

# 学位論文

## PMSM をボールねじと一体とした アクチュエータ駆動システムの 高精度位置決めに関する研究

主査：百目鬼 英雄 教授

副査： 中川 聡子 教授

和多田 雅哉 教授

鈴木 憲吏 准教授

東京都市大学大学院 工学研究科

電気電子工学専攻 電気機器工学

1691301 野口 俊介

# PMSM をボールねじと一体としたアクチュエータ駆動システムの 高精度位置決めに関する研究

## 目次

### 第1章 序論

1.1 研究背景	1
1.1.1 打ち上げロケット姿勢制御法	1
1.1.2 TVCにおけるアクチュエータ構成	2
1.2 ボールねじアクチュエータ適用時の課題点	8
1.2.1 ボールねじアクチュエータ機構が持つ課題	8
1.2.2 電動機・アクチュエータ特性	9
1.2.3 位置センサ特性	9
1.2.4 機械要素の特性	10
1.2.5 制御機器の特性	12
1.2.6 外乱による制御特性	12
1.3 本論文の研究目的	13
1.3.1 研究目的	13
1.3.2 検討する内容	14
1.4 本論文の構成	16
1.5 参考文献	17

### 第2章 アクチュエータ用電動機の各種駆動法

2.1 緒言	18
2.2 PMSM と BLDCM の違い	19
2.2.1 通電波形による違い	19
2.2.2 方形波駆動の得失	23
2.2.3 10極12スロット構造のBLDCモータの特徴	24
2.3 通電角延長による特性の改善	25
2.3.1 通電角延長の手法	25
2.3.2 効率・損失特性	36
2.3.3 振動特性	54
2.3.4 騒音特性	63
2.4 結線の違いによる特性への影響	69
2.4.1 Y結線モータと△結線モータ	69
2.4.2 効率・損失特性	70

2.4.3	振動・騒音特性	72
2.5	二重巻線モータによる冗長性の確保	81
2.5.1	二重巻線モータにおける冗長性確保の背景	81
2.5.2	二重巻線モータ駆動に必要な機器	82
2.5.3	二重巻線モータの駆動特性	85
2.6	結言	92
2.7	参考文献	94
第3章	ボールねじ位置決め機構の高精度化	
3.1	緒言	96
3.2	位置決め機構のシステム・機器構成	96
3.3	ボールねじの機械特性	101
3.3.1	摩擦特性および剛性特性	101
3.3.2	2慣性系によるボールねじ系のモデリング	105
3.4	位置センサの特性	110
3.4.1	位置センサの種類	110
3.4.2	位置センサの分解能	113
3.5	位置センサによる制御精度への影響	114
3.5.1	速度制御への影響	114
3.5.2	位置制御への影響	117
3.6	結言	122
3.7	参考文献	123
第4章	ボールねじ機構におけるロバスト性を持った位置決めシステムの構築	
4.1	緒言	124
4.2	位置決めシステム全体の応答	124
4.2.1	従来PIシステムによる応答	124
4.2.2	従来PIシステムにおける問題点	125
4.3	速度制御系の改善	127
4.3.1	PI制御とI-P制御	127
4.3.2	可変ゲインによる制御系の連続変化	129
4.3.3	実機およびシミュレーションによる検証	132
4.4	位置制御系の改善	135
4.4.1	位置P制御とFF制御	135
4.4.2	実機およびシミュレーションによる検証	136
4.5	両制御手法適用による改善効果検証	139

4.6	外乱オブザーバによる外乱抑圧システムの構築	144
4.6.1	2 慣性系による外乱オブザーバ構成	144
4.6.2	外乱オブザーバによる外乱抑圧効果の確認	147
4.7	結言	161
4.8	参考文献	162
第5章	結論	
5.1	本研究の成果	164
5.2	今後の展望	168
	学術論文・発表論文	170
	謝辞	172



# 第 1 章

## 序論

### 1.1 研究背景

#### 1.1.1 打ち上げロケット姿勢制御法

ボールねじをサーボモータで駆動する直動機構は，例えば産業用ロボットや精密加工機，電動パワーステアリング(EPS)をはじめとする産業界においてリニアアクチュエータとして幅広く用いられている。その中でも特に大きな出力・大推力を必要とするものに打ち上げロケットの推力方向制御(TVC)に用いられるアクチュエータがある。

打ち上げロケット用の推力方向制御・推力偏向の方法としては数多くの種類が存在するが，近年使われている方法としては主に次の 3 種類が挙げられる。

- ①エンジン全体をジンバル機構で傾ける方法
- ②エンジンの出力ノズルをアクチュエータで傾ける
- ③ノズル内に液体を噴射する

①については液体ロケット，特に大型の打ち上げ機において主流となっている方式であり，固体ロケットや小型ロケットでは用いられている事例はほとんど見られない。

②については現在の固体ロケット，ないしこれを用いた小型ロケットで最も主流となっている方式であり，適用するアクチュエータを含め改良が現在も行われている。

③についてはノズルを傾ける方式が一般的になる前に用いられており，過去の方式とまではいかないものの，現在では採用例が少ないものである。

特にアクチュエータの性能が大きく影響する推力方向制御方式は②エンジンの出力ノズルをアクチュエータで傾ける方式であり，本論文においてはこの方式を対象とする。

## 1.1.2 TVC におけるアクチュエータ構成

TVC で用いられるアクチュエータはリニアアクチュエータであり，これに供されるアクチュエータとしては主に油圧アクチュエータと電動アクチュエータの2つが用いられている。

このアクチュエータにはエンジンの推力規模がおおよそ 4000kN のロケットで最大でおおよそ 400kN の制御のための推力を必要とし，大推力を要求としている。従来より比較的容易に大推力を得られる油圧アクチュエータがこの用途として多く用いられてきたが，近年では電動アクチュエータの性能向上が著しく，2000kN 規模のエンジン推力を持ち最大で制御に必要な推力がおおよそ 200kN 程度のロケットのアクチュエータまで電動化が進んでいる。[1]

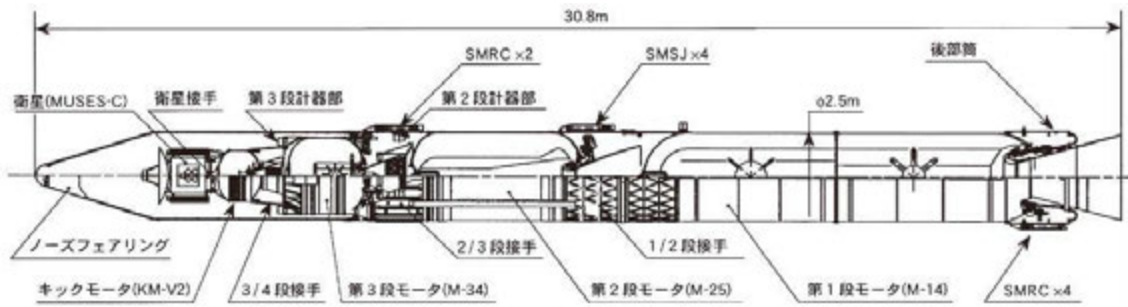
固体ロケットの構成としては，図 1.1 に示す通り一般的に 3 段で構成されているものが多い。これまでにわが国で打ち上げられた小型の固体ロケットにおける実例としては，宇宙科学研究所(ISAS)ないしその後継機関である宇宙航空研究開発機構(JAXA)が打ち上げたミューロケットやイプシロンロケットがある。これらで用いられている推力偏向制御手法について，表 1.1 にまとめる。ただし表中 N/A となっている項目は，明らかとなっていないパラメータである。

表 1.1 から分かる通り，電動アクチュエータは主としてロケットの 2 段目・3 段目で 1 段目に比べて比較的推力の小さいエンジンの推力方向制御に用いられている。もっとも最近に開発・運用されているイプシロンロケットにおいては，1 段目の TVC に電動アクチュエータが使用されている。ただしイプシロンの 1 段目は SRB-A を適用しており，これは基幹ロケット H-IIA の補助ブースターとして開発が進められてきたものである。イプシロンロケットでは 1 段目についてはコストを重視した設計として，SRB-A を適用して M-V における 1 段と 2 段を統合した位置づけとなっている。ゆえに純粋な小型固体ロケット用の TVC としては中段以降の規模のものが電動化の主な対象となっているといえる。

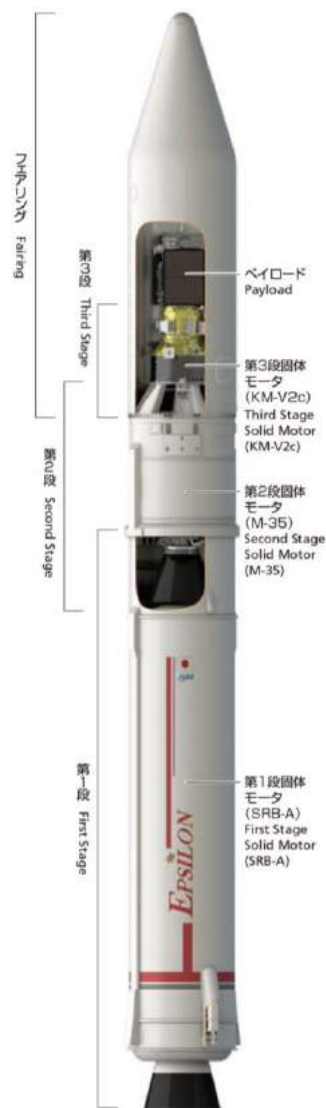
なお電動アクチュエータを使用した M-25MNTVC ではアクチュエータの総重量がおおよそ 600kg であり，前世代の M-24LITVC に比べ重量に関する言及はないものの，構造や運用整備の簡素化により実機コストの低減並びに運用コストの低減が図られている旨の記載がある。[1]

表 1.1 固体ロケットにおける推力偏向制御の事例[1],[2],[4],[6],[7]

ロケット		形式名	方式	エンジン最大推力	最大横方向推力	モータ定格(推力)
M-V (1~4号機)	第1段	M-14 MNTVC	可動ノズル・油圧	3712kN	323.4kN	不使用
	第2段	M-24 LITVC	噴射体噴射	1245kN	79.4kN	不使用
	第3段	M-34 MNTVC	可動ノズル・電動	345kN	6.02kN	DC28V-40A (9.38kN)
M-V (5~8号機)	第1段	M-14 MNTVC	可動ノズル・油圧	3712kN	323.4kN	不使用
	第2段	M-25 MNTVC	可動ノズル・電動	1636kN	142.6kN	DC280V-105A (80kN以上)
	第3段	M-34 MNTVC	可動ノズル・電動	345kN	6.02kN	DC28V-40A (9.38kN)
イプシロン	第1段	SRB-A	可動ノズル・電動	2350kN	N/A	N/A 【出力電力規模は300V-150Aクラス】
	第2段	M-34c	可動ノズル・電動	445kN	N/A	N/A
	第3段	KM-V2b	スピン方式	99.6kN	N/A	N/A



(a)M-V ロケット 5号機以降[1]



(b)イプシロンロケット[3]

図 1.1 固体ロケットの一般的な構成

表 1.1 で示した実例において使用されている TVC の電動アクチュエータには、それぞれの推力規模や大きさによって異なる構造があるものの、主となる直動機構としては一貫してボールねじが使用されている。特に M-V ロケット(5~8号機)における 2 段目・3 段目 TVC 用の M-25MNTVC および M-34MNTVC を例にとると、電動アクチュエータ周辺における構造は図 1.2 に示す通り、以下のもの

- ・ ブラシレス DC モータ …………… 電動機
- ・ レゾルバ …………… 位置センサ
- ・ ボールねじ …………… 機械要素(ボールねじ・カップリング)
- ・ 減速ギヤ(M-25MNTVC のみ) …………… 機械要素
- ・ ポテンショメータ …………… 位置センサ
- ・ サーボアンプ(インバータ) …………… 制御機器

どちらのアクチュエータも、サーボアンプから駆動指令を受けてブラシレスモータを回転させ、電動機出力軸とカップリングで締結されたねじ軸が回転し、直線のストロークとして運動に変換される。ボールねじを用いることで機械効率が高く、また容易に高減速比が得られることから直動機構として利用される。ブラシレス DC モータをサーボモータとして使用するための位置センサとしてレゾルバが使用されており、回転子位置情報をサーボアンプに返している。ポテンショメータはリニア位置センサであり、ストローク量の検出および偏向角の補償用に用いられており、これらもサーボアンプに情報が返されている。

M-25MNTVC については、電動機出力軸とねじ軸の間に減速ギヤを介している。これによってボールねじ単独の場合に比べより高い減速比を得ることが可能となり、電動機の小型化に寄与することとなる。しかしながら減速ギヤによるバックラッシュの問題が新たに生じる点や、電動機出力軸とねじ軸を直結して剛性を高めることはギヤを介する構造上不可能となる。図 1.3 に減速ギヤを併用した M-25MNTVC の機器構成の模式図を示す。

これら 2 つのアクチュエータの制御帯域及び偏向角誤差、すなわち制御精度は表 1.2 の通りである。TVC 用の電動アクチュエータシステムとしての制御帯域は 1Hz~4Hz であり、5Hz 以下の遅い帯域であることが分かる。

表 1.2 TVC 用アクチュエータの制御帯域及び制御精度[1]

アクチュエータ形式	制御帯域	偏向角誤差
M-25MNTVC	4Hz 以上	$\pm 0.1\text{deg}$
M-34MNTVC	1Hz 以上	$\pm 0.04\text{deg}$

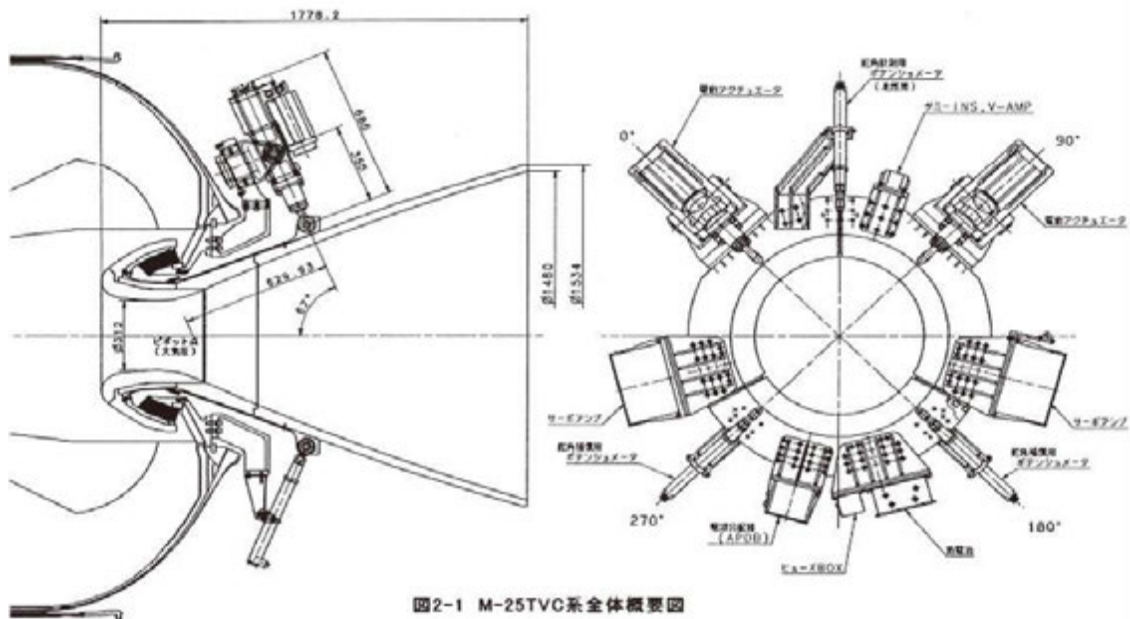
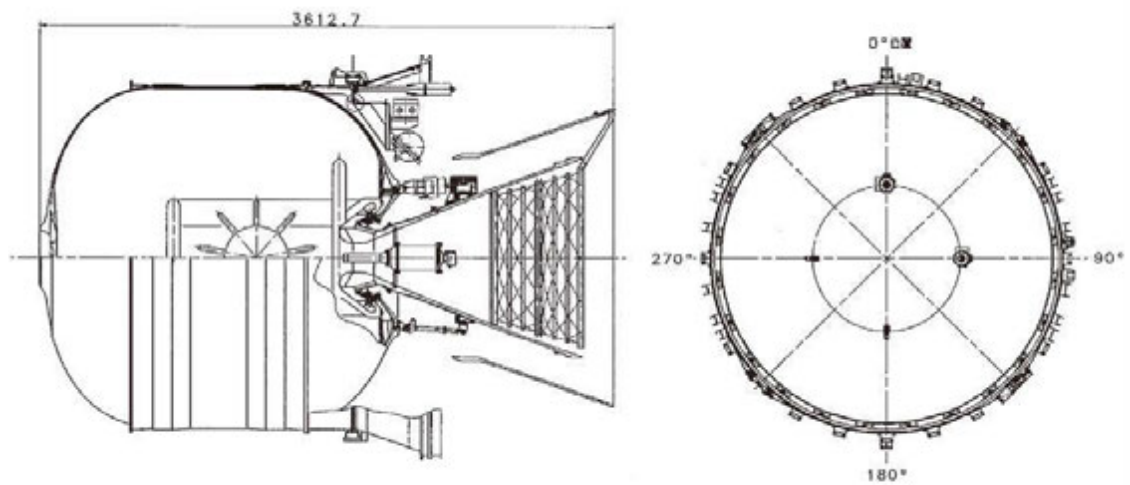


図2-1 M-25TVC系全体概要図

(a)M-25MNTVC[1]



(b)M-34MNTVC[1]

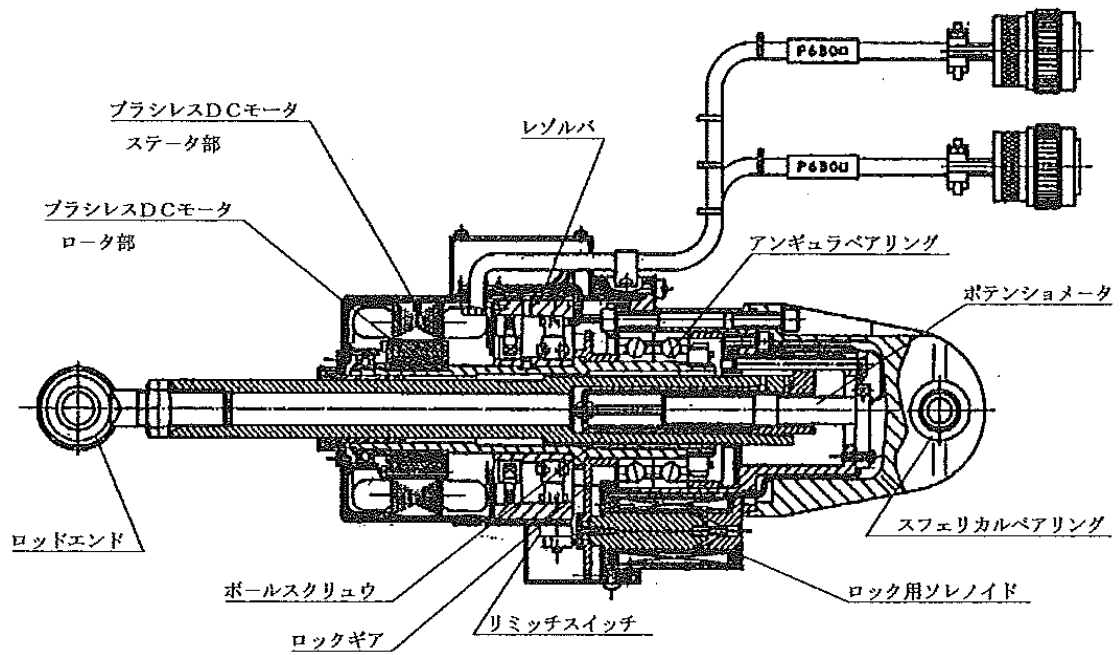


図15 M-34MNTVC 装置アクチュエータ

(c)M-34MNTVC アクチュエータ詳細図[2]

図 1.2 TVC 用の電動アクチュエータ構成図

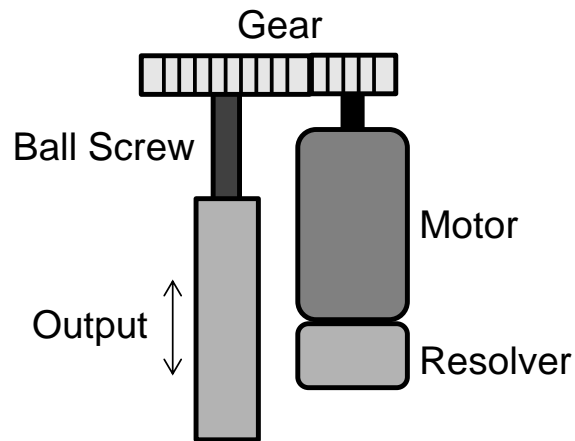


図 1.3 M-25MNTVC の電動アクチュエータ模式図

## 1.2 ボールねじアクチュエータ適用時の課題点

### 1.2.1 ボールねじアクチュエータ機構が持つ課題

1.1.2 節で M-V ロケットで使用されている TVC アクチュエータの実例を示し、ボールねじアクチュエータで用いられている要素機構について提示した。

1.1.2 節において述べたボールねじアクチュエータを構成する要素をまとめると、次の 4 種類に集約される。

- ・ 電動機
- ・ 位置センサ
- ・ 機械要素
- ・ 制御機器

これらの要素は図 1.4 に示すようなシステムで接続され、アクチュエータとして構成されていることが一般的である。

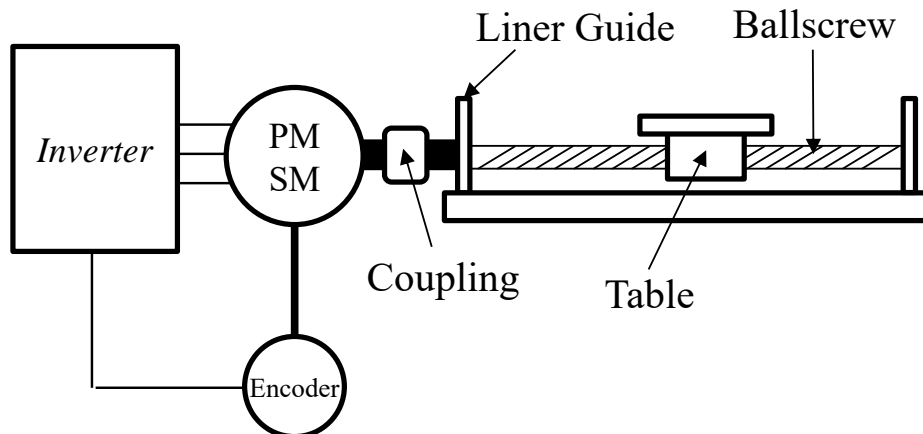


図 1.4 ボールねじアクチュエータにおける一般的な構成

ここで、図 1.4 中のそれぞれの要素は上記の分類に当てはめると、PMSM は電動機、エンコーダは位置センサ、インバータは制御機器、ボールねじ・リニアガイド・カップリングは機械要素となる。

それぞれの要素において、アクチュエータとして利用するためには要求されることが現れる。電動機については、サーボ用途として高出力・大トルク・低振動のモータである必要が、位置センサについては分解能とリニアセンサの有無について、機械要素については剛性や摩擦について、制御機器については容量やサーボソフトウェアについて要求される。



## 1.2.2 電動機・アクチュエータ特性

特に大推力を必要とするサーボアクチュエータで用いられる電動機に必要な特性としては、高出力でかつ大トルクであること、並びにモータ駆動によって発生する振動が外乱として制御対象に加わらないように低振動なトルク特性が求められる。

1.1 節で示した実例における TVC 用のアクチュエータとしては、10kN から 80kN の推力を発生させるために 1kW 級 (DC28V-40A) から 30kW 級 (DC280V-105A) のブラシレス DC モータが使用されている。30kW 級のものは固体ロケットとしては大きい部類に入るが、それよりも小さい小型の固体ロケットでは大きいもので推力にしておよそ 30kN 級のものが必要とされる。この 30kN 級の推力発生のためにはトルクにしておよそ 100Nm 程度必要であり、出力規模としては 10kW 級で DC100V-100A 程度の電動機が要求される。

またアクチュエータ用の電動機として、自動車や航空機など輸送機器に使用されるものに関しては近年故障に対する耐性が求められている。特に TVC 用途としては、動作中の故障によって推力偏向が正常に行えなくなるとロケットの打ち上げが不可能となる上に、危険な状況が発生してしまうことも考え得る。したがって、電動機そのものに故障に対する耐性を持たせる必要性があり、また一部に故障が発生しても引き続き最低限の運転が継続できる冗長性を持たせることが必要となる。

## 1.2.3 位置センサ特性

ブラシレス DC モータを用いてサーボ運転を行う際には、電動機の回転子位置を正しく把握し、サーボコントローラに返す必要がある。また制御方式による差異はあるものの、制御対象物の状況を把握するための何らかのセンサは必要であり、この値もサーボアンプに返す必要がある。

1.1 節における実例では、回転機の位置センサにレゾルバを、制御対象物(ノズル)にポテンショメータ(リニアセンサ)を使用しており、2つの位置センサを併用する方式となっている。一般産業用のアクチュエータでは回転機の位置センサで制御対象物のセンサを兼ねることが多く、センサの個数によりシステムの複雑化やコスト増の問題が生じるため、アクチュエータの目的により適切に選択しなければならない。

また、位置センサの分解能によって位置並びに速度の検出精度が大きく影響される問題がある。これに付随してシステム内の推定系への影響も無視できるものではなく、結果として位置決めシステム全体の精度が大きく落ち込む

ことが問題となることから、要求される位置決め精度に応じて適切な分解能の位置センサが必要とされる。

## 1.2.4 機械要素の特性

1.1 節・1.2 節で示したアクチュエータ要素の中で、重要な要素となるのがボールねじをはじめとする機械要素である。回転機を用いたリニアアクチュエータでは回転-直動の変換のために必ずボールねじをはじめとする機構が必要であり、回転機と直動機構の接続のためにはカップリング等の締結機構も必要となる。1.1 節の実例のように、必要に応じて回転機と直動機構の間に減速機を設けることもある。

特に直動機構にボールねじを用いることで、回転力を高い機械効率で直動推力に変換、容易に伝達することができ、またリードピッチの選び方によって容易に高減速比を得ることが可能である。

しかしながら、ボールねじやカップリングによる締結に起因する機械的な特性によって、位置決めシステムに悪影響を及ぼすことも知られている。その大きな要因はボールねじの摩擦特性と剛性特性によるものである。

ボールねじは、ねじ軸とナット内のボールが転がることによって動力を伝達するものであり、転がり摩擦はすべり摩擦に比べて一般的に小さいため効率の高い直動変換を行うことが出来る。しかしすべり摩擦に比べて転がり摩擦は小さいだけであり、特に移動と停止を繰り返す直動位置決め機構において転がり摩擦の影響は無視できず、位置制御精度へ影響を与えることが容易に想像できる。また転がり摩擦は図 1.5 に示すモデル概要のように非線形特性を持つ摩擦特性であり、静止摩擦、ストライベック効果、クーロン摩擦、粘性摩擦の 4 要素が複合したものとなっているため、この転がり摩擦を考慮するためには、単純な線形摩擦モデルでは不十分であり、適切な摩擦モデルを用いて再現を行う必要が生じる。

またボールねじは回転-直動の変換を行う役割を持っているが、ねじ軸自体が回転する慣性体でもあり、金属の円柱状の物体でもあるため、アクチュエータ全体として機械的な剛性という問題点が生ずる。ねじ軸のみならず、ナット及びねじ軸を支持する軸受、ねじ軸と電動機を締結するカップリングについても全体の剛性に影響する。

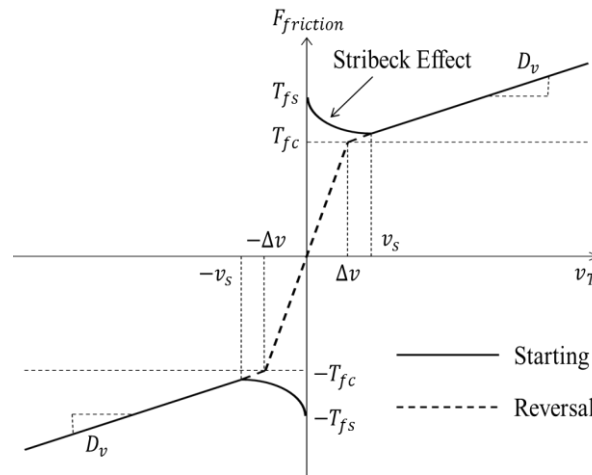


図 1.5 ボールねじ摩擦モデルの概要

剛性は力の方向に応じて 2 種類に分類され、ボールねじの送り方向に関する剛性は軸方向剛性として、回転方向に関する剛性はねじり剛性として分類される。軸方向剛性は外力に対するナットの変位で定義され、ねじ軸の軸方向剛性、ナットの軸方向剛性、支持軸受の軸方向剛性の 3 つから定義される。軸方向剛性を  $K_t$ 、ねじ軸、ナット、支持軸受それぞれの軸方向剛性を  $K_s$ 、 $K_n$ 、 $K_b$  とすると、 $K_t$  は(1.1)式で示される。[5]

$$\frac{1}{K_t} = \frac{1}{K_s} + \frac{1}{K_n} + \frac{1}{K_b} \quad (1.1)$$

したがって軸方向剛性についてはねじ軸及びナット、支持軸受の軸方向の個別の剛性値に影響され、最も剛性値の低い機構による影響を受けやすいことが分かる。

またねじり剛性は、ねじ軸のねじり振動に対する影響に影響し、ねじ軸のねじり剛性とカップリングのねじり剛性によって定義される。ねじり剛性を  $K_g$ 、ねじ軸及びカップリングのねじり剛性をそれぞれ  $K_c$ 、 $K_{gb}$  とすると、 $K_g$  は(1.2)式で示される。[5]

$$\frac{1}{K_g} = \frac{1}{K_c} + \frac{1}{K_{gb}} \quad (1.2)$$

したがってねじり剛性は、ねじ軸そのもののねじり剛性値とカップリングのねじり剛性値に影響され、一般にはカップリングによる影響の方が大きい。

これら剛性値はボールねじにおける振動特性に大きく影響を及ぼす要因であ

り、ゆえに精密な位置決めのためには機械要素における振動を起こしづらく、極力簡単な機械構成にする必要、ないし起きる振動を何らかの形で抑制できる位置決めシステムとする必要がある。

なお、1.1 節で示した実例においては、減速ギヤを併用した構造が存在する。減速ギヤによりボールねじ単独の場合に比べ減速比はより高くとることが出来るものの、ギヤ構造特有のバックラッシの問題があり、精密位置決めの際には新たに問題となる。またギヤ構造の追加によりアクチュエータそのものの体格が大きくなり、アクチュエータそのものの小型軽量化を実現しようとする場合には問題となる。

### 1.2.5 制御機器の特性

サーボシステムを構築するためには、電動機の外に電動機を適切に制御するためのサーボアンプが必要となる。サーボアンプにはハード的な要素とソフト的な要素があり、両面とも要求仕様に合致した性能にしなければならない。

ハード的な面では、特にブラシレス DC モータを含む AC モータでは電力変換の機能を持つインバータが必ず必要となる。インバータは駆動する電動機の出力に対して十分な出力容量を持ったものを選定しなければサーボ運転は出来ないため、1.2.2 節で要求されているモータ仕様では 100V-200A 程度の出力が確保できるインバータを選定しなければならない。

ソフト的な面では、サーボシステムにおいて近年一般的となっているソフトウェアサーボの制御による位置決め応答、速度応答、電流応答などの特性を要求仕様に合致するように構築しなければならない。またサーボとしては制御対象物に対して加わる外乱の影響を受けないシステムが望まれており、外乱に対する補償方法の適用・非適用ならびに適する手法について検討する必要がある。

### 1.2.6 外乱による制御特性

これまでの節で触れたように、ボールねじアクチュエータには様々な要素が存在し、それらが制御性を低下させることもあることが分かる。特に TVC 用途では非常に強い外力を受けている状況下でノズルの方向を制御する必要があり、これはサーボ機構から見れば非常に大きい外乱に他ならない。またボールねじ機構そのものも、剛性に起因する振動やボールねじ特有の非線形摩擦によって指令通りの移動が阻害される要因となり得るため、これらも外乱としてみなすことが出来る。特に精密な位置決めをする際には、外乱による影響は非常に大

きく、精密サーボシステム構築のためには外乱の影響を受けない、もしくは外乱による影響を最小限にする抑圧システムの構築が不可欠となる。したがって、外乱となり得る要因が極力小さい機器構成を用いることと、外乱オブザーバをはじめとするソフト的な外乱抑圧システムの構築が、外乱に対する対策として求められる。

## 1.3 本論文の研究目的

### 1.3.1 研究目的

前節までに大出力の直動アクチュエータにおける実例と実例における構成、及びそれらの問題点・課題点について述べた。その中で本論文では、小型の打ち上げロケット用のサーボ機構(TVC 機構)に着目をし、その上で大出力用途におけるボールねじ精密位置決めアクチュエータシステムの構築をすることを目的とする。提案するアクチュエータシステムの応用用途は、着目している小型打ち上げロケット用の TVC 機構の他、大型車用の電動パワーステアリング(EPS)といった大推力を必要とするアクチュエータとなる。目的の達成のためには 1.2 節で挙げた課題を解決する必要がある、課題に対してそれぞれ解決策を示し、その効果について検証を行うことを小目的とする。

提案するアクチュエータシステムの要求仕様は、1.2 節における実例と検討した内容のとおり、推力が 30kN、電動機出力にして 10kW 相当で、かつ位置決め制御帯域が 4Hz である。

この要求を満たすアクチュエータシステムとして、図 1.6 の概略図に示すような電動機回転子とねじ軸を一体とした軸構造のボールねじシステムを提案し、この機構において目的及び要求を満たすシステムを構築する。

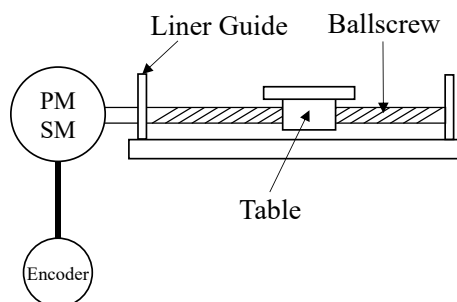


図 1.6 提案するボールねじシステムの概略図

電動機回転子とボールねじのねじ軸を一体とした構造にすることで、カップリングを不要とする構造となることから、課題で挙げられた機械要素、特にボールねじにおける剛性を大幅に上げることが出来ること、並びに機械要素の簡素化による信頼性向上が見込まれることから、採用するものである。

電動機については出力が DC100V-100A 級、トルクが 100Nm のブラシレス DC モータを使用し、多重巻線構造によって冗長性を持たせたものとしている。また通電方式の工夫により高効率化・低振動化を図るものとする。

制御機器については電動機出力を十分に得られる容量のインバータ (DC100V-200A 級)を使用し、ソフトウェアサーボとして制御系に関する検討、及び外乱抑圧システムについて検討するものとする。

### 1.3.2 検討する内容

回転子とねじ軸を一体としたボールねじアクチュエータについて、1.2 節で挙げた課題点に対し、解決のための手法を提案し、実機もしくはシミュレーションにおいてその効果を検討する。

検討する内容としては大きく 2 つに分かれており、電動機駆動に関する内容と位置決め制御システムに関する内容の 2 種類となる。

電動機駆動に関する内容としては、以下の 2 点を達成するための検討を行う。

- ①サーボモータ用途として高トルク・低振動かつ高効率な駆動特性を得る
- ②故障耐性・冗長性を持つ電動機システムを構築する

①については、モータに与える通電波形を変えることによる効率・損失・トルク・騒音特性の検証、並びにモータの結線を変更することによる低振動化の検証によって検討する。

②については、多重巻線モータをそれぞれ個別のインバータ(ただし単一のコントローラで制御)で駆動させることにより冗長性並びに振動特性について検証することで検討する。

また、位置決め制御システムに関する内容としては、外乱の影響を受けないロバスト性を持った精密位置決めシステムを構築するために、モータ制御の観点に着目して以下の 3 点について検討を行う。

- ①超高分解能エンコーダによって位置センサを高精度化する
- ②外乱オブザーバによって外乱の推定・補償を行う
- ③可変ゲイン制御・FF制御によって制御応答を改良する

①については、位置検出精度並びに外乱の推定精度の向上を見込んでいる。

②については、ボールねじに外から加わる力と、ボールねじの機械特性(剛性・非線形摩擦)を考慮したモデルとのモデル化誤差をモータ外乱とみなして一括で推定し補償するシステムを構築する。このシステムにおいてボールねじの機械特性を慣性系モデル及び非線形摩擦モデルを用いとモデリングし、外乱オブザーバに組み込み、推定の精度を向上させる。

③については、速度制御系の改良によって極低速域での駆動特性を改善すると共に、位置制御系の遅れ補償により制御応答遅れの改善を図る。

ただし、本論文で提案するシステムは大容量かつ大推力のものであり、研究室レベルでは実機の製作および運転・実証検証が不可能な規模であることと、提案するシステムに対して未知な部分が多く、実機検証の実施に困難をきたす可能性がある。したがって本論文では提案するシステムを縮小して再現した実験機器を用いて実機検証を行うものとする。

この縮小モデルは、電動機の出力を 1/50 にしたものとするため、ブラシレス DC モータは 10kW 級のものから 200W 級のものに、推力規模は 30kN から最大 600N となる。また実機構成上の都合から、ねじ軸と電動機の締結にはカップリングを使用し、ねじ軸については本来の実機に比べ、外乱の影響を受けやすく剛性値が低くなりやすいなど、条件が良くなならないような  $\phi 15$  のねじ径を用いることとする。

## 1.4 本論文の構成

本論文は 5 章で全体を構成する。

第 1 章では、大推力のリニアアクチュエータの応用先として打ち上げロケットの推力偏向制御(TVC)の概要とその諸元、構成について述べ、ボールねじを使用したアクチュエータにおける課題点を示した。その上で研究目的を述べ、検討する内容と提案するアクチュエータの概要、及び論文の構成を示した。

第 2 章では、サーボ用途に供する電動機の駆動方法について検討を行った章である。ブラシレス DC モータと PMSM の違いについて述べたのちに、通電波形による効率・損失・トルク・騒音特性の検証、結線の違いによる特性の検証、二重巻線モータによる冗長性の確保について、それぞれ実験を行い検討した。

第 3 章では、ボールねじ位置決め機構の高精度化と題し、主としてボールねじ機構の機械特性の同定及びモデリング、並びに位置センサの高分解能化に関する検討を行う章である。ボールねじの機械特性を同定するために剛性及び非線形摩擦の特性を測定し、2 慣性系モデル並びにクーロン粘性摩擦モデルを用いてモデリング出来ることを示す。また位置決め機構の制御システム構成と機器構成を示したのちに、超高分解能エンコーダを用いた際の位置及び速度制御精度を理論および実機において検証し、超高分解能エンコーダを用いることの妥当性並びに高精度化の効果について検討した。

第 4 章では、ロバスト性を持った位置決めシステムの構築を主題とし、外乱オブザーバによる外乱抑圧システムの構築と位置・速度制御系の改良について検討を行う章である。外乱オブザーバを第 3 章で構築したモデルを基に構築し、外乱オブザーバによる効果を検証した。また制御系の改良については位置及び速度それぞれの改良手法を一つずつ検証した上で両者の制御手法を併用した際に改善効果が得られるか検証を行った。

第 5 章では、第 1 章で示した目的及び検討内容に対して 2 章から 4 章で得られた成果について述べた上で、今後の展望として残されている課題点について述べる。



## 1.5 参考文献

- [1] 宇宙航空研究開発機構, “M-V 型ロケット: 5 号機から 8 号機まで,” 宇宙航空研究開発機構特別資料, <https://repository.exst.jaxa.jp/dspace/bitstream/a-is/41247/1/64112000.pdf>. (published 2008-02-29, cited 2019-01-23)
- [2] 安田誠一, 森田泰弘, 高野雅弘, 大塚博仁, 佐藤豊, “M-V 型ロケットの推力方向制御 (TVC)装置,” 宇宙科学研究所報告: 特集, vol.47, pp.211-246, <https://repository.exst.jaxa.jp/dspace/bitstream/a-is/11656/1/SA0200135.pdf>, (published 2003-03, cited 2019-01-23)
- [3] 宇宙航空研究開発機構第一宇宙技術部門, “Epsilon Launch Vehicle ユーザーズマニュアル”, 宇宙航空研究開発機構, <http://www.rocket.jaxa.jp/rocket/epsilon/pdf/epsilon-users-manual.pdf>. (published 2018-07, cited 2019-01-23)
- [4] 宇宙航空研究開発機構, “平成 28 年度 イプシロンロケット 2 号機 打上げ計画書”, 宇宙航空研究開発機構プレスリリース, [http://www.jaxa.jp/press/2016/11/files/20161115\\_epsilon2.pdf](http://www.jaxa.jp/press/2016/11/files/20161115_epsilon2.pdf). (published 2016-11-15, cited 2019-01-23)
- [5] 松原厚, 精密位置決め・送り系設計のための制御工学, 森北出版, 2008.
- [6] 佐野 昇, 木内 重基, 山田 敏之, “H-II A ロケットの固体ロケットブースタについて,” 日本航空宇宙学会誌, 46 巻, 535 号, pp. 449-452, (1998).
- [7] 高野雅弘, 嶋田徹, 堀恵一, 徳留真一郎, 羽生宏人, “M-V 型ロケットの推進性能,” 宇宙科学研究所報告: 特集, vol.47, pp.85-116, <https://repository.exst.jaxa.jp/dspace/bitstream/a-is/9786/1/SA0200131.pdf>, (published 2003-03, cited 2019-01-23)

## 第 2 章

# アクチュエータ用電動機の各種駆動法

### 2.1 緒言

ボールねじアクチュエータを構成するにあたり、その動力源として電動機が用いられる。電動機はサーボモータとして利用されるものであり、精密なサーボ機構の構成のためには被駆動物に移動に必要なトルク以外の振動が伝わらないような電動機が求められる。すなわち電動機自身が発生させるトルクの振動を極力低減したトルク特性を持つことが求められる。低振動なトルク特性と併せて、目的とする用途においては大トルクを必要とするために、大トルクと低振動の双方を両立させることが求められる。

また特に目的とする TVC 用途においては、サーボモータの電源は商用電源ではなく電池から供給される。効率の良い電動機であれば必要とする電池の容量も削減することができ、結果としてシステムの小型軽量化につながり、さらに高効率化も望むことが出来るようになる。そのため電動機にはアクチュエータ駆動に必要なトルクをより少ない電力で高効率で動かすことも求められる。

TVC 用途のみならず、輸送機器などにおけるサーボ機構では、フェイルセーフの観点から電動機に何らかのエラーが発生しても最低限の運転が行え、かつ安全な状況になるまで運転が継続できるような冗長性を持つシステムが求められ、特に近年では盛んに研究されている。目的とする用途においても少なくとも要求される動作時間内においては万一故障が発生しても冗長性を持つシステムであることが求められる。

そこで本章では、提案するボールねじアクチュエータの動力源として利用される電動機の種類並びに構造について述べたのち、通電方法を工夫することによる高効率化・低振動化について、及び結線構造を変更することによる低振動化について、及び多重巻線構造の電動機によって冗長性を確保し低振動化を図る方法について検討する。

## 2.2 PMSM とブラシレス DC モータの違い

### 2.2.1 通電波形による違い

近年家電や FA 機器, 車載部品など組み込み用途で利用される小形のモータには, 従来多用されてきた直流モータに代わり永久磁石同期モータ (Permanent Magnet Synchronous Motor : PMSM) ないしブラシレス DC モータ (brushless DC motor : BLDCM) の採用が増加している。PMSM とブラシレス DC モータの回転子および固定子の構造に違いはなく, スロットコンビネーションによりその特性が変化することが知られている[1]。図 2.1 に PMSM ないし BLDCM の構造例を示す。

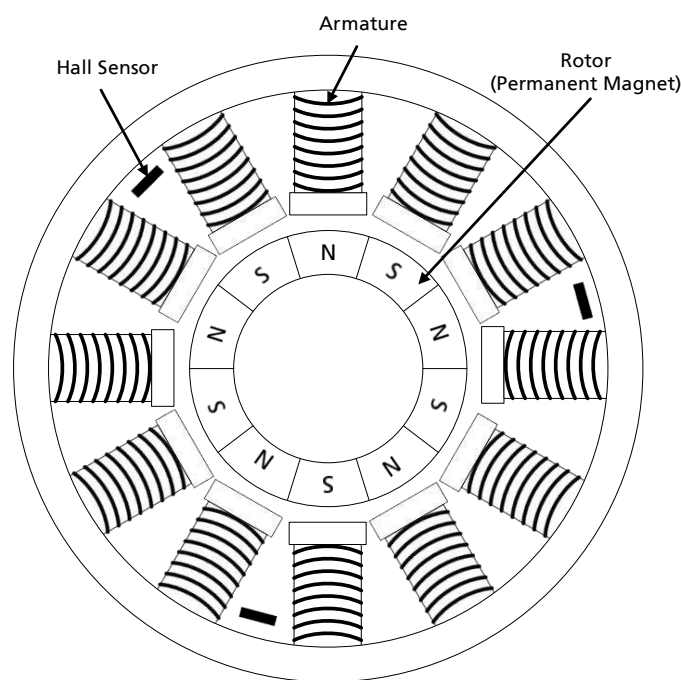


図 2.1 ブラシレス DC モータないし PMSM の構造例(10 極 12 スロット構造)

PMSM とブラシレス DC モータの違いには, モータに通電する電圧波形による違いがある。この違いは 2 つのモータが使用されてきた意図が異なることにより区別されているものである。

PMSM はその名の通り回転子が永久磁石の三相同期電動機として扱われ, 交流電動機として利用されてきている。ゆえに印加する電圧波形は任意の三相正弦波電圧であり, 位置・速度フィードバックを併用して AC サーボモータとしても扱われる。簡略化したシステムの概略を図 2.2 に示す。

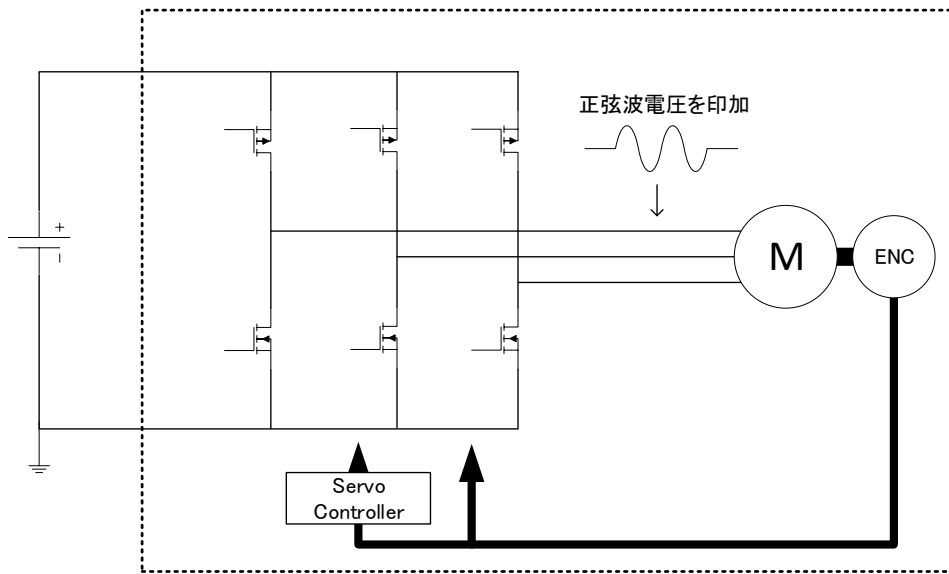


図 2.2 PMSM(AC サーボモータ)として運転する場合のシステム概略

対してブラシレス DC モータは, 従来多用されてきたブラシ付き直流モータを代替するものとして扱われている。ブラシ付き DC モータは図 2.3 に示す構造の通り回転子へ供給する電圧をブラシと整流子を用いた機械的な転流機構により方形波的に転流させている。しかしながらブラシと整流子による転流機構は機械的摩耗のほか整流火花などの電氣的な問題点もあり, 耐環境性・メンテナンス性の観点からは好まれない。そこでこの転流機構をホールセンサとトランジスタを用いた半導体スイッチに置き換え, ブラシ付き DC モータと同等の転流が行えるようにしたものがブラシレス DC モータである。ゆえに印加する電圧波形はホールセンサによる磁極位置検出によってトランジスタを ON/OFF するだけのものであるため, 任意の方形波電圧となる。簡略化したシステムの概略を図 2.4 に示す。方形波通電の場合, 通電期間が電気角 1 周期のうちの  $120^\circ$  の長さであることから  $120^\circ$  通電と呼ばれる通電方式が最も簡易な方法として広く使われている。図 2.5 に  $120^\circ$  通電方式の概略を, 図 2.6 に  $120^\circ$  通電方式における三相の通電電圧パターンを示す。

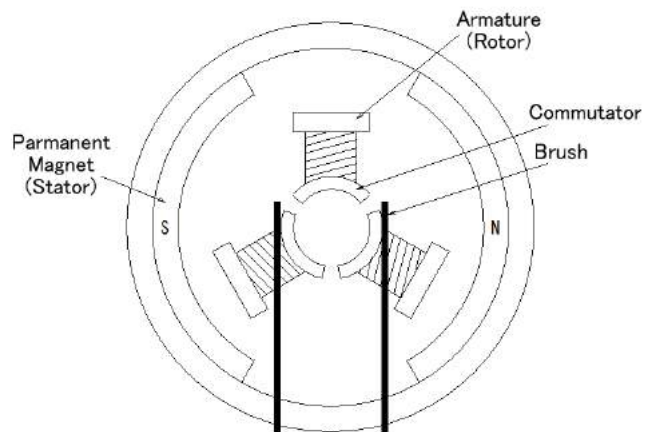


図 2.3 ブラシ付き DC モータの構造例

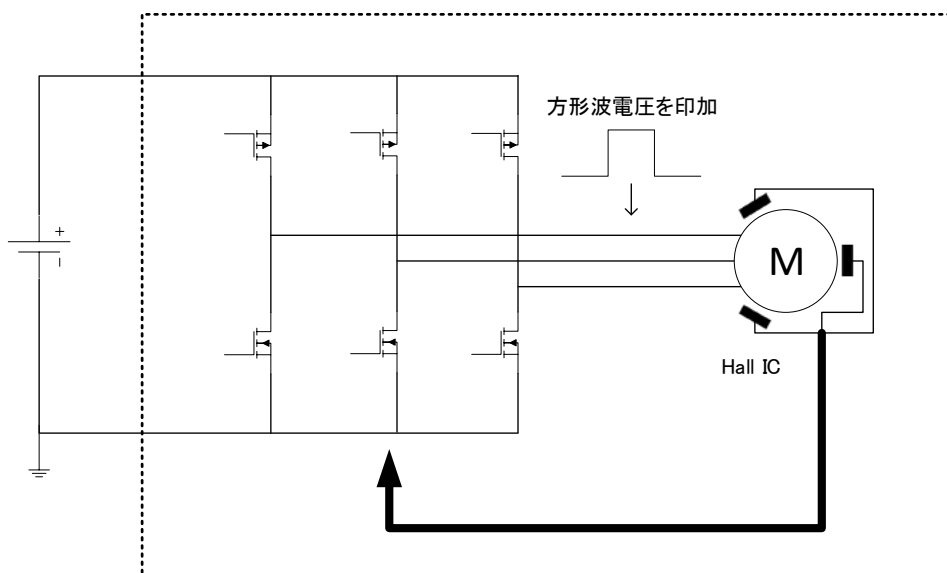


図 2.4 ブラシレス DC モータとして運転する場合のシステム概略

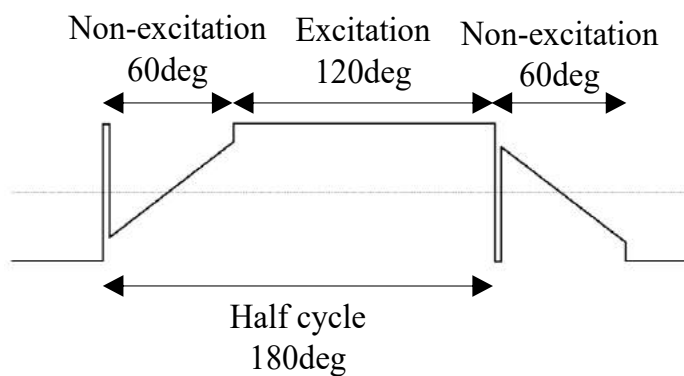


図 2.5 120°通電波形の概略図

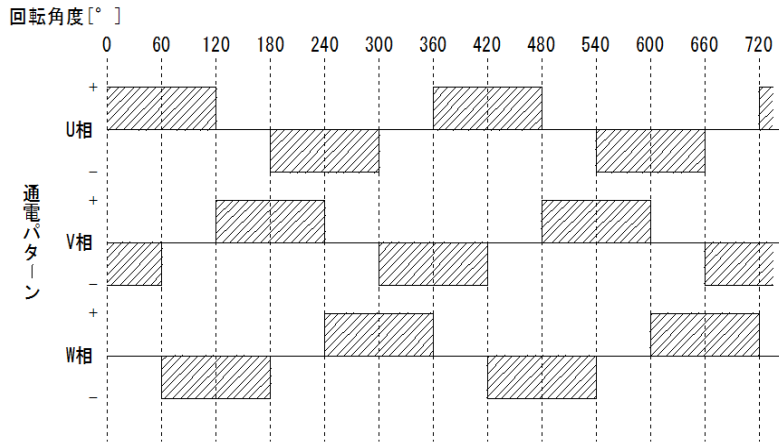


図 2.6 120°通電波形の各相パターン

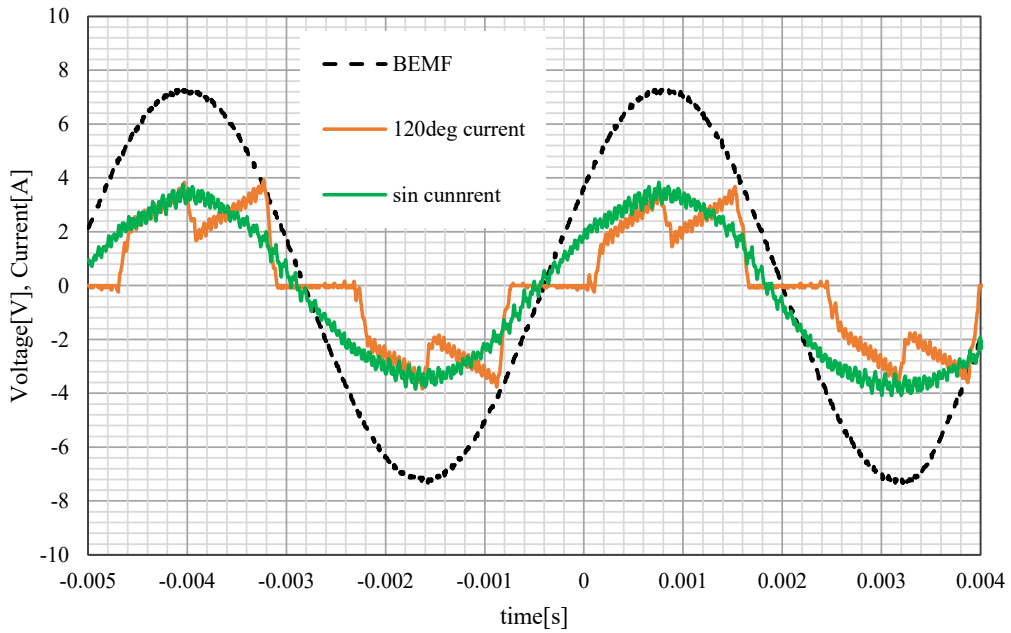


図 2.7 120°通電電流波形と正弦波通電電流波形  
 橙線が 120°通電電流，緑線が正弦波通電電流，黒破線は誘起電圧である。

## 2.2.2 方形波駆動の得失

2.2.1 節で述べたとおり，PMSM とブラシレス DC モータの間には，通電波形が正弦波であるか，方形波であるかの違いがある。表 2.1 に方形波通電と正弦波通電の特徴をまとめる。

表 2.1 方形波通電と正弦波通電の特徴

網掛け部分が方形波通電における駆動特性の問題点である。

通電波形	方形波	正弦波
システム構成	簡易	複雑
制御精度	低い	高い
コスト	安い	高い
騒音	大きい	小さい
効率	低い	高い
トルクリプル	大きい	小さい

正弦波通電を行うと制御精度や効率，騒音の面で優れるが，システムが複雑になり高価になる。対して方形波通電では精度，効率，騒音では正弦波通電に劣るものの，システムは簡易で安価になる特徴がある。加えて正弦波通電を行うためにはマイコン等による高速で複雑な演算が必要となるが，方形波通電ではその必要はなく，最小限の機能のみに特化すればハードウェアのみでの構成も可能となる。方形波通電方式は簡易，低コストであるという長所に対し正弦波通電に比して効率が良くない，騒音が大きい，トルクリプルが大きくなるといった短所が知られている。その原因として，力率の低下，すなわち方形波で通電をしたことによる電流位相の遅れ，並びに方形波電流の波形そのものによる影響がある。図 2.7 に 120°方形波通電時及び正弦波通電時の電流波形を示す。

これら方形波通電における問題点は古くから知られており，定性的な駆動特性改善に関する研究は広く行われている[2]。特に振動・騒音の観点から検討を加えた例は多く見かけられるが[3]-[8]，ホールセンサを用いた簡易な運転において効率の観点を含めた駆動性能の改善の点で，通電波形について検討を行った例は見かけられず，検証の必要があるとみられる。

### 2.2.3 10極12スロット構造のBLDCモータの特徴

前節の通りブラシレス DC モータは PMSM とほぼ同一の構造となり，スロットコンビネーションにより特性が異なる[1]。

特に本章で対象とする図 2.1 に示した 10 極 12 スロット構造のモータにおいては，図 2.8 に示す通り誘起電圧の波形が正弦波に非常に近くなり，コギングトルクも他のスロットコンビネーションより小さくなることから，正弦波で通電を行う AC サーボモータとしては優れた特性を持つ。しかしながら，このモータをブラシレス DC モータとして方形波で通電を行うと，表 2.1 で示した特徴と同様に効率の低下やトルク特性，騒音特性の悪化などの駆動特性劣化が表れ，実用上の問題となる。

ゆえに 2.2 節では方形波駆動において問題となる効率，トルクリプル(振動)並びに騒音について改善するための手法について検討を行う。

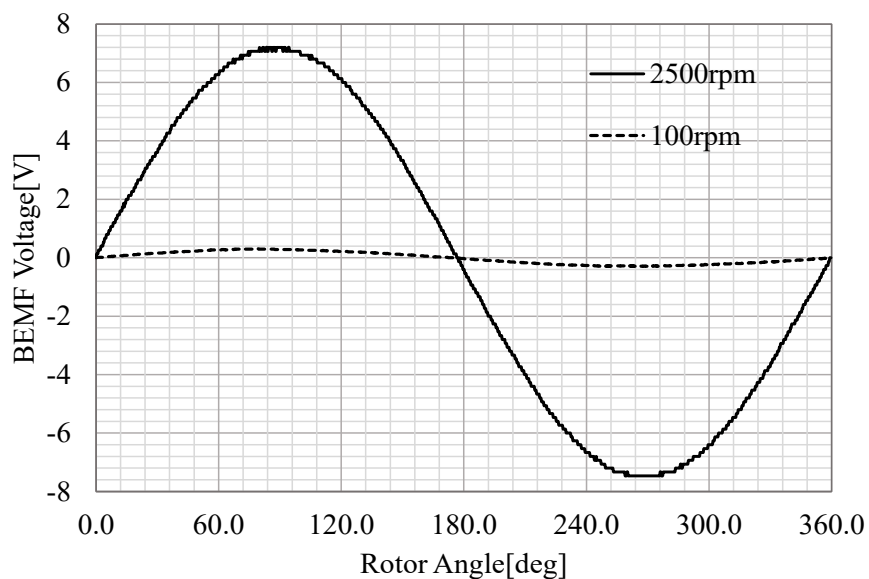


図 2.8 10 極 12 スロット構造のブラシレス DC モータの誘起電圧波形(実測)



## 2.3 通電角延長による特性の改善

### 2.3.1 通電角延長の手法

#### A. シミュレーションによる改善手法の検討

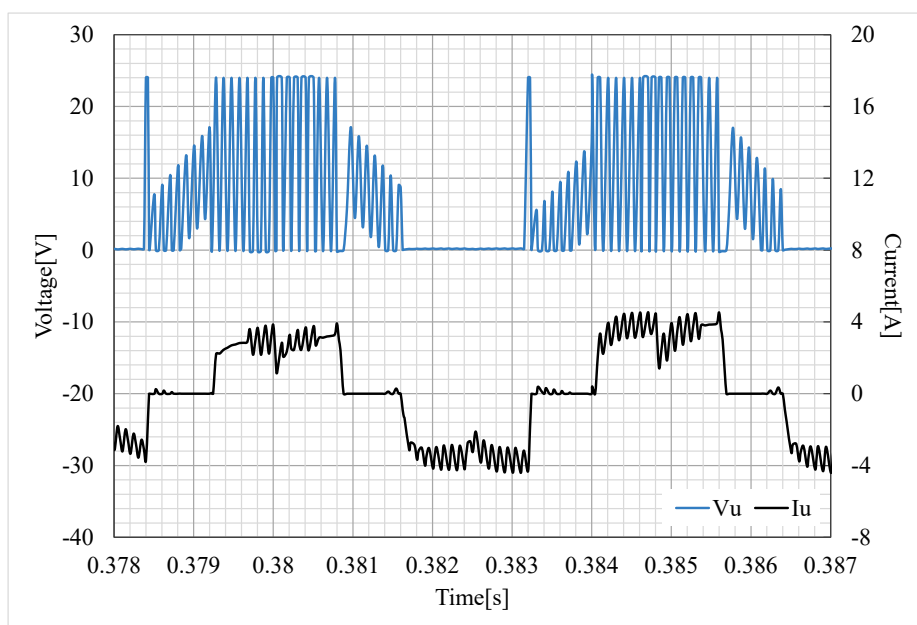
一般にモータから得られるトルク  $\tau$  は、磁界中を流れる電流が受ける力の関係((2.1)式)から電機子電流  $I$  と界磁磁束  $\Phi$  の外積によって決まり、その大きさが最大となるためには電機子電流と界磁磁束の位相差  $\theta$  が電気角  $90^\circ$  となる必要がある((2.2)式)。ブラシレス DC モータでは、電機子電流は固定子電流、界磁磁束は回転子磁束となる。ここでブラシレス DC モータに発生する誘起電圧  $e$  は、レンツの法則により回転子磁束の導関数、すなわち回転子磁束から位相が電気角  $90^\circ$  遅れた波形となるため、回転子磁束は誘起電圧という形で表すことが可能である。したがってトルクを最大にするためには固定子電流と誘起電圧の位相が合致するよう制御する必要があり、合致させることで高効率を得ることが可能となる((2.3)式)。ここで  $p$  は回転子極対数、 $\omega$  は回転子角速度である。

$$F = I \times B \text{ [N/m]} \quad (2.1)$$

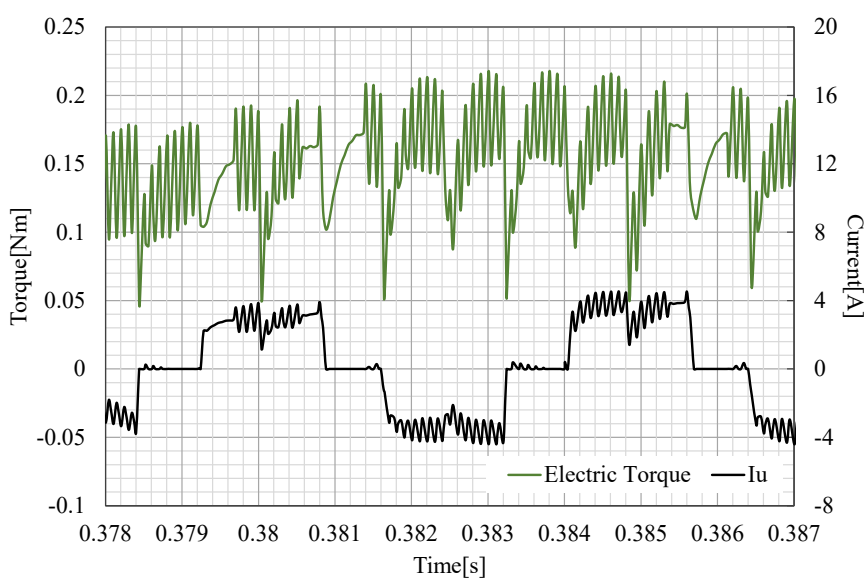
$$\tau = p\Phi I \sin\theta \text{ [Nm]} \quad (2.2)$$

$$\tau_{\max} = p\Phi I = \frac{p}{\omega} \frac{d\Phi}{dt} I = \frac{p}{\omega} eI \text{ [Nm]} \quad (2.3)$$

図 2.7 に示した通り、 $120^\circ$  方形波通電を行うと、誘起電圧の位相に対して電流位相は遅れていることが分かる。またこの状況を Maplesim によるシミュレーションで再現した際の相電圧及び相電流波形を図 2.9 に示す。加えて図 2.10 にはシミュレーションにおけるトルク特性と相電流波形を示す。なおシミュレーションは後述する実機の諸元に合わせ、定格速度 2500rpm、定格負荷 0.12Nm を想定して行った。



(a)



(b)

図 2.9 Maplesim による  $120^\circ$  方形波通電時のシミュレーション結果  
 (a) : U 相電圧及び U 相電流特性, (b) : U 相電流及びトルク特性

図 2.9(a)より、電圧は図 2.7 に示したイメージの通り適切な位置で通電を行っている。電流はモータの時定数の問題もあり、電圧の立ち上がり、立下りに対して遅れをもって変化していることが分ると共に、電流波形そのものが方形波に酷似しており、低次高調波成分が多く含まれる波形となっていることも分かる。また図 2.9(b)より、トルク特性は電流の落ち込みがみられる部分で同時に

落ち込んでおり、明確にリップルが発生していることから、トルク特性に電流波形が影響している可能性がわかる。

したがって、主に 120°方形波通電による電流位相遅れと方形波電流波形が駆動特性の低下に影響を及ぼしている可能性が指摘される。このことから、電流位相遅れの補償並びに電流波形の改善により駆動特性の向上が可能となることが推測される。そこで、次の手法を検証することとした。

- 1) 通電タイミングを前倒しし、電流位相を進める
- 2) 通電期間を延長し、通電期間を前側に延ばす

2)に関しては通電を終えるタイミングは 120°通電時と同じで、通電開始タイミングを前倒しし通電期間を 150°程度まで延長する手法である。図 2.10 に一例として 150°通電波形のイメージを示す。1)に関しては通電期間は 120°のまま、通電位相を全体的に前倒しし電流位相遅れを補償する手法である。なお双方とも通電を前倒しする方向であるが、電流の遅れを解消する意図であるため通電を後ろ側にずらすことについては検討を行っていない。

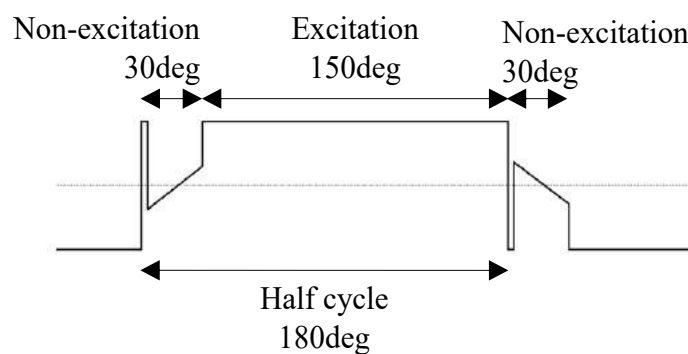
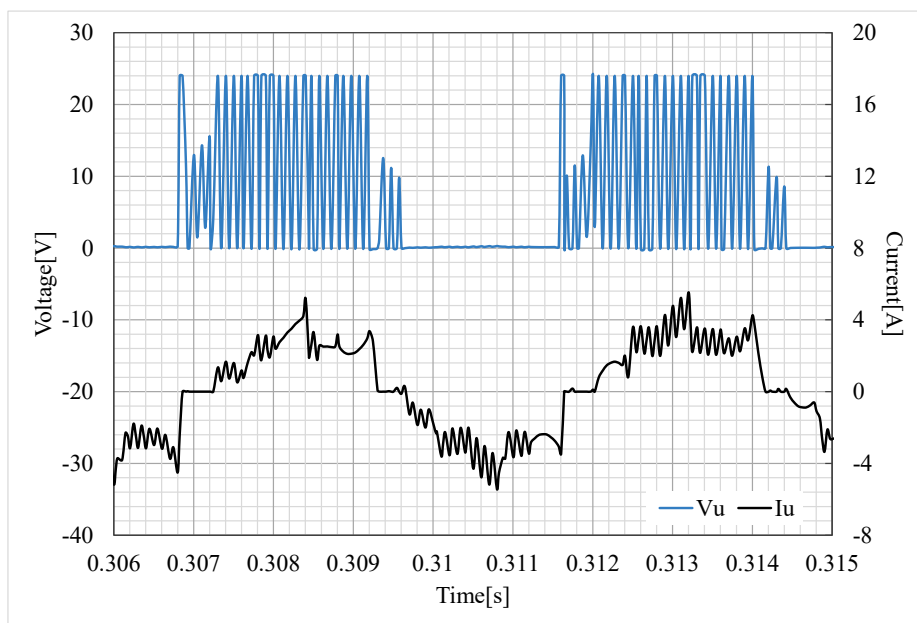


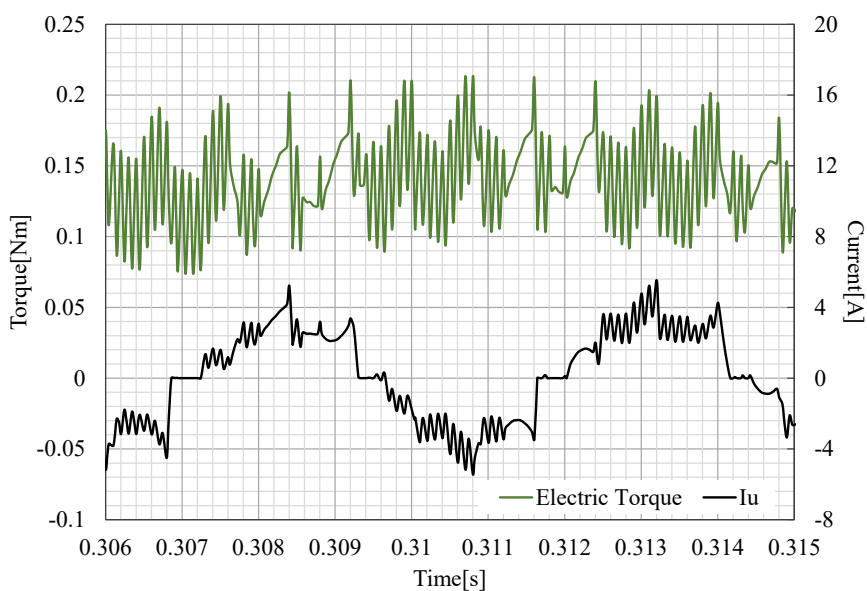
図 2.10 150°通電波形の概略図

前節で提示した 2 つの手法について Maplesim を用いて検証を行う。なお 2 つの手法のうち 1)は、2)の検証を行う場合自動的に通電位相が進むため、シミュレーション上では割愛し、2)の手法で改善が可能かどうか確認を行った。図 2.4 に通電角を延長した場合として 150°通電を行った時を再現した相電圧及び相電流波形を示す。図 2.5 には 120°通電時と同様に 150°通電時におけるトルク特性と相電流波形のシミュレーション結果を示す。なおシミュレーション条件は図 2.9

の場合と同じである。また表 2.2 に、図 2.9、図 2.11 における電流波形の実効値及びトルク特性のリプル率をまとめた。図 2.12 には、図 2.9 及び図 2.11 における電流波形を周波数解析した結果を示す。



(a)



(b)

図 2.11 Maplesim による 150°方形波通電時のシミュレーション結果  
(a) : U 相電圧及び U 相電流特性, (b) : U 相電圧及びトルク特性

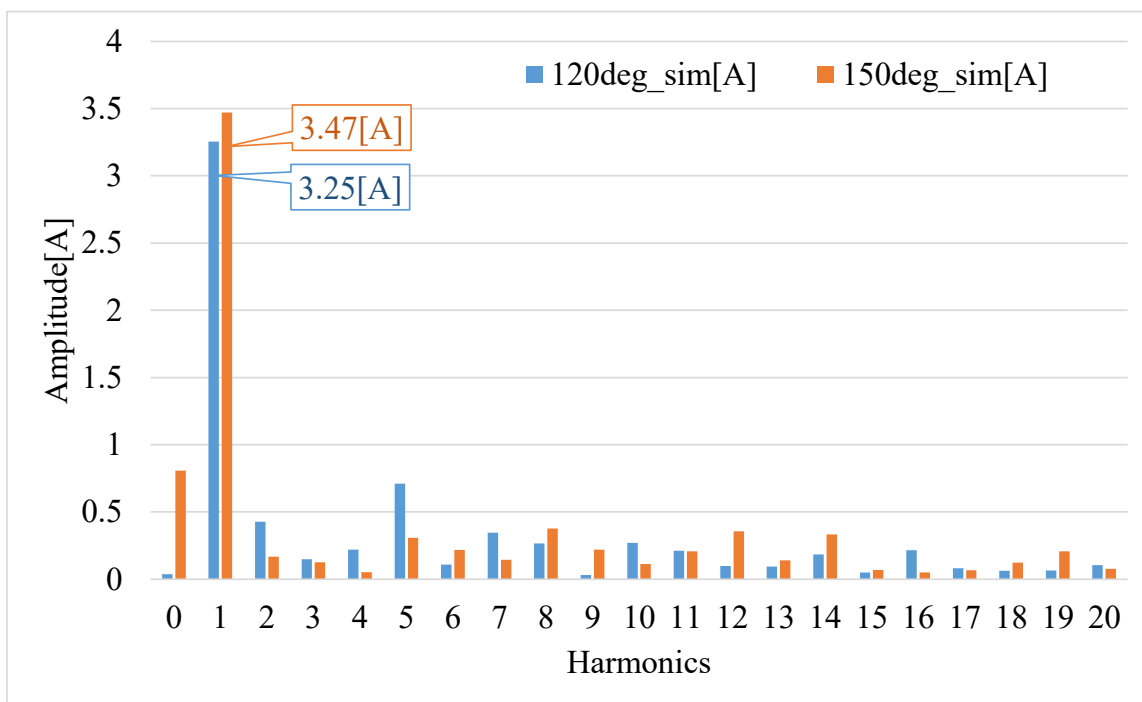


図 2.12 シミュレーションにおける電流波形の周波数解析結果  
青棒が 120°通電，橙棒が 150°通電である。

表 2.2 120°通電及び 150°通電時の特性比較

定格速度 2500rpm，定格負荷 0.12Nm 時のシミュレーション結果である。

通電波形	電流実効値[A]	リップル率[%]
120°	2.64	115
150°	2.53	99.8

図 2.11 より，電圧を 120°通電時から 30°分早いタイミングで印加を始めたことにより，120°通電時に電圧の印加が始まるタイミングには電流は十分に立ち上がって流れている状態となっている。すなわち電流位相を進められていることがわかる。また通電開始から電流が最大になるまでの電流の立ち上がり方が緩やかになり，総じて電流の波形が正弦波により近くなっている。このことは図 2.12 に現れており，150°通電を行うことにより，電流の 1 次成分が 120°通電よりも増加することから電流波形が正弦波により近似することが分かる。図 2.11 から，トルク特性が 120°通電時と同様電流波形が急峻な変化をする部分で生じて

いるもの、120°通電に比べるとリップルの大きさが小さくなっている様子が分かる。

さらに表 2.2 の結果から、電流実効値が 150°通電によって低下していることから、損失の低減により効率の向上がなされる可能性が考えられると共に、トルクのリップル率も 20%弱低減されていることが分かる。なおリップル率は(2.4)式によって定義され、 $T_{max}$  は最大トルク、 $T_{min}$  は最小トルク、 $T_{avg}$  は平均トルクである。

$$RippleRate = \frac{T_{max} - T_{min}}{T_{avg}} \times 100[\%] \quad (2.4)$$

したがってこれらのシミュレーション結果から、通電期間の延長及び電流位相を進めることが効率向上ならびに振動の改善に効果があるものと考えられる。

そこで、これらの手法を用い、実機において実際に効率及び振動騒音特性の測定を行い、駆動特性が向上するか検証を行うこととした。

## B. 実機に実装するための手法

ブラシレス DC モータを実機駆動する際には、ホールセンサ出力をマイコンに取り込みそのパターンから回転子磁極位置を把握し、磁極位置に合わせた出力パターンを求め、インバータの各相に通電指令を出すことで通電を行っている。ホールセンサの立ち上がり・立下りは  $120^\circ$  通電における各相の通電開始・通電終了のタイミングと合致させるよう設置しているため、ホールセンサ出力があれば最低限の運転が可能である。しかし通電角を延長する、または通電位相をずらす場合にはホールセンサの切り替わり点から任意の時間を遅らせる必要が生じるため、カウンタを利用する。ただしこのカウンタは正弦波通電を行うよりも大幅に簡易に構成できるため、方形波通電のシステムの簡易さの利点は失われまいと考える。

通電角を延長する場合の例として  $150^\circ$  通電を考えるが、この  $150^\circ$  通電は  $120^\circ$  通電の通電開始時期を  $30^\circ$  早めて  $150^\circ$  としているため、インバータで作られる空間ベクトルは図 2.13 のようになる。

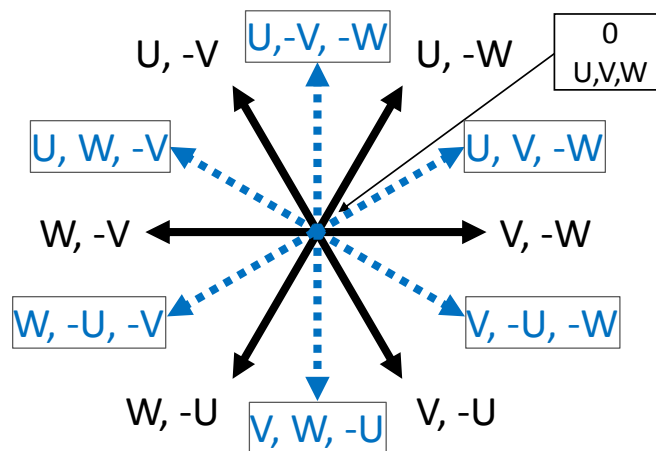


図 2.13  $150^\circ$  通電時のインバータ空間ベクトル

$120^\circ$  通電時は図 2.13 の実線矢印が示す 6 つの空間ベクトルで通電が行われる(ゆえに 6 ステップ通電とも呼ばれる)が、 $150^\circ$  通電時は 6 つの空間ベクトルの中間に位置する 6 つの破線矢印で表される空間ベクトルが追加され、12 個の空間ベクトルによって通電が行われる(このため  $150^\circ$  通電は 12 ステップ通電とも呼ばれる)。したがって、ホールセンサからの出力を基に破線矢印に該当する空間ベクトルが作成されるようなパターンを追加すればよいことになる。

図 2.14 に、実際に利用する通電パターンのイメージを示す。

	0° ↓	60° ↓	120° ↓	180° ↓	240° ↓	300° ↓	360° ↓	
Table-A	U, -W	V, -W	V, -U	W, -U	W, -V	U, -V	U, -W	
Table-B	U, V, -W   V, -U, -W   V, W, -U   W, -U, -V   U, W, -V   U, -V, -W							
	↑ 30°	↑ 90°	↑ 150°	↑ 210°	↑ 270°	↑ 330°	↑ 390°	

図 2.14 150°通電時に利用する通電パターン

図 2.14 中にある Table-A は、120°通電用の通電パターン表、Table-B は 150°通電用に追加する通電パターン表である。ホールセンサ出力を読み取って Table-A と照らし合わせることで 120°通電を行うことが出来るが、これに加えてカウンタでホールセンサ出力の切替から電気角 30°を計測し、30°経過した後にホールセンサ出力を Table-B と照らし合わせることで図 2.13 における破線矢印に相当する空間ベクトルの出力を得ることが可能になる。再びホールセンサ出力の切替が行われたら参照先を Table-A に戻し、同様の手順を繰り返すことで 150°通電が可能ないように実装を行った。

上記の例では 150°通電を例にしたが、提示した手法を任意の通電角に拡張することも可能である。図 2.15 に 135°通電を行う場合の通電パターン表を示す。

	0° ↓	60° ↓	120° ↓	180° ↓	240° ↓	300° ↓	360° ↓	
Table-A	U, -W	V, -W	V, -U	W, -U	W, -V	U, -V	U, -W	
Table-B	U, V, -W   V, -U, -W   V, W, -U   W, -U, -V   U, W, -V   U, -V, -W							
	↑ 45°	↑ 105°	↑ 165°	↑ 225°	↑ 285°	↑ 345°	↑ 405°	

図 2.15 135°通電時に利用する通電パターン

図 2.15 中の Table-A 及び Table-B は 150°通電時のものと同じであるが、通電角の変更に伴いホールセンサ出力切替から Table-B に移行するまでの期間を 30°から 45°に変更している。この Table-B へ移行するまでの期間、すなわちカウンタの計測数を変更することにより、120°から 180°までの任意の角度に通電角を拡張することが可能となる。表 2.3 に、Table-B へ移行するまでの期間と通電角の関係を示す。



表 2.3 通電パターン表切替角度と通電角の関係

移行角度	通電角
60°	120°
45°	135°
30°	150°
15°	165°
0°	180°

また、図 2.14, 図 2.15 における Table-B を、120°通電時に利用している Table-A の内容にしたうえでパターンを 1 段階進めたものに置き換えたパターンとすることで、120°通電のまま任意の角度で通電位相を進めることが可能となる。図 2.16 に通電位相のみを進める場合に利用する通電パターン表を示す。

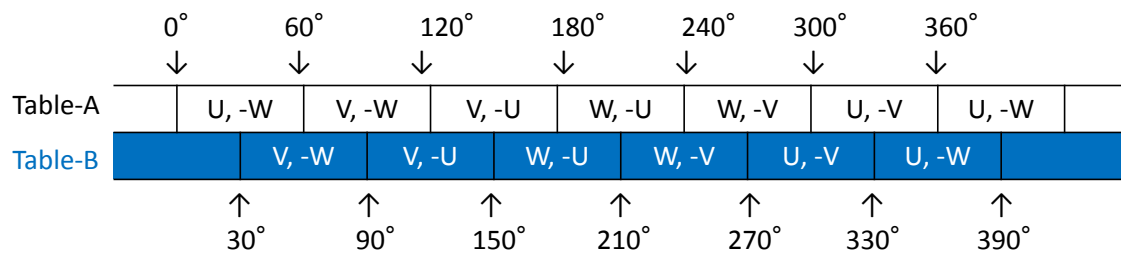


図 2.16 通電位相を進相するために利用する通電パターン

また図 2.16 に示す Table-B を利用した場合の、Table-B へ移行するまでの期間と通電角の関係を表 2.4 に示す。

表 2.4 通電パターン表切替角度と進相角の関係

移行角度	進相角
60°	0°
45°	15°
30°	30°
15°	45°
0°	60°

後述の実機検証においては、ここで提示した方法で駆動回路を動作させ、通電波形の変更を行い各種特性の測定、検証を行った。

## C. 実験機器構成

本実験ではオリエンタルモーター製ブラシレス DC モーターである BLH230K-A を使用する。このモーターの諸元を表 2.5 に示す。なお前述の Maplesim シミュレーションのモーターモデルは上記のモーターを模して作成した。

このモーターに加える通電波形を変化させて各種特性を測定する。効率及びトルク特性を測定するための機器構成を図 2.17 に示す。またブラシレス DC モーター駆動のための制御回路を図 2.18 に示す。トルク計にはサンエテック製 MTS0005, 回転計には小野測器製 MP-981, 負荷装置には Magtrol 製 HB-140M-2, パワーアナライザには横河製 WT1800, インバータはルネサス製 RX62T マイコンを搭載した 600W 級の 24V 入力の自作インバータを利用した。トルク計を用いて軸トルク  $\tau$  と回転数  $n$  を測定し, パワーアナライザによりインバータ部のリンク電圧  $V_{dc}$  及びリンク電流  $I_{dc}$  を測定した。なおリンク電流  $I_{dc}$  には, マイコンや周辺機器で消費される電流を含まず, インバータのゲートを駆動させる電流を含んでいる。

モーターの効率  $\eta$  は, 出力  $P_{out}$  と入力  $P_{in}$  の比で求められることから, (2.5)~(2.7) 式によって算出した。なお損失は入力  $P_{in}$  と出力  $P_{out}$  の差とした。騒音特性については IC レコーダでモーターの動作音を録音し実際に聞こえる範囲の音で検証を行った。

表 2.5 ブラシレス DC モーターの諸元[10]

形式	BLH230K-A
スロット数	12
極数	10
定格電圧	DC24[V]
定格出力	30[W]
定格トルク	0.12[Nm]
定格電流	2.1[A]
定格速度	2500[rpm]
速度制御範囲	100~3000[rpm]

$$P_{in} = V_{dc} \times I_{dc} [\text{W}] \quad (2.5)$$

$$P_{out} = \tau \times \frac{2\pi n}{60} [\text{W}] \quad (2.6)$$

$$\eta = P_{out} / P_{in} \times 100 [\%] \quad (2.7)$$

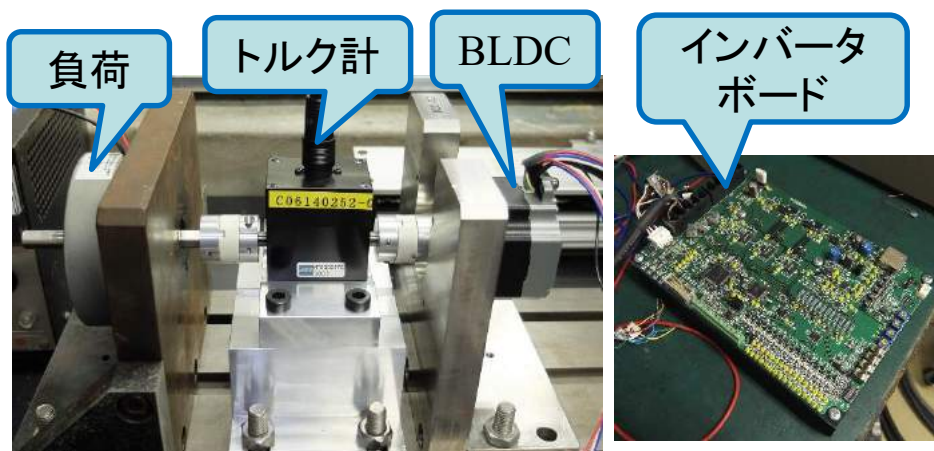


図 2.17 実験機器構成

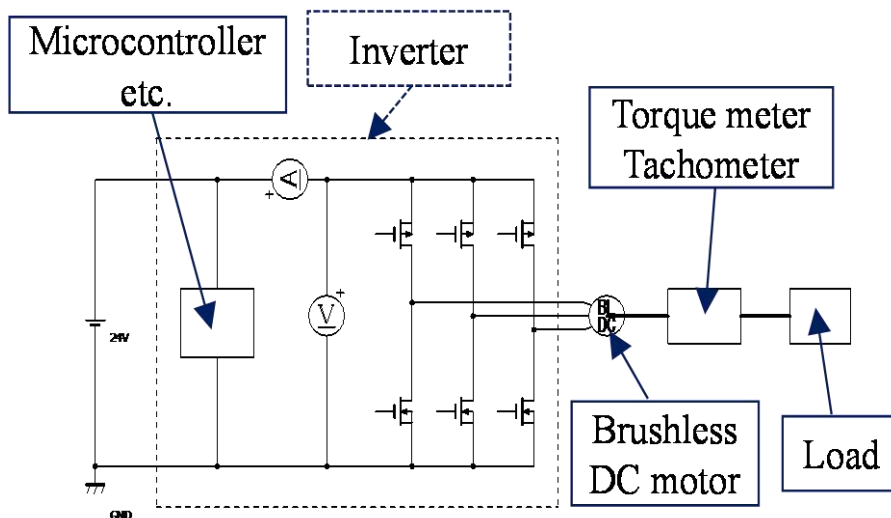


図 2.18 ブラシレス DC モータ駆動回路図

## 2.3.2 効率・損失特性

### A. 通電角変更時の効率・損失特性

ここでは通電期間を前側に延長し、通電期間を延ばす手法について実証を行う。実機において、前述した方法でホールセンサによる位置情報とカウンタを用いて通電角を  $120^\circ$  から  $165^\circ$  まで  $15^\circ$  ずつ変化させた時の電圧及び電流波形を図 2.19 に示す。図 2.20 には定格速度時における誘導起電力波形と  $120^\circ$  通電電流波形、 $150^\circ$  通電電流波形を示す。なお比較の参考として、図 2.19 には正弦波通電時の電圧電流波形も同時に掲載した。

図 2.19 から、通電角が  $15^\circ$  ずつ延長されていることが確認できるとともに、前述の  $120^\circ$  と  $150^\circ$  のシミュレーション波形と比べて電圧、電流とも酷似した波形が実際に観測できていることが分かる。また通電角が  $150^\circ$  に近づくとつれ電流波形は正弦波に近くなり、電流振幅も最も小さくなっている。図 2.20 からは、通電角を前側に延長することによって電流の位相が同時に進められていることが分かる。通電角を延長する手法では通電位相が進むことを包括しているため、期待した通りの動作が実装できていることが確認できる。

ここで、図 2.19 における  $120^\circ$  通電電流波形、 $150^\circ$  通電電流波形、正弦波通電電流波形を周波数解析した結果を図 2.21 に示す。

図 2.21 から、シミュレーション時と同様  $150^\circ$  通電、すなわち通電角が延びるにつれて電流の 1 次成分が増加し、波形が正弦波に近づいていることが分かる。

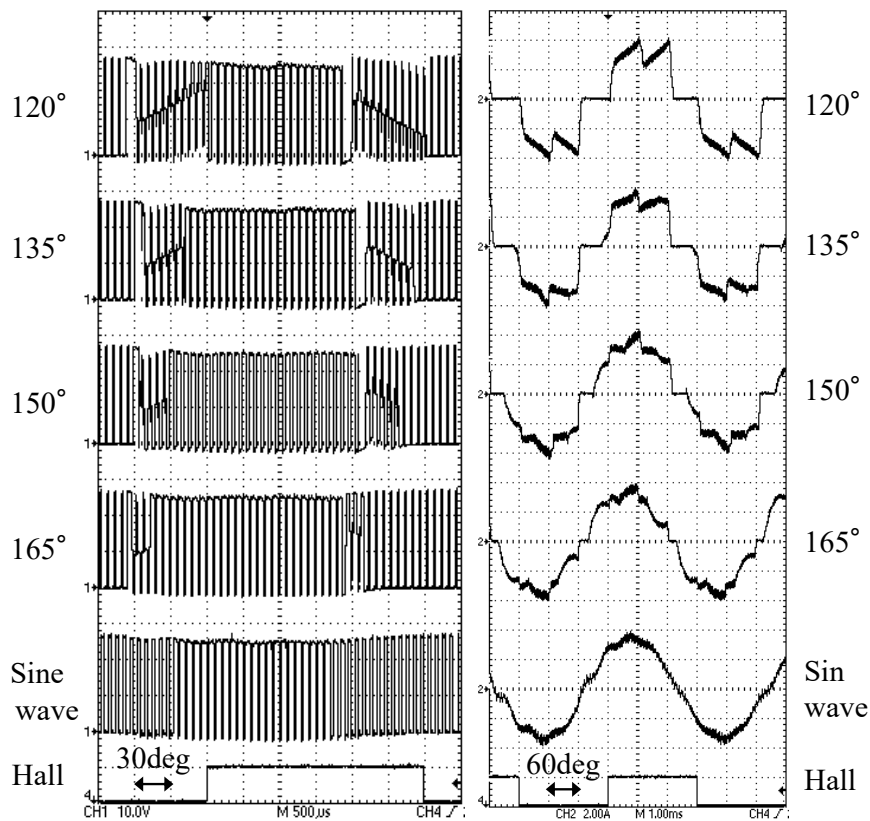


図 2.19 各通電波形における電圧及び電流波形  
左列が相電圧，右列が相電流である。

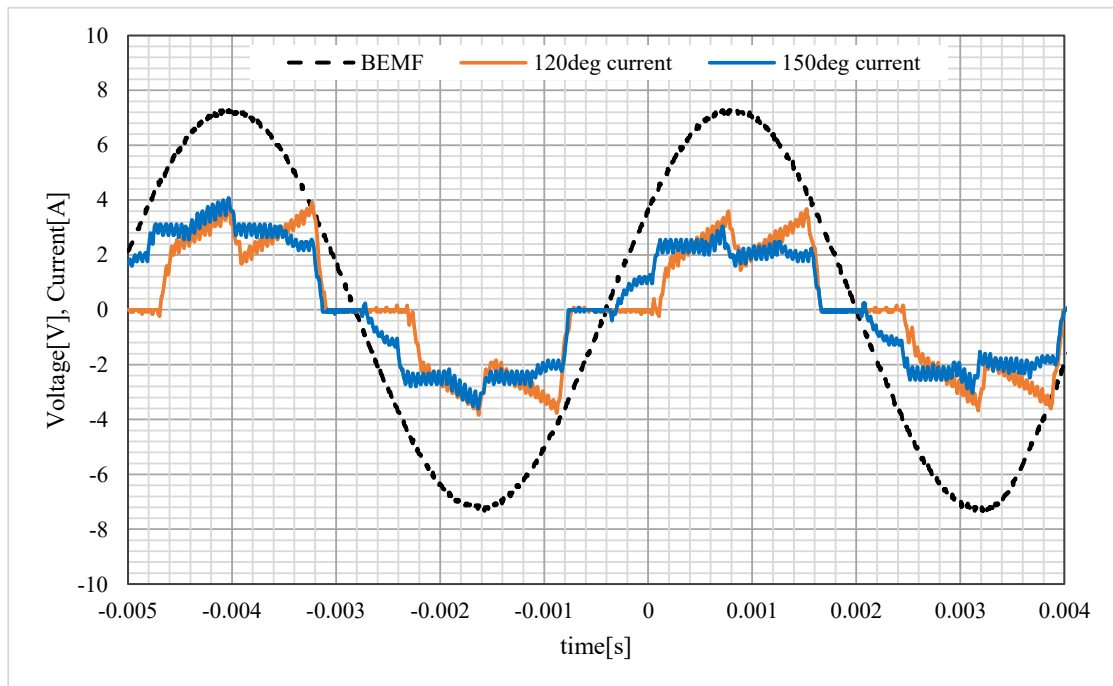


図 2.20 120°通電電流波形と 150°通電電流波形及び誘起電圧波形  
橙線が 120°通電電流，青線が 150°通電電流，黒破線は誘起電圧である。

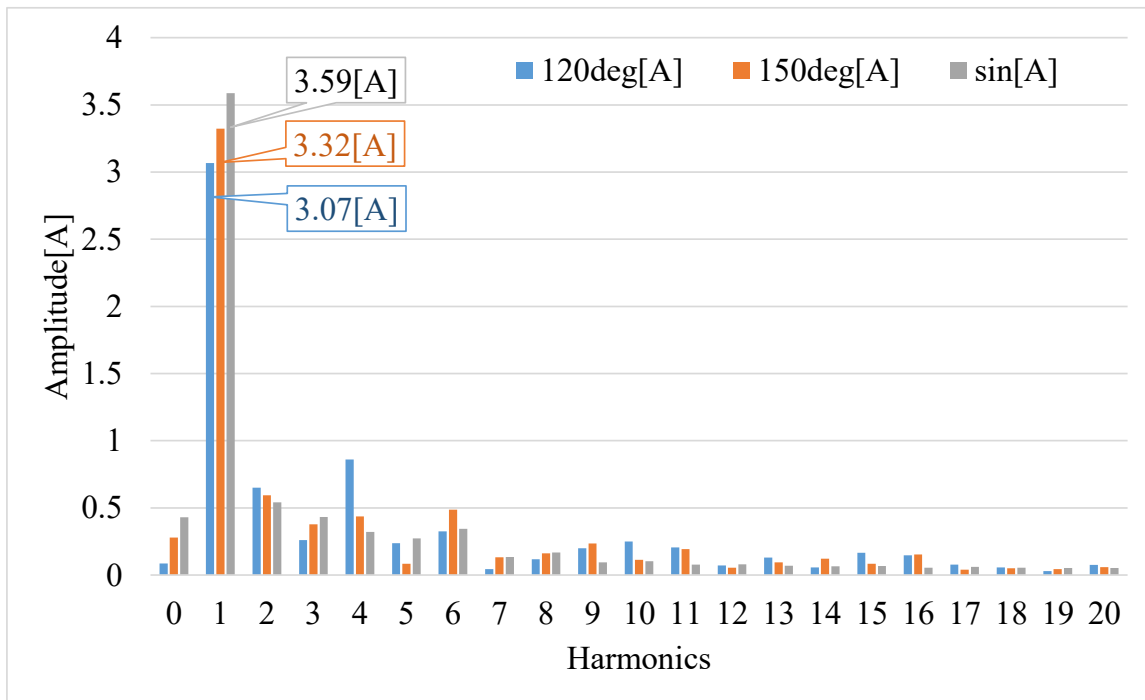


図 2.21 実機における電流波形の周波数解析結果  
 青棒が 120°通電，橙棒が 150°通電，灰棒が正弦波通電である。

この検証では，モータの定格速度(2500rpm)において定格負荷(0.12Nm)を掛けた時の電圧を基準として負荷を変動させた場合の効率及び損失特性を，120°通電，135°通電，150°通電，165°通電において測定した。同時に比較対象として正弦波通電の特性も測定した。図 2.22 に負荷トルク-効率・損失特性を示す。また表 2.6 に図 2.22 における最大効率とその時の損失をまとめ，図 2.23 に表 2.6 の内容を示した。

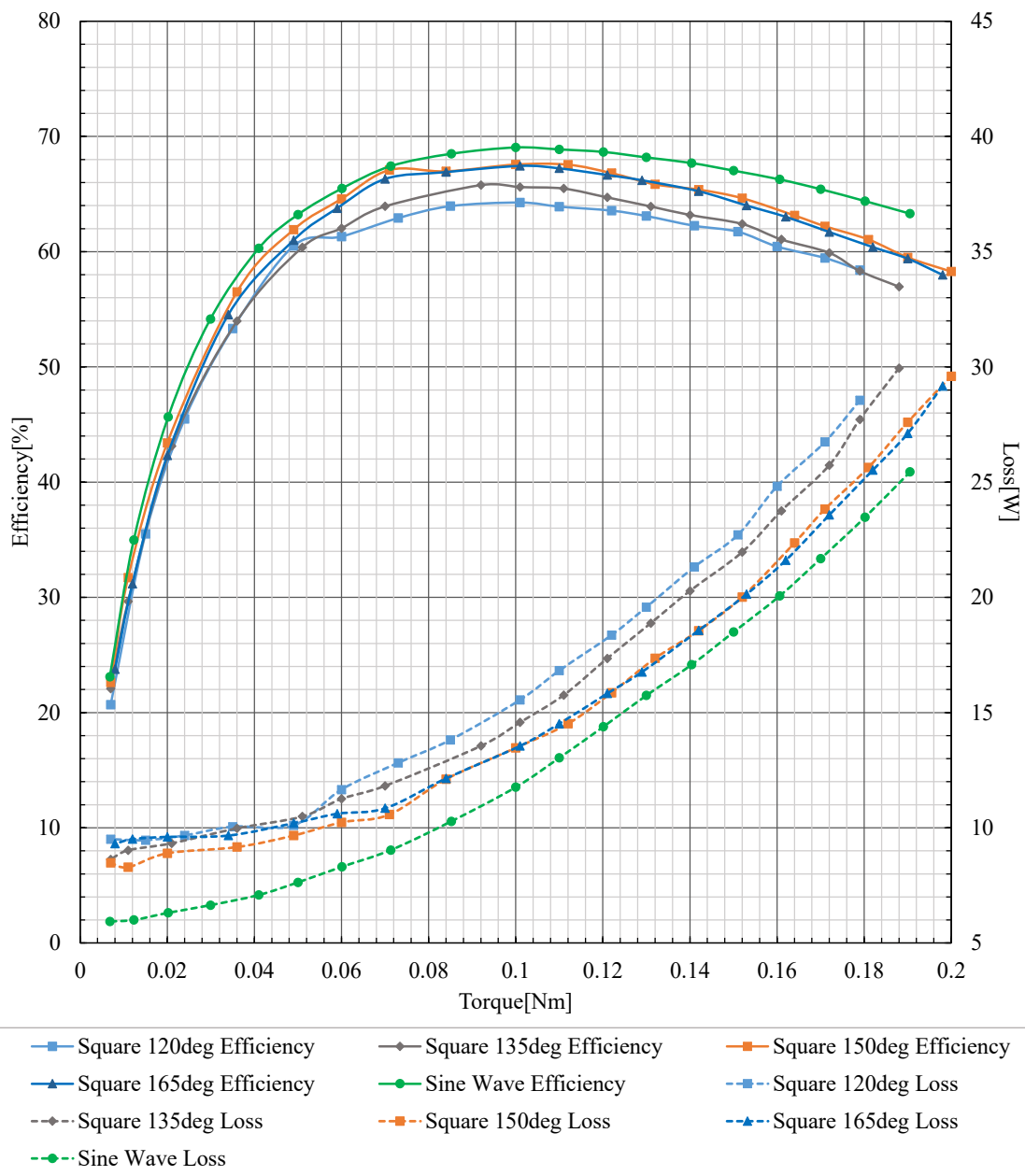


図 2.22 各通電波形における効率特性および損失特性

表 2.6 各通電波形における最大効率及び損失(定格負荷時)

通電波形	トルク [Nm]	効率 [%]	損失 [W]
方形波 120°	0.101	64.3	15.6
方形波 135°	0.092	65.8	13.6
方形波 150°	0.100	67.6	13.5
方形波 165°	0.101	67.4	13.6
正弦波	0.100	69.0	11.8

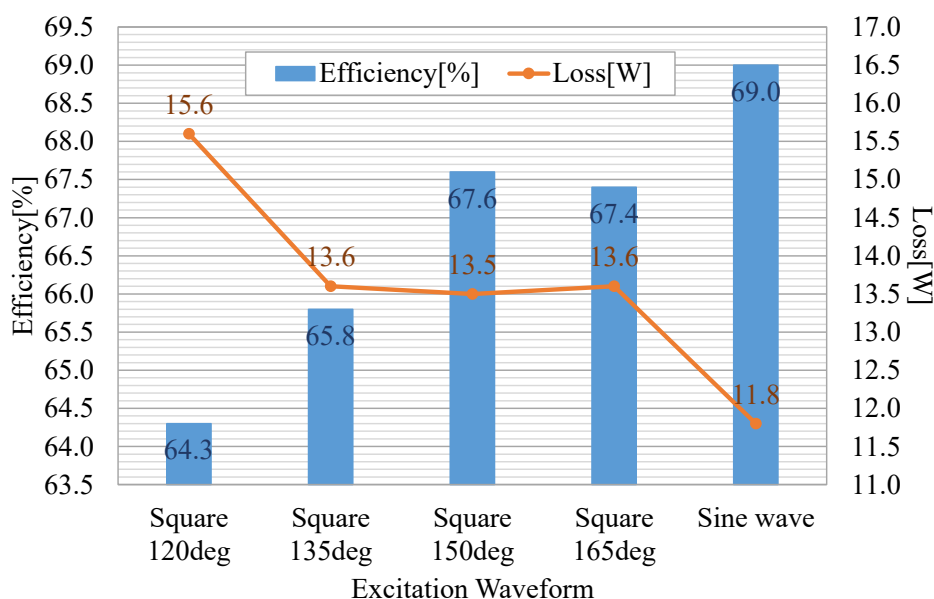


図 2.23 各通電波形における最大効率及び損失比較(定格負荷時)

図 2.22, 図 2.23, 及び表 2.6 の結果より, 最大効率は正弦波通電の 69.5%となるが, 次いで 150°通電の 67.6%となり, 120°通電に対して 3%の効率上昇がみられたと共に 150°通電は方形波通電では最大の効率となった。また損失についても正弦波通電が最も小さくなったものの, 方形波通電の中では 150°通電が最も小さくなり, 120°通電に比べ 2W 程度の損失の低減がなされていることが分かる。損失の低減により, 効率の向上が為されたと考察できる。最大効率はいずれの通電波形においても定格負荷の 90%程度で得られていることも分かる。

なおこの条件において 120°通電時及び 150°通電時の実効電流値を求めると, 表 2.7 の通りとなる。

表 2.7 120°通電及び 150°通電時の特性比較(定格負荷時・実測)

通電波形	電流実効値[A]	効率[%]	損失[W]
方形波 120°	2.07	64.3	15.6
方形波 150°	1.96	67.6	13.5

表 2.7 より, 150°通電によって電流実効値の低減がなされていることが分かる。ゆえに実効電流の低減が損失低減, 効率向上に寄与していると考えられる。

したがって, 定格負荷状態において通電角 150°が最大効率・最小損失となる。



## B. 通電位相変更時の効率・損失特性

前節の検証は、通電角を延長し効率・損失特性の改善を図ることが可能であるものであったが、前述の通り通電角を前側に延長している関係上、通電角の拡大と共に通電位相を前倒ししていることになっている。そこで当節では、前節での特性改善が通電角によるものか、通電位相によるものかを明らかにするために通電位相のみを変更して効率及び損失特性を測定した。

当節においては前節と同様、モータの定格速度(2500rpm)において定格負荷(0.12Nm)を掛けた時の電圧を基準として負荷を変動させた場合の効率及び損失特性を測定した。

まず通電角は  $120^\circ$  のまま、通電位相のみを前倒しした際の効率及び損失特性を測定する。まず実機において  $120^\circ$  通電の通電位相(進み角)を  $0^\circ$  から  $60^\circ$  まで進めた時の電圧及び電流波形を図 2.24 に示す。

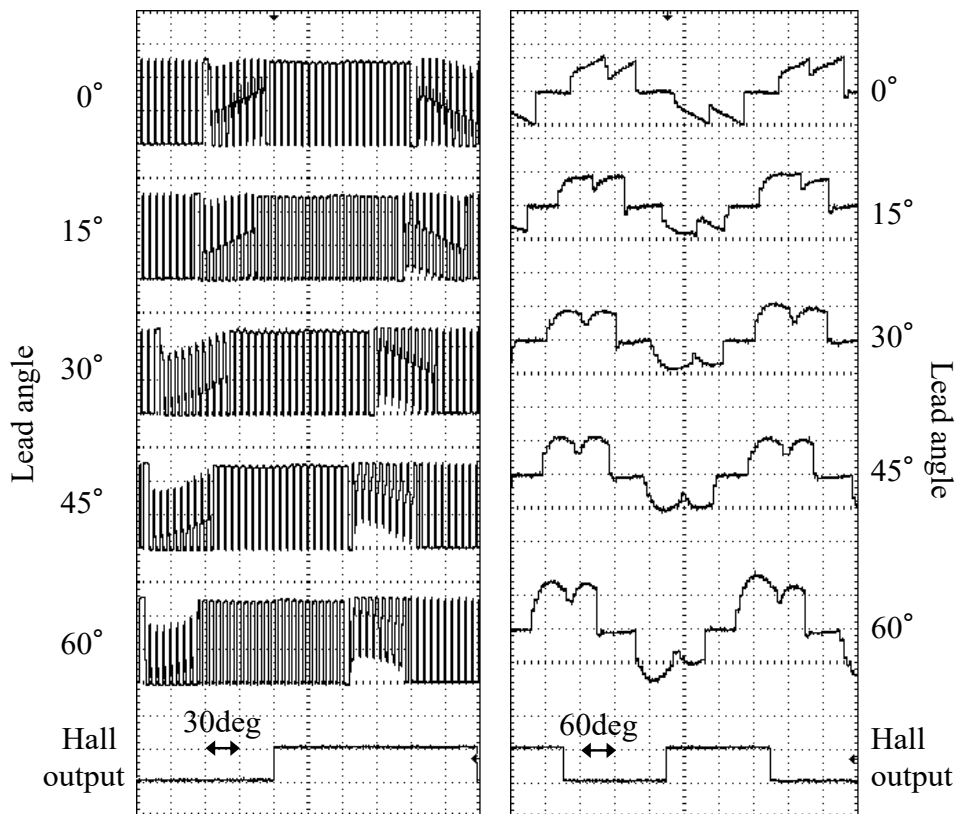


図 2.24 各進み角における電圧及び電流波形  
左列が相電圧、右列が相電流である。

図 2.24 から、 $120^\circ$  通電時(進み角  $0^\circ$ )から通電位相が進んでいることが分かりますと共に、電流波形が丸みを帯びてくることも分かります。

図 2.25 に、進み角を  $0^\circ$  から  $30^\circ$  まで  $7.5^\circ$  間隔で増加させた時の負荷トルク-効率特性を示す。また表 2.8 に図 2.25 における最大効率とその時の損失をまとめ、図 2.26 に表 2.8 の内容を示した。

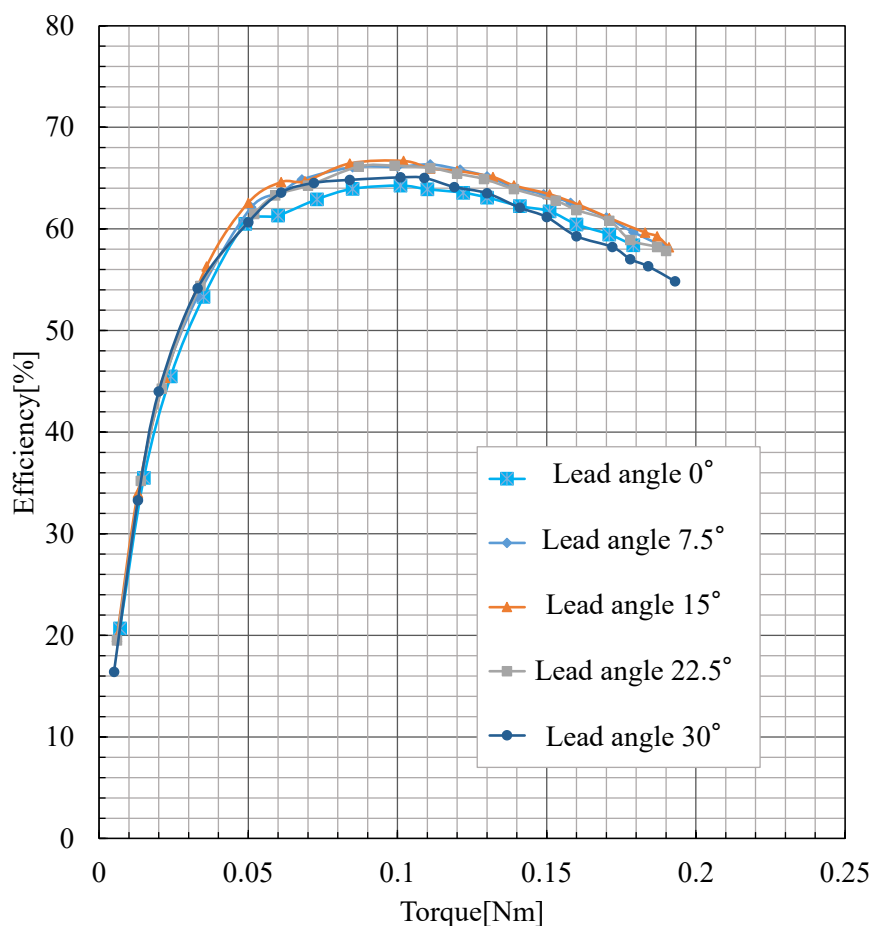


図 2.25 各進み角における効率特性(定格負荷時)

表 2.8 各進み角における最大効率及び損失(定格負荷時)

進み角	トルク [Nm]	効率 [%]	損失 [W]
$0^\circ$	0.101	64.3	15.6
$7.5^\circ$	0.111	66.4	15.1
$15^\circ$	0.102	66.7	14.1
$22.5^\circ$	0.099	66.2	14.2
$30^\circ$	0.101	65.1	15.3

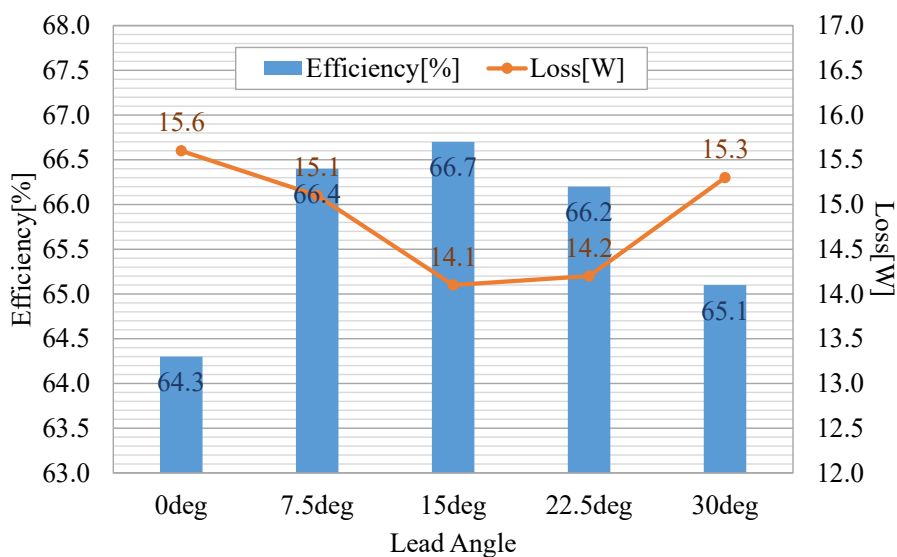


図 2.26 各進み角における最大効率及び損失比較(定格負荷時)

図 2.25, 図 2.26, 表 2.8 より, 進み角を大きくしていくと, 進み角 15°までは効率が向上しているがそれ以降は効率が低下する様子がみられる。進み角 15°程度が最大効率を得られる進み角となっており, 進み角 0°の効率 64.3%から 2.5%程度向上し 66.7%となった。損失も進み角 15°程度の時に最小となり, 15度を過ぎると損失も増加に向かっている。したがって, 120°通電時の通電位相を基準として 15°位相を進めた場合に最大効率を得られ, 損失が最小になることが分かる。

ただし, 前節で実測した通り同じ条件において 150°通電を行った場合の効率は 67.6%となり電流位相を進める場合よりもより高い効率が得られ, かつ電流波形の改善も行える。また損失に関しても 150°通電では 13.5W に対し進み角 15°では 14.1W となり, 150°通電に比して損失が大きい。ゆえに, 電流位相を進める方法においても効率の向上並びに損失の低減は図れるものの, 150°通電のように通電角を延長する手法の方が, 効率および損失特性をより改善することが可能であるといえる。

通電位相の調整のみでも効率・損失特性の改善は可能であるが、 $150^\circ$ 通電を行った方がより改善の効果があることがここまでの検証で示されている。前節までに提示されている  $150^\circ$ 通電は、 $120^\circ$ 通電を基準に前側に通電角を  $30^\circ$ 延長しているため、通電位相としては  $120^\circ$ 通電から  $15^\circ$ 進んだ場所、すなわち進み角  $15^\circ$ の状態となっており、進み角  $15^\circ$ が最適な通電位相であることと矛盾しない。しかしながら、 $150^\circ$ 通電時において通電位相を変化させた場合について測定は行っておらず、実験的な結果は得られていない。

そこで  $150^\circ$ 通電時において、 $120^\circ$ 通電を前側に  $30^\circ$ 延長した  $150^\circ$ 通電を基準として、進み方向に  $7.5^\circ$ 、遅れ方向に  $15^\circ$ 位相をずらした場合の効率及び損失特性を測定した。なお遅れ方向に  $15^\circ$ 変化させたものは、 $120^\circ$ 通電時の位相のまま通電角を  $150^\circ$ にしたことと同義である。実機において  $150^\circ$ 通電の通電位相を進み  $7.5^\circ$ 及び遅れ  $15^\circ$ に変化させた時の電圧及び電流波形を図 2.27 に示す。

図 2.27 から、電流の立上り・立下りのタイミングを基準よりずらすことができ、電流のピークとなるタイミングも前後にずらせている。ただし、位相をずらしたことによる電流波形の概形の変化はほとんど見られない。

図 2.28 に、 $150^\circ$ 通電の通電位相を変化させた時の負荷トルク-効率特性を示す。また表 2.9 に図 2.28 における最大効率とその時の損失をまとめ、図 2.29 に表 3.6 の内容を示した。

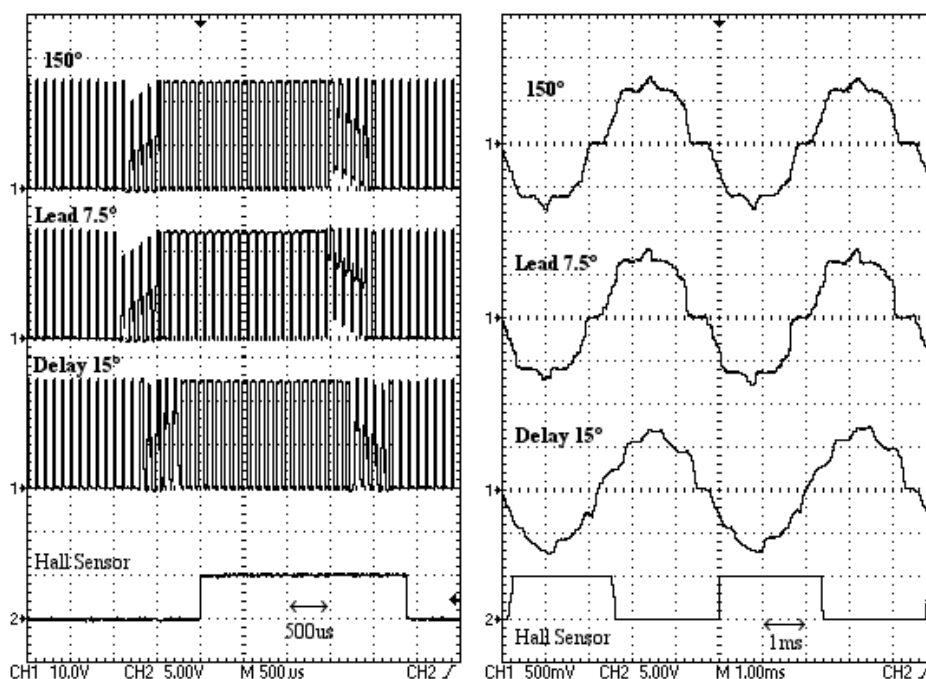


図 2.27 各進み角における電圧及び電流波形( $150^\circ$ 通電)  
左列が相電圧、右列が相電流である。

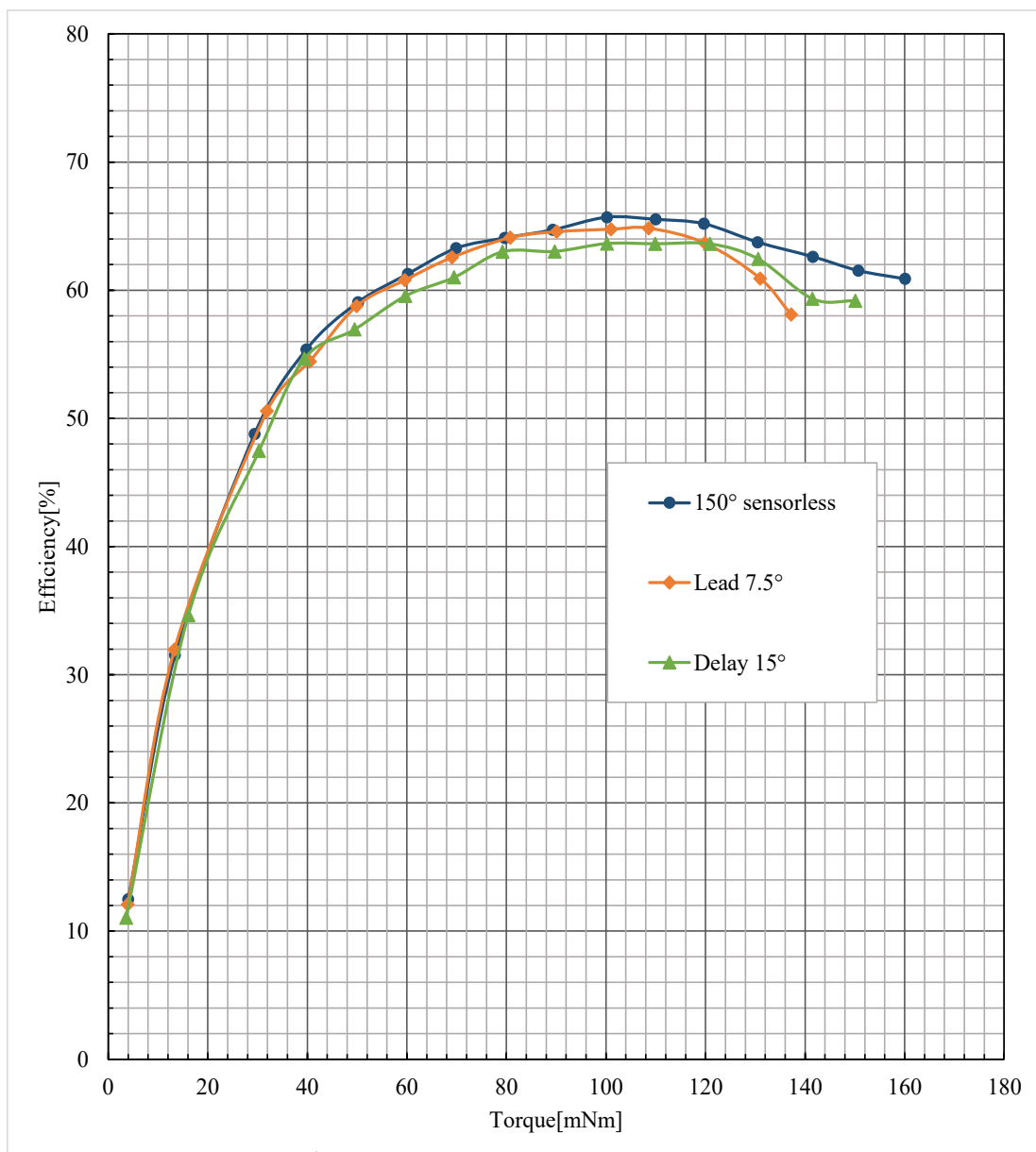


図 2.28 各通電位相における効率特性(150°通電時)

表 2.9 各通電位相における最大効率及び損失(150°通電時)

通電位相角	トルク [mNm]	効率 [%]	損失 [W]
0°(150°通電)	100.2	65.7	14.4
進み 7.5°	101.0	64.8	14.4
遅れ 15°	100.2	63.6	16.1

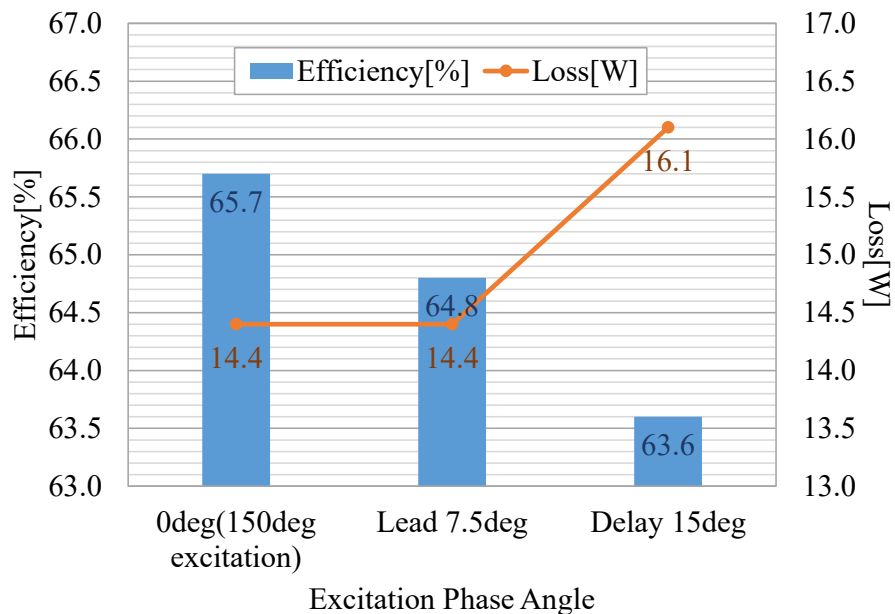


図 2.29 各通電位相における最大効率及び損失比較(150°通電時)

図 2.28, 図 2.29 及び表 2.9 より, 位相を進めるもしくは遅らせると初期状態(120°通電から前側に 30°延長した 150°通電)より効率が低下することが分かる。これより初期状態が効率のピークとなると見受けられる。また位相を 15°遅らせたものは 120°通電と位相が同じであることもあり, 効率が 2%程度低下した。最大の効率となったのは, 120°通電から 30°前側に延長した 150°通電(120°通電位相から 15°進めた 150°通電)であり, 65.7%となった。

従って, 120°通電, 150°通電とも最高効率をもたらす電流位相は 120°通電時から 15°進めたものであり, 電流位相と誘起電圧位相と一致させることによって得られるとみられる。ゆえに効率向上に関しては誘起電圧位相と電流位相の関係が大きく影響するものと考察される。

### C. PWM 制御の有無による効率・損失特性

これまでの測定においては、PWM 制御を併用してモータへの印加電圧の調整を行っているが、PWM 制御によりスイッチング損や鉄損の増加をもたらしている可能性が想定される。そこで PWM 制御を排し、1 パルスで方形波通電を行った際の効率および損失についても検討を行った。図 2.30 に PWM 制御を排した場合の 120°及び 150°通電電圧波形を示す。

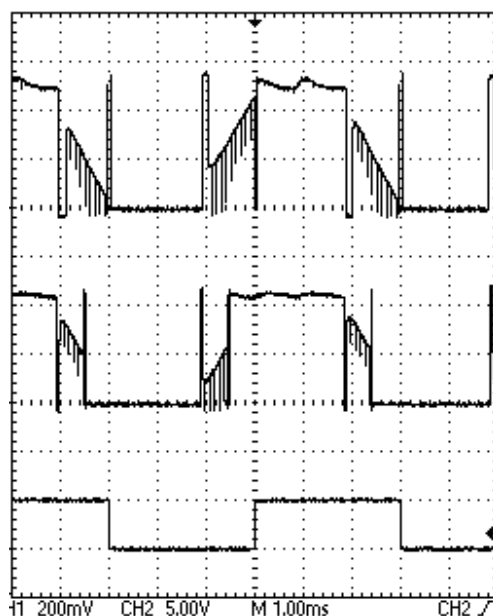


図 2.30 1 パルス通電時の相電圧波形

上段が 120°通電，中段が 150°通電，下段はホールセンサ出力である。

図 2.30 の電圧波形は、図 2.19 で示した PWM 制御を行っている電圧波形から PWM を排した形になっていることが分かる。

1 パルス通電が行えていることが確認できたため、効率及び損失の測定を行う。測定条件は「A. 通電角変更時の効率・損失特性」の場合と同じであるが、通電角の種類は 120°通電と 150°通電に限定した。120°通電と 150°通電の双方において、PWM 制御を利用した場合と排した場合のそれぞれの効率および損失の特性を図 2.31 に示す。また図 2.31 における最大効率および損失をまとめたものを表 2.10 に示し、表 2.10 の内容を図 2.32 に示す。

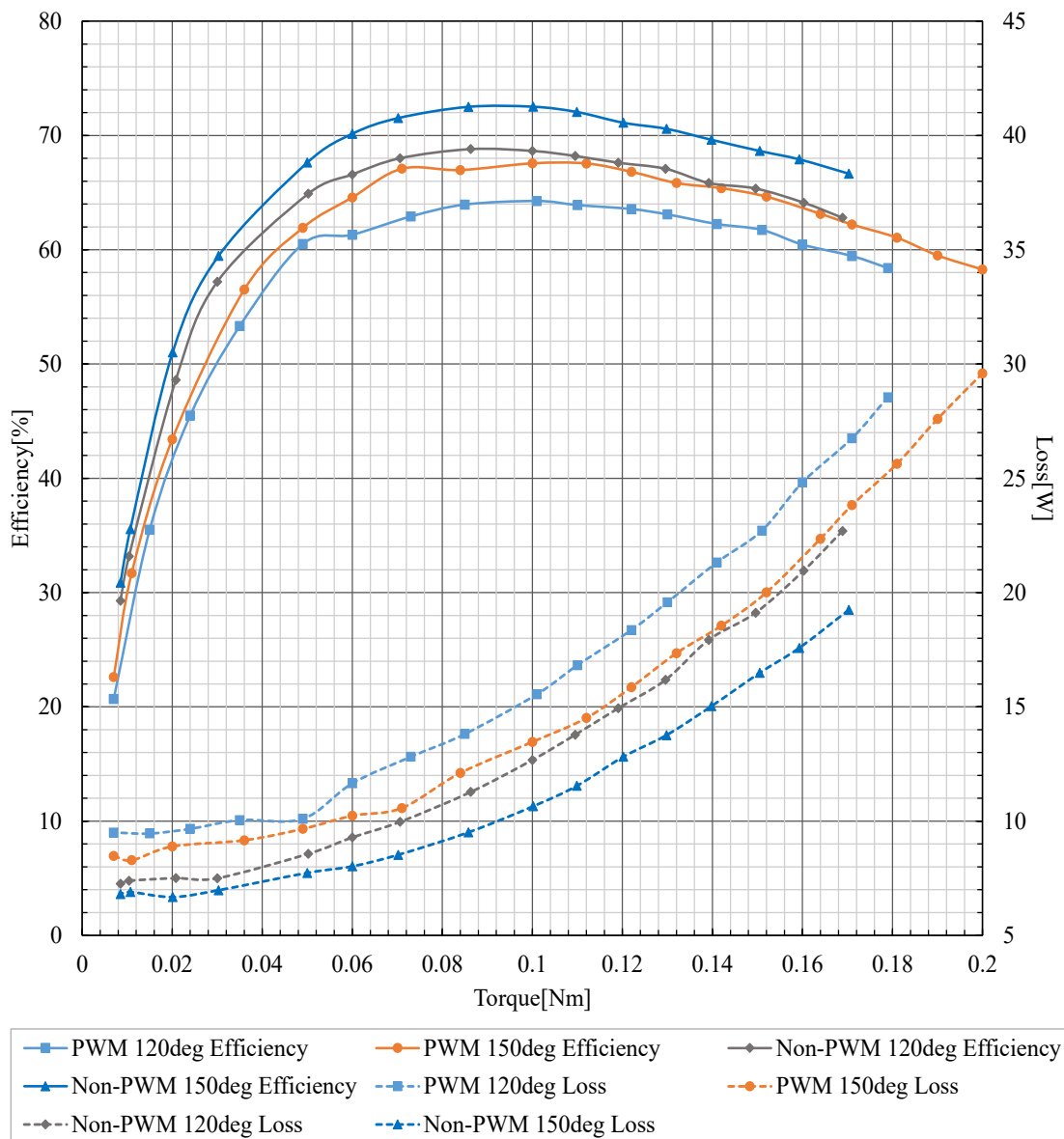


図 2.31 PWM 制御の有無による効率特性の変化(定格負荷時)

表 2.10 PWM 制御の有無による最大効率及び損失(定格負荷時)

通電波形	トルク [Nm]	効率 [%]	損失 [W]
PWM120°	0.101	64.3	15.6
1 パルス 120°	0.086	68.8	11.3
PWM150°	0.100	67.6	13.5
1 パルス 150°	0.100	72.5	10.7



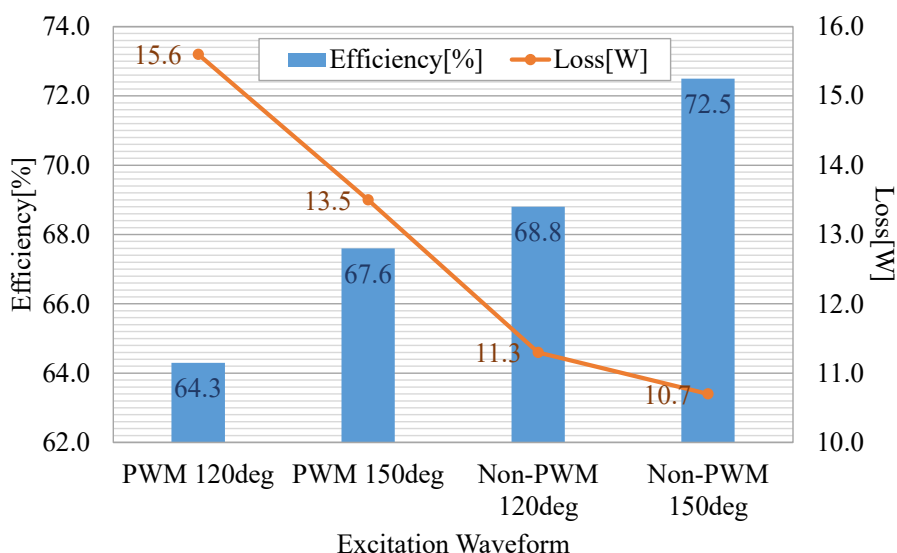


図 2.32 PWM 制御の有無による最大効率及び損失比較(定格負荷時)

図 2.31, 図 2.32 及び表 2.10 より, 120°通電, 150°通電共に PWM 制御を排し 1 パルス通電を行った場合に効率が 5%上昇し, 損失も 3W 程度低減することが確認できた。図 2.23 と図 2.32 を改めて比較すると, PWM 制御を用いない 150°通電が正弦波通電の効率より 3%上回る上に, 損失も 1[W]低減されていることが確認できた。

表 2.11 には同様に, 定格速度, 無負荷時における損失を, 定格負荷時における最大効率点での損失と共にまとめた。

表 2.11 PWM 制御の有無による損失の比較

通電波形	損失[W]	
	定格負荷時	無負荷時
PWM120°	15.6	5.03
1 パルス 120°	11.3	4.30
PWM150°	13.5	5.14
1 パルス 150°	10.7	4.43

ここで, モータの損失は次のように表される。

$$\text{損失} = \text{鉄損} + \text{銅損} + \text{インバータ損失} + \text{機械損} + \text{漂遊負荷損} \quad (2.8)$$

また無負荷時の損失は、出力が 0 であるので電流は 0, すなわち銅損とインバータ損失はないものとみなせるため,

$$\text{無負荷損失} = \text{鉄損} + \text{機械損} + \text{漂遊負荷損} \quad (2.9)$$

と表せる。(2.8)式及び(2.9)式を基にすると、次式

$$\text{定格損失} - \text{無負荷損失} = \text{銅損} + \text{インバータ損失} \quad (2.10)$$

$$\text{PWM 有損失} - \text{PWM 無損失} = \text{PWM 鉄損} + \text{PWM インバータ損失} \quad (2.11)$$

のように損失の差をとることで、簡易的に損失を分類することが出来る。

表 2.11 より、無負荷時における PWM 制御による損失を求めると、(2.11)式を適用することになるが、無負荷時のためこの結果は PWM による鉄損の増加分ととらえることが出来る。120°通電で 0.73W, 150°通電で 0.71W の差が表れていることから、PWM 制御によって約 700mW の鉄損が生じていることが分かる。

また表 2.11 を横に見て、(2.10)式を適用すると負荷による銅損とインバータ損失の和を求めることが出来る。表 2.12 に(2.10)式を適用した結果を示す。(2.10)式で得られた損失を更に(2.11)式に適用すると、PWM 制御による鉄損は既知であり、銅損は負荷が同一のため同じとみなせるため、PWM 制御によって生じるインバータにおける損失を分離することが出来る。

表 2.12 PWM 制御の有無による銅損とインバータ損失の和の比較

通電波形	銅損とインバータ損失の和[W]
PWM120°	10.6
1 パルス 120°	7.00
PWM150°	8.36
1 パルス 150°	6.27

表 2.12 より、PWM 制御により生じるインバータ損失と鉄損の和は、120°通電において 3.6W、150°通電において 2.09W となり、PWM 制御による鉄損 700mW を考慮すると PWM 制御によるインバータ損失は 120°通電で 2.87W、150°通電において 1.38W となった。ここまでで明らかになった PWM 制御による損失の増加分を表 2.13 に改めてまとめる。

表 2.13 PWM 制御の有無による損失の増加分

通電方式	PWM による鉄損[W]	PWM によるインバータ損[W]
方形波 120°	0.73	2.87
方形波 150°	0.71	1.38

したがって、PWM 制御を利用することにより、鉄損及びインバータ損失が増加すると共に、インバータ損失に関しては通電方式により損失が左右されると考察できる。

## D. ボールねじ運転時における入力電力特性

前述の検討内容は、モータ単体に負荷を載せた場合の実験であった。本論文では最終的にボールねじアクチュエータとして利用することを考えるため、ボールねじ機構を取り付けて、120° 通電、150° 通電並びに正弦波通電による速度サーボとして一定速運転を行った場合の入力電力を比較し、前述の内容がボールねじシステムにおいても応用可能か検討した。

ボールねじについては 3 章以降で提示するものを用い、運転速度は 10rpm および 60rpm としその時のインバータのリンク電圧・電流を測定しこれらから求めた入力電力を算出した。また 120° 通電時の入力電力に対するそれぞれの入力電力の比も算出した。表 2.14 にこれら一定速運転時の入力電力特性の結果を、図 2.33 に表 2.14 の内容を図示する。

表 2.14 ボールねじ一定速度運転時の入力電力特性

通電方式		入力 電圧[V]	入力 電流[A]	入力 電力[W]	入力電力比[%] (対 120° 通電)
10rpm	方形波 120°	28.164	0.1286	3.6219	100
	方形波 150°	28.165	0.1205	3.3939	93.7
	正弦波	28.167	0.1125	3.1688	87.5
60rpm	方形波 120°	28.116	0.3705	10.4170	100
	方形波 150°	28.121	0.3451	9.7046	93.2
	正弦波	28.122	0.3408	9.5840	92.0

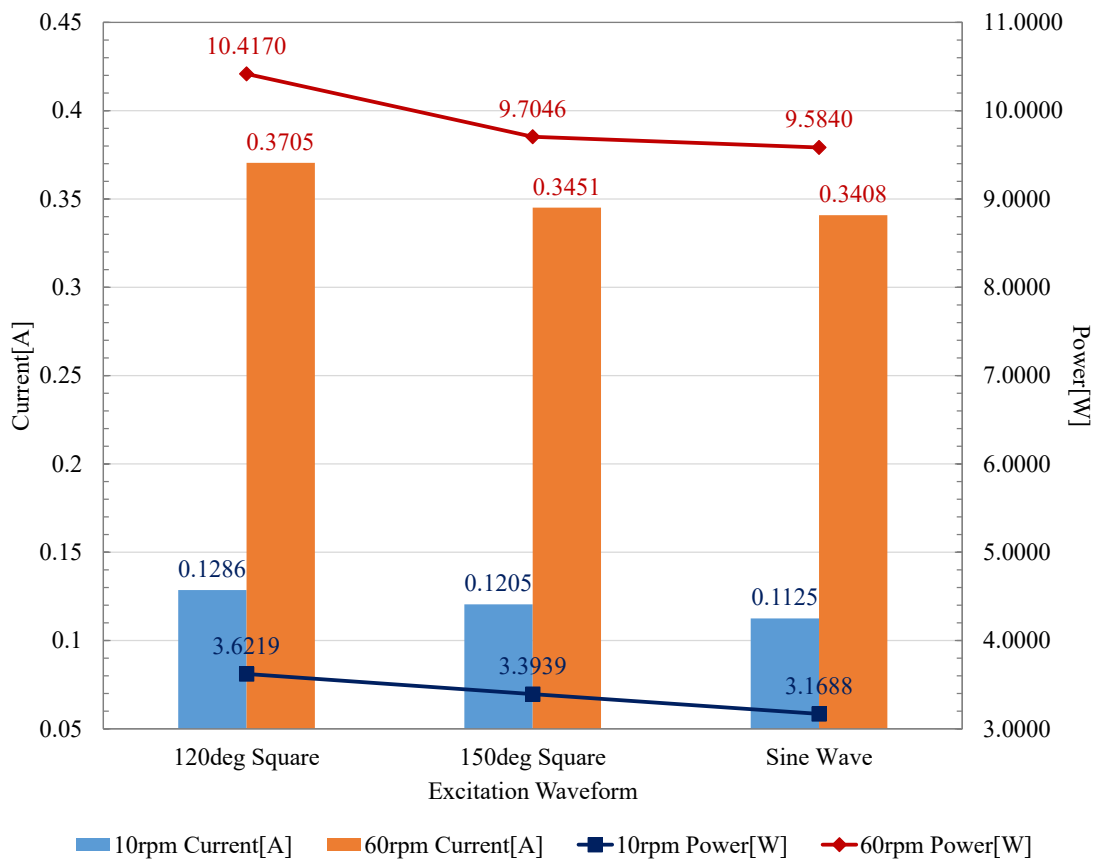


図 2.33 ボールねじ一定速度運転時の入力電力特性

表 2.14 及び図 2.34 より，10rpm 時および 60rpm 時の双方において，120° 通電時に対して 150° 通電を行うことで入力電流の低減並びに入力電力の低減を行うことが出来る。入力電力比では 150° 通電によって 120° 通電の 93%の電力で運転をすることが出来ており，提案する手法において高効率化が可能であることが確認できる。また正弦波通電を行うと，10rpm 及び 60rpm の双方において 120° 通電の 87%から 92%の電力で運転が可能となり，150° 通電よりも少ない電力での運転が可能という結果が得られる。これは前述の検討内容における効率特性と矛盾しない。ただし運転速度が高い，すなわち出力が増えるにつれて 150° 通電と正弦波通電の差が小さくなっていることも分かる。

したがって，当節で提案する 150° 通電を用いることでボールねじを付加したシステムにおいても方形波通電において高効率な運転を行うことが可能であることが分かる。

これらの結果より，方形波通電においても，通電角と通電位相の調整で正弦波通電に匹敵する程度まで効率を向上させ損失を低減させることが可能であることが確認できた。また PWM 制御を用いずに方形波通電を行うことで正弦波通電よりも高効率でかつ低損失な駆動が可能であることが確認できた。なお同じ実効電圧を与える場合，正弦波通電では実効電圧より高い電源電圧が必要になるため，電源電圧の有効利用の観点から簡易に通電する際には方形波 150°通電が優れると考察される。

### 2.3.3 振動特性

前節までに 150°通電を行うことで高効率な方形波通電が可能となることが判明した。そこで本節では振動特性に着目し、各通電波形におけるトルク特性を調査した。本章ではトルクリプルに着目し、通電波形の変化に伴う特性の比較を行い 150°通電における特性改善の度合いを検討する。

#### A. 通電波形変更時のトルク特性比較

通電波形を 120°方形波から 150°方形波に変化させた時のトルク特性を測定し、トルクリプル率を算出した。なお測定条件はトルク計の応答速度を考慮し、回転速度を 300rpm とした際に定格負荷 0.12Nm をかけた時とした。図 2.34 に 120°通電時のトルク特性及び電流波形を、図 2.35 に 150°通電時のトルク特性及び電流波形を、図 2.36 には比較対象として正弦波通電を行った際のトルク特性及び電流波形を示す。また表 2.15 に図 2.34 から図 2.36 までのトルクリプル率をまとめた。なおリプル率は(2.4)式によって算出した。

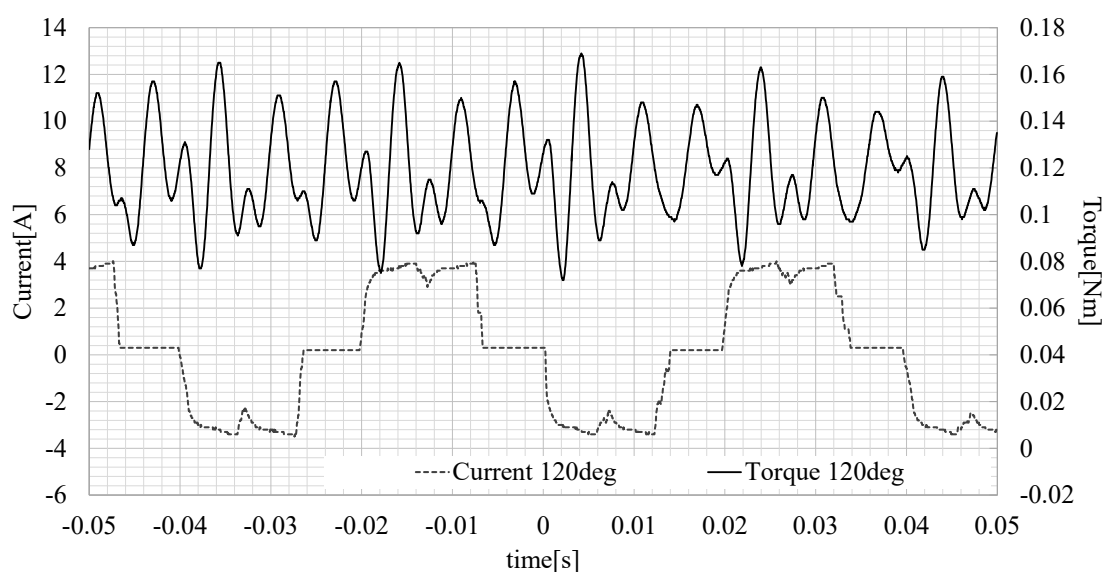


図 2.34 120°通電におけるトルク特性及び相電流波形  
上段がトルク特性，下段が相電流である。

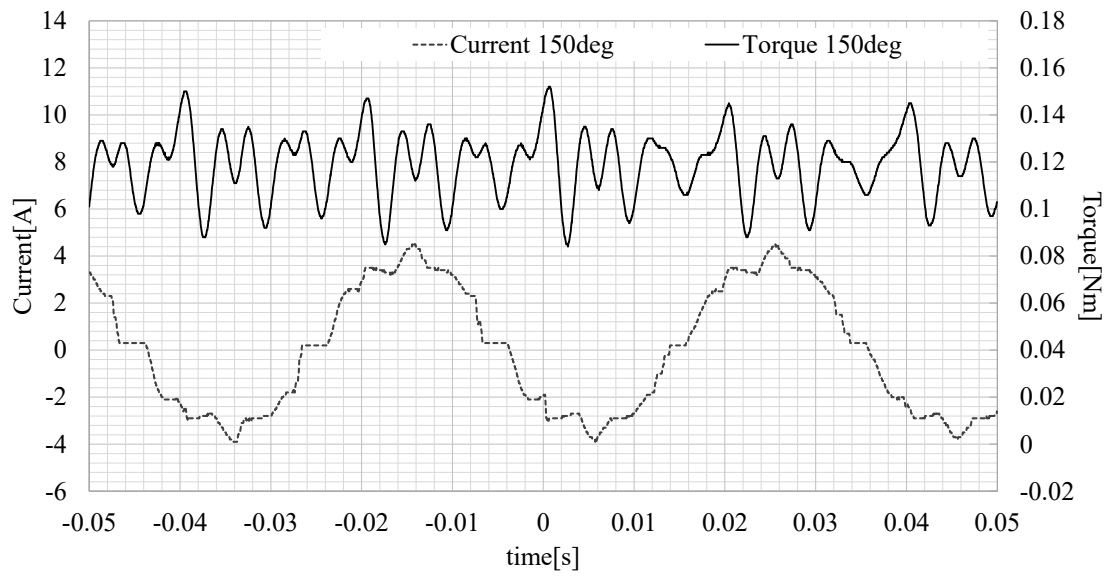


図 2.35 150°通電におけるトルク特性及び相電流波形  
上段がトルク特性，下段が相電流である。

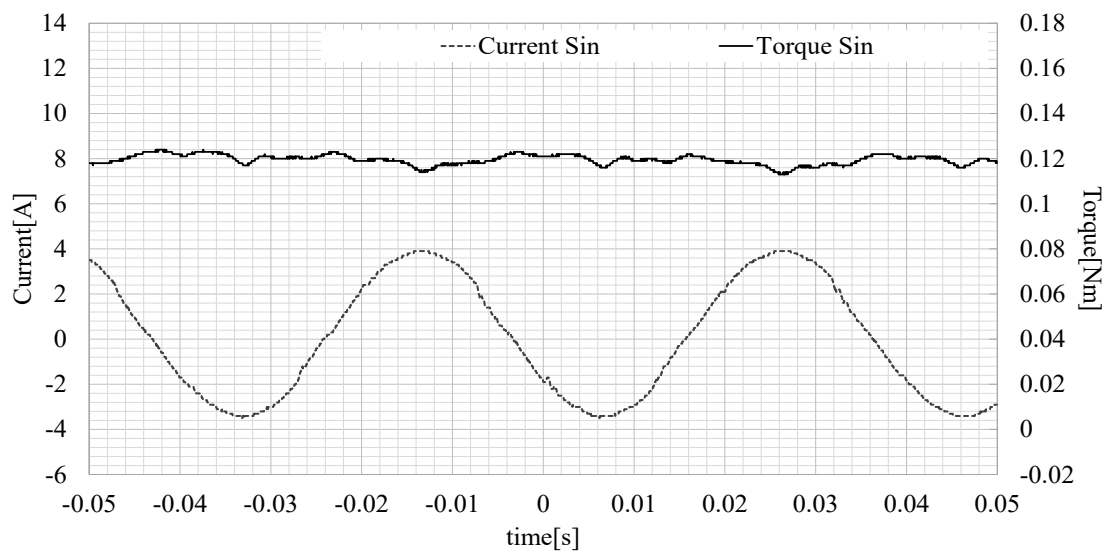


図 2.36 正弦波通電におけるトルク特性及び相電流波形  
上段がトルク特性，下段が相電流である。

表 2.15 各通電波形におけるトルクリプル率

通電波形	トルク pp 値[Nm]	平均トルク[Nm]	リプル率[%]
方形波 120°	0.097	0.119	81.7
方形波 150°	0.068	0.119	57.2
正弦波	0.011	0.120	9.2

表 2.15 及び図 2.34 から図 2.36 より、正弦波通電のトルク特性が最も優れることは明らかではあるものの、150°通電を行うことで、120°通電に比してリプル率が 20%低減していることが分かる。

また 2 章におけるシミュレーションの結果である表 2.2 においても、150°通電により 120°通電からトルクリプルの低減が可能であることが示されていたが、ここでの実測により実機においても 150°通電によりトルクリプルの低減が可能になることが示されたため、シミュレーションとの整合性もとれていると考える。

したがって 150°通電により、方形波通電のデメリットであるトルク特性の改善が可能となることが確認できた。



## B. 擬似正弦波によるトルク特性改善

前節の測定により、150°通電によってトルクリプルが減少し、トルク特性が向上することは確認できるが、その特性は正弦波通電には及ばないことも判明した。そこで当節では、方形波通電の簡易さを失わない程度の工夫によって、150°通電において更にトルク特性を向上させることが可能かどうか検討した。

図 2.19 や図 2.35 のように、150°通電の電流波形は 120°通電に比して正弦波に近似しているものの、正弦波のように滑らかに変化しているとは言い難い。また 150°通電時の電流波形は、電気角 30°ごとに挙動が変化しており、特に通電している相が 3 相になっている期間において電流の変化がその他の区間に比べ急峻になっている。図 2.11 のシミュレーション結果と照らし合わせると、電流の変化が急峻になっている部分でリップルが発生しやすくなっている様子が見える。そこで 150°通電の始めと終わりの 30°の部分に与える電圧を意図的に下げ、いわゆる擬似正弦波として印加電圧を正弦波に近づけることで電流の急激な変化を抑え、トルクリプルの低減を図れるか検証した。

図 2.37 にその手法のイメージを示す。

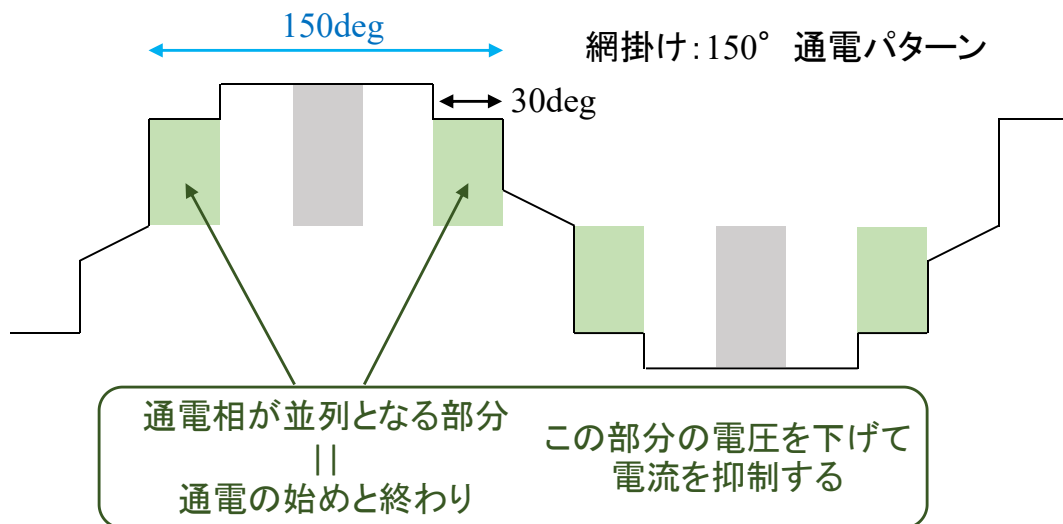


図 2.37 150°通電におけるトルク特性改善のための手法

提案する手法においては、通電期間中の特定の期間の電圧の下げ幅がトルクに大きく影響を及ぼすと考えられる。そこでもっともトルク特性を向上させることが可能な電圧の下げ幅を実験的に検討した。図 2.38 に、始めと終わりの電

圧を 50%, 65%, 80%, 90% に下げた際のトルク特性と電流波形を示す。なおトルクの測定条件は、前節における条件と同じである。

またこの改善手法によって、トルクは改善可能であっても 150° 通電のメリットである高効率・低損失の特長が失われてしまう可能性も否定できない。そこで表 2.16 に、擬似正弦波通電を行った際の最大効率及び損失を測定した。効率の測定は 2.2.2 節における定格負荷状態での条件で行った。

図 2.39 には、表 2.16 の結果及び比較対象として 120° 通電及び正弦波通電を含めてトルクリプル率をまとめた。

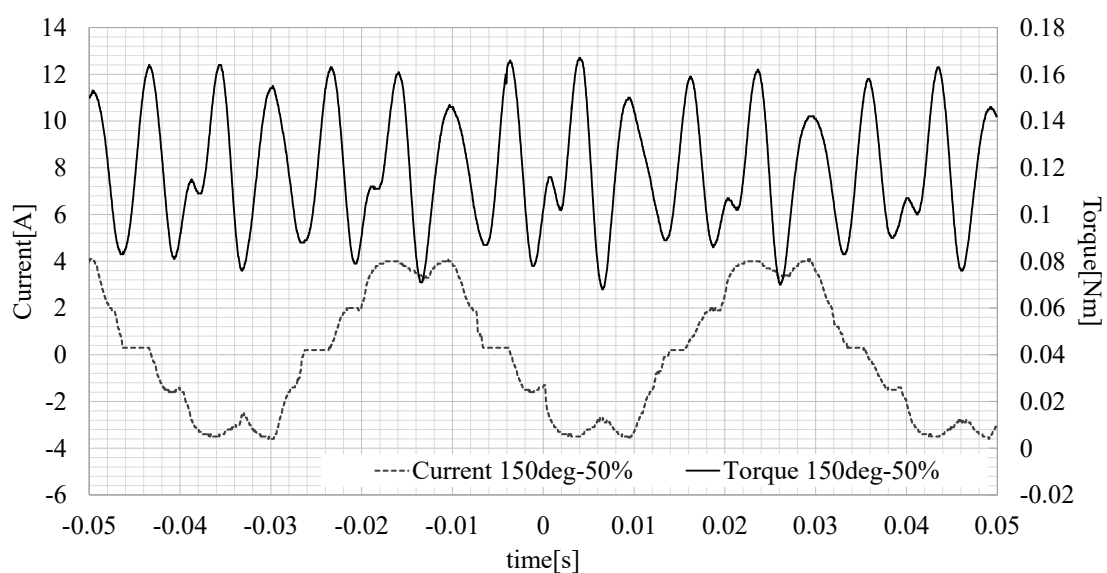


図 2.38(a) 擬似正弦波通電におけるトルク特性及び相電流波形(電圧 50%)  
上段がトルク特性，下段が相電流である。

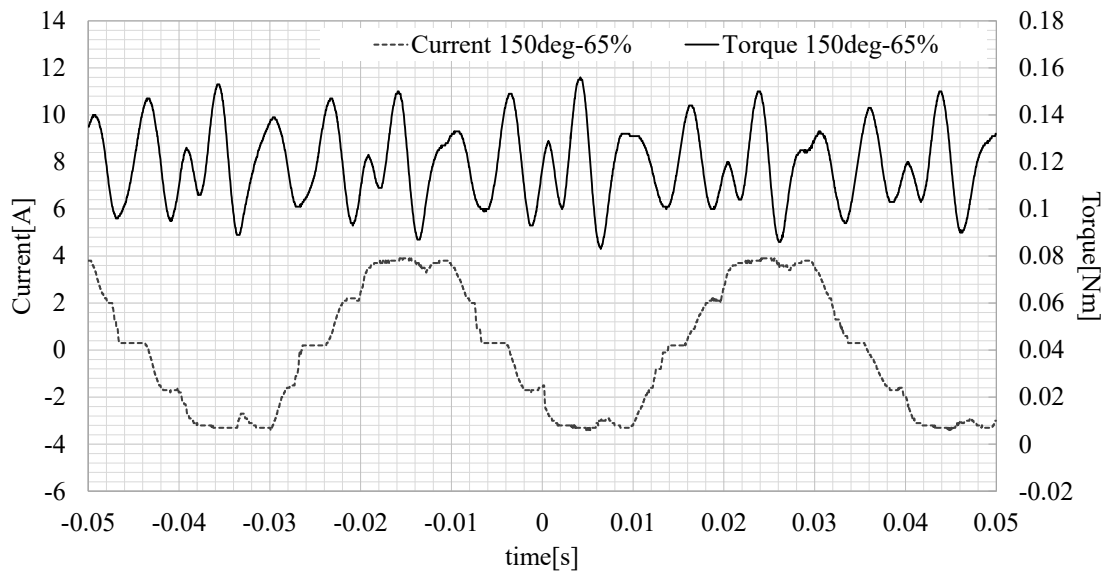


図 2.38(b) 擬似正弦波通電におけるトルク特性及び相電流波形(電圧 65%)  
上段がトルク特性, 下段が相電流である。

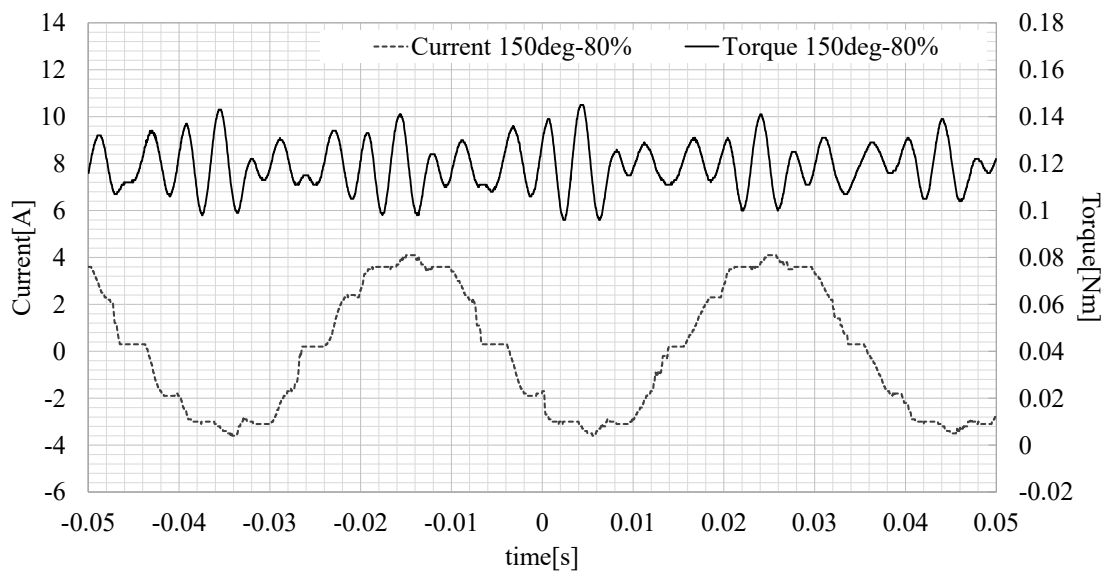


図 2.38(c) 擬似正弦波通電におけるトルク特性及び相電流波形(電圧 80%)  
上段がトルク特性, 下段が相電流である。

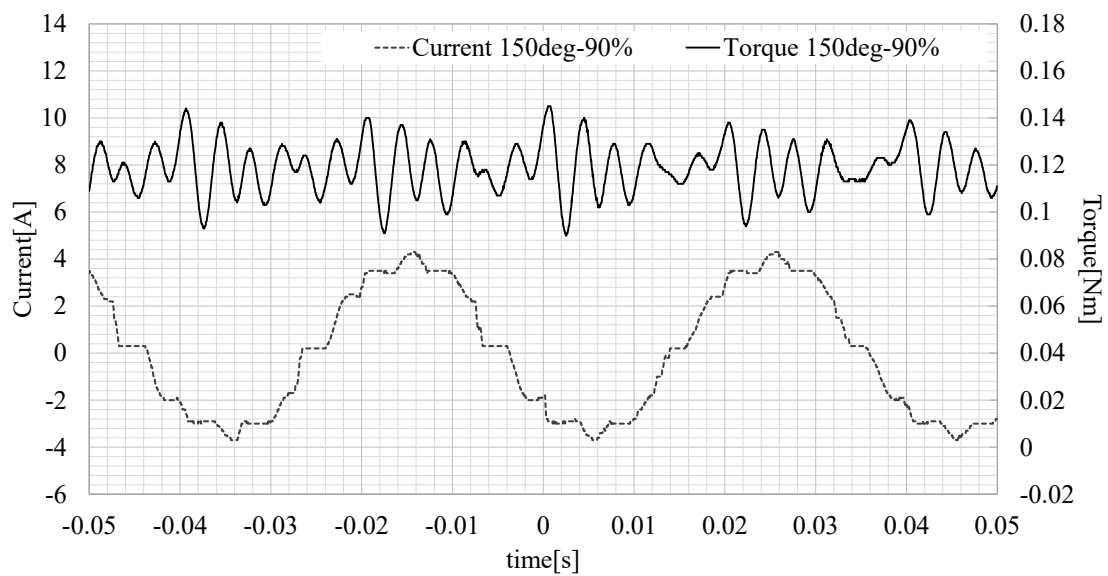


図 2.38(d) 擬似正弦波通電におけるトルク特性及び相電流波形(電圧 90%)  
 上段がトルク特性, 下段が相電流である。

表 2.16 擬似正弦波通電での各通電電圧における効率及び損失比較

通電電圧	トルク [mNm]	効率 [%]	損失 [W]
50%	100.0	70.5	11.6
65%	100.6	70.7	11.6
80%	100.5	70.7	11.6
90%	100.2	70.8	11.5
100%(通常の 150°通電)	100.3	70.9	11.5

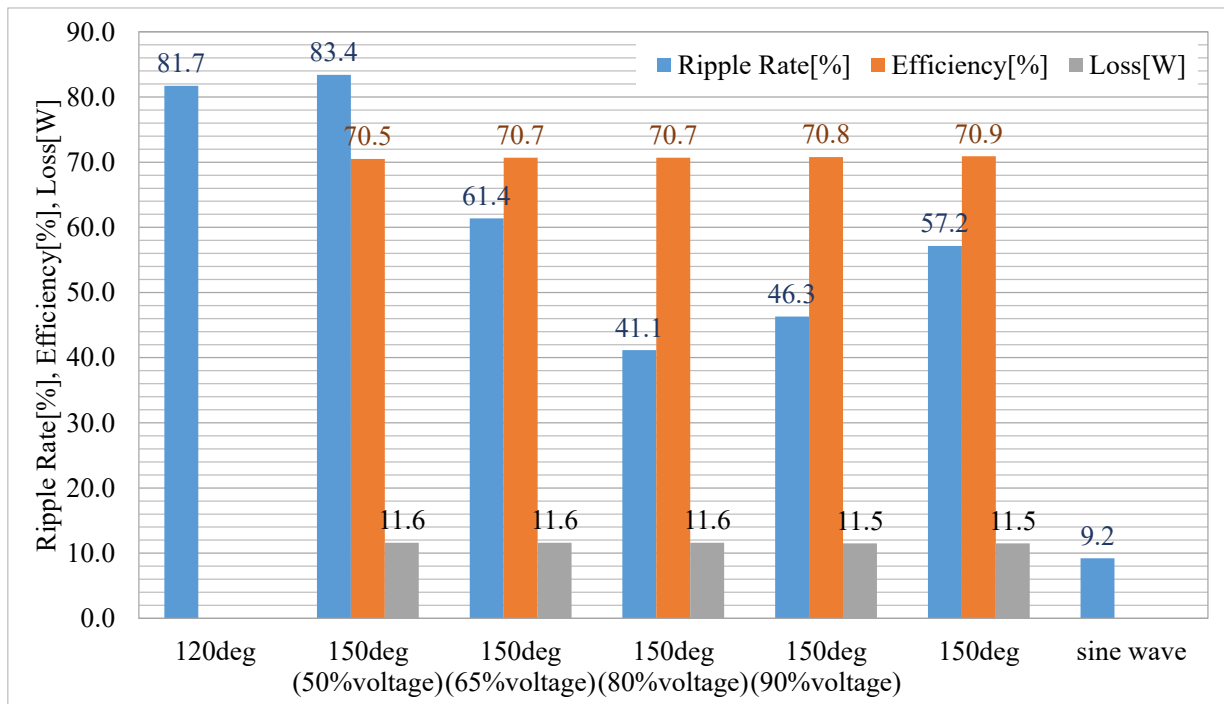


図 2.39 各通電波形におけるトルクリプル，最大効率及び損失比較

図 2.38 および図 2.39 より，始めと終わりの 30°の電圧を 80%に下げた場合にリプル率が 41.1%となり，一定電圧の 150°通電に比べ 15%のリプル低減を行うことが出来た。120°通電に比べるとリプル率を半減させることに成功している。同時に 150°通電に比べ電流波形の急峻な部分の抑制が行えていることが分かり，提示した手法が意図した効果を発揮していると考えられる。

また表 2.16 及び図 2.39 より，電圧を下げた場合においても効率及び損失の変化はわずかであり，この手法は効率及び損失特性には影響しないことも分かる。したがって，この手法を用い，150°通電の始めと終わりの 30°の期間の電圧を 80%に抑制することで 150°通電のメリットを生かしつつトルク特性を向上させることが可能になると考察される。

なお，ブラシレス DC モータを駆動するためにインバータで空間ベクトルが発生しており，通常の 150°通電を行った場合の空間ベクトルの軌跡は図 2.40 の青線で示されるが，12 ステップで通電が行われているにもかかわらず軌跡は 120°通電を行った場合(図 2.40 緑線)と同様の正六角形を描いており，電流の急峻な変化などはこのなめらかではない空間ベクトルの変化，すなわち電圧の変化によってもたらされていると考えられる。最も駆動特性の優れた正弦波通電では空間ベクトルの軌跡は正円であり(図 2.40 灰点線)，軌跡がこれに近づくことで

駆動特性の改善を図ることが可能であると考え。実験的に電圧を 80%に抑制するのが最も効果的である結果が得られているので、この時の軌跡を同じく図 2.40 の橙線に示すと、この場合は軌跡が正十二角形を描いており、通常の 150° 通電に比べ軌跡を円に近づけられている。この点からも、電圧を 80%に抑制することがトルク特性の向上に寄与しているものと考えられる。

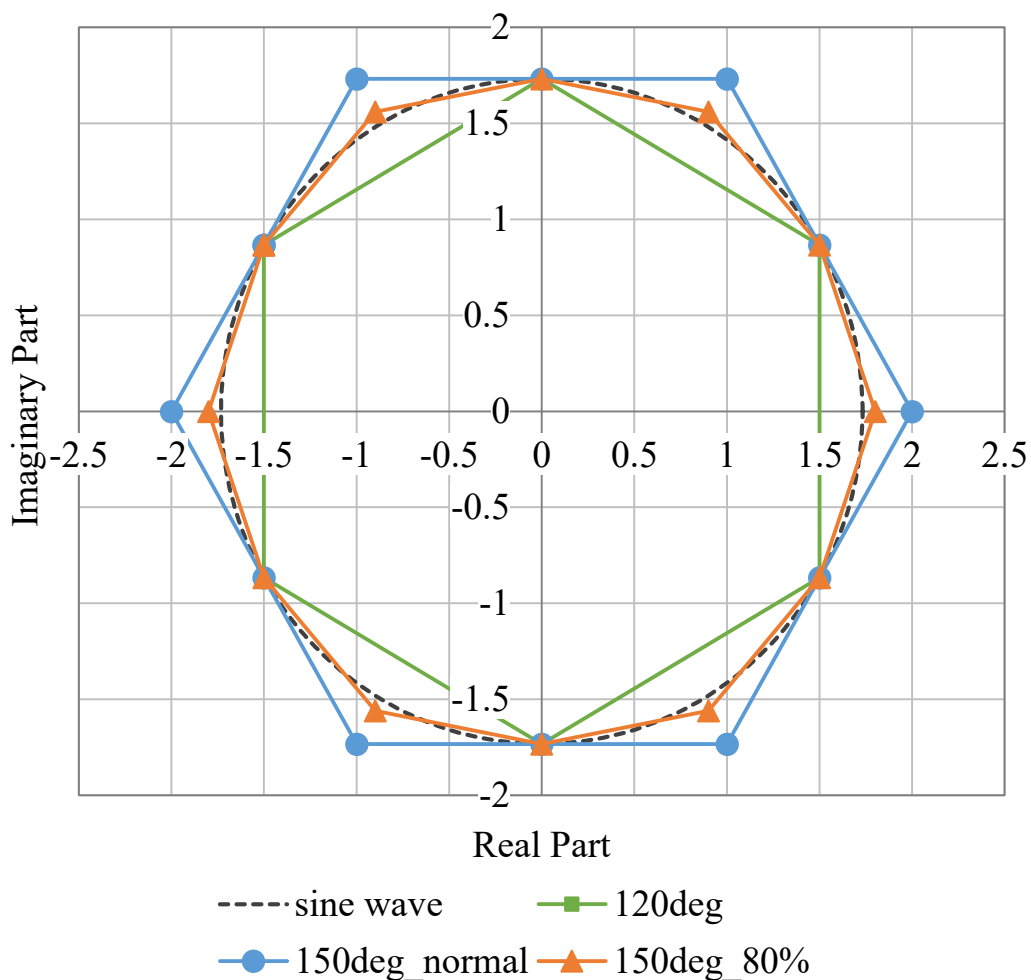


図 2.40 各通電波形における空間ベクトルの軌跡

### 2.3.4 騒音特性

通電波形を 120°方形波から 150°方形波に変化させた時の騒音を測定し、周波数解析を行って特性を比較した。比較対象の通電波形は、120°方形波、150°方形波の他、前章で提案された一部期間の電圧を 80%に抑制した 150°擬似正弦波(以下改良 150°通電と呼称)、及び正弦波とした。

モータの騒音は、人間の耳に聞こえる音という観点でとらえ、実際に聞こえてくる音を IC レコーダで収録することによって評価することとした。モータに IC レコーダを密着させ、録音レベルを固定した状態で録音を行った。録音に用いた IC レコーダは OLYMPUS DS-800(内蔵マイク周波数 20Hz~20kHz)である。

測定条件は騒音としてモータの電磁音を重視するために回転速度を 600rpm とし、定格負荷 0.12Nm をかけた時とした。

図 2.41 に 120°通電時、150°通電時、改良 150°通電時、及び正弦波通電を行った際の騒音周波数特性を示す。また表 2.17 に、図 2.41 の結果で、騒音として耳に入りやすい数 kHz 帯のうち 4kHz の部分における音圧レベルを数値化したものを示す。これは ISO226 で規格された等ラウドネスレベル曲線[11]において、最も感度が良い周波数帯域がおおよそ 4kHz であることから、4kHz 帯を選択した。

表 2.17 各通電波形における騒音の音圧レベル(4kHz 周辺・負荷時)

通電波形	音圧レベル[dB]
方形波 120°	-66
方形波 150°	-72
改良 150°	-72
正弦波	-84

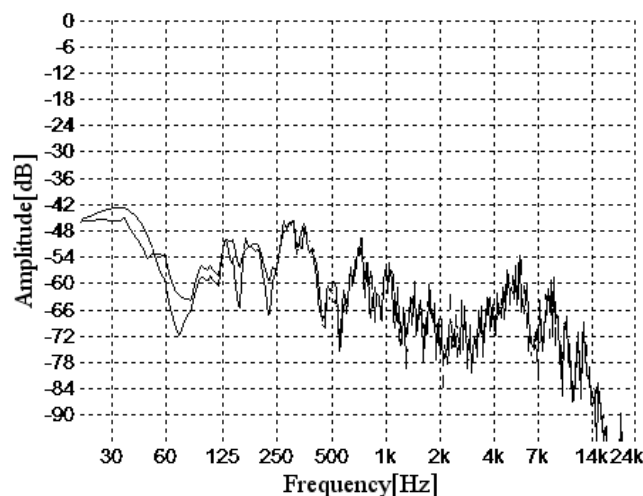


図 2.41(a) 騒音の周波数特性(120°通電・負荷時)

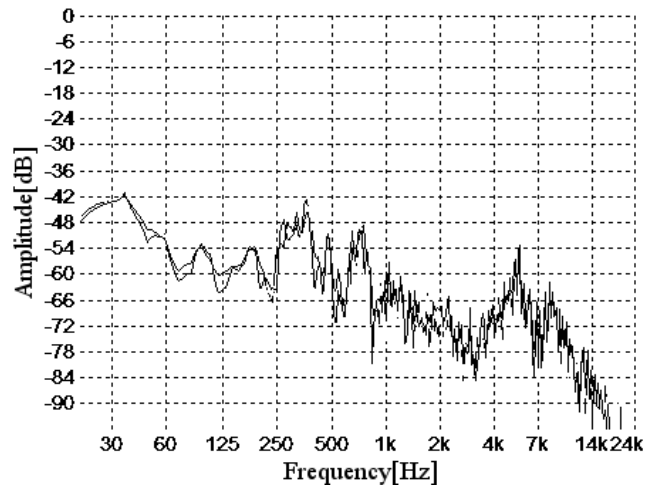


図 2.41(b) 騒音の周波数特性(150°通電・負荷時)

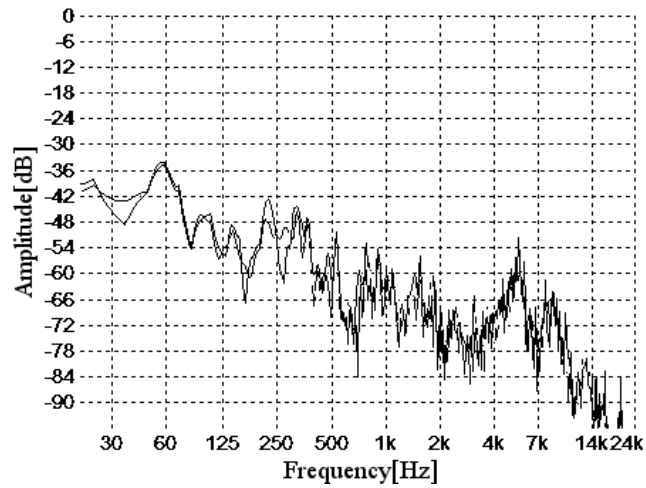


図 2.41(c) 騒音の周波数特性(改良 150°通電・負荷時)

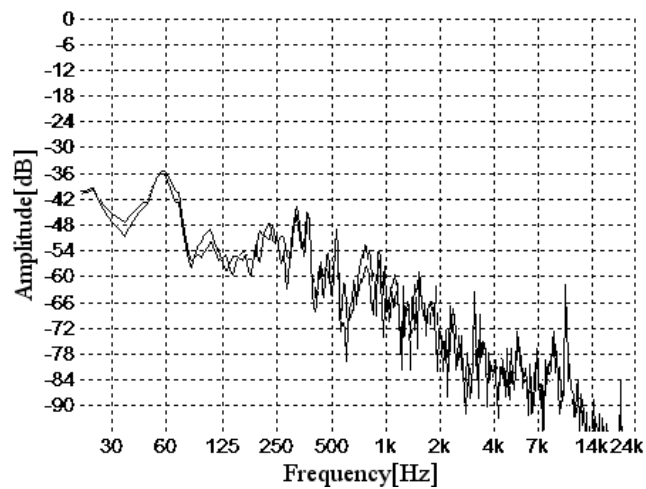


図 2.41(d) 騒音の周波数特性(正弦波通電・負荷時)



図 2.41 及び表 2.17 の結果から、120°通電から 150°通電に変更することで騒音はおおよそ-6dB 変化し、150°擬似正弦波と 150°通電では騒音に関する有意差は見られなかった。また正弦波通電は方形波通電・擬似正弦波通電に比べ大幅に騒音が低減されているが、方形波通電の中では 150°通電が騒音が最も小さい結果となっている。そのため、150°通電を行うことで 120°通電から騒音を低減させることが可能であることが分かる。また 150°擬似正弦波通電は 120°通電に比べ 150°通電と同等の騒音低減効果があり、かつ 150°通電のトルクリプル特性を改善する手法として有意であると考えられる。

負荷を載せた場合には負荷電流が増加し、モータ駆動時の転流の際に大きな電流をスイッチするため、より大きな音を発生することが想定される。そこで負荷を載せず無負荷状態で運転した際に、騒音に変化が出るかどうか検討を行った。測定条件は負荷時のものに準拠し、負荷を無負荷にしてそれぞれの通電波形における騒音の周波数特性を測定した。図 2.42 に 120°通電時、150°通電時、改良 150°通電時、及び正弦波通電時の騒音周波数特性を示す。また表 2.18 に、図 2.42 の結果で、騒音として耳に入りやすい数 kHz 帯のうち 4kHz の部分における音圧レベルを数値化したものを示す。

表 2.18 各通電波形における騒音の音圧レベル(4kHz 周辺・無負荷時)

通電波形	音圧レベル[dB]
方形波 120°	-69
方形波 150°	-75
改良 150°	-75
正弦波	-75

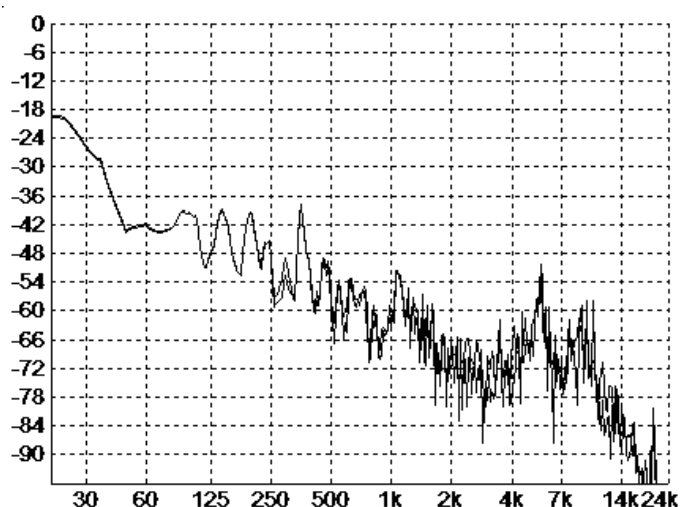


図 2.42(a) 騒音の周波数特性(120°通電・無負荷時)

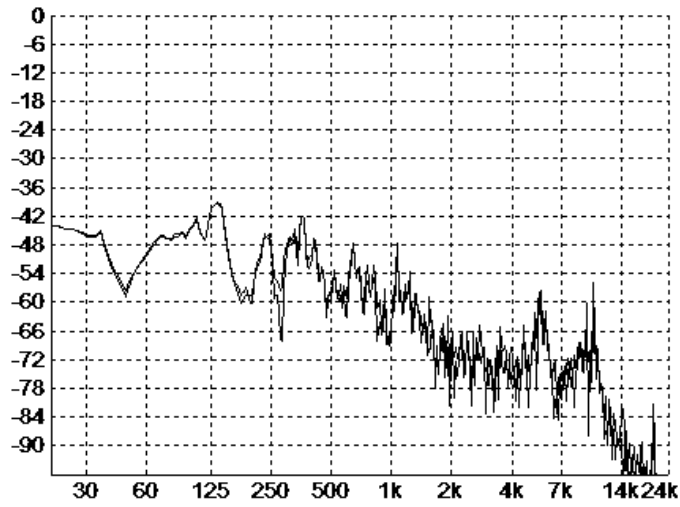


図 2.42(b) 騒音の周波数特性(150°通電・無負荷時)

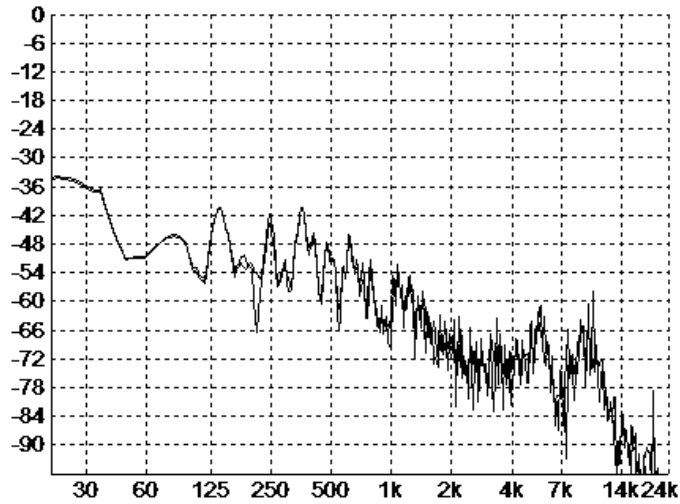


図 2.42(c) 騒音の周波数特性(改良 150°通電・無負荷時)

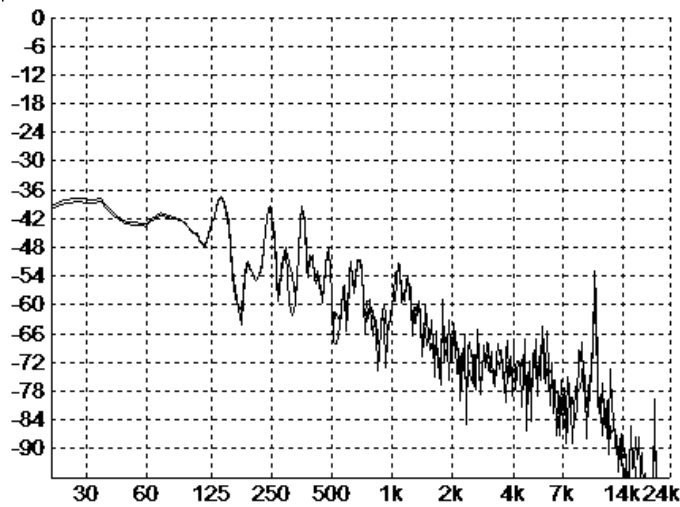


図 2.42(d) 騒音の周波数特性(正弦波通電・無負荷時)

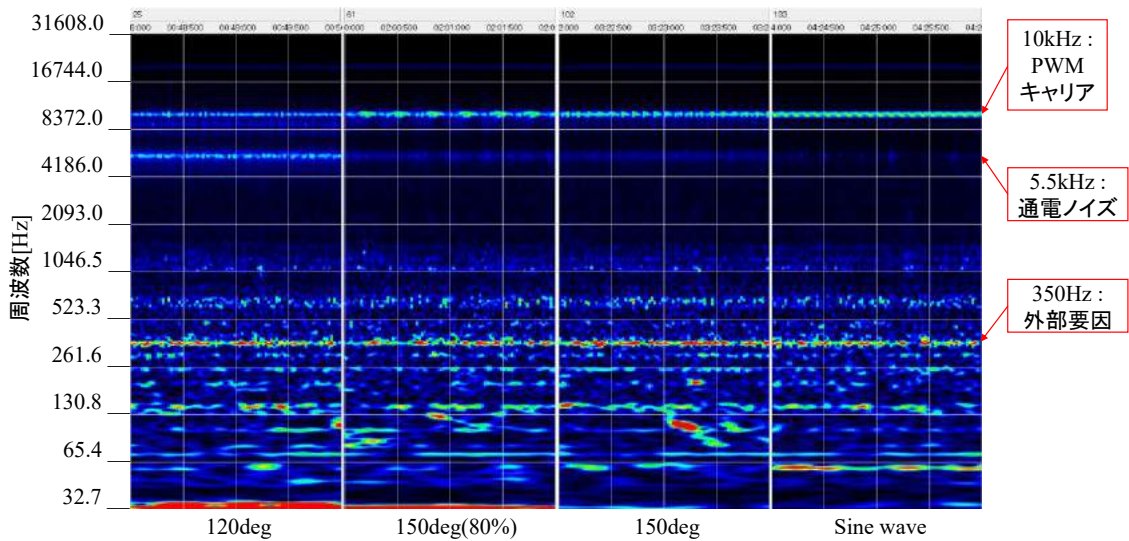


図 2.43 通電波形ごとの騒音周波数特性 スペクトログラム波形(無負荷時)

図 2.42 及び表 2.18 の結果から、4kHz 周辺の音圧レベルで比較すると、120°で-69dB、150°・改良 150°・正弦波で-75dB となり、負荷時に比べ音圧での差は小さいものの、150°通電により 120°通電から騒音の低減が図られていることは確かである。なお無負荷時においても改良 150°通電と通常の 150°通電の間に有意差は無く、改良 150°通電の手法は騒音特性に影響を与えるものではないことが分かる。

ただし、無負荷時の騒音周波数特性は通電波形間で音圧の変化が大きくないため、差が分かりづらい。そこでスペクトログラム波形に表示し、視覚的に比較を行うこととした。図 2.43 に、無負荷時における各通電波形の騒音のスペクトログラム波形を示す。なおスペクトログラム波形は音圧の低い方から黒-青-緑-黄-赤の順で表現されている。

図 2.43 より、通電波形ごとで特に顕著に差が表れているのが 5.5kHz 周辺である。120°では顕著に反応、150°では薄く反応、正弦波ではほぼ反応なしという状態となっており、この周波数帯域の音が電流の立上り・立下りにより発する音であることが推測される。無通電期間が存在する通電波形では立ち上がり・立下りに急峻な部分が存在するため音の発生原因となりやすく、無通電期間が存在せずかつ電流が連続的に変化する波形ではこの帯域の音が低減されるものとする。また 150°の場合は通電期間の始めと終わりで 120°に比べて電流の急峻な変化が抑制されている分、この帯域の音が低減されているものとみられる。ただし、負荷が載って電流量が増えると立上り・立下りの大きさが無負荷時に

比べ増大するため、騒音も増加してくるものと考える。

なお 10kHz 周辺には PWM のキャリアの音が載っており、5.5kHz 帯域の音が低減されると PWM の音が目立つようになってきている。騒音が減った分 PWM の音を拾いやすくなったためであるとみられる。また 350Hz 周辺には通電方式に寄らずほぼ同じ音圧でピークが立っていることもわかる。正弦波通電においても表れていることから、これは通電波形によらない機械的な騒音か、または直流電源装置の冷却ファンなどによる外部の音ではないかと考える。

負荷時、無負荷時の双方において騒音特性を検討してきた。ここで 4kHz 周辺における負荷時及び無負荷時の、通電波形別の騒音特性を図 2.44 に示す。

図 2.44 より、負荷時、無負荷時とも 150°通電を行うことで 120°通電に比べ騒音を 6dB 低減させることが可能であることが分かる。また無負荷時の方が音圧レベルが小さく表れていることから、方形波通電における騒音は電流の大きさにも影響されることが考えられる。なお正弦波通電では負荷時の方が騒音が小さくなっているが、120°通電ひいては方形波通電に比べ総じて騒音特性が優れていることは確かである。

したがって、150°通電を行うことにより、負荷状態によらず 120°通電に比べ騒音の低減を図ることが可能となり、特性の改善を行うことが出来る。

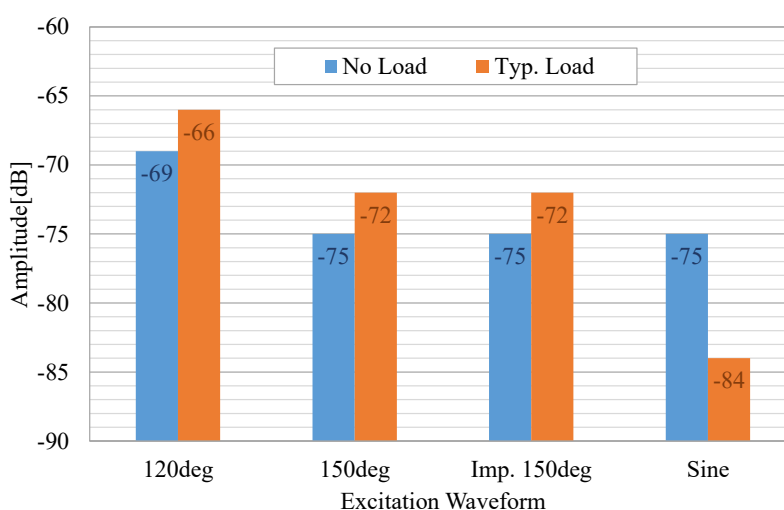


図 2.44 通電波形ごとの騒音特性比較(4kHz 周辺)

## 2.4 結線の違いによる特性への影響

### 2.4.1 Y 結線モータと $\Delta$ 結線モータ

三相電動機の固定子の結線には、図 2.45 に示すような Y 結線と  $\Delta$  結線が存在する。一般に BLDC モータでは Y 結線が用いられており、これまでの検証で用いられている BLDC モータも Y 結線が用いられている。しかし Y 結線では零相電流や 3 次高調波電流が巻線に流れる現象が起こることが知られており、特に方形波通電を行う BLDC モータにおいては中性点電位の変動が大きく、電流波形の高調波成分が大きくなることからこれらの影響が無視できない。しかし  $\Delta$  結線においてはこれらの電流は循環電流として流れるため巻線の外には現れない。

このことから  $\Delta$  結線のブラシレス DC モータを用いることにより、零相電流及び 3 次高調波電流の影響を低減し、トルクリプルを低減させることが可能であることが解析的に検証され報告されている[13], [14]ものの、実機においての報告は見かけられない。

そこで当節では、10 極 12 スロットの Y 結線及び  $\Delta$  結線のブラシレス DC モータを、 $120^\circ$ 、 $150^\circ$ 及び論文で提案されている改良  $150^\circ$ の方形波で通電し、効率及びトルク振動、騒音特性について実験的に検証し、双方の巻線における特性を比較した。検証に用いる供試モータの仕様を表 2.19 に示す。なお Y 結線モータは 2.2 節の検証で用いたものと同じである。実験機器は、2.2 節で提示した機器を供試モータのみ交換して使用した。また特に断りがない限り測定条件も 2.2 節のものと合わせた。

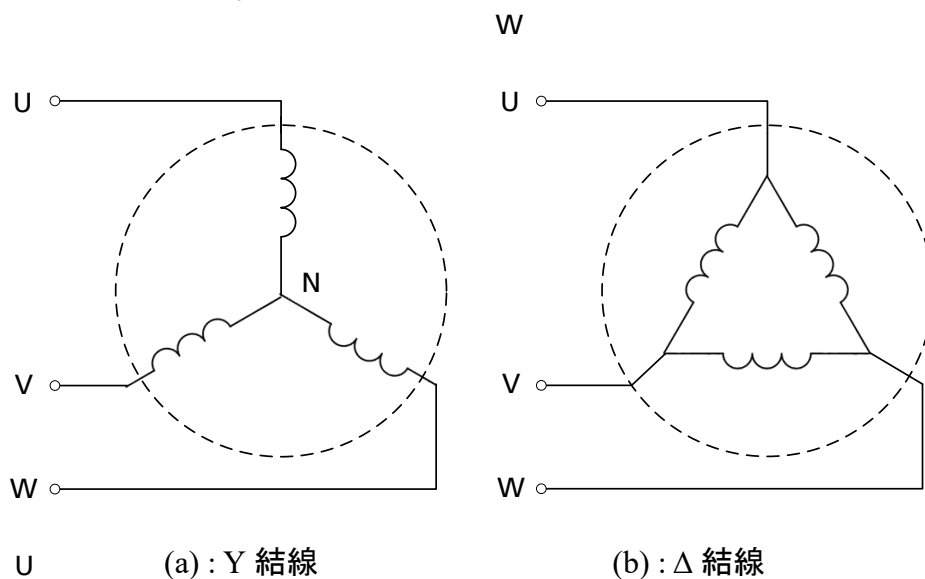


図 2.45 三相電動機における結線概略

表 2.19 供試モータ諸元

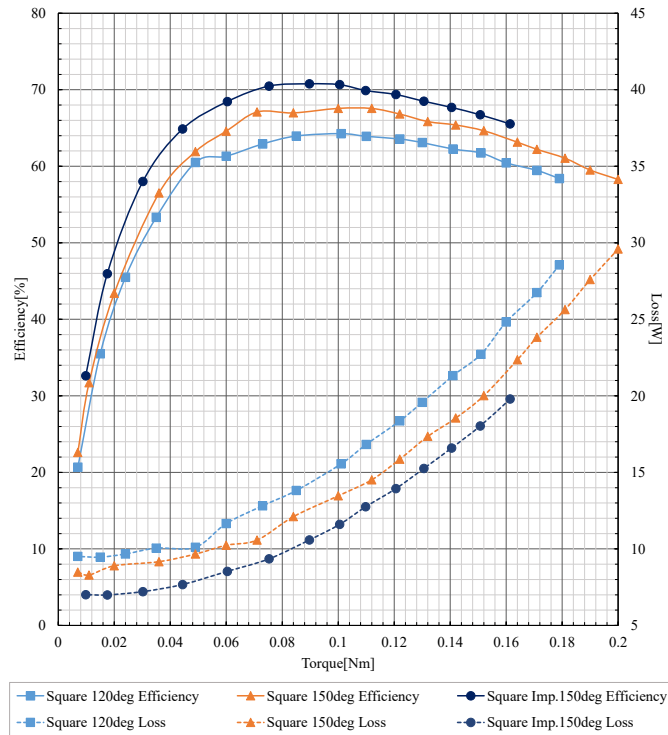
Winding Connection	Y	Delta
Number of slots	12	
Number of poles	10	
Typical voltage	DC24[V]	
Typical output	30[W]	60[W]
Typical torque	0.12[Nm]	0.191[Nm]
Typical speed	2500[rpm]	3000[rpm]
Resistance (per phase)	0.65[Ω]	0.404[Ω]
Inductance (per phase)	0.49[mH]	0.245[mH]
BEMF constant (per phase)	0.00288[V/rpm]	0.00354[V/rpm]

## 2.4.2 効率・損失特性

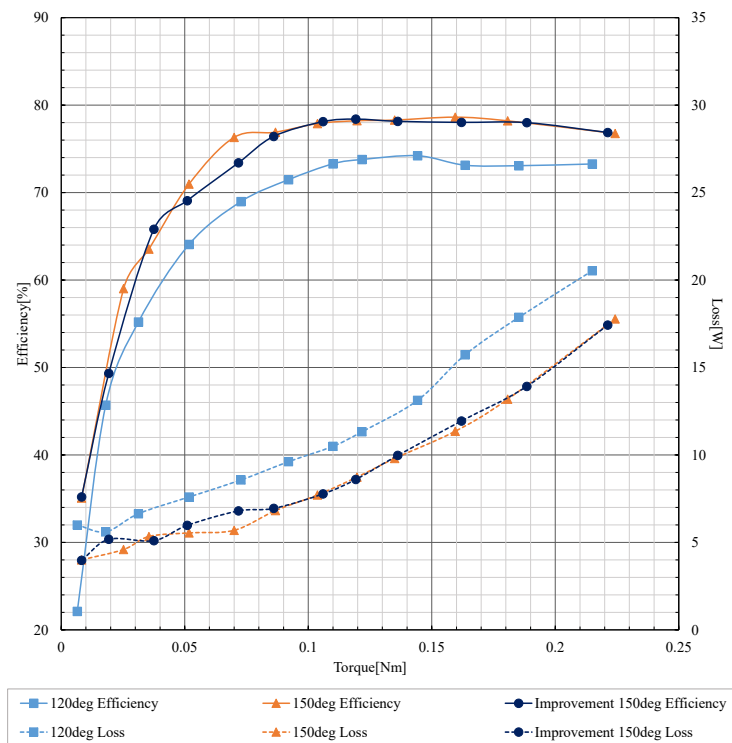
各通電波形における効率および損失をそれぞれのモータで比較する。2.2 節と同様，Y 結線及び Δ 結線それぞれのモータで，2500rpm において定格負荷をかけた時の電圧を基準とし，負荷を変動させた時の効率及び損失を測定した。図 2.46(a)に Y 結線モータにおける測定結果を，図 2.46(b)に Δ 結線モータにおける測定結果を示す。また，表 2.20 および図 2.47 に各測定における最大効率点とその時の負荷トルク，損失をまとめた。

図 2.46 より，いずれのモータ及び通電波形においても定格トルク近傍で効率の極大値が得られていることが分かる。損失に関しても負荷の増大に伴い 2 次関数的に増加している傾向がみられる。この傾向は負荷の増加に伴う銅損の増加によるところが大きいと考える。

また表 2.20 より，各通電波形における最大効率を比較すると，120°通電時においてはいずれの巻線も最も効率が低く，損失も最も大きくなった。150°通電に通電角を延長することで 3%から 4%の効率向上がなされ，2W 程度の損失低減も可能となった。改良 150°通電を適用することで，効率に関しては 150°通電時の効率を保ったまま，損失を 150°通電からさらに 2W から 3W 程度低減させることが可能であることが分かった。したがって通電角の延長並びに改良 150°通電は効率・損失の面において Δ 結線モータにおいても改善手法として有効であることが分かる。



(a) Y 結線モータ



(b) Δ 結線モータ

図 2.46 各通電波形における効率及び損失特性

表 2.20 各モータ・各通電波形における最大効率

Winding Connection	Y			Delta		
	120deg	150deg	Imp. 150deg	120deg	150deg	Imp. 150deg
Excitation Waveform	120deg	150deg	Imp. 150deg	120deg	150deg	Imp. 150deg
Efficiency[%]	64.3	67.6	70.7	74.2	78.6	78.4
Torque[Nm]	0.101	0.100	0.100	0.144	0.160	0.119
Loss[W]	15.6	13.5	11.6	13.12	11.35	8.60

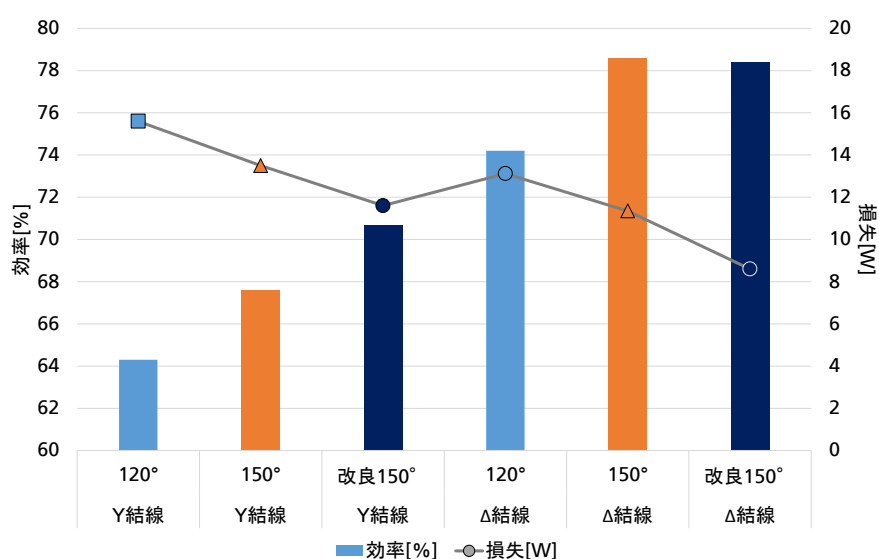
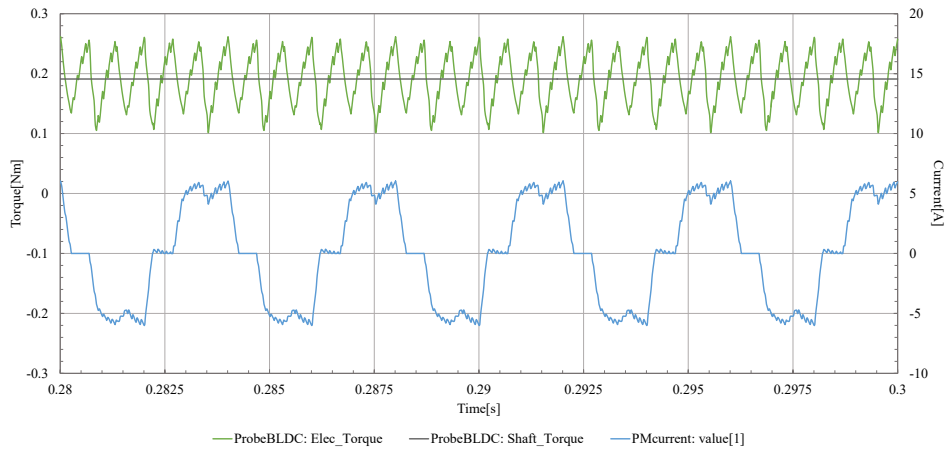


図 2.47 各モータ・各通電波形における最大効率

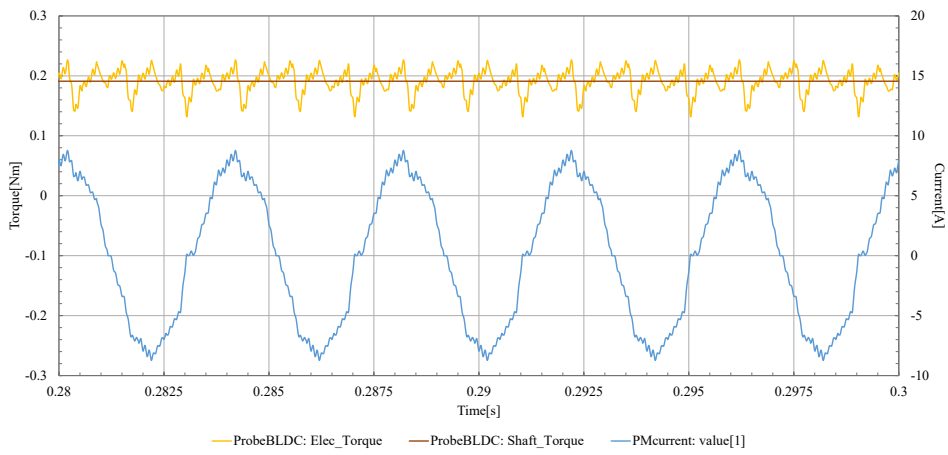
### 2.4.3 振動・騒音特性

当節では各通電波形におけるトルク特性をそれぞれのモータで比較する。まずΔ結線モータにおいても、Y結線モータと同様の振動低減効果が得られるか、Maplesim によるシミュレーションを行った。シミュレーション条件は 2.1 節におけるものと同様、Δ結線モータの定格速度・定格負荷時とした。図 2.48 に Maplesim による Δ結線モータの、120°通電、150°通電並びに改良 150°通電時のトルク及び U 相電流特性のシミュレーション結果を示す。また表 2.21 に図 2.48 におけるそれぞれの通電波形におけるトルクリプル幅とトルクリプル率をまとめた。なおトルクリプル率は(2.4)式により算出した。

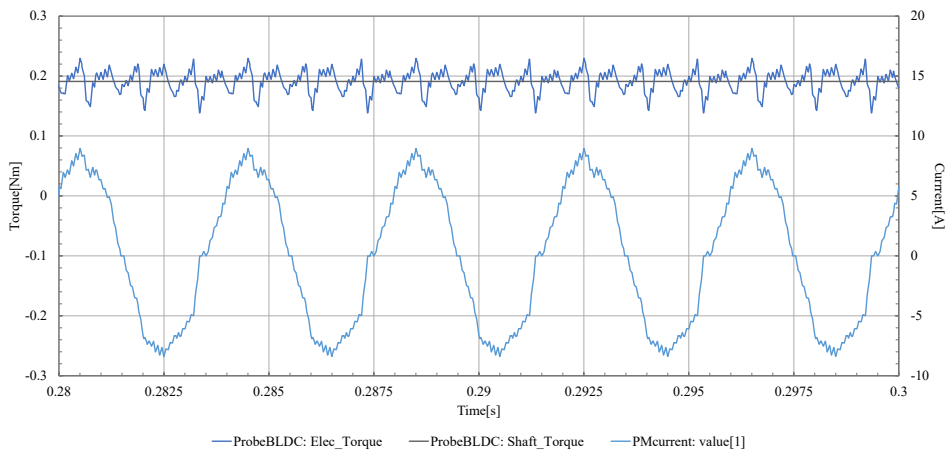




(a)120°通電



(b)150°通電



(c)改良 150°通電

図 2.48 各通電波形におけるトルクおよびU相電流特性(シミュレーション)

表 2.21 各通電波形におけるトルクリプル率(シミュレーション)

	120deg	150deg	Imp.150deg
Rate[%]	83.29	50.08	47.60

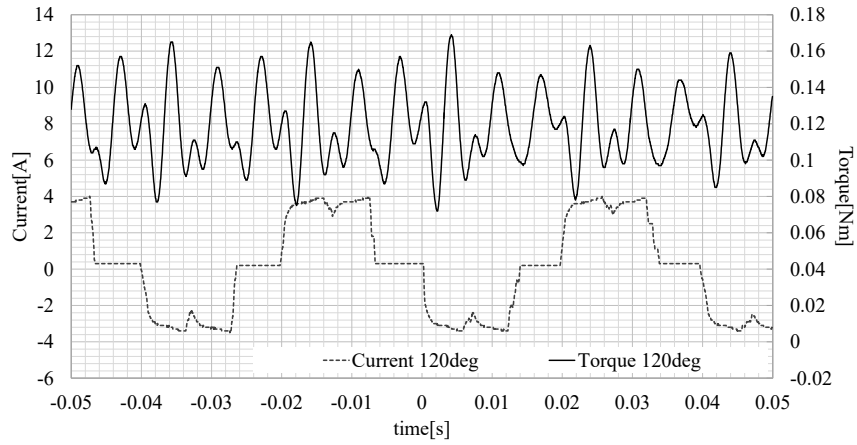
図 2.48 及び表 2.21 の結果より、シミュレーション上において 150°通電により、120°通電時のリプル率から 30%低減可能であることが分かる。また改良 150°通電により 150°通電に比べ 3%程度リプル率を低減させることが可能であることが分かる。したがって、Δ 結線においても Y 結線と同様の通電角延長によりトルク特性の改善が行える可能性が確認できる。

シミュレーションにおいてトルク特性の改善が見込まれたため、実機による検証を行う。2.2 節と同様、それぞれのモータにおいて 300rpm において定格負荷をかけた時のトルク特性及び U 相電流を測定した。図 2.49 に Y 結線モータにおけるトルク特性と U 相電流特性を、図 2.50 に Δ 結線モータにおけるトルク特性と U 相電流特性を示す。また表 2.22 に、図 2.49 及び図 2.50 におけるトルクリプル率をまとめた。

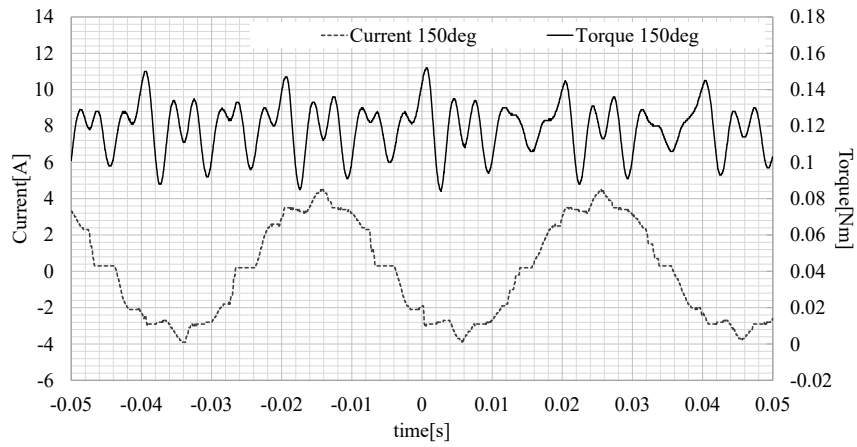
図 2.49, 図 2.50 及び表 2.22 より、Y 結線及び Δ 結線双方のモータにおいて 120°通電よりも 150°通電の方が 20%程度トルクリプルを低減させることが可能であることが分かる。さらに 150°通電から改良 150°通電へ変更することで、トルクリプルを 15%程度低減させることが可能であることが分かる。したがって、Y 結線で確認されている 150°通電及び改良 150°通電によるトルク特性(トルクリプル)の改善は、Δ 結線モータにおいても有効であることが分かる。

表 2.22 各モータ・各通電波形におけるトルクリプル率(実測)

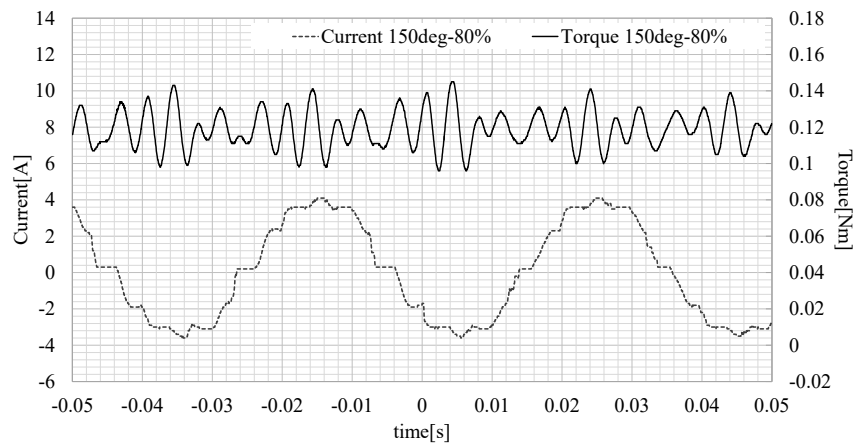
Winding Connection	Y			Delta		
	120deg	150deg	Imp. 150deg	120deg	150deg	Imp. 150deg
Ripple Rate[%]	81.7	57.2	41.1	72.6	53.4	40.5



(a)120°通電

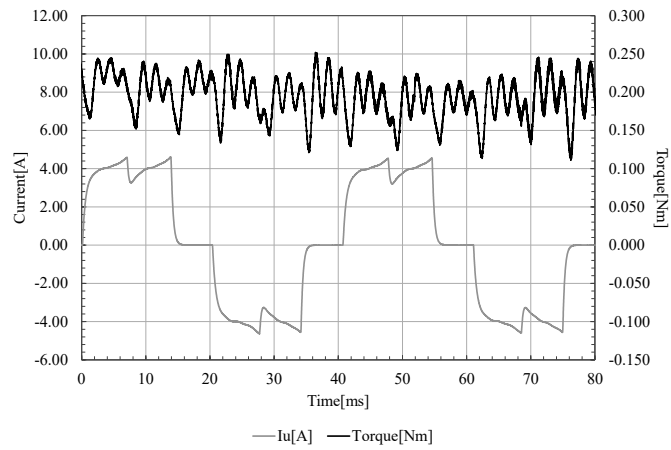


(b)150°通電

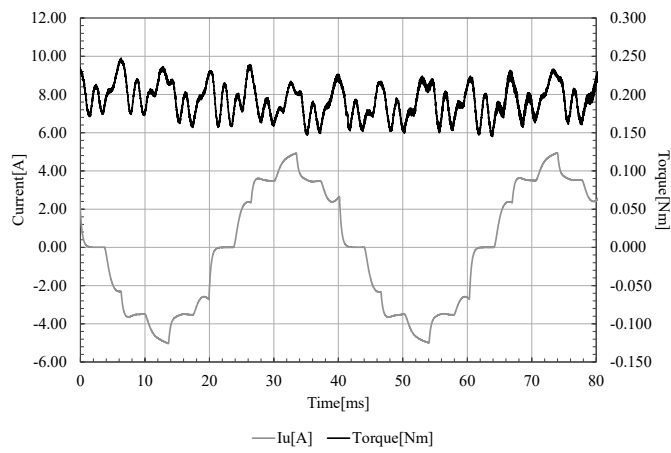


(c)改良 150°通電

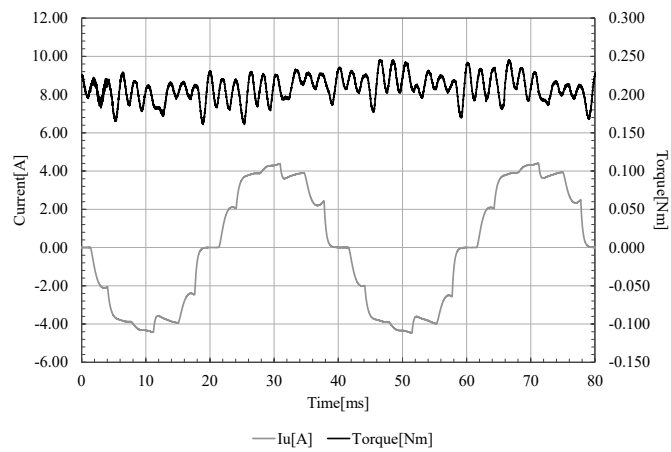
図 2.49 各通電波形におけるトルクおよび U 相電流特性(Y 結線モータ・実測)



(a)120°通電



(b)150°通電

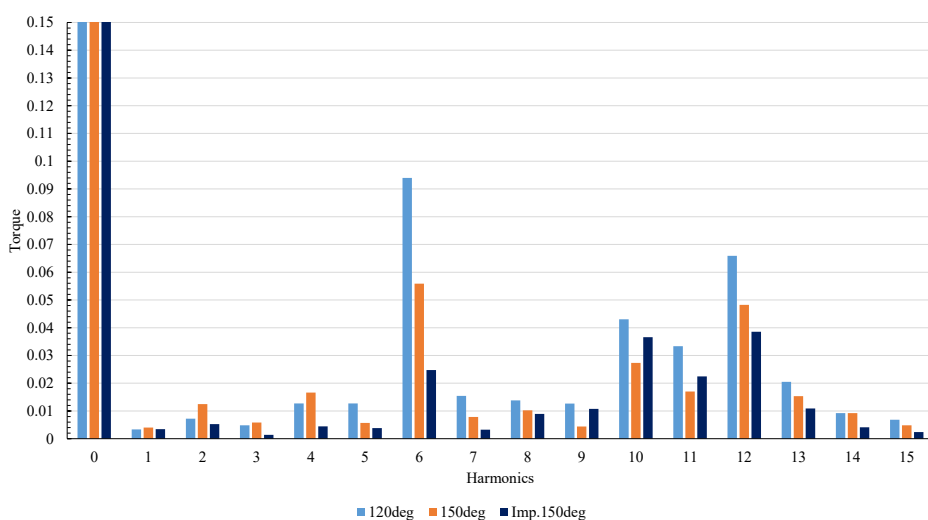


(c)改良 150°通電

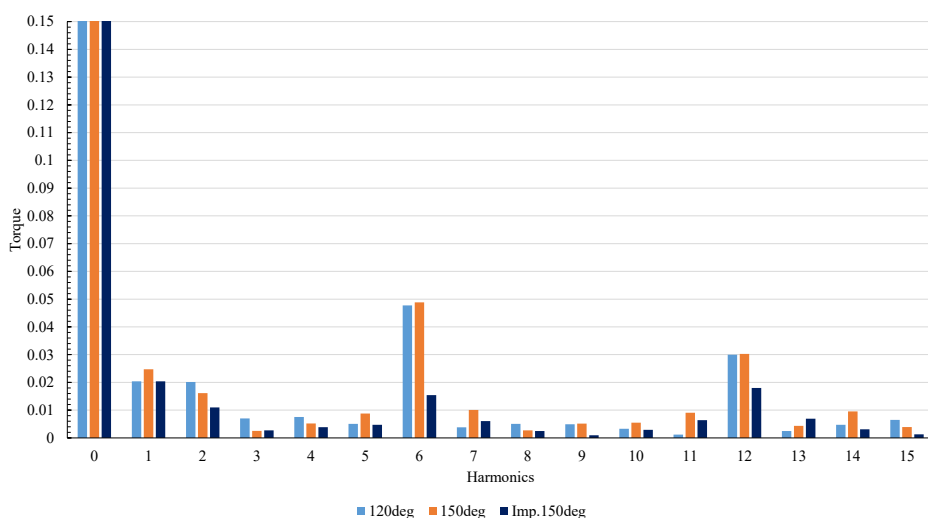
図 2.50 各通電波形におけるトルクおよび U 相電流特性( $\Delta$  結線モータ・実測)

ここで、Y 結線モータと  $\Delta$  結線モータのトルク特性についてさらに詳しく検討するために、図 2.49 及び図 2.50 の特性においてトルク特性並びに電流特性のそれぞれに FFT を行った。トルク特性の FFT 結果を図 2.51 に、電流特性の FFT 結果を図 2.52 に示す。

なおこの FFT 結果は、それぞれのモータの定格が異なるため、トルク特性については平均トルクである 0 次高調波成分の振幅が 1 となるように正規化して表現し、電流特性については基本波成分である 1 次高調波成分の振幅が 1 となるように正規化して表現した。表 2.23 には、図 2.51、図 2.52 での各モータにおける平均トルク値(0 次高調波成分振幅)と相電流基本波成分振幅値をまとめた。

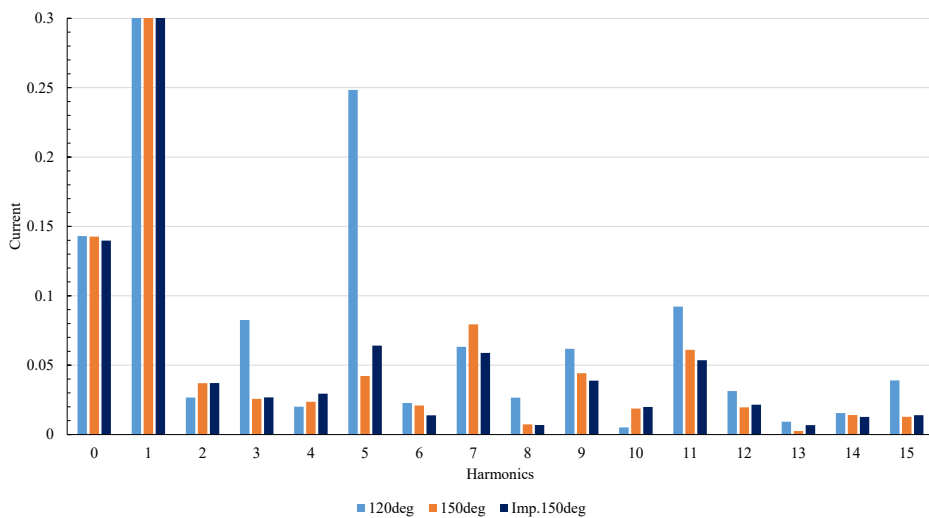


(a)Y 結線モータ

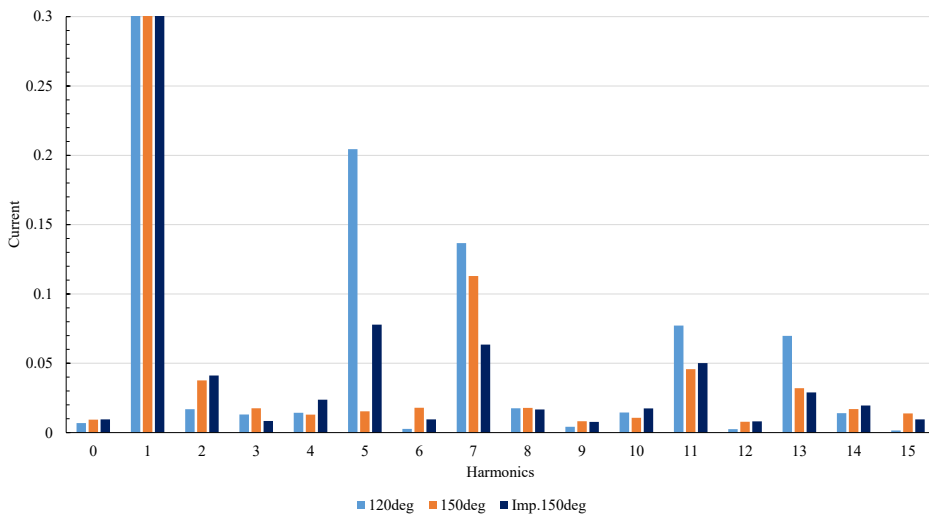


(b) $\Delta$  結線モータ

図 2.51 各通電波形におけるトルク特性 FFT 結果



(a)Y 結線モータ



(b) $\Delta$  結線モータ

図 2.52 各通電波形における U 相電流特性 FFT 結果

表 2.23 各モータ・各通電波形 FFT 結果におけるトルク平均値  
および相電流基本波成分振幅

Winding Connection	Y			Delta		
	120deg	150deg	Imp. 150deg	120deg	150deg	Imp. 150deg
Average Torque[Nm] ( 0 <sup>th</sup> Harmonics )	0.1180	0.1188	0.1188	0.2020	0.1947	0.2049
Current Amplitude[A] ( Fundamental Harmonics )	1.7719	1.8357	1.8401	2.2070	2.1726	2.1510

### ①トルク特性

図 2.51 のトルク特性の FFT 結果を比較すると、いずれの通電波形においても 1 次、2 次、6 次、10 次、11 次、12 次の成分で巻線による違いが表れている。特にトルクリプルの大きい 120°通電においてこの次数における差が顕著である。

Y 結線では 6 次、10 次、11 次、12 次の高調波成分が Δ 結線よりも大きい。特に 6 次、12 次においては 120°通電、150°通電、改良 150°通電の順に高調波成分が減少している。これは 120°通電による相電流波形に起因するものである。Δ 結線においては 3 次高調波電流ないしその倍数成分が循環電流となることが分かっており、これによる高調波成分の低減が Δ 結線における 6 次、12 次の結果に表れているものと考ええる。

10 次、11 次成分については回転子極数の影響を受けたものであると考えるが、Δ 結線においてはその結線構造により 補償電流が流れて振動の抑制につながっているものと考ええる。

逆に Δ 結線では Y 結線に比べ、1 次及び 2 次高調波成分が高くなっている。この成分は電流起因とも考えづらく、またスロットコンビネーション起因のものとも考えづらい。そのためこの成分はモータの機械的な要因による機械振動が影響しているものと考ええる。

その他の成分においては、Y 結線よりも Δ 結線の方が高調波成分が小さくなっている。トルクリプル率もすべての通電波形において Δ 結線の方が小さくなっていることもあわせると、Δ 結線によってトルク振動の低減を図ることが出来る可能性が考えられる。

### ②相電流特性

図 2.52 の相電流特性の FFT 結果を比較すると、結線による差が表れている高調波成分として、0 次、3 次、5 次、7 次、9 次、12 次、13 次が挙げられる。

3 次成分、9 次成分と 12 次成分に関しては、いずれの通電方式においても Δ 結線の方が Y 結線よりも小さい。3 次成分ではおよそ 1/2、9 次・12 次成分については 1/3 から 1/4 程度となっている。これは Δ 結線特有の 3 次高調波電流が循環電流となるため相殺され、相電流波形には現れない結果起こるものであると考ええる。ゆえに結線の違いによって起こりうる当然の結果といえる。この 3 次成分電流の低減が、電流波形をより正弦波へと近似させるために前述のトルク特性の 6 次成分、12 次成分の低減に寄与しているものと考えることが出来る。

5 次成分に関しては、どちらのモータも 120°通電、改良 150°通電、150°通電の順に小さくなっている。150°通電においては Δ 結線によって 1/2 程度に減少していることが分かる。

しかし 7 次成分と 13 次成分に関しては、Δ 結線の方が Y 結線よりも大きくな

る結果となっている。特に7次成分については改良150°通電の適用によりΔ結線とY結線に差が生じなくなることから、電流波形のエッジの急峻さがこのFFT結果に表れているものとする。すなわち急峻な電流の変化を抑えることでより高調波電流を抑制することが可能であることが考えられる。

0次成分はいわゆる零相電流ともいえる電流であり、三相電流の不均衡分が現れる成分である。この結果ではΔ結線はY結線に比べて1/10以下になっており、不均衡電流が大幅に低減されていることが分かる。特に三相電動機において矩形波駆動を行うと中性点電位が大きく変動してしまう問題点があり、Y結線ではその影響で不均衡電流が流れやすい状況になるが、Δ結線によりバランスがとりやすくなることから相電流への不均衡電流の影響が小さくなるものとする。ゆえに不均衡電流によるトルクの影響も低減できるものとする。

従ってΔ結線により、その特徴を応用して低次の高調波成分を低減し、また不均衡電流の影響を低減させることで相電流を正弦波に近づけることが可能になると共に、その影響からくるトルクへの影響も低減させることが可能になると考えられる。

各モータでのそれぞれの通電波形における騒音特性も測定した。騒音としてモータの電磁音を重視するために2.1節と同様、モータを600rpmで回転させ、定格負荷をかけた時の駆動音をICレコーダ(Olympus LS-P2)を用いて収録し、周波数を解析した。表2.24に4kHz周辺における音圧レベルをまとめた。

Y結線モータにおいては120°通電から150°通電にすることでおよそ-6dB変化し、改良150°通電と150°通電ではさらに-3dB変化した。またΔ結線モータにおいては120°通電から150°通電にすることでおよそ-3dB変化し、150°通電と改良150°通電では-1dBの変化であり、有意差は無かった。

したがっていずれの結線も通電方式を変更することで騒音が低減される傾向となったことから、通電電流波形によって騒音への影響も左右され、またトルク特性からの影響があり得ると考えられる。

表 2.24 各モータ・各通電波形における騒音最大音圧レベル  
(600rpm, 定格負荷, 4kHz 帯)

Winding	Y-Connection			Delta-Connection		
	120deg	150deg	Imp. 150deg	120deg	150deg	Imp. 150deg
Excitation Waveform						
Amplitude[dB]	-63.2	-69.4	-72.0	-26.4	-29.8	-30.6



## 2.5 二重巻線モータによる冗長性の確保

### 2.5.1 二重巻線モータにおける冗長性確保の背景

多重巻線構造を持つ電動機は、一般の三相電動機に比べて制御による応用が広いことから、近年大きな関心を集めている[15], [16]。特にこれらの電動機はフォールトトレラント特性を持つことが知られており、航空機や電気自動車、電気鉄道、船舶といった故障耐性を求められる用途において、特に注目されている。

多重巻線電動機の実際の運転の際にはインバータが複数台必要となり、コストが増える問題も存在するものの、多重巻線をそれぞれ独立したインバータでコントロールすることによって、運転速度範囲の拡大や、トルクリプル低減など振動特性をはじめとする運転特性の向上が見込まれており、活発に検討が進んでいる[17]。しかしながら、二重巻線モータの各巻線を独立して励磁することによってフォールトトレラント特性を維持しながらトルクリプルを低減できるという点は研究されていない。

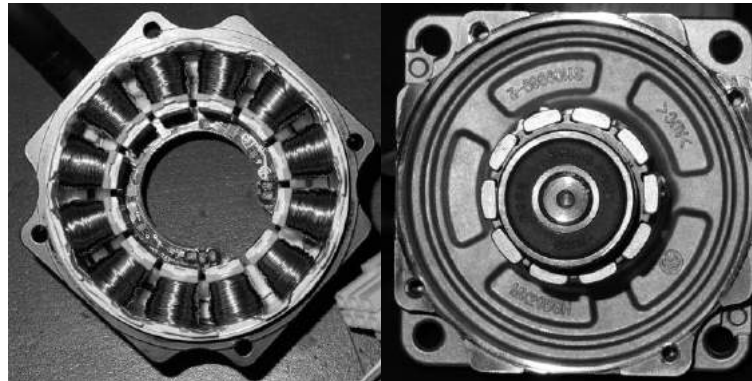
多重巻線構造を持つ電動機の検討対象としては、PMSM や誘導機が多く用いられている。特に PMSM については、10 極 12 スロット構造のものが誘導起電力波形が正弦波に極めて近いことからコギングトルクやトルクリプルが少なく、AC サーボモータとして適するために、10 極 12 スロット構造のものが検討の対象として多く用いられている[18]。

そこで本稿では、各巻線を独立に励磁してフォールトトレラント特性と冗長性を維持したまま二重巻線 PMSM の駆動特性を改善できることを実験的に確認するために、10 極 12 スロット構造で多重巻線構造を持つ PMSM を、1 マイコンでコントロールされた 2 つのインバータで独立に通電を行い、相差運転並びにインバータ故障時を想定した運転を行うことによってフォールトトレラント特性の有無について検証を行うと共に、トルク特性を測定しその改善について検討を行った。

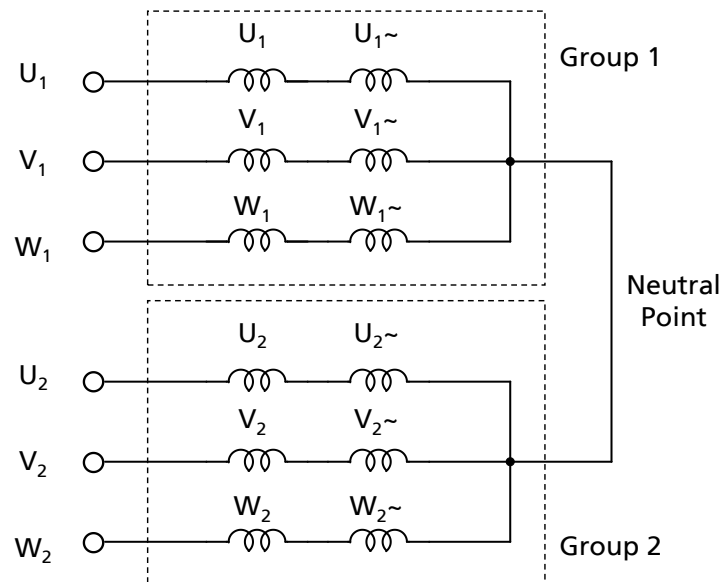
## 2.5.2 二重巻線モータ駆動に必要な機器

### A. 供試モータの諸元

本稿で用いる供試モータは、表面磁石型の PMSM であり、図 2.53(a)に示す 10 極 12 スロットの構造を持ち、図 2.53(b)のように互いに相補となる三相巻線が 2 つ直列に接続され、直列に接続された巻線の組が並列に接続される 2S2P 接続となっている。この並列に接続された三相巻線の組はそれぞれ独立に通電することが可能なように外部へと引き出されている。通常、すべての三相巻線を利用して運転する場合には、並列の組は同じ位相の交流で通電されている。モータのスペックを表 2.25 に示す。



(a)ロータ及びステータ構造



(b)巻線の結線図

図 2.53 供試モータの構造及び巻線結線図

表 2.25 二重巻線供試モータ諸元

Parameter	Value[unit]
Rated Torque	0.191[Nm]
Rated Speed	3000[rpm]
Rated Output	60[W]
Rated Current	0.92[A]
Magnetic Poles	10
Stator Slots	12

## B. インバータおよび制御構成

この供試モータのそれぞれの三相巻線の組を、図 2.54 の回路図で示す 1 マイコンでコントロールされた 2 つのインバータで独立に通電できるようにした。インバータは自作の DC36V 入力、300W 級出力である。マイコンには Renesas 製 RX24T マイコンを利用し、MTU3,4 と MTU6,7 を同期動作させて PWM 波形を生成し、1 群用、2 群用それぞれのトランジスタアレイにゲート信号入力をしている。トランジスタアレイにはサンケン製 SLA5064(60V±10A, MOSFET)、電流センサには ACS723 シリーズのホール型電流センサを利用し、1 群、2 群それぞれの三相電流を取得している。それぞれの群のインバータを停止させるために、アナログスイッチにてそれぞれの出力を 0 にするための手動入力を設けている。加えて主回路からの接続及び開放が任意に行えるよう各群トランジスタアレイのリンク入力にジャンパを設け、手動で開放できるようにしている。

三相巻線の組を便宜上 1 群、2 群と分けて通電を行うことで、様々なモータの運転パターンを想定することが出来る。本稿では、2 インバータ運転によって可能となる相差運転やインバータ故障時におけるフォールトレラント特性について検証する意図で、次のような運転パターンについて特性の比較を行った。

- 巻線全てを使った通常運転(2 インバータ同相運転)
- 片群のインバータが故障した場合の運転
  - (1 インバータ停止状態、すなわち片群のみでの運転)
- インバータ間に電流位相差がある場合の運転(相差運転)

いずれの場合も図 2.55 に示すブロック図のように、ベクトル制御による速度制御系を構成した。電流制御器は巻線の組ごとに用意し、速度制御器からの指令は各群とも等しく入力されるようにした。両群とも d 軸電流指令は 0 に固定している。制御システムのパラメータを表 2.26 に示す。

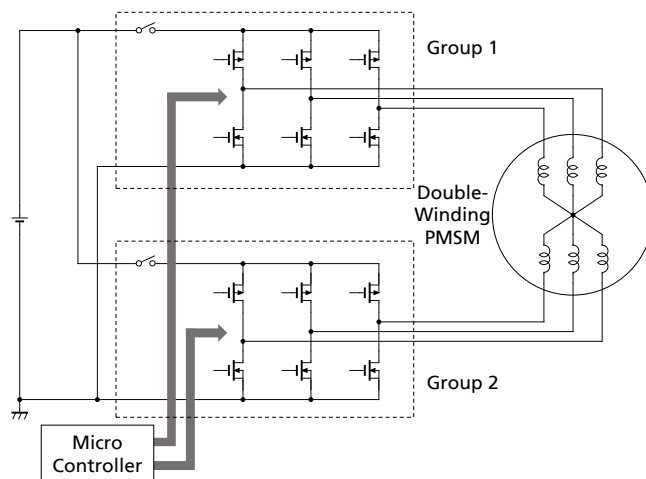


図 2.54 1 マイコンで各群独立に制御可能なツインインバータの回路図

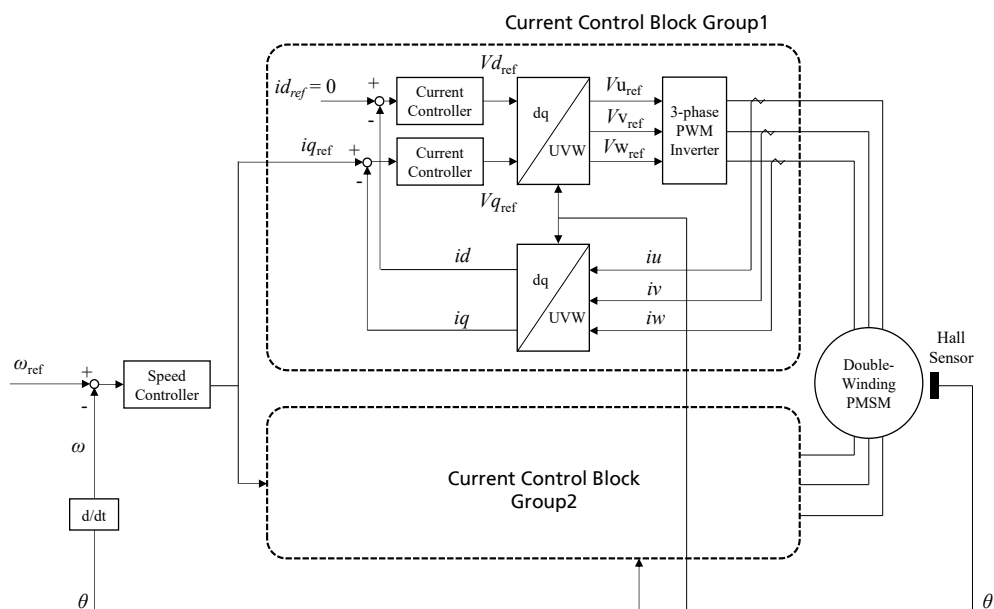


図 2.55 二重巻線モータドライブ用ベクトル制御による速度制御ブロック図

表 2.26 制御システムパラメータ一覧

Parameter	Value[unit]
Speed Control Period	1[ms]
Speed Proportional Gain	0.25
Speed Integral Gain	0.000012
Current Control Period	100[μs]
Current Proportional Gain	0.1
Current Integral Gain	0.0001

## 2.5.3 二重巻線モータの駆動特性

### A. 全巻線利用時の特性

2.4.2節で示したそれぞれの運転パターンを同じく2.4.2節で示した機器を用いて駆動特性を検証した。いずれの場合も駆動速度は150rpm(78.5rad/s)であり、負荷トルクは平均0.2NmとしたときのU相電流及びトルク特性を測定した。図2.56が通常時のすべての巻線を利用した際のU相電流とトルク特性である。

図2.56より、通常運転時には1群、2群電流とも同相で、同じピーク電流0.6Aを示しており、トルクのリップル率は28.1%となった。また、ツインインバータ駆動とシングルインバータ駆動の損失差は1W以下であり、定格出力の2%以下である。このように、ツインインバータ駆動とシングルインバータ駆動では大きな損失差はなく、ツインインバータを用いることで、インバータ当たりの出力電流が巻線分割により減少するため、インバータ損失が低減すると考えられる。

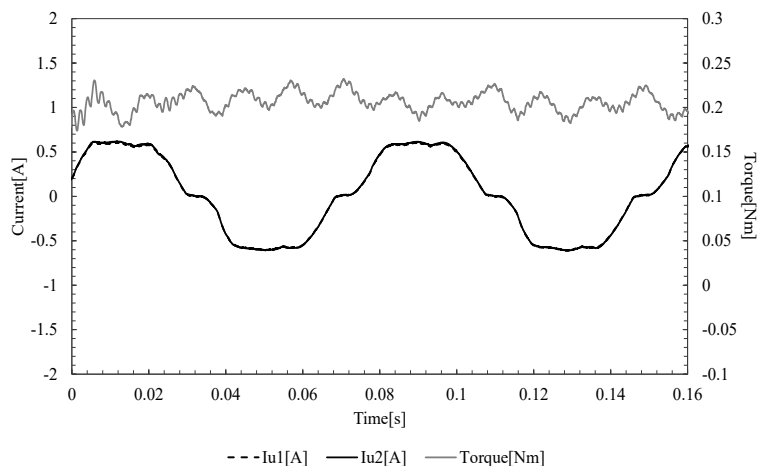
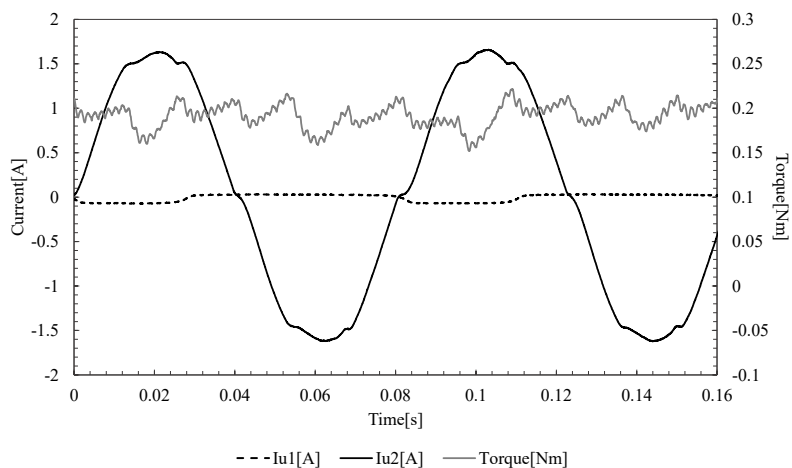


図 2.56 U相電流及びトルク特性波形(全巻線利用・通常運転時)

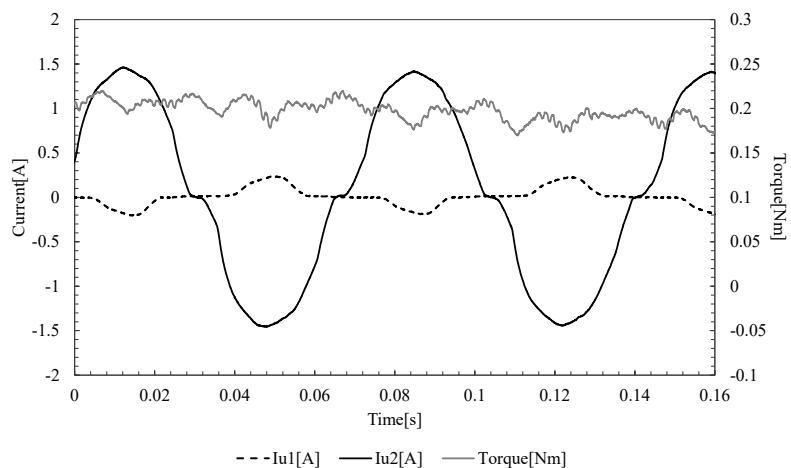
### B. 1 インバータ故障時の特性

一般に、モータシステムの故障の多くは、巻線故障またはインバータのアームの故障であり、インバータからの電流出力を得ることができない状態となる。このセクションでは、片側のインバータ故障の状況でのモータ特性を調べる。図2.57(a)が1群のインバータが回路から解放されて停止し、2群のみで運転されている場合のU相電流とトルク特性であり、同様に図2.57(b)が1群のインバータが回路に接続されたまま停止し、1群のみで運転されている場合である。表2.27に図2.57のピーク電流値とトルクリップル率をまとめた。インバータの停止

状態の模擬は、制御系の指令はそのままに強制的にインバータの出力を 0 にして行っている。



(a)1 群インバータ解放時



(b)1 群インバータ接続時

図 2.57 U 相電流及びトルク特性波形(1 群インバータ故障想定運転時)

表 2.27 ピーク電流値及びトルクリプル率(1 群インバータ故障時)

SITUATION		Peak Current[A]	Torque Ripple Rate[%]
Normal Operation		0.62	28.1
Group1 inverter is fault	Connected	1.46	25.5
	Disconnected	1.66	36.3

ここで1群のインバータが停止し回路から解放されると、図 2.57(a)のように1群電流は回路が構成されないためトルクに寄与する電流はほぼ流れなくなる。2群電流は1群が担うはずであるトルクを肩代わりするため、ピーク電流が大幅に増加し1.7Aを示すと共に、通常運転時よりも2群電流の位相が遅れる結果となった。トルクのリプル率は36.3%となり、通常運転時に比して増加する結果となった。

また1群のインバータが回路に接続されたまま停止すると、図 2.57(b)のように1群の巻線の誘導起電力による電流が流れることが分かる。2群電流は1群が担うはずであるトルクを肩代わりし、ピーク電流が増加し1.45Aを示すと共に、通常運転時よりも2群電流の位相がわずかに進む結果となった。トルクのリプル率は25.5%となり、通常運転時より低減する結果となった。1群の誘導起電力による逆相の電流が、トルクリプルを低減する方向に作用しているものと考えられる。

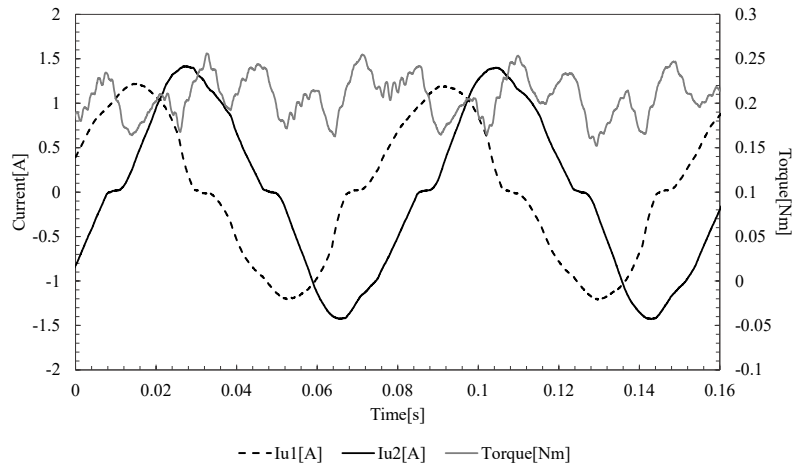
しかしながら、運転中に脱調を起こすことなく定常的にこの特性を保つことが出来ていることから、多重巻線電動機を2インバータで運転することでフォールトレラント特性が得られることが確認できる。

### C. 相差運転時の特性

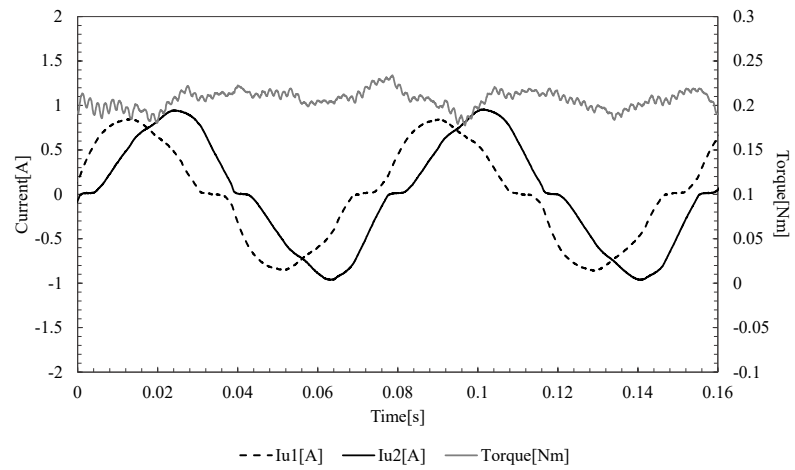
1群の出力電流を基準にし、2群の出力電流を60°進みから60°遅れまで15°間隔で位相をずらした際の駆動特性を検証した。駆動特性が理論上最良となる位相差は明確ではないので、実験的に最良となる位相差を探すこととする。1群の電流位相は通常の駆動で固定され、2群の電流位相のみを変更する。なお電流位相差0°は全巻線を利用した通常の運転と同一である。

表 2.28 及び図 2.59 に、それぞれの位相差の場合の電流ピーク値及びトルクリプル率をまとめた。図 2.58(a)が2群の出力電流が1群の出力電流より60°遅れた場合のU相電流とトルク特性であり、同様に図 2.58(b)が30°遅れた場合、図 2.58(c)が30°進んだ場合、図 2.58(d)が60°進んだ場合である。

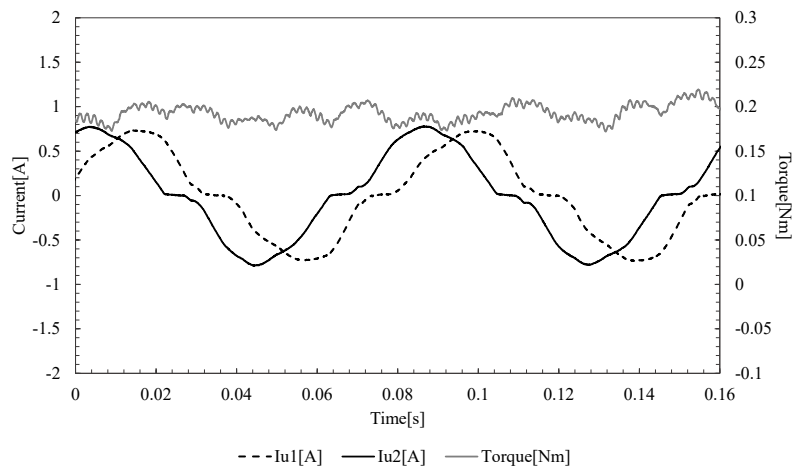
図 2.58(a)のように、1群電流に対し2群電流を60°遅らせて通電させると、通常時に比べピーク電流が1群電流で1.2A、2群電流で1.4Aとなり、およそ倍の電流が流れていることが分かる。位相ずれによって流れた過大な2群電流を、位相が正しい1群電流が補正しようとして電流が増加していることがうかがえる。またトルクのリプル率は50.2%となり、通常運転時から大幅にトルク特性が悪化していることが分かる。



(a)位相差遅れ  $60^\circ$

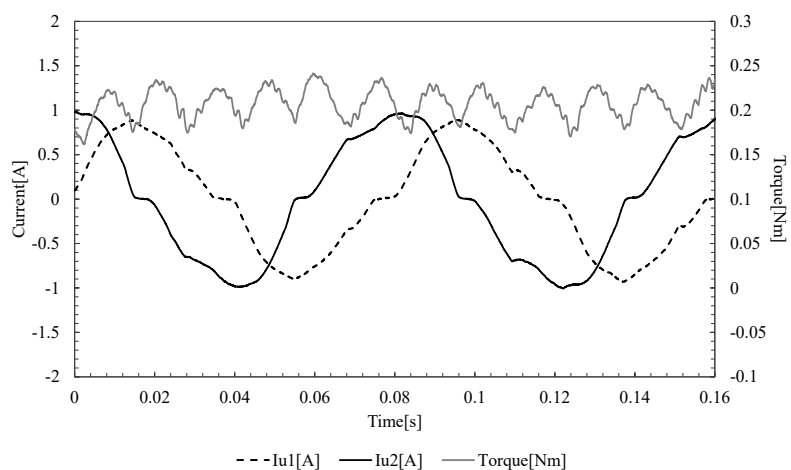


(b)位相差遅れ  $30^\circ$



(c)位相差進み  $30^\circ$





(d)位相差進み 60°

図 2.58 U相電流及びトルク特性波形(インバータ間電流相差運転時)

表 2.28 ピーク電流値及びトルクリプル率(電流相差運転時)

CURRENT PHASE DIFFERENCE		Peak Current[A]	Torque Ripple Rate[%]
Delay	60deg	1.43	50.2
	45deg	1.19	34.1
	30deg	0.97	27.3
	15deg	0.76	32.9
Normal Operation ( 0deg )		0.62	28.1
Lead	15deg	0.70	35.9
	30deg	0.79	24.7
	45deg	0.89	30.5
	60deg	1.01	38.7

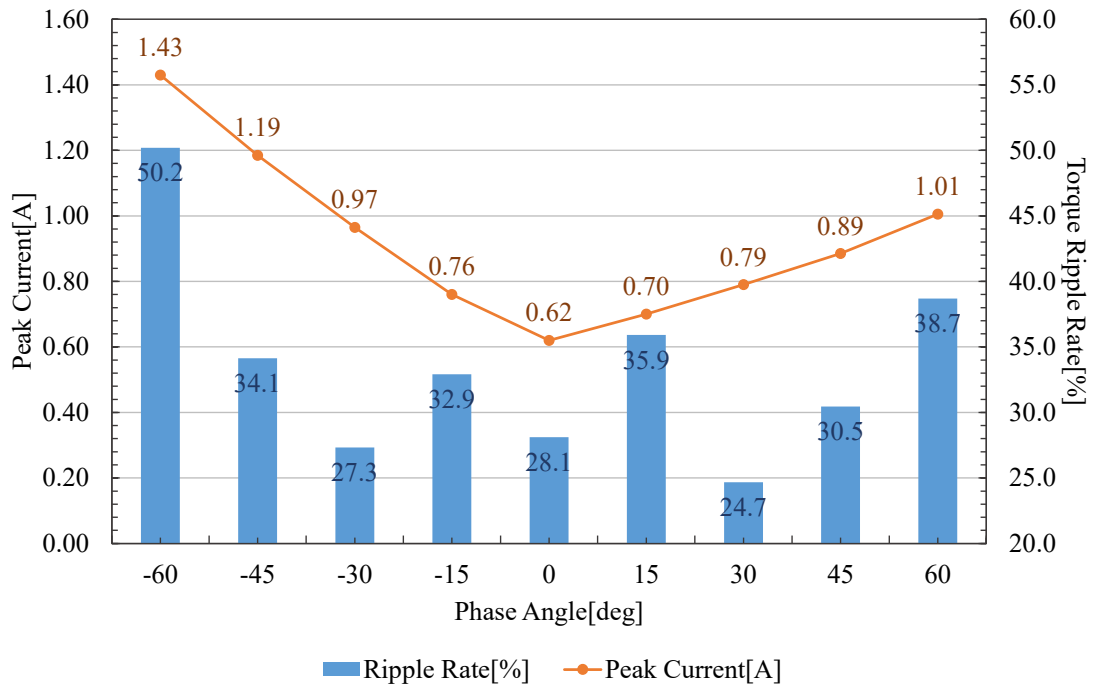


図 2.59 ピーク電流値及びトルクリプル率(電流相差運転時)

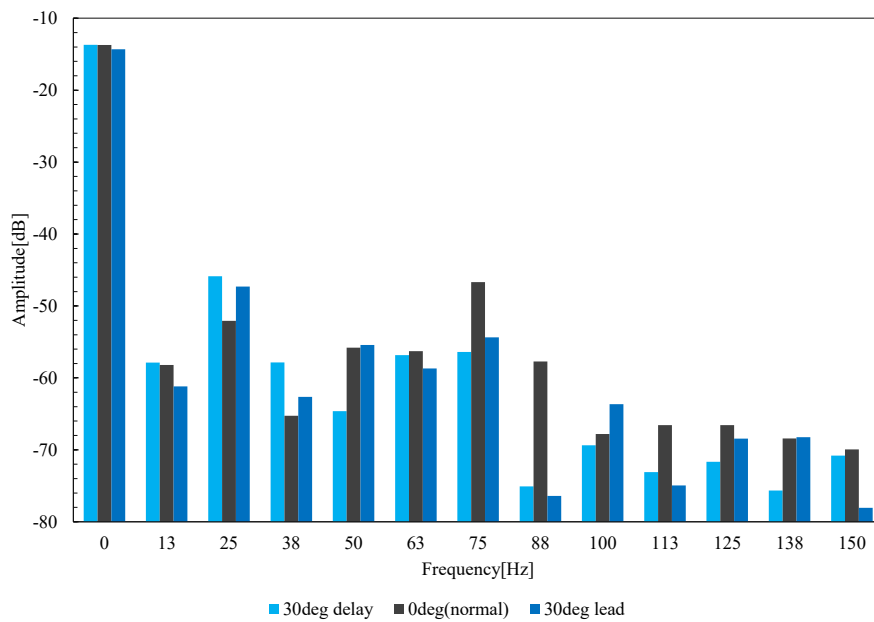


図 2.60 トルク特性 FFT 結果  
(通常運転時, 位相差遅れ 30°運転, 位相差進み 30°運転時)

同様に図2.58(d)のように位相差が進み $60^\circ$ の場合も2群電流のピーク値が $1.0A$ となり、リップル率が $38.7\%$ となっていることから駆動特性が悪化している。しかしながら、両者の場合においても運転中に脱調を起こすことなく定常的にこの特性を保つことが出来ていることから、多重巻線電動機を2インバータで運転した際に、予期せぬ電流の位相ずれが起きた場合にもフォールトレラント特性が得られることが確認できる。

なお、表2.28及び図2.58(b), 図2.58(c)のように位相差が $30^\circ$ の場合には、ピーク電流値は通常運転時に比べ $1.5$ 倍程度に増加しているものの、トルクリプル率は通常運転時に比べトルクリプル率が通常運転時よりも最大で $3\%$ 低減できることが分かる。各群電流によるトルクリプルが相殺して低減される位相差になる場合にはトルクリプル率が低下する可能性があることが分かる。

トルクリプル低減の効果がどの程度現れているか評価するために、トルク特性の周波数特性を確認した。図2.60に、通常駆動時、位相差遅れ $30^\circ$ 、位相差進み $30^\circ$ の時のトルク特性のFFT結果を示す。この検証ではモータ回転速度が $78.5\text{rad/s}$ であり、基本周波数は $12.5\text{Hz}$ となる。図2.60では0次から12次までの高調波のFFT結果を示している。

図2.60に示すように、位相差 $30^\circ$ の時は特に6次以上の高調波のトルクを低減させ、平均トルクの減少は発生していないことが分かる。このように、相差運転はトルクリプルにつながる高調波のトルクを低減するのに有効であることが分かる。

したがって、電流位相差駆動はピーク電流を増加させるが、トルクリプルを低減する方法の一つであることが分かった。電流位相差が各電流群のトルクリプルとバランスしている場合には、トルクリプルが低減できると考えられる。

## 2.6 結言

### A. 方形波通電による駆動特性劣化に対する検討

PMSM とブラシレス DC モータは固定子・回転子構造は同一であるものの、使われるようになった背景が異なることがあり、主に通電方式、すなわちモータに与える電圧波形により区別されている。

10 極 12 スロット構造の PMSM をブラシレス DC モータとして方形波通電した際には、効率および振動騒音が駆動特性の劣化として問題となる。そこで方形波通電の通電角及び通電位相を調整することで、ブラシレス DC モータの駆動の簡易さという特長を失わず効率・損失特性、トルク特性、騒音特性を改善することが可能であると実証された。

効率の面では、通電角を前側に延長することによって 120°通電時に比べ効率を向上させることが可能である実験結果が得られた。最大効率は通電角が 150°の際に定格負荷時で 67.6%が得られ、120°通電時に比べ 3%向上した。また損失の面でも効率と同様、通電角を前側に延長することによって 120°通電時に比べ損失を低減させることが可能である実験結果が得られた。最小の損失は通電角が 150°の際に定格負荷時で 13.5W となり、120°通電時に比べ 2W 低減された。

なおモータへの印加電圧を調整するために利用している電圧 PWM 制御を排し、1 パルスで 150°通電を行うことで正弦波通電を上回る効率で、かつ PWM 制御に起因する鉄損やインバータ損失を低減可能であることが確認された。

トルク特性の面では、通電角を 150°に延長することにより、120°通電時に比べトルクリプルを 20%低減させることが可能であることが確認された。また 150°通電の始めと終わりの 30°の期間の電圧を 80%に抑制した擬似正弦波で通電を行うことにより 150°通電時に比べトルクリプルをさらに低減させることが出来、120°通電時に比べトルクリプルを半減させることが可能であることが確認できたと共に、150°通電時と効率・損失特性は変化しないことが確認できた。

騒音特性の面では、通電角を 150°に延長することにより、負荷の有無にかかわらず 120°通電時に比べ騒音を 6dB 低減させることが可能であることが確認された。またトルク特性の改良で適用した擬似正弦波通電は 150°通電時と騒音特性は変化しないことも確認できた。

したがってこの検証において、120°通電から前側に通電角を延長した「150°通電」が効率及び損失、トルク並びに騒音の面で最も優れると考える。また 150°通電を基に 1 パルス通電、及び擬似正弦波通電を行うことにより、効率・損失特性及びトルク特性の更なる改善が可能である通電方式である。

## B. 巻線の結線による特性変化に対する検討

10極12スロットのY結線及びΔ結線のブラシレスDCモータを、 $120^\circ$ 、 $150^\circ$ 及び論文で提案されている改良 $150^\circ$ の方形波で通電し、効率及びトルク振動、騒音特性について実験的に検証し、双方の巻線における特性を比較した。

効率及び損失においては、Y結線モータ及びΔ結線モータの双方で提案した通電方式により効率及び損失が改善可能であることが検証された。

トルク特性についてはいずれの通電方式において、Δ結線モータはY結線モータよりもトルクリプルが低減されている。Δ結線の特徴である3次高調波電流と0次高調波電流が大幅に低減されていることに起因しているものと考えられる。

同様に騒音特性については提案された通電方式で騒音が低減できることを確認し、Δ結線においても同様であることが検証され、通電電流波形による影響が大きいことが考えられた。

したがってΔ結線モータはY結線モータに比べ、相電流に大きな違いがあり、特に3次高調波電流と0次高調波電流が大幅に低減可能であることが実験的にも確認されたことから、Δ結線のモータを用いることによって方形波通電においてもトルク特性や騒音特性の改善を行うことが可能であると考えられる。

## C. 二重巻線モータの駆動特性に対する検討

当検証の多重巻線の供試モータにおいて、2インバータで運転を行うことで片側インバータが故障した場合、及びインバータ出力電流に位相差が生じた場合において、ピーク電流の増加やトルクリプル増加といった運転特性の悪化は見られるものの、脱調など運転そのものが妨げられる事象の発生には至っていないことから、冗長性が確保され、フォールトレラント特性が得られることが確認できた。

またインバータ故障時の状態としては、1群が正常で2群が故障した場合や故障インバータが回生モードで回路に接続されたままの状態が考え得るが、同様に実験を行い、冗長性が確保されることを確認した。

さらにインバータ相差運転時においては、1群と2群間の位相差を遅れ $60^\circ$ から進み $60^\circ$ まで $15^\circ$ ずつずらした場合について検証を行った。こちらの場合にもモータの運転には支障を及ぼさず、冗長性が確保されることが確認されたと共に、相差によって通常運転よりトルクリプルが低減される可能性がある結果が得られ、供試モータの場合には位相差 $30^\circ$ 時にトルクリプル低減が可能である結果が得られた。

## 2.7 参考文献

- [1] M. Yoneda, H. Dohmeki: “Novel Selection of the Slot/Pole Ratio of the PMSM for Auxiliary Automobile”, 41st IAS Annual Meeting., Vol. 1, pp.8-13, 2006.
- [2] 百目鬼英雄, 高効率モータ技術, 日刊工業新聞社, 2001.
- [3] 城ノ口秀樹, 森山正和, 稲山博英, 通電角・通電位相最適化によるブラシレスモータの高効率制御, 電気学会回転機研究会資料, Vol.RM-04, No.161-178, pp.27-32, 2004.
- [4] 吉田昌春, 村井由宏, 高田昌亨, ブラシレスモータの騒音低減に関する研究, 電気学会回転機研究会資料, Vol.RM-97, No.107-110, pp.7-12, 1997.
- [5] Masataka Miyamasu, Kan Akatsu: “Efficiency Comparison between Brushless DC Motor and Brushless AC Motor Considering Driving Method and Machine Design”, Annu. Conf. IEEE Ind. Electron. Soc., Vol.37th, Vol.2, pp.1830-1835, 2011.
- [6] WANG Chao - Min, LIN Shir - Kuan, LIN Hsing - Yu, WANG Shyh - Jier: “A Novel Twelve-Step Sensorless Drive Scheme for a Brushless DC Motor” , IEEE Trans Magn., Vol.43, No.6, pp.2555-2557, 2007.
- [7] LELKES A, KROTSCH J, DE DONCKER R W: “Low-Noise External Rotor BLDC Motor for Fan Applications”, Conf. Rec. IEEE Ind. Appl., Vol.37th, Vol.3, pp.2036-2042, 2002.
- [8] 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, 電気学会論文誌 D, Vol.126, No.11, pp.1531-1538, 2006.
- [9] 野口俊介, 鈴木憲吏, 百目鬼英雄, 方形波ブラシレス DC モータの通電角による効率比較, 日本 AEM 学会誌, Vol.23, No.2, pp.276-281, 2015.
- [10] オリエンタルモーター株式会社, 2014, BLH230K-A | BLH シリーズ, (2014年9月27日取得, <https://www.orientalmotor.co.jp/products/detail.action?hinmei=BLH230K-A>).
- [11] 鈴木陽一, 竹島久志, 人の等ラウドネス曲線の測定と国際規格化, 電気学会誌, Vol.124, No.11, pp.715-718, 2004.
- [12] S. Noguchi, K. Suzuki, and H. Dohmeki, “The efficiency comparison by 150 degree exciting angle phase of the square-wave brushless DC motor,” 2015 The Annual Meeting record, I.E.E. Japan, Tokyo, Vol.2015 Page.ROMBUNNO.5-007, Mar. 2015.

- [13] M. Allan and I. J. Kemp, "Commutation strategies for the DC brushless motor," 1993 Sixth International Conference on Electrical Machines and Drives (Conf. Publ. No. 376), Oxford, UK, pp. 133-138, 1993
- [14] E. Schmidt, M. Susic and A. Eilenberger, "Design Studies on a Permanent Magnet Synchronous Machine With Y- and  $\Delta$ -Connected Stator Winding," in IEEE Transactions on Magnetics, vol. 47, no. 5, pp. 1042-1045, May 2011.
- [15] E. Levi, "Multiphase electrical machines for variable-speed applications," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 55, no. 5, pp. 1893–1909, May 2008.
- [16] J. Karttunen, S. Kallio, P. Peltoniemi, P. Silventoinen, and O. Pyrhönen, "Decoupled Vector Control Scheme for Dual Three-Phase Permanent Magnet Synchronous Machines," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 61, no. 5, pp. 2185–2196, May 2014.
- [17] M. Barcaro, N. Bianchi, F. Magnussen, "Faulty Operations of a PM Fractional-Slot Machine With a Dual Three-Phase Winding," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 58, no. 9, pp. 3825–3832, Sep 2011.
- [18] X. Jiang, W. Huang, R. Cao, Z. Hao and W. Jiang, "Electric Drive System of Dual-Winding Fault-Tolerant Permanent-Magnet Motor for Aerospace Applications," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 62, no. 12, pp. 7322-7330, Dec. 2015.

## 第 3 章

# ボールねじ位置決め機構の高精度化

### 3.1 緒言

1 章で述べたボールねじアクチュエータにおいて、位置センサと機械要素についてはアクチュエータ、ないしアクチュエータシステムを構成する上で非常に大きな要因を占める。むしろ位置センサと機械的特性が、電動機の他にはボールねじアクチュエータにおける定常的な性能を左右させると言っても過言ではない。そこでアクチュエータ機構における定常的な特性を向上させ、高精度化させるため、ボールねじの機械特性を明らかにし、また位置センサによる影響を検討する。

本章では、提案するボールねじ位置決め機構において、位置決めシステムの全体構成及び機器構成について述べる。またボールねじ系の主たる機械要素である剛性と摩擦について、実験機器における特性を同定すると共に、位置決め精度を高精度化するために必要な要素が位置センサであることを述べたのち、位置センサによる高精度化の効果について確認を行う。

### 3.2 位置決め機構のシステム・機器構成

本論文で提案するボールねじ位置決め機構のみならず、一般に電動アクチュエータを用いた位置決め機構を構成するためには、図 3.1 の概略に示すようなカスケードに接続された位置・速度・電流フィードバック制御系を構成する必要がある。

これらの制御系を構成するためには、位置決め機構そのものから位置情報を、アクチュエータからは速度・電流の情報をセンサから得なければならない。特に最終的な位置決めを行う際に位置情報は必須となるが、位置情報を機構のどの部分から得るかによって位置ループの構成が変わる。

本論文で提案する位置決め機構はボールねじと PMSM を用いた直動機構であり、速度・電流フィードバックを用いた PMSM による速度 AC サーボ系をベースとし、これに位置制御系を付加している。提案するシステムを例にとると、位置制御ループは以下の 2 種類に大別することが出来る。



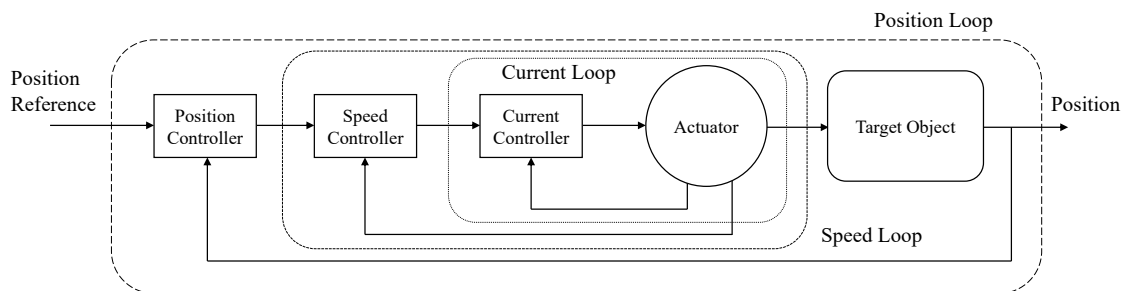


図 3.1 一般的な位置決め機構に用いられる制御ブロック概略

### ①フルクローズドループ

制御対象機構の最終的な位置を直接取得し、フィードバックする方式である。図 3.2(a)にフルクローズドループの場合の制御ブロック概略を示す。

位置決め機構の最終的な位置出力を利用するため、機械要素における振動や外乱による影響が考慮された出力をそのまま得ることが出来る。ゆえに正確に位置決めが行えるという利点がある。しかしながら直動システムにおける位置センサには、リニアエンコーダやレーザー変位計などのいわゆるリニアセンサが必要となり、測定できる変位量に限界があり、また長距離になればセンサ自体も高価になる欠点がある。一般に産業用の位置サーボ系でフルクローズドループが採用されている事例は少なく、後述のセミクローズドループの採用例が非常に多くなっている。

### ②セミクローズドループ

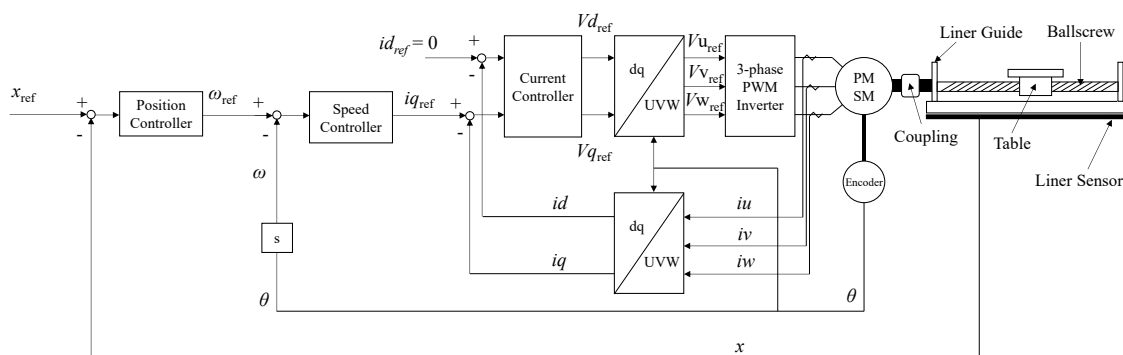
フルクローズドループとは対照的に、制御対象機構の最終的な位置を測定せず、AC サーボモータに取り付けられたエンコーダ等の回転位置センサからの回転位置情報を最終的な位置としてみなしてフィードバックする方式である。図 3.2(b)にセミクローズドループの場合の制御ブロック概略を示す。

PMSM を AC サーボモータとして運転する際には回転子位置の正確な把握のためにエンコーダが用いられることが多く、回転系と直動系のリードピッチが明らかであれば位置として換算し扱うことができ、リニアセンサのように測定器自身の測定限界もない。またリニアセンサそのものを用いないため安価かつシステムの省スペース化を図ることができる利点がある。

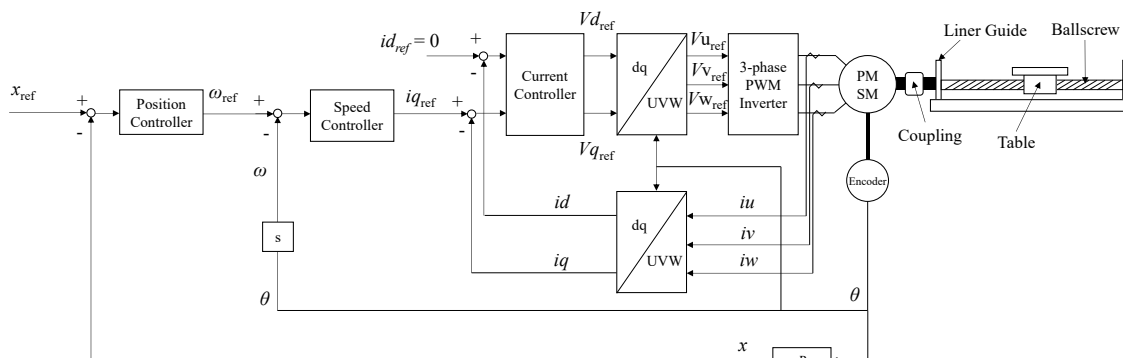
しかしながら回転子位置から直動系の実位置を換算しているため、機械要素による振動や外乱の影響で位置にずれが生じた場合にはそれを検出することができず、制御精度を悪化させてしまう欠点がある。ただしこの点に関しては、近年のコントローラの高性能化により、機械要素の正確なモデリングや外乱の推定系によって実位置の補正を行うことが可能となっている。

このことから、コントローラで補償システムを組み込むことでハードウェアの簡略化や低コスト化が図れ、かつフルクロズドループに匹敵する制御が得られるようになっていることから、近年の多くの産業用位置サーボではセミクロズドループが用いられている。

上記 2 種類の位置制御系の構成のうち、本論文ではこのボールねじアクチュエータの使用用途，耐環境性やコスト，及び制御性を勘案してセミクロズドループによる位置制御系を適用し，これに精度向上のために必要な補償系を加えることでシステムを構築する。



(a) フルクロズドループの場合



(b) セミクロズドループの場合

図 3.2 位置制御ループを含んだボールねじ制御系の制御ブロック概略

先述の通り，本来目的とするシステムは大出力用途であるが，実験の都合上ここでは出力を 1/50 にスケールダウンした実験機で実証実験を行う。

図 3.3 に本論文で提案するボールねじシステムの実験機概略を，表 3.1 にパラメータを含む諸元を示す。

ボールねじ駆動システムは，ボールねじ及びステージ，サーボモータ(高分解

能エンコーダ付き), インバータボード兼コントローラの3つで構成する。ボールねじのリードピッチは20mmであり, 全長は500mmである。サーボモータには多摩川精機製 TSM3202N2300E040 を使用し, これには同社製 23bit の高分解能アブソリュートエンコーダが搭載されている。なお後述する低分解能エンコーダは, 高分解能エンコーダをそのまま利用し, 取得データの下位ビットを切り捨てることにより 11bit(2048pulse/rev)を等価的に再現した。インバータボードにはルネサス製 RX62T マイコンを搭載した 500W 級の 24V 入力の自作インバータを利用した。

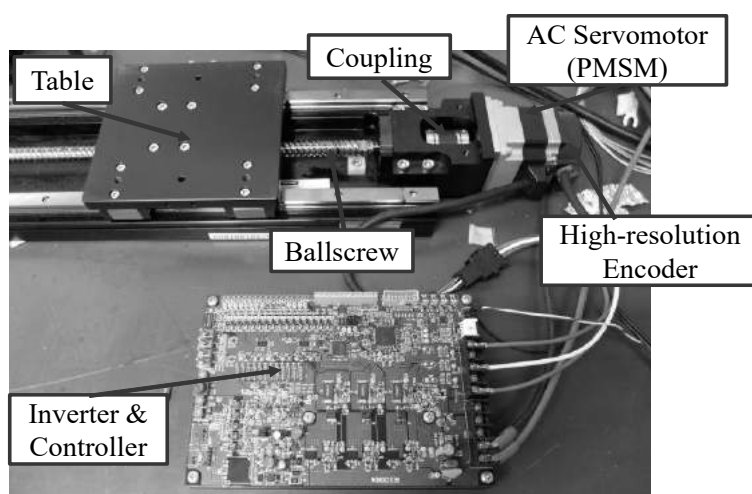


図 3.3 ボールねじシステムの実験機概略

表 3.1 ボールねじ駆動実験機システム諸元

Parameter	Value[unit]
Rated Torque	0.64[Nm]
Rated Speed	3000[rpm]
Rated Output	200[W]
Rated Current	6.2[A]
Encoder Resolution	8388608 [pulse/rev] (23bit)
Lead pitch of ballscrew	20[mm]
Length of ballscrew	500[mm]

表 3.2 制御系パラメータ

Controller		Gain[unit]	Control Period[ms]
Current	Proportional	3.0[V/A]	0.1
	Integral	0.005[V/As]	
Speed	Proportional	1.0[As/rad]	1.0
	Integral	0.06[As <sup>2</sup> /rad]	
Position	Proportional	33.38[1/s]	1.0

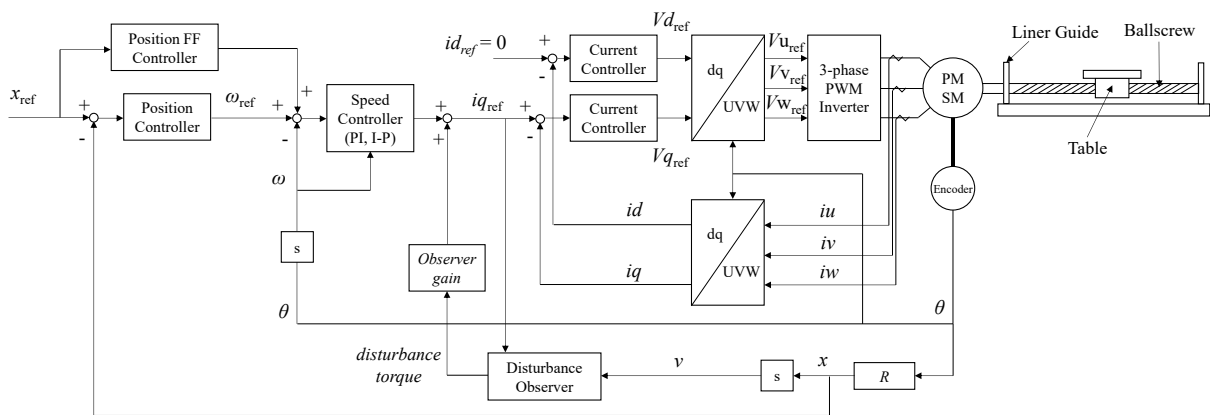


図 3.4 提案するボールねじ駆動システムの制御ブロック図

これらの機器を用いて、図 3.4 に示す制御ブロック図の制御系を構成した。図 3.4 のブロック図には後述する補償系、並びに改良した制御系が含まれているが、ベースとしている制御系は図 3.2(b)に準じている。本稿で用いる実験機器では、ボールねじに位置センサを持たないため、位置決め制御系にはモータに取り付けられたロータリエンコーダのデータを利用してセミクロズドループを構成する。各コントローラは PI 制御を基本とし、制御周期は電流ループが 100us、速度ループおよび位置ループが 1ms である。電流ループの制御ゲインは比例が  $K_{cp} = 3$ 、積分が  $K_{ci} = 0.0005$  であり、速度ループの制御ゲインは比例が  $K_{sp} = 1.0$ 、 $K_{si} = 0.06$ 、位置ループの比例ゲイン  $K_{pp} = 33.38$  である。これらのゲインは、カットアンドトライで発散しない値を決定した。表 3.2 にこれらの制御パラメータをまとめる。また外乱推定用に外乱オブザーバを挿入しており、オブザーバゲインにより外乱補償の有無を調節することが可能である。

これらのゲイン設定及び機器のパラメータからそれぞれの制御系のクロズドループのカットオフ周波数を求めると、電流制御系で 3154rad/s、速度制御系で 375.0rad/s、位置制御系で 37.49rad/s となる。提案するアクチュエータで要求

される指令の周波数帯域は最高で 5Hz 程度であるため、制御系としては十分な設計となっているといえる。また後述するボールねじの機械共振の周波数帯域では、十分に減衰しているため制御上で共振領域に達する危険性は無いと考えられる。

### 3.3 ボールねじの機械特性

#### 3.3.1 摩擦特性および剛性特性

第 1 章で述べたとおり、直動機構としてボールねじを利用する場合その挙動に大きく影響を与える要素は大きく摩擦と剛性である。当節では第 1 章で示した摩擦及び剛性について、実験機におけるシステムのパラメータの設定とモデルの選択について取り扱う。

第 1 章で示した通り、ボールねじの静摩擦特性は静止摩擦、ストライベック効果、クーロン摩擦、粘性摩擦の大きく 4 要素で構成される。この静摩擦特性は明らかに非線形特性を持ち、ボールねじ系のモデリングのためにはこの非線形要素をモデル化する必要がある。最も簡単な非線形摩擦モデルはクーロン摩擦モデルであり、これを図 3.5 に示す。図 3.5(a)に示すように、このモデルでは速度が反転したときに、運動と逆方向に一定の摩擦力が発生する。実際には摩擦力の速度依存性を表現するために、図 3.5(b)に示すように粘性摩擦を組み合わせたモデルが使用される。

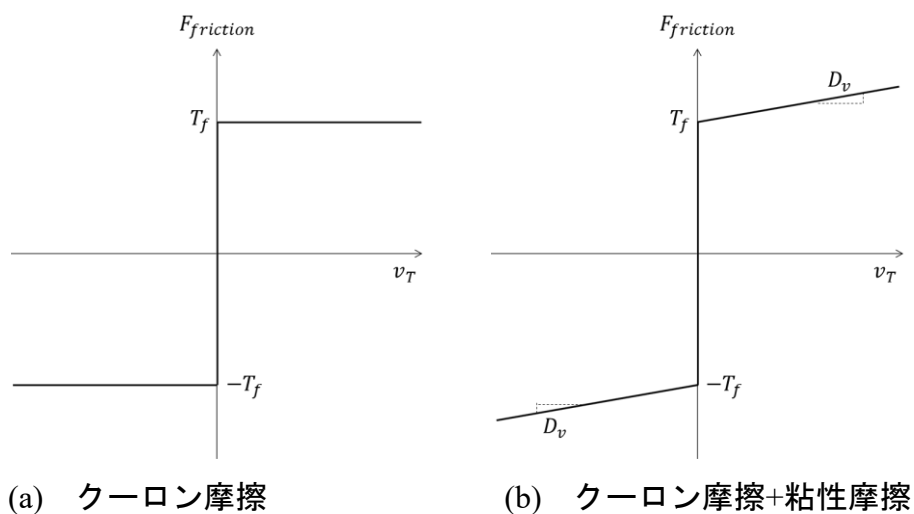


図 3.5 クーロン摩擦を導入したモデル

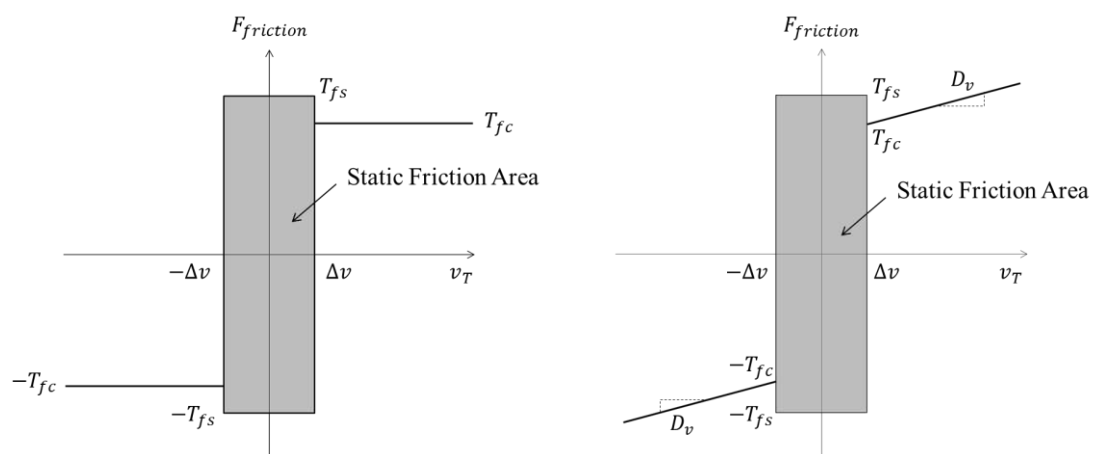
しかし、このモデルには次の問題点が挙げられる。

- 速度が微小なときは静摩擦状態となり、摩擦力が大きくなる（このときの摩擦力を静摩擦力という）。
- 速度 0 を境に摩擦力が急激にスイッチする現象は起こらない。

この問題の解決のために、新しいモデルが研究され、提案されている。その一つが運動誤差の予測と制御に用いられてきた代表的な摩擦モデルである **Karnopp** の摩擦モデルである。図 3.6 に **Karnopp** の摩擦モデルを示す。このモデルでは、速度が微小となる領域 $[-\Delta v, \Delta v]$ を静摩擦領域（同図中のハッチング部分）とし、この領域では駆動力が摩擦力とつりあうとしている。また、駆動力の絶対値が最大静止摩擦力  $T_{fs}$  を超えると、被駆動体は運動を開始し、運動と逆方向に動摩擦力  $T_{fc}$  が作用するものとしている。

図 3.6(a)の **Karnopp** 摩擦モデルでは、静摩擦領域以外では動摩擦力が働くものとして定義されているものの、粘性摩擦が考慮されていない。このモデルにおいて粘性摩擦を考慮すると、モデルは図 3.6(b)になる。

このモデルでは、図 3.6(a)と同様に、微小速度領域 $[-\Delta v, \Delta v]$ を静摩擦領域（同図中のハッチング部分）として扱い、駆動力の絶対値が最大静止摩擦力  $T_{fs}$  を超えると、動摩擦力  $T_{fc}$  が作用する。この動摩擦力  $T_{fc}$  には速度に比例する粘性摩擦が加わるため、速度が大きくなるにつれて動摩擦力も大きくなっていく。



(a)一般的な **Karnopp** 摩擦モデル      (b)粘性摩擦を考慮した **Karnopp** 摩擦モデル

図 3.6 **Karnopp** の摩擦モデル

ただし、Karnopp 摩擦モデルの適用する場合、クーロン摩擦+粘性摩擦モデルに比べ微小速度領域についてのモデリングが増えるため、モデルとしては煩雑になる。また本論文で想定するような移動量が大きくなく、移動速度も遅い場合を考えると、動摩擦力よりも静摩擦力の方が支配的となることが考えられる。さらに後述するオブザーバによる外乱補償の観点から考えると、摩擦力によって運動が阻害されているものを補償する意図であれば、極低速域において動摩擦力よりも大きい静摩擦力を想定して補償することで、外乱摩擦力の除去に対しては効果があるものとする。そのため、本論文においてはモデルが簡易になるクーロン摩擦+粘性摩擦モデルをベースにボールねじの摩擦モデルを構築することとする。

クーロン摩擦+粘性摩擦モデルベースのボールねじ摩擦モデルを数式化すると、(3.1)式となる。

$$F_{friction} = \text{sgn}(v) \times (C_t \times \text{abs}(v) + \text{StaticFriction}) \quad (3.1)$$

ここで、 $C_t$ は粘性減衰係数、 $v$ はボールねじの移動速度、 $\text{StaticFriction}$ は静止摩擦力である。実験に使用するボールねじの摩擦力モデリングのためには、粘性減衰係数および静止摩擦力を測定する必要がある。

本論文の機器として使用するボールねじと同一の機器を用いて摩擦力の測定を行った文献[4]によると、最大静止摩擦力は18.4[N]である。また同文献においてストライベック効果、クーロン摩擦力、粘性摩擦力の測定のために行った一定速度運転の結果を図3.7に示す。

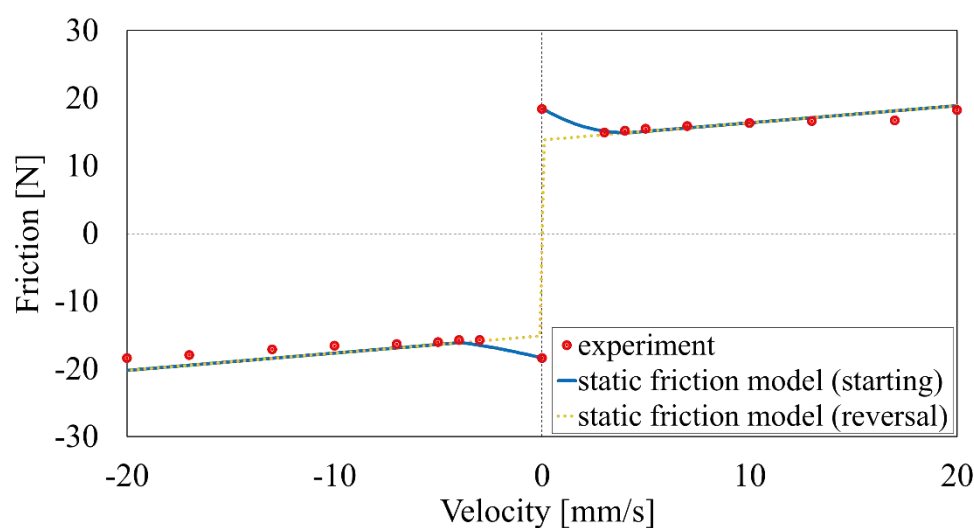


図 3.7 一定速度駆動試験による静的摩擦特性[4]

図 3.7 より, クーロン摩擦力は 14.47[N], 粘性減衰係数は 0.254[Ns/mm]である。また図 3.7 の特性は直動系の速度で表現されているが, これを電動機軸で換算すると±60[rpm]であり, 最大の運転速度を±80[rpm]程度と想定している本論文において重要となる領域の特性である。この領域においては粘性摩擦よりも静止摩擦及びクーロン摩擦が圧倒的に支配的であり, また最大静止摩擦力とクーロン摩擦力の差はおよそ 4[N]であり, この差は電動機定格トルクの 2%に満たない。したがって最大静止摩擦力をクーロン摩擦力としてみなして補償することに過不足は無いと考える。

ただし, 当該論文における測定では, ボールねじのテーブルの荷重を特に設けず, テーブルの質量のみとして実験を行っている。本論文ではテーブル質量を荷重含めて全体で 5[kg]とみなして実験を行うため, この重量増に対する摩擦力を考慮する必要がある。テーブル単体質量は 2.5[kg]であるので, 静止摩擦力は重量に比例しているとみなすこととする。したがって, 本論文で用いるボールねじの摩擦特性のパラメータは表 3.3 となる。

表 3.3 ボールねじ摩擦特性パラメータ

Parameter	Value[unit]
最大静止摩擦力	34.56[N] (0.11[Nm])
粘性減衰係数	254[Ns/m]

剛性特性については, 第 1 章の通りボールねじの剛性特性には軸方向剛性とねじり剛性の 2 種類がある。剛性は後述するボールねじの慣性系モデルと大きく関わる問題である。

軸方向の剛性については, ねじ軸, ナット, 及び支持軸受の軸方向剛性によって決まり, 式(1.1)の関係となる。ここで, 支持軸受の軸方向剛性は十分に高いとすると, 軸方向剛性はねじ軸とナットの剛性によるところが大きい。また, 実験機においてねじ軸の軸方向剛性は  $4.8 \times 10^7$  [N/m], ナットの軸方向剛性は  $3.18 \times 10^8$  [N/m]であるので, ねじ軸全体の軸方向剛性は  $4.17 \times 10^7$  [N/m]となる。

ねじり剛性については, カップリングとねじ軸のねじり剛性によって決まり, 式(1.2)の関係となる。実験機においては, ねじ軸のねじり剛性は  $7.85 \times 10^2$  [Nm/rad], カップリングのねじり剛性は  $2.2 \times 10^2$  [Nm/rad]となり, カップリングを含めたねじり剛性は  $1.72 \times 10^2$  [Nm/rad]となる。ここで, ねじり剛性値を用いてあるトルクが加わった時のねじれ角を計算することとする。このねじれ角は最終的な位置決め時に大きく影響を及ぼし, 特にごく低速域のトルク伝達において重要となる。3 章においてサーボ精度について検証を行った際に,  $\mu\text{m}$  オーダーでの位置決めが可能であることを示したが, その実験時に加えていたトルクは最大で



0.055[Nm]である。このトルクが加わっていた際のねじり角は  $3.2 \times 10^{-4}$ [rad]となり、直動系換算すれば  $1.02 \times 10^{-6}$ [m]となるが、 $\mu\text{m}$  オーダーでの位置決めが可能である結果を考慮すると、このねじれ角の大きさは問題とはならない。また、最終的に提案するシステムではカップリングは用いず回転子と軸を直結するシステムであるため、ねじり剛性値はさらに高くなる。したがって、本論文のシステムにおいてはねじり剛性は十分に高いとみて剛性の検討からは除外するものとする。ゆえに剛性については軸方向剛性のみについて考えることとする。

表 3.4 に、ここまでで求めた剛性に関するパラメータをまとめる。

表 3.4 ボールねじ剛性特性パラメータ

Parameter		Value[unit]
軸方向剛性	ねじ軸剛性	$4.8 \times 10^7$ [N/m]
	ナット剛性	$3.18 \times 10^8$ [N/m]
	全体剛性	$4.17 \times 10^7$ [N/m]
ねじり剛性*	ねじ軸剛性	$7.85 \times 10^2$ [Nm/rad]
	カップリング剛性	$2.2 \times 10^2$ [Nm/rad]
	全体剛性	$1.72 \times 10^2$ [Nm/rad]

\*計算上求めたが、本節以降では十分に高いとみなし考慮しないものとした

### 3.3.2 2 慣性系によるボールねじ系のモデリング

前節で求めた摩擦と剛性のパラメータを用いて、ボールねじ系のモデリングを行う。ボールねじ系のモデリングでは、図 3.8 に示す 3 種類のモデリング方法がある[1]。なお図 3.8 中の記号の定義は表 3.5 に示してある。なおここでの説明では簡単化のために摩擦要素は粘性減衰係数によって単純比例しているものとして扱っている。

図 3.8(a)の 4 慣性系では、ボールねじ駆動系にモータの回転軸、ボールねじ軸(軸方向水平移動・軸方向回転)、テーブルの 4 つの慣性体があるものとみなしてモデリングするものである。もっとも再現度の高いモデルであるが、複雑であり特定の条件下では後述する慣性体を減らしたモデルとの差がほとんどないことが知られている。そこで条件を定めてモデルを簡素化する。

ボールねじの質量  $M_b$  がテーブル質量  $M_t$  に比して十分小さい場合、ボールねじ質量をテーブル質量に統合しねじ軸の軸方向水平移動に関する慣性体を減らすことが出来る。この時のモデルが図 3.8(b)の 3 慣性系モデルである。本論文の

実験機器においてもテーブル質量に対しねじ軸質量は小さいためこの条件を適用することが出来る。

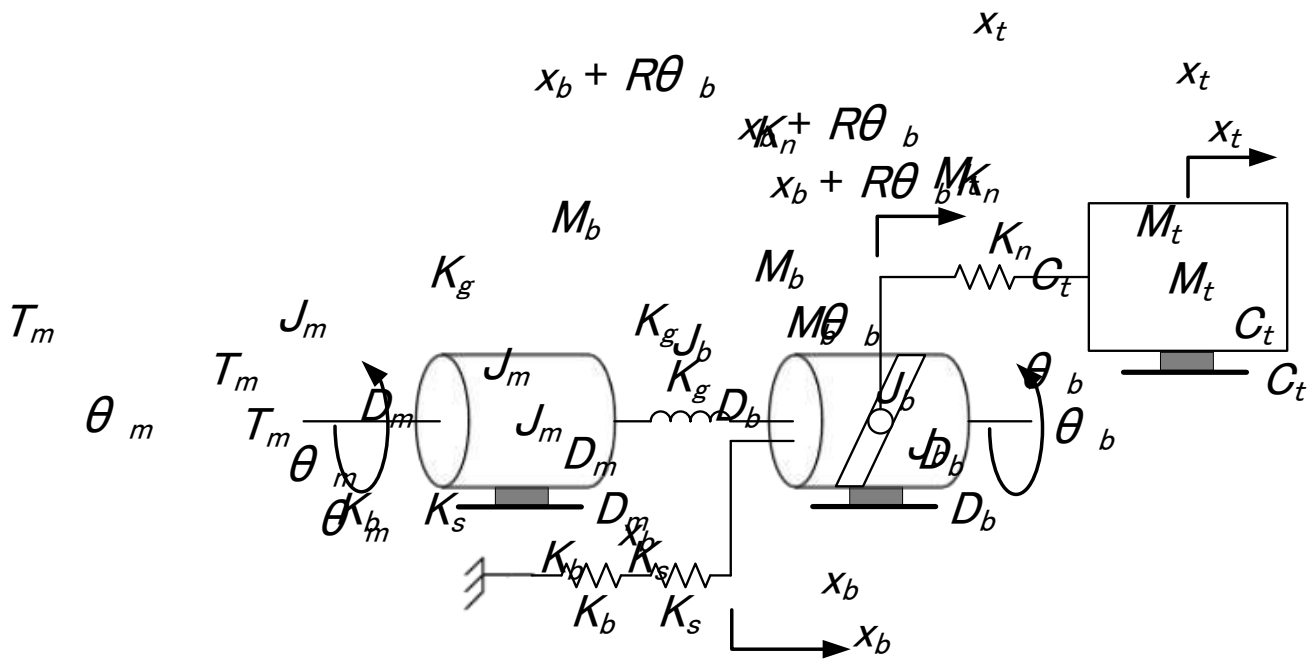
さらに、ねじり振動による影響が軸方向の振動に比して小さい、すなわちねじり剛性が十分に高い場合には、軸ねじり剛性を取り除いてモータ回転子慣性とねじ軸慣性を統合し、これを一つの回転慣性体とみなすことが出来る。この時のモデルが図 3.8(c)の 2 慣性系モデルである。この条件も前節で検討した通り本実験機器では適用できるため、最終的に本実験機器におけるボールねじシステムのモデリングには 2 慣性系モデルが使用できる。ゆえに本論文においては 2 慣性系のモデルでボールねじ系をモデリングする。

なおねじ軸の全体の軸方向剛性が十分に高い場合は、軸方向剛性を取り除きテーブルと回転軸を一つの慣性体としてみなし 1 慣性系とすることもできるが、軸方向剛性については無視できないため使用しない。

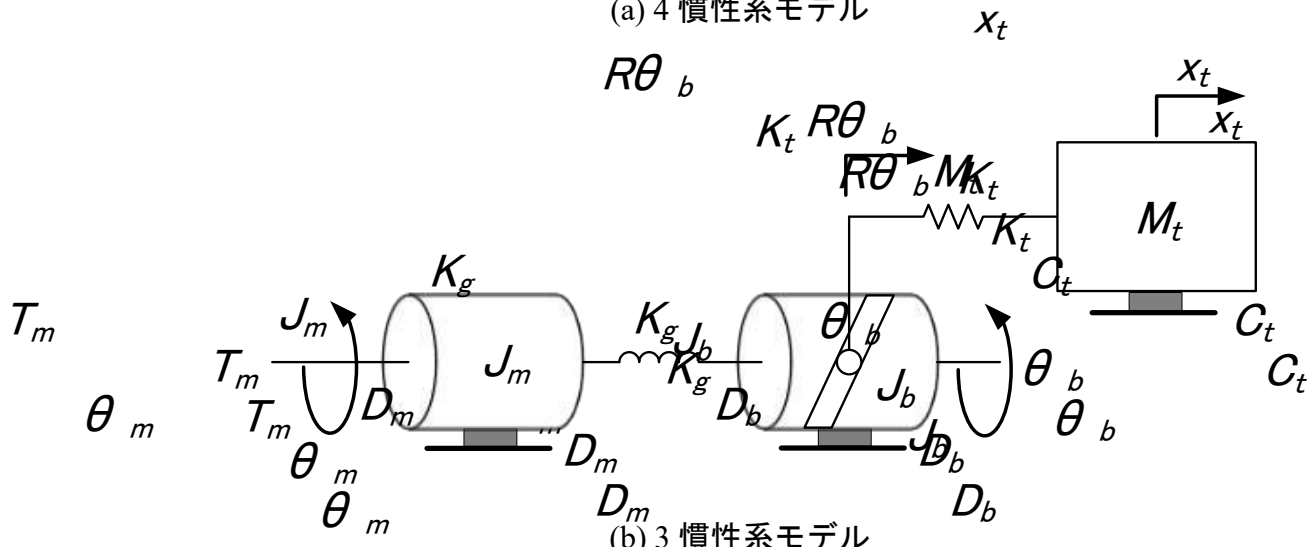
表 3.5 図 3.8 中の記号定義\*

Symbol	Detail	Symbol	Detail
$T_m$	モータトルク入力[Nm]	$M_b$	ねじ軸質量[kg]
$\theta_m$	モータ回転角[rad]	$\theta_b$	ねじ軸回転角[rad]
$J_m$	回転子慣性[kgm <sup>2</sup> ]	$K_n$	ナット軸方向剛性[N/m]
$D_m$	モータ軸粘性摩擦係数[Nms/rad]	$M_t$	テーブル質量[kg]
$K_g$	軸ねじり剛性[Nm/rad]	$C_t$	テーブル粘性減衰係数[Ns/m]
$K_b$	支持軸受軸方向剛性[N/m]	$x_t$	テーブル移動量[m]
$K_s$	ねじ軸軸方向剛性[N/m]	$K_t$	ねじ軸全体軸方向剛性[N/m]
$x_b$	ねじ軸の移動量[m]	$J_r$	回転系全体慣性[kgm <sup>2</sup> ]
$J_b$	ねじ軸慣性[kgm <sup>2</sup> ]	$D_r$	回転系粘性減衰係数[Ns/m]
$D_b$	ねじ軸粘性摩擦係数[Nms/rad]	$R$	回転-直動系変換係数

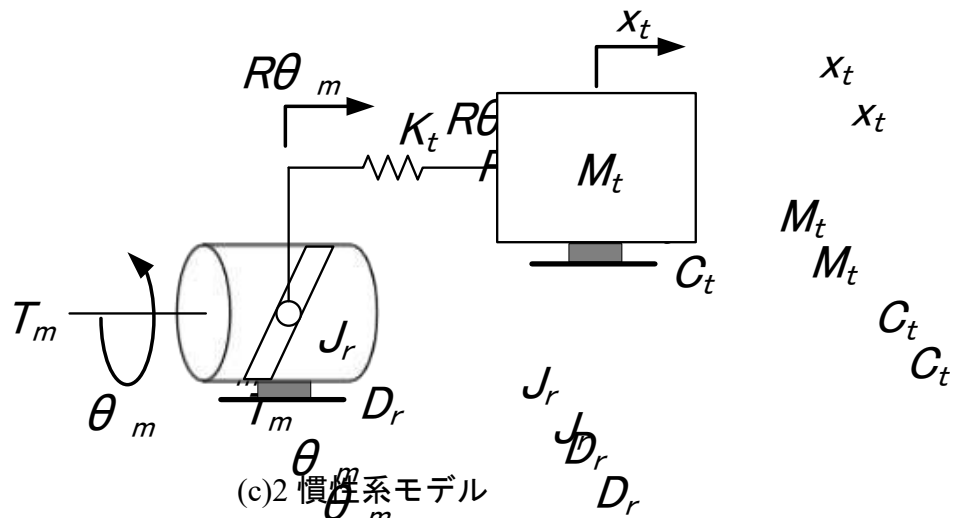
\*図 3.8 中の説明のための記号定義であり、当該図限定の定義である。



(a) 4 慣性系モデル



(b) 3 慣性系モデル



(c) 2 慣性系モデル

図 3.8 ボールねじ系の慣性モデル

以上の条件をもとに 2 慣性系によってボールねじ系のモデリングが可能であることを示したので、モデルを実験機器用に適用する。最終的に利用する 2 慣性系モデルを図 3.9 に示す。

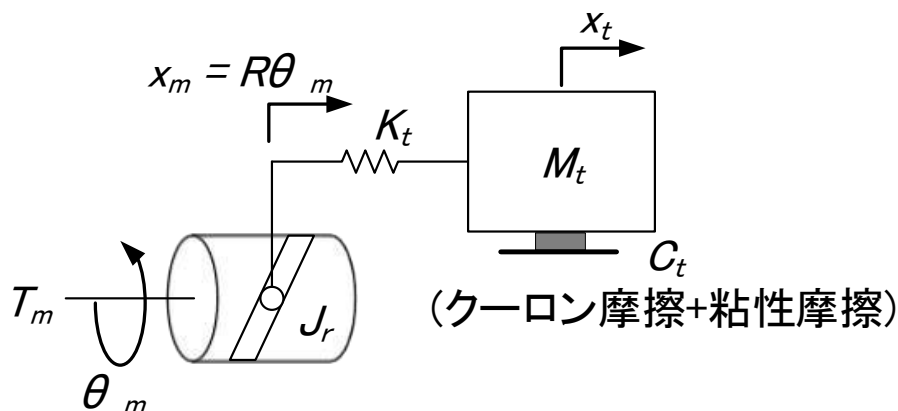


図 3.9 本論文で使用するボールねじ系の 2 慣性モデル

このモデルではねじ系への最初の入力がモータトルクで表現されている。しかしながらモータの回転軸にはエンコーダが取り付けられており、図 3.9 中の  $\theta_m$  がそのまま測定できていることとなる。またモータ回転子における粘性摩擦係数はテーブルの粘性摩擦に比べると十分小さいとみなして考慮していない。このことから、このモデルを数式化すると次式の通りとなる。

$$x_m = R\theta \quad (3.2)$$

$$F = K_t(x_m - x_t) \quad (3.3)$$

$$F - C_t v = \frac{1}{s^2 M_t} \quad (3.4)$$

表 3.6 に、式(3.2)-(3.4)の記号の定義及び値を示す。

式(3.4)中の、テーブル推力から減じている  $C_t v$  の項が摩擦力に相当する。摩擦力は非線形摩擦として式(3.1)で定義されているため、式(3.1)と式(3.4)を合成することで最終的なモデルとなる。最終的なモデルのブロック線図を図 3.10 に示す。

表 3.6 本実験機器におけるボールねじ 2 慣性系モデルパラメータ

Symbol	Detail[unit]	Symbol	Detail[unit]	Value
$\theta$	モータ回転角[rad]	$M_t$	テーブル質量[kg]	5
$x_m$	モータ回転角 (直動系変換)[m]	$C_t$	テーブル粘性 減衰係数[Ns/m]	254
$x_t$	テーブル移動量[m]	$K_t$	ねじ軸全体 軸方向剛性[N/m]	$4.17 \times 10^7$
$v$	テーブル移動速度[m/s]	$R$	回転-直動系 変換係数[m/rad]	$0.02 / 2\pi$
$s$	ラプラス演算子	<i>StaticFriction</i>	最大静止摩擦力[N]	34.56
$F$	テーブルに 加わる推力[N]	$Ke$	誘導起電力定数 [Vs/rad]	0.11
		$p$	電動機極対数	5

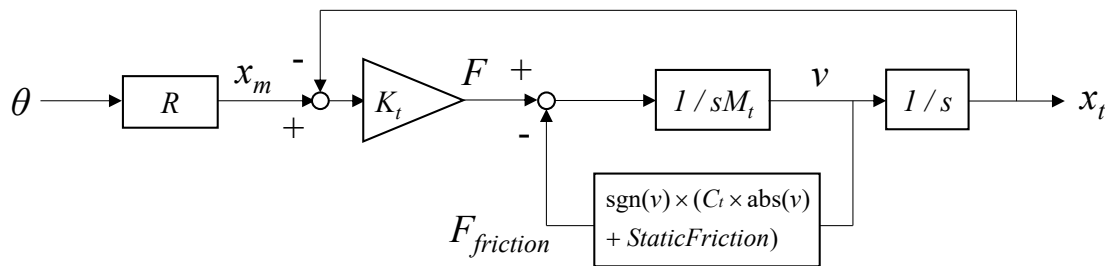


図 3.10 非線形摩擦要素を考慮した 2 慣性系ボールねじモデルのブロック図

## 3.4 位置センサの特性

### 3.4.1 位置センサの種類

PMSM をサーボ運転させるため、並びに位置決めシステムを構成するためには少なくともアクチュエータ用電動機の回転子位置を検出する必要がある。回転子位置を検出するためのセンサとしては主に次のセンサが挙げられる。

- ①ホールセンサ
- ②ロータリエンコーダ
- ③レゾルバ

これら3つのセンサの特徴を表3.7にまとめる。

表 3.7 位置センサの特徴一覧  
網掛け部分が3種類中で優れる部分である。

比較項目	ホールセンサ	エンコーダ	レゾルバ
分解能	低い (3bit 程度)	高い (最高 23-27bit 程度)	中程度 (12-16bit 程度)
耐振動性	中程度	低い	中程度
コスト	安い	高い	高い
周辺回路	特に必要なし	特に必要なし	R/D コンバータが 必須
耐環境性	低い	低い	中程度
サイズ	小さい	中程度	大きい
サーボ用途	不適	最適	適する

#### ①ホールセンサ

ホールセンサは主にブラシレス DC モータで利用される。回転子の磁極をホール効果により判別し2値化する。これを位相差もって三相分設けることで電気角で60°ごとの位置判別が行える(ビット数に換算するとおよそ3bitとなる)。モータ内部に収まるため他2つのセンサのようにモータのサイズが大きくなることはなく、汎用の入力端子があれば特段外部回路を設ける必要もない。しかし熱などの外的要因による耐環境性が低い問題がある。最大の問題は、電気角で60°の分解能、機械角換算する場合はモータの極数によるが、ブラシ付き DC モータの整流に相当する分解能しか得られないことであり、精密なサーボ用のセンサとしては不十分である。

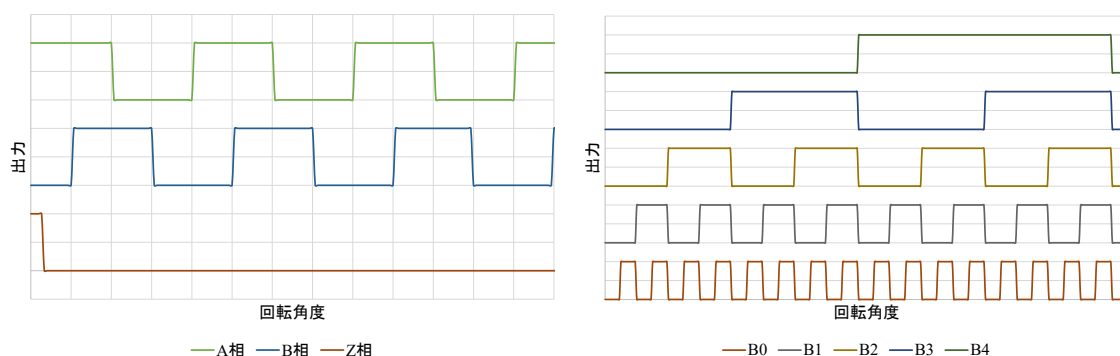
## ②ロータリエンコーダ

回転子位置に応じたデジタル信号を出力するセンサである。検出の原理の違いにより主に光学式と磁気式に分かれ、出力する信号の形式によりインクリメンタル型とアブソリュート型に分かれる。一般的にサーボモータ用エンコーダとしては光学式のものが多く用いられる。

光学式エンコーダは、回転円盤上のスリットを通った光源からの光を受光素子で検知し信号変換する方式であり、高精度なセンサを作りやすい一方その精密さゆえ汚れや振動に弱いという欠点がある。

インクリメンタル型は、図 3.11(a)に示すように、 $1/2$  ピッチ位相がずれた(電気角で  $90^\circ$ )二相の信号を出力し、この A 相・B 相のパルス数をカウントすることで移動した角度を検出する方式となっている。A 相と B 相の位相差の判別により回転方向の判別が可能である。また回転位置の原点を固定するため、及び 1 回転を検出するために、1 回転で 1 パルスを出力する Z 相が設けられており、これを基準として 1 回転の移動量を検出する。しかしながらこの方式は、原点情報を何らかの形で保持していない限り Z 相の位置を運転のたびに確認しなければならないため、取り回しの面で後述のアブソリュート型に劣ってしまう。

アブソリュート型は、名の通り回転子の絶対位置をそのまま出力するエンコーダであり、1 回転中の絶対位置を出力するもののほか、多回転の絶対位置を検出するものがある。図 3.11(b)に、1 回転を 5bit の分解能で検出するアブソリュートエンコーダの出力パターンを示す。常に絶対位置を検出できるため、インクリメンタル型に比べて Z 相検出を行う必要はなく、ロボット等での利用用途が多い。また通信性能の向上により最大で 23bit から 27bit 程度の超高分解能なエンコーダも使われるようになってきている。



(a) インクリメンタル型

(b) アブソリュート型

図 3.11 ロータリエンコーダの出力パターン概略

### ③レゾルバ

レゾルバは、1次側と2次側コイル間の電磁結合状態を回転位置により変化させ、その変化を回転位置として読み取り出力するセンサである。励磁側に任意の交流電圧を印加すると、出力側には回転位置によって変化する電圧が現れるため、この電圧を読み取り励磁した交流成分を取り除くことで回転位置を検出することが出来る。しかしながら、このセンサで得られる情報はアナログの電圧情報であるため、これをデジタル化し演算して回転角度を算出するためのハードウェアである R/D コンバータが必須となる。また回転位置検出精度は R/D コンバータの量子化幅に依存するため、光学式エンコーダのような超高分解能化は現状では難しく、最高で 12bit から 16bit 程度の分解能となっている。近年ではコイルの励磁に回転トランスを用いることで、ブラシレス化がなされており、振動や耐環境性に比較的強い構造となっている。自動車や鉄道用の位置センサなど、振動が大きい用途ではレゾルバを選択することが一般的である。図 3.12 にブラシレスレゾルバの構造と結線の概略を示す。

これら回転センサの特徴から、精密サーボ用途としては分解能が大きくとれるロータリエンコーダが最も適するため、本論文における実験装置では超高分解能のアブソリュート型エンコーダを使用した。

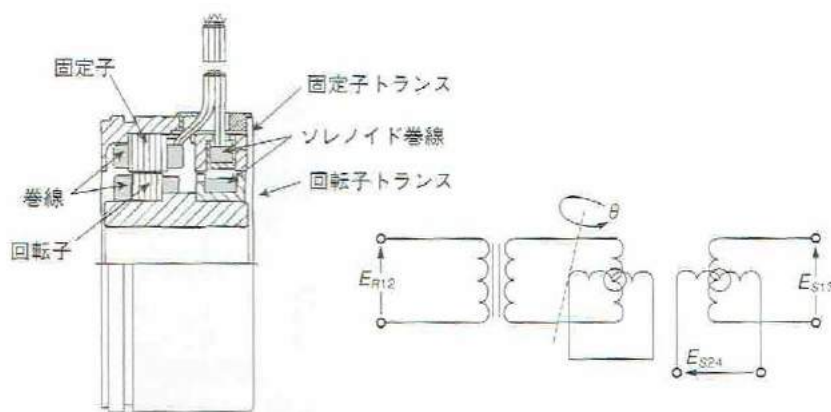


図 3.12 ブラシレスレゾルバの構造と結線の概略[3]



### 3.4.2 位置センサの分解能

当節では、位置センサの分解能によって、位置や速度、その他後述する推定系の精度がどの程度になるか計算的に求める。

実験機器に用いている超高分解能エンコーダはアブソリュートで1回転23bitの分解能である。すなわち1回転あたり  $2^{23} = 8388608$  パルスが得られる。すなわち1パルスあたりの位置精度は、 $2\pi/8388608 = 7.49 \times 10^{-7} [\text{rad/pulse}]$  となる。ボールねじのリードピッチは表3.1より20[mm/rev]であるため、直動系において1パルスあたりの位置精度は  $20/8388608 = 2.38 \times 10^{-6} [\text{mm/pulse}] = 2.38 [\text{nm/pulse}]$  となる。また、この制御系において考え得る最高の速度検出精度は、エンコーダの取得周期が100[us]であり、100回平均の上で速度としていることから、 $60/(2^{23} \times 100 \times 10^{-6} \times 100) = 7.15 \times 10^{-4} [\text{rpm}]$  となる。後述する外乱トルクの推定系の分解能は、角度分解能から計算して  $1.90 \times 10^{-5} [\text{Nm}]$  となった。

また比較対象として、低分解能エンコーダとして用いられる11bitのエンコーダの場合を考えると、1回転あたり  $2^{11} = 2048$  パルスが得られる。すなわち1パルスあたりの位置精度は、 $2\pi/2048 = 3.07 \times 10^{-3} [\text{rad/pulse}]$  となる。直動系において1パルスあたりの位置精度は  $20/2048 = 9.77 \times 10^{-3} [\text{mm/pulse}] = 9.77 [\mu\text{m/pulse}]$  となる。また、この制御系において考え得る最高の速度検出精度は同様に、 $60/(2^{11} \times 100 \times 10^{-6}) = 2.93 [\text{rpm}]$  となる。外乱トルクの推定系の分解能は、角度分解能から計算して  $7.78 \times 10^{-2} [\text{Nm}]$  となった。これらを表3.8にまとめる。なお表3.8には参考までにホールセンサ相当の分解能(3bit)も計算してある。

いずれの検出精度も、エンコーダ分解能の違いの分だけ異なる結果となっている。特に実験用の機器で  $\mu\text{m}$  オーダーでの位置決めを行う場合には23bit程度の高分解能がないと分解能不足により制御が行えないことが分かる。

表 3.8 エンコーダ分解能による各種検出精度比較

エンコーダ分解能	23bit	11bit	3bit(参考・ホールセンサ相当)
位置分解能[rad/pulse]	$7.49 \times 10^{-7}$	$3.07 \times 10^{-3}$	$7.85 \times 10^{-1}$
位置分解能[m/pulse]	$2.38 \times 10^{-9}$	$9.77 \times 10^{-6}$	$2.50 \times 10^{-3}$
速度分解能[rpm]	$7.15 \times 10^{-4}$	2.93	*750
推定トルク分解能[Nm]	$1.90 \times 10^{-5}$	$7.78 \times 10^{-2}$	19.9

\*パルス周期計測法での計算値。一般にホールセンサの場合はパルスカウント法を利用するため、分解能はカウンタの大きさに依存する。

## 3.5 位置センサによる制御精度への影響

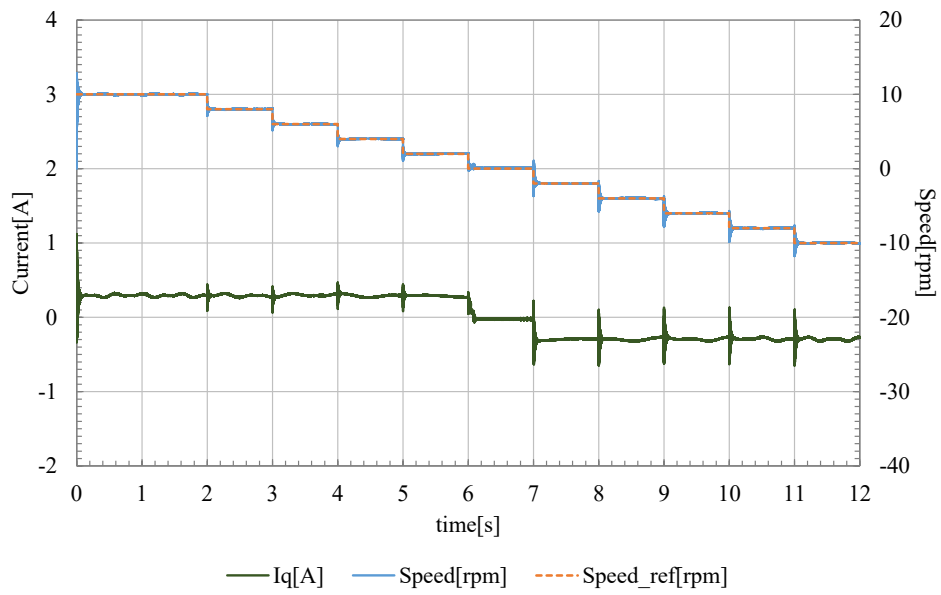
### 3.5.1 速度制御への影響

前節により、位置センサの分解能が変化することによって位置検出精度はもちろん、速度検出精度や推定系への精度に影響を及ぼすことが計算上明らかとなった。当節ではシミュレーション及び実機によって、位置センサの分解能が制御に影響を及ぼすか検証を行った。

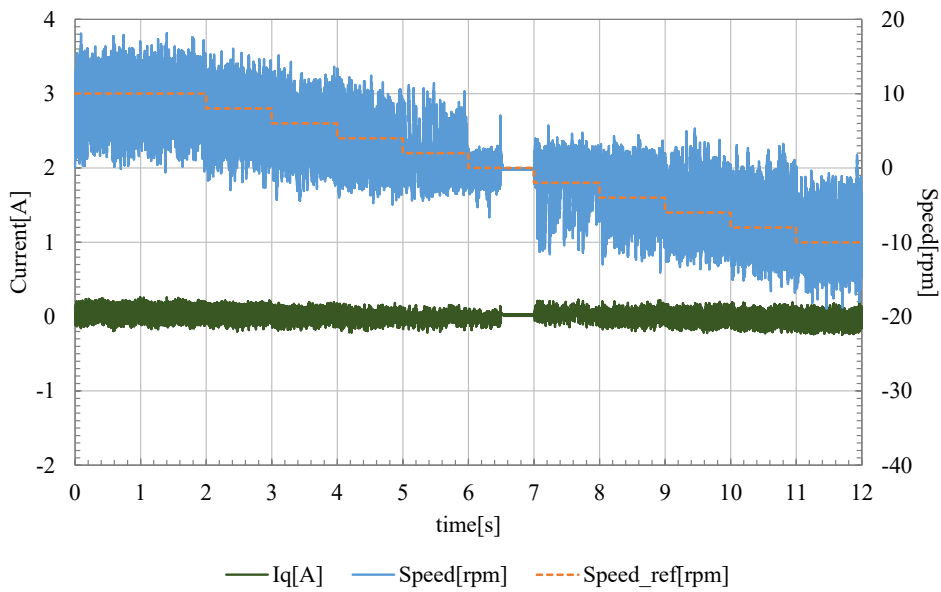
まず、速度に対する制御精度がどの程度変わるか検証を行う。図 3.4 に示す制御ブロックから位置制御系を除き、速度サーボ系として運転を行い、その時の速度特性及び q 軸電流特性を低分解能エンコーダと高分解能エンコーダで比較した。速度の指令パターンは、10rpm から-10rpm まで、およそ 1 秒間隔で 2rpm 刻みで速度を低下させる運転パターンを用いた。図 3.13 に Matlab/Simulink によるシミュレーション結果を、図 3.14 に実機による運転結果を示す。

図 3.13 の比較から、エンコーダの分解能の違いにより、速度特性、電流特性のいずれにも大きな違いが表れていることが分かる。23bit エンコーダを用いた場合ではおおむね振動もなく速度指令に追従しているものの、11bit のエンコーダを用いた場合は最大で指令速度 $\pm 5$ rpm 程度の速度振動が発生している。速度の検出精度は表 3.8 よりおよそ 4000 倍の差が生じることから、理論に沿った結果となっているといえる。同様に電流においても低分解能化に伴って電流振動が増加する結果となっている。したがって、エンコーダの分解能が低下すると速度の検出精度が低下することに伴い速度制御特性が悪化する可能性があることが判明した。

同様に図 3.14 の比較から、シミュレーションと同様エンコーダの分解能の違いにより、速度特性、電流特性のいずれにも大きな違いが表れていることが分かる。23bit エンコーダを用いた場合では指令速度 $\pm 1$ rpm 程度で速度指令に追従しているものの、11bit のエンコーダを用いた場合は最大で指令速度 $\pm 3$ rpm 程度の速度振動が発生している。この結果は速度分解能の理論値から考え得る結果であることが分かる。また 23bit エンコーダでは速度の振動の周期は速度に比例しているが、11bit エンコーダを用いた場合にはその傾向が見られない。また 11bit エンコーダを用いた場合では 23bit エンコーダを用いた場合に比べて電流においても低分解能化に伴って電流の微振動が増加する結果となっている。したがってシミュレーションと同様に、エンコーダの分解能が低下すると速度の検出精度が低下することに伴い速度制御特性が悪化することが明らかになった。

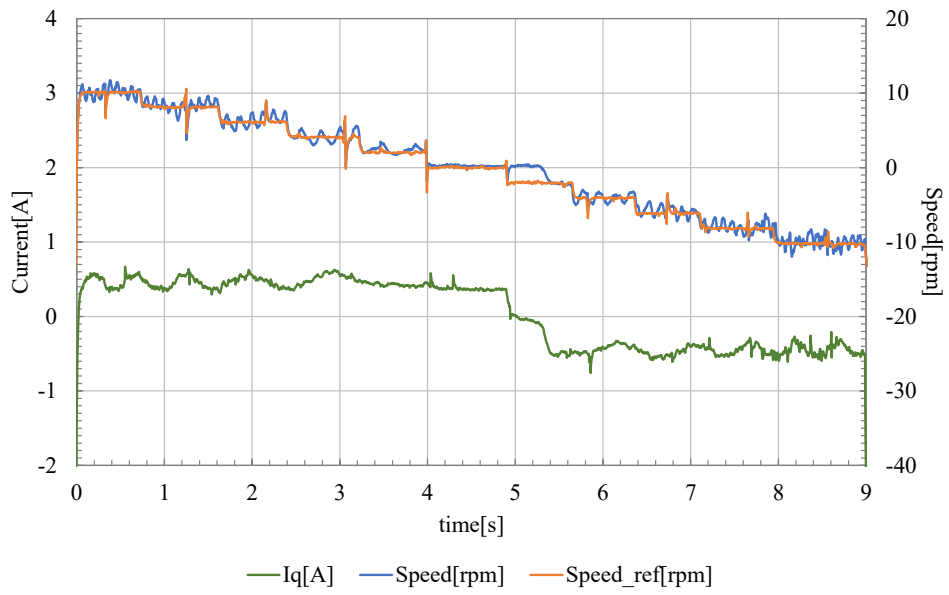


(a) 高分解能 23bit

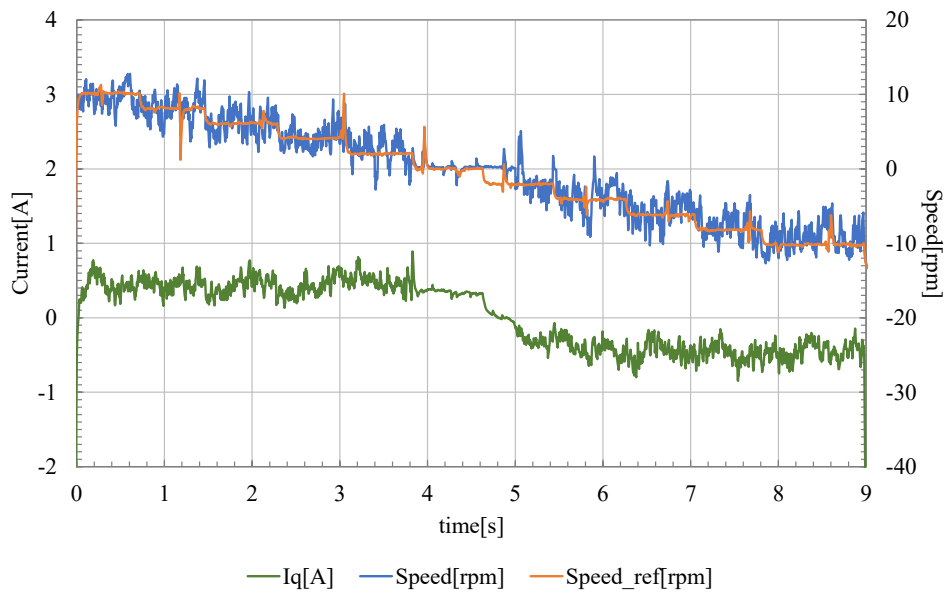


(b) 低分解能 11bit

図 3.13 速度サーボ運転時の速度・電流特性(Matlab/Simulink シミュレーション)



(a) 高分解能 23bit



(b) 低分解能 11bit

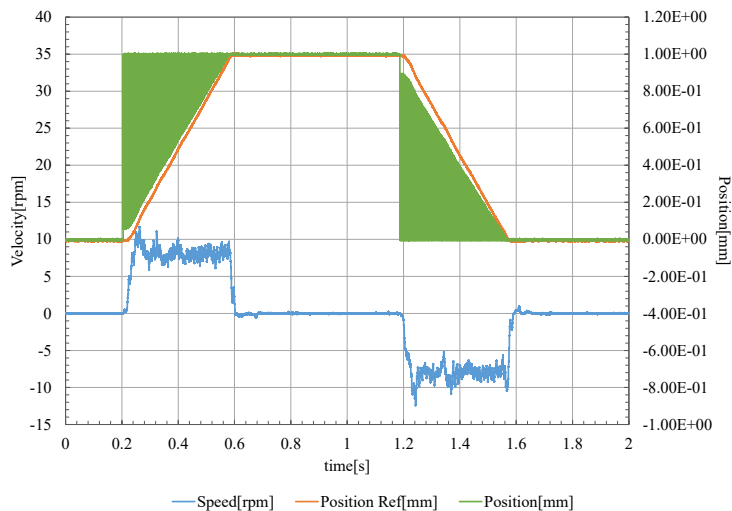
図 3.14 速度サーボ運転時の速度・電流特性(実機)

## 3.5.2 位置制御への影響

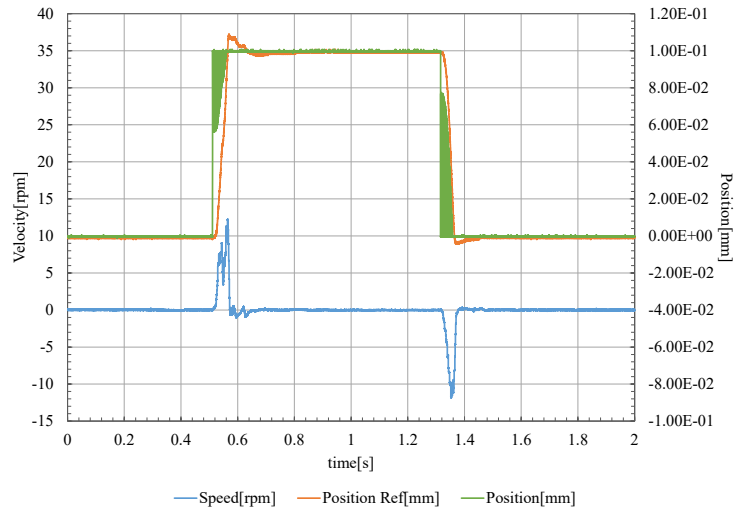
### A. 微小変化量における運転

前節では速度における影響を検証するために、速度制御系を構成して速度制御特性について検証を行った。当節では位置制御系を付加し、位置決め制御系としてエンコーダの分解能により位置決め精度がどの程度得られるかの検証を行う。表 3.8 の計算結果から高分解能エンコーダでは  $\mu\text{m}$  オーダーでの位置決めが可能であることが予想されるため、実験機器のシステムにおいて  $1\text{mm}$  移動運転から一桁ずつ移動量を減らし、 $100\text{nm}$  移動運転までを行い、位置決めが出来ているかどうかを確認した。制御系のパラメータ等は前述した通りのものを使用している。図 3.15 に、 $1\text{mm}$ ,  $100\mu\text{m}$ ,  $10\mu\text{m}$ ,  $1\mu\text{m}$ ,  $100\text{nm}$  移動運転を行った際の位置及び速度特性を示す。

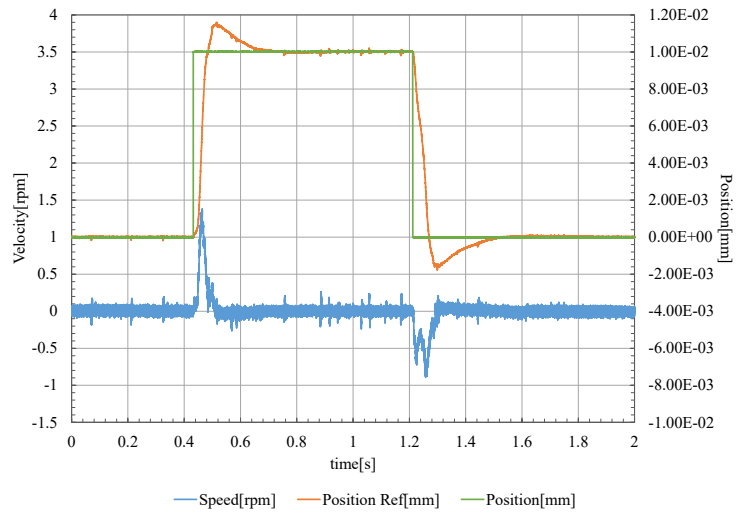
図 3.15 より、(a)から(e)いずれの移動量においても、最終的な指令位置に到達している結果が得られている。 $10\mu\text{m}$  までの運転ではノイズも非常に少なくおおむね正確に位置決めが出来ている結果となっているが、 $1\mu\text{m}$  以下の移動量の場合にはノイズが目立つようになってきていると共に、指令位置近傍での振動が目立つようになってきている。このことを踏まえると、実験システムにおいて高分解能  $23\text{bit}$  エンコーダでは理論的に  $100\text{nm}$  オーダーまで制御が可能ではあるが、位置決めを踏まえると  $\mu\text{m}$  オーダーが制御の下限であると考えられる。



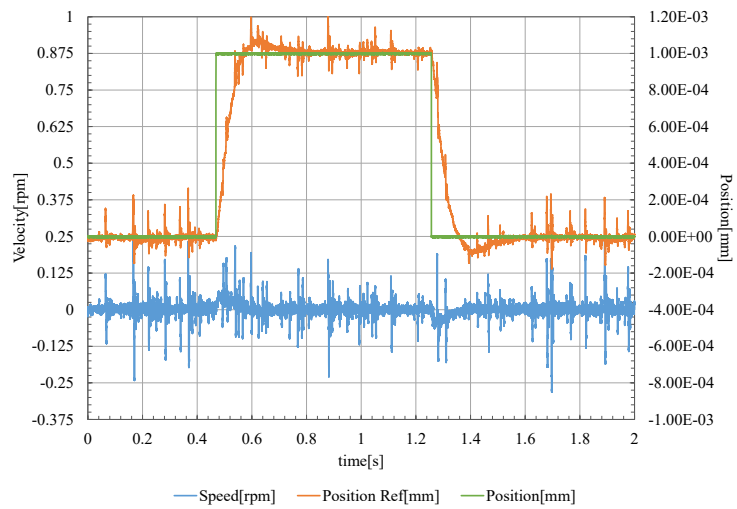
(a)  $1\text{mm}$  移動運転



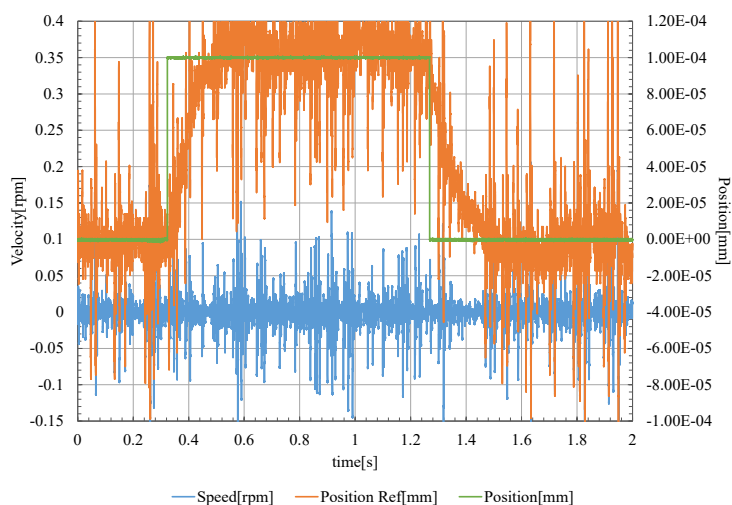
(b) 100 $\mu$ m 移動運転



(c) 10 $\mu$ m 移動運転



(d) 1 $\mu$ m 移動運転

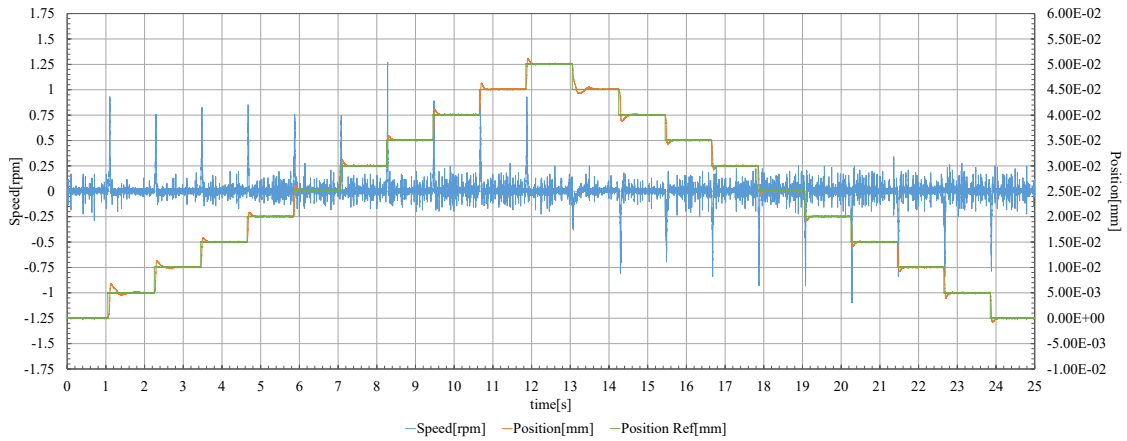


(e) 100nm 移動運転

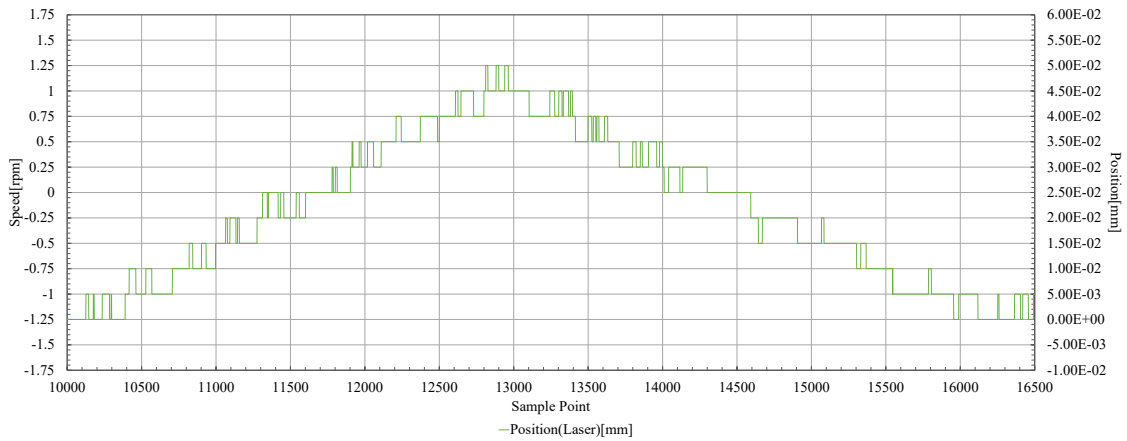
図 3.15 実機における位置決め運転時の位置及び速度特性

図 3.15 の実験はエンコーダを利用したセミクローズドループにおける位置決めであり、あくまでモータ軸上で直軸に換算した状態での位置決めが可能であることを実証したものである。そのため正確にボールねじのテーブルが移動しているかを確認する必要がある。そこでセミクローズドループの位置決め制御系の移動結果を、レーザー変位計を用いて実際の直動位置を計測することで妥当性を検証する。レーザー変位計には KEYENCE 製 LK-G155A を使用し、最小分解能は  $5\mu\text{m}$  である。位置運転パターンはレーザー変位計の分解能を考慮し  $50\mu\text{m}$  を  $5\mu\text{m}$  ステップで移動し往復するものとした。このときの位置及び速度特性、並びにレーザー変位計測定結果を図 3.16 に示す。

図 3.16(a)より、 $5\mu\text{m}$  ステップで  $50\mu\text{m}$  の位置指令に対してエンコーダからの位置は最終的に追従しており、最終位置の  $50\mu\text{m}$  まで移動しており位置制御上は正しく動作している。この動きに対し図 3.16(b)より、レーザー変位計は分解能と同じステップでの操作をさせているため各ステップで値が振動する箇所はあるものの、最終的に  $0\mu\text{m}$  から  $50\mu\text{m}$  まで移動できていることが分かる。したがって、少なくともレーザー変位計の分解能である  $5\mu\text{m}$  での移動は、本実験システムのセミクローズドループシステムで確かに実現できることが確認できる。



(a) 位置及び速度特性



(b) レーザー変位計結果

図 3.16 5 $\mu$ m ステップ・50 $\mu$ m 往復運転時の位置及び速度特性



## B. 位置決め運転

23bit 高分解能エンコーダを用いた本実験システムで、 $\mu\text{m}$  オーダーでの位置決めが出来ることが確認できたため、本実験システムのボールねじのリードピッチである 20mm を単純往復する運転パターンを用いて改めて位置決め運転に問題がないか確認を行った。位置指令は 20mm を台形波状に往復するものを用い、その時の位置特性・速度特性及びレーザー変位計による位置特性を測定した。図 3.17 に、20mm 台形往復運転時の実験結果を示す。

図 3.17 より、位置指令に対して追従遅れは出ているものの、20mm の位置への移動はエンコーダの位置上でも、レーザー変位計上でも行えていることが確認できる。また繰り返し往復運転を行った場合に制御誤差が増大するなどといった現象もみられない。したがって本実験システム構成において、 $\mu\text{m}$  オーダーでかつ繰り返しの位置決め運転が可能なシステムが構築できることが確認できる。ゆえに、高分解能エンコーダを用いることで位置制御精度および速度制御精度を高くし、精密な位置決め機構を構成することが可能となることが確認された。

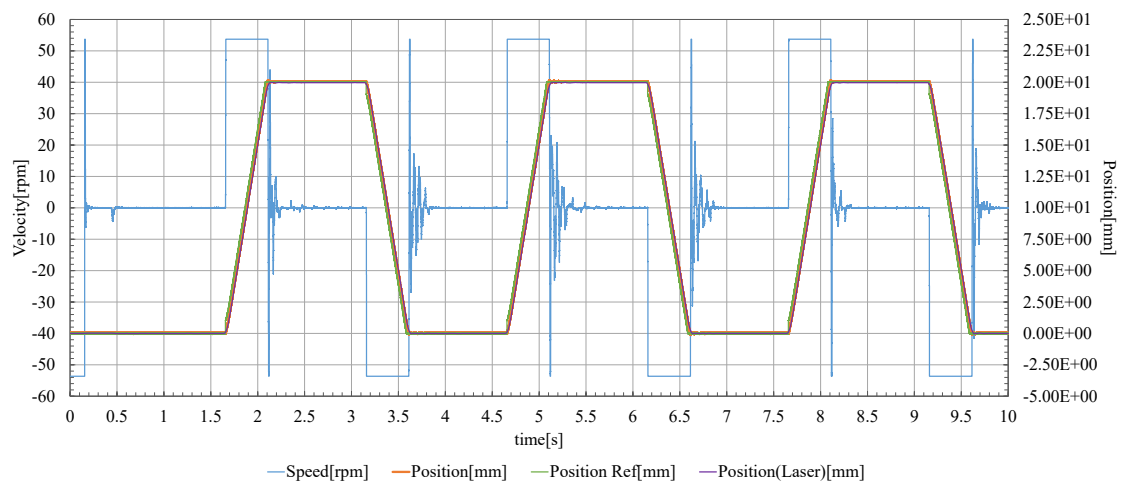


図 3.17 20mm 台形往復運転時の位置・速度特性及びレーザー変位計による位置特性

### 3.6 結言

本章では、ボールねじ駆動システムで使用する位置制御系の種類、機器について述べ、そのシステムで高精度化の大きな要因となるボールねじの機械特性を同定すると共に位置センサの種類について述べた。その後、位置センサの分解能及びそれによって変化する位置及び速度の制御精度について、シミュレーション及び実機にて確認を行った。またレーザー変位計を用いた測定によって、本実験の位置決めシステムの妥当性を検証した。

位置制御系では、セミクロズドループとフルクロズドループがあり、直動系においてより精度の高い位置決めのためにはリニアセンサを用いたフルクロズドループが好ましいが、ロータリエンコーダを用いたセミクロズドループで必要な補償系を加えることでフルクロズドループに相当する精度が得られることから、セミクロズドループで位置制御系を構築した。

ボールねじ機構には機構そのものが持つ機械的な外乱要素として摩擦特性や剛性特性がある。摩擦特性に関してはクーロン摩擦と粘性摩擦により本論文で対象とする範囲では再現が可能であり、また機械的なパラメータの算出により剛性については 2 慣性系のモデルを用いることでボールねじ機構を再現することが可能であることが明らかとなった。

位置センサには様々な種類があるが、耐環境性や耐振動性の面ではレゾルバが優れるが、容易に高分解能が得られる光学式のアブソリュートエンコーダを利用することが精密サーボとしては最も適することからロータリエンコーダを位置センサとして利用した。利用する高分解能エンコーダは 23bit のものであり、直動系換算で nm オーダーの分解能が得られることにより、速度及び推定系の分解能の向上にもつながることが分かる。

エンコーダの分解能による制御精度への影響を検証するために、ボールねじ駆動システムで速度制御系を構成し、超高分解能エンコーダを用いた際の駆動特性について、低分解能エンコーダを用いた際との比較を実機とシミュレーションの双方で行った。シミュレーション及び実機の双方において、低分解能エンコーダでは速度特性に振動が発生したが、高分解能化により速度特性及び電流特性も滑らかになり、全体的な駆動システムの性能向上が可能となった。また位置制御系を追加し微小移動量での運転を行った結果、 $\mu\text{m}$  オーダーでの運転が可能であることがレーザー変位計による確認から明らかとなり、また大きな移動量の反復運転においても正確に位置決めが出来ることが確認できた。

ゆえに、高分解能エンコーダを用いることで位置制御精度および速度制御精度を高くし、精密な位置決め機構を構成することが可能であると確認された。

### 3.7 参考文献

- [1] 松原厚, 精密位置決め・送り系設計のための制御工学, 森北出版, 2008.
- [2] 杉本英彦, 小山正人, 玉井伸三, AC サーボシステムの理論と設計の実際, 総合電子出版社, 1990.
- [3] 百目鬼英雄, 電動モータドライブの基礎と応用, 技術評論社, 2010.
- [4] 上村隼斗, 百目鬼英雄, 鈴木憲吏, ボールねじ駆動システムにおける非線形摩擦補償の検討, 日本 AEM 学会, 第 26 回 MAGDA コンファレンス, Vol.26th, Page.261-26, 2017.

## 第 4 章

# ボールねじ機構におけるロバスト性を持った 位置決めシステムの構築

### 4.1 緒言

第 3 章では、提案するシステムにおけるアクチュエータにおいて、定常的な特性の高精度化のために位置センサの高分解能化、及びボールねじの機械特性・パラメータの同定ならびにモデル化を行うことで、 $\mu\text{m}$  オーダーでの位置決め機構が構成できることを示した。しかし実際に適用しようとするシステムの運転条件では、ボールねじ機構そのものからくる外乱の他、ボールねじの外から加わる外力を受けることが容易に想像される。また一般的な PI 制御システムでは、制御系の特性上振動や制御遅れなどが発生することも知られており、精密な制御に影響を及ぼしかねない。

そこで本章では、3 章で示したボールねじシステムを用いてロバスト性を持ちかつ更なる高精度化を行えるようにするための位置決めシステムを構築するための要素及び手法について、PI 制御系の特性を補償するシステムの検討およびボールねじシステムに加わる外乱をモデル化誤差も含め一括して補償するシステムの構築について検討する。これらはシミュレーションと実機により確認を行う。

### 4.2 位置決めシステム全体の応答

#### 4.2.1 従来 PI システムによる応答

前章、前節までの検証において、提案したシステムについて

- ・高分解能エンコーダによって  $\mu\text{m}$  オーダーの位置決めが出来る
- ・2 慣性系を用いてボールねじをモデリングし、外乱オブザーバを構成する
- ・外乱オブザーバにより速度サーボ系で外乱抑圧効果が得られる

という点が明らかとなった。当節では、これまでに検証を行った要素を組み込んで位置決めシステム、すなわち位置サーボ系を構成し位置決め応答がどのようなになるか検証を行う。図 3.4 に示す制御ブロックに準じ、位置制御系には P 制御、速度制御系及び電流制御系には PI 制御を適用する。制御ゲイン及び制御

周期は表 3.2 の通りである。このシステムの事を便宜上”従来 PI システム”と呼称する。

位置決め運転パターンとしては、3 秒間でボールねじのリードピッチである 20mm を台形波状に往復する位置パターンを用い、この時の指令位置、位置、速度、q 軸電流を測定した。またモータの最高速度は 80[rpm]とした。

図 4.1 に、シミュレーション及び実機における従来 PI システムにおける位置決め運転時の位置・速度・q 軸電流特性を示す。

図 4.1 の結果より、シミュレーション及び実機のいずれも 0mm と 20mm の間で確かに台形波状に移動することが出来ており、最終的な位置にも到達している。また速度も最大 80rpm で運転が行えていることが分かる。ゆえに外乱オブザーバを組み込んだ位置決めシステムとして機能しておりシステム構成に誤りがないことが確認できる。

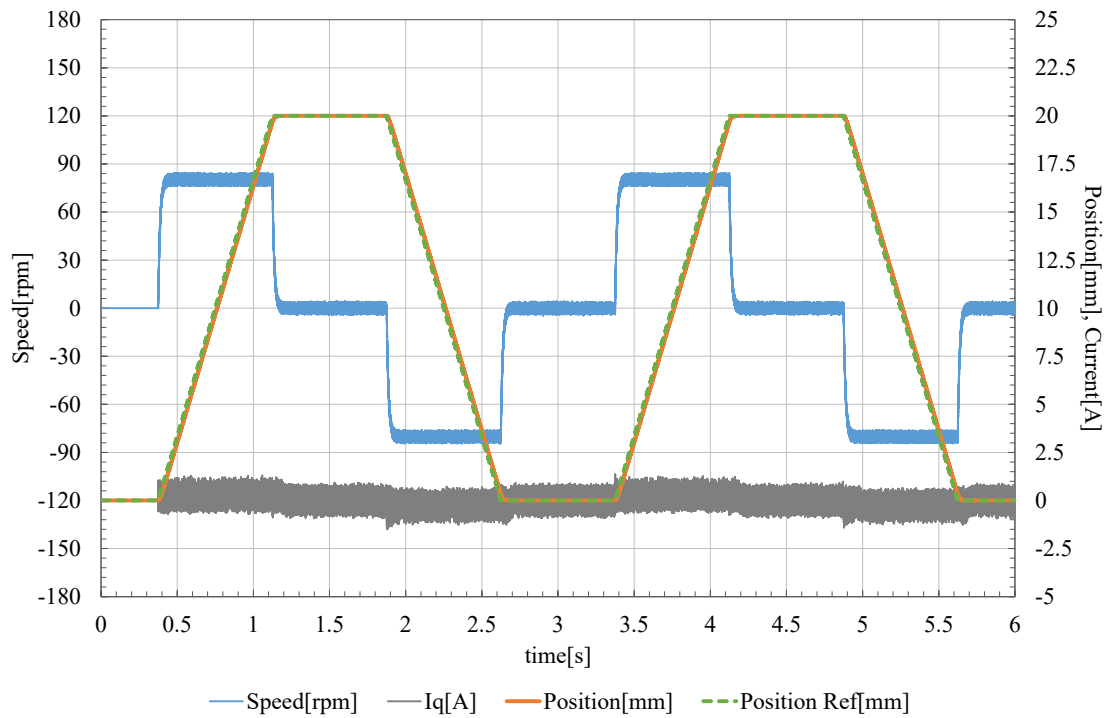
ただし両者とも、位置指令が 0mm または 20mm に達してから最終的にその位置にまで移動が完了するまでの収束にシミュレーションで 76ms、実機で 0.2s かかっている。また最大速度での移動中には位置指令と現在位置の間に追従遅れがシミュレーションで 12ms、実機で 0.01s 生じていることも分かる。

## 4.2.2 従来 PI システムにおける問題点

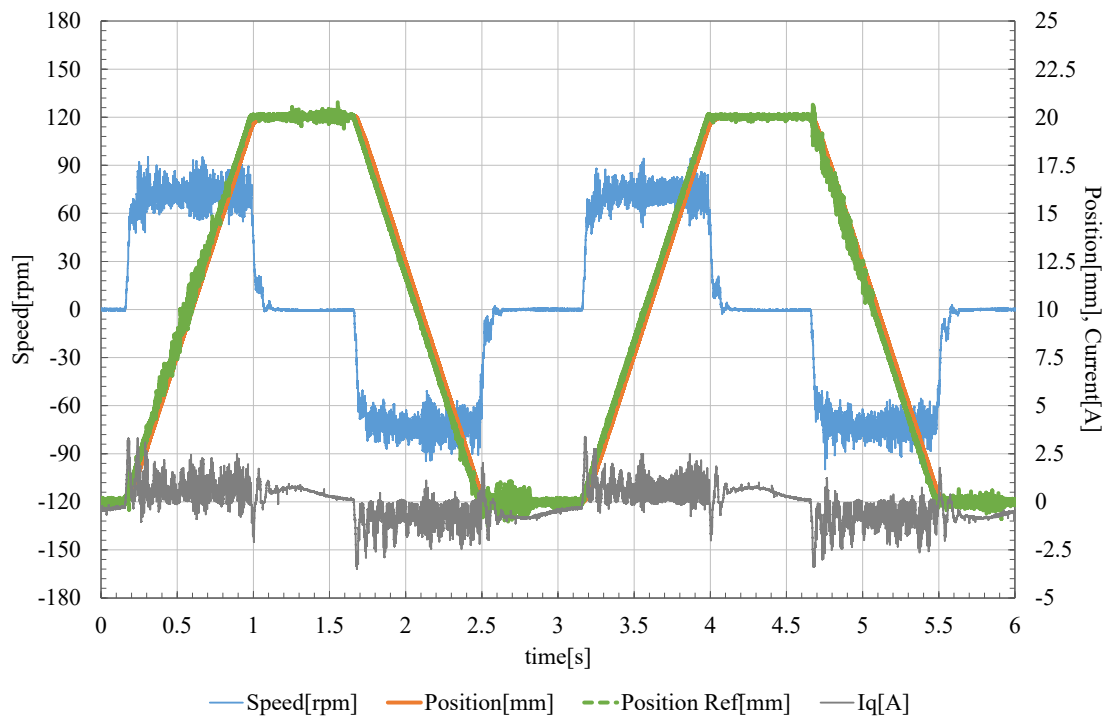
4.2.1 節で検証した通り、従来 PI システムにおいても位置サーボとして位置決め機構に利用することは可能である。しかしながら本論文で目的とするのは高精度位置決めであり、精密に運転をするためには指令に対する追従性を向上させる必要が生じるものと考ええる。精密運転のために問題となる現象は主に次の 3 点であると考ええる。

- ①最終的な位置指令値への収束時間が遅い
- ②最終位置近傍でのオーバーシュート(振動)が大きい
- ③指令位置への移動中に追従遅れが生じる

このうち、4.2.1 節の検証で②については問題となる振動は見られないため、本システムでは特段の対策は必要ないと考ええる。



(a) MATLAB/Simulink シミュレーション



(b) 実機

図 4.1 位置決め運転時の位置・速度・q 軸電流特性比較

①についてはシミュレーションにおいて 76ms, 実機において 200ms 生じており, 要求される位置指令の周波数(最高 5Hz 程度)に対して収束が間に合わない可能性が考えられるため, 収束時間の低減が必要である。

③についてはシミュレーションにおいて 12ms, 実機において 10ms 生じている。位置指令の周波数に対して追従遅れは十分に小さいものの, 追従遅れが生じることにより最終位置への収束時間にも影響を及ぼすことが考えられるため, 追従遅れは出来る限り生じさせないのが好ましいと考える。

したがって, 従来 PI システムにおいて改善すべき問題は

- 最終値への収束時間の改善
- 移動中の追従遅れ解消

の 2 点となる。これらの問題点について次節以降で解決策を検討する。

## 4.3 速度制御系の改善

### 4.3.1 PI 制御と I-P 制御

4.2.2 節で明らかとなった問題点のうち, 「最終値への収束時間の改善」に関しては, 電流制御系が十分な応答速度を持っている条件のもとでは速度制御系の応答によって特性が変化する。

速度制御器として広く用いられている制御系は, 図 4.2 に示す通り PI 制御器と I-P 制御器の 2 つの制御器である。

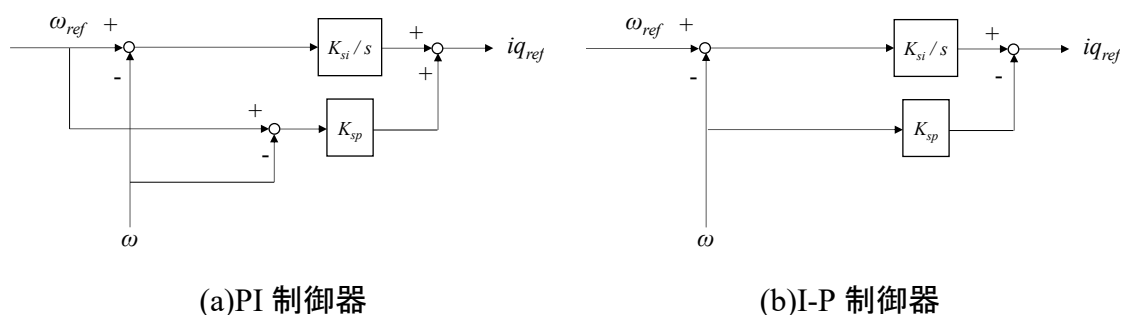


図 4.2 速度制御器のブロック図

どちらの制御器も基本的に速度偏差から制御量を生成するが、制御量を作る際の値の使い方が大きく異なる。

PI 制御器では、制御量は速度偏差に対して比例する値と速度偏差の積分値に比例する値の和をもって電流制御器への指令値とする構成となっており、比例制御器を主に積分制御器を加えて定常偏差を抑制する構成となっている。

I-P 制御器では、制御量は速度偏差の積分値に比例する値のみから生成し、制御量から現在速度に比例する値を減じて最終的な電流制御系への指令値としており、積分制御器を主に過大な制御量を抑制する構成となっている。

PI 制御器および I-P 制御器の個々の一般的な特徴は文献[5]によれば、

- ①比例ゲイン・積分ゲインを PI 制御系と I-P 制御系で共通にした場合、I-P 制御系は PI 制御系に比べ応答は遅くなるが、オーバーシュートは小さい。
- ②PI 制御系は I-P 制御系に比べ帯域幅が広い
- ③PI 制御系も I-P 制御系も積分ゲインを上げることで外乱に対する応答を上げることが出来る

となっており、これらから導かれる制御系選択の指針は

- オーバーシュートを抑制し外乱抑制も行う場合は I-P 制御系に利がある
- 指令に対する応答を早くする場合には PI 制御系に利がある

ということになる。この指針を基に、要求される位置決めシステムに最適な速度制御系を考えると、次のような結論が得られる。

- ・精密な位置決めの際に外乱抑圧効果が得られかつオーバーシュートの無い制御系構成が必要となる。ただし精密さが特に求められるのは指令位置近傍の極低速領域であるため、少なくともこの領域においては I-P 制御系による特徴を持たせる必要がある。
- ・移動時の追従遅れならびに収束時間の低減については、制御系の応答速度を上げる必要がある。ただしこれについては移動領域におけるものがほとんどであり、指令位置近傍ほど精密さは必要とされない領域でもある。ゆえに応答速度を優先して考えるべきであるため、PI 制御系による特徴を持たせる必要がある。



### 4.3.2 可変ゲインによる制御系の連続変化

4.3.1 節で、本論文におけるシステムに必要な速度制御系の特徴が明らかとなった。しかしその特徴は、互いの領域でメリット・デメリットをもつため PI 制御・I-P 制御のどちらかに固定して制御系を構成することは解決策とならない。そこで速度制御系を指令速度の領域に応じて連続的に可変させることを考える。具体的には極低速領域では I-P 制御系となるように、そうでない領域では PI 制御系になるように、しきい値間は PI と I-P の比率が連続的に変化するようにする方法である。この手法により、移動領域では PI 制御による応答向上が、極低速領域では I-P 制御による精密な位置決め効果が得られ、かつ連側的な切替による不必要な振動を起こさせない効果が得られることを期待する。便宜上この速度制御システムの事を”可変ゲイン制御”と呼称する。

図 4.3 に、可変ゲイン制御系のブロック図を示す。提案するシステムは、PI 率  $\alpha$  というパラメータを用いて(4.8)式のように定義される[13]。

$$iq_{ref} = K_{sp}(\alpha \cdot \omega_{ref} - \omega) + \frac{K_{si}}{s}(\omega_{ref} - \omega) \quad (4.8)$$

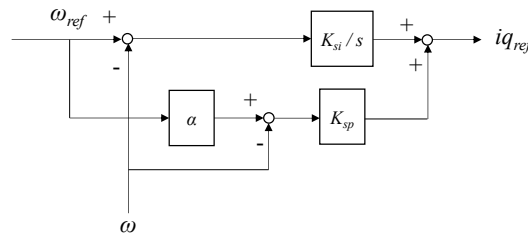


図 4.3 可変ゲイン速度制御器のブロック図

ここで、 $K_{sp}$  は速度比例ゲイン、 $K_{si}$  は速度積分ゲイン、 $\omega_{ref}$  は速度指令値、 $\omega$  は速度、 $\alpha$  は PI 率(0 から 1)である。

PI 率  $\alpha$  は速度制御系の PI 制御の割合と I-P 制御の割合を決めるパラメータであり、速度指令値によって 0 から 1 の間を(4.9)式並びに図 4.4 のように連続的に変化するように定める。

$$\left\{ \begin{array}{ll} \alpha = 1 & (\omega_{ref} \geq 0.41888) \\ \alpha = (abs(\omega_{ref}) - 0.10472) \times 3.1831 & (0.10472 \leq \omega_{ref} \leq 0.41888) \\ \alpha = 0 & (\omega_{ref} \leq 0.10472) \end{array} \right.$$

(4.9)

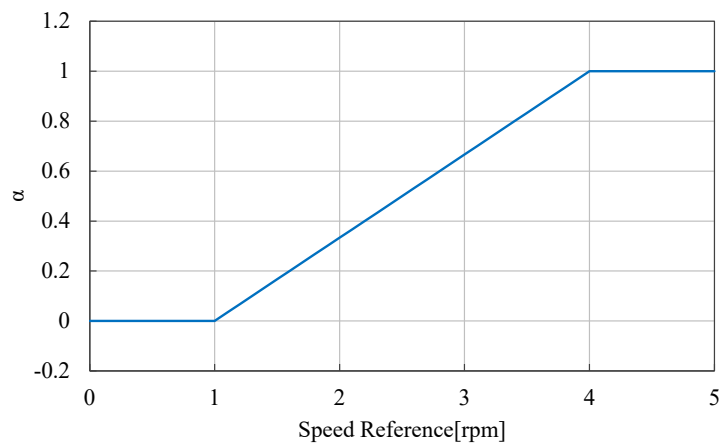
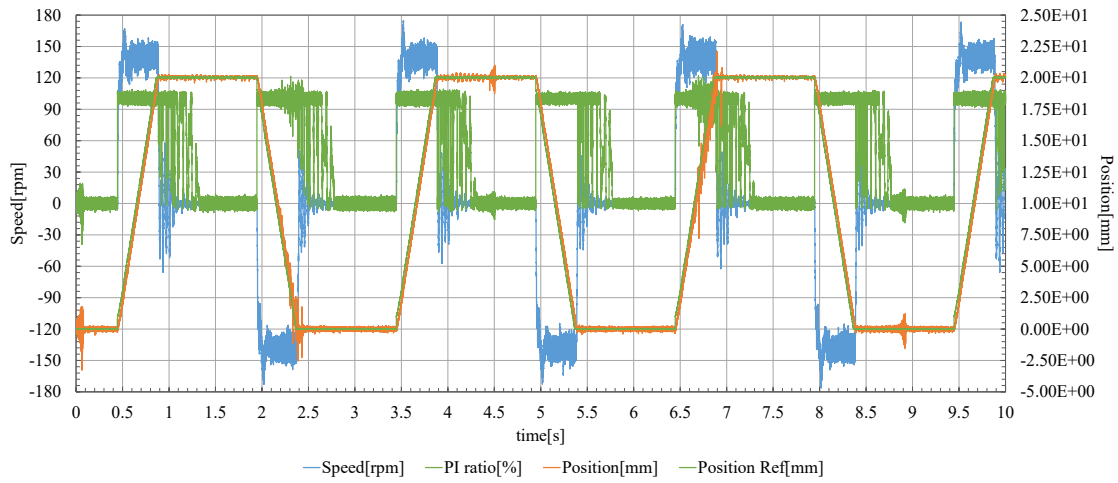


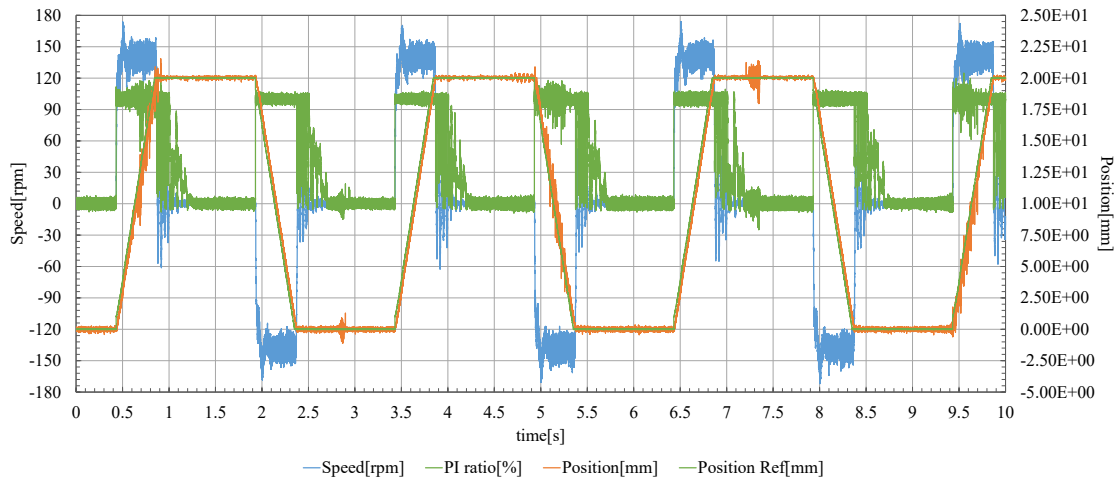
図 4.4 速度指令値に対する PI 率の対応

式(4.9)は、速度指令値が 1rpm から 4rpm の間において線形的に PI 率が変化することを意味し、PI 率が 0 であれば I-P 制御系のみ、PI 率が 1 であれば PI 制御系のみになることも意味している。

参考に、PI 率の変化の割合を変更した場合に位置決め特性に影響が出るか実機で検証を行った。運転パターンは従来 PI システムの場合と同様位置サーボ系で 3 秒間で 20mm を台形波状に往復するもので、外乱オブザーバは組み込んである。また最高速度は 100rpm としている。図 4.5 に PI 率の割合を提案した 1rpm から 4rpm の範囲のものと 1rpm から 10rpm の範囲のものの場合の位置特性及び速度特性、PI 率の特性を示す。



(a)1rpm から 4rpm で線形変化



(b)1rpm から 10rpm で線形変化

図 4.5 PI 率の割合変更時の位置・速度・PI 率特性比較

PI 率が線形変化する領域を広げることで PI 制御領域を減らし I-P 制御領域の割合を増やしていくことになり、図 4.5 において(b)より(a)の方が PI 率が 1 である時間が増えている様子が分かる。図 4.5 においては最大速度からゼロ速に移行する場面で速度のオーバーシュートが生じており、この部分の収束時間が一番目立つ部分となる。(a)では収束まで長いところで 0.2s であるが、(b)では収束まで長いところで 0.3s かかっており、I-P 制御の割合が増えることで収束時間への影響が出ているものといえる。ただしどちらの場合もオーバーシュート量や振動の振幅に有意差は無いため、収束の短いセッティングを用いる方が、本論文としては適切であると考えられる。

### 4.3.3 実機およびシミュレーションによる検証

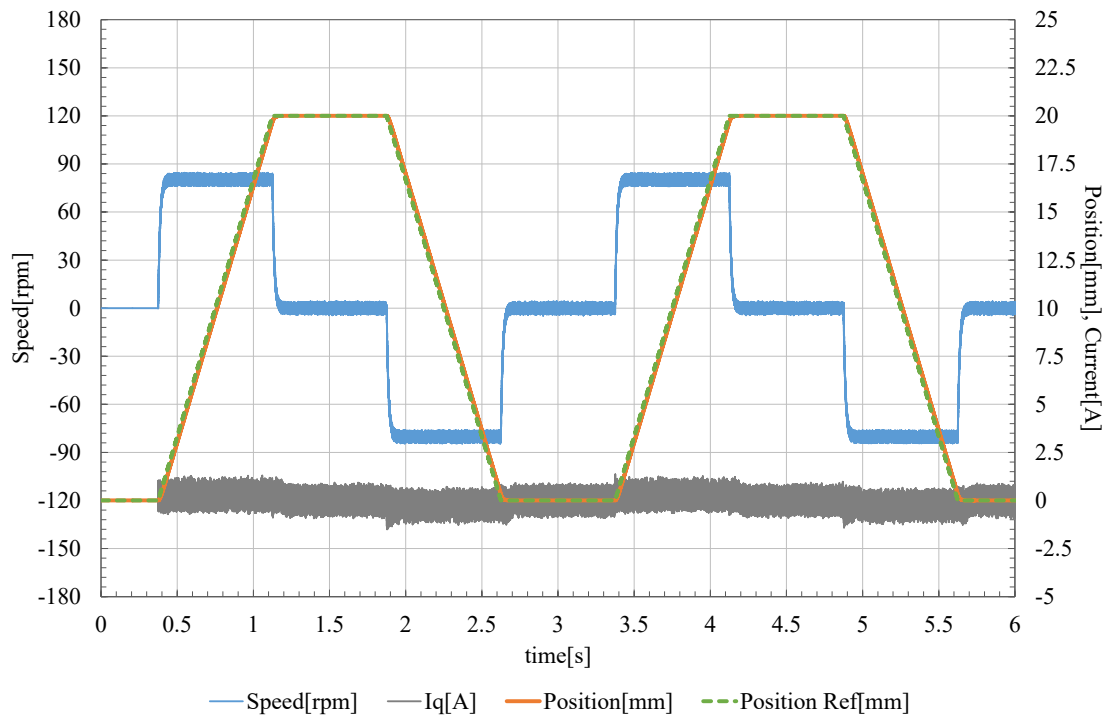
可変ゲイン速度制御系を適用した位置決めシステムが、従来 PI システムの位置決めシステムに対してどれだけの改善効果があるか、シミュレーションと実機により検証を行った。運転パターンは 4.2.1 節と同じである。図 4.6 にシミュレーションにおける可変ゲイン適用の有無による位置・速度・電流特性の比較を、図 4.7 に実機における可変ゲイン適用の有無による位置・速度・電流特性の比較を示す。なお可変ゲイン非適用の特性は、図 4.1 の従来 PI システムのものと同一であるが、比較のしやすさのため再掲する。

図 4.6(b)の可変ゲイン速度制御においては、0mm から 20mm の間で移動することが出来ているが、最終位置への収束時間が 73ms となっている。これは従来 PI システムの 76ms に対して収束時間が 3ms 低減されている。ゆえに可変ゲイン制御系で極低速域の制御精度を向上させ、微小移動領域での応答を改善させることが可能であることがシミュレーションから分かる。目標位置近傍での補正効果が可変ゲインによって高まっているものと考えられる。ただしシミュレーション上では、速度及び電流特性に有意差は無かった。

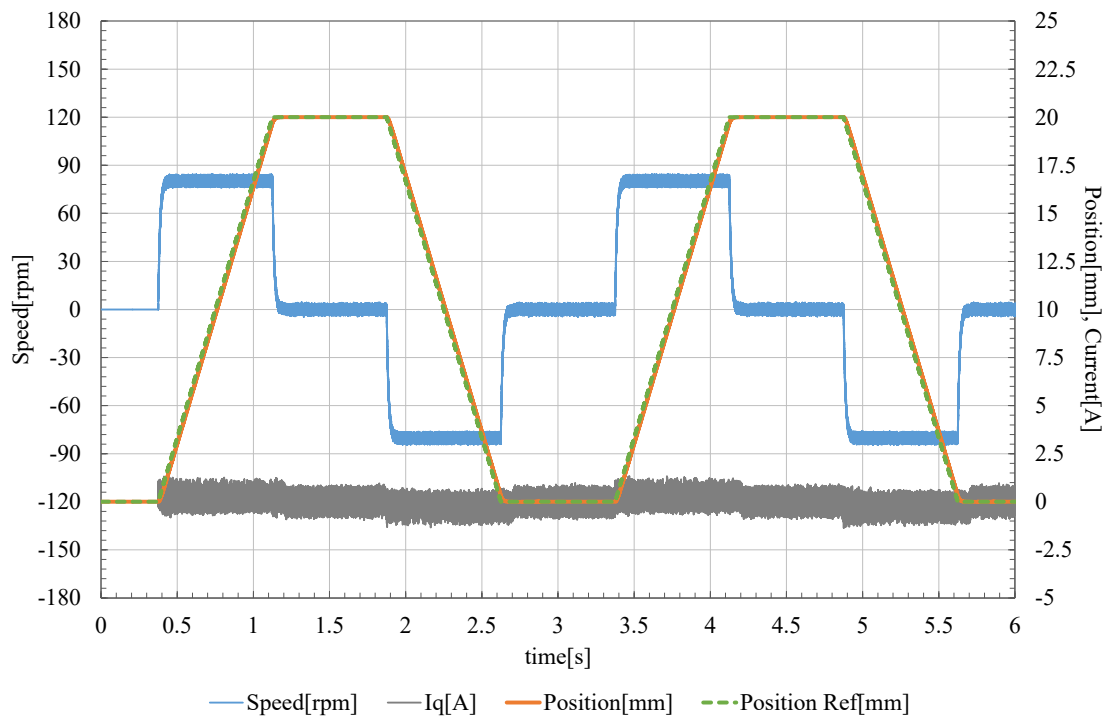
図 4.7(b)の実機における可変ゲイン速度制御においては、0mm から 20mm の間で移動することが出来ているが、最終位置への収束時間が 100ms となっている。これは従来 PI システムの 200ms に対して収束時間が 100ms 低減できている。ゆえに可変ゲイン制御系で極低速域の制御精度を向上させ、微小移動領域での応答を改善させることが可能であることが確認できた。目標位置近傍での補正効果が可変ゲインによって高まっていることが実機からも確認できる。速度特性および電流特性は、従来 PI システムの方が可変ゲインシステムに比べより振動的な挙動を示している。

これらの検証により、可変ゲイン速度制御系によって次の効果が得られた。

- 目標位置近傍及びゼロ速近傍での微小修正効果の向上
  - PI 制御による振動的な挙動の抑制
- 微小修正効果の向上には、収束時間の短縮も含まれる。

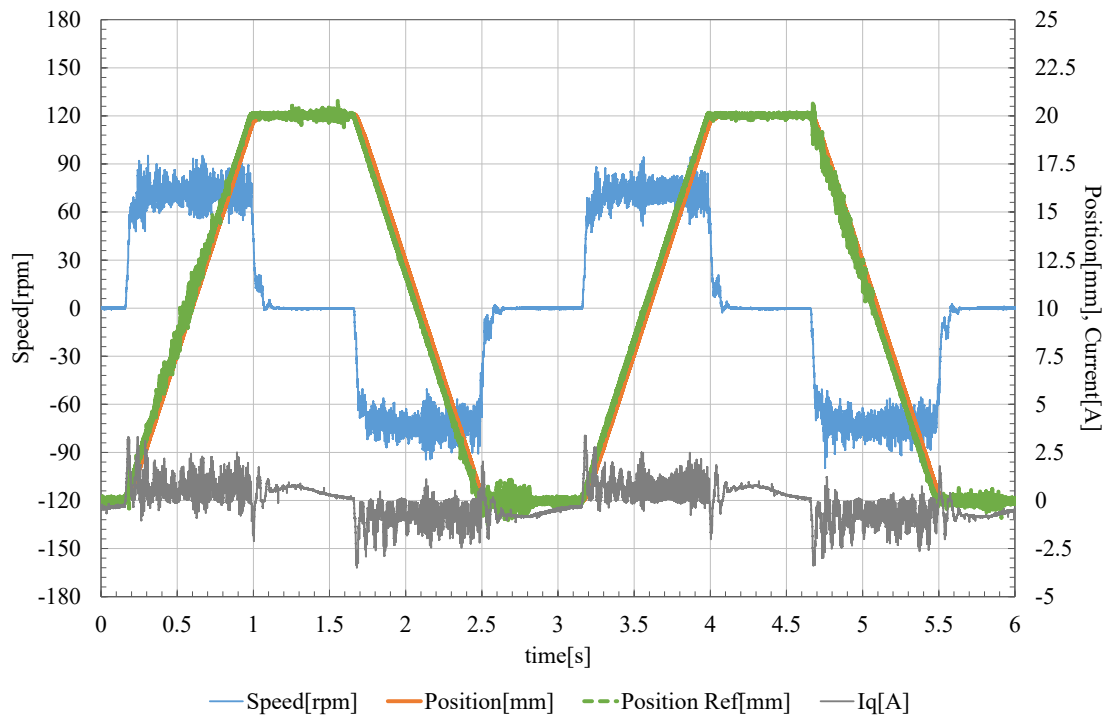


(a)従来 PI システム

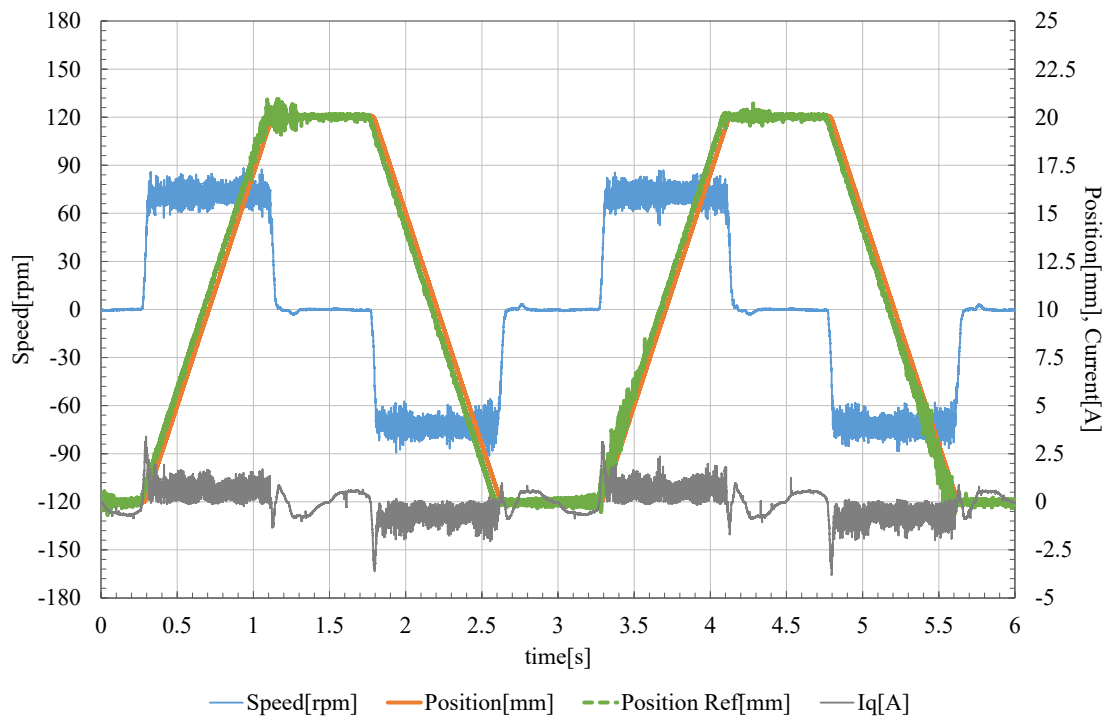


(b)可変ゲイン速度制御

図 4.6 可変ゲイン適用の有無による位置決め運転時の位置・速度・q 軸電流特性比較(MATLAB/Simulink シミュレーション)



(a)従来 PI システム



(b)可変ゲイン速度制御

図 4.7 可変ゲイン適用の有無による位置決め運転時の位置・速度・q 軸電流特性比較(実機)

## 4.4 位置制御系の改善

### 4.4.1 位置 P 制御と FF 制御

4.3 節において、可変ゲイン制御系を適用することで最終目標値への収束時間を低減し、目標位置およびゼロ速近傍での微小修正効果を向上させることが可能であることが分かったが、追従遅れに関しては主に位置制御系によるところが大きく、可変ゲイン制御系で効果が得られる領域ではない。そこで位置制御系の改善によって追従遅れを改善することを検討する。

従来 PI システムにおける位置制御系は、現在位置と位置指令値の偏差の比例値を速度指令とする P 制御を使用している。位置制御系としては一般的な構成であり、精密さを要しない場合は問題は起こらないが、精密に位置決めを使用とする場合には追従遅れも問題となる。

従来 PI システムにおいて生じる追従遅れは、P 制御そのものの原理によるところが大きい。P 制御は位置指令に対し現在位置が異なって偏差が生じた時に初めて制御量が発生する構造であり、移動中の物体に対しては偏差の発生は免れない事象となる上、制御ゲインを高めても追従遅れ無しでの制御は P 制御のみでは不可能である。

そこで P 制御による遅れを改善するために、広く用いられているフィードフォワード制御(FF 制御)を P 制御と併用することとする。位置 P 制御に FF 制御を併用したシステムは式(4.10)で示され、この時のブロック図は図 4.8 で示される。

ここで、 $K_{pp}$  は位置比例ゲイン、 $K_{ff}$  はフィードフォワードゲイン、 $x$  は現在位置、 $x_{ref}$  は位置指令である。ただし図 4.8 のブロック図には 4.4 節の速度制御器も含まれている。

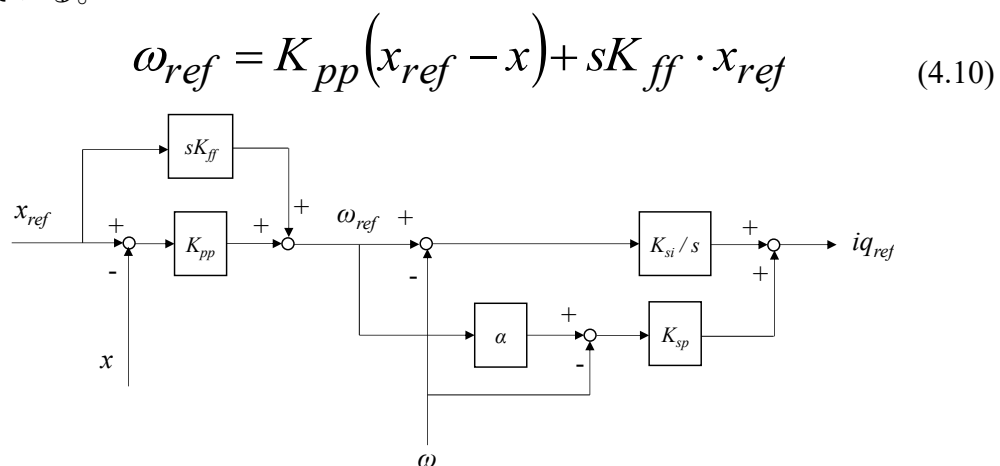


図 4.8 FF 制御を併用した位置制御器のブロック図

## 4.4.2 実機およびシミュレーションによる検証

FF 制御を併用した位置決めシステムが、従来 PI システムの位置決めシステムに対してどれだけの改善効果があるか、シミュレーションと実機により検証を行った。運転パターンは 4.2.1 節と同じである。FF 制御のゲイン  $K_f$  は 1 とした。図 4.9 にシミュレーションにおける FF 制御併用の有無による位置・速度・電流特性の比較を、図 4.10 に実機における FF 制御併用の有無による位置・速度・電流特性の比較を示す。なお FF 制御非併用の特性は、図 4.1 の従来 PI システムのものと同じであるが、比較のしやすさのためここでも再掲する。

図 4.9(b)の FF 制御併用においては、追従遅れは見られない。これは従来 PI システムで 12ms の追従遅れがあったがそれを完全に解消している。ゆえに FF 制御の併用により、P 制御特有の位置指令と位置の間の追従遅れの補償が可能であることがシミュレーションから分かる。FF 制御の併用に伴って、図 4.9(b)では速度変化が位置指令から定まる理想的な速度指令に沿ってよりパルス状になり、オーバーシュートが目立っている。また q 軸電流特性も速度変化がより急峻になっていることにより、瞬時的に大きな値が観測されている。これらは FF 制御により速度指令がよりパルス状になったことに起因するものである。

図 4.10(b)の実機における FF 制御併用においても、追従遅れは見られない。これは従来 PI システムで 10ms の追従遅れがあったがそれを完全に解消している。ゆえに FF 制御の併用により、P 制御特有の位置指令と位置の間の追従遅れの補償が可能であることが確認できる。シミュレーションと同様、FF 制御の併用に伴って、図 4.10(b)では速度変化が位置指令から定まる理想的な速度指令に沿ってよりパルス状になり、大きいところで 30rpm ほどのオーバーシュートが生じている。また q 軸電流特性も速度変化がより急峻になっていることにより、瞬時的に 5[A]を超える大きさの電流が観測されている。これらは FF 制御により速度指令がよりパルス状になったことに起因するものである。

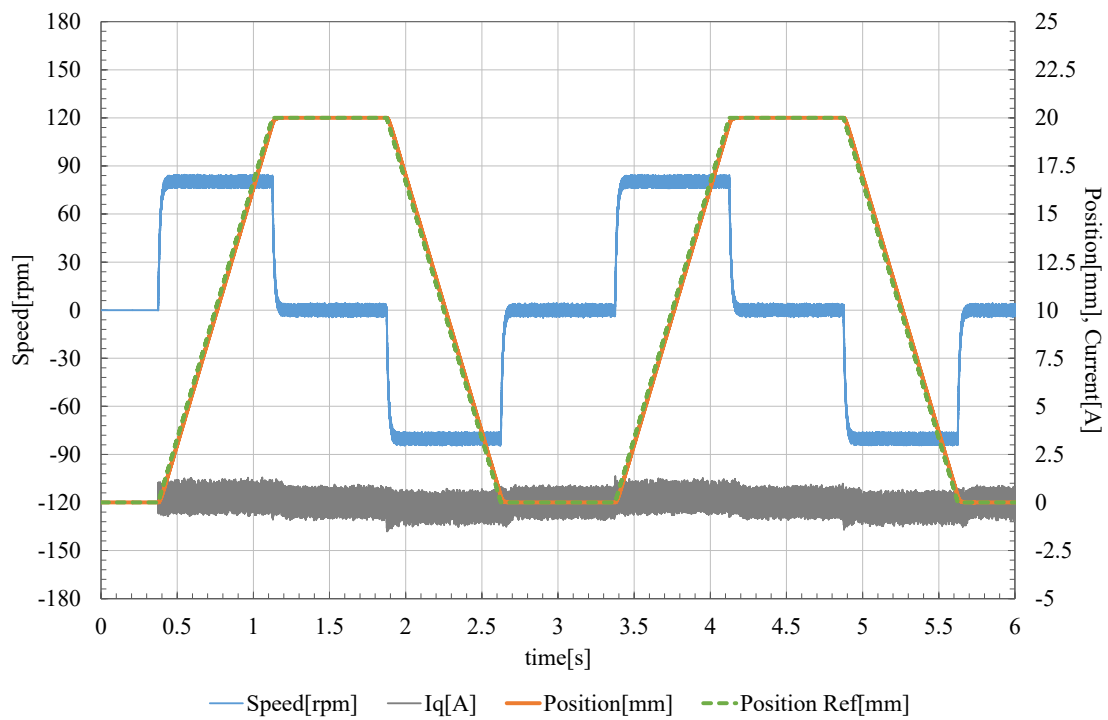
なお実機・シミュレーション双方とも 0mm から 20mm の移動は確かに行えていることは確認できる。

これらの検証により、FF 制御の併用により次の効果が得られた。

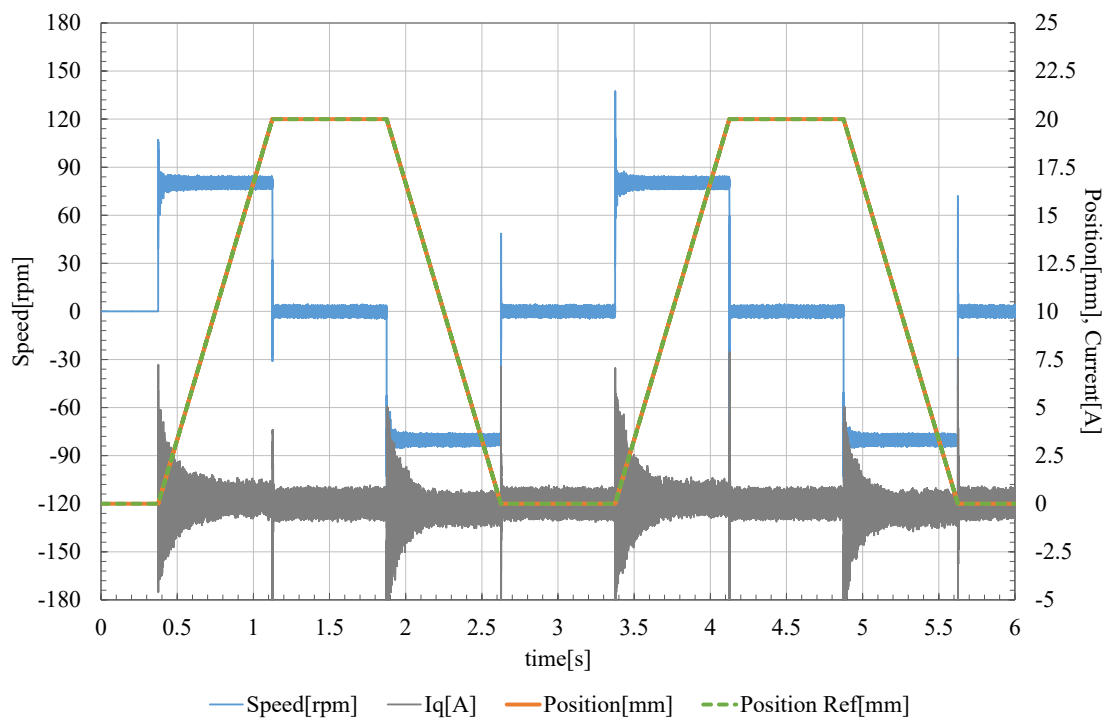
- 位置 P 制御特有の追従遅れを補償できる
- 速度特性(指令・現在速度)をより理想的なものに改善

ただし速度特性の理想的な波形への改善に伴って、瞬時的なオーバーシュートが目立つ問題点も生じた。



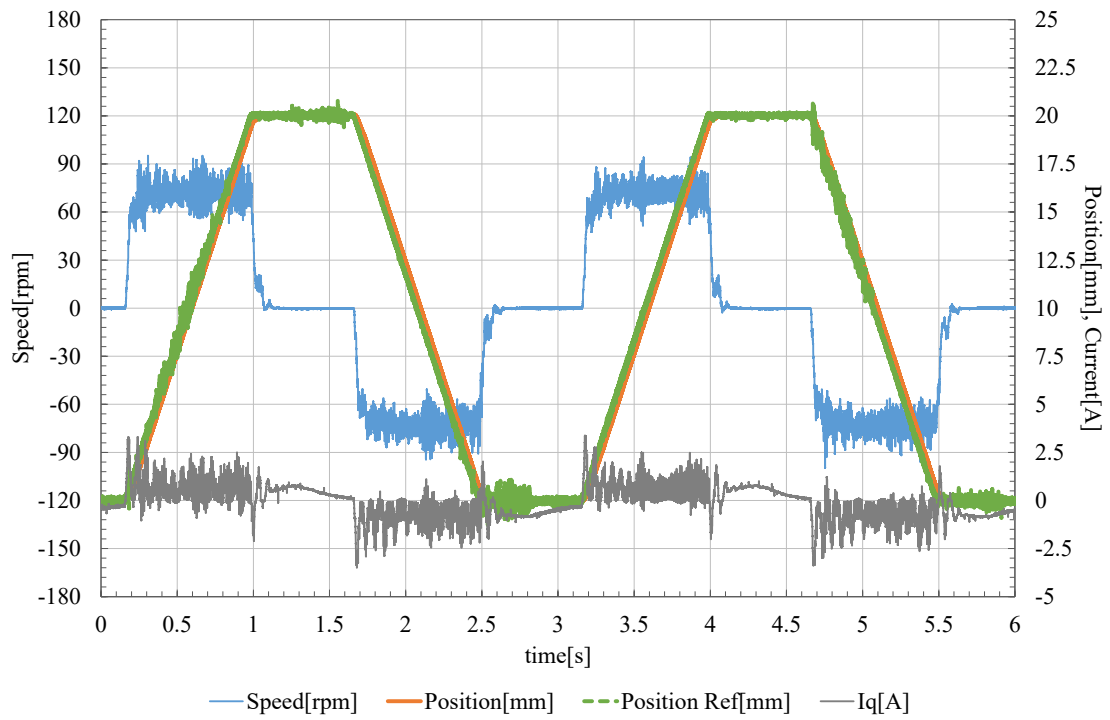


(a)従来 PI システム

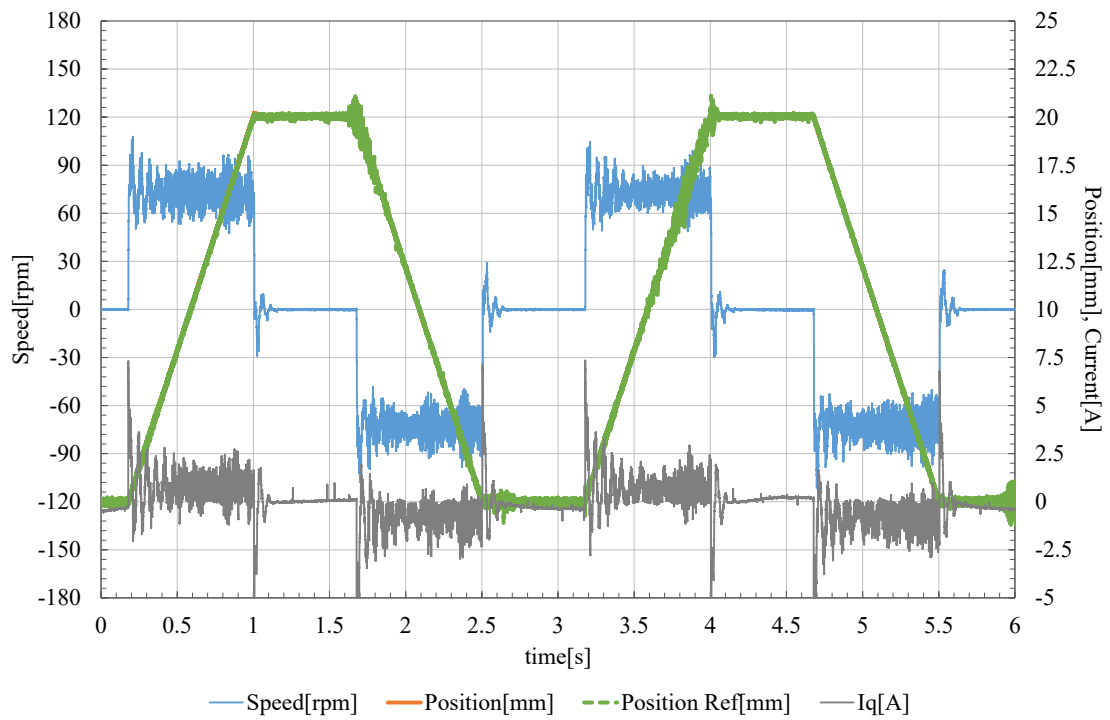


(b)FF 制御併用

図 4.9 FF 制御併用の有無による位置決め運転時の位置・速度・q 軸電流特性比較(MATLAB/Simulink シミュレーション)



(a)従来 PI システム



(b)FF 制御併用

図 4.10 FF 制御併用の有無による位置決め運転時の位置・速度・q 軸電流特性比較(実機)

## 4.5 両制御手法適用による改善効果検証

4.3 節および 4.4 節では、従来 PI 制御において問題となる最終位置への収束時間が長くなる点と、移動領域で追従遅れが生ずることについて、それぞれ可変ゲイン制御系の適用により収束時間の低減が、FF 制御系の併用によって追従遅れの補償が可能であることを示した。

本節ではその両手法を同時に利用し、従来 PI 制御における両問題点が同時に解消できるかどうか検証を、シミュレーションと実機で行う。

運転パターンは 4.3.1 節と同じである。FF 制御のゲイン  $K_{ff}$  は 1 とした。図 4.11 にシミュレーションにおける改善手法適用の有無による位置・速度・電流特性の比較を、図 4.12 に実機における改善手法適用の有無による位置・速度・電流特性の比較を示す。改善手法非適用の特性は、図 4.1 の従来 PI システムのものと同一であるが、最終的な効果の比較のためここでも再掲する。

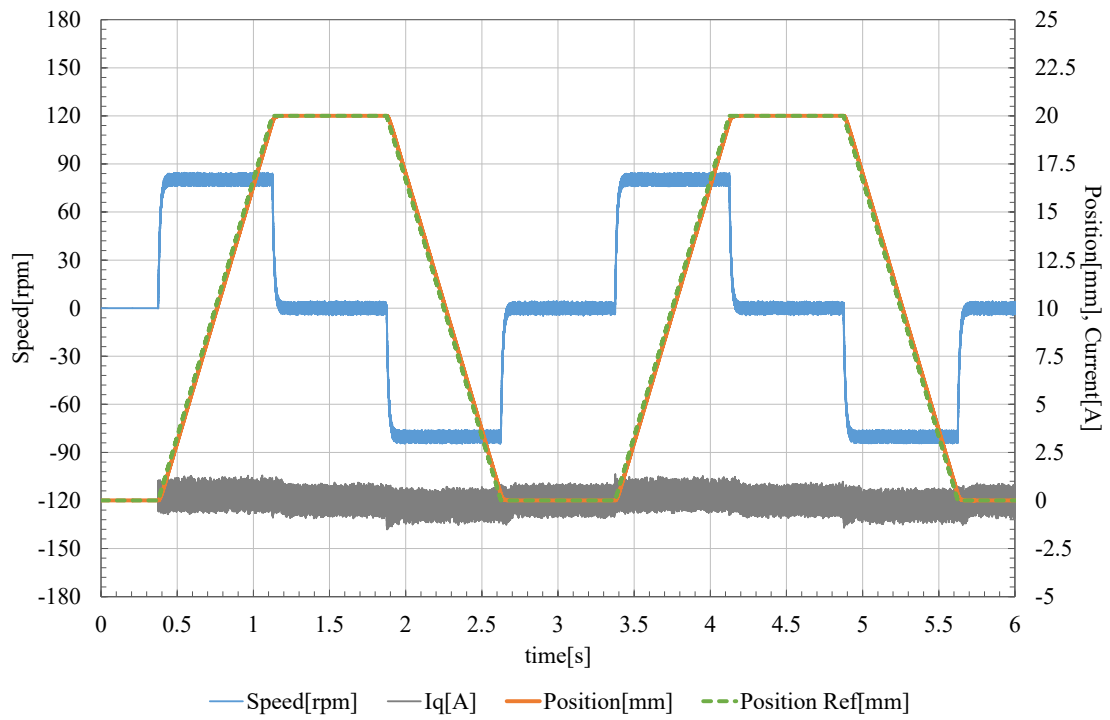
なお図 4.12 のみ、

- (a) 従来 PI システム
- (b) 可変ゲイン速度制御のみ適用
- (c) FF 制御のみ適用
- (d) 可変ゲイン・FF 制御両者適用

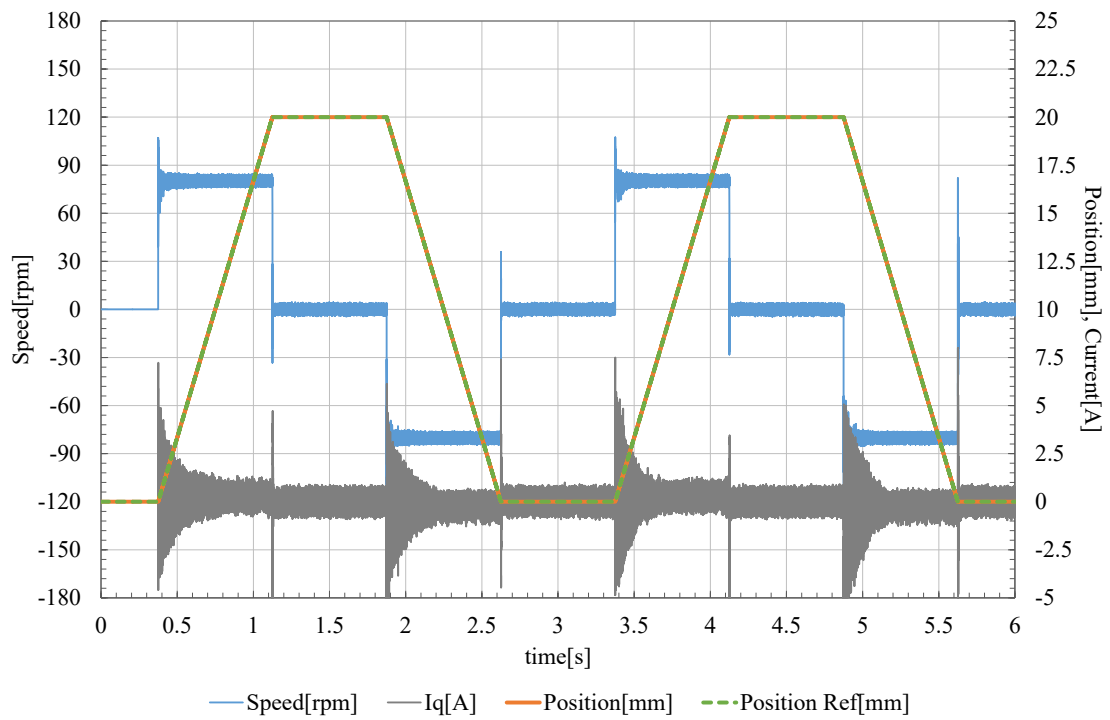
の 4 種類をまとめて改めて掲載する。

図 4.11(b) より、両制御を併用した場合でも 0mm から 20mm への移動は確かに行えている。最終位置への収束時間については可変ゲイン速度制御系での結果と同等となった。また位置の追従遅れについても FF 制御を併用した場合のように遅れはみられない。ただし、可変ゲインと FF 制御を併用した場合は、速度のオーバーシュートが FF 制御のみでは 50rpm 程度あったのに比べ 30rpm 程度にシミュレーション上で低減されている。

したがって、両制御手法の同時適用は制御精度の向上に寄与している可能性が十分にあると共に、互いに悪影響は及ぼさない可能性が分かる。また FF 制御で問題となる特性の補償にも効果があるものと考えられる。



(a)従来 PI システム



(b)両制御適用

図 4.11 改善手法適用の有無による位置決め運転時の位置・速度・q 軸電流特性比較(MATLAB/Simulink シミュレーション)

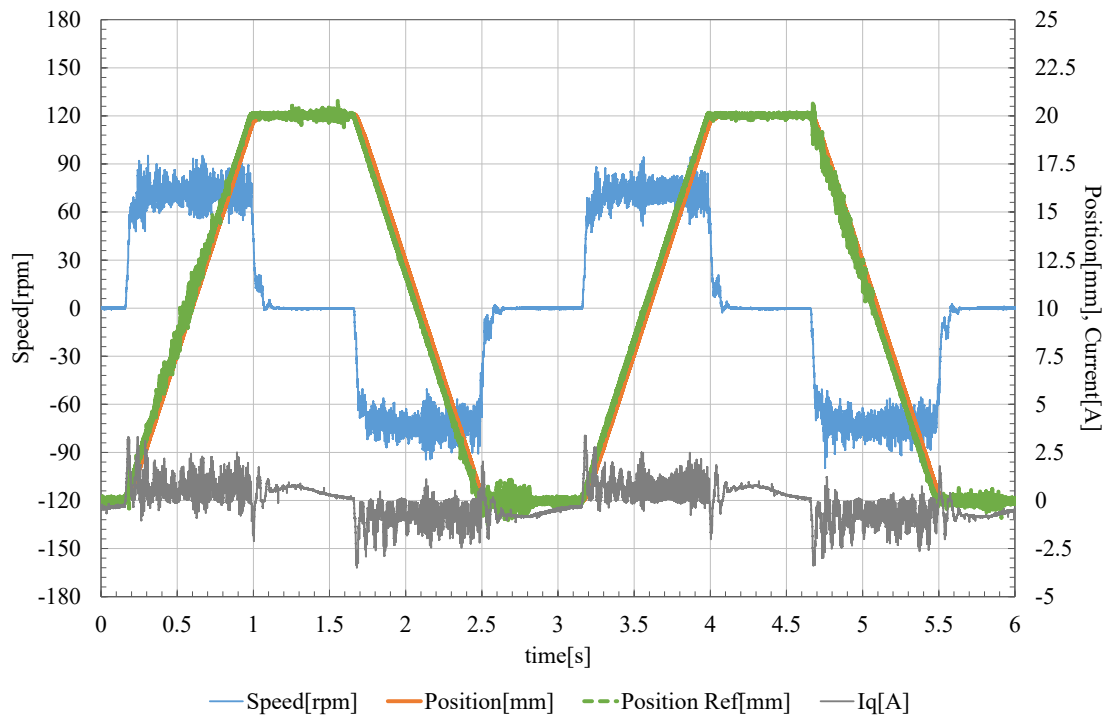
図 4.12(d)より、両制御を併用した場合でも 0mm から 20mm への移動は確かに行えている。最終位置への収束時間についてはシミュレーション同様可変ゲイン速度制御系での結果と同等となった。また位置の追従遅れについても FF 制御を併用した場合のように明らかな遅れはみられない。ただし、可変ゲインと FF 制御を併用した場合は、速度のオーバーシュートが FF 制御のみでは 30rpm 程度あったのに比べほとんど影響がなくなっており、解消されているといえる。

したがって、両制御手法の同時適用は制御精度の向上に寄与していることが実機でも確認できる。またそれぞれの手法は互いに悪影響は及ぼしておらず、FF 制御で問題となっていた速度のオーバーシュート特性は完全に補償でき、電流特性も FF 制御を適用していない場合の振動と同等まで低減ができることが分かる。

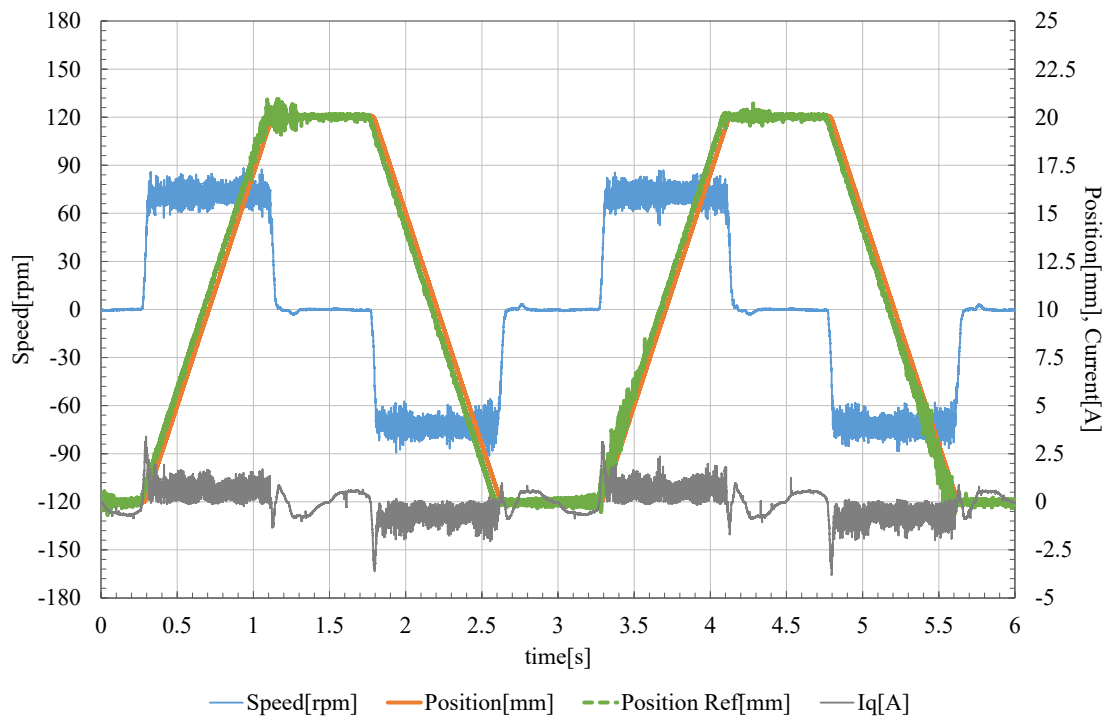
従来 PI システムと比べて両制御手法を適用することで問題となっていた点について改善することが出来た。ここで、もう少し改善手法の効果について比較を行う。

図 4.12(c)と(d)を比較することで、FF 制御を常時併用した場合の可変ゲイン速度制御系の有無による比較ができる。(c)の FF 制御のみでは収束時間は 0.1s であるが、位置のオーバーシュートが 0.16mm 生じている。対して(d)で可変ゲインを適用すると、収束時間は 0.15s となるがオーバーシュートは 0.08mm となる。可変ゲインにより収束時間は 0.05s 延びるが、オーバーシュートは 1/2 に低減される。ゼロ速近傍での補正効果により、可変ゲイン制御系を用いることで滑らかな変化をする制御系を構築することができることが分かる。そして精密位置決め機構には振動的ではなく滑らかな制御系が必要であると考えられる。

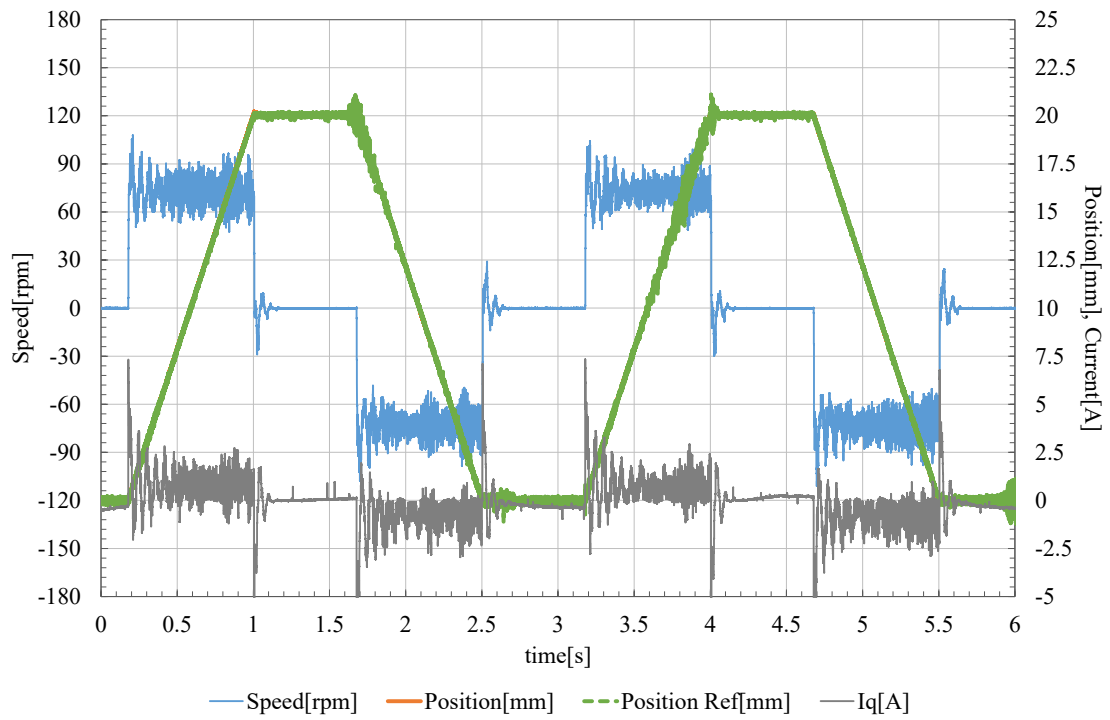
図 4.11(b)と(d)を比較することで、可変ゲイン制御系を常時使用した時の FF 制御併用の有無による比較ができる。(b)の FF 制御非併用時は、最大速度での移動中に 0.02s の追従遅れが位置指令と位置の間で起きている。対して(d)では追従遅れは最大で 0.01s ないしそれ未満に低減されている。これにより、速度制御系の特性に寄らず、FF 制御によって位置 P 制御特有の追従遅れを補償することが可能であることが分かる。



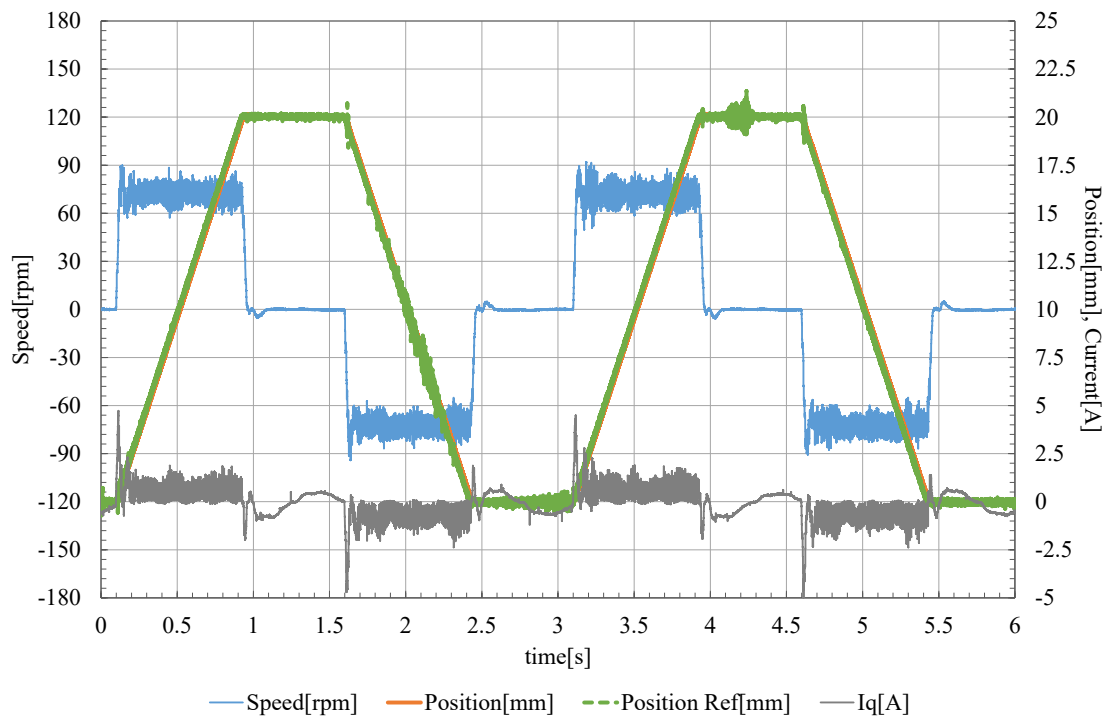
(a)従来 PI システム



(b)可変ゲイン速度制御のみ適用



(c)FF 制御のみ適用



(d)両制御手法適用

図 4.12 改善手法適用の有無による位置決め運転時の位置・速度・q 軸電流特性比較(実機)

## 4.6 外乱オブザーバによる外乱抑圧システムの構築

### 4.6.1 2 慣性系による外乱オブザーバの構築

ボールねじを運転する際には、ボールねじ自身が持つ摩擦特性や剛性特性によって指令通りの運転が行えない可能性や、またボールねじ外部からの外力によって運転に支障をきたすことが考えられる。これらはいずれもボールねじ駆動系から見て外乱として取り扱うことが出来る。これらは特に精密な位置決めや速度サーボ運転を行う際には非常に大きな問題となる。この問題の解決のためには、十分なロバスト性を持ったシステムの構築が求められている。

解決のための手法としては主に2つ存在する。

- ・ 強固なフィードバック系の構築
- ・ 外乱オブザーバによる外乱推定および抑圧

フィードバック系では指令値に対し現在値との差分を用いて操作を行うシステムであるため、この系の適切な構築により、外乱による制御量の変動を抑制することが出来ることは明らかである。しかしながら、この場合は外乱によって現在値に変動が起きてから補正が作用する機構であるため、指令値への収束に時間がかかり、遅いシステムとなってしまふ。また外乱による変動を受けてはならないシステムに対しては問題となる。

そこで外乱オブザーバによって外乱そのものを推定し、その外乱量をあらかじめ指令値に上乗せして操作することで、外乱によって乱されるであろう制御量をキャンセルし、外乱による影響を除去する手法を取ることが一般的である。本論文でも外乱オブザーバによる外乱抑圧システムを構築することとする。

外乱オブザーバは、一般的に図 3.4 で示す制御ブロック図のようにトルクの指令値と最終出力値から求まるトルクの差が外乱トルクとしてみなすことが出来ることを利用している。この場合トルク指令値以降のどこで外乱が加わったかは分からないものの、加わった外乱をまとめて検出することは可能である。また外乱オブザーバ構成のためには被駆動体のモデルが明らかでない、被駆動体へ加わった推力ないしトルクは分からない。

本論文のシステムにおいては、トルクの指令はPMSMのq軸電流指令とPMSMのトルク定数を用いることで等価的にトルク指令を計算することができ、被駆動体に加わるトルクは前節で求めた2慣性系モデルから計算が可能である。



これより，前節の2慣性系モデルをベースにオブザーバを構成する。

本論文では外乱が加わる箇所については特定を行わず，モータ入力からボールねじ出力までの間に加わったすべての外乱を一括して推定する。したがって，(4.5)-(4.7)式に示す通り，モータへの指令トルクとボールねじの移動量から求めたトルクの差を求めることで，外乱を推定することが出来る。

$$\hat{T}_m = pK_e i q_{ref} \quad (4.5)$$

$$\hat{F} = sM_t v + F_{friction} \quad (4.6)$$

$$T_{disturbane} = \hat{T}_m - R\hat{F} \quad (4.7)$$

ここで， $p$ は極対数， $K_e$ は誘起電圧定数， $i q_{ref}$ は $q$ 軸電流指令である。(4.5)-(4.7)式によって導かれた外乱オブザーバのブロック線図を，図4.13に示す。

なお，推定系には微分項が含まれるため，値の発散を抑制するために図4.13の通りLPFを挿入している。実験機器におけるボールねじの共振周波数は図4.14に示す論文[n]において速度指令から速度までの周波数応答の測定結果から80Hzで反共振，135Hzで共振する特性となっている。このこと，及び速度の制御周期が1msであることから，フィルタの遮断周波数は159Hzとした。

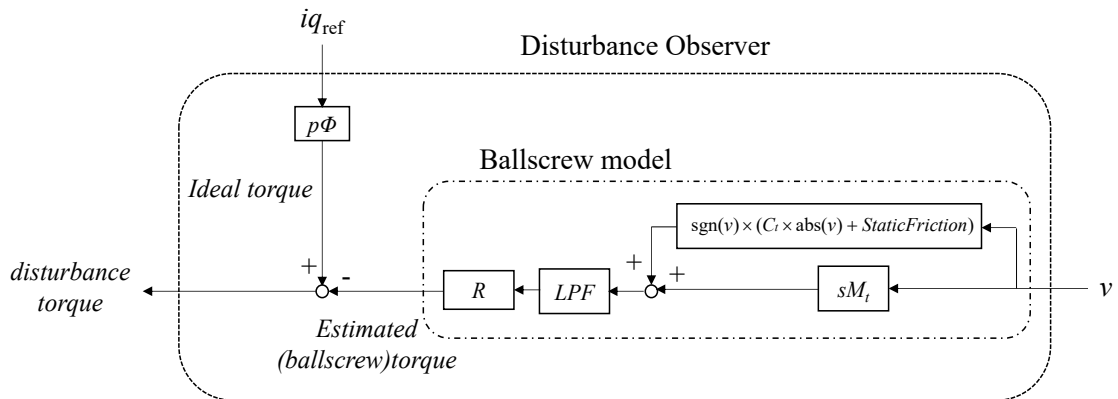
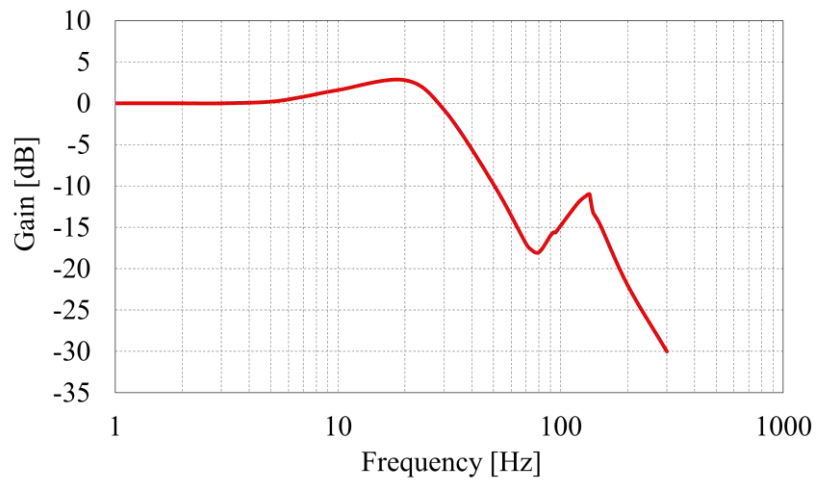
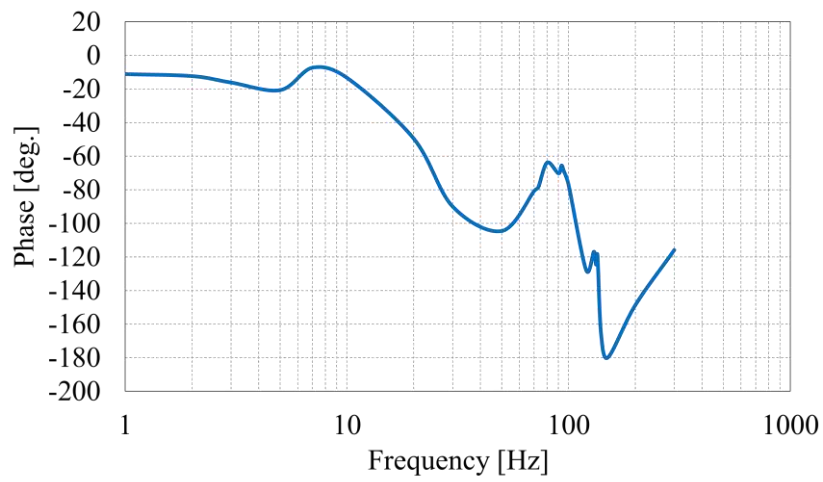


図 4.13 外乱オブザーバブロック図



(a) ゲイン特性



(b) 位相特性

図 4.14 ボールねじ周波数特性ボード線図[14]

## 4.6.2 外乱オブザーバによる外乱抑圧効果の確認

ボールねじシステムにおける外乱オブザーバが構築できたので、この外乱オブザーバによって外乱抑圧効果がどの程度得られるかをシミュレーションと実験で確認を行う。

### A. 位置センサ分解能による外乱推定への影響

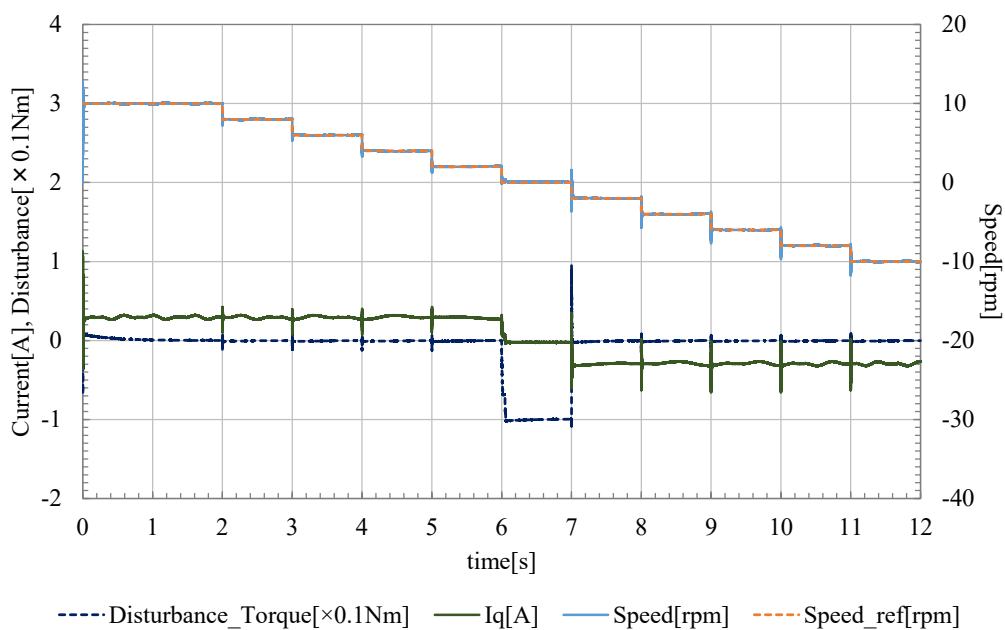
提案した外乱オブザーバは  $q$  軸電流指令から求めた指令トルクと、位置センサから求めた速度から算出した推定トルクの差を用いていることから、位置センサの分解能による影響を受けることが容易に想像できる。そこで 3.3.1 節での検証と同様に、速度サーボ系として運転を行い、その時の速度特性及び  $q$  軸電流特性に加えて外乱推定トルク特性を低分解能エンコーダと高分解能エンコーダで比較した。速度の指令パターンは、10rpm から-10rpm まで、およそ 1 秒間隔で 2rpm 刻みで速度を低下させる運転パターンを用いた。図 4.15 に Matlab/Simulink によるシミュレーション結果を、図 4.16 に実機による運転結果を示す。なおエンコーダ分解能による速度特性及び電流特性については 3 章で言及済みなので、当章では分解能による外乱推定トルク特性についてと、オブザーバ補償による速度の補償特性について比較する。

図 4.15 中(a), (b)と(c), (d)を比較すると、エンコーダの分解能の違いにより、外乱推定特性に大きな違いが表れていることが分かる。11bit エンコーダを用いた場合には 23bit エンコーダを用いた場合に比べて推定外乱の振動が大きい。23bit エンコーダでは振動がグラフ上では検出できないが、11bit の場合最大で  $\pm 200\text{mNm}$  の振動がみられる。角度分解能から求めた理論的なトルク推定の分解能は表 3.4 より高分解能で  $1.90 \times 10^{-5}\text{Nm}$ 、低分解能で  $7.78 \times 10^{-2}\text{Nm}$  であり、およそ 4000 倍の差が生じることから、低分解能では振動的にトルク特性が現れるものと考えられる。ゆえに外乱推定として適切でない値が検出される可能性もあり、正確な推定が行えているかどうか疑問が残る。

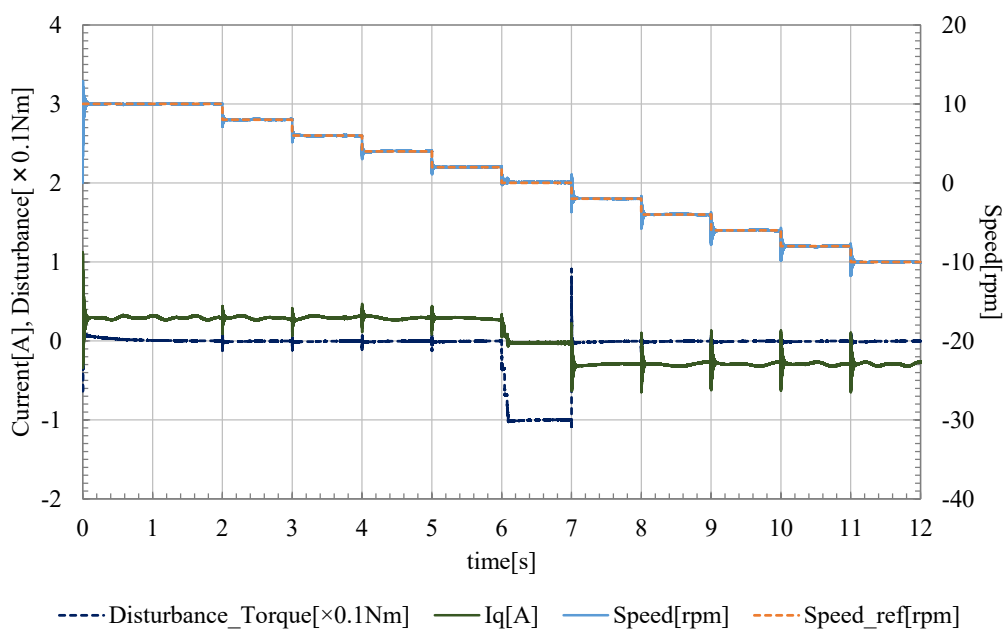
また(a), (c)と(b), (d)を比較することで、外乱オブザーバによる補償の効果について比較することができる。(c)と(d)の 11bit エンコーダを用いた場合には前述の通り外乱推定自体が正確でない可能性もあり、補償による効果は判別できない。(a)と(b)の間では、速度指令が変化する部分において振動が発生しているものの、その振動の収束が外乱補償を行った場合の方が早いことが分かる。特に速度指令が 0rpm から-2rpm に変化する部分において、補償なしの場合には収束までに 80ms かかるのに対し補償ありの場合には 50ms で収束しており、速度特性の向上に寄与していることが分かる。なお、速度特性の向上に伴って、電流

の振幅も低下する結果となった。

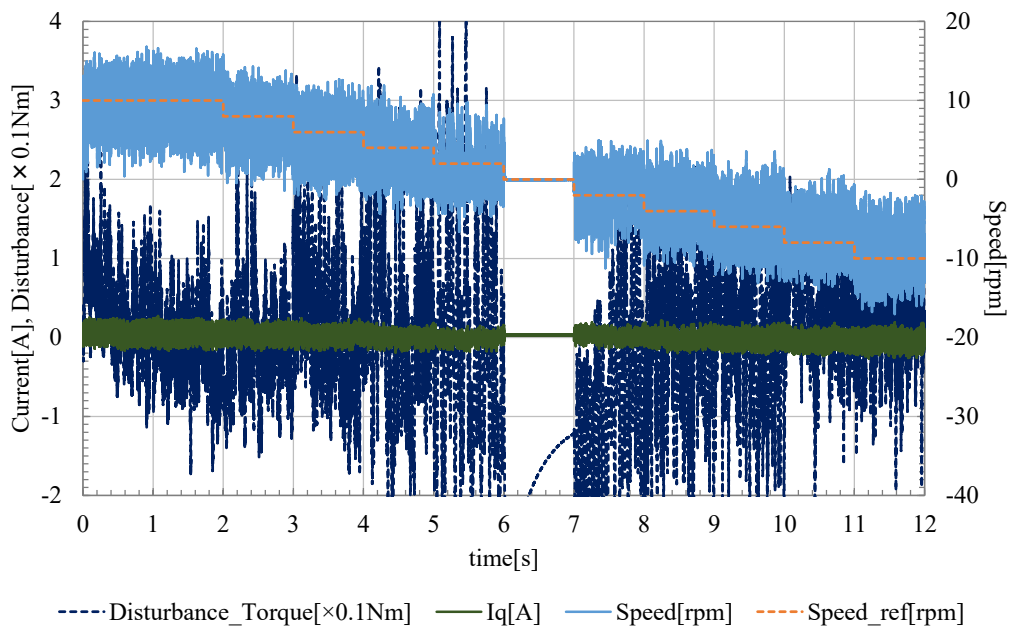
したがって、エンコーダの分解能が低下すると速度の検出精度が低下することに伴い速度制御特性が悪化すると共に、これを用いたオブザーバでの外乱の推定に影響が及ぼされる可能性があることが判明した。



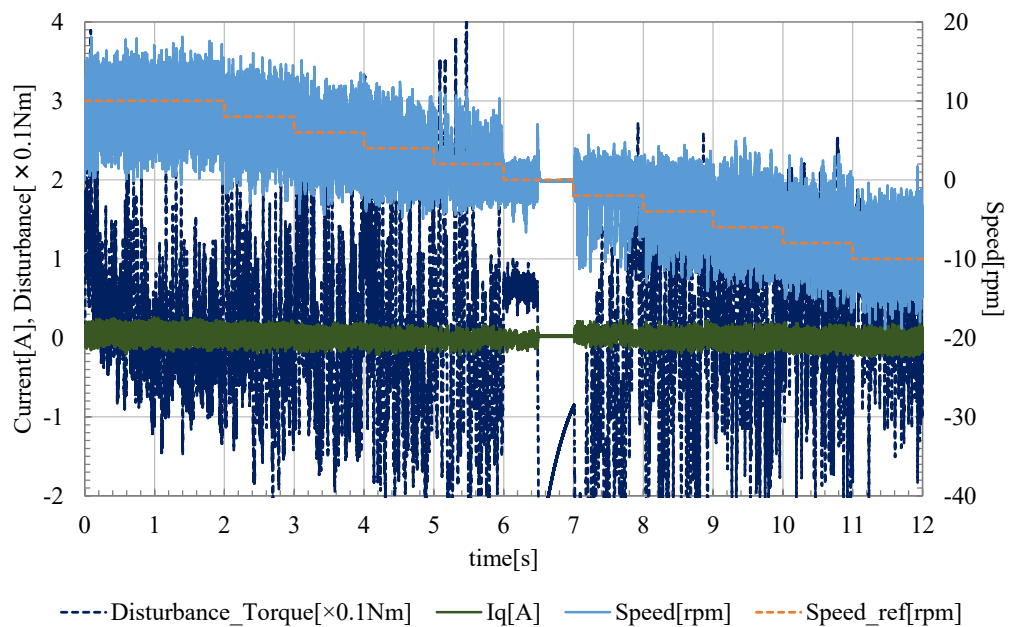
(a) 高分解能 23bit, オブザーバ有



(b) 高分解能 23bit, オブザーバ無



(c) 低分解能 11bit, オブザーバ有



(d) 低分解能 11bit, オブザーバ無

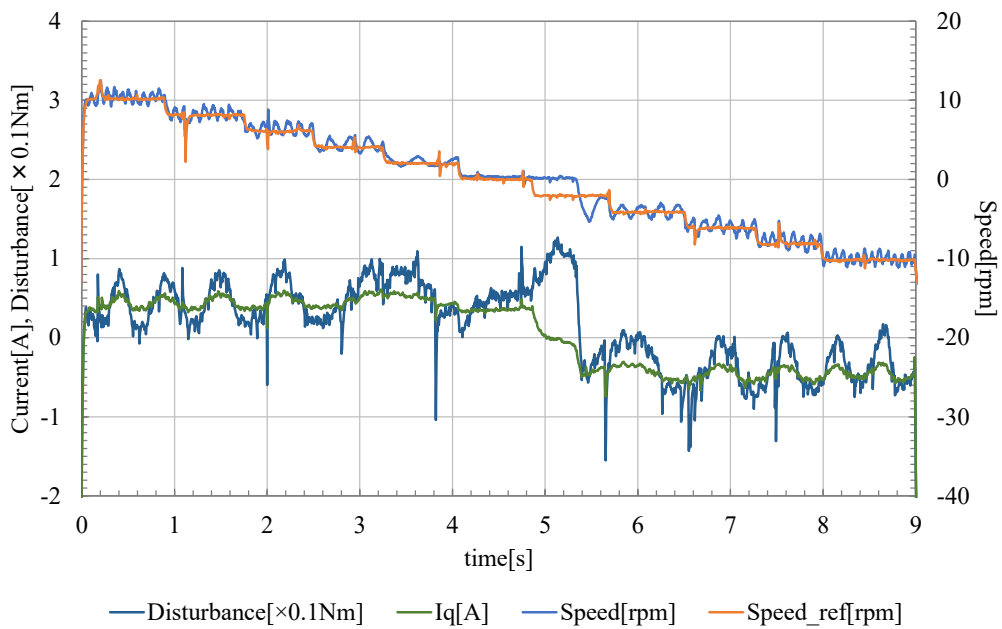
図 4.15 速度サーボ運転時の速度・電流・推定トルク特性  
(Matlab/Simulink シミュレーション)

図 4.16 中(a), (b)と(c), (d)を比較すると、シミュレーションと同様エンコーダの分解能の違いにより外乱推定特性に大きな違いが表れていることが分かる。また 11bit エンコーダを用いた場合では 23bit エンコーダを用いた場合に比べて推定外乱の微振動が大きく、推定の精度に影響が出ている。LPF の効果や実機による影響もあり、シミュレーション程の差異ではないものの 11bit の低分解能では大きいところで $\pm 50\text{mNm}$  の推定トルクの振動が起きている。

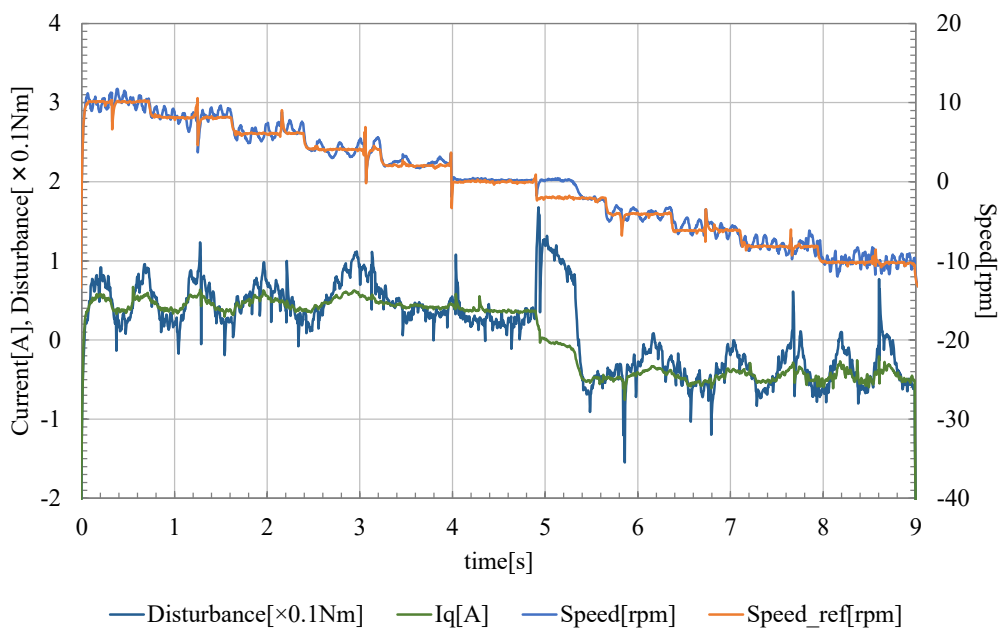
実機での測定結果における推定外乱では、シミュレーションでは見られなかった速度に比例する周波数の小さな周期的な外乱トルクが見える。実機においてはモデルで想定した要素以外にも、駆動に影響を及ぼす非線形な要素やカップリング等の機械的な部品が含まれるために、これらによる影響が外乱として現れたものと考えることが出来る。特に速度に比例した周期で表れていることから、ボールねじの主要部分から起きている外乱であると考えられる。

(a), (c)と(b), (d)を比較することで、外乱オブザーバによる補償の効果について比較することができる。(c)と(d)の 11bit エンコーダを用いた場合には速度の微振動が目立つものの、補償を入れない場合には外乱に起因する速度の変動の影響を受けているが、補償によって速度の平均値はおおむね指令値と合致する。(a)と(b)の間でも低分解能のときと同様に、補償なしの場合には外乱に起因する速度変動が起きているが、補償によってその外乱による変動は抑制ができています。なお、電流特性も補償によってより滑らかになる結果となった。

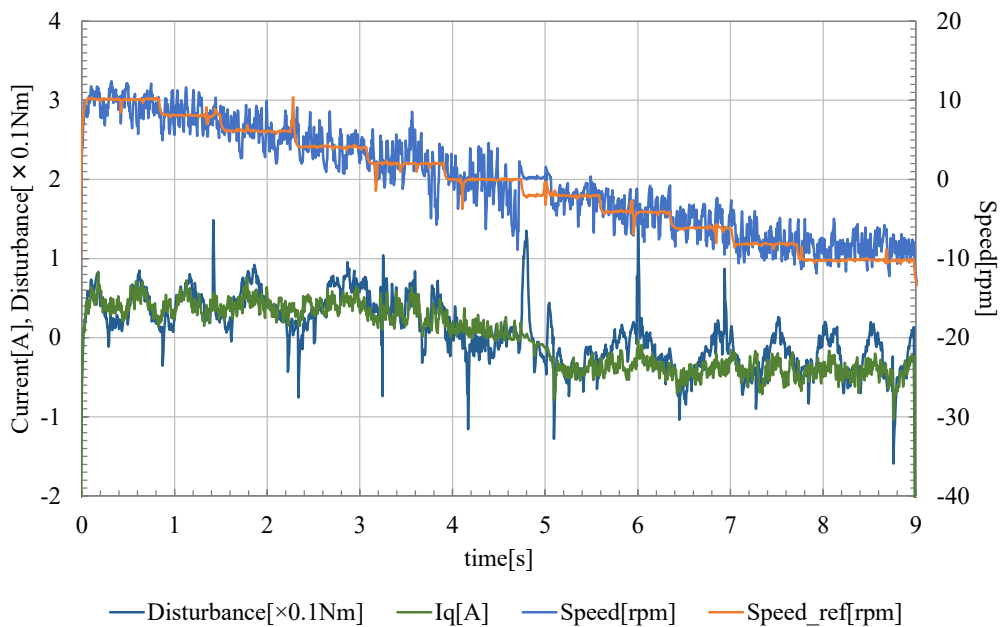
したがってシミュレーションと同様に、エンコーダの分解能が低下すると速度の検出精度が低下することに伴い速度制御特性が悪化すると共に、これを用いたオブザーバでの外乱の推定に影響が及ぼされることが分かった。また外乱の推定及び補償により、未知な外乱を推定しその外乱によって引き起こされる速度特性の悪化を抑制することが可能であることが確認できた。



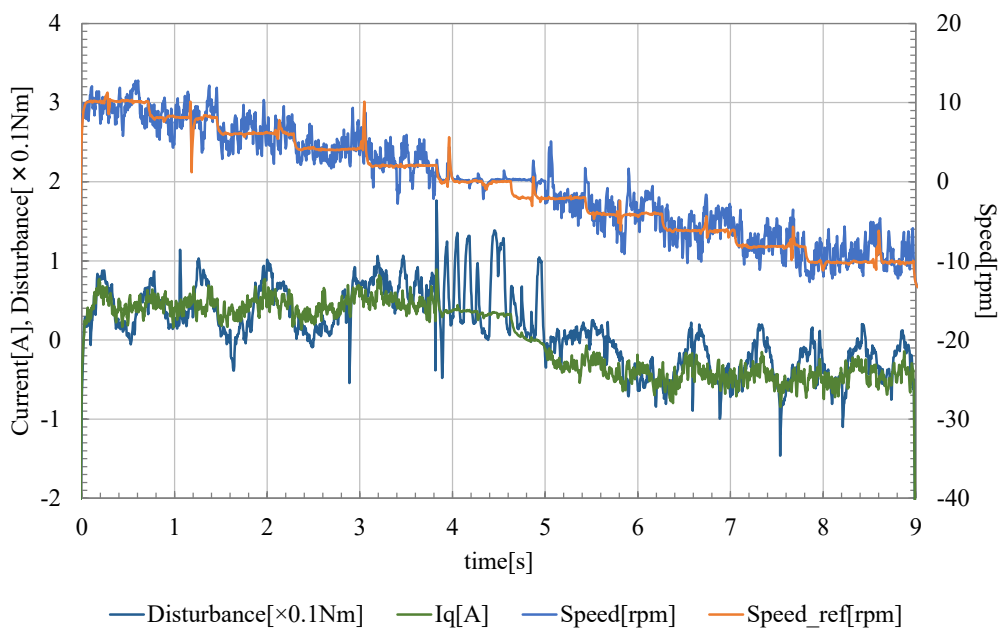
(a) 高分解能 23bit, オブザーバ有



(b) 高分解能 23bit, オブザーバ無



(c) 低分解能 11bit, オブザーバ有



(d) 低分解能 11bit, オブザーバ無

図 4.16 速度サーボ運転時の速度・電流・推定トルク特性(実機)



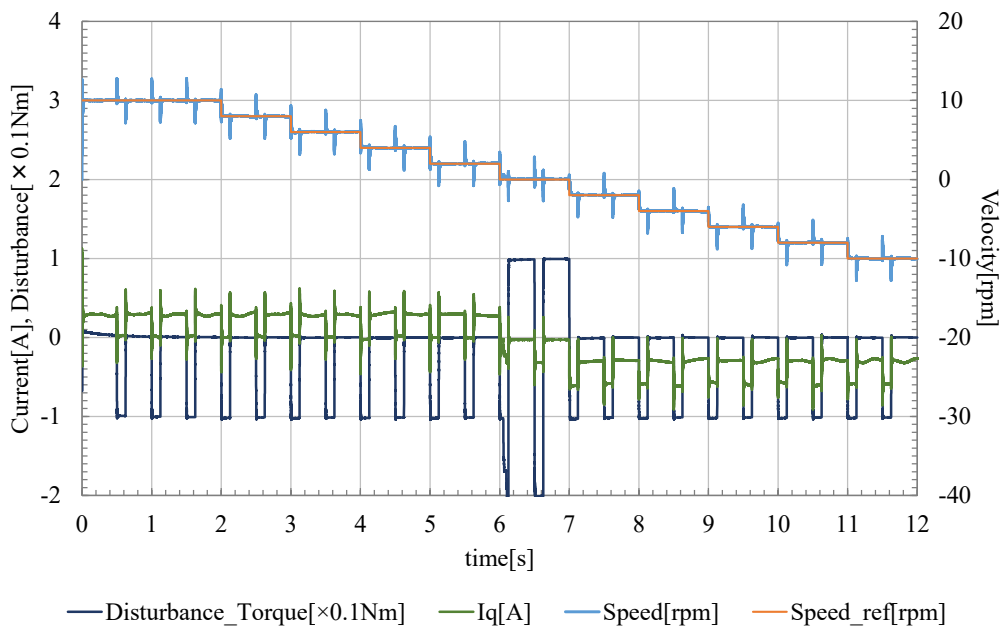
## B. 外乱抑圧効果の確認

前述の結果により、エンコーダの分解能によって外乱推定特性にも影響が生じること、及び外乱補償によって外乱の抑制が可能であることがシミュレーションと実機の双方で確認された。しかしながらこれらの検証は特に外乱として力が加わったことを想定しておらず、単に機械系そのものが持つ特性の補償が行えているかどうかの検証しか行えていないともいえる。そこで機械系そのものの外乱の他にそれよりも大きい意図的に加えた外乱を与えた際の補償特性について検証を行う。この検証も、シミュレーションと実機の双方で行う。

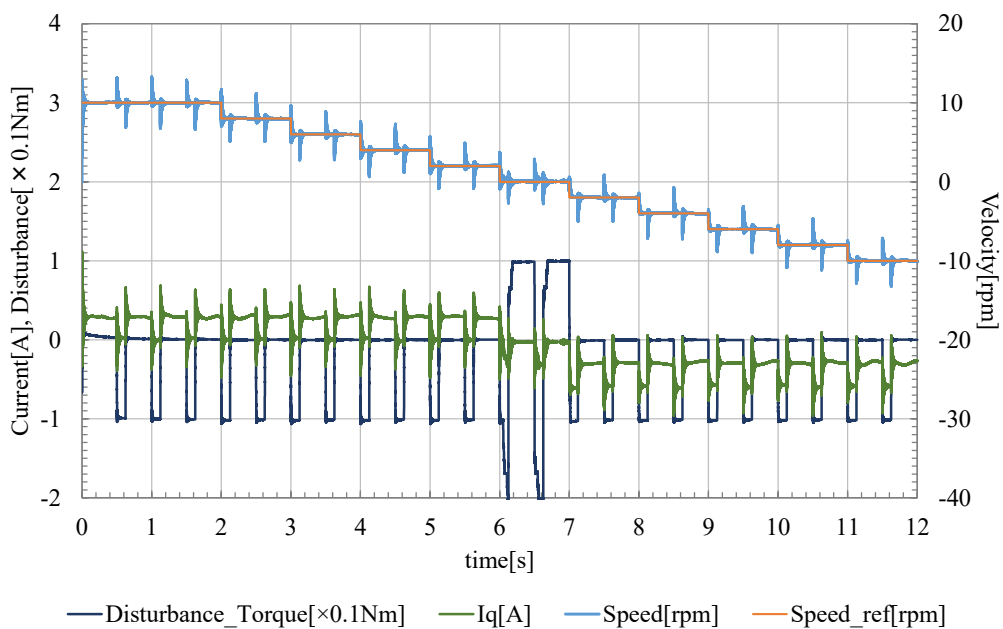
ボールねじシステムで想定している外乱は、主としてボールねじ機構の粘性摩擦やクーロン摩擦と、その他機構の外から加わる任意の外力であるため、特定の外乱に限らず検討を行う必要があるが、ここでは基本周波数の他に高調波成分が多く含まれるパルス波を外乱として扱うこととした。パルス波の周波数は 2Hz, パルス幅 25%, 大きさ  $-0.2\text{Nm}$  とした。なおこのシミュレーションでは、外乱の推定が正しいかより正確に確認するため、及び低分解能では推定が行えていない可能性があることを考慮し、高分解能エンコーダにおいて補償の有無について比較を行う。図 4.17 にシミュレーションにおける速度特性、外乱推定特性、 $q$  軸電流特性を示す。(a)がオブザーバ補償あり、(b)がオブザーバ補償なしである。

図 4.17 より、いずれの場合も外乱として与えた 2Hz, パルス幅 25%,  $-0.1\text{Nm}$  の周期パルス を正しく推定できていることが分かる。しかしながら、速度特性に関してはオブザーバ補償なしの場合、速度指令に対して  $\pm 3.5\text{rpm}$  の振動が発生し、その収束に 20ms かかっているが、オブザーバ補償を加えることで振動幅を  $\pm 3\text{rpm}$  に低減し、その収束が 10ms に短縮されることが分かる。同様に電流についても、補償なしの場合には電流のスパイクが  $\pm 400\text{mA}$  程度になるのに対し、補償ありでは  $\pm 300\text{mA}$  程度に低減されている。また、角度分解能から求めた理論的なトルク推定の分解能は高分解能で  $1.90 \times 10^{-5}\text{Nm}$ , 低分解能で  $7.78 \times 10^{-2}\text{Nm}$  である。このシミュレーションで推定した外乱トルクは  $0.1\text{Nm}$  から  $0.2\text{Nm}$  程度であり、この大きさのトルクを高分解能では約 5300 ステップ、低分解能では 1 ステップで表現することとなり、外乱を正しく推定するためには、理論上最低でも 20bit 程度(約 500~1000 ステップで表現)は必要になるものと考えられる。ゆえに 23bit の高分解能エンコーダを用いることで正しい外乱推定が行えるものと考えられる。

したがって提案したオブザーバにより、正しく外乱の推定が行えていること、並びに外乱オブザーバによる外乱補償により、速度特性並びに電流特性の改善が可能になる可能性が明らかになった。



(a) 高分解能 23bit, オブザーバ有



(b) 高分解能 23bit, オブザーバ無

図 4.17 速度サーボ運転時・パルス外乱印加時の速度・電流・推定トルク特性 (MATLAB/Simulink シミュレーション)

シミュレーションで外乱推定及び外乱抑圧効果が得られる可能性が分かったので、実機においても外乱を与えて検証を行う。

本章では、前章で構成した制御系及びモデルを用いて実機において運転特性の比較を行う。実験では、23bit の高分解能エンコーダを用いて、外乱オブザーバによる補償を行った場合と行わない場合について検証を行う。検証時の運転パターンは同様に 10[rpm]から-10[rpm]まで、1 秒程度の間隔で 2[rpm]刻みで速度を低下させる運転パターンを用い、速度、外乱トルク、 $q$  軸電流を観測し、特性の比較を行った。なお、外乱オブザーバ補償ありの場合におけるオブザーバゲインは 0.1 を用いた。

本検証では、印加する外乱波形はパルス波と正弦波を用い、パルス波の周波数は 2[Hz]、波高値は-0.4[Nm]、デューティ比は 25[%]、正弦波も同様に周波数は 2[Hz]、p-p 値は 0.4[Nm]とした。

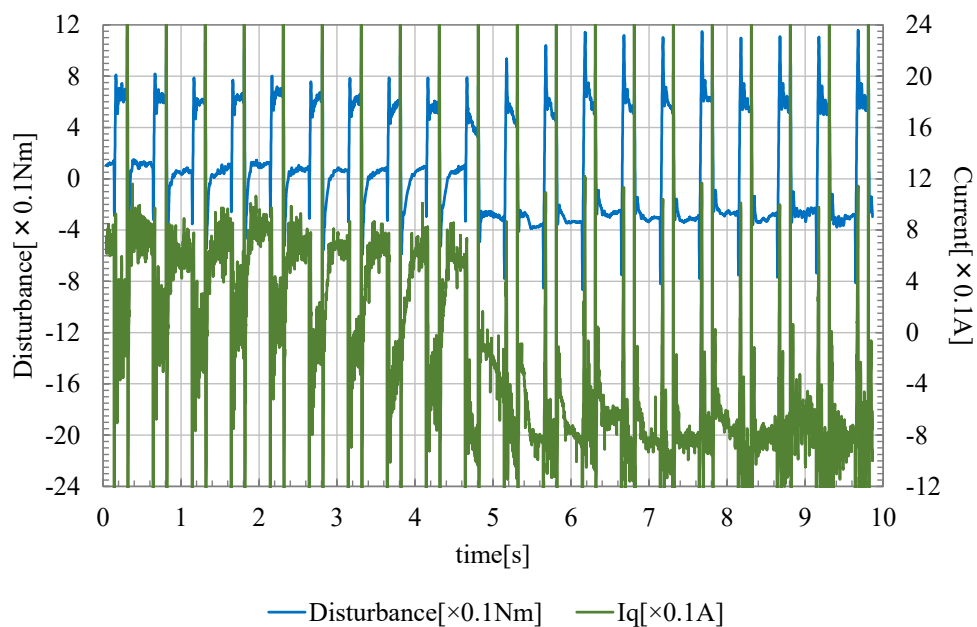
図 4.18 に、実機における外乱トルク特性及び  $q$  軸電流特性を、図 4.19 に、速度特性を比較したものを示す。図 4.18(a)はパルス外乱・外乱補償あり、図 4.18(b)はパルス外乱・外乱補償なし、図 4.18(c)は正弦波外乱・外乱補償あり、図 4.18(d)は正弦波外乱・外乱補償なしの特性である。また図 4.19(a)はパルス外乱時の外乱補償の有無による速度特性の比較を、図 4.19(c)には正弦波外乱時の外乱補償の有無による速度特性の比較を示している。なお図 4.19(b)は(a)の時間軸を 0[s]から 5[s]の間に拡大したものである。

図 4.18 の結果より、推定外乱波形に若干のゆがみがみられるもののパルス外乱では 2Hz でデューティ比 25%のパルスが、正弦波外乱では 2Hz の正弦波状の振動が検出できていることが分かる。パルス外乱では外乱の波高値は-0.5[Nm]、正弦波外乱では外乱の p-p 値は 0.4[Nm]と、大きさに関しても与えた外乱とおおむね一致していることが分かる。このことより、提案した外乱オブザーバによって外部から加わった外乱を正しく推定することができることが確認できる。

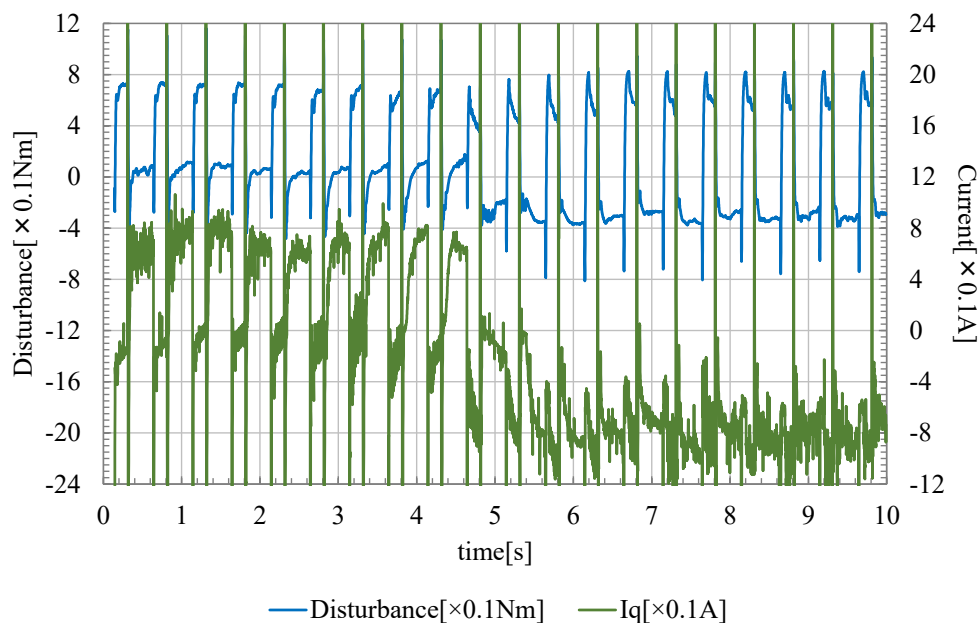
図 4.19(a)では、パルス外乱時の速度特性を比較している。指令速度が負の領域では、外乱がテーブルの運動をアシストする方向に加わっていることもあり、オブザーバによる補償の効果が明確ではない。しかし指令速度が正の領域、特に 10[rpm]から 4[rpm]の範囲では、オブザーバなしの場合に外乱につられて速度が大幅に脱調している個所が存在するが、補償によってその影響を完全に除去し速度指令に追従させることが出来ている。また特に 4[rpm]及び 2[rpm]時において、補償によって最大で 50[ms]速度指令値への収束時間を短縮できている。

図 4.19(c)では、正弦波外乱時の速度特性を比較している。パルス外乱時とは異なり、外乱の周波数が低めであるために速度はオブザーバの有無にかかわらず 2Hz の周波数で振動を起こしている。しかし振動の振幅 p-p 値は、補償により最大で 2[rpm]低減できている。

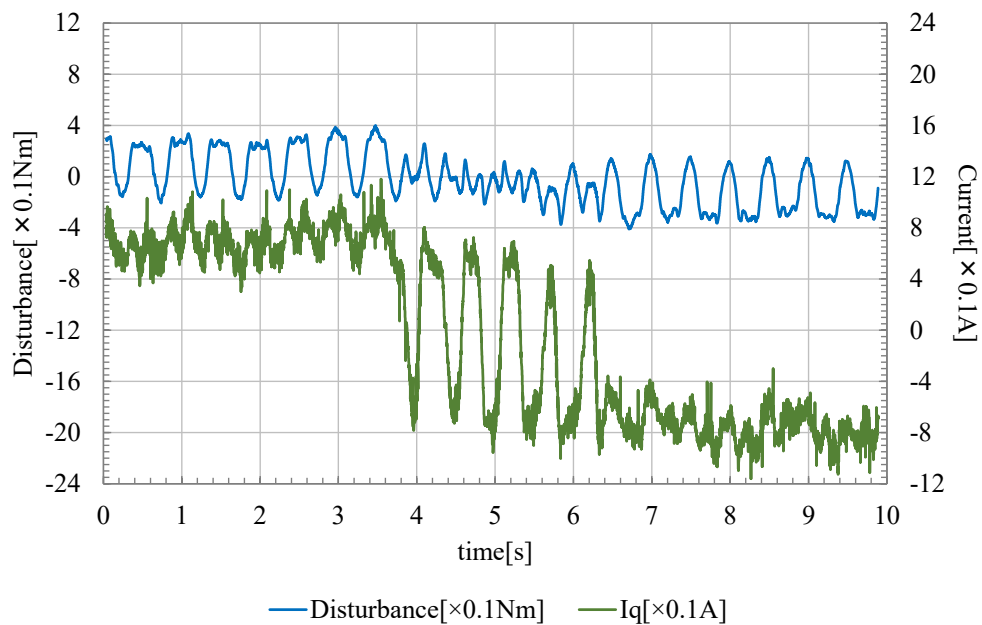
これら2つの速度特性の比較結果より、波形により効果の大小はあるものの、外乱オブザーバによる補償によって、外乱抑圧効果が得られていることが分かる。



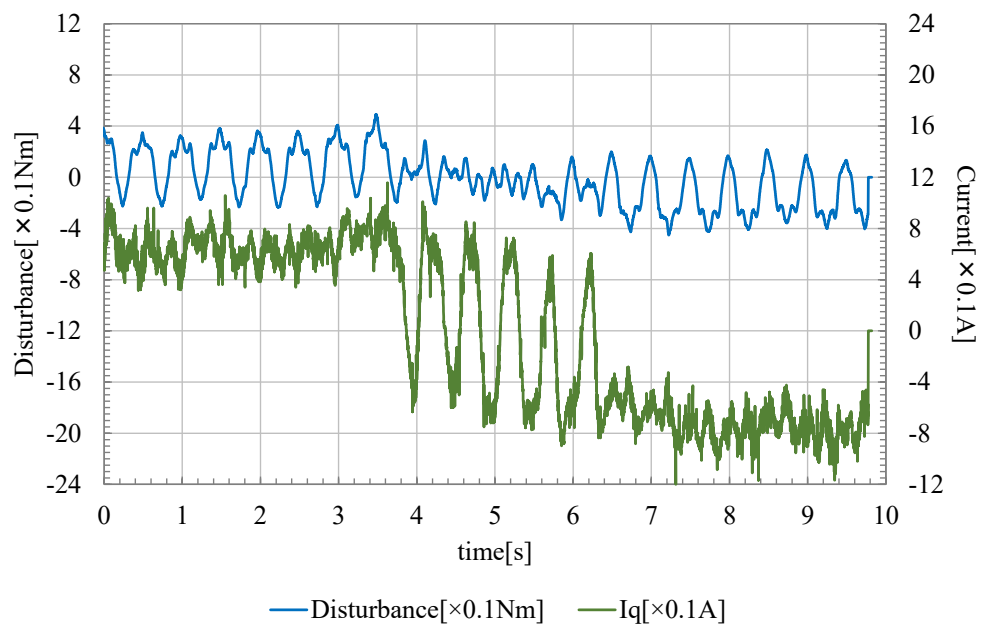
(a)パルス外乱, 補償有



(b)パルス外乱, 補償無

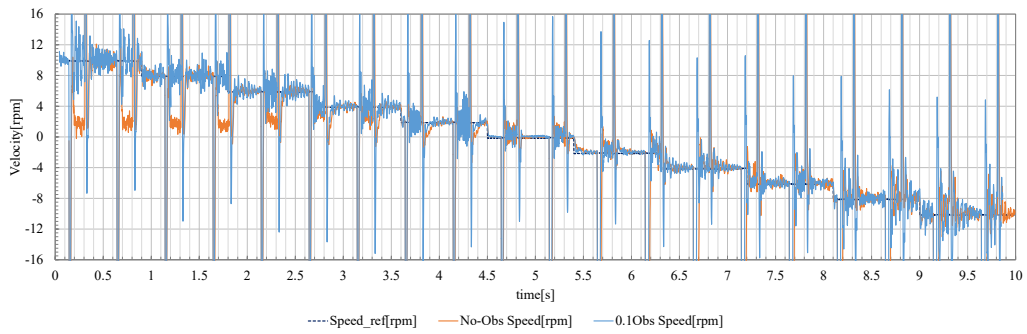


(c)正弦波外乱, 補償有

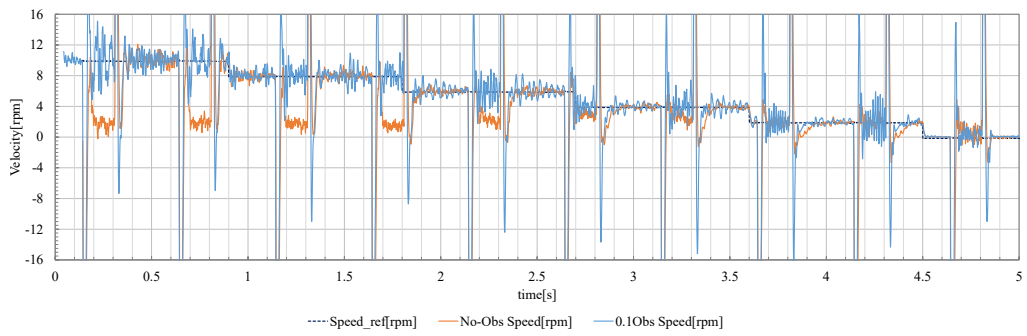


(d)正弦波外乱, 補償無

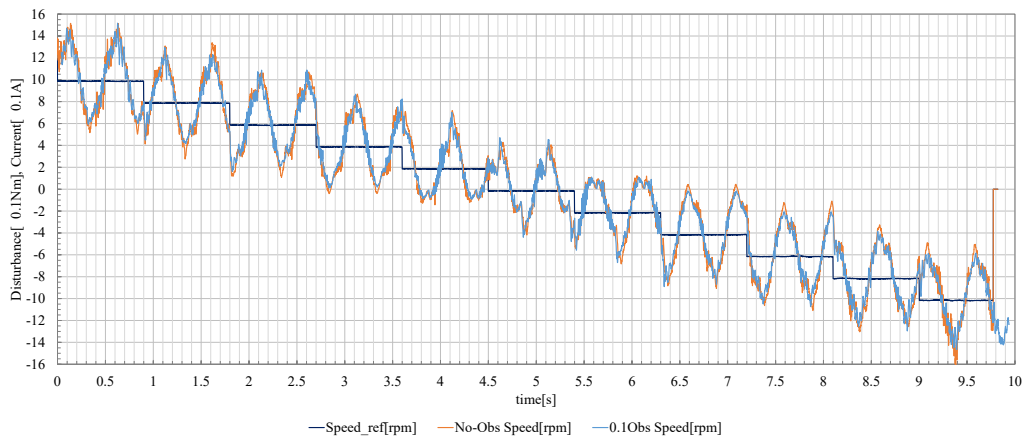
図 4.18 速度サーボ運転時・外乱印加時の  $q$  軸電流・推定トルク特性(実機)



(a)パルス外乱



(b)パルス外乱(0s-5s 拡大)



(c)正弦波外乱

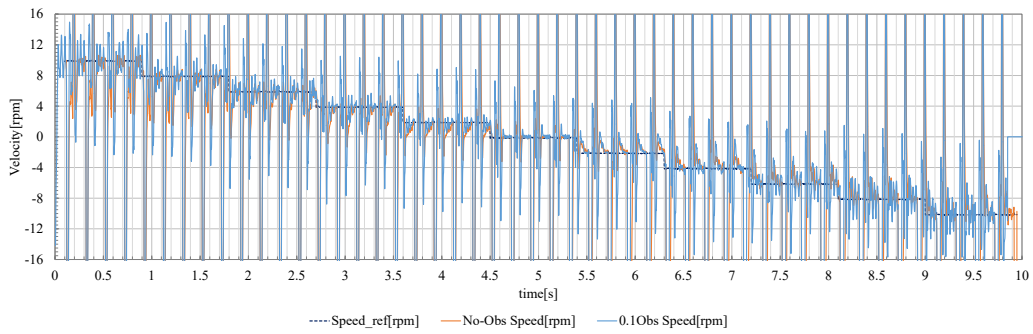
図 4.19 速度サーボ運転時・外乱印加時の速度特性比較(実機)

2Hz のパルス外乱及び正弦波外乱について特性の比較を行ったため、次に外乱の周波数が変化した際の特性について比較を行う。前述の結果より、パルス外乱及び正弦波外乱の双方で外乱抑圧効果は得られているものの、より抑圧効果が大きいパルス外乱に着目する。図 4.20(a)に外乱周波数が 5[Hz]の場合の速度特性を、図 4.20(b)に外乱周波数が 10[Hz]の場合の速度特性を示す。いずれの外乱パルスもデューティ比は 25%、波高値は-0.4[Nm]である。なお、図 4.20(c)及び図 4.20(d)は、図 4.20(a)及び図 4.20(b)の時間軸を 0[s]から 5[s]の間に拡大したものである。

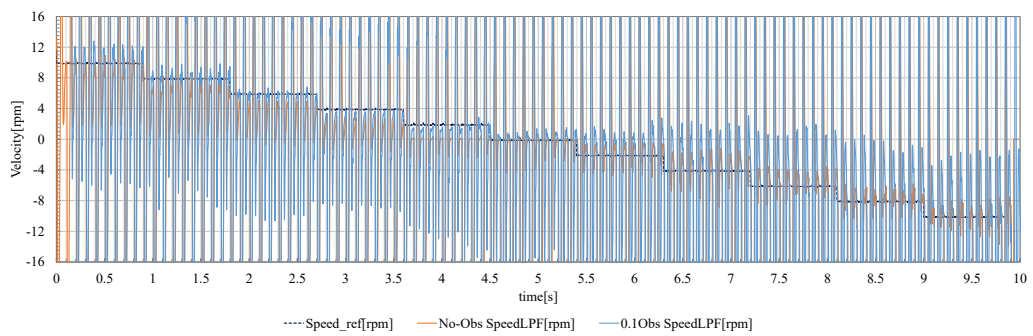
図 4.20(a)では、2[Hz]外乱の時と同様指令速度が正の時に外乱抑圧の効果が大きく表れている。特に速度が 10[rpm]から 2[rpm]の領域では、オブザーバなしでは外乱につられ指令速度から大きく外れているが、補償によって指令速度に追従が可能となっている。また、速度 4[rpm]及び 2[rpm]において、補償によって外乱を受けた後の指令値までの収束時間が最大で 20[ms]低減されていることが分かる。

図 4.20(b)においても図 4.19(a)および図 4.20(a)と同様、10[rpm]から 2[rpm]の領域においてオブザーバなしでは外乱につられ指令速度から大きく外れ指令速度まで戻らなくなっているが、補償によって指令速度に追従し、速度が指令と一致している時間が長くなっている。またこの場合も、特に速度 4[rpm]及び 2[rpm]において補償によって外乱を受けた後の指令値までの収束時間が最大で 20[ms]低減されていることが分かる。なお、外乱そのものの推定は図 4.18 のように波高値、周期及びデューティ比が正しい波形で推定できているが、推定系に挿入している LPF の影響で周波数が高くなるにつれてパルスのエッジが滑らかになり、波形がひずんでくる特徴がみられる。そのため、速度特性の外乱抑圧効果は周波数が高くなるにつれて低下する可能性がある。

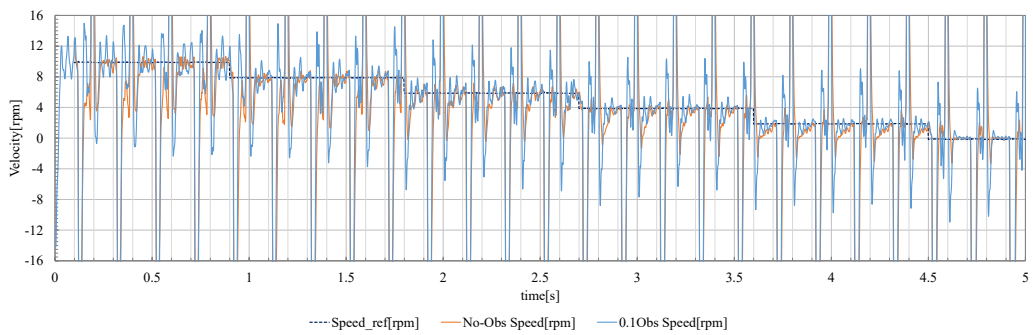
したがって、加わる外乱の周波数やデューティ比が変化した場合においても、指令速度への収束時間の低減や外乱による指令速度からの脱調の抑制といった外乱抑圧効果は、提案した外乱オブザーバによる補償により効果が得られていることがわかった。



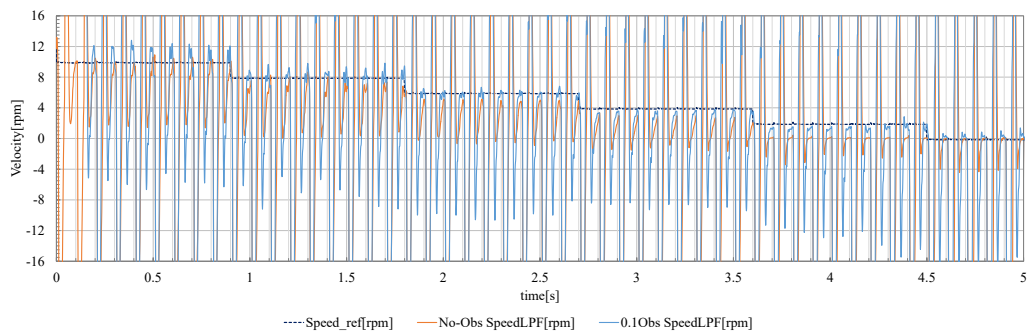
(a)パルス外乱 5Hz



(b)パルス外乱 10Hz



(c)パルス外乱 5Hz(0s-5s 拡大)



(d)パルス外乱 10Hz(0s-5s 拡大)

図 4.20 速度サーボ運転時・外乱印加時の速度特性比較(実機)



## 4.7 結言

本章では、ロバスト性を持ったボールねじ機構の精密位置決めシステムを構築するために、外乱抑圧効果を持つシステムと、精密駆動のための制御系の改善手法について検討を行い、シミュレーションと実機の双方で効果を確認した。

2 慣性系によるボールねじモデルを用いて外乱オブザーバを構成し、従来 PI システムに組み込むことで外乱抑圧効果を持ち、ロバスト性を持つ位置決めシステムが構築できか検証を行うため、速度サーボ系において実機とシミュレーションの双方で意図的に外乱を与えてその際の特性比較を行った。提案した外乱オブザーバモデルを用いることで、モデルの仕様により波形にひずみが生じる場合があるものの、意図的に与えたいずれの外乱の大きさ及び周波数、デュティ比をおおむね正確に推定することが可能であることが分かった。

また、本章で扱った外乱波形においては、指令速度への収束時間の低減や外乱による指令速度からの脱調の抑制といった外乱抑圧効果が、外乱オブザーバ補償により得られていることが実機検証により分かった。外乱の周波数によってはオブザーバの仕様により推定外乱波形にひずみが生じ、外乱抑圧効果を低下させる可能性も考え得るが、本論文の範囲においては十分である結果が得られた。

外乱オブザーバによる外乱抑圧システムを組み込んだ制御系において、位置 P 制御・速度 PI 制御・電流 PI 制御を用いた従来 PI システムでは、位置決め運転時に指令位置まで確かに移動できるが、最終位置への収束時間が延びる点、及び移動時に位置指令と位置の間で追従遅れが生じており、精密位置決めとしては問題となる。そこで収束時間の低減のために速度制御系には PI 制御と I-P 制御を連続的に切り替える可変ゲイン速度制御系を適用し、追従遅れの解消のために位置 FF 制御を P 制御に併用する手法を提案し、シミュレーション及び実機でその効果について確認した。その結果、可変ゲイン制御系によって収束時間の低減が可能である結果が得られ、FF 制御により追従遅れを補償する結果が得られた。ゆえにこれらの改善手法について次のことが明らかとなった。

- ①可変ゲイン制御系は、目標位置近傍及びゼロ速近傍での微小修正効果を増加させる
- ②可変ゲイン制御系は、速度 PI 制御における振動的な挙動を抑制することが出来る
- ③FF 制御は、P 制御特有の位置指令と位置の間の追従遅れを補償できる

④FF 制御による速度のオーバーシュートは，可変ゲイン制御系によって抑制することが出来る

このことより，提案する位置決めシステムにおいて可変ゲイン制御系と FF 制御の両者を用いることで，速度振動や追従遅れを補償し，ゼロ速近傍や微小移動領域での制御精度を向上させることが可能であることが確認できた。またこれらの手法は互いに影響を及ぼさないことも確認できた。

## 4.8 参考文献

- [1] 伊藤和晃, 前田佳弘, 樋口雄介, 川福基裕, 岩崎誠, 平井洋武, 転がり摩擦特性を考慮した非線形摩擦モデリングとその評価, 電気学会産業計測制御研究会資料, IIC-06-14, No.1-15, pp.77-82, 2006.
- [2] 山元純文, 岩崎誠, 松井信行, 伊藤和晃, ボールねじ駆動テーブルシステムの機械特性変動に対する位置決め精度の解析と性能向上, 電気学会論文誌 D, Vol.128, No.6, pp.839-848, 2008.
- [3] 岩崎誠, 前田佳弘, 川福基裕, 平井洋武, 非線形摩擦のモデル化と摩擦補償による位置決め制御系の高精度化, 電気学会論文誌 D, Vol.126, No.6, pp.732-740, 2006.
- [4] 浅海博圭, 藤本博志, 可変自然長ばねモデルと外乱オブザーバに基づくボールねじ駆動ステージの非線形摩擦補償, 電気学会論文誌 D, Vol.129, No.11, pp.1101-1108, 2009.
- [5] 松原厚, 精密位置決め・送り系設計のための制御工学, 森北出版, 2008.
- [6] 杉本英彦, 小山正人, 玉井伸三, AC サーボシステムの理論と設計の実際, 総合電子出版社, 1990.
- [7] S.M. Shahruz, "Performance Enhancement of a Class of Nonlinear Systems by Disturbance Observer," IEEE/ASME Trans. on Mechatronics, Vol.5, No.3, pp.319-323(2000)
- [8] V. Lampaert, F. Al-Bender, J. Swevers, "A generalized Maxwell-slip friction model appropriate for control purposes," 2003 IEEE International Workshop on Workload Characterization, Vol.4, pp.1170-1177(2003)
- [9] F. Wilhelm, T. Tamura, R. Fuchs, P. Müllhaupt, "Friction Compensation Control for Power Steering," IEEE Transactions on Control Systems Technology, Vol.24, No.4, pp1354-1367(2016)

- [10] B. K. Kim, W. K. Chung, and K. Ohba, "Design and performance tuning of sliding-mode controller for high-speed and high-accuracy positioning systems in disturbance observer framework," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 10, pp. 3798–3809, 2009.
- [11] T. Hioki, K. Yubai, and J. Hirai, "Joint design method based on coprime factorization of 2-DoF control system," in *Proc. 8th IEEE Int. Workshop Advanced Motion Control*, 2004, pp. 523–527.
- [12] S. Noguchi and H. Dohmeki, "Estimation of disturbance torque for ballscrew drive system with using high resolution encoder," *2017 20th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, Sydney, NSW, 2017, pp. 1-6.
- [13] Y. Iwashita, R. Tsuneki, S. Ikai, K. Iijima, N. Sonoda, "A Method for determination of Current Control Parameters Avoiding Voltage Saturation and Considering Magnetic Saturation for High Precision Drive of a Permanent Magnetic Synchronous Motor," *Journal of the Japan Society for Precision Engineering*, 2017, Vol.83, Issue 7, pp.706-712.
- [14] 上村隼斗, 百目鬼英雄, 鈴木憲吏, ボールねじ駆動システムにおける非線形摩擦補償の検討, 日本 AEM 学会, 第 26 回 MAGDA コンファレンス, Vol.26th, Page.261-26, 2017.
- [15] 上村隼斗, ボールねじ駆動システムにおける非線形摩擦補償の検討, 平成 29 年度修士論文, 東京都市大学, 2018.
- [16] 間下知紀, 産業用ロボストサーボ系の高速度応答化に関する研究, 平成 18 年度博士論文, 長岡技術科学大学, 2006.

## 第 5 章

### 結論

本章では、本論文において得られた成果と今後の展望について述べる。なお 5.1 節における引用番号は後述の学術論文・発表論文の番号に対応している。

#### 5.1 本論文の成果

ボールねじをサーボモータで駆動する直動機構は、産業用ロボットや精密加工機、電動パワーステアリング(EPS)をはじめとする産業界においてリニアアクチュエータとして幅広く用いられている。その中でも特に大きな出力・大推力を必要とするものに打ち上げロケットの推力方向制御(TVC)に用いられるアクチュエータがあり、TVC で用いられるアクチュエータはリニアアクチュエータであり、これに供されるアクチュエータとしては主に油圧アクチュエータと電動アクチュエータの 2 つが用いられている。

このアクチュエータにはエンジンの推力規模がおよそ 4000kN のロケットで最大でおよそ 400kN の制御のための推力を必要とし、大推力を要求としている。従来より比較的容易に大推力を得られる油圧アクチュエータがこの用途として多く用いられてきたが、近年では電動アクチュエータの性能向上が著しく、2000kN 規模のエンジン推力を持ち最大で制御に必要な推力がおよそ 200kN 程度のロケットのアクチュエータまで電動化が進んでいる。しかしボールねじを用いるアクチュエータシステムでは、構成する要素それぞれにおいて課題点が存在する。電動機については、サーボ用途として高出力・大トルク・低振動のモータである必要が、位置センサについては分解能とリニアセンサの有無について、機械要素については剛性や摩擦について、制御機器については容量やサーボソフトウェアについて要求される。

本論文では、小型の打ち上げロケット用のサーボ機構(TVC 機構)に着目をし、その上で大出力用途におけるボールねじ精密位置決めアクチュエータシステムの構築をすることを目的とした。

この目的のためにボールねじのねじ軸と電動機回転子が一体となったボールねじ機構を用い、要求仕様が推力が 30kN、電動機出力にして 10kW 相当で、かつ位置決め制御帯域が 4Hz と定めた上で、

- ・アクチュエータ用電動機に求められる特性を出すための駆動法検討

・外乱による影響を受けない(ロバスト性を持った)精密位置決めシステムの検討の2点について検討を行い、次の通りの成果が得られた。

アクチュエータ用電動機に求められる特性を出すための駆動法の検討は、2章の内容に該当する。

PMSM とブラシレス DC モータは固定子・回転子構造は同一であるものの、使われるようになった背景が異なることがあり、主に通電方式、すなわちモータに与える電圧波形により区別されている。

10 極 12 スロット構造の PMSM をブラシレス DC モータとして方形波通電した際には、効率および振動騒音が駆動特性の劣化として問題となる。そこで方形波通電の通電角及び通電位相を調整することで、ブラシレス DC モータの駆動の簡易さという特長を失わず効率・損失特性、トルク特性、騒音特性を改善することが可能であると実証された。

この検証において、 $120^\circ$ 通電から前側に通電角を延長した「 $150^\circ$ 通電」が効率及び損失、トルク並びに騒音の面で最も優れると考える。また  $150^\circ$ 通電を基に 1 パルス通電、及び擬似正弦波通電を行うことにより、効率・損失特性及びトルク特性の更なる改善が可能である通電方式である。[1],[2],[5],[6],[7],[8],[16]

結線構造を  $\Delta$  結線に変更した電動機を用いて、トルク特性の改善を中心に効率・騒音特性についても実機において検証を行った。

効率及び損失においては、Y 結線モータ及び  $\Delta$  結線モータの双方で  $150^\circ$  通電並びに擬似正弦波通電方式により効率及び損失が改善可能であることが検証された。

トルク特性についてはいずれの通電方式において、 $\Delta$  結線モータは Y 結線モータよりもトルクリプルが低減されている。 $\Delta$  結線の特徴である 3 次高調波電流と 0 次高調波電流が大幅に低減されていることに起因しているものと考えられる。

同様に騒音特性については提案された通電方式で騒音が低減できることを確認し、 $\Delta$  結線においても同様であることが検証され、通電電流波形による影響が大きいことが考えられた。

この検証から、 $\Delta$  結線モータは Y 結線モータに比べ、相電流に大きな違いがあり、特に 3 次高調波電流と 0 次高調波電流が大幅に低減可能であることが実験的にも確認されたことから、 $\Delta$  結線のモータを用いることによって方形波通電においてもトルク特性や騒音特性の改善を行うことが可能であると考えられる。

[20]

冗長性確保のために多重巻線電動機を用いて故障時並びに電流相差運転時の特性を実機で検証を行った。

当検証の多重巻線の供試モータにおいて、2 インバータで運転を行うことで片側インバータが故障した場合、及びインバータ出力電流に位相差が生じた場合において、ピーク電流の増加やトルクリプル増加といった運転特性の悪化は見られるものの、脱調など運転そのものが妨げられる事象の発生には至っていないことから、冗長性が確保され、フォールトレラント特性が得られることが確認できた。

またインバータ故障時の状態としては、1 群が正常で2 群が故障した場合や故障インバータが回生モードで回路に接続されたままの状態が考え得るが、同様に実験を行い、冗長性が確保されることを確認した。

さらにインバータ相差運転時においては、1 群と2 群間の位相差を遅れ  $60^\circ$  から進み  $60^\circ$  まで  $15^\circ$  ずつずらした場合について検証を行った。こちらの場合にもモータの運転には支障を及ぼさず、冗長性が確保されることが確認されたと共に、相差によって通常運転よりトルクリプルが低減される可能性がある結果が得られ、供試モータの場合には位相差  $30^\circ$  時にトルクリプル低減が可能である結果が得られた。[15]

外乱による影響を受けない(ロバスト性を持った)精密位置決めシステムの検討は、本論文3章と4章に該当する。

第3章においては、ボールねじ駆動システムで使用する位置制御系の種類、機器について述べ、超高分解能エンコーダを用いたことによる位置センサの分解能及びそれによって変化する位置及び速度の制御精度について、シミュレーション及び実機にて確認を行った。またレーザー変位計を用いた測定によって、本実験の位置決めシステムの妥当性を検証した。

位置制御系では、セミクローズドループとフルクローズドループがあり、直動系においてより精度の高い位置決めのためにはリニアセンサを用いたフルクローズドループが好ましいが、ロータリエンコーダを用いたセミクローズドループで必要な補償系を加えることでフルクローズドループに相当する精度が得られることから、セミクローズドループで位置制御系を構築した。

エンコーダの分解能による制御精度への影響を検証するために、ボールねじ駆動システムで速度制御系を構成し、23bit の超高分解能エンコーダを用いた際

の駆動特性について、低分解能エンコーダを用いた際との比較を実機とシミュレーションの双方で行った。シミュレーション及び実機の双方において、低分解能エンコーダでは速度特性に振動が発生したが、高分解能化により速度特性及び電流特性も滑らかになり、全体的な駆動システムの性能向上が可能となった。また位置制御系を追加し微小移動量での運転を行った結果、 $\mu\text{m}$  オーダーでの運転が可能であることがレーザー変位計による確認から明らかとなり、また大きな移動量の反復運転においても正確に位置決めが出来ることが確認できた。

ゆえに、高分解能エンコーダを用いることで位置制御精度および速度制御精度を高くし、精密な位置決め機構を構成することが可能であると確認された。  
[3],[11],[13]

第4章においては、ロバスト性を持ったボールねじ機構の精密位置決めシステムを構築するために、外乱抑圧効果を持つシステムと、精密駆動のための制御系の改善手法について検討を行い、シミュレーションと実機の双方で効果を確認した。

ボールねじ機構には機構そのものが持つ機械的な外乱要素として摩擦特性や剛性特性がある。摩擦特性に関してはクーロン摩擦と粘性摩擦により本論文で対象とする範囲では再現が可能であり、また機械的なパラメータの算出により剛性については2慣性系のモデルを用いることでボールねじ機構を再現することが可能となった。

2慣性系によるボールねじモデルを用いて外乱オブザーバを構成し、従来PIシステムに組み込むことで外乱抑圧効果を持ち、ロバスト性を持つ位置決めシステムが構築できか検証を行うため、速度サーボ系において実機とシミュレーションの双方で意図的に外乱を与えてその際の特性比較を行った。提案した外乱オブザーバモデルを用いることで、モデルの仕様により波形にひずみが生じる場合があるものの、意図的に与えたいずれの外乱の大きさ及び周波数、デューティ比をおおむね正確に推定することが可能であることが分かった。

また、本章で扱った外乱波形においては、指令速度への収束時間の低減や外乱による指令速度からの脱調の抑制といった外乱抑圧効果が、外乱オブザーバ補償により得られていることが実機検証により分かった。外乱の周波数によってはオブザーバの仕様により推定外乱波形にひずみが生じ、外乱抑圧効果を低下させる可能性も考え得るが、本論文の範囲においては十分である結果が得られた。  
[3],[4],[11],[13],[14],[17]

外乱オブザーバによる外乱抑圧システムを組み込んだ制御系において、位置 P 制御・速度 PI 制御・電流 PI 制御を用いた従来 PI システムでは、位置決め運転時に指令位置まで確かに移動できるが、最終位置への収束時間が延びる点、及び移動時に位置指令と位置の間で追従遅れが生じており、精密位置決めとしては問題となる。そこで収束時間の低減のために速度制御系には PI 制御と I-P 制御を連続的に切り替える可変ゲイン速度制御系を適用し、追従遅れの解消のために位置 FF 制御を P 制御に併用する手法を提案し、シミュレーション及び実機でその効果について確認した。その結果、可変ゲイン制御系によって収束時間や速度・電流振動の低減が可能である結果が得られ、FF 制御により追従遅れを補償する結果が得られた。

このことより、提案する位置決めシステムにおいて可変ゲイン制御系と FF 制御の両者を用いることで、速度振動や追従遅れを補償し、ゼロ速近傍や微小移動領域での制御精度を向上させることが可能であることが確認できた。またこれらの手法は互いに影響を及ぼさないことも確認できた。[4],[17]

したがって、以上の実機及びシミュレーションによる検証結果から得られたように、提案する電動機の駆動法及び電動機構造を利用することでアクチュエータ用電動機に求められる特性を出すことが可能となることが検証された。また、超高分解能エンコーダを利用し、外乱オブザーバによる外乱抑圧システム及び可変ゲイン速度制御・位置 FF 制御を用いることで外乱による影響を受けない(ロバスト性を持った)精密位置決めシステムを構築することが可能となることが検証された。

## 5.2 今後の展望

本論文ではシミュレーションと実機の双方で PMSM をボールねじと一体とした高精度位置決めアクチュエータシステムが構築できることを示した。しかしながら、本論文では実機における検証を当初提案する規模のものから縮小したシステムで実機検証を行い、構築可能であることを示したため、提案するシステムに対する次の課題点が残っている。

- ①本来目的とする推力規模での実機実験が行えていない
- ②本来目的とするシステムと実験システムとの相違点
- ③実験機システムにおいて検証された事項の応用性



①については、本来提案するシステムの推力・出力規模の実機を製作し、縮小モデルで確認された手法がそのまま適用可能であるかどうか検証を行う必要がある。実機については製作中であり、完成次第このシステムを駆動できる設備を整え、実証実験を行い妥当性について確認することが望まれる。

②については、本来提案するシステムの実機で使用される機器について、大きさないし諸特性が実験システムと全く同じになることは考えづらい。すなわち本論文で算出・設定したパラメータとは異なるパラメータを持つ特性となることが予想される。また実験システムでは問題とならなかった未知の特性が現れる可能性もあるため、精密駆動のためには相違点の洗い出しが求められる。

特に実験システムと大きく異なると予想されるのは、ボールねじのねじ軸に関する部分と、位置センサ、並びにボールねじに加わる外力の部分である。ねじ軸に関しては、出力規模の増加に伴いより剛性の高いものが求められるため、剛性特性はもちろん摩擦特性にも影響が出ることは必至であると考ええる。ただし適切な摩擦の測定やパラメータの再設定等のモデル構築によって、対応は可能であると考ええる。

位置センサにはレゾルバシステムを搭載するため、実験機で使用した程度の超高分解能は現状では見込めない。ただしレゾルバシステムにおいても高分解能化は進んでおり、レゾルバの高分解能化が進展することで実験機において確認できた性能を担保することが可能になると考える。

本来提案するシステムはTVC用途として非常に大きな外力を受け続けながらサーボ運転しなければならない環境下におかれる。これは実験システムでは十分再現できない点であり、シミュレータ等も含め検討を要する部分である。

③については、TVC用途に着目して本システムの構築を行ったが、大推力を要する他用途への応用については本論文では言及していない。また他用途への適用に際して構造の変更等が加わった場合、②で考えられるように実験システムとの相違点が発生するのは容易に想像できる。

しかしながら、本論文では比較的剛性が小さく、機械特性的に優れているとはいえない機器を選定し、実験機器として補償の手法を検討したため、他用途への応用に際して大幅な特性の劣化がない限りは、本論文で提案した手法のまま、各パラメータ等を調整することで応用が可能であると予想される。

したがって、これらの課題点について検証を行うことで、大推力用途のPMSMねじ軸一体型アクチュエータで高精度位置決めが可能となり、TVCシステムを始めアクチュエータシステムの更なる性能向上の一助となることが望まれる。

## 学術論文・発表論文

過去に掲載された、発表した論文は以下の通りである。なお学術論文及び発表論文の番号は、5章における研究成果と対応させている。

### 【査読論文】

- [1] 野口俊介, 鈴木憲吏, 百目鬼英雄: 方形波ブラシレス DC モータの通電角による効率比較, 日本 AEM 学会誌 第 23 回 MAGDA コンファレンス特集号, Vol.23, No.2, pp.276-281(2015.06)
- [2] 野口俊介, 鈴木憲吏, 百目鬼英雄: ブラシレス DC モータの通電波形による損失及び振動騒音特性の改善, 日本 AEM 学会誌 第 24 回 MAGDA コンファレンス特集号, Vol.24, No.3, pp.210-215(2016.09)
- [3] 野口俊介, 百目鬼英雄: 超高分解能エンコーダを用いたボールねじ駆動システムの外乱トルク推定, 日本 AEM 学会誌 第 29 回「電磁力関連のダイナミクス」シンポジウム特集号, Vol.26, No.1, pp.47-52(2018.03)
- [4] S. Noguchi and H. Dohmeki, "Study on high precision positioning of actuator system integrating PMSM with ball screw," 日本 AEM 学会誌 APSAEM2018, Indonesia, July, 2018, pp. 1-6. <掲載決定>

### 【発表論文】

- [5] 野口俊介, 鈴木憲吏, 百目鬼英雄; 方形波ブラシレス DC モータの通電角による効率比較, 日本 AEM 学会, 日本 AEM 学会 第 23 回電磁現象および電磁力に関するコンファレンス(第 23 回 MAGDA コンファレンス), OS3-07, 平成 26 年 12 月, p319-p324
- [6] 野口俊介, 鈴木憲吏, 百目鬼英雄; 方形波ブラシレス DC モータの 150°通電時の通電位相による効率比較, 電気学会, 平成 27 年電気学会全国大会, 5-007, 平成 27 年 3 月
- [7] S. Noguchi, K. Suzuki and H. Dohmeki, "The efficiency comparison by exciting waveform of the square-wave brushless DC motor," 2015 18th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), Pattaya, 2015, pp. 1407-1413.
- [8] 野口俊介, 鈴木憲吏, 百目鬼英雄; ブラシレス DC モータの通電波形による損失及び振動騒音特性の改善, 日本 AEM 学会, 日本 AEM 学会 第 24 回電磁現象および電磁力に関するコンファレンス(第 24 回 MAGDA コンファレンス), 1-3-10, 平成 27 年 11 月, p461-p466

- [9] 野口俊介, 間瀬 博雅, 鈴木憲吏, 百目鬼英雄 ; PMSM のセンサレス制御のモータパラメータ変動の補償に関する検討, 日本機械学会, 第 28 回「電磁力関連のダイナミクス」シンポジウム (SEAD28), 20A3-4, 平成 28 年 5 月, p376-p381
- [10] **S. Noguchi**, H. Mabuchi, K. Suzuki and H. Dohmaeki, "Study of parameter variations compensation in sensorless control of PMSM," 2016 19th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), Chiba, 2016, pp. 1-6.
- [11] 野口俊介, 百目鬼英雄 ; 超高分解能エンコーダを用いたボールねじ駆動システムの外乱トルク推定, 日本 AEM 学会, 第 29 回「電磁力関連のダイナミクス」シンポジウム(SEAD29), 3-4-07, 平成 29 年 5 月, p371-p376
- [12] 村上市, 百目鬼英雄, 鈴木憲吏, 野口俊介 ; 埋込磁石型ロータ構造のトルクリプル低減についての検討, 日本 AEM 学会, 第 29 回「電磁力関連のダイナミクス」シンポジウム(SEAD29), 3-4-04, 平成 29 年 5 月, p353-p358
- [13] **S. Noguchi** and H. Dohmeki, "Estimation of disturbance torque for ballscrew drive system with using high resolution encoder," 2017 20th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), Sydney, NSW, 2017, pp. 1-6.
- [14] 野口 俊介, 百目鬼 英雄 ; 超高分解能エンコーダを用いたボールねじ駆動システムの精密駆動の一手法, 日本 AEM 学会, 第 26 回 MAGDA コンファレンス, P-B20, 平成 29 年 10 月
- [15] **S. Noguchi** and H. Dohmeki, "Improvement of torque ripple characteristics of double winding PMSM with using twin inverters," 2018 IEEE International Magnetic Conference (INTERMAG), Singapore, 2018, pp. 1-5.
- [16] **S. Noguchi** and H. Dohmeki, "Improvement of efficiency and vibration noise characteristics depending on excitation waveform of a brushless DC motor," 2018 IEEE International Magnetic Conference (INTERMAG), Singapore, 2018, pp. 1-5.
- [17] **S. Noguchi** and H. Dohmeki, "Study on high precision positioning of actuator system integrating PMSM with ball screw," APSAEM2018, Indonesia, July, 2018, pp. 1-6.
- [18] Y. Shimada, **S. Noguchi** and H. Dohmeki, " Study on precision positioning actuator system integrating PMSM with ball screw using resolver," 2018 21st International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), Korea, 2018, pp. 1-6.
- [19] 嶋田 祐貴, 野口 俊介, 百目鬼 英雄 ; レゾルバを位置センサに用いた PMSM をボールねじと一体とした精度位置決めアクチュエータ駆動システムの研究, 日本 AEM 学会, 第 27 回 MAGDA コンファレンス, Vol.27th Page.364-369, 平成 30 年 10 月
- [20] 野口 俊介, 百目鬼 英雄 ; ブラシレス DC モータの結線の違いによる駆動特性の比較, 電気学会回転機研究会, RM-18, pp.75-80, 平成 30 年 11 月

## 謝辞

本研究の遂行並びに本論文の作成に当たり、直接ご指導を賜りました百目鬼英雄教授に深く御礼申し上げます。ご多忙にも拘らず、絶えず有益なご助言や親切なご指導を頂き深く感謝いたします。

学内・学外、並びに海外における研究発表ならびに論文審査におきまして、貴重なご意見、ご指摘や親切なご指導を頂きました中川聡子教授、和多田雅哉教授に御礼申し上げます。

鈴木憲吏准教授には、研究を進めるうえで有益な知識やご助言を数多く頂いたと共に、研究以外の研究室行事における相談に乗っていただいたりご助言を頂いたりし、研究室での生活に大きな影響を与えて頂きました。心より御礼申し上げます。

また本研究の遂行にあたり、山本氏、小西氏をはじめとするキャノン電子株式会社の皆様には実験機器をはじめ有益なご助言を頂きました。心より御礼申し上げます。

米田真氏には、修士時代より研究の遂行に当たり実験機器に関するご助言や論文作成に関する有益なご助言を頂きました。心より御礼申し上げます。

研究室の先輩、同期、並びに後輩の皆様には、研究に際してご助言いただいたり、また研究の支援をして頂くとともに、研究室生活の様々な面でお世話になりました。特に上村君、嶋田君については私の研究の一部の内容について、協力いただきました。この場にて改めて御礼申し上げます。

研究室生活を支えて頂いたすべてのみなさんに深く御礼申し上げます。ありがとうございました。

家族一同には、私の意思を尊重し、研究への理解をもって見守っていただいたと共に、研究室生活を家庭から支えて頂いたことに大変深く感謝をいたします。

最後に、百目鬼英雄教授、鈴木憲吏准教授並びに東京都市大学電気機器研究室のますますのご発展をお祈りし、謝辞といたします。