Title	電動圧縮機向け永久磁石同期モータ駆動システムにおける高効率駆動制御に関する研究
Author(s)	鈴木，尚礼
Degree Grantor	北海道大学
Degree Name	博士(工学)
Dissertation Number	甲第15089号
Issue Date	2022-03-24
DOI	https://doi.org/10.14943/doctoral.k15089
Doc URL	https://hdl.handle.net/2115/85616
Type	doctoral thesis
File Information	Takahiro_SUZUKI.pdf

北海道大学大学院情報科学研究科

博士論文

電動圧縮機向け永久磁石同期モータ駆動システムにおける高効率駆動制御に関する研究

令和 4 年 3 月

主指導教員　　　小笠原 悟司　教授

提出者

専攻　　　　　システム情報科学コース

学生番号　　　79185031

学生氏名　　　鈴木 尚礼

概要

近年，脱炭素社会の実現に向けた各方面での取り組みが活発化している。1997 年に定められた京都議定書に代わり，2015 年にパリ協定が合意され，その後も継続的に会議が開催されて議論されている。日本においては，2050 年までに温室効果ガスの排出を全体としてゼロにする，すなわち 2050 年カーボンニュートラル，脱炭素社会の実現を目指すことが宣言された。併せて策定されたグリーン成長戦略の複数分野において，電動化がキーワードとして多数あることから，モータ駆動制御に関してより重要性が高まっている。

本研究の対象は，冷凍空調機器で用いられる冷媒用圧縮機や，産業機器で広く使われている空気圧縮機等，電動機を動力源とする容積型圧縮機の駆動制御とし，これまで以上に広い速度範囲や広い容量においての高効率化に加え，低振動，低騒音，高応答，といった様々な観点も同時に満たすことができるモータ駆動制御に関する研究である。

本研究の目的の一つは，ゼロ速を含む極低速から位置検出が可能な位置センサレス制御を適用し，省エネに貢献する起動方式を実現することである。永久磁石同期モータの性能を最大限に活用するためには回転角度位置情報が必要不可欠であるが，電動圧縮機は構造や使用環境的に回転角度度位置センサの取り付けが難しく，回転角度位置の推定が必須となる。また，これらの機器は位置依存性の高い周期的な負荷特性を有するため，振動や騒音の要因となる。本研究では，共に高調波重畳を必要としない方式である２つの位置センサレス制御を組合せ，全速度域において磁極位置が得られるようにすることで必要最小限の電流値での起動を実現する起動法を提案した。さらに，周期的に変動する負荷特性を有するアプリケーションへ提案起動法を適用する際に問題となり得る，制御方式の切替タイミングについても検討を行い，位置センサレス制御方式切替に最適なタイミングをシンプルな構成かつ効果的に実現する方法を提案した。

二つ目の目的として，広い速度範囲で低振動化と高効率を両立させる駆動制御を実現することを掲げ，電気的および機械的な制限の中で，バランスを取るインバータ駆動制御を検討し，省エネ効果の実証を踏まえて本研究の有効性を示した。

さらに，容積型圧縮機向け電動機駆動システムの高効率化のため，回転モータに加え，共振バネを付加したリニアモータ向けの駆動制御についても研究を行った。印可電圧と可動子位置の位相差を計算する新しい共振周波数推定制御を構築した。実機検証により，駆動条件が変わっても提案制御は動的に共振周波数に追従できることが分かった。

キーワード：永久磁石同期モータ，ドライブ制御，位置センサレス，振動抑制，脈動トルク制御，省エネ，共振周波数，リニアモータ制御

Abstract

Recently, various fields have been actively working towards the realization of a carbon-free society. Instead of the Kyoto Protocol established in 1997, the Paris Agreement was agreed in 2015, and the conferences have been held continuously. In Japan, it was declared that the aim would be to reduce greenhouse gas emissions to zero as a whole by 2050, that is, to realize a carbon-neutral, carbon-free society in 2050. At the same time, a Green Growth Strategy was formulated, and motor drive control is becoming more important because electrification is a key word in multiple fields in the strategy.

The subject of this research is the drive control of positive displacement type compressors powered by motors, such as refrigerant commpressor used in refrigerating and air-conditioning equipment and air compressors widely used in industrial equipment. This research is related to motor drive control that can simultaneously satisfy various viewpoints such as low vibration, low noise, and high response, in addition to high efficiency in a wider speed range and wider capacity than ever before.

One on the main purposes of this research is to realize a start-up method that contributes to energy saving by applying position sensorless control that can detect the position from very low speed including zero speed. Rotational position is indispensable for maximizing the performance of the permanent magnet synchronous motor (PMSM), but it is structurally difficult to install a rotational position sensor in an electric compressor, and rotational position estimation is essential. In addition, these components have periodic load characteristics that are highly position dependent, which causes vibration and noise. In this research, a start-up method for reducing the start-up current of a PMSM is proposed. Minimum current start-up is achieved by combining two position-sensorless control methods that require no harmonic injection. Moreover, the control method switching timing was also examined, and a method is proposed that effectively relizes the optimum timing for switching the position sensorless control with a simple configuration.

The second purpose is to realize drive control that achieves both low vibration and high efficiency over a wide speed range, and inverter drive control that balances within electrical and mechanical restrictions is studied. The effectiveness of this research is validated in energy saving effect tests.

Furtheremore, in order to improve the efficiency of the motor drive system, drive control for linear motors with resonant springs is also researched. A novel resonant frequency estimation method is developed that calculates the phase difference between a suppled voltage and a mover position. Experimental results show that the proposed method can successfully track to the resonant frequency dynamically even if the mechanical condition is changed.

Keywords: Permanent-magnet motors, motor drives, sensorless control, vibration suppression, pulsating torque control, energy efficiency, resonant frequency, linear motor drives

目次

１章　序論

1. 1　研究背景

1. 1. 1　社会的背景

近年，脱炭素社会の実現に向けた各方面での取り組みが活発化している。国際的な枠組みとしては，1997 年に定められた京都議定書に代わり，2015 年に国連気候変動枠組条約締結国会議（COP21）でパリ協定が合意された[1]。パリ協定では，世界共通の長期目標として 2℃目標の設定が成され，主要排出国を含む全ての国が削減目標を 5 年ごとに提出および更新することなった。また，二国間クレジット制度や緑の気候基金といったファイナンス的な手法も取り入れられている。

日本においては，2020 年 10 月の第 203 回臨時国会での所信表明演説において，2050 年までに温室効果ガスの排出を全体としてゼロにする，すなわち 2050 年カーボンニュートラル，脱炭素社会の実現を目指すことが宣言された[2]。

カーボンニュートラルに向けては，産業界においても取り組みが活発化しており，各社がそれぞれビジョンを掲げて取り組みを行っている[3]。多くの企業において，自社製品やサービスに関わる原材料および部品の調達から，生産過程，輸送時，使用時，廃棄またはリサイクルまでのバリューチェーン全体を対象に，削減目標を策定し取り組みを行っている[4]。企業の取り組みは，製造業だけでなく金融業にも広がり，日本銀行が金融機関の気候変動対応融資を支援する新たな資金供給制度を金融政策決定会合で決めたりする等[5]，ESG（Environment：環境，Social：社会，Governance：企業統治）金融の推進が成されている。これは，地球温暖化防止活動を成長の機会と捉える時代になりつつあり，環境関連の投資がグローバル市場で大きく形成されている。このように，カーボンニュートラルに向けては，これまでの電力変換効率を高める高効率化技術に加え，幅広い観点でかつ様々な立場での関与による新たな取り組みとなっている。

カーボンニュートラル実現とは，温室効果ガスの排出量をゼロにするという訳ではなく，排出量から吸収量と除去量を差し引いた結果を実質的にゼロにすることである。つまり，温室効果ガスの排出量を完全にゼロに抑制することは非現実的であるため，排出量と同量を吸収や除去することで，正味ゼロを実現するということである。当然ながら，吸収や除去される量の大幅な増加も難しいため，排出量を大幅に削減することが大前提となっている[6]。日本における 2019 年度の温室効果ガスの総排出量は 12 億 1,200 万トン（CO_2 換算）であり，その内の 87.2%をエネルギー分野が占めている[7]。従って，排出量を大幅に削減するためには，エネルギー分野における排出量を減らすことが肝要である。すなわち，省エネルギー，いわゆる省エネが非常に重要である。

日本のエネルギー消費の動向としては，2005 年度をピークに減少傾向にあり，エネルギー効率の改善が進展していると考えられる[8]。また，1 単位の国内総生産（GDP）を産出するための必要なエネルギー消費量の推移を見ると，日本を含め各国とも減少基調であり，日

本は世界平均を大きく下回る水準を維持できている。地球温暖化防止活動に関しては以前からも取り組まれており，1990 年 10 月に地球温暖化防止行動計画が地球環境保全に関する関係閣僚会議で決定されて公布になった[9]。それ以降，1998 年の改正エネルギーの使用の合理化等に関する法律（省エネ法）に基づき，トップランナー制度が導入された[10]。当初，対象機器等は 11 品目であったが，年を追う毎に対象機器等が追加されている。2013 年には民生部門における省エネルギー対策の推進と電力需要の早期安定化の観点から，自らはエネルギーを消費しないが住宅やビル等の省エネに寄与する建築材料である断熱材や，サッシや複層ガラスといった窓材も対象に追加され，現在の対象は 31 品目となっている。

用途別の消費電力量としては，電動機（モータ）が世界の消費電力量全体の 40～50%を占めると言われており，モータは相当量のエネルギーを消費する機器となっている[11]。日本においては，家庭用，業務用，産業用を合わせたモータの普及台数は約 1 億台とされている。それらによる年間消費電力量は日本の全消費電力量の約 55%，産業用モータによる年間消費電力量は産業部門の消費電力量の 75%を占めると推計されている。また，経済産業省が関係省庁と連携して策定した「2050 年カーボンニュートラルに伴うグリーン成長戦略」によると，14 の重要分野の内，複数の分野において電動化というキーワードが多数散見される[12]。つまり，電動化における動力源となるモータはこれまで以上に消費電力量に占める割合が高まることが容易に想像できる。

動力源としてモータが今後さらに広く使用されていくとなると，商用周波数によって決まる一定の速度で単純に回転すれば良いという用途は少ないと考える。なぜなら，これまでの性能や仕様を満足した上で，さらにより良くするために技術イノベーションが成されるはずである。従って，モータを可変速駆動することが必然となり，そのためには電力変換回路（インバータ）およびインバータ駆動制御（モータ駆動制御）が必須となる。これまでモータ駆動制御に関して様々な研究開発が取り組まれてきているが，より重要性が高まっていると考えるのが自然である。より具体的には，これまで以上に広い速度範囲や広い容量において，高効率化はもちろんのこと，加えて低振動，低騒音，高応答，といった様々な観点も同時に満たすことができるモータ駆動制御が強く望まれており，これらに関する技術分野の更なる進化や革新が期待されている。

1.1.2　本研究における研究対象と課題

本研究における研究対象は，冷凍空調機器で用いられる冷媒用圧縮機や，産業機器で広く使われている空気圧縮機等，電動機を動力源とする容積型圧縮機の駆動制御とする。家庭内の電気機器別の電気使用量は 14.2%と冷蔵庫が一番多く，照明器具（13.4%），テレビ（8.9%），ヒートポンプ式エアコンディショナー（エアコン）（7.4%）と続く[13],[14]。ここで，冷蔵庫，エアコン，自然冷媒ヒートポンプ式給湯器（エコキュート®）を合わせた，いわゆる冷凍空調機器という見方をすると家庭内の電気使用量の 25%超を占め，カーボンニュートラルの実現に向けて重要な位置付けの機器の一つと言える。

容積型の電動圧縮機の動力源としては，回転子に永久磁石を有する永久磁石同期モータが広く適用され，駆動方法としてインバータ駆動が広まっている。永久磁石同期モータもインバータ駆動も，長年，省エネ効果を高めるための主軸技術である。つまり，電動機および駆動部を含めた電動機駆動システム自体の効率は，現時点でもかなり高い状況にある。そのため，省エネが最重要視されてきた機器や省エネに特化した機種に対しては，本研究によって電動機駆動システムの効率に劇的な改善効果を得られる訳ではない。しかしながら， 後述の様に引き続き取り組むべき課題があり，今後の電動化の広がりを考えると，高効率化以外の課題も多くある。従って，これらの課題に取り組むことで，人々の無理な我慢の代償としてではなく，人々の QoL（Quality of Life）を上げつつカーボンニュートラルを実現するため，依然として改善に取り組む価値がある研究対象である。

ここで，電動圧縮機が用いられる冷凍空調機器の一例としてエアコンを挙げ，仕組みや電動圧縮機の役割について述べる。エアコンは熱冷媒を介して熱を移動させるヒートポンプを用いている。ヒートポンプの原理はカルノーサイクルに由来しており，投入エネルギーに対してそれ以上の熱エネルギー（冷熱や温熱）を得る事ができる[15]。ヒートポンプは圧縮式と吸収式に分類することができるが，本研究の研究対象とする冷凍空調機器では圧縮式を採用している。圧縮式は，気体が圧縮すると温度が上昇し，反対に膨張すると温度が低下する性質を利用して熱を移動させる。

エアコンの概略構成を図 1-1 に示す。エアコンの主な構成要素は，２つの熱交換器，圧縮機，減圧器，四方弁である。四方弁によって冷媒の流れる向きを変える事で，２つの熱交換器を凝縮器あるいは蒸発器として作用させ，冷房または暖房に機能を変えている。尚，冷蔵庫およびヒートポンプ式給湯器は熱の流れ（冷媒の流れ）の向きを変えず一定としているが，それ以外の基本的な構成や動作原理は同じである。図 1-1 は冷房としての動作を図示している。まず，室外機にある圧縮機で冷媒を圧縮する。これにより，冷媒は高温で高圧の気体となる。その後，室外機にある熱交換器で室外の空気と熱交換をする。熱は高いところから低いところへ移動するため，つまり冷媒から外気に熱が放出され，冷媒は液体になる。尚，室外機の熱交換器は凝縮器として機能している。次に，冷媒は減圧器（膨張弁やキャピラリーチューブ）で膨張され，圧力が下がると共に温度が下がる。その後，室内機にある熱交換器で室内の空気と熱交換をして，室内の熱が冷媒に移動し気体になる。熱が冷媒に移動することで温度が低くなった空気が，室内機にある循環ファン（室内ファン）によって室内に吹き出されることで，部屋が涼しくなる。暖房として動作する時は，図 1-2 に示す様に冷媒の流れの向きを変えると共に，室内外機の熱交換器の機能，つまり凝縮器と蒸発器の役割を変えて室内を暖める。

エアコンであれば室内の温度，冷蔵庫であれば庫内の温度を所望の値にするために，冷媒の循環量や熱交換器での熱交換量を制御しているが，冷媒循環量は圧縮機の回転数，熱交換量はファンの回転数を制御する必要がある。より早く所望の温度に達するため，あるいはよりきめ細かな温度制御を実現するために，これらの回転数制御の精度が要求される。これら

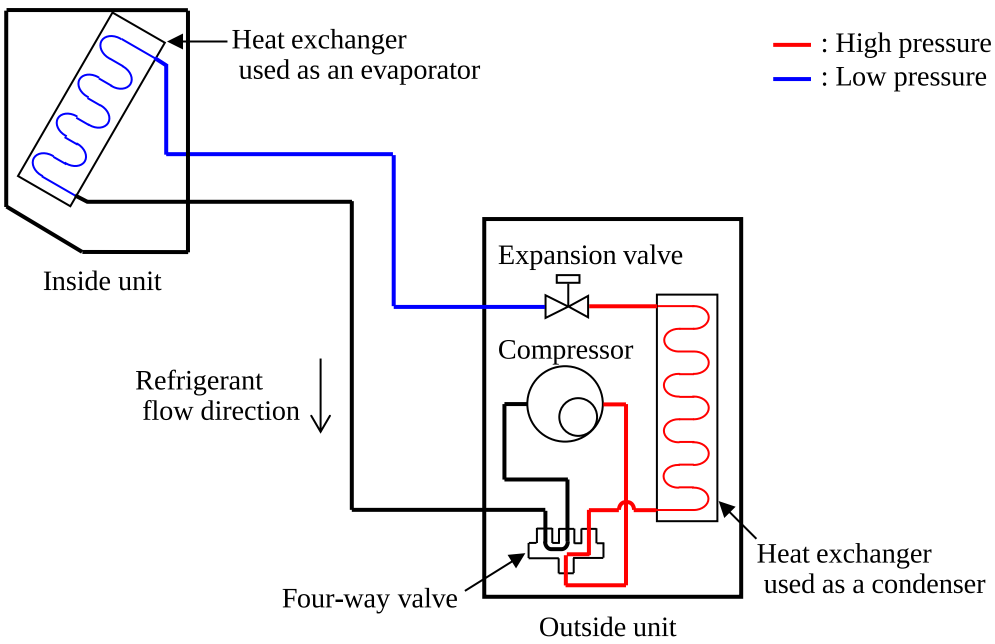


図 1-1　エアコンの概略構成と冷房運転時の冷媒の流れ

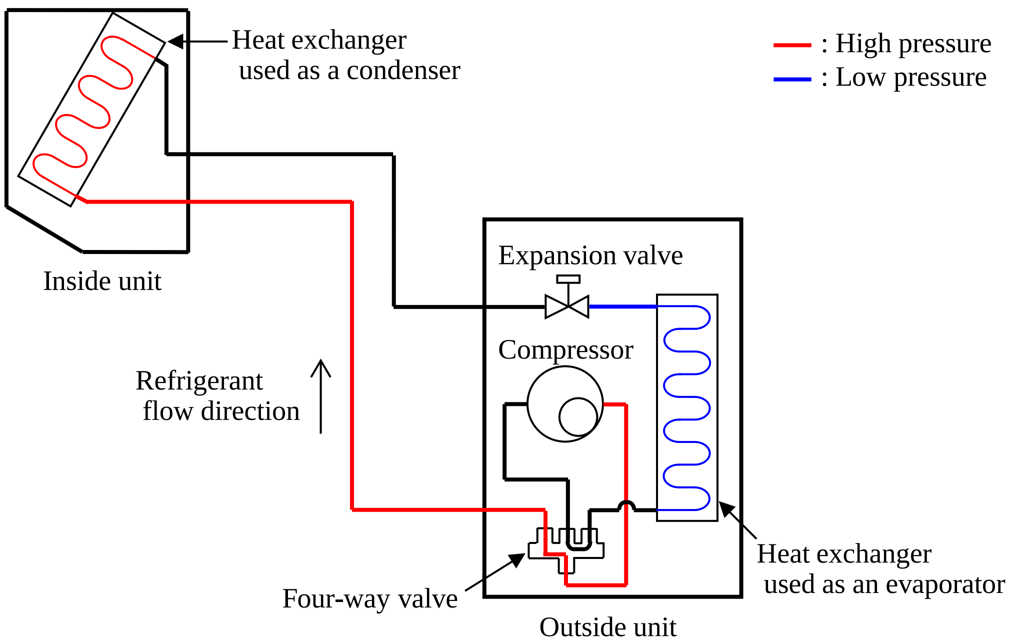


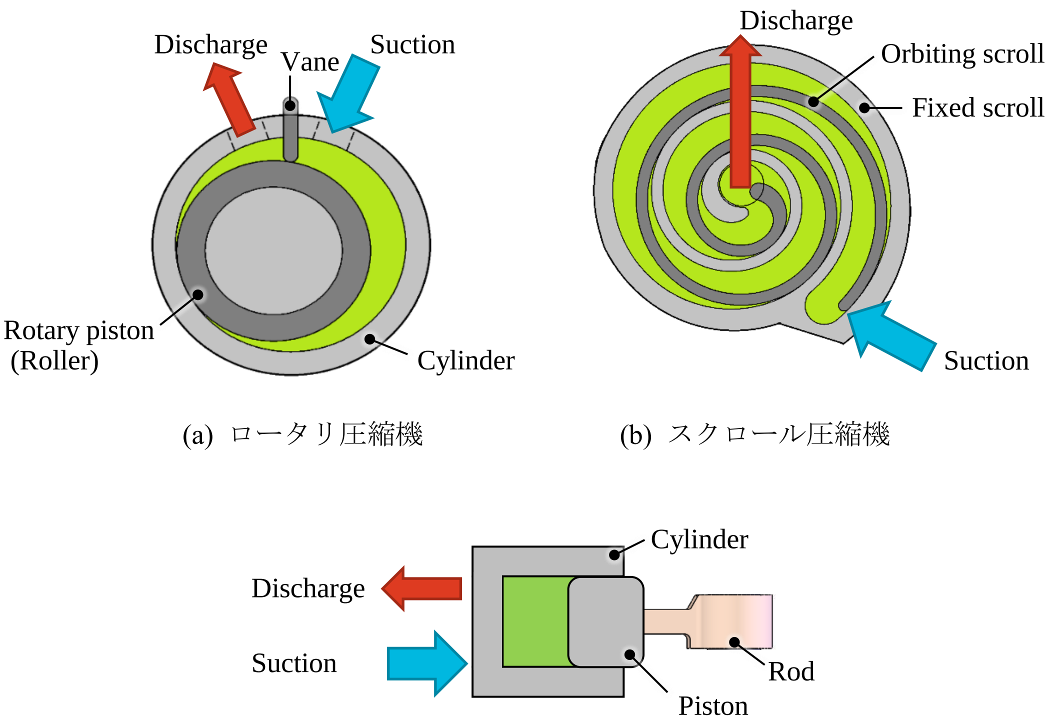
図 1-2　暖房運転時の冷媒の流れ

の要求を圧縮機に求められる仕様として言い換えると，より広い速度範囲における安定した動作や，圧力変動や速度変動といった過渡時の追従動作となる。

前述の通り，圧縮機は冷媒を圧縮して高圧なガスとして吐出するが，高い圧力を保つため，圧力容器（チャンバー）に収められている。動力源である永久磁石同期モータもそのチャン

バー内に収められている。永久磁石同期モータの性能を最大限に活用するためには，回転角度位置の情報が必要不可欠であるが，チャンバー内は高温高圧であり，冷媒や潤滑油なども含まれることから，回転角度位置センサの取り付けが難しい。また，永久磁石同期モータの動力線（配線）は，ハーメチックコネクタやハーメチックシールと呼ばれる気密性を持ったコネクタが用いられるが，気密性を保つためにはコネクタの数は最小限にするのが望ましい。そのため，回転角度位置の推定，つまり位置センサレス駆動が必須となる。位置センサレス駆動の詳細技術や詳細な課題については後述するが，広い速度範囲における位置推定が課題の一つである。

本研究の研究対象である容積型の電動圧縮機は，圧縮機の機構として往復式（レシプロ）と回転式（ロータリ，スクロール）に大別できる。図 1-3 に代表的な圧縮機の構成を示す。容積型圧縮機はその名の通り容積を減じて圧縮をするが，動力源であるモータにとって圧縮するための力は負荷トルクとなる。そこで，図 1-3 に示した圧縮機構成のそれぞれの一回転中の負荷トルクの変化を図 1-4 に示す。図 1-4 から分かるように，ロータリ圧縮機とレシプロ圧縮機は一回転中の負荷変動が大きい。負荷トルクの一回転中の変化は圧縮機の吸込や吐出の圧力，温度によって変わる。つまり，ピークトルクやピークトルクとなる回転角度位置も駆動条件によって変わる。さらに，一回転中の負荷変動が大きい場合，低速域になる



(a) ロータリ圧縮機　(b) スクロール圧縮機

(c)　レシプロ圧縮機

図 1-3　代表的な圧縮機の構成

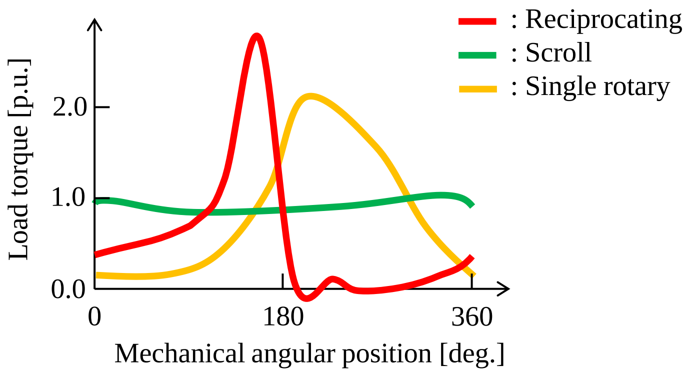


図 1-4　圧縮機方式による一回転中の負荷トルクの変化

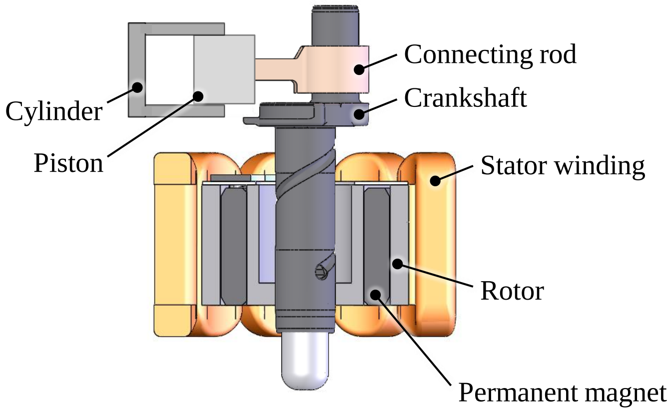


図 1-5　レシプロ圧縮機の構造

と慣性力の低下により振動や騒音の増加がより顕著になる。この様に，一回転中に負荷トルクが大きく変動し，かつ負荷トルク特性が変わることは振動や騒音も課題となる。尚，振動は圧縮機自体の振動のみならず，圧縮機に接続された配管等の振動も課題に含まれる。

これまでに述べた容積型圧縮機は回転モータを動力源にしているため，容積の変化は固定である。レシプロ圧縮機は，図 1-5 に示す様にクランクシャフトとコネクティングロッドによってモータの回転運動をピストンの直線往復運動に変換している。圧縮機の容量をより広く動的に変化させるためには，容積を可変にすることが一案である。そこで，レシプロ圧縮機の動力源として，直動式モータ（リニアモータ）を採用している圧縮機（以下，リニア圧縮機と呼ぶ）もある。リニア圧縮機はリニアモータの推進力をそのまま圧縮動力として利用するため，動力変換機構を必要としない。そのため，動力変換機構における摩擦損失を無くせる利点がある。一方，一般的にリニアモータ自体の効率は回転式モータに比べて劣るため，単純に置き換えることは難しい。しかし，リニア圧縮機が持つ低摩擦損失という特長を活かすことができれば，更なる圧縮機の高効率化が潜在的に可能である。

リニア圧縮機のもう一つの特長は，フリーピストン構造である。動力変換機構が無いため，ピストンは機械的に拘束されていない。つまり，ピストンのストローク長を自由に制御することができる。駆動条件によってストローク長を制御することで圧縮機効率を上げることができる一方，ピストンがシリンダに衝突する懸念もあり課題となる。

1.2　本研究の目的

前述の社会的背景を踏まえ，本研究の大きな目的としては，広い速度範囲や広い容量における高効率化と，低振動，低騒音，高応答も同時に満たすことができるモータ駆動制御により，人々の QoL（Quality of Life）を上げつつカーボンニュートラル実現に貢献することである。

より具体的な目的の一つは，ゼロ速を含む極低速から位置検出が可能な位置センサレス制御を適用し，省エネに貢献する起動方式を実現することである。前節で述べたように，永久磁石同期モータの性能を最大限に活用するためには，回転角度位置の情報が必要不可欠であるが，回転角度位置情報が不正確にも拘らず，高負荷条件下で確実に起動のためには大きな電流が必要となる。そのためには駆動回路の電流容量を増す必要があり，その結果，駆動回路が高価になったり，大型化したりする。また，駆動回路やモータの温度上昇も問題になり得る。永久磁石同期モータの位置センサレス駆動としては，特に低速域において課題が多い。低速域向け位置センサレスの主要な方式として高周波信号を重畳する方式があるが，永久磁石同期モータに対して制約を課すといった課題がある。そこで，本研究では，高周波信号重畳によらない方式を目指す。さらに，速度域によって適した駆動方法が異なる点や研究対象の特徴を踏まえ，位置センサレス方式を使い分けることも検討する。

二つ目の目的は，広い速度範囲で低振動化と高効率を両立させる駆動制御を実現することである。一回転中の負荷変動が大きい場合において速度変動を抑えるためには，モータの発生トルクを大きく変化させる必要があり，つまり瞬時エネルギー享受が大きくなる。当然ながらモータの電気時定数は有限であるため，モータトルクの変化率にも制限がある。従って，電気的および機械的な制限の中で，振動抑制制御の性能とその制御による消費エネルギーのバランスを取るインバータ駆動制御を検討する。

本研究では，容積型圧縮機向け電動機駆動システムの高効率化のため，広く使われている回転モータに加え，共振バネを付加したリニアモータ向けの駆動制御についても研究対象とする。この研究では，リニアモータを機械共振周波数で駆動させることで高効率化を目論むが，駆動条件応じて常に変化する共振周波数を推定することが重要となる。さらに，リニア圧縮機のフリーピストン構造を活かすためには，ストローク長を自由に制御できるようにするのが理想である。空気圧縮機といった産業機器や家庭用冷蔵庫等，幅広い製品にリニア圧縮機を適用するためには，コストや耐環境性の観点から，位置センサレスでストローク制御を実現することが重要である。本研究では，製品適用時の様々な制約を考慮に入れた駆動制御を確立することを目的に検討を行う。

本研究では以上のいくつかの目的があるが，いずれも産業応用の観点でシンプルなアルゴリズムで実現ができ，かつ汎用性が高い方式を念頭に研究を進めた。

1.3　本論文の構成

2 章では，本研究における研究対象である永久磁石同期モータ駆動システムの概要と，主要構成要素に関する研究動向について整理する。まず，永久磁石同期モータ駆動システムの全体を図示した上で，主要構成要素である回転子磁極位置推定法，振動抑制制御，および共振周波数制御に関する研究動向について述べる。

3 章では，共に高調波重畳を必要としない方式である 2 つの位置センサレス制御（低速域向け，および中高速域向け）を組合せ，全速度域において磁極位置が得られるようにすることで必要最小限の電流値での起動を実現する起動法について述べる。低速域向けの位置センサレス制御は，永久磁石同期モータの 120 度通電方式を基にしており，磁気回路のアンバランスによって生じる磁気飽和起電圧を利用して通電相を切り替えて駆動する。まず，磁気飽和起電圧に関して取得方法等を示した上で，駆動制御方法について述べる。さらに，周期的に変動する負荷特性を有するアプリケーションへ提案起動法を適用する際に問題となり得る，制御方式の切替タイミングについても検討を行い，切替に最適なタイミングをシンプルな構成かつ効果的に実現する方法についても述べる。

4 章では，振動振幅値と消費電力を評価軸として 2 種類の脈動トルク制御の性能比較を行い，振動抑制効果と消費電力の回転数を踏まえたトレードオフの関係と，回転数領域における最適なトルク制御方式について述べる。さらに，振動振幅を仕様範囲内に抑えつつ消費電力を低減できるバランストルク制御について述べる。

5 章では，コイルばねを可動子に付加し，機械共振周波数で駆動する単相リニア圧縮機の駆動制御について述べる。特に，駆動条件に応じて常に変化する共振周波数を推定し，追従させるための制御と，位置推定制御に関しての検討結果について述べる。駆動周波数成分のフーリエ係数の比の逆正接を用い，交流電圧指令値に対する可動子位置の位相差を求め，それが 90°となるように駆動周波数を制御することで，共振周波数に追従して駆動できることが分かった。その制御構成を詳しく述べると共に，実機検証結果についても述べる。

最後に，6 章にて，本研究で得られた研究成果について纏め，本論文の結論を示すと共に，今後の展望についても述べる。

２章　永久磁石同期モータ駆動システムの概要

本章では，本研究における研究対象である容積型電動圧縮機の永久磁石同期モータ駆動システムの概要と，主要構成要素に関する研究動向について整理する。

2.1　主要構成要素

永久磁石同期モータ駆動システムの代表的な構成を図 2-1 に示す。単相または 3 相の交流電源の交流電圧をダイオード整流回路またはコンバータで直流電圧に変換し，電圧形インバータで所望の周波数および振幅の 3 相交流電圧に変換して永久磁石同期モータへ印可する。この 3 相交流電圧がモータ制御の操作量であり，モータの発生トルクや回転速度を制御する。モータ駆動制御は MCU（Micro controller unit）や DSP（Digital signal processor）へソフトウェアとして実装されることが多い。モータ駆動制御においては，MCU や DSP に搭載されている PWM タイマや A/D 変換器などの周辺機能も駆使する必要がある。モータ電流等のアナログ値はインターフェース回路を介して MCU や DSP の A/D 変換器へ入力され，各種制御の結果として電圧指令値が演算されて， PWM タイマ機能でインバータのスイッ

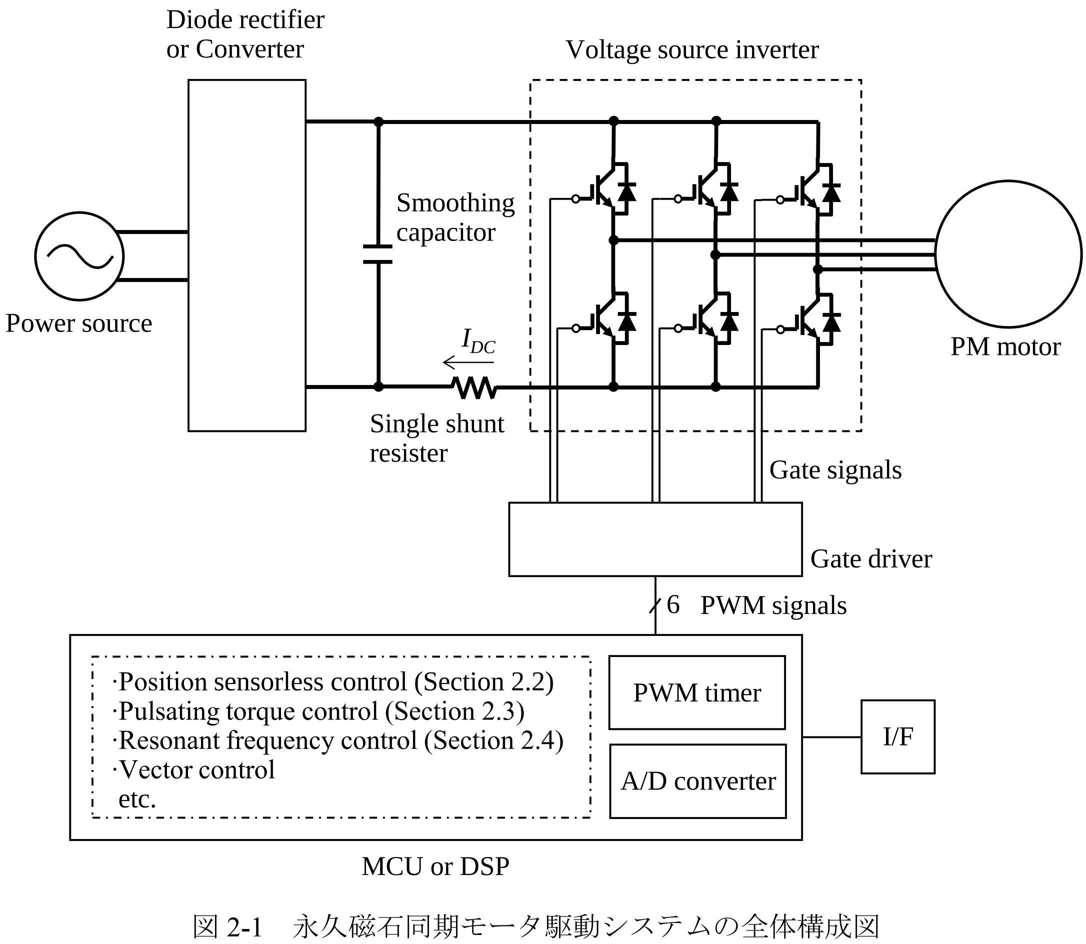


図 2-1　永久磁石同期モータ駆動システムの全体構成図

チング素子を駆動する PWM 信号をゲートドライバへ出力する。ゲートドライバは PWM 信号を増幅し，スイッチング素子を駆動する。

本論文の 3 章および 4 章の研究においては，モータ相電流はインバータの直流側に保護用に接続されているシングルシャント抵抗に流れる直流電流 I_{DC} から検出をしている[16]-[23]。本論文の主眼から外れるため詳細には述べないが，シャント抵抗に流れる直流電流 I_{DC} はインバータのスイッチングに応じて各相のモータ相電流が時間的に切り刻まれた波形となる。そのため，PWM 信号に同期してシャント抵抗に流れる直流電流 I_{DC} を検出する必要があり，検出時のスイッチング情報を基に交流のモータ相電流波形を得る。

次節以降に，本研究に特に関わる回転子磁極位置推定法（位置センサレス制御），脈動トルク制御，共振周波数制御に関し，研究動向について整理する。

2.2 回転子磁極位置推定法

永久磁石同期モータは動力源やアクチュエータとして，可変速制御やトルク制御のために広く使われている。永久磁石同期モータの高い出力密度や効率が主な理由である。これらの特長を最大限に活用するためには，回転子（ロータ）の回転角度位置を継続的に正確に把握しておく必要がある。家電分野や産業分野において永久磁石同期モータを適用する際，コストの観点や取り付けスペースの観点から，高精細な位置センサを用いる事はほぼ無い。また，前述の通り，本研究の対象の一つである冷凍空調機器で用いられる冷媒用圧縮機は，チャンバー内が高温高圧であり，冷媒や潤滑油なども含まれることから，回転角度位置センサの取り付けが難しい。

このように，多くの分野で永久磁石同期モータの位置センサレス制御について研究開発や製品適用がなされている。位置センサレス制御は様々な方式があるが，これらの方式を大別すると，誘起電圧を利用する方式，インダクタンスを利用する方式，その他の方式に分類することができ，初めの二方式が主流である。誘起電圧は鎖交磁束の時間変化によって生じる電圧であり，回転子の回転速度に比例して増加する。そのため，中高速の領域では精度良く位置推定が可能である。一方，インダクタンスを利用する方式は，信号重畳によるインダクタンスの変化から位置を推定する方式であり，ゼロ速を含む極低速や低速の領域での用途に適している。

2.2.1 誘起電圧利用型

誘起電圧を利用する方式は，インバータの通電方式によってさらに分けることができる。インバータの通電方式として，電気角半周期の内 120 度の期間においてスイッチングを行う 120 度通電方式（方形波駆動とも呼ばれる）と電気角一周期にわたってスイッチングを行う 180 度通電方式（正弦波駆動とも呼ばれる）がある[24]。

120 度通電における位置推定方式は，スイッチングしていない相（開放相）の端子電圧を測定し，速度起電圧のゼロクロス信号を検出する方式[25],[26]や，還流ダイオードの通電間隔

を検出する方式[27]などがある。これらの方式は，モータの電気定数に対する依存性が少ないことから簡便性に優れており，汎用的な位置センサレス方式として広く用いられている。また，参考文献の発表年から分かるように比較的早くから実用化されてきた。しかしながら，120 度通電による駆動ではモータ電流が矩形波に近い波形となり，これによってトルクリプルが生じて振動や騒音が発生しやすい等の課題もある。

180 度通電における位置推定方式は，オブザーバによる方式[28], [29]，巻線電圧と電流の測定値から演算によって推定する方式[30]，速度起電力推定に基づく方式[31]，誘起電圧モデルに基づく方式[32] - [34]などがある。誘起電圧方式については 3 章および 4 章の研究に関係するため，もう少し詳しく述べる。

永久磁石同期モータの d-q 軸における電圧方程式は，次式で表される。

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = R \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + p \begin{bmatrix} L_d \cdot i_d \\ L_q \cdot i_q \end{bmatrix} + \frac{P}{2} \cdot \omega_r \cdot \begin{bmatrix} -L_q \cdot i_q \\ L_d \cdot i_d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ K_e \cdot \frac{P}{2} \cdot \omega_r \end{bmatrix} \tag{2-1}$$

(2-1)式は，次式のように変形ができる。

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} &= R \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + pL_d \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \frac{P}{2} \cdot \omega_r \cdot L_q \begin{bmatrix} -i_q \\ i_d \end{bmatrix} \\ &+ \begin{bmatrix} 0 \\ K_e \cdot \frac{P}{2} \cdot \omega_r + p(L_d - L_q) \cdot i_q + \frac{P}{2} \cdot \omega_r \cdot (L_d - L_q) \cdot i_d \end{bmatrix} \end{aligned} \tag{2-2}$$

一方，dc-qc 軸における永久磁石同期モータの電圧方程式は，(2-2)式を座標変換することにより，次式で表される。

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} v_{dc} \\ v_{qc} \end{bmatrix} &= R \cdot \begin{bmatrix} i_{dc} \\ i_{qc} \end{bmatrix} + pL_d \cdot \begin{bmatrix} i_{dc} \\ i_{qc} \end{bmatrix} + \frac{P}{2} \cdot \omega_r \cdot L_q \begin{bmatrix} -i_{qc} \\ i_{dc} \end{bmatrix} \\ &+ \frac{d\Delta\theta}{dt} L_d \begin{bmatrix} -i_{qc} \\ i_{dc} \end{bmatrix} + E_{0x} \cdot \begin{bmatrix} sin\Delta\theta \\ cos\Delta\theta \end{bmatrix} \end{aligned} \tag{2-3}$$

ここで，

$$E_{0x} = K_e \cdot \frac{P}{2} \cdot \omega_r + p(L_d - L_q) \cdot i_q + \frac{P}{2} \cdot \omega_r \cdot (L_d - L_q) \cdot i_d \tag{2-4}$$

である。

(2-3)式が永久磁石同期モータの拡張誘起電圧モデル[32]であり，E_{0x} が拡張誘起電圧である。文献[33]では，(2-3)式をさらに変形した次式を dc-qc 座標における電圧方程式の基本式としている。

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} v_{dc} \\ v_{qc} \end{bmatrix} &= R \cdot \begin{bmatrix} i_{dc} \\ i_{qc} \end{bmatrix} + pL_d \cdot \begin{bmatrix} i_{dc} \\ i_{qc} \end{bmatrix} + \frac{P}{2} \cdot \omega_1 \cdot L_q \begin{bmatrix} -i_{qc} \\ i_{dc} \end{bmatrix} \\ &+ \frac{d\Delta\theta}{dt} (L_d - L_q) \begin{bmatrix} -i_{qc} \\ i_{dc} \end{bmatrix} + E_{0x} \cdot \begin{bmatrix} sin\Delta\theta \\ cos\Delta\theta \end{bmatrix} \end{aligned} \tag{2-5}$$

(2-5)式は，位置センサレス制御系からは観測できない ω_r を $\Delta\theta$ と ω_1 に置き換えて纏めている。尚，(2-5)式は次式の軸誤差 $\Delta\theta$ の時間微分を(2-3)式に代入すれば求まる。

$$\frac{d\Delta\theta}{dt} = \left(\frac{d}{dt} \theta_{dc} - \frac{d}{dt} \theta_d \right) = \omega_1 - \frac{P}{2} \omega_r \tag{2-6}$$

(2-5)式から軸誤差$\Delta\theta$の情報を含む項について纏めると次式を得る。

$$E_{0x}\cdot\begin{bmatrix}sin\Delta\theta\\cos\Delta\theta\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}v_{dc}\\v_{qc}\end{bmatrix}-R\cdot\begin{bmatrix}i_{dc}\\i_{qc}\end{bmatrix}-pL_d\cdot\begin{bmatrix}i_{dc}\\i_{qc}\end{bmatrix}-\omega_1\cdot L_q\begin{bmatrix}-i_{qc}\\i_{dc}\end{bmatrix}$$

$$-\frac{d\Delta\theta}{dt}\left(L_d-L_q\right)\begin{bmatrix}-i_{qc}\\i_{dc}\end{bmatrix} \tag{2-7}$$

拡張誘起電圧 E_{0x} 項の位相情報のみを利用するため，(2-7)式の正接を求めると拡張誘起電圧の大きさを表す E_{0x} は消去され，次式が得られる。

$$tan\Delta\theta=\frac{v_{dc}-(R+pL_d)\cdot i_{dc}+\{\omega_1\cdot L_q+(L_d-L_q)(p\Delta\theta)\}\cdot i_{qc}}{v_{qc}-(R+pL_d)\cdot i_{qc}-\{\omega_1\cdot L_q+(L_d-L_q)(p\Delta\theta)\}\cdot i_{dc}} \tag{2-8}$$

(2-8)式において，回転座標系における電流の微分値は過渡的な変化時にのみ値を持ち，負荷，周波数，および電流が一定となる定常状態においてはゼロになる。また，軸誤差$\Delta\theta$の微分も定常状態ではゼロに近似できると考えられる。そこで，(2-8)式の微分項を無視すると，実用的な軸誤差推定値$\Delta\theta_c$を求める式として次式が得られる。

$$\Delta\theta_c=tan^{-1}\left[\frac{v_{dc}-R\cdot i_{dc}+\omega_1\cdot L_q\cdot i_{qc}}{v_{qc}-R\cdot i_{qc}-\omega_1\cdot L_q\cdot i_{dc}}\right] \tag{2-9}$$

軸誤差推定値$\Delta\theta_c$がゼロになるように PLL 制御器でインバータ周波数ω_1を制御し，インバータ周波数ω_1を時間積分することで dc 軸位相θ_{dc}を得る事ができる。現在，(2-9)を基にした位置センサレス制御は広く実用化をされている[17]-[20], [33], [35]。その他の研究動向として，低速域に適用範囲を拡大する研究[36], [37]や，インバータの過変調駆動時の位置推定の研究[38]がなされている。

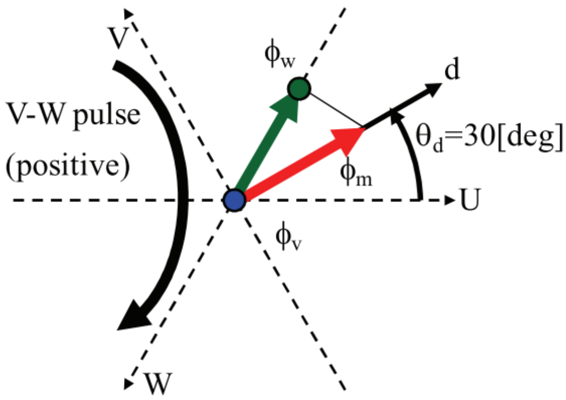
2.2.2　インダクタンス利用型

インダクタンスを利用する方式は，回転子の位置によって変化するインダクタンスを利用するが，永久磁石同期モータの回転子の突極性を利用するのが多い。駆動周波数よりも十分高い周波数の高周波の電圧や電流を重畳する方式[39]-[43]や PWM パルスに基づく方式[44]-[49]により，インダクタンスの変化を読み取ることで位置情報を得ている。インダクタンスを利用する方式に関しては，モータ形状を含めた研究もなされている[50]-[52]。

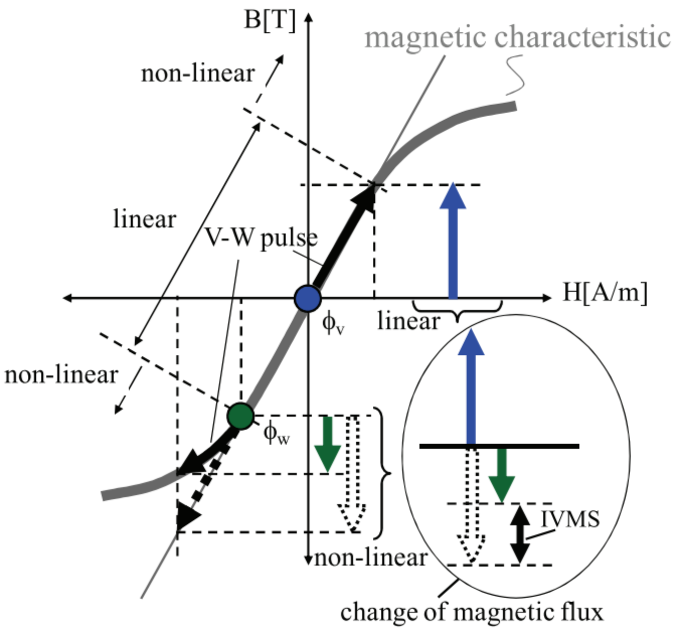
2.2.3　磁気飽和起電圧利用型

本項では，電流そのものを検出せず磁気飽和に伴うインダクタンスの変化によって生じる起電圧を利用する方式[53]-[63]について述べる。尚，この起電圧を文献[54]-[63]では「磁気飽和起電圧（IVMS: Induced voltage caused by magnetic saturation）」と呼んでおり，本論文においても踏襲する。

図 2-2 に磁気飽和起電圧の発生原理を示す[59]。磁気飽和起電圧利用型で用いられるインバータ通電方式は 120 度通電および 180 度通電の両方があるが，文献[59]の研究では 120 度通電方式で永久磁石同期モータを駆動している。図 2-2(a)は回転子の回転角度位置が 30deg. において，V 相と W 相を用いた電圧印可時の V 相および W 相の磁束ϕ_vおよびϕ_wを示して



(a) 回転角度位置に対する磁束の発生位置

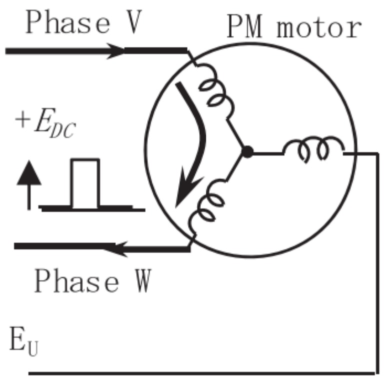


(b) 磁束の差

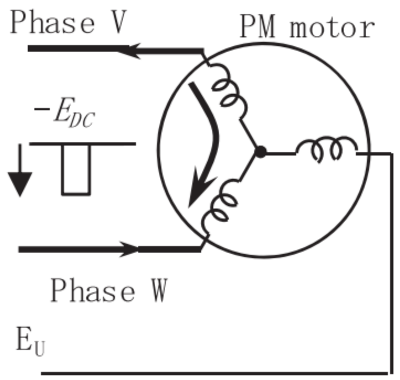
図 2-2　磁気飽和起電圧の発生原理[59]

いる。図 2-2(b)に PWM パルス電圧印可時のϕ_vおよびϕ_wの変化の違いと，その差によって生じる磁気飽和起電圧を示している。この様に，磁気飽和起電圧は PWM パルス電圧印可時の磁束変化に対して，磁気回路の飽和特性による微小な変化の差により生じる。

磁気飽和起電圧の測定は, 図 2-3 の様に回転子を機械的に固定した状態で永久磁石同期モータの 2 相間（図 2-3 では V 相と W 相）にインバータによって微小パルスを印可する。これらのパルス印可時の開放相（図 2-3 では U 相）の電圧を測定すると図 2-4 のようになる。この図より回転子の電気角の回転角度位置θ_d によって起電圧が変化しているのが分かる。図 2-4 に示した起電圧は回転子を固定して実測したものであり，速度起電圧ではない。磁気



(a) V-W パルス



(b) W-V パルス

図 2-3　位置推定パルス[58]

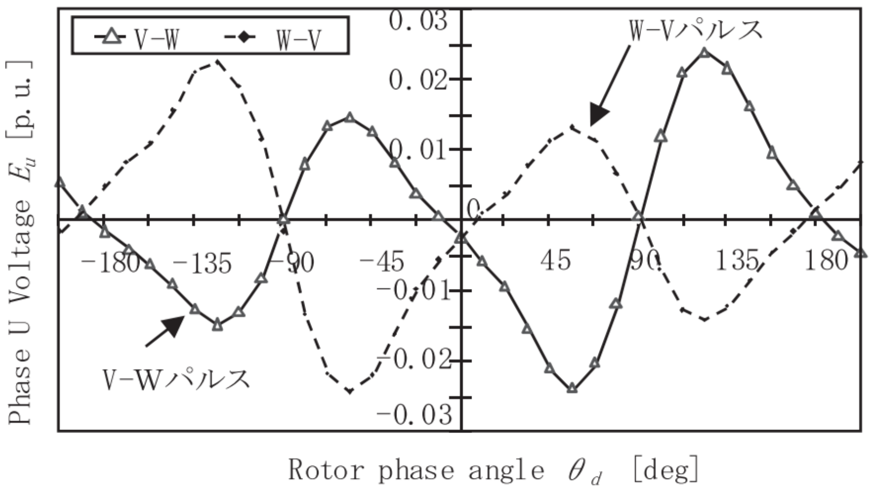


図 2-4　開放相（U 相）の実験結果[58]

飽和起電圧は永久磁石同期モータの磁気回路特性によって発生するものであり，磁界解析によっても図 2-4 の特性が計算できることが報告されている[59]。ここで，突極比との関係性を明確にするため，以下の仮定によって磁気飽和起電圧の発生量を計算する。

各相のインダクタンス L_u, L_u, L_u は永久磁石磁束の N 極, S 極それぞれの影響を受けて，次式のように表すことができる。

$$L_u = L_0[1 - K_2 cos(2\theta_d)] \tag{2-9}$$

$$L_u = L_0\left[1 - K_2 cos\left\{2\left(\theta_d - \frac{2}{3}\pi\right)\right\}\right] \tag{2-10}$$

$$L_u = L_0\left[1 - K_2 cos\left\{2\left(\theta_d + \frac{2}{3}\pi\right)\right\}\right] \tag{2-11}$$

ここで，L_0 はインダクタンスの平均値，K_2 は回転子位相の 2 倍の周波数で変化するインダ

クタンス変化分の振幅値であり，この時，突極比 K_s は次式で表すことができる。

$$K_s = \frac{L_q}{L_d} = \frac{1+K_2}{1-K_2} \tag{2-12}$$

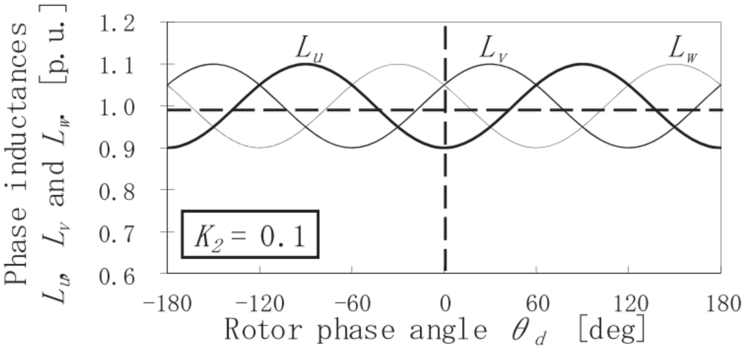
K_2=0.1（突極比 1.22）の時の各相インダクタンスの変化を図 2-5(a)に示す。

ここで，図 2-3(a)の様に V-W パルスを印可したとすると，開放相である U 相の起電圧 E_u は下記のように仮定できる。

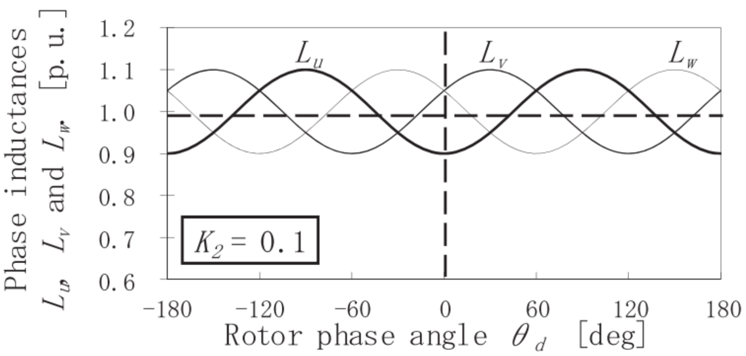
$$E_u = E_{DC}\left(\frac{L_w}{L_v+L_w} - \frac{1}{2}\right) \tag{2-13}$$

ここで，E_{DC} はインバータの直流電圧（図 2-3(a)の印可パルスの大きさ）である。(2-13)式に(2-10)および(2-11)式を代入して数値を求めると，図 2-5(b)のような波形になる。図 2-5(b)は E_u を E_{DC} で正規化しているが，K_2=0.1（突極比 1.22）でピーク値が 4.5%程度，K_2=0.025（突極比 1.05）でピーク値が 1%程度発生している。アナログ回路によって十分に検出可能な値であることが分かる。

位置センサレスで駆動するためには，120 度通電で PWM パルス印可時の開放相電圧を検出し，図 2-4 の磁気飽和起電圧の回転位置特性を基に予め決めておいた閾値と比較し，閾値



(a) 各相インダクタンス値



(b) U 相電圧

図 2-5 開放相 U 相電圧の計算値[58]

を超えていたら通電相を順次切り替えていく。

磁気飽和起電圧を基にした位置推定は，巻線中性点電位を用いる事で 180 度通電にも対応な方式が提案されている[61]。また，前述のように，磁気飽和起電圧は永久磁石同期モータの磁気回路特性で決定され，モータ鉄心の磁気的な非線形性特性が影響する。そのため，磁気飽和起電圧 IVMS の位置依存特性を事前に把握するのは難しく，実機を用いて特性を取得し，その結果を踏まえて位置センサレス制御の可否を判断している。この問題を解決するため，永久磁石同期モータの非線形特性を考慮した数式モデル[64]を基に，磁場解析結果によって電流と磁束の特性を求め，その特性を基に制御シミュレーションを行うことで磁気飽和起電圧の特性を評価する研究もなされている[59]。

2.3 振動抑制制御

永久磁石同期モータをはじめとする高効率なモータが主流となり，幅広い分野において電動化が進んでいる。電動アプリケーションにおける機械的な振動は，主にドライブコンポーネントに起因する。注目すべき項目として，負荷変動に起因する回転速度変動，モータのトルクリプルを含む電磁加振力，機械共振，駆動制御，等がある。

永久磁石同期モータはモータ形状に起因するトルク脈動が発生することが知られている。また，極数とスロット数の比によっても振動に与える影響が変わること[65]や，PWM 駆動によっても振動に影響することが分かっている[66], [67]。トルク脈動に対し，モータ構造設計を最適化することや，駆動制御により対策する研究がなされている。モータ構造設計の観点では，磁石形状や着磁方法の最適化[68]，極数とスロット数の変更[65]，ロータのスキュー[69]等による対策の研究がなされている。駆動制御という観点では，周期外乱オブザーバを用いた制御[70]，空間高調波を考慮してフィードフォワード的に補償信号を与える方式[71]，PWM キャリア波と変調波の位相をシフトする方式[72]，等の研究がなされている。その他，トルク検出器を用いる方法[73], [74]，加速度センサを用いる方法[75]，等の研究もなされている。

本論文では主に，負荷変動に起因する回転速度変動と駆動制御について取り扱う。負荷トルクの変動に起因する機械的振動を抑制する脈動トルク制御は，特に家庭で使われるエアコンや冷蔵庫などのコンプレッサ駆動の分野において研究がなされている[76]-[83]。

文献[76]は 120 度通電で駆動しており，電気角 60 度毎の通電時間に重み関数を乗じて速度制御をしている。文献[77]は 120 度通電の通電相切替タイミングを負荷パターンを基に補正をしている。文献[78]は可変サンプリング周期を用いた繰り返し制御を行っている。文献[79], [80]では負荷トルクパターンに合わせてモータトルクを制御するために，区間に区切ってモータ印可電圧を調整している。

文献[82]は正弦波伝達関数を利用する制御器（S 制御器）[84]を 2 つ用いて，周期トルク外乱による回転数変動を抑制する振動抑制制御と，モータ出力トルクを一定に保つことでシステム効率を向上させる高効率制御をシームレスに変更可能なシームレストルク制御を提案している。S 制御器は次式の伝達関数で表すことができる。

$$G_c(s) = K_s \frac{s}{s^2+T_a s+{\omega_0}^2} \tag{2-14}$$

ここで，K_sは制御ゲイン，T_aはダンピング定数，ω_0は中心周波数である。図 2-6 に S 制御器のブロック図，図 2-7 に S 制御器のゲイン位相特性を示す。図 2-7 から分かるように，共振回路の様に特定の周波数（(2-14)式においてはω_0）に対して非常に大きなゲイン特性を有している。文献[82]ではω_0 として回転数指令値ω_r^*とすることで，負荷変動成分を抽出している。また，ダンピング定数 T_aは次式で算出している。

$$T_a = K_s \left\{ \frac{E_{rr}}{(1-E_{rr})} \right\} \tag{2-15}$$

振動抑制制御と高効率制御は図 2-8 に示すように並列に接続されていて q 軸電流指令値を算出している。図 2-9 に示すように，速度偏差を積分制御した結果の出力を調整すること

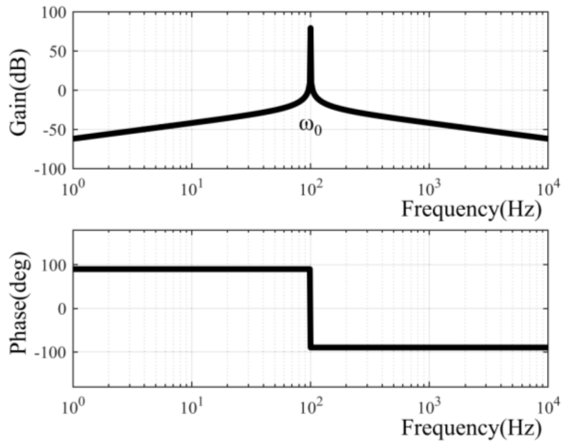


図 2-6　S 制御器のボード線図[82]

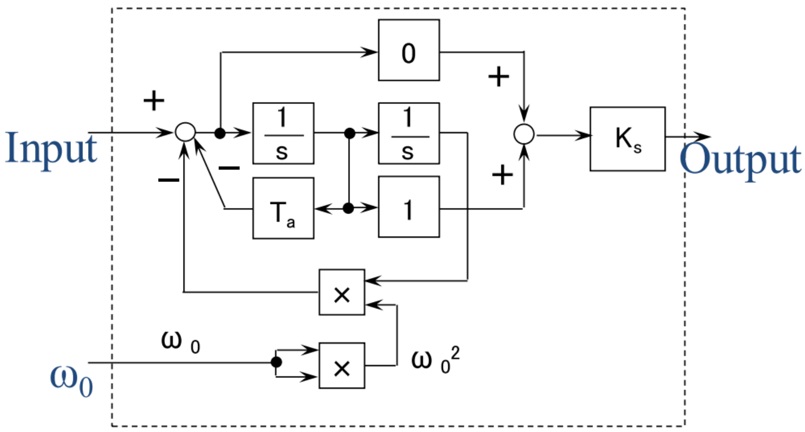


図 2-7　S 制御器のブロック図[82]

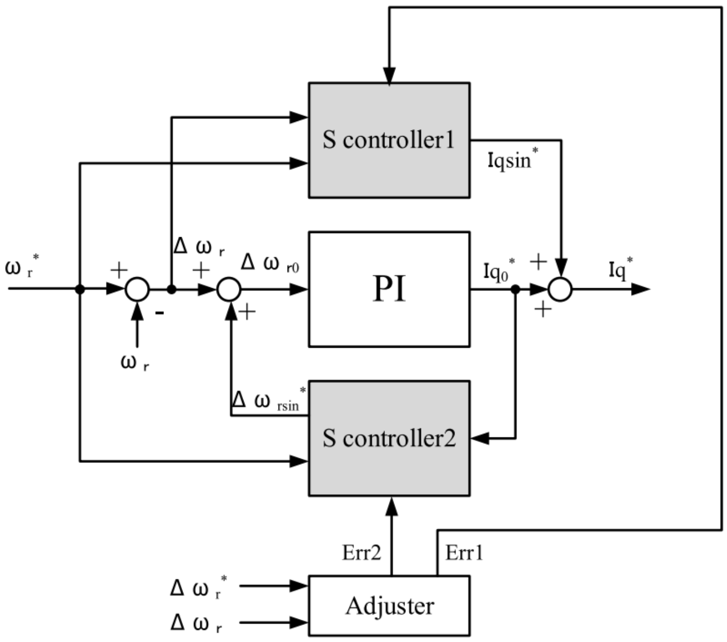


図 2-8　シームレストルク制御のブロック図[82]

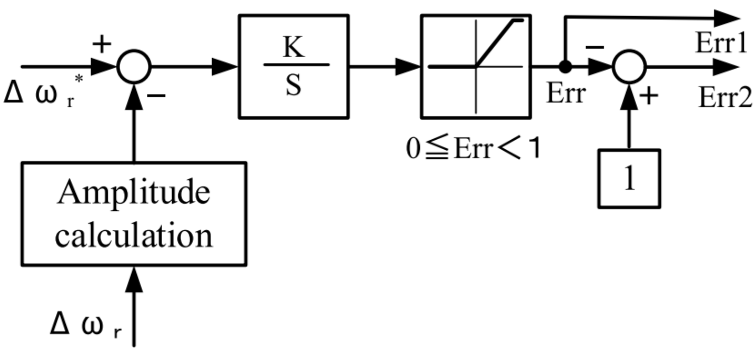


図 2-9　振動抑制制御と高効率制御への速度偏差入力部のブロック図[82]

で，振動抑制制御と高効率制御のそれぞれの効き具合を調整している。これにより，2 つの制御を連続的に変えることで，広い速度範囲での振動抑制と高効率を達成している。

2.4　共振周波数制御

リニア圧縮機は 1950 年代からスターリングサイクル用圧縮機[85]として開発が進められ，理科学分野や航空宇宙分野で採用されている極低温冷凍機（クライオクーラ）や，小型の冷蔵保冷容器等に多く適用されている。近年では，LG Electronics が 2001 年から家庭用冷蔵庫に適用したり[86]，Embraco が 2014 年にオイルフリーのリニア圧縮機[87]を発表する等，リニア圧縮機の注目が高まっている[88]。

リニア圧縮機の動力源であるリニアモータは，前述の通り，一般的にリニアモータ自体の効率は回転式モータに比べて劣る。リニアモータの高効率化についても研究がなされているが，機械的なバネ（本論文ではアシストバネと称す。）を付加して機械共振周波数で動作させることにより高効率化をする研究もなされている。機械共振周波数は，可動子重量とバネ定数だけではなく，圧縮機の吸込および吐出圧力によっても変化する。そのため，共振周波数を検出あるいは推定する制御が必要不可欠である。リニア圧縮機は，他の容積型圧縮機と同じく圧力容器に収められているため，位置信号などの信号線を取り出すことが難しく，センサレス制御が求められている。

駆動条件に応じて変化する共振周波数を推定あるいは追従する制御として，複数の研究機関や大学で研究開発がなされている[89]-[92]。文献[89]では，インバータ周波数が機械共振周波数に等しくなる時にモータ相電流とピストン位置の位相関係が 90°になる事から，次式および図 2-10 の様に，電流とストロークの積の平均値（ASCP: Average value of stroke-current product）がゼロになるようにしている。

$$ASCP = \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} x(t)i_s(t)d(\omega t) = \frac{X_P I_{SP}}{2}cos\theta_d \tag{2-16}$$

ここで，モータ相電流 $i_s(t)$およびピストン位置 $x(t)$は次式としている。

$$i_s(t) = I_{SP}sin(\omega t + \theta_d) \tag{2-17}$$

$$x(t) = X_P sin\omega t \tag{2-18}$$

また，ピストン位置変化の振幅 X_p は電圧方程式を基に，次式により求めている。

$$x = \frac{1}{\alpha}\int\left(V_m - R_s i_s - L_s\frac{di_s}{dt}\right)dt \tag{2-19}$$

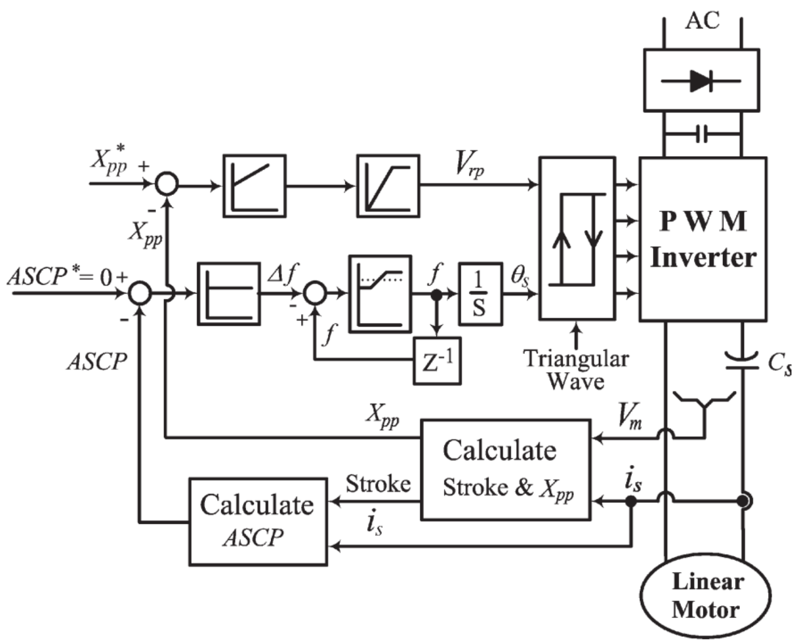


図 2-10　電流とストロークの積の平均値による共振周波数制御[89]

求めたピストン位置変化の振幅 X_p が指令値になるよう，PI 制御器により印可電圧のピーク値を制御している。

その他，図 2-11 に示すように多数の非線形オブザーバを用いる方式[90]，図 2-12 に示すように電流振幅を一定で最大出力点を求める方式[91]，ニューラルネットワークを用いた方式[92]などが研究されている。

また，リニアモータの形状を工夫し，ディテント力の線形領域で往復動させることで機械バネを無くしたリニアアクチュエータ[93]も研究がなされている。この様に，リニア圧縮機においては，機械構造，電磁気回路，駆動制御を含めた統合的な研究開発が必要である。

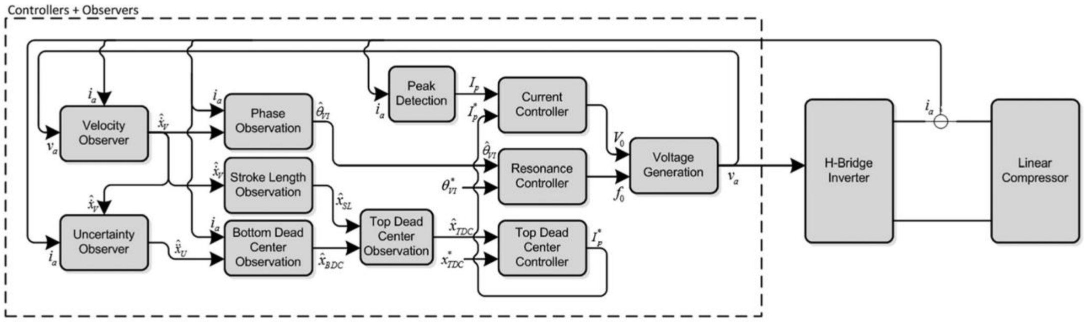


図 2-11　非線形オブザーバを用いる方式[90]

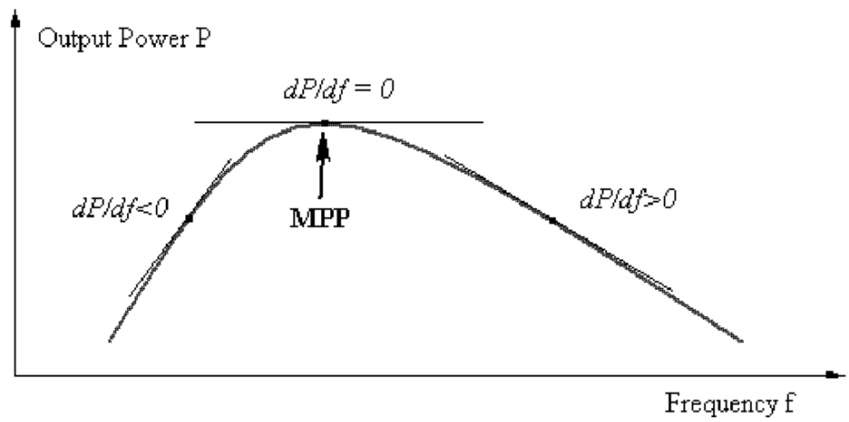


図 2-12　最大出力点を求める方式[91]

３章　磁気飽和起電圧型位置センサレス制御

本章では，共に高調波重畳を必要としない方式である２つの位置センサレス制御（低速域向け，および中高速域向け）を組合せ，全速度域において磁極位置が得られるようにすることで必要最小限の電流値での起動を実現する起動法を提案する。低速域向けの位置センサレス制御は，永久磁石同期モータの 120 度通電方式をベースにしており，磁気回路のアンバランスによって生じる磁気飽和起電圧を利用して通電相を切り替えて駆動する。まず，磁気飽和起電圧に関して取得方法等を示した上で，駆動制御方法について述べる。さらに，周期的に変動する負荷特性を有するアプリケーションへ提案起動法を適用する際に問題となり得る，制御方式の切替タイミングについても検討を行い，位置センサレス制御方式切替に最適なタイミングをシンプルな構成かつ効果的に実現する方法を提案する。

3.1　起動方法における課題

位置センサレスの制御構成における永久磁石同期モータの起動は，停止時や低速域における制約があるため，対処すべき重要な問題の一つである。そのため，いくつもの対応方法が提案されており，代表的な策としては，回転子位置情報に基づかないオープンループ制御[19],[20],[94]-[96]，特定のゲートパターンに基づく方法[97]，インダクタンスの変化に基づく方法[98]-[100]などがある。これらの永久磁石同期モータの起動方法は，適用時の仕様によって制約を受ける場合がある。例えば，起動中の加速レート，負荷特性（負荷の大きさ，負荷の変動や脈動），許容電流値，ロバスト性といった観点である。

以上のように，永久磁石同期モータの起動方法はいくつか考えられるが，本研究における従来法として，直流位置決めと同期運転（オープンループ）による起動法を挙げる[19]。従来起動法における U 相および V 相のモータ電流波形を図 3-1 に，各指令値の時間変化の概念図を図 3-2 に示す。

ロータ位置決めモードは，インバータ周波数指令値および回転子位置をゼロに固定すると共に，電流指令値を位置決め電流指令値 I_{pos_com} までランプ状に増加させることで，d 軸電流指令値のみがランプ状に増加する。これにより，固定子巻線には直流の電流が印可され，回転子は d 軸に位置決めがされる。

その後のオープンループモードでは交流電流を印可すると共に，その周波数を所定の加速レートで増加させる。交流電流の振幅は位置決め電流指令値 I_{pos_com} を用い，次式の定義の電流位相を変化させることで dq 軸電流指令値の比率を順次変えている。

$$\theta^*_{\mathrm{curr}} = \tan^{-1}\left(\frac{\mathrm{I}^*_{\mathrm{q}}}{\mathrm{I}^*_{\mathrm{d}}}\right) \qquad (3\text{-}1)$$

モータ電流の周波数つまり回転子の回転速度が上がり速度起電圧が十分に大きくなった時点で，位置センサレス駆動へと移行する。

位置センサレス駆動においては，回転子の磁極位置情報が得られるため，トルクに応じて

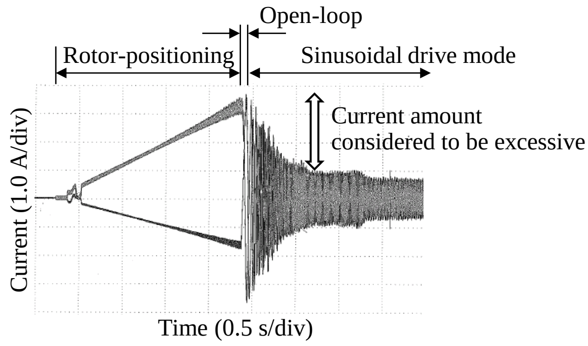


図 3-1　従来起動法におけるモータ相電流波形

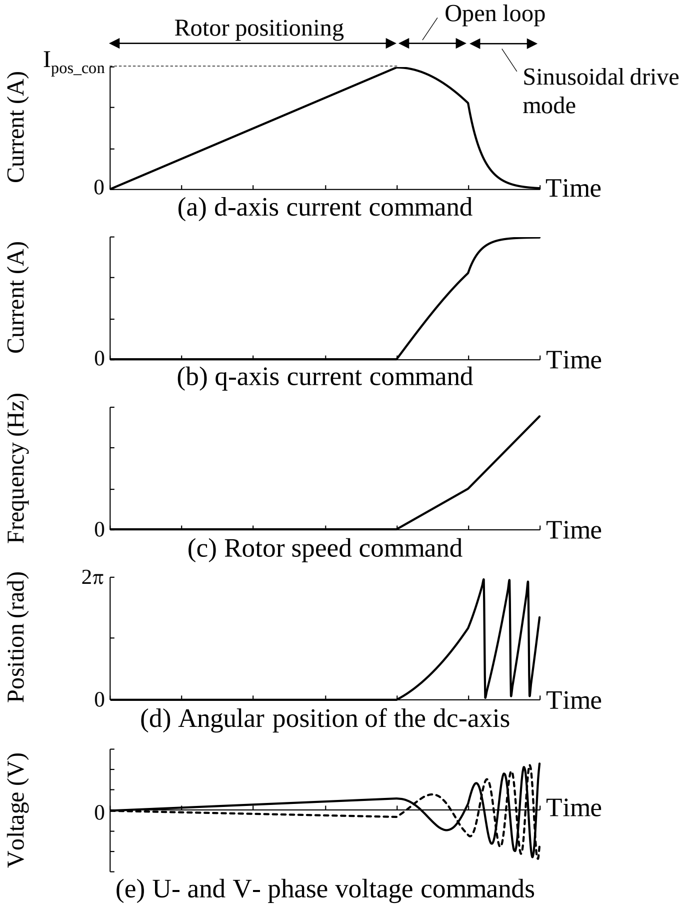


図 3-2　従来起動法における各指令値の変化

必要最小限の電流振幅で駆動することが可能である。一方，オープンループモードにおいては，その名の通り，回転子位置情報はフィードバックせずに駆動するモードである。従って，位置決め電流指令値 I_{pos_com} は圧縮機が確実に起動できるようにするため十分な電流値が必要である。また，加速レートが高い場合には回転子位置に対して印可電圧の位相が進み過ぎ

ることで，モータ発生トルクが急に減少（脱調）したり過大な電流が流れたりして，起動失敗が頻発する。さらに，高負荷条件下でも確実な起動のためには，より大きなモータ電流を流す必要があり，そのために大きな電流容量のスイッチング素子が必要になったり，特定の素子の温度上昇が問題になったりする。

本研究の対象の一つである冷蔵庫向け圧縮機は，その給油機構の関係でエアコンなどのその他の冷凍空調向け圧縮機に対して非常に高い加速レートが要求され，かつレシプロ式圧縮機のために 1 回転中の負荷変動が大きい（瞬時負荷トルクは，平均負荷トルクの 10 倍以上の条件もある）という特徴がある。また，コスト制約がある中で高い省エネ性を実現するためには，必要最小限の電流容量のスイッチング素子の採用が不可欠であり，起動時のモータ電流ピーク値の抑制は重要である。

3.2　磁気飽和起電圧に基づく位置推定と駆動方法

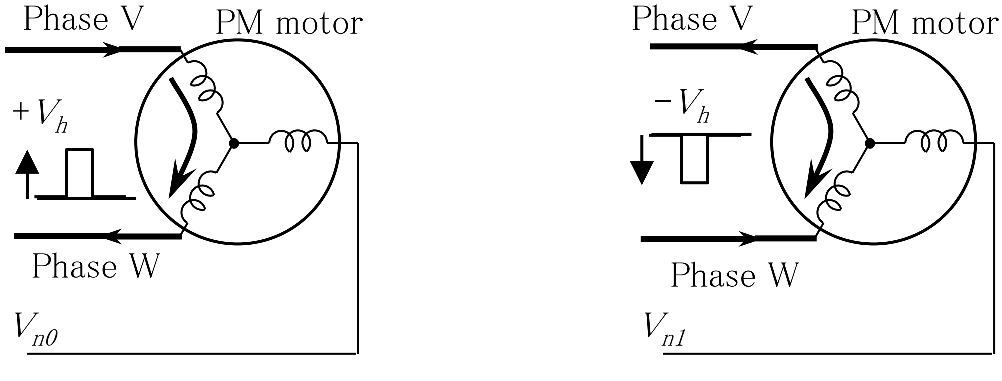
3.2.1　磁気飽和起電圧の特性取得方法

磁気飽和起電圧は，図 3-3 に示すように，永久磁石同期モータの 2 相間に電圧パルスを印可し，開放相の起電圧を観測して得られる。モータの回転方向が正方向となる極性に印加するパルスを“正パルス”（図 3-3(a)に示す，V→W への印加），逆回転方向となるパルスを“負パルス”と定義している。正パルスおよび負パルス印可時に，開放相に発生する起電圧 V_{n0}, V_{n1} をそれぞれ以下のように定義する。

V_{n0} : 正パルス起電圧（正パルスとは，正転方向にトルクを発生させる電圧パルスのこと）

V_{n1} : 負パルス起電圧（負パルスとは，逆転方向にトルクを発生させる電圧パルスのこと）

測定時の駆動回路の構成を図 3-4 に示す。モータの端子電圧を抵抗分圧によってコントローラ（本研究ではマイコン）に読み込み，開放相の電圧を観測する。モータによっては開放相の電圧が小さい場合があり，その場合は各相の電圧をオペアンプで増幅してコントロー



(a) 正パルス（V→W）印可時　　(b) 負パルス（W→V）印可時

図 3-3　2 相間への電圧パルス印可時の概念図

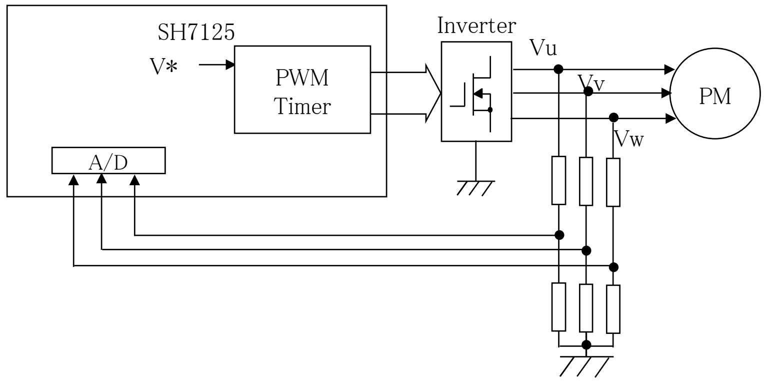
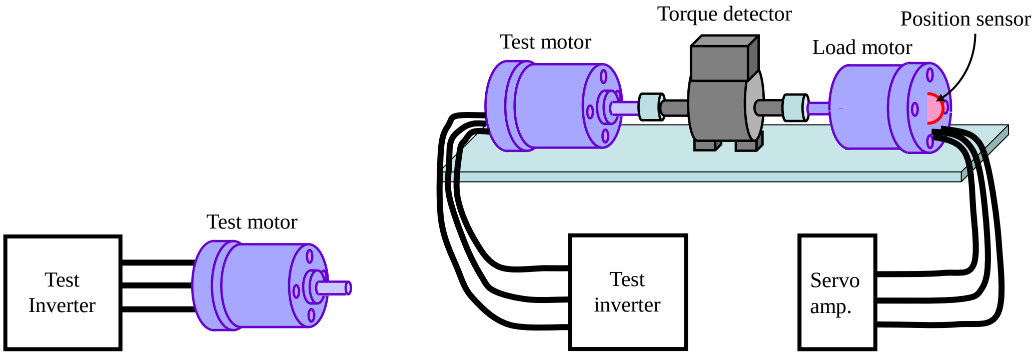


図 3-4　駆動回路の構成図



(a) 供試モータのみの構成　　(b) サーボモータを用いる構成

図 3-5　試験機構成の概念図

ラに入力する必要がある。

試験機構成の概念図を図 3-5 に示す。本研究では，供試モータの軸端はフリーの状態とし，つまり図 3-5(a)の構成を用いたが，例えば，図 3-5(b)の構成の様に，負荷モータとしてサーボモータを用い，サーボモータで位置決めして開放相起電圧を取得することも可能である。今回は簡便性を考慮し，永久磁石同期モータの直流位置決めの動作を応用してモータへの印可電圧を変更した。この時，位置決め位相を順次変更することで回転子の回転角度位置を変え，その直後に正パルス電圧を印可してその際の開放相の電圧を測定する。

図 3-6 に磁気飽和起電圧を取得する際の処理フローを示す。図 3-6 は，U 相の磁気飽和起電圧特性を取得する際の処理フローを示している。つまり，V 相および W 相を用いて供試モータに電圧を印可した際に，開放相である U 相の電圧を取得する。他相の特性を取得する際は，開放相電圧を取得時の印加電圧の位相を適切な値に変更すれば良い。

処理フローによる 3 相電圧，U 相電流，位置決め位相の各値の動作を時系列的に図示すると，図 3-7 に示す様になる。図中の丸数字を付加した期間でのそれぞれの動作は，次の通り

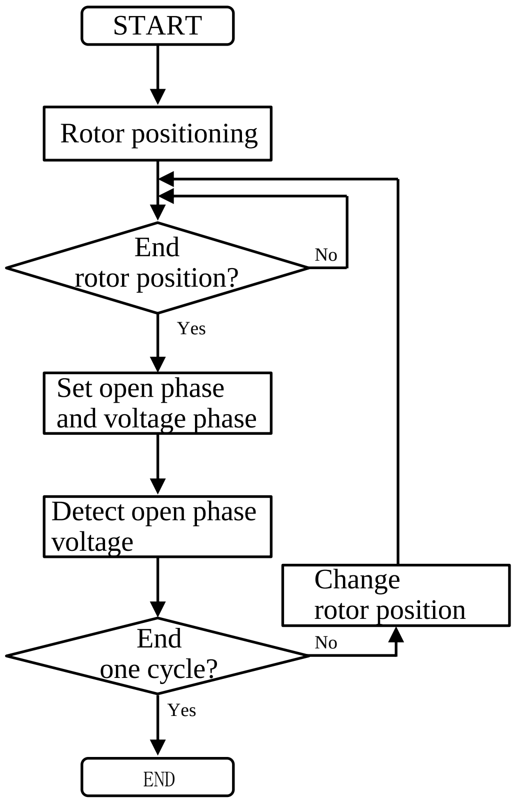


図 3-4　磁気飽和起電圧特性を取得する処理フロー

である。

① 所定の位置（例えば，$\theta_{dc}=0$ 度）に直流位置決めを行う。

② 起電圧特性を取得する相（U 相）を開放相に設定する（インバータへのゲート出力を OFF にする）と同時に，他の相（V 相および W 相）を ON して起電圧測定電圧を印加する。尚，電圧を印加する相の電圧指令値が，絶対値が同じで符号が異なる電圧となる位相（$\theta_{dc}=90$ 度）に設定すると良い。

③ 位置決め時の電流がゼロになった後，開放相の電圧を取得する。

④ 位置決めする位相を変化させる。

この様に，各相への電圧印可を順次変更させながら，回転角度位置に対する磁気飽和起電圧の特性を取得する。

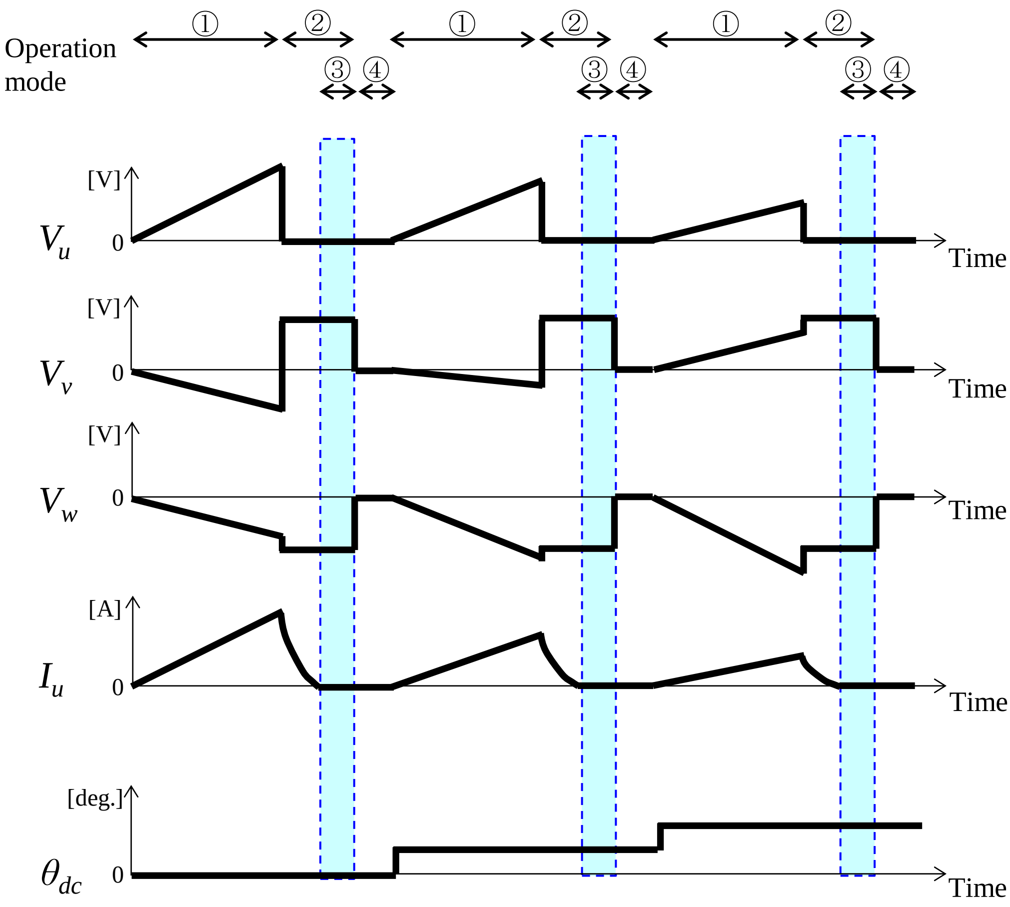


図 3-7　磁気飽和起電圧特性取得フローの各値の時系列変化

3. 2. 2　磁気飽和起電圧の位置特性取得結果

冷蔵庫用の圧縮機に適用されているモータを用いて，磁気飽和起電圧の位置特性を取得した結果を図 3-8, 3-9, および図 3-10 に示す。図 3-8 は，電気角+30 度の回転角度位置に位置決めをした後に，起電圧測定電圧を印加した際の開放相電圧（U 相）をマイコンで A/D 変換した結果である。2div までは位置決め電流を流している期間であり，この間の U 相電圧は，直流電圧のプラス側に張り付いた値となる。その後，流れていた位置決め電流がゼロになるまでの重なり期間は，直流電圧のマイナス側に張り付いた値となる。重なり期間の電圧は，他相との関係によっては，直流電圧のプラス側に張り付くこともある。その後の 1div 強の間は，中間値よりも若干低い値となっており，この間が開放相起電圧の取得期間である。波形が全体的に幅を持った波形となっているが，これは PWM の山割込み時と谷割込み時の A/D 変換値が異なっているためである。その後，4div 以降は電圧値の変化幅が大きく，最終的には，直流電圧のプラス側と中間の値が交互になっている。これは，起電圧測定電圧によ

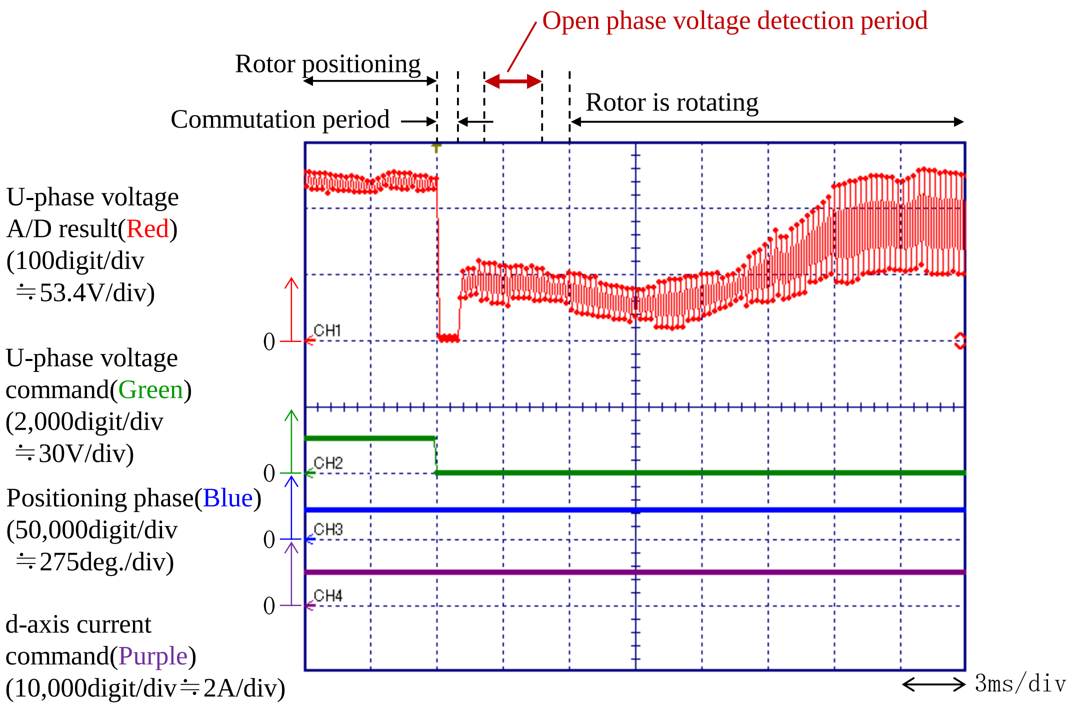


図 3-8　電気角+30 度に位置決めした際の開放相起電圧測定時のマイコン内部量

って，回転子が回転してしまっているためである。回転子が回転してしまうと，どの位置における開放相電圧を取得しているか不明になるため，データとして意味が無い。従って，図 3-8 においては，赤色太線矢印で示した区間のみのＡ／Ｄ変換値が，電気角 30 度における磁気飽和起電圧として有効である。

図 3-9 は，図 3-8 の結果における重なり期間直後の U 相電圧を示している。同様に，図 3-10 に電気角−30 度に位置決めした場合の同タイミングの U 相電圧波形を示す。両図を比較すると，磁気飽和起電圧は回転角度位置によって変化していることが分かる。今回の結果では，電気角が 60 度変化することで磁気飽和起電圧が約 30V 変化することが分かった。

図 3-6 に示した処理フローに従い，電気角 5 度ずつ，電気角 1 周期分の磁気飽和起電圧を取得した結果を図 3-11 に示す。図 3-11 から分かるように，電気角 1 周期において，２周期で変化する結果となっている。この変化はインダクタンスの変化と同様であり，磁気飽和起電圧が位置依存性を持つこと示している。前述の測定時の処理フローから分かるように，測定したこの起電圧は速度起電圧ではなく，回転子の位置によって磁気飽和状態が変化し，それによって生じる起電圧である。つまり，停止状態においても位置情報が得られることを意味する。このように，磁気飽和に起因した電圧を総称して，“磁気飽和起電圧”と呼ぶことにする。この磁気飽和起電圧を基に位置センサレス駆動を実現するためには，図 3-11 の磁気飽和起電圧特性に対して閾値を設定しておき，検出した開放相起電圧がその閾値に到達した時点で通電モードを進めるようにする。つまり，電気角 60 度毎の位置が分かることを

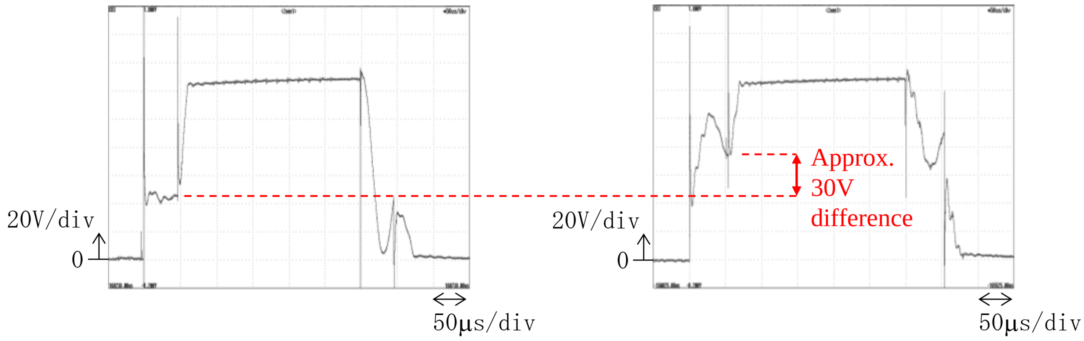


図 3-9　+30 度に位置決めした際の開放相起電圧波形

図 3-10　−30 度に位置決めした際の開放相起電圧波形

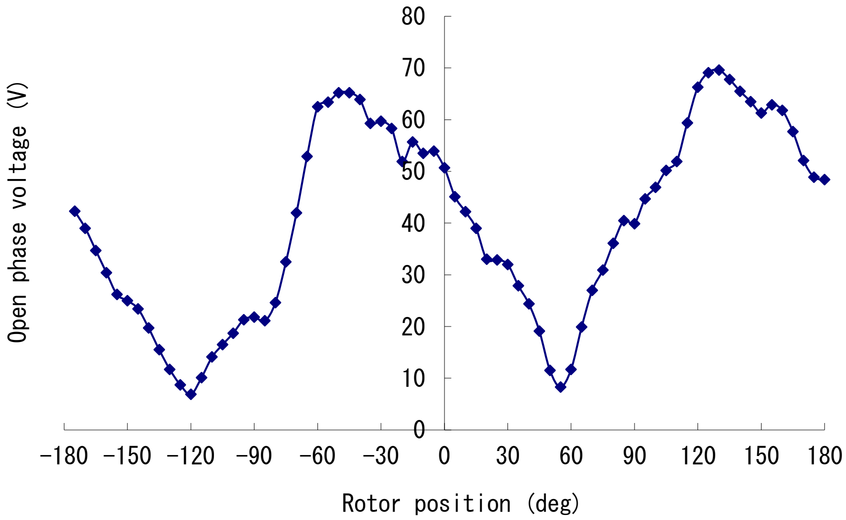


図 3-11　冷蔵庫向け圧縮機用モータの磁気飽和起電圧特性

意味する。

図 3-11 の磁気飽和起電圧の位置依存特性で特に注目すべきは, −30 度と+30 度の電圧差である。この電圧差が大きいほど位置依存性の感度がある。つまり，磁気飽和起電圧を利用した位置センサレス方式を適用しやすいモータであると言える。これまでの低圧モータでは，磁気飽和起電圧が直流電圧の数%だったのに対し，今回の冷蔵庫用の圧縮機に適用されているモータは直流電圧の 20%以上の起電圧が得られており，磁気飽和起電圧利用型センサレスに適したモータであることが分かった。

3.2.3　低速域での駆動方法

本項では，前項で取得した磁気飽和起電圧特性を基に位置センサレス駆動をする原理に

ついて説明する。図 3-12 は，120 度通電（上アームスイッチ）を行った時の回転子位置に対する各相の端子電圧とゲート信号，および各相のスイッチング動作モードを示した図である。この図から分かるように，一般的に用いられている 120 度通電の PWM 制御で開放相に生じる磁気飽和起電圧の検出が可能である。つまり，特別な PWM パルス印加を必要とせずに位置検出ができる。位置センサレス駆動のためには，図 3-13 に示す様に，予め取得した磁気飽和起電圧特性に対して閾値を設定し，検出した開放相起電圧がその閾値を上回るかまたは下回ったら，通電モードを進めるようにすればよい。

閾値としては，正転方向の閾値を V_{psh}，逆転方向を V_{nsh} として，それぞれを正パルス起電圧 V_{n0}，負パルス起電圧 V_{n1} と比較してモードを増減するアルゴリズムとなる。本アルゴリズムは正転および逆転の両方に対応可能な駆動方式で，以下の様に極めて簡易である。

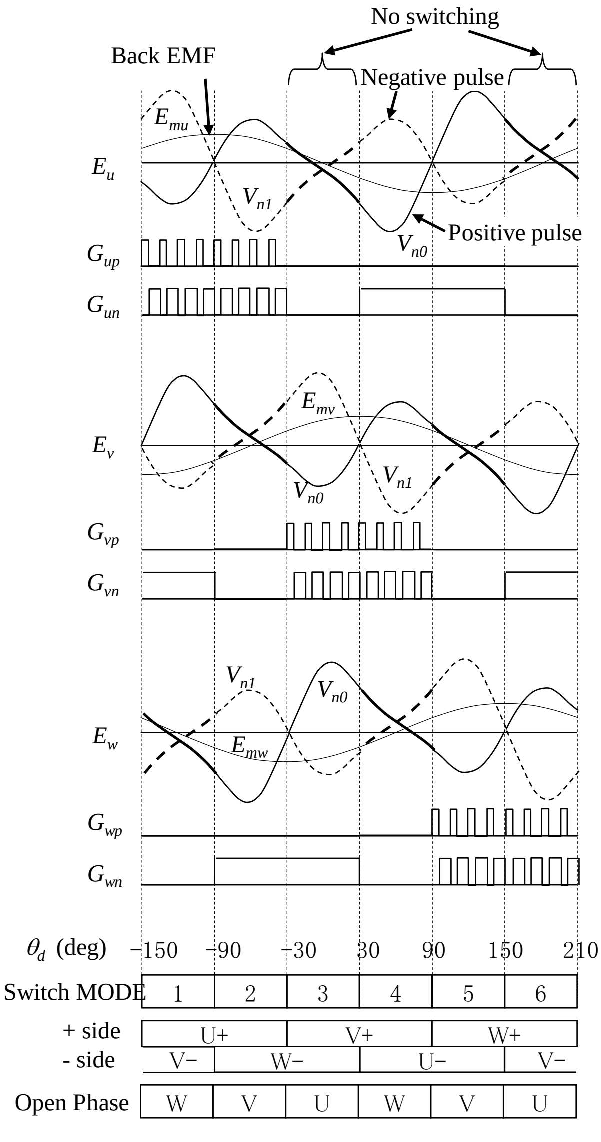
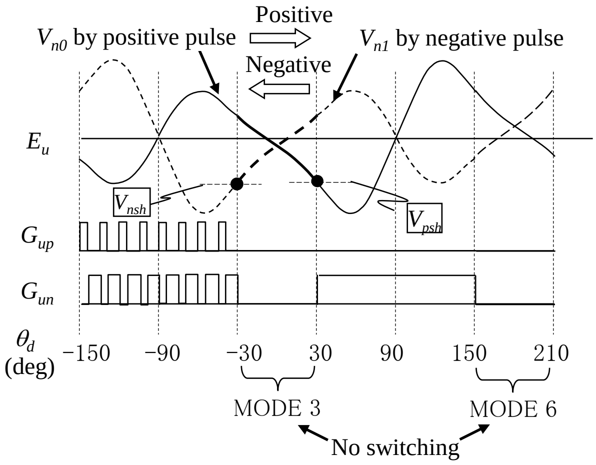
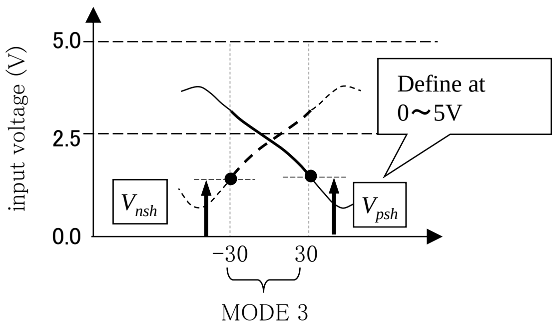


図 3-12　ゲート信号と起電圧の関係



(a)　位置推定の原理



(b)　閾値電圧の定義

図 3-13　位置センサレス駆動の原理

① V_{n0}，V_{n1} のそれぞれを検出する。

② V_{n0}，V_{n1} のそれぞれに正転方向，逆転方向の閾値を設け，常に閾値との比較を行う。

③ V_{n0} が正転閾値 V_{psh} に到達したら通電モードを一つ進め，V_{n1} が逆転閾値 V_{nsh} に到達したら通電モードを一つ戻す。

図 3-14 に，横軸を回転子の位相角（U 相巻線位置を 0 度と定義）として，通電モードと通電相，および通電モード切替のための閾値の概念図を示す。各モードにおける開放相の磁気飽和起電圧は，通電モードによって，増加，減少を交互に繰り返している。これに対して，図 3-14(a), (b)に示すように閾値 V_{psh}（正方向の閾値），V_{nsh}（逆方向の閾値）を設け，この閾値に到達した時点でモードを切り替える。原理上，各モード間の閾値は同じ値となるはずである。しかし，低圧モータで閾値を実測したところ，閾値はモード毎に異なることが明らかになっている。さらに，これらの閾値のばらつきを補正すると，モード切替境界での“ばたつき”が減少することも分かっている。

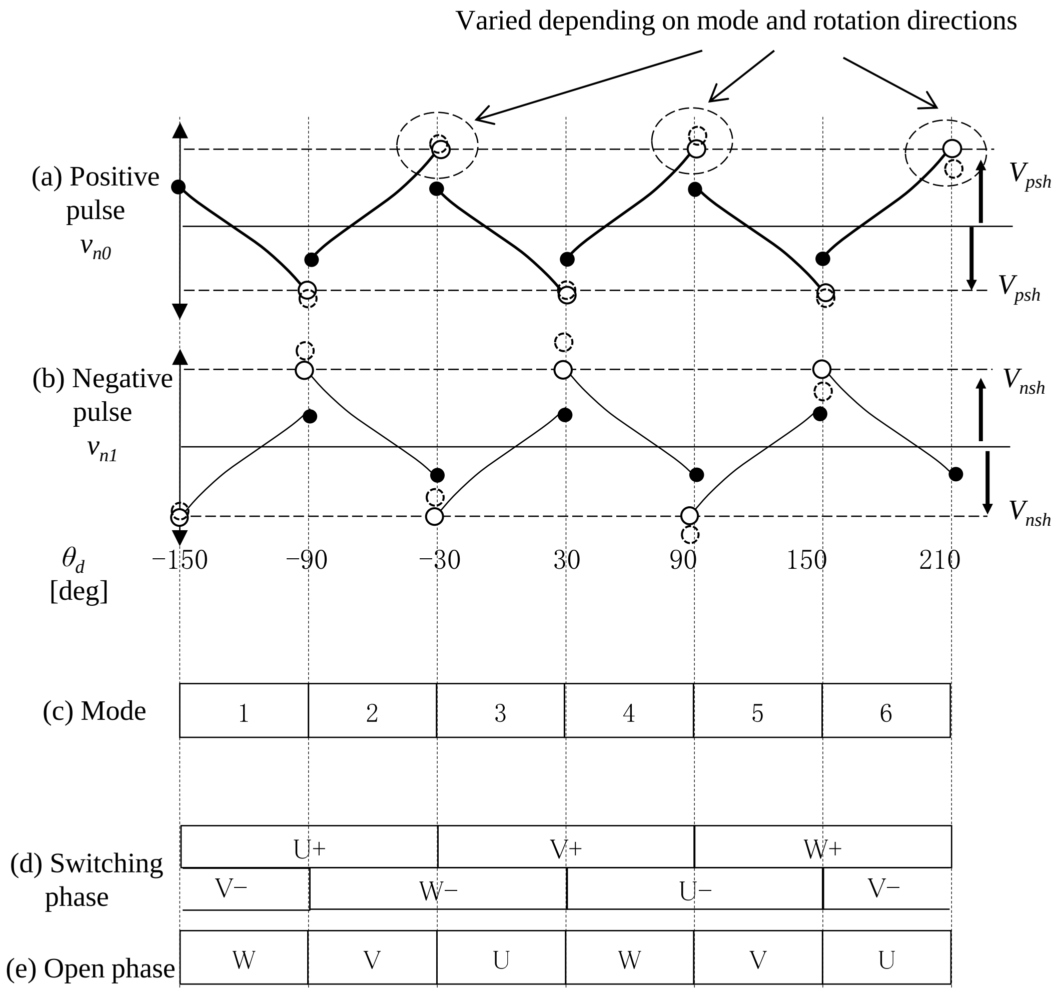


図 3-14　正転パルスおよび逆転パルスによる開放相起電圧

閾値のばらつく要因として，以下が挙げられる。

(1) モータのばらつき：材料のばらつきや作り込み誤差によるばらつき等が考えられる。磁気飽和起電圧は，各相の動的インダクタンス（$=d\Phi/dI$ を意味する。Φ/I ではない）の変化量の“相間の差”に依存している。磁気回路の微妙なアンバランスを検出しているため，原理的な問題としてばらつきの影響を受けやすいと考えた方がよい。

(2) 検出回路（アナログ部分）のばらつきやオフセット：開放相起電圧を検出するために，分圧回路（場合によっては増幅回路も）が必要になる。モータによっては，磁気飽和起電圧は誘起電圧の数%であるため，例え 1%精度の分圧抵抗を用いたとしても，電圧誤差としては 10 数%の誤差になり得る。

(3) 主回路のばらつき：スイッチング素子のオン抵抗など，素子特性の影響も少なからず受ける可能性がある。

以上を考慮すると，“閾値”は初めから調整するべきものとして扱っていくのが現実的である。

3.3　提案制御方式の構成

3.3.1　中高速域での駆動方法

中高速の領域では拡張誘起電圧を利用した方式[101], [102]を採用し，演算した軸誤差がゼロになるように PLL 制御器でインバータ周波数ω_1を制御する。

まず，各軸の定義について図 3-15 を用いて説明する。回転子の永久磁石の主磁束方向の位置を d 軸とし，この d 軸から回転方向に電気角的に 90 度進んだ位相を q 軸と定義する。回転子の回転角度位置θ_dは d 軸の位相を示す。回転座標系の d-q 軸に対し，制御上の仮想回転子位置を dc 軸とし，同じく回転方向に電気角的に 90 度進んだ qc 軸とからなる dc-qc 軸（回転座標系）も定義する。位置センサレス駆動においては，実際の回転子の回転角度位置θ_dや回転角速度ω_rは測定することはできない。また，d-q 軸上の電圧や電流の値も得ることができない。従って，本研究ではこの回転座標系である制御軸上で電圧や電流を制御することを基本としている。本論文では，図 3-15 に示した d-q 軸を実軸，dc-qc 軸を制御軸とも呼ぶ。また，実軸と制御軸のズレである誤差角を軸誤差$\Delta\theta$と呼び，次式の様に定義する。

$$\Delta\theta = \theta_{dc} - \theta_d \tag{3-2}$$

図 3-16 に固定座標系である 3 相軸と回転座標系である制御軸との関係を示す。ここでは，U 相を基準に dc 軸の回転角度位置（つまり推定磁極位置）θ_{dc}と定義する。dc 軸は図中の円弧状矢印の方向である反時計方向に回転している。そのため，回転周波数であるω_1を積分することで推定磁極位置θ_{dc}を得られる。

軸誤差$\Delta\theta$の推定値である推定軸誤差$\Delta\theta_c$は，永久磁石同期モータの電圧方程式から次式のように導出することができる。

$$\Delta\theta_c = tan^{-1}\left(\frac{V_{dc}{}^{*} - R^{*}\cdot I_{dc} + \omega_1 L_q{}^{*}\cdot I_{dc}}{V_{qc}{}^{*} - R^{*}\cdot I_{qc} - \omega_1 L_q{}^{*}\cdot I_{qc}}\right) \tag{3-3}$$

ここで，R^*は固定子巻線抵抗の制御設定値，$L_q{}^*$は q 軸インダクタンスの制御設定値，$V_{dc}{}^*$および$V_{qc}{}^*$は dc-qc 軸電圧指令値，I_{dc}およびI_{qc}は dc-qc 軸電流検出値である。

PLL 制御器は推定磁極位置θ_{dc}を調整するように働く。言い換えると，PLL 制御器は(3-3)式で演算した推定軸誤差がゼロになるようにインバータ周波数ω_1を制御する。この制御構成の利点は，制御器が安定に動作する点である。

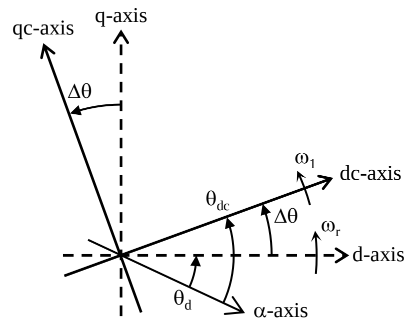


図 3-15　回転座標系の定義

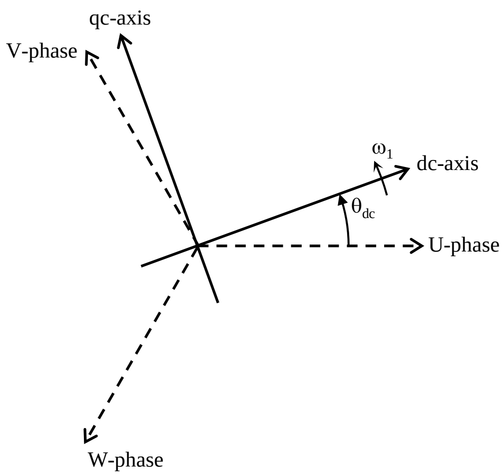


図 3-16　固定座標系と制御軸の関係

3.3.2　提案方式の制御器の構成

提案制御器の制御ブロック図を図 3-17 に示す。前述の２つの位置推定方式を永久磁石同期モータの回転速度に応じて切替える構成となっている。具体的には，図中に示す制御スイッチによって制御に用いる推定磁極位置θ_{dc} や制御指令値等の切り替えを行う。これらの制御スイッチは複数個所に配置しているが，全て同じタイミングで一方から他方へ切替える。下付き文字“_120”は低速域向けの値を意味し，下付き文字“_180”は中高速域向けの値をそれぞれ意味する。尚，これらの表示はインバータの通電方式に因んでいる。

速度制御器（ASR; Automated speed regulator）は速度指令値ω^*とインバータ周波数ω_Iの差をゼロにするように，q 軸電流指令値 I_q^*を制御する。ここで，速度指令値ω^*は図 3-17 には図示していない上位のシステム制御器などから得られる値であり，本論文の主旨から外れるため特に言及しない。

ベクトル制御としては，カスケードベクトル制御と呼ばれる構成を用いる[104], [105]。カス

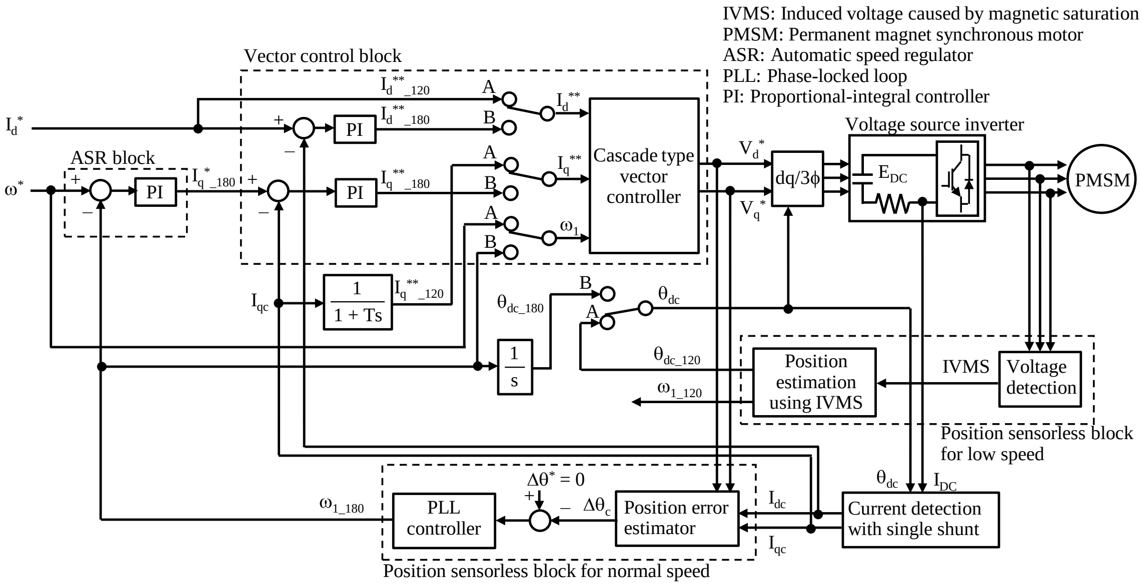


図 3-17　提案制御器のブロック図

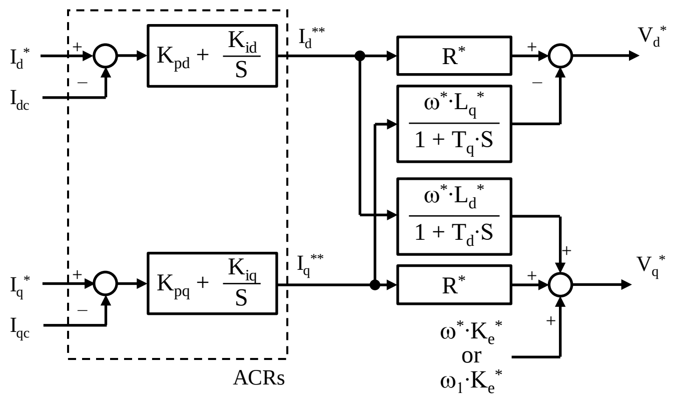


図 3-18　カスケードベクトル制御部のブロック図

ケードベクトル制御の構成を示す制御ブロック図を図 3-18 に示す。図に示す様に，電流制御器（ACR; Automatic current regulator）が直列的に接続されているのが特長である。カスケードベクトル制御は電流制御とモータ逆モデルの２つの演算を経て，dc-qc 軸電圧指令値 V_{dc}^*および V_{qc}^*を算出する。一次遅れローパスフィルタの時定数はモータ定数に応じて次式によって設定する。

$$T_d = \frac{L_d^*}{R^*} \tag{3-4}$$

$$T_q = \frac{L_q^*}{R^*} \tag{3-5}$$

電流制御器は電流指令値 I_d^*および I_q^*と電流検出値 I_{dc} および I_{qc} の偏差を用いて，第二の電流指令値 I_d^{**}および I_q^{**}を調整する。dq 軸電圧指令値は次式にて演算する。

$$V_d^* = R^* \cdot I_d^{**} - \frac{\omega^* \cdot L_q^*}{1+T_q \cdot S} \cdot I_q^{**} \tag{3-6}$$

$$V_q^* = R^* \cdot I_q^{**} + \frac{\omega^* \cdot L_d^*}{1+T_d \cdot S} \cdot I_d^{**} + \omega^* \cdot K_e^* \tag{3-7}$$

カスケードベクトル制御の構成は，電流制御器の積分演算と電圧演算の一次遅れの演算によって dq 軸間の干渉を削除することができる。その結果，サンプリング周波数が限られている制御器においても理想的な電流制御を達成することができ，安定性とトルク応答を改善することができる。

電流制御の機能が有効になるのは，制御スイッチが B 側，つまり，中高速域向けの制御構成に切り替わった後である。これらは，電流誤差を抑制するだけでなく，結果的には抵抗誤差なども補償する効果も担っている。

3. 3. 3　提案起動方法

前述の通り，冷蔵庫用の圧縮機はその給油機構の関係で非常に高い加速レートで起動する必要があり，かつ，レシプロ式圧縮機のために 1 回転中の負荷変動が大きい。駆動条件によっては，瞬時負荷トルクが平均負荷トルクの 10 倍以上になることもあり，圧縮機の吸込側と吐出側に圧力差を保ったまま起動する差圧起動が必要な場合もある。差圧起動は通常の起動に比べて平均負荷トルクが大きく，かつ圧縮工程の負荷変動もより大きい状態になる。そのため，上記の難題に対応可能な起動制御を提案する。

図 3-19 は起動時の各指令値（q 軸電流指令値，インバータ周波数指令値，q 軸電圧指令値）と q 軸電流検出値を示している。図 3-19 に示す様に，提案起動法は 3 つのモードを有する。様々な負荷条件においても問題無い起動を実現するためには，起動中の q 軸電流指令値が重要な成功要因になるが，本提案においては図 3-20 に示す様に制御モードに応じて異なるアルゴリズムを使い分ける。以下，順を追って説明する。

(ⅰ) 直流位置決めモード（mode 1）

直流位置決めモード（mode 1）は図 3-17 に示した制御スイッチは A 側に設定し，従来法と同様に電流指令値をランプ状に増加させ，回転子を所定の位置に位置決めする。しかし，IVMS-120 の駆動においては，電圧指令値演算および起動シーケンスの簡略化のため，便宜的に，d 軸電流指令値および d 軸電圧指令値はゼロに固定し，代わりに q 軸電流指令値を変化させて q 軸に電圧を印加する。直流位置決め時の通電相モードは，通電モード 1 に固定しているため，動作的には従来の直流位置決めと同じく，ある回転角度位置に固定される。従来の位置決め位置が 0 度（＝d 軸）であるのに対し，IVMS-120 では−30 度の位置に位置決めされる。通電モード 1 では+U 相から−V 相に電圧が印加されることを鑑みれば明らかである。

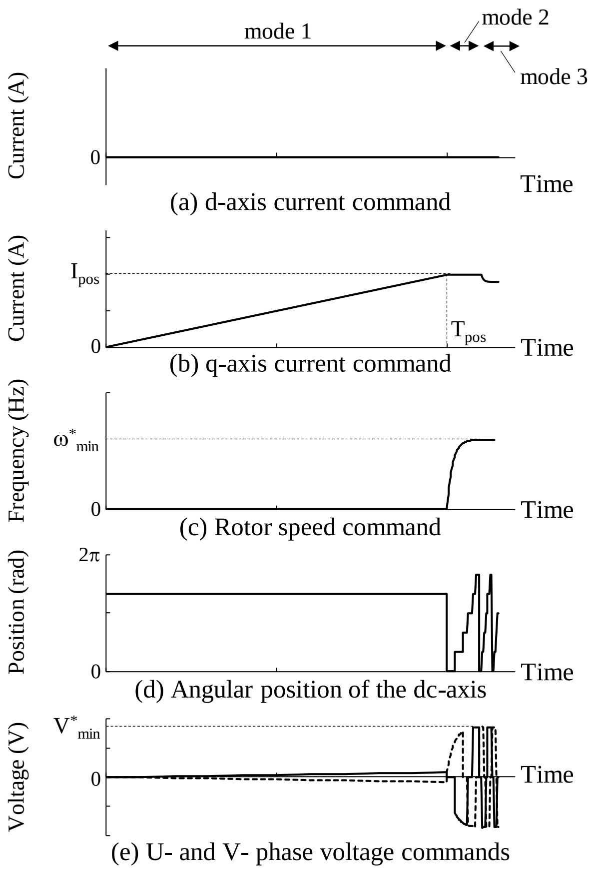


図 3-19　提案起動法における各指令値の変化

直流位置決め前の回転子の初期位置によっては，従来法と同様に回転子が少し逆回転して位置決めされることも起こり得るが，逆回転したとしても 1 回転未満であり本研究の対象アプリケーションにおいては問題にはならない。

(ⅱ) フィードフォワード電圧指令モード（mode 2）

q 軸電流指令値が位置決め電流指令値 I_{pos} に到達し位置決めが完了したら，フィードフォワード電圧指令モード（mode 2）へ移行する。トルクを発生させるため，通電相モードを通電モード 3 に変更して電圧を印加する。回転子が位置決めされた位置（＝−30 度）は通電モード 3 であるため，直流位置決めモードと同じ電圧指令値（＝q 軸電圧指令）のまま，通電相モードを通電モード 3 に変更するだけで，回転方向に略 90 度進んだ位置に電圧が印加される。これによりトルクが発生して，モータが正回転する。前述の通り，モータが回転して開放相（通電モード 3 は U 相が開放相）の電圧が閾値を超えたら，通電相モードを 1 つ進ませる。これを順次繰り返すことで，モータは加速する。提案の磁気飽和起電圧型位置センサレス制御は，60 度毎ではあるものの停止時や極低速時から回転子位置を検出できるため，従来起動法で用いられている同期運転に比べ非常に効率的に有効トルクを発生できる。その結果，必要最小限の電流で起動できる。

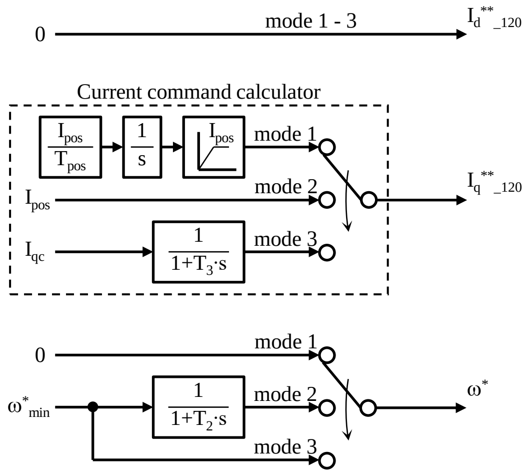


図 3-20　電流および速度指令値の算出アルゴリズム

(ⅲ) スマートＩｑ指令モード（mode 3）

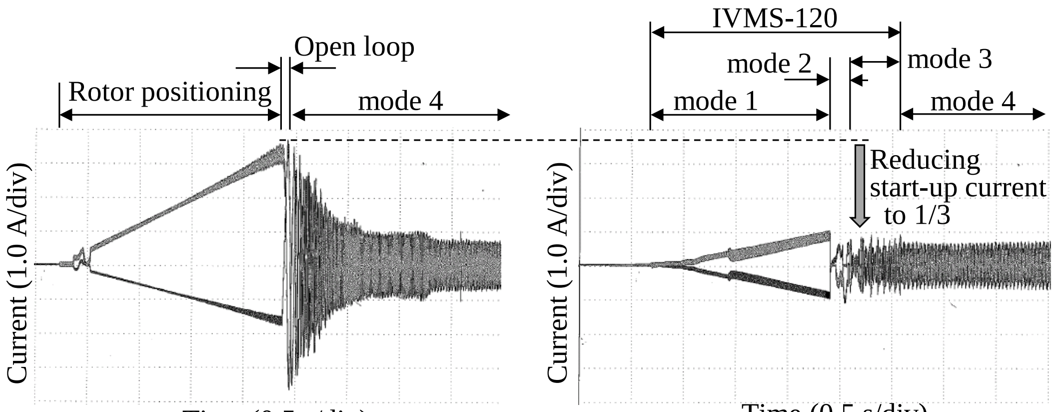
本論文で対象適用先とした冷蔵庫用圧縮機においては，差圧起動や高温で長時間放置した後の起動等の重負荷条件での起動だけで無く，低温で長時間放置した後の起動等の負荷が軽い負荷条件での起動も考慮する必要があり，q 軸電流指令値の決定方法が課題になる。なぜなら，起動時の加速レートが高すぎるため，起動中は速度制御器（ASR）の応答周波数が等価的に下がってしまい，速度変動に追従ができないためである。そのため，IVMS-120 中は PI 制御器で構成される一般的な速度制御による q 軸電流指令値演算は行わず，スマートベクトル制御[101]-[103]で採用している q 軸電流検出値を 1 次遅れフィルタを通して q 軸電流指令値とする方式（ここでは，スマートＩｑ指令と称す）を採用することにした。

通電相モードの変化時間から求めた周波数検出値が，q 軸電圧指令値に相当する（q 軸電圧指令値の$\omega \cdot Ke$ の項のωに相当する）周波数に達したら，スマートＩｑ指令によって q 軸電流指令値を演算する。ここで，スマートＩｑ指令モードに移行する際に，その時点の q 軸電流指令値と，q 軸電流検出値を 1 次遅れフィルタを通して求めた q 軸電流指令値と乖離が大きい場合は，電流跳ね上り等の切替ショックが発生する恐れがあるため，移行期間を設ける。具体的には，スマートＩｑ指令モードへの移行条件が整った時点で，制御モード切替前の q 軸電流指令を 1 次遅れフィルタを通してスマートＩｑ指令に移行する。これにより，q 軸電流指令値および q 軸電圧指令値は乱れること無く，制御モードを移行できる。回転子の回転速度が上がり速度起電圧が十分に大きくなった時点で，位置センサレス駆動へと移行する。

3. 4　提案起動法による実験結果

3. 4. 1　電流振幅の比較結果

提案起動法で冷蔵庫用圧縮機を起動した際の U 相および V 相のモータ電流波形を図 3-21 に示す。尚，従来法と提案法での電流振幅の差を分かりやすくするため，図 3-21(a)に図 3-1



(a) 従来起動法（再掲）　(b) 提案起動法

mode 1: Rotor-positioning mode with DC current
mode 2: Pre-determined voltage command mode
mode 3: Smart I_q control mode
mode 4: Sinusoidal drive mode

図 3-21　起動時の電流波形

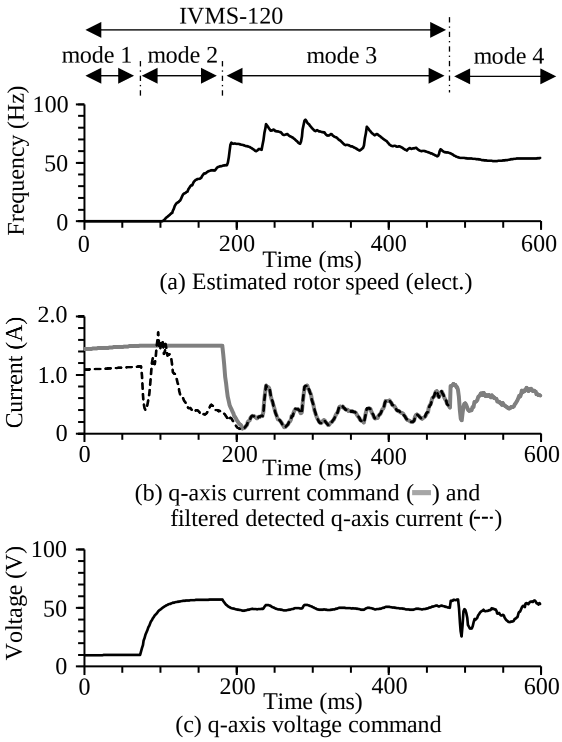


図 3-22　提案起動法を用いた起動時のマイコン内部量

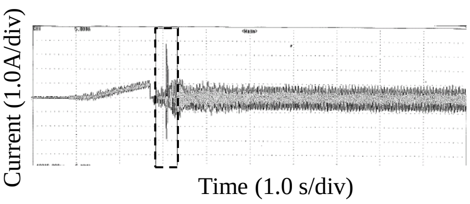
を再掲した。また，起動時のマイコン内部量の値を図 3-22 に示す。図 3-22 の結果は図 3-21 とは異なるタイミングで取得した結果ではあるが，起動時の挙動は再現性があるため同等と見なしても問題無いと考える。いずれにしても，現象をより深く理解するためには有用な

データである。図 3-21 の電流波形から，提案起動法においては起動時の電流ピークが抑制しつつ，安定に起動できていることが分かる。また，正弦波駆動に移行後の電流振幅とほぼ同一になっていることから，提案手法は必要最小限の電流での起動を実現できていると言える。

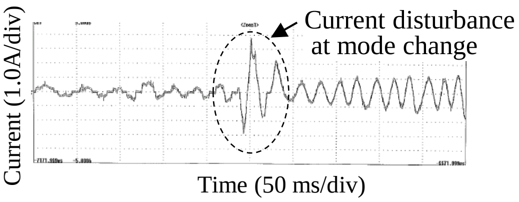
3.4.2　通電方式切替タイミングの課題

前項で実験結果を示した様に，提案起動法は電流電流振幅を抑制しつつ高加速レートにおいても安定駆動を実現するのに有効である。特に起動直後の電流ピーク抑制に有効である。一方で，中高速領域においては，インバータのスイッチングに起因する振動騒音やドライブ制御の拡張性という観点で，正弦波駆動の方が適している。従って，120 度通電駆動を基にした磁気飽和起電圧利用型の低速域向け位置センサレス制御から，正弦波駆動へ制御方式を切替える必要がある。駆動方式を切替える際に何も考慮しない場合，つまり，速度制御器や PLL 制御器などのフィードバックループの初期値などが不適切である場合や，本研究の対象機の様に 1 回転中の負荷変動が大きい場合は，切替時に電流が急に跳ね上がったり，通電方式を切替直後の過渡状態において意図しない加減速が生じたりすることが考えられる。実際，図 3-23 に示す様に電流の跳ね上がりが生じ，過電流保護によって起動失敗することもあった。

解決策の一つとしては，フィードバックループ制御器の各応答周波数を一時的に低く設定することも考えられる。しかし，この対応策は加速レートが十分に低い対象機にしか適用できず，本研究の対象機では仕様を満足することができない。そこで，次節にて，新たな対応策を提案する。



(a) 起動時の全体波形



(b) 電流跳ね上がり時の拡大波形

図 3-23　制御切替時に生じた電流変動波形

3.5　通電方式切替タイミングの自動制御

本節では，１回転中の負荷変動特性を踏まえ，負荷が軽くなる方向に変化する期間（圧縮工程終了～圧縮工程始まりまでの期間）を検出し，その期間でのみ IVMS-120 から 180 度通電方式に切り替える方式を提案する。

ここで重要になるのは，負荷が軽くなる方向に変化する期間をどう検出するかである。前述の通り，IVMS-120 から 180 度通電方式に切り替える直前は，スマートＩｑ指令モード（q 軸電流検出値を基に q 軸電流指令値を作成するモード）で駆動している。この時の q 軸電流検出値と通電相モード（インバータ周波数を算出する基の情報）の関係を図 3-24 に示す。図 3-24 から，q 軸電流検出値が増加している期間（負荷トルクが重い期間）では，インバータ周波数（モータの速度と等価）が減少している。反対に，q 軸電流検出値が減少している期間では，インバータ周波数が増加している。

これらのことから，圧縮工程と吸込工程に応じて，q 軸電流検出値もインバータ周波数も変化していることが分かる。q 軸電流検出値（I_{qc}）とそれを１次遅れフィルタ（時定数は 10ms 相当）を通した値（I_{qc_fil}）の関係を見ると，$I_{qc} < I_{qc\_fil}$ となっている期間が吸込み工程と一致することが分かる。これは，１次遅れフィルタを通すと位相遅れが生じることに起因している。尚，１次遅れフィルタの時定数は，電流制御器相当の動きとなることを考慮し，モータの電気時定数相当を設定することとした。今回は，フィルタ時定数として 10ms を採用

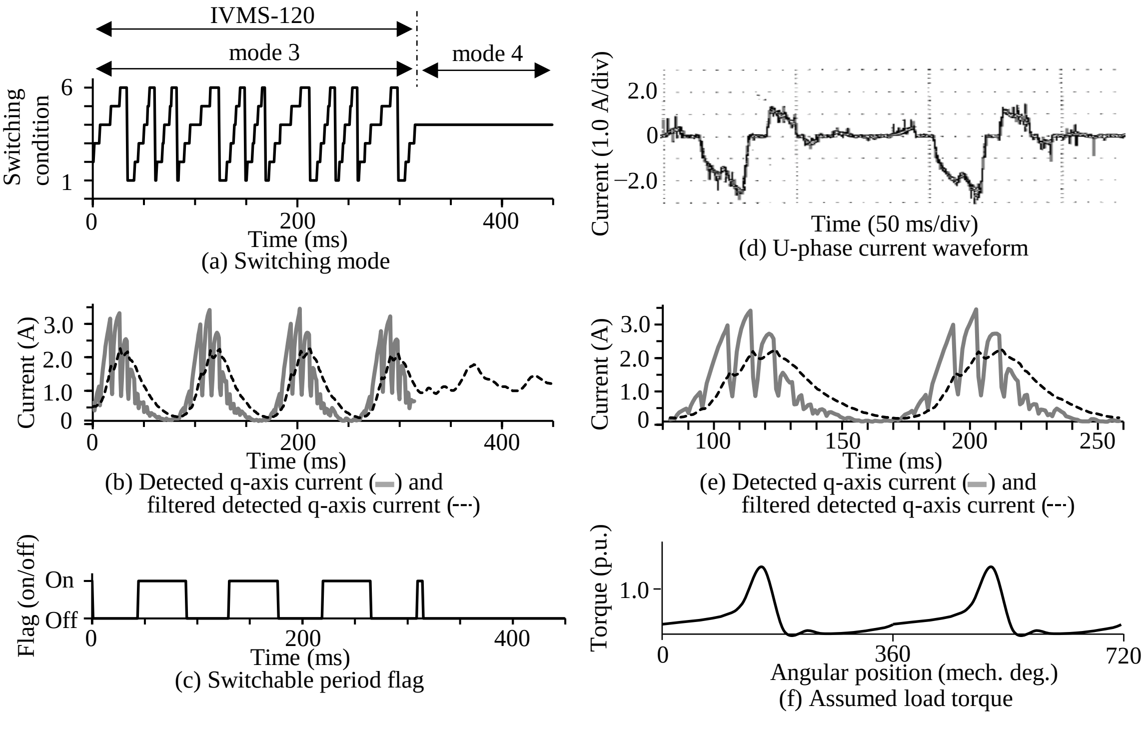


図 3-24　q 軸電流検出値とインバータ周波数の関係

した。

この関係を利用し，180 度通電に切替可能な回転数域で駆動中に，通電相モード切替条件が成立した（開放相電圧が閾値に達した）際に，併せて q 軸電流検出値とそのフィルタ値とを比較し，$I_{qc} < I_{qc\_fil}$ の条件が成立している場合のみ，180 度通電に切り替えることにした。この結果，圧縮工程が終わった後に 180 度通電に切り替えており，180 度通電に切り替えた際の切替ショックも無く安定していることが分かる。

3.6　IVMS-120 駆動時の印可電圧リミット制御

IVMS-120 は開放相電圧を検出し，閾値に到達した時点で通電相モードを進めることで，モータを駆動する。逆に言うと，開放相電圧が閾値に到達するまでは，同じ通電相モードで電圧を印加する。つまり，PWM 変調された直流電圧が特定の相に印加されることになる。そのため，通電相モードが固定している状態で q 軸電圧指令値が増加させ続けると，過電流停止に至る恐れがある。IVMS-120 は停止および低速時から位置の検出が可能で，過大負荷による脱調が生じない“脱調レス”，つまり起動失敗しない制御であると謳っているにもかかわらず，過電流停止によって起動失敗することは避けなければならない。

図 3-25 および図 3-26 は高温で長時間放置した後の起動（重負荷条件）におけるマイコン内部量および U 相モータ電流波形である。周波数指令値から，IVMS-120 で駆動している際に過電流停止していることが分かる。

起動失敗時の磁気飽和起電圧状態を確認するため，同条件で再試験をした際のマイコン内部量および U 相電流波形を図 3-27 および図 3-28 に示す。起動失敗（過電流停止）直前の磁気飽和電圧を見ると，図 3-27 に橙色点線丸枠で示したように，磁気飽和起電圧は一旦増加した後減少している。これは，通電モード 6 から通電モード 1 への通電相モード切り替

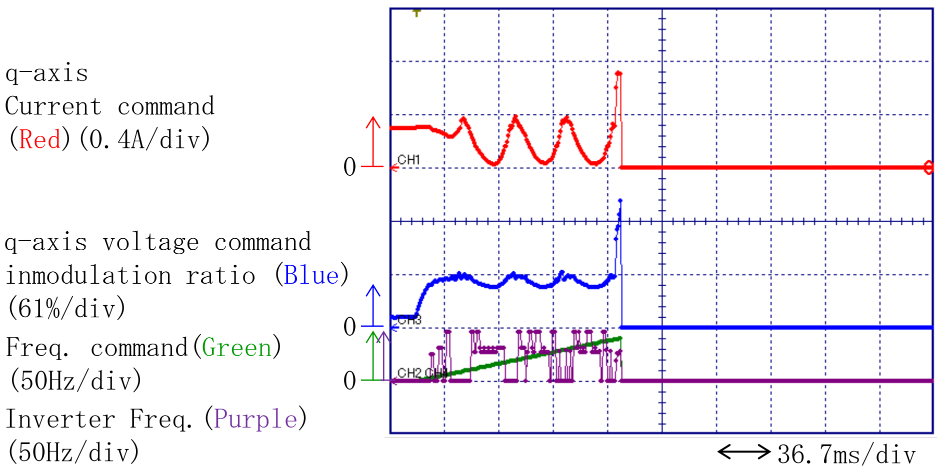


図 3-25　過負荷時の各指令値および検出値の変化

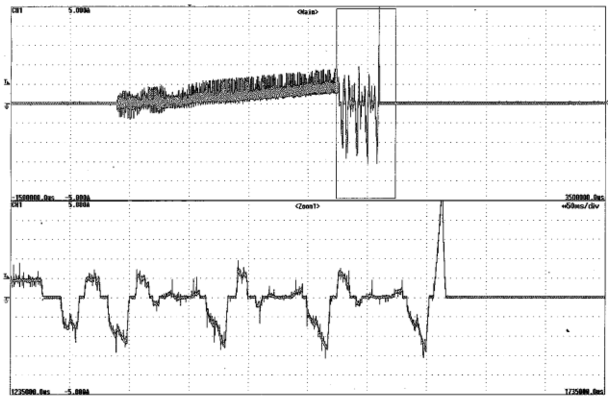


図 3-26　過負荷時の U 相電流波形

(1A/div, 上部：200ms/div, 下部：50ms/div)

えが早かったことを示唆していると考えられる。もしくは，通電相モード切替後に生じる電流重なり期間において，モータ発生トルクが負荷トルクに負けて回転子位置が回転方向とは逆に少し戻った可能性が考えられる。

一方，q 軸電圧変調率を見ると，通電相モードが通電モード 1 に遷移した後，増加していることが分かる。これは，同じ通電相モードに居続けているため，モータ制御で印加電圧を増やして，言い換えると，モータ発生トルクを大きくして，次の通電相モードの位置に回転させようとしている。しかしながら，開放相起電圧が閾値に到達する前に電流が増加してしまったため，保護機能である過電流停止判定によりモータが停止をしている。

改めて磁気飽和起電圧の変化を見ると，回転子は正回転方向に回転していると推測できる。従って，印加電圧を増やさずにもう少し待っていれば，過電流停止せずに開放相起電圧が閾値に到達し，正常に次の通電相モードに移行できると考える。

そのため，モータへ印加される電圧を過電流停止判定にかからない範囲に印可電圧をリミットすることとした。しかしながら，例えば，電圧リミット値が小さい場合は，発生トルクも抑制されて加速レートの仕様を満たせない可能性がある。そのため，適切な値に電圧リミット値を設定する必要がある。本研究では，電圧リミット値（$V_{q}^{*}{}_{\_lim}$）は次式を用いて決定した。

$$V_{q\_lim}^{*} = R^{*} \times C_{\_cu} \times \alpha \times I_{\_IPcut} \times \beta \tag{3-8}$$

$$= 6.678[\Omega]\times(234.5[℃]-10[℃])/(234.5[℃]+20[℃])\times 0.95\times 5.3[A]\times 0.8$$

$$= 47.4[V]$$

ここで，R^{*}は 1 相当りの巻線抵抗設定値，αは抵抗値のバラつき，$I_{\_IPcut}$ は過電流判定値（最小値），$C_{\_cu}$ は巻線（銅線）の電気抵抗率の温度係数，βは設計マージン（安全率）である。

抵抗値のバラつきや設計マージン（安全率）は設計思想に因るため，あくまで一例として計算例を示すと，47.4V を電圧リミット値として設定する。

設定した（リミットした）電圧指令値がモータに印加される際は，インバータの直流電圧

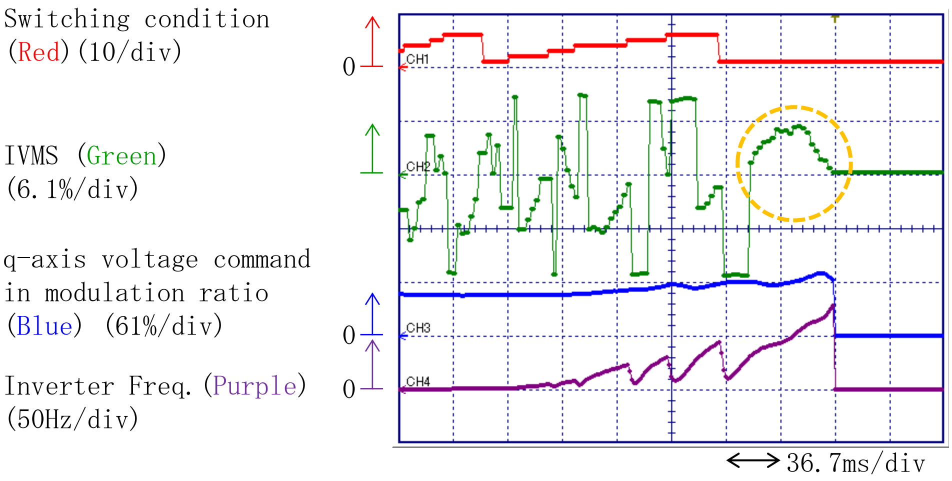


図 3-27　過負荷時の磁気飽和起電圧の変化

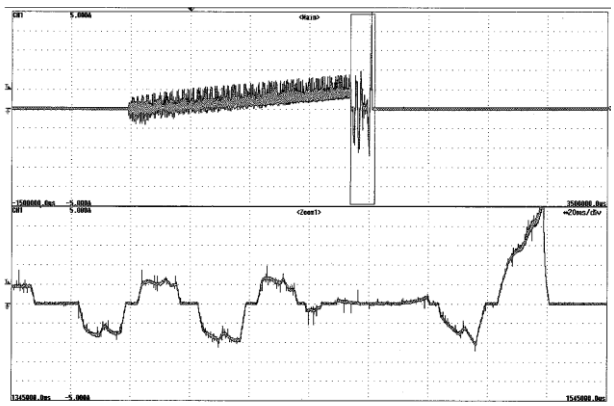


図 3-28　過負荷時の U 相電流波形

(1A/div, 上部：200ms/div, 下部：50ms/div)

の変動を補償する AVR（Automatic Voltage regulator）の影響も受ける。そのため，電圧指令値がリミットされた際には，AVR の出力である電圧変調率でもリミットをする必要がある。電圧変調率は，たとえ同じ電圧指令値だとしてもその時々のインバータの直流電圧値に応じて，時々刻々と変化する。そこで，電圧指令値がリミットされた場合は，その時点の電圧変調率でリミットすることにした。

上記の電圧指令値リミットおよび電圧変調率リミットをした場合の結果を図 3-29 および図 3-30 に示す。図 3-27 に示した様に，図 3-29 においても磁気飽和起電圧が山なり（通電相モード切替後，一旦増加した後に減少する）になっている箇所がある。この時，q 軸電流検出値は増加している（負荷が重たい）が，電圧指令値および電圧変調率がリミットされてい

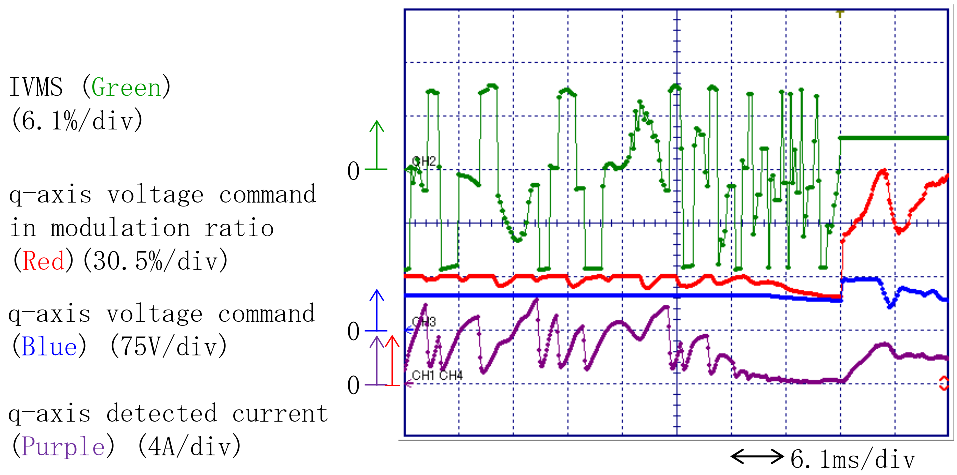


図 3-29　印可電圧リミット制御の過負荷時における磁気飽和起電圧の変化

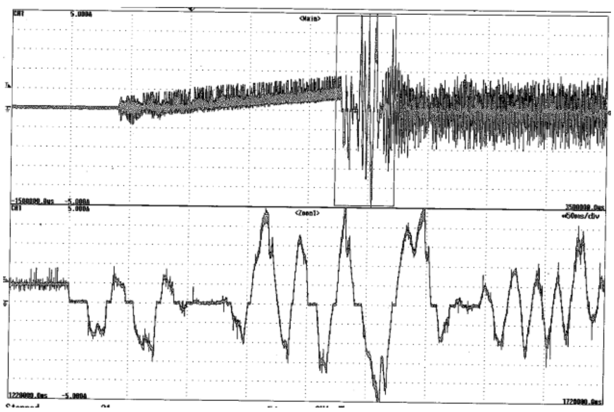


図 3-30　印可電圧リミット制御の過負荷時における U 相電流波形

(1A/div, 上部：200ms/div, 下部：50ms/div)

るため，過電流には至らずに駆動し続けていることが分かる。この結果から，印加電圧リミット制御の有効性が確認できた。

3.7　速度起電圧に起因する位置推定誤差とその補償法

IVMS-120 は開放相電圧を検出し，図 3-11 に示したような磁気飽和起電圧の位置依存性を利用して位置推定を行う制御である。ここで，開放相に生じる電圧は磁気飽和起電圧に加え，モータの回転速度に比例して増加する速度起電圧も含まれる。そのため，開放相電圧を検出して閾値と判定する際に考慮が必要である。磁気飽和起電圧と速度起電圧を分離せずに両者を含んだ開放相電圧を閾値と判定し，閾値を越えていたら 120 度通電の通電相モードを次のモードに進めてしまう恐れがある。低速域においては，磁気飽和起電圧が支配的である

ため，速度起電圧が含まれていても影響は小さいと言える。しかし，速度起電圧利用型位置センサレス制御に切り替える直前等の速度域においては，速度起電圧が位置推定情報として十分な値になっていることから，速度起電圧の影響を補償する必要がある。

図 3-31 は回転角度位置に対する開放相電圧の変化の簡略図である。この図を用いて速度起電圧の影響を説明する。尚，ここでは，通電相モードが通電モード 3 の場合を示している。通電モード 3 における回転角度位置においては，磁気飽和起電圧は回転角度位置に対し，概ね線形減少する特性となる。一方，速度起電圧は正弦波状の特性となるが，図 3-31 においては簡略化のために，線形に変化するものとして示している。磁気飽和起電圧と速度起電圧は，どちらも正転方向に進むにつれて単調減少する特性がある。つまり，速度起電圧が加算されることにより，実際の通電モード切替位置（通電モード 3 の場合は+30°）よりも位置推定誤差θ_{err_emf}だけ，早めに通電相モードを切り替えてしまうことが分かる。

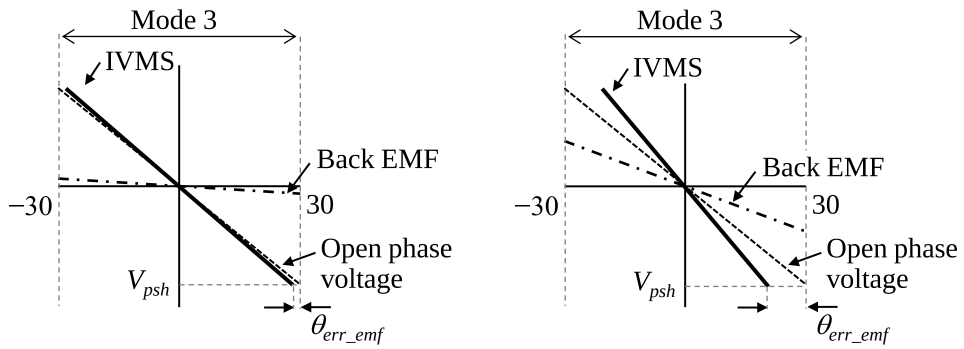
図 3-31(a)から分かるように，速度起電圧は相対的に小さい場合は，θ_{err_emf}は小さく影響は無いと言える。一方，図 3-31(b)に示すようにモータの速度が上がると，速度起電圧の影響を無視できなくなる。つまり，位置推定誤差θ_{err_emf}が大きくなると，それに伴ってモータが発生するトルクも小さくなるため，起動失敗する恐れがある。

速度起電圧は誘起電圧定数から算出できるため，インバータ周波数の値から速度起電圧による位置推定誤差θ_{err_emf}は次式により予め求められる。

$$\theta_{\mathrm{err\_emf}} = 30[\mathrm{deg.}] - (V_{psh}[\mathrm{V}] - \omega_1[\mathrm{rad/s}] \times K_e[\mathrm{V/(rad/s)}] \times \sin 30° / V_{psh}[\mathrm{V}] \times 30[\mathrm{deg.}]$$

ここで，V_{psh}は通電相モードを次のモードに進めるための閾値である。

算出した位置推定誤差θ_{err_emf}を PWM 周波数相当のカウント値（速度起電圧補償カウント T_{mode_wait}）に換算し，この分を補償する。この補償は，閾値 V_{psh} に達した際にすぐに通電相モードを切り替えるのではなく，速度起電圧補償カウント T_{mode_wait}）分を待ってから通電相モードを切り替えることで実現できる。これにより，適切な位置でモード遷移を行うことができる。



(a) 速度起電圧の影響が小さい場合　　(b) 速度起電圧の影響が大きい場合

図 3-31　開放相起電圧に対する速度起電圧の影響

４章　振動抑制と省エネを両立するバランストルク制御

本章では，　ルームエアコンを対象に低速域まで低振動駆動と消費電力低減の両立が可能なバランストルク制御を提案する。まず，振動振幅値と消費電力を評価軸として 2 種類の脈動トルク制御の性能比較を行い，振動抑制効果と消費電力の回転数を踏まえたトレードオフの関係と，回転数領域における最適なトルク制御方式について述べる。さらに，位置センサレス制御で用いる制御量である軸誤差の変動から圧縮機の振動を間接的に推定できることを示す。最後に，軸誤差の変動幅が所定値以下の場合に脈動トルク電流指令値の振幅を減少させることで，振動振幅を仕様範囲内に抑えつつ消費電力を低減できるバランストルク制御について述べる。

4.1　周期負荷変動抑制の課題

負荷トルクの変動に起因する機械的振動を抑制する周期負荷変動抑制制御（脈動トルク制御）は，特に家庭で使われるエアコンや冷蔵庫などのコンプレッサ駆動の分野において研究がなされている[76]-[83]。これまでは，繰り返し制御やゲインなどの制御設定値を負荷に応じて変更する方式などが研究されてきた。これらの多くは振動の抑制効果のみに注目して制御の性能を評価している。一方，省エネルギーの要求は依然高く，全ての電動駆動アプリケーションにおいて，省エネ性を有することは必須である。この視点を加えると，脈動トルク制御も振動抑制効果だけで性能を評価することは，不十分であることが明らかである。モータの駆動方法による効率比較[106], [107]はなされてされているが，振動抑制の効果と電力消費量の関係性についての研究[82], [83]はまだ少ない。そのため，本章で提案する駆動制御の目的は，広い速度範囲で低振動化と高効率を両立させることである。

4.2　脈動トルク制御の構成

4.2.1　脈動トルク制御の必要性

レシプロ圧縮機やシングルロータリ圧縮機は，圧縮室の圧力や吐出の有無により，1 回転に 1 回の周期的に負荷トルク τ_{Load} が大きく変動する。図 4-1 に試験に用いたシングルロータリ圧縮機の簡略断面図を示し，図 4-2 にシングルロータリ圧縮機の負荷トルクの機械角 1 回転中の変動例を示す。ロータリーピストンはクランクシャフトを介して駆動源のモータのシャフトに接続され，偏心回転運動を行う。ロータリーピストンの回転に伴い，ベーンの左側の圧縮室の容積が小さくなることで冷媒が圧縮され，吐出口から冷媒が吐出される。一連の圧縮工程において，つまり回転角度位置に応じて駆動モータの負荷トルクは変化し，負荷トルクのピーク値は平均値の 2 倍に達する一方，最小値はほぼゼロになる特性を有している。モータの回転速度変動は(4-1)式に示す様に，モータの発生トルク τ_m と負荷トルク τ_{Load} の差 $\Delta\tau_m$ から表すことができ，この速度変動 $\Delta\omega_r$ が圧縮機の振動を引き起こす主要因の一つとなる。

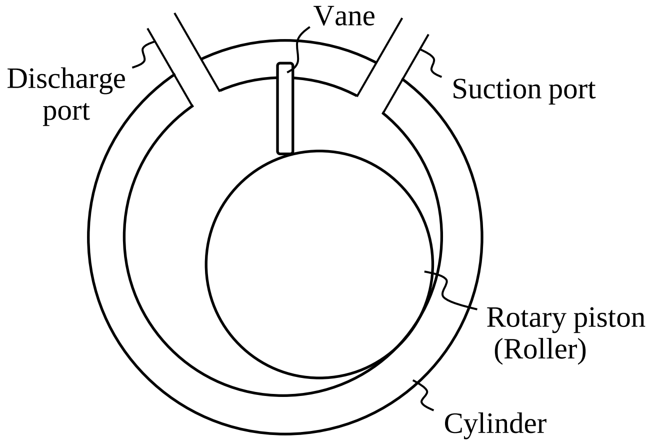


図 4-1　ロータリ圧縮機の簡略断面図

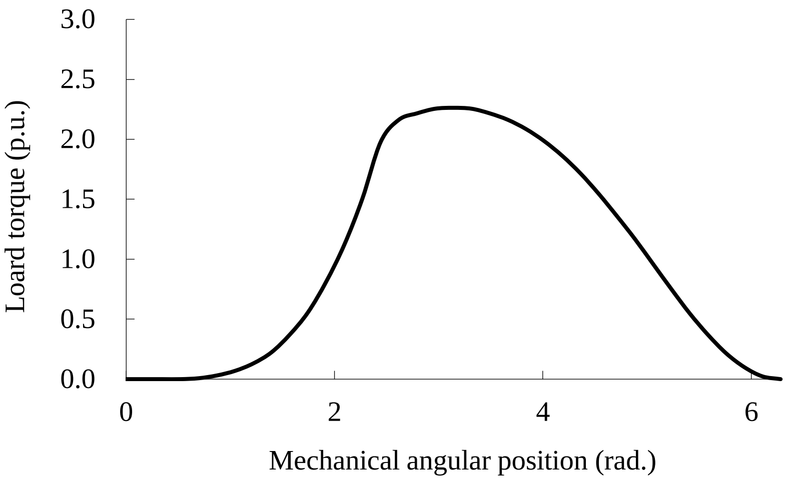


図 4-2　負荷トルク変動例

$$\Delta\tau_m = \tau_m - \tau_{Load} \tag{4-1}$$

$$\Delta\omega_r = \frac{1}{J}\int(\tau_m - \tau_{Load})dt \tag{4-2}$$

ここで，Jはモータとポンプ部等の圧縮機要素を組み合わせた慣性モーメントである。

エアコン向けの電動圧縮機駆動では速度制御が用いられるのが一般的である。なぜなら，エアコンは冷凍サイクル内の冷媒循環量を主な制御量として室温を所望の温度に制御しているためである。モータ駆動制御は，複数のフィードバックループがあり，それぞれのフィードバック制御へ影響を与えないために，制御の応答周波数は 4～5 倍以上離すことが一般的である。多くの場合，速度制御器は一番外側のフィードバックループに配置され，つまりは一番低い応答周波数が設定されている。つまり，速度制御器に設定可能な応答周波数には

制限があり，速度制御器で周期変動負荷トルクを補償することは難しい。そのため，周期変動負荷トルクを推定し，それに相当する q 軸電流指令値をベクトル制御の q 軸電流指令値に加算する方式が現実的である。

4.2.2　脈動トルク制御(Type-I ATR 方式)

図 4-3 に本制御を用いたモータ制御ブロックの全体構成を示し，図 4-4 に脈動トルク制御の構成を示す。脈動トルク制御（Type-Ⅰ　ATR 方式）は，(1) $\Delta\tau_m$ 推定器，(2)周期トルク変動補償器（ATR）から構成されている。$\Delta\tau_m$ 推定器は，電圧指令値および電流検出値から演算する軸誤差演算値 $\Delta\theta_c$ を用いて脈動トルク成分 $\Delta\tau_m$ を推定する。Type-I　ATR 方式は推定した脈動トルク成分 $\Delta\tau_m$ の内，機械角 1 回転の周期で周期的に変動する成分を抽出し，それがゼロになるように簡易的なフーリエ変換と積分制御を行う。積分補償器によって脈動トルク電流指令値 I_{qsin}^* を算出し，速度制御器（ASR）から作成されるベクトル制御本来の電流指令値 $I_{q\ \_ASR}^*$ に加算して最終的なトルク電流指令値 I_q^* とするというのが，制御の大きな流れである。

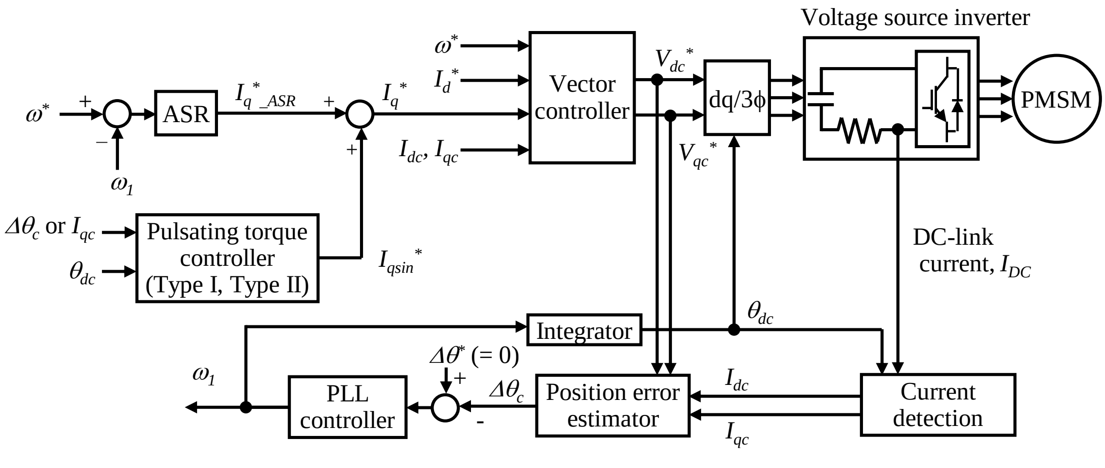


図 4-3　提案モータ制御の全体構成

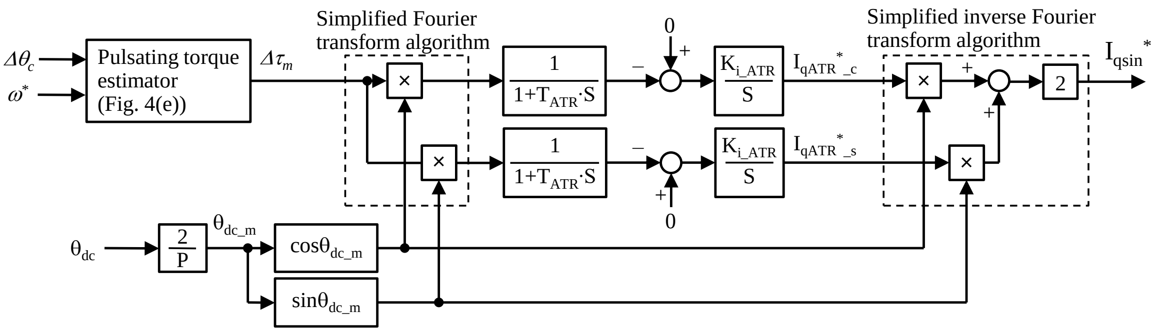
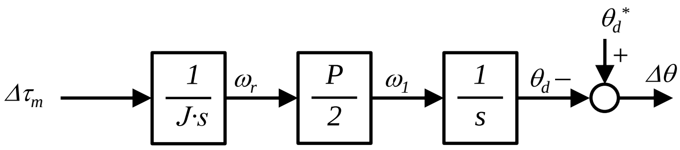
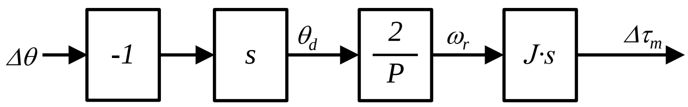


図 4-4　脈動トルク制御（Type-Ⅰ　ATR 方式）の制御ブロック図

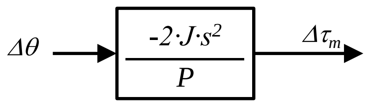
図 4-5 に，軸誤差演算値$\varDelta\theta_c$から脈動トルク成分$\varDelta\tau_m$を推定する原理を示す。図 4-5(a) に示す通り，脈動トルク成分$\varDelta\tau_m$によって速度変動が生じ，最終的には軸誤差$\varDelta\theta$（制御軸と実軸の誤差）の変動となって現れる。次に，軸誤差$\varDelta\theta$から脈動トルク成分$\varDelta\tau_m$を逆算すると図 4-5(b)となる。簡略化のために，3 つのブロックを纏めると図 4-5(c) の様に表される。軸誤差$\varDelta\theta$の二階微分演算が必要になるため，マイコンなどの実際の制御器では実現困難である。



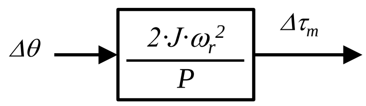
(a)　脈動トルク成分$\varDelta\tau_m$から軸誤差$\varDelta\theta$までの抽出ブロック



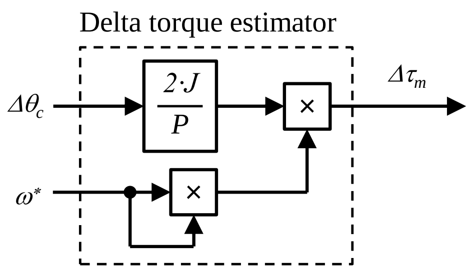
(b)　脈動トルク成分$\varDelta\tau_m$から軸誤差$\varDelta\theta$までの逆ブロック



(c)　脈動トルク成分$\varDelta\tau_m$から軸誤差$\varDelta\theta$までの簡略ブロック



(d)　脈動トルク成分$\varDelta\tau_m$から軸誤差$\varDelta\theta$までの変換ブロック



(e)　実装可能な構成

図 4-5　脈動トルク成分$\varDelta\tau_m$の推定原理

そこで，脈動トルク成分$\Delta\tau_m$の周期性を考慮し，モータの速度（機械角周波数ω_r）に起因した成分のみに注目して，脈動成分を抽出することにした。具体的には，ラプラス演算子 s を $j\omega_r$ と代入して解くことにした。これにより，図 4-5(c)のブロック図は図 4-5(d)に変換できる。さらに，実回転速度ω_r は速度指令値ω^*に追従しているという仮定と共に，軸誤差$\Delta\theta$を位置センサレス制御で実際に使用可能な軸誤差演算値$\Delta\theta_c$ に変更すると，図 4-5(e)の様に変換できる。

周期トルク変動補償器（Type-I　ATR 方式および後述の Type-II　IqsinACR 方式）は，周期変動を抑制することを目的としているため，通常の PI 制御器は使えない。また，制御系を安定化するために，周期トルク変動の変動周波数（ω_rに一致）のみに感度を持たせ，他の周波数成分には不感な補償器が必要となる。従来，この部分に繰り返し制御が用いられてきたが，汎用性や簡便性を考慮して簡易的なフーリエ変換を用いることにした。

周期トルク変動補償器は脈動トルク成分$\Delta\tau_m$ に含まれる周期変動成分（機械角 1 次成分）を抽出するための簡易フーリエ変換部と，抽出された値をゼロにするための積分補償器と，元の時間成分に戻す逆フーリエ変換部で構成されている。

フーリエ変換部は脈動トルク成分$\Delta\tau_m$ と，速度（機械角周波数ω_r）を積分して得られる位相信号から算出した sin 成分，cos 成分をそれぞれ乗算することにより，脈動トルク成分$\Delta\tau_m$をベクトル分解している。この時に用いる位相は電気角位相θ_{dc} をモータ極対数で除して得られた機械角位相θ_{dc_m} である。位置センサレス制御によって電気角位相は回転子の磁石磁束に同期していると仮定すると，回転角度位置に応じた脈動トルク成分が得られる。脈動トルク成分$\Delta\tau_m$ の主成分は機械角周波数ω_r の変動成分であるため，正弦波関数（sin，cos）との乗算結果は直流値を持った脈動成分になる。この直流成分が，脈動トルク成分$\Delta\tau_m$に含まれる sin 成分，cos 成分である。今回は，直流成分抽出の為に 1 次遅れフィルタを用いた。積分補償器は上記で抽出された直流量をゼロにするように補償している。ここで，機械角周波数ω_r 以外の周波数成分は，積分補償器のゲインを下げることで自然に除去される。逆フーリエ変換部は，積分補償器から算出された補償量に sin 成分，cos 成分をそれぞれ乗算・加算することにより，脈動トルク電流指令値 I_{qsin}^*を算出している。ここで，加算値を 2 倍しているのは，フーリエ変換時に大きさが 1/2 になっているためである。

本制御で対象としている負荷変動は吸込圧と吐出圧によって変わるが，これらの圧力の変化は数秒から数十秒のオーダで変化する。そのため制御器としては高い応答性を必要とせず，図 4-4 の構成とすることで定常特性の改善が可能となる。また，動作周波数を変更した場合でも，フーリエ変換に用いる機械角周波数ω_r を変更するだけで任意の周波数に対応可能である。

4.2.3　脈動トルク制御(Type-II IqsinACR 方式)

脈動トルク制御の別のアプローチとして，q 軸電流に注目した方式が考えられる。モータの発生トルクは　q　軸電流に比例する。圧縮機向け駆動制御は一定の速度指令に追従するよ

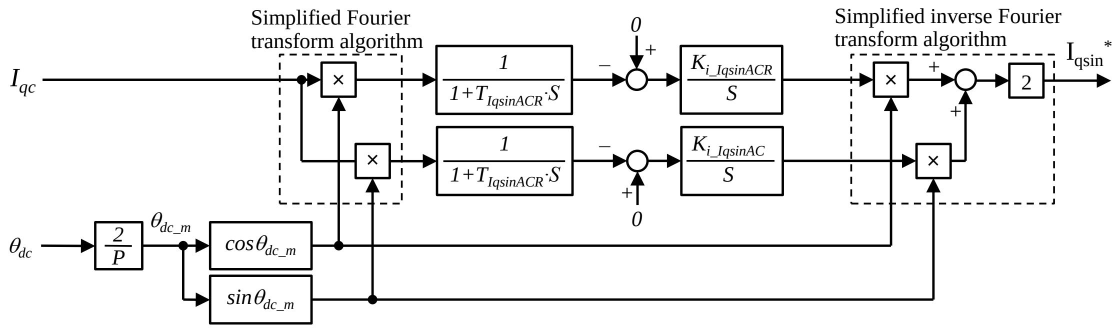


図 4-6　脈動トルク制御（Type- II　IqsinACR 方式）の制御ブロック図

う速度制御しているため，モータの発生トルクは負荷トルクの変化に近くなる。つまり，q 軸電流検出値 I_{qc} に注目すると，I_{qc} も同じように周期的に変動する。そのため，$\Delta\tau_m$ 推定器（図 4-5(e)）を用いず，q 軸電流検出値 I_{qc} に含まれる周期変動成分（機械角 1 次成分）を抽出し，それをゼロに制御しても同じく振動抑制効果が得られる。

この考えに基づき周期トルク外乱抑制制御に周期 I_q 変動補償器（IqsinACR）を採用する。具体的な構成を図 4-6 に示す。前述の Type-I　ATR 方式と同様の考えで，簡易フーリエ変換により I_{qc} に含まれる周期変動成分（機械角 1 次成分）を抽出し，それがゼロになるように積分制御し元の時間成分に戻す。図 4-4 に対し, Pulsating torque estimator を不要とし Simplified Fourier transform algorithm への入力値を脈動トルク成分 $\Delta\tau_m$ から q 軸電流検出値 I_{qc} に変更した構成である。

4. 3　実験結果

4. 3. 1　脈動トルク制御の比較

前述の 2 方式の脈動トルク制御は，それぞれに長所と短所がある。Type-I　ATR 方式は振動抑制（速度変動抑制）の面では効果が大きいが，ピーク電流が増加するため損失の面では不利である。一方，Type-II　IqsinACR 方式はモータ電流の変動を抑えることで，ある程度振動抑制しつつ損失低減を実現している。製品適用を考えると，製品の最低回転数仕様を満たす事が大前提で，その上で低損失を実現する脈動トルク制御の開発を行う必要がある。

図 4-7 に各制御構成の振動振幅値の変化を示し，図 4-8 にトルク制御オフ（トルク制御無し）時を基準とした平均電力の比率を示す。図 4-7 を見ると Type-I　ATR 方式の振動振幅値が最も小さい事が分かる。特に，250 rad/s 以下では振動振幅値に歴然とした差があり，その効果が分かる。ただし，平均電力の観点では悪化傾向にある。Type-II　IqsinACR 方式は中速（200～300 rad/s ではトルク制御オフ時よりも振動振幅値が小さいが，180 rad/s 以下では悪化する結果となった。図 4-8 を見ると，Type-II　IqsinACR 方式はほぼ全回転数で数%程度，電力を低減できることが分かった。

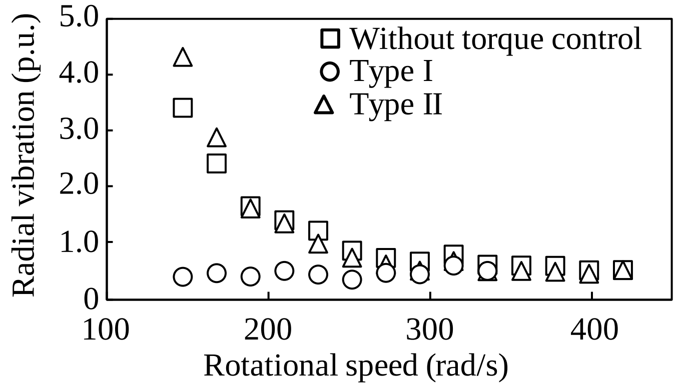


図 4-7　振動振幅値の測定結果

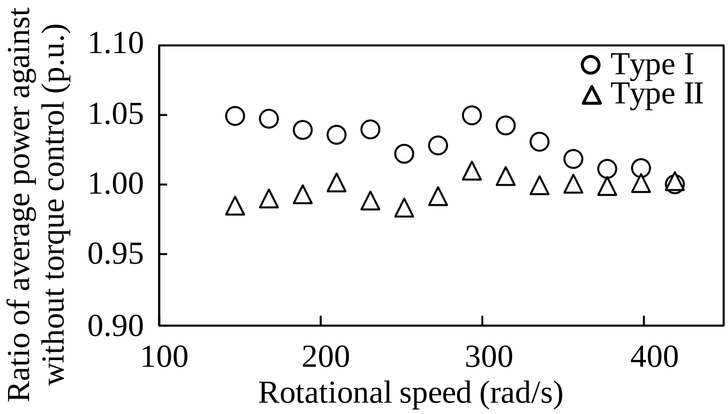


図 4-8　トルク制御オフ（トルク制御無し）時を基準とした平均電力の比率

4. 3. 2　バランストルク制御の基礎検討

図 4-9 に示した簡略図の様な吸込および吐出圧力を調整可能な圧縮機寿命評価試験装置を用いて，低速域における脈動トルク制御の積分制御器にリミッタを設けた場合の振動振幅と消費電力の相関性評価を解析および実機測定を行った。今回，圧力条件は，吸込圧力 1.5 MPa，吐出圧力 2.0 MPa とした。圧縮機本体の振動振幅は汎用振動計を使用して測定した。尚，実用を考える上では圧縮機本体だけでなく，圧縮機に接続される配管やエアコン室外機筐体の振動騒音も評価項目になる。しかし，これらは圧縮機型式やエアコン室外機の配管によって影響を受ける。そのため，本論文では脈動トルク制御自体の性能評価に特化し，加振源である圧縮機の振動振幅で評価した。圧縮機はシングルロータリ圧縮機を使用した。圧縮機の主な仕様を表 4-1 に示す。

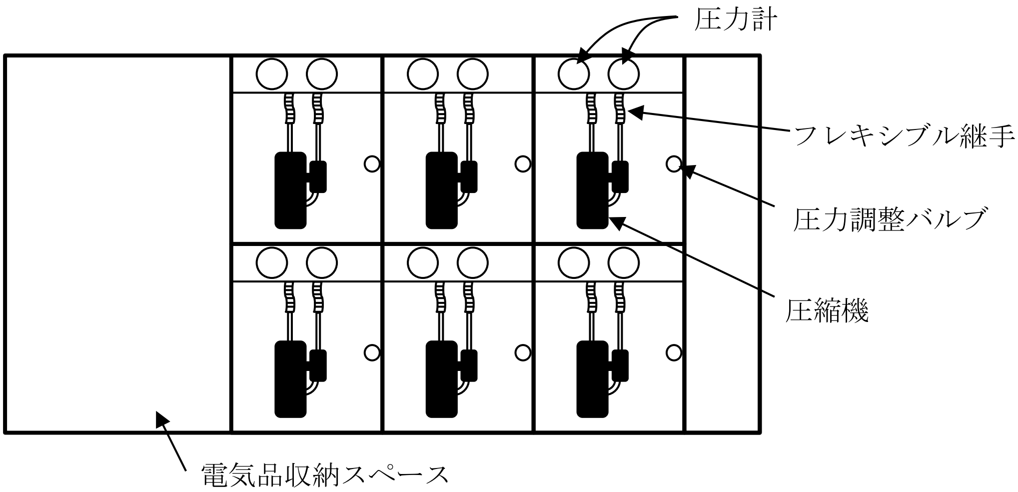


図 4-9　圧縮機寿命評価試験装置の簡略図

表 4-1　供試機のパラメータ

Items	Values
Phase resistance	0.98 Ω
Phase inductance	24.7 mH
Magnet flux linkage	0.14 Wb
Number of poles	4
Moment of inertia	4.95×10^{-4} kg･m^3
Compressor displacement	9.5 cm^3
Compressor weight	10 kg

圧縮機の回転数指令を 120 rad/s とした際の解析結果および測定結果をそれぞれ図 4-10 および図 4-11 に示す。両図より，電流リミット値を小さくすることで圧縮機の振動振幅が大きくなる一方，モータ入力電力は小さくなることが分かる。つまり，トレードオフの関係になっている。例えば，仕様から許容速度変動を決め，その範囲内のであれば電流リミット値を設定する事で消費電力を下げることができると考えた。ただし，脈動トルク電流指令値制限による振動と電力のバランストルク制御を行うためには，駆動回転数や振動振幅等に関連させて電流リミット値を適正値にする必要がある。今回は実験のために振動計を設置したが，実用形態を考えると振動計による振動振幅測定は現実的ではない。間接的にでも振動振幅が推定できれば，フィードバック制御的に電流リミット値を自動に決定できる。そこで，振動振幅と関連性が高い制御内部量から振動振幅を推定する検討を行った。

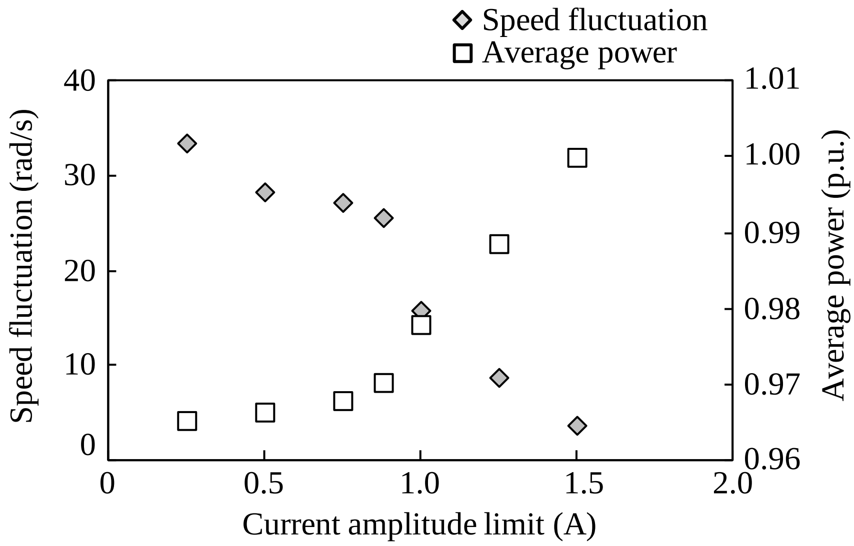


図 4-10　電流リミット値変更時の測定結果

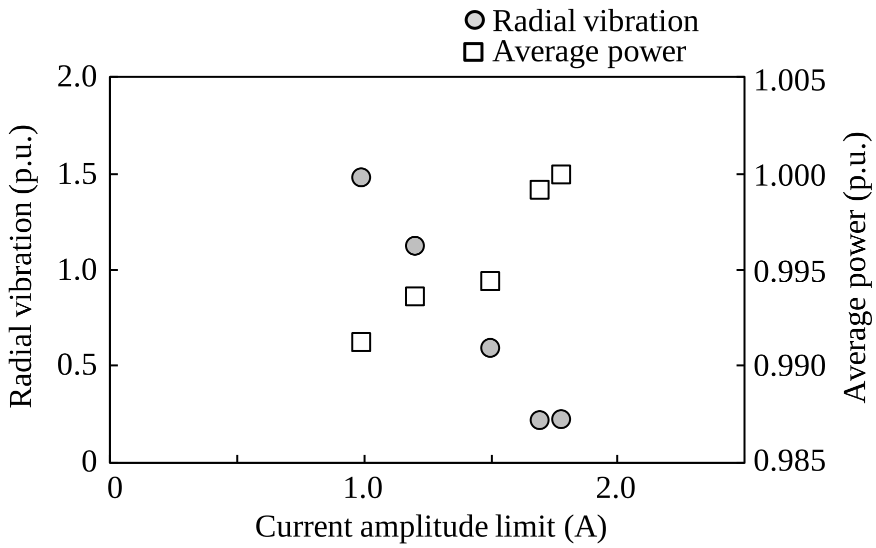


図 4-11　電流リミット値変更時の測定結果

振動の発生メカニズムを鑑みると，インバータ周波数と軸誤差が重要な制御内部量である。そこで，図 4-12 に電流リミット値を変更した際のインバータ周波数をモータ極対数で除して回転数変動に換算した値と軸誤差の変化を示す。図 4-12 より，回転数変動および軸誤差変動の変化は，振動振幅の変化に良く一致していることが分かる。駆動回転数が変わっても一致性が維持されていることから，回転数変動または軸誤差変動から振動振幅を相対的に推定することが可能であると考える。実際に広い速度範囲で適用することを考えると，回転数変動で振動振幅を推定する場合は，駆動回転数などに連動させて設定する必要があると考えられる。例えば，回転数変動幅から電流リミット値を決定する場合，駆動回転数に対する比率で決定することも可能であるが，軸誤差変動から振動振幅を推定する方が，演算負荷や検証容易性の観点から適していると判断した。

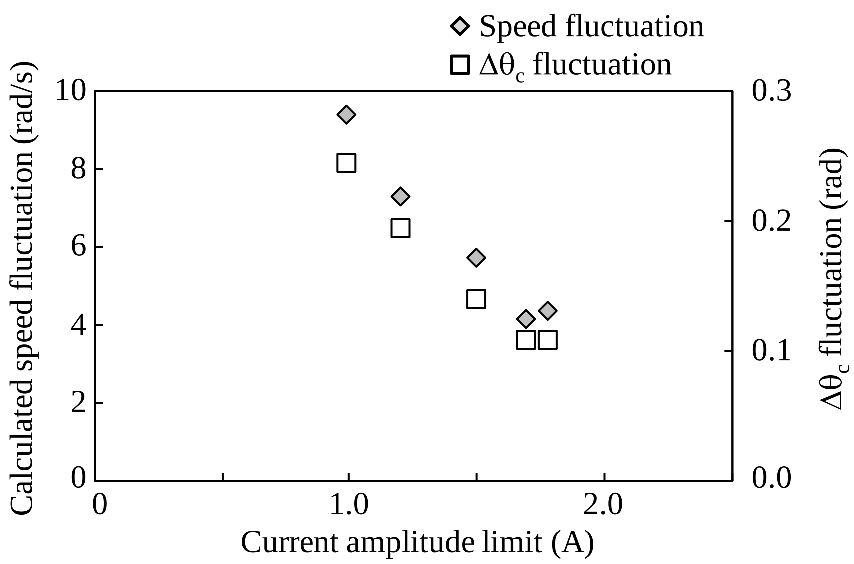


図 4-12　電流リミット値変更時の回転数変動および軸誤差変動の変化

4. 4　振動電力バランストルク制御の提案

本節では，軸誤差変動から振動状態を推定し，許容範囲内の振動で消費電力を低減するバランストルク制御について説明する。

4. 4. 1　振動推定方法

図 4-13 に一連の動作を説明する概念図を示す。図中の mode 1（通常運転モード）は，従来通りの制御で駆動する。平均回転速度が目標回転数に一致したら，mode 2（安定判別モード）に状態遷移する。前述のように，ATR が正しい位相・正しい振幅に収束すると，軸誤差

も回転数変動も小さい値に収束する。そのため，軸誤差の変動が第一の許容範囲（例えば，±5deg 以内）に収束したか否かにより，振動状態を推定する。低振動状態で安定したと判断したら mode 3（電流リミット減少モード）へ移行し，ATR の積分制御器を停止すると共に，出力制限値を減少させていく。ある補正周期（例えば，1s）毎に，ATR の積分制御器の出力を一律に（例えば 1%）減少させていく。積分制御器の出力を減少させることにより，ATR の効きが弱くなり，回転数変動は増加するが，脈動トルク電流指令値は減少していくため，消費電力が低減できる。軸誤差の変動は常に監視をしており，軸誤差の変動が第二の許容値（例えば，10deg）を超えたら，振動振幅が許容値に達したと判断し，mode 4（電流リミット保持モード）に状態遷移し，ATR の積分制御器の出力を減少させるのを停止し保持する。これにより，振動振幅を許容範囲内に抑えつつ，消費電力を低減することが可能になる。

尚，mode 3（電流リミット減少モード）以降は軸誤差を常に監視しており，図示はしていない第三の許容値を超えた場合には，即座に脈動トルク制御を再開して振動抑制を行う。そのため，仮に脈動トルク電流指令値の位相が脈動負荷とずれて，振動振幅が悪化した場合も問題無く低振動駆動に復帰可能である。

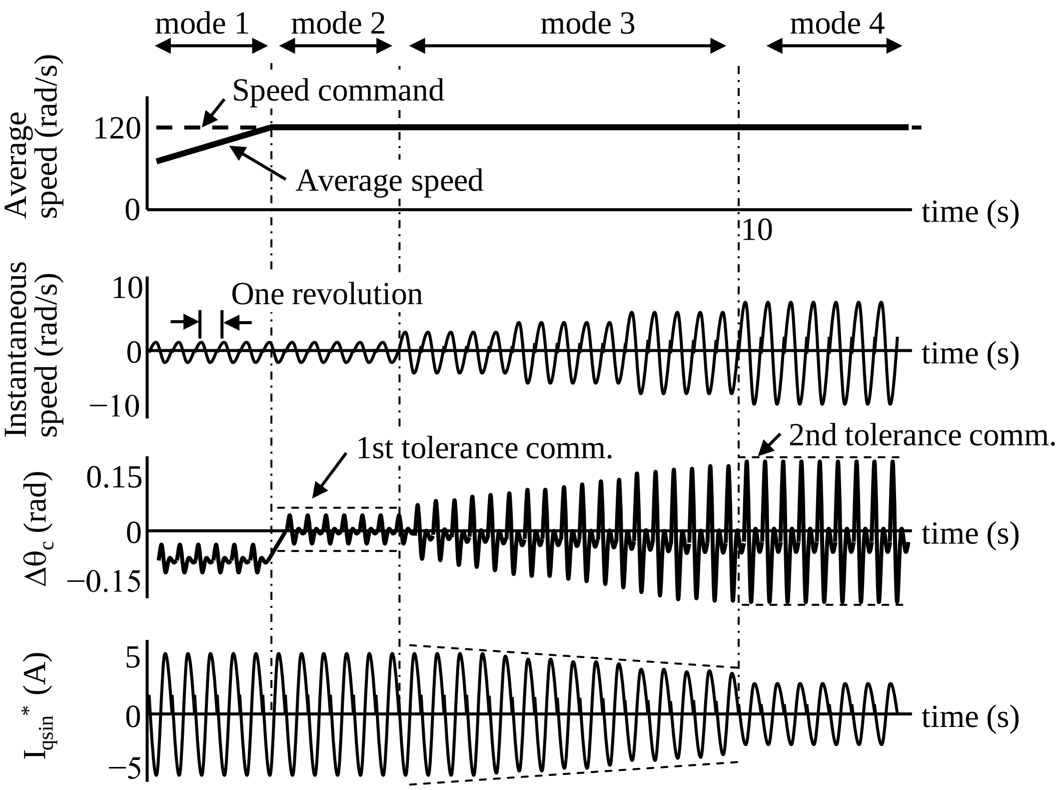


図 4-13　振動電力バランストルク制御の概念図

4. 4. 2　提案バランストルク制御の効果検証

4.3 節と同じ装置を用いて，脈動トルク制御の積分制御器にリミッタを設けた場合の振動振幅と消費電力の測定を行った。

図 4-14 に圧縮機本体の振動振幅と入力電力の関係を示す。軸誤差許容値が 0deg とは，すなわち提案のバランストルク制御行わず，従来の制御（Type I）で動作している場合である。そのため，この動作点での値を基準に，振動の悪化と電力低減のトレードオフを評価する。軸誤差の許容値を大きくすることは，その分だけ脈動トルク電流指令値のリミッタを小さくすることを意味する。図 4-14 を見ると，圧縮機本体およびパイプの振動振幅は，右上がりの結果となり，入力電力および入力電流は右下がりの結果となる。従って，前述の解析および圧縮機単体での検討の通り，軸誤差の許容値を大きくすることで 1%程度の消費電力低減が可能であることがわかる。しかし，振動振幅の増加の方が大きいため，軸誤差許容値を極端に大きくすることはできない。

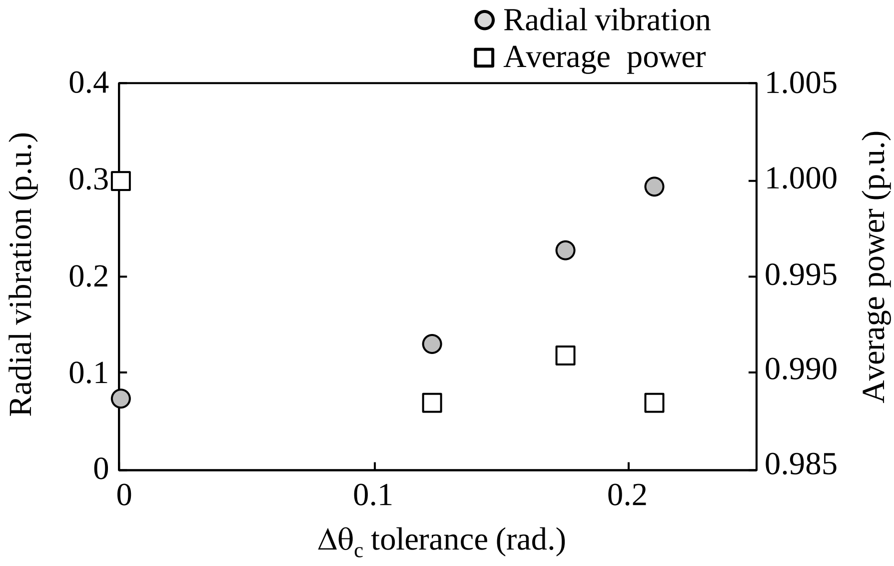


図 4-14　振動振幅と入力電力の関係

５章　アシストバネ搭載機向け共振周波数駆動制御

本章では，コイルばねを可動子に付加し，機械共振周波数で駆動する単相リニア圧縮機の駆動制御について述べる。特に，駆動条件応じて常に変化する共振周波数を推定し，追従させるための制御と，位置推定制御に関しての検討結果について述べる。駆動周波数成分のフーリエ係数の比の逆正接を用いて交流電圧指令値に対する可動子位置の位相差を求めることができ，それが 90°となるように駆動周波数を制御することで，駆動条件が変化しても共振周波数に追従して駆動できることが分かり，その制御構成を詳しく述べると共に，実機検証結果についても述べる。

5.1　アシストバネ搭載機向け共振周波数駆動制御

5.1.1　試作機の概要

本研究で用いたリニアモータの試作機の構造を図 5-1 に示し，図 5-1 の A-B-C-D 断面における断面図を図 5-2 に示す。本研究では，小型化と低コスト化も重要視しているため，試作機として単相機を採用した。試作リニアモータの電機子は，永久磁石を有する可動子を上下で挟み込む構造となっている。電機子を対向配置する構造により，磁気吸引力が相殺されるという特長がある[108]-[110]。また，磁極毎に独立した構造を有するため，磁極長や極ピッチを容易に変更できる点も特長である。

図 5-3 にリニアモータを動力源とする試験用リニア圧縮機の構成図を示し，表 5-1 に試験用リニア圧縮機の主な仕様値を示す。試験用リニア圧縮機は図 5-3 に示すように中央に 2 つの電機子を備えた単相リニアモータを配置し，可動子の両端にコイル状の機械バネ（以降，アシストバネと称す）が接続された構成となっている。端部には評価用としてリニアスケールとリニアエンコーダを備えている。単相 PWM インバータで交流電圧を印可して駆動周波数および電磁加振力を制御し，往復動する構造になっている。可動子に接続しているピストンが往復動することで，シリンダへ冷媒や空気を吸引し，圧縮，吐出を行う。この時，可動子質量やばね定数，冷媒や空気の圧力条件から定まる共振周波数で駆動できると，小さな駆動力（電磁加振力）によって，ピストンを往復動させられる。つまり，圧縮機効率を高めることができる。

冷媒や空気の吐出量の調整は，電磁加振力の周波数を共振周波数に合わせた上で，ストローク長を制御する。そのためには，可動子の位置推定制御は必須要件となる。ストローク制御の精度によって死容積の大小が決まり，圧縮機の体積効率への良し悪しが決まるため，ストローク制御の高精度化は重要な課題の１つである。

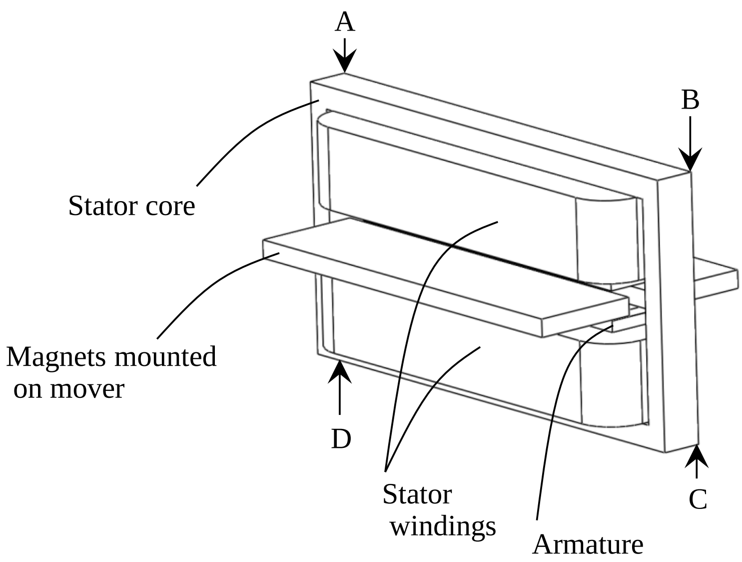


図 5-1　試作リニアモータの斜視図

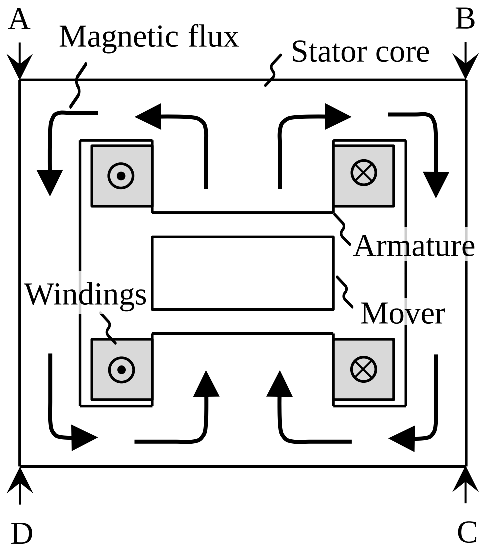


図 5-2　試作リニアモータの断面図

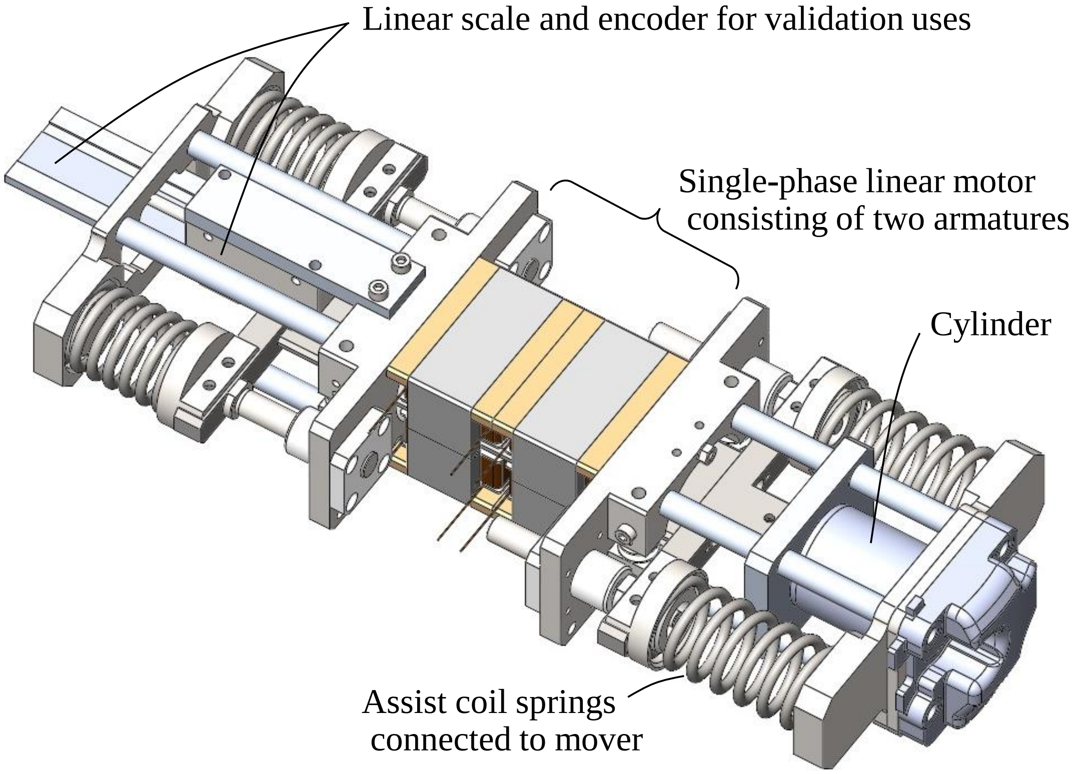


図 5-3　試験用リニア圧縮機の構成図

表 5-1　試験用リニア圧縮機の主な仕様値

Items	Values
Cylinder diameter	25 or 24 mm
Maximum piston stroke	18.3 mm
Spring constant	9.61×4 N/mm
Phase pitch	36 mm
Magnet pitch	36 mm
Magnet	N47UH-GR
Magnet size	4×24.2×32 mm
Coil	ϕ0.45 mm, 269 turns
Winding resistance	7.6 Ω
Thrust constant	35.4 N/A
Motor constant	12.8 $N/W^{0.5}$
Total mover weight	0.47 kg
Resonant frequency	45.5 Hz

5.1.2　アシストバネ搭載による共振周波数駆動のねらい

アシストバネを付加したリニア圧縮機の運動方程式は，次式で表すことができる。

$$M\frac{d^2x}{dt^2}+c\frac{dx}{dt}+kx=\alpha I_m+F_c-(P_c-P_s)S-F_s \tag{5-1}$$

ここで，M:可動子質量(kg)，C：減衰係数(N･m/s)，k：アシストバネのばね定数(N/m)，α：モータ推力定数(N/A)，P_c：シリンダ内圧力(MPa)，P_s：チャンバ内圧力(MPa)，S：ピストン断面積(m^2)，F_c：コギング力(N)，F_s：摩擦力(N)，x：可動子位置(m)，I_m：モータ電流(A)である。

(5-1)式より，モータ電流を交流にすることで，モータの電磁力が加振力となり可動子を単振動に動作させることができる。前述のように，可動子質量やばね定数，冷媒や空気の圧力条件から定まる共振周波数に可動子の往復動周波数を合わせると，小さな駆動力（電磁加振力）つまり小さい電流によってピストンを往復動させられる。一方，コギング力は可動子位置に応じて変化し，冷媒や空気の圧力条件は時々刻々と変化するため，共振周波数も常に変わる。従って，アシストバネを付加したリニア圧縮機を高効率で駆動するためには，共振周波数を推定する制御が必須であり，詳細な制御方法は次節以降にて説明する。

5.2　単相リニアモータに適した駆動制御

リニアモータの駆動制御は，回転モータの駆動制御と同じように考えることができ，回転モータのトルク指令をリニアモータの推力指令に置き換えればよい。回転モータの主要な駆動制御は大きく二方式に大別できる。一つは V/f 一定制御と呼ばれる方式で，モータに印可する電流の振幅をモータの回転速度に比例して増加させる方式である。もう一方は，ベクトル制御と呼ばれる方式で，トルク成分と界磁成分に分けてそれぞれを独立して制御する方式である。本章では，V/f 一定制御を電圧指令値型，ベクトル制御を電流指令値型と呼び，以下，これらの方式について検討する。

5.2.1　電流指令型と電圧指令型の制御構成の比較

図 5-4 は電流指令型の典型的な構成例である。可動子を往復動させる場合，可動子位置は正弦波状となる。そこで，電流指令型では正弦波状の位置指令値 x_m^*に追従するための推力指令値 F_m^*を生成し，その推力指令値を基にモータ推力定数αを用いて電流指令値を得る。その後，電流制御器とベクトル制御器等によって，モータに印加する電圧指令値 V_m^*を演算する。電流制御器は比例積分制御によって構成することが一般的である。単相リニア圧縮機駆動の電流指令値は交流量となるため，電流制御の結果の第二の電流指令値 I_m^{**}も交流量となる。そのため，電流制御器の指令値も交流量となるが，積分制御器の遅れ成分により，電流制御器の指令値は原理的に位相遅れを持った交流量となる。

回転速度指令値あるいはトルク指令値の変化時間が，制御器の応答時間に対して十分長ければ，指令値は近似的に一定値と見なすことができ，電流指令値に収束をする。しかし，指令値の変化時間が制御器の応答時間に対して短い場合，指令値に追従できない。回転モー

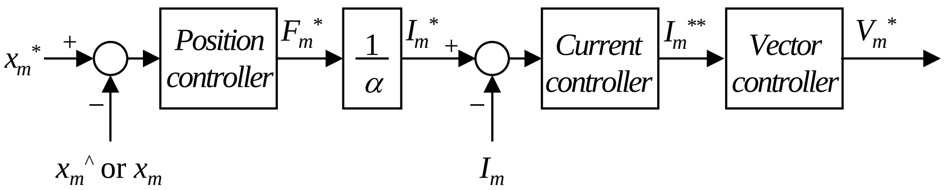


図 5-4　電流指令型の構成例

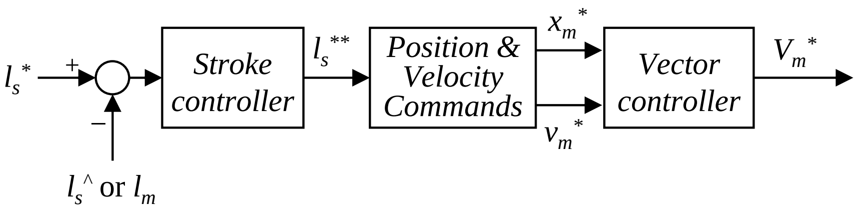


図 5-5　電圧指令型の構成例

タの駆動制御（特に，永久磁石同期モータ向けの駆動制御）では，dq 座標変換を導入することにより，モータトルクを制御する値（q 軸電流値など）は直流量として扱うことができるため，電流指令値型との相性が良い。しかし，リニアモータに対しては異なると考える。高効率化の観点で，モータ電流は必要最小限とすることが重要となる。共振周波数で駆動している際の必要最小電流の算出は，共振周波数が可動子質量と機械バネのバネ定数だけでなく，流体によるガスばね定数も関係するため，複雑となる。そのため，共振周波数駆動下における最小電流値決定法とそれを実現する電流制御系を実際に構築することは難しい。

図 5-5 は電圧指令型の典型的な構成例である。V/f 制御と呼ばれる駆動制御と同様に，電圧指令型は，回転速度（駆動周波数）に比例させて印加電圧の振幅を決定する。例えば，交流量の位置指令（あるいは推力指令）を正弦波とすれば，位置の時間微分である速度指令は余弦波となり，微分演算を用いずとも容易に電圧指令値を求めることができる。さらに，位置指令値に対して任意の位相差を有する電圧指令値を得る事ができる。詳細は後述するが，共振周波数で駆動させるためには，電圧の位相を制御することが重要となる。そのため，電圧指令値演算の容易性のみでなく，任意の位相差を有する電圧指令値を演算できる特長からも電圧指令型の方が，単相リニア圧縮機向け駆動制御に適していていると考えられる。

仮に，アシストバネのばね定数と可動子質量で決まる共振周波数で可動子が駆動されているとすると，共振の特性から，可動子位置に対して可動子速度および印加電圧は 90°進み位相となる。つまり，可動子位置と印加電圧の位相差が 90°になるように駆動周波数を制御することにより，可動子が共振周波数で往復動することが可能である。この可動子位置と印加電圧の位相差を利用して可動子を共振周波数で駆動させる制御方式が，以降で詳細に説明する制御のコンセプトである。

5.2.2　制御構成によるストローク特性の比較検証

本項では，電流指令型と電圧指令型の制御構成によるストローク特性の比較検証を行う。具体的には，アシストバネを付加した単相の試作リニアモータを用いて，ストローク特性を取得した。電流指令型で試験した際の制御ブロック図を図 5-6 に，電圧指令型で試験した際の制御ブロック図を図 5-7 に示す。

電流指令型で用いる電流制御器は PI 制御器で構成し，応答周波数は 80Hz に設定した。また，電流指令値の振幅 I_m^*は 0.5A と 1.0A とした。電圧指令型ではストローク指令 l_s^*を 5mm と 10mm とした。

電流指令型の試験結果を図 5-8 に，電圧指令型の試験結果を図 5-9 に示す。図 5-8 (a)，図 5-9 (a)に示した様に，どちらの構成でも，駆動周波数が共振周波数（計算値：45.5Hz）付近でストロークが最大となる同様の特性であることが分かった。図 5-8 (b)，図 5-9 (b)に示した電流振幅と，図 5-8 (c)，図 5-9 (c)に示した電圧振幅の挙動には，両方式で大きく差がある。アシストバネのみの場合，原理的には共振周波数での電流はゼロ近傍となる。しかし，電流指令型は電流制御器によってモータ電流を指令値に制御される。共振周波数付近で電圧指

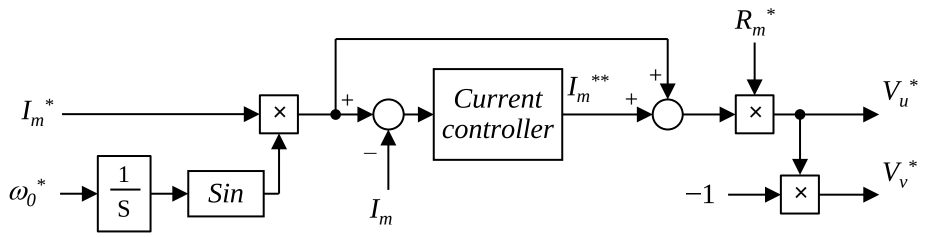


図 5-6　電流指令型の制御ブロック図

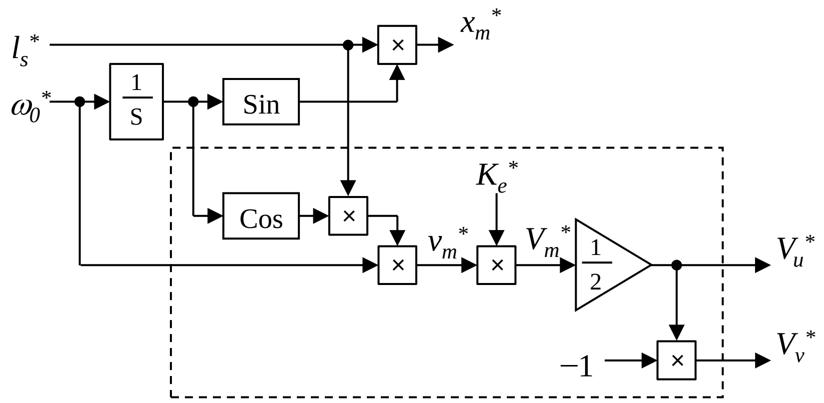
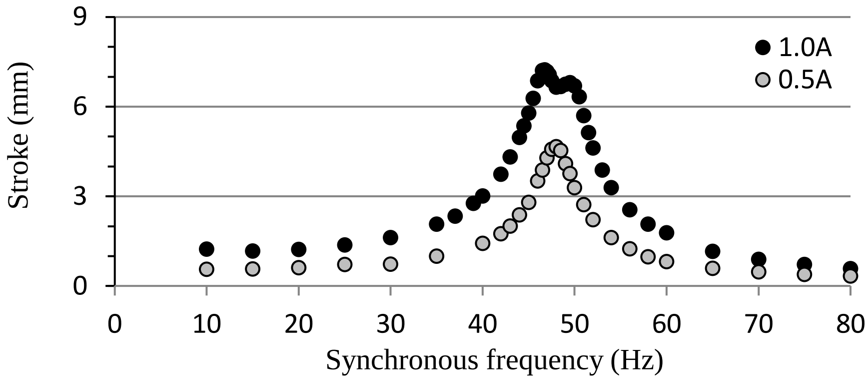


図 5-7　電圧指令型の制御ブロック図

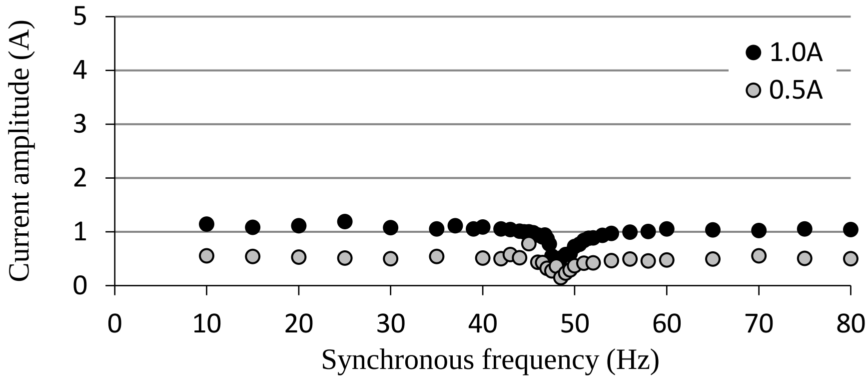
令値が過大になっているのは，電流制御器の指令値の増加していることから説明できる。高効率化の観点では，必要最小限の電流で駆動することが重要である。そのため，電流指令型を単相リニア圧縮機の駆動制御として適用するためには，必要最小限の電流指令値を生成することが必要条件となる。しかし，共振状態において流れる電流は複数の要因によって決定されるため，演算が複雑になり実際に構成するのは非常に困難である。従って，電流指令型の構成は単相リニア圧縮機向け駆動制御への適用が困難だと考える。

一方, 電圧指令型の場合は, 共振周波数よりも低い 42～43Hz で電流指令が極小となった。可動子には検証用にリニアエンコーダスケールも付加されており，共振周波数は計算値よりも低くなる要因が含まれている。そのため，電圧指令型の試験結果から推測すると，試験機の共振周波数は 42.5Hz 程度であると考えて妥当である。単相リニア圧縮機ではこの周波数で動作させることが望ましい。ここで，改めて図 5-7 の電圧指令型の制御ブロック図に注目すると，電圧指令値は可動子位置と 90°の位相差を有する。そこで，可動子位置（推定位置）と 90°の位相差を有するように駆動周波数を調整すれば，結果的に共振周波数で駆動できていると考えられ，圧縮負荷や機械的バラつき等，複合要因による変化に対応できると考える。

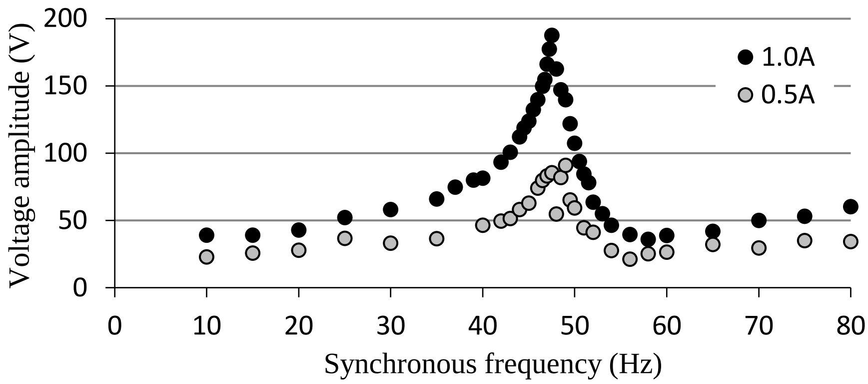
尚，実験的に推測した共振周波数（42.5Hz）よりも駆動周波数が高くなるにつれ，ストロークが急激に大きくなり，46.5Hz の時に最大となっている。これは，印加した交流電圧の位相と可動子位置の位相の関係が，共振周波数付近で急激に変わることによって電流振幅が増加したためであると考える。



(a)　最大ストローク

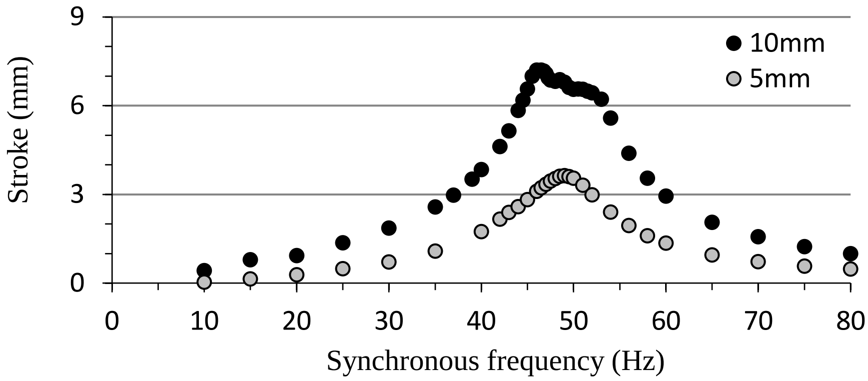


(b)　電流検出値の振幅

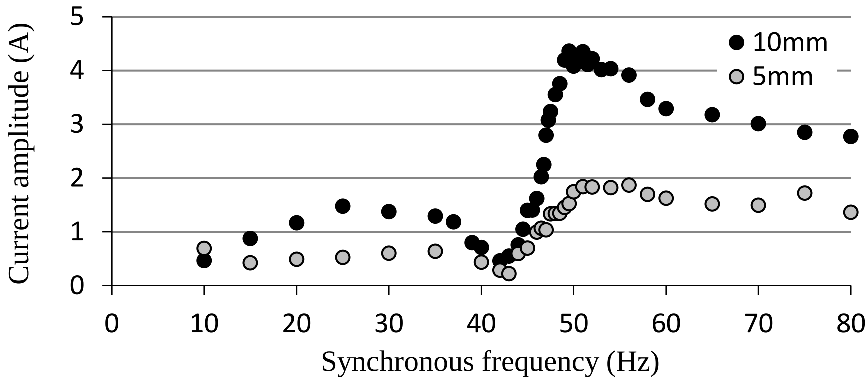


(c)　電圧指令値の振幅

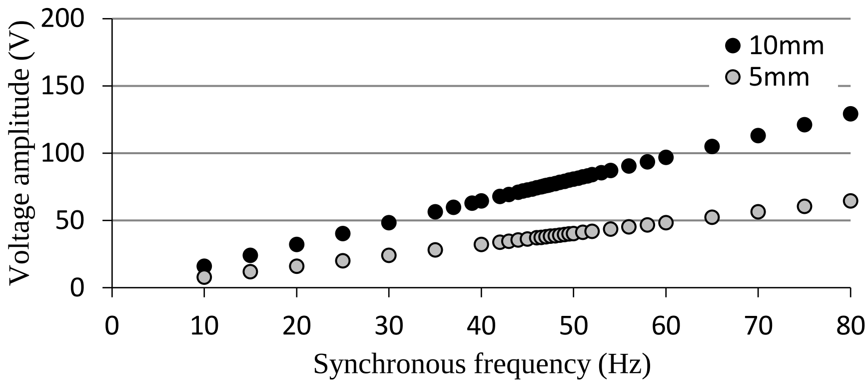
図 5-8　電流指令型の試験結果



(a)　最大ストローク



(b)　電流検出値の振幅



(c)　電圧指令値の振幅

図 5-9　電圧指令型の試験結果

5.3　位相差演算による共振周波数追求制御

5.3.1　解析モデルの構成

本研究では MATLAB/Simulink（Math Works 社製の数値解析ソフトウェア）を用いて，リニア圧縮機の駆動制御の検討を行った。図 5-10 に解析モデルの最上位層の構成を示す。解析モデルは大きく分け，駆動制御部，モータモデル部，機構部によって構成する。それぞれをサブシステム化することにより，一部分のブロックを変更することにより MILS（Model in the loop simulation）や HILS（Hardware in the loop simulation）での検討を容易にできる構成とした。

駆動制御部は図 5-7 に示した構成となっている。モータモデル部は，リニアモータの電圧方程式を基にした。機構部は(5-1)式と等価な構成とした。本節のシミュレーション検討では，インバータ等の駆動素子を省略した理想的なモデルを用いて解析を行った。さらに，モータのコギングトルクおよびリニア圧縮機のガス圧縮トルクはゼロとし，アシストバネのみを駆動する構成とすることで，機械的な共振周波数で駆動する際に適した制御構成に特化した検討を行った。

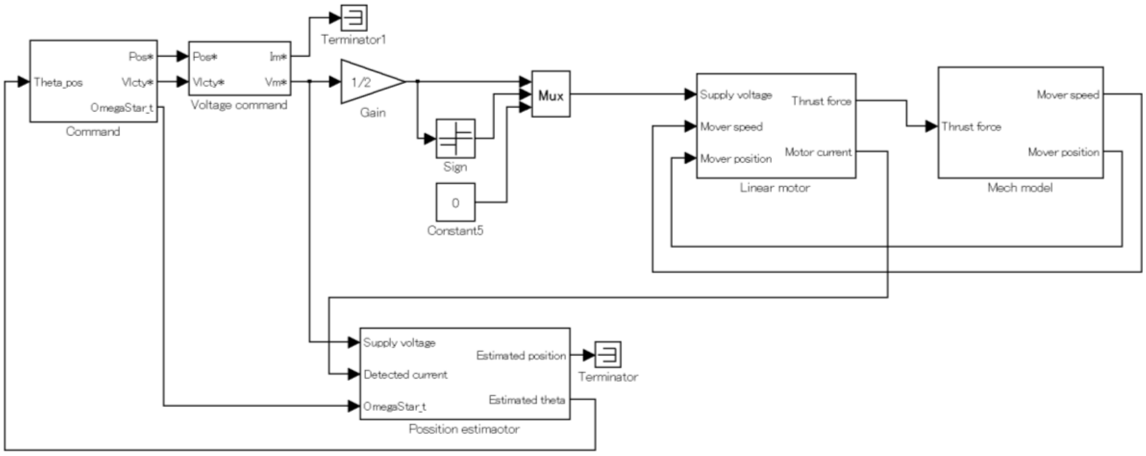


図 5-10　解析モデルの構成

5.3.2　位相差演算による共振周波数追求制御の構成

往復動する可動子の変位（x_m）は周期関数として表せ，フーリエ変換式を用いると次式のように定義できる。

$$x_m = x_0 + \sum_{n=1}^{\infty}\{a_n \cdot cos(n\omega_0 t) + b_n \cdot sin(n\omega_0 t)\} \tag{5-2}$$

ここで，x_0は直流オフセット値，a_nおよびb_nはn次のフーリエ係数であり，次式で求められる。尚，T_0は基本波の周期である。

$$a_n = \frac{2}{T_0} \cdot \int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} x_m \cdot cos(n\omega_0 t) dt \tag{5-3}$$

$$b_n = \frac{2}{T_0} \cdot \int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} x_m \cdot sin(n\omega_0 t) dt \tag{5-4}$$

可動子はピストンの往復動の動力源であることを考えると，1次成分（駆動周波数そのもの）が支配的になる。そのため，以降では1次成分のみに注目する。さらに，本研究では変位の1次成分の位相（θ_{pos}）が重要であるため，1次のフーリエ係数の逆正接により，正弦波状の印加電圧に対する変位の位相を次式で求めることにした。すなわち，次式で変位の位相推定値（θ_{pos}^）を求める。

$$\hat{\theta}_{pos} = tan^{-1}\left(\frac{b_1}{a_1}\right) = tan^{-1}\left(\frac{\int_{-2\pi}^{0} x_m \cdot sin\omega_0 t\, dt}{\int_{-2\pi}^{0} x_m \cdot cos\omega_0 t\, dt}\right) \tag{5-5}$$

(5-5)式では，積分範囲を-2π～0とした。これは本提案制御を実際に実装する際に，過去の情報しか取得できないためである。(5-5)式をブロック図で表したのが，図5-11である。さらに，求めた変位の位相が所望の値となるように，フィードバックループを構成した制御ブロック図を図5-12に示す。尚，図5-12の周波数制御器はPI制御器で構築した。

図5-12の制御構成では，駆動条件に応じて常に変化する共振周波数を間接的に推定し，駆動周波数が共振周波数に追従するように変化する動作となる。そのため，本研究で提案する制御を共振周波数追求制御（RFTC：Resonant frequency tracking control）と名付けた。

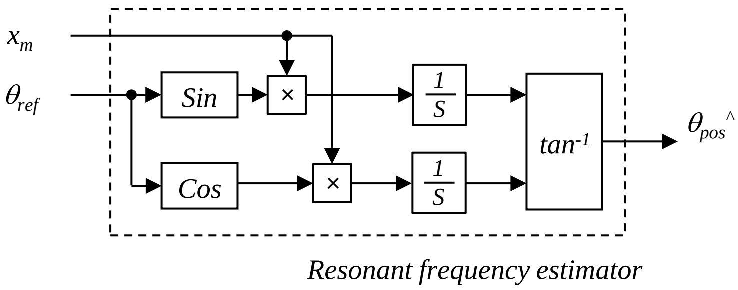


図5-11　共振周波数推定器の制御ブロック図

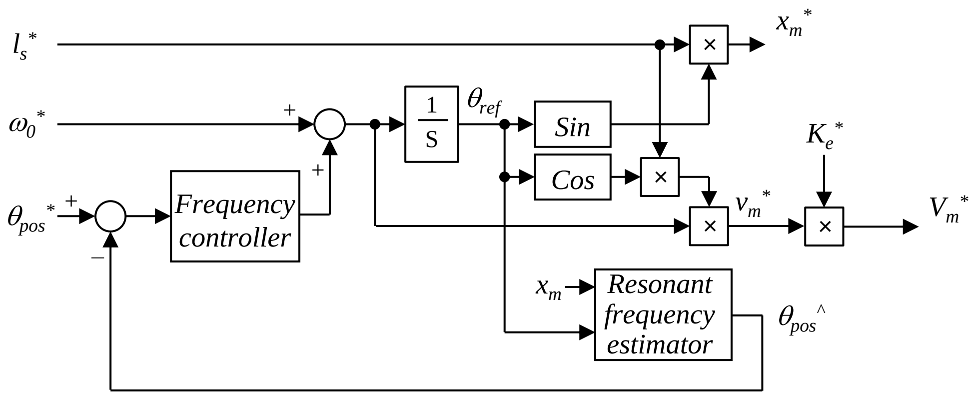


図 5-12　共振周波数追求制御の制御ブロック図

5.3.3　共振周波数追求制御の解析結果

MATLAB/Simulink を用いて共振周波数追求制御を解析した結果を図 5-13 および図 5-14 に示す。図 5-14(a)は，共振周波数追求制御を開始する前の拡大波形で， 図 5-14(b)は共振周波数追求制御を行った後の拡大波形である。図 5-13 は黒塗りの波形となっているが，横軸の時間に対して駆動周波数が高いためである。実際は，図 5-14(a)および(b)に示した様に，可動子位置も電流波形も交流波形である。

制御によって駆動周波数が変化するかを評価するため，初期駆動周波数は共振周波数（45.5Hz）よりも低い値（44Hz）とした。図 5-13 を見ると，共振周波数追求制御を開始す

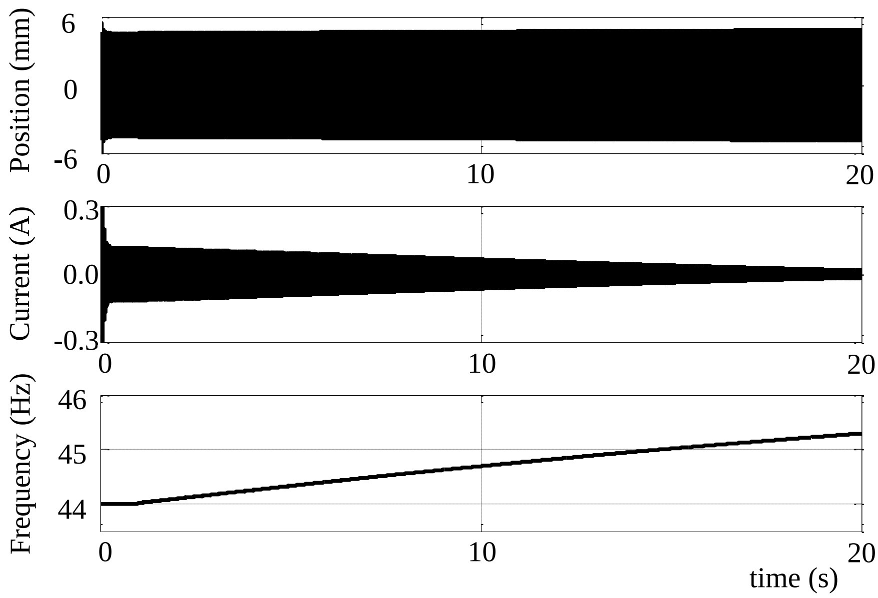
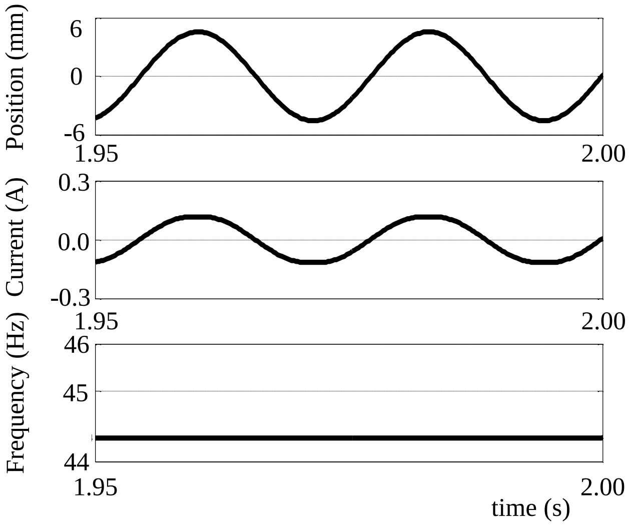
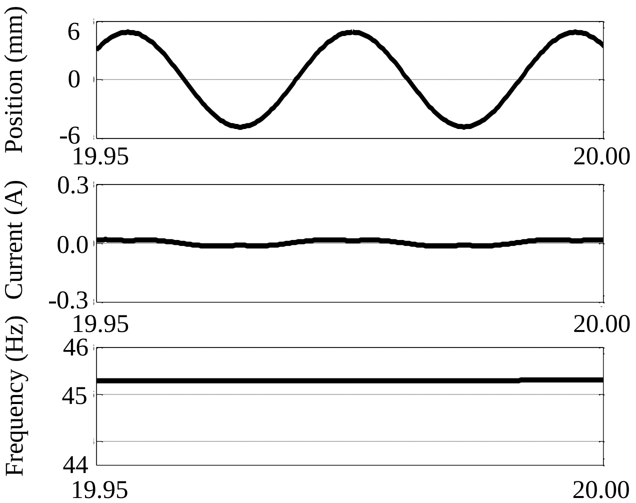


図 5-13　共振周波数追求制御の解析結果



(a)　共振周波数追求制御開始前



(b)　共振周波数追求制御開始後

図 5-14　共振周波数追求制御の解析結果の拡大波形

ると，共振周波数に向かって，駆動周波数が制御されていることが分かる。この時，共振周波数に近づくにつれ，電流が減少しつつ，ストロークが大きくなっていることが分かる。従って，所望通りの動作となることが分かった。しかしながら，駆動周波数の変化の割合が非常に小さく，図 5-13 で示した時間間隔（20s）でも駆動周波数に収束していない。本項での解析はコンセプト検証に注力したため，制御応答時間に関する検討はしておらず，応答性については後述する。

5.4　実験結果

5.4.1　試験装置の概要

図 5-15 に試験装置の構成図を示す。図中の白色矢印は信号線の接続を意味し，灰色矢印はパワー系の接続を意味する。MATLAB/Simulink（The Math Works, Inc.製の数値解析ソフトウェア）上で構築した制御モデルは，MATLAB/Simulink Embedded Coder で C コードを生成し，ディエスピーテクノロジ（株）製のリアルタイム制御シミュレータ（LT-RTSim-II）に実装する。リアルタイム制御シミュレータには，インバータ駆動用ゲート信号を出力する PWM 波形生成ボード，モータ電流を検出する A/D 変換ボード，検証用のリニアエンコーダ信号を入力するカウンタボード等が実装されている。ゲート信号は光絶縁基板を介して，Myway プラス（株）製の汎用 3 相インバータ基板に入力する。今回の検討では，3 相（U, V, W 相）の内，U 相と V 相の２相のみを使用することで，単相フルブリッジ回路を等価的に構成している。U 相に接続された CT を用いてモータ電流を検出している。

試作リニアモータは，カップリングおよびロードセルを介して負荷モータに接続されている。負荷モータとして安川電機製リニアサーボモータを採用し，例えば，圧縮機負荷を模擬した位置依存負荷推力を与えられる構成となっている。尚，本検討では，位置推定制御のコア部開発に焦点をあてたため，負荷モータは接続せずに無負荷（アシストバネの負荷のみ）としている。

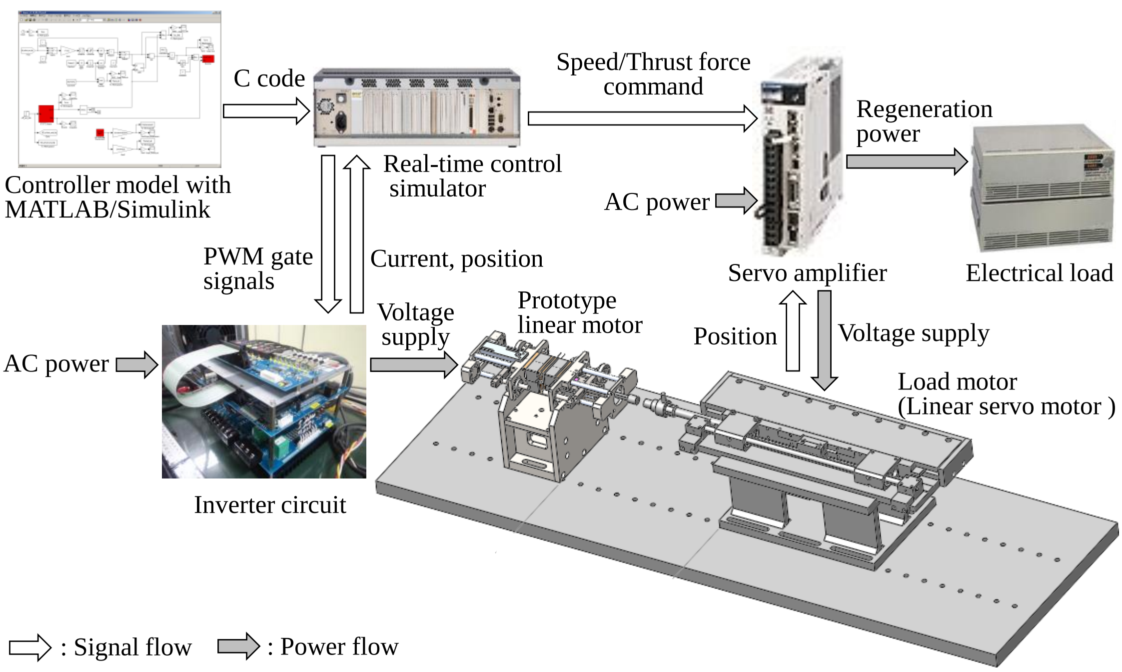


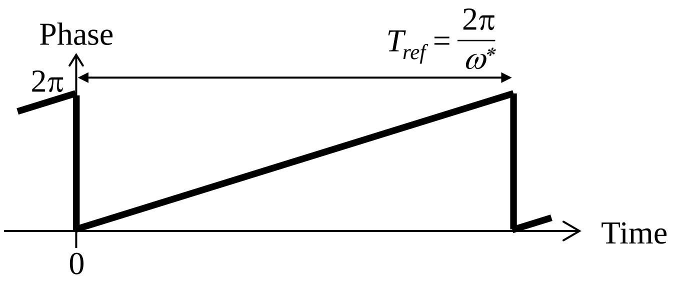
図 5-15　試験装置の構成図

5.4.2　位相差推定器の推定結果

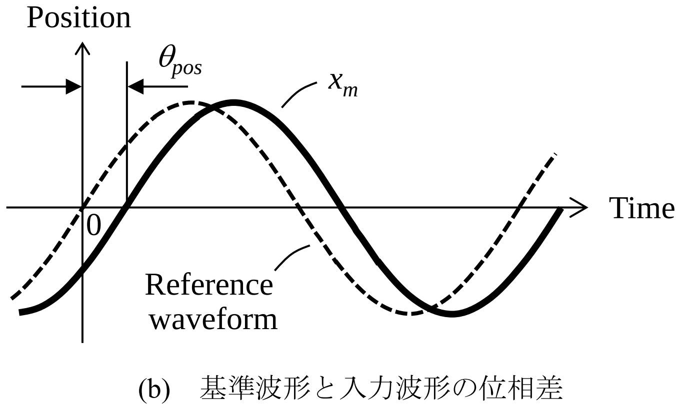
本項では，試作リニアモータに取り付けた検証用リニアエンコーダ（位置検出器）による位置検出値を位相差推定器に入力し，位相差推定の動作検証した結果を示す。

図 5-16 は位相差推定器の動作の概念図である。可動子の初期位置をゼロ，ピストンが圧縮する方向を正とすると，可動子の位置指令値は正弦波となる。そのため，位置指令値作成の基となる基準位相θ_{ref}は周波数指令値ω^*を時間積分して得られるのこぎり波状の周期関数となる。位相差推定器は，基準位相に対する入力波形（ここでは可動子位置 x_m）の位相を算出する。図 5-16 は正弦波の位相を推定する例を示したため，点線で示した基準位相による正弦波との位相差θ_{pos}を推定する。尚，逆正接演算時の分子と分母を入れ替えると，余弦波波形の位相を推定することが可能である。そのため，入力信号の波形を考慮して，逆正接演算時の分子と分母を適切に選択する必要がある。

図 5-17 は，共振周波数（40Hz）前後で駆動した場合の基準位相と位置検出値の測定結果である。図 5-17 から分かるように，駆動周波数が共振周波数よりも低い場合（図 5-17 (b)）は位置検出値は基準位相よりも進んだ正弦波状となり，反対に，駆動周波数が共振周波数よりも高い場合（図 5-17 (d)）は基準位相よりも遅れた正弦波状となる。共振周波数付近での駆動時（図 5-17 (c)）は位置検出値は基準位相に対して位相差ゼロに近い正弦波状となる。

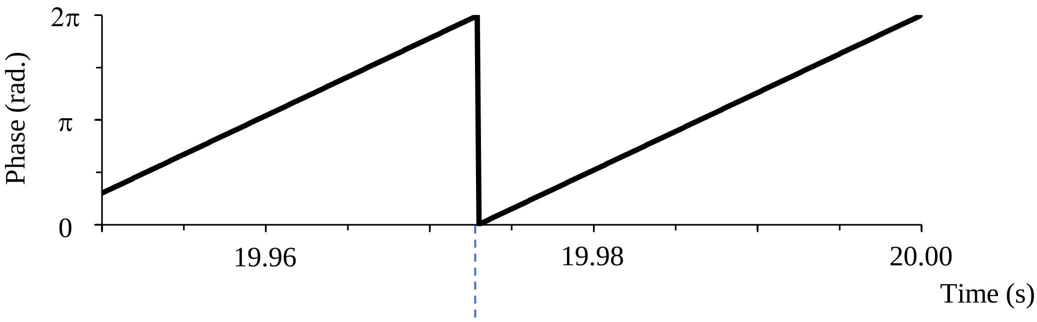


(a)　基準位相θ_{ref}

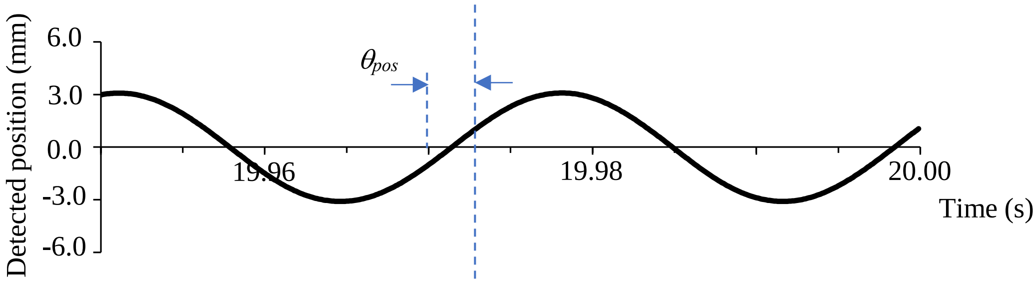


(b)　基準波形と入力波形の位相差

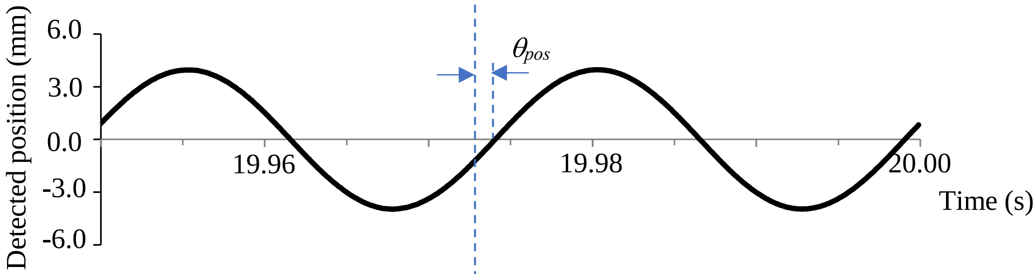
図 5-16　位相差推定器の動作の概念図



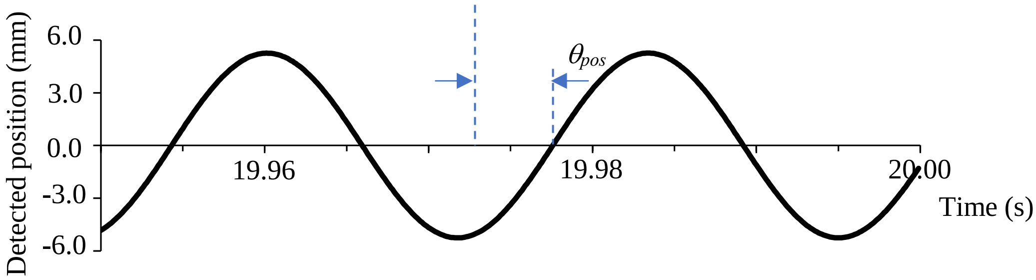
(a)　基準位相θ_{ref}



(b)　駆動周波数 37Hz 時の位置検出値



(c)　駆動周波数 40Hz 時の位置検出値



(d)　駆動周波数 43Hz 時の位置検出値

図 5-17　駆動周波数による基準位相と位置検出値との関係

駆動周波数と基準位相に対する関係および制御実装を考慮し，位相差推定器の構成を図 5-18 の構成とする。これにより，駆動周波数が共振周波数よりも低い場合は位相差推定値 θ_{pos}^は負値となり，反対に駆動周波数が共振周波数よりも高い場合は θ_{pos}^が正値となる。そのため，位相差指令値（θ_{pos}^*）をゼロとし，位相差推定値をネガティブフィードバック制御を構築することで，共振周波数追求制御を実現できる。

図 5-19 は，駆動周波数に対する位相差推定結果 θ_{pos}^とモータ電流の関係を示す図である。図より，共振周波数を境に位相差推定結果 θ_{pos}^は正負の値となることが分かると共に，基準位置に対する位置検出値の位相差（測定値）とほぼ一致することが確認できた。モータ電流値は，共振周波数（すなわち，位相差がゼロとなる周波数）において，最小となることが分かった。

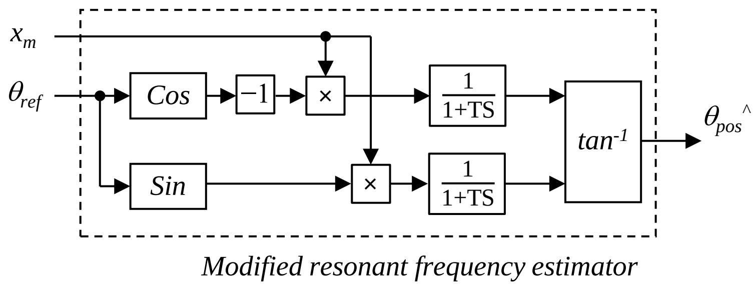
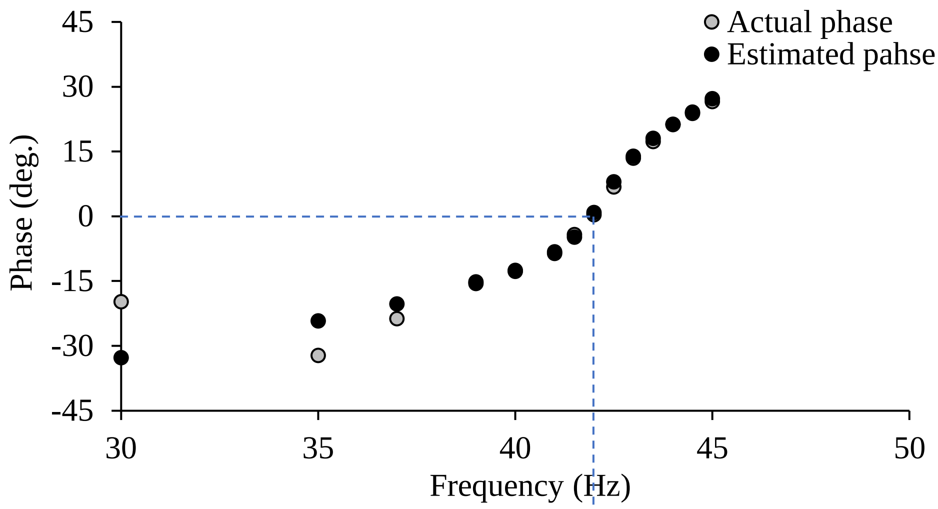
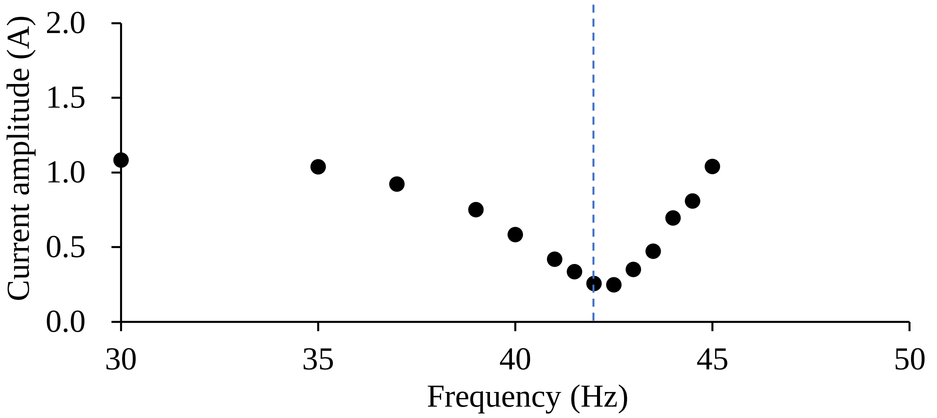


図 5-18　見直し後の位相差推定器の構成



(a)　位相の変化



(b)　電流振幅の変化

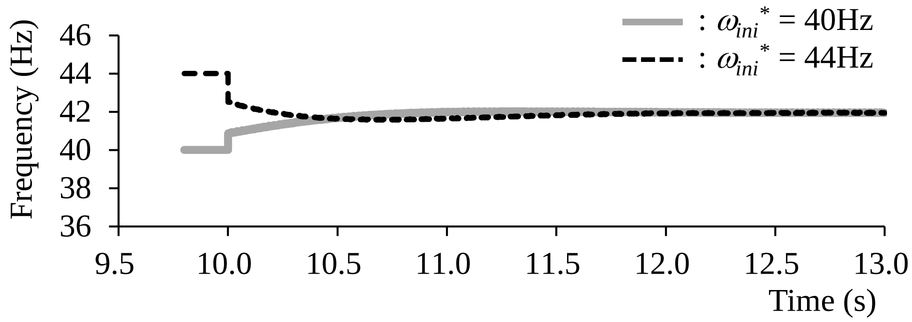
図 5-19　位相差推定器の検証結果

5. 4. 3　共振周波数追求制御の追従性検証

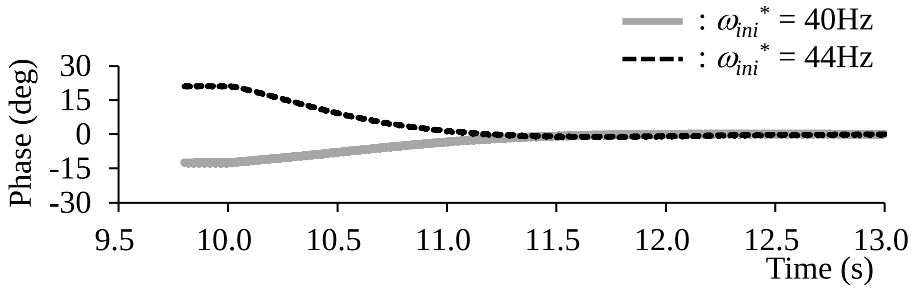
本項では，実際に位相差推定値をフィードバックして駆動周波数を制御することで，共振周波数追求制御の動作検証結果を示す。

図 5-20 は初期の駆動周波数ω_{ini}^*を共振周波数と異なる値に設定し，駆動周波数，位相差推定値，およびモータ電流を測定した結果である。10s の時点で，共振周波数追求制御を開始すると，位相差推定値がゼロになるように駆動周波数を調整し共振周波数に収束するように動作していることが分かる。この時，駆動周波数が共振周波数に近づくにつれ，モータ電流の振幅も小さくなっている。共振周波数追求制御を開始してから 2s 程度で収束しており，圧縮機の起動時等の過渡時にも十分に対応可能である。

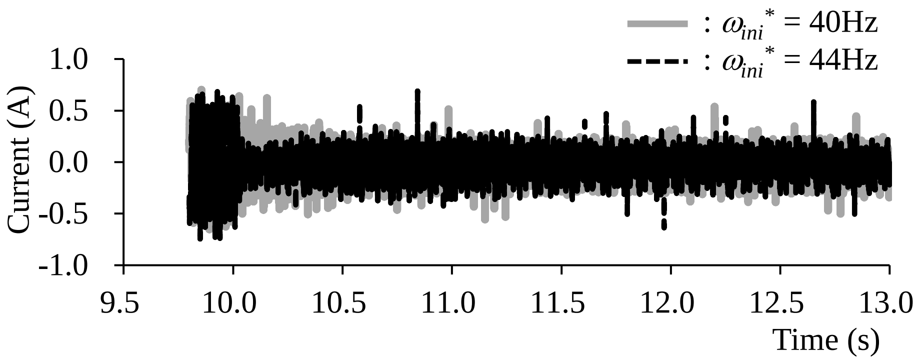
図 5-21 は可動子の端部に重り（カップリング：50g）を付加し，共振周波数を変化させた場合の測定結果である。可動子を重くしたことで低くなった共振周波数（2Hz 減）に対し，収束する駆動周波数も図 5-20 の収束値よりも 2Hz 低い値になっている。従って，駆動時に共振周波数が変化しても，逐次，駆動周波数が共振周波数に調整されることになる。その結果，モータ電流の振幅が抑制され，高効率運転を実現できる。



(a)　駆動周波数

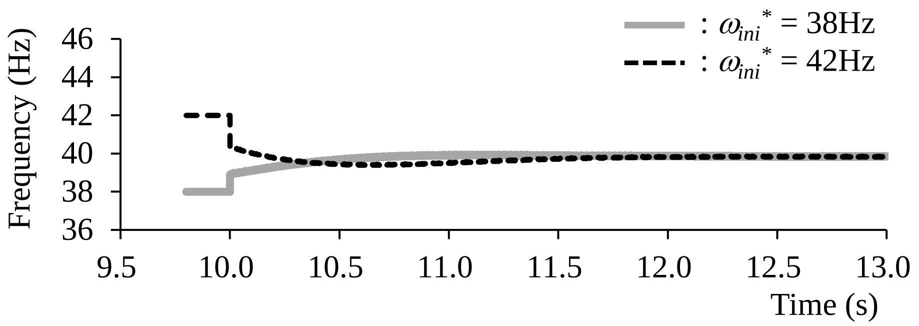


(b)　位相差推定値

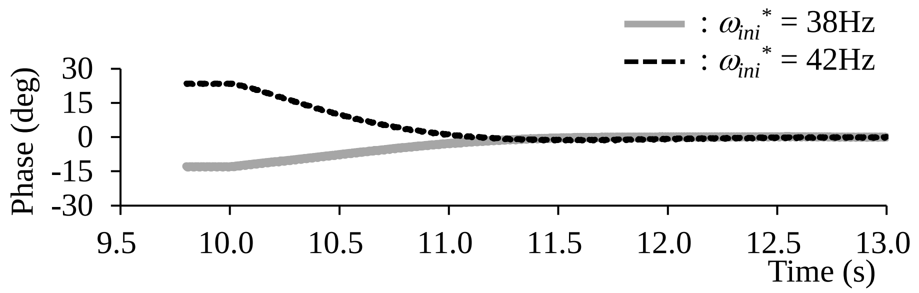


(c)　モータ電流

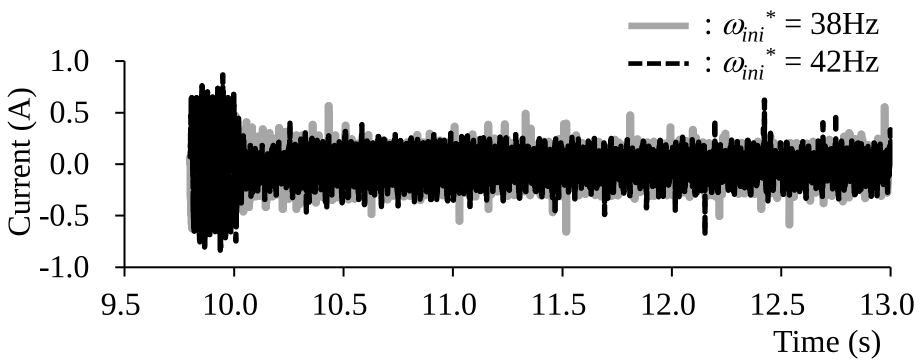
図 5-20　通常可動子の実験結果



(a)　駆動周波数



(b)　位相差推定値



(c)　モータ電流

図 5-21　カップリング付き可動子の実験結果

5.5　共振周波数駆動向け位置推定制御

単相リニア圧縮機を冷媒用圧縮機や空気圧縮機に適用する場合，低コスト化，小型化，軽量化，高信頼化などの観点から，圧力容器内に位置センサを付加することが難しく，可動子の位置推定制御は重要度が高い。そこで，モータの電圧方程式に基づいて制御する誘起電圧（速度起電圧）利用型位置センサレス制御を検討した。

5.5.1　アシストバネ搭載による位置推定制御の課題

位置推定の際の基本とする式を次式に示す。

$$x_m^{\wedge} = \frac{1}{K_e^*} \cdot \{\int(V_m^* - R_m^* \cdot I_m)\, dt - L_m^* * I_m\} \tag{5-6}$$

ここで，K_e^*は誘起電圧定数設定値，V_m^*は電圧指令値，I_mはモータ電流検出値，R_m^*は抵抗設定値，L_m^*はインダクタンス設定値である。

(5-6)式を制御ブロック図で表すと，図 5-22 の様に表すことができる。リアルタイム制御シミュレータを用いた実機検討においても同様のモデルを作成して検討を行った。

図 5-23 に位置推定結果を示す。図 5-23 より，位置推定値にオフセットが重畳され，徐々に正側に偏っていくことが分かる。この原因について考察する。モータを駆動する度に，電流検出器の直流オフセット除去を行っているので，電流検出時のオフセットの重畳が原因とは考えにくい。原因として，モータに正負対称の正弦波電圧を印加するのに対しモータに流れる電流は正負対称にならない，あるいは，モータ起動時などの過渡時において可動子の

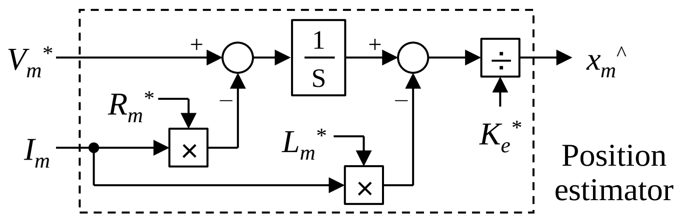


図 5-22　位置推定ブロック

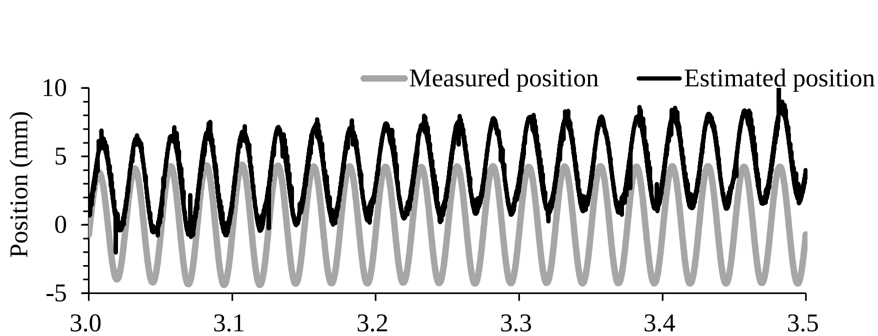


図 5-23　位置推定の初期結果

振幅が正負非対称になるため，と考えた。以下，位置推定に適した制御構成について検討した。

まず，可動子位置推定器に入力するモータ電流検出値は，直流および駆動周波数よりも低周波成分を除去するため，高域通過フィルタ（High pass filter）後のモータ電流検出値を用いることにした。マイコンや DSP などへの実装性を考慮し，HPF は低域通過フィルタ（Low pass filter）を組み合わせた構成とした。図 5-24 に改良後の可動子位置検出器のブロック図を示す。LPF のフィルタ時定数 T_{fil_HPF} は，遮断周波数が共振周波数よりも十分低い 5Hz 相当となる 31.84ms とした。

図 5-25 に HPF 後の電流検出値を用いて位置推定した結果を示す。図より，位置推定値が片側に寄っていく挙動は抑制できることが分かった。しかし，位置検出値が正弦波状で変化しているのに対し，位置推定値には高次周波数成分が重畳されている。さらに，スパイク状の推定結果も見られ，このままでは，ストローク制御やピストンの衝突検知が正しく出来ない。そこで，可動子の往復動は，1 次成分（駆動周波数そのもの）が支配的になることを考慮し，HPF に加え電流検出値の 1 次成分のみを抽出して位置推定に用いることにした。具体的には，特定の周波数成分のみを抽出する簡易フーリエ変換器を用いた構成とする。簡易フーリエ変換器（S-FFT）のブロック図を図 5-26 に，簡易フーリエ変換器を追加した可動子

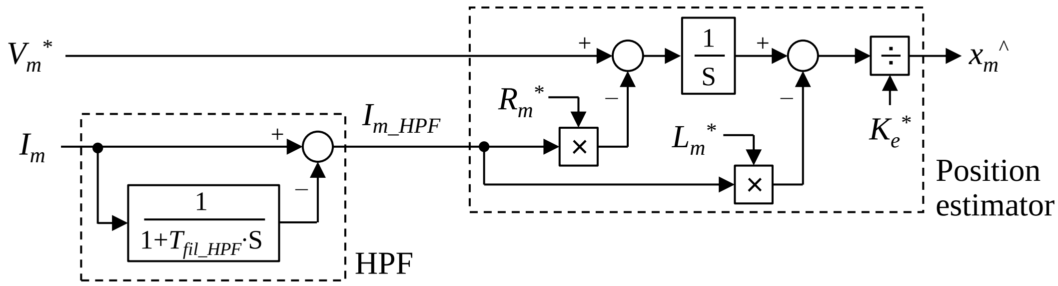


図 5-24　HPF を付加した位置推定器

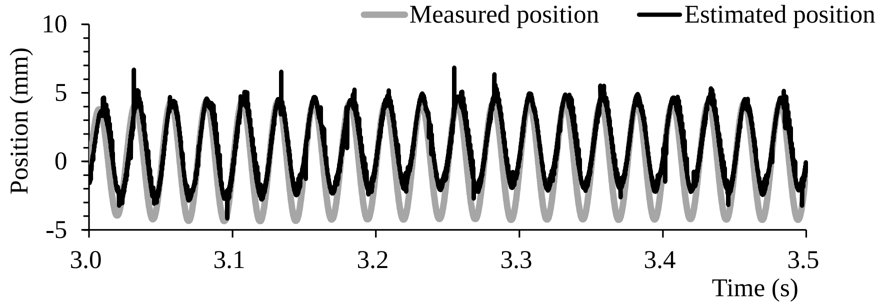


図 5-25　HPF 後の電流値を用いた位置推定結果

位置推定器のブロック図を図 5-27 に示す。

図 5-28 に，HPF および S-FFT を適用した電流検出値を用いて位置推定した結果を示す。図より，位置推定結果は位置推定の過程で重畳された不要な高調波成分が除去され，HPF および S-FFT の効果が大きいことが分かった。

次に，駆動周波数を変更して，位置推定特性を検証した結果を図 5-29 に示す。図 5-29 より，駆動周波数によって位置推定結果の振幅および位相が変化することが分かった。これは，アシストバネを可動子に付加して機械共振周波数で駆動するため，印加電圧とモータ電流の関係も影響を受け，特に共振周波数から離れるほど影響が大きいことが分かった。従って，アシストバネを搭載したリニアモータ向け位置センサレス駆動制御には，効率の面だけで

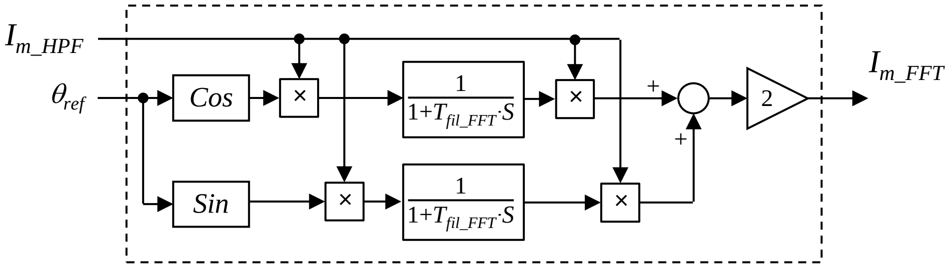


図 5-26　簡易フーリエ変換器のブロック図

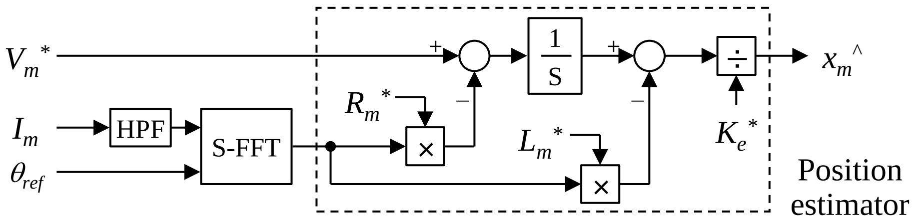


図 5-27　HPF と S-FFT を用いた位置推定器

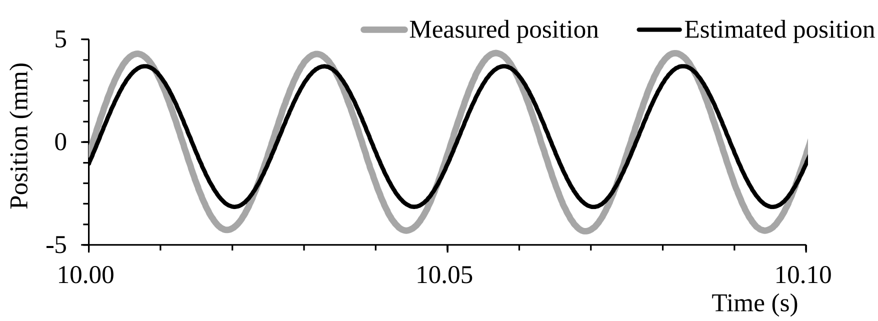
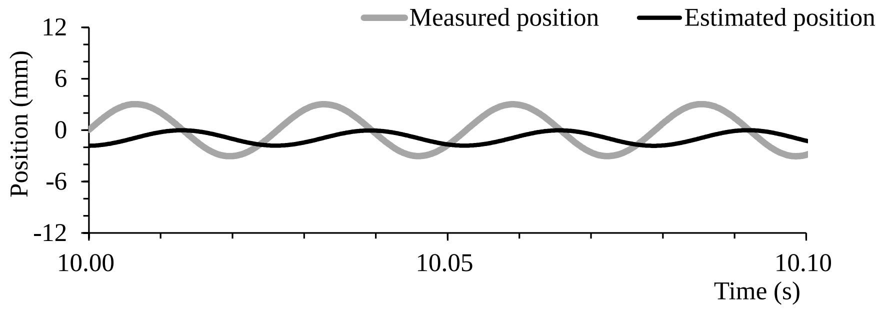
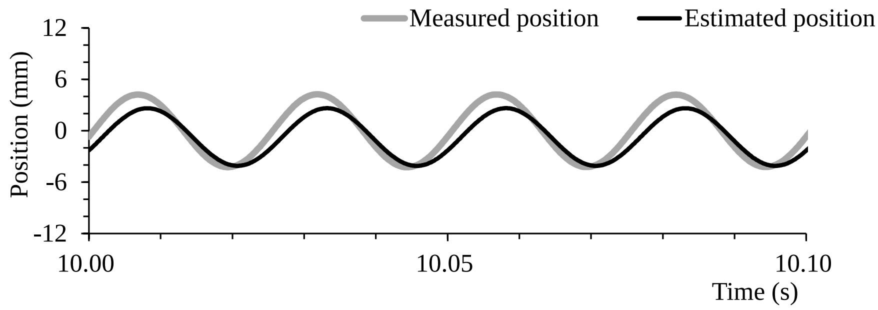


図 5-28　HPF と S-FFT を用いた位置推定結果

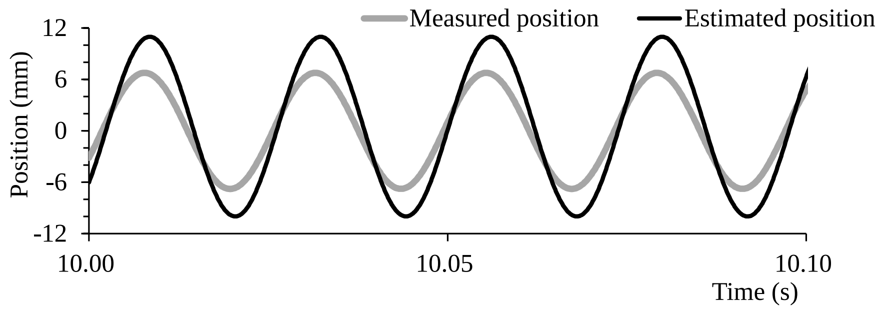
なく，位置推定の面においても共振周波数で駆動することが重要であることが分かった。すなわち，位置センサレスでの共振周波数推定が必要になる。



(a)　38Hz 駆動時



(b)　40Hz 駆動時



(c)　42Hz 駆動時

図 5-29　異なる駆動周波数での位置推定結果

5.5.2　可動子位置推定器の構成

前節により，アシストバネを搭載した場合，可動子位置に対して可動子速度および印加電圧は 90°進み位相になる事が分かった。さらに，モータ電流も可動子位置に対して 90°進み位相となる。ここで，前節で提案した RFTC を応用してモータ電流を入力すると共に，位相差推定器の構成を工夫することよって，モータ電流に基づいて共振周波数追求制御を行えば，逐次，駆動周波数が共振周波数に調整できる。従って，駆動周波数によって位置推定結果の振幅および位相への影響を無くすことが出来ると考えた。

駆動周波数と基準位相に対するモータ電流の位相差の関係，および制御実装を考慮し，位相差推定器の構成を図 5-30 の構成とする。これにより，駆動周波数が共振周波数よりも低い場合は位相差推定値θ_{pos}^は負値となり，反対に駆動周波数が共振周波数よりも高い場合はθ_{pos}^が正値となる。そのため，位相差指令値θ_{pos}^*をゼロとし，位相差推定値をネガティブフィードバック制御を構築することで，モータ電流の位相情報を用いて位置センサレス共振周波数追求制御を実現できる。

図 5-31 はモータ電流を用いて駆動周波数に対する位相差を推定した結果である。図 5-31 より，位相差推定結果θ_{pos}^は共振周波数を境に正負の値となり，基準位相に対するモータ電流の位相を用いる事で，位置センサレスで共振周波数での駆動を実現できることが分かった。尚，図 5-31 の結果は，可動子の端部に重り（カップリング : 50g）を付加した状態での測定結果である。そのため，図 5-19 に比べて 2Hz 低い周波数で位相がゼロになっている。

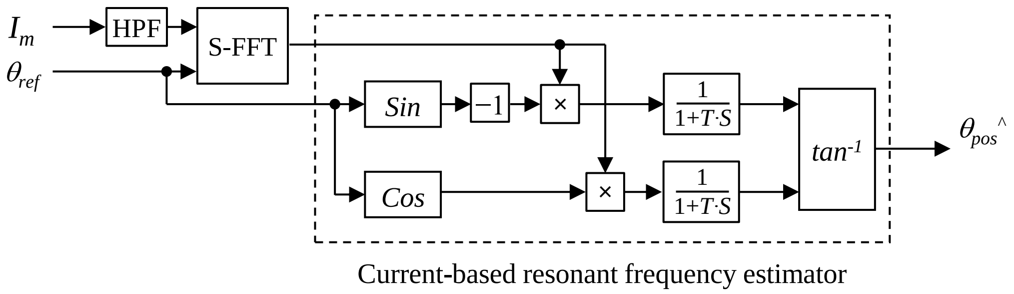


図 5-30　電流情報を基にした位相差推定器

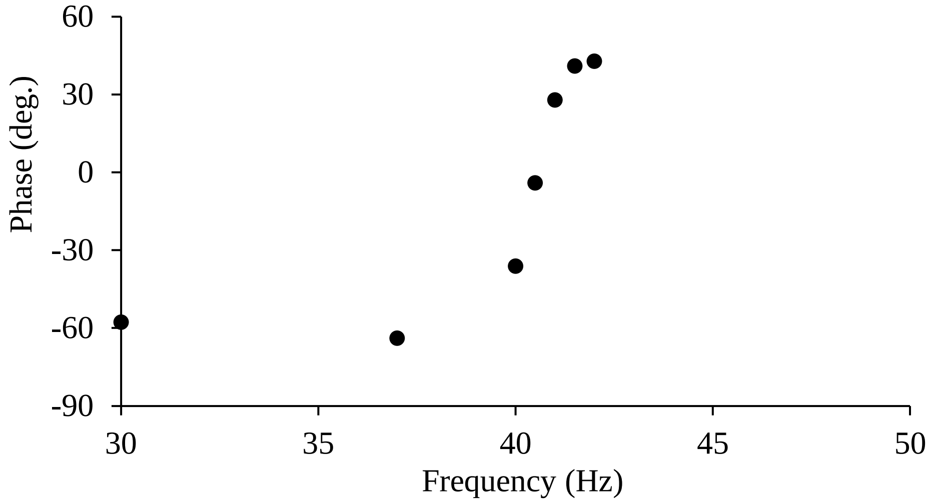


図 5-31　電流情報を基にした位相差推定結果

5.5.3　位置推定制御の検討結果

前項の検討結果を踏まえ，位置推定制御の構成を図 5-32 の構成とした。尚，位置推定精度向上のため，可動子位置推定器のブロック図も図 5-33 の様に変更している。HPF や S-FFT で使用するフィルタの遮断周波数は，駆動周波数から十分に離した周波数を設定しているが，駆動周波数によって位相遅れやゲイン等のフィルタの特性が変化するため，位置推定に影響がある。そこで，電圧指令値には HPF や S-FFT は不要であるが，位置推定で使用する電圧指令値とモータ電流を同位相として推定精度を向上させるため，電圧指令値にも同様

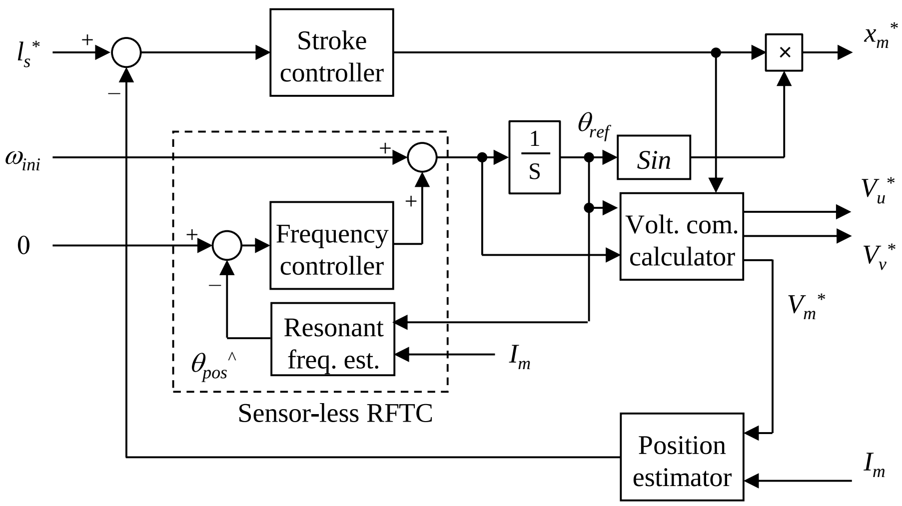


図 5-32　位置推定制御の構成

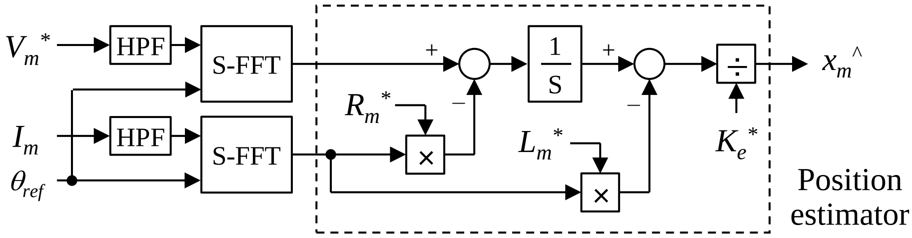
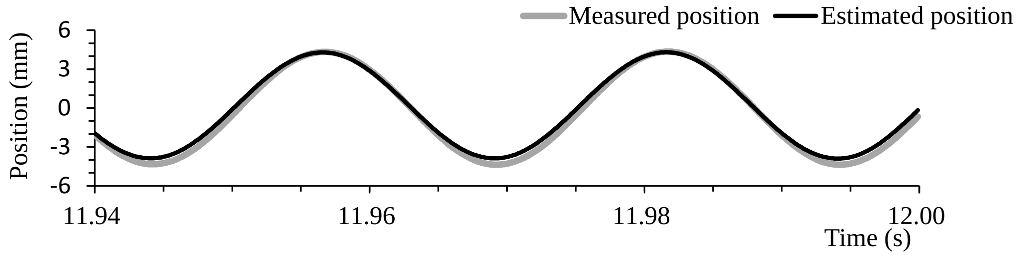


図 5-33　改良後の位相推定器

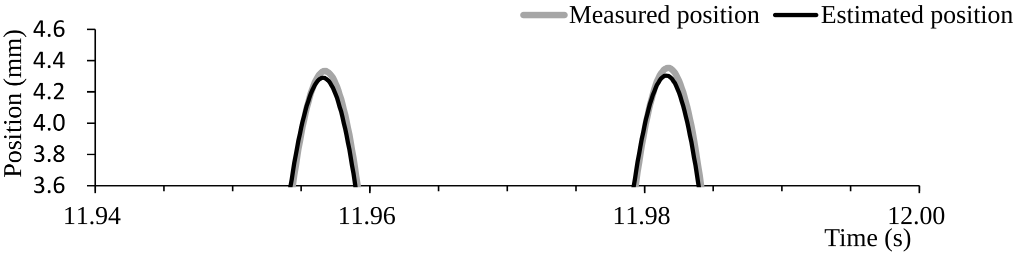
に HPF および S-FFT を追加した。尚，図 5-32 にはストローク制御器も図示しているが，本検討では位置推定制御に注目して検討したため，実際にはストローク制御は実施していない。

図 5-34 に位置検出値と位置推定値の比較結果を示す。図 5-34(b)はストローク上部の拡大波形，図 5-34 (c)はストローク下部の拡大波形，図 5-34 (d)は位置推定誤差である。推定誤差は−0.15mm～0.59mm であり，特に位置が負の場合に推定誤差が大きくなっている。このことから，位置推定値は正側にオフセットしていると共に，0.2mm 程過小に推定していることが分かった。位置推定誤差の目標（暫定値）は±0.3mm としており，更なる改善を検討が必要であるが，位置センサレス制御の見込みは得られた。

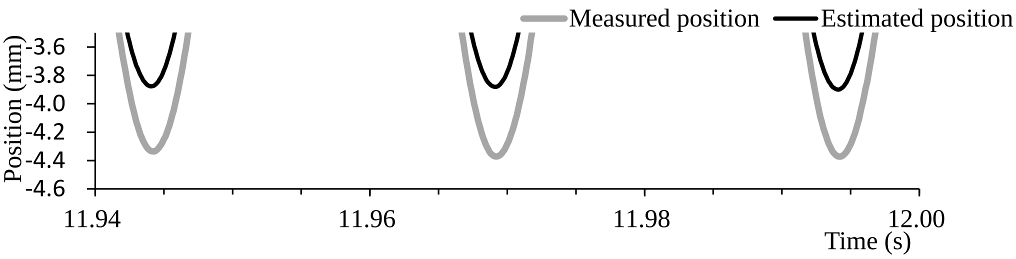
本提案方式は，モータの電圧方程式に基づく方式であるため，当然，位置推定制御で用いるモータ定数の設定値の影響を受ける。各モータ定数（R_m^*，L_m^*，K_e^*）の設定値によって推定誤差が出るが，それぞれの設定誤差による影響は分離できる可能性がある。そのため，今後はモータ定数推定制御およびロバスト制御の検討を進め，位置推定制御の高精度化を図る事が必要である。



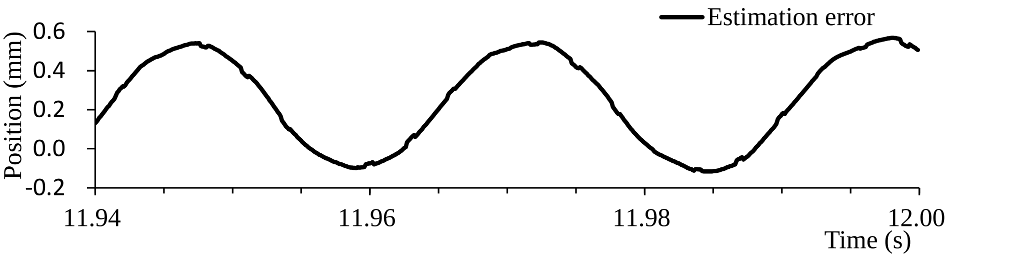
(a)　全体波形



(b)　ストローク上部の拡大波形



(c)　ストローク下部の拡大波形



(d)　位置推定誤差

図 5-34　位置推定の検証結果

６章　本論文の結論および展望

本章では，電動圧縮機向け永久磁石同期モータ駆動システムにおいてこれまで以上に広い速度範囲や広い容量においての高効率化に加え，低振動，低騒音，高応答，といった様々な観点も同時に満たすことができるモータ駆動制御に関して提案した手法やその結果について纏めると共に，結論について述べる。また，今後の展望や研究を継続していく観点について提言する。

6.1　本論文のまとめと結論

まず 1 章において，本研究の社会的背景として，近年，脱炭素社会の実現に向けた各方面での取り組みが活発化しており，これまでの電力変換効率を高める高効率化技術に加え，幅広い観点でかつ様々な立場での関与による新たな取り組みとなっている状況を述べた。用途別の消費電力量および，経済産業省が関係省庁と連携して策定した「2050 年カーボンニュートラルに伴うグリーン成長戦略」を踏まえ，動力源としてモータが今後さらに広く使用されていくことを考え，これまでの性能や仕様を満足した上で，さらにより良くするために技術イノベーションが成される必要性についても述べた。

また，本研究における研究対象である冷媒用圧縮機や空気圧縮機等，電動機を動力源とする容積型圧縮機の駆動制御を説明するにあたり，冷凍空調機器の一例としてエアコンを挙げ，仕組みおよび電動圧縮機の役割について述べた。永久磁石同期モータの性能を最大限に活用するためには，回転角度位置の情報が必要不可欠であるが，電動圧縮機においては密閉構造のために回転角度度位置センサの取り付けが難しく，回転角度位置の推定が必須となる。そのため，回転角度位置の推定，つまり位置センサレス駆動が必須となり，広い速度範囲における位置推定が課題の一つであることを述べた。その他の課題も説明した上で，本研究の目的を整理し，ゼロ速を含む極低速から位置検出が可能な位置センサレス制御を適用し，省エネに貢献する起動方式を実現すること，広い速度範囲で低振動化と高効率を両立させる駆動制御を実現することとした。高効率化ついては，電動圧縮機の動力源として広く使われている回転モータに加え，共振バネを付加したリニアモータ向けの駆動制御についても研究対象とする点も述べた。

2 章では，本研究における研究対象である永久磁石同期モータ駆動システムの概要と，主要構成要素に関する研究動向について整理した。まず，永久磁石同期モータ駆動システムの全体を図示した上で，主要構成要素に関する研究動向について述べた。回転子磁極位置推定法については，特に主流な方式である誘起電圧を利用する方式とインダクタンスを利用する方式について詳しく述べた。振動抑制制御については，モータ形状に起因するトルク脈動についての研究動向を述べた後，本論文で主に扱う負荷変動に起因する回転速度変動と駆動制御に関する研究動向について詳しく述べた。さらに，リニアモータの高効率駆動の一つである共振周波数制御に関しての研究動向について述べた。

3 章では，共に高調波重畳を必要としない方式である 2 つの位置センサレス制御（低速域向け，および中高速域向け）を組合せ，全速度域において磁極位置が得られるようにすることで，必要最小限の電流値での起動を実現する起動法について述べた。まず，磁気飽和起電圧に関して取得方法等を示した上で，駆動制御方法について述べた。その後，周期的に変動する負荷特性を有するアプリケーションへ提案起動法を適用する際に問題となり得る，制御方式の切替タイミングに関する検討について述べ，位置センサレス制御方式切替に最適なタイミングをシンプルな構成かつ効果的に実現する方法を提案した。

4 章では，ルームエアコンを対象とし，振動振幅値と消費電力を評価軸として 2 種類の脈動トルク制御の性能比較を行い，振動抑制効果と消費電力の回転数を踏まえたトレードオフの関係と，回転数領域における最適なトルク制御方式について述べた。位置センサレス制御で用いる制御量である軸誤差の変動から圧縮機の振動を間接的に推定できることを示すと共に，軸誤差の変動幅が所定値以下の場合に脈動トルク電流指令値の振幅を減少させることで，振動振幅を仕様範囲内に抑えつつ消費電力を低減できるバランストルク制御を提案した。

最後に 5 章では，高効率化の観点で，電動圧縮機の動力源として広く使われている回転モータに加え，共振バネを付加したリニアモータ向けの駆動制御についても研究対象とし，機械共振周波数で駆動する単相リニア圧縮機の駆動制御について述べた。本研究で用いた試作リニアモータおよびの試験用リニア圧縮機の構造を示し，アシストバネ搭載による共振周波数駆動のねらいについて述べた。制御構成によるストローク特性の比較検証を行うと共に，位相差演算による共振周波数追求制御および位置推定制御を提案した。実機検証により，駆動条件が変わっても提案制御は動的に共振周波数に追従できることを示した。

6.2　今後の展望

3 章で述べた低速域向け位置センサレス制御は，高調波重畳を必要とせずシンプルな構成点が特長であり，適用システムの負荷特性を踏まえることで制御方式の着想を得た。試験機として実製品を用いて評価しており，また本研究の一部は製品適用実績がある事から，産業的に有用性が高いと考える。しかし，本手法は簡便な駆動方式である 120 度通電方式をベースとしているため，120 度通電方式に起因するトルク脈動や低次高調波の損失などの課題は残っている。参考文献に挙げたように，既にこの課題を解決すべく研究は続けられている。目的や適用用途に応じて，適切に使い分けていく必要がある。

4 章で述べた振動抑制と省エネを両立するバランストルク制御に関し，振動抑制制御は電気定数や電気時定数だけでなく，機械時定数や負荷パターンも考慮する必要がある。理想的な最終形態は全てに対してロバストな制御ではあるが，現状では調整項目が多く，調整時間がかかってしまうという課題がある。そのため，今後は振動抑制制御の調整フリー化，もしくは簡易調整化について研究を継続していく必要があると考える。

5 章で述べたアシストバネ搭載機向け共振周波数駆動制御については，幅広い負荷条件や

過渡時も含めた制御が必要であると考える。モータ定数推定制御およびロバスト制御の検討を進めると共に，位置推定制御の更なる高精度化を図る必要がある。その他，本研究の対象とはしていないが，摺動部の信頼性やピストンがシリンダに衝突する際の対策といった機械構成部品の検討も併せて研究開発をしていく必要がある。

参考文献

[1] 環境省：「国連気候変動枠組条約第 21 回締約国会議（COP21）及び京都議定書第 11 回締約国会合（COP/MOP11）の結果について」，2015 年 12 月
http://www.env.go.jp/earth/cop/cop21/index.html

[2] 首相官邸：「第二百三回国会における菅内閣総理大臣所信表明演説」，2020 年 10 月
https://www.kantei.go.jp/jp/99_suga/statement/2020/1026shoshinhyomei.html

[3] (株)日立製作所：「環境ビジョンと環境長期目標」
https://www.hitachi.co.jp/environment/vision/index.html

[4] (株)日立製作所：「日立サステナビリティレポート 2021」，2021 年 10 月
https://www.hitachi.co.jp/sustainability/download/pdf/ja_sustainability2021_print.pdf

[5] 日本銀行：「気候変動に関する日本銀行の取り組み方針について」，2021 年 7 月
https://www.boj.or.jp/announcements/release_2021/rel210716b.htm/

[6] 経済産業省　資源エネルギー庁：「「カーボンニュートラル」って何ですか？（前編）～いつ、だれが実現するの？」，2021 年 2 月
https://www.enecho.meti.go.jp/about/special/johoteikyo/carbon_neutral_01.html

[7] 温室効果ガスインベントリオフィス（編），環境省地球環境局総務課脱炭素社会移行推進室（監修）「日本国温室効果ガスインベントリ報告書 2021 年」，国立環境研究所地球システム領域地球環境研究センター，2021 年 4 月

[8] 経済産業省　資源エネルギー庁：「令和２年度エネルギーに関する年次報告（エネルギー白書２０２１）」，2021 年 7 月
https://www.enecho.meti.go.jp/about/whitepaper/2021/html/index.html

[9] 環境省：「地球温暖化防止行動計画」，1990 年 10 月
https://www.env.go.jp/hourei/03/000015.html

[10] 経済産業省　資源エネルギー庁：「トップランナー制度」，2015 年 3 月
https://www.enecho.meti.go.jp/category/saving_and_new/saving/data/toprunner2015j.pdf

[11] 日本電機工業会：「トップランナーモータ　パンフレット」，2015 年 11 月
https://www.jema-net.or.jp/jema/data/2016_TM.PDF

[12] 経済産業省：「2050 年カーボンニュートラルに伴うグリーン成長戦略」，2021 年 6 月
https://www.meti.go.jp/press/2021/06/20210618005/20210618005-3.pdf

[13] 経済産業省　資源エネルギー庁：「家庭における消費電力量のウエイト比較」
https://www.enecho.meti.go.jp/category/saving_and_new/saving/general/replacement/electric_power/

[14] 経済産業省　資源エネルギー庁：「家庭におけるエネルギー消費実態について」
https://www.enecho.meti.go.jp/category/saving_and_new/saving/general/more/pdf/h22_bunsekityosa.pdf

[15] ヒートポンプ・蓄熱センター：「ヒートポンプとは」
https://www.hptcj.or.jp/study/tabid/102/Default.aspx

[16] 松城英夫，松井敬三，河地光夫，小川正則：「インバータ母線電流センシングによるPM モータの正弦波駆動」，平成 14 年電気学会全国大会論文集, 4-126, 2002 年 3 月

[17] 川端幸雄，遠藤常博，高倉雄八：「位置センサレス・モータ電流センサレス永久磁石同期モータ制御に関する検討」, 平成 14 年電気学会産業応用部門大会予稿集, No. 171, 2002 年 8 月

[18] 鈴木尚礼，能登原保夫, 遠藤常博, 田中主税, 川瀬大助, 梅田弘樹：「ワンマイコンによるコンバータ・インバータ制御搭載インバータシステムパワーモジュール（ISPM）の開発」，平成 16 年電気学会産業応用部門大会講演論文集, vol. 1, no. 1-107, pp. 505-506, 2004 年 8 月

[19] 鈴木尚礼，戸張和明, 坂本潔, 遠藤常博, 岩路善尚, 山崎明：「位置・電流センサレス駆動永久磁石同期モータの洗濯乾燥機への適用」，平成 17 年電気学会産業応用部門大会講演論文集, Vol. 1, No. 1-55, pp. 245-246, 2005 年 8 月

[20] Takahiro Suzuki, Kazuaki Tobari, Kiyoshi Sakamoto, Tsunehiro Endo, and Akira Yamazaki, "Position and Current Sensorless Control of Permanent Magnet Synchronous Motors for Washing Machines," in *Proc. of 16th International Conference on Electrical Machines and Systems* (ICEMS2006), Paper LS1A-3, Nov. 2006.

[21] 福本哲哉，渡邊幸恵，濱根洋人，林洋一：「三相 PWM インバータの直流電流検出による交流電流演算の一手法」，電学論 D, vol. 127, No. 2, pp. 181-188, 2007 年 2 月

[22] 青柳滋久，岩路善尚，戸張和明，坂本潔：「直流母線電流からの三相交流電流再現における PWM パルス修正法の提案」，電学論 D, vol. 130, No. 4, pp. 401-406, 2010 年 4 月

[23] 川端幸雄，遠藤常博，高倉雄八：「位置センサレス・モータ電流センサレス永久磁石同期モータ制御に関する検討」，電学論 D, vol. 134, No. 6, pp. 579-587, 2014 年 6 月

[24] 日立製作所　総合教育センタ技術研修所：「わかりやすい小型モータ技術」，2002 年

[25] Tsunehiro Endo, Fumio Tajima, Kenichi Iizuka, and Hideo Uzuhashi, "Microcomputer-Controlled Brushless Motor without a Shaft-Mounted Position Sensor," 電学論 B, vol. 105, no. 5, pp. 498-504, May 1985.

[26] 川端幸雄，遠藤常博，高倉雄八，石井誠：「位置センサレス・ブラシレス DC モータの新起動法に関する検討」，電学論 D, vol. 126, No. 11, pp. 1531-1538, 2006 年 11 月

[27] Satoshi Ogasawara and Hirofumi Akagi, "An Approach to Position Sensorless Drive for Brushless dc Motors," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 27, no. 5, pp. 928-933, Sep./Oct. 1991.

[28] Lawrence A. Jones and Feffrey H. Lang, "A State Observer for the Permanent-Magnet Synchronous Motor," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 36, no.3, pp. 374-382, Aug. 1989.

[29] 大沼巧，鄭淅化，道木慎二，大熊繁：「拡張誘起電圧オブザーバのインダクタンス設定のみで実現する最大トルク制御」，電学論 D, vol. 130, no. 2, pp. 158-165, 2010 年 2 月

[30] 渡辺博巳，宮崎聖，藤井知生：「永久磁石界磁同期電動機の回転子位置と速度のセンサレス検出の一方法」，電学論 D, vol. 110, no. 11, pp. 1193-1200, 1990 年 11 月

[31] 竹下隆晴，市川誠，Ju-Suk Lee，松井信行：「速度起電力推定に基づくセンサレス突極形ブラシレス DC モータ制御」，電学論 D, vol. 117, no. 1, pp. 98-104, 1997 年 1 月

[32] 市川真士，陳志謙，冨田睦雄，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」，電学論 D, vol. 122, no. 12, pp. 1088-1096, 2002 年 12 月

[33] 坂本潔，岩路善尚，遠藤常博：「軸誤差の直接推定法による IPM モータの位置センサレス制御」，電気学会研究会資料，SPC-00-67/IEA-00-42, pp. 73-77, 2000 年 11 月

[34] 田中康司，三木一郎：「拡張誘起電圧を用いた埋込磁石同期電動機の位置センサレス制御」，電学論 D, vol. 125, no. 9, pp. 833-838, 2005 年 9 月

[35] Kiyoshi Sakamoto, Yoshitaka Iwaji, Tsunehiro Endo, Tsukasa Taniguchi, Toru Niki, Mitsuhisa Kawamata, and Atsuo Kawamura, "Position Sensorless Vector Control of Permanent Magnet Synchronous Motors for ELectrical Household Appliances," in *Proc. of the Fourth Power Conversion Conference* (PCC-Nagoya 2007), pp. 1119-1125, Apr. 2007.

[36] 大沼巧，道木慎二，大熊繁：「拡張誘起電圧オブザーバによる位置センサレス制御の低速駆動域拡大」，電学論 D, vol. 131, no. 2, pp. 209-218, 2011 年 2 月

[37] 二村拓未，道木慎二：「信号重畳と速度により励起される拡張誘起電圧を利用した永久磁石同期モータの全速度域位置センサレス制御」，電学論 D, vol. 140, no. 8, pp. 589-596, 2020 年 3 月

[38] 近藤孔亮，道木慎二：「永久磁石同期モータの位置センサレスベクトル制御のためのインバータ過変調駆動まで動作可能な位置推定系」，電学論 D, vol. 136, no. 11, pp. 829-836, 2016 年 11 月

[39] Matthew J. Corley and Robert D. Lorenz, " Rotor Position and Velocity Estimation for a Salient-Pole Permanent Magnet Synchronous Machine at Standstill and High Speeds," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 34, no. 4, pp. 784-789, Jul./Aug. 1998.

[40] Takashi Aihara, Akio Toba, Takao Yanase, Akihide Mashimo, and Kenji Endo, "Sensorless Torque Control of Salient-Pole Synchronous Motor at Zero-Speed Operation," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 14, no. 1, Jan. pp. 202-208, 1999.

[41] 野口季彦，元野和紀：「高調波電流注入方式によるセンサレス IPM モータ制御システムの高性能化」，電学論 D, vol. 126, no. 3, pp. 360-367, 2006 年 3 月

[42] Joachim Holtz, "Acquisition of Position Error and Magnet Polarity for Sensorless Control of PM Synchronous Machines," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 44, no. 4, pp. 1172-1180, Jul./Aug. 2008.

[43] Dongouk Kim, Yong-Cheol Kwon, Seung-Ki Sul, Jang-Hwan Kim, and Rae-Sung Yu, "Suppression of Injection Voltage Disturbance for High-Frequency Square-Wave Injection

Sensorless Drive With Regulation of Induced High-Frequency Current Ripple," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 52, no. 1, pp. 302-312, Jan./Feb. 2016.

[44] 小笠原悟司，松澤隆，赤木泰文：「突極性に基づく位置推定法を用いた位置センサレス IPM モータ駆動システム」，電学論 D, vol. 118, no5, pp.652-660, 1998 年 5 月

[45] 正木良三，金子悟，櫻井芳美，本部光幸：「搬送波に同期した電圧重畳に基づく IPM モータの位置センサレス制御システム」，電学論 D, vol. 122, no. 1, pp. 37-44, 2002 年 1 月

[46] 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」，電学論 D, vol. 123, no. 2, pp. 140-148, 2003 年 2 月

[47] 小笠原悟司，黒川博之，赤木泰文：「新しい電流リプル検出回路を適用した位置センサレス IPM モータ駆動システム」，電学論 D, vol. 123, no. 6, pp. 667-674, 2003 年 6 月

[48] Sungmin Kim, Jung-Ik Ha, and Seung-Ki Sul, "PWM Switching Frequency Signal Injection Sensorless Method in IPMSM," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 48, no. 5, pp. 1576-1587, Sep./Oct. 2012.

[49] 坂井俊文，坂本潔，金子大吾，中津川潤之介，岩路善尚：「直流母線電流を用いた永久磁石同期モータの初期位置推定法」，電学論 D, vol. 133, no. 9, pp. 902-908, 2013 年 9 月

[50] N. Bianchi, S. Bolognani, "Sensorless-Oriented Design of PM Motors," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 45, no. 4, pp. 1249−1257, Jul./Aug. 2009.

[51] S. Murakami, M. Hisatsune, T. Shiota, M. Ohto, and K. Ide, "Encoderless servo drive with adequately designed IPMSM for pulse voltage injection based position detection," in *Proc. of 2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition* (ECCE2011), pp. 3013-3020, Sep. 2011.

[52] Shih-Chin Yang, Takahiro Suzuki, Robert D. Lorenz, Thomas M. Jahns, "Surface-Permanent-Magnet Synchronous Machine Design for Saliency-Tracking Self-Sensing Position Estimation at Zero and Low Speeds," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 47, no. 5, pp. 2103−2116, Sep./Oct. 2011.

[53] Omar Scaglione, Miroslav Markovic, Yves Perriard, "PM motor sensorless position detection based on iron B-H local hysteresis," in *Proc. of 2009 International Conference on Electrical Machines and Systems* (ICEMS 2009), Paper DS2G2-1, Nov. 2009.

[54] Yoshitaka Iwaji, Yasuhiko Kokami, and Minoru Kurosawa, "Position-sensorless control method at low speed for permanent magnet synchronous motors using induced voltage caused by magnetic saturation," in *Proc. of 2010 International Power Electronics Conference -ECCE ASIA-* (IPEC-Sapporo 2010), pp. 2238-2243, Jun. 2010

[55] Yoshitaka Iwaji, Shigehisa Aoyagi, Ryoichi Takahata, Kazuaki Tobari, Ippei Suzuki, Masaki Hano, "Position sensorless control method at zero speed region for permanent magnet

synchronous motors based on block commutation drive," in Proc. *of 2013 IEEE International Electric Machines & Drives Conference* (IEMDC 2013), pp. 498-504, May 2013.

[56] Yoshitaka Iwaji, Ryoichi Takahata, Takahiro Suzuki, Shigehisa Aoyagi, "Position sensorless control method at zero speed region for permanent magnet synchronous motors using the neutral point voltage of stator windings," in *Proc. of 2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition* (ECCE2014), pp. 4139-4146, Sep. 2014.

[57] Yoshitaka Iwaji, Ryoichi Takahata, Takahiro Suzuki, Masaki Hano, " All-speed-range drive for surface permanent magnet synchronous motors by combined use of two position sensorless methods," in *Proc. of IEEE 5th International Symposium on Sensorless Control for Electrical Drives* (SLED 2014), pp. 1-6, May 2014.

[58] 岩路善尚，青柳滋久，高畑良一，戸張和明，鈴木一平，羽野誠己：「磁気飽和による起電圧を利用した永久磁石同期モータの低速センサレス」，電学論 D，Vol. 134, No. 8, pp. 703-711, 2014 年 8 月

[59] 青柳滋久，岩路善尚，戸張和明，高畑良一，中津川潤之介，鈴木一平，羽野誠己：「磁気飽和による起電圧を利用した永久磁石同期モータの低速センサレス　－数式モデルによる起電圧の検討－」，電学論 D， Vol. 135, No. 1, pp. 65-71, 2015 年 1 月

[60] Yoshitaka Iwaji, Masaki Hano, Naoki Okamoto, Ryoichi Takahata, " Automatic tuning technique for low speed position sensorless method based on block commutation drive," in *Proc. of 2015 IEEE International Electric Machines & Drives Conference* (IEMDC 2015), pp. 872-877, May 2015.

[61] 岩路善尚，鈴木尚礼，高畑良一，青柳滋久：「固定子巻線中性点電位を利用した永久磁石同期モータの低速センサレス制御」，電学論 D, vol. 135, no. 6, pp. 603-610, 2015 年 6 月

[62] Takahiro Suzuki, Yuichi Shimizu, Yoshitaka Iwaji, Ryoichi Takahata, and Shigehisa Aoyagi, “Minimum Current Start-Up Method by Combined Use of Two Position-Sensorless Controls,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 51, no. 4, pp. 3086−3093, Jul./Aug. 2015.

[63] Yoshitaka Iwaji, Ryoichi Takahata, Takahiro Suzuki, Shigehisa Aoyagi, "Position Sensorless Control Method at Zero-Speed Region for Permanent Magnet Synchronous Motors Using the Neutral Point Voltage of Stator Windings," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 52, no. 5, pp. 4020−4028, Sep./Oct. 2016.

[64] 中津川潤之介，岩崎則久，名倉寛和，岩路善尚：「磁気飽和および dq 軸間干渉を考慮した永久磁石同期モータの数式モデルの提案」，電学論 D, vol. 130, no. 11, pp. 1212-1220, 2010 年 11 月

[65] 新口昇，平田勝弘，近藤晃明：「EPS モータの電磁振動による共振特性」，電学論 D, vol. 133, no. 10, pp. 1022-1030, 2013 年 10 月

[66] 原崇文，青柳滋久，安島俊幸，岩路善尚， 吉津力弥：「径方向電磁加振力の電気角 2

次成分に着目した振動低減制御の提案」電学論 D, vol. 135, no. 8, pp. 862-868, 2015 年 8 月

[67] 原崇文，安島俊幸，渡部眞徳，星野勝洋：「電圧型インバータの PWM 方式による分布巻永久磁石同期モータの振動に関する検討」電学論 D, vol. 137, no. 9, pp. 704-712, 2017 年 9 月

[68] Thomas M. Jahns, Wen L. Soong, "Pulsating Torque Minimization Techniques for Permanent Magnet AC Motor Drives -A Review," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 43, no. 2, pp. 321-330, Apr. 1996.

[69] 高畑良一，湧井真一，宮田健治，野間啓二，妹尾正治：「ロータのスキュー効果を用いた集中巻永久磁石同期モータの低振動化に関する一考察」，電学論 D, vol. 132, no. 2, pp. 278-287, 2012 年 2 月

[70] 只野裕吾，秋山岳夫，野村昌克，石田宗秋：「複素ベクトル表現を用いた周期外乱オブザーバに基づく PM モータのトルクリプル抑制制御法」，電学論 D, vol. 132, no. 1, pp. 84-93, 2012 年 1 月

[71] 中尾矩也，戸張和明，杉野友啓，伊藤佳樹，三島光博，前田大輔：「フィードフォワード補償およびオンラインパラメータ推定を用いた永久磁石同期モータのトルク脈動抑制制御」，電学論 D, vol. 141, no. 1, pp. 18-27, 2021 年 1 月

[72] 原崇文，塚越貴哉，谷口峻，安島俊幸：「キャリア波の位相をシフトする同期 PWM 制御による永久磁石同期モータの低振動化」電学論 D, vol. 141, no. 9, pp. 700-708, 2021 年 9 月

[73] 中村建太，藤本博志，藤綱雅已：「トルクメータの帯域を考慮した PM モータのトルクリプル抑制制御法」，電学論 D, vol. 130, no. 11, pp. 1241-1247, 2010 年 11 月

[74] 山口崇，只野裕吾，星伸一：「モデル誤差補正を備えた周期外乱オブザーバによるトルクリプル抑制制御」電学論 D, vol. 134, no. 2, pp. 185-192, 2014 年 2 月

[75] 服部知美，石田宗秋，堀孝正：「フーリエ変換を利用したパラメータ自動調整機能付き繰返し制御による PMSM の振動抑制制御，電学論 D, vol. 121, no. 3, pp. 347-355, 2001 年 2 月

[76] Hung-Chi Chen, and Chih-Kai Huang, “Position Sensorless BDCM Control with Repetitive Position-Dependent Load Torque,” in *Proc. of 2010 IEEE/ASME International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics*, pp. 1064-1069, Jul. 2010.

[77] Sang-Taek Lee, Hee-Jun Kim, Dae-Kyong Kim, and Kwang-Woon Lee, “A Novel Load Variation Compensation Algorithm in a Sensor-less Brushless DC Motor Drive for a Reciprocating Compressor,” in *Proc. of 31st Int'l Telecommunications Energy Conference* (INTELEC 2009), pp. 1-4, Oct. 2009.

[78] Cassio Luciano Baratieri, Humberto Pinheiro, "Speed control for BLDCM driver using repetitive control," in *Proc. of 2011 IEEE International Electric Machines & Drives*

Conference (IEMDC 2011), pp. 176-181, May 2011.

[79] 池防泰裕：「モータの最新技術動向」，シャープ技法，第 82 号，pp. 34-39, 2002 年 4 月

[80] 亀山浩幸，松下元士，池防泰裕：「モータ制御：エアコン用圧縮機制御の高性能化」，シャープ技法，第 94 号，pp. 41-45, 2006 年 8 月

[81] 能登原保夫，岩路善尚，吉田央，佐藤孝行，小倉洋寿：「周期トルク外乱抑制制御の検討」，平成 16 年電気学会産業応用部門大会予稿集，vol. 1, no. 1-57, pp. I-337-I-340, 2004 年 8 月

[82] 能登原保夫，李東昇，岩路善尚，田村正博，月井浩二：「ロータリ圧縮機向け振動抑制制御の検討」，電学論 D, vol. 140, no. 11, pp. 841-847, 2020 年 11 月

[83] 鈴木尚礼，田村建司，奥山敦，能登原保夫，竹本真紹，小笠原悟司：「振動抑制と省エネを両立するバランストルク制御」，電学論 D, vol. 141, no. 7, pp. 574-580, 2021 年 7 月

[84] 福田昭治，今村良太：「PIS 補償器を用いた系統インタフェイスコンバータの電流制御」，電学論 D, vol. 124, no. 1, pp. 131-137, 2004 年 4 月

[85] David M. Berchowitz, and Yong-Rak Kwon, "Multiple Cylinder Free-Piston Stirling Machinery," Journal of Power and Energy Systems, vol. 2, no. 5, pp. 1209-1220, Aug. 2008.

[86] Hyeoung-kook Lee, Gae-young Song, Jung-Sik Park, Eon-pyo Hong, Won-hyun Jung, and Kyeoung-bae Park, " Development of the Linear Compressor for a Household Refrigerator," in *Proc. of International Compressor Engineering Conference*, Paper 1364, pp. 31-38, Jul. 2000.

[87] Zgliczynski Marek, "Linear Compressor Technology for Small Commercial Appliances with Natural Regrigerants," in Proc. 7th Annual ATMOsphere Europe 2016 conference, Apr. 2016.

[88] Kun Liang, " A review of linear compressors for refrigeration," *International Journal of Refrigeration*, no. 84, pp. 253-273, Aug. 2017.

[89] Tae-Won Chun, Jung-Ryol Ahn, Hong-Hee Lee, Heung-Gun Kim, Eui-Cheol Nho, " A Novel Strategy of Efficiency Control for a Linear Compressor System Driven by a PWM Inverter," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 1, pp. 296-301, Jan. 2008.

[90] Joseph Latham, Michael L. McIntyre, and Mohammad Mohebbi, "Sensorless Resonance Tracking and Stroke Control of a Linear Vapor Compressor Via Nonlinear Observers," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 65, no. 5, pp. 3720-3729, Jan. 2018.

[91] Zhengyu Lin, Jiabin Wang, David Howe, "A Resonant Frequency Tracking Technique for Linear Vapor Compressors," in *Proc. of 2007 IEEE International Electric Machines & Drives Conference* (IEMDC 2007), pp. 370-375, May 2007.

[92] Zhengyu Lin, Jiabin Wang, David Howe, "A Learning Feed-Forward Current Controller for Linear Reciprocating Vapor Compressors," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 8, pp. 3383-3390, Aug. 2018.

[93] Sorin-Cristian Agarlita, Lucian Nicolae Tutelea, Ion Boldea, " Modelling and control of a springless resonant linear permanent magnet oscillomotor," *IET Electr. Power Appl.*, vol. 7, Iss. 2, pp. 150-158, Feb. 2013.

[94] Kenichi Iizuka, Hideo Uzuhashi, Minoru Kano, Tsunehiro Endo, and Katuo Mohri, “Microcomputer Control for Sensorless Brushless Motor,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-21, no. 4, pp. 595−601, May/Jun. 1985.

[95] Rusong Wu and Gordon R. Slemon, “A Permanent Magnet Motor Drive Without a Shaft Sensor,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 27, no. 5, pp. 1005−1011, Sep./Oct. 1991.

[96] Kwang-Woon Lee, Dae-Kyong Kim, Byung-Taek Kim, and Byung-Il Kwn, “A Novel Starting Method of the Surface Permanent-Magnet BLDC Motors Without Position Sensor for Reciprocating Compressor, ” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 44, no. 1, pp. 85−92, Jan./Feb. 2008.

[97] Nobuyuki Matsui and Masakane Shigyo, “Brushless DC motor control without position and speed sensors,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 28, pp. 120−127, Jan./Feb. 1992.

[98] G. H. Jang, J. H. Park, and J. H. Chang, “Position detection and start-up algorithm of a rotor in a sensorless BLDC mtoor utilizing inductance variation,” *IEE Proc. - Electric Power Applications*, vol. 149, no. 2, pp. 137−143, Mar. 2002.

[99] M. Schroedl, “An improved position estimation for sensorless controller permanent magnet synchronous motor,” in *Proc. EPE Conf.*, pp. 418−423, 1991.

[100] Wook-Jin Lee and Seung-Ki Sul, “A New Starting Method of BLDC Motors Without Position Sensor,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 42, no. 6, pp. 1532−1538, Nov./Dec. 2006.

[101] K. Sakamoto, Y. Iwaji, T. Endo, and Y. Takakura, “Position and Speed Sensorless Control for PMSM Drive Using Direct Position Error Estimation,” in *Proc. of 27th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society* (IECON 2001), vol.3, pp.1680-1685, Nov. 2001.

[102] K. Sakamoto, Y. Iwaji, D. Kaneko, T. Takeuchi, T. Endo, and A. Kawamura, “Adaptive back EMF parameter adjustment of simplified vector control for position sensorless permanent magnet synchronous motors,” in *Proc. of 13th International Power Electronics and Motion Control Conference* (EPE-PEMC 2008), pp. 924−931, Sep. 2008.

[103] 坂本潔，岩路善尚，遠藤常博：「家電機器向け位置センサレス永久磁石電動機の簡易ベクトル制御」，電学論 D, vol. 128, no. 11, pp. 1133-1140, 2004 年 11 月

[104] 戸張和明，遠藤常博，岩路善尚，伊藤佳樹：「高速用永久磁石同期モータの新ベクトル制御方式の検討」，電学論 D，vol. 129, no. 1, pp. 36-45, 2009 年 1 月

[105] Takahiro Suzuki, Kazuaki Tobari, Kiyoshi Sakamoto, Tsunehiro Endo, and Akira Yamazaki, "Position and Current Sensorless Control of Permanent Magnet Synchronous Motors for Washing Machines," in *Proc. of 16th International Conference on Electrical Machines and Systems* (ICEMS2006), Paper LS1A-3, Nov. 2006.

[106] Yen-Shin Lai, Ko-Yen Lee, Jing-Hong Tseng, Yen-Chang Chen, and Tse-Liang Hsiao,

“Efficiency Comparison of PWM-Controlled and PAM-Controlled Sensorless BLDCM Drives for Refrigerator Applications,” in *Proc. of IEEE Industry Applications Society Annual Meeting* (IAS '07), pp. 268-273, Sep. 2007.

[107] Hiroshi. Murakami, Yukio Honda, Hiroyuki Kiriyama, Shigeo Morimoto, and Yoji Takeda, “The Performance Comparison of SPMSM, IPMSM and SynRM in Use as Air-Conditioning Compressor,” in *Proc. of IEEE Industry Applications Society Annual Meeting* (IAS '99), pp. 840-845, Oct. 1999.

[108] 青山康明, 岩路善尚 :「磁石量削減高応答リニアモータの開発」, 電学論 D, vol. 133, no. 9, pp. 894-901, 2013 年 9 月

[109] 青山康明，長谷川祐，佐々木正貴，中津川潤之介，岩路善尚，小村昭義 :「高生産性・省資源を実現する高加速リニアモータの開発」，電学論 D，vol. 137, no. 4, pp. 295-301, 2017 年 4 月

[110] Yu Hasegawa, and Yasuaki Aoyama, "Development of High-Acceleration Linear Motor System using the Transient Loss Evaluation," in *Proc. of International Symposium on Linear Drives for Industry Applications* (LDIA 2017), LM-8, Sep. 2017.

研究業績

学術論文誌

（1）鈴木尚礼，田村建司，奥山敦，能登原保夫，竹本真紹，小笠原悟司：「振動抑制と省エネを両立するバランストルク制御」，電学論 D，Vol. 141, No. 7, pp. 574-580, 2021 年 7 月

（2）**Takahiro Suzuki**, Yuichi Shimizu, Yoshitaka Iwaji, Ryoichi Takahata, and Shigehisa Aoyagi, "Minimum Current Start-Up Method by Combined Use of Two Position-Sensorless Controls," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 51, no. 4, pp. 3086-3093, Jul./Aug. 2015.

国際会議（査読付き）

（1）**Takahiro Suzuki**, Masaki Koyama, Syuhei Nagata, Wataru Hatsuse, Masatsugu Takemoto, and Satoshi Ogasawara, "Resonant Frequency Tracking Control for a Linear Compressor with Assist Springs," in *Proc. of IEEE Energy Conversion Congress and Exposition* (ECCE2020), pp. 3016-3021, Oct. 2020.

（2）**Takahiro Suzuki**, Masaki Koyama, Syuhei Nagata, Wataru Hatsuse, Masatsugu Takemoto, and Satoshi Ogasawara, "Position Sensor-less Resonant Frequency Estimation Method for a Linear Compressor with Assist Springs," in *Proc. of IEEE International Conference on Electrical Machines* (ICEM2020), pp. 1206-1212, Aug. 2020.

（3）**Takahiro Suzuki**, and Yuichi Shimizu, "Pulsating Torque Control with Voltage Suppression Period for Position-Dependent Load Torque Applications," in *Proc. of IEEE Energy Conversion Congress and Exposition* (ECCE2014), pp. 5836-5843, Sep. 2014.

（4）**Takahiro Suzuki**, Yoshitaka Iwaji, Shigehisa Aoyagi, Yuichi Shimizu, and Ryoichi Takahata, "Energy Saving Start-Up Method by Combined Use of Two Position Sensorless Controls," in *Proc. of IEEE Energy Conversion Congress and Exposition* (ECCE2013), pp. 3134-3139, Sep. 2013.

（5）**Takahiro Suzuki**, Yasuo Notohara, Yuichi Shimizu, and Yoshitaka Iwaji, "Sensorless Vector Control Suitable for Position-Dependent Load Torque Applications," in *Proc. of IEEE Energy Conversion Congress and Exposition* (ECCE2013), pp. 3815-3820, Sep. 2013.

（6）**Takahiro Suzuki**, Kazuaki Tobari, Kiyoshi Sakamoto, Tsunehiro Endo, and Akira Yamazaki, "Position and Current Sensorless Control of Permanent Magnet Synchronous Motors for Washing Machines," in *Proc. of 16th International Conference on Electrical Machines and Systems* (ICEMS2006), Paper LS1A-3, Nov. 2006.

国内会議

（1） 鈴木尚礼，戸張和明，坂本潔，遠藤常博，岩路善尚，山崎明：「位置・電流センサレス

駆動永久磁石同期モータの洗濯乾燥機への適用」, 平成 17 年電気学会産業応用部門大会講演論文集, Vol. 1, No. 1-55, pp. 245-246, 2005 年 8 月

謝辞

本論文を纏めるにあたり，終始並々ならぬご指導とお導きを頂きました岡山大学大学院 自然科学研究科 教授 竹本真紹先生と北海道大学大学院 情報科学研究科 教授 小笠原悟司先生に心から感謝を申し上げます。竹本先生には博士課程入学前から色々とご相談をさせて頂くと共に，竹本先生が岡山大学大学院に移られた後も継続してひとかたならぬご指導やご助言を承りました。小笠原先生には予定よりも在学期間が延びてしまった際にも親身に激励を頂くと共に，継続的なご指導と論文執筆に関わるご支援を承りました。お二人の先生方に，厚く御礼申し上げます。

本論文の審査に加わって頂きました北海道大学大学院 情報科学研究院 教授 北裕幸先生，同教授 五十嵐一先生には，貴重なご意見とご指導を賜りました。心より感謝申し上げます。

本研究の大部分は，株式会社日立製作所 研究開発グループでの業務の一環として行ったものであり，長きに渡り，ご指導やご協力を頂いた方々など，関係して頂いた全ての方々に深く感謝を申し上げます。特に，元ドライブシステム制御研究部 主管研究員 岩路善尚博士，産業機器システム研究部 主任研究員 小山昌喜氏，元株式会社日立アプライアンス 清水裕一氏，日立ジョンソンコントロールズ空調株式会社 主任技師 田村建司氏は，本研究の共同研究者として，多大な貢献をして頂きました。心より御礼を申し上げます。

学位取得に向けて後押しをして頂くと共に，学位取得の機会や博士号取得支援制度への適用をお認め頂いた元機械イノベーションセンタ センタ長 大曽根靖夫博士，元生活家電研究部 部長 久保田淳氏，生活システム研究部 部長 小松智弘氏，並びに継続してご支援を頂いたテクノロジーイノベーション統括本部 シニアプロジェクトマネージャ 川股幸博博士，電動化イノベーションセンタ センタ長 山岡士朗博士，産業機器システム研究部 部長 橋本貴之博士，元日立ジョンソンコントロールズ空調 COE 第三部 部長 北山亨氏の各位に感謝を申し上げます。また，在学中に多くの支援をして頂いた，元ドライブシステム制御研究部 制御 D1 ユニットおよび産業機器システム研究部 電動 I3 ユニットの皆さんに感謝を申し上げます。

在学中，北海道大学大学院 情報科学研究科 助教 折川幸司先生をはじめ，電気エネルギー変換研究室の皆様，事務補助の村上永恵氏には大変お世話になりました。中間報告会や諸手続きなど多くの機会においてご支援をして頂き，お陰様で普段は遠方に居ながら無事に博士課程を修了することができました。感謝を申し上げます。

最後に，良き理解者でいつも身近で応援してくれた家族に深い感謝の意を表して謝辞と致します。