

芝 浦 工 業 大 学

博 士 学 位 論 文

スイッチトリラクタンスモータの
モデリングと制御に関する統一理論の構築

平成27年 3月

中尾 矩也

論文要旨

スイッチトリラクタンスモータ（Switched Reluctance Motor : SRM）は優れた構造的特徴を多く有し、高効率モータとして注目されているが、モデリングが不十分であることから未だ産業用途において広く普及するには至っていない。SRM では一般的なユニポーラ駆動においてトルク-電流特性や電流-電圧特性といった基本特性が明確にされていないため、新しく設計されたモータの性能評価は試行錯誤的に行う必要があり、コントローラについても経験に基づいて設計するため多くの手間と時間を要する。このことから、ユニポーラ駆動時における SRM の明瞭なモデリングを行う必要がある。

本論文はユニポーラ駆動時の SRM に適用可能な新しいモデリング法を提案し、それによって導出される数学モデルを基に高性能なベクトル制御を実現するものである。提案するモデリング法では SRM のトルク発生原理を従来交流モータと同様に回転子磁束と固定子回転磁界の相互作用で解釈しており、同期モータのものと互換性をもって理解できる明瞭な電圧方程式とトルク式を導出している。この数学モデルにより、これまで基本特性が不明瞭で駆動しにくいとされてきた SRM を扱いやすいモータとすることができ、さらに従来交流モータで構築されている適応制御や位置・速度センサレス制御といった高度な制御技術を SRM においても同様に実現することが可能となる。これらのことから、本論文に示す研究成果は SRM の産業用途における普及拡大に大いに貢献し、モータ分野の省エネルギー化を実現し得るものであると結論付けている。

本論文は 6 章で構成されており、序論、モデリング、ベクトル制御則、電流制御、高性能制御事例、結論の順に述べていく。

Abstract

Switched Reluctance Motors (SRMs) have structural features suited to variable speed applications and they are expected as high efficiency motors. However, the industry acceptance has been limited because there is no modeling technique to describe their electric and magnetic characteristics clearly. The relationships of torque-current and current-voltage are complicated in SRMs driven by the conventional unipolar excitation, so it takes a long time to achieve their optimal machine design and controllers. A simple and clear modeling technique of SRMs is thus essential requirement.

This paper presents a new modeling of SRMs and develop mathematical model based-high performance vector control for their unipolar excitation drive. In the proposed technique, the torque generation principle can be explained by considering interaction between rotor flux and rotating stator field and the modeling gives simple voltage and torque equations in the same way as conventional AC motors. These mathematical models show electric and magnetic characteristics of SRMs clearly and give high performance techniques such as adaptive and position/speed sensorless control. From the above achievements of this research, this paper concludes that SRM will be widely used in the industry field and dramatic energy saving of the field of electric machines will be possible by using the proposed techniques.

This paper has six chapters and includes contents about introduction, modeling, vector control algorithm, current control, their applications as high performance control, and conclusions.

目次

1.1	SRM の外観	2
2.1	回転子位置に対する自己インダクタンスの空間分布	9
2.2	ユニポーラ駆動時における主磁束の磁路と電磁力の発生方向	10
2.3	自己インダクタンス波形とユニポーラ駆動時の励磁電流波形	11
2.4	理想条件下における自己インダクタンス分布と励磁電流	12
2.5	励磁電流の直流成分通電時における主磁束の磁路と合成固定子鎖交磁束ベクトル	13
2.6	励磁電流の交流成分通電時における主磁束の磁路と合成固定子鎖交磁束ベクトル	14
2.7	三相静止座標系の等価二極モデル	16
2.8	三相電流と二相電流のベクトル図	17
2.9	二相静止座標系と回転座標系	18
2.10	回転座標系の等価モデル（ユニポーラ駆動時）	19
2.11	SRM の電気系システムのブロック線図	23
2.12	回転座標系において一定の直流電圧を印加した場合のシミュレーション結果	25
2.13	回転座標系において高次高調波成分を重畳した直流電圧を印加した場合のシミュレーション結果	26
2.14	回転座標系の等価モデル（バイポーラ駆動時）	28
2.15	モデリングの関係性	29
2.16	異なる構造設計を施した SRM の形状（極対数が $P = 4$ ）	31
2.17	モータ形状と自己インダクタンス分布	32
3.1	ユニポーラ駆動時の SRM に適用可能なベクトル制御システム	35
3.2	供試 SRM の自己インダクタンスの振幅	36
3.3	ベクトル制御時のトルク制御精度の実験結果	37
3.4	ベクトル制御時の実測過渡応答波形	38
3.5	最大トルク／電流制御のシミュレーション結果	40
3.6	ユニポーラ駆動条件を考慮した最大トルク／電流制御のシミュレーション結果	41
3.7	T_q-i_q 特性の実験結果	42
3.8	最大トルク／電流制御時の瞬時トルクおよび相電流の実測波形	42
3.9	$T_e-\gamma$ 特性の実験結果	43
3.10	$I_a-\gamma$ 特性と $ V_p -\gamma$ 特性の実験結果	43
3.11	一定電流位相角によるトルク脈動抑制制御のシミュレーション結果	45
3.12	最適電流位相角の計算フロー	46
3.13	瞬時最大トルク／電流制御のシミュレーション結果	47
3.14	最適電流位相角を用いたトルク脈動抑制制御のシミュレーション結果	48
3.15	同一トルク発生時の各制御法における電流実効値比較のシミュレーション結果	48
3.16	高次空間高調波成分を有する SRM におけるトルク脈動抑制制御のシミュレーション結果	49
3.17	高次空間高調波成分を有する SRM における最適電流位相角を用いたトルク脈動抑制制御のシミュレーション結果（高次空間高調波成分の考慮有り）	51
4.1	HC 方式を用いた CCS による従来ユニポーラ駆動システム	53
4.2	非対称 H ブリッジインバータの構成と動作モード	54
4.3	HC 方式を用いた CCS による従来ユニポーラ駆動の動作原理	54
4.4	HC 方式を用いた CCS ベクトル制御の電流制御系	55

4.5	HC 方式を用いた CCS ベクトル制御のシミュレーション結果（電流，電圧，トルク波形）（実線：実際値，点線：指令値）	56
4.6	HC 方式を用いた CCS ベクトル制御のシミュレーション結果（4 Nm, 300min ⁻¹ ）（電圧の FFT 結果）	57
4.7	PWM 方式を用いた CVS ベクトル制御の電流制御系	58
4.8	微分演算システム	59
4.9	非干渉化を施した SRM の電気系システムのブロック線図（トルク発生部は省略）	60
4.10	PI コントローラを用いたフィードバック電流制御系のブロック線図	60
4.11	零極相殺型の PI コントローラを設計した場合のフィードバック電流制御系のブロック線図	60
4.12	CVS ベクトル制御の過渡応答シミュレーション結果（ $\omega_c = 500[\text{rad/s}]$ ，実線：出力電流応答，点線：所望の電流応答）	62
4.13	CVS ベクトル制御の過渡応答シミュレーション結果（ $\hat{R} = 1.2R$ ， $\hat{L}_{dc} = 1.2L_{dc}$ ， $\hat{L}_{ac} = 1.2L_{ac}$ ，4 次空間高調波 17.5 % 含有， $\omega_c = 4000[\text{rad/s}]$ ，実線：出力電流応答，点線：所望の電流応答）	63
4.14	PWM 方式を用いた CVS ベクトル制御のシミュレーション結果（電流，電圧，トルク波形）（実線：実際値，点線：指令値）	63
4.15	PWM 方式を用いた CVS ベクトル制御のシミュレーション結果（4 Nm, 2400min ⁻¹ ）（U 相電圧指令値）	64
4.16	PWM 方式を用いた CVS ベクトル制御のシミュレーション結果（4 Nm, 300min ⁻¹ ）（電圧の FFT 結果）	64
4.17	供試 SRM の自己インダクタンスの直流成分と振幅	65
4.18	運転条件毎の制御パラメータの設定（4 Nm 発生時）	66
4.19	HC 方式を用いた CCS による従来ユニポーラ駆動時の実測電流電圧波形（従来法，4 Nm, 300min ⁻¹ ）	67
4.20	HC 方式を用いた CCS による従来ユニポーラ駆動時の実測電流電圧波形（従来法，4 Nm, 2400min ⁻¹ ）	67
4.21	PWM 方式を用いた CVS ベクトル制御時の実測電流電圧波形（提案法，4 Nm, 300min ⁻¹ ）	67
4.22	PWM 方式を用いた CVS ベクトル制御時の実測電流電圧波形（提案法，4 Nm, 2400min ⁻¹ ）	68
4.23	低速駆動時の実測騒音の比較（4 Nm, 300min ⁻¹ ）	68
4.24	高速駆動時の実測騒音の比較（4 Nm, 2400min ⁻¹ ）	69
4.25	実測振動加速度のトラッキング解析結果（4 Nm 発生時）	71
4.26	HC 方式を用いた CCS による従来ユニポーラ駆動（従来法）と PWM 方式を用いた CVS ベクトル制御（提案法）における実測モータ効率の比較（4 Nm 発生時）	72
5.1	フィードフォワード制御と PI コントローラを用いたフィードバック制御を併用した電流制御系	75
5.2	適応制御を用いたベクトル制御システム	79
5.3	適応制御を用いたベクトル制御のシミュレーション結果	80
5.4	適応制御を用いたベクトル制御におけるモータパラメータ推定の実験結果	81
5.5	適応制御を用いたベクトル制御のトルク制御精度の実験結果	82
5.6	位置・速度センサレスベクトル制御システム	85
5.7	位置・速度センサレスベクトル制御の実験結果	86
A.1	供試 SRM の外観	94
A.2	供試 SRM の磁化特性	95
A.3	供試 SRM の自己インダクタンス分布	95
A.4	供試 SRM におけるシングルパルス電圧印加時の実測振動加速度の FFT 結果（横軸：1 kHz/div，縦軸：10 dB/div）	96
A.5	実験システムの構成（インバータ使用時）	96
A.6	実験システムの外観	97
A.7	駆動回路の構成	98
A.8	振動騒音測定機器	98
A.9	振動騒音測定条件	98
C.1	点弧角と消弧角の組み合わせに対する実測モータ効率	101
D.1	電圧-電流のシミュレーション回路	103
D.2	電流-トルクのシミュレーション回路	103

表目次

1.1	SRM の特徴と長所 [3]	3
2.1	SRM と SynRM の比較 [17]	8
4.1	低速駆動時の実測騒音レベルの比較 (4 Nm, 300min ⁻¹)	69
4.2	高速駆動時の実測騒音レベルの比較 (4 Nm, 2400min ⁻¹)	70
A.1	供試 SRM の仕様	94
A.2	実験システムの仕様	97
A.3	振動騒音測定装置の仕様	97
B.1	瞬時最大トルク／電流制御を実現する最適電流位相角	99
C.1	従来ユニポーラ駆動における最適制御パラメータ	100
D.1	シミュレーションモデルの仕様	102

目次

論文要旨	i
Abstract	ii
記号一覧	ix
略語一覧	x
第 1 章 序論	1
1.1 社会的背景	1
1.2 技術的背景	1
1.2.1 スイッチトリラクタンスモータの特徴と位置づけ	2
1.2.2 スイッチトリラクタンスモータの問題点と先行研究における取り組み	3
1.3 本研究の目的	4
第 2 章 ユニポーラ駆動時の SRM におけるトルク発生原理とそのモデリング	7
2.1 SRM の基礎	7
2.1.1 シンクロナスリラクタンスモータとの違い	7
2.1.2 モータ構造とインダクタンス分布の関係	8
2.1.3 ユニポーラ駆動時の動作原理	10
2.2 モデリングにおける仮定条件	11
2.3 トルク発生原理の新しい解釈	12
2.3.1 励磁電流の直流成分と交流成分の解釈とトルク発生原理	13
2.3.2 トルク発生原理の新しい解釈における留意点	15
2.4 ユニポーラ駆動時の SRM に適用可能なモデリング	15
2.4.1 静止座標系におけるモデリング	15
2.4.2 回転座標系におけるモデリングと等価モータモデルの導出	16
2.4.3 従来交流モータの数学モデルとの比較	21
2.4.4 数学モデルの各種表現法	22
2.4.5 位置依存性をもつ外乱の影響	24
2.5 ユニポーラ駆動とバイポーラ駆動の理論比較	26

2.5.1	バイポーラ駆動時の SRM に適用可能なモデリング	26
2.5.2	数学モデルによるユニポーラ駆動時とバイポーラ駆動の比較	28
2.5.3	モデリングの関係性	28
2.6	高次空間高調波成分を有する SRM のモデリング	29
2.6.1	4 次空間高調波成分が存在する場合の数学モデル	29
2.6.2	モータ構造設計と空間高調波の関係	31
2.7	まとめ	31
第 3 章	ユニポーラ駆動時の SRM に適用可能なベクトル制御とその応用	34
3.1	ベクトル制御システムの構築	34
3.1.1	磁束電流指令値・トルク電流指令値の算出とシステムの構成	35
3.1.2	実機検証	36
3.2	ベクトル制御の応用 1	38
3.2.1	線形トルク-電流制御	38
3.2.2	最大トルク/電流制御	39
3.2.3	ユニポーラ駆動条件	39
3.2.4	実機検証	41
3.3	ベクトル制御の応用 2	43
3.3.1	トルク脈動分を考慮したトルク式のベクトル表記	43
3.3.2	瞬時最大トルク/電流制御とトルク脈動抑制制御	44
3.3.3	トルク脈動抑制制御における高次空間高調波の影響	49
3.4	まとめ	50
第 4 章	SRM の PWM 方式を用いた制御電圧源ベクトル制御	52
4.1	HC 方式を用いた CCS による従来ユニポーラ駆動	53
4.2	HC 方式を用いた CCS ベクトル制御	55
4.2.1	電流制御系の構成	55
4.2.2	シミュレーション検証	56
4.3	PWM 方式を用いた CVS ベクトル制御	57
4.3.1	電流制御系の構成と設計方法	57
4.3.2	シミュレーション検証	61
4.4	実機試験による従来駆動法との性能比較	64
4.4.1	各駆動方式の実装方法と実験条件	64
4.4.2	実験結果	65
4.5	まとめ	70
第 5 章	SRM のベクトル制御における適応制御の実現と位置・速度センサレス化	73
5.1	適応制御を用いたベクトル制御	73
5.1.1	フィードバック制御の出力に基づいたモータパラメータ推定法	74

5.1.2	適応制御を用いたベクトル制御システムの構成	77
5.1.3	シミュレーション検証	78
5.1.4	実機検証	78
5.2	位置・速度センサレスベクトル制御	82
5.2.1	フィードバック制御の出力に基づいた回転子位置・モータ速度推定法 . .	83
5.2.2	位置・速度センサレスベクトル制御システムの構成	84
5.2.3	実機検証	84
5.3	まとめ	86
第 6 章	結論と課題	88
6.1	結論	88
6.2	課題	90
付録 A	実験機器	94
A.1	供試 SRM の仕様	94
A.2	供試 SRM の諸特性	95
A.3	実験システムの仕様	96
A.4	振動騒音測定機器の仕様	96
付録 B	瞬時最大トルク／電流制御時の最適電流位相角	99
付録 C	従来ユニポーラ駆動の最適制御パラメータ	100
付録 D	シミュレーションモデルの詳細	102
参考文献	104
研究業績	108
共著論文	110

記号一覧

i_d, i_q	固定子電流の d 軸, q 軸成分
i_u, i_v, i_w	各相の固定子電流
i_α, i_β, i_0	固定子電流の α 相, β 相, 零相成分
I_a	固定子電流ベクトル長
I_{ac}	固定子電流の振幅
I_{dc}	固定子電流の直流成分
K_{PI}	PI コントローラのゲイン
L_{ac}	自己インダクタンスの 2 次空間高調波成分の振幅
L_{dc}	自己インダクタンスの直流成分
L_u, L_v, L_w	各相の自己インダクタンス
p	時間微分演算子
P	回転子極対数
P_{in}	瞬時入力電力
R	固定子巻線抵抗
t	時間
t_0	初期時間
T_e	合成トルク
T_u, T_v, T_w	各相のトルク
v_d, v_q	固定子電圧の d 軸, q 軸成分
v_u, v_v, v_w	各相の固定子電圧
v_α, v_β, v_0	固定子電圧の α 相, β 相, 零相成分
V_p	固定子電圧のピーク値
β	q 軸と固定子電流ベクトルが成す角
γ	零相軸と固定子電流ベクトルが成す角
Δt	微小時間
θ	電気角
θ_m	機械角
τ_{PI}	PI コントローラの時定数
Φ_d, Φ_q	固定子全鎖交磁束の d 軸, q 軸成分
Φ_r	仮想回転子磁束
Φ_{sd}	d 軸電流による固定子鎖交磁束
Φ_{sq}	q 軸電流による固定子鎖交磁束
ω	電気回転角速度
ω_m	機械回転角速度
$()^*$	指令値
(\wedge)	変数の場合：推定値, モータパラメータの場合：ノミナル値
$(\dot{})$	時間微分

略語一覧

CCS	Controlled Current Source 制御電流源
CVS	Controlled Voltage Source 制御電圧源
DSP	Digital Signal Processor
FEA	Finite Element Analysis 有限要素解析
FFT	Fast Fourier Transform 高速フーリエ変換
FPGA	Field-Programmable Gate Array
HC	Hysteresis Comparator ヒステリシスコンパレータ
LPF	Low Pass Filter ローパスフィルタ
PWM	Pulse Width Modulation パルス幅変調
SRM	Switched Reluctance Motor スイッチトリラクタンスモータ
SynRM	Synchronous Reluctance Motor 同期リラクタンスモータ

第 1 章

序論

1.1 社会的背景

モータで消費される電力は国内の全消費電力量の約 57 %を占めている [1]。このように多量のエネルギーを消費するモータ分野において高効率化を達成することは、省エネルギー社会を実現する上で極めて重要な取り組みとなる。しかし、国内におけるモータ高効率化への取り組みは諸外国に対して遅れをとっている。モータ効率クラスとしては IE1（標準効率）、IE2（高効率）、IE3（プレミアム効率）、IE4（スーパープレミアム効率）が定められている。国内に数多く普及しているポンプ、圧縮機、送風機等に用いられる産業用モータを例にとると、そのほとんどは IE1 クラスのモータとなっている。一方、諸外国では法規制がいち早く整えられ、IE2 や IE3 クラスのモータが既に普及している。こうした現状を受け、我が国では 2015 年 4 月よりトップランナー制度にてモータ効率に対する目標基準値が設けられ、新基準にて高効率モータの普及拡大を目指している [2]。また、家電製品や自動車等においても高効率モータの要求が高まっており、その為の技術革新が求められている。

1.2 技術的背景

モータ高効率化の取り組みとしては、産業部門で最も広く普及している誘導モータの性能改善がある。誘導モータの設計では電磁鋼板の変更や固定子・回転子の形状最適化等の構造面における改善が行われ、国内の各メーカーは IE3 レベルを満たす製品の販売を既に開始している。また、誘導モータをインバータで駆動することでシステム全体の効率を向上させる取り組みも行われている。インバータ化により、電源から供給される電力を調整することでモータ出力を可変できるため、モータ出力をバルブやダンパ等の機械式で調整する従来のシステムに比べて高効率な運転が可能となる。

近年では、誘導モータから強力なネオジウム磁石等を用いた永久磁石同期モータへの置き換えも進められている。永久磁石同期モータは誘導モータとは異なり、回転子の永久磁石の存在により二次電流（回転子磁束を発生させるための電流）が流れないため、IE4 クラスの高効率化が可能である。また、強力な永久磁石を用いることで高い出力・トルク密度を実現できるため、設置スペースに制約がある家電製品や自動車等に積極的に搭載されている。

このように、モータ高効率化の取り組みとしては誘導モータの性能改善と永久磁石同期モータへの置き換えがあるが、前者は長期にわたって検討が行われてきたため技術的に飽和した状態にあり、更なる性能向上が難しいと言える。一方、後者は磁石材料の価格や材料供給の不安等から汎用的に利用していくことは困難である。これらのことから、モータ分野における省エネルギー化をより円滑に実現するためには新たな高効率モータの開発が必要となっており、その候補の一つとしてスイッチトリラクタンスモータ（SRM: Switched Reluctance Motor）が注目されている。

1.2.1 スイッチトリラクタンスモータの特徴と位置づけ

図 1.1 に SRM の外観を示し、表 1.1 にその特徴と長所を示す。SRM はレアアースを使用しないため製造コストが非常に安価なモータである。回転子や固定子の構造が単純であるため大量生産に適しており、リサイクル性が高いという長所を有する。また、回転子が堅牢であることから高速運転が可能であり、発熱源が固定子巻線のみであることから冷却も容易である。さらに、回転子イナーシャが低いことから加減速性能にも優れている。

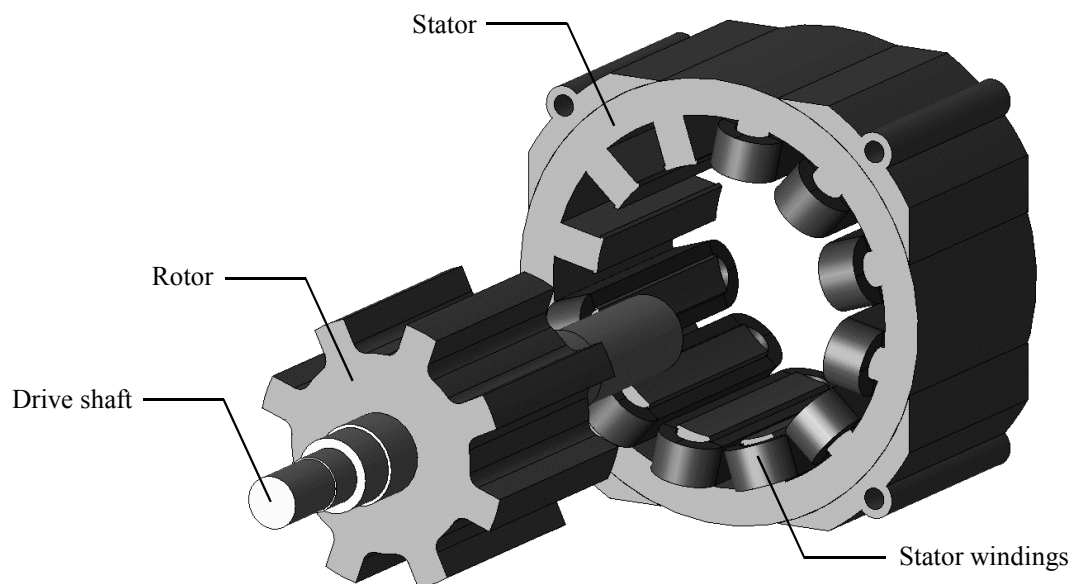


図 1.1 SRM の外観

SRM は構造的特徴を多く有し、さらに誘導モータや永久磁石同期モータに比べてモータ構造が簡単であることから、堅牢で安価な可変速モータとして期待されている。モータ単体における効率と製造コストに関しては、一般的に以下のように位置づけられている [3]。

- モータ効率：永久磁石同期モータ > スイッチトリラクタンスモータ > 誘導モータ
- 製造コスト：スイッチトリラクタンスモータ < 誘導モータ < 永久磁石同期モータ

また、いくつかの文献では特定の用途に対するモータ性能の比較が行われており、他のタイプのモータに対する SRM の優位性が示されている [4][5][6]。その一方で、表 1.1 にも示されているように、制御性の悪さやモデリングの不十分さが指摘されている。

表 1.1 SRM の特徴と長所 [3]

特徴	長所
1. 主として固定子が発熱，回転子の発熱は小	冷却容易
2. 回転子構造が堅牢	高エネルギー密度
3. 高温下での運転が可能	コンパクト化
4. 巻線が簡単	
5. 回転子構造が簡単	大量生産に適す
6. 材料の入手が容易	安価
7. 組み立てが簡単	
8. 突極性あり	極低速でセンサレス化が容易
9. 磁束調整が容易	高速運転が容易
問題点	
1. 振動，騒音，トルク脈動	
2. 数学モデルが不明確，等価回路なし，電動機定数なし	
3. 制御則が不明確，駆動が複雑，モータ構造に依存	

1.2.2 スイッチトリラクタンスモータの問題点と先行研究における取り組み

励磁された固定子極が鉄心の回転子極を吸引することで動作する SRM では、発生トルクが電流の極性に依存しないことから、ユニポーラ駆動を適用することが一般的となっている [7]（発生トルクはインダクタンスの空間微分と電流の二乗に比例する）。この駆動方式では高いトルク／電流比を実現するために断続的な励磁を行うが、このとき点弧角や消弧角等の複数の制御パラメータを同時に調整することが必要となるため、駆動が複雑となる。また SRM の諸特性は強い非線形性を有しており、明瞭な数学モデルや制御則を導出することも困難である。そのため、新しく設計されたモータの性能評価を試行錯誤的に行う必要があり、さらにコントローラについても経験に基づいて設計を行うため多くの手間と時間を要する。これらの問題から、SRM は諸特性が不明瞭で制御性が悪く、扱いにくいモータとなっており、産業用途において広く普及するには至らなかったと考えられる。一方、現在幅広く使用されている従来交流モータでは、明瞭な数学モデルや制御則が既に導出され、今日では一般的となったベクトル制御においてはトルク-電流特性や電流-電圧特性といった基本特性が解析的に明らかにされている [8]。

上述のことから、SRM の先行研究ではモデリングや制御則に関する様々な検討が行われている。文献 [9] では、正弦波状のインダクタンス分布を前提に、正弦波電流によるバイポーラ駆動を用いることで SRM のベクトル制御を実現している。これにより、従来交流モータと同様の明瞭なトルク式や電圧方程式を導出することができ、それらの数学モデルに基づき最大トルク／電流制御等の明瞭な制御則を得ることができる。しかし、正弦波駆動を行う本手法は相互インダクタンスを併用するリラクタンスモータにはトルク／電流比の観点において適していると言えるが

[10], 自己インダクタンスのみを有する典型的な SRM では負トルクが発生し [11], さらに磁気飽和の影響が顕著になるため [12], ユニポーラ駆動時に比べると性能が劣化してしまう。このことから, SRM ではユニポーラ駆動を行うことが望ましく, この駆動方式に適用できる数学モデルや制御則を導出することが必要である。

文献 [13] ではトルク式を複素ベクトル形式で表記し, その新しい数学モデルを基にユニポーラ駆動時の SRM に適用できるトルク制御則を実現している。この手法では自己インダクタンスの空間微分ベクトルに対して電流二乗ベクトルの位相と振幅を制御することで所望のトルクを発生させており, 先述したベクトル制御と同様に, 最適な電流指令値を数学的に導出することができる。しかし, 電流-電圧特性を示す電圧方程式については議論されておらず, 所望の電流を実現する制御系の設計については不明瞭なままである。

文献 [14] では, 直接トルク制御をユニポーラ駆動時の SRM に適用している。この手法は元々誘導モータのベクトル制御の代替として提案された制御法であり, 高速応答が可能なトルク制御システムを静止座標系のトルク式や電圧方程式で構築できる。そのため, 明瞭な数学モデルが導出されていない SRM にも同様に適用することができる。しかし, 先述したベクトル制御に比べると解決すべき課題が多く, また非線形要素が多いことから性能評価を解析的に行うことも困難であるため, 実用化が難しい制御手法であると言える [15]。この問題に対して, 従来交流モータの直接トルク制御では, ベクトル制御に適用した明瞭な数学モデルを基に性能改善が検討されている [16]。このことから, SRM の直接トルク制御においても, 基本特性を明らかにする明瞭な数学モデルを導出することが必要となる。

1.3 本研究の目的

先述の通り, ユニポーラ駆動時の SRM はモデリングが難しく, 先行研究において様々な検討が行われていながら, 明瞭な数学モデルや制御則の導出が未だ十分に行われていない。そのため, 諸特性が不明瞭であり, 新規に設計されたモータの性能評価やコントローラの設計が困難となるため, 産業用途において広く普及するには至らなかったと考えられる。この問題は直接トルク制御を適用することで解決できるように思われるが, その性能評価を解析的に行うことが難しく, さらに高性能化には文献 [16] で示されているようにトルク-電流特性や電流-電圧特性といった基本特性を明らかにする数学モデルが不可欠となるため, SRM においては実用レベルに達している制御技術とは言えない。こうした背景から, 諸特性を明らかにし, さらに制御性を良好にすることを目的に, 本研究ではユニポーラ駆動時の SRM に適用可能な新しいモデリング法を提案し, それを基にトルク-電流特性や電流-電圧特性といった基本特性を明らかにする数学モデルや所望のトルクおよび電流を正確に実現するための制御則を導出する。これにより, SRM を従来交流モータのように明瞭で扱いやすいモータとすることで, 産業用途における普及拡大に貢献することがねらいである。提案するモデリング法では SRM のトルク発生原理を従来交流モータのトルク発生原理に基づいて解釈しているため, 数学モデルや制御則についても従来交流モータのものと互換性をもって理解できる。すなわち, 文献 [9] に示されているバイポーラ駆動時の SRM に適用可能なベクトル制御理論と同様のものを, ユニポーラ駆動時において構築することが可能となる。さ

らに、文献 [13] ではトルク-電流特性についてのみ検討が行われているが、本研究では電流-電圧特性についても数学的にモデル化を行っており、SRM における入力電圧から出力トルクまでの全体のふるまいを明らかにしている。また、本研究で示す理論は従来交流モータに適用される理論に対して共通性を有することから、誘導モータや永久磁石同期モータにおいて提案されている数学モデルを基にした高度な制御技術を SRM にも同様に適用することが可能となる。これにより、駆動時の電流脈動や振動騒音、磁気飽和の影響による制御誤差、回転子位置センサの設置に伴う駆動システムの高価格化といった実用上の問題点を総合的に解決することができる。

本論文は 6 章で構成されている。以下に各章毎の概要を示す。

第 1 章：序論

第 1 章では SRM の特徴や問題点、先行研究における取り組みについて述べ、それらの内容を基に本研究の目的を示した。

第 2 章：ユニポーラ駆動時の SRM におけるトルク発生原理とそのモデリング

第 2 章では、本研究で提案する SRM のモデリング法の基礎となるトルク発生原理の新しい解釈について説明し、それを基に明瞭な電圧方程式やトルク式を導出する。本モデリング法では、各相の自己インダクタンス分布が正弦波状であると仮定する。そして、ユニポーラ駆動時の励磁電流を直流オフセットを含んだ正弦波電流と見なし、それを直流成分と交流成分に分離して議論を行う。励磁電流の直流成分は仮想的に回転子磁束、交流成分は固定子回転磁界を発生させていると解釈することで、それらの相互作用に基づいて従来交流モータと同様にトルク発生原理を理解できることを示す。次に、励磁電流の直流成分で発生する仮想的な回転子磁束の回転に同期した座標変換を行い、SRM の新しい電圧方程式とトルク式を導出する。また、導出した数学モデルを従来交流モータの数学モデルと比較することで、その共通点と相違点を明らかにする。さらに、数学モデルを用いたユニポーラ駆動とバイポーラ駆動の理論比較や高次空間高調波成分を有する SRM におけるモデリングについて示す。

第 3 章：ユニポーラ駆動時の SRM に適用可能なベクトル制御システムの構築とその応用

第 3 章では、第 2 章で導出した数学モデルを基にユニポーラ駆動時の SRM に適用可能なベクトル制御システムを構築する。このシステムでは、従来交流モータのベクトル制御と同様に、トルクと（仮想）回転子磁束の指令値から数学モデルを用いて電流指令値を算出し、それらの電流指令値を電流制御回路で実現することで所望のトルクを発生させる。構築したベクトル制御システムの有効性は実機検証により確認する。また、その応用として線形トルク-電流制御、最大トルク/電流制御等を実現する方法を示し、それらの有効性をシミュレーションおよび実験検証により確認する。さらに、ベクトル制御に基づいたトルク脈動抑制制御についても検討を行い、高次空間高調波成分を考慮したモデリングの必要性について明らかにする。

第 4 章 : SRM の PWM 方式を用いた制御電圧源ベクトル制御の構築

第 4 章では、第 3 章で構築したベクトル制御システムに適用可能な電流制御系を構築する。まず初めに、SRM では一般的なヒステリシスコンパレータ (HC: Hysteresis Comparator) 方式を用いた制御電流源 (CCS: Controlled Current Source) を適用し、次に第 2 章で導出した数学モデルを基に、パルス幅変調 (PWM: Pulse Width Modulation) 方式を用いた制御電圧源 (CVS: Controlled Voltage Source) を適用して電流制御系を構築する。前者では駆動時の電流脈動や振動騒音の発生、電圧飽和によるトルク・電流制御誤差が問題となり、後者ではそれらの問題を総合的に解決できることをシミュレーション検証により示す。さらに、実機検証において、SRM の従来駆動法 (HC 方式を用いた CCS による従来ユニポーラ駆動) と本研究で提案する PWM を用いた CVS ベクトル制御の性能比較を行い、可変速駆動時において提案法が制御性、振動騒音の観点において優位性をもち、モータ効率についても、高速駆動時に従来法とほぼ同一の性能を達成できることを示す。

第 5 章 : SRM のベクトル制御における適応制御の実現と位置・速度センサレス化

第 5 章では、本研究で示す数学モデルや制御則が従来交流モータのものに対して共通性を有することに着目することで、従来交流モータにおいて実現されている高度な制御技術を SRM にも同様に適用できるということを示す。第 3 章と第 4 章で構築したベクトル制御システムは、磁気飽和の影響を考慮しておらず、トルク制御において制御誤差が発生する。また、回転子位置に応じた制御を行うことから位置センサを付加することが必要となり、システム全体のコストが高価格となる。本研究ではこれらの実用上の問題点を、従来交流モータと同様に、数学モデルを用いた適応制御や位置・速度センサレス制御を構築することで解決できるということを明らかにし、その有効性をシミュレーションおよび実験検証により確認する。

第 6 章 : 結論と課題

第 6 章では、結論として、本論文に示す研究成果が SRM の普及拡大に大いに貢献するものであるということについて述べる。また、本研究における解決すべき課題について述べる。

第 2 章

ユニポーラ駆動時の SRM におけるトルク発生原理とそのモデリング

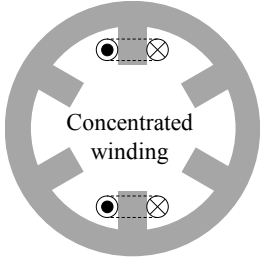
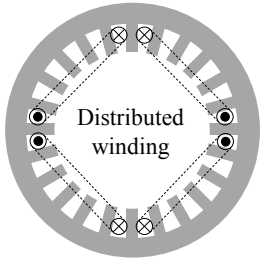
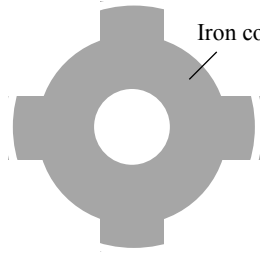
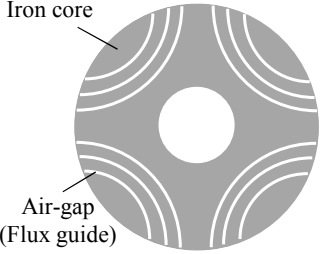
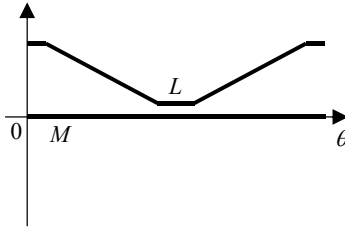
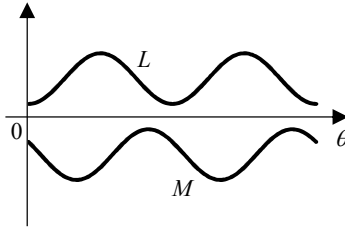
ユニポーラ駆動時の SRM におけるトルク発生原理は一般的に、励磁した固定子極が回転子極を吸引することで回転力が発生すると説明される [3]。本章では、この従来の考え方に代わり、従来交流モータのトルク発生原理の解釈を、理想条件下においてユニポーラ駆動時の SRM にも同様に適用する。すなわち、励磁電流により回転子磁束と固定子回転磁界が発生し、それらの相互作用でトルクが発生すると考える。このように解釈することで SRM における回転子磁束の存在を仮想的に示し、回転子磁束ベクトルの回転に同期した座標変換を行うことで、明瞭な数学モデルを新たに導出する。また、導出した数学モデルを従来交流モータの数学モデルと比較することで、それらの共通点と相違点を明らかにする。さらに、ユニポーラ駆動とバイポーラ駆動の理論比較や高次空間高調波成分を考慮した数学モデルの導出を行う。

2.1 SRM の基礎

2.1.1 シンクロナスリラクタンスモータとの違い

リラクタンストルクのみを利用するモータは SRM とシンクロナスリラクタンスモータ (SynRM: Synchronous Reluctance Motor) に大別される [17]。表 2.1 に各モータの構造とインダクタンス波形を示す。本研究の対象モータである SRM は二重突極構造をもち、各相間において磁氣的干渉があまり発生しない集中巻線が固定子に施される。この構造的特徴からインダクタンスにおける相互分が極めて小さく、回転子位置に対する自己分の変化のみを利用してトルクを発生させる。一方、SynRM は従来交流モータと同様の固定子構造とスリットを施した回転子をもつ。自己インダクタンスのみが変化する SRM とは異なり、SynRM は相互インダクタンスの変化も併用してトルクを発生させる。このように、同じリラクタンスモータでありながら SRM は SynRM に比べて極めて単純な構造となっており、またインダクタンス分布の違いからトルク発生の様子も大きく異なっている。

表 2.1 SRM と SynRM の比較 [17]

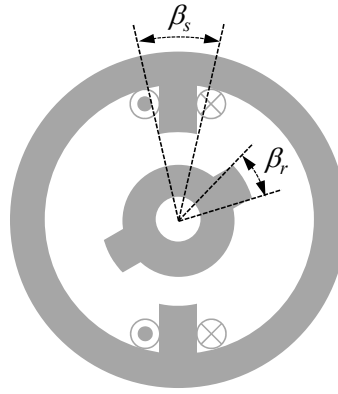
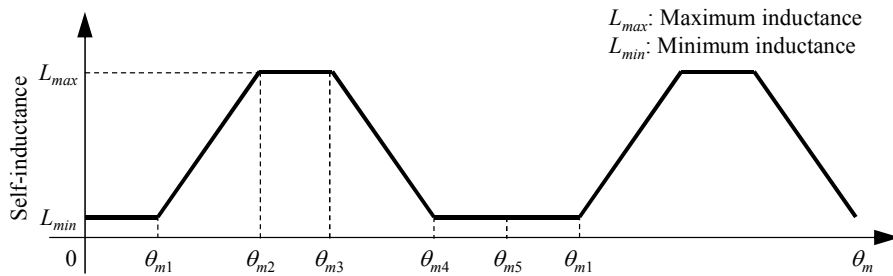
	SRM	SynRM
Stator		
Rotor		
Inductance distribution		

2.1.2 モータ構造とインダクタンス分布の関係

SRM の典型的な自己インダクタンス分布を図 2.1 に示す。このように，SRM の自己インダクタンスは回転子位置に対して直線的に変化する。この空間分布はモータ構造，すなわち回転子と固定子の極弧度に強く依存している。回転子の極弧度が固定子の極弧度と等しい，もしくは大きいと仮定した場合，図 2.1 に示される回転子位置は次式で表される [7]。

$$\left. \begin{aligned} \theta_{m1} &= \frac{1}{2} \left\{ \frac{\pi}{P} - (\beta_r + \beta_s) \right\} \\ \theta_{m2} &= \theta_{m1} + \beta_s \\ \theta_{m3} &= \theta_{m2} + (\beta_r - \beta_s) \\ \theta_{m4} &= \theta_{m3} + \beta_s \\ \theta_{m5} &= \theta_{m4} + \theta_{m1} = \frac{\pi}{P} \end{aligned} \right\} \quad (2.1)$$

ただし， β_r ：回転子の極弧度， β_s ：固定子の極弧度である。図 2.1 に示す各区間において，SRM では以下の 4 つの状態が想定される。

(a) β_r と β_s の定義

(b) 自己インダクタンスの空間分布

図 2.1 回転子位置に対する自己インダクタンスの空間分布

- 0 から θ_{m1} と θ_{m4} から θ_{m5} の区間では、回転子と固定子の極が一切重ならない状態となり、自己インダクタンスが最小かつ回転子位置に対してほぼ一定に分布する。自己インダクタンスの空間分布が変化しないため、この区間において通電電流はトルク発生にほとんど寄与しない。
- θ_{m1} から θ_{m2} の区間では、回転子と固定子の極が対向し始め、自己インダクタンスが回転子位置に対して増加していく状態となる。このとき電流を通電すると、励起された固定子極が回転子を正転方向に吸引するため、正トルクが発生する。
- θ_{m2} から θ_{m3} の区間では、回転子と固定子の極が完全に対向している状態となり、自己インダクタンスが最大かつ回転子位置に対してほぼ一定に分布する。自己インダクタンスの空間分布が変化しないため、この区間において通電電流はトルク発生にほとんど寄与しない。また SRM では負トルクの発生を回避するため、この区間において励磁された固定子極の消磁を行う。
- θ_{m3} から θ_{m4} の区間では、回転子と固定子の極が完全対向の状態から非対向の状態に向かい、自己インダクタンスが回転子位置に対して減少していく状態となる。このとき電流を通電すると、励磁された固定子極が回転子を逆転方向に吸引するため、負トルクが発生する（すなわち、回生が行われる）。

2.1.3 ユニポーラ駆動時の動作原理

ユニポーラ駆動時のSRMの動作を図2.2に示す。同図より、主磁束の磁路における磁気抵抗が最小となるように電磁力が発生し、励磁相を順次切換えていくことで回転力が持続されることが分かる。このとき、励磁された固定子極が鉄心の回転子極を吸引することで動作することから、発生するトルクは電流の極性に依存しない。そのため、SRMではユニポーラ駆動を適用することが一般的となっており、各相において磁気抵抗の変化が顕著となる区間において集中的に通電が行われる。図2.3に、ユニポーラ駆動時の励磁電流波形を示す。このように、SRMのユニポーラ駆動では点弧角、消弧角、電流レベルを調整することで、断続的な単極電流を通電する。この駆動方式では一般的に、HCを用いたCCSによる電流制御が適用されるが、その詳細については第4章で述べる。

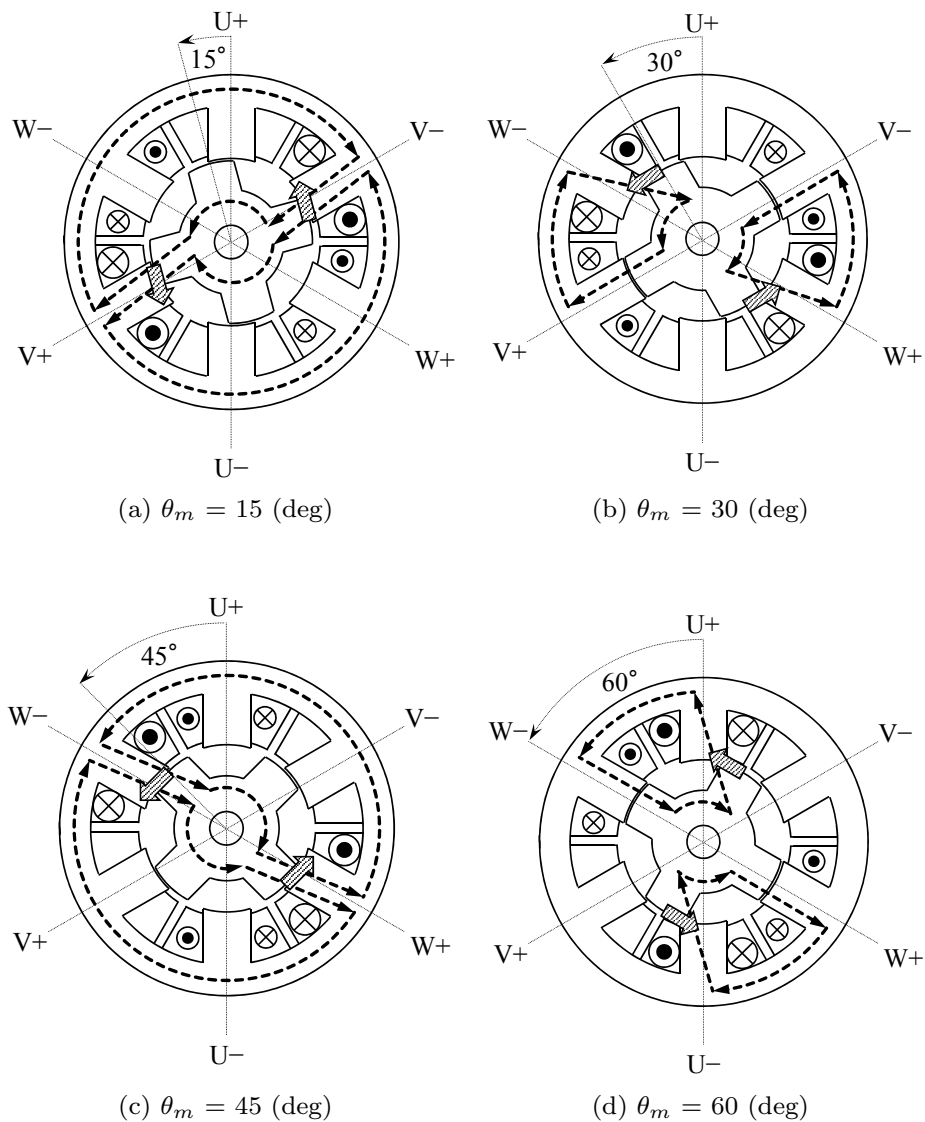


図 2.2 ユニポーラ駆動時における主磁束の磁路と電磁力の発生方向

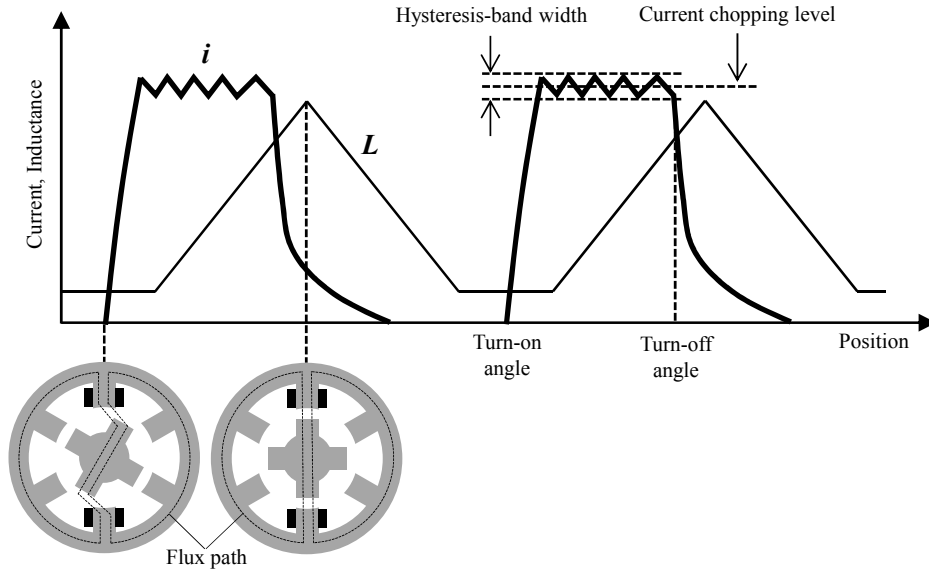


図 2.3 自己インダクタンス波形とユニポーラ駆動時の励磁電流波形

2.2 モデリングにおける仮定条件

本章に示すモデリングでは以下の仮定条件を与える。

1. 対象モータは回転子と固定子の極数が 4 / 6 の三相 SRM とする。
2. 各相の自己インダクタンスは直流成分と 2 次空間高調波成分のみを有するとし、相互インダクタンスは無視する。
3. 励磁電流として、直流オフセットを含む理想的な正弦波電流を通電する。
4. 磁気飽和の影響を無視する。
5. 回転方向は反時計回りを正転とし、回転速度は一定とする。

上述の仮定条件下における自己インダクタンス分布と励磁電流の波形を図 2.4 に示す。通常、SRM の自己インダクタンスは図 2.3 に示すように高次空間高調波成分を含むものとして扱われるが [18][19]，ここでは図 2.4 に示すように正弦波状に分布しているものとする。また、励磁電流についても同様に、正弦波状の電流を通電することを前提とする。

図 2.4 では横軸を電気角で定義しており、機械角との関係は次式で与えられる。

$$\theta = P\theta_m \quad (2.2)$$

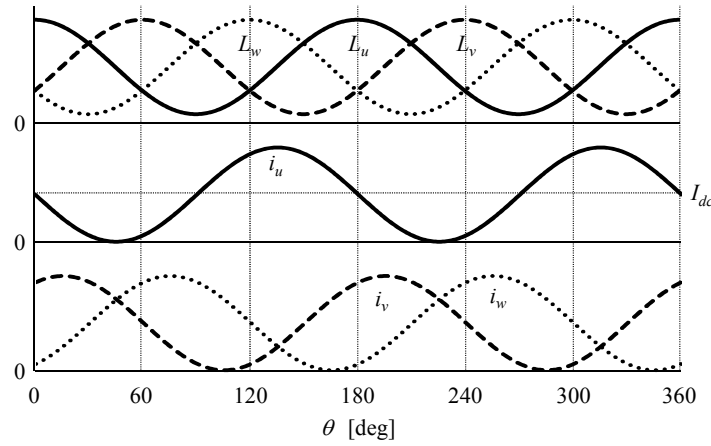


図 2.4 理想条件下における自己インダクタンス分布と励磁電流

ただし、回転子極が U 相固定子極と完全対向する位置を初期位置 0 deg としている。各相の自己インダクタンスの分布は三角関数を用いて次式で表される。

$$\left. \begin{aligned} L_u &= L_{dc} + L_{ac} \cos 2\theta \\ L_v &= L_{dc} + L_{ac} \cos \left(2\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \\ L_w &= L_{dc} + L_{ac} \cos \left(2\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \end{aligned} \right\} \quad (2.3)$$

この場合、正転する SRM において自己インダクタンスの相順が「U 相→V 相→W 相」となる。

2.3 トルク発生原理の新しい解釈

まず、図 2.4 の励磁電流を直流成分 (I_{dc}) と交流成分 ($i_u - I_{dc}$, $i_v - I_{dc}$, $i_w - I_{dc}$) に分離し、それぞれの成分に対して次の解釈を与える。

解釈Ⅰ 励磁電流の直流成分により、回転子磁束が発生する。

解釈Ⅱ 励磁電流の交流成分により、固定子回転磁界が発生する。

従来交流モータの動作原理に基づいて考えると、解釈ⅠとⅡより回転子磁束と固定子回転磁界の相互作用でトルクが発生することになる。すなわち、ユニポーラ駆動時の SRM のトルク発生原理に対して次の解釈が与えられる。

解釈Ⅲ 励磁電流の直流成分による回転子磁束を交流成分による固定子回転磁界が吸引することで、回転に寄与する電磁力が発生する。

ユニポーラ駆動時の SRM において、過去に上述の解釈を適用した事例はなく、本研究において初めて検討されるものである。以下において、解釈Ⅰ～Ⅲを詳しく説明していく。

2.3.1 励磁電流の直流成分と交流成分の解釈とトルク発生原理

解釈Ⅰ：励磁電流の直流成分による回転子磁束の発生

各相に同じ大きさかつ同極の直流電流を通電する場合を考える。図2.5に正転する4／6のSRMに図2.4に示す励磁電流の直流成分(I_{dc})を通電した場合の主磁束の磁路と合成固定子鎖交磁束ベクトルを示す。同図より、SRMの構造的な特徴から反時計回りに回転する鎖交磁束ベクトルが発生することが分かる。この現象は明らかに固定子電流に起因するものであるが、鎖交磁束ベクトルの振幅は通電する直流電流の大きさと回転子の突極性に関係し（回転子に突極性がない場合、各相の磁束は互いに打ち消しあい、固定子鎖交磁束ベクトルは形成されない）、発生する向きは回転子位置に依存している。また、直流磁化した回転子によっても同様に回転する固定子鎖交磁束ベクトルが発生する。これらのことから、ユニポーラ駆動時のSRMでは、励磁電流の直流成分による固定子鎖交磁束を仮想的に回転子磁束と見なすことができる。本論文では、直流電流による固定子鎖交磁束を「仮想回転子磁束」と称する。

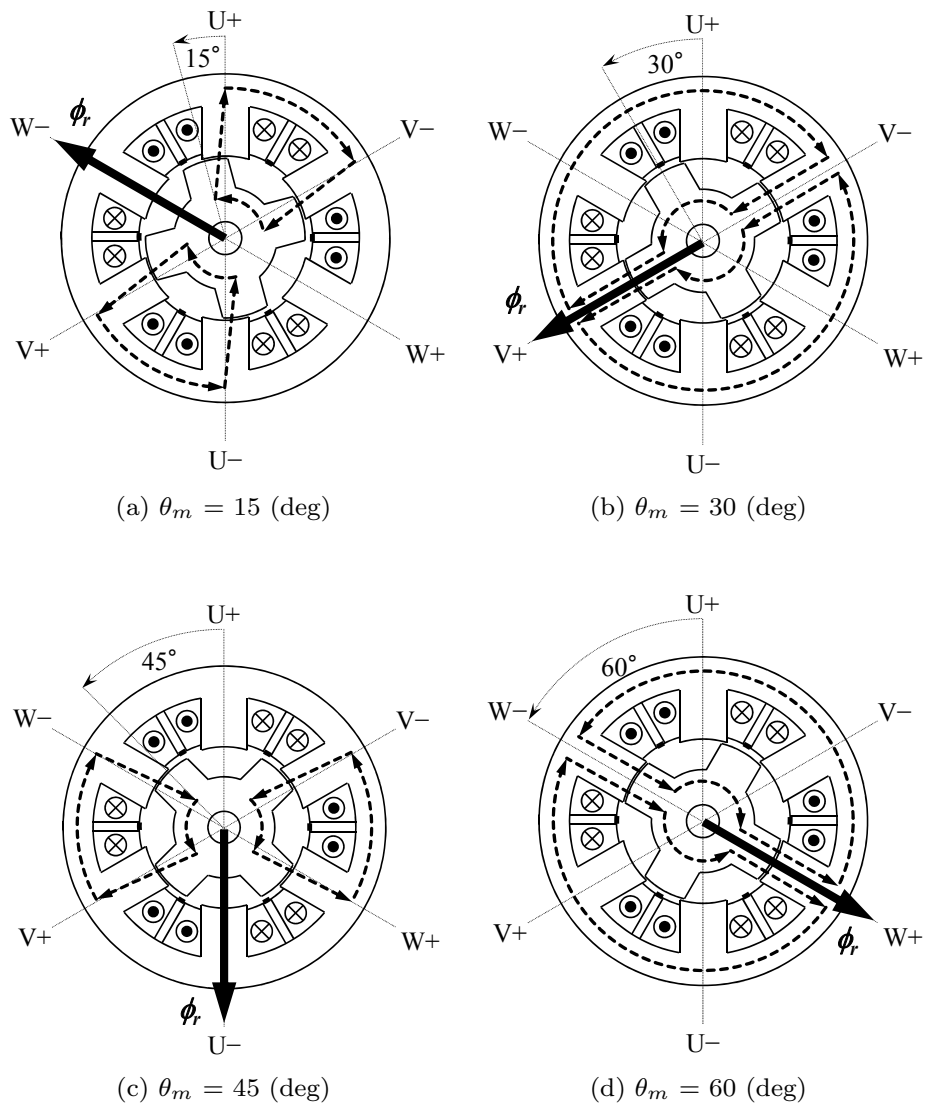


図2.5 励磁電流の直流成分通電時における主磁束の磁路と合成固定子鎖交磁束ベクトル

解釈 II：励磁電流の交流成分による固定子回転磁界の発生

等間隔に配置された固定子巻線に対称三相電流を通電すると、交流電流の周波数で回転する固定子磁界が発生することが知られている。図 2.4 に示す励磁電流において、その交流成分 ($i_u - I_{dc}$, $i_v - I_{dc}$, $i_w - I_{dc}$) に着目すると、互いに電気角 120 deg の位相差をもつ対称三相電流となることが分かる。したがって、ユニポーラ駆動時の SRM では、励磁電流の交流成分により固定子回転磁界が生じていると考えることができる。図 2.6 は、4 / 6 の SRM に図 2.4 に示す励磁電流の交流成分を通電した場合の主磁束の磁路と合成固定子鎖交磁束ベクトルを示している。ここでは、回転子の突極性を無視している。同図より、鎖交磁束ベクトルは反時計回りに回転し、確かに固定子回転磁界が発生することが分かる。

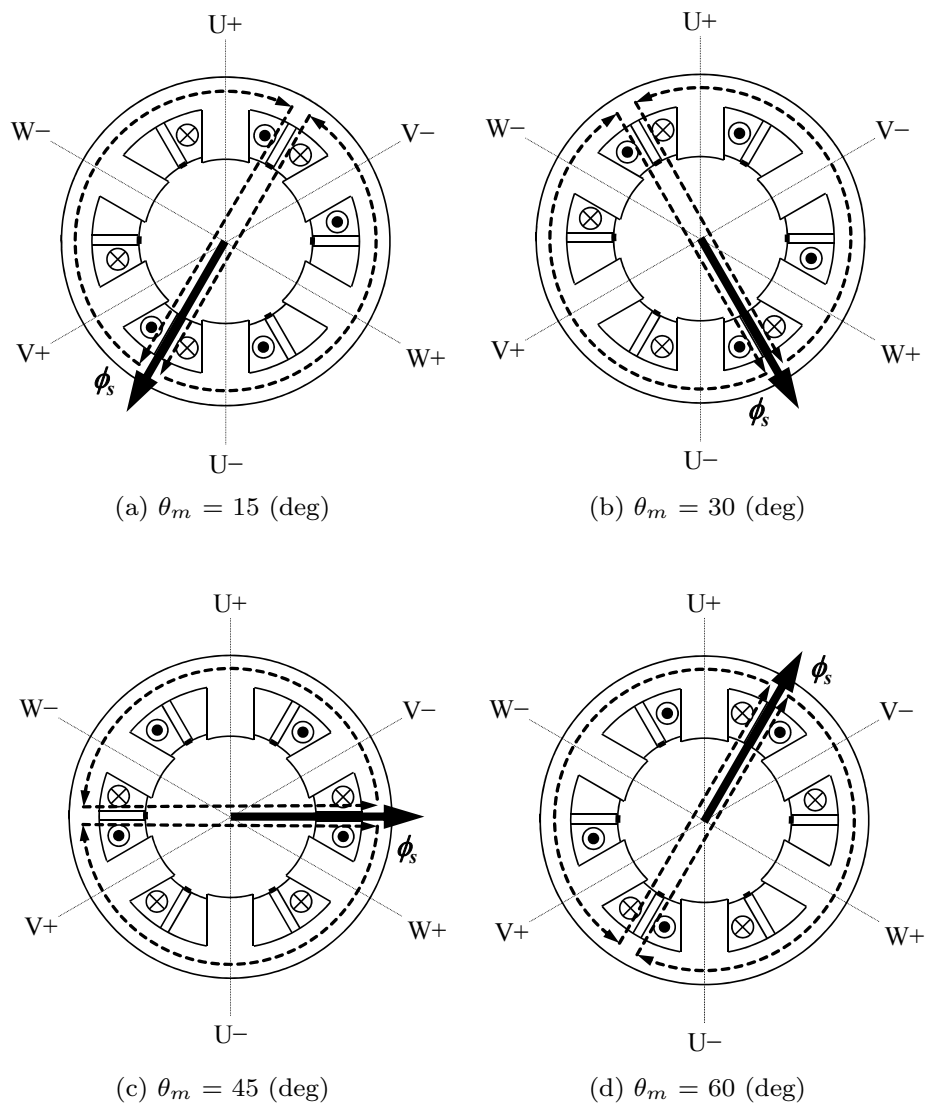


図 2.6 励磁電流の交流成分通電時における主磁束の磁路と合成固定子鎖交磁束ベクトル

解釈 III：仮想回転子磁束と固定子回転磁界の相互作用によるトルクの発生

先述の通り、ユニポーラ駆動時の SRM において、励磁電流の直流成分と交流成分はそれぞれ回転子磁束と固定子回転磁界の発生に寄与していると思えることができる。従来交流モータのトルク発生原理に基づいて考えると、これらの相互作用によりモータの回転に寄与する電磁力が発生すると思われる。ここで、図 2.5 と図 2.6 を見ると、回転する仮想回転子磁束ベクトルに対し、反時計回りに 90 deg 進んだ位置に固定子磁界ベクトルが発生していることが分かり、それらの相互作用から回転に寄与する電磁力が発生していると解釈することができる。

2.3.2 トルク発生原理の新しい解釈における留意点

上述の解釈 I～III による仮想的な解釈を適用する際は、次の 3 点を考慮する必要がある。

事象 I 仮想回転子磁束ベクトルの回転方向は、回転子と固定子の極数比によって異なる。例えば、4 / 6 の SRM の場合は仮想回転子磁束ベクトルが回転子とともに正転するが、2 / 6 の SRM の場合は仮想回転子磁束ベクトルが正転する回転子に対して逆方向に回転する。

事象 II 仮想回転子磁束ベクトルが回転子とともに正転する場合、正トルクを発生させることが正エネルギーの発生条件（＝ 正回転角速度×正トルク）となる。一方、仮想回転子磁束ベクトルが正転する回転子に対して逆方向に回転する場合、負トルクを発生させることが正エネルギーの発生条件（＝ 負回転角速度×負トルク）となる。

事象 III 仮想回転子磁束ベクトルは、電気角速度の 2 倍の速度で回転する。

本章の説明で用いた 4 / 6 の SRM の場合、事象 I より仮想回転子磁束ベクトルは回転子とともに正転する（図 2.5 参照）。このとき、事象 II より正トルクを発生させることが正エネルギーの発生条件となるため、図 2.6 に示すように仮想回転子磁束ベクトルに対して反時計回りに 90 deg 進んだ位置に固定子磁界を発生させることにより、モータの正転が持続される。また、回転子位置を (2.2) 式で定義すると、図 2.4 に示すように電気角 1 周期で自己インダクタンスが 2 回変動する。また、励磁電流の直流成分による固定子鎖交磁束は自己インダクタンスと同様に変動することから、事象 III で述べたとおり、仮想回転子磁束ベクトルは電気角速度の 2 倍の速度で回転する。

2.4 ユニポーラ駆動時の SRM に適用可能なモデリング

ここでは解釈 I～III と事象 I～III に基づき、ユニポーラ駆動時の SRM に適用可能な新しいモデリング法について説明する。

2.4.1 静止座標系におけるモデリング

図 2.7 に、三相静止座標系の等価二極モデルを示す。SRM は全てこの等価二極モデルに帰着させることができるため、本章で構築される理論は回転子と固定子の極数比によらず普遍的に適用することができる。

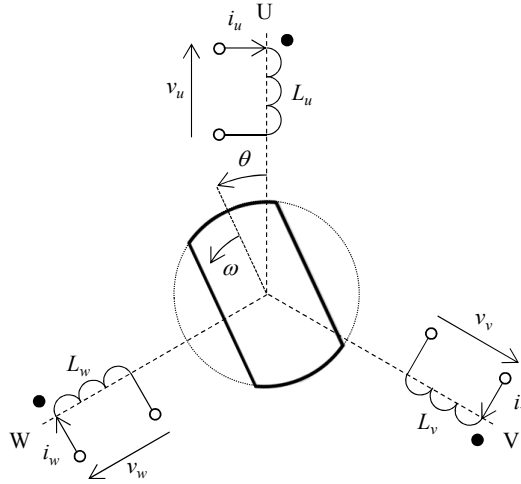


図 2.7 三相静止座標系の等価二極モデル

三相静止座標系における電圧方程式は次式で与えられる。

$$\begin{bmatrix} v_u \\ v_v \\ v_w \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} + p \left(\begin{bmatrix} L_u & 0 & 0 \\ 0 & L_v & 0 \\ 0 & 0 & L_w \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} \right) \quad (2.4)$$

また，三相静止座標系におけるトルク式は次式で表される。

$$T_e = \frac{P}{2} \left(i_u^2 \frac{\partial L_u}{\partial \theta} + i_v^2 \frac{\partial L_v}{\partial \theta} + i_w^2 \frac{\partial L_w}{\partial \theta} \right) \quad (2.5)$$

2.4.2 回転座標系におけるモデリングと等価モータモデルの導出

従来交流モータで構築されているモデリング法 [8] と同様に，回転子磁束の回転に同期した座標変換を行い，新しい数学モデルを導出する。ここで，ユニポーラ駆動時の SRM では，励磁電流の直流成分で発生する固定子鎖交磁束を，仮想的に回転子磁束と見なせることを再度述べておく。

回転座標系の電圧方程式の導出

まず，三相静止座標系を零相成分を考慮した二相静止座標系（ α 相， β 相）に変換する。U 相方向に α 軸をとり，時計回りに 90 deg 進んだ位置に β 軸を定義する場合，三相-二相変換を行う行列は次式で表される。

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

図 2.8 は，三相電流と二相電流のベクトル図を示している。事象 I より，図 2.7 に示す等価二極モデルでは，仮想回転子磁束ベクトルが正転する回転子に対して逆方向（時計回り）に回転する。こ

の点を考慮して，本論文では U 相の方向にとる α 軸に対して時計回りに 90 deg 進んだ位置に β 軸を定義している。(2.4) 式を (2.6) 式を用いて変換すると，次式を得る。

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_0 \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{dc} + \frac{L_{ac}}{2} \cos 2\theta & -\frac{L_{ac}}{2} \sin 2\theta & \frac{L_{ac}}{\sqrt{2}} \cos 2\theta \\ -\frac{L_{ac}}{2} \sin 2\theta & L_{dc} - \frac{L_{ac}}{2} \cos 2\theta & \frac{L_{ac}}{\sqrt{2}} \sin 2\theta \\ \frac{L_{ac}}{\sqrt{2}} \cos 2\theta & \frac{L_{ac}}{\sqrt{2}} \sin 2\theta & L_{dc} \end{bmatrix} p \left(\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} \right) + \omega \begin{bmatrix} -L_{ac} \sin 2\theta & -L_{ac} \cos 2\theta & -\sqrt{2} L_{ac} \sin 2\theta \\ -L_{ac} \cos 2\theta & L_{ac} \sin 2\theta & \sqrt{2} L_{ac} \cos 2\theta \\ -\sqrt{2} L_{ac} \sin 2\theta & \sqrt{2} L_{ac} \cos 2\theta & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

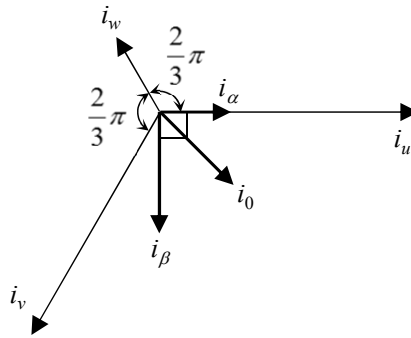


図 2.8 三相電流と二相電流のベクトル図

次に，二相静止座標系から仮想回転子磁束ベクトルの回転に同期した座標系への変換を行う。仮想回転子磁束ベクトルの方向に d 軸をとり，時計回りに 90 deg 進んだ位置に q 軸をとる場合，回転座標変換行列は次式で表される。

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta' & -\sin \theta' & 0 \\ \sin \theta' & \cos \theta' & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

図 2.9 は二相静止座標系と回転座標系の関係を示している。事象 I と III より，図 2.7 に示す等価二極モデルでは仮想回転子磁束ベクトルが正転する回転子に対して逆方向（時計回り）に電気角速度の 2 倍の速度で回転する。これらの点を考慮して，ここでは $\theta' = -2\theta$ として座標変換を行う。(2.7) 式を (2.8) 式を用いて変換すると，次式を得る。

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{dc} + \frac{L_{ac}}{2} \cos 6\theta & -\frac{L_{ac}}{2} \sin 6\theta & \frac{L_{ac}}{\sqrt{2}} \\ -\frac{L_{ac}}{2} \sin 6\theta & L_{dc} - \frac{L_{ac}}{2} \cos 6\theta & 0 \\ \frac{L_{ac}}{\sqrt{2}} & 0 & L_{dc} \end{bmatrix} p \left(\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} \right) + 2\omega \begin{bmatrix} -L_{ac} \sin 6\theta & -L_{dc} - L_{ac} \cos 6\theta & 0 \\ L_{dc} - L_{ac} \cos 6\theta & L_{ac} \sin 6\theta & \frac{L_{ac}}{\sqrt{2}} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

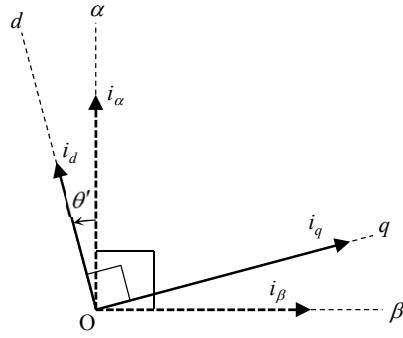


図 2.9 二相静止座標系と回転座標系

また (2.6) 式と (2.8) 式より，三相静止座標系から直接回転座標系に変換する行列は次式で与えられる。

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos 2\theta & \cos \left(2\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(2\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \\ -\sin 2\theta & -\sin \left(2\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left(2\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

回転座標系の等価モータモデルの導出

(2.9) 式の右辺第二項と第三項には，非同期成分である 6 次空間高調波成分が含まれる。回転座標系に同期する成分のみに着目すると，(2.9) 式は次式に書き改められる。

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{dc} & 0 & \frac{L_{ac}}{\sqrt{2}} \\ 0 & L_{dc} & 0 \\ \frac{L_{ac}}{\sqrt{2}} & 0 & L_{dc} \end{bmatrix} p \left(\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} \right) + 2\omega \begin{bmatrix} 0 & -L_{dc} & 0 \\ L_{dc} & 0 & \frac{L_{ac}}{\sqrt{2}} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

(2.11) 式の右辺第二項のインダクタンス行列を見ると，対角成分は全て L_{dc} となっており，回転座標系では磁気突極性が現れないことを示している。また，1 行 3 列の成分と 3 行 1 列の成分が $L_{ac}/\sqrt{2}$ となっており， d 軸成分と零相成分との間に磁氣的干渉が存在している。これらの点を踏まえ，(2.11) 式を基に描いた回転座標系の等価モデルを図 2.10 に示す。この等価モデルは静止した円筒形の回転子を持ち，その上に d 軸方向に配置された零相巻線をもつ。また従来交流モータの理論に基づいて考えると，零相電流は（仮想的に）回転子磁束を発生させる磁束電流に相当し，仮想回転子磁束が鎖交する d 軸巻線に対して直交する位置にある q 軸巻線を通る電流は，トルク電流に相当する。

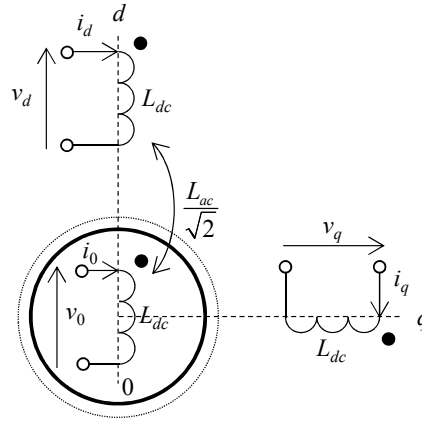


図 2.10 回転座標系の等価モデル（ユニポーラ駆動時）

回転座標系における磁束式の導出

(2.11) 式の右辺第二項のインダクタンス行列から，零相電流による仮想回転子磁束は次式で表される。

$$\Phi_r = \frac{L_{ac}}{\sqrt{2}} i_0 \quad (2.12)$$

また， d 軸電流と q 軸電流を通电することで発生する固定子鎖交磁束は次式で与えられる。

$$\left. \begin{aligned} \Phi_{sd} &= L_{dc} i_d \\ \Phi_{sq} &= L_{dc} i_q \end{aligned} \right\} \quad (2.13)$$

(2.12) 式と (2.13) 式から，固定子全鎖交磁束は次式で与えられる。

$$\left. \begin{aligned} \Phi_d &= \Phi_r + \Phi_{sd} = \frac{L_{ac}}{\sqrt{2}} i_0 + L_{dc} i_d \\ \Phi_q &= \Phi_{sq} = L_{dc} i_q \end{aligned} \right\} \quad (2.14)$$

回転座標系におけるトルク式の導出

(2.11) 式の両辺に電流を乗ずることにより，瞬時入力電力 P_{in} は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} P_{in} = R(i_d^2 + i_q^2 + i_0^2) + p \left(\frac{1}{2} L_{dc} i_d^2 + \frac{1}{2} L_{dc} i_q^2 + \frac{1}{2} L_{dc} i_0^2 \right) + p \left(\frac{L_{ac}}{\sqrt{2}} i_d i_0 \right) \\ + 2\omega \left(\frac{L_{ac}}{\sqrt{2}} i_0 \right) i_q \end{aligned} \quad (2.15)$$

(2.15) 式において，右辺第四項は回転子と固定子間のエアギャップ中のエネルギーに相当する。このエネルギーは回転角速度と発生トルクの積に相当することから，次式の関係が成り立つ。

$$\omega_m T_e = 2\omega \left(\frac{L_{ac}}{\sqrt{2}} i_0 \right) i_q \quad (2.16)$$

したがって、瞬時トルクは次式で与えられる。

$$T_e = 2P \left(\frac{L_{ac}}{\sqrt{2}} i_0 \right) i_q = \sqrt{2} P L_{ac} i_0 i_q \quad (2.17)$$

また、事象 III を考慮し、 dq 軸平面上において固定子全鎖交磁束ベクトルと固定子電流ベクトルの外積から瞬時トルクを求めると、次式を得る。

$$T_e = 2P |\boldsymbol{\Phi}_{dq} \times \mathbf{i}_{dq}| = 2P \Phi_r i_q \quad (2.18)$$

ただし、

$$\boldsymbol{\Phi}_{dq} = [\Phi_d \quad \Phi_q]^T \quad (2.19)$$

$$\mathbf{i}_{dq} = [i_d \quad i_q]^T \quad (2.20)$$

(2.12) 式を (2.18) 式に代入すると、(2.17) 式に一致する。

(2.17) 式は回転座標系に同期しない成分を無視した (2.11) 式に基づく簡易なトルク式である。非同期成分による影響を考慮した厳密なトルク式は、三相静止座標系の (2.5) 式を (2.10) 式を用いて直接回転座標系に変換することで導出できる。便宜上、(2.5) 式と (2.10) 式を行列を用いて次のように表記する。

$$T_e = \frac{P}{2} [\mathbf{i}]^T \left(\frac{\partial}{\partial \theta} [L] \right) [\mathbf{i}] \quad (2.21)$$

$$[T_{dq0}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos 2\theta & \cos \left(2\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(2\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \\ -\sin 2\theta & -\sin \left(2\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left(2\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

ただし、

$$[\mathbf{i}]^T = [i_u \quad i_v \quad i_w] \quad (2.23)$$

$$[L] = \begin{bmatrix} L_u & 0 & 0 \\ 0 & L_v & 0 \\ 0 & 0 & L_w \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

ここで、電流行列において次式の関係が成り立つ [20]。

$$[\mathbf{i}] = [T_{dq0}]^{-1} [\mathbf{i}] \quad (2.25)$$

$$[\mathbf{i}]^T = ([T_{dq0}]^{-1} [i_{dq0}])^T = [i_{dq0}]^T ([T_{dq0}]^{-1})^T \quad (2.26)$$

ただし、

$$[i_{dq0}]^T = [i_d \quad i_q \quad i_0] \quad (2.27)$$

(2.25) 式と (2.26) 式を (2.21) 式に代入し、行列を展開すると次式を得る。

$$\begin{aligned} T_e &= \frac{P}{2} [i_{dq0}]^T \left\{ ([T_{dq0}]^{-1})^T \left(\frac{\partial}{\partial \theta} [L] \right) [T_{dq0}]^{-1} \right\} [i_{dq0}] \\ &= \sqrt{2} P L_{ac} i_0 i_q + \frac{P}{2} L_{ac} \{ (i_q^2 - i_d^2) \sin 6\theta - 2 i_d i_q \cos 6\theta \} \end{aligned} \quad (2.28)$$

(2.28) 式の右辺第一項は (2.17) 式と同一であり、回転に寄与する有効トルクを表している。(2.28) 式の右辺第二項はトルク脈動分に相当する。

2.4.3 従来交流モータの数学モデルとの比較

ユニポーラ駆動時の SRM に適用可能な (2.9) 式と (2.28) 式には、従来交流モータの数学モデルとは異なる点がいくつか存在する。ここでは、その共通点と相違点について示していく。

巻線界磁型同期モータの数学モデル

従来交流モータの数学モデルとして、巻線界磁型同期モータの回転座標系における電圧方程式とトルク式を次式に示す [21][22]。

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_d & 0 & M \\ 0 & L_q & 0 \\ \frac{3}{2}M & 0 & L_f \end{bmatrix} p \left(\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_f \end{bmatrix} \right) + \omega \begin{bmatrix} 0 & -L_q & 0 \\ L_d & 0 & M \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_f \end{bmatrix} \quad (2.29)$$

$$T_e = P \{ M i_f i_q + (L_d - L_q) i_q i_d \} \quad (2.30)$$

ただし、 R_f : 回転子巻線抵抗、 v_f : 回転子電圧、 i_f : 回転子電流、 L_f : 回転子巻線の自己インダクタンス、 L_d : d 軸インダクタンス、 L_q : q 軸インダクタンス、 M : 回転子巻線と d 軸巻線間の相互インダクタンスである。

SRM の数学モデル

SRM の電圧方程式である (2.9) 式は次式のように書き改められる。

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{dc} & 0 & \frac{L_{ac}}{\sqrt{2}} \\ 0 & L_{dc} & 0 \\ \frac{L_{ac}}{\sqrt{2}} & 0 & L_{dc} \end{bmatrix} p \left(\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} \right) + 2\omega \begin{bmatrix} 0 & -L_{dc} & 0 \\ L_{dc} & 0 & \frac{L_{ac}}{\sqrt{2}} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{asyn-d} \\ v_{asyn-q} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.31)$$

ただし,

$$\begin{bmatrix} v_{asyn-d} \\ v_{asyn-q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{L_{ac}}{2} \cos 6\theta & -\frac{L_{ac}}{2} \sin 6\theta \\ -\frac{L_{ac}}{2} \sin 6\theta & -\frac{L_{ac}}{2} \cos 6\theta \end{bmatrix} p \left(\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \right) + 2\omega \begin{bmatrix} -L_{ac} \sin 6\theta & -L_{ac} \cos 6\theta \\ -L_{ac} \cos 6\theta & L_{ac} \sin 6\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (2.32)$$

また, SRM のトルク式である (2.28) 式は次式のように書き改められる。

$$T_e = \sqrt{2} P L_{ac} i_0 i_q + T_{ripple}(i_d, i_q, \theta) \quad (2.33)$$

ただし,

$$T_{ripple}(i_d, i_q, \theta) = \frac{P}{2} L_{ac} \{ (i_q^2 - i_d^2) \sin 6\theta - 2i_d i_q \cos 6\theta \} \quad (2.34)$$

ここで (2.29) 式と (2.31) 式を比較すると, 各モータパラメータに違いはあるが, SRM の電圧方程式は巻線界磁型同期モータの電圧方程式に回転座標系に同期しない成分である (2.32) 式を加えたものと等価であることが分かる。また (2.30) 式と (2.33) 式を比較すると, SRM のトルク式は非突極の回転子をもつ巻線界磁型同期モータのトルク式 (すなわち, (2.30) 式の第2項がゼロ) にトルク脈動分である (2.34) 式を加えたものと等価となる。このように, 一見複雑に見える SRM の数学モデルにおいても, 従来交流モータと同様の数学モデルを見出すことができる。

2.4.4 数学モデルの各種表現法

電気系システムのブロック図

(2.31) 式は次式のように書き改められる。

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{dc} & 0 & 0 \\ 0 & L_{dc} & 0 \\ 0 & 0 & L_{dc} \end{bmatrix} p \left(\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} \right) + 2\omega \begin{bmatrix} 0 & -L_{dc} & 0 \\ L_{dc} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} + 2\omega \begin{bmatrix} 0 \\ K_E \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{d0-d} \\ 0 \\ v_{d0-0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{asyn-d} \\ v_{asyn-q} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.35)$$

ただし,

$$\begin{bmatrix} v_{d0-d} \\ v_{d0-0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{L_{ac}}{\sqrt{2}} \\ \frac{L_{ac}}{\sqrt{2}} & 0 \end{bmatrix} p \left(\begin{bmatrix} i_d \\ i_0 \end{bmatrix} \right) \quad (2.36)$$

$$K_E = \frac{L_{ac}}{\sqrt{2}} i_0 \quad (2.37)$$

(2.35) 式と (2.33) 式を基に描いた SRM の電気系システムのブロック線図を図 2.11 に示す。同図より, ユニポーラ駆動時の SRM は, 回転座標系において, 点線で囲まれる制御対象の入力電圧に (2.32) 式と (2.36) 式に示す外乱電圧が加わり, 出力トルクに (2.34) 式に示す外乱トルクが加わるシステムとなることが分かる。

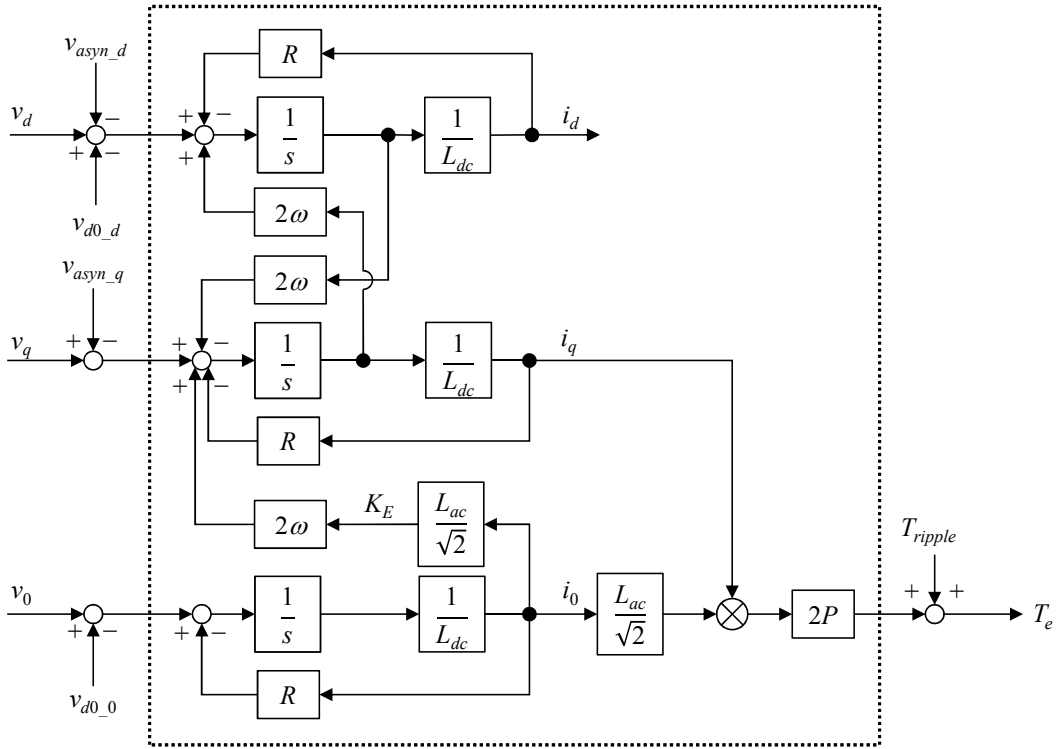


図 2.11 SRM の電気系システムのブロック線図

ベクトル表記と状態方程式

(2.35) 式はベクトル表記を用いて次式のように簡単に表すことができる。

$$\mathbf{v}_{dq0} = \{(R + pL_{dc})\mathbf{I} + 2\omega L_{dc}\mathbf{J}\}\mathbf{i}_{dq0} + \mathbf{e}_{dq0} + \mathbf{h}_{dq0} \quad (2.38)$$

ただし,

$$\mathbf{v}_{dq0} = [v_d \quad v_q \quad v_0]^T \quad (2.39)$$

$$\mathbf{i}_{dq0} = [i_d \quad i_q \quad i_0]^T \quad (2.40)$$

$$\mathbf{e}_{dq0} = [0 \quad 2\omega K_E \quad 0]^T \quad (2.41)$$

$$\mathbf{h}_{dq0} = [v_{d0_d} + v_{asyn_d} \quad v_{asyn_q} \quad v_{d0_0}]^T \quad (2.42)$$

$$\mathbf{I} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.43)$$

$$\mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.44)$$

回転座標系における SRM の電圧方程式を、状態方程式と出力方程式で記述すると次式となる。

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}(\omega)\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}\{\mathbf{u}(t) - \mathbf{d}(t, \theta, \omega)\} \quad (2.45)$$

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{C}\mathbf{x}(t) \quad (2.46)$$

ただし、

$$\mathbf{y} = \mathbf{x} = i_{dq0} \quad (2.47)$$

$$\mathbf{u} = v_{dq0} \quad (2.48)$$

$$\mathbf{d} = h_{dq0} \quad (2.49)$$

$$\left[\begin{array}{c|c} \mathbf{A}(\omega) & \mathbf{B} \\ \hline \mathbf{C} & 0 \end{array} \right] := \left[\begin{array}{ccc|ccc} -\frac{R}{L_{dc}} & 2\omega & 0 & \frac{1}{L_{dc}} & 0 & 0 \\ -2\omega & -\frac{R}{L_{dc}} & -2\omega \left(\frac{L_{ac}}{\sqrt{2}} \right) / L_{dc} & 0 & \frac{1}{L_{dc}} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L_{dc}} & 0 & 0 & \frac{1}{L_{dc}} \\ \hline & & \mathbf{I} & & 0 & \end{array} \right] \quad (2.50)$$

(2.45) 式から、回転座標系の SRM では状態変数が固定子電流 i_{dq0} 、入力固定子電圧 v_{dq0} であり、(2.32) 式に示す回転座標系に同期しない成分や (2.36) 式に示す d 軸と零相間の干渉成分が外乱 \mathbf{d} として作用する。また係数行列 \mathbf{A} より、 d 軸、 q 軸、零相が相互に干渉すること、電気角速度 ω が含まれているため時変系であることが分かる。ただし、一般に機械系の時定数は電気系の時定数に比べて十分に大きいため、固定子電流の変動に対するモータ速度の変動は緩やかであり、電気角速度 ω を一定と見なすことができる。

2.4.5 位置依存性をもつ外乱の影響

(2.29) 式から分かるように、従来交流モータの回転座標系における数学モデルに含まれるモータパラメータは全て一定であるため、回転座標系において一定の直流電圧を印加することで、理想的に直流電流を通電することができる。これは静止座標系において、正弦波電圧を印加することにより理想的な正弦波電流が通電されることと等価である。一方、ユニポーラ駆動時の SRM では (2.45) 式より入力電圧に対して位置依存性をもつ外乱 $\mathbf{d}(t, \theta, \omega)$ が作用するため、回転座標系において一定の直流電圧を印加すると脈動成分を含む直流電流が通電される。回転座標系において一定の直流電流を（静止座標系では正弦波電流）を通電するためには、(2.45) 式において $\mathbf{u}(t) - \mathbf{d}(t, \theta, \omega)$ が一定となるよう高次高調波成分を含んだ直流電圧を印加することが必要となる。また、(2.30) 式より従来交流モータでは回転座標系において直流電流を通電する場合、発生するトルクは理想的に一定となるが、ユニポーラ駆動時の SRM では (2.33) 式より、一定で発生するトルクに加え、脈動トルク $T_{ripple}(i_d, i_q, \theta)$ が発生する。ただし、 $T_{ripple}(i_d, i_q, \theta)$ は零相電流には起因しないため、仮想回転子磁束のみを発生させる場合は脈動トルクは発生しない。

図 2.12 に回転座標上において一定の直流電圧を印加した場合のシミュレーション波形を示し、図 2.13 に回転座標上において通電電流が一定となるように高次高調波成分を含んだ直流電圧を印加した場合のシミュレーション波形を示す。各電流は相電流のピーク値、各電圧は相電圧のピーク値、各トルクは合成トルクの平均値で正規化している。また、自己インダクタンスの直流成分と 2 次空間高調波成分のみを考慮しており、磁気飽和の影響は無視している。先述した通り、回転座標上において一定の直流電圧を印加すると脈動成分を含む電流が通電され、印加電圧に高次高調波成分を重畳すると通電電流を一定にすることができている。また、いずれの場合も発生トルクには電気角 6 次の脈動が発生している。

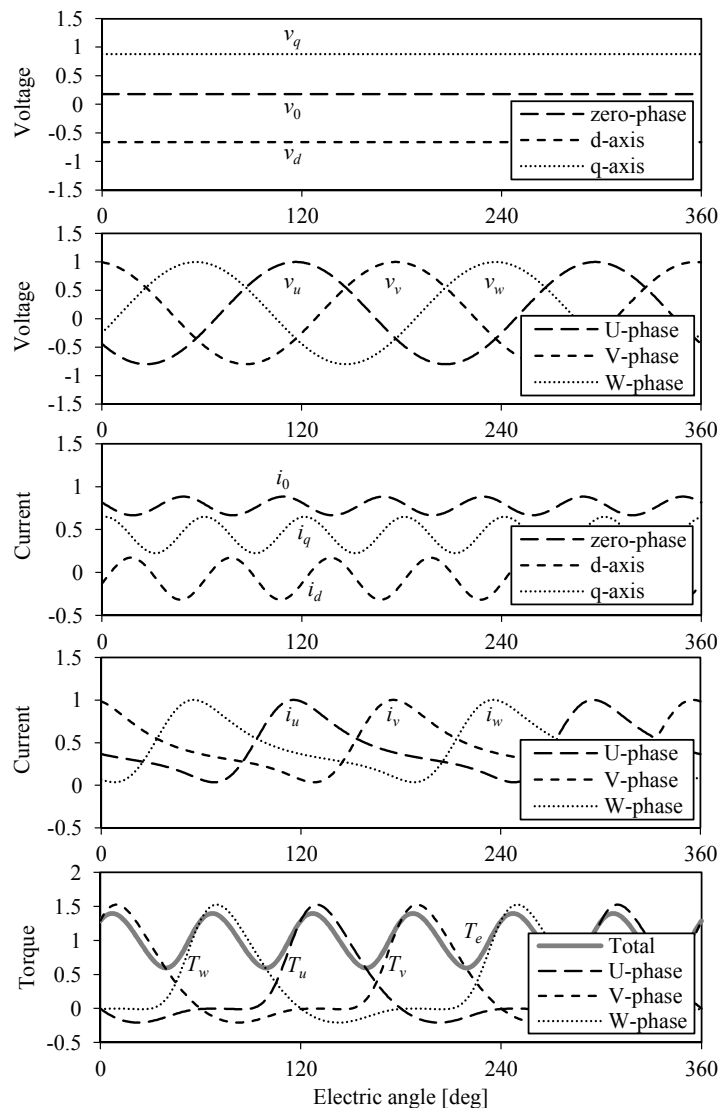


図 2.12 回転座標上において一定の直流電圧を印加した場合のシミュレーション結果

図 2.4 や (2.3) 式に示すように、自己インダクタンスの 2 次空間高調波成分のみを考慮するという理想的な条件を適用したにもかかわらず、通電電流や発生トルクに外乱の影響（ここでは電圧方程式やトルク式における位置依存性をもつ項の影響を意味する）が現れるという現象は、ユニポーラ駆動時の SRM 特有の現象であり、駆動を困難にする主要因となる。

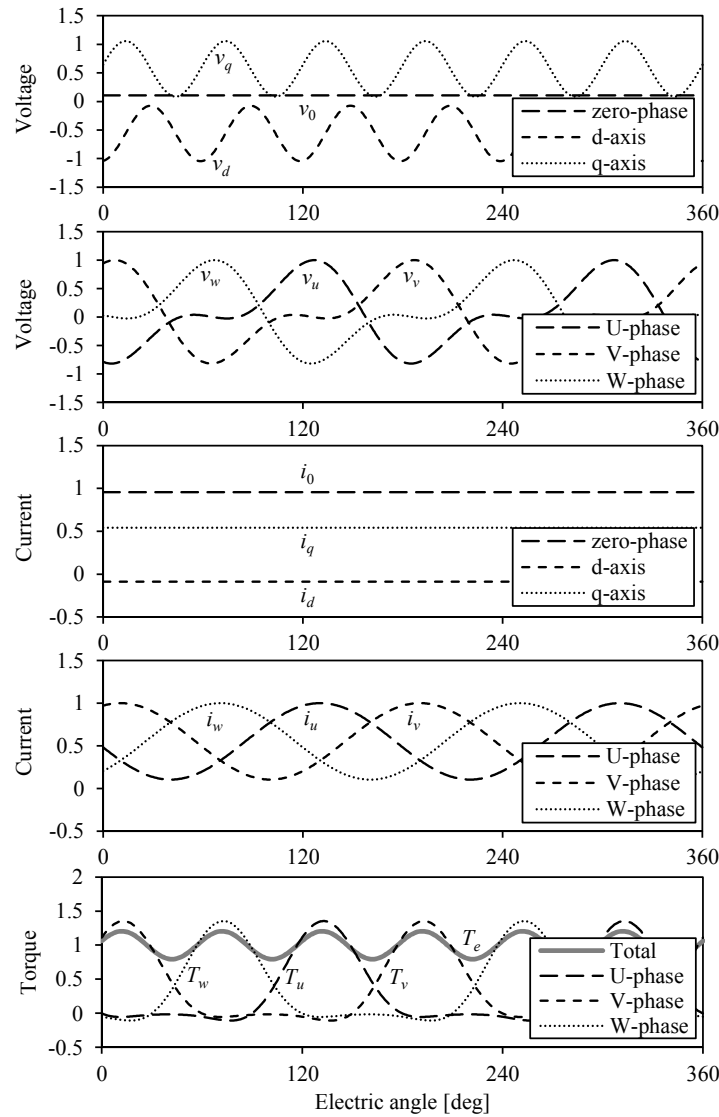


図 2.13 回転座標上において高次高調波成分を重畳した直流電圧を印加した場合のシミュレーション結果

2.5 ユニポーラ駆動とバイポーラ駆動の理論比較

第1章で述べたように、正弦波状のインダクタンス分布を前提に正弦波電流によるバイポーラ駆動を行うことで、従来交流モータと同様のモデリング法を適用でき、SRMのベクトル制御を実現することができる[9]。ここでは、このバイポーラ駆動時に適用可能なモデリング法や数学モデルについて説明し、本研究で提案するユニポーラ駆動時に適用可能なモデリング法や数学モデルとの理論比較を行う。

2.5.1 バイポーラ駆動時のSRMに適用可能なモデリング

ユニポーラ駆動時のモデリングと同様に、バイポーラ駆動時のモデリングにおいても、(2.4)式に示す静止座標系における電圧方程式を二相静止座標系の電圧方程式に変換する。ただし、U相方向に α 軸をとる点は同じだが、バイポーラ駆動時は β 軸を反時計回りに90 deg進んだ位置に

定義する（ユニポーラ駆動時は β 軸を時計回りに 90° 進んだ位置に定義）。したがって、このときの三相-二相変換を行う行列は次式で表される。

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} \quad (2.51)$$

(2.51) 式を用いて (2.4) 式を変換すると、次式を得る。

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_0 \end{bmatrix} &= R \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{dc} + \frac{L_{ac}}{2} \cos 2\theta & \frac{L_{ac}}{2} \sin 2\theta & \frac{L_{ac}}{\sqrt{2}} \cos 2\theta \\ \frac{L_{ac}}{2} \sin 2\theta & L_{dc} - \frac{L_{ac}}{2} \cos 2\theta & -\frac{L_{ac}}{\sqrt{2}} \sin 2\theta \\ \frac{L_{ac}}{\sqrt{2}} \cos 2\theta & -\frac{L_{ac}}{\sqrt{2}} \sin 2\theta & L_{dc} \end{bmatrix} p \left(\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} \right) \\ &+ \omega \begin{bmatrix} -L_{ac} \sin 2\theta & L_{ac} \cos 2\theta & -\sqrt{2} L_{ac} \sin 2\theta \\ L_{ac} \cos 2\theta & L_{ac} \sin 2\theta & -\sqrt{2} L_{ac} \cos 2\theta \\ -\sqrt{2} L_{ac} \sin 2\theta & -\sqrt{2} L_{ac} \cos 2\theta & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.52)$$

バイポーラ駆動時は、図 2.7 において回転子の回転に同期した固定子鎖交磁束ベクトルが発生する。この点を考慮して、(2.8) 式において $\theta' = -\theta$ として (2.52) 式の回転座標変換を行うと、次式を得る（ただし、 d 軸に対して反時計回りに 90° 進んだ位置に q 軸をとる）。

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix} &= R \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{dc} + \frac{L_{ac}}{2} & 0 & \frac{L_{ac}}{\sqrt{2}} \cos 3\theta \\ 0 & L_{dc} - \frac{L_{ac}}{2} & -\frac{L_{ac}}{\sqrt{2}} \cos 3\theta \\ \frac{L_{ac}}{\sqrt{2}} \cos 3\theta & -\frac{L_{ac}}{\sqrt{2}} \cos 3\theta & L_{dc} \end{bmatrix} p \left(\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} \right) \\ &+ \omega \begin{bmatrix} 0 & -L_{dc} + \frac{L_{ac}}{2} & -\sqrt{2} L_{ac} \sin 3\theta \\ L_{dc} + \frac{L_{ac}}{2} & 0 & -\sqrt{2} L_{ac} \cos 3\theta \\ -\frac{3}{\sqrt{2}} L_{ac} \sin 3\theta & -\frac{3}{\sqrt{2}} L_{ac} \cos 3\theta & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.53)$$

同様に、(2.5) 式に示す三相静止座標系のトルク式を回転座標系のトルク式に変換すると、次式を得る。

$$T_e = P L_{ac} i_d i_q - \sqrt{2} P L_{ac} (i_d \sin 3\theta + i_q \cos 3\theta) i_0 \quad (2.54)$$

ここで正弦波電流を用いてバイポーラ駆動を行うことを考えると、ユニポーラ駆動時とは異なり零相電流が理想的にゼロとなることから、(2.53) 式と (2.54) 式は次式のように書き改められる。

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} &= R \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{dc} + \frac{L_{ac}}{2} & 0 \\ 0 & L_{dc} - \frac{L_{ac}}{2} \end{bmatrix} p \left(\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \right) \\ &+ \omega \begin{bmatrix} 0 & -L_{dc} + \frac{L_{ac}}{2} \\ L_{dc} + \frac{L_{ac}}{2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.55)$$

$$T_e = PL_{ac}i_d i_q \quad (2.56)$$

(2.55) 式の右辺第二項のインダクタンス行列を見ると、対角成分が異なっており、回転座標系において磁気突極性が存在している。この点を踏まえ、(2.55) 式を基に描いた回転座標系の等価モデルを図 2.14 に示す。この等価モデルは静止した突極構造の回転子をもつ。また、 d 軸電流は磁束電流、 q 軸電流はトルク電流に相当する。

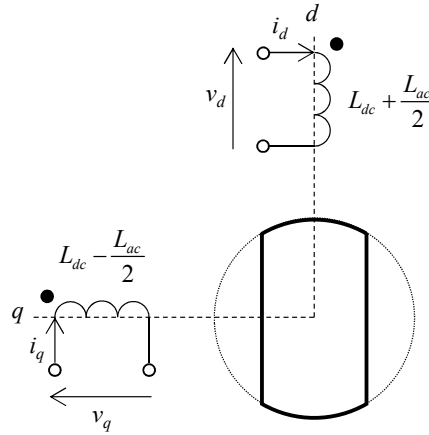


図 2.14 回転座標系の等価モデル（バイポーラ駆動時）

2.5.2 数学モデルによるユニポーラ駆動時とバイポーラ駆動の比較

バイポーラ駆動時に適用可能な (2.53) 式や (2.54) 式においては、ユニポーラ駆動時と同様に位置依存性をもつ外乱項が存在しているが、零相電流を通電しないことを前提とすれば (2.55) 式や (2.56) 式に示すように、それらの影響を無視することができる。このことから、ユニポーラ駆動に比べてバイポーラ駆動は電流制御を行いやすく、さらに回転座標系において一定電流を通電した際に理想的に一定トルクを発生させることができる。

次に、ユニポーラ駆動時とバイポーラ駆動時におけるトルク／電流比を比較する。同一電流実効値を想定するため、ユニポーラ駆動時の (2.17) 式における $i_0 i_q$ とバイポーラ駆動時の (2.56) 式における $i_d i_q$ が等しい場合を考える。このとき、バイポーラ駆動時の発生トルクに対するユニポーラ駆動時の発生トルクの比率を計算すると、 $\sqrt{2}$ となる。すなわち、同一電流実効値においてユニポーラ駆動はバイポーラ駆動に対して $\sqrt{2}$ 倍のトルクが発生する。このことから、バイポーラ駆動に比べてユニポーラ駆動は高いトルク／電流比を実現することができる。

2.5.3 モデリングの関係性

等価二極モデルにおけるユニポーラ駆動時のモデリングとバイポーラ駆動時のモデリングの関係性を図 2.15 に示す。両者における本質的な相違点は、回転座標変換を行う際の座標系の回転方向と回転速度である。バイポーラ駆動時は従来交流モータのモデリングと同様に、回転子に対して同一の速度かつ同一の方向に回転する座標系を用いる。一方、ユニポーラ駆動時は回転子に対して逆方向に 2 倍の速度で回転する座標系を用いる。

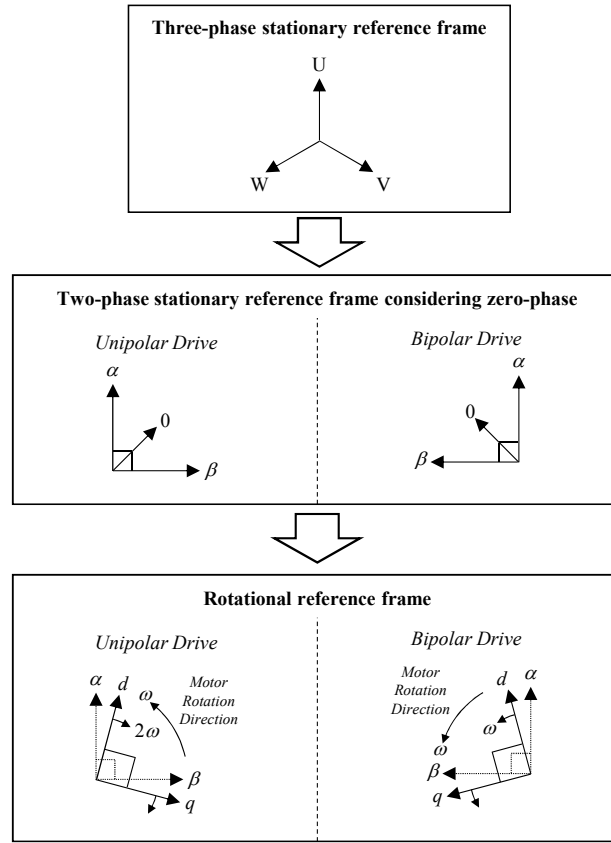


図 2.15 モデリングの関係性

2.6 高次空間高調波成分を有する SRM のモデリング

ここまでは、ユニポーラ駆動時の SRM に対して、自己インダクタンスの直流成分と 2 次空間高調波成分のみを考慮してモデリングを行ってきた。しかし、実際の SRM では、図 2.3 に示すように自己インダクタンスの分布に高次空間高調波成分を含んでいることが多い。そこで、ここでは 4 次空間高調波成分までを考慮した場合のモデリングを行い、その影響を明らかにしていく。

2.6.1 4 次空間高調波成分が存在する場合の数学モデル

4 次空間高調波成分までを考慮する場合、自己インダクタンスは次式で表される。

$$\left. \begin{aligned} L_u &= L_{dc} + L_{ac}\cos 2\theta + L_{ac}l_4\cos 4\theta \\ L_v &= L_{dc} + L_{ac}\cos \left(2\theta - \frac{2\pi}{3} \right) + L_{ac}l_4\cos \left(4\theta - \frac{4\pi}{3} \right) \\ L_w &= L_{dc} + L_{ac}\cos \left(2\theta + \frac{2\pi}{3} \right) + L_{ac}l_4\cos \left(4\theta + \frac{4\pi}{3} \right) \end{aligned} \right\} \quad (2.57)$$

ただし、 l_4 : 2 次空間高調波成分の振幅で規格化した 4 次空間高調波成分である。(2.10) 式を用いて、三相静止座標系の電圧方程式である (2.4) 式を回転座標系の電圧方程式に変換すると、次式を

得る。

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix} &= R \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} \\
 &+ \begin{bmatrix} L_{dc} + \frac{L_{ac}}{2}(\cos 6\theta + l_4) & -\frac{L_{ac}}{2}\sin 6\theta & \frac{L_{ac}}{\sqrt{2}}(1 + l_4\cos 6\theta) \\ -\frac{L_{ac}}{2}\sin 6\theta & L_{dc} - \frac{L_{ac}}{2}(\cos 6\theta + l_4) & -\frac{L_{ac}l_4}{\sqrt{2}}\sin 6\theta \\ \frac{L_{ac}}{\sqrt{2}}(1 + l_4\cos 6\theta) & -\frac{L_{ac}l_4}{\sqrt{2}}\sin 6\theta & L_{dc} \end{bmatrix} p \left(\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} \right) \\
 &+ 2\omega \begin{bmatrix} -L_{ac}\sin 6\theta & -L_{dc} - L_{ac}\left(\cos 6\theta - \frac{l_4}{2}\right) & -\sqrt{2}L_{ac}l_4\sin 6\theta \\ L_{dc} - L_{ac}\left(\cos 6\theta - \frac{l_4}{2}\right) & L_{ac}\sin 6\theta & \frac{L_{ac}}{\sqrt{2}}(1 - 2l_4\cos 6\theta) \\ -\frac{3}{\sqrt{2}}L_{ac}l_4\sin 6\theta & -\frac{3}{\sqrt{2}}L_{ac}l_4\cos 6\theta & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} \quad (2.58)
 \end{aligned}$$

(2.58) 式において、回転座標系に同期する成分に着目すると、次式のように書き改められる。

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix} &= R \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{dc} + \frac{L_{ac}l_4}{2} & 0 & \frac{L_{ac}}{\sqrt{2}} \\ 0 & L_{dc} - \frac{L_{ac}l_4}{2} & 0 \\ \frac{L_{ac}}{\sqrt{2}} & 0 & L_{dc} \end{bmatrix} p \left(\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} \right) \\
 &+ 2\omega \begin{bmatrix} 0 & -L_{dc} + \frac{L_{ac}l_4}{2} & 0 \\ L_{dc} + \frac{L_{ac}l_4}{2} & 0 & \frac{L_{ac}}{\sqrt{2}} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} \quad (2.59)
 \end{aligned}$$

(2.59) 式の右辺第二項のインダクタンス行列を見ると、対角成分がそれぞれ異なっており、4 次空間高調波成分に起因した磁気突極性が現れることが分かる。

次に、三相静止座標系のトルク式である (2.5) 式を回転座標系のトルク式に変換すると、次式を得る。

$$\begin{aligned}
 T_e &= \sqrt{2}PL_{ac}i_0i_q + \frac{P}{2}L_{ac}\{(i_q^2 - i_d^2)\sin 6\theta - 2i_di_q\cos 6\theta\} \\
 &+ 2PL_{ac}l_4i_di_q - 2\sqrt{2}PL_{ac}l_4i_0(i_q\cos 6\theta + i_d\sin 6\theta) \quad (2.60)
 \end{aligned}$$

(2.60) 式の右辺第三項より、4 次空間高調波成分が存在する場合、 d 軸電流と q 軸電流を同時通電することで磁気突極性による有効トルクが発生することが分かる。

このように、高次空間高調波成分を有する SRM では回転座標系において磁気突極性が現れ、さらに回転座標系に同期しない成分にもその影響が現れるため、諸特性がより複雑なものとなる。

2.6.2 モータ構造設計と空間高調波の関係

極対数が $P = 4$ の SRM を、以下に示す 4 つの形状で設計することを考える。それぞれの形状を図 2.16 に示す。

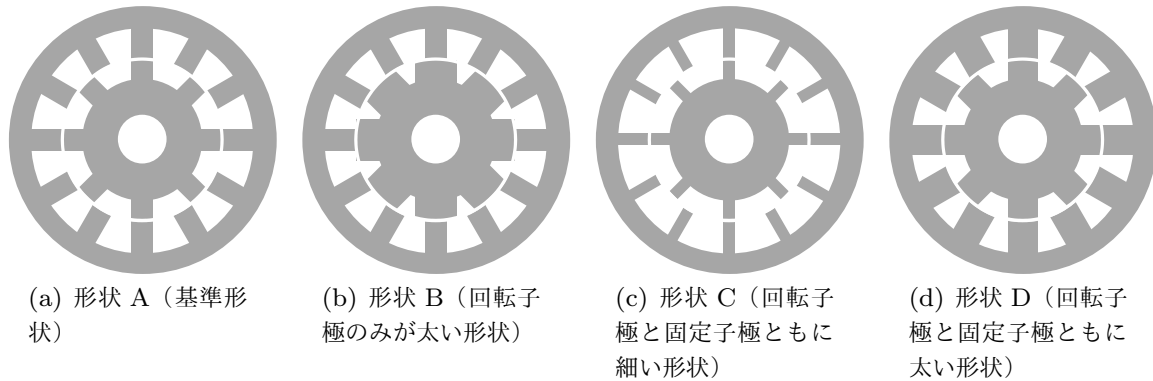


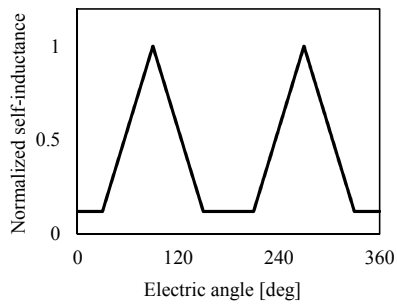
図 2.16 異なる構造設計を施した SRM の形状 (極対数が $P = 4$)

- 形状 A : $\beta_r = \beta_s = 15[\text{deg}]$ (基準形状)
- 形状 B : $\beta_r = 30[\text{deg}]$, $\beta_s = 15[\text{deg}]$ (回転子が太い形状)
- 形状 C : $\beta_r = \beta_s = 7.5[\text{deg}]$ (回転子と固定子ともに細い形状)
- 形状 D : $\beta_r = \beta_s = 22.5[\text{deg}]$ (回転子と固定子ともに太い形状)

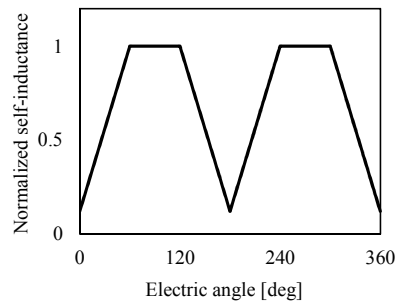
形状 A～D の SRM における自己インダクタンス分布を (2.1) 式より算出し、図示したものを図 2.17 に示す。また、それらの FFT 結果を同図に示す。ここでは、自己インダクタンス分布波形は最大値、FFT 結果は 2 次空間高調波成分の振幅で正規化している。まず形状 A と B を比較すると、自己インダクタンス分布波形は大きく異なっているが、それらに含まれる空間高調波成分には違いが無いことが分かる。形状 B の自己インダクタンス分布波形は形状 A のものを上下反転させたものと等価であるため、回転子極のみを太く設計する場合は自己インダクタンスの直流成分のみが増加する。次に、形状 A, C, D を比較すると、形状 C は形状 A に対して 4 次以上の高次空間高調波成分が増加し、形状 D は形状 A に対して 4 次以上の高次空間高調波成分が減少していることが分かる。このことから、回転子と固定子の極を太く設計していくことで自己インダクタンス分布の歪みが減少し、本章で示した自己インダクタンスの直流成分と 2 次空間高調波成分のみを考慮するモデリングに適した形状とすることができる。しかし、固定子の極弧度を大きく設計すると、固定子巻線を施すためのスロット面積が減少してしまうため、仕様に応じた適切な設計となるよう配慮する必要がある。

2.7 まとめ

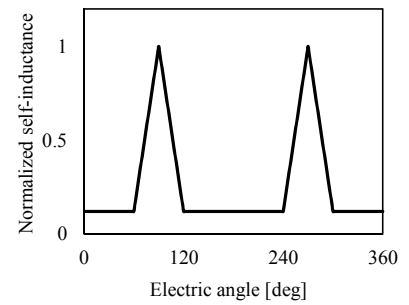
本章では SRM のモデリング法について述べ、以下の項目を示した。



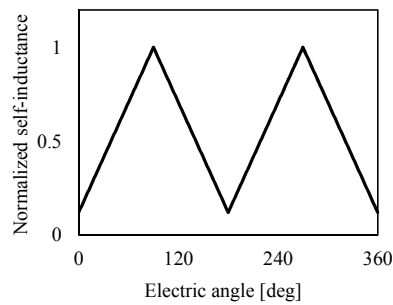
(a) 形状 A（基準形状）の自己インダクタンス分布波形



(b) 形状 B（回転子極のみが太い形状）の自己インダクタンス分布波形



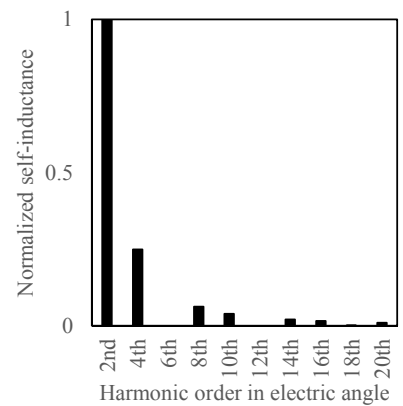
(c) 形状 C（回転子極と固定子極ともに細い形状）の自己インダクタンス分布波形



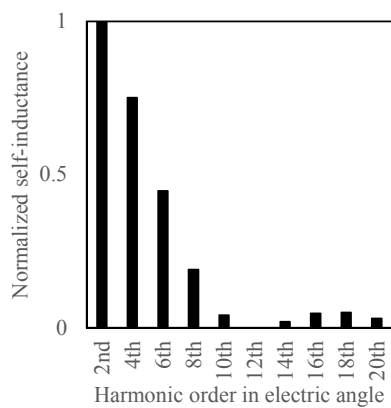
(d) 形状 D（回転子極と固定子極ともに太い形状）の自己インダクタンス分布波形



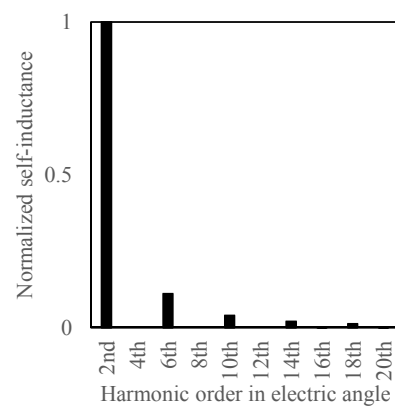
(e) 形状 A（基準形状）の自己インダクタンス分布の FFT 結果



(f) 形状 B（回転子極のみが太い形状）の自己インダクタンス分布の FFT 結果



(g) 形状 C（回転子極と固定子極ともに細い形状）の自己インダクタンス分布の FFT 結果



(h) 形状 D（回転子極と固定子極ともに太い形状）の自己インダクタンス分布の FFT 結果

図 2.17 モータ形状と自己インダクタンス分布

- ユニポーラ駆動時のSRMにおけるトルク発生原理を従来交流モータと同様に（仮想）回転子磁束と固定子回転磁界の相互作用に基づいて説明した。
- 仮想回転子磁束の回転に同期した座標変換を行い，ユニポーラ駆動時に適用できるSRMの新しい数学モデルを導出した。
- 導出したSRMの数学モデルと従来交流モータの数学モデルの比較を行い，その共通点と相違点を示した。共通点として，回転座標系の電圧方程式とトルク式において従来交流モータのものと同様の数学モデルを見出すことができることについて述べ，さらにSRM特有の現象として位置依存性をもつ外乱の影響が，通電電流と発生トルクに現れることを明らかにした。
- ユニポーラ駆動とバイポーラ駆動の理論比較を行い，それぞれの長所と欠点を明らかにした。バイポーラ駆動時に比べて，ユニポーラ駆動時は数学モデルが複雑になるが，高いトルク／電流比を得られることを示した。
- 自己インダクタンス分布の4次空間高調波成分までを考慮してモデリングを行い，高次空間高調波成分の影響を明らかにした。

第 3 章

ユニポーラ駆動時の SRM に適用可能なベクトル制御とその応用

従来交流モータでは、回転座標変換を用いて明瞭な数学モデルが導出され、直流モータのように、トルクが回転座標上の電流に対して比例して発生するという関係性が明らかにされている。そして、導出した数学モデルを基に現在では一般的となったベクトル制御システムが構築され、誘導モータや永久磁石同期モータにおいて高精度なトルク制御が実現されている [8]。一方、ユニポーラ駆動時の SRM に対しては明瞭な数学モデルが導出されておらず、また発生トルクが通電電流と回転子位置に依存することから、従来交流モータに比べると、高精度なトルク制御を実現することは容易ではない。先行研究 [7][23][24][25][26] ではトルク-電流-回転子位置のオフラインデータを基に所望のトルクが発生する電流指令値を算出しているが（文献 [27] では、トルク-電流-鎖交磁束のオフラインデータを利用）、この複雑な三次元データの構築には有限要素法（FEA：Finite Element Analysis）や実機試験等による膨大なケースの予備試験が必要となり、さらに SRM の諸特性がモータ構造に大きく依存することからモータ毎にデータを取得しなければならない。これらのことから、高精度な制御性能が要求される用途を除き、この手法を普遍的に適用していくことは難しいと言える。

そこで、本章では第 2 章で導出した数学モデルを基に、ユニポーラ駆動時の SRM にベクトル制御を適用し、複雑なデータを用いずに高精度なトルク制御を実現できることを示す。先述したように、第 2 章で示した回転座標系における SRM のトルク式等は、従来交流モータのものと共通性を有している。そのため、従来交流モータにおいて適用されてきたベクトル制御を、ユニポーラ駆動時の SRM にも同様に適用することが可能となる。ベクトル制御を適用することで、良好な制御性や過渡応答特性を実現でき、さらにその応用として線形トルク-電流制御、最大トルク／電流制御、トルク脈動抑制制御といった高度な制御を実現できることを示す。

3.1 ベクトル制御システムの構築

第 2 章で導出した数学モデルを基に、ユニポーラ駆動時の SRM に適用可能なベクトル制御システムを構築する。

3.1.1 磁束電流指令値・トルク電流指令値の算出とシステムの構成

先述したように、ユニポーラ駆動時の SRM において磁束電流は零相電流、トルク電流は q 軸電流に相当する。まず (2.12) 式より、次式を用いて零相電流指令値を算出する。

$$i_0^* = \frac{\sqrt{2}}{\hat{L}_{ac}} \Phi_r^* \quad (3.1)$$

次に (2.18) より、仮想回転子磁束指令値とトルク指令値から、次式を用いて q 軸電流指令値を算出する。

$$i_q^* = \frac{1}{2P\Phi_r^*} T_e^* \quad (3.2)$$

回転座標上において一定の直流電流を通電する場合、(2.17) 式より d 軸電流は平均トルクの発生に寄与しないため、その指令値 i_d^* はゼロとする。

図 3.1 にユニポーラ駆動時の SRM に適用可能なベクトル制御システムを示す。先述したように、仮想回転子磁束とトルクの指令値が設定され、それらから零相電流と q 軸電流の指令値が算出される (d 軸電流指令値は 0 A に設定)。得られた回転座標系における電流指令値は、次式の行列を用いて三相静止座標系の電流指令値に変換される。

$$\begin{bmatrix} i_u^* \\ i_v^* \\ i_w^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos 2\theta & -\sin 2\theta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos \left(2\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left(2\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos \left(2\theta + \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left(2\theta + \frac{2\pi}{3} \right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_0^* \\ i_q^* \\ i_d^* \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

算出した三相電流指令値を電流制御回路部で実現することにより、所望のトルク T_e^* を発生させる。

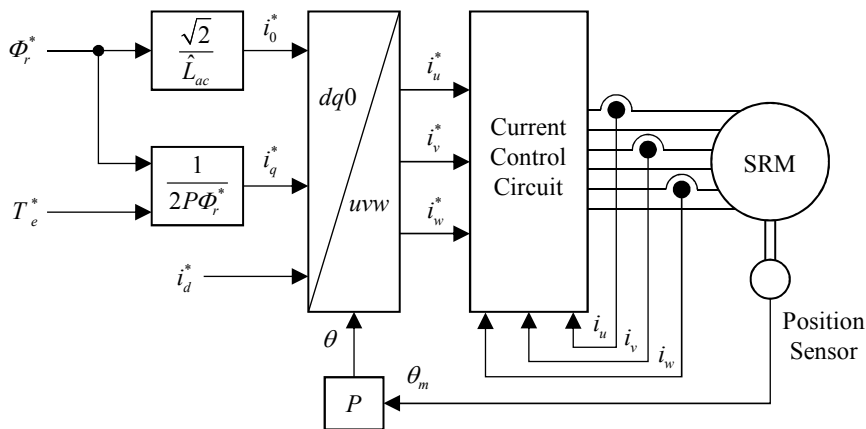


図 3.1 ユニポーラ駆動時の SRM に適用可能なベクトル制御システム

3.1.2 実機検証

構築したベクトル制御システムのトルク制御精度および過渡応答特性を実機試験により検証する。供試モータは 8 / 12 の 1 kW 三相 SRM である。供試 SRM はトルクメータを介して負荷モータに接続され、供試側でトルク制御、負荷側で速度制御を行う。電流指令値生成部は DSP (Digital Signal Processor) に実装し、FPGA (Field-Programmable Gate Array) で HC 方式を用いた CCS による電流制御を行う。また、電流制御回路には非対称 H ブリッジインバータを使用する (供試 SRM および実験システムの詳細は付録 A 参照)。

自己インダクタンスの振幅の同定

(3.1) 式より、零相電流指令値の算出には自己インダクタンスの振幅 L_{ac} の情報が必要となる。零相電流一定時、(2.9) 式より q 軸には次式に示す電圧が誘起される。

$$v_q = 2\omega \left(\frac{L_{ac}}{\sqrt{2}} \right) i_0 \quad (3.4)$$

これより、次式を得る。

$$L_{ac} = \frac{v_q}{\sqrt{2}\omega i_0} \quad (3.5)$$

モータ速度一定時に q 軸電圧、零相電流、電気角速度を測定し、それらを (3.5) 式に代入することで L_{ac} を求めることができる。

(3.5) 式より算出した供試 SRM の自己インダクタンスの振幅を図 3.2 に示す。磁気飽和の影響が小さい 3 A から 13 A までの値を平均すると 5.5 mH となる。本章の実機検証では、この値を自己インダクタンスの振幅のノミナル値 \hat{L}_{ac} として用いる。

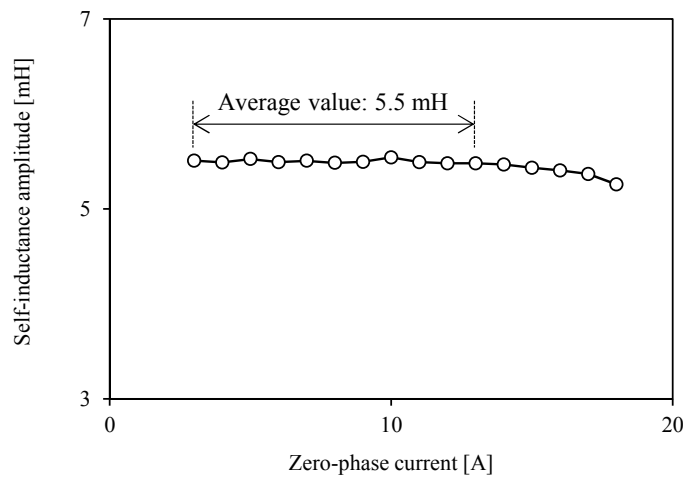


図 3.2 供試 SRM の自己インダクタンスの振幅

制御精度

図 3.3 にトルク指令値に対する理想特性と実測トルク（平均値）を示す。ここでは、ユニポーラ駆動を実現するため、仮想回転子磁束とトルクの指令値は $i_0^* = \sqrt{2}i_q^*$, $i_d = 0$ を満たすように設定する（この設定条件の詳細は、後に述べる）。この実験結果より、3 Nm 以下の範囲では指令値に対して所望のトルクが発生している。一方、3 Nm 以上では磁気飽和の影響により、制御誤差が発生する。本検証では、非磁気飽和時の自己インダクタンスの振幅のノミナル値 \hat{L}_{ac} を用いて零相電流指令値を計算している。そのため、大電流通電時に磁気飽和の影響で、実際の自己インダクタンスの振幅 L_{ac} がノミナル値に対して減少した場合、算出した零相電流指令値では所望の仮想回転子磁束を発生させることができない。また、図 3.1 に示す制御システムには仮想回転子磁束の制御誤差を補償する制御ループが存在しないため、図 3.3 に示すようにトルク制御誤差が発生する。ただし、制御技術により磁気飽和の影響を補償することは可能であり、従来交流モータでは様々な手法が提案されている。本研究では、適応制御を用いたベクトル制御システムを構築し、非線形特性を考慮した正確なトルク制御を実現する。詳細については、第 5 章で述べる。

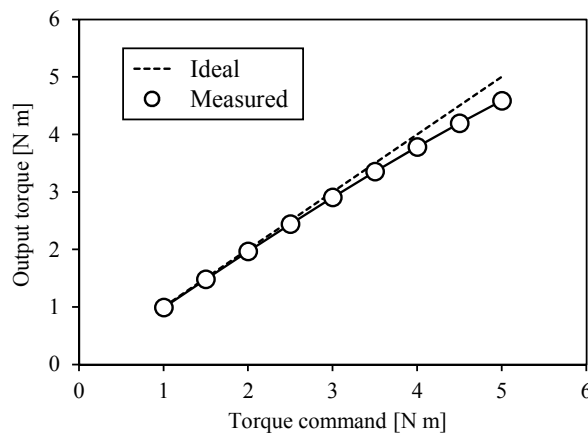
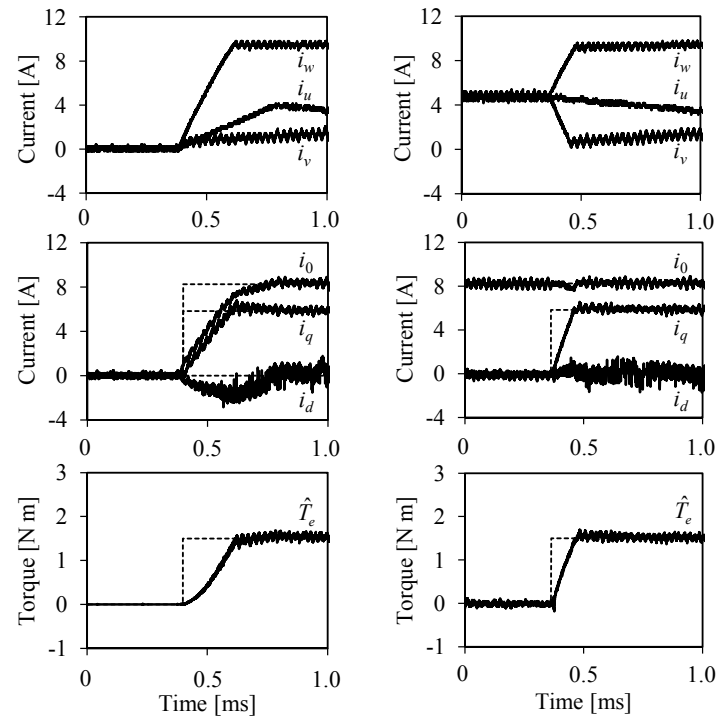


図 3.3 ベクトル制御時のトルク制御精度の実験結果

過渡応答特性

図 3.4 に、電流およびトルクの過渡応答波形の拡大図（電気角周期の 1/30 に相当する期間）を示す。ここでは仮想回転子磁束指令値を 32.12 mWb, トルク指令値を 1.50 Nm と設定している（このとき、各電流指令値は $i_d^* = 0$ [A], $i_q^* = 5.84$ [A], $i_0^* = 8.26$ [A] となる）。瞬時トルクは (2.17) 式より推定している。また、モータ速度は負荷モータで 500 min^{-1} 一定に制御している。図 3.4(a) は仮想回転子磁束指令値とトルク指令値を同時にステップ状に変化させた場合の過渡応答波形を示している。このとき、零相電流と q 軸電流が同時に増加しており、これらの電流の積に相当するトルクが発生することから、トルクが 2 次関数的に上昇している。一方、同図 (b) は仮想回転子磁束指令値を一定とし、トルク指令値のみをステップ上に变化させた場合の過渡応答波形である。このとき、トルク電流である q 軸電流に対して時間遅れなくトルクが発生しており、良好な過渡応答特性を得られることが分かる。



(a) 仮想回転子磁束指令値とトルク指令値のステップ入力に対する応答波形

(b) トルク指令値のみのステップ入力に対する応答波形（仮想回転子磁束指令値は一定）

図 3.4 ベクトル制御時の実測過渡応答波形

3.2 ベクトル制御の応用 1

ここでは高性能なベクトル制御として、線形トルク-電流特性と最大トルク／電流制御の実現方法について説明する。

3.2.1 線形トルク-電流制御

(2.17) 式より、零相電流を一定に制御する場合、発生するトルクは q 軸電流に比例する。したがって、(2.17) 式は次式に書き改められる。

$$T_e = K_T i_q \quad (3.6)$$

K_T はトルク定数であり、次のように表される。

$$K_T = \sqrt{2} P L_{ac} i_0 \quad (3.7)$$

(3.7) 式より、 K_T は零相電流によって変化させることが可能である。

3.2.2 最大トルク／電流制御

d 軸電流, q 軸電流, 零相電流を電流ベクトル長とその位相角で表すと, 次式を得る。

$$\left. \begin{aligned} i_d &= -I_a \sin \beta \sin \gamma \\ i_q &= I_a \cos \beta \sin \gamma \\ i_0 &= I_a \cos \gamma \end{aligned} \right\} \quad (3.8)$$

ただし,

$$I_a = \sqrt{i_d^2 + i_q^2 + i_0^2} \quad (3.9)$$

$$\left. \begin{aligned} \beta &= -\tan^{-1} \left(\frac{i_d}{i_q} \right) \\ \gamma &= \cos^{-1} \left(\frac{i_0}{I_a} \right) \end{aligned} \right\} \quad (3.10)$$

(3.8) 式を (2.17) 式に代入すると, 次式を得る。

$$T_e = \frac{P}{\sqrt{2}} L_{ac} \cos \beta \sin 2\gamma I_a^2 \quad (3.11)$$

(3.11) 式より, $\beta = 0[\text{deg}]$, $\gamma = 45[\text{deg}]$ と設定することにより, 同一トルク発生時に電流ベクトル長 I_a が最小となり, 最大トルク／電流制御が実現される。このとき, 電流指令値において次の関係が成り立つ。

$$\left. \begin{aligned} i_d^* &= 0 \\ i_0^* &= i_q^* \end{aligned} \right\} \quad (3.12)$$

この条件を与えることにより, 銅損が最小化されるだけでなく, (3.11) 式において制御パラメータを I_a のみとすることができるため, 容易に電流指令値を生成することができる。

図 3.5 に, (3.12) 式の条件下におけるシミュレーション波形を示す。各電流は相電流のピーク値, 各トルクは合成トルクの平均値で正規化している。また, 自己インダクタンスの直流成分と 2 次空間高調波成分のみを考慮しており, 磁気飽和の影響は無視している。この結果より, 最大トルク／電流制御時は各相において負トルクがほとんど発生せず, 高いトルク／電流比を実現できることが分かる。

3.2.3 ユニポーラ駆動条件

図 3.5 より, (3.12) 式の条件下では負電流が通電される区間があり, バイポーラ電流による駆動となる。SRM の駆動システムではユニポーラ駆動を前提に非対称 H ブリッジインバータ等が

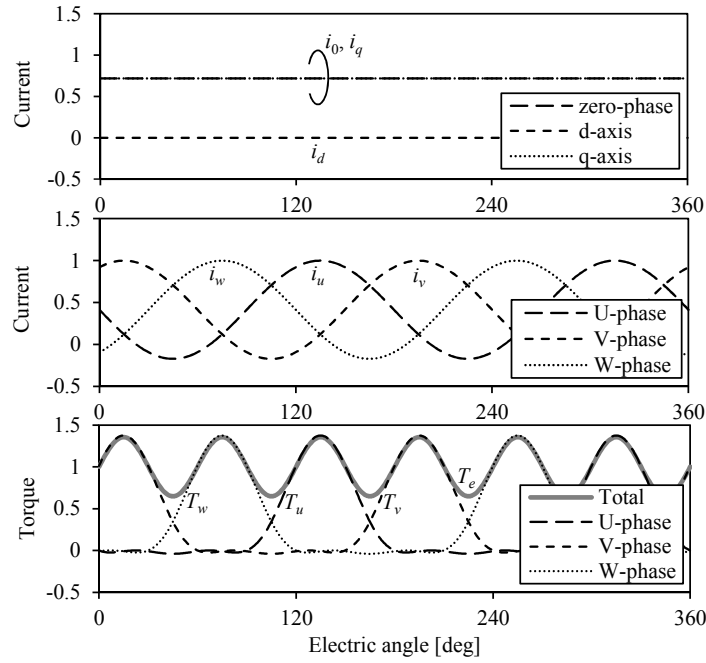


図 3.5 最大トルク／電流制御のシミュレーション結果

用いられ、バイポーラ駆動を実現できない場合が考えられる。そこで、この項ではベクトル制御時においてユニポーラ駆動を実現するための条件を導出する。

d 軸電流を 0 A とし、零相電流と q 軸電流を一定に制御する場合、相電流の振幅と直流成分には次の関係が成り立つ。

$$\left. \begin{aligned} I_{ac} &= \sqrt{\frac{2}{3}} i_q \\ I_{dc} &= \frac{1}{\sqrt{3}} i_0 \end{aligned} \right\} \quad (3.13)$$

ユニポーラ駆動を実現するためには、相電流の直流成分を振幅以上に設定すればよい。したがって、次の条件式が与えられる。

$$I_{ac} \leq I_{dc} \quad (3.14)$$

また、ユニポーラ駆動時に最大トルク／電流制御を実現する条件式は次式となる。

$$\left. \begin{aligned} i_d^* &= 0 \\ i_0^* &= \sqrt{2} i_q^* \end{aligned} \right\} \quad (3.15)$$

この条件下では、 $\beta = 0[\text{deg}]$ 、 $\gamma = 35[\text{deg}]$ となる。

図 3.6 に、(3.15) 式の条件下におけるシミュレーション波形を示す。各電流は相電流ピーク値、各トルクは合成トルクの平均値で正規化している。また、自己インダクタンスの直流成分と 2 次空間高調波成分のみを考慮しており、磁気飽和の影響は無視している。この結果より、(3.14) 式を満たすことで確かにユニポーラ駆動が実現されることが分かる。

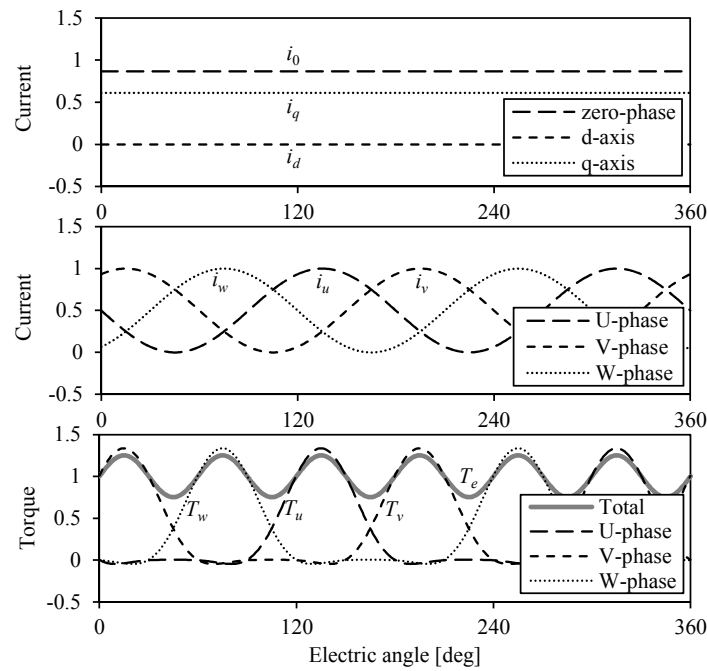


図 3.6 ユニポーラ駆動条件を考慮した最大トルク／電流制御のシミュレーション結果

3.2.4 実機検証

線形トルク-電流制御と最大トルク／電流制御の有効性を実機試験により検証する。供試モータは 8 / 12 の 1 kW 三相 SRM である。本検証では、瞬時トルク波形や印加電圧を精度良く測定するため、電流制御回路部に精密電力増幅器を用いる（供試 SRM および実験システムの詳細は付録 A 参照）。また図 3.1 のシステムにおいて、仮想回転子磁束とトルクの指令値を与えるのではなく、直接電流指令値を設定する。実験システムにおけるその他の構成は、3.1 節で用いたものと同じである。

線形トルク-電流制御

図 3.7 に、 T_q-i_q 特性の実験結果を示す。ここでは、 $i_d^* = 0[\text{A}]$ に設定し、零相電流を一定に制御している。この結果より、(3.6) 式に示したように発生トルクが q 軸電流に比例している。また、零相電流を増加させることで、同一の q 軸電流を通電したときに発生するトルクが増加しており、トルク定数を可変できることが分かる。大電流通電時は磁気飽和の影響により非線形特性が観測されるが、定格電流（図中の点線で示す実効値 10 A 通電時の理論値カーブ）の範囲内であれば線形なトルク-電流特性が得られている。

最大トルク／電流制御

図 3.8 に、(3.12) 式の条件下における瞬時トルクおよび相電流波形を示す。ここでは、電流実効値が 5 A となるように設定している。また、トルクメータの測定帯域を考慮し、モータ速度は負荷モータで 100 min^{-1} 一定に制御している。このとき、発生する平均トルクの理論値は (2.17) 式より 1.17 Nm となり、これに対して実測した瞬時トルクの平均値は 1.14 Nm となった。また、

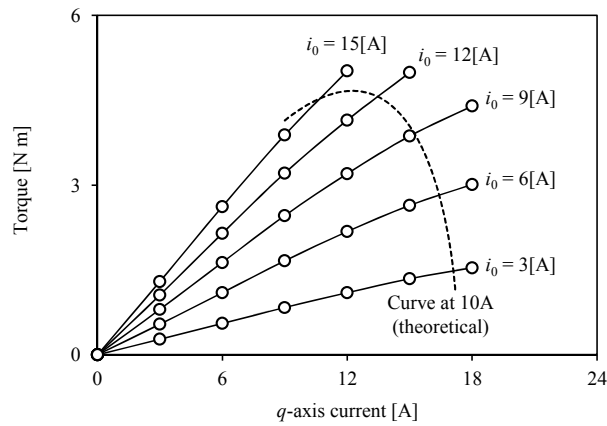
図 3.7 T_q-i_q 特性の実験結果

図 3.5 に示すシミュレーション結果と同様に、実測した瞬時トルク波形においても電気角で 6 次のトルク脈動が発生しており、実験結果と理論結果が良く一致している。

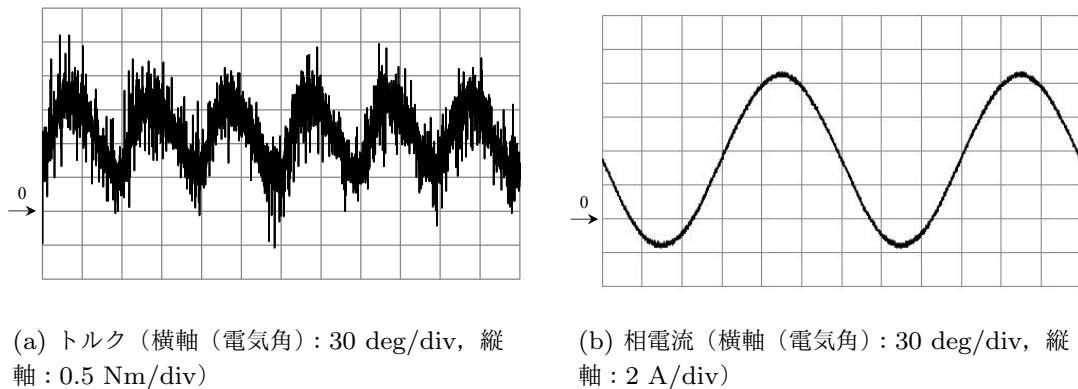
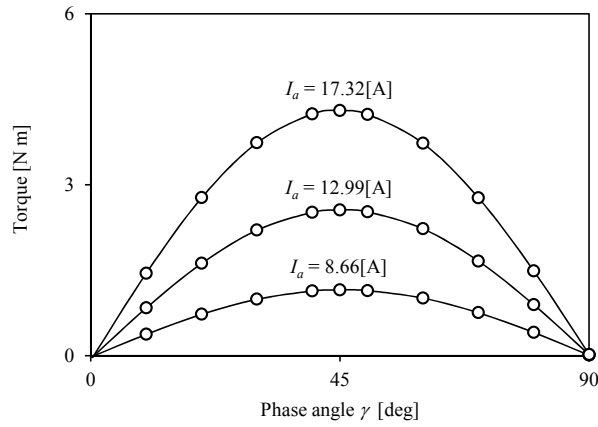


図 3.8 最大トルク／電流制御時の瞬時トルクおよび相電流の実測波形

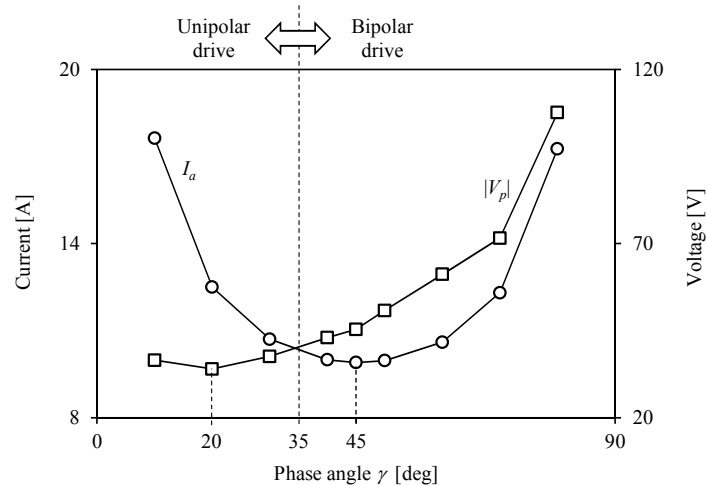
図 3.9 に、 $T_e-\gamma$ 特性の実験結果を示す。ここでは、 $\beta = 0[\text{deg}]$ 、 I_a を 8.66 A, 12.99 A, 17.32 A（それぞれ電流実効値 5 A, 7.5 A, 10 A 相当）に設定している。この結果より、いずれの場合も $\gamma = 45[\text{deg}]$ のときに最大トルクとなり、(3.12) 式に示す最大トルク／電流制御条件と一致することが分かる。

ユニポーラ駆動時における最大トルク／電流制御

図 3.10 に、 $I_a-\gamma$ 特性と $|V_p|-\gamma$ 特性の実験結果を示す。ここでは、 $\beta = 0[\text{deg}]$ とし、平均トルクが 1.5 Nm となるよう調整を行っている。また、モータ速度は負荷モータで 500 min^{-1} 一定に制御している。この結果より、 $I_a-\gamma$ 特性において $\gamma = 45[\text{deg}]$ のときに電流ベクトル長 I_a が最小となり、 $|V_p|-\gamma$ 特性において $\gamma = 20[\text{deg}]$ のときに相電圧ピーク値 $|V_p|$ が最小となる。ここで、(3.15) 式に示すユニポーラ駆動条件を考慮した最大トルク／電流制御条件（ $\beta = 0[\text{deg}]$ 、 $\gamma = 35[\text{deg}]$ ）を考えると、その電流位相角は最小電流条件と最小電圧条件のほぼ中間に位置することが分かる。このことから、ベクトル制御時においてユニポーラ駆動を行うとトルク／電流比

図 3.9 $T_e-\gamma$ 特性の実験結果

の低下が懸念されるが、一方でトルク／電圧比は向上するため、電圧制限下における同トルク発生時の運転可能範囲を広げることができる。

図 3.10 $I_a-\gamma$ 特性と $|V_p|-\gamma$ 特性の実験結果

3.3 ベクトル制御の応用 2

ここまでは、(2.17) 式に基づき、回転座標上において一定の直流電流を通電した際に発生する有効トルク（回転に寄与するトルク）に着目して制御則を導出した。ここからは、トルク脈動分を考慮した厳密なトルク式に基づいて、トルク脈動抑制制御を実現する方法を説明する。

3.3.1 トルク脈動分を考慮したトルク式のベクトル表記

第2章において導出したトルク脈動分を考慮したトルク式を再度記す。

$$T_e = \sqrt{2}PL_{ac}i_0i_q + \frac{P}{2}L_{ac}\{(i_q^2 - i_d^2)\sin 6\theta - 2i_di_q\cos 6\theta\} \quad (2.28)$$

(2.28) 式に (3.8) 式を代入すると次式を得る。

$$T_e = PL_{ac}I_a^2 F_t(\beta, \gamma, \theta) \quad (3.16)$$

ただし,

$$F_t(\beta, \gamma, \theta) = \frac{1}{\sqrt{2}}\sin 2\gamma \cos \beta + \frac{1}{2}\sin^2 \gamma \sin(2\beta + 6\theta) \quad (3.17)$$

F_t は電流位相角と回転子位置がトルク発生に与える影響を表しており、この値の平均値が高いほど良好なトルク／電流比を得られることを意味している。例えば、(3.12) 式に示す最大トルク／電流制御条件では $\beta = 0[\text{deg}]$, $\gamma = 45[\text{deg}]$ であるので、 F_t の平均値は 1 となる。また、(3.15) 式に示すユニポーラ駆動条件を考慮した最大トルク／電流制御条件では $\beta = 0[\text{deg}]$, $\gamma \doteq 35.26[\text{deg}]$ であるので、 F_t の平均値は約 0.943 となる。したがって、同一電流実効値において、(3.12) 式の条件は (3.15) 式の条件よりも高い平均トルクが発生することになる。

3.3.2 瞬時最大トルク／電流制御とトルク脈動抑制制御

(3.17) 式に示すように、 F_t は位置依存性をもつため、電流位相角を瞬時的に調整することで (3.12) 式や (3.15) 式に示す条件よりも高い F_t の平均値を得られる。すなわち、 F_t の平均値を 1 以上とすることができる。さらに、 F_t の位置依存性に応じて電流ベクトル長を調整することで、一定のトルクを発生させることも可能である。一定トルクを得るための電流ベクトル長の指令値は次式で表される。

$$I_a^* = \sqrt{\frac{T_e^*}{PL_{ac}F_t(\beta, \gamma, \theta)}} \quad (3.18)$$

以上のことから、(3.17) 式と (3.18) 式に基づいて、次の 3 つの制御法を構築できる。

- 電流ベクトル長のみを回転子位置に応じて最適化する制御法（一定電流位相角を用いたトルク脈動抑制制御）
- 電流位相角のみを回転子位置に応じて最適化する制御法（瞬時最大トルク／電流制御）
- 電流ベクトル長と電流位相角を回転子位置に応じて最適化する制御法（最適電流位相角を用いたトルク脈動抑制制御）

以下に、それぞれの制御法について説明していく。

電流ベクトル長のみを回転子位置に応じて最適化する制御法（一定電流位相角を用いたトルク脈動抑制制御）

まず (3.18) 式において、電流位相角を (3.15) 式に示すユニポーラ駆動条件を考慮した最大トルク／電流制御条件（ $\beta = 0[\text{deg}]$, $\gamma \doteq 35.26[\text{deg}]$ ）を満たすように設定する場合を考える。このとき、電流位相角は一定であり、電流ベクトル長のみが回転子位置に応じて調整され、その結果としてトルク脈動抑制制御が実現される。

図 3.11 に、一定電流位相角を用いたトルク脈動抑制制御のシミュレーション波形を示す。各電流は相電流のピーク値、各トルクは合成トルクの平均値で正規化している。また、自己インダクタンスの直流成分と 2 次空間高調波成分のみを考慮しており、磁気飽和の影響は無視している。この結果より、電流がトルク脈動を抑制するように調整され、発生トルクが一定となっていることが分かる。しかし、図 3.11 に示すように通電電流が歪むため、電流実効値の増加が懸念される。

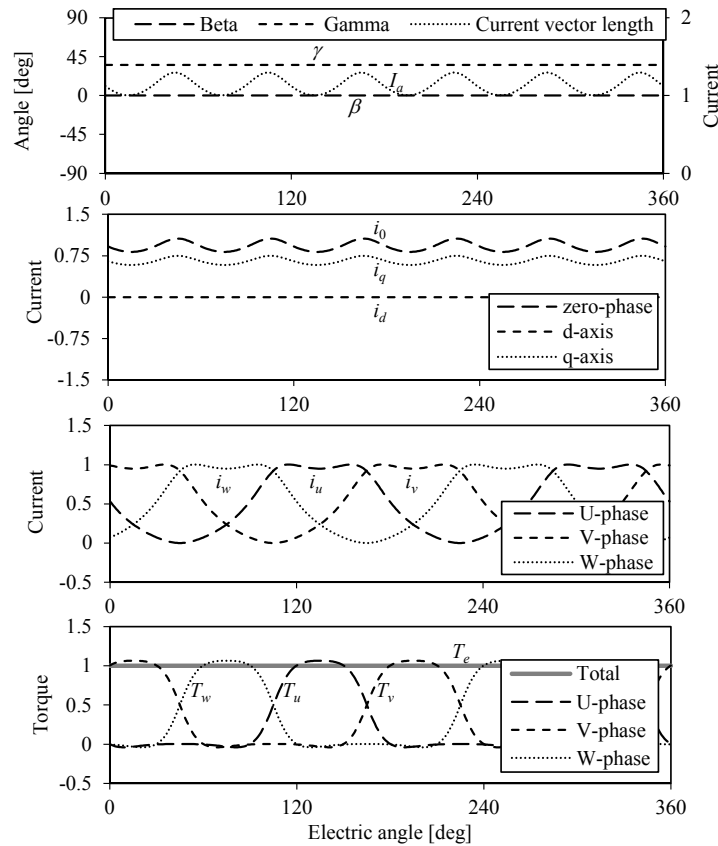


図 3.11 一定電流位相角によるトルク脈動抑制制御のシミュレーション結果

電流位相角のみを回転子位置に応じて最適化する制御法（瞬時最大トルク／電流制御）

先述したように、電流位相角を瞬時的に調整することで F_t を向上させ、(3.12) 式や (3.15) 式に示す条件よりも高いトルク／電流比を実現することができる。 F_t を最大化する β と γ の設定は、図 3.12 に示す計算フローで算出される。この計算過程は複雑ではあるが、算出した最適電流位相角はあらゆる SRM に普遍的に用いることができる。

図 3.13 に F_t を最大化する最適な β と γ を用いた場合のシミュレーション波形を示す（回転子位置に対する各電流位相角の最適値は、付録 B 参照）。ここでは、電流ベクトル長を一定としている。各電流は相電流のピーク値、各トルクは合成トルクの平均値で正規化している。また、自己インダクタンスの直流成分と 2 次空間高調波成分のみを考慮しており、磁気飽和の影響は無視している。図 3.13 に示すように、最適電流位相角においては γ が一定となり、 β がのこぎり波状となる。このとき、零相電流が一定となり、 d 軸電流と q 軸電流が脈動する。注目すべきは、相電流波形が方形波状となっている点である。SRM では方形波電流を通電することで高いトルク／電流

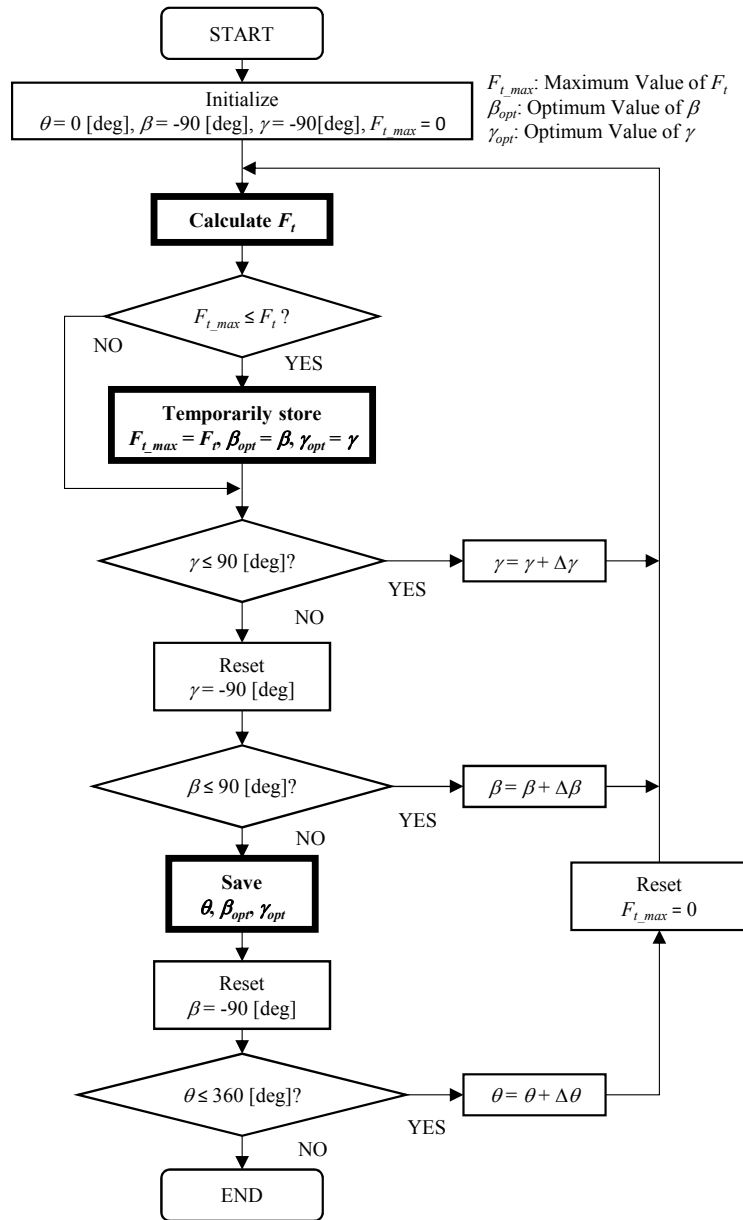


図 3.12 最適電流位相角の計算フロー

比を実現できることが経験的に知られているが、(3.17) 式を用いて電流位相角とトルク／電流比の関係を考えることで、数学的にも方形波電流駆動の優位性を示すことができる。このとき F_t の平均値は 1.17 となる。本研究では、最適電流位相角を用いた制御法を (3.12) 式や (3.15) 式に示す最大トルク／電流制御と区別して、「瞬時最大トルク／電流制御」と称する。

電流ベクトル長と電流位相角を回転子位置に応じて最適化する制御（最適電流位相角を用いたトルク脈動抑制制御）

(3.16) 式において、電流ベクトル長と電流位相角はそれぞれ個別に制御することが可能である。したがって、図 3.13 に示す最適電流位相角を適用することでトルク／電流比を最大化し、さらに (3.18) 式に基づいて電流ベクトル長の調整を同時に行うことでトルク脈動も抑制することがで

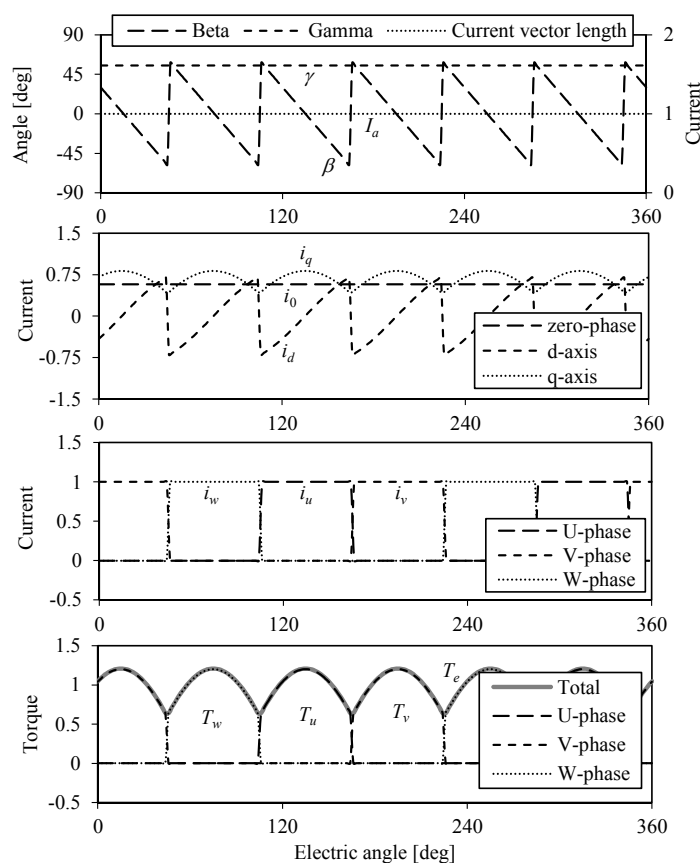


図 3.13 瞬時最大トルク／電流制御のシミュレーション結果

きる。

図 3.14 に最適電流位相角を用いたトルク脈動抑制制御のシミュレーション波形を示す。各電流は相電流のピーク値、各トルクは合成トルクの平均値で正規化している。また、自己インダクタンスの直流成分と 2 次空間高調波成分のみを考慮しており、磁気飽和の影響は無視している。図 3.13 と同様に、電流位相角 γ は一定値に固定され、 β はのこぎり波状に変動している。また、電流ベクトル長はトルク脈動を抑制するように調整されている。このとき、回転座標系の全ての電流が脈動する。図 3.11 に示す電流ベクトル長のみを調整する制御に比べると、同様に一定のトルクを実現していながらも、断続的な通電により負トルクの発生が回避されており、高いトルク／電流を実現していることが分かる。

以下に示す 4 つの制御法において、同トルク発生時における電流実効値を比較したシミュレーション結果を図 3.15 に示す。

- Case 1 : ユニポーラ駆動条件を考慮した最大トルク／電流制御
- Case 2 : 一定電流位相角を用いたトルク脈動抑制制御
- Case 3 : 瞬時最大トルク／電流制御
- Case 4 : 最適電流位相角を用いたトルク脈動抑制制御

この結果では、Case 1 を基準に他の制御法における電流実効値を正規化している。まず Case 2 の電流実効値を見ると、他の制御法に比べて電流実効値が高くなっていることが分かる。これは、

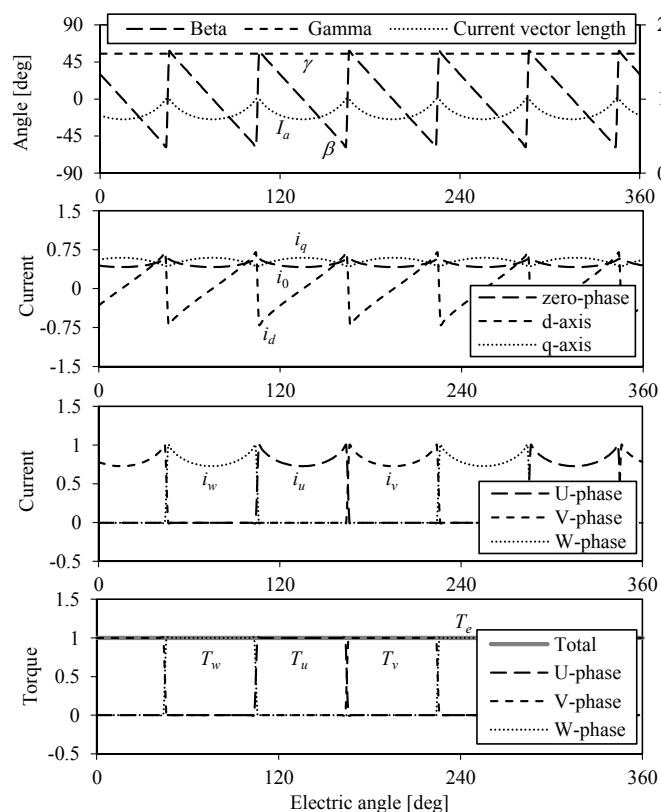


図 3.14 最適電流位相角を用いたトルク脈動抑制制御のシミュレーション結果

先述したように通電電流の歪みが電流実効値の増加を招くためである。そして、Case 3 では電流位相角の最適化により、Case 1 に比べて大幅に低い電流実効値となっている。Case 4 では電流ベクトル長の調整に伴い電流実効値の増加を招くものの、一方で電流位相角の最適化により電流実効値を大幅に低減することができる。その結果、Case 1 よりも低い電流実効値でトルク脈動の平滑化を実現できることが分かる。ただし、図 3.13 や図 3.14 に示すように、最適電流位相角を適用すると相電流が断続的となるため、これらの制御を実現するためには十分に高い電源電圧が必要となる。

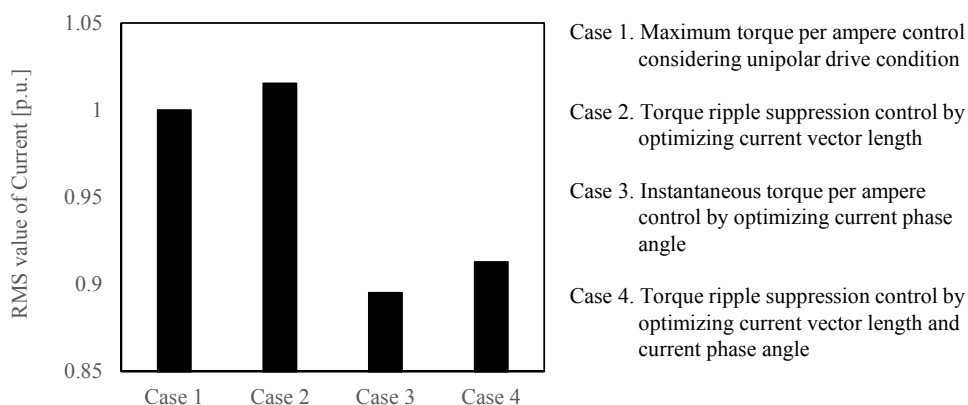


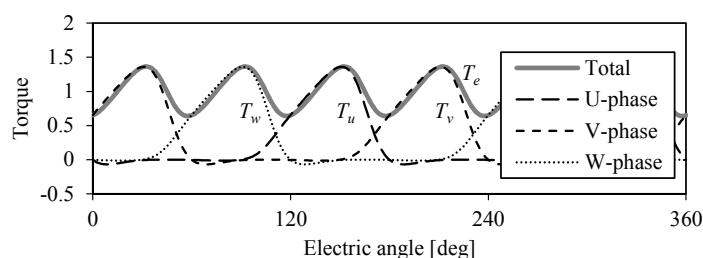
図 3.15 同一トルク発生時の各制御法における電流実効値比較のシミュレーション結果

3.3.3 トルク脈動抑制制御における高次空間高調波の影響

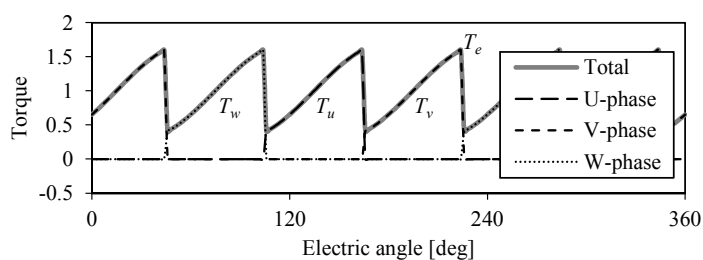
ここまでは、自己インダクタンスの2次空間高調波成分に起因して発生するトルクに対して議論を行った。しかし、第2章でも述べたように、SRMの自己インダクタンス分布には一般的に高次空間高調波成分が存在する。そこで、ここでは高次空間高調波成分が先述したトルク脈動抑制制御に与える影響について検証する。

高次空間高調波成分を有するSRMにおけるトルク脈動抑制制御のシミュレーション結果

図3.11および図3.14に示す励磁電流を、高次空間高調波成分を有するSRMに通電した場合のシミュレーション波形を図3.16に示す。ここでは、自己インダクタンスにおいて4次空間高調波成分まで（4次空間高調波成分を2次空間高調波成分の17.5%に設定）を考慮しており、磁気飽和の影響は無視している。この結果より、いずれの場合もトルク脈動を抑制するように電流ベクトル長を最適化しているにもかかわらず、一定トルクが得られていないことが分かる。このことから、自己インダクタンスの2次空間高調波成分のみを考慮した理想的なモデリングでは、十分なトルク脈動抑制効果を実現できないことが考えられる。



(a) 一定電流位相角を用いたトルク脈動抑制制御（高次空間高調波成分の考慮無し）



(b) 最適電流位相角を用いたトルク脈動抑制制御（高次空間高調波成分の考慮無し）

図3.16 高次空間高調波成分を有するSRMにおけるトルク脈動抑制制御のシミュレーション結果

高次空間高調波成分を考慮したトルク脈動抑制制御

高次空間高調波成分を考慮したトルク式においても、同様に瞬時最大トルク制御やトルク脈動抑制制御を実現できる。ここでは、4次空間高調波成分までを考慮した場合を考える。まず、第2

章において導出した 4 次空間高調波成分までを考慮したトルク式を再度記す。

$$T_e = \sqrt{2}PL_{ac}i_0i_q + \frac{P}{2}L_{ac} \{ (i_q^2 - i_d^2)\sin 6\theta - 2i_di_q\cos 6\theta \} \\ + 2PL_{ac}l_4i_di_q - 2\sqrt{2}PL_{ac}l_4i_0(i_q\cos 6\theta + i_d\sin 6\theta) \quad (2.60)$$

(2.60) 式に (3.8) 式を代入すると次式を得る。

$$T_e = PL_{ac}I_a^2F_{th}(\beta, \gamma, \theta) \quad (3.19)$$

ただし,

$$F_{th}(\beta, \gamma, \theta) = \left\{ \frac{1}{\sqrt{2}}\sin 2\gamma\cos \beta + \frac{1}{2}\sin^2\gamma\sin(2\beta + 6\theta) - l_4\sin 2\beta\sin^2\gamma - \sqrt{2}l_4\sin 2\gamma\cos(\beta + 6\theta) \right\} \quad (3.20)$$

また, 一定トルクを得るための電流ベクトル長指令値は次式より得られる。

$$I_a^* = \sqrt{\frac{T_e^*}{PL_{ac}F_{th}(\beta^*, \gamma^*, \theta)}} \quad (3.21)$$

図 3.12 の計算フローに従って (3.20) 式より最適な電流位相角を求め, さらに (3.21) 式よりトルク脈動を抑制する電流ベクトル長を算出することで, 4 次空間高調波成分までを考慮した瞬時最大トルク制御やトルク脈動抑制制御を実現することができる。

高次空間高調波成分を考慮して電流ベクトル長と電流位相角を最適化した場合のシミュレーション波形を図 3.17 に示す。ここでは, 自己インダクタンスにおいて 4 次空間高調波成分まで (4 次空間高調波成分を 2 次空間高調波成分の 17.5% に設定) を考慮しており, 磁気飽和の影響は無視している。この結果から, 高次空間高調波成分を考慮した数学モデルに基づいてトルク脈動抑制制御を行うことで, 4 次までの空間高調波成分を有する SRM においても一定トルクを実現できることが分かる。ただし, 本節で述べた手法では磁気飽和の影響を考慮していないため, 実機モータにおいて高いトルク脈動抑制効果をより確実に得るためには, 回転子位置毎における磁化特性を正確に考慮できるモデリング法が必要となる。

3.4 まとめ

本章ではユニポーラ駆動時の SRM に適用可能なベクトルとその応用について述べ, 以下の項目を示した。

- 第 2 章で示した数学モデルを基にトルク制御則を導出し, ユニポーラ駆動時の SRM に適用可能なベクトル制御システムを構築した。また, その有効性を実機検証により確認し, 非磁気飽和時には良好なトルク制御精度を実現でき, さらに高速な過渡応答特性を得られることを明らかにした。
- ベクトル制御の応用として, 線形トルク-電流制御, 最大トルク/電流制御の実現方法を示した。また, SRM の駆動システムを考慮し, ベクトル制御時にユニポーラ駆動を実現する

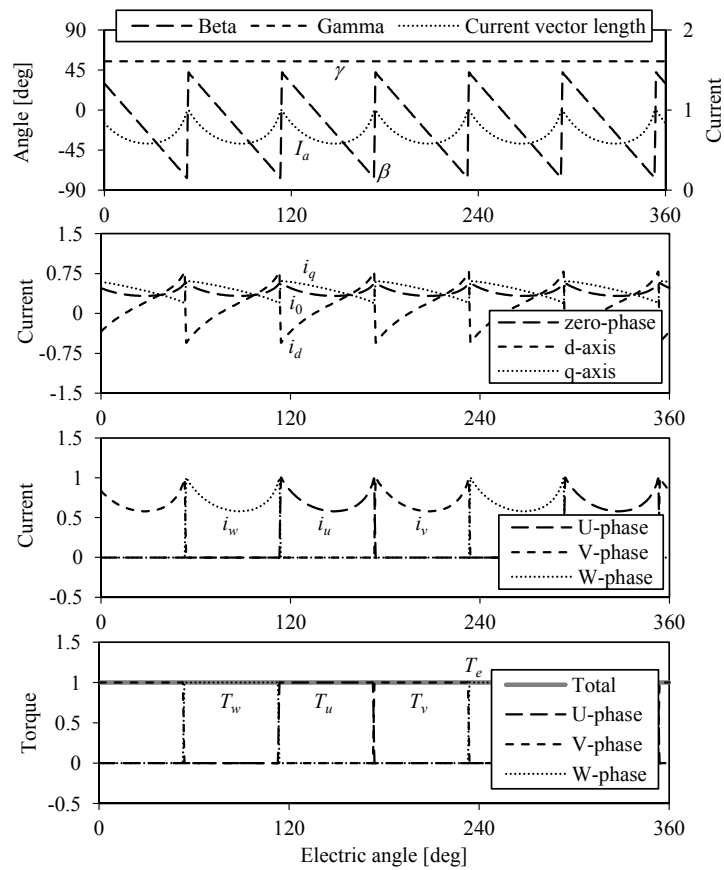


図 3.17 高次空間高調波成分を有する SRM における最適電流位相角を用いたトルク脈動抑制制御のシミュレーション結果（高次空間高調波成分の考慮有り）

ための条件を示した。これらの制御則の有効性は、シミュレーションおよび実機検証により確認した。

- ベクトル制御時において、電流ベクトル長を調整することでトルク脈動を抑制でき、電流位相角を最適化することでトルク／電流比を向上できることを示した。また、電流ベクトル長と電流位相角の両方を同時に最適化することで、高いトルク／電流比を実現しつつトルク脈動を抑制できることを明らかにした。さらに、トルク脈動抑制制御時における高次空間高調波成分の影響とその対策について示した。

第 4 章

SRM の PWM 方式を用いた制御電圧源ベクトル制御

交流モータの電流制御には HC 方式を用いた CCS, もしくは PWM 方式を用いた CVS が適用される [28]。前者の設計では数学モデル等が必要なく, 制御対象の非線形特性に対して高い安定性を有する電流制御系を容易に構築できる。そのため, 明瞭な数学モデルがなく, また磁化特性に強い非線形性をもつ SRM では HC を用いた CCS による電流制御が一般的となっている [7][23]。しかし, この手法では電源電圧や運転負荷の大きさによってスイッチング周波数がランダムに変化するため, スwitchングによるモータの固有振動の励起を意図的に避けることが難しく, 大きな振動騒音が発生するおそれがある [29][30]。また, サンプリング周期間に一定の電圧を印加し続けるため, 電源電圧が過大となる低負荷運転時において電流脈動が大きくなる傾向にあり, 損失増加が懸念される。FPGA 等の演算装置を追加し, スwitchングを高速化することで, これらの問題を解決することができるが, コストの増加は避けられない。

一方, 後者の PWM 方式を用いた CVS による電流制御は, キャリア信号の設定によってスイッチング周波数を一定にすることができる。さらに, サンプリング周期間に印加される電圧を適切に調整できるため, 電源電圧が運転負荷に対して過大となる条件であっても, 発生する電流脈動が比較的小さい。しかし, この手法は電圧を直接制御量とし, 所望の電流を実現する電圧指令値を算出する必要があるため, 一般的には明瞭な数学モデルが導出されている誘導モータや永久磁石モータにおいて適用されている。SRM においても PID コントローラを用いた電流フィードバック制御 [31] あるいはデッドビート制御 [32][33] による電流制御系を構築し, PWM 方式を用いた CVS を適用する手法が提案されている。しかし, PID コントローラの設計指針は示されておらず, またデッドビートコントローラの設計では磁化特性等の正確な予備データを取得することが必要となる。

そこで, 本章では第 2 章で導出した数学モデルを基に, SRM に適用可能な PWM 方式を用いた CVS ベクトル制御を提案し, 明瞭な設計指針に従って, 複雑な予備データを用いずに高性能な電流制御系を構築できることを示す。先述したように, 第 2 章で示した回転座標系における電圧方程式等は従来交流モータのものと共通性を有している。そのため, 従来交流モータに適用されてきた PWM 方式を用いた CVS による電流制御を, ユニポーラ駆動時の SRM にも同様に適用

することが可能となる。PWM を用いた CVS ベクトル制御を適用することで、振動騒音や電流脈動を抑制した駆動を実現でき、さらに可変速駆動時や電源電圧飽和時において良好な駆動性能を得られることを示す。

4.1 HC 方式を用いた CCS による従来ユニポーラ駆動

SRM において従来的に適用されている HC 方式を用いた CCS によるユニポーラ駆動システムを図 4.1 に示す。このシステムでは各相電流が電流レベルの指令値 I_c^* で制御され、点弧角 θ_{on} と消弧角 θ_{off} に基づいて駆動回路のスイッチ素子を選択することで断続的なユニポーラ電流による駆動を実現している。

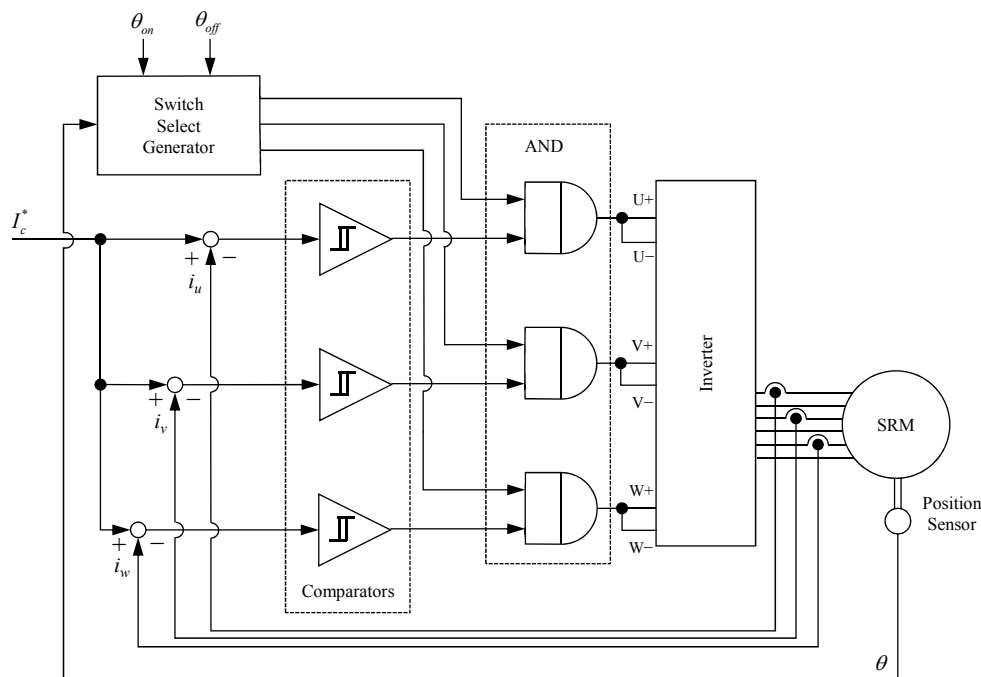


図 4.1 HC 方式を用いた CCS による従来ユニポーラ駆動システム

SRM のユニポーラ駆動に用いられる非対称 H ブリッジインバータの一相分の回路とその動作モードを図 4.2 に示す。この駆動回路は直流電源、平滑用コンデンサ、非対称に接続したスイッチ素子とダイオードで構成され、正電圧モード、ゼロ電圧モード、負電圧モードの 3 つのモードで動作する。

SRM の従来ユニポーラ駆動の動作原理を図 4.3 に示す [7]。図 4.3(a) は正電圧モードと負電圧モードを組み合わせた 2 モードによる駆動であり、同図 (b) は正電圧モード、ゼロ電圧モード、負電圧モードを組み合わせた 3 モードによる駆動である。いずれの方式も、電流レベルの指令値 I_c^* に対して上限しきい値 $I_c^* + \Delta i$ と下限しきい値 $I_c^* - \Delta i$ が設けられ、そのバンド幅内で電流が制御されるように動作するが、励磁中（点弧角から消弧角までの区間）におけるモードの選択が異なっている。2 モードによる駆動に比べると、3 モードによる駆動はゼロ電圧を用いるため、動作モードの選択が複雑にはなるが、電流脈動やスイッチング周波数を低減をできるという利点がある。

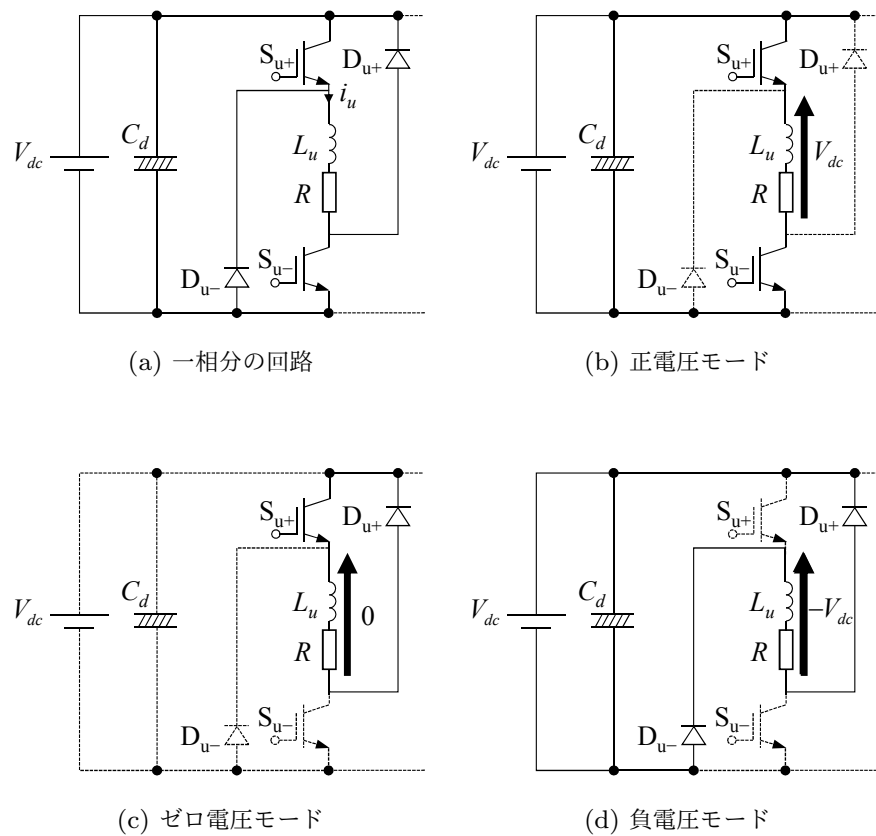


図 4.2 非対称 H ブリッジインバータの構成と動作モード

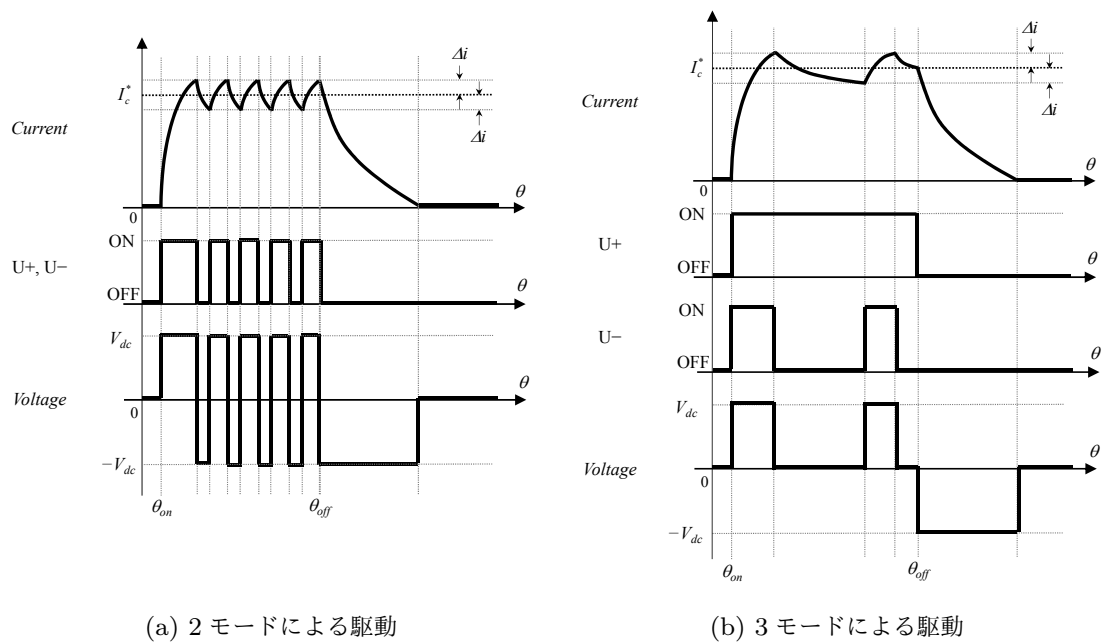


図 4.3 HC 方式を用いた CCS による従来ユニポーラ駆動の動作原理

従来ユニポーラ駆動では電流レベル I_c^* 、点弧角 θ_{on} 、消弧角 θ_{off} が設定され、高いトルク／電流比あるいはモータ効率等を実現するために、これらの制御パラメータを駆動条件に応じて適切に設定する必要がある [34][35]。しかし、SRM では明瞭な数学モデルや制御則が導出されていないことから、最適な制御パラメータは試行錯誤的に取得されており、高性能なコントローラの設計には多くの手間と時間を要する。さらに、電流制御部を HC 方式を用いた CCS で実現することから、先述したようにランダムスイッチングによる振動騒音の発生や過大な電圧印加による電流脈動の増大が問題となる。

4.2 HC 方式を用いた CCS ベクトル制御

ここでは、第3章で示した SRM のベクトル制御を HC 方式を用いた CCS で実現する方法を示し、長所と問題点を明らかにする。

4.2.1 電流制御系の構成

HC 方式を用いた CCS による電流制御は、SRM のベクトル制御にも同様に適用できる。HC 方式を用いた CCS ベクトル制御の電流制御系を図 4.4 に示す。第3章で示した制御則により算出された回転座標系の電流指令値を、回転子位置情報を基に三相電流指令値に変換し、フィードバックした相電流に対する偏差に応じて、HC を用いてスイッチング制御信号を生成する。この電流制御系の構築には数学モデルが不要なため設計が容易であり、さらにモータが有する非線形特性の影響に対して高い安定性を実現できる。また、電流の制御誤差からインバータ出力電圧を直接決定でき、PI コントローラ等で制御量を変換するプロセスがないため、高速応答を得ることが可能である。

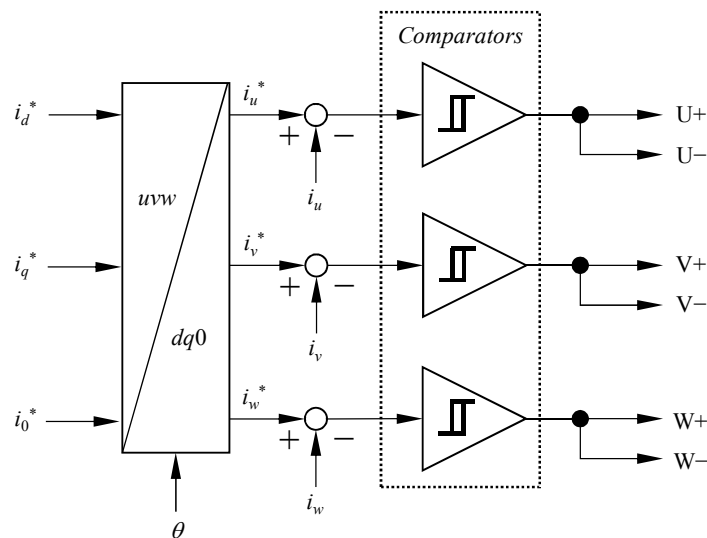


図 4.4 HC 方式を用いた CCS ベクトル制御の電流制御系

4.2.2 シミュレーション検証

HC 方式を用いた CCS ベクトル制御の有効性をシミュレーションで検証する。ここでは、自己インダクタンスの直流成分と 2 次空間高調波成分のみを考慮しており、磁気飽和の影響は無視している。インバータ DC リンク電圧は 120 V、ヒステリシスバンド幅は 0.1 A に設定する（シミュレーションの詳細は付録 D 参照）。また、電流指令値の算出には (3.15) 式に示すユニポーラ駆動条件を考慮した最大トルク／電流制御条件を適用する。

電流・電圧・トルク波形

図 4.5 に、HC 方式を用いた CCS ベクトル制御のシミュレーション結果を示す。ここでは、トルク指令値を 4 N m とし、モータ速度を 300min^{-1} （低速駆動）と 2400min^{-1} （高速駆動）としている。まず低速駆動時の結果を見ると、三相静止座標系と回転座標系において電流が指令値に追従しており、所望のトルクが発生している。しかし、高速運転時は電源電圧が飽和する区間があり、回転子位置に対して変化する三相電流指令値に追従できておらず、所望のトルクが発生していない。また、図 4.4 に示すシステムでは三相静止座標系において電流制御が行われており、電源電圧の飽和等によって発生する電流の制御誤差を補償することができない。これらのことから、HC 方式を用いた CCS ベクトル制御では、電源電圧が運転負荷に対して不十分となる駆動条件において、正確なトルク・電流制御を実現することができない。

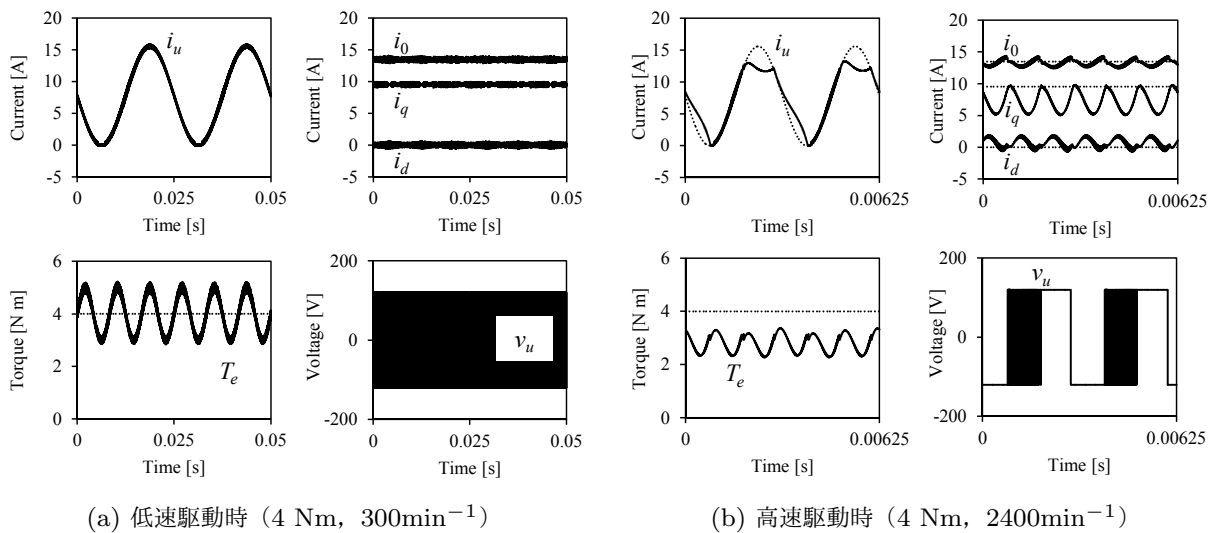


図 4.5 HC 方式を用いた CCS ベクトル制御のシミュレーション結果（電流，電圧，トルク波形）（実線：実際値，点線：指令値）

電圧の FFT 結果

図 4.6 に低速駆動時における電圧の FFT 結果を示す。この結果から、電圧のスペクトラムは広範囲に分布しており、スイッチング周波数が一定となっていないことが分かる。先述したように、ランダムなスイッチングはモータの固有振動を励起するおそれがあるため、実機モータにおいて

は大きな振動騒音を発生させると考えられる。

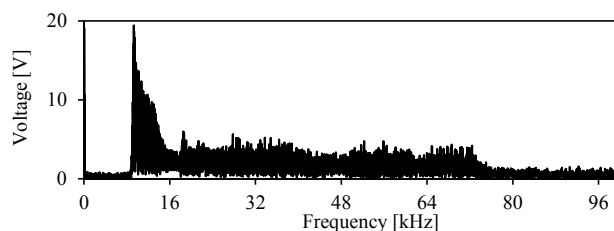


図 4.6 HC 方式を用いた CCS ベクトル制御のシミュレーション結果 (4 Nm, 300min^{-1})
(電圧の FFT 結果)

4.3 PWM 方式を用いた CVS ベクトル制御

先述した HC 方式を用いた CCS ベクトル制御では、高い安定性と高速応答を実現する電流制御系を数学モデルを用いずに構築できる。また、従来ユニポーラ駆動時は点弧角や消弧角等の制御パラメータを試行錯誤的に最適化する必要があるが、ベクトル制御時は最大トルク／電流比を実現する電流指令値を数学的に算出できるため、コントローラの設計は非常に容易である。しかし、HC 方式を用いた CCS を適用することから、ランダムスイッチングによる振動騒音の発生や過大電圧の印加による電流脈動の増大が依然として問題となっており、さらに電源電圧が飽和する駆動条件ではトルク・電流の制御誤差が発生してしまう。

そこで、上述した HC 方式を用いた CCS ベクトル制御の問題点を解決することを目的に、ここでは第3章で示した SRM のベクトル制御を PWM 方式を用いた CVS で実現する方法を示す。

4.3.1 電流制御系の構成と設計方法

PWM 方式を用いた CVS ベクトル制御の電流制御系を図 4.7 に示す。先述したように、この手法は電圧を直接制御量としており、PI コントローラを用いたフィードバック制御と数学モデルに基づいて構築したフィードフォワード制御を組み合わせることで所望の電流を実現する電圧指令値を算出している。図 4.4 に示す HC 方式を用いた CCS ベクトル制御の電流制御系との違いは、電流フィードバックループが回転座標系において構築されている点であり、これにより電源電圧の飽和等によって発生する定常的な制御誤差を PI コントローラの積分器の働きによって完全に補償することが可能となる。フィードバック制御とフィードフォワード制御によって得られる回転座標系の電圧指令値は、回転子位置情報を基に三相静止座標系の電圧指令値に変換され、一定キャリア信号による PWM 制御で実現することでスイッチング周波数を一定にすることができる。以下に、各制御部の詳細について述べていく。

フィードフォワード制御器の設計

(2.35) 式の右辺第 3 項から第 6 項を非干渉化することができれば、回転座標系において SRM を 3 つの同一な RL 負荷と見なすことができる。まず、(2.35) 式の右辺第 3 項と第 4 項は、 d 軸鎖交磁束と q 軸鎖交磁束のうち回転座標系に同期する成分の影響（誘起電圧）が、それぞれ q 軸

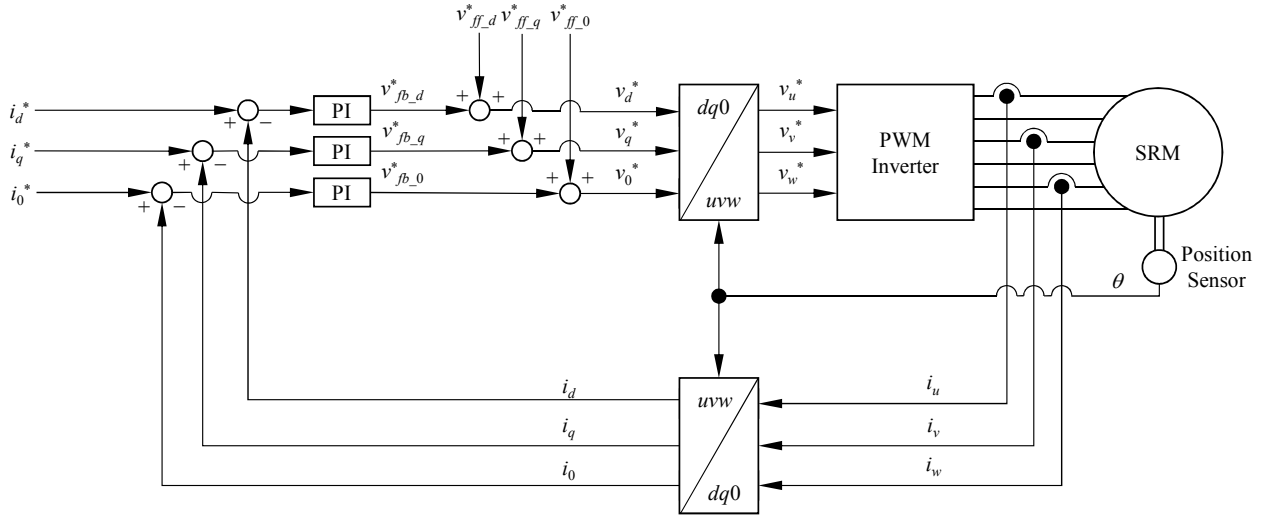


図 4.7 PWM 方式を用いた CVS ベクトル制御の電流制御系

成分と d 軸成分に干渉するように現れることを示している。この影響を補償するための電圧指令値は次式で与えられる。

$$\begin{bmatrix} v_{syn-d}^* \\ v_{syn-q}^* \end{bmatrix} = 2\omega \begin{bmatrix} 0 & -\hat{L}_{dc} & 0 \\ \hat{L}_{dc} & 0 & \frac{\hat{L}_{ac}}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

(4.1) 式の演算では、モータパラメータにノミナル値を用いる。

次に、(2.35) 式の右辺第 6 項は回転座標系に同期しない成分を表しており、この項の影響を補償するための電圧指令値は (2.32) 式より次式で与えられる。

$$\begin{bmatrix} v_{asyn-d}^* \\ v_{asyn-q}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\hat{L}_{ac}}{2} \cos 6\theta & -\frac{\hat{L}_{ac}}{2} \sin 6\theta \\ -\frac{\hat{L}_{ac}}{2} \sin 6\theta & -\frac{\hat{L}_{ac}}{2} \cos 6\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{D}_{id} \\ \hat{D}_{iq} \end{bmatrix} + 2\omega \begin{bmatrix} -\hat{L}_{ac} \sin 6\theta & -\hat{L}_{ac} \cos 6\theta \\ -\hat{L}_{ac} \cos 6\theta & \hat{L}_{ac} \sin 6\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

(4.2) 式の演算ではモータパラメータにノミナル値を用いる。また、 \hat{D}_{id} および \hat{D}_{iq} は d 軸電流と q 軸電流の時間微分の推定値を表しており、これらの値は電流指令値（フィードバック電流ではない）から図 4.8 に示す微分演算システムを用いて算出する。このシステムは微分演算とローパスフィルタ (LPF: Low Pass Filter) を組み合わせたものと等価となり、その伝達関数は次式で与えられる。

$$G_D(s) = \frac{K_D s}{K_D + s} \quad (4.3)$$

(4.3) 式のゲイン K_D は LPF のカットオフ角周波数に相当し、電流制御系において実現したいカットオフ角周波数に設定する。すなわち、LPF の遅れ特性を利用して電流指令値の変化に対する制御応答の遅れを再現し、その値を微分演算することで実電流の時間微分演算値を推定する。

(2.35) 式の右辺第 5 項は d 軸と零相の間の干渉項を表しており、回転座標上の通電電流に過渡的な変化が生じた場合に現れる。この影響を補償するための電圧指令値は (2.36) 式より次式で与

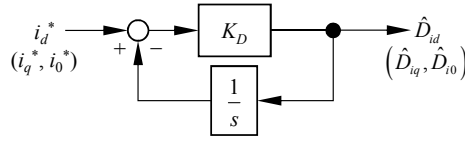


図 4.8 微分演算システム

えられる。

$$\begin{bmatrix} v_{d0-d}^* \\ v_{d0-0}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{\hat{L}_{ac}}{\sqrt{2}} \\ \frac{\hat{L}_{ac}}{\sqrt{2}} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{D}_{id} \\ \hat{D}_{i0} \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

(4.4) 式の演算ではモータパラメータにノミナル値を用いる。また、 d 軸電流と零相電流の時間微分の推定値である \hat{D}_{id} および \hat{D}_{i0} は、図 4.8 に示す微分演算システムで算出する。

(4.1) 式, (4.2) 式, (4.4) 式より, 図 4.7 におけるフィードフォワード制御の電圧指令値は次式で表される。

$$\begin{bmatrix} v_{ff-d}^* \\ v_{ff-q}^* \\ v_{ff-0}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{syn-d}^* \\ v_{syn-q}^* \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{asyn-d}^* \\ v_{asyn-q}^* \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{d0-d}^* \\ 0 \\ v_{d0-0}^* \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

フィードバック制御器の設計

(4.5) 式によるフィードフォワード制御で (2.35) 式における第 3 項から第 6 項が完全に非干渉化される場合, 図 2.11 に示す SRM の電気系システムは図 4.9 に示す簡易なシステムとなる。このシステムは 3 つの独立した RL 負荷であり, 零極相殺型の PI コントローラを設計することで理想的な電流の一次応答を実現できる。PI コントローラの伝達関数は次式で与えられる。

$$G_c(s) = K_{PI} \left(1 + \frac{1}{\tau_{PI}s} \right) \quad (4.6)$$

PI コントローラを用いたフィードバック電流制御系のブロック線図を図 4.10 に示す。図 4.10 の電流制御系の伝達関数は, 次式で表される。

$$G(s) = \frac{K_{PI} \left(1 + \frac{1}{\tau_{PI}s} \right) \frac{1}{R} \frac{1}{1 + \frac{L_{dc}}{R}s}}{1 + K_{PI} \left(1 + \frac{1}{\tau_{PI}s} \right) \frac{1}{R} \frac{1}{1 + \frac{L_{dc}}{R}s}} \quad (4.7)$$

ここで PI コントローラの時定数を制御対象の電気時定数に一致させ, 次の通りに設定する。

$$\tau_{PI} = \frac{L_{dc}}{R} \quad (4.8)$$

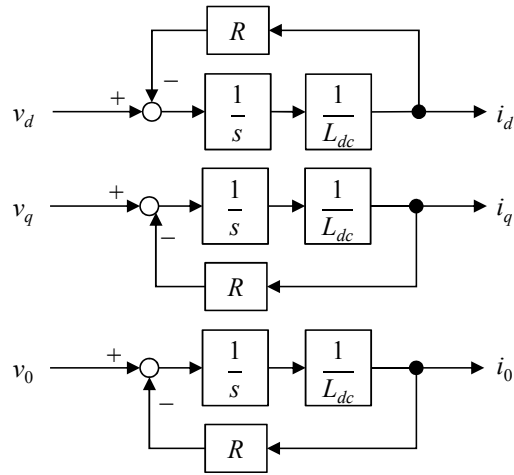


図 4.9 非干渉化を施した SRM の電気系システムのブロック線図（トルク発生部は省略）

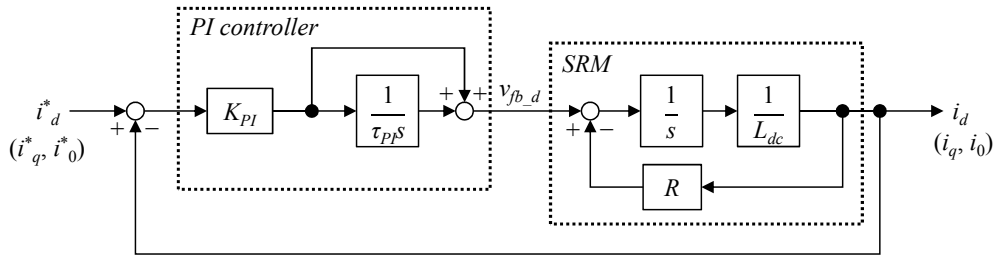


図 4.10 PI コントローラを用いたフィードバック電流制御系のブロック線図

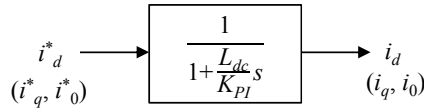


図 4.11 零極相殺型の PI コントローラを設計した場合のフィードバック電流制御系のブロック線図

このとき、(4.7) 式に示す伝達関数は次式のように簡易化できる。

$$G(s) = \frac{1}{1 + \frac{L_{dc}}{K_{PI}}s} \quad (4.9)$$

図 4.11 は (4.9) 式をブロック線図で表したものである。このシステムは L_{dc}/K_{PI} を時定数とする一次遅れ系であり、電流制御系において実現したい応答速度をカットオフ角周波数で ω_c と設定とする場合、PI コントローラのゲインは次の通りに設定される。

$$K_{PI} = \omega_c L_{dc} \quad (4.10)$$

また、電流制御系の応答速度に合わせ、(4.3) 式のゲイン K_D は次の通りに設定する。

$$K_D = \omega_c \quad (4.11)$$

4.3.2 シミュレーション検証

PWM 方式を用いた CVS ベクトル制御の有効性をシミュレーション検証により確認する。ここでは、磁気飽和の影響は無視している（シミュレーションの詳細は付録 D 参照）。また、電流指令値の算出には (3.15) 式に示すユニポーラ駆動条件を考慮した最大トルク／電流制御条件を適用する。

過渡応答特性

電流制御系のカットオフ角周波数 ω_c を 500 rad/s に設定した場合の過渡時における CVS ベクトル制御のシミュレーション結果を図 4.12 に示す。ここでは駆動回路に非対称 H ブリッジインバータは用いず、理想電圧源を使用している。また、トルク指令値を 4 Nm, モータ速度を 300 min⁻¹ に設定している。本検証では理想的な条件に加え、コントローラに用いるモータパラメータのノミナル値における誤差や自己インダクタンスの分布に高次空間高調波成分が存在する場合のシミュレーションを行っている。まず同図 (a) の理想条件における結果を見ると、回転座標系において電流が所望の 1 次遅れ応答を示しており、設計通りに電流制御系が動作していることが分かる。次に図 4.12(b) と (c) に示す結果から、固定子巻線抵抗のノミナル値における誤差が電流制御系に与える影響は極めて小さいことが確認できる。しかし、図 4.12(d) と (e), そして同図 (f) と (g) に示す結果から、自己インダクタンスのノミナル値における誤差が電流制御精度に与える影響は大きく、特に \hat{L}_{ac} が実際値に対して差異をもつ場合は 6 次空間高調波成分の影響が現れる。これは、フィードフォワード制御における (4.2) 式に示す補償が適切に行われなかったためである。また図 4.12(h) に示すように、高次空間高調波成分が存在する場合も、通電電流に脈動が生じる。これらの影響を補償する最も簡単な方法としては、ハイゲインの PI コントローラを設計するというものがある。図 4.13 は、コントローラに用いるモータパラメータのノミナル値における誤差と高次空間高調波成分が存在する条件下で、電流制御系のカットオフ角周波数 ω_c を 4000 rad/s と設定した場合の CVS ベクトル制御のシミュレーション結果である。この結果より、PI コントローラのゲインを高く設計することで、瞬時の制御誤差（すなわち、電流脈動）を抑制できることが分かる。

定常特性

電流制御系のカットオフ角周波数 ω_c を 4000 rad/s に設定した場合の定常時における PWM 方式を用いた CVS ベクトル制御のシミュレーション結果を図 4.14 に示す。ここでは駆動回路に非対称 H ブリッジインバータを使用し、電源電圧を 120 V, キャリア周波数を 16 kHz に設定している。また、トルク指令値を 4 Nm, モータ速度を 300min⁻¹（低速駆動）と 2400min⁻¹（高速駆動）と設定している。まず、低速駆動時では三相静止座標系と回転座標系のいずれの場合も電流が指令値に対して正確に追従している。また高速駆動時も、電圧飽和が生じていながら回転座標系において電流が定常的に追従しており、所望の平均トルクが発生していることが分かる。

図 4.15 は高速運転時における電圧指令値波形を示している。相電圧指令値を分離したものを

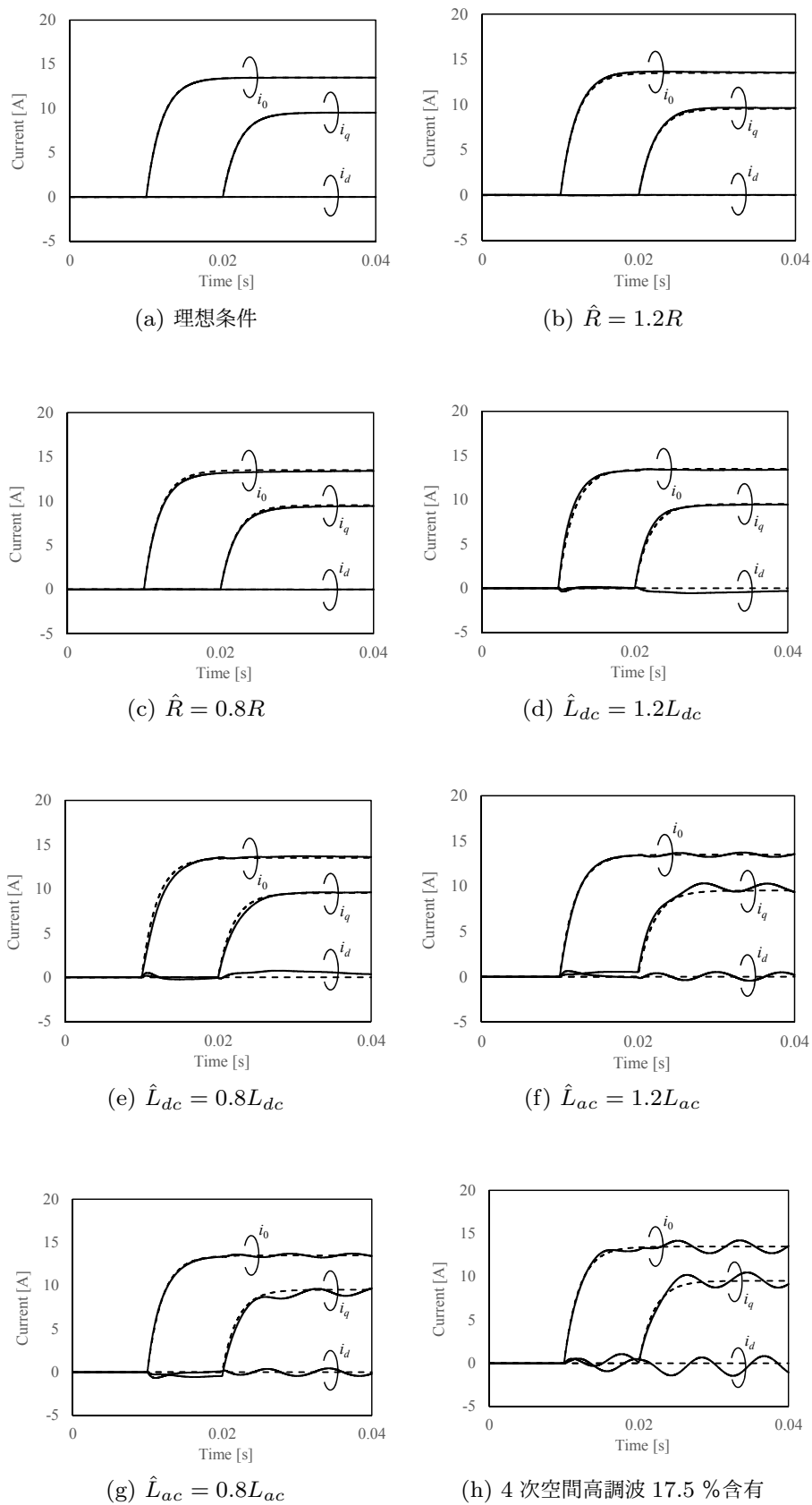


図 4.12 CVS ベクトル制御の過渡応答シミュレーション結果 ($\omega_c = 500[\text{rad/s}]$, 実線 : 出力電流応答, 点線 : 所望の電流応答)

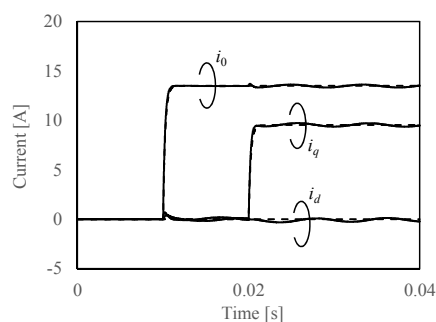


図 4.13 CVS ベクトル制御の過渡応答シミュレーション結果 ($\hat{R} = 1.2R$, $\hat{L}_{dc} = 1.2L_{dc}$, $\hat{L}_{ac} = 1.2L_{ac}$, 4 次空間高調波 17.5 % 含有, $\omega_c = 4000[\text{rad/s}]$, 実線: 出力電流応答, 点線: 所望の電流応答)

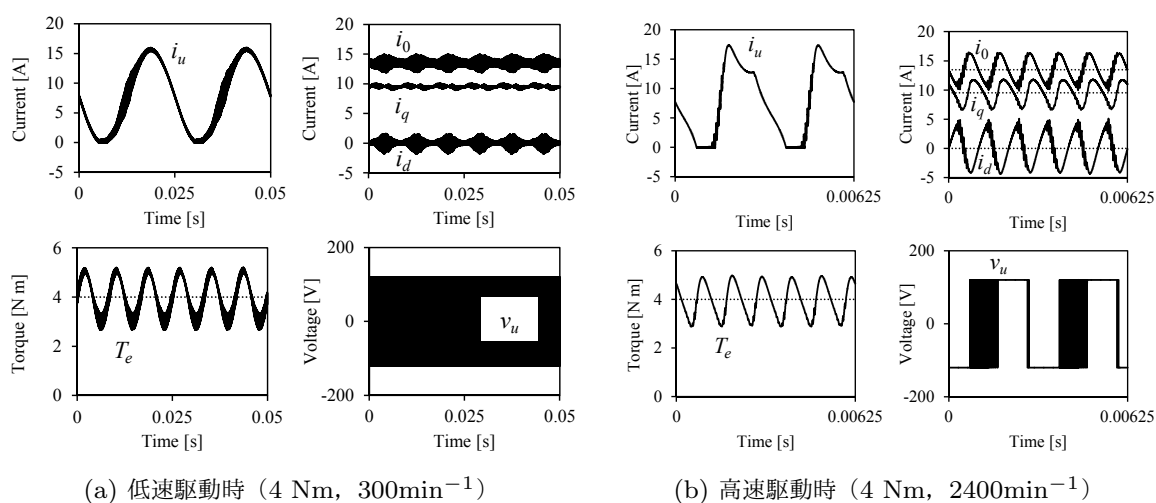


図 4.14 PWM 方式を用いた CVS ベクトル制御のシミュレーション結果 (電流, 電圧, トルク波形) (実線: 実際値, 点線: 指令値)

てみると、フィードフォワード制御による指令値がインバータの出力可能範囲 ($-120 \sim 120 \text{ V}$) を超える区間があることが分かる。この電源電圧の飽和に伴って所望の電流を実現できなくなるため、フィードバック制御はその制御誤差を補償するように動作する。しかし、電源電圧に余裕がないため、結果としてインバータの出力可能範囲を大幅に超えて制御が行われている。図 4.14(b) の結果より、電源電圧が不十分となる駆動条件においても、PWM 方式を用いた CVS ベクトル制御は動作が可能であることを確認したが、上述のような操作量の飽和は過渡応答特性の劣化につながるため、アンチwindアップ制御等を適用することで対策を行う必要がある。

図 4.16 に低速駆動時における相電圧の FFT 結果を示す。電圧のスペクトラムはキャリア周波数とその整数倍の周波数において観測されており、スイッチング周波数が一定となっていることが分かる。このことから、キャリア周波数をモータの固有振動数と異なる値に設定するか、人間の可聴域以上に設定することでスイッチングによる騒音の発生を意図的に回避できることが分かる。ただし、可変速駆動時において、励磁相の切換え周期で発生する加振力がモータの固有振動を励起しないよう注意する必要がある。

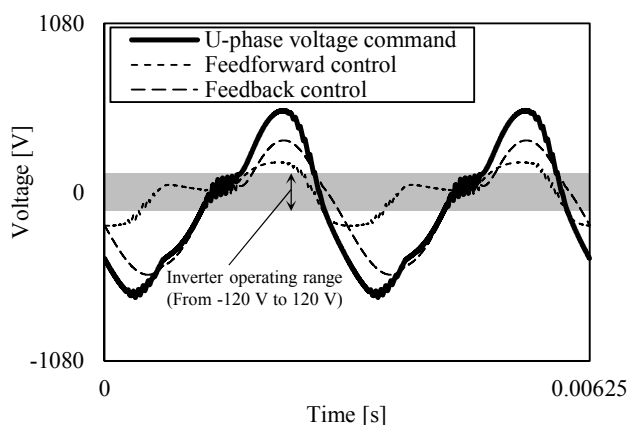


図 4.15 PWM 方式を用いた CVS ベクトル制御のシミュレーション結果 (4 Nm, 2400min⁻¹)
(U 相電圧指令値)

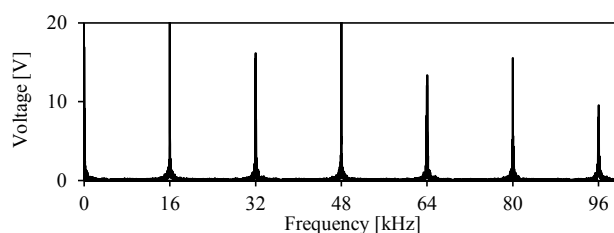


図 4.16 PWM 方式を用いた CVS ベクトル制御のシミュレーション結果 (4 Nm, 300min⁻¹)
(電圧の FFT 結果)

4.4 実機試験による従来駆動法との性能比較

ここでは、PWM 方式を用いた CVS ベクトル制御（以下、この手法を提案法と称する）の有効性を検証するため、図 4.1 に示す HC 方式を用いた CCS による従来ユニポーラ駆動（以下、この手法を従来法と称する）との性能比較を実機試験により行う。

4.4.1 各駆動方式の実装方法と実験条件

提案法の制御プログラムは DSP に実装され、サンプリング周期を 62.5 μ s、キャリア周波数を 16 kHz に設定する。また、電流指令値の算出には (3.15) 式に示すユニポーラ駆動条件を考慮した最大トルク／電流制御条件を適用する。

一方、従来法では点弧角 θ_{on} 、消弧角 θ_{off} 、電流レベル I_c^* の同時調整が行われ、モータ効率が最大となるよう試行錯誤的に調整を行う（付録 C 参照）。電流指令値生成部は DSP に実装し、50 μ s で演算を行う。また、HC 方式を用いた CCS による電流制御は、FPGA を用いて行う。

本検証では、8 / 12 の 1 kW 三相 SRM を使用する。供試 SRM はトルクメータを介して負荷モータに接続され、供試側でトルク制御を行い、負荷側で速度調整を行う（供試 SRM および実験システムの詳細は付録 A 参照）。駆動条件は出力トルクを 4 Nm 一定とし、モータ速度を 300min⁻¹（低速駆動）から 2400min⁻¹（高速駆動）まで変化させた場合の性能比較を行う。イン

バータ電圧は 120 V である。

4.4.2 実験結果

自己インダクタンスの直流成分の同定

図 4.7 に示す提案法の電流制御系では、フィードフォワード制御器とフィードバック制御器の設計に自己インダクタンスの振幅 L_{ac} と直流成分 L_{dc} の情報が必要となる。ここでは、 L_{dc} の取得方法について示す (L_{ac} の取得方法については第 3 章参照)。

まず、 d 軸電流一定時、(2.11) 式より q 軸には次式に示す電圧が誘起される。

$$v_q = 2\omega L_{dc} i_d \quad (4.12)$$

これより、次式を得る。

$$L_{dc} = \frac{v_q}{2\omega i_d} \quad (4.13)$$

モータ速度一定時に q 軸電圧、 d 軸電流、電気角速度を測定し、それらを (4.13) 式に代入することで L_{dc} を求めることができる。ただし、第 2 章で示したように、高次空間高調波成分を有する SRM では回転座標系において磁気突極性が現れるため、正確に L_{dc} を算出する際は d 軸と q 軸のインダクタンスをそれぞれ求め、それらの平均値を計算する必要がある。ここでは、自己インダクタンスの直流成分と 2 次空間高調波成分のみを考慮していることを前提とし、(4.13) 式より L_{dc} を求める。

(4.13) 式より算出した供試 SRM の自己インダクタンスの直流成分 L_{dc} を図 4.17 に示す。また、図 3.2 に示した自己インダクタンスの振幅 L_{ac} を同図に示す。 L_{dc} において磁気飽和の影響が小さい -3 A から -12 A までの値を平均すると 6.33 mH となり、本章ではこの値をのノミナル値 \hat{L}_{dc} とする。 L_{ac} についても同様に非磁気飽和時の結果を平均し、第 3 章で示したように 5.5 mH をノミナル値 \hat{L}_{ac} として用いる。

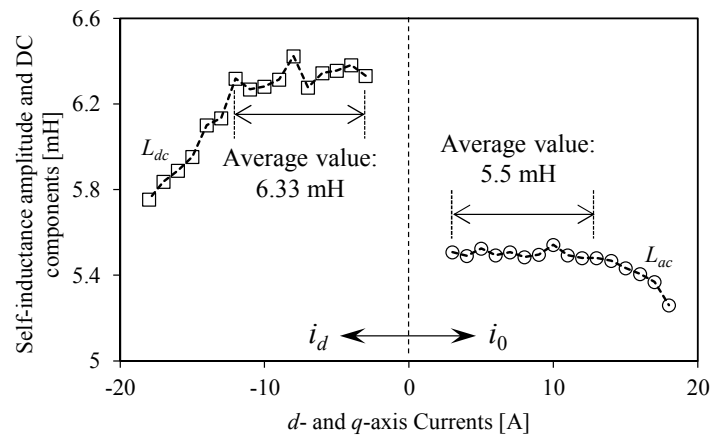


図 4.17 供試 SRM の自己インダクタンスの直流成分と振幅

制御パラメータ

図 4.18 は、各駆動法の運転条件毎の制御パラメータの設定を示している。同図 (a) より、従来法では点弧角 θ_{on} 、消弧角 θ_{off} 、電流レベル I_c^* を運転負荷に応じて大きく変化させている。一方、図 4.18(b) より、提案法では電流指令値を (3.15) 式により単一的に決定でき、さらに算出した指令値を全ての駆動条件において適用することができる（ただし、本実機検証では発生トルクを 4 Nm とするため、摩擦トルク等による減少分に応じて電流指令値をわずかに補正している）。これらの結果から、従来法を適用した場合に比べて、提案法では容易に SRM の可変速駆動を実現できることが分かる。

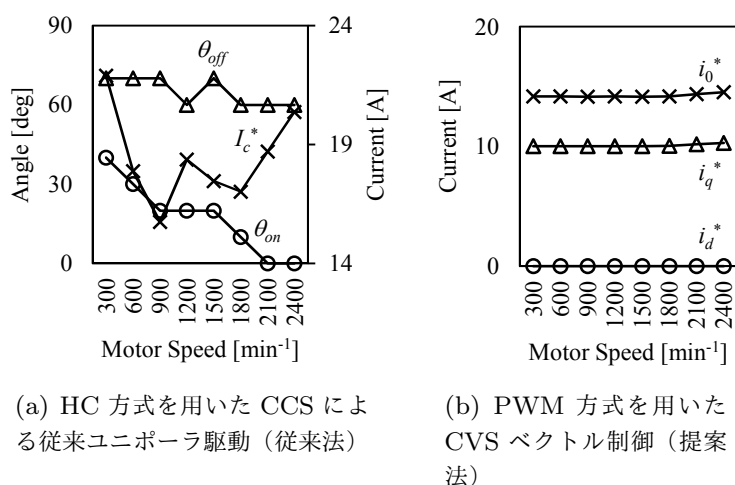


図 4.18 運転条件毎の制御パラメータの設定（4 Nm 発生時）

電流電圧波形の比較

従来法の低速駆動および高速駆動時の相電流・相電圧波形をそれぞれ図 4.19 と図 4.20 に示す。低速運転時は相電流が方形波状となり、設定した電流レベルにおいて HC 方式を用いた CCS による電流制御が行われている。また高速運転時は電源電圧の飽和に伴いシングルパルス駆動に近い状況となり、のこぎり波状の電流が通電されている。

提案法における低速駆動および高速駆動時の相電流・相電圧波形をそれぞれ図 4.21 と図 4.22 に示す。低速駆動時は相電流が正弦波状となるが、高速駆動時は電源電圧の飽和に伴い過変調駆動となり、従来法と同様にのこぎり波状の電流が通電されている。この結果から、低速運転時に比べて、高速運転時は従来法と提案法において大きな性能差は現れないと考えられる。

振動騒音の比較

図 4.23 に、従来法および提案法の低速駆動時における実測騒音の FFT 結果を示す。まず、従来法における結果を見ると、2 kHz 以下において騒音のスペクトラムが観測されており、励磁相の切り換え時に発生する電磁加振力に起因した騒音が発生している。また、8.7 kHz と 10.5 kHz 付近にもスペクトラムが観測されていることから、HC 方式を用いた CCS による電流制御における

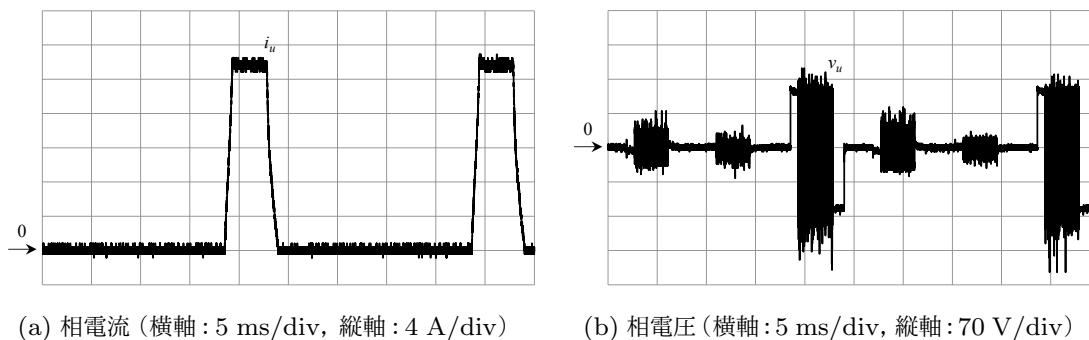


図 4.19 HC 方式を用いた CCS による従来ユニポーラ駆動時の実測電流電圧波形 (従来法, 4 Nm, 300min⁻¹)

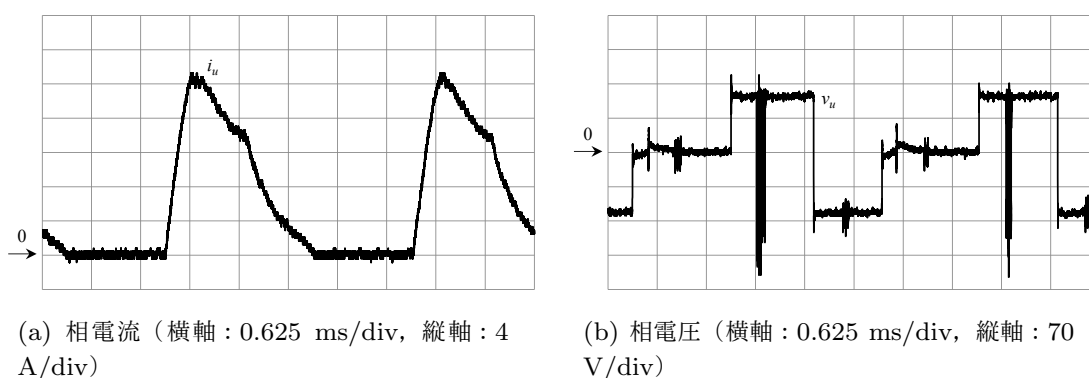


図 4.20 HC 方式を用いた CCS による従来ユニポーラ駆動時の実測電流電圧波形 (従来法, 4 Nm, 2400min⁻¹)

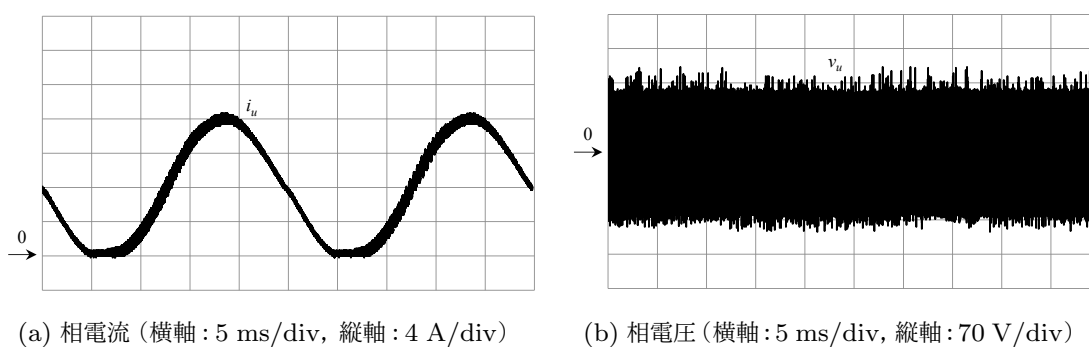
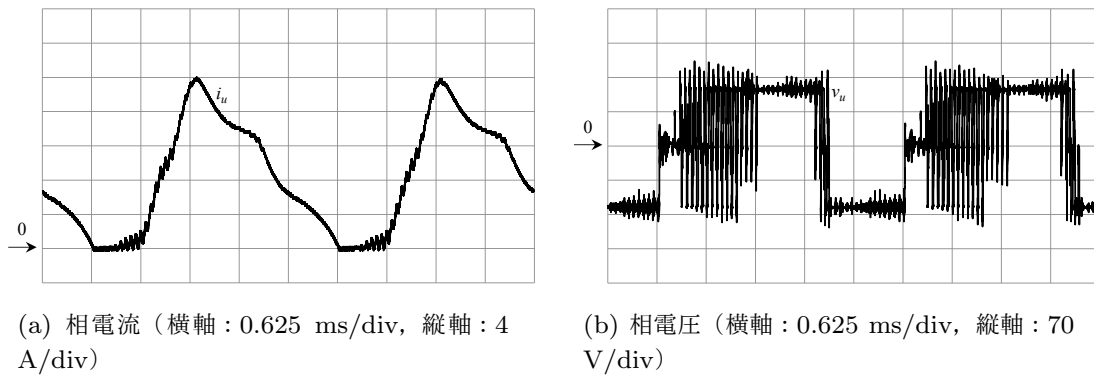
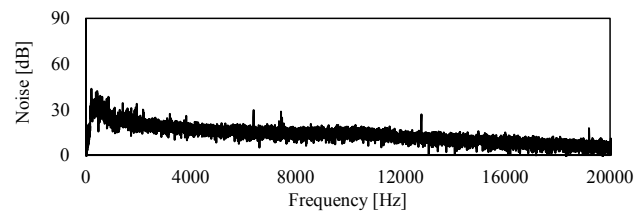


図 4.21 PWM 方式を用いた CVS ベクトル制御時の実測電流電圧波形 (提案法, 4 Nm, 300min⁻¹)

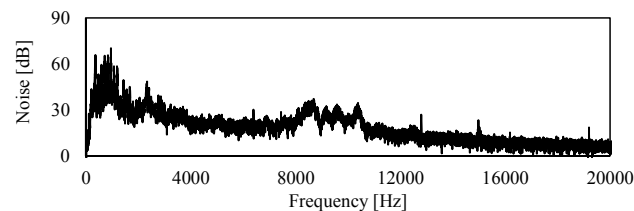
ランダムスイッチングによって、モータの固有振動が励起されていることが分かる (供試 SRM の固有振動数については付録 A 参照)。一方、提案法は正弦波状の滑らかな励磁電流を通電することから、励磁相の切換えに起因する 2 kHz 以下の騒音がほとんど発生していない。さらに、一定のキャリア信号を用いた PWM 制御を行うことでスイッチングによる騒音をキャリア周波数 (16 kHz) においてのみ発生させており、8.7 kHz や 10.5 kHz 付近のモータの固有振動に起因する騒音の発生を回避できている。また、16 kHz の騒音スペクトラムは非常に大きいですが、人間の不可聴域で発生していることから騒音とはならない。これらのことから、提案法は従来法に比べて極め

図 4.22 PWM 方式を用いた CVS ベクトル制御時の実測電流電圧波形（提案法, 4 Nm, 2400min⁻¹）

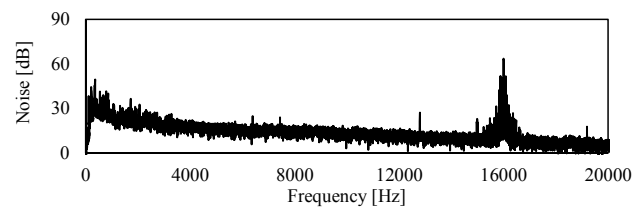
て小さい騒音レベルで駆動できることが分かる。従来法と提案法において, 8.7 kHz と 10.5 kHz で発生する騒音レベルを比較したものを表 4.1 に示す。



(a) 暗騒音



(b) HC 方式を用いた CCS による従来ユニポーラ駆動 (従来法)



(c) PWM 方式を用いた CVS ベクトル制御（提案法）

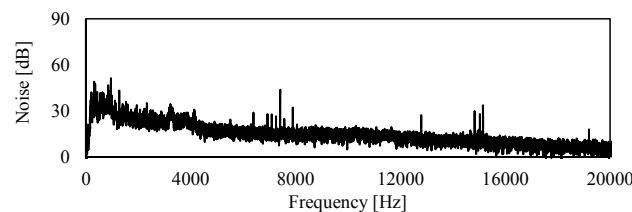
図 4.23 低速駆動時の実測騒音の比較（4 Nm, 300min⁻¹）

図 4.24 に, 従来法および提案法の高速駆動時における実測騒音の FFT 結果を示す。まず, 従来法では低速駆動時と同様に励磁相の切換えに起因する騒音が 4 kHz 以下において発生している。また, 高速駆動時において従来法は図 4.20(b) に示すようにシングルパルス駆動に近い状況となるため, 先行研究 [36][37][38] で述べられているように, 消弧時においてモータの固有振動に

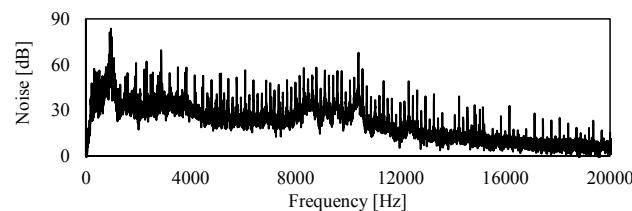
表 4.1 低速駆動時の実測騒音レベルの比較 (4 Nm, 300min⁻¹)

Frequency [kHz]	Conventional [dB]	Proposed [dB]
8.7	30.8	14.8
10.5	24.4	12.7

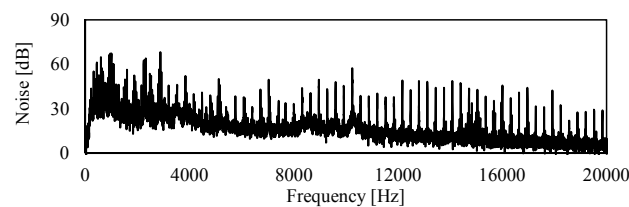
起因する大きな騒音が 8.7 kHz と 10.5 kHz に発生する。一方、提案法は従来法と比べると励磁電流が滑らかであることから、励磁相の切換えに起因する 4 kHz 以下の騒音レベルが小さい。電源電圧の飽和に伴ってスイッチング周波数が一定とならない区間が生じるため、モータの固有振動に起因する騒音が 8.7 kHz と 10.5 kHz に発生するが、スペクトラムの大きさは従来法に比べると小さい。これらのことから、高速駆動時においても提案法は比較的小さな騒音レベルで駆動できることが分かる。従来法と提案法において、8.7 kHz と 10.5 kHz で発生する騒音レベルを比較したものを表 4.2 に示す。



(a) 暗騒音



(b) HC 方式を用いた CCS による従来ユニポーラ駆動 (従来法)



(c) PWM 方式を用いた CVS ベクトル制御 (提案法)

図 4.24 高速駆動時の実測騒音の比較 (4 Nm, 2400min⁻¹)

従来法と提案法における実測振動加速度のトラッキング解析結果（回転数の変化に追従して行う解析）を図 4.25 に示す。従来法では、励磁相の切換えとモータの固有振動に起因する振動が全運転領域において発生しており、高速駆動時はシングルパルス駆動に近い状況となることから振動レベルが非常に大きくなっている。一方、提案法は従来法に比べて励磁電流が滑らかであるこ

表 4.2 高速駆動時の実測騒音レベルの比較 (4 Nm, 2400min⁻¹)

Frequency [kHz]	Conventional [dB]	Proposed [dB]
8.7	31.9	19.7
10.5	33.0	21.4

とから励磁相の切換えに起因する振動のレベルが全運転領域において小さく、特に低速駆動時は一定キャリア信号による PWM 制御を行うことでモータの固有振動の励起を回避できるため、16 kHz 未満の可聴域において極めて小さい振動レベルを実現している。モータ速度が増加すると電源電圧が飽和し始め、一定のスウィッチングを実現できない区間が生じることからモータの固有振動が励起されるが、従来法に比べるとその振動レベルは小さい。これらのことから、提案法は低振動で可変速運転を実現できることが分かる。

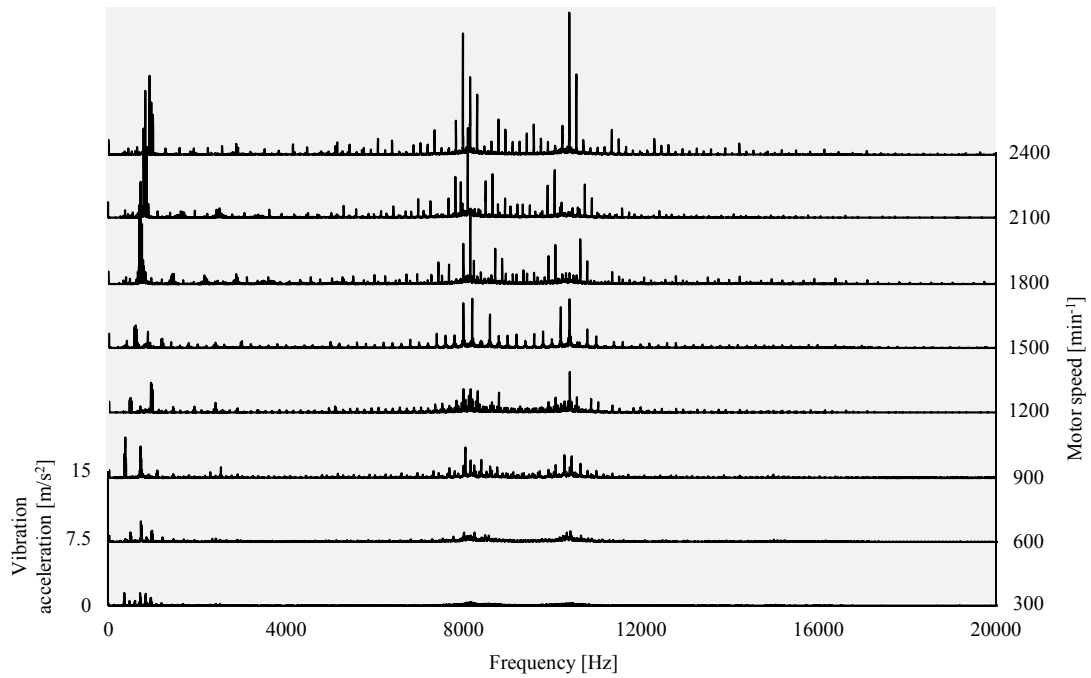
モータ効率の比較

図 4.26 に従来法と提案法のモータ効率の比較結果を示す。低速駆動時では、台形波状の電流を通電する従来法は高いトルク／電流比を実現できるため、正弦波状の電流を用いる提案法に比べて大幅に高いモータ効率を達成している。一方、高速運転時は図 4.20(a) と図 4.22(a) に示すように、従来法と提案法において同様の相電流が通電されるため、両者の性能差は低速駆動時に比べて小さくなっている。提案法では低速駆動時のモータ効率を改善する必要があるが、高次空間高調波成分を利用した制御（第 3 章で示した瞬時最大トルク／電流制御等）を行うことで、従来法と同等の性能を実現できると考えられる。

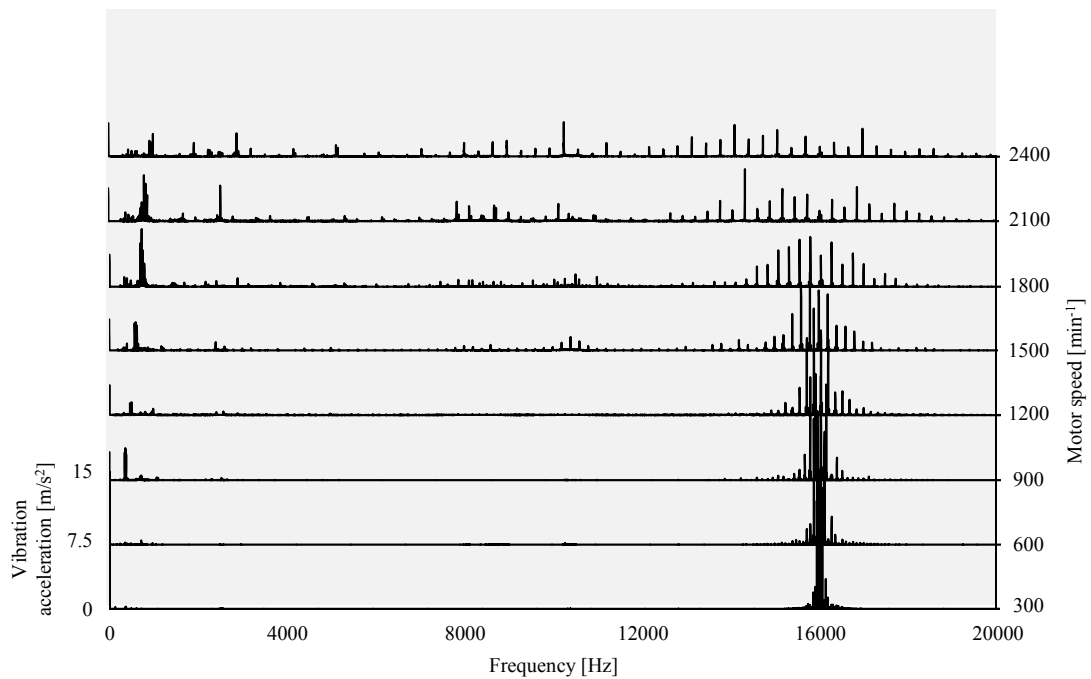
4.5 まとめ

本章では第 3 章で構築したベクトル制御に適用可能な電流制御系について述べ、以下の項目を示した。

- HC 方式を用いた CCS による電流制御系は設計が容易であり、モータの非線形特性に対して高い安定性を実現できるが、ランダムスウィッチングによる振動騒音の発生や過大電圧の印加による電流脈動の発生が問題となり、さらにベクトル制御に適用した場合は、電源電圧の飽和に伴うトルク・電流の制御誤差が発生することを示した。
- 第 2 章で導出した数学モデルを基に、PWM 方式を用いた CVS によるベクトル制御システムを構築する方法を示した。この手法では、キャリア周波数の設定によりスウィッチング周波数を一定にすることができ、さらに電源電圧が飽和する駆動条件であっても所望のトルクを得られることを明らかにした。
- PWM 方式を用いた CVS ベクトル制御（提案法）と HC 方式を用いた CCS による従来ユニポーラ駆動（従来法）の性能比較を行い、各駆動法の利点と欠点を示した。可変速駆動時において、提案法は制御パラメータの調整が不要であり、さらに従来法に比べて振動騒音レベルが低くなることを明らかにした。また、提案法では低速駆動時におけるモータ効



(a) HC 方式を用いた CCS による従来ユニポーラ駆動（従来法）



(b) PWM 方式を用いた CVS ベクトル制御（提案法）

図 4.25 実測振動加速度のトラッキング解析結果（4 Nm 発生時）

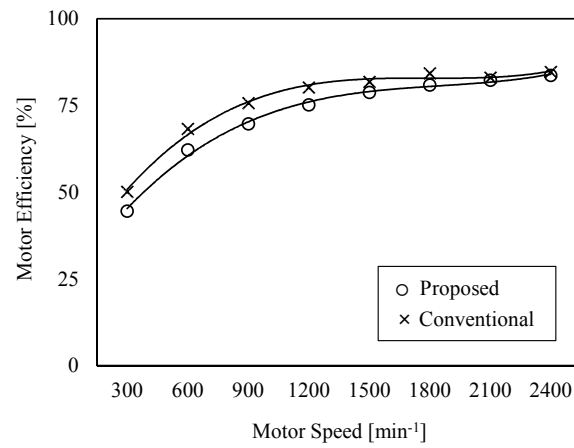


図 4.26 HC 方式を用いた CCS による従来ユニポーラ駆動（従来法）と PWM 方式を用いた CVS ベクトル制御（提案法）における実測モータ効率の比較（4 Nm 発生時）

率を改善する必要があるが、高速駆動時は従来法とほぼ同一のモータ効率を得られることを確認した。

第 5 章

SRM のベクトル制御における適応制御の実現と位置・速度センサレス化

本論文では、第 2 章から第 4 章にわたってユニポーラ駆動時の SRM に適用可能なモデリングや制御則等について述べてきた。これらの技術を組み合わせて用いることで従来交流モータと同様のベクトル制御システムを構築することが可能となり、これまで駆動が難しいとされてきた SRM の高性能な駆動を容易に達成することができる。ここで数学モデルや制御則における従来交流モータとの共通性を考えると、これまで誘導モータや永久磁石同期モータのベクトル制御で実現されてきた高性能化技術を本研究で提案する SRM のベクトル制御にも同様に適用できると思われる。そこで、本章では先行研究における従来交流モータの技術を基に、SRM のベクトル制御においても適応制御の実現や位置・速度センサレス化といった高性能化を実現できるということを明らかにする。

5.1 適応制御を用いたベクトル制御

モータの諸特性は、磁気飽和の影響等で非線形性を示すことがある。特に、SRM は強い磁気飽和が発生する条件で駆動されることが多く、高精度なトルク・電流制御を行う場合は非線形特性を正確に考慮することが必要となる。本論文で構築した SRM のベクトル制御も例外ではなく、図 3.3 で示したように磁気飽和の影響に伴うトルク制御誤差が発生しており、駆動条件毎に正確なモータパラメータを用いて制御することが望まれる。SRM の先行研究 [23][24][25][26][27] では、FEA や予備試験により取得した磁化特性や静トルク特性をルックアップテーブルに保存し、通電電流や回転子位置情報を基に固定子鎖交磁束や発生トルクを読み出すことで、非線形特性を考慮したトルク制御を実現している。しかし、この手法では諸特性の取得に時間がかかり、さらに膨大なデータを保存するための大容量メモリが必要となる。また、これらの複雑なデータをモータ毎に取得しなければならず、あらゆる SRM に対して普遍的に適用できる駆動システムを構築することは困難となる。

一方、従来交流モータのベクトル制御では、数学モデルを用いてオンラインでモータパラメータを推定する制御法が提案されている [39][40]。例えば、数学モデルを可調整モデルとし、制御する

モータを規範モデルとして両モデルの出力誤差がゼロとなるように可調整モデルを修正することで、モータパラメータを推定することが可能となる。また、制御誤差をゼロとなるようにコントローラをチューニングすることによっても、同様にモータパラメータを推定することができる。ここで、本研究で導出した SRM の数学モデルと従来交流モータの数学モデルの間に共通性があることを考えると、上述のようなモータの非線形性を考慮した制御を SRM においても同様に実現できると思われる。そこで、本章では複雑なデータを用いずに正確なトルク制御を実現することを目的として、導出した数学モデルを基に適応制御を用いたベクトル制御システムを構築する。

5.1.1 フィードバック制御の出力に基づいたモータパラメータ推定法

回転座標系における SRM において、定常時に非同期成分が完全に非干渉化されると仮定すると、(2.35) 式の右辺第 2 項、第 5 項、第 6 項はゼロとなるため、次式を得る。

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} + 2\omega \begin{bmatrix} 0 & -L_{dc} & 0 \\ L_{dc} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} + 2\omega \begin{bmatrix} 0 \\ K_E \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5.1)$$

ここで、図 5.1 に示す (4.2) 式、(4.4) 式、(5.1) 式に基づいた、フィードフォワード制御と PI コントローラを用いたフィードバック制御を併用した電流制御系を考える。このシステムのフィードバック制御は、回転座標系における電流の過渡変化時とフィードフォワード制御に起因する制御誤差発生時に動作する。すなわち、通電電流、回転子位置、モータ速度の情報を正確に検出できることを前提とすれば、定常時におけるフィードバック制御からの出力電圧指令値は、フィードフォワード制御に用いるモータパラメータのノミナル値とその実際値の間の差異に起因する。したがって、このフィードバック制御出力の情報に基づいて所望の電流が実現されるようにフィードフォワード制御器の修正を行うことで、結果としてモータパラメータの推定を実現することができる。以下に、固定子巻線抵抗 R 、自己インダクタンスの直流成分 L_{dc} 、自己インダクタンスの振幅 L_{ac} の推定方法を示していく。

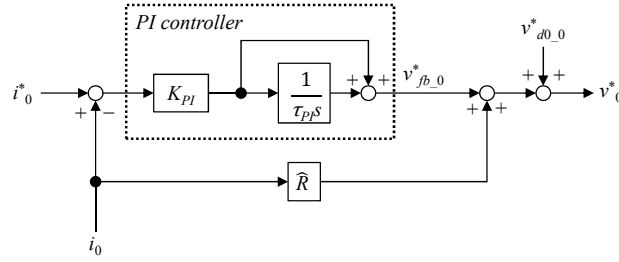
固定子巻線抵抗 R

図 5.1(a) に示すシステムにおいて、固定子巻線抵抗 R がノミナル値 \hat{R} と異なる場合、PI コントローラを用いたフィードバック制御は固定子巻線抵抗におけるパラメータ誤差の影響を補償するように動作する。定常時にフィードバック制御から出力される電圧指令値は、(5.1) 式の零相成分より次式で表される。

$$v_{fb,0}^* = (R - \hat{R})i_0 \quad (5.2)$$

(5.2) 式より、 $v_{fb,0}^* = 0$ となる時、固定子巻線抵抗においてノミナル値 \hat{R} と実際値 R が一致する。ここで、初期時間 t_0 から微小時間 Δt 経過後の固定子巻線抵抗の変化を考え、フィードバック制御からの出力電圧指令値 $v_{fb,0}^*$ に応じてパラメータを修正する場合、次式に示す演算を適用できる。

$$\frac{\hat{R}(t_0 + \Delta t) - \hat{R}(t_0)}{\Delta t} = K_R v_{fb,0}^*(t_0 + \Delta t) \quad (5.3)$$



(a) 零相電流制御系

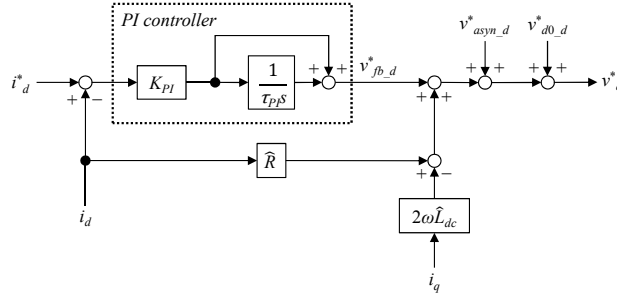
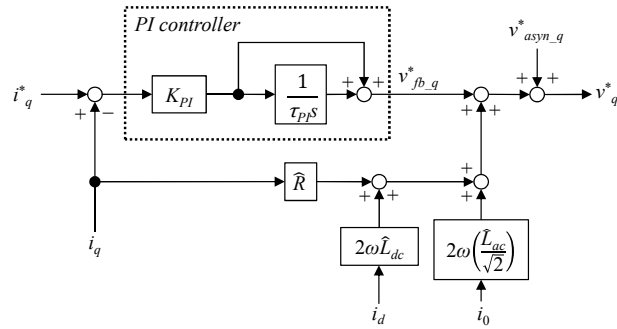
(b) d 軸電流制御系(c) q 軸電流制御系

図 5.1 フィードフォワード制御と PI コントローラを用いたフィードバック制御を併用した電流制御系

ただし, $\hat{R}(t_0)$: \hat{R} の初期値, K_R : 固定子巻線抵抗推定用の修正ゲインである。(5.3) 式を $\hat{R}(t_0 + \Delta t)$ について解くと, 次式を得る。

$$\hat{R}(t_0 + \Delta t) = K_R v_{fb-0}^*(t_0 + \Delta t) \Delta t + \hat{R}(t_0) \quad (5.4)$$

(5.4) 式より, 初期時間 t_0 から一定時間経過後の時間 t における固定子巻線抵抗は, 積分演算を用いて次式より推定することができる。

$$\hat{R}(t) = K_R \int_{t_0}^t v_{fb-0}^*(t) dt + \hat{R}(t_0) \quad (5.5)$$

(5.5) 式を用いることで, オフラインデータを用いることなく, 固定子巻線抵抗の正確な推定を実現できる。

自己インダクタンスの直流成分 L_{dc}

自己インダクタンスの直流成分 L_{dc} についても、固定子巻線抵抗の場合と同様に推定することができる。図 5.1(b) に示すシステムにおいて、固定子巻線抵抗 R と自己インダクタンスの直流成分 L_{dc} がそれぞれのノミナル値 \hat{R} と \hat{L}_{dc} と異なる場合、PI コントローラを用いたフィードバック制御はそれらのパラメータ誤差の影響を補償するように動作する。定常時にフィードバック制御から出力される電圧指令値は、(5.1) 式の d 軸成分より次式で表される。

$$v_{fb,d}^* = (R - \hat{R})i_d - 2\omega(L_{dc} - \hat{L}_{dc})i_q \quad (5.6)$$

(5.6) 式において、固定子巻線抵抗におけるパラメータ誤差を (5.5) 式による推定によって完全に補償できることを前提とすると、定常時におけるフィードバック制御の出力電圧指令値は次式で表される。

$$v_{fb,d}^* = -2\omega(L_{dc} - \hat{L}_{dc})i_q \quad (5.7)$$

(5.7) 式より、 $v_{fb,d}^* = 0$ となる時、自己インダクタンスの直流成分においてノミナル値 \hat{L}_{dc} と実際値 L_{dc} が一致する。ここで、初期時間 t_0 から微小時間 Δt 経過後の自己インダクタンスの直流成分の変化を考え、フィードバック制御からの出力電圧指令値 $v_{fb,d}^*$ に応じてパラメータを修正する場合、次式に示す演算を適用できる。

$$\frac{\hat{L}_{dc}(t_0 + \Delta t) - \hat{L}_{dc}(t_0)}{\Delta t} = -K_{Ldc}v_{fb,d}^*(t_0 + \Delta t) \quad (5.8)$$

ただし、 $\hat{L}_{dc}(t_0) : \hat{L}_{dc}$ の初期値、 K_{Ldc} : 自己インダクタンスの直流成分推定用の修正ゲインである。(5.8) 式を $\hat{L}_{dc}(t_0 + \Delta t)$ について解くと、次式を得る。

$$\hat{L}_{dc}(t_0 + \Delta t) = -K_{Ldc}v_{fb,d}^*(t_0 + \Delta t)\Delta t + \hat{L}_{dc}(t_0) \quad (5.9)$$

(5.9) 式より、初期時間 t_0 から一定時間経過後の時間 t における自己インダクタンスの直流成分は、積分演算を用いて次式より推定することができる。

$$\hat{L}_{dc}(t) = -K_{Ldc} \int_{t_0}^t v_{fb,d}^*(t)dt + \hat{L}_{dc}(t_0) \quad (5.10)$$

ここで、定常時にフィードバック制御から出力される電圧指令値を厳密に考えると、 $v_{fb,d}^*$ には (2.32) 式に示す非同期成分の非干渉化で発生する制御誤差を補償するための電圧指令値が含まれる。ただし、この指令値は交流値であり、(5.10) 式における積分演算でキャンセルされるため、(5.7) 式に示す電圧指令値を基に自己インダクタンスの直流成分の正確な推定を実現することができる。

自己インダクタンスの振幅 L_{ac}

図 5.1(c) に示すシステムにおいて、固定子巻線抵抗 R 、自己インダクタンスの直流成分 L_{dc} 、自己インダクタンスの振幅 L_{ac} がそれぞれのノミナル値 \hat{R} 、 \hat{L}_{dc} 、 \hat{L}_{ac} と異なる場合、PI コント

ローラを用いたフィードバック制御はそれらのパラメータ誤差を補償するように動作する。定常時にフィードバック制御から出力される電圧指令値は、(5.1) 式の q 軸成分より次式で表される。

$$v_{fb-q}^* = (R - \hat{R})i_q + 2\omega(L_{dc} - \hat{L}_{dc})i_d + 2\omega \left(\frac{L_{ac} - \hat{L}_{ac}}{\sqrt{2}} \right) i_0 \quad (5.11)$$

(5.11) 式において、固定子巻線抵抗と自己インダクタンスの直流成分におけるパラメータ誤差をそれぞれ (5.5) 式と (5.10) 式による推定によって完全に補償できることを前提とすると、定常時におけるフィードバック制御の出力電圧指令値は次式で表される。

$$v_{fb-q}^* = 2\omega \left(\frac{L_{ac} - \hat{L}_{ac}}{\sqrt{2}} \right) i_0 \quad (5.12)$$

(5.12) 式より、 $v_{fb-q}^* = 0$ となる時、自己インダクタンスの振幅においてノミナル値 \hat{L}_{ac} と実際値 L_{ac} が一致する。ここで、初期時間 t_0 から微小時間 Δt 経過後の自己インダクタンスの振幅の変化を考え、フィードバック制御からの出力電圧指令値 v_{fb-q}^* に応じてパラメータを修正する場合、次式に示す演算を適用できる。

$$\frac{\hat{L}_{ac}(t_0 + \Delta t) - \hat{L}_{ac}(t_0)}{\Delta t} = K_{Lac} v_{fb-q}^*(t_0 + \Delta t) \quad (5.13)$$

ただし、 $\hat{L}_{ac}(t_0) : \hat{L}_{ac}$ の初期値、 K_{Lac} : 自己インダクタンスの振幅推定用の修正ゲインである。(5.13) 式を $\hat{L}_{ac}(t_0 + \Delta t)$ について解くと、次式を得る。

$$\hat{L}_{ac}(t_0 + \Delta t) = K_{Lac} v_{fb-q}^*(t_0 + \Delta t) \Delta t + \hat{L}_{ac}(t_0) \quad (5.14)$$

(5.14) 式より、初期時間 t_0 から一定時間経過後の時間 t における自己インダクタンスの振幅は、積分演算を用いて次式より推定することができる。

$$\hat{L}_{ac}(t) = K_{Lac} \int_{t_0}^t v_{fb-q}^*(t) dt + \hat{L}_{ac}(t_0) \quad (5.15)$$

ここで、定常時にフィードバック制御から出力される電圧指令値を厳密に考えると、 v_{fb-q}^* においても (2.32) 式に示す非同期成分の非干渉化で発生する制御誤差を補償するための電圧指令値が含まれる。この指令値は、先述したように (5.15) 式における積分演算でキャンセルされるため、(5.12) 式に示す電圧指令値を基に自己インダクタンスの振幅の正確な推定を実現することができる。

5.1.2 適応制御を用いたベクトル制御システムの構成

先述したモータパラメータ推定による適応制御を用いた SRM のベクトル制御システムを図 5.2 に示す。電流制御系には、図 5.1 に示すシステムと同一のものを構築する。ただし、 d 軸電流は 0 A に制御する。フィードバック制御は回転座標系における電流の過渡変化時とフィードフォワード制御に起因する制御誤差発生時に動作する。定常時において、フィードバック制御からの出力電圧指令値がゼロとなるようにフィードフォワード制御に用いる各モータパラメータを (5.5) 式、

(5.10) 式, (5.15) 式に基づいて修正していくことで所望の励磁電流を通電し, 結果として正確なモータパラメータの推定を実現する。推定したモータパラメータは, (4.2) 式による回転座標系に同期しない成分の補償と (4.4) 式による d 軸と零相間の干渉成分の補償にも用いる。さらに, 推定した自己インダクタンスの振幅はベクトル制御部の零相電流 (磁束電流) 指令値の算出にも使用する。これにより, 磁気飽和の影響を考慮した仮想回転子磁束の制御が可能となり, その結果, 正確なトルク制御を実現できる。電流制御系のフィードバック制御用 PI コントローラは, 第4章で示した方法で設計を行う。

5.1.3 シミュレーション検証

適応制御を用いたベクトル制御の有効性をシミュレーション検証により確認する。ここでは, 自己インダクタンスの直流成分と2次空間高調波成分のみを考慮し, 磁気飽和の影響は無視する。供試モータは1 kW の三相 SRM とし, インバータではなく, 理想電圧源を使用する (シミュレーションの詳細は付録 D 参照)。電流制御系のカットオフ角周波数 ω_c は 4000 rad/s, モータ速度は 500 min^{-1} とし, モータパラメータ推定用の修正ゲインはそれぞれ $K_R = 2$, $K_{Ldc} = 0.02$, $K_{Lac} = 0.02$ と設定する。初期時間 t_0 における各モータパラメータのノミナル値を $\hat{R} = 1.2R$, $\hat{L}_{dc} = 1.2L_{dc}$, $\hat{L}_{ac} = 1.2L_{ac}$ と設定する。また, 仮想回転子磁束指令値は 58.63 mWb 一定とし, トルク指令値は 0.4 s において 2.5 Nm から 5 Nm にステップ状に変化させる。

図 5.3 に適応制御を用いたベクトル制御のシミュレーション結果を示す。この結果から, 各モータパラメータは時間の経過とともに修正され, 実際値に収束していることが分かる。さらに, 推定した自己インダクタンスの振幅に応じて零相電流指令値を調整することで仮想回転子磁束が正確に制御され, 結果として正確なトルク制御を実現できている。また, 0.4 s における過渡応答時においても各モータパラメータ推定は正確に動作している。このことから, 駆動開始時の 0 s におけるトルク応答ではオーバーシュートが生じるが, モータパラメータの推定が完了している 0.4 s では良好なトルク応答を実現できている。

5.1.4 実機検証

適応制御を用いたベクトル制御の有効性を実機検証により確認する。供試モータは, 8 / 12 の 1 kW 三相 SRM を用いる。制御プログラムは DSP に実装され, サンプリング周期を $62.5 \mu\text{s}$, キャリア周波数を 16 kHz に設定する。モータ速度は負荷モータで 500 min^{-1} 一定に制御し, インバータ電圧は 70 V に設定する (供試 SRM および実験システムの詳細は付録 A 参照)。電流制御系のカットオフ角周波数 ω_c は 4000 rad/s, モータパラメータ推定用の修正ゲインはそれぞれ $K_R = 2$, $K_{Ldc} = 0.02$, $K_{Lac} = 0.02$ と設定する。また, 仮想回転子磁束指令値 Φ_r^* を 58.63 mH 一定とし, トルク指令値は 1 Nm から 5 Nm まで変化させる。

モータパラメータの推定結果

適応制御を用いたベクトル制御における各モータパラメータの推定結果を図 5.4 に示す。まず固定子巻線抵抗 R の推定結果を見ると, トルク指令値の増加と共に \hat{R} が増加する傾向となってい

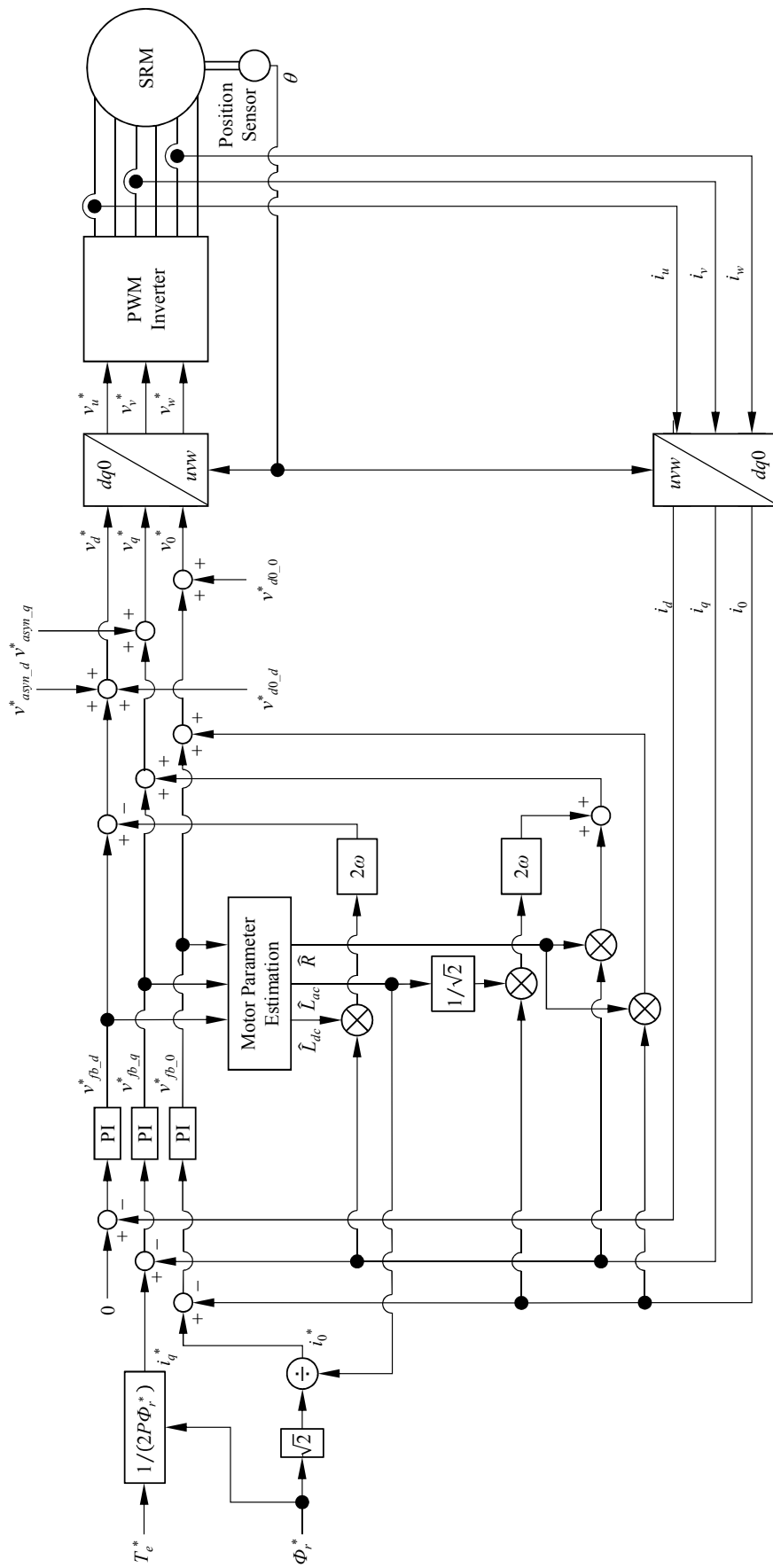


図 5.2 適応制御を用いたベクトル制御システム

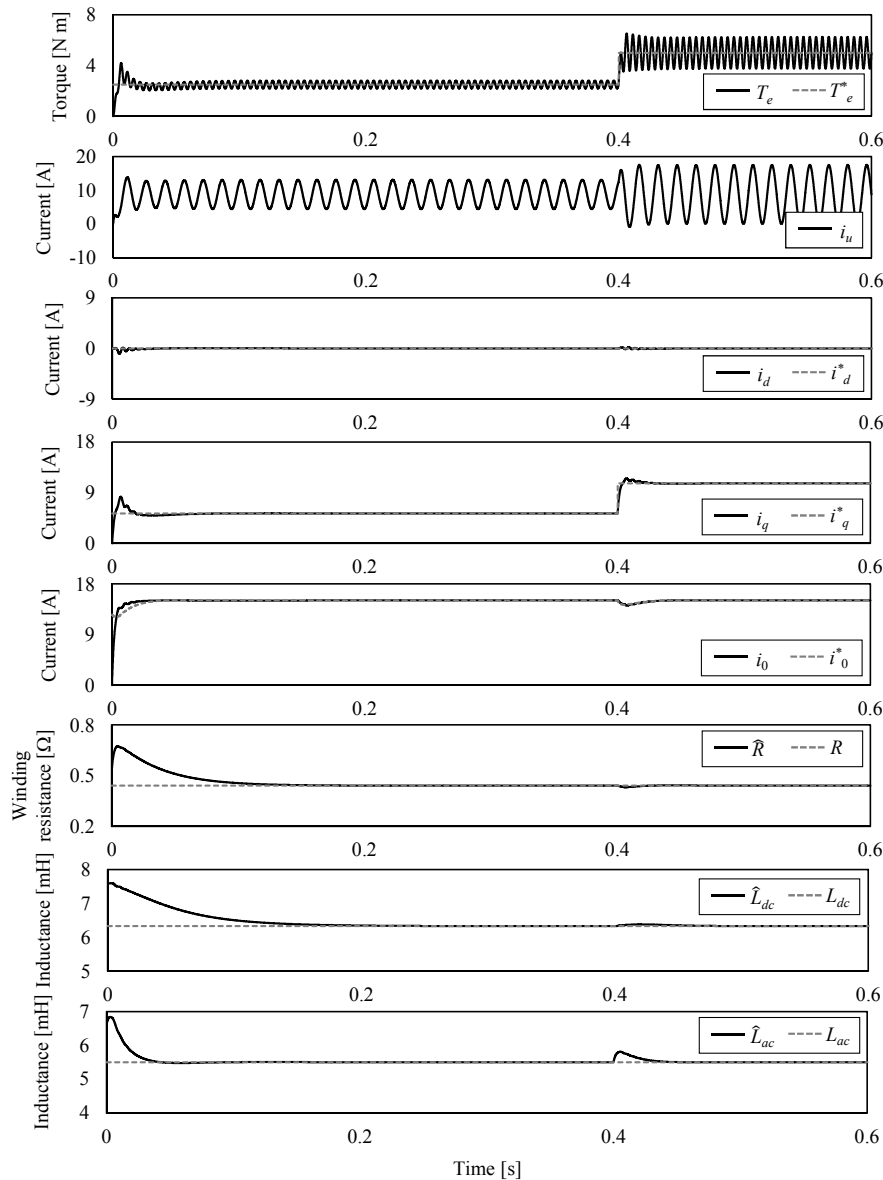


図 5.3 適応制御を用いたベクトル制御のシミュレーション結果

る。これは電流実効値の増加による銅損の増加が、固定子巻線における発熱量の増加を招き、巻線中の抵抗値を上昇させるためである。また、自己インダクタンスの直流成分と振幅の推定値 \hat{L}_{dc} , \hat{L}_{ac} はトルク指令値の増加に対して減少する傾向となっている。この結果から、通電電流の増加に伴う磁気飽和の影響を検出できていることが分かる。

制御精度

ベクトル制御において、一定のモータパラメータを用いた場合 ($\hat{R} = 0.44(\Omega)$, $\hat{L}_{dc} = 6.33(\text{mH})$, $\hat{L}_{ac} = 5.50(\text{mH})$) と適応制御を用いた場合のトルク制御精度を比較する。図 5.5 にトルク指令値に対する理想特性と実測トルク、さらに各運転条件における電流指令値の比較結果を示す。まず一定のモータパラメータを用いた場合、全運転条件においてトルクの制御誤差が発生している。これは零相電流の通電に伴う磁気飽和の影響により自己インダクタンスの振幅 L_{ac} がノミナル値 \hat{L}_{ac} に対して減少しており、所望の仮想回転子磁束が実現されていないためである。一方、適応制

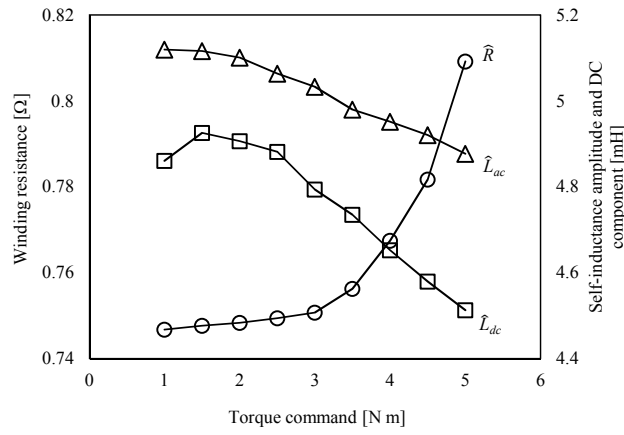


図 5.4 適応制御を用いたベクトル制御におけるモータパラメータ推定の実験結果

御を用いた場合は推定した自己インダクタンスの振幅に応じて零相電流指令値が調整され、正確なトルク制御が行われている。この結果から、自己インダクタンスの振幅 L_{ac} の正確な推定が確かに実現されていることが分かる。

高次空間高調波成分の影響

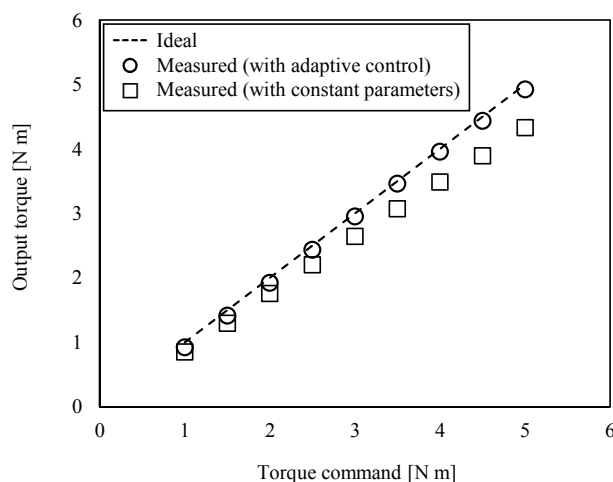
図 5.4 に示すモータパラメータの推定結果を見ると、自己インダクタンスの振幅 \hat{L}_{ac} が直流成分 \hat{L}_{dc} よりも大きい値となっている。これは、自己インダクタンスの 2 次空間高調波成分の分布において、負の値となる区間が存在することを意味する。自己インダクタンスの物理的意味を考えると、 \hat{L}_{dc} の値は \hat{L}_{ac} の値以上となるべきであり、これらの推定において誤差が生じていると思われる。ここで、実際のモータとの相違点を考えると、(5.10) 式と (5.15) 式によるモータパラメータの推定では、自己インダクタンスの高次空間高調波成分が考慮されていない。このことから、第 2 章で述べた高次空間高調波成分によって回転座標系に現れる磁気突極性の影響が、モータパラメータにおける推定誤差の原因となっていると考えられる。4 次空間高調波までを考慮した電圧方程式である (2.59) 式において、定常時における d 軸成分の固定子電圧は次式で表される。

$$v_d = Ri_d - 2\omega L_{dc} \left(1 - \frac{l_4}{2}\right) i_q \quad (5.16)$$

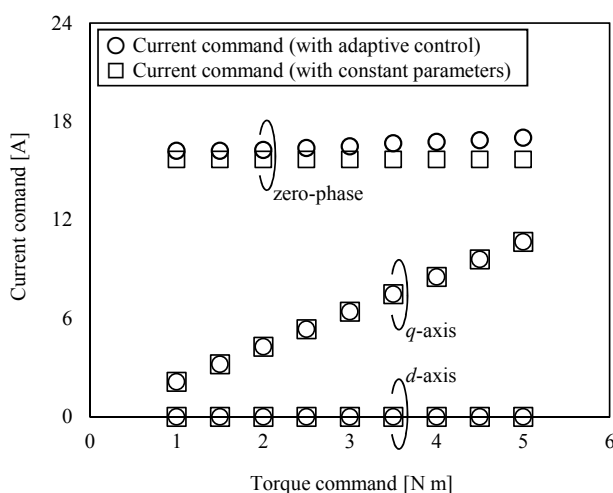
(5.16) 式から明らかなように、 d 軸成分においては 4 次空間高調波成分の影響が自己インダクタンスの直流成分を減少させるように作用するため、(5.10) 式を用いて d 軸電圧指令値から推定した \hat{L}_{dc} は実際値に対して小さい値となる。次に、(2.59) 式において、 q 軸成分の固定子電圧は次式で表される。

$$v_q = Ri_q + 2\omega \left\{ L_{dc} \left(1 + \frac{l_4}{2}\right) i_d + \frac{L_{ac}}{\sqrt{2}} i_0 \right\} \quad (5.17)$$

(5.17) 式より、高次空間高調波の影響は自己インダクタンスの振幅には現れておらず、 d 軸電流をゼロとする条件の下では、(5.15) 式によって \hat{L}_{ac} を正確に推定できることが分かる (図 5.5 の結果において、正確なトルク制御を実現できていることから、 \hat{L}_{ac} が正確であることは明らかである)。以上のことから、高次空間高調波成分を有する SRM に対して先述したモータパラメータ



(a) 理想特性と実測トルク



(b) 回転座標系における電流指令値

図 5.5 適応制御を用いたベクトル制御のトルク制御精度の実験結果

の推定を適用する場合，自己インダクタンスの直流成分における推定誤差に対して注意を払う必要がある。

5.2 位置・速度センサレスベクトル制御

ユニポーラ駆動が適用される SRM では汎用インバータを使用できないため，図 4.2 に示す非対称 H ブリッジインバータ等の特殊な駆動回路を用いる。また，その駆動原理から SRM の力率は他のタイプのモータに比べて低いため，モータ容量に対してインバータ容量が大きくなる傾向がある。さらに，回転子位置に応じた制御を行うことから，位置センサを付加することも必要となるため，SRM 単体の製造コストは安価であるにもかかわらず，システム全体としては高価となる。この問題に対して，補助巻線 [41] あるいは永久磁石 [42] を SRM に付加することで力率を改善し，インバータの低容量化を実現することはできるが，モータの製造コストが増加してしまう。一方で，位置センサについては制御技術によりセンサレス化が可能であり，システム全体の低価

格化を実現できる。さらに、位置・速度センサレス制御は駆動システムの小型化や信頼性の向上にもつながるため、SRM を含む交流モータにおいて積極的に検討が行われている。

従来交流モータでは誘起電圧 [43][44][45] や磁気突極性 [46] に基づく位置・速度センサレス制御が提案され、前者の手法は多くのメーカーによって製品化されている。ここで、本論文で導出した数学モデルと従来交流モータの数学モデルの間に共通性があることを考えると、上述のような位置・速度センサレス制御を SRM においても同様に実現できると思われる。そこで、本章では文献 [45] で提案されている回転座標系の数学モデルを基にした回転子位置推定法を SRM のベクトル制御に同様に適用し、位置・速度センサレスベクトル制御システムを構築する。

5.2.1 フィードバック制御の出力に基づいた回転子位置・モータ速度推定法

図 5.1 に示す電流制御系では、先述したように回転座標系における電流の過渡変化時とフィードフォワード制御に起因する制御誤差発生時にフィードバック制御が動作する。すなわち、フィードフォワード制御に用いるモータパラメータのノミナル値が実際値と等しく、電流やモータ速度における制御誤差が十分に小さいことを前提とすれば、定常時におけるフィードバック制御からの出力電圧指令値は、制御に用いる回転子位置情報のずれに起因する。したがって、このフィードバック制御出力の情報に基づいて回転子位置を修正することで、結果として位置・速度センサを用いずに駆動を行うことができる。

図 5.1 に示す d 軸と q 軸の電流制御系から、フィードフォワード制御により生成される電圧指令値は次式で表される。

$$v_{ff-d}^* = \hat{R}i_d - 2\hat{\omega}\hat{L}_{dc}i_q \quad (5.18)$$

$$v_{ff-q}^* = \hat{R}i_q + 2\hat{\omega}\hat{L}_{dc}i_d + 2\hat{\omega}\left(\frac{\hat{L}_{ac}}{\sqrt{2}}\right)i_0 \quad (5.19)$$

定常時かつ (2.32) 式に示す回転座標系に同期しない成分を無視できる場合、推定した回転座標系における電圧方程式の d 軸および q 軸成分は次式で表される。

$$v_d = Ri_d - 2\omega L_{dc}i_q - 2\omega\left(\frac{L_{ac}}{\sqrt{2}}\right)i_0 \sin \Delta\theta \quad (5.20)$$

$$v_q = Ri_q + 2\omega L_{dc}i_d + 2\omega\left(\frac{L_{ac}}{\sqrt{2}}\right)i_0 \cos \Delta\theta \quad (5.21)$$

ただし、

$$\Delta\theta = \theta - \hat{\theta} \quad (5.22)$$

である。 $\hat{R} = R$, $\hat{L}_{dc} = L_{dc}$, $\hat{L}_{ac} = L_{ac}$, $\hat{L}_{dc} = L_{dc}$ とすれば、(5.18) 式と (5.20) 式の関係から d 軸のフィードバック制御により生成される電圧指令値は次式で表される。

$$v_{fb-d}^* = -2\omega\left(\frac{L_{ac}}{\sqrt{2}}\right)i_0 \sin \Delta\theta \quad (5.23)$$

回転子位置誤差が小さいと仮定すれば、(5.23) 式は次式に書き改められる。

$$v_{fb-d}^* \approx -2\omega \left(\frac{L_{ac}}{\sqrt{2}} \right) i_0 \Delta\theta \quad (5.24)$$

(5.24) 式より、 $v_{fb-d}^* = 0$ となるとき、回転子位置において推定値 $\hat{\theta}$ と実際値 θ が一致する。ここで、回転子位置のずれがモータ速度の推定誤差に起因すると考えれば、次式よりモータ速度を推定できる。

$$\hat{\omega} = K_{\omega} \left(1 + \frac{1}{s} \right) \left\{ -\frac{v_{fb-d}^*}{2\omega \left(\frac{L_{ac}}{\sqrt{2}} \right) i_0} \right\} \quad (5.25)$$

ただし、 K_{ω} ：モータ速度推定用 PI コントローラの比例ゲインである。また、回転子位置は次式より推定できる。

$$\hat{\theta} = \frac{1}{s} \hat{\omega} \quad (5.26)$$

5.2.2 位置・速度センサレスベクトル制御システムの構成

先述した回転子位置・モータ速度推定を用いた SRM の位置・速度センサレスベクトル制御システムを図 5.6 に示す。電流制御系には、図 5.1 に示すシステムと同一のものを構築する。ただし、 d 軸電流は 0 A に制御する。このシステムでは d 軸電流制御系のフィードバック制御により生成される電圧指令値がゼロとなるように、PI コントローラでモータ速度の推定値を修正し、さらに算出したモータ速度を積分することで回転子位置を推定する。モータ速度の推定では、フィードバック制御により生成される電圧指令値に含まれるノイズを、LPF を用いて除去している。また、回転子位置・モータ速度推定部には除算が含まれており、零割を避ける目的で下限リミッタを設けている（0 より大きい下限値に設定）を設けている。推定した回転子位置とモータ速度は、(4.2) 式による回転座標系に同期しない成分の補償にも用いる。電流制御系のフィードバック制御用 PI コントローラは、第 4 章で示した方法で設計を行う。

5.2.3 実機検証

SRM の位置・速度センサレス制御システムの有効性を実機検証により確認する。供試モータは、8 / 12 の 1 kW 三相 SRM を用いる。制御プログラムは DSP に実装され、サンプリング周期を $62.5\mu\text{s}$ 、キャリア周波数を 16 kHz に設定する。インバータ電圧は 70 V に設定する（供試 SRM および実験システムの詳細は付録 A 参照）。また、電流制御系のカットオフ角周波数 ω_c は 4000 rad/s、モータ速度推定用 PI コントローラの比例ゲインと LPF のカットオフ角周波数はそれぞれ $K_{\omega} = 150$ 、 $\omega_{LPF} = 100\pi$ に設定する。仮想回転子磁束指令値 Φ_r^* は 58.63 mH 一定とし、無負荷状態で検証を行う。

位置・速度センサレスベクトル制御の実験結果を図 5.7 に示す。ここでは、モータ速度の指令値を 750 min^{-1} に設定している。この結果より、回転子位置およびモータ速度が正確に推定され、

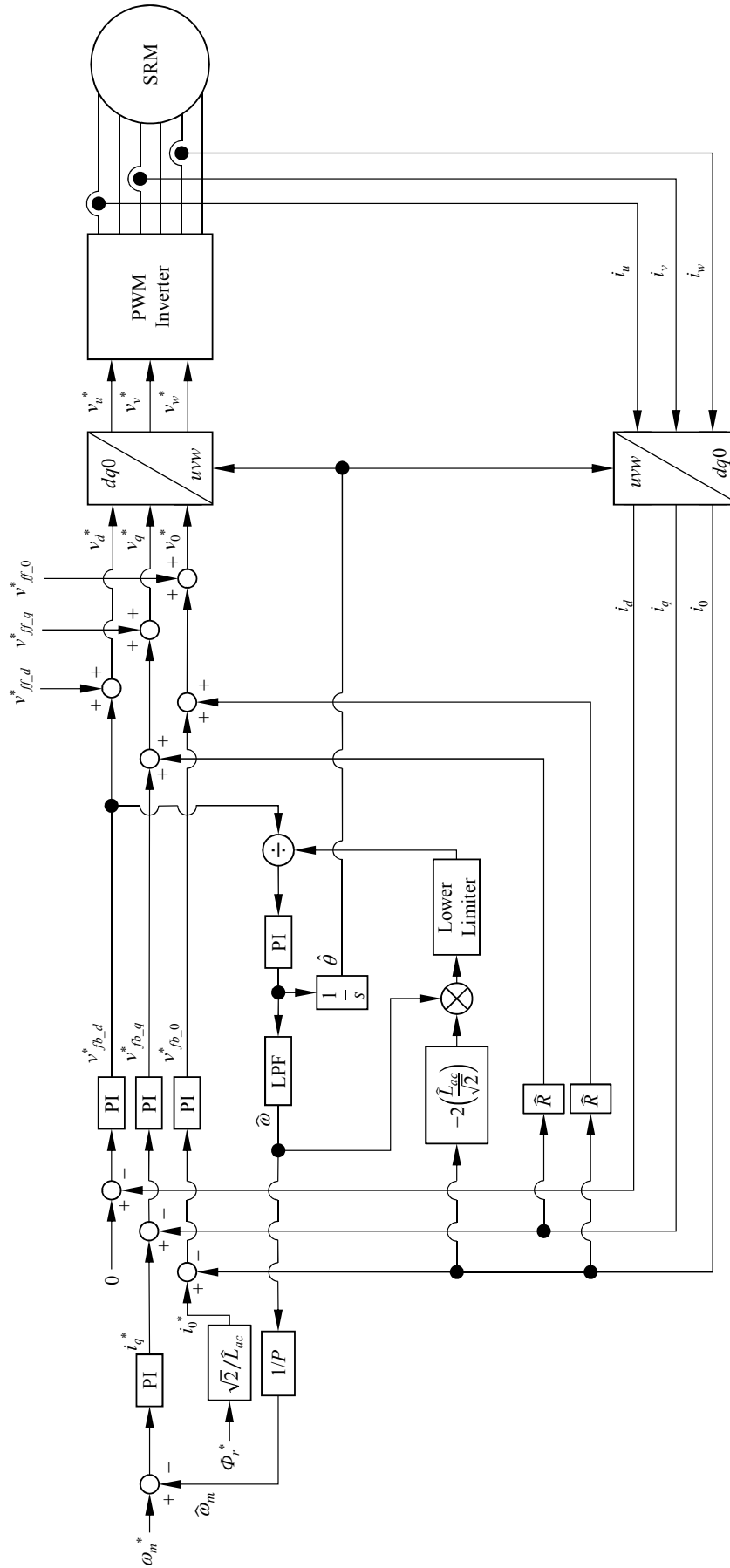


図 5.6 位置・速度センサレスベクトル制御システム

位置センサを用いずにベクトル制御を実現できることが分かる。ただし、文献 [46] で述べられているように、上述の位置・速度推定法は定常時における数学モデルに基づいており、回転座標系における電流の過渡的な変化を無視しているため、負荷トルクの急激な変化に対して安定な動作を実現することは困難である。

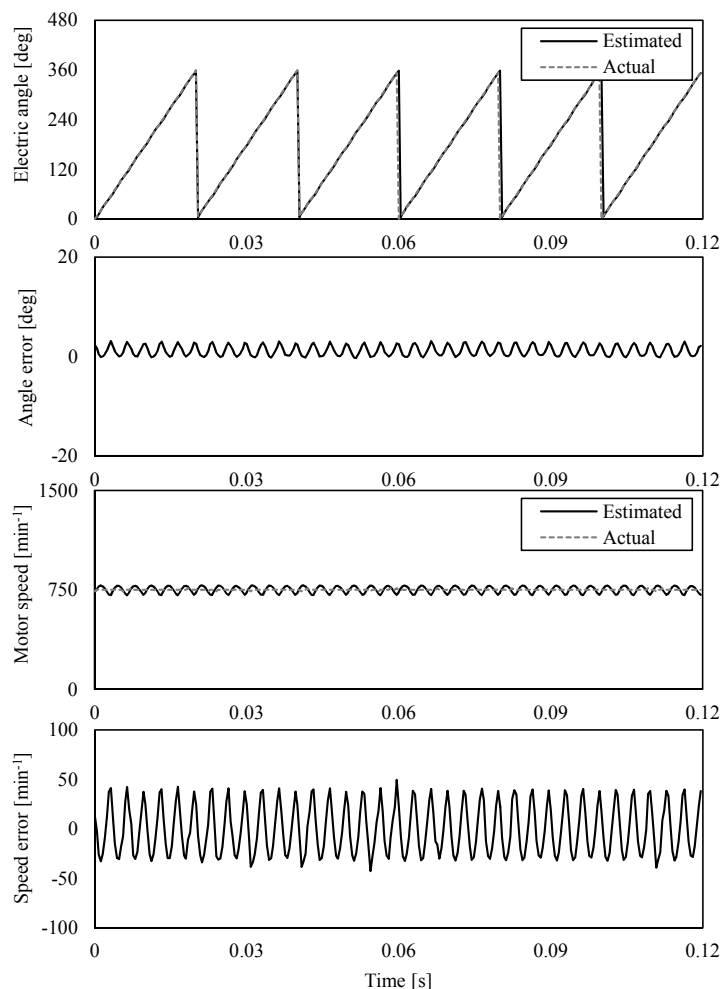


図 5.7 位置・速度センサレスベクトル制御の実験結果

5.3 まとめ

本章では第2章から第4章で示した内容に基づき、数学モデルや制御則における従来交流モータとの共通性に着目することで、高度な制御技術をSRMにおいても同様に実現できるということについて述べ、以下の項目を示した。

- 数学モデルに基づき、フィードフォワード制御とPIコントローラを用いたフィードバック制御を併用して電流制御系を構築する場合、通電電流、回転子位置、モータ速度を正確に検出できることを前提とすれば、フィードバック制御はモータパラメータ誤差に起因する電圧指令値を生成することを示した。また、このフィードバック制御からの出力に基づいてフィードフォワード制御を修正することで、正確なモータパラメータの推定を実現でき、

さらに推定したモータパラメータをベクトル制御部にも用いることで正確なトルク制御を実現できることを明らかにした。

- 適応制御の場合と同様の電流制御系を構築した場合，制御に用いるモータパラメータのノミナル値が正確であり，電流の制御誤差や推定したモータ速度の誤差が小さいと仮定すれば，フィードバック制御は回転子位置の誤差に起因する電圧指令値を生成することを示した。また，このフィードバック制御からの出力に基づいて回転子位置を修正することで，位置・速度センサレスベクトル制御を実現できることを示した。

第 6 章

結論と課題

6.1 結論

SRM は構造的特徴を多く有し、高効率モータの候補の一つとして着目されているが、モデリングが不十分であることから産業用途において広く普及するには至っていなかった。SRM の明瞭な数学モデルや制御則が導出されておらず、諸特性が不明瞭であったことから、新規に設計されたモータの性能評価やコントローラの設計は試行錯誤的に行われ、多くの手間と時間を要していた。そこで、本研究ではユニポーラ駆動時の SRM に適用可能な新しいモデリング法を提案し、導出した数学モデルを基に明瞭かつ高性能なベクトル制御を実現した。以下に、本論文の各章で得られた研究成果をまとめる。

第 2 章：SRM の新しいモデリング法の提案

本章では SRM のモデリング法について述べ、以下の項目を示した。

- ユニポーラ駆動時の SRM におけるトルク発生原理を従来交流モータと同様に（仮想）回転子磁束と固定子回転磁界の相互作用に基づいて説明した。
- 仮想回転子磁束の回転に同期した座標変換を行い、ユニポーラ駆動時に適用できる SRM の新しい数学モデルを導出した。
- 導出した SRM の数学モデルと従来交流モータの数学モデルの比較を行い、その共通点と相違点を示した。共通点として、回転座標系の電圧方程式とトルク式において従来交流モータのものと同様の数学モデルを見出すことができることについて述べ、さらに SRM 特有の現象として位置依存性をもつ外乱の影響が、通電電流と発生トルクに現れることを明らかにした。
- ユニポーラ駆動とバイポーラ駆動の理論比較を行い、それぞれの長所と欠点を明らかにした。バイポーラ駆動時に比べて、ユニポーラ駆動時は数学モデルが複雑になるが、高いトルク／電流比を得られることを示した。
- 自己インダクタンス分布の 4 次空間高調波成分までを考慮してモデリングを行い、高次空間高調波成分の影響を明らかにした。

第 3 章：ユニポーラ駆動時の SRM に適用可能なベクトル制御系の構築とその応用

本章ではユニポーラ駆動時の SRM に適用可能なベクトルとその応用について述べ、以下の項目を示した。

- 第 2 章で示した数学モデルを基にトルク制御則を導出し、ユニポーラ駆動時の SRM に適用可能なベクトル制御システムを構築した。また、その有効性を実機検証により確認し、非磁気飽和時には良好なトルク制御精度を実現でき、さらに高速な過渡応答特性を得られることを明らかにした。
- ベクトル制御の応用として、線形トルク-電流制御、最大トルク／電流制御の実現方法を示した。また、SRM の駆動システムを考慮し、ベクトル制御時にユニポーラ駆動を実現するための条件を示した。これらの制御則の有効性は、シミュレーションおよび実機検証により確認した。
- ベクトル制御時において、電流ベクトル長を調整することでトルク脈動を抑制でき、電流位相角を最適化することでトルク／電流比を向上できることを示した。また、電流ベクトル長と電流位相角の両方を同時に最適化することで、高いトルク／電流比を実現しつつトルク脈動を抑制できることを明らかにした。さらに、トルク脈動抑制制御時における高次空間高調波成分の影響とその対策について示した。

第 4 章：SRM のベクトル制御に適用可能な電流制御系の構築

本章では第 3 章で構築したベクトル制御に適用可能な電流制御系について述べ、以下の項目を示した。

- HC 方式を用いた CCS による電流制御系は設計が容易であり、モータの非線形特性に対して高い安定性を実現できるが、ランダムスイッチングによる振動騒音の発生や過大電圧の印加による電流脈動の発生が問題となり、さらにベクトル制御に適用した場合は、電源電圧の飽和に伴うトルク・電流の制御誤差が発生することを示した。
- 第 2 章で導出した数学モデルを基に、PWM 方式を用いた CVS によるベクトル制御システムを構築する方法を示した。この手法では、キャリア周波数の設定によりスイッチング周波数を一定にすることができ、さらに電源電圧が飽和する駆動条件であっても所望のトルクを得られることを明らかにした。
- PWM 方式を用いた CVS ベクトル制御（提案法）と HC 方式を用いた CCS による従来ユニポーラ駆動（従来法）の性能比較を行い、各駆動法の利点と欠点を示した。可変速駆動時において、提案法は制御パラメータの調整が不要であり、さらに従来法に比べて振動騒音レベルが低くなることを明らかにした。また、提案法では低速駆動時におけるモータ効率を改善する必要があるが、高速駆動時は従来法とほぼ同一のモータ効率を得られることを確認した。

第 5 章 : SRM のベクトル制御の高性能制御事例

本章では第 2 章から第 4 章で示した内容に基づき、数学モデルや制御則における従来交流モータとの共通性に着目することで、高度な制御技術を SRM においても同様に実現できるということについて述べ、以下の項目を示した。

- 数学モデルに基づき、フィードフォワード制御と PI コントローラを用いたフィードバック制御を併用して電流制御系を構築する場合、通電電流、回転子位置、モータ速度を正確に検出できることを前提とすれば、フィードバック制御はモータパラメータ誤差に起因する電圧指令値を生成することを示した。また、このフィードバック制御からの出力に基づいてフィードフォワード制御を修正することで、正確なモータパラメータの推定を実現でき、さらに推定したモータパラメータをベクトル制御部にも用いることで正確なトルク制御を実現できることを明らかにした。
- 適応制御の場合と同様の電流制御系を構築した場合、制御に用いるモータパラメータのノミナル値が正確であり、電流の制御誤差や推定したモータ速度の誤差が小さいと仮定すれば、フィードバック制御は回転子位置の誤差に起因する電圧指令値を生成することを示した。また、このフィードバック制御からの出力に基づいて回転子位置を修正することで、位置・速度センサレスベクトル制御を実現できることを示した。

上述のように、本論文では第 2 章で導出した数学モデルを基に第 3 章でベクトル制御則、第 4 章で電流制御系が構築され、最後に第 5 章で数学モデルにおける従来交流モータとの共通点から適応制御や位置・速度センサレス制御といった高性能制御を SRM でも同様に実現できることを示した。本研究では従来交流モータと同じ発想でモデリング・制御を検討している点が特徴的であり、ユニポーラ駆動時の SRM に適用可能な明瞭かつ実用的な数学モデルを導出できたという点が最も重要な成果である。これにより、基本特性が不明瞭で駆動しにくいとされてきた SRM を扱いやすいモータとすることができ、従来交流モータと同様に数学モデルに基づいた高精度解析・新構造設計・高性能制御を実現できると考えている。これは SRM の普及拡大に貢献するものであり、本論文で示した研究成果により、近い将来モータ分野における劇的な省エネルギー化が達成されること願う。

6.2 課題

本研究では、従来交流モータで構築されるモデリング・制御則をユニポーラ駆動時の SRM にも同様に適用することを可能にした。この技術の実用性を高め、それを基に SRM の更なる高性能化を達成していくため、今後は以下に示す項目を検討していく必要がある。

- 磁気飽和の影響を考慮したモデリング、および 4 次よりも大きい次数の空間高調波成分が存在する場合のモデリング
- 磁気飽和の影響を考慮したトルク脈動抑制制御の実現
- PWM 方式を用いた CVS ベクトル制御の過変調駆動時における操作量飽和の対策

- ベクトル制御の低速駆動時におけるモータ効率の改善
- PWM 方式を用いた CVS ベクトル制御の高速運転時における振動騒音の低減
- 数式モデルに基づく最適構造設計や解析技術の確立

謝辞

本博士論文は、筆者が芝浦工業大学大学院 理工学研究科 機能制御システム専攻博士後期課程在学中に M&E エネルギー変換研究室において行った研究をまとめたものです。まず初めに、卒業研究から 6 年間に渡ってご指導を賜りました本学 赤津観准教授に心より御礼申し上げます。また、本博士論文の審査員を務めて頂きました本学 高見弘教授，藤田吾郎教授，伊藤和寿教授，ならびに千葉大学 近藤圭一郎准教授に深く感謝申し上げます。

M&E エネルギー変換研究室の皆様，卒業生の方々には公私において御世話になり，大変感謝しております。特に，研究室の運営においてご協力頂いた土方大樹さん，アメリカ留学中にサポートをして頂いた相曽浩平さん，ならびに田辺遼さん，そして事務関連でご支援を頂いた研究室秘書の相川早苗さんに感謝の意を表します。

最後に，博士課程までの長きに渡ってご支援頂いた家族に深く感謝申し上げます。

Acknowledgment

I greatly appreciate Professor Robert D. Lorenz for his help during my stay at Wisconsin Electric Machines and Power Electronics Consortium (WEMPEC), 2014. And, my greatest appreciation also goes to WEMPEC members.

I owe my deepest gratitude to my partner, Hidayah. This Ph.D. thesis would not been possible without her help and encouragement. Thank you so much for everything you did for me.

付録 A

実験機器

A.1 供試 SRM の仕様

本論文で使用した供試 SRM を図 A.1 に示す。また，その仕様を表 A.1 に示す。

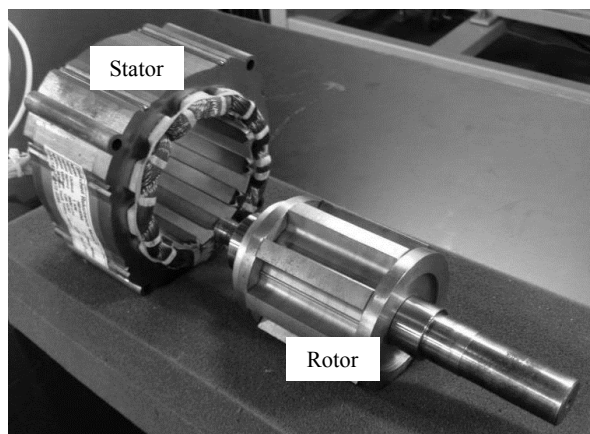


図 A.1 供試 SRM の外観

表 A.1 供試 SRM の仕様

Rated output power	1.0 [kW]
Rated current (RMS value)	10 [A]
Rated voltage (peak value)	120 [V]
Rated speed	2400 min ⁻¹
Winding resistance	0.44 [Ω /phase]
Rotor outer diameter	83 [mm]
Stator outer diameter	136 [mm]
Air-gap length	0.3 [mm]
Stack length	70 [mm]

A.2 供試 SRM の諸特性

供試 SRM の回転子位置毎における磁化特性を図 A.2 に示す。

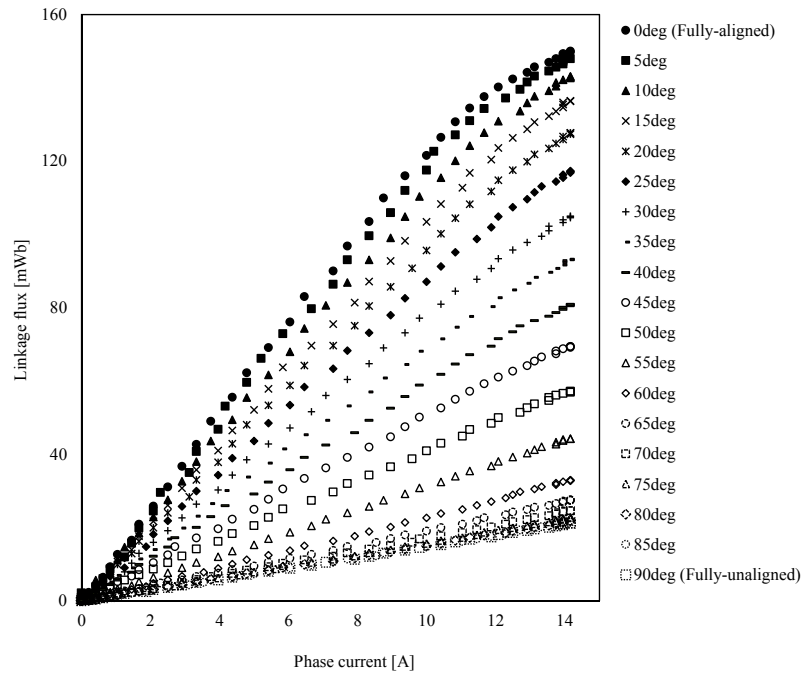


図 A.2 供試 SRM の磁化特性

図 A.2 に示す磁化特性より取得した供試 SRM の自己インダクタンス分布（非磁気飽和時）を図 A.3 に示す。また、同図に自己インダクタンスの分布を直流成分（5.58 mH）と 2 次空間高調波成分（5.44 mH）で描いたものを示す。

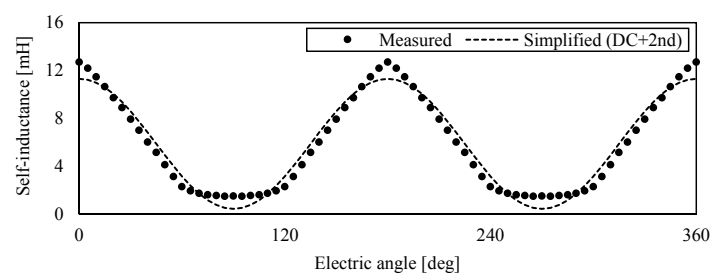


図 A.3 供試 SRM の自己インダクタンス分布

図 A.4 は、供試 SRM におけるシングルパルス電圧印加時の実測振動加速度の FFT 結果である（振動加速度の測定機器および測定条件については後に示す）。本論文では、この結果において、大きい振動加速度のスペクトラムが観測される周波数を供試 SRM のモータ固有振動数として扱う [47]。

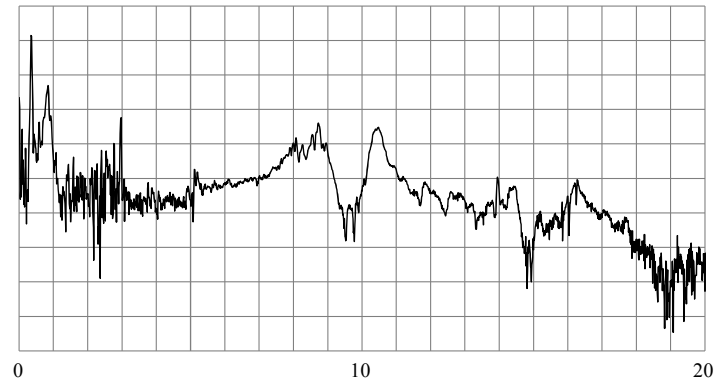


図 A.4 供試 SRM におけるシングルパルス電圧印加時の実測振動加速度の FFT 結果（横軸：1 kHz/div, 縦軸：10 dB/div）

A.3 実験システムの仕様

実機検証で使用した実験システムの構成（インバータ使用時）を図 A.5、その外観を図 A.6、各装置の諸元を表 A.2 に示す。また、駆動回路の構成を図 A.7 に示す。

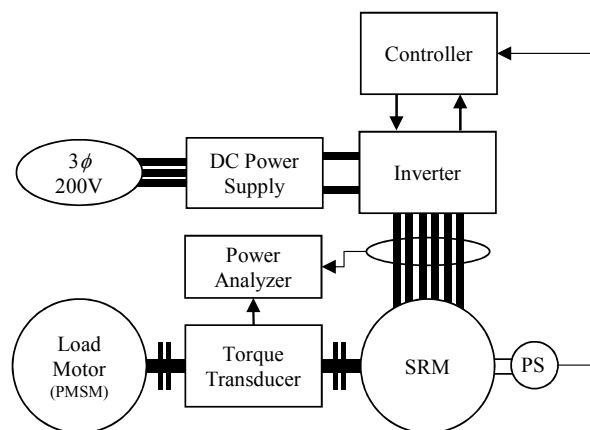
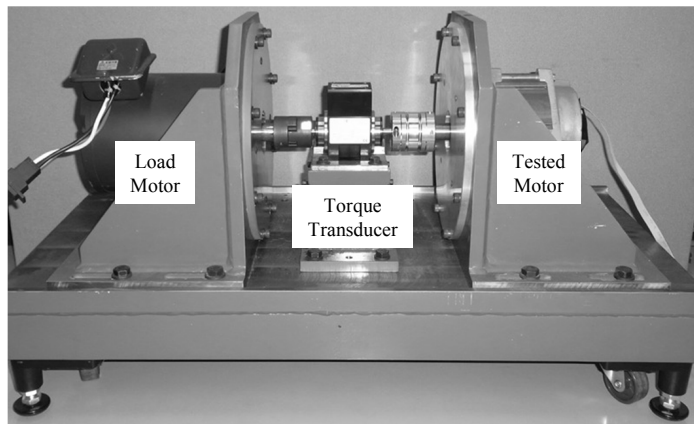


図 A.5 実験システムの構成（インバータ使用時）

A.4 振動騒音測定機器の仕様

実機検証で使用した振動騒音測定用機器を図 A.8 に示し、各装置の諸元を表 A.3 に示す。また、振動騒音測定時の条件を図 A.9 に示す。加速度センサは、V 相の固定子極上に取り付けている。



(a) モータテストベンチ

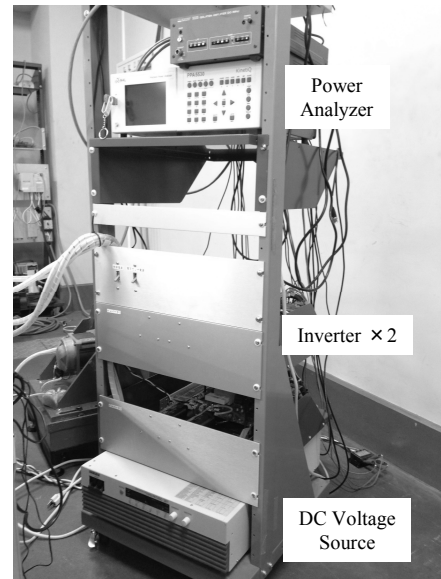
(b) パラアナライザ，インバータ，
直流電源

図 A.6 実験システムの外観

表 A.2 実験システムの仕様

Name	Model Number (Manufacturer)	Specification	
Torque transducer	TM307(Magtrol)	Max. Torque	10Nm
		Max. speed	20000 min ⁻¹
Power analyzer	PPA5530 (N4L)	Frequency range	DC, 10 mHz~2 Mhz
		Voltage range	300 mVpk~3 kVpk (1 kVrms)
		Current range	3 mApk~30 Apk (10 Arms)
Controller	MWPE3-C6713A(Myway Plus) MWPE3-PEV(Myway Plus)	DSP	TMS320C6713
		Clock frequency	225MHz
		A/D input	12bit/8ch/2μs
Hysteresis control board (FPGA board) 3.1.2 項と 4.4.2 項で使用	MWPE3-HYS (Myway Plus)	A/D input	14bit/8ch/280ns
Inverter ※構成は図 A.7 を参照	MWINV-9R122B (Myway Plus)	IPM	PM75RSD060
		Rated capacity	9.1kVA (200V)
		Rated current	26.27Arms
Precision power amplifier 3.2.4 項で使用	4520A (NF)	Frequency range	DC~20kHz
		Rated current	DC : ± 15.0A AC : 16.7Arms
		Rated voltage	DC : ± 170V AC : 120Vrms
Position sensor (Incremental encoder)	HEDS-6540 (AVAGO TECHNOLOGIES)	Resolution	4096pulse/rev

表 A.3 振動騒音測定装置の仕様

Name	Model Number (Manufacturer)	Specification	
FFT analyzer	AD-3661 (A&D)	Frequency range	40 kHz
		A/D input	24 bit
Acceleration pick-up	NP-3414 (ONO SOKKI)	Frequency range	5Hz~8kHz
		Resonant frequency	40kHz
Microphone	4152N (ACO)	Frequency range	20Hz~20kHz

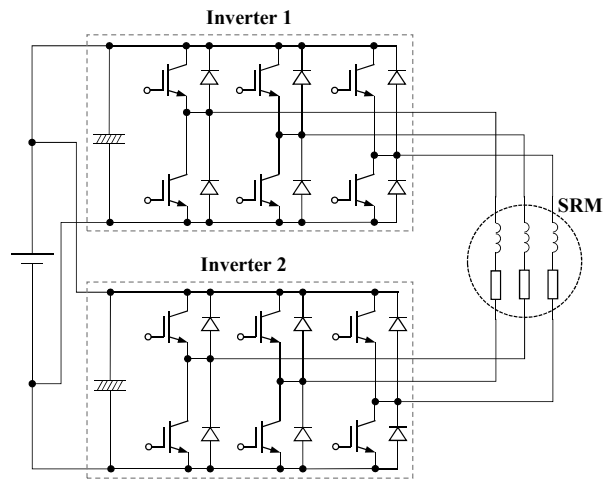


図 A.7 駆動回路の構成



(a) 加速度センサ



(b) マイクロホン

図 A.8 振動騒音測定機器

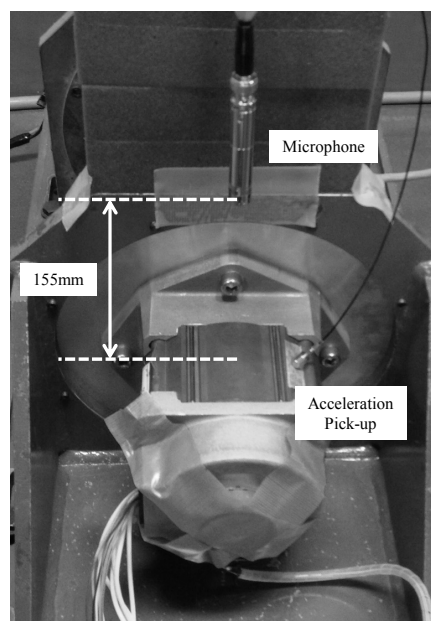


図 A.9 振動騒音測定条件

付録 B

瞬時最大トルク／電流制御時の最適電流位相角

C 言語プログラムを用いて算出した瞬時最大トルク／電流制御を実現する回転子位置毎の最適電流位相角 β , γ を表 B.1 に示す。ただし，自己インダクタンスの 2 次空間高調波のみを考慮した場合の最適電流位相角を示している。また，60 deg～360deg までの区間における最適電流位相角は，表 B.1 に示す値の繰り返しである。

表 B.1 瞬時最大トルク／電流制御を実現する最適電流位相角

Electric angle [deg]	β [deg]	γ [deg]
0	30	55
2	26	55
4	22	55
6	18	55
8	14	55
10	10	55
12	6	55
14	2	55
16	-2	55
18	-6	55
20	-10	55
22	-14	55
24	-18	55
26	-22	55
28	-26	55
30	-30	55
32	-34	55
34	-38	55
36	-42	55
38	-46	55
40	-50	55
42	-54	55
44	-58	55
46	58	55
48	54	55
50	50	55
52	46	55
54	42	55
56	38	55
58	34	55

付録 C

従来ユニポーラ駆動の最適制御パラメータ

従来ユニポーラ駆動では点弧角 θ_{on} ，消弧角 θ_{off} ，電流レベル I_c^* を設定する必要があるが，これらの制御パラメータをトルク／電流比やモータ効率が最大化されるように設定するための制御則は導出されていない。そこで，本論文では付録 A に示す供試 SRM に対して，ピーク電流 30 A，最大電流実効値 12 A の条件を与え，所望のトルクが発生する制御パラメータの組み合わせを試行錯誤的に見つけ出し，最大モータ効率となる条件を確認する。

点弧角と消弧角の組み合わせに対するモータ効率を運転条件毎に図 C.1 に示し，モータ効率が最大となる制御パラメータの組み合わせを表 C.1 に示す。ただし，点弧角，消弧角ともに 10 deg 刻みで変更している。

表 C.1 従来ユニポーラ駆動における最適制御パラメータ

Drive condition	Turn-on angle θ_{on} [deg]	Turn-off angle θ_{off} [deg]	Current level I_c^* [A]
4 Nm, 300 min ⁻¹	40	70	21.89
4 Nm, 600 min ⁻¹	30	70	17.88
4 Nm, 900 min ⁻¹	20	70	15.75
4 Nm, 1200 min ⁻¹	20	60	18.36
4 Nm, 1500 min ⁻¹	20	70	17.46
4 Nm, 1800 min ⁻¹	10	60	17.02
4 Nm, 2100 min ⁻¹	0	60	18.7
4 Nm, 2400 min ⁻¹	0	60	20.36

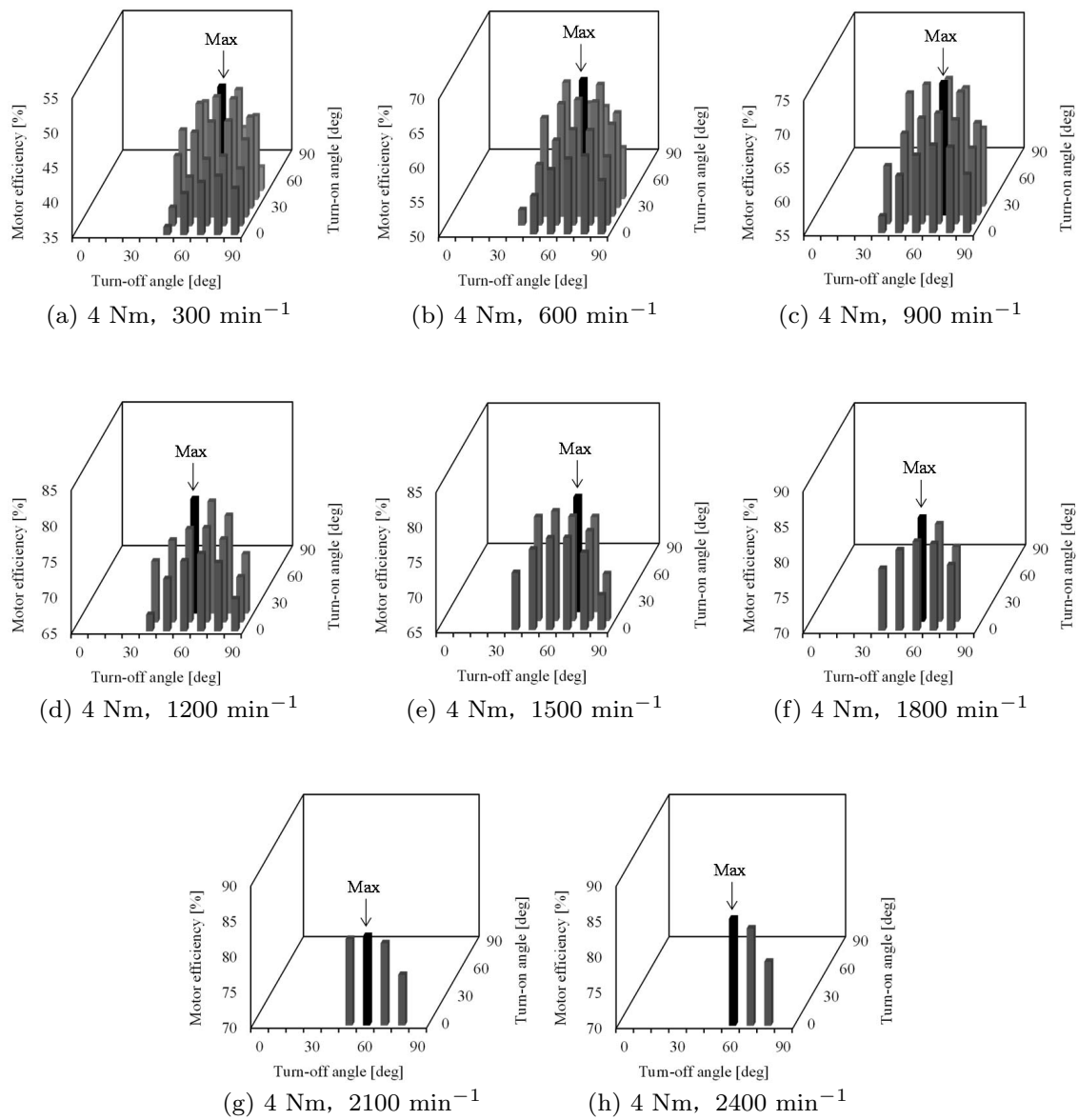


図 C.1 点弧角と消弧角の組み合わせに対する実測モータ効率

付録 D

シミュレーションモデルの詳細

シミュレーション検証で使用した SRM のシミュレーションモデルの諸元を表 D.1 に示す。モータパラメータは付録 A に示す供試 SRM の諸特性を基に設定している。シミュレーションモデルでは自己インダクタンスの直流成分と 2 次空間高調波のみ，あるいは 4 次空間高調波までを考慮し，磁気飽和の影響は無視している。4 次空間高調波成分の振幅は 2 次空間高調波成分の 17.5 % に設定する ($l_4 = 0.175$)。シミュレーションソフトウェアには，MathWorks 社製 MATLAB/Simulink を使用する。

表 D.1 シミュレーションモデルの仕様

Winding resistance R	0.44 [Ω /phase]
Amplitude of self-inductance L_{ac}	5.5 [mH]
DC component of self-inductance L_{dc}	6.33 [mH]

MATLAB/Simulink で作成した電圧-電流のシミュレーション回路を図 D.1 に示す。この回路のファンクションブロックには，自己インダクタンスの分布を表す (2.57) 式が設定される。

MATLAB/Simulink で作成した電流-トルクのシミュレーション回路を図 D.2 に示す。この回路のファンクションブロックには，次式に示す自己インダクタンスの空間微分が設定される。

$$\left. \begin{aligned} \frac{dL_u}{d\theta} &= -2L_{ac}\sin 2\theta - 4L_{ac}l_4\sin 4\theta \\ \frac{dL_v}{d\theta} &= -2L_{ac}\sin \left(2\theta - \frac{2\pi}{3} \right) - 4L_{ac}l_4\sin \left(4\theta - \frac{4\pi}{3} \right) \\ \frac{dL_w}{d\theta} &= -2L_{ac}\sin \left(2\theta + \frac{2\pi}{3} \right) - 4L_{ac}l_4\sin \left(4\theta + \frac{4\pi}{3} \right) \end{aligned} \right\} \quad (D.1)$$

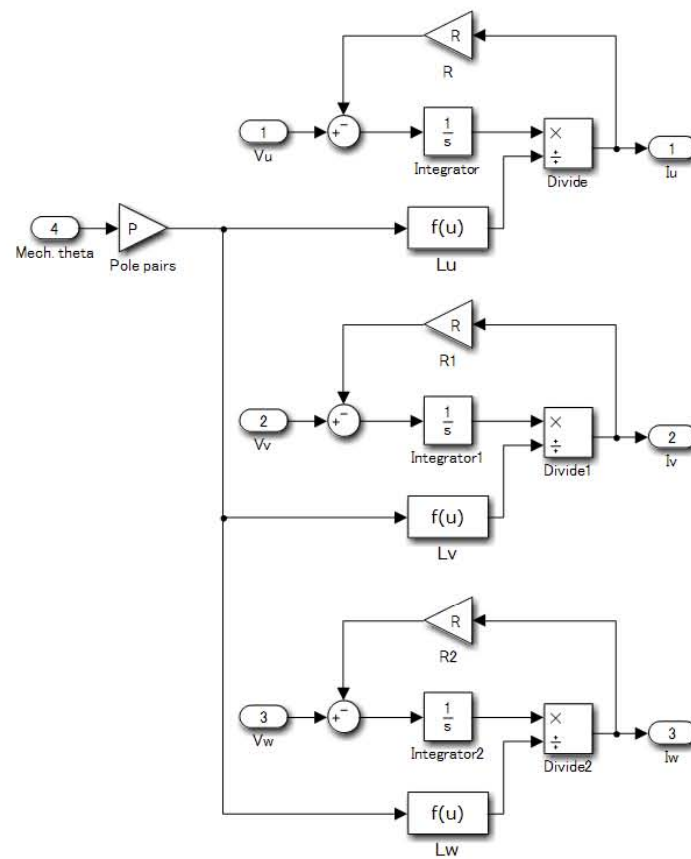


図 D.1 電圧-電流のシミュレーション回路

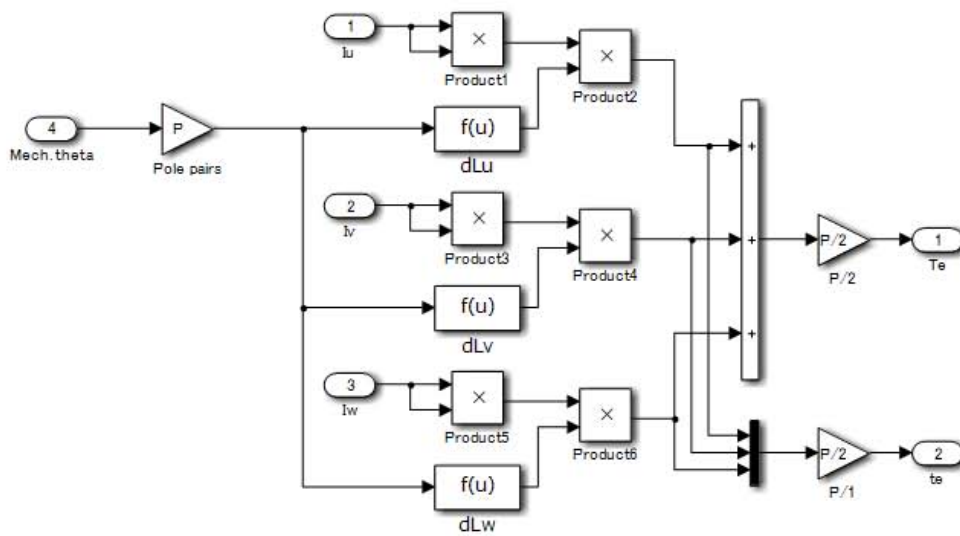


図 D.2 電流-トルクのシミュレーション回路

参考文献

- [1] (株) 富士経済, ”電力使用機器の消費電力量に関する現状と近未来の動向調査”, (2009).
- [2] 一般社団法人日本電機工業会, ”トップランナーモータ パンフレット”.
- [3] 海老原大樹, 他編著, ”モータ技術実用ハンドブック”, 日刊工業新聞社, (2001).
- [4] M. Zeraoulia, M. E. H. Benbouzid, and D. Diallo, ”Electric Motor Drive Selection Issues for HEV Propulsion Systems: A Comparative Study,” *IEEE Trans. Veh. Technol.*, Vol. 55, No. 6, pp.1756-1764 (2006).
- [5] T. Finken, M. Felden, and K. Hameyer, ”Comparison and Design of Different Electrical Machine Types Regarding Their Applicability in Hybrid Electrical Vehicles,” *18th International Conference on Electrical Machines (ICEM 2008)* (2008).
- [6] A. M. Omekanda, B. Lequesne, H. Klode, S. Gopalakrishnan, and I. Husain, ”Switched Reluctance and Permanent Magnet Brushless Motors in Highly Dynamic Situations: A Comparison in the Context of Electric Brakes,” *IEEE Trans. Ind. Applicat. Magazine*, Vol. 15, No. 4, pp.35-43 (2009).
- [7] R. Krishnan, ”Switched Reluctance Motor Drives: Modeling, Simulation, Analysis, Design, and Applications,” *CRC Press* (2001).
- [8] 武田 洋次, 松井 信行, 森本 茂雄, 本田 幸夫, ”埋込磁石同期モータの設計と制御,” オーム社, (2001).
- [9] N. Matsui, N. Akao, and T. Wakino, ”High-Precision Torque Control of Reluctance Motors,” *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, Vol. 27, No. 5, pp.902-907 (1991).
- [10] Z. Azar and Z. Q. Zhu, ”Investigation of Electromagnetic Performance of Salient-Pole Synchronous Reluctance Machines Having Different Concentrated Winding Connections,” *IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC 2013)*, pp.359-366 (2013).
- [11] X. Liu, Z. P. Pan, and Z. Q. Zhu, ”Analysis of Average Torque in Switched Reluctance Motor with Unipolar and Bipolar Excitations Based on an Improved Fourier Series Model,” *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC 2010)* (2010).
- [12] 小坂 卓, 谷口 洋一, 松井 信行, ”RM のバイポーラ・ユニポーラ駆動特性解析,” 電学論 D, Vol.117, No.4, pp.427-433 (1997).
- [13] N. J. Nagel and R. D. Lorenz, ”Rotating Vector Methods for Smooth Torque Control of a Switched Reluctance Motor Drive,” *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, Vol. 36, No. 2,

- pp.540-548 (2000).
- [14] A. D. Cheok and Y. Fukuda, "A New Torque and Flux Control Method for Switched Reluctance Motor Drives," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 17, No. 4, pp.543-557 (2002).
 - [15] D. Casadei, F. Profumo, G. Serra, and A. Tani, "FOC and DTC: Two Viable Schemes for Induction Motors Torque Control," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 17, No. 5, pp.779-787 (2002).
 - [16] J. S. Lee, "Voltage-and Current-Limited Operation of Deadbeat-Direct Torque and Flux Control for Interior Permanent Magnet Synchronous Machines," *Ph.D. thesis, Univ. of Wisconsin, Madison* (2013).
 - [17] 森本 雅之, 松井 信行, 武田 洋次, "リラクタンストルク応用電動機 リラクタンストルク応用電動機の現状と動向," *電学論 D*, Vol.119, No.10, pp.1145-1148 (1999).
 - [18] A. Khalil and I. Husain, "A Fourier Series Generalized Geometry-Based Analytical Model of Switched Reluctance Machines," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, Vol. 43, No. 3, pp.673-684 (2007).
 - [19] C. S. Edrington, B. Fahimi, and M. Krishnamurthy, "An Autocalibrating Inductance Model for Switched Reluctance Motor Drives," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 54, No. 4, pp.2165-2173 (2007).
 - [20] R. Krishnan, "Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives," *CRC Press* (2009).
 - [21] M. Seilmeier, "Modelling of Electrically Excited Synchronous Machine (EESM) Considering Nonlinear Material Characteristics and Multiple Saliencies," *14th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE 2011)* (2011).
 - [22] A. Rambetius, S. Luthardt, and B. Piepenbreier, "Speed Estimation and Compensation for Harmonics in Sensorless Wound Rotor Synchronous Machines," *IEEE 5th International Symposium on Sensorless Control for Electrical Drives (SLED 2014)* (2014).
 - [23] 石川裕記, 鎌田義信, 内藤治夫, "スイッチトリラクタンスマータの瞬時トルクを一定にする電流波形とその波形成形制御法," *電学論 D*, Vol.125, No.12, pp.1113-1121 (2005).
 - [24] R. S. Wallace and D. G. Taylor, "A Balanced Commutator for Switched Reluctance Motors to Reduce Torque Ripple," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 7, No. 4, pp.617-626 (1992).
 - [25] P. C. Kjaer, J. J. Gribble, and T. J. E. Miller, "High-Grade Control of Switched Reluctance Machines," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, Vol. 33, No. 6, pp.1585-1593 (1997).
 - [26] 牧野 宏明, 小坂 卓, 平山 雅之, 大戸 基道, 松井 信行, "位置決め制御用四相 SR モータの瞬時トルク制御器," 平成 24 年電気学会産業応用部門大会 (2012).
 - [27] R. B. Inderka and R. W. A. A. De Doncker, "DITC-Direct Instantaneous Torque Control of Switched Reluctance Drives," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, Vol. 39, No. 4, pp.1046-1051 (2003).

- [28] 寺嶋正之, 野村昌克, 足利 正, 須田圭子, 中村 亨, "制御電流源ベクトル制御と制御電圧源ベクトル制御の実用面からみた性能比較," 電学論 D, Vol.107, No.2, pp.183-190 (1987).
- [29] H. Makino, T. Kosaka, and N. Matsui, "Control Performance Comparisons among Three Types of Instantaneous Current Profiling Technique for SR Motor," *7th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2014)* (2014).
- [30] X. Liu, Z. Q. Zhu, M. Hasegawa, A. Pride, and R. Deodhar, "Investigation of PWMs on Vibration and Noise in SRM with Sinusoidal Bipolar Excitation," *IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE 2012)* (2012).
- [31] F. Blaabjerg, P. C. Kjaer, P. O. Rasmussen, and C. Cossar, "Improved Digital Current Control Methods in Switched Reluctance Motor Drives," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 14, No. 3, pp.563-572 (1999).
- [32] H. Makino, T. Kosaka, N. Matsui, M. Hirayama, and M. Ohto, "PWM-based Instantaneous Current Profile Tracking Control for Torque Ripple Suppression in Switched Reluctance Servomotors," *IEEE 10th International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS 2013)*, pp.1055-1060 (2013).
- [33] R. Mikail, I. Husain, Y. Sozer, M. Islam, and T. Sebastian, "A Fixed Switching Frequency Predictive Current Control Method for Switched Reluctance Machines," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, Vol. 50 No. 6, pp.3717-3726 (2014).
- [34] K. M. Rahman, B. Fahimi, G. Suresh, A. V. Rajarathnam, and M. Ehsani, "Advantages of Switched Reluctance Motor Applications to EV and HEV: Design and Control Issues," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, Vol. 36, No. 1, pp.111-121 (2000).
- [35] I. Husain and S. A. Hossain, "Modeling, Simulation, and Control of Switched Reluctance Motor Drives," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 52, No. 6, pp.1625-1634 (2005).
- [36] C. -Y. Wu and C. Pollock, "Analysis and Reduction of Vibration and Acoustic Noise in the Switched Reluctance Drive," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, Vol. 31, No. 1, pp.91-98 (1995).
- [37] S. A. Long, Z. Q. Zhu and D. Howe, "Effectiveness of Active Noise and Vibration Cancellation for Switched Reluctance Machines Operating Under Alternative Control Strategies," *IEEE Trans. Energy Conversion*, Vol. 20, No. 4, pp.792-801 (2005).
- [38] H. Makino, T. Kosaka and N. Matsui, "Digital PWM Control-Based Active Vibration Cancellation for Switched Reluctance Motors," *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE2014)* (2014).
- [39] N. Matsui and H. Ohashi, "DSP-Based Adaptive Control of a Brushless Motor," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, Vol. 28, No. 2, pp.448-454 (1992).
- [40] K. -H. Kim, S. -K. Chung, G. -W. Moon, I. -C. Baik, and M. -J. Youn, "Parameter Estimation and Control for Permanent Magnet Synchronous Motor Drive Using Model Reference Adaptive Technique," *IEEE 21st International Conference on Indus-*

- trial Electronics, Control, and Instrumentation*, pp.387-392 (1995).
- [41] F. Liang, Y. Liao, and T. A. Lipo, "A New Variable Reluctance Motor Utilizing An Auxiliary Commutation Winding," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, Vol. 30, No. 2, pp.423-432 (1994).
 - [42] Y. Liao, F. Liang, and T. A. Lipo, "A Novel Permanent Magnet Motor with Doubly Salient Structure," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, Vol. 31, No. 5, pp.1069-1078 (1995).
 - [43] 陳 志謙, 富田 睦雄, 千住 智信, 道木 慎二, 大熊 繁, "外乱オブザーバと速度適応同定による円筒型ブラシレス DC モータの位置・速度センサレス制御," *電学論 D*, Vol.118, No.7/8, pp.828-835 (1998).
 - [44] N. Matsui, "Sensorless Operation of Brushless DC Motor Drives," *IEEE 19th International Conference on Industrial Electronics, Control, and Instrumentation*, pp.739-744 (1993).
 - [45] B. -H. Bae, S. -K. Sul, J. -H. Kwon, and J. -S. Byeon, "Implementation of Sensorless Vector Control for Super-High-Speed PMSM of Turbo-Compressor," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, Vol. 39, No. 3, pp.811-818 (2003).
 - [46] P. L. Jansen and R. D. Lorenz, "Transducerless Position and Velocity Estimation in Induction and Salient AC Machines," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, Vol. 31, No. 2, pp.240-247 (1995).
 - [47] R. S. Colby, F. M. Mottier, and T. J. E. Miller, "Vibration Modes and Acoustic Noise in a Four-Phase Switched Reluctance Motor," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, Vol. 32, No. 6, pp.1357-1364 (1996).

研究業績

論文誌（掲載済み）

- 中尾矩也・赤津 観：「スイッチトリラクタンスモータに特化したベクトル制御」，電学論 D, Vol. 134, No. 12, pp.1006-1015 (2014)
- N. Nakao and K. Akatsu: “Suppressing Pulsating Torques: Torque Ripple Control for Synchronous Motors” , IEEE Industry Applications Magazine, Vol. 20, No. 6, pp.33-44 (2014)
- 中尾矩也・赤津 観：「永久磁石同期モータの瞬時トルク推定式に基づくトルクリプル制御」，電学論 D, Vol. 131, No. 9, pp.1120-1127 (2011)

論文誌（投稿中）

- 中尾矩也・赤津 観：「PWM を用いたスイッチトリラクタンスモータの制御電圧源ベクトル制御」，電学論 D（2015 年 1 月，1 回目の査読終了）

査読あり国際学会

- N. Nakao and K. Akatsu: “Vector Control for Switched Reluctance Motor Drives Using an Improved Current Controller” , IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE2014), pp.1379-1386 (2014)
- N. Nakao and K. Akatsu: “Vector Control Specialized for Switched Reluctance Motor Drives” , International Conference on Electrical Machines (ICEM2014), pp.943-949 (2014)
- N. Nakao and K. Akatsu: “High Performance Vector Control of Switched Reluctance Motors” , EVTec and APE Japan (2014)
- N. Nakao and K. Akatsu: “Torque Ripple Suppression of Permanent Magnet Synchronous Motors Considering Total Loss Reduction” , IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE2013), pp.3880-3887 (2013)
- N. Nakao and K. Akatsu: “A Simple Unipolar Excitation Strategy for Switched Reluctance Motors by Using PWM Current Control” , IEEE ECCE Asia Downunder, pp.1111-1117 (2013)
- N. Nakao and K. Akatsu: “Current Optimization Strategy for Surface Permanent

- Magnet Synchronous Motor Drives Based on a Rigorous Mathematical Model”, IEEE Electric Machines and Drives Conference (IEMDC2013), pp.1188-1195 (2013)
- N. Nakao and K. Akatsu: “Simple Unipolar Excitations for SR Motors Considering Fundamental Component of Self-inductance Distribution”, 15th International Electrical Machines and Systems (ICEMS2012), (2012)
 - N. Nakao and K. Akatsu: “Torque Control of a Switched Reluctance Motor by Using Torque Estimation and Excitation Angle Control”, IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE2012), pp.4314-4321 (2012)

国内学会・研究会

- 中尾矩也・赤津 観:「スイッチトリラクタンスモータに特化したベクトル制御」, 平成 26 年電気学会産業応用部門大会 (2014)
- 中尾矩也・赤津 観:「オンライン情報を利用した瞬時トルク推定および励磁角制御によるスイッチトリラクタンスモータのトルク制御法」, 平成 24 年電気学会産業応用部門大会 (2012)
- 中尾矩也・赤津 観:「スイッチトリラクタンスモータの新しいトルク推定法に基づくトルク制御」, 平成 24 年電気学会自動車研究会 (2012)

共著論文

論文誌

- K. Yamazaki, T. Fukuoka, K. Akatsu, N. Nakao, and A. Ruderman: “Investigation of Locked Rotor Test for Estimation of Magnet PWM Carrier Eddy Current Loss in Synchronous Machines” , IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 48, No. 11, pp.3327-3330 (2012).

査読あり国際学会

- H. Kaimori, N. Nakao, T. Sakaue, and K. Akatsu: “Behavior Modeling of Permanent Magnet Synchronous Motors Using Flux Linkages for Coupling with Circuit Simulation” , International Conference on Electrical Machines (ICEM2014), pp.2695-2701 (2014).
- R. Matsui, N. Nakao, and K. Akatsu: “Torque/Current Ratio Improvement and Vibration Reduction of Switched Reluctance Motors Using Multi-Stage Structure” , International Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014 -ECCE-ASIA), pp.1128-1134 (2014).
- K. Aiso, N. Nakao, and K. Akatsu: “A Single Phase SRM Driven by Commercial AC Power Supply” , International Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014 -ECCE-ASIA), pp.1141-1147 (2014).
- M. Usui, N. Nakao, and K. Akatsu: “Motor Control Methods with a Behavior Model Based on FEA Results” , IEEE 10th International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS2013), pp.445-450 (2013).