\mathbf{P}$ ,  $\mathbf{Q}$ ,  $\mathbf{Q}'$  および行列  $\mathbf{K}$ ,  $\mathbf{L}$  が存在する場合に強正実である。(7.46)式のパルス伝達関数  $H(z)$  を(7.47)式の各行列に対して、

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ -a_{12} & a_{11} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B} = \mathbf{I}, \quad \mathbf{C} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ -a_{12} & a_{11} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{D} = \mathbf{I}$$

と対応させ、さらに (7.48) 式の条件を満足する各行列が、

$$P = I, \quad L = 0, \quad K = I, \quad Q = Q' = \begin{bmatrix} 1 - \varepsilon^{-R/L \cdot T} & 0 \\ 0 & 1 - \varepsilon^{-R/L \cdot T} \end{bmatrix} > 0$$

と存在することから  $H(z)$  は強正実である。

次に条件 [2] を満足することを示す。(7.40), (7.41), (7.43), (7.44) 式を用いることで、

$$\begin{aligned} & [\Delta i_d(n+1) \quad \Delta i_q(n+1)] \begin{bmatrix} w_d(n+1) \\ w_q(n+1) \end{bmatrix} \\ &= w(n+1) \Delta i^*(n+1) + \Delta i(n+1) w^*(n+1) \\ &= [\psi_M^*(n) \Delta P(n) + \psi_M^*(n) F \psi_M(n) \Delta i^*(n+1)]^* \Delta i^*(n+1) \\ & \quad + \Delta i(n+1) [\psi_M^*(n) \Delta P(n) + \psi_M^*(n) F \psi_M(n) \Delta i^*(n+1)] \\ & \quad + [\Delta P^*(n+1) - \Delta i(n+1) \psi_M^*(n) F] F^{-1} [\Delta P^*(n+1) \\ & \quad - \Delta i(n+1) \psi_M^*(n) F]^* - \Delta P^*(n) F^{-1} \Delta P(n) \\ &= \Delta P^*(n+1) F^{-1} \Delta P(n+1) - \Delta P^*(n) F^{-1} \Delta P(n) \\ & \quad + \Delta i(n+1) \psi_M^*(n) F \psi_M(n) \Delta i^*(n+1) \quad \dots\dots\dots (7.49) \end{aligned}$$

が導出される。従って、(7.49) 式を  $n$  について 0 から任意の  $n$  まで辺々加えることで、

$$\sum_{k=0}^{n+1} [\Delta i_d(k) \quad \Delta i_q(k)] \begin{bmatrix} w_d(k) \\ w_q(k) \end{bmatrix} \geq -\Delta P^*(0) F^{-1} \Delta P(0) \quad \dots\dots\dots (7.50)$$

が成立し、条件 [2] も満足される。以上により本同定アルゴリズムは漸近超安定となる。

## 7・5 制御システムと処理フロー

試作システムの構成は、第6章の図6・9に示したシステム構成とほとんど同じなので、異なる点についてのみ説明する。制御処理を実行するDSPは、テキサスインスツルメンツ社製のTMS32010から上位のプロセッサであるTMS320C25に置き換えられている。本制御法では、パラメータ同定と電流制御のそれぞれの処理は1/2サンプルだけ異なる時点を基準にして実行されるので、サンプル点を知らせるインタラプト信号は1/2サンプルごとに発生される。また、パラメータ同定と電流制御のどちらのサンプル点であるかの判断と、時間データ $T_{0\alpha}$ 、 $T_{0\beta}$ 、 $T_{0\gamma}$ と $T_{1\alpha}$ 、 $T_{1\beta}$ 、 $T_{1\gamma}$ がそれぞれサンプル周期の前半、後半のどちららに対応するかの判断のためにPWM発生回路の三角波の値が入力できるように変更されている。

図7・8は、サンプル点 $n-1/2$ と $n$ でそれぞれインタラプト信号が入力されたとき、DSPが実行する制御処理フローを示したものである。インタラプトがかかると、電流、電圧検出用のA/Dコンバータへ変換開始信号を与えた後、電気角 $\theta$ を読み込む。次にPWM発生回路の三角波の値を入力してサンプル点 $n-1/2$ または $n$ であるかの判断をする。

サンプル点 $n-1/2$ の場合について説明する。検出した電気角 $\theta(n-1/2)$ を用いて座標変換を行うための三角関数データをテーブルより引く。次にサンプル点 $n-1/2$ までに計算されている時間データ $T_{\alpha,\beta,\gamma}(n-1/2)$ より表7・1にしたがって、 $T_{0\alpha,\beta,\gamma}(n-1/2)$ と $T_{1\alpha,\beta,\gamma}(n-1/2)$ の時間データがそれぞれ求められ、(7・33)式と同様にして計算されるサンプル点 $n-1$ のコンバータ入力電圧 $v(n-1)$ より、(7・6)式の入力 $u(n-1)$ が決まる。また、すでに計算されている $P_M(n-1)$ と $\psi_M(n-2)$ より(7・16)式にしたがってモデルの電流 $i_M(n-1)$ が計算される。以上により求められたモデルの入出力 $u(n-1)$ 、 $i_M(n-1)$ より(7・19)式に基づいて $n+1$ のモデルの電流の暫定値 $i_{M0}(n+1)$ が計算される。A/Dコンバータの変換終了後に電流検出回路から $i_u(n-1/2)$ 、 $i_v(n-1/2)$ を読み込み、座標変換を行ってプロセスの電流 $i(n-1/2)$ を計算する。最後に、同定パラメータ $P_M^*(n)$ を決める(7・22)式の同定アルゴリズムの一部分である $\psi_M^*(n)F / \{1 + \psi_M^*(n)F$

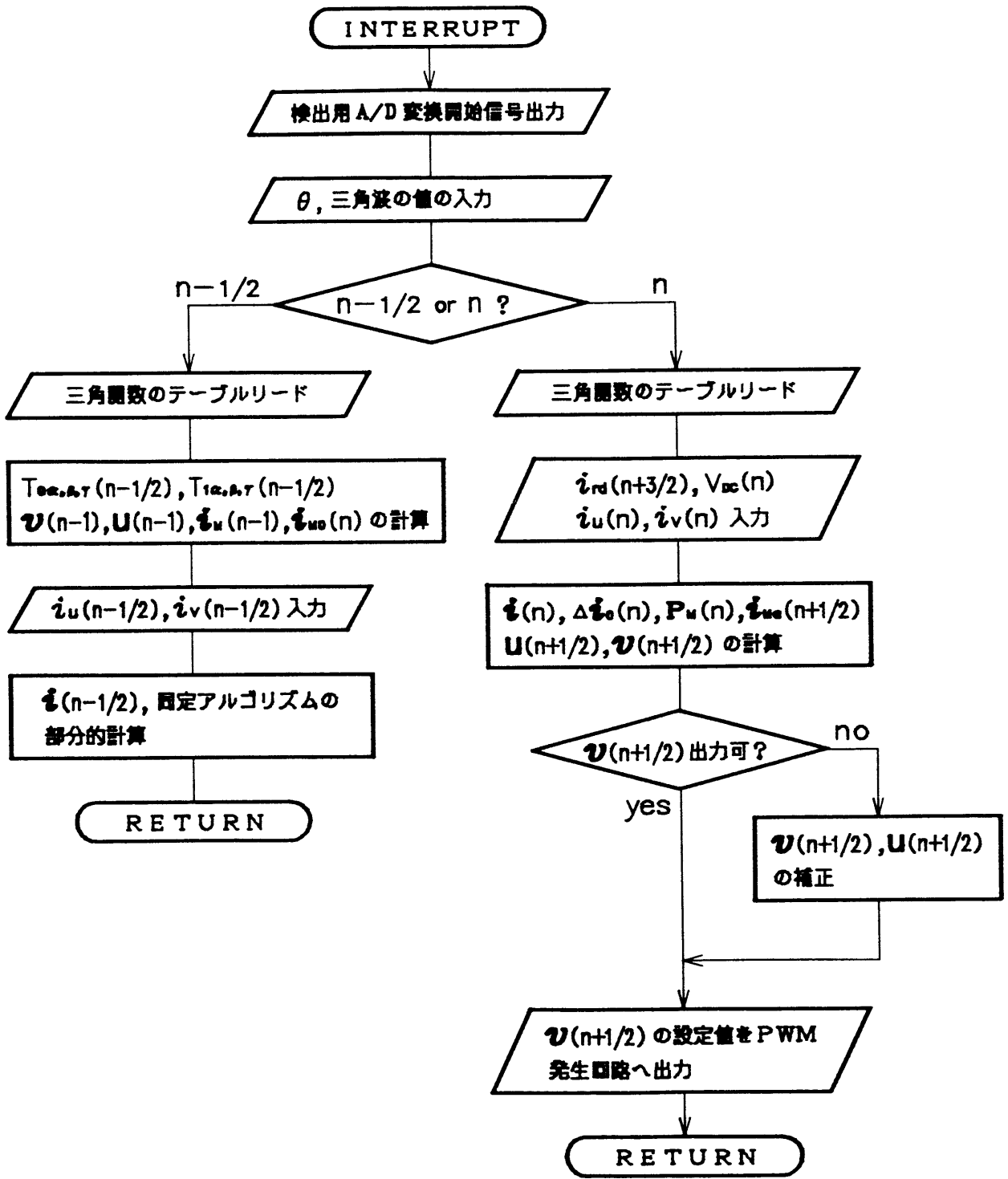


図 7.8 電流制御の処理フロー

$\psi_n(n)$  を計算してサンプル点  $n-1/2$  の処理を終了する。

次にサンプル点  $n$  での処理について説明する。検出した  $\theta(n)$  より座標変換のための三角関数テーブルを引く。また指令電流  $i_r(n+1/2)$  を入力し、A/Dコンバータの変換が終了した後に、 $V_{DC}(n)$ 、 $i_u(n)$ 、 $i_v(n)$  を読み込む。検出電流  $i_u(n)$ 、 $i_v(n)$  を座標変換して得られる実電流  $i(n)$  により、(7.21) 式の電流偏差の暫定値  $\Delta i_o(n)$  を計算する。 $\Delta i_o(n)$  よりサンプル点  $n$  の同定パラメータ  $P_n(n)$  が (7.22) 式に基づいて同定される。パラメータ  $P_n(n)$  を用いて、(7.26) 式の推定電流  $i_{no}(n+1/2)$  と (7.27) 式の入力  $u(n+1/2)$  が計算され、(7.6) 式によりコンバータ入力電圧  $v(n+1/2)$  が決まる。ここで、 $v(n+1/2)$  が大きすぎて出力できない場合には、6.4.2 に示したように  $v(n+1/2)$  を出力できる最大の大きさに変更する。この変更に伴って  $u(n+1/2)$  も変更しなければならない。 $v(n+1/2)$  から (7.30) 式を用いて各時間データ  $T_\alpha(n+1/2)$ 、 $T_\beta(n+1/2)$ 、 $T_\gamma(n+1/2)$  を計算し、表 7.1 にしたがって PWM パターン発生回路に時間データを送り処理を終了する。

本電流制御処理のプログラム容量は約 1.4 [kワード] で、他に三角関数および除算用のデータテーブルとして 2 [kワード] が使用されている。サンプル点  $n-1/2$  と  $n$  で実行される各制御処理の実行時間は、それぞれ 53 [ $\mu$ sec]、100 [ $\mu$ sec] である。

## 7.6 シミュレーションおよび実験結果<sup>(7)</sup>

### 7.6.1 シミュレーション結果

パラメータ同定と電流制御の過渡応答特性を調べるために、シミュレーションを行った結果について説明する。シミュレーションは以下の条件のもとで行っている。電源は線間電圧 100 [V]、周波数 60 [Hz] の平衡三相電圧とし、コンバータ出力の直流電圧  $V_{DC}$  は 170 [V] 一定にした。また電源とコンバータ間に挿入されているインダクタンス  $L$  は 3.5 [mH]、その巻線抵抗  $R$  は 0.8 [ $\Omega$ ] とした。第 6 章と同様にトランジスタのスイッチング周波数を広く普及しているトランジスタインバータと同程度の 1.5 [kHz] とするために、サンプル周期  $T$  は 255 [ $\mu$ sec] とし、(7.22) 式の  $F$  は  $F = \text{diag}[1.88 \times 10^{-3} \text{ A}^{-2} \quad 7.85 \times 10^{-4} \text{ V}^{-2}]$

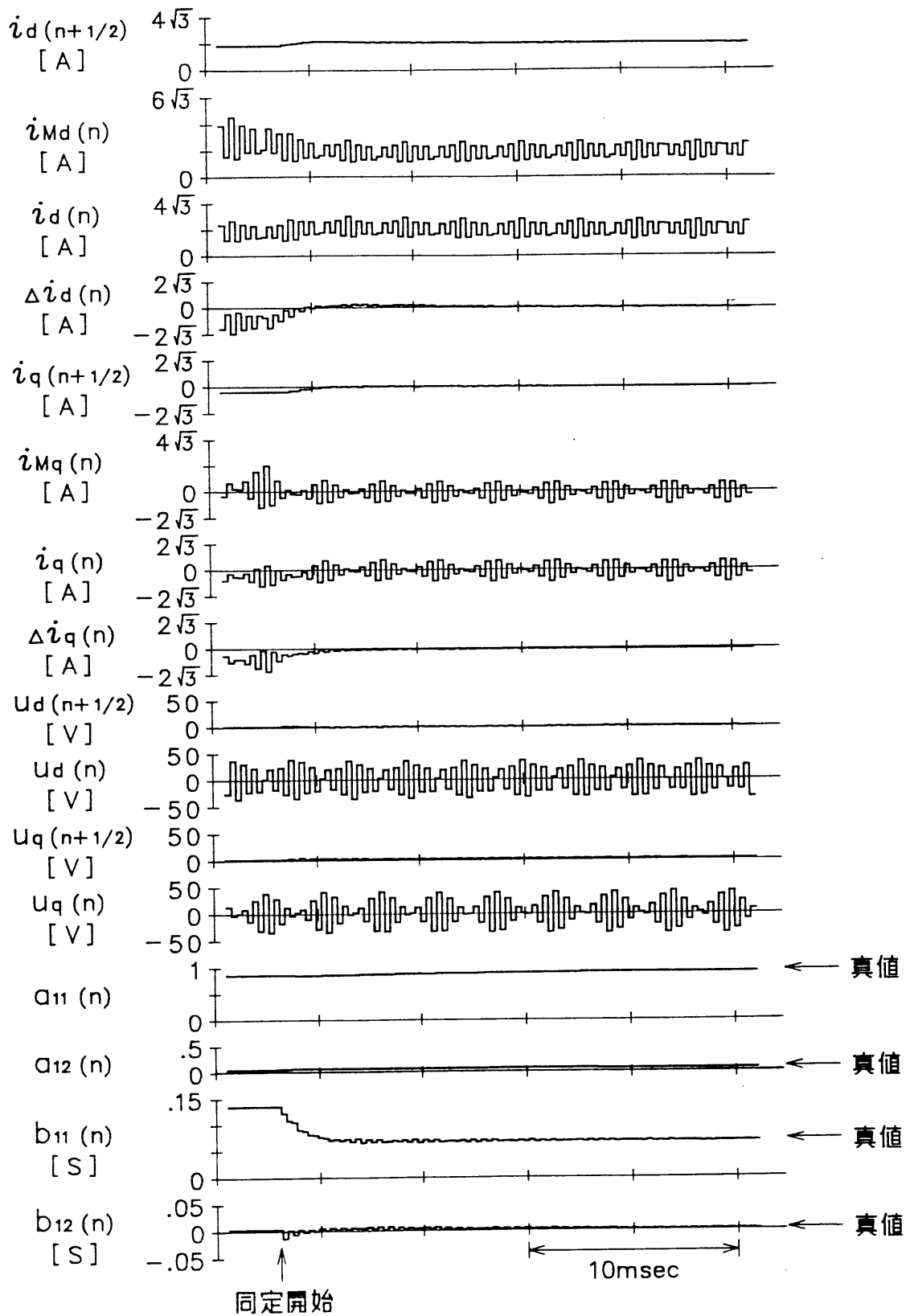


図 7.9 パラメータ同定のシミュレーション結果



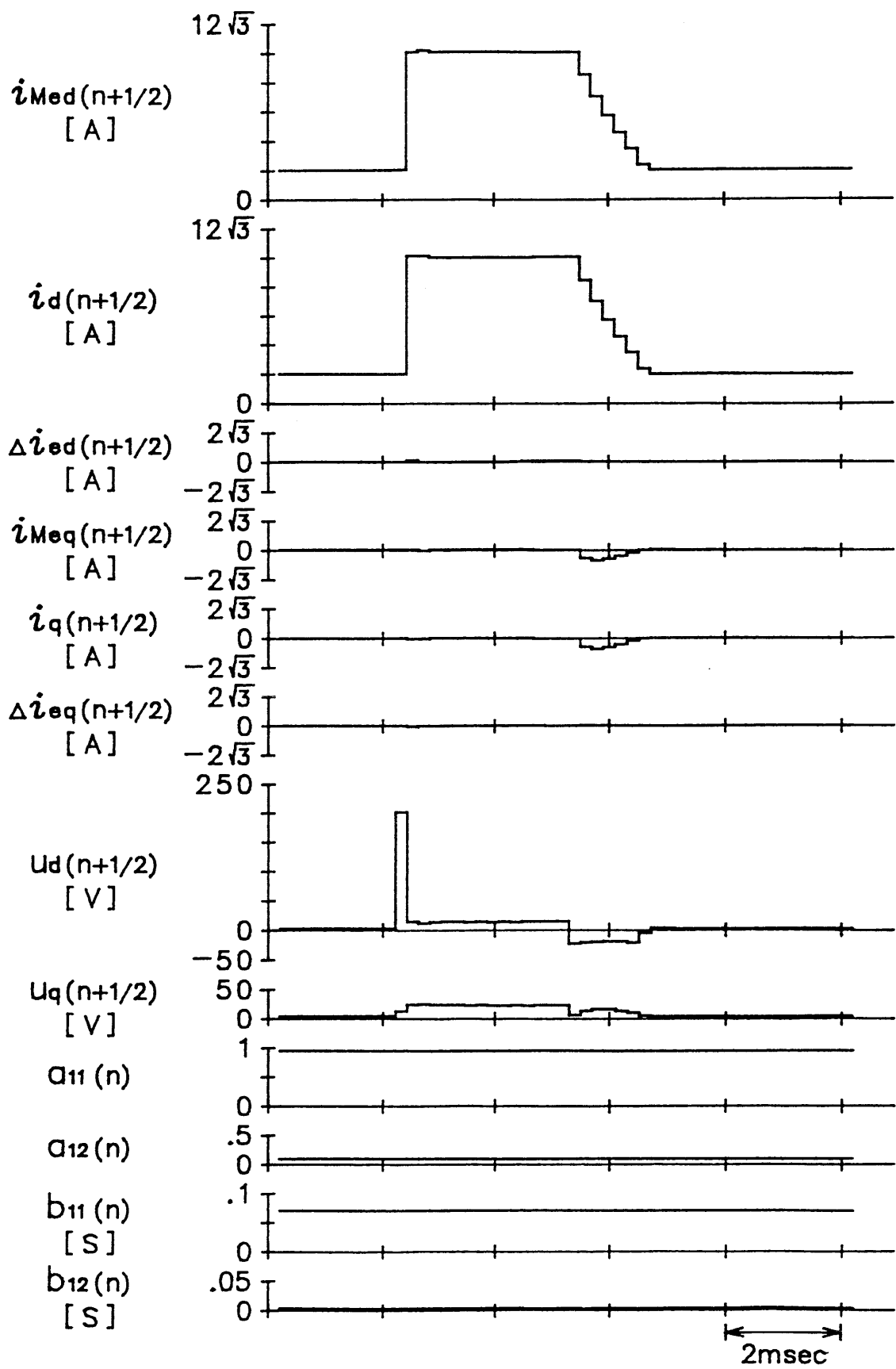


図 7-10 電流過渡応答のシミュレーション結果

(diagは対角行列を意味する)とした。本シミュレーションは同定アルゴリズムの特性を調べるために行ったので、(7・10)式のプロセスの電流応答の計算において、コンバータ入力電圧はPWM波形を用いずに、ここではサンプル点間の平均値の電圧を用いて近似計算し、またコンバータのデッドタイムの影響も無視した。

図7・9のシミュレーション結果は、指令電流  $i_{rd}$  として  $2\sqrt{3}$  [A] の一定値を与え、さきに述べたようにプロセスのインダクタンス  $L$  を  $3.5$  [mH]、モデルのインダクタンス  $L_n$  を  $1.75$  [mH] として、パラメータ同定アルゴリズムを働かせずに十分な時間動作させたの後、パラメータ同定アルゴリズムを働かせたときのDSP内部の各制御量を示したものである。パラメータ同定は電流制御のサンプル点と  $1/2$  サンプルずれているので指令電流  $i_{rd}(n+1/2)$  が一定であってもパラメータ同定に用いる入出力  $u(n)$ 、 $i(n)$  は変動し、同定を開始するとパラメータの推定値は真値に収束していく。この収束の様子を(7・23)式の  $\Delta i(n)$  の収束特性で考えてみると、同定前の状態では  $|\Delta i(n)|$  の平均値は  $1.66$  [A] であり、同定開始後、 $5$ 、 $10$ 、 $20$  [msec] と時間が経過するにつれて  $|\Delta i(n)|$  の平均値は  $0.34$ 、 $0.22$ 、 $0.06$  [A] と零に収束していく。この場合、 $\Delta i(n)$  は  $5$  [msec] で  $i(n)$  の定格電流  $10\sqrt{3}/\sqrt{2}$  [A] の  $3$  [%] 程度に収束している。

図7・10は、パラメータ同定が十分なされた状態での過渡応答特性をシミュレーションにより調べたものである。指令電流  $i_{rd}$  を  $2\sqrt{3}$  [A] から  $10\sqrt{3}$  [A] へ  $15$  サンプル間変更し、再び  $2\sqrt{3}$  [A] へ戻したときの各制御量の状態を示している。パラメータ同定が十分になされているのでプロセスとモデルの電流  $i(n+1/2)$ 、 $i_n(n+1/2)$  はよく一致している。d軸電流が  $10\sqrt{3}$  [A] から  $2\sqrt{3}$  [A] へ変化するとき階段状に変化しているのは、6・7・2 で説明したシミュレーション結果と同様にコンバータ出力電圧が  $170$  [V] であることにより、コンバータ入力電圧に飽和が生じるためである。このように同定アルゴリズムを制御系の内部に導入することによって、常に高速な電流応答が得られる。

#### 7・6・2 実験結果

図7・11は、図7・9のシミュレーション結果と同じ条件のもとでの試作システムのパラメータ同定特性である。図7・11の実験結果は図7・9のシミュレーション結

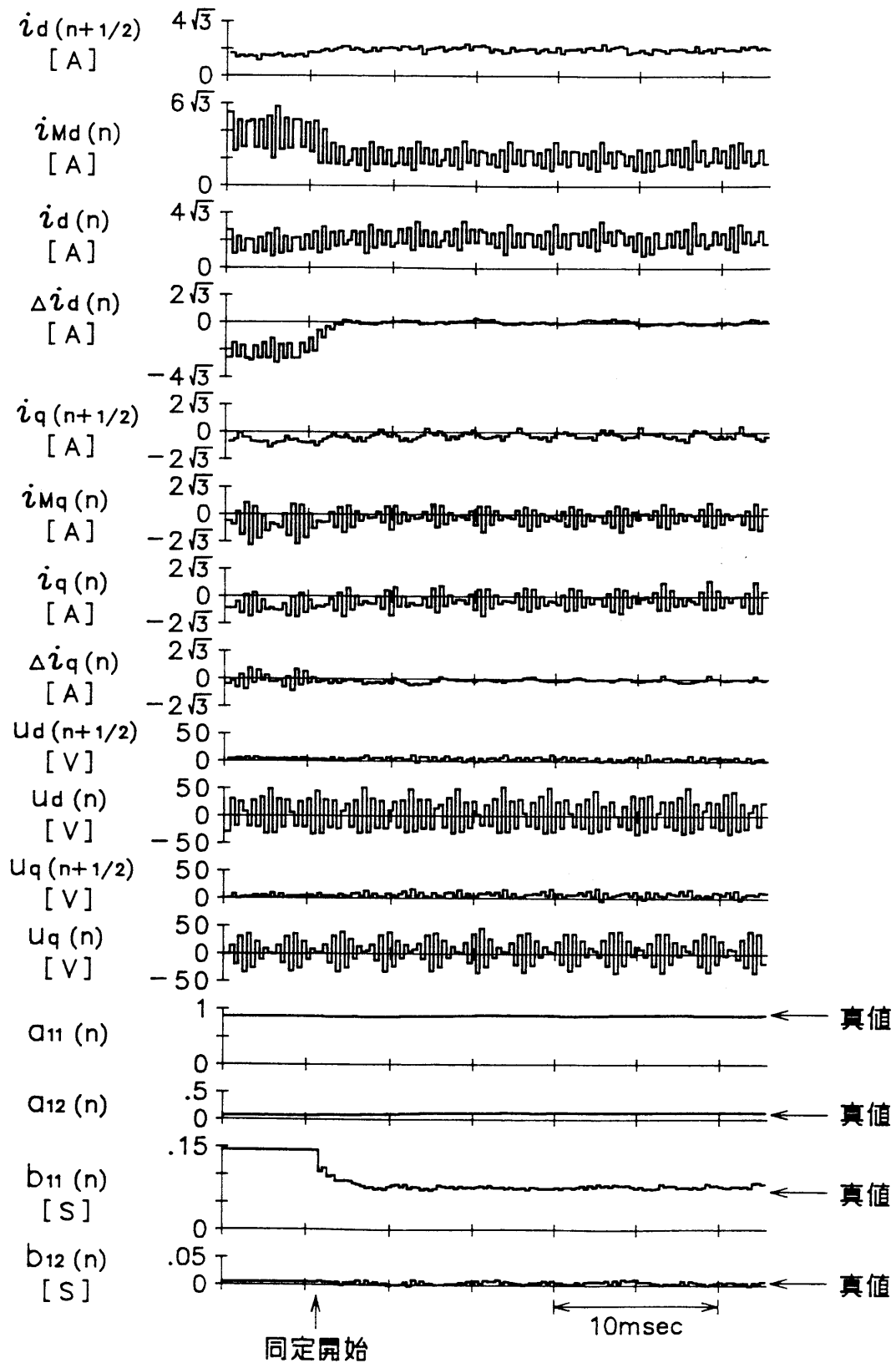


図 7.11 パラメータ同定の実験結果

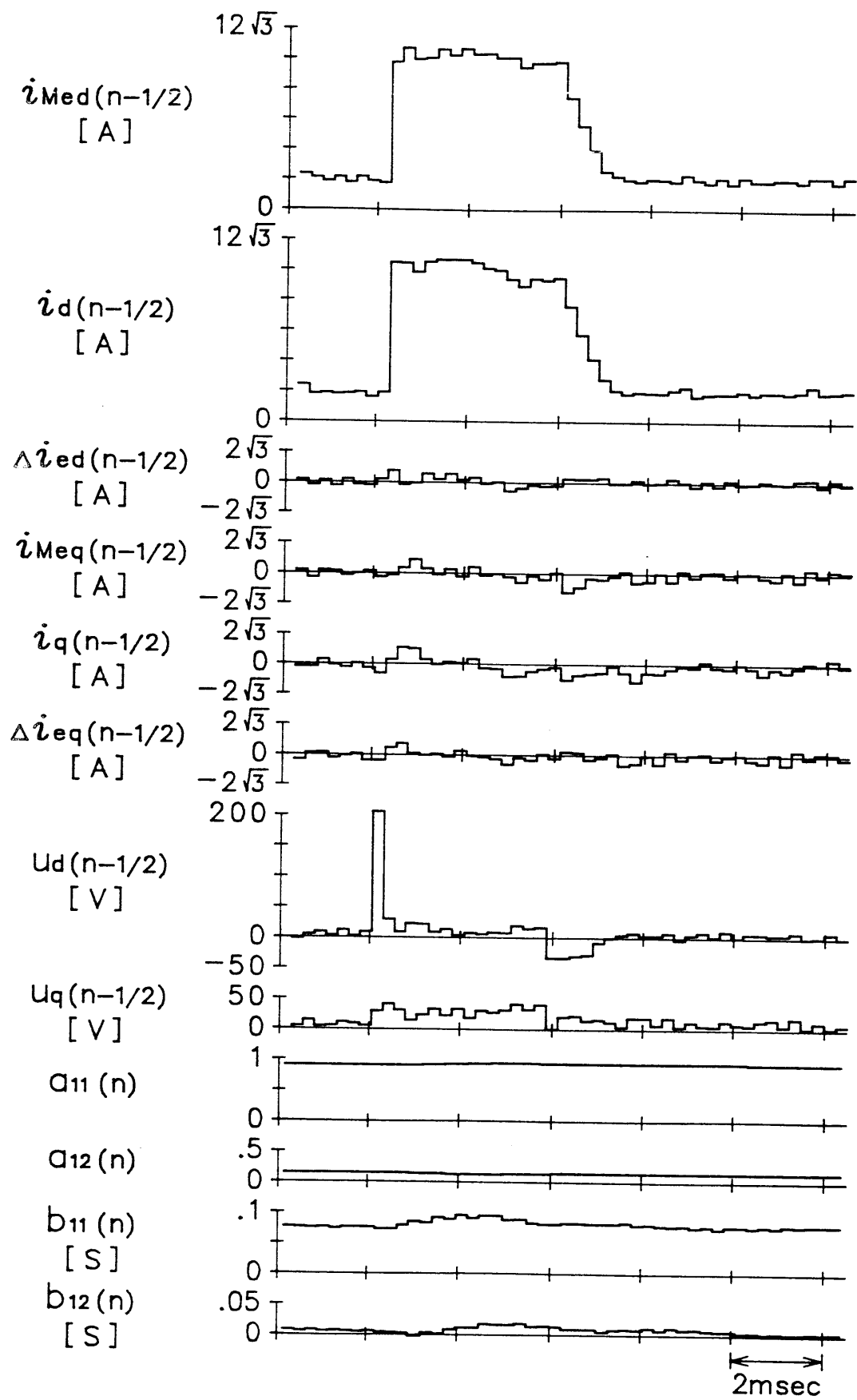


図 7.12 電流過渡応答の実験結果

果に比較して電流のリプルが少し大きくなっていることを除けば、ほぼ同じ特性であるとみなすことができる。実験において電流リプルが大きくなるのは、デッドタイム  $T_d$  の影響が最も大きいと考えられる。いまデッドタイム期間のコンバータ入力電圧は  $1/2$  の確率で正しく出力され、かつサンプル周期間に二相のスイッチングパタンが切り換わることから、デッドタイム  $T_d$  による  $v(n)$  の電圧誤差の平均値  $|\Delta v(n)|$  は、

$$|\Delta v(n)| = \frac{1}{2} \cdot \frac{2}{3} \cdot \frac{T_d}{T} \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} V_{DC} \quad \dots\dots\dots (7.51)$$

と与えられる。本実験の場合の  $T_d = 20 [\mu \text{ sec}]$  ,  $T = 255 [\mu \text{ sec}]$  ,  $V_{DC} = 170 [V]$  であるから  $|\Delta v(n)| = 2.57 [V]$  が得られ、(7.10)式から明らかなように  $|\Delta v(n)|$  による電流の誤差の平均値の大きさは、 $\bar{b} \cdot |\Delta v(n)| \approx T/L \cdot |\Delta v(n)| = 0.19 [A]$  となる。図7.11は平均的に  $0.19 [A]$  の誤差が含まれていると考えれば妥当な結果であると考えられる。

図7.12は、図7.10の電流の過渡応答特性のシミュレーション結果に対応した実験結果である。パラメータ同定が十分になされているのでコンバータシステムとモデルの電流  $i(n+1/2)$  ,  $i_m(n+1/2)$  はよく一致している。d軸電流を  $10\sqrt{3} [A]$  にしたとき、 $b_{11}$  が大きくなっているのはインダクタンスに磁気飽和が生じ、Lの値が小さくなっているためと考えられる。

## 7.7 結 言

本章では、三相PWMコンバータの電流制御系に適応同定器を導入することで、制御対象のパラメータが変動したり、不明であったりする場合にも高速な電流制御特性が得られる一方法を提案し、以下の点を明らかにした。

(1) コンバータの電圧方程式を複素座標表現することでパラメータ行列の要素数を  $1/2$  にできることを示し、複素領域に拡張したMRASに基づいたパラメータ同定アルゴリズムを導出した。このように同定するパラメータの要素数を削減することで、同定の演算時間の短縮およびパラメータ収束速度の改善を実現できた。また、導いた同定アルゴリズムが漸近安定であることを超安定論に基づい

て証明した。

(2) パラメータ同定を電流制御のサンプルに対して 1/2サンプルずらして実行させることにより、指令電流が一定であっても同定に用いる入力に変動を生じさせることによって、パラメータ収束時間を改善できた。本制御システムでは、指令電流が一定の場合でも約 5 [msec] で推定パラメータはプロセスのパラメータに一致することをシミュレーションおよび実験により確認した。

(3) 本電流制御法は、制御に必要なパラメータを同定しているのので、パラメータ値が不明な場合にも高速な電流制御特性が得られることをシミュレーションおよび実験により明らかにした。

(4) 本アルゴリズムは DSP TMS320C25 を用いることで、パラメータ同定を 100 [ $\mu$ sec]、電流制御を 53 [ $\mu$ sec] で演算でき、トランジスタコンバータシステムにおいては充分高速な処理時間が得られた。

本パラメータ同定アルゴリズムは、提案した複素領域の MRAS の理論に基づいて構成されており、コンバータ同様に複素領域で表現される交流電動機の電流制御系などへも応用できる。

#### [参考文献]

- (1) 杉本, 玉井: 「モデル規範適応システムを適用した誘導電動機の二次抵抗同定法」電気学会論文誌 106-B, 2, 97 (昭和61年)
- (2) 西山, 美多: 「複素カルマンフィルタのスペクトロスコピーへの応用」電子情報通信学会 J71-A, 9, 1218 (昭和62年)
- (3) I.D.ランダウ・富塚: 「適応制御システムの理論と実際」オーム社 (昭和56年)
- (4) 竹下, 堀, 松井: 「適応同定器を用いた三相PWMコンバータの高速電流制御」電気学会半導体電力変換研究会資料 SPC-88-10, 89 (昭和63年)
- (5) B.D.O. Anderson and C.R. Johnson Jr.: "Exponential Convergence of Adaptive Identification and Control Algorithms"Automatica, 18-1, 1 (1982)

(6) V.M. Popov: "Hyperstability of Control Systems"

Springer Verlag (1973)

(7) 竹下, 内川, 松井: 「モデル規範適応同定器を用いた三相PWMコンバータの電流制御」電気学会論文誌 投稿中

## 第 8 章 結 論

本論文は、メンテナンスフリーで堅牢な交流電動機の高性能駆動システムの実現のための研究について論じたもので、中でも特に、三相 P W M インバータで駆動される交流電動機の電圧、電流のソフトウェア制御とインバータの直流電源を構成する三相 P W M コンバータのソフトウェア電流制御についての研究を述べたものである。高性能制御を実現するために、インバータ出力電圧が特定の方向と大きさを持った空間ベクトルであることを前提にして考えられた P W M 制御法をもとに電圧、電流の制御アルゴリズムを確立した。また、提案する制御アルゴリズムを実現するには、フレキシビリティの高いソフトウェア制御が不可欠であり、ソフトウェア処理のためのむだ時間による性能の低下をきたさないように、むだ時間を考慮したサンプル値系に基づいて、これらの電圧、電流の制御アルゴリズムを開発し、その制御特性を明らかにした。

誘導電動機をトランジスタインバータを用いてオープンループ制御するためには、アナログ回路で実現される三角波比較 P W M 制御法が用いられてきた。三角波比較 P W M 制御法をソフトウェア上でリアルタイム処理すると処理が複雑になり、従来のアナログ回路のスイッチング周波数を実現できないという問題点があった。本論文では、この問題点に対し、インバータ出力電圧を空間ベクトルとみなし、さらに磁束に着目することによって、ソフトウェアで簡単に実行できる加減算と R O M テーブルを用いた P W M アルゴリズムを開発した。この結果、8 ビットワンチップマイコンで本アルゴリズムを実行したところ、トランジスタインバータを駆動するには、充分高速なスイッチング周波数が得られた。

電動機の応答をよくするためには、電流のフィードバックループすなわち電流制御系が不可欠になる。ブラシレスモータの電流制御系には、P I 制御方式および瞬時値電流制御方式が広く用いられてきた。これらの方法では、ブラシレスモータの速度起電力と、 $d-q$  軸の干渉項により、電流制御系に定常偏差を生じたり、電流の応答が遅いなどの問題点があった。これらの問題点に対して、本論文では、電流制御系にブラシレスモータの瞬時電圧方程式に基づいたモデルを導入することで、高応答電流制御を実現した。



上記のように、電流制御系に制御対象のモデルを導入した場合には、実パラメータとモデルのパラメータに誤差が存在すると、電流の定常偏差および制御遅れが生じる。本論文では、このような問題を三相PWMコンバータの電流制御系に対して検討し、PI制御によりパラメータ誤差の影響を低減する方法と、制御対象のパラメータをMRASを用いて同定する方法とを提案した。この結果、パラメータ変動に対してロバストな系が構成でき、またパラメータを同定する場合には制御装置の無調整化も実現できた。

本論文で得られた結論を各章ごとにまとめ、以下に示す。

第2章では、誘導電動機の瞬時電圧波形を制御するPWM制御法について検討した。アナログ回路で比較的簡単に構成される三角波比較PWM制御法をソフトウェア処理すると、制御処理が複雑になり8ビットの汎用マイクロプロセッサでは実用的なPWMのスイッチング周波数を得ることができない。ここでは、高性能制御を実現するためにインバータ出力電圧は空間ベクトルとして表現されることを前提にして、誘導電動機の磁束に着目したソフトウェアPWM制御アルゴリズムを開発し、以下の結論を得た。

(1) 誘導電動機の磁束を新たに導入した $d-q$ 座標系で取り扱うことにより、磁束と空間ベクトルとして表現される三相PWMインバータの出力電圧との間に密接な関係が得られることに着目して、加減算機能と関数テーブルを用いたソフトウェア制御に適したリアルタイム処理PWM制御アルゴリズムを導出した。本アルゴリズムを汎用の8ビットワンチップマイコン8751で実行したところ、トランジスタインバータのPWM制御に適用するには、充分高速な88[ $\mu$ sec]の実行時間が得られた。

(2) 制御回路は、ワンチップマイコン、V/Fコンバータ、ベースアンプのわずか3個の部品点数で構成でき、本PWM制御法を適用する場合のサンプル周期、電気角度の分割数、最大出力電圧、インバータ入力電圧変動に対する補償範囲などの設計手法について明らかにした。

(4) アナログ回路構成に適した三角波比較PWM制御法では、出力電圧波高値の制御範囲はインバータ入力電圧の86.6[%]までであるが、本法では、インバータのスイッチングパタンが出力すべき電圧に基づいて適切に選択されること

から100 [%] まで拡張されている。

第3章では、第2章に示したソフトウェアPWM制御法の問題点を明らかにし、より高性能な制御方法について検討した。すなわち、ソフトウェア上で扱う制御変数の量子化誤差とサンプル値制御則に関する改善を行い、高性能なPWMアルゴリズムを開発した。また、大容量化への応用方法についてもマルチレベルインバータによる方法を提案し、以下の結論を得た。

(1) 量子化誤差を含む制御変数に対して、存在領域という概念を用いて制御変数を表現することで量子化誤差の影響を除去できることを示した。すなわち、平面上の指令磁束鎖交数の存在領域を3軸の成分で表わすことで、量子化誤差を除去し、簡単にPWMパタンの選択ができることを示した。

(2) サンプル点 $n+1$ の指令磁束鎖交数とサンプル点 $n$ の実磁束鎖交数よりサンプル点 $n+1$ で両方の磁束鎖交数が一致するようにサンプル点 $n$ の電圧ベクトルを選択する高性能なPWM制御アルゴリズムを導出した。この結果、第2章に示した方法に比較して誘導電動機のトルク変動の分散の大きさが約 $2/3$ に改善されることを示した。

(3) 任意の $V/f$ パターンで誘導電動機を駆動するための可変磁束制御法、デッドタイムにより引き起こされる誘導電動機の不安定現象をインバータ入力の直流部の電流方向のみを検出するだけで安定化させるデッドタイムの補償法を明らかにした。

(4) 大容量機への適用を考え、1相当り3値の電圧レベルを出力できるマルチレベルインバータに本法を適用する方法を明らかにした。誘導電動機をマルチレベルインバータで駆動することで、二値レベルインバータで駆動した場合に比較してトルク変動の分散の大きさを約 $1/4$ 程度に軽減できた。

第4章では、ブラシレスモータの非干渉電流制御法について検討した。ブラシレスモータに $d$ 軸電流を零にする制御を施せば、伝達関数が直流電動機と同じ形になり高性能制御が実現できるが、従来のPI制御に基づく三角波比較方式による電流制御法では、干渉項の影響により電流の位相遅れが生じ、 $d$ 軸電流を零に制御できない。そこで、 $d$ 軸電流を零に制御するために、ブラシレスモータに本質的に内在する $d-q$ 軸の干渉項を制御ループで補償することにより、 $d-q$ 軸

の非干渉化を図ったソフトウェア電流制御アルゴリズムを開発し、以下の結論を得た。

(1) ブラシレスモータの  $d-q$  軸座標系で定義された電機子電圧降下  $v_d$  を用いれば、電機子回路は  $d-q$  軸が非干渉化され、単なる  $R-L$  直列の直流回路として表現されることを示した。この結果、系の特性根を自由に設計することもでき、一例として  $PI$  制御を用いた電流制御アルゴリズムを導出し、高速な電流制御が実現できた。本電流制御アルゴリズムを高速積和演算に適した  $DSPTMS32010$  のソフトウェア上で構成したところ、わずか  $85.4 [\mu sec]$  の演算処理時間で実行できた。

(2) ソフトウェア制御特有の問題である演算処理時間による制御遅れを、制御量を予測演算することで除去できることを示し、本電流制御においても、実電流と速度起電力の予測演算をすることで制御遅れを除去した。

(3) 電流制御周期ごとにブラシレスモータの回転子位置に相当した電気角の推定方法を示し、この電気角推定の効果により高速回転時ほど、電動機の電流リップルがおさえられた。

第5章では、ブラシレスモータの電圧方程式に基づいた高速電流制御法について検討した。従来の偏差電流を用いた制御とは異なり、ソフトウェアの演算処理機能を積極的に導入した新しい制御法の可能性を探った。ブラシレスモータの瞬時電圧方程式に基づいて電流を制御するためのインバータ出力電圧を求め、第2章および第3章の  $PWM$  制御法に基づいて最適なインバータの空間ベクトルを直接選択する電流制御アルゴリズムを開発し、以下の結論を得た。

(1) 第4章では、ブラシレスモータの干渉項の補償を行ったが、さらに抵抗やインダクタンスの電圧降下なども制御ループで補償し、高速な電流制御を実現するために、ブラシレスモータの  $d-q$  軸座標系の瞬時電圧方程式に基づいて直接インバータ出力の最適な空間ベクトルを算出する電流制御アルゴリズムを導出した。

(2) 本電流制御法では、プロセッサが直接  $PWM$  パタンを出力しており、特に外付けのハードウェア回路を必要としないので、全ソフトウェア制御が実現されている。 $DSPTMS32010$  を用いて本電流制御処理を実行したところ、演算処

理時間がわずか 60 [ $\mu\text{sec}$ ] にすることができた。

第 6 章では、三相 P W M コンバータの入力電流を正弦波にし、入力総力率を 1 に制御する電流制御法について検討した。従来のダイオードブリッジで構成されたコンバータは、入力電流に多くの高調波電流を含むことから各種の高調波障害を引き起こす。また、第 5 章で提案したブラシレスモータの電流制御法は、電圧方程式に基づいて制御がなされているので、制御対象のパラメータ依存性が高い。そこで、第 5 章で提案した電流制御法をもとに、コンバータシステムのパラメータに変動が生じた場合にも定常偏差を零にできる高速電流制御アルゴリズムを開発し、以下の結論を得た。

(1) コンバータの入力電流を正弦波とし、力率 1 に制御することは、 $d-q$  座標系で、 $d$  軸電流を直流の一定値に、 $q$  軸電流を零に制御することに相当することを示した。さらに、コンバータの瞬時電圧方程式に基づいた電流制御法に P I 制御を併用することで、ソフトウェア上のモデルと実際のコンバータとのパラメータが相異している場合にも P I 制御の補償効果によって、定常偏差を零にできる高速電流制御法を導出した。

(2) 本電流制御系の P I 制御のゲイン選定は、パラメータ誤差の大きさに影響されることから従来の P I 制御のゲイン決定法をそのまま使うことができない。そこで、P I 制御の動作原理から考えたゲイン選定法を提案した。

(3) P W M パタンの発生に対して、 $d-q$  座標系で計算されたコンバータ入力電圧を実現するために、複数の空間ベクトルを時分割出力することでサンプル周期の平均値として等しい電圧を出力する方法を提案した。この P W M 制御法は、出力すべき電圧が大きすぎて実現できない場合の対応方法も考慮されており、また三角波比較 P W M 制御法に比較してコンバータのスイッチング周波数を  $2/3$  にできるという利点もある。

第 7 章では、パラメータ同定器を導入した三相 P W M コンバータの電流制御法について検討した。制御系にパラメータ同定器を導入することで制御対象のパラメータをあらかじめ測定する必要がないことから制御装置の無調整化が実現でき、また、制御対象のパラメータ変動に対しても対応できる。パラメータ同定を行う場合、同定パラメータの数を少なくするほど計算時間の短縮ができ、収束速度も

短縮される。また、入出力を用いて同定が実行されるので、入出力が時間的に一定の場合には、一般に同定値は真値に近づかない。これらのことを考慮してMRASに基づいたパラメータ同定アルゴリズムと同定パラメータを用いたコンバータの高速電流制御アルゴリズムを開発し、以下の結論を得た。

(1) コンバータの電圧方程式を複素座標表現することでパラメータ行列の要素数を $1/2$ にできることを示し、複素領域に拡張したMRASに基づいたパラメータ同定アルゴリズムを導出した。また、導いた同定アルゴリズムが漸近安定であることを超安定論に基づいて証明した。

(2) パラメータ同定を電流制御のサンプルに対して $1/2$ サンプルずらして実行させることにより、指令電流が一定であってもPWM制御の性質から同定に用いる入力に変動が生じ、良好な同定ができることを示した。

以上が、本研究で得られた研究成果であり、交流電動機の駆動装置の最も内側のマイナーループである電流、電圧のソフトウェア制御に対して一つの指針を示した。

最後に、本研究に関する今後の課題と、研究の発展方向について以下に簡単に述べる。

(1) 制御系内部でパラメータだけを同定するのではなく、回転数、電圧、電流などの制御対象の状態量も同時に推定する制御法について検討する必要がある。この結果、各検出器が不必要になることから、システムの高信頼性、低価格化が図れる。

(2) 本研究では、電動機単体について論じたが、負荷系を含めて議論する必要がある。例えば、ロボットに使用したときには、急激な負荷変動、慣性モーメントの変化などがあり、機械系を含めた電動機の制御法について検討する必要がある。

このように、本研究は電動機制御そのものの高性能化および機械系を含めたときの電動機の制御法など多くの課題が残されており、本研究の今後の発展が期待される。

## 謝 辞

本研究の遂行にあたり終始熱心な御指導と御教示を受け賜った名古屋大学工学部 内川 嘉樹 教授に心から厚く御礼申し上げます。また、本論文の作成にあたり数々の御教示を賜った名古屋大学工学部 伊藤 正美 教授並びに 大熊 繁 助教授に深く感謝の意を表します。

本研究の遂行において長期に渡り御教示と御鞭撻を賜ると共に、平素より並々ならぬ御指導をしていただいた名古屋工業大学工学部 松井 信行 教授 に深く感謝致します。

本研究の大部分は、岐阜工業高等専門学校電気工学科で行われたもので、研究上の便宜をはかっていただいた 脇田 仁 校長ならびに 堀 三木 教授（現、名誉教授）をはじめとする電気工学科の教職員の方々に心より感謝の意を表します。

本研究に対して、貴重な御討論および実験に御協力いただいた名古屋工業大学工学部 舟橋 富貴勝 先生、大学院生 亀田 晃史 氏、水谷 清信 氏、岩崎 誠 氏、大橋 敬典 氏ならびに松井研究室の方々に深く感謝致します。

本研究の実験とシミュレーションに協力していただいた岐阜工業高等専門学校電気工学科の卒研究生のみなさんに心から感謝致します。

最後に、本研究の遂行途上において多大な御助力を賜った関係諸氏に御礼申し上げます。

本 研 究 に 関 す る 業 績

番号	論 文 題 目	発 表 機 関	共 著 者
1	ワンチップマイコンによる磁束制御形リアルタイム処理PWM制御	電気学会論文誌 Vol.105-B No.6 pp.531-538 (昭60-6)	松 井
2	ソフトウェア化磁束制御形PWM制御と誘導電動機駆動特性	電気学会論文誌 Vol.106-B No.9 pp.745-752 (昭61-9)	掘 水 谷 松 井
3	デジタルシグナルプロセッサによるブラシレスモータの高速電流制御法	電気学会論文誌 Vol.106-B No.9 pp.753-760 (昭61-9)	亀 田 大 橋 松 井
4	DSPによるブラシレスモータのソフトウェア化非干渉電流制御	電気学会論文誌 Vol.107-D No.2 pp.215-222 (昭62-2)	松 井 亀 田
5	三相PWMコンバータのパラメータ変動を考慮した電流制御法	電気学会論文誌 Vol.107-D No.11 pp.1339-1346 (昭62-11)	岩 崎 松 井
6	モデル規範適応同定器を用いた三相PWMコンバータの電流制御	電気学会論文誌 Vol.110-D No.4 pp.384-393 (平2-4)	内 川 松 井