

鉄道用 PMSM ドライブシステムにおける
回転位相角センサレス制御の高度化に関する研究

Advancing Technology to Position Sensorless Control
on PMSM Drive System for Railway Application

2017 年 2 月

早稲田大学大学院 先進理工学研究科
電気・情報生命専攻 コンピュータ援用電磁工学研究

谷口 峻

Shun TANIGUCHI

目次

第1章 緒論	1
1.1 研究背景と目的	1
1.2 本論文の構成	3
第2章 PMSM ドライブシステムの低騒音化	7
2.1 本章の概要	7
2.2 PWM 高調波騒音の低減	10
2.2.1 RPWM による高調波電流	10
2.2.2 変移確率制御による新しいキャリア分散手法	16
2.2.3 実験検証	21
2.2.4 式の導出に関する補足	24
2.3 重畳高周波騒音の低減	28
2.3.1 高周波電圧重畳方式[2. 14]	28
2.3.2 重畳高周波電圧振幅制御法	33
2.3.3 シミュレーションおよび実験検証	35
2.4 騒音の評価について	41
2.5 本章のまとめと今後の展望	42
第3章 PRM における初期磁極極性推定法	45
3.1 本章の概要	45
3.2 PRM におけるインダクタンス特性	47
3.2.1 検討対象モータ	47
3.2.2 インダクタンス特性の計算方法[3. 16]	48
3.2.3 インダクタンス特性の解析結果	48
3.2.4 インダクタンス特性の考察	51
3.3 PRM に適した磁極極性判別法	58
3.3.1 提案手法の原理	58
3.3.2 実験検証	60
3.4 本章のまとめと今後の展望	63
第4章 電圧センサを用いない惰行再起動法	65
4.1 本章の概要	65
4.2 三相短絡を利用した惰行再起動法	68
4.2.1 二回短絡方式[4. 11][4. 12]	68
4.2.2 三回短絡方式	73

4.2.3	ミニモデル試験検証.....	82
4.2.4	実機シミュレーション検証	82
4.3	非ゼロ電圧ベクトルを用いた惰行再起動法	86
4.3.1	提案手法の基本原理.....	86
4.3.2	電圧超過領域での再起動法	91
4.3.3	実験・シミュレーション検証.....	94
4.4	本章のまとめと今後の展望	98
第 5 章	結論	99
参考文献	103
謝辞	113
研究業績	115

第 1 章 緒論

1.1 研究背景と目的

近年，地球温暖化対策等の観点から，様々な分野で省エネルギー化が進められている。輸送分野において，鉄道は走行抵抗が小さいことから，輸送量あたりの消費電力量が他の交通手段に比べて低い交通機関である。しかし，地球温暖化を背景に 2006 年に「改正省エネ法[1. 1]」が施行され，輸送事業者に対しても更なる消費電力量の低減が求められている[1. 2][1. 3]。また，鉄道事業者においては，更なるコスト削減の観点からも消費電力量の低減は重要である。

鉄道車両用ドライブシステムにおける省エネルギー化の歴史を振り返ると，パワーエレクトロニクス技術の発展と密接に関わっている[1. 4]-[1. 6]。古くは 1970 年代に電機子チョップ制御によりそれまでの抵抗制御から主回路の効率向上，および回生を実現し，消費電力量が大きく軽減されている。さらに，インバータ駆動技術の発展により 1979 年のドイツ連邦国鉄 120 形電気機関車の試験営業投入を皮切りにインバータを用いた誘導電動機（Induction Motor ; IM）ドライブシステムが適用され始め，直流機から交流機へと主電動機も更新されていった。日本においても，1982 年の熊本市電 8200 形路面電車から IM ドライブシステムの運用が進み，現在，主流となっている。これは，それまで用いられてきた直流電動機に比べてブラシが不要となることから，メンテナンスの低減，小型・軽量化が図れるといったメリットが得られるためである。また，IM ではすべりがあるため，インバータ 1 台で複数の電動機を駆動でき，同期電動機よりもインバータを小型化できるといったメリットもある。さらに，制御技術として，1990 年代にベクトル制御の適用が始まり，鉄道車両用ドライブシステムの性能が飛躍的に向上した。ベクトル制御は 1968 年に Dr. Hasse, Dr. Braschke らがフィールドオリエンテッド制御として発表した制御技術[1. 7]であり，従来のすべり周波数制御よりも高速なトルク制御を実現できることから，鉄道車両用に適用した際に，粘着率の向上，極低速域までの純電気ブレーキの実現，回生絞込み電圧の向上による回生量の増加に寄与した。

以上のような流れで省エネルギー化が進んだ現在の IM ドライブシステムにおける消費電力量を考えると，走行時の消費電力量の約半分を主電動機損失が占めることになる[1. 2]。したがって，更なる消費電力量の低減を実現する上で，主電動機損失を低減することが最重要である。

主電動機損失を低減する取り組みとして，IM よりも高効率な永久磁石同期電動機（Permanent Magnet Synchronous Motor ; PMSM）を鉄道車両用主電動機に適用する研究が行われている。PMSM は産業用などの分野では既に広く用いられていたが，Nd-Fe-Br 系や

Sm-Co 系といった希土類永久磁石が出現し、PMSM の大容量化が可能となったことを背景に、1990 年代に鉄道車両用主電動機への適用が検討され始めた。世界で初めて鉄道車両用主電動機として適用されたのは、1999 年、フランス・リールにおける VAL208 であると言われている[1. 8]。ただし、VAL208 はゴム車輪駆動の比較的小さいシステムであり、自動車用に近いものである。国内においては、1990 年代から東芝と鉄道総研で開発が進められた PMSM ドライブシステム[1. 9]の適用が 2006 年頃より始まっている[1. 10][1. 11]。PMSM はモータ単体の効率として IM に対して 5 [%]程度の高効率化が期待される。さらに、高出力密度化により体格を同等として出力を増加させることで回生エネルギーの増加も期待できる。これらの効果により、消費電力量を従来システムに対して 20 [%]以上低減することが可能となる。

鉄道車両用ドライブシステムに PMSM を適用する場合、広範囲の可変速運転に適し、リラクタンストルクを積極的に用いることで磁石使用量を低減可能な永久磁石リラクタンスマータ（Permanent Magnet Synchronous Reluctance Motor ; PRM）が適している[1. 9][1. 12]。また、小型化、低コスト化、信頼性向上等の観点からレゾルバ等の回転角センサを利用しない回転角センサレス制御の適用が求められている[1. 10][1. 13]。そのため、2006 年頃から国内で運用されているドライブシステムにおいても PRM を採用し、回転角センサレス制御が適用されている。

海外における PMSM の適用事例を見ると、最も有名な例が、Alstom が高速車両として開発した AGV である[1. 14][1. 15]。AGV は 2011 年からイタリアで営業運転が開始され、省エネルギー化に貢献している。その他、Bombardier の Green Train プロジェクト[1. 17]や Siemens の Syntegra[1. 18][1. 19]などで試験・適用が進められている[1. 16]-[1. 19]。これらは回転角センサレス制御である点は国内と同様であるが、PMSM の種類としては、表面磁石型 PMSM（Surface-mounted PMSM ; SPMSM）が用いられている。国内の開発の歴史や自動車での実績を考えると、今後、可変速運転に適している PRM の適用が進められていくと考えられる。

上記のように、国内外で将来のドライブシステムとして期待されている PMSM ドライブシステムではあるが、更なる普及にあたって、制御の視点で大きく 3 点の課題があった。即ち、①電磁騒音の問題、②PRM に適した極性判別法の確立、③電圧センサを用いない惰行再起動の実現である。これらの課題を解決することが PMSM ドライブシステムの普及にとって必要であった。

このような背景のもと、本研究では鉄道の省エネルギー化に有効な PMSM ドライブシステムの普及を実現するために、特に PRM に焦点を当て、その回転角センサレス制御技術を高度化させ、PMSM の普及の阻害要因となっている上記課題を解決した制御技術を開発することを目的とする。

1.2 本論文の構成

本論文は、5章で構成されており、各章の要約は以下の通りである。図1.2.1に構成を示す。

第1章では、本研究の背景と目的について述べる。

第2章では、PMSMドライブシステムにおける電磁騒音の低減法について述べる。PMSMドライブシステムではモータの全閉化により機械的騒音が大幅に低減できている[1. 11]。一方、回転角の推定に用いる高周波電流に起因して電磁騒音がIMよりも大きく、低速域の電磁騒音が問題となっている。鉄道車両用の場合、低速域は駅付近にあたり、騒音の発生源周辺に乘客がいることが多い。特に、地下鉄では電磁騒音が駅に響くことが問題となっている。電磁騒音のうち、制御に起因する騒音は①「PWM高調波電流によって発生するPWM高調波騒音」と、②「回転角センサレス制御において低速域で回転角を推定するために重畳する高周波電流によって発生する重畳高周波騒音」の2種類である。本章では、上記騒音発生原因を低減する方式として、前者に対しては、PWM高調波の周波数を変移確率によって制御する「変移確率制御によるPWMキャリア分散法」を提案し、機械共振を避けることで低騒音化を達成した。さらに後者に対しては、過渡変動時のみ重畳量を増加して安定性を上げて、定常時は重畳量を低下する「重畳高周波電圧振幅制御法」を提案し、安定性を確保したまま定常時の電磁騒音を低減した。以上2種類の施策については、ミニモデル試験によって有効性を確認しており、低騒音化を実現することができた。

第3章では、PRMにおける初期磁極極性推定について述べる。PRMを始めとした同期電動機では、ロータの回転角に合わせてステータの磁束を与える必要があり、駆動制御において回転角を安定的に精度よく推定することが重要となる。回転角の推定方法のうち、停止・低速域で用いられている高周波重畳方式では、PRMの磁気突極性を利用しているため、起動時に磁極の極性を判別する必要がある[1. 20]-[1. 22]。一般的に、磁極の極性判別には、永久磁石による磁石磁束を強める方向に電流を流して、ステータ鉄心の磁気飽和を利用した極性判別法が用いられている。しかし、V字の磁石配置を特徴とするPRMにおいては一般的なPMSMとは異なる磁気飽和特性が見られることが試験によって明らかになった。この特性の原因を明らかにしモータ設計に反映しなければ、PMSMドライブの普及にあたって多種多様なモータを設計する際、磁極極性判別が実現できないモータを製造し、後戻り工程を生じる恐れがある。また、本特性が明らかになれば、それを有効活用した新たな判別法を提案でき、モータ設計の自由度を増やすことにもつながる。そこで、本章では、PRMにおいて、他のPMSMと磁気飽和特性が異なる原因を電磁界解析によって明らかにするとともに、その特性を利用した新たな磁極極性判別法を提案した。提案手法については、ミニモデル試験によって有効性を確認しており、PRMにおいて、従来手法よりも少ない電流で極性判別を行うことが可能となった。さらに、本研究により、どのような磁気飽和特性のモータでも磁極極性判別を実現できるようになり、モータ設

計において制御上の制約を考慮せずにモータ特性を最大化することが可能となった。

第4章では、惰行再起動時における回転角推定法について述べる。鉄道車両用ドライブシステムでは、走行抵抗が低いことから、多くの路線において高速域でインバータを停止し惰性で走行する（惰行）。惰行状態では、インバータを停止しているため電流情報から回転角を推定する通常の回転角センサレス制御法を適用することができない。一方、PMSMでは永久磁石により誘起電圧が発生するため、惰行からの再起動時に正しく回転角を推定して誘起電圧を打ち消すように制御を行わないと、意図しない電流が流れ、最悪の場合、過電流によりインバータが故障する恐れがある。2006年頃から実用化されているPMSMドライブシステムでは、電圧センサを用いて、惰行中に誘起電圧情報から回転角を推定する方法が適用されている[1. 23]。PMSMドライブシステムの問題点として、IMドライブシステムよりもコストが高いこと、個別制御のためインバータの体積が大きいことが挙げられており、低コスト化・小型化の観点から電圧センサを用いずに惰行再起動を実現する要求がある。また、センサ故障による信頼性低下を回避する観点からも電圧センサを用いない惰行再起動法が必要である。本章では、電圧センサを用いない惰行再起動法を2種類提案した。1つ目は産業用の瞬停再起動法[1. 24]を応用した「三相短絡を利用した惰行再起動法」である。本方式は、起動直前に、インバータの三相を短絡して発生する短絡電流から回転角を推定する方式であり、本方式によって全速度域での惰行再起動法を実現した。2つ目は起動時のみスイッチング周波数を上げる「非ゼロ電圧ベクトルを利用した惰行再起動法」であり、本方式でも1つ目の手法と同様に、全速度域での惰行再起動を実現することができた。さらに、本方式ではPMSMとインバータの間に負荷接触器があるシステムにも対応しており、保護等で負荷接触器が開放された状態から投入して再起動する「負荷接触器投入起動」においても回転角を推定することが可能となった。2種類の提案手法はそれぞれミニモデル試験と実機試験によって有効性を明らかにしており、提案手法によって電圧センサを用いないシステムを実現でき、低コスト化・小型化・信頼性向上が達成できた。

第5章においては、本研究で得られた知見を総括し各章の成果の要約を示す。

本研究の成果により、鉄道車両用PMSMドライブシステムの普及阻害要因となっている制御的な課題が解決した。これにより、鉄道車両用PMSMドライブシステムの普及が加速され、輸送分野における省エネルギー化に大きく貢献することを期待している。

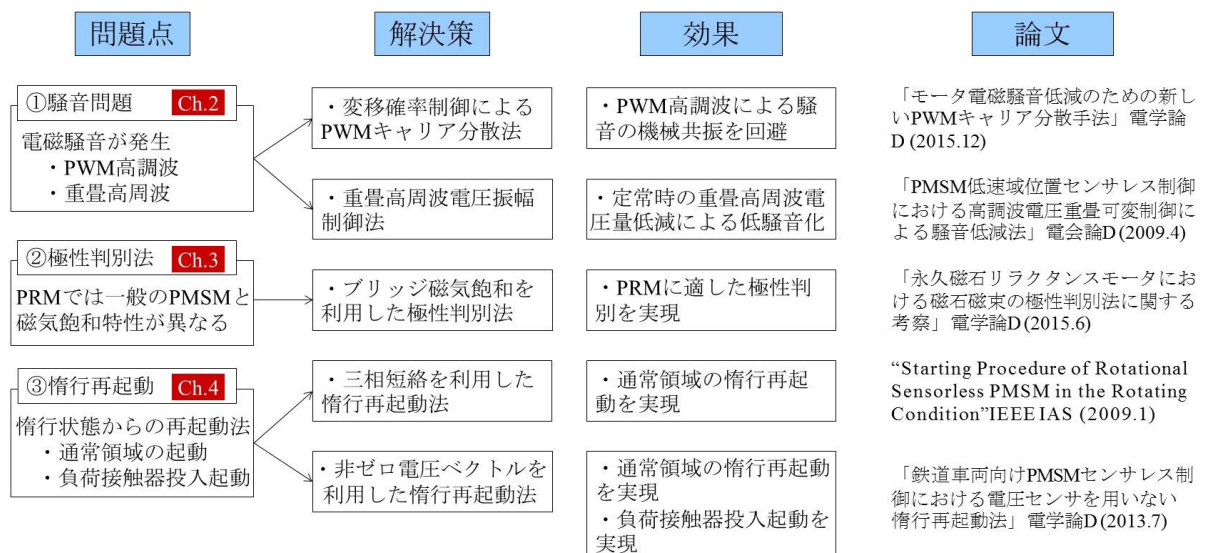


図 1.2.1 本論文の構成

第2章 PMSM ドライブシステムの低騒音化

2.1 本章の概要

PMSM では、ロータ側に永久磁石を用いているため、界磁による電流の発生が不要である。この熱的余裕を利用してモータを全閉化することで省メンテナンス・低騒音化が実現できる[2. 1]。全閉化によって機械的騒音が大幅に低減された影響で、従来の IM に対して、電磁騒音が相対的に大きくなる。さらに、PMSM では回転角の推定に用いる高周波電流に起因して電磁騒音が IM よりも大きく、機械騒音が少ない低速域では電磁騒音が問題となっている。鉄道車両用ドライブシステムの場合、低速域は駅付近にあたり、ホームにいる乗客が騒音の発生源周辺にいることから騒音が問題となりやすい。特に、地下鉄では電磁騒音が反響し騒音の増加につながっている。

電磁騒音の発生メカニズムとしては、図 2.1.1 のように、モータ電流が電磁現象によって加振力となり、加振力を基に機械構造によってモータのステータが振動し、振動が空気伝搬して騒音となる。

モータによって発生する騒音を分解すると、図 2.1.2 のように示される。電磁騒音のうち、モータ電流が正弦波であっても発生するモータの磁気構造（ステータのスロット等）による空間高調波騒音（磁気騒音、 $2f$ 振動騒音、コギングによる騒音）については本論文では対象外とし、制御に起因して発生する電磁騒音のみを対象とする。制御に起因して発生する電磁騒音はモータ電流に含まれる高周波成分によって発生する。したがって、モータ電流の高周波成分の種類によってその対策も切り分けることができる。

電磁騒音に影響を与えるモータ電流は、①「インバータのスイッチングによって発生する PWM 高調波電流」と、②「回転角を推定するために重畳する高周波電流」の 2 種類である。本章では、それぞれについて騒音低減手法を提案する。

まず、①「インバータのスイッチングによって発生する PWM 高調波電流」による電磁騒音低減について述べる。インバータでモータ電流を制御する場合、一般的に PWM (Pulse Width Modulation) によって直流電圧を交流電圧に変換している。そのため、インバータのスイッチング周波数の整数倍の成分が発生することになる。スイッチング周波数を可聴域以上にすればこの問題を解決することができるが、鉄道車両用インバータのスイッチング周波数はインバータ体積等の関係から $1\sim 2$ [kHz] に制限される。その制約の中で、PWM 高調波成分を低減する方法として、PWM キャリア分散法が国内外で広く研究され[2. 2]-[2. 11]、鉄道にも適用されている[2. 7]。その種類としては、大きく 3 種類に分けられる[2. 2]。1 種類目の零ベクトル変調 PWM[2. 3]を始めとしたランダムポジション PWM[2. 3]-[2. 5]は非ゼロ電圧ベクトルの発生タイミングをランダムに変化させる手法であるが、変調率が高

い領域では分散範囲が狭くなり用途が限定される。また、高周波重畳方式と併用する際、重畳高周波成分を分散することはできない。2種類目のランダムスイッチング PWM[2. 6]は通常の三角波比較 PWM を大きく変更する必要があるため、製品実装には向いていない。3種類目のランダムキャリア PWM (Random PWM ; RPWM) [2. 7]-[2. 10]はキャリア周波数をランダムに選択する手法であるが、ランダムに周波数を選択すると、発生する高調波成分の制御ができず、選択範囲の平均周波数成分が増大する、機械共振を考慮できない等の問題点がある。これに対して、選択する周波数の確率分布特性を変更する手法[2. 11]が提案されているが、制御アルゴリズムが複雑で調整が困難である等、製品実装には課題が残る。そこで、本章では適用が容易な RPWM を基に発生する高調波成分の制御を簡略に実現する手法を検討する。まず、RPWM による高調波電流の理論式を導出し、次に、導出した理論式を基に全領域で適用可能でかつ簡単に機械共振を回避できる新しい PWM キャリア分散手法を提案する。提案手法では、2つのキャリア周波数からキャリア周波数を選択し、両周波数間の変移確率によって高調波成分を制御する。PWM 高調波電流の発生する周波数成分を調整することにより機械共振を避けて電磁騒音の低減が可能となる。提案手法に関して、ミニモデルを用いた騒音測定試験を実施し、有効性を確認する[2. 12][2. 13]。

次に、②「回転角を推定するために重畳する高周波電流」について述べる。回転角センサレス制御において、低速域では高周波電圧を重畳し、発生する高周波電流から回転角を推定している[2. 14]-[2. 19]。高周波電流を低減することができれば、騒音を低減できるが、同時に回転角の推定精度を低下する恐れがある。本電磁騒音を低減する方法として、重畳周波数・振幅を可変にする手法[2. 15]が提案されているが、回転角の推定精度が低下する(ただし、文献[2. 15]には推定精度低下の記載はされていない)。また、重畳周波数を可聴域以上にすることで低騒音化を図る手法も提案されているが、前述のように鉄道車両用インバータのスイッチング周波数は1~2 [kHz]に制限されており、重畳周波数はスイッチング周波数以上にはできないという制約条件があることから、可聴域以上にすることは不可能である。そこで、本章では、回転角の推定精度を低下させずに、重畳高周波電流の振幅を低減する方法を検討する。具体的には、まず、高周波重畳方式における重畳高周波電圧の振幅と騒音、回転角・速度の推定精度の関係を示す。さらに、重畳高周波電圧の振幅と騒音および重畳高周波電圧の振幅と回転角・速度の推定精度がそれぞれトレードオフの関係になることに着目して、定常時には重畳高周波電圧の振幅を小さくし、過渡時には重畳高周波電圧の振幅を大きくすることによって全体の推定精度を低下させずに、騒音を低減する手法を提案する。重畳高周波電圧の振幅を制御する方法としては、過渡時には基本波電流偏差が増加することを利用して、重畳高周波電圧の振幅を基本波電流偏差と電圧振幅変化率に応じて変化させる。提案手法に関して、シミュレーションおよびミニモデル試験検証によってその有効性を確認する[2. 20][2. 21]。

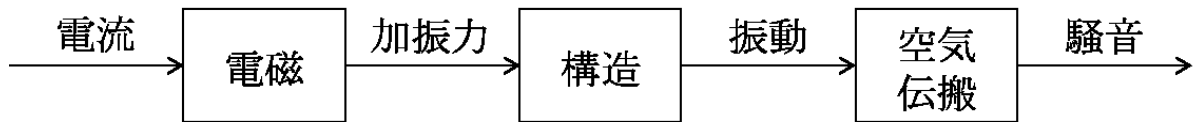


図 2.1.1 電磁騒音の発生メカニズム

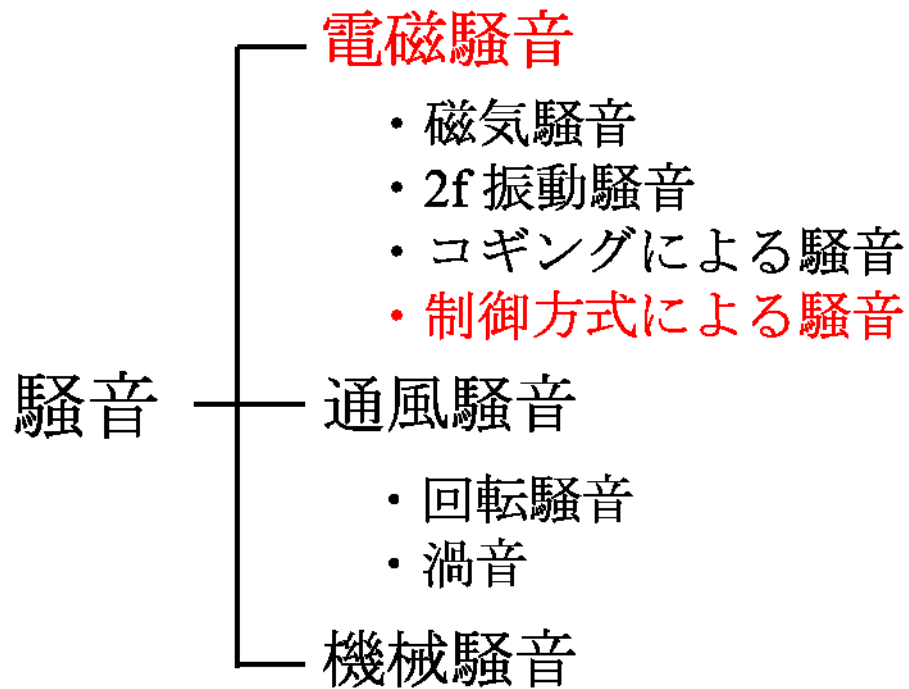


図 2.1.2 騒音の種類

2.2 PWM 高調波騒音の低減

本節では、①「インバータのスイッチングによって発生する PWM 高調波電流」による電磁騒音低減技術として知られている「ランダムキャリア PWM (RPWM)」の高調波電流の理論式を導出するとともに、理論式を基に新たなキャリア分散手法を提案する。

2.2.1 RPWM による高調波電流

以下でランダムに周波数を選択する RPWM において、高調波成分の振幅が最大となる周波数について考察する。

キャリア周波数 f が一定の場合に高調波電流 $i(t)$ が式(2.2.1)のようにキャリア周波数 f の成分のみで表されると仮定する。

$$i(t) = A \sin(2\pi f t) \quad (2.2.1)$$

ここで、 A は高調波電流の振幅、 t は時間、 f はキャリア周波数をそれぞれ表す。

本仮定に従うと、RPWM では、キャリア一周期毎にキャリア周波数をランダムに変更するので、図 2.2.1 のように一周期毎に周波数に変更されることになる。図 2.2.1 の各成分を図 2.2.2 のように一周期分の高調波電流と考えてフーリエ級数展開し、その合成を図 2.2.1 と考えて理論式を導くと、式(2.2.2)となる。式の導出については、2.2.4 項で詳細を示す。

$$i(t) = \sum_k i_k(t) \quad (2.2.2)$$

ただし、

$$i_k(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{A_k}{\pi T f_k} \sqrt{1 - \cos 2\pi \alpha_k} \left(\frac{1}{1 - \alpha_k} - \frac{1}{1 + \alpha_k} \right) \{ \sin \theta_k \cos(n\omega_0 t) + \cos \theta_k \sin(n\omega_0 t) \} \right] \quad (2.2.3)$$

$$\alpha_k = \frac{n f_0}{f_k} \quad (2.2.4)$$

$$\theta_k = \theta_{k-1} + \pi(3\alpha_{k-1} - \alpha_k) \quad (2.2.5)$$

ここで、 f_k は k 番目のキャリア周波数、 A_k は k 番目の高調波電流の振幅、 T は FFT 実施範囲の時間、 ω_0 は FFT の基本波角周波数($=2\pi/T$)、 f_0 は FFT の基本波周波数、 θ_k は 0 秒における k 番目の高調波電流の位相をそれぞれ表す。

式(2.2.2)～式(2.2.5)より、一周期分の高調波電流のフーリエ級数展開に関して、以下が成り立つことがわかる。

- ① 高調波電流の振幅は、一周期分の高調波電流の周波数 f_k に反比例する。
- ② 高調波電流の振幅は、一周期分の高調波電流の振幅 A_k に比例する。
- ③ $\alpha_k = 0, 2, 3, 4, 5, \dots$ で $1 - \cos 2\pi \alpha_k = 0$ となるので、振幅は 0 になる。ただし、 $\alpha_k = 1$ では $1 - \alpha_k = 0$ となるため振幅は 0 にならない。
- ④ $\theta_k = \theta_{k-1} + (2m+1)\pi$ $m=0, 1, 2, \dots$ で直前の高調波と逆位相になる。逆位相の場合、直前

($k-1$)の高調波を完全に打ち消すため、それを満たす nf_0 成分の振幅は 0 になる。

⑤ $\theta_k = \theta_{k-1} + 2m\pi \quad m=0, 1, 2, \dots$ で直前の高調波と同位相になる。同位相の場合、直前

($k-1$)の高調波を全く打ち消さないため、それを満たす nf_0 成分の振幅は最大となる。

⑤について、式(2.2.5)で示した θ_k は k 番目のキャリア周波数における nf_0 成分の振幅に関する位相を表している。

式(2.2.5)と⑤より、式(2.2.6)を満たすような nf_0 成分の振幅が最大となる。

$$\theta_{k-1} + \pi(3\alpha_{k-1} - \alpha_k) = \theta_{k-1} + 2\pi m \quad (2.2.6)$$

ただし、 $m = 0, 1, 2, \dots$

式(2.2.6)より $m=1$ となる 1 次成分は式(2.2.7)となる。

$$3\alpha_{k-1} - \alpha_k = 2 \quad (2.2.7)$$

式(2.2.4)を代入すると、式(2.2.8)となる。

$$3 \frac{nf_0}{f_{k-1}} - \frac{nf_0}{f_k} = 2 \quad (2.2.8)$$

したがって、式(2.2.8)を f_0 について解くことで、高調波の振幅が最大となる周波数 f_{peak} は式(2.2.9)となる。

$$f_{peak} = \frac{2f_k f_{k-1}}{3f_k - f_{k-1}} \quad (2.2.9)$$

式(2.2.9)より、高調波の振幅が最大となる周波数は、選択した周波数だけでなく、直前の周波数からの変移によって決定される。

以下で高調波の振幅が最大となる周波数について考察する。まず、 $f_k = f_{k-1}$ の時、式(2.2.9)より高調波の振幅が最大となる周波数 f_{peak} は

$$f_{peak} = f_k \quad (2.2.10)$$

となり、同じキャリア周波数が継続される場合には、その周波数で高調波の振幅が最大となる。

次に、 $f_k \neq f_{k-1}$ の時、式(2.2.6)を満たせば前回値と高調波の位相が一致するが、この場合、周波数が増えるため、位相が一致しても継続してその周波数成分が発生することはない。したがって、式(2.2.6)～式(2.2.9)を拡張する必要がある。ある周波数 f_k から複数の周波数を経由して $f_{k+a} = f_k$ となる際に、高調波成分の位相が等しくなれば、高調波成分が全く打ち消されないため、高調波の振幅が最も大きくなる。ある周波数 f_k から複数の周波数を経由して $f_{k+a} = f_k$ となる場合、式(2.2.5)は式(2.2.11)となる。

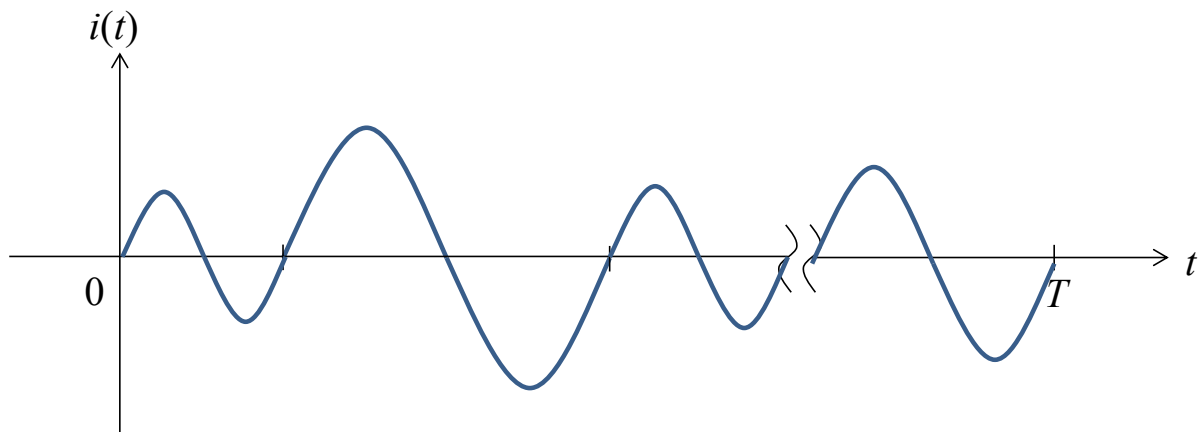


図 2.2.1 RPWM によって発生する高調波電流

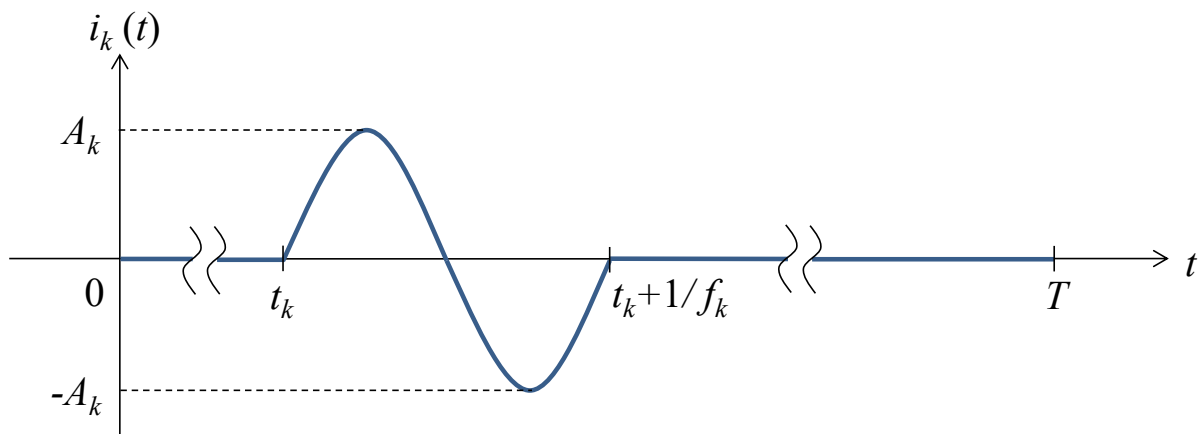


図 2.2.2 1 周期における高調波電流

$$\begin{aligned}
 \theta_{k+a} &= \theta_{k+a-1} + \pi(3\alpha_{k+a-1} - \alpha_{k+a}) \\
 &= \theta_{k+a-2} + \pi(3(\alpha_{k+a-1} + \alpha_{k+a-2}) - \alpha_{k+a} - \alpha_{k+a-1}) \\
 &= \theta_{k+a-2} + \pi(3\alpha_{k+a-2} + 2\alpha_{k+a-1} - \alpha_{k+a}) \\
 &= \theta_{k+a-3} + \pi(3\alpha_{k+a-3} + 2(\alpha_{k+a-1} + \alpha_{k+a-2}) - \alpha_{k+a}) \\
 &= \theta_k + \pi \left(3\alpha_k + 2 \sum_{p=1}^{a-1} \alpha_{k+p} - \alpha_{k+a} \right) \\
 &= \theta_k + 2\pi \sum_{p=1}^a \alpha_{k+p}
 \end{aligned} \tag{2.2.11}$$

したがって、式(2.2.6)は式(2.2.12)となる。

$$\theta_k + 2\pi \sum_{p=1}^a \alpha_{k+p} = \theta_k + 2\pi m \tag{2.2.12}$$

変移が a 回生じるので、1 次成分は $m=a$ となり、式(2.2.13)となる。

$$\sum_{p=1}^a \alpha_{k+p} = a \tag{2.2.13}$$

式(2.2.13)に式(2.2.4)を代入すると、式(2.2.14)となる。

$$\sum_{p=1}^a \frac{nf_0}{f_{k+p}} = a \tag{2.2.14}$$

したがって、式(2.2.14)を f_0 について解くことで、高調波の振幅が最大となる周波数 f_{peak} は式(2.2.15)となる。

$$f_{peak} = \frac{a}{\sum_{p=1}^a \frac{1}{f_{k+p}}} \tag{2.2.15}$$

式(2.2.15)より高調波の振幅が最大となる周波数は、選択される周波数成分の時間平均となる。したがって、完全にランダムな分散をした場合、高調波の振幅が最大となる周波数 f_{peak} は式(2.2.16)のように近似できる。

$$f_{peak} \doteq \frac{2}{\frac{1}{f_{\min}} + \frac{1}{f_{\max}}} = \frac{2f_{\min}f_{\max}}{f_{\min} + f_{\max}} \tag{2.2.16}$$

以上のように、RPWM では、最小周波数と最大周波数の時間平均の周波数付近で高調波振幅が最大となる高調波電流が発生する。

以上で示した内容は単相 PWM を前提としているため、本研究で対象とする三相 PWM に拡張する必要がある。三相 PWM キャリアによる高調波の分散は、基本波周波数とキャリア周波数によって決まる複数のキャリア高調波を分散したものの合成である。三相 PWM のキャリア高調波の理論式は文献[2.22]の P117～120 に記載されており、式(2.2.17)、(2.2.18)で表される。

$n = 1, 3, 5, \dots, k = 2l$ ($l = 0, 1, 2, \dots$) のとき

$$\begin{aligned} \frac{v_{h(UV)}}{E_d/2} = & \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^{\frac{n-1}{2}} \left(\frac{4}{n\pi} \right) \sum_{k=2}^{\infty} J_k \left(\frac{an\pi}{2} \right) \cdot 2 \sin \left(\frac{1}{3} k\pi \right) \\ & \times \left[\sin \left\{ (k\omega_0 + n\omega_s)t + k \left(\varphi - \frac{\pi}{3} \right) \right\} + \sin \left\{ (k\omega_0 - n\omega_s)t + k \left(\varphi - \frac{\pi}{3} \right) \right\} \right] \end{aligned} \quad (2.2.17)$$

$n = 2, 4, 6, \dots, k = 2l-1$ ($l = 1, 2, \dots$) のとき

$$\begin{aligned} \frac{v_{h(UV)}}{E_d/2} = & \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^{\frac{n}{2}} \left(\frac{4}{n\pi} \right) \sum_{k=1}^{\infty} J_k \left(\frac{an\pi}{2} \right) \cdot 2 \sin \left(\frac{1}{3} k\pi \right) \\ & \times \left[\cos \left\{ (k\omega_0 + n\omega_s)t + k \left(\varphi - \frac{\pi}{3} \right) \right\} - \cos \left\{ (k\omega_0 - n\omega_s)t + k \left(\varphi - \frac{\pi}{3} \right) \right\} \right] \end{aligned} \quad (2.2.18)$$

ここで、 J_n は n 次のベッセル関数、 E_d はインバータ直流電圧、 a は変調率、 ω_0 は基本波角周波数、 ω_s はキャリア角周波数、 φ は 0 秒における基本波の位相をそれぞれ表す。

式(2.2.17)、式(2.2.18)より高調波の周波数は $n\omega_s \pm k\omega_0$ となり、その振幅は次式となる。

$$n\omega_s \pm k\omega_0 \text{ 成分の振幅} = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{4E_d}{n\pi} J_k \left(\frac{an\pi}{2} \right) \quad (2.2.19)$$

ただし、 $n = 1, 3, 5, \dots$ のとき、

$$k = 3(2m-1) \pm 1, \quad m = 1, 2, \dots \quad (2.2.20)$$

$n = 2, 4, 6, \dots$ のとき、

$$k = \begin{cases} 6m+1, & m = 0, 1, \dots \\ 6m-1, & m = 1, 2, \dots \end{cases} \quad (2.2.21)$$

式(2.2.19)にしたがって、三相 PWM 出力電圧のスペクトラムを描くと図 2.2.3 となる（文献[2.22]の図 6.3.9 の図と同様の図を式(2.2.19)にしたがって作成）。図 2.2.3 からわかるように変調率が高い時 ($a = 1.0$) は $n = 1, k = \pm 2$ の成分が、変調率が低い時 ($a = 0.1$) は $n = 2, k = \pm 1$ の成分が、高調波成分の中でそれぞれ支配的になる。したがって、基本波角周波数 ω_0 がキャリア角周波数 ω_s に対して十分小さい (ω_0 の成分を無視できる) と仮定すれば、変調率が小さいときには 2 次のキャリア周波数成分 ($2\omega_s$ の成分) が、変調率が大きくなると 1 次のキャリア周波数成分 (ω_s の成分) が、高調波成分の中でそれぞれ支配的になる[2.22]。なお、変調率が中間程度の時 ($a = 0.5, a = 0.8$) は $n = 1, k = \pm 2$ の成分と $n = 2, k = \pm 1$ の成分の両方がそれぞれ大きくなるため、1 次のキャリア周波数成分 (ω_s の成分) と 2 次のキャリア周波数成分 ($2\omega_s$ の成分) の両方が発生する。

また、三相 PWM の場合、キャリア高調波電流はキャリアの山・谷では 0 になり、山・谷を中心に点対称になる[2.23]。一般的に、RPWM では、高調波電流の連続性を考慮してキャリアの山・谷でキャリア周波数を変更する。したがって、三相全てにおいてキャリア高調波電流の位相はキャリアの山・谷で 0 度または 180 度となり、前述の内容と同様に考えることができる。

以上から、キャリアの山・谷で周波数を変更する場合の RPWM における三相 PWM の高調波成分は、式(2.2.17)、式(2.2.18)で示した各高調波電圧によって発生する PWM 高調波電流成分について、分散したものの合成と考えることができる。

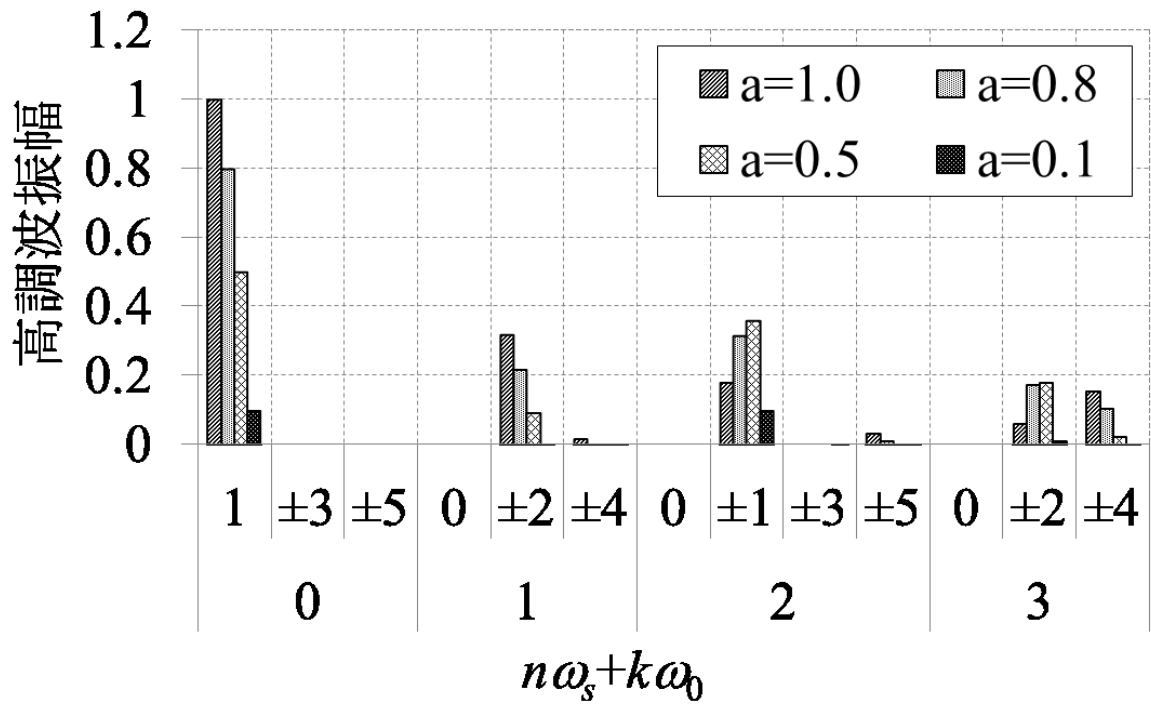


図 2.2.3 三相 PWM による高調波振幅

2.2.2 変移確率制御による新しいキャリア分散手法

2.2.1 項より，RPWM では，高調波の振幅が最大となる周波数は概ね分散可能な最大周波数と最小周波数の平均値となっており，高調波成分の分散範囲が狭くなる要因の1つとなっている。また，狙った周波数の成分を低減して機械共振を避けることができない。そこで，これらの問題点を解決可能な新しいキャリア分散手法を提案する。

式(2. 2. 15)より高調波が最大となる周波数 f_{peak} は次式を満たすことになる。

$$f_{\min} \leq f_{peak} \leq f_{\max} \quad (2. 2. 22)$$

ただし， f_{\min} は周波数選択範囲の最小周波数， f_{\max} は周波数選択範囲の最大周波数をそれぞれ表す。

したがって， f_{peak} は必ず周波数選択範囲内になる。そのため，選択範囲の中で，分散範囲を広げるためには，選択範囲の最小と最大である f_{\min} と f_{\max} をそれぞれピークとする分散を実施すれば良い。式(2. 2. 10)より，ある周波数をピークとする分散は，その周波数のキャリア周波数を継続すれば実現できる。このことから，提案手法では，可能な限り f_{\min} と f_{\max} を継続することで分散範囲を広げる。具体的には，周波数の選択は f_{\min} と f_{\max} の2種類のみとして，変移確率によって発生する高調波電流の周波数成分を制御する手法とする。提案手法のブロック図を図 2. 2. 4 に示す。提案手法では周波数の変移確率を設定し，ある周波数がもう一方の周波数に変移するか否かを変移確率にしたがって決定することで，発生する高調波電流の周波数成分を制御する。提案手法の状態遷移図を図 2. 2. 5 に示す。

提案手法では，変移確率によって発生する高調波電流の周波数成分を制御することができる。以下で，その原理を説明する。

提案手法では，① f_{\min} の継続，② f_{\max} の継続，③ f_{\min} から f_{\max} への変移，④ f_{\max} から f_{\min} への変移，の4つのモードしかない。各モードにおいて，高調波の振幅が最大となる周波数 f_{peak} を求める。

① f_{\min} の継続

特定の周波数を継続するため，式(2. 2. 10)より

$$f_{peak} = f_{\min} \quad (2. 2. 23)$$

② f_{\max} の継続

①同様に特定の周波数を継続するため，式(2. 2. 10)より

$$f_{peak} = f_{\max} \quad (2. 2. 24)$$

③ f_{\min} から f_{\max} への変移，④ f_{\max} から f_{\min} への変移

前述のように，変移だけでは位相が一致しても継続してその周波数成分が発生することはないため，③と④はセットで考える。 $f_{\min} \rightarrow f_{\max} \rightarrow f_{\min}$ とした場合，式(2. 2. 15)より，

$$f_{peak} = \frac{2}{\frac{1}{f_{min}} + \frac{1}{f_{max}}} = \frac{2f_{min}f_{max}}{f_{min} + f_{max}} \quad (2.2.25)$$

$f_{max} \rightarrow f_{min} \rightarrow f_{max}$ とした場合も同様に、式(2.2.26)で表される。

$$f_{peak} = \frac{2}{\frac{1}{f_{max}} + \frac{1}{f_{min}}} = \frac{2f_{min}f_{max}}{f_{min} + f_{max}} \quad (2.2.26)$$

したがって、提案手法では、変移確率によって、図 2.2.6 のように① f_{min} を継続した場合の分散、② f_{max} を継続した場合の分散、③、④変移をした場合の分散の3つの分散の合成で考えることができる。

以下、それぞれの分散のピークにおける高調波の振幅を比較する。

各分散のピークにおける高調波成分の振幅は次式となる（導出は 2.2.4 項参照）。

$$f_{min} \text{成分の高調波振幅} = \frac{f_{max}}{f_{min}} \frac{P_{hl}(1-P_{lh})}{f_{min}P_{lh} + f_{max}P_{hl}} C \quad (2.2.27)$$

$$f_{max} \text{成分の高調波振幅} = \frac{f_{min}}{f_{max}} \frac{P_{lh}(1-P_{hl})}{f_{min}P_{lh} + f_{max}P_{hl}} C \quad (2.2.28)$$

$$\frac{2f_{min}f_{max}}{f_{min} + f_{max}} \text{成分の高調波振幅} = \frac{(f_{min} + f_{max})^2}{2f_{min}f_{max}} \frac{P_{hl}P_{lh}}{f_{min}P_{lh} + f_{max}P_{hl}} C \quad (2.2.29)$$

ここで、図 2.2.5 に示したように、 P_{lh} は f_{min} から f_{max} への変移確率を、 P_{hl} は f_{max} から f_{min} への変移確率をそれぞれ表す。また、 C は変調率や分散範囲などによって変化するが、3つの分散で共通の定数である。

次に、提案手法において機械共振を回避するためのキャリア周波数、変移確率の決定方法を説明する。前述のように、提案手法で発生する高調波成分は3つの山で表され、ピークの周波数は選択するキャリア周波数で、山の大きさは変移確率で、それぞれ決定される。周波数が自由に選択可能である場合には、下記のように設定する。

- ① キャリア周波数の平均周波数 $2f_{min}f_{max} / (f_{min}+f_{max})$ を機械共振のピークとなる周波数 f_{m_peak} と一致するように設定する。
- ② キャリア周波数の選択範囲は可能であれば、機械共振による山が平坦になる周波数（図 2.2.7 の f_{min} , f_{max} ）に設定する。選択範囲が狭い場合には、可能な限り広くする。
- ③ 変移確率 P_{hl} と P_{lh} のいずれも小さくする（変移しづらくする）。変移確率 P_{hl} と P_{lh} を小さくすると、式(2.2.27)～式(2.2.29)のように f_{min} の継続による山と f_{max} の継続による山が大きくなり、変移による平均周波数 $2f_{min}f_{max} / (f_{min}+f_{max})$ の山が小さくなる。

以上のように設定すると、図 2.2.7 のように電流高調波成分の3つの山のうち、中心の山が低くなり、機械共振を避けることが可能になる。ただし、2.2.1 項で述べたように、三相 PWM によって発生する高調波成分は変調率が低い時にはキャリア周波数の2倍の成分が、変調率が高い時にはキャリア周波数の1倍の成分が、それぞれ支配的になる。変調率が高

い場合は、①～③で設定すれば良いが、変調率が低い時には、①において、キャリア周波数の平均周波数 $2f_{\min}f_{\max} / (f_{\min}+f_{\max})$ を機械共振のピークとなる周波数 f_{m_peak} の半分と一致するように設定する。なお、変調率が中間の時には、キャリア周波数の1倍の成分とキャリア周波数の2倍の成分の両方が発生するため、どちらに合わせても良い。

周波数の選択に制限がある場合や機械特性が対称でない場合には、式(2.2.27)～式(2.2.29)を基に変移確率によって振幅を調整する。例えば、図2.2.8のように f_{\max} における騒音が f_{\min} における騒音よりも大きい機械特性の場合には、 $P_{hl} > P_{lh}$ として f_{\max} の高調波のピークよりも最小キャリア周波数 f_{\min} の高調波のピークが大きくなるように、制御する。このように、変移確率によって3つの山の振幅を制御することで機械特性に応じた電流高調波成分を出力することができ、騒音ピーク値を低減することができる。

なお、乱数ではなく、正弦波に応じて変移を制御することも可能であるが、その場合、変移が周期的になり、うねり音が発生する、あるいは、スイッチング周波数が周期的に変化し、ホワイトノイズ化することができない。

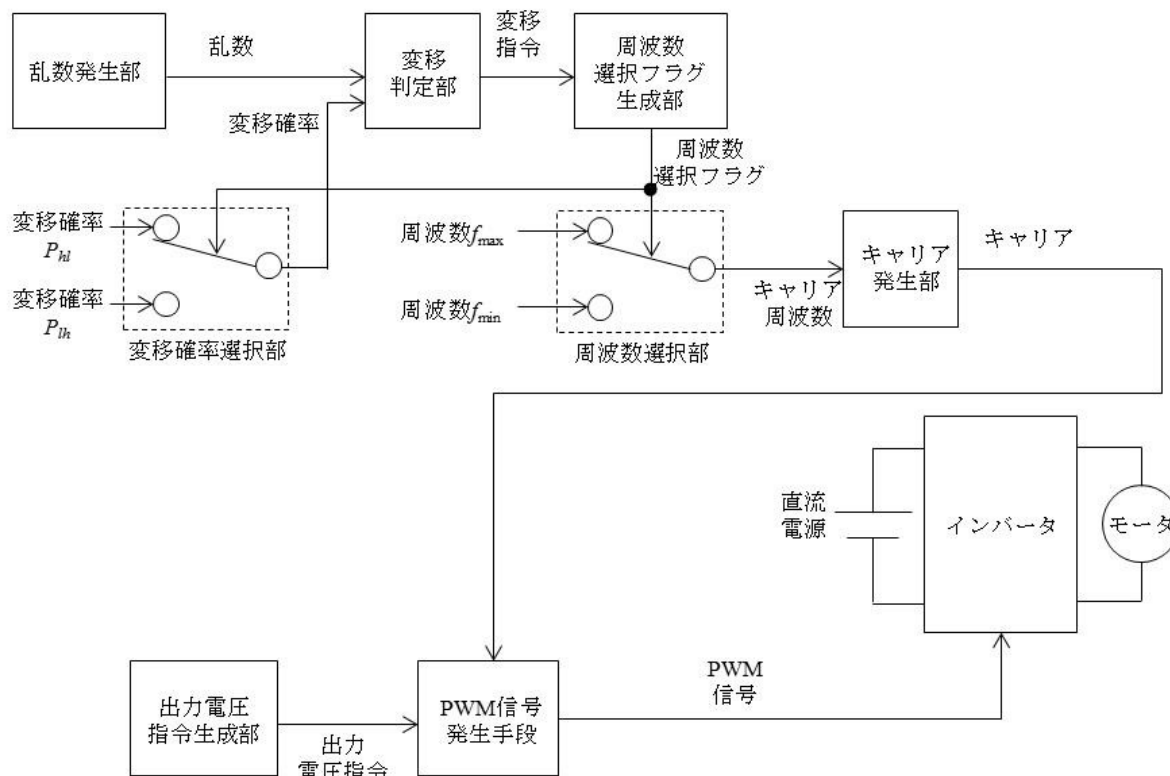


図 2.2.4 変移確率制御によるキャリア分散のブロック図

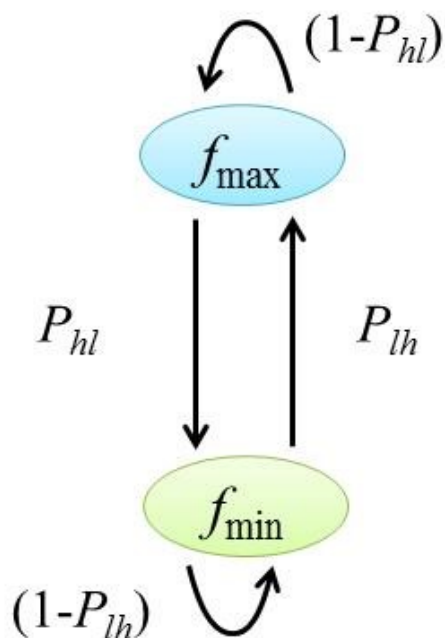


図 2.2.5 変移確率制御によるキャリア分散の状態遷移図

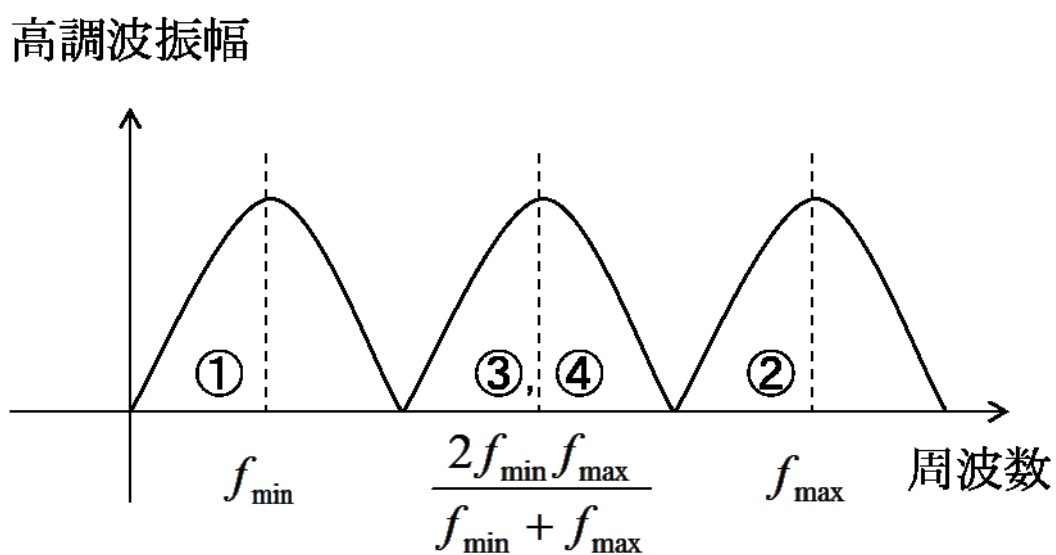


図 2.2.6 提案手法による発生高調波電流成分のイメージ図

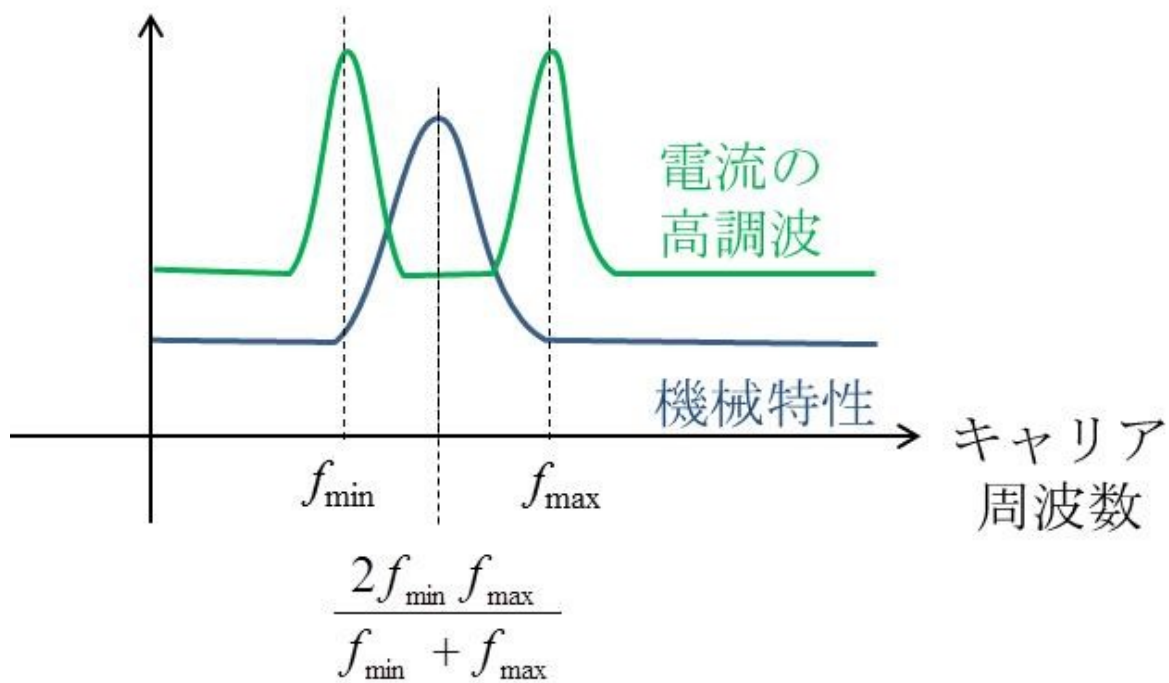


図 2.2.7 機械共振を避ける時の機械特性と電流高調波の関係 1

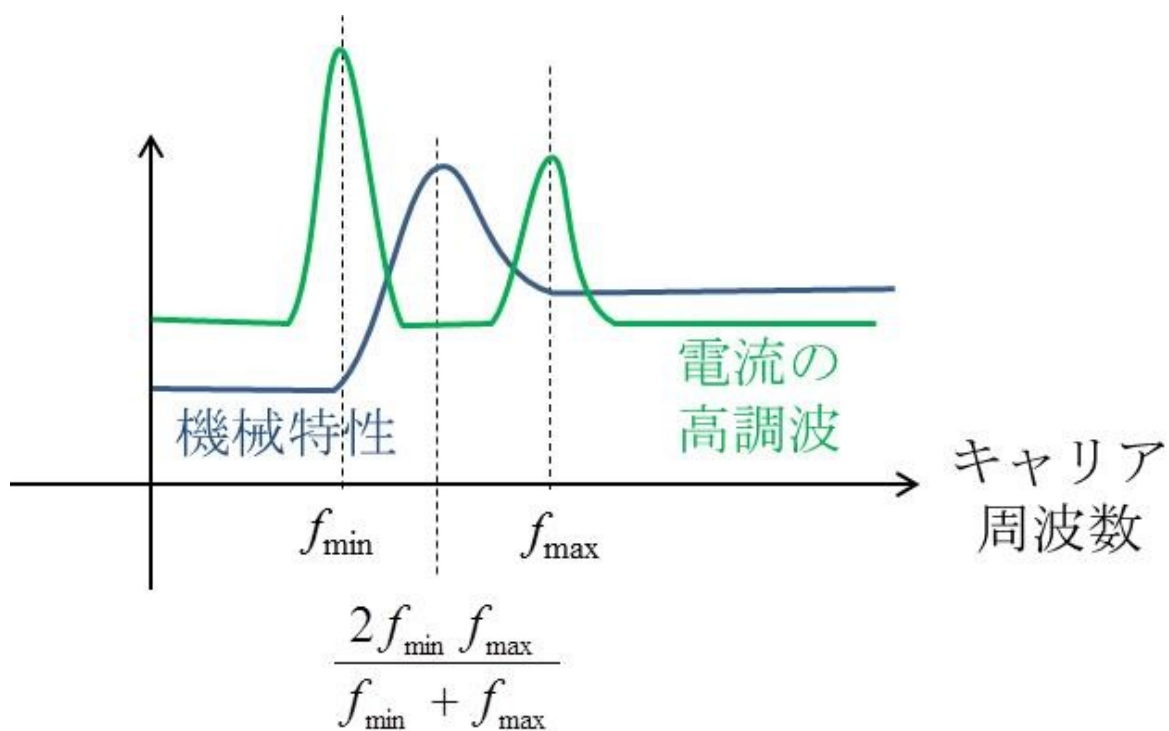


図 2.2.8 機械共振を避ける時の機械特性と電流高調波の関係 2

2.2.3 実験検証

0.8 [kW]のPMSM（ミニモデル）を用いて騒音測定試験を実施した。試験条件を表2.2.1に示す。また、対象モータの機械特性を図2.2.9に示す。図2.2.9は、モータのフレームに振動加速度計を取り付けて、ハンマリングによって各周波数に対する機械系の伝達関数を計測した結果である。横軸は周波数を、縦軸は機械系の伝達関数（振動加速度（ $G = 9.8 \text{ [m/s}^2\text{]}$ ）を力（ F ）で割ったもの）をそれぞれ示している。図2.2.9のように、対象モータには3 [kHz]付近に機械共振点がある。本試験条件のように変調率が低い場合にはキャリア周波数の2倍の成分が大きくなる（2.2.1項参照）ため、キャリア周波数が1.5 [kHz]の時に機械共振点と一致して騒音が大きくなる。提案手法では、機械共振点を避けるようにキャリア周波数 f_{\max} , f_{\min} および変移確率 P_{hl} , P_{lh} を決定する。まず、今回の試験条件は変調率が低い時に該当するため、キャリア周波数は平均周波数を機械共振ピークとなる周波数の半分である1.5 [kHz]とする。続いて、周波数選択範囲は、対象システムでの制御応答や演算処理時間を考慮して可能な限り広くして ± 0.3 [kHz]とする。したがって、 $f_{\max} = 1.8$ [kHz], $f_{\min} = 1.2$ [kHz]と設定する。続いて、 P_{hl} , P_{lh} はできるだけ小さく設定し、騒音のピーク値のバランスを考えて調整して、 $P_{hl} = 12$ [%], $P_{lh} = 18$ [%]とする。RPWMにおいて周波数選択範囲は同様に1.2 [kHz]～1.8 [kHz]とし、一様分布の乱数に従って選択する。乱数については、実装が容易な疑似乱数を用いることとする。

表2.2.2に騒音測定結果のまとめを、図2.2.10～図2.2.12に騒音測定結果のFFT結果を示す。オーバーオール値は、提案手法によって5 [dBA]以上の低減効果が見られた。また、3 [kHz]近傍の騒音ピーク値は、提案手法で10 [dBA]以上の低減効果が見られた。波形からも、機械共振点を避けて高調波成分が均等に分散でき、特定周波数の発生を抑える効果があることが確認できた。なお、今回の実験検証では、平均周波数を1.5 [kHz]に揃えて各方式の比較を実施したため、提案手法によりオーバーオール値を低減することができた。1.2 [kHz]一定や1.8 [kHz]一定として機械共振点を回避しても、オーバーオール値の低減は可能であるが、特定周波数の発生は抑制できない。このことから、本提案手法は機械共振点を避けつつ、特定周波数の発生を抑制したい場合に有効である。本試験においては、0.8 [kW]のミニモデルを用いたため、機械共振が3 [kHz]でキャリア周波数も1.2 [kHz]～1.8 [kHz]としたが、鉄道車両用モータでは体格が大きいため、機械共振周波数も数100 [Hz]となり、キャリア周波数も500 [Hz]～1000 [Hz]となる。原理的に考えると、鉄道車両用のモータでも本試験と同様の効果が得られると考えられる。

以上により、提案手法の有効性が確認できた。

なお、本方式の実装にあたっては特別なハードウェアを必要としない。また、ソフトウェアに関しても複雑な演算は不要であることから、容易に実装が可能である。

表 2.2.1 試験条件

名前	値
定格出力 [kW]	0.8
インバータ直流電圧 [V]	100
基本波電流 [Arms]	1.4
基本波周波数 [Hz]	4
変調率 [%]	10

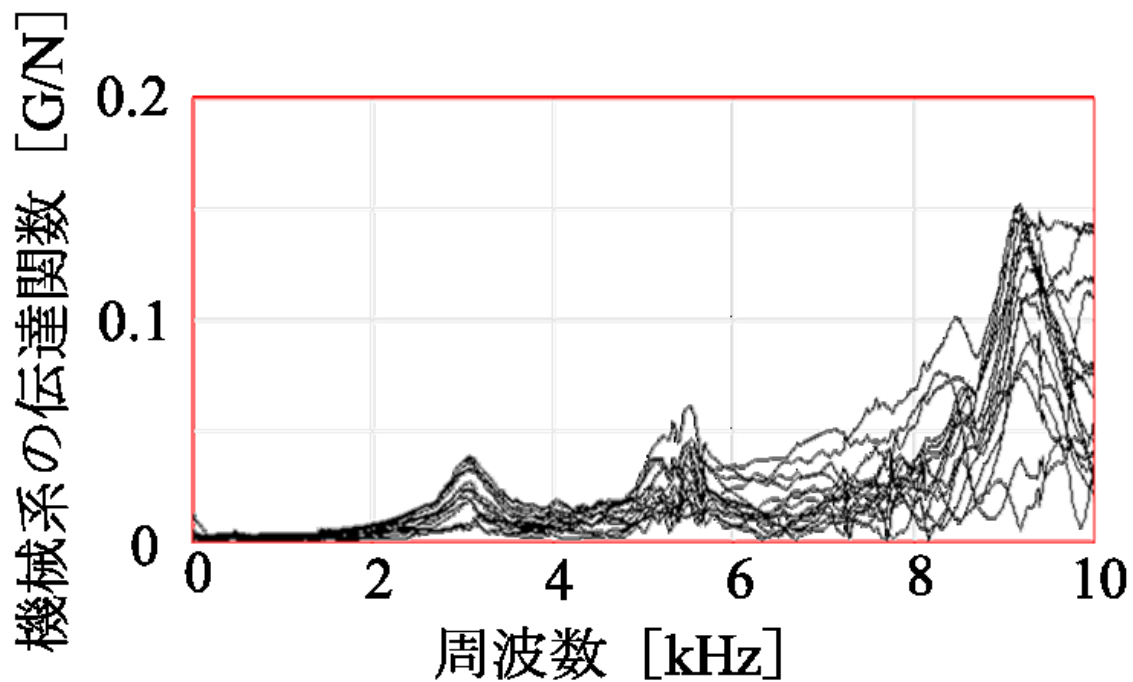


図 2.2.9 試験モータの機械特性

表 2.2.2 騒音測定結果のまとめ

手法	オーバーオール値 [dBA]	ピーク値 [dBA]
通常の PWM	71.0	68.6
RPWM	70.4	51.5
提案手法	65.2	39.4

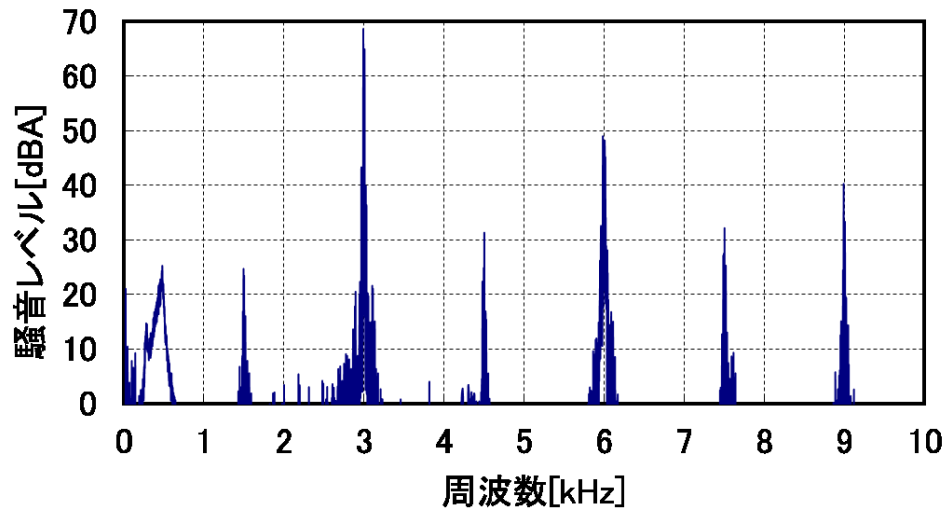


図 2.2.10 通常 PWM の騒音測定結果

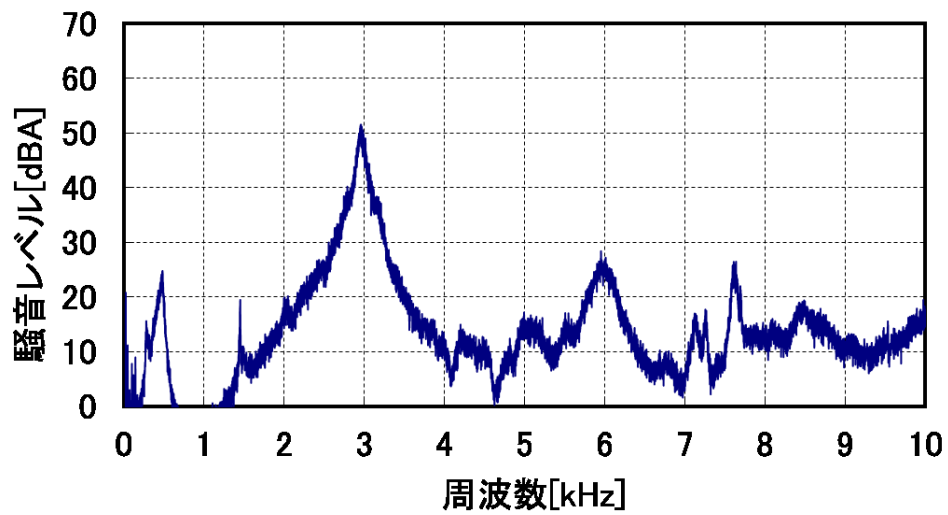


図 2.2.11 RPWM の騒音測定結果

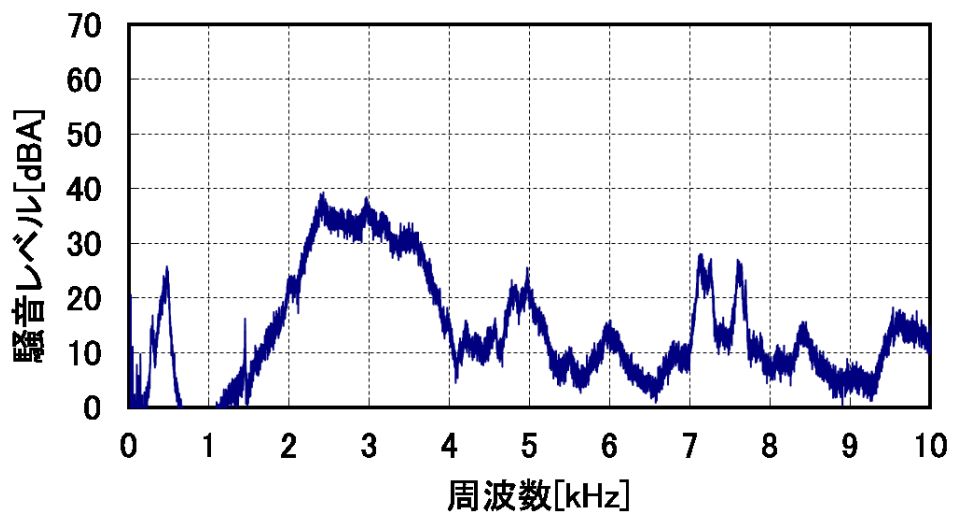


図 2.2.12 提案手法の騒音測定結果

2.2.4 式の導出に関する補足

本項では、2.2.1 項、2.2.2 項で用いた式の導出について説明する。

まず、式(2.2.2)～式(2.2.5)の導出について述べる。図 2.2.2 に示す高調波電流をフーリエ級数展開する。

$$a_0 = \frac{1}{T} \int_0^T i_k(t) dt = 0 \quad (2.2.30)$$

$$\begin{aligned} a_n &= \frac{2}{T} \int_0^T i_k(t) \cos n\omega_0 t dt \\ &= \frac{2}{T} \left\{ \int_0^{t_k} i_k(t) \cos n\omega_0 t dt + \int_{t_k}^{t_k + \frac{1}{f_k}} i_k(t) \cos n\omega_0 t dt + \int_{t_k + \frac{1}{f_k}}^T i_k(t) \cos n\omega_0 t dt \right\} \end{aligned} \quad (2.2.31)$$

式(2.2.31)において、各項は式(2.2.32)～式(2.2.34)となる。

$$\int_0^{t_k} i_k(t) \cos n\omega_0 t dt = 0 \quad (2.2.32)$$

$$\int_{t_k + \frac{1}{f_k}}^T i_k(t) \cos n\omega_0 t dt = 0 \quad (2.2.33)$$

$$\int_{t_k}^{t_k + \frac{1}{f_k}} i_k(t) \cos n\omega_0 t dt = A \int_{t_k}^{t_k + \frac{1}{f_k}} \sin(2\pi f_k(t - t_k)) \cos n\omega_0 t dt \quad (2.2.34)$$

式(2.2.34)を整理すると、式(2.2.35)となる。

$$\begin{aligned} &\int_{t_k}^{t_k + \frac{1}{f_k}} i_k(t) \cos n\omega_0 t dt \\ &= \frac{A_k}{2f_k} \left(\frac{-1}{2\pi + \frac{n\omega_0}{f_k}} + \frac{1}{2\pi - \frac{n\omega_0}{f_k}} \right) \left\{ 2\sqrt{1 - \cos \frac{n\omega_0}{f_k}} \sin \left(n\omega_0 t_k + \tan^{-1} \frac{1 - \cos \frac{n\omega_0}{f_k}}{\sin \frac{n\omega_0}{f_k}} \right) \right\} \end{aligned} \quad (2.2.35)$$

ここで、式(2.2.36)と定義すると、式(2.2.31)～式(2.2.35)より式(2.2.37)となる。

$$\frac{n\omega_0}{f_k} = 2\pi \frac{nf_0}{f_k} = 2\pi\alpha_k \quad (2.2.36)$$

$$a_n = \frac{A_k}{\pi T f_k} \sqrt{1 - \cos 2\pi\alpha_k} \left(\frac{1}{1 - \alpha_k} - \frac{1}{1 + \alpha_k} \right) \sin \left(n\omega_0 t_k + \tan^{-1} \frac{1 - \cos 2\pi\alpha_k}{\sin 2\pi\alpha_k} \right) \quad (2.2.37)$$

同様に、式(2.2.38)が導ける。

$$b_n = \frac{A_k}{\pi T f_k} \sqrt{1 - \cos 2\pi\alpha_k} \left(\frac{1}{1 - \alpha_k} - \frac{1}{1 + \alpha_k} \right) \cos \left(n\omega_0 t_k + \tan^{-1} \frac{1 - \cos 2\pi\alpha_k}{\sin 2\pi\alpha_k} \right) \quad (2.2.38)$$

式(2.2.30)、式(2.2.37)、式(2.2.38)より式(2.2.39)となる。

$$i_k(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \left[\begin{aligned} & \frac{A_k}{\pi T f_k} \sqrt{1 - \cos 2\pi\alpha_k} \left(\frac{1}{1 - \alpha_k} - \frac{1}{1 + \alpha_k} \right) \\ & \sin \left(n\omega_0 t_k + \tan^{-1} \frac{1 - \cos 2\pi\alpha_k}{\sin 2\pi\alpha_k} \right) \cos(n\omega_0 t) \\ & + \cos \left(n\omega_0 t_k + \tan^{-1} \frac{1 - \cos 2\pi\alpha_k}{\sin 2\pi\alpha_k} \right) \sin(n\omega_0 t) \end{aligned} \right] \quad (2.2.39)$$

図 2.2.2 に示す高調波の合成として図 2.2.1 を考えると、式(2.2.39)より、式(2.2.40)となる。

$$\begin{aligned} i(t) &= \sum_k i_k(t) \\ &= \sum_k \sum_{n=1}^{\infty} \left[\begin{aligned} & \frac{A_k}{\pi T f_k} \sqrt{1 - \cos 2\pi\alpha_k} \left(\frac{1}{1 - \alpha_k} - \frac{1}{1 + \alpha_k} \right) \\ & \sin \left(n\omega_0 t_k + \tan^{-1} \frac{1 - \cos 2\pi\alpha_k}{\sin 2\pi\alpha_k} \right) \cos(n\omega_0 t) \\ & + \cos \left(n\omega_0 t_k + \tan^{-1} \frac{1 - \cos 2\pi\alpha_k}{\sin 2\pi\alpha_k} \right) \sin(n\omega_0 t) \end{aligned} \right] \\ &= \sum_k \sum_{n=1}^{\infty} \left[\begin{aligned} & \frac{A_k}{\pi T f_k} \sqrt{1 - \cos 2\pi\alpha_k} \left(\frac{1}{1 - \alpha_k} - \frac{1}{1 + \alpha_k} \right) \\ & \sin \left(n\omega_0 t_{k-1} + 2\pi\alpha_{k-1} + \tan^{-1} \frac{1 - \cos 2\pi\alpha_k}{\sin 2\pi\alpha_k} \right) \cos(n\omega_0 t) \\ & + \cos \left(n\omega_0 t_{k-1} + 2\pi\alpha_{k-1} + \tan^{-1} \frac{1 - \cos 2\pi\alpha_k}{\sin 2\pi\alpha_k} \right) \sin(n\omega_0 t) \end{aligned} \right] \end{aligned} \quad (2.2.40)$$

ここで、式(2.2.41)となる。

$$\tan^{-1} \frac{1 - \cos \alpha_k}{\sin \alpha_k} = \begin{cases} \frac{\pi}{2} - \pi\alpha_k & 2l < \alpha_k < 2l+1 \text{の時} \\ -\frac{\pi}{2} - \pi\alpha_k & 2l-1 < \alpha_k < 2l \text{の時} \end{cases} \quad (2.2.41)$$

ただし、 $l = 0, 1, 2, \dots$

式(2.2.41)より、式(2.2.40)は式(2.2.42)、式(2.2.43)となる。

$2l < \alpha_k < 2l+1$ の時

$$i(t) = \sum_k \sum_{n=1}^{\infty} \left[\begin{aligned} & \frac{A_k}{\pi T f_k} \sqrt{1 - \cos 2\pi\alpha_k} \left(\frac{1}{1 - \alpha_k} - \frac{1}{1 + \alpha_k} \right) \\ & \sin \left(n\omega_0 t_{k-1} + 2\pi\alpha_{k-1} + \frac{\pi}{2} - \pi\alpha_k \right) \cos(n\omega_0 t) \\ & + \cos \left(n\omega_0 t_{k-1} + 2\pi\alpha_{k-1} + \frac{\pi}{2} - \pi\alpha_k \right) \sin(n\omega_0 t) \end{aligned} \right] \quad (2.2.42)$$

ただし、 $l = 0, 1, 2, \dots$

$2l-1 < \alpha_k < 2l$ の時

$$i(t) = \sum_k \sum_{n=1}^{\infty} \left[\begin{aligned} & \frac{A_k}{\pi T f_k} \sqrt{1 - \cos 2\pi\alpha_k} \left(\frac{1}{1 - \alpha_k} - \frac{1}{1 + \alpha_k} \right) \\ & \left\{ \sin \left(n\omega_0 t_{k-1} + 2\pi\alpha_{k-1} - \frac{\pi}{2} - \pi\alpha_k \right) \cos(n\omega_0 t) \right. \\ & \left. + \cos \left(n\omega_0 t_{k-1} + 2\pi\alpha_{k-1} - \frac{\pi}{2} - \pi\alpha_k \right) \sin(n\omega_0 t) \right\} \end{aligned} \right] \quad (2.2.43)$$

ただし, $l = 0, 1, 2, \dots$

ここで, 式(2.2.44)と定義すると, 式(2.2.42), 式(2.2.43)は式(2.2.45)となる。

$$n\omega_0 t_k + \tan^{-1} \frac{1 - \cos 2\pi\alpha_k}{\sin 2\pi\alpha_k} = \theta_k \quad (2.2.44)$$

$$i(t) = \sum_k \sum_{n=1}^{\infty} \left[\begin{aligned} & \frac{A_k}{\pi T f_k} \sqrt{1 - \cos 2\pi\alpha_k} \left(\frac{1}{1 - \alpha_k} - \frac{1}{1 + \alpha_k} \right) \\ & \left\{ \sin(\theta_{k-1} + \pi(3\alpha_{k-1} - \alpha_k)) \cos(n\omega_0 t) \right. \\ & \left. + \cos(\theta_{k-1} + \pi(3\alpha_{k-1} - \alpha_k)) \sin(n\omega_0 t) \right\} \end{aligned} \right] \quad (2.2.45)$$

したがって, 式(2.2.40)と式(2.2.45)を比較すると, 次式となる。

$$\theta_k = \theta_{k-1} + \pi(3\alpha_{k-1} - \alpha_k) \quad (2.2.46)$$

以上より, 式(2.2.2)～式(2.2.5)が導ける。

次に, 式(2.2.27)～式(2.2.29)の導出について述べる。式(2.2.3)より, 各分散のピークにおける高調波成分の振幅は次式となる。

$$f_{peak} \text{成分の高調波振幅} = \frac{P_{peak} C}{f_{peak}} \quad (2.2.47)$$

ここで, P_{peak} はその分散が選択される時間の確率を表す。また, C は変調率や分散範囲などによって変化するが, 3つの分散で共通の定数である。それぞれの分散が選択される時間の確率 P_{peak} を以下で求める。

まず, $f_{\min} \rightarrow f_{\max}$ の変移確率を P_{lh} , $f_{\max} \rightarrow f_{\min}$ の変移確率を P_{hl} として f_{\min} と f_{\max} の選択確率を求める。 f_{\min} の選択確率 P_{cl} は次式となる。

$$P_{cl} = \frac{P_{hl}}{P_{hl} + P_{lh}} \quad (2.2.48)$$

f_{\max} の選択確率 P_{ch} は次式となる。

$$P_{ch} = \frac{P_{lh}}{P_{lh} + P_{hl}} \quad (2.2.49)$$

次に, ① f_{\min} の継続, ② f_{\max} の継続, ③ f_{\min} から f_{\max} への変移, ④ f_{\max} から f_{\min} への変移, の4つのモードの選択確率を求める。

① f_{\min} の継続モードの選択確率 P_{cll} は次式となる。

$$P_{cll} = \frac{P_{hl}}{P_{hl} + P_{lh}}(1 - P_{lh}) \quad (2.2.50)$$

② f_{\max} の継続モードの選択確率 P_{chh} は次式となる。

$$P_{chh} = \frac{P_{lh}}{P_{hl} + P_{lh}}(1 - P_{hl}) \quad (2.2.51)$$

③ f_{\min} から f_{\max} への変移モードの選択確率 P_{clh} は次式となる。

$$P_{clh} = \frac{P_{hl}P_{lh}}{P_{hl} + P_{lh}} \quad (2.2.52)$$

④ f_{\max} から f_{\min} への変移モードの選択確率 P_{chl} は次式となる。

$$P_{chl} = \frac{P_{hl}P_{lh}}{P_{hl} + P_{lh}} \quad (2.2.53)$$

最後に、各分散が選択される時間の確率を求める。

① f_{\min} の継続モードによる分散が選択される時間の確率 P_{\min} は次式となる。

$$P_{\min} = \frac{P_{cll} \frac{1}{f_{\min}}}{P_{cll} \frac{1}{f_{\min}} + P_{chh} \frac{1}{f_{\max}} + P_{clh} \frac{1}{f_{\max}} + P_{chl} \frac{1}{f_{\min}}} = \frac{f_{\max} P_{hl} (1 - P_{lh})}{f_{\min} P_{lh} + f_{\max} P_{hl}} \quad (2.2.54)$$

② f_{\max} の継続モードによる分散が選択される時間の確率 P_{\max} は同様に計算すると次式となる。

$$P_{\max} = \frac{P_{chh} \frac{1}{f_{\max}}}{P_{cll} \frac{1}{f_{\min}} + P_{chh} \frac{1}{f_{\max}} + P_{clh} \frac{1}{f_{\max}} + P_{chl} \frac{1}{f_{\min}}} = \frac{f_{\min} P_{lh} (1 - P_{hl})}{f_{\min} P_{lh} + f_{\max} P_{hl}} \quad (2.2.55)$$

③, ④ f_{\min} と f_{\max} の変移モードによる分散が選択される時間の確率 P_{move} は同様に計算すると次式となる。

$$P_{move} = \frac{P_{clh} \frac{1}{f_{\max}} + P_{chl} \frac{1}{f_{\min}}}{P_{cll} \frac{1}{f_{\min}} + P_{chh} \frac{1}{f_{\max}} + P_{clh} \frac{1}{f_{\max}} + P_{chl} \frac{1}{f_{\min}}} = \frac{P_{hl}P_{lh}(f_{\min} + f_{\max})}{f_{\min}P_{lh} + f_{\max}P_{hl}} \quad (2.2.56)$$

以上で求めた各分散が選択される時間の確率と式(2.2.47)より、各分散のピークにおける高調波成分の振幅は式(2.2.27)～式(2.2.29)となる。

2.3 重畳高周波騒音の低減

本節では、②「回転角を推定するために重畳する高周波電流」による電磁騒音低減を目的に高周波電圧重畳方式における重畳高周波電圧の振幅と騒音、回転角・速度の推定精度の関係を示す。さらに、重畳高周波電圧の振幅と騒音がトレードオフの関係になること、および、重畳高周波電圧の振幅と回転角・速度の推定精度がトレードオフの関係になることに着目して、定常時には重畳高周波電圧の振幅を小さくし、電流過渡変化時にのみ重畳高周波電圧の振幅を大きくすることで、回転角・速度推定精度を低下させずに、運転中全般としての騒音を低減する手法を提案する。

2.3.1 高周波電圧重畳方式[2. 14]

まず、従来手法である高周波電圧重畳方式の回転角推定原理を示す。

回転角の N 極の方向を d 軸，そこから 90 度進んだ方向を q 軸とする回転座標系 d-q 座標系において，突極型 PMSM の電圧方程式を式(2. 3. 1)に示す。

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_m + pL_d & -\omega L_q \\ \omega L_d & R_m + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \Phi_f \omega \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (2. 3. 1)$$

ここで、 v_d, v_q は d-q 軸電機子電圧， i_d, i_q は d-q 軸電機子電流， R_m は巻線抵抗， L_d, L_q は d-q 軸インダクタンス， ω は d-q 軸ロータ速度， Φ_f は速度起電力係数， $p(=d/dt)$ は微分演算子である。

軸誤差 $\Delta\theta (= \theta - \theta_e)$ がある状態で制御を行った場合，d-q 軸から $\Delta\theta$ 進んだ回転座標系 dc-qc 軸において，電圧方程式は式(2. 3. 2)となる。

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} v_{dc} \\ v_{qc} \end{bmatrix} &= R_m \begin{bmatrix} i_{dc} \\ i_{qc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{dc} & L_{dq} \\ L_{dq} & L_{qc} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{dc} \\ i_{qc} \end{bmatrix} + \omega \begin{bmatrix} -2L_{dq} & L_{dc} - L_{qc} \\ L_{dc} - L_{qc} & 2L_{dq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dc} \\ i_{qc} \end{bmatrix} \\ &+ \omega_e \begin{bmatrix} L_{dq} & -L_{dc} \\ L_{qc} & -L_{dq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dc} \\ i_{qc} \end{bmatrix} + \Phi_f \omega \begin{bmatrix} -\sin \Delta\theta \\ \cos \Delta\theta \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2. 3. 2)$$

ここで、 v_{dc}, v_{qc} は dc-qc 軸電機子電圧， i_{dc}, i_{qc} は dc-qc 軸電機子電流， ω_e は dc-qc 軸ロータ速度， L_{dc}, L_{qc}, L_{dq} は式(2. 3. 3)で定めるパラメータである。

$$\begin{cases} L_{dc} = \frac{1}{2}(L_d + L_q) + \frac{1}{2}(L_d - L_q)\cos 2\Delta\theta \\ L_{qc} = \frac{1}{2}(L_d + L_q) - \frac{1}{2}(L_d - L_q)\cos 2\Delta\theta \\ L_{dq} = \frac{1}{2}(L_d - L_q)\sin 2\Delta\theta \end{cases} \quad (2. 3. 3)$$

式(2. 3. 2)において，低速域では，右辺第 3，4，5 項は十分小さいので無視できる。また，周波数の高い高周波電圧を重畳すると，右辺第 2 項の電流微分項が大きくなるので，右辺第 1 項も無視することができ，式(2. 3. 4)が成り立つ。

$$\begin{bmatrix} v_{dch} \\ v_{qch} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{dc} & L_{dq} \\ L_{dq} & L_{qc} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{dch} \\ i_{qch} \end{bmatrix} \quad (2.3.4)$$

ここで、 v_{dch} 、 v_{qch} は dc-qc 軸電機子高周波電圧、 i_{dch} 、 i_{qch} は dc-qc 軸電機子高周波電流である。

式(2.3.4)を電流微分項について解くと式(2.3.5)のようになる。

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{dch} \\ i_{qch} \end{bmatrix} = \frac{1}{L_d L_q} \begin{bmatrix} L_{qc} & -L_{dq} \\ -L_{dq} & L_{dc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{dch} \\ v_{qch} \end{bmatrix} \quad (2.3.5)$$

図 2.3.1 のように、式(2.3.6)で示されるキャリア波と周波数の等しい方形波である高周波電圧 v_{dch} 、 v_{qch} を重畳する場合を考える。

$$\begin{cases} v_{dch}^*(k) = (-1)^k V_{dh} \\ v_{qch}^* = 0 \end{cases} \quad (2.3.6)$$

ここで、 k は制御演算割込回数 ($k=1,2,3,\dots$)、 V_{dh} は重畳高周波電圧の振幅である。

d 軸に重畳された電圧指令値 v_{dch}^* は UVW 相の各々で三角波キャリアと比較され PWM パルスに変換される。さらに、変換されたパルス状の電圧 v_{dch} が PMSM に印加されることによって高周波電流 i_{dch} 、 i_{qch} が流れる。式(2.3.5)で電流微分を式(2.3.7)とし式(2.3.6)を代入すると、式(2.3.8)が得られる。ただし、式(2.3.8)はキャリア波の谷での割込み（すなわち、 k が偶数）における検出値を示す。

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{dch} \\ i_{qch} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\Delta i_{dch}}{t_{cp}} \\ \frac{\Delta i_{qch}}{t_{cp}} \end{bmatrix} \quad (2.3.7)$$

$$\begin{bmatrix} \frac{\Delta i_{dch}}{t_{cp}} \\ \frac{\Delta i_{qch}}{t_{cp}} \end{bmatrix} = \frac{V_{dh}}{L_d L_q} \begin{bmatrix} \frac{1}{2}(L_d + L_q) - \frac{1}{2}(L_d - L_q)\cos 2\Delta\theta \\ -\frac{1}{2}(L_d - L_q)\sin 2\Delta\theta \end{bmatrix} \quad (2.3.8)$$

ここで、 t_{cp} は制御演算周期、 Δi_{dch} 、 Δi_{qch} は t_{cp} における dc-qc 軸電機子電流の高周波成分の変化である。

式(2.3.8)で $\sin 2\Delta\theta \cong 2\Delta\theta$ の近似を用いると、回転角誤差 $\Delta\theta$ は式(2.3.9)となる。

$$\Delta\theta \cong \frac{L_d L_q}{L_q - L_d} \frac{\Delta i_{qch}}{t_{cp} V_{dh}} \quad (2.3.9)$$

$\Delta\theta$ が 0 になるように制御ループ（Phase Locked Loop ; PLL）を構成する。制御系のブロック線図を図 2.3.2 で示す。電流制御においては、重畳高周波電流の影響を受けないように、山と谷の割込みで得られる電流の平均値を用いて制御を行う。

次に、騒音測定実験を行って、重畳した高周波電圧と騒音の関係を確認する。実験条件の詳細については 2.3.3 項で述べる。図 2.3.3 に、重畳した高周波電圧の振幅と騒音の測定結果を示す。図 2.3.3 より、重畳する高周波電圧の振幅が大きいほど騒音も大きいこと

が確認できる。すなわち、重畳する高周波電圧の振幅を低く設定することで騒音を低減できる。ここで、インダクタンスが一定と仮定すれば高周波電圧と高周波電流は比例関係にあり、この高周波電流によって機械的振動や磁歪音が生じることから、可聴域に関しては、どのモータでも概ね同様の関係にある。

さらに、重畳電圧の振幅と回転角・速度推定精度の関係を示す。図 2.3.2 のブロック線図に示したように、式(2.3.9)において、高周波電流の振幅を検出するために Δi_{qch} は式(2.3.10)によって演算している。

$$\Delta i_{qch}(k) \equiv \Delta i_{qc}(k) = i_{qc}(k) - i_{qc}(k-1)$$

(2.3.10)

ここで、 Δi_{qc} は t_{cp} における qc 軸電機子電流変化分である。

式(2.3.10)で示すとおり、 Δi_{qc} には重畳した高周波電圧による電流以外の電流が含まれる。例えば、PWM によって生じる高調波電流、電流センサによる電流検出誤差、過渡的な電流変化等である。これらの要素によって高周波電流成分の検出誤差が生じる。したがって、高周波電圧重畳方式では重畳する高周波電圧の振幅を小さくすればするほど重畳高周波電流成分が小さくなるため、相対的に検出誤差が大きくなる。その結果、回転角・速度推定精度が低下する。

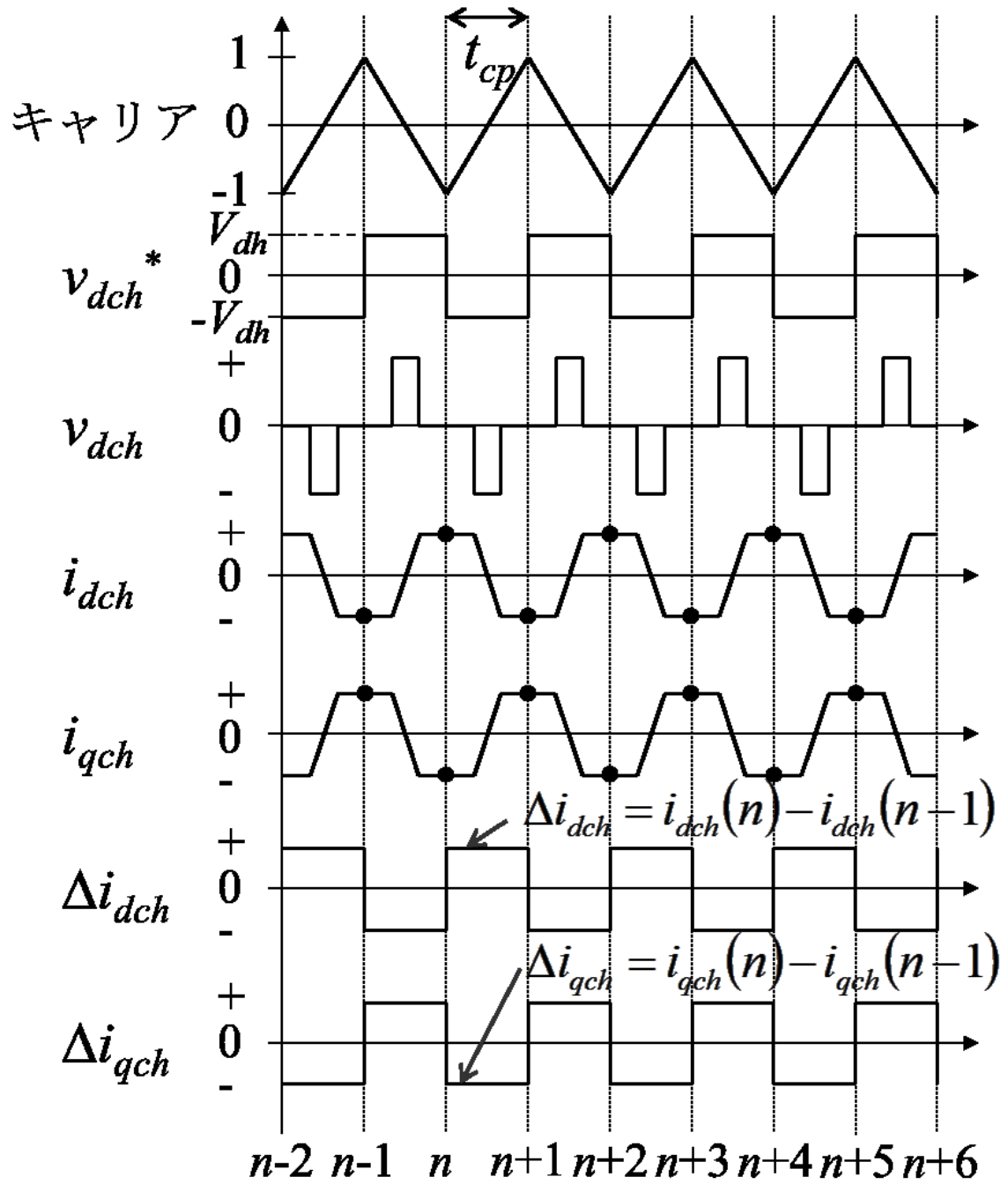


図 2.3.1 キャリア波と重畳波，電流リップルの関係

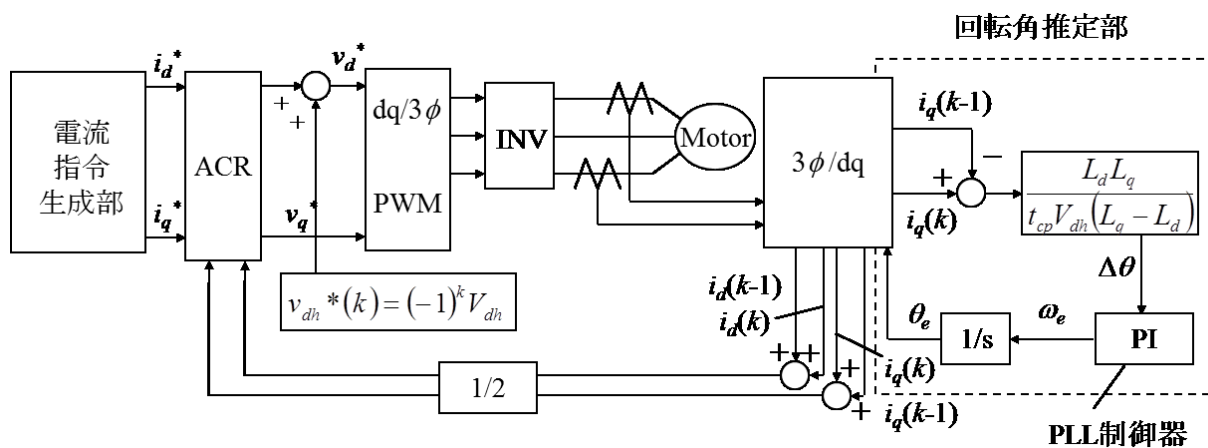


図 2.3.2 高周波電圧重畳方式のブロック線図

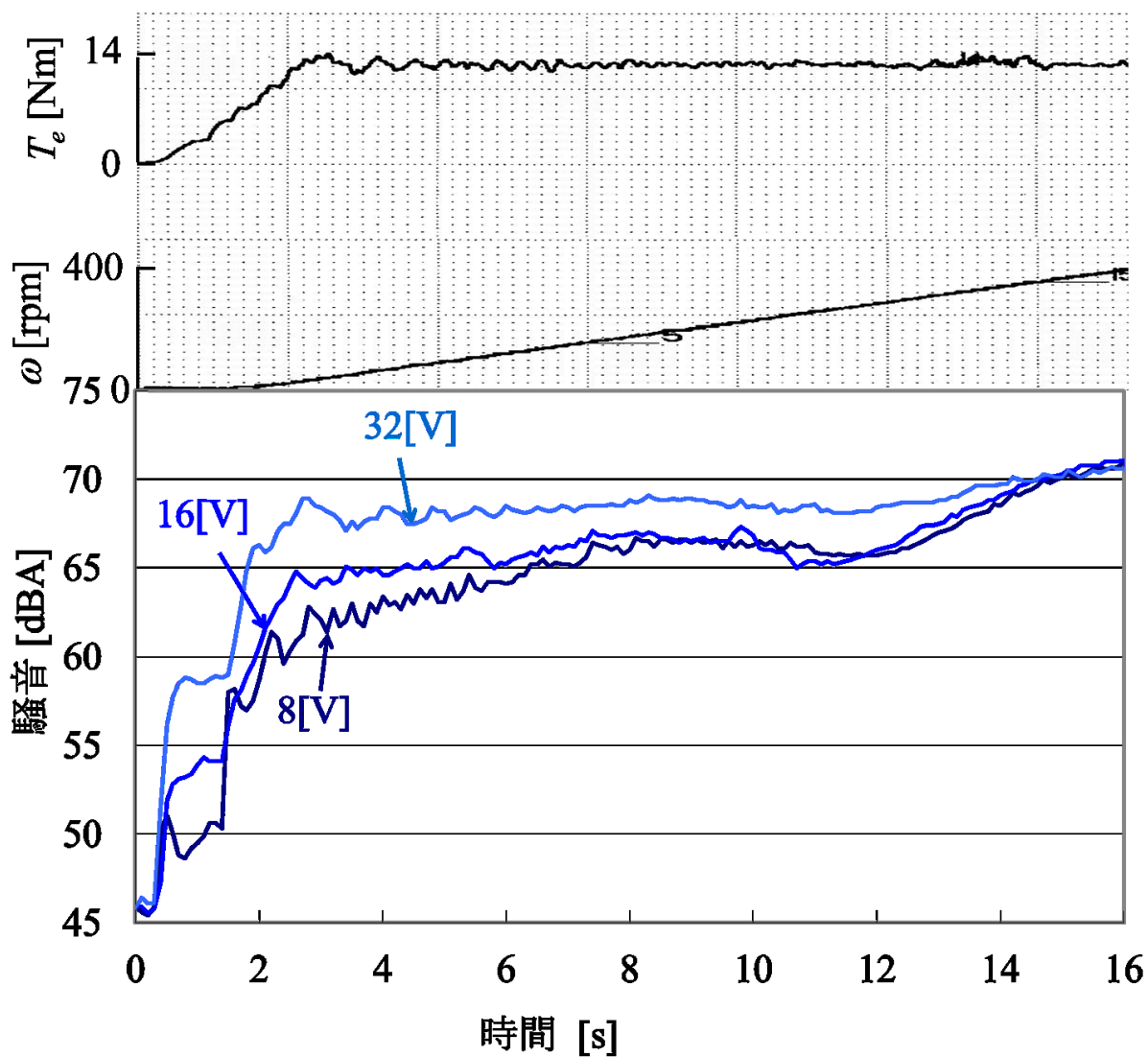


図 2.3.3 重畳する高周波電圧の振幅と騒音の関係

2.3.2 重畳高周波電圧振幅制御法

2.3.1 項で述べたように、高周波電圧を重畳する方式では、回転角・速度推定精度は重畳する電圧の振幅による。他方、高周波電圧重畳方式では一般的に重畳電圧の振幅を一定にするので、過渡状態で要求される推定精度を確保できるように振幅を大きく設定する必要がある。したがって、定常状態では、要求される推定精度を実現できる最低限の振幅よりも大きく設定されることになり、騒音が大きくなっている。そこで、本項では、過渡状態では重畳電圧の振幅を大きくして推定精度を確保し、定常状態では重畳電圧の振幅を小さくすることによって騒音を低減し、全体の推定精度を確保したまま騒音を低減できる重畳高周波電圧振幅制御法を提案する。

以下、制御法の原理を示す。

過渡状態で q 軸電流偏差が大きくなると、式(2. 3. 10)の近似誤差も大きくなる。したがって、重畳電圧の振幅を q 軸電流偏差に従って制御すれば、重畳電圧の振幅は過渡状態で大きくなり、定常状態では小さくなると考えられる。さらに、過渡状態で増加した q 軸電流偏差は推定系が定常状態に落ち着く前に減衰するので、重畳電圧の振幅は電圧変化率に応じても変化させる。以上から、重畳電圧の振幅は次式で与える。

$$V_{dh}(t) = K_s + K_t |i_q^* - i_{qc}| + K_{ta} (V_{dh}(t - t_{cp}) - K_s) \quad (2. 3. 11)$$

ここで、 K_s は定常ゲイン、 K_t は過渡ゲイン、 K_{ta} は過渡減衰ゲインである。

式(2. 3. 11)で、各項の表す内容は次の通りである。

第1項：定常状態での重畳電圧の振幅を確保するための定常項

第2項：過渡変化が起こった際に、重畳電圧の振幅を大きくするための過渡項

第3項：過渡項によって増加した重畳電圧の振幅が、緩やかに減衰するための電圧変化率項

なお、本提案手法では、①「推定回転角・推定速度のずれが過渡的に大きくなった状態」および②「電流または電流指令が過渡的に変化した状態」において、 q 軸電流偏差が大きくなることに着目して、それに応じて重畳電圧の振幅を決定している。したがって、式(2. 3. 11)で振幅を決定することで、過渡変化が起こった際に、自動的に重畳電圧の振幅を大きくすることができる。鉄道における過渡状態としては、空転・滑走、ノッチ指令変更、架線電圧急変による軽負荷回生制御等が考えられるが、空転・滑走では①が、ノッチ指令変更、架線電圧急変では②が該当する。

次に、提案手法の安定性について述べる。

まず、電流制御に関して、前述のように、重畳高周波電流の影響を受けないように、電流制御では山と谷の割込みで得られる電流の平均値を用いている。したがって、重畳高周波電圧の振幅を、谷での割込みの際に変化させれば、振幅の変化の影響は電流制御に及ばない。

次に、回転角・速度推定系に関して、式(2.3.9)に示すように、 $\Delta\theta$ は、q 軸高周波電流の変化量 Δi_{qch} を、重畳高周波電圧の振幅 V_{dh} で割ることによって得られる。ここで、 Δi_{qch} と V_{dh} は比例関係にあるので、電流検出遅れが生じない限り、 V_{dh} が変化しても、その影響は受けない。ただし、電流検出遅れが生じると、PLL 制御器の入力である $\Delta\theta$ に乗ずる係数が変動することになる。これは、回転角・速度推定系で用いられる PI 制御器のゲインが変動することと等価であるが、電流検出遅れが大きくならない限りは、その影響は少ない。また、重畳電圧の振幅 V_{dh} を可変にしていることは、電流検出誤差に対するゲインを変動させていることと等価である。さらに、提案手法のように制御することは、電流検出誤差が大きくなれば、誤差に対するゲインを下げていることになる。以上から、提案手法は、制御系の安定性にほとんど影響を与えないと考えられる。

最後に、提案手法におけるゲインの設計指針について述べる。

まず、定常ゲイン K_s は定常状態での重畳高周波電圧の振幅となり、物理的には式(2.3.9)の V_{dh} に相当する。 V_{dh} は式(2.3.9)からわかるように、直接検出不可能な回転角誤差 $\Delta\theta$ を、検出可能な電流検出誤差 Δi_{qch} に変換するゲインに相当する。すなわち、 K_s を大きくして、等価的に V_{dh} を大きくすれば、回転角推定誤差のゲインは向上する。しかし、前述のように磁気的騒音も増加する。そこで、設計に当たっては、適用するシステムのモータ電流の大きさとそのセンサの検出精度に応じて、角度誤差 1 [rad]に対して、何 [A]の電流誤差であれば良いか、すなわち、 $\Delta i_{qch} / \Delta\theta$ の比を決定する。実際の決定に当たっては Δi_{qch} と $\Delta\theta$ を個々に設定するのは困難であることから、定常状態で安定に動作するように、実験等によるチューニングで K_s を決定する。

次に、過渡ゲイン K_t は、回転角推定値や速度推定値などに外乱誤差を与えた際に、制御演算周期一周期で重畳高周波電圧の振幅が所望の振幅になるように設定する。すなわち、電流制御系によって決まる実際の変化量を見て、決定する。この時、電圧の振幅にリミッタを設け、設定した範囲内で電圧の振幅が変動するように制御すれば、過渡ゲインは大きい値に設定することができる。

最後に、過渡減衰ゲイン K_{ta} は、基本波電流の過渡変化が落ち着くまで、電圧の振幅を維持できるように設定する必要がある。すなわち、仮に式(2.3.11)の右辺第2項(過渡項)が0になっても、重畳電圧の減衰を電流制御や回転角・速度推定系の制御応答よりも緩やかにすれば、回転角・速度推定系の過渡変化中は、重畳電圧振幅が大きい状態で維持される。ここで、過渡項が0になった時、重畳電圧の振幅は、電流制御演算割込み毎に K_{ta} 倍になる。したがって、その時の電圧の振幅の減衰率 r_a は式(2.3.12)で示される。

$$r_a(t) = K_{ta} \frac{t - t_{tran}}{t_p} \quad (2.3.12)$$

ここで、 t_{tran} は過渡項が0になった時間である。

式(2.3.12)を変形して減衰の時定数 t_a (電圧の振幅が 63.2 [%]に減衰するまでの時間) は式

(2. 3. 13)で示される。

$$t_a = t_{cp} \log_{K_{ta}} 0.632 \quad (2. 3. 13)$$

過渡減衰ゲイン K_{ta} は減衰の時定数 t_a が電流制御系や回転角・速度推定系の時定数（外乱誤差初期値の 63.2 [%]に減衰するまでの時間）よりも長くなるように設定すればよい。

2.3.3 シミュレーションおよび実験検証

本提案手法の有効性を確認するために、シミュレーションおよび 2 [kW]の突極型 PMSM（ミニモデル）を用いた実験検証を行った。表 2. 3. 1 に PMSM 定数と検証条件を示す。図 2. 3. 4 に実験システムの構成を示す。ただし、負荷には 4.81 [kgm²]の慣性負荷を用い、速度・トルクメータは速度の評価用にのみ用いる。

速度 200 [rpm], トルク 14 [Nm]の時点で、回転角推定値にステップ状の外乱誤差 (-30 [deg])を与えた際の外乱誤差の収束性をシミュレーションによって確認する。

図 2. 3. 5 にシミュレーション結果を示す。ただし、提案手法において、ゲインは以下の手順で定めた。定常ゲイン K_s は、定常状態での動作が安定するように、少しずつ大きくしながらシミュレーションを繰り返し、3.0 と設定した。次に、電流制御系と回転角・速度推定系の時定数は 10 [ms]であるので、減衰の時定数 t_a がそれよりも長くなるように、式(2. 3. 13)を用いて、過渡減衰ゲイン K_{ta} は 0.98 と設定した。（この時、式(2. 3. 13)より、減衰の時定数 t_a は約 11.35 [ms]となる。）最後に、外乱を与えた後の制御演算周期一周期の時点で電圧の振幅が最大になるように、過渡減衰ゲイン K_t を調整し、20.0 と設定した。以上から、ゲインは $K_s=3.0$, $K_t=20.0$, $K_{ta}=0.98$ と設定した。また、10 [V]のリミッタを設けることにより、3 [V] ～10 [V]の範囲で電圧の振幅が変動するように制御している。図 2. 3. 5 より、回転角推定値にステップ状の外乱誤差を与えた場合、回転角誤差の収束時間はすべての手法において 0.6 [s]程度で変わらないことがわかる。一方、回転角誤差が収束する際のオーバーシュートは従来手法（3 [V]）が 6.6 [deg]程度であるのに対して、提案手法では従来手法（10 [V]）と同様に 5.7 [deg]程度と 9 割以下に抑えられていることが確認できる。図 2. 3. 6 にシミュレーションにおいてそれぞれの手法で重畳された高周波電圧の振幅を示す。図 2. 3. 6 より、提案手法では外乱誤差を与えた際に重畳する高周波電圧の振幅が 10 [V]となっていることが確認できる。これによって、提案手法では過渡状態で従来手法（10 [V]）と同様の収束性が得られるということがわかる。

次に、速度 200 [rpm], トルク 14 [Nm]の時点で、速度推定値にステップ状の外乱誤差 (+75 [rpm])を与えた際の外乱誤差の収束性を実験検証によって確認する。

図 2. 3. 7～図 2. 3. 9 に実験結果を示す。ここで、 V_{dh} は重畳高調波電圧の振幅、 ω 、 ω_e は速度、速度推定値である。ただし、提案手法において、ゲインは以下の手順で定めた。まず、定常ゲイン K_s は、式(2. 3. 9)において、定常状態での動作が安定するように、徐々

に大きな値に変えてチューニングを行い決定するが、チューニングのスタート時点では、電流検出精度をセンサの最大検出値 20 [A] の 0.5 [%] 程度とし、 $\Delta i_{qch}=0.1$ [A] で、 $\Delta\theta$ は数度までの誤差を許容するとして、 $\Delta\theta=10$ [deg] とし、その値からチューニングを始めて、最終的には安定に回転角推定をさせる上で、余裕を持って、10.0 と設定した。次に、電流制御系と回転角・速度推定系の時定数は 10 [ms] であるので、減衰の時定数 t_a がそれよりも長くなるように、式(2.3.13)を用いて、過渡減衰ゲイン K_{ta} は 0.98 と設定した。(この時、式(2.3.13)より、減衰の時定数 t_a は約 11.35 [ms] となる。)最後に、外乱を与えた際に、制御演算周期一周で電圧の振幅が最大になるように、過渡減衰ゲイン K_t を調整し、12.0 と設定した。以上から、ゲインは $K_s=10.0$, $K_t=12.0$, $K_{ta}=0.98$ と設定した。また、30 [V] のリミッタを設けることにより、10 [V]~30 [V] の範囲で電圧の振幅が変動するように制御している。図 2.3.7~図 2.3.9 より、速度推定値をステップ状に変化させた場合、速度推定値の収束時間はすべての手法において 0.4 [s] で変わらないことがわかる。一方、速度推定値が収束する際のアンダーシュートは従来手法 (10 [V]) が 40 [rpm] 程度であるのに対して、提案手法では従来手法 (30 [V]) と同様に 20 [rpm] 程度と半分に抑えられていることが確認できる。このことから、提案手法では外乱誤差を与えた際に重畳する高調波電圧の振幅が 30 [V] となるために、従来手法 (30 [V]) と同様の収束性が得られるということがわかる。

さらに、0~400 [rpm] において提案手法と従来手法 (30 [V]) の騒音測定実験を行った。図 2.3.10 に騒音測定結果を示す。ただし、10 [s] 付近 (約 200 [rpm]) で速度推定値に外乱誤差を与えている。図 2.3.10 より、提案手法では電流の立ち上がりや誤差が生じた際には騒音が大きくなるものの、全体を通して、従来手法 (30 [V]) よりも騒音が低減できていることが確認できる。機械的な騒音が支配的となっている 11 [s] 以降を除くと、騒音レベルとしては約 3 [dBA] 程度の騒音低減効果が見られる。

以上の実験から、提案手法では全体の推定精度を維持したまま騒音の低減が可能であることが確認できる。なお、本手法は、固有のパラメータを用いていないことや、騒音発生のメカニズムにモータ毎の相違は無いと考えられることから、重畳高調波電圧の振幅が大きくなるとともに騒音が増加する PMSM において、使用可能であり、鉄道車両用 PMSM ドライブシステムにおいても同様の効果が得られる。

表 2.3.1 シミュレーションおよび実験条件

名前	記号	値
極数	p_n	4
巻線抵抗 [Ω]	R_m	0.248
速度起電力係数 [Vs/rad]	Φ_f	0.367
d 軸インダクタンス [mH]	L_d	8.0
q 軸インダクタンス [mH]	L_q	32.0
インバータ直流電圧 [V]	E_{dc}	300.0
最大電流値 [A]	$I_{m\ max}$	15.0
キャリア周波数 [kHz]	f_s	1.0
制御演算周期 [ms]	t_{cp}	0.5

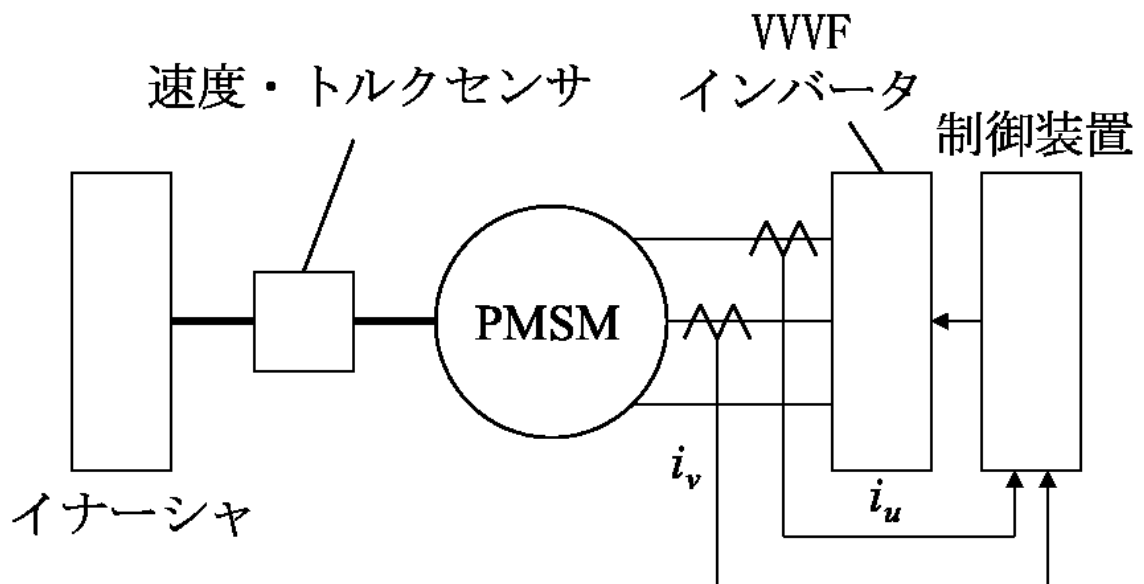


図 2.3.4 実験システム

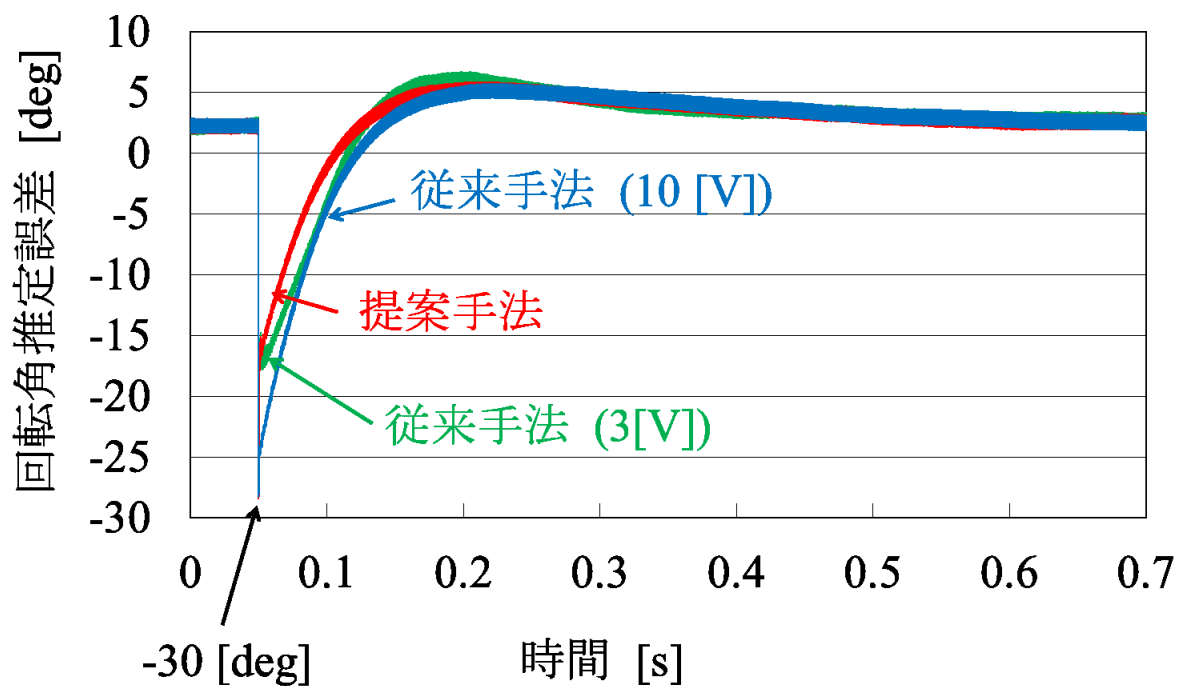


図 2.3.5 回転角推定値の過渡変化に対するシミュレーション応答波形

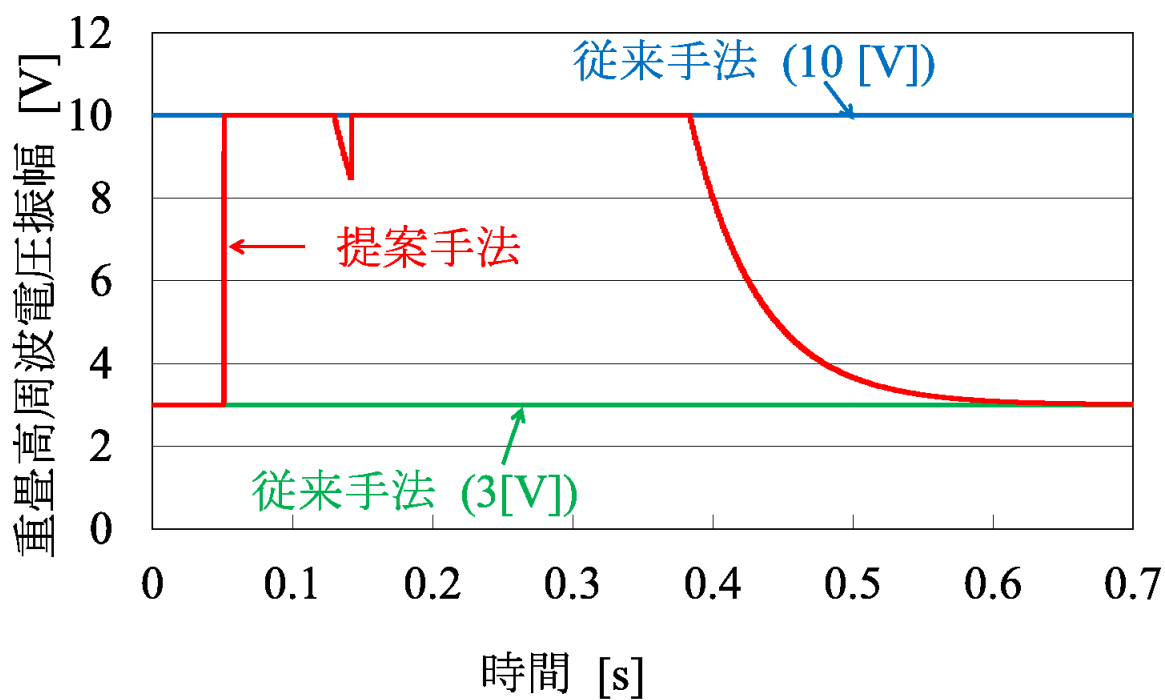


図 2.3.6 シミュレーションにおける重畳高調波電圧の振幅

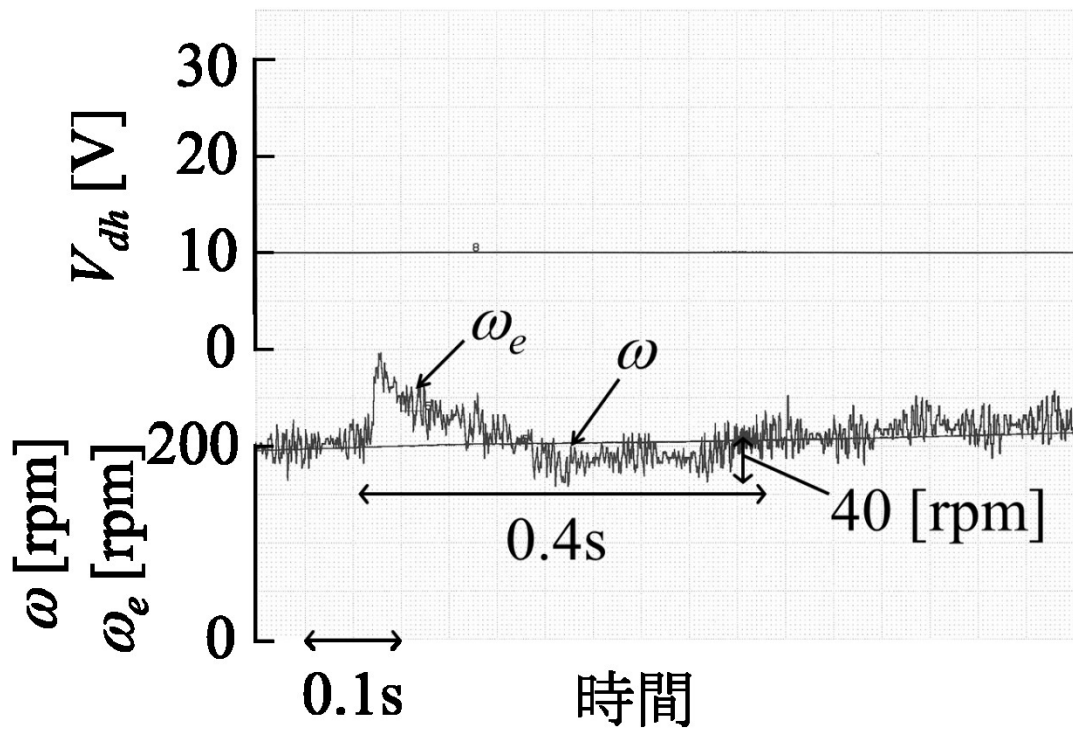


図 2.3.7 従来手法（10 [V]）における速度推定値の過渡変化に対する応答波形

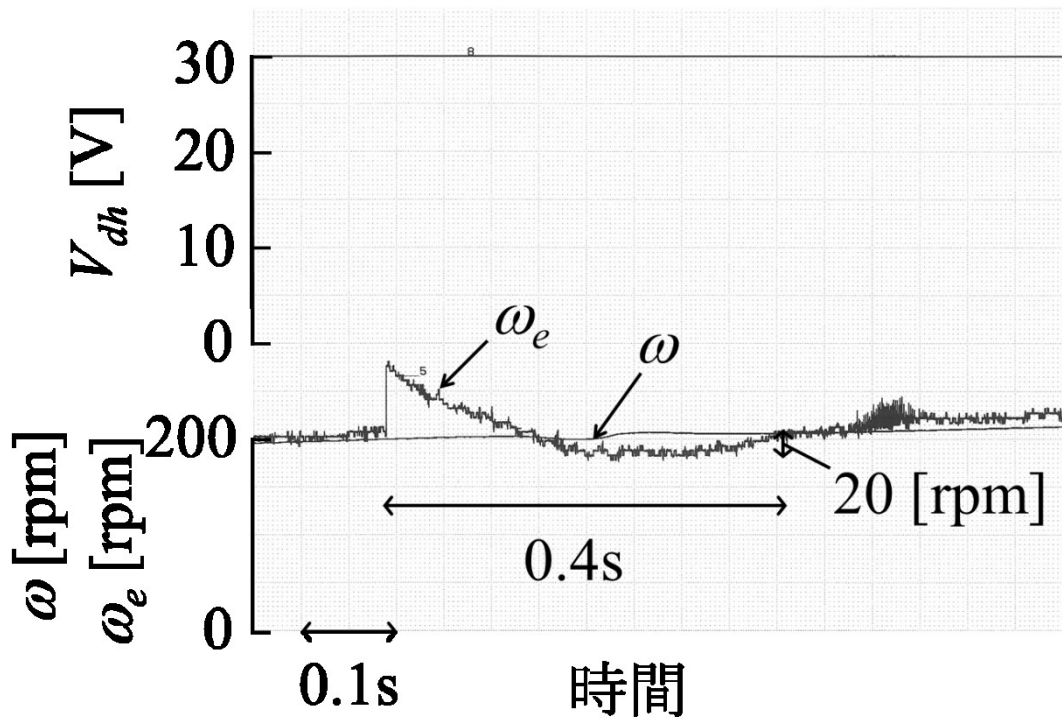


図 2.3.8 従来手法（30 [V]）における速度推定値の過渡変化に対する応答波形

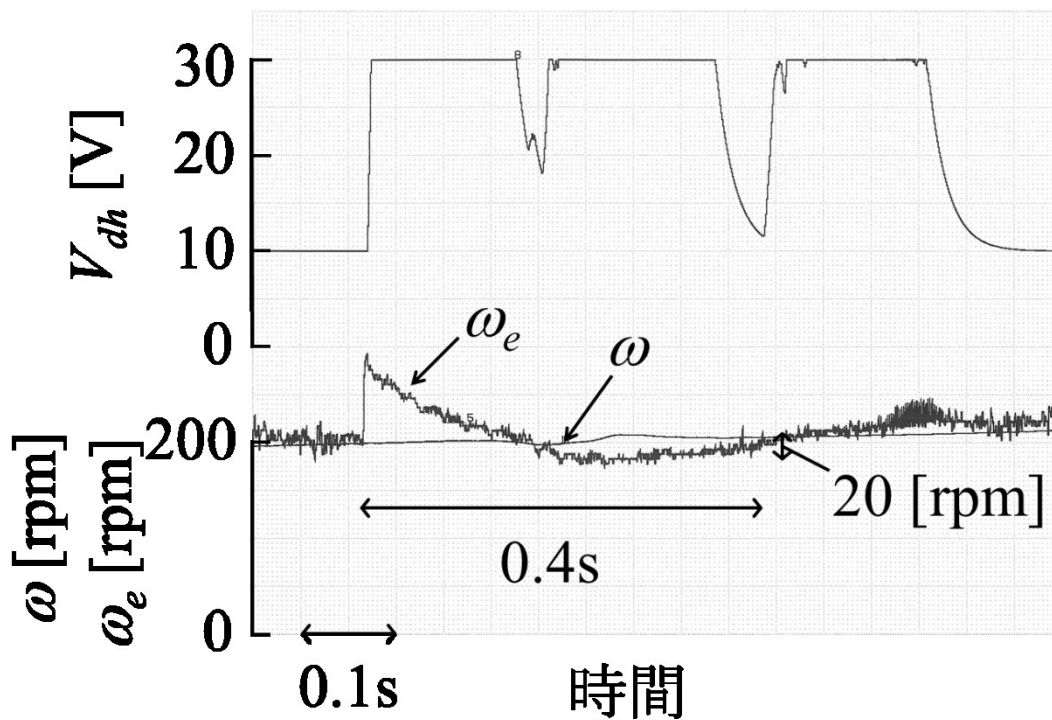


図 2.3.9 提案手法における速度推定値の過渡変化に対する応答波形

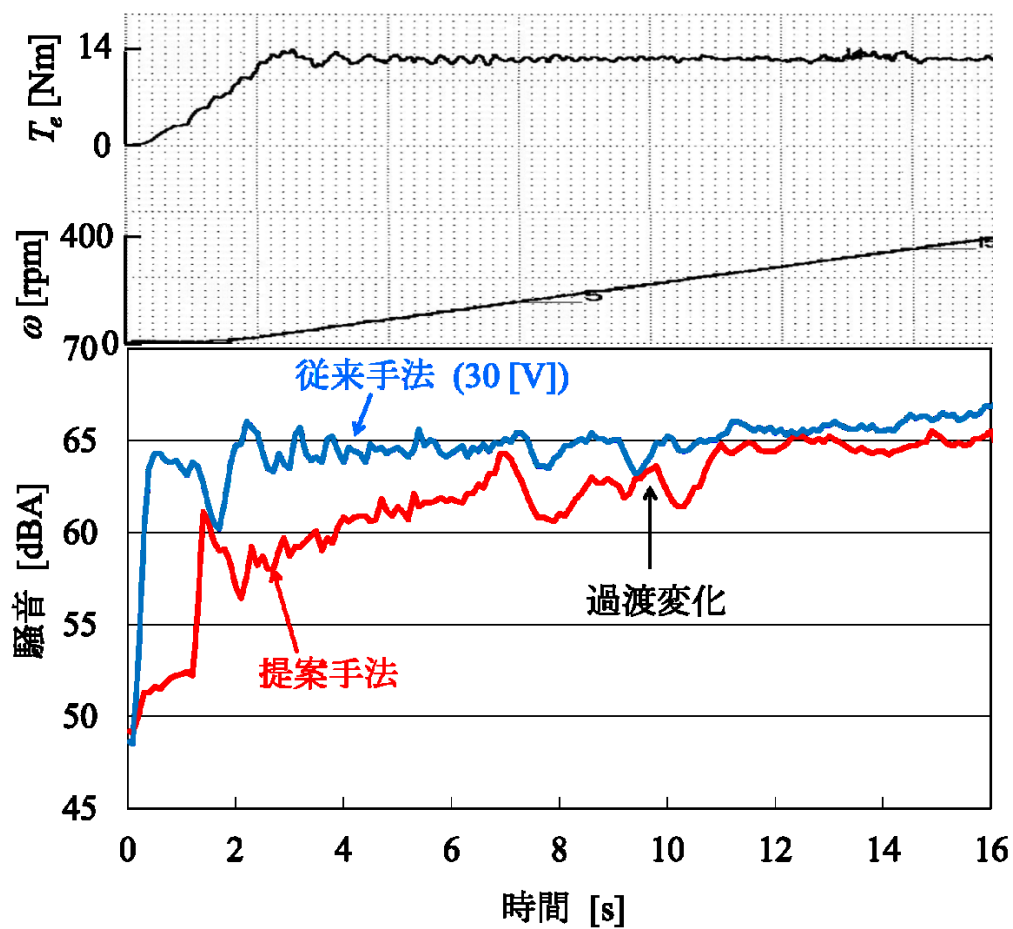


図 2.3.10 騒音測定結果

2.4 騒音の評価について

一般的に、鉄道車両用モータの製品試験における騒音測定方法については、IEC60349-2[2.24]で規定されており、各モータの騒音を定量的に評価することができる。しかし、制御手法による電磁騒音の評価を実施するにあたっては、モータの機械特性の影響が大きく、また、電磁騒音評価用のベンチマークモータがないため、各論文で発表されている試験結果を定量的に判断することができない。そこで、本論文では、電磁騒音の評価に関して同一の試験機において、複数の手法を用いた騒音を実測することで、提案手法の有効性を確認している。騒音を相対的に評価する場合、一般的には、オーバーオール値と呼ばれる全ての成分の合計値で評価する。オーバーオール値を 3 [dBA]低減した場合、音圧レベルが約 50 [%]低減するため、一般的に、多くの人が騒音の低減効果を実感するとされている。本論文の結果では、2.2 節では約 5.2 [dBA]、2.3 節では約 3 [dBA]のオーバーオール値の低減効果を確認している。この数値を音圧レベルで表すと、2.2 節では従来手法に対して約 30 [%]（70 [%]低減）、2.3 節では従来手法に対して約 50 [%]（50 [%]低減）の音圧レベルを実現できており、それぞれ多くの人が騒音の低減効果を実感すると考えられる。

2.5 本章のまとめと今後の展望

PMSM ドライブシステムの問題点の1つである電磁騒音のうち、制御に起因して発生する①「インバータのスイッチングによって発生する PWM 高調波電流による騒音」と、②「回転角を推定するために重畳する高周波電流による騒音」の2種類について分析し、騒音を低減する手法を開発した。本章で得られた知見と今後の展望をまとめると、以下のようになる。

- (1) 「インバータのスイッチングによって発生する PWM 高調波電流による騒音」の低減を目的として、キャリア周波数成分を分散できる手法として知られている RPWM で発生する高調波電流を定式化した。これにより、RPWM では、選択範囲の最小周波数と最大周波数の時間平均の周波数付近で高調波振幅が最大となる高調波電流が発生することを明らかにした。さらに、導出した定式をもとに、機械共振点を避けるように高調波成分を発生できる手法として、新しいキャリア分散手法を提案した。提案手法では、2つのキャリア周波数からキャリア周波数を選択し、両周波数間の変移確率によって高調波成分を制御する新しいキャリア分散手法である。ミニモデルを用いた騒音測定試験によって、提案手法は機械共振点を避けて特定周波数の発生を抑制できる効果があることが確認できた。本研究の成果として、耳障りな音を低減できるキャリア分散手法において、機械共振点を避けることで騒音のオーバーオール値の低減も実現することができた。なお、本方式は既に鉄道車両用 PMSM ドライブシステムに適用され、低騒音化に寄与している。騒音低減効果について、例えば、阪急 1000 系において騒音低減技術として、本技術の適用が PR される[2. 25]等、適用先からも高評価をいただいている。今後の展望として、本方式は鉄道車両用 PMSM ドライブシステムに限らず、PWM を用いた半導体電力変換装置に適用することが可能であるため、他分野への展開が期待できる。また、本方式では PWM 高調波の騒音低減を行っているが、原理的には重畳高周波騒音に対しても同様の騒音低減効果が期待できる。その際、推定精度の維持がポイントとなるため、それを含めた開発が必要となる。
- (2) 「回転角を推定するために重畳する高周波電流による騒音」の低減を目的として、高周波重畳方式における重畳高周波電圧の振幅と騒音、回転角・速度の推定精度の関係を明らかにした。さらに、重畳高周波電圧の振幅と騒音がトレードオフの関係になること、および、重畳高周波電圧の振幅と回転角・速度の推定精度がトレードオフの関係になることに着目して、定常時には重畳高周波電圧の振幅を小さくし、電流過渡変化時にのみ重畳高周波電圧の振幅を大きくすることで、回転角・速度推定精度を低下させずに、運転中全般としての騒音を低減する手法を提案した。シミュレーションおよびミニモデル検証によって、提案手法は定常的な低騒音化と過渡的な安定性の両立が実現できることが確認できた。本研究の成果として、低速域のセンサレス制御として広く知られている高周波重畳方式において、鉄道車両用ドライブシステムに要求さ

れる過渡安定性を満たしながら、定常的な低騒音化を実現することができた。今後の展望として、本方式は鉄道車両用 PMSM ドライブシステムに限らず、一般産業用、自動車用等、全ての PMSM ドライブシステムに適用が可能であるため、他分野への展開が期待できる。

第3章 PRM における初期磁極極性推定法

3.1 本章の概要

本章では PRM における初期磁極極性推定法について述べる。2.3 節で説明したように、鉄道車両用 PRM ドライブシステムにおける回転角センサレス制御では、停止・極低速域において磁気突極性を利用した高周波電圧重畳方式が利用されている[3. 1]-[3. 11]。磁気突極性を利用した方式では、原理的に磁極の極性の判別をすることが出来ないため、初期回転角を推定した際に、磁極の極性判別を合わせて実施する必要がある。極性判別法としては、磁気飽和を利用する方法が広く用いられており、一般的に、図 3. 1. 1 に示すように磁石磁束によって磁気飽和が生じて磁石の N 極方向のインダクタンスが低下することを利用して磁極の極性を判別している[3. 2]-[3. 11]。しかし、V 字の磁石配置を特徴とする PRM では、通常の埋め込み型 PMSM (Interior PMSM ; IPMSM) とインダクタンスの磁気飽和特性（本論文では、インダクタンス特性と呼ぶ。）が異なり、図 3. 1. 2 に示すように N 極方向に極大点を持つことが試験的にわかってきた。本特性については、国内外を問わず研究がなされておらずその原因は明らかになっていない。

この特性の原因を明らかにしモータ設計に反映しなければ、モータ製造後に磁極極性判別が実現できず、最悪の場合、モータの設計・製造をやり直す必要が生じる。また、PRM のインダクタンス特性が明らかになれば、それを有効活用した新たな判別法を提案でき、モータ設計における制御による制約を無くすことにつながる。

そこで、本章では、PRM において極性判別法で利用するインダクタンスが図 3. 1. 2 のような特性を示す理由を、電磁界解析によって明らかにする[3. 12]。さらに、本特性を利用して、極性判別に用いる電流量を低減した極性判別法を提案し、ミニモデル試験により有効性を確認する[3. 13][3. 14]。

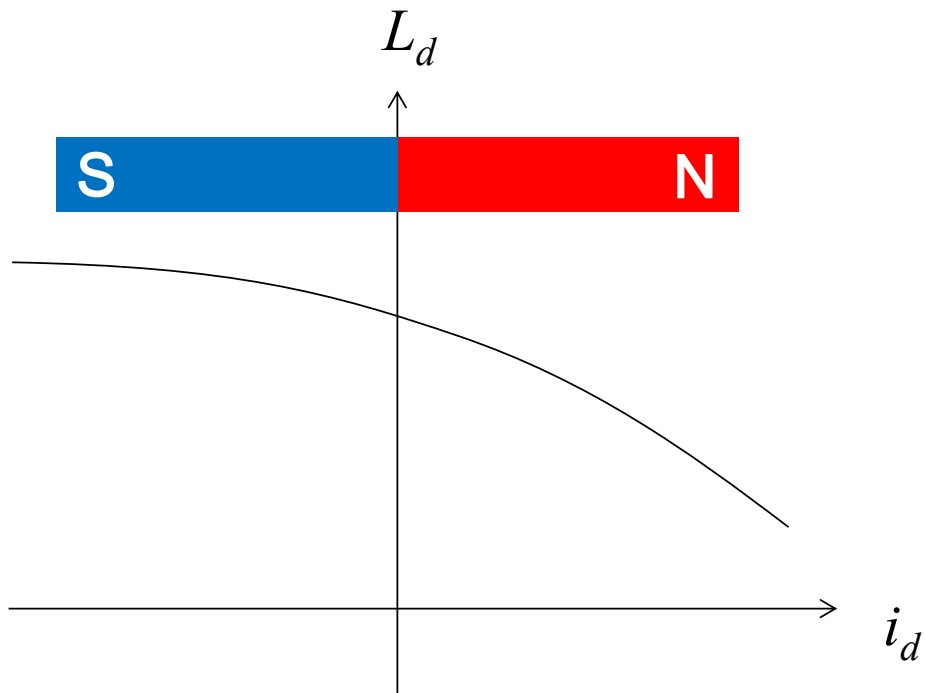


図 3.1.1 IPMSM のインダクタンス特性

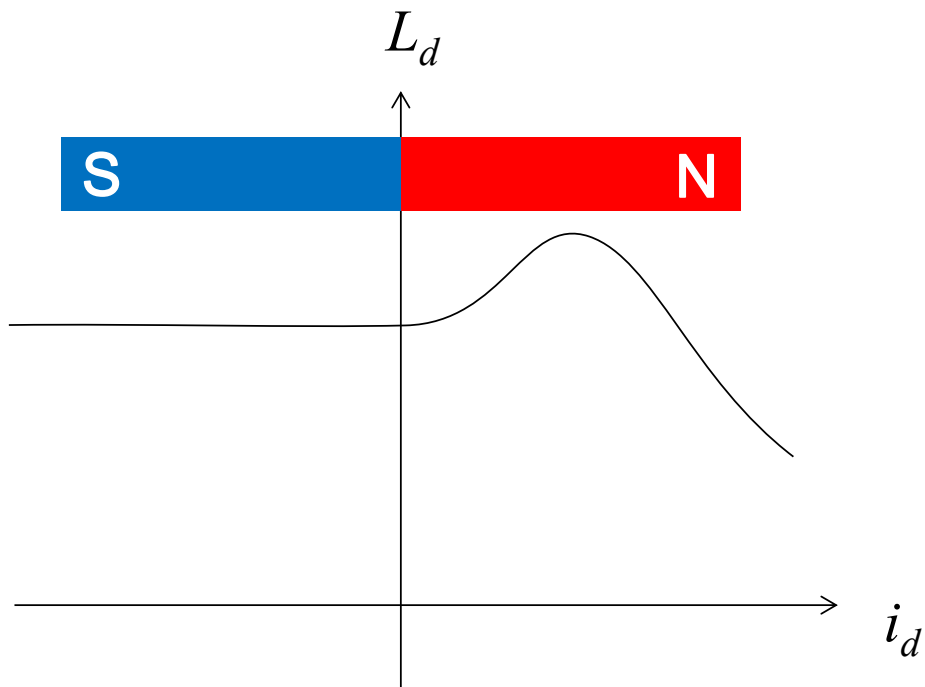


図 3.1.2 PRM のインダクタンス特性

3.2 PRM におけるインダクタンス特性

本節では、PRM において、図 3.1.2 のようなインダクタンス特性を示す理由を電磁界解析によって明らかにする。さらに、モータの材質が本インダクタンス特性に与える影響を確認する。

3.2.1 検討対象モータ

本論文では参考文献[3.15]で示された 6 極の PRM を用いる。図 3.2.1 に、モータの概略断面形状を示す。モータ定格は 400 [V], 90 [kW], 1500 [rpm] であり、極数は 6 極である。ロータ鉄心は、永久磁石を V 字状に配置し、リラクタンストルクが大きい PRM の鉄心形状としている。磁石の開き角については、140 [deg] とし、磁石厚さは 10 [mm]、鉄心のブリッジ部の幅は、センター部、磁石外周側ともに 2 [mm] である。

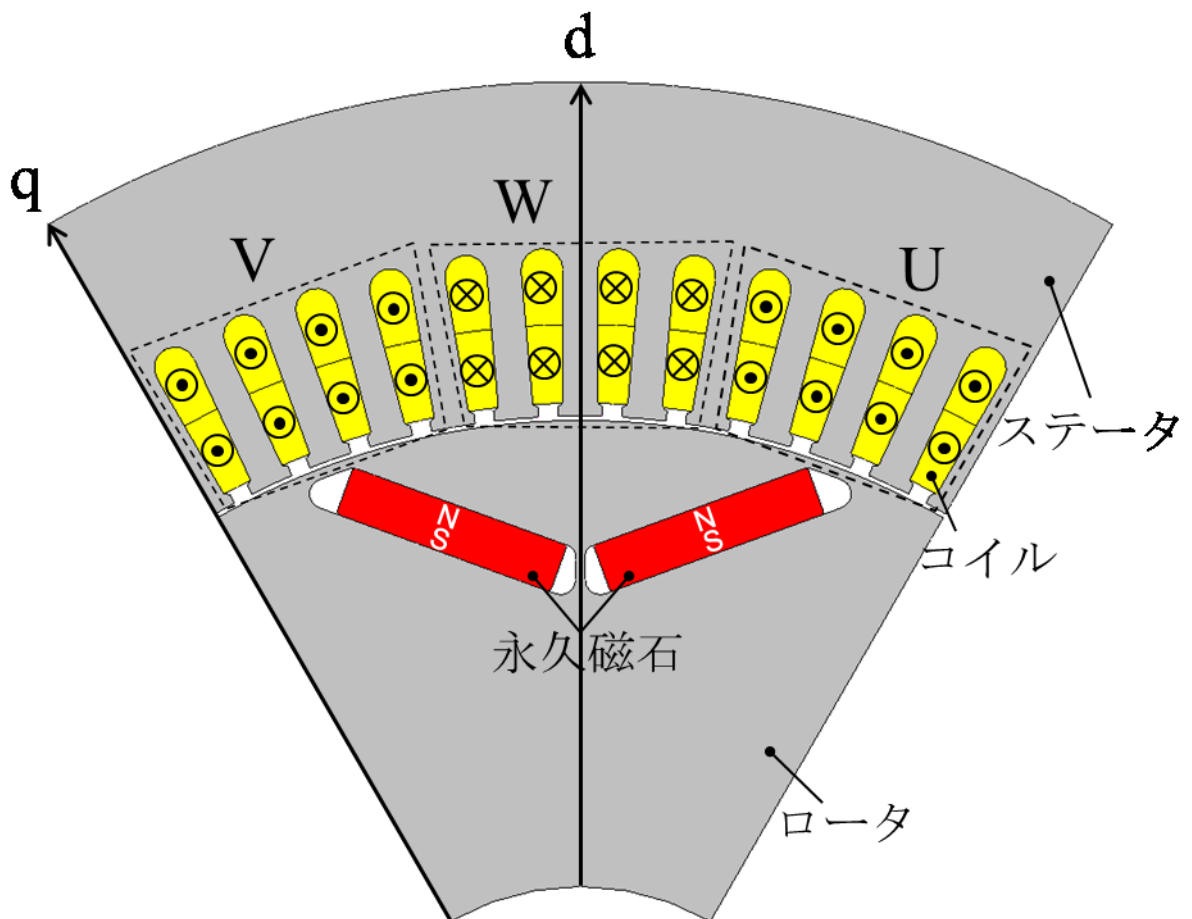


図 3.2.1 電磁界解析に用いる対象 PRM の概略断面図

3.2.2 インダクタンス特性の計算方法[3. 16]

磁気飽和と d-q 軸間の相互干渉を考慮した IPMSM の電圧方程式を次式に示す。磁気飽和を利用して極性判別を実施しているため、本章では磁気飽和を考慮した電圧方程式を用いる。

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_m + pL_{dh} & -\omega L_q + pL_{dqh} \\ \omega L_d + pL_{qdh} & R_m + pL_{qh} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \Phi_f \omega \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (3.2.1)$$

ここで、 v_d, v_q は d-q 軸電機子電圧、 i_d, i_q は d-q 軸電機子電流、 R_m は巻線抵抗、 L_d, L_q は d-q 軸インダクタンス、 L_{dh}, L_{qh} は d-q 軸微分インダクタンス、 L_{dqh}, L_{qdh} は d-q 軸間相互干渉の微分インダクタンス、 ω は d-q 軸ロータ角速度、 Φ_f は磁石磁束係数、 $p (=d/dt)$ は微分演算子である。

極性判別では、d 軸電流 i_d に応じて d 軸微分インダクタンス L_{dh} が変化することを利用して磁極の極性を判別している。したがって、d 軸電流と d 軸微分インダクタンスの関係を確認する。d 軸微分インダクタンス L_{dh} は次式にて計算するものとする。

$$L_{dh} = \frac{\lambda_d(i_d + \Delta i_d, i_q) - \lambda_d(i_d - \Delta i_d, i_q)}{2\Delta i_d} \quad (3.2.2)$$

ここで、 λ_d は有限要素法で得られた d 軸鎖交磁束数とする。

なお、極性判別時には q 軸電流 i_q は 0 にして計算するのが一般的であるため、q 軸電流 i_q は 0 として電磁界解析を実施する。また、 Δi_d は重畳する高周波電流を想定し、d 軸電流 i_d を中心に ± 30 [A] ($\Delta i_d = 30$ [A]) とする。計算には市販の電磁界解析ソフトウェア JMAG を用いた。

3.2.3 インダクタンス特性の解析結果

d 軸電流 i_d と d 軸微分インダクタンス L_{dh} の関係を図 3.2.2 に示す。解析対象とした PRM では d 軸電流を正の方向に流すとインダクタンスが増加していき、(b) 点で極大値を持って、そこから減少していくことが確認できた。この特性は、通常の IPMSM とは異なった特性であり、試験で得られた特性と同様の傾向である。以下でその理由を検討する。

図 3.2.3 に (a) $i_d = 0$ [A]、(b) $i_d = 125$ [A]、(c) $i_d = 250$ [A] における磁束密度分布を、図 3.2.4 にその際の磁束線の分布をそれぞれ示す。(a) $i_d = 0$ [A] では磁石磁束のロータ内部ループにより、丸で囲んだ中央と外周のブリッジ部が飽和しているため、 L_{dh} が小さくなっていると考えられる。d 軸に電流を流していくと、磁石磁束はステータを通るようになり、ロータ内部のループは減少し、その結果、(b) $i_d = 125$ [A] ではブリッジ部の磁気飽和が緩和され、 L_{dh} が大きくなる。さらに、d 軸電流を大きくしていくと、(c) $i_d = 250$ [A] ではステータ側の磁路が飽和していき、 L_{dh} が小さくなっていく。これにより、図 3.2.2 に示したようなインダクタンス特性を示すと考えられる。

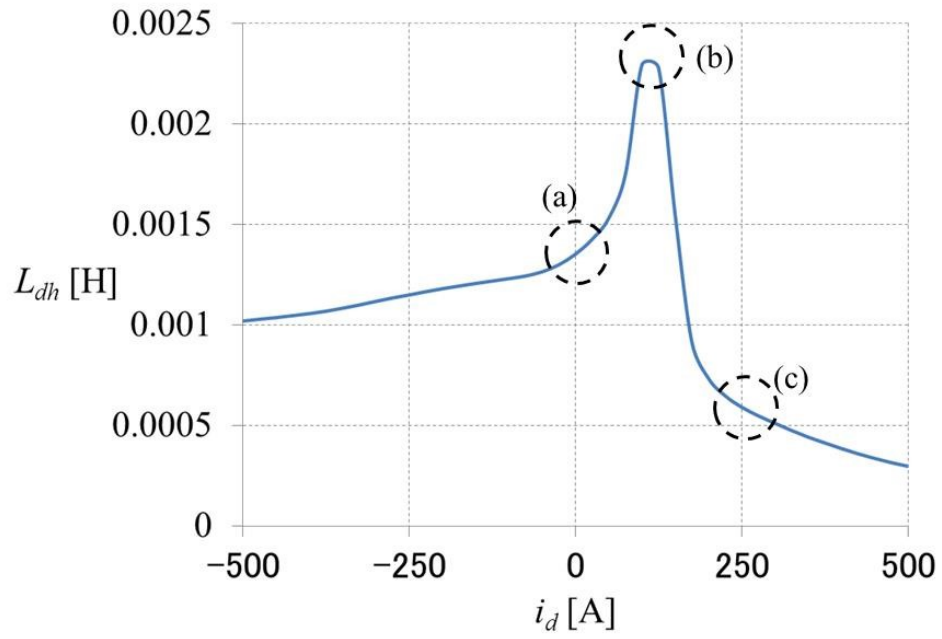


図 3. 2. 2 対象 PRM の d 軸微分インダクタンス特性

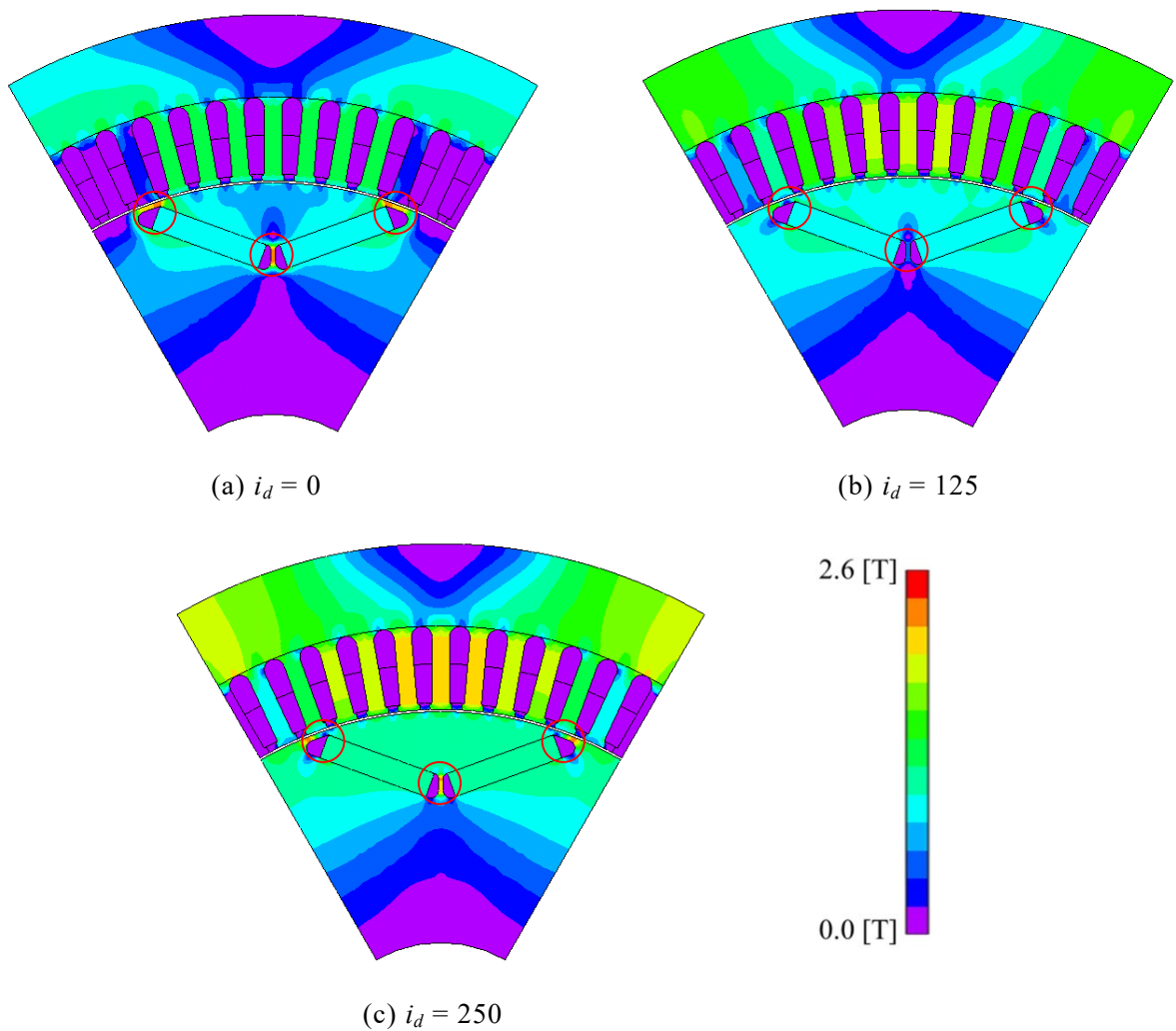


図 3. 2. 3 d 軸電流による磁束密度分布の変化

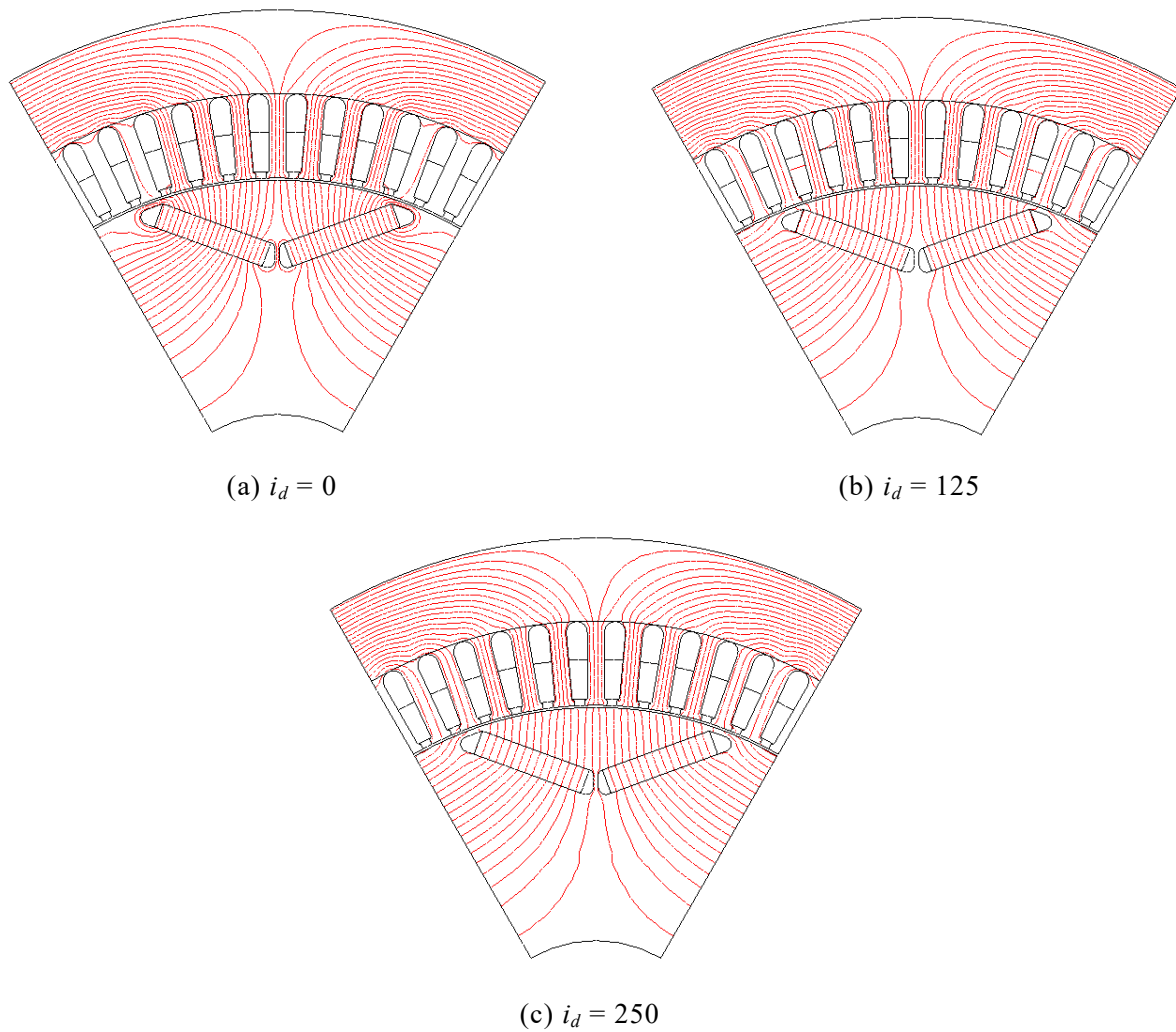


図 3.2.4 d 軸電流による磁束密度線の変化

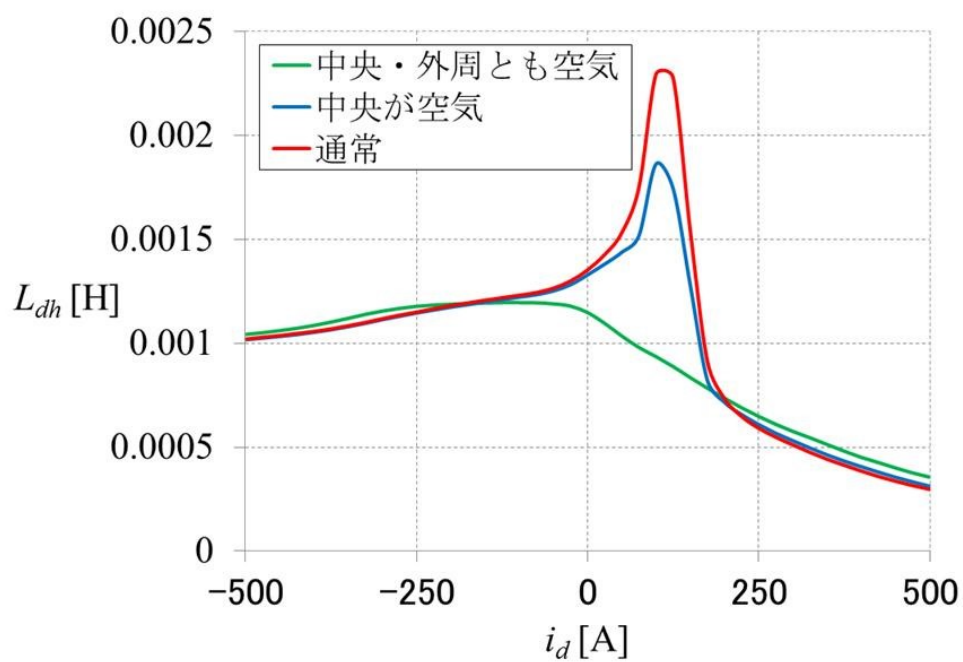


図 3.2.5 ブリッジ部の材料を空気にした場合の d 軸微分インダクタンス特性

図 3.2.3 の丸で囲んだ中央と外周のブリッジ部の飽和によって、インダクタンス特性が変化していることを確認するために、各ブリッジ部を空気に変更して電磁界解析を行った。図 3.2.5 に中央ブリッジ部を空気にした場合、中央と外周の両方のブリッジ部を空気にした場合の d 軸微分インダクタンス特性を示す。図 3.2.5 より中央ブリッジ部を空気にすると(b)点での極大点が小さくなり、さらに、外周ブリッジ部まで空気にすると正の方向に極大点が無くなることが確認できる。このことから、PRM において図 3.2.2 のようなインダクタンス特性を示すのは、両方のブリッジ部の磁気飽和が影響していることがわかる。

3.2.4 インダクタンス特性の考察

3.2.3 項で、ロータのブリッジ部の磁気飽和によって d 軸微分インダクタンス特性に極大点が表れることを説明した。本項では、ロータ、ステータの材質によって、インダクタンス特性がどのように変化するかを明らかにする。

ロータとステータそれぞれの磁気飽和の影響を明らかにするために、ロータ、ステータそれぞれの鉄心を線形材料（比透磁率=7000）に変更する。また、磁石による磁気飽和の影響を確認するために、磁石有りとし（磁石部を空気とする）での比較を実施した。図 3.2.6 にロータの磁気飽和の特性（ステータを線形材料にした特性）を、図 3.2.7 にステータの磁気飽和の特性（ロータを線形材料にした特性）を、それぞれ示す。なお、ロータの鉄心の全てを線形材料にすると、ブリッジ部が飽和せずに、ステータの特性を確認できないため、図 3.2.7 ではブリッジ部は空気にしてブリッジ部の飽和を模擬して解析を実施している。

図 3.2.6 より、ロータ側では、磁石磁束によってインダクタンス特性が正方向（N 極方向）にシフトすることになる。これは、磁石磁束のロータ内部ループによる影響である。すなわち、d 軸電流が 0 [A]の時には、磁石によるロータ内部ループによってブリッジ部が飽和することにより、d 軸インダクタンスは減少している。d 軸電流を正方向に流していくと、ステータ側を通る磁束が増えていき、磁石磁束とステータ側の磁束が一致するところで磁石磁束のループは全てステータを通るループとなり、磁石によるロータ内部ループが無くなり、結果としてブリッジ部の飽和が緩和されて極大点を取る。この時、ピーク値が磁石無しよりも減少するのは、ブリッジ部以外の磁路の磁気飽和による影響である。

図 3.2.7 より、ステータ側では、一般的な IPMSM で想定しているように、磁石が無い状態と比較して磁石磁束分だけインダクタンス特性がマイナス d 軸電流方向（以下、S 極方向）にシフトする。また、シフトしたことにより、プラス d 軸電流方向（以下、N 極方向）では単調減少する特性を示す。この時、S 極方向にシフトする量は電流が 0 [A]の状態ステータ側をループする磁石磁束量によって決まる。すなわち、ステータ側に流れる磁石磁束量分だけ S 極方向にシフトする特性となる。なお、電流 0 [A]の状態磁石磁束はロータ側よりもステータ側をループする量が多いので、図 3.2.6 で N 極方向にシフトする

量よりも図 3.2.7 で S 極方向にシフトする量の方が多くなる。以上のロータとステータのインダクタンス特性を合わせて図 3.2.2 に示したインダクタンス特性が決定される。したがって、ロータ側のインダクタンスの極大点でステータ側の飽和が小さいと、N 極方向で極大点を持つ特性となる。

次に、鉄心を低損失材料（飽和磁束密度の小さな材料）に変更して影響を確認する。図 3.2.8 にロータの磁気飽和の特性を、図 3.2.9 にステータの磁気飽和の特性を、図 3.2.10 にモータ全体での磁気飽和の特性をそれぞれ示す。図 3.2.8 より、低損失材料では磁気飽和が生じやすくなるため、極大点においてブリッジ部以外の磁気飽和が進み、ピーク値が減少する。また、図 3.2.9 より、低損失材料では磁気飽和が生じやすくなるため、磁石磁束による S 極方向へのシフトが大きくなっている。以上の 2 つの特性から、図 3.2.10 に示すように極大点でのインダクタンスが減少することになる。

最後に、磁石を磁力の高い磁石に変更して影響を確認する。図 3.2.11 にロータの磁気飽和の特性を、図 3.2.12 にステータの磁気飽和の特性を、図 3.2.13 にモータ全体での磁気飽和の特性をそれぞれ示す。図 3.2.11 より、高磁力磁石では磁気飽和が生じやすくなるため、極大点においてブリッジ部以外の磁気飽和が進み、ピーク値が減少する。また、磁石磁束量が増えるので、ステータ側の磁束と一致する電流が増えて、N 極方向にシフトする量が大きくなる。また、図 3.2.12 より、高磁力磁石では磁気飽和が生じやすくなるため、磁石磁束による S 極方向へのシフトが大きくなっている。以上の 2 つの特性から、図 3.2.13 に示すように極大点でのインダクタンスが減少し、極大点の位置も N 極方向に移動することになる。

以上をまとめて、表 3.2.1 に材料による特性への影響を示す。表 3.2.1 より極大点の位置 (i_d) はロータ側の特性によって決まることがわかる。これは、磁石によるロータ内部ループが完全に無くなる時（ステータ側の磁束と完全に一致する時）の i_d で d 軸インダクタンスが最大となるためである。また、ステータ側の特性は極大点のピーク値 (L_{dh}) に大きく影響を与える。極大点での L_{dh} はステータ側の磁気飽和が支配的であるためである。一方、材料に着目すると、鉄心材料は極大点の位置 (i_d) には影響せず、ピーク値 (L_{dh}) にのみ影響を与える。それに対して、磁石材料は極大点の位置 (i_d)、ピーク値 (L_{dh}) の両方に影響を与える。

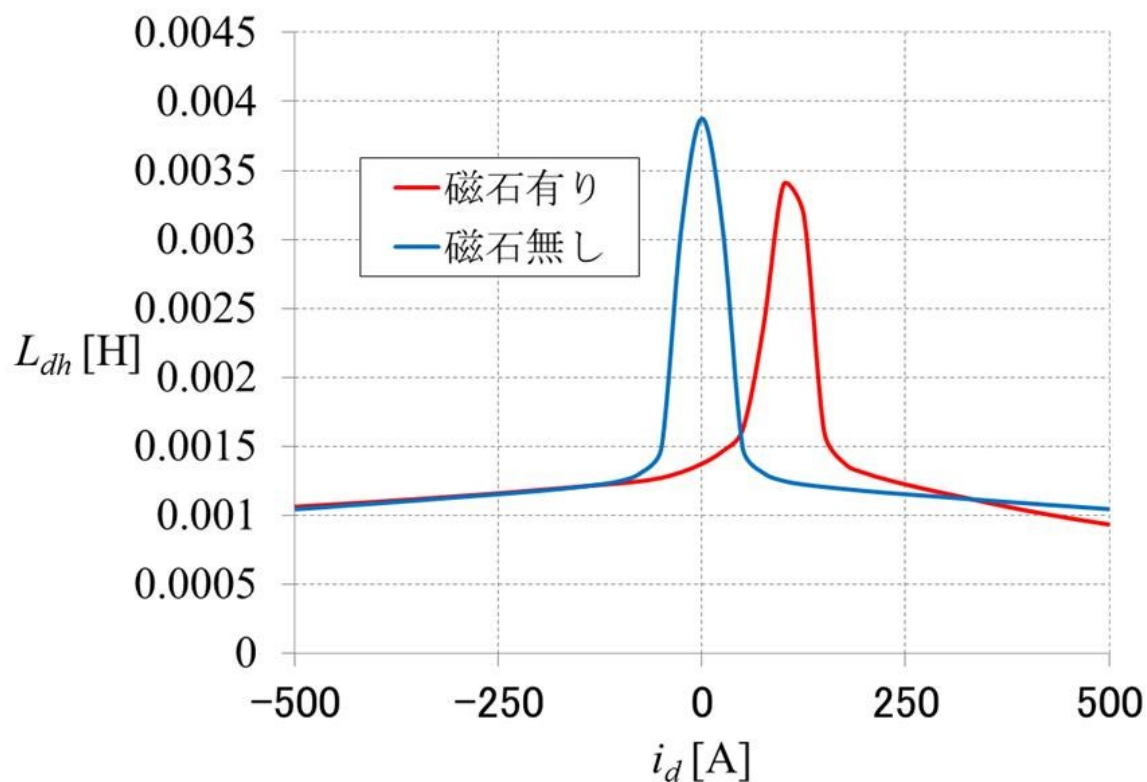


図 3. 2. 6 ロータの d 軸微分インダクタンス特性

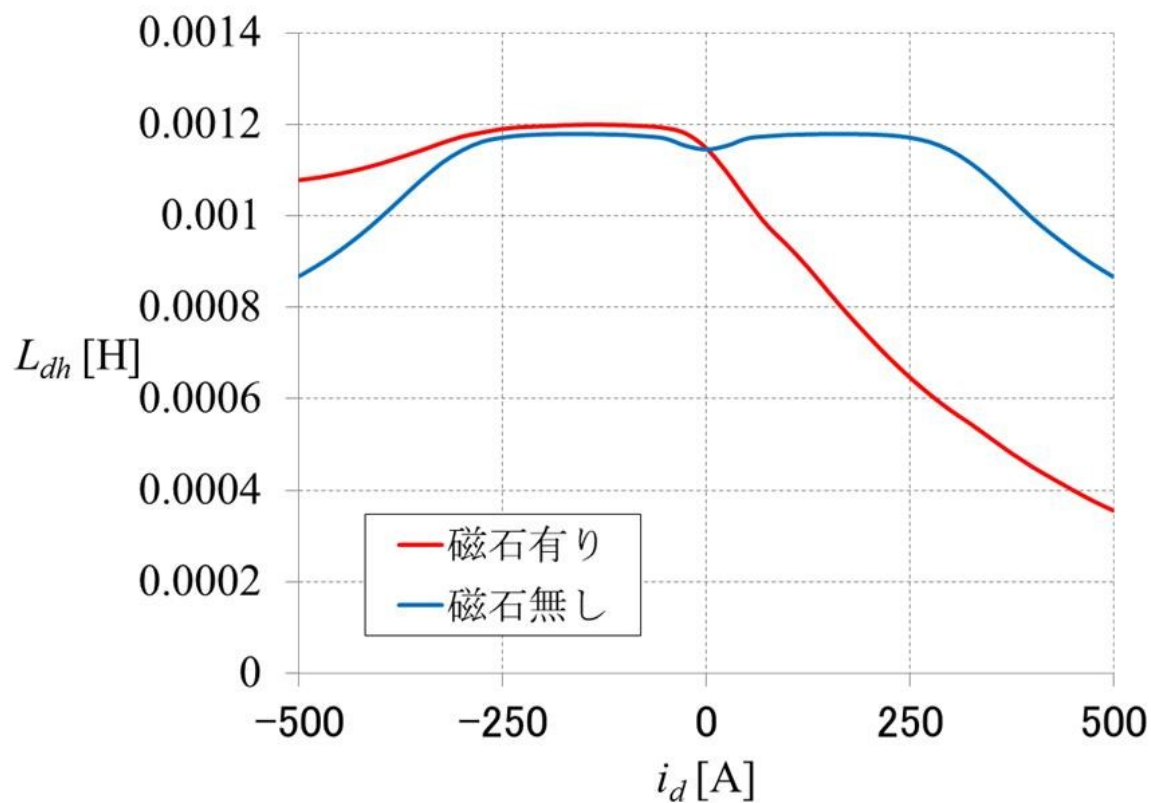


図 3. 2. 7 ステータの d 軸微分インダクタンス特性

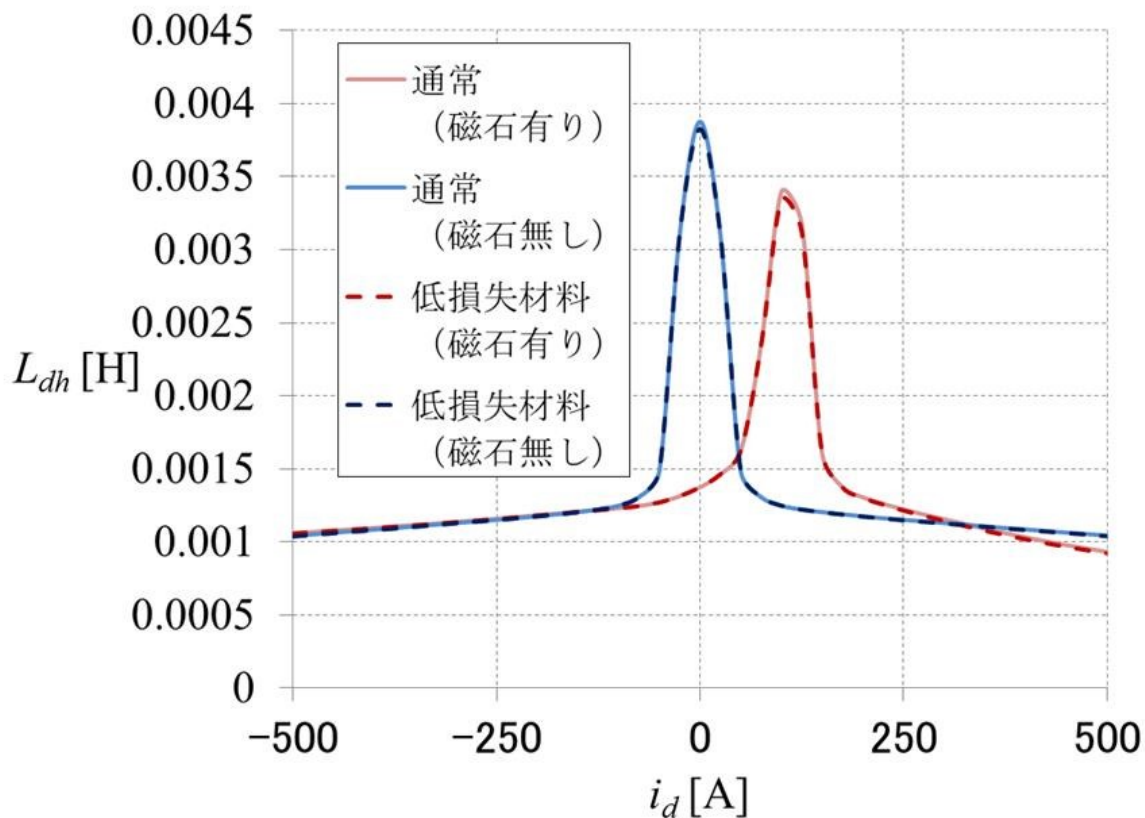


図 3.2.8 低損失材料を用いた時のロータの d 軸微分インダクタンス特性

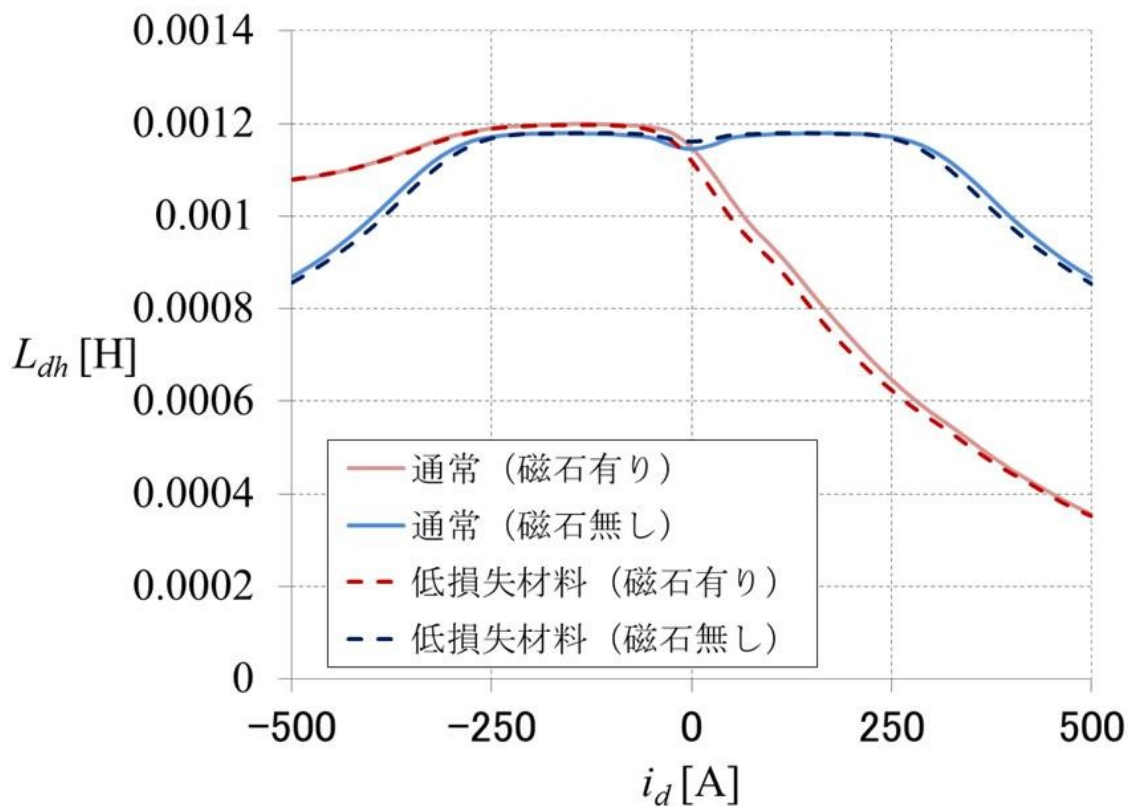


図 3.2.9 低損失材料を用いた時のステータの d 軸微分インダクタンス特性

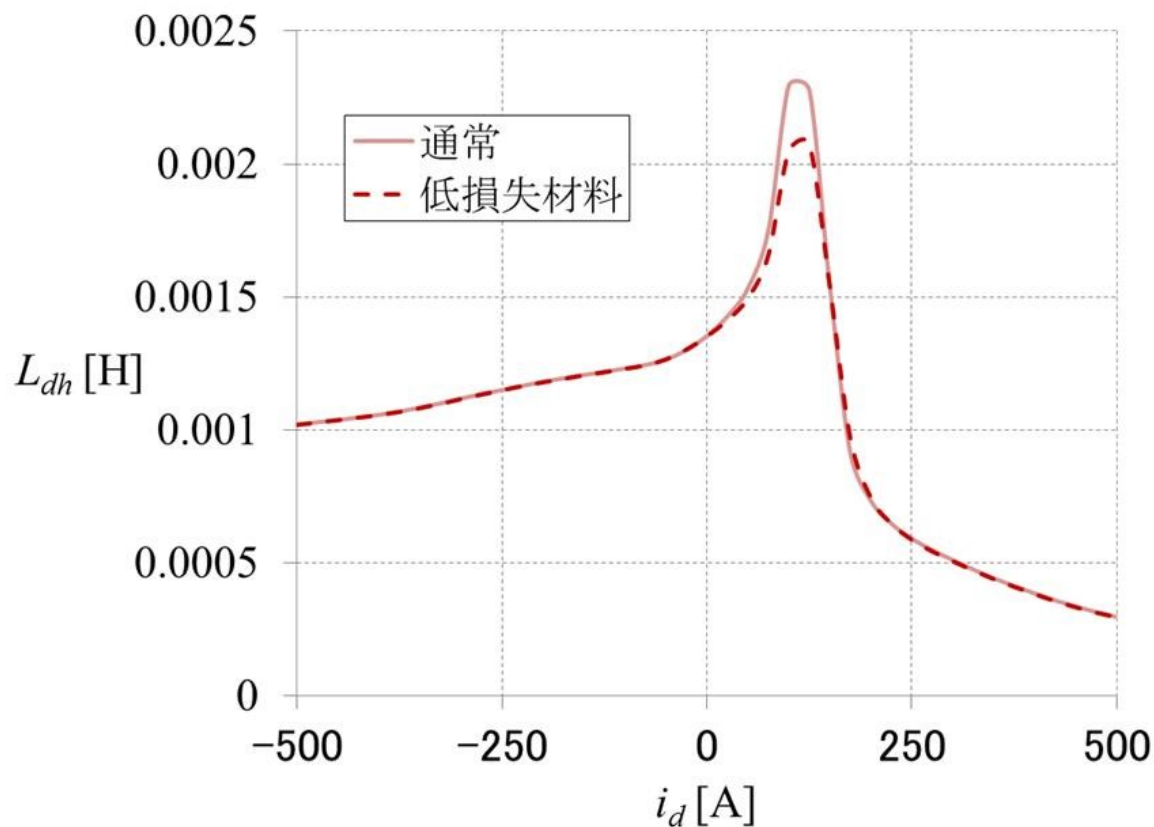


図 3. 2. 10 低損失材料を用いた時のモータ全体の d 軸微分インダクタンス特性

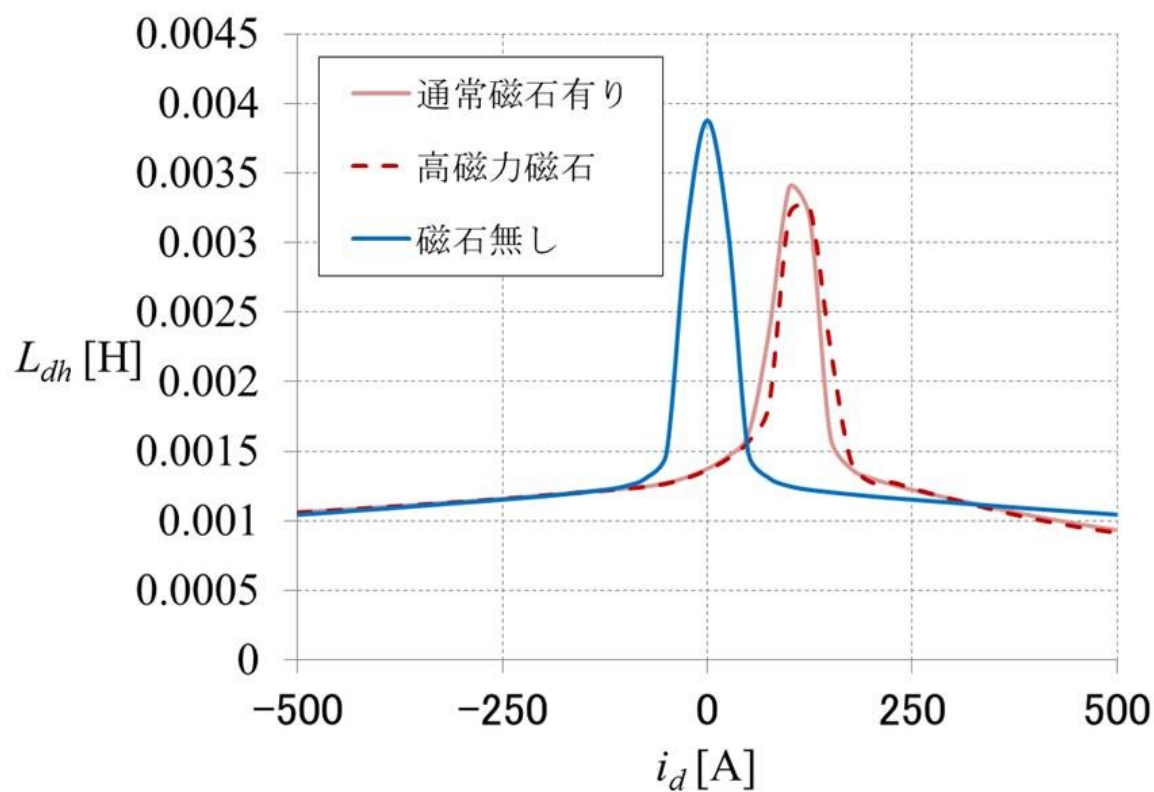


図 3. 2. 11 高磁力磁石を用いた時のロータの d 軸微分インダクタンス特性

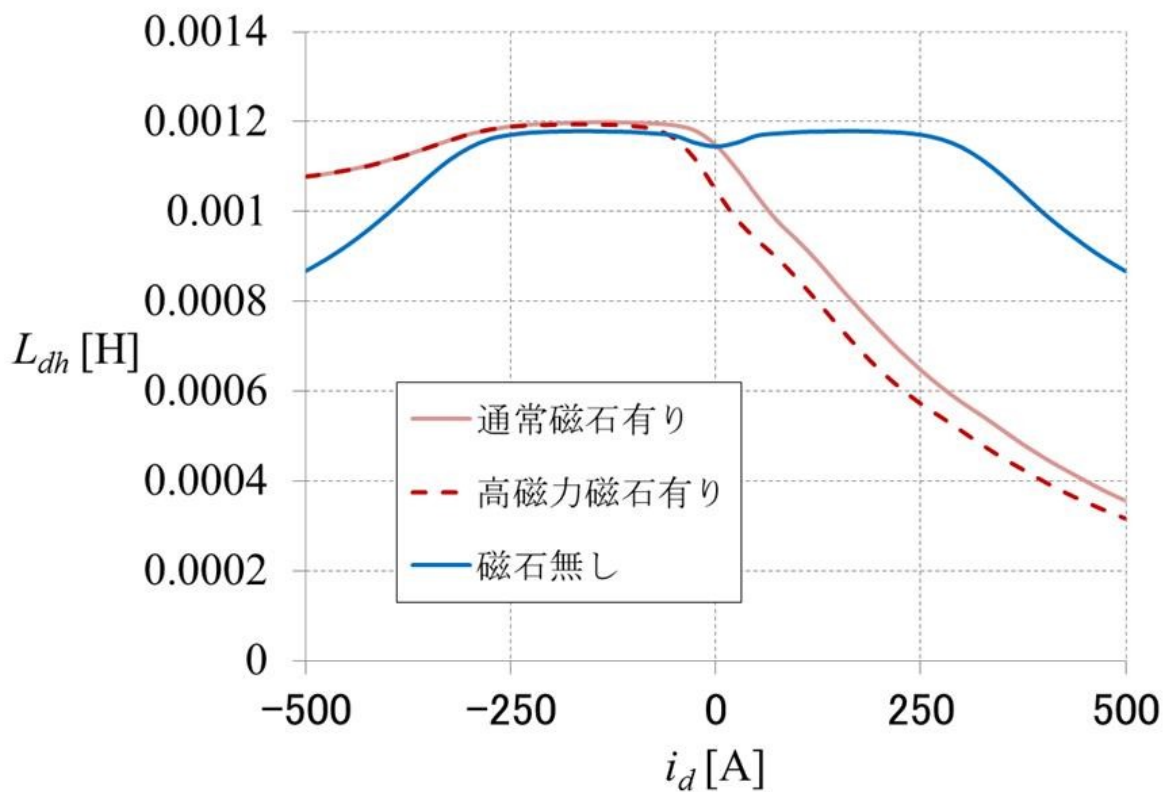


図 3.2.12 高磁力磁石を用いた時のステータの d 軸微分インダクタンス特性

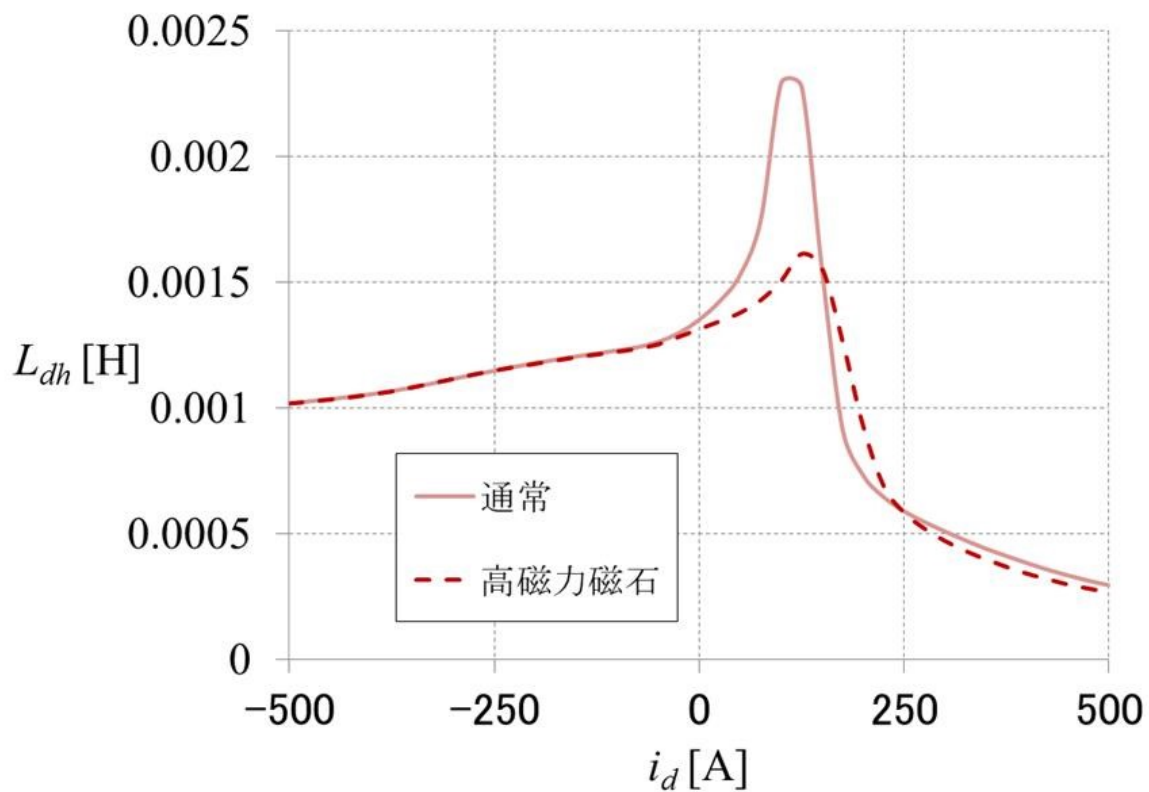


図 3.2.13 高磁力磁石を用いた時のモータ全体の d 軸微分インダクタンス特性

表 3.2.1 PRM のインダクタンス特性に材料が与える影響

	ロータ特性		ステータ特性		モータ全体の特性	
	極大点でのインダクタンス	シフト量	極大点でのインダクタンス	シフト量	極大点でのインダクタンス	極大点での d 軸電流
低損失材料	減少	変化なし		負方向に増加	減少	変化なし
高磁力磁石	減少	正方向に増加		負方向に増加	減少	正方向に増加

3.3 PRM に適した磁極極性判別法

本節では、前節で示した PRM のインダクタンス特性を利用した新しい磁極極性判別法を提案し、ミニモデル試験によって有効性を確認する。

3.3.1 提案手法の原理

前節で示したように、PRM では磁石の内部ループにより、N 極方向に d 軸インダクタンスの極大点を持つ。本特性を利用すれば、ステータが磁気飽和するまで電流を流す必要が無くなるため、極性判別に用いる電流量を低減することができ、低騒音化につながると考えられる。

文献[3. 2]に示された磁気飽和を用いる極性判別法では、d 軸方向に正負のバイアス電流を流しこみ、さらに、d 軸方向に高周波電流を流す。その時、正負それぞれのバイアス電流を流したときの高周波電流の振幅から N 極と S 極を判別している。この時、図 3. 3. 1 に示したように、永久磁石磁束と同一方向の磁束を作る方向（即ち N 極）にバイアス電流を流した際には磁気飽和により d 軸インダクタンスが減少して、逆方向（即ち S 極）にバイアス電流を流した時よりも d 軸インダクタンスが減少する原理を利用している[3. 2]。

本項では、d 軸インダクタンスの極大点を利用した極性判別法を提案する。d 軸方向に正負のバイアス電流を流しこみ、高周波電流の振幅から N 極と S 極を判別するのは同じであるが、本提案手法では、図 3. 3. 2 のようにバイアス電流 I_{bias} を d 軸インダクタンスの極大点に設定し、N 極方向の d 軸インダクタンスが S 極方向の d 軸インダクタンスより ΔL_{dh} 増加する原理を利用して極性を推定する。したがって、従来手法とは逆に高周波電流の振幅が小さい側が N 極となる。

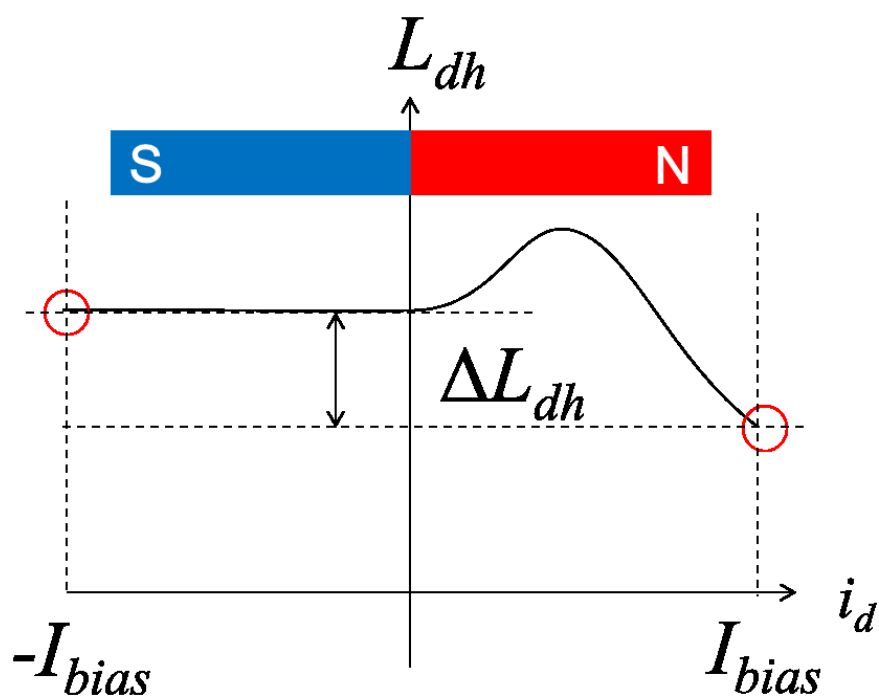


図 3.3.1 従来の磁極極性判別法

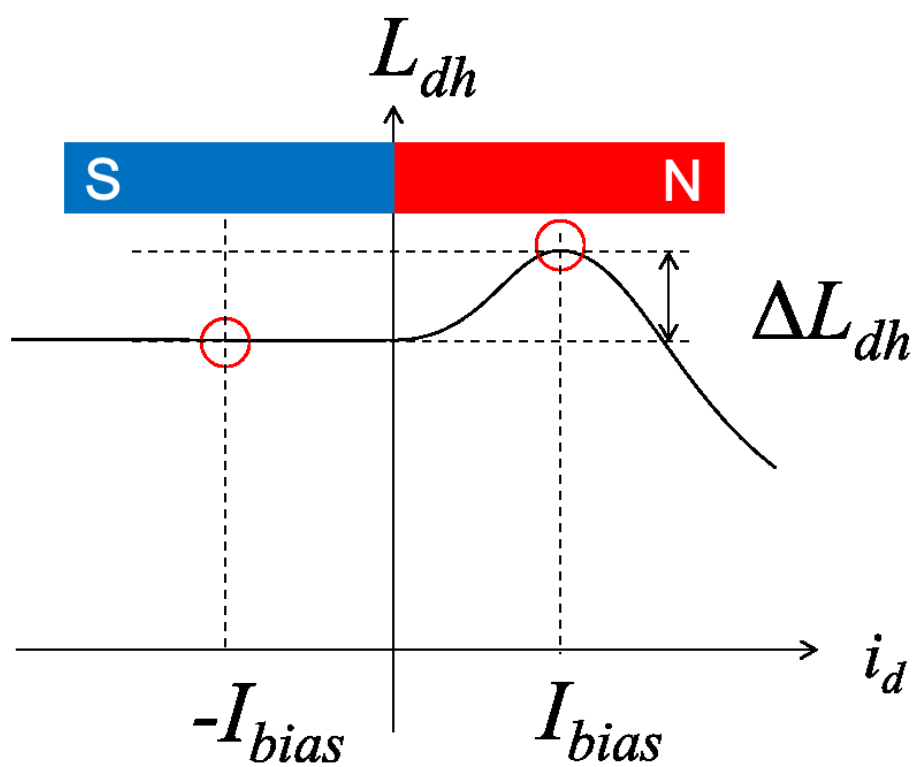


図 3.3.2 提案した磁極極性判別法

3.3.2 実験検証

3.2 節で電磁界解析によって明らかにしたインダクタンス特性および、本節で提案した極性判別法の有効性を実験によって明らかにする。

試験条件を表 3.3.1 に示す。モータは前節で電磁界解析を行ったモータと同様に V 字磁石配置を持つモータとし、重畳する高周波電流の振幅は $i_d = 0$ [%] で最大電流（モータ設計上許容される最大電流）の 10 [%] となるように重畳高周波電圧を調整した。なお、重畳高周波電圧の周波数については、自動車用途、産業用途で一般的に用いられる周波数を参考に設定した。また、重畳高周波電圧の振幅は、自動車用途、電車用途、産業用途で一般的に用いられる振幅を参考に設定した。

図 3.3.3 に試験機において、d 軸バイアス電流を変化させながら d 軸高周波電流の振幅を確認した結果を示す。ここで、 I_{dh} は d 軸高周波電流の振幅（最大電流を 100 [%] とする）、 i_d は重畳した d 軸バイアス電流（最大電流を 100 [%] とする）をそれぞれ表す。高周波電流の振幅は d 軸インダクタンスの逆数に比例するため、N 極方向に極小点が表れている。このことから、電磁界解析で示したように PRM では N 極方向（ i_d 正方向）に極大点を持つようなインダクタンス特性を持つことが確認できた。また、極小点（ $i_d = 40$ [%]）の I_{dh} は 6.5 [%] 程度であり、正負対称の点（ $i_d = -40$ [%]）での I_{dh} の 11 [%] に対して十分小さいため、極小点を用いた極性判別を行うことができると考えられる。

図 3.3.3 の極小点に合わせて d 軸バイアス電流を 40 [%] と決定して、提案した極性判別法を用いた試験結果を図 3.3.4、図 3.3.5 に示す。ここで、 $\Delta\theta$ は軸誤差を示す。図 3.3.4、図 3.3.5 より、良好に極性判別が実現できていることが確認できた。試験結果では $\Delta\theta$ に若干の振動が見られるが、 I_{dh} の大きさを比較するには十分の精度が得られており、実用上問題ない。図 3.3.3 より、従来手法を用いて、提案手法と同等の ΔI_{dh} (4.5 [%]) を得るためには、電流を 70 [%] 程度流さなければならず、提案手法によってバイアス電流量を 30 ポイント低減できた。このことから提案手法の有効性を確認できた。なお、従来手法では、d 軸バイアス電流を大きくするほど、 ΔI_{dh} が大きくなり、極性判定の精度を向上することができたが、提案手法では d 軸バイアス電流を適切な値に設定しても精度の向上には限界がある。したがって、提案手法を適用する際には、極小点での I_{dh} が正負対称の点での I_{dh} に対して十分大きいことを留意する必要がある。

本試験においてはミニモデル試験機を用いて有効性の検証を実施したが、実機（鉄道車両用 PRM）を電磁界解析した場合にも同様の特性を示すことから、本提案手法によりバイアス電流量を低減することが可能であると考えられる。なお、3.2.4 項で示したように、全ての PRM において、図 3.3.3 のようなインダクタンス特性を示すわけではない。しかし、インダクタンス特性に極大点を持たない、あるいは極大点のインダクタンスが小さい場合、ステータ側の磁気飽和が強いことを意味する。したがって、その場合には、従来手法を適用可能であると言える。手法選択において、図 3.3.3 のようにインダクタンス特性を測定し、適切な方法を選択することでロータの磁石配置によらずに極性判別が可能となる。

表 3.3.1 実験条件

名前	値
定格出力 [kW]	90
インバータ直流電圧 [V]	200
キャリア周波数 [kHz]	4.0
AD コンバータの分解能 [bit]	12
重畳高周波電圧の周波数 [kHz]	1.0
重畳高周波電流の振幅 [%]	10

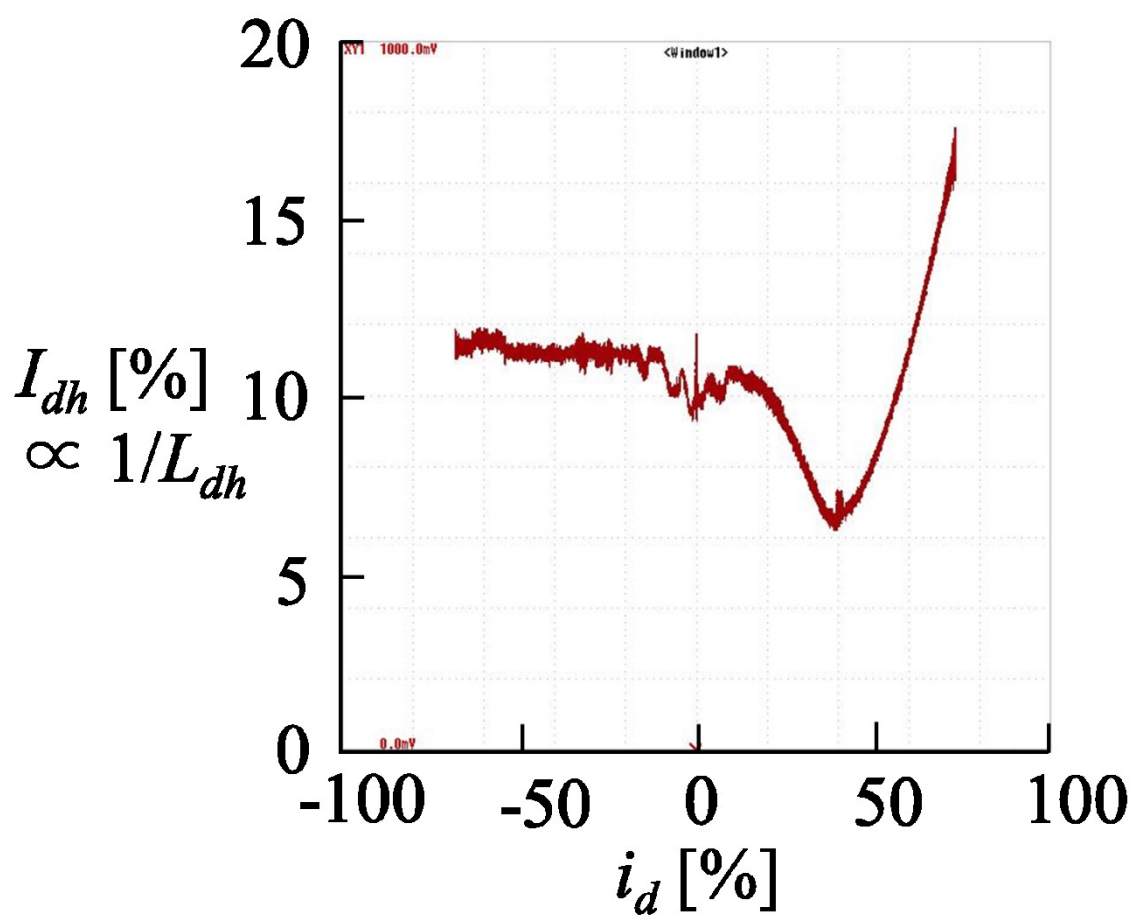


図 3.3.3 試験 PRM における d 軸高周波電流振幅 (d 軸微分インダクタンスの逆数に相当)

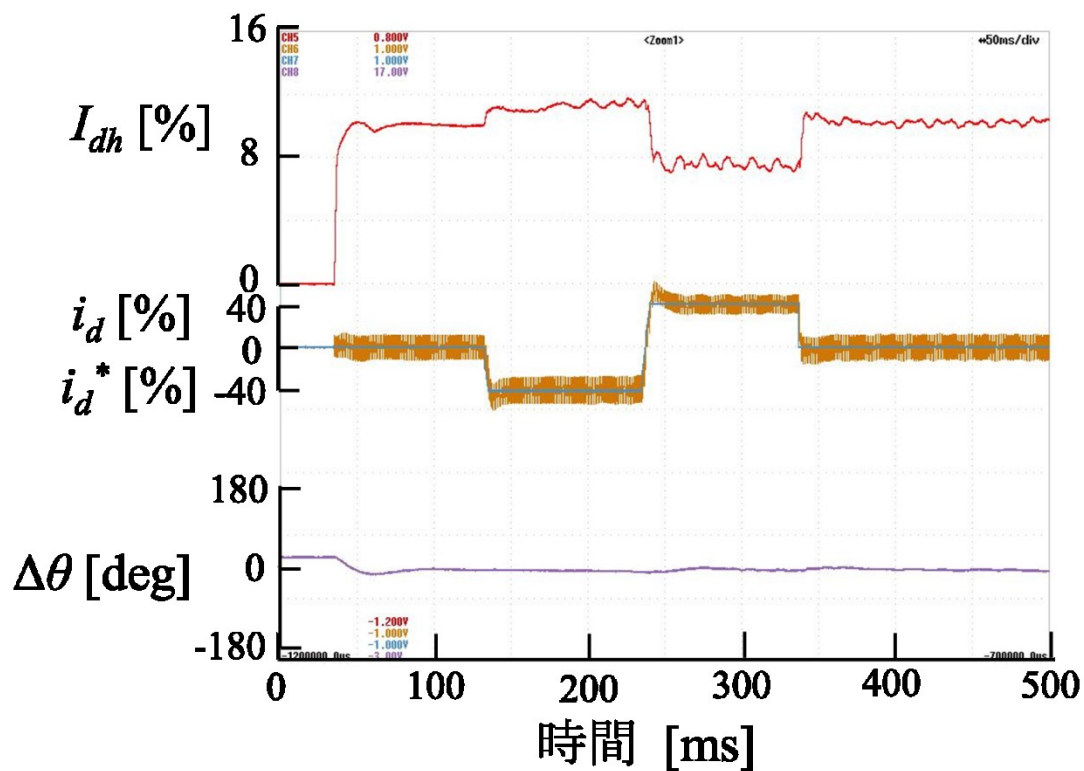


図 3.3.4 提案手法による磁極極性判別結果（極性反転なし）

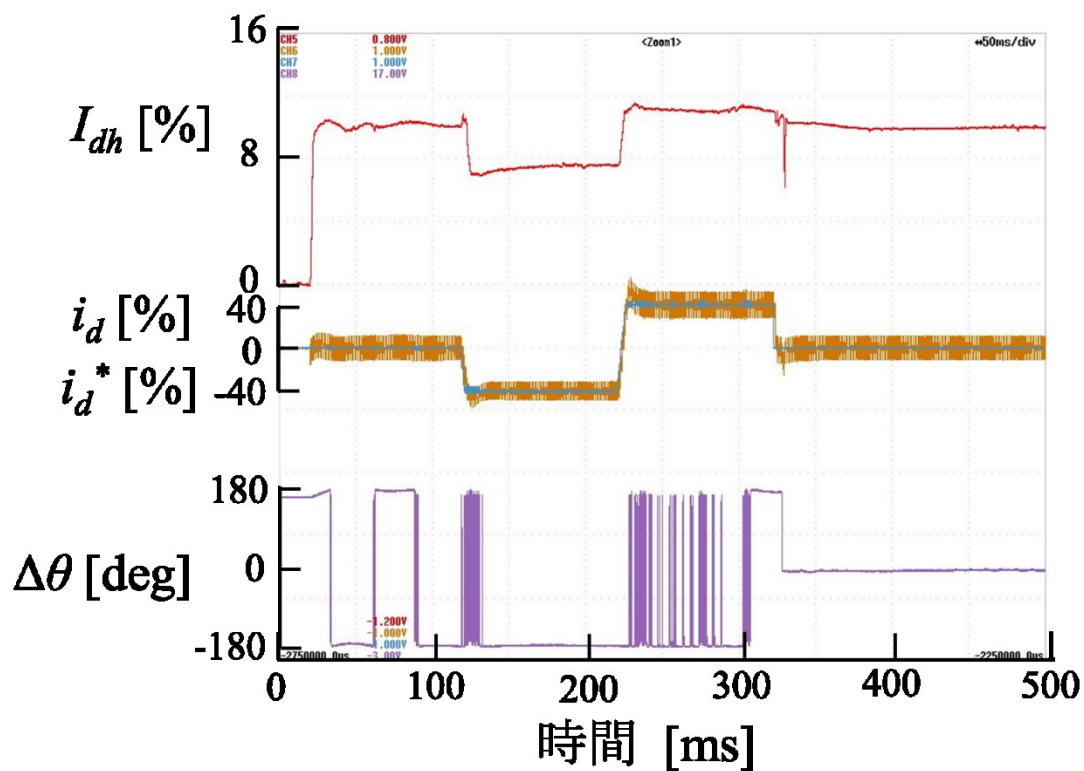


図 3.3.5 提案手法による磁極極性判別結果（極性反転あり）

3.4 本章のまとめと今後の展望

本章では、PRM における初期磁極極性推定法で利用される d 軸インダクタンスの磁気飽和特性が、他の IPMSM と異なる理由を電磁界解析によって明らかにするとともに、PRM の磁気飽和特性を利用した新たな初期磁極極性推定法を提案した。本章で得られた知見と今後の展望をまとめると、以下のようになる。

- (1) PRM では d 軸インダクタンスの磁気飽和特性が他の IPMSM と異なり、N 極方向に極大点を持つことを電磁界解析によって確認した。さらに、本特性を示す理由として、磁石磁束がロータの中央と外周のブリッジ部を内部ループして磁気飽和しており、d 軸正方向に電流を流した際に、磁石磁束がステータを通りブリッジ部の磁気飽和が緩むことで極大点を示すからであるということを明らかにした。
- (2) 本磁気飽和特性が鉄心、磁石の材料により極大点の位置、ピーク値が変化することを示した。このことから、モータの設計によって、極大点が生じないケースや、反対に極大点が大きくなる影響で他の IPMSM のようにステータの磁気飽和によってインダクタンスが低下するまでに過大な電流が必要になるケースが発生しうるということが明らかになった。本解析を実施することで、製造前に極性判別可能かを判断することができるようになった。今後の展望として、PRM では磁石磁束量により極大点の大きさが変化することを利用し、磁気飽和特性から温度を推定する新たな温度推定法の開発が期待できる。
- (3) 正方向の極大点を利用する新しい磁極極性判別法を提案し、ミニモデル試験によって有効性を確認した。本方式により、極大点を持つ PRM では極性判別時の電流量を低減することが可能となった。これにより、従来手法では電流制限のもと PRM において初期磁極極性判別が実現できない恐れがあったものが、N 極方向に極大点を持つ場合には提案手法を、持たない場合には従来手法を使い分けることで、ロータの磁石配置によらずに極性判別が可能となった。なお、本方式は既に鉄道車両用 PRM ドライブシステムに適用され、PRM の適用拡大に寄与している。今後の展望として、本方式は鉄道車両用 PRM ドライブシステムに限らず、全ての PRM ドライブシステムへの適用が可能であるため、他分野への展開が期待できる。

第4章 電圧センサを用いない惰行再起動法

4.1 本章の概要

本章では、惰行再起動時における回転角推定法について述べる。鉄道車両用ドライブシステムでは、走行抵抗が低いことから、多くの路線において高速域でインバータを停止し惰性で走行する（惰行）。回転角センサレス制御において、多くの手法ではインバータの出力電圧あるいはモータ電流を用いて回転角を推定するため、インバータを停止している惰行状態では回転角を推定することができない。惰行時において、インバータを停止せずにゼロトルク制御をすることも可能であるが、消費電力量低減やインバータ冷却の観点から望ましくない。また、保護状態から起動する際には何らかの方法で回転角を推定する必要がある[4. 1]。

2006 年から国内で実用化されている PMSM ドライブシステムでは、電圧センサを用いて、惰行中に誘起電圧情報から回転角を推定している[4. 1]。PMSM ドライブシステム普及にあたって障害となる点として、IM ドライブシステムよりもコストが高いこと（永久磁石によるモータのコスト大、個別制御が必要なため変換器のコスト大等）、変換器の体積が大きいこと（個別制御が必要な点に加え、負荷接触器が必要なため）が挙げられており、低コスト化・小型化の観点から電圧センサを用いずに惰行再起動を実現する要求がある。特に、鉄道車両用で用いられる電圧センサは産業用よりも高耐圧かつ長期信頼性が要求されるため、高コスト・大型になる。また、センサ故障による信頼性低下の観点からも電圧センサを用いない惰行再起動法が望まれている。

海外における惰行再起動技術に関する研究としては、IM に関する再起動法の研究[4. 2][4. 3]や PMSM においても停止時からの起動に関する研究は多くなされている[4. 4]-[4. 9]ものの、PMSM のフリーラン状態からの起動技術に関する研究はほとんどなされていない。これは、海外の研究の多くは電圧が低い一般産業用を目的としており、電圧センサが安価であることが挙げられる。また、IM の場合、励磁が無い状態では電圧センサを用いても速度の検出ができないのに対して、PMSM はフリーランの状態であっても誘起電圧があるため、電圧センサがあれば回転角・速度の推定が容易であることも影響している。これらが PMSM におけるフリーラン再起動技術の研究が少ない理由であると考えられる。

電圧センサを用いない惰行再起動技術として、一般産業用、自動車用を中心に研究が行われている[4. 10]-[4. 13]。一般産業用の手法[4. 11]-[4. 13]では、運転周波数範囲が 0～商用周波数付近までで、かつ制御演算周期が数 100 [μs]程度を前提としている。また、自動車用の手法[4. 10]では、運転周波数は鉄道車両用よりも高周波まで対応しているものの、制御演算周期が 100 [μs]程度と短く、高速電流制御が可能であることを前提としている。さ

らに、鉄道車両用として提案されている手法[4. 14]もあるものの、SPMSMを対象としており、運転周波数は100 [Hz]かつ制御演算周期が300 [μ s]を対象としている。本論文で対象としているIPMSMドライブシステムでは、運転周波数は最大300 [Hz]となり、インバータ冷却の観点からスイッチング周波数は1~2 [kHz]程度に制限され、スイッチング周波数と同期する制御演算周期も概ね500 [μ s]程度に設定される。そこで、本章では、電圧センサを用いず、かつ鉄道車両用に適した新たな惰行再起動法を2種類提案している。

4.2 節では、一般産業用の瞬停再起動法を応用した「三相短絡を利用した惰行再起動法」を提案する。文献[4. 12]で提案されている手法（本論文では「二回短絡方式」と呼ぶ）では一般産業用PMSMを前提としているため、最高回転速度が速く、制御演算周期が長い鉄道車両用ドライブシステムに適用する場合は工夫が必要である。そこで、本論文では二回短絡方式を参考に鉄道車両用ドライブシステムに適した、新たな速度推定法を提案し、シミュレーションおよびミニモデル実験により、その有効性を確認する[4. 15]-[4. 18]。

4.3 節では、起動時のみスイッチング周波数を上げる「非ゼロ電圧ベクトルを利用した惰行再起動法」を提案する。鉄道車両用PMSMドライブシステムでは、無負荷誘起電圧がインバータ直流電圧よりも高くなると、惰行中にインバータの直流側に回生電流が流れ込んでくるため、一般的に無負荷誘起電圧がインバータ直流電圧よりも低くなるようにモータ設計をするのが良いと提案されていた[4. 19]。しかし、インバータ小型化を目的にモータ電流低減を図るために、磁石磁束を増やし、無負荷誘起電圧を高くするモータ設計を行うとともに、図4. 1. 1に示すようにインバータとPMSMの間に負荷接触器を設けたシステムが提案されるようになった。本システムでは無負荷誘起電圧がインバータ直流電圧よりも高い領域（図4. 1. 2に示すように、本論文では電圧超過領域と呼ぶ）では、惰行時にもゼロトルク制御（惰行制御）を行い再起動の必要はないが、保護時には負荷接触器を開放するため、負荷接触器が開放された状態から負荷接触器を投入して起動する負荷接触器投入起動が必要となった。負荷接触器を投入して起動する際には、投入と同時にインバータの直流側に回生電流が流れ込んでくる恐れがあるため、起動直後に弱め磁束電流を流し、回生電流を抑制する必要がある。4.2 節で提案する方式では、負荷接触器が開いた状態では三相短絡しても短絡電流が流れないため、回転角は推定できず、また負荷接触器を投入してから回転角を推定した場合には、回転角推定までに過電流になってしまう。そこで、4.3 節では、本システムを想定し負荷接触器投入起動可能な惰行再起動法を提案し、200 [kW]級の実機試験によって負荷接触器投入起動も含めた全速度域において有効性を確認する[4. 20]-[4. 22]。

以上2種類の提案手法によって電圧センサを用いないシステムを実現でき、PMSMドライブシステムの低コスト化・小型化・信頼性向上が達成できる。

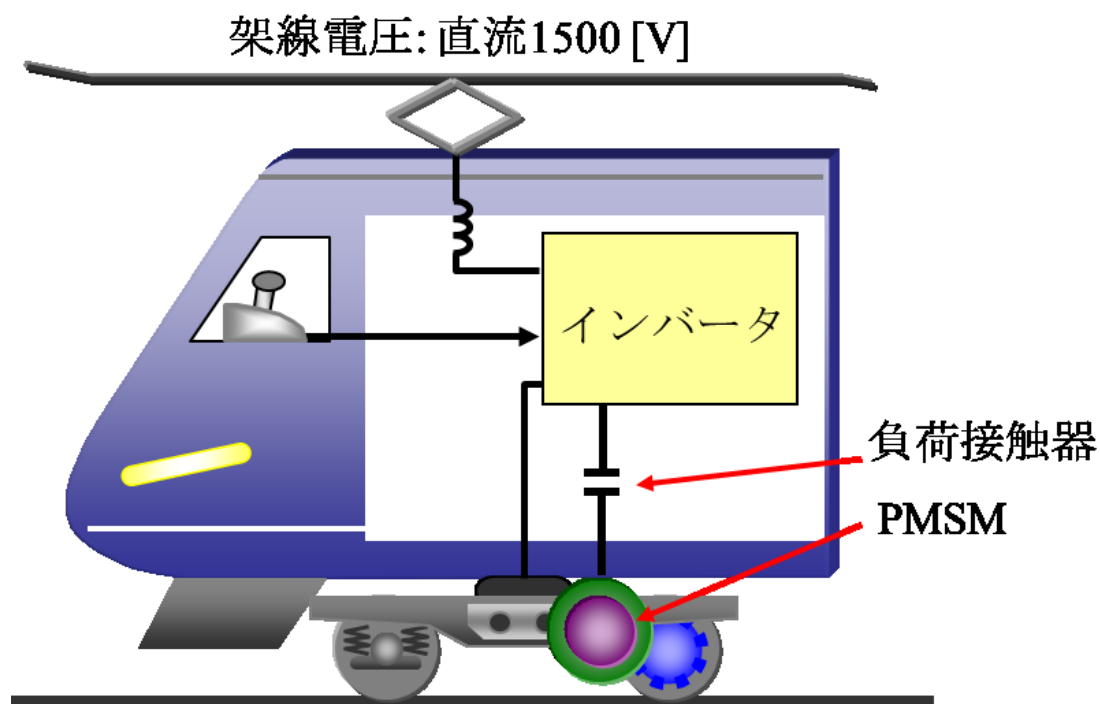


図 4. 1. 1 鉄道車両用 PMSM ドライブシステム

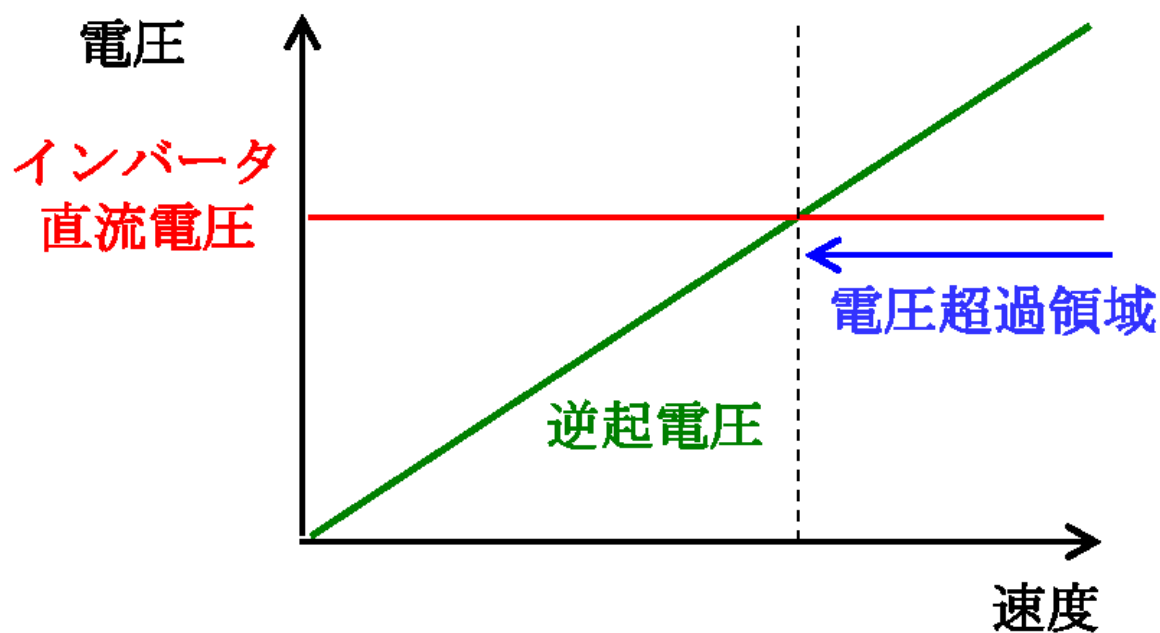


図 4. 1. 2 インバータ直流電圧と無負荷誘起電圧の関係

4.2 三相短絡を利用した惰行再起動法

本節では、一般産業用向けに提案された二回短絡方式[4. 12]を基に考案した、鉄道車両用ドライブシステムに適した新たな惰行再起動法について述べる。

4.2.1 二回短絡方式[4. 11][4. 12]

本方式では、惰行状態から再起動する際に三相短絡を行い、それによって流れる短絡電流ベクトルを用いて初期回転角・速度を推定する。この際、二回実施する三相短絡電流ベクトルそれぞれの位相差から速度を推定する。本項では、二回短絡方式の基本原理を述べ、さらに鉄道車両用に適用した場合の問題点を示す。

まず、初期速度推定法について述べる。初期電流が存在する場合には、インバータのスイッチング素子をすべて非導通状態にし、電流を減衰させた上で、インバータの+側または-側すべてのIGBTをオンして各相端子を時間 T だけ短絡する。このときの検出電流 $i_u(T)$, $i_v(T)$, $i_w(T)$ が、速度起電力の方向と大きさ、すなわち回転角と速度により異なる点に着目し、回転角 θ および速度 ω を推定する。

式(4. 2. 1)に突極型 PMSM の dq 軸上の電圧方程式を示す。本章では、磁気飽和を無視する。

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_m + pL_d & -\omega L_q \\ \omega L_d & R_m + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \Phi_f \omega \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (4. 2. 1)$$

ここで、 v_d , v_q は d-q 軸電機子電圧、 i_d , i_q は d-q 軸電機子電流、 R_m は巻線抵抗、 L_d , L_q は d-q 軸インダクタンス、 Φ_f は速度起電力係数、 $p(=d/dt)$ は微分演算子である。

式(4. 2. 1)において、三相短絡 ($v_d=0$, $v_q=0$) した時、式(4. 2. 2)のようになる。ただし、q 軸時定数 L_q/R_m に対して短絡時間 T が十分短いとして $R_m \doteq 0$ と近似する。

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} pL_d & -\omega L_q \\ \omega L_d & pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \Phi_f \omega \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (4. 2. 2)$$

式(4. 2. 2)から、ラプラス変換を用いて時刻 T における電流ベクトル $\mathbf{i}(T)$ を計算すると式(4. 2. 3)となる。ただし、 ω は一定、初期電流 $\mathbf{i}(0)=0$ とする。

$$\mathbf{i}(T) = \begin{bmatrix} i_d(T) \\ i_q(T) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{\Phi_f}{L_d}(1 - \cos \omega T) \\ -\frac{\Phi_f}{L_q} \sin \omega T \end{bmatrix}$$

(4. 2. 3)

また、三相電流として検出された短絡電流を α 軸成分 i_α と β 軸成分 i_β に変換すると、短絡電流ベクトルの位相角 θ_l は式(4. 2. 4)で求められる。

$$\theta_l \cong \tan^{-1} \left(\frac{i_\beta}{i_\alpha} \right) \quad (4. 2. 4)$$

さらに、式(4.2.3)にあるようにロータ速度 ω が一定ならば、短絡時間 T により短絡電流ベクトルが決定される。すなわち、一回目、二回目の各短絡時の短絡時間 T を一定にすることによって、 d - q 軸上の短絡電流ベクトルは一意に決定され、図4.2.1に示されるように短絡電流ベクトルの回転速度と d - q 座標系の回転速度が等しくなる。したがって、ロータ速度は式(4.2.5)のように推定できる。なお、式(4.2.5)は速度の正負も判定できる。

$$\omega_e = \frac{\theta_{I2} - \theta_{I1}}{T + \tau_{12}} \quad (4.2.5)$$

ここで、 θ_{I1}, θ_{I2} は一回目、二回目における短絡電流ベクトルの位相角、 τ_{12} は二回の短絡動作の間隔である。ただし、二回の短絡動作の間隔 τ_{12} は式(4.2.6)を満たすものとする。

$$\tau_{12} < \frac{\pi}{\omega_{max}} - T \quad (4.2.6)$$

ここで、 ω_{max} は最高速度である。

次に、初期回転角推定法について述べる。式(4.2.5)によって得られた速度を用いて、初期回転角を推定する。図4.2.2は、短絡電流ベクトルと d - q 軸、三相軸の関係を表している。式(4.2.3)から、 θ_0 は推定速度を用いて式(4.2.7)で求められる。

$$\theta_0 \cong \tan^{-1} \left(\frac{i_q}{i_d} \right) = \tan^{-1} \left(\frac{-\frac{\Phi_f}{L_q} \sin \omega_e T}{-\frac{\Phi_f}{L_d} (1 - \cos \omega_e T)} \right) = \tan^{-1} \left(\frac{L_d \sin \omega_e T}{L_q (1 - \cos \omega_e T)} \right) \quad (4.2.7)$$

また、前述の通り、短絡電流ベクトルの位相角 θ_I は式(4.2.4)で求められる。以上より、推定回転角 θ_e は式(4.2.8)で得られる。

$$\theta_e = \theta_I - \theta_0 \quad (4.2.8)$$

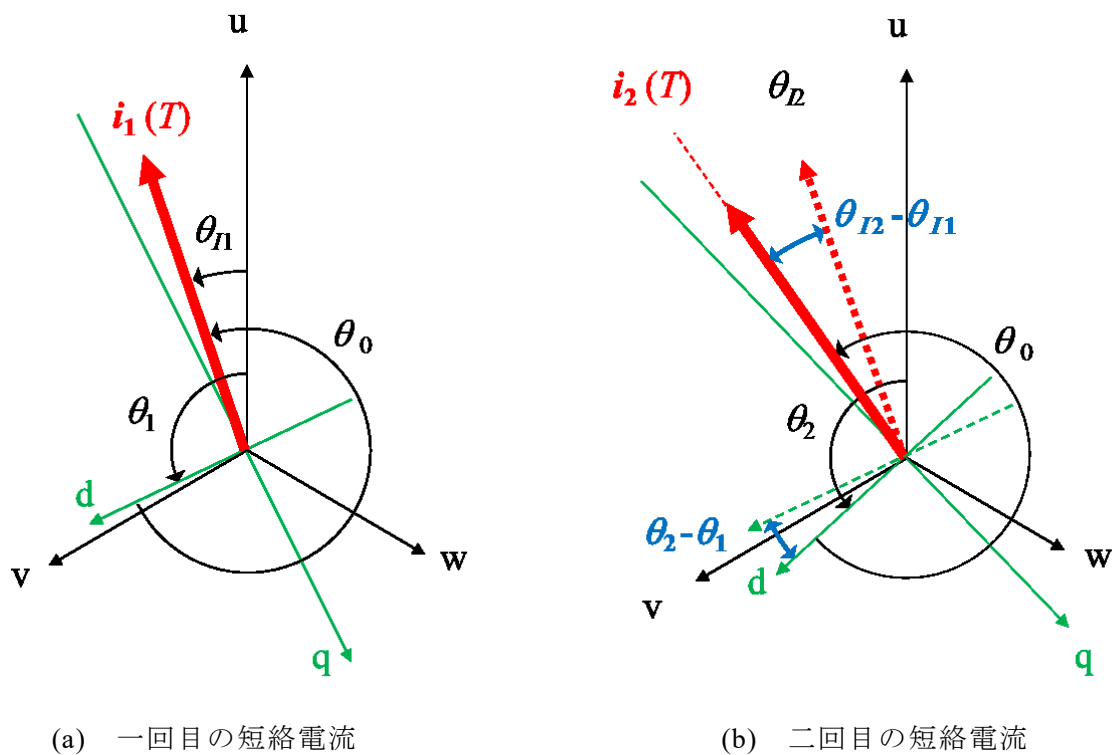


図 4.2.1 二回短絡方式における短絡電流ベクトル

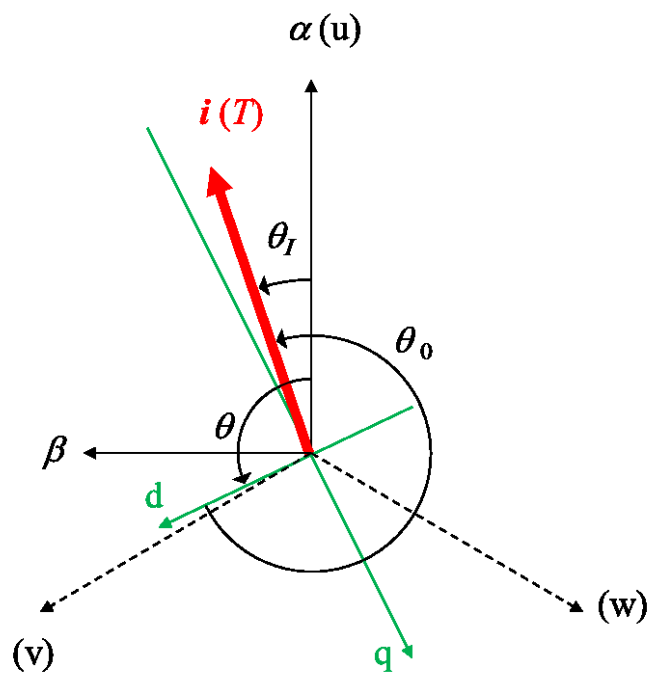


図 4.2.2 ステータ三相軸と電流ベクトルの関係

最後に、本方式を鉄道車両用ドライブシステムに適用した場合の問題点について述べる。本方式では、式(4.2.6)のように短絡間隔が制限されている。この短絡間隔は、一回目の短絡電流がゼロに減衰するまでの待ち時間でもある。一般的な鉄道車両用の最高速度と短絡時間を用いて、式(4.2.6)から短絡間隔 τ_{12} を計算してみると、最高速度 6000 [rpm]（極数 6）と短絡時間（制御演算周期）500 [μ s]から、式(4.2.9)のようになる。

$$\tau_{12} < \frac{\pi}{\omega_{max}} - T = \frac{\pi}{6000 * \frac{2\pi}{60} * 3} - 0.5 * 10^{-3} = 1.1667 * 10^{-3} [\text{s}] \quad (4.2.9)$$

また、鉄道車両用 PMSM ドライブシステムで短絡電流がゼロに減衰するまでの待ち時間をシミュレーションで検証する。シミュレーション条件は実際の鉄道車両用 PMSM ドライブシステムを想定して表 4.2.1 に示した値を用いる。最高速度（6000 [rpm]）における電流減衰を図 4.2.3 に示す。図 4.2.3 より、最高速度において電流がゼロに減衰するまでに 8 [ms]程度かかることがわかる。

以上から、鉄道車両用に適用した場合、高速域では短絡電流がゼロに減衰する前に二回目の短絡が行われ、正しい推定を行うことができない。このことから、鉄道車両用の場合、より高回転で、制御演算周期の長いアプリケーションにも対応できるような初期回転角・速度推定法が必要となる。

表 4.2.1 シミュレーション条件

名前	記号	値
巻線抵抗	R_m	0.1 [Ω]
d 軸インダクタンス	L_d	3.923 [mH]
q 軸インダクタンス	L_q	20.68 [mH]
速度起電力係数	Φ_f	0.56 [Vs/rad]
インバータ直流入力電圧	V_{dc}	1500 [V]
電流最大値	$I_{m \max}$	175 [A]
キャリア周波数	F_s	1.0 [kHz]
制御演算周期	t_{cp}	500 [μ s]
最高速度（速度）	v_{\max}	130 [km/h]
最高速度（機械回転数）	$n_{m \max}$	6000 [rpm]
最高速度（電気角周波数）	$F_{e \max}$	300 [Hz]
ホイール直径	D	820 [mm]
ギア比	r_g	7.07

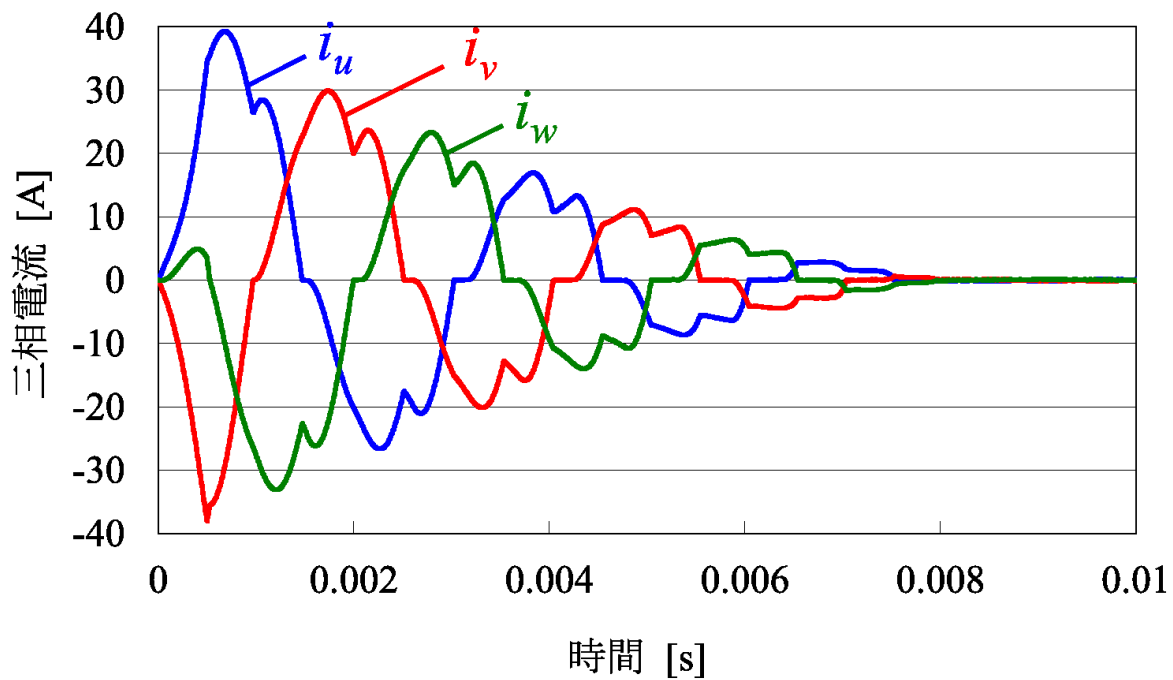


図 4.2.3 短絡電流の減衰

4.2.2 三回短絡方式

まず、初期速度推定法について述べる。二回短絡方式では、式(4.2.6)にあるように推定した初期速度を用いて初期回転角を推定している。すなわち、初期速度が誤差無く推定出来れば、基本的に初期回転角も推定可能である。

そこで、本項では高速回転時でも精度良く初期速度を推定することが出来る新たな推定法を提案する。提案手法は、二回短絡方式と同様に、複数回実施する短絡の、短絡電流ベクトルそれぞれの位相差から速度を推定する方式である。二回短絡方式との違いは、三回の短絡を行い短絡間隔に差を設けることによって速度を推定するため、二回短絡方式における短絡間隔の制限が無い点である。本論文では、三回短絡方式と呼ぶ。

以下、図を用いて提案手法を説明する。

図 4. 2. 4 (a)(b)に一回目の短絡時と二回目の短絡時の短絡電流と三相軸の関係を示す。二回短絡方式と同様に各短絡の短絡時間は T [s] で一定値である。二回目短絡待ち時間 τ_{12} は、短絡電流がゼロに減衰するまでの待ち時間であるが、三回短絡方式では減衰するのに十分大きな値を設定している。一回目の短絡から二回目の短絡までにロータが正回転、あるいは負回転を数回転し、図 4. 2. 4 (b)の位置で二回目の短絡電流が流れた場合を考える。このとき、一回目と二回目の短絡電流ベクトルの位相差は図 4. 2. 4 (b)に示すように、 $\theta_{I2} - \theta_{I1}$ である。

次に、二回目の短絡終了後、三回目の短絡待ち時間 τ_{23} が、仮に二回目短絡待ち時間 τ_{12} と同じだった場合を考える。このときの図を図 4. 2. 5 に示す。ただし、図中の三回目短絡電流ベクトル $i_3'(T)$ は実際に検出する短絡電流ベクトルではないため、ここではサフィックス' ' 'を付けて表すこととする。図 4. 2. 4 にあるように、一回目の短絡から τ_{12} [s] 後に二回目の短絡を行うと $\theta_{I2} - \theta_{I1}$ 進んだ位置に二回目の短絡電流が流れたので、二回目の短絡から同じ時間 τ_{12} [s] 後に三回目の短絡を行った場合、図 4. 2. 5 にあるように三回目の短絡電流は二回目の短絡電流から $\theta_{I2} - \theta_{I1}$ 進んだ位置に流れる。

しかし、ここで図 4. 2. 6 にあるように、三回目短絡待ち時間 τ_{23} を $\tau_{12} + \tau_\alpha$ と設定することによって、三回目短絡電流は、正回転だった場合には図 4. 2. 6 (a)のように、負回転だった場合には図 4. 2. 6 (b)のように θ_α 分だけ $i_3'(T)$ から位相が変化する。これによって、速度を推定することができる。また、回転方向（速度の正負）も判定可能となる。

以上から、回転速度は式(4. 2. 10)のように推定できる。なお、式(4. 2. 10)は速度の正負も判定できる。

$$\omega_e = \frac{\theta_\alpha}{\tau_\alpha} = \frac{(\theta_{I3} - \theta_{I2}) - (\theta_{I2} - \theta_{I1})}{\tau_\alpha} \quad (4. 2. 10)$$

次に、初期回転角推定法について述べる。前述の通り、初期速度が正しく推定できれば、二回短絡方式と同様に初期回転角を推定することが可能となる。ただし、高速域においては、下記のように推定することでより正確に回転角を推定することが可能となる。

d-q 座標系は制御演算周期内でも回転している。すなわち、推定回転角はサンプリング遅

れによって実際の回転角よりも遅れることになる。したがって、より正確な電流制御のためには、推定回転角は図 4. 2. 7 のように制御演算周期半周期分進めた方がよい。

式(4. 2. 8)を変形して、初期回転角は式(4. 2. 11)で推定する。

$$\theta_e = \theta_I - \theta_0 + t_{cp} \omega_e / 2 \quad (4. 2. 11)$$

ここで、 t_{cp} は制御演算周期を表す。

以上が、提案手法の回転角・速度推定の原理である。

続いて、提案手法の推定精度を検証する。

まず、電流センサの測定誤差による推定誤差を検証する。電流情報を用いて計算するのは短絡電流ベクトルの位相角 θ_I である。ここで、三相電流を検出するセンサの誤差を ΔI として、短絡電流を $\mathbf{i}(T)$ とすると、電流センサの誤差による影響が最大となるのは短絡電流ベクトルと電流センサ誤差の和 ΔI_{sum} が図 4. 2. 8 に示すように直交するときである。このとき、測定される短絡電流ベクトルは $\mathbf{i}_{est}(T)$ となり、短絡電流ベクトルの位相角誤差の最大値 $\Delta \theta_I$ は式(4. 2. 12)で示される。

$$\Delta \theta_I = \tan^{-1} \left(\frac{\Delta I_{sum}}{\mathbf{i}(T)} \right) = \tan^{-1} \left(\frac{2\sqrt{\frac{2}{3}}\Delta I}{\mathbf{i}(T)} \right) \quad (4. 2. 12)$$

推定速度は式(4. 2. 10)に示したように、短絡電流ベクトルの位相角を 4 回用いて推定を行う。したがって、速度推定誤差の最大値 $\Delta \omega_e$ は次式で示される。

$$\Delta \omega_e = \frac{4\Delta \theta_I}{\tau_\alpha} = \frac{4 \tan^{-1} \left(\frac{\Delta I_{sum}}{\mathbf{i}(T)} \right)}{\tau_\alpha} = \frac{4 \tan^{-1} \left(\frac{2\sqrt{\frac{2}{3}}\Delta I}{\mathbf{i}(T)} \right)}{\tau_\alpha} \quad (4. 2. 13)$$

τ_α を後述の設計法に従って 1.5 [ms] と設定すると仮定するとき、電流誤差 ($\Delta I / \mathbf{i}(T)$) が 1 [%] である場合には式(4. 2. 13)より速度推定誤差を計算すると 2.3 [%] 程度となる。したがって、電流誤差が 1 [%] 以内になるように短絡時間を設計すれば、電流センサの測定誤差による速度推定誤差は 2.3 [%] 以内になる。また、推定回転角に関しては、式(4. 2. 11)に示すように短絡電流ベクトルの位相角を 1 度用いて推定を行う。したがって、回転角推定誤差の最大値 $\Delta \theta_e$ は次式で示される。

$$\Delta \theta_e \cong \Delta \theta_I = \tan^{-1} \left(\frac{\Delta I_{sum}}{\mathbf{i}(T)} \right) = \tan^{-1} \left(\frac{2\sqrt{\frac{2}{3}}\Delta I}{\mathbf{i}(T)} \right) \quad (4. 2. 14)$$

電流誤差 ($\Delta I / \mathbf{i}(T)$) が 1 [%] である場合には式(4. 2. 14)より回転角推定誤差を計算すると 0.016 [rad] 程度となり、誤差の影響はほとんど無いと考えられる。

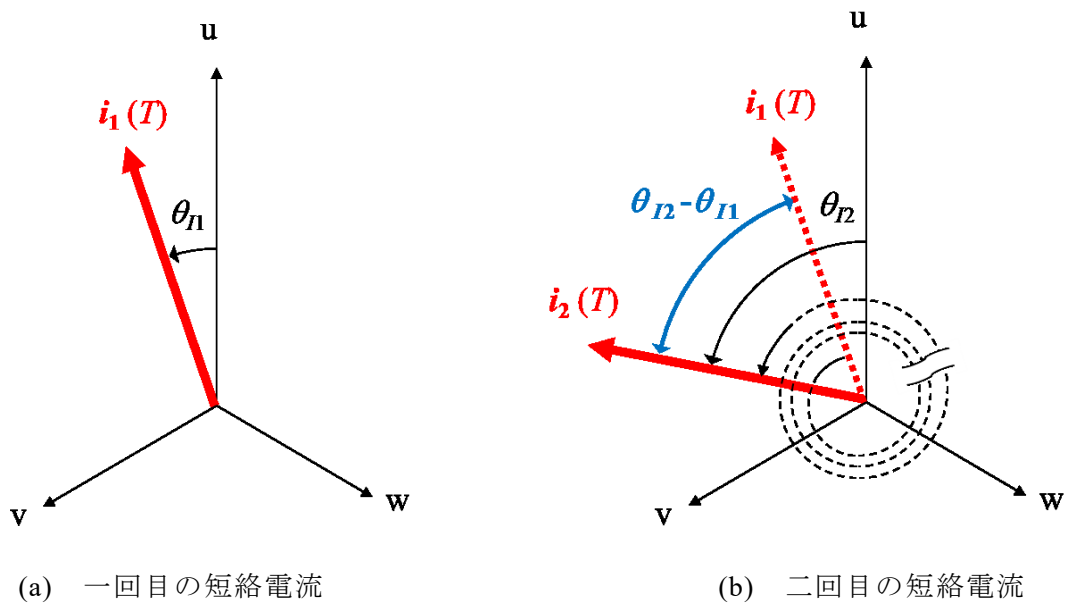


図 4.2.4 ステータ三相軸上の短絡電流ベクトル

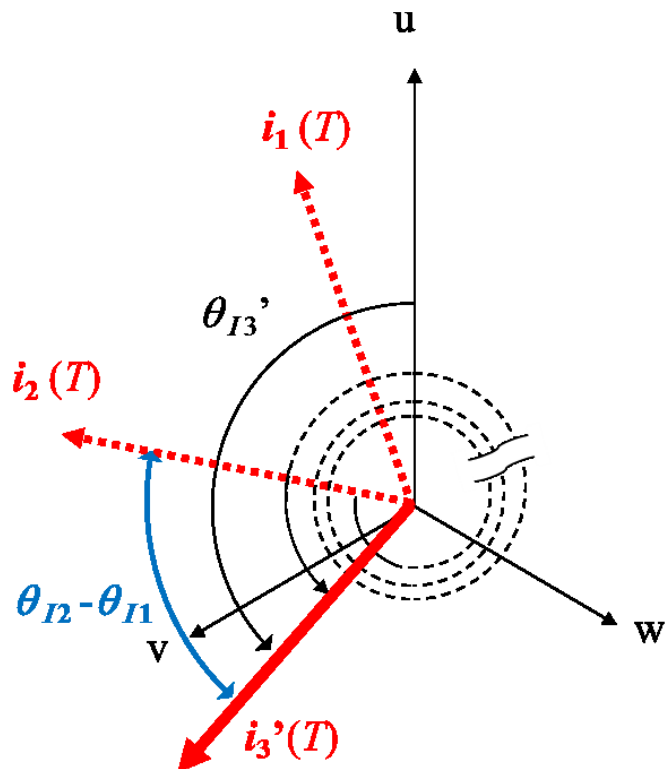


図 4.2.5 三回目短絡待ち時間 τ_{23} が二回目短絡待ち時間 τ_{12} と等しかった場合のステータ三相軸上の短絡電流ベクトル

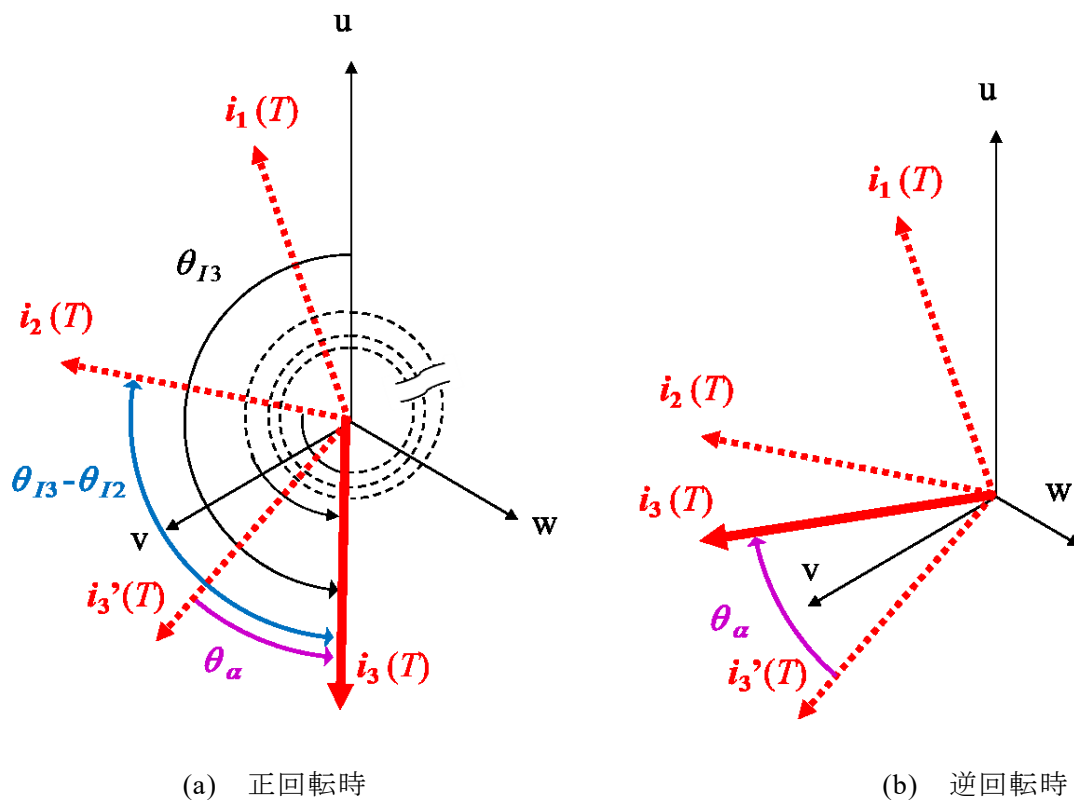


図 4.2.6 三回目短絡待ち時間 τ_{23} を $\tau_{12} + \tau_a$ とした場合の
ステータ三相軸上の短絡電流ベクトル

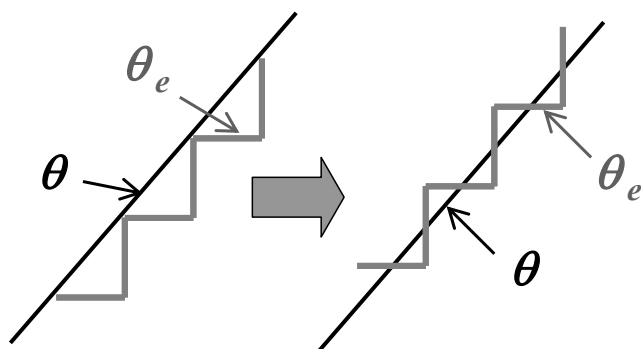


図 4.2.7 正確な電流制御のための回転角

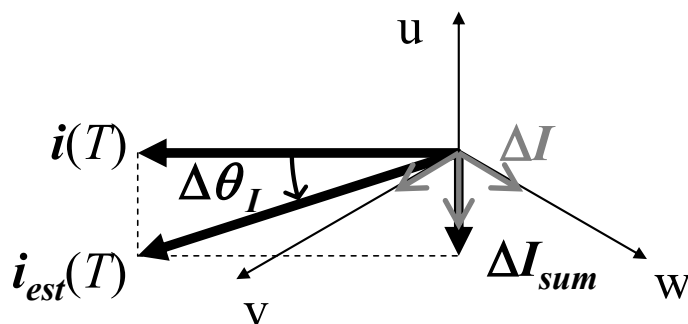


図 4.2.8 電流センサ誤差による短絡電流ベクトルの誤差

次に、速度変化の影響を検証する。提案手法では、短絡間隔で速度が変化しないものと仮定して速度を推定している。そこで、速度の変化による推定誤差を求める。表 4.2.1 のパラメータを用いて、6000 [rpm]における惰行再起動時の速度推定誤差を計算する。ただし、短絡間隔 τ_{12} と τ_{23} および短絡時間 T は後述するパラメータ設計法に従って $\tau_{12}=8.5$ [ms], $\tau_{23}=10.0$ [ms], $T=0.5$ [ms]と定める。速度変化量に対する回転角推定誤差を図 4.2.9 に、速度推定誤差を図 4.2.10 に示す。

図 4.2.9 より、回転角推定誤差は速度変化が 5 [%]の場合でも 0.07 [rad]程度と非常に精度よく推定できている。一方、図 4.2.10 より速度変化量が 1 [%]のとき、速度推定誤差は 2.4 [%]程度となっているが、速度変化量が 5 [%]となると、13 [%]程度と大きくなる。再起動直後に推定回転角・速度は PLL 制御器の初期値として制御を行うことになるため、速度推定誤差が大きい時には推定開始直後に軸誤差が大きくなり、電流が大きく変動し、制御が安定しない。シミュレーションにおいて、速度推定誤差が 5 [%]以内では安定して再起動可能であることから、速度推定誤差が 5 [%]以内になる範囲であれば提案手法が使用可能である。前述のように速度推定誤差は電流センサの測定誤差によって最大で 2.3 [%]程度の誤差が生じる。このことから、提案手法は速度変化による推定誤差が 2.7 [%]以内となるシステムで使用可能である。すなわち、短絡間隔で速度変化量が 1 [%]以下となるシステムにおいて有効であると考えられる。前述の通り、鉄道車両用ドライブシステムにおける短絡電流の減衰時間は 8 [ms]程度であることから三回の短絡間隔は 30 [ms]以内となる。鉄道車両用ドライブシステムではイナーシャが大きいので、30 [ms]以内に速度変化量が 1 [%]を超えることはない。したがって、本方式は鉄道車両用に適用可能であると考えられる。

最後にパラメータ変動による影響を検討する。提案手法でモータ定数を用いるのは回転角を推定するときのみである。一般的に磁気飽和によって変化する q 軸インダクタンス L_q のパラメータ変動による影響を検討する。

表 4.2.1 のパラメータを用いて、6000 [rpm]における惰行再起動時の回転角推定誤差を計算する。q 軸インダクタンス L_q に対する回転角推定誤差を図 4.2.11 に示す。ただし、 L_{qN} はノミナル値である。図 4.2.11 より q 軸インダクタンスの変化によって回転角推定誤差が生じるが、最大で 0.3 [rad]程度であり、再起動には大きな影響はないと考えられる。

以上が、提案手法の推定精度となるが、鉄道車両用 PMSM ドライブシステムにおいて十分な推定精度を達成できる見込みである。

最後に、パラメータ設計法について述べる。

まず、短絡時間 T の設計法を述べる。式(4.2.3)より短絡電流を小さくするためには短絡時間 T をできるだけ短く設定した方がよい。一方、式(4.2.13)に示したように短絡電流が小さい場合には電流誤差の影響を受けやすくなってしまう。このことから、短絡時間 T は短絡電流の値によって変化させる。図 4.2.12 に短絡時間決定のフローチャートを示す。制御演算周期毎に短絡電流を測定し、短絡電流がある閾値 I_{th} に達していれば、そこで短絡を終了する。その時の短絡時間を三回の短絡に用いる。電流の閾値 I_{th} については、前述の

通り電流センサの測定誤差が 1 [%]以内になるように測定誤差の 100 倍に設定すると良い。これによって、速度推定誤差が 5 [%]以内になり、安定した惰行再起動が可能となる。

次に、二回目短絡待ち時間 τ_{12} と三回目短絡待ち時間 τ_{23} の差 $\tau_\alpha (= \tau_{23} - \tau_{12})$ の設計方法を示す。 τ_α は最高速回転時に τ_α [s] でロータが π 以上回転しないような値に設定する。 τ_α [s] でロータが π 以上回転すると、正確な速度推定を行うことができないためである。また、 τ_α はより正確な速度推定を行うために可能な限り大きく設定する。これは、式(4. 2. 12)に示したようにステータ三相軸上の短絡電流ベクトルの位相角推定には、電流センサの測定誤差が含まれているためである。すなわち τ_α を小さく設定すると相対的に短絡電流ベクトルの位相角誤差が大きくなってしまい、その結果、式(4. 2. 13)に示すように速度推定精度を低下させるためである。したがって、 τ_α は次式を満たす中で可能な限り大きな値に設定する。

$$\tau_\alpha < \frac{\pi}{\omega_{max}} \quad (4. 2. 15)$$

ただし、 τ_α は電流制御割込みを考慮して制御演算周期の整数倍に設定する。また、低速域では τ_α で変化する回転角が小さくなるので、 τ_α を長く設定し直す。すなわち、図 4. 2. 12 で示したように短絡電流が小さい場合に短絡時間を長くするが、それと同時に τ_α の設定も変更する。

最後に、二回目短絡待ち時間 τ_{12} と三回目短絡待ち時間 τ_{23} の設計方法を示す。前述の通り、短絡待ち時間は短絡電流が減衰するための待ち時間である。したがって、 τ_{12} と τ_{23} は短絡電流の減衰によって決定すればよい。すなわち、図 4. 2. 13 に示すように、一回目の短絡が終わった後、電流制御割込みごとに電流を検出する。電流が十分小さくなったら、二回目の短絡を行う。この時の間隔を τ_{12} として記録する。この時、短絡間隔 τ_{12} が十分小さく、次式を満たすようであれば、二回短絡方式が使用できるので、二回短絡方式に切り替えて、速度を推定する。

$$\tau_{12} + T \leq \tau_\alpha \quad (4. 2. 16)$$

また、式(4. 2. 16)を満たさない場合には二回短絡方式が使用できないので、 $\tau_{23} (= \tau_{12} + \tau_\alpha)$ [s]後に三回目の短絡を行い、速度を推定する。ただし、図 4. 2. 13 中の I_{min} は短絡電流が減衰したかを確認するための閾値で、電流センサの測定誤差の 2 倍程度の値に設定する。

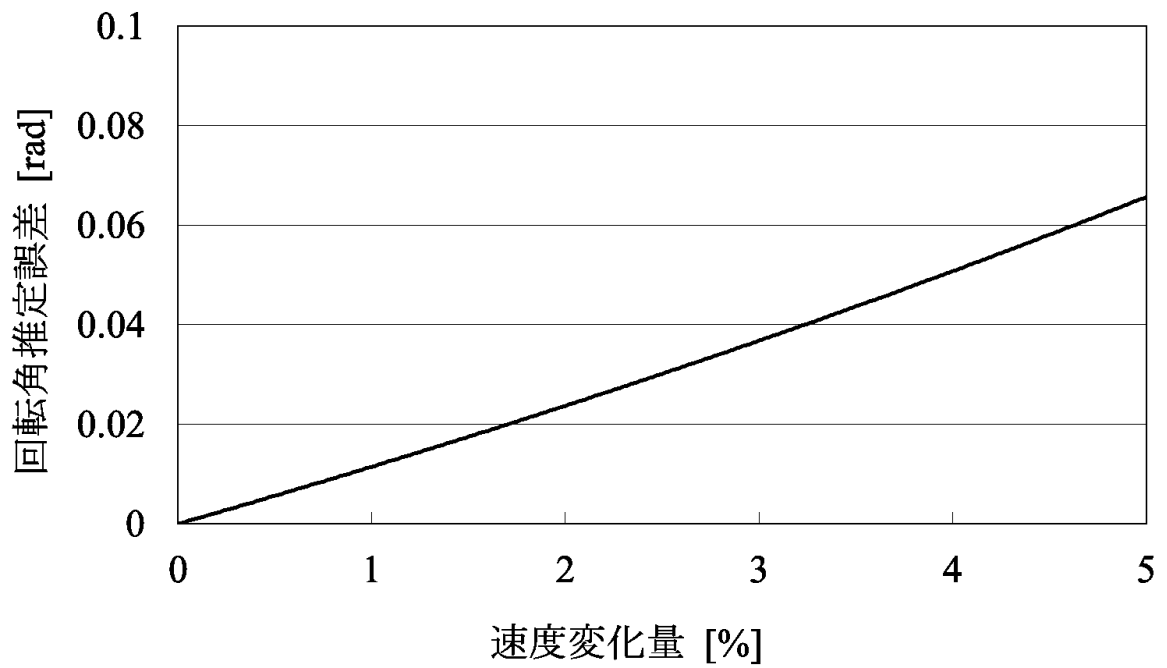


図 4.2.9 速度変化量に対する回転角推定誤差

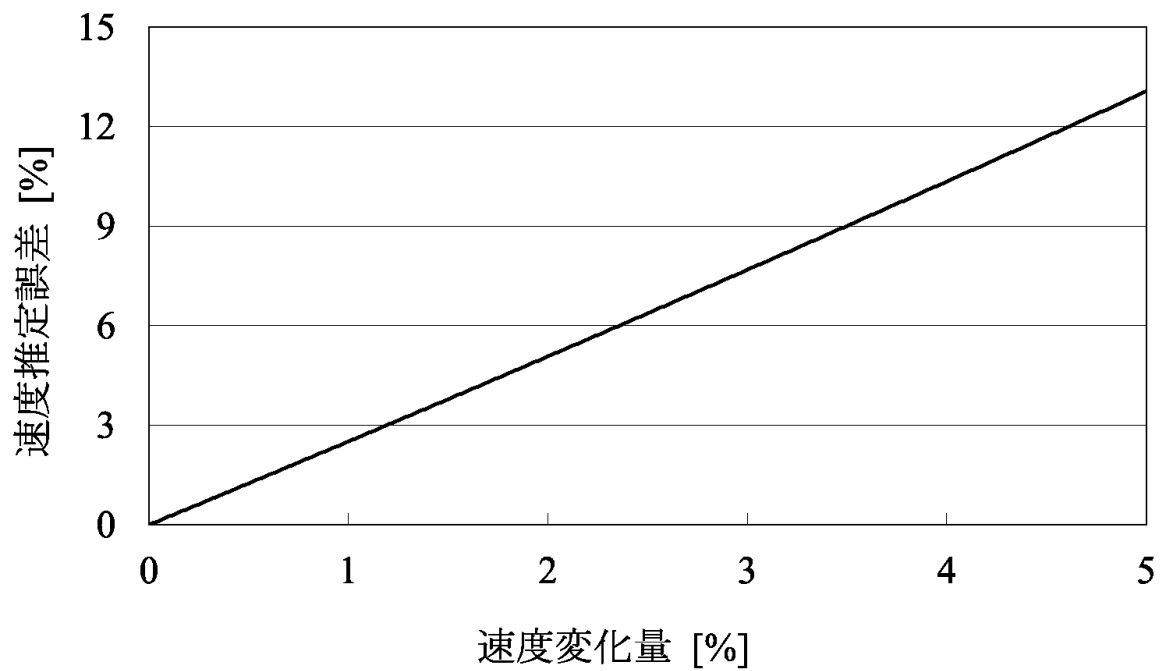


図 4.2.10 速度変化量に対する速度推定誤差

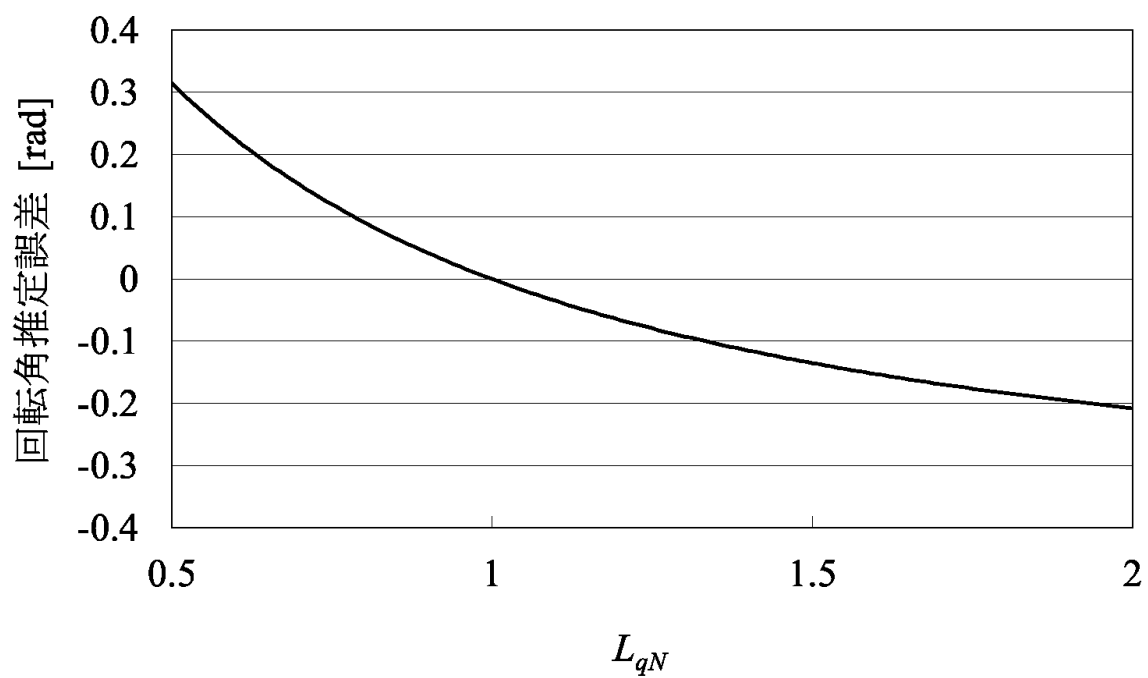


図 4.2.11 q 軸インダクタンス変動に対する回転角推定誤差

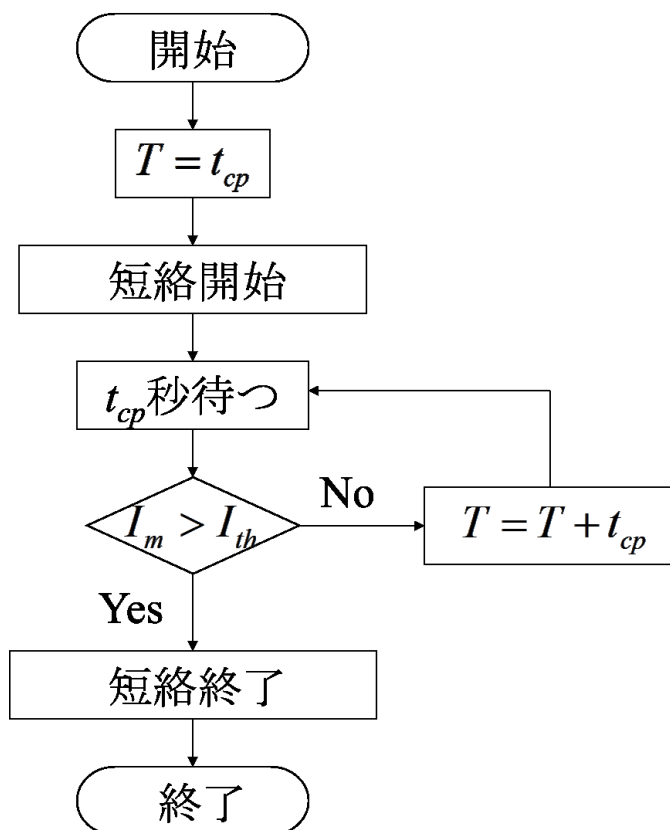


図 4.2.12 短絡時間決定のフローチャート

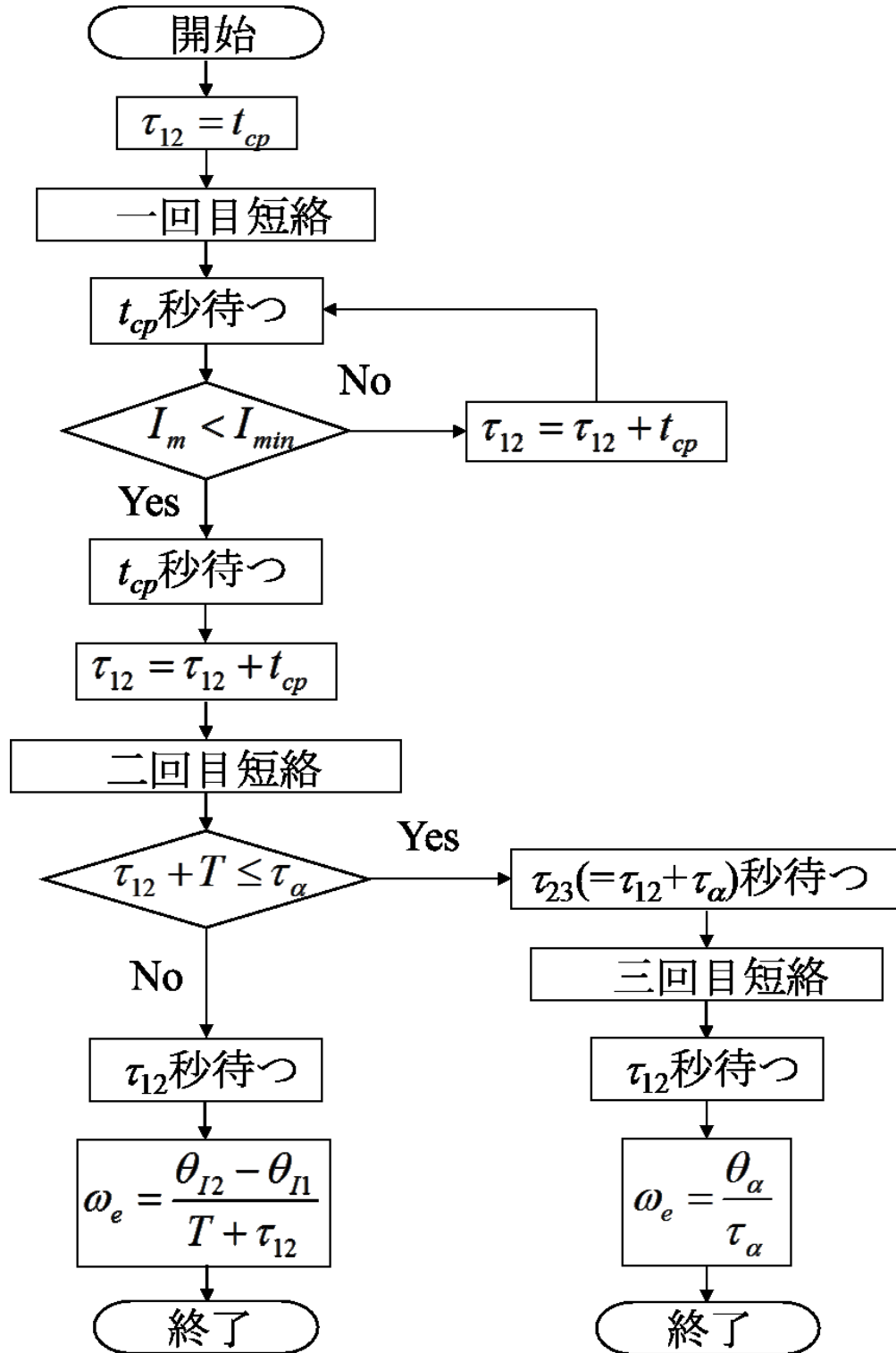


図 4. 2. 13 短絡間隔決定のフローチャート

4.2.3 ミニモデル試験検証

ミニモデル実験機を用いた実験により本提案手法の有効性を確認する。PMSM 定数および実験条件を表 4.2.2 に示す。

表 4.2.2 に示したように、本実験装置の最高速度は 2100 [rpm] であり、最高速度が 6000 [rpm] である鉄道車両用への適用を検証するには十分ではない。したがって、提案手法が、最高速度が速く、制御演算周期が長い鉄道車両用のシステムに適用できるか確認するために、短絡間隔をあえて長く設定する。具体的には、提案手法のパラメータは下記のように設定する。 $T = 1$ [ms], $\tau_{12} = 50$ [ms], $\tau_{23} = 57$ [ms], $\tau_{\alpha} = 7$ [ms] である。

図 4.2.14 に最高回転速度時の 2100 [rpm] からの再起動の実験結果を示す。図中 i_u , i_v , i_w は三相電流, i_m は電流ベクトルの大きさ, N_{real} は真の回転数, N_{est} は推定回転数である。図 4.2.14 に示すように、高回転時でも精度良く初期速度が推定されていることがわかる。したがって、本提案手法の有効性が確認できた。

さらに、図 4.2.15 に加速時と減速時のそれぞれにおいて、300 [rpm], 1000 [rpm], 1800 [rpm], 2100 [rpm] で再起動を行った実験結果を示す。図中 V_{DC} はインバータ直流入力電圧, i_d , i_q は dq 軸電流, E_m は端子電圧指令値, T_m はトルクである。パラメータ設定に関しては、2100 [rpm] の再起動実験の際に用いたパラメータと同様の値を用いる。ただし、300 [rpm] の時には、制御演算周期 1 周期である短絡時間 1 [ms] では十分な短絡電流が得られなかったため、短絡時間を 2 [ms] とし、短絡間隔 20 [ms] の二回短絡方式を用いて初期速度推定を行っている。図 4.2.15 より、提案手法は全速度領域で良好に速度推定がなされていることがわかる。

4.2.4 実機シミュレーション検証

4.2.3 項で述べたように、ミニモデル試験装置の最高速度は大きくないので、提案手法が、最高速度が高く、制御演算周期が長い鉄道車両用に適用できるか検証することはできない。したがって、本項で 6000 [rpm] からの再起動のシミュレーションを行って、提案手法の有効性を検証する。PMSM 定数や実験条件は表 4.2.1 と同様である。提案手法のパラメータは 4.2.2 項に示した設計法に基づいて、下記のように決定された。 $T = 0.5$ [ms], $\tau_{12} = 8.5$ [ms], $\tau_{23} = 10.0$ [ms], $\tau_{\alpha} = 1.5$ [ms] である。また、再起動前に、三回目の短絡電流がゼロに減衰するために 8.5 [ms] の待ち時間を設ける。

図 4.2.16 に 6000 [rpm] からの再起動のシミュレーション結果を示す。図 4.2.16 に示すように、高回転時でも精度良く初期速度が推定されていることがわかる。したがって、本提案手法は最高速度が高く、制御演算周期が長い鉄道車両用に適用することができる。

表 4. 2. 2 ミニモデル試験機の試験条件

名前	記号	値
極対数	N	2
巻線抵抗	R_m	0.248 [Ω]
速度起電力係数	Φ_f	0.367 [Vs/rad]
d 軸インダクタンス	L_d	8.0 [mH]
q 軸インダクタンス(力行時)	L_q	32.0 [mH]
q 軸インダクタンス(回生時)	L_q	38.0 [mH]
イナーシャ	J	4.81 [kgm^2]
インバータ直流電圧	E_{dc}	300.0 [V]
電流最大値	$I_{m \max}$	15.0 [A]
最高速度	ω_{\max}	2100 [rpm]
キャリア周波数	f_s	1.0 [kHz]
制御演算周期	t_{cp}	1.0 [ms]

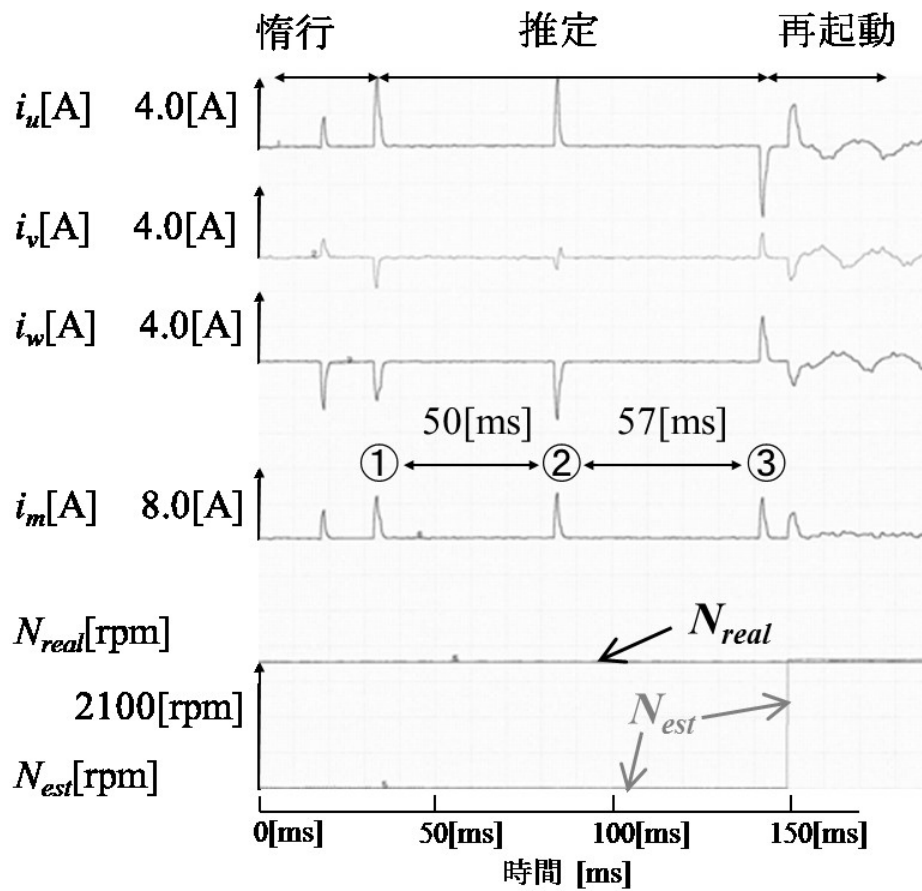


図 4. 2. 14 2100 [rpm]からの再起動実験結果

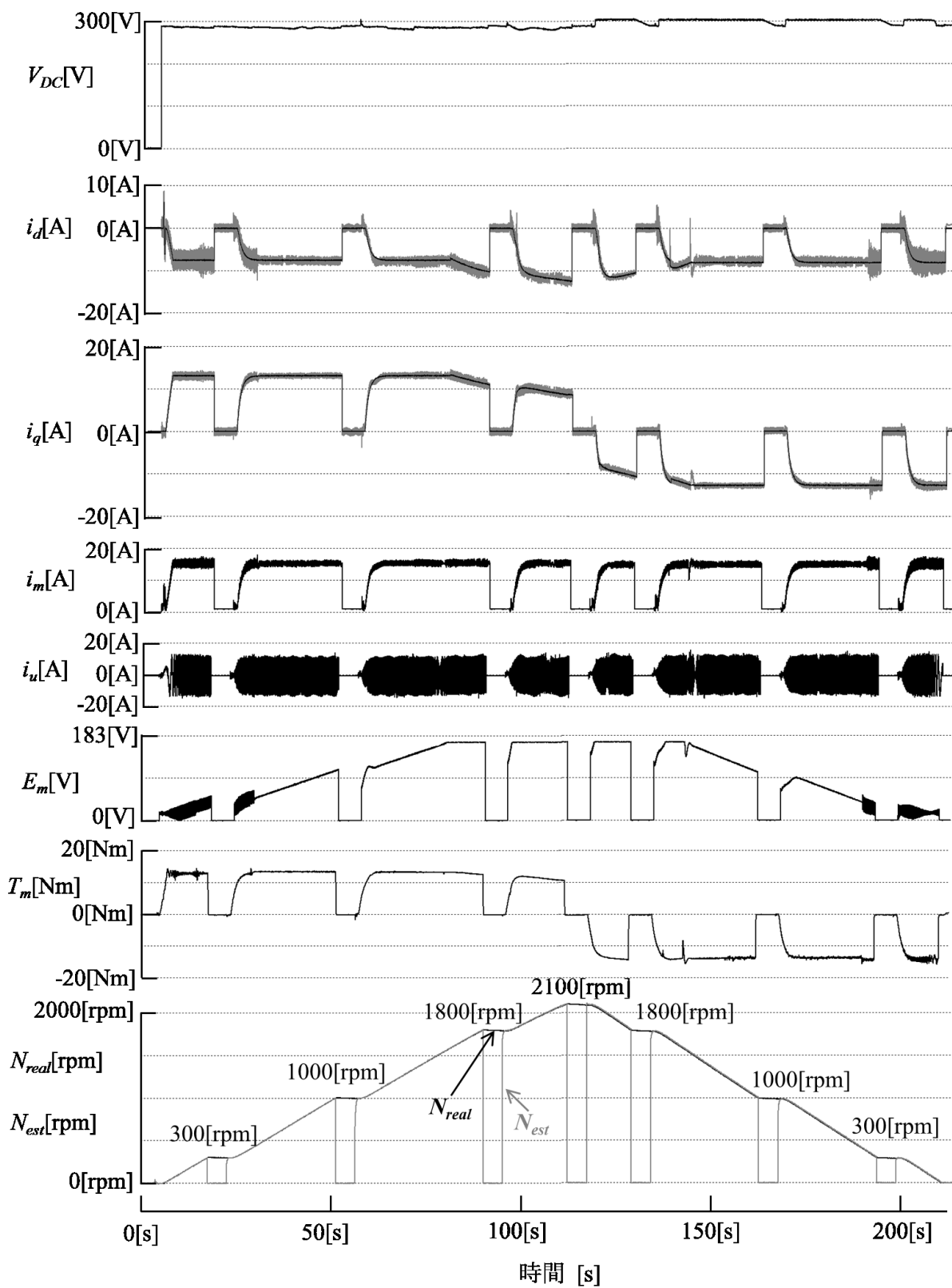


図 4.2.15 全速度域における再起動実験結果

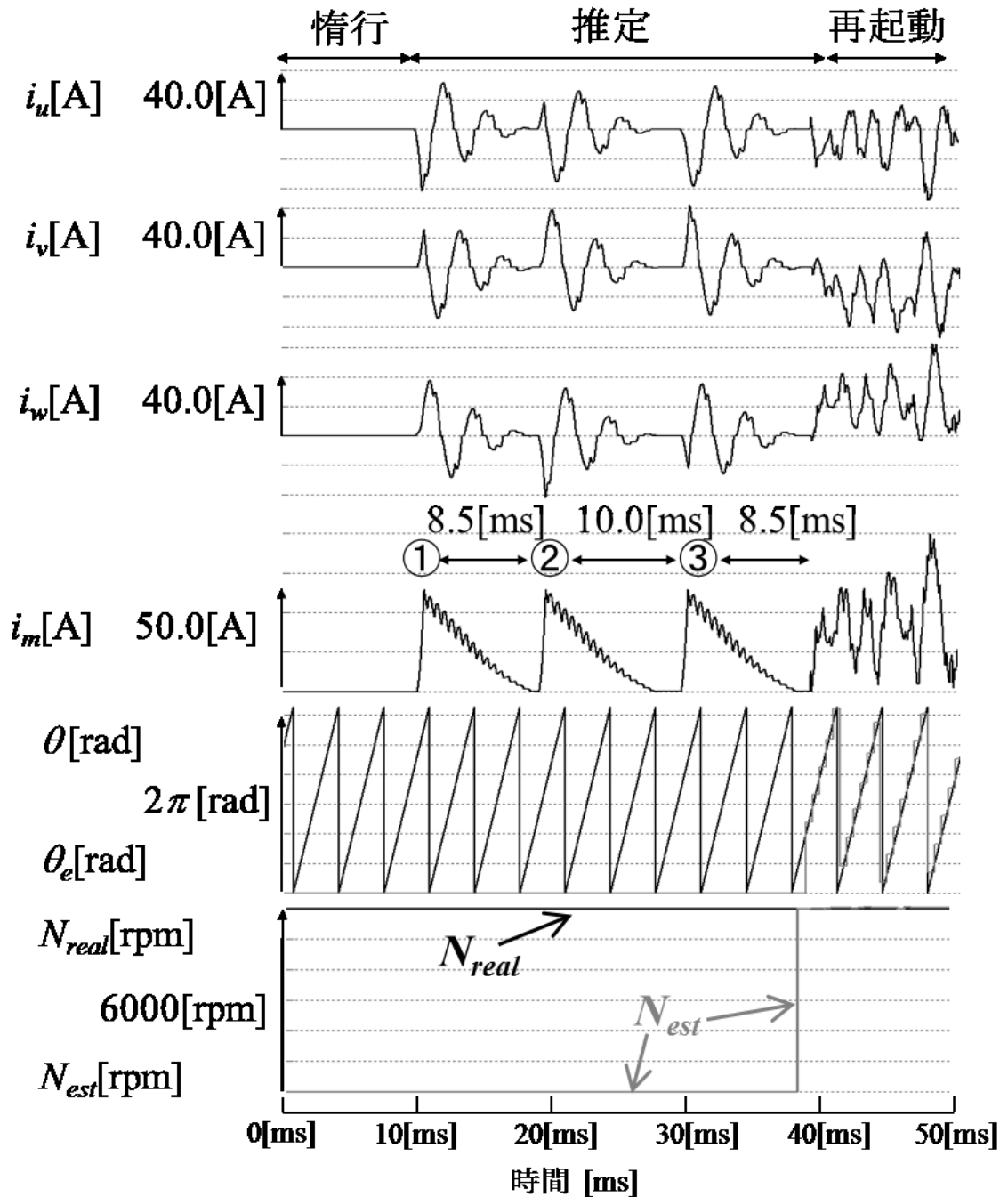


図 4.2.16 6000 [rpm]からの再起動シミュレーション結果

4.3 非ゼロ電圧ベクトルを用いた惰行再起動法

本節では、起動時のみスイッチング周波数を上げる「非ゼロ電圧ベクトルを利用した惰行再起動法」について述べる。本提案手法では、鉄道車両用 PMSM ドライブシステムに適した惰行再起動法として、①停止から最高速までの全領域を再起動可能、②電圧超過領域でも過電流にならずに再起動可能、を満たす再起動法とする。

4.3.1 提案手法の基本原理解

①「停止から最高速までの全領域を再起動可能」を実現するためには、(a)起動時の電流を抑制する制御と(b)低速と高速の両方で使用可能な回転角・回転速度推定が必要となる。それを実現するために、本節では図 4.3.1 に示した起動法を提案する。

本システムで実現できる機能は以下の通りである。

(a)起動時の電流を抑制する制御

電流制御部で起動時に過電流を抑制するために高速電流応答可能な電流制御型 PWM[4, 23]を用いる。

(b)低速と高速の両方で使用可能な回転角・回転速度推定

電流制御部で非ゼロ電圧ベクトルのみを選択することで高調波電流を大きくし、回転角推定部で拡張誘起電圧モデル[4. 24]を用いて無負荷誘起電圧とインダクタンスの両方を利用して回転角を推定する。

以下で、回転角推定部、電流制御部、磁極極性（NS）判別部について説明する。

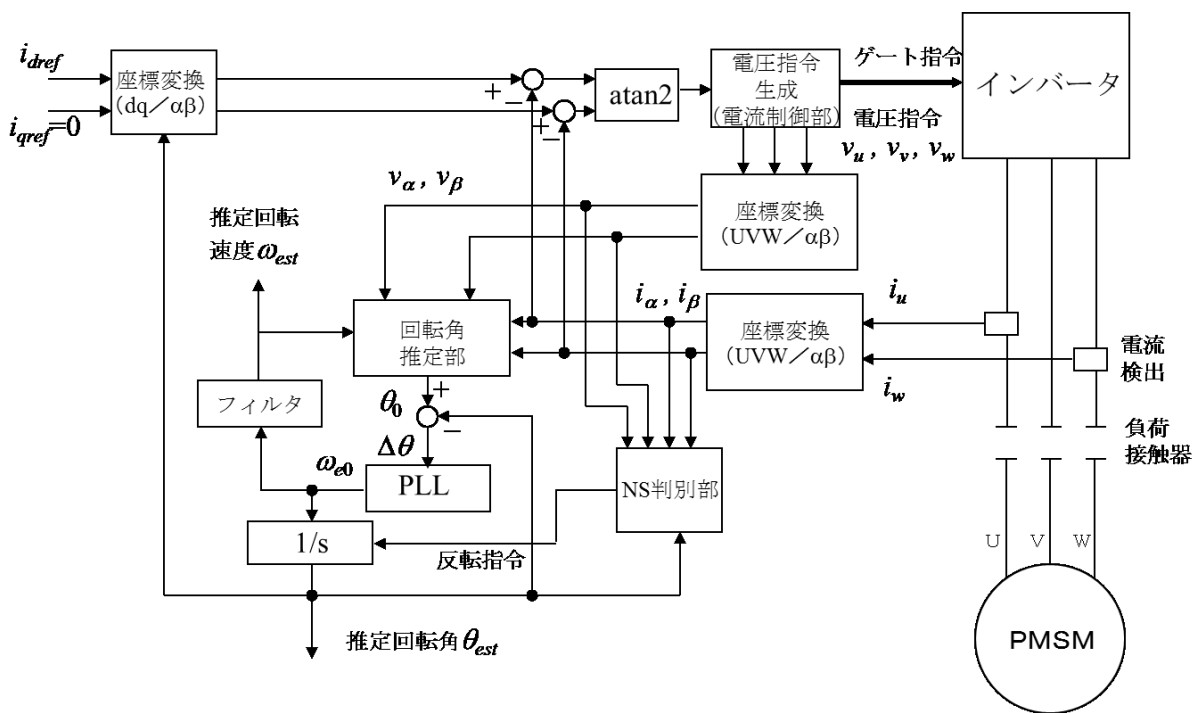


図 4.3.1 提案手法のブロック線図

まず、回転角推定部について説明する。

突極型 PMSM の d-q 軸上の電圧方程式を式(4.3.1)に示す。

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_m + pL_d & -\omega L_q \\ \omega L_d & R_m + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \Phi_f \omega \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (4.3.1)$$

ここで、 v_d, v_q は d-q 軸電機子電圧、 i_d, i_q は d-q 軸電機子電流、 R_m は巻線抵抗、 L_d, L_q は d-q 軸インダクタンス、 ω は d-q 軸ロータ速度、 Φ_f は磁石磁束係数、 $p (=d/dt)$ は微分演算子である。

式(4.3.1)の右辺第1項の行列の対角成分と逆対角成分のインダクタンスが同じになるように誘起電圧を拡張することで回転角情報を誘起電圧成分に集中させて、回転角 θ を計算できるようにする。誘起電圧を拡張すると、式(4.3.1)の電圧方程式は式(4.3.2)で示される。

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_m + pL_d & -\omega L_q \\ \omega L_q & R_m + pL_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ (L_d - L_q)(\omega i_d - p i_q) + \omega \Phi_f \end{bmatrix} \quad (4.3.2)$$

式(4.3.2)を α - β 座標に座標変換すると式(4.3.3)になる。

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_m + pL_d & -\omega L_q \\ \omega L_q & R_m + pL_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + E_{0x} \begin{bmatrix} -\sin \theta \\ \cos \theta \end{bmatrix} \quad (4.3.3)$$

ここで、 v_α, v_β は α - β 軸電機子電圧、 i_α, i_β は α - β 軸電機子電流である。また、拡張した誘起電圧（拡張誘起電圧 E_{0x} ）は式(4.3.4)で表される。

$$E_{0x} = \omega \{ \Phi_f + i_d (L_d - L_q) \} - (L_d - L_q) p i_q \quad (4.3.4)$$

式(4.3.3)より、回転角 θ は式(4.3.5)で計算することができる。

$$\begin{cases} e_\alpha = -E_{0x} \sin \theta = v_\alpha - (R_m + pL_d) i_\alpha + \omega L_q i_\beta \\ e_\beta = E_{0x} \cos \theta = v_\beta - \omega L_q i_\alpha - (R_m + pL_d) i_\beta \\ \theta = -\tan^{-1}(e_\alpha / e_\beta) \end{cases} \quad (4.3.5)$$

式(4.3.4)で示されるように、 E_{0x} は回転速度 ω が小さい時には、q 軸電流の微分項（右辺第2項）のみとなる。 E_{0x} が小さくなると式(4.3.5)で回転角 θ を計算する際に誤差が大きくなってしまうので、電流微分項を大きくすることで低速から高速まで精度良く回転角を推定できるようにする。

電流微分演算は、図 4.3.2 に記載したように電流検出周期（AD 変換周期）はスイッチング周期 Δt_s の半分として、スイッチングの中間と終わりでの電流変化から演算する。これにより、スイッチングノイズによる影響を少なくすることができる。演算式は式(4.3.6)とする。

$$p i(n) = \frac{i(n) - i(n-1)}{\Delta t_s / 2} \quad (4.3.6)$$

次に、電流微分項を大きくするための電流制御法を示す。

磁石磁束による電圧を抑制し過電流になるのを防ぐために、電流値と電流指令値から直接ゲート指令を決定するキャリア比較を用いない電流制御型 PWM[4.23]を利用する。さらに、低速域で

も推定可能とするために、電流微分項が大きくなるようにスイッチングする方法とする。

インバータが出力可能な電圧を、上側アーム ON を 1, 下側アーム ON を 0 として (U,V,W) の状態を 10 進表現にすることで、出力電圧ベクトル $\mathbf{V}_0 \sim \mathbf{V}_7$ で表現する。例えば、U 相：上側 ON, V 相：下側 ON, W 相：下側 ON の場合には (1,0,0) となり 10 進表現にすると \mathbf{V}_4 となる。このうち、 $\mathbf{V}_1 \sim \mathbf{V}_6$ は図 4.3.3 に示す 6 方向の非ゼロ電圧ベクトルとなり、残りの \mathbf{V}_0 と \mathbf{V}_7 はゼロ電圧ベクトルになる。ここで図 4.3.3 のように、電流指令ベクトル \mathbf{i}_{ref} と検出した電流 \mathbf{i}_0 の差 $\Delta \mathbf{i}$ を求め、その方向と最も近い非ゼロ電圧ベクトル ($\mathbf{V}_1 \sim \mathbf{V}_6$) を選択する。

(図 4.3.3 では \mathbf{V}_6 を選択する。) これによって、電流偏差 $\Delta \mathbf{i}$ が小さくなる。これを制御割込み毎に実施することで電流を制御する。非ゼロ電圧ベクトルのみを選択することで、①電流応答が高速になる、電流微分項が大きくなり低速域で回転角推定可能になる、というメリットがある。なお、スイッチング周期を短くすれば、電流微分項が大きくなっても電流リップルは大きくならないため、トルクリプルは無視できるほど微小となる。

次に電流指令値に関して説明する。無負荷誘起電圧がインバータ直流電圧よりも高い電圧超過領域ではゲートが OFF の状態でも、インバータ直流電圧を超えた無負荷誘起電圧によって回生電流が流れトルクが生じてしまうため、トルクに寄与せずに誘起電圧を抑制することが可能な弱め磁束電流指令（負の d 軸電流指令）を与える必要がある。また、電圧超過領域に近い領域においてもインバータ直流電圧の変動によって電圧超過領域に入った際に回生が起これないように、弱め磁束電流を流した方が良い。さらに、弱め磁束電流を流すと、付帯効果として、回転角推定のロバスト性を向上する効果もある。式(4.3.4)において第 2 項の電流微分項 $-(L_d - L_q) p i_q$ は定常的な平均値がゼロである。一方、第 1 項の $\omega \{ \Phi_f + (L_d - L_q) i_d \}$ は速度が正の時、定常的な正の値となる。ここで、dq 軸上の磁石磁束 Φ_f は必ず正であり、 $(L_d - L_q)$ は必ず負となるため、d 軸電流 i_d を負の方向に流すことで、第 1 項の絶対値が大きくなり拡張誘起電圧 E_{0x} の平均値が大きくなる。これにより回転角推定がノイズに対してロバストになる。以上、2 点のメリットから電流指令はマイナス d 軸方向に与えることとする。

続いて、磁極極性判別部について述べる。

式(4.3.4)に示したように、拡張誘起電圧 E_{0x} は電流微分項の正負によって、正と負のいずれにもなり得る。したがって、前述の回転角推定部では磁極極性 (N 極と S 極) を判別することはできない。磁極極性判別をする手段としては、低速域で用いられている磁気飽和を用いる方法[4. 1]があるが、ある程度の回転速度以上では誘起電圧が大きいため、誘起電圧を利用することで、より短時間に磁極極性を判別することができる。これにより、電圧超過領域でも速やかに弱め磁束電流を流すことができる。

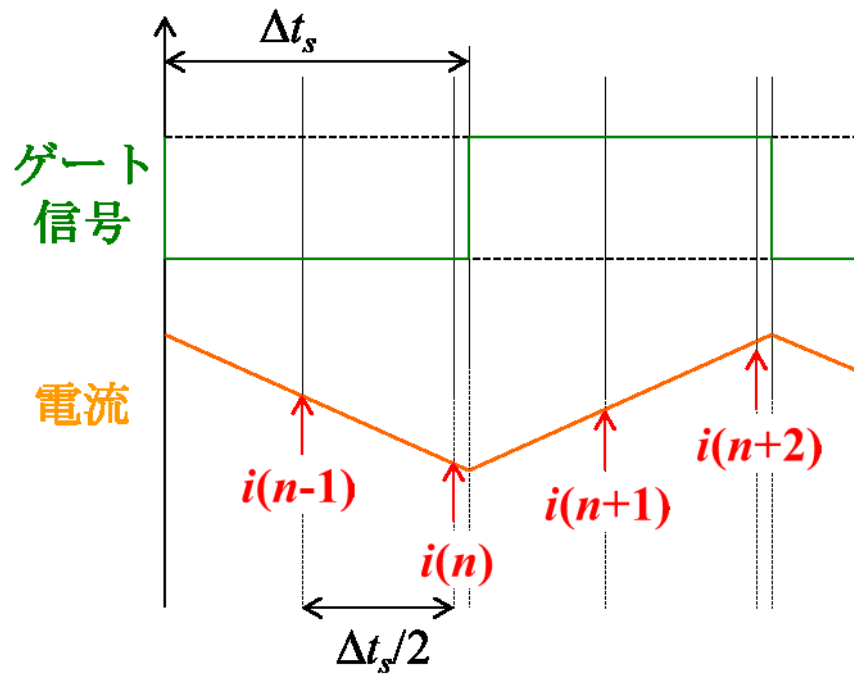


図 4.3.2 電流検出周期

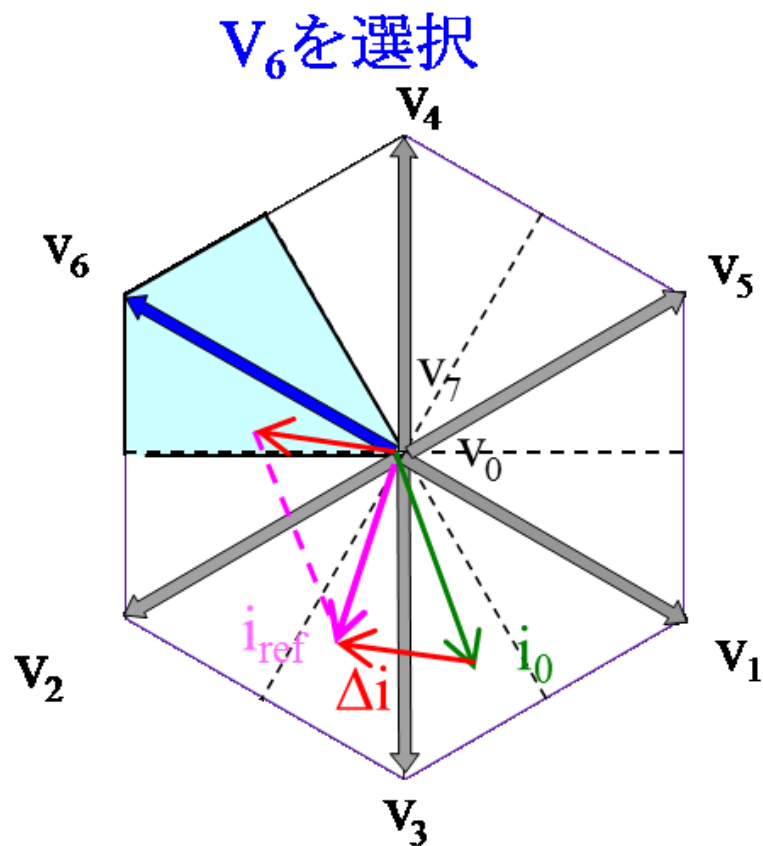


図 4.3.3 電圧ベクトルの選択方法

PMSM が正回転している時、無負荷誘起電圧が q 軸方向に生じるため、 v_q は正の値になる。ここで、推定回転角 θ_{est} が 180 [deg] 反転している場合、推定回転角 θ_{est} を用いて電圧指令 v_u^* , v_v^* , v_w^* を q 軸電圧に座標変換した v_{qref} は負の値になる。一方、モータモデルから指令値を用いて計算する v_{qmod} は磁極極性が反転しているか否かに関わらず、必ず正の値になる。したがって、 v_{qref} と v_{qmod} の符号を比較すれば、磁極極性を判別することができる。誘起電圧が所定電圧以下では、低速であると判断し、磁気飽和を用いた磁極極性判別[4. 1]を実施する。

最後に、提案手法の起動シーケンスについて述べる。

図 4. 3. 4 に本提案手法の起動時のフローチャートを示す。モータ起動指令があると、まず、非ゼロ電圧ベクトルのみを選択する電流追従型 PWM にて電流制御を行う。そして、その時の電流と電圧指令から回転角と速度を推定する。その後、本項で提案した磁極極性判別法を用いて、回転角反転指令があれば回転角を 180 [deg] 進める。これを所定時間、繰り返す。所定時間経過後、誘起電圧が所定電圧に達しているか否かを確認して、所定電圧以下であれば、磁気飽和を利用した磁極極性判別法[4. 1]を用いて磁極極性判別を行う。ここで、回転角反転が必要であれば推定回転角を 180 [deg] 進めて起動処理を完了する。

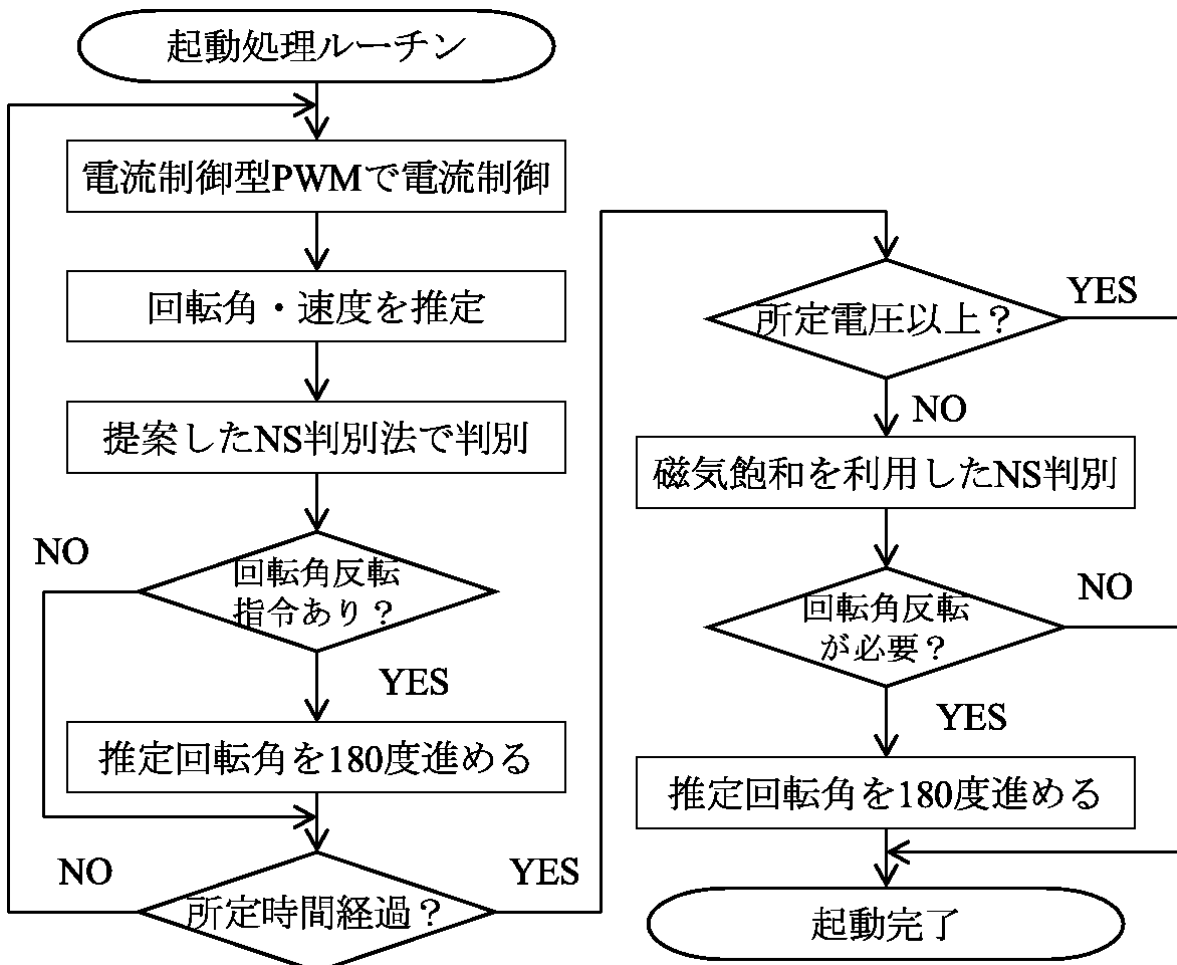


図 4. 3. 4 提案起動法のフローチャート

4.3.2 電圧超過領域での再起動法

本項では、4.3.1 項で提案した再起動法を基に②「電圧超過領域でも過電流にならずに再起動可能」を実現するための起動前処理を提案する。

電圧超過領域で再起動が必要な場合としては、以下が考えられる。

- ・モータとインバータの間に負荷接触器があり、保護動作等で負荷接触器が開いて惰行している状態から、負荷接触器を閉じて再起動する場合（負荷接触器投入起動と呼ぶ）
- ・惰行中に (a)回転速度が上昇する (b)インバータ直流電圧が下がる (c)磁石温度が下がる などの変化が生じて回生電流が流れ始める場合（電流流れ込み起動と呼ぶ）

前述の通り、電圧超過領域ではゲートが OFF の状態でも、インバータ直流電圧を超えた無負荷誘起電圧によって回生電流が流れてしまう。この状態から再起動をするためには、短時間で回転角を推定して、無負荷誘起電圧を抑えるような弱め電流を流さなければならない。

回転角の推定演算を早めるためには、図 4.3.1 のうち、回転速度を推定している PLL 制御器（図 4.3.5）と推定回転速度フィルタ（図 4.3.6）の各積分器に初期回転速度 ω_{e0} を設定すれば良い。無負荷誘起電圧がインバータ直流電圧と等しくなる回転速度は式(4.3.7)で計算できる。

$$\omega_{\min} = \frac{V_{dc}}{\sqrt{2}\Phi_f} \quad (4.3.7)$$

ここで、 V_{dc} はインバータ直流電圧である。

したがって、電圧超過領域と判断された場合には、回転速度は次式の範囲である。

$$\frac{V_{dc}}{\sqrt{2}\Phi_f} \leq \omega \leq \omega_{\max} \quad (4.3.8)$$

このことから、推定を高速化するため、推定回転速度の初期値の計算式は次式で与える。

$$\omega_{e0} = \begin{cases} \frac{\frac{V_{dc}}{\sqrt{2}\Phi_f} + \omega_{\max}}{2} & \text{(負荷接触器投入起動)} \\ \frac{V_{dc}}{\sqrt{2}\Phi_f} & \text{(電流流れ込み起動)} \end{cases} \quad (4.3.9)$$

また、弱め電流の指令値に関しては、負荷接触器投入起動の場合には、最高回転速度で完全に弱められるように次式で設定する。

$$i_{dref} < \frac{\sqrt{6}V_{dc}/\pi - \omega_{\max}\Phi_f}{\omega_{\max}L_d} \quad (4.3.10)$$

なお、巻線電流が流れるか否かで電圧超過領域であるか否かを判定し、電圧超過領域ではないと判定された場合には、推定回転速度の初期値は 0 として起動する。

負荷接触器投入起動における起動前補正ルーチンのフローチャートを図 4.3.7 に示す。モータを起動すると判断した場合に、負荷接触器を閉じる。その時に、巻線電流が流れ

ば、電圧超過領域であると判断して、推定回転速度の初期値を式(4.3.9)にて設定する。さらに、式(4.3.10)を満たすように d 軸電流指令値を変更して、起動を開始する。

次に、パラメータ設計方法について述べる。

鉄道車両用主電動機における動作範囲は、架線電圧が 1500 [V] のシステムで、インバータ直流電圧 V_{dc} は 900 [V] ~ 1800 [V] であり、磁石磁束係数 Φ_f も温度により ± 5 [%] 程度変動する。鉄道車両用インバータシステムでは、通常、インバータ直流電圧 V_{dc} を電圧センサによって検出している為、測定誤差は無視しても問題ない程度であり、また起動前処理から、インバータを起動するまでの時間は 1 [ms] 以内であるため、この間で速度、インバータ直流電圧が大きく変動することを考慮する必要はない。一方、磁石磁束係数 Φ_f は温度による変動が ± 5 [%] 程度あり、鉄道車両用主電動機では一般的に温度センサがないため、この変動は事前に把握することはできない。したがって、変動を考慮してパラメータを設計する必要がある。まず、式(4.3.10)の弱め電流の指令値については、磁石磁束係数 Φ_f が最大の場合でも弱められるように、温度が使用上の最低温度時の磁石磁束係数 Φ_f を用いて設計する。次に、式(4.3.9)の推定回転速度の初期値は磁石磁束係数 Φ_f が大きいほど小さい値で設定される。ここで、回転速度が高速であるほど、無負荷誘起電圧がインバータ直流電圧よりも超過する量が増えるため、起動時のトルクショックやインバータ直流電圧の上昇が大きくなる。したがって、最高回転速度において実際値との誤差が大きくなるのを避けた方が安定した起動が確保できる。最高回転速度では、磁石磁束係数 Φ_f が最大の時、実際値との誤差が最大となるので、こちらも温度が最低の時の磁石磁束係数 Φ_f を用いて推定回転速度の初期値を決定する。なお、起動時の推定回転速度の初期値と実際の回転速度の誤差によって、回転角誤差の整定時間が異なる。したがって、最高回転数で磁石温度が最低の時の回転速度誤差を用いて PLL ゲインの時定数を設計する。これにより磁石磁束係数 Φ_f に誤差が生じた場合でも所定の整定時間以内に設計することができる。

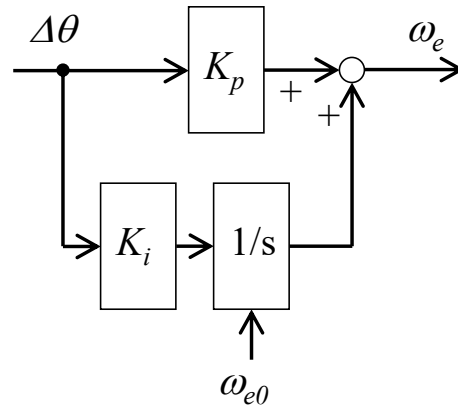


図 4.3.5 PLL 制御器のブロック線図

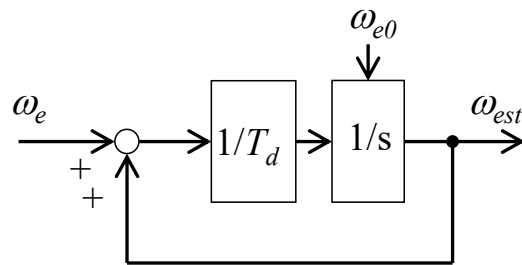


図 4.3.6 推定回転速度フィルタのブロック線図

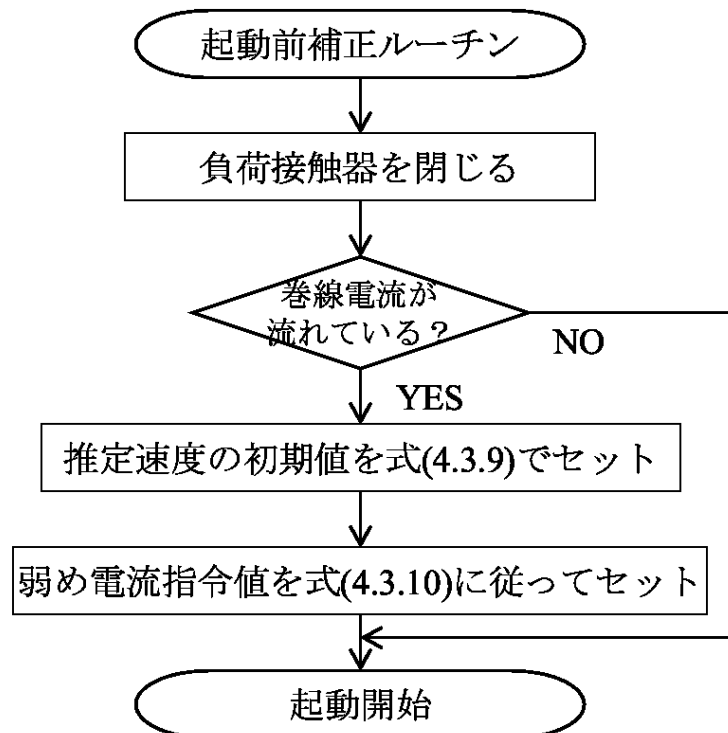


図 4.3.7 起動前処理のフローチャート

4.3.3 実験・シミュレーション検証

200 [kW]級の PMSM を用いて実機試験を実施した。実験条件を表 4.3.1 に示す。鉄道車両用ドライブシステムにおける使用範囲は、架線電圧が 1500 [V] のシステムで、インバータ直流電圧は 900 [V]～1800 [V]、最高回転速度は 300 [Hz] 程度であるが、試験設備の都合で、インバータ直流電圧は 1320 [V]～1720 [V]、回転速度は -25 [Hz]～275 [Hz] とした。また、鉄道車両用ドライブシステムにおけるスイッチング周波数は通常 1 [kHz] 程度であるが、電流応答を高速にするために起動時のみに限定して 4 [kHz] とした。また、4.3.1 項で説明したように、電流サンプリング周期はスイッチング周波数の 2 倍の 8 [kHz] とし、12 [bit] の AD コンバータを用いた。

ここで、従来の鉄道車両用インバータ・制御装置にそのまま適用できるように、スイッチング周波数の増加による影響を検討する。

(1) スイッチングロスの増加

後述のように定トルク領域に対して最大でも 40 [%] 程度の電流しか流れないため、スイッチング周波数を 4 倍にしたとしても発熱量としては最大でも定トルク領域の $0.4 * 0.4 * 4 * 100 = 64$ [%] 程度である。また時間としても 100 [ms] と短いため、スイッチングロスの増加は問題にならない。

(2) 制御負担の増加

スイッチング周波数を 4 倍にするため、提案手法では通常領域の制御よりも短い間隔で制御を行う必要がある。しかし、提案手法では、フーリエ級数展開のような複雑な演算処理を行わないため、従来の制御マイコンでも十分処理が可能である。

無負荷誘起電圧がインバータ直流電圧よりも低い領域における実験結果を図 4.3.8～図 4.3.11 に示す。ここで、 $\Delta\theta$ は推定回転角と実回転角の差 ($= \theta_{est} - \theta$) を、 ω_{e0} は PLL 制御器の出力である推定回転速度（フィルタ通過前）を、 ω_{est} は推定回転速度（フィルタ通過後）を、 i_d 、 i_q は制御座標上の dq 軸電流をそれぞれ表す。また電流値は定トルク領域の電流値を 1 として、トルクは定トルク領域のトルクを 1 として、それぞれ表示している。なお、d 軸電流指令値は -0.1、q 軸電流指令値は 0 にそれぞれ設定している。図 4.3.8～図 4.3.11 より、後退起動、停止時から最高回転速度まで、速度域によらず、起動時の過渡的な電流変化も見られず、安定した起動が実現できている。また、推定に要する時間は、100 [ms] 以内と鉄道車両用途では十分に短時間での推定が可能であることが確認できる。なお、停止時に関しては、初期回転角を変更して実験を行ったが、初期回転角によらず起動可能であることを確認している。

電圧超過領域における実験結果を図 4.3.12、図 4.3.13 に示す。d 軸電流指令値は -0.35、q 軸電流指令値は 0 にそれぞれ設定している。図 4.3.12、図 4.3.13 より、電圧超過領域においても安定した再起動が実現できることが確認できた。負荷接触器を投入した際には、電流の過渡変化があるものの、大きさは定トルク領域での電流の半分以下であり、時間としても数 [ms] 程度であった。そのため、起動時のトルク変動は定トルク領域のトルクの 5

[%]未満であり，インバータ直流電圧の変動も 100 [V]以内であり，実用上，問題のない範囲に抑えることができた。

各回転速度における回転角推定誤差，回転速度推定誤差を図 4. 3. 14 に示す。図 4. 3. 14 には，図 4. 3. 8～図 4. 3. 13 に加えて，12.5 [Hz]，50 [Hz]，200 [Hz]，225 [Hz]の推定結果を記載している。なお，回転角推定誤差，回転速度推定誤差は制御が十分に落ち着いた 80 [ms]～100 [ms]の間の検出結果の平均値である。図 4. 3. 14 より，後退起動である-25 [Hz]から最高回転速度である 275 [Hz]まで全速度域において，回転角推定誤差は ± 5 [deg]以内，回転速度推定誤差は ± 3 [Hz]以内となっていることが確認できた。この結果を初期値として通常の制御に移行すれば，移行時に過電流となることなく安定な起動が実現できると考えられる。

最後に，初期回転速度のプリセットによる効果を検証するため，リアルタイムシミュレータ[4. 25]による検証を実施した。図 4. 3. 13 と同様の条件でプリセットの有無による応答の比較を行った結果を，図 4. 3. 15，図 4. 3. 16 に示す。図 4. 3. 15，図 4. 3. 16 より電圧超過領域において，PLL 制御器と推定速度フィルタに初期推定速度を与えることで回転角・回転速度の収束が早くなり，無負荷誘起電圧によって電流が過電流になる前に適切な電圧が出力されていることが確認できた。

表 4.3.1 試験条件

名前	値
定格出力 [kW]	200
インバータ直流電圧 [V]	1320～1720
再起動時のスイッチング周波数 [kHz]	4.0
電流検出周波数 [kHz]	8.0
AD コンバータの分解能 [bit]	12
インバータ周波数 [Hz]	-25～275

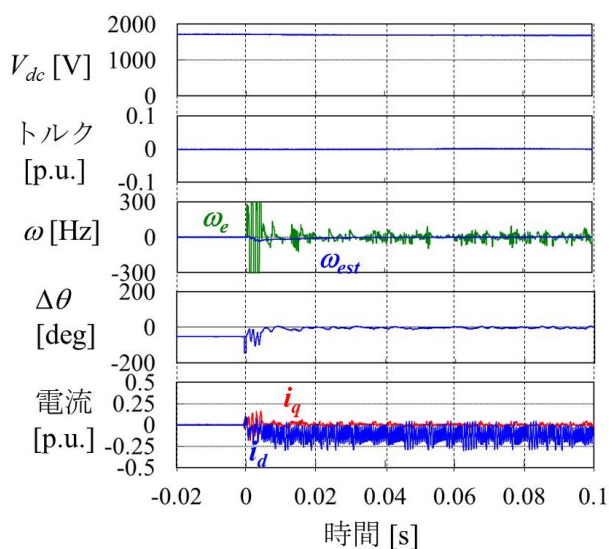


図 4.3.8 停止状態からの起動結果

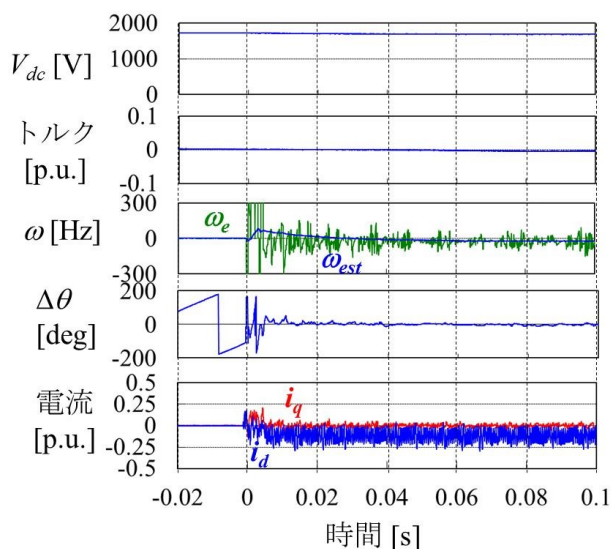


図 4.3.9 後退状態からの起動結果

($\omega=0$ [Hz], $V_{dc}=1720$ [V])

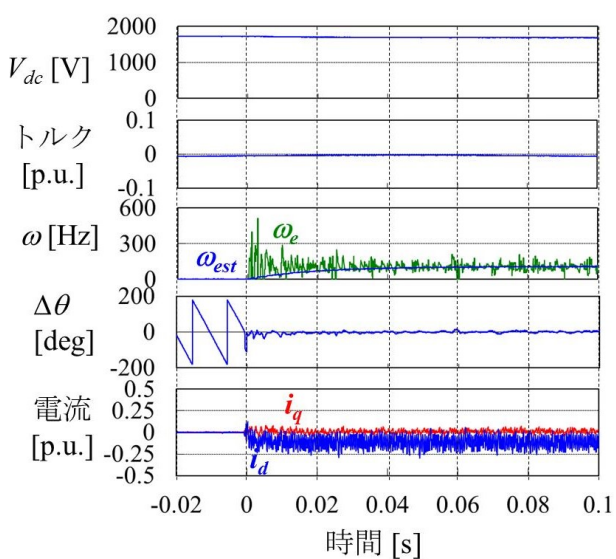
($\omega=-25$ [Hz], $V_{dc}=1720$ [V])


図 4.3.10 中速域からの起動結果

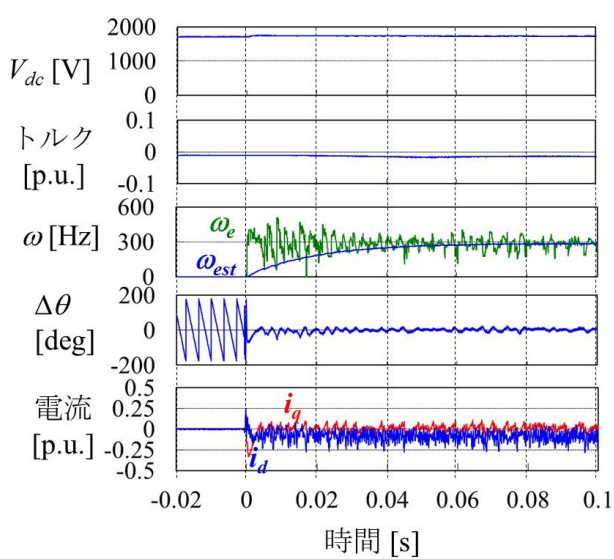
($\omega=100$ [Hz], $V_{dc}=1720$ [V])


図 4.3.11 最高速からの起動結果

($\omega=275$ [Hz], $V_{dc}=1720$ [V])

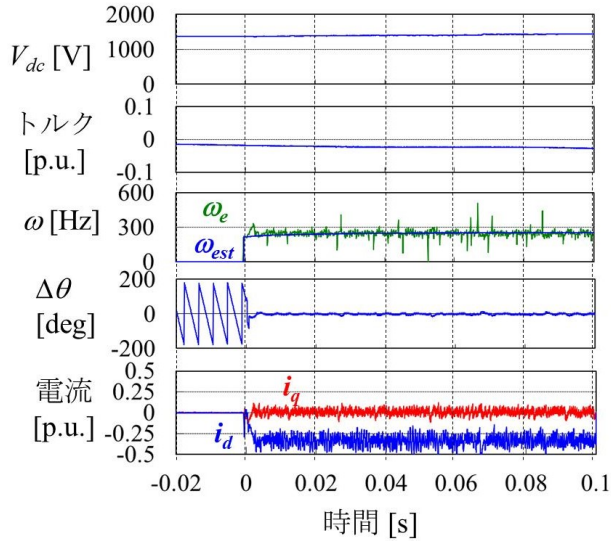


図 4.3.12 電流流れ込み起動の結果

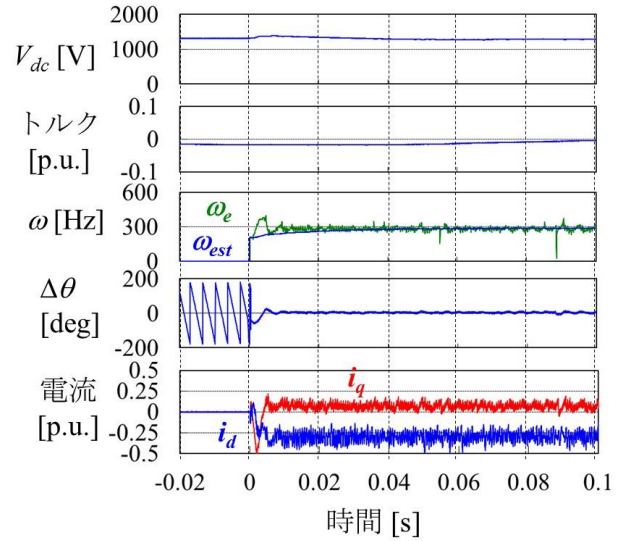
 ($\omega=240$ [Hz], $V_{dc}=1320$ [V])


図 4.3.13 負荷接触器投入起動の結果

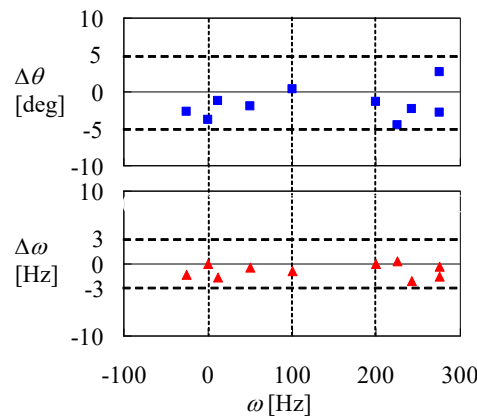
 ($\omega=275$ [Hz], $V_{dc}=1320$ [V])


図 4.3.14 回転速度毎の回転角および回転速度の推定誤差

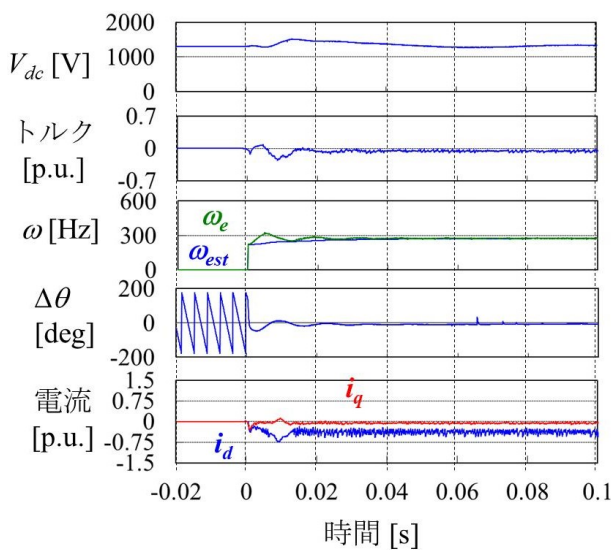


図 4.3.15 起動前処理有の起動結果

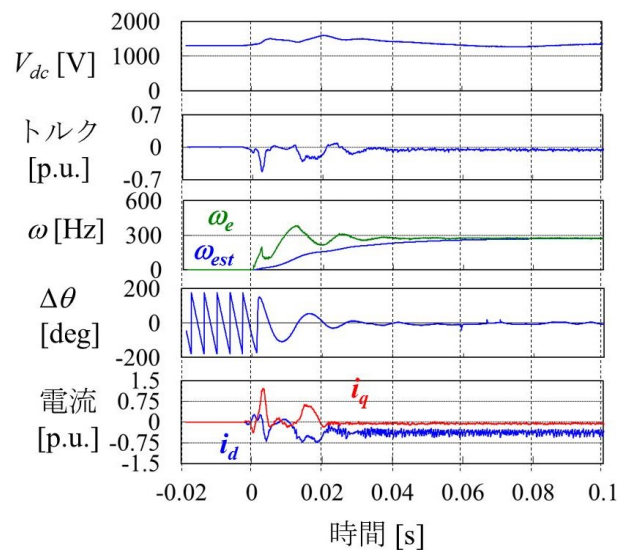
 ($\omega=275$ [Hz], $V_{dc}=1320$ [V])


図 4.3.16 起動前処理無の起動結果

 ($\omega=275$ [Hz], $V_{dc}=1320$ [V])

4.4 本章のまとめと今後の展望

本章では、鉄道車両用 PMSM ドライブシステムの重要課題の 1 つである惰行再起動時における回転角推定法について、電圧センサを用いない 2 種類の手法を提案した。本章で得られた知見と今後の展望をまとめると、以下ようになる。

- (1) 一般産業用の瞬停再起動法を応用した「三相短絡を利用した惰行再起動法」を提案した。従来手法は、再起動する際、三相短絡を行い流れる電流から回転角を推定する手法であるが、鉄道車両用 PMSM ドライブシステムに適用する際に、短絡電流の減衰時間が確保できないという問題点を述べ、それを改良した手法を提案した。提案手法はシミュレーションおよびミニモデル実験により、その有効性を確認した。本提案手法により、鉄道車両用 PMSM ドライブシステムにおいて現状からシステム変更することなく電圧センサを用いない惰行再起動を実現することができるようになった。
- (2) インバータと PMSM の間に負荷接触器を設け、無負荷誘起電圧がインバータ直流電圧よりも高い PMSM を用いたシステムにも適用できるように、起動時のみスイッチング周波数を上げる「非ゼロ電圧ベクトルを利用した惰行再起動法」を提案した。実機試験により、本提案手法は負荷接触器投入起動を含んだ全速度域での再起動が実現できることを確認した。本提案手法により、起動時のみスイッチング周波数を上昇する必要があるものの、最高速で無負荷誘起電圧がインバータ直流電圧よりも高い PMSM を適用できるようになり、起動電流を低減できることからインバータの小型化を実現できる。なお、本方式は既に鉄道車両用 PMSM ドライブシステムに適用され、安定した起動が実現できている（[4. 26]の図 7）。これにより、電圧センサを無くし、インバータの小型化・低コスト化に寄与し、また、信頼性が向上した点が適用先からも評価いただいている。また、今後の展望として、本手法では、誘起電圧だけでなく磁気突極性を利用した回転角推定を行っているため、近年、適用が始まっている産業用シンクロナスリラクタンスモータ（Synchronous Reluctance Motor; SynRM）の瞬停再起動に応用することが期待できる。

第5章 結論

近年，地球温暖化対策等の観点から，様々な分野で省エネルギー化が進められている。輸送分野において，鉄道は走行抵抗が小さいことから，輸送量あたりの消費電力量が他の交通手段に比べて低い交通機関である。しかし，地球温暖化を背景に 2006 年に「改正省エネ法」が施行され，輸送事業者に対しても更なる消費電力量の低減が求められている。また，鉄道事業者においては，更なるコスト削減の観点からも消費電力量の低減は重要である。

鉄道車両駆動用主電動機として，1990 年前後から IM が主流となっている。これは，それまで用いられてきた直流電動機に比べてブラシが不要となることから，メンテナンスの低減，小型・軽量化が図れるといったメリットがあるためである。また，IM ではすべりがあるため，インバータ 1 台で複数の電動機を駆動でき，インバータを小型化できるといったメリットもある。鉄道車両用ドライブシステムにおける消費電力量を考えると，現在，主流となっている IM を主電動機に用いる場合，走行時の消費電力量の約半分を主電動機損失が占める。したがって，主電動機損失を低減することが，鉄道車両における消費電力量を低減する上で最重要である。

主電動機損失の低減という観点から主電動機を考えたとき，PMSM が IM よりも有利である。Nd-Fe-Br 系や Sm-Co 系といった希土類永久磁石が出現し，PMSM の大容量化が可能となったことを背景に，2006 年頃から，PMSM が鉄道車両駆動用主電動機に適用され始めた。PMSM はモータ単体の効率として IM に対して 5 [%]程度の高効率化が期待される。さらに，高出力密度化により体格を同等として出力を増加させることで回生エネルギーの増加も期待できる。これらの効果により，消費電力量を従来システムに対して 20 [%]以上低減することが可能となる。

鉄道車両用ドライブシステムに PMSM を適用する場合，広範囲の可変速運転に適し，リラクタンストルクを積極的に用いることで磁石使用量を低減可能な PRM が適している。また，小型化，低コスト化，信頼性向上等の観点からレゾルバ等の回転角センサを利用しない回転角センサレス制御の適用が求められている。

2006 年頃から鉄道車両用ドライブシステムでも回転角センサレス PRM ドライブシステムが適用されているが，更なる普及を阻害する要因として，制御の視点で大きく 3 点の課題があった。即ち，①電磁騒音の問題，②PRM に適した極性判別法の確立，③電圧センサを用いない惰行再起動の実現である。これらの課題を解決することが PMSM ドライブシステムの普及にとって必要であった。

このような背景のもと，本研究では鉄道の省エネルギー化に有効な PMSM ドライブシステムの普及を実現するために，特に PRM に焦点を当て，その回転角センサレス制御技術

を高度化させ、PMSM の普及の阻害要因となっている上記課題を解決した制御技術を開発した。以下、本論文で得られた知見と今後の展望を述べる。

第2章では、PMSM ドライブシステムの問題点の1つである電磁騒音のうち、制御に起因して発生する①「インバータのスイッチングによって発生する PWM 高調波電流による騒音」と、②「回転角を推定するために重畳する高周波電流による騒音」の2種類について分析し、騒音を低減する手法を開発した。

まず、「インバータのスイッチングによって発生する PWM 高調波電流による騒音」について、従来手法であるランダムキャリア PWM で発生する高調波電流を定式化した。さらに、導出した定式をもとに、機械共振点を避けるように高調波成分を発生できる手法として、2つのキャリア周波数からキャリア周波数を選択し、両周波数間の変移確率によって高調波成分を制御する「変移確率制御による PWM キャリア分散法」を新たに提案した。騒音測定試験によって、提案手法は機械共振点を避けて特定周波数の発生を抑制できる効果があることが確認できた。本手法により、機械共振点を避けることで鉄道車両用 PMSM ドライブシステムの騒音オーバーオール値を低減できた。

次に、「回転角を推定するために重畳する高周波電流による騒音」について、重畳高周波電圧の振幅と騒音がトレードオフの関係になること、および、重畳高周波電圧の振幅と回転角・速度の推定精度がトレードオフの関係になることに着目して、定常時には重畳高周波電圧の振幅を小さくし、電流過渡変化時にのみ重畳高周波電圧の振幅を大きくすることで、回転角・速度推定精度を低下させずに、運転中全般としての騒音を低減する「重畳高周波電圧振幅制御法」を提案した。シミュレーションおよび実験検証によって、提案手法は定常的な低騒音化と過渡的な安定性の両立が実現できることが確認できた。本手法により、低速域の回転角センサレス制御として広く知られている高周波重畳方式において、鉄道車両用ドライブシステムに要求される過渡安定性を満たしながら、定常的な低騒音化を実現することができた。

今後の展望として、「変移確率制御による PWM キャリア分散法」は PWM を用いた様々な半導体電力変換器に適用することで電磁騒音の低減が期待できる。さらに、本手法は原理的に重畳高周波電流の騒音低減にも応用可能であることから、その開発が期待できる。また、「重畳高周波電圧振幅制御法」を一般産業用、自動車用等の他分野の PMSM ドライブシステムに展開することが期待できる。

第3章では、PRM における初期磁極極性推定法で利用される d 軸インダクタンスの磁気飽和特性が、他の PMSM と異なり、N 極方向に極大点を持つことを電磁界解析によって明らかにした。また、ロータの中央と外周のブリッジ部における磁石磁束の内部ループによる磁気飽和によって、本磁気飽和特性を示すことを確認した。さらに、鉄心、磁石の材料により、極大点の位置、ピーク値が変化することを明らかにした。

さらに、本磁気飽和特性を利用して、極性判別時の電流量を低減する方法を提案し、ミニモデル試験によって有効性を確認した。

本章によって、モータ設計が制御で用いるモータパラメータに与える影響が明らかになり、製造前に極性判別可能かを判断することができるようになった。さらに、PRMに適した磁極極性推定法を提案することによって、N極方向に極大点を持つ場合には提案手法を、持たない場合には従来手法を使い分けることで、ロータの磁石配置によらずに極性判別が可能となった。

今後の展望として、磁石の温度により極大点のピーク値が変化することを利用した温度推定法の開発が期待できる。また、提案した磁極極性推定法を一般産業用、自動車用等の他分野のPRMドライブシステムに展開することが期待できる。

第4章では、鉄道車両用PMSMドライブシステムの重要課題の1つである惰行再起動時における回転角推定法について、電圧センサを用いない2種類の手法を提案した。

1つ目は、一般産業用の瞬停再起動法を応用した「三相短絡を利用した惰行再起動法」である。従来手法では、鉄道車両用PMSMドライブに適用する際に、短絡電流の減衰時間が確保できないという問題点を述べ、それを改良した手法を提案した。シミュレーションおよびミニモデル実験により、本提案手法が、最高回転速度が速く、制御演算周期が長い鉄道車両用に適用できることを確認できた。本提案手法により、鉄道車両用PMSMドライブシステムにおいて現状からシステム変更することなく電圧センサを用いない惰行再起動を実現することができるようになった。

2つ目は、起動時のみスイッチング周波数を上げる「非ゼロ電圧ベクトルを利用した惰行再起動法」である。インバータ小型化の観点から、磁石磁束を増やしモータの起動電流を下げるシステムの適用が進められている。本システムでは、インバータとPMSMの間に負荷接触器を設け、無負荷誘起電圧がインバータ直流電圧よりも高い状態から再起動する必要がある。実機試験により、提案手法では、負荷接触器投入起動を含め、全速度域で再起動可能であることが確認できた。本提案手法により、起動時のみスイッチング周波数を上昇する必要があるものの、最高速で無負荷誘起電圧がインバータ直流電圧よりも高いPMSMを適用できるようになり、インバータの小型化を実現できる。

今後の展望として、「非ゼロ電圧ベクトルを利用した惰行再起動法」は誘起電圧だけでなく磁気突極性を利用した回転角推定を行っているため、近年、適用が始まっている産業用SynRMの瞬停再起動に応用することが期待できる。

本研究の成果により、鉄道車両用PMSMドライブシステムの普及阻害要因となっている制御的な課題が解決した。これにより、鉄道車両用PMSMドライブシステムの普及が加速され、輸送分野における省エネルギー化に大きく貢献することを期待している。

参考文献

第 1 章

- [1. 1] 経済産業省・国土交通省：改正省エネ法の概要（輸送に係る措置）パンフレット (2016)
- [1. 2] 近藤稔：「主電動機の高効率設計による電車の省エネルギー効果」，鉄道総研報告，Vol.23，No.11，pp.29-34 (2009)
- [1. 3] 山本貴光：「鉄道車両の省エネルギーに関する最新の研究開発」，鉄道総研報告，Vol.29，No.2，pp.1-4 (2015)
- [1. 4] 小笠正道：「電気車制御技術の変遷と動向」RRR，Vol.72，No.2，pp.8-11 (2015)
- [1. 5] 曾根悟：「究極の電気車駆動方式を我々は手に入れたか」電気学会誌，Vol.122，No.9，pp.598-600 (2002)
- [1. 6] 高原英明：「コントロール技術としての電気車駆動制御の研究とパワーエレクトロニクス」電気学会誌，Vol.122，No.9，pp.601-605 (2002)
- [1. 7] F.Blaschke: “Das Prinzip der Feldorientierung, die Grundlage fuer die TRANSVEKTOR-Regierung von Drehfeldmschinen”，Sienens Zeitschrift, 45, (1971)
- [1. 8] “Production VAL208 arrives in Lille”，Railway Gazette News, Jun 1999, p.16 (1999)
- [1. 9] 近藤稔・松岡孝一：「永久磁石同期電動機の開発の経緯と技術概要」，鉄道車両と技術，No.117，pp.17-23 (2005)
- [1. 10] 川合弘敏・春原輝彦・田坂洋祐・深澤真吾：「東京メトロ銀座線車両向け PMSM 主回路システム」，東芝レビュー，Vol.63，No.6，pp.45-49 (2008)
- [1. 11] 川合弘敏・春原輝彦・生方伸幸・深澤真吾：「低騒音と省エネを実現した東京メトロ丸の内線車両用の PMSM 主回路システム」，東芝レビュー，Vol.64，No.9，pp.6-9 (2009)
- [1. 12] 堺和人・新政憲・田島敏伸：「省エネルギーシステムを生かす可変速・高効率モータ」，東芝レビュー，Vol.55，No.9，pp.58-61 (2000)
- [1. 13] 山田敏明・中沢洋介・白石茂智：「更なる低騒音，省エネルギーを実現する鉄道車両用パワーエレクトロニクス製品」，東芝レビュー，Vol.61，No.9，pp.11-14 (2006)
- [1. 14] “Alstom Makes Advances In Traction Power”，International Railway Journal, April 2004, p.32 (2004)
- [1. 15] “V150 Power-packed train proves AGV technology in record sprint”，Railway Gazette News, May 2007, pp.270 (2007)
- [1. 16] “Alstom launches LRV bogie”，International Railway Journal, July 2009, pp.10 (2009)

- [1. 17] “Green Trains shows Swedish technology”, International Railway Journal, September 2008, pp.51-54 (2008)
- [1. 18] L. Loewenstein, A. Joeckel, T. Hoffmann, O. Koerner, M. Teichmann, and F. v. Wangelin: “Syntegra – The intelligent Integration of Traction, Bogie and Braking Technology”, WCRR2008, pp.18–22, (2008)
- [1. 19] J. Germishuizen, A. Joeckel, T. Hoffmann, M. Teichmann, L. Loewenstein, and F. v. Wangelin: “Syntegra – Next Generation Traction Drive System, Total Integration of Traction, Bogie and Braking Technology”, International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, SPEEDAM 2006, pp.S2-23 – S2-27, (2006)
- [1. 20] 中沢洋介：「永久磁石リラクタンスモータの回転センサレス制御」，電気学会自動車研究会資料，Vol.VT-02，No.1-13，pp.67-72 (2002)
- [1. 21] 竹下隆晴・市川誠・松井信行・山田英治・水谷良治：「センサレス突極形ブラシレス DC モータの初期位置角推定法」，電気学会論文誌，Vol.116-D，No.7，pp. 736-743 (1996)
- [1. 22] 金子大吾・岩路善尚・坂本潔・遠藤常博：「IPM モータの停止時・初期位置推定方式」，電気学会論文誌 D，Vol.123，No.2，pp.140-148 (2003)
- [1. 23] K.Yasui, Y.Nakazawa, O.Yamazaki, and I.Yasuoka: “Development of Rotor Position Sensorless Control for PRM Applied to Railway Traction Drive”, IPEC-Niigata 2005, Japan S50-4, pp. 1671-1675 (2005)
- [1. 24] 竹下隆晴・臼井明・渡辺淳一・松井信行：「再給電時のセンサレス永久磁石同期電動機の制御」，電気学会論文誌，Vol.118-D，No.12，pp.1443-1449 (1998)

第 2 章

- [2. 1] 川合弘敏・春原輝彦・生方伸幸・深澤真吾：「低騒音と省エネを実現した東京メトロ丸の内線車両用の PMSM 主回路システム」, 東芝レビュー, Vol.64, No.9, pp.6-9 (2009)
- [2. 2] A.M.Trzynadlowski, F.Blaabjerg, J.K.Pedersen, R.L.Kirlin, and S.Legowski: “Random Pulse Width Modulation Techniques for Converter-Fed Drive Systems-A Review”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.30, No.5, pp.1166-1175 (1994)
- [2. 3] 奥山美保・Thomas Eilinger・小山正人：「零ベクトル変調 PWM による電磁騒音の音質改善」, 平成 9 年電気学会産業応用部門大会講演論文集, Vol.1997, No.2, pp.179-180 (1997)
- [2. 4] R.L.Kirlin, S.Kwok, S.Legowski, and A.M.Trzynadlowski: “Power Spectra of a PWM Inverter with Randomized Pulse Position”, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.9, No.5, pp.463-472 (1994)
- [2. 5] J.G. Kim, S.H. Na, Y.-C. Lim, and Y.G.Jung: “A new random PWM (SRP-PWM) technique for decreasing acoustic noise radiated from vf controlled motor drives”, Proceedings of the 30th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON 2004), pp. 832-837, (2004)
- [2. 6] A.M.Trzynadlowski, S.Legowski, and R.L.Kirlin: “Random pulse width modulation technique for voltage-controlled power inverters”, Conf. Rec. 1987 IEEE-IAS Ann. Mtg, pp.863-868 (1987)
- [2. 7] 中沢洋介・逸見琢磨・青山育也：「鉄道車両用パワーエレクトロニクス装置」, 東芝レビュー, Vol.58, No.9, pp.10-13 (2003)
- [2. 8] T. G. Habetler and D. M. Divan, “Acoustic noise reduction in sinusoidal PWM drives using a randomly modulated carrier,” IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.6, No.3, pp.356-363 (1991)
- [2. 9] C.B.Jacobina, A.M.N.Lima, E.R.C.da Silva, and A.M.Trzynadlowski: “Current control for induction motor drives using random PWM”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.45, No.5, pp.704-712 (1998)
- [2. 10] K.S.Kim, Y.C.Lim, and Y.G.Jung: “Shaping the Spectra of the Acoustic Noise Emitted by Three-Phase Inverter Drives based on the New Hybrid Random PWM Technique”, 2006. PESC '06 (2006)
- [2. 11] 霍斌・宮下一郎・曾根悟：「騒音低減をめざすキャリア周波数変調 PWM 方法に関する検討」, 平成 8 年電気学会産業応用部門大会講演論文集, Vol.1996, No.1, pp.273-276 (1996)

- [2. 12] 谷口峻, 上條芳武, 安井和也, 松下真琴, 結城和明, 野田伸一:「モータ電磁騒音低減のための新しい PWM キャリア分散手法」, 電気学会研究会資料, MD-13-037, RM-13-046 (2013)
- [2. 13] 谷口峻, 上條芳武, 安井和也, 松下真琴, 結城和明, 若尾真治:「モータ電磁騒音低減のための新しい PWM キャリア分散手法」, 電気学会論文誌, Vol.135-D, No.12, pp.1144-1152 (2015)
- [2. 14] 金子大吾・岩路善尚・坂本潔・遠藤常博:「IPM モータの停止時・初期位置推定方式」, 電気学会論文誌 D, Vol.123, No.2, pp.140-148 (2003)
- [2. 15] 中沢洋介:「永久磁石リラクタンスモータの回転センサレス制御」, 電気学会自動車研究会資料, Vol.VT-02, No.1-13, pp.67-72 (2002)
- [2. 16] M. Schroedl: “Sensorless Control of AC Machines at Low Speed and Standstill Based on the “INFORM” Method”, 1996 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, pp.270-277 (1996)
- [2. 17] S. Ostlund, M. Brokemper: “Sensorless rotor-position detection from zero to rated speed for an integrated PM synchronous motor drive”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 32, No. 5, pp.1158-1165 (1996)
- [2. 18] T. Aihara, A. Toba, T. Yanase, A. Mashimo, and K. Endo: “Sensorless torque control of salient-pole synchronous motor at zero-speed operation”, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 14, No. 1, pp.202-208 (1999)
- [2. 19] N. Bianchi, S. Bolongnani, J. Ji-Hoon, and S. Seung-Ki: “Comparison of PM Motor Structures and Sensorless Control Techniques for Zero-Speed Rotor Position Detection”, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 22, No. 6, pp.2466-2475 (2007)
- [2. 20] 谷口峻, 大平健太郎, 若尾真治, 近藤圭一郎, 米山崇:「高調波電圧重畳による PMSM 低速域位置センサレス制御」, 電気学会全国大会講演論文集, Vol.2007, No.4, pp.197-198 (2007)
- [2. 21] 谷口峻, 本間俊宏, 若尾真治, 近藤圭一郎, 米山崇:「PMSM 低速域位置センサレス制御における高調波電圧重畳可変制御による騒音低減法」, 電気学会論文誌, Vol.129-D, No.4, pp.382-388 (2009)
- [2. 22] 電気学会 半導体電力変換方式調査専門委員会:「半導体電力変換回路」, 電気学会, pp.117-120 (1987)
- [2. 23] 谷口峻・中沢洋介・鈴木健太郎・結城和明・安井和也・前川克・山崎修:「電流検出装置及びモータ制御装置」, 日本国特許, 特願 2010-254902, 出願日 2010/11/15 (2010)
- [2. 24] IEC 60349-2-2010 “INTERNATIONAL STANDARD, Electric traction – Rotating electrical machines for rail and road vehicles – Part 2: Electronic converter-fed alternating current motors”, (2010)

- [2. 25] 須原政之・小柴慶明・田中孝・前川敏之・小原嘉仁：「阪急電鉄 1000 系・1300 系 通勤形直流電車」，車両技術 248 号，pp.73-97 (2014)

第 3 章

- [3. 1] M. Schroedl: “Sensorless Control of AC Machines at Low Speed and Standstill Based on the “INFORM” Method”, 1996 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, pp.270-277 (1996)
- [3. 2] 中沢洋介:「永久磁石リラクタンスモータの回転センサレス制御」, 電気学会自動車研究会資料, Vol.VT-02, No.1-13, pp.67-72 (2002)
- [3. 3] 竹下隆晴・市川誠・松井信行・山田英治・水谷良治:「センサレス突極形ブラシレス DC モータの初期位置角推定法」, 電気学会論文誌, Vol.116-D, No.7, pp. 736-743 (1996)
- [3. 4] 金子大吾・岩路善尚・坂本潔・遠藤常博:「IPM モータの停止時・初期位置推定方式」, 電気学会論文誌 D, Vol.123, No.2, pp.140-148 (2003)
- [3. 5] S. Ostlund, M. Brokemper: “Sensorless rotor-position detection from zero to rated speed for an integrated PM synchronous motor drive”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 32, No. 5, pp.1158-1165 (1996)
- [3. 6] T. Aihara, A. Toba, T. Yanase, A. Mashimo, and K. Endo: “Sensorless torque control of salient-pole synchronous motor at zero-speed operation”, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 14, No. 1, pp.202-208 (1999)
- [3. 7] J. S. Kim, and S. K. Sul: “New stand-still position detection strategy for PMSM drive without rotational transducers”, Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1994. APEC '94. Conference Proceedings 1994. Ninth Annual, Vol. 1, pp.363-369 (1994)
- [3. 8] D. W. Chung, J. K. Kang, and S. K. Sul: “Initial rotor position detection of PMSM at standstill without rotational transducer”, Electric Machines and Drives, 1999. International Conference IEMD '99, pp.785-787 (1999)
- [3. 9] M. Tursini, R. Petrella, and F. Parasiliti: “Initial rotor position estimation method for PM motors”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 39, No. 6, pp.1630-1640 (2003)
- [3. 10] M. Boussak: “Implementation and experimental investigation of sensorless speed control with initial rotor position estimation for interior permanent magnet synchronous motor drive”, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 20, No. 6, pp.1413-1422 (2005)
- [3. 11] N. Bianchi, S. Bolongnani, J. Ji-Hoon, and S. Seung-Ki: “Comparison of PM Motor Structures and Sensorless Control Techniques for Zero-Speed Rotor Position Detection”, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 22, No. 6, pp.2466-2475 (2007)

-
- [3. 12] 谷口峻, 安井和也, 結城和明, 中沢洋介, 松下真琴:「PRMにおけるNS判別法に関する考察」, 電気学会研究会資料, MD-12-036, RM-12-056 (2012)
- [3. 13] S.Taniguchi, K.Yasui, K.Yuki, M.Matsushita, Y.Nakazawa, and S.Wakao: “The study of magnetic polarity detection method for permanent magnet reluctance motor”, 17th European Conference on Power Electronics and Applications, EPE2015 -ECCE Europe, No. 380 (September 2015)
- [3. 14] 谷口峻, 安井和也, 結城和明, 中沢洋介, 松下真琴, 若尾真治:「永久磁石リラクタンスモータにおける磁石磁束の極性判別法に関する考察」, 電気学会論文誌, Vol.135-D, No.6, pp.641-647 (2015)
- [3. 15] 三須大輔・松下真琴・竹内活徳・大石浩司・川村光弘:「高効率PMモータにおける極数と周波数の最適化検討」, 電気学会回転機研究会資料, Vol.RM-11, No.94, pp.67-72 (2011)
- [3. 16] 加納善明・小坂卓・松井信行・中西俊人:「産業用集中巻埋込磁石同期モータの位置センサレス指向設計」, 電気学会論文誌, Vol.130-D, No.2, pp.119-128 (2010)

第 4 章

- [4. 1] K.Yasui, Y.Nakazawa, O.Yamazaki, and I.Yasuoka: “Development of Rotor Position Sensorless Control for PRM Applied to Railway Traction Drive”, IPEC-Niigata 2005, Japan S50-4, pp. 1671-1675 (2005)
- [4. 2] A. David, E. Lajoie-Mazenc, and C. Sol: “Soft restart of an adjustable speed drive after a short disconnection without any mechanical speed sensor”, Electrical Machines and Drives 1993. Sixth International Conference on (Conf. Publ. no. 376), pp. 570-575, (1993)
- [4. 3] A. David, E. Lajoie-Mazenc, and C. Sol: “Maintaining the synchronism of an AC adjustable speeddrives during short supply interruptions for an optimal and automatic soft restart”, Industrial Electronics 1993. Conference Proceedings ISIE'93 - Budapest. IEEE International Symposium on, pp. 463-470, (1993)
- [4. 4] S. Ostlund, M. Brokemper: “Sensorless rotor-position detection from zero to rated speed for an integrated PM synchronous motor drive”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 32, No. 5, pp.1158-1165 (1996)
- [4. 5] J. S. Kim, and S. K. Sul: “New stand-still position detection strategy for PMSM drive without rotational transducers”, Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1994. APEC '94. Conference Proceedings 1994. Ninth Annual, Vol. 1, pp.363-369 (1994)
- [4. 6] D. W. Chung, J. K. Kang, and S. K. Sul: “Initial rotor position detection of PMSM at standstill without rotational transducer”, Electric Machines and Drives, 1999. International Conference IEMD '99, pp.785-787 (1999)
- [4. 7] M. Tursini, R. Petrella, and F. Parasiliti: “Initial rotor position estimation method for PM motors”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 39, No. 6, pp.1630-1640 (2003)
- [4. 8] M. Boussak: “Implementation and experimental investigation of sensorless speed control with initial rotor position estimation for interior permanent magnet synchronous motor drive”, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 20, No. 6, pp.1413-1422 (2005)
- [4. 9] N. Bianchi, S. Bolongnani, J. Ji-Hoon, and S. Seung-Ki: “Comparison of PM Motor Structures and Sensorless Control Techniques for Zero-Speed Rotor Position Detection”, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 22, No. 6, pp.2466-2475 (2007)

- [4. 10] Y.Nakano, H.Sugiyama, Y.Yamamoto, and T.Ashikaga: “Sensor-less Vector Control System Using Concentrated Winding Permanent Magnet Motor”, Proc. of the 22nd International Battery, Hybrid and Fuel Cell Electric Vehicles Symposium & Exposition (EVS22), pp.677-686 (2006)
- [4. 11] 竹下隆晴・臼井明・渡辺淳一・松井信行: 「再給電時のセンサレス永久磁石同期電動機の制御」, 電気学会論文誌, Vol.118-D, No.12, pp.1443-1449 (1998)
- [4. 12] 鳥羽章夫・藍原隆司・柳瀬孝雄: 「位置・速度・電圧センサレス PM モータ駆動システムの回転状態からの起動」, 電気学会産業応用部門全大講演論文集, Vol.1997, No.3, pp. 111-112 (1997)
- [4. 13] A.Toba, K.Fujita, T.Maeda, and T.Kato: “Generating Apparatus for Gas Heat Pump System Using Sensorless-Controlled Permanent-Magnet Synchronous Generator”, Proceedings of IEEJ Transactions IAS, Vol.126, No.5, pp. 541-546 (2006)
- [4. 14] T. Frenzke: “starting position-sensorless permanent magnet synchronous motors at any speed”, in 2003 Proceedings of PCIM Europe Conference, Nuremberg (2003)
- [4. 15] 谷口峻, 望月伸亮, 山川隼史, 若尾真治, 近藤圭一郎, 米山崇: 「鉄道車両駆動用 PMSM における回転角センサレスだ行再起動」, 電気学会全国大会講演論文集, Vol.2006, No.5, pp.219-220 (2006)
- [4. 16] 山川隼史, 若尾真治, 近藤圭一郎, 米山崇, 谷口峻, 望月伸亮: 「鉄道車両駆動用 PMSM における回転角センサレス制御時のだ行再起動」, 電気学会論文誌, Vol.127-D, No.7, pp.700-706 (2007)
- [4. 17] S.Taniguchi, S.Mochiduki, T.Yamakawa, S.Wakao, K.Kondo, and T.Yoneyama: “Starting procedure of Position Sensorless PMSM at Coasting Condition for Railway Vehicle Traction”, The 2006 International Conference on Electrical Machines and Systems, ICEMS2006, No. DS4F1-10 (2006)
- [4. 18] S.Taniguchi, S.Mochiduki, T.Yamakawa, S.Wakao, K.Kondo, and T.Yoneyama: “Starting Procedure of Rotational Sensorless PMSM in the Rotating Condition”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.45, No. 1, pp.194-202 (2009)
- [4. 19] 近藤圭一郎・近藤稔: 「鉄道車両駆動用永久磁石同期電動機の定数検討」, 電気学会論文誌, Vol.123-D, No.4, pp. 437-444 (2003)
- [4. 20] 谷口峻, 安井和也, 結城和明, 中沢洋介: 「PMSM センサレス制御におけるフリーラン再起動法」, 電気学会研究会資料, RM-10-057, SPC-10-070, MD-10-002 (2010)
- [4. 21] 谷口峻, 安井和也, 結城和明, 中沢洋介, 恩田昇治: 「鉄道車両向け PMSM センサレス制御における電圧センサを用いない惰行再起動法」, 電気学会産業応用部門大会 2011, 1-168, pp.I-739-744 (2011)

- [4. 22] 谷口峻, 安井和也, 結城和明, 中沢洋介, 恩田昇治:「鉄道車両向け PMSM センサレス制御における電圧センサを用いない惰行再起動法」, 電気学会論文誌, Vol.133-D, No.7, pp.721-728 (2013)
- [4. 23] K.Yasui, Y.Shiozaki, K.Suzuki, and K.Maekawa: “A New Hardware Embedded Current Control PWM based on Current Deviation Vector”, Proceedings of the 34th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON 2008), Vol.34, pp. 2770-2775 (2008)
- [4. 24] 市川真士・陳志謙・富田睦雄・道木慎二・大熊繁:「拡張誘起電圧モデルに基づく突極型永久磁石同期モータのセンサレス制御」, 電気学会論文誌, Vol.122-D, No.12, pp.1088-1096 (2002)
- [4. 25] L.Kovudhikulrungsri, K.Yuki, T.Arai, and A.Hirahara: “Real Time Simulator for Railway Traction and Auxiliary Power Unit Control Applications”, IPEC-Sapporo 2010, 22P3-36, pp. 244-247 (2010)
- [4. 26] 田坂洋祐・川合弘敏・谷口峻:「省エネと環境性能に寄与する鉄道車両用 PMSM ドライブシステム」, 東芝レビュー, Vol.69, No.4, pp.28-32 (2014)

謝辞

本研究を遂行するにあたり，早稲田大学 先進理工学部 電気・情報生命工学科の若尾真治教授には，指導教官として終始懇切なるご指導，ご鞭撻を賜りました。ここに深謝の意を表します。また，早稲田大学 先進理工学部 電気・情報生命工学科の岩本伸一教授，石山敦士教授，林泰弘教授には，本論文の審査過程において数々のご指導，ご助言を賜りました。ここに深謝の意を表します。

学部，修士課程の研究にあたり，千葉大学の近藤圭一郎教授，公益法人鉄道総合技術研究所の米山崇氏には，本研究の機会を与えて戴き，また貴重なご助言を数多く賜りました。また，小川知行氏（現公益法人鉄道総合技術研究所），山川隼史氏（現トヨタ自動車株式会社）には，研究室の先輩として，鉄道・モータドライブの基礎をご指導いただきました。深謝の意を表します。2.3 節の重畳高周波騒音の低減では，本間俊宏氏（現東日本旅客鉄道株式会社）とともに開発を行いました。4.2 節の三相短絡を利用した惰行再起動法では，山川隼史氏，望月伸亮氏（現王子エフテックス株式会社）とともに開発を行いました。

株式会社 東芝 電力・社会システム研究開発センター 電機電池応用・パワエレシステム開発部の中沢洋介前部長，森川竜一郎部長，結城和明前グループ長，安井和也グループ長には，本研究の実施の機会を与えて戴き，数多くのご指導をいただきました。また，研究活動に注力できる環境を与えて戴いた，株式会社 東芝 電力・社会システム研究開発センター電機電池応用・パワエレシステム開発部の各位に感謝の意を表します。2.2 節の PWM 高調波騒音の低減では，上條芳武氏，松下真琴氏，野田伸一氏（現日本電産株式会社），水野末良氏，安井和也氏，結城和明氏とともに開発を行いました。第 3 章の PRM における初期磁極極性推定法では，松下真琴氏，中沢洋介氏，安井和也氏，結城和明氏，三須大輔氏とともに開発を行いました。4.3 節の非ゼロ電圧ベクトルを利用した惰行再起動法では，安井和也氏，結城和明氏，中沢洋介氏，恩田昇治氏とともに開発を行いました。

早稲田大学 先進理工学部 電気・情報生命工学科 コンピュータ援用電磁工学研究室の各位には，数多くの有益な情報を戴きました。ここに感謝の意を表します。

本論文執筆にあたっては，株式会社 東芝の齋藤涼夫氏，鈴木健太郎氏，松下真琴氏，前川佐理氏，野木雅之氏，清水陽介氏，上條芳武氏，真木康次氏，新明脩平氏，茂田智秋氏にご助言を賜りました。ここに感謝の意を表します。

最後に，早稲田大学在学中に絶えず応援し，支えてくれた家族に心から感謝の意を表します。

2017 年 1 月 28 日

谷口 峻

研究業績

種 類 別	題名、 発表・発行掲載誌名、 発表・発行年月、 連名者
○論文	谷口峻, 上條芳武, 安井和也, 松下真琴, 結城和明, 若尾真治:「モータ電磁騒音低減のための新しい PWM キャリア分散手法」, 電気学会論文誌, Vol.135-D, No.12, pp.1144-1152 (2015.12)
○論文	谷口峻, 安井和也, 結城和明, 中沢洋介, 松下真琴, 若尾真治:「永久磁石リラクタンスモータにおける磁石磁束の極性判別法に関する考察」, 電気学会論文誌, Vol.135-D, No.6, pp.641-647 (2015.6)
論文	中沢洋介, 近藤圭一郎, 谷口峻, 安井和也:「リラクタンストルク比率の高い永久磁石同期電動機の位置センサレスベクトル制御一方式」, 電気学会論文誌, Vol.135-D, No.6, pp.611-621 (2015.6)
○論文	谷口峻, 安井和也, 結城和明, 中沢洋介, 恩田昇治:「鉄道車両向け PMSM センサレス制御における電圧センサを用いない惰行再起動法」, 電気学会論文誌, Vol.133-D, No.7, pp.721-728 (2013.7)
○論文	S.Taniguchi, S.Mochiduki, T.Yamakawa, S.Wakao, K.Kondo, T.Yoneyama: “Starting Procedure of Rotational Sensorless PMSM in the Rotating Condition”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.45, No. 1, pp.194-202, January 2009
○論文	谷口峻, 本間俊宏, 若尾真治, 近藤圭一郎, 米山崇:「PMSM 低速域位置センサレス制御における高調波電圧重畳可変制御による騒音低減法」, 電気学会論文誌, Vol.129-D, No.4, pp.382-388 (2009.4)
論文	山川隼史, 若尾真治, 近藤圭一郎, 米山崇, 谷口峻, 望月伸亮:「鉄道車両駆動用 PMSM における回転角センサレス制御時のだ行再起動」, 電気学会論文誌, Vol.127-D, No.7, pp.700-706 (2007.7)
講演	Y.Kamijo, S.Taniguchi, M.Matsushita: “Proposal of Electromagnetic Noise-generating Mechanism on Carrier Harmonics”, 45th International Congress and Exposition on Noise Control Engineering, INTER-NOISE2016, pp.6469-6477, August 2016
講演	S.Taniguchi, K.Yasui, K.Yuki, M.Matsushita, Y.Nakazawa, S.Wakao: “The study of magnetic polarity detection method for permanent magnet reluctance motor”, 17th European Conference on Power Electronics and Applications, EPE2015 -ECCE Europe, No. 380, September 2015
講演	茂田智秋, 谷口峻, 鈴木健太郎:「同期リラクタンスモータのセンサレス再起動制御」, 電気学会研究会資料, SPC-15-123, MD-15-094 (2015.8)
講演	上條芳武, 谷口峻, 松下真琴:「分布巻 PMSM におけるキャリア電磁騒音の発生メカニズムの検討」, 機械力学・計測制御講演論文集 2015, ”541-1”-“541-6” (2015.8)

種 類 別	題名、 発表・発行掲載誌名、 発表・発行年月、 連名者
講演	上條芳武, 谷口峻, 松下真琴:「分布巻 PMSM におけるキャリア電磁騒音の検討」, 電気学会全国大会講演論文集, Vol.2015, No.5, pp.57-58 (2015.3)
講演	S.Taniguchi, K.Yasui, K.Yuki: “Noise Reduction Method by Injected Frequency Control for Position Sensorless Control of Permanent Magnet Synchronous Motor”, Power Electronics Conference, IPEC-Hiroshima 2014 -ECCE-Asia, pp.2465-2469, May 2014
講演	上條芳武, 谷口峻, 松下真琴:「集中巻 PMSM におけるキャリア電磁騒音の発生メカニズムの検討」, 電気学会全国大会講演論文集, Vol.2014, No.5, pp.7-8 (2014.3)
講演	上條芳武, 谷口峻, 野田伸一, 松下真琴:「キャリア高調波による電磁騒音の発生メカニズムの検討」, 機械力学・計測制御講演論文集 2013, ”252-1”-“252-6” (2013.8)
講演	谷口峻, 上條芳武, 安井和也, 松下真琴, 結城和明, 野田伸一:「モータ電磁騒音低減のための新しい PWM キャリア分散手法」, 電気学会研究会資料, MD-13-037, RM-13-046 (2013.7)
講演	上條芳武, 谷口峻, 野田伸一, 松下真琴:「集中巻 PMSM におけるキャリア周波数の検討」, 電気学会全国大会講演論文集, Vol.2013, No.5, pp.34-35 (2013.3)
講演	谷口峻, 安井和也, 結城和明, 中沢洋介, 松下真琴:「PRM における NS 判別法に関する考察」, 電気学会研究会資料, MD-12-036, RM-12-056 (2012.7)
講演	谷口峻, 安井和也, 結城和明, 中沢洋介, 恩田昇治:「鉄道車両向け PMSM センサレス制御における電圧センサを用いない惰行再起動法」, 電気学会産業応用部門大会 2011, 1-168, pp.I-739-744 (2011.9)
講演	安井和也, 谷口峻, ゴーウツェクンランシーリリット, 結城和明:「PWM 高調波に基づいた PMSM の低速域回転角推定法」, 電気学会産業応用部門大会 2011, 1-167, pp.I-735-738 (2011.9)
講演	谷口峻, 安井和也, 結城和明, 中沢洋介:「PMSM センサレス制御におけるフリーラン再起動法」, 電気学会研究会資料, RM-10-057, SPC-10-070, MD-10-002 (2010.6)
講演	本間俊宏, 谷口峻, 小川知行, 若尾真治, 近藤圭一郎, 米山崇:「ランダム PWM 法による帰線電流高調波低減効果に関する実験検証」, 電気学会全国大会講演論文集, Vol.2008, No.5, pp.139-140 (2008.3)
講演	谷口峻, 甘利健二, 若尾真治, 近藤圭一郎, 米山崇:「誘起電圧を用いた PMSM 位置センサレス制御における PLL 制御器のゲイン設計法」, 電気学会全国大会講演論文集, Vol.2008, No.4, pp.148-149 (2008.3)
講演	林達郎, 金亨権, 近藤圭一郎, 佐藤之彦, 谷口峻, 若尾真治, 米山崇:「PMSM 回転角センサレス制御のパラメータ変動時の安定性解析」, 電気学会全国大会講演論文集, Vol.2008, No.4, pp.139-140 (2008.3)

種 類 別	題名、 発表・発行掲載誌名、 発表・発行年月、 連名者
講演	K.Kondo, T.Yoneyama, <u>S.Taniguchi</u> , S.Mochiduki, S.Wakao : “Permanent Magnet Synchronous Motor Rotational Angle Sensorless Control System for Railway Vehicle Traction”, The Third International Conference on Railway Traction Systems, RTS2007, No. 4-6, November 2007
講演	<u>S.Taniguchi</u> , S.Wakao, K.Kondo, T.Yoneyama : “Position Sensorless Control of Permanent Magnet Synchronous Motor at Low Speed Range Using Harmonic Voltage Injection”, 12th European Conference on Power Electronics and Applications, EPE2007, No. 421, September 2007
講演	谷口峻, 若尾真治, 近藤圭一郎, 米山崇 : 「高調波電圧重畳による PMSM 低速域位置センサレス制御における騒音低減法」, 電気学会研究会資料, SPC-07-58, IEA-07-17 (2007.6)
講演	谷口峻, 大平健太郎, 若尾真治, 近藤圭一郎, 米山崇 : 「高調波電圧重畳による PMSM 低速域位置センサレス制御」, 電気学会全国大会講演論文集, Vol.2007, No.4, pp.197-198 (2007.3)
講演	近藤圭一郎, 米山崇, 谷口峻, 望月伸亮, 若尾真治 : 「鉄道車両駆動用永久磁石同期電動機の回転角速度センサレス制御に関する考察ーシンプルかつ高性能な制御システムー」, 電気学会研究会資料, SPC-06-185, LD-06-87 (2006.12)
講演	谷口峻, 若尾真治, 近藤圭一郎, 米山崇 : 「高次方形波電圧重畳による PMSM 低速域位置センサレス制御」, 電気学会研究会資料, SPC-06-147, IEA-06-42 (2006.11)
講演	<u>S.Taniguchi</u> , S.Mochiduki, T.Yamakawa, S.Wakao, K.Kondo, T.Yoneyama : “Starting procedure of Position Sensorless PMSM at Coasting Condition for Railway Vehicle Traction”, The 2006 International Conference on Electrical Machines and Systems, ICEMS2006, No. DS4F1-10, November 2006
講演	谷口峻, 望月伸亮, 山川隼史, 若尾真治, 近藤圭一郎, 米山崇 : 「鉄道車両駆動用 PMSM における回転角センサレスだ行再起動」, 電気学会全国大会講演論文集, Vol.2006, No.5, pp.219-220 (2006.3)
講演	望月伸亮, 谷口峻, 山川隼史, 若尾真治, 近藤圭一郎, 米山崇 : 「鉄道車両駆動用 PMSM に適した弱め界磁制御のミニモデル駆動実験」, 電気学会全国大会講演論文集, Vol.2006, No.5, pp.218 (2006.3)
その他	(特許) 登録記事 : 5534935 (2010. 5. 20), 発明等の名称記事 : 回転センサレス制御装置, 発明・考案・創作者 : 谷口峻, 安井和也, 結城和明, 中沢洋介, 出願人 : 株式会社東芝
その他	(特許) 登録記事 : 5976421 (2012. 6. 27), 発明等の名称記事 : 磁極極性判定装置, 永久磁石同期電動機制御装置及び磁極極性判定方法, 発明・考案・創作者 : 谷口峻, 安井和也, 結城和明, 中沢洋介, 出願人 : 株式会社東芝 他, 登録特許 2 件, 公開特許 11 件