



HOKKAIDO UNIVERSITY

Title	内部永久磁石同期モータの位置センサレス駆動システムの高性能化に関する研究
Author(s)	顧, 明磊
Degree Grantor	北海道大学
Degree Name	博士(工学)
Dissertation Number	甲第11312号
Issue Date	2014-03-25
DOI	https://doi.org/10.14943/doctoral.k11312
Doc URL	https://hdl.handle.net/2115/55767
Type	doctoral thesis
File Information	Minglei_Gu.pdf



博士論文

内部永久磁石同期モータの
位置センサレス駆動システムの
高性能化に関する研究

顧 明磊

2013 年 12 月

概要

エネルギーや地球環境の問題を解決していく上で、電気エネルギーを高効率で変換、制御することのできるパワーエレクトロニクス技術の重要性がますます高まっている。内部永久磁石同期モータ(IPMSM)には、体積が小さい、重量が軽い、構造が簡単、効率が高い、制御性が良いなどの特長があるため、現在電気自動車や風力発電などの応用分野で広く採用されている。ネオジム磁石を使った永久磁石同期モータが登場する以前は、自動車を走らせるような大出力の交流モータとして主に誘導モータが使用されてきた。現在では、IPMSMは小型高性能という点で誘導モータを上回り、電気自動車の高性能化に大きく貢献している。

IPMSMの速度閉ループ制御にはモータの位置信号が必要であるため、通常はモータに位置センサを取付ける必要があるが、以下のような欠点がある：1.位置センサとそのスペースのため、コストと体積が増加。2.位置センサの信号線の断線などによる信頼性。3.位置センサによる耐環境性（高低温、湿度、振動）に対する制約。以上の問題を解決するため、モータの電圧、電流と数学モデルを利用して、位置信号を獲得する、すなわち位置センサレスIPMモータ駆動システムが提案されている。この位置センサレスIPMSM駆動システムの高性能化は駆動システムの低コスト、省スペース、高信頼性化のために最も重要なテーマの一つである。

IPMSMの突極性によって、固定子巻線から見た自己インダクタンスは回転子の位置によって変化するので、自己インダクタンスを測定し、 dq 軸インダクタンスの違いを利用して回転子位置を推定可能である。突極性に基づく位置センサレス駆動の利点は停止時や低速時にも位置推定が可能、推定精度が高いである。本論文ではこの位置推定法を採用する。

本論文の構成をまとめると以下ようになる。

(1) マルチ空間ベクトル PWM パターンで発生する電流の大きさはモータの磁気特性との関係がある。印加される電圧信号と発生する電流の大きさはモータの回転子位置情報を含んでいる。相電流から高調波電流を抽出できるが、インバータの非線形性のため、実際に印加される高調波電圧は理論値に対して、誤差が発生し、位置推定にも悪影響を与える。このため、高調波電圧の誤差を補償して、位置推定の精度を改善する方法を開発した。

(2) 突極性に基づく位置推定法では磁極の判定が原理的に不可能である。このため、モータを始動する際、推定インダクタンスの変化に基づく磁極判定法を開発した。この方法はモータの位置信号を推定すると同時に、インダクタンスもリアルタイムで推定できるという他の方法にはない特性を用いて、磁気飽和によりインダクタンスが変化する特性を利用して磁極検出を行った。

(3) 提案しているマルチ空間ベクトル PWM を用いた方法は、PWM により発生する高調波電圧電流成分を利用して、位置推定を行う。発生する高調波電流成分の大きさは電圧指令値及び PWM パターンで決めた出力電圧ベクトルの順番と関係して、有効成分と無効成分を二種類に分けることができる。しかし、これまでにこの PWM パターンに対する高調波電流成分の大きさを理論計算した研究はない。位置推定用に必要な高調波電流成分を維持しつつ、無効な高調波電流成分をできる限り低減して、高調波電流による損失やトルクリプルを改善することを目的とする。

キーワード：風力発電，電気自動車，内部永久磁石同期モータ，突極性，位置センサレス

Abstract

Interior permanent magnet synchronous motors (IPMSMs) are being increasingly used in industry, home application and automobile. The advantages are reduction of motor loss, higher power density, lower rotor inertia, and more robust of the rotor. Since the cost and space of position sensor are disadvantages, sensorless IPMSM control systems make these drivers more competitive.

The MSVPWM pattern based on the saliency effect for sensorless control has good performance at very low speed and independent on motor parameters. In this method, the HF components of voltage and current produced by the MSVPWM pattern are used. In this way, no injected signal interacts with the current controller. The response of HF component is obtained by a simple current sampling device. With this method, the real-time position can be evaluated at low and zero speed.

The main study in thesis is shown in the following.

(1) In practical application, the inverter nonlinear effects, e.g., voltage drop in power devices, deadtime, gate drive circuits delay, switching delay, parasitic capacitance effect, zero current clamping effect, and so on, introduce disturbance. Note that the switching state must to be changed more frequently than that in the conventional SVPWM during a modulation period. The voltage vectors during deadtime are uncertain and multiple because all the six output voltage vectors are nonzero. Therefore, the influence of the inverter nonlinear effects is more complicated and serious. An improved position estimation scheme with inverter nonlinear effects compensation is developed.

(2) An inductance estimation method for sensorless IPMSM drives is discussed. It is unique to this method that not only the rotor position but also the inductance parameter values can be estimated instantaneously during a modulation period. Unfortunately, all the position estimation methods based on the saliency effect can identify the axis of the magnets, but not the magnetic polarity. A novel magnet polarity identification method for initial position estimation during startup for sensorless IPMSM drive is presented. The method is based on MSVPWM pattern. It is unique that magnet polarity can be identified by the variation of the estimated d-axis inductance.

(3) Since the conventional SVPWM is possibly the best among all the PWM techniques, modified PWM pattern must compromise PWM performance in order to make the magnetic saliency effect available. One disadvantage of modified PWM pattern is that the undesired switching sequence boosts the harmonics current. Since six active voltage vectors are generated by the MSVPWM during a PWM period, the output sequences of the six error voltage vectors lead to the different kinds of current ripple. This paper analyzes the current ripple during a PWM period for the various possible schemes of MSVPWM, and proposes a novel PWM scheme for reduced current ripple. The harmonic loss and the efficiency of the system can be improved by the proposed PWM scheme.

Key words: wind power, hybrid electrical vehicle, IPMSM, saliency, sensorless

目 録

第 1 章 緒論	1
1.1 本研究の背景	1
1.2 関連研究の動向	2
1.2.1 中速高速領域用の推定法	2
1.2.2 零速低速領域用の推定法	2
1.3 本研究の目的と構成	5
第 2 章 原理	8
2.2 IPM モータの数学モデル	8
2.2.1 dq 軸座標での数学モデル	8
2.2.2 $\alpha\beta$ 軸座標での数学モデル	9
2.3 推定原理	10
2.4 高調波成分の抽出	11
2.4.1 電圧の高調波成分の抽出	11
2.4.2 電流の高調波成分の抽出	12
2.4.3 位置推定演算	14
2.5 位置推定に適した PWM	15
2.5.1 位置推定の条件	15
2.5.2 SVPWM の問題点	16
2.5.3 本文で用いる MSVPWM	17
2.5.4 低速領域の PWM	19
2.5.5 高速領域の PWM	21
2.5.6 低速高速領域の PWM パターンの切り替え	25
2.6 シミュレーション検証	25
2.6.1 低速領域位置推定シミュレーション	26
2.6.2 高速領域位置推定シミュレーション	26
第 3 章 システム構成	32

3.1 システムの概要	32
3.1.1 モータ	32
3.1.2 インバータ	33
3.1.3 コントローラ	34
3.1.4 電流サンプリング回路	35
3.1.5 FPGA システム.....	39
3.1.6 DSP システム	39
3.1.7 位置センサレス駆動システム	40
3.2 基本実験	40
3.2.1 実験装置.....	40
3.2.2 電圧電流信号.....	41
3.2.3 AD 変換実験.....	42
3.2.4 電流閉ループ実験.....	42
3.2.5 位置推定及び速度閉ループ実験	42
3.2.6 位置閉ループ実験.....	43
3.2.7 SVPWM 実験.....	44
第4章 インバータ非線形性に関する補償法.....	46
4.1 位置推定に対するインバータ非線形性の影響.....	46
4.1.1 IGBT の電圧降下の影響.....	48
4.1.2 IGBT のデッドタイムの影響.....	49
4.1.3 スイッチング遅延時間の影響.....	50
4.1.4 位置推定計算の修正.....	51
4.2 シミュレーションと実験結果.....	53
4.2.1 シミュレーション	53
4.2.2 実験.....	55
第5章 インダクタンス推定.....	58
5.1 インダクタンス推定原理.....	58

5.2 インダクタンス推定実験	58
5.2.1 静的なインダクタンス推定	58
5.2.2 動的なインダクタンス推定	60
5.3 平均インダクタンスと微分インダクタンス	61
5.4 磁極検出の新方法	69
第6章 電流リップル低減 PWM パターン	73
6.1 低速領域 PWM パターンにおける電流リップルのモデル	73
6.2 各 MSVPWM パターンにおける電流リップルの解析	75
6.2.1 順時計、逆時計出力順番の MSVPWM パターン	75
6.2.2 従来の MSVPWM パターン	77
6.2.3 6つの MSVPWM パターンにおける電流リップル	79
6.2.4 電流リップルを低減する MSVPWM パターン	80
6.2.5 鏡像 MSVPWM パターン	83
6.3 提案 MSVPWM パターンに関する実験	84
6.3.1 相電流の FFT 解析	84
6.3.2 位置推定	85
6.3.3 インダクタンス推定	86
第7章 まとめ	87
参考文献	89
著者が発表した論文	93
謝辞	94

第1章 緒論

1.1 本研究の背景

交流モータ駆動システムは、電気エネルギーから機械エネルギーへの変換装置として、多くの産業分野で使用されてきた。モータ構造から見ると、交流モータは直流モータに比べて、機械的整流子やスリップリングを持たない。駆動装置から見ると、DSPなどの制御機器の発展と共に、交流モータは精密、高速な可変速制御が可能になってきた。このため、交流モータ駆動システムは直流モータを代わって、現在可変速制御の応用分野の主役を演じている。

交流モータを、二種類に分けることができる。固定子の発生する磁束と回転子導体の相対速度を有して動作する誘導モータと、固定子の発生する磁束と回転子の磁束に同期して回転する同期モータである。誘導モータは構造が簡単、頑丈という利点があるが、始動電流が大きい、力率が低い、制御が複雑という欠点がある。同期モータは力率が高く、制御性が良い、システムの効率も高いという利点があるが、回転子励磁巻線があり、構造が複雑という欠点がある。

同期モータの回転子励磁巻線に代わって、ネオジム磁石を回転子に用いた永久磁石同期モータ(PMSM)が広く使用されている。ネオジムは17ある稀土類元素の一つである。稀土類元素の物質は金や銀などの貴金属に比べれば埋蔵量は多いが、鉱石の中に含まれて存在するので、そこから分離して精製するのが困難であるため、希少な元素とされている。その稀土類元素の中のネオジムを使った永久磁石がネオジム磁石である。ネオジム磁石は一般的な永久磁石であるフェライト磁石の約10倍のエネルギー積(磁力)を持つとされている。磁力が強いので小型高性能が可能であり、そのため、電気自動車やハイブリッド自動車の永久磁石同期モータの他に、生活に身近なハードディスクドライブ、携帯電話などにも使われている。

エネルギーや地球環境の問題を解決していく上で、電気エネルギーを高効率で変換、制御することのできるパワーエレクトロニクス技術の重要性がますます高まっている。PMSMには、体積が小さい、重量が軽い、構造が簡単、効率が高い、制御性が良いなどの特長があるので、現在電気自動車や風力発電などの応用分野で広く採用されている。PMSMは90年代の日本の電気自動車開発でいち早く利用されるようになった。そして、97年のトヨタプリウスにも使われ、ハイブリッド自動車の販売により、量産モータとしての実績を積み上げた。ネオジム磁石を使った永久磁石同期モータが登場するまで、自動車を走らせるような大きな力を出せる交流モータとしては誘導モータが主流であった。普通のフェライト永久磁石を使った同期モータでは磁力が小さく、性能が不十分であった。今日では小型高性能という点で誘導モータを上回り、ほとんどの電気自動車で採用されている。特に、永久磁石を回転子の内部に埋込み、リラクタンストルクも利用できる内部永久磁石同期モータ(IPMSM)の利用を拡大している。

IPMSMの速度閉ループ制御にはモータの位置信号が必要であるため、通常はモータに位置センサを設けるが、いくつかの欠点がある：

- 位置センサとそのスペースのため、コストと体積が増加
- 位置センサの信号線の断線などの問題のため低信頼性
- 位置センサによる耐環境性(高温、湿度、振動)に対する制約

以上の問題を解決するため、モータの電圧、電流と数学モデルを利用して、位置信号を獲得する、すなわち位置センサが不要のモータ駆動システムが開発されている。位置センサレス IPMSM

駆動システムについての研究は、電気自動車の発展にとっても重要なテーマの一つである。

1.2 関連研究の動向

IPMSM 位置センサレスの位置推定方法は二種類に分けることができる。

- 中速高速領域用の推定法
- 零速低速領域用の推定法

1.2.1 中速高速領域用の推定法

(1) 開ループモータの逆起電力を利用して推定する方法 [1]-[7]

開ループモータの逆起電力を利用して推定する方法は高速の場合に推定効果はよいが、低速の場合に逆起電力が小さくなるので、推定効果は悪くなる。そして、パワーデバイスの電圧降下、デッドタイム、スイッチング時間などのインバータの非線形特性、及び固定子抵抗の変化のため、低速の場合に推定精度はますます悪くなり、推定不能のこともある。

(2) 拡張カルマンフィルタを利用して推定する方法 [8]-[13]

拡張カルマンフィルタを利用して推定する方法はノイズを含める観測信号を利用した再帰最適状態推定をする確率制御アルゴリズムである。しかし、ベクトルとマトリクスの計算量が多く、安定的なノイズ共分散マトリクス及び初期値の選択が難しい。

(3) 閉ループセンサレス速度観測器について [14]-[24]

閉ループセンサレス速度観測器は低速の場合に誤差、ノイズ、遅延をフィードバックするため、速度観測器の性能は悪くなる。[14]-[15]はスライディングモード観測器を利用したが、拡張EMFS($\alpha\beta$ 軸)の計算が必要なので、観測器は複雑になる。そして、スライディングモード制御は最大作用を利用すること、つまり頻繁的に ± 1 を繰り返すので、スイッチング周波数は変化し、トルク脈動も大きい。

1.2.2 零速低速領域用の推定法

IPMSM の突極性によって、固定子巻線から見た自己インダクタンスは回転子の位置によって変化するので、自己インダクタンスを測定し、 dq 軸インダクタンスの違いを利用して回転子位置を推定可能である。突極性に基づく位置センサレス駆動の利点は、停止時や低速時にも位置推定が可能で、推定精度が高いことである。また、始動時における初期位置推定の際には、トルクを発生させて、回転子位置を変化させてはいけない。しかし、突極性に基づく方法の欠点は磁極の判定ができないことである。判定誤りがあると速度、位置制御系が発散して不安定となり、信頼性が低下する。磁極検出について、通常は d 軸に 2 つの方向にパルス電圧を印加して、電流応答の大きさの変化によって磁極判定を行うが、比較的大きなモータ電流を流さなければならなかった。

(1) 高調波信号注入法

モータの逆起電力に基づく位置センサレス制御は定格速度の数パーセント以上の場合には比較的良好な位置推定が可能である。しかし、それ以下の低速零速の場合には、モータの電磁特性（突極性、固定子鉄心の磁気飽和）を利用して位置推定を行う。モータの電磁特性を検出するための注入信号は例えば、周期信号の電圧で周波数は基本波より高い。注入信号は電流と磁束の周

期成分を発生し、発生した電流と磁束の信号にはモータの電磁特性を含んでいる。注入電圧信号と発生する電流の大きさ、位相角より、モータの回転子位置を推定する。

一般的に、突極性に基づく方法は高調波信号を $\alpha\beta$ 軸または dq 軸に注入して位置推定を行う。位置推定の注入信号は 2 種類に分けることができる。 $\alpha\beta$ 平面あるいは dq 平面において、回転する交流信号を注入する方法と回転しない交流信号を注入する方法とがある。検出信号から位置推定の誤差を求め、フィードバック制御によりその誤差を最小化する方法が多く採用されている。このような推定方法では定常状態において、推定誤差をゼロにすることができる。

注入信号はパルスパターンの場合に、PWM は数 PWM 周期ごとに、一周期にパルスを注力する必要がある。位置推定システムの応答が速くなるため、パルスパターンの周波数が増加する必要がある、しかしそうすると、システムに対して、大きいな摂動を発生してしまう。

電圧の周期信号を注入した場合には、非零相分電流、非零相分電流の微分、零相分電圧などの応答から回転子位置を推定する。これらの応答から注入信号の周波数成分を抽出するために、フィルタが用いられる。しかし、フィルタにより発生する遅延時間は、位置推定の遅れを発生し、この遅れは位置センサレス駆動システムの過渡特性に悪影響を与える。[25]は遅延からの影響を検討した、提案方法は計算が複雑でモータパラミタを依存する。[26]-[27]は回転的な信号を注入して、位置推定と磁極検出を行った。この方法はキャリー電流の大きさは大きく、磁気飽和の程度がはっきり変わる必要がある。キャリー電流で発生する第 2 高調波成分を利用して磁極検出を行った。[28]は不回転的な交流信号で位置推定を行った。これらの方法の欠点は感度が低く、むだ時間からの影響がある。[29]は回転的な信号を注入して、発生する電流の大きさを利用して位置推定を行った。[30]は d 軸に発生する電流が最大という特性を利用して位置推定を行ったが、精度は悪いである。[31]はファジー制御で [30] の方法を改善したが、精度の問題まだ存在している。[32]は初めに位置推定値が d 軸へ寄る制御方法を研究した。[28]、[32]-[35]は信号抽出の方法を検討して [31]の方法を改善した。[28]は low pass filter を利用して雑音を減少したが、遅延を発生してしまう。[33]は高速フーリエ変換を利用した。[34]-[35]は直接にサンプリングした。

高周波注入信号を用いる方法は推定精度は良い、電流の検出は磁束の検出より容易で、モータ電流から注入した高周波電流を抽出できるが、PWM による遅延、インバータの非線形からの誤差のため、抽出された高周波電流の精度は悪くなる。非線形影響を抑えるため、Look-up table またはニューラルネットワークを用いた方法はあるが、電流予測が必要である。そして、低速の運転には、騒音、損失が増加するという欠点も存在している。また、注入する高調波が小さくなると、応答信号の抽出が困難になり、注入する高調波が大きくなると、トルクリップルは大きくなる。そして、高速領域には基本波周波数と注入信号周波数の差が小さくなり、フィルタにより適切に高周波成分のみを抽出することが難しくなる。

(2) 零相分よりの推定法

信号を $\alpha\beta$ 軸または dq 軸に注入して位置推定を行う方法とは異なり、零相分に信号注入する方法は $\alpha\beta$ 軸からの電流応答で位置推定を行うことが可能である。この方法は感度が高く、計算が簡単というメリットがある。

零相分を注入するため、三相巻線の中性点をモータ外部に引き出す必要がある。[48]-[49]は零相分に信号注入する方法を検討した。[48]は PWM パターンの変更が必要で、デッドタイムからの影響も大きい。[49]は突極比が高い場合に、推定精度が悪くなる。

[50]は零相分を利用して位置推定を行った。他の信号を PWM に注入しない、PWM パターン

を変更しない。普通の SVPWM の周期的に変化する零電圧ベクトル V_0 と V_7 だけを利用して、キャリアを発生する。キャリアの周波数は電流制御の周波数と等しい。このため、位置推定の応答は速く、可聴周波数領域の騒音の増加はない。さらに、励起信号は零相分に存在するため、電流制御への影響がない。励起信号の応答は電流微分から直接にサンプリングする。応答は信号対雑音比が高いである。いくつかの簡単で小型の変圧器をセンサとして電流微分をサンプリングする。簡単な回路でこれらの変圧器を配列して $\alpha\beta$ 軸の物理量を直接に測定できる。この方法は突極比が高い場合に、推定精度も悪くなる。このため、誤差の三角関数を解析し、簡単な補償法を提案した。

この方法はモータを簡単に改造して中性点を利用する必要がある。普通の IPMSM には構造のため、中性点を利用するのは無理難題である。

(3) 特殊な PWM パターン法

PWM パターンからの高調波成分を利用する方法は零電圧の時に励起信号を発生するため、PWM パターンを変更する必要がある[60]。特殊な PWM パターン法は PWM で電機子電流応答を用いた位置推定方法は電機子にテスト電圧ベクトルを印加して、インダクタンスとの関係がある応答電流を用いて位置推定を行う方法である。これまで、特殊な PWM パターン法は多くはなく、4 つの特殊な PWM パターンを用いた位置推定方法を紹介する。

[51]は図 1.1 のような INFORM (INDirect Flux detection by On-line Reactance Measurement) という PWM パターンを用いて、位置推定を行なう。これは零電圧ベクトルを出力する間に、零電圧ベクトルを代わって、2 つの相殺する電圧ベクトルの組み合わせを出力する PWM パターンである。3 つの PWM 周期には 3 対相殺する電圧ベクトルの組み合わせを利用し、3 つの PWM 周期ごとに、位置推定を行う。つまり、一周期として、これは 4 つの非零電圧ベクトルを出力する低速用 PWM パターンである。[52]-[53]は図 1.1 のような PWM パターンを用いて、低速領域の電流振動を改善して、位置推定を行った。[54]-[55]は INFORM パターンを用いて、巻線の中性点を GND とつながって、零相分電流をサンプルして、位置推定を行った。

ここで、注目すべきところはテスト電圧ベクトルを印加する瞬間、電流には大きいノイズが発生することである。このノイズに影響されずに、電流を安定的にサンプルする必要がある。また、応答電流の変化が小さいと、推定精度は悪くなる。このため、テスト電圧ベクトルの出力時間は短かすぎではない。通常のスイッチング周波数 (数 kHz から 20kHz まで) の場合には、最小出力時間の範囲は 5 μ s から 25 μ s 程度である。

しかし、低速領域には、零電圧ベクトルを出力時間は長くなるため、平均出力電圧ベクトルは小さくなって、テスト電圧ベクトルの最小出力時間の要求を満足できない。位置推定しにくい。必要の応答電流を発生するため、[56]は図 1.2 のような Extended Modulation (EM) という PWM パターンを用いて、位置推定を行った。これは 2 対の方向相殺のテスト電圧ベクトルを出力する PWM パターンである。欠点は方向相殺のテスト電圧ベクトルで大きい電圧の差を発生するので、コモン電流は増える。

[57]は図 1.3 のような Shifting-SVPWM という PWM パターンを用いて、位置推定を行った。低速領域には、出力電圧ベクトルは小さすぎで、SVPWM 信号をシフトして、 V_4V_6 という相殺のテスト電圧ベクトルを出力して、必要の応答電流を発生する上、小さい平均出力電圧ベクトルを発生できる。高速領域には、SVPWM 信号をシフトしなくても、そのまま位置推定を行うことができる。この方法の欠点は電流微分信号を安定に検出するため、待ち時間は必要である。この

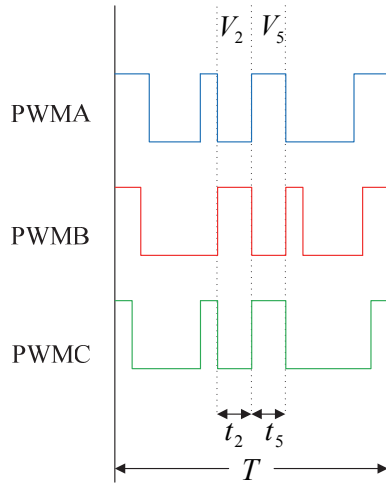


図 1.1 INFORM パターン

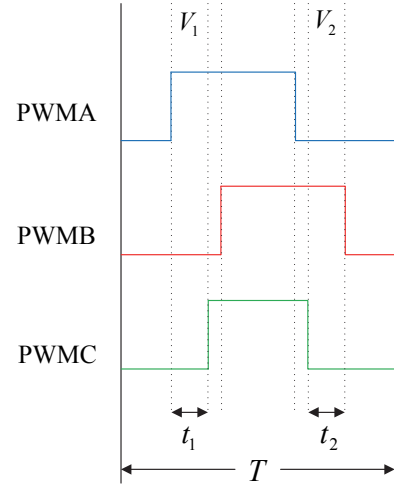


図 1.2 EM パターン

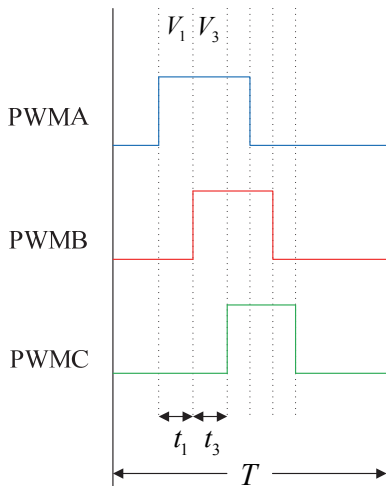


図 1.3 Shifting パターン

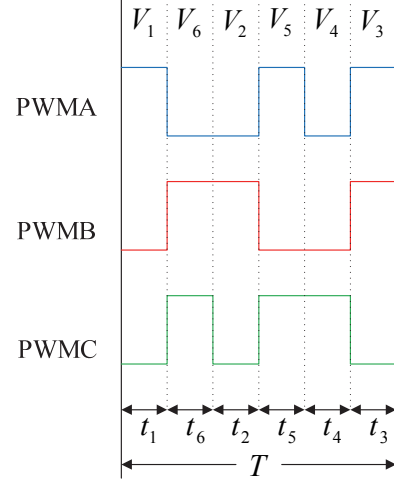


図 1.4 MSVPWM パターン

ため、テスト電圧ベクトルの最小出力時間が存在する。[56]では空心コイル同軸ケーブル変圧器を加えて、Rogowski coils と一緒に利用して、電流の微分応答を示す。応答の品質は良いが、電流の大きさの制限はある。電流微分信号は不安定になる原因は寄生効果である。寄生効果とは巻線や IGBT や放熱板に存在するコンデンサにより発生する高調波電流の振動である。

[58]-[59]は図 1.4 のような Multi SVPWM という PWM パターンを用いて、位置推定を行った。MSVPWM 法では、多種類の電圧ベクトルを出力して、平均出力電圧ベクトルが指令値となるように制御される。インバータ出力電圧の高調波成分は、平均出力電圧ベクトルと各インバータ出力電圧ベクトルの差であると考えることができる。電流の高調波成分は電流変化量と基本波成分の差であると考えることができる。以上のように、複雑な計算がなく、電圧電流の高調波成分を簡単に抽出でき、位置信号及びインダクタンスを推定することが可能である。

1.3 本研究の目的と構成

本研究で対象としている IPMSM の位置センサレス駆動システムは高効率な駆動が可能であるだけでなく、従来 IPMSM の駆動に不可欠であった位置検出器が不要になり、小型、軽量化、低コスト化が可能である。内燃車と電気自動車の双方の利点がある HEV(Hybrid Electric Vehicle)の開発は新型自動車の研究でもっとも重要なテーマである。従来は高信頼性が必要で位置検出器を用いていた電気自動車駆動システムにも、本研究成果のセンサレス駆動法を適用することを目指している [38]-[39]。

本研究で採用した方法は他の方法と比べて、次の長所がある：

- 通常の方法では低速領域と高速領域で異なる方法を用いるが、開発した方法はモータ停止時から高速運転まで位置推定が可能。
 - モータ定数は温度や電流周波数により、変化するが、開発した位置推定演算には抵抗などのモータ定数が不要で、推定精度が高い。
 - 位置推定に信号処理用フィルタがないため、遅れがなく、リアルタイムで位置推定が可能。
- 本論文の構成をまとめると以下ようになる。

(1) インバータの非線形性による推定位置の誤差を補償し、推定精度を改善する方法

マルチ空間ベクトル PWM パターンで発生する電流の大きさはモータの磁気特性との関係がある。印加される電圧信号と発生する電流の大きさはモータの回転子位置情報を含んでいる。相電流から高調波電流を抽出できるが、インバータの非線形性のため、実際に印加される高調波電圧は理論値に対して、誤差が発生し、位置推定にも悪影響を与える。このため、高調波電圧の誤差を補償して、位置推定の精度を改善する方法を開発した。

理想的パワーデバイスを用いれば、電圧ベクトルはスイッチング信号のみで決まるが、パワーデバイスの電圧降下とデッドタイムのために、出力電圧の高調波成分を抽出する際には、出力電圧ベクトルおよび平均出力電圧ベクトルの正確な値が必要である。採用した位置推定法では、各スイッチング時刻の三相電流をサンプルしているので、この情報を用いて電圧ベクトルと平均出力電圧ベクトルを修正する。

安定な位置推定を実現するために、精密に高調波電流をサンプリングすることのできるプリント基板を設計した。位置推定誤差を平均値で電気角度 1° 程度改善できることをシミュレーションと実験により確認する。

(2) 磁極検出の新方法

突極性に基づく位置推定法では磁極の判定が原理的に不可能である。このため、モータを始動する際、推定インダクタンスの変化に基づく磁極判定法を開発した。この方法はモータの位置信号を推定すると同時に、インダクタンスもリアルタイムで推定できるという他の方法にはない特性を用いて、磁気飽和によりインダクタンスが変化する特性を利用して磁極検出を行った。

固定子巻線に電流を永久磁石磁束の同方向に流すと、永久磁石磁束と同方向の磁束は増加し、磁気飽和により推定したインダクタンスは小さくなる。逆に、電流を永久磁石磁束の逆方向に流すと、永久磁石磁束と同方向の磁束は減少し、磁気飽和は低減されて推定したインダクタンスは大きくなる。電流の変化により、インダクタンスが変化するという特徴を利用し、駆動システムを電流閉ループで制御して、インダクタンスの変化を観測して、磁極検出を行うことが可能であ

る。

マルチ空間ベクトル PWM に基づく位置推定法により、零速でも、位置信号を推定する同時に、信号分離用フィルタを用いず、インダクタンスを推定できる。推定インダクタンスの相対精度は高く、バラツキが 0.5%以内で、定格電流の半分程度以下の電流変化で磁極判定を安定に行うことが可能といった長所を有している。

(3) 最小電流リップルに対する PWM パターンの検討

提案しているマルチ空間ベクトル PWM を用いた方法は、PWM により発生する高調波電圧電流成分を利用して、位置推定を行う。発生する高調波電流成分の大きさは電圧指令値及び PWM パターンで決めた出力電圧ベクトルの順番と関係して、有効成分と無効成分を二種類に分けることができる。しかし、これまでにこの PWM パターンに対する高調波電流成分の大きさを理論計算した研究はない。位置推定用に必要な高調波電流成分を維持しつつ、無効な高調波電流成分をできる限り低減して、高調波電流による損失やトルクリプルを改善することを目的とする。

現在、採用されている PWM パターンは三相電圧ベクトルを分けて、一相分で発生する高調波電流を低減する PWM パターンである。出力電圧指令値の角度により、三相電圧ベクトルの全体から見ると、三相分で発生する高調波電流を低減する PWM パターンを検討する必要がある。毎周期のスイッチング損失が増えずに、採用されている PWM パターンを含めた 1 2 種類の PWM パターンと電圧指令値の角度に関する高調波電流成分を解析して計算し、一回転周期における最小電流リップルに対する PWM パターンを検討する。

第2章 原理

2.1 IPM 同期モータ

2.1.1 突極性

図 2.1、2.2 に 4 極の IPM モータの磁束の方向を示す。固定子巻線の電流によって発生した磁束は矢印の方向に流れる。回転子構造のため、回転子の位置によって磁束の通りにくさが違い、磁気抵抗が変化することを突極性と言われる。

永久磁石の中心を通じた線は d 軸で、二つの永久磁石の交点を通じた線は q 軸である。 dq 軸の角度は 45° の機械角で、4 極モータとして 90° の電気角である。図 2.1 は d 軸磁束の方向を示す。 d 軸磁束はギャップ、鉄心、二つの永久磁石を通じて、永久磁石は透磁率が低いため、 d 軸

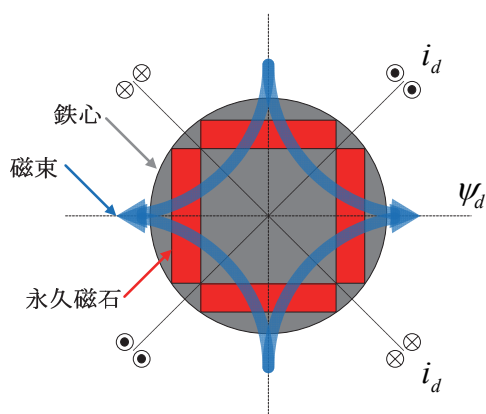


図 2.1 IPM 同期モータの d 軸磁界

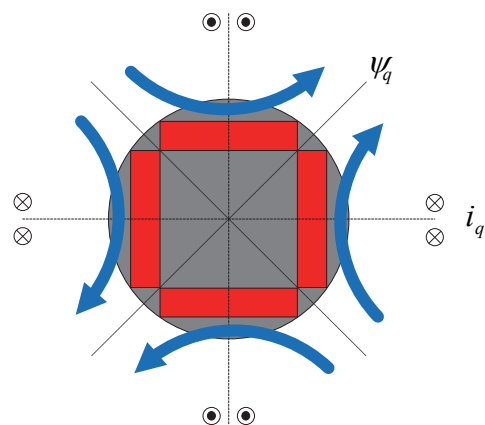


図 2.2 IPM 同期モータの q 軸磁界

磁気抵抗が大きくなる。図 2.2 は q 軸磁束の方向を示す。 q 軸磁束はギャップ、鉄心を通じて、 q 軸磁気抵抗が d 軸磁気抵抗より小さい、つまり、 q 軸インダクタンスが d 軸インダクタンスより大きい。

2.2 IPM モータの数学モデル

図 2.3 に IPM モータの回転子 dq 軸座標と固定子 $\alpha\beta$ 軸座標を示す。便利な解析のため、いくつかの仮設が必要である：

- 鉄心が磁飽和ではない。
- 鉄損（うず電流損、ヒステリシス損）がない。
- 逆起電力の波形は正弦である。

2.2.1 dq 軸座標での数学モデル

回転子 dq 軸座標上でモータの電圧方程式は(2.1)式のようなになる。

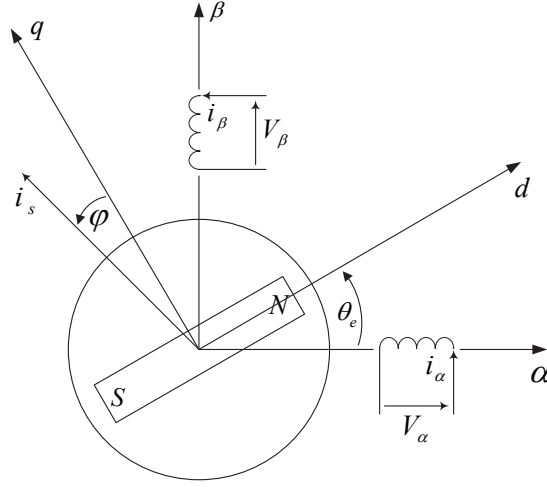


図 2.3 IPM モータの 2 相モデル

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r & 0 \\ 0 & r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} p & -\omega_e \\ \omega_e & p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

ここで、 v_d 、 v_q は固定子電圧の dq 軸成分、 r は固定子抵抗、 i_d 、 i_q は固定子電流の dq 軸成分、 p は微分算子、 ω_e は電気角速度、 ψ_d 、 ψ_q は磁束の dq 軸成分を表す。

磁束方程式は(2.2)式ようになる。

$$\begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \psi_f \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

ここで、 L_d 、 L_q はインダクタンスの dq 軸成分、 ψ_f は永久磁石による磁束を表す。

トルク方程式は(2.3)式ようになる。

$$T_e = \frac{3}{2} p_n (\psi_d i_q - \psi_q i_d) \quad (2.3)$$

ここで、 T_e は電気トルク、 p_n は極対数を表す。

(2.2)式を(2.3)式に代入して、(2.4)式のトルク方程式を得られ。

$$T_e = \frac{3}{2} p_n [\psi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \quad (2.4)$$

2.2.2 $\alpha\beta$ 軸座標での数学モデル

固定子 $\alpha\beta$ 軸座標上でモータの電圧方程式は(2.5)式ようになる。

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r & 0 \\ 0 & r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} p & 0 \\ 0 & p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_\alpha \\ \psi_\beta \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

ここで、 v_α 、 v_β は固定子電圧の $\alpha\beta$ 軸成分、 i_α 、 i_β は固定子電流の $\alpha\beta$ 軸成分、 ψ_α 、 ψ_β は磁束の $\alpha\beta$ 軸成分を表す。

磁束方程式は(2.6)式ようになる。

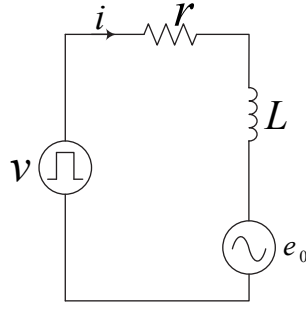


図 2.4 IPM モータの等価回路

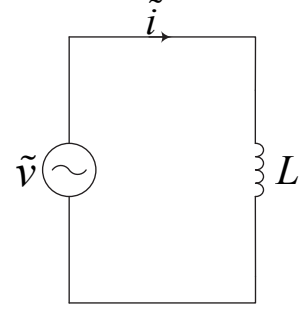


図 2.5 高調波成分に対する IPM モータの等価回路

$$\begin{bmatrix} \psi_\alpha \\ \psi_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_\alpha(\theta) & L_{\alpha\beta}(\theta) \\ L_{\beta\alpha}(\theta) & L_\beta(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \psi_f \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \sin \theta \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

ここで、 θ は回転子電気角度、 $\begin{bmatrix} L_\alpha(\theta) & L_{\alpha\beta}(\theta) \\ L_{\beta\alpha}(\theta) & L_\beta(\theta) \end{bmatrix}$ は同期インダクタンス行列を表す。(2.2)式を座標変換して、(2.7)式を得られ。

$$\begin{aligned} L = \begin{bmatrix} L_\alpha(\theta) & L_{\alpha\beta}(\theta) \\ L_{\beta\alpha}(\theta) & L_\beta(\theta) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} L_0 + L_1 \cos 2\theta & L_1 \sin 2\theta \\ L_1 \sin 2\theta & L_0 - L_1 \cos 2\theta \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.7)$$

ここで、 $L_0 = \frac{L_d + L_q}{2}$ 、 $L_1 = \frac{L_d - L_q}{2}$ を表す。

(2.7)式を(2.6)式に代入して、(2.8)式の磁束方程式を得られ。

$$\begin{bmatrix} \psi_\alpha \\ \psi_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_0 + L_1 \cos 2\theta & L_1 \sin 2\theta \\ L_1 \sin 2\theta & L_0 - L_1 \cos 2\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \psi_f \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \sin \theta \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

(2.8)式を(2.5)式に代入して、(2.9)式の電圧電流方程式を得られ。

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} r & 0 \\ 0 & r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_0 + L_1 \cos 2\theta & L_1 \sin 2\theta \\ L_1 \sin 2\theta & L_0 - L_1 \cos 2\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{di_\alpha}{dt} \\ \frac{di_\beta}{dt} \end{bmatrix} \\ &\quad + \frac{d\theta}{dt} \left(2L_1 \begin{bmatrix} -\sin 2\theta & \cos 2\theta \\ \cos 2\theta & \sin 2\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \psi_f \begin{bmatrix} -\sin \theta \\ \cos \theta \end{bmatrix} \right) \end{aligned} \quad (2.9)$$

2.3 推定原理

(2.9)式は空間ベクトルを用いてと簡単に(2.10)式と表す。

$$\mathbf{v} = r\mathbf{i} + L \frac{d\mathbf{i}}{dt} + \mathbf{e}_0 \quad (2.10)$$

ここで、 $\mathbf{e}_0$ は速度起電力ベクトルを表す。インダクタンス行列 L は回転子位置 θ の情報を含ん

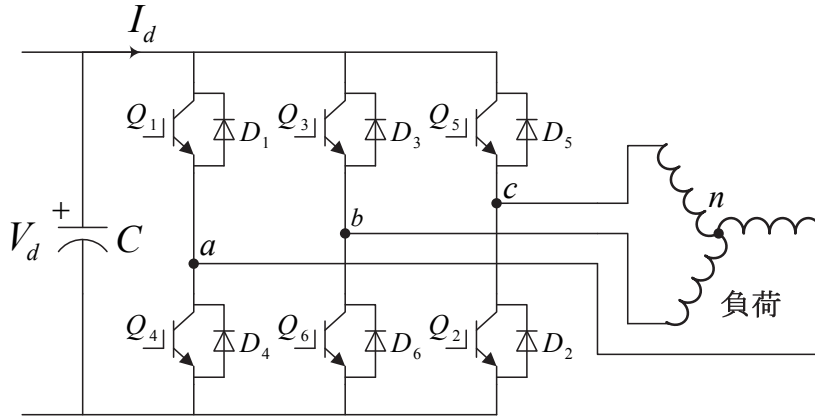


図 2.6 電圧型 PWM インバータの構造

でいる。これにより，電圧電流の高調波成分を抽出すれば，インダクタンス行列 L を求めることができ，回転子位置の推定が可能である。

電圧型 PWM インバータで IPM モータを駆動する場合，インバータの出力電圧ベクトル $\mathbf{v}$ には高調波成分 $\mathbf{v}_H$ が含まれるため，固定子電流ベクトル $\mathbf{i}$ にも高調波成分 $\mathbf{i}_H$ が含まれる。そこで，固定子電圧電流ベクトルを(2.11)式、(2.12)式のように基本波成分 $\mathbf{v}_F$ 、 $\mathbf{i}_F$ と高調波成分 $\mathbf{v}_H$ 、 $\mathbf{i}_H$ に分離する。

$$\mathbf{v} = \mathbf{v}_F + \mathbf{v}_H \quad (2.11)$$

$$\mathbf{i} = \mathbf{i}_F + \mathbf{i}_H \quad (2.12)$$

IPM モータの等価回路は(2.10)式により図 2.4 で表すことができる。高調波成分の大きさは小さい，そして，逆起電力は基本波成分のため，抵抗分 r と速度起電力 $\mathbf{e}_0$ は無視できるので，高調波成分に対する IPM モータの電圧方程式は(2.13)式で示される。

$$\mathbf{v}_H = L \frac{d\mathbf{i}_H}{dt} \quad (2.13)$$

高調波成分に対する IPM モータの等価回路は，図 2.5 に示すようにインダクタンス行列 L だけの回路に近似することができる。高調波成分 $\mathbf{v}_H$ 、 $\mathbf{i}_H$ を知ったら，(2.13)式で回転子位置 θ を推定できる。

2.4 高調波成分の抽出

(2.13)式によって，位置推定のため，電圧電流の高調波成分を利用する必要がある。しかし，高調波は様々な周波数の成分を組み合わせたもの，一つ一つの周波数の成分を抽出することが不可能である。固定子電圧電流ベクトルには，基本波と高調波の両方の成分が含まれているため，電圧電流ベクトルと基本波成分を減算して，高調波成分のみを抽出することが可能である。

2.4.1 電圧の高調波成分の抽出

図 2.6 に，電圧型 PWM インバータの構造を示す。 $Q_1Q_2Q_3Q_4Q_5Q_6$ はパワースイッチング，

$D_1D_2D_3D_4D_5D_6$ はパワーダイオード、 V_d は直流側の電圧、 I_d は直流側の電流、 C はキャパシタンスである。

表 2.1 電圧型 PWM インバータの出力電圧ベクトルの状態

動作 スイッチング	v_{an}	v_{bn}	v_{cn}	出力電圧 ベクトル
$Q_4Q_6Q_2$	0	0	0	$V_0(000)$
$Q_1Q_6Q_2$	$2V_d/3$	$-V_d/3$	$-V_d/3$	$V_1(100)$
$Q_4Q_3Q_2$	$-V_d/3$	$2V_d/3$	$-V_d/3$	$V_2(010)$
$Q_1Q_3Q_2$	$V_d/3$	$V_d/3$	$-2V_d/3$	$V_3(110)$
$Q_4Q_6Q_5$	$-V_d/3$	$-V_d/3$	$2V_d/3$	$V_4(001)$
$Q_1Q_6Q_5$	$V_d/3$	$-2V_d/3$	$V_d/3$	$V_5(101)$
$Q_4Q_3Q_5$	$-2V_d/3$	$V_d/3$	$V_d/3$	$V_6(011)$
$Q_1Q_3Q_5$	0	0	0	$V_7(111)$

スイッチングの組み合わせによって、電圧型 PWM インバータは、表 2.1 に示した 8 種類の離散的な電圧ベクトルを出力することができる。 v_{an} 、 v_{bn} 、 v_{cn} は abc 三相巻線の相電圧である。

図 2.7 に、電圧型 PWM インバータの出力電圧ベクトルと平均出力電圧ベクトルを示す。したがって、PWM インバータは変調周期 T の間に複数回スイッチングを行い、それぞれ 8 種類の電圧ベクトルを出力し、その平均ベクトルとして任意の電圧ベクトルを出力している。この平均出力電圧ベクトル e は(2.14)式で示される。

$$e = \sum_{k=0}^7 \zeta_k V_k \quad (2.14)$$

ここで、 ζ_k は変調周期 T に対する各電圧ベクトルの出力時間比率を表し、(2.15)式で示される。

$$\zeta_k = \frac{t_k}{T} \quad (2.15)$$

ここで、 t_k は変調周期 T に対する各電圧ベクトルの出力時間を表し、 t_k は(2.16)式を満足することである。

$$\sum_{k=0}^7 t_k = T \quad (2.16)$$

変調周期内では、すべての電圧ベクトル V_k ($k=0\sim7$) を任意の組み合わせで、任意の順序で利用可能である。組み合わせに用いない電圧ベクトルの出力時間 t_k および ζ_k は 0 とする。期間 t_k のインバータ出力電圧の高調波成分 V'_k は、平均出力電圧ベクトル e と各インバータ出力電圧ベクトル V_k との差であると考えることができる。

$$V'_k = V_k - e \quad (2.17)$$

2.4.2 電流の高調波成分の抽出

図 2.8 に電圧型 PWM インバータで駆動した IPM モータの固定子電流仮想波形を示す。変調周期は極短い時間である、 θ は一つの変調周期内では、変化程度は少ないため、(2.7)式の L の変化程度も少ないである。このため、(2.10)式によって、電圧ベクトル V_k を t_k の期間に出力するとき、電流ベクトルは指数関数のように変化した波形から線性的に変化した波形へ近似することがで

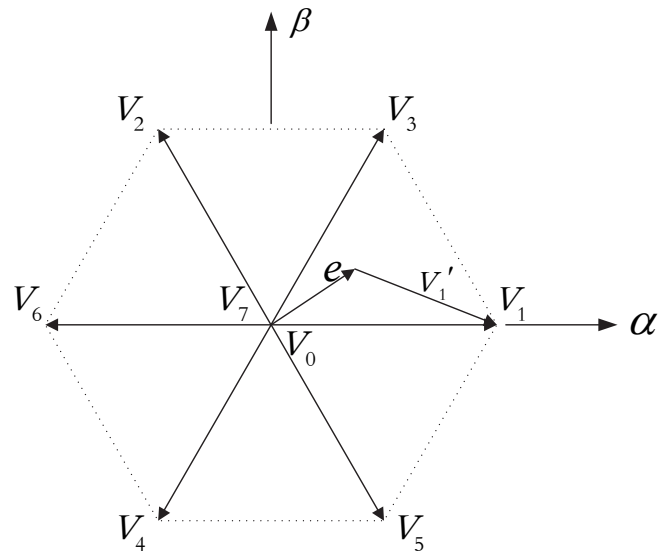


図 2.7 電圧の高調波成分

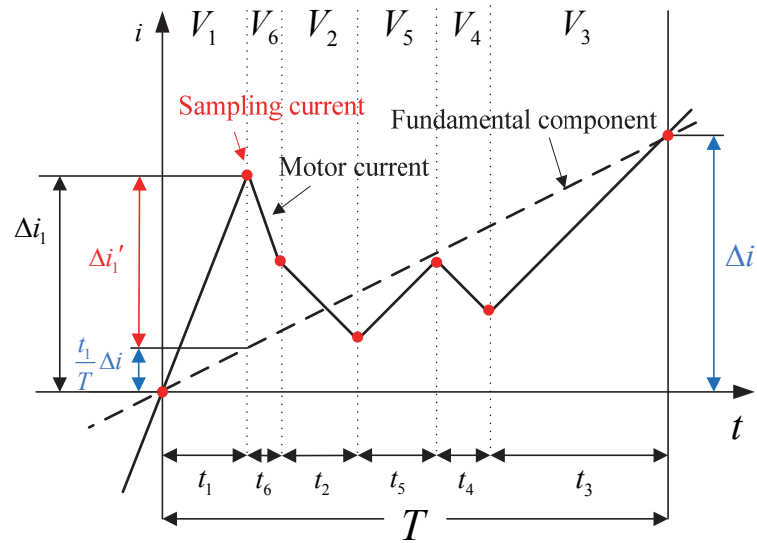


図 2.8 IPM モータの固定子電流仮想波形

きる。

図 2.7 に $k=1$ の場合, (2.17) 式の意義を説明する。この演算により, インバータ出力電圧ベクトルの高調波成分のみを抽出することが可能になる。

期間 t_k の電流ベクトルの変化量を Δi_k とすると, この変化量には高調波成分と基本波成分の変化量の両方が含まれている。(2.13) 式によって, インバータ出力電圧ベクトルに含まれる高調波成分を変調周期の期間について平均すると, その平均値は 0 であるので, この電圧ベクトルの高

調波成分により変調周期に生じる電流ベクトルの変化は0である。したがって、変調周期の最初と最後の電流ベクトルの差 Δi は、電圧ベクトルの平均値、つまり、基本波成分により生じたものである。ここで、変調周期内で用いない電圧ベクトルによる電流ベクトルの変化量 Δi_k は0であるので、変調周期 T における基本波成分の変化量 Δi は(2.18)式で示される。

$$\Delta i = \sum_{k=0}^7 \Delta i_k \quad (2.18)$$

また、変調周期 T では基本波成分は線性的に変化すると近似すると、期間 t_k における電流ベクトルの高調波成分の変化量 $\Delta i_k'$ は(2.19)式で示される。固定子電流ベクトルの高調波成分のみを抽出することが可能になる。

$$\Delta i_k' = \Delta i_k - \frac{t_k}{T} \Delta i \quad (2.19)$$

2.4.3 位置推定演算

(2.13)式によって、各電圧ベクトルの出力時間 t_k 内、電圧ベクトルの高調波成分 V_k' と電流ベクトルの高調波成分 $\Delta i_k'$ は(2.20)式を満足する。

$$L \Delta i_k' = V_k' t_k \quad (2.20)$$

一変調周期の高調波成分に対する方程式をまとめると、(2.21)式を得られ。

$$L \begin{bmatrix} \Delta i_0' & \Delta i_1' & \cdots & \Delta i_7' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_0' t_0 & V_1' t_1 & \cdots & V_7' t_7 \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

(2.21)式を転置すると、(2.22)式を得られ。

$$\begin{bmatrix} \Delta i_0'^T \\ \Delta i_1'^T \\ \vdots \\ \Delta i_7'^T \end{bmatrix} L^T = \begin{bmatrix} V_0'^T t_0 \\ V_1'^T t_1 \\ \vdots \\ V_7'^T t_7 \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

ここに、上付き添字 T は転置行列を表す。ここで、(2.22)式は未知数の総数が方程式の数より少ない不能型であるため、厳密解は存在しない。そこで、最小二乗法で近似解を求めることを考える。

例えば、当てはめたい関数 f は(2.23)式の行列で表すことができる。

$$f(x) = [h_1(x) \ h_2(x) \ \cdots \ h_m(x)] [a_1 \ a_2 \ \cdots \ a_m]^T \quad (2.23)$$

すると、最小にする関数 J は(2.24)式で表す。

$$J = [Ha - y]^T [Ha - y] \quad (2.24)$$

ここで、 H は $H_{ij} = h_j(x_i)$ なる成分を持つ行列、 $a = [a_1 \ a_2 \ \cdots \ a_m]^T$ $y = [y_1 \ y_2 \ \cdots \ y_m]^T$ である。

J を a のそれぞれの成分で微分して、(2.25)式を得られ。

$$\begin{aligned} \frac{\partial J}{\partial a} &= \frac{\partial}{\partial a} [[Ha - y]^T [Ha - y]] \\ &= \frac{\partial}{\partial a} [a^T H^T Ha - a^T H^T y - y^T Ha + y^T y] \\ &= 2H^T Ha - 2H^T y \end{aligned} \quad (2.25)$$

行列 $H^T H$ の逆行列が存在すれば、(2.25)式を0になって、(2.26)式を得られ。

$$a = (H^T H)^{-1} H^T y \quad (2.26)$$

(2.27)式を定義して、この左側擬似逆行列を用いると、インダクタンス行列 L は(2.28)式のように求めることができる。

$$H^{LM} = (H^T H)^{-1} H^T \quad (2.27)$$

$$\begin{aligned} L^T &= \begin{bmatrix} \Delta i_0'^T \\ \Delta i_1'^T \\ \vdots \\ \Delta i_7'^T \end{bmatrix}^{LM} \begin{bmatrix} V_0'^T t_0 \\ V_1'^T t_1 \\ \vdots \\ V_7'^T t_7 \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} L_\alpha(\theta) & L_{\alpha\beta}(\theta) \\ L_{\beta\alpha}(\theta) & L_\beta(\theta) \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} L_0 + L_1 \cos 2\theta & L_1 \sin 2\theta \\ L_1 \sin 2\theta & L_0 - L_1 \cos 2\theta \end{bmatrix}^T \end{aligned} \quad (2.28)$$

したがって、(2.29)式より、回転子位置を推定可能であることが分かる。

$$2\theta = \tan^{-1} \frac{L_{\alpha\beta} + L_{\beta\alpha}}{L_\alpha - L_\beta} \quad (2.29)$$

以上より、固定子電圧、電流ベクトルの高調波成分を抽出することができるので、(2.27)式の左側擬似逆行列を用いて位置推定が可能になる。

2.5 位置推定に適した PWM

2.5.1 位置推定の条件

(2.27)式の左側擬似逆行列を演算するためには、 $(H^T H)^{-1}$ が存在する必要がある。 $\alpha\beta$ 軸座標上で、 $H^T H$ は(2.30)式の 2×2 の行列となる。

$$\begin{aligned} H^T H &= \begin{bmatrix} \Delta i_{0\alpha}' & \Delta i_{1\alpha}' & \cdots & \Delta i_{7\alpha}' \\ \Delta i_{0\beta}' & \Delta i_{1\beta}' & \cdots & \Delta i_{7\beta}' \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_{0\alpha}' & \Delta i_{0\beta}' \\ \Delta i_{1\alpha}' & \Delta i_{1\beta}' \\ \vdots & \vdots \\ \Delta i_{7\alpha}' & \Delta i_{7\beta}' \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \sum_{k=0}^7 \Delta i_{k\alpha}'^2 & \sum_{k=0}^7 \Delta i_{k\alpha}' \Delta i_{k\beta}' \\ \sum_{k=0}^7 \Delta i_{k\alpha}' \Delta i_{k\beta}' & \sum_{k=0}^7 \Delta i_{k\beta}'^2 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.30)$$

(2.30)式より、 $\Delta i_k'$ のすべての α 軸成分、あるいはすべての β 軸成分が 0 の場合には $\det(H^T H) = 0$ となり、逆行列は存在しない。つまり、(2.13)式より、すべての $V_{k\alpha}$ あるいは $V_{k\beta}$ が 0 の場合にも $\det(H^T H) = 0$ となり、逆行列は存在しない。

同様に、すべての電流ベクトルの変化量が一次従属である場合、すなわち、すべての $\Delta i_k'$ ベクトルが同一方向あるいはその逆方向である場合、 $\det(H^T H) = 0$ となり、逆行列も存在しない。

例えば、電圧ベクトル V_1 、 V_6 を変調周期で等しい時間比率で出力する場合、すなわち平均出力電圧ベクトル e が 0 の場合、 β 軸方向の電圧ベクトル $V_{k\beta}$ はいつでも 0 のため、電流ベクトルの高調波成分は α 軸方向の成分しか持たず、インダクタンスも α 軸成分しか求めることはでき

ない。このため、回転子位置を推定することができない。したがって、インダクタンス行列 L を演算するためには、すべての $\Delta i_k'$ が一次従属であってはならない。

2.5.2 SVPWM の問題点

SVPWM とは平均出力電圧ベクトル $\mathbf{e}$ の位相によって、電圧ベクトル $\mathbf{V}_1$ 、 $\mathbf{V}_2$ 、 $\mathbf{V}_3$ 、 $\mathbf{V}_4$ 、 $\mathbf{V}_5$ 、 $\mathbf{V}_6$ の中で二つの隣の電圧ベクトル、および $\mathbf{V}_0$ 、 $\mathbf{V}_7$ の零電圧ベクトルを出力して、平均出力電圧ベクトル $\mathbf{e}$ の位相と大きさを制御する方法である。例えば、図 2.7 の平均出力電圧ベクトル $\mathbf{e}$ を発生する場合には、電圧ベクトル $\mathbf{V}_1$ 、 $\mathbf{V}_3$ 、零電圧ベクトル $\mathbf{V}_0$ 、 $\mathbf{V}_7$ を出力する。この場合の平均出力電圧ベクトル $\mathbf{e}$ は、(2.14)式より、(2.31)と(2.32)式になる。

$$\mathbf{e} = \zeta_0 \mathbf{V}_0 + \zeta_1 \mathbf{V}_1 + \zeta_3 \mathbf{V}_3 + \zeta_7 \mathbf{V}_7 \quad (2.31)$$

$$\zeta_0 + \zeta_1 + \zeta_3 + \zeta_7 = 1 \quad (2.32)$$

電圧ベクトル $\mathbf{e}$ 、 $\mathbf{V}_1$ 、 $\mathbf{V}_3$ は(2.33)-(2.35)式のように定義して、(2.31)が(2.37)式になる。ここで、 e_α 、 e_β は平均出力電圧ベクトル $\mathbf{e}$ の $\alpha\beta$ 軸成分である。

$$\mathbf{e} = \sqrt{e_\alpha^2 + e_\beta^2} \mathbf{e}^{j\theta_e} = e_m \mathbf{e}^{j\theta_e} \quad (2.33)$$

$$\mathbf{V}_1 = \frac{2}{3} \sqrt{\frac{2}{3}} V_d \mathbf{e}^{j0} \quad (2.34)$$

$$\mathbf{V}_3 = \frac{2}{3} \sqrt{\frac{2}{3}} V_d \mathbf{e}^{j\frac{\pi}{3}} \quad (2.35)$$

ここで、 e_m は平均出力電圧ベクトル $\mathbf{e}$ の大きさ、 θ_e は平均出力電圧ベクトル $\mathbf{e}$ 対 α 軸の角度である。電圧時間積分のバランスを取って、

$$\mathbf{e}^{j\theta_e} = \cos \theta_e + j \sin \theta_e \quad (2.36)$$

$$\frac{2}{3} \sqrt{\frac{2}{3}} V_d e_m \mathbf{e}^{j0} \zeta_1 + \frac{2}{3} \sqrt{\frac{2}{3}} V_d e_m \mathbf{e}^{j\frac{\pi}{3}} \zeta_3 = e_m \mathbf{e}^{j\theta_e} \quad (2.37)$$

(2.37)式によって、 ζ_1 、 ζ_3 は(2.38)、(2.39)式になる。

$$\zeta_1 = \frac{3e_m}{\sqrt{2}V_d} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_e\right) \quad (2.38)$$

$$\zeta_3 = \frac{3e_m}{\sqrt{2}V_d} \sin \theta_e \quad (2.39)$$

(2.32)式によって、 $\zeta_0 + \zeta_7$ は(2.40)式になる。

$$\zeta_0 + \zeta_7 = 1 - \frac{3e_m}{\sqrt{2}V_d} \cos\left(\frac{\pi}{3} - \theta_e\right) \quad (2.40)$$

この場合、 $\Delta i_0'$ 、 $\Delta i_1'$ 、 $\Delta i_3'$ 、 $\Delta i_7'$ は、 $\Delta i_0'$ と $\Delta i_7'$ を除き一次従属ではない。したがって、インダクタンス行列 L を演算することができ。

しかし、平均出力電圧ベクトル $\mathbf{e}$ が α 軸上にある場合、すなわち、 $\mathbf{V}_3$ を出力する時間 t_3 は零となり、 ζ_3 は零である。このとき、 $\Delta i_3'$ も零となり、しかも $\mathbf{V}_1'$ は $\mathbf{V}_0'$ および $\mathbf{V}_7'$ とちょうど逆方向のベクトルとなるため、 $\Delta i_1'$ と $\Delta i_0'$ および $\Delta i_7'$ もまた逆方向のベクトルとなる。したがって、 $\det(H^T H) = 0$ となり、インダクタンス行列 L を演算することができない。

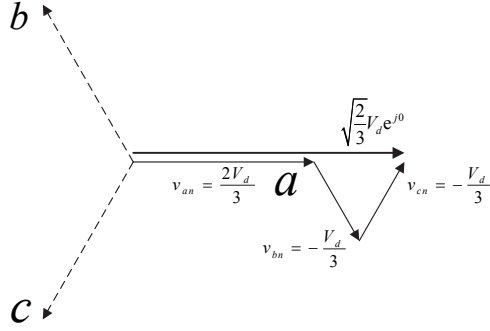


図 2.9 電圧ベクトル V_1 および三相相電圧

また、平均出力電圧ベクトル $\mathbf{e}$ の小さな領域では、 ζ_1 、 ζ_3 は非常に小さくなり、 $\zeta_0 + \zeta_7$ は 1 に近づく。この場合、高調波電流の変化量も減少し、インダクタンス行列 L を十分な精度で演算することが難しい。このため、SVPWM をそのまま適用して、提案した位置推定の方法を行ないことができない。

2.5.3 本文で用いる MSVPWM

広く用いられている空間ベクトル SVPWM をこの位置推定法に用いた場合には、特に零速や電圧ベクトルのセッタ境界で高調波成分 V_k/t_k や $\Delta \mathbf{i}_k'$ が零になり、位置推定ができない場合が存在する。インダクタンス行列 L を演算不能となるのを防止するために、本文では冗長な電圧ベクトルを用いた PWM 法、Multi SVPWM (MSVPWM) を使用する。

次式は、変調周期間 T の平均出力電圧ベクトル $\mathbf{e}$ を表す。

$$\mathbf{e} = \sum_{k=0}^7 s_k \zeta_k V_k \quad (2.41)$$

$$\sum_{k=0}^7 s_k \zeta_k = 1 \quad (2.42)$$

$$\begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \\ 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_0 V_{0\alpha} & s_1 V_{1\alpha} & \cdots & s_7 V_{7\alpha} \\ s_0 V_{0\beta} & s_1 V_{1\beta} & \cdots & s_7 V_{7\beta} \\ s_0 & s_1 & \cdots & s_7 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \zeta_0 \\ \zeta_1 \\ \vdots \\ \zeta_7 \end{bmatrix} \quad (2.43)$$

ここで、 s_k は 1 または 0 の値をとり、変調周期間に V_k が出力電圧ベクトルとして選択されるか否かを示す。平均出力電圧ベクトルの位相に応じて s_k を変更し、冗長な電圧ベクトルを追加する。(2.41)と(2.42)式をまとめると、 $\alpha\beta$ 軸上で(2.43)式を得られ。ここで、 $V_{k\alpha}$ 、 $V_{k\beta}$ は電圧ベクトル V_k の $\alpha\beta$ 軸成分である。例えば、 $k=1$ の場合、 $v_{an}=2V_d/3$ 、 $v_{bn}=-V_d/3$ 、 $v_{cn}=-V_d/3$ 、図 2.9 に固定子 abc 軸座標上で三相相電圧を示す。 abc 軸座標から $\alpha\beta$ 軸座標に変換すると、電圧ベクトル V_1 は(2.44)式で示す。(2.44)式によって、 $V_{1\alpha}$ 、 $V_{1\beta}$ は(2.45)、(2.46)式で示す。表 2.2 に V_k 、 $V_{k\alpha}$ 、 $V_{k\beta}$ を示した。

$$V_1 = \sqrt{\frac{2}{3}} V_d \mathbf{e}^{j0} \quad (2.44)$$

$$V_{1\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} V_d \quad (2.45)$$

$$V_{1\beta} = 0 \quad (2.46)$$

表 2.2 電圧ベクトル V_k および $\alpha\beta$ 軸成分

k	0	1	2	3	4	5	6	7
V_k	0	$V_d e^{j0}$	$V_d e^{j2\pi/3}$	$V_d e^{j\pi/3}$	$V_d e^{j4\pi/3}$	$V_d e^{j5\pi/3}$	$V_d e^{j\pi}$	0
$V_{k\alpha}$	0	$\sqrt{\frac{2}{3}} V_d$	$-\sqrt{\frac{2}{3}} \frac{V_d}{2}$	$\sqrt{\frac{2}{3}} \frac{V_d}{2}$	$-\sqrt{\frac{2}{3}} \frac{V_d}{2}$	$\sqrt{\frac{2}{3}} \frac{V_d}{2}$	$-\sqrt{\frac{2}{3}} V_d$	0
$V_{k\beta}$	0	0	$\sqrt{\frac{2}{3}} \frac{\sqrt{3} V_d}{2}$	$\sqrt{\frac{2}{3}} \frac{\sqrt{3} V_d}{2}$	$-\sqrt{\frac{2}{3}} \frac{\sqrt{3} V_d}{2}$	$-\sqrt{\frac{2}{3}} \frac{\sqrt{3} V_d}{2}$	0	0

(2.43)式は未知数の総数が方程式の数よりも多い不定形であるため、無数の解が存在する。そこで、最小二乗法で最適解を求めることを考える。

例えば、当てはめたい関数は(2.47)式の行列で表すことができる。

$$[y_1 \ y_2 \ \cdots \ y_n]^T = [f_1(x) \ f_2(x) \ \cdots \ f_m(x)][a_1 \ a_2 \ \cdots \ a_m]^T \quad (2.47)$$

ここで、 $n < m$ である。すると、最小にする関数 J は(2.48)式で表す。

$$J = a^T a \quad (2.48)$$

ここで、 $a = [a_1 \ a_2 \ \cdots \ a_m]^T$ である。

ラグランジュ方程式を定義して、(2.49)式になる。

$$L = a^T a - \lambda^T (Fa - y) \quad (2.49)$$

ここで、 F は $F_{ij} = f_j(x_i)$ なる成分を持つ行列、 λ はラグランジュ関数、 $y = [y_1 \ y_2 \ \cdots \ y_n]^T$ である。

L を a と λ のそれぞれの成分で微分して、(2.50)、(2.51)式を得られ。

$$\frac{\partial L}{\partial a} = 2a - F^T \lambda = 0 \quad (2.50)$$

$$\frac{\partial L}{\partial \lambda} = Fa - y = 0 \quad (2.51)$$

(2.50)式によって、(2.52)式を得られ。

$$a = \frac{1}{2} F^T \lambda \quad (2.52)$$

(2.51)式に(2.52)式を代入して、行列 FF^T の逆行列が存在すれば、(2.53)式を得られ。

$$\lambda = 2(FF^T)^{-1} y \quad (2.53)$$

(2.52)式に(2.53)式を代入して、(2.54)式を得られ。

$$a = F^T (FF^T)^{-1} y \quad (2.54)$$

(2.55)式を定義して、この右側擬似逆行列を用いると、各電圧ベクトルの時間比率の二乗の最小解は(2.56)式のように求めることができる。

$$F^{RM} = F^T (FF^T)^{-1} \quad (2.55)$$

$$\begin{bmatrix} \zeta_0 \\ \zeta_1 \\ \vdots \\ \zeta_7 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_0 V_{0\alpha} & s_1 V_{1\alpha} & \cdots & s_7 V_{7\alpha} \\ s_0 V_{0\beta} & s_1 V_{1\beta} & \cdots & s_7 V_{7\beta} \\ s_0 & s_1 & \cdots & s_7 \end{bmatrix}^{RM} \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \\ 1 \end{bmatrix} \quad (2.56)$$

2.5.4 低速領域の PWM

(2.56)式より計算した各電圧ベクトルの時間比率 ζ_k を使用して低速領域の位置推定に適用した PWM パターンを図 2.10 に示す。これは、変調周期間 T の間に零電圧ベクトルを除く 6 種類の電圧ベクトルを出力し、その平均として電圧ベクトル e を出力している。よって、 $s_0, s_7=0, s_1 \cdots s_6=1$ と表 2 の $V_{k\alpha}, V_{k\beta}$ を(2.56)式に代入して、(2.57)式を得られ。(2.55)式によって、(2.57)式は(2.58)式になる。

$$\begin{bmatrix} \zeta_0 \\ \zeta_1 \\ \vdots \\ \zeta_7 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \sqrt{\frac{2}{3}}V_d & -\sqrt{\frac{2}{3}}\frac{V_d}{2} & \sqrt{\frac{2}{3}}\frac{V_d}{2} & -\sqrt{\frac{2}{3}}\frac{V_d}{2} & \sqrt{\frac{2}{3}}\frac{V_d}{2} & -\sqrt{\frac{2}{3}}V_d & 0 \\ 0 & 0 & \sqrt{\frac{2}{3}}\frac{\sqrt{3}V_d}{2} & \sqrt{\frac{2}{3}}\frac{\sqrt{3}V_d}{2} & -\sqrt{\frac{2}{3}}\frac{\sqrt{3}V_d}{2} & -\sqrt{\frac{2}{3}}\frac{\sqrt{3}V_d}{2} & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 \end{bmatrix}^{RM} \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \\ 1 \end{bmatrix} \quad (2.57)$$

$$\begin{bmatrix} \zeta_0 & \zeta_4 \\ \zeta_1 & \zeta_5 \\ \zeta_2 & \zeta_6 \\ \zeta_3 & \zeta_7 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{\sqrt{6}e_\alpha}{3V_d} - \frac{\sqrt{2}e_\beta}{V_d} + \frac{1}{6} \\ \frac{\sqrt{6}e_\alpha}{6V_d} + \frac{1}{6} & \frac{\sqrt{6}e_\alpha}{3V_d} - \frac{\sqrt{2}e_\beta}{V_d} + \frac{1}{6} \\ -\frac{\sqrt{6}e_\alpha}{3V_d} + \frac{\sqrt{2}e_\beta}{V_d} + \frac{1}{6} & -\frac{\sqrt{6}e_\alpha}{6V_d} + \frac{1}{6} \\ \frac{\sqrt{6}e_\alpha}{3V_d} + \frac{\sqrt{2}e_\beta}{V_d} + \frac{1}{6} & 0 \end{bmatrix}. \quad (2.58)$$

(2.59)、(2.60)式を(2.58)式代入して、(2.61)式を得られ。

$$e_\alpha = e_m \cos \theta_e \quad (2.59)$$

$$e_\beta = e_m \sin \theta_e \quad (2.60)$$

$$\begin{bmatrix} \zeta_0 & \zeta_4 \\ \zeta_1 & \zeta_5 \\ \zeta_2 & \zeta_6 \\ \zeta_3 & \zeta_7 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{\sqrt{6}e_m}{6V_d} \cos(\theta_e + \frac{5\pi}{3}) + \frac{1}{6} \\ -\frac{\sqrt{6}e_m}{6V_d} \cos(\theta_e + \pi) + \frac{1}{6} & -\frac{\sqrt{6}e_m}{6V_d} \cos(\theta_e + \frac{4\pi}{3}) + \frac{1}{6} \\ -\frac{\sqrt{6}e_m}{6V_d} \cos(\theta_e + \frac{\pi}{3}) + \frac{1}{6} & -\frac{\sqrt{6}e_m}{6V_d} \cos \theta_e + \frac{1}{6} \\ -\frac{\sqrt{6}e_m}{6V_d} \cos(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) + \frac{1}{6} & 0 \end{bmatrix}. \quad (2.61)$$

平均出力電圧ベクトル e が零ベクトルの場合、(2.61)式によって、各電圧ベクトルの出力時間比率 $\zeta_1 \sim \zeta_6$ はすべて $1/6$ となり、電圧ベクトル $V_1 \sim V_6$ は均等に出力される。また、高調波電流ベクトルの軌跡は図 2.11 に示すように、変調周期の最初に原点から始まり、変調周期の最後に原

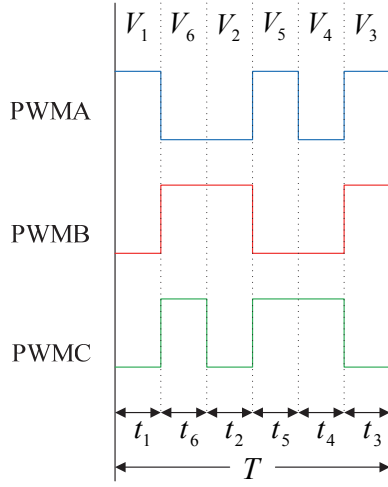


図 2.10 低速領域の PWM パターン

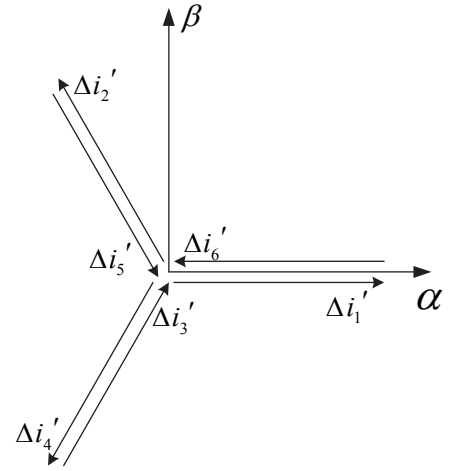


図 2.11 高調波電流ベクトルの軌跡

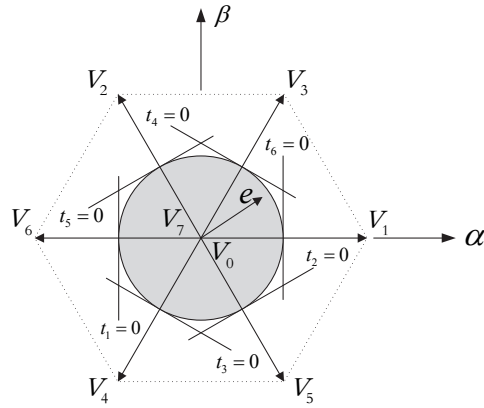


図 2.12 低速領域の PWM パターンで出力可能な範囲

点に戻る。 $\Delta i_k'$ はすべて一次従属ではないので、インダクタンス行列 L を演算することができる、回転子停止時でも位置推定が可能である。このことから、図 2.10 の低速領域の PWM パターンは位置推定に適しているといえる。

各電圧ベクトルの出力時間比率は大なり 0 の条件がある。図 2.12 に、図 2.10 に示した低速領域の PWM パターンによって出力可能な平均出力電圧ベクトル e の範囲を示す。これは、(2.61) 式において、各電圧ベクトルの出力時間比率 $\zeta_1 \sim \zeta_6$ がそれぞれ 0 となる場合の平均出力電圧ベクトル e の大きさと位相を演算し、その境界線を示す。例えば、 $\zeta_6=0$ の場合、(2.61) 式によって、(2.62) 式を満足する必要がある。

$$e_m \cos \theta_e \leq \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{V_d}{2} \quad (2.62)$$

図 2.12 に、 $t_6=0$ の境界線がこの条件を示す。6 つの条件からの 6 つの境界線に囲まれた六角形の部分がベクトル e の出力可能な範囲である。回転電圧ベクトルを発生するため、ベクトル e

の大きさ e_m は小なり $\sqrt{2/3}V_d/2$ の条件がある，出力可能な範囲は灰色の円形である。

図 2.12 の低速領域の PWM パターンで出力可能な範囲の円形の半径は SVPWM で出力可能な範囲の円形の半径の $\sqrt{3}/3$ 倍になる，それ以上の大きさの電圧を出力することができない。また，高速領域においては低速領域に比べて， $\Delta i_k'$ に多様な方向成分を均等に含むことが困難になってくる。したがって，図 2.12 の低速領域の PWM パターンをそのまま高速領域に用いることができない。

2.5.5 高速領域の PWM

低速領域の PWM パターンには，例えば，平均出力電圧ベクトル $\mathbf{e}$ が α 軸上にある場合， V_6 V_2 V_4 は平均出力電圧ベクトル $\mathbf{e}$ として冗長な電圧ベクトルである。 V_1 V_3 V_5 V_7 の 4 種類の電圧ベクトルによって，電圧ベクトル $\mathbf{e}$ を出力している。図 2.13(a)～(f)に，高速領域において位置推定に適した PWM パターンを示す。これは，零電圧ベクトルを含む 4 種類の電圧ベクトルを出力し，その平均出力電圧ベクトル $\mathbf{e}$ を出力している。また，平均出力電圧ベクトル $\mathbf{e}$ の位相によって， 60° ごとに(a)から(f)の 6 種類の PWM パターンを切り換えて使用する。図 2.14 に示すように， $V_1'V_7'$ により高調波電流ベクトルの α 軸成分が， $V_3'V_5'$ によって， β 軸成分が生じる。このため，高調波電流ベクトルの軌跡は図 15 に示すように，変調周期の最初に原点から始まり，変調周期の最後に原点に戻る。この場合に， $\Delta i_1' \Delta i_3' \Delta i_5' \Delta i_7'$ は一次従属ではないので，位置推定が可能である。

図 2.16 に，図 2.13(a)に示した高速領域の PWM パターンによって出力可能な平均出力電圧ベクトル $\mathbf{e}$ の範囲を示す。これは，(2.56)式において，まず使用しない電圧ベクトルの係数，この場合は $s_0, s_2, s_4, s_6 = 0$, $s_1, s_3, s_5, s_7 = 1$ と表 2 の $V_{k\alpha}$, $V_{k\beta}$ を(2.56)式に代入して，(2.63)式を得られ。(2.55)式によって，(2.63)式は(2.64)式になる。

$$\begin{bmatrix} \zeta_0 \\ \zeta_1 \\ \vdots \\ \zeta_7 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}V_d & 0 & \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}\frac{V_d}{2} & 0 & \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}\frac{V_d}{2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}\frac{\sqrt{3}V_d}{2} & 0 & -\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}\frac{\sqrt{3}V_d}{2} & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix}^{RM} \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \\ 1 \end{bmatrix} \quad (2.63)$$

$$\begin{bmatrix} \zeta_0 & \zeta_4 \\ \zeta_1 & \zeta_5 \\ \zeta_2 & \zeta_6 \\ \zeta_3 & \zeta_7 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \frac{\sqrt{6}e_\alpha}{2V_d} - \frac{1}{4} & -\frac{\sqrt{2}e_\beta}{2V_d} + \frac{1}{4} \\ 0 & 0 \\ \frac{\sqrt{2}e_\beta}{2V_d} + \frac{1}{4} & -\frac{\sqrt{6}e_\alpha}{2V_d} + \frac{3}{4} \end{bmatrix} \cdot (-30^\circ < \theta_e \leq 30^\circ). \quad (2.64)$$

(2.59)、(2.60)式を(2.64)式代入して，(2.65)式を得られ。

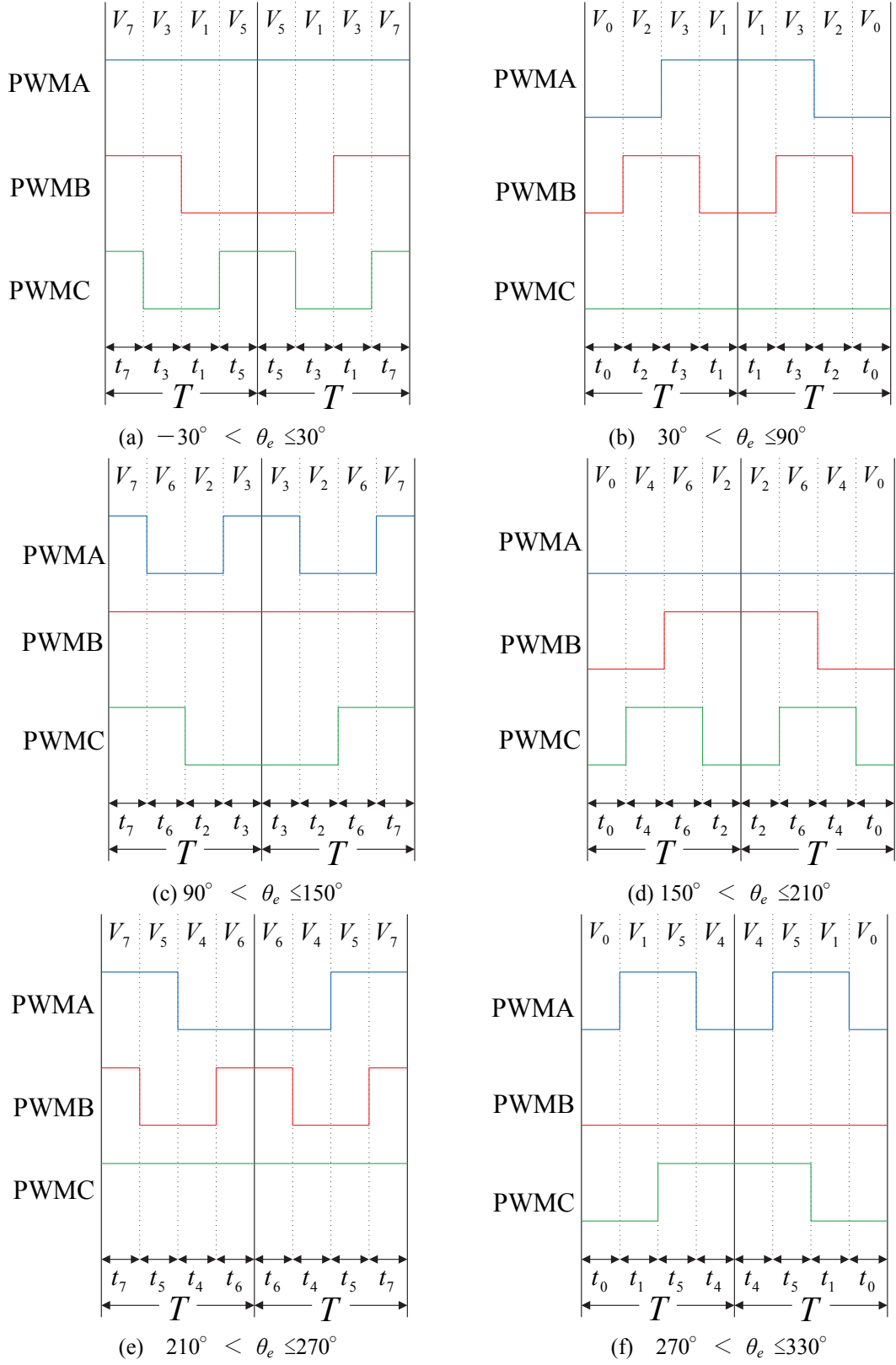


図 2.13 高速領域の PWM

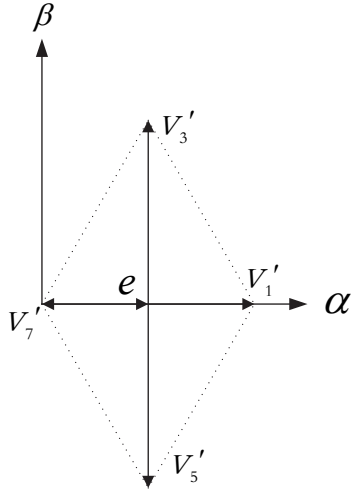


図 2.14 高調波電圧ベクトル

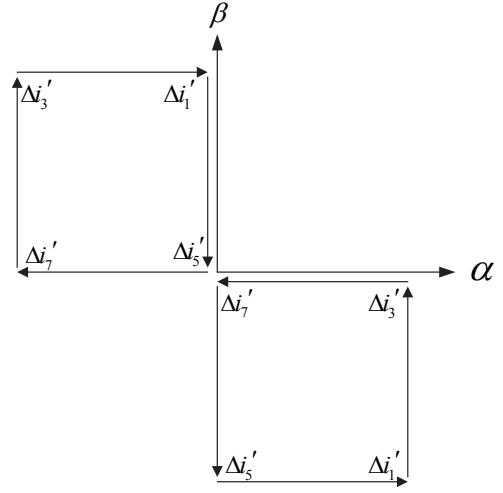


図 2.15 高調波電流ベクトル軌跡

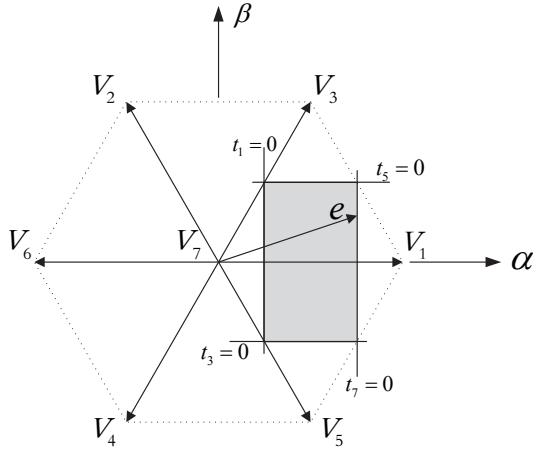


図 2.16 高速領域の PWM パターン (a) の出力範囲

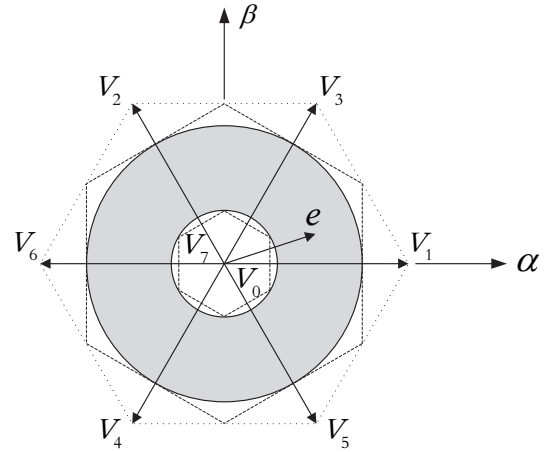


図 2.17 高速領域の PWM の出力範囲

$$\begin{bmatrix} \zeta_0 & \zeta_4 \\ \zeta_1 & \zeta_5 \\ \zeta_2 & \zeta_6 \\ \zeta_3 & \zeta_7 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \frac{\sqrt{6}e_m}{3V_d} \cos \theta_e - \frac{1}{4} & \frac{\sqrt{2}e_m}{3V_d} \cos(\theta_e - \frac{\pi}{2}) + \frac{1}{4} \\ 0 & 0 \\ -\frac{\sqrt{2}e_m}{3V_d} \cos(\theta_e - \frac{\pi}{2}) + \frac{1}{4} & -\frac{\sqrt{6}e_m}{3V_d} \cos \theta_e + \frac{3}{4} \end{bmatrix}. \quad (2.64)$$

(2.64)式によって、使用する各電圧ベクトルの出力時間比率 ζ_1 、 ζ_3 、 ζ_5 、 ζ_7 がそれぞれ 0 となる場合のベクトル e の大きさと位相を演算し、その境界線を示したもので、4つの境界線に囲まれ

た四角形の部分がベクトル $\mathbf{e}$ の出力可能な範囲である。図 2.13(a)～(f)の PWM パターンについてベクトル $\mathbf{e}$ の出力可能な範囲をまとめると、図 2.17 の二つの破線の六角形のようになり。式(2.65)～(2.69)は各セクタに対する出力電圧時間比率を示す。回転電圧ベクトルを発生するため、ベクトル $\mathbf{e}$ の大きさ e_m は大なり $\sqrt{2}V_d/6$ 、小なり $\sqrt{6}V_d/4$ の条件がある、出力可能な範囲は灰色の円形である。高速領域の PWM パターンで出力可能な範囲の円形の半径は SVPWM で出力可能な範囲の円形の半径の $\sqrt{3}/2$ 倍になる、それ以上の大きさの電圧を出力することができない。

$$\begin{bmatrix} \zeta_0 & \zeta_4 \\ \zeta_1 & \zeta_5 \\ \zeta_2 & \zeta_6 \\ \zeta_3 & \zeta_7 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{\sqrt{6}e_\alpha}{4V_d} - \frac{3\sqrt{2}e_\beta}{4V_d} + \frac{3}{4} & 0 \\ \frac{\sqrt{6}e_\alpha}{4V_d} - \frac{\sqrt{2}e_\beta}{4V_d} + \frac{1}{4} & 0 \\ -\frac{\sqrt{6}e_\alpha}{4V_d} + \frac{\sqrt{2}e_\beta}{4V_d} + \frac{1}{4} & 0 \\ \frac{\sqrt{6}e_\alpha}{4V_d} + \frac{3\sqrt{2}e_\beta}{4V_d} - \frac{1}{4} & 0 \end{bmatrix} \cdot (30^\circ < \theta_e \leq 90^\circ). \quad (2.65)$$

$$\begin{bmatrix} \zeta_0 & \zeta_4 \\ \zeta_1 & \zeta_5 \\ \zeta_2 & \zeta_6 \\ \zeta_3 & \zeta_7 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ -\frac{\sqrt{6}e_\alpha}{4V_d} + \frac{3\sqrt{2}e_\beta}{4V_d} - \frac{1}{4} & -\frac{\sqrt{6}e_\alpha}{4V_d} - \frac{\sqrt{2}e_\beta}{4V_d} + \frac{1}{4} \\ \frac{\sqrt{6}e_\alpha}{4V_d} + \frac{\sqrt{2}e_\beta}{4V_d} + \frac{1}{4} & \frac{\sqrt{6}e_\alpha}{4V_d} - \frac{3\sqrt{2}e_\beta}{4V_d} + \frac{3}{4} \end{bmatrix} \cdot (90^\circ < \theta_e \leq 150^\circ). \quad (2.66)$$

$$\begin{bmatrix} \zeta_0 & \zeta_4 \\ \zeta_1 & \zeta_5 \\ \zeta_2 & \zeta_6 \\ \zeta_3 & \zeta_7 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{6}e_\alpha}{2V_d} + \frac{3}{4} & -\frac{\sqrt{2}e_\beta}{2V_d} + \frac{1}{4} \\ 0 & 0 \\ \frac{\sqrt{2}e_\beta}{2V_d} + \frac{1}{4} & -\frac{\sqrt{6}e_\alpha}{2V_d} - \frac{1}{4} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot (150^\circ < \theta_e \leq 210^\circ). \quad (2.67)$$

$$\begin{bmatrix} \zeta_0 & \zeta_4 \\ \zeta_1 & \zeta_5 \\ \zeta_2 & \zeta_6 \\ \zeta_3 & \zeta_7 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{\sqrt{6}e_\alpha}{4V_d} - \frac{3\sqrt{2}e_\beta}{4V_d} - \frac{1}{4} \\ 0 & \frac{\sqrt{6}e_\alpha}{4V_d} - \frac{\sqrt{2}e_\beta}{4V_d} + \frac{1}{4} \\ 0 & -\frac{\sqrt{6}e_\alpha}{4V_d} + \frac{\sqrt{2}e_\beta}{4V_d} + \frac{1}{4} \\ 0 & \frac{\sqrt{6}e_\alpha}{4V_d} + \frac{3\sqrt{2}e_\beta}{4V_d} + \frac{3}{4} \end{bmatrix} \cdot (210^\circ < \theta_e \leq 270^\circ). \quad (2.68)$$

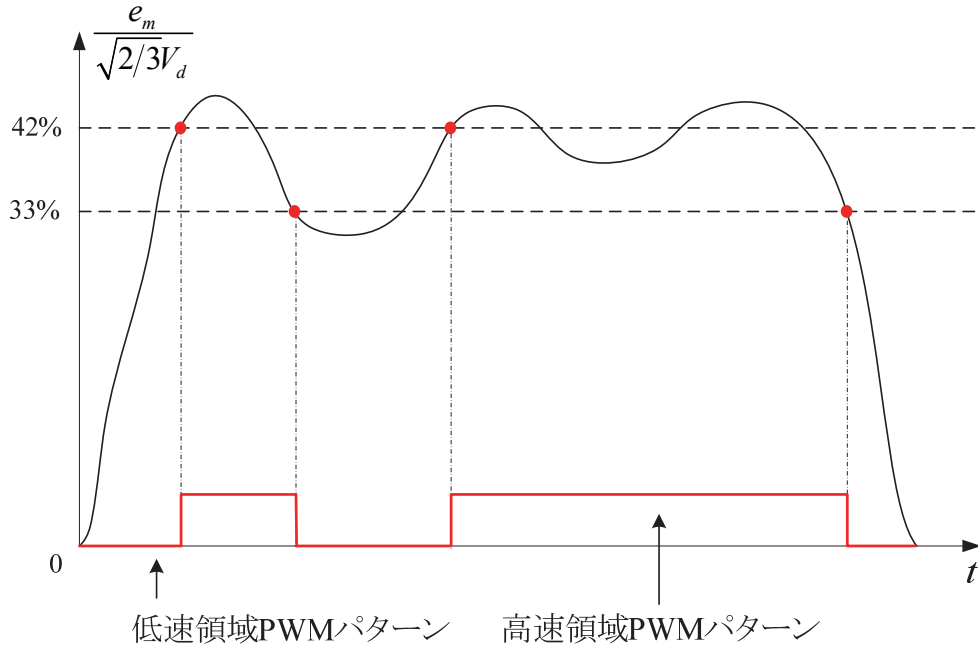


図 2.18 低速高速領域の PWM パターンの切り替え

$$\begin{bmatrix} \zeta_0 & \zeta_4 \\ \zeta_1 & \zeta_5 \\ \zeta_2 & \zeta_6 \\ \zeta_3 & \zeta_7 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{\sqrt{6}e_\alpha}{4V_d} + \frac{3\sqrt{2}e_\beta}{4V_d} + \frac{3}{4} & -\frac{\sqrt{6}e_\alpha}{4V_d} - \frac{\sqrt{2}e_\beta}{4V_d} + \frac{1}{4} \\ \frac{\sqrt{6}e_\alpha}{4V_d} + \frac{\sqrt{2}e_\beta}{4V_d} + \frac{1}{4} & \frac{\sqrt{6}e_\alpha}{4V_d} - \frac{3\sqrt{2}e_\beta}{4V_d} - \frac{1}{4} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot (270^\circ < \theta_e \leq 330^\circ). \quad (2.69)$$

2.5.6 低速高速領域の PWM パターンの切り替え

低速高速領域の PWM パターンの切り替えは必要である。出力電圧の大きさ e_m を簡単にある定数を比べて、大なりこの定数だったら高速 PWM にして、小なりこの定数だったら低速 PWM にする方法は切り替えが頻繁なので大きいな振動を発生してしまう。低速高速 PWM パターンで出力可能な範囲は一部が重なり合うので、ヒステリシス制御法を採用する。図 2.18 は低速高速領域の PWM パターンの切り替えの原理を示す。いわゆる不感帯が設定される。不感帯とは、設定値の上下のある範囲であり、その範囲内では何も制御しない。不感帯の幅は変更可能（プログラム可能）となっていることが可能である。電流サンプリングから FPGA 通信完了まで、最小出力時間は必要である。それを妨げない上、切り替え回数を低減するため、不感帯の幅はできる限り大きめに設定する。

2.6 シミュレーション検証

低速領域と高速領域の PWM パターンを用いて、位置推定法の有効性を MATLAB シミュレーションにより示す。シミュレーション刻み幅は 100 ns に設定した。PWM 周期は 200 ns に設定した。表 2.3 はシミュレーション用モータの電動機定数を示す。

表 2.3 シミュレーション用モータの電動機定数

定格出力	1.1 kW
定格回転数	3000 rpm
定格電流	5A
定格電圧	220V
電機子	2.875 Ω
PM 磁束	0.175 Wb
d 軸インダクタンス L_d	8 mH
q 軸インダクタンス L_q	12 mH
極対数	4

2.6.1 低速領域位置推定シミュレーション

シミュレーションでは無負荷、速度閉ループ制御で速度指令値は 600 rpm に設定した。図 2.19 はセンサレス駆動システムの速度応答を示す。冗長な電圧ベクトルを使っても、MSVPWM センサレス駆動の速度応答性能は良好である。図 2.20 は三相電流を示す。冗長な電圧ベクトルのため、相電流には電流高調波成分が大きいということが分かった。図 2.21 はトルクを示す。電流高調波成分により、トルクには高調波成分も発生した。図 2.22 は各電圧ベクトルの出力時間比率を示す。6 つの比率は正弦波のように変化して、円型の回転する平均出力電圧ベクトルを発生することができた。図 2.23 は一周期における固定子電流の $\alpha\beta$ 軸成分を示す。各スイッチング時刻の三相電流をサンプルし、位置推定を行なって、その結果は図 2.24 に示される。ただ、このシミュレーションには磁極検出を行っていない。図 2.25 はその位置推定誤差を示す。誤差は電気角度 $\pm 2^\circ$ で、良好な推定効果がえられている。図 2.26 は MSVPWM により、発生した回転している磁束ベクトルを示す。冗長な電圧ベクトルを使っても、良好な円型の磁束ベクトルを生じていることが分かる。

2.6.2 高速領域位置推定シミュレーション

高速領域用 PWM パターンは小さい出力電圧を発生することができないので、シミュレーションでは無負荷、電流オープンループ制御で d 軸電圧指令値は 10 V、 q 軸電圧指令値は 120 V に設定した。始動する時、トルクはゼロに、0.05 s において 3 N.m に設定した。図 2.27 は電流オープンループ制御の速度応答を示す。0.05 s の時負荷は印加されて、速度は下がる。図 2.28 は三相電流を示す。電流高調波成分の低減も観測できる。特に、A 相電流として、セクタ 1、6 の場、平均出力電圧ベクトルは電圧ベクトル V_1 また V_6 の付近になって、冗長な電流ベクトルは低減されるので、電流高調波成分は小さいである。図 2.29 はトルクを示す。トルクの高調波成分は低速領域 PWM パターンのと比べて、小さくなる。図 2.30 は各電圧ベクトルの出力時間比率を示す。一周期には 4 つの電圧ベクトルを出力していることが分かった。図 2.31 は位置推定結果を示す。その位置推定誤差は図 2.32 に示される。誤差は電気角度 $-4^\circ \sim 1^\circ$ で、推定効果も良好である。

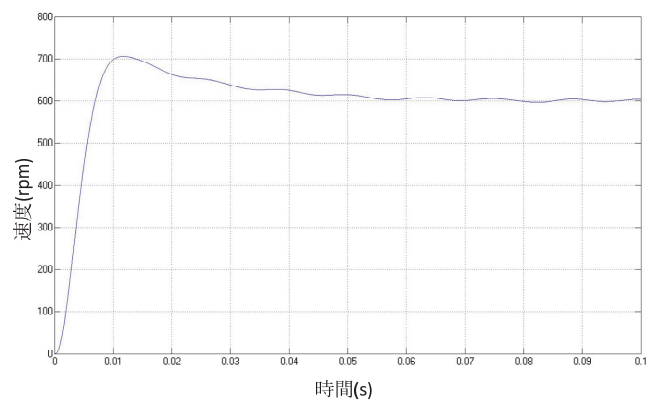


図 2.19 低速領域の PWM パターンによる速度制御シミュレーション

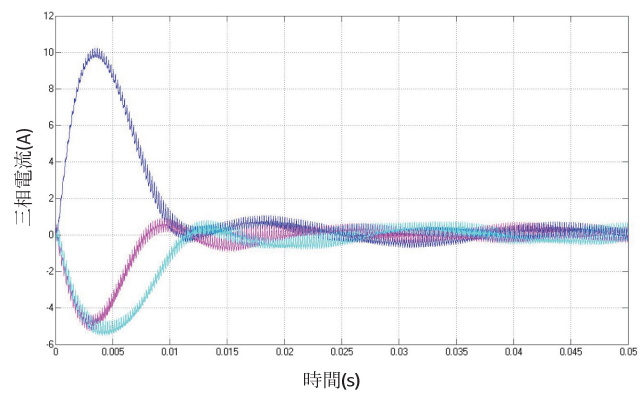


図 2.20 低速領域の PWM パターンによる三相電流シミュレーション

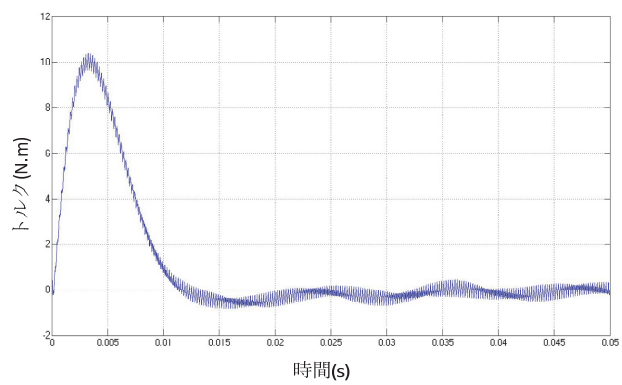


図 2.21 低速領域の PWM パターンによるトルクシミュレーション

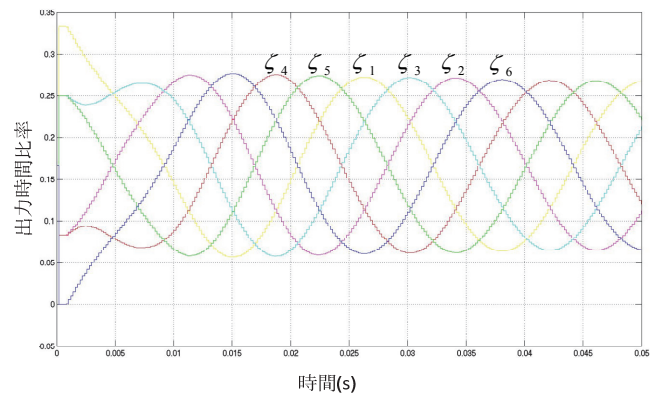


図 2.22 低速領域の PWM パターンによる各電圧ベクトル出力時間比率シミュレーション

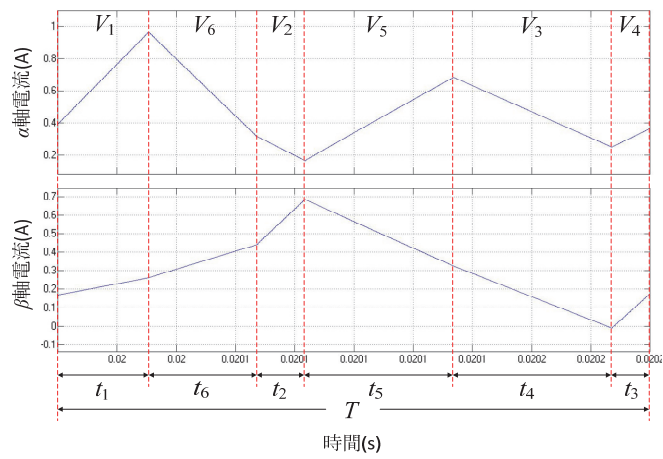


図 2.23 低速領域の PWM パターンによる固定子電流の $\alpha\beta$ 軸成分シミュレーション

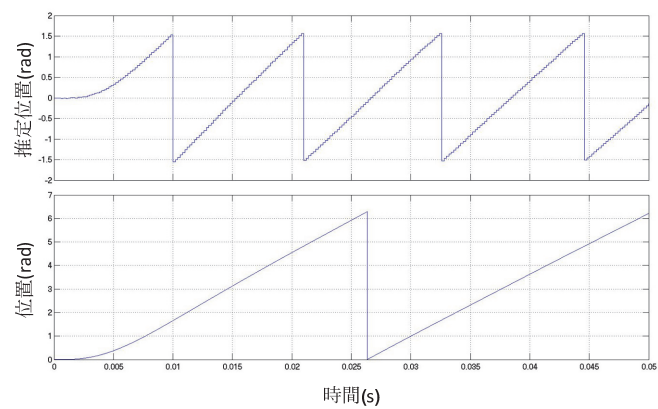


図 2.24 低速領域の PWM パターンによる位置推定シミュレーション

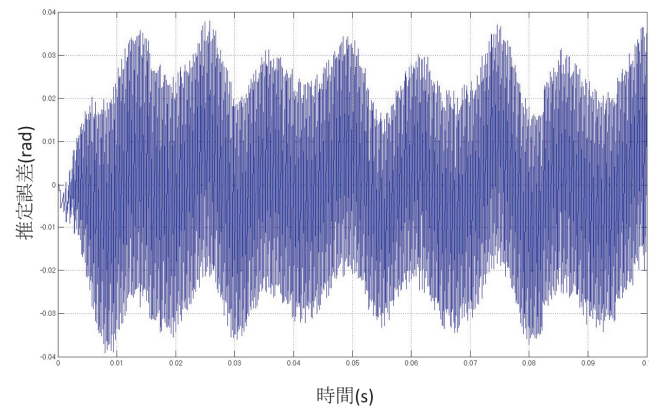


図 2.25 低速領域の PWM パターンによる位置推定誤差シミュレーション

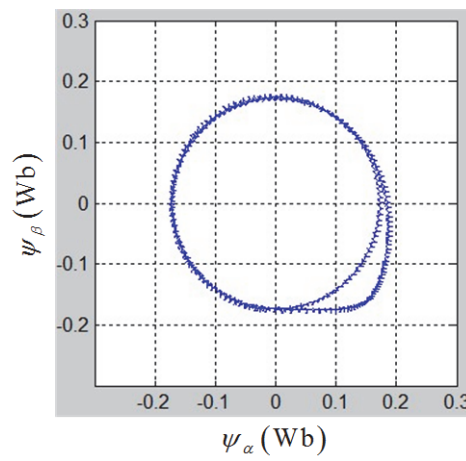


図 2.26 MSVPWM により，発生した磁束ベクトル

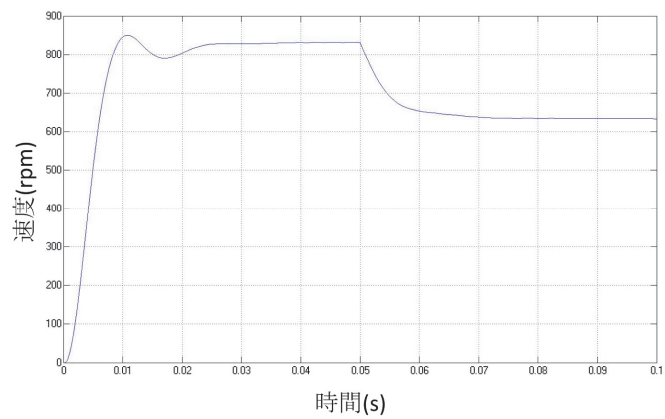


図 2.27 高速領域の PWM パターンによる速度応答シミュレーション

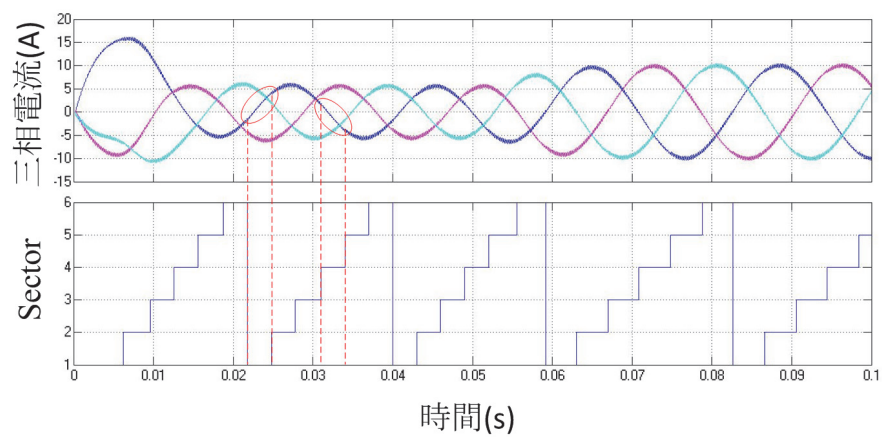


図 2.28 高速領域の PWM パターンによる電流シミュレーション

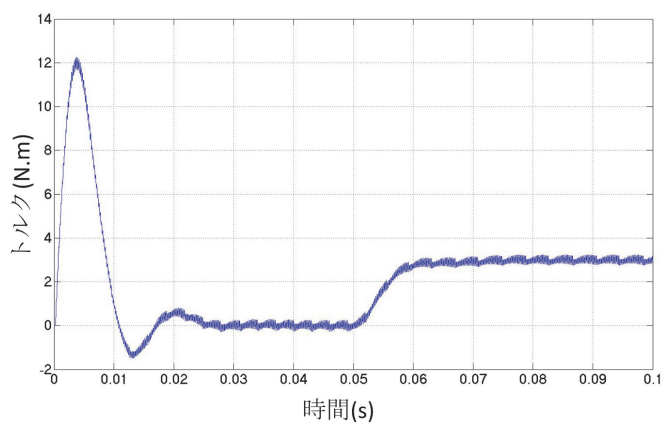


図 2.29 高速領域の PWM パターンによるトルクシミュレーション

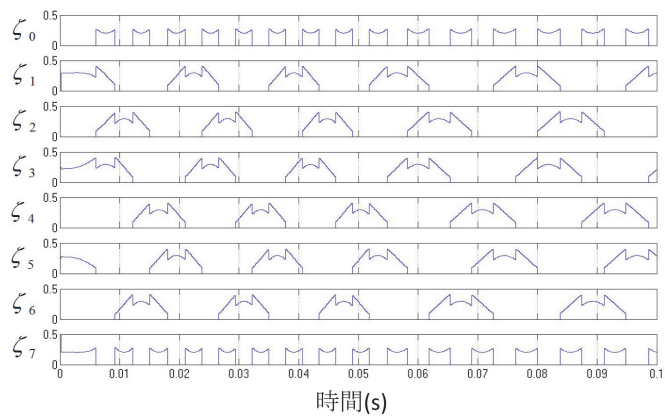


図 2.30 高速領域の PWM パターンによる各電圧ベクトル出力時間比率シミュレーション

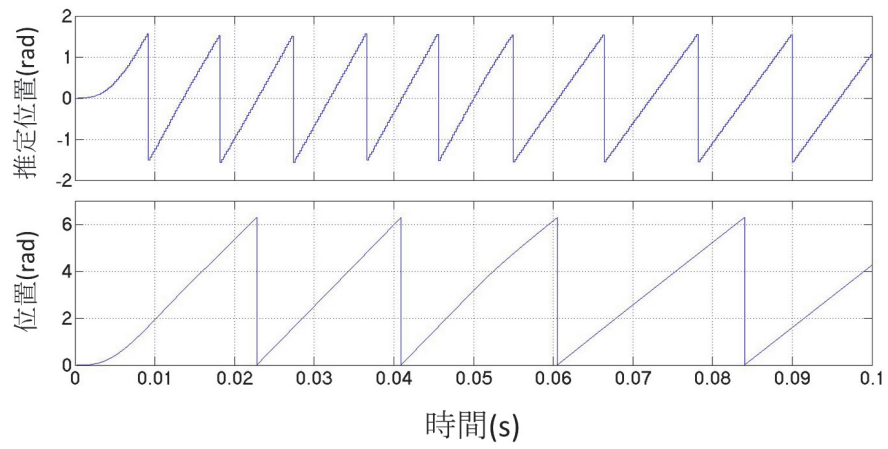


図 2.31 高速領域の PWM パターンによる位置推定シミュレーション

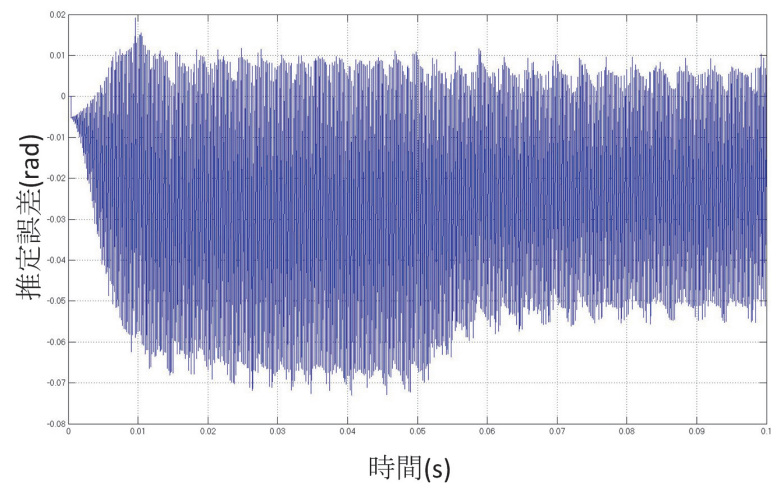


図 2.32 高速領域の PWM パターンによる位置推定誤差シミュレーション

第3章 システム構成

3.1 システムの概要

3.1.1 モータ

本研究では2つのIPM同期モータ（安川電機製 SST4-21P5CEA）をカップリングして使用する。一台はセンサレス駆動システム用モータ，もう一台はサーボ駆動システム用モータである。これらのモータの電動機定数はそれぞれ表 3.1、表 3.2 に示す。モータに取り付けられたロータリーエンコーダからの信号を差動信号で受け取っている。DSP システム内の ABZ インターフェースでは，受け取った 90° 位相差の A、B 相の信号を立ち上がりと立ち下りのエッジをカウントすることによって 12bit の位置信号に変換している。カウンタは正転時にはアップカウント，逆転時にはダウンカウントを行い，Z 相のパルスでリセットする。モータの回転子との位相合わせは Z 相パルス入力時にロードするリセット値で調整している。また，センサレス運転の確認のためのロータリーエンコーダを取り付けているが，センサレス運転が前提のためロータリーエンコーダを必要としない。

表 3.1 センサレス駆動システム用モータの電動機定数

定格出力	1.5 kW
定格回転数	1150 rpm
定格電流	5.7 A
定格電圧	187 V
電機子	1.071 Ω
PM 磁束	0.45 Wb
d 軸インダクタンス L_d	17.48 mH
q 軸インダクタンス L_q	22.51 mH
極対数	3

表 3.2 サーボ駆動システム用モータの電動機定数

定格出力	1.5 kW
定格回転数	1150 rpm
定格電流	5.76 A
定格電圧	190 V
電機子	1.114 Ω
PM 磁束	0.45 Wb
d 軸インダクタンス L_d	19.22 mH
q 軸インダクタンス L_q	24.38 mH
極対数	3



図 3.1 モータ装置

3.1.2 インバータ

本実験では Myway プラス株式会社が量産型の MWINV-4R222 インバータユニットを使う。これらのインバータユニットはパワエレ機器の実験、研究、開発のために製作されたものである。表 3.3-3.5 は主回路部仕様を示す。いくつかの特徴はある。

- 三相インバータ主回路，三相ダイオード整流回路，ブレーキアームを搭載，交流直流交流変換回路として機能する。
- 小型軽量 DIP-IPM を採用。
- 電圧センサ，電流センサを内蔵しており，外付けセンサ不要。
- 過電圧，過電流保護回路を内蔵，保護検出をした場合にゲート信号をブロックする。

表 3.3 MWINV-4R222 インバータユニット主回路部仕様

定格容量	4.2 kVA
定格電圧 (AC)	220 Vrms
定格電流 (AC)	11 Arms
最大入力電圧 (AC)	240 Vrms
最大 DC リンク電圧	400 V
平滑コンデンサ容量	470 μ F/400V $\times$ 2
IPM	PM30RSF060 (三菱電機)
最大コレクタ電流	30 A
最大 PWM 制御入力周波数	20 kHz

デッドタイム	3.5 μ s 以上
ダイオードモジュール	6RI30E-80 (富士電機)
最大平均出力整流電流	30 A

表 3.4 MWINV-4R222 インバータユニットセンサモニタ部仕様

DC リンク電圧センサ	抵抗分圧+アイソレーション HCPL-7840, HP モニタ出力電圧 : 450 V/5 V
DC リンク電流センサ 相電流センサ	SY-25, ナナエレクトロニクス モニタ出力電圧 : 31.25 A/5 V
線電圧センサ	抵抗分圧+アイソレーション (HCPL-7840, HP) モニタ出力電圧 : 225 V/5 V

3.1.3 コントローラ

コントローラは PE-Expert3 システムを採用する。PE-Expert3 システムは、TI 社高速浮動小数点 DSP を搭載したパワーエレクトロニクス用制御システムである。本システムを Myway プラス株式会社開発の統合開発環境 PE-View8 ソフトウェアと併用することにより、インバータ・モータ制御およびその他電源制御システムの開発を容易に行うことができる。

コントローラは DSP システム、FPGA システムと周辺機器を含んでいる。表 3.3-3.7 は各装置の仕様を示す。

表 3.3 PE-Expert3 DSP 仕様

CPU	TMS320C6713-225
基本クロック周波数	225 MHz
内蔵 RAM	64kword $\times$ 32bit
外付け RAM	2Mword $\times$ 32bit
外付け Flash ROM	256kword $\times$ 16bit
タイマー	32bit 2ch
通信方式	CAN2.0B

表 3.4 PE-Expert3 FPGA 仕様

ユーザ用 FPGA	XC2S200-5PQ208C
ユーザ用 PROM	XC18V02VQ44C
データバス	32bit
基本クロック	50MHz
出力チャンネル数	光コネクタ TOTX141P (東芝) 24 点
割り込み	可能 (INT5)
電氣的絶縁	光コネクタ・光ケーブルによる絶縁

表 3.5 PE-Expert3 AD 変換機能仕様

入力チャンネル数	8ch
同時サンプリング数	4ch
変換時間	2.0 μ s (サンプリング含む)
分解能	12bit

入力範囲	±5V (有効入力範囲±4.5V)
入力フィルタカットオフ周波数	106kHz / -3dB
入力インピーダンス	10kΩ
直線精度	±2LSB 以下
オフセット	±20mV 以下
コネクタ	SMB (MKT タイセー社製 CON3150-BN)

表 3.6 PE-Expert3 カウンタ機能仕様

カウンタ精度	32bit
入力信号数	3 本 (A, B, Z)
入力信号レベル	差動入力回路/フォトカプラ入力
絶縁仕様	フォトカプラ絶縁・耐圧 DC500V
Z 相割り込み	可能 (INT4)
コネクタ	HIF3BA-16D-2.54R (ヒロセ電機製)

表 3.7 PE-Expert3 DA 変換機能仕様

分解能	16bit
セトリングタイム	5μs
オフセット電圧	15mV
DA コンバータ	DAC7741Y

3.1.4 電流サンプリング回路

電流サンプリング回路は電流検出器、電流-電圧変換回路、座標変換回路、S/H 差動増幅回路、AD 変換回路で構成されている。発電機の電機子電流を PWM のスイッチングにあわせて、電流検出器で検出する。検出した電流からスイッチングごとに差分を計算し、その結果を AD 変換回路で FPGA システムと通信し、電流リップルから位置推定演算を行う。

(1) 電流検出器

電流検出器は LEM 社の LA51P を採用する。閉ループホール効果を利用し、出力リレータイプは即時的である。周波数帯域幅は DC~200kHz である。一次側の定格電流は±50 A で、測定範囲は±70 A である。二次側の輸出は一次側電流の 1/1000 の電流信号で、精度は 0.65 % である。

(2) 電流-電圧変換回路

電流検出器の出力は電流型の信号なので、信号処理のために、まず電流型の三相電流信号から電圧型の信号を変換する必要がある。図 3.2 は電流-電圧変換回路を示す。式(3.1)は変換回路の方程式を示す。

$$U_1 = \frac{R_1 R_3}{R_2} I_1 = 200 I_1 \quad (3.1)$$

(3) 座標変換回路

位置推定は $a\beta$ 軸の電流を要するため、電流の ABC/ $a\beta$ 座標変換は必要である。図 3.3 は ABC/ $a\beta$ 座標変換回路を示す。式(3.2)、(3.3)は変換回路の方程式を示す。可変抵抗 VR_1 、 VR_2 を使って、

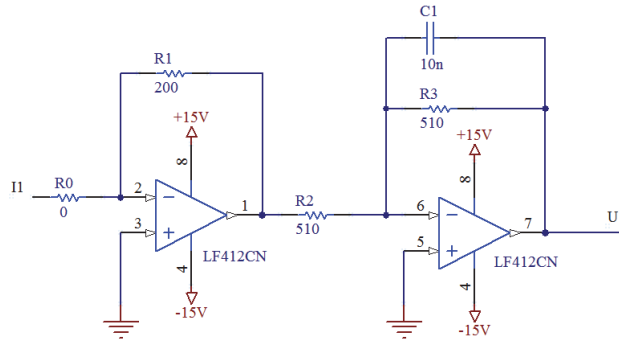


図 3.2 電流-電圧変換回路

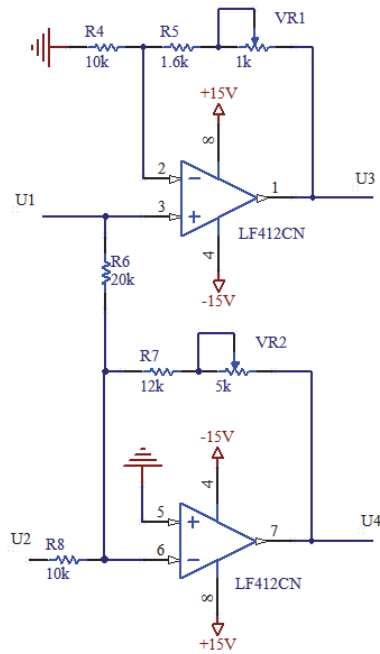


図 3.3 座標変換回路

方程式の係数を精密的に調節でき、座標変換を的確に行うことが可能である。

$$U_3 = \frac{R_4 + R_5 + VR_1}{R_4} U_1 = \sqrt{\frac{3}{2}} U_1 \quad (3.2)$$

$$U_4 = -(R_7 + VR_2) \left(\frac{U_1}{R_6} + \frac{U_2}{R_8} \right) = -\frac{\sqrt{2}}{2} (U_1 + 2U_2) \quad (3.3)$$

(4) S/H 差動増幅回路

各出力時間に対する電流の変化量、つまり電流差分信号を検出するため、S/H 差動増幅回路を設計した。S/H は A、C 各相に二つずつ取り付けられており、連続する二つのスイッチングタイミングで値をそれぞれサンプリングしホールドする。これらの信号は差動増幅回路によって、

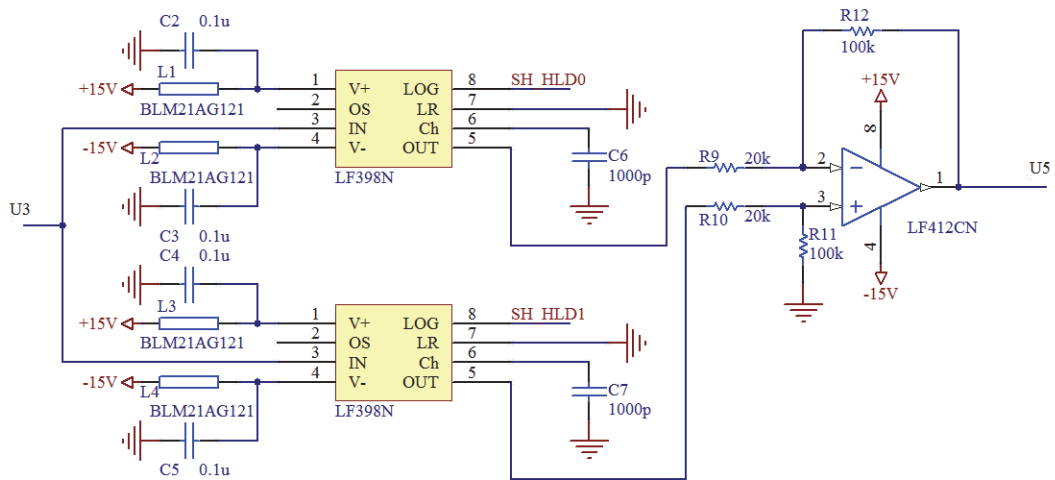


図 3.4 S/H 差動増幅回路

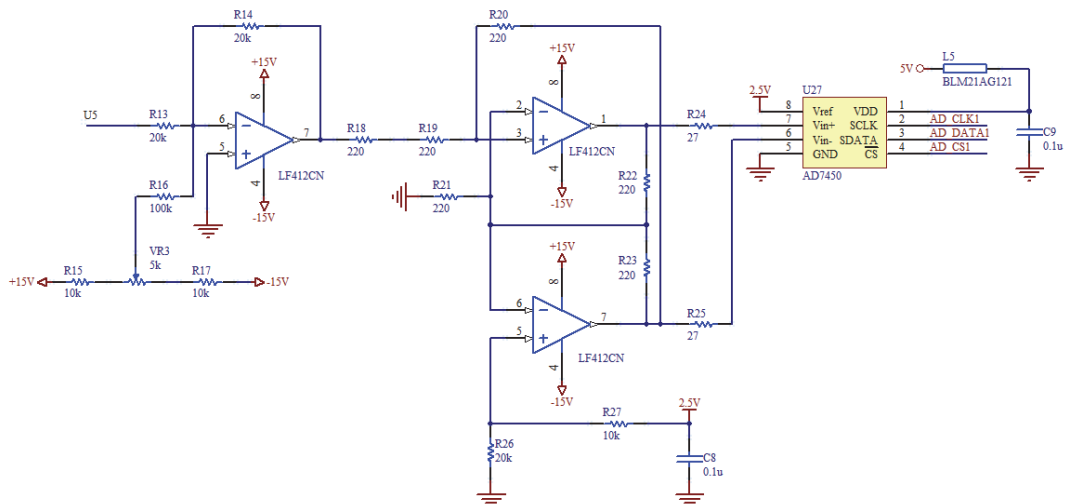


図 3.5 AD 変換回路

その差を取り，AD 変換回路へ送る。式(3.4)は変換回路の方程式を示す。

$$U_5 = \frac{(R_9 + R_{12})R_{11}}{(R_{10} + R_{11})R_9} U_{3_HLD1} - \frac{R_{12}}{R_9} U_{3_HLD0} = 5(U_{3_HLD1} - U_{3_HLD0}) \quad (3.4)$$

(5) AD 変換回路

分解能が 12bit の AD 変換 IC から出力される 2 の補数でデコードされたシリアルデータを受信し，12bit のパラレル信号に変換してレジスタに格納している。FPGA はレジスタの値を BUS で DSP へ通信して，DSP は C 読み取ることによって，電流差分信号の AD データを受信できる。AD 変換の精度を確保するため，差動回路は必要である。式(3.5)、(3.6)は差動回路の方程式を示す。さらに，2.5V 参考電圧として，高精度 DC 電源 ADR391AUJZ を採用する。

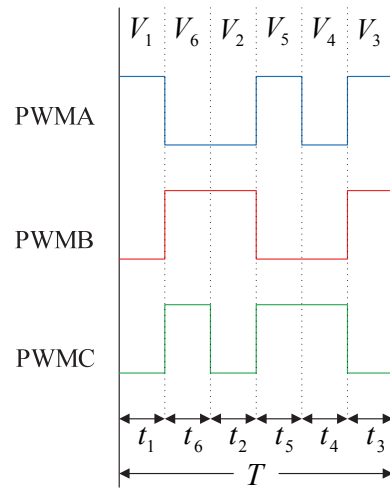


図 3.6 低速領域の PWM パターン

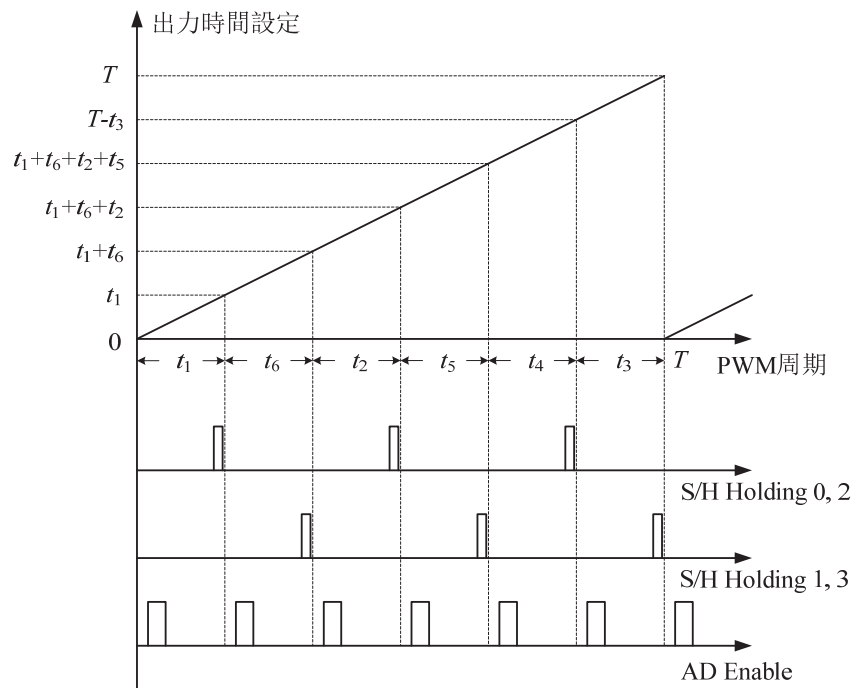


図 3.7 FPGA における PWM ジェネレータの動作原理及び AD 変換に関する信号

$$U_{in+} = 2.5 - \frac{U_5}{2} \quad (3.5)$$

$$U_{in-} = 2.5 + \frac{U_5}{2} \quad (3.6)$$

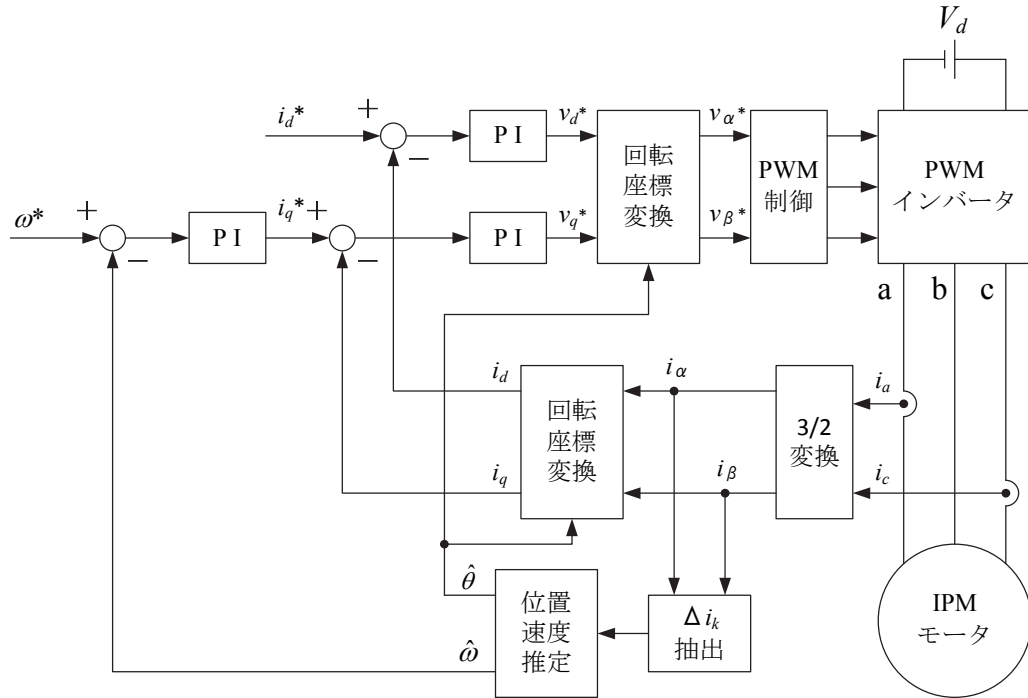


図 3.8 位置センサレス駆動システム

3.1.5 FPGA システム

本研究では先に述べたセンサレス位置推定のために使用する電圧ベクトルとその順番、またそれぞれの電圧ベクトルの出力時間を指定可能な PWM ジェネレータが必要となる。この PWM ジェネレータは FPGA によって実現している。

図 3.6 に低速時の位置推定に用いる 6 種類の電圧ベクトルを用いた PWM パターンを示す。電流抽出回路などのサンプルホールド信号は PWM ジェネレータが生成している。図 3.7 に PWM ジェネレータの動作原理を示す。はじめに CPU で 1 周期分の使用する電圧ベクトルとその順番、各電圧ベクトルの出力時間を指定する。出力時間はゼロからアップカウンタにセットされ、PWM 周期 T になるまでアップカウントし、 T になると次の周期のカウントが始まる。その途中に閾値を設定し、六つの約 $3 \mu\text{s}$ のサンプル信号が生成されるようになっている。サンプル信号をスイッチングとずらすことで、スイッチングノイズが AD 変換に影響を与えないようにしている。PWM 周期とプログラムの制御周期を同期している。

PWM ジェネレータが生成したパターンにデッドタイムを考慮し、インバータのゲート信号に変換する必要がある。現在使用しているインバータでは $3.9 \mu\text{s}$ のデッドタイムを設置した。

3.1.6 DSP システム

発電機の電機子電流を PWM のスイッチングにあわせて、電流検出器で検出する。検出した電流からスイッチングごとに差分を計算し、電流リップルを抽出する。電流リップルから位置推定演算を行い、PWM 周期ごとに回転子位置、 d 軸インダクタンス、 q 軸インダクタンスを算出する。

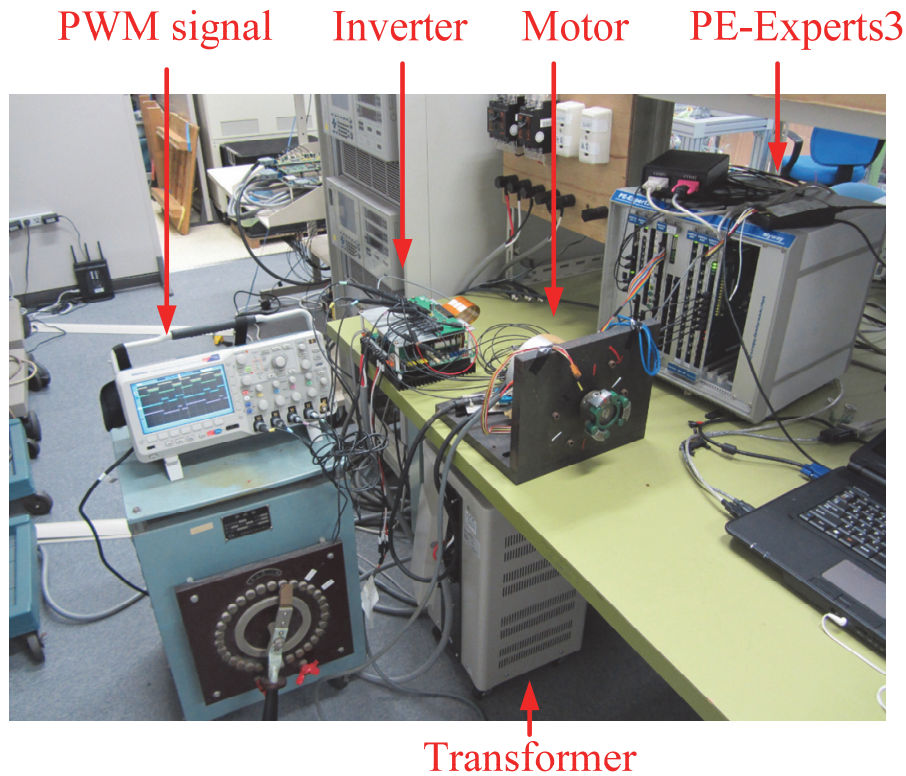


図 3.9 実験装置

一方、別の電流検出器から電機子電流を検出し、位置推定によって得られた回転子位置を用いて、回転座標変換を行う。回転座標変換によって得られた dq 軸電流を電流制御系にフィードバックし、効率最大となる電圧指令値を得る。電圧指令値は回転座標変換から固定子座標上の指令値に変換され、PWM の時間比率を計算し、インバータにゲート信号として与えられる。

3.1.7 位置センサレス駆動システム

図 3.8 は、突極性に基づく位置推定法を用いた位置センサレス駆動システムを示す。速度閉ループからの電流指令値が電流閉ループでインバータの出力電圧指令値へ変換して、各出力電圧ベクトルの時間比率を演算し、ゲート信号を発生している。電機子電流は、インバータのスイッチング毎にサンプルされ、スイッチング期間の電流変化量を抽出する。抽出したと信号から電流の高調波成分を演算し、位置推定法に基づき周期毎に位置推定を行っている。また、位置推定の差分から回転速度の推定値の演算を行っている。

3.2 基本実験

3.2.1 実験装置

図 3.9 は、実験システムに関する装置を示す。図 3.10 は、電流検出基板を示す。速度閉ループからの電流指令値が電流閉ループでインバータの出力電圧指令値へ変換して、各出力電圧ベクトルの時間比率を演算し、ゲート信号を発生している。電機子電流は、インバータのスイッチング

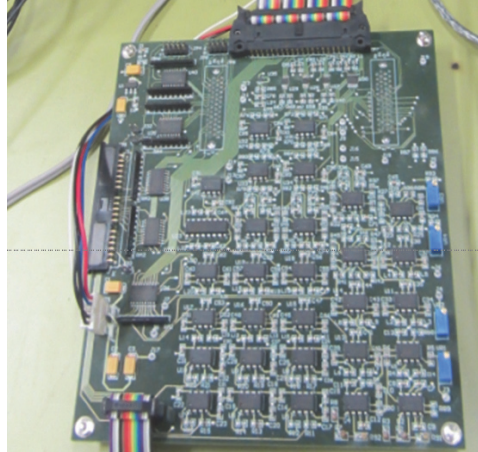


図 3.10 電流検出基板

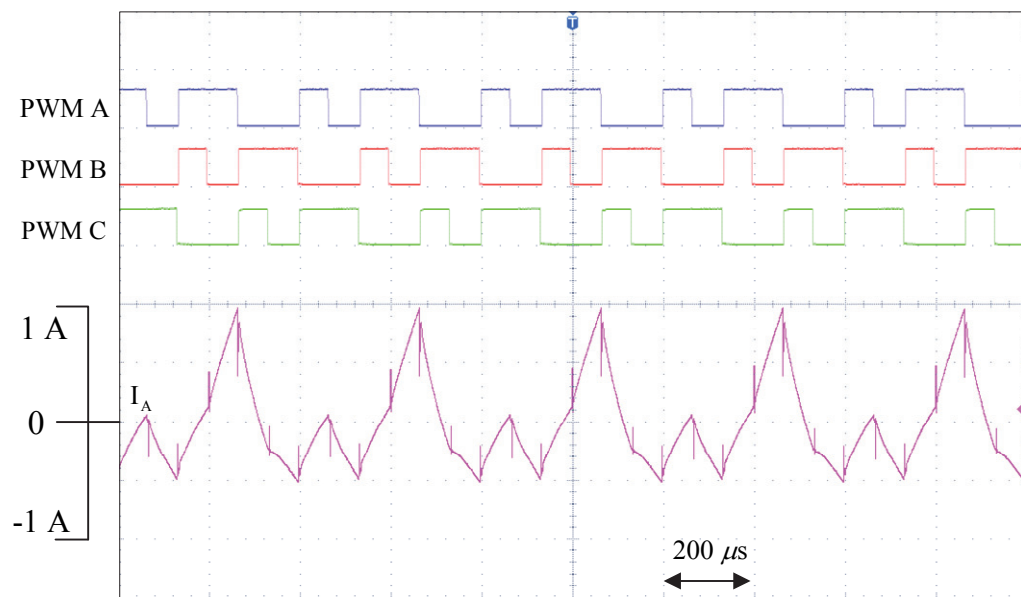


図 3.11 PWM 信号及び A 相電流

毎にサンプルされ、スイッチング期間の電流変化量を抽出する。抽出したと信号から電流の高調波成分を演算し、位置推定法に基づき周期毎に位置推定を行っている。また、位置推定の差分から回転速度の推定値の演算を行っている。

3.2.2 電圧電流信号

図 3.11 に、位置推定に用いる PWM パターンを IPMSM に印加した場合の電機子電流を示す。ここでは、零の平均電圧を出力した場合について示している。PWM ジェネレータにより、ABC 三相のゲート信号が生成され、そのスイッチングに応じて電機子電流が折れ線状に変化している

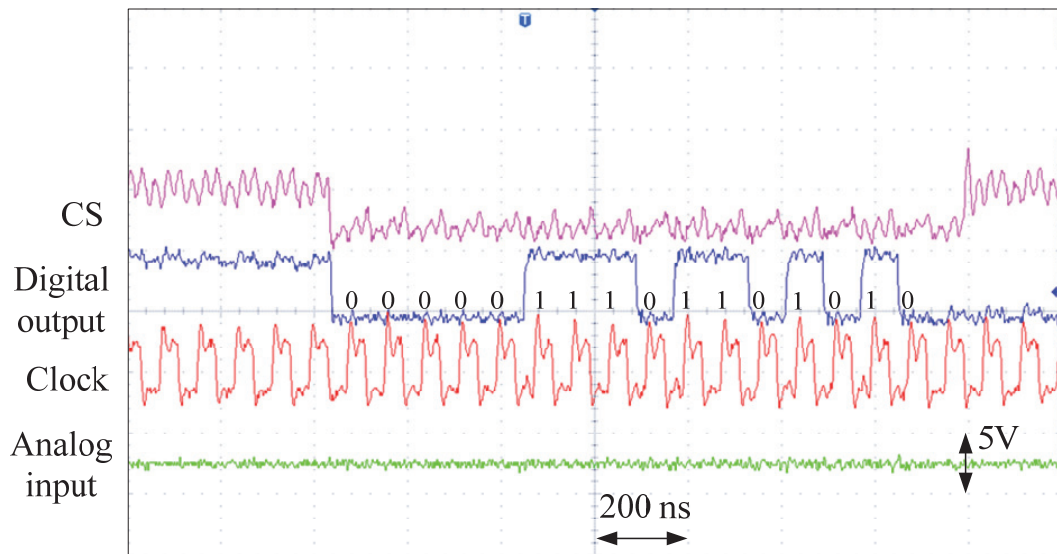


図 3.12 AD7450 に関する AD 変換実験

ことが分かる。スイッチング直後にスパイク状のノイズ成分が発生しているが、S/H の動作によってノイズの悪影響を除去することができる。

3.2.3 AD 変換実験

図 3.12 は AD 変換 IC, FPGA と通信している AD7450 の動作実験を示す。CS 信号はゼロになると、AD 変換を開始する。Clock 信号の周波数は 8.33MHz である。CS 信号はゼロになって、Clock 信号の立ち上がりに対する Digital output 信号を 16 回に読み込んでできたデータ N は Analog input 信号 V との関係は式(3.7)で示す。毎回 AD 変換時間は $16 * (1/8.33\text{MHz})$ で、 $1.92\mu\text{s}$ である。

$$\begin{cases} V = 2.5N/2047 & (N < 2048) \\ V = -5 + 2.5N/2047 & (N > 2048) \end{cases} \quad (3.7)$$

図 3.12 には、Digital output 信号は 0000011101101010 で、1898 である。その値を式(3.7)に代入して、対応する電圧値は 2.318V で、実際の Analog input 信号と一致していることが分かる。毎回 AD 変換時間は $16 * (1/8.33\text{MHz}) = 1.92\mu\text{s}$ である。

3.2.4 電流閉ループ実験

図 3.13 には、位置センサレス駆動システム電流閉ループ制御を示す。 d 軸電流指令値 i_{d_ref} はゼロに設定し、 q 軸電流指令値 i_{q_ref} はゼロから 1A に設定する。電流応答により、冗長な電圧ベクトルを用いた MSVPWM は良好な応答速度が有することが分かる。

3.2.5 位置推定及び速度閉ループ実験

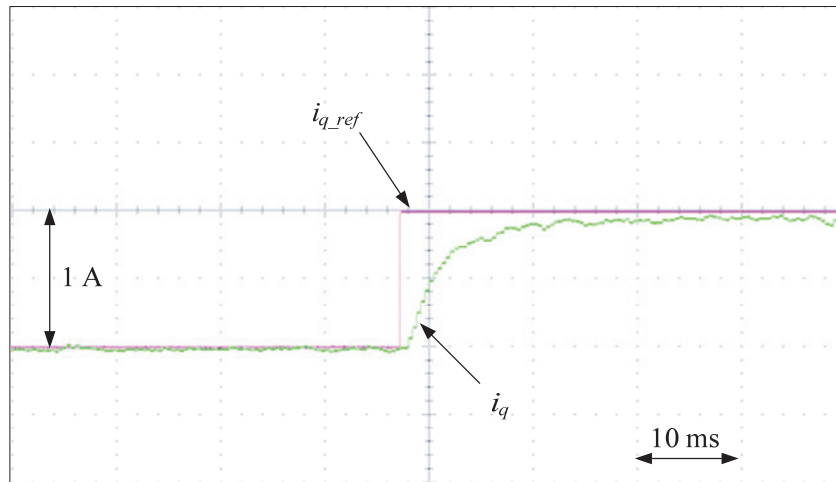


図 3.13 電流閉ループ制御

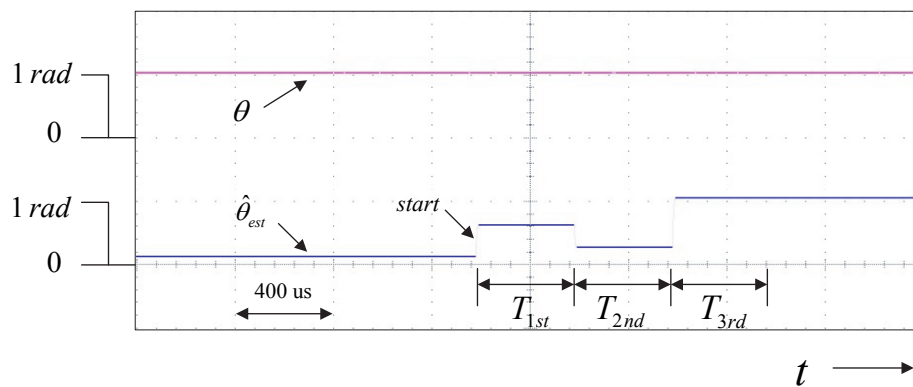


図 3.14 始動位置信号の推定スケジュール

図 3.14 には、位置センサレス駆動システム位置推定応答速度を示す。第一周期にはソフトウェアの始動で、第二周期にはスイッチング信号を印加して、電流をサンプルして、第三周期には位置信号を推定できる。三つの周期、つまり、1.2 ms だけ始動位置信号を迅速に推定できる。ところで、平均値出力電圧ベクトルはゼロで、平均トルクもゼロなので、始動推定の過程は安定である。図 3.15 には、位置センサレス駆動システム位置推定及び速度閉ループ制御を示す。無負荷で速度指令値 $Speed_{ref}$ はゼロから 400 rpm に設定する。推定した位置信号とセンサ位置信号は一致することが分かる。推定した位置信号を利用し、速度信号を推定する。速度閉ループのフィードバック信号として、推定した速度信号も安定かつ有効である。また、低速領域 PWM パターンから高速領域 PWM パターンに変換する間でも、推定した位置信号、速度信号は安定していることが分かる。

3.2.6 位置閉ループ実験

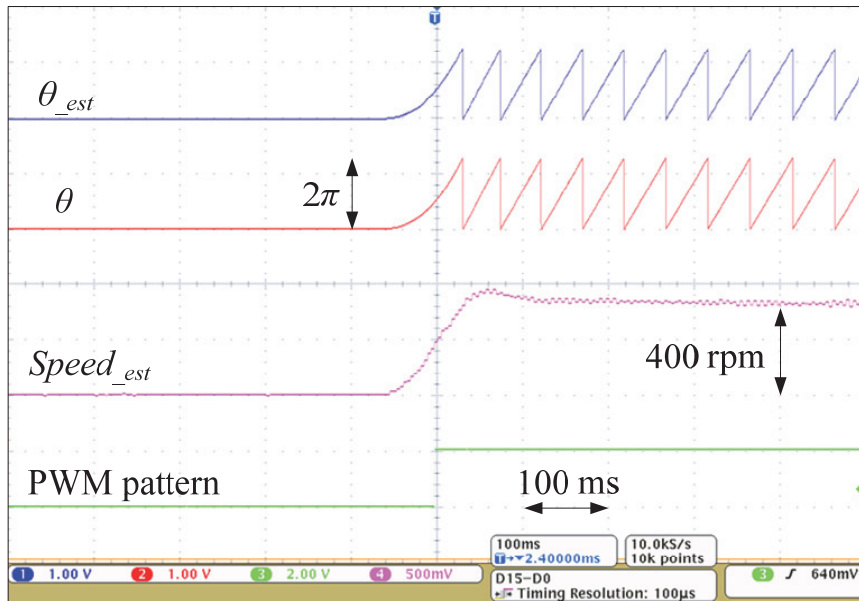


図 3.15 位置推定及び速度閉ループ制御

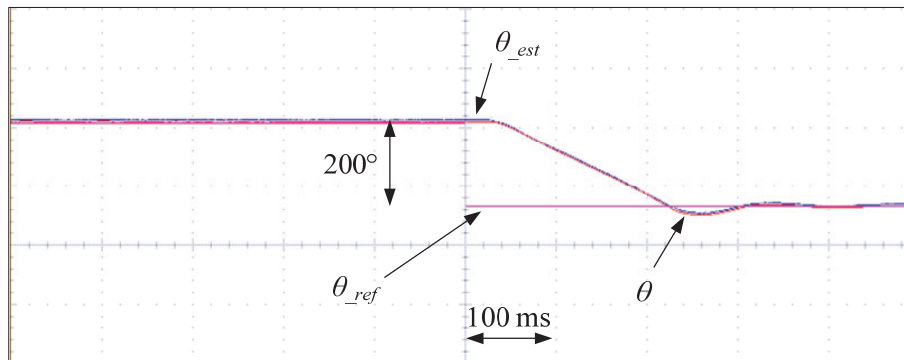


図 3.16 位置閉ループ制御

図 3.16 には、位置センサレス駆動システム位置閉ループ制御を示す。無負荷で速度指令値 θ_{ref} は 300° から 100° に設定する。応答信号により、MSVPWM を用いた方法は、PWM により発生する高調波電流を検出して信号分離用フィルタを用いず、リアルタイムで位置推定を行うことだけでなく、高性能の位置制御を行うことも可能である。

3.2.7 SVPWM 実験

MSVPWM を用いたシステムの性能を比較するため、SVPWM を用いた IPMSM 駆動システムに関する実験を行った。図 3.17 は、SVPWM 駆動システム(10 kHz)の電流閉ループ制御を示す。 d 軸電流指令値 i_{d_ref} はゼロに設定し、 q 軸電流指令値 i_{q_ref} はゼロから 1A に設定する。図 3.18 は、SVPWM 駆動システムの速度閉ループ制御を示す。無負荷で速度指令値 $Speed_{ref}$ はゼロから 100 rpm に設定する。MSVPWM 駆動システムの制御性は SVPWM 駆動システムと比べ、悪化しない

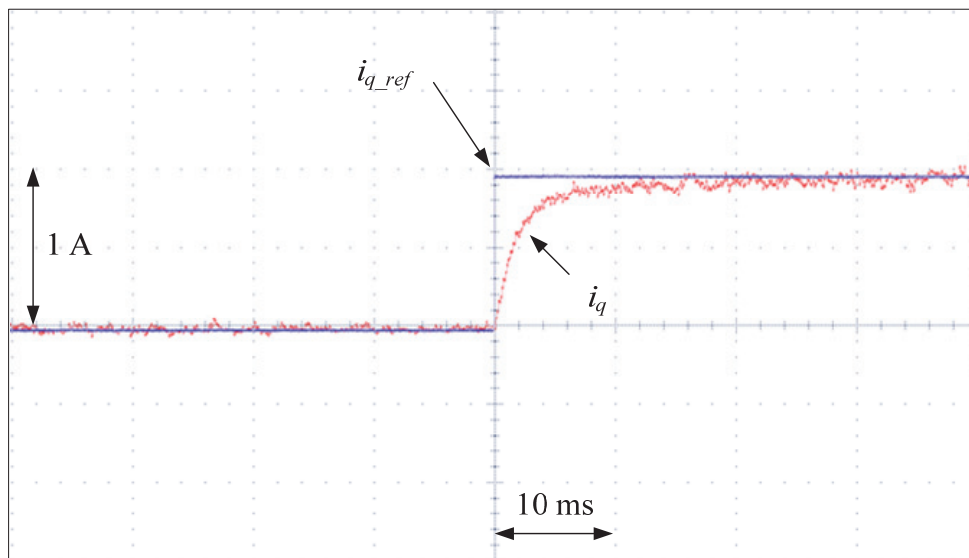


図 3.17 SVPWM 駆動システムの電流閉ループ制御

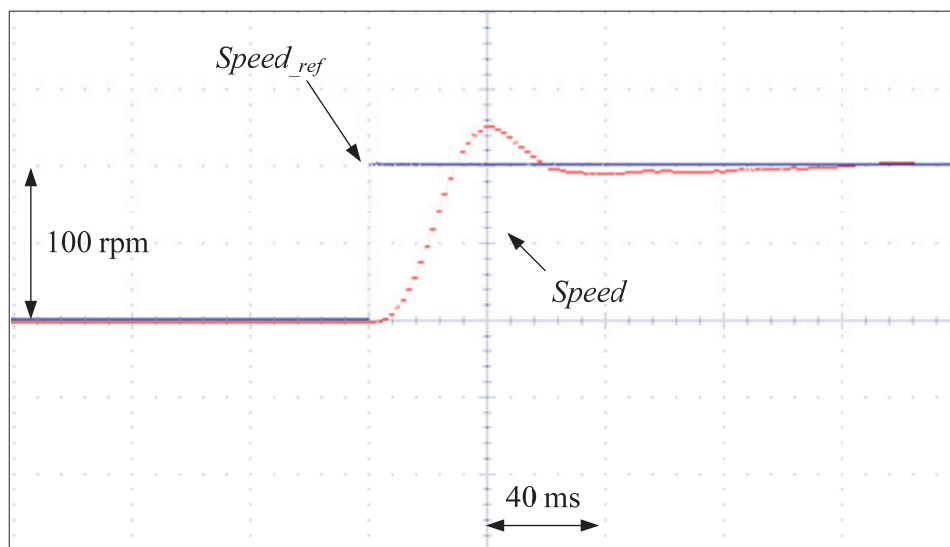


図 3.18 SVPWM 駆動システムの速度閉ループ制御

ことが分かる。

第4章 インバータ非線形性に関する補償法

4.1 位置推定に対するインバータ非線形性の影響

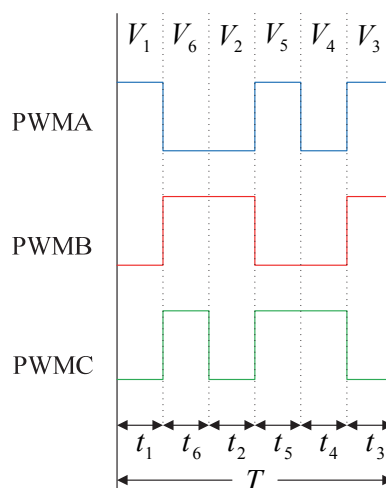


図 4.1 MSVPWM パターン

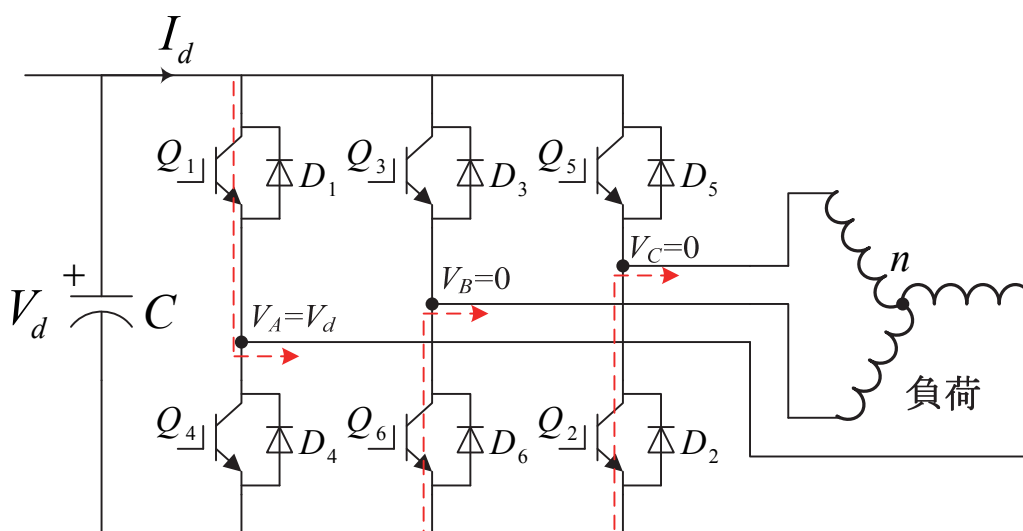


図 4.2 スイッチング信号で決めた出力電圧ベクトル V_1

マルチ空間ベクトル PWM パターンで発生する電流の大きさはモータの磁気特性との関係がある。印加される電圧信号と発生する電流の大きさはモータの回転子位置情報を含んでいる。相電流から高調波電流を抽出できるが、低速領域 PWM パターンは一周期の中にスイッチング回数が多い、インバータの非線形性のため、実際に印加される高調波電圧は理論値に対して、誤差が発生してしまう、位置推定にも悪影響を与える。このため、高調波電圧の誤差を補償して、位置

推定の精度を改善する方法を開発した。

具体的に, 図 4-1 の低速領域 PWM パターンは一周期の中に 6 種類の出力電圧ベクトルがある。普通の SVPWM パターンより, インバータからの非線形影響は大きいである。理想の場合に, スイッチング信号のみで相電圧が決まる。例えば, 図 4-2 のように, Q_1 はオン、 Q_2 と Q_6 はオフの場合に, V_a は V_d , V_b と V_c はゼロで, 出力電圧ベクトル V_1 が決まる。実際の場合には, パワーデバイスによって, 相電圧がそんなに簡単に決まることができない。相電圧は少しずつれがあるし, スイッチング信号で決めた出力電圧ベクトルを発生する時, 他の出力電圧ベクトルも短い時

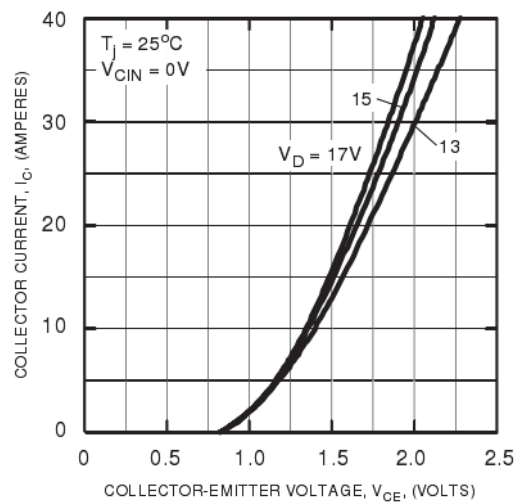


図 4.3 コレクタ飽和電圧とコレクタ電流の関係

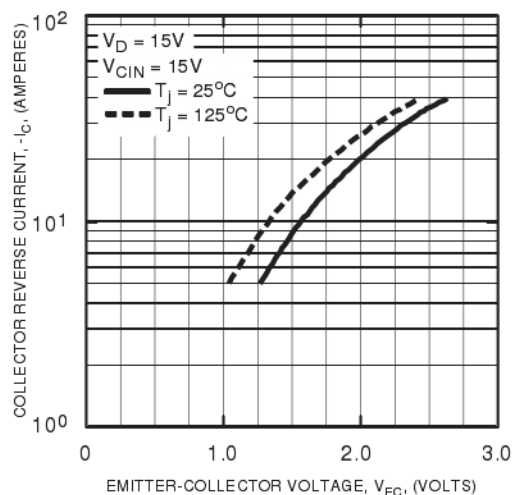


図 4.4 ダイオード順電圧降下とコレクタ負電流の関係

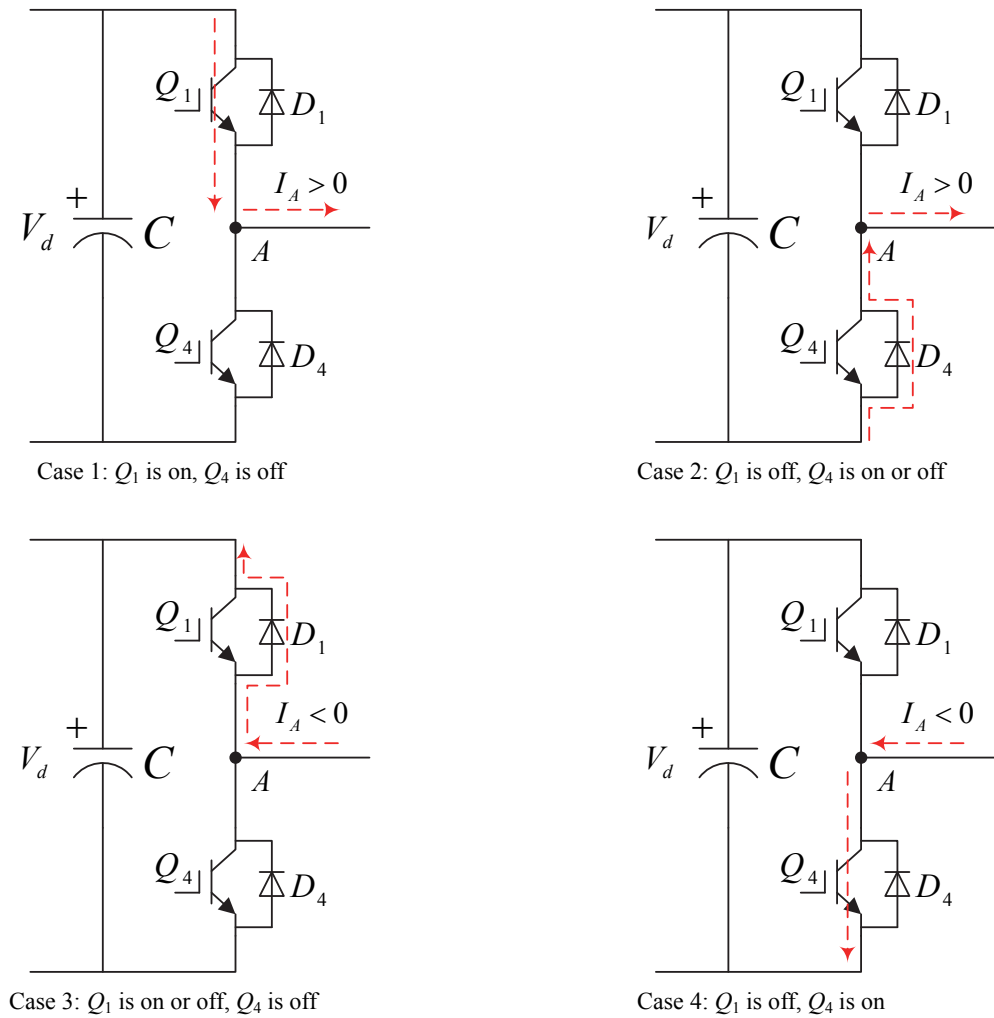


図 4.5 IGBT の電圧降下

間に発生する必要がある。高調波電圧成分抽出方程式(4-1)を見ると、正確な出力電圧ベクトルおよび平均出力電圧ベクトルはないと、位置推定精度は悪くなることが分かる。

$$V_k' = V_k - e \quad (4-1)$$

このため、パワーデバイスの特性によって、出力電圧ベクトルおよび平均出力電圧ベクトルを修正する必要がある。

4.1.1 IGBT の電圧降下の影響

パワー半導体デバイスのような非線形素子に対して、電流を流した場合に発生する電位差を電圧降下という場合がある。電流の極性によって、IGBT は 2 種類電圧降下が発生する。電流は上から下へ流れると、IGBT はコレクタ飽和電圧 V_{ce} 降下が発生する。電流は下から上へ流れると、IGBT はダイオード順電圧降下 V_{df} を発生する。 V_{ce} と V_{df} の大きさは電流の大きさとデバイス温度を関係している。図 4.3 は本文に使用されたパワー半導体デバイスのコレクタ飽和電圧 V_{ce} とコレクタ電流 I_c の関係を示す。図 4.4 はダイオード順電圧降下 V_{df} とコレクタ負電流の関係を示す。

その変化を線形的に近似すると、各電圧降下は式(4-2)、(4-3)で表すことができる。

$$v_{CE} = v_{CE0} + r_{CE} \cdot i \quad (4-2)$$

$$v_{DF} = v_{DF0} + r_{DF} \cdot i \quad (4-3)$$

ここに、 v_{CE0} , v_{DF0} は IGBT、ダイオードの閾値電圧で、 r_{CE} , r_{DF} は IGBT、ダイオードの微分抵抗で、 i は順方向電流である。各電圧降下は電流の大きさが増加すると共に増加しているところ分かる。電流は小さく、直流側電圧は大きい場合、各電圧降下は定数にすることが構わない。理想の場合に、 V_{ce} と V_{df} は全てゼロにする。これから、実際の場合に、IGBT 電圧降下が出力電圧ベクトルへの影響を解析する。

A 相を例として説明する。A 相電流は正の場合に、スイッチング信号で IGBT 電圧降下の影響を決めることができる。 Q_1 はオン、 Q_4 はオフの場合に、図 4.5 のケース 1 のように、電流は Q_1 を通じて、A 相巻線へ流れる。A 相端子電圧 V_A は $V_d - V_{ce}$ になる。 Q_1 はオフ、 Q_4 はオンまたはオフの場合に、図 4.5 のケース 2 のように、電流は D_4 を通じて、A 相巻線へ流れる。A 相端子電圧 V_A は $-V_{df}$ になる。以上によって、 I_A は正の場合に、理想的より、A 相端子電圧 V_A は V_{ce} または V_{df} を減少する。

一方、A 相電流は負とすると、 Q_1 はオンまたはオフ、 Q_4 はオフの場合に、図 4.5 のケース 3 のように、電流は D_1 を通じて、直流電源へ流れる。A 相端子電圧 V_A は $V_d + V_{df}$ になる。 Q_1 はオフ、 Q_4 はオンの場合に、図 4.5 のケース 4 のように、電流は Q_4 を通じて、GND へ流れる。A 相端子電圧 V_A は V_{ce} になる。以上によって、 I_A は負の場合に、理想的より、A 相端子電圧 V_A は V_{df} または V_{ce} を増加する。

IGBT 電圧降下が相電流の極性、大きさ、スイッチング信号で決まることができる。ですので、各電圧ベクトル出力時間 t_k の中に開始時間と終了時間の検出された電流を利用して、三相電圧の補正值を計算し、出力電圧ベクトルを修正する。式(4-4)は各出力電圧ベクトルの電圧降下補正值 V_{k-FVD} を示す。ここに、 $V_{k-FVD-beginning}$ 、 $V_{k-FVD-end}$ は各電圧ベクトル出力時間 t_k の開始時間と終了時間に対する電圧降下である。

$$V_{k-FVD} = \frac{V_{k-FVD-beginning} + V_{k-FVD-end}}{2} \quad (4-4)$$

4.1.2 IGBT のデッドタイムの影響

蓄電時間によって、スイッチング素子にはオフの際に遅れ時間がある、ゲート信号で「ターンオフ」の指令を出した後、オンしていた「アーム」が実際の「オフ状態」になるまでには、デバイスの「ターンオフ時間」があり、これを考慮せずに、上下のアームに対して交互にオン／オフのゲート信号を送ってしまうと、上下のアームが同時にオンした短絡状態をつくってしまい、直流リンクを短絡する状況になり、大電流が流れてデバイスを破壊してしまう。これを避けるために、一相の上下のスイッチング信号に変換する時に若干の時間を要する、つまり、両方がオフになる時間（デッドタイム）を入れる。

デッドタイムの長さは、パワー半導体デバイスの性能および駆動回路の設計に依存されるため、電圧形インバータの回路でスムーズな転流を目指すには、高速スイッチングデバイスの IGBT や MOSFET が適しており、デバイス性能の向上は、電圧形インバータから出力される波形の精度に直接影響する。IGBT のデッドタイムから位置推定に関する影響は低速領域 PWM パターンの電圧ベクトル V_1 を例として説明する。

理想の場合に、出力時間 t_1 の間にずっとスイッチング信号で決めた電圧ベクトル V_1 を出力す

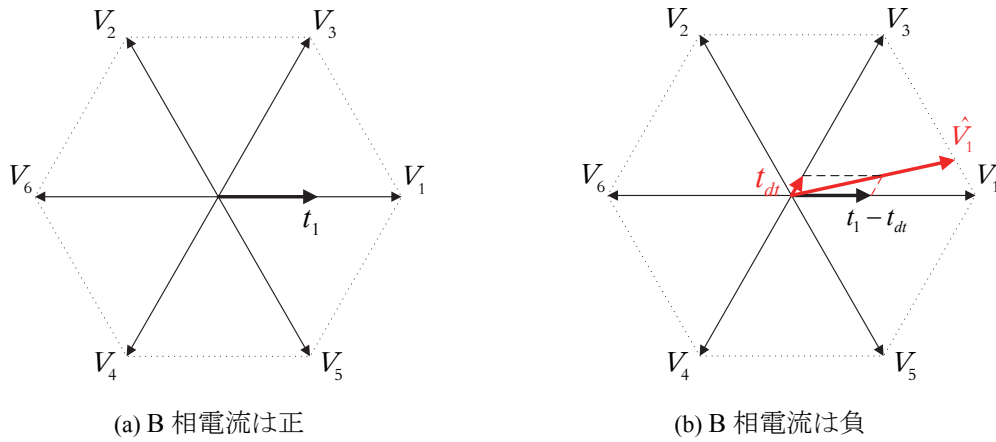


図 4.6 t_1 間に出力電圧ベクトル

る。ここに、注目すべきところは前回の電圧ベクトル V_3 から V_1 へ変換する時、デッドタイムのため、 t_1 の最初の短い時間 t_{dt} の間に、A 相 C 相のスイッチング信号で相電圧が決まったが、B 相の上下スイッチング信号が全てゼロなので、B 相電圧は未定である。

B 相電圧を解析する。B 相電流は正の場合に、電流は D_6 を通じて、インバータ B 相電圧はゼロなので、図 4.5(a) のような出力電圧ベクトルは V_1 であるが、B 相電流は負の場合に、電流は D_3 を通じて、インバータ B 相電圧は直流電圧 V_d なので、 t_{dt} の間に出力電圧ベクトル V_{1-dt} は V_1 ではなく、 V_3 になってしまう。出力電圧ベクトルの誤差を発生する。電圧時間積分でデッドタイムの出力電圧ベクトルを考慮し、 t_1 の間に、出力電圧ベクトルは式(4-5)の V_1 修正値になる。

$$\hat{V}_1 = \frac{\int_0^{t_{dt}} V_{1-dt} dt + \int_{t_{dt}}^{t_1} V_1 dt}{t_1} \quad (4-5)$$

図 4.5(b) は B 相電流は負の場合に V_1 修正値を示す。以上より、デッドタイムの間に、毎相スイッチング信号、電流極性を用いて、相電圧を決めることができる。その後、電圧時間積分で出力時間 t_k の電圧ベクトルを計算し、各出力電圧ベクトル V_k を修正する。

4.1.3 スwitching 遅延時間の影響

ターンオン時間とターンオフ時間も出力時間 t_k の電圧ベクトルに影響している。ターンオン時間 t_{on} は IGBT のゲートに正のゲート電圧を加え、オフ状態からオン状態に移行させるのに要する時間。ターンオフ時間 t_{off} は IGBT のゲートに負のゲート電圧を加え、オン状態からオフ状態に移行させるのに要する時間。図 4.7 は IGBT のターンオン時間とターンオフ時間対電流の特性を示す。電流は小さい場合、計算量を減らすために、ターンオン時間とターンオフ時間は定数に設定することが可能である。図 4.8 は IGBT のターンオン時間とターンオフ時間対出力時間 t_1 の電圧ベクトル V_1 の影響を示す。ターンオン時間 t_{on} に対応する出力電圧ベクトルは前の出力電圧ベクトルと同じ、ターンオフ時間 t_{off} に対応する出力電圧ベクトルはデッドタイム間の出力電圧ベクトルと同じである。よって、 t_1 の間に、以上の三つのインバータの非線形性を考慮し、出力電圧ベクトルは式(4-6)の V_1 修正値になる。

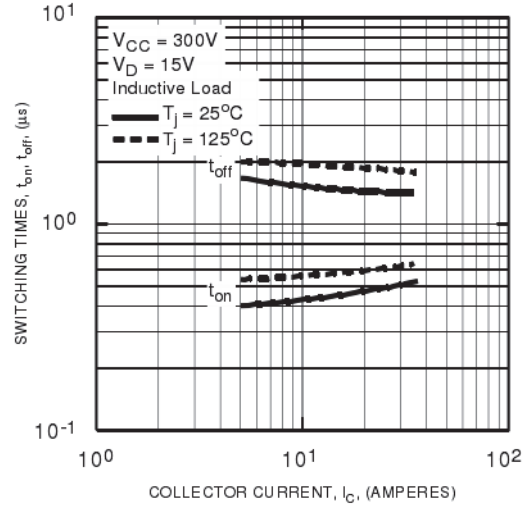


図 4.7 IGBT のターンオン時間とターンオフ時間対電流の特性

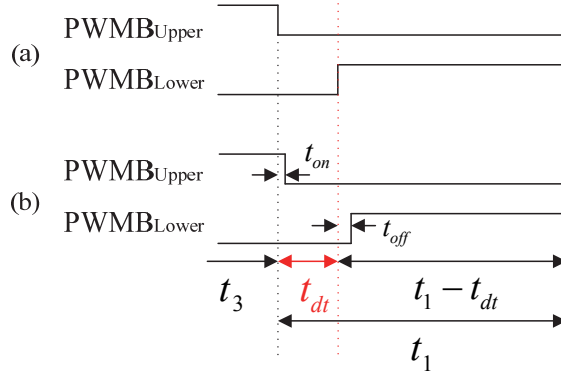


図 4.8 IGBT のターンオン時間とターンオフ時間対出力時間 t_k の電圧ベクトル V_1 の影響

- (a) ターンオン時間とターンオフ時間無し
- (b) ターンオン時間とターンオフ時間有り

$$\hat{V}_1 = \frac{\int_0^{t_{on}} V_3 dt + \int_{t_{on}}^{t_{dt}+t_{off}} V_{1-dt} dt + \int_{t_{dt}+t_{off}}^{t_1} V_1 dt - \int_0^{t_1} V_{1-FVD} dt}{t_1} \quad (4-6)$$

4.1.4 位置推定計算の修正

修正した出力電圧ベクトルと出力時間から、式(4-7)によって、平均出力電圧ベクトル $\mathbf{e}$ を修正できる。

$$\hat{\mathbf{e}} = \sum_{k=0}^7 s_k \zeta_k \hat{V}_k \quad (4-7)$$

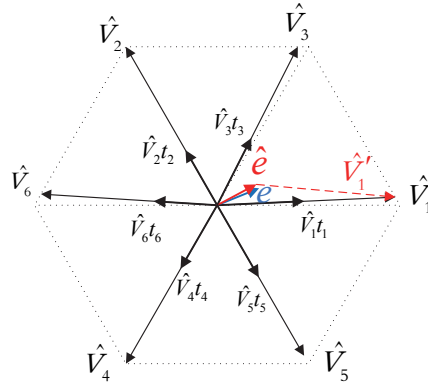


図 4.9 A 相 C 相電流は正で、B 相電流は負の場合、各電圧ベクトルの理論値と修正値

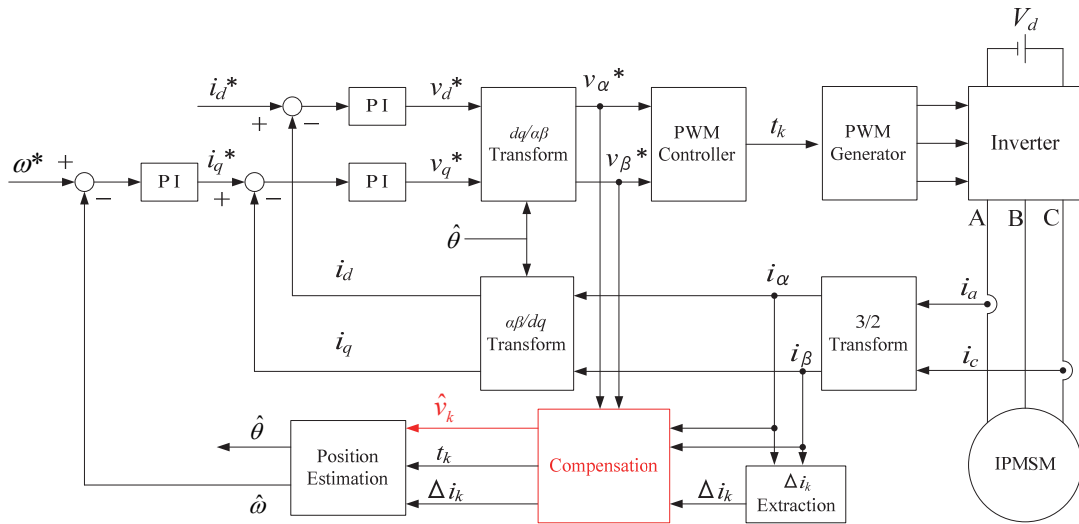


図 4.10 インバータの非線形性を考慮した位置推定システムの構造

修正した出力電圧ベクトルと修正した平均出力電圧ベクトル $\mathbf{e}$ を利用し、式(4-8)によって、位置推定用の電圧高調波成分を修正する。

$$\hat{\mathbf{V}}_k' = \hat{\mathbf{V}}_k - \hat{\mathbf{e}} \quad (4-8)$$

図 4.9 は A 相 C 相電流が正で、B 相電流が負の場合、各電圧ベクトルの理論値と修正値を示す。式(4-9)により、インバータの非線形性を考慮した電圧高調波成分を利用し、インバータの非線形性の影響が含められた電流高調波成分とともに、位置信号が含められたインダクタンスを計算できる。図 4.10 は位置推定システムの構造を示す。

$$\mathbf{L}^T = \begin{bmatrix} \Delta \mathbf{i}_0'^T \\ \Delta \mathbf{i}_1'^T \\ \vdots \\ \Delta \mathbf{i}_7'^T \end{bmatrix}^{LM} \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{V}}_0'^T t_0 \\ \hat{\mathbf{V}}_1'^T t_1 \\ \vdots \\ \hat{\mathbf{V}}_7'^T t_7 \end{bmatrix}. \quad (4-9)$$

4.2 シミュレーションと実験結果

4.2.1 シミュレーション

表 4.1 シミュレーション用モータの電動機定数

定格電圧	220V
電機子	2.875 Ω
PM 磁束	0.175 Wb
d 軸インダクタンス L_d	8 mH
q 軸インダクタンス L_q	12 mH
定格トルク	1.02 N.m
極対数	2

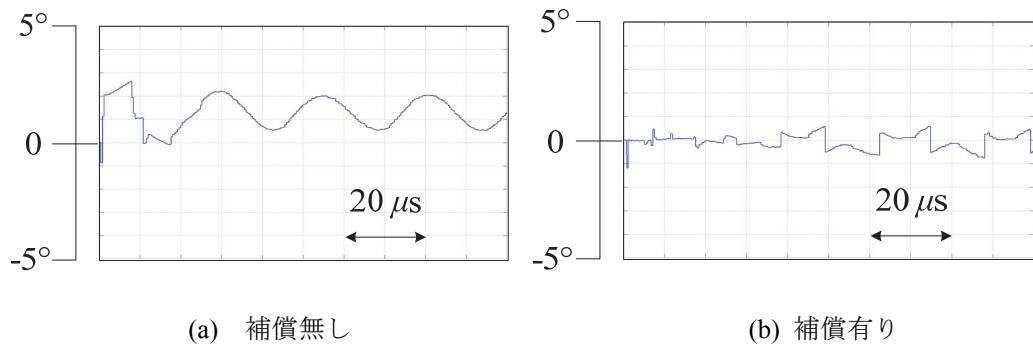


図 4.11 PWM 周波数は 2.5 kHz, 無負荷の場合に位置推定結果

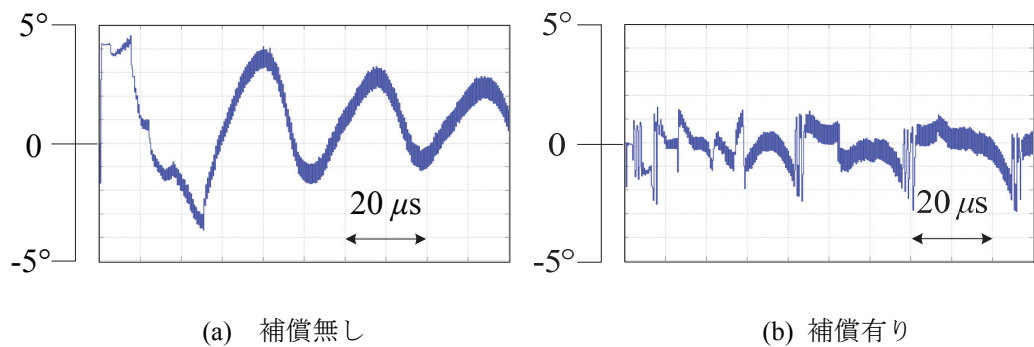


図 4.12 PWM 周波数は 5 kHz, 無負荷の場合に位置推定結果

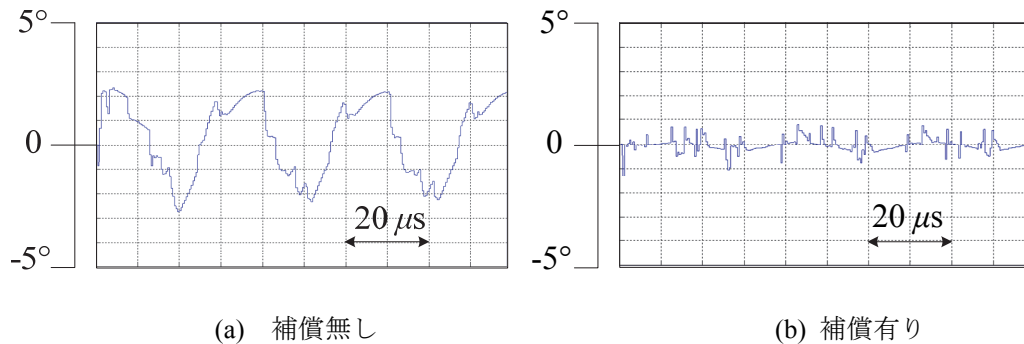


図 4.13 PWM 周波数は 2.5 kHz, 定格トルクの場合に位置推定結果

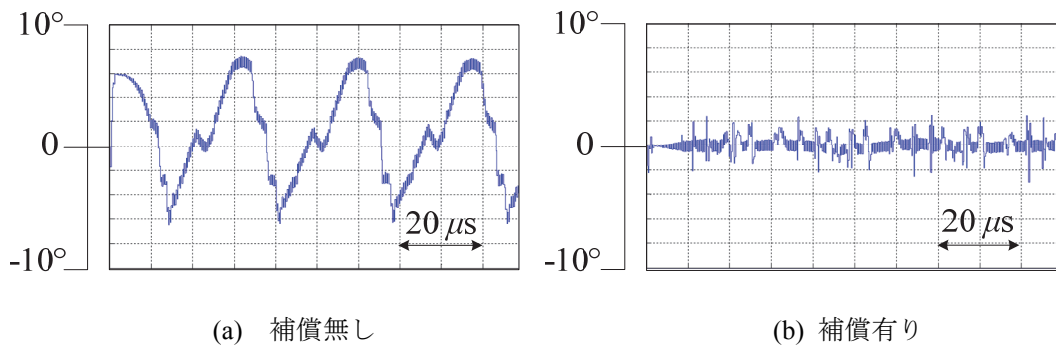


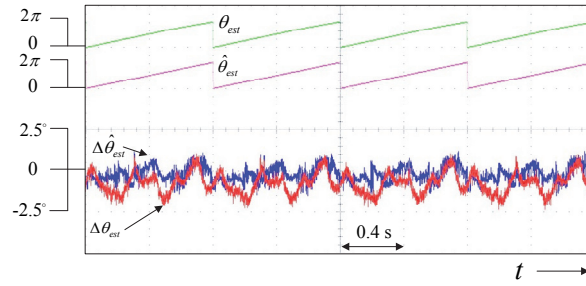
図 4.14 PWM 周波数は 5 kHz, 定格トルクの場合に位置推定結果

表 4.1 は MATLAB/SIMULINK 環境で採用されたモータのパラメータを示す。シミュレーションには速度指令値が 180 rpm に設定した。表 4.2 はインバータ非線形性補償用 IGBT 定数を示す。インバータの非線形性を補償して、始動過程の位置推定効果を比較する。

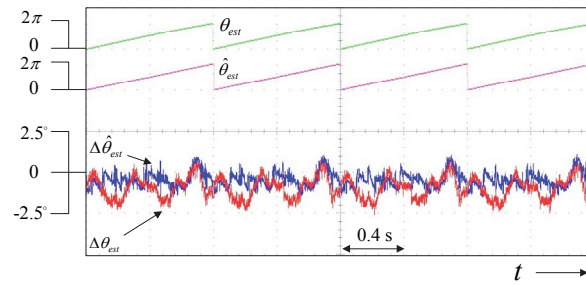
表 4.2 インバータ非線形性補償用 IGBT 定数

v_{CE}	1.1 V
v_{DF}	1.1 V
t_{on}	1 μ s
t_{off}	1.2 μ s
t_{dt}	3.9 μ s

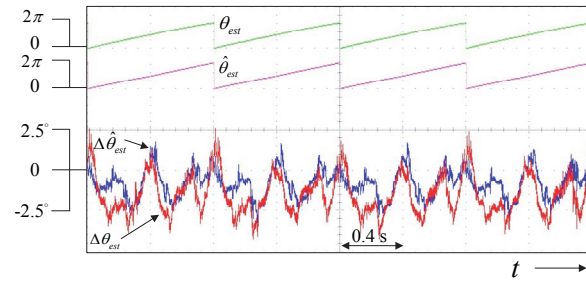
図 4.11 は PWM 周波数が 2.5 kHz, 無負荷の場合に位置推定誤差を示す。補償をしない場合には、位置推定誤差は 0.8° から 2.5° の程度に変化している。補償を行うと推定誤差が -0.8° から 0.8° の程度に変化している。図 4.12 は PWM 周波数が 5 kHz, 無負荷の場合に位置推定誤差を示す。PWM 周波数は 5 kHz の場合に、デッドタイム対周期の比は倍増する。補償をしない場合には、位置推定誤差は -2° から 4° の程度に変化している。補償を行うと推定誤差が -3° から 1° の程度に変化している。無負荷の場合に、補償をしない場合には、PWM 周波数が大きいほど推定誤差が大きい。しかし、補償を行うと推定誤差が半分程度に減少していることが分かる。



(a) $i_{d-ref} = 0$ A, without load



(b) $i_{d-ref} = 0$ A, $i_{q-ref} = 1$ A



(c) $i_{d-ref} = 0$ A, $i_{q-ref} = 2$ A

図 4.14 速度が 25 rpm の場合に、
各負荷における位置推定およびインバータ非線形補償の実験

図 4.13 は PWM 周波数が 2.5 kHz, 定格トルクの場合に位置推定誤差を示す。補償をしない場合には、位置推定誤差は -2.5° から 2.5° の程度に変化している。補償を行うと推定誤差が -1° から 1° の程度に変化している。図 4.14 は PWM 周波数が 5 kHz, 定格トルクの場合に位置推定誤差を示す。補償をしない場合には、位置推定誤差は -6° から 7° の程度に変化している。補償を行うと推定誤差が -2° から 2° の程度に変化している。定格トルクの場合に、補償を行うと推定誤差が大幅に減少していることが分かる。

4.2.2 実験

図 4.14-4.16 は速度が 5 rpm、10 rpm、25 rpm の場合に、それぞれの位置推定およびインバータ非線形補償の実験を示す。位置センサレス駆動システムで速度閉ループ制御を行う。 d 軸電流指令値はゼロに設定し、 q 軸電流指令値は無負荷、1 A、2 A に設定した。ここに、 θ_{est} は補償無しの位置推定信号で、 $\hat{\theta}_{est}$ は補償有りの位置推定信号である。 $\Delta\theta_{est}$ は補償無しの位置推定誤差で、

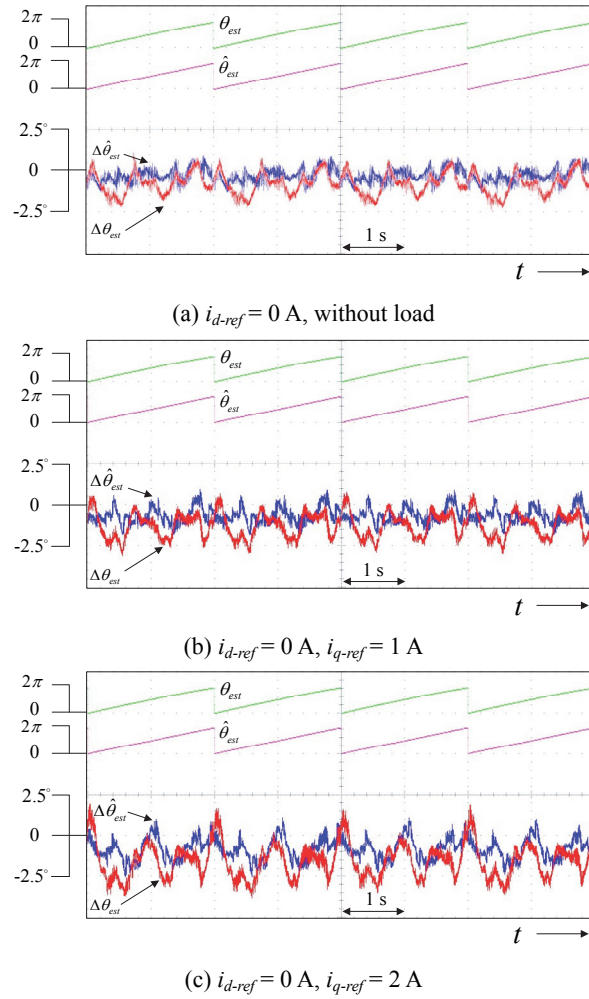


図 4.15 速度が 10 rpm の場合に，
各負荷における位置推定およびインバータ非線形補償の実験

$\Delta\hat{\theta}_{est}$ は補償有りの位置推定誤差である。

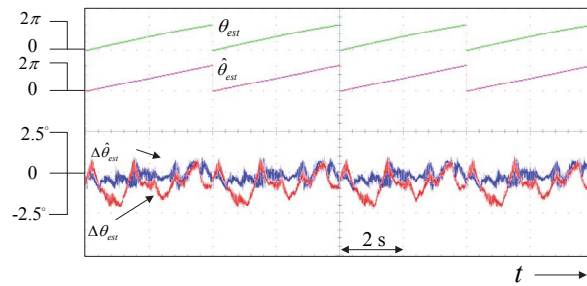
補償無しの位置推定誤差 $\Delta\theta_{est}$ の範囲はいずれも $\pm 3.5^\circ$ である。本位置推定法における位置推定精度はもともと良いことが分かる。補償有りの位置推定誤差 $\Delta\hat{\theta}_{est}$ には，平均値から見れば，電気角度 1° の程度で位置推定誤差を改善したことも分かる。

注目すべきところは，位置推定誤差は負荷電流の増加とともに増加することである。電流ベクトル方向 q 軸に磁気飽和を生じ，その影響で dq 軸間に相互干渉が生じるため， d 軸方向のインダクタンスが最小とならない。この誤差はモータの電磁構造と関係している。これはすべての突極性に基づく位置推定法の共通問題である。誤差を低減するため，電流の大きさに基づく参照テーブルやセンサレス駆動用モータの電磁設計などの手法が一般的である。

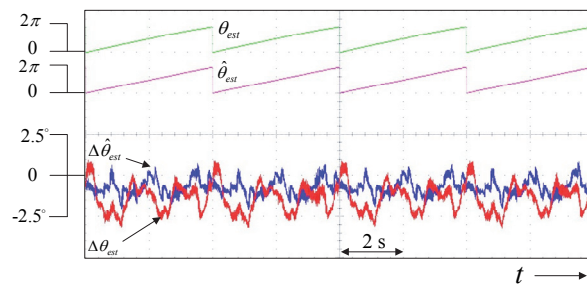
以上より，提案したインバータ非線形性に関する位置推定補償法が有効であることを示している。

図 4.17 は位置推定補償法を用いて無負荷で位置閉ループ制御実験を示す。位置指令値 θ_{ref} は 10° からゼロに設定した。は補償有りの位置推定信号 $\hat{\theta}_{est}$ の応答時間は 400 ms で，提案法を利用すること

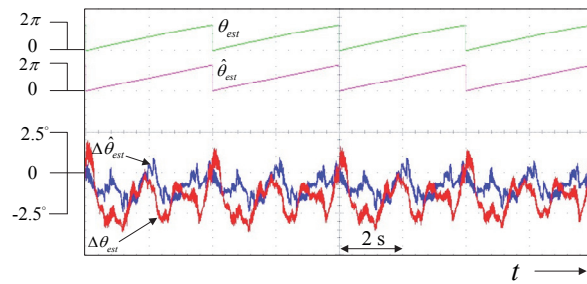
により, センサレス駆動システムの適用範囲をより高精度かつ高信頼度が要求される用途にまで拡大することが可能である。



(a) $i_{d-ref} = 0$ A, without load



(b) $i_{d-ref} = 0$ A, $i_{q-ref} = 1$ A



(c) $i_{d-ref} = 0$ A, $i_{q-ref} = 2$ A

図 4.16 速度が 5 rpm の場合に,
各負荷における位置推定およびインバータ非線形補償の実験

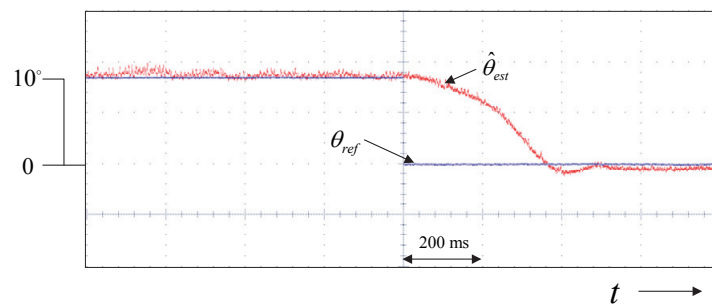


図 4.17 位置推定補償法を用いて無負荷で位置閉ループ制御実験

第5章 インダクタンス推定

5.1 インダクタンス推定原理

IPMSM は磁力の強い希土類焼結系永久磁石を用い、磁石の磁界と回転磁界によるマグネットトルクに加えて、 dq 軸のインダクタンスの差に起因するリラクタンストルクを利用し運転範囲が広くかつ高効率なモータである。IPMSM はマグネットトルクと同時にロータの持つ突極性によるリラクタンストルクを利用して発生トルクを向上させる利点を持っており、この突極性を検討するために dq 軸におけるインダクタンス特性を把握することが重要である。

第2章により、本位置推定法では突極性を利用するため、本質的に言えば、式(5.1)-(5.2)に示したインダクタンス行列 L を推定して、位置推定を行なった方法である。つまり、インダクタンス及び位置信号を同時に推定することが可能である。

$$L^T = \begin{bmatrix} \Delta i_0'^T \\ \Delta i_1'^T \\ \vdots \\ \Delta i_7'^T \end{bmatrix}^{LM} \begin{bmatrix} V_0'^T t_0 \\ V_1'^T t_1 \\ \vdots \\ V_7'^T t_7 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_\alpha(\theta) & L_{\alpha\beta}(\theta) \\ L_{\beta\alpha}(\theta) & L_\beta(\theta) \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} L_0 + L_1 \cos 2\theta & L_1 \sin 2\theta \\ L_1 \sin 2\theta & L_0 - L_1 \cos 2\theta \end{bmatrix}^T \quad (5.1)$$

$$L_0 = \frac{L_d + L_q}{2}, \quad L_1 = \frac{L_d - L_q}{2}, \quad (5.2)$$

式(6.1)の右側により、式(6.3)-(6.4)を利用して、 L_0 と L_1 を得られ。

$$L_0 = \frac{L_\alpha + L_\beta}{2} \quad (5.3)$$

$$L_1 = -\frac{\sqrt{(L_\alpha - L_\beta)^2 + (L_{\alpha\beta} + L_{\beta\alpha})^2}}{2}. \quad (5.4)$$

式(6.2)-(6.4) により、 L_d と L_q を得られ。

$$L_d = L_0 + L_1 \quad (5.5)$$

$$L_q = L_0 - L_1. \quad (5.6)$$

以上より、MSVPWM により発生する高調波電流を直接に検出するため、高調波信号分離用フィルタを用いず、リアルタイムでインダクタンス及び位置信号の推定を行うことが可能である。

5.2 インダクタンス推定実験

5.2.1 静的なインダクタンス推定

図 5.1 はモータ静止の場合、 L_α 、 L_β 、 $L_{\alpha\beta}$ 、 $L_{\beta\alpha}$ の推定値を示す($\theta = 0$, $i_{d_ref} = 0$, $i_{q_ref} = 0$)。この場合に、式(5.1)により、 $L_{\alpha\beta}$ 、 $L_{\beta\alpha}$ はゼロになり、 L_α 、 L_β はそれぞれ最小値、最大値になることが分かる。図 5.1 を基づいて、式(5.3)-(5.6)により、図 5.2 はモータ静止の場合、 L_0 、 L_1 、 L_d 、 L_q の推定値を示す($\theta = 0$, $i_{d_ref} = 0$, $i_{q_ref} = 0$)。すべてのインダクタンス推定値は安定している。

図 5.3 はモータ静止の場合、 L_α 、 L_β 、 $L_{\alpha\beta}$ 、 $L_{\beta\alpha}$ の推定値を示す($\theta = 45^\circ$, $i_{d_ref} = 0$, $i_{q_ref} = 0$)。この

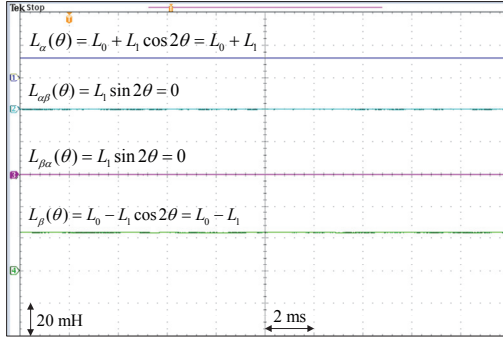


図 5.1 モータ静止の場合, L_α 、 L_β 、 $L_{\alpha\beta}$ 、 $L_{\beta\alpha}$ の推定値 ($\theta = 0$, $i_{d_ref} = 0$, $i_{q_ref} = 0$)。

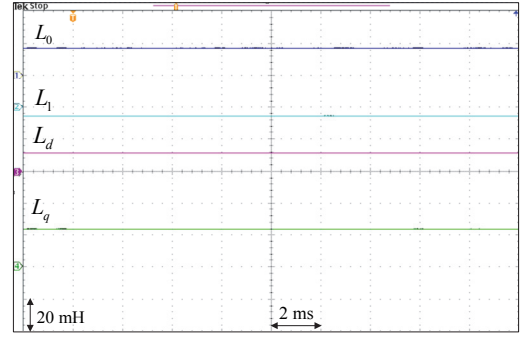


図 5.2 モータ静止の場合, L_0 、 L_1 、 L_d 、 L_q の推定値($\theta = 0$, $i_{d_ref} = 0$, $i_{q_ref} = 0$)。

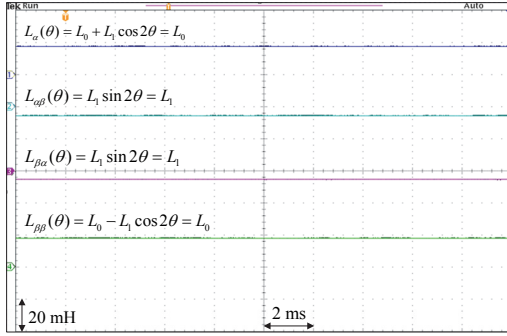


図 5.3 モータ静止の場合, L_α 、 L_β 、 $L_{\alpha\beta}$ 、 $L_{\beta\alpha}$ の推定値 ($\theta = 45^\circ$, $i_{d_ref} = 0$, $i_{q_ref} = 0$)。

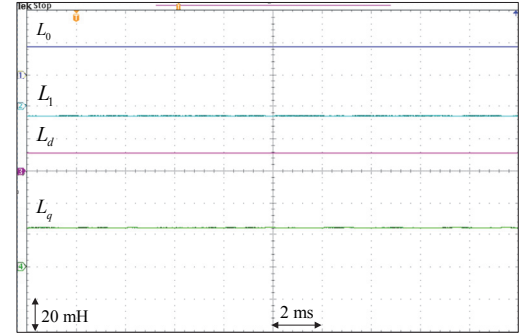


図 5.4 モータ静止の場合, L_0 、 L_1 、 L_d 、 L_q の推定値 ($\theta = 45^\circ$, $i_{d_ref} = 0$, $i_{q_ref} = 0$)。

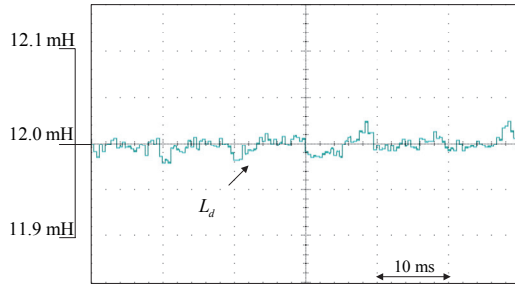


図 5.5 モータ静止の場合, L_d の推定値

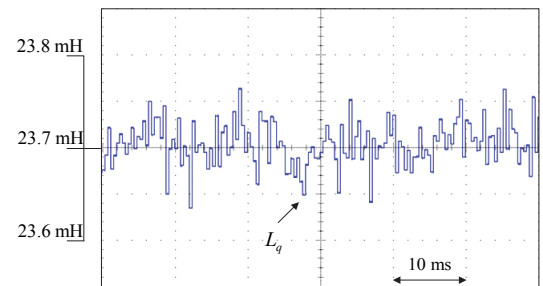


図 5.6 モータ静止の場合, L_q の推定値

場合に, 式(5.1)により, $L_{\alpha\beta}$ 、 $L_{\beta\alpha}$ は最大値になり, L_α 、 L_β は L_0 になることが分かる。図 5.4 はモータ静止の場合, L_0 、 L_1 、 L_d 、 L_q の推定値を示す($\theta = 45^\circ$, $i_{d_ref} = 0$, $i_{q_ref} = 0$)。図 5.2 と比べ, 位置信号は異なるが, L_0 、 L_1 、 L_d 、 L_q の推定値は一致していることが分かる。

図 5.5-5.6 はモータ静止の場合, L_d 、 L_q の推定値を拡大して, それぞれ示す($i_{d_ref} = 0$, $i_{q_ref} = 0$)。以上より, L_d は 12.0 ± 0.03 mH で, L_q は 23.7 ± 0.07 mH であるため, L_d 、 L_q 推定値のパラツキが 0.5% 以内で, 推定インダクタンスの相対精度は高位という特徴が分かる。

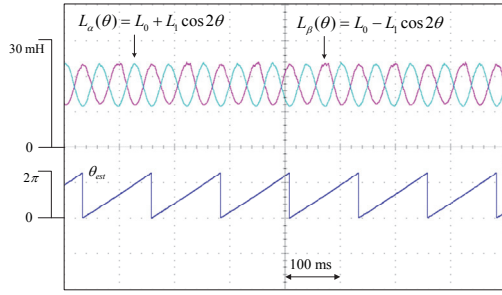


図 5.7 160 rpm の場合, L_α 、 L_β の推定値及び位置推定信号 ($i_{d_ref}=0$, $i_{q_ref}=0$)。

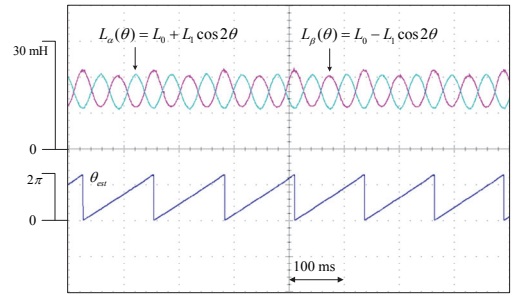


図 5.8 160 rpm の場合, L_α 、 L_β の推定値及び位置推定信号 ($i_{d_ref}=0$, $i_{q_ref}=5.7$ A)。

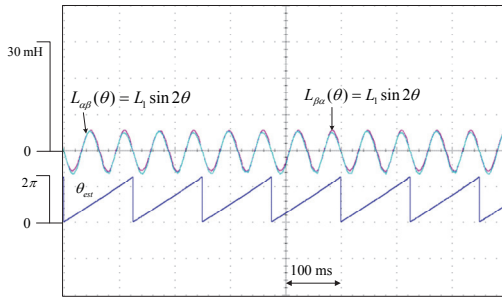


図 5.9 160 rpm の場合, $L_{\alpha\beta}$ 、 $L_{\beta\alpha}$ の推定値及び位置推定信号 ($i_{d_ref}=0$, $i_{q_ref}=0$)。

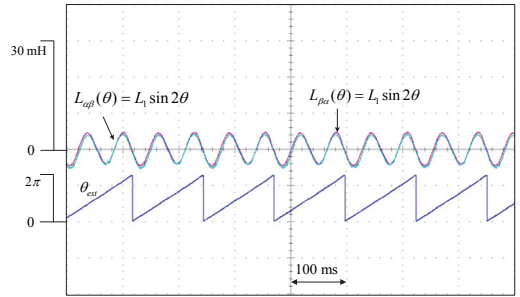


図 5.10 160 rpm の場合, $L_{\alpha\beta}$ 、 $L_{\beta\alpha}$ の推定値及び位置推定信号 ($i_{d_ref}=0$, $i_{q_ref}=5.7$ A)。

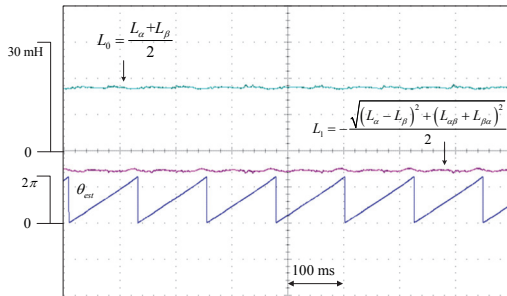


図 5.11 160 rpm の場合, L_0 、 L_1 の推定値及び位置推定信号 ($i_{d_ref}=0$, $i_{q_ref}=0$)。

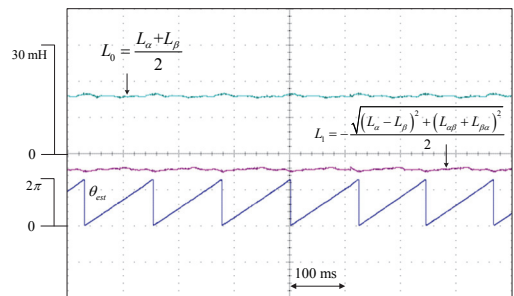


図 5.12 160 rpm の場合, L_0 、 L_1 の推定値及び位置推定信号 ($i_{d_ref}=0$, $i_{q_ref}=5.7$ A)。

5.2.2 動的なインダクタンス推定

電流閉ループ制御に基づいて、回転速度を設定し、負荷電流の大きさとインダクタンス推定値の関係を検討した。

図 5.7 は 160 rpm の場合, L_α 、 L_β の推定値及び位置推定信号を示す($i_{d_ref}=0$, $i_{q_ref}=0$)。図 5.8 は 160 rpm の場合, L_α 、 L_β の推定値及び位置推定信号を示す($i_{d_ref}=0$, $i_{q_ref}=5.7$ A)。式(5.1)により, L_α 、 L_β の最大値は L_0-L_1 , 最小値は L_0+L_1 である。図 5.7 には L_α 、 L_β の最大値、最小値は一致しているが, 図 5.8 には q 軸電流により, 磁気飽和を生じて, L_α は全体的に小さくなるが, L_β には最大値は大き過ぎ, 正弦性は悪くなって, L_d 、 L_q の推定に対して, 悪影響を与えることが分かる。

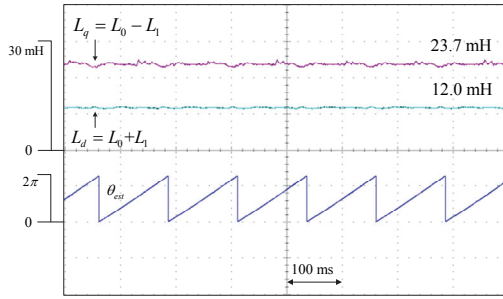


図 5.13 160 rpm の場合、 L_d 、 L_q の推定値及び位置推定信号 ($i_{d_ref}=0$, $i_{q_ref}=0$)。

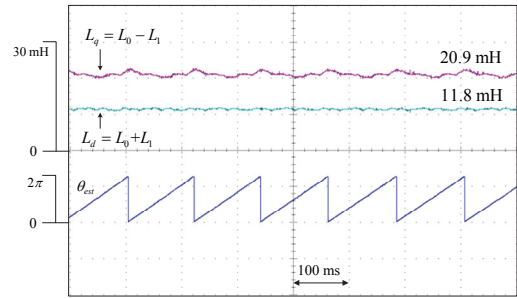


図 5.14 160 rpm の場合、 L_d 、 L_q の推定値及び位置推定信号 ($i_{d_ref}=0$, $i_{q_ref}=5.7$ A)。

図 5.9 は 160 rpm の場合、 $L_{\alpha\beta}$ 、 $L_{\beta\alpha}$ の推定値及び位置推定信号を示す($i_{d_ref}=0$, $i_{q_ref}=0$)。図 5.10 は 160 rpm の場合、 $L_{\alpha\beta}$ 、 $L_{\beta\alpha}$ の推定値及び位置推定信号を示す($i_{d_ref}=0$, $i_{q_ref}=5.7$ A)。この 2 つのインダクタンスは L_1 と角度の正弦の乗算で、図 5.9-5.10 は磁気飽和のため、 L_1 の大きさは小さくなることを示している。

図 5.11 は 160 rpm の場合、 L_0 、 L_1 の推定値及び位置推定信号を示す($i_{d_ref}=0$, $i_{q_ref}=0$)。図 5.12 は 160 rpm の場合、 L_0 、 L_1 の推定値及び位置推定信号を示す($i_{d_ref}=0$, $i_{q_ref}=5.7$ A)。 q 軸電流の増加とともに、磁気飽和のため、 L_0 、 L_1 の大きさは小さくなるのが分かる。

図 5.13 は 160 rpm の場合、 L_d 、 L_q の推定値及び位置推定信号を示す($i_{d_ref}=0$, $i_{q_ref}=0$)。図 5.14 は 160 rpm の場合、 L_d 、 L_q の推定値及び位置推定信号を示す($i_{d_ref}=0$, $i_{q_ref}=5.7$ A)。磁気飽和により、 L_q の推定値の変化ははっきり観測できることが分かる。

5.3 平均インダクタンスと微分インダクタンス

磁石内部での磁束密度を B ，加えられる磁場を H とすると，磁石の磁化 J との間には次のような関係が成立する。

$$B = \mu_0 H + J \quad (5.7)$$

ここに、 μ_0 は真空の透磁率 $4\pi \times 10^{-7}$ [H/m] である。

図 5.15 は磁化曲線または磁気履歴曲線（ヒステリシスループ）と呼ばれているもので，磁束密度、磁化、磁場の関係が良く分かる。磁化曲線には，外部磁場の大きさに磁石の磁化を加えたトータルの磁束密度を表しているのが B - H ループになる。

式(5.8)は IPMSM の dq 軸電圧方程式を示す。巻線に電流を流すと，まわりに磁場が発生する。生じる磁束は電流に比例し，比例定数をインダクタンスと呼ぶが，式(5.7)には， di_d/dt ， di_q/dt に対するインダクタンス行列と i_d ， i_q に対するインダクタンス行列がある。それぞれは微分インダクタンスと平均インダクタンスと呼ぶ。

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r & 0 \\ 0 & r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{di_d}{dt} \\ \frac{di_q}{dt} \end{bmatrix} + \frac{d\theta}{dt} \left(\begin{bmatrix} 0 & -L_q \\ L_d & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \psi_f \\ 0 \end{bmatrix} \right) \quad (5.8)$$

B - H 磁化曲線によって，微分インダクタンスと平均インダクタンスの区別を示す。微分インダクタンスは MSVPWM により，一定な電流レベルの左右，小さい電流変化に基づく，推定した

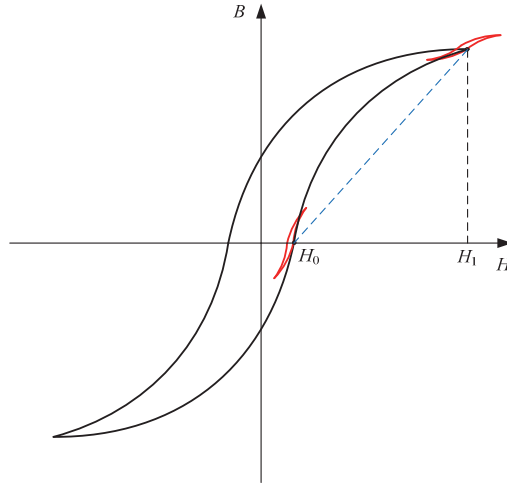


図 5.15 B - H 磁化曲線のスケッチ

インダクタンスである。微分インダクタンスの特性は図 5.15 の赤いループで決めたものである。 H_0 に対する赤いループの slope と H_1 に対する赤いループの slope には大きな差が存在している。このため、微分インダクタンスは電流の変化により激しく変わっている。一方、平均インダクタンスは電流の全域に関係しているので、平均インダクタンスの特性は青い線の slope と近似している。

微分インダクタンスと平均インダクタンスを比較するため、平均インダクタンスは測定した。モータは静止の場合、回転子の角度を $\theta=0$ に設定し、 d 軸は α 軸と一致するので、 α 軸に電圧パルス印加するのは d 軸に印加するのと同じことである。応答電流と印加した電圧時間積分により、 d 軸インダクタンスを推定することが可能である。一方、回転子の角度を $\theta=-90^\circ$ に設定する場合、 q 軸は α 軸と一致するので、 α 軸に電圧パルス印加するのは q 軸に印加するのと同じことである。 q 軸インダクタンスを推定することも可能である。

電圧ベクトル V_1 を巻線に印加すると、三相電圧 V_{an1} 、 V_{bn1} 、 V_{cn1} は式(5.9)の示すようになる。

$$V_{an1}=2V_d/3, \quad V_{bn1}=-V_d/3, \quad V_{cn1}=-V_d/3, \quad (5.9)$$

式(5.10)の $abc/\alpha\beta$ 座標変換により、 $V_{\alpha1}$ 、 $V_{\beta1}$ を得られ。式(5.10)によって、電圧ベクトル V_1 には β 軸成分がゼロで、電圧時間積分は α 軸成分に集中している特徴がある。

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha1} \\ V_{\beta1} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{an1} \\ V_{bn1} \\ V_{cn1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{2}{3}} V_d \\ \sqrt{\frac{2}{3}} V_d \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5.10)$$

一方、応答電流も $abc/\alpha\beta$ 座標変換を行う必要がある。式(5.11)によって、応答電流 i_1 には $\alpha\beta$ 軸成分を示す。

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha1} \\ i_{\beta1} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{a1} \\ i_{b1} \\ i_{c1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{3}{2} i_{a1} \\ \frac{\sqrt{2}}{2} (i_{b1} - i_{c1}) \end{bmatrix} \quad (5.11)$$

ここに、注意すべきところは応答電流 i_1 の β 軸成分はゼロだということである。普段には、

応答電流 i_1 の β 軸成分はゼロではないが、 $\theta=0$ また $\theta=-90^\circ$ に設定する場合、 b 、 c 軸は d 軸に対して、対称であるので、 bc 軸インダクタンスは同じで、 b 、 c 相電圧ベクトルも同じで、応答電流 $i_{b1}-i_{c1}$ はゼロになる。以上より、 α 軸インダクタンスは式(5.12)により、推定できる。

$$L_\alpha = \sqrt{\frac{2}{3}} V_d t / \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{3}{2} i_{a1} = \frac{2V_d t}{3i_{a1}} \quad (5.12)$$

$\theta=0/180^\circ$ また $\theta=-90^\circ$ に設定する場合、式(5.12)により計算した α 軸インダクタンスはそれぞれ d 軸インダクタンス、 q 軸インダクタンスに対応している。これらのインダクタンスは応答電流がゼロから最大までの電磁特性で決めたものであるため、平均インダクタンスと定義した。

表 5.1-5.2 は 160 rpm の場合、位置センサレスシステムにより推定した dq 軸インダクタンスをそれぞれ示す。ここに、 i_q 、 i_d 指令値は -6 A から 6 A まで、 1 A ごとに設定した。

表 5.1 160 rpm の場合、推定した d 軸微分インダクタンス L_{d_est} (mH)

$i_q \backslash i_d$	-6	-5	-4	-3	-2	-1	0	1	2	3	4	5	6
-6	12.7	12.6	12.5	12.4	12.3	12.0	11.8	11.6	11.3	11.2	10.7	10.4	10.1
-5	12.7	12.6	12.6	12.4	12.3	12.1	11.8	11.6	11.2	10.9	10.6	10.3	10.0
-4	12.7	12.6	12.6	12.4	12.4	12.2	11.9	11.6	11.2	10.9	10.5	10.2	10.0
-3	12.6	12.6	12.5	12.4	12.3	12.1	11.9	11.5	11.2	10.8	10.4	10.1	9.9
-2	12.6	12.6	12.5	12.4	12.3	12.1	11.9	11.5	11.1	10.7	10.3	10.0	9.8
-1	12.6	12.6	12.5	12.4	12.3	12.1	11.9	11.5	11.1	10.7	10.3	10.0	9.8
0	12.6	12.6	12.5	12.5	12.4	12.2	11.9	11.6	11.1	10.7	10.3	10.0	9.8
1	12.6	12.6	12.5	12.4	12.3	12.1	11.9	11.5	11.0	10.6	10.2	10.0	9.7
2	12.6	12.5	12.5	12.4	12.3	12.1	11.9	11.4	11.0	10.6	10.2	10.0	9.7
3	12.6	12.5	12.4	12.4	12.2	12.0	11.8	11.4	11.0	10.6	10.2	10.0	9.7
4	12.6	12.5	12.4	12.3	12.2	12.0	11.7	11.3	11.0	10.7	10.3	10.0	9.8
5	12.5	12.4	12.4	12.2	12.1	11.9	11.6	11.3	11.0	10.7	10.3	10.0	9.8
6	12.5	12.4	12.3	12.2	12.0	11.8	11.5	11.2	11.0	10.7	10.4	10.1	9.9

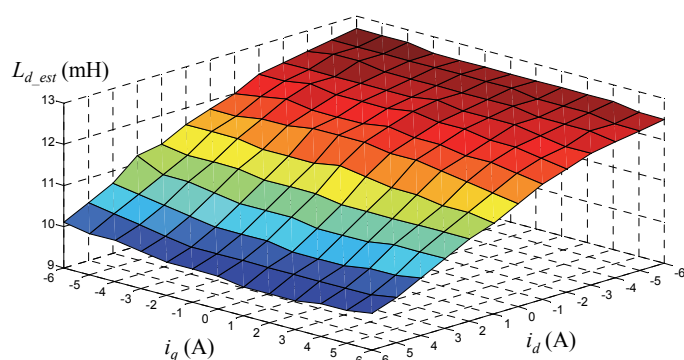


図 5.16 160 rpm の場合、推定した d 軸微分インダクタンス

表 5.2 160 rpm の場合，推定した q 軸微分インダクタンス L_{q_est} (mH)

$i_q \backslash i_d$	-6	-5	-4	-3	-2	-1	0	1	2	3	4	5	6
-6	21.0	20.9	20.8	20.6	20.4	20.3	20.2	20.1	20.0	19.9	19.9	19.8	19.8
-5	21.6	21.4	21.3	21.2	21.1	20.9	20.7	20.7	20.6	20.5	20.3	20.3	20.2
-4	22.3	22.1	22.0	21.7	21.6	21.5	21.2	21.2	21.1	20.9	20.8	20.7	20.5
-3	22.5	22.4	22.3	22.2	22.0	21.8	21.6	21.6	21.4	21.3	21.1	21.0	20.8
-2	23.1	23.0	23.0	22.8	22.7	22.4	22.4	22.1	21.9	21.7	21.5	21.3	21.1
-1	23.6	23.6	23.5	23.4	23.3	23.2	23.1	22.7	22.4	22.2	21.8	21.5	21.2
0	24.0	24.0	23.9	23.9	23.8	23.7	23.7	23.3	22.9	22.5	22.1	21.8	21.5
1	23.7	23.7	23.7	23.6	23.5	23.3	23.2	22.9	22.7	22.4	22.0	21.7	21.4
2	23.3	23.3	23.3	23.2	23.1	22.9	22.8	22.6	22.4	22.2	22.0	21.7	21.3
3	22.9	22.8	22.8	22.7	22.5	22.4	22.2	22.1	22.0	21.9	21.7	21.5	21.3
4	22.4	22.3	22.2	22.1	22.0	21.9	21.7	21.7	21.6	21.5	21.4	21.2	21.0
5	21.9	21.8	21.7	21.6	21.5	21.4	21.3	21.2	21.2	21.2	21.1	20.9	20.8
6	21.4	21.3	21.2	21.1	21.0	20.9	20.8	20.9	20.8	20.8	20.7	20.6	20.5

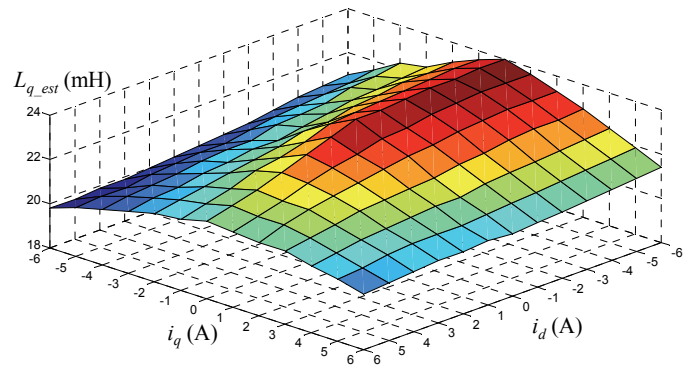


図 5.17 160 rpm の場合，推定した q 軸微分インダクタンス

図 5.16-5.17 はその表に基づく，推定した dq 軸インダクタンスをそれぞれ示す。図 5.16 には q 軸電流が定数の場合， d 軸電流の増加のとともに， d 軸には永久磁石磁束の上に，電流により発生する磁気を加え， d 軸微分インダクタンスは大幅に小さくなることから分かる。図 5.17 には q 軸電流が定数の場合， q 軸微分インダクタンスも d 軸電流により変化している。交差飽和という現象をはっきり観測できる。一方， d 軸に磁気飽和は深い場合， q 軸微分インダクタンスの変化は q 軸電流により遅い， d 軸に磁気飽和は軽い場合， q 軸微分インダクタンスの変化は q 軸電流により速いである。図 5.16 には d 軸電流が定数の場合， d 軸微分インダクタンスは q 軸電流によりほとんど変わらないということが分かる。つまり， d 軸微分インダクタンスに対して， q 軸電流からの交差飽和影響は少ないである。また，電流指令値はゼロから最大値までに設定しながら，推定した微分インダクタンスは，電流指令値は最大値からゼロまでに設定しながら，推定した微分インダクタンスと同じである。微分インダクタンスに対して， $B-H$ ループのヒステリシス特性を

表 5.3 d 軸平均インダクタンス L_{d_ave} ($i_a > 0$)

i_a (A)	i_a (A)	t_{0-max} (μ s)	t_{max-0} (μ s)	L_{d_ave+} (mH)	L_{d_ave-} (mH)
0.5	0.408	20	16	8.17	6.54
1	0.8165	49	38	10.00	7.76
1.5	1.225	82	72	11.16	9.80
2	1.63	117	95	11.96	9.71
2.5	2.04	149	124	12.17	10.13
3	2.45	183	150	12.45	10.20
3.5	2.86	217	182	12.65	10.61
4	3.27	249	214	12.69	10.91
4.5	3.674	277	242	12.57	10.98
5	4.08	308	266	12.58	10.87
5.5	4.49	337	297	12.51	11.02
6	4.9	369	322	12.55	10.95
6.5	5.31	395	348	12.40	10.92
7	5.72	422	374	12.30	10.90
7.5	6.12	448	394	12.20	10.73
8	6.53	482	419	12.30	10.69

表 5.4 d 軸平均インダクタンス L_{d_ave} ($i_a < 0$)

i_a (A)	i_a (A)	t_{0-max} (μ s)	t_{max-0} (μ s)	L_{d_ave+} (mH)	L_{d_ave-} (mH)
-0.5	0.408	20	16	8.17	6.54
-1	0.8165	51	40	10.41	8.16
-1.5	1.225	89	71	12.11	9.66
-2	1.63	126	101	12.88	10.33
-2.5	2.04	165	134	13.48	10.95
-3	2.45	205	171	13.95	11.63
-3.5	2.86	249	212	14.51	12.35
-4	3.27	297	252	15.14	12.84
-4.5	3.674	337	287	15.29	13.02
-5	4.08	378	328	15.44	13.40
-5.5	4.49	419	362	15.55	13.44
-6	4.9	465	412	15.82	14.01
-6.5	5.31	504	444	15.82	13.94
-7	5.72	548	482	15.97	14.04
-7.5	6.12	590	527	16.07	14.35
-8	6.53	643	565	16.41	14.42

表 5.5 q 軸平均インダクタンス L_{q_ave} ($i_a > 0$)

i_a (A)	i_a (A)	t_{0-max} (μ s)	t_{max-0} (μ s)	L_{q_ave+} (mH)	L_{q_ave-} (mH)
0.5	0.408	49	42	20.02	17.16
1	0.8165	112	95	22.86	19.39
1.5	1.225	173	148	23.54	20.14
2	1.63	242	209	24.74	21.37
2.5	2.04	306	266	25.00	21.73
3	2.45	374	335	25.44	22.79
3.5	2.86	442	400	25.76	23.31
4	3.27	501	458	25.54	23.34
4.5	3.674	565	508	25.63	23.04
5	4.08	623	560	25.45	22.88
5.5	4.49	684	620	25.39	23.01
6	4.9	743	672	25.27	22.86
6.5	5.31	802	724	25.17	22.72
7	5.72	858	772	25.00	22.49
7.5	6.12	918	824	25.00	22.44
8	6.53	979	882	24.99	22.51

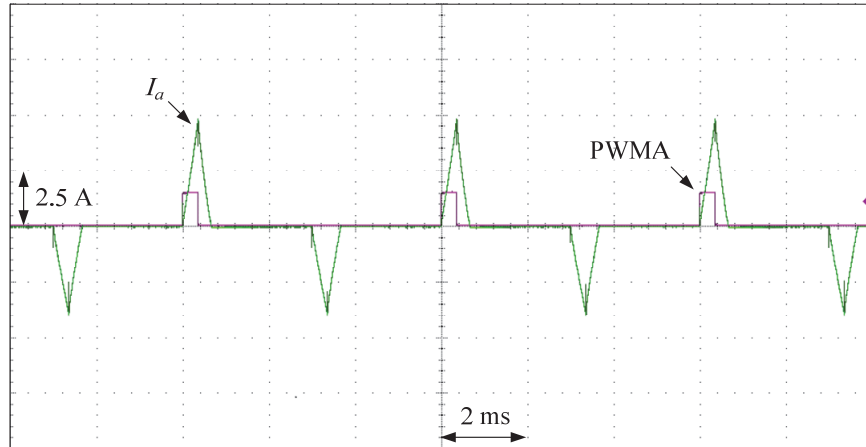


図 5.18 回転子の角度を $\theta=0$ に設定し、PWM 信号及び A 相応答電流

関係していないことが分かる。

一方、 d 軸平均インダクタンスの測定実験を行った。図 5.18-5.19 は回転子の角度を $\theta=0$ 、 $\theta=180^\circ$ に設定し、電圧ベクトル V_1 を巻線に印加する PWM 信号及び A 相応答電流をそれぞれ示す。 $\theta=180^\circ$ の場合に、 d 軸電流は負方向である。

q 軸平均インダクタンスの測定実験も行った。図 5.20 は回転子の角度を $\theta=-90^\circ$ に設定し、電圧ベクトル V_1 を巻線に印加する PWM 信号及び A 相応答電流をそれぞれ示す。

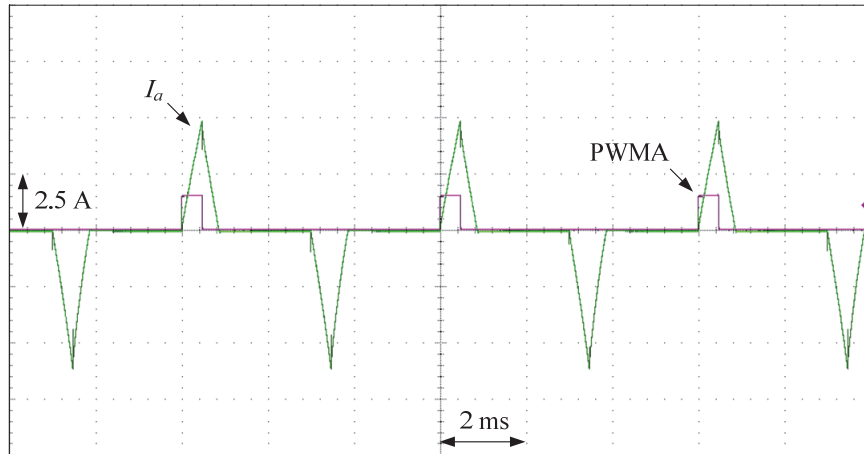


図 5.19 回転子の角度を $\theta=180^\circ$ に設定し、PWM 信号及び A 相応答電流

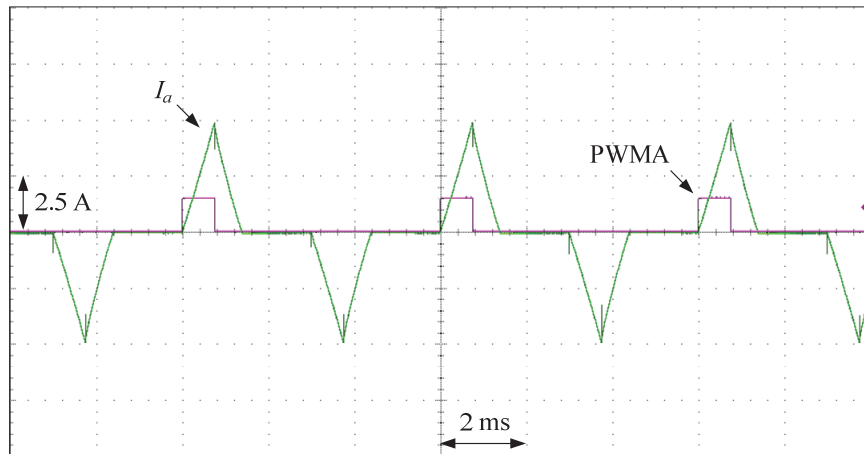


図 5.20 回転子の角度を $\theta=-90^\circ$ に設定し、PWM 信号及び A 相応答電流

図 5.18-5.20 には特定の回転子位置を用意して、同じの応答電流を発生するため、出力電圧パルスの時間を調節した。モータを動かさないように、逆方向の電圧ベクトル V_6 を同じ出力時間で出力し、平均出力電圧ベクトルはゼロになるわけである。ここに、応答電流の最大値は 4.9 A に設定した。 α 軸電流に換算すれば、6 A である。インバータからの電圧降下の影響を低減するために、直流電圧は 250 V に設定した。図 5.18-5.20 には電圧ベクトル V_1 の出力時間 t_{0-max} はそれぞれ 369 μ s、465 μ s、743 μ s である。

式(5.12)を利用して、図 5.18-5.20 に対応する平均インバータを計算できる。応答電流はゼロから最大値までに対する時間は電圧出力時間と同じが、最大値からゼロまでに対する時間 t_{max-0} はそれぞれ 322 μ s、412 μ s、672 μ s で、小さくなる原因は $B-H$ 磁化曲線のヒステリシスの特性である。

応答電流はゼロから最大値までに対する dq 軸平均インバータは L_{d_ave+} 、 L_{q_ave+} と定義し、応答電流は最大値からゼロまでに対する dq 軸平均インバータは L_{d_ave-} 、 L_{q_ave-} と定義する、表 5.3-5.5 は各応答電流に対する平均インバータを示す。以上のデータを用いて、図 5.21-5.23 は dq 軸平均

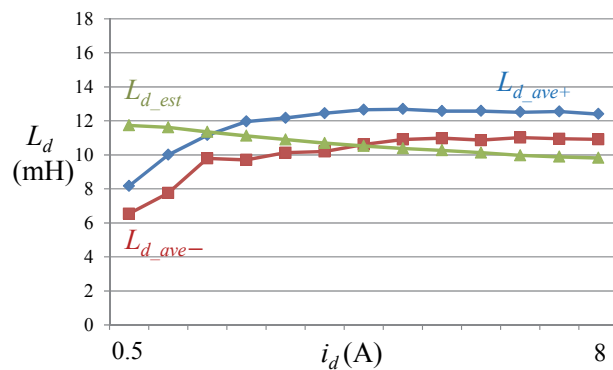


図 5.21 d 軸平均インダクタンスと微分インダクタンスの比較 ($i_d > 0$)

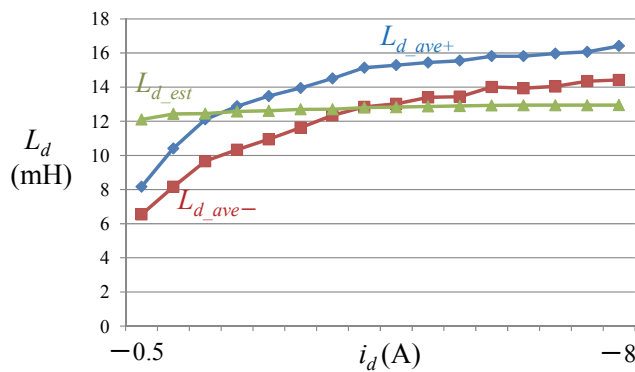


図 5.22 d 軸平均インダクタンスと微分インダクタンスの比較 ($i_d < 0$)

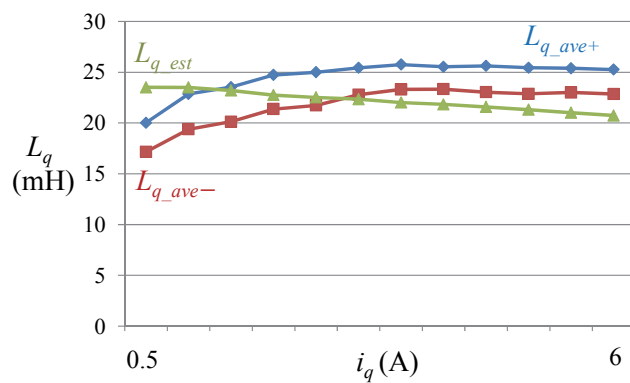


図 5.23 q 軸平均インダクタンスと微分インダクタンスの比較

インダクタンスと微分インダクタンスの比較を示す。平均インダクタンスには電流が小さい場合、電圧時間積分の大きさは小さい、測ることが難しいので、誤差は大きい。このため、3 A 以上の電流に対するインダクタンス推定値を参考する。

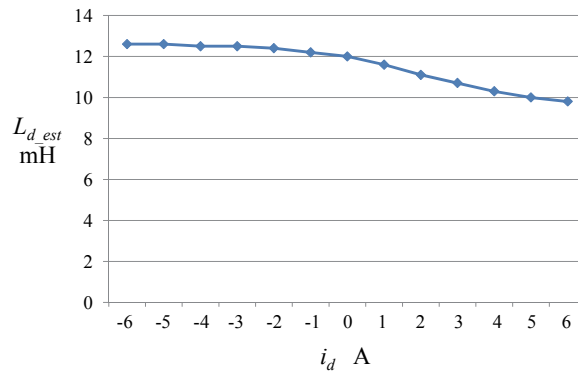


図 5.24 推定した d 軸インダクタンス対 d 軸電流の変化 ($i_q=0$)

二種類のインダクタンスについて、結論は下記のように示す。

- 1) 図 5.23 の平均インダクタンスの変化により、モータは飽和しにくいである。
- 2) 平均インダクタンスは電流がゼロから最大値まで、広範囲の磁気飽和特性を応じるので、電流が小さい場合、磁気飽和程度は軽いため、平均インダクタンス対電流の変化は小さいである。
- 3) 微分インダクタンスはある程度の電流に対応する磁気飽和特性のみを応じ、大電流の場合、磁気飽和程度が軽い部分を含んでいないので、その変化は大きいである。
- 4) 飽和しにくいモータとして、零電流に対応する微分インダクタンスは平均インダクタンスに近似していることが確認できた。
- 5) 平均インダクタンスには t_{0-max} , t_{max-0} は同じが、微分インダクタンスには各電圧ベクトル出力時間の区別が電流により変化している。
- 6) 微分インダクタンスに対して、 $B-H$ ループのヒステリシス特性を関係していない

以上の結果により、重要なモータパラメータであるインダクタンスを推定できることが分かる。この特徴を用いて、オンラインで Maximum Torque Per Ampere (MTPA) 制御、磁極検出、位置推定誤差修正、安定運転の監視などの応用を実現することができる。

5.4 磁極検出の新方法

式(5.1)では、推定した回転子位置信号は 2θ の関数なので、 θ の周期は 2π でなく、 π である。磁極判定が原理的にできない。 θ の周期は 2π になおすため、モータを始動する時、磁極検出は必要である。これはすべての突極性に基づく位置推定法の共通問題である。通常は d 軸に 2 つの異方向パルス電圧を印加して、電流応答の大きさによって、磁極判定を行うが、適当な印加電圧の大きさを決める手数がかかる。

式(5.5)により、マルチ空間ベクトル PWM を用いた位置推定法には回転子位置を推定する同時に、 dq 軸インダクタンスも推定できることが分かる。図 5.24 の示すように、電流を永久磁石磁束の正方向に流すと、 d 軸の磁束は増加し、磁気飽和により、 L_d は小さくなる。逆に、電流を永久磁石磁束の負方向に流すと、 d 軸の磁束は減少し、磁気飽和は低減されて、 L_d は大きくなる。この特徴を利用し、駆動システムを電流閉ループで制御して、下記のように磁極検出を行うことが可能である：

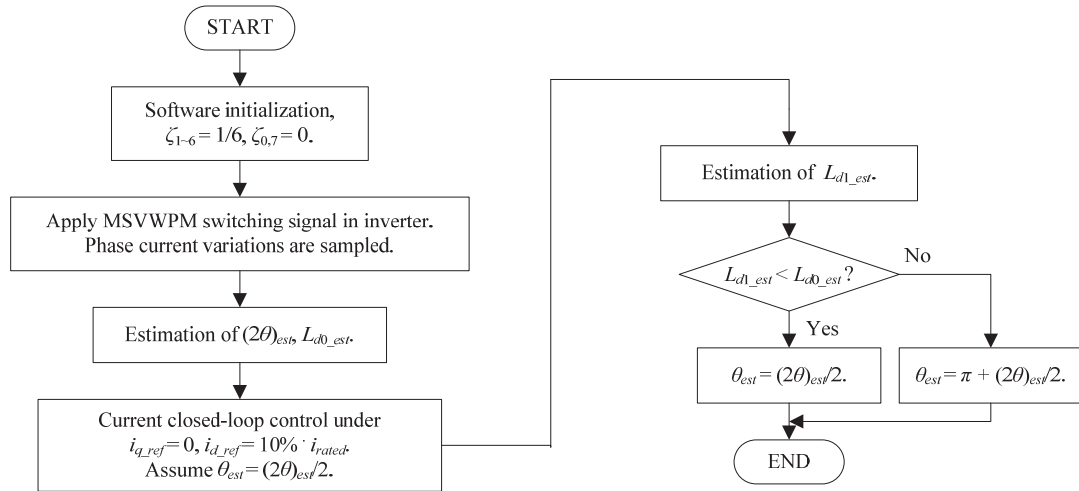


図 5.25 磁極検出のプロセス

- 1) 平均出力電圧ベクトル $\mathbf{e}$ をゼロに設定して、 2θ の回転子位置及び L_d を推定する。
- 2) 推定した回転子位置 2θ を 2 と除算して、周期が π の θ を d 軸正方向に仮定する。
- 3) 推定した d 軸正方向に d 軸電流指令値を定格電流の半分以下の程度に設定して、電流閉ループ制御を行う。
- 4) L_d の変化を観測する、もし L_d は小さくなったなら、仮定した d 軸正方向は N 極で、もし L_d は大きくなったなら、仮定した d 軸正方向は S 極である。

図 5.25 は上記の磁極検出の新方法について、プロセスを示す。

図 5.26-5.27 に、仮定した d 軸正方向は N 極の場合と S 極の場合、それぞれの L_d と i_d の関係を示す。電流指令値 $i_{d,ref}$ は定格電流の 10% に設定し、トルクを発生しないため、 $i_{q,ref}$ はゼロに設定した。PWM の 10 周期程度(4 ms)で、磁極によって、電流の変化とともに、推定した L_{d_est} の変化をはっきり観測できることが分かる。また、検出過程には、エンコーダ信号はパルス数が一つしか変わっていないので、回転子は動かないことが分かる。このことは、提案した方法が磁極検出に有効であることを示している。

図 5.28-5.29 に、電流指令値 $i_{d,ref}$ は定格電流の 5% に設定し、同じ実験を行って、結果を示す。定格電流の 5% 程度でも、磁極が判定可能であることが分かる。

図 5.5-5.6 により、推定インダクタンスの相対精度は高い、バラツキが 0.5% 以内で、小電流変化でインダクタンスの変化は観測可能である。定格電流の 5% 程度でも、磁極が判定可能である。

結論として、磁極検出の新方法は下記の特徴を有している。

- 1) 推定したインダクタンスは精度が高い、安定性が良い、バラツキが小さいである。
- 2) 信号分離用フィルタを使用しないので、リアルタイムでインダクタンス、位置信号を推定することが可能である。
- 3) 電流閉ループ制御だけを使って、モータのパラメータが不要で、実験をしやすいである。
- 4) 微分インダクタンスの変化は観測可能で、小電流変化でも磁極検出は可能である。

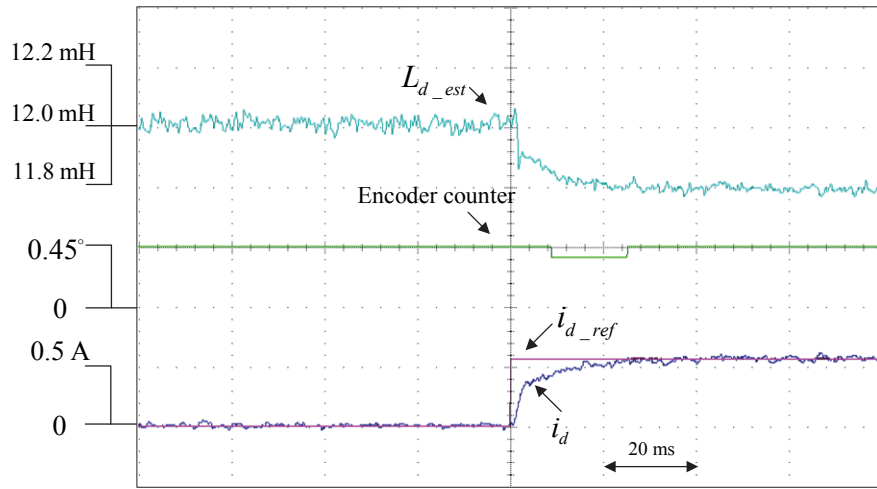


図 5.26 仮定した d 軸正方向は N 極の場合の場合、推定した L_d と i_d の関係
 $(i_{q_ref} = 0, i_{d_ref} = 0.57 \text{ A})$

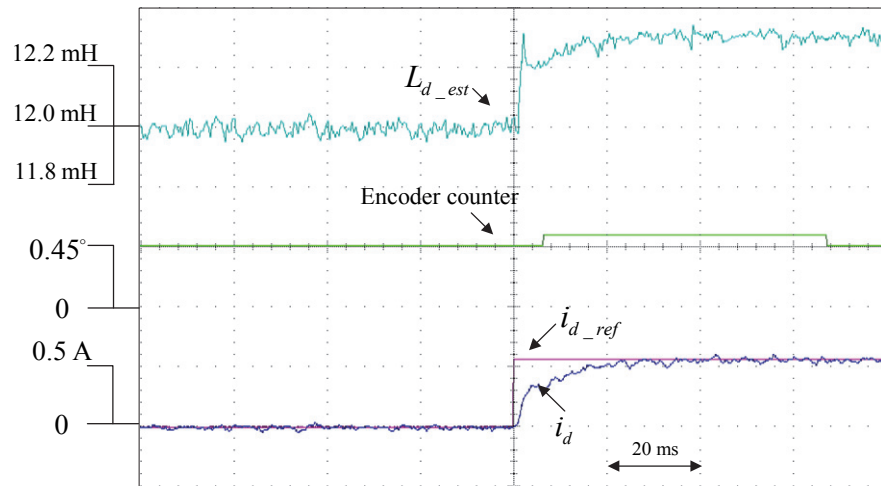


図 5.27 仮定した d 軸正方向は S 極の場合の場合、推定した L_d と i_d の関係
 $(i_{q_ref} = 0, i_{d_ref} = 0.57 \text{ A})$

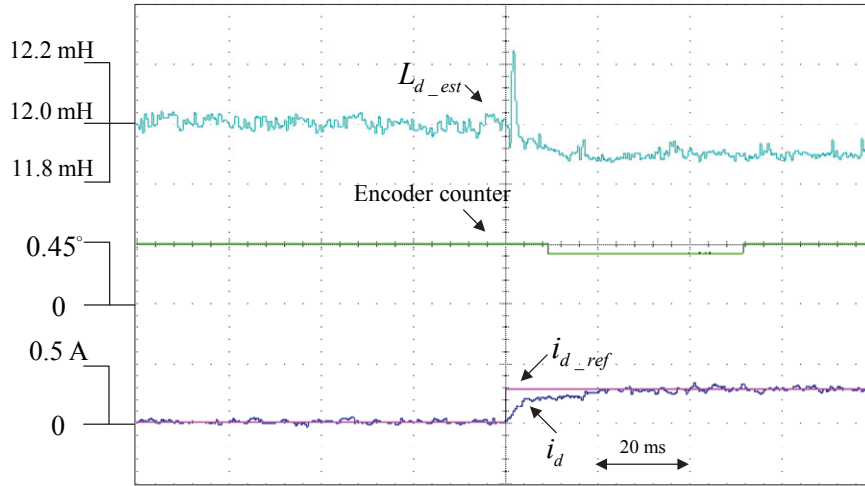


図 5.29 仮定した d 軸正方向は S 極の場合の場合、推定した L_d と i_d の関係
 $(i_{q_ref} = 0, i_{d_ref} = 0.285\text{A})$

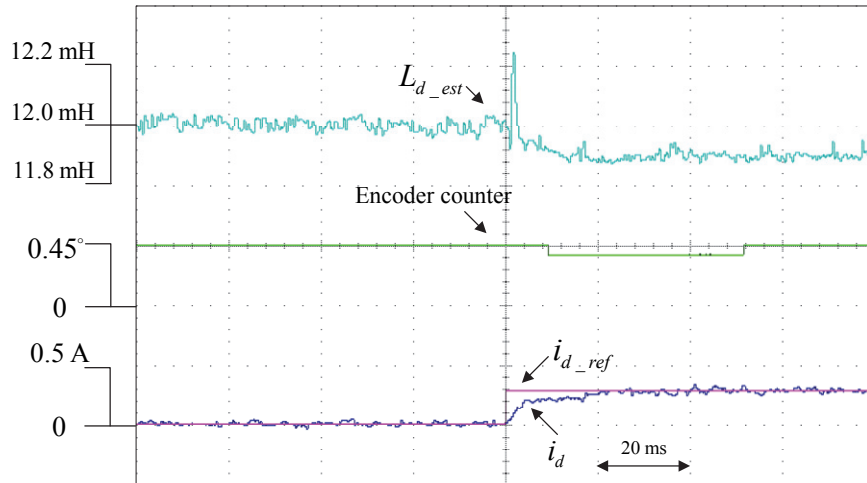


図 5.28 仮定した d 軸正方向は N 極の場合の場合、推定した L_d と i_d の関係
 $(i_{q_ref} = 0, i_{d_ref} = 0.285\text{A})$

第6章 電流リップル低減 PWM パターン

6.1 低速領域 PWM パターンにおける電流リップルのモデル

MSVPWM 位置推定法では、(6.1)式のように、出力電圧ベクトル V_k と平均出力電圧ベクトル e の差は高調波電圧ベクトル V'_k と定義される。

$$V'_k = V_k - e \quad (6.1)$$

しかし、電圧ベクトル制御理論から見れば、(6.2)式のように、出力電圧ベクトル V_k と平均出力電圧ベクトル e の差は誤差電圧ベクトル V_{errk} と定義される。

$$V_{errk} = V_k - e \quad (6.2)$$

(6.3)式、(6.4)式は低速領域 PWM パターンにおける誤差電圧ベクトル V_{errk} の $\alpha\beta$ 軸成分を示す。

$$\begin{bmatrix} V_{err1\alpha} & V_{err4\alpha} \\ V_{err2\alpha} & V_{err5\alpha} \\ V_{err3\alpha} & V_{err6\alpha} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{6}}{3}V_{dc} - e_m \cos \theta_e & -\frac{\sqrt{6}}{6}V_{dc} - e_m \cos \theta_e \\ -\frac{\sqrt{6}}{6}V_{dc} - e_m \cos \theta_e & \frac{\sqrt{6}}{6}V_{dc} - e_m \cos \theta_e \\ \frac{\sqrt{6}}{6}V_{dc} - e_m \cos \theta_e & -\frac{\sqrt{6}}{3}V_{dc} - e_m \cos \theta_e \end{bmatrix}, \quad (6.3)$$

$$\begin{bmatrix} V_{err1\beta} & V_{err4\beta} \\ V_{err2\beta} & V_{err5\beta} \\ V_{err3\beta} & V_{err6\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -e_m \sin \theta_e & -\frac{\sqrt{2}}{2}V_{dc} - e_m \sin \theta_e \\ \frac{\sqrt{2}}{2}V_{dc} - e_m \sin \theta_e & -\frac{\sqrt{2}}{2}V_{dc} - e_m \sin \theta_e \\ \frac{\sqrt{2}}{2}V_{dc} - e_m \sin \theta_e & -e_m \sin \theta_e \end{bmatrix}, \quad (6.4)$$

図 6.1 はこれまで使用されている従来の低速領域 PWM パターンを示す。ここに、出力時間 $t_1 \sim t_6$ は(6.5)式の計算した出力時間比率 $\zeta_1 \sim \zeta_6$ で決めたものである。

$$\begin{bmatrix} \zeta_0 & \zeta_4 \\ \zeta_1 & \zeta_5 \\ \zeta_2 & \zeta_6 \\ \zeta_3 & \zeta_7 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{\sqrt{6}e_\alpha}{3V_d} - \frac{\sqrt{2}e_\beta}{V_d} + \frac{1}{6} \\ \frac{\sqrt{6}e_\alpha}{6V_d} + \frac{1}{6} & \frac{\sqrt{6}e_\alpha}{3V_d} - \frac{\sqrt{2}e_\beta}{V_d} + \frac{1}{6} \\ -\frac{\sqrt{6}e_\alpha}{3V_d} + \frac{\sqrt{2}e_\beta}{V_d} + \frac{1}{6} & -\frac{\sqrt{6}e_\alpha}{6V_d} + \frac{1}{6} \\ \frac{\sqrt{6}e_\alpha}{3V_d} + \frac{\sqrt{2}e_\beta}{V_d} + \frac{1}{6} & 0 \end{bmatrix}. \quad (6.5)$$

これらの誤差電圧ベクトルと出力時間の積分により、モータの巻線には電流リップルを生じてしまう。便利な解析のため、いくつかの仮設が必要である：

- スイッチがオフ状態の時、回路に流れる電流、すなわち漏れ電流はゼロであること。
- スイッチがオン状態の時、スイッチの電圧がゼロであること。
- スイッチがオン状態からオフ状態に変わる時の時間、あるいはオフ状態からオン状態に変わる時の時間がゼロであること。

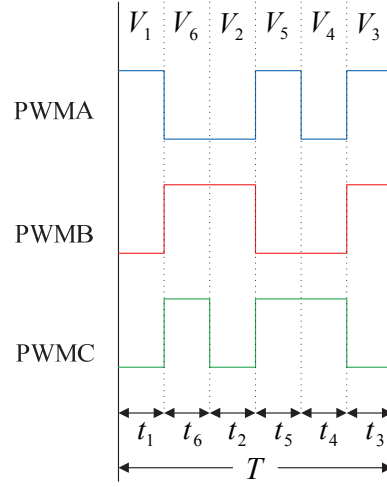


図 6.1 低速領域の PWM パターン

- 各出力時間には電流が線形的に変化している。
 - dq 軸インダクタンスはすべて L と定義される。
- 従って，瞬間電流リップル i_{err} は(6.6)式で表すことができる。

$$i_{err} = \frac{\int_0^T V_{err} dt}{L} \quad (6.6)$$

図 6.1 のような低速領域の PWM パターンの場合に，各出力時間帯に対する電流リップルは(6.7)式、(6.8)式で表すことができる。

$$i_{err}(t) = \begin{cases} k_1 t & 0 \leq t \leq t_1 \\ k_6(t-t_1) + k_1 t_1 & t_1 \leq t \leq t_{1+6} \\ k_2(t-t_1-t_6) + k_1 t_1 + k_6 t_6 & t_{1+6} \leq t \leq t_{1+6+2} \\ k_5(t-t_1-t_6-t_2) + k_1 t_1 + k_6 t_6 + k_2 t_2 & t_{1+6+2} \leq t \leq t_{1+6+2+5} \\ k_4(t-t_1-t_6-t_2-t_5) + k_1 t_1 + k_6 t_6 + k_2 t_2 + k_5 t_5 & t_{1+6+2+5} \leq t \leq t_{1+6+2+5+4} \\ k_3(t-t_1-t_6-t_2-t_5-t_4) + k_1 t_1 + k_6 t_6 + k_2 t_2 + k_5 t_5 + k_4 t_4 & t_{1+6+2+5+4} \leq t \leq T \end{cases} \quad (6.7)$$

$$k_i = \frac{V_{errk}}{L} \quad (6.8)$$

(6.9)式、(6.10)式は瞬間電流リップル i_{err} の $\alpha\beta$ 軸成分 $I_{err\alpha}$, $I_{err\beta}$ の二乗平均平方根(RMS)を示す。

$$I_{err\alpha}^2 = \frac{\int_0^T i_{err\alpha}^2(t) dt}{T} \quad (6.9)$$

$$I_{err\beta}^2 = \frac{\int_0^T i_{err\beta}^2(t) dt}{T} \quad (6.10)$$

ここに， $i_{err\alpha}$, $i_{err\beta}$ は瞬間電流リップル i_{err} の $\alpha\beta$ 軸成分である。周期 T におけるトータル電流リップル I_{ripple} は(6.9)式と(6.10)式の和と考えることができる。

$$I_{ripple}^2 = I_{err\alpha}^2 + I_{err\beta}^2 \quad (6.11)$$

トータル電流リップル I_{ripple} はモータ駆動システムとして貢献しない，そして，その二乗は銅損を決めるので，位置推定法におけるアルゴリズムを満足する上に，できるだけ小さくしたい。

電流リップルを定量的に解析するため、本章では、統一的に、直流電圧 V_d は 200V、PWM 周期は $400\mu\text{s}$ 、インダクタンス L は 20 mH に設定した。

6.2 各 MSVPWM パターンにおける電流リップルの解析

平均出力電圧ベクトル $\mathbf{e}$ が決められた場合に、一周期の電流リップルは各誤差電圧ベクトル $\mathbf{V}_{errk}$ の出力順番により異なる。一周期には電圧時間積分バランスから見れば、(6.12)式を満たす MSVPWM パターンは有効なパターンである。理論的に、有効な低速領域 MSVPWM パターンには 720 種類がある。これから、これらの有効パターンから電流リップル低減用の最適化パターンを検討する。

$$\mathbf{e} = \sum_{k=0}^7 s_k \zeta_k \mathbf{V}_k \quad (6.12)$$

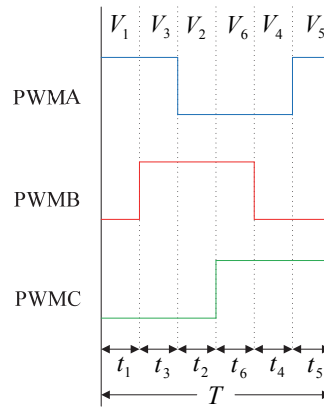


図 6.2 逆時計出力順番の MSVPWM パターン($V_1V_3V_2V_6V_4V_5$)

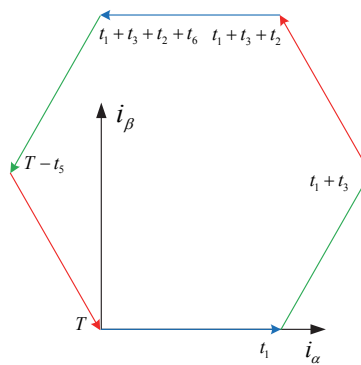


図 6.3 MSVPWM パターン($V_1V_3V_2V_6V_4V_5$)の電流リップルベクトルの軌跡 ($\zeta_k=1/6$)

6.2.1 順時計、逆時計出力順番の MSVPWM パターン

順時計また逆時計出力順番の MSVPWM パターンのメリットは一周期におけるスイッチング

回数は6回で、ほかのMSVPWMパターンより、最小スイッチング回数を達成できる。図6.2は逆時計出力順番のMSVPWMパターン($V_1V_3V_2V_6V_4V_5$)を示す。しかし、そのデメリットは図6.3が示すように、電流リップルベクトルは原点から遠く離れているため、大きい電流リップルを生じてしまうことである。

図6.4はパターン($V_1V_3V_2V_6V_4V_5$)に対して、平均出力電圧ベクトル e を $20\%\sqrt{2/3}V_d$ に設定した

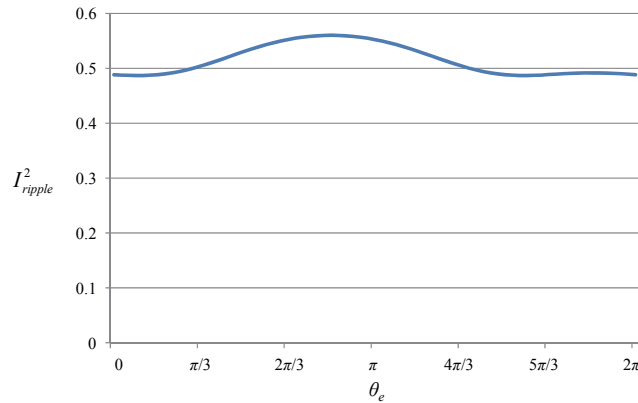


図 6.4 MSVPWM パターン($V_1V_3V_2V_6V_4V_5$)における電流リップル I_{ripple}^2 と平均出力電圧ベクトル e の角度の関係

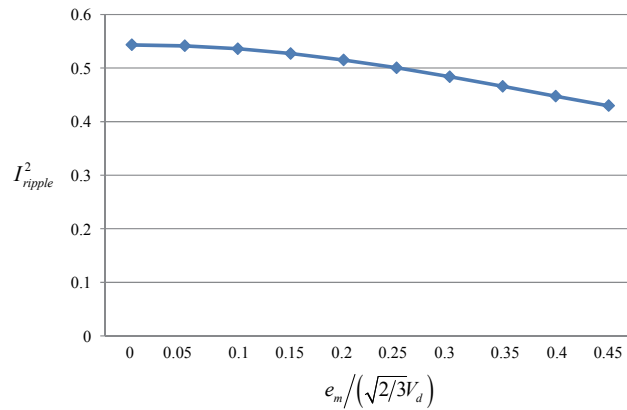


図 6.5 MSVPWM パターン($V_1V_3V_2V_6V_4V_5$)における一回転の電流リップル I_{ripple}^2 の平均値と平均出力電圧ベクトル e の大きさの関係

場合、一回転における電流リップル I_{ripple}^2 の大きさを示す。 I_{ripple}^2 の平均値は0.515で、大きい銅損を発生してしまう。

図6.5 MSVPWMパターン($V_1V_3V_2V_6V_4V_5$)における一回転の電流リップル I_{ripple}^2 の平均値と平均出力電圧ベクトル e の大きさの関係を示す。平均出力電圧ベクトル e の大きさは増加するとともに、一回転の電流リップル I_{ripple}^2 の平均値は小さくなる。平均出力電圧ベクトル e はゼロの場合、図6.3で示した電流リップルベクトルの軌跡の中心点が原点への距離が最も遠いであることが分

かる。平均出力電圧ベクトル e の大きさは大きい場合に、平均出力時間は異なるのは、電流リップルベクトルの軌跡の中心点は原点へ寄ることの原因である。

順時計また逆時計出力順番の MSVPWM パターンは一周期におけるスイッチング回数は少なく、PWM 周波数は 5 kHz に設定することが可能であるが、電圧ベクトルを印加する瞬間、電流には大きいノイズが発生します。このノイズはなくなって、電流を安定的にサンプルするのは必要である。AD 変換時間、デッドタイムもかかるので、各電圧ベクトルの出力時間は短いと良好な AD サンプルをできない。モータによって、最小出力時間の範囲は $6\mu\text{s}$ から $15\mu\text{s}$ との程度である。PWM 周波数は高い場合に、同じな各出力時間比率に対して、各電圧ベクトルの出力時

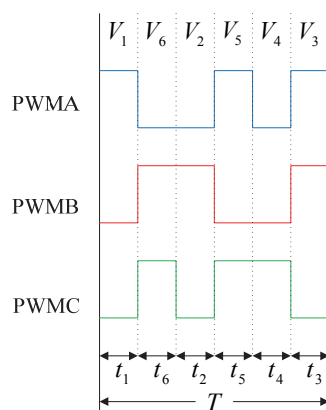


図 6.6 従来の MSVPWM パターン ($V_1V_6V_2V_5V_4V_3$)

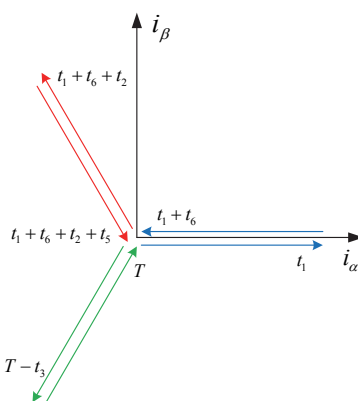


図 6.7 MSVPWM パターン ($V_1V_6V_2V_5V_4V_3$) の電流リップルベクトルの軌跡 ($\zeta_k=1/6$)

間は短くなり、最小出力時間を満足するため、出す可能な平均出力電圧ベクトル e の最大値は小さくなってしまいます。また、出力時間は短いため、応答電流の変化は小さい、良好な AD サンプルをしにくい、推定精度は悪くなる。

6.2.2 従来の MSVPWM パターン

順時計また逆時計出力順番の MSVPWM パターンにおける電流リップルが大きいという欠点

を克服するため、従来の MSVPWM パターンを提案した。図 6.6 は従来の MSVPWM パターン ($V_1V_6V_2V_5V_4V_3$)を示す。このパターンの特徴は相殺電圧ベクトル(V_1V_6), (V_2V_5), (V_4V_3)は定着したスイッチング順番として、各相電流リップルを低減することである。図 6.7 は従来の MSVPWM パターン($V_1V_6V_2V_5V_4V_3$)の電流リップルベクトルの軌跡を示す。各相誤差電圧が相殺するため、電

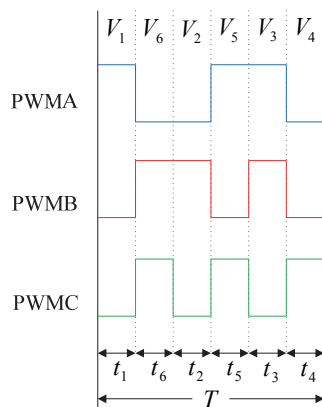


図 6.8 三相对称性無しの MSVPWM パターン($V_1V_6V_2V_5V_3V_4$)

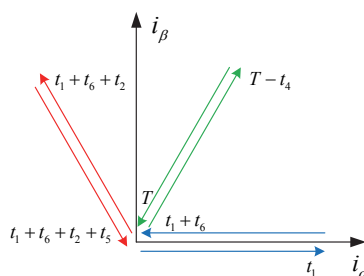


図 6.9 MSVPWM パターン($V_1V_6V_2V_5V_3V_4$)の電流リップルベクトルの軌跡 ($\zeta_k=1/6$)

流リップルベクトルの軌跡は原点から遠く離れたあと、すぐ原点まで戻ることが分かる。一制御周期で、このような軌跡は三回で繰り返す、三相電流リップルは原点へ近寄り、トータル電流リップルを低減することが可能になる。

また、電流リップルの三相对称性もトータル電流リップルの低減に対して、効果している。図 6.8 は三相对称性無しの MSVPWM パターン($V_1V_6V_2V_5V_3V_4$)を示す。C 相における出力電圧ベクトルは(V_4V_3)でなく、(V_3V_4)である。C 相誤差電圧が相殺しているが、図 6.9 の電流リップルベクトルの軌跡により、三相对称性がないため、トータル電流リップルは 60° の方向で生じてしまう。

従って、従来の MSVPWM パターンには下記のような 2 つの特徴がある。

- 1) 定着した相殺電圧ベクトル(V_1V_6), (V_2V_5), (V_4V_3)を利用する
- 2) 電流リップルの三相对称性を利用する

しかし、ABC 三相の組合により、($V_2V_5V_1V_6V_4V_3$), ($V_2V_5V_4V_3V_1V_6$), ($V_4V_3V_2V_5V_1V_6$), ($V_4V_3V_1V_6V_2V_5$), ($V_1V_6V_4V_3V_2V_5$)という 5 つの MSVPWM パターンも以上の特徴を満足している。従来の MSVPWM パターンを含めて、図 6.10 に示された 6 つの MSVPWM パターンにおける電流リップルを定量的に解析する上、最小電流リップルを達成する MSVPWM パターンの組合を検討する必要があ

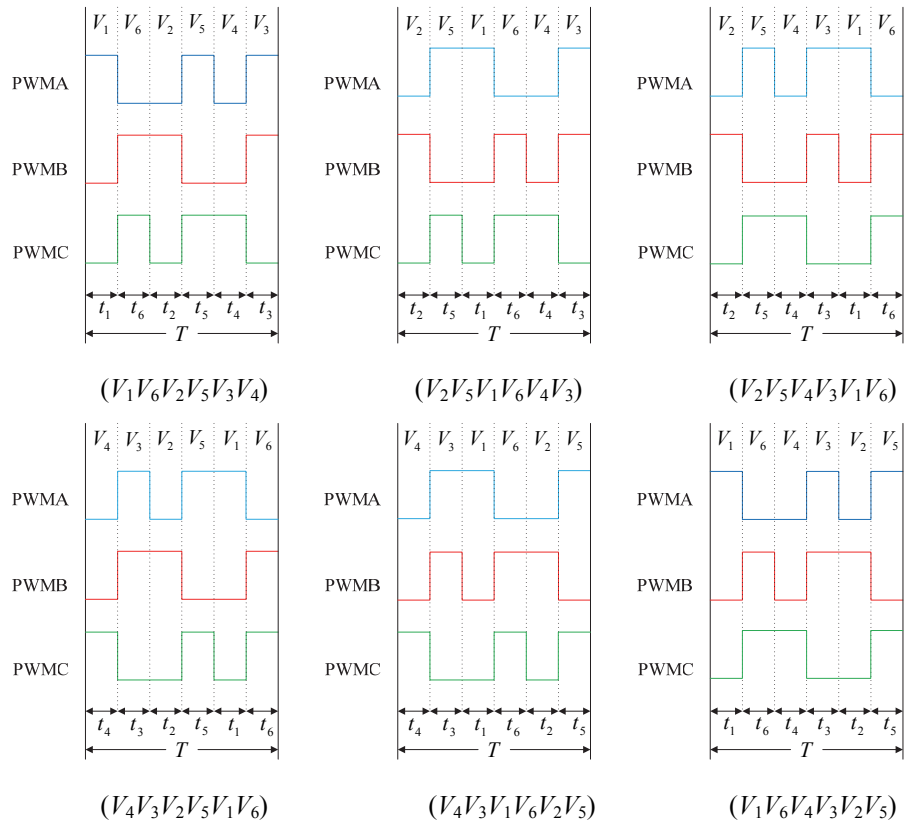


図 6.10 電流リップル低減用の MSVPWM パターン

る。

6.2.3 6つの MSVPWM パターンにおける電流リップル

図 6.11 は平均出力電圧ベクトルの角度に対するトータル電流リップルを示す ($e_m = 40\% \sqrt{2/3} V_{dc}$)。本章では, V_{dc} は 200 V, L_d と L_q は 20 mH. PWM 周期は 400 μ s を設定した。

従来の MSVPWM パターン ($V_1V_6V_2V_5V_4V_3$) では, トータル電流リップルでは θ_e は 30° のところに最小値と達成する, 一方, θ_e は 210° のところに最大値になってしまう。6つの MSVPWM パターンでは, 各トータル電流リップルの形は同一で, それぞれは 60° の位相差が存在している。

図 6.12 は平均出力電圧ベクトルの角度に対するトータル電流リップルを示す ($e_m = 20\% \sqrt{2/3} V_{dc}$)。図 6.11-6.12 により, 平均出力電圧ベクトルの大きさはトータル電流リップルの最小値と最大値に対応する角度への影響がないことが分かる。ただ, 平均出力電圧ベクトルの大きさはトータル電流リップルの最小値と最大値の大きさを影響している。この原因は平均出力電圧ベクトルの大きさは小さい場合, 平均出力時間比率は 1/6 になり, 各出力時間は等しい電流。リップル三相对称性の効果が出るため, トータル電流リップルの差別は小さくなることである。

図 6.13-6.14 は θ_e は 30° の場合 ($e_m = 40\% \sqrt{2/3} V_{dc}$), MSVPWM パターン ($V_1V_6V_2V_5V_4V_3$) と ($V_4V_3V_2V_5V_1V_6$) における瞬間電流リップルの $\alpha\beta$ 軸成分を示す。MSVPWM パターン ($V_1V_6V_2V_5V_4V_3$)

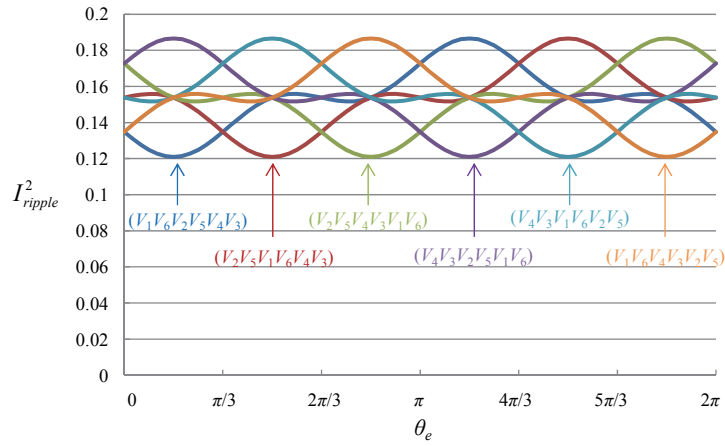


図 6.11 平均出力電圧ベクトルの角度に対するトータル電流リップル ($e_m = 40\% \sqrt{2/3} V_{dc}$)

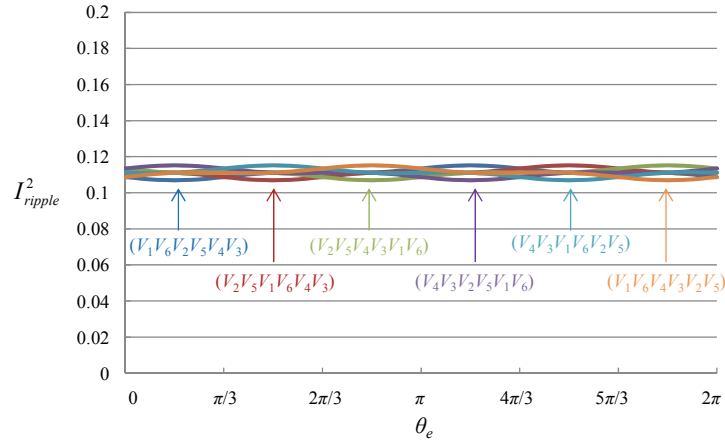


図 6.12 平均出力電圧ベクトルの角度に対するトータル電流リップル ($e_m = 20\% \sqrt{2/3} V_{dc}$)

におけるトータル電流リップルは最小値で，MSVPWM パターン $(V_4V_3V_2V_5V_1V_6)$ におけるトータル電流リップルは最大値である。この二種類の電流リップルの差別を観測しやすいため，図 6.15 のように， $\gamma\delta$ 軸回転座標系を定義した。 δ 軸は平均出力電圧ベクトル $\mathbf{e}$ と一致し， δ 軸に対する遅れ角は 90° の方向で γ 軸と設定した。図 6.16-6.17 は θ_e は 30° の場合 ($e_m = 40\% \sqrt{2/3} V_{dc}$)，MSVPWM パターン $(V_1V_6V_2V_3V_4V_3)$ と $(V_4V_3V_2V_5V_1V_6)$ における瞬間電流リップルの $\gamma\delta$ 軸成分を示す。 γ 軸瞬間電流リップル成分には二種類の電流リップルの差別をはっきり観測できることが分かる。

6.2.4 電流リップルを低減する MSVPWM パターン

図 6.11-6.12 により，6 種類の MSVPWM パターンは 60° ごとに，最小電流リップル区間に 6 回繰り返しているのので，一回転には MSVPWM パターンを表 6.1 のような 60° ごとに変化し，電流リップルを低減する MSVPWM パターンを設計することが可能である。

図 6.18 は平均出力電圧ベクトルの大きさに対する，一回転における最大値、最小値、従来

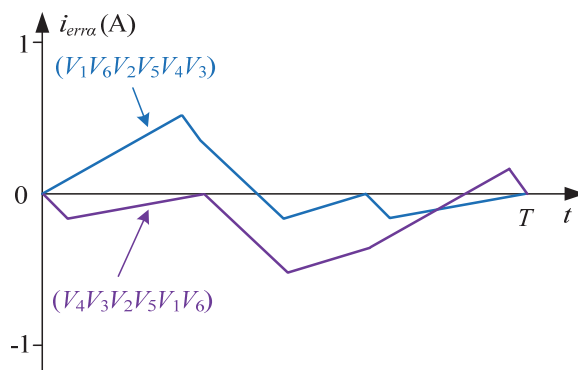


図 6.13 MSVPWM パターン $(V_1V_6V_2V_5V_4V_3)$ と $(V_4V_3V_2V_5V_1V_6)$ における瞬間電流リップルの α 軸成分 ($\theta_e = 30^\circ$, $e_m = 40\%\sqrt{2/3}V_{dc}$)

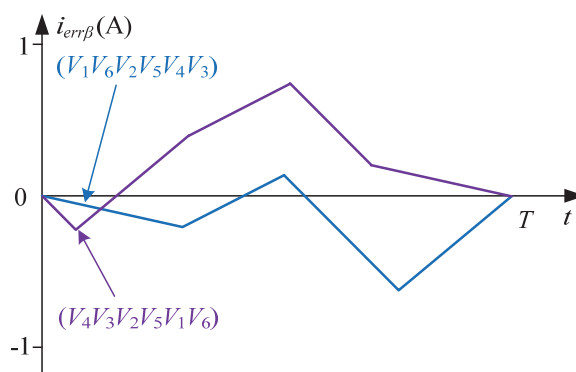


図 6.14 MSVPWM パターン $(V_1V_6V_2V_5V_4V_3)$ と $(V_4V_3V_2V_5V_1V_6)$ における瞬間電流リップルの β 軸成分 ($\theta_e = 30^\circ$, $e_m = 40\%\sqrt{2/3}V_{dc}$)

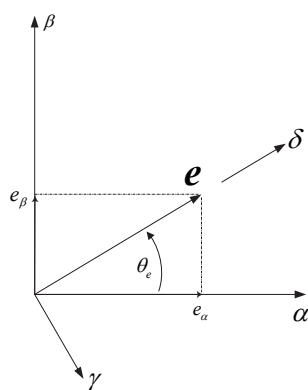


図 6.15 $\gamma\delta$ 軸回転座標系

MSVPWM パターンにおける平均値、提案 MSVPWM パターンにおける平均値という 4 種類の電流リップルを示す。特に、平均出力電圧ベクトルはゼロの場合、電流リップル I_{ripple}^2 は 0.0988 なので、MSVPWM パターンは零速の場合でも十分な高調波成分を含んでいることが分かる。平均出力電圧ベクトルの大きさは小さい場合、平均出力時間比率は等しいため、提案 MSVPWM パ

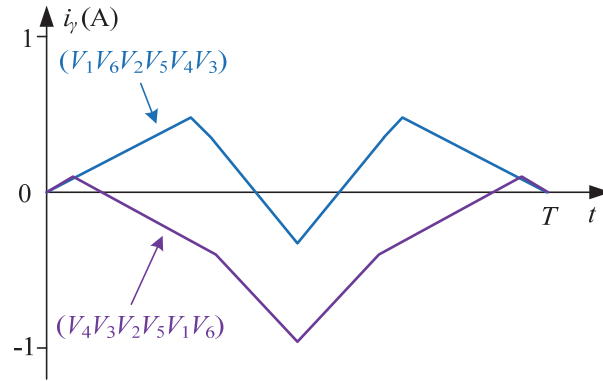


図 6.16 MSVPWM パターン $(V_1V_6V_2V_5V_4V_3)$ と $(V_4V_3V_2V_5V_1V_6)$ における瞬間電流リップルの γ 軸成分 ($\theta_e = 30^\circ$, $e_m = 40\%\sqrt{2/3}V_{dc}$)

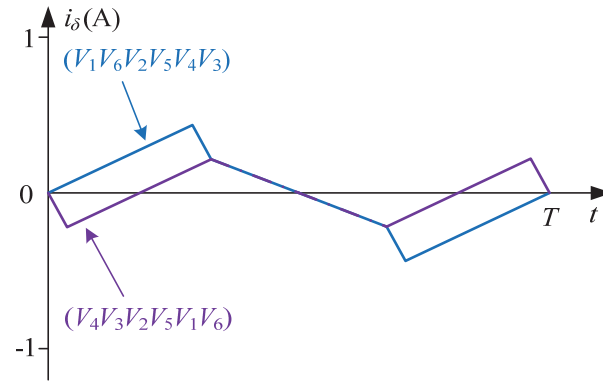


図 6.17 MSVPWM パターン $(V_1V_6V_2V_5V_4V_3)$ と $(V_4V_3V_2V_5V_1V_6)$ における瞬間電流リップルの δ 軸成分 ($\theta_e = 30^\circ$, $e_m = 40\%\sqrt{2/3}V_{dc}$)

ターンは平均出力電圧ベクトルの大きさは大きい場合に、効果している。従来の MSVPWM パターンにより、提案 MSVPWM パターンはトータル電流リップルを最大 20%-30%の程度で低減することが可能である。

また、突極比により、 dq 軸電流リップルの形は変わり、トータル電流リップルは最小値に対する角度も変わっているが、 L_q/L_d は小なり 1.9 の場合、提案 MSVPWM パターンは有効である。

表 6.1 電流リップルを低減する提案 MSVPWM パターン

θ_e	提案 MSVPWM パターン
$[0^\circ - 60^\circ]$	$(V_1V_6V_2V_5V_4V_3)$
$[60^\circ - 120^\circ]$	$(V_2V_5V_1V_6V_4V_3)$
$[120^\circ - 180^\circ]$	$(V_2V_5V_4V_3V_1V_6)$
$[180^\circ - 240^\circ]$	$(V_4V_3V_2V_5V_1V_6)$
$[240^\circ - 300^\circ]$	$(V_4V_3V_1V_6V_2V_5)$
$[300^\circ - 360^\circ]$	$(V_1V_6V_4V_3V_2V_5)$

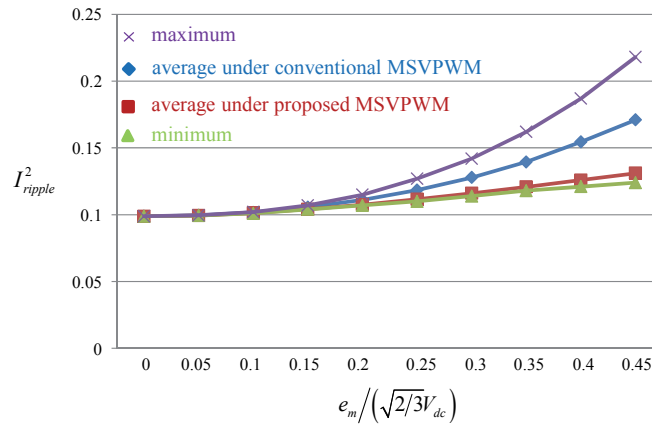


図 6.18 平均電圧ベクトルの大きさに対する，一回転における平均電流リップル

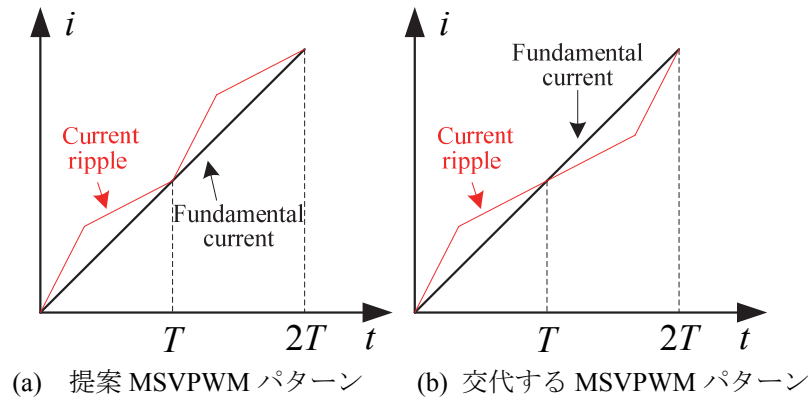


図 6.19 提案 MSVPWM パターン、提案パターンと鏡像パターン交代する MSVPWM パターンにおける電流リップルと基本波成分の見取

6.2.5 鏡像 MSVPWM パターン

表 6.2 提案 MSVPWM パターンと鏡像 MSVPWM パターン

θ_e	提案 MSVPWM パターン	鏡像 MSVPWM パターン
$[0^\circ - 60^\circ]$	$(V_1V_6V_2V_5V_4V_3)$	$(V_3V_4V_5V_2V_6V_1)$
$[60^\circ - 120^\circ]$	$(V_2V_5V_1V_6V_4V_3)$	$(V_3V_4V_6V_1V_5V_2)$
$[120^\circ - 180^\circ]$	$(V_2V_5V_4V_3V_1V_6)$	$(V_6V_1V_3V_4V_5V_2)$
$[180^\circ - 240^\circ]$	$(V_4V_3V_2V_5V_1V_6)$	$(V_6V_1V_5V_2V_3V_4)$
$[240^\circ - 300^\circ]$	$(V_4V_3V_1V_6V_2V_5)$	$(V_5V_2V_6V_1V_3V_4)$
$[300^\circ - 360^\circ]$	$(V_1V_6V_4V_3V_2V_5)$	$(V_5V_2V_3V_4V_6V_1)$

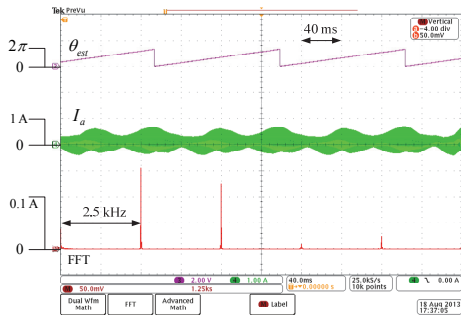


図 6.20 160 rpm の場合、従来 MSVPWM パターンにおける相電流及び FFT 解析
($i_{d_ref} = 0, i_{q_ref} = 0$)。

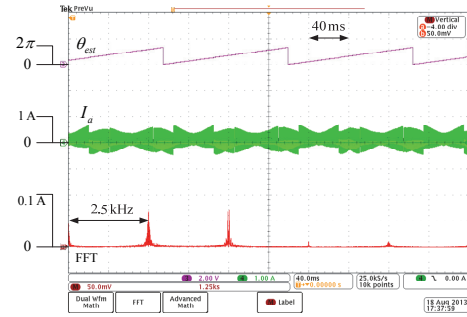


図 6.21 160 rpm の場合、提案 MSVPWM パターンにおける相電流及び FFT 解析
($i_{d_ref} = 0, i_{q_ref} = 0$)。

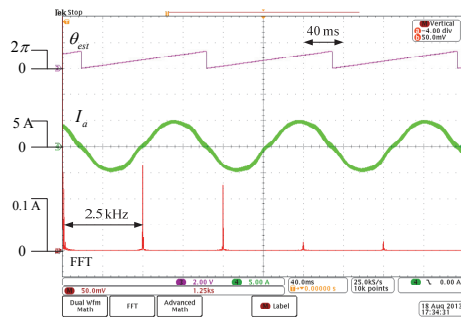


図 6.22 160 rpm の場合、従来 MSVPWM パターンにおける相電流及び FFT 解析
($i_{d_ref} = 0, i_{q_ref} = 5.7 \text{ A}$)。

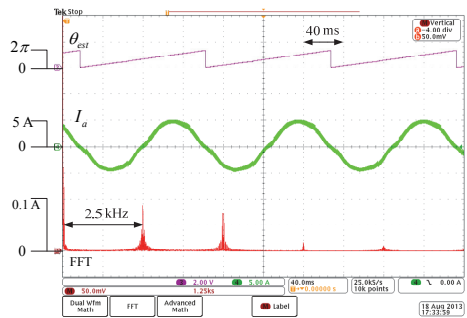


図 6.23 160 rpm の場合、提案 MSVPWM パターンにおける相電流及び FFT 解析
($i_{d_ref} = 0, i_{q_ref} = 5.7 \text{ A}$)。

相殺電圧ベクトル(V_1V_6), (V_2V_5), (V_4V_3)のほか、定着したスイッチング順番(V_6V_1), (V_5V_2), (V_3V_4)も電流リップルの三相对称性を持ち、相殺により、各相電流リップルを低減することができる。

(V_6V_1), (V_5V_2), (V_3V_4) という定着したスイッチングは(V_1V_6), (V_2V_5), (V_4V_3)と鏡像している。表 6.2 は提案 MSVPWM パターンと鏡像 MSVPWM パターンを示す。

図 6.19 は二制御周期で提案 MSVPWM パターン、提案パターンと鏡像パターン交代する MSVPWM パターンにおける電流リップルと基本波成分の見取を示す。一周期から見ると、二種類 MSVPWM パターンにおける電流リップルには RMS は同じで、区別はない。二周期から見ると、電流リップルの極性は周期ごとに異なるため、二周期分の平均電流リップルはゼロになり、電流制御にはメリットがあるが、 $(1/2T) \text{ Hz}$ の高調波成分を生じ、大きな騒音を発生してしまう。この故、提案パターンと鏡像パターン交代する MSVPWM パターンを採用しないことになる。

6.3 提案 MSVPWM パターンに関する実験

6.3.1 相電流の FFT 解析

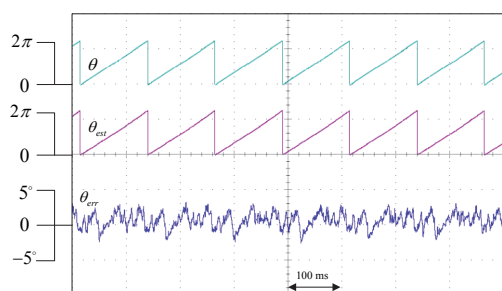


図 6.24 160 rpm の場合，従来 MSVPWM パターンにおける位置センサ信号、位置推定信号、位置推定誤差 ($i_{d_ref}=0, i_{q_ref}=0$)。

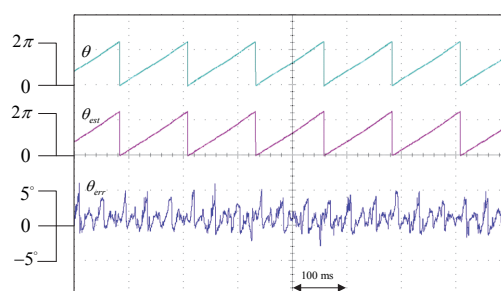


図 6.25 160 rpm の場合，提案 MSVPWM パターンにおける位置センサ信号、位置推定信号、位置推定誤差 ($i_{d_ref}=0, i_{q_ref}=0$)。

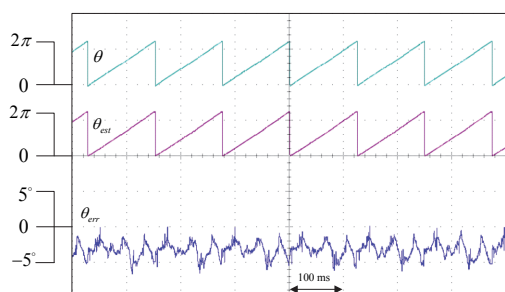


図 6.26 160 rpm の場合，従来 MSVPWM パターンにおける位置センサ信号、位置推定信号、位置推定誤差 ($i_{d_ref}=0, i_{q_ref}=5.7\text{ A}$)。

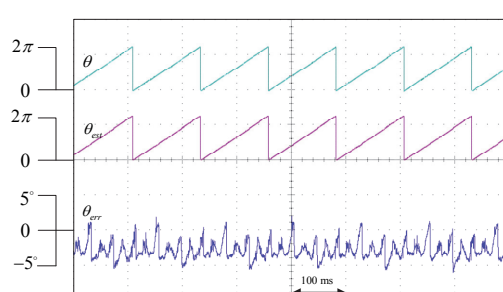


図 6.27 160 rpm の場合，提案 MSVPWM パターンにおける位置センサ信号、位置推定信号、位置推定誤差 ($i_{d_ref}=0, i_{q_ref}=5.7\text{ A}$)。

図 6.20-6.21 は 160 rpm の場合，従来 MSVPWM パターン、提案 MSVPWM パターンにおける相電流及び FFT 解析を示す($i_{d_ref}=0, i_{q_ref}=0$)。同軸サーボ駆動により，実験モータは 160 rpm という固定速度で回転されている。

図 6.22-6.23 は 160 rpm の場合，従来 MSVPWM パターン、提案 MSVPWM パターンにおける相電流及び FFT 解析を示す($i_{d_ref}=0, i_{q_ref}=5.7\text{ A}$)。

従来 MSVPWM パターンの場合，電流の高調波成分は PWM 周波数の倍数のあたりだけ生じる。一方，提案 MSVPWM パターンの場合，電流の高調波成分は PWM 周波数の倍数のあたりに分散化し，2.5 kHz における電流の高調波成分は大幅に低減したことが分かる。

6.3.2 位置推定

一般的に，MSVPWM パターンは IPMSM 位置センサレス駆動システムにおける専用の PWM パターンである。提案 MSVPWM パターンにおける電流のかたちは従来 MSVPWM パターンのとは異なり，高調波成分は低減したもので，MSVPWM パターンに基づく位置推定システムに対して，提案 MSVPWM パターンにおける位置推定性能は確認する必要がある。

図 6.24-6.25 は 160 rpm の場合，従来 MSVPWM パターン、提案 MSVPWM パターンにおける位置センサ信号、位置推定信号、位置推定誤差を示す($i_{d_ref}=0, i_{q_ref}=0$)。

図 6.26-6.27 は 160 rpm の場合，従来 MSVPWM パターン、提案 MSVPWM パターンにおける位置センサ信号、位置推定信号、位置推定誤差を示す($i_{d_ref}=0, i_{q_ref}=5.7\text{ A}$)。

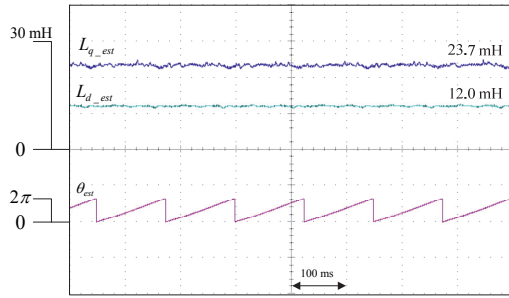


図 6.28 160 rpm の場合，従来 MSVPWM パターンにおける dq 軸インダクタンス推定値、位置推定信号 ($i_{d_ref}=0, i_{q_ref}=0$)。

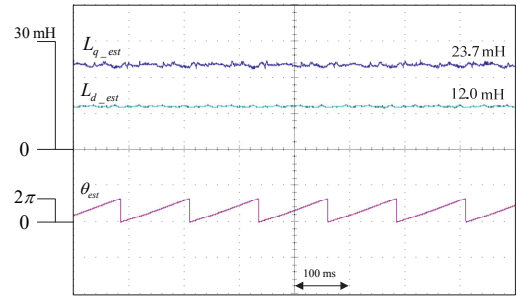


図 6.29 160 rpm の場合，提案 MSVPWM パターンにおける dq 軸インダクタンス推定値、位置推定信号 ($i_{d_ref}=0, i_{q_ref}=0$)。

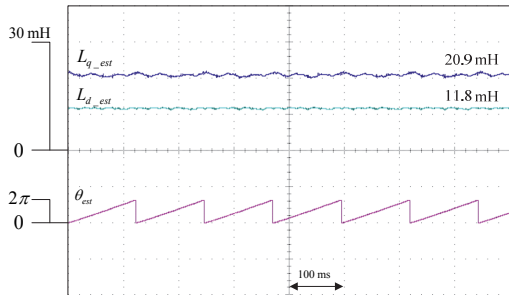


図 6.30 160 rpm の場合，従来 MSVPWM パターンにおける dq 軸インダクタンス推定値、位置推定信号 ($i_{d_ref}=0, i_{q_ref}=5.7\text{ A}$)。

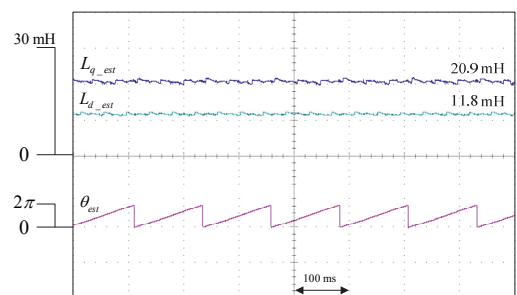


図 6.31 160 rpm の場合，提案 MSVPWM パターンにおける dq 軸インダクタンス推定値、位置推定信号 ($i_{d_ref}=0, i_{q_ref}=5.7\text{ A}$)。

負荷の大きさを問わず，位置推定誤差はいずれも $\pm 5^\circ$ 以内で，提案 MSVPWM パターンは電流高調波成分を低減した上，良好な位置推定効果を維持することが分かる。

6.3.3 インダクタンス推定

第 5 章により，インダクタンス推定は MSVPWM パターンに基づく位置推定システムの特徴であるため，提案 MSVPWM パターンにおける位置推定性能は確認した。

図 6.28-6.29 は 160 rpm の場合，従来 MSVPWM パターン、提案 MSVPWM パターンにおける dq 軸インダクタンス推定値、位置推定信号を示す($i_{d_ref}=0, i_{q_ref}=0$)。

図 6.30-6.31 は 160 rpm の場合，従来 MSVPWM パターン、提案 MSVPWM パターンにおける dq 軸インダクタンス推定値、位置推定信号を示す($i_{d_ref}=0, i_{q_ref}=5.7\text{ A}$)。

q 軸電流の増加に対して，磁気飽和のため， q 軸インダクタンス推定値は 23.7 mH から 20.9 mH まで，つまり 11.8%の程度で減少した。出力電圧ベクトルの順番に関わらず，提案 MSVPWM パターンは電流高調波成分を低減した上， dq 軸インダクタンスを確実に推定することが分かる。

第7章 まとめ

エネルギーや地球環境の問題を解決していく上で、電気エネルギーを高効率で変換、制御することのできるパワーエレクトロニクス技術の重要性がますます高まっている。内部永久磁石同期モータ (IPMSM) には、体積が小さい、重量が軽い、構造が簡単、効率が高い、制御性が良いなどの特長があるため、現在電気自動車や風力発電などの応用分野で広く採用されている。ネオジム磁石を使った永久磁石同期モータが登場する以前は、自動車を走らせるような大出力の交流モータとして主に誘導モータが使用されてきた。現在では、IPMSM は小型高性能という点で誘導モータを上回り、電気自動車の高性能化に大きく貢献している。

IPMSM の速度閉ループ制御にはモータの位置信号が必要であるため、通常はモータに位置センサを取付ける必要があるが、以下のような欠点がある：

- 1 位置センサとそのスペースのため、コストと体積が増加。
- 2 位置センサの信号線の断線などによる信頼性。
- 3 位置センサによる耐環境性（高低温度、湿度、振動）に対する制約。

以上の問題を解決するため、モータの電圧、電流と数学モデルを利用して、位置信号を獲得する、すなわち位置センサレス IPM モータ駆動システムが提案されている。この位置センサレス IPMSM 駆動システムの高性能化は駆動システムの低コスト、省スペース、高信頼性化のために最も重要なテーマの一つである。

IPMSM の突極性によって、固定子巻線から見た自己インダクタンスは回転子の位置によって変化するので、自己インダクタンスを測定し、 dq 軸インダクタンスの違いを利用して回転子位置を推定可能である。突極性に基づく位置センサレス駆動の利点は停止時や低速時にも位置推定が可能、推定精度が高いである。本論文ではこの位置推定法を採用する。

具体的に、本研究は下記のテーマを検討した。

1 緒論

研究の背景、関連研究の動向、本研究の目的と構成を説明する。

2 基本原理

IPMSM 突極性、数学モデル、位置推定原理、高調波成分の抽出、位置推定に適した PWM、位置推定原理におけるシミュレーション検証。

3 駆動システムの構成

センサレス駆動システム用モータ、インバータ、コントローラ、電流サンプリング回路、FPGA システム、DSP システム、位置推定における基本実験。

4 インバータの非線形性の補償に基づく推定精度の改善

マルチ空間ベクトル PWM パターンで発生するインバータ出力電圧によりモータ電流が流れる。従って、モータ電流はモータの磁気特性に依存しており、モータの回転子位置情報を含んでいる。しかし、デッドタイムなどのインバータの非線形性のために、PWM 信号と実際のインバータ出力電圧との間に、誤差を発生し、この誤差が位置推定の誤差の原因となる。この問題を解

決するために、高調波電圧の誤差を補償して、位置推定の精度を改善する方法を開発した。理想的パワーデバイスをいれれば、電圧ベクトルはスイッチング信号のみで決まるが、パワーデバイスの電圧降下とデッドタイムのために、出力電圧の高調波成分を抽出する際には、出力電圧ベクトルおよび平均出力電圧ベクトルの正確な値が必要である。採用した位置推定法では、各スイッチング時刻の三相電流をサンプルしているので、この情報を用いて電圧ベクトルと平均出力電圧ベクトルを修正する。安定な位置推定を実現するために、精密に高調波電流をサンプリングすることのできるプリント基板を設計した。位置推定誤差を平均値で電気角度 1° 程度改善できることをシミュレーションと実験により確認した。

5 磁極検出の新方法

突極性に基づく位置推定法では磁極の判定が原理的に不可能である。このため、モータを始動する際、推定インダクタンスの変化に基づく磁極判定法を開発した。この方法はモータの位置信号を推定すると同時に、インダクタンスもリアルタイムで推定できるという他の方法にはない特性を用いて、磁気飽和によりインダクタンスが変化する特性を利用して磁極検出を行った。

固定子巻線に電流を永久磁石磁束の同方向に流すと、永久磁石磁束と同方向の磁束は増加し、磁気飽和により推定したインダクタンスは小さくなる。逆に、電流を永久磁石磁束の逆方向に流すと、永久磁石磁束と同方向の磁束は減少し、磁気飽和は低減されて推定したインダクタンスは大きくなる。電流の変化により、インダクタンスが変化するという特徴を利用し、駆動システムを電流閉ループで制御して、インダクタンスの変化を観測して、磁極検出を行うことが可能である。マルチ空間ベクトル PWM に基づく位置推定法により、零速でも、位置信号を推定する同時に、信号分離用フィルタを用いず、インダクタンスを推定できる。推定インダクタンスの相対精度は高く、バラツキが 0.5%以内で、定格電流の半分程度以下の電流変化で磁極判定を安定に行うことが可能といった長所を有している。

6 電流リップルを低減可能な PWM パターンの検討

提案しているマルチ空間ベクトル PWM を用いた方法は、PWM により発生する高調波電圧電流成分を利用して、位置推定を行う。発生する高調波電流成分の大きさは電圧指令値及び PWM パターンで決めた出力電圧ベクトルの順番に関係して、変化する。しかし、これまでにこのマルチ空間ベクトル PWM パターンに対する高調波電流成分の大きさを理論計算した研究はない。マルチ空間ベクトル PWM パターンの発生する高調波電流の理論計算を行い、スイッチング損失を増大させることなく高調波電流の実効値を低減できるスイッチングパターンの最適化を行なった結果、高調波電流を最大 30%低減可能であることを明らかにした。更に、この PWM パターンの有効性を実験より確認した。

この研究成果を利用することにより、センサレス駆動システムの適用範囲をこれまでよりもより高性能かつ高信頼度が要求される用途にまで拡大することが期待できる。

参考文献

- [1] L. Tang, L. Zhong, M. F. Rahman, and Y. Hu, "A novel direct torque control for interior permanent magnet synchronous machine drive system with low ripple in flux and torque and fixed switching frequency," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 19, no. 2, pp. 346-354, Mar. 2004.
- [2] C. French and P. Acarnley, "Direct torque control of permanent magnet drives," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 32, no. 5, pp. 1080-1088, Sep./Oct. 1996.
- [3] M. F. Rahman, L. Zhong, and K.W. Lim, "A direct torque-controlled interior permanent-magnet synchronous motor drive without a speed sensor," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 18, no. 1, pp. 17-22, Mar. 2003.
- [4] D. Cascadei, G. Serra, A. Stefani, A. Tani, and L. Zarri, "DTC drives for wide speed range applications using a robust flux-weakening algorithm," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, no. 5, pp. 2451-2461, Oct. 2007.
- [5] M. F. Rahman, M. E. Haque, L. Tang, and L. Zhong, "Problems associated with the direct torque control of an interior permanent magnet synchronous motor drive and their remedies," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 51, no. 4, pp. 799-809, Aug. 2004.
- [6] I. Boldea, M. C. Paicu, G.-D. Andreescu, and F. Blaabjerg, "Active flux orientation vector sensorless control of IPMSM," in *Proc. OPTIM*, May 2008, pp. 161-168.
- [7] G. Wang, R. Yang, D. Xu, "DSP-based control of sensorless IPMSM drives for wide-speed-range operation," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, no. 2, pp. 720-727, Feb. 2013.
- [8] M. Barut, S. Bogosyan, and M. Gokasan, "Experimental evaluation of braided EKF for sensorless control of induction motors," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 2, pp. 620-632, Feb. 2008.
- [9] M. Barut, S. Bogosyan, and M. Gokasan, "Speed-sensorless estimation for induction motors using extended Kalman filters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, no. 1, pp. 272-280, Feb. 2007.
- [10] S. Bolognani, R. Oboe, and M. Zigliotto, "Sensorless full-digital PMSM drive with EKF estimation of speed and position," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 46, no. 1, pp. 184-191, Feb. 1999.
- [11] G.H.B. Foo, X. Zhang, D.M. Vilathgamuwa, "A sensor fault detection and isolation method in interior permanent-magnet synchronous motor drives based on an extended Kalman filter," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, no.8, pp.3485-3495, Aug. 2013.
- [12] Y. Shi, K. Sun, L. Huang, Y. Li, "Online identification of permanent magnet flux based on extended Kalman filter for IPMSM drive with position sensorless control," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, no.11, pp.4169-4178, Nov. 2012.
- [13] M. Hasegawa, K. Matsui, "Position sensorless control for interior permanent magnet synchronous motor using adaptive flux observer with inductance identification," *Electric Power Applications, IET*, vol.3, no.3, pp.209-217, May 2009.
- [14] Z. Xu and M. F. Rahman, "Direct torque and flux regulation of an IPM synchronous motor drive using variable control approach," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, no. 6, pp. 2487-2498, Nov. 2007.
- [15] Z. Xu and M. F. Rahman, "An adaptive sliding stator flux observer for a direct-torque-controlled IPM synchronous motor drive," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, no. 5, pp. 2398-2406, Oct. 2007.
- [16] A. Piippo, M. Hinkkanen, and J. Luomi, "Analysis of adaptive observer for sensorless control of interior permanent magnet synchronous motors," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 2, pp. 570-576, Feb. 2008.
- [17] B. Nahid-Mobarakeh, F. Meibody-Tabar, and F.-M. Sargos, "Back EMF estimation-based sensorless control of PMSM: Robustness with respect to measurement errors and inverter irregularities," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 43, no. 2, pp. 485-494, Mar./Apr. 2007.

- [18] M. Rashed, P. F. A. MacConnell, A. F. Stronach, and P. Acarnley, "Sensorless indirect-rotor-field-orientation speed control of a permanent-magnet synchronous motor with stator-resistance estimation," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, no. 3, pp. 1664-1675, Jun. 2007.
- [19] K.-B. Lee and F. Blaabjerg, "Sensorless DTC-DVM for induction motor driven by a matrix converter using a parameter estimation strategy," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 2, pp. 512-521, Feb. 2008.
- [20] S. Ichikawa, M. Tomita, S. Doki, and S. Okuma, "Sensorless control of permanent-magnet synchronous motors using online parameter identification based on system identification theory," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, no. 2, pp. 363-372, Apr. 2006.
- [21] G. Wang, H. Zhan, G. Zhang, X. Gui, D. Xu, "Adaptive compensation method of position estimation harmonic error for EMF-based observer in sensorless IPMSM drives," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 6, pp. 3055-3064, June 2014.
- [22] G. Wang, Z. Li, G. Zhang, Y. Yu, D. Xu, "Quadrature PLL-based high-order sliding-mode observer for IPMSM sensorless control with online MTPA control strategy," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 28, no. 1, pp. 214-224, Mar. 2013.
- [23] A. Khlaief, M. Bendjedia, M. Boussak, M. Gossa, "A nonlinear observer for high-performance sensorless speed control of IPMSM drive," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 6, pp. 3028-3040, Jun. 2012.
- [24] M. Hasegawa, S. Yoshioka, K. Matsui, "Position sensorless control of interior permanent magnet synchronous motors using unknown input observer for high-speed drives," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 45, no. 3, pp. 938-946, May/Jun. 2009.
- [25] W. Hammel and R. M. Kennel, "Position sensorless control of PMSM by synchronous injection and demodulation of alternating carrier voltage," in *Proc. 1st Symp. SLED*, 2010, pp. 56-63.
- [26] M. J. Corley and R. D. Lorenz, "Rotor position and velocity estimation for a salient-pole permanent magnet synchronous machine at standstill and high speeds," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 34, no. 4, pp. 784-789, Jul./Aug. 1998.
- [27] Y.-S. Jeong, R. D. Lorenz, T. M. Jahns, and S.-K. Sul, "Initial rotor position estimation of an interior permanent magnet synchronous machine using carrier-frequency injection methods," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 41, no. 1, pp. 38-45, Jan./Feb. 2005.
- [28] J.-I. Ha and S.-K. Sul, "Sensorless field-oriented control of an induction machine by high-frequency signal injection," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 35, no. 1, pp. 45-51, Jan./Feb. 1999.
- [29] M. E. Haque, L. Zhong, and M. F. Rahman, "A sensorless initial rotor position estimation scheme for a direct torque controlled interior permanent magnet synchronous motor drive," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 18, no. 6, pp. 1376-1383, Nov. 2003.
- [30] S. Nakashima, Y. Imagaki, and I. Miki, "Sensorless initial rotor position estimation of surface permanent-magnet synchronous motor," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 36, no. 6, pp. 1598-1603, Nov./Dec. 2000.
- [31] M. Tursini, R. Petrella, and F. Parasiliti, "Initial rotor position estimation method for PM motors," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 39, no. 6, pp. 1630-1640, Nov./Dec. 2003.
- [32] F. Blaschke, "Sensorless field orientation at zero flux frequency," in *Conf. Rec. IEEE IAS Annu. Meeting*, San Diego, CA, Oct. 7-10, 1996, pp. 189-196.
- [33] T. Aihara, A. Toba, T. Yanase, A. Mashimo, and K. Endo, "Sensorless torque control of salient-pole synchronous motor at zero-speed operation," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 14, no. 1, pp. 202-208, Jan. 1999.
- [34] M. Linke, "Injection of alternating carrier signals for sensorless control of AC machines," Ph.D. dissertation, Wuppertal Univ., Wuppertal, Germany, May 2003. (in German).

- [35] M. Linke, R. Kennel, and J. Holtz, "Sensorless speed and position control of synchronous machines using alternating carrier injection," in Proc. IEEE IEMDC, Madison, WI, Jun. 1-4, 2003, pp. 1211-1217.
- [36] C. Yu, J. Tamura, D.D. Reigosa, R.D. Lorenz, "Position self-sensing evaluation of a FI-IPMSM based on high-frequency signal injection methods," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 49, no. 2, pp. 880-888, Mar./Apr. 2013.
- [37] S. Murakami, T. Shiota, M. Ohto, K. Ide, M. Hisatsune, "Encoderless servo drive with adequately designed IPMSM for pulse-voltage-injection-based position detection," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 48, no. 6, pp. 1922-1930, Nov./Dec. 2012.
- [38] P. Sergeant, F. De Belie, J. Melkebeek, "Rotor geometry design of interior PMSMs with and without flux barriers for more accurate sensorless control," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 59, no. 6, pp. 2457-2465, Jun. 2012.
- [39] Y. Inoue, Y. Kawaguchi, S. Morimoto, M. Sanada, "Performance improvement of sensorless IPMSM drives in a low-speed region using online parameter identification," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 47, no. 2, pp. 798-804, Mar./Apr. 2011.
- [40] G. Foo, M.F. Rahman, "Sensorless sliding-mode MTPA control of an IPM synchronous motor drive using a sliding-mode observer and HF signal injection," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 57, no. 4, pp. 1270-1278, Apr. 2010.
- [41] S. Kim, I. Ha, "A new observer design method for HF signal injection sensorless control of IPMSMs," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 55, no. 6, pp. 2525-2529, Jun. 2008.
- [42] N. Imai, S. Morimoto, M. Sanada, Y. Takeda, "Influence of rotor configuration on sensorless control for permanent-magnet synchronous motors," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 44, no. 1, pp. 93-100, Jan./Feb. 2008.
- [43] Y. Inoue, K. Yamada, S. Morimoto, M. Sanada, "Effectiveness of voltage error compensation and parameter identification for model-based sensorless control of IPMSM," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 45, no. 1, pp. 213-221, Jan./Feb. 2009.
- [44] H. Kim, K. Huh, R.D. Lorenz, T.M. Jahns, "A novel method for initial rotor position estimation for IPM synchronous machine drives," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 40, no. 5, pp. 1369-1378, Sept./Oct. 2004.
- [45] S. Morimoto, M. Sanada, Y. Takeda, "Mechanical sensorless drives of IPMSM with online parameter identification," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 42, no. 5, pp. 1241-1248, Sept./Oct. 2006.
- [46] J. Shi, T. Liu, Y. Chang, "Position control of an interior permanent-magnet synchronous motor without using a shaft position sensor," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 54, no. 4, pp. 1989-2000, Jun. 2007.
- [47] D.D. Reigosa, P. Garcia, D. Raca, F. Briz, R.D. Lorenz, "Measurement and adaptive decoupling of cross-saturation effects and secondary saliencies in sensorless controlled IPM synchronous machines," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 44, no. 6, pp. 1758-1767, Nov./Dec. 2008.
- [48] R. Leidhold and P. Mutschler, "Sensorless position estimation by using the high frequency zero-sequence generated by the inverter," in Proc. 35th IEEE IECON, 2009, pp. 1282-1287.
- [49] R. Leidhold and P. Mutschler, "Analysis of saturation-induced saliencies in PM synchronous motors," in Proc. IEEE ICIT, 2010, pp. 330-335.
- [50] R. Leidhold, "Position sensorless control of PM synchronous motors based on zero-sequence carrier injection," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 58, no. 12, pp. 5371-5379, Dec. 2011.
- [51] M. Schroedl, "Sensorless control of AC machines at low speed and standstill based on the INFORM method," in Proc. IEEE IAS Annu. Meeting, 1996, pp. 270-277.
- [52] E. Robeischl and M. Schroedl, "Optimized INFORM measurement sequence for sensorless PM

- synchronous motor drives with respect to minimum current distortion,” IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 40, no. 2, pp. 591-598, Mar./Apr. 2004.
- [53] T. Wolbank and J. Machl, “A modified PWM scheme in order to obtain spatial information of ac machines without mechanical sensor,” in Proc. IEEE APEC, 2002, pp. 310-315.
 - [54] C. Caruana, G. M. Asher, and J. Clare, “Sensorless flux position estimation at low and zero frequency by measuring zero-sequence current in delta connected cage induction machines,” in Proc. IEEE IAS Annu. Meeting, 2003, CD-ROM.
 - [55] C. S. Staines, G. M. Asher, and M. Sumner, “Sensorless control of induction machines at zero and low frequency using zero sequence currents,” in Proc. IEEE IAS Annu. Meeting, 2004, CD-ROM.
 - [56] J. Juliet and J. Holtz, “Sensorless acquisition of the rotor position angle for induction motors with arbitrary stator windings,” in Proc. IEEE IAS Annu. Meeting, 2004, CD-ROM.
 - [57] Q. Gao, G. Asher, M. Sumner, and P. Makys, “Position estimation of AC machines over a wide frequency range based on space vector PWM excitation,” IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 43, no. 4, pp. 1001-1010, Jul./Aug. 2007.
 - [58] S. Ogasawara, and H. Akagi, “An approach to real-time position estimation at zero and low speed for a PM motor based on saliency,” IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 34, no. 1, pp.163-168, Jan./Feb. 1998.
 - [59] S. Ogasawara, and H. Akagi, “Implementation and position control performance of a position-sensorless IPM motor drive system based on magnetic saliency,” IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 34, no. 4, pp. 806-812, Jul./Aug. 1998.
 - [60] S. Kim, J. Ha, S. Sul, “PWM Switching Frequency Signal Injection Sensorless Method in IPMSM,” IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 48, no. 5, pp. 1576-1587, Sept./Oct. 2012.

著者が発表した論文

1. 論文（学位論文関係）

I 査読付学会誌等

(1) M.L. Gu, S. Ogasawara, M. Takemoto: Sensorless IPMSM Position Estimation Based on Multi SVPWM with Elimination of Inverter Nonlinear Effects, IEEJ Transactions on Electrical and Electronic Engineering. (2014 年 9 巻 2 号掲載決定) (IF=0.343)

(2) M.L. Gu, S. Ogasawara, M. Takemoto: M. A Novel Magnet Polarity Identification Method for Initial Position Estimation for Sensorless IPMSM Drive, IEEJ Transactions on Electrical and Electronic Engineering. (2014 年 9 巻 4 号掲載決定) (IF=0.343)

II 査読付国際会議プロシーディング

(1) M.L. Gu, S. Ogasawara, M. Takemoto: An Inductance Estimation Method for Sensorless IPMSM Drives Based on Multiphase SVPWM, International Future Energy Electronics Conference 2013, Tainan, Taiwan, Nov. 3-6 (2013)

(2) M.L. Gu, S. Ogasawara, M. Takemoto: Novel PWM Scheme with Multiphase SVPWM for Reducing Current Ripple, International Future Energy Electronics Conference 2013, Tainan, Taiwan, Nov. 3-6 (2013)

2. 論文（その他）

(1) 顧明磊, 小笠原悟司, 竹本真紹: 「マルチ空間ベクトル PWM に基づく IPMSM のセンサレス位置推定の精度改善」, 電気学会全国大会, 4-109, Vol. 4, pp. 185-186, 広島工業大学, 2012 年 3 月

(2) 顧明磊, 小笠原悟司, 竹本真紹: 「マルチ空間ベクトル PWM に基づく IPMSM の位置センサレス駆動システムの磁極検出」, 電気学会全国大会, 4-121, Vol. 4, pp. 210-211, 名古屋大学, 2013 年 3 月

謝辞

本論文は、筆者が北海道大学大学院情報科学研究科において遂行した研究成果を取りまとめたものである。この間、本研究の遂行にあたり、多くの方から多大なるご指導、ご支援をいただきました。

北海道大学大学院情報科学研究科システム変換学研究室 小笠原 悟司 教授には、本研究テーマを勧めていただき、来日から現在に至るまで、日頃の打ち合わせ、研究室ゼミ、学会発表の準備などにおきまして、終始貴重なご指導、ご鞭撻を頂戴しました。ここに深く感謝申し上げます。

北海道大学大学院情報科学研究科システム変換学研究室 竹本真紹 准教授には、来日から現在に至るまで、日頃の打ち合わせ、研究室ゼミ、学会発表の準備などにおきまして、終始貴重なご指導、ご鞭撻を頂戴しました。ここに深く感謝申し上げます。

北海道大学大学院情報科学研究科 五十嵐 一 教授、北 裕幸 教授には、多忙な中、本論文の副査を務めていただき、様々なご助言を頂戴しました。ここに深く感謝申し上げます。

筆者が在籍させていただいたシステム変換学研究室 小檜山 由利枝 秘書には研究室生活上の多大な支援をいただきました。ここに深く感謝申し上げます。

日頃より多くのご支援をいただきました北海道大学大学院情報科学研究科システム変換学研究室の皆様には感謝申し上げます。

また、日頃より多くのご支援をいただきました華中科技大学、武漢大学の皆様には感謝申し上げます。

最後に、留学機会を提供した家族のご冥福をお祈りいたします。

2014 年 2 月

北海道大学 大学院情報科学研究科
システム情報科学専攻 システム変換学研究室
顧明磊