

博士論文

汎用サーボアンプにおける振動抑制  
制御

Vibration suppression control using  
general-purpose servo amplifiers

横浜国立大学大学院

工学府

氏名：吉浦泰史

Yasufumi Yoshiura

2020年3月

# 要約

サーボモータを使用する機械は、スループット向上と大型化、コストダウンによる低剛性化によって振動対策が重要になっている。さらに、開発期間の短縮に伴い、機械ごとに最適なサーボゲインの調整を行わず、ある機械で決定したサーボゲインを別の固体や類似の機種にそのまま設定することも多い。機械の差を吸収するためには、フィードバック制御器が重要になる。

一方、量産製品としてのサーボアンプは、コスト低減のためにハードウェア性能は低く、モータがどのような機械に取り付けられるかも事前にはわからない。さらに、サーボゲインの調整を行うのは、必ずしも制御理論を理解しているわけではない製品の購入者であり、制御機能をサーボアンプに組み込むのもソフトウェア技術者である。

そのため、振動抑制等を行う制御器の次数はできるだけ小さくし、基本の制御器に追加する必要がある。また、同じ制御器が様々な制御対象に適用できる必要があるが、設定値の数は極力小さく、設定誤差もある程度は許容できる必要がある。

本論文では、このような制約のもと、セミクローズド制御およびフルクローズド制御にて機械共振を抑制する制御器を実際に設計し、効果を確認した。設計した制御器は、いずれも1次または複数の1次制御器の組み合わせであり、設定値の数もそれに応じて少数である。

# 目次

<b>第1章 背景</b>	<b>4</b>
1.1 市場要求	4
1.2 量産製品としてのサーボアンプに対する制約条件	5
1.3 制御アルゴリズムに求められる制約条件	6
<b>第2章 先行研究</b>	<b>10</b>
2.1 セミクローズド制御における振動抑制	10
2.2 フルクローズド制御における振動抑制	14
2.2.1 共振現象に対する振動抑制	15
2.2.2 反共振現象に対する振動抑制	15
2.3 先行研究の課題と本研究の位置付け	19
<b>第3章 セミクローズド制御の振動抑制</b>	<b>21</b>
3.1 制御対象のモデル化	21
3.2 等価剛体速度オブザーバを用いた制振制御の原理	22
3.2.1 制振制御の原理	23
3.3 提案手法の実現手段	24
3.3.1 1次オブザーバの設計	24
3.3.2 位相補償器の設計	27
3.4 パラメータ感度	29
3.5 実験結果	38
3.5.1 セミクローズドシステムの振動抑制効果	39
3.6 3慣性系への拡張	43
3.6.1 原理の検討	43
3.6.2 想定する制御対象と実験装置	46

3.6.3	シミュレーション結果	49
3.6.4	実験結果	57
<b>第4章</b>	<b>フルクローズド制御の振動抑制</b>	<b>64</b>
4.1	等価剛体速度オブザーバを用いた制振制御	64
4.1.1	制振制御の原理	64
4.1.2	実験結果	66
4.2	外部位置センサによるフルクローズド制御	69
4.2.1	反共振振動発生メカニズム	70
4.2.2	従来方法による振動抑制	73
4.2.3	提案方法による振動抑制	76
4.2.4	シミュレーション結果	77
4.2.5	パラメータ感度	83
4.2.6	実験結果	86
4.3	加速度センサによるフルクローズド制御	92
4.3.1	制御対象のモデル化	92
4.3.2	加速度フィードバックゲインの設計	96
4.3.3	パラメータ感度	107
4.3.4	実験による確認	108
<b>第5章</b>	<b>まとめ</b>	<b>112</b>
<b>第6章</b>	<b>謝辞</b>	<b>114</b>



# 第1章 背景

## 1.1 市場要求

サーボモータを使用する機械は、付加価値向上のため、スループット向上を求める傾向にある。その手段として、十分な動作距離が取れる場合は、モータの高速化が要求され、十分な動作距離が取れない場合は、モータの高加減速化が要求される。また、機械自体も一度の動作で多数のワークを処理するために、大型化する傾向にある。一方で、グローバル環境におけるコストダウン要求はし烈を極めており、機械をコストダウンするため、機械剛性は低下する傾向にある。モータの高速動作により加振力が増大する一方、機械の大型化やコストダウンによる機械剛性の低下により、モータの動作によって機械に発生する振動周波数は低下し、振幅は増大するといった問題が発生している。

産業用のサーボモータは、一般的には、永久磁石を回転子の表面に貼り付ける同期モータである。同期モータは、磁極に応じて巻き線に電流を流す必要があるため、商用電源を変換するインバータ回路と制御入力となる電流指令を生成する部分とからなるサーボアンプによって駆動される。電流指令は位置制御や速度制御等のフィードバック制御器やフィードフォワード制御器の演算結果から得られる。

コストダウン要求は開発期間の短縮につながり、機械ごとに最適なサーボゲインになるように調整する時間が機械メーカーになくなっている。そのため、量産機械の場合は、ある機械で決定したサーボゲインを別固体にそのまま転用することは当然のようになっている。さらに、個体の違いだけではなく、類似の別機械にも同じサーボゲインを設定することも、ままある。このような運用状況下では、機械の差による固有振動周波数や摩擦係数のばらつきを吸収する必要がある。ばらつきの吸収は、フィードフォワード制御器だけでは難しいため、

フィードバック制御器が重要になる。フィードバック制御器が広い安定範囲と高い外乱抑圧能力を有することで、市場の要求に応えることが可能になる。

## 1.2 量産製品としてのサーボアンプに対する制約条件

量産製品としての汎用 AC サーボアンプに対する制約条件を以下の4つの観点から考察してみる。

1. 制御機能
2. 操作者
3. ソフト実装者
4. 品質管理者

1の前提条件として、組み込みソフトになるため、使用できるROM／RAMは小さく、CPUの演算能力も貧弱なハードウェアに組み込む必要がある。さらに、多くの場合、モータとサーボアンプが製品の単位になるため、制御器組み込み時点ではモータがどのような機械に組みつけられ、どのように動作されるのか分からない。すなわち、事前には、制御対象が確定できない。加えて、サーボアンプは回転型モータ、ダイレクトドライブモータ、リニアモータを駆動するが、開発コストの面から、すべて同じ制御器を使用する必要がある。

次に、2だが、通常、サーボアンプを操作するのはサーボアンプを販売したメーカーではなく、製品を購入した機械メーカーの技術者である。それも、制御理論を理解しているとは限らないため、サーボゲインの調整方法や制御機能がどのような現象に対して有効かなどの情報をマニュアル化できるレベルまで明確にする必要がある。

このような条件下では、次数が高い複雑な制御は採用しづらい。

例えば、1次オブザーバの演算量を基準値「1」とすると、 $n$ 次オブザーバの演算量は $n^2$ となる。また、1次ローパスフィルタや1次ハイパスフィルタの演算量は概ね0.5程度となり、 $n$ 次フィルタの演算量は $0.5n$ となる。それ以外の単純な四則演算の演算量は0.1、1階積分の演算量は0.2程度と考えると、汎用

サーボアンプに組み込むことができる1つあたりの制御機能の演算量の上限は4程度である。このような前提で考えると、2慣性速度オブザーバの場合、剛体部分の1次と共振部分の2次で3次となるので演算量は9となり、単純に汎用サーボアンプに適用できない。

一方、サーボアンプ開発の過程を考えると、制御器を開発設計する制御技術者と設計された制御器をサーボアンプに組み込む3は異なる場合がある。一般に3は、C言語等のソフトウェア技術には精通していても、制御理論を理解しているとは限らない。仮に理解できるとしても古典制御までであることが多く、現代制御理論まで理解している3は少数である。そのため、3がソフトウェアとして組み込みを可能とするためには、現代制御理論で設計した制御器であっても、古典制御と同様なブロック線図に書き下す必要が発生する。

この制約は、製品開発が終了した後、市場に製品を出荷する際に製品品質を保証する4に対しても当てはまる。しかも、4は、品質を確保できるか判断し、場合によっては市場に対して制御器に関して説明する必要が発生するため、3以上に理解を深めなくてはならない。

これらを踏まえると、制御器は、その振る舞いを直観的に説明しやすい範囲におさまるような、できるだけ簡単なアルゴリズムであることが望ましい。

### 1.3 制御アルゴリズムに求められる制約条件

第1章のような前提を踏まえると、制御対象が事前に決定している前提で最適な制御器を設計するという一般的なアプローチは、汎用サーボアンプにおける制御器設計では適用できない。例えば、空気圧アクチュエータ [1] や時間遅れの存在するマスタースレーブ機構 [2]、マルチレートサンプリングで動作するリニアモータを使用した6自由度ステージ [3]、2足歩行ヒューマノイドロボットの脚部 [4]、原子間力顕微鏡 [5]、粗微動間が機械的に接続されない2段アクチュエータ [6]、ガントリ型リニアモータスライダ [7] 等、制御対象として想定しているものは様々ではあるが、具体的な機構と動作仕様が想定されている。機構と動作仕様が具体的であるため、最適と思われる制御器の設計も可能である。

一方、汎用サーボアンプにおける制御対象とは、サーボモータ軸端に接続される「何か」であるが、その「何か」とは製品を購入したユーザのものであるため、具体的に決定することはできない。

しかし、多くの場合、サーボモータが接続される駆動部品は、ボールねじスライダやベルト機構にギヤの組み合わせの有無という構成が多い。より高精度を要求される場合は、リニアモータやダイレクトドライブモータ等で駆動部品を排除することもある。サーボドライブの使用経験が浅いユーザは、機械カム等のDCモータやステッピングモータのような開ループ系を使用していた機構に適用する例もある。

さらに、市販のサーボモータを使用した機械では、スループットの向上、加工精度の向上、搬送時の振動低減など、機械を高速高精度に駆動する要求が強くなっている。回転型サーボモータを使用する機構の多くは、モータに組みつけられたエンコーダ情報をフィードバックして制御するセミクローズド制御であるが、機械を高精度に駆動するため、リニアスケール等により精度が必要な箇所の情報をフィードバックするフルクローズド制御も使われている。これらの機構において、汎用サーボアンプに求められることは、高速／高頻度の位置決めや高精度の軌跡追従に加えて振動抑制である。

セミクローズド制御の場合、モータエンコーダには、機械の固有振動が反共振として検出され、モータ側と負荷側の慣性モーメント（または質量）の比によって共振が検出される。フルクローズド制御の場合、反共振は検出されず、共振特性のみが検出される。

振動がいくつ検出されるかは、機械の構成やモータの動作、制御器のゲイン設定によって異なるが、せいぜい1または2周波数程度が問題になることが多い。特に、機械の固有振動は、機台やロボットアームの先端ような部分で20Hz以下の低周波領域が問題になることが多い。

このような状況を踏まえると、汎用サーボアンプにとっての制御対象のモデル化とは、何慣性系を想定するかと共振／反共振のどちらを問題視するかに集約されると考える。安定して高速動作させるためには、フィードバックゲインを極力高く設定することが望ましいが、機械共振特性や制御系の演算時間を原因とした制御系の振動が発生するため、フィードバックゲインが制限される。

サーボアンプとサーボモータを組み合わせ販売されている汎用のサーボドライバ装置の場合、事前にメーカーが把握できる制御対象はモータまでであるため、制御モデルを事前に定義することができない。また、リニアスケール等の外部センサにも対応する必要がある。

さらに、汎用のサーボアンプは事前にメーカーが制御手法を製品に組み込んでおきゲイン設定をユーザが行う。しかし、制御技術に不慣れなユーザがゲイン調整をする場合もあるため、実装される制御手法には、幅広い制御対象に適用できることや適用する制御手法の選択が明確であること、ゲイン調整手順が明確であることが求められる。

このような点で、汎用のサーボアンプに組み込む制御アルゴリズムは、伝統的にモータ単体と剛体の負荷制御対象をモデル化し、モータ速度信号のフィードバックループの外側に位置信号のフィードバックループを設ける2重フィードバックループを構成している。セミクロズド制御の場合、速度信号と位置信号はモータに取り付けられたエンコーダからフィードバックされる。一方、フルクロズド制御では、リニアスケール等の外部センサから速度信号と位置信号がフィードバックされる場合と位置信号のみを外部センサからフィードバックし、速度信号はモータに取り付けられたエンコーダからフィードバックされる場合がある。後者は、速度フィードバックに関してはセミクロズド制御となる。汎用のサーボアンプに組み込む制御アルゴリズムは、いずれの場合にも対応できることが求められる。

この問題設定に対して、制御器を設計するにあたり、次に考えるべきは、要求を満足できる制御器の次数をどこまで最小化できるかである。前提として、基本の制御器に対して、所望の振動抑制機能を付与する形で搭載する必要があるため、 $H_{\infty}$ 制御のような制御器全体の構成を変更する設計手法は使用できない。

また、状態方程式をベースにすると制御器の次数が大きくなるため、極力伝達関数ベースの設計手法を用いたい。

加えて、ユーザがゲイン等の設定パラメータを設定するため、設定パラメータ数は極力少なくし、かつ設定誤差があっても所望の特性を得られるようなロバスト性が要求される。

ここで、本章で述べた制御アルゴリズムに求められる制約条件をまとめる。

1. セミクロード制御に対する制御器はフルクロード制御にも適用できること
2. 制御器の次数は可能な限り小さくすること
3. 基本の制御器に機能を付加する形で制御器を設計すること
4. 少ない設定パラメータの数と設定誤差が存在しても制御目標を達成できること

第3章以降では、セミクロード制御系の共振、フルクロード制御系の共振および反共振の振動に対して、これらの制約を踏まえて具体的な制御器設計を行い、実験にて実際に必要十分な効果が得られることを確認する。

## 第2章 先行研究

本章では、セミクローズド制御とフルクローズド制御における振動抑制の先行研究を説明する。また、先行研究を汎用サーボアンプに適用する場合の課題を明確にすることで、本研究の位置付けについて述べる。

### 2.1 セミクローズド制御における振動抑制

ボールねじ等による直動機構を駆動する一般産業用途のサーボドライバの制御系では、モータ角度信号とモータ角速度信号をフィードバックする2重ループを構成することが一般的である。サーボモータは回転型エンコーダ等の角度検出器のみを備えている場合が多く、検出器の角度信号から計算にて角速度を求める。このようなモータ回転角度を基準に閉ループを構成する制御手法はセミクローズド制御と呼ばれており [8, 9, 10]、簡便な構成で機構を駆動することができるため、産業用途では多用されている。

セミクローズド制御において、振動が発生する原因は大きく2つ考えられる。1つは制御演算時間による振動、もう1つは機械共振による振動である。

制御演算時間による制御系の不安定化の問題に対しては、遅れ補償を行う手法 [11] や演算時間の遅れを考慮したゲイン設定手法 [12] などが提案されている。遅れ補償を行う手法では、周波数特性上で高周波帯域のゲインが上がるため、機械共振を誘発する可能性がある。遅れを考慮したゲイン設定手法では許容できるゲインの上限を選択することはできても、遅れが低減できないので、結局、高ゲインの設定が難しい。

機械共振による制御系の不安定化の問題に対しては、振動周波数が、速度フィードバックループの周波数帯域よりも十分に高い場合は、一般的なノッチフィルタやローパスフィルタの設定パラメータを調整して振動が低減できる。

しかし、振動周波数が速度フィードバックループの周波数帯域に近い場合に前述のフィルタを適用すると制御ループが不安定になりやすく、多くの場合、制御ゲインを下げざるを得ない。

以上のことから、高速高精度な機械動作を実現するためには、制御演算時間の高速化に加えて、フィルタによる遅れを追加することなしに機械の共振振動を抑制する制御方法が重要となる。

汎用サーボアンプにおいて位置／速度制御を行う場合、フルクロード制御の場合に位置制御系で振動する場合もあるが、ほとんどの場合、速度制御系で振動が発生する。振動抑制は、振動が発生している制御系またはそれよりも内側の制御系で行うことが望ましい。速度制御系の内側には電流制御系が存在するため、電流制御系で振動抑制を行うことも考えられるが、汎用サーボアンプが制御対象とする機械の振動周波数は、電流制御系の応答周波数よりもはるかに低い周波数で発生している。さらに、汎用サーボアンプの場合、電流制御系を短い制御周期で演算することにハードウェア性能の多くを費やすため、速度制御系でも対策できる現象は速度制御系で実施したい。また、モータそのものの機械剛性は、モータが取り付けられる機械よりも十分に高いことが多いため、振動抑制はモータが接続される機械に対して実施する必要がある。

フィルタを使用しない振動抑制方法として、最も基本的な方法は、状態フィードバックによる安定化である。

制御対象が確定しているシステムでは、システム識別方法 [13, 14, 15, 16] を用いて制御対象の詳細な制御モデルを定義し、最適な制御方法を選択・設計することができる。ただし、専用の機器と熟練したエンジニアが必要である。このため、機械装置の製造現場で汎用のサーボアンプを調整する場面で、一般の技術者がオブザーバに必要なパラメータを定義することは困難である。製造現場で行われている通常のサーボゲイン調整と同程度の手間で機械共振特性の安定化ができる制御手法が必要である。

システム同定を用いない方法で状態フィードバックに相当する制御をおこなう場合は、状態量を直接観測できる場所にセンサを取り付けることになる。

センサを使用した振動抑制方法として、負荷側エンコーダのみを用いた制振制御 [17]、あるいは負荷側エンコーダとモータエンコーダを用いた制振制御



[18] が提案されている。提案手法は、エンコーダを負荷側に配置したフルクローズド制御には有効であるが、産業用途でよく用いられるセミクローズド制御には適用できない。

コストの問題等でセンサを使用できない場合は、オブザーバやモデルを使用して状態量を推定することになる。

状態量フィードバックの先行研究事例を幅広く検証した研究がある [19] が、記載されている状態量はモータ速度、負荷速度、負荷の駆動力（モータへの反力）、モータと負荷の差速度である。フィードバック先は、トルクまたはモータ速度であり、これらの組み合わせにおける動特性を論じている。負荷速度や負荷の駆動力は、外部センサを追加して測定するか、2 慣性オブザーバ等で推定する必要がある。しかし、セミクローズド制御で使用される場合、外部センサを前提にすることはできない。一方、2 慣性オブザーバは演算量が大きくなってしまいうため、汎用サーボアンプにそのまま適用することは難しい。

オブザーバを使用した振動抑制制御の基本的な考え方は、推定した状態量をフィードバックすることによる安定化であり、様々な実例が報告されている [11, 20, 21, 22, 23, 24, 27]。しかしながら、状態量を推定するためにはオブザーバ次数が高かったり、オブザーバの規範モデルとしてばね定数と減衰係数を定義する必要がある。剛体オブザーバを利用する方法も提案されている [24, 28] が、[24] はオブザーバは微分器の代わりであり、振動成分を抽出することを目的としていない。[28] は仮想軸トルク指令とオブザーバによる仮想軸トルクの差にゲインをかけてトルクにフィードバックする方法だが、仮想軸トルク指令はフィードバック前のトルクにゲインを乗じて求める必要がある。また、2 慣性モデルから抑制したい振動を生成し、トルクフィードフォワードを印加することで振動抑制する方法 [25] は、設定値と実際に抑制したい振動周波数がずれた場合に効果が得られない可能性がある。さらに、2 慣性モデルから抑制したい振動をトルクフィードフォワードとして与える方法 [25] や仮想軸トルク指令と仮想軸トルクの差をフィードバックする方法 [28] のゲイン決定には、2 慣性系としての負荷側の慣性モーメントが必要とされているが、ユーザに負荷側だけの慣性モーメントを定義させるのは困難であり、汎用サーボアンプに適用することは難しい。負荷側の慣性モーメントを推定することは可能だが、アルゴ

リズムの追加によりサーボアンプの演算量や必要な ROM 容量が増大するため、好ましくない。伝達関数が小数になる外乱オブザーバの出力を負帰還することで共振抑制する方法 [27] も提案されているが、小数の次数を表現するために、分子と分母に高次の整数次数の多項式を用いるため、低次元のオブザーバを表現する場合であっても、計算量が大きくなる。

同様な方法で、伝達関数が小数になるローパスフィルタを適用する方法 [29] も提案されているが、低次元のフィルタを表現する場合であっても、計算量が大きくなる。さらに、ユーザが位相余裕を決定し、次数を決定するのは困難なため、汎用サーボアンプに適用することは難しい。

また、モデルによる状態量の推定としては、規範モデルと実システムに同じ信号を入力し、両者の出力差を処理して入力に戻すことによってモデルに似た応答を目指す手法 [30] がある。しかし、パラメータ変動が悪影響を及ぼす。たとえば、機構の慣性モーメントが変動すると、低周波信号の除去が不十分となり、機械共振信号のみを取り出すことができなくなる。また、規範モデルが外乱等が存在しない理想状態のモデルの場合、伝達機構の摩擦力や負荷からの反力等の外乱信号成分も除去できない。

ほかに、共振比制御による振動抑制も提案されている [10]。しかし、ねじれ反力の推定のためにばね定数の設定を必要とする。

3 慣性系の共振抑制に対しては、3 慣性系の振動を 2 慣性系に近似して、2 慣性状態オブザーバとモータ速度をフィードバックすることで振動抑制する方法 [26] が提案されている。しかし、この方法は、2 慣性目と 3 慣性目の両方の振動が同時に発生することを前提としていないため、汎用サーボアンプへの搭載としては不十分である。

汎用サーボアンプでは、制御対象の特性は基本的に未知であり、設定パラメータとして使用できるのは総慣性モーメントや総質量の値程度であることが多い。本論文では、制御対象の特性が不明でも実装可能な制御アルゴリズムの一例として、モータと剛体負荷に基づく等価剛体オブザーバによる制振制御を第 3 章で解説し、2 慣性共振系におけるセミクローズ制御系に適用した実験結果を報告する。

また、3 慣性共振系への拡張可能性を示唆し、シミュレーションおよび実験

にて有効性を検証した結果も示す。

## 2.2 フルクローズド制御における振動抑制

フルクローズド制御系においては、セミクローズド制御系にて観測された反共振特性は存在しない。フルクローズド制御系では、機械の固有振動が共振特性として観測される。フルクローズド制御系では反共振特性がないため、共振周波数付近の位相遅れが大きくなり、制御ループが不安定化することで振動しやすくなる。そのため、セミクローズド制御時以上に共振振動の抑制が重要になる。

また、産業用途で多用される位置／速度の2重ループ構造において、フルクローズド制御は、必ずしも位置／速度の両方のフィードバック信号を外部センサからフィードバックするわけではない。立ち上げの簡便さから、速度のフィードバック信号のみは回転型モータに装着されているエンコーダの信号を使用することも多い[31]。その場合、速度制御器はセミクローズド制御で、位置制御器はフルクローズド制御となる。

他にも、取り出しロボットのような直交ロボット機構では、モータにギヤ、ベルト機構等を介して直動機構が構成され、直動機構に弾性アームが接続される。このような機構では、モータ軸端は指令位置どおりに位置決めできるが、実際に仕事をするアーム先端は機械の固有振動で振動することがある。アーム先端の振動がモータ側で検出できればフィードバック制御による振動抑制が可能だが、先端振動の反力がモータまで戻って来ないことが多い。フィードバック制御による振動抑制以外には、逆伝達特性を持つモデルを前置フィルタとして利用することが考えられるが、直交ロボット機構では、ワークの把持の有無やアーム長によって固有振動周波数が変化するため、実用は難しい。その場合、アーム先端にセンサを取り付けてフルクローズド制御を行うことになる。センサとしては、非接触の位置センサ等も考えられるが、コスト面から加速度センサが用いられることが多い。

## 2.2.1 共振現象に対する振動抑制

フルクローズド制御に対する振動抑制方法としては、負荷側エンコーダのみを用いた制振制御 [17]、あるいは負荷側エンコーダとモータエンコーダを用いた制振制御 [18] が提案されている。しかし、リニアモータでは外部センサしか取り付けられないため、この方法は適用できない。また、汎用サーボアンプの製品開発としての観点からは、セミクローズド制御とフルクローズド制御で共振振動という同じ現象に対して異なる制御器を組み込むのは避けたい。ユーザの観点でも、セミクローズド制御とフルクローズド制御で異なる機能を使い分けるのは、機能選択や調整方法の取得の手間を考えると歓迎されない。

他にねじれトルク外乱オブザーバの出力を微分してゲインを乗じた出力をトルクに負帰還すると同時にねじれトルク外乱オブザーバの出力とモータ速度を使用して負荷トルクおよび負荷速度を推定することで振動抑制する方法 [32] も提案されているが、3つものオブザーバを使用するため、計算量が多く、汎用サーボアンプへの適用は難しい。

本論文では、セミクローズド制御で提案した2慣性系に対する振動抑制制御がフルクローズド制御にも適用できることを第4章で解説し、実験にて確認した結果を報告する。

## 2.2.2 反共振現象に対する振動抑制

### 位置センサを使用する場合

半導体検査装置のような機構では、検査対象の微細化に伴いリニアスケール等の外部センサを用いたフルクローズド制御を使用した位置決め制御を行うことがある。このような機構では高頻度に動作と停止を繰り返すが、コストを抑えるために機構自体の剛性は確保できないことが多く、モータの加減速に伴う加振力を受けて機台やボールねじが振動することも多い。ボールねじの振動の場合、モータを含めた制御系が共振による振動を発生するが、機台の振動の場合は、機台の反共振振動が作用／反作用の法則によりモータを加振する。

制御ループ内に機械共振特性が含まれる場合、制御系の発振防止のため制御

ゲインが制限される。特に、速度制御器の比例ゲインは制御ループの安定性の都合上、位置制御器の比例ゲインよりも高く設定することになるため、共振特性の影響を顕著に受ける。

フルクローズド制御における速度制御系の構成方法として、速度信号をモータエンコーダの信号から計算する方法と外部位置センサ信号から計算する方法の2種類がある。前者の場合、最初にセミクローズド制御系として機械の立ち上げを開始し、その後、位置ループを外部センサ信号に切り替えて、機構先端の位置制御精度の改善を行うことができる [33]。

製造現場でサーボドライブを立ち上げる際、多くの場合は速度制御にて動作を確認することから始める。その際、機構が組み立て中であることも多いため、モータエンコーダを使用したセミクローズド制御で動作されることが多い。動作確認完了後、高精度の位置決めを求める用途ではフルクローズド制御に切り替えて位置制御を行うことになるが、作業工数の短縮を目的として、速度制御系はセミクローズド制御のままとすることも多い。

速度ループにおける機械共振特性の安定化対策の一例として、ローパスフィルタやノッチフィルタ等のフィルタを用いる手法や規範モデルと実システムに同じ信号を入力し、両者の出力差を処理して入力に戻すことによってモデルに似た応答を目指す手法 [30] やオブザーバを用いて推定した状態量をフィードバックすることで制御系を安定化する手法がある [11, 12, 20, 21, 22, 23, 24, 34]。

上記のフルクローズド制御系では、このような手法で速度ループを安定化かつ高ゲイン化した後で、位置ループの比例ゲインを大きくすると機構の反共振周波数で振動が発生する [35] ことがある。

以降、モータエンコーダの信号から速度を計算する手法を P(Position) 型フルクローズド制御、外部位置センサ信号から速度を計算する手法を PS(Position-velocity) 型フルクローズド制御と定義する。

PS 型フルクローズド制御に関して、モータに取り付けられたエンコーダと外部センサの差速度フィードバックで安定化する方法 [36] や外部センサのみで安定化する方法 [37] も提案されている。しかし、いずれの方法も共振の振動抑制を目的とした方法で、機構の反共振を抑制することは目的としていないため、P 型フルクローズド制御に応用することができない。

反共振振動の抑制を目的とした方法としては、セミクローズド制御ではあるが、状態誤差フィードバック (SEF)、トラッキング微分器 (TD)、拡張状態オブザーバ (ESO) から構成される ADRC (Active Disturbance Rejection Controller) 制御器と位置指令に適用するノッチフィルタにて振動抑制する方法 [38] も提案されている。しかし、制御器の構成要素が多いため、現場での調整は困難である。

同様にセミクローズド制御ではあるが、直列に配した2つのノッチフィルタを共振と反共振特性の逆伝達特性にすることで、制御対象の振動を抑制する方法 [39] も提案されている。

また、反共振振動抑制とは異なるが、リニアモータを制御対象として、速度リップルによる振動低減のためにピークフィルタを使用する方法 [40] が提案されている。しかし、このような方法を実際の機械に適用すると、反共振振動を誘起することになり、振動抑制の観点では逆効果になることが多い。

本論文では、P型フルクローズド制御において反共振によって生じる位置制御系における振動を抑制する方法について4.2節にて提案する。

## 加速度センサを使用する場合

近年、コストダウン等を目的とする機械構造の軽量化や単純化により機械剛性が低下する傾向がみられる。その結果、例えば直交座標型ロボットのような機構では、アームが弾性変形し、搬送している負荷が大きく振動することがある。このような機構では、モータエンコーダの位置を制御することで間接的にアーム先端の位置を制御するセミクローズド制御が一般的である。一方で、作業精度の低下やタクトタイムの増加につながるため、アーム先端の振動は低減する必要がある。

可動機構全体の質量と比較して把持する負荷の質量が小さい場合等では、振動が発生しているにも関わらず、モータ速度やトルクの情報にワークエンドの振動がほとんど現れないため、制御装置内に構成したオブザーバで振動を推定する方法は使えない [36]。

機構の逆伝達関数を使用した前置フィルタやフィードフォワードを利用して振動抑制する方法もある [41] が、振動周波数が変化する場合や外乱によって振

動が発生した場合には対応できない。そのような場合は、振動箇所センサを取り付けて振動を検出する必要がある。直交座標型ロボットのような機構では、アーム先端の位置を直接検出するセンサを取り付けることは難しいため、アーム先端位置をフィードバックすることは現実的ではない。

例えば、産業用ロボットに加速度ピックアップを取り付け、制御装置に加速度信号をフィードバックすることで駆動系の共振が減衰できることが示された [42]。池田らは加速度フィードバックで反共振ゼロ点を制御する手法を提案し [43]、大西らはフレキシブルアームに加速度ピックアップを取り付けて振動抑制を行っている [44]。これらは、いずれも共振と反共振特性を示す機械共振系に対する制御手法であり、本論文が対象としている機械ではワークエンドの振動がモータ速度やトルクに現れない、すなわち、反共振特性が現れないため適用できない。

他の事例として、Oboeらはカルマンフィルタの入力に加速度センサとフィードバック位置を使用し、カルマンフィルタで推定した状態量をフィードバックすることで振動抑制を行っている [45] が、2つの慣性それぞれの位置/速度と負荷側の加速度を推定するためカルマンフィルタの演算量が大きくなってしまふ。他にも、制御対象の加速度から共振の状態量を計算してフィードバックを構成し振動抑制する方法 [46] や加速度センサをオブザーバの入力信号として使用し、オブザーバが推定した状態量をセンサの代替として利用する方法も提案されている [47] が、振動抑制のために専用のアクチュエータを配置することを前提としており、機械のコストダウン要求には反する。また、加速度センサを位置/速度フィードバックのマイナーループを構成するために使用する方法も提案されている [48] が、振動抑制ではなく外乱反力の抑制が主目的であり、かつ位置センサの微分を行う代わりにセンサ値を使用するという考え方である。

また、汎用の制御機器では、制御技術者以外の使用も考慮すると、自動調整を念頭においたパラメータゲイン設定方法の定式化が必要である。しかし、厳しいコスト競争により、高性能のCPUや潤沢なメモリが使えないことも多く、制御アルゴリズムの単純化も重要である。

機械共振系を含む制御系は次数が高くなり、振動抑制のために設定すべき設定値が多くなる。現場技術者がゲイン調整を行うためには、できるだけ設定値

を少なくしたいため、いくつかの設定値に連動する関係式を導出することで、見かけ上の設定値を減らすことを考える。

本論文では、関係式の導出のために係数図法を適用することを検討する。係数図法による制御ゲインの導出は、共振比制御との組み合わせ [49] 等があるが、加速度フィードバックへの適用事例は見当たらない。

## 2.3 先行研究の課題と本研究の位置付け

前節までで、セミクロード制御およびフルクロード制御における振動抑制方法の先行研究について述べた。

負荷側エンコーダのみを用いた制振制御 [17]、あるいは負荷側エンコーダとモータエンコーダを用いた制振制御 [18] は、いずれもフルクロード制御を前提としており、セミクロード制御には適用できない。

推定した状態量をフィードバックすることによる安定化方法 [11, 20, 21, 22, 23] は、ばね定数と減衰係数を定義する必要があり、制御器の次数を小さくすることが難しい。共振比制御による振動抑制 [10] もねじれ反力の推定のためにばね定数の設定を必要とし、制御器の次数を小さくすることが難しい。

規範モデルと実システムに同じ信号を入力し、両者の出力差を処理して入力に戻すことによってモデルに似た応答を目指す手法 [30] は、パラメータ変動が悪影響を及ぼす。

また、セミクロード制御の場合でもフルクロード制御の場合でも負荷先端の振動がエンコーダで検出できない機構では、機構の逆伝達関数を使用した前置フィルタやフィードフォワードを利用して振動抑制する方法 [41] は、設定パラメータの誤差が振動抑制性能に顕著な影響をもたらす。オブザーバで振動を推定する方法も使用できない [36]。

負荷先端に加速度ピックアップのようなセンサを別途取り付けフィードバックする方法 [44] や反共振ゼロ点を制御する手法 [43] で振動抑制は可能である。しかし、いずれも制御対象が共振と反共振特性を示すことを前提とされており、負荷先端の振動がエンコーダで検出できない、すなわち反共振特性が現れない機構には適用できない。



以上のように、先行研究では汎用サーボアンプに適用するために制御アルゴリズムに求められる制約条件をすべて満足している方法は見当たらない。そのため、本研究では、汎用サーボアンプに適用するために制御アルゴリズムに求められる制約条件をすべて満足する振動抑制制御の研究に取り組む。

具体的には、第3章で等価剛体オブザーバを用いて振動成分を抽出し、位相を調整した後、モータ速度のフィードバック信号に振動成分を加算する制振フィードバック制御器を設計する。機械共振に対して、この制御器を並列に追加することで、振動の減衰を調整することにより振動抑制効果が得られることを実験にて検証する。

第4章では、第3章で設計した制御器をフルクローズド制御に適用し、セミクローズド制御とフルクローズド制御で同じ制御器が適用できることを示す。また、フルクローズド制御のみで発生する振動や位置センサで振動が検出できない機構に関する振動抑制方法について検討し、実験にて効果を確認する。これらの振動抑制方法においても汎用サーボアンプに適用するために制御アルゴリズムに求められる制約条件をすべて満足するように設計する。

# 第3章 セミクロード制御の振動抑制

本章では、2 慣性共振系および3 慣性共振系に対して、フィルタを使用せずに振動抑制を行う方法を検討する。

## 3.1 制御対象のモデル化

単一の振動周波数を持つ制御対象として2 慣性系を考える。2 慣性共振系は次式で記述できる。

$$J_M \ddot{\theta}_M + K(\theta_M - \theta_L) = T_M \quad (3.1a)$$

$$J_L \ddot{\theta}_L + K(\theta_L - \theta_M) = 0 \quad (3.1b)$$

ここで、

$T_M$  :モータトルク

$\theta_M$  :モータ回転角度

$\theta_L$  :負荷回転角度

$K$  :ばね定数

$J_M$  :回転子慣性モーメント

$J_L$  :負荷慣性モーメント

とおき、簡単のために粘性減衰項は0とした。モータトルクからモータ速度までの伝達関数およびモータトルクから負荷速度までの伝達関数は、以下のよう

になる。

$$G_M(s) = \left( \frac{1}{J_M + J_L} \cdot \frac{1}{s} \right) \cdot \left( \frac{s^2 + \omega_a^2}{\omega_a^2} \cdot \frac{\omega_r^2}{s^2 + \omega_r^2} \right) \quad (3.2a)$$

$$G_L(s) = \left( \frac{1}{J_M + J_L} \cdot \frac{1}{s} \right) \cdot \left( \frac{\omega_r^2}{s^2 + \omega_r^2} \right) \quad (3.2b)$$

式 (3.2) の  $\omega_r, \omega_a$  は、以下のようになる。

$$\omega_r = 2\pi f_r = \sqrt{K \left( \frac{1}{J_M} + \frac{1}{J_L} \right)} \quad (3.3a)$$

$$\omega_a = 2\pi f_a = \sqrt{\frac{K}{J_L}} \quad (3.3b)$$

モータ側の周波数特性は式 (3.2a) で定義した反共振周波数  $f_a$  のディップと共振周波数  $f_r$  のピークを持つ 2 次の共振特性である。負荷側は、共振周波数  $f_r$  のピークのみ発生することがわかる (式 (3.2b))。式 (3.2) において、モータ側と負荷側で共通の第 1 項 ( $1/s$  の項) は、剛体系を意味しているので、本論文では「等価剛体」と呼ぶ。式 (3.2a) と式 (3.2b) をまとめてブロック図で表現すると図 3.1 となる。図 3.1 で等価剛体速度はモータ速度とは異なっている点に注意が必要である。

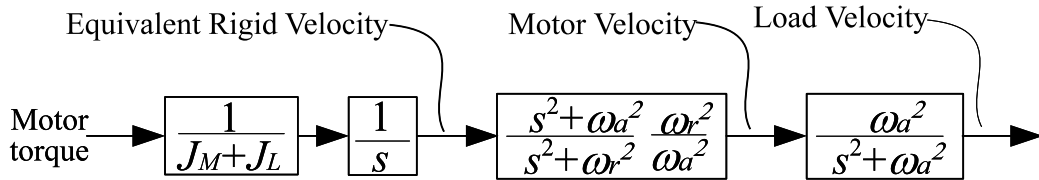


図 3.1: Block diagram

### 3.2 等価剛体速度オブザーバを用いた制振制御の原理

図 3.2 の伝達関数ではモータ側と負荷側で伝達関数が異なるが、共通項を利用すると制振制御が可能となる。従来の手法は、モータ速度と共振特性を含む負荷速度の差をフィードバックする [21, 22] ことで機械共振による振動を減衰するが、負荷速度を用いず等価剛体速度とモータ速度を用いても制振効果が得られる。

### 3.2.1 制振制御の原理

まず、図 3.2 のような 2 慣性系を含む速度 P 制御を考える。図 3.2 では、簡単のために総慣性モーメントを「1」とし、モータに取り付けられたエンコーダからの速度換算値をフィードバックするセミクロズド制御を想定している。

速度偏差から制振制御部の出力（差速度に  $K_d$  をかけた出力）までの開ループの伝達関数は、次式のようになる。

$$\begin{aligned}
 G_{open}(s) &= \frac{K_d K_v}{s} \left( \frac{s^2 + \omega_a^2}{s^2 + \omega_r^2} \cdot \frac{\omega_r^2}{\omega_a^2} - 1 \right) \\
 &= \frac{K_d K_v \left( \frac{\omega_r^2}{\omega_a^2} - 1 \right) s^2}{s (s^2 + \omega_r^2)} \\
 &= K_d K_v \left( \frac{\omega_r^2}{\omega_a^2} - 1 \right) \frac{s}{\omega_r^2} \frac{\omega_r^2}{s^2 + \omega_r^2} \quad (3.4)
 \end{aligned}$$

式 (3.4) を見ると、機械共振特性 (式 (3.2)) を含むことがわかる。したがって、制振制御部の出力には、機械共振特性の振動波形が観測できる。通常、共振周波数  $\omega_r$  は反共振周波数  $\omega_a$  よりも高いので、式 (3.4) 中において次式が成立する。

$$\frac{\omega_r^2}{\omega_a^2} - 1 > 0 \quad (3.5)$$

したがって、速度偏差からモータ速度までの閉ループの伝達関数は、次式のようになる。

$$\begin{aligned}
 G_{close}(s) &= \frac{1}{1 + G_{open}} \cdot \frac{K_v}{s} \frac{\omega_r^2}{s^2 + \omega_r^2} \frac{s^2 + \omega_a^2}{\omega_a^2} \\
 &= \frac{1}{1 + K_d K_v \left( \frac{\omega_r^2}{\omega_a^2} - 1 \right) \frac{s}{s^2 + \omega_r^2}} \cdot \frac{K_v}{s} \frac{\omega_r^2}{s^2 + \omega_r^2} \frac{s^2 + \omega_a^2}{\omega_a^2} \\
 &= \frac{s^2 + \omega_r^2}{s^2 + \omega_r^2 + K_d K_v \left( \frac{\omega_r^2}{\omega_a^2} - 1 \right) s} \cdot \frac{K_v}{s} \frac{s^2 + \omega_a^2}{s^2 + \omega_r^2} \frac{\omega_r^2}{\omega_a^2} \\
 &= \frac{K_v}{s} \cdot \frac{\omega_r^2}{s^2 + K_d K_v \left( \frac{\omega_r^2}{\omega_a^2} - 1 \right) s + \omega_r^2} \cdot \frac{s^2 + \omega_a^2}{\omega_a^2} \quad (3.6)
 \end{aligned}$$

式 (3.6) は、2 慣性共振系の共振側に減衰が追加された形と見ることができる。

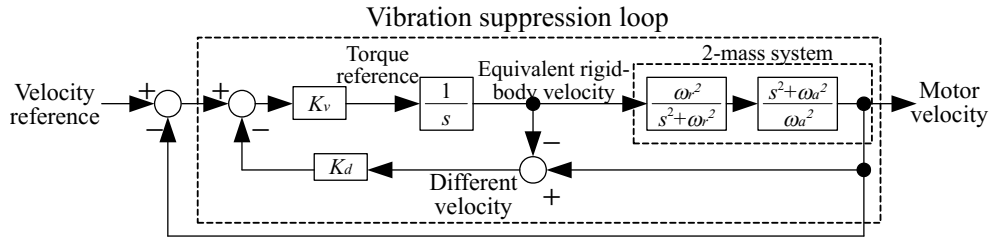


図 3.2: Control block diagram of velocity P control including 2 inertia system (Semi-closed control system)

### 3.3 提案手法の実現手段

前節では等価剛体速度が検出可能と仮定すると、機械共振特性を減衰できることを示した。しかし、実際には等価剛体速度は検出できないため、オブザーバを用いて検出可能なモータ速度から推定する。

#### 3.3.1 1次オブザーバの設計

状態変数ベクトル  $x(t)$ 、1次元の制御入力  $u(t)$ 、1次元の観測出力  $y(t)$  とすると、制御対象は以下の状態方程式で表現できる。

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + bu(t) \quad (3.7a)$$

$$y(t) = cx(t) \quad (3.7b)$$

モータ系はトルクを積分して速度を発生する積分器で近似できるので、等価剛体として式 (3.7) の係数を具体的に記述すると、式 (3.8) のようになる。

$$A = 0, b = 1, c = 1 \quad (3.8)$$

式 (3.7) の状態方程式において、 $(c, A)$  は可観測であるので、式 (3.9a) の同次元オブザーバが構成でき、式 (3.9b) で状態推定値から等価剛体速度の推定値

$\hat{y}(t)$  が求まる。

$$\dot{\hat{\mathbf{x}}}(t) = (\mathbf{A} - \mathbf{k}\mathbf{c})\hat{\mathbf{x}} + \mathbf{k}y(t) + \mathbf{b}u(t) \quad (3.9a)$$

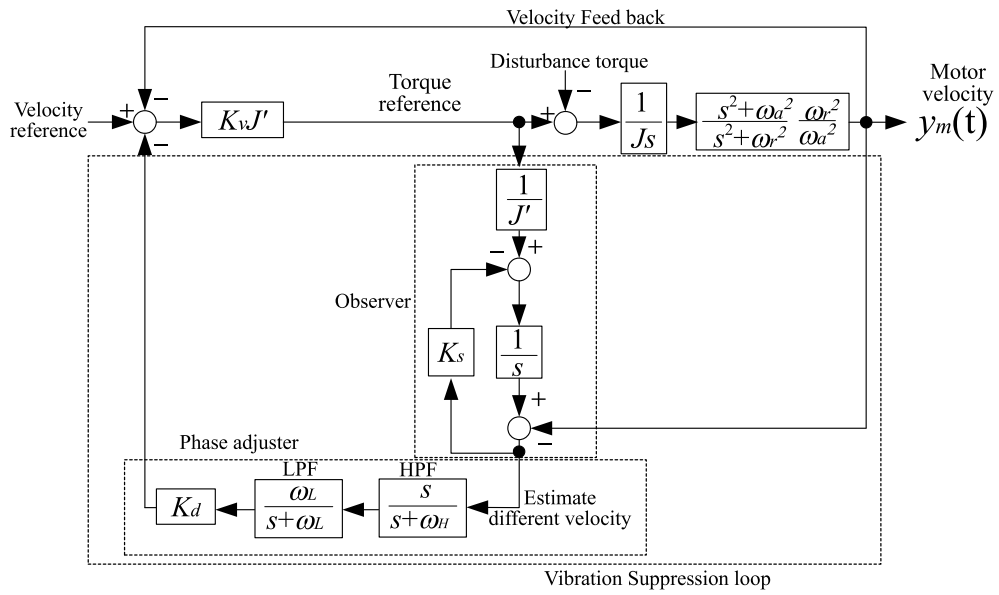
$$\hat{y}(t) = \mathbf{c}\hat{\mathbf{x}}(t) \quad (3.9b)$$

ただし、 $\hat{\mathbf{x}}(t)$  は、状態  $\mathbf{x}(t)$  の推定値、 $\mathbf{k}$  はオブザーバのゲインベクトルである。式 (3.9a) の  $u(t)$  にはトルク指令値を入力し、 $y(t)$  には同次元オブザーバであるから等価剛体速度の真値を用いるべきだが、振動を含むモータ速度  $y_m(t)$  で近似する。さらに、オブザーバゲイン  $\mathbf{k}$  は、オブザーバが振動成分に応答できない程度に選ぶことで近似精度を上げている。図 3.3(a) において、モータ速度  $y_m(t)$  と推定した等価剛体速度の差が振動成分であるから、式 (3.10) で振動成分が推定できる。

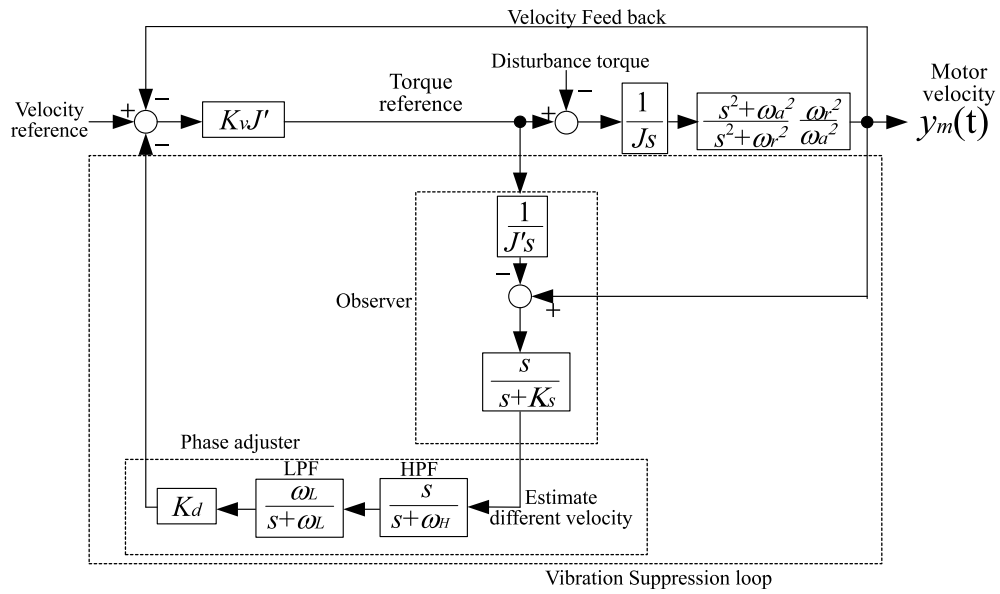
$$\hat{r}(t) = y_m(t) - \hat{y}(t) = y_m(t) - \mathbf{c}\hat{\mathbf{x}}(t) \quad (3.10)$$

オブザーバ内部のブロック図を変形してモータ速度から等価剛体速度の推定値の差信号を明示すると図 3.3(b) となる。差信号はハイパスフィルタと等価なブロックを通してオブザーバから出力される。この部分は 3.2 節の制振制御の原理と同じである。

モータ速度  $y_m(t)$  と推定した等価剛体速度の差からオブザーバ出力までの周波数特性は、一例として振動周波数が 100Hz のときにオブザーバゲインを 100Hz に設定すると図 3.4 のようになる。



(a) Observer block diagram designed using filter and gain



(b) Equivalent transformation of observer block diagram

⊠ 3.3: Vibration compensate method with equivalent Rigid-Body Observer

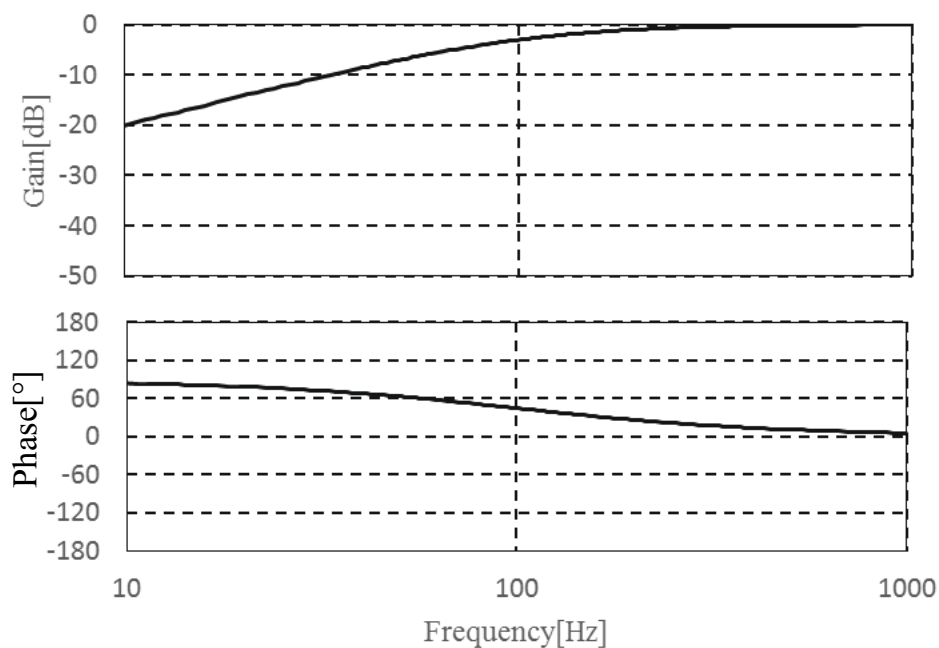


図 3.4: Observer frequency characteristics by simulation

### 3.3.2 位相補償器の設計

前節の図 3.4 に示したようにオブザーバゲインと振動周波数の関係によっては推定した振動位相が進むため位相ずれを解消する必要がある。最も簡単な位相調整器として 1 次ローパスフィルタをオブザーバ出力に直列に追加する。ここまで、制御対象として摩擦の影響を考慮していないが、実際の機械系では摩擦を無視できないことが多い。図 3.3(b) のオブザーバは 1 次のハイパス特性を持っているが、外乱の印加部分から積分要素を通してハイパス特性に接続しているため定常外乱は排除できない。したがって、定常外乱を排除するためにオブザーバの出力に 1 次ハイパスフィルタを直列に追加する。ローパスフィルタの追加で推定したい振動周波数の振幅が低下するため、ゲインを直列に追加することで振幅を回復させる。図 3.5 にモータ速度  $y_m(t)$  と推定した等価剛体速度の差からゲインを乗じた後までの周波数特性を示す。この時、オブザーバゲイ



ン100Hz, ローパスフィルタのカットオフ周波数100Hz, ハイパスフィルタのカットオフ周波数15Hzとした。図3.5より推定したい振動周波数を100Hzとすると, ほぼ同じ位相と振幅を推定することができている。すなわち, 3.1節の図3.1および図3.2の差速度は図3.3(a)のようにオブザーバとローパスフィルタ, ハイパスフィルタおよびゲインによって実現できる。

提案方法を実際に調整する場合は, 以下のように行う。

1. オブザーバのノミナルモデルにモータを含む実際の機械の総慣性モーメントを設定する。
2. 摩擦や定常外乱除去のためにハイパスフィルタのカットオフ周波数を数Hzから十数Hz程度に設定する。
3. オブザーバゲイン  $K_s$  に振動を抑制したい周波数を設定する。
4. ローパスフィルタのカットオフ周波数を振動抑制したい周波数と同位相になるように設定する。目安はオブザーバゲイン  $K_s$  と同程度。
5. ゲイン  $K_d$  を0から徐々に大きくしていき, 振動が十分に減衰したら調整完了。

ゲイン  $K_d$  を大きくしても振動が減衰しない場合は, 4に戻り, カットオフ周波数を小さくしてから5を再実行する。

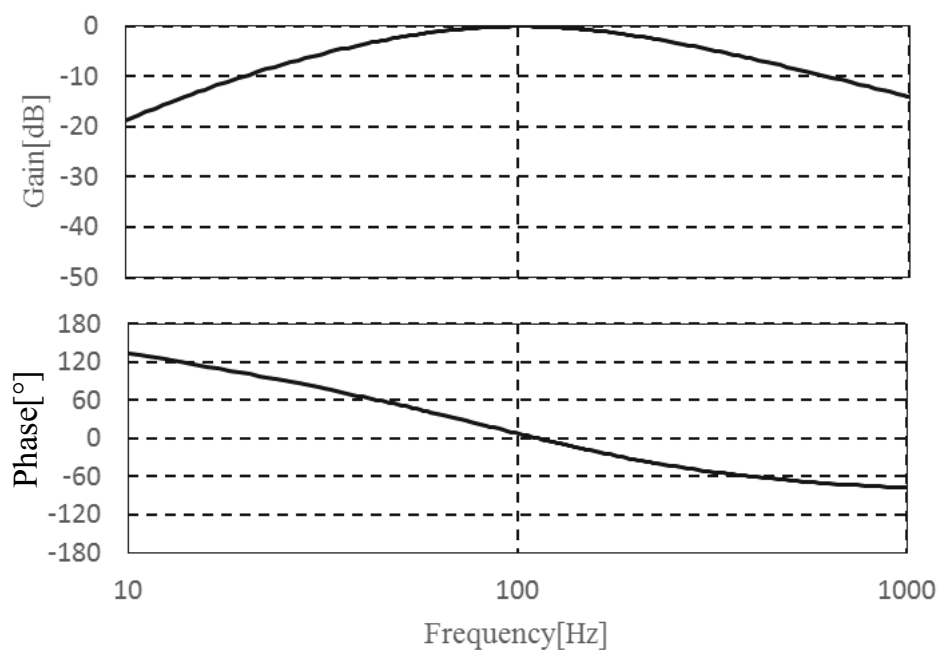


図 3.5: Frequency characteristics by simulation of observer, phase compensator and high-pass filter

### 3.4 パラメータ感度

本節では、提案方法を構成するパラメータの中でも誤差が発生しやすいものとユーザによる調整が必要なものについて、パラメータ感度を検討する。

まず、1次オブザーバのノミナルモデルの設定誤差について考える。通常は、モータの容量選定や汎用サーボアンプに備わった慣性モーメント推定機能等により、オブザーバのノミナルモデルに対しても正しい値が設定されるが、なんらかの問題により誤差を含んだ場合を想定する。

図 3.3(b)において、トルク指令からオブザーバの出力までの伝達関数は次式のようになる。

$$\left( \frac{1}{Js} \cdot \frac{s^2 + \omega_a^2}{s^2 + \omega_r^2} \cdot \frac{\omega_r^2}{\omega_a^2} - \frac{1}{J's} \right) \cdot \frac{s}{s + K_s} \quad (3.11)$$

$$= \left( \frac{1}{Js} \cdot \frac{s^2 + \omega_a^2}{s^2 + \omega_r^2} \cdot \frac{\omega_r^2}{\omega_a^2} - \frac{1}{Js} \cdot \frac{J}{J'} \right) \cdot \frac{s}{s + K_s} \quad (3.12)$$

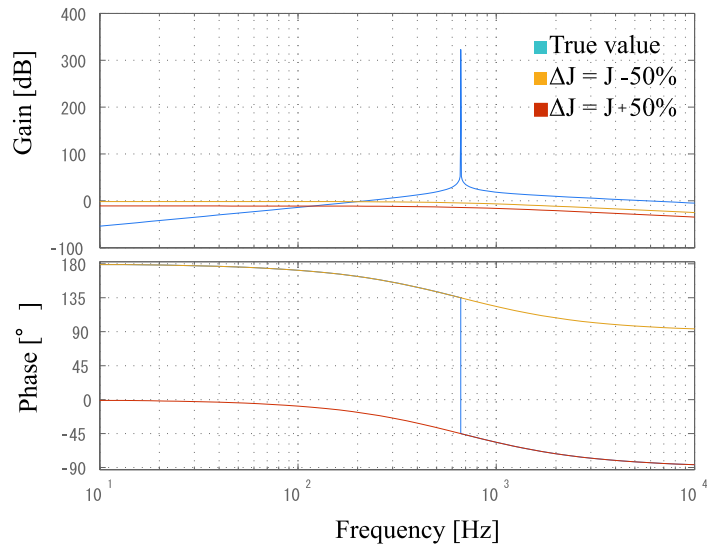
$J' = J + \Delta J$  と置きなおすと、上式は次式のように書き直すことができる。

$$\left( \frac{1}{Js} \cdot \left( \frac{s^2 + \omega_a^2}{s^2 + \omega_r^2} \cdot \frac{\omega_r^2}{\omega_a^2} - \frac{J}{J + \Delta J} \right) \right) \cdot \frac{s}{s + K_s} \quad (3.13)$$

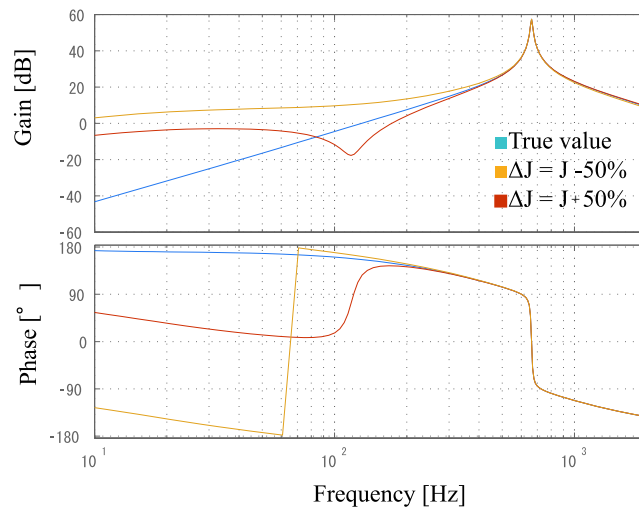
$$= \frac{1}{Js} \cdot \left( \frac{s^2 + \omega_a^2}{s^2 + \omega_r^2} \cdot \frac{\omega_r^2}{\omega_a^2} - 1 \right) \cdot \frac{s}{s + K_s} + \frac{1}{Js} \left( \frac{\Delta J}{J + \Delta J} \right) \cdot \frac{s}{s + K_s} \quad (3.14)$$

上式の右辺第2項がノミナルモデルの設定誤差によって生じる誤差項である。実際の総慣性モーメントに対して、誤差が $\pm 50\%$ 存在する場合、すなわち $\Delta J$ が $\pm 0.5$ の場合、真値に相当する右辺第1項と誤差に相当する第2項は図3.6のグラフとして示すことができる。図より明らかなように、検出したい振動周波数に対する振幅特性の影響は小さい。位相特性は、真値の場合と $\Delta J = \pm 0.5$ で異なっている。しかし、トルク指令からゲイン $K_d$ の出力までの伝達特性（図3.7）を見ると、共振周波数付近の位相特性は変化していない。このため、振幅特性と位相特性の誤差の影響は低周波領域に対してのみ影響を与えることが分かる。

低周波領域の差はモータの応答に影響を与える可能性があるが、シミュレーションによる時間応答波形（図3.8, 図3.9, 図3.10）では、波形の変化は無視できる程度である。仮に無視できない場合は、ゲイン $K_d$ を小さくすることで伝達特性全体のゲインを小さくすることができ、影響を低減することができる。



⊠ 3.6: Effects of errors in the nominal model by simulation (transfer characteristics from torque reference to observer output)



⊠ 3.7: Effect of nominal model error by simulation (transfer characteristics from torque reference to gain  $K_d$ )

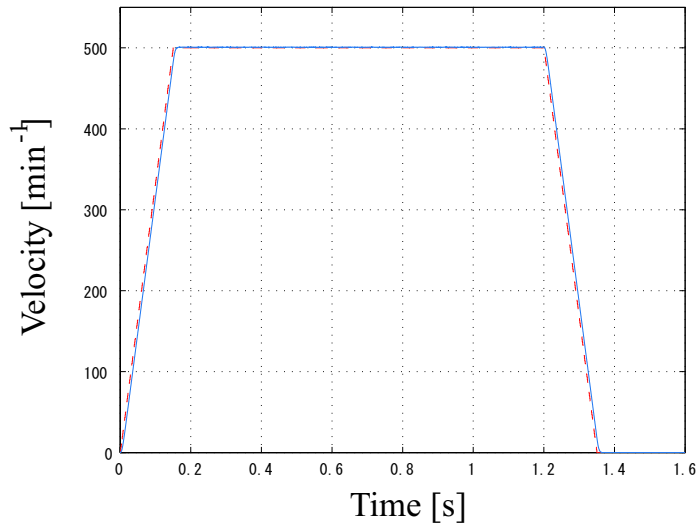


図 3.8: Time response waveform by simulation (no error)

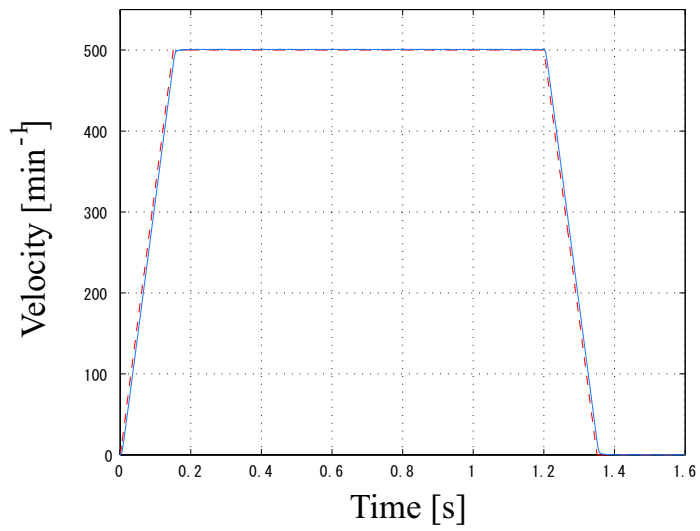


図 3.9: Time response waveform by simulation ( $\Delta J = -50\%$ )

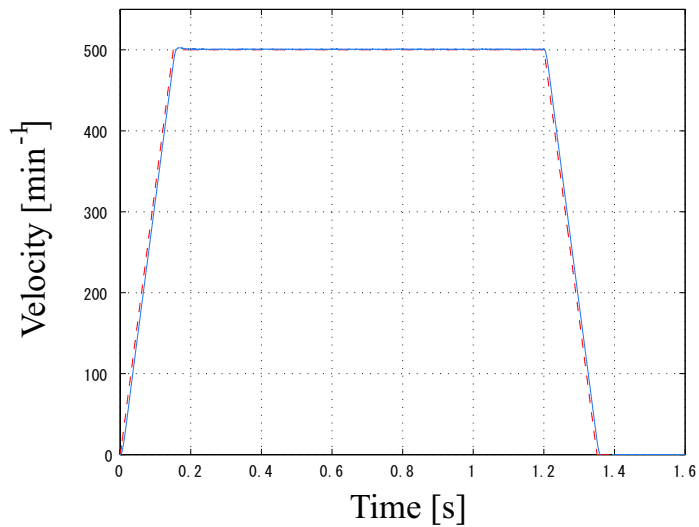


図 3.10: Time response waveform by simulation ( $\Delta J = +50\%$ )

次にゲイン  $K_d$  の感度について、評価を行う。図 3.11 が提案方法による振動抑制を行っていない場合のシミュレーションによるモータ速度波形であり、約 661Hz で振動している。事前にゲイン  $K_d$  以外の設定を完了した後、ゲイン  $K_d$  を 0 から徐々に大きくしていく。  $K_d = 2.5$  程度で振動は小さくなり始め、  $K_d = 3.0 \sim 7.0$  の範囲では、ほぼ完全に振動抑制できている。さらに、  $K_d$  を大きくし、  $K_d = 7.5$  になると再び振動が発生する。発生している振動周波数は、約 571Hz である。

本結果より、ゲイン  $K_d$  は、ある程度大雑把な設定で効果を得られることが分かる。

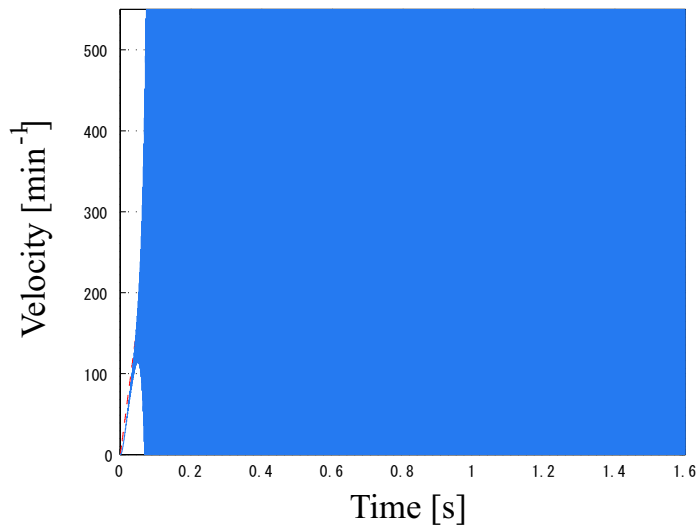


図 3.11: Time response waveform by simulation ( $K_d = 0.0$ )

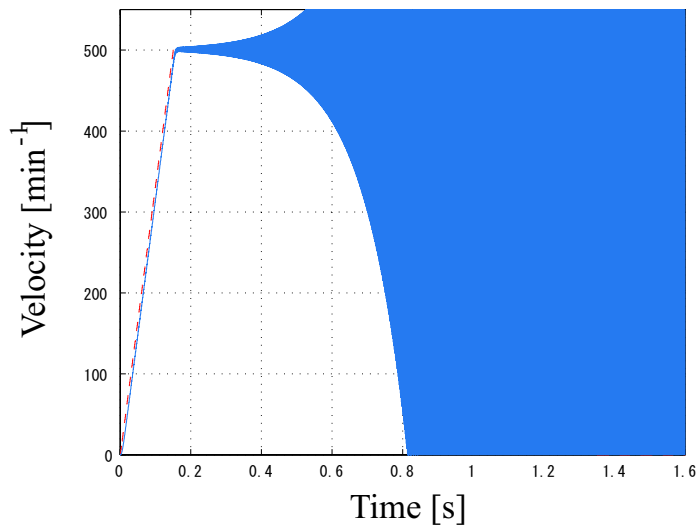


図 3.12: Time response waveform by simulation ( $K_d = 2.5$ )

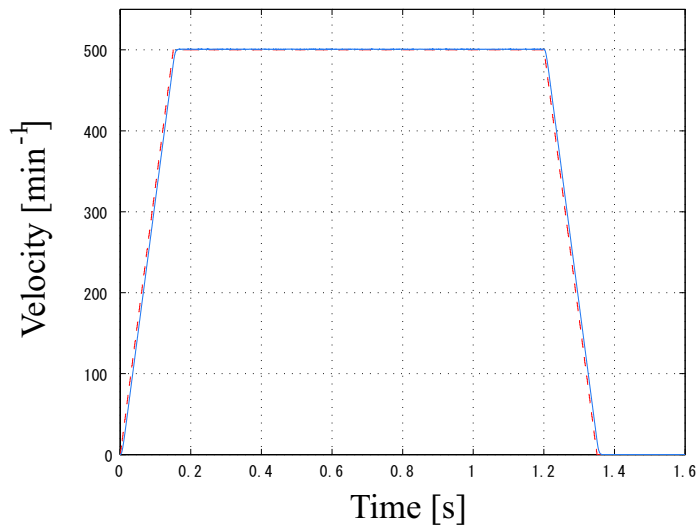


図 3.13: Time response waveform by simulation ( $K_d = 5.0$ )

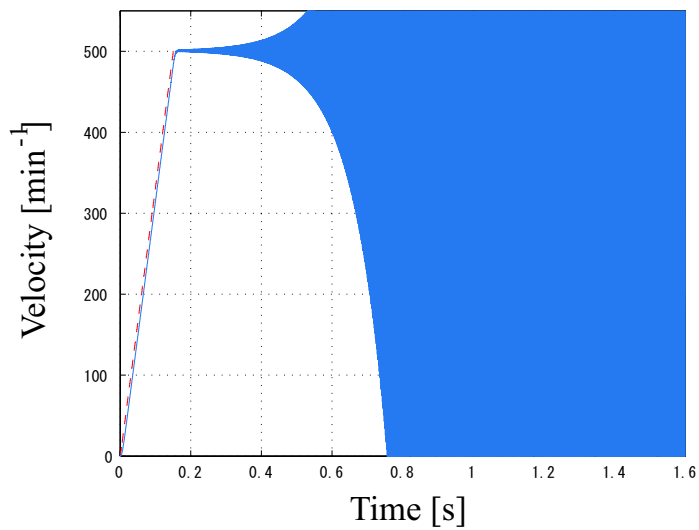


図 3.14: Time response waveform by simulation ( $K_d = 7.5$ )

最後に、位相調整器として使用する1次ローパスフィルタについて、評価を行う。図 3.13 の状態から1次ローパスフィルタのカットオフ周波数を変更し、



シミュレーションにて確認する。図 3.15 は、図 3.3(b) においてモータ速度と等価剛体速度の差からゲイン  $K_d$  までの周波数特性である。振動抑制対象の周波数 661Hz において、ローパスフィルタのカットオフ周波数を一致させた場合の位相は  $1.3^\circ$  程度ではほぼ一致している。一方、カットオフ周波数を +10% すると同周波数における位相は約  $4^\circ$  であり、-80% すると位相は  $-32.3^\circ$  である。また、図 3.16 はカットオフ周波数を +10% した場合の時間応答、図 3.17 はカットオフ周波数を -80% した場合の時間応答である。+10~ -80% までは振動抑制できており、この範囲を超えると振動抑制できない。

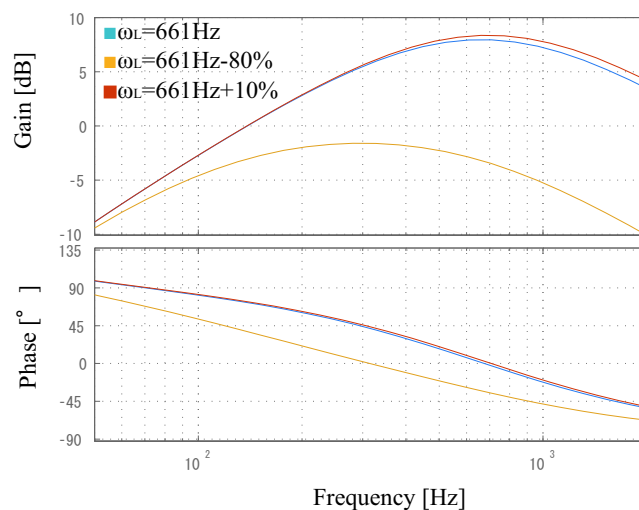


図 3.15: Frequency characteristics from differential velocity to gain  $K_d$  by simulation

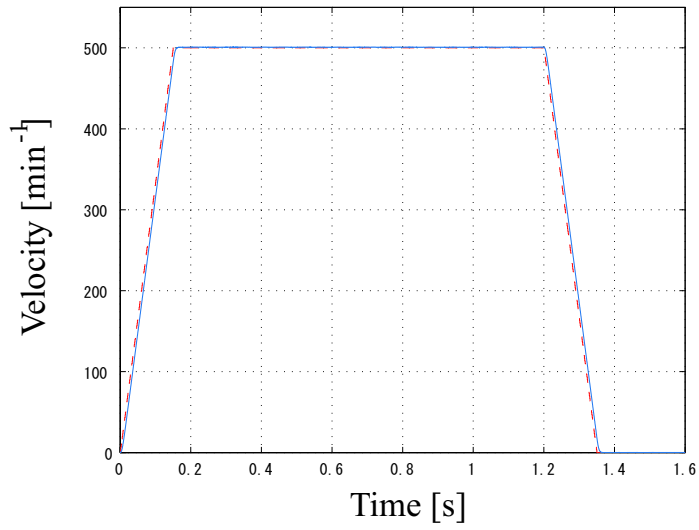


図 3.16: Time response waveform by simulation ( $\omega_r = 661\text{Hz}+10\%$ )

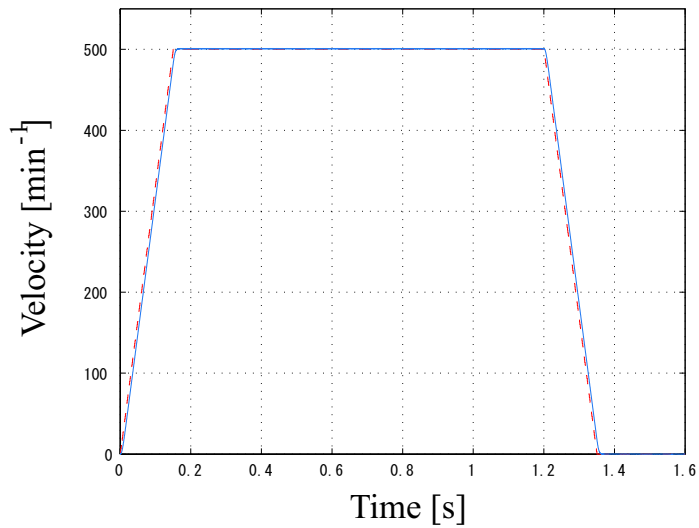


図 3.17: Time response waveform by simulation ( $\omega_r = 661\text{Hz}-80\%$ )

本結果より，位相調整器としての1次ローパスフィルタは，ある程度大雑把な設定で効果を得られることが分かる。

### 3.5 実験結果

図3.18に示す装置を用いて実験を行った。この装置は、慣性負荷に、制御用外部エンコーダを取り付け弾性カップリングでサーボモータと接続している。この外部エンコーダは、フルクロードシステムを構築するために用いる。同様に、サーボモータにもエンコーダが取り付けられており、電流制御およびセミクロードシステムを構築する際に用いる。

モータの制御には株式会社安川電機製の汎用サーボアンプを用い、電流・速度制御を行う。提案手法も同社製汎用サーボアンプに実装し実験を行う。

図3.19に実験装置のモータトルクからモータ速度（セミクロードシステム）とモータトルクから外部エンコーダ速度（フルクロードシステム）までの周波数特性を示す。セミクロードシステムの周波数特性に注目すると反共振周波数が198Hzで共振周波数が662Hzであった。また、フルクロードシステムの周波数特性は共振周波数のみで共振周波数が662Hzであった。

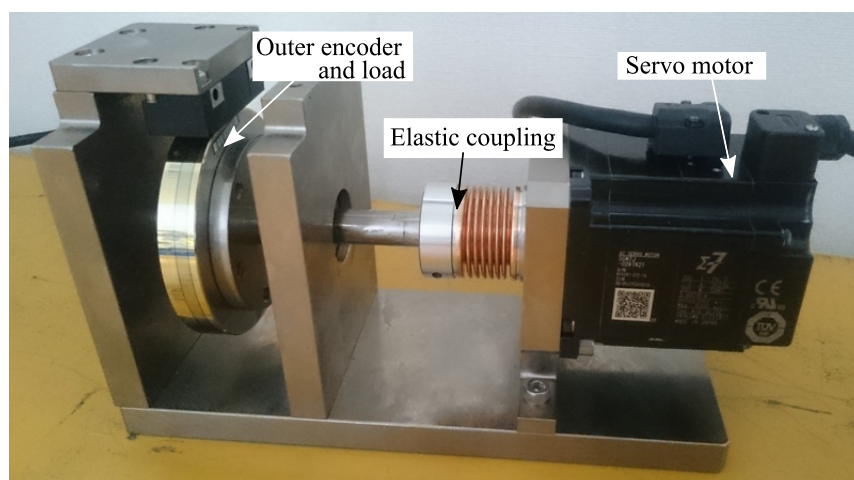


図 3.18: Appearance of experimental equipment

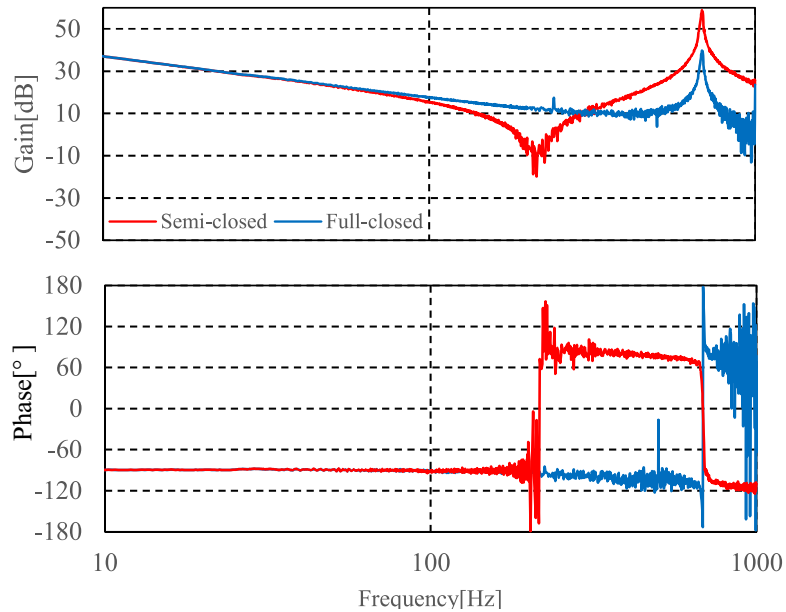


図 3.19: Frequency characteristics of experimental equipment

### 3.5.1 セミクローズドシステムの振動抑制効果

セミクローズドシステムでは、モータエンコーダのみで速度ループの制御を行う。

発振するまで、速度ループゲインを上げていき振動波形を観測する。提案法を適用し、振動が低減するか確認する。表 3.1 に、実験時のパラメータを示す。

表 3.1 の設定パラメータにおいて、図 3.3(b) のモータ速度  $y_m(t)$  と推定した等価剛体速度の差からゲイン  $K_d$  の出力までの周波数特性は、図 3.20 となる。ただし、実験はオブザーバとして実装したため、実験的には測定できなかったもので、シミュレーションによって求めた。図 3.20 より、振動を抑制したい周波数である 673Hz 近辺でゲイン -0.477dB、位相  $-23^\circ$  となっている。すなわち、若干の誤差はあるが、ほぼ同振幅同位相の振動が推定されていることになる。

図 3.21 にセミクローズドシステムの振動抑制効果の実験結果を示す。振動抑制制御を使用しない場合は、673Hz で振動しているのに対し、提案手法を適用すると振動が抑制されていることがわかる。

表 3.1: Control gain

	Semi -closed	Full -closed
Velocity loop proportional gain	188.5/s	754.0/s
Equivalent rigid body observer gain	3958/s	2827/s
Vibration Suppression loop lowpass filter cutoff frequency	630Hz	450Hz
Vibration Suppression loop highpass filter cutoff frequency	15.5Hz	15.4Hz
Vibration Suppression loop gain	3.0	-2.0

速度ループの安定性を確認するために提案手法の適用前後のナイキスト線図を図 3.22 に示す。図 3.22 は市販の FFT アナライザで測定した。提案手法適用前では制御器の不安定を示しているのに対して、適用後では明らかに安定性が改善している。このとき提案手法の適用前後で速度開ループの周波数特性は図 3.23 のように変化しており、共振部分の Q 値が 52.8 から 9.0 へと下がっている。減衰係数に換算すると 0.0095 から 0.0556 に増加したといえる。

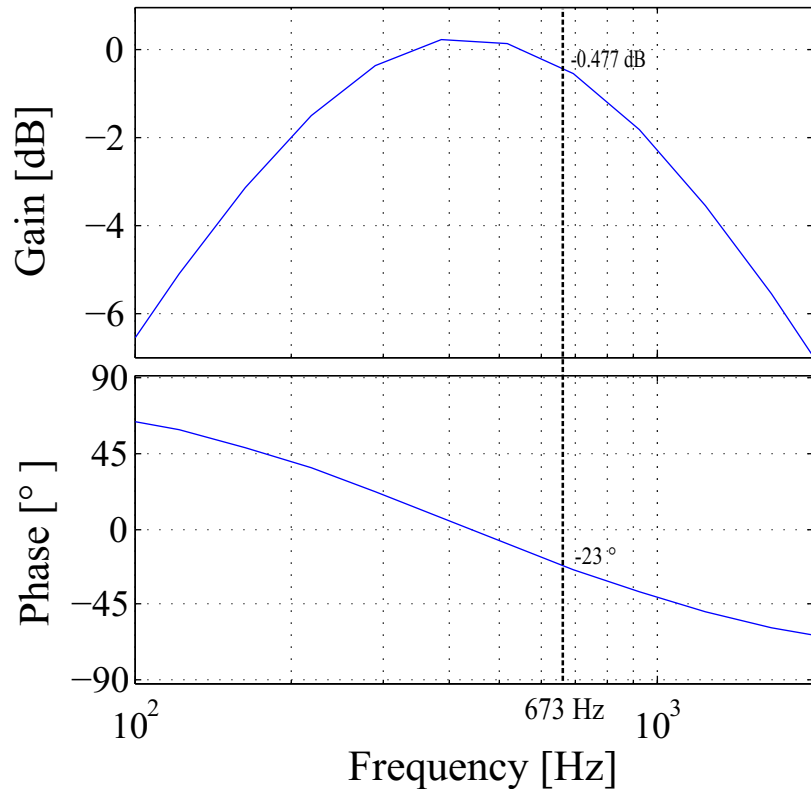


图 3.20: Frequency characteristics by simulation of the vibration suppression controller

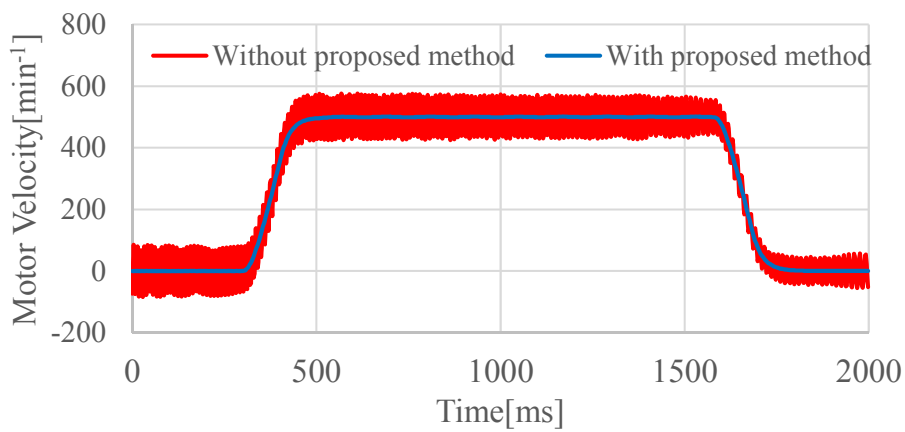


图 3.21: Vibration suppression result by experiment of semi-closed system

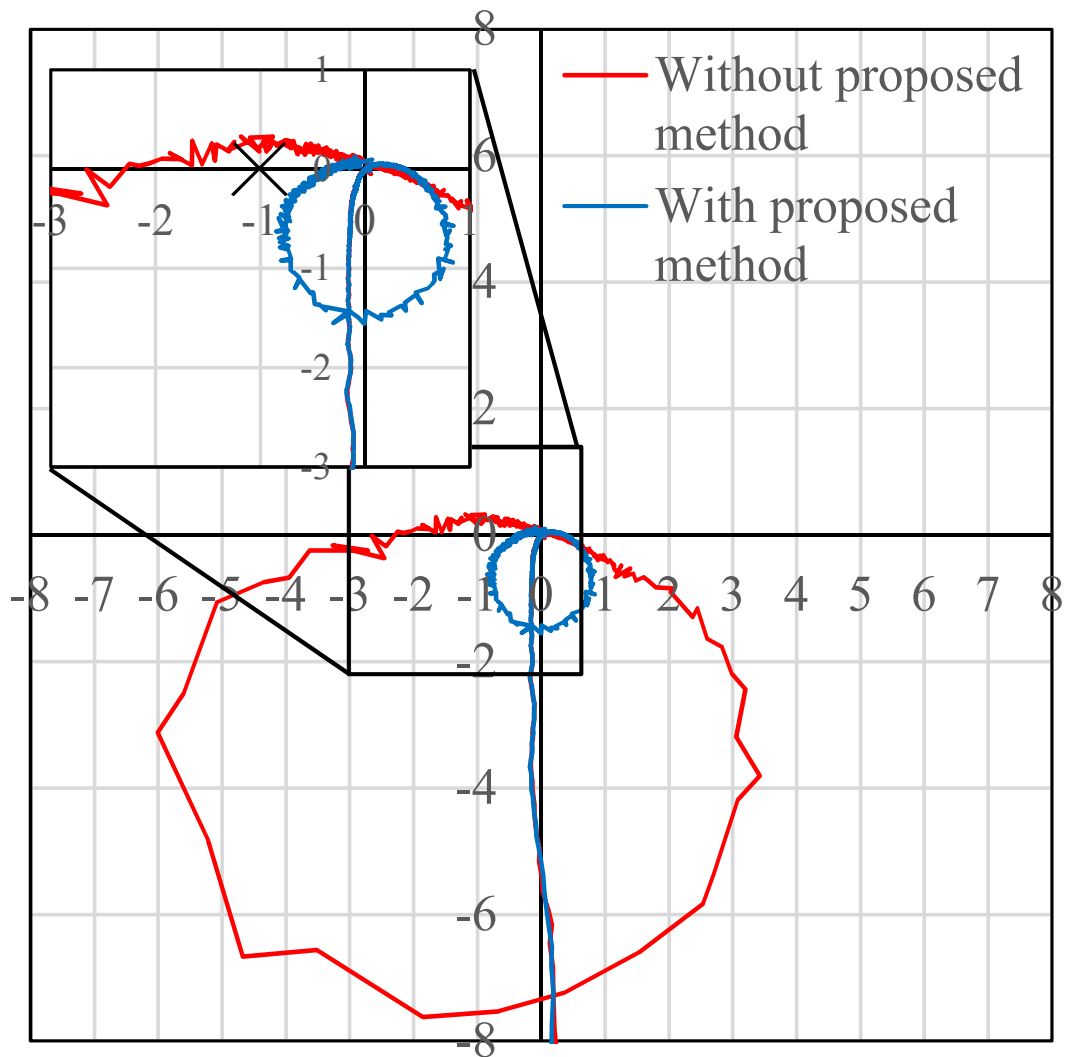


图 3.22: Open loop nyquist characteristic by experiment of semi-closed system

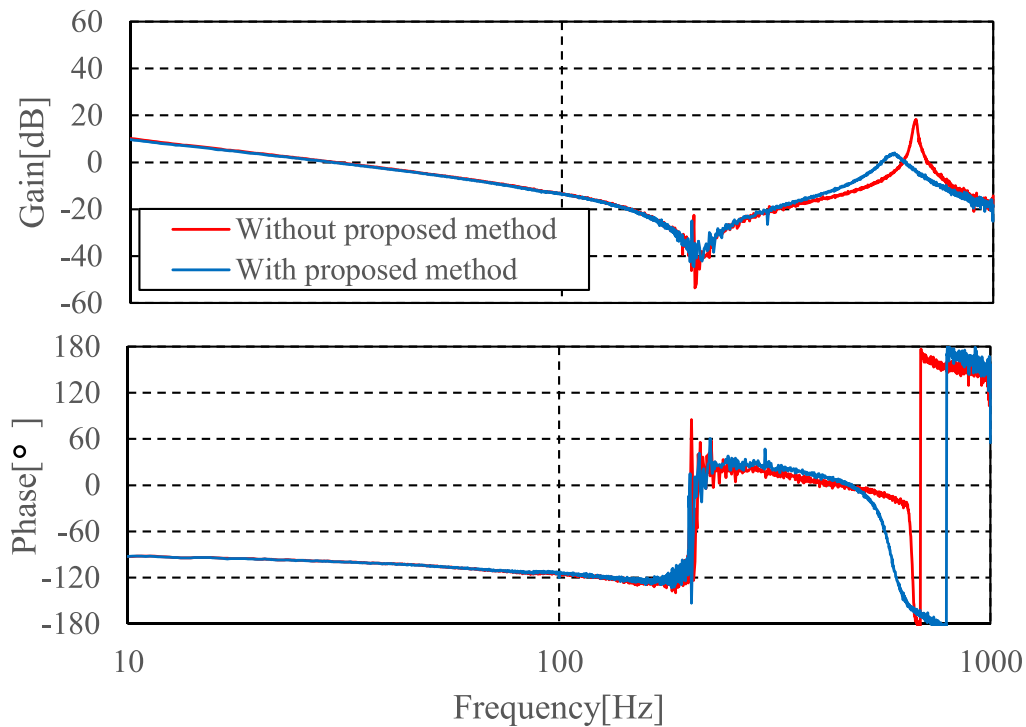


図 3.23: Open loop frequency characteristic by experiment of semi-closed system

## 3.6 3 慣性系への拡張

### 3.6.1 原理の検討

前節までは 2 慣性共振系を前提として検討を行った。産業応用では、共振系の振動が近い周波数に発生することは少ないため、多くの場合は、2 慣性共振系の振動が対策できれば、残った振動はフィルタで抑制しても問題ない。しかし、まれに 3 慣性共振系を前提としないと十分な振動抑制効果が得られない機構もある。本節では、まず、前節までで検討した方法を 3 慣性共振系に適用することを考える。簡単のため、仮想信号としての等価剛体速度を検出でき、総慣性モーメントを 1 と仮定し、図 3.2 中の 2 慣性系を 3 慣性系に置き換えた速度 P 制御を考える。速度偏差からモータ速度への閉ループの伝達関数は次式で与えられる。



$$G_{conv}(s) = \frac{K_v}{s} \cdot \frac{s^2 + \omega_{a1}^2}{\omega_{a1}^2} \cdot \frac{s^2 + \omega_{a2}^2}{\omega_{a2}^2} \cdot \frac{\omega_{r1}^2 \omega_{r2}^2}{s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0} \quad (3.15)$$

ここで,

$$a_3 = K_d K_v \left( \frac{\omega_{r1}^2 \omega_{r2}^2}{\omega_{a1}^2 \omega_{a2}^2} - 1 \right) \quad (3.16)$$

$$a_2 = \omega_{r1}^2 + \omega_{r2}^2 \quad (3.17)$$

$$a_1 = K_d K_v \left( (\omega_{a1}^2 + \omega_{a2}^2) \frac{\omega_{r1}^2 \omega_{r2}^2}{\omega_{a1}^2 \omega_{a2}^2} - (\omega_{r1}^2 + \omega_{r2}^2) \right) \quad (3.18)$$

$$a_0 = \omega_{r1}^2 \omega_{r2}^2 \quad (3.19)$$

式 (3.17) が示すように、式 (3.15) の右辺第 4 項の特性多項式における 2 次項は等価剛体オブザーバによる制振制御により変化しない。これより、等価剛体オブザーバによる制振制御では、3 慣性共振系の減衰が不十分である。

ただし、減衰ゲイン  $K_d$  が少なくとも式 (3.15) の右辺第 4 項の特性多項式の第 1 項から第 3 項すべてに含まれていれば、3 慣性共振系に減衰を与えることができる。最も簡単な方法は、制振制御の出力を微分または積分した信号を制振制御の出力と並列に入力することである。どちらの場合も、2 次係数に影響するが、積分の場合は定数項にも影響する。これを回避するために、提案法では微分信号を採用する。

微分器は 1 次のハイパスフィルタを用いた近似微分器で実現し、カットオフ周波数は振動を抑制したい周波数よりも十分に高く設定する。微分器としてハイパスフィルタを追加した制御ブロック図を図 3.24 に示す。

図 3.24 における速度偏差からモータ速度への閉ループ伝達関数は次式で与えられる。

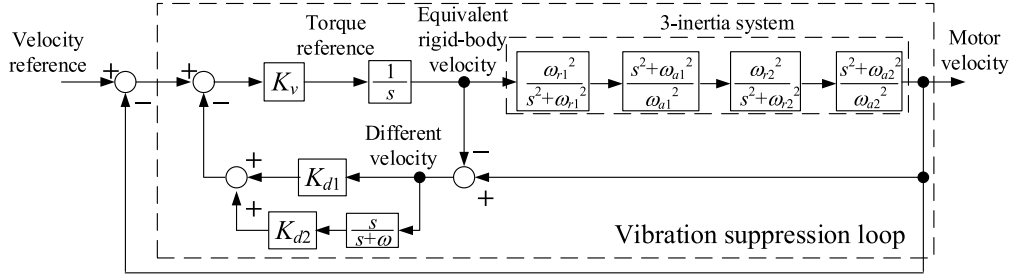


図 3.24: Control block diagram of velocity P control including 3 inertia system

$$G_{prop}(s) = \frac{K_v \cdot \frac{s^2 + \omega_{a1}^2}{s} \cdot \frac{s^2 + \omega_{a2}^2}{\omega_{a1}^2 \omega_{a2}^2}}{\frac{\omega_{r1}^2 \omega_{r2}^2 (s + \omega)}{s^5 + a'_4 s^4 + a'_3 s^3 + a'_2 s^2 + a'_1 s + a'_0}} \quad (3.20)$$

ここで,

$$a'_4 = K_{d2} K_v \left( \frac{\omega_{r1}^2 \omega_{r2}^2}{\omega_{a1}^2 \omega_{a2}^2} - 1 \right) + \omega \quad (3.21)$$

$$a'_3 = K_{d1} K_v \omega \left( \frac{\omega_{r1}^2 \omega_{r2}^2}{\omega_{a1}^2 \omega_{a2}^2} - 1 \right) \quad (3.22)$$

$$a'_2 = (K_{d1} + K_{d2}) K_v \omega_{r1}^2 \omega_{r2}^2 \left( \frac{1}{\omega_{a1}^2} + \frac{1}{\omega_{a2}^2} \right) + (\omega_{r1}^2 + \omega_{r2}^2) + \left( \omega - 2 \left( \frac{1}{\omega_{a1}^2} + \frac{1}{\omega_{a2}^2} \right) \right) \quad (3.23)$$

$$a'_1 = \left( K_{d1} K_v \omega \omega_{r1}^2 \omega_{r2}^2 - (\omega_{r1}^2 + \omega_{r2}^2) \right) \left( \frac{1}{\omega_{a1}^2} + \frac{1}{\omega_{a2}^2} \right) + \omega_{r1}^2 \omega_{r2}^2 \quad (3.24)$$

$$a'_0 = \omega_{r1}^2 \omega_{r2}^2 \omega \quad (3.25)$$

式 (3.21) から式 (3.24) より,  $K_{d1}$  または  $K_{d2}$  が式 (3.20) の右辺 4 番目の項の特性多項式の 1 番目から 4 番目の項に含まれていることがわかる。このことから, 図 3.24 の制御ブロックが 3 慣性共振システムに十分な減衰を与える可能性がある。

実際には, 等価剛体速度は直接検出できないため, オブザーバによって推定される。つまり, 図 3.24 は図 3.25 のように変換される。

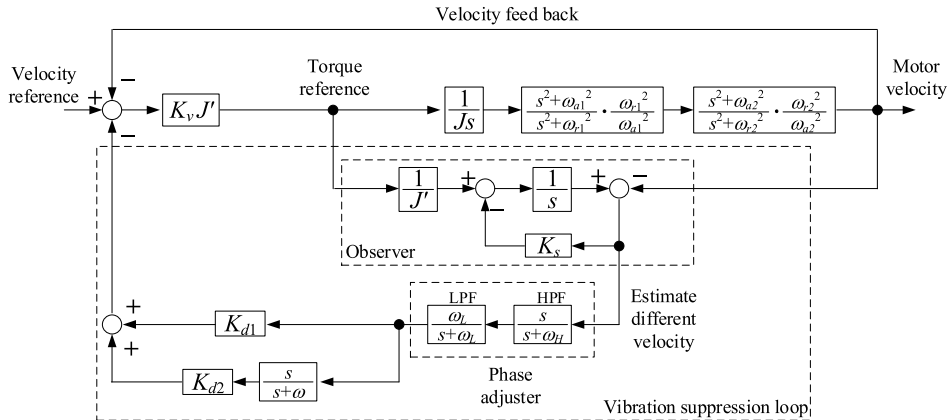


図 3.25: Vibration compensate method with equivalent Rigid-Body Observer

図 3.25 に示す制御器は、図 3.3(a) の制御器に近似微分器とゲイン  $K_{d2}$  を加えた構造で、ゲイン調整の難しさは図 3.3(a) の制御器とほぼ同じである。

提案方法を実際に調整する場合は、以下のように行う。

1. 3 慣性共振系で発生する低い方の振動に対して、3.3.2 節に記載の調整を実施する。
2. 近似微分器として使用するハイパスフィルタのカットオフ周波数を振動抑制したい周波数に対して十分高い周波数に設定する。
3. 残った高い方の振動が減衰するまでゲイン  $K_{d2}$  を 0 から徐々に大きくする。

図 3.25 は速度 P 制御にしているが、速度ループに積分器を追加したり、位置制御を使用したりしても同様の効果が得られる。

### 3.6.2 想定する制御対象と実験装置

本論文では、汎用サーボアンプの制振制御を想定しているため、具体的なメカニズムは想定していない。しかし、サーボ駆動装置の駆動機構としては、ボールねじスライダとタイミングベルトとが一般的に用いられているので、本論文では、これら 2 つの機構要素を直列に組み合わせた機構を制御対象とする。

実験装置の外観写真を図 3.26 に示す。図 3.26 では、モータがタイミングベルトとボールねじスライダを動かして負荷を動かす。今回使用した実験装置は、特定の機構を対象としたものではなく、一般的にサーボがよく用いられる機構である。

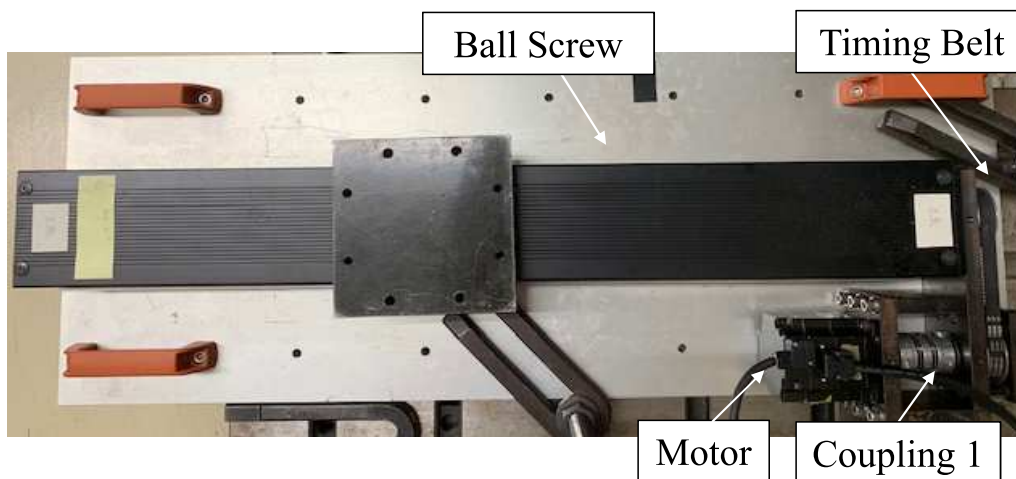


図 3.26: Appearance of experimental equipment

図 3.27 は実験装置のトルク指令からモータ速度までの周波数特性を示している。実験装置の仕様は表 3.2 に示している。

また、図 3.28 は図 3.27 をモデル化した周波数特性である。粘性摩擦の影響が現れる低周波領域を除いて、モデルはほぼ正しくモデル化されている。

表 3.2: Mechanical parameters

Mechanical parameters		
Parameters	Description	value
$J$	Moment of all inertia [kgm <sup>2</sup> ]	$0.396 \times 10^{-4}$
	Lead pitch of ball screw[mm]	20
	Stroke of ball screw[mm]	540
	pulley ratio	1:1

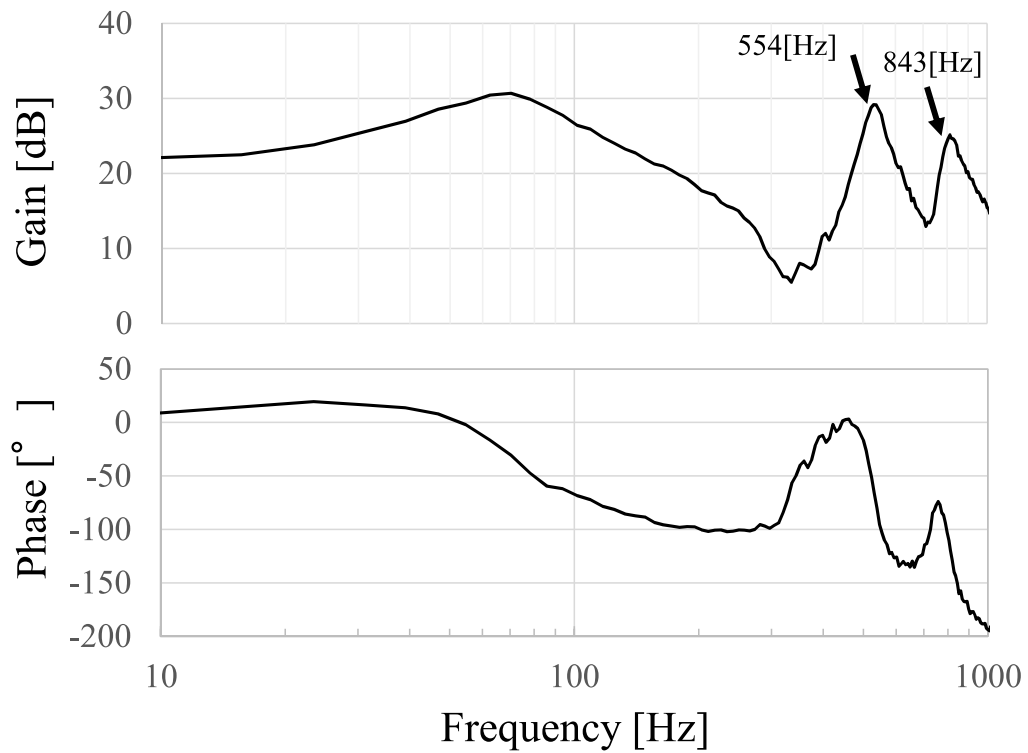


图 3.27: Frequency characteristics of experimental equipment

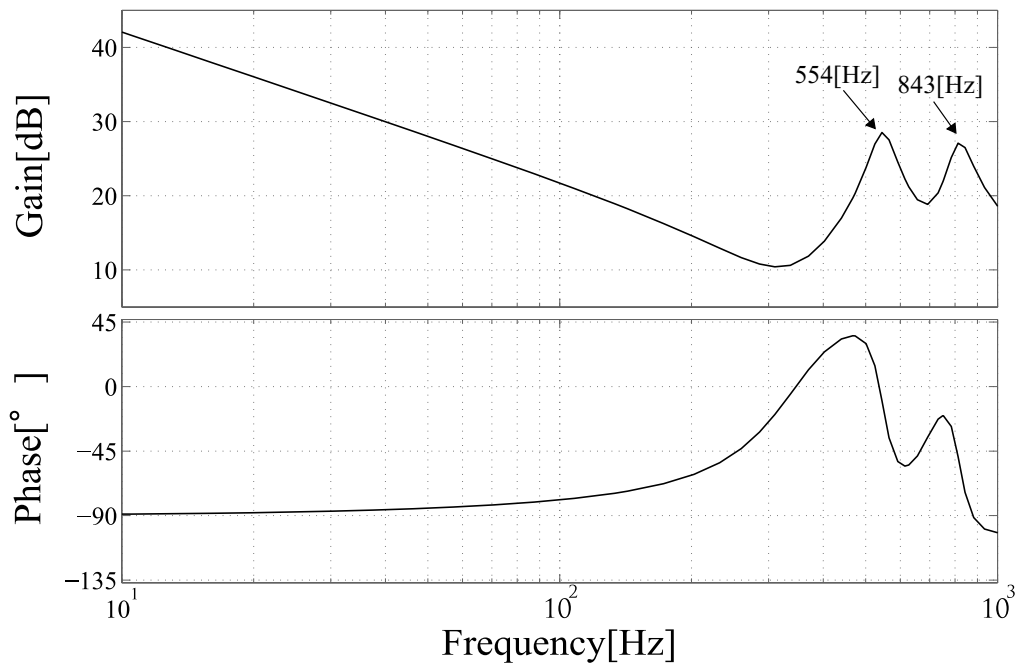


図 3.28: Frequency characteristics of simulation model

### 3.6.3 シミュレーション結果

提案した方法の有効性は、図 3.28 の周波数特性を持つ制御対象に対するシミュレーションによって確認した。

シミュレーションで使用したパラメータを表 3.3 に示す。

表 3.3 の設定パラメータにおいて、図 3.3(b) に該当する周波数特性は、図 3.29 となる。図 3.29 中の緑線はダンピングゲイン 2 ( $K_{d2}$ ) が 0 の場合であり、図 3.3(b) で得られる特性と全く同じになる。一方、図 3.29 中の青線はダンピングゲイン 2 ( $K_{d2}$ ) を 8.0 に設定した場合である。ダンピングゲイン 2 ( $K_{d2}$ ) を 0 に設定した場合は、振動を抑制したい周波数である 799Hz から 838Hz 近辺でゲイン-4.40~-4.57dB、位相-24~-26.7°となっている。一方、ダンピングゲイン 2 ( $K_{d2}$ ) を 8.0 に設定した場合、振動を抑制したい周波数である 799Hz から 838Hz 近辺でゲイン-3.22~-3.31dB、位相-1.23~-2.49°となっており、ダンピングゲイン 2 ( $K_{d2}$ ) を導入することで、より同振幅同位相に近づくことが分

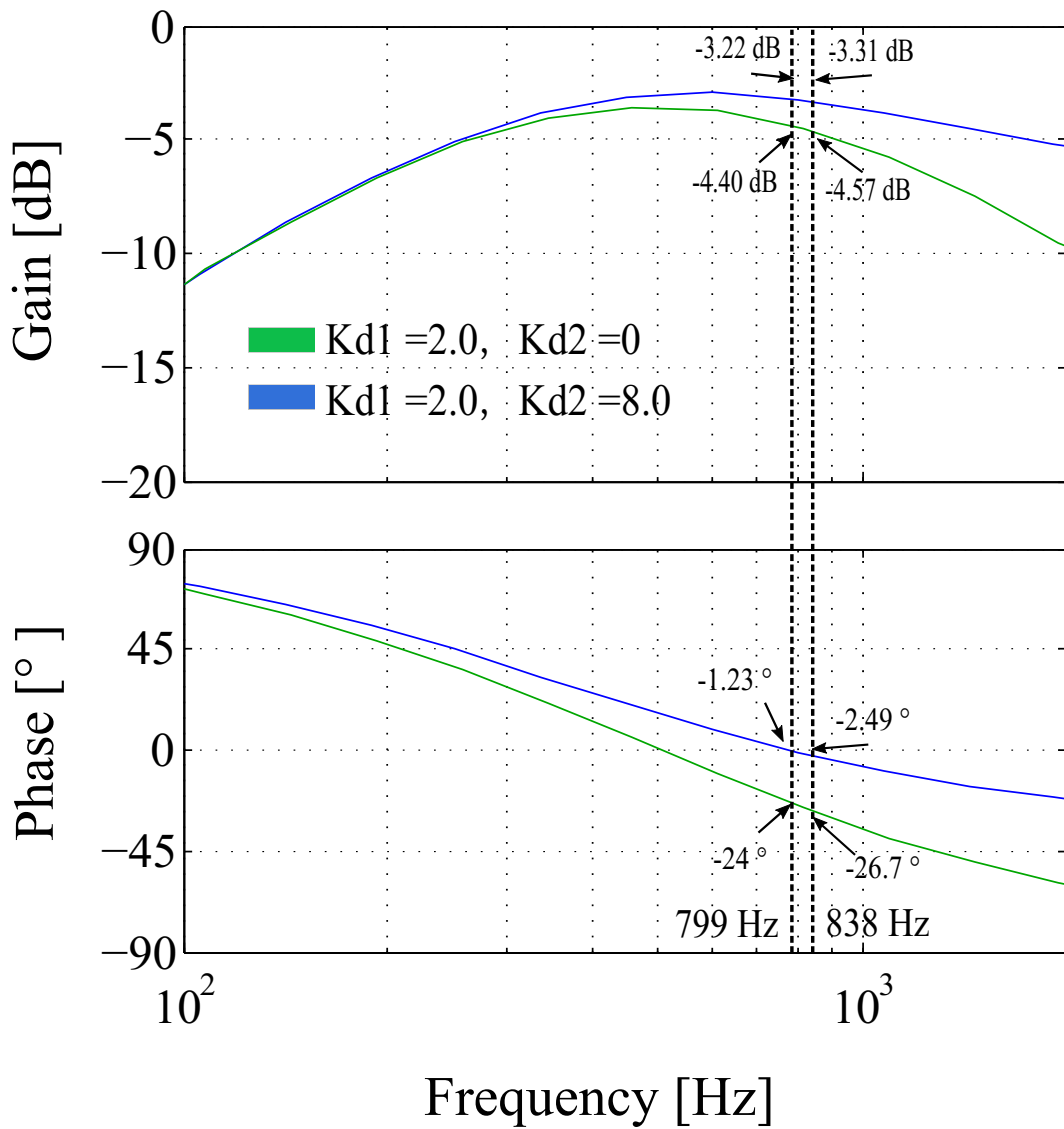
かる。

シミュレーションは位置制御で行い，速度制御比例ゲイン  $K_v$  を振動が発生するまで増加した。図 3.30 に示すように速度制御比例ゲイン  $K_v = 942 / s$  で 799 Hz の振動が発生したため，図 3.3(a) の制御器を適用すると振動がなくなった。図 3.34 に時間応答波形の FFT 解析結果を示す。

その後，速度制御比例ゲイン  $K_v$  をさらに増加させたところ，図 3.31 に示すように速度制御比例ゲイン  $K_v = 1382 / s$  で 838 Hz の振動が発生した。このゲインでは，図 3.3(a) の制御器では振動を完全に抑制できないことがわかる。しかし，図 3.25 の制御器を適用すると振動はなくなった。 $K_{d2}$  は 6~10 の範囲で振動を抑制できたが，今回は中間値として 8 を採用した。図 3.35 に時間応答波形の FFT 解析結果を示す。

表 3.3: Setting parameters of Simulations

Setup parameters					
Parameters	Description	value			
		Without vibration suppression control	With vibration suppression control ( $K_{d2} = 0$ )	With vibration suppression control ( $K_{d2} = 0$ )	With vibration suppression control ( $K_{d2} \neq 0$ )
$K_v$	Speed controller proportional gain[1/s]	942	942	1382	1382
$K_{d1}$	Damping gain1 [-]	0	2	2	2
$K_{d2}$	Damping gain2 [-]	0	0	0	8
Figure No.		(図 3.30)	(図 3.30)	(図 3.31)	(図 3.31)



⊠ 3.29: Frequency characteristics by simulation of the vibration suppression controller



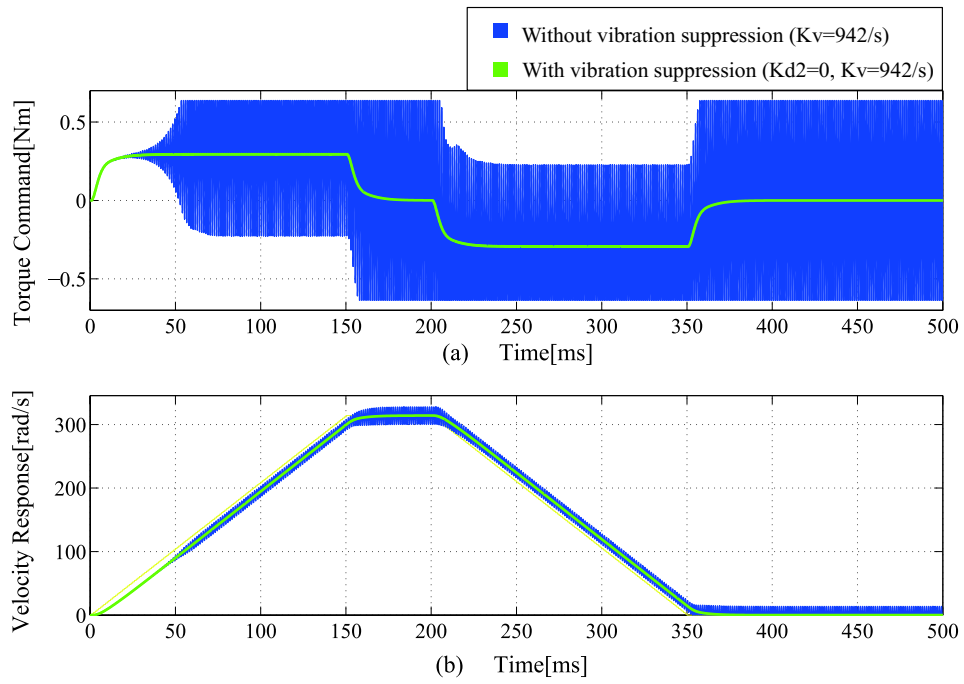


图 3.30: Simulation results of without/with vibration suppression control ( $K_v = 942/s$ ,  $K_{d2} = 0$ ). (a) Torque response, (b) Velocity response.

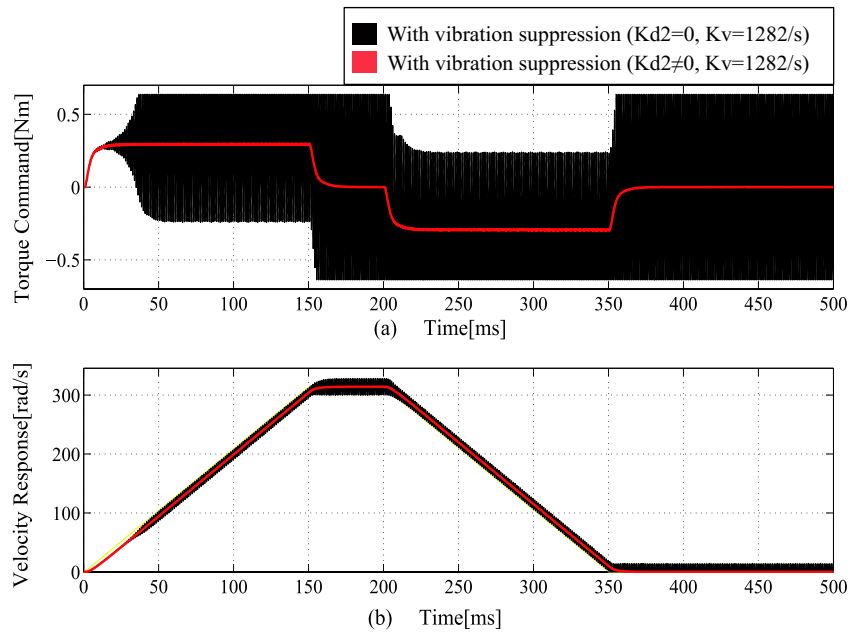
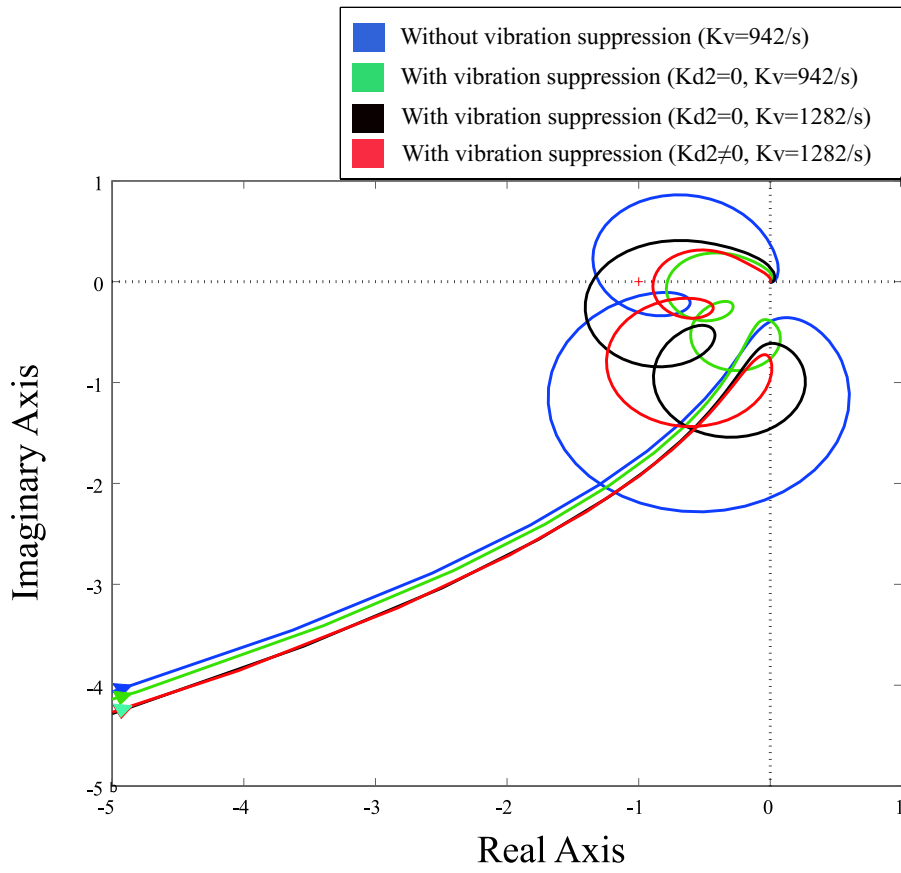


図 3.31: Simulation results of with vibration suppression control ( $K_v = 1382/s$ ).  
 (a) Torque response, (b) Velocity response.

図 3.32 は図 3.30, 図 3.34, 図 3.31, 図 3.35 に対応する速度開ループのナイキスト線図を示している。また, 図 3.33 は図 3.32 の座標  $(-1, 0)$  付近を拡大表示した図である。速度制御比例ゲイン  $K_v = 942/s$  のとき, 速度制御は不安定になった。しかし, 図 3.3(a) の制御器を適用すると安定性は回復している。図 3.3(a) の制御器を適用した状態から速度比例ゲイン  $K_v = 1382/s$  までゲインを上げると, 再び状態は不安定になるが, 図 3.25 の制御器を適用することで安定性は回復する。



⊗ 3.32: Nyquist diagrams by simulation of velocity open loop characteristic

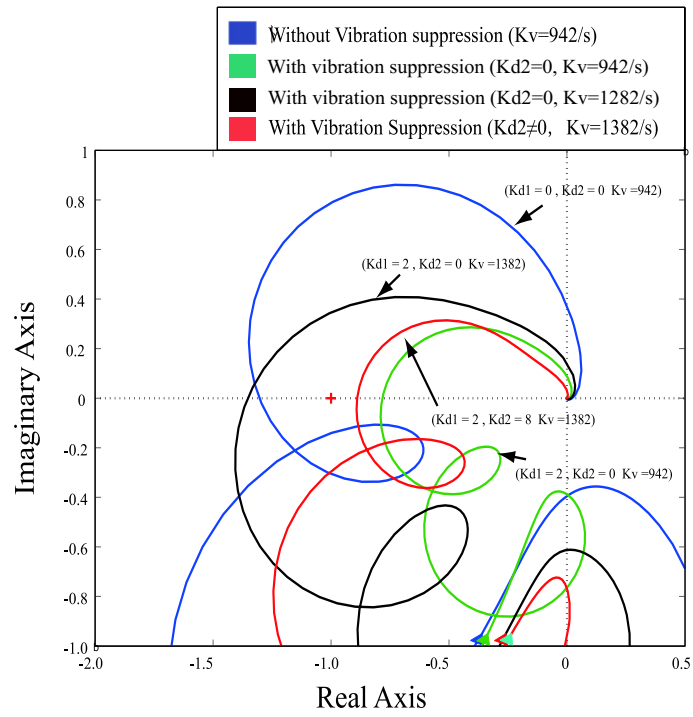


Fig. 3.33: Nyquist diagrams by simulation of velocity open loop characteristic (expansion)

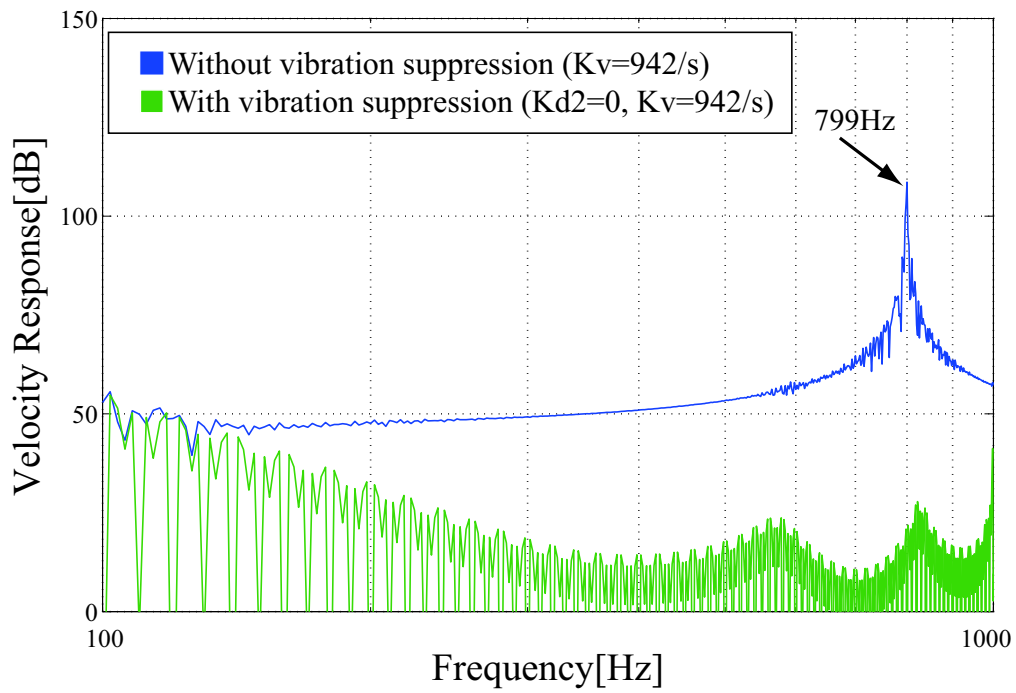


図 3.34: FFT results by simulation of without/with vibration suppression control ( $K_v = 942/s, K_{d2} = 0$ )

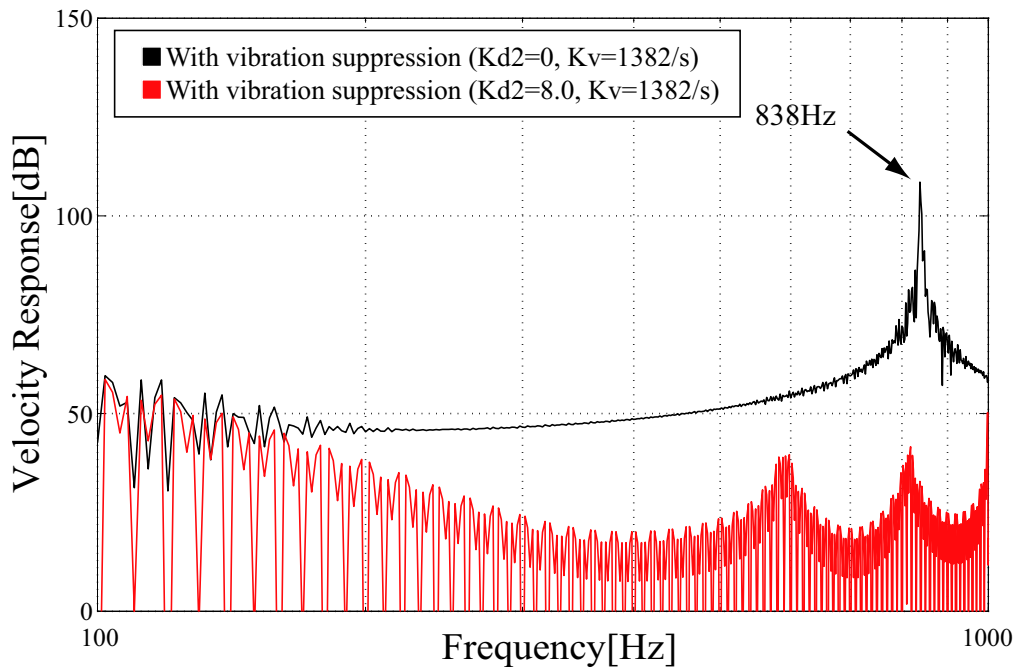


図 3.35: FFT results by simulation of with vibration suppression control ( $K_v = 1382/s$ )

### 3.6.4 実験結果

振動発生時のパラメータ調整では、波形を見ながらダンピングゲイン1 ( $K_{d1}$ ) を振動が消えるまで徐々に上げていく。ダンピングゲイン1 ( $K_{d1}$ ) を大きくして振動がなくなると、速度制御比例ゲイン  $K_v$  をさらに大きくできる。波形を見ながら振動が再び発生したら、ダンピングゲイン2 ( $K_{d2}$ ) を振動が消えるまで徐々に大きくする。実験で使用したパラメータを表 3.4 に示す。図 3.36 は、機械共振が発生するまでゲインを上げて、振動がなくなるように図 3.3(a) の制御器を適用したときの波形を表す。

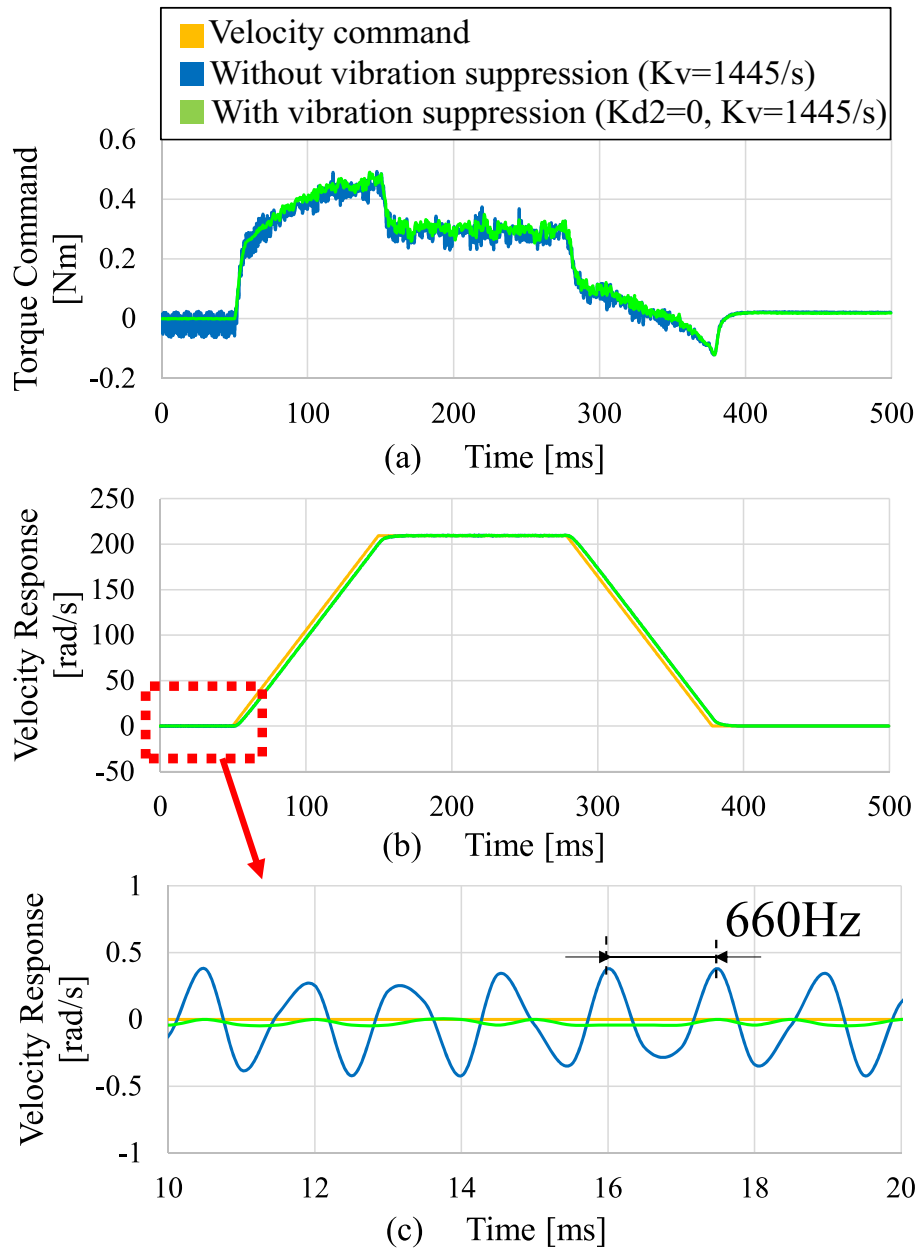


图 3.36: 无/有振动抑制控制 ( $K_v = 1445/s$ ,  $K_{d2} = 0$ ) 的实验结果。(a)转矩响应, (b)速度响应, (c)速度响应的放大图。

表 3.4: Setting parameters of Experiments

Setup parameters					
Parameters	Description	value			
		Without vibration suppression control	With vibration suppression control ( $K_{d2} = 0$ )	With vibration suppression control ( $K_{d2} = 0$ )	With vibration suppression control ( $K_{d2} \neq 0$ )
$K_v$	Speed controller proportional gain[1/s]	1445	1445	2073	2073
$K_{d1}$	Damping gain1 [-]	0	1.8	1.8	1.8
$K_{d2}$	Damping gain2 [-]	0	0	0	1.8
Figure No.		(図 3.36)	(図 3.36)	(図 3.37)	(図 3.37)

ダンピングゲイン 2 ( $K_{d2}$ ) は図 3.3(a) の制御器に存在しない。オブザーバゲイン  $K_s$  を振動周波数とほぼ同じ 600 Hz に設定し、推定振動の位相がモータ速度の振動の位相と同じになるように LPF を調整した。直流成分カットのために HPF を 15Hz に設定した。この設定値を使用して、振動が減少しなくなるまでダンピングゲイン 1 ( $K_{d1}$ ) を大きくした。速度制御比例ゲイン  $K_v = 1445 / s$  で 660 Hz の振動が発生し、前節の制御器を適用すると振動は消えた。

図 3.37 は、再度、機械共振が発生するまでゲインを上げたときの波形と、図 3.25 の制御器を適用したときの波形を表す。

振動が十分に減少するまで、図 3.3(a) の制御器の設定に加えて、ダンピングゲイン 2 ( $K_{d2}$ ) を大きくした。 $K_{d2}$  の手前の HPF は近似微分器であるため、振動を抑制したい周波数より十分に高く設定した。

速度制御比例ゲイン  $K_v = 2073 / s$  で 970 Hz の振動が発生し、図 3.25 の制御器を適用すると振動は消えた。

図 3.3(a) の制御器で、振動が残ってはいるが抑制効果はある。一方、提案手法では、速度制御比例ゲイン  $K_v$  をさらに上げた状態でも振動を十分に抑制することができる。

シミュレーションと同様にナイキスト線図により安定性の変化を確認する。実験データから平均ピリオドグラム法を用いてパワースペクトル密度を求め、伝達関数を推定する。推定した伝達関数は位置/速度の 2 重閉ループなので、速度開ループの伝達関数に換算する。換算した速度開ループの伝達関数を連続系として近似し、図 3.36 および図 3.37 に相当するナイキスト線図を描画する



と図 3.38 と図 3.39 になる。図 3.38 中の青線は、制振制御無効の状態（図 3.36 の青線に相当）のナイキスト線図であり、緑線は図 3.3(a) の制御器を適用した状態（図 3.36 の緑線に相当）のナイキスト線図である。制振制御無効の場合、座標  $(-1, 0)$  を右に見て回っていた線が図 3.3(a) の制御器を適用することにより、座標  $(-1, 0)$  を左に見て回るように変化しており、安定性が回復していることが分かる。

その後、機械共振が発生するまでゲインを上げることでナイキスト線図は図 3.39 の黒線（図 3.37 の黒線に相当）のように変化する。ナイキスト線図は、再び座標  $(-1, 0)$  を右に見て回るようになり、安定性が低下しているが、図 3.25 の制御器を適用することで、図 3.39 の赤線（図 3.37 の赤線に相当）のように座標  $(-1, 0)$  を左に見て回るように変化しており、安定性の回復が確認できる。

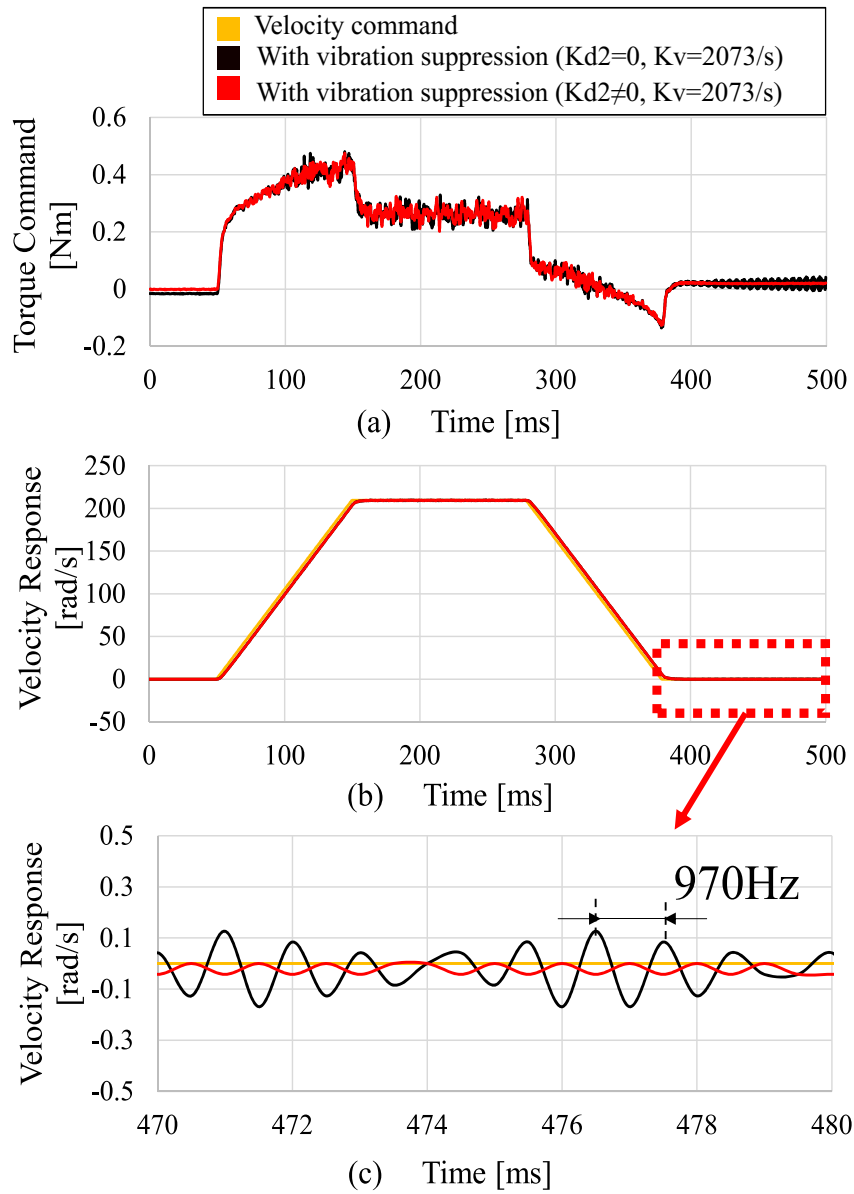


图 3.37: Experimental result of with vibration suppression control ( $K_v = 2073/s$ ).  
 (a) Torque response, (b) Velocity response, (c) Expand diagram of Velocity response.

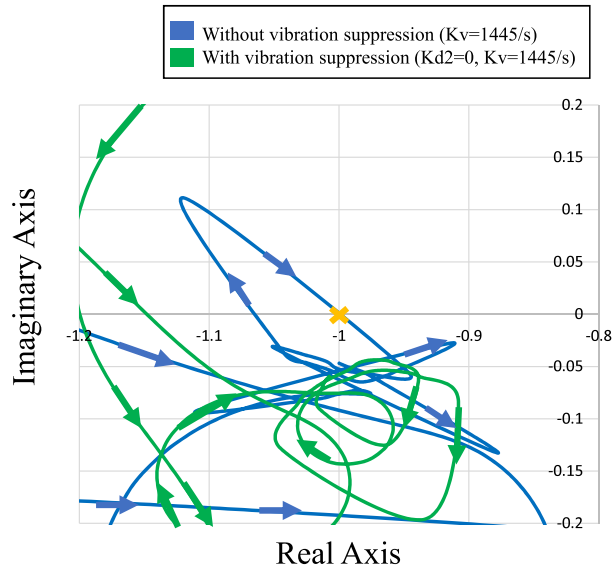


图 3.38: Nyquist diagrams by experiment of velocity open loop characteristic ( $K_v = 1445/s$ ,  $K_{d2} = 0$ )

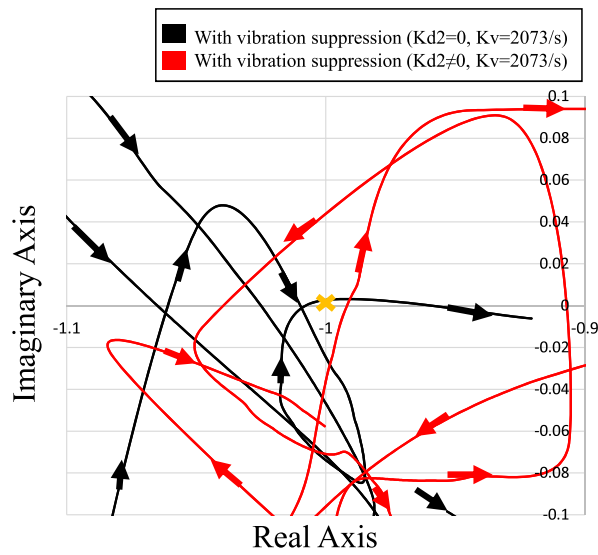


图 3.39: Nyquist diagrams by experiment of velocity open loop characteristic ( $K_v = 2073/s$ )

本章で設計した振動抑制制御器は、制御器の次数が3次（3慣性系への拡張を行うと4次）である。しかし、オブザーバは1次であり、追加で1次ハイパスフィルタおよび1次ローパスフィルタを直列に配置している構造であるため、1次の制御器が3~4つ存在すると考えることもできる。第1章で定義した演算量の目安に照らすと2.2（3慣性への拡張を行うと2.7）となり、汎用サーボアンプに組み込むことができる演算量の目安を十分に下回っている。設定するパラメータもオブザーバで2つ、ハイパスフィルタおよびローパスフィルタで1つずつであり、振幅を決定するダンピングゲインが1~2と少ない。また、最も設定誤差が発生しやすいオブザーバのノミナルモデルの慣性モーメントは、推定振動の振幅低下または直流成分の除去能力不足を引き起こすが、いずれもダンピングゲインやハイパスフィルタの調整で無視できるレベルである。さらに、本章で設計した振動抑制制御器は、基本のフィードバック制御器である速度P制御に付加する形となっている。そのため、1.3節に述べた汎用サーボアンプに求められる4つの制約条件のうち、3つを満足している。最後の条件であるセミクローズド制御とフルクローズド制御の両方に適用できるかに関しては第4章にて議論する。

# 第4章 フルクローズド制御の振動抑制

本章では、フルクローズド制御時における機械共振振動および反共振振動を抑制する方法を検討する。

## 4.1 等価剛体速度オブザーバを用いた制振制御

本節では、外部位置センサによるフルクローズド制御において、位置／速度フィードバックとともに外部エンコーダの信号を使用した場合に発生する機械共振振動の抑制方法について検討する。

### 4.1.1 制振制御の原理

負荷先端に取り付けられたセンサの位置信号の速度換算値をフィードバックするフルクローズド制御の場合を考える。このとき、制御対象の伝達関数は式(3.2b)のように反共振項がなくなるため、図3.2の制御ブロック図は図4.1のようになる。速度偏差から制振制御部の出力（差速度に  $K_d$  をかけた出力）までの開ループの伝達関数は、次式のようになる。

$$\begin{aligned} G_{open}(s) &= \frac{K_d K_v}{s} \left( \frac{\omega_r^2}{s^2 + \omega_r^2} - 1 \right) \\ &= \frac{K_d K_v}{s} \frac{-s^2}{s^2 + \omega_r^2} \\ &= \frac{-K_d K_v s}{\omega_r^2} \frac{\omega_r^2}{s^2 + \omega_r^2} \end{aligned} \quad (4.1)$$

式(4.1)をみるとセミクローズド制御の場合と同様に機械共振特性(式(3.2))を含むことがわかる。したがって、制振制御部の出力には振動波形が観測で

きる。

速度偏差からモータ速度までの閉ループの伝達関数は、次式のようになる。

$$\begin{aligned}
 G_{close}(s) &= \frac{1}{1 + G_{open}} \cdot \frac{K_v}{s} \frac{\omega_r^2}{s^2 + \omega_r^2} \\
 &= \frac{1}{1 - \frac{K_d K_v s}{s^2 + \omega_r^2}} \cdot \frac{K_v}{s} \frac{\omega_r^2}{s^2 + \omega_r^2} \\
 &= \frac{s^2 + \omega_r^2}{s^2 + \omega_r^2 - K_d K_v s} \cdot \frac{K_v}{s} \frac{\omega_r^2}{s^2 + \omega_r^2} \\
 &= \frac{K_v}{s} \cdot \frac{\omega_r^2}{s^2 - K_d K_v s + \omega_r^2}
 \end{aligned} \tag{4.2}$$

式 (4.2) より、フルクロード制御の場合であっても  $K_d$  の符号を負にすることで2 慣性系の共振に減衰を追加できることがわかる。

また、図 4.1 を 3.3 節の図 3.3(a) のようにオブザーバとローパスフィルタ、ハイパスフィルタおよびゲインによって実現すると図 4.2 のようになる。

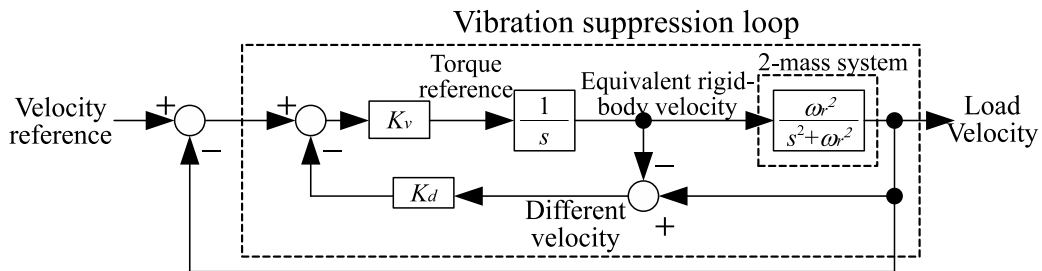


図 4.1: Control block diagram of velocity P control including 2 inertia system (Full-closed control system)

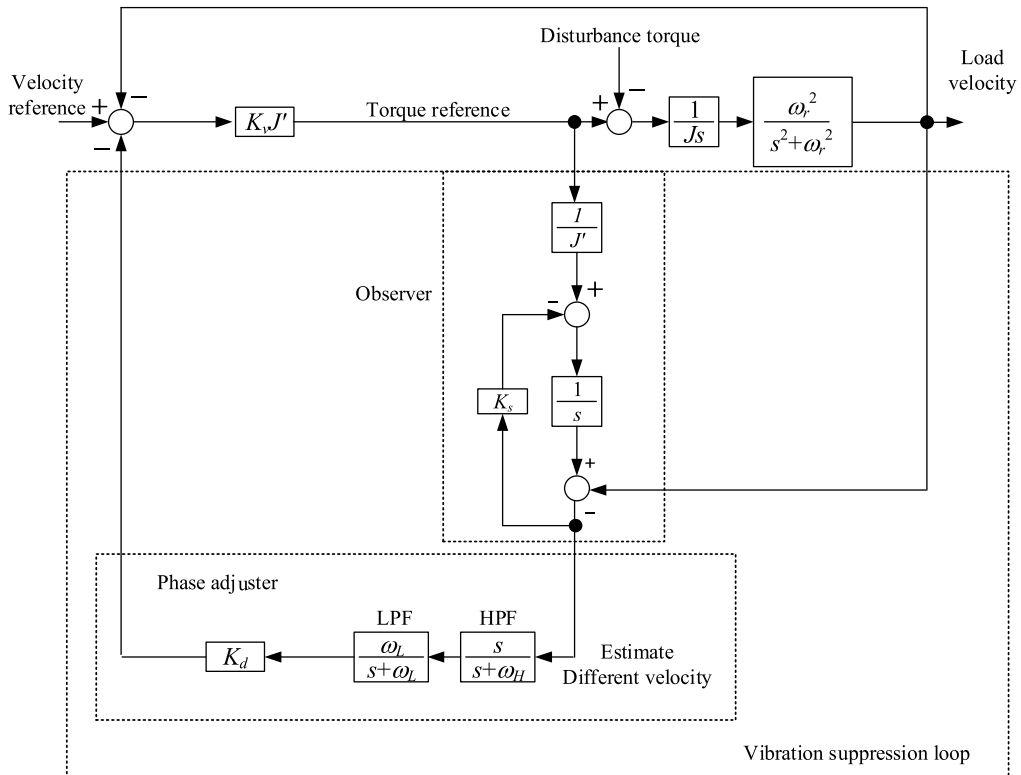


図 4.2: Block diagram using observer and filters

### 4.1.2 実験結果

フルクロードシステムでは外部エンコーダを使用して速度フィードバックを行う。セミクロードシステムの場合と同様に発振するまで、速度ループゲインを上げていき振動波形を観測する。提案法を適用し、振動が低減するか確認する。表 3.1 に、実験時のパラメータを示す。図 4.3 にフルクロードシステムの振動抑制効果の実験結果を示す。振動抑制制御を使用しない場合は、581Hz で振動しているのに対し、提案手法を適用すると振動が抑制されていることがわかる。

速度ループの安定性を確認するために提案手法の適用前後のナイキスト線図を図 4.4 に示す。図 4.4 は市販の FFT アナライザで測定した。提案手法適用前では制御器の不安定を示しているのに対して、適用後では明らかに安定性が改善

している。このとき提案手法の適用前後で速度開ループの周波数特性は図 4.5 のように変化しており、共振部分の Q 値が 32.9 から 11.4 へと下がっている。減衰係数に換算すると 0.0152 から 0.0439 に増加したといえる。

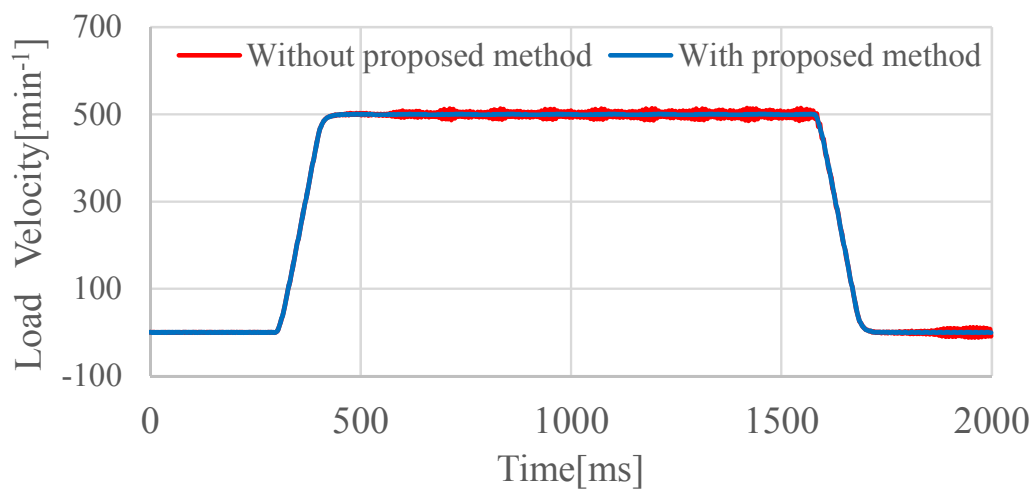


図 4.3: Vibration suppression result by experiment of full-closed system



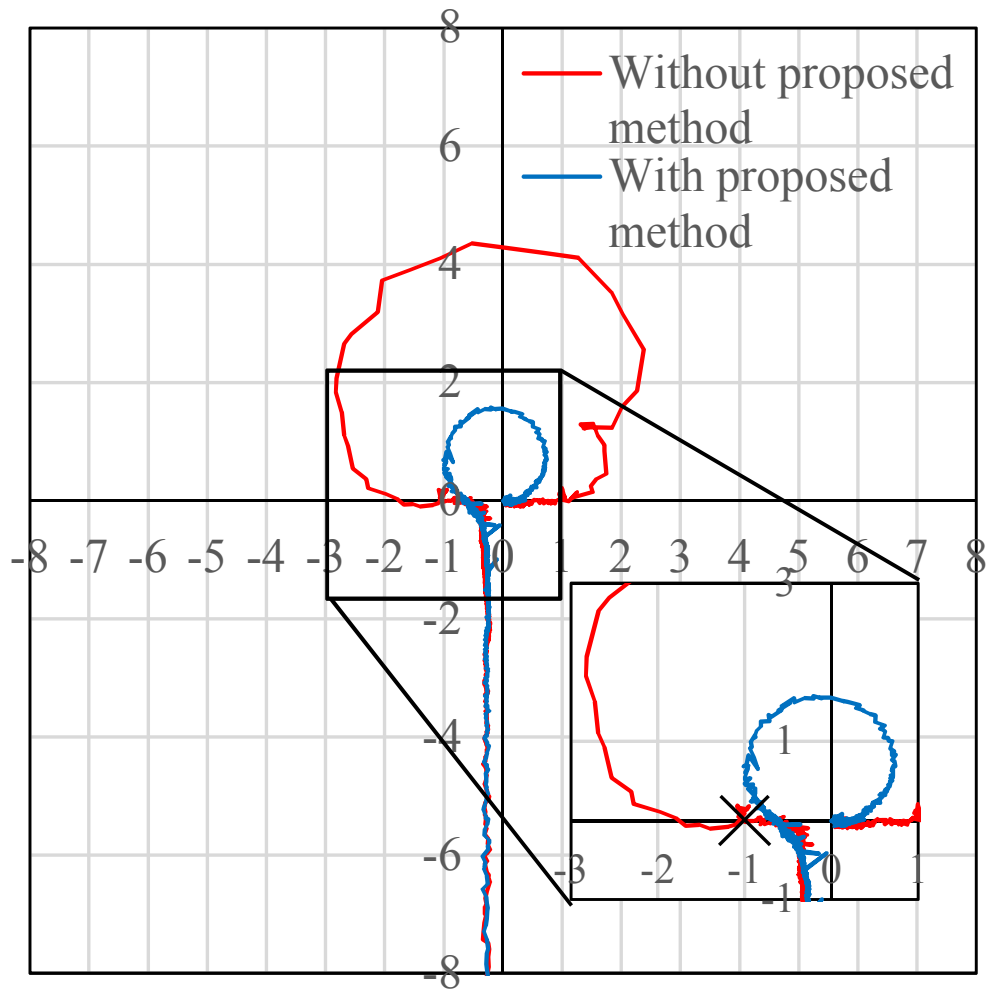


图 4.4: Open loop nyquist characteristic by experiment of full-closed system

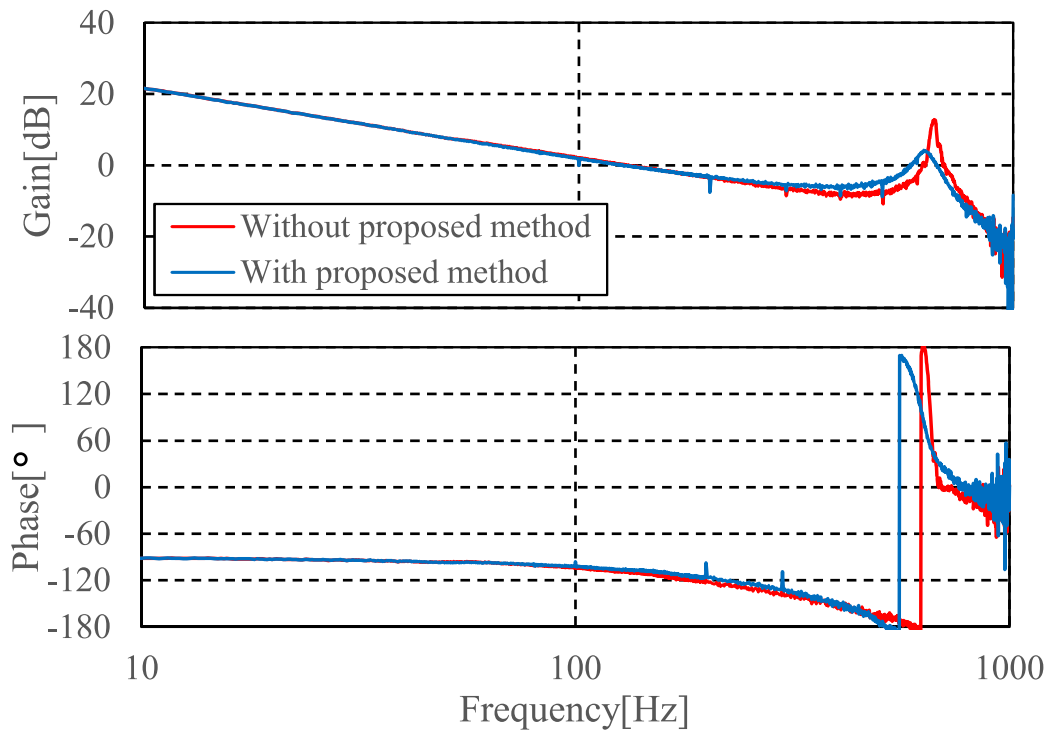


図 4.5: Open loop frequency characteristic by experiment of full-closed system

本節の結果により，第 3 章で設計した制御器は，そのままフルクロード制御にも適用できることが確認できた。このことから，1.3 節に述べた汎用サーボアンプに求められる 4 つの制約条件すべてを満足していることが確認できた。

## 4.2 外部位置センサによるフルクロード制御

本節では，外部位置センサによるフルクロード制御において，回転型モータに接続されたエンコーダを速度フィードバックに使用した場合に発生する反共振振動の抑制方法について検討する。

## 4.2.1 反共振振動発生メカニズム

ボールねじ等の機械共振要素を含めたモータ制御系を図4.6に示すような2慣性共振系と仮定すると、フルクローズド制御で動作させる場合のモータトルクから制御対象の速度までの運動方程式は式(4.3), 式(4.4)となる[50]。

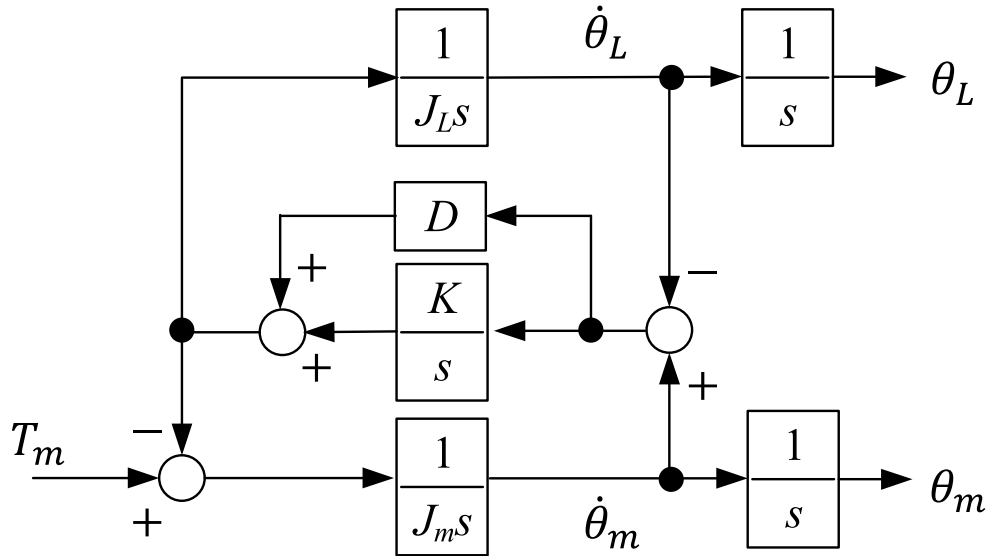


図 4.6: Control target (2-inertial system)

$$J_m \ddot{\theta}_m + D(\dot{\theta}_m - \dot{\theta}_L) + K(\theta_m - \theta_L) = T_m \quad (4.3)$$

$$J_L \ddot{\theta}_L + D(\dot{\theta}_L - \dot{\theta}_m) + K(\theta_L - \theta_m) = 0 \quad (4.4)$$

ここで,  $J$ ,  $D$ ,  $K$  はそれぞれ慣性モーメント, 粘性減衰係数, ばね定数を示し,  $T$ ,  $\theta$ ,  $\dot{\theta}$  トルク, 位置, 速度を示し, 添え字  $m$ ,  $L$  はそれぞれモータ側定数, 負荷側定数を示す。式(4.3), 式(4.4)をラプラス変換して伝達関数にすると式(4.5), 式(4.6)となる。

P型フルクローズド制御（モータエンコーダで検出した速度）：

$$\begin{aligned}
 G_{Lp}(s) &= \frac{\Theta_m(s)}{T_m(s)} s = \left( \frac{1}{J_M + J_L} \cdot \frac{1}{s} \right) \\
 &\quad \cdot \left\{ \frac{s^2 + \frac{D}{J_L} s + \frac{K}{J_L}}{\frac{K}{J_L}} \cdot \frac{\left( \frac{1}{J_m} + \frac{1}{J_L} \right) K}{s^2 + \left( \frac{1}{J_m} + \frac{1}{J_L} \right) Ds + \left( \frac{1}{J_m} + \frac{1}{J_L} \right) K} \right\} \\
 &= \left( \frac{1}{J_M + J_L} \cdot \frac{1}{s} \right) \\
 &\quad \cdot \left( \frac{s^2 + 2\zeta_a \omega_a s + \omega_a^2}{\omega_a^2} \cdot \frac{\omega_r^2}{s^2 + 2\zeta_r \omega_r s + \omega_r^2} \right) \tag{4.5}
 \end{aligned}$$

PS型フルクローズド制御（外部位置センサで検出した速度）：

$$\begin{aligned}
 G_{Lps}(s) &= \frac{\Theta_L(s)}{T_m(s)} s = \left( \frac{1}{J_M + J_L} \cdot \frac{1}{s} \right) \\
 &\quad \cdot \left\{ \frac{\left( \frac{1}{J_m} + \frac{1}{J_L} \right) (Ds + K)}{s^2 + \left( \frac{1}{J_m} + \frac{1}{J_L} \right) Ds + \left( \frac{1}{J_m} + \frac{1}{J_m} \right) K} \right\} \\
 &= \left( \frac{1}{J_M + J_L} \cdot \frac{1}{s} \right) \cdot \left( \frac{2\zeta_r \omega_r s + \omega_r^2}{s^2 + 2\zeta_r \omega_r s + \omega_r^2} \right) \tag{4.6}
 \end{aligned}$$

ただし、

$\zeta_r$  : 共振の減衰係数

$\omega_r$  : 共振の角振動周波数

$\zeta_a$  : 反共振の減衰係数

$\omega_a$  : 反共振の角振動周波数

である。ここで、分子の  $s$  の1次項は共振のピークよりも高い周波数の特性を決定するが、振動が発生するのは共振のピークのため振動抑制の検討には影響しないと考えられる。そのため、本論文では簡単のために分子の  $s$  の1次項を無視して次式のように表現する。

$$G_{Lps}(s) = \left( \frac{1}{J_M + J_L} \cdot \frac{1}{s} \right) \cdot \left( \frac{\omega_r^2}{s^2 + 2\zeta_r \omega_r s + \omega_r^2} \right) \tag{4.7}$$

モータトルクから外部位置センサの位置信号までの伝達関数は式 (4.5) と式 (4.7) を用いて次式のように記述することもできる。

$$G(s) = \left( \frac{1}{J_M + J_L} \cdot \frac{1}{s^2} \right) \cdot \left( \frac{s^2 + 2\zeta_a \omega_a s + \omega_a^2}{\omega_a^2} \cdot \frac{\omega_r^2}{s^2 + 2\zeta_r \omega_r s + \omega_r^2} \right) \cdot \left( \frac{\omega_a^2}{s^2 + 2\zeta_a \omega_a s + \omega_a^2} \right) \quad (4.8)$$

制御対象を式 (4.8) で記述した際に、モータ速度と外部位置センサの位置信号をフィードバックする場合、図 4.7 のブロック図となる。上付き文字 *ref*, *res* はそれぞれ参照値、応答値を示す。図 4.7 において、フィルタや様々な制振制御手法を用いて機械共振の影響を低減することで、速度制御器の比例ゲインを位置制御器の比例ゲインよりも十分大きくできるので、簡単のために速度制御系の伝達関数を「1」とする。

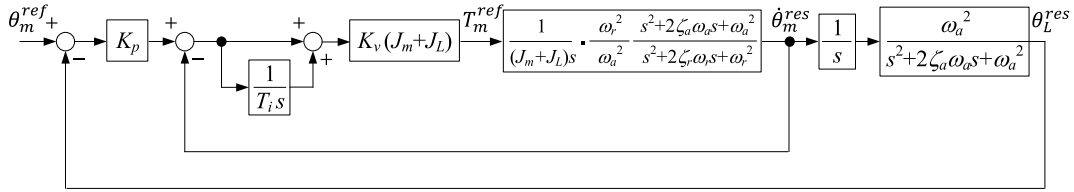


図 4.7: Control block diagram (full-closed control)

このとき、位置偏差から検出位置信号までの一巡伝達関数は、

$$G(s) = \frac{K_p}{s} \cdot \frac{\omega_a^2}{s^2 + 2\zeta_a \omega_a s + \omega_a^2} \quad (4.9)$$

となるので、位置制御器の比例ゲインを大きくすると  $\omega_a$  付近の周波数で制御器が振動する可能性がある。位置指令から機構先端位置までの伝達関数は、次式のようになる。

$$G(s) = \frac{K_p \omega_a^2}{s^3 + 2\zeta_a \omega_a s^2 + \omega_a^2 s + K_p \omega_a^2} \quad (4.10)$$

また、式 (4.9) に  $s = j\omega$  を代入すると次式となる。

$$G(j\omega) = \frac{K_p \omega_a^2}{j\omega(\omega_a^2 - \omega^2) + 2\zeta_a \omega_a} \quad (4.11)$$

上式を有理化し、虚数部が0となる $\omega$ を求めると、 $\omega_a > 0$ より式(4.12)を得ることができる。

$$\omega = \omega_a \quad (4.12)$$

式(4.12)より、位置制御系が不安定になった場合の振動周波数は機構の反共振周波数となることがわかる[51]。このため、反共振周波数の振動を抑制する手法が必要である。

#### 4.2.2 従来方法による振動抑制

モータ速度と外部位置センサから計算される機構先端速度との差をフィードバックする従来方法として、例えば図4.8[36]がある。モータ速度と外部位置センサから計算される機構先端速度との差を差速度と定義すると、図4.8の速度制御系における速度指令から差速度までの開ループの伝達関数は次式のようにになる。ただし、簡単のため積分は除外して速度P制御とし、 $J_m + J_L = 1$ とした。

$$G(s) = \frac{b_2 s^2 + b_1 s + b_0}{s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0} \left( 1 - \frac{\omega_a^2}{s^2 + 2\zeta_a \omega_a s + \omega_a^2} \right) \quad (4.13)$$

$$\begin{aligned} &= \frac{\frac{\omega_r^2 K_v}{\omega_a^2} (s^2 + 2\zeta_a \omega_a s + \omega_a^2)}{s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0} \cdot \frac{s^2 + 2\zeta_a \omega_a s}{s^2 + 2\zeta_a \omega_a s + \omega_a^2} \\ &= \frac{b_2 s(s + 2\zeta_a \omega_a)}{s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0} \end{aligned} \quad (4.14)$$

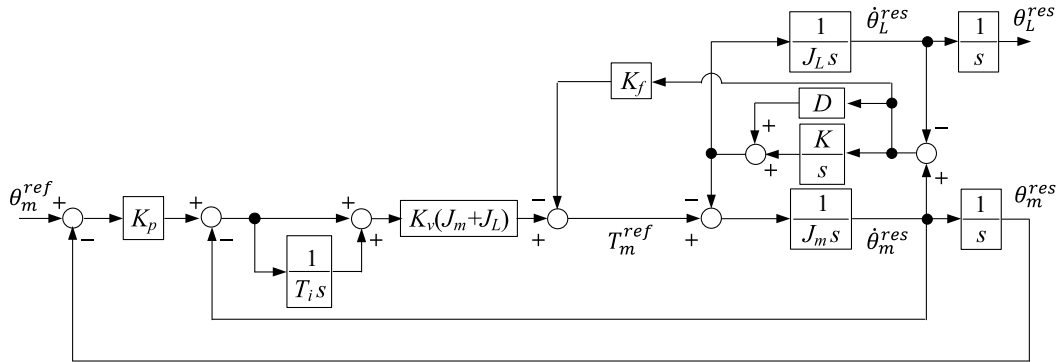


図 4.8: Control block diagram of conventional method with vibration suppression control using differential velocity feedback

式 (4.13) の各係数  $a_2 \sim a_0$ ,  $b_2 \sim b_0$  は次式となる。

$$a_2 = 2\zeta_r \omega_r + \frac{\omega_r^2 K_v}{\omega_a^2} \quad (4.15)$$

$$a_1 = \omega_r^2 + \frac{2\zeta_a \omega_r^2 K_v}{\omega_a} \quad (4.16)$$

$$a_0 = \omega_r^2 K_v \quad (4.17)$$

$$b_2 = \frac{\omega_r^2 K_v}{\omega_a^2} \quad (4.18)$$

$$b_1 = \frac{2\zeta_a \omega_r^2 K_v}{\omega_a} \quad (4.19)$$

$$b_0 = \omega_r^2 K_v \quad (4.20)$$

式 (4.14) の構成では、機械共振や反共振特性を含めた速度フィードバック制御系の特性が含まれる。式 (4.9) の伝達関数とは式の形が異なるため、位置制御系が不安定になった場合に発生する反共振周波数のみを検出することができない。

そのため、差速度に単純にゲイン  $K_f$  をかけてモータトルクにフィードバックしても反共振振動を抑制することはできないと考えられる。図 4.8 のシミュレーション結果を図 4.9 に示す。やはり、図 4.8 の方法では振動をまったく抑制できていない。

しかし、仮に速度制御系の伝達関数を「1」にすることができれば、

$$\frac{b_2 s^2 + b_1 s + b_0}{s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0} = 1 \quad (4.21)$$

となるので、式 (4.13) は次式のように変化する。

$$G(s) = \frac{s^2 + 2\zeta_a \omega_a s}{s^2 + 2\zeta_a \omega_a s + \omega_a^2} = \frac{s(s + 2\zeta_a \omega_a)}{s(s + 2\zeta_a \omega_a) + \omega_a^2} \quad (4.22)$$

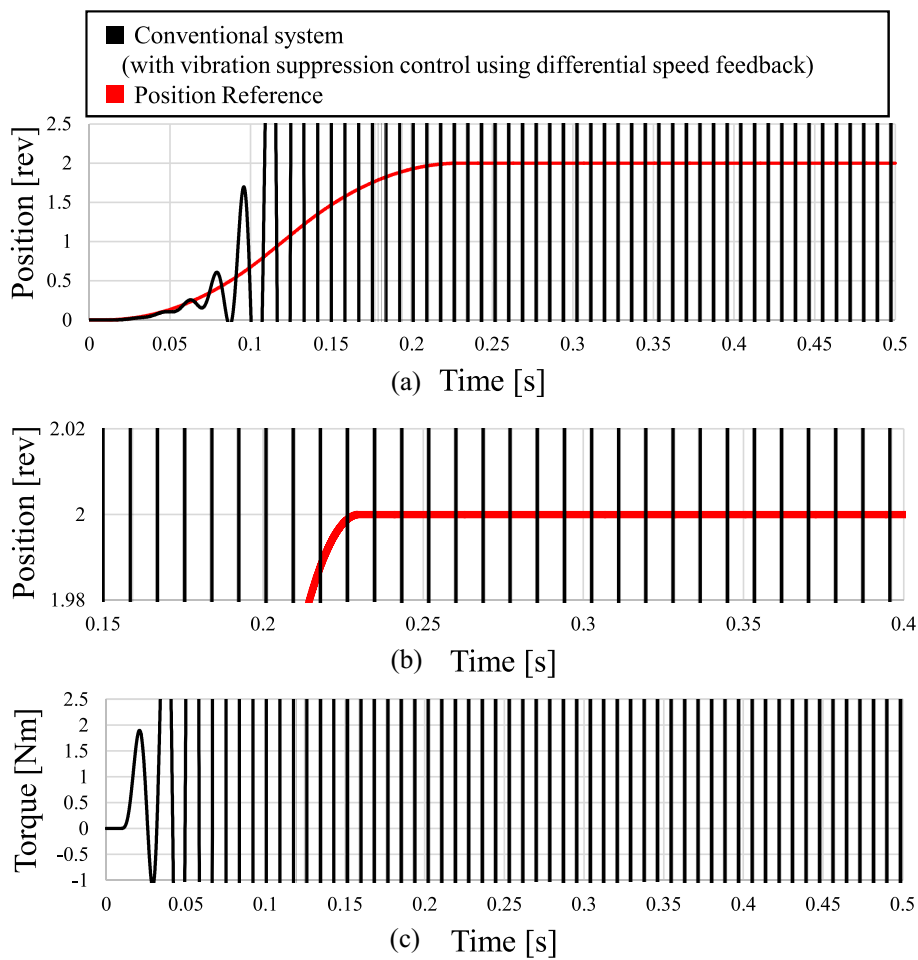


図 4.9: Comparison of simulation results of conventional method and proposed method



### 4.2.3 提案方法による振動抑制

式 (4.22) ならば，反共振周波数のみを検出することが可能であるが，現実には厳密に速度制御系の伝達関数を「1」にすることはできない。対策として，モータ速度の代わりに速度指令を使用すれば速度制御系の伝達関数を厳密に「1」と考えることができる。以降は，速度指令と外部位置センサから計算される機構先端速度との差を差速度として使用する。

$\zeta_a \ll 1$  であることが多いので，説明を簡単にするため，式 (4.22) の分子において， $\omega_a$  付近の周波数では， $s = j\omega_a$  と考えると

$$s + 2\zeta_a\omega_a \doteq s \quad (4.23)$$

と近似できる。式 (4.23) より，式 (4.22) は次式のように近似できる。

$$G(s) = \frac{s^2}{s^2 + \omega_a^2} \quad (4.24)$$

式 (4.24) の分子は  $s$  の 2 次式であるから，差速度を積分して比例ゲイン  $K_f$  を乗じた信号を速度指令に負帰還する。このとき，速度指令から機構先端速度までの伝達関数は次式となる。

$$G(s) = \frac{\omega_a^2}{s^2 + K_f s + \omega_a^2} \quad (4.25)$$

式 (4.25) で，比例ゲイン  $K_f$  により分母多項式の  $s$  の 1 次項の係数が大きくできるので，等価的に制御対象の減衰係数  $\zeta_a$  を大きくしたのと同等の効果を得ることができる。

式 (4.25) の伝達関数で表される速度制御系の外側に外部位置センサの位置をフィードバックするフルクロズド制御器を構築すると，位置指令から機構先端位置までの伝達関数は次式のようになる。

$$G(s) = \frac{K_p\omega_a^2}{s^3 + K_f s^2 + \omega_a^2 s + K_p\omega_a^2} \quad (4.26)$$

式 (4.10) と式 (4.26) を比較すると，直接制御できない  $\zeta_a\omega_a$  が比例ゲイン  $K_f$  に置き換わっているため， $K_f$  を大きくすることで位置制御系の安定性が回復することが期待できる。

提案方法を実際に調整する場合は，振動が減衰するまでゲイン  $K_f$  を 0 から徐々に大きくしていくだけである。

## 4.2.4 シミュレーション結果

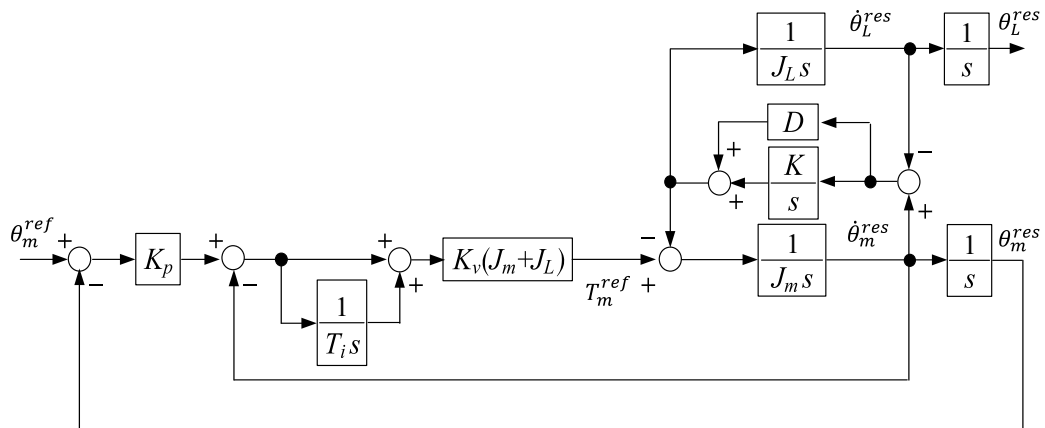
図 4.10 は、サーボモータでボールねじを駆動する直動機構を想定した制御ブロック図である。ただし、一般的には、機構部のばね要素はカップリングとボールねじのナット部が想定されるが、図 4.10 ではナット部のみをばね要素として仮定している。図 4.10 の制御対象のモータトルクからモータ速度までのモデル化した周波数特性を図 4.12 に示す。機構の固有振動周波数に相当する反共振周波数が約 54Hz、共振周波数が 300Hz となっている。

セミクローズド制御として、位置制御器の比例ゲイン  $K_p = 300/s$ 、速度制御器の比例ゲイン  $K_v = 1508/s$ 、積分時間  $T_i = 2.7ms$  とした場合のモータ回転角度とモータトルクは図 4.13 となる。図 4.13 のモータトルクは約 58Hz で振動しているため、速度制御器は共振を十分に抑制できており、反共振周波数のみが発生していると考えられることができる。

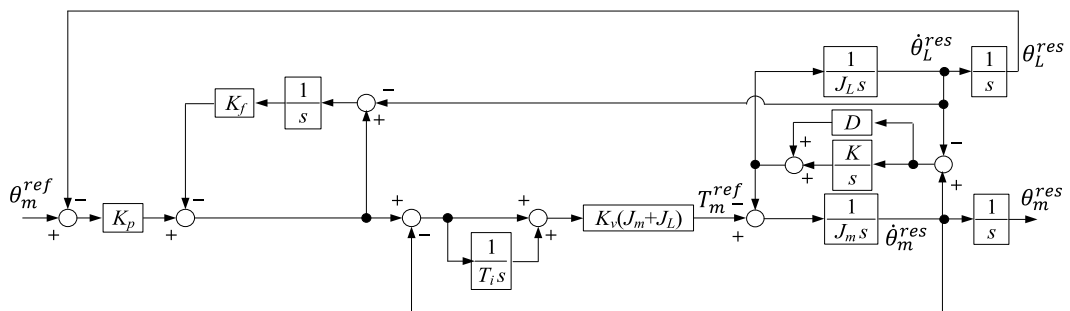
直動機構の可動テーブルにリニアスケール等の位置センサを取り付けフルクローズド制御を構成することを考える。フルクローズド制御としては、産業用途で使用されている図 4.11 のような負荷位置のみをフィードバックし、速度はモータエンコーダからフィードバックする P 型フルクローズド制御を想定する。

まず、提案手法を使用しない場合 ( $K_f = 0$ ) の場合を考える。セミクローズド制御時と同じゲイン設定値で動作させると、図 4.14 のようになり、約 58Hz で負荷先端位置とモータトルクが振動している。速度閉ループ/位置開ループのナイキスト線図は図 4.16 のようになり、制御系が不安定になっていることがわかる。

この状態に対して提案方式を比例ゲイン  $K_f = 500$  として適用すると図 4.15 のように振動を抑制することができ、セミクローズド制御と同程度の位置制御器の比例ゲインを設定できる。



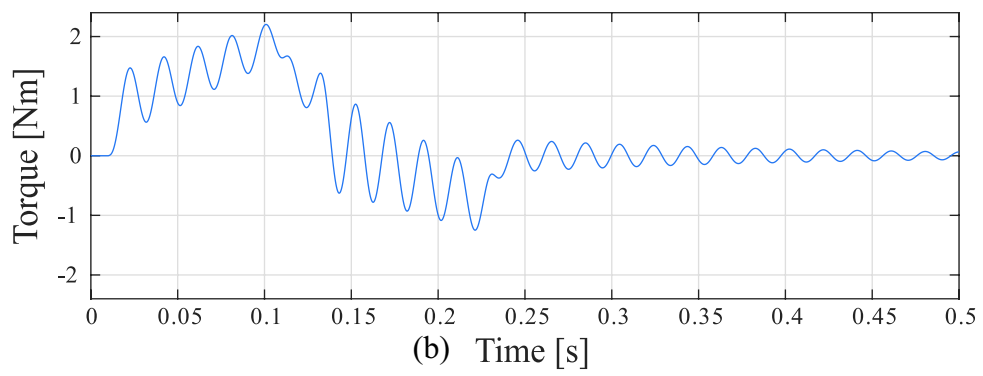
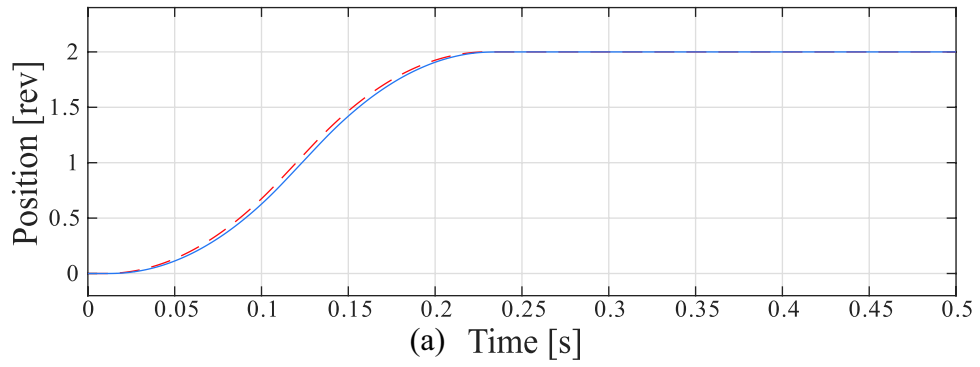
⊠ 4.10: Control block diagram (semi-closed control)



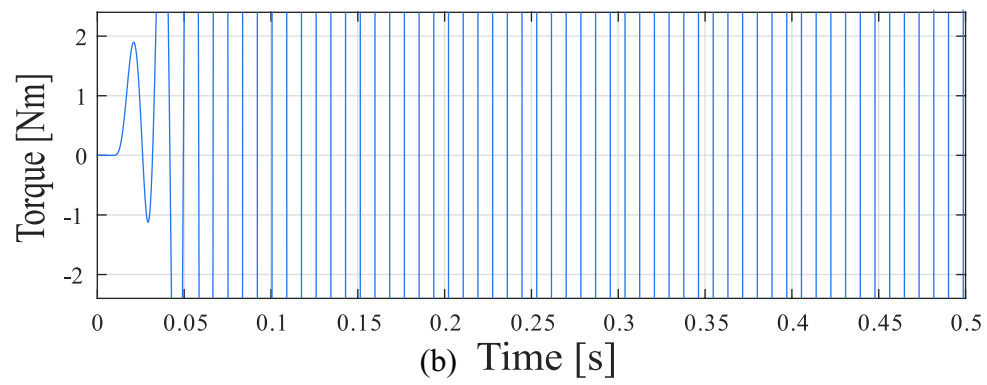
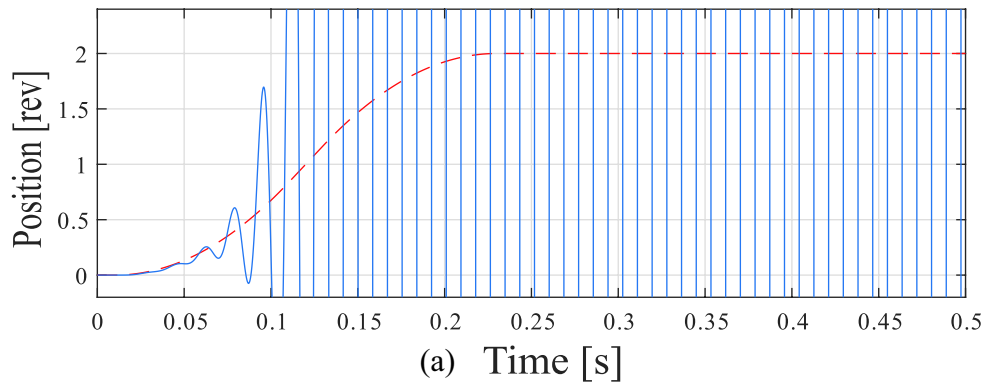
⊠ 4.11: Control block diagram (full-closed control with anti-resonance vibration suppression control)



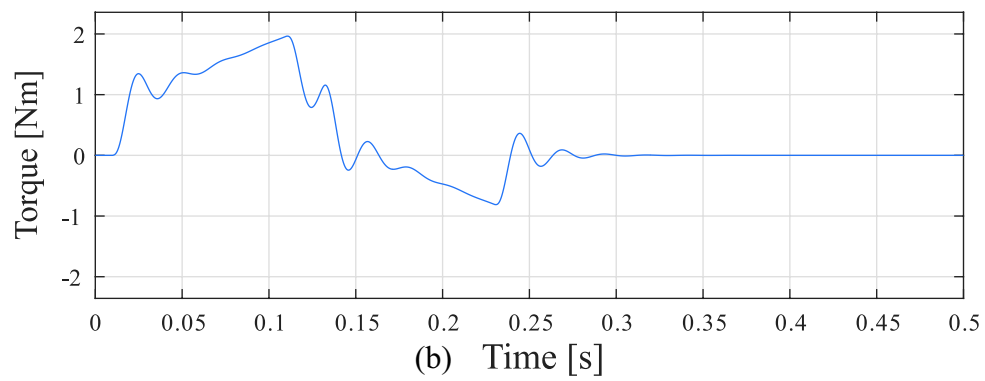
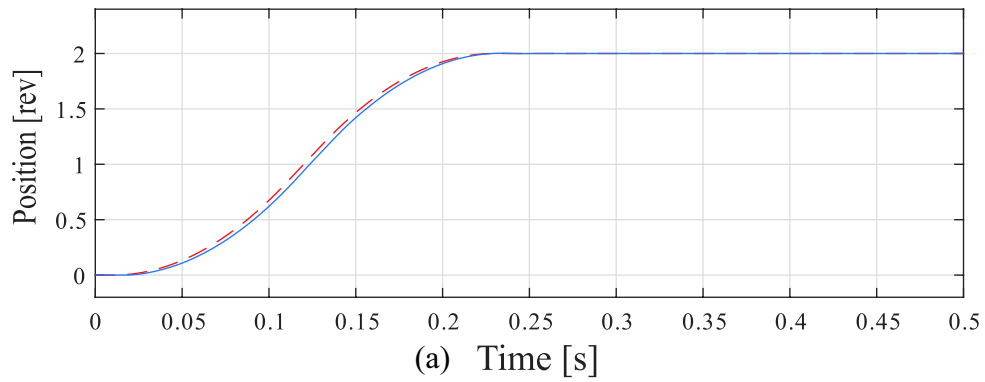
⊠ 4.12: Frequency characteristics by simulation from the torque of the controlled object to the motor velocity



⊠ 4.13: Operating waveform by simulation in semi-closed control



⊠ 4.14: Operating waveform by simulation in full-closed control (without anti-resonance vibration suppression control)



⊠ 4.15: Operating waveform by simulation in full-closed control (with anti-resonance vibration suppression control)

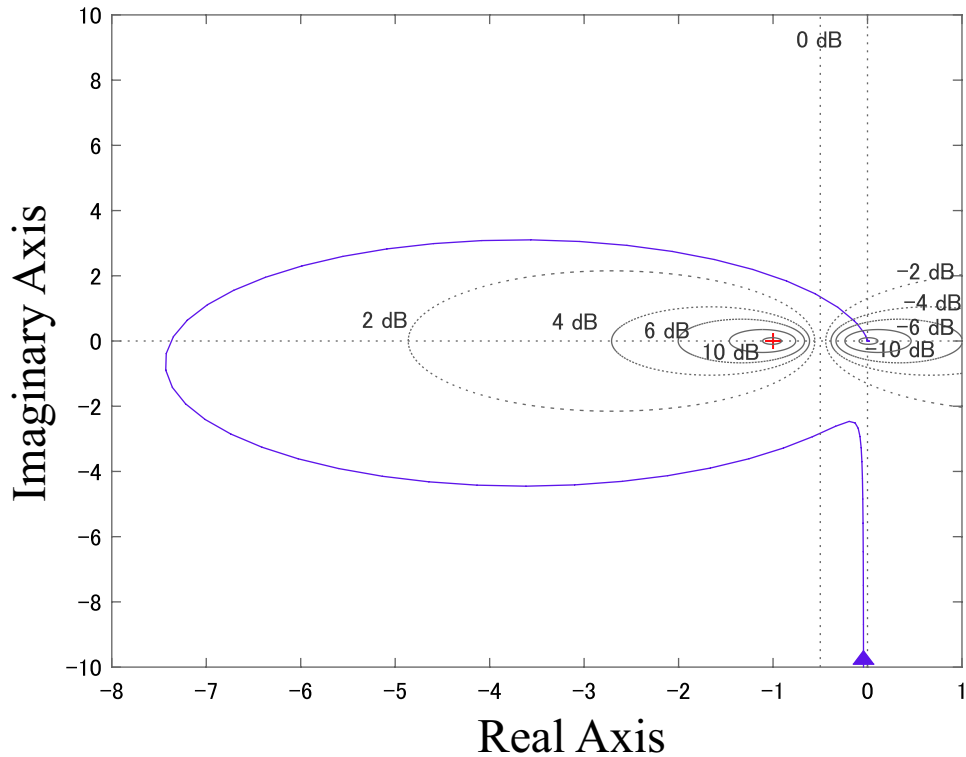


図 4.16: Nyquist diagram by simulation without anti-resonance vibration suppression control

#### 4.2.5 パラメータ感度

図 4.17 は、比例ゲインを  $K_f = 200$ ,  $K_f = 300$ ,  $K_f = 500$  と変更した際の速度閉ループ/位置開ループのナイキスト線図である。図 4.17 中の黄, 青, 赤の順に比例ゲインは大きくなっている。比例ゲイン  $K_f$  を大きくすると、徐々に安定性が回復していることがわかる。

$K_f = 200$  の場合のシミュレーションによる時間応答波形を図 4.18 に、 $K_f = 300$  の場合のシミュレーションによる時間応答波形を図 4.19 に示す。徐々に振動が小さくなっており、 $K_f = 500$  で図 4.15 のようになる。さらに、 $K_f = 750$  まで大きくしても波形はあまり変化しない。

本結果より、 $K_f$  は、ある程度大雑把な設定で効果を得られることが分かる。



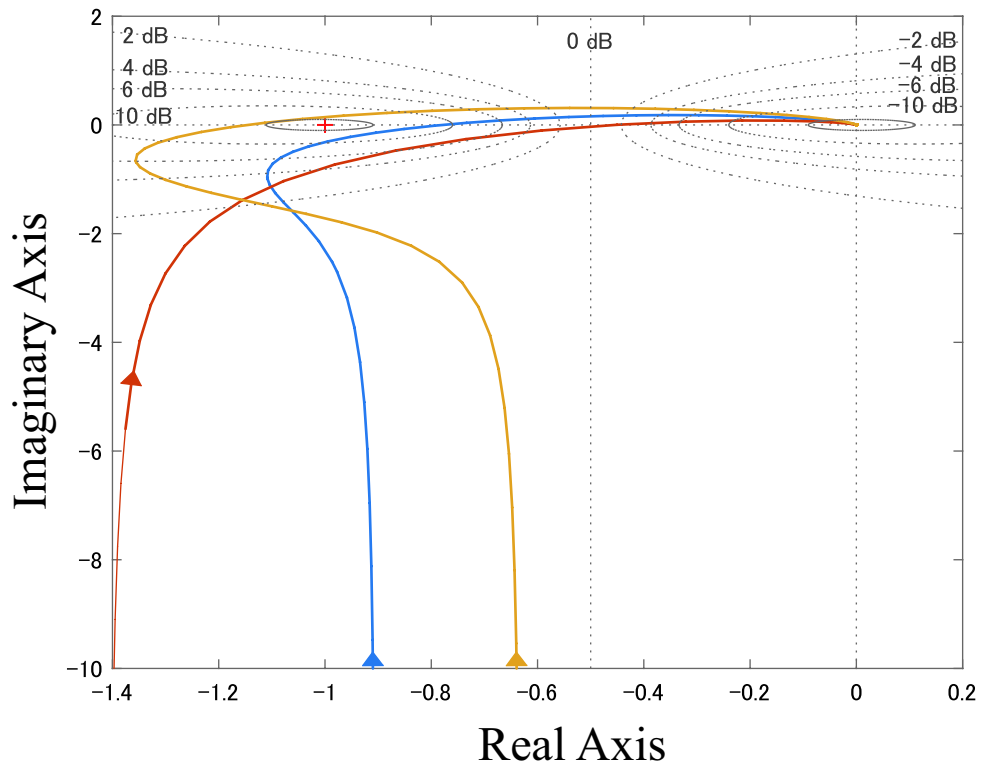
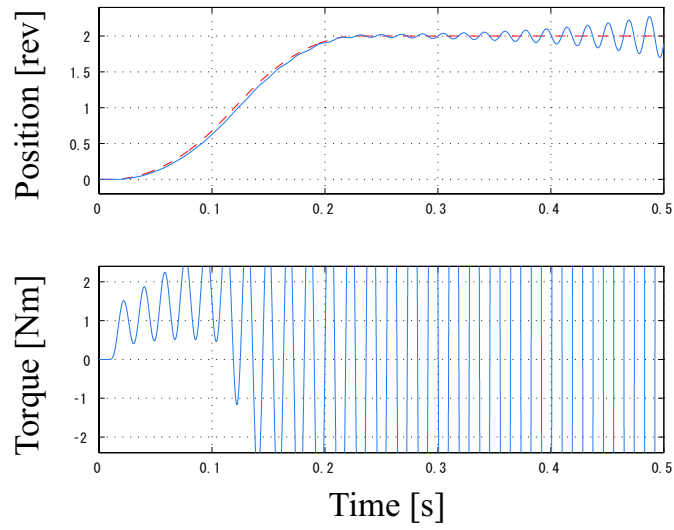
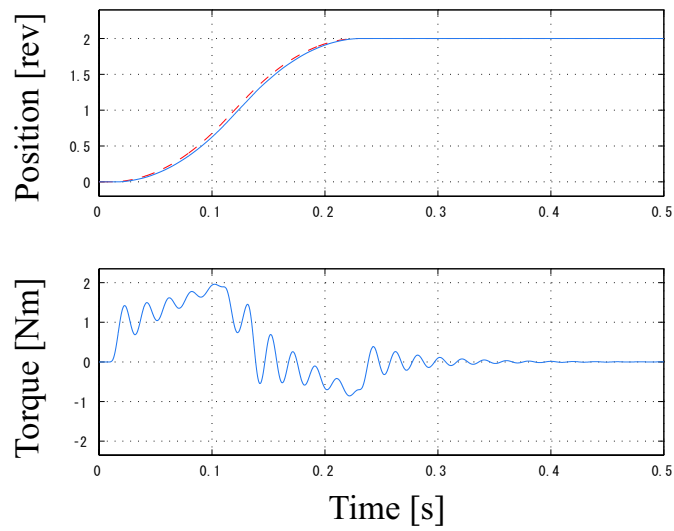


图 4.17: Nyquist diagram by simulation with anti-resonance vibration suppression control



⊗ 4.18: Time response waveform by simulation ( $K_f = 200$ )



⊗ 4.19: Time response waveform by simulation ( $K_f = 300$ )

## 4.2.6 実験結果

シミュレーションにて提案手法の有効性が確認できたため、2種類の機構に対して実験し、有効性の確認を行う。

実験は、①低剛性のばねカップリングとハイデンハイン株式会社製回転型エンコーダを用いた回転型の2慣性システムと②THK株式会社製ボールねじスライダ（リード20mm）にハイデンハイン株式会社製リニアスケール（測定分解能 $0.1\mu\text{m}$ ）を接続した直動システムの2つの機構にて実施した。

実験装置の外観を図4.20と図4.21に示し、各々の周波数特性を図4.22と図4.24に示す。

実験時に適用したサーボパラメータと実験装置の負荷慣性モーメントを表4.1に記載する。

図4.20の回転型の2慣性機構ではカップリングを3つ接続しているが、カップリング2およびカップリング3は表4.1で使用した制御器の周波数範囲よりも非常に高い周波数でばね特性を示すため、図4.22の周波数特性のようにカップリング1のみの2慣性特性となっている。本機構の共振周波数は30Hz、反共振周波数は7Hzである。

一方、図4.21の直動システムのボールねじ機構では1300Hz近辺にカップリング1の共振特性が存在し、200Hz近辺にボールねじのナット部の共振特性が存在する。さらに、直動システムのため、機台の固有振動が約30Hzの反共振特性として周波数特性上に存在する。速度制御器の比例ゲインを上げる際に1300Hzに発生した共振はノッチフィルタで抑制している。

提案手法を適用しない場合、図4.20の2慣性機構では図4.23の黒線が示すように位置偏差およびモータトルクに8.2Hzの振動が発生しており、図4.21のボールねじ機構では図4.25の黒線が示すように位置偏差およびモータトルクに31Hzの振動が発生している。発生している振動はいずれも機構の反共振周波数にほぼ一致するため、機構の固有振動にて発生していることがわかる。特に、位置偏差のグラフで見ると振動の減衰時間が長いため、機構の位置決め時間が長くなっており産業利用上問題である。

振動が発生している状態に対して提案手法を適用すると、各々図4.23および図4.25の赤線のようになる。いずれも明らかに振動が低減しており、産業応用

上で提案手法の有効性が確認できた。

表 4.1: Experiment parameters

Parameters	Physical quantity	2-inertial mechanism Setting value	Ball screw mechanism Setting value
$K_p$	Position controller proportional gain[1/s]	10	105
$K_v$	Velocity controller proportional gain[1/s]	63	660
$T_i$	Velocity controller integral time[ms]	30.00	7.62
$J_L/J_M$	Moment of inertia ratio[%]	3872	1032
$K_f$	Vibration suppression gain[%]	1000	1600

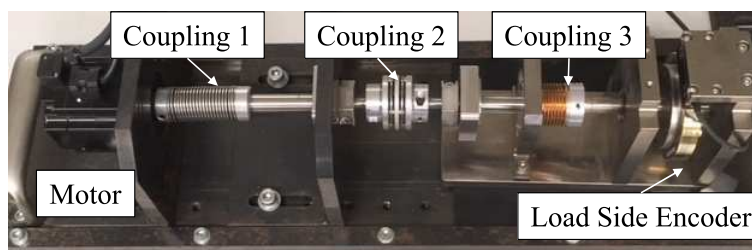
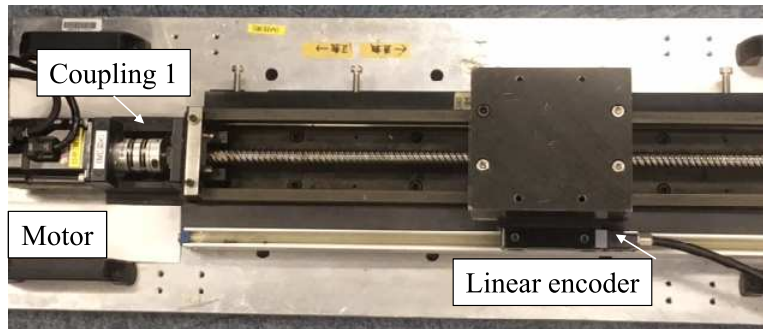
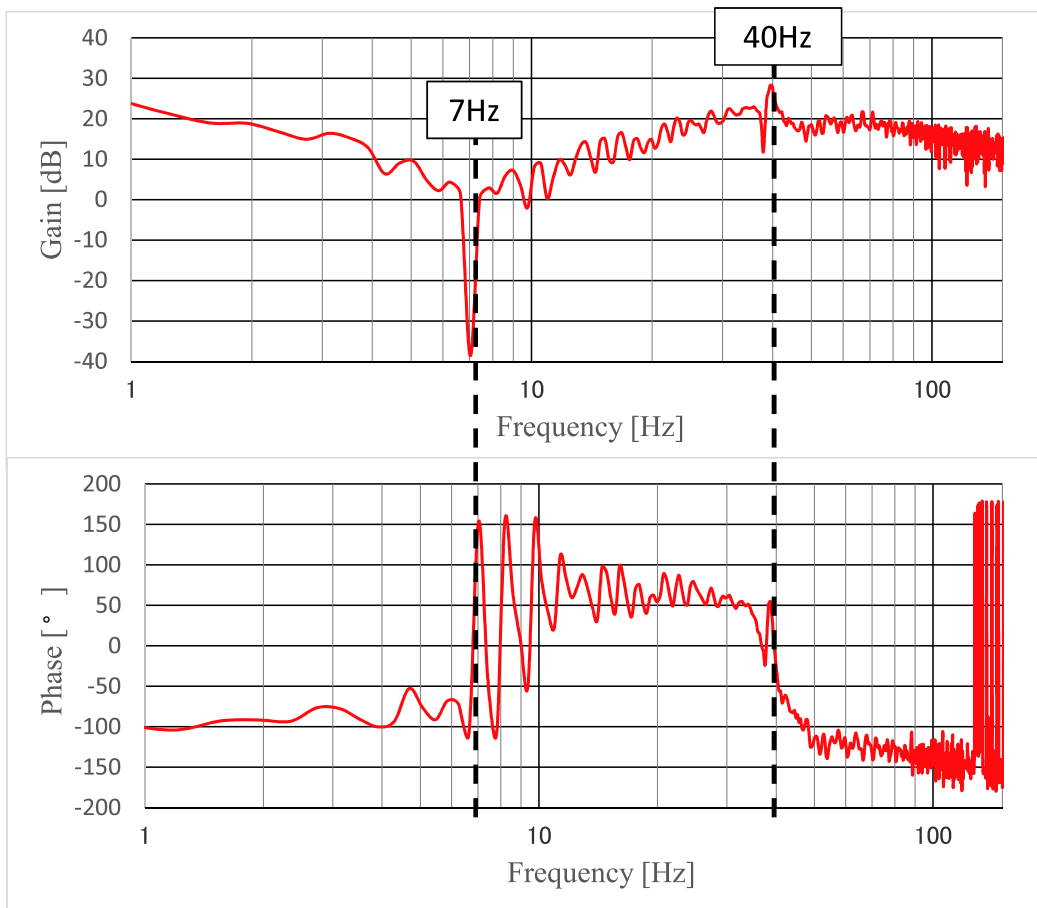


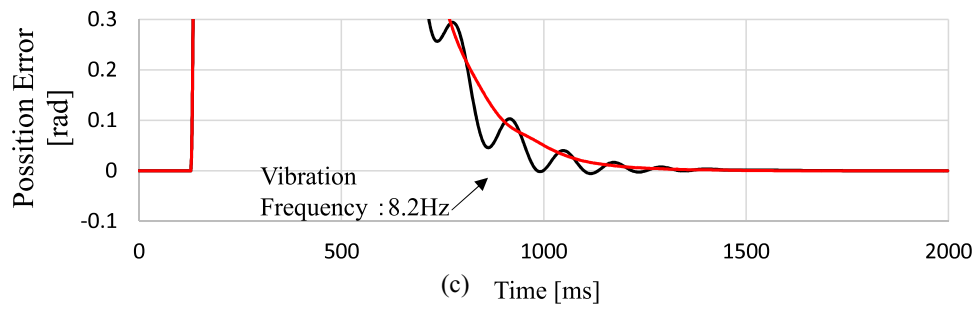
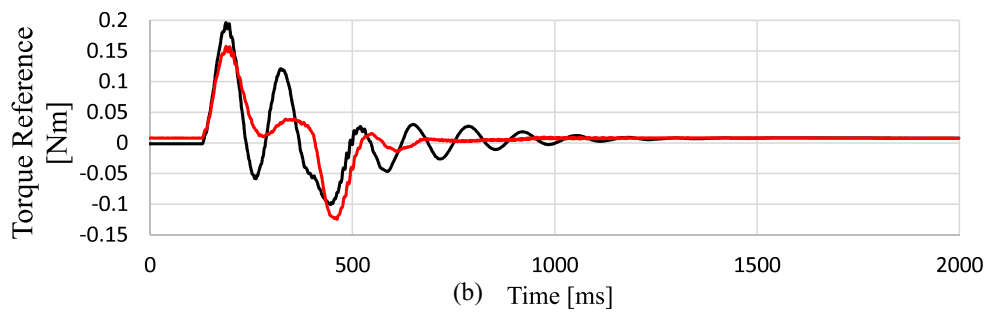
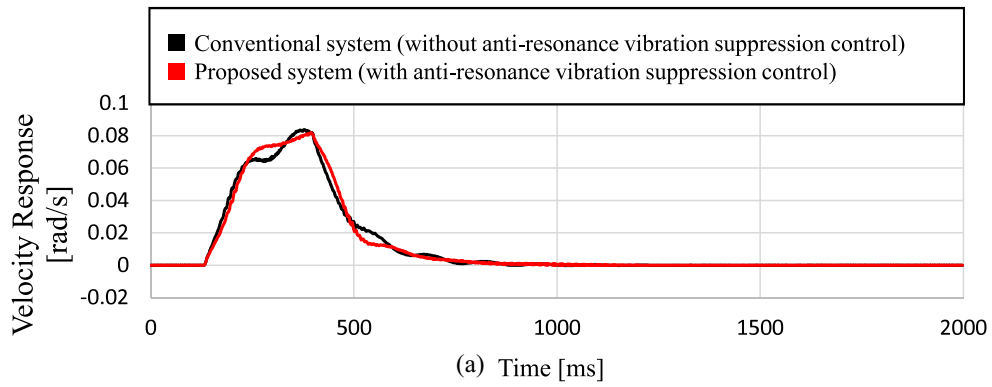
図 4.20: Experimental device : 2-inertial mechanism



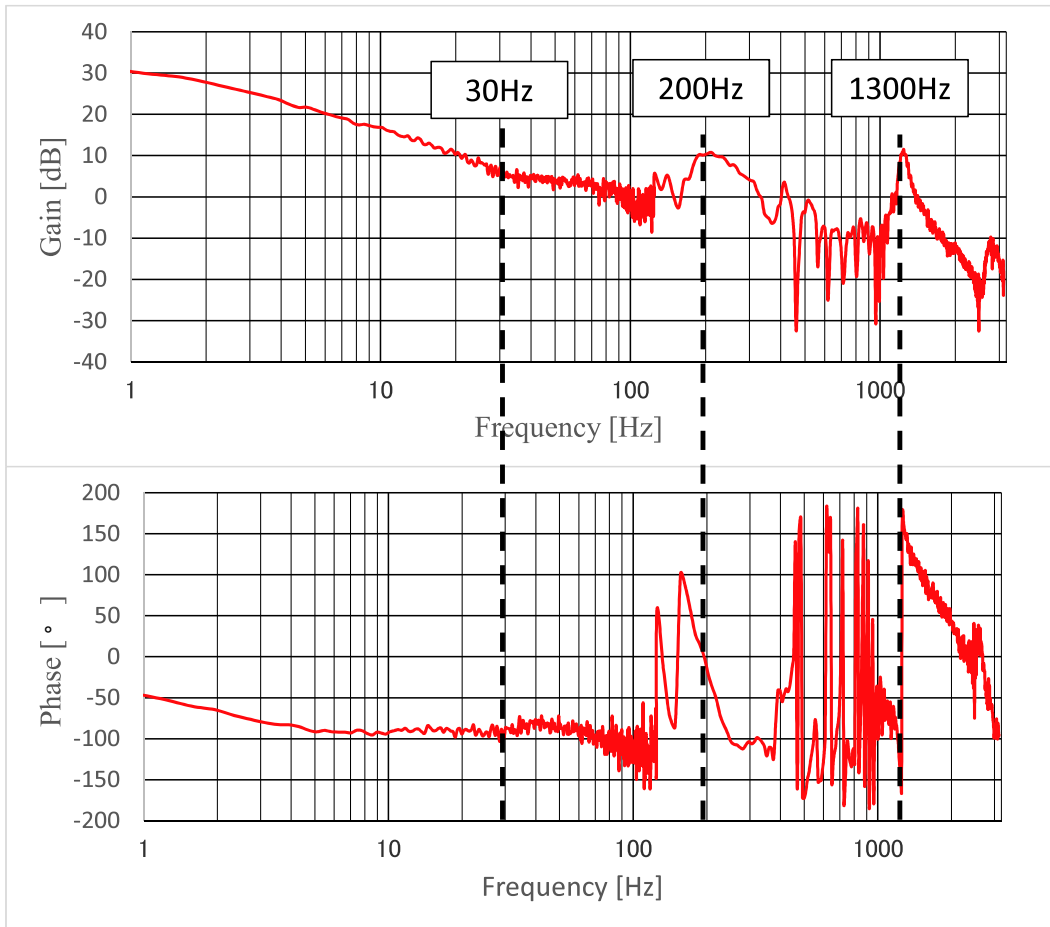
☒ 4.21: Experimental device : Ball screw mechanism



☒ 4.22: Frequency characteristic by experiment : 2-inertial mechanism



☒ 4.23: Experimental result : 2-inertial mechanism



☒ 4.24: Frequency characteristic by experiment : Ball screw mechanism

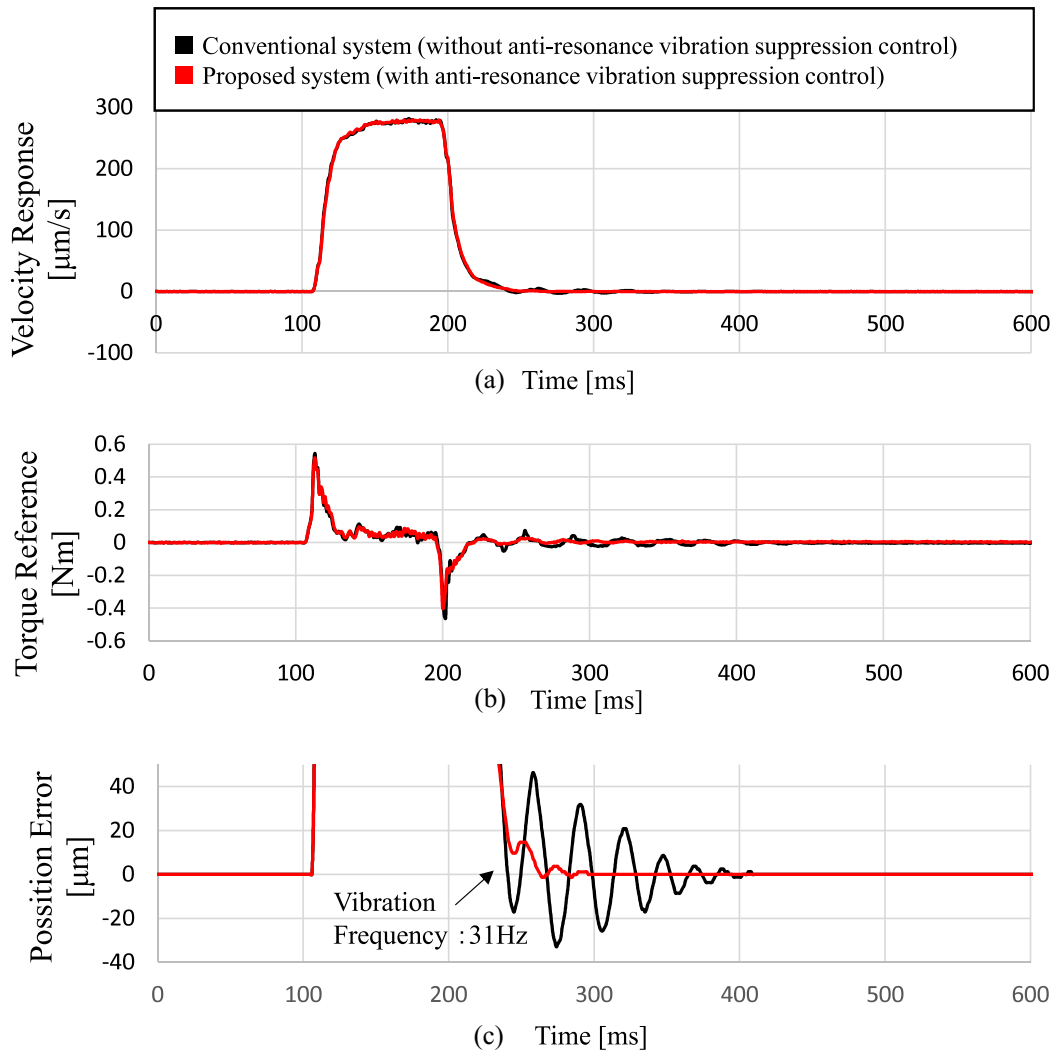


図 4.25: Experimental result : Ball screw mechanism

本節で設計した制御器は、フルクロード制御のみを前提としており、制御器の次数が1次、設定するパラメータは1つのみである。第1章で定義した演算量の目安に照らすと0.5となり、汎用サーボンプに組み込むことができる演算量の目安を十分に下回っている。また、パラメータはゲインのみであり、誤差を含む要素はない。さらに、本章で設計した振動抑制制御器は、位置P制御/速度PI制御に付加する形となっている。

そのため、1.3節に述べた汎用サーボンプに求められる4つの制約条件す



べてを満足している。

### 4.3 加速度センサによるフルクローズド制御

本節では、回転型モータに接続されたエンコーダを使用したセミクローズド制御でも外部位置エンコーダを使用したフルクローズド制御でも検出されない負荷先端振動の抑制方法について検討する。

#### 4.3.1 制御対象のモデル化

実際の機械装置を模擬するため、制御対象として図 4.26 に示すような直動機構を扱う。図 4.26 は、駆動機構として THK 株式会社製ボールねじスライダ KR4620-940L を株式会社 安川電機製回転型モータ SGMJV-02ADA21 で駆動する。可動部には先端におもりをつけた弾性はりを取り付けている。可動部が移動すると、弾性はりの先端に取り付けたおもりが 11Hz で振動する実験装置である。ボールねじスライダやカップリングの固有振動角周波数は、弾性はりに対して十分高いので剛体と考え、弾性はり (Flexible Arm) を集中ばね要素として、おもり (Weight) と可動部 (Movable Part) の 2 慣性からなる機械系と仮定すると、運動方程式は式 (4.27) および式 (4.28) となる。

$$J_M \ddot{x}_M = T_M - K(x_M - x_L) - C(\dot{x}_M - \dot{x}_L) \quad (4.27)$$

$$J_L \ddot{x}_L = K(x_M - x_L) + C(\dot{x}_M - \dot{x}_L) \quad (4.28)$$

このとき、 $J_M$  はモータの回転子慣性モーメント、ボールねじの慣性モーメント、可動部慣性をボールねじのリードによる減速を考慮してモータ軸に等価換算した慣性モーメントの和である。 $J_L$  はおもりの慣性をボールねじのリードによる減速を考慮してモータ軸に等価換算した慣性モーメントである。また、 $K$  は弾性はりのばね定数であり、 $C$  は弾性はりの減衰係数、 $T_M$  はモータトルクで

ある。 $x_M$  は  $J_M$  側の変位であり、 $x_L$  は  $J_L$  側の変位である。式 (4.27) と式 (4.28) をブロック線図で表現すると図 4.27 の 2 点鎖線内となる。図 4.27 では、以降の解析を簡単にするため、弾性はりの減衰係数  $C = 0$  とした。

また、図 4.27 のブロック図は図 4.28 のように等価変換できる。図 4.26 の機械モデルでは、 $J_M = 1.45 \times 10^{-4} \text{kgm}^2$ 、 $J_L = 3.00 \times 10^{-6} \text{kgm}^2$  であり、可動部とおもりの変位がほぼ同程度とすると、モータ側に換算したおもりの運動の影響は  $J_L / J_M = 0.020$  となる。近似的にはモータ単体の動作とみなすことができる [52] ので、図 4.28 の破線で示すようにモータトルクに加わる外力が近似的に存在しないと考えられる。したがって、モータ位置からオブザーバによるおもり側の状態量の推定が困難であり、センサによる状態量の検出が必要である。図 4.28 においてモータトルク  $T_M$  からおもりの加速度  $\ddot{x}_L$  までの伝達関数を求めると、次式となる。

$$\frac{1}{J_M} \cdot \frac{\omega_r^2}{s^2 + \omega_r^2} \quad (4.29)$$

ただし、 $J_L / J_M \ll 1$  から固有振動角周波数  $\omega_r$  は次式となる。

$$\omega_r = \sqrt{\frac{K}{J_L} \left(1 + \frac{J_L}{J_M}\right)} \approx \sqrt{\frac{K}{J_L}} \quad (4.30)$$

図 4.27 の 2 点鎖線内に示す機械共振系は式 (4.29) から分かるように図 4.29 の 2 点鎖線内の共振特性で近似できる。図 4.29 では、説明を簡単にするために  $K_v / J_M$  を  $K_v$  とおいた。

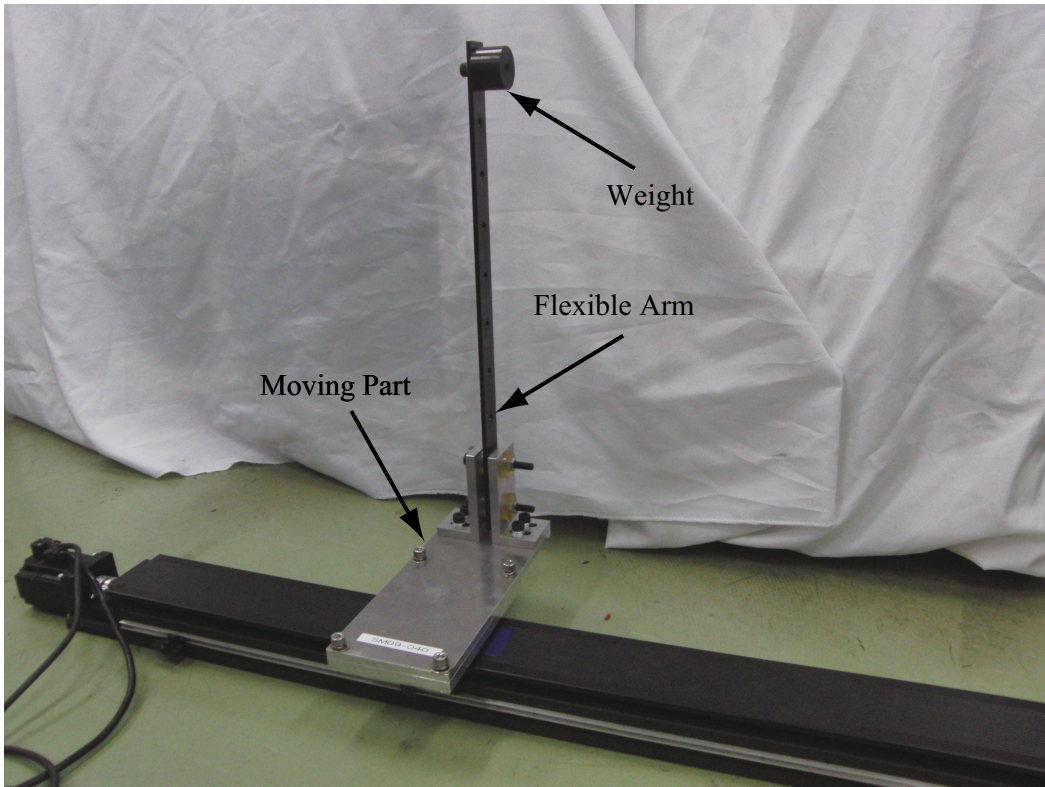
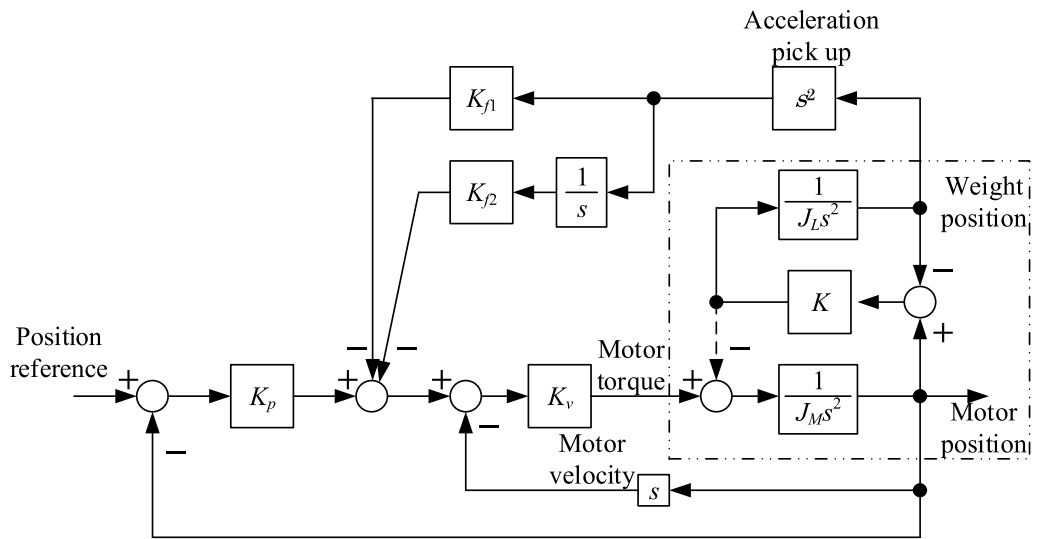
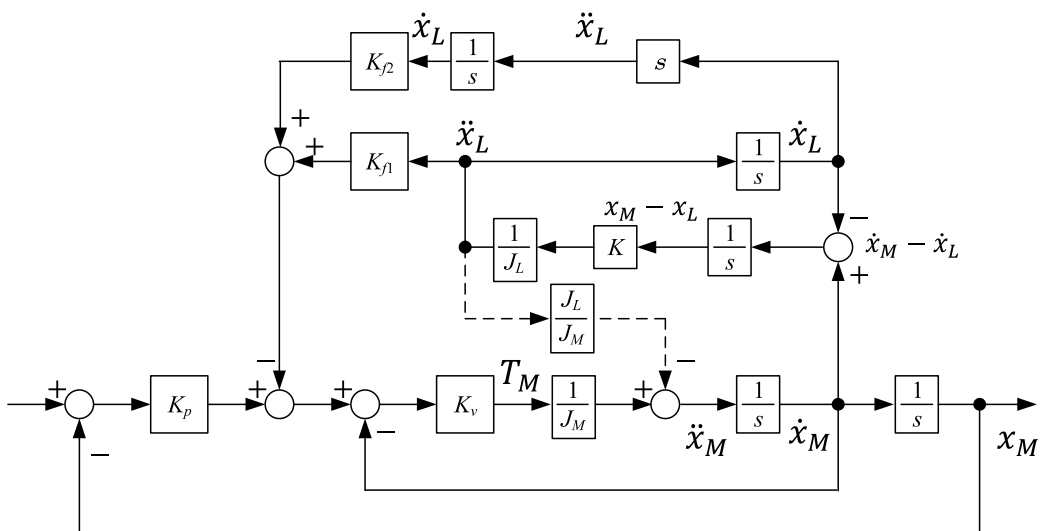


图 4.26: Experimental device



☒ 4.27: Block diagram of the basic control system



☒ 4.28: Transformed block diagram

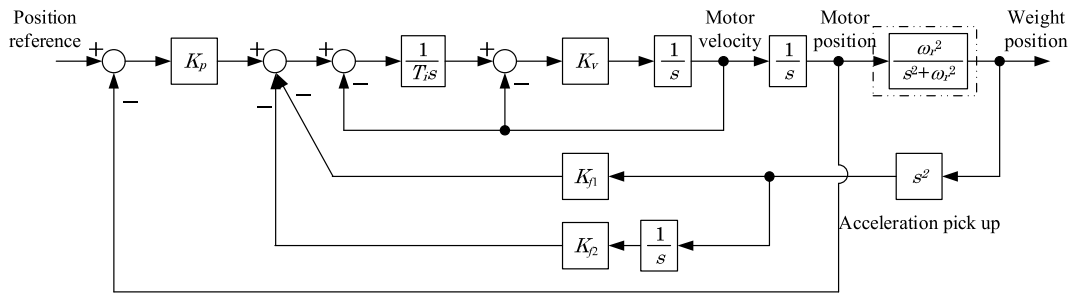


図 4.29: Block diagram of the control system

### 4.3.2 加速度フィードバックゲインの設計

#### 積分比例制御への適用

本論文では、弾性はりの振動を安定化するために、図 4.27 のようにセンサで検出した加速度信号のフィードバックと加速度信号を積分した信号のフィードバックを構成し [53]、係数図法により適切なゲイン計算式を導出する。

本制御手法による振動の安定化可能性を考察するため、図 4.28 のブロック図において加速度信号をみると、おもりの速度  $\dot{x}_L$  とねじれ角  $x_M - x_L$  の状態量をモータ速度指令にフィードバックしている。モータの位置と速度のフィードバックと合わせて全状態のフィードバックを構成しているため、制御系の安定化が可能である。

一般に産業用の制御装置では速度ループの外側に位置ループを構成する 2 重ループの構成で位置制御を行う。さらに、実際の機械では摩擦が存在するために、積分器を入れて速度ループを構成する。産業用途では、多くの場合、PI 制御器を構成するが、本節では以下の定式化において厳密な計算結果が得られるため、図 4.29 に示すように、速度ループを I-P 制御として位置制御系の定常偏差をなくす。

このとき、位置指令からおもりの位置までの伝達関数において、特性方程式は次式のようにになる。

$$\begin{aligned}
s^5 + K_v s^4 + \left( \frac{K_v}{T_i} + \omega_r^2 \right) s^3 \\
+ \left( \frac{K_p K_v}{T_i} + \frac{K_v}{T_i} K_{f1} \omega_r^2 + K_v \omega_r^2 \right) s^2 \\
+ \left( \frac{K_v}{T_i} \omega_r^2 + \frac{K_v}{T_i} K_{f2} \omega_r^2 \right) s + \frac{K_p K_v}{T_i} \omega_r^2 = 0 \quad (4.31)
\end{aligned}$$

式(4.31)の各項の係数が、係数図法標準形（安定度指標は、 $\gamma_1 = 2.5, \gamma_2 = 2, \gamma_3 = 2, \gamma_4 = 2$ ）になるように連立方程式を解く [49, 54] と、位置ループゲイン  $K_p$ 、速度ループ積分時間  $T_i$ 、加速度フィードバックゲイン  $K_{f1}$  および速度フィードバックゲイン  $K_{f2}$  は次式のような  $\omega_r$  と  $K_v$  の関数で記述できる。

$$T_i = \frac{2K_v}{K_v^2 - 2\omega_r^2} \quad (4.32)$$

$$K_p = \frac{0.00156K_v^5}{\omega_r^2 (K_v^2 - 2\omega_r^2)} \quad (4.33)$$

$$K_{f1} = -\frac{0.00156K_v^5}{\omega_r^4 (K_v^2 - 2\omega_r^2)} + \frac{0.250K_v^3}{\omega_r^2 (K_v^2 - 2\omega_r^2)} - \frac{2.00K_v}{K_v^2 - 2\omega_r^2} \quad (4.34)$$

$$K_{f2} = \frac{0.0313K_v^4}{\omega_r^2 (K_v^2 - 2\omega_r^2)} + \frac{2.00\omega_r^2}{K_v^2 - 2\omega_r^2} - \frac{1.00K_v^2}{K_v^2 - 2\omega_r^2} \quad (4.35)$$

また、等価時定数は式(4.36)となる。

$$\tau = \frac{1 + K_{f2}}{K_p} \quad (4.36)$$

一方、係数図法の安定度指標の定義を利用すると、等価時定数は式(4.37)のように表すこともできる [55]。

$$\tau = \frac{\gamma_4 \gamma_3 \gamma_2 \gamma_1}{K_v} = \frac{20}{K_v} \quad (4.37)$$

先端振動の振動周波数  $\omega$  が既知であれば、制御系の応答速度として等価時定数  $\tau$  を規定して式 (4.37) で計算した  $K_v$  の値を式 (4.32) から式 (4.35) に適用することで、各パラメータが計算できる。しかし、式 (4.33) から式 (4.35) は4乗から5乗の計算が必要となるため、汎用サーボアンプに組み込むことは難しく、計算の簡略化が求められる。

### 比例制御での近似

汎用の制御機器の CPU では演算負荷やオーバーフロー対策等の点から、極力、乗数の削減が望ましいため、本節では、式 (4.33)～式 (4.35) の簡単化を行う。係数関法では、特性方程式の次数が異なる場合でも等価時定数が同じであればステップ応答が概ね同じになる性質がある。本性質を利用し、図 4.29 の制御系の次数を下げることで式 (4.33)～式 (4.35) の簡単化を検討する。モータトルクへのおもりの反力の影響が小さい場合、速度ループゲインをおもりの振動周波数よりも大きくできる。この場合、振動周波数のフィードバック信号に対して、速度ループが I-P 制御でも P 制御でもゲインがほぼ 1 になるため積分補償を除いた P 制御で近似を考える。速度 P 制御での制御ブロック図を図 4.30 に示す。まず、速度 I-P 制御と速度 P 制御で同じステップ応答となる条件を検討する。

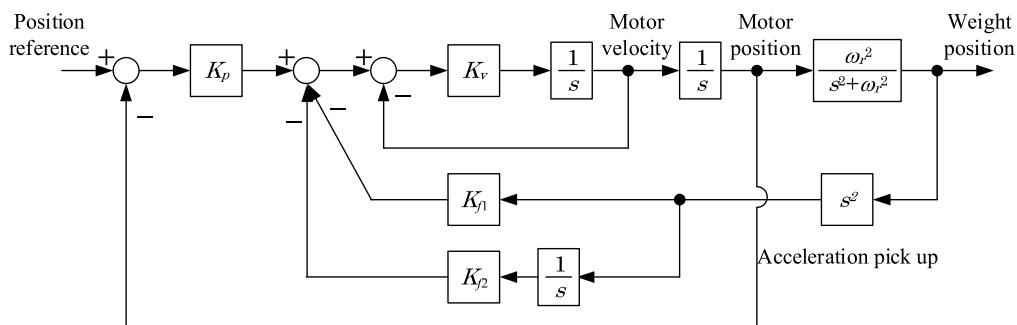


図 4.30: Block diagram of the system with P control

位置指令からおもりの位置までの伝達関数において特性方程式は次式のようなになる。

$$s^4 + K_v s^3 + (K_p K_v + \omega_r^2 + K_{f1} K_v \omega_r^2) s^2 + (K_v \omega_r^2 + K_{f2} K_v \omega_r^2) s + K_p K_v \omega_r^2 = 0 \quad (4.38)$$

式(4.37)と同様に係数図法の安定度指標を利用すると、等価時定数は式(4.39)のようになる。

$$\tau = \frac{\gamma_3 \gamma_2 \gamma_1}{K_v} \quad (4.39)$$

式(4.39)が式(4.37)と一致し、かつ低次の係数から安定度指標を一致させることを考えると  $\gamma_1 = 2.5, \gamma_2 = 2, \gamma_3 = 4$  となる。しかし、実際にはI-P制御の場合と若干の応答の差があったため、 $\gamma_1$  と  $\gamma_2$  は同じ値を用い、安定度指標の中で  $\gamma_3$  を変えて連立方程式を繰り返し解き、厳密式と近似式で応答が同じになるように  $\gamma_3$  を決めた。その結果、安定度指標を  $\gamma_1 = 2.5, \gamma_2 = 2, \gamma_3 = 3.83$  として連立方程式解くと、位置ループゲイン  $K_p$ 、加速度フィードバックゲイン  $K_{f1}$  および速度フィードバックゲイン  $K_{f2}$  は  $\omega_r$  と  $K_v$  または  $K_p$  の関数として式(4.40)～式(4.42)で計算できる。

$T_i$  は、近似の必要がないため、式(4.32)をそのまま適用する。

$$K_p = \frac{0.00178 K_v^3}{\omega_r^2} \quad (4.40)$$

$$K_{f1} = \frac{0.261 K_v}{\omega_r^2} - \frac{0.00178 K_v^3}{\omega_r^4} - \frac{1.00}{K_v} \quad (4.41)$$

$$K_{f2} = -1 + \frac{0.0341 K_v^2}{\omega_r^2} \quad (4.42)$$

また、等価時定数は式(4.43)となる。

$$\tau = \frac{\gamma_3 \gamma_2 \gamma_1}{K_v} = \frac{19.15}{K_v} \quad (4.43)$$



図 4.31 に  $K_v = 251\text{s}^{-1}$ ,  $\omega_r = 62.8\text{rad/s}$  の場合に, I-P 制御時と P 制御時のおもりの位置のステップ応答を示す。図 4.31 中の実線は  $\gamma_4 = 2$  とした I-P 制御時の応答であり, 破線は  $\gamma_3 = 3.83$  とした P 制御時の応答である。両者はほぼ一致している。したがって, I-P 制御時のゲイン  $K_p, K_{f1}, K_{f2}$  を式 (4.40)~式 (4.42) で近似できる可能性がある。

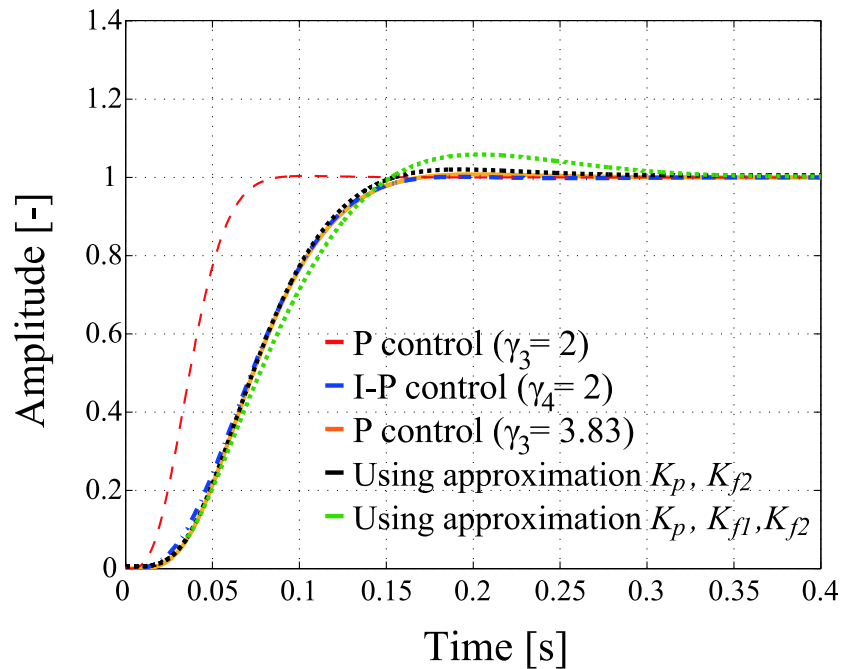


図 4.31: Step response at  $\omega_r = 62.8\text{rad/s}$

### 近似精度の確認

次に式 (4.40)~式 (4.42) の近似精度を確認する。まず,  $K_p$  の近似精度を確認する。図 4.32 に  $\omega_r = 62.8\text{rad/s}$  として  $K_v$  を変更した場合に式 (4.33) および式 (4.40) から計算される位置ループゲイン  $K_p$  のグラフを示す。図中の○は厳密計算値 (I-P 制御) であり, △は  $\gamma_3 = 3.83$  とした P 制御の場合である。 $K_v = 125\text{s}^{-1}$  以上で位置ループゲイン  $K_p$  がほぼ一致する。同様に, 図 4.33 に  $K_v = 251\text{s}^{-1}$  として  $\omega_r$  を変更した場合に式 (4.33) および式 (4.40) から計算される位置ループゲイン  $K_p$  のグラフを示す。 $\omega_r = 30\text{rad/s}$  以上で位置ループゲイン

$K_p$  がほぼ一致する。

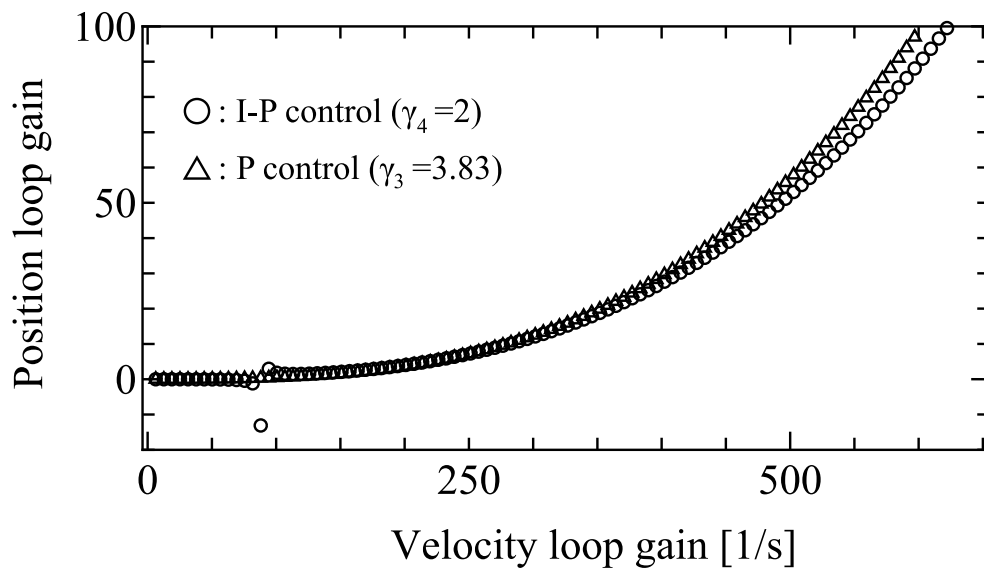


図 4.32: Position loop gain ( $K_p$ ) at  $\omega_r = 62.8\text{rad/s}$

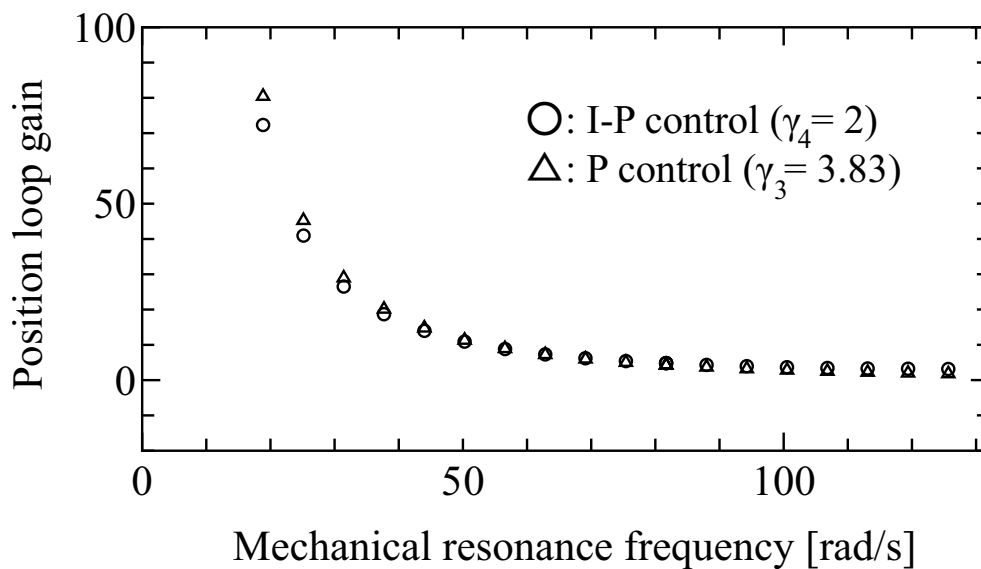


図 4.33: Position loop gain ( $K_p$ ) at  $K_v = 251\text{s}^{-1}$

さらに  $K_{f2}$  の近似精度を確認する。図 4.32 と同条件で式 (4.35) および式 (4.42)

から計算される速度フィードバックゲイン  $K_{f2}$  のグラフを図 4.34 に示す。  $K_v = 125\text{s}^{-1}$  以上で速度フィードバックゲイン  $K_{f2}$  がほぼ一致する。同様に、式 (4.35) および式 (4.42) から計算される速度フィードバックゲイン  $K_{f2}$  のグラフを図 4.35 に示す。  $\omega_r = 30\text{rad/s}$  以上で速度フィードバックゲイン  $K_{f2}$  がほぼ一致する。

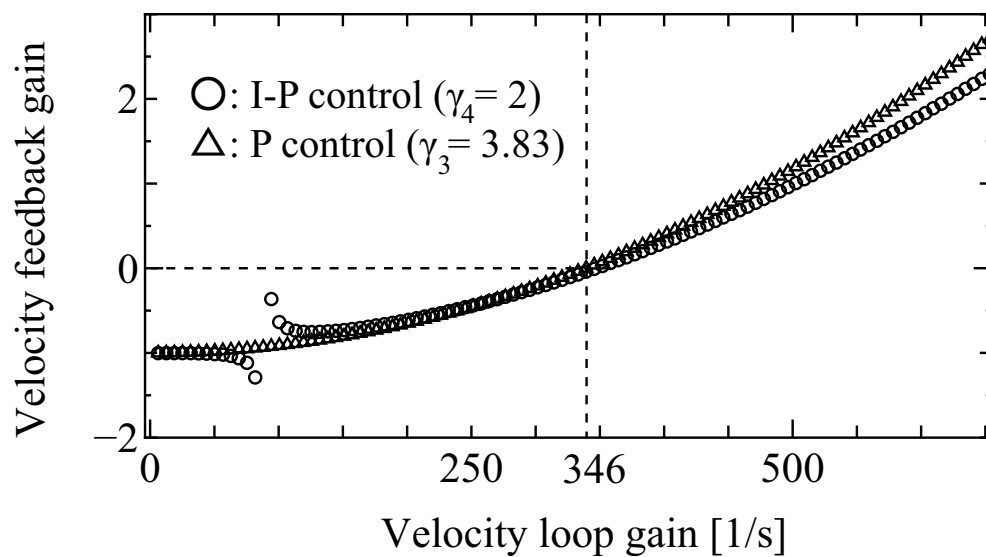


図 4.34: Velocity feedback gain ( $K_{f2}$ ) at  $\omega_r = 62.8\text{rad/s}$

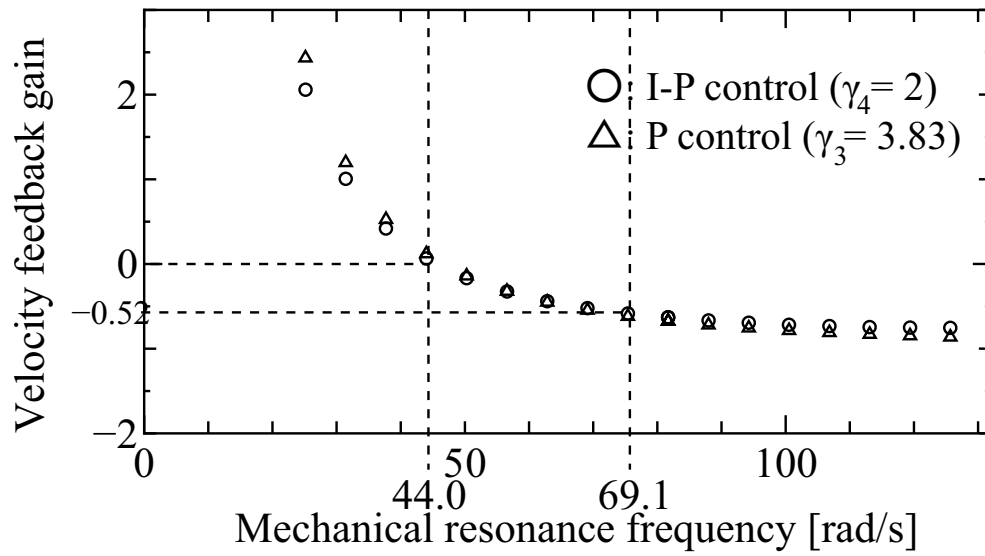


図 4.35: Velocity feedback gain ( $K_{f2}$ ) at  $K_v = 251s^{-1}$

最後に  $K_{f1}$  の近似精度を確認する。図 4.36 に  $\omega_r = 62.8rad/s$  で  $K_v$  を変更した場合の加速度フィードバックゲイン  $K_{f1}$  を示す。図中の○は厳密計算値であり、△は P 制御に基づいた近似式の場合である。 $K_v = 500s^{-1}$  以上の範囲でほぼ一致する。同様に  $K_v = 251s^{-1}$  の場合に  $\omega_r$  を変更した場合の加速度フィードバックゲイン  $K_{f1}$  を図 4.37 に示す。 $\omega_r = 30\sim 50rad/s$  で加速度フィードバックゲイン  $K_{f1}$  はほぼ一致する。

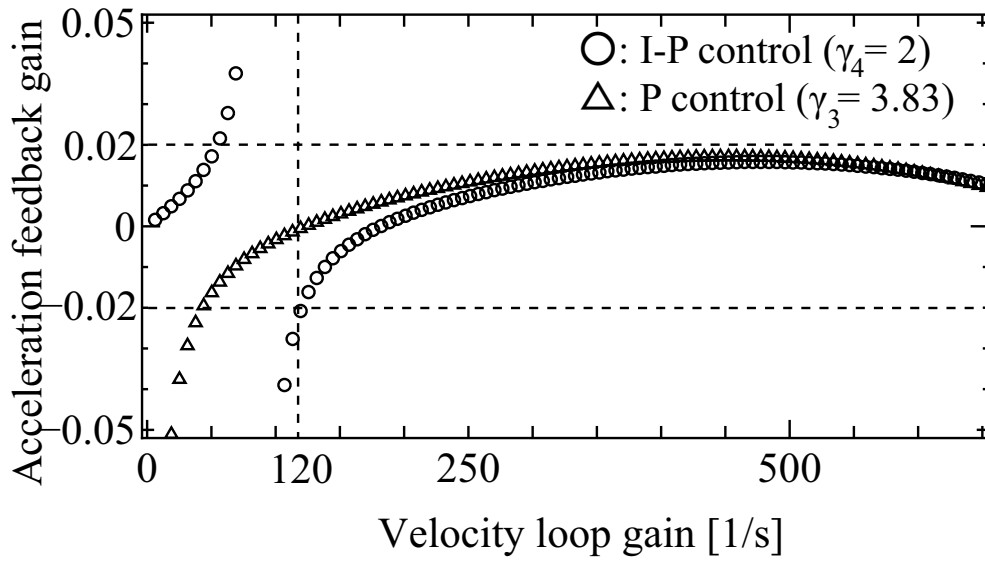


図 4.36: Acceleration feedback gain ( $K_{f1}$ ) at  $\omega_r = 62.8\text{rad/s}$

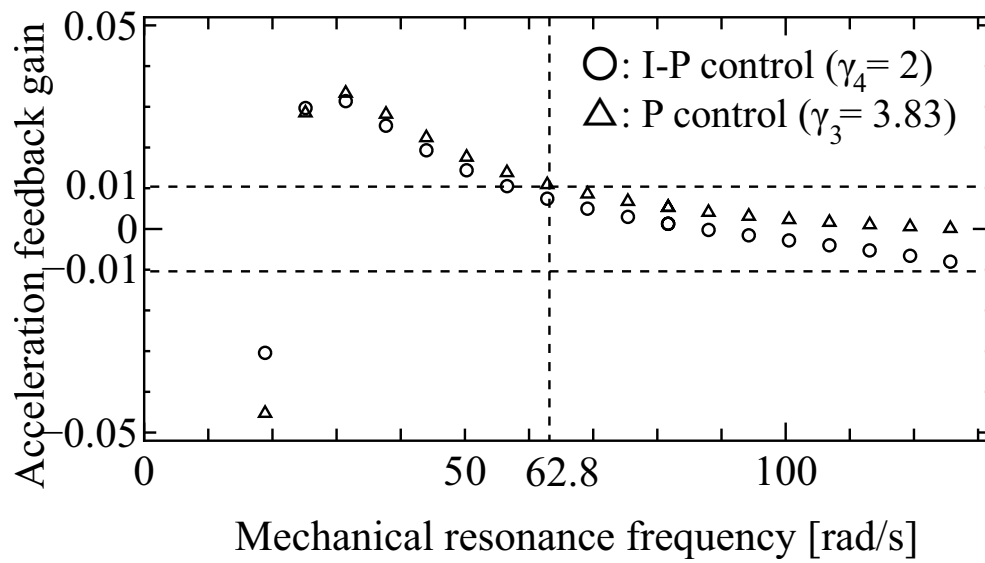


図 4.37: Acceleration feedback gain ( $K_{f1}$ ) at  $K_v = 251\text{s}^{-1}$

図 4.34, 図 4.35, 図 4.36, 図 4.37 を見ると,  $K_{f1}$ ,  $K_{f2}$  ともに正負の値をとり得る。

例えば、 $K_v = 126\text{s}^{-1}$ ,  $\omega_r = 62.8\text{rad/s}$  において、 $K_{f1}$  は図 4.36 より、負の値をとる。このとき、厳密解を用いてステップ指令に対するおもりの位置をシミュレーションすると図 4.38 の青線のようになり、十分に振動抑制できている。ただし、位置は無次元化しており、目標位置を 1 としている。この状態から、 $K_{f1}$  の符号のみを反転すると図 4.38 の赤線のようになり、減衰振動が発生する。

一方、 $K_v = 62.8\text{s}^{-1}$ ,  $\omega_r = 62.8\text{rad/s}$  において、 $K_{f1}$  は図 4.36 より、正の値をとる。このとき、厳密解を用いてステップ指令に対するおもりの位置をシミュレーションすると図 4.39 の青線のようになり、十分に振動抑制できている。この状態から、 $K_{f1}$  の符号のみを反転すると図 4.38 の赤線のようになり、発散振動が発生する。

これは、加速度の正帰還で振動が安定化できる報告 [56] に対する根拠の一つと考えられる。

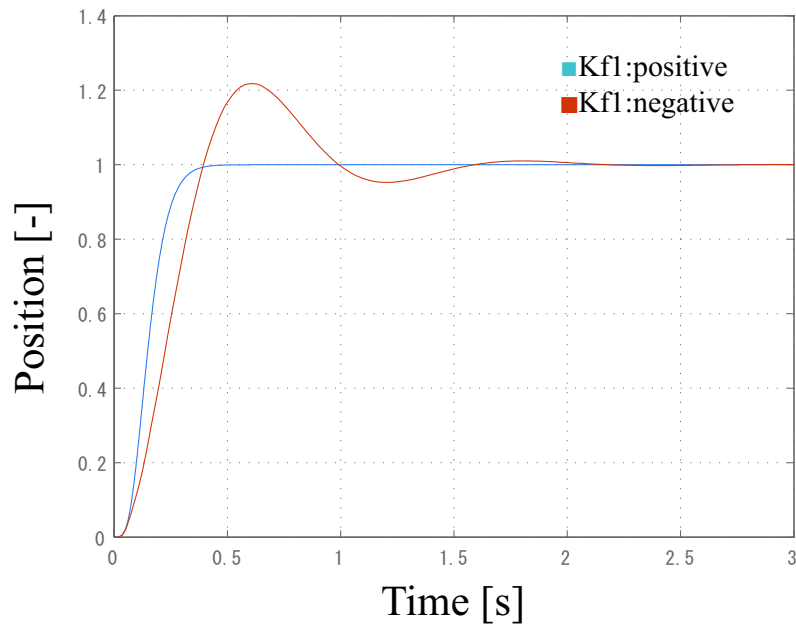


図 4.38: Step response by simulation ( $K_v = 126\text{s}^{-1}$ ,  $\omega_r = 62.8\text{rad/s}$ )

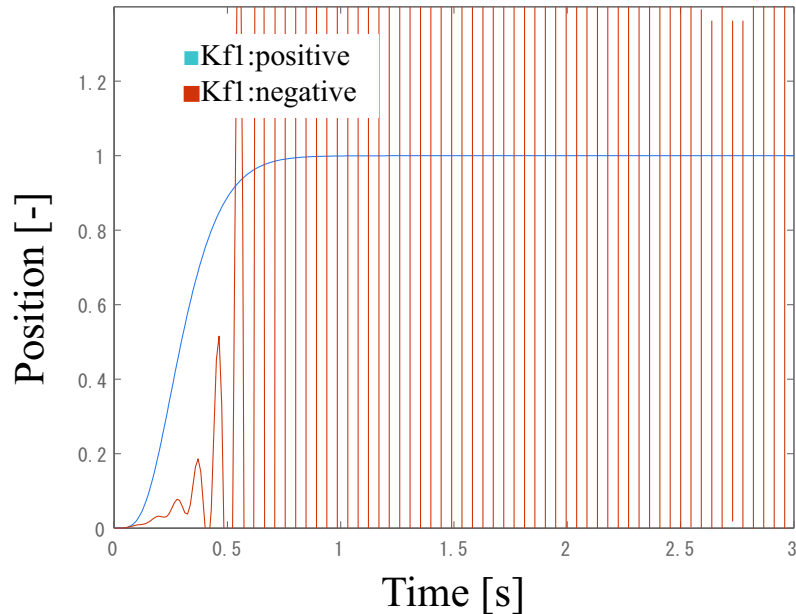


図 4.39: Step response by simulation ( $K_v = 62.8\text{s}^{-1}$ ,  $\omega_r = 62.8\text{rad/s}$ )

I-P 制御において、 $K_p, K_{f1}, K_{f2}$  の 3 つのゲインについて式 (4.40)～式 (4.42) を近似式とした場合のステップ応答の計算結果を図 4.31 の緑色の点線で示す。 $K_v = 251\text{s}^{-1}$ ,  $\omega_r = 62.8\text{rad/s}$  の場合、式 (4.33)～式 (4.35) に対する式 (4.40)～式 (4.42) の値の誤差は各々 1.4%, 57.1%, 2.3% である。 $K_{f1}$  については、式 (4.34) に対する式 (4.41) の誤差が大きいことが原因でオーバーシュートが出ており、近似精度がよくない。一方、 $K_p$  と  $K_{f2}$  については、式 (4.40) と式 (4.42) を近似式とすると誤差 5% 以内となり、図 4.31 において、近似式の黒色の点線はオーバーシュートなく I-P 制御時の青色の破線とほぼ一致している。このことから、加速度フィードバックゲイン  $K_{f1}$  は小さな値をとるが応答への影響が大きいと言え、近似が難しい。したがって、式 (4.40) と式 (4.42) による近似を採用する。提案方法を実際に調整する場合は、以下のように行う。

1. ゲイン  $K_{f1}$  と  $K_{f2}$  を 0 にした状態で位置／速度制御系のゲイン調整を行う。
2. 加速度ピックアップの出力を計測器で観測することで振動抑制したい周

波数  $\omega_r$  を確認する。

3. 設定されている  $K_v$  と確認した  $\omega_r$  を使用して提案式から  $K_p, T_i, K_{f1}, K_{f2}$  を設定する。
4. ゲインバランスが変わったことで、位置／速度制御系が不安定になった場合は、 $K_v$  を下げ、連動して提案式から  $K_p, T_i, K_{f1}, K_{f2}$  を設定する。

### 4.3.3 パラメータ感度

前節で  $\omega_r$  と  $K_v$  の関数として各ゲインを設定できることを示した。 $K_v$  はユーザが任意に設定することができる値であり、調整パラメータ感度は通常の位置制御系における速度ループゲインと同じである。

一方、 $\omega_r$  は加速度ピックアップの出力を計測器で観測することで周波数を特定するが、測定誤差によりずれを生じる可能性がある。本節では、前節で検討した式 (4.40) と式 (4.42) を用いた場合の応答と振動抑制性能が  $\omega_r$  のずれによってどの程度変化するかをシミュレーションにて確認する。

図 4.40 にステップ指令に対するおもりの位置を示す。ただし、位置は無次元化しており、目標位置を 1 としている。実際の周波数よりも  $\omega_r$  の設定値が低い場合、振動抑制効果は変化しない。一方、実際の周波数よりも  $\omega_r$  の設定値が高い場合、振動抑制効果は小さくなり、20% 程度ずれるとオーバーシュートが顕著になっている。

しかし、実際には、測定した波形の読み値が周波数が高い方に 20% もずれることは少ないため、現実的にはある程度大雑把な設定で効果を得られると考える。



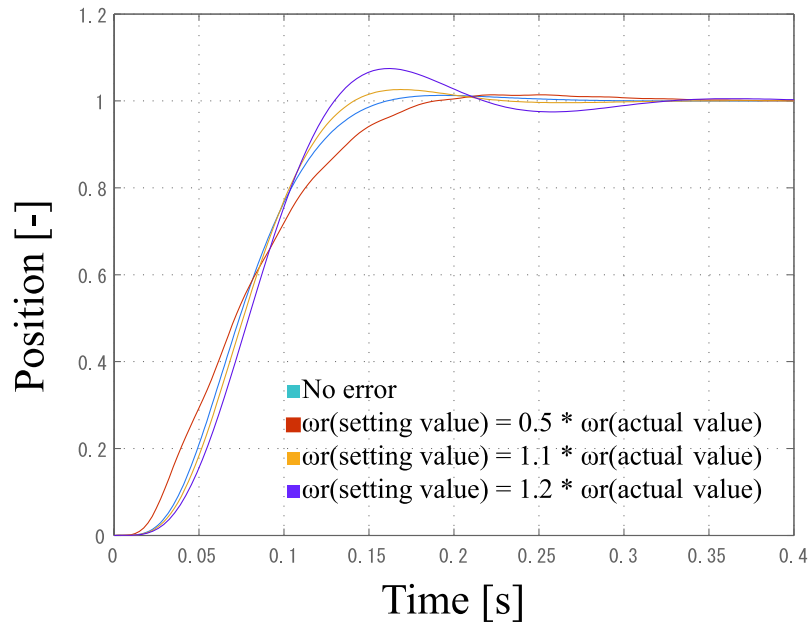


図 4.40: Step response by simulation (with setting error for  $\omega_r$ )

### 4.3.4 実験による確認

#### 実験装置の概要

前章の理論検討結果を実験にて確認する。図 4.41 は使用した実験装置の概略図である。図 4.41 の機械構成は図 4.26 に記載した構成であり、弾性はり先端のおもりに株式会社 東陽テクニカ製 加速度ピックアップ 352C65 を取り付けて、同社製アンプ 482A16 により加速度信号を 10 倍に増幅した。制御ブロックは、図 4.29 に記載した制御ブロックとし、加速度ピックアップからの出力信号はアナログ信号でサーボアンプに入力した。回転型モータに位置決め動作をさせ、目標位置近辺におけるおもりの位置をレーザ変位計にて測定し、変位をアナログ電圧として日置電機 株式会社製メモリハイコーダ 8835 に入力する。測定データをテキストファイルに出力後にグラフ化した。

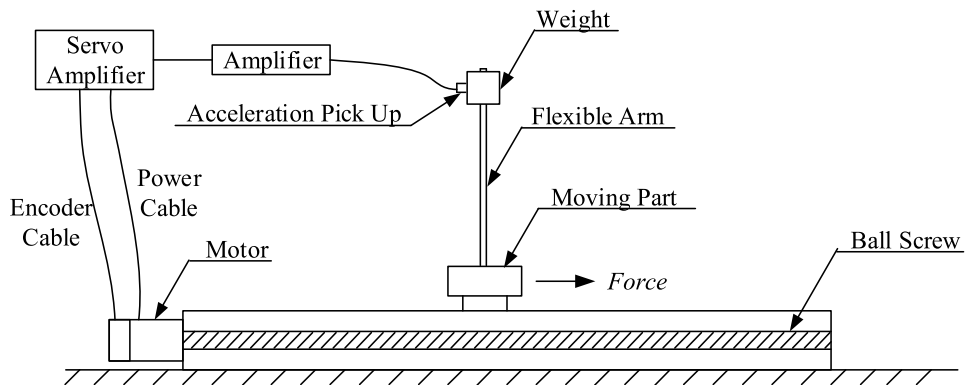


図 4.41: Configuration of experimental device

#### 加速度フィードバックによる制振（厳密解）

図 4.41 の実験装置に対して，式 (4.33)～式 (4.36) より求められるゲインを使用して加速度ピックアップ信号によるフィードバック制御を行う。設定値を  $K_v = 251\text{s}^{-1}$ ， $\omega_r = 69.1\text{rad/s}$  としたので， $T_i = 0.009$ ， $K_p = 6.2$ ， $K_{f1} = 0.005$ ， $K_{f2} = -0.52$  である。そのときのおもりの変位を図 4.42 に実線で示す。比較のために振動抑制制御を行わない場合のおもりの変位も破線で示す。振動抑制制御を行わない場合の設定値は  $K_v = 251\text{s}^{-1}$ ， $\omega_r = 69.1\text{rad/s}$ ， $T_i = 0.009$ ， $K_p = 6.2$ ， $K_{f1} = 0$ ， $K_{f2} = 0$  である。

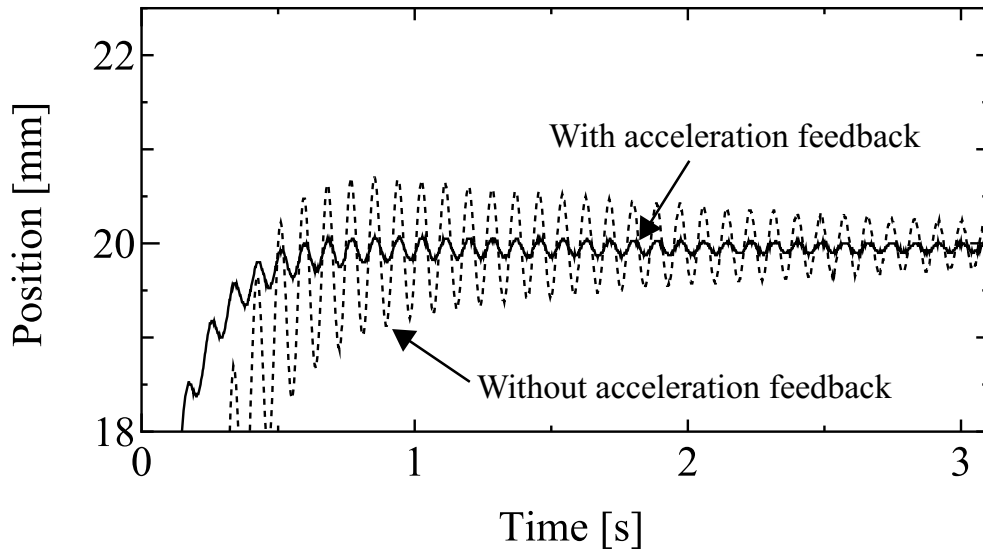


図 4.42: Position of Load End by experiment

図 4.41 の実験装置は，おもりの振幅が最大で 2mm であり，おもりの振動が 0.5mm に減衰するまでに 3 秒以上を要する低減衰の装置である。一方，ボールねじのナット部やテーブル摺動部の摩擦は，モータ定格トルク換算で 10% 以下であり，速度ループの積分器にて十分に補償できる。図 4.42 より，厳密解によるゲイン計算を用いた場合は，目標位置到達後の最大振幅が 0.7mm から 0.07mm と 1/10 に低減しており，高い振動抑制効果を示している。

#### 加速度フィードバックによる制振（近似解）

同様に式 (4.33) と式 (4.35) を式 (4.40) と式 (4.42) で近似した場合のおもりの変位を図 4.43 に実線で示す。設定値は  $K_v = 251\text{s}^{-1}$ ， $\omega_r = 69.1\text{rad/s}$ ， $T_i = 0.009$ ， $K_p = 6.0$ ， $K_{f1} = 0.005$ ， $K_{f2} = -0.55$  である。比較のために式 (4.32)～式 (4.35) より求めたゲインを使用した場合のおもりの変位（図 4.42 の実線と同じ）も破線で示し，実線と破線の差を近似誤差として灰色の線で示す。図 4.43 において，実線と破線はほぼ重なり，最大近似誤差は動作開始時の約 0.4mm，時刻 1 秒経過後は 0.2mm 以下の近似誤差となっているので，検討した近似は十分な精度を持っていると判断できる。

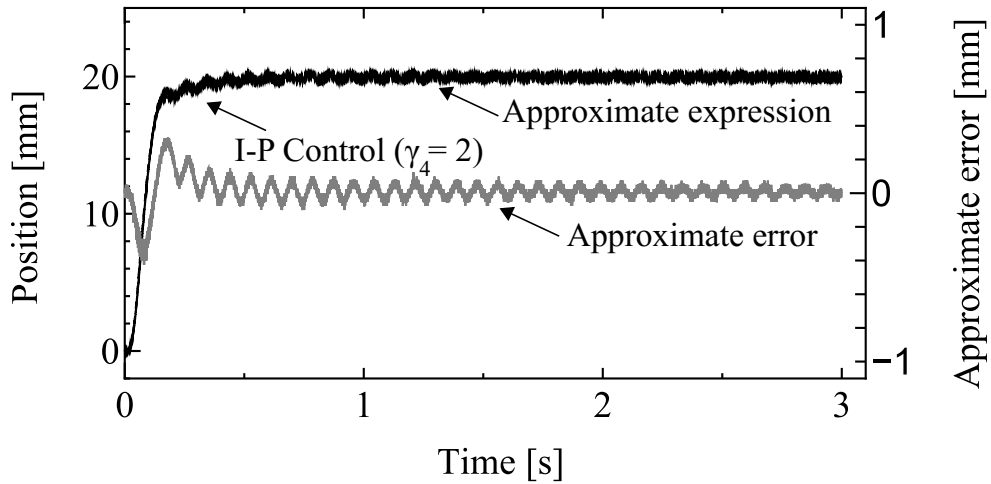


図 4.43: Position of the Load End with acceleration feedback (using approximate expressions) by experiment

本節で設計した制御器は，フルクローズド制御のみを前提としており，追加した制御器の次数が1次，設定するパラメータは2つである。第1章で定義した演算量の目安に照らすと追加した制御器の演算量は0.6となり，汎用サーボアンプに組み込むことができる演算量の目安を十分に下回っている。また，パラメータはゲインのみであり，誤差を含む要素はない。さらに，本章で設計した振動抑制制御器は，位置P制御／速度I-P制御に付加する形となっている。

そのため，1.3節に述べた汎用サーボアンプに求められる4つの制約条件すべてを満足している。

## 第5章 まとめ

本論文では、セミクロード制御系における機械共振振動、フルクロード制御系における機械共振振動、反共振振動を例として、制御対象を簡単な伝達関数と捉えて設計した制御器でも十分な効果が得られることを示した。

機械共振振動抑制では、「等価剛体」の考え方に基づいた制振制御でセミクロードシステムとフルクロードシステムの両方に対して機械共振特性をダンピング可能なことを理論的に明らかにした。また、同一の実験装置でセミ／フルクロード制御を切り替えて、いずれでも効果が得られることを確認した。また、本提案方式において、制振に必要な制御パラメータは制御対象の総慣性モーメントとゲイン  $K_d$  のみである。このことは、一般的な機械共振系のノミナルモデルを持つオブザーバによる制振制御と比較して、制御対象のパラメータ同定に必要な労力を大幅に削減できるといえる。

さらに、等価剛体オブザーバを用いた振動抑制方法は、3 慣性共振現象の抑制にも拡張し、提案手法の有効性を実験により確認した。拡張に際して、制御器の追加は最小限に収めている。ただし、ダンピングゲイン  $K_{d1}$  と  $K_{d2}$  の設定に関するガイドラインの明確化は今後の課題であるが、設定するパラメータが少ないため、制御技術の知識がないユーザでも調整を行うことができると考えている。

反共振振動抑制では、フルクロード制御時に発生する機構の固有振動に起因する振動に対して、速度指令と外部センサ位置から計算される速度の差をフィードバックすることで振動抑制を行う方法を提案した。提案した方法が有効であることをシミュレーションおよび実験にて確認している。

また、振動による反力が制御ループに検出されない弾性アームのような機構の固有振動抑制方法も提案した。本論文の実験装置に対して係数図法標準形で各ゲインの計算式を導出すると、加速度信号の負帰還とともに加速度を積分し

た速度の正帰還を行うことで振動を抑制できる。

係数図法の等価時定数の考え方をを用いて位置応答を等価にすることで、速度 I-P 制御を含む位置制御系を速度 P 制御を含む位置制御系で近似した。その結果、一部のゲイン計算式 ( $K_p$ ,  $K_{f2}$ ) を単純化できた。ただし、振動周波数やゲイン設定値のずれに対するロバスト性についての検討と評価は、今後の課題と考えている。

本論文では、一般的な制御対象の伝達特性を想定し、できるだけ次数が小さい制御器を構成した。同時に、ユーザが設定すべきパラメータ数を少なくし、可能な限り設定指針を明確にした。

その結果、制御技術に関する専門知識がないユーザでも運用することが可能になったと考えている。

## 第6章 謝辞

まず、お忙しい中、論文博士の審査を承諾していただきました横浜国立大学の藤本康孝教授にお礼申し上げます。

次に、学位取得を快く許可していただいた株式会社安川電機の渡邊寛治氏、松下茂生氏、小池晴彦氏にもお礼申し上げます。また、入社以来、様々な面でご指導いただいた株式会社安川電機の加来靖彦氏、実験や図の作成に協力してくれた同社の浅井哲也氏、堀米大地氏、河原翔太氏、浅井雄介氏にも感謝いたします。

最後に、長い間支えてくれた妻に最大の感謝を送ります。

## 参考文献

- [1] W.Ohnishi, H.Fujimoto, Pai-Hsueh Yang, Ping-Wei Chang, Bausan Yuan, K.Sakata, A.Hara: “Acoustic Wave Equation Based Modeling and Collocated Side Vibration Cancellation for Pneumatic Cylinder”, IEE Japan, Vol.7-D, No.2, pp.109-116 (2018)
- [2] H.Norizuki, Y.Uchimura: “Contact Prediction Control for a Teleoperation System with Time Delay”, IEE Japan, Vol.7-D, No.1, pp.102-108 (2018)
- [3] W.Ohnishi, H.Fujimoto: “Perfect Tracking Control Method by Multirate Feed-forward and State Trajectory Generation based on Time Axis Reversal”, IEE Japan, Vol.7-D, No.1, pp.93-101 (2018)
- [4] 犬飼 健二, 藤本 博志, 高橋 太郎: 「駆動共振相殺制御による2慣性系の制振制御とベルト駆動サーボシステムへの応用」, 電学論 D, Vol.135, No.3, pp.237-245 (2015)
- [5] 延命 朋希, 藤本 博志, 堀 洋一: 「原子間力オブザーバに基づく高速フォースカーブ測定」, 電学論 D, Vol.137, No.10, pp.753-759 (2017)
- [6] 矢崎 雄馬, 藤本 博志, 堀 洋一, 坂田 晃一, 原 篤史, 佐伯 和明: 「粗微動間連結分離機構を有する精密位置決めステージの終端状態制御法を用いた整定時間短縮法」, 電学論 D, Vol.135, No.3, pp.227-236 (2015)
- [7] 小代 哲也, 本田 英己, 鶴田 和寛, 花本 剛士: 「大型ガントリ型リニアモータスライダの制御モデルに関する研究」, 電学論 D, Vol.137, No.10, pp.746-752 (2017)



- [8] 関健太・松浦紘明・岩崎誠・平井洋武・遠山聡一：「振動モードの節を利用した機構設計によるガルバノスキャナの高精度位置決め制御」，電気学会論文誌 D，Vol.131，No.3，pp.275–282 (2011)
- [9] 廣瀬徳晃・川副基裕・岩崎誠・平井洋武：「セミクロード制御系のための付加入力型初期値補償」，電気学会論文誌 D，Vol.127，No.10，pp.1081–1089 (2007)
- [10] 結城和明・村上俊之・大西公平：「共振比制御による 2 慣性共振系の振動抑制制御」，電気学会論文誌 D，Vol.113，No.10，pp.1162–1169 (1993)
- [11] 浦川禎之：「光ディスクにおける高ゲインサーボ制御の適用実験」，第 47 回自動制御連合講演会，Session ID801(2005-1)
- [12] 浦川禎之：「演算遅れのあるデジタル制御系での限定極配置法による制御パラメータ算出について」，電気学会論文誌 D，Vol.133-D，No.3，pp.272-281(2013-3)
- [13] 大明準治・足立修一：「シリアル 2 リンク 2 慣性系の非干渉化同定と物理パラメータ推定」，電気学会論文誌 D，Vol.128-D，No.5，pp.669-677(2008-5)
- [14] J.Oaki, S.Adachi: “Grey-box Modeling of Elastic-joint Robot with Harmonic Drive and Timing Belt”, Proc. 16th IFAC Symposium on System Identification (SYSID2012), Brussels, pp.1401-1406(2012)
- [15] 岩田誠・伊藤茂・大野哲彦：「システム同定機構を有する 2 慣性共振系の適応振動抑制制御」，電気学会論文誌 D，Vol.115-D，No.10，pp.1229-1236(1995-10)
- [16] 只野裕吾・秋山岳夫・野村昌克・石田宗秋：「複素ベクトル表現を用いた周期外乱オブザーバに基づく PM モータのトルクリプル抑制制御法」，電気学会論文誌 D，Vol.132-D，No.1，pp.84-93(2012-1)
- [17] S.Yamada, H.Fujimoto, Y.Hori: “Vibration Suppression Control of Two-Inertia System without Using Drive-Side Information by Applying High-

- Resolution Encoder”, IEEJ Transactions on Industry Applications, Vol.135, No.3, pp.212-219(2015)
- [18] 白石貴行・藤本博志：「自己共振相殺制御を用いた3慣性系の制振制御」, 産業計測制御研究会, IIC-11-171(2011)
- [19] K.Szabat, T.Orlowska-Kowalska: ”Vibration Suppression in a Two-Mass Drive System Using PI Speed Controller and Additional Feedbacks - Comparative Study”, IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, vol.54, No.2, pp.1193-1206 (2007)
- [20] 河原翔太・吉岡崇・大石潔・Nguyen Hien・宮崎敏昌・横倉勇希：「サイクロイド減速機の角度伝達誤差に起因した速度振動の拡張状態オブザーバによる抑制法」, 電気学会論文誌D, Vol.134-D, No.3, pp.241-251(2014)
- [21] 大石潔・名井健・大西公平・宮地邦夫：「二慣性共振系を持つ他励直流機の一速度制御法」, 電気学会論文誌B, Vol.106-B, No.2, pp.31-38(1986)
- [22] 小山正人：「参照モデルを用いた低剛性な負荷機械を駆動する電動機制御系の設計」, 昭和62年電気学会産業応用部門全国大会, pp.451-456(1987)
- [23] Y.Hori: “Comparison of Vibration Suppression Control Strategies in 2-Mass Systems including a Novel Two-Degrees-Of-Freedom  $H_{\infty}$  Controller”, Proc. IEEE AMC’92, Nagoya, pp.409-416(1992)
- [24] 陳芸峰・藤川淳・小林弘和：「オブザーバに基づいたねじり系軸トルク制御」, 平成5年電気学会産業応用部門全国大会, (1993)
- [25] Q. Li, Q. Xu, R. Wu: ”Low-frequency Vibration Suppression Control in a Two-mass System by Using a Torque Feed-forward and Disturbance Torque Observer”, Journal of Power Electronics, vol.16, No.1, pp.249-258 (2016)
- [26] A. Yabuki, K. Ohishi, T. Miyazaki, Y. Yokokura: ”Fine Vibration Suppression Control Based on New Two-inertia State Observer Feedback Against Three-inertia Robot Joint”, IEEE 26th International Symposium on Industrial Electronics, pp.1093-1098 (2017)

- [27] Y. Fu, M. Yang, Q. Ni, D. Xu: "Mechanical resonance suppression and disturbance rejection of 2-inertia system with observer-based feedback control", IEEE 8th international Power Electronics and Motion Control Conference (2016)
- [28] M.Yang, C.Wang, D.Xu, W.Zheng, X.Lang: "Shaft Torque Limiting Control Using Shaft Torque Compensator for Two-Inertia Elastic System With Backlash", IEEE/ASME TRANSACTIONS ON MECHATRONICS, vol.21, No.6, pp.2902-2911(2016)
- [29] M.Yang, Y.Fu, X.Lv, D.Xu: "Mechanical Resonance Suppression in Servo System Based on The Fractional Order", 9th International Conference on Power Electronics-ECCE Asia, p.594-599 (2015)
- [30] T.Hasegawa, R.Kurosawa, H.Hosoda, K.Abe: "A Microcomputer-Based Motor Drive System with Simulator Following Control", IEEE-IECON, CH2334, Vol.1, pp.41-46(1986)
- [31] J.Hu, F.Hu: "Analysis and Design to the Asymptotic Behavior of the Semi/Full/Dual-closed Loop Feedback Position Control System", SICE Annual Conference, pp.1096-1101 (2012)
- [32] D. Kim, J. Back: "Load Speed Control of Two-inertia System by Load Speed/Torque Estimation and Torsion Torque Compensation", 18th International Conference on Control, Automation and Systems (2018)
- [33] T.Kai, H.Sekiguchi, H.Ikeda: "Relative Vibration Suppression in a Positioning Machine Using Acceleration Feedback Control", IEEJ Journal of Industry Applications, Vol.7, No.1, pp.15-21(2018)
- [34] T.Yoshioka, A.Yabuki, Y.Yokokura, K.Ohishi, T.Miyazaki, T.T.Phuong, : "Stable force Control of Industrial Robot Based on Spring Ratio and Instantaneous State Observer", IEEJ Journal of Industry Applications, Vol.5, No.2, pp.132-140(2016)

- [35] 吉浦泰史, 加来靖彦:「フルクローズド制御系における振動抑制に関する一考察」, メカトロニクス制御研究会, MEC-17-015 (2017)
- [36] 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, pp.162-168
- [37] 山田翔太, 藤本博志, 堀洋一:「高分解エンコーダの適用による駆動側情報をういない2慣性系の制振制御法」, 電気学会論文誌 D, Vol.135, No.3, pp.212-219(2015)
- [38] C. Wang, J. Liu, L. Pei, L. Li, C. Zhong, C.Wang: "A Novel Method of Vibration Suppression in Position Servo Systems", 21st International Conference on Electrical Machines and Systems, pp.2803-2807 (2018)
- [39] T. Chen, B. Song, X. Tang, J. Jin, X. Zhou: "Resonance suppression of two-mass drive systems considering compensation of anti-resonance character", 12th IEEE/ASME International Conference on Mechatronic and Embedded Systems and Applications (2016)
- [40] H. Jung, S. Oh: "Unknown Frequency Vibration Suppression Control of Linear Motor Stage", 44th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, pp.4624-4629 (2018)
- [41] 加藤 孝宜, 前田 佳弘, 岩崎 誠, 平井 洋武:「2自由度ロバスト制振位置決め制御系のフィードフォワード・フィードバック補償器の連携設計」, 電学論 D, vol.131, No.12, pp.1416-1423 (2011-12)
- [42] 久良 修郭, 二見 茂, 原 修二郎:「産業用ロボットの防振制御」, 技報 安川電機, 第48巻(通巻 第183号), No.2, pp.105 (1984)
- [43] 池田 英俊, 丸下 貴弘:「機械端フィードバックによる汎用サーボの振動抑制技術」, 日本機械学会誌, vol.113, No.1103, pp.824 (2010-10)
- [44] 木野 卓, 森田 登, 村上 俊之, 大西 公平:「推定反力フィードバックと複数の加速度フィードバックに基づくフレキシブルマニピレータの振動抑制制御」, 電学論 D, vol.119, No.12, pp.1477-1484 (1999-12)

- [45] R. Oboe, D. Pilastro: "Use of Load-side MEMS Accelerometers in Servo Positioning of Two-Mass-Spring Systems", IECON2015-Yokohama, pp.4603-4608 (2015)
- [46] D. Yang, J. Shin, H. Lee, S. Kim, M. Kwak: "Active vibration control of structure by Active Mass Damper and Multi-Modal Negative Acceleration Feedback control algorithm", Journal of Sound and Vibration, vol.392, pp.18-30 (2017)
- [47] S.Kocak, A.F.Ergenc: "Observer-Based Delayed Resonator with Acceleration Feedback", 14th IFAC Workshop on Time Delay Systems TDS 2018, vol.51, issue.14, pp.49-54 (2018)
- [48] F.Ding, X.Luo, Y.Cai, W.Chang: "Acceleration feedback control for enhancing dynamic stiffness of fast tool servo system considering the sensor imperfections", Mechanical systems and signal processing, pp.1-22 (2019 in press)
- [49] 堀 洋一:「共振比制御と真鍋多項式による2慣性系の制御」, 電学論D, vol.114, No.10, pp.1038-1045 (1994-10)
- [50] 末岡淳男, 金光陽一, 近藤孝広:「機械振動学」, 朝倉書店, pp.12-13, 43-44 (2000)
- [51] Farid Golnaraghi, Benjamin C. Kuo : "AUTOMATIC CONTROL SYSTEMS 10th Edition", McGrawHill Education, pp. 616-617, pp.641-642
- [52] 吉浦 泰史, 加来 靖彦, 作馬 淳一郎:「加速度フィードバックによる振動抑制制御に関する研究」, 第1回横幹連合コンファレンス予稿集, セッションID: J2-33 pp603 - 606 (2005)
- [53] 吉浦 泰史, 加来 靖彦:「加速度フィードバック時のゲイン設定方法に関する研究」, 平成18年電気学会産業応用部門大会予稿集 (2006)
- [54] 真鍋 舜治:「係数図法による2慣性共振系制御器の設計」, 電学論D, vol.118, No.1, pp.58-66 (1998-1)

- [55] S. Manabe: “COEFFICIENT DIAGRAM METHOD”, IFAC Automatic Control in Aerospace, pp.211-222 (1998)
- [56] 二見 茂:「加速度のポジティブフィードバックにより機構振動特性を安定化した位置制御」, 第31回自動制御連合講演会, pp.467-470 (昭和63年10月)

## 発表文献

- [1] Yoshiura, Kawahara, Horimai, Asai, Kaku: "Vibration Suppression Control Using an Equivalent Rigid-Body Observer", IEEJ Journal of Industry Applications, vol.7, No.5, pp.396-402 (2018)
- [2] 吉浦, 浅井, 加来: 「フルクローズド制御系における反共振振動抑制制御」, 電気学会論文誌 D, vol.139, No.10, pp.847-853 (2019)
- [3] 吉浦, 加来: 「加速度センサフィードバックによる振動抑制制御」, 電気学会論文誌 D, vol.134, No.9, pp.801-806 (2014)