

博士論文

用途指向形 S R モータの  
制御に関する研究

Study on Control of Application  
Oriented Switched Reluctance Motors

2015 年

牧野 宏明



# 目次

第1章	序論	1
1.1	用途指向形モータを取り巻く研究開発動向	1
1.1.1	用途指向形モータの技術動向	1
1.1.2	レアアース磁石の資源問題	4
1.1.3	省・脱レアアースモータの研究開発動向	6
1.2	SRモータの基本的な性質と代表運転法	7
1.2.1	SRモータの磁化特性	7
1.2.2	エネルギー変換ループで見るSRモータのトルク発生原理	11
1.2.3	一般的なSRモータ運転法	15
1.3	本研究の目的	21
1.4	本論文の概要	21
第2章	産業サーボ用SRモータのトルク脈動抑制制御	25
2.1	まえがき	25
2.2	供試機諸元とサーボドライブシステム構成	25
2.2.1	供試機諸元	26
2.2.2	サーボドライブシステムの構成	27
2.3	瞬時電流波形制御によるトルク脈動抑制制御	28
2.3.1	瞬時電流波形制御の構成	28
2.3.2	トルクコンター関数	29
2.3.3	測定磁化特性モデルに基づく $T$ - $i$ - $\theta$ 特性の算出	30
2.3.4	トルクコンター関数に基づく瞬時電流波形指令	33
2.4	トルク脈動抑制性能評価	34

2.4.1	試験設備諸元 .....	34
2.4.2	計測トルク脈動波形 .....	35
2.4.3	トルク脈動抑制性能劣化要因の分析と対策 .....	36
2.5	あとがき .....	38
第3章	瞬時電流波形制御のための電流指令値追従制御 .....	39
3.1	まえがき .....	39
3.2	電圧PWM制御下での電流指令値追従制御 .....	39
3.2.1	本研究の位置づけ .....	39
3.2.2	磁化特性モデルに基づく電圧指令生成法 .....	42
3.2.3	抵抗値変動補償 .....	45
3.2.4	電流制御試験 .....	45
3.3	速度・位置決め試験 .....	49
3.4	提案制御法と従来制御法の性能比較 .....	52
3.4.1	電流ヒステリシス制御 .....	52
3.4.2	運転性能の比較 .....	54
3.5	あとがき .....	60
第4章	SRモータの振動発生原理 .....	59
4.1	まえがき .....	59
4.2	機械の振動解析における基礎 .....	62
4.2.1	1自由度質量系の振動モデル .....	62
4.2.2	多自由度質量系の振動モデルとモード振動 .....	65
4.3	モータの振動発生メカニズム .....	67
4.4	SRMの振動加振力特性解析 .....	71
4.4.1	一般的な同期モータの振動加振力特性 .....	71
4.4.2	SRモータの特異な振動加振力特性 .....	71
4.4.3	SRモータに特化した振動加振力解析 .....	76
4.5	あとがき .....	81
第5章	電気自動車駆動用SRモータの振動騒音抑制制御 .....	83

5.1	まえがき .....	83
5.2	各種諸元 .....	84
5.2.1	供試機諸元 .....	83
5.2.2	試験装置 .....	86
5.2.3	対象モータの固有振動特性計測 .....	87
5.3	SRモータの振動騒音抑制制御法の先行研究例と本研究での検討手法位置づけ .....	89
5.4	PWM電圧制御下での二段階転流法 .....	90
5.4.1	二段階転流法の原理 .....	90
5.4.2	PWM電圧制御下での二段階転流 .....	94
5.4.3	PWM電圧周波数を2倍化するスイッチングパターン .....	96
5.4.4	転流時の電圧パルス発生タイミング管理 .....	98
5.4.5	3種PWM電圧駆動の転流時発生振動の比較 .....	100
5.5	パラメータチューニングによる運転性能改善 .....	106
5.5.1	遺伝的アルゴリズムを用いたパラメータチューニング .....	106
5.5.2	トルク脈動抑制時の各種運転性能比較 .....	106
5.5.3	負PWM電圧転流の高効率制御 .....	114
5.6	あとがき .....	116
第6章	制振性能劣化要因とその対策 .....	117
6.1	まえがき .....	117
6.2	構造起因の制振性能劣化要因と対策 .....	117
6.2.1	非対向位置近傍での固有振動発生 .....	117
6.2.2	電磁界構造連成解析の詳細 .....	121
6.2.3	振動発生要因の分析 .....	123
6.2.4	ロータ形状の変更による対策例とその効果 .....	125
6.3	制御起因の振動発生要因と対策 .....	129
6.3.1	転流時の制振性能劣化要因 .....	129
6.3.2	電圧パターンの変更による対策例とその効果 .....	135

6.4	まとめ .....	137
<b>第7章</b>	<b>結論 .....</b>	<b>139</b>
7.1	本研究で得られた成果 .....	139
7.2	残された課題と今後の展望 .....	142
謝辞 .....		145
参考文献 .....		147
発表論文リスト .....		153
付録 .....		155
A.1	周波数領域から見た二段階転流法の振動抑制効果 .....	155
A.2	モーダル減衰率が二段階転流に与える影響 .....	157
A.3	ステータコアの固有振動特性 .....	159

# 第1章

## 序論

### 1.1 用途指向形モータを取り巻く研究開発動向

#### 1.1.1 用途指向形モータの技術動向

環境保護が重要となっている現代社会において、電気－機械エネルギー変換デバイスの1つであるモータは、自動化・電動化の流れと相俟って、エネルギー消費量の多くを占める産業部門・運輸部門の省エネルギー化に貢献してきている。しかしながら、更なる省エネ化への要求は年々厳しくなっている。図 1.1 に示す 2013 年の国内二酸化炭素排出量の内訳<sup>(1)</sup>からわかるように、産業部門・運輸部門は全体量の 5 割を占め、更なるモータ適用拡大による省エネルギー化が期待されている。

モータは多種多様であるが、1つの切り口として、汎用モータとそれ以外のモータに分類できる。汎用モータとは汎用誘導電動機に代表される用途を限定しないモータで、ブロワ駆動用途やポンプ駆動などで広く用いられる。一方、それ以外のモータとはある装置・機器の動力源として特化設計されたモータであり、本稿ではこれらを、1995 年度電気関係学会東海支部でのシンポジウム「S1. 用途志向形電動機の開発と現状」<sup>(2)</sup>に倣い、用途指向形モータ（Application-Specific Electric Motors : ASEM）と呼称する。

用途指向形モータの例として、エアコンコンプレッサ駆動用モータ、自動車駆動用モータなどがあり、その対象のモータは、主に永久磁石をロータ鉄心内に埋め込んだ埋込磁石形同期モータ（IPMSM）である。IPMSMを対象に、1990年後半から現在までに設計・製造・制御・各種材料など大きな技術改革が進められてきた<sup>(3)(4)</sup>。その理由は、IPMSMが持つ以下の特徴に集約される。

### （1）性能設計自由度

磁石をロータ表面に配した表面磁石形同期モータ（SPMSM）では永久磁石界磁磁束によるマグネットトルクのみを利用するため、磁石磁束の増大設計によって低中速－軽負荷域での大トルク化ならびに銅損を低減する高効率化設計策と、磁石磁束の抑制設計による高速域（電圧制限下）での定出力範囲の拡大ならびに鉄損を低減する高効率化設計策は、基本的に二律背反の関係となる。一方、高速域での定出力範囲を拡大する制御法として弱め磁束制御が知られる。磁石磁束抑制によって誘起電圧を抑制する弱め磁束制御により運転速度範囲を拡大できるが、マグネットトルクのみを利用するSPMSMでは、トルクが大幅に減少するため、大幅な出力低下を生じる。これに対してIPMSMでは、弱め磁束制御時にロータの逆突極性を利用したリラクタンストルクが得られるため、トルクの低下を緩和でき、同じく永久磁石を利用するモータであっても、定出力範囲を拡大できる。この結果、IPMSMは用途によって求められる多様な運転条件に対し、より性能設計自由度が高いという特徴を有する。

### （2）形状設計自由度

一例として、低速大トルクかつ高速回形のモータを考える。低速大トルク化のため、多極大径設計した場合、ロータ周速が高くなるため、遠心力が大きく



なる。SPMSM の場合，ロータ表面に接着された磁石を配置するため，条件に応じて磁石飛散防止のために SUS 管が必要となるが，SUS 管採用による製造工程の増加，また渦電流損による効率の低下が問題となる。これに対して磁石を積層電磁鋼板コア内部に埋め込む IPMSM では，適切な機械強度設計を行うことで SUS 管が不要で，低速大トルクかつ高速回転形モータの実現に対して高い設計形状自由度を有するという特徴を持つ。

上記特徴を踏まえ，エアコンコンプレッサ駆動向けの用途指向形 IPMSM を一例に技術動向を概観しよう。2003 年，トップラナー方式による厳しい省エネ規制により，コンプレッサの効率改善を目的に，IPMSM が適用され始めた。当時， $N_d$  磁石の保磁力改善により，永久磁石を薄くできるようになったことから， $d$  軸インダクタンスを改善し，弱め磁束制御に必要な  $d$  軸電流が低減され，高効率な高速運転が可能となった。加えて，集中巻インサータと呼ばれる巻線工法の採用や，関節型連結分割コア構造により，高いスロット内占積率を確保しつつ，コイルエンドの短縮によって銅損の低減が図られている。

用途指向形モータの普及拡大には，その制御技術の発展の貢献も大きい。コンプレッサ内部は高温・高圧であるため，ロータ磁極位置検出を行うための位置センサの組み込みが困難である。SPMSM においてはモータ駆動方式を 120 度通電とし，非通電相で観測可能な逆起電力のゼロクロス情報を基に位置検出を行っていた。一方，IPMSM の性能を引き出すためには，リラクタンストルクの活用や弱め磁束制御のため，より高精度な磁極位置推定ならびに電流位相制御が重要となった。1996 年，モータの中性点に現れる 3 次高調波を用いた磁極位置検出法が提案され，正弦波通電方式が実現された<sup>(5)</sup>。2000 年頃にはモータモデルを用いた磁極位置推定演

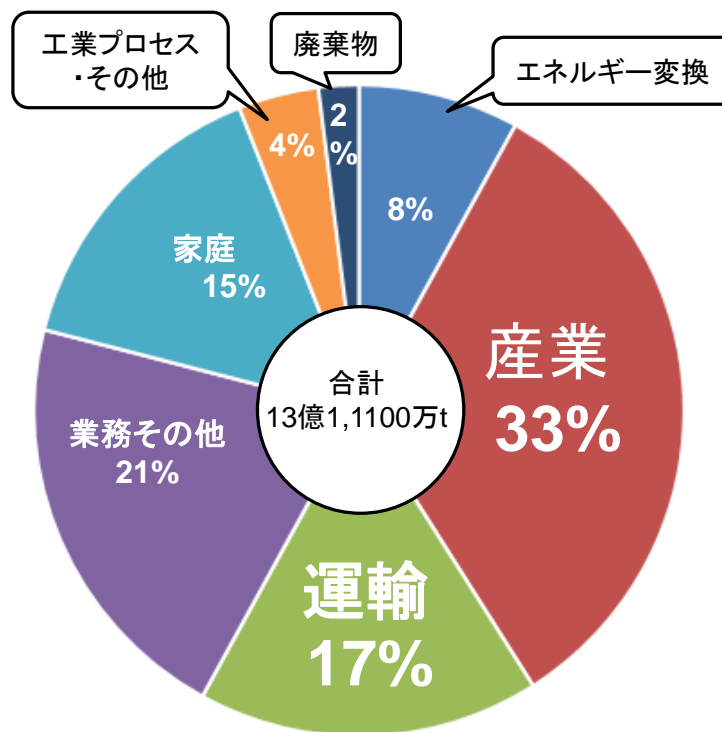
算方式が主流となり、インバータ電圧・電流という通常制御に用いる情報を利用することで高精度なロータ磁極位置検出を行い、運転性能を改善している。

上記のエアコンコンプレッサ駆動向け用途指向形 IPMSM の技術動向例からわかるように、モータ自体の良い素性と、それを支える設計・製造・制御・各種材料技術の両者が相俟って、実用化に結び付いている。これは他の用途指向形モータにおいても同様である。例えば SPMSM の場合、高トルク密度・高精度トルク制御という観点から、産業用サーボモータで実用化されている。広い速度範囲で大出力特性が得られる IPMSM にあっては、ハイブリッド車（HEV）や電気自動車（EV）の駆動モータとして実用化されている。同じ永久磁石形同期モータであっても、産業用サーボモータ、EV 駆動用モータとしては、全く異なる性能が要求されるため、用途の性能と制約条件に対して特化設計された用途指向形モータとして実用に結びついているのが現状である。

### 1.1.2 レアアース磁石の資源問題<sup>(6)</sup>

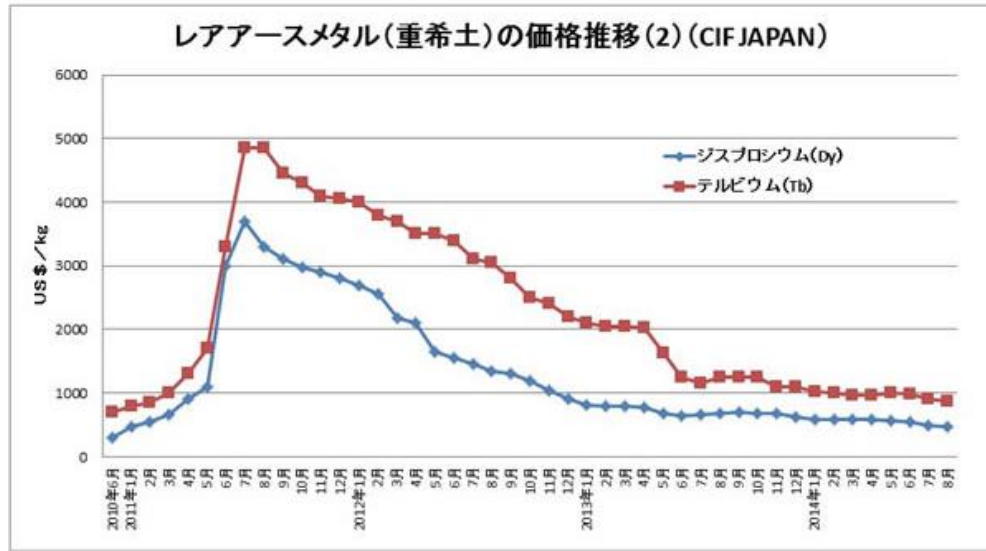
永久磁石形同期モータの優れた性能は、レアアース材を使用したレアアース磁石の高エネルギー積に依存する。1982 年に NdFeB 焼結磁石が開発されて以来、磁石の用途と共に、その市場を拡大してきた。電子機器に高効率化が求められる近年では、様々な用途のモータへレアアース磁石が適用され、高効率化に貢献してきた。この頃、レアアース材の主な産出国は米国、オーストラリアであった。しかし、中国から安価に供給されるようになり、その後米国、オーストラリアは生産を中止し、現在では供給量の殆どを中国が占める。そのため日中間の社会情勢が、貴重資源であるレアアース材の価格・供給に影響するようになった。例えば図 1.2 に示すように、ネオジム系磁石の保磁力を向上して高温耐熱性を改善する置換元素ディスプロ

シウム（Dy）は、2010年6月～2011年7月の間に尖閣諸島問題などがあり、その価格は10倍以上に高騰した<sup>(7)</sup>。そのため、永久磁石形同期モータの代替が可能な省・脱レアアースモータの開発が望まれている。



※環境省／2013年温室効果ガス排出量

図 1.1 2013 年の国内二酸化炭素排出量の内訳



※ネオマグ株式会社ホームページ

図 1.2 ディスプロシウムの価格推移

### 1.1.3 省・脱レアアースモータの研究開発動向

省レアアースモータには、設計解析技術や製造技術、制御技術の発展を背景としてフェライト磁石の見直しを図った永久磁石形モータや使用量を低減した永久磁石と巻線界磁を併用したハイブリッド界磁モータが挙げられる。近年のフェライト磁石は高エネルギー積と低温減磁耐性を両立するためにレアアース材であるランタン (La) が使用される現状を踏まえ、省レアアースモータとしている<sup>(8)</sup>。ハイブリッド界磁モータには、三次元磁路を用いるモータ<sup>(9)</sup>や、二次元平面上でフラックススイッチングの原理を利用するモータ<sup>(10)</sup>などが報告されている。これらは運転状況に応じて好適な界磁起磁力を実現できる利点を持つ一方、電機子用インバータに加えて界磁巻線へ直流通電可能なDCチョッパ回路が必要となるため、機電一体

機構と共に開発が期待されている<sup>(11)</sup>。フェライト磁石を用いたモータには、埋込磁石形同期モータにフェライト磁石を用いる構造でリラクタンストルクを高い割合で利用するモータ<sup>(12) (13)</sup>や、モータの鉄心部に低損失な鉄基アモルファス金属を用いたモータ<sup>(14)</sup>が報告されている。前者のモータは高い効率が達成されたものの、運転領域の拡大が検討課題となっている。後者のモータは、アキシアルギャップアウターロータ構造を採用することで、トルク発生面を拡大するだけでなく、プレス加工が困難なアモルファス金属を複雑な加工を伴わずに鉄心へ製造できる特徴がある。これにより、トルク発生と高効率化を両立している。

脱レアアースモータには、誘導電動機の他に、シンクロナスリラクタンスモータ、巻線界磁形同期モータ、スイッチトリラクタンスモータなどが近年注目を集めている。シンクロナスリラクタンスモータは、ロータコア内のフラックスバリア（磁束障壁）が重要な要素になるが、磁氣的性能と機械強度のトレードオフが課題となっている。巻線界磁同期モータには、先述のハイブリッド界磁モータから永久磁石を完全に取り去った構造も検討されており<sup>(15)</sup>、界磁エネルギー供給の問題についてはハイブリッド界磁モータと同様である。

このように、元来の永久磁石同期モータの性能を決定づけたレアアース磁石の存在と同様に、高性能な省・脱レアアースモータを実現するためには、レアアース材に代わる特殊材料、製造技術、ならびに付加機構が必要不可欠である。

その中で、本研究が着目しているスイッチトリラクタンスモータ（以下、SRモータ）は磁石を一切用いず鉄と銅のみで構成され、巻線が集中巻であるなど構造が単純であることから製造容易であり、機械的に堅牢であることから安価な高速回転型の高出力モータとして期待されている。加えて、放熱が困難な高温環境下におい

でも熱減磁の問題が無く、熱放出が困難な真空中で使用される半導体製造用等の産業サーボモータとして適した特徴を有する。例えば、文献<sup>(16)</sup>では短ギャップ長を採用し、コンピュータ援用設計を実施することで、高トルク密度・高効率を達成する事例が報告されている。高速高出力化が可能である点から、SR モータは電動車両駆動用モータとしても好適な特徴を持つ反面、他の同期モータに比べ、一般的な SR モータは高速回転時の鉄損が多く、これに起因して運転効率が低い<sup>(17)</sup>。文献<sup>(18)</sup>では、HEV 駆動用途に向けて高回転域での効率改善を目的に、板厚 0.1mm の電磁鋼板を用いることで鉄損を従来（板厚 0.35mm）の 1/3～1/4 程度に軽減し、高効率を達成した事例が報告されている。このように、産業サーボモータならびに電動車両適用へ向けて用途指向形 SR モータの開発は既になされている。しかし、実際には上記用途への普及に至っていない。これを 1.1.1 で述べた IPMSM の適用事例と照らし合わせると、用途指向形 SR モータとしての制御技術、すなわち、三相正弦波電流によって駆動される一般的な同期モータとは異なる駆動方式の SR モータの制御技術の確立が重要な課題として見えてくる。

## 1.2 SRモータの基本的な性質と代表運転法

三相正弦波電流によって駆動される一般的な同期モータとは異なり、SR モータはその特徴的な性質から、様々な運転法が検討されてきた。本節では、SR モータのトルク発生原理を起点に、代表的な運転手法とその性質について述べる。

### 1.2.1 SRモータの磁化特性

8/6 極四相 SR モータを例に挙げて説明する。A 相を励磁した場合に SR モータ内部で発生する磁束経路の概念図を図 1.3 に示す。A および  $\bar{A}$  巻線の励磁に伴って

生じる磁束のうち，一例としてB相巻線へ鎖交する磁束 $\phi_{AB}$ ， $\phi_{AB}^-$ について考える。

この際，ギャップの磁気抵抗に比べ鉄心の磁気抵抗が十分小さく，鉄心の磁気抵抗が無視できると仮定すれば，

$$\phi_{AB} + \phi_{AB}^- = 0 \quad (1.1)$$

となり，A-B相間の相互インダクタンスは零となる。このため一般的な知見ではSRモータの相互インダクタンスは無視できるものであり，励磁する際にも各励磁相を独立に制御する手法が採用されている。

SRモータの運転特性は電流，磁束鎖交数，回転子位置の非線形関係を表す磁化特性により支配されるため，磁化特性はSRモータの運転特性を決める重要な要素となる。図1.4に示すように，横軸に巻線電流を，縦軸に磁束鎖交数をとった場合，その曲線は回転子位置によって異なる。これは巻線から見た磁気抵抗が両突極の位置関係に依存し，対向面積が広いほど多くの磁束が鉄心を通過し，磁気飽和の度合いも高くなる。

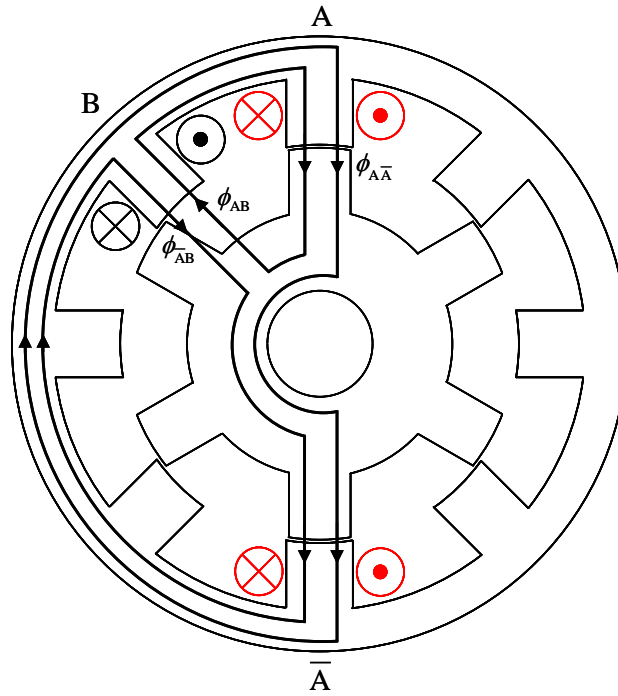


図 1.3 磁束経路の概念図

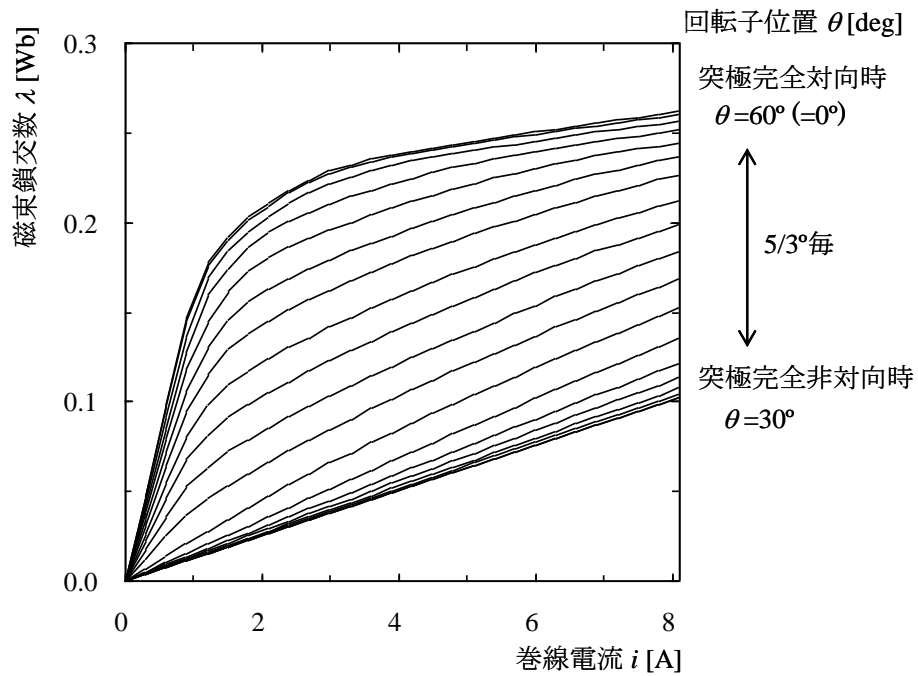


図 1.4 S R モータの磁化特性の例



## 1.2.2 エネルギー変換ループで見るSRモータのトルク発生原理

SR モータは、励磁された固定子巻線からみた磁気回路の磁気抵抗が最小となるように発生するリラクタンストルクにより回転力を得る。具体的に、固定子一回転子間をギャップ中心面で直線近似展開した図 1.5 で説明すると、図示の位置に固定子と回転子がある場合に A 相巻線を励磁すれば、回転子はリラクタンストルクにより矢印の方向へ回転することになる。

リラクタンストルクの発生原理は、磁化特性上のエネルギー変換ループ上でも説明できる。図 1.5 において、回転子位置を  $\theta$ 、磁気随伴エネルギーを  $W_m'$  とすると、一般に一相あたりの瞬時トルク  $T(\theta)$  は、微小区間でのエネルギー変位を用いて

$$T(\theta) = \left. \frac{\partial W_m'}{\partial \theta} \right|_{i=\text{const}} \quad (1.2)$$

で表現される。磁気随伴エネルギー  $W_m'$  は図 1.6 の磁化曲線と  $i$  軸が囲む部分の面積に等しく、次式で与えられる<sup>(19)</sup>。

$$W_m' = \int_0^i \lambda di \quad (1.3)$$

(1.3) 式より正のトルクを発生するためには、回転子位置が微少区間  $\Delta \theta$  変位した場合の磁気随伴エネルギーの変化分  $W_m'$  が正となればよい。励磁パターンの一例として、図 1.7 に示すように、突極完全非対向状態 ( $\theta=30^\circ$ ) から完全対向時状態 ( $\theta=60^\circ$ ) まで理想的な矩形波状電流で駆動した場合の出力トルクについて、対応する図 1.7 (b) のエネルギー変換ループ ( $0 \rightarrow A \rightarrow B \rightarrow 0$ ) で考える。この場合、領域  $W$  がトルクに変換されるエネルギーであり、平均トルク  $T_{\text{avg.}}$  は機械角一周期間の図

1.7(b)の経路を全ての相について考えることで、 $N_r$ を回転子極数、 $m$ を相数として次式で与えられる。

$$T_{avg.} = \frac{mN_r}{2\pi} W \quad (1.4)$$

また  $U = W/R$  は電源の供給エネルギーに相当し、この場合の比  $W/U$  を Lawrenson 氏らはエネルギー比と呼び、従来交流機の力率に相当するものと捉えている<sup>(19)</sup>。

したがって、出力/体積比あるいは出力/変換器容量比の観点に立った SR モータの最適設計を考えた場合、磁化特性上の磁気飽和領域を最大限に利用した電磁構造設計および制御技術の開発が必要となる。

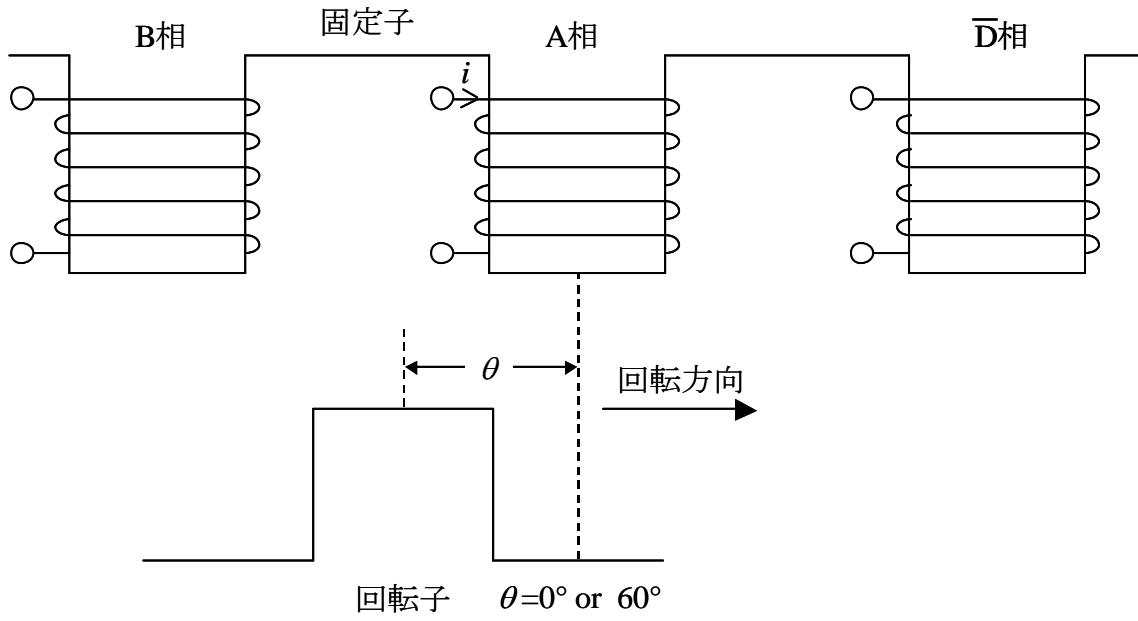


図 1.5 リラクタンストルクの概念図

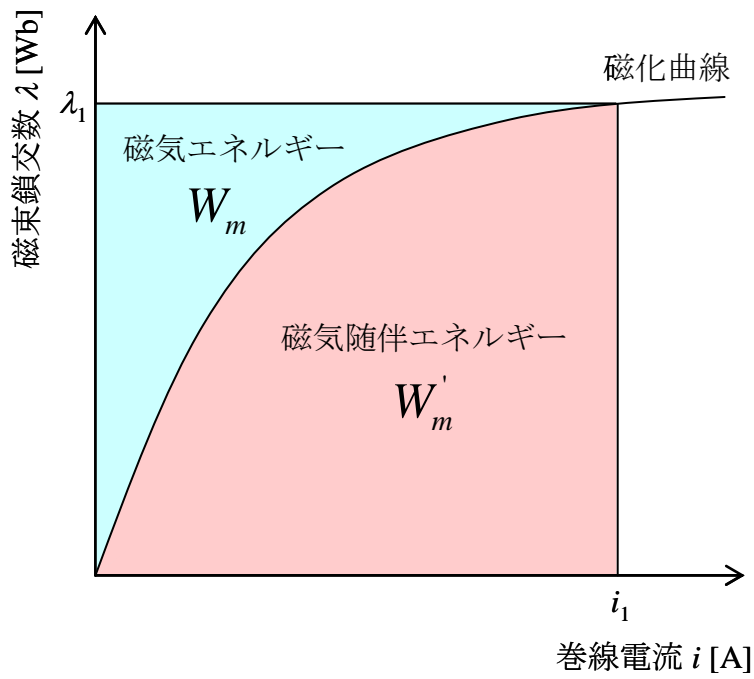
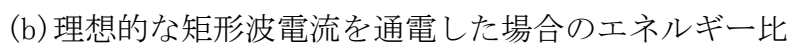
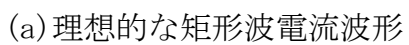


図 1.6 磁気随伴エネルギー



14

### 1.2.3 一般的なSRモータの駆動法

前項のトルク発生原理から言えば、一般的なSRモータで一切の負トルク発生を避けるためには、インダクタンス分布が回転方向に対して正勾配の回転子位置に限定して巻線電流を印加し、負勾配の位置では電流を完全に零とすることが望ましい。以下の3つが一般的に用いられているSRモータ駆動法だが、いずれも間欠的な励磁方法である点は共通しており、それぞれ励磁波形の形成方法の違いによって分類される。またこれら運転法は、各相巻線を独立に励磁するため図1.8に示す一相分の非対称Hブリッジ回路を並列接続して運転される。

#### (1) パルス電流駆動

図1.9に示すように、突極非対向近傍における順電圧印加開始角 $\theta_o$ から、突極対向近傍での逆電圧印加開始角 $\theta_c$ までの区間、電流を矩形波状に制御する駆動方式である。この駆動法は、電流マイナーループを設けて電流波高値を電流指令値 $I_{max}^*$ に制御してトルク制御を行う。ただし、実際には巻線にはインダクタンス成分が存在するため、電圧入力に対する電流応答は遅れ要素を持ち、理想的な矩形波電流を印加することはできず、台形波状の波形になる。

#### (2) シングルパルス電圧駆動

図1.10に示すように、突極非対向近傍における順電圧印加開始角 $\theta_o$ から突極対向近傍の逆電圧印加開始角 $\theta_c$ までの区間、一定の電圧を印加する駆動方式である。そのため、制御パラメータは $\theta_o$ 、 $\theta_c$ のみとなり、電流フィードバックループを必要としないオープンループ制御となる。一般的なSRモータの制御に用いられるインバータは固定電圧源であるため、高回転領域に特化した運転法である。

#### (3) マルチパルス電圧駆動

図 1.11 に示すように，順電圧印加開始角 $\theta_o$ から逆電圧印加開始角 $\theta_c$ までの区間，一定の PWM デューティ比  $d^*(=t^*/T_o)$  による等パルス幅変調で電圧を印加する駆動方式である。この駆動方式は，シングルパルス電圧駆動と同様にオープンループ制御を可能とするとともに，平均印加電圧を調整できるため，シングルパルス電圧駆動に比べて可変速運転に適するというメリットを有する。

上記 3 種の代表的運転法は，SR モータのトルク発生のみを考慮した手法であり，以下 2 点の問題を抱えているため，実用化への妨げとなっている。

#### (1) トルク脈動

SPMSM を例に挙げれば，コイルに生じる誘起電圧波形が完全なる正弦波であることを前提に，正弦波電流入力によってトルク脈動は生じず，電流－トルクの関係が線形であることから，任意の瞬時指令トルクを容易に実現できる。一方で，SR モータの電流制御型駆動法であるパルス電流駆動は，特に励磁相切り替え時のトルク発生については全く考慮されていないため，大きなトルク脈動が発生し，産業サーボモータとして致命的な問題となる。これは，トルク制御則が確立されていないことに起因する。

#### (2) 振動・騒音

一般的な同期モータでは，連続的な正弦波通電によって運転され，これによってステータに作用する電磁力もまた，低次時間高調波のみを含む挙動となる。一方，一般的な SR モータ運転法では，間欠的な励磁に起因して，励磁相切り換えの際，ステータに作用する電磁力は急峻に変動する。構造体の振動を決定付けるのは，外力の単純な大きさではなく時間変動であるため，上記手法は振動を大きく発生させ易い特徴を持つ。

SR モータの適用の妨げとなっているのは、上述した制御起因の問題が大きく、用途指向形モータとしての SR モータの制御技術開発が重要な課題と言える。

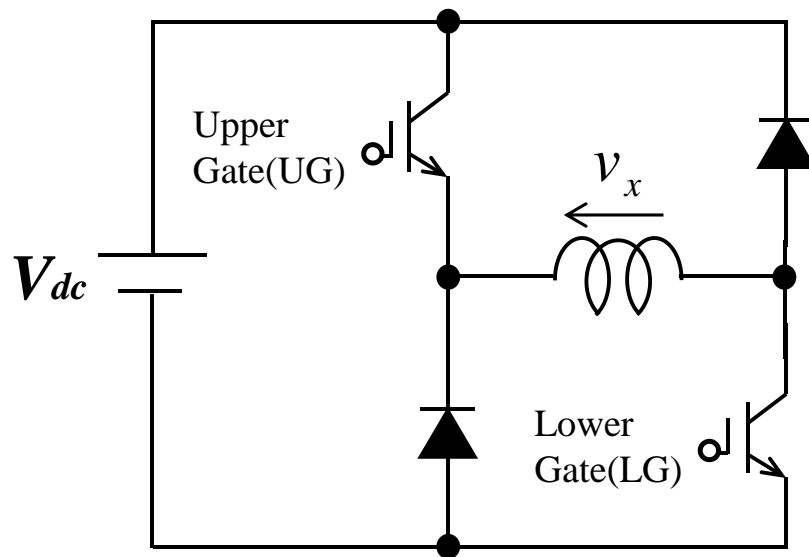


図 1.8 一相あたりの SR モータ駆動回路

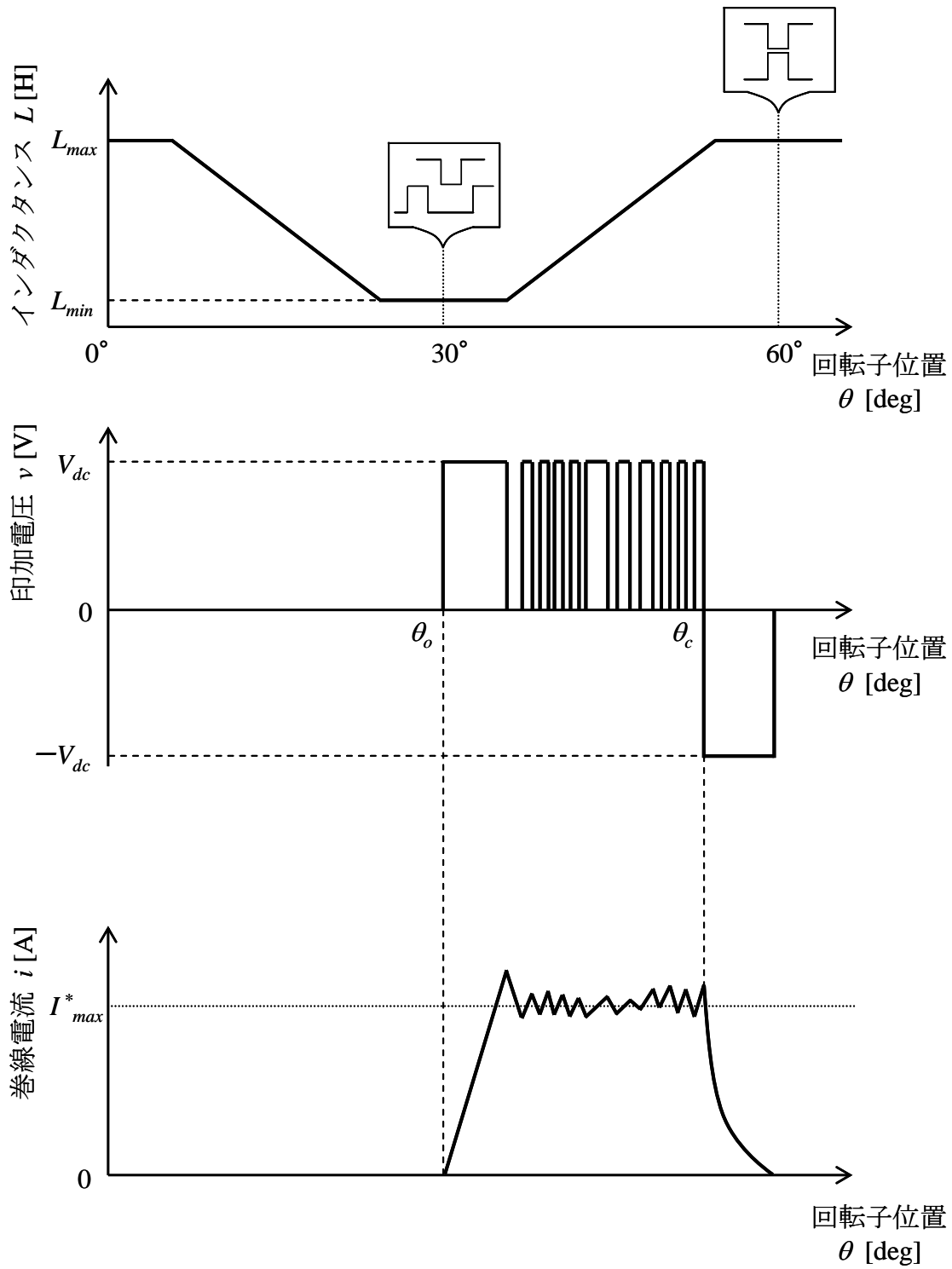


図 1.9 パルス電流駆動の概念図



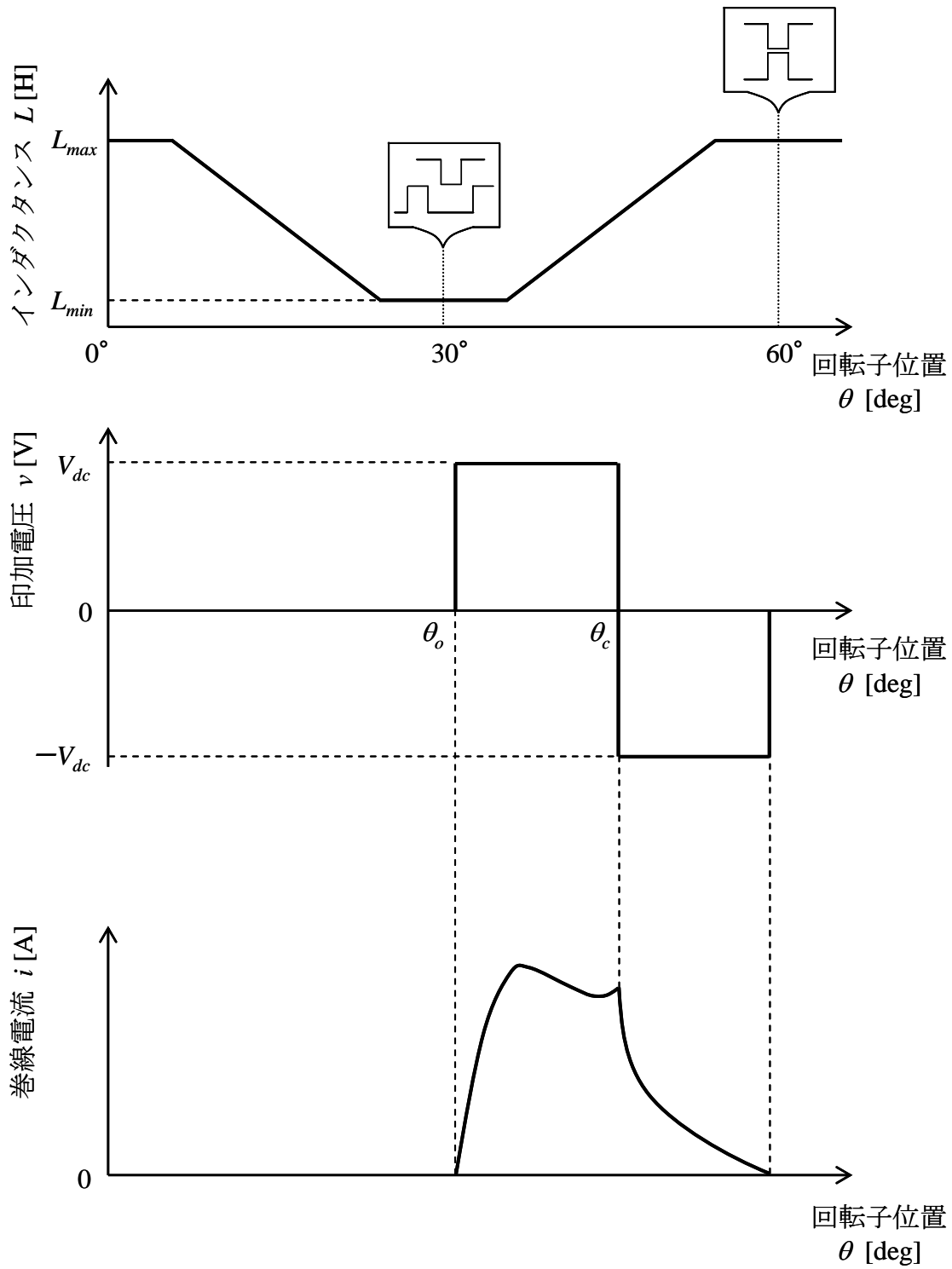


図 1.10 シングルパルス電圧駆動の概念図

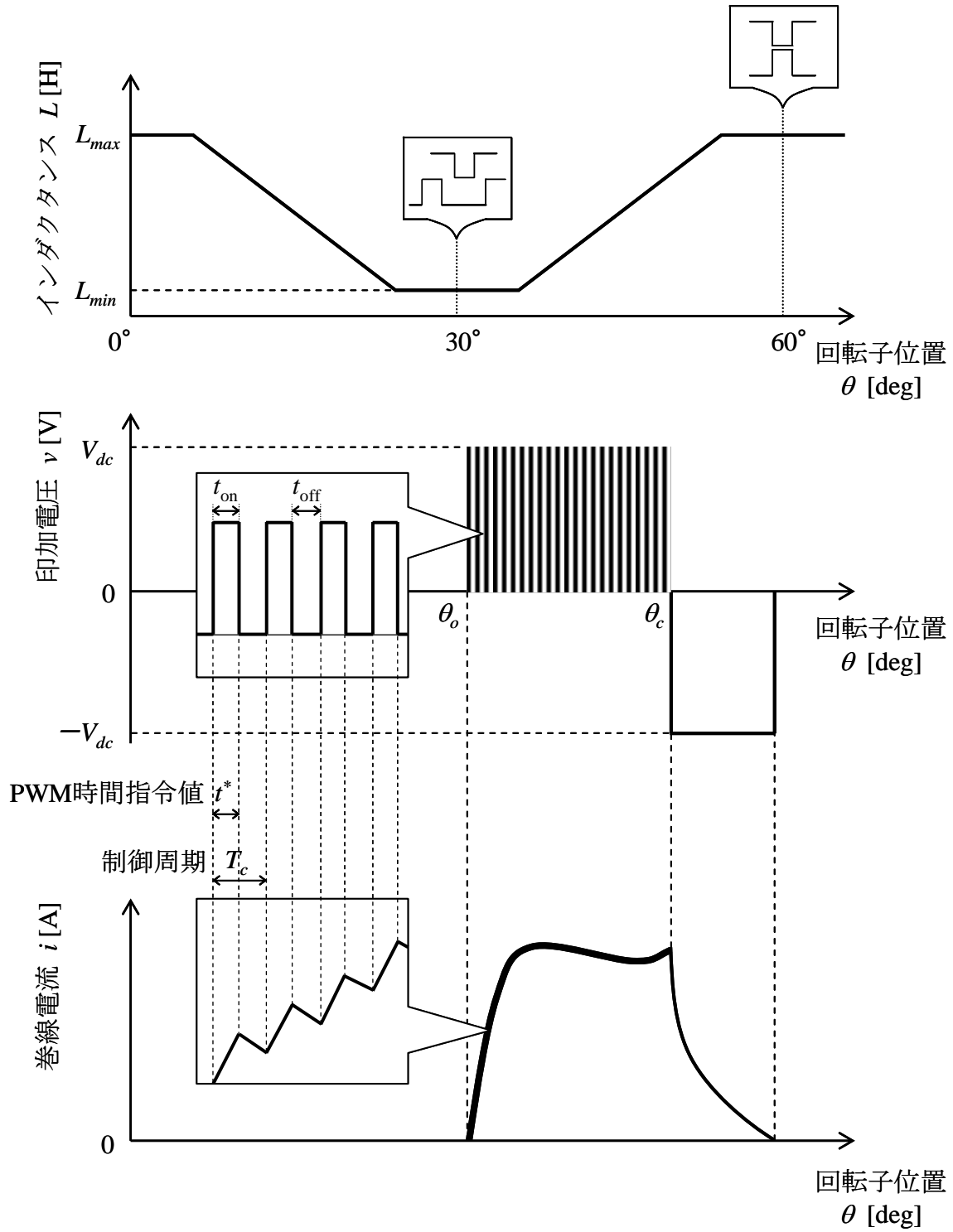


図 1.11 マルチパルス電圧駆動の概念図

## 1.3 本研究の目的

上記背景の下，本研究では，SR モータを（１）産業用サーボドライブ，（２）電気自動車駆動への用途指向形モータとしての適用を前提に，それぞれの用途において要求性能と制約条件を加味して設計された用途指向形 SR モータを対象に，トルク脈動や振動・騒音などを克服するための新しい制御法について検討している。（１）では，特に位置決め時の正確な瞬時トルク制御性能が肝要で，トルク脈動を抑制し，かつ応答性の優れるトルク制御法の確立を目的としている。（２）では，その静穏性が特に重要であり，誘導電動機や永久磁石形モータとは異なる動作原理に起因して生じる SR モータ固有の振動発生原理の理論的な解明を起点に，振動・騒音抑制制御法を提案し，トルク脈動低減や高効率化を両立する手法の確立を目的としている。

## 1.4 本論文の概要

本論文は，上記背景に従って7つの章で構成され，各章の概要は以下のとおりである。

本論文は上記の目的に従って7つの章で構成されており，第1章の序論に続き，第2章および第3章は産業サーボドライブ用途のためのトルク脈動抑制制御に関する検討結果，第4章は回転機の振動発生源及び解析法に関する検討結果，第5章および第6章は電気自動車駆動用SRモータの振動・騒音抑制制御に関する検討結果についてそれぞれ述べ，第7章の結論で全体をまとめている。各章の概要は以下に示す通りである。

## 第1章 序論

省・脱レアアースモータの必要性とそれを取り巻く研究開発動向について述べる。また、SR モータの特徴と代表的な運転法について述べ、基本制御原理に起因する課題の克服を本研究の目的と位置づけ、本論文の概要を纏めている。

## 第2章 産業サーボ用SRモータのトルク脈動抑制制御

産業用サーボモータとして設計試作されたSR モータを対象に、瞬時電流波形制御によるトルク脈動抑制制御法の原理を述べる。提案制御法は、一定のトルク波形を得るための理想電流波形指令生成と、その電流波形を実現するための電圧制御法で構成され、トルク脈動抑制効果を実験で検証している。また、実験結果より確認された残留トルク脈動の発生要因とその対策効果を解析的に検証している。

## 第3章 瞬時電流波形制御のための電流指令値追従制御

第3章では、前章を受け、瞬時電流波形制御に用いる電流指令値追従のための電圧制御法を提案している。従来制御法である電流ヒステリシス制御を比較対象に、電流制御性能・運転効率・運転音の観点から実験的に有用性を検証している。

## 第4章 SRモータの振動発生原理

機械振動を理解する上で基礎となるモード振動解析について述べ、一般的なモータの振動発生原理と、SRモータの特異な振動発生原理を比較することでその特徴を明らかにしている。また、制御による対策への応用に向けてSRモータに特化した振動加振力解析法を提案している。

## 第5章 電気自動車駆動用SRモータの振動騒音抑制制御

電気自動駆動用として設計試作されたSR モータを対象に、振動騒音抑制制御の原理を説明し、実験的にその有用性を評価している。また、トルク脈動低減・高効

率運転との同時達成を実現する手法についても検討している。

## 第6章 二段階転流法の制振性能劣化要因と改善策

特定の条件で制振性能が劣化する要因を述べる。この問題を構造起因と制御起因に分離して捉え、構造起因の要因については既存の試作機を用いた実機試験および解析によりその性質を明らかにし、振動抑制制御を前提としてロータ形状設計法を提案し、解析により制振性能向上効果を検証している。制御起因の要因については、第4章より明らかにした振動加振力解析法に基づき、対策制御法を提案し、解析により制振性能向上効果を検証している。

## 第7章 結論

本研究で得られた成果ならびに今後の課題について、整理している。



## 第2章

# 産業サーボ用SRモータのトルク脈動抑制制御

### 2.1 まえがき

小坂氏らは、希土類磁石を用いた 400W 永久磁石サーボモータと同一の外形寸法、電圧、電流条件の下、仮定磁路法による簡易非線形磁気解析と遺伝的アルゴリズムを組み合わせた自律最適化設計法によって原機の最大トルク速度特性を満足できる SR モータを設計検討し、四相 8/6 極 SR モータという解を得ている<sup>(16)</sup>。このモータでは希土類磁石に匹敵するトルク密度と効率確保のために、最適相数を 4、ギャップ長 0.1mm としており、連続定格動作点で 85%以上の効率を実現している。このモータの位置決め制御への展開を考えるにあたっては、定格速度の 10%以下の極低速域におけるトルク制御性能が重要である。

本章では、この閾値速度を境に高速／低速域でトルク制御器を切り替えるシステムを取り上げ、特に低速域でのトルク制御に対応する瞬時電流波形制御法について検討している。具体的には、瞬時電流波形制御における電流指令生成法について検討し、供試機を用いた実機試験によりトルク脈動抑制性能を検証し、残留トルク脈動の発生要因を明らかにし、トルク脈動抑制性能向上のための対策手法を 2D-FEM を用いて提案している。

## 2.2 供試機諸元とサーボドライブシステム構成

### 2.2.1 供試機諸元

供試SRモータの断面形状を図2.1に示す。四相8/6極構成で、図中には一例としてA相巻線接続を破線で示している。ステータ・ロータコア積厚は40mmである。連続定格速度／トルク／出力はそれぞれ、3000rpm/1.27N・m/400Wである。希土類磁石を用いた400W汎用サーボモータと同等体格で、短時間定格トルク（3倍定格）と連続定格動作点での高効率を両立するため、供試機ではハイブリッドステッピングモータで実用実績のある0.1mm短ギャップ長を採用している。各相巻線抵抗のノミナル値は $R=5.4\Omega$ である。

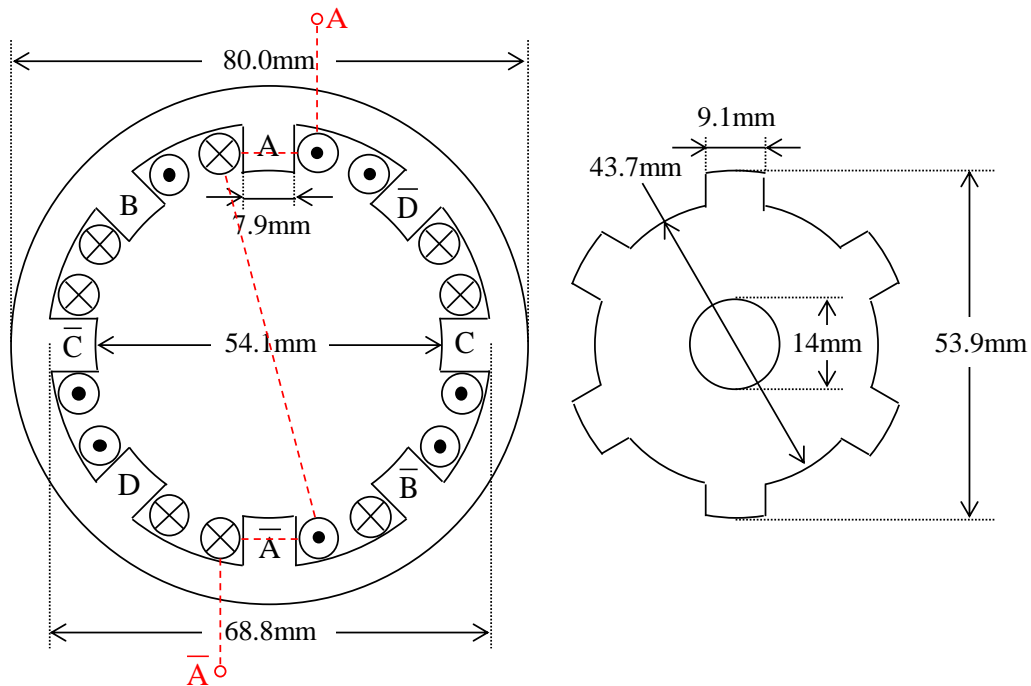


図 2.1 供試機の断面図



## 2.2.2 サーボドライブシステムの構成

本検討におけるサーボ制御システム全体、トルク制御系の構成をそれぞれ図 2.2, 2.3 に示す。切替速度 ( $\omega_0=300\text{r/min}$ ) 未満の低速領域では、位置決め制御に重要なトルク脈動を抑制するため、提案瞬時電流波形制御に基づく瞬時トルク制御を採用している。一方、切替速度以上の中高速領域では、高効率制御を目的に電流マイナースの等幅 PWM 電圧駆動によるトルク制御を用いている。位置検出にはインクリメンタルエンコーダ ( $1,000\text{ ppr} \times 4\text{ 通倍}=4000\text{ ppr}$ ) を用いている。

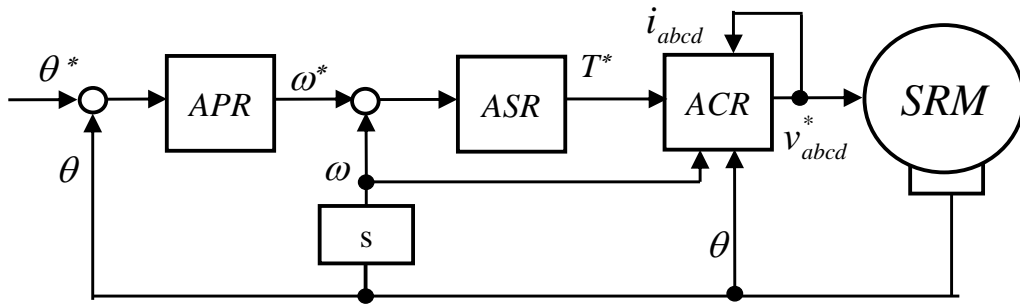


図 2.2 本研究が採用するサーボドライブシステムの構成

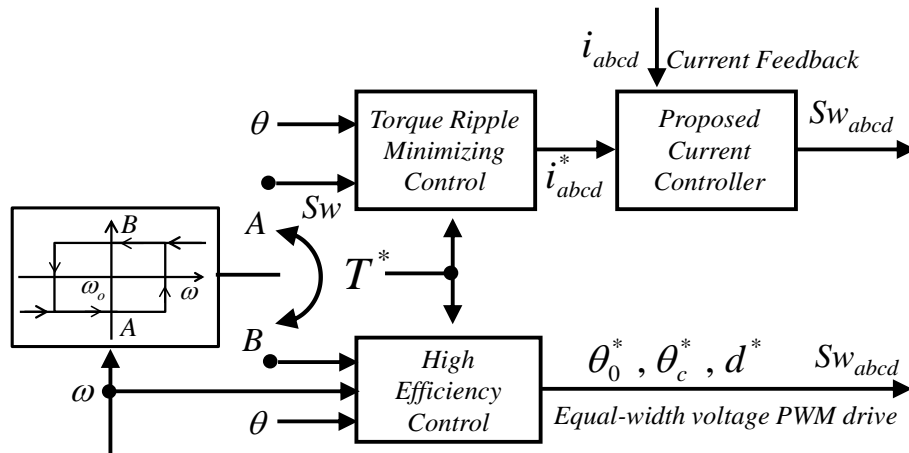


図 2.3 提案トルク制御器の構成

## 2.3 瞬時電流波形制御によるトルク脈動抑制制御

### 2.3.1 瞬時電流波形制御の構成

本研究が提案する瞬時電流波形制御の概念図を図2.4に示す。提案制御は、軸トルク指令入力から駆動回路のスイッチング指令を見た場合に、入力された軸トルク指令を実現するための理想的な瞬時電流波形指令生成部と、その電流指令に実電流を追従させる電圧制御部によって構成される。後者の電圧制御については3章で詳細な検討を行い、本章では一定のトルク波形を実現するための理想電流波形指令の生成過程について検討している。

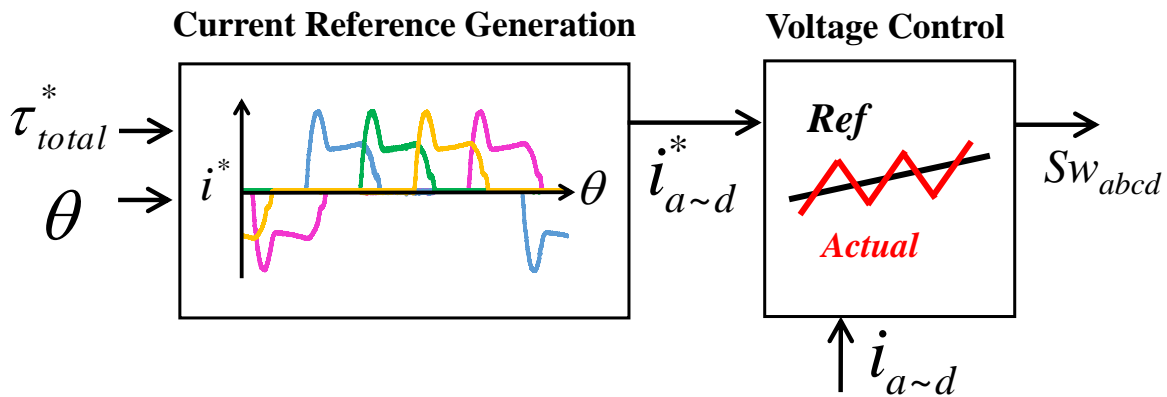


図 2.4 瞬時電流波形制御の構成

### 2.3.2 トルクコンター関数

トルク脈動抑制のための各相の瞬時電流指令生成法として、本研究ではI.Husain氏らによって提案された回転子位置に対する各相の発生トルク分担を与えるトルクコンター関数  $f_{Tx}(\theta)$  を介した手法を採用している<sup>(20)</sup>。トルクコンター関数の添え字  $x$  は相情報を表し、次式を満たすように定義される。

$$\sum_{x=a}^d f_{Tx}(\theta) = 1 \quad (2.1)$$

トルクコンター関数は様々な形状を取り得るが、一例として供試SRモータで採用したトルクコンター関数を図2.5に示す。図中の  $\theta_{lap}$  は、通電シーケンス的に連続する二相のオーバーラップ角、 $\theta_{f0}$  は非オーバーラップ期間の開始角である。8/6極構造の供試モータでは、隣接相の通電期間は機械角で15degシフトした関係となるため、ターンオン角  $\theta_0$ 、非オーバーラップ期間の終了角  $\theta_{fc}$ 、通電終了角  $\theta_c$  は全て  $\theta_{lap}$  と  $\theta_{f0}$  の従属パラメータとして、

$$\theta_0 = \theta_{f0} - \theta_{lap}, \theta_{fc} = \theta_0 + 15^\circ, \theta_c = \theta_{f0} + 15^\circ \quad (2.2)$$

と記せる。したがって、トルクコンター関数は  $\theta_{lap}$  と  $\theta_{f0}$  の2つのみを独立パラメータとして決定できる。非オーバーラップ期間中 ( $\theta_{f0} - \theta_{fc}$  間) は一相単独でトルクを発生してトルクを出すため、トルクコンター関数は1となる。一方、オーバーラップ期間中 ( $\theta_0 - \theta_{f0}$  間) は種々の関数の選択が可能であるが、トルクの急峻な立ち上がり、すなわち電流波形の急峻な立ち上がりを受けて瞬時最大印加電圧を抑制するため、ここでは次式で与えられる関数を一例として採用している。

$$f_{Ta}(\theta) = \frac{1}{2} \left| \cos \left( \frac{\theta - \theta_{f0}}{\theta_{lap}} \cdot \pi \right) + 1 \right| \quad (2.3)$$

指令トルク  $T^*$  を (2.3) 式のトルクコンター関数に乗じて得られる各相瞬時トルク指令通りに制御すれば，モータ軸トルクからトルク脈動を完全に除去できる。

$$T_{Total} = T^* \times \sum_{x=a}^d f_{Tx}(\theta) = T^* \quad (2.4)$$

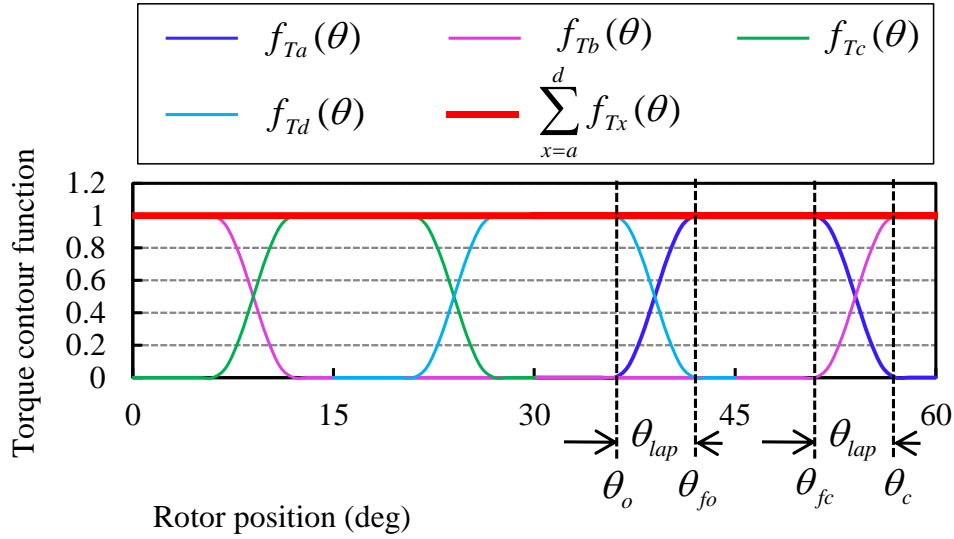


図 2.5 トルクコンター関数

### 2.3.3 測定磁化特性モデルに基づく $T-i-\theta$ 特性の算出

トルクコンター関数の独立設定パラメータである  $\theta_{lap}$  と  $\theta_{fo}$  は，供試モータのトルクー電流ー回転子位置特性 ( $T-i-\theta$  特性) に基づいて設定する。図 2.6 は供試機 A 相で測定した磁化特性で，これを基に一相あたりの  $T-i-\theta$  特性が以下の手順で決定できる。

(1) 測定磁化特性のモデリング 各回転子位置  $\theta_x$  の磁化特性に対して，次式の電流多項式による最小自乗近似を行い，回転子位置  $\theta_x$  の電流多項式表現における各次

数の係数  $L_n|_{\theta=\theta_x}$  を得る。

$$\lambda(i)|_{\theta=\theta_x} = \sum_{n=1}^{n_{\max}} L_n|_{\theta=\theta_x} \cdot i^n \quad (2.5)$$

ここで、電流次数の上限は最小自乗近似による磁化特性に近似精度に基づき、 $n_{\max}=20$  次としている。

次に、回転子位置  $\theta$  に対する電流  $n$  次成分の係数  $L_n|_{\theta=\theta_x}$  の空間分布波形を空間調波解析してフーリエ係数を求め、電流次数  $n$  次成分の係数を回転子位置の関数として次式を得る。

$$L_n(\theta) = \sum_{k=0}^{k_{\max}} L_{nk} \cos(k\alpha\theta) \quad (2.6)$$

ここで、 $\alpha$  は回転子極数である。サンプリング定理から決定される  $k_{\max}$  の上限次数は 18 次である。以降で詳細を説明するが、トルク特性の導出過程には、この磁化特性モデルに対する回転子位置偏微分が含まれる。 $k_{\max}$  を上限に近づけた場合、量子化誤差や、磁化曲線計測時の位置誤差等の影響によって生じる磁化特性モデル誤差が偏微分計算によって増幅される。以上の理由から、実際のフーリエ係数の最大次数は  $k_{\max}=9$  次としている。

以上の処理により、測定磁化特性モデルを次式で得る。

$$\lambda(i, \theta) = \sum_{n=1}^{n_{\max}} L_n(\theta) \cdot i^n \quad (2.7)$$

(2)  $T$ - $i$ - $\theta$  特性の算出 一般に一相あたりのリラクタンストルクは、回転子位置変位に対する磁気随伴エネルギー  $W_m$  ' の変化を用いて次式で記せる。

$$\tau(i, \theta) = \left. \frac{\partial W'_m}{\partial \theta} \right|_{i=\text{const}} \quad (2.8)$$

磁気随伴エネルギー  $W_m$  ' は、図 2.6 の磁化特性において磁化曲線と電流軸が囲む部分の面積に等しく、次式で与えられる。

$$W'_m = \int_0^i \lambda(i, \theta) di \quad (2.9)$$

(2.8) 式に (2.9) 式を代入し, (2.7) 式を用いて  $\tau(i, \theta)$  を得る。得られた  $\tau(i, \theta)$  に任意の電流, 回転子位置を与えてトルクを計算し, 電流をパラメータとして, 回転子位置に対して示したものが図 2.7 の  $T$ - $i$ - $\theta$  特性である。

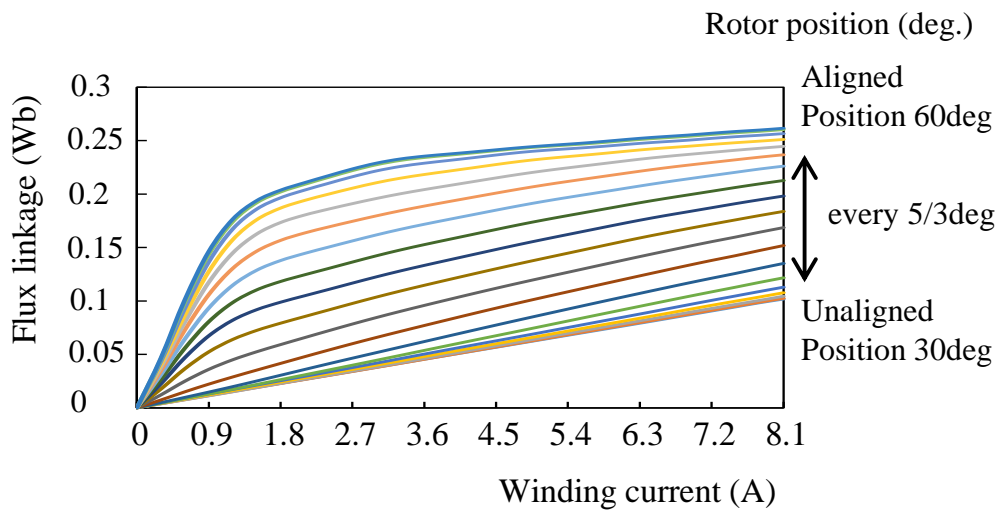


図 2.6 供試機の計測磁化曲線

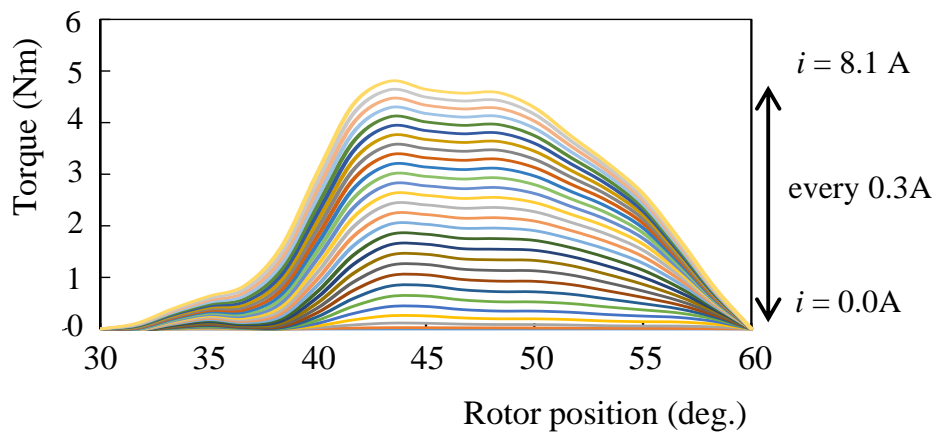


図 2.7 供試機の計測磁化曲線に基づいて算出した  $T$ - $i$ - $\theta$  特性

### 2.3.4 トルクコンター関数に基づく瞬時電流波形指令

指令トルク  $T^*$  と  $f_{Ta}(\theta)$  から, A 相の実分担トルク  $T_a^*(\theta)$  は  $f_{Ta}(\theta) \times T^*$  で与えられる。任意の回転子位置に対する  $T_a^*(\theta)$  を実現するための A 相指令電流の生成法を説明する。 $T$ - $i$ - $\theta$  特性から得られる  $i$ - $T$  曲線に最小自乗近似を行い, 任意の回転子位置  $\theta_x$  における A 相電流指令  $i_a^*(T_a^*)/\theta=\theta_x$  を次式でモデル化する。

$$i_a(T_a^*)\Big|_{\theta=\theta_x} = \sum_{m=1}^{m_{\max}} K_m\Big|_{\theta=\theta_x} \cdot T_a^{*m} \quad (2.10)$$

最大次数  $m_{\max}$  は最小自乗近似精度及びオンライン演算処理時間を考慮して 10 次としている。本システムで使用するエンコーダの分解能(4000ppr)に応じて, 回転子位置 0.09deg 毎に係数  $K_m$  をデータベース化し, メモリ空間に格納する。A 相以外の  $i_b^*(T_b^*)/\theta=\theta_x \sim i_d^*(T_d^*)/\theta=\theta_x$  については, モータ構造の対称性から  $i_a^*(T_a^*)/\theta=\theta_x$  を 15deg 毎シフトして利用している。検出した回転子位置に応じてメモリ空間から係数  $K_m$  を呼び出し, (2.10)式を用いて, 指令トルクに応じた瞬時電流波形指令値をリアルタイムで演算生成する。

## 2.4 トルク脈動抑制性能評価

### 2.4.1 試験設備諸元

実験システムの構成を図 2.8 に示す。先述の制御演算を Myway プラス社製 PE-ExpertIII の DSP コントローラ内で実装している。本試験の電流指令値追従制御には、指令値と電流センサ検出値を基に、瞬時値比較方式の PWM 制御により電流制御を行う。三相 AC200V を全波整流して得られる直流バス電圧を駆動回路の入力電源としている。負荷側には、小野測器製のトルクステーション TS-7700 システムを用い、検出器には MT-6254A(最大吸収容量 5Nm, 速度制御範囲 0.5~5r/min)を用いている。TS-7700 システムにより、供試機を一定速度で制御して、トルク脈動を計測している。

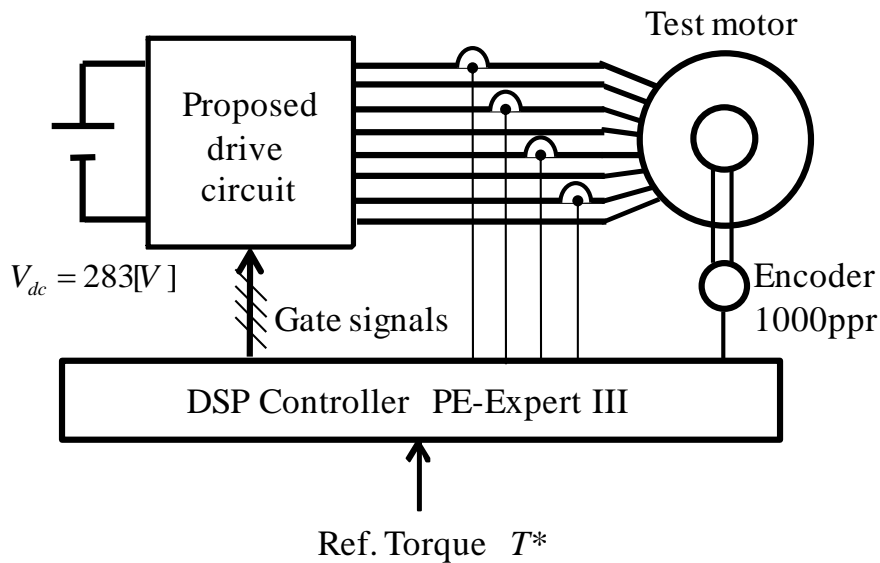


図 2.8 実験システムの構成



### 2.4.2 計測トルク脈動波形

試験システムより 1r/min 一定速度制御された条件下で, 一定トルク指令 1.27Nm を入力した場合の瞬時トルク波形を図 2.9 に示す。なお, 本試験におけるトルクコンター関数の独立パラメータであるオーバーラップ角  $\theta_{lap}$  及び,  $\theta_{\phi}$  は 6deg, 42deg と設定した。これらはトルク制御方式切替速度 300r/min 時の最大トルクを評価基準に定めた。同図から, 単独相通電区間でのトルク脈動率は $\pm 5\%$ 程度に収まっているのに対して, オーバーラップ通電区間では $\pm 20\%$ 程度の大きなトルク脈動が発生していることが確認できる。本試験は極低速で行われているため, 時間変化に対する指令値の急峻な変化は無く, 実電流は指令値を完全追従しているものとする, 提案制御におけるトルク脈動抑制性能は, 電流指令波形生成に依存する。

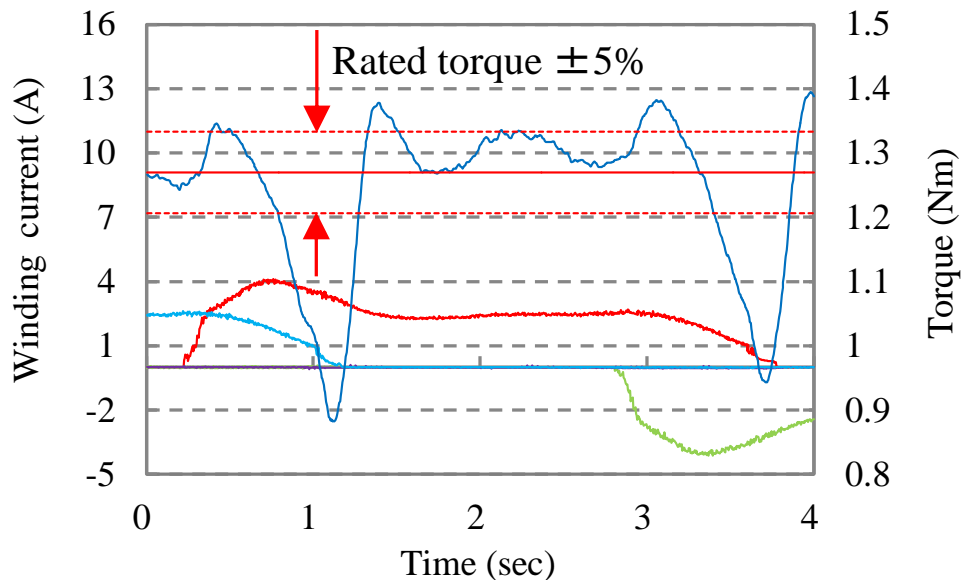


図 2.9 計測瞬時トルク波形

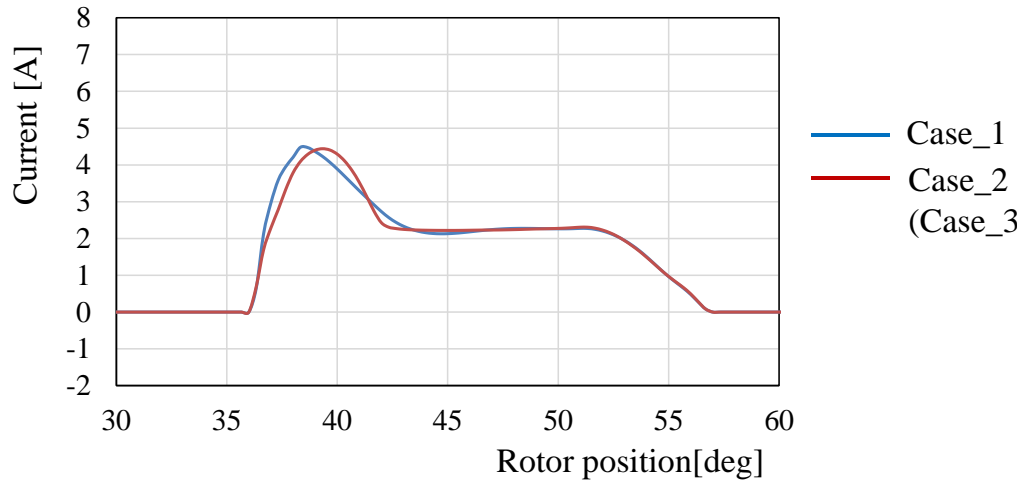
### 2.4.3 トルク脈動抑制性能劣化要因の分析と対策<sup>(21)</sup>

先述のトルク脈動抑制性能劣化要因は、現行のトルク特性モデリングでは考慮していない高次空間高調波の影響と、相互誘導磁束（2相通電時の磁気的な干渉）の影響であると考えられる。上記要因の影響を分離するため、実機試験と同様の負荷条件の下、2D-FEMによる瞬時トルク波形解析を実施し、結果を図2.10に示す。図中の各条件は以下の通りである。

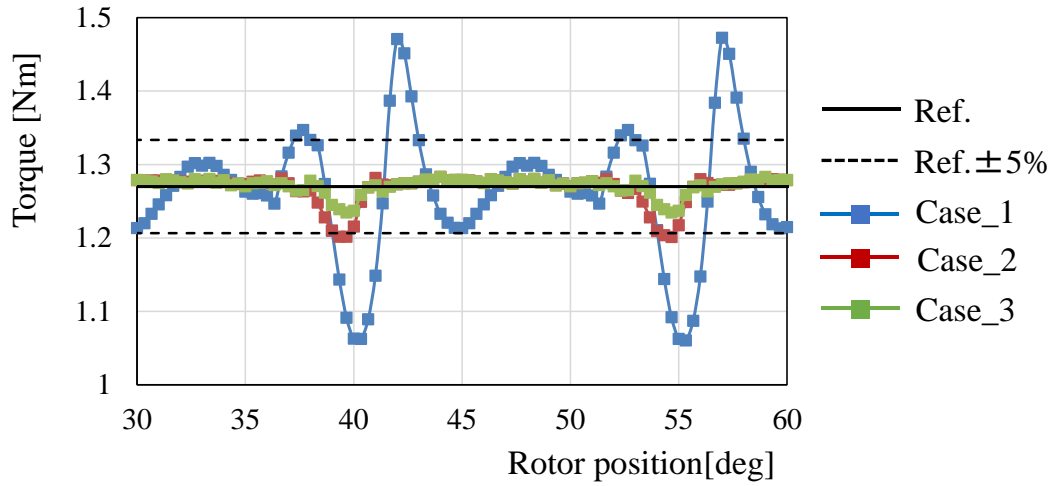
- ・ Case1 :  $k_{max}=9$  / 相互誘導を考慮
- ・ Case2 :  $k_{max}=45$  / 相互誘導を考慮
- ・ Case3 :  $k_{max}=45$  / 相互誘導を無視

単相のみ瞬時電流波形指令を入力して得られる瞬時トルク波形を用いて、各相の線形和として相互誘導作用の影響を無視した瞬時トルク波形を得ている。2.3.3 で述べた理由から、 $k_{max}$  はサンプリング定理から決定される上限次数に対して低く設定する必要がある。高次空間高調波の影響を再現するため、2D-FEMを用いた検討では、回転子位置 1/3deg 毎に磁化曲線を解析的に得ている。同図から、高次空間高調波を考慮したトルク特性モデルに基づいて電流指令を生成することにより、大幅なトルク脈動抑制効果の改善を確認できる。一方、相互誘導による影響については、二相同時通電時には約 3%程度のトルクディップとして確認できるが、高次空間高調波による影響が支配的であることは明白である。図2.10(a)より、 $k_{max}$  による電流波形の違いはオーバーラップ通電区間 36~42deg 近傍で顕著に現れている。ここでは両突極のティースがオーバーラップし始めることにより、図2.7に示す  $T-i-\theta$  特性から分かるように、回転子位置の変化に対してトルク特性は急峻な傾きを有する。従って、高次空間高調波を正確に再現した制御モデルに基づいて適切な電流

指令波形生成したことが，トルク脈動抑制効果に寄与した結果である。



(a) トルク特性モデルの高次空間高調波による電流指令波形の比較



(b) 瞬時トルク波形の比較

図 2.10 残留トルク脈動発生要因の分析

## 2.5 あとがき

本章では，産業サーボ用SRモータのトルク脈動抑制制御を目的に，瞬時電流波形制御を提案し，一定のトルク波形を得るための理想的な瞬時電流波形指令生成法について述べ，実験的に有用性を検証した。計測瞬時トルク波形では，単相通電区間のトルク脈動は $\pm 5\%$ 程度に抑制されているのに対して，オーバーラップ通電区間近傍では大きなトルク脈動が確認された。

実機試験により確認された顕著な残留トルク脈動発生要因を **2D-FEM** を用いた検討により，トルク特性における高次空間高調波の影響が支配的であることを明らかにした。著者らは，当該モータとは異なる形状の **SRM** に対しても同様の検討を行っており<sup>(22)</sup>，トルク特性の持つ高次空間高調波を正確にモデル化することが，**SRM** の高精度トルク脈動抑制制御を実現するために最も重要な要因であることを明らかにしている。この対策には，高分解能エンコーダを用いて位置検出を行い，より細分化された回転子位置毎の磁化曲線計測が必要であるが，この改善策は全てオフライン演算上で実現されるものであり，オンライン演算負荷の増加は無く，実用的かつ効果的な手法である。

## 第3章

# 瞬時電流波形制御のための電流指令値追従制御

### 3.1 まえがき

本章では、瞬時電流波形制御における電流指令値追従制御について検討している。一般的にSRモータの電流フィードバック制御には、瞬時検出値の大小比較によってスイッチング指令を決定する電流ヒステリシス制御が適用されるが、本研究ではPWM電圧制御下での電流指令値追従制御法を提案している。提案制御法の詳細を述べ、電流制御試験、速度制御試験、位置決め試験から有用性を確認し、従来制御法である電流ヒステリシス制御を比較対象に、制御性能の比較を行っている。

### 3.2 電圧 PWM 制御下での電流指令波形追従制御

#### 3.2.1 本研究の位置づけ

誘導電動機や永久磁石形同期モータなど一般的な交流モータにおけるベクトル制御や電流ベクトル制御などでは、電流センサで検出した三相瞬時電流の  $d$ - $q$  変換によって得られる回転座標系の  $d$  軸、 $q$  軸各軸での実電流をフィードバック量として、PI（比例－積分）制御など目標電流値への追従制御系が構成される。この場合、定常状態での目標電流値は直流となるので、積分作用による遅れ要素は問題にならない。一方、SRモータの瞬時トルク制御のための電流制御では、理想的な電

流波形指令が正弦波ではなく、図 2.10(a)に示したような独特の波形となるため、静止座標系での瞬時電流制御が必要となる。そのため、多くの先行研究の報告事例では、非線形な制御対象に適用可能な、ヒステリシス幅を設けた電流瞬時値比較に基づく電圧制御法（従来手法）が用いられている<sup>(23)</sup>。この制御法では、電流リップル低減と高速電流応答の両立に際し、以下の課題を有する。

（１）一定DCバス電圧下でのスイッチング周波数の高周波化

（２）固定スイッチング周波数とした場合の可変DCバス電圧化

（１）について具体的に説明する。従来手法では、指令値に電流ヒステリシス幅を加えた電流指令値と検出電流値との大小比較に基づいてスイッチのオンオフを決定する。ヒステリシス幅を小さくすることで電流リップルは小さくなるが、スイッチング周波数は高くなる。低速回転域では電流指令を実現するためのモータ印加電圧は低くなり、それに比べて一定DCバス電圧が高い場合、電流リップル低減にはスイッチング周波数をさらに高くする必要がある。無論、高速電流応答の観点からも、スイッチング周波数は高い方が望ましい。結果、電流リップル低減と高速電流応答の両立にはスイッチング周波数の高周波化が必要となる。しかし、変換器の冷却方式などによってスイッチング周波数には上限制約があるため、電流リップル低減や電流応答の高速化は制約を受ける。（２）については、固定スイッチング周波数の下で前述の低速回転域を考えた場合、モータ印加電圧に対してDCバス電圧を適正な低い値とすれば、電流リップルを低減できる。しかし、この場合一方で電流応答性能は劣化する。結果、電流リップル低減と高速電流応答の両立には、DCバス電圧を可変させる仕組みが必要で、例えば昇圧あるいは降圧DC-DCコンバータが必要となり、システムコストやサイズの増大を招く。

上記の従来手法の課題を克服するため、本研究では、一般的な三角波比較PWM方式を用い、電圧指令決定方式とスイッチングパターン生成法によって構成される電圧制御法を提案する。これにより、変換器の熱冷却設計を考慮した固定スイッチング周波数かつ固定DCバス電圧のもとで、電圧PWMによってモータ印加電圧を適切に制御し、電流リップル低減と高速電流応答の両立を図る。提案電圧制御法の中核となるのは電圧指令決定法であり、そのブロック図を図3.1に示す。本研究では、非線形性の強いSRモータに対し、磁化特性モデルに基づいて電圧指令を生成し、温度変化による抵抗値変動誤差の電圧指令補償を合わせて最終電圧指令を決定する手法を提案しており、以下詳細を説明する。電圧指令を三角波比較PWM方式で実現する手法のもう一つの構成要素であるスイッチングパターン生成法については、後述の5章の5.4.3項を参照されたい。

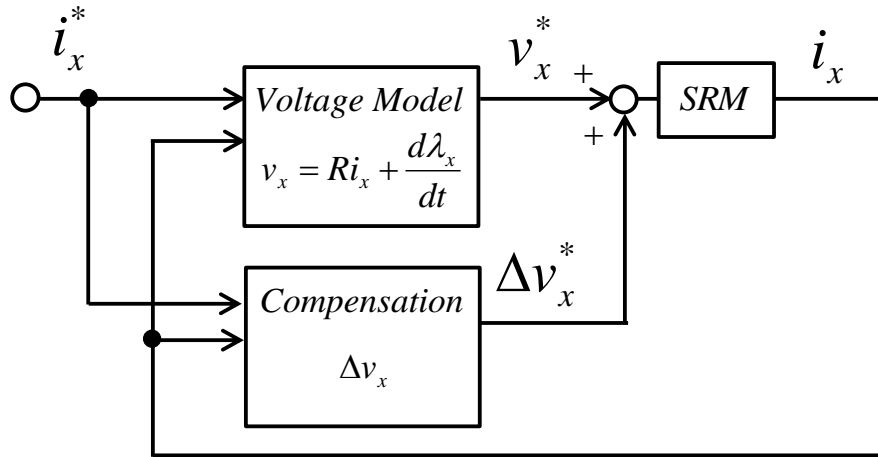


図 3.1 提案電圧制御系のブロック図

### 3.2.2 磁化特性モデルに基づく電圧指令生成法

先述の背景の下，本研究では直流変換を用いることなく，非線形磁化特性をモータモデルとするデットビート制御によって瞬時電流を制御する。S R モータの電圧方程式を (3.1) 式に，同式を変形して得られる磁束鎖交数の表現式を (3.2) 式に示す。

$$v_x = Ri_x + \frac{d\lambda_x(i_x, \theta)}{dt} \quad (3.1)$$

$$\lambda_x = \int (v_x - Ri_x) dt \quad (3.2)$$

(3.1)，(3.2) 式に基づく離散値制御系における電圧指令演算と出力のタイミングチャートを図 3.2 に示す。以降では，現サンプル点を  $n$  点として記述する。 $n \sim n+1$  点間で計算される電圧指令  $v_x^*[n+1]$  は，1 サンプル後の  $n+1 \sim n+2$  点間で出力される。 $n+1$  点での電流値  $i_x[n+1]$  を初期値に， $n+2$  点での電流値を指令値  $i_x^*[n+2]$  に追従させるための電圧指令  $v_x^*[n+1]$  は次式で与えられる。

$$v_x^*[n+1] = R \frac{i_x^*[n+2] + i_x[n+1]}{2} + \frac{\lambda_x^*[n+2] - \lambda_x[n+1]}{T_s} \quad (3.3)$$

ここで， $\lambda_x^*[n+2]$  :  $n+2$  点での磁束鎖交数指令， $\lambda_x[n+1]$  :  $n+1$  点での磁束鎖交数， $T_s$  : サンプル周期である。なお， $n$  点でのトルク指令入力から見て，指令値追従は 2 サンプル遅れることから，デットビート制御系の設計有限整定時間は 2 サンプル周期に相当する。 $n$  点での検出位置  $\theta[n]$  を基点に， $n$  点での検出速度  $\omega[n]$  による外挿補間演算で 2 サンプル後の推定位置  $\theta_{est}[n+2]$  を求め，2 サンプル後の指令トルク  $T_x^*(\theta_{est}[n+2])$  から (2.10) 式の電流指令演算モデルを用いて (3.3) 式第 1 項の電流指令値  $i_x^*[n+2]$  を次式で決定する。



$$i_x^*[n+2] = i_x^*(T_x^*(\theta_{est}[n+2])) \Big|_{\theta=\theta_{est}[n+2]} \quad (3.4)$$

(3.3) 式第1項の電流値  $i_x[n+1]$  については、 $n$  点では未検出であるので、モータモデルが誤差を持たず、電圧指令が飽和しない理想状態でのデッドビート制御を前提に、本研究では以下で近似している。

$$i_x[n+1] \approx i_x^*[n+1] \quad (3.5)$$

(3.3) 式第2項の磁束鎖交数の計算には、(2.7) 式の非線形磁化特性モデルを用いている。係数行列  $L_n|_{\theta=\theta_x}$  は位置センサ分解能 0.09deg 毎にメモリ空間に格納しており、最大  $m_{max}$  次数は磁化特性の近似精度と係数行列  $L_n|_{\theta=\theta_x}$  の格納メモリ容量制約から本研究では、 $n_{max}=4$  次としている。(2.5) 式にサンプル後の指令電流と推定位置を入力し、次式で磁束鎖交数  $\lambda_x^*[n+2]$  を決定する。

$$\lambda_x^*[n+2] = \lambda(i_x^*[n+2]) \Big|_{\theta=\theta_{est}[n+2]} \quad (3.6)$$

一方、 $n+1$  点での磁束鎖交数  $\lambda_x[n+1]$  は、(2.5) 式の磁化特性モデルを用いて、まず現サンプル点  $n$  での検出電流  $i_x[n]$ 、検出位置  $\theta[n]$  から磁束鎖交数  $\lambda_x[n]$  を次式で演算する。

$$\lambda_x[n] = \lambda(i_x[n], \theta[n]) \quad (3.7)$$

(3.2) 式を連続系から離散系に変換し、 $\lambda_x[n+1]$  を次式で演算している。

$$\lambda_x[n+1] = \lambda_x[n] + T_s \left( v_x^*[n] - R \frac{i_x^*[n+1] + i_x[n]}{2} \right) \quad (3.8)$$

(3.3) 式に (3.4) ~ (3.8) 式を代入し得られる電流制御系の制御ブロック図を図3.3に示す。図中中央部の  $\Delta v_x^*[n+1]$  は抵抗値変動補償電圧で、その算出方法を以下、説明する。

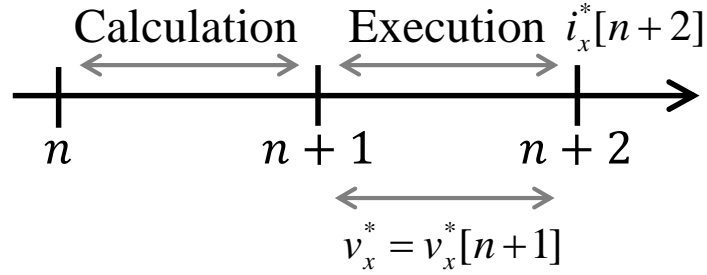


図 3.2 電圧指令の演算・出力タイミング

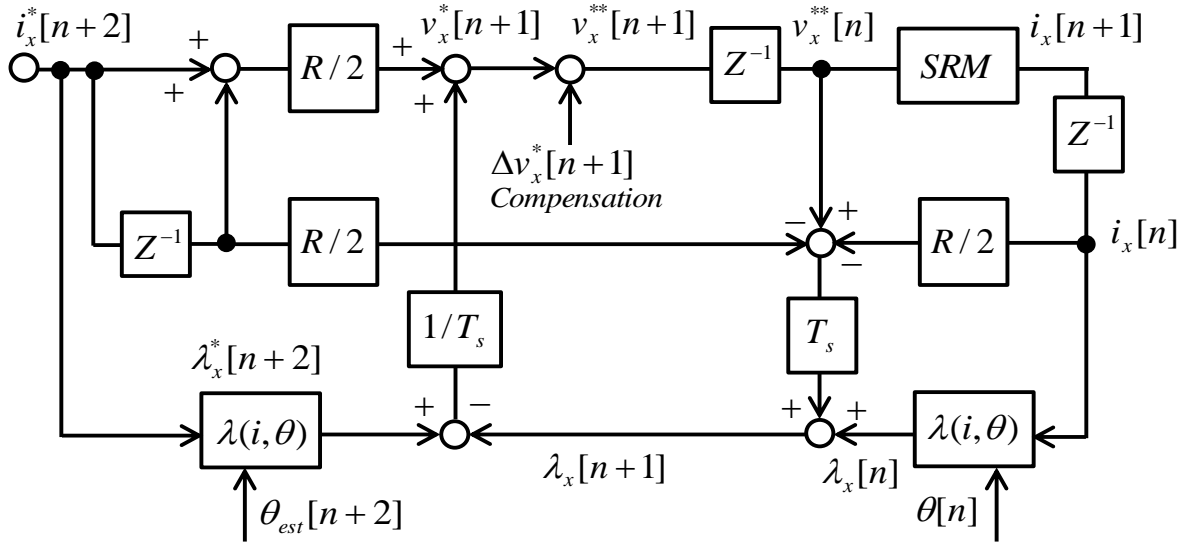


図 3.3 提案電流制御系のブロック図

### 3.2.3 抵抗値変動補償

S R モータは永久磁石を持たないため、温度上昇に伴う磁化特性の変動は無いと仮定すれば、従来モータと同様に抵抗値変動が電流制御系に影響を与える機器定数となる。ノミナル値に対する抵抗値変動分を  $\Delta R[n+1]$  とすると、(3.3) 式および(3.8) 式から抵抗値変動に対する補償電圧  $\Delta v_x^*[n+1]$  は、次式で記せる。

$$\Delta v_x^*[n+1] = \frac{\Delta R[n+1]}{2} (i_x^*[n+2] + 2i_x^*[n+1] + i_x[n]) \quad (3.9)$$

抵抗値変動要因は温度上昇であり、一般に電気時定数に対して温度変化は十分遅い応答であるため、次式の全相の電流偏差積分により抵抗値変動分  $\Delta R[n+1]$  を推定している。

$$\Delta R[n+1] = \Delta R[n] + K_i T_s (|i_x^*[n]| - |i_x[n]|) \quad (3.10)$$

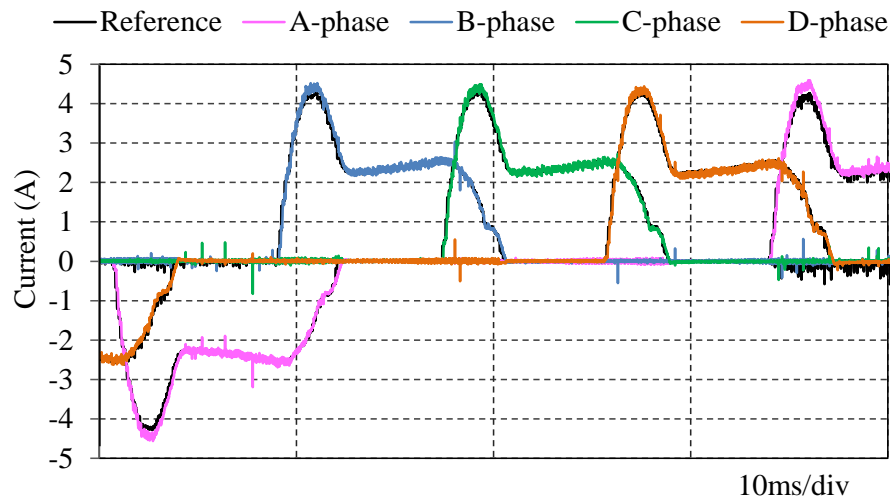
ここで、 $K_i$  は積分ゲインである。なお、電流の絶対値を用いているのは、バイポーラ通電を採用しているためである。

### 3.2.4 電流制御試験

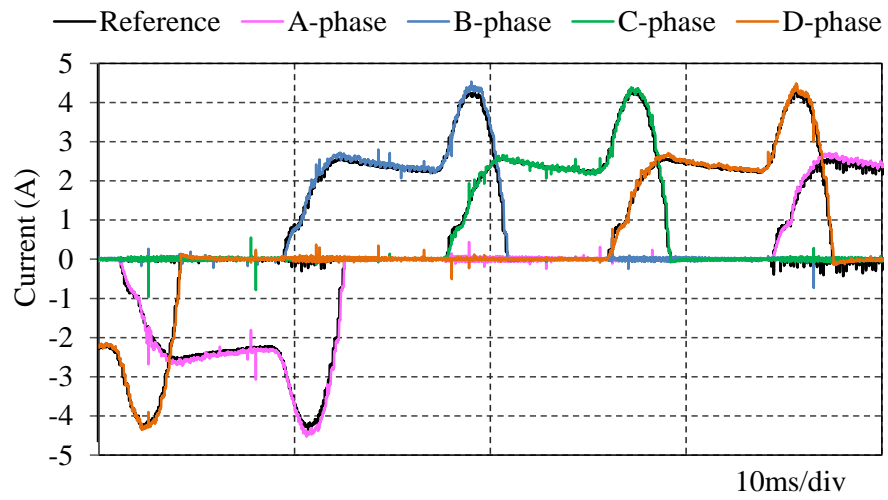
負荷側のサーボモータで定格 10%速度に相当する 300r/min に一定速管理し、提案瞬時電流波形制御時の各測定波形を図 3.4 に示す。同図上から、定格 100%トルクを指令トルクとして与えた場合の (a) 力行制御時、(b) 回生制御時、(c) 力行制御 (+100%トルク) から回生制御 (-100%トルク) へ指令トルクをステップ変化させた時の瞬時電流波形制御の追従性をそれぞれ示している。同図(a)(b)から力行・回生時ともに良好な電流追従性が確認できる。同図(c)では、定格 200%に相当する指令トルクのステップ変化を与えている。このため電圧飽和を生じ、電圧飽和を生じな

い理想状態での設計整定時間である2サンプル周期( $167\mu\text{sec}$ )に対して応答は遅れるものの、 $1\text{msec}$ 未満の比較的速い応答時間での追従特性が確認でき、提案法の有効性が確認できる。

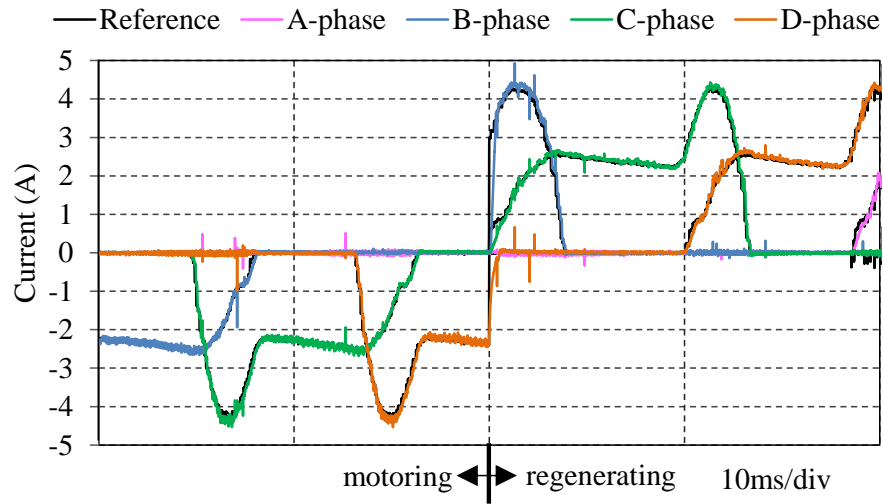
抵抗値変動補償の有効性を確認するため、コントローラ内の初期抵抗値を  $R=0.2\Omega$ （ノミナル値  $R=5.4\Omega$ ）と設定する。抵抗値変動の影響が顕著になる低速回転  $10\text{r/min}$  で負荷側サーボモータにより一定速管理し、定格 100%トルク指令を与えた場合の電流波形と指令値に対する電流誤差の測定結果を図 3.5 に示す。図中 start の時刻より補償制御を開始しており、開始前は基本成分+キャリア成分のピークが  $0.3\text{A}$  程度の電流誤差が発生しているのに対し、開始後には基本成分はほぼ零になり、キャリア成分のピークが  $0.1\text{A}$  以下に低下していることが確認できる。



(a) 力行モード



(b) 回生モード



(c) 力行から回生へのステップ変化

図 3.4 提案電流制御下での計測電流波形

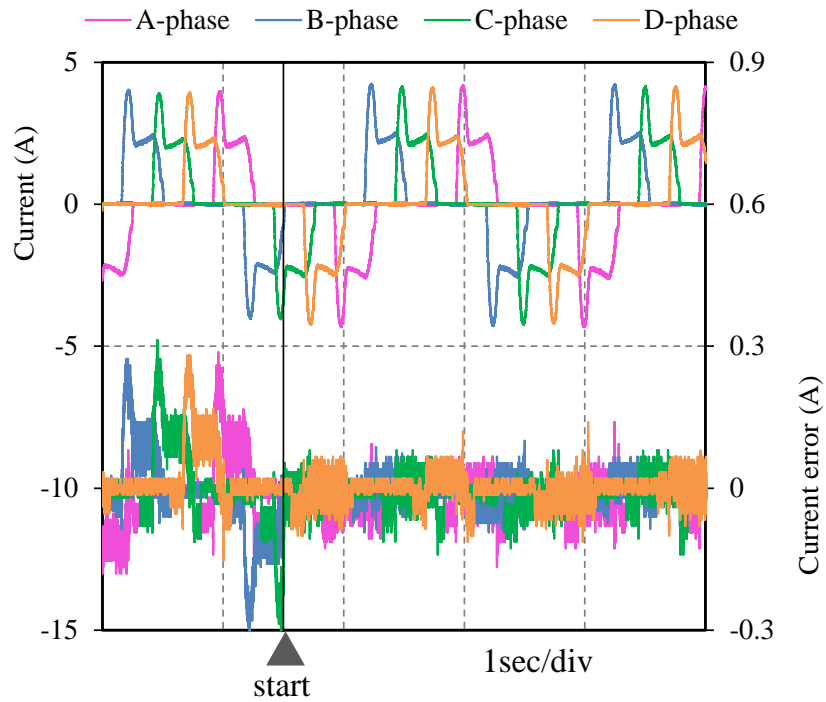


図 3.5 抵抗値変動補償効果

### 3.3 速度・位置決め試験

速度制御系のブロック図を図 3.6 に示す。速度制御ループの応答周波数を設定するため、ここではまず提案電流制御系の応答帯域を検討する。前述のように提案電流制御系はデッドビート制御を採用しており、2 サンプル遅れで指令値に追従する電流応答特性を、入力角周波数を  $\omega^*$  として次式の伝達関数で近似する。

$$G(j\omega) = \exp(-j2\omega^* T_s) \quad (3.11)$$

次式の条件を満たす制御系の応答帯域を考えると、

$$|G(j\omega)| \geq \frac{1}{\sqrt{2}}, \angle G(j\omega) \geq -\frac{\pi}{4} \quad (3.12)$$

(3.11) 式が (3.12) 式を満たす最大入力周波数を求めることにより、提案電流制御系の応答帯域は 0.75kHz 程度となる。

以上の前提、P I 制御器の速度応答帯域を電流制御ループの 1/10 の 75Hz になるように設計している。この場合、P I 制御ゲインの設計の一例として、1つの零点を持つ2次遅れ系の閉ループ伝達関数に対し、極零相殺を取った1次遅れ系で設計している。応答周波数  $\omega_{cs}$  を  $150\pi \text{rad/sec}$  とし、負荷軸側を開放して供試 S R モータ単体での速度応答帯域試験を行った。供試モータの慣性モーメント  $J=1.74 \times 10^{-5} \text{Kg} \cdot \text{m}^2$ 、摩擦係数  $D=8.82 \cdot 10^{-5} \text{Kg} \cdot \text{m/s}^2$  を用いて、比例ゲイン  $K_{sp}=\omega_{cs}J$ 、積分ゲイン  $K_{si}=\omega_{cs}D$  で設計している。ただし、速度制御ループからの出力値には定格 200% に相当するトルクリミッタを設けている。エンコーダ検出位置の1サンプル周期差分 (83.3μsec) で算出した速度を、遮断周波数 0.6kHz のローパスフィルタで処理して速度検出フィードバックしている。速度応答例として、 $0 \rightarrow 31.4 \text{rad/s} (300 \text{r/min})$  のステップ速度指令に対する応答を図 3.7 に示す。図の速度応答はサンプリング周波数

12kHz で取得したデータで，設計通りのクリティカルダンピング応答となっていることが確認できる。

図 3.8 は，P 制御による位置決め制御系のブロック図で，速度応答帯域の 1/10 である 7.5Hz の位置応答帯域となるように P 制御器を設計している。応答周波数  $\omega_{cp}=K_{pp}=15\text{rad/sec}$  とし，負荷軸側を開放して供試 S R モータ単体での位置決め応答試験を行った。停止状態から 100 パルス(機械角 9deg)のステップ位置指令を与えた場合の位置決め応答特性を図 3.9 に示す。位置のサンプリング周波数は 12kHz である。図中青線が位置応答で，赤線が位置偏差である。整定時のオーバーシュートが 1 パルスで，その後目標位置への位置決めが確認できる。

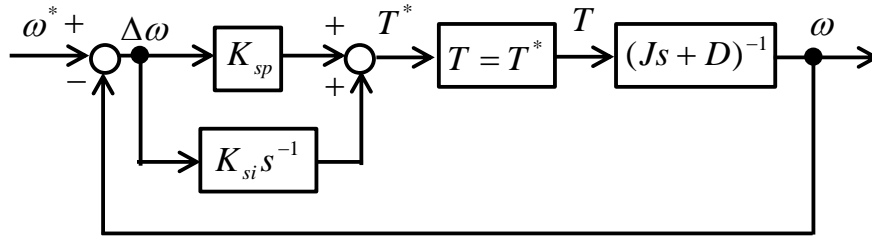


図 3.6 速度制御系のブロック図

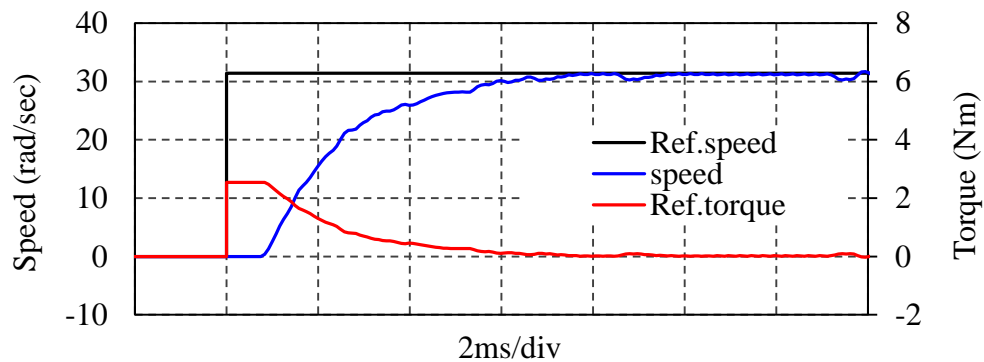


図 3.7 提案制御下での計測ステップ速度応答



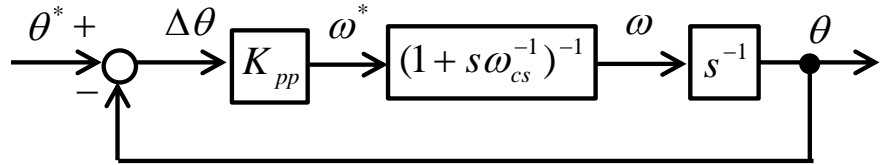


図 3.8 位置制御器のブロック図

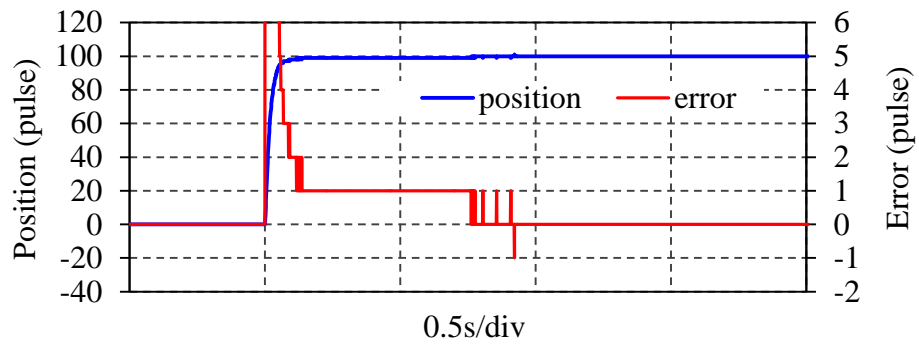


図 3.9 提案制御下での計測位置応答

## 3.4 提案制御法と従来制御法の性能比較

### 3.4.1 電流ヒステリシス制御

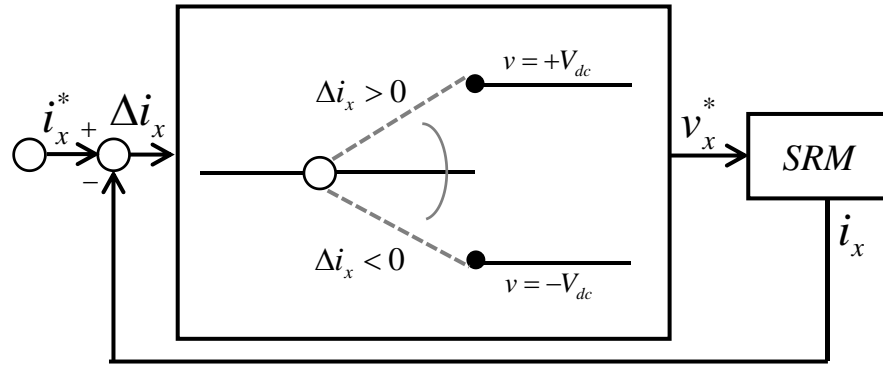
図 3.10 に従来手法である電流ヒステリシス制御<sup>(23)</sup>の概念図を示す。

#### (1) 2LHB 制御

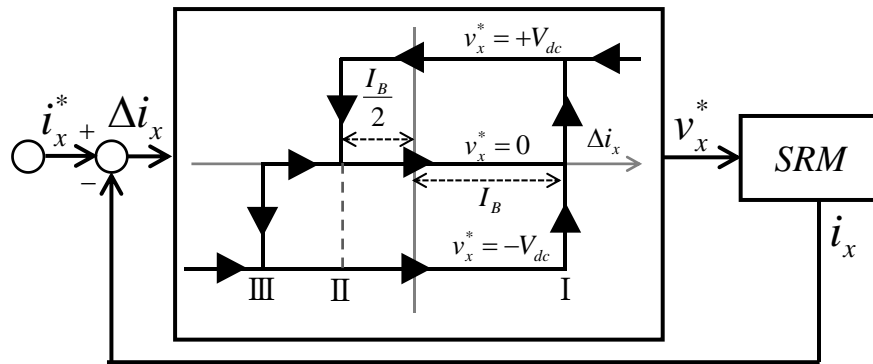
図中 (a) に示すように、電流サンプリング毎に指令値と検出値の大小比較を行い、印加電圧を決定する。追従性の観点から、電流ヒステリシス幅は設けず、正電圧と負電圧の 2 レベルの印加電圧を出力する。

#### (2) 3LHB 制御

図中 (b) に示すように、電流指令値に対してヒステリシス幅 ( $\pm I_B$ ) を設けている。一般的なヒステリシスバンド制御は、ヒステリシス幅はこの一つであるのに対して、3LHB 制御ではその内側に更にインナーバンドを設ける。この二つのヒステリシス幅によって印加電圧を 3 レベルで切り替える。通常は、指令値と検出値の差  $\Delta i_x > +I_B$  を出発点に正電圧を印加開始し、実電流  $i_x$  を立ち上げ、 $\Delta i_x$  がレベル II ( $-I_B/2$ ) に達するまで正電圧印加を継続する。その後、 $\Delta i_x$  が閾値  $I(+I_B)$  に達するまで零電圧を印加する。一方、 $\Delta i_x$  がレベル III ( $-I_B$ ) まで達した場合、 $\Delta i_x$  が閾値  $I(+I_B)$  に達するまで負電圧を印加する。詳細は文献(23)を参照されたい。



(a) 2LHB 制御



(b) 3LHB 制御

図 3.10 電流ヒステリシス制御の概念図

### 3.4.2 運転性能の比較

提案電流指令値追従制御法と従来法の2つの電流ヒステリシス制御の運転性能を下記の条件の下で比較する。

(1) 2LHB 制御・3LHB 制御の電流サンプリングならびに制御周期は 50[μsec] (瞬間最大スイッチング周波数 10[kHz])，提案電流制御では 125[μsec] (スイッチング周波数 4[kHz]，PWM に起因するキャリア高調波成分は 8kHz の倍数成分) とする。

(2) 3LHB 制御のヒステリシスバンド幅は  $I_B=0.1[\text{A}]$  と設定する。

(3) 負荷サーボモータ側から 300[r/min] 一定速度制御し，指令トルクは定格 100% トルクとする。

図 3.11 (a) は 2LHB 制御の下で電流制御を行った場合の四相電流波形を，(b) は A 相電流波形と誤差波形を示している，図 3.12，図 3.13 は同様に 3LHB 制御，提案制御を示している。なお，電流波形のサンプリングレートは 500kHz であり，電流誤差は  $\Delta i_a = i_a^* - i_a$  として求めている。同図における電流制御性能を表 3.1 に示す。ここで， $N_{\text{sample}}$  は評価サンプル数であり， $\Delta I_a$  は次式によって求めている。

$$\Delta I_a = \sqrt{\sum_{n=1}^{N_{\text{sample}}} (\Delta i_a[n])^2} \quad (3.13)$$

また，総損失はモータ損失と回路損失の合計を示している。上記の評価項目から，提案制御を適用することにより，スイッチング回数の低減と電流リップルの低減，高効率運転を両立している。

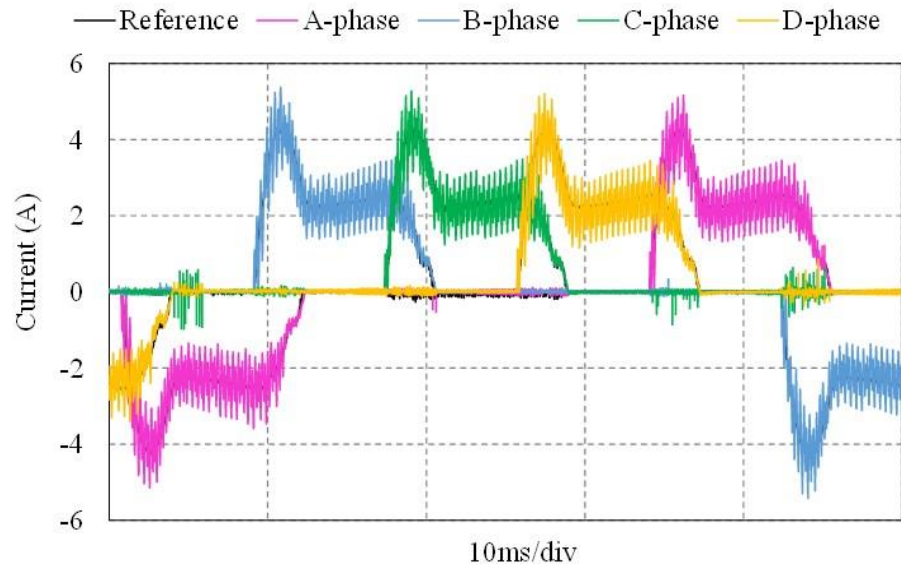
まず，電流リップルについて考察する。供試モータの巻線の最小電氣的時定数は，抵抗値  $R=5.4\Omega$  (20℃ノミナル値)，非対向時のインダクタンスの最小値  $L_{\min}=13.5\text{mH}$  から， $\tau_{\min}=L_{\min}/R=2.5\text{msec}$  であり，サーボモータとしては標準的な値である。2LHB

あるいは3LHB制御時の印加電圧振幅は、スイッチング素子の電圧降下を無視して、直流バス電圧と等しいと近似すれば  $E=282\text{V}$  である。切替閾値回転数である  $300\text{r/min}$  時の速度起電力が印加電圧  $E=282\text{V}$  に比べて極めて小さく無視できるものと仮定し、初期電流値を  $I_0$  とすると瞬間最短のスイッチング指令の更新周期  $50\mu\text{sec}$  で正電圧・負電圧を切り替えた場合の電流変化量は、

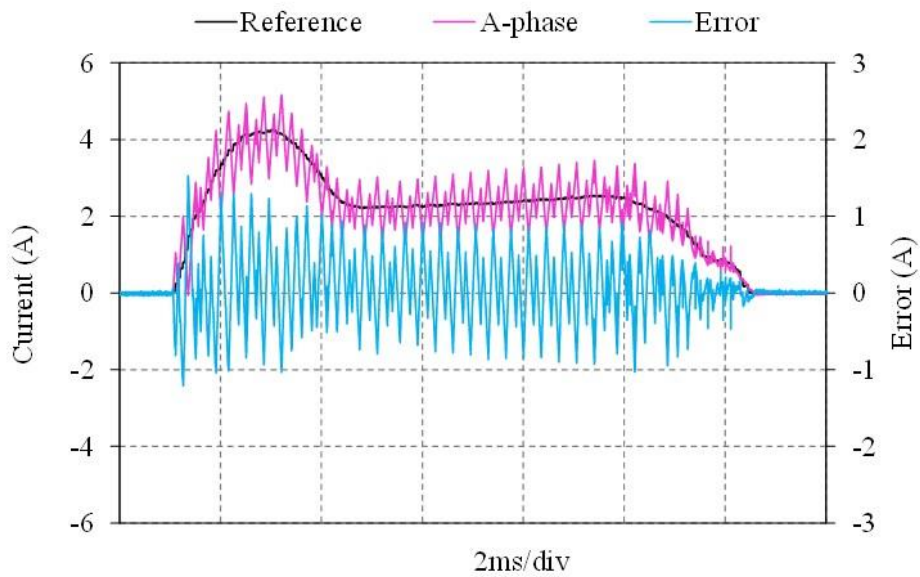
$$\Delta i = \left( \frac{E}{R} - I_0 \right) \cdot \left( 1 - e^{-\frac{t}{\tau_{\min}}} \right) \approx (52.2 - I_0) \times 0.02 \quad (3.14)$$

となる。ここで、定格負荷時の  $I_0$  は図 3. 11, 3. 12 から明らかなように、数アンペア程度であるため、 $50\mu\text{sec}$  間ではほぼ  $1\text{A}$  程度の電流変化を生じることになる。図 3. 11, 3. 12 に見るように、2LHB 制御・3LHB 制御時の電流誤差は約 $\pm 1\text{A}$  程度であり、上記の考察が妥当であることが分かる。

図 3. 14 に計測騒音スペクトルを示す。(a)は暗騒音を示しており、(b)は各種制御法を比較している。同図の波形から、提案制御は固定PWM周波数の下で行われるため、スイッチングに起因したスペクトルはPWM周波数  $8\text{kHz}$  の倍数に顕著なスペクトルが存在する。一方、2LHB 制御、3LHB 制御では、 $4.4\text{kHz}$  近傍に支配的なスペクトルが存在している。また、詳細は4章で説明するが、供試機は  $4.4\text{kHz}$  に主要な固有振動特性を持つ。電流ヒステリシス制御はスイッチング周波数が単一ではなく、ランダムに分散するため<sup>(24)</sup>、スイッチングに起因した電磁力脈動の周波数が機械系の固有振動数と合致し、騒音増加に繋がったものと考えられる。

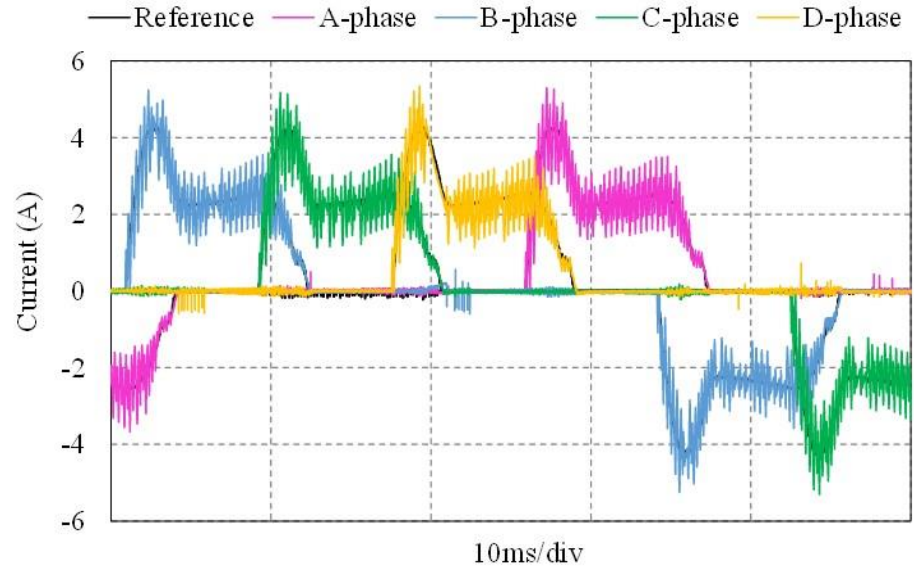


(a) 計測電流波形

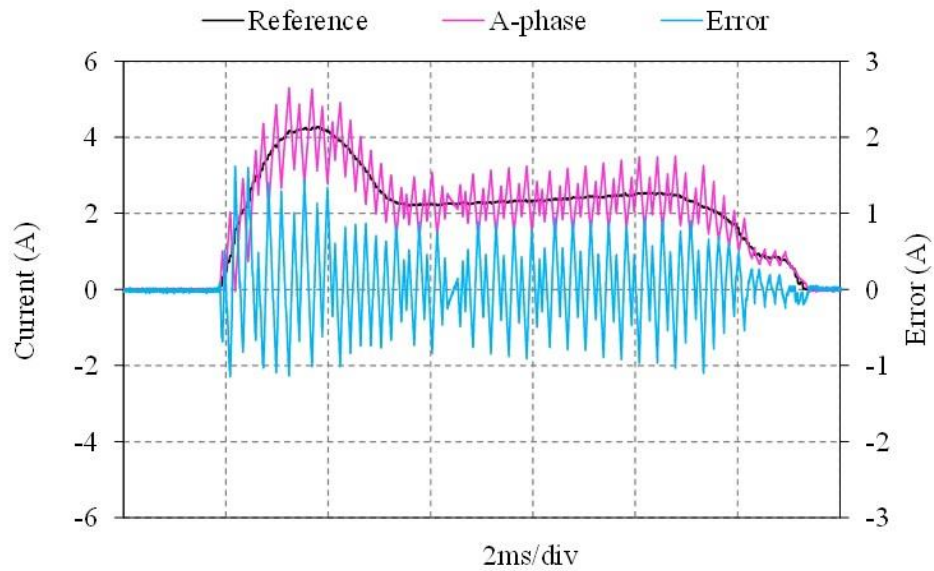


(b) A相電流波形と瞬時電流誤差波形

図 3.11 2LHB 制御下での計測電流波形

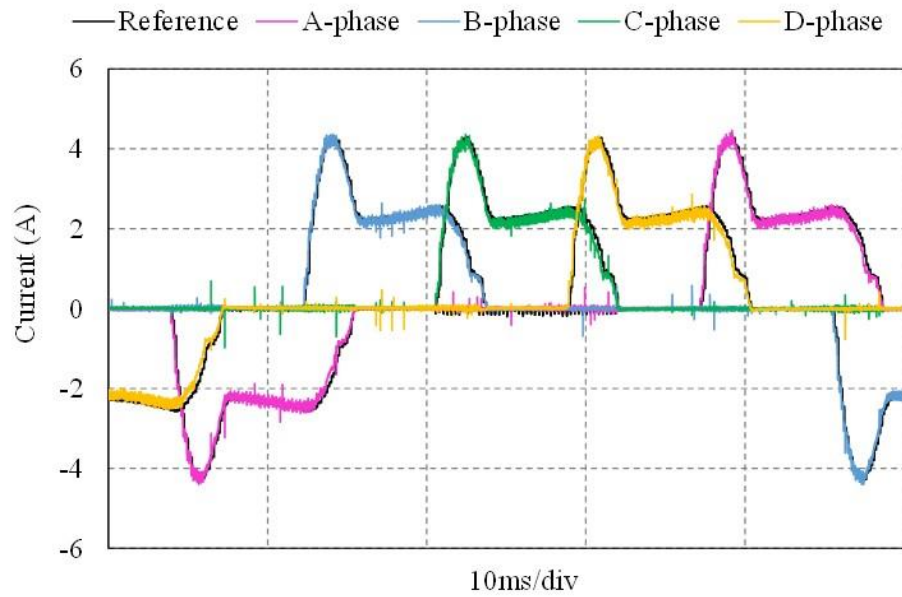


(a) 計測電流波形

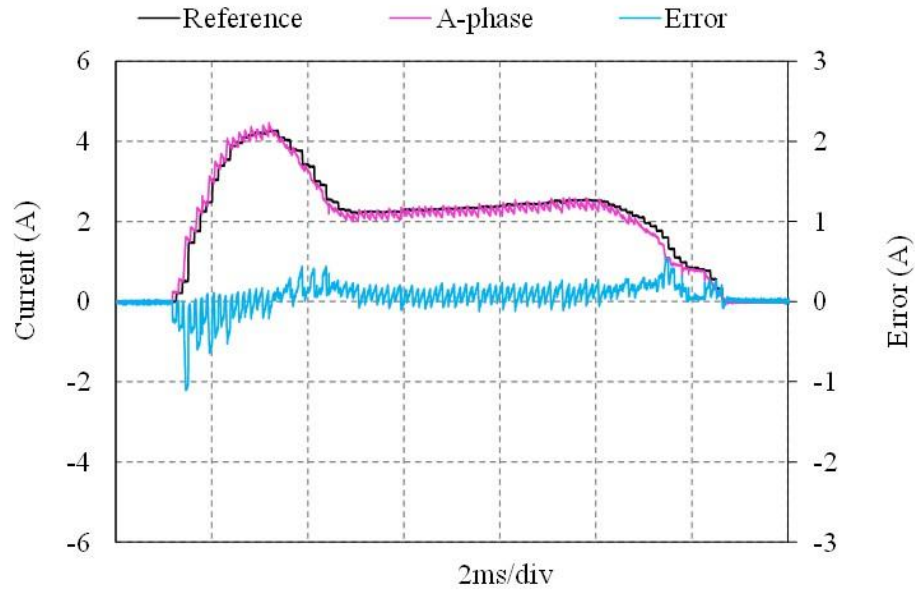


(b) A相電流波形と瞬時電流誤差波形

図 3.12 3LHB 制御下での計測電流波形



(a) 計測電流波形



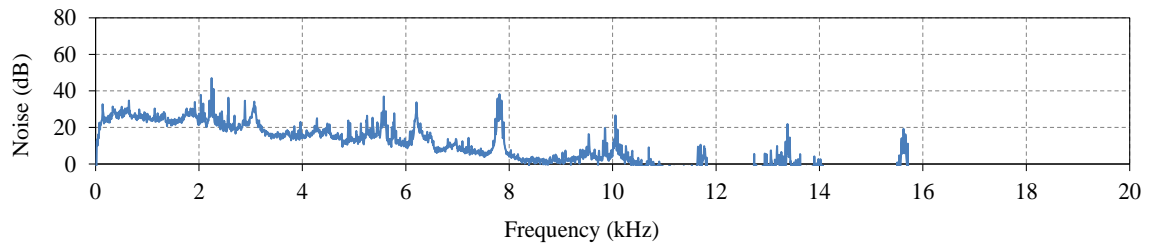
(b) A相電流波形と瞬時電流誤差波形

図 3.13 提案制御下での計測電流波形

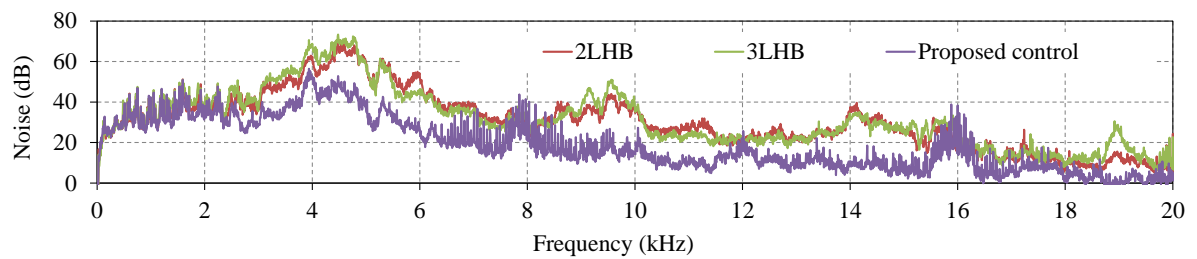


表3. 1 各電流制御手法の運転性能比較

Items	2LHB	3LHB	proposed
Total number of switching	258	230	186
$N_{sample}$	5743	5708	5753
RMS error in current $\Delta I_a[A]$	0.446	0.465	0.189
Total loss including all converter losses [W]	77.1	76.1	63.3



(a) 暗騒音スペクトル



(b) 各種電流制御法の比較

図3.14 計測騒音スペクトル

## 3.5 あとがき

本章では，S R モータの瞬時電流波形制御のためのP W M電圧制御に基づく電流指令値追従制御を提案し，電流波形制御試験・速度制御試験・位置決め制御試験を実施し，有効に動作することを示した。

また，従来法である電流ヒステリシス制御を比較対象に，電流リップル・スイッチング回数・損失・騒音の観点から有用性を実験的に検証し，提案制御は全ての項目において優れていることを示した。

## 第4章

# S Rモータの振動発生原理

### 4.1 まえがき

本章では，モータの振動発生源の性質について着目検討している。モータが発生する振動・騒音はその発生源から分類することができ，何れもモータを駆動する際に発生する電磁力が外力となり，ステータを含む構造体を加振する。それらの性質を把握することは，設計・制御の対策を講じる上で重要な意味を持つ。

まず，モータの振動を考える上で最低限必要となる機械振動の基礎についてまとめる。次に，モータが発する電磁力が振動発生源となるメカニズムについて説明し，一般的な同期モータにおける振動加振力の解析法及び，対策法を述べる。一方，同様の観点でS Rモータの振動加振力を解析した場合，特異な性質が原因となり，一般的な対策手法の適用が困難であることを明らかにする。次章以降に続く制御によるS R Mの振動抑制に向けて，S Rモータに特化した振動加振力解析手法を提案する。

## 4.2 機械の振動解析における基礎<sup>(25)</sup>

本節では、モータの振動を検討する上で必要となる機械振動及びモード振動の性質について説明する。

### 4.2.1 1自由度質量系の振動モデル

機械構造を数学的に最も簡単に表現するのは、図4.1のような質量が1つでバネと減衰要素に支持された系、1自由度質量系の振動モデルである。減衰はいくつかの種類に分類されるが、本論文では最も代表的な粘性減衰を扱う。このとき、1自由度系の運動方程式は、時間領域では次式で表される。

$$m \cdot \frac{d^2 x(t)}{dt^2} + c \cdot \frac{dx(t)}{dt} + k \cdot x(t) = f(t) \quad (4.1)$$

例えば、外力をゼロとした場合、その解は時間領域で、次式で表される。

$$x(t) = X_0 \cdot e^{-\sigma_0 t} \cdot \sin(\omega_0 t + \beta_0) \quad (4.2)$$

ここで、 $\omega_0$ は固有振動数、 $\sigma_0$ は減衰係数、 $X_0$ と $\beta_0$ は初期状態で決定される定数を表す。この式の時間応答を図4.2に示す。同図から分かるように、時間の経過によってその振幅が減衰する振動数 $\omega_0$ の振動を生じる。これは、系のインパルス応答関数に対応している。さて、一般的な振動特性解析は、時間領域ではなく、周波数領域で行われる。式(4.1)をラプラス変換すると

$$(ms^2 + cs + k) \cdot X(s) = F(s) \quad (4.3)$$

となり、ここで外力をゼロとして特性方程式を解くと、その極は次式で表される。

$$\omega_0 = -\frac{c}{2m} \pm j\sqrt{\frac{k}{m} - \left(\frac{c}{2m}\right)^2} \quad (4.4)$$

次に無減衰固有振動数 $\omega_n$ ，減衰の度合いを表す無次元パラメータ減衰比 $\zeta$ を次のように定義する。

$$\omega_n = \sqrt{\frac{k}{m}}, \zeta = \frac{c}{2\sqrt{mk}} \quad (4.5)$$

これらを式(4.3)に代入して，周波数領域での振動伝達特性を次式で得る。

$$G(s) = \frac{X(s)}{F(s)} = \frac{A(s)}{s^2 F(s)} = \frac{m^{-1}}{s^2 + 2\omega_n \zeta s + \omega_n^2} \quad (4.6)$$

ここで自由振動について解くと，その振動数は次式によって表される。

$$\omega_0 = \omega_n \sqrt{1 - \zeta^2} \quad (4.7)$$

(4.7)式から分かるように，実際の振動数は減衰特性の影響を受ける。しかし，通常の機械構造では減衰比 $\zeta$ が0.01～0.1程度であるため，一般的に $\omega_0$ と $\omega_n$ は等しいものとして扱われている。また，式(4.6)の伝達関数における周波数応答特性は図4.3のような特性を持つ。周波数0Hz近傍では，振動伝達特性はバネ $k$ のみによって決まる一方，固有振動数近傍では，振幅特性が急激に高くなる。従って，外力の周波数が固有値近傍である場合，大きく増幅されて振動が伝達されることになり，その度合いは減衰率にも依存する。対象の系の振動伝達特性を調べるということは，この振動伝達の周波数応答特性を得ることであり，一般的な振動解析手法として用いられている。

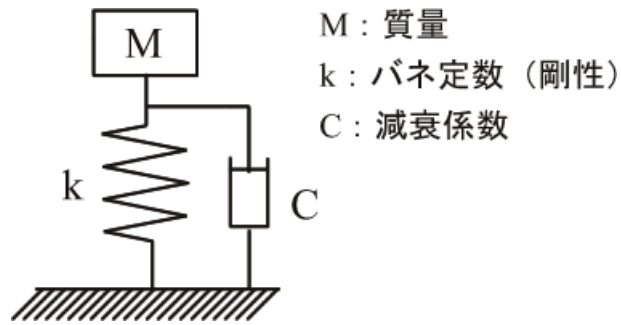


図4.1 1自由度質量系振動モデル

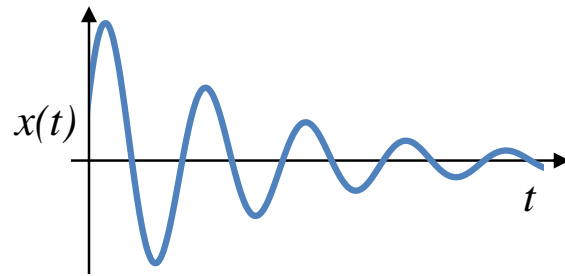


図4.2 1自由質量系の振動時間応答

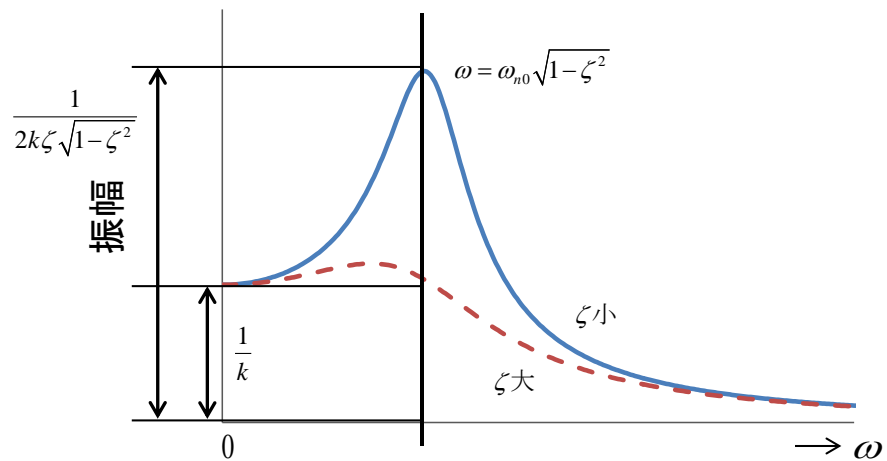


図4.3 1自由度質量系の振動伝達ゲイン特性

## 4.2.2 多自由度質量系の振動モデルとモード振動

前項では、一自由度質量系の運動における時間領域・周波数領域の各特性について述べた。しかし、これは一つの系が唯一の固有振動数を持つことが前提にあり、無論、相異なる点間での振動の相対挙動（振動モード）という概念も無い。一方で、実際の機械はその伝達関数を測定しても分かるように、多数の固有値を有し、振動の挙動も複雑である。このため本項では、図4.4に示すような多自由度質量系のモデルを用いて振動特性の理論展開を行う。同図の運動方程式は、粘性減衰を前提に次式で表現される。

$$\left. \begin{aligned} m_1 \ddot{x}_1(t) + c_1 \dot{x}_1(t) + c_2 \{\dot{x}_1(t) - \dot{x}_2(t)\} + k_1 x_1(t) + k_2 \{x_1(t) - x_2(t)\} &= f_1(t) \\ m_2 \ddot{x}_2(t) + c_3 \dot{x}_2(t) + c_2 \{\dot{x}_2(t) - \dot{x}_1(t)\} + k_3 x_2(t) + k_2 \{x_2(t) - x_1(t)\} &= f_2(t) \end{aligned} \right\} \quad (4.8)$$

次に、各要素をマトリクス表記することで次式を得る。

$$\begin{bmatrix} m_1 & 0 \\ 0 & m_2 \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} \ddot{x}_1(t) \\ \ddot{x}_2(t) \end{Bmatrix} + \begin{bmatrix} c_1 + c_2 & -c_2 \\ -c_2 & c_2 + c_3 \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} \dot{x}_1(t) \\ \dot{x}_2(t) \end{Bmatrix} + \begin{bmatrix} k_1 + k_2 & -k_2 \\ -k_2 & k_2 + k_3 \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} f_1(t) \\ f_2(t) \end{Bmatrix} \quad (4.9)$$

式を一般化し、次式を得る。

$$[M]\{\ddot{x}(t)\} + [C]\{\dot{x}(t)\} + [K]\{x(t)\} = \{f(t)\} \quad (4.10)$$

この場合、系は多数の固有値を持ち、それらは式(4.10)の外力を0とおいた自由振動の定常解と考え、下記の特性方程式を満たす。

$$\det[-\omega^2[M] + j\omega[C] + [K]] = 0 \quad (4.11)$$

ここで、質量及び剛性マトリクスが実数対称正値マトリクスであれば、そのマトリクスの大きさ $n$ に等しい数の固有値 $\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_n$ を得る。これら固有値は全て特性方程式の解であるから、各固有値に対して(4.1)式に表す一自由度質量系の運動方程式が成立する。つまり、各固有値 $\omega_n$ に対応する、マス・減衰・バネの要素が存在する。また、各固有値に対して、外力をゼロとした場合の式(4.10)を満たす固有ベクトル $\{\varphi_1\}, \{\varphi_2\}, \dots, \{\varphi_n\}$ (振動モード)が求まる。各振動モードは直交性を持つため、互いに干渉せず独立に存在する。従って、任意の観測点における振動は、各振動モードの重ね合わせによる合成振動である。なお、振動モードの直交性については、文献(22)を参照されたい。以上をまとめると、多自由度質量系における、外力から振動への伝達特性は次式によって表される。

$$\{X\} = \sum_{r=1}^n \frac{m_r^{-1}}{s^2 + 2\omega_r \zeta_r s + \omega_{nr}^2} \cdot [\{\varphi_r\}^T \{F\}] \cdot \{\varphi_r\} \quad (4.12)$$

式中の $\varphi_r$ は $r$ 番目の振動モードを表し、 $m_r, \omega_r, \zeta_r$ はそのモードの等価質量、固有振動数、減衰比にそれぞれ相当する。

ここで重要なのは、外力のモード $\{F\}$ が固有振動モード $\{\varphi_r\}$ を含む場合、その振動モード $\{\varphi_r\}$ が出現し、外力の周波数に応じて振動伝達の周波数特性から振動の大きさが決定される。つまり顕著な振動が伝達される条件は、対象の系が持つ固有振動モードと外力が『形状(空間分布)』と『周波数』の両方で合致する場合である。



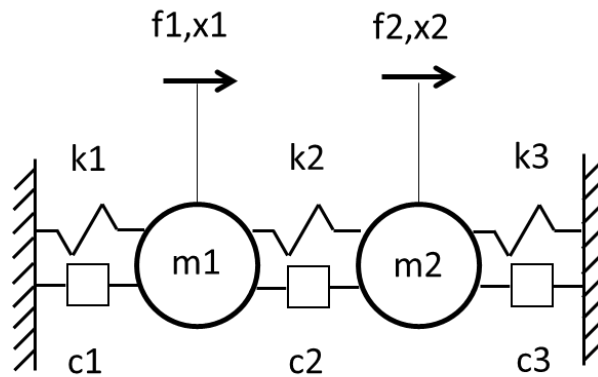


図4.4 二自由度質量系振動モデル

### 4.3 SRモータの振動発生メカニズム

典型的な2次元モータが発生する電磁力ベクトルは、半径方向と周方向の成分によって構成される。周方向に作用する電磁力に円の中心からの距離を乗じたモーメントがトルクである。このトルクに含まれる時間脈動トルクに起因して発生する振動は、繰り返し制御を用いた制御によって対策する事例<sup>(26)</sup>が報告されているので、本研究では取り扱わないこととする。一方、半径方向の電磁力は半径方向の機械振動を励起し、空気を伝い、耳障りな騒音の発生源となる<sup>(27)(28)</sup>。前節で述べたように、外力により伝達される機械振動は、単純に外力の大小だけではなく、空間分布や周波数特性に強く依存する。本節では、モータを駆動する際に生じる半径方向電磁力が固有振動モードを励起するメカニズムについて言及している。

図2.1に示される四相8/6極SRモータを一例として扱う。当該モータの最小構成単位は機械角180度（ステータティース4つ）に相当する。従って巻線を励磁した場合、ある時刻におけるステータティースのギャップ面に発生する半径方向電磁

力は図4.5に示すような円環形状になり、これを周方向で直線展開すると図4.6を得る。同図から、含まれる電磁力の主たるモード形状は、円環0次（真円）と円環2次（楕円）であることが分かる。なお、各モード形状の電磁力成分は、直線展開された電磁力分布に対する空間調波解析によって得られる。

$$F_{m0} = \frac{1}{8} \sum_{p=1}^8 F_p = \frac{2}{8} \sum_{p=1}^4 F_p \quad (4.13)$$

$$F_{m2} = \frac{2}{8} \sum_{p=1}^8 F_p \cdot \cos\left(2 \cdot p \cdot \frac{2\pi}{8}\right) = \frac{4}{8} \sum_{p=1}^4 F_p \cdot \cos\left(2 \cdot p \cdot \frac{2\pi}{8}\right) \quad (4.14)$$

上記の式展開は、連続的に時間変化する電磁力の、ある時刻における空間分布を表したものである。次に、振動加振力の時刻依存特性について述べる。一例として、一定速度条件下でシングルパルス駆動を行った場合のA相に発生する半径方向電磁力の時間応答波形を図4.7に示す。同図波形から分かるように、半径方向電磁力は単一の周期関数ではなく、直流を含む無数の時間高調波の和である。また、B、C、D相は、A相に対してそれぞれ90度、180度、270度の位相差を持って励磁されることを考慮し、各相のステータティースに発生する電磁力は励磁周波数 $\omega_e$ 、位相 $\varphi_n$ を用いて次式で表す。

$$\left. \begin{aligned} F_A &= F_0 + \sum_{n=1}^{\infty} F_n \cdot \cos(n\omega_e t + \varphi_n) \\ F_B &= F_0 + \sum_{n=1}^{\infty} F_n \cdot \cos\left(n\omega_e t + \varphi_n - n \cdot \frac{1}{4} \cdot 2\pi\right) \\ F_C &= F_0 + \sum_{n=1}^{\infty} F_n \cdot \cos\left(n\omega_e t + \varphi_n - n \cdot \frac{2}{4} \cdot 2\pi\right) \\ F_D &= F_0 + \sum_{n=1}^{\infty} F_n \cdot \cos\left(n\omega_e t + \varphi_n - n \cdot \frac{3}{4} \cdot 2\pi\right) \end{aligned} \right\} \quad (4.15)$$

以上より導出した時間応答の式を空間分布の式（4.13）に代入すると、円環0次・

電気 $n$ 次高調波による加振力は以下ようになる。

$$\begin{aligned}
 F_{m0fn}(t) &= \frac{2}{8} \sum_{p=1}^4 F_p \\
 &= \frac{1}{4} \cdot F_n \cdot \left\{ \cos(n\omega_e t + \varphi_n) + \cos\left(n\omega_e t + \varphi_n - n \cdot \frac{1}{4} \cdot 2\pi\right) \right. \\
 &\quad \left. + \cos\left(n\omega_e t + \varphi_n - n \cdot \frac{2}{4} \cdot 2\pi\right) + \cos\left(n\omega_e t + \varphi_n - n \cdot \frac{3}{4} \cdot 2\pi\right) \right\} \quad (4.16)
 \end{aligned}$$

式 (4.16) において、 $m$ を自然数とすると、【 $n=4m$ の場合】加振力は出現し、【 $n \neq 4m$ の場合】加振力は消滅する。このように、ステータティースに作用する電磁力が含む時間高調波のうち、特定の次数成分が、振動加振力となる。同様に、円環2次について加振力を計算すると、以下ようになる。

$$\begin{aligned}
 F_{m2fn}(t) &= \frac{4}{8} \sum_{p=1}^4 F_p \cdot \cos\left(2 \cdot p \cdot \frac{2\pi}{8}\right) \\
 &= \frac{1}{2} \cdot F_n \cdot \left\{ \cos(n\omega_e t + \varphi_n) \cdot \cos(0) + \cos\left(n\omega_e t + \varphi_n - n \cdot \frac{1}{4} \cdot 2\pi\right) \cdot \cos\left(\frac{\pi}{2}\right) \right. \\
 &\quad \left. + \cos\left(n\omega_e t + \varphi_n - n \cdot \frac{2}{4} \cdot 2\pi\right) \cdot \cos(\pi) + \cos\left(n\omega_e t + \varphi_n - n \cdot \frac{3}{4} \cdot 2\pi\right) \cdot \cos\left(\frac{3\pi}{2}\right) \right\} \quad (4.17)
 \end{aligned}$$

式 (4.17) において、 $m$ を自然数とすると、【 $n=2m$ の場合】加振力は消滅し、【 $n \neq 2m$ の場合】加振力は出現する。このように、空間分布の形状によって、出現する時間高調波の次数やその間隔も異なる。

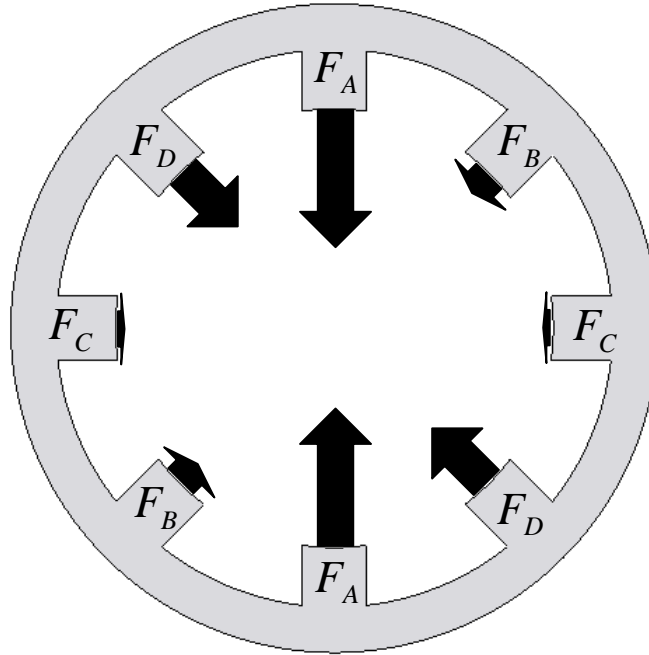


図4.5 8/6極四相S Rモータの円環電磁力分布

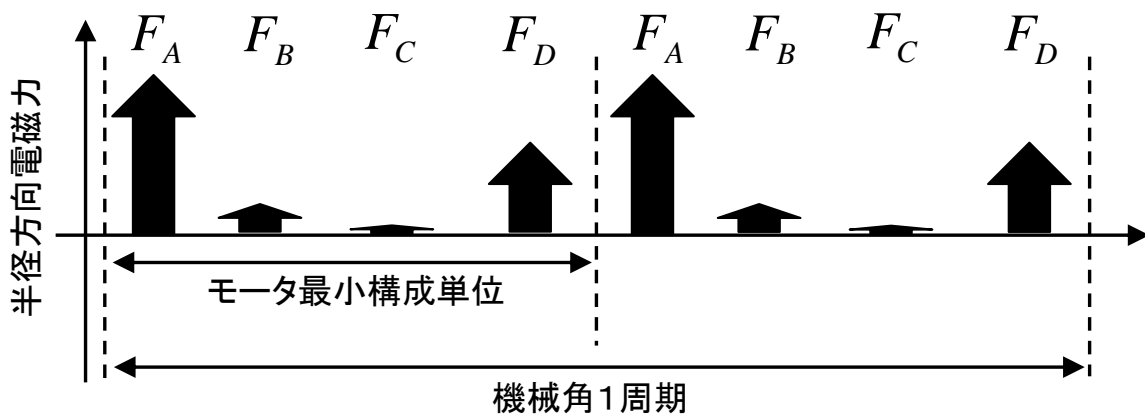


図4.6 円環電磁力分布の直線展開

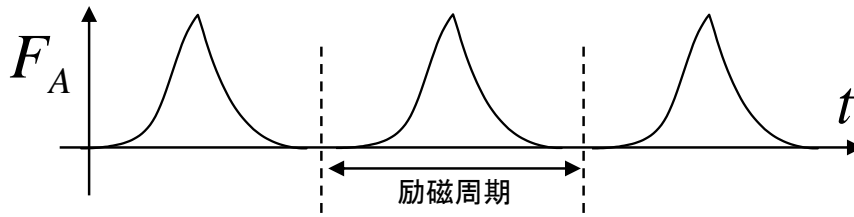


図4.7 A相ステータティースに作用する半径方向電磁力の時間応答

## 4.4 SRモータの振動加振力特性解析

### 4.4.1 一般的な同期モータの振動加振力特性

一般的な同期モータは正弦波電流によって駆動され、生じる半径方向電磁力は電源周波数に対する低次時間高調波を含む。回転数の上昇に伴ってそれら電磁加振力の周波数が上昇し、固有モードの固有振動数と近接した場合に大きな振動を生じる。一般的な振動低減策として、構造設計では、固有値操作による共振回避<sup>(29)</sup>が挙げられ、また制御では、共振の原因となる特定の時間高調波を抑制するような電磁力制御<sup>(27)(28)</sup>などが報告されている。何れも共通しているのは、与えられた動作点において、一つの固有振動に対して考慮すべき振動加振力の時間高調波成分は一对であり、周波数領域で検討されるという点である。

### 4.4.2 SRモータの特異な振動加振力特性

本節では、SRモータの特異な振動加振力特性について述べる。最高回転数付近で高出力化を実現するための電流連続モードで駆動する場合<sup>(30)</sup>を除き、一般的なS

Rモータでは、トルク発生原理に基づいた間欠的（電流不連続モード）な励磁手法が採用されている。言い換えれば、無数の高調波電流重畳によりトルク発生に好適な励磁波形を印加しているとも捉えられる。しかしこれに伴い、ステータティースに作用する半径方向電磁力もまた、無数の時間高調波を含むことになる。

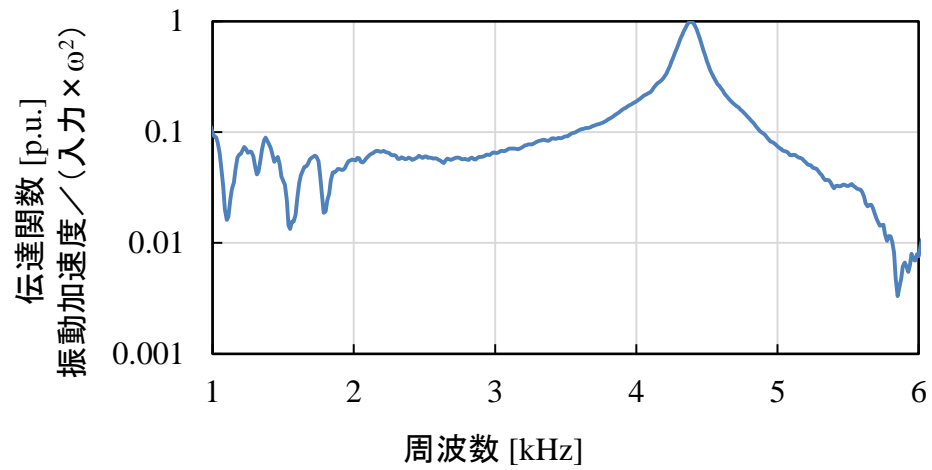
一例として四相8/6極S Rモータを対象に振動加振力特性を確認する。インパルス打撃試験により計測した当該モータにおける振動伝達特性を図4.7 (a) に示す。ここで振動伝達特性とは、センサより検出した振動加速度・打撃入力を、FFTアナライザを用いて周波数分離し、振動加速度スペクトルを打撃入力スペクトルで除し、さらに周波数領域で2重積分したものである。なお、インパルスハンマの打撃加振帯域を考慮して6kHzまでの特性を示している。同図より、固有振動数4.4kHzを中心とする支配的な振動特性が確認できる。詳細は割愛するが、この固有振動モードは図4.7(b)に示す円環2次モードであることが分かっている<sup>(28)</sup>。

負荷機より対象S Rモータを1,000r/min一定速度制御した条件下で計測したシングルパルス駆動時の振動加速度スペクトルを図4.8に示す。同図から、固有振動数付近において、電源周波数(0.1kHz)の奇数次周波数スペクトルが卓越しており、(4.17)式で導出したモード形状と時間高調波の関係によく一致する。一方、卓越した振動周波数は、電源周波数の37次、39次、41次、43次、45次、47次、49次に相当し、一つの固有振動モードに対して複数の時間高調波が振動加振源となっていることがわかる。電源周波数が低い場合、時間高調波の次数間周波数間隔が狭くなり、固有振動数近傍に複数の振動加振力が現れることがSRモータ独特の振動発生要因になっていることがわかる。すなわち、4.4.1で述べた一般的な同期モータの振動加振力特性における「1つの固有振動モードに対して1つの振動加振力が存在するこ

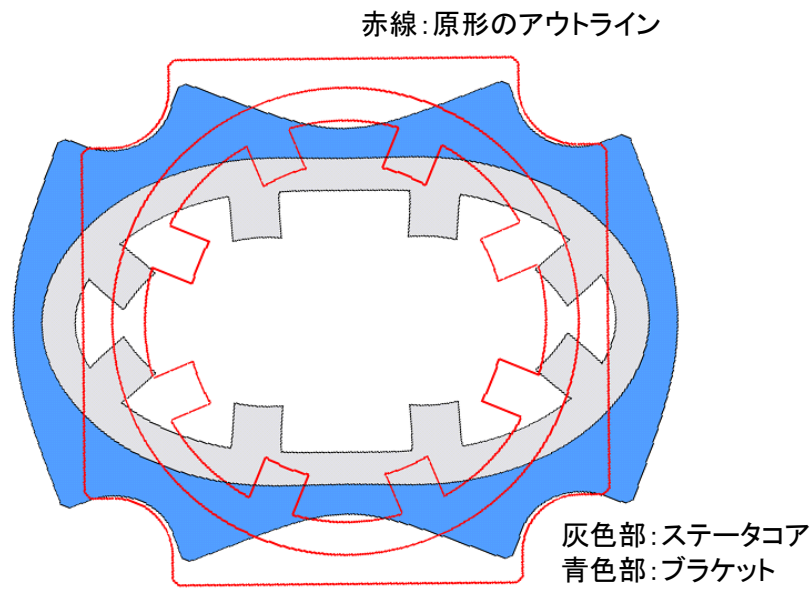
と」とは異なる。そのため、一般的な同期モータの振動対策例は、下記の理由によってSRモータでは有効な低減効果を発揮できない。

- ・『固有値操作による共振回避を目的とした構造設計』・・・無数の高次時間高調波が存在するため、可聴域内の固有値変動では意味を成さない。従って、現実的に共振を回避することは不可能である。

- ・『共振の原因となる周波数成分の加振力を抑制する電磁力制御』・・・一つの加振力成分を抑制しても他の加振力成分が残存する。加振力の周波数間隔は回転数に依存し、抑制対象になる時間高調波成分の数が一意に定まらない。従って、SRモータの特異な振動加振力対策を周波数領域で検討することは困難である。



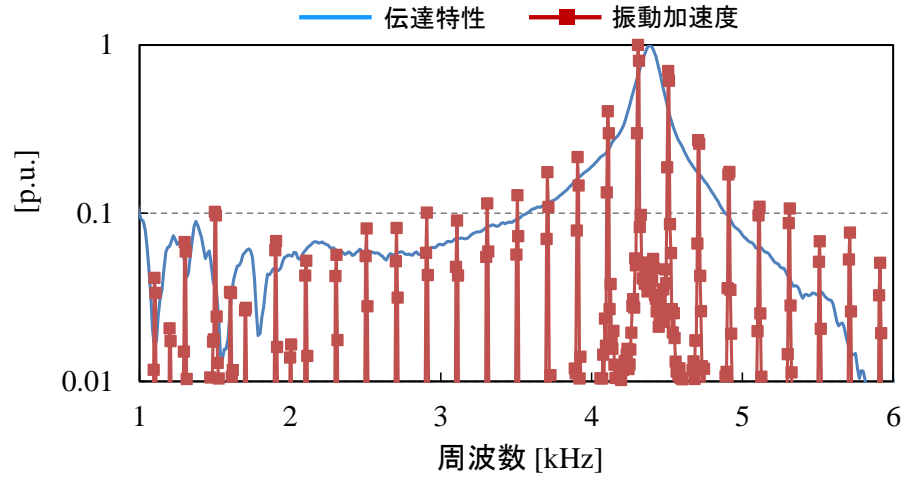
(a) 振動伝達ゲイン特性



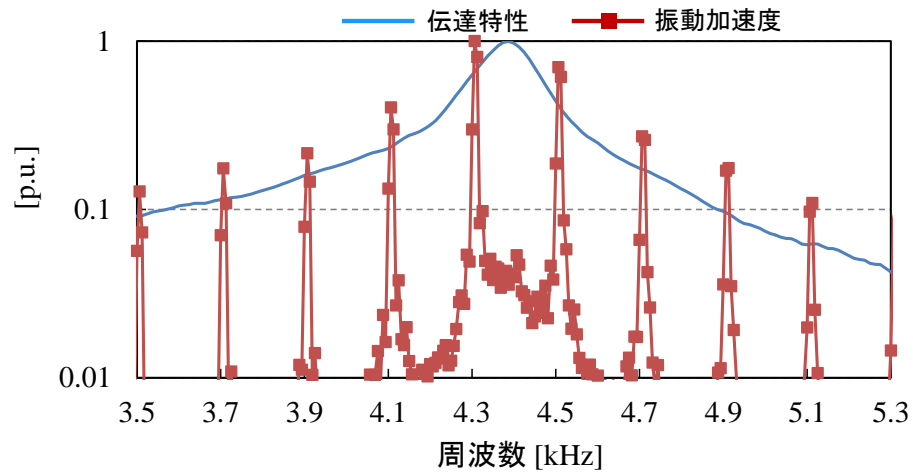
(b) 振動モード形状

図4.8 8/6極四相S Rモータの支配的な固有振動モード





(a) 1 ～ 6 kHz



(b) 固有振動数近傍

図4.8 1000r/minにおけるシングルパルス駆動時計測振動加速度スペクトル

### 4.4.3 SRモータに特化した振動加振力解析<sup>(32)</sup>

ここでは、時間領域でのSRモータ振動加振力解析法を示す。先行研究から、SRモータで問題とされている振動は、転流時に印加電圧が正から負へと変化し、半径方向電磁力の急変に起因して励起されることが報告されている<sup>(30)</sup>。四相8/6極SRモータをシングルパルス駆動方式でA相のみを通電した場合の電流・フレーム振動の時間応答の計測結果を図4.9に示す。同図から、転流タイミングを初期位相に減衰特性を持った自由振動が確認される。4.2節で述べたように、加速度への振動伝達特性を一般的な二次遅れ系とした場合、その入力に相当するのは半径方向電磁力の時間二階微分であり、これがインパルス状の入力であるとき、自由振動が励起される。以降、転流時のスイッチングに伴う半径方向電磁力の時間二階微分の性質について考察する。

SRモータの代表的な駆動法における転流タイミングは、両突極が完全対向する回転子位置近傍である。このとき、励磁相のステータギャップ面の磁束密度は一様で、かつ半径方向成分が支配的であると仮定すれば、ギャップ面に働く半径方向電磁力は次式で記せる。

$$F_{rx}(\lambda_x, \theta) = \frac{\lambda_x^2}{2\mu_0 n^2 S_{align}(\theta)} \quad (4.19)$$

ここで、 $\lambda_x$ ：励磁相磁束鎖交数、 $\mu_0$ ：真空の透磁率、 $S_{align}$ ：突極対向面積、 $n$ ：固定子1突極あたりのターン数である。また $\lambda_x$ 、回転子位置 $\theta$ を時間関数とし、半径方向力時間二階微分を導出すると、次式を得る。

$$\begin{aligned}
 \frac{d^2 F_{rx}}{dt^2} = & \frac{d^2 \lambda_x}{dt^2} \cdot \frac{\partial F_{rx}}{\partial \lambda_x} + \left( \frac{d\lambda_x}{dt} \right)^2 \cdot \frac{\partial^2 F_{rx}}{\partial \lambda_x^2} \\
 & + \frac{d^2 \theta}{dt^2} \cdot \frac{\partial F_{rx}}{\partial \theta} + \left( \frac{d\theta}{dt} \right)^2 \cdot \frac{\partial^2 F_{rx}}{\partial \theta^2} \\
 & + \frac{d\lambda_x}{dt} \cdot \frac{d\theta}{dt} \cdot \left\{ \frac{\partial}{\partial \lambda_x} \cdot \frac{\partial F_{rx}}{\partial \theta} + \frac{\partial}{\partial \theta} \cdot \frac{\partial F_{rx}}{\partial \lambda_x} \right\}
 \end{aligned} \tag{4.20}$$

次に、(4.20) 式と固定子印加電圧との関係を考察する。一相励磁時のSRモータの電圧方程式は次式で記せる。

$$v_x(t) = Ri_x + \frac{d\lambda_x}{dt} \tag{4.21}$$

本項の冒頭で述べたスイッチング時の印加電圧の時間変化は、(4.21) 式の両辺を時間微分して次式で表現できる。

$$\frac{dv_x(t)}{dt} \approx \frac{d^2 \lambda_x}{dt^2} \tag{4.22}$$

ここで、スイッチング時の電圧時間変化に対し、抵抗電圧降下の時間変化は十分小さく、無視できるとしている。次に、スイッチングにより正から負のバス電圧に変化するときの印加電圧を一次遅れ系の次式で近似表現する。

$$v_x(t) \approx -V_{dc} + 2V_{dc} \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} \tag{4.23}$$

ここで、 $\tau$  は時定数であり、ターンオフ時間の1/5程度の時間と仮定している。(4.23)

式の両辺を時間微分し、印加電圧の時間変化は次式で記せる。

$$\frac{dv_x(t)}{dt} \approx \frac{d^2 \lambda_x(t)}{dt^2} \approx -\frac{2V_{dc}}{\tau} \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} \tag{4.24}$$

以上の結果から、(4.20) 式右辺第1項は (4.22), (4.24) 式を代入して、次式のよう  
に書き改められる。

$$\frac{d^2\lambda_x}{dt^2} \cdot \frac{\partial F_x}{\partial \lambda_x} \approx -\frac{2\lambda_x(i_x, \theta)}{\tau} \cdot \frac{V_{dc}}{\mu_0 n^2 S_{align}} \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (4.25)$$

時定数  $\tau$  はスイッチング素子によって異なるが、IGBTやMOSFETなど一般的な素子で  
あれば  $1 \mu \text{ sec}$  以下であり、(4.24) 式右辺をフーリエ変換すれば、機械系の固有振動  
数として  $20 \text{ kHz}$  程度の周波数帯域を想定した場合、一様な周波数成分特性を持つも  
の、つまりインパルス状の現象と見なせる。従って、(4.20) 式右辺第一項は想定周  
波数帯域内で一様な振幅を持つ半径方向電磁力の時間二階微分値とみなすことが  
できる。一方、モータが零速（停止状態）あるいは一定速運転している場合、(4.20)  
式右辺第三項は無視でき、完全対向位置近傍では、回転子位置の変位によって半径  
方向電磁力がほぼ変化しないことを考慮すれば、第4～6項も無視できる。最後に、  
(4.20) 式右辺第2項については、(4.21) (4.23) 式を代入して、整理することで、  
次式のように書き改められる。

$$\left( \frac{d\lambda_x}{dt} \right)^2 \cdot \frac{\partial^2 F_x}{\partial \lambda_x^2} \approx V_{dc} \cdot \frac{V_{dc}}{\mu_0 n^2 S_{align}} \quad (4.26)$$

想定する駆動回路では、ターンオフ時間が  $1 \mu \text{ sec}$  程度でその1/5の時定数は  $1 \mu \text{ sec}$   
未満であり、対象モータの完全対向位置での磁束鎖交数が  $0.05 \text{ Wb}$  を超えること、電  
源電圧は  $1 \text{ kV}$  未満であることを考慮すれば、(4.26) 式の値は (4.25) 式の値に比べ  
が遥かに小さいため、(4.20) 式右辺第2項を無視することができ、(4.20) 式右辺  
第1項を支配的な加振源として見なすことができる。以上をまとめると、スイッチ

ングに起因して発生する振動加振力は、次式で表現できる。

$$\frac{d^2 F_{rx}}{dt^2} = F' \cdot \delta(t) \quad (4.27)$$

$\delta(t)$ はデルタ関数によってインパルス状の時間応答特性を表し、 $F'$ は加振力の大きさを表す。 $F'$ は、スイッチング時の電圧変化量，磁束鎖交数，回転子位置によって次式で与えられる。

$$F' = \Delta V \cdot \frac{\partial F_{rx}(\lambda_x, \theta)}{\partial \lambda_x} \quad (4.28)$$

$\Delta V$ はステップ変化時の電圧変化量， $\partial F_{rx}/\partial \lambda_x$ は半径方向電磁力の磁束鎖交数による偏微分値である。

(4.6) 式の二次遅れ系伝達関数に (4.28) 式の加振力が入力された場合，発生振動の時間応答は一般的な二時遅れ系のインパルス応答として求まる。

$$a_r(t) = F' \cdot \frac{m_r^{-1}}{\omega_{nr} \sqrt{1 - \zeta_r^2}} \cdot \sin(\omega_{nr} \sqrt{1 - \zeta_r^2} t) \cdot e^{-\omega_{nr} \zeta_r t} \quad (4.29)$$

スイッチングのタイミングを初期位相とする減衰振動として表現され，その特性は図4.9の振動応答の傾向とよく一致する。また振動の初期振幅は  $F'$ ，すなわち，スイッチング時の電圧変化量と半径方向電磁力の磁束鎖交数による偏微分値の両者に比例する。時間領域での解析で得られた (4.29) 式で表現されるSRモータの発生振動の性質を出発点に，次章以降，制御による振動抑制策の検討を進める。

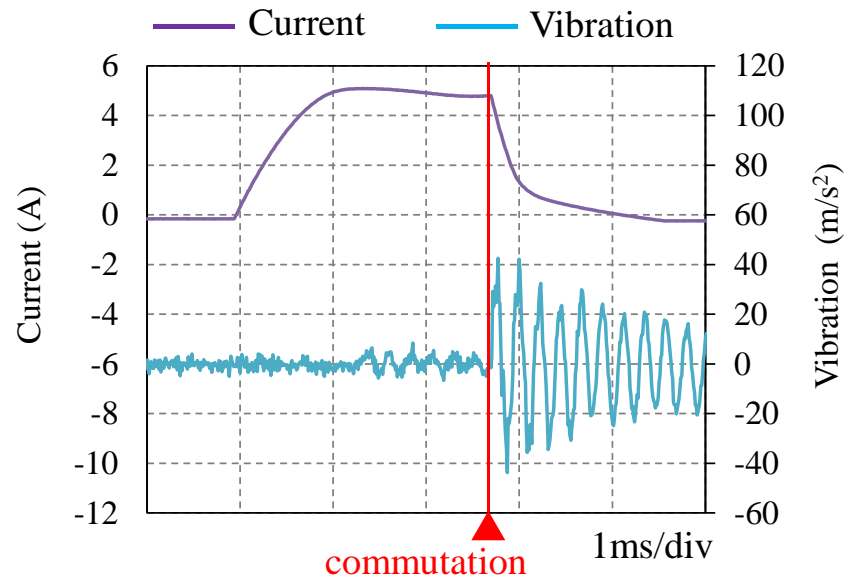


図4.9 1000r/minのシングルパルス駆動時の振動時間応答

## 4.5 あとがき

本章では、モータの振動発生原理について説明し、従来交流モータで一般的に用いられる周波数領域での振動加振力解析について述べた。一方、SRモータでは、その独特の励磁法に起因して電磁加振力に含まれる固有振動数近傍の複数の高次時間高調波成分が振動発生源になるため、周波数領域での振動加振力解析に基づいた従来交流モータで用いられる一般的な振動抑制対策を適用できないことを示した。これに対し、SRモータ独特の振動加振力の時間領域での表現式を示した。その結果、SRモータ独特の振動加振力の性質として、その励磁方式固有の転流制御時の印加電圧のステップ変化によって生じる半径方向電磁加振力の2階微分値がインパルス状の時間応答特性を有し、その大きさは電圧変化量に比例することを示した。





## 第5章

# 電気自動車駆動用SRモータの振動騒音抑制制御

### 5.1 まえがき

電気自動車駆動用途にSRモータを適用する際、大きな振動・騒音が問題となり、実用化の妨げとなる。しかしながら4章で述べたように、SRモータ独特の振動加振力の性質に起因して生じる振動・騒音には、周波数領域での振動加振力解析に基づいた従来交流モータで用いられる一般的な制御・構造設計など振動抑制対策の適用が困難である。これに対し、SRモータ独特の振動加振力の性質を踏まえた制御による振動騒音抑制策は、既に数多くの先行研究例がある。本章では、各種制御手法の得失を比較し、本研究で検討する制御法の位置づけについて言及する。その上で、先行研究で提案された二段階転流法を応用し、電気自動車駆動用途へ適用を前提とした実用性の高い実装手法を提案している。提案制御法を含む3種類の電圧駆動法を対象に、その振動騒音抑制性能について実験比較を行い、提案制御法の優位性を明らかにしている、加えて、振動騒音抑制と低トルク脈動、高効率を同時達成するための制御法を提案し、その有用性を示す。

## 5.2 実験環境諸元

### 5.2.1 供試機諸元

供試SRモータの諸元を表5.1に、断面図を図5.1に示す。定格出力，トルク，回転数はそれぞれ，12kW，38.2Nm，3000r/minである。最高回転数まで固定電圧源の下で運転するため，DCバス電圧を650V一定としており，低速軽負荷の運転条件ではPWM電圧制御が必要不可欠となる。また，ステータ外部は水冷装置に覆われているため，図5.2示すように複雑な機構となっている。なお，振動加速度を計測する際は，図5.1中のP1,P2の位置に加速度センサを取り付けて計測している。

表 5.1 供試機の諸元

No. of phases	3
No. of stator/rotor salient poles	12/8
Stator core outer diameter[mm]	200
Air gap[mm]	0.7
Rotor core outer diameter [mm]	136
Stator and rotor core axial length[mm]	140
Shaft diameter[mm]	45
DC-bus voltage of converter [V]	650
Rated speed [r/min]	3,000
Rated torque [Nm]	38.2
Rated power [kW]	12
Maximum speed[r/min]	8,000
Maximum power [kW]	24
Cooling type	Water cooling

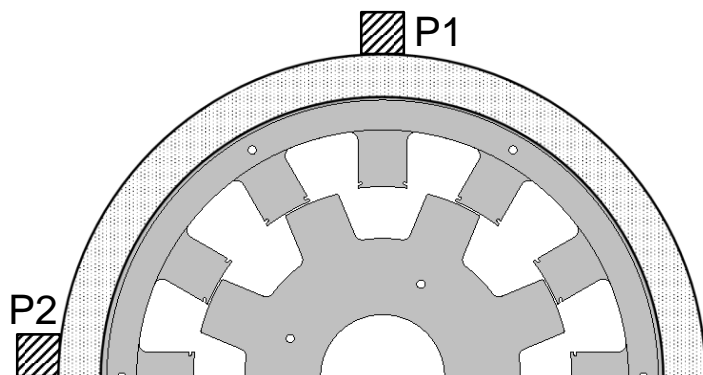


図 5.1 供試機の断面図

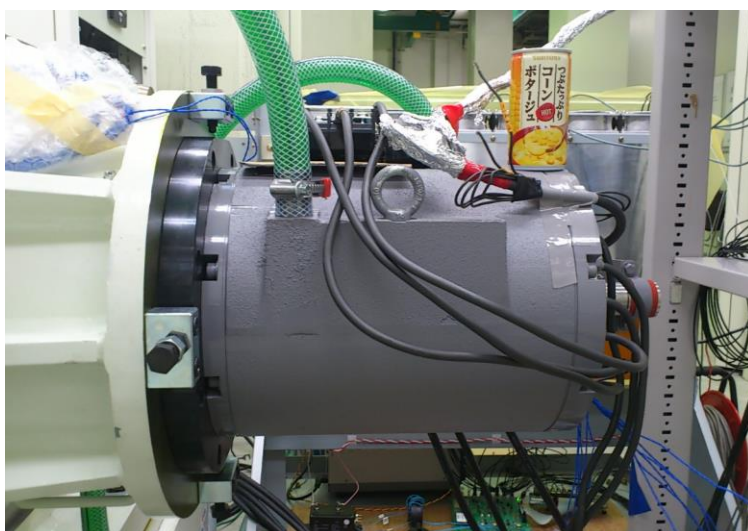


図 5.2 供試機の外観

### 5.2.2 試験装置

供試モータの性能評価試験装置として、シンフォニアテクノロジー社製の高速大容量ダイナモ試験装置（最大吸収トルク 400Nm，最大吸収能力 175kW，最高試験回転数 20,000r/min）を用いた。試作モータの試験システムの構成を図 5.3 に示す。Myway プラス社製の DSP コントローラ (PE-ExpertIII) を用いている。駆動回路には非対称Hブリッジ回路を用いており、ダイナモ試験装置のバッテリーシミュレータより、DC650Vを電圧源として入力している。回転子位置検出は、多摩川精機社製のレゾルバと R/D 変換回路を用いて、機械角 1 周期の分解能を 8,192ppr としてコントローラに入力している。

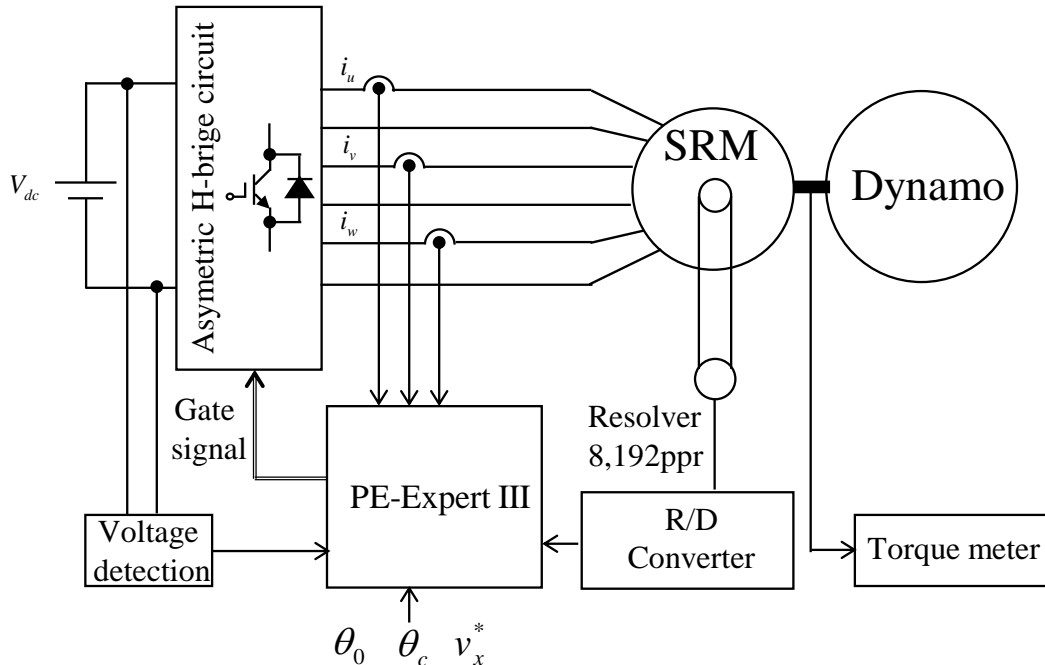
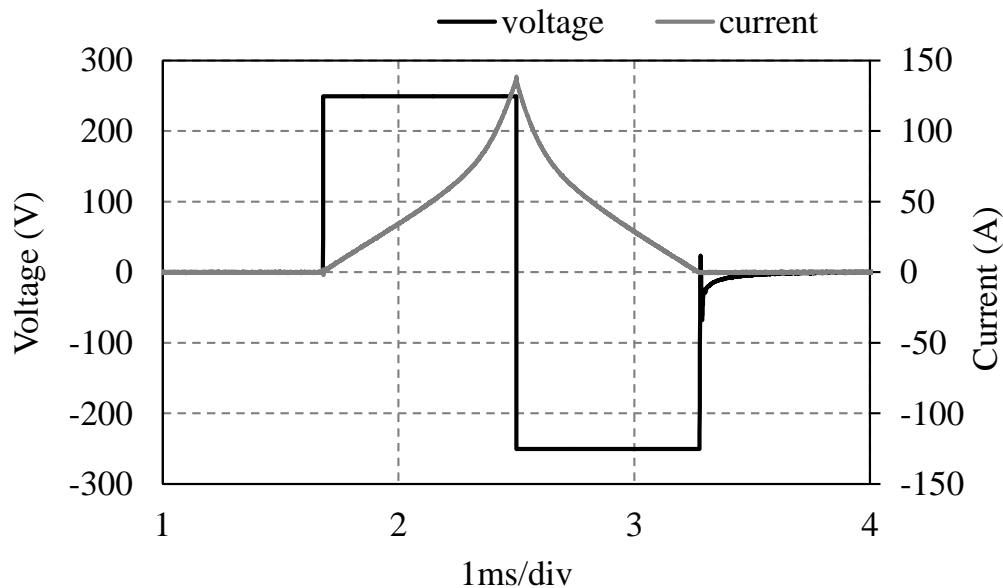


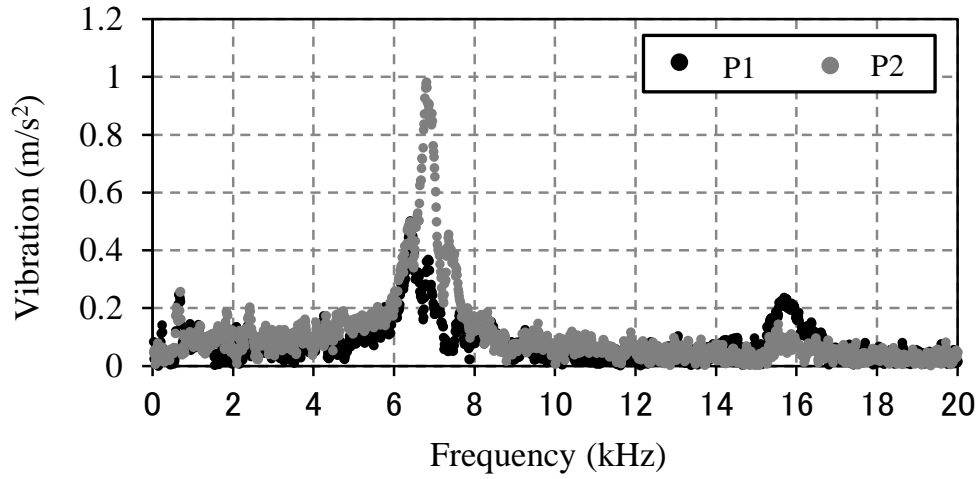
図 5.3 実験システムの構成

### 5.2.3 供試モータの固有振動特性計測<sup>(32)</sup>

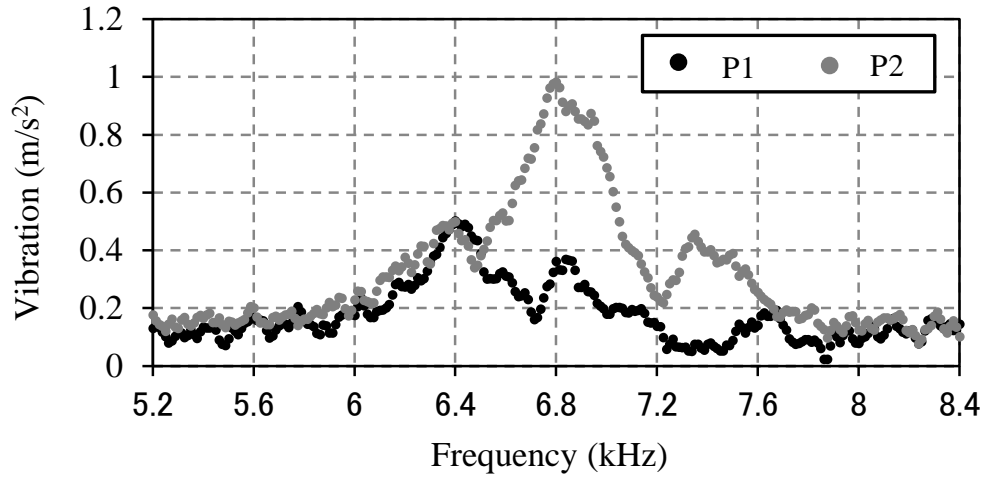
供試モータのステータ外周部は水冷装置によって覆われており、インパルスハンマによる外部からの微弱な打撃励振による固有振動特性の診断は困難である。このため、本供試SRモータの固有振動数を計測にあたっては、ある一相にステップ電圧を印加した際に生じるステータの半径方向電磁力により構造体の内部から励振する方法を採用した。4章で述べたように、印加電圧のステップ時間変化が構造体に対してインパルス状の入力と見なせることを利用した手法で、励磁相を完全対向位置で静止させ、ステップ電圧を印加し、モータ外周表面の振動加速度を計測した。図5.4は計測振動加速度の周波数スペクトルであり、6.8kHz近傍に支配的な振動特性が確認できる。



(a) 計測励磁波形



(b) 振動加速度スペクトル



(c) 支配的な固有振動数近傍の振動加速度スペクトル

図 5.4 ステップ電圧試験による固有振動数診断

### 5.3 SRモータの振動騒音抑制制御法の先行研究例と本研究での検討手法の位置づけ

既に先行研究にて、多くのSRモータの振動騒音抑制制御法が提案されている<sup>(33~39)</sup>。

文献(34)では、円環0次に分布する半径方向電磁力の時間脈動を抑制するための瞬時磁束波形指令を生成し、指令波形を実現することで円環0次分布の時間脈動を完全に抑制する手法が提案されている。この手法は2章・3章で検討したトルク脈動抑制のための瞬時電流波形制御と類似しており、脈動の無い一定トルク波形を得るための瞬時励磁波形指令を、脈動の無い一定電磁力分布を得るための瞬時励磁波形指令としたアプローチである。この手法の場合、高速運転領域で高精度な電流波形制御を実現するためには高速スイッチングが必要で、コントローラの演算負荷も大きくなるため、実用性という点で難を有する。文献(35)(36)では、三相36/24極の多極SRモータを対象に、電流波形制御によって各相ティースに発生する半径方向電磁力の和の電気3次成分を抑制する手法が提案されている。この手法の場合も高速運転領域で高精度な電流波形制御を実現するためには高速スイッチングが必要で、コントローラの演算負荷も大きくなるため、実用性という点で難を有する。詳細については言及されていないが、各相ティースの合計電磁力は円環ゼロ次分布の振動加振力に相当する。ここでSRモータのステータ形状および突極数と振動特性の関係について考察する。

一方、転流時に発生する固有振動に焦点を絞り、対策する手法も報告されている。文献(37)では可変電圧源を用いた駆動回路を採用し、モータの動作点に適したDCバス電圧の下でシングルパルス駆動を行う手法を提案している。(4.28)式からもわ

かるように、転流時の振動加振力の大きさが電圧変化量に比例するため、高電圧が要求されない低速軽負荷では、DC バス電圧を適切に調整することで振動低減効果を得る。しかし、これは駆動用インバータに加えて、可変電圧源を実現するためのDC-DC コンバータが必要となる。元来、インバータのコストが懸念されるSRモータにおいて更なる駆動システムのコスト増加は、実用上、大きな問題となる。転流時に生じる振動加振力の大きさを低減する文献(37)の手法と対比して、文献(38)の手法では、振動加振力を2つに分割し、それらの位相制御によって発生振動を相殺する。この手法は一般的なSRモータの駆動回路で実現可能であることから、実用上の観点で優れた手法である。

本研究は、電気自動車駆動用途向け設計された三相12/8極SRモータへの実用的な振動騒音抑制制御を目指すものである。例えば、市街地走行を想定した低速域(1,500r/min)では、電源周波数は0.2kHzであるのに対して、支配的な固有振動数は6.8kHzであり、電気34次成分に相当する。また、12/8極とステータ極数としては多極ではない一般的な構造であり、極端なバックヨークの薄肉化はされていない。以上を踏まえ、上述の先行研究のうち、転流時に発生するSRモータ独特の振動加振力抑制に適用可能であり、一般的なSRモータ駆動回路(非対称Hブリッジ回路)で実現可能な文献(38)の制御手法を出発点に、電気自動車駆動用途のための実用的な振動騒音抑制制御を検討する。

## 5.4 PWM電圧制御下での二段階転流法

### 5.4.1 二段階転流法の基本原理

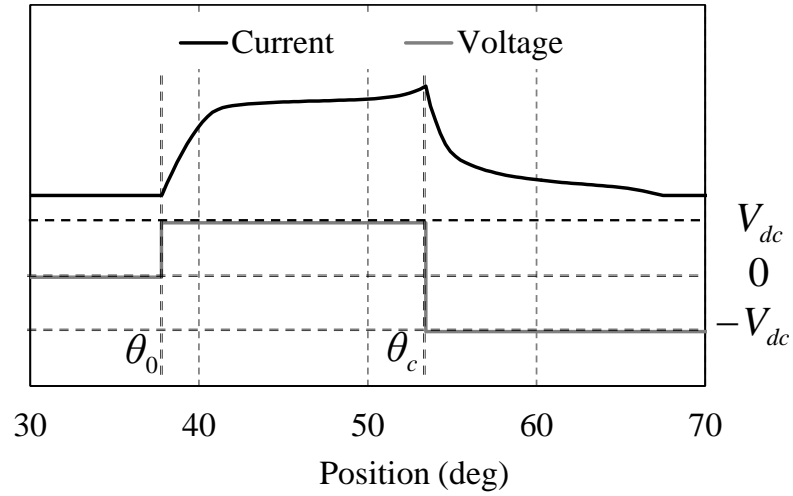
SRモータが転流時に発生する固有振動抑制策として、先行研究<sup>(38)</sup>では、二段階



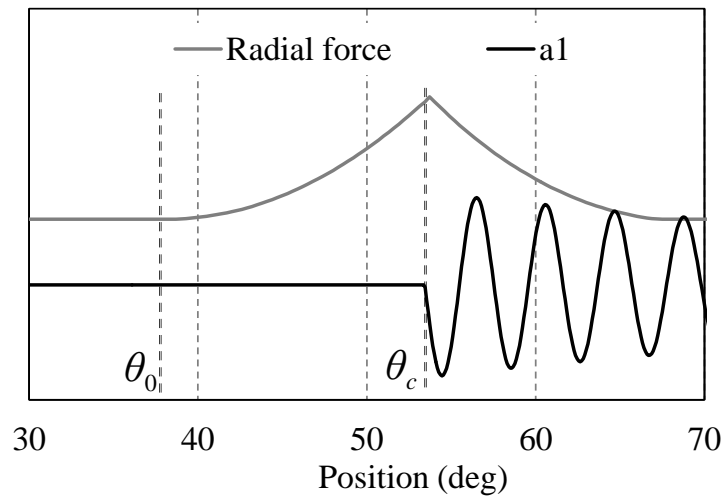
転流法が提案されている。図 5.7 はシングルパルス駆動を、図 5.8 は二段階転流法をそれぞれ適用した場合の、電流、印加電圧、発生振動波形を示している。両駆動法は、転流開始までの励磁パターンは同じで、通電開始角  $\theta_0$  において、巻線に対して上下に接続されたスイッチング素子をターンオンすることにより、正電圧を印加し、回転子位置が転流角  $\theta_c$  に到達するまで継続する。シングルパルス駆動では、転流時に印加電圧が正から負へと変化し、4.4.3 で示した振動発生メカニズムによって固有振動が励起される。一方、二段階転流法では、転流時にまず片側のスイッチング素子のみをターンオフし、固有振動の半周期に相当する零電圧印加時間を設ける。その後、残りのスイッチング素子をターンオフし、負電圧を印加する。このとき、印加電圧が正電圧から零電圧に変化する際に振動  $a_1$  が、また零電圧から負電圧に変化する際に振動  $a_2$  がそれぞれ発生する。振動  $a_2$  は振動  $a_1$  に対して固有振動の半周期遅れで発生することから、両者は逆位相の関係となり、相殺することで制振効果を得る。この原理から、二段階転流法における前提条件・相殺成立条件は以下のように纏められる。

- 【前提条件①】            固有振動数が既知である
- 【前提条件②】             $a_1$ ,  $a_2$  以外に振動は発生しない
- 【相殺成立条件①】       $a_1$  と  $a_2$  が逆位相の関係にある
- 【相殺成立条件②】       $a_1$  と  $a_2$  の大きさが等しい

優れた制振性能を得るためには、全ての条件を満たすことが必要不可欠である。

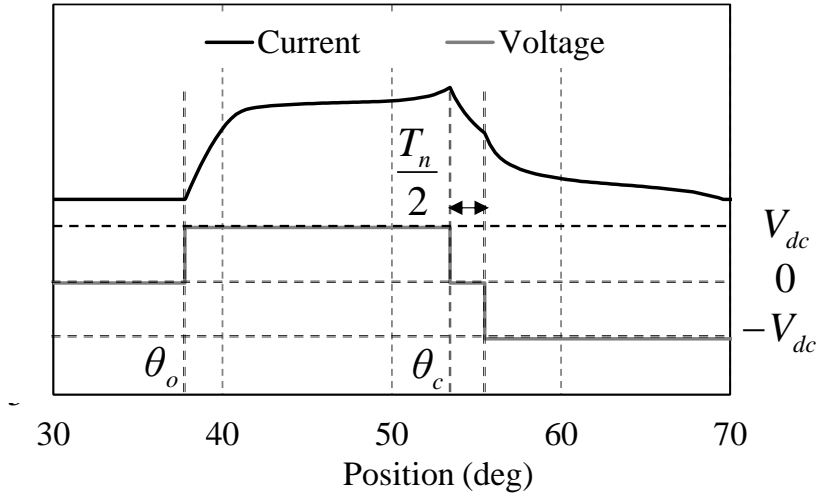


(a) 印加電圧波形と電流応答

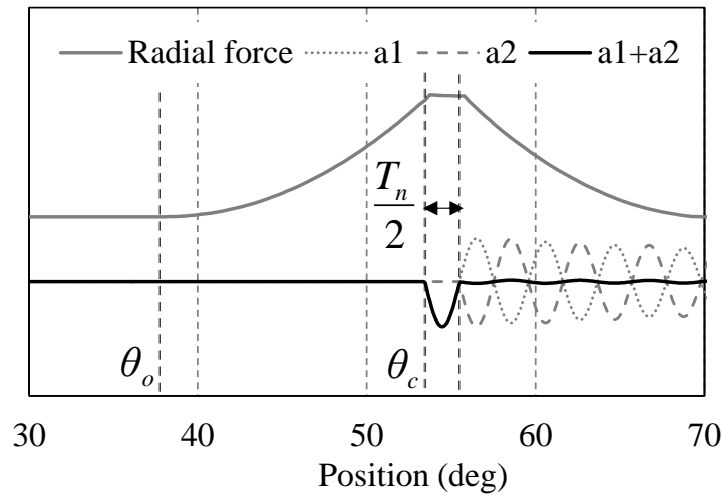


(b) 電磁力と振動波形

図 5.7 シングルパルス駆動による振動発生



(a) 印加電圧波形と電流応答

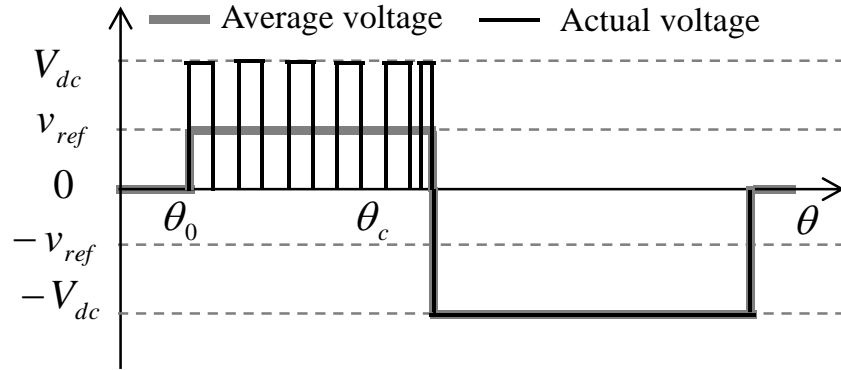


(b) 電磁力と振動波形

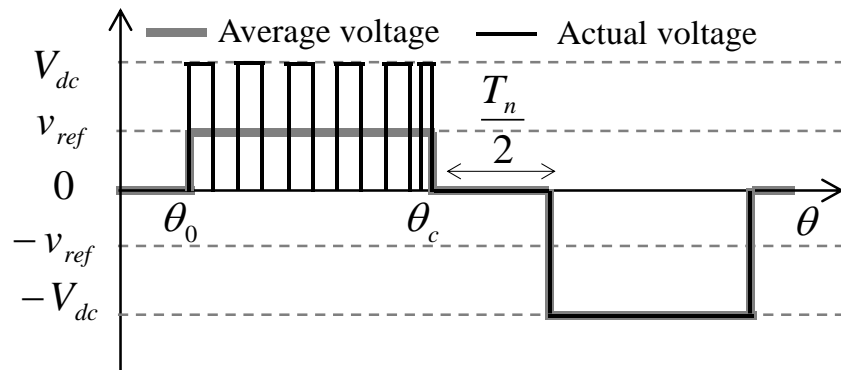
図 5.8 二段階転流による振動相殺

### 5.4.2 PWM電圧制御下での二段階転流法

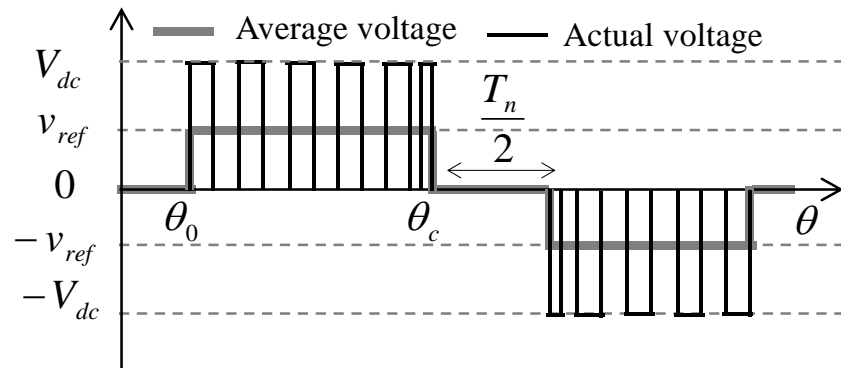
対象とする電気自動車駆動用S Rモータの駆動回路には，最高回転数まで運転可能な高いDCバス電圧が供給される。例えば低速軽負荷の動作点で従来の二段階転流法を適用する場合，過大なバス電圧に起因して極端な励磁波形となり，トルクリプルの増大，損失の増加が問題となる。そのため，PWM電圧制御下での二段階転流法について検討する。図5.9(a)は一般的なS Rモータの電圧駆動法であるマルチパルス駆動法を模式的に示しており，ターンオン角より励磁電圧指令 ( $V_{ref}$ ) を実現するように平均電圧制御を開始し，転流角から印加電圧を負のバス電圧 ( $-V_{dc}$ ) へ切り替える制御手法である。これに対して，二種のPWM電圧駆動型二段階転流法について検討しており，両者は，零電圧印加時間後の負極性印加電圧に違いがある。同図(b)の負バス電圧転流では，零電圧印加時間後，負のバス電圧 ( $-V_{dc}$ ) を印加する。一方，同図(c)の負PWM電圧転流では，零電圧印加時間以降，平均印加電圧が極性を反転した励磁電圧指令 ( $-V_{ref}$ ) となるようにPWM電圧制御を行う。



(a) マルチパルス駆動



(b) 負バス電圧二段階転流



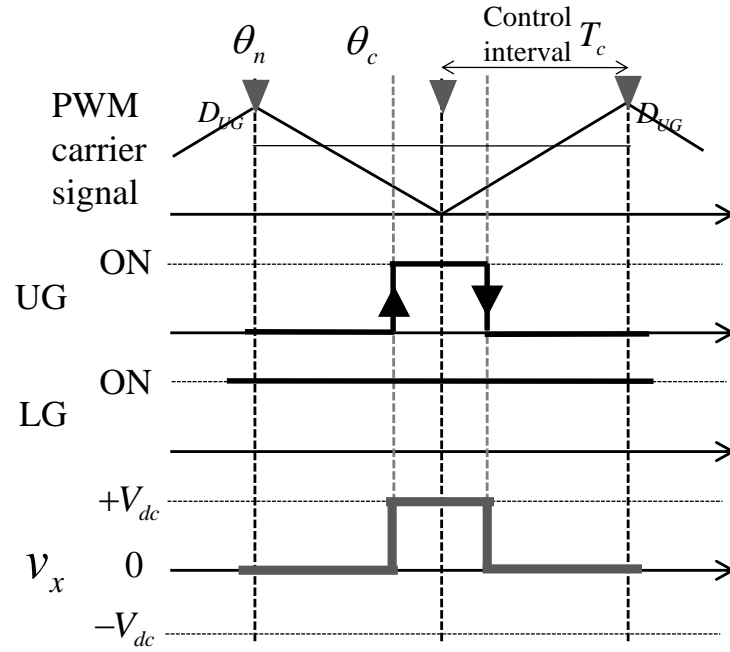
(c) 負PWM電圧二段階転流

図 5.9 各種 PWM 電圧駆動法の印加電圧パターン

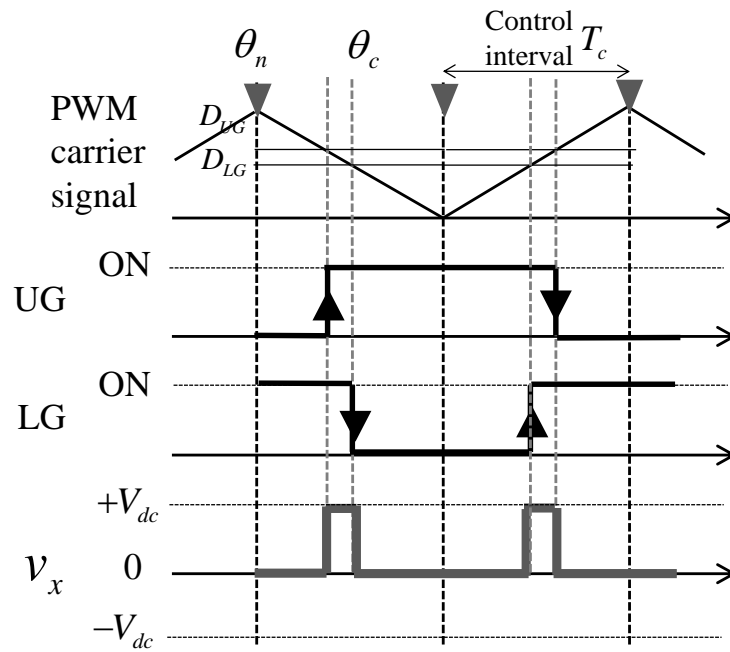
### 5.4.3 PWM 出力電圧周波数を2倍化するスイッチングパターン

電気自動車駆動用途など大出力用途では、スイッチング損失と変換器冷却能力の観点から、駆動回路のスイッチング素子(IGBT)の上限スイッチング周波数は10kHz以下に低く制限される。本検討が用いた駆動回路の上限スイッチング周波数は8kHzである。図5.10(a)は一般的にSRモータの駆動回路で用いられるPWMスイッチングパターン、(b)は本研究で提案するスイッチングパターンを示している。同図(a)の場合、上側のスイッチング素子のみがPWM動作を行い、PWM出力電圧波形の周波数は8kHzとなる。これがPWMキャリア高調波と呼ばれ、それに起因した振動・音を生じる。特に本ケースでの8kHzは人間にとって耳障りな音となるため、抑制対策が必要となる。一方、同図(b)では、上側のスイッチング素子が三角波キャリアとの正論理比較PWMによってスイッチング指令を決定するのに対して、下側の半導体素子は負論理比較PWMの下で動作する。これによって三角波キャリア1周期の中に、電圧パルスが2つ出現する。すなわち、上下各スイッチング素子はスイッチング周波数8kHzで動作するのに対し、PWM出力電圧の周波数はその2倍の16kHzとすることができる。これにより、このPWMキャリア高調波に起因した振動・音の周波数を人の聴感感度が低くなる高周波帯域まで高めることが可能になる。

一方、制振性能の観点から考察すると、二段階転流法は電圧オープン入力方式の、抑制対象の固有振動数近傍の時間高調波成分を抑制する励磁波形制御として捉えることもできる(付録A.1参照)。従って、マイナーループとして機能するPWM電圧制御のサンプリング周波数の向上は、励磁波形内に含まれる固有振動成分の位相・振幅の正確な管理に寄与する。そのため、提案スイッチングパターンは、固有振動抑制に対しても有効に機能する。



(a) 一般的なPWMパターン



(b) 提案PWMパターン

図 5.10 PWMスイッチングパターン

#### 5.4.4 転流時の電圧パルス発生タイミング管理

5.4.1 で述べた二段階転流の振動相殺条件②より，転流時の印加電圧の位相管理は優れた制振性能を得るために必要不可欠である。一方，PWM周波数が抑制対象の固有振動数と近接する場合に，印加電圧のタイミング管理が困難となり，制振効果が得られないことが報告されている<sup>(39)</sup>。この対策に本検討では，有限のPWM周波数の下，任意の転流角指令に対して，零電圧印加時間を高精度に管理する電圧パルス発生法を提案している。図5.11は負PWM電圧二段階転流を適用した場合の転流時におけるSRモータ駆動回路一相あたりのゲート指令及び，印加電圧パルスを示している。図中に示すように，転流動作はFirst-halfとLater-halfで段階的に実行される。First-halfでは，正電圧パルスの立下りが転流角と一致しかつPart1内での平均電圧が $V_{ref}$ となるように，電圧パルスの立ち上がりタイミングを決定し，それらを実現するPWMデューティはそれぞれ，次式により決定される。

$$D_{LG} = \frac{\theta_c - \theta_n}{T_c \omega}, \quad D_{UG} = 1 - D_{LG} + \frac{t_{on}}{T_c} \quad (5.5)$$

Latter-halfでは， $\theta_c$ 以降の零電圧印加時間を固有振動半周期から引いた時間だけ零電圧を継続した後に負電圧パルスが発生し，Part3での平均電圧が $-V_{ref}$ となる電圧パルス幅を定め，それらを実現するPWMデューティは次式で決定される。

$$D_{UG} = \frac{T_n/2 - \Delta t}{T_c}, \quad D_{LG} = 1 - D_{UG} - \frac{t_{off}}{T_c} \quad (5.6)$$

なお，同図は零電圧印加時間がPWM2周期の間に存在する場合の挙動を示している。三角波キャリアと転流角の位置関係によっては，PWM3周期によって転流動作を実行する場合も存在するが，同様のデューティ演算法により実行できるため，詳細は割愛する。



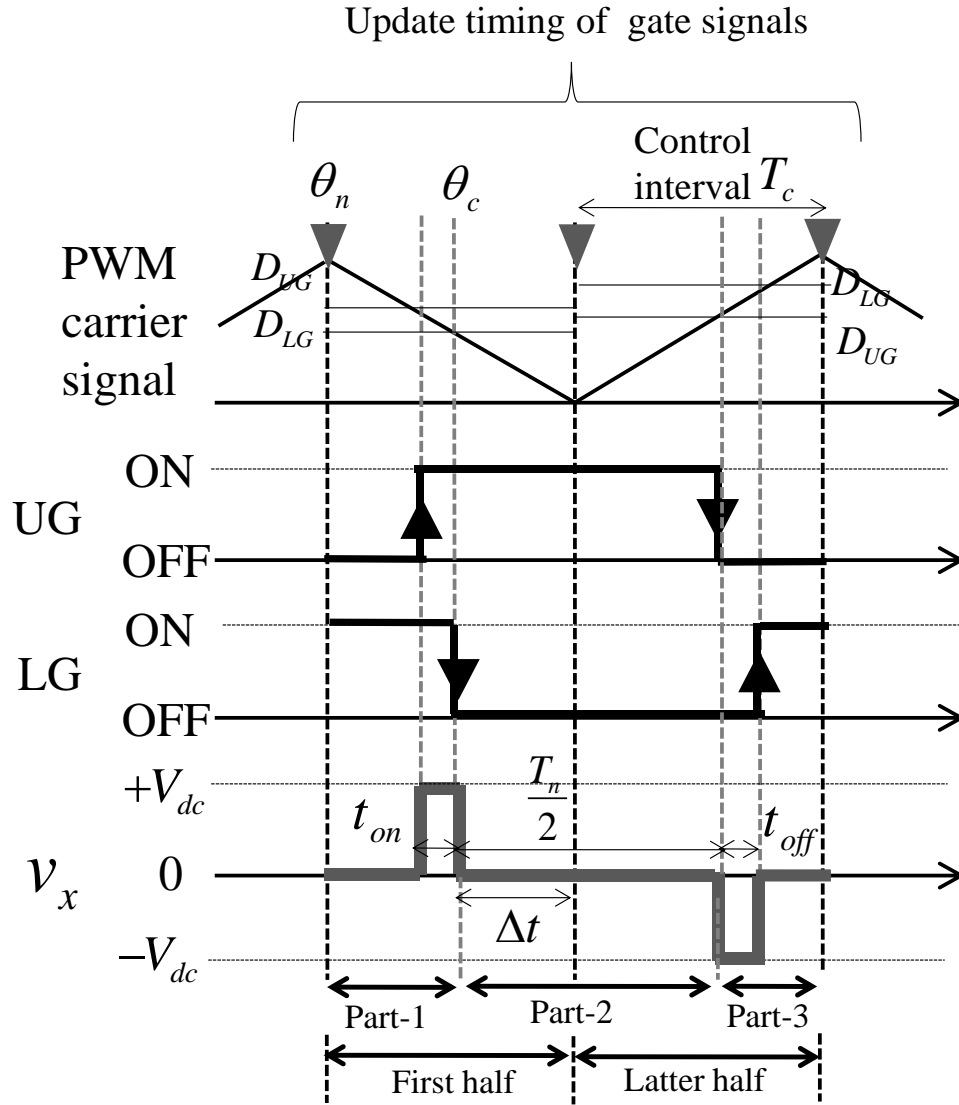


図 5.11 電圧パルス発生タイミング管理法

#### 5.4.5 同一運転パラメータを用いた転流時発生振動の比較

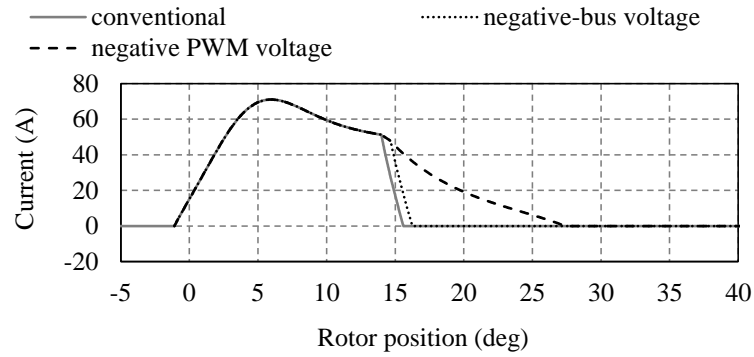
本項では、図 5.3 に示した 3 種類の PWM 電圧駆動法において、転流動作の違いによる発生振動を比較するため、同一の制御パラメータを用いて評価試験を行った。評価する動作点は市街地走行を想定した  $1500\text{r/min} \cdot 13\text{Nm}$  近傍となるように、制御パラメータをそれぞれターンオン角  $\theta_0 = -1.1\text{deg}$ 、転流角  $\theta_c = 14.0\text{deg}$ 、励磁電圧指令  $V_{ref} = 76\text{V}$  とした。運転特性シミュレータによって得た U 相電流波形・合計トルク波形を図 5.12 に示す。運転特性シミュレータでは、平均トルク・低次トルクリプルに対する影響が無いものとして PWM に起因したリプル成分は無視している。また、図 5.13 はトルク波形をスペクトル解析したものであり、各種制御法で大きなトルク脈動が発生していることが確認できる。図 5.14 は各種制御法での実験で計測した電流波形を示しており、図 5.12(a) の運転特性シミュレータの波形と良く一致している。図 5.14(a) のマルチパルス駆動と同図(b)の負バス電圧二段階転流の違いは、 $74\mu\text{sec}$  相当の零電圧印加時間の有無であるので、両者の電流波形には大きな差異は無い。一方、負 PWM 電圧転流の場合は、転流以降の負電圧が小さくなったため、電流の立下りが遅れ、顕著なテール電流の増加が確認できる。これに伴い、平均トルクはマルチパルス駆動： $9.9\text{Nm}$ 、負バス電圧二段階転流： $10.7\text{Nm}$ 、負 PWM 電圧二段階転流： $12.5\text{Nm}$  と異なる負荷条件での比較となっている。

図 5.15 に計測振動加速度の周波数スペクトルを示す。同図から、(a) のマルチパルス駆動、(b) の負バス電圧二段階転流では  $6.8\text{kHz}$  を中心に顕著なスペクトルが分布しているのに対して、(c) の負 PWM 電圧二段階転流では  $1/10$  程度に減少しており、対象の固有振動に対する制振性能を確認できる。一方、前述のようにスイッチング周波数  $8\text{kHz}$  のままで、PWM キャリア高調波に起因した振動が提案手法によ

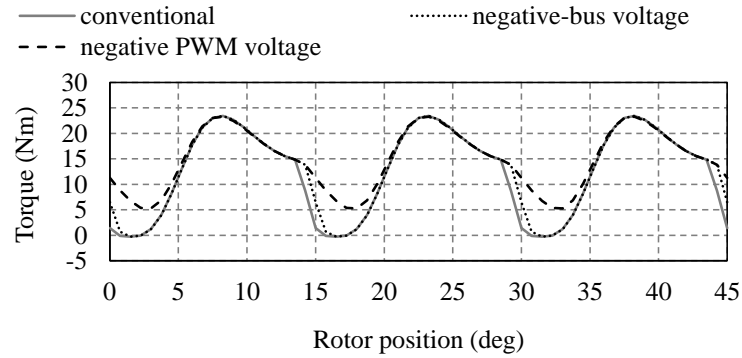
り 16kHz 近傍に現れていることが確認できる。

図 5.16 に計測騒音スペクトルを示す。(a)は暗騒音のスペクトルであり, 5kHz, 10kHz の顕著なスペクトルは負荷ダイナモ装置のキャリアによる影響である。振動加速度スペクトルと同様に, 6.8kHz の固有振動数を中心とするスペクトルを大幅に低減できている。以上から, 転流時に発生する振動及びこれに起因した騒音に対して, 負PWM電圧二段階転流は有効に低減効果を発揮することが確認できる。

(b)の負バス電圧二段階転流と(c)の負PWM電圧二段階転流の振動騒音抑制性能の違いを考察する。理論解析より導出した(4.28)式から, 印加電圧の急変に起因した振動加振力は, その電圧変化量  $\Delta V$  と, 磁束鎖交数と回転子位置の関数である半径方向電磁力の磁束鎖交数偏微分値に比例する。従って, 負PWM電圧二段階転流では零電圧前後の電圧変化量が等しく, 低速軽負荷の条件下では零電圧印加時間 ( $74\mu\text{sec}$ ) の間に回転子位置・磁束鎖交数は殆ど変化しないことから, 零電圧前後の振動加振力は平衡している。一方, 負バス電圧転流では, 零電圧前後の電圧変化量が大きく異なるため, 零電圧印加時間前後の振動加振力が不平衡となり, 転流時の発生振動相殺が成立しない。以上が, 両者の制振性能の違いを決定付ける要因である。



(a) 瞬時電流波形



(b) 瞬時トルク波形

図 5.12 同一制御パラメータを用いた場合の運転シミュレーション比較

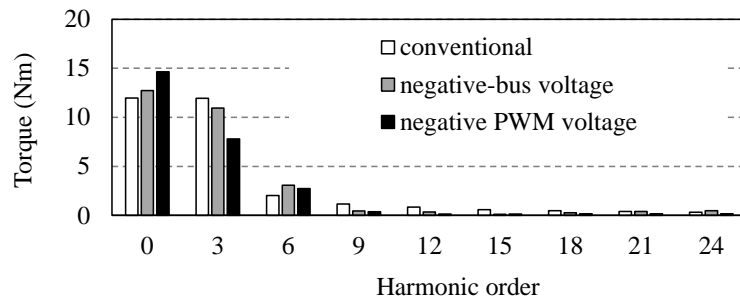
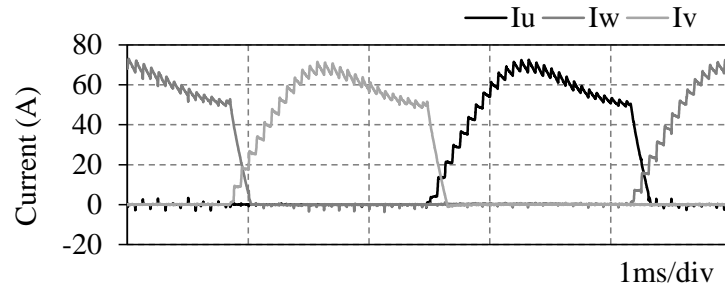
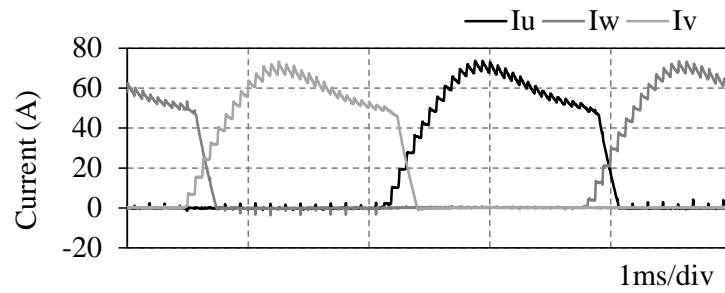


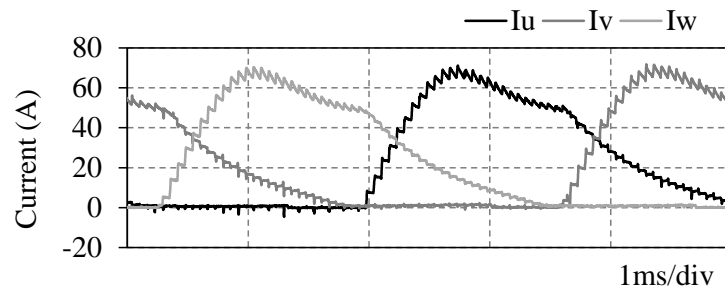
図 5.13 同一制御パラメータを用いた場合のトルクスpectrum比較



(a) マルチパルス駆動

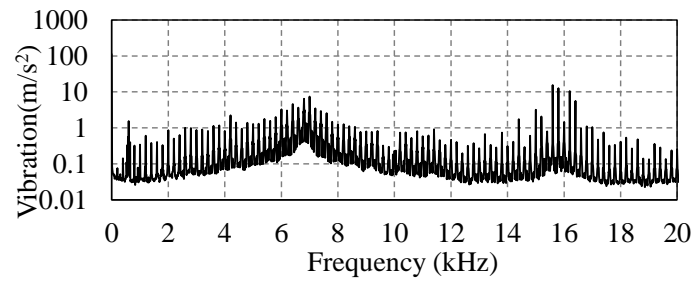


(b) 負バス電圧二段階転流

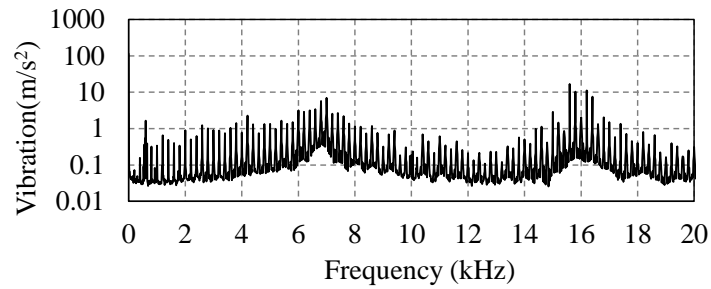


(c) 負PWM電圧二段階転流

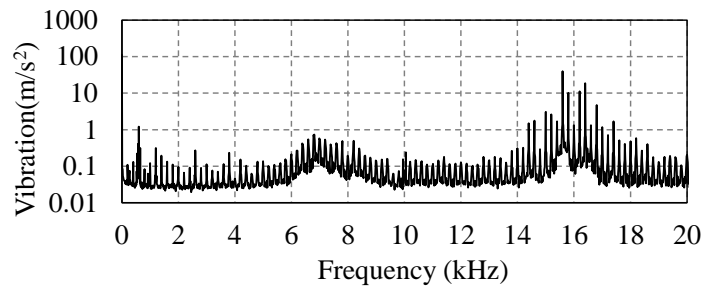
図 5.14 同一制御パラメータを用いた場合の計測電流波形



(a) マルチパルス駆動

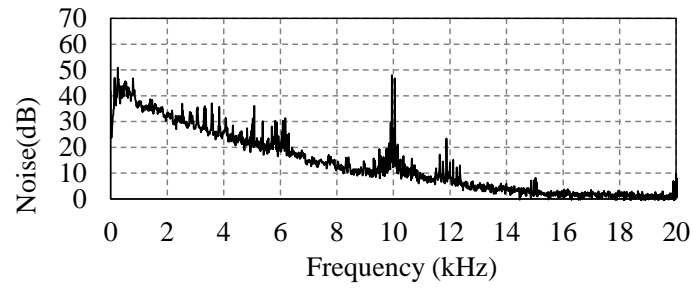


(b) 負バス電圧二段階転流

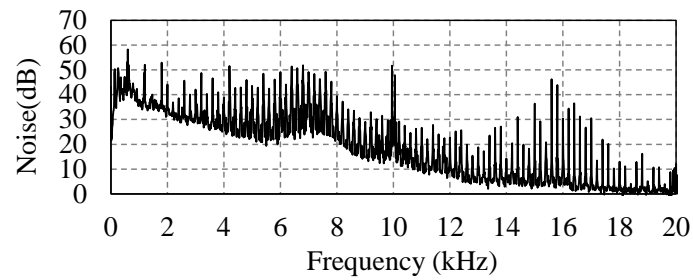


(c) 負 PWM 電圧二段階転流

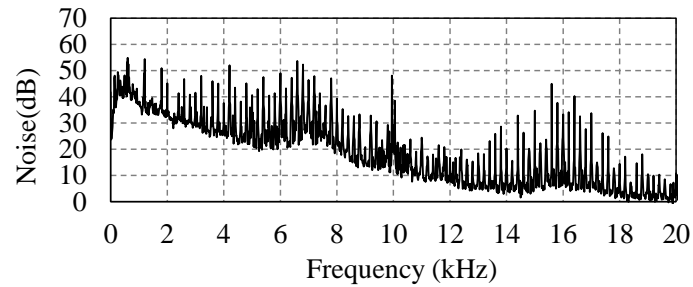
図 5.15 同一制御パラメータを用いた場合の計測振動加速度スペクトル



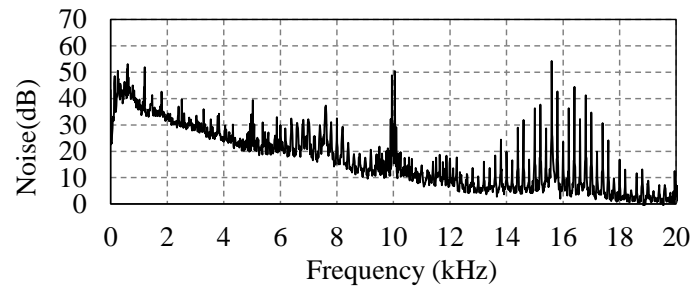
(a) 暗騒音



(b) マルチパルス駆動



(c) 負バス電圧二段階転流



(d) 負PWM電圧二段階転流

図 5.16 同一制御パラメータを用いた場合の計測騒音スペクトル

## 5.5 パラメータチューニングによる運転性能改善

### 5.5.1 遺伝的アルゴリズムを用いたパラメータチューニング

先述の図 5.9 に示す各種電圧駆動法におけるある回転数での運転性能は、3つの制御パラメータ、励磁電圧指令  $V_{ref}$ 、ターンオン角  $\theta_o$ 、転流角  $\theta_c$  に依存する。従って、適切に制御パラメータを選定することで、所望の平均トルクを実現するだけではなく、トルク脈動抑制や高効率運転を同時に行う低振動騒音制御が可能となる。ここでは、文献(40)で提案の簡易運転特性解析法と遺伝的アルゴリズムを組み合わせた手法を採用し、任意の評価関数に対する制御パラメータの最適化を行う。詳細については文献(40)を参照されたい。

### 5.5.2 トルク脈動抑制時の各種運転性能比較

先述のパラメータチューニング法における評価関数を、平均トルク拘束の条件下で、トルク脈動が最小となる運転パラメータを各PWM電圧駆動法に実施した。最適化後の運転パラメータを表 5.3 に示し、それぞれのパラメータの基で解析したU相電流波形、合計トルク波形を図 5.17 に、トルク脈動をスペクトル解析した結果を図 5.18 にそれぞれ示す。図 5.12(b)のトルク波形及び図 5.13のスペクトルと比較して、トルク脈動が大幅に低減されることが確認できる。また3種類の電圧駆動法で平均トルクはほぼ一致しており、同一パラメータで試験した 5.4.5 に対して、それぞれ別の運転パラメータを用いることで、同一の負荷状態で比較することが可能になる。また、図 5.17 の解析電流波形は、5.4.5 で述べた傾向と同様に、マルチパルス駆動と負バス電圧二段階転流に大きな差異は無い。一方、負PWM電圧二段階転



流では、転流後の負電圧の絶対値が小さいため、テール電流通電時間が長くなり、銅損の増加要因になる。このため、他2種の運転法に対して、負PWM電圧二段階転流では、インダクタンスが低い位置から転流が開始される。

実験で計測した電流波形を図 5.19 に示す。この時の各種平均トルクはマルチパルス駆動:12.5Nm, 負バス電圧二段階転流:12.3Nm, 負PWM電圧二段階転流:12.1Nm となり、電流波形・平均トルク共に、解析結果とよく一致している。計測振動加速度スペクトルを図 5.20 に、計測騒音スペクトルを図 5.21 に示す。同一負荷条件かつトルク脈動抑制時でも、負PWM電圧二段階転流は固有振動及びこれに起因した騒音に対して抑制効果を発揮することが確認できる。各種運転法で計測した損失・モータ効率を表 5.4 に示す。電力の計測には横河電機製パワーメータ WT3000 を用いて、SRモータ駆動システムへの入力電力とモータへの入力電力をそれぞれ計測しており、鉄損は、モータ入力電力からモータ出力・銅損・機械損を差し引いた値としている。負PWM電圧二段階転流では、解析と同様に、テール電流増加に起因した同一平均トルクに対する電流実効値の増加により、他種運転法に比べて銅損が10W程度大きくなる。一方、鉄損は110W程度減少しており、モータ効率は最も高い値を示している。

鉄損低減要因を次式に示すスタインメッツの鉄損評価式<sup>(41)</sup>を用いて考察する。

$$P_{iron} = C_h \cdot f \cdot B_m^{a+b} + \frac{C_e}{2\pi^2} \cdot \left( \frac{dB}{dt} \right)^2 \quad (5.7)$$

$C_h$ ,  $C_e$ はそれぞれ、ヒステリシス損係数と渦電流損係数を表し、 $a$ と $b$ は定数である。運転パラメータ（表 5.2）、計測電流波形（図 5.19(c)）から、インダクタンスが低い回転子位置から転流を開始するため、最大磁束密度が減少し、結果（5.3）式

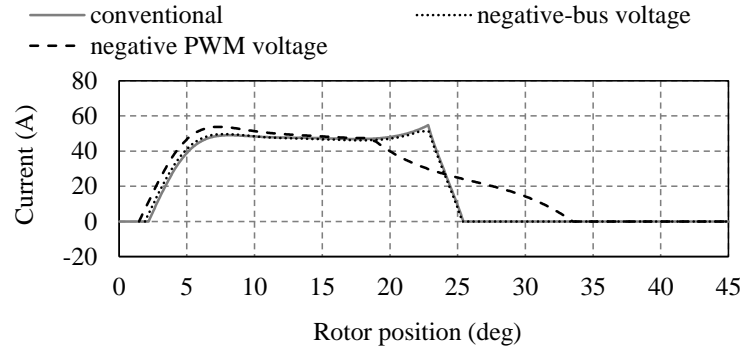
の右辺第1項の抑制に寄与する。また、テール電流の傾きは緩やかになり、これに伴い磁束密度の時間変化が抑制され、(5.3)式の右辺第2項の抑制にも寄与する。以上が負PWM電圧二段階転流における鉄損抑制のメカニズムである。負PWM電圧二段階転流は、鉄損の低減により高いモータ効率を実現したが、一方で、転流時のPWMスイッチングに起因した回路損失の増大を招き、システム効率の観点では、他手法を0.5%程度下回るため、今後はPWMスイッチングに伴う回路損失を考慮した負PWM電圧制御法の検討が必要である。

表 5.2 各種駆動法におけるトルク脈動抑制パラメータ

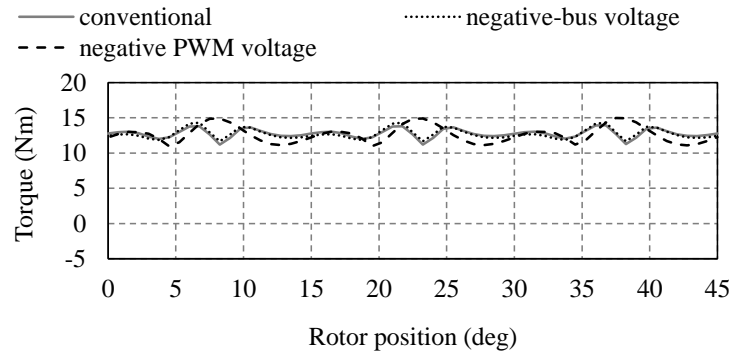
PWM Operation Methods	$V_{ref}$ [V]	$\theta_0$ [deg]	$\theta_c$ [deg]	Average Torque [Nm] (calculated)
Conventional voltage PWM Operation	89.2	2.2	22.8	12.7
Negative-bus Voltage commutation	86.7	1.9	22.2	12.7
Negative PWM voltage commutation	86.7	1.5	18.3	12.6

表 5.3 トルク脈動抑制パラメータにおける各種運転法の実測効率

PWM Operation Methods	$P_{mout}$ [kW]	$P_c$ [kW]	$P_i$ [kW]	$\eta_m$ [%]	$P_{conv}$ [kW]	$\eta_{system}$ [%]
Conventional voltage PWM Operation	1.96	0.18	0.35	78.6	0.40	67.7
Negative-bus Voltage commutation	1.93	0.18	0.34	78.9	0.42	67.4
Negative PWM voltage commutation	1.90	0.19	0.22	82.3	0.52	67.2



(a) 瞬時電流波形



(b) 瞬時トルク波形

図 5.17 トルク脈動抑制パラメータを用いた場合の運転シミュレーション比較

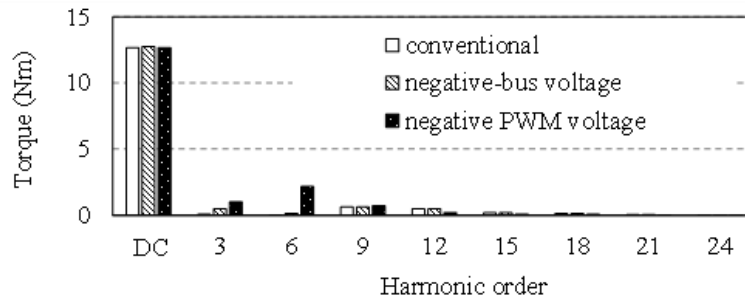
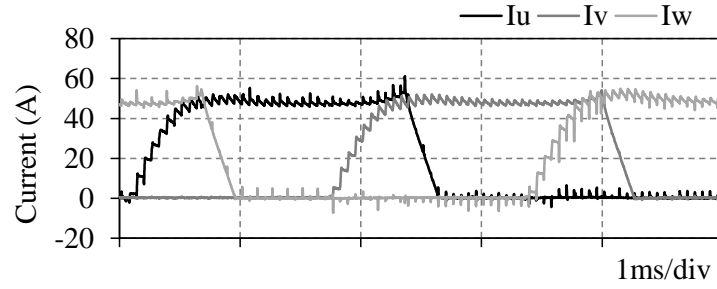
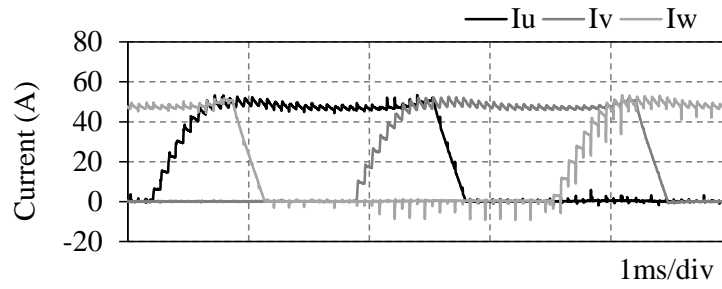


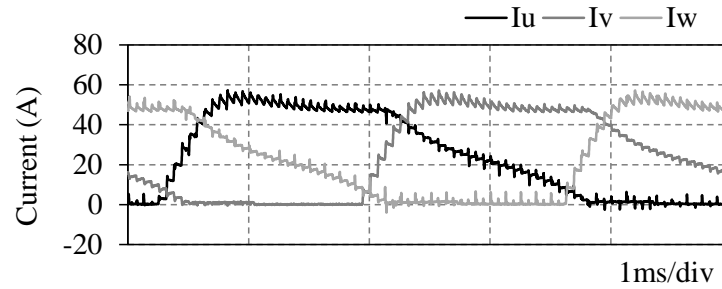
図 5.18 トルク脈動抑制パラメータを用いた場合のトルクスペクトル比較



(a) マルチパルス駆動

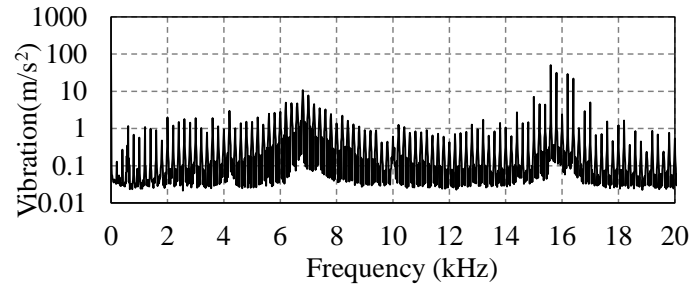


(b) 負バス電圧二段階転流

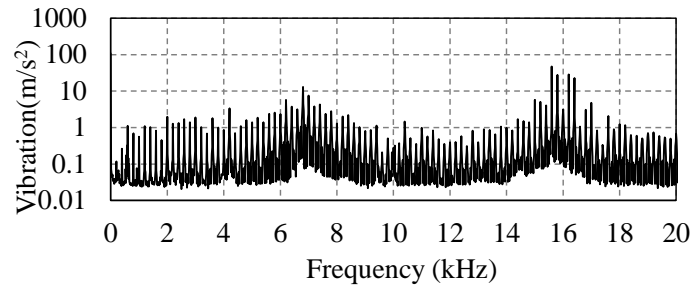


(c) 負PWM電圧二段階転流

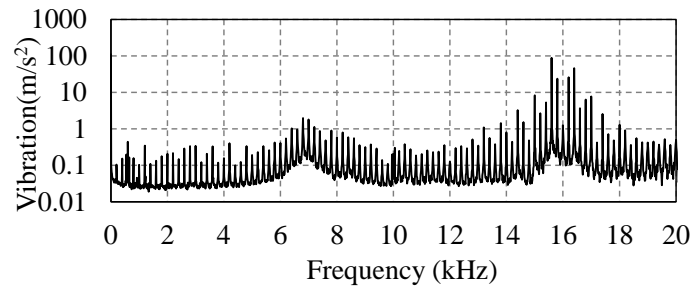
図 5.19 トルク脈動抑制パラメータでの計測電流波形



(a) マルチパルス駆動

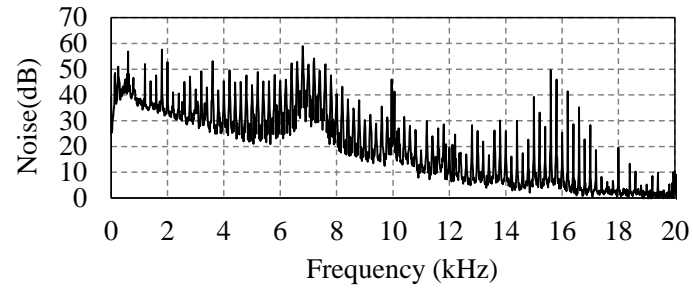


(b) 負バス電圧二段階転流

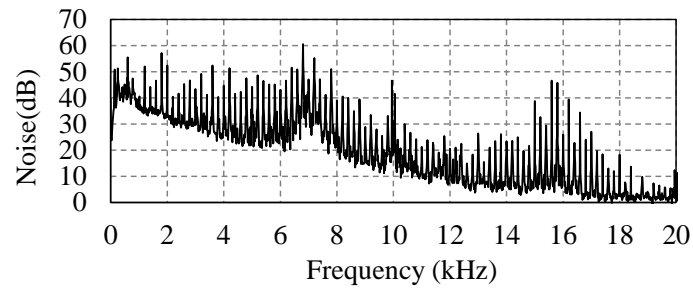


(c) 負PWM電圧二段階転流

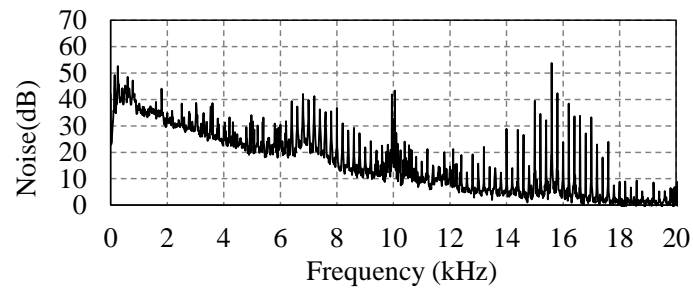
図 5.20 トルク脈動抑制パラメータでの計測振動加速度スペクトル



(a) マルチパルス駆動



(b) 負バス電圧二段階転流



(c) 負PWM電圧二段階転流

図 5.21 トルク脈動抑制パラメータでの計測騒音スペクトル

### 5.5.3 負PWM電圧二段階転流の高効率制御

負PWM電圧転流は主要な固有振動ならびにこれに起因した騒音の抑制に効果的であり、また、鉄損の低減にも有効であることが明らかになった。文献(40)では、パーミアンス法に基づく簡易磁気解析を用いた簡易鉄損解析法を提案し、遺伝的アルゴリズムの評価関数に用いることで、SRモータの最大効率制御を実現している。本検討もこれに倣い、負PWM電圧二段階転流の最大効率運転パラメータを探索する。

簡易鉄損解析では、簡易磁気解析により得た各部品の磁束密度の時間応答を周波数分解し、周波数と振幅に対して鉄損係数が与えられる材料特性データを参照することで鉄損を算出する。しかし、コア材料の鉄損特性の劣化、巻線渦電流損、直流偏磁によるヒステリシス損増加等の原因により、実測鉄損は解析鉄損より遥かに大きくなる事例が知られている。

本検討では、事前に計測した負荷試験時の鉄損値を基準とし、実測鉄損と解析鉄損が線形的に誤差を持つことを前提に補正係数を同定し、簡易鉄損解析に反映することで、運転パラメータチューニングにおける評価関数の解析精度を改善している。銅損最小化・効率最大化をそれぞれ評価関数とし、負PWM電圧二段階転流を前提にパラメータチューニングを行い、実機試験により運転効率を評価した。銅損最小化(MTPA)と効率最大化(Max. Eff)の実測運転効率を表5.5～5.8に示す。全ての動作点において、モータ効率の改善効果が確認でき、特に鉄損が支配的な動作点では顕著なモータ効率の向上を実現した。



表 5.4 1500r/min-12.7Nm での効率最大制御

<i>methods</i>	$P_{mout}$ [kW]	$P_c$ [kW]	$P_i$ [kW]	$\eta_m$ [kW]	$\eta_{system}$ [kW]
MTPA	1.86	0.14	0.25	82.7	72.4
Max.Eff	1.87	0.15	0.21	83.9	72.7

表 5.5 1500r/min-38.1Nm での効率最大制御

<i>methods</i>	$P_{mout}$ [kW]	$P_c$ [kW]	$P_i$ [kW]	$\eta_m$ [kW]	$\eta_{system}$ [kW]
MTPA	5.60	0.48	0.57	84.2	77.7
Max.Eff	5.25	0.46	0.57	85.2	78.5

表 5.6 3000r/min-12.7Nm での効率最大制御

<i>methods</i>	$P_{mout}$ [kW]	$P_c$ [kW]	$P_i$ [kW]	$\eta_m$ [kW]	$\eta_{system}$ [kW]
MTPA	3.39	0.13	0.56	83.1	78.8
Max.Eff	3.54	0.16	0.48	84.8	79.2

表 5.7 3000r/min-38.1Nm での効率最大制御

<i>methods</i>	$P_{mout}$ [kW]	$P_c$ [kW]	$P_i$ [kW]	$\eta_m$ [kW]	$\eta_{system}$ [kW]
MTPA	10.64	0.45	1.23	86.3	84.1
Max.Eff	10.96	0.55	1.03	87.4	84.7

## 5.6 あとがき

本章では、電気自動車駆動用途に設計された 12/8 極三相SRMを対象に、特に市街地走行を想定した低速軽負荷動作点での振動騒音抑制策を検討した。この場合、抑制対象になる振動は、4章で明らかにしたSRモータ独特の振動加振力による振動である。最高回転数まで駆動可能な高い固定DC電圧源の下、先行研究で提案された二段階転流法を電気自動車駆動用途へ適用を前提とした実用性の高い実装手法で実現するPWM制御法を提案した。実験検証により、固有振動の半周期に相当する零電圧印加後、電圧の変化量を等しく制御する負PWM電圧二段階転流が優れた振動騒音抑制性能を発揮することを示した。また負PWM電圧二段階転流に対してトルク脈動抑制、モータ効率向上を同時に実現する制御パラメータを最適化することで、総合的に優れた運転性能を実現できることを明らかにした。

## 第 6 章

# 制振性能劣化要因とその対策

### 6.1 まえがき

5 章では電気自動車駆動用途向けの三相 12/8 極 SR モータを対象に，P W M 電圧制御下での二段階転流法について検討した。これにより，高速運転を許容する高 DC バス電圧源を用いた場合でも，主要な固有振動に対する振動騒音抑制効果が得られること，トルクリプルや運転効率が改善可能であることを明らかにした。しかしながら，特定の条件下では二段階転流法の制振性能が著しく劣化することが確認されており，本章では，その制振性能の劣化要因について解析的に検討している。解析的に構造体を再現可能である点から 8/6 極四相 S R モータを対象とし，実機試験と電磁界・構造連成解析から，制振性能劣化メカニズムを二段階転流法の振動相殺条件と関連付けて明らかにしている。明らかにした制振性能劣化メカニズムに基づく制振性能改善策の一例として，構造起因の問題を克服するロータ形状設計による手法を検討し，これによる制振性能の改善効果を確認し，同時に出力性能に与える影響についても検討している。また，制御起因の問題に対しては，電圧パターンの変更による対策を検討し，制振性能の改善効果について検討している。

### 6.2 構造起因の制振性能劣化要因と対策

#### 6.2.1 非対向位置近傍での固有振動発生

まず、制御性能劣化要因として、非対向位置近傍でスイッチングに関わらず固有振動が励起される現象に着目する<sup>(38)</sup>。これは 5.4.1 で述べた二段階転流法の前提条件【②a1, a2 以外の振動は発生しない】を妨げるものであり、制振性能の劣化要因となる。

検討に先立ち、負荷サーボモータにより回転数を一定速度制御し、A相のみにシングルスパルス電圧を印加した場合の電流波形・振動加速度波形を計測した。これらと比較することで、着目している非対向位置近傍での発生振動の性質を実験的に明らかにする。

【①同一速度条件での比較】図 6.1 は 3000r/min における、DC バス電圧を (a) 180V・(b) 282V とし、ターンオン角は 33.8deg/35.8deg/37.9deg と変化させたときの、計測波形をそれぞれ示している。なお、転流角は全て同一の 51deg と設定している。同図から、DC バス電圧、ターンオン角の違いによって、通電開始からの電流応答波形が異なる。また、全ての条件において、転流前に顕著な固有振動の発生を確認できる。また、ターンオン角・振動発生開始時の電流値・DC バス電圧に、振動発生タイミング及び振幅が依存しないことを確認できる。

【②異なる速度条件での比較】図 6.2 では、回転数を 1000r/min から 5000r/min まで変化させたときの非対向位置近傍の発生振動を比較している。回転数によって、ターンオン角や DC 電圧、電流波形は異なるが、上述の実機検証結果を踏まえると、非対向位置近傍の発生振動は、ある特定のロータ位置から発生することがわかる。さらにその振動の大きさは、速度上昇に伴って増加することがわかる。以降は解析的にこれらの振動発生要因を検討する。

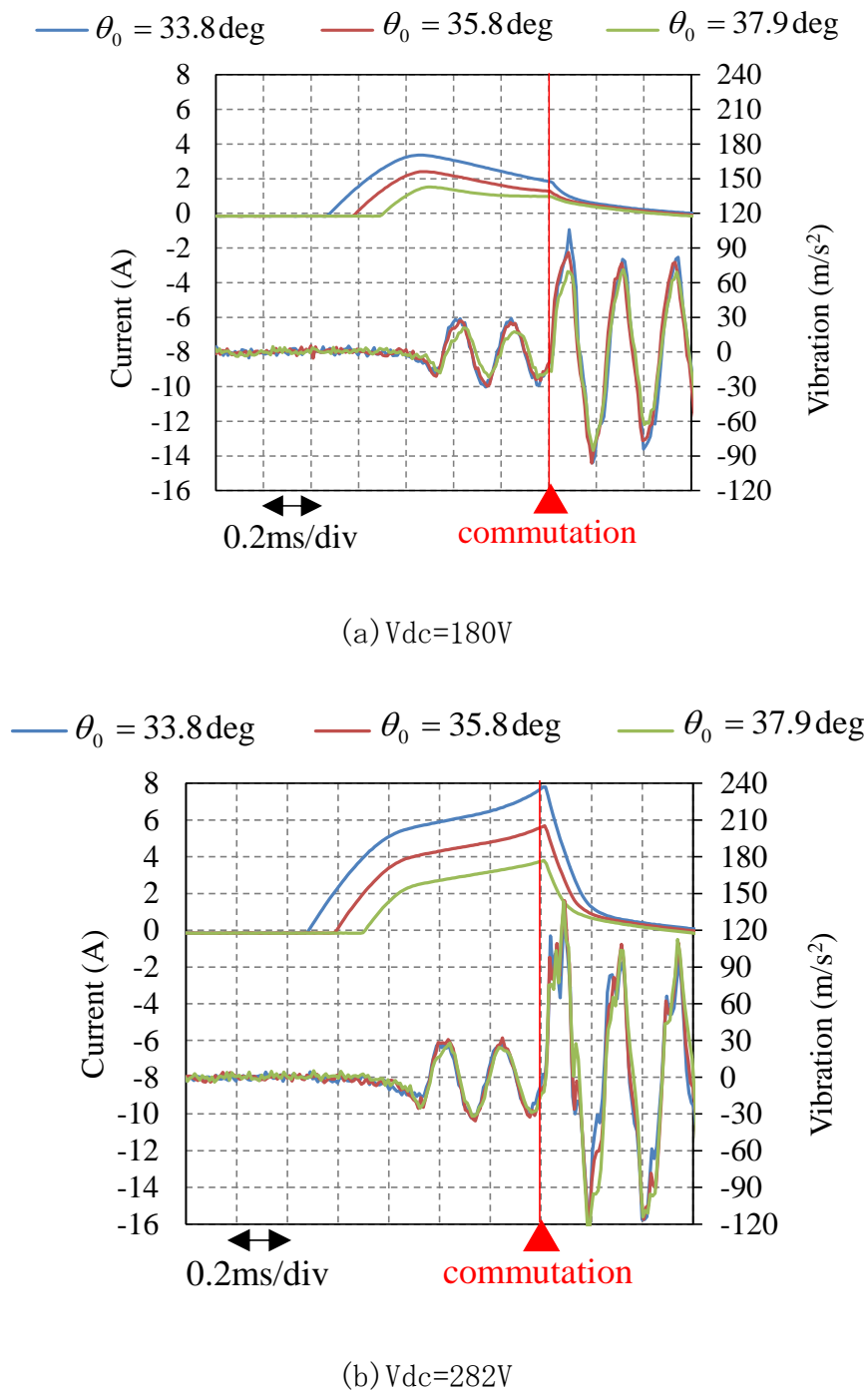


図 6.1 転流前に発生する固有振動の制御パラメータ依存性検証

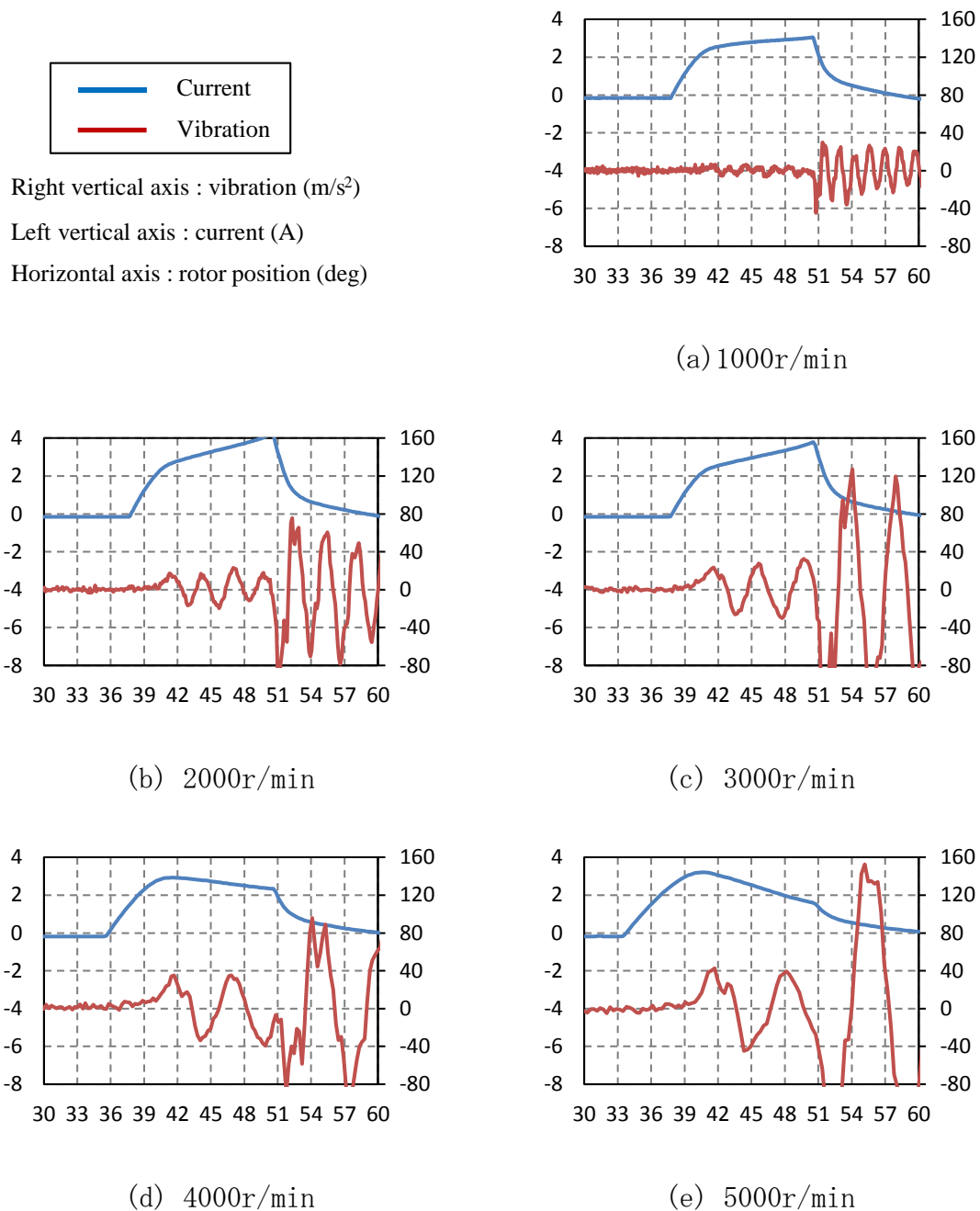
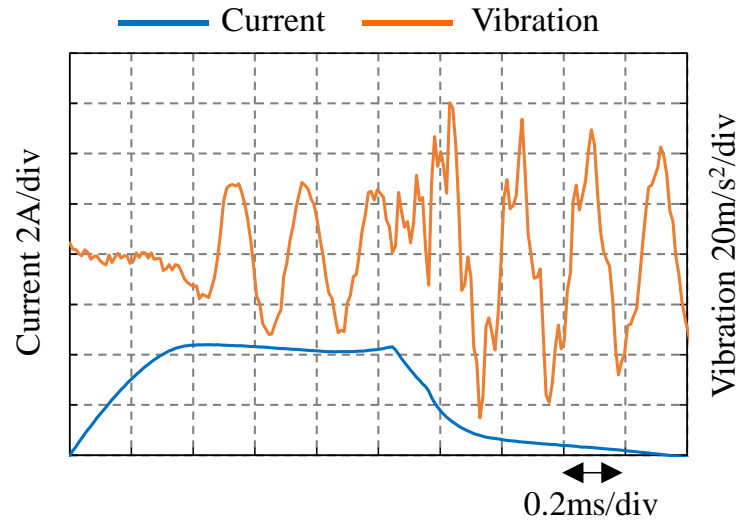


図 6.2 転流前に発生する固有振動の速度依存性検証

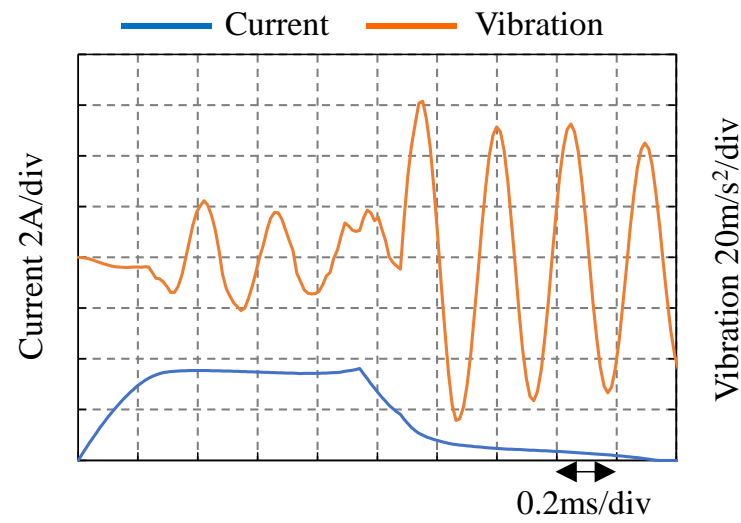
### 6.2.2 電磁界構造連成解析の詳細

前述の実験データで確認された非対向位置近傍での振動発生要因について解析的に考察する。電磁界・構造連成解析では、図 4.8 (b) に示すようにステータ外周のフレーム部を再現している。コア部の材料 (35H360) 及びフレーム部の材料 (SUS304) の密度・ヤング率・ポアソン比は材料メーカーより提示された値を用いた。固有モード解析における同図の円環 2 次モード（フレーム平坦部中央が振動の腹になる）の固有振動数は 4.04kHz となり、実測の固有振動特性に対して -8% 程度の誤差となった。解析誤差要因には、2 次元平面モデルの解析であること、材料機械特性の変化、巻線の質量・焼きばめによる影響・拘束条件を考慮していないこと等が挙げられるが、本研究では合わせ込み等の検討は行っていない。また固有モード解析では、円環 2 次モードにおいても、図 4.9 の振動モードだけではなく、フレームの角が腹になるモードも出現する。しかし実際には、フレームの角部でモータと試験ベンチを拘束するため、角部が腹となる振動モードのゲイン特性は極端に小さく、殆ど振動としては現れないことを実験的に確認している。従って振動応答を解析する際に参照する固有モードを一つに限定している。また構造解析の際に発生振動の振幅特性に影響するモーダル減衰比は、打撃試験により得た振動伝達特性図 4.8 (a) に半値幅法を適用して同定した値 ( $\zeta=0.014$ ) を用いている。

図 6.3 は 3000rpm における二段階転流法適用時の電流応答・振動加速度応答波形を、(a) の実機試験と (b) の 2D-電磁界・構造連成解析で比較している。電流応答の微小な違いは、製造過程で生じる磁化特性の劣化が誤差要因であると推測される。一方、振動応答の傾向はよく一致しており、以降、解析的な検討を進める上で、十分な精度があるものとして進める。



(a) 実機試験



(b) 2D-FEM

図 6.3 2D-FEM の振動応答解析精度検証



### 6.2.3 振動発生要因の分析

4.4.3 で述べたように、モータの振動伝達特性を一般的な二次遅れ系とした場合、振動加速度に寄与する振動加振力は、ステータティースに作用する半径方向電磁力の時間二階微分に相当する。一例として、回転数 3000r/min・定格 20%トルク条件における二段階転流法適用時の電流波形、励磁相ティース半径方向電磁力とその時間二階微分値及び、振動加速度を解析した結果を図 6.4 に示す。同図の波形からわかるように、転流時に発生する二つのインパルス状の加振力以外に、回転子位置 42deg 付近に顕著な振動加振力が確認でき、これに伴い転流時同様、固有振動が励起されている。このときの回転子位置はステータ突極に対してロータ突極がオーバーラップを開始する位置である。

高速回転域では、電圧印加位相を進めることで、トルク発生領域で大きな電流を通电し、高出力化を実現する。これにより、両突極がオーバーラップする前の状態で、励磁相には巻線起磁力が印加されることとなる。ステータ・ロータ突極がオーバーラップし始めると、その対向面に磁束が集中し、局所的に電磁吸引力が発生する。このように両突極構造に起因した磁気抵抗の急変が、回転に伴う電磁力の急変を発生させ、振動加振力を生じる。従って、振動加振力を発生する部分はステータ突極の端部であり、磁路面積は小さく、微小な巻線起磁力で局所的な磁気飽和を生じるので、この結果、電流・DC バス電圧・ターンオン角に依存しないこととなる。一方、回転に伴う電磁力の時間変化に起因するため、回転数の上昇によって電磁力の時間変化が急峻になり、振動加振力は回転数上昇に伴い増加する。これらの傾向は、6.2.1 の実験データの特性と良く一致しており、理論解析が妥当であることがわかる。

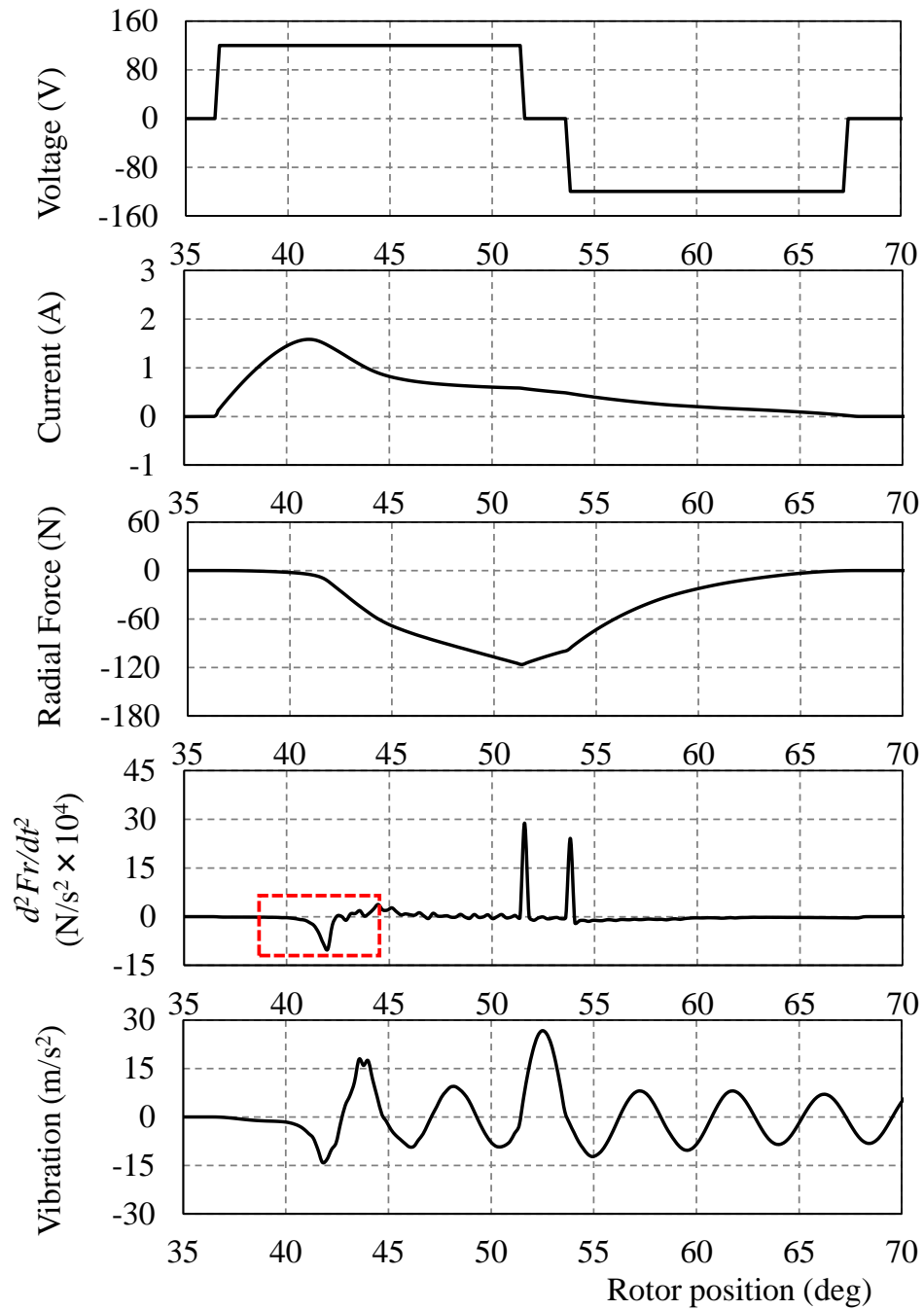


図 6.4 構造起因の制振性能劣化要因の分析

#### 6.2.4 ロータ形状設計変更による対策例とその効果

オーバーラップ開始前の励磁はトルク発生に大きく貢献する。従って、電圧印加位相の進角を制限するなど制御による対策は、高速回転時の出力性能の大幅な劣化を招く。オーバーラップ開始時の振動加振力は、二重突極構造に起因した磁気抵抗の急変によって発生するため、形状設計による対策が望ましい。

対策の一例として、ロータ形状設計変更による加振力低減を検討する。図 6.5 は従来のロータティースと、加振力低減のために変更したロータティースの形状を比較している。回転に対する磁気抵抗の変化を緩和するため、ティース端部にフィレットを施した。また、フィレットのみではギャップ対向面積が減少し、完全対向時の最大インダクタンスが低下する。リラクタンストルクは突極非対向時と突極対向時インダクタンス差に比例するため、最大インダクタンスの低下は最大トルクの劣化要因になる。このため、フィレットと併せてティース幅の拡幅設計を行っている。

図 6.6 は、3000r/min-定格 20%トルク条件の二段階転流法適用時の制振性能を示している。なお、本検討はステータ側を一切変更していないため、構造体としての変更は無い。図 6.6 と図 6.4 の比較から、従来ロータを用いた場合では発生していたオーバーラップ時の振動加振力が、提案ロータを採用することで消失している。そのため転流時までは顕著な固有振動は発生せず、二段階転流法の制振性能が改善されることが確認できる。

ロータ形状の変更による各種特性への影響を評価する。図 6.7 は(a)磁化曲線と(b)トルク特性を比較している。同図より、非対向時の磁化曲線は完全に一致するのに対して、完全対向時の磁化曲線は低電流域で減少している。これにより、出力に変換可能な磁気随伴エネルギーが減少するため、最大電流条件時のトルク特性が

劣化している。これらの違いが出力性能へ与える影響を評価するため、パルス電流駆動の下で代表回転数（300/1500/3000/4000/5000r/min）における最大トルク曲線を、遺伝的アルゴリズムを用いて制御パラメータを最適化することにより導出した。なお、スイッチングによる電流リプルの影響は無視している。それぞれの最大トルク曲線を図 6.8 に示す。図中の Degradation ratio は、回転数毎で、提案ロータでの最大トルクを従来ロータでの最大トルクで除することにより算出している。同図から、高回転領域において最大トルク特性の劣化が顕著になっている。これは高回転領域では電圧の制約により、最大電流より低い電流条件で駆動し、図 6.7(a) 磁化曲線の比較から分かるように、低電流領域では磁化特性の劣化が著しいためである。ロータ形状設計変更による制振性能の向上と最大トルク特性の両立については、今後の検討課題とする。

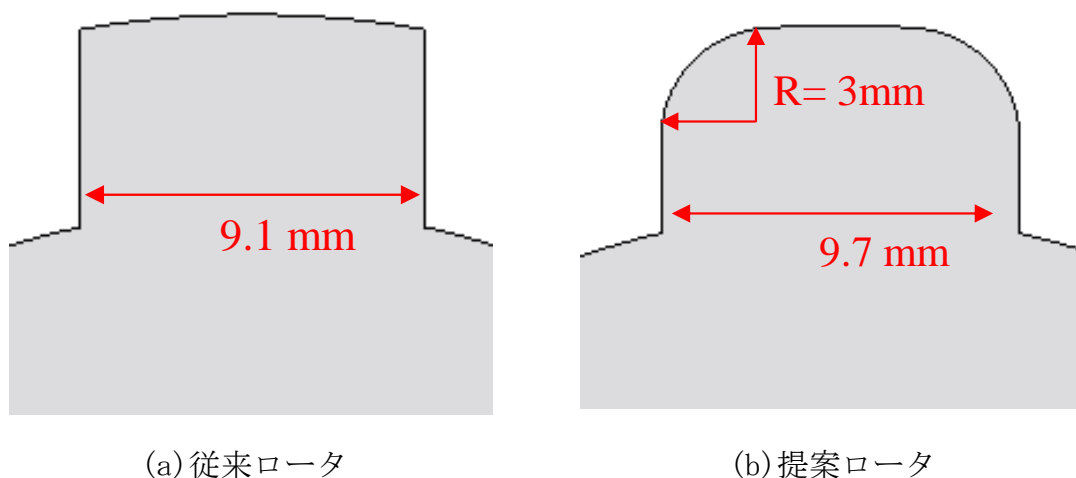


図 6.5 ロータ形状の変更

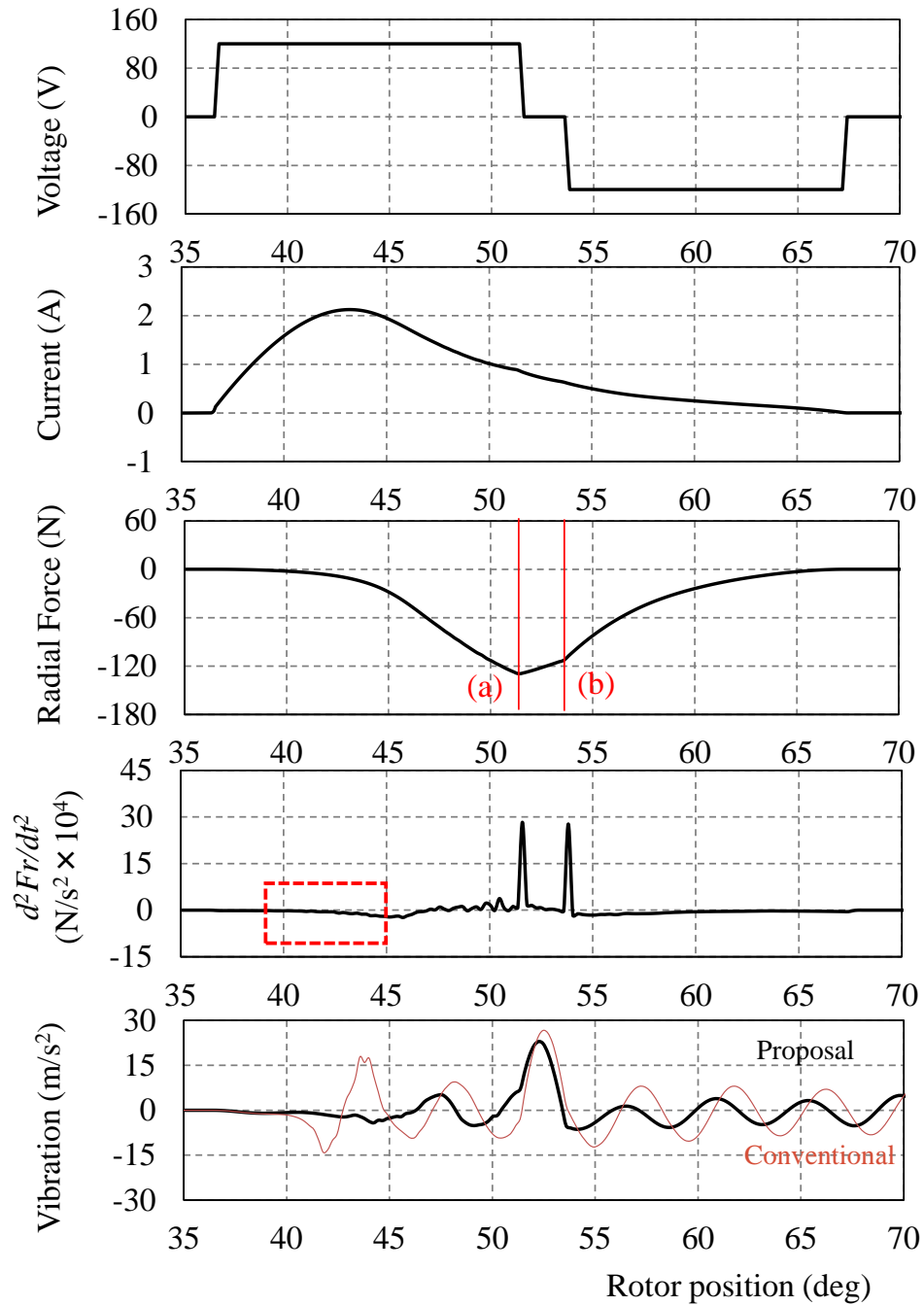
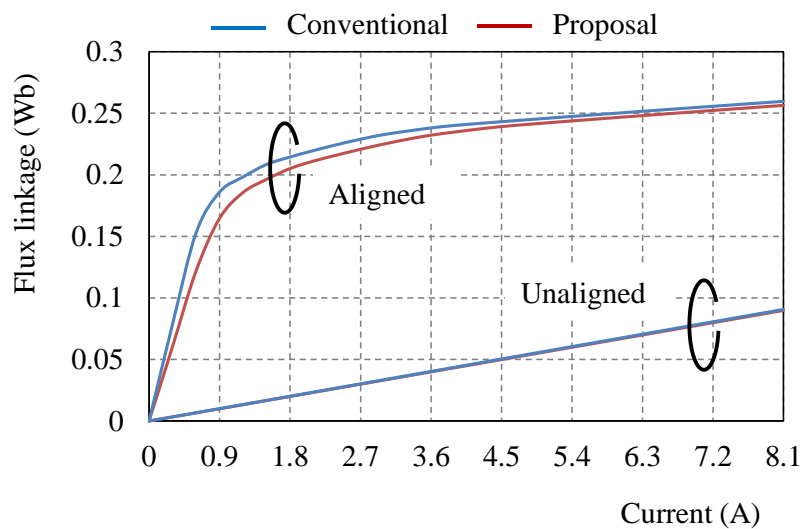
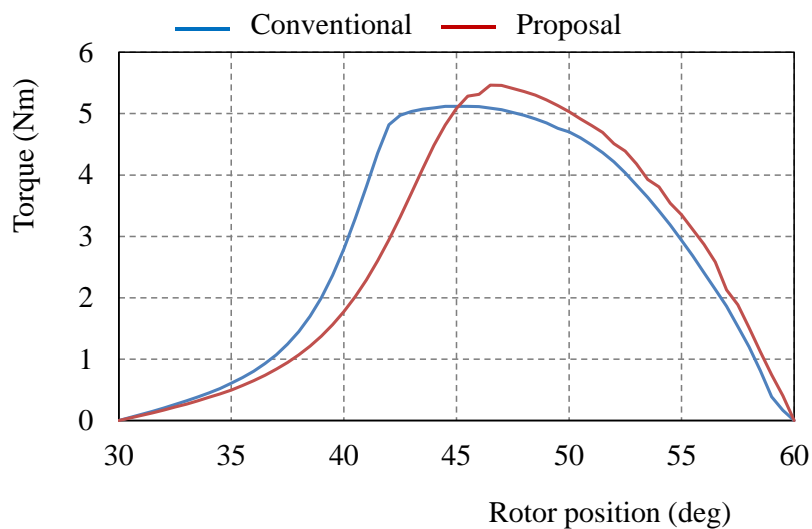


図 6.6 ロータフィレットによる制振性能の解析



(a) 完全対向・非対向位置の磁化曲線



(b) 最大電流 8.1 (A) 時のトルク特性

図 6.7 ロータ形状の変更による各種特性変化

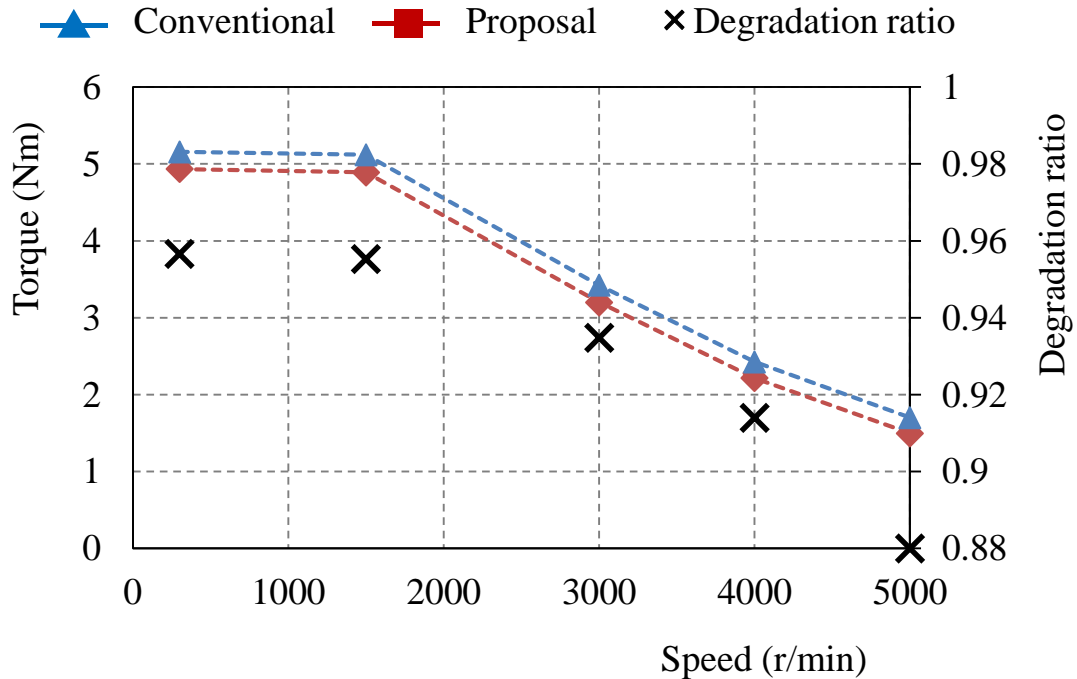


図 6.8 ロータ形状の変更による最大トルク曲線への影響

## 6.3 制御起因の制振性能劣化要因と対策

### 6.3.1 転流時の制振性能劣化要因

5 章では、二段階転流法における零電圧印加時間前後の電圧変化量を等しくすることで、2つの電圧変化タイミングで発生する固有振動の大きさが等しく、優れた固有振動抑制効果を得られることを実験的に検証しており、これは先行研究<sup>(38)</sup>より報告された事例ともよく一致する。

一方、特定の条件下では、零電圧印加時間前後の電圧変化量が等しい場合でも、転流時に発生する固有振動の制振性能が劣化することを確認している。これは、5.4.1で述べた二段階転流法の振動相殺条件における【 $a_1$  と  $a_2$  の大きさが等しい】

が崩れることで生じる制振性能の劣化である。以降の検討では、転流時の振動相殺条件に焦点を当てて検討する。また、前節で提案したフィレット形状を採用したロータ形状で検討を行っている。

図 6.9 は、3000r/min-定格 60%トルク条件を満たすシングルパルス電圧駆動の制御パラメータを用いて、A相のみ通電した場合の各種時間応答波形解析結果を示している。図 6.10 は同一パラメータを用いて二段階転流法を適用した場合の時間応答波形を示している。図 6.9 と図 6.10 の振動応答波形を比較すると、二段階転流による転流時の固有振動抑制効果は、適用前に対して 1/2 程度である。図 6.10 の振動加振力は、二段階転流によって 2 つに分かれて発生しているものの、2 段目の振動加振力  $\Delta F_2'$  に対して、1 段目の振動加振力  $\Delta F_1'$  は 1/2 程度となっている。発生固有振動の大きさは振動加振力に比例するため、この場合、二段階転流による振動相殺は成立しない。一方、図 6.6 に示した軽負荷条件下では、2 つの振動加振力は等しい。これらを踏まえて、転流時の振動加振力不平衡の要因について分析する。

4.4.3 で述べた理論解析より、転流時に発生する振動加振力は(4.28)式で与えられ、転流 1 段目に発生する振動加振力を次式で改めて表現する。

$$F_1' = \Delta V_1 \cdot \left. \frac{\partial F_{rx}(\lambda_x, \theta)}{\partial \lambda_x} \right|_{\lambda_x = \lambda_1, \theta = \theta_1} \quad (6.1)$$

ここで、1 段目の瞬間の磁束鎖交数、回転子位置をそれぞれ  $\lambda_1$ ,  $\theta_1$  と表している ( $\theta_1$  は  $\theta_c$  に相当)。また、1 段目と 2 段目で電圧変化量が等しく、一定速度  $\omega$  の条件下、零電圧印加前後では磁束鎖交数が殆ど変化しないと仮定すれば、

$$F_2' = \Delta V_2 \cdot \left. \frac{\partial F_{rx}(\lambda_x, \theta)}{\partial \lambda_x} \right|_{\lambda_x = \lambda_2, \theta = \theta_2} = \Delta V_2 \cdot \left. \frac{\partial F_{rx}(\lambda_x, \theta)}{\partial \lambda_x} \right|_{\lambda_x = \lambda_1, \theta = \theta_1 + \frac{\omega T_n}{2}} \quad (6.2)$$



となる。従って、振動加振力  $F_1'$  と  $F_2'$  の不平衡は、固有振動半周期の間の回転子位置の変化によって半径方向電磁力の磁束鎖交数偏微分値が大きく変化すること起因する。図 6.11 は、図 6.6 軽負荷時と図 6.10 中負荷時の二段階転流における各電圧変化時の磁束密度コンターを示しており、(a)～(d)は図 6.6 と図 6.10 の上から 2 番目に示した半径方向電磁力グラフに記された記号と対応している。軽負荷時の図 6.11(a) から (b) の間では、ギャップ対向面における磁束密度分布の大きな変化は無い。一方、中負荷時の図 6.11(c) ではギャップ対向面が飽和しているのに対して、零電圧印加後 (d) ではその磁気飽和が顕著に解消されている。これら磁気飽和の急激な解消は半径方向電磁力の時間応答に影響を与える。図 6.6 の半径方向電磁力グラフ内の (a) から (b) に向かって、半径方向電磁力が減少している。これは (4.19) 式に示すように、磁束鎖交数は一定のまま対向面積が増加したためである。一方、図 6.10 の半径方向電磁力グラフ内の (c) から (d) では、半径方向電磁力は微増している。図 6.11(c) から分かるように、ギャップ対向面の磁気飽和により、半径方向電磁力に寄与する磁気経路のパーミアンスが低下し、漏れ磁束が存在する。この状態から回転し、ギャップ対向面積が増加すると、磁気飽和が緩和され、磁路パーミアンスが上昇し、漏れていた磁束がギャップ対向面を通過するようになる。従って(c)の状態では、巻線への鎖交磁束の変化に対するギャップ対向面通過磁束の感度が低く、半径方向電磁力の磁束鎖交数の偏微分値が低い。一方、(d)の状態では、巻線への鎖交磁束の変化に対するギャップ対向面通過磁束の感度が高く、半径方向電磁力の磁束鎖交数の偏微分値が高い。これにより、電圧変化量が等しい場合でも、振動加振力が不平衡になる。

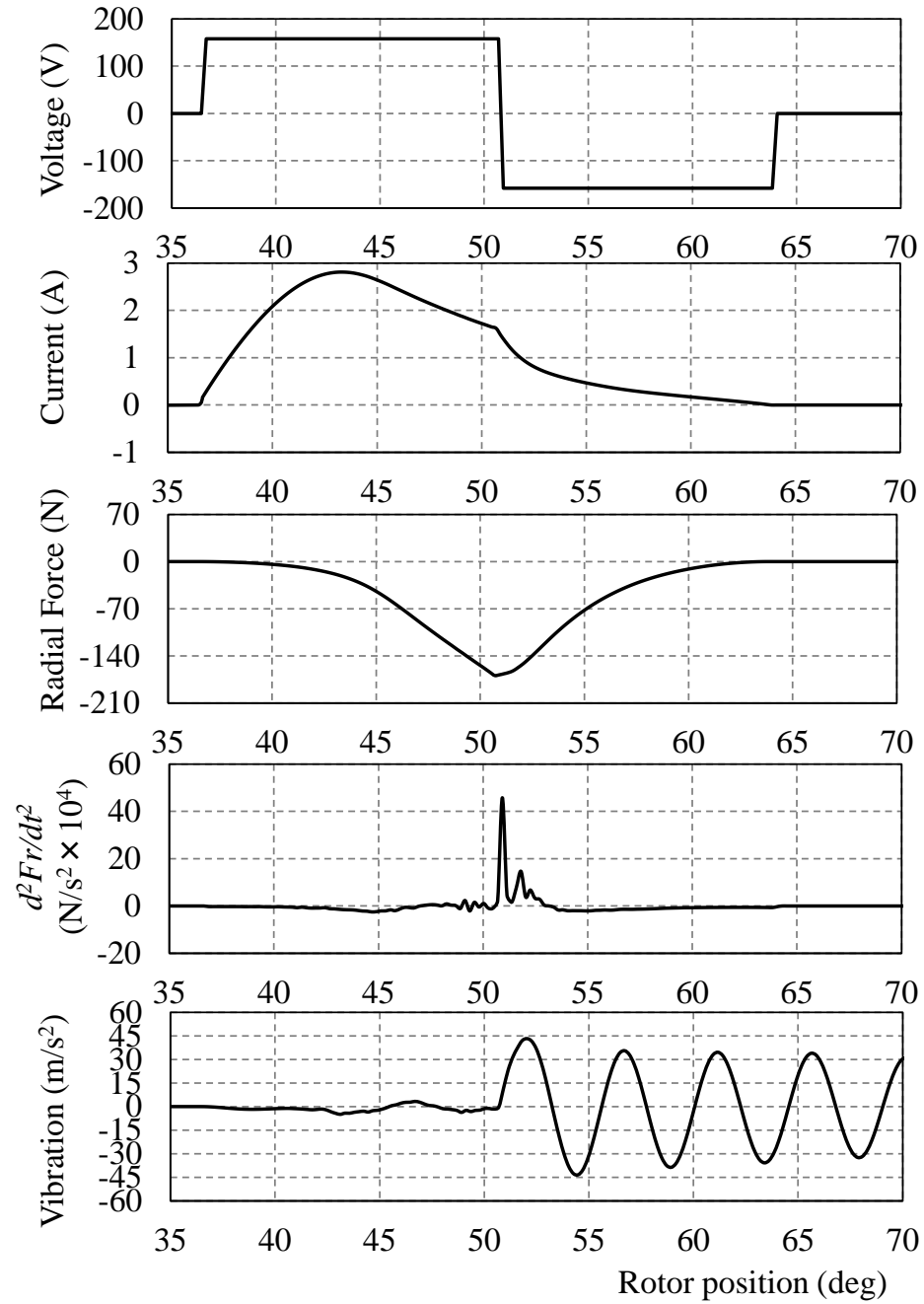


図 6.9 3000r/min 定格 60%負荷時のシングルパルス駆動特性

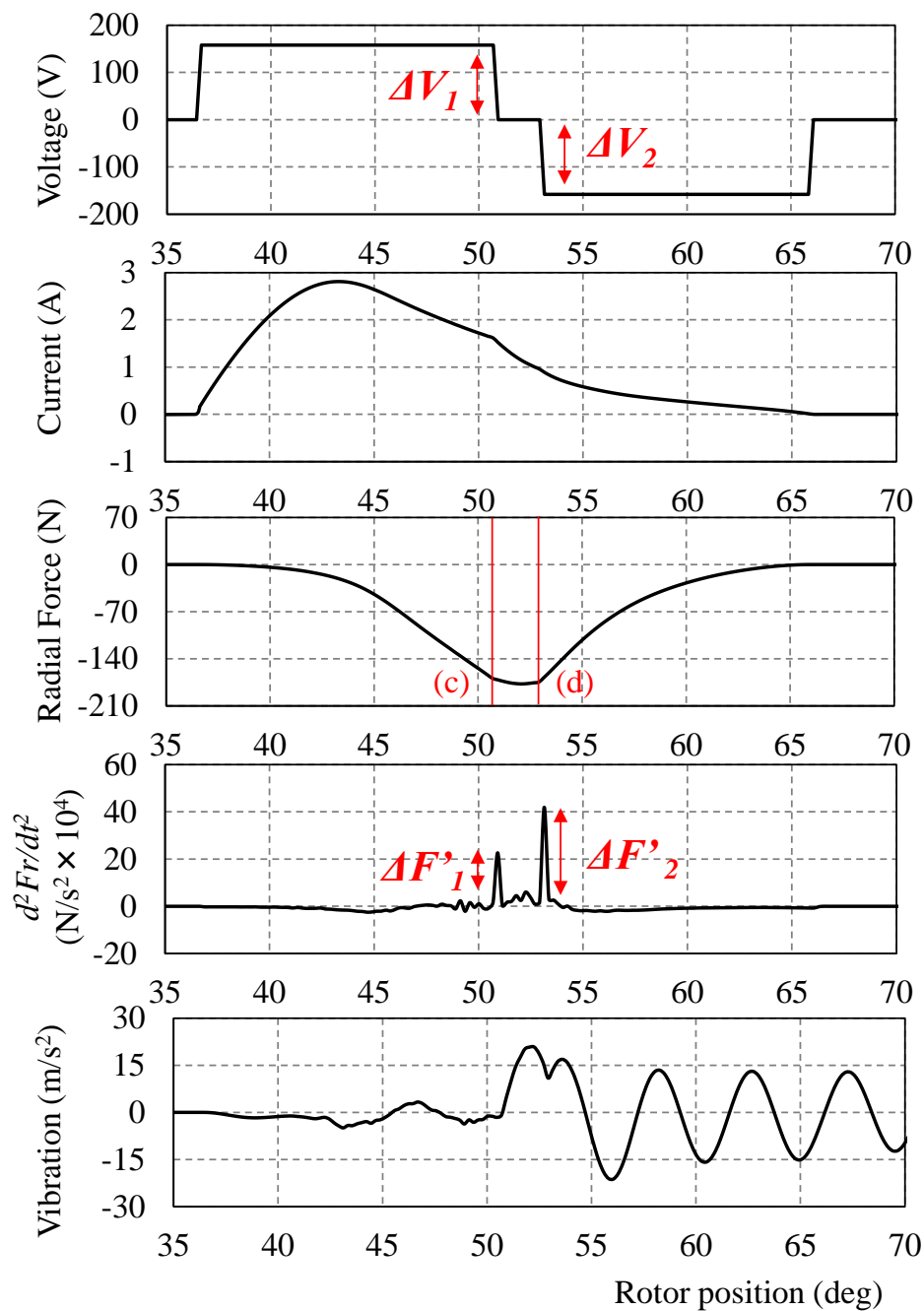


図 6.10 3000r/min 定格 60%負荷時の二段階転流特性

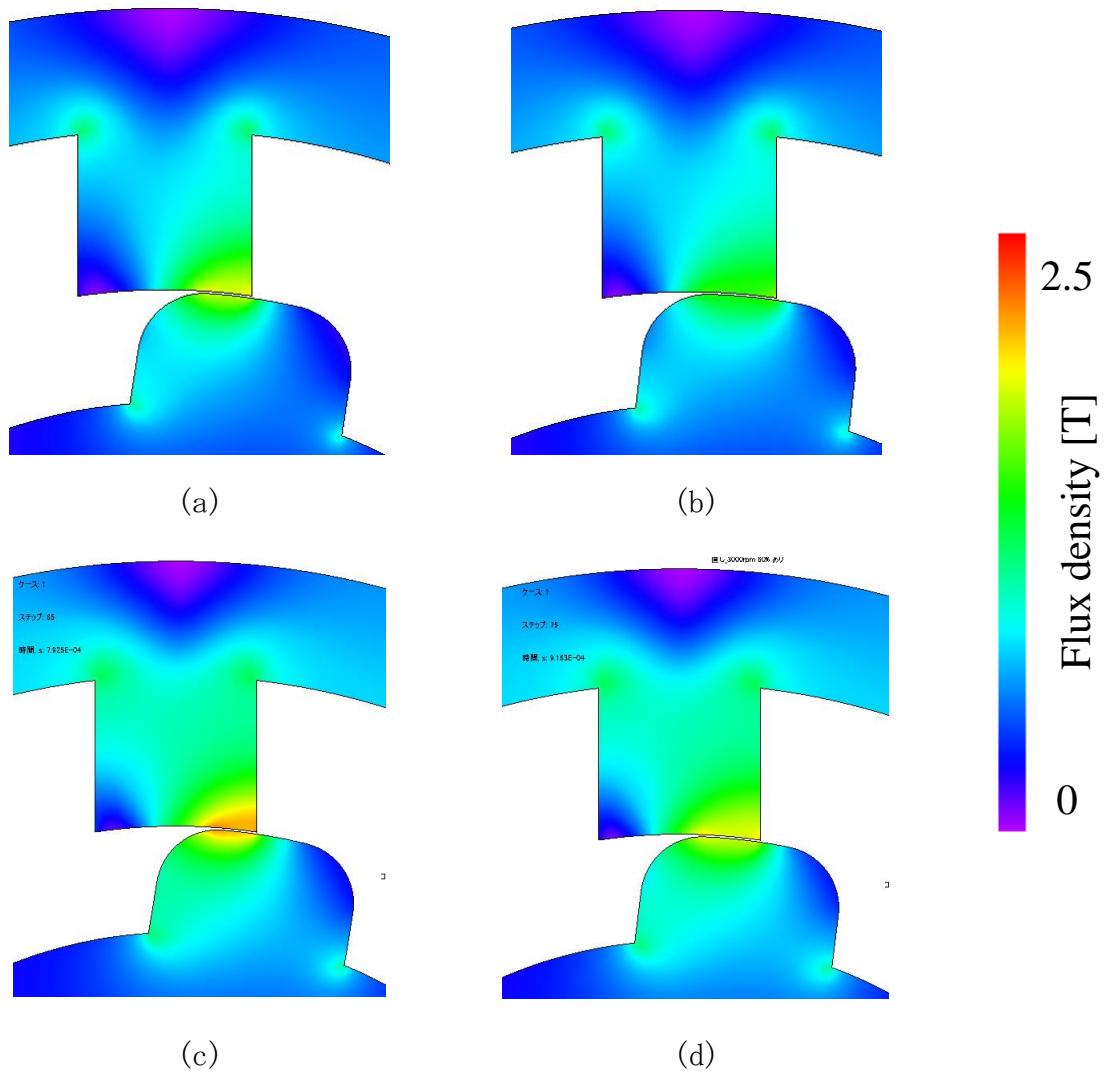


図 6.11 各転流タイミングにおける磁束密度コンター

### 6.3.2 電圧パターンの変更による対策例とその効果

二段階転流時の加振力不平衡による制振性能劣化の対策の一例として、零電圧後の負電圧を調整することで2段目の振動加振力の大きさを1段目と等しくし、制振性能の改善を図る。図 6.10 の上から3番目の振動加振力データと零電圧印加時間の前後の電圧変化量が等しいこと ( $\Delta V_1 = \Delta V_2$ ) を考慮すれば、

$$F'_1 : F'_2 = \left. \frac{\partial F_{rx}(\lambda_x, \theta)}{\partial \lambda_x} \right|_{\lambda_x = \lambda_1, \theta = \theta_1} : \left. \frac{\partial F_{rx}(\lambda_x, \theta)}{\partial \lambda_x} \right|_{\lambda_x = \lambda_1, \theta = \theta_1 + \frac{\omega T_n}{2}} = 1 : 2 \quad (6.3)$$

となるため、2つの加振力が平衡するための  $\Delta V_2$  に対する条件を次式で得る。

$$\Delta V_1 : \Delta V_2 = 2 : 1 \quad (6.4)$$

以上の考察から、二段階転流における電圧パターンを【従来】158V→0V→-158V から【提案】158V→0V→-79V に変更し、制振性能を電磁界・構造連成解析を用いて制振制御時の各種特性を図 6.12 に示す。零電圧印加時間後の負電圧を調整し、二つの振動加振力が等しくなり、図 6.10 に比べて制振性能が改善されたことを確認できる。一方、負電圧が大幅に減少したことによりテール電流が増加している。そのため、上記の制振性能改善制御と運転性能の両立は、今後の検討課題である。

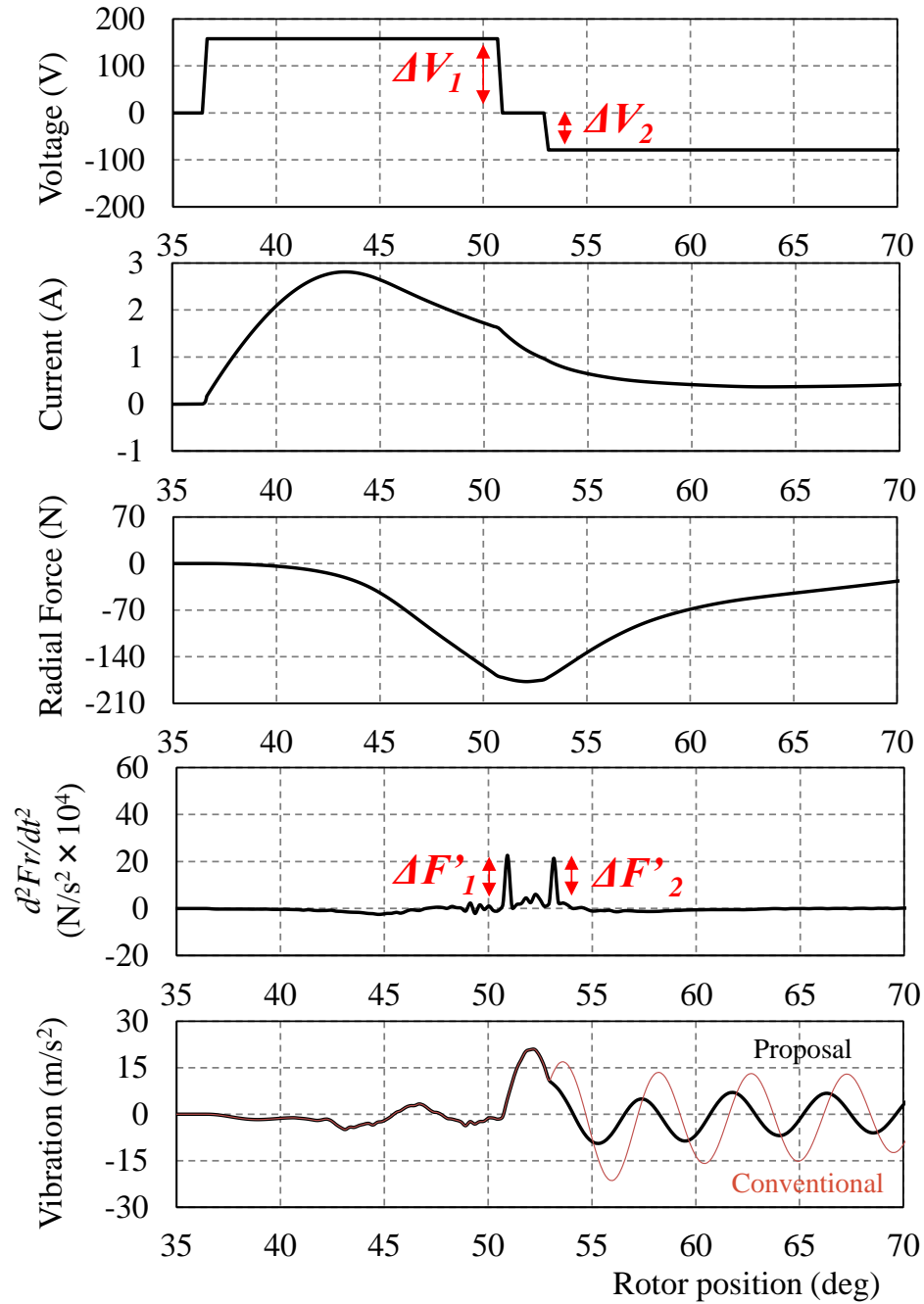


図 6.12 提案電圧パターンの制振性能検証

## 6.4 あとがき

本章では、構造起因・制御起因の二段階転流法の制振性能劣化要因を分析し、対策を検討した。

構造起因の問題については、回転数の上昇に伴って二段階転流法の制振性能が劣化する原因を実機試験ならびに電磁界構造連成解析によって明らかにした。突極非対向位置近傍で発生する構造起因の振動加振力は、ロータティースにフィレットを施すことで低減可能であることを示した。一方、ロータ形状の変更によってモータの磁化特性が異なるため、二段階転流法適用を前提とした、振動加振力抑制と出力性能の両立を実現する形状設計が今後の課題である。

制御起因の問題については、磁気飽和と零電圧印加時間での対向面積変化によって振動加振力のゲイン特性が変化する現象を明らかにした。この対策として、振動加振力が平衡するように印加電圧パターンを選定することで、制振性能を改善できることを示した。一方で、テール電流抑制との両立が今後の課題である。





## 第7章

### 結論

#### 7.1 本研究で得られた成果

本論文は、省エネ・地球温暖化防止の観点から、用途指向形モータの更なる普及による電動化・自動化の更なる促進に寄与すべく、現在その牽引役である永久磁石形同期モータの持つレアアース材の価格高騰・供給不安リスクを回避する代替モータの一候補として用途指向形SRモータに着目し、用途に特化した実用性の高い制御法の確立を目的に、

- 1) 産業サーボモータ用SRモータのトルク脈動抑制制御
- 2) 電気自動車駆動用SRモータの振動騒音抑制制御

に関する研究成果をまとめたものである。

第1章では、用途指向形モータの技術変遷と省脱レアアースモータの必要性及びこれに関する研究開発動向について説明している。また、脱レアアースモータの一つであるSRモータの基本的な性質および一般的な駆動法における問題点を指摘し、本研究の目的を明確にした。

第2章では、産業サーボモータにSRモータを適用するため、特に低速域でのト

トルク制御に対応する瞬時電流波形制御について検討している。実測磁化特性に基づき、一定のトルク波形を得るための瞬時電流波形指令生成法について述べ、供試機を用いた試験によりトルク脈動抑制性能を検証した。実機試験での残留トルク脈動発生要因は、実測磁化特性からトルク特性モデルを構築する際に再現できていなかった高次空間高調波の影響であることを明らかにし、この高次空間高調波を正確にモデル化することでS Rモータの高精度トルク脈動抑制制御を実現できることを2D-FEMを用いた検討により明らかにした。

第3章では、瞬時電流波形制御における電流指令値追従制御について検討している。磁化特性モデルを用いたデッドビート制御によって電圧指令を決定し、PWM電圧制御下で実現する制御手法を提案した。電流制御試験から良好な電流追従特性と高速応答の両立が可能であることを確認し、2章で検討した電流指令生成法と組み合わせたトルク制御器をサーボドライブシステムのマイナーループに用いて、速度制御試験・位置決め制御試験を実施し、有効に動作することを示した。また、電流指令値追従制御の従来手法である電流ヒステリシス制御を比較対象に、電流リップル・スイッチング回数・損失・騒音の観点から有用性を実験的に検証し、全ての項目において優れていることを示した。

第4章では、モータの振動発生原理について説明している。一般的なモータにおける振動加振力の解析法及び、対策法を述べた上で、S Rモータの持つ特異な振動加振力の特性について明らかにし、一般的な対策手法が有効でないことを示した。制御によるS Rモータの振動抑制策に向けて、S Rモータに特化した振動加振力解

析法を提案し、S R モータ独特の転流時に発生する振動加振力の時間領域での表現式を示した。

第5章では、電気自動車駆動用途に設計された 12/8 極三相 S R M を対象に、市街地走行を想定した低速軽負荷動作点での振動騒音抑制策を検討している。先行研究の各得失を比較し、実現するためのコストの観点から、二段階転流法を応用し、電気自動車駆動用途への適用を前提とした高い D C 電圧源の下、実用性の高い P W M 電圧制御による実装手法を提案している。供試機を用いた実機検証から、固有振動の半周期に相当する零電圧時間の前後で、電圧変化量を等しく制御する P W M 電圧制御法が優れた振動騒音抑制性能を発揮することを示した。また当該電圧制御法は、各種制御パラメータを最適化することで、トルク脈動抑制や効率向上等、優れた運転性能を実現できることを明らかにした。

第6章では、特定の条件下では二段階転流法の制振性能が劣化する現象を構造起因と制御起因の問題に分け、その原因を解析的に明らかにし、対策法を検討している。回転数の上昇に伴い突極非対向位置近傍で固有振動が発生する現象は、構造起因の問題であり、対策の一例として、ロータティースにフィレットを施すことで、回転に対する磁気抵抗の急変を緩和し、対策が可能であることを示した。また転流時の振動加振力は、磁気飽和に影響されることを解析的に示し、これによる制振性能劣化を電圧パターンの変更によって対策可能であることを示した。

## 7.2 残された課題と今後の展望

最後に、残された課題と今後の展望についてまとめる。

産業サーボ用SRモータのトルク脈動抑制制御については、第2章での解析的な検討により、高次空間高調波を考慮したトルク特性モデルに基づいて瞬時電流波形指令を生成することにより大幅なトルク脈動抑制性能の改善が期待できることを示した。一方、更なるトルク脈動抑制性能抑制のためには、相互誘導を考慮したトルク脈動抑制制御が必要不可欠である。制御用プロセッサの更なる演算処理能力向上によってより複雑な制御ロジックの実装が可能となることを前提に、トルク特性モデルを二相電流と回転子位置の三変数入力の数式モデルへ展開し、瞬時電流波形指令に反映することで、より高精度なトルク脈動抑制制御の実現が期待できる。

5章では電気自動車駆動用SRモータの振動騒音抑制を目的に、二段階転流法を実用的なPWM電圧制御の下で実装する手法を提案し、低速軽負荷条件下で零電圧印加時間の前後で電圧変化量を等しくすることで優れた制振性能を発揮することを実験的に検証した。また6章では、構造起因、制御起因の制振性能劣化要因について明らかにし、これに対する改善法を示した。しかし5章で述べたように、二段階転流法の適用には、対象の固有振動数が既知であることが前提であり、また完全な振動相殺を実現するためにはモーダル減衰率を同定する必要がある（付録A.2を参照）。モーダル減衰比は現行の構造体解析技術では導出が困難である上、ステータフレーム外周部の水冷装置等や、拘束によっても固有振動数は変動する。従って、電気自動車駆動システムとして搭載された状態での実験的な機械特性の同定が要求される。これは作業工程・試験装置の増加に繋がるため、機械特性の非接触診断技術の開発が望まれる。

また本論文の検討から，トルク脈動抑制制御においてはトルク特性の高次空間高調波の影響が支配的であり，振動騒音抑制性能の改善には回転に対する磁気抵抗の緩和が有効であることが分かった。両者は共に，両突極形状に由来する磁気抵抗の高次空間高調波の影響である。本研究が検討したそれぞれの制御手法の適用を前提に，形状設計へと反映することで，制御に与える負担を軽減し，優れた性能を発揮する用途指向形SRモータの設計が可能になることが期待できる。



## 謝辞

本研究は名古屋工業大学大学院工学研究科小坂卓准教授のご指導のもと，情報工学専攻博士後期過程で行われたものであります。小坂先生には，終始ご懇切なご指導・ご教授を賜りここに学位論文を纏めることができましたことを心より感謝致します。また，名古屋工業大学岩崎誠教授，ならびに同大学森田良文教授には学位審査に携わって頂き，有益なご助言を賜りました。また，同大学松井信行元学長には多忙の中でも折に触れ深いご示唆を賜り，常に支えとなって頂きました。豊田工業高等専門学校加納善明助教授，芝浦工業大学赤津観教授，ならびに北海道大学竹本真紹准教授には多くの有益な情報を頂きました。ここに記して厚くお礼を申し上げます。

最後になりましたが，本論文作成を常に陰から支え励ましてくれた，家族に心から感謝致します。

平成27年11月16日 牧野 宏明





# 参考文献

- (1) [http://www.env.go.jp/earth/ondanka/ghg/2013yoin2\\_1.pdf](http://www.env.go.jp/earth/ondanka/ghg/2013yoin2_1.pdf) / 環境省
- (2) 松井信行, “用途志向形電動機 概論”, 平成 7 年度電気関係学会東海支部連合大会講演論文集, S1-1, pp.S-1-S-2 (1995)
- (3) 浅野能成, 吉川祐一, “実用化技術に見る用途指向形モータの技術変遷① ーエアコン・掃除機ー”, 平成 26 年度電気学会産業応用部門大会講演論文集, No. 3-S4-2, pp, III-29-III-34 (2014)
- (4) 岡村賢樹, 佐藤恭一, 初田匡之, 山本恵一, 吉川祐一, “実用化技術に見る用途指向形モータの技術変遷② ー自動車・洗濯機ー”, 平成 26 年度電気学会産業応用部門大会講演論文集, No. 3-S4-3, pp, III-35-III-49 (2014)
- (5) 松野澄和, 谷口智勇, 谷口智勇, 溝部浩伸, 大山和伸: 「IPMSM の中性点電位を用いたセンサレス制御法」, 電気学会回転機研究会, RM-02-48, p41-46 (2002)
- (6) 丸川泰弘, “永久磁石と資源問題”, 平成 24 年度産業応用部門大会講演論文集, 3-S3-2, pp.III-31 – III-36 (2012)
- (7) [http://www.neomag.jp/statistics/rare\\_earth\\_newprice2.php](http://www.neomag.jp/statistics/rare_earth_newprice2.php) / ネオマグ株式会社
- (8) 小坂卓, 他, “省レアアース磁石設計指向リラクタンスモータ”, 平成 24 年産業応用部門大会講演論文集, Vol.III, pp.49-52 (2012)
- (9) T. Kosaka, T. Hirose and N. Matsui, “Some Considerations on Experimental Drive Characteristics of Less Rare-Earth HEM”, Proc. of the 2011 JIASC, Vol. I, No. I-O6-2, pp.I-85 – I-90 (2011)
- (10) Hiroki Nakane, Takashi Kosaka and Nobuyuki Matsui, “Design Studies on

- Hybrid Excitation Flux Switching Motor with High Power and Torque Densities for HEV Applications”, Proc. of the 2015 IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC). pp. 234-239 (2015)
- (11) G. Tajia, T. Kosaka, N. Matsui, K. Tonogi, N. Minoshima and T. Yoshida, “Control of Wound Field Synchronous Motor Integrated with ZSI”, IEEJ Journal of Industry Applications, Vol. 4, No.3, pp. 196-203 (2015)
- (12) M. Obata, S. Morimoto, M. Sanada and Y. Inoue, “High-performance PMASynRM with Ferrite Magnet for EV/HEV Applications”, EPE '13 ECCE Europe, pp. 1-9 (2013)
- (13) 柿原航, 竹本真紹, 小笠原悟司:「フェライト磁石を用いた自動車駆動用スポーク型 IPMSM の回転子形状の検討」、平成 24 年電気学会産業応用部門大会講演論文集, Vol. III, pp. 179 – 184 (2012)
- (14) 天野寿人, 板橋弘光, 谷川茂穂, 榎本裕治, 伊藤元哉, 正木良三:「アモルファス巻き鉄心の永久磁石モータへの適用検討」、電気学会 D 部門誌, 130 巻 5 号, pp.632 – 638 (2010)
- (15) Erwan Sulaiman, Takashi Kosaka, Nobuyuki Matsui, “A New Structure of 12 Slot – 10 Pole Field – Excitation Flux Switching Synchronous Machine for Hybrid Electric Vehicles”, Proc. of the 14<sup>th</sup> European Conference on Power Electronics and Applications, CD-ROM, ISBN : 9789075815153 (2011)
- (16) T. Kosaka, A. Kume, T. Shikayama and N. Matsui: “Development of High Torque Density and Efficiency Switched Reluctance Motor with 0.1mm Short Airgap”, Proc. of 12th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE2007), No.834 ( 2007)
- (17) D. G. Dorrell, A. M. Knight, M. Popescu, L. Evans, D. A. Staton, “Comparison of Different Motor Design Drives for Hybrid Electric Vehicles”, Proc. of Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE2010), pp. 3352 – 3359 (2010)
- (18) 竹野元貴, 星伸一, 千葉明, 竹本真紹, 小笠原悟司:「HEV 用 50kWSRM の高出力型と高効率型の実験的特性比較」、平成 23 年電気学会産業応用部門大会講演論文

- 集, Vol. III, pp. 407 – 412 (2011)
- (19) Lawrenson PJ et al. : “Variable-speed Switched Reluctance Motors” IEE Proc., PtB, Vol. 127, pp.253-265, 1980
  - (20) I. Husain and M. Ehsani: “Torque Ripple Minimization in Switched Reluctance Motor Drives by PWM Current Control”, IEEE Trans. on PE, Vol.11, No.1, Jan/Feb (1996)
  - (21) 牧野 宏明, 小坂 卓, 松井 信行, 平山 雅之 “磁化特性に基づく SRM のトルク脈動抑制法検討”, 平成 24 年電気学会全国大会講演論文集, Vol.4, No. 4-122, pp. 209-210 (2012)
  - (22) H. Makino, S. Nagata, T. Kosaka and N. Matsui, “Instantaneous Current Profiling Control for Minimizing Torque Ripple in Switched Reluctance Servo Motor”, Proc. of 7<sup>th</sup> IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE2015), pp. 3941-3948 (2015)
  - (23) 石川裕記・鎌田義信・内藤治夫 : “スイッチトリラクタンスモ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-D, No.12, pp.1113-1121 ( 2005)
  - (24) Rajib Mikail, Iqbal Husain, Yilmaz Sozer, Mohammad S. Islam and Tomy Sebastian, “A Fixed Switching Frequency Predictive Current Control Method for Switched Reluctance Machines”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 50, No. 6, November/December (2014)
  - (25) 大久保信行 : “機械のモータルアナリシス” ,中央大学出版部
  - (26) 島田有礼, 河合健司, 残間忠直, 道木慎二, 石田宗秋, “PMSM のセンサレス制御系におけるフレーム振動抑制制御法”, 電気学会 D 部門誌, Vol. 128, No. 11 pp. 1246-1253,(2008)
  - (27) 原崇文, 青柳滋久, 安島俊幸, 岩路善尚, 吉津力弥, “半径方向電磁加振力の電気角 2 次成分に着目した振動低減制御法の提案”, 電気学会 D 部門誌, Vol. 135, No. 8 pp. 862-868,(2015)
  - (28) 兼松正人, 宮島孝幸, 藤本博志, 堀洋一, 榎本俊夫, 金堂雅彦, 吉本貫太郎, 宮川

- 隆行, “IPMSM の磁束分布を考慮した d 軸電流によるラジアル力抑制の負荷時における実験的評価”, 平成 24 年電気学会産業応用部門大会講演論文集, Vol. III, pp. 215 – 218 (2012)
- (29) 野田伸一, “モータの騒音・振動と対策設計法”, 科学情報出版株式会社
- (30) 清田恭平, 柿島岳夫, 杉本紘也, 千葉明, “電流連続制御適用による SRM 最大出力向上の実験的検証”, 平成 25 年電気学会全国大会講演論文集, Vol.5, No. 5-070, pp.120-121
- (31) 牧野 宏明, 小坂 卓, 松井 信行, “SR モータの騒音・振動低減制御法の一考察”, 電気学会回転機研究会資料 (2014 年 11 月 14 日), No. RM13133, pp. 45-50 (2014)
- (32) 牧野 宏明, 小坂 卓, 松井 信行, “励磁励振による SRM の固有振動数測定”, 平成 26 電気学会全国大会講演論文集, Vol. 5, No. 5-039, pp. 70-71 (2014)
- (33) C. Y. Wu and C. Pollock, “Time Domain Analysis of Vibration and Acoustic Noise in the Switched Reluctance Drive”, IEE Conf. Rec. of 6<sup>th</sup> Intl. Conf. on Electrical Machine and Drives, pp. 558-563, (1993)
- (34) Andreas Hofmann, Ahmed Al-Dajani, Matthias Bosing, Rik W. De Doncker, “Direct Instantaneous Force Control: A Method to Eliminate Mode-0-Borne Noise in Switched Reluctance Machines”, Proc. of IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC), pp. 1009-1016, (2013)
- (35) Masaki Takiguchi, Hiroya Sugimoto, Noboru Kurihara and Akira Chiba, “Acoustic Noise and Vibration Reduction of SRM by Elimination of Third Harmonic Component in Sum of Radial Forces”, IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 30, No. 3, September (2015)
- (36) Noboru Kurihara, Jacob Bayless, Akira Chiba, “Noise and Vibration Reduction of Switched Reluctance Motor with Novel Simplified Current Waveform to Reduce Force Sum Variation”, Proc. of IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC), pp. 1794-1800, (2013)
- (37) D. Panda and V. Ramanarayan, “Reduced Acoustic Noise Variable DC-Bus-Voltage-Based Sensorless Switched Reluctance Motor Drives for HVAC

- Applications”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 54, No. 4, pp.2065-2078, (2007)
- (38) A. Michaelides and C. Pollock: “Reduction of Noise and Vibration in Switched Reluctance Motors : New Aspects”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 31, No. 1, pp. 91-98, (1995)
- (39) Stephen A. Long, Z. Q. Zhu, David Howe, “Effectiveness of Active Noise and Vibration Cancellation for Switched Reluctance Machines Operating Under Alternative Control Strategies”, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 20, No. 4, pp. 792-801, (2005)
- (40) T. Kosaka, T. Nakagami, Y. Kano, T. Shikayama, N. Matsui and C. Pollock, “GA-based Computer Aided Autonomous Electromagnetic Design of Switched Reluctance Servomotor Drives”, *Conf. Rec. of the IEEE 39<sup>th</sup> IAS Annual Meeting*, Vol. I, pp. 416-423, (2004)
- (41) T. J. E. Miller, “Switched Reluctance Motors and their Control”, *Magna Physics Publishing and Clarendon Press Oxford*, 1993
- (42) 田中啓介, 木村英彦, “材料力学”, 培風館



# 発表論文リスト

## 1. 学術論文(全て査読あり)

- [1] 牧野 宏明, 小坂 卓, 森本 進也, 大戸 基道, 松井 信行, “産業サーボドライブ用四相 SR モータの瞬時電流波形制御” 電気学会 D 部門誌, Vol. 135, No. 6 pp. 711-717,(2015)
- [2] H. Makino, T. Kosaka and N. Matsui, “Digital PWM Control-Based Active Vibration Cancellation for Switched Reluctance Motors”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.51, No.6, pp.4521-4530, Nov./Dec, (2015)

## 2. 国際会議(全て査読あり)

- [3] H. Makino, T. Kosaka, M. Hirayama, M. Ohto and N. Matsui, “PWM-based Instantaneous Current Profile Tracking Control for Torque Ripple Suppression in Switched Reluctance Servomotors” Proc. of IEEE 10<sup>th</sup> International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS2013), pp.1055-1060 (2013)
- [4] H. Makino, T. Kosaka and N. Matsui, “Control Performance Comparisons among Three Types of Instantaneous Current Profiling Technique for SR Motor” Proc. of 7<sup>th</sup> international conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD2014), No.0300, pp. 1-6 (2014)
- [5] Hiroaki Makino, Takashi Kosaka and Nobuyuki Matsui, “Active Vibration Reduction based on Digital PWM Control for SR Motors” Proc. of International Conference on Electrical Machine (ICEM2014), pp. 679-685 (2014)
- [6] H. Makino, T. Kosaka and N. Matsui, “Digital PWM Control-Based Active Vibration Cancellation for Switched Reluctance Motors”, Proc. of 6<sup>th</sup> IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE2014), pp. 3834-3841 (2014)  
本論文を投稿して[2]の学術論文として掲載
- [7] H. Makino, S. Nagata, T. Kosaka and N. Matsui, “Instantaneous Current Profiling Control for Minimizing Torque Ripple in Switched Reluctance Servo Motor”, Proc. of 7<sup>th</sup> IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE2015), pp. 3941-3948 (2015)

### 3. 国内会議発表（査読無し）

- [8] 牧野 宏明, 小坂 卓, 松井 信行, “四相 SR モータの転流時トルク脈動抑制”, 平成 23 年電気学会産業応用部門大会講演論文集, Vol.3, No. 3-86, pp. 397-400 (2011)
- [9] 牧野 宏明, 小坂 卓, 松井 信行, 平山 雅之 “磁化特性に基づく SRM のトルク脈動抑制法検討”, 平成 24 年電気学会全国大会講演論文集, Vol.4, No. 4-122, pp. 209-210 (2012)
- [10] 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講演論文集, Vol.3, No.3-57, pp. 271-276 (2012)
- [11] 牧野 宏明, 小坂 卓, 松井 信行, “PWM 電圧制御下での SRM の瞬時電流波形追従法”, 平成 25 年電気学会全国大会論文集, Vol. 5, No. 5-069, pp. 118-119 (2013)
- [12] 牧野 宏明, 小坂 卓, 松井 信行, “SR モータの瞬時電流波形制御性能の比較検討”, 平成 25 年電気学会産業応用部門大会講演論文集, Vol.3, No. 3-37, pp. 217-220 (2013)
- [13] 勝又崇光, 牧野 宏明, 小坂 卓, 松井 信行, “駆動回路制約を考慮した四相 SR モータの最大トルク曲線解析”, 平成 25 年電気学会産業応用部門大会講演論文集, No. Y-121, pp.121 (2013)
- [14] 牧野 宏明, 小坂 卓, 松井 信行, “SR モータの騒音・振動低減制御法の一考察”, 電気学会回転機研究会資料 (2014 年 11 月 14 日), No. RM13133, pp. 45-50 (2014)
- [15] 牧野 宏明, 小坂 卓, 松井 信行, “励磁励振による SRM の固有振動数測定”, 平成 26 電気学会全国大会講演論文集, Vol. 5, No. 5-039, pp. 70-71 (2014)
- [16] 永田真也, 牧野 宏明, 小坂 卓, 松井 信行, “SRM の低トルク脈動瞬時電流指令生成法の検討”, 平成 26 電気学会全国大会講演論文集, Vol. 4, No.4-129, pp.219-220 (2014)
- [17] 永田真也, 牧野 宏明, 小坂 卓, 松井 信行, “SRM の高精度トルク制御のための磁化曲線測定法の検討”, 平成 27 年電気学会産業応用部門大会講演論文集, Vol.3, No.3-49, pp.261-264 (2014)

### 4. 特許

- (1) スイッチトリラクタンスモータの駆動システム, 特願 2014-75089, 出願日:2014 年 4 月 1 日, 島田 大志, 小坂 卓, 牧野 宏明



## 付録

### A.1 周波数領域から見た二段階転流法の振動抑制効果

6章で提案したフィレットを施したロータを用いたモデルを対象に、 $3000\text{r/min}$ ・定格 20%トルクの動作点で検証を行う。解析より得た各種時間応答波形を図 A.1 に示す。同図中の電磁力時間二階微分値を比較すると、二段階転流法適用時には転流時の振動加振力が同等の大きさの 2 つ発生している。これにより固有振動が相殺されることを確認できる。これらの効果を周波数領域から考察する。同図の半径方向電磁力の時間応答を、 $3000\text{r/min}$  時の電源周波数に相当する  $300\text{Hz}$  を基本周波数として調波解析し、調波次数  $n$  の二乗を乗じたスペクトルを図 A.2 に示す。同図から、シングルパルス駆動に二段階転流法を適用することにより、振動加振力は 14 次を中心に、帯域を以て低減されている。ここで対象モータの固有振動数は  $4040\text{Hz}$  であるため、二段階転流法は単一の周波数ではなく、抑制対象近傍の帯域に分布する振動加振力を同時に抑制していることを確認できる。つまり、二段階転流法は機械振動に対してノッチフィルタに似た作用があることを示しており、4章で述べた固有振動に対して複数の加振源を持つ、という S R モータの特異な振動加振力に対しても有効に作用する。

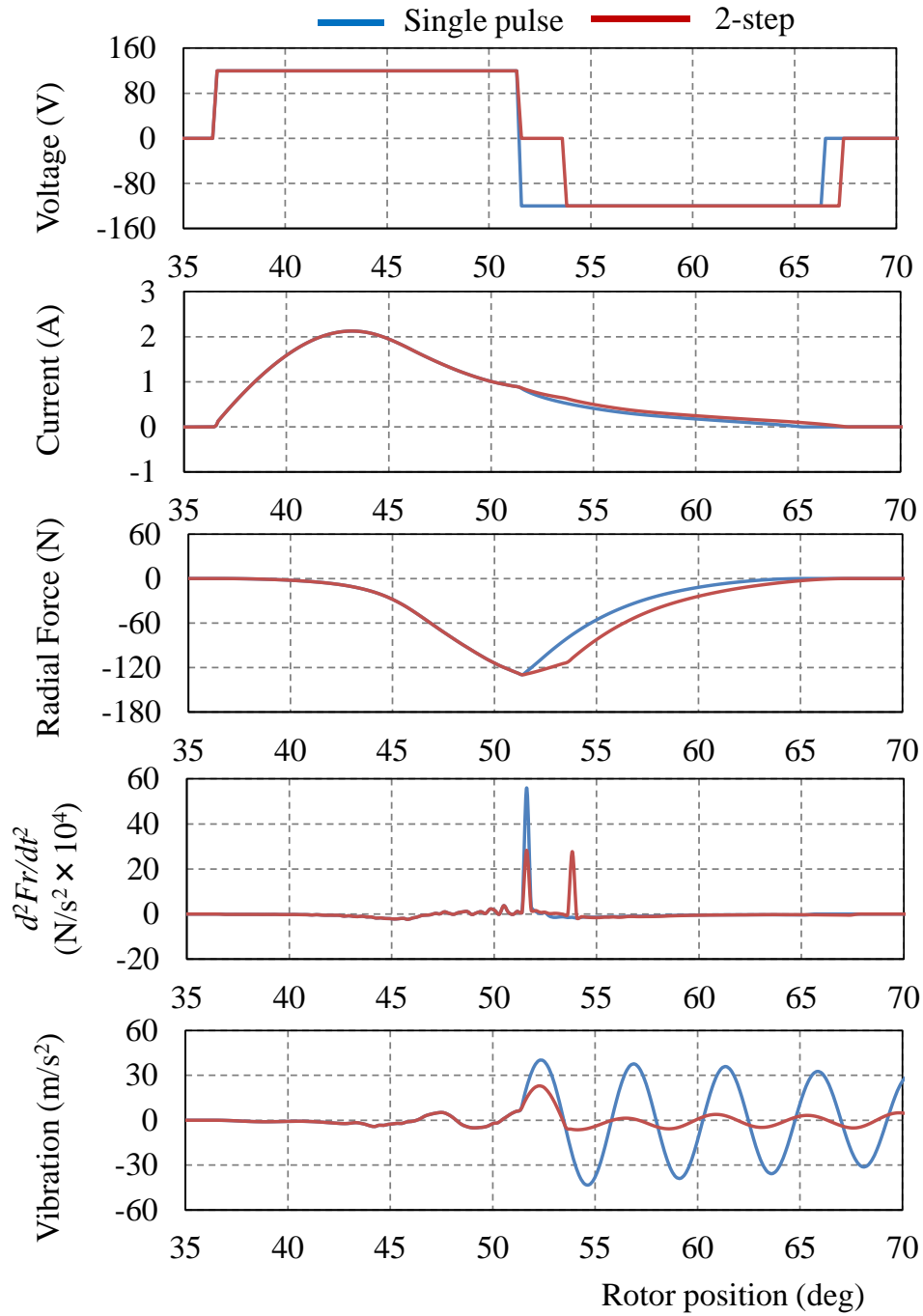


図 A. 1 時間領域での二段階転流法の影響

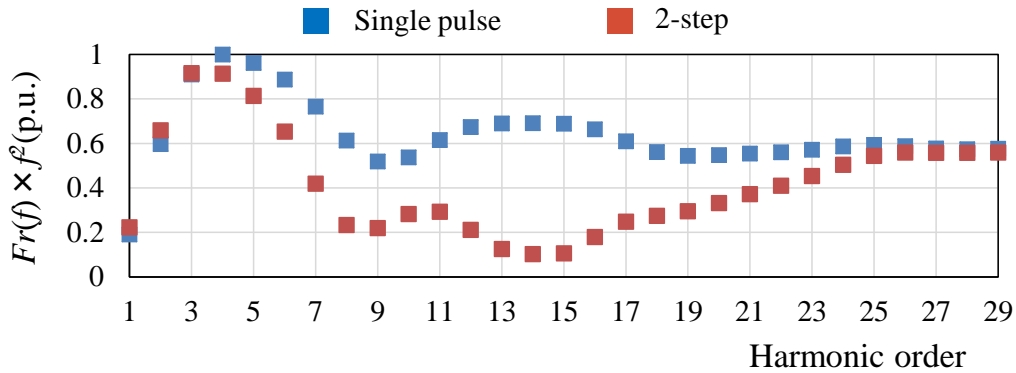
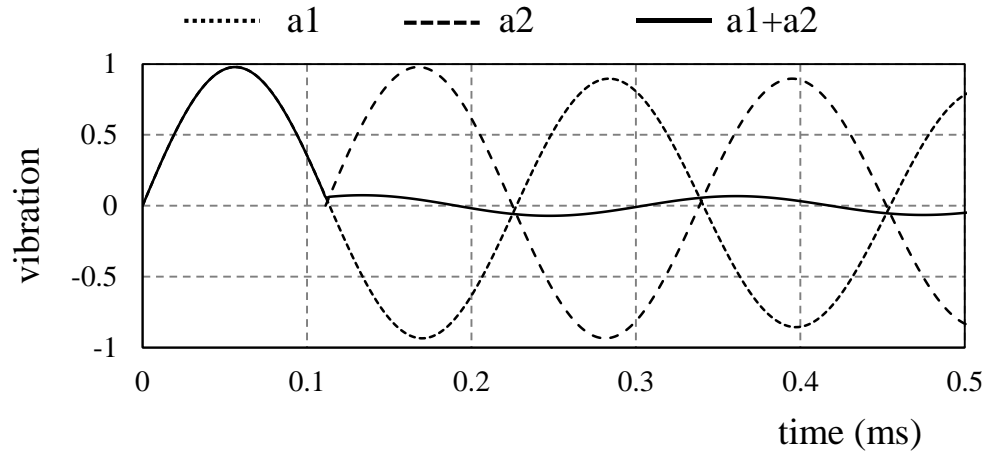


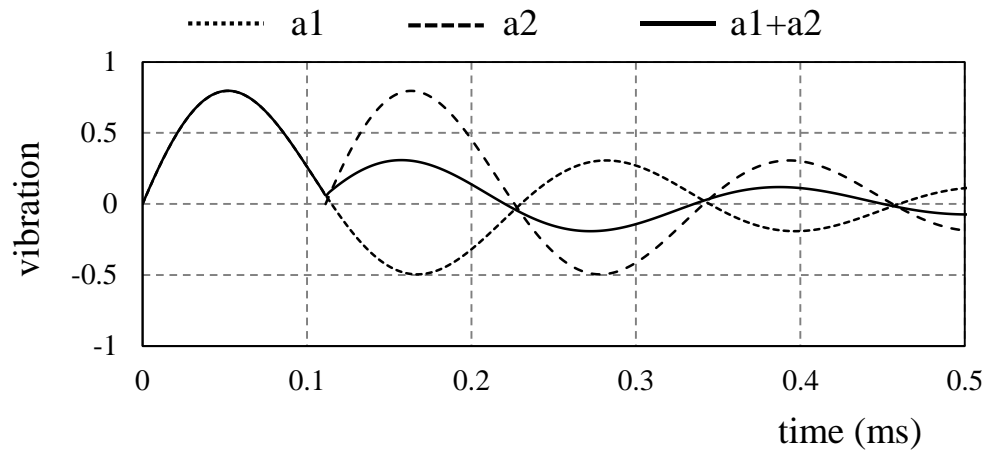
図 A. 2 周波数領域での二段階転流法の影響

## A. 2 モーダル減衰率が二段階転流法に与える影響

本研究の二段階転流法では、対象モータの減衰率が十分低いことを前提とし、その影響を無視している。固有振動数  $f_n=4040\text{Hz}$ ，6.6.2 で同定したモーダル減衰率  $\zeta=0.014$  を用いて，零電圧印加時間前後の2つの振動加振力が等しい場合の振動応答の簡易波形を図 A. 3(a)に示す。この場合，零電圧印加時間の間における a1 の振幅減率は 3%程度であるのに対して，同図(b)に示す  $\zeta=0.15$  とした場合の振幅減衰率は 37%であり，後発の振動に対して先発の振動が小さくなり，残留振動が増加している。従って減衰率の高いモータを対象とする場合は，減衰を考慮して振動加振力を調整することが望まれる。



(a)  $\zeta = 0.014$



(b)  $\zeta = 0.15$

図 A.3 モーダル減衰率が二段階転流法の制振性能に与える影響

### A.3 ステータコアの固有振動特性

本研究は共振状態での発生振動に着目し、モータの発生振動について検討を行っている。一方、モータのステータコア形状によってその機械特性は大きく左右される。特に本節では、多極化とバックヨークの博肉化が固有振動数と振動伝達特性について考察を行っている。

図 A.4 のようにステータコアを円環形状として簡易モデル近似した場合、円環 0 次モードの固有振動数は次式で求められる<sup>(29)</sup>。

$$f_{n=0} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{E}{\rho R_c^2}} \quad (\text{A. 1})$$

$E$  はコア材のヤング率、 $R_c$  は円環コアの平均半径、 $\rho$  はコア材の密度である。ステータコアの外形を拘束した状態でモータを多極化する場合、バックヨーク厚が減少し、平均半径が大きくなり、固有振動数は低下する。加えて、多極化によって電源周波数（励磁基本波周波数）は上昇するため、より低回転域で共振点に近づく。一方、他の円環モードの固有振動数近似式は以下のようになる。

$$f_{n \geq 2} = \frac{1}{2\pi} \frac{n(n^2 - 1)}{\sqrt{n^2 + 1}} \sqrt{\frac{EI}{A\rho R_c^4}} \quad (\text{A. 2})$$

$n$  はモード次数、 $I$  は断面 2 次モーメント、 $A$  は円環の断面積である。また、断面 2 次モーメントは  $I = bh^3/12$  であり、 $b$  は円環の幅（積層方向）、 $h$  は円環の厚さ（半径方向）、断面積  $A = bh$  であることを考慮し、(A. 2) 式を整理すると次式を得る。

$$f_{n \geq 2} = \frac{1}{2\pi} \frac{n(n^2 - 1)}{\sqrt{n^2 + 1}} \sqrt{\frac{Eh^2}{12\rho R_c^4}} \quad (\text{A. 3})$$

(5.3) 式より、多極化が各円環モードの固有振動数に与える影響について考察する。

多極化によりモータ構成最小単位が小さくなるため、発生電磁力空間分布の基本次数  $n$  は高次になる。電磁力の空間分布が高次になるため、これに伴って着目すべき固有モード次数も高くなる。(A. 3)式からわかるように、モード次数  $n$  の増加に伴って固有振動数は増加する。多極化によってバックヨークの薄肉化を同時に伴う場合、 $h$  の減少、 $R_c$  の増加も伴うため、これらによっても固有振動数は増加する。一方、振動伝達特性への影響について考察すると、図 4.3 に示すように共振時の振動伝達特性は減衰特性が支配的に影響するが、外力の周波数が固有振動数より十分低い場合、そのゲイン特性はバネ定数  $k$  の逆数で一意に決定される。ここで円環の面内振動を図 A.5 のように梁の振動モデルに置き換えると、この運動のバネ定数  $k$  の逆数は次式で表される<sup>(42)</sup>。

$$k^{-1} = \frac{1}{4E} \cdot \frac{L^3}{bh^3} \quad (\text{A. 4})$$

$L$  は振動する梁の長さであり、ステータ振動の面内モードの 1 周期分の長さに相当する。(A. 4)式から、バネ定数の逆数、すなわち外力の周波数が固有振動数より十分低い場合の伝達特性は、半径方向の厚さ  $h$  の 3 乗に反比例することから、多極化によるバックヨークの薄肉化は非共振状態での発生振動の増加に繋がるため、電磁力の低次成分による強制振動も重要な課題になると考えられる。

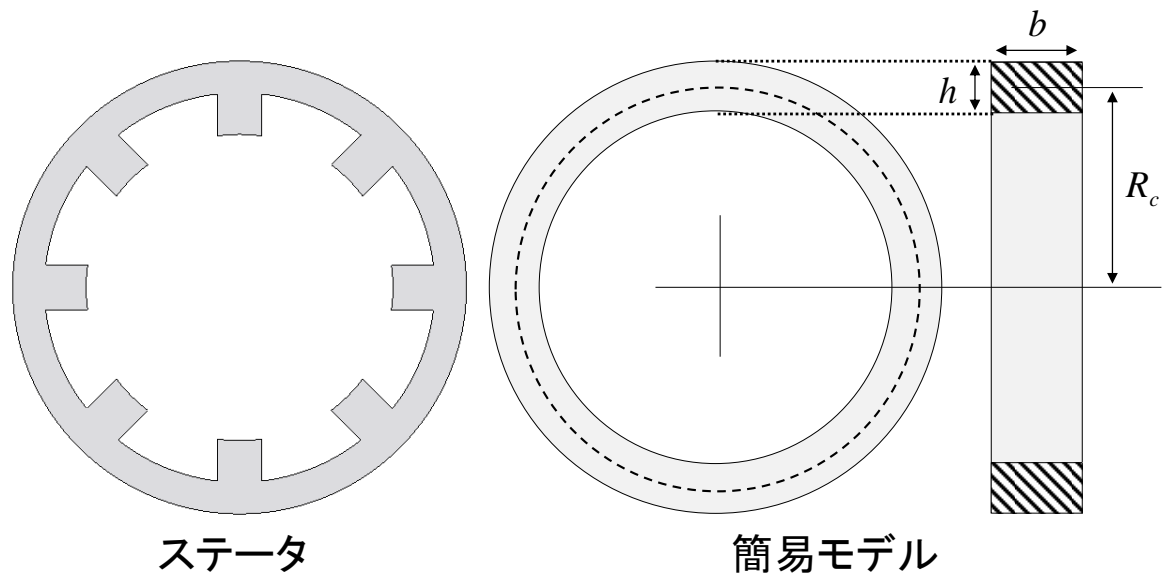


図 A. 4 円環モードの簡易モデル

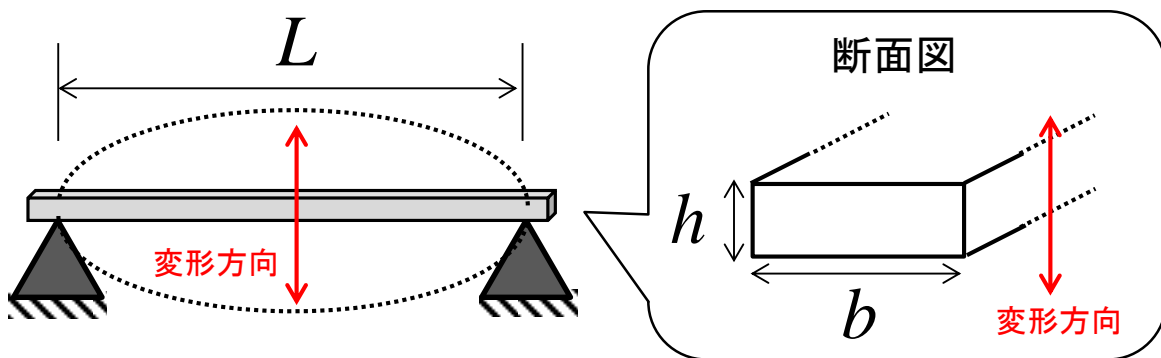


図 A. 5 梁の振動モデル

