

平成21年度 修士論文

複雑系負荷を考慮した汎用サーボモータによる力制御系の開発

指導教員 橋本 誠司 准教授

群馬大学大学院工学研究科
電気電子工学専攻

高橋 宏明

目次

第1章 序論	3
1.1 研究背景	3
1.2 研究目的	4
第2章 浮上質量法を応用した粘弾性材料試験装置の概要	5
2.1 浮上質量法	5
2.2 浮上質量法を応用した材料試験法	6
2.3 粘弾性材料試験装置の構成	7
2.3.1 シャフトモータ	9
2.3.2 サーボアンプ	11
2.4 材料試験機の起動手順	14
第3章 複雑系負荷を有する材料試験機の開発	17
3.1 2 慣性共振系	17
3.2 システム同定	18
3.2.1 同定入力を選定	18
3.2.2 ARX モデル	19
3.3 PRBS(擬似白色二値信号)によるシステム同定	21
3.4 正弦波入力加振による材料の非線形性の解析	26
第4章 同定モデルに対する各種制御系の適用	30
4.1 PID 制御によるフィードバック制御	30
4.1.1 PID 制御	30
4.1.2 PID コントローラ設計およびシミュレーション結果	31
4.2 状態フィードバック制御	36
4.2.1 状態フィードバック制御	36
4.2.2 レギュレータ及びオブザーバの設計とシミュレーション結果	39
4.3 外乱オブザーバ	43
4.3.1 外乱オブザーバ	43
4.3.2 外乱オブザーバを用いた制御系設計とシミュレーション結果	44
4.4 外乱オブザーバに基づく内部モデル制御(DIMC)	47
4.4.1 内部モデル制御系(IMC)	47
4.4.2 外乱オブザーバに基づく内部モデル制御(DIMC)	50
4.4.3 DIMC に対するシミュレーション結果	53
第5章 総論	56

謝辞	58
参考文献	59
付録 A 材料試験機製図	61
付録 B 材料試験機の構成機器仕様	67
付録 C サーボアンプの入出力信号	69
付録 D 実験操作手順	71
付録 E ローパスフィルタによる高調波補償	74

第1章 序論

1.1 研究背景

産業や工学の発展においては、物質の構造や特性の調査・計測が不可欠であり、近年では、特に精密計測とその定量的な評価に対する重要性が見直されている。なかでも、材料試験、モデル解析、破壊試験、プロセスモニタリングなどにおいては、動的な力の発生および測定技術が求められている。その一方で、現在確立されている計測技術は一般に静的な力を計測するものである。

力学量の中で最も基本的な量である力 F は、慣性質量 M と加速度 a の積として定義される。加速度 a としては、時間的に一定である重力加速度 g を用いることが一般的である。この場合、質量 M と、そこで計測された重力加速度 g により、その物体に作用する重力として力が求められる。この重力同士の大きさの静的な比較については、高精度に比較測定する技術が確立している。しかしながら、動的な力に対する力センサの校正法やその発生法は確立されていない。その原因となる問題点として、重力に起因する摩擦等動的な外乱の負荷の校正法がないことが挙げられる。

材料試験機の構成・設計に関しては、材料の動的性質および使用される周波数領域が材料によって変動し得ることを考慮し、条件として幅広い波形・強さの力を入力できることが望まれる。また、精密な計測のために、摩擦力などの外乱をできるだけ排除する必要がある。従って、力の入力および材料の支持には、低摩擦かつ高精度に力を発生・計測できる方法が求められる。

摩擦の影響を排除し、精密な計測を行う手法として、群馬大学の藤井氏らにより浮上質量法が提案されている。浮上質量法は、重力加速度に依存することなく力学量を測定することが可能な超精密、超高機能計測法である。また、衝撃力、ステップ力の発生と計測法としては、現在世界で唯一提案されている手法である。浮上質量法の詳細については参考文献[1]、[2]、[3]、[4]、[5]を参照されたい。この方法を用いた超高精度な材料試験法として、動的3点曲げ試験法、粘弾性試験法、摩擦試験法、破壊試験法などが研究され、超高精度・超高分解能試験法として実用化・標準化が期待される。

1.2 研究目的

前節で述べた測定技術のうち、本研究では、粘弾性材料を対象とする材料試験機において、材料に対し任意の大きさを高精度な力を印加できるサーボモータの力制御系の開発を目的とする。

非線形性物質である粘弾性材料に、ある力を入力するとき、粘弾性材料からの出力が示す特性は、高調波成分や摩擦等の外乱が加わるため、入力と相関の低い非線形特性となる。そこで、高精度な力の発生と計測のために、試験装置系全体で重力に起因する摩擦等の外乱を極力小さく押さえることが要求される。また、所望の出力を得るためには、入力源であるアクチュエータを制御して高調波成分を抑制する必要がある。本研究では、これらの要求を満たす制御系の開発のために試作された材料試験機のプロトタイプを用いて高調波成分を補償できる制御系の開発を目指す。このプロトタイプは、アクチュエータとしてシャフトモータを使用することにより、入力摩擦を低減するとともに任意の力を高精度に発生することを可能としている。また、負荷端には物体を機械的に浮上させ、物体にかかる摩擦力を無視できるほど小さく抑制した状態を作ることにより、動的な力を発生・計測可能となる浮上質量法を適用している。なお、本研究に用いる試験機では、サーボモータの制御系の開発に主眼を置くため、空気圧による浮上に変わりリニアガイドを用いたスライダを使用している。

本論文の構成は、第 2 章で浮上質量法および浮上質量法を用いた材料試験方法について説明する。続いて材料試験装置のプロトタイプに対するシステム同定実験、モデル導出について第 3 章でまとめ、導出したモデルに対して、PID、状態フィードバック、外乱オブザーバ、外乱オブザーバに基づく内部モデル制御(DIMC)の各制御法を適用して非線形特性に起因する高調波成分を補償する手法について第 4 章で示す。第 5 章で総論を述べ、本論文をまとめる。

第2章 浮上質量法を応用した粘弾性材料試験装置の概要

2.1 浮上質量法

ここでは、本研究に適用する浮上質量法の基本概念について簡単に述べる。図 2.1 に浮上質量法の原理図を示す。浮上質量法とは、空気圧により質量を機械的に浮上させ、運動の自由を水平面方向のみに制限し、摩擦など入力以外の外力を極力小さく抑制した状態を作ることによって、質量に対して力を高精度に発生・計測する方法である。ここで、質量にかかる力 F は、慣性質量を M 、加速度を a 、速度を v とすると、運動方程式より

$$F = Ma \quad (1)$$

で表され、ここで

$$a = \frac{dv}{dt} = \frac{d^2x}{dt^2} \quad (2)$$

の関係から、物体の質量 M と物体の変位 x が既知ならば、力 F は容易に算出することができる。

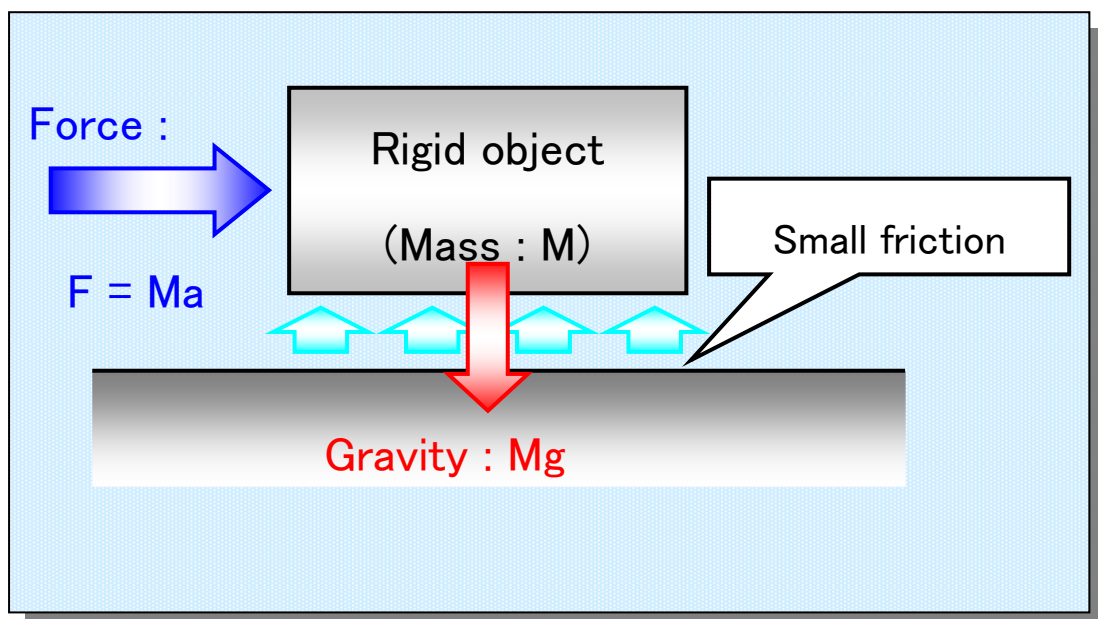


図 2.1 浮上質量法の概念図

2.2 浮上質量法を応用した材料試験法

次に、浮上質量法を適用した粘弾性材料試験装置の概略図を図 2.2 に示す。空気圧によって浮上させた可動質量に粘弾性材料を接続し、それにアクチュエータから力を入力する。入力源であるアクチュエータからの力は、そのまま粘弾性材料へ $F_{reference}$ として入力される。そして粘弾性材料からの出力 $F_{material}$ は、浮上質量法を適用した可動質量へその力を伝える。よって可動質量系での力の関係は

$$F_{mass} = F_{material} + F_{external}$$

このとき、可動質量での外力は無視できるから、

$$F_{mass} = F_{material}$$

したがって、 $F_{material}$ は

$$F_{material} = F_{mass} = Ma_1 = M \frac{dv_1}{dt} = M \frac{d^2x_1}{dt^2}$$

から得られる。

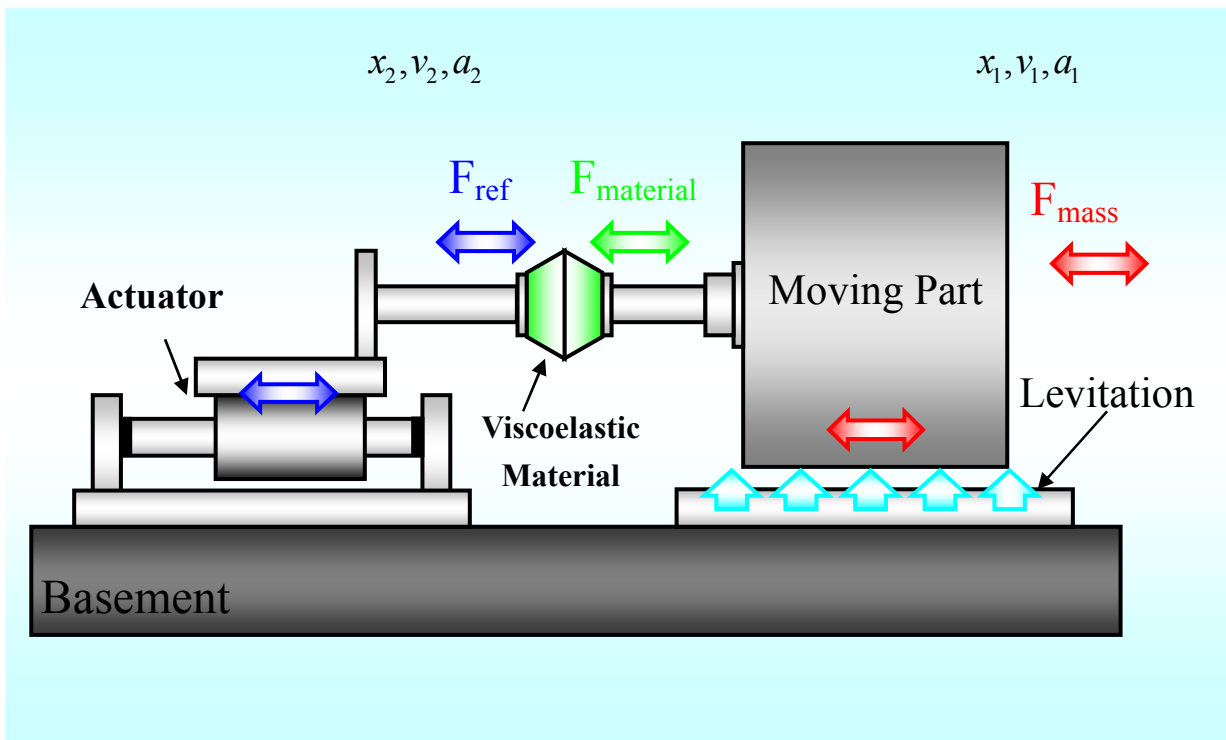


図 2.2 浮上質量法を用いた試験装置の概念図

2.3 粘弾性材料試験装置の構成

本節では、浮上質量法に基づく粘弾性材料試験装置のプロトタイプの概要、および各構成要素について説明する。今回はモータの力制御系の開発を目的としているため、可動質量部の支持には空気圧による浮上の代わりにボールベアリングにより摩擦を抑制したガイドレールが用いられている。装置の全体的な構成図を図 2.3.1 に、外観を図 2.3.2 に示す。

シャフトモータの可動子を固定したプレートがリニアガイドに支持され、低い摩擦力で駆動できるようになっている。このプレートにロッドが接続され、粘弾性材料に力 F_{ref} を入力する。また、プレートの両側面にはリニアエンコーダのヘッド、リミットセンサの遮光板が取り付けられ、シャフトモータ側の変位の検出および可動範囲の制限を行っている。粘弾性材料の他端にも同様にロッドが接続されており、このロッドから可動質量に F_{mass} を伝える。可動質量はスライドガイドのレール上で一軸方向に低摩擦でスライドできるようになっている。シャフトモータの可動子を固定した上面プレートがリニアガイドに支持され、モータの側壁上を低摩擦力でスライドできるようになっている。このプレートに接続されているシャフトが粘弾性材料に力 F_{ref} を印加する。また、粘弾性材料の他端にも同様にシャフトが接続されており、このシャフトから可動質量に材料からの出力 $F_{material}$ を伝える。可動質量にはアルミ合金 (体積: $10.0 \times 15.0 \times 11.2 = 1680$ [cm^3]) を使用し、その質量は 4502.4g (密度: 2.68g/cm^3) である。

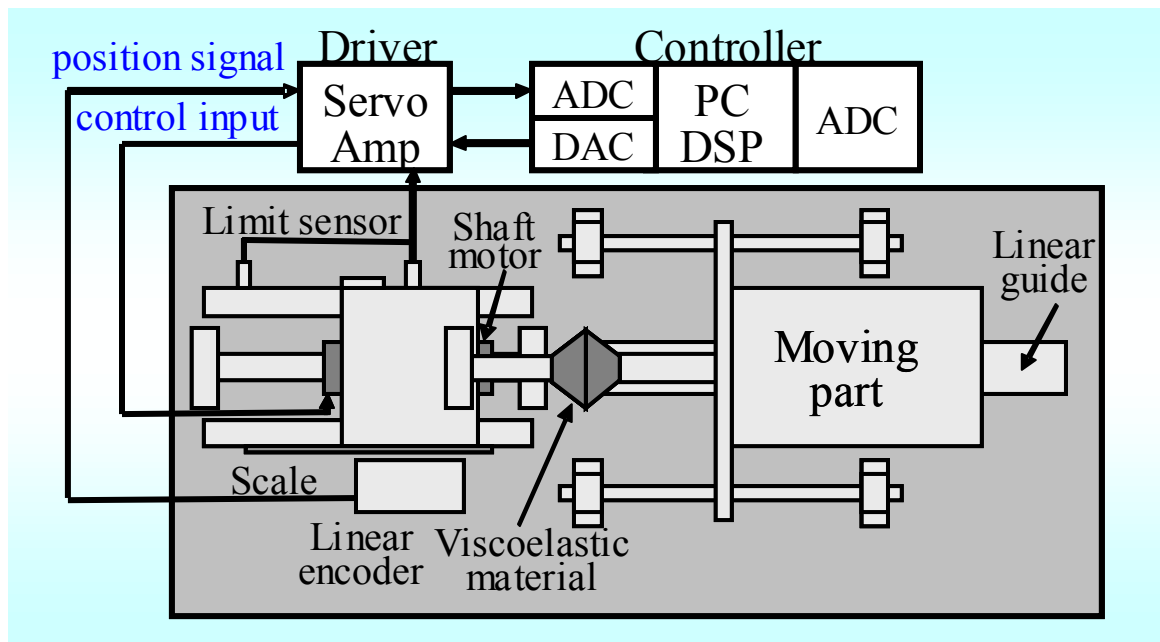


図 2.3.1 実験装置構成図

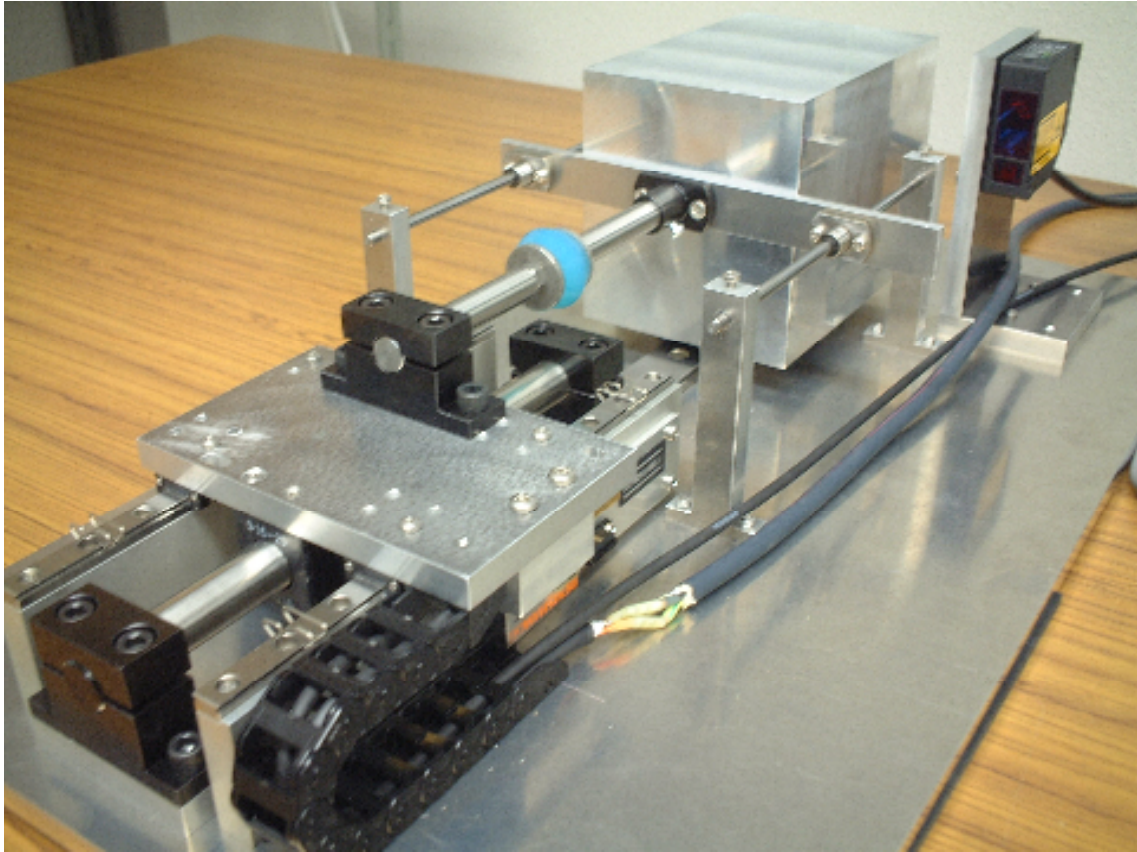


図 2.3.2 試験装置外観

2.3.1 シャフトモータ

次に力の発生源として使用したシャフトモータについて述べる。本研究の目的である任意の力の発生のためには、入力波形をさまざまな大きさの力として精確に発生でき、かつ摩擦力を生じにくいアクチュエータが必要である。そのため、リニアモータとしてジイエムシーヒルストーン社製のシャフトモータ S 1 6 0 D を使用した。このモータは、永久磁石を内蔵したシャフトと三相コイルを内蔵したスライダで構成されている。

図 3.1.1 にシャフトモータの動作原理の概念図を示す。シャフト部は円柱形の高性能マグネットが並べられていて、外周はステンレスで覆われており、スライダにはそれぞれ 120° の位相差を持たせた三相コイルが内蔵されている。これに電流を流すとコイルは磁界から力を受け、推力を発生する。

主な特長としては、N極同士、S極同士を接合してあるため強力な磁束が 360° 全方向にむだなく発生しているため効率がよく、短いコイル長で大きな推力が得られる。また、シャフトと可動子の間には空隙があり、非接触であることからシャフトと可動子間に摩擦が生じない。このためバックラッシュが無く、騒音、粉塵、熱膨張による誤差も発生せずメンテナンスフリーである。さらに、外周部にステンレスを使用しているため、シャフトとスライダ間に吸着力が生じないため低振動かつコギングが無く、高い位置決め分解能を実現している。

これらの特長のうち、本研究で使用する材料試験装置にこのモータが適している要素として特に重要なものは、コイルに加える電圧を DSP で制御することによって位置、推力、速度が高精度に制御可能であること、可動子が固定子と非接触で駆動するためモータ部において摩擦力が生じないことである。表 3.2 にシャフトモータの主な仕様を示す。

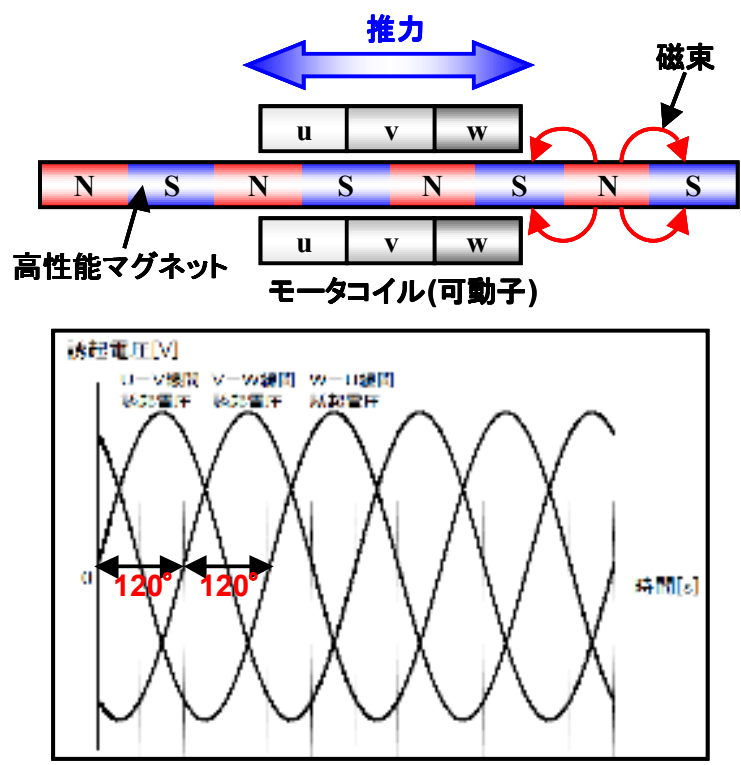


図 2.3.1 シャフトモータ動作原理

表 2.3.1 シャフトモータ仕様

最大推力	6,000 [N]
最長ストローク	3 [m]
最高速度	6.3 [m/sec]
最低速度	8 [μ m/sec]
最大加速度	20 [G]
速度むら	0.05%
最高分解能	0.14 [nm]
使用環境	真空 10^{-5} [Pa]・水中可
粘弾性材料試験装置に組み込んだ場合	
定格推力	10 N
加速(最大)推力	39 N
定格電流	0.6 A
最大電圧	10 V
ストローク	60 mm
スライダ質量	150.0 g

2.3.2 サーボアンプ

サーボモータを用いる入出力系の構築には、制御部としてサーボアンプを必要とする。サーボアンプはモータに指令信号を入力し、エンコーダで検出された変位をフィードバックする。

本研究には株式会社日立産機システム製のリニアモータ対応高性能 AC サーボアンプ (ADAX3-R5ML2) を使用している。このサーボアンプは高速制御性能に優れ、1[ms]以下での高速位置決めの実現可能としている。指令インターフェイスとしてはアナログ指令による速度制御およびトルク制御運転、パルス指令による位置制御運転が可能であり、これらの制御モードは外部から切り替えが可能である。また、プログラム運転機能を搭載しておりスタンドアロン自動運転も行うことができる。プログラム運転機能の言語仕様は BASIC ライクであり、プログラム容量は 6 キロバイト(1024step 相当)である。プログラムはセットアップソフトウェア AHF-P02 上で記述し、コンパイルしたのちサーボアンプにダウンロードすることで実装できる。他の付加機能として、上位指令装置の負荷を軽減する原点復帰機能、振動抑制フィルタ機能などが搭載されている。

本研究で用いる粘弾性材料試験装置においては、シャフトモータの制御はコンピュータで行っている。コントローラ(コンピュータ)からの制御入力、サーボアンプを介してシャフトモータに入力され、シャフトモータ側からはリニアエンコーダで検出された位置信号がサーボアンプに出力され、コントローラに返される。

表 2.3.2 サーボアンプ(ADAX3-R5ML2)仕様

		仕様
基本仕様	適用モータ容量 (kW)	0.05
	最大定格電流 (Arms)	0.9
	最低定格電流 (Arms)	0.7
	最大瞬時電流 (Arms)	2.7
	電源設備容量 (KVA)	0.3
	入力電源 (主回路)	単相 100~115V+10%-15% 50/60Hz±5%
	入力電源 (制御回路)	
	最高速度 (mm/s)	4000
	速度制御範囲	1 : 4000
	最大推力 (定格推力比)	300%以上 (組み合わせるモータによって異なる)
	保護構造	開放型 IPOO
	制御方式	線間正弦波変調 PWM 方式
	制御モード	位置制御/速度制御/トルク制御
	リニアセンサ	A,B,Z 式インクリメンタルエンコーダ 電源電圧 : 5V±10%、消費電流 : max280mA
リニアセンサ信号最高周波数	4MHz (4 通倍後) [1MHz (原信号)]	
入出力関係機能	速度指令/制限入力	アナログ入力 : 0~±10V/最高速度 (ゲイン設定可)
	推力指令/制限入力	アナログ入力 : 0~±10V/最大推力 (ゲイン設定可)
	正転側推力制限 逆転側推力制限	正転側 : 0~±10V/最大推力 逆転側 : 0~±10V/最大推力
	位置指令入力	ラインドライバ信号 (2M パルス/s 以下) ①正転パルス+逆転パルス ②符号入力+指令パルス ③90° 位相差二相パルス指令 (最大周波数 500k パルス/s) ①~③よりいずれか選択
	接点入力信号	DC12/24V 接点信号入力 (シンク/ソース対応可) (DC24V 電源内蔵) ①サーボ ON ②アラームリセット ③制御モード切替 ④推力制限⑤正転駆動禁止 ⑥逆転駆動禁止 ⑦多段速度 1/電子ギア切替 ⑧多段速度 2 ⑨速度比例制御/ゲイン切替 ⑩速度ゼロランプ/外部トリップ ⑪原点リミットスイッチ ⑫原点復帰 ⑬パルス列入力許可/正転信号 ⑭偏差カウンタクリア/逆転信号
接点出力信号	オープンコレクタ信号出力 (シンク出力) ①サーボ準備完了 ②アラームリセット ③位置決め完了 ④速度到達/アラームコード 1 ⑤ゼロ速度検出 ⑥ブレーキ解除 ⑦推力制限中/アラームコード 2 ⑧過負荷予告/アラームコード 3	

内部機能	内蔵オペレータ	5桁数字表示器、キー入力×5	
	外部オペレータ	Windows95/98/Me、WindowsNT/200/XP パソコン接続可能 (RS-232C ポート使用)	
	回生制動回路	内蔵 (但し制動抵抗不付き)	
	ダイナミックブレーキ	内蔵 (動作条件設定可能)	
	DB 抵抗	抵抗値 (Ω)	不付き
		ジュール熱 (J)	
		動作間隔 (s)	
	DB 回路	ピーク電流 (A)	2.7
結線		2相短絡	
保護機能	過電流、過負荷、制動抵抗器過負荷、主回路電圧、メモリ異常、CPU 異常、主回路不足電圧、CT 異常、サーボ ON 時地絡、制御回路不足電圧、外部トリップ入力 (モータ温度異常)、パワーモジュール異常、エンコーダ異常、位置偏差異常、位置監視時間異常、速度偏差異常、加速度異常、駆動範囲異常、駆動禁止異常、サーボアンプ温度異常、アンマッチエラー、不当命令エラー、ネスト回数エラー、実行エラー、磁極位置推定異常、磁極位置推定未実行		
使用環境	使用周囲温度/保存温度	0~+55°C / -10~70°C	
	使用湿度	20~90%RH (結露しないこと)	
	耐振動	5.9m/s ² (0.6G) 10~55Hz	
	使用場所	標高 1000m 以下、屋内 (腐食ガス、塵埃のないところ)	
	概略質量 (kg)	0.8	

2.4 材料試験機の起動手順

粘弾性材料試験機を運転する前には磁極位置推定とコンピュータとの接続が必要である。また、動作チェックとして試運転を行うことができる。本項では、装置の起動と試運転の手順を示す。

まず、リニアエンコーダのキャリブレーションとして、磁極位置推定を行う。以下、磁極位置推定の手順を示す。

- ① サーボアンプセットアップソフトウェア AHF を起動する
 - ② (図 2.4.1)の画面で「リニアモータ」にチェックを入れ、「接続」ボタンを押す
 - ③ SON が OFF の状態でサーボアンプの主電源を投入し、デジタルオペレータの表示がスタンバイ(d-00)になっているのを確認
 - ④ スイッチ部の RS・FOT・ROT が ON で、可動部のストロークが確保されていることを確認
 - ⑤ SON→ON で磁極位置推定開始。シャフトモータが駆動する
 - ⑥ シャフトモータ静止後 SRD→ON となり磁極位置推定・サーボ準備完了
 - ⑦ RS を OFF にする
- 以上でシャフトモータ運転の準備が完了する。

次に、シャフトモータの試運転の手順を示す。③では、速度制御で試運転を行う場合は(1)、位置制御モードで行う場合は(2)を選択する。

- ① 上記の磁極位置推定が完了した状態で SON が OFF になっていることを確認する
- ② AHF メインウィンドウで「試運転と調整」ボタンを押す。別ウィンドウが開く(図 2.4.3)
- ③ 可動部に正転・逆転方向ともに十分なストロークが確保されていることを確認する
- ④ (1)「ジョギング」の運転したい方向のボタンを押してシャフトモータが動くのを確認する。確認できたら「停止」を押す
(2)「パルス送りジョギング」の「送りパルス」に可動範囲を超えないようにパルス数を設定し、運転したい方向に応じて「正転送り」または「逆転送り」ボタンを押す。確認できたら「停止」を押す
- ⑤ 「試運転と調整」ウィンドウを閉じて試運転モードを抜ける

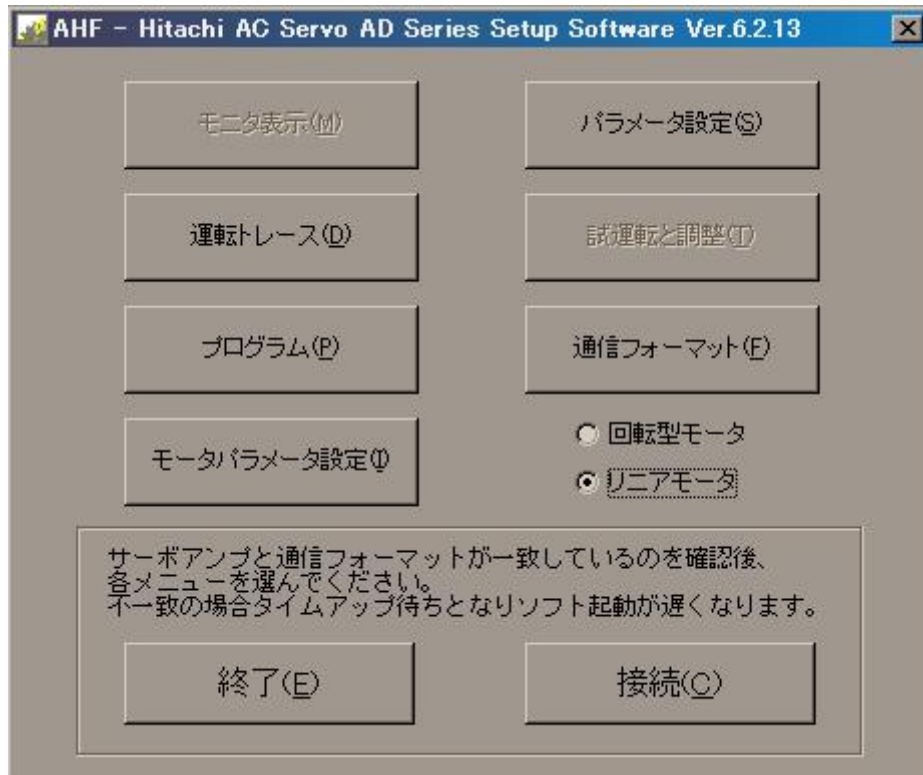


図 3.3.1 AHF メインウィンドウ

名称	コード	現在値	設定値
可動部質量	Fd-00	0.075 kg×10	0.075 kg×10
速度制御応答周波数	Fd-01	30.0 Hz	30.0 Hz
速度PI制御比例ゲイン調整値	Fd-02	100.00 %	100.00 %
速度PI制御積分ゲイン調整値	Fd-03	100.00 %	100.00 %
速度PI制御ゲイン	Fd-04	10.0 %	10.0 %
I/P制御比率	Fd-05	0.00	0.00
トルク指令フィルタ時定数	Fd-06	2.00 ms	2.00 ms
位置制御位相遅れ比率	Fd-07	1.00	1.00
位置制御位相遅れ時定数	Fd-08	100.0 ms	100.0 ms
位置制御応答周波数	Fd-09	5.00 Hz	5.00 Hz
位置フィードフォワードゲイン	Fd-10	0.00	0.00
振動抑制フィルタ共振周波数 1	Fd-12	1000.0 Hz	1000.0 Hz
振動抑制フィルタ帯域幅 1	Fd-13	0 dB	0 dB
振動抑制フィルタ共振周波数 2	Fd-14	1000.0 Hz	1000.0 Hz
振動抑制フィルタ帯域幅 2	Fd-15	0 dB	0 dB
同定値有効負荷トルク変動幅	Fd-16	30 %	30 %
速度指令フィルタ時定数	Fd-20	0 ms	0 ms
ゲイン切替モード	Fd-30	non(0)	non(0)
ゲイン切替開始位置決め幅	Fd-31	1000 pulse	1000 pulse
第2位置制御応答周波数	Fd-32	10.00 Hz	10.00 Hz
位置制御用ゲイン切替時間	Fd-33	1.0 ms	1.0 ms
第2速度制御応答周波数	Fd-34	60.0 Hz	60.0 Hz
速度制御用ゲイン切替時間	Fd-35	1.0 ms	1.0 ms
位置指令フィルタ時定数	Fd-36	0 ms	0 ms
高速位置決めモード	Fd-40	non(0)	non(0)
位置フィードフォワード補償遅れ時定数	Fd-41	0.00 ms	0.00 ms
位置偏差補償ゲイン	Fd-42	100 %	100 %

図 3.3.2 パラメータ設定画面

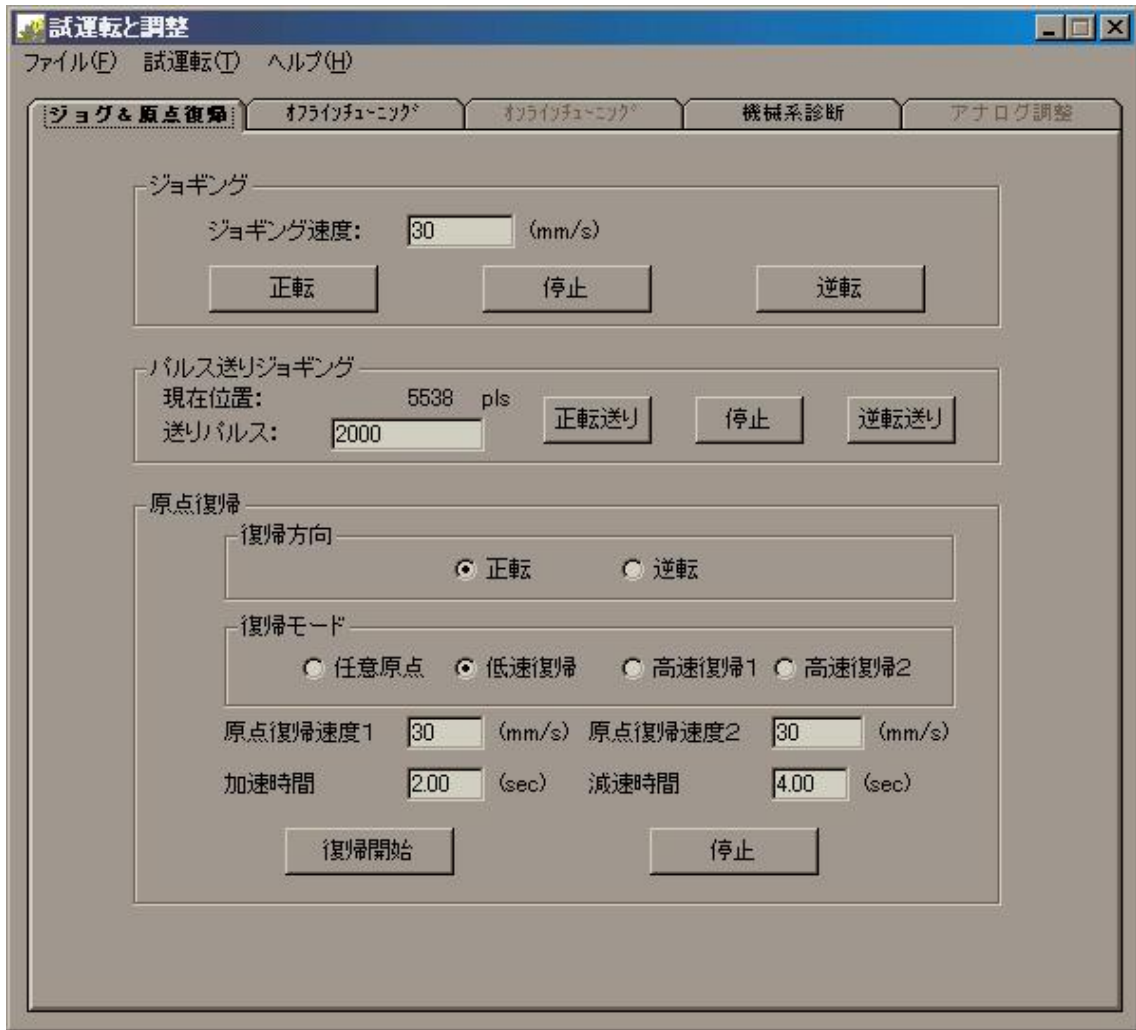


図 3.3.3 試運転と調整ウィンドウ

第3章 粘弾性材料試験装置のモデル構築

3.1 2 慣性共振系

粘弾性材料試験機において制御対象は、シャフトモータと可動質量が粘弾性材料を介して接続された共振系となり、このような負荷系は、シャフトモータ、可動質量がそれぞれ独立した質点系を構成する2慣性共振系として扱える。この2慣性共振系モデルのブロック図を図3.1に示す。また、2慣性共振系は、

$$M_1 \ddot{x}_1 = -c_1 \dot{x}_1 - k(x_1 - x_2) - d(\dot{x}_1 - \dot{x}_2) \tag{3.1.1}$$

$$M_2 \ddot{x}_2 = k(x_1 - x_2) - d(\dot{x}_1 - \dot{x}_2) - c_2 \dot{x}_2 \tag{3.1.2}$$

で表せる。ただし、

M_1 : シャフトモータ側質量 M_2 : 可動質量側質量 k : ばね定数

c_1 : シャフトモータ側粘性係数 c_2 : 可動質量側粘性係数 d : 粘性係数

である。ここで $c_1 = c_2 = 0$ のとき x_2/F 、 x_2/d はそれぞれ次式となる。

$$\frac{x_2}{F} = \frac{1}{M_1 M_2} \cdot \frac{ds + k}{s(s^2 + 2\zeta_r \omega_r s + \omega_r^2)} \tag{3.1.3}$$

$$\frac{x_2}{d} = -\frac{M_1}{M_1 M_2} \cdot \frac{s^2 + 2\zeta_a \omega_a s + \omega_a^2}{s(s^2 + 2\zeta_r \omega_r s + \omega_r^2)} \tag{3.1.4}$$

ただし、

$$\omega_r = \sqrt{\frac{k}{M_1} + \frac{k}{M_2}}, \quad \omega_a = \sqrt{\frac{k}{M_2}}, \quad \zeta_r = \frac{d}{2k} \omega_r, \quad \zeta_a = \frac{d}{2k} \omega_a$$

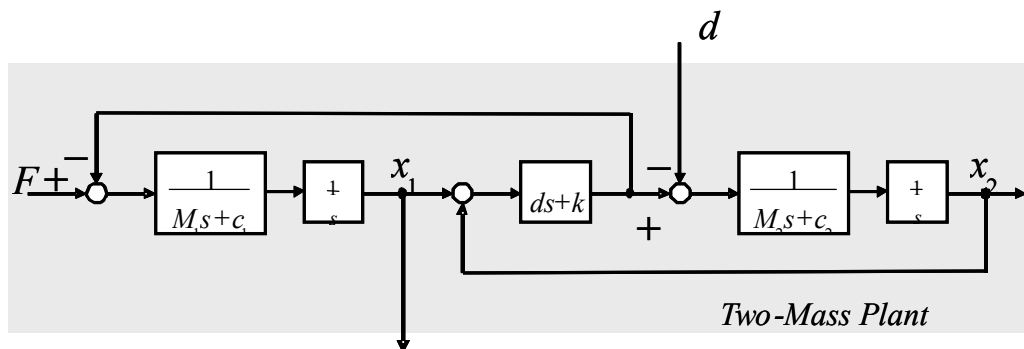


図 3.1 2 慣性共振系モデルのブロック図

3.2 システム同定

3.2.1 同定入力を選定

前節で述べた 2 慣性共振系の制御対象をモデリングするために、システム同定を行う。同定入力を選定する場合、その周波数特性と振幅特性を考慮しなければならないため、入力信号は対象のもつすべてのモードを励起しなければならない。つまり、入力信号が多数の周波数成分を含んでいる必要がある。その多数の周波数成分を含む入力信号の理想的なものが白色雑音である。しかし、一般的には理想的な白色雑音は物理的に実現が不可能である（無限大のパワーをもつ信号を生成することはできない）ので、実際には有限な次元をもつ信号を利用する。つまり、人為的にある規則に基づいて不規則信号を生成すればよい。この人為的に作られた不規則信号のことを擬似不規則信号という。特に、線形システム同定を行うためには、二つの値のみをもつ、いわゆる 2 値信号で十分であるので、取り扱い簡単さから 2 値信号が利用される。（非線形システム同定の場合には、一般には多値信号が利用される。）

さまざまな擬似白色 2 値信号(*PRBS : Pseudo Random Binary Signal*)が存在するが、その中でシステム同定入力信号として最もよく知られ、古くから利用されているものが M 系列 (*Maximum-length linear shift register sequence*)がある。今回、制御対象のシステム内には粘弾性材料の非線形性を含むが、同定対象はリニアモータであるので、同定入力信号にはこの M 系列信号を用いる。 M 系列信号の作り方を以下に説明する。

周期 $N = 2^n - 1$ の M 系列は、次式より生成することができる。

$$x_k = a_1 x_{k-1} \oplus a_2 x_{k-2} \oplus \cdots \oplus a_{n1} x_{k-n} \quad (4.5)$$

ただし、 \oplus は 2 を法とする和を表す。

3.2.2 ARX モデル

粘弾性材料試験装置のシステム同定によるモデル化は、ARX モデルを用いて行った。ARX モデル (autoregressive model with exogenous input) は、制御システムの同定に用いられるモデルである。本項では、ARX モデルについて簡単に説明する。

差分方程式

$$y(k) + a_1 y(k-1) + \dots + a_{n_a} y(k-n_a) = b_1 u(k-1) + \dots + b_{n_b} u(k-n_b) + e(k)$$

において、外乱項 $e(k)$ を白色雑音 $w(k)$ と仮定すると、

$$y(k) + a_1 y(k-1) + \dots + a_{n_a} y(k-n_a) = b_1 u(k-1) + \dots + b_{n_b} u(k-n_b) + w(k) \quad (3.2.2)$$

が得られる。このとき、パラメータベクトルは

$$\theta = [a_1, \dots, a_{n_a}, b_1, \dots, b_{n_b}]^T \quad (3.2.3)$$

となる。データベクトル(回帰ベクトル)を

$$\varphi(k) = [-y(k-1), \dots, -y(k-n_a), u(k-1), \dots, u(k-n_b)]^T \quad (3.2.4)$$

と定義すると、出力 $y(k)$ は、

$$y(k) = \theta^T \varphi(k) + w(k) \quad (3.2.5)$$

と表現できる。ここで、2つの多項式

$$A(q) = 1 + a_1 q^{-1} + \dots + a_{n_a} q^{-n_a} \quad (3.2.6)$$

$$B(q) = b_1 q^{-1} + \dots + b_{n_b} q^{-n_b} \quad (3.2.7)$$

を導入する。ただし、 $A(q)$ と $B(q)$ は既約なシフトオペレータ q の多項式である。すると、(4.1)式は、

$$A(q)y(k) = B(q)u(k) + w(k) \quad (3.2.8)$$

と書き直すことができる。このように記述されるモデルを ARX モデルという。ARX モデルのブロック図は図 4.1 に示す通りで、観測外乱が(4.3)式で表されるような自己回帰過程を通して形成されるモデル(AR モデル) を仮定していることから ARX モデルと呼ばれている。ARX モデルは、

$$y(k) = G(q)u(k) + H(q)w(k) \quad (3.2.9)$$

においてシステム伝達関数 $G(q)$ と雑音モデル $H(q)$ をそれぞれ次のようにおくことに対応している。

$$G(q, \theta) = \frac{B(q)}{A(q)}, H(q, \theta) = \frac{1}{A(q)} \quad (3.2.10)$$

さらに、ARX モデルの 1 段先予測値は次式のようになる。

$$\hat{y}(k|\theta) = [1 - A(q)]y(k) + B(q)u(k) = \theta^T \varphi(k) \quad (3.2.11)$$

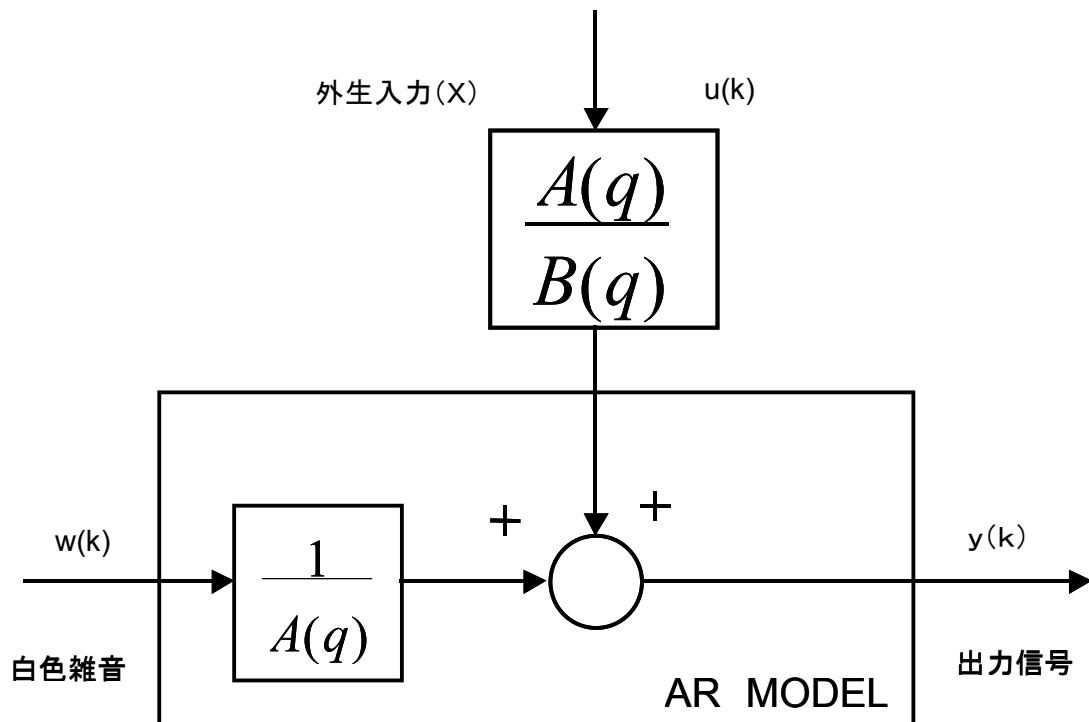


図 3.2 ARX モデル

3.3 PRBS(擬似白色二値信号)によるシステム同定

本研究で作成した動的材料試験装置に対し、MATLABによりモデル化し同定実験を行い、ARXモデルを用いてモデルの構築を行った。モデルのブロック図を図3.3.2に示す。同定に用いる擬似白色雑音を得るため、入力信号にはPRBS(擬似白色二値信号)を使用した。同定条件は表3.1に示すとおりである。

入力波と出力波を図3.3.3に示す。入力波は $\pm 1\text{V}$ 、シャフトモータの 1V あたりの推力は 3.9N なので、入力波は $\pm 3.9\text{N}$ として現れている。

入出力信号のコヒーレンス相関のグラフを図3.3.4に示す。角速度 9rad/sec 、 20rad/sec 、 40rad/sec 付近に大きな谷が見られるが、それ以降では1に近い状態で推移している。

同一入力に対する30次でのモデル出力と実験出力の波形を重ね合わせて比較したものを図3.3.5に示す。グラフより、モデル出力は実験出力に近い波形を形成しているため、モデル化誤差は小さく収まっていることが確認できる。

また、30次モデルを位置特性を考慮して低次元化を行う。低次元化には平衡化実現手法を用いた。ここで30次モデルを平衡化実現をした時の平衡化グラミアンの上位10項目を以下に示す。

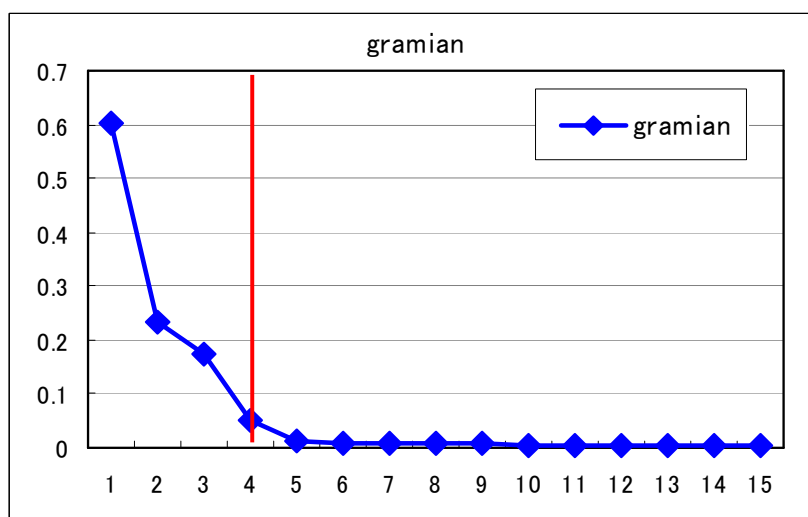


図3.3.1 平衡化グラミアン

グラミアンの大きさは状態がシステム応答にどれだけ寄与するかの尺度である。従って、比較的グラミアンの小さい4以降の状態を削除し、3次まで低次元化を行った。

MATLAB より算出されたパラメータより、低次元化後のモデルの $P_3(s)$ は以下のように導出された。

$$P_3(s) = 4632.39 \frac{s + 33.77}{s(s^2 + 99.779s + 48576)} [mm/V] \quad (3.3)$$

ただし 減衰率 $\zeta = 0.226$, 固有周波数 $\omega_n = 220.4\text{Hz}$

図 3.3.6 に 30 次のモデルと 3 次モデルとの周波数特性の比較を示す。100 Hz までの帯域に注目すると、波形がよく似通っていることから、3 次に低次元化したモデルを使用しても特性の評価は可能と考えられる。

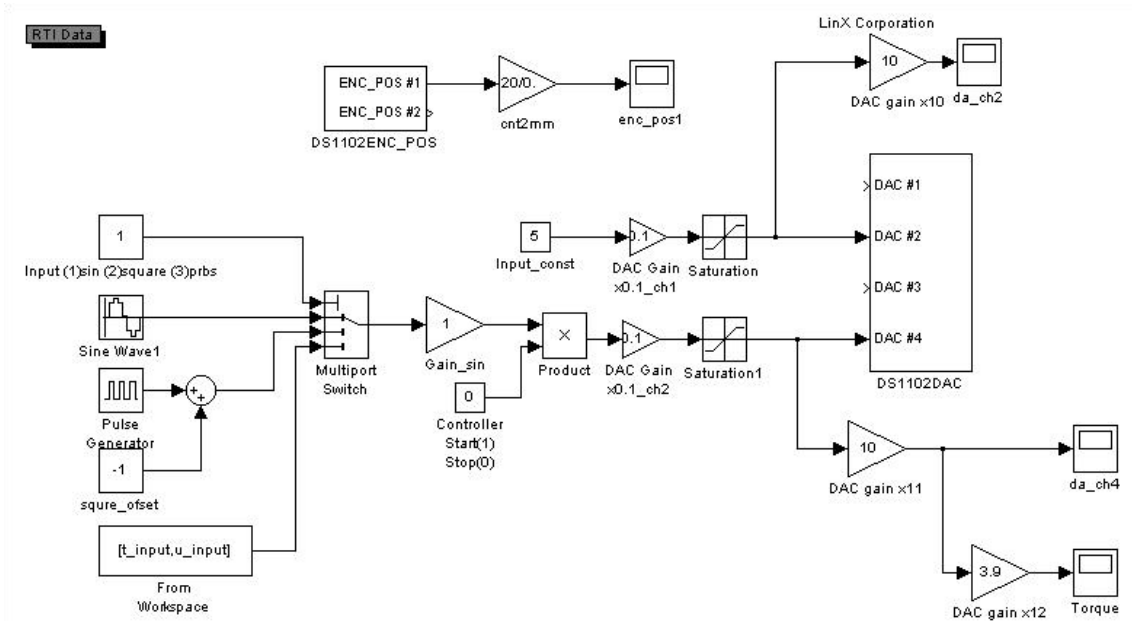


図 3.3.2 システム同定実験モデルのブロック図

表 3.1 同定条件

入力信号	PRBS ($u = \pm 1[V]$)
入力指令	力指令
出力	位置[mm]
データ数	10 周期分
モデル	ARX model
モデル次数	30 次, 3 次
サンプリング時間	5 [m s]

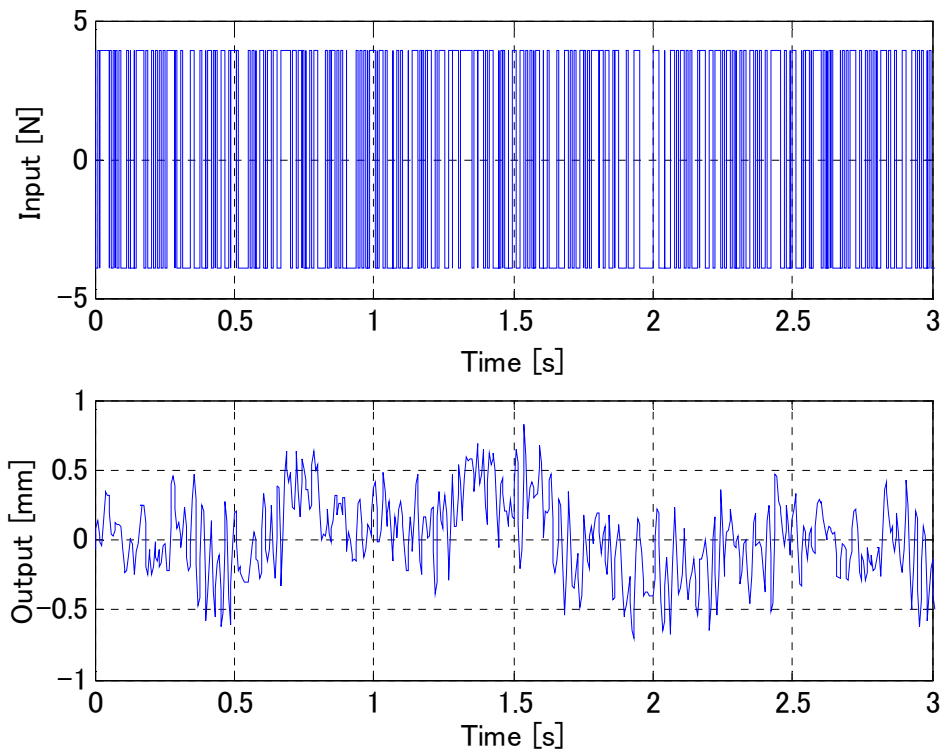


図 3.3.3 : 入出力信号比較

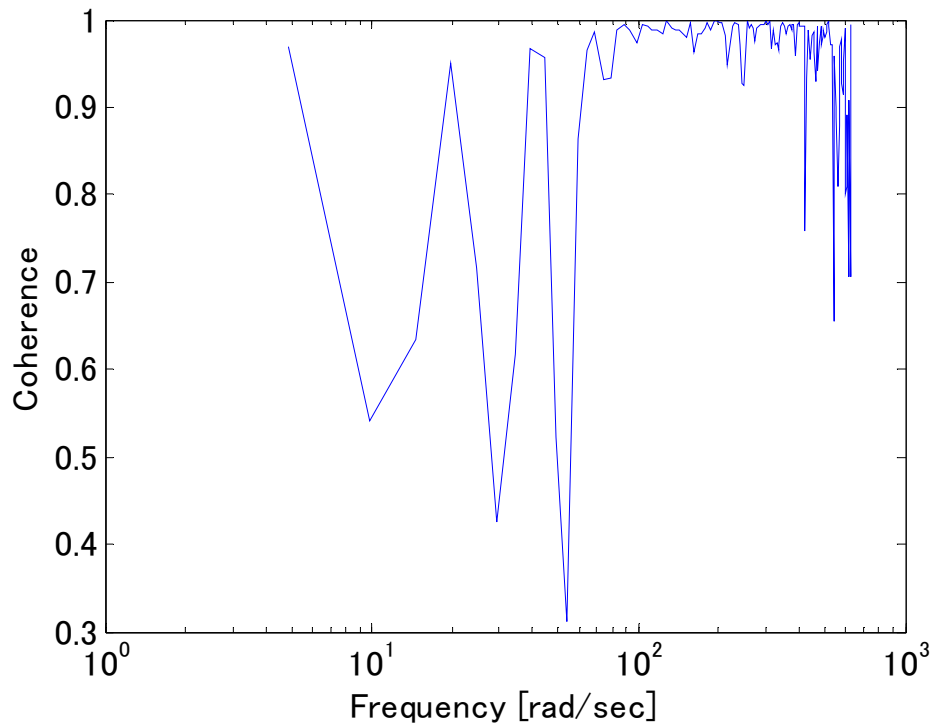


図 3.3.4 : 入出力信号のコヒーレンス相関

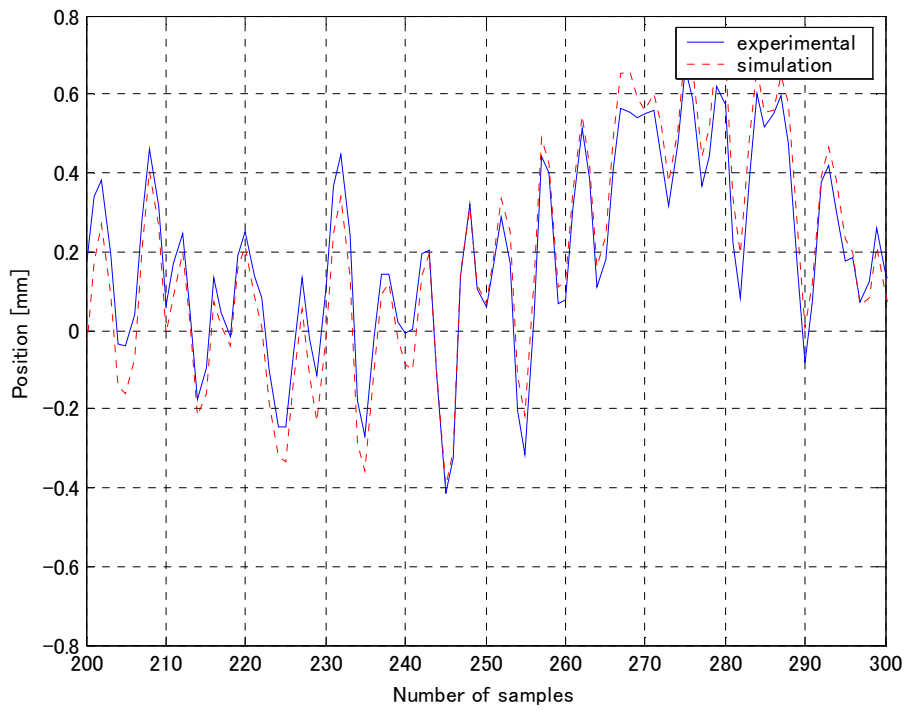


図 3.3.5 : 同一入力に対するモデル出力と実験出力の比較

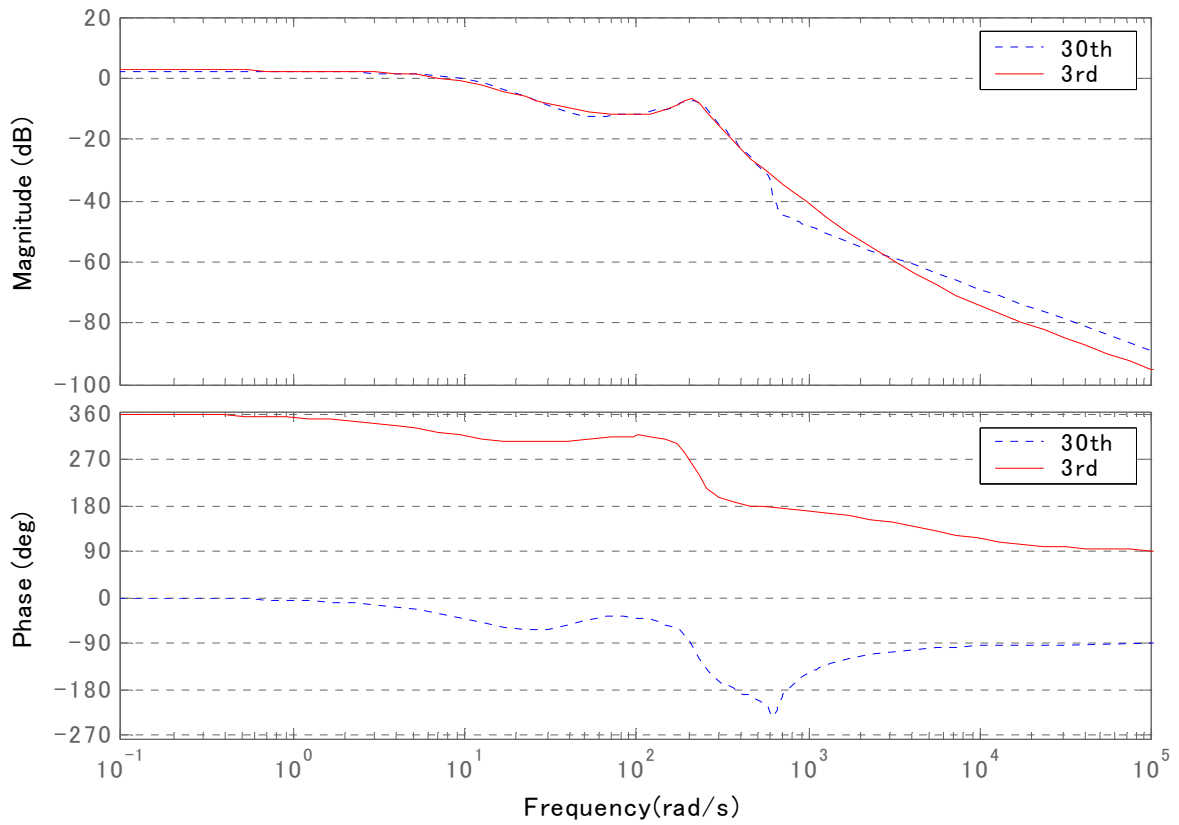


図 3.3.6 : 30 次同定モデルと 3 次同定モデルの周波数特性の比較

3.4 正弦波入力加振による材料の非線形性の解析

次に、入力信号を正弦波として粘弾性材料を加振し、応答としてシャフトモータの変位を計測し、特性を解析する実験を行った。正弦波加振試験におけるモデルのブロック図を図 3.4.1 に示す。また、実験条件は、表 3.2 のとおりである。

図 3.4.2 に入力信号波形、図 3.4.3 に出力信号波形を示す。出力波形は入力波形と比較した際、位相の遅れだけでなく波形そのものの形状が異なり、特性が強い非線形性を示すことが確認できる。

また、この特性を詳しく解析するために出力信号に MATLAB を用いて FFT をかけてパワースペクトルを求め、図 3.4.4 に示した。周波数 10 Hz のときに大きなピークが現れているのが確認できる。これは、システムが 1 自由度のばねマスシステムのように振舞っているためである。また、ピークは以後 10 Hz 毎に表れており、相対的に奇数次の要素が大きいことがわかる。これは粘弾性材料の非線形な特性により起因するものである。各ピークでのパワースペクトルの強度とその時の位相を表 3.3 に示す。

本実験でのサンプリング周波数は 500 Hz であるから、標本化定理より、その 2 分の 1 である 250 Hz を境に、高周波側に折り返し雑音が生じるので、250 Hz を超える周波数における解析結果は考察するべきではない。本実験で高調波成分として大きなピークが現れたのは 50 Hz までであるので、図 3.4.4 では 100 Hz、また表 3.3 では 50 Hz まで表示している。

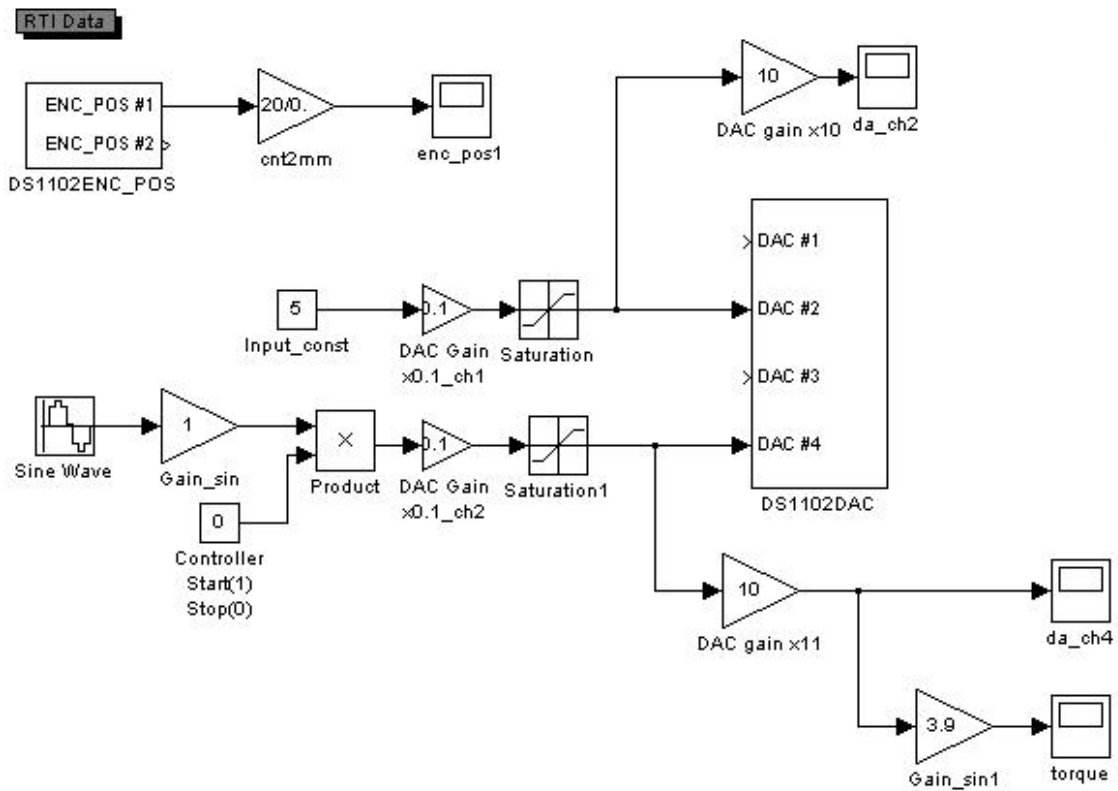


図 3.4.1 正弦波加振試験におけるモデルのブロック図

表 3.2 実験条件

入力信号	正弦波信号
入力指令	力指令
出力	位置 [mm]
周波数	10 [Hz]
振幅	1 [V]
推力	3.9 [N]
データ数	10 周期分
サンプリング周波数	500[Hz]
サンプリング時間	5 [ms]

表 3.3 正弦波加振実験の出力波形の F F T 解析結果

Frequency[Hz]	0	10	20	30	40	50
Magnitude	1.5	22.6	1.9	2.9	0.5	0.5
Phase[deg]	180	115	-129	-213	-114	125

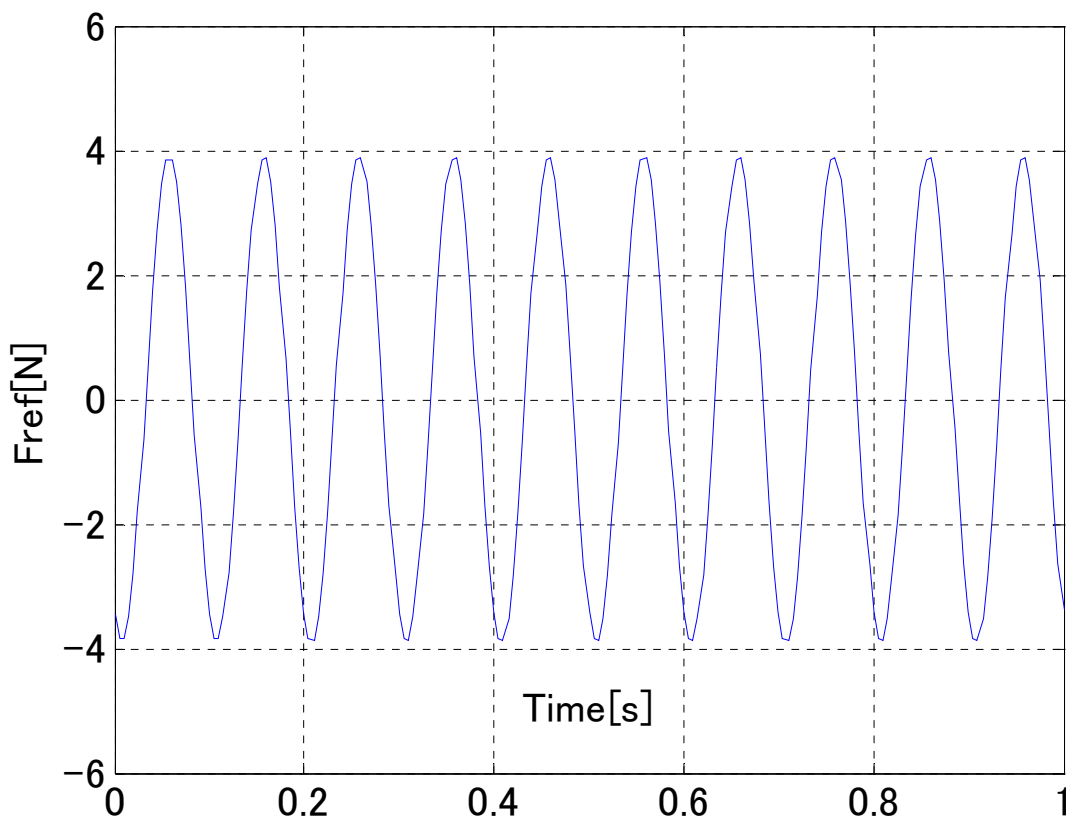


図 3.4.2 正弦波加振試験の入力信号

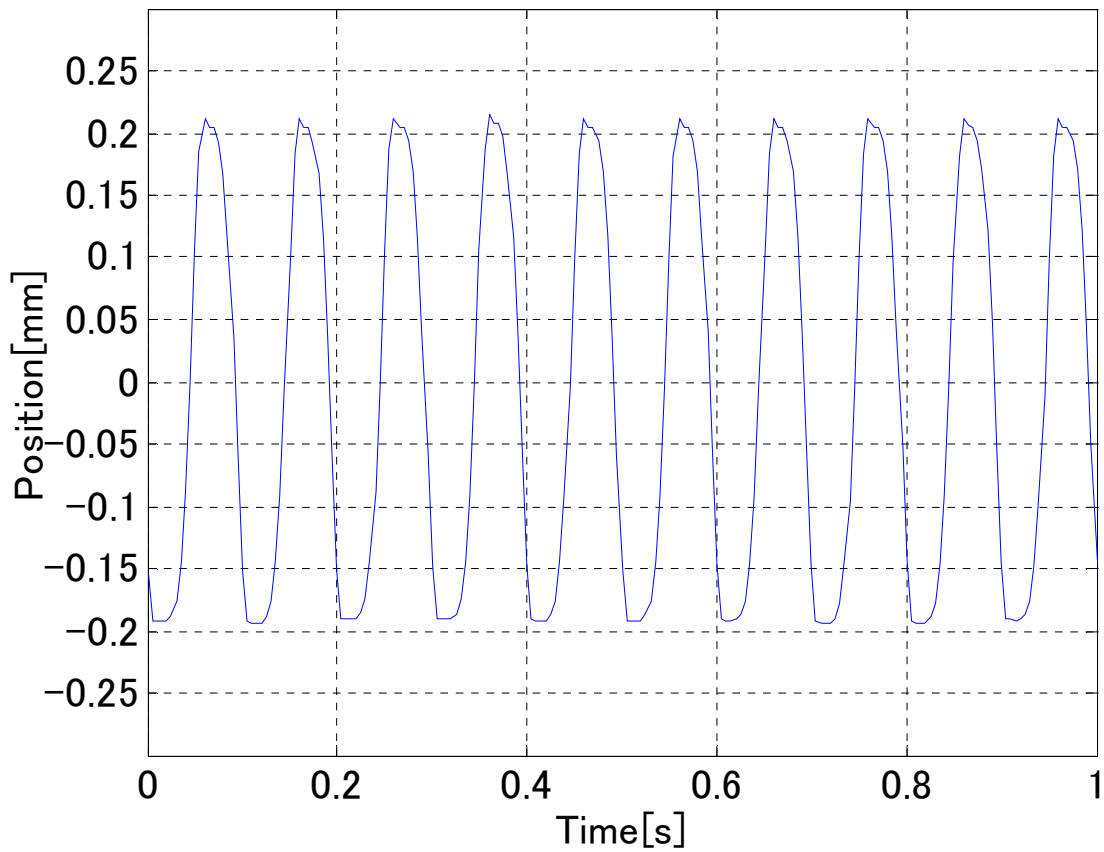


図 3.4.3 正弦波加振試験の出力信号

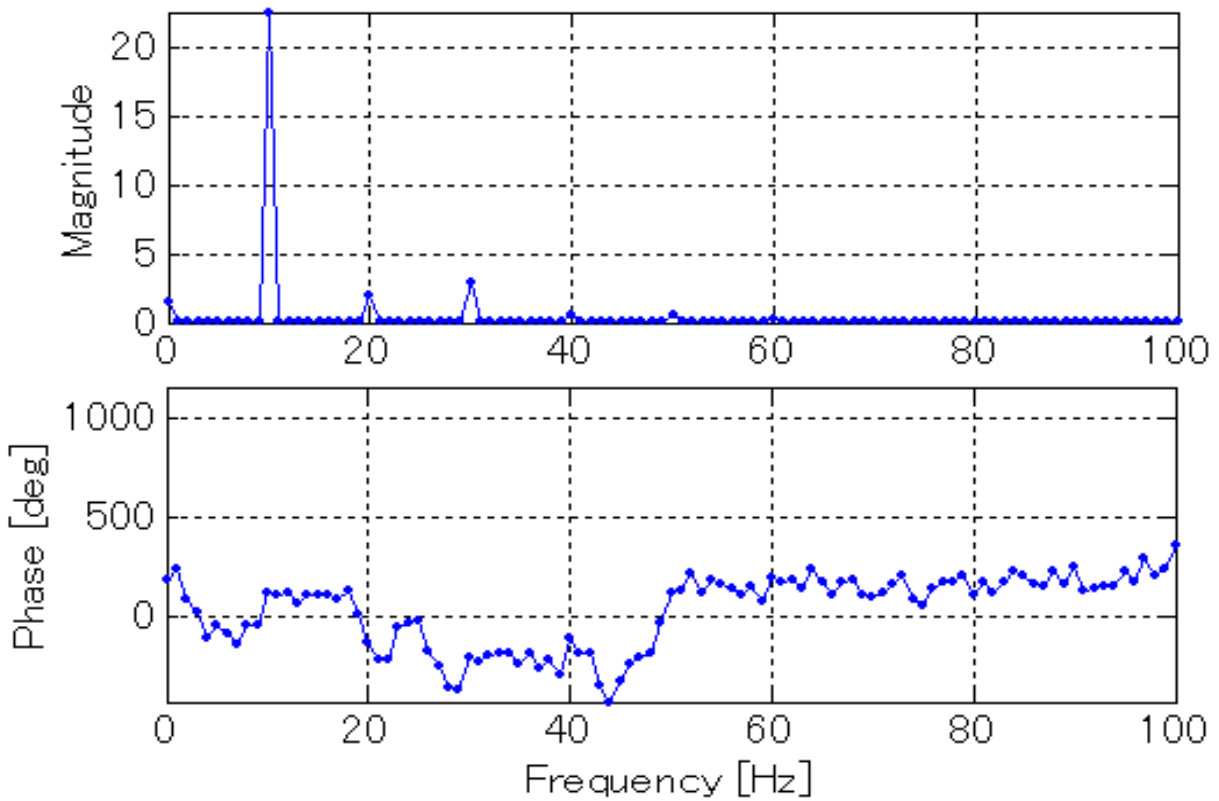


図 3.4.4 出力波形のFFT解析結果

第4章 同定モデルに対する各種制御系の適用

4.1 PID 制御によるフィードバック制御

4.1.1 PID 制御

まずは古典制御理論において最もよく用いられている制御法である PID 制御を適用する。PID 制御とは偏差に比例 (*Proportional*) 操作、積分 (*Integral*) 操作、微分 (*Derivative*) 操作を加え、それらの項の和で位相進み遅れ補償を行う制御法である。PID コントローラ $C_{PID}(s)$ の伝達関数は次式で表せる。

$$C_{PID}(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_I s} + T_D s \right) \quad (4.1.1)$$

ここで、 K_p は比例ゲイン、 T_I は積分時間、 T_D は微分時間である。この形のままで微分要素により、制御量の計測信号に重畳している高周波ノイズが過度に増幅されて、制御系を不安定にするという問題がある。また完全微分は、偏差のステップ変化に対し出力波形はインパルス状となり、操作端に十分なエネルギーを与えることができず、操作端が動かないことがあるため、意図した微分動作をしないという問題も生じる。そこで実用的に PID 制御を行うために、偏差信号に含まれる高周波信号成分を抑制する低域フィルタ (*low-pass filter*)、いわゆる 1 次遅れフィルタを入れて、入力信号の高周波域のゲインと位相を制限する。つまり実際に適用する PID コントローラの伝達関数は、

$$C_{PID}(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_I s} + \frac{T_D s}{1 + \eta \cdot T_D s} \right) \quad (4.1.2)$$

となる。さらに、コントローラの伝達関数は (4.1.2) 式を変形すると

$$C_{PID}(s) = K_c \times \frac{(T_2 s + 1)(T_3 s + 1)}{s(T_1 s + 1)} \quad (4.1.3)$$

となり、このパラメータ K_c 、 T_1 、 T_2 、 T_3 を調整することにより、コントローラ設計を行う。この制御系のブロック図を図 4.1.1 に示す。

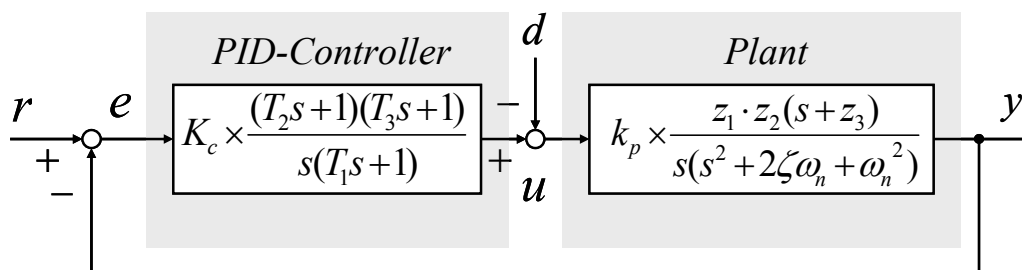


図 4.1.1 PID 制御系ブロック図

4.1.2 PID コントローラ設計及びシミュレーション結果

前項で説明した手法を用いて、次の仕様を満たすよう PID コントローラを設計する。

- (1) ステップ応答において、オーバーシュート及び定常偏差が生じない。
- (2) 制御帯域を約 3 Hz ($3 \times 2 \pi \text{ rad/s}$)とする。

以上の仕様をふまえ、試行錯誤により設計したコントローラのパラメータは

$$K_c = 0.018, T_1 = 1/33.77, T_2 = 1/1000, T_3 = 1/0.003 \quad (4.1.4)$$

である。このコントローラの周波数特性を図 4.1.2 に、PID 制御系の周波数特性を図 4.1.3 に示す。

次に、設計したコントローラの性能を確認するために、ステップ位置指令によるシミュレーションを行った結果を図 4.1.4 に示す。シミュレーション条件はサンプリング時間 0.2ms、シミュレーション時間 1s、ステップ時間 0.1s、ステップ入力振幅 1 mm である。0.5 s でマイナスのステップ外乱(制御入力の最大値の 50%相当)を印加し、外乱応答を評価する。図より、目標値応答においてオーバーシュート 0.02 %、整定時間 153.3 ms である。また、外乱特性においては偏差が残っている。この偏差は長時間を経過すると次第に減少していくが、減少のスピードは非常に遅い。外乱応答において追従性が低い原因として、PID コントローラのパラメータを定常偏差が生じないことを重視して設定したことが考えられる。

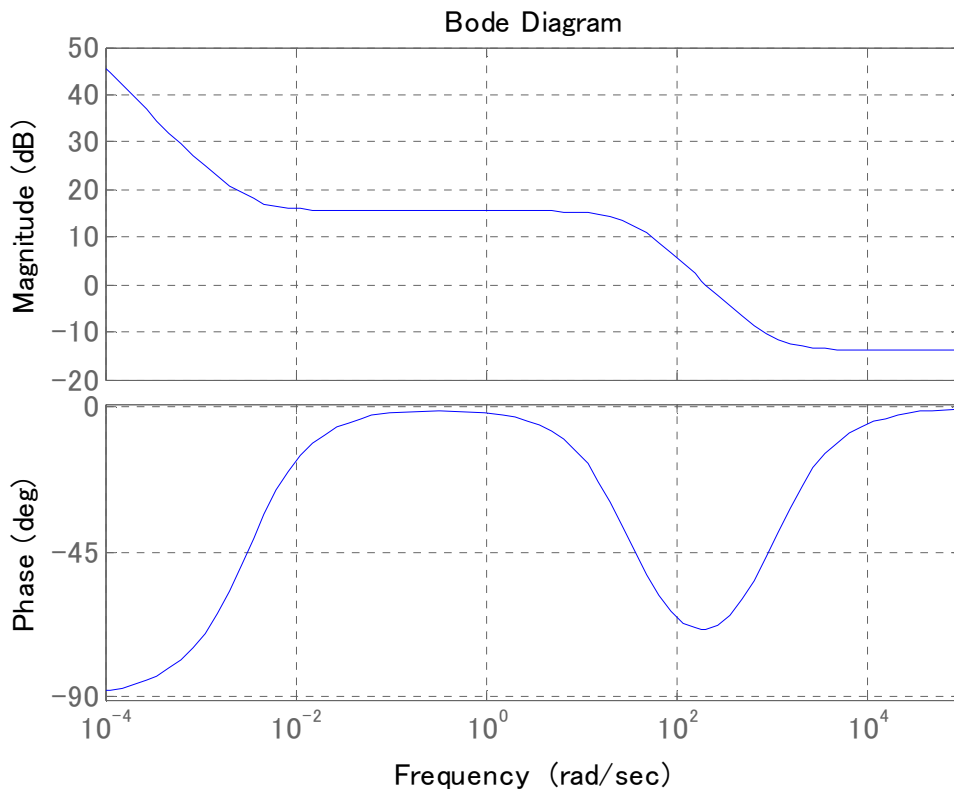


図 4.1.2 PID コントローラ周波数特性

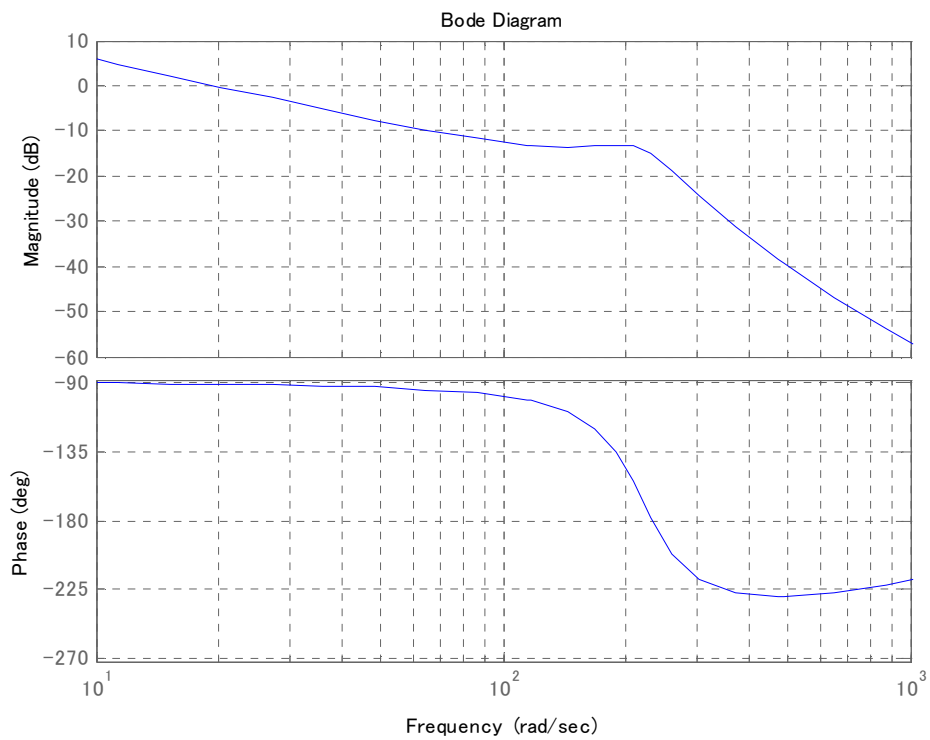


図 4.1.3 PID 制御系周波数特性

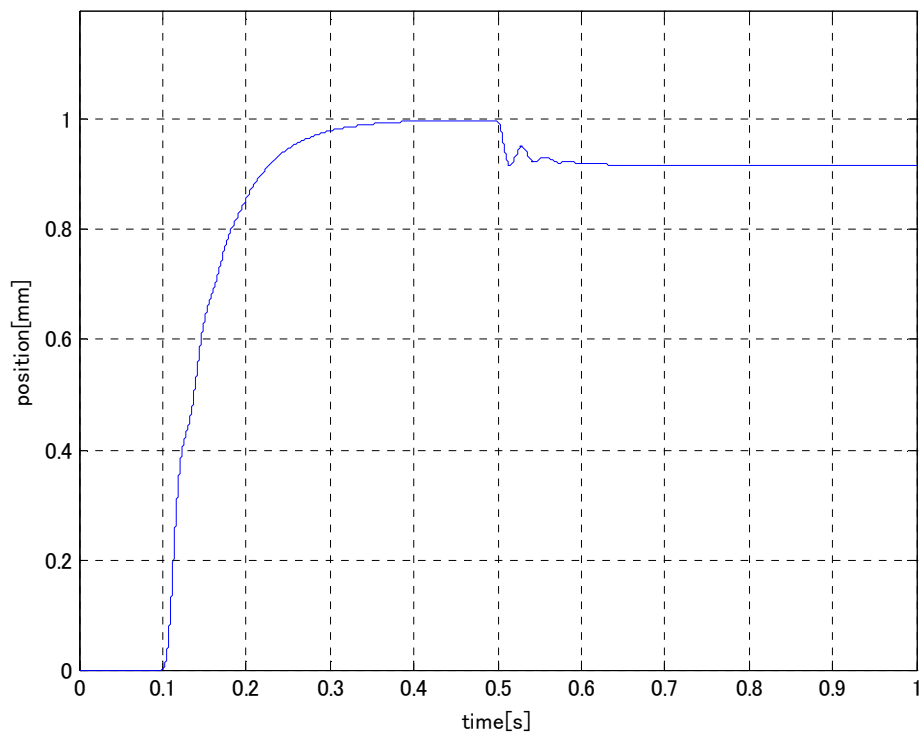


図 4.1.4 PID 制御によるステップ応答

次に、設計した PID 制御系に対する正弦波指令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サンプリング時間 0.2ms、シミュレーション時間 1s、正弦波入力周波数 10Hz、入力振幅 1 mm である。外乱として周波数 33.263Hz、振幅 0.5mm(入力振幅の最大値の 50%相当)の正弦波を印加した。浮上質量法を適用した粘弾性材料試験機の場合、理想的には摩擦等の外生入力の影響を無視できるため、この外乱を材料の非線形特性に起因する高調波成分とみなし、高調波低減性能を評価する。そのため、外乱の周波数は制御対象の共振周波数とした。まず比較のため、補償を加えずに行ったシミュレーションでの出力波形を図 4.1.5 に示す。出力波形は高調波によって大きく歪み、振幅も小さくなっていることがわかる。次に出力波形を FFT 解析し周波数成分を可視化したものを図 4.1.6 に示す。図より、入力信号と外乱の周波数に対応するピークが確認できる。また、0Hz にもピークが見られるが、これは出力波に直流成分が乗っていることを意味している。

続いて、PID コントローラを適用した制御系の出力波形を図 4.1.7 に示す。振幅は補償なしに比べて減衰が小さいことがわかる。次に FFT 解析結果を図 4.1.8 に示す。外乱として加えた 33.263Hz 付近のピークが小さくなっている。また、プラント単体での解析結果に見られた直流成分は無くなっていることがわかる。

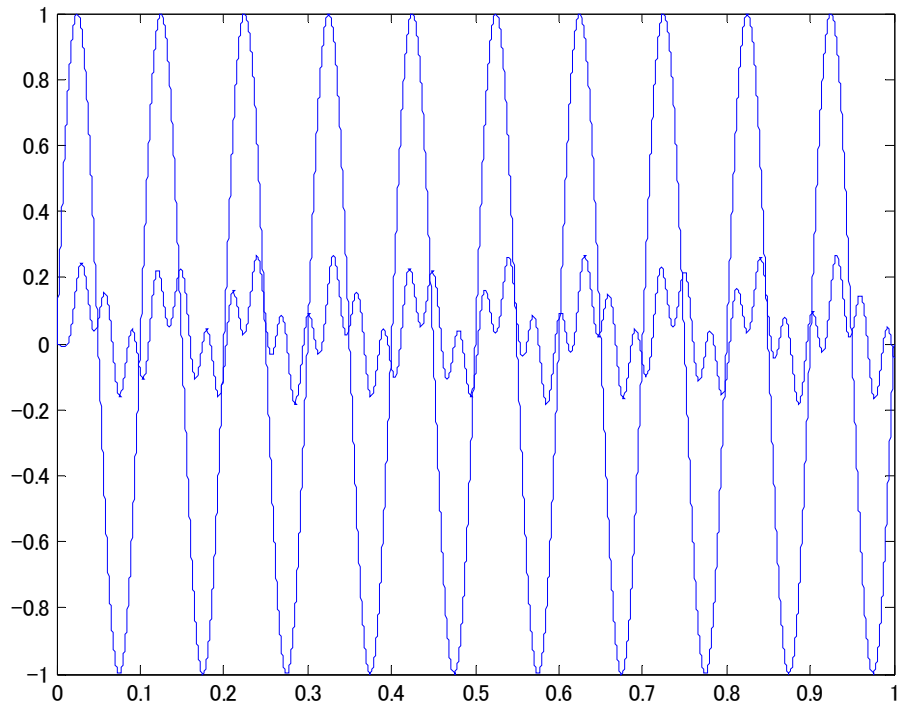


図 4.1.5 正弦波シミュレーション結果(補償なし)

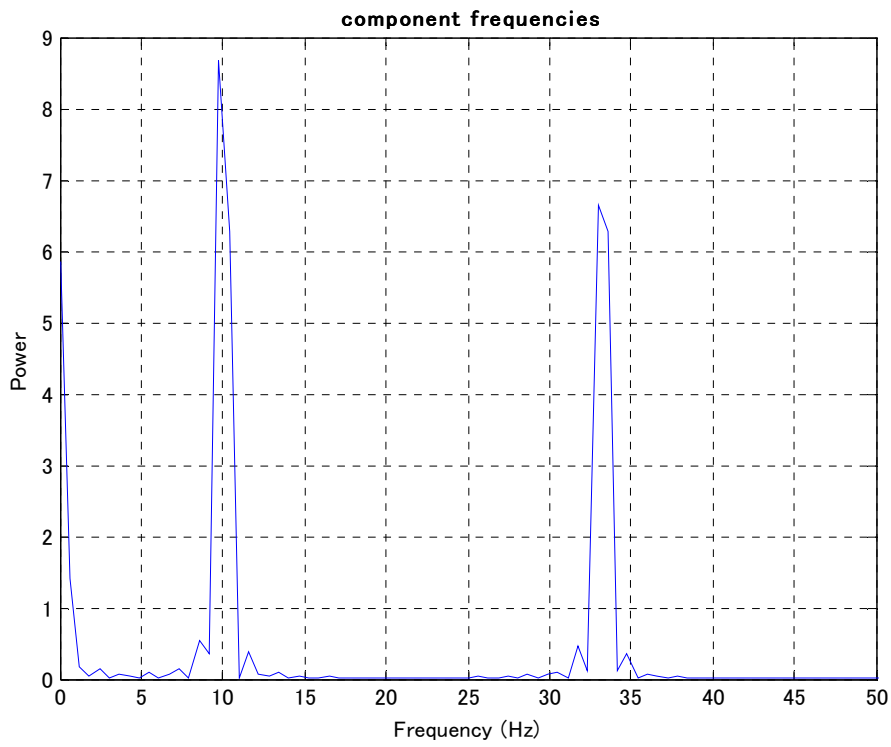


図 4.1.6 出力波形の FFT 解析結果(補償なし)

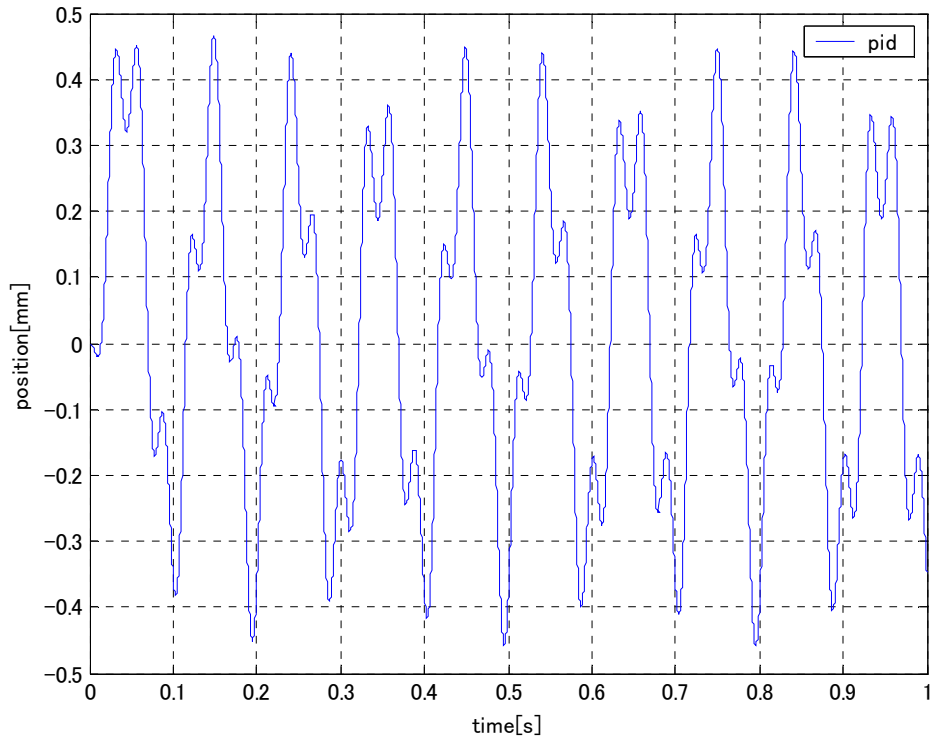


図 4.1.7 正弦波シミュレーション結果(PID)

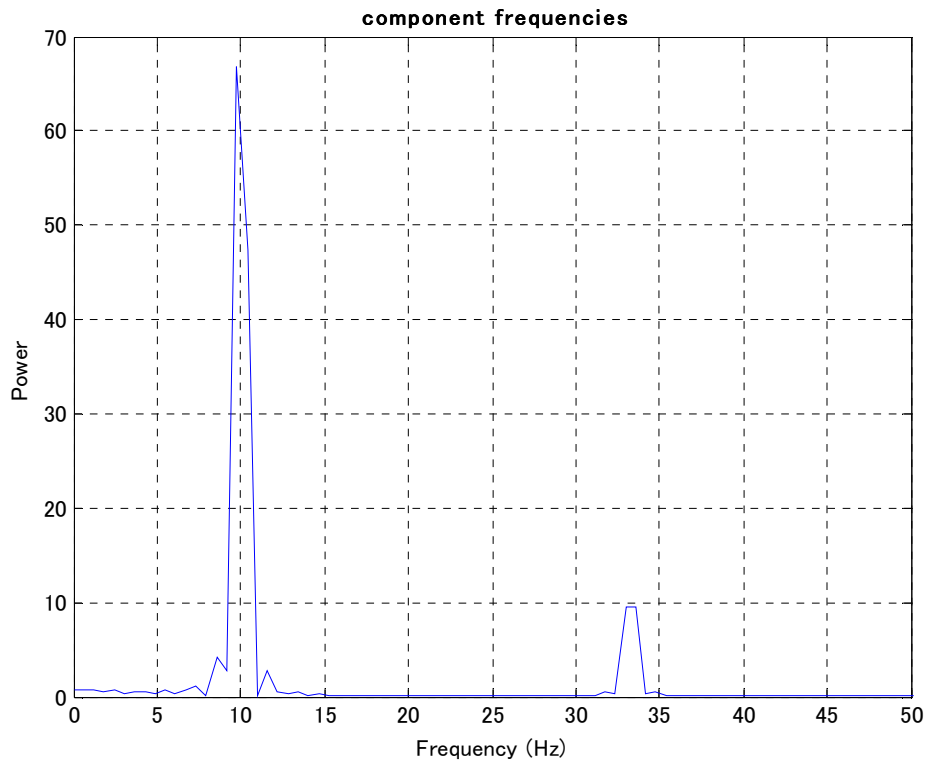


図 4.1.8 出力波形の FFT 解析結果(PID)

4.2 状態フィードバック制御

4.2.1 状態フィードバック制御

状態フィードバック制御とは、制御対象が可制御なら極を任意に配置することができ、元のシステムが不安定であっても安定化し、かつ収束の特性を決めることができるというものである。極配置をする際に注意すべき点として、指定する極は必ず負でなければならない。また極配置の目安としては、極の位置は速応性に関係しており、より小さい（絶対値が大きい）値を持つほど高い収束性が得られる。しかしその反面、ある状態変数に対して振れ幅が増大してしまう欠点や、必要とする操作量が大きくなってしまふなどの問題がある。

可制御なシステム

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t), x(t_0) = x_0 \quad (4.2.1)$$

に対して図 4.2.1 に示されるように、すべての状態を直接検出することができ、制御入力は、

$$u(t) = -F_{sf}x(t) \quad (4.2.2)$$

とできるものとする。ここで、 A 、 B はそれぞれ制御対象のシステム行列と入力行列で、 F_{sf} はフィードバック係数行列を表す。このとき、閉ループ系は

$$\dot{x}(t) = (A - BF_{sf})x(t) \quad (4.2.3)$$

となる。閉ループ系は $(A - BF_{sf})$ の固有値によりその解の振る舞いが決まり、安定であれば状態 $x(t)$ を漸近的に原点に持っていくことができる。この閉ループシステムをレギュレータといい、 $(A - BF_{sf})$ の極をレギュレータの極という。システムが可安定の場合にはシステムの可制御なモードに対応する極を任意に設定でき、システム全体を安定化することができる。

これらの状態変数は、実際には直接測定可能である場合は少ない。こういったときには、制御入力と測定出力から状態変数を再現する。このような機構をオブザーバという。制御対象(4.5)式に対し、測定出力が

$$y(t) = Cx(t) \quad (4.2.4)$$

で与えられているとする。システム(4.5)式、(4.8)式に対し、それと同一次元のシステム

$$\dot{\hat{x}}(t) = (A - KC)\hat{x}(t) + Ky(t) + Bu(t) \quad (4.2.5)$$

を考える。このブロック図を図 4.2.1 に示す。ここで、 K はゲイン行列と呼ばれる。このとき、 $x(t)$ と $\hat{x}(t)$ の誤差ベクトルを

$$\dot{e}(t) = \dot{\hat{x}}(t) - \dot{x}(t) \quad (4.2.6)$$

とおくと、(4.5)式、(4.8)式、及び(4.9)式を用い、

$$\begin{aligned}
\dot{e} &= \dot{\hat{x}} - \dot{x} \\
&= (A - KC)\hat{x} + KCx + Bu - Ax - Bu \\
&= (A - KC)(\hat{x} - x)
\end{aligned} \tag{4.2.7}$$

よって $(A - KC)$ が安定行列にできれば、 $\hat{x}(t)$ は $x(t)$ の漸近的再現値として使用できる。このとき(4.5)式と(4.8)式のシステムは次元が等しいため、同一次元オブザーバという。さらに $(A - KC)$ の固有値を同一次元オブザーバの極といい、これを複素左半面のより左側に設定すれば、より速く $\hat{x}(t) \rightarrow x(t)$ とできる。なお、(4.8)式は

$$\dot{\hat{x}}(t) = A\hat{x}(t) + Bu(t) - KCe(t) \tag{4.2.8}$$

とも書け、これに従い図 4.2.2 は図 4.2.3 のように書き換えられる。図 4.2.3 より、オブザーバは制御対象のモデルとみなすことができる。

次にレギュレータのフィードバック係数行列 F_{sf} とオブザーバのゲイン行列 K_{sf} の設計法について述べる。 F_{sf} の極配置には *MATLAB* の *acker* コマンドを用いて、最適な極を決定する。*acker* は、*Ackermann* の手法を用いた極配置法によるゲインの選択を行う。例えば、 $K = \text{acker}(A, B, P)$ は、(4.5)式の単入力のシステムに対し、フィードバックゲイン行列 K を計算する。フィードバック則 $u = -Kx$ を与えて、極の位置がベクトル P となる閉ループを構成する。すなわち、

$$P = \text{eig}(A - BK) \tag{4.2.9}$$

である (*eig* : 固有値ベクトルを求めるコマンド)。極配置の目安としては、レギュレータとしての $x(t)$ の応答が収束する前に、これがオブザーバによって再現され、そこから有効な制御が行われることを考えれば、オブザーバの極 p_{ob} をレギュレータの極 p_{rg} より左半面に設定する必要がある。極配置の目安を図 4.2.4 に示す。

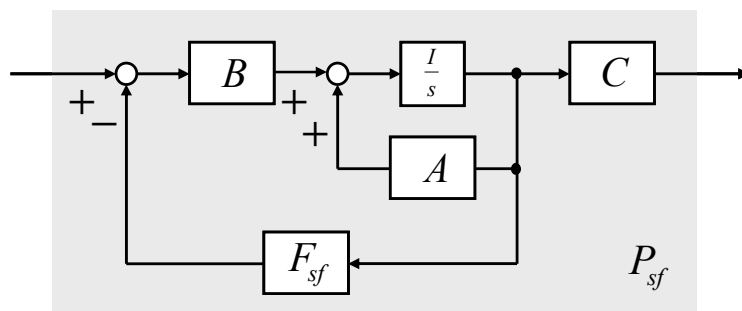


図 4.2.1 レギュレータを含む制御対象のブロック図

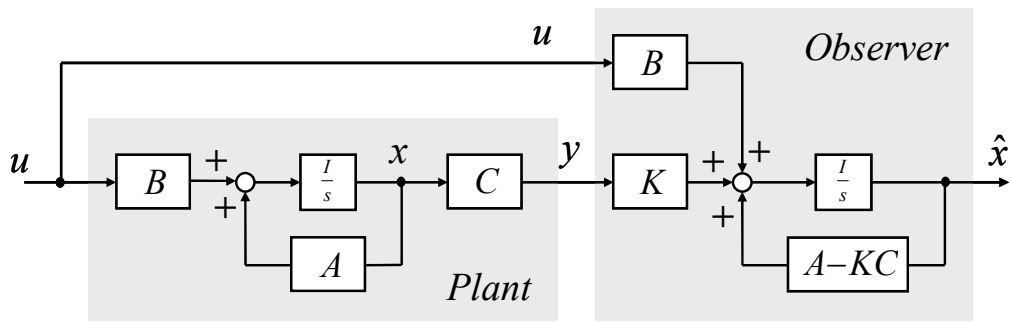


図 4.2.2 同次元オブザーバのブロック図

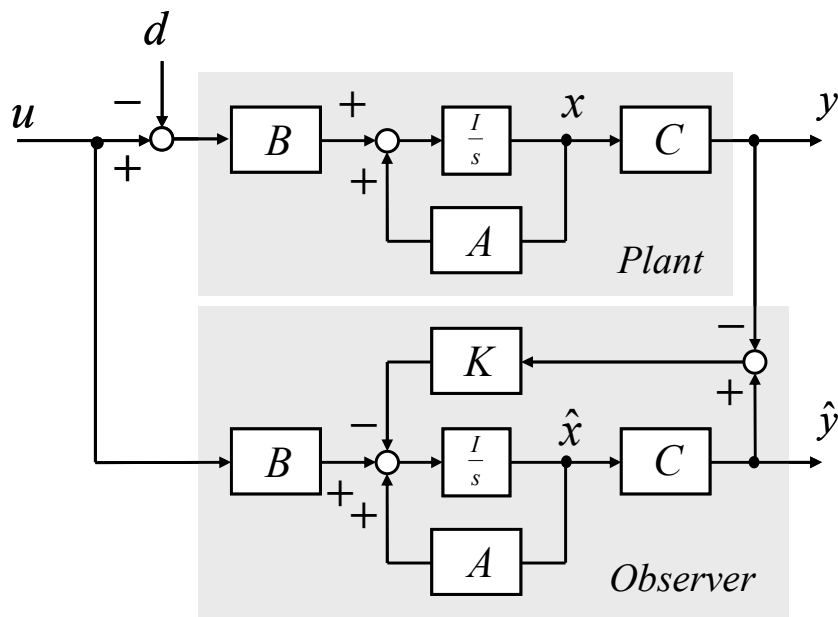


図 4.2.3 制御対象のモデルとしての同次元オブザーバのブロック図

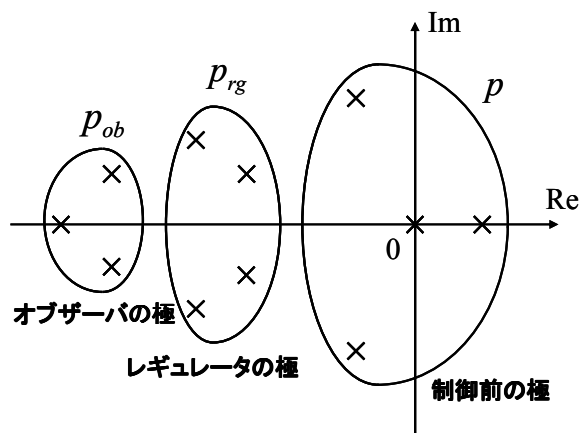


図 4.2.4 レギュレータとオブザーバの極配置

4.2.2 レギュレータ及びオブザーバの設計とシミュレーション結果

前項で説明した手法を用いて、レギュレータ及びオブザーバを設計する。設計は以下の仕様を満たすよう行う。

- (1) ステップ応答において、オーバーシュート及び定常偏差が生じない。
- (2) 外乱特性において、定常偏差が生じず、目標値に対して追従する。

以上の仕様をふまえ、設計したレギュレータの極 p_{sf} は、 $p_{sf} = -7 \times 2\pi$ とした。

極の配置については、同定モデルの可制御性行列のランクが 4 であることから、適切なレギュレータの極 F_p の位置は $-7 \times 2\pi$ の 4 重根と判断し、

$$F_p = [p_{rg} \quad p_{rg} \quad p_{rg}] \quad (4.2.10)$$

つまり、フィードバック係数行列 F_{sf} は、

$$\begin{aligned} F_{sf} &= ac \ker(A_p, B_p, F_p) \\ &= 10^5 \times [0.0008 \quad -0.3697 \quad 2.2951 \quad -0.0002] \end{aligned} \quad (4.2.11)$$

となる。ただし、制御対象の状態方程式は第 3 章(3.3)式の伝達関数より、

$$\begin{aligned} A &= \begin{bmatrix} -99.78 & -48576 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 4632.4 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \\ C &= [0 \quad 1 \quad 33.77], D = [0] \end{aligned} \quad (4.2.12)$$

である。

次に、オブザーバの極配置は、レギュレータより速い応答性を考え、極座標においてレギュレータの極より左に設定し、試行錯誤により $p_{ob} = -20 \times 2\pi$ とした。オブザーバの極 K_p は $-20 \times 2\pi$ の 3 重根と判断し、

$$K_p = [p_{ob} \quad p_{ob} \quad p_{ob}] \quad (4.2.13)$$

とした。これよりゲイン行列 K_{sf} は、

$$\begin{aligned} K_{sf}^T &= ac \ker(A_p^T, C_p^T, F_p) \\ K_{sf} &= \begin{bmatrix} -7.8831 \\ 0.0489 \\ 0.0003 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4.2.14)$$

となった。

このモデルを用いて状態フィードバック制御を適用したときの制御対象の周波数特性を図 4.2.5 に示す。同図から、状態フィードバック制御を適用したことにより共振特性を改善できたことが確認できる。また、極配置を行った後の制御対象 P_{sf} の伝達関数は下式のようなになる。

$$P_{sf} = \frac{k_p \cdot z_3}{(s - p_{rg})^3} = \frac{1.56 \times 10^5}{(s + 7 \times 2\pi)^3} \quad (4.2.15)$$

以上により設計したコントローラによる、状態フィードバック制御の有効性を確認するためにシミュレーションを行った。シミュレーション条件は前節と同様である。まず位置ステップ応答のシミュレーション結果を図 4.2.6 に示す。比較のために前節の PID 制御でのシミュレーション結果を重ねて示す。同図より、オーバーシュート 0%、整定時間は 127.1ms である。整定時間は PID 制御と比較するとわずかに速くなった。また、外乱の印加によるドロップ量は 0.724mm であり、PID 制御に比べて大きくなっている。しかし定常偏差はなく、目標値への追従が早くなっていることから、外乱特性は PID 制御系に対し改善しているといえる。

次に、状態フィードバック制御を導入した制御系に対する正弦波指令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 4.1.2 項と同様である。まず出力波形を図 4.2.7 に示す。振幅は状態フィードバック制御の結果に比べ、減衰は小さくなっている。外乱として印加した高調波に対する補償性能を評価するため、出力の FFT 解析結果を図 4.2.8 に示す。外乱の周波数である 33.263Hz 付近におけるピークの強度は約 1.35 であり、10Hz 付近のピークに対する割合は 3.91% である。

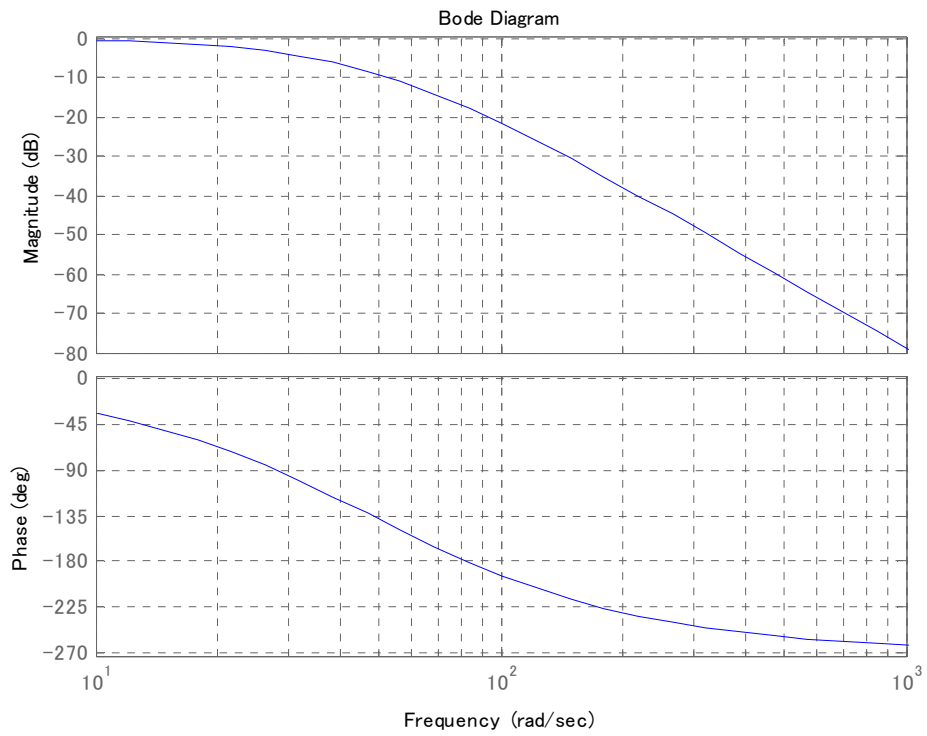


図 4.2.5 状態フィードバック制御適用後の制御系の周波数特性

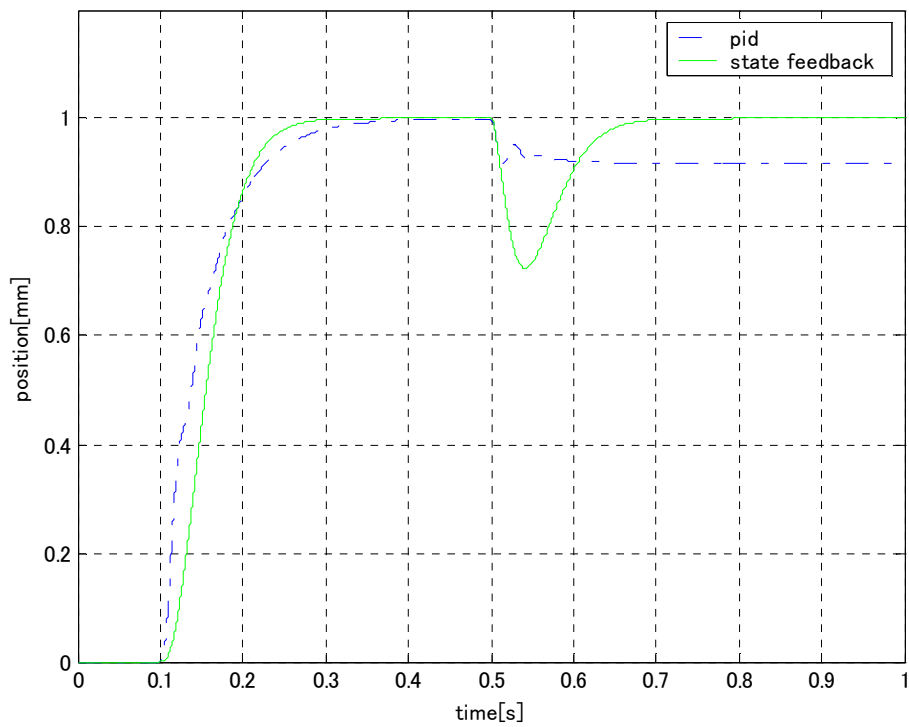


図 4.2.6 状態フィードバック制御及びPID制御のステップ応答比較

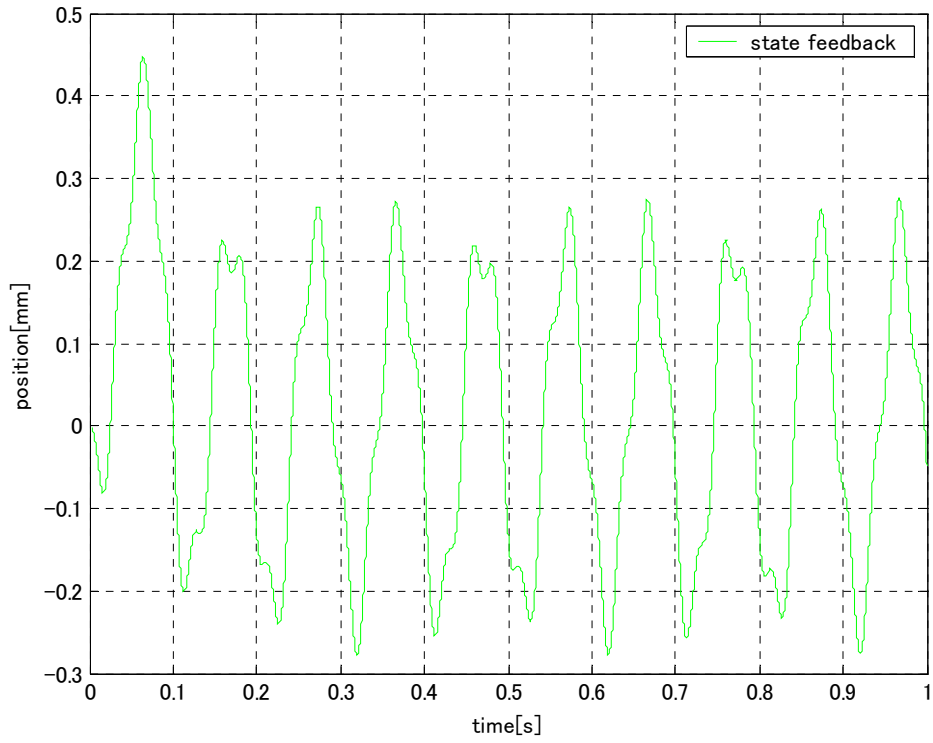


図 4.2.7 正弦波シミュレーション結果(状態フィードバック)

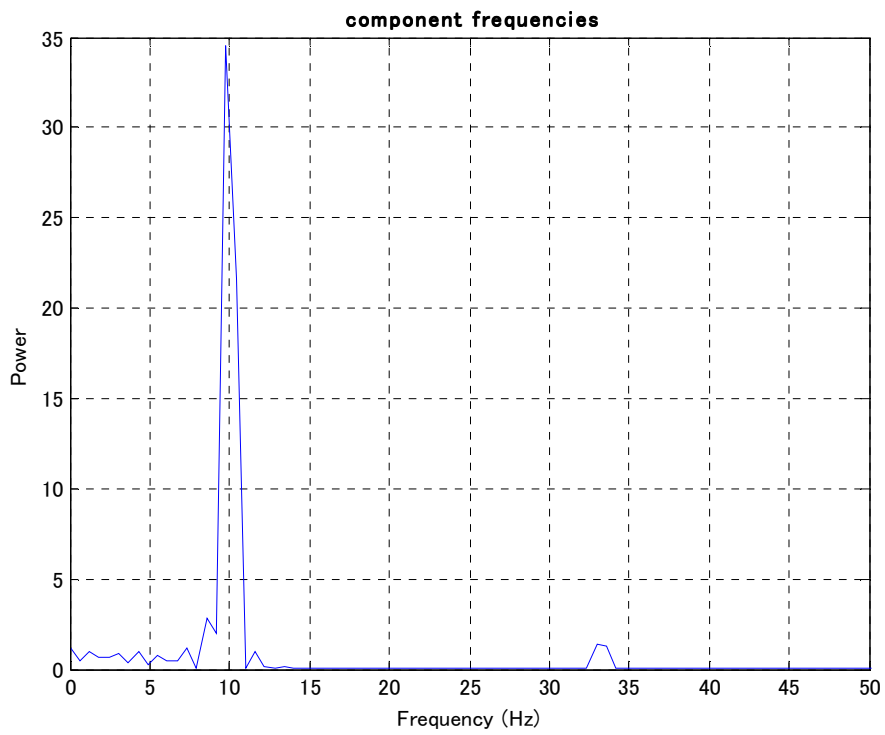


図 4.2.8 出力波形の FFT 解析結果(状態フィードバック)

4.3 外乱オブザーバ

4.3.1 外乱オブザーバ

外乱オブザーバは、制御入力と出力情報を用いて制御対象にかかる外力を推定し、それをフィードバックすることで外乱補償を行うものである。外乱オブザーバのブロック図を図 4.3.1(a)に示す。ここで外乱を d 、入力を i_{ref} 、制御対象の伝達関数を $P(s)$ 、そのモデルを $P_n(s)$ 、出力を y とする。

$$d = i_{ref} - P_n^{-1}y \quad (4.3.1)$$

となるため、入力と制御対象の逆特性から外乱 d が計算で求められる。しかし、制御対象に積分特性を含んでいる場合、位置の微分が必要となるためその実現は難しく、また、仮に可能であったとしても、高周波でハイゲインとなるため観測ノイズの影響を非常に受けやすくなる。そこで次式に示しように d に低域通過フィルタを通して得られる出力 \hat{d} を推定値とする。また、 n は $F \times P_n^{-1}$ がプロパーになるように決定する。

$$\hat{d} = F_d \cdot d = \frac{1}{(\tau_i s + 1)^n} d \quad (4.3.2)$$

これを図示したのが図 4.3.1(b)である。この点線で囲まれた部分は、制御対象への入力および出力から外乱を推定するため、外乱オブザーバ(disturbance observer)と呼ばれる。このとき、外乱オブザーバの極は式(4.3.2)のローパスフィルタの極に相当するため、フィルタの時定数をできるだけ小さくすることで遅れの少ない推定値を得ることができる。しかし、実際にあまりに小さくしすぎると、観測ノイズや制御対象のモデル化誤差などの影響を受け、正しい推定が行えなくなるためその決定にトレードオフは避けられない。また、本手法では、図 4.3.1(b)の等価ブロック図として図 4.3.1(c)を用いる。

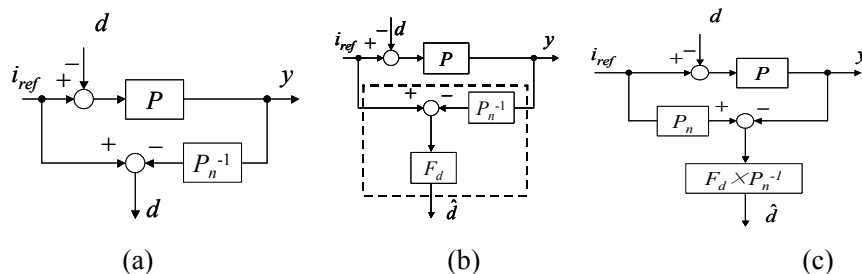


図 4.3.1 外乱オブザーバのブロック図

4.3.2 外乱オブザーバを用いた制御系設計とシミュレーション結

果

外乱オブザーバを導入して設計した制御器を用いて、材料試験機のモデルに対するシミュレーションを行った。シミュレーション条件は4.1.2項と同様である。外乱オブザーバを導入した制御系の周波数特性を図4.3.2に示す。同図を見ると、209rad/s付近に共振特性が現れていることが確認できる。

次にステップ応答のシミュレーション結果を図4.3.3に示す。比較のため、前節の状態フィードバック制御における応答も重ねて示した。同図より、オーバーシュート0.02%、整定時間は153.4msである。また、外乱の印加によるドロップ量は0.025mmであり、外乱応答における定常偏差は 1×10^{-4} mmである。

次に、外乱オブザーバを導入した制御系に対する正弦波指令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4.1.2項と同様である。まず出力波形を図4.3.4に示す。同図より振幅は状態フィードバック制御の結果に比べ、減衰は小さくなっている。また、外乱として印加した高調波に対する補償性能を評価するため、出力のFFT解析結果を図4.3.5に示す。外乱の周波数である33.263Hz付近のピークの、10Hz付近のピークに対する割合は5.6%である。

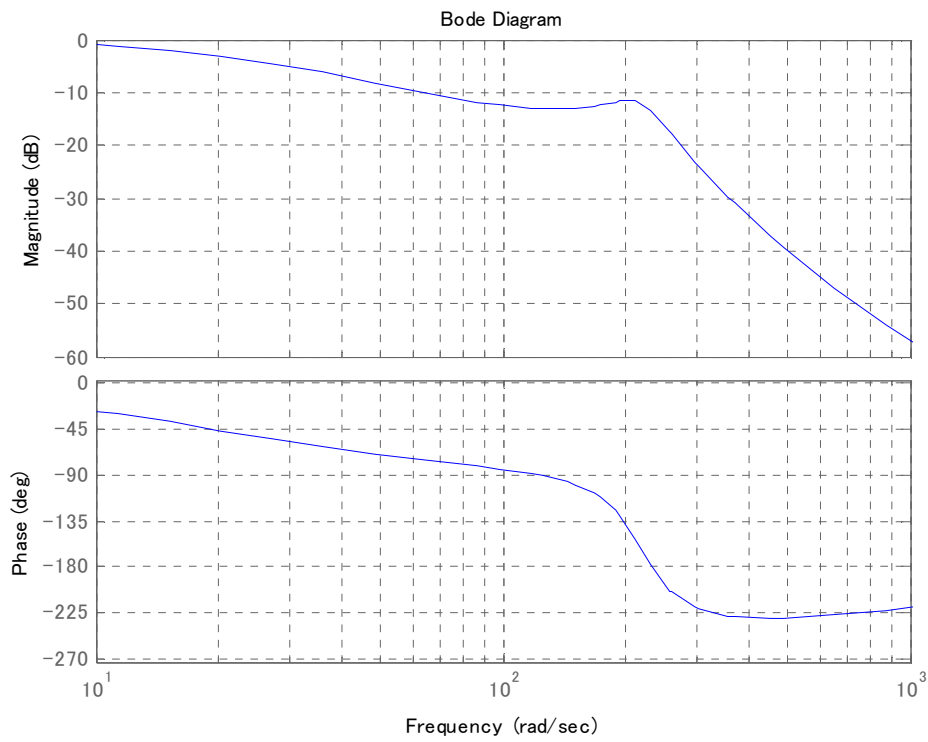


図 4.3.2 外乱オブザーバ適用後のシステムの周波数特性

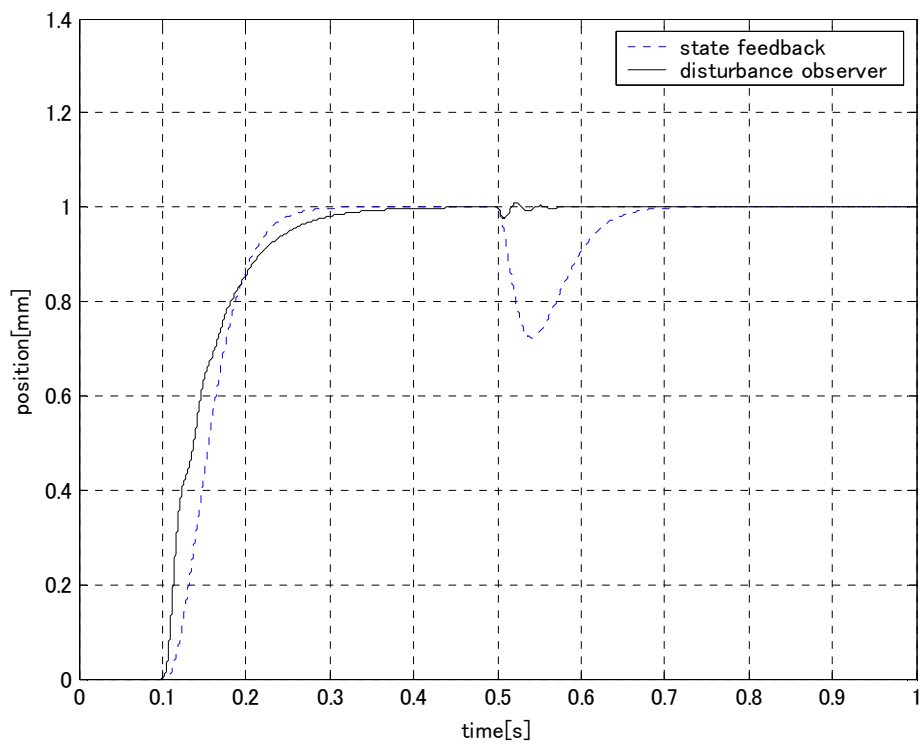


図 4.3.3 外乱オブザーバ適用後のシステムのステップ応答

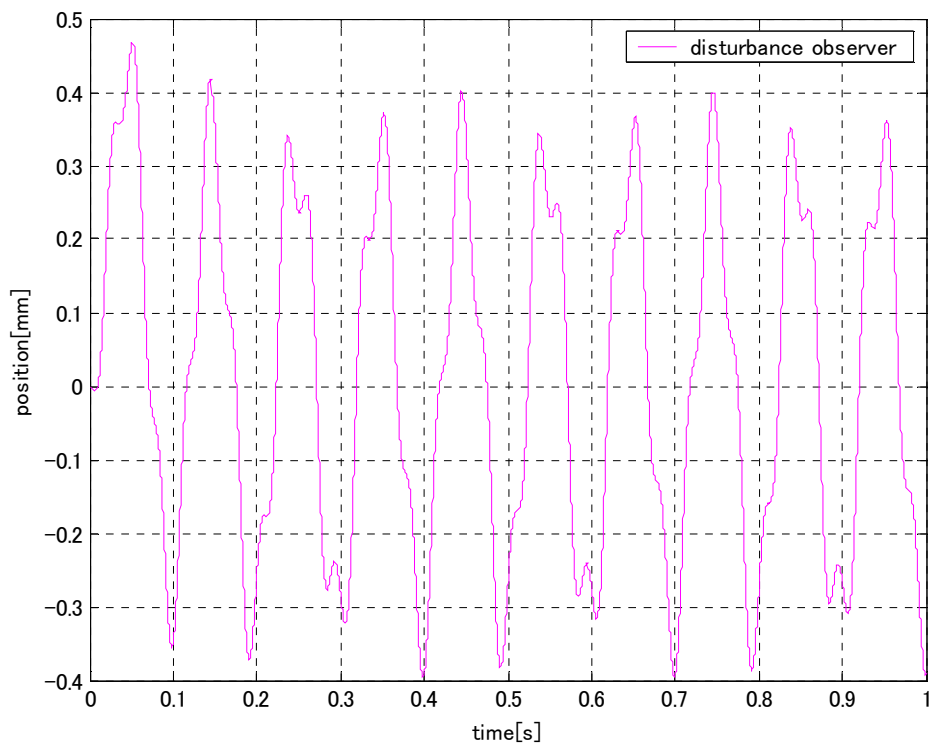


図 4.3.4 正弦波シミュレーション結果(外乱オブザーバ)

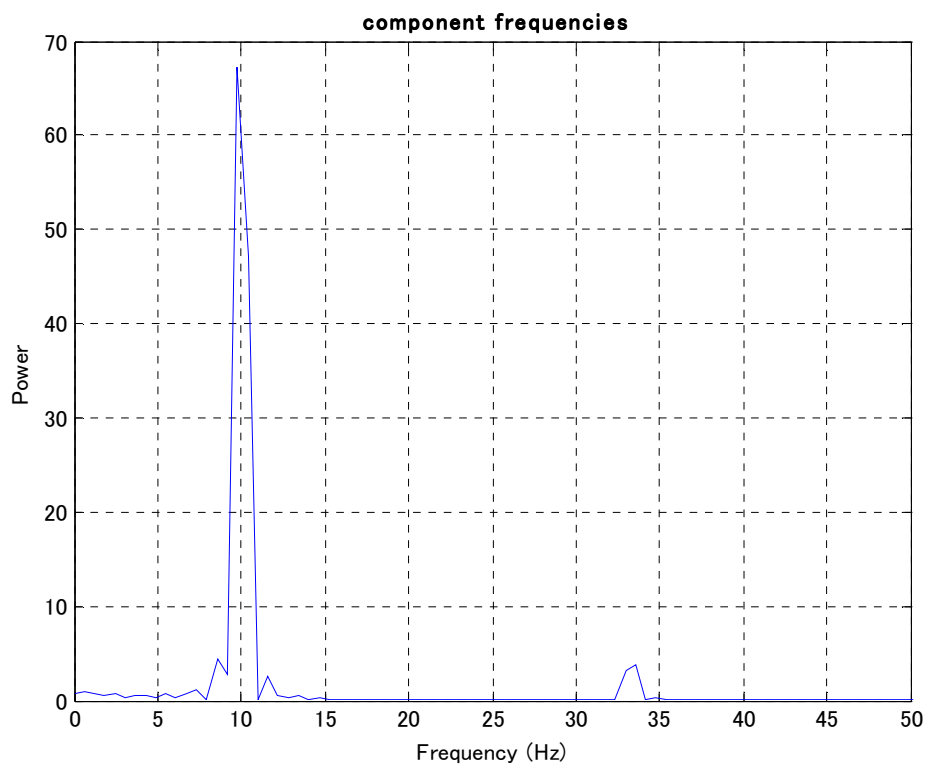


図 4.3.5 出力波形の FFT 解析結果(外乱オブザーバ)

4.4 外乱オブザーバに基づく内部モデル制御系(DIMC)

4.4.1 内部モデル制御系(IMC)

内部モデル制御(IMC)は、M.Morariによって提唱されたプロセス制御系に対する制御法である。これは H_2 制御やスミス予測制御に関連しており、Youlaのパラメトリゼーションを基本とした具体的なプロセス制御系の設計法としてまとめられている。

目標値変化に対して理想的な開ループ制御を考える。図4.4.1に開ループ系のブロック図を示す。このとき、コントローラを $C(s)$ を対象 $P(s)$ の逆特性をとる、つまり $P^{-1}(s)$ となるように設計すると、

$$y = C(s)P(s)r = P^{-1}(s)P(s)r = r \quad (4.4.1)$$

となり、出力を目標値に完全に一致させることができる。しかし、対象のモデル化誤差が存在したり外乱が加わると入力为目标値に一致させることはできない。そこで、図4.4.2のように対象 $P(s)$ とそのモデル $P_n(s)$ を並列に配置し、それらの出力の差分をコントローラ $C(s)$ に戻す。ただし、一般的な制御対象の逆数はインプロパーとなってしまうので、コントローラは $F(s)$ によって次数を調整し $F(s) \times P_n^{-1}(s)$ とする。図4.4.2において $F(s)$ は定常ゲインが1のローパスフィルタであり、IMCコントローラ $F(s) \times P_n^{-1}(s)$ を物理的に実現させるため、この伝達関数がバイプロパーとなるように選択する。例えば、 $P_n(s)$ の相対次数を n とすると、

$$F(s) = \frac{1}{(\tau s + 1)^n} \quad (4.4.2)$$

となる。このとき、制御対象が既知であるとすれば、IMCの設計パラメータはフィルタの帯域幅 $1/\tau$ [rad/s]のみであり、設計および調整が容易な点が利点である。また、この制御構成からわかるように、IMCではモデル化誤差がなく、かつ外乱が存在しなければ、目標値 r から出力 y までの伝達特性は $F(s)$ となる。すなわち、フィードバックループが無く直列補償器によるオープンループ駆動である。これに対して、モデル化誤差や外乱 d が存在する場合にのみ、 P と P_n の出力の差分を利用し、フィードバックにより誤差補償が行われる。

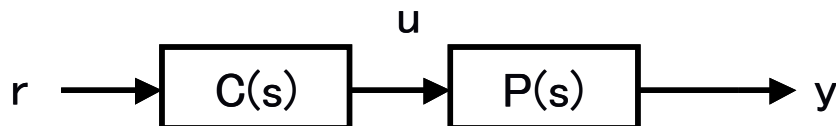


図 4.4.1 開ループ制御系

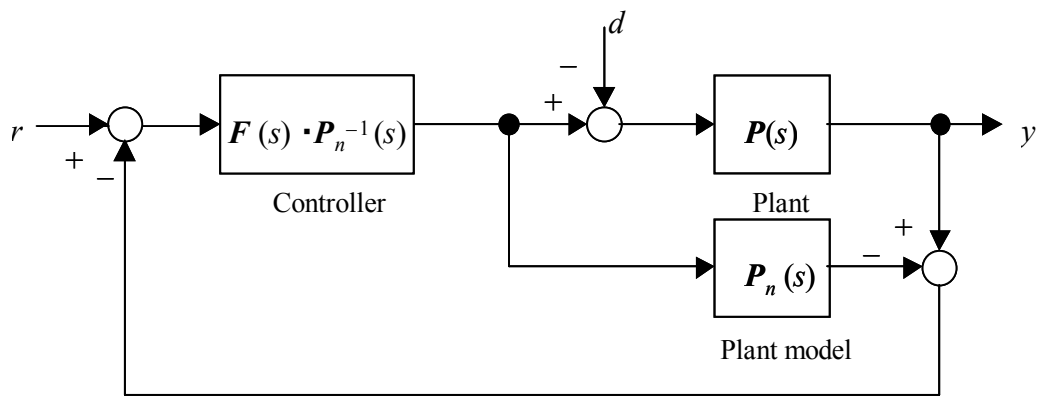


図 4.4.2 内部モデル制御系(IMC)のブロック図

次に制御対象が積分特性を含む場合と含まない場合の IMC 制御系の目標値応答および外乱応答について、簡単なモデルを例として考える。

(1) 制御対象に積分特性が含まれない場合

制御対象のモデルが

$$P_n = \frac{1}{s+1} \quad (4.4.3)$$

で与えられた場合、IMC コントローラ C_{IMC} は

$$C_{IMC} = \frac{F}{(1-F)} P_n^{-1} = \frac{1}{\tau} \cdot (s+1) = \frac{s+1}{\tau} \quad (4.4.4)$$

となり、 C_{IMC} には積分器が含まれる。このときの目標値応答および外乱応答は

$$y = \frac{1}{s+1} \left\{ d + \frac{s+1}{\tau} (r-y) \right\} = \frac{1}{(\tau+1)} r + \frac{\tau}{(\tau+1)(s+1)} d \quad (4.4.5)$$

となり、目標値応答はフィルタの応答となり、フィルタの帯域幅が目標値に対して十分にあれば定常偏差は残らず、また外乱応答は微分特性により定常偏差は残らない。

(2) 制御対象に積分特性が含まれる場合

制御対象のモデルが

$$P_n = \frac{1}{s} \quad (4.4.6)$$

で与えられたとすると、IMC コントローラ C_{IMC} は

$$C_{IMC} = \frac{F}{(1-F)} P_n^{-1} = \frac{1/(1+\tau)}{1-1/(1+\tau)} \cdot s = \frac{1}{\tau} \quad (4.4.7)$$

となり、 C_{IMC} の積分器は消滅する。このとき目標値応答および外乱応答特性は

$$y = \frac{1}{s} \left\{ d + \frac{1}{\tau} (r-y) \right\} = \frac{1}{\tau+1} r + \frac{\tau}{(\tau+1)^2} d \quad (4.4.8)$$

となり、目標値に対しては(1)と同様に定常偏差が残らないが、外乱応答には定常偏差が残る。

4.4.2 外乱オブザーバに基づく内部モデル制御系(DIMC)

前項で述べた IMC 制御系に、外乱やモデル化誤差を補償するために 4.3 節で扱った外乱オブザーバを導入する。まず DIMC の基本的なブロック図を図 2.3.2 に示す。同図からもわかるように、外乱オブザーバの制御構成は、IMC に極めて類似しており、モデル化誤差および外乱が存在しない場合にはフィードバック補償が働かない。従って外乱オブザーバを有する内部モデルにおいてもオープン駆動型という特長を最大限発揮可能である。ここで、 $F_d(s)$ は外乱オブザーバ用フィルタであり、IMC フィルタと同一($F(s)=F_d(s)$)とする。すなわち、IMC に外乱オブザーバを導入しても、 $F(s)=F_d(s)$ という条件下では設計パラメータは増加せず、帯域幅のみである。また、制御器の離散化においても、IMC および外乱オブザーバで同一のもの($(s)F \times P_n^{-1}(s)$ と $P_n(s)$)を用いればよいため、実現が容易である。

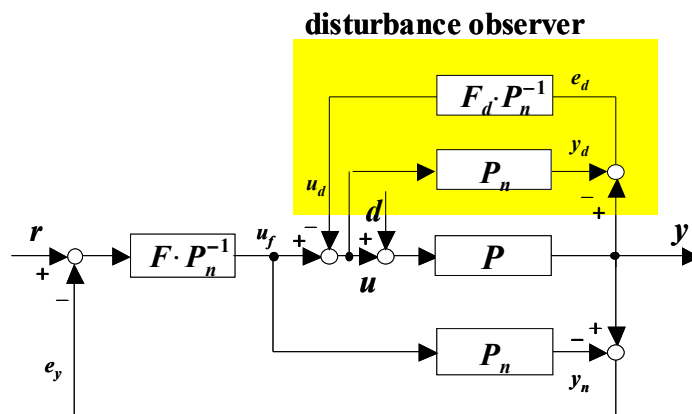


図 4.4.3 外乱オブザーバ付き内部モデル制御系

ここで u_f : 直列補償器出力 ($F \cdot P_n^{-1}$) u_d : 推定外乱
 u : 制御入力 y_d : モデル出力 (入力 : u)
 y_n : モデル出力(入力 : u_f) e_d : 偏差 : $y_d - y$
 e_y : 偏差 : $y - y_n$

次に、DIMC の目標値応答および外乱応答について考える。図 4.4.2 より、このシステムの目標値および外乱に対する伝達特性は次式となる。

$$y = \frac{FPP_n^{-1}}{(1-F)^2 + (2-F)FPP_n^{-1}} r + \frac{(1-F)^2 P}{(1-F)^2 + (2-F)FPP_n^{-1}} d \quad (4.4.9)$$

ここで $P(s)=P_n(s)$ のとき

$$y = F(s) \cdot r + (1-F(s))^2 P(s) \cdot d \quad (4.4.10)$$

となり、目標値 r から出力 y への伝達特性はフィルタ $F(s)$ で表され、ステップ状の目標値に対して定常偏差は残らない。また、外乱 d から出力 y への伝達特性では、フィルタ $F(s)$ の定常ゲインであり、 $(1-F(s))^2$ は 2 つの微分特性を持つので、制御対象に積分特性が含まれていても外乱 d から出力 y への伝達特性は 1 つの微分特性が残る。したがって、ステップ外乱に対して定常偏差は補償される。また、外乱の伝達関数が $1/s^n$ の場合は、フィルタ F_d は次のように調整することで定常偏差なく目標値に追従することができる。

$$F_d = \frac{(n+1)\tau_d s + 1}{(\tau_d s + 1)^{n+1}} \quad (4.4.11)$$

これらより、DIMC のステップ指令に対するシミュレーション結果を図 2.3.3 に示す。また比較のため IMC の応答を重ねて示している。ここで制御対象は

$$P(s) = \frac{k_1}{s(s+p_1)}$$

とし、積分特性を含んだものとしている。なお、フィルタの帯域幅は、 $2\pi \times 30$ rad/s とした。シミュレーション条件は前節と同様である。このとき $P=P_n$ とし、0.2s で外乱として入力と同じ大ききで負のステップ信号を印加している。

図 4.4.4 より、目標値応答は IMC と同様にフィルタ特性にのみ依存し、オーバーシュートがない。また、IMC ではステップ外乱に対して定常偏差が残っているのに対し、DIMC では外乱による定常偏差補償が達成できている。またそのドロップ量に対しても IMC と比較し DIMC の方が小さい。

図 4.4.5 に外乱応答に対するボード線図を示す。同図より外乱に対して一階微分特性が達成できていることが確認できる。

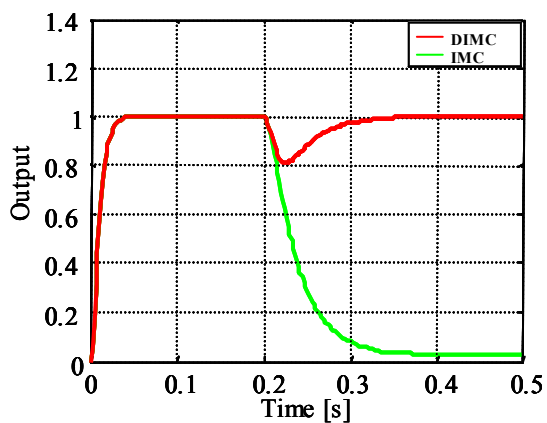


図 4.4.4 ステップ応答波形(IMC,DIMC)

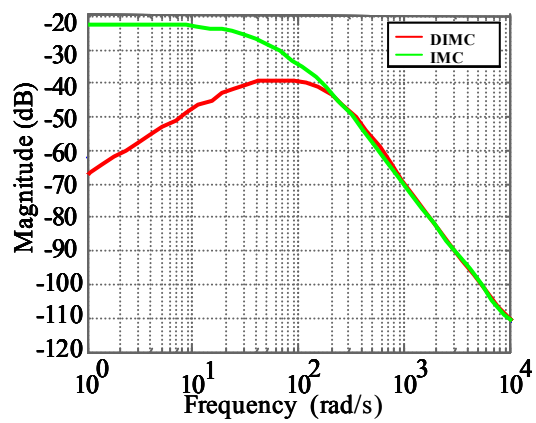


図 4.4.5 外乱応答特性(IMC,DIMC)

4.4.3 DIMC 制御系に対するシミュレーション結果

DIMC を導入して設計した制御器を用いて、粘弾性材料試験機のモデルに対するシミュレーションを行った。シミュレーション条件は 4.1.2 項と同様である。まず DIMC を導入した制御系の周波数特性を図 4.4.6 に示す。同図より共振特性を改善できたことが確認できる。

次にステップ応答のシミュレーション結果を図 4.4.7 に示す。同図より、オーバーシュート 0%、整定時間は 6.3 ms である。また、外乱の印加によるドロップ量は 0.0115mm であり、外乱応答に対しても定常偏差はない。

次に、設計した DIMC 制御系に対する正弦波指令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 4.1.2 項と同様である。まず出力波形を図 4.1.7 に示す。振幅はほぼ参照入力と等しく、前節までの制御法に比べると減衰は非常に小さい。また、波形も明らかに正弦波に近づいていることがわかる。次に FFT 解析結果を図 4.4.9 に、また図 4.4.10 に外乱の周波数である 33.263Hz 付近の拡大図を示す。外乱の周波数付近におけるピークは 0.16% である。

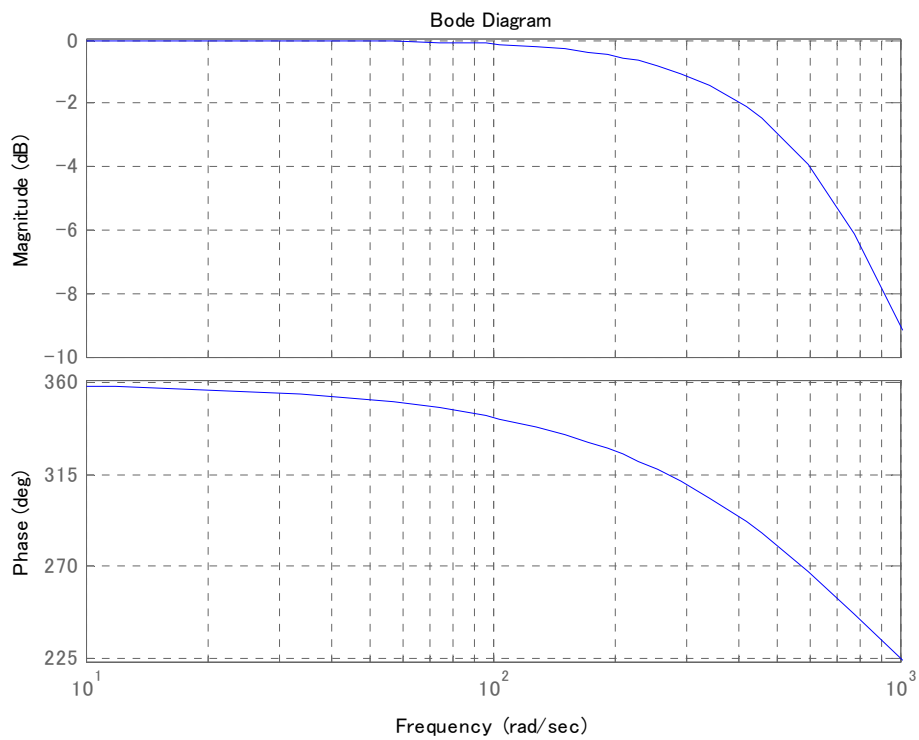


図 4.4.6 DIMC を導入した制御系の周波数特性

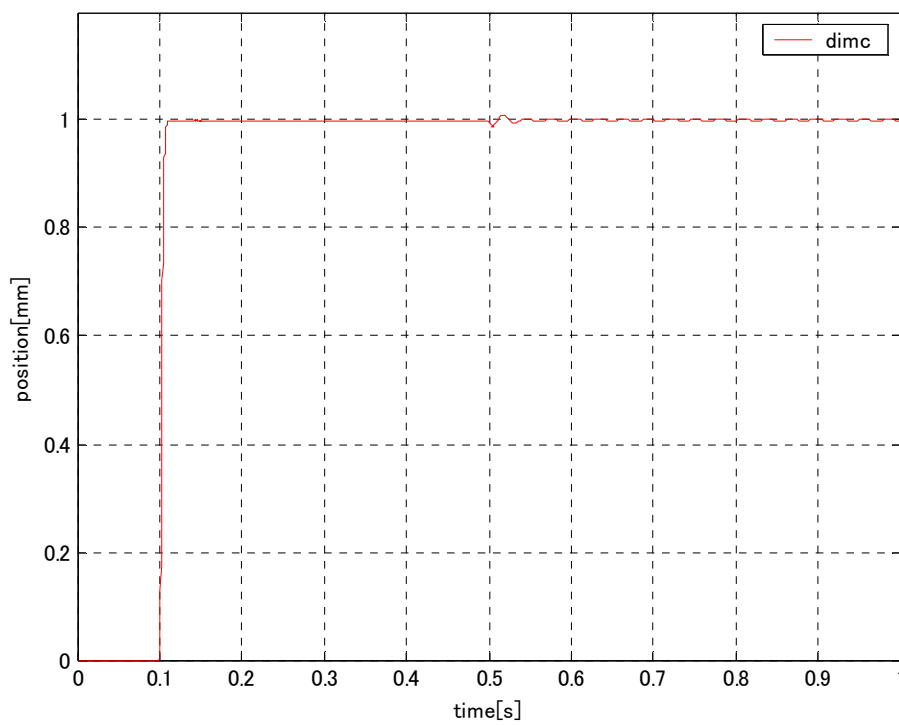


図 4.4.7 DIMC を導入したの制御系のステップ応答

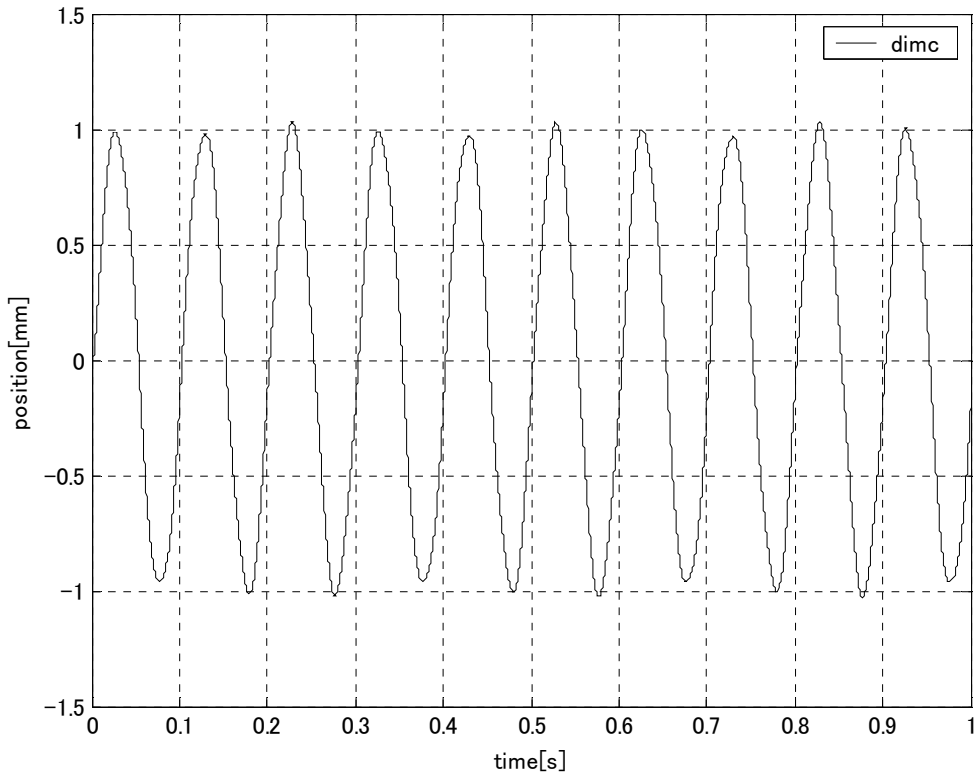


図 4.4.8 正弦波シミュレーション結果(DIMC)

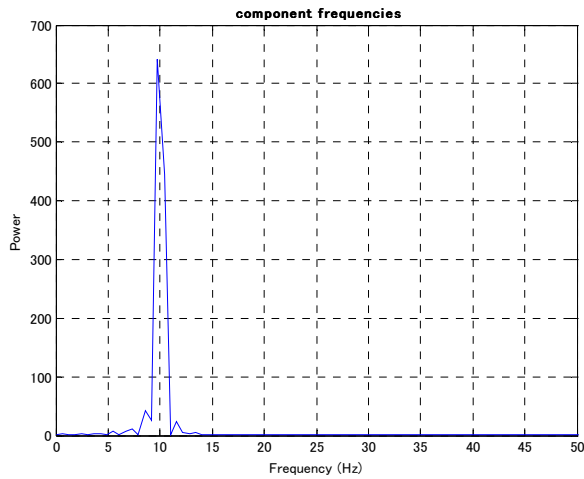


図 4.4.9 出力波形の FFT 解析結果(DIMC)

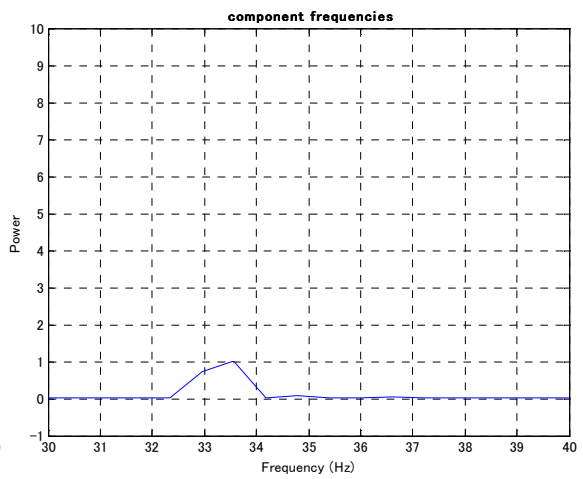


図 4.4.10 30Hz 付近の拡大図(DIMC)

第5章 総論

本論文のまとめと考察を述べる。本論文では、材料試験における動的な力の発生および校正の方法の必要性を述べ、任意の大きさの力を入力できる制御系の開発を目的として、複雑系負荷として粘弾性材料を対象とする材料試験機に対してフィードバック制御系を設計し、シミュレーションによって有効性を検証した。

第2章では、浮上質量法の基本的な概念と、浮上質量法に基づく粘弾性材料試験装置の構成を述べた。

第3章では、粘弾性材料試験機に対してM系列信号を用いたシステム同定実験を行い、ARXモデルによるモデル化を行った。導出したモデルと実機での出力を比較した結果から、モデル化誤差が小さく追従していることが確認できた。次に、導出したモデルを3次に低次元化し、制御対象の伝達関数を導出した。低次元化していないモデルと低次元化モデルの周波数特性の比較から、低次元モデルでも高い再現性が確保できていることが確認できた。また、非線形特性を解析するために正弦波加振試験を行った。出力波形から材料が高い粘弾性を示すことを確認した。さらに出力波形のFFT解析を行い、各周波数帯での高調波成分の分析を行った。

第4章では、材料試験機系の高調波成分の補償を目的として、第3章で導出した制御対象のモデルに4種類の制御法を適用し、それぞれに対し外乱を含むステップ指令入力と正弦波指令入力を用いたシミュレーションを行って各制御法の有効性を検証した。

まず第1節でPID制御器を設計した。対象の周波数帯域を考慮して制御器を設計した結果、ステップ応答においてオーバーシュートはなかったが、定常偏差は厳密には0となっていないため、パラメータに改善の余地がある。また、外乱応答において偏差が残っており、シミュレーション時間を長くすると非常に遅いスピードで追従していく。これはI成分の補正ゲインに起因するものと考えられ、この点においてもパラメータの更なる検討が必要と考えられる。また、正弦波指令に対する応答では、出力波形の概形に高調波成分が見取れる。FFT解析を行って周波数成分を分析した結果、入力のピークに対する外乱のピークの大きさの比は約14.3%となり、補償前に比べて62.3%改善することができた。

次に第2節で状態フィードバック制御を適用した。まずステップ指令に対する目標値応答においては、立ち上がりがPID制御より遅くなっている。外乱応答ではPID制御で見られた定常偏差を解消することができた。正弦波指令によるシミュレーション結果では、外乱の強度は入力波の約3.91%となり、PID制御に比べ改善できたと言える。

続いて第3節で外乱オブザーバを用いた制御系を設計した。ステップ応答では、特に外乱応答において改善できているといえる。定常偏差が約0.02%となっているが、これは第1節での値と等しく、システムに第1節と同じPID制御器を含むことによる。また、同様の理由で整定時間もPID制御での値とほぼ等しくなっている。正弦波入力に対する応答を見

ると、入力に対する外乱の強度は約 5.6%であり、状態フィードバックに比べやや悪くなっている。

最後に第 4 節で DIMC を導入した。ステップ指令に対する目標値応答では、まず整定時間が大幅に改善している。さらにオーバーシュートもなく、外乱応答においても良好な補償性能を得られている。正弦波指令に対する応答を見ると、振幅の減衰は大幅に少なく、ほぼ指令入力と同じ大きさになっている。周波数成分では、入力に対する外乱の強度は約 0.16%であり、高調波成分の補償においても、今回検討した制御系で最も良好な補償性能が得られたと言える。

今後の展開としては、まず設計した制御系を実機に実装し、シミュレーション結果と比較して有効性の検証を行う。また、DIMC に適応機構を導入して、対象のパラメータと外乱の変化に対応することが考えられる。

謝辞

最後に本論文をまとめるにあたり、お世話になった多くの方々に対し、この場を借りて感謝いたします。

まず本研究を行うにあたり、多大なるご指導をいただきました橋本誠司准教授に厚く御礼を申し上げます。また、ご指導、ご協力いただきました石川赴夫教授、藤井雄作教授、松波道夫技術補佐員、丸浩一助教に深く感謝いたします。そして副査としてご指導いただきました石川赴夫教授、藤井雄作教授に深く感謝いたします。

最後に数々の有益な助言、的確なアドバイスをいただき共に協力して過ごした橋本研究室、ならびに石川研究室の皆様にも心から感謝申し上げます。

参考文献

- [1] 藤井 雄作：マイクログラビティ環境下における質量測定法 —被測定物が剛体でない場合に関する検討、計測自動制御学会論文集、Vol.38, No.4, pp.337-344(2002)
- [2] Y.Fujii,H.Fujimoto,S.Namioka：Mass measurement under weightless conditions, Review of Scientific Instruments,Vol.70,No.1, pp.111-113 (1999)
- [3] Y.Fujii,H.Fujimoto,R.Watanabe,Y.Miki：Balance for measuring under microgravity conditions,AIAA Journal,Vol.39,No.3,pp.455-457 (2001)
- [4] S.Hashimoto,Y.Fujii：Material Tester Using a Controlled Oscillator and an Inertial Mass
- [5] Y. Fujii： "Method of evaluating the dynamic response of materials to forced oscillation", Meas. Sci. Technol., Vol.17, No.7, pp. 1935-1940 (2006)
- [6]足立 修一：制御のためのシステム同定、東京電機大学出版局 (1996)
- [7]小林 一行：最新 MATLAB ハンドブック、秀和システム (2004)
- [8]植松、高谷、多根井、深井：初心者のための機械製図、森北出版 (1994)
- [9] 樋口 龍雄：自動制御理論、森北出版 (1989)
- [10] 橋本、船渡、山本、原、神山：不確かさを陽に考慮した一次元 H_{∞} コントローラによる速度制御系ロバスト制振制御、Trans. IEE of Japan,Vol.118-D,No.5,May,pp645-651 (1998)
- [11] 木暮 雅之：外乱オブザーバに基づく内部モデル制御の適応化とその産業応用、平成 19 年度群馬大学大学院修士論文 (2008)
- [12]金田 寛典：複雑系負荷を有する材料試験機の力制御系の開発、平成 20 年度群馬大学大学院修士論文(2008)
- [13]大石 卓也：非共振型超音波モータ駆動精密ステージの同定法と連続軌跡制御法に関する研究、平成 16 年度群馬大学大学院修士論文 (2005)
- [14]高橋 宏明：リニアモータを用いた粘弾性材料の動的試験装置開発、平成 20 年度群馬大学卒業論文 (2008)
- [15]岡田 裕太：状態フィードバック付き H_{∞} 制御系のスイッチング電源への適用、平成 19 年度群馬大学卒業論文 (2007)
- [16]大明、足立：シリアル 2 リンク 2 慣性系の同定と状態フィードバック制御、第 7 回制御部門大会 (2007)
- [17]石橋、松尾、三浦、谷口：前置補償要素の適用によるステッピングモータの 2 慣性系制御、計測自動制御学会東北支部第 223 会研究集会、223-12 (2005)
- [18]大石、漆原、宮崎：2 慣性共振系のロバスト制御、平成 21 年電気学会産業応用部門全国大会講演論文集、2-S7-1,pp.79-84(2009)
- [19]岩崎 誠：高精度位置決め制御とコマンドシェーピング、平成 21 年電気学会産業応用部門全国大会講演論文集、2-S7-6,pp.109-114(2009)
- [20]村口、森下、渡邊、金、鹿山、栗山、佐藤：産業用リニア電磁駆動システムに要求され

- る機能と技術、平成 21 年電気学会産業応用部門全国大会講演論文集、3-S11-2,pp.35-38(2009)
- [21]矢島ほか：産業用リニア電磁駆動システムに要求される要素技術とその応用、平成 21 年電気学会産業応用部門全国大会講演論文集、3-S11-3,pp.39-42(2009)
- [22]真田ほか：産業用リニア電磁駆動システムの要素技術とその応用、平成 21 年電気学会産業応用部門全国大会講演論文集、3-S11-6,pp.51-54(2009)
- [23]小林、湯川、内藤：筋肉特性を考慮した粘弾性モデルによるランニングにおける能動的力の推定、日本機械学会論文集、Vol.64-C,No.97-1360,pp114-118 (1998)
- 田村、斉藤、古荘：骨格筋の力学的性質を有する粘弾性アクチュエータの開発に関する基礎的研究、日本機械学会論文集、Vol.58-C,No.91-1375,pp287-293 (1992)
- [24]前田、五百井：共振型手先効果器による未知対象物の表面位置・粘弾性の同時推定、日本機械学会論文集、Vol.73-C,No.07-0065,pp215-222 (2007)
- [25]久保：軸ねじれ系の新しい制御法：状態フィードバック、平成 6 年電気学会産業応用部門全国大会講演論文集、S.12-5,pp.S.319-322 (1994)
- [26]結城、村上、大西：共振比制御による 2 慣性系の振動抑制制御、電学論 D,Vol.113,No.10,pp.1162-1169 (1993)
- [27]浜松、小山、田中、二見、辻：ボールねじ駆動機構における 2 自由度制御系設計、日本機械学会講演論文集、No.058-1,pp243-244 (2005)
- [29] 森 泰親：演習で学ぶ現代制御理論、108/123、コロナ社 (2003)
- [30] 小郷、美多：システム制御理論入門、実教出版 (1979)
- [31]井上、川田、西岡：MATLAB/Simulink によるわかりやすい制御工学、森北出版 (2001)
- [32]B.A.Helouvy : Control of Machine with Friction,Kluwer Academic Publishers (1991)
- [33] 野波、西村：MATLAB による制御理論の基礎、東京電機大学出版局 (1998)

付録 A 材料試験機製図

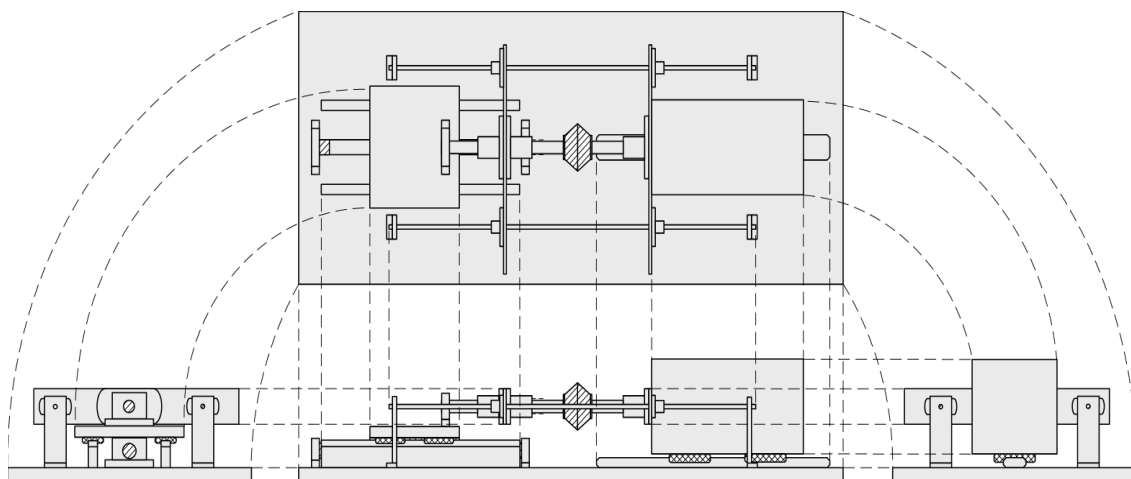


図 A.1 試験装置全体構成

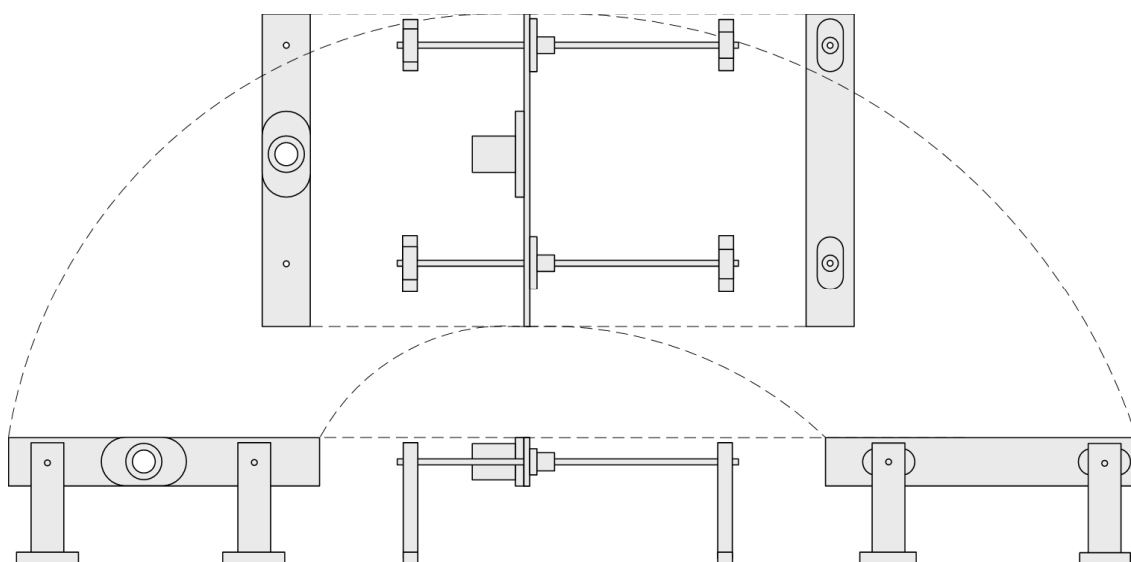


図 A.2 可動質量ガイドレール部

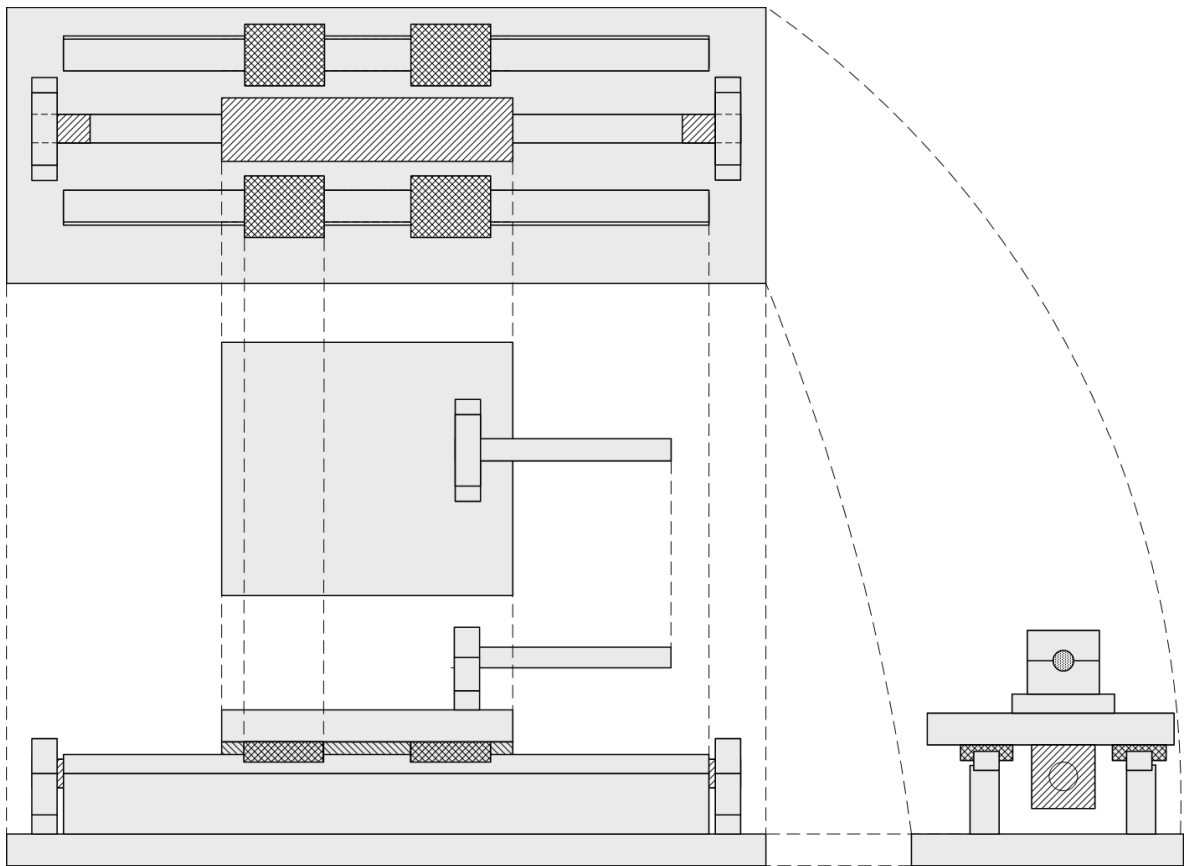


図 A.3 シャフトモータ部

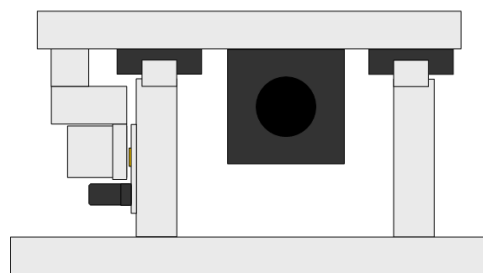
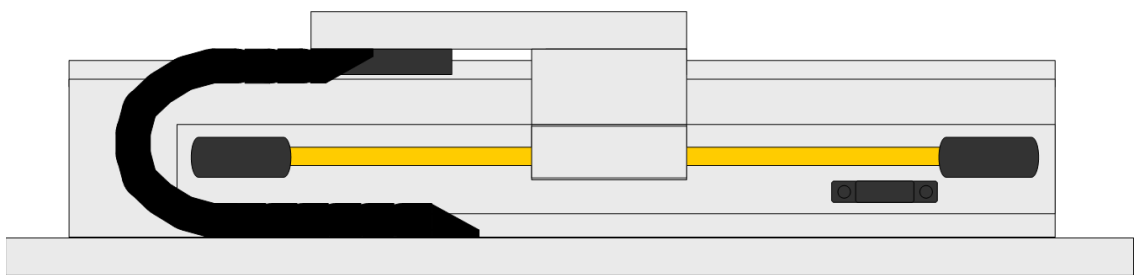


図 A.4 リニアエンコーダ、ケーブルキャリア設置部

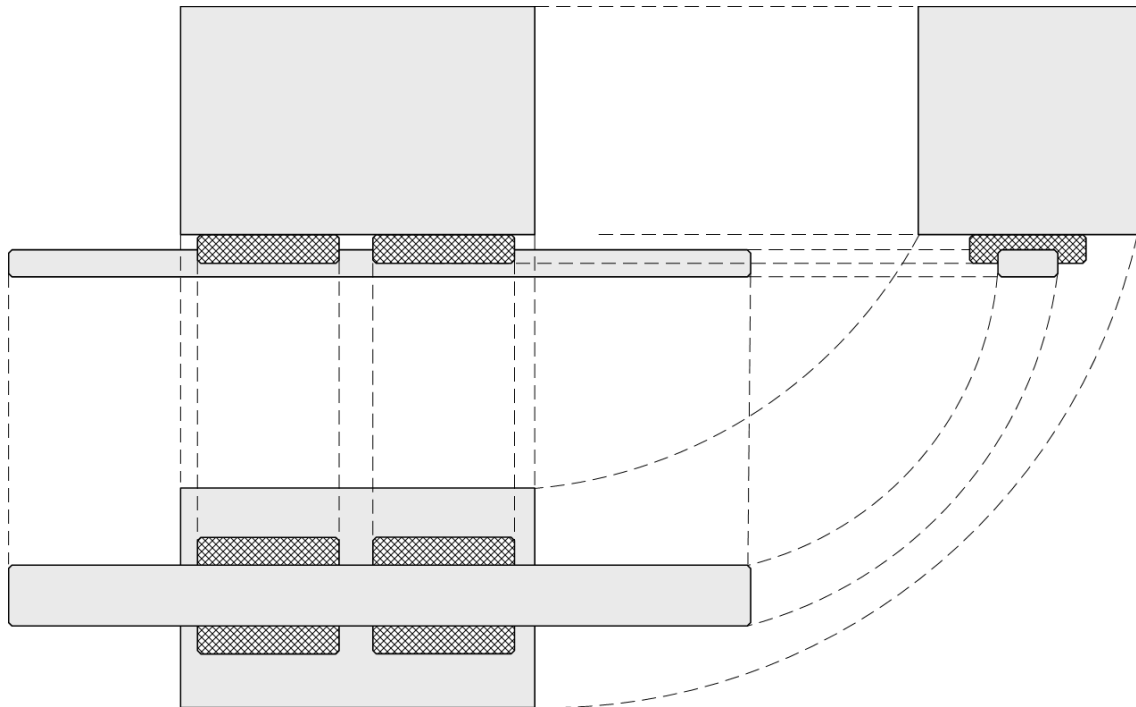


図 A.5 可動質量部

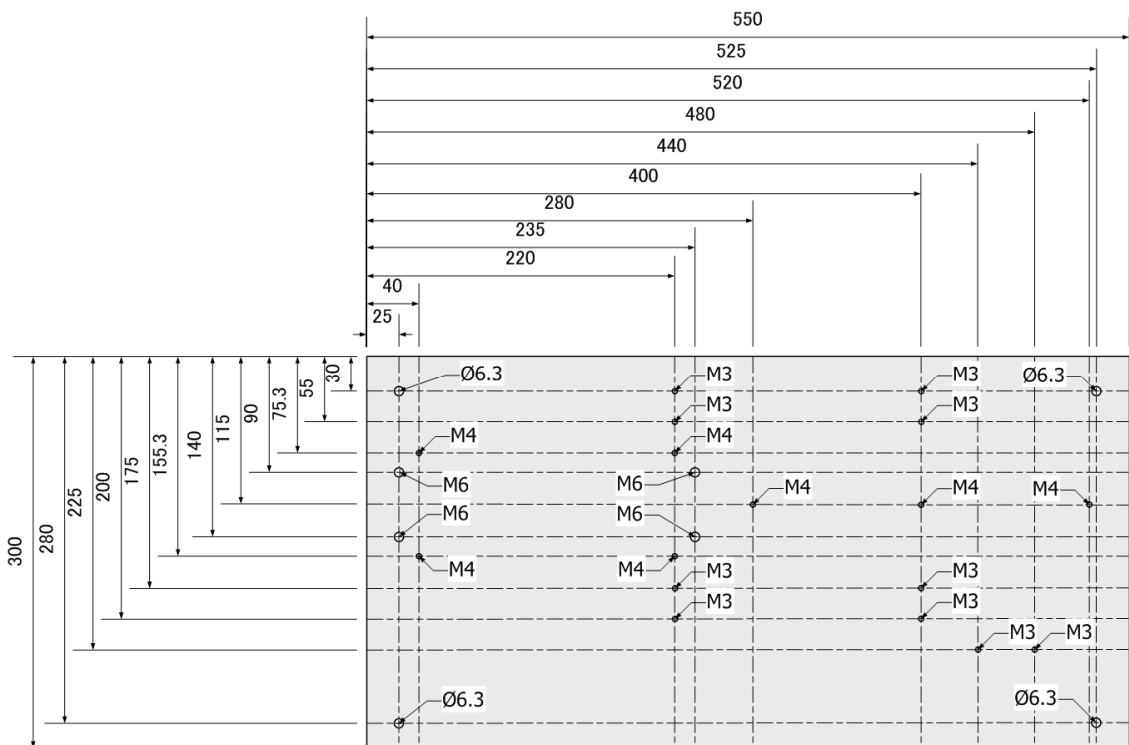


図 A.6 ベースプレート寸法

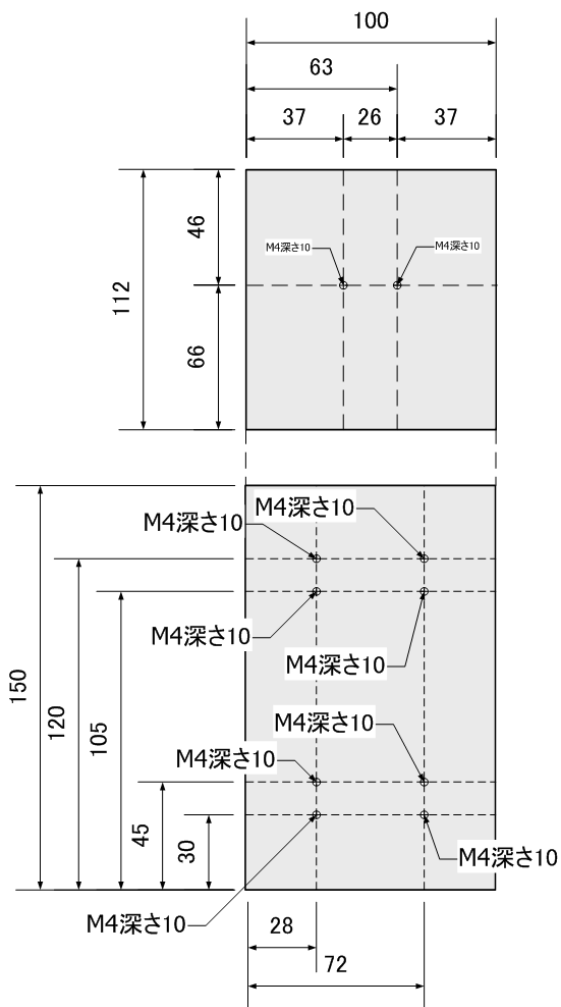


図 A.7 可動質量部寸法

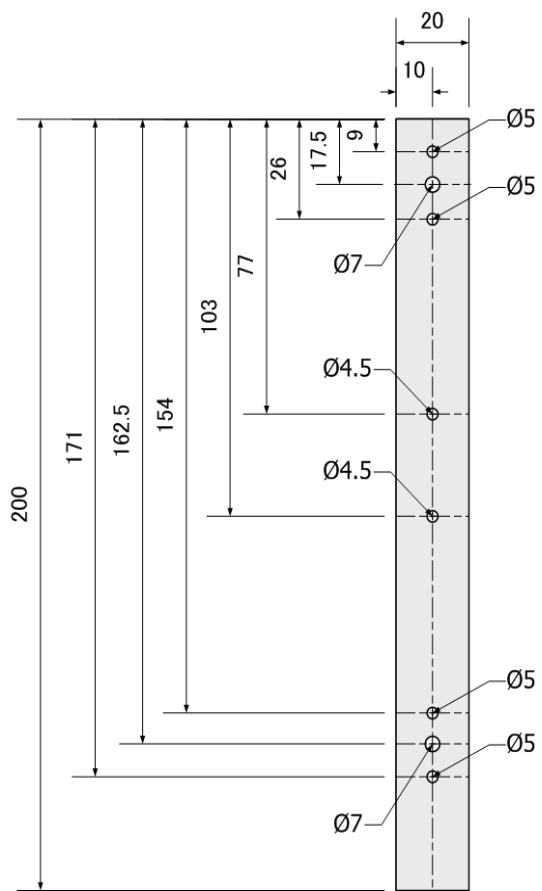


図 A.8 可動質量位置計測板寸法

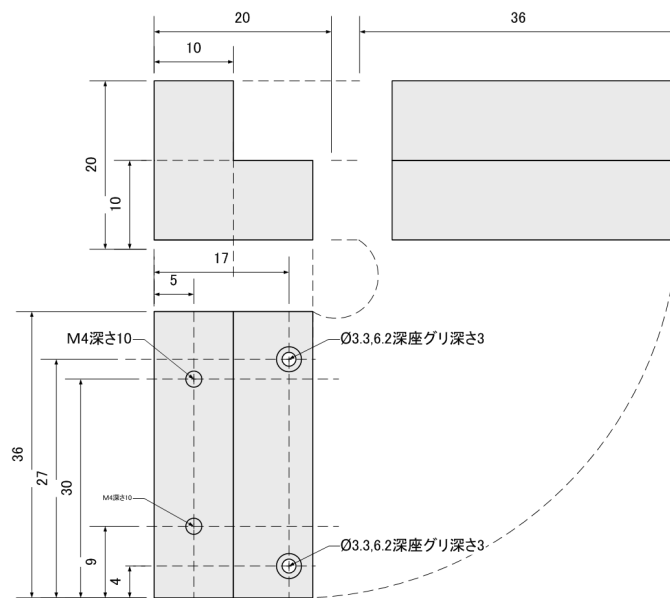


図 A.9 リニアエンコーダ取付部寸法

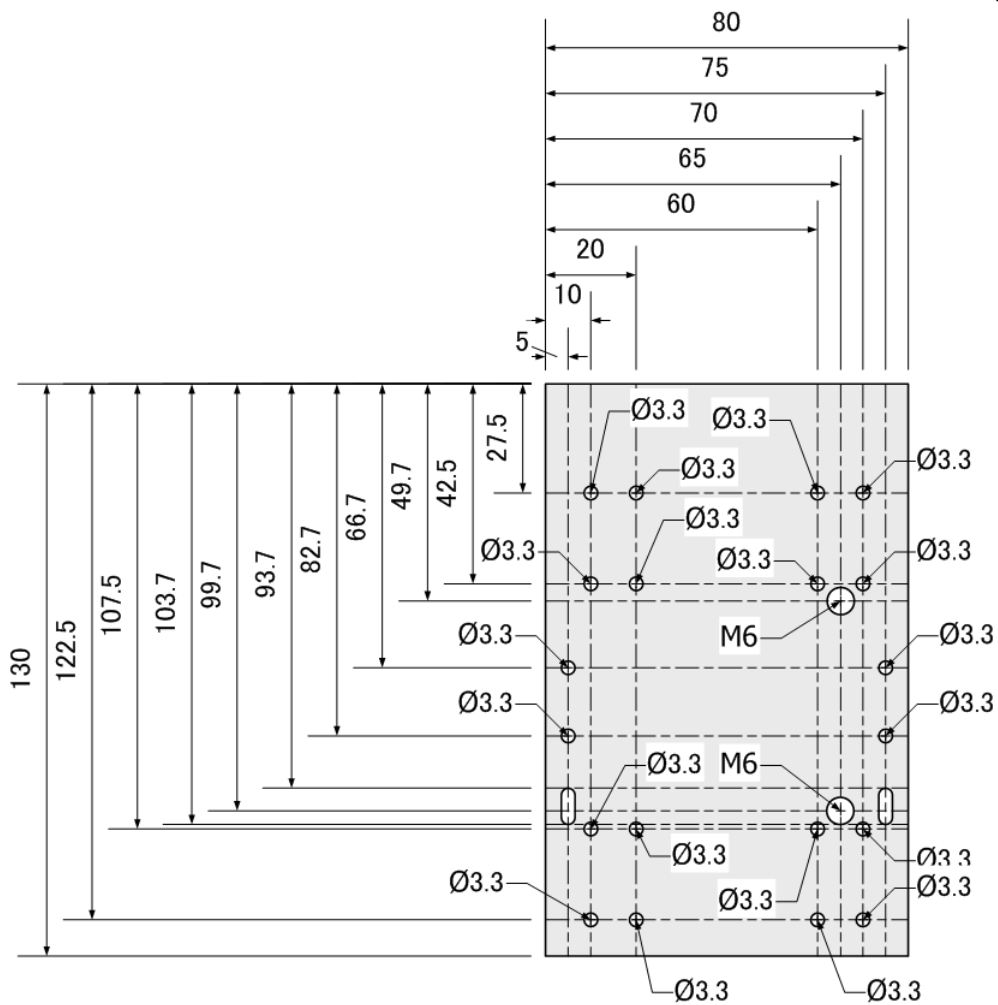


図 A.10 モータ上部プレート寸法

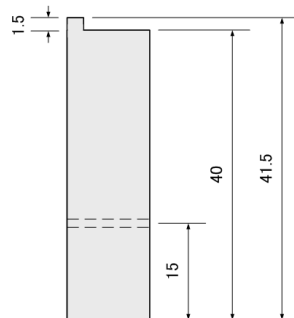
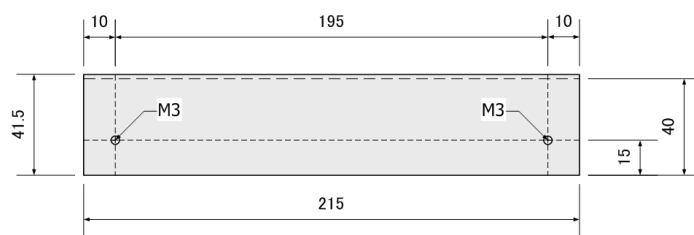


図 A.11 モータ上部プレート用リニアガイド寸法

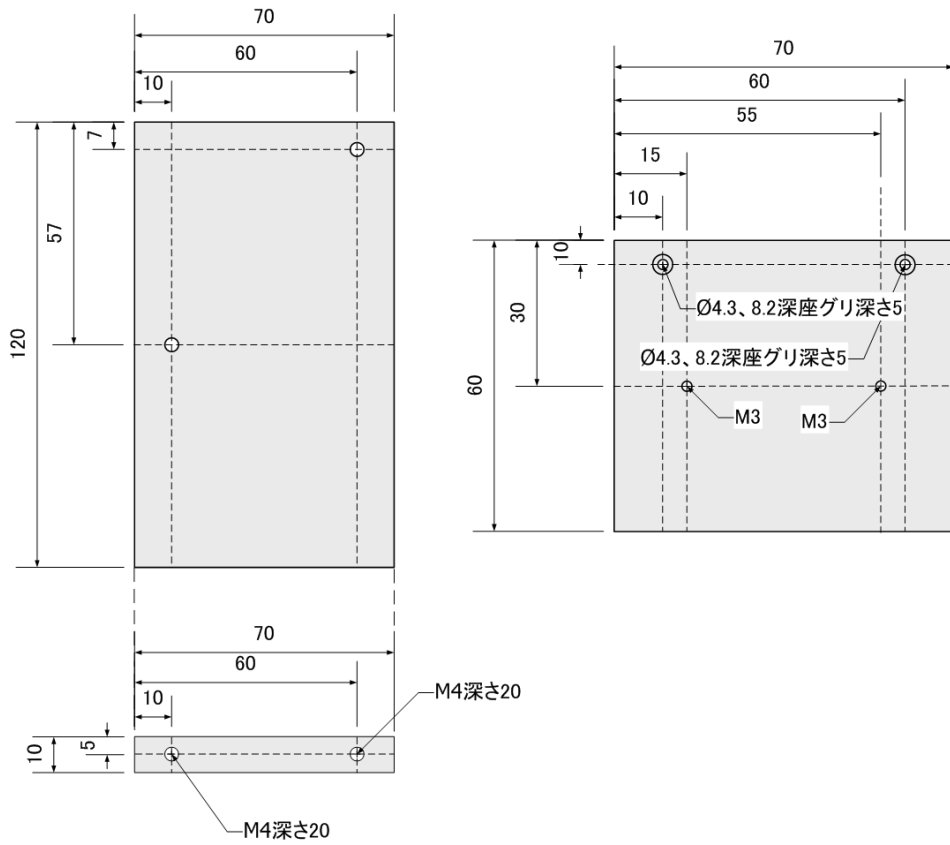


図 A.12 レーザーセンサー取付部寸法

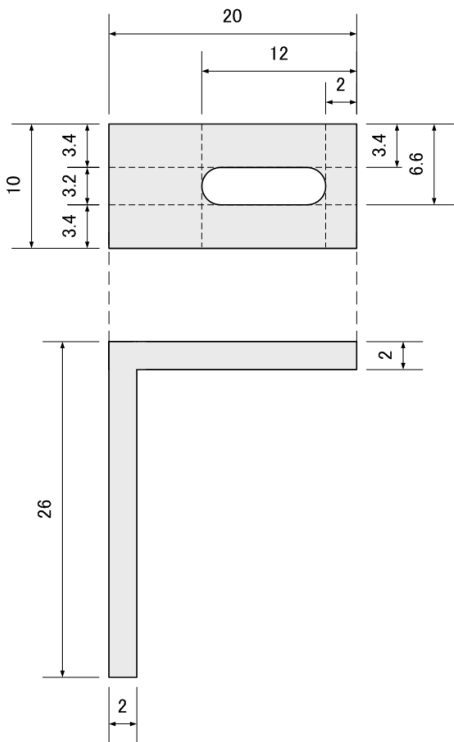


図 A.13 リミットセンサー遮光版寸法

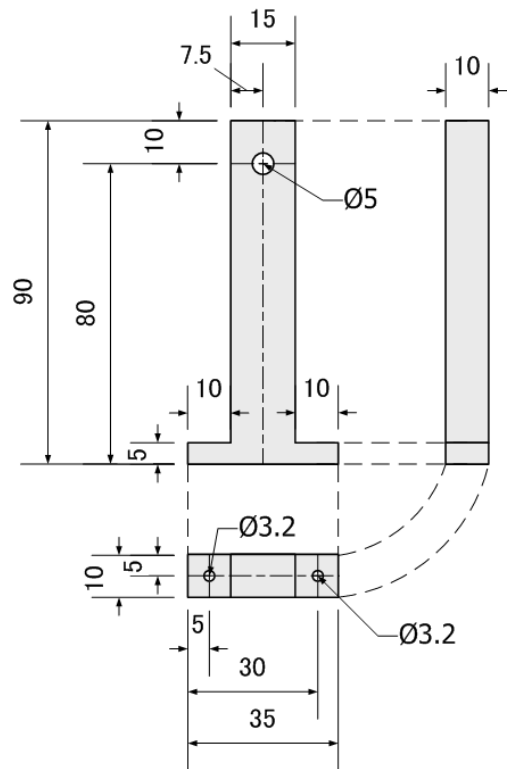


図 A.14 可動質量ガイドレール用 T 字柱寸法

付録 B 材料試験機の構成機器仕様

表 B.1 リニアエンコーダ(RGH2)仕様

部品名	項目	仕様
リードヘッド	分解能	1 μ m
	最高速度 (m/s)	5
	カウンタクロック周波数の最低推奨値 (MHz)	エンコーダの速度(m/s) \times 分解能(μ m) \times 4 安全係数
	電源	DC5V \pm 5% (120mA)
	リップル	周波数最高 500kHz で 200mVpp
	温度	保管時 $-20^{\circ}\text{C}\sim 70^{\circ}\text{C}$ 動作時 $0^{\circ}\text{C}\sim 55^{\circ}\text{C}$
	湿度	動作時：最高相対湿度 80% (結露なし) 保管時：最高相対湿度 95% (結露なし)
	加速	動作時 500m/s ²
	衝撃 (非動作)	1000m/s ² 、6ms
	振動 (動作)	55Hz \sim 2000Hz で最大 100m/s ²
	質量	リードヘッド：11g ケーブル：38g/m
	ケーブル	ダブルシールド式、外径最大 4.4mm ケーブル。 屈曲寿命：曲げ半径 20mm で 20×10^6 サイクル以上
	ケーブル仕様	ケーブル長：1.5m D サブ 9 ピンオスプラグ
スケール	タイプ	保護ラッカーコーティング剤を塗布し、両面テープを使用した反射性金メッキスチールテープ
	相手機材材料	熱膨張率が $0\sim 22\mu\text{m/m}^{\circ}\text{C}$ までの金属、セラミック、複合材 (スチール、アルミニウム、セラミック等)
	線膨張率	スケールの両端をエポキシ接着固定のエンドクランプで固定した状態で、機材の材質の熱膨張率と等しくなる。
	両端固定方式	エポキシ接着剤を使用したエポキシ接着固定のエンドクランプ方式。温度範囲 $-20^{\circ}\text{C}\sim 50^{\circ}\text{C}$ でスケール両端の移動は 1 μ m 未満
	操作仕様	温度： $-10^{\circ}\text{C}\sim 120^{\circ}\text{C}$ 湿度：相対湿度 80%未満 (結露なし)
リファレンスマーク	タイプ	磁石駆動部
	繰り返し再現性	出力はインクリメンタル信号と同期 位置：繰り返し再現性は、取り付け温度 $\pm 20^{\circ}\text{C}$ で維持 磁場：一定 $\pm 0.02\text{T}$ または変動 $\pm 7.5\text{T/s}$

表 B.2 レーザセンサ(ANR1282)仕様

		仕様
測定中心距離		80mm
測定範囲		±20mm
光源		レーザダイオード (発光ピーク波長: 650nm)
	パルス幅	15 μm (Duty50%)
	最大出力	1.6mW
スポット径		約 0.7×1.2mm
分解能 (2σ)	10Hz	4 μm
	100Hz	13 μm
	1kHz	40 μm
リニアリティ誤差		±0.2%
使用周囲照度		3,000lx 以下
質量		本体質量 (ケーブル含む): 約 240g 中継ケーブル: 約 130g

表 B.3 リミットセンサ(PMT44)仕様

仕様		仕様		
検出距離	5mm(固定)	耐 環 境 性	使用周囲温度	-25~+55°C(結露・氷結なし)保存時:-30~+80°C
最小検出物体	0.8×1.8mm 不透明体		使用周囲湿度	35~85% 保存時:-30~+80%
応差	0.05mm以下		使用周囲照度	蛍光灯光:受光面照度1,000lx以下
繰り返し精度	0.03mm以下		耐電圧	AC1,000V 1分間 充電部一括・ケース間
電源電圧	5~24V DC±10%		絶縁抵抗	DC250Vメガにて50MΩ以上 充電部一括・ケース間
消費電流	15mA以下		対振動	耐久10~2,000Hz 複振幅1.5mm XYZ各方向2時間
応答時間	入光時:20 μs以下 遮光時:100 μs以下		対衝撃	耐久15,000m/s・s(約1,500G) XYZ各方向2時間
出力動作	入光時:ON/遮光時:ON 2出力装備	動作表示灯	朱色LED(入光時点灯)	
出力	NPNTランジスタ・オープンコレクタ	投光素子	赤外LED(非変調式)	
	印加電圧:30V DC以下(出力-0V間) 最大乳流電流:50mA	材質	ケース:PBT、スリットカバー:ポリカーボネート 端子部:はんだメッキ	
	残留電圧:0.7V以下(流入電流50mA) 0.4V以下(流入電流16mA)	ケーブル	0.09mm×mm 4芯キャブタイヤケーブル1m付き	
質量	約15g	ケーブル延長	0.3mm×mm以上のケーブルにて全長100mまで延長可能	

付録 C サーボアンプの入出力信号

サーボアンプによりモータを駆動可能とするための最低限必要な内部回路に関して説明する。まず、モータとサーボアンプを通電状態にするためには、サーボ ON (SON) 信号を ON にする必要がある。このとき主回路電源が確立されており、かつトリップ状態 (エラー状態) でない場合、つまりサーボ準備完了 (SRD) 信号が ON の場合のみ SON 信号を受け付け、サーボ ON 状態となる。この条件が満たされていない場合、本信号を ON しても非通電のままである。そして正転駆動禁止 (FOT)、逆転駆動禁止 (ROT) 信号を ON すれば駆動許可となり、駆動可能となる。

またトリップ状態になってしまった場合、アラーム出力 (ALM) 信号が ON となる。このとき SON 信号を OFF し、アラームリセット (RS) 信号を ON すればトリップ状態を解除し、再び運転可能状態となる。

これらの信号を ON、OFF するためのスイッチ盤を作成したので、その外観を図 C.1 に示す。スイッチ盤にはトリップ状態になったとき、つまり ALM 信号が ON のとき、点灯する LED を設けた。トリップ状態はサーボアンプのデジタルオペレータ (表示板) でも確認できるので、標準状態を図 C.2 に、トリップ状態を図 C.3 に示す。またこれらのサーボアンプにおける入出力信号接続図を図 C.4 に示す。

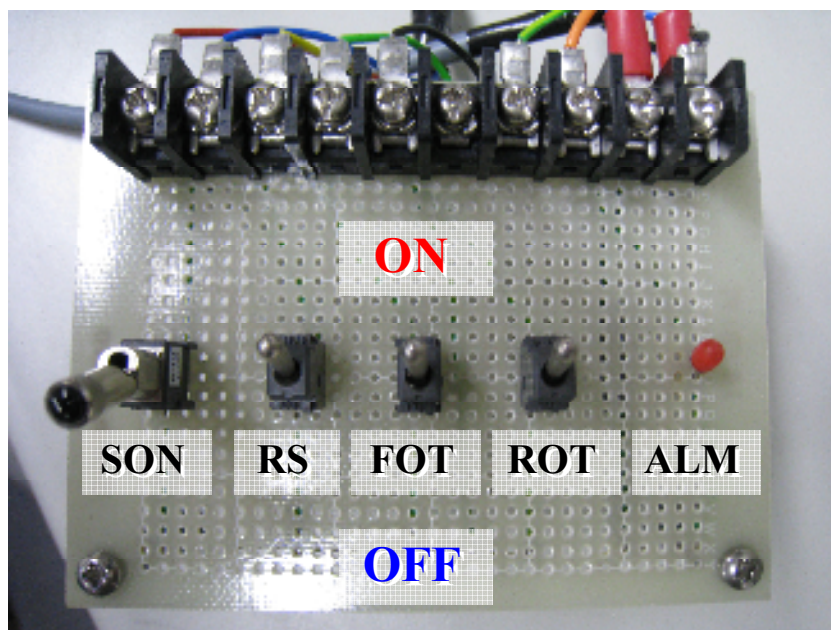


図 C.1 スイッチ盤

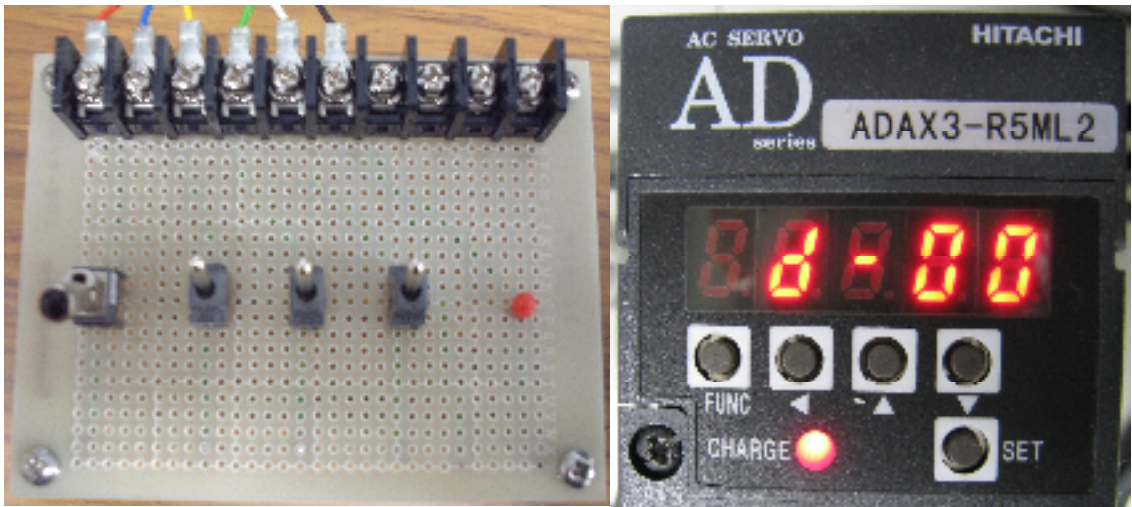


図 C.2 スイッチ盤とサーボアンプの表示板（標準状態）

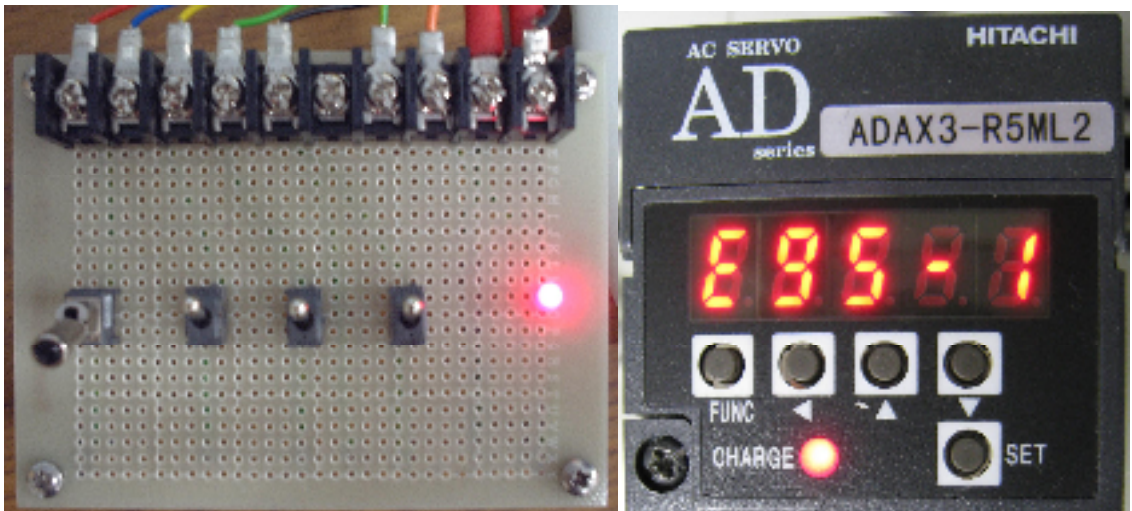


図 C.3 スイッチ盤とサーボアンプの表示板（トリップ状態）

付録 D 実験操作手順

制御実験を行うにあたり、PC 上で行う操作手順を簡略に説明する。

- 【1】 PCで *MATLAB* を起動する。またサーボアンプの主電源を投入する。
- 【2】 図 B.1 に示す①入出力用 *M-file* を読み込み、②入出力モデルをビルドする。
- 【3】 図 B.2 に示すように、*MATLAB* 上で③モデルのビルドが完了したら、*dSPACE* を起動し (図 B.3)、④モデルのビルド先フォルダを選択し、*sdf* ファイルを⑤の *DS1102* に⑥ドラッグ&ドロップし、*dSPACE* とモデルを同期させる。
- 【4】 実験操作画面 (図 B.4) を呼び出す。
- 【5】 レーザセンサの特徴から、可動質量を初期位置にするため⑦イニシャライズボタンでレーザセンサの位置出力が 0[mm]に合わせ、⑧イニシャライズを終了する。
- 【6】 イニシャライズすることにより、モータ位置出力にずれが生じてしまうので、⑨エンコーダカウントリセットでモータ位置も 0[mm]に合わせ測定可能状態とする。
- 【7】 測定可能状態となったら、⑩フィードバック制御モードかオープンループ制御モードかを選択する。
- 【8】 ⑪で入力信号を選択し、⑫入力を *ON* する。
- 【9】 ⑬入力ゲイン調整スライダで入力の振幅を調整する。
- 【10】 ⑭データ取得が 100% となったら、⑮入力を *OFF* する。
- 【11】 ⑯データを任意のフォルダに保存する。

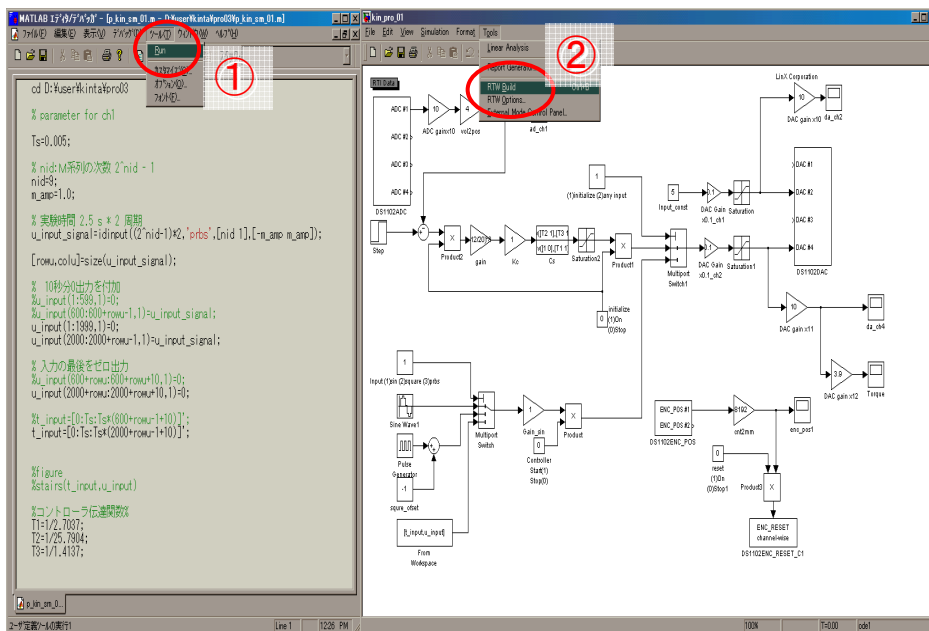


図 D.1 モデル構築画面

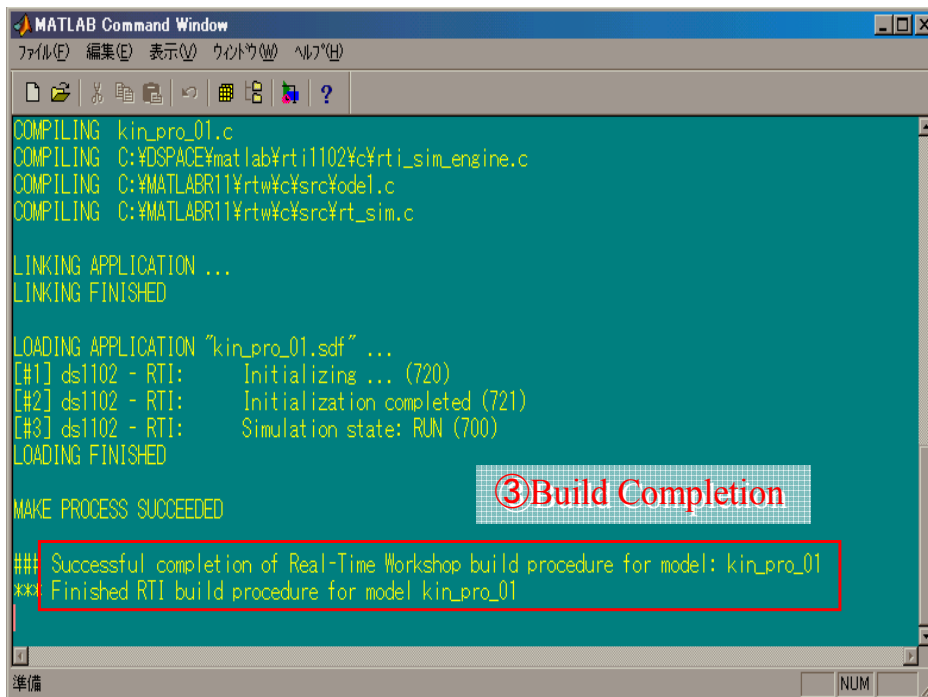


図 D.2 モデル構築完了

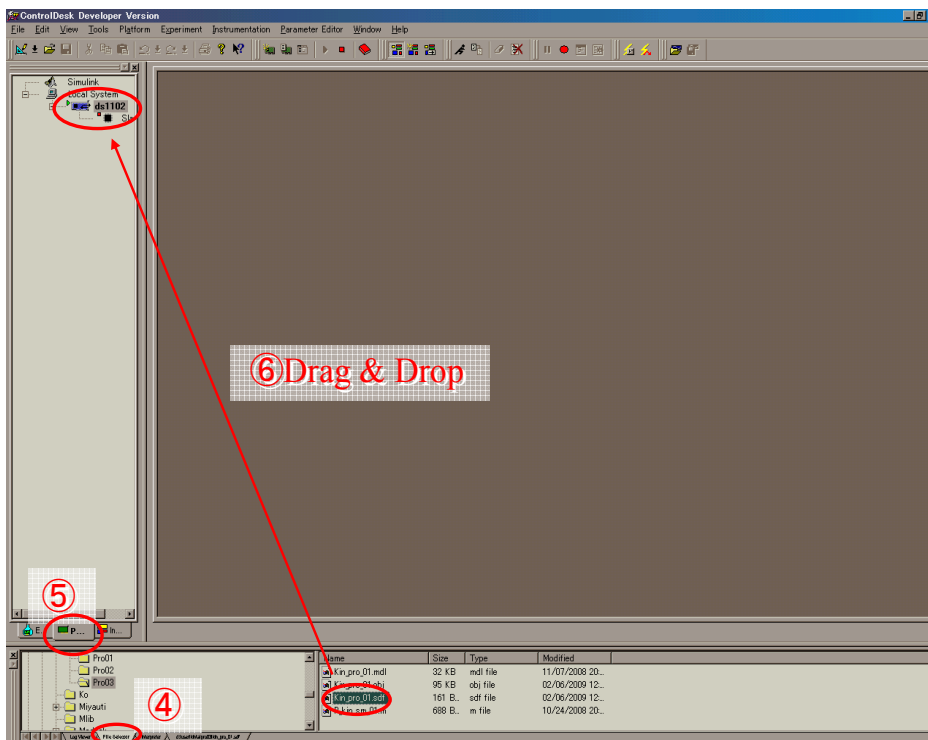


図 D.3 モデルと dSPACE の同期

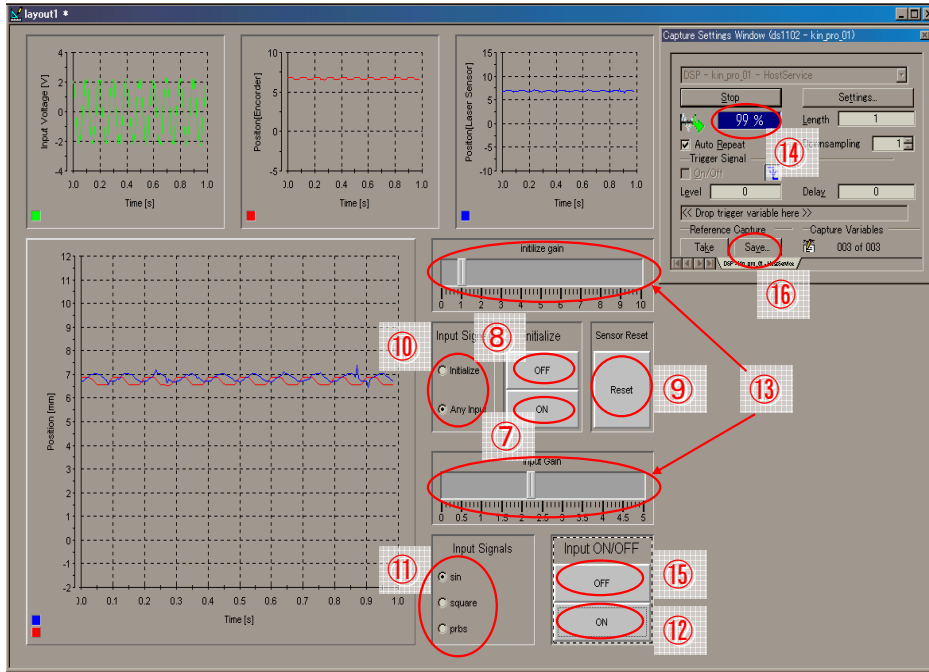


図 D.4 実験操作画面

付録 E ローパスフィルタによる高調波補償

E1 ローパスフィルタによる高調波成分推定法

2章で述べたようにサーボアンプには振動抑制機能が搭載されており、機械系に共振特性が現れた場合は振動抑制フィルタで抑えることができる。しかし、この機能は機械系の出力が既知である必要があり、フィルタのパラメータは測定結果からユーザが設定しなければならない。これに対し、粘弾性材料試験装置のように測定対象によって特性が変動するシステムで出力を制御するためには、高調波成分に補償を加えて抑制する必要がある。

そこで本研究では、非線形特性に起因する高調波成分をローパスフィルタを用いて補償する手法を提案する。この方法は、高調波が現れた出力信号にローパスフィルタを使用して高調波成分を取り出し、負帰還をかけることで打ち消すものである。図 E1.1 に提案手法の模式的なブロック線図を示す。

図 E1.1 において、参照入力を r 、出力を y とする。また、プラント内部で生じる高調波成分を d と仮定する。浮上質量法を適用した粘弾性材料試験機において摩擦外乱の影響は無視できるため、 y において r 以外の周波数成分はプラント内部のみで生じていると見なせるためである。さてプラントからの出力 y は r と d の周波数成分を含むが、これに r の周波数より高い周波数を減衰させるよう設計したローパスフィルタをかけることで r の成分のみを取り出せる。これを y から減算することで高調波を h として推定する。高調波 h の周波数成分はこのシステムにおいて d と等しい。したがって、出力に現れた高調波成分として推定した h をあらかじめ r から引いておくことで、 d を打ち消して入力と出力を一致させることができる。

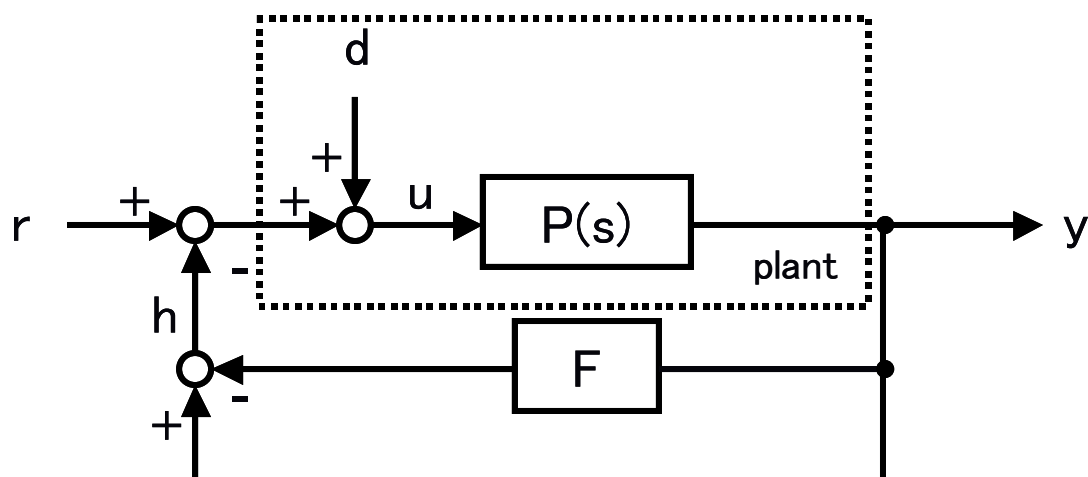


図 E1.1 ローパスフィルタを用いた高調波成分除去

E2 高調波補償性能の評価

提案する手法の有効性を検証するため、Matlab の Simulink モデルでのシミュレーションにより、補償を加えない場合との比較検討を行った。提案手法自体の性能を評価するため、まずは対象を接続せずにシミュレーションを行った。シミュレーション条件は表 E2.1 のとおりである。図 E2.1 にシミュレーションモデルのブロック線図を示す。

表 E2.1 シミュレーション条件

サンプリング時間	0.2 [ms]	
フィルタ次数	3 次	
遮断周波数	20[Hz]	
シミュレーション時間	1[s]	
入力信号		
	参照入力	高調波
入力波形	正弦波	正弦波
周波数	10 [Hz]	100[Hz]
振幅	1 [V]	1 [V]

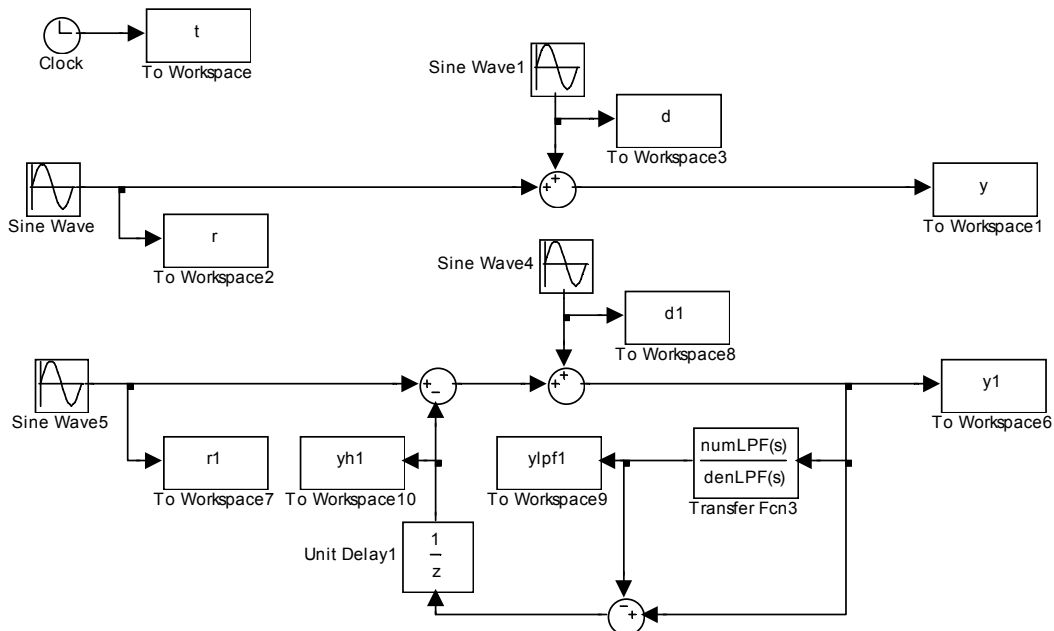


図 E2.1 提案手法の対象

図 E2.2 に補償ありと補償無しの出力比較を示す。なお、 $T=0.2$ s までの拡大図細線が補償無し、太線が補償ありとなっており、波形を比較すると高調波成分が減少していることがわかる。次に、周波数成分を解析するために出力のスペクトル密度をそれぞれ求め、図 E2.3 に示した。上が補償なし、下が補償ありである。両者を比較すると、高調波成分にあたる 100Hz の成分が補償無しでは 1.3[dB]、補償ありでは-4.7[dB]となっている。

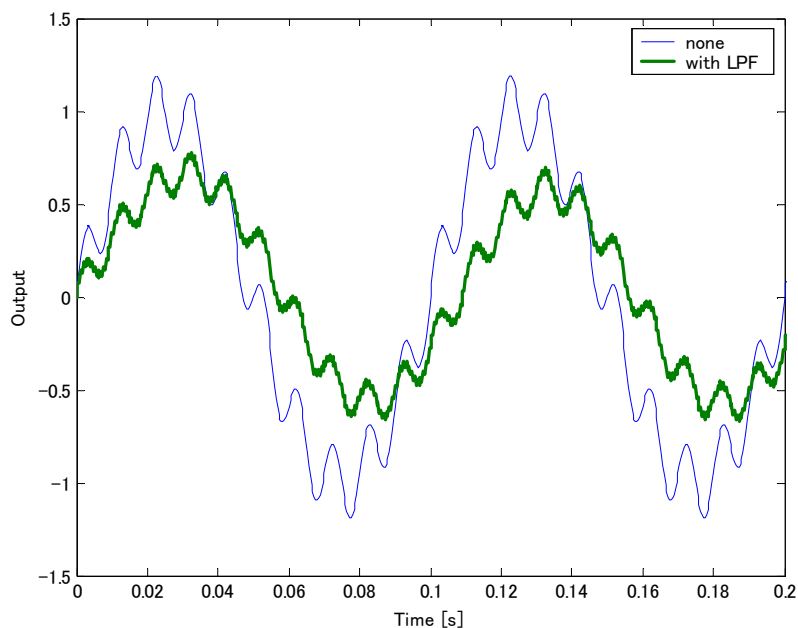


図 E2.2 出力波形比較

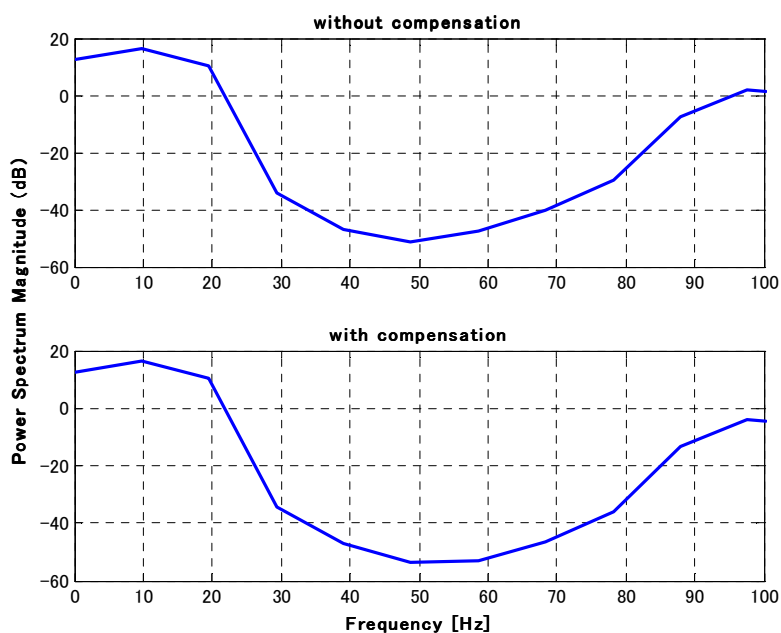


図 E2.3 出力波形の FFT 解析結果比較

次に、例として伝達関数

$$P(s) = \frac{225}{s + 215}$$

で表せる制御対象を外乱の後に接続してシミュレーションを行った。図 E2.4 に補償ありと補償なしの出力比較を示す。また、その FFT 解析結果を図 E2.5 に示す。これらを見ると、指令入力成分が減衰し、逆に高調波成分は除去できていないことがわかる。

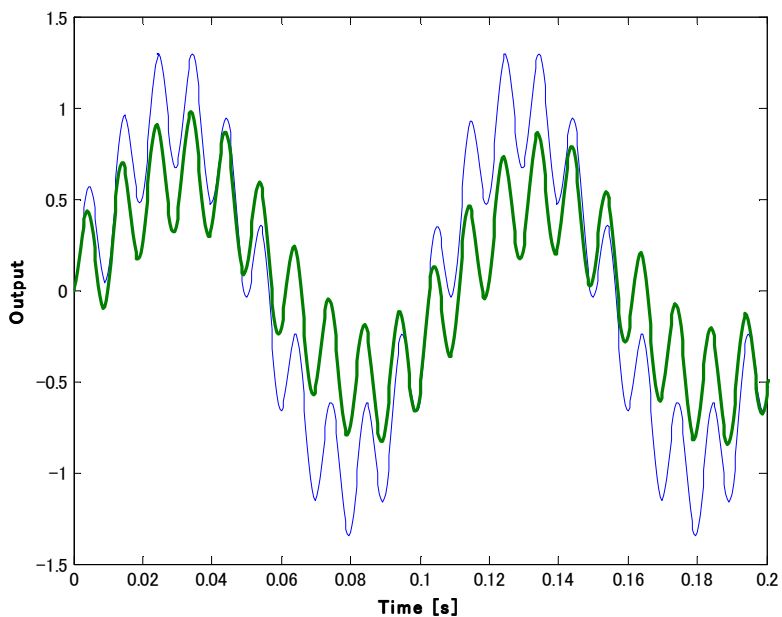


図 E2.4 対象接続時の出力波形比較

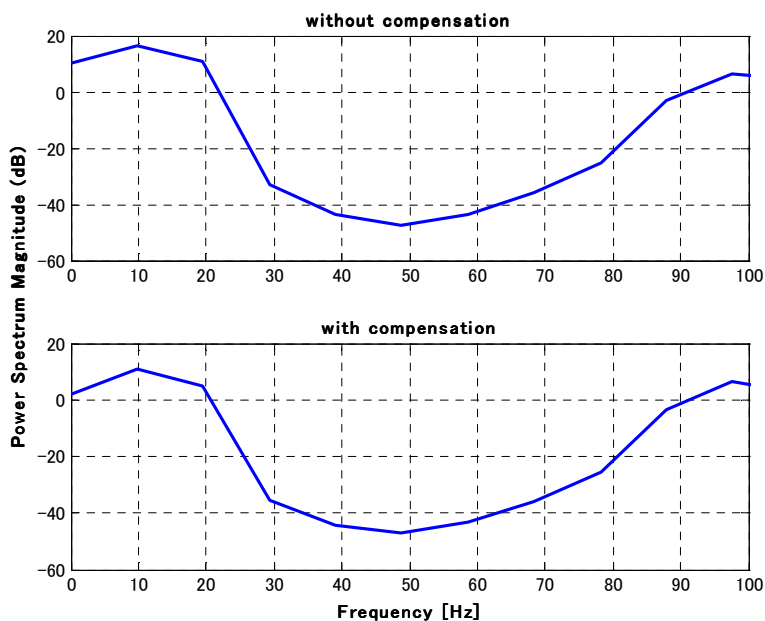


図 E2.5 対象接続時の FFT 解析結果比較

また、このとき印加した高調波 d と、提案手法で推定した高調波成分(図 E2.1 における $yh1$) を重ねて比較したものを図 E2.6 に示す。細線が高調波 d 、太線が $yh1$ である。この図より、 $yh1$ の高調波成分は 3 分の 1 程度しかなく、10Hz 成分も残っていることがわかる。また、位相も僅かに遅れている。これらより、意図した高調波成分除去性能が得られておらず、図 E2.4 のような出力特性になってしまったものと考えられる。

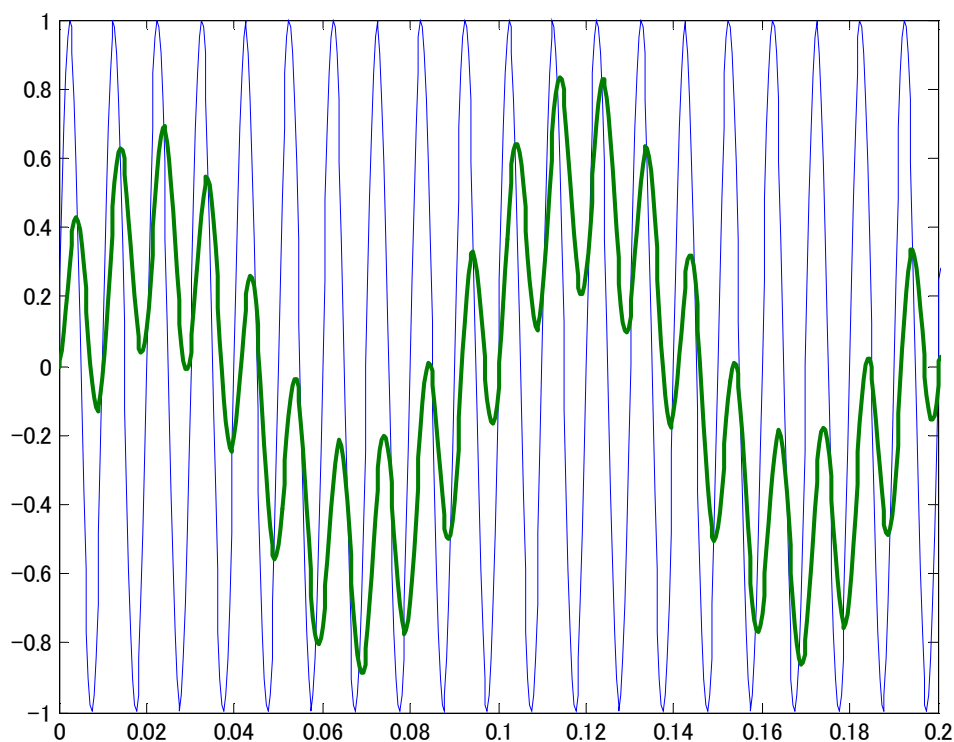


図 E2.6 推定した高調波成分と実際の高調波の比較