博　士　論　文

耐震試験用振動試験機の
制御性能向上に関する研究

2008 年度

関　健 太

名古屋工業大学博士論文
乙第257号（論文提出による）
平成２１年３月１６日授与

目次

第 1 章　序論　1

1.1　本研究の背景 1

1.2　従来の研究動向 3

1.2.1　振動試験機単体での波形再現性の向上 4

1.2.2　試験対象物の影響の補償 6

1.2.3　従来研究のまとめと取り組むべき課題 9

1.3　本研究の目的 10

1.4　本論文の構成 11

第 2 章　振動試験機の概要とモデル化　15

2.1　緒言 15

2.2　振動試験機の概要 16

2.3　構成要素と基礎方程式 18

2.4　振動試験機のモデル化 29

2.4.1　周波数特性の測定 29

2.4.2　周波数特性のモデル化 31

2.4.3　非線形摩擦の測定 35

2.4.4　非線形摩擦のモデル化 40

2.5　制御系の構成 42

2.5.1　制御系の基本構成 42

2.5.2　状態量フィードバック補償 43

2.5.3　積分補償器によるフィードフォワード補償 46

2.6　シミュレーションモデルの検証 48

2.7　結言 53

第 3 章　加振中に振動特性が変化する供試体の反力補償方式　55

3.1　緒言 55

3.2 供試体反力の影響 56
3.2.1 供試体のモデル化 57
3.2.2 供試体反力の影響 59
3.3 反力フィードバックによる反力補償性能の向上 62
3.3.1 反力補償方式の原理 62
3.3.2 振動試験機への適用 63
3.3.3 従来の反力補償器の設計 65
3.3.4 反力補償器の設計指針 67
3.3.5 反力補償器の設計 71
3.3.6 安定性の検証 73
3.3.7 シミュレーションによる検証 73
3.3.8 実験による検証 75
3.4 圧力センサを用いた供試体反力補償 77
3.4.1 供試体反力の推定と補償方式 77
3.4.2 シミュレーションによる検証 79
3.4.3 実験による検証 80
3.5 適応同定器を用いた反力補償 80
3.5.1 適応フィルタを用いた反力補償の概要と問題点 81
3.5.2 適応同定器を用いたフィードフォワード補償器設計 82
3.5.3 シミュレーションによる検証 85
3.5.4 実験による検証 87
3.6 結言 88

第 4 章 供試体の実稼働時を想定した振動試験機の制御方式 91
4.1 緒言 91
4.2 供試振動試験機の構成 93
4.2.1 特定周波数の反力を発生させる供試体 93
4.2.2 特定周波数の反力の影響 94
4.3 特定周波数外乱の抑制を考慮した制御系設計 95
4.3.1 特定周波数外乱の抑制手法 95
4.3.2 振動試験機制御系への適用 97
4.3.3 外乱補償フィルタの設計 99
4.3.4 目標値追従特性の改善 102
4.4 周波数変動を考慮した特定周波数反力補償 103
4.4.1 適応ノッチフィルタを用いた周波数同定 103

4.4.2 振動試験機制御系への適用 105
4.5 シミュレーションによる検証 106
4.6 実験による検証 108
4.7 結言 111

第 5 章 耐震試験用ハイブリッド実験システムにおける制御系設計 113
5.1 緒言 113
5.2 ハイブリッド実験システムと従来制御手法 115
5.2.1 ハイブリッド実験システムの概要 115
5.2.2 システム構成と評価対象構造物 117
5.2.3 ハイブリッド実験システムの課題と従来手法 121
5.2.4 ハイブリッド実験システムの制御系設計指針 124
5.3 フィードバック補償器の設計 124
5.4 フィードフォワード補償器の設計 126
5.4.1 反復学習制御の概要 126
5.4.2 ハイブリッド実験システムへの適用 129
5.4.3 学習則の導出 131
5.4.4 フィードフォワード信号の生成手順 132
5.5 シミュレーションによる検証 133
5.6 実験による検証 136
5.7 結言 137

第 6 章 結論 139
6.1 本研究で得られた成果 139
6.2 今後の課題と展望 142

謝 辞 145

参考文献 147

発表論文リスト 157

付録 A サーボ弁の線形化手法 161

付録 B 油の圧縮性の影響に対する補償 165

付録 C 既約分解表現に基づくフィードフォワード補償器設計 169

図目次

1.1 振動台の外観 [10] 2
1.2 振動試験機の技術開発動向 4
1.3 静圧継手の構造 [10] 5
1.4 静圧継手機構を用いた多次元振動台 5
1.5 サーボ弁の負荷圧力流量特性 5
1.6 本論文の検討内容 11

2.1 供試振動試験機の外観 16
2.2 供試振動試験機のシステム構成 17
2.3 サーボ弁の外観 19
2.4 サーボ弁の構造 20
2.5 サーボ弁の構造モデル 21
2.6 流体体積 25
2.7 油圧シリンダの構造 26
2.8 継手とテーブルのモデル 28
2.9 振動試験機物理モデルのブロック線図 28
2.10 周波数特性測定時の振動試験機制御系の構成 29
2.11 目標変位 R_d からピストン変位 Y_p までの周波数特性 30
2.12 目標変位 R_d からテーブル加速度 Y_{ta} までの周波数特性 30
2.13 操作量 U から差圧 P_m までの周波数特性 30
2.14 操作量 U から加振力 F_p までの周波数特性 30
2.15 実測周波数特性とモデルの誤差面積 32
2.16 目標変位 R_d からピストン変位 Y_p までの周波数特性 34
2.17 目標変位 R_d からテーブル加速度 Y_{ta} までの周波数特性 34
2.18 操作量 U から差圧 P_m までの周波数特性 34
2.19 操作量 U から加振力 F_p までの周波数特性 34
2.20 一定速度駆動試験による摩擦特性の測定 36

2.21 一定速度駆動試験における位置指令 (0.03 m/s 時) 36
2.22 ピストン変位応答波形 (0.03 m/s 時) 37
2.23 ピストン速度応答波形 (0.03 m/s 時) 37
2.24 差圧応答波形 (0.03 m/s 時) 37
2.25 加振力応答波形 (0.03 m/s 時) 37
2.26 ピストンに作用する摩擦力波形 (0.03 m/s 時) 38
2.27 ピストン変位応答波形 (−0.03 m/s 時) 38
2.28 ピストン速度応答波形 (−0.03 m/s 時) 38
2.29 差圧応答波形 (−0.03 m/s 時) 38
2.30 加振力応答波形 (−0.03 m/s 時) 38
2.31 ピストンに作用する摩擦力波形 (−0.03 m/s 時) 39
2.32 ピストン部分の摩擦特性 40
2.33 テーブル部分の摩擦特性 40
2.34 摩擦モデル 41
2.35 ピストン部分の摩擦モデル 42
2.36 テーブル部分の摩擦モデル 42
2.37 振動試験機制御系のブロック線図 43
2.38 バンドパスフィルタの周波数特性 44
2.39 閉ループ特性 45
2.40 開ループ特性 45
2.41 ナイキスト線図 45
2.42 積分補償器のブロック線図 46
2.43 積分補償器内の各周波数特性 47
2.44 目標加速度 R_a からテーブル加速度 Y_{ta} までの目標値追従特性 48
2.45 ステップ入力時のピストン変位応答 49
2.46 ステップ入力時の加速度応答 49
2.47 ステップ入力時の差圧応答 49
2.48 ステップ入力時の加振力応答 49
2.49 ピストン変位 (上段) とテーブル加速度 (下段)($f = 10$ Hz, 摩擦モデルなし) 50
2.50 差圧 (上段) と加振力 (下段)($f = 10$ Hz, 摩擦モデルなし) 50
2.51 ピストン変位 (上段) とテーブル加速度 (下段)($f = 10$ Hz, 摩擦モデルあり) 50
2.52 差圧 (上段) と加振力 (下段)($f = 10$ Hz, 摩擦モデルあり) 50
2.53 ピストン変位 (上段) とテーブル加速度 (下段)($f = 20$ Hz, 摩擦モデルなし) 51
2.54 差圧 (上段) と加振力 (下段)($f = 20$ Hz, 摩擦モデルなし) 51
2.55 ピストン変位 (上段) とテーブル加速度 (下段)($f = 20$ Hz, 摩擦モデルあり) 51

2.56 差圧 (上段) と加振力 (下段)($f = 20$ Hz, 摩擦モデルあり) 51
2.57 目標加速度波形とパワースペクトル 52
2.58 テーブル加速度応答波形とパワースペクトル (摩擦モデルなし) 52
2.59 テーブル加速度応答波形とパワースペクトル (摩擦モデルあり) 52

3.1 供試体の外観 57
3.2 供試体モデル 58
3.3 供試体 – テーブル間のブロック線図 58
3.4 供試体搭載時の振動試験機物理モデルのブロック線図 58
3.5 バイリニア特性モデル 59
3.6 供試体搭載時のテーブル加速度応答波形 (固有振動数 15 Hz) 60
3.7 供試体搭載時のテーブル加速度応答波形 (固有振動数 20 Hz) 60
3.8 供試体の荷重-変位履歴 60
3.9 供試体搭載時のテーブル加速度応答波形 (バイリニア型復元力特性) 60
3.10 実験時のテーブル加速度応答波形 (供試体固有振動数 15 Hz) 61
3.11 実験時のテーブル加速度応答波形 (供試体固有振動数 20 Hz) 61
3.12 外乱抑圧特性 61
3.13 ナイキスト線図 61
3.14 反力フィードバック補償の制御ブロック図 62
3.15 反力計測方式 63
3.16 継手の簡略化 64
3.17 継手を簡略化した時の振動試験機制御系ブロック線図 64
3.18 振動試験機プラント特性 (U から Y_t) 65
3.19 反力補償器を付加した振動試験機制御系のブロック線図 66
3.20 従来の反力補償器を付加した時の外乱抑圧特性 67
3.21 目標外乱抑圧特性 68
3.22 供試体反力と補償信号の関係 70
3.23 反力補償器のモデル化誤差 (反力補償フィルタなし) 70
3.24 観測ノイズからテーブル加速度までの周波数特性 71
3.25 反力補償器の周波数特性 72
3.26 反力補償信号誤差の周波数特性 72
3.27 観測ノイズからテーブル加速度までの周波数特性 72
3.28 外乱抑圧特性 72
3.29 反力補償器適用時の開ループ特性 (供試体搭載時) 73
3.30 反力補償器適用時のナイキスト線図 (供試体搭載時) 73

3.31 反力フィードバック補償のシミュレーション結果 (供試体: 15 Hz) 74
3.32 反力フィードバック補償のシミュレーション結果 (供試体: 20 Hz) 74
3.33 荷重-変位履歴 (補償無し) 74
3.34 荷重-変位履歴 (補償有り) 74
3.35 反力フィードバック補償のシミュレーション結果 (バイリニア型復元力特性) 75
3.36 従来補償器適用時の実験結果 (供試体: 15 Hz) 76
3.37 提案補償器適用時の実験結果 (供試体: 15 Hz) 76
3.38 従来補償器適用時の実験結果 (供試体: 20 Hz) 76
3.39 提案補償器適用時の実験結果 (供試体: 20 Hz) 76
3.40 提案補償器適用時の実験結果 (供試体: 25 Hz) 77
3.41 反力推定機構を含む振動試験機制御系のブロック線図 78
3.42 供試体反力と推定反力 78
3.43 圧力センサを用いた反力補償のシミュレーション結果 (供試体: 15 Hz) . . 79
3.44 圧力センサを用いた反力補償のシミュレーション結果 (供試体: 20 Hz) . . 79
3.45 圧力センサを用いた反力補償のシミュレーション結果 (バイリニア型復元力特性) 79
3.46 圧力センサを用いた反力補償の実験結果 (供試体: 15 Hz) 80
3.47 圧力センサを用いた反力補償の実験結果 (供試体: 20 Hz) 80
3.48 適応フィルタを用いた振動試験機制御系のブロック線図 82
3.49 振動試験機のブロック線図 83
3.50 適応同定器を用いた供試体反力補償のブロック線図 84
3.51 入力加速度波形とパワースペクトル 86
3.52 適応同定器を用いた反力補償のシミュレーション結果 (供試体: 15 Hz) . . 86
3.53 適応同定器を用いた反力補償のシミュレーション結果 (バイリニア型) . . . 86
3.54 適応同定器を用いた反力補償実験結果 (供試体: 15 Hz) 88
3.55 適応同定器を用いた反力補償実験結果 (供試体: 20 Hz) 88
3.56 適応同定器を用いた反力補償実験結果 (供試体: 25 Hz) 88
3.57 同定パラメータの推移 88

4.1 横型ポンプ耐震試験 [96] 92
4.2 鉄道車両に対する耐震試験 [97] 92
4.3 供試体の外観 93
4.4 偏心マスの概略図 93
4.5 偏心マス搭載時のテーブル部概略図 94
4.6 テーブル加速度応答 (駆動周波数: 30 Hz) 95

4.7 テーブル加速度応答 (駆動周波数: 40 Hz) 95
4.8 一般的なフィードバック制御系 95
4.9 ナイキスト線図上での外乱抑圧特性 96
4.10 加速度フィードバックに外乱補償フィルタを付加した振動試験機制御系 . . 97
4.11 外乱補償フィルタを付加した外乱抑圧特性 99
4.12 外乱補償フィルタを付加した一巡伝達関数 99
4.13 外乱補償フィルタを付加したナイキスト線図 99
4.14 ナイキスト線図 (拡大図) 99
4.15 外乱補償フィルタの特性 100
4.16 一巡伝達特性 100
4.17 外乱補償フィルタを付加した制御系の外乱抑圧特性 101
4.18 外乱補償フィルタの周波数を変化させた時の安定余裕の変化 101
4.19 外乱補償フィルタを付加した制御系の構成 102
4.20 フィードフォワード補償要素を付加した制御系の構成 102
4.21 外乱補償フィルタを付加した目標値追従特性 103
4.22 適応ノッチフィルタの構成 104
4.23 適応ノッチフィルタを付加した振動試験機制御系 106
4.24 目標加速度波形とパワースペクトル 107
4.25 外乱補償フィルタ固定時のシミュレーション結果 (外乱周波数: 30 Hz) . . 107
4.26 外乱補償フィルタ固定時のシミュレーション結果 (外乱周波数: 40 Hz) . . 107
4.27 適応ノッチフィルタを用いたシミュレーション結果 (外乱周波数: 30 Hz) . 108
4.28 適応ノッチフィルタを用いたシミュレーション結果 (外乱周波数: 40 Hz) . 108
4.29 適応ノッチフィルタを用いたシミュレーション結果 (外乱周波数: 30→40 Hz) 108
4.30 適応ノッチフィルタを用いたシミュレーション結果 (外乱周波数: 40→30 Hz) 108
4.31 外乱補償フィルタ固定時の実験結果 (外乱周波数: 30 Hz) 110
4.32 外乱補償フィルタ固定時の実験結果 (外乱周波数: 40 Hz) 110
4.33 適応ノッチフィルタを用いた実験結果 (外乱周波数: 30 Hz) 110
4.34 適応ノッチフィルタを用いた実験結果 (外乱周波数: 40 Hz) 110
4.35 適応ノッチフィルタを用いた実験結果 (外乱周波数: 30→40 Hz) 111
4.36 周波数変動時の推定結果 111

5.1 リアルタイムハイブリッド実験の例 [47] 114
5.2 ハイブリッド実験システムの概要 116

5.3 ハイブリッド実験システムのブロック線図 116
5.4 供試ハイブリッド実験システムの外観 117
5.5 供試ハイブリッド実験システムの構成 118
5.6 評価対象構造物 (2 自由度振動系) 119
5.7 数値計算部のモデル 119
5.8 実物モデルの外観 120
5.9 加振実験部のモデル 120
5.10 ハイブリッド実験システム全体のブロック線図 121
5.11 加振機制御系のナイキスト線図 122
5.12 加振機制御系の目標値追従特性 122
5.13 予測フィルタの周波数特性 123
5.14 予測フィルタを付加した加振実験部の周波数特性 (x_b から x_a) 124
5.15 予測フィルタを付加したハイブリッド実験システムのナイキスト線図 . . . 124
5.16 フィードバック補償器 $C_s(s)$ の周波数特性 125
5.17 位相進み補償器を付加したハイブリッド実験システムのブロック線図 . . . 125
5.18 位相進み補償器を付加したハイブリッド実験システムのナイキスト線図 . . 126
5.19 反復学習制御のブロック線図 127
5.20 反復学習制御の収束条件 129
5.21 モデル化誤差のゲイン上界と位相の関係 129
5.22 ハイブリッド実験システムの簡略図 130
5.23 反復学習制御を適用したハイブリッド実験システム 130
5.24 反復学習制御におけるフィードフォワード信号生成手順 133
5.25 入力加速度波形とパワースペクトル 134
5.26 試行 1 回目のシミュレーション結果 (加速度) 134
5.27 試行 2 回目のシミュレーション結果 (加速度) 134
5.28 試行 3 回目のシミュレーション結果 (加速度) 135
5.29 試行 1 回目のシミュレーション結果 (変位) 135
5.30 試行 2 回目のシミュレーション結果 (変位) 135
5.31 試行 3 回目のシミュレーション結果 (変位) 135
5.32 試行 1 回目の実験結果 136
5.33 試行 2 回目の実験結果 136
5.34 試行 3 回目の実験結果 137

A.1 負荷圧力流量特性を考慮したサーボ弁のモデル 161
A.2 負荷圧力流量特性補償器の構成 162

A.3 負荷圧力流量特性補償を適用したテーブル加速度応答波形 (正弦波応答) . 163

B.1 ピストン位置による固有振動数の変化 166
B.2 継手を無視したサーボ弁出力流量からテーブル変位までのブロック線図 . . 166
B.3 油の圧縮性補償器を付加したサーボ弁出力流量からテーブル変位までのブロック線図 167
B.4 油の圧縮性補償器を付加した振動試験機制御系のブロック線図 168
B.5 油の圧縮性補償器を付加した制御系の極零配置 168
B.6 油の圧縮性補償器を付加した閉ループ特性 168

C.1 2 自由度制御系を構成した振動試験機制御系 170
C.2 フィードフォワード補償器を付加した R_a から Y_{ta} までの周波数特性 . . . 171

表目次

2.1 供試振動試験機の仕様 16
2.2 実験で使用するコントローラと計測器 18
2.3 コントローラの仕様 18
2.4 サーボ弁の仕様 19
2.5 周波数特性の測定内容 30
2.6 GA の諸元 31
2.7 パラメータ探索範囲 31
2.8 同定パラメータ 33
2.9 既知パラメータ 33
2.10 供試振動試験機における同定モデルの評価値 34
2.11 一定速度駆動試験による摩擦力の測定結果 40
2.12 摩擦モデルのパラメータ 42
2.13 各変換係数とフィードバックゲイン 45
2.14 積分補償器パラメータ 48

3.1 供試体の物理パラメータ 58
3.2 バイリニア特性を持つ供試体のパラメータ 59
3.3 従来構造の反力補償フィルタ $C_{f1}(s)$ のパラメータ 67
3.4 反力補償フィルタ $C_{f2}(s)$ のパラメータ 72
3.5 供試体 (25 Hz) の物理パラメータ 77

4.1 偏心マスの仕様 93
4.2 外乱補償フィルタのパラメータ 100

5.1 2 自由度振動系のパラメータ 118
5.2 予測式の係数 [111] 122
5.3 位相進み補償器のパラメータ 125

A.1 テーブル加速度のひずみ率 163

第 1 章

序論

1.1 本研究の背景

日本は世界有数の地震大国であり，世界で発生する地震エネルギーの約 1/4 は日本に影響を及ぼすと言われている。そのため，高層ビル，原子力発電施設，高架橋などの各種構造物の建設において，地震に対して安全な設計，いわゆる耐震設計 [1] が重要視される。

耐震設計技術は，1923 年の関東大震災以後に耐震設計法が基準化されて以来，過去の地震被害を教訓としながら発展してきた。1960 年代頃から，振動理論に基づいた動的設計 (地震応答解析) [2] の重要性が議論されるようになり，計算機技術の発達と応答解析ツール [3] が整備され，地震による構造物の挙動を計算機上で模擬し，実際の建築へと活かされるようになった。しかし，数値計算による振動応答の予測は，実際に構造物を建設することなく短時間で評価できる反面，そこでは常に数学モデルとしての限界が伴い，より複雑な構造物の振動応答を完全に予測することは難しい。そのため，構造物が複雑化，大型化し，社会に及ぼす影響が大きくなるにつれて，計算による検討だけでなく，実物大，もしくはそれに相当する大型の模型を用いて，実際と同様の状態で加振し，地震時の安全性の確証試験を行うことが求められてきた [4]。また，新たな材料，構造の開発に伴い，それらの評価，モデル化を行うためにも振動試験機による加振実験を行う必要がある。このような中，建築材料の動的試験機 [5] の開発に始まり，構造物全体を加振実験可能な大型振動試験機 [6]～ [10] の開発が進められ，耐震設計技術の向上に大きく寄与してきた。

大型構造物の耐震試験には，主に図 1.1 に示す振動試験機 (振動台) が利用される。振動試験機は，実際の試験対象物 (供試体) が設置される地面や床面に相当するテーブル，加振機，加振機とテーブルを連結する継手などで構成される。振動試験機は，質量の大きな構造物を加振する必要があるため，アクチュエータとしては油圧加振機が用いられる。そして，高圧の油の流れの方向と量を電気信号で制御するサーボ弁が組み込まれて電気油圧式サーボ系が構成される。振動試験機の目的は，試験対象物に正確な地震加速度を与えるこ

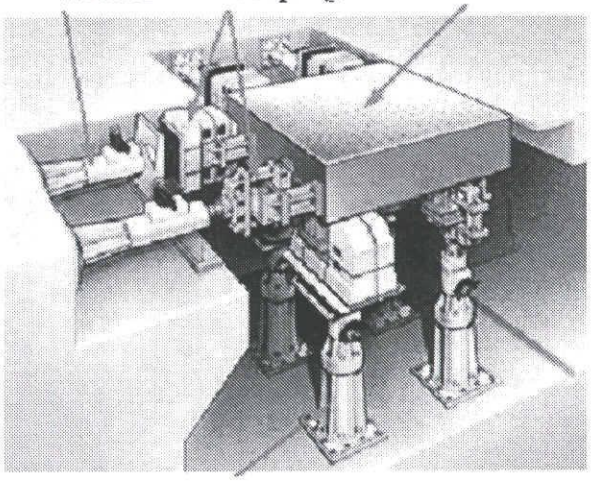

図 1.1: 振動台の外観 [10]

とであるため，試験対象物の搭載重量や最大加振レベルなどの装置上の基本性能に加え，テーブル上での加速度波形の再現性が非常に重要となる。しかし，シリンダ内の油の圧縮性 [11]～ [13] やサーボ弁の負荷圧力流量特性 [14]～ [16]，摩擦 [17] [18] などの非線形性に起因する加速度波形の高周波ひずみ [19] や，試験対象物自身の共振振動により発生する反力の影響で加速度波形の再現性が劣化する。特に振動試験機では，可動部であるテーブル，ピストンの質量に比べて，同等もしくはそれ以上の質量を有する試験対象物を加振することが多いため [20]，試験対象物が振動試験機制御系に及ぼす影響の補償は重要な課題となり，これまでに様々な研究が行われ [21]～ [25]，実用化されてきた。

しかし，1994 年のロサンゼルス近郊を震源としたノースリッジ地震，1995 年の兵庫県南部地震を契機に耐震設計及び耐震試験へのニーズが大きく変化した。これらの地震では，想定された以上の破壊現象がビル，高架橋などに発生し，ライフライン施設にも大きな被害を与え，現代都市機能と社会基盤施設の脆さを浮かび上がらせた。これらの地震被害の経験から，耐震設計レベル (設計地震荷重) が引き上げられることとなり，そこでは，構造物の破壊メカニズムの解明や地盤との連成といった非線形域での挙動を十分に考慮した設計法が重要視されるようになった [26]～ [30]。すなわち，構造物の真の挙動を予測した設計，解析技術の確立が急務となり，振動試験機には破壊実験を実構造物で行える設備の開発 [31]～ [33] とそれに対応した制御技術の確立が求められている [34]～ [37]。中でも，加振中に特性が変化 (共振周波数の変化) する試験対象物が振動試験機に及ぼす影響を補償し，目標とする地震加速度波形を正確に再現することが強く求められている。

さらに近年，2004 年の新潟県中越地震や 2007 年の新潟県中越沖地震の発生により，建築物の倒壊や地盤の液状化などの被害に加え，新幹線車両の脱線や原子力発電所の火災などの被害が発生した。これにより，建築構造物のみでなく，直下型地震 [38] [39] を想定した機械構造物や車両などの実働状態での加振試験が必要とされるようになり，耐震試験へのニーズはますます多様化している。

一方で，振動試験機を用いた加振実験では，構造物の積載可能重量や大きさが限られる装置上の制約に加え，経済的，時間的な負担が大きいことが問題となる。そこで，構造物全体のうち，耐震上重要となる部分，あるいはモデル化が困難な部分のみ，実際の構造物を用いた加振実験を行い，他の部分は数値計算により置き換えて，両者を結合して構造物全体の振動応答を評価するハイブリッド耐震試験と呼ばれる耐震試験方法が提案され [40]，開発が進められている [41]～ [46]。ハイブリッド耐震試験では，加振対象が構造物の一部分であるため，比較的小さな加振設備で大型構造物の耐震性評価が容易に実施できる利点があり，近年様々な耐震試験への適用事例が報告され始めており [47]～ [53]，利用範囲の拡大が期待されている。

このように，耐震設計技術の向上を実現するためには，数値計算技術の高度化はもとより実際の加振実験を行う振動試験機の高性能化は必須の課題であり，年々多様化する耐震実験のニーズに対応しなければならない。すなわち，様々な形の耐震試験へと対応する制御技術の開発は必須である。

1.2 従来の研究動向

構造物の耐震試験を行う振動試験機において，地震国日本ではそのニーズも多く，製作技術は世界のトップレベルにある。また，油圧サーボ系に関する研究は古くから行われており [54]～ [56]，油圧加振機やサーボ弁などの機械要素開発を含めて円熟期を迎えている。しかし，振動試験機では通常の油圧サーボシステムに比べ，負荷となる試験対象物の質量が，油圧加振機の質量もしくは加振テーブルの質量の数倍となる場合がある。そのため，油圧加振機自身が発生する波形ひずみのみならず，試験対象物からの影響により地震加速度波形の再現性が劣化する特有の課題がある。

ここでは，図 1.2 に示した振動試験機の研究開発動向の中でも，制御技術として最も重要な課題である，

(1) 振動試験機単体での波形再現性の向上
(2) 試験対象物の影響の補償

に関しての主な研究の概要について述べる。

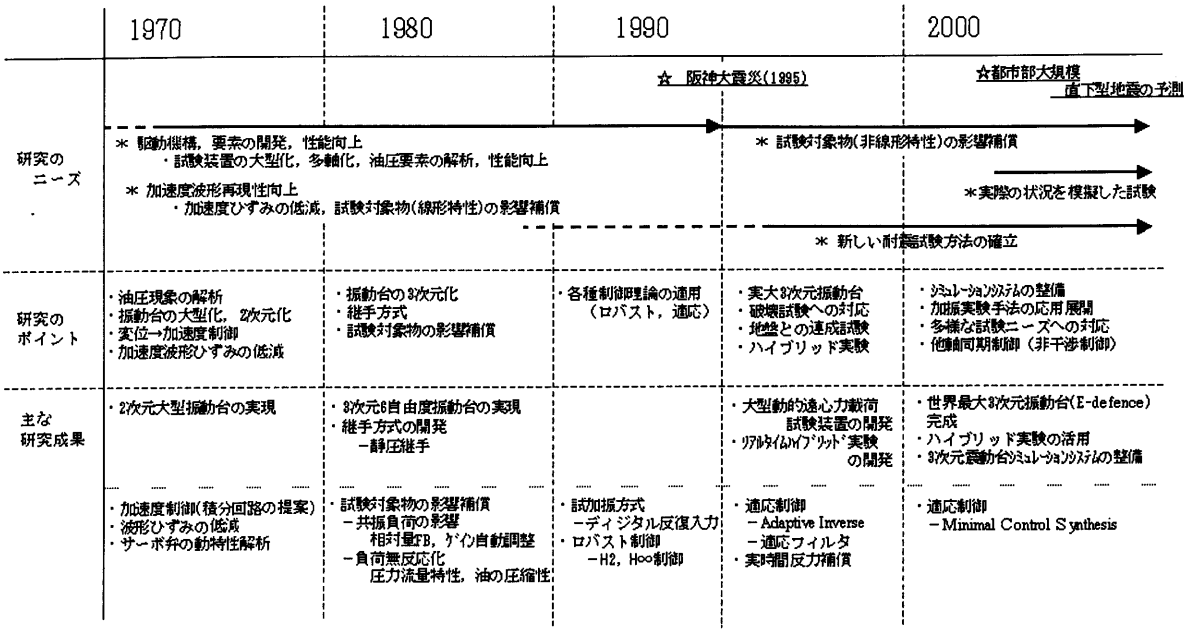

図 1.2: 振動試験機の技術開発動向

1.2.1 振動試験機単体での波形再現性の向上

ここでは，各種非線形特性に起因した加速度ひずみの低減と加速度制御方式に関する研究成果の概要について述べる。

静圧軸受，継手 [10] [57]

加速度ひずみの要因の一つとして摩擦の影響がある。振動試験機では，テーブルや加振機のピストンが往復運動をするため，その摺動部に摩擦力が発生する。このような摩擦力の低減には各種制御手法の検討がなされているが [17]，サーボ弁の応答特性を考えると完全に補償することは難しい。そのため，摩擦自体を少ない機械構造とするため，油圧シリンダには摩擦抵抗の小さいシールを用いた密閉構造や静圧軸受が採用されている。特に，加振機とテーブルを接続する継手機構にも静圧軸受を利用した継手 (静圧継手) が採用されている。その構造を図 1.3 に示す。軸受面は，油圧源から供給された圧油により高い剛性を持った油膜が形成され，加振力はロの字形部分から油膜を介してコの字形部分に伝わり，テーブルを駆動する。また，加振力と直角方向のテーブルの運動は，油膜によって滑らかに案内される。静圧継手は摩擦力の低減のみでなく，垂直－鉛直の加振方向間が機構的に非干渉化でき，多次元振動試験機において他軸の影響を幾何学的に補正する必要がない。そのため，本研究での検討は 1 軸方向の加振に着目して行う。

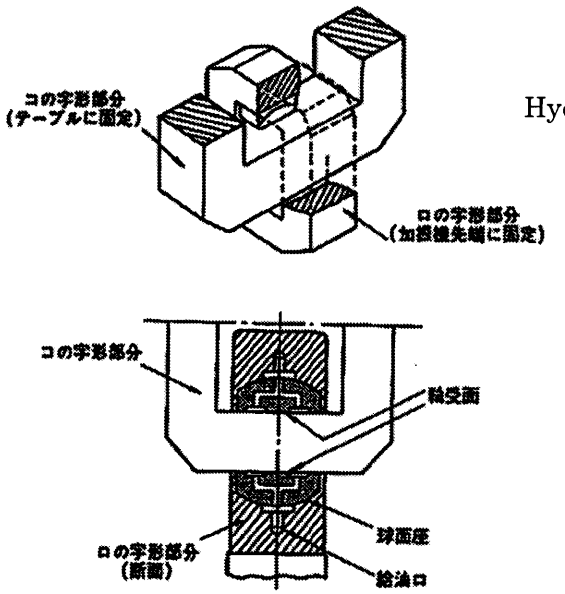

図 1.3: 静圧継手の構造 [10]

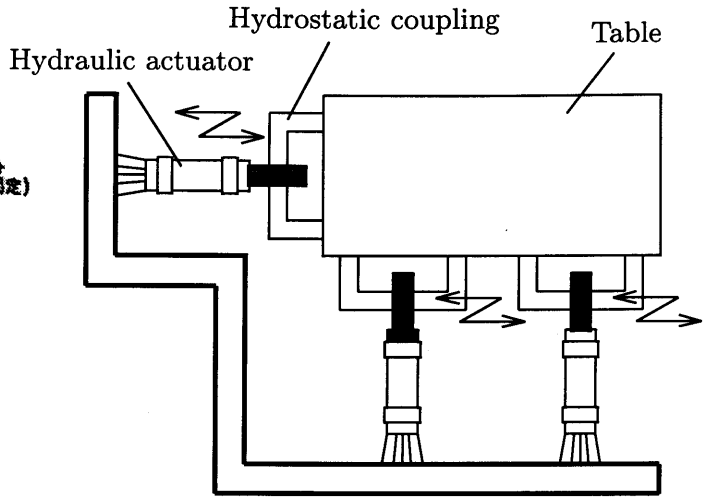

図 1.4: 静圧継手機構を用いた多次元振動台

サーボ弁線形化補償 [58] [59]

サーボ弁には，同一の入力電流であっても加振機内の圧力変化に応じて出力流量が変化する非線形な特性（負荷圧力流量特性）がある。その特性を図 1.5 に示す。振動試験機で大質量の負荷を加振する場合，大きな加振力を発生させるために油圧シリンダ内の圧力差が大きくなる。この時，図 1.5 に示すとおり，サーボ弁からの油の出力流量が減少する。この非線形特性を線形化するために，負荷圧力流量特性の逆モデルと位相補償器を用いた補償方式 (負荷無反応化) が提案されており，見かけ上負荷圧力に依存しない出力流量を得ることができる。その補償方式の詳細は付録にて記す。

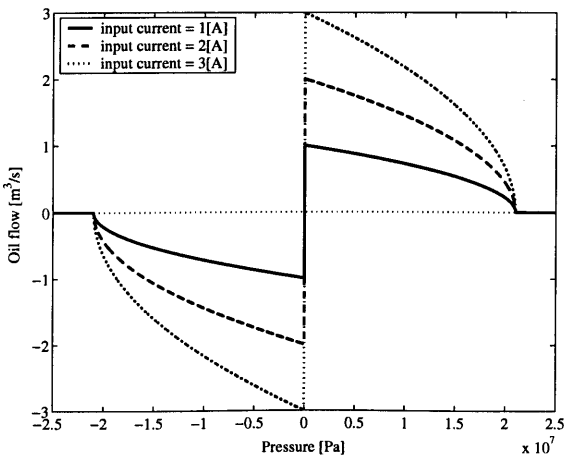

図 1.5: サーボ弁の負荷圧力流量特性

加速度積分方式 [60]

振動試験機は，変位の限界を有する油圧加振機を用いていることから，制御系に定位性を持たせることが必要である。そのため，制御系としては変位制御系を基本に構成される。しかし，先に述べたとおり振動試験機の目標値は加速度であるため，その信号を積分して変位入力へと変換する必要がある。そこで，加速度の積分方式として，

- 加速度の積分結果がドリフトしないこと
- 変位振幅が加振機の最大ストロークを超えないように，地震波に含まれる低周波数ノイズをカットすること

を満足するような積分回路が開発された。この加速度積分方式は現在でも一般的に利用されており，その構成は次章にて述べる。

1.2.2 試験対象物の影響の補償

試験対象物の影響に対する補償方式は，日本国内では兵庫県南部地震を境に大きく変化している。兵庫県南部地震以前では，試験対象物の振動特性が線形の範囲内での加振実験が行われており，試験対象物の振動特性の線形性を前提とした以下の制御方式が開発されている。

- 相対量フィードバック
- ディジタル反復入力補償
- ロバスト制御

兵庫県南部地震以後では，試験対象物の破壊試験を前提とした加振実験が行われるようになった。そこでは，試験対象物の振動特性が加振中に変化するため，それに対応すべく，

- 実時間反力補償 (反力フィードバック)
- 適応制御

などの制御方式が提案されている。

以下に各制御方式の概要について述べる。

相対量フィードバック [21]

試験対象物の振動モード毎に1自由度振動系を仮定し，質点とテーブル間の相対変位，相対速度，相対加速度をフィードバックし，試験対象物が振動試験機に与える影響を補償

する方式である。しかし，厳密に各振動モードの状態量をセンサで検出することは難しく，さらに破壊試験においてはこの手法を適用することは困難である。

ディジタル反復入力補償 [22] [23]

オフラインで反復入力補償を行い，目標地震加速度波形と振動試験機で再現する加速度波形を一致させる方式である。反復入力補償では，あらかじめランダム波，または正弦波により特性把握加振を行い，振動試験機の周波数応答関数 $\tilde{G}(\omega_k)$ を推定する。そして，周波数応答関数推定値 $\tilde{G}(\omega_k)$ を用いた次式で示す反復補償演算と加振を繰り返し実施することにより，再現加速度波形 $\ddot{x}_0(t)$ を目標加速度波形 $\ddot{x}_T(t)$ に収束させる。

(初期補償演算)

$$\ddot{X}_{c0}(\omega_k) = \tilde{G}^{-1}(\omega_k)\ddot{X}_T(\omega_k) \tag{1.1}$$

(第 i 回反復補償演算)

$$\ddot{X}_{ci}(\omega_k) = \ddot{X}_{ci-1}(\omega_k) + \tilde{G}^{-1}(\omega_k)\Delta\ddot{X}_{i-1}(\omega_k) \tag{1.2}$$

$$\Delta\ddot{X}_{i-1}(\omega_k) = \ddot{X}_T(\omega_k) - \ddot{X}_{0i-1}(\omega_k) \tag{1.3}$$

ここで，

$\ddot{X}_{c0}(\omega_k)$ ：初期補償入力波 $\ddot{x}_{c0}(t)$ の離散フーリエ変換

$\ddot{X}_{ci}(\omega_k)$ ：第 i 回目の反復補償入力波 $\ddot{x}_{ci}(t)$ の離散フーリエ変換

$\ddot{X}_{0i}(\omega_k)$ ：第 i 回目の反復補償入力波 $\ddot{x}_{ci}(t)$ による加振時の振動試験機応答 $\ddot{x}_{0i}(t)$ の離散フーリエ変換

$\Delta\ddot{X}_{ci}(\omega_k)$ ：第 i 回目の反復加振時の偏差 $\Delta\ddot{x}_{ci}(t)$ の離散フーリエ変換

周波数応答関数 $G(\omega_k)$ と特性把握加振による推定値 $\tilde{G}(\omega_k)$ には周波数応答関数推定誤差 $G_d(\omega_k)$ が存在し，次式の関係がある。

$$G(\omega_k) = \tilde{G}(\omega_k) + G_d(\omega_k) \tag{1.4}$$

反復入力補償の収束条件は，推定値 $\tilde{G}(\omega_k)$ と推定誤差 $G_d(\omega_k)$ との間に次式の関係が成り立つときであり，この場合，振動試験機応答が目標地震波加速度に漸近する。

$$|G_d(\omega_k)| \leqq |\tilde{G}(\omega_k)| \leqq 1 \tag{1.5}$$

反復入力補償は，周波数応答関数推定値 $\tilde{G}(\omega_k)$ を得て，収束条件を満たしていれば，繰り返しの加振により，振動試験機応答を目標加速度波形へと一致させることが可能である。しかし，破壊試験のように繰り返し加振による試行毎の応答特性に再現性がない場合には，十分な補償効果は得られない。

ロバスト制御 [25] [61]

試験対象物が及ぼす影響を制御対象の変動として扱い，この変動に対する感度の低い制御系の設計を行う手法であり，ロバスト制御の代表である H_∞ 制御を適用している。さらに，実機での調整を容易にすることや，補償器の低次元化により演算量を低減する手法が提案されている。しかし，フィードバック制御系の周波数特性の改善を目的としたものであり，積極的に波形の補正を行う機能を有していないため，振動試験機の加速度波形の再現性の面からは十分ではない。

実時間反力補償 (反力フィードバック) [62]～ [64]

振動試験機に作用する試験対象物の反力をセンサ（ロードセル）を用いて直接検出し，そのフィードバック信号を利用して反力を相殺させる加振力を発生させる手法である。通常設置されないロードセルを用いるため，機械剛性の低下や製造コスト，センサ調整時間の増加などの欠点は有するが，反力を直接計測するため，試験対象物の振動特性の変化に対してリアルタイムに補償可能である。しかし，提案方式の補償器構造は，油圧加振機の逆特性に単にローパスフィルタを付加するのみであり，ローパスフィルタの影響で補償有効帯域は低周波数領域に制限される。この補償器構造を，制御系設計の観点から適切に設計することで，制御性能改善の可能性が残されている。

適応制御

- **適応型入力補償 [65] [66]**

振動試験機制御系への入力信号を補正するフィルタを設け，その特性を加振中の特定の時刻で切り替える手法である。最初のフィルタ特性は試加振で得た振動試験機伝達関数の逆特性であり，特定時刻以降のフィルタ特性は加振中の指定した時間帯に同定した伝達関数の逆特性を利用する。同定する時間帯は試験対象の事前の応答解析によって試験対象物に破壊が生じると想定される時間の直後であり，フィルタ特性を切り替える時刻はこの同定が完了した直後である。この手法では，事前に試験対象物の破壊時間を予測する必要があり，かつフィルタ特性の切り替えをある時間フレーム毎に行うため，補正信号の連続性を確保しながら良好な補償効果を得ることは困難である。

- **Minimal Control Synthesis [67]~ [69]**

目標信号と状態量，目標信号と応答信号のそれぞれの誤差に基づき，目標信号に対する比例ゲインと状態量に対する比例フィードバックゲインを適応させる手法である。しかし，制御系のゲイン変更のみでは限界があり，種々の試験対象物に対応することは難しい。

- **適応フィルタ [70]~ [72]**

試験対象物の特性変動に起因する振動試験機伝達特性の理想特性 (試験対象物非搭載時の振動試験機特性) との誤差を実時間で逐次同定し，その逆特性の適応フィルタで指令信号の補正を行う手法である。しかし，実際には理想応答とのモデル化誤差も同定することになるため，適応フィルタは高次数となり，補償器の演算時間と共に同定パラメータの収束時間が増大する。さらに，同定した伝達関数の逆伝達関数を用いるため，サンプル時間毎に安定性を判別する必要がある。しかし，微小サンプル時間毎に試験対象物の特性変動を同定する方式であるため，適応アルゴリズムを簡素化することにより，十分実用に供するものとなる可能性がある。

1.2.3 従来研究のまとめと取り組むべき課題

振動試験機の主目的は，試験対象物に正確な地震加速度を与えることである。そのため，

(1) 振動試験機単体での波形再現性の向上
(2) 試験対象物の影響の補償 (種々の構造物，試験方式への対応)

が重要な課題となっている。前者は，機械要素の改善と共に，サーボ弁の線形化による負荷無反応化制御手法が実用化され，油圧加振機単体での波形ひずみの低減が実現されている。後者は，試験対象物の特性が加振中に不変である場合の制御手法は確立されているものの，非線形な挙動 (時変) を示す場合など，多様化する試験対象物に対する個々の制御手法に関しては十分な検討がなされているとは言い難い。実物大の構造物を搭載して破壊試験を行うことができる振動試験機 [31]~ [33] が完成しているが，実際には試験対象物の振動特性が線形領域での試加振 (加振振幅の縮小) を繰り返し，動特性の予測を行った後，縮小した加振振幅を復元して加振を行っているのが実情である。海外においても，北米，欧州の一部の国を中心に研究活動が行われているが，振動試験機の制御技術に関しては，試験対象物の線形性を前提とした試加振方式に留まっている [73]~ [75]。

そのため，加振中の試験対象物動特性の変動を前提とした，試加振を必要としない制御方式に対する検討が必要である。また，今まで十分な検討がなされていない，建築，土木構造物以外の多様化する特殊試験対象物への対応や，新しい耐震試験方式に対応した制御手法についても検討する必要がある。

1.3 本研究の目的

以上の背景の下，本研究は振動試験機における加速度波形再現性能向上を目的とし，主に

- 加振中の試験対象物動特性変動を前提とした制御技術の確立
- 新しい耐震試験方法に対応した制御技術の確立

を目指すものである。

前者においては，近年その要求が高まっている，

(1) 加振中に振動特性が変化する破壊試験 (構造物の弾塑性変形) への対応
(2) モータなどの動的な要素を含む構造物の実稼動中を想定した耐震試験への対応

を可能とする振動試験機制御方式を提案する。(1) では，外乱抑圧特性の向上を陽に考慮したフィードバック補償器の設計と，試験対象物の振動特性のリアルタイム同定機構を付加したフィードフォワード補償器の設計により試験対象物の影響を補償する。(2) では，試験対象物自身が発生する特定周波数の反力 (モータなどの回転体が駆動することによって発生する反力) の影響が課題となる。そのため，特定周波数の外乱抑圧特性を向上させるフィードバック補償器を設計することで，その影響を抑制する。以上の各試験対象物の特徴を考慮した制御系設計を行うことで，試験対象物の影響を抑制して振動試験機における加速度波形再現性能の向上を図る。

後者においては，

(3) 新しい耐震試験方法への制御技術の導入

により，高精度な振動応答評価を可能とする。具体的には，先に述べた加振実験と数値計算を組み合わせたハイブリッド耐震実験において，2 自由度制御系設計の考え方を導入し，システム全体の安定性を大幅に向上させ，加振帯域の拡大を実現する。

上記の各項目において，単一の補償方式で全ての耐震試験を網羅できることが理想であるが，それを実現することは現実的に不可能であり，振動試験機の有する性能を最大限に引き出すためには，試験目的，対象物毎に適した制御技術を導入することが望ましい。本研究では，図 1.6 に示すように，振動試験機の制御技術の中で，十分な検討がなされていない項目に対して，それぞれの試験における課題の抽出と試験目的に即した制御手法の確立を目指す。そして，全ての制御手法の有効性を供試振動試験機を用いた加振実験により検証する。

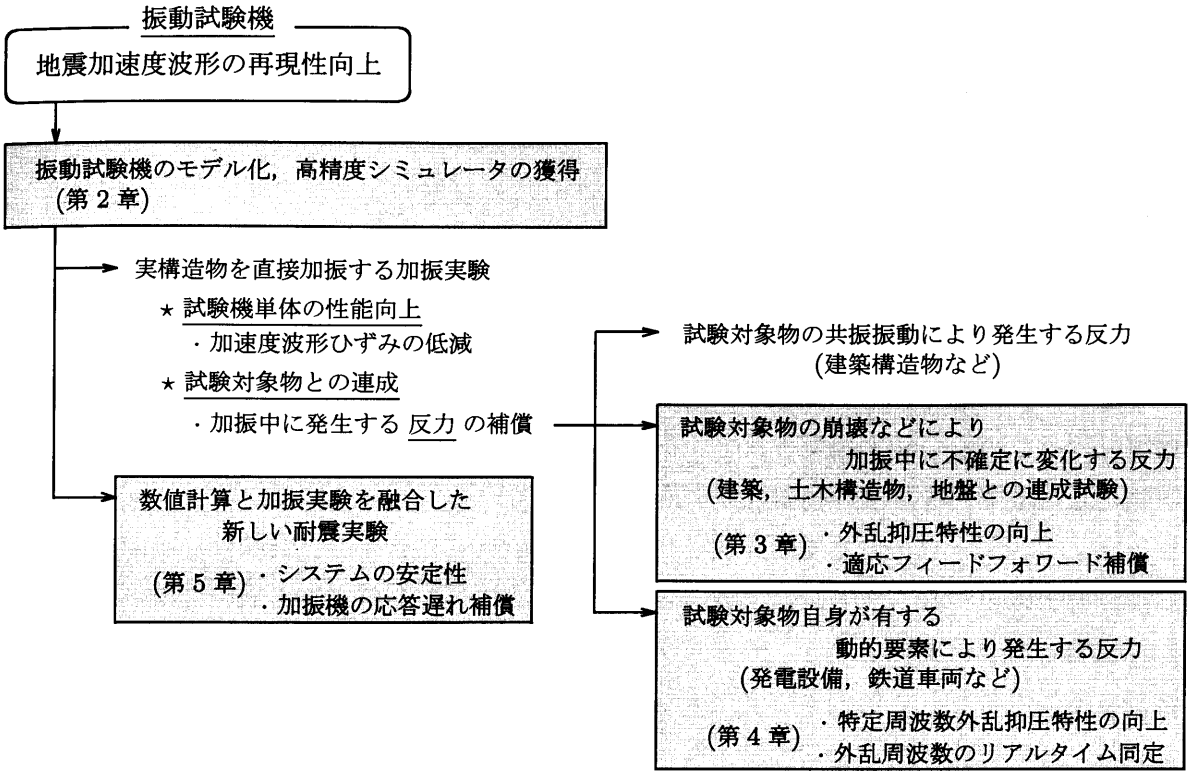

図 1.6: 本論文の検討内容

1.4 本論文の構成

本論文では，多様化する耐震試験の目的別に章を設け，6 章構成としている。各章の概要を以下に述べる。

第 1 章 序論

本章では，耐震試験用振動試験機の必要性と開発背景，そして従来研究の概要と課題について述べ，本研究での目的を明確化している。

第 2 章 振動試験機の概要とモデル化

本章では，制御対象である振動試験機の概要を説明し，3 章以降の制御系設計において用いる数学モデルの導出手法について述べる。数学モデルは，振動試験機の構成要素毎に

基礎方程式を導出し，各物理量の関係を明確化した物理モデルを構築する。また，物理モデルの各パラメータは実測周波数特性に一致させることを目的に，遺伝的アルゴリズムを導入する。これにより，比較的短時間で精度の良いモデルの構築が実現できる。さらに，各要素に作用する摩擦力の同定を行い，時間領域においても実機応答を忠実に再現できる高精度シミュレータを構築している。モデルの妥当性は，供試振動試験機を用いた実験により検証している。

第3章 加振中に振動特性が変化する供試体の反力補償方式

本章では，加振中に振動特性が変化する試験対象物 (供試体) の反力補償方式の新たな提案を行っている。従来提案されている2つの方式において，それぞれの手法の問題点を明確化した上で，各手法の制御性能の向上を図っている。基本的には，フィードバック補償とフィードフォワード補償に大別されるが，フィードバック補償器設計においては，設計指針を明確化することで補償帯域の限界を容易に知ることができ，その帯域内での外乱抑圧性能の向上を実現できる。一方，フィードフォワード補償器設計においては，適応同定器を導入することで加振中に変化する供試体の振動特性を短時間で同定することを可能とする。提案設計手法の有効性は，供試振動試験機を用いた数値シミュレーション，実験により検証している。

第4章 供試体の実稼働時を想定した振動試験機の制御方式

本章では，供試体の実稼働時を想定した時の反力補償方式の提案を行っている。発電設備や鉄道車両など，供試体にモータなどの動的な要素が含まれる場合，その回転体が供試体自身を励振することで発生する特定周波数の供試体反力が，加振機への外乱として作用して加速度波形の再現性を劣化させることがある。そのため，その周波数における外乱抑圧性能を向上させることで，所望の加振性能を実現する制御手法を提案する。さらに，供試体反力の特定周波数成分が未知，あるいは変動する場合にも対応可能な制御手法についても言及する。提案設計手法の有効性は，供試振動試験機を用いた数値シミュレーション，実験により検証している。

第5章 耐震試験用ハイブリッド実験システムにおける制御系設計

実際の構造物を建設して振動試験を行うことは，経済的・時間的に大きな負担となるため，必要最小限の実験設備と数値計算を組み合わせたハイブリッド実験手法が新たに提案されている。本章では，ハイブリッド実験システムの概要について述べ，従来十分考察さ

れていなかった制御技術的アプローチによりシステムの高性能化を図っている。ハイブリッド実験システムを，数値計算と加振実験を組み合わせた一つのフィードバックシステムとして捉えたことに大きな特徴がある。それにより，制御システムの安定性と目標値追従特性を満足する 2 自由度制御系設計の考え方を導入することで，従来制御法ではなし得なかった，加振周波数帯域の広帯域化を実現している。提案手法の有効性は，供試実験システムを用いた加振実験により検証している。

第 6 章　結論

本章では，本研究で得られた成果をまとめ，残された課題と今後の展望について述べている。

第 2 章

振動試験機の概要とモデル化

2.1 緒言

制御システムにおいて，制御対象のパフォーマンスを最大限に引き出す優れたコントローラを設計するためには，制御対象の正確な数学モデルが必要である。また，設計した制御系の性能を数値計算により正確に評価するためには，高精度シミュレータの構築は必須である。特に，油圧加振機を用いた振動試験機は，電気信号，油の圧力や流量，物体の加速度や変位などの様々な物理量が複雑に絡み合ったシステムであるため，その数学モデルには，各物理量の関係が明確な物理モデルが必要となる。また，実際の構造物を用いた加振実験は，多大な労力と時間，費用が必要となるため，容易に実験することができない。そのため，考案した制御系は数値シミュレーションによって事前に正確に評価しておく必要がある。

振動試験機のモデル化に関しては，古くから油圧サーボ系での知見を活用し，物理関係を明確にした数学モデルを基に行われてきた。現在においてもその数学モデルを基にしたシミュレータの構築と制御系の評価が行われており [34]～ [37] [76]，実測周波数特性と比較的一致したシミュレータが構築されている。しかし，基本的な各物理パラメータの導出方法は，製造前の図面から求められる各部材の材質や寸法から計算されたものであり，製造誤差や経年変化などによる特性変化までを考慮して構築されたシミュレータであるとは言い難い。また，各物理パラメータは複数あり，その関係は複雑であるため，モデルのパラメータを再調整して実測周波数特性と一致させることは，熟練者であっても多大な時間を要する。

本章では，振動試験機の各構成要素の物理モデルの導出を行った後，各物理パラメータの同定に遺伝的アルゴリズム (GA) [77] を用いて実測周波数特性に一致する制御対象の数学モデルを構築する。GA を用いて適切な評価関数を導入することで，比較的短時間でモデルの再構築が可能となる。一方で，周波数特性は線形領域でのモデルのため，非線形摩

擦を考慮した時間領域でのモデル化も同時に行う。構築したモデルの妥当性は，本研究での実機検証で用いる供試振動試験機を用いて検証する。

2.2 振動試験機の概要

本研究で対象とする供試振動試験機の外観を図 2.1 に，その仕様を表 2.1 に示す。加振方向は 1 軸のみであり，テーブルはリニアガイドで案内され，テーブル上に任意の試験対象物 (以降，供試体) を搭載する。

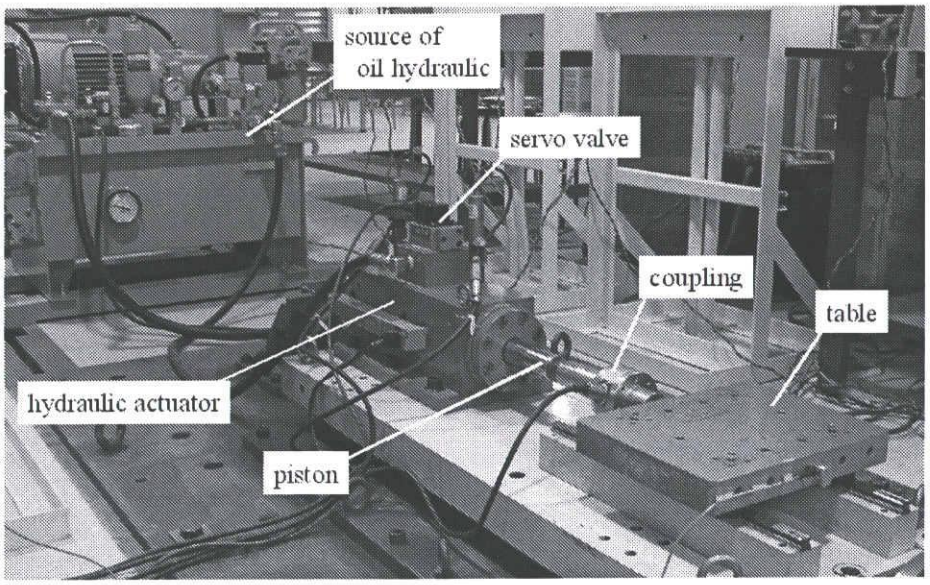

図 2.1: 供試振動試験機の外観

表 2.1: 供試振動試験機の仕様

油圧加振機		油圧源	
加振方式	電気油圧型	最高使用圧力 [MPa]	21
定格圧力 [MPa]	21	吐出量 [L/min]	13.5
有効ストローク [m]	±0.1	タンク容量 [L]	80
ピストン受圧面積 [m^2]	2.06×10^{-3}	作動油	非 Zn 系耐磨耗性油圧作動油
テーブル寸法 [m×m]	0.25×0.3	電源 (動力)	三相 AC200V
テーブル重量 [kg]	24	電源 (ドレンクーラ他)	単相 AC200V

図 2.2 に振動試験機のシステム構成を示す。制御対象である振動試験機は，主にサーボアンプ，サーボ弁，ピストンを含む油圧加振機，継手，テーブルから構成される。サーボアンプは電圧 (操作量) を電流に変換し，この電流値を基にサーボ弁の開閉を行い油圧加振機に油を供給する。供給された油は油圧加振機のピストンを駆動し，継手を介して供試体を搭載するテーブルに力を与え，所望の目標波形で加振する。

地震波は通常，変位波，または加速度波の形で記録されており，これらの記録波形に忠実な変位や加速度を油圧加振機を用いて供試体に与えることが必要となる。中でも耐震試験においては，供試体の挙動は加速度の大きさに依存することが多いため，加速度波形の再現が特に重要となる [20] [60]。したがって，目標指令は加速度となる。しかし，振動試験機には変位の限界があり，さらに定位性が求められることから，一般的にピストン変位をフィードバックした変位制御系が構成される。そのため，図 2.2 に示すように，目標指令である加速度を積分して変位に相当する信号に変換することで，振動試験機加速度制御系を構成している [8] [60]。フィードバック制御系は，ピストン変位のみでなく，安定性を確保するために検出可能なシリンダ内差圧 (以降，単に差圧) およびテーブル加速度，速度による状態量フィードバックを構成している。

本研究において，設計する補償器は DSP により実装される。補償器を実装するコントローラと実験に用いる各計測器を表 2.2 に，コントローラの仕様を表 2.3 に示す。

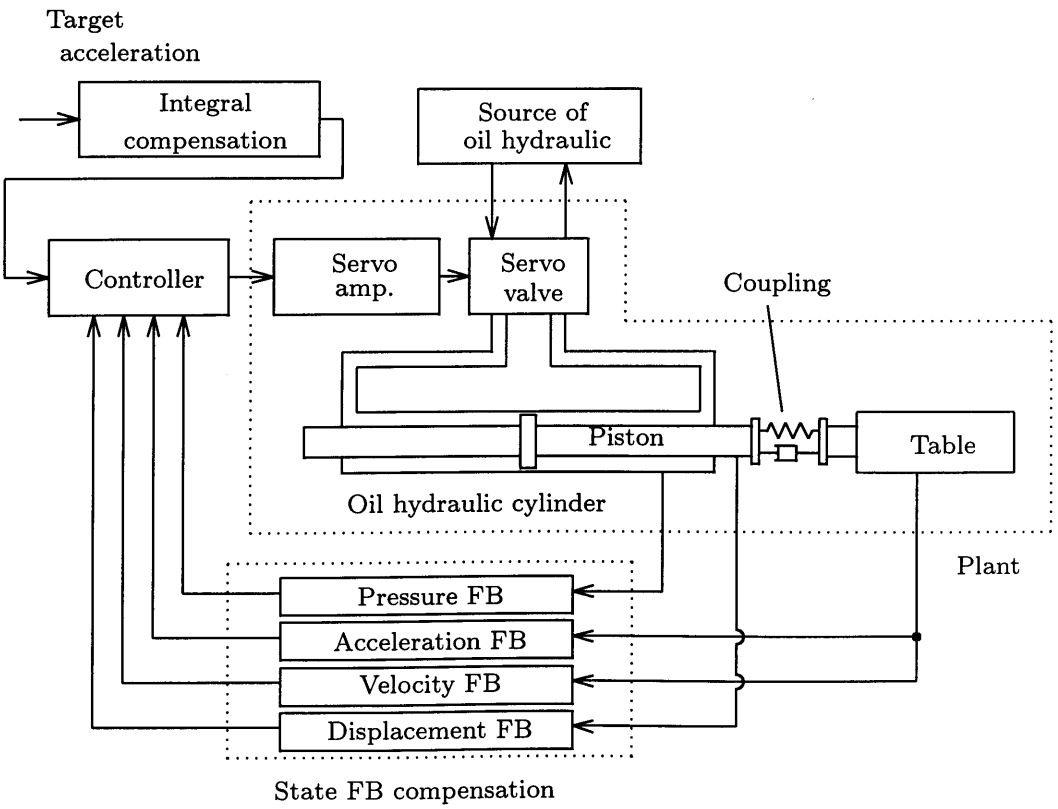

図 2.2: 供試振動試験機のシステム構成

表 2.2: 実験で使用するコントローラと計測器

コントローラ	システムデザインサービス: PCI-DSP6701F
変位センサ (ピストン変位)	日本バルーフ: LWH225
加速度センサ (テーブル加速度)	共和電業: AS-10B
圧力センサ (シリンダ内差圧)	共和電業: PAV-500KR
ロードセル (加振力)	共和電業: LUK-A-5KN

表 2.3: コントローラの仕様

DSP	TMS320C6701	
クロック周波数 [MHz]	166	
外部プログラムメモリ [KB]	128	
拡張データメモリ [MB]	8	
フラッシュメモリ [KB]	8	
入出力端子	A/D	D/A
チャンネル数	8ch	8ch
分解能 [V/bit]	±10/16	±10/16

2.3 構成要素と基礎方程式

図 2.2 に示した振動試験機システムについて，各構成要素およびその基礎方程式を以下に説明する。

サーボアンプ

サーボアンプは，目標変位信号とフィードバック信号との制御偏差に基づいて生成される操作量を，サーボ弁に対する指令電流へと変換する。振動試験機の動作帯域を考えるとサーボアンプは一定ゲインとみなせるため，操作量からサーボ弁の指令電流までは次式となる。

$$i_c = K_i u \tag{2.1}$$

ここで，i_c はサーボ弁への指令電流，u は操作量電圧，K_i はサーボアンプの電流/電圧換算ゲインである。

サーボ弁

振動試験機では，サーボ弁を用いて電気油圧サーボ機構を実現している。サーボ弁は電気信号により油の流量を制御する弁のことで，高速・高精度なサーボ機構を実現する上で重要な役割を果たしている。サーボ弁の方式は種々開発されているが [14] [15] [55]，供試振動試験機では，現在最も一般的で汎用性のあるノズルフラッパ方式の 2 段型サーボ弁 (東京精密測器: 225F-45L-100) を用いている。図 2.3 にその外観を，その仕様を表 2.4 に示す。

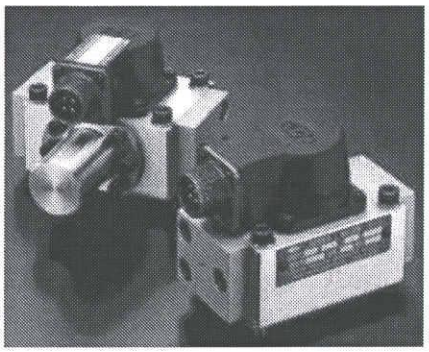

図 2.3: サーボ弁の外観

表 2.4: サーボ弁の仕様

定格流量 [L/min]	45
ポート径 [mm]	$\phi 8$
定格圧力 [MPa]	21
使用圧力範囲 [MPa]	1～21

2 段型サーボ弁の構造を図 2.4 に示す。ここで，p_1，p_2 は左右のノズル背圧，p_s は油圧源からの油，p_r は油圧源への戻り，p_{c1}，p_{c2} は油圧加振機内のシリンダへの作動油である。入力電流が 0 の場合，フラッパは両ノズルから等距離にあり，両ノズルからは，同量・同圧力の油が噴出し，両ノズル背圧がバランスする。トルクモータに指令電流が入力されフラッパが移動すると，背圧のバランスがくずれ，ノズル背圧が変化する。以下その動作原理について順を追って説明する。

1. 外部コントローラからトルクモータに指令電流 i_c が入力される。
2. 指令電流 i_c に比例したトルクがトルクモータに発生し，アマチュアを回転させる。
3. これにより，アマチュアと一体となっているフラッパに変位が与えられる。
4. フラッパが両ノズルから等距離にあることでバランスが保たれていたノズル背圧 p_1，p_2 に差が生じる。
5. ノズル背圧はスプール両端面へ作用する圧力であるから，圧力の低い方へスプールが移動を始める。
6. スプールの移動と共に，フィードバックスプリングが，フラッパを中央に戻し始める。
7. フラッパが中央に戻れば，背圧の差は 0 となり，スプールもその位置で停止する。

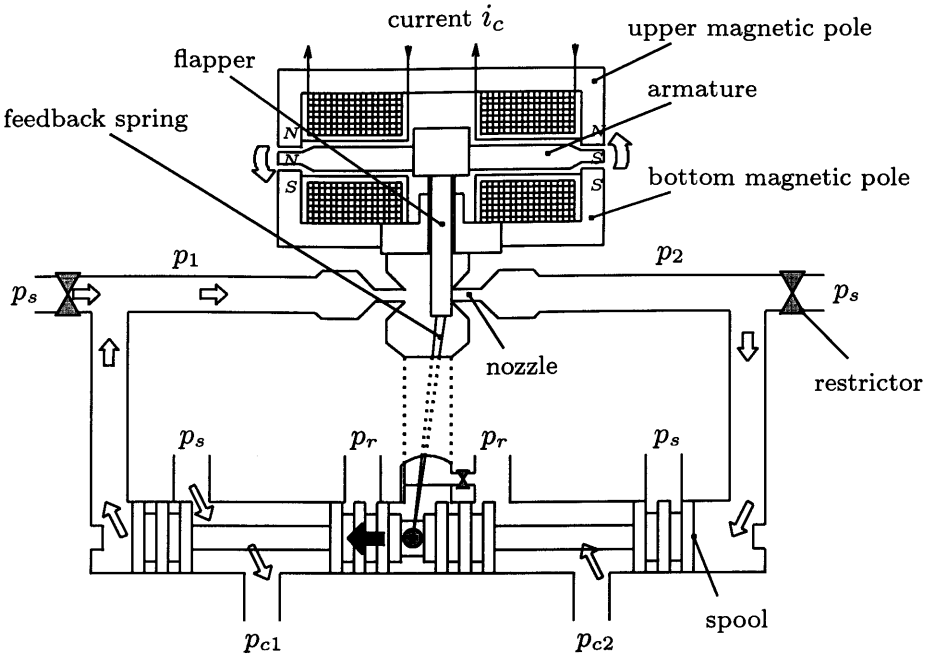

図 2.4: サーボ弁の構造

以上の流れの中で，指令電流 → フラッパ変位量 → スプール移動量 → 作動油流量がほぼ比例関係となっており，これらの動きには時間的なずれが少ないため，サーボ弁における高速化が実現される [14] [15]。

次に，サーボ弁の伝達特性について述べる。図 2.5 は，サーボ弁の構造モデルである。

サーボ弁のコイルに流れる電流 i_c を入力，サーボ弁のスプール変位 x_s を出力とする応答遅れは，主としてフラッパの偏角 θ_f に対するスプール変位 x_s の応答遅れに依存する。入力電流 i_c に対するフラッパ偏角 θ_f の応答遅れは十分小さく無視できるので，その換算ゲインを K_θ とすれば，次式で表現できる。

$$\theta_f \simeq K_\theta i_c \tag{2.2}$$

一般的に，油圧管路内の絞りを通過する流量 q は，上流管路の油圧 p_1，絞り通過後の油圧 p_2，流量係数 C_d，絞りの断面積 A_0，作動油の密度 ρ を用いれば次式で与えられる。

$$q = C_d A_0 \sqrt{\frac{2(p_1 - p_2)}{\rho}} \tag{2.3}$$

図 2.5 において，ノズルの直径を d_n，ノズルとフラッパ間の距離を z_n とすると，ノズル出口の可変流路面積 A_1 は次式となる。

$$A_1 = \pi d_n z_n \tag{2.4}$$

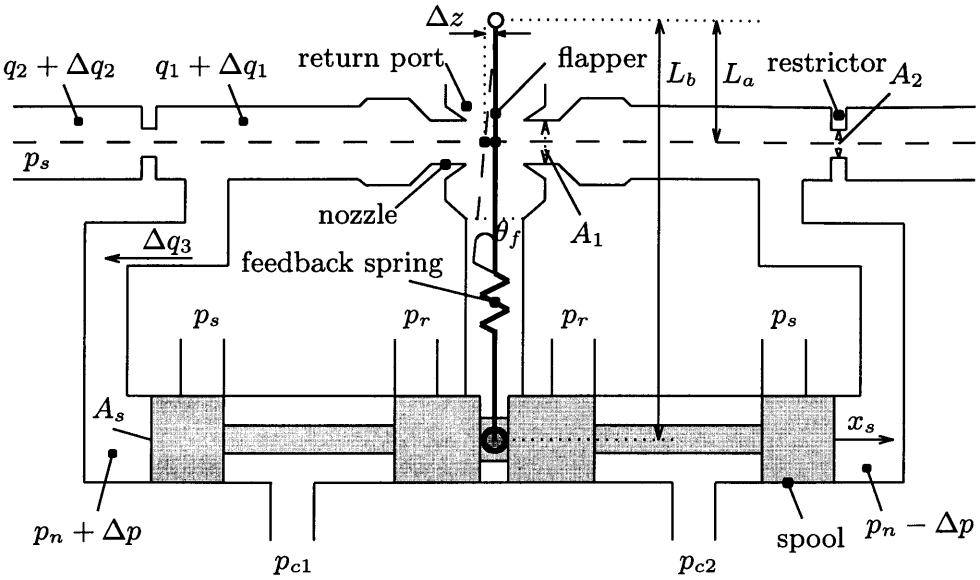

図 2.5: サーボ弁の構造モデル

そのため，ノズルから戻りポートに流出する流量 q_1 は，(2.3) 式より，流量係数を C_{d1}，ノズルの背圧を p_n とすれば次式となる。

$$q_1 = C_{d1}\pi d_n z_n \sqrt{\frac{2p_n}{\rho}} \tag{2.5}$$

また，固定絞りに流入する流量 q_2 は，固定絞りの断面積を A_2，固定絞りの流量係数を C_{d2}，固定絞りの上流圧力を p_s とすれば次式となる。

$$q_2 = C_{d2}A_2\sqrt{\frac{2(p_s - p_n)}{\rho}} \tag{2.6}$$

ここで，フラッパの中央位置 z_{n0} からの微小変動を仮定して (2.5)，(2.6) 式を線形化する。$z_n = z_{n0}$，$p_n = p_{n0}$ で平衡状態にあるとき，ノズルに対向するフラッパの位置が左方向へ微小距離 Δz だけ変位すると，左方のノズルの出口の流路面積は $A_1 = \pi d_n(z_{n0} - \Delta z)$ となり，これに対応して左方のノズルの背圧が $p_n = p_{n0} + \Delta p$ に変化し，スプールを右方に移動させる油圧力が発生する。$z_n = z_{n0} - \Delta z$，$p_n = p_{n0} + \Delta p$ とおき，(2.5)，(2.6) 式をテーラー展開し，Δz, Δp の 2 次以上の微小項を無視すると，

$$\begin{aligned}
\Delta q_1 &= q_1(p_{n0} + \Delta p, z_{n0} - \Delta z) - q_1(p_{n0}, z_{n0}) \\
&= \left.\frac{\partial q_1}{\partial p_n}\right]_{\substack{p_{n0}\\ z_{n0}}} \Delta p + \left.\frac{\partial q_1}{\partial z_n}\right]_{\substack{p_{n0}\\ z_{n0}}} (-\Delta z) \\
&= \frac{C_{d1}\pi d_n z_{n0}}{\sqrt{2\rho p_{n0}}}\Delta p - C_{d1}\pi d_n\sqrt{\frac{2p_{n0}}{\rho}}\Delta z
\end{aligned} \tag{2.7}$$

$$\begin{aligned}\Delta q_2 &= q_2(p_{n0}+\Delta p) - q_2(p_{n0}) \\ &= \left.\frac{dq_2}{dp_n}\right]_{\substack{p_{n0}\\ z_{n0}}} \Delta p \\ &= -\frac{C_{d2}A_2}{\sqrt{2\rho(p_s-p_{n0})}}\Delta p \end{aligned} \tag{2.8}$$

となる。ここで，$\left.\right]_{\substack{p_{n0}\\ z_{n0}}}$ は $z_n = z_{n0}$，$p_n = p_{n0}$ での微分値を意味する。作動油の圧縮性を無視し，平衡状態からのスプール微小変位を Δx_s，スプール受圧面積を A_s とすると，スプール左端に流入する流量 Δq_3 は $\Delta q_3 = A_s(dx_s/dt) = \Delta q_2 - \Delta q_1$ であるから，(2.7)，(2.8) 式より次式が得られる。

$$\left.\begin{aligned} A_s\frac{d\Delta x_s}{dt} &= \Delta q_2 - \Delta q_1 = -C_1\Delta p + C_{d1}\pi d_n\sqrt{\frac{2p_{n0}}{\rho}}\Delta z \\ C_1 &= \frac{C_{d2}A_2}{\sqrt{2\rho(p_s-p_{n0})}} + \frac{C_{d1}\pi d_n z_{n0}}{\sqrt{2\rho p_{n0}}} \end{aligned}\right\} \tag{2.9}$$

スプールの質量 m，粘性抵抗係数 B，フィードバックばねのばね定数を k，平衡状態からのフラッパ偏角の変化量を $\Delta\theta_f$ とすると，スプールの運動方程式は次式で表される。

$$2A_s\Delta p = m\frac{d^2\Delta x_s}{dt^2} + B\frac{d\Delta x_s}{dt} + kL_b\Delta\theta_f \tag{2.10}$$

ここで，L_b はフラッパの回転中心からフィードバックばねの接続点までの距離である。フラッパの回転中心からノズル噴流中心までの距離を L_a とすると，ノズル噴流中心位置のフラッパ変位は $L_a\Delta\theta_f$ である。フラッパが左方に $L_a\Delta\theta_f$ 変位すると，ノズル背圧の変化によりスプールが右方へ Δx_s 変位し，ノズルに対向するフラッパ位置を右方へ $(L_a/L_b)\Delta x_s$ の距離引き戻すので，正味のフラッパ変位 Δz は，

$$\Delta z = L_a\Delta\theta_f - (L_a/L_b)\Delta x_s \tag{2.11}$$

である。Δx_s，Δp，Δz，$\Delta\theta_f$ のラプラス変換をそれぞれ $\Delta X_s(s)$，$\Delta P(s)$，$\Delta Z(s)$，$\Delta\Theta_f(s)$ で表し，(2.9)，(2.10)，(2.11) 式の両辺をラプラス変換して初期値を 0 とおくと，次式を得る。

$$\begin{bmatrix} A_s s & C_1 & -\pi C_{d1}d_n\sqrt{2p_{n0}/\rho} \\ ms^2+Bs & -2A_s & 0 \\ L_a/L_b & 0 & 1 \end{bmatrix}\begin{bmatrix}\Delta X_s(s)\\ \Delta P(s)\\ \Delta Z(s)\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}0\\ -kL_b\\ L_a\end{bmatrix}\Delta\Theta_f(s) \tag{2.12}$$

(2.12) 式において，$\Delta P(s)$，$\Delta Z(s)$ を消去すると，

$$\frac{\Delta X_s(s)}{\Delta\Theta_f(s)} = \frac{\frac{2\pi C_{d1}L_a d_n A_s}{C_1}\sqrt{\frac{2p_{n0}}{\rho}} - kL_b}{ms^2 + \left(B + \frac{2{A_s}^2}{C_1}\right)s + \frac{2\pi C_{d1}L_a d_n A_s}{C_1 L_b}\sqrt{\frac{2p_{n0}}{\rho}}} \tag{2.13}$$

が得られる。サーボ弁への供給圧力を一定とし，一定負荷状態を仮定すると，サーボ弁の開口ポート p_{c1}, p_{c2} を流れる流量 q_m(サーボ弁出力流量) はスプール変位 x_s に比例する。したがって，スプール微小変位 Δx_s に対するサーボ弁流量変化 Δq_m の伝達関数は $K_s(s)$ で表される。

$$\frac{\Delta Q_m(s)}{\Delta X_s(s)} = K_s(s) \tag{2.14}$$

(2.2) 式より，$\Theta_f(s) \simeq K_\theta I_c(s)$ を考え，(2.13)，(2.14) 式より，コイル電流 $I_c(s)$ を入力，サーボ弁流量変化 $Q_m(s)$ を出力とするサーボ弁の伝達関数 $G_{sv}(s)$ は，

$$\begin{aligned} G_{sv}(s) &= \frac{Q_m(s)}{I_c(s)} \\ &= \frac{K_s K_\theta \{\frac{2\pi C_{d1} L_a d_n A_s}{C_1}\sqrt{\frac{2p_{n0}}{\rho}} - kL_b\}}{ms^2 + \left(B + \frac{2{A_s}^2}{C_1}\right)s + \frac{2\pi C_{d1} L_a d_n A_s}{C_1 L_b}\sqrt{\frac{2p_{n0}}{\rho}}} \end{aligned} \tag{2.15}$$

であり，$G_{sv}(s)$ は次式の 2 次遅れ系で表されることが分かる。

$$G_{sv}(s) = \frac{Q_m(s)}{I_c(s)} = \frac{K_{iq}\omega_{sv}^2}{s^2 + 2\zeta\omega_{sv}s + \omega_{sv}^2} \tag{2.16}$$

(2.16) 式中のそれぞれの係数は次式である。

$$\left.\begin{aligned} 2\zeta\omega_{sv} &= \frac{1}{m}\left(B + \frac{2{A_s}^2}{C_1}\right), \omega_{sv}^2 = \frac{2\pi C_{d1} L_a d_n A_s}{mC_1 L_b}\sqrt{\frac{2p_{n0}}{\rho}} \\ K_{iq}\omega_{sv}^2 &= \frac{K_s K_\theta}{m}\left(\frac{2\pi C_{d1} L_a d_n A_s}{C_1}\sqrt{\frac{2p_{n0}}{\rho}} - kL_b\right) \end{aligned}\right\} \tag{2.17}$$

以上の導出結果より，サーボ弁の伝達特性は 2 次遅れ要素で近似できる [55]。ここで，(2.1) 式を用いれば (2.16) 式は次式となる。

$$G_{sv}(s) = \frac{Q_m(s)}{U(s)} = \frac{K_{sv}\omega_{sv}^2}{s^2 + 2\zeta\omega_{sv}s + \omega_{sv}^2} \tag{2.18}$$

K_{sv} は，サーボアンプの電流/電圧換算ゲイン K_i と (2.16) 式の K_{iq} をまとめたサーボ弁における流量/電流換算ゲインである。

サーボ弁には第 1 章で述べたように，負荷圧力の大きな変化に伴い非線形な挙動を示す特性を有しているが，本供試振動試験機を用いた基礎実験では線形領域での使用となるため，サーボ弁は (2.18) 式の線形特性としてモデル化する。なお，大型のテーブルと供試体を用いた加振実験では，サーボ弁の非線形領域まで負荷圧力を必要とするが，これに関する補償方式は過去に確立されているため (付録参照)，本研究ではサーボ弁の非線形特性に関しては考慮しないこととする。

油圧加振機

油圧加振機シリンダ内の油の圧縮性ならびに内圧変化に対する膨張についてのモデル化を行う。

まず，ある容器内に流体が流入，流出している場合，流体の圧縮性，容器の容積変化を考慮し，流量 q と圧力 p，油の密度 ρ および容器体積 V の関係について考える。図 2.6 のように，体積 V の容器に対し質量流量 $\rho \cdot q_{in}$ が流入し，$\rho \cdot q_{out}$ が流出しているとすると，次式が成り立つ。

$$\rho \cdot q_{in} - \rho \cdot q_{out} = \frac{d(\rho \cdot V)}{dt} \tag{2.19}$$

(2.19) 式を整理すると，次式を得る。

$$q_{in} - q_{out} = \frac{dV}{dt} + \frac{V}{\rho}\frac{d\rho}{dt} \tag{2.20}$$

等温変化を仮定した流体の状態方程式は，流体の比体積 (単位質量あたりの体積) を v_s とすると，$p \cdot v_s = p/\rho = k$ であり，次式となる。

$$\rho = \frac{p}{k} \tag{2.21}$$

ただし，$k =$ 一定 である。ここで，上式の両辺を微分すると，

$$\begin{aligned} \frac{d\rho}{dt} &= \frac{1}{k}\frac{dp}{dt} \\ &= \frac{\rho}{p}\frac{dp}{dt} \end{aligned} \tag{2.22}$$

となり，(2.20) 式は，次式となる。

$$q_{in} - q_{out} = \frac{dV}{dt} + \frac{V}{p}\frac{dp}{dt} \tag{2.23}$$

ここで，圧力 p_0 の状態で体積 V_0 の油について，圧力が Δp だけ上昇し，油の体積が ΔV だけ減少した場合に油の圧縮率は体積弾性係数 β より次式で表せる。

$$\frac{1}{\beta} = -\frac{1}{V_0}\frac{\Delta V}{\Delta p} \tag{2.24}$$

(2.24) 式を用いると，(2.23) 式の右辺第 2 項の係数は，

$$\frac{V}{p} = -\frac{dV}{dp} = \frac{V}{\beta} \tag{2.25}$$

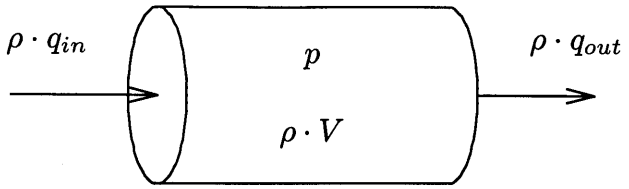

図 2.6: 流体体積

となる。これを，(2.23) 式に代入すれば，

$$q_{in} - q_{out} = \frac{dV}{dt} + \frac{V}{\beta}\frac{dp}{dt} \tag{2.26}$$

が得られる。(2.26) 式は，作動油の圧縮性と容器の容積変化を考慮した流れの連続の式になっており，右辺第 1 項はピストン運動などによる体積 V の変化に伴う流量を示し，第 2 項は流体の圧縮に依存する流量である。

次に油圧シリンダ内の特性を導出する。油圧シリンダの構造を図 2.7 に示す。q_1，q_2 は油のピストンへの入出流量，b はピストン受圧幅，L はシリンダ幅，y_p はシリンダ中心位置からのピストン変位，A_a はピストンの受圧面積，M_a はピストン質量，C_{al} はシリンダの漏れ流量係数，C_{af} は油の粘性抵抗，f_p は継手からの抗力 (加振力)，τ_p はピストン摺動面に作用する摩擦力，K_a は後述する駆動系の剛性を表す。p_m はシリンダ内の差圧であり，ピストンの左側と右側の圧力を p_1，p_2 とすると，次式で表される。

$$p_m = p_1 - p_2 \tag{2.27}$$

油圧シリンダの構造は左右対象で，ピストンの動作がシリンダの中心付近での小ストローク動作であると仮定すると，左右のシリンダ体積 V_1，V_2 は次式となる。

$$V = V_1 = V_2 = \left(\frac{L-b}{2}\right) A_a \tag{2.28}$$

シリンダ内の容積変化より次式が成り立つ。

$$\frac{dV}{dt} = k_e \frac{dp}{dt} + A_a \frac{dy_p}{dt} \tag{2.29}$$

ここで，k_e はシリンダの内圧に対する膨張係数であるが，k_e は非常に小さいため $k_e = 0$ とみなせる。(2.29) 式を (2.26) 式に代入すると，左側のシリンダ室に関して油の連続の式は，

$$q_1 = A_a \frac{dy_p}{dt} + \frac{V_1}{\beta}\frac{dp_1}{dt} + C_{al} p_m \tag{2.30}$$

と表せる。ここで，$C_{al} p_m$ はシリンダ内部において圧力に比例した漏れ流量である。同様にして右側のシリンダ室に関しては，流れの方向に注意して，

$$q_2 = A_a \frac{dy_p}{dt} - \frac{V_2}{\beta}\frac{dp_2}{dt} + C_{al} p_m \tag{2.31}$$

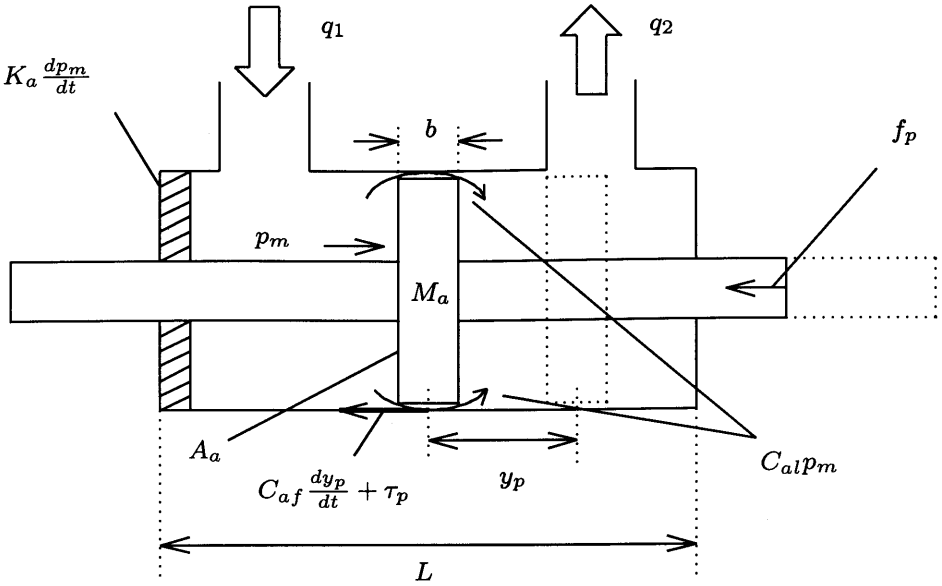

図 2.7: 油圧シリンダの構造

と表せる。配管の影響を無視すると，サーボ弁からの出力流量 q_m と油のピストンへの入出流量 q_1，q_2 と，ピストンを加圧する油の流量 q_s には以下の関係式が成り立つ。

$$\begin{aligned} q_m &= q_1 = q_2 \\ &= q_s + C_{al} p_m \end{aligned} \tag{2.32}$$

したがって，(2.30)，(2.31)，(2.32) 式より，ピストンを加圧する油の流量 q_s は, 次式で表現できる。

$$q_s = A_a \frac{dy_p}{dt} + K_a \frac{dp_m}{dt} \tag{2.33}$$

ここで，K_a は駆動系の剛性 (油の圧縮性によるばね作用) に関する係数で次式となる。

$$K_a = \frac{1}{2} \frac{V}{\beta} \tag{2.34}$$

一方で，ピストンは油圧シリンダ内に流入・流出する油の流量により生じる差圧によって動かされ，ピストンが動く方向とは逆方向成分に継手からの抗力 f_p と油の粘性抵抗 C_{af} による粘性摩擦，ピストン摺動面 (主にピストンリング部とロッドシール部) に作用するクーロン摩擦 τ_p を受ける。ピストンの質量を M_a とすると，ピストンの運動方程式は次式となる。

$$M_a \frac{d^2 y_p}{dt^2} = A_a p_m - f_p - C_{af} \frac{dy_p}{dt} - \tau_p \tag{2.35}$$

(2.32), (2.33), (2.35) 式から，サーボ弁の出力流量 $Q_m(s)$ からピストン変位 $Y_p(s)$ までの伝達特性には振動極が含まれる。これは，駆動系の剛性 (油の圧縮性によるばね作用) と質量 (ピストン，テーブル) から決まる固有振動数であり，加速度波形ひずみの一つの要因となる。また，ここではピストンの動作を中心付近での小ストロークと仮定してモデル化を行っているが，厳密にはストロークによって駆動系の剛性 (油の圧縮性によるばね作用) が変化するため，この固有振動数は加振中に変化すると考えられる。しかし，本供試振動試験機では，この固有振動数が加振周波数に比べて十分高周波数領域にあることと，本研究における加振実験での変位ストロークでは固有振動数が大幅に変化することはないため (付録参照)，(2.32)，(2.33) 式の単純なモデルで検討を進め，この固有振動数による加速度波形ひずみの補償方法については言及しない。なお，補償法の詳細は付録にて併せて述べる。

継手，テーブル

継手は，ピストンとテーブルを接続する。油圧加振機を用いて供試体を直接加振する場合は，ピストンと供試体を接続する役割を担う。継手は，図 2.8 に示すようにバネ・ダンパで近似できる。図より，テーブルの絶対変位を y_t，継手の粘性抵抗を C_j，継手の剛性を K_j とすれば，継手からピストンが受ける力 f_p は次式となる。

$$f_p = C_j\left(\frac{dy_p}{dt} - \frac{dy_t}{dt}\right) + K_j(y_p - y_t) \tag{2.36}$$

テーブル上には，試験目的毎に様々な供試体が搭載される。供試体のモデル化は次章にて述べる。本供試振動試験機のテーブルはリニアガイドにより案内される。そのため，図 2.8 に示すように，テーブルは継手を介してピストンからの加振力と，それと逆方向の摩擦力 τ_t(粘性，クーロン摩擦) を受ける。図 2.8 から，テーブルの質量を M_t とすると，供試体非搭載時のテーブルの運動方程式は次式となる。

$$M_t\frac{d^2y_t}{dt^2} = f_p - \tau_t \tag{2.37}$$

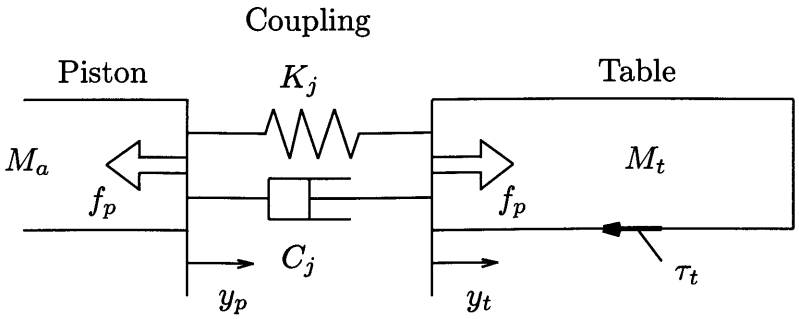

図 2.8: 継手とテーブルのモデル

振動試験機物理モデルのブロック線図

導出した各要素の基礎方程式を用いれば，振動試験機物理モデル (線形モデル) の伝達関数はそれぞれ次式となる。ただし，以降では状態量の大文字 U, Q_m, P_m, Y_p, F_p, Y_t はそれぞれ周波数領域の次元として表記する。

$$Q_m = \frac{K_{sv}\omega_{sv}^2}{s^2 + 2\zeta_{sv}\omega_{sv}s + \omega_{sv}^2}U \tag{2.38}$$

$$Q_m = A_a s Y_p + (K_a s + C_{al})P_m \tag{2.39}$$

$$(M_a s^2 + C_{af}s)Y_p = A_a P_m - F_p \tag{2.40}$$

$$F_p = (C_j s + K_j)(Y_p - Y_t) \tag{2.41}$$

$$M_t s^2 Y_t = F_p \tag{2.42}$$

導出した物理モデルに対するブロック線図を図 2.9 に示す。

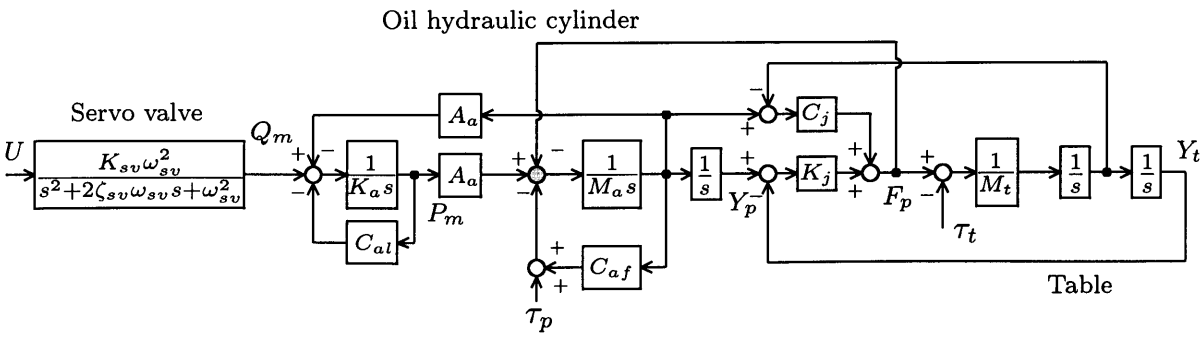

図 2.9: 振動試験機物理モデルのブロック線図

2.4 振動試験機のモデル化

本節では，制御対象である振動試験機の周波数特性ならびに摩擦特性の測定を実施し，周波数領域と時間領域の両面から高精度なモデルを構築する。周波数領域では，実験により得られた周波数特性から各物理パラメータを同定し，時間領域では一定速度駆動試験により得られるピストン摺動面とテーブル支持部に作用する摩擦の特性をモデル化する。

2.4.1 周波数特性の測定

周波数領域によるモデル化を行うため，実機周波数特性を測定する。周波数特性測定時には，ピストン変位に定位性を持たせるため，図 2.10 に示す変位制御系を構成した。図中，R_d は目標変位，K_{vd} は電圧/変位変換係数，K_p は比例ゲインであり，制御系が安定に動作するように $K_p = 1.0$ とした。各周波数特性は，FFT アナライザ (Hewlett Packard: HP35670A) により生成される単一正弦波を目標変位 R_d として入力し，周波数を可変として測定する。各状態量を測定するセンサは，表 2.2 に示すとおりである。測定内容を表 2.5 に，得られた周波数特性を図 2.11~2.14 に示す。

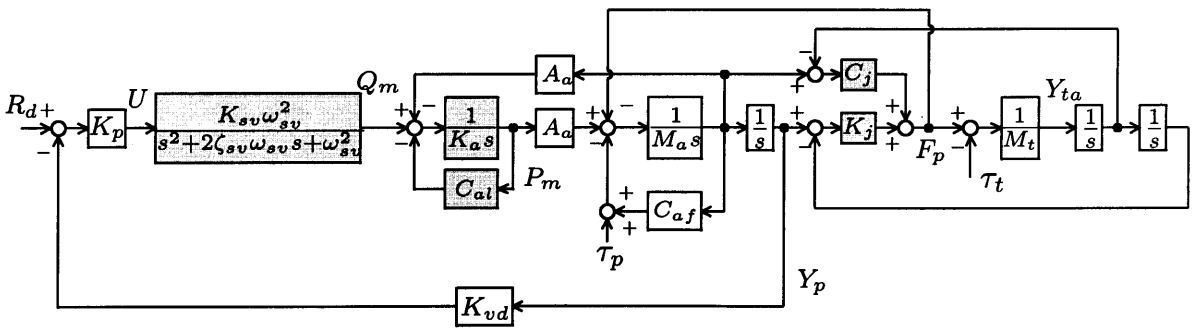

図 2.10: 周波数特性測定時の振動試験機制御系の構成

表 2.5: 周波数特性の測定内容

測定範囲	測定周波数範囲 [Hz]	正弦波振幅 [V]	周波数分解能 [point/decade]
R_d - Y_p	1 - 200	0.1	100
R_d - Y_{ta}	1 - 200	0.1	100
U - P_m	1 - 200	0.1	100
U - F_p	1 - 200	0.1	100

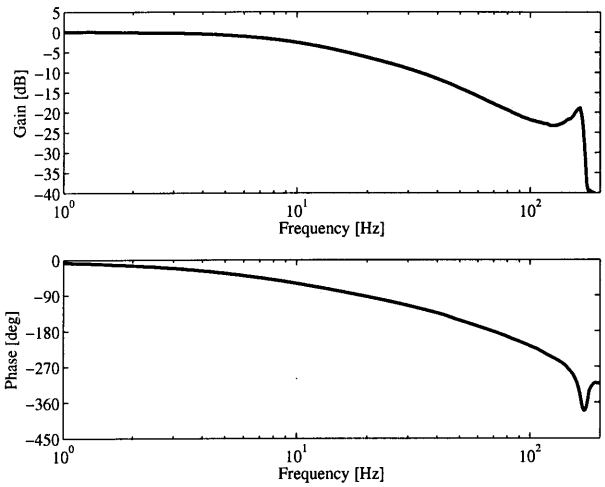

図 2.11: 目標変位 R_d からピストン変位 Y_p までの周波数特性

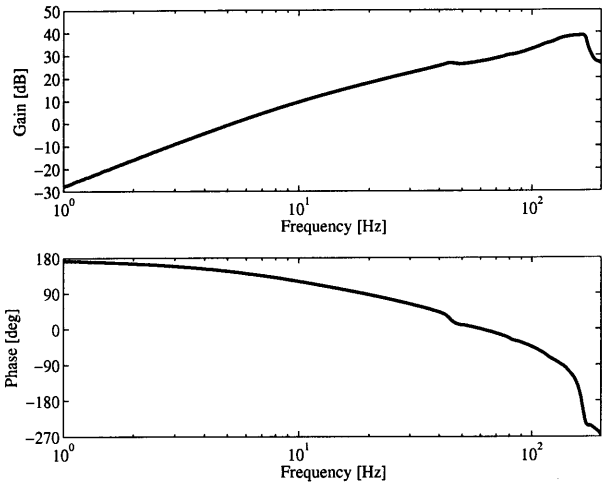

図 2.12: 目標変位 R_d からテーブル加速度 Y_{ta} までの周波数特性

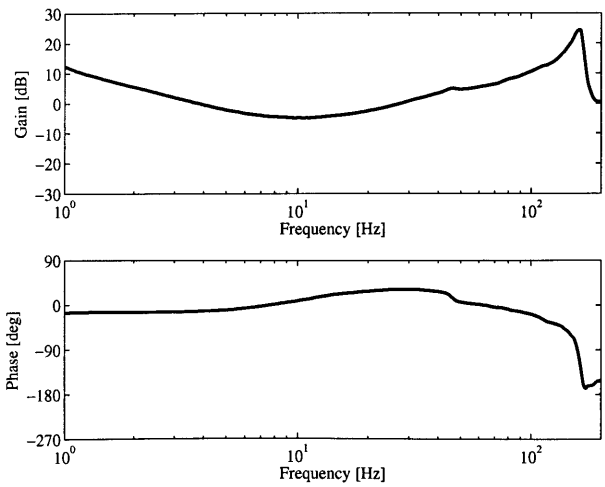

図 2.13: 操作量 U から差圧 P_m までの周波数特性

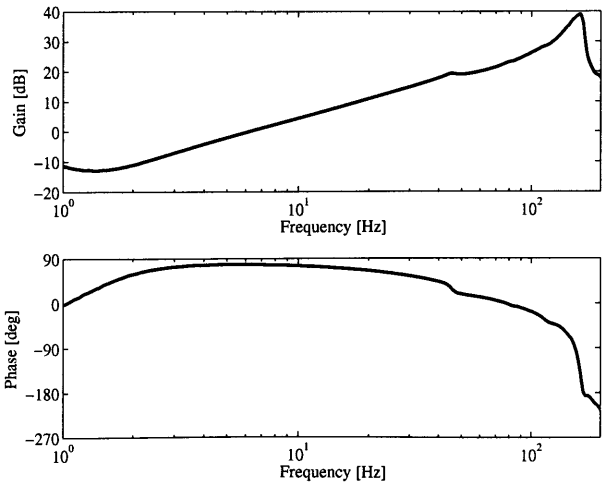

図 2.14: 操作量 U から加振力 F_p までの周波数特性

2.4.2 周波数特性のモデル化

周波数特性測定結果から，物理パラメータの同定を行う。ここでは，設計図面から正確に求められ，かつ経年，動作環境の変化がないと考えられるピストン質量 M_a，テーブル質量 M_t，ピストン受圧面積 A_a を既知パラメータとして固定し，それらを除いたサーボ弁特性を表す K_{sv}，ζ_{sv}，ω_{sv}，油圧加振機のパラメータ K_a，C_{al}，継手の特性を表す K_j，C_j を同定パラメータとして導出する。同定パラメータは，図 2.10 の灰色のブロックで示している。なお，油の粘性抵抗 C_{af} と各部の摩擦に関しては，後述の一定速度駆動試験の結果から導出する。

ここで，各パラメータを合わせ込むために用いる周波数特性は 4 種類あり，それぞれの特性に最も適合するパラメータの組み合わせを試行錯誤で導出することは，調整の熟練者であっても多大な時間を要する。そこで，本研究では遺伝的アルゴリズム (GA) を用いたパラメータ同定手法を適用する [78] [79]。これにより，比較的短時間でパラメータの最適化が図れ，実測周波数特性に一致したモデルが構築できる。

なお，周波数特性測定時の補償器は，表 2.3 に示した DSP により実装 (サンプリング時間: 0.2 ms) しており，かつ各計測器にはアンプの位相遅れが含まれる。そのため，より正確なパラメータ同定を行うため，以下のむだ時間要素をモデルに加えている。

1. AD 変換器および DA 変換器のゼロ次ホールド : 0.1 ms
2. 変位センサ及びアンプの位相遅れ : 0.8 ms
3. 加速度センサ及びアンプの位相遅れ : 1.1 ms
4. ロードセル及びアンプの位相遅れ : 0.6 ms
5. 圧力センサ及びアンプの位相遅れ : 0.2 ms

GA の諸元と，パラメータ探索範囲を表 2.6，2.7 に示す。探索範囲は，カタログ値，あるいは設計時の図面や材質などにより計算された値から，比較的近い範囲とした。

表 2.6: GA の諸元

世代	30
個体数	100
染色体数	7
交叉確率	0.9
突然変異確率	0.03

表 2.7: パラメータ探索範囲

K_{sv}[(m^3/s)/V]	$1.34 \times 10^{-4} \sim 2.68 \times 10^{-3}$
ζ_{sv}	$0.5 \sim 2.0$
ω_{sv}[rad/s]	$2\pi \times 80 \sim 2\pi \times 200$
K_a[m^3/Pa]	$1.07 \times 10^{-14} \sim 5.35 \times 10^{-12}$
C_{al}[(m^3/s)/Pa]	$3.95 \times 10^{-13} \sim 1.18 \times 10^{-10}$
K_j[N/m]	$1 \times 10^7 \sim 6 \times 10^8$
C_j[N/(m/s)]	$1 \times 10^1 \sim 1 \times 10^3$

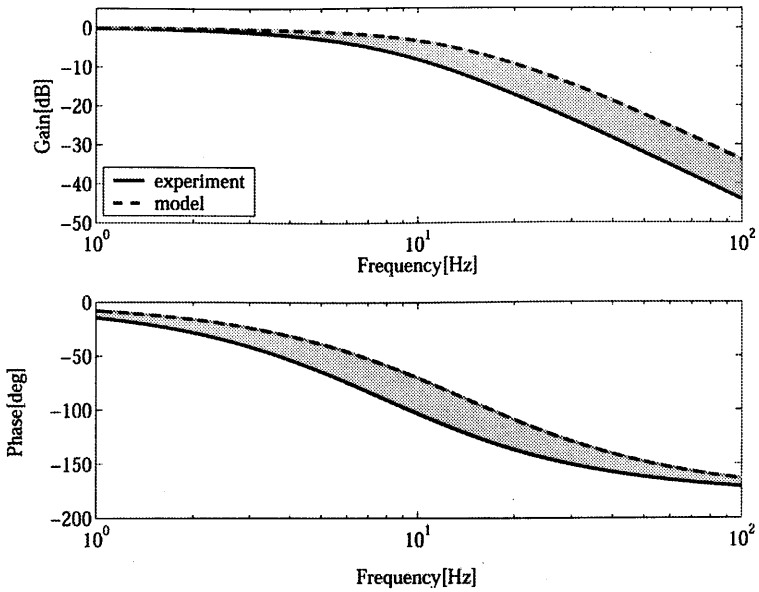

図 2.15: 実測周波数特性とモデルの誤差面積

同定精度の評価は，図 2.15 の灰色で示す実測及びモデルの周波数特性の誤差面積とした。このときの評価関数 J_{fit} を次式に示す。

$$J_{fit} = \sum_{k=1}^{N} \left(W(k) \times \left(|G_e(k) - G_m(k)|^2 + \frac{|P_e(k) - P_m(k)|^2}{200} \right) \right) \tag{2.43}$$

ここで，N はデータ数，k は周波数点，$G_e(k)$，$P_e(k)$ は実測データにおける k 番目の周波数点のゲインと位相，$G_m(k)$，$P_m(k)$ はモデルにおける k 番目の周波数点のゲインと位相，$W(k)$ は k 番目の周波数点のデータに対する評価関数の重みである。振動試験機では，加速度波形の再現性，特に加速度のパワースペクトルを忠実に再現することが求められるため，ゲイン特性を精度良く同定する必要がある。そのため，(2.43) 式に示すように，位相特性の誤差面積を 200 で除算することで，ゲイン特性に対する評価の割合を大きくし，ゲイン特性の同定精度が高いモデルの選定を行う。また，非線形摩擦などの影響を強く受ける特性 (差圧，力，加速度を出力とした特性) に対しては，低周波数領域の重み $W(k)$ を小さくすることで，非線形領域の特性を除外した評価を行う。具体的には，図 2.13 は 1 Hz から 10 Hz，図 2.14 は 1 Hz から 5 Hz の帯域で重みを 0 とした。最終的な評価関数 $J_{fit_{all}}$ は，今回同定した 4 種類の周波数特性を用いて次式とした。

$$J_{fit_{all}} = J_{fit_1} + J_{fit_2} + J_{fit_3} + J_{fit_4} \tag{2.44}$$

ここで，J_{fit_1}，J_{fit_2}，J_{fit_3}，J_{fit_4} はそれぞれ，目標変位 R_d からピストン変位 Y_p までの周波数特性に対する評価値，目標変位 R_d からテーブル加速度 Y_{ta} までの周波数特性に対する評価値，操作量 U から差圧 P_m までの周波数特性に対する評価値，操作量 U から

加振力 F_p までの周波数特性に対する評価値を示す。

表 2.8, 2.9 に，導出した同定パラメータと既知パラメータを示す。なお，表 2.8 には，従来のモデルで用いられていた値 (設計図面などから計算される値) も併せて示す。また，図 2.16~2.19 は各周波数特性であり，実線は実測周波数特性，点線は従来モデルの特性，破線は GA により同定した値を用いたモデルの特性を示す。また，導出したパラメータの妥当性は，実測周波数特性とモデルの誤差面積において従来モデルと実測周波数特性との間の誤差面積を 1 と規格化して，GA による同定値を用いたモデルと実測周波数特性との間の誤差面積を評価する。その評価式は次式となる。

$$J_{gain} = \frac{\sum_{k=1}^{N} \left(|G_e(k) - G_m(k)|^2\right)}{\sum_{k=1}^{N} \left(|G_e(k) - G_n(k)|^2\right)} \tag{2.45}$$

$$J_{phase} = \frac{\sum_{k=1}^{N} \left(|P_e(k) - P_m(k)|^2\right)}{\sum_{k=1}^{N} \left(|P_e(k) - P_n(k)|^2\right)} \tag{2.46}$$

上式において，J_{gain} はゲイン特性の評価値，J_{phase} は位相特性の評価値，$G_e(k)$，$P_e(k)$ は実測データにおけるゲインと位相，$G_n(k)$，$P_n(k)$ は従来モデルにおけるゲインと位相，$G_m(k)$，$P_m(k)$ は GA により同定した値を用いたモデルにおけるゲインと位相であり，測定した 200 Hz までの範囲で評価を行った。その結果を表 2.10 に示す。

表 2.8: 同定パラメータ

	従来モデルの値	GA による同定値
K_{sv} [(m^3/s)/V]	9.99×10^{-4}	1.18×10^{-3}
ζ_{sv}	0.70	1.15
ω_{sv} [rad/s]	$2\pi \times 81$	$2\pi \times 150$
K_a [m^3/Pa]	1.36×10^{-13}	9.00×10^{-14}
C_{al} [(m^3/s)/Pa]	2.28×10^{-11}	2.00×10^{-11}
K_j [N/m]	2.59×10^{8}	7.30×10^{7}
C_j [N/(m/s)]	3.67×10	3.00×10

表 2.9: 既知パラメータ

M_a [kg]	8.31
M_t [kg]	23.55
A_a [m^2]	2.06×10^{-3}

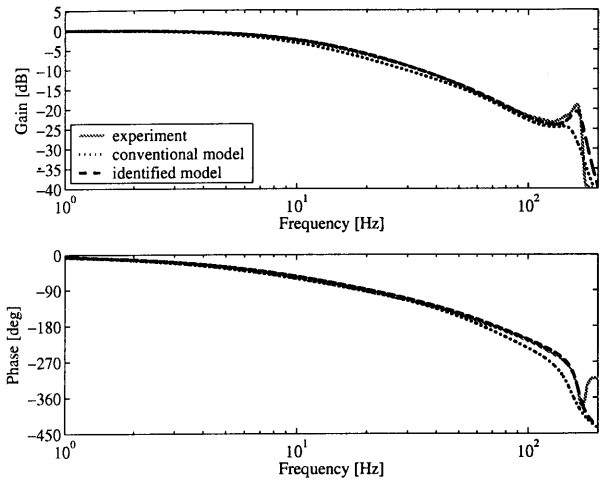

図 2.16: 目標変位 R_d からピストン変位 Y_p までの周波数特性

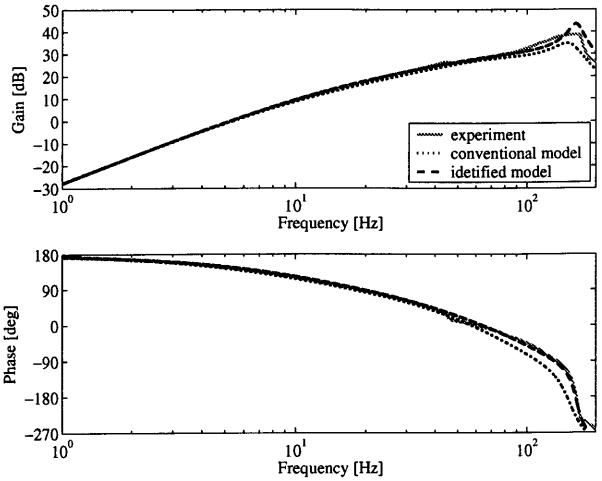

図 2.17: 目標変位 R_d からテーブル加速度 Y_{ta} までの周波数特性

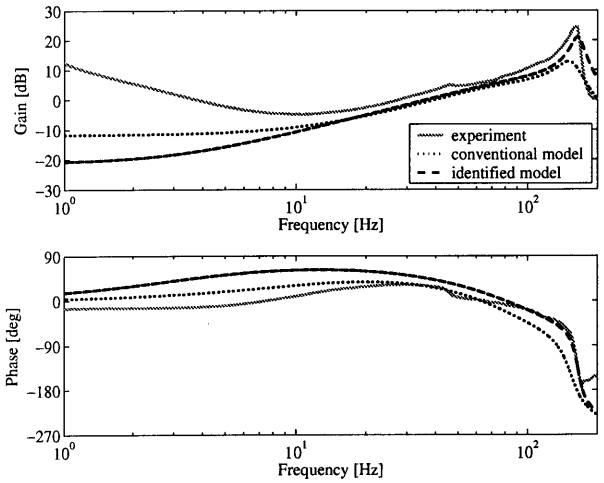

図 2.18: 操作量 U から差圧 P_m までの周波数特性

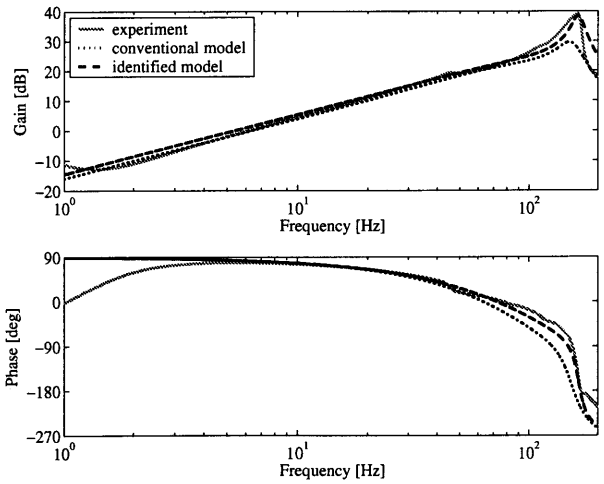

図 2.19: 操作量 U から加振力 F_p までの周波数特性

表 2.10: 供試振動試験機における同定モデルの評価値

周波数特性	ゲイン誤差面積	位相誤差面積
目標変位 R_d からピストン変位 Y_p	0.52	0.19
目標変位 R_d からテーブル加速度 Y_{ta}	0.33	0.07
操作量 U から差圧 P_m	0.61	1.07
操作量 U から加振力 F_p	0.32	0.11

図 2.18 より，操作量から差圧までの周波数特性において 1 Hz から 10 Hz 付近にかけ

て実機特性とモデル特性が大きく異なっていることが分かる。これは主に，非線形摩擦が作用している影響であると考えられ，この部分は後述する摩擦特性の測定により，時間領域で評価する。それ以外の特性は，同定したモデルと実測周波数特性は良く一致しており，特に 180 Hz 付近の振動モードの特性が精度良く再現できている。また，表 2.10 において，各特性の誤差面積の評価値が 1 より低いことからも，精度の良いモデルが構築されたと言え，GA を用いたパラメータ同定手法の有効性が確認できる。

2.4.3 非線形摩擦の測定

先に述べたとおり，油圧加振機のシリンダ内にはピストンの摺動部分が存在し，テーブルを加振する際にピストンの進行方向と逆方向に摩擦力が作用する。また，テーブル部分にもリニアガイドとの接触により摩擦力が作用する。一般的に知られている摩擦として，以下に示すものがある [80]。

- 静止摩擦 (Static friction)
  静止状態にある駆動体が始動する際に生じる摩擦であり，始動する瞬間の摩擦力の最大値を最大静止摩擦力という。静止摩擦が生じる原因は摩擦境界面における固体・流体・酸化膜等の凝着が原因と考えられている。
- クーロン摩擦 (Coulomb friction)
  固体同士の接触により生じる“固体摩擦”であり，その作用方向は速度方向に対して反対方向で，その大きさは速度によらず一定である。
- 粘性摩擦 (Viscous friction)
  速度比例特性を示す摩擦力である。その主な原因は，流体によるものであると考えられている。

以上に示した摩擦特性は振動試験機制御系に作用する力外乱であり，加速度波形のひずみの主な原因となる [17] [18]。すなわち，地震加速度の再現性にも影響を与えることから，これらの特性を十分に考慮したモデルを構築し，制御系設計に活用することが重要となる。なお，通常の油圧システムでは，ディザー信号*1がサーボ弁に加えられ [81]，ピストンは常に微小振動を繰り返していることから，静止摩擦力の影響は小さいと考えられる。したがって，本研究では静止摩擦特性は考慮せず，クーロン摩擦特性，粘性摩擦特性のみに着目して測定を行う。また，シリンダ内部の摩擦は主に，ピストンリング部とロッドシール部で発生するが，両者を個別に計測することは困難であるため，まとめてピストンに作用する摩擦とする。

*1 油の非線形特性を軽減させるために，シリンダ内の油を持続励振させる正弦波状の信号。本供試振動試験機には 450 Hz のディザー信号が印加されている。

測定方法は，図 2.20 に示すように，テーブル中心位置に対して −75 mm から +75 mm までの区間を一定速度で駆動することにより，ピストン，テーブルに作用する摩擦力を測定する。測定時に用いた位置指令の一例を図 2.21 に示す。制御系は，周波数特性測定時 (図 2.10) と同様の構成とし，0.01 m/s ~ 0.1 m/s までの一定速度駆動試験を正負両方向行った。

ピストン，テーブルの運動方程式はそれぞれ (2.35)，(2.37) 式で与えられ，一定速度駆動時は $\frac{d^2y_p}{dt^2}=0$，$\frac{d^2y_t}{dt^2}=0$ であることから，ピストン，テーブルに作用する摩擦力はそれぞれ (2.47)，(2.48) 式に示すように差圧 p_m と加振力 f_p を計測することで導出できる。ここで，ピストンに作用する粘性摩擦は，主にシリンダ内部の油の粘性抵抗 C_{af} が支配的であると考えれられるため，粘性摩擦を $C_{af}\frac{dy_p}{dt}$，摺動部のクーロン摩擦を τ_p と表記する。また，テーブルに作用する摩擦力は，粘性，クーロン摩擦を併せて τ_t と表記する。

$$C_{af}\frac{dy_p}{dt}+\tau_p=A_ap_m-f_p \tag{2.47}$$

$$\tau_t=f_p \tag{2.48}$$

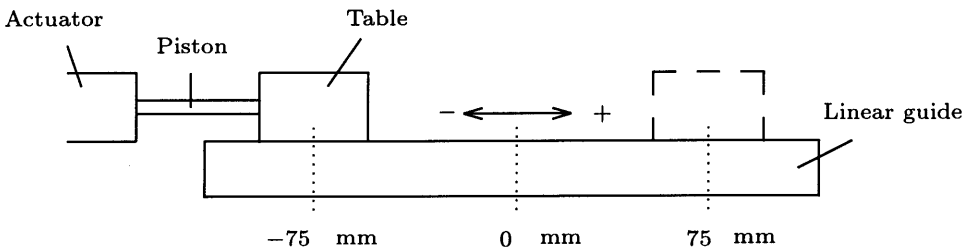

図 2.20: 一定速度駆動試験による摩擦特性の測定

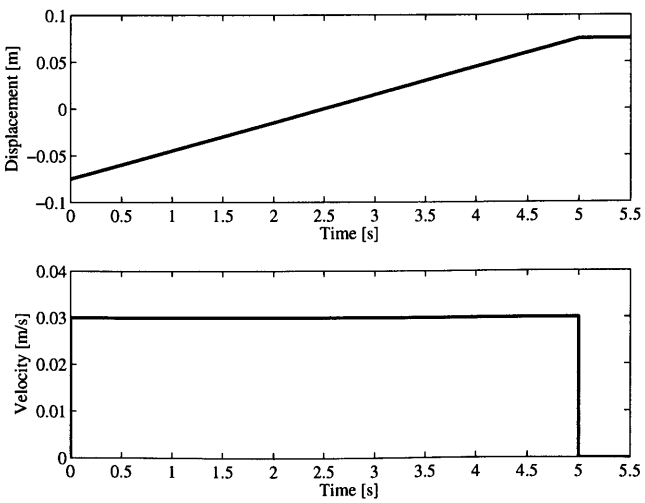

図 2.21: 一定速度駆動試験における位置指令 (0.03 m/s 時)

実験結果の一例として，図 2.22 ～ 2.31 に駆動速度 0.03 m/s，−0.03 m/s 時のそれぞれのピストン変位応答波形，ピストン速度応答波形，差圧応答波形，加振力応答波形，ピストンに作用する摩擦力波形を示す。なお，各波形はディザー信号などの高周波ノイズをローパスフィルタにより除去している。(2.48) 式から，図 2.25，2.30 の応答波形はテーブルに作用する摩擦力 τ_t を示している。図 2.26，2.31 は，差圧応答波形と加振力応答波形を用いて導出したものであり，(2.47) 式から，ピストンに作用する摩擦力 $C_{af}\frac{dy_p}{dt}+\tau_p$ を示している。

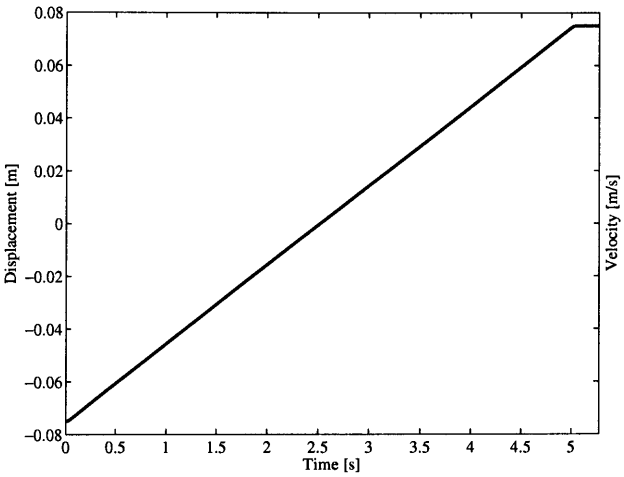

図 2.22: ピストン変位応答波形 (0.03 m/s 時)

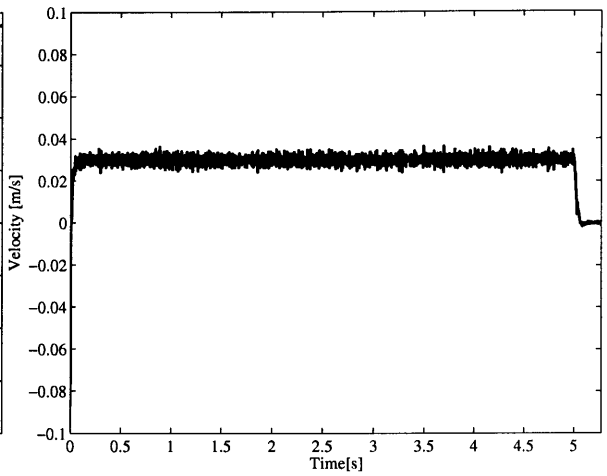

図 2.23: ピストン速度応答波形 (0.03 m/s 時)

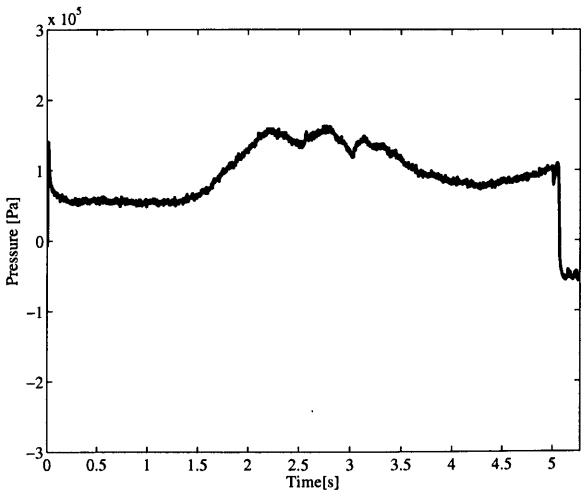

図 2.24: 差圧応答波形 (0.03 m/s 時)

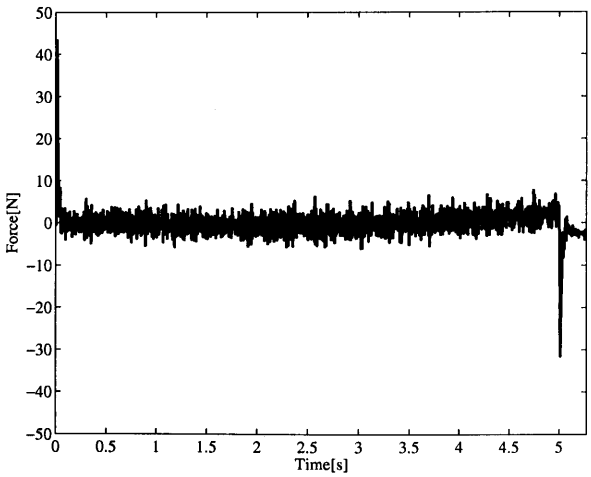

図 2.25: 加振力応答波形 (0.03 m/s 時)

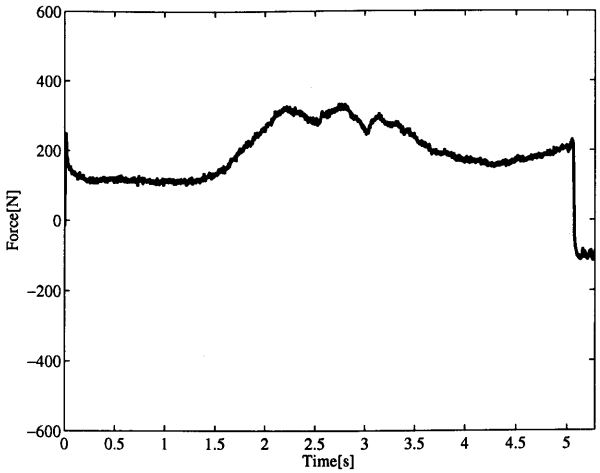

図 2.26: ピストンに作用する摩擦力波形 (0.03 m/s 時)

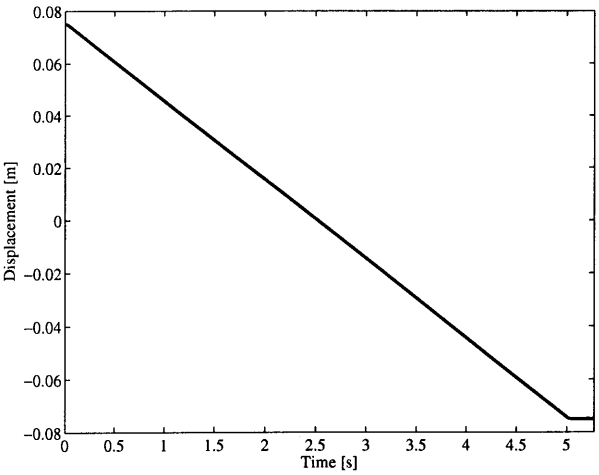

図 2.27: ピストン変位応答波形 (−0.03 m/s 時)

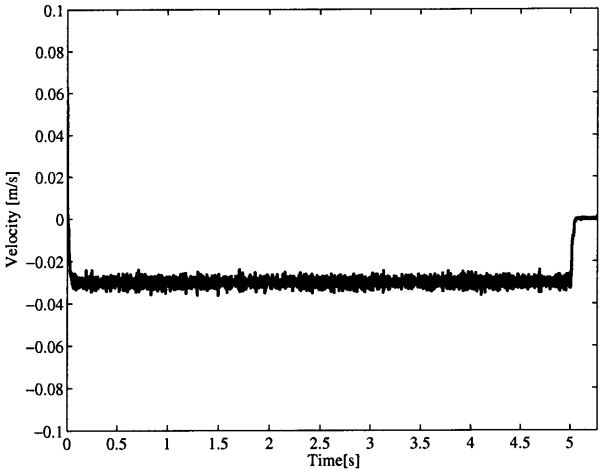

図 2.28: ピストン速度応答波形 (−0.03 m/s 時)

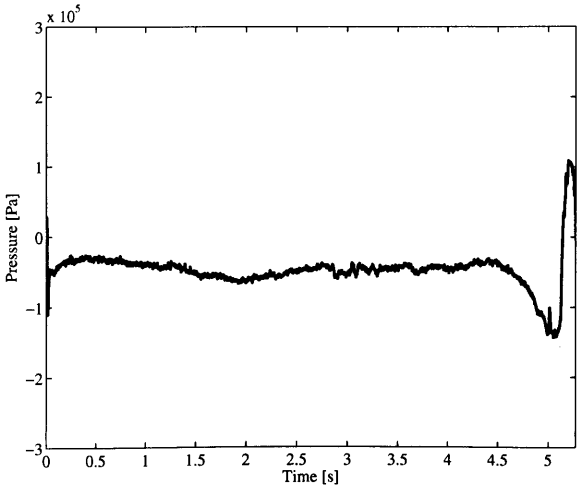

図 2.29: 差圧応答波形 (−0.03 m/s 時)

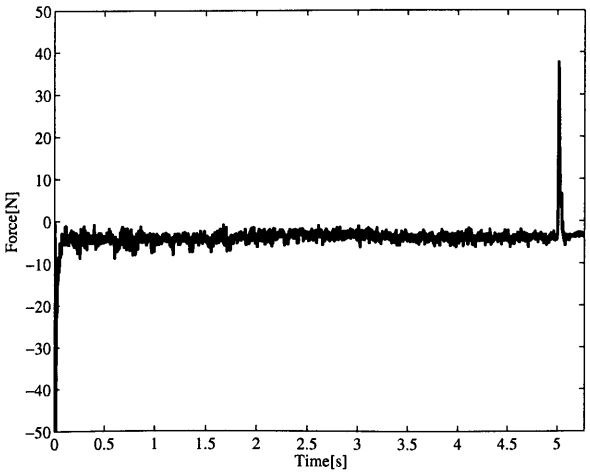

図 2.30: 加振力応答波形 (−0.03 m/s 時)

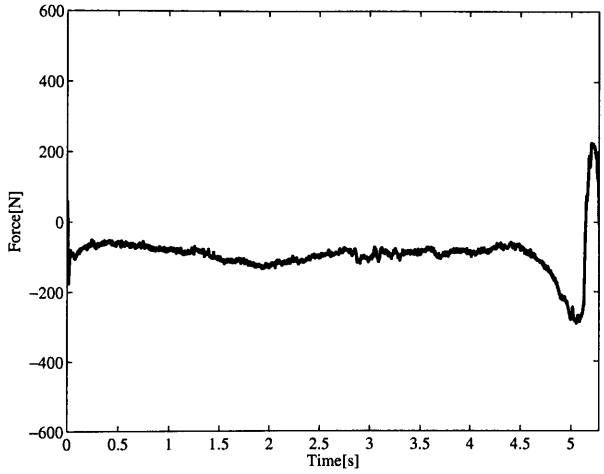

図 2.31: ピストンに作用する摩擦力波形 (−0.03 m/s 時)

図 2.26 より，正方向駆動時のみ 2.5 s 付近でピストンに作用する摩擦力が大きくなる現象が観測できる。この原因は特定できないが，油圧加振機内のロッドシール部の構造変形，劣化の影響であると予想され，供試振動試験機特有の問題である。そのため，一般性に欠け，さらにこれが地震加速度の再現性に大きな影響を及ぼすことは無いと考え (最大加振力の数 % 程度)，摩擦力が大きくなる区間を除きモデル化を行う。

測定結果を表 2.11 に示す。また，横軸を速度，縦軸をピストンに作用する摩擦力としてプロットした特性を図 2.32 に，縦軸をテーブルに作用する摩擦力としてプロットした特性を図 2.33 にそれぞれ示す。ただし，表 2.11 における各値は，一定速度区間での摩擦力時系列データの平均値である。

図 2.32，2.33 より，ピストン部分の摩擦特性とテーブル部分の摩擦特性を比較すると，ピストン部分の摩擦特性は，速度の上昇とともに摩擦力が大きくなっていることから，粘性摩擦特性を有していることが分かる。これは，先に述べたとおり油の粘性抵抗に起因すると考えられる。一方で，テーブル部分に作用する摩擦特性は，速度に依らずほぼ一定の摩擦力が作用していることから，クーロン摩擦のみでモデル化する。また，テーブルに作用する摩擦力に比べ，ピストンに作用する摩擦力の方が大きいことが分かる。

表 2.11: 一定速度駆動試験による摩擦力の測定結果

駆動速度 [m/s]	ピストン摩擦 [N]		テーブル摩擦 [N]	
	+ 方向	− 方向	+ 方向	− 方向
0.01	128	−100	2.30	−2.38
0.02	121	−125	2.06	−1.93
0.03	114	−91	1.92	−1.87
0.04	132	−88	1.77	−1.76
0.05	131	−87	1.80	−1.78
0.06	137	−98	1.74	−1.83
0.07	142	−104	1.72	−1.75
0.08	144	−112	1.84	−1.86
0.09	147	−130	1.89	−1.84
0.1	149	−151	1.78	−1.80

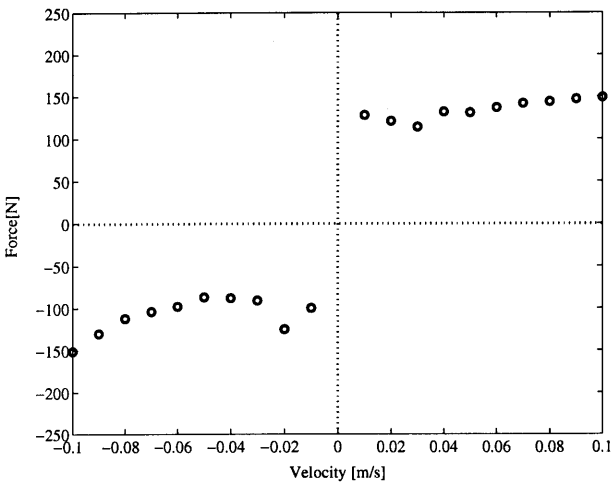

図 2.32: ピストン部分の摩擦特性

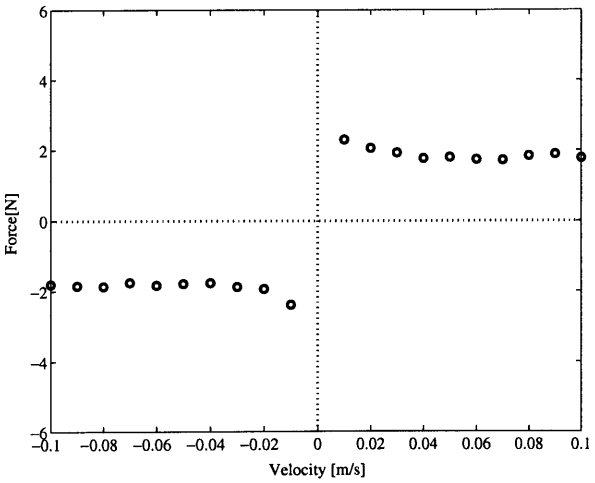

図 2.33: テーブル部分の摩擦特性

2.4.4 非線形摩擦のモデル化

前項での摩擦特性測定結果を基に，クーロン摩擦，粘性摩擦のモデル化を行う。摩擦モデルの速度特性概要図を図 2.34 に，その数式モデルを (2.49)~(2.51) 式に示す。

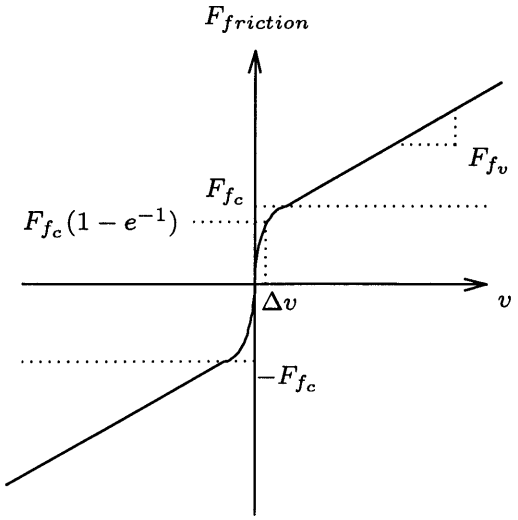

図 2.34: 摩擦モデル

$$F_{friction} = F_{coulomb} + F_{viscous} \tag{2.49}$$

- クーロン摩擦モデル

$$F_{coulomb} = \begin{cases} F_{f_c}(1-e^{-\frac{|v|}{\Delta v}}) & (v>0) \\ -F_{f_c}(1-e^{-\frac{|v|}{\Delta v}}) & (v<0) \end{cases} \tag{2.50}$$

- 粘性摩擦モデル

$$F_{viscous} = F_{f_v} v \tag{2.51}$$

図 2.34 において，F_{f_c} はクーロン摩擦力，F_{f_v} は粘性摩擦係数，v は移動体の速度，Δv は微小速度領域を示す。F_{f_v} は粘性摩擦係数として記述したが，先に述べたとおり，ピストン部では油の粘性抵抗 C_{af} と見なすことができ，テーブル部にはその影響がほとんど見られない。また，位置決め動作においては，微小速度領域における摩擦特性は非線形にその特性が変化することが知られているが [82]，加振実験では，連続的にピストンとテーブルが動作するため，本研究ではこの特性を考慮せず，微小速度領域 Δv を設けて速度反転する簡易なモデルとした。

図 2.32，2.33 の実験結果を (2.49)~(2.51) 式に最小二乗法を用いてフィッティングすると次式を得る。

$$\left.\begin{array}{lll} \text{Piston} & : & F_{friction} = 638.8\ v + 85.0 \\ \text{Table} & : & F_{friction} = 2.0 \end{array}\right\} \quad (v \geqq 0) \tag{2.52}$$

$$\left.\begin{array}{lll} \text{Piston} & : & F_{friction} = 638.8\ v - 85.0 \\ \text{Table} & : & F_{friction} = -2.0 \end{array}\right\} \quad (v < 0) \tag{2.53}$$

上式より，導出した各摩擦のパラメータをまとめれば，表 2.12 となる。なお，微小速度領域 Δv は，後述の摩擦特性を考慮したモデルのシミュレーションと実機の時間応答が一致するようにして決定している。この時の，モデル及び実験の各特性を図 2.35，2.36 に示す。図より，実測摩擦特性と良く一致したクーロン摩擦，粘性摩擦特性を表現できていることが分かる。

表 2.12: 摩擦モデルのパラメータ

	ピストン部	テーブル部
クーロン摩擦力 F_{f_c} [N]	85.0	2.0
粘性摩擦係数 F_{f_v} [N/(m/s)]	638.8($= C_{af}$)	0
微小速度領域 Δv [m/s]	5.00×10^{-4}	5.00×10^{-4}

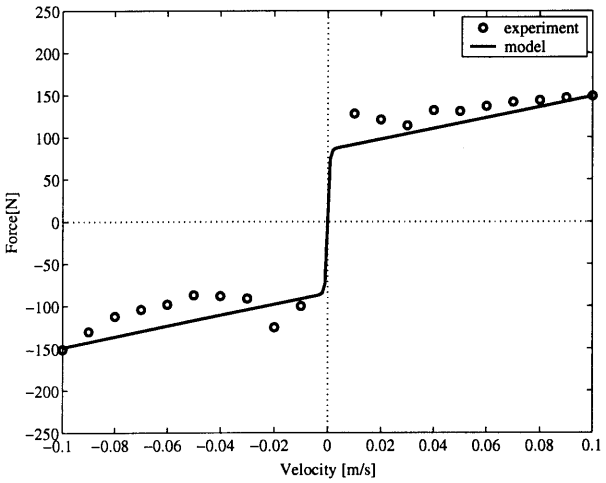

図 2.35: ピストン部分の摩擦モデル

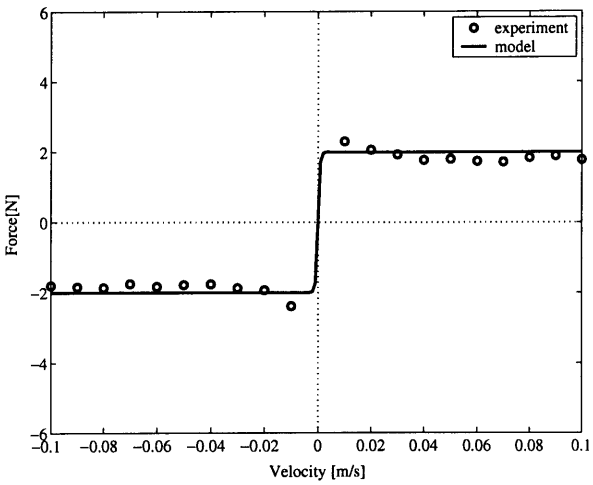

図 2.36: テーブル部分の摩擦モデル

2.5 制御系の構成

2.5.1 制御系の基本構成

振動試験機の制御系は，検出可能なピストン変位，差圧，テーブル加速度とそれを積分した速度による状態量フィードバックと，目標加速度の積分と共に変位，速度，加速度を足し合わせるフィードフォワード補償により構成される [8] [10] [60]。特に，供試体が大型である場合，加振実験の安全性確保が最優先されるため，フィードバックゲインは安定性を重視した調整がなされ，フィードフォワード補償器によって目標値追従特性を決定する。以下，そのフィードバック，フィードフォワード補償器の構成と調整結果について述べる。

2.5.2 状態量フィードバック補償

状態量フィードバック補償は，ピストン変位と差圧，テーブル加速度，テーブル加速度を積分したテーブル速度によって構成される。差圧は，実際にはサーボ弁の非線形特性を補償するために付加されており [37]，テーブル加速度とほぼ等価な状態量である。制御系の構成を図 2.37 に示す。図 2.37 において，K_{vd} は電圧/変位変換係数，K_{va} は電圧/加速度変換係数，K_{vp} は電圧/差圧変換係数，K_p は目標変位とピストン変位の偏差に対する比例ゲイン，K_{ta} はテーブル加速度フィードバックゲイン，K_{tv} はテーブル速度フィードバックゲイン，K_{pr} は差圧フィードバックゲイン，τ_i は不完全積分の時定数，$G_{sv}(s)$ はサーボ弁の伝達特性，$C_i(s)$ は後述する積分補償器，$C_b(s)$ は検出信号のオフセットと高周波ノイズ除去のためのバンドパスフィルタである。なお，バンドパスフィルタの伝達関数は次式で与え，その周波数特性を図 2.38 に示す。

$$C_b(s) = \frac{s}{s+\omega_1}\frac{\omega_2}{s+\omega_2} \tag{2.54}$$

$$\omega_1 = 2\pi \times 0.1,\ \ \omega_2 = 2\pi \times 200$$

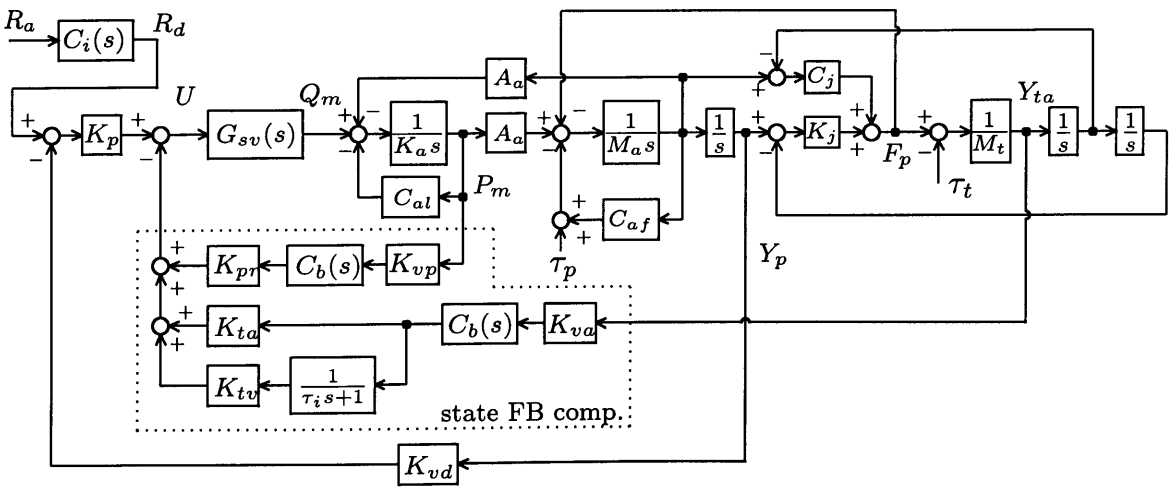

図 2.37: 振動試験機制御系のブロック線図

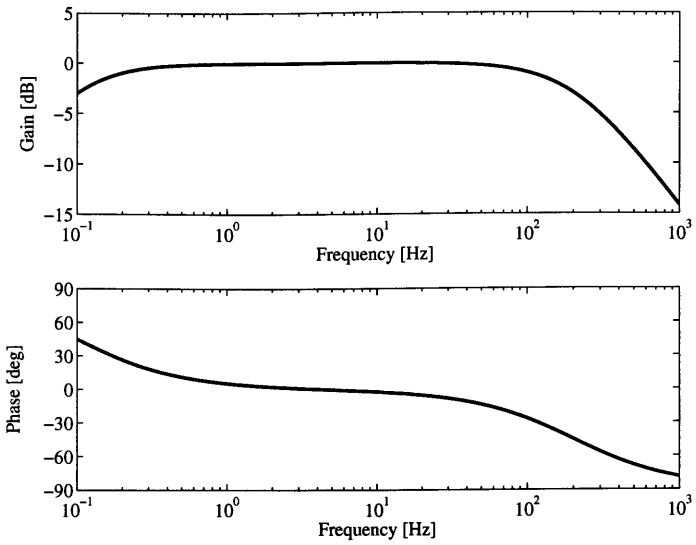

図 2.38: バンドパスフィルタの周波数特性

図 2.37 において，フィードバック補償器はコントローラ内で次式のように実現される。

$$U = K_p(R_d - Y_p) - \left(K_{ta} + \frac{K_{tv}}{\tau_i s + 1}\right) K_{va} C_b(s) Y_{ta} - K_{pr} K_{vp} C_b(s) P_m \quad (2.55)$$

先に述べたとおり，振動試験機は非常に大きな加振力を発生し，かつ未知の供試体が搭載されることが一般であるため，いかなる駆動条件下でも安定性を十分に確保するように各フィードバックゲインを調整する必要がある。それを考慮して各ゲインを調整した結果と各変換係数，補償器のサンプリング時間 T_s を表 2.13 に示す。なお，供試振動試験機ではピストン変位フィードバック補償のみで十分な安定性を確保できることから，テーブル加速度，速度，差圧のそれぞれのフィードバックゲインを 0 とした。表 2.13 のパラメータを用いて，供試体非搭載時における各周波数特性のシミュレーション結果を図 2.39~2.41 に示す。ただし，図 2.39 は目標変位 R_d からピストン変位 Y_p までの閉ループ特性，図 2.40 は開ループ特性，図 2.41 はナイキスト線図をそれぞれ示す。シミュレーション結果から，ゲイン余裕 20 dB，位相余裕 82 deg であり，十分な安定性を有していることがわかる。また，図 2.39，2.40 より供試振動試験機は 180 Hz に振動モードを有していることが分かる。これは，油圧加振機のモデル化で述べたとおり，油圧管路を含むシステム内に存在する油の圧縮性によるばね作用と，アクチュエータと負荷の質量によって決まるばね質量系の固有振動モードである。

表 2.13: 各変換係数とフィードバックゲイン

K_{vd} [V/m]	100	K_p	1.00
K_{va} [V/(m/s^2)]	1.02×10^{-1}	K_{ta}	0.00
K_{vp} [V/Pa]	5.00×10^{-7}	K_{tv}	0.00
K_{vf} [V/N]	2.22×10^{-3}	K_{pr}	0.00
T_s [s]	0.2×10^{-3}	τ_i	3.18×10^{-2}

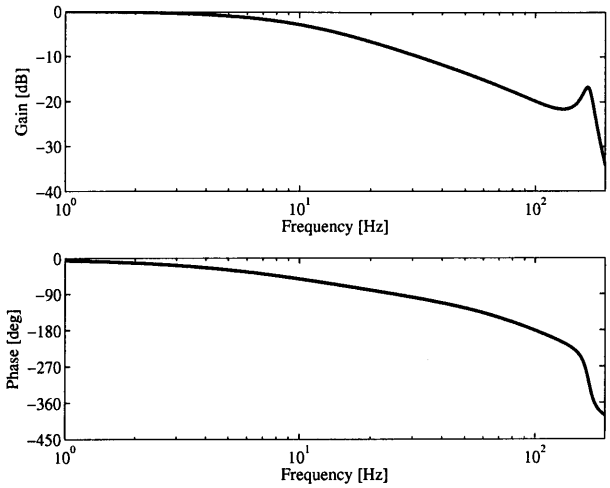

図 2.39: 閉ループ特性

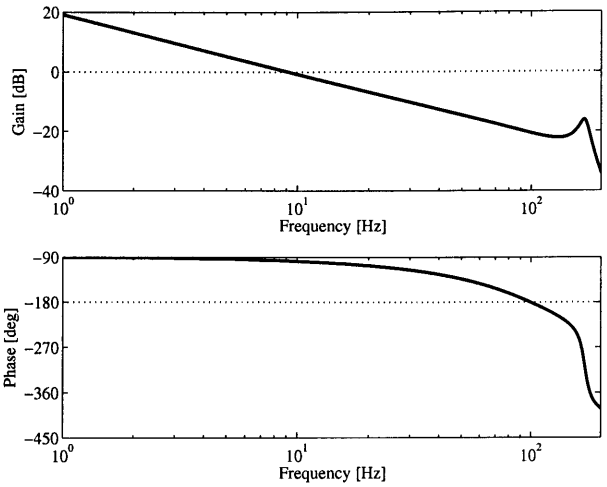

図 2.40: 開ループ特性

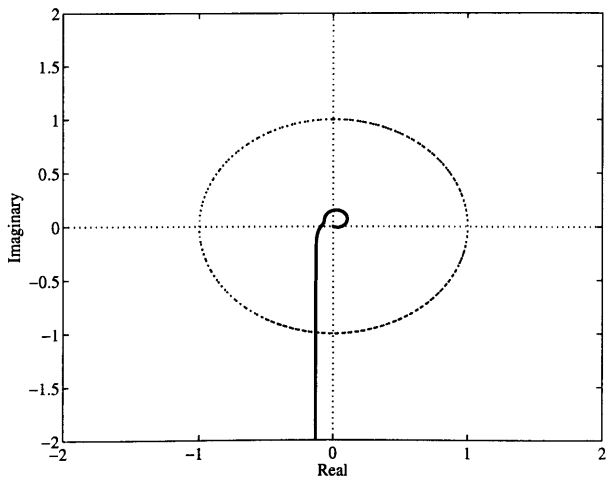

図 2.41: ナイキスト線図

2.5.3 積分補償器によるフィードフォワード補償

加速度積分方式の特性は,

1. 積分結果がドリフトしない
2. 変位振幅が油圧加振機の最大ストロークを越えないように低周波数ノイズをカットできる

ことを満足する必要がある。これらの条件を満足するためには，積分回路自体をフィードバック回路とする必要があり，さらにハイパスフィルタの特性を有する必要がある。そこで，図 2.42 に示す積分補償器が振動試験機には用いられている [60]。

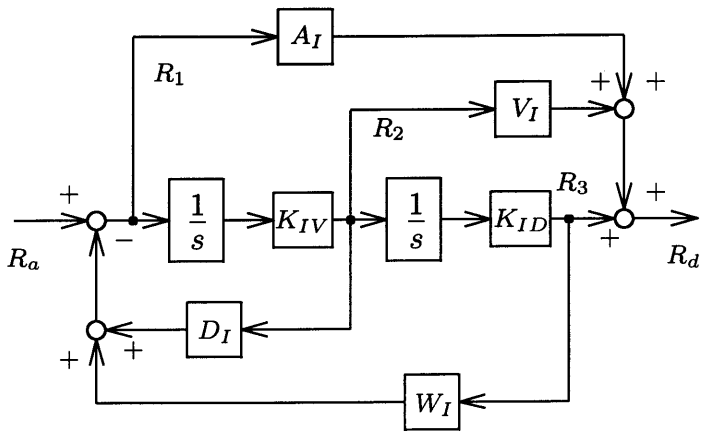

図 2.42: 積分補償器のブロック線図

図 2.42 より，目標加速度 R_a から積分補償器内の各状態変数である R_1(加速度)，R_2(速度)，R_3(変位) までの各伝達特性は次式となる。

$$R_1(s) = \frac{s^2}{s^2 + D_I K_{IV} s + W_I K_{IV} K_{ID}} R_a(s) \tag{2.56}$$

$$R_2(s) = \frac{K_{IV} s}{s^2 + D_I K_{IV} s + W_I K_{IV} K_{ID}} R_a(s) \tag{2.57}$$

$$R_3(s) = \frac{K_{IV} K_{ID}}{s^2 + D_I K_{IV} s + W_I K_{IV} K_{ID}} R_a(s) \tag{2.58}$$

ここで，W_I は 2 次遅れフィルタ剛性係数，D_I は 2 次遅れフィルタ粘性係数，K_{IV} は 2 次遅れフィルタの速度に対するゲイン，K_{ID} は 2 次遅れフィルタの変位に対するゲインである。また，各式の固有振動数を 0.2 Hz とした時の周波数特性を図 2.43 に示す。図中，実線は (2.56) 式，破線は (2.57) 式，点線は (2.58) 式の特性を示している。

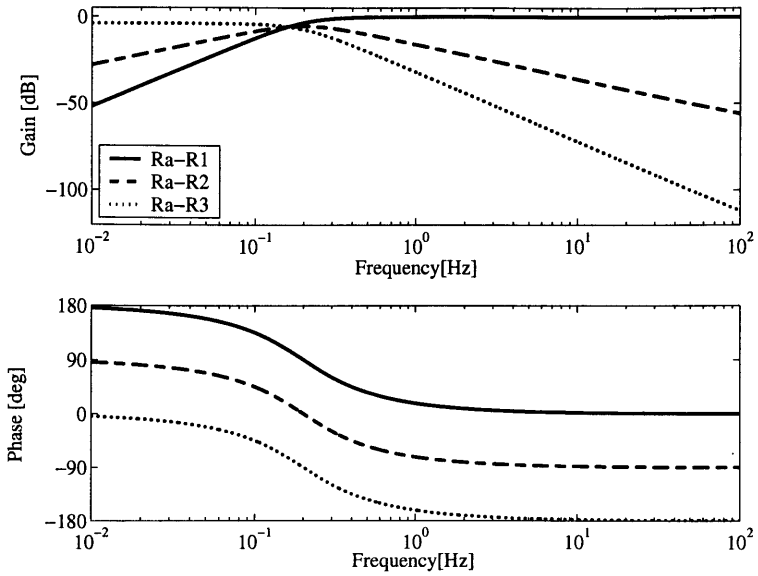

図 2.43: 積分補償器内の各周波数特性

図 2.43 から，R_a と R_1 との間には位相進みは生じるが，信号 R_a の低周波数成分を取り除くことができる。さらに，R_a と R_2 及び R_3 との間には 1 Hz 以降で真の積分関係が成り立つ。積分補償器の固有振動数は，実際の地震加速度の周波数成分とピストン変位の最大振幅との関係から適切な値を設定する必要があるが，一般的には 0.1 ～ 0.5 Hz 程度が適当であるとされる [60]。

一方で，図 2.42 の積分補償器は，目標加速度からテーブル加速度までの目標値追従特性を改善する目的で加速度，速度のフィードフォワードパスが含まれる。図 2.42 から，R_a から R_d までの伝達特性は，

$$\begin{aligned} R_d(s) &= A_I R_1(s) + V_I R_2(s) + R_3(s) \\ &= \frac{A_I s^2 + V_I K_{IV} s + K_{IV} K_{ID}}{s^2 + D_I K_{IV} s + W_I K_{IV} K_{ID}} R_a(s) \\ &= C_i(s) R_a(s) \end{aligned} \tag{2.59}$$

となる。ここで，A_I は加速度フィードフォワードゲイン，V_I は速度フィードフォワードゲインである。(2.59) 式から，A_I，V_I を調整することで，積分補償器内の零点を任意に設定することができる。その零点を用いてフィードバック制御系の応答の遅い極を相殺することで，目標加速度 R_a からテーブル加速度 Y_{ta} までの目標値追従特性を改善することが可能となる。

表 2.14 に積分補償器パラメータ，図 2.44 に目標加速度 R_a からテーブル加速度 Y_{ta} までの周波数特性を示す。図 2.44 中，破線は $A_I = 0$，$V_I = 0$ として，積分補償器を単純な積分特性とした時の特性，実線は表 2.14 の値を用いた時の特性を示している。図 2.44 より，フィードフォワードゲイン A_I，V_I を適切に設定することにより，目標加速度への追

従性能が向上していることが分かる。本供試振動試験機では，比較的高周波数領域に種々の振動モードが存在するため，図 2.42 の単純な積分補償器で加振周波数帯域 (40 Hz) 内の目標値追従特性を改善することが可能である。そのため，以降の検討では加速度の積分方式に (2.59) 式の積分補償器を適用する。しかし，加振周波数帯域内に複雑な振動モードが含まれる場合，積分補償器のみでは全ての極を打ち消すことができない。この場合は，付録に示すような別のフィードフォワード補償器を適用する必要がある。

表 2.14: 積分補償器パラメータ

A_I	4.00×10^{-6}
V_I	1.53×10^{-2}
W_I	1.58
D_I	1.89
K_{IV}	1.0
K_{ID}	1.0

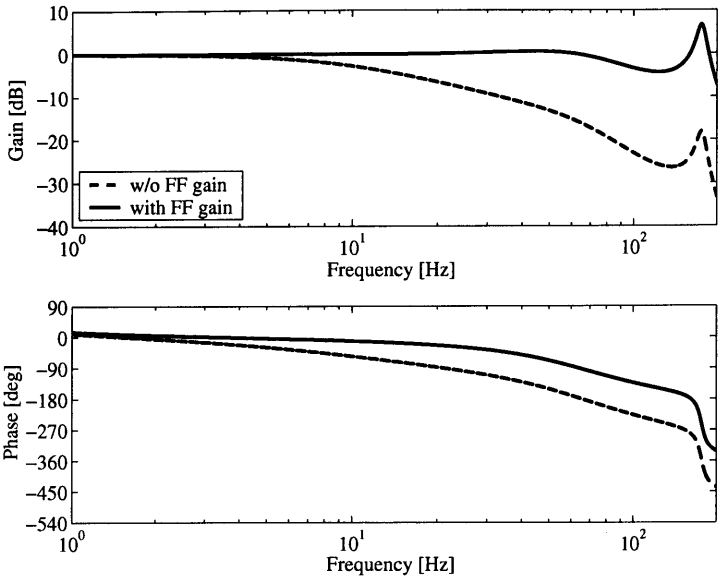

図 2.44: 目標加速度 R_a からテーブル加速度 Y_{ta} までの目標値追従特性

2.6 シミュレーションモデルの検証

構築したモデルの妥当性を評価するため，目標変位 R_d としてステップ信号と正弦波信号を与えた場合，目標加速度 R_a として擬似地震加速度を与えた場合について，実機応答とシミュレーション応答の比較を行う。

まず，目標変位 R_d としてストローク 2 mm のステップ信号を与え，そのとき得られる応答を評価する。図 2.45~2.48 にピストン変位，テーブル加速度，差圧，加振力の各応答を示す。各図とも，実線は実験結果，破線はシミュレーション結果をそれぞれ示している。図より，差圧において若干の振幅誤差はあるものの，実機応答を精度良く再現できていることが分かる。特に，加速度，差圧，加振力の残留振動成分 (180 Hz) を忠実に再現できている。

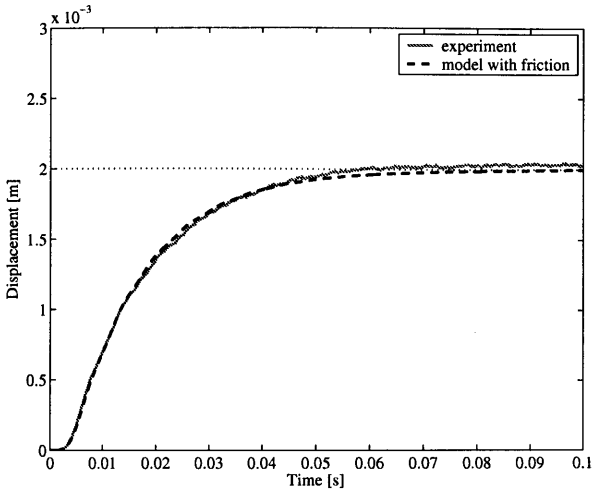

図 2.45: ステップ入力時のピストン変位応答

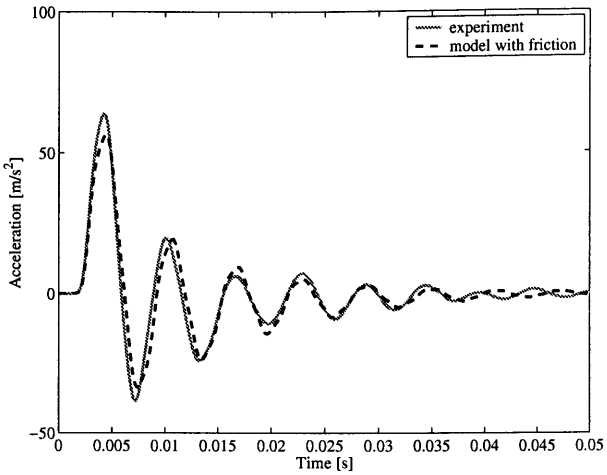

図 2.46: ステップ入力時の加速度応答

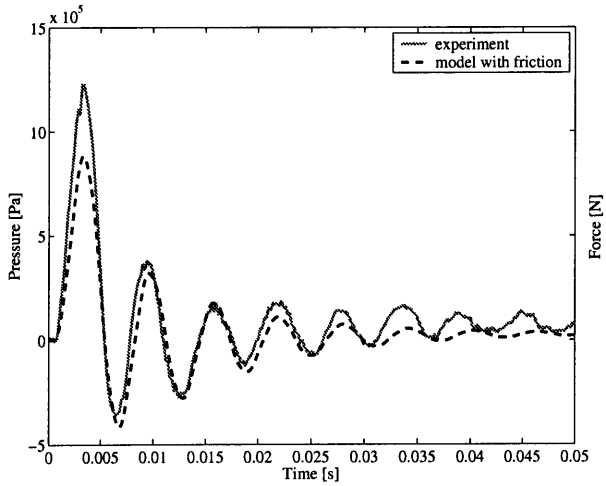

図 2.47: ステップ入力時の差圧応答

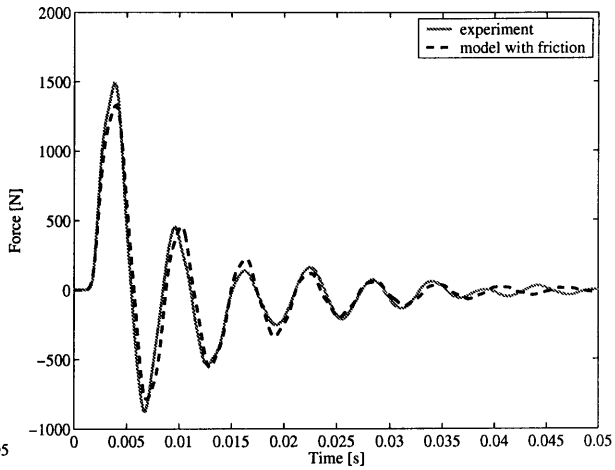

図 2.48: ステップ入力時の加振力応答

次に，(2.60) 式で示される正弦波信号を目標変位 R_d として与え，そのとき得られる応答を評価する。

$$r = A\sin(2\pi ft) \tag{2.60}$$

図 2.49~2.56 にピストン変位，テーブル加速度，差圧，加振力の各応答を示す。ただし，図 2.49~2.52 は $A = 1$ mm，$f = 10$ Hz としたときの応答波形，図 2.53~2.56 は $A = 1$ mm，$f = 20$ Hz としたときの応答波形を示し，図 2.49，2.50，2.53，2.54 は，実験結果と摩擦モデルを含まないシミュレーション結果との比較，図 2.51，2.52，2.55，2.56 は，実験結果と摩擦モデルを含むシミュレーション結果との比較である。各図の実線は実験結果，点線は摩擦モデルを含まないシミュレーション結果，破線は摩擦モデルを含むシミュレーション結果を示す。なお，ここでの摩擦モデルは，ピストン，テーブルに作用するクーロン摩擦 (τ_p，τ_t)，油の粘性抵抗 (C_{af}) を指す。

図 2.49~2.56 より，ピストン変位は摩擦の有無に関わらず実験結果とほぼ一致しているが，テーブル加速度，差圧，加振力の各応答波形は，摩擦を考慮していない場合，波形ひずみが再現されていないことが分かる。一方で，摩擦を考慮した場合は，波形ひずみまでよく再現されていることが分かる。

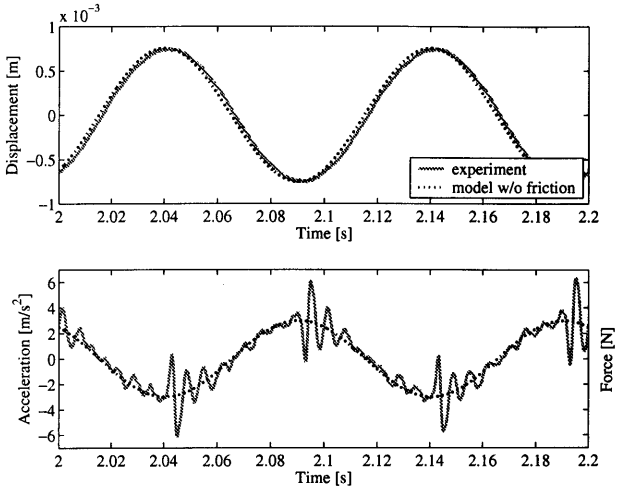

図 2.49: ピストン変位 (上段) とテーブル加速度 (下段)($f = 10$ Hz，摩擦モデルなし)

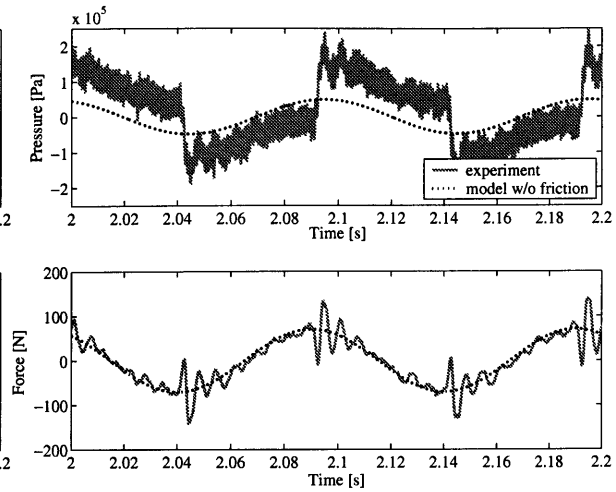

図 2.50: 差圧 (上段) と加振力 (下段)($f = 10$ Hz，摩擦モデルなし)

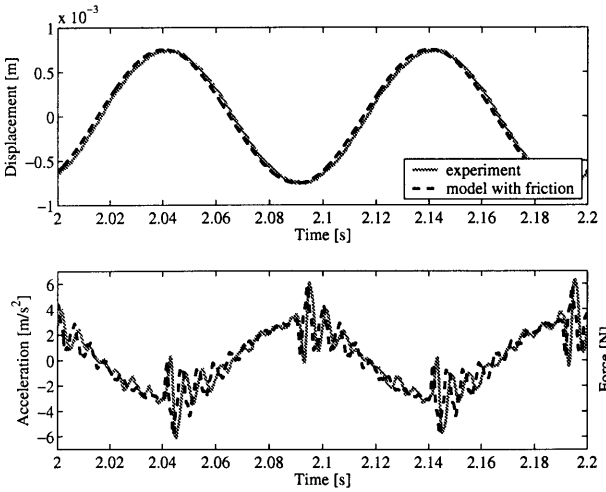

図 2.51: ピストン変位 (上段) とテーブル加速度 (下段)($f = 10$ Hz，摩擦モデルあり)

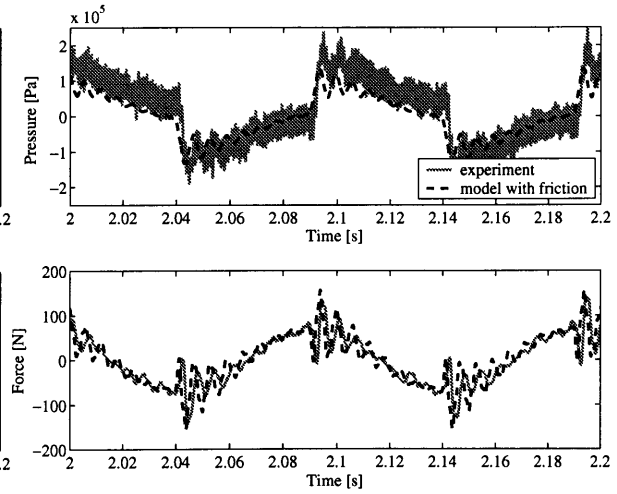

図 2.52: 差圧 (上段) と加振力 (下段)($f = 10$ Hz，摩擦モデルあり)

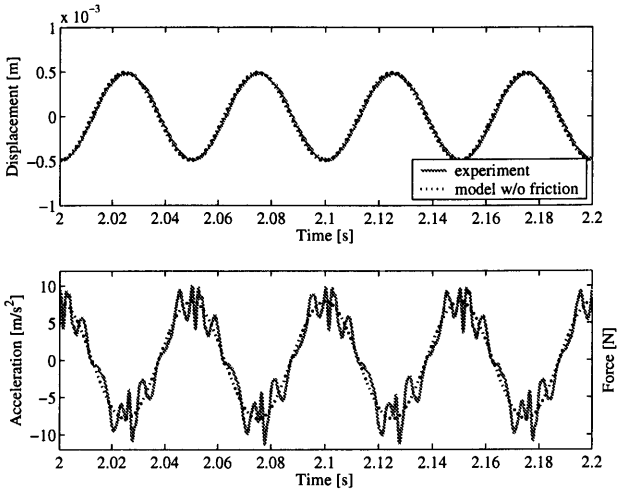

図 2.53: ピストン変位 (上段) とテーブル加速度 (下段)($f = 20$ Hz，摩擦モデルなし)

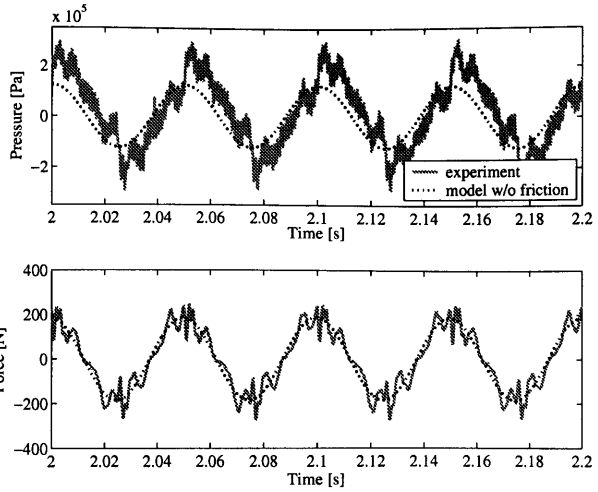

図 2.54: 差圧 (上段) と加振力 (下段)($f = 20$ Hz，摩擦モデルなし)

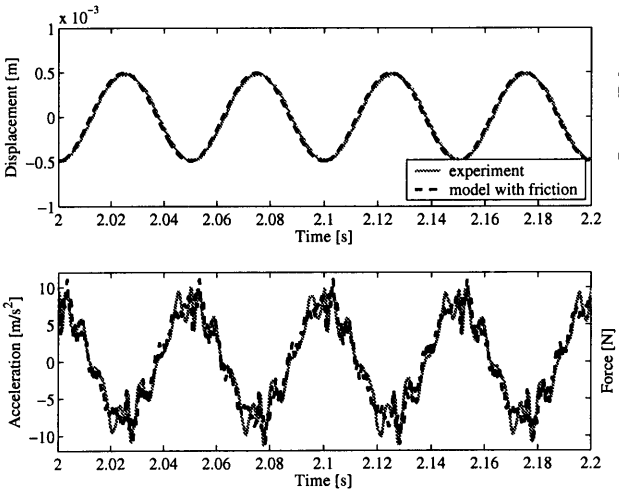

図 2.55: ピストン変位 (上段) とテーブル加速度 (下段)($f = 20$ Hz，摩擦モデルあり)

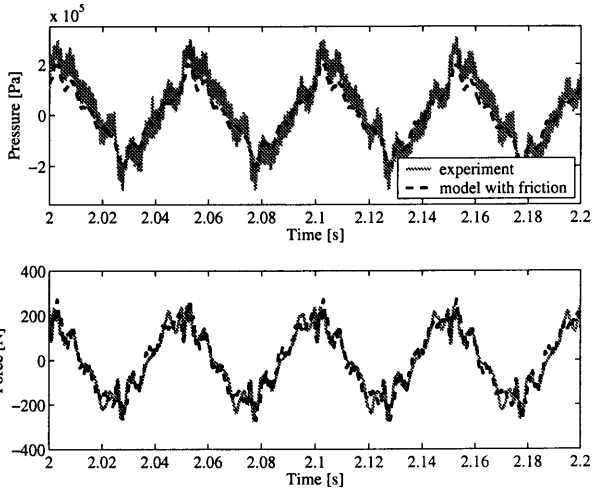

図 2.56: 差圧 (上段) と加振力 (下段)($f = 20$ Hz，摩擦モデルあり)

次に，地震加速度を入力とした時に得られる応答を評価する。目標加速度 R_a は，図 2.57 に示す，最大加速度 0.8 G，1 ~ 40 Hz までのスペクトル成分を持つ擬似地震加速度 [83] とした。図 2.58，2.59 にテーブル加速度時間応答とそのパワースペクトルを示す。図中，上段は時間応答波形，中段は加振周波数帯域内 (1 ~ 40 Hz) のパワースペクトル，下段は高周波数領域 (40 ~ 300 Hz) のパワースペクトルであり，実線は実験，点線は摩擦モデルなし，破線は摩擦モデルありの結果をそれぞれ示している。図 2.58，2.59 より，正弦波応答時と同様に，摩擦を考慮していない場合，テーブル加速度，差圧，加振力に見られた波形ひずみが再現されていない。一方で，摩擦を考慮した場合は，波形ひずみがよく再現されている。特に，本供試振動試験機がもつ振動モード付近である 180 Hz 付近に生

じているスペクトルも正確に再現されていることが分かる。なお，この 180 Hz 付近に現れているスペクトルは，目標加速度にはその周波数成分が含まれていないが，ピストンに作用する摩擦力が速度反転毎にステップ外乱として制御系に加わり，その振動モードが励起されることにより発生すると考えられる。

以上より，シミュレーションモデルは，その時間応答波形から実際の振動試験機の挙動を忠実に模擬可能であり，制御系の検討を行うにあたり，精度の良いシミュレータを構築できたと言える。

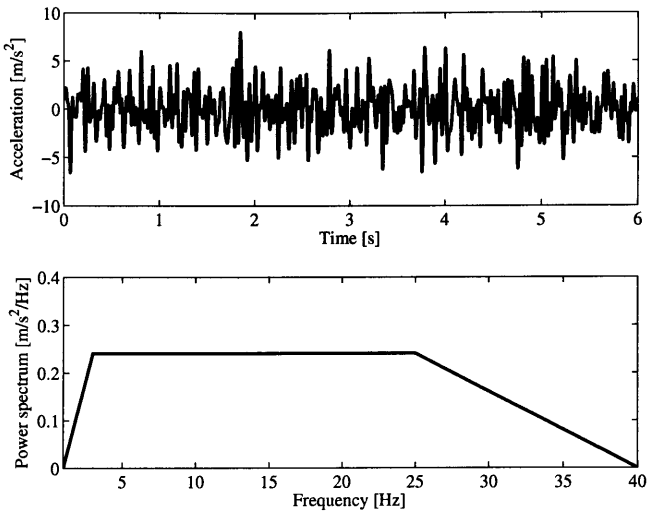

図 2.57: 目標加速度波形とパワースペクトル

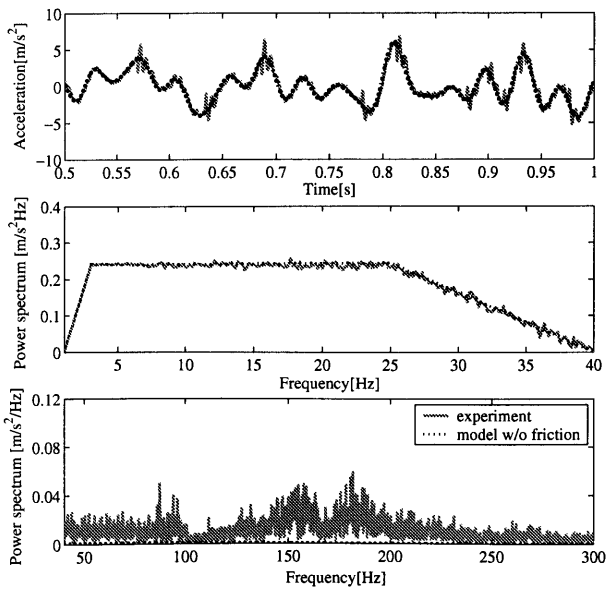

図 2.58: テーブル加速度応答波形とパワースペクトル (摩擦モデルなし)

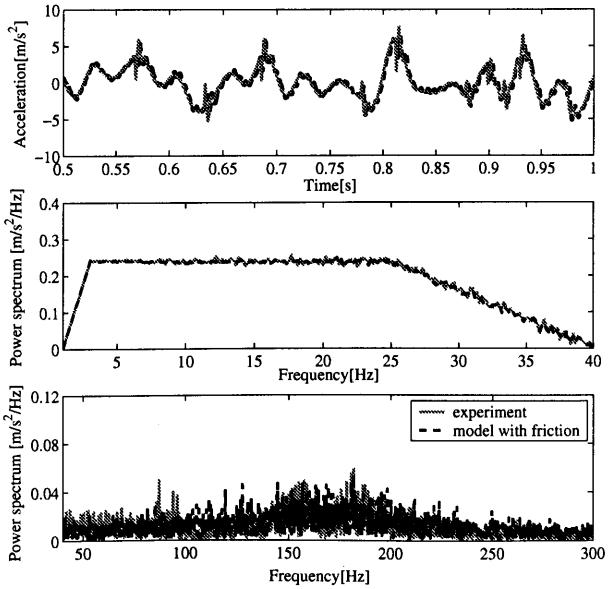

図 2.59: テーブル加速度応答波形とパワースペクトル (摩擦モデルあり)

2.7 結言

振動試験機は様々な物理量が複雑に絡み合ったシステムである。また，耐震試験では，多大な労力と時間，費用が必要となるため，容易に実験することができない。そのため，制御系の事前評価を行うためには実機応答を忠実に模擬可能な高精度シミュレータが必要となる。以上の点から，モデル化には，

1. 各物理量の関係を明確化した物理モデルの構築
2. モデルパラメータの高精度かつ短時間での同定

が強く求められる。

本章では，振動試験機の各構成要素の基礎方程式を導出し，各物理量の関係を明確化した物理モデルを構築した。そして，物理モデルの各パラメータの同定手法として遺伝的アルゴリズムを導入し，実測周波数特性とモデルの誤差面積を評価関数とすることで，比較的短時間で高精度に実測周波数特性を再現できるモデルを構築した。さらに，各要素の摩擦力を同定することで，実機応答を忠実に模擬可能なシミュレータを構築した。具体的なモデル化は，本研究にて実機検証を行うための供試振動試験機を対象に行い，構築したシミュレータの妥当性を確認した。

第3章

加振中に振動特性が変化する供試体の反力補償方式

3.1 緒言

振動試験機の目的は，テーブル上の供試体に正確な地震加速度を与えることであるが，供試体が振動することによって発生する反力 (以下，供試体反力) が振動試験機制御系の外乱として作用するため，テーブルの地震加速度再現性が劣化する。特に兵庫県南部地震以後，供試体の崩壊過程を解明することを目的とした加振実験や，大型タンク [85]，地盤と構造物を連成させた試験 [86] の重要性がクローズアップされ，それに対応して大型で高加振力の振動試験機 (実大三次元震動破壊実験施設: E−defence) の開発 [31]～ [33] [87] が進められると共に，新たな制御手法の研究が進められている。

これら供試体の崩壊過程 (破壊試験，弾塑性変形試験) や地盤との連成を考慮した加振実験では，供試体の固有振動数が加振によって時々刻々と変化し，その変動周波数帯で地震加速度の再現性が劣化する [88]。さらに，加振することで供試体の動特性が変化してしまうため，従来から用いられてきた反復入力補償法 [22] [23] などの試加振を必要とする手法が適用できない。

変動する供試体反力をリアルタイムに補償するためには，フィードバック制御系の外乱抑圧特性を向上させることが本質である。一般には，制御系のサーボ帯域を拡大することで外乱抑圧特性の向上を実現できるが，制御系の安定性を考慮すると，単純にサーボ帯域を拡大することは難しく，結果として供試体反力に対して十分な外乱抑圧性能を確保することができない場合が多い。そこで，新たな制御手法として，供試体反力をセンサで直接検出する実時間反力補償法 [63] [64] や適応フィルタ [70] [71] が提案されている。提案された実時間反力補償法での補償器構造は，油圧加振機の逆特性に単にローパスフィルタを付加するのみであり，制御系の外乱抑圧特性という観点から制御系設計されるものではな

く，補償器に内在するローパスフィルタの影響で外乱抑圧帯域が低周波数領域に制限される。一方，適応フィルタを用いた手法では，適応時間の制約から低周波数帯域での適用には限界がある。そのため，これらの手法を併用することで，加振中に振動特性が変化する，あるいは試加振が困難な供試体への加振実験に対応しているのが実状である [89] [90]。しかし，2つの手法を併用することは，補償器の複雑化や，調整パラメータの増加，演算コストの増大などを引き起こし，実用的には好ましくない。さらに，両手法の補償器設計において明確な設計指針がないため，補償性能は設計者の力量に大きく依存する。そのため，補償器は簡単かつ明快な設計指針の下で設計されることが望ましい。この他にも種々の検討がなされているが，完全に実用に供するものは開発されておらず，前述の E−defence においても，供試体が塑性変形しない程度に振幅を縮小させた地震加速度を用いて加振実験を行い，徐々に加振振幅を上げて供試体特性の変動を予測しながら試加振を繰り返して，最終的に元の振幅に復元した後，目的の加振実験を行っているのが実情である。

本研究においての供試体振動特性の変動に対応した反力補償方式は，基本的に上記2手法の考え方を踏襲するが，各手法の適用可能な周波数範囲を広げることで，加振周波数帯域内で単一の制御方式により供試体反力を補償可能な制御器設計手法の確立を目指す。実時間反力補償法では，供試体反力の影響を抑制するための指標となる振動試験機制御系の外乱抑圧特性に着目し，振動試験機に加わる供試体反力とこれを相殺するための補償信号との関係から，反力補償器で達成すべき周波数範囲の目標と設計指針を明確化し，低周波数領域のみでなく高周波数領域まで補償器の有効範囲を拡大させることを狙いとする。さらに，既設の圧力センサを用いた補償方式の有効性についても言及し，従来手法に対しての優位性を示す。一方，適応フィルタを用いた補償方式に対しては，供試体の動特性変動のみを同定する適応同定器を用いたシンプルな補償方式を提案する。

各制御手法の有効性は，数値シミュレーションと供試振動試験機を用いた加振実験により検証する。

3.2 供試体反力の影響

本節では，供試体反力が振動試験機の加速度再現性に与える影響を明確化する。本章で用いる供試体は，梁と錘で構成し，1つの固有振動数を有する単純な1自由度振動系とし，数値シミュレーション及び加振実験にて評価する。なお，シミュレーションでは加振中に固有振動数を変化させ，供試体の崩壊過程 (塑性変形) を模擬する。また，目標加速度は，供試体反力の影響と補償効果を明確に示すことを目的に，図 2.57 に示した 40 Hz までの周波数成分を含み，フラットなスペクトルを有する擬似地震加速度を用いる。

3.2.1 供試体のモデル化

本章で用いる供試体の外観を図 3.1 に，そのモデルを図 3.2 に示す。供試体は梁と錘で構成され，錘の質量と梁の長さを調節することで固有振動数を変更することが可能である。供試体は図 3.1 に示すように供試振動試験機のテーブル上に搭載され，ピストンからの加振力が継手を介してテーブルに加わる。図 3.2 から，供試体搭載時のテーブルの運動方程式，及び 1 自由度振動系に近似した供試体の運動方程式は次式となる。

$$M_t \frac{d^2 y_t}{dt^2} = f_p - d - \tau_t \tag{3.1}$$

$$M_s \frac{d^2 y_s}{dt^2} = C_s \left(\frac{dy_t}{dt} - \frac{dy_s}{dt} \right) + K_s (y_t - y_s) = d \tag{3.2}$$

また，そのブロック線図は図 3.3 となる。ここで，M_s は供試体の質量，C_s は供試体の粘性抵抗，K_s は供試体の剛性，y_s は供試体の絶対変位，d はテーブルが供試体から受ける反力 (梁の復元力) である。図 3.3 から，テーブル変位 y_t から供試体反力 d までの伝達特性は次式となる。

$$\frac{D}{Y_t} = \frac{M_s s^2 (C_s s + K_s)}{M_s s^2 + C_s s + K_s} \tag{3.3}$$

以上から，供試体搭載時の振動試験機物理モデルのブロック線図は図 3.4 となる。

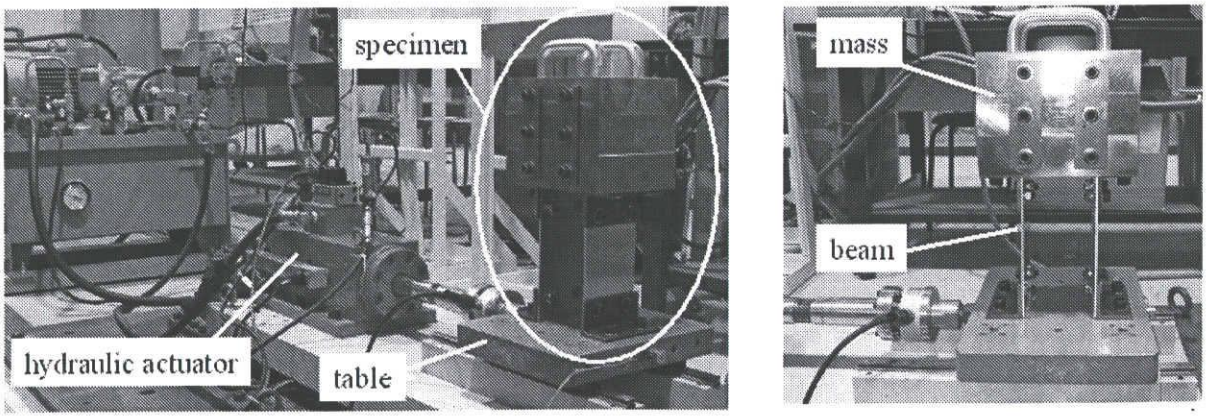

図 3.1: 供試体の外観

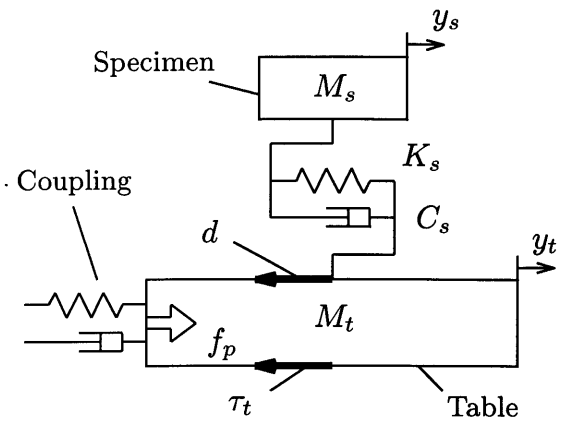

図 3.2: 供試体モデル

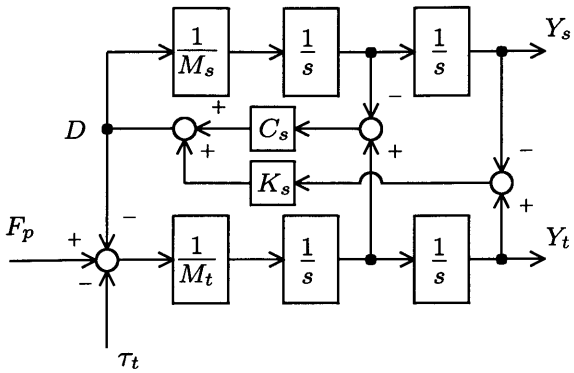

図 3.3: 供試体 – テーブル間のブロック線図

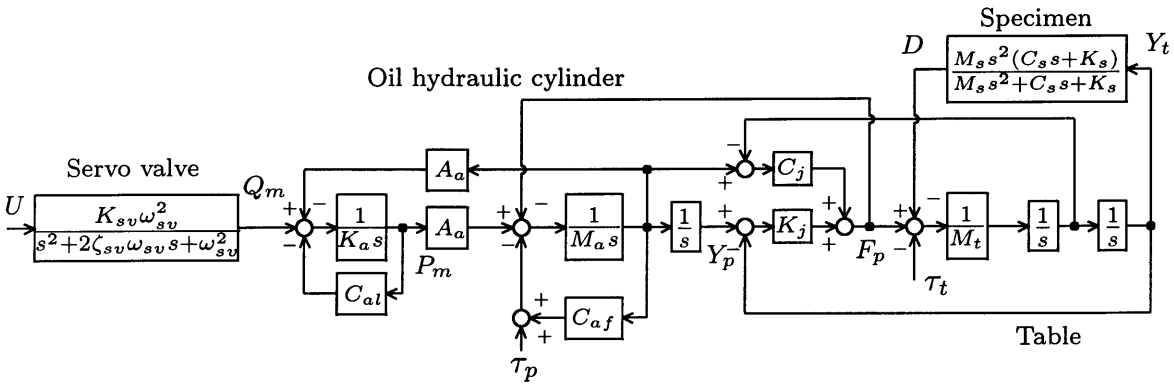

図 3.4: 供試体搭載時の振動試験機物理モデルのブロック線図

シミュレーション及び実験では，主に固有振動数を 15 Hz と 20 Hz に有する 2 種類のものを用いて検証を行う。供試体の各パラメータを表 3.1 に示す。一方で，シミュレーションでは容易に加振中の供試体振動特性変化を模擬することができる。本研究では，構造物の非線形特性の中でも一般的なバイリニア型 [91] [92] の復元力特性を用いる。その特性を図 3.5 に，シミュレーションで用いたパラメータを表 3.2 に示す。ここで，K_{s1} は一次剛性，K_{s2} は二次剛性，f_y は降伏点荷重，x_y は降伏点変位である。

表 3.1: 供試体の物理パラメータ

固有振動数	15 Hz	20 Hz
M_s[kg]	37.7	25.1
C_s[N/(m/s)]	108.7	51.8
K_s[N/m]	3.5×10^5	4.2×10^5

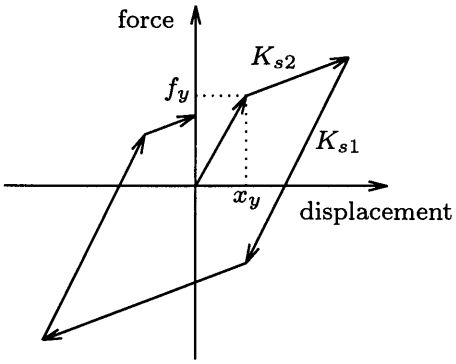

図 3.5: バイリニア特性モデル

表 3.2: バイリニア特性を持つ供試体のパラメータ

Weighting mass [kg]	40.0
Initial stiffness (K_{s1}) [N/m]	5.7×10^5
Secondary stiffness (K_{s2}) [N/m]	3.6×10^5
Damping ratio [%]	1
Yield displacement (x_y) [m]	0.6×10^{-3}

3.2.2 供試体反力の影響

表 3.1, 3.2 に示した供試体パラメータを用いて，供試体反力が加速度波形に及ぼす影響を調べる。

まず，シミュレーションにより検証する。図 3.6 に，15 Hz に固有振動数を有する供試体を搭載した時の加速度応答波形を，図 3.7 に，20 Hz に固有振動数を有する供試体を搭載した時の加速度応答波形をそれぞれ実線で示す。各図，上段はテーブル加速度の時間応答波形，下段はそのパワースペクトルであり，目標加速度波形を破線で示している。両図とも，供試体固有振動数付近でパワースペクトルに共振，反共振が現れ，地震加速度の再現性が劣化していることが分かる。

図 3.8, 3.9 は，図 3.5 に示したバイリニア型復元力特性を有する供試体を搭載した場合のシミュレーション結果であり，図 3.8 は供試体の荷重-変位履歴，図 3.9 はテーブル加速度応答波形である。パラメータは表 3.2 の値を用いた。図 3.8 より，供試体は降伏点荷重に達していることが確認でき，非線形な特性になっていることが分かる。それにより，図 3.9 の結果から，供試体の変動周波数帯 (15~20 Hz) で加速度波形の再現性が劣化していることが分かる。

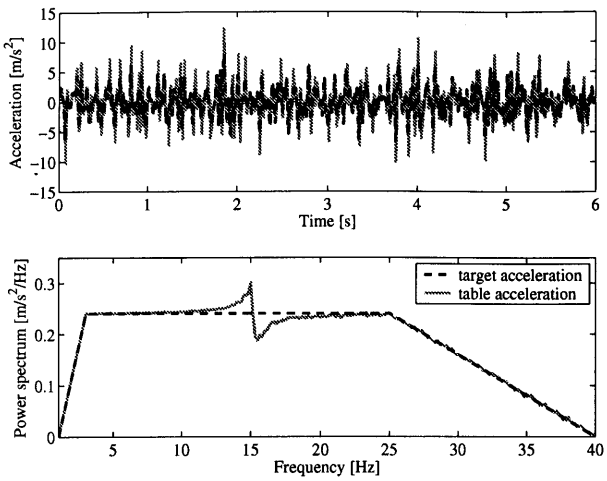

図 3.6: 供試体搭載時のテーブル加速度応答波形 (固有振動数 15 Hz)

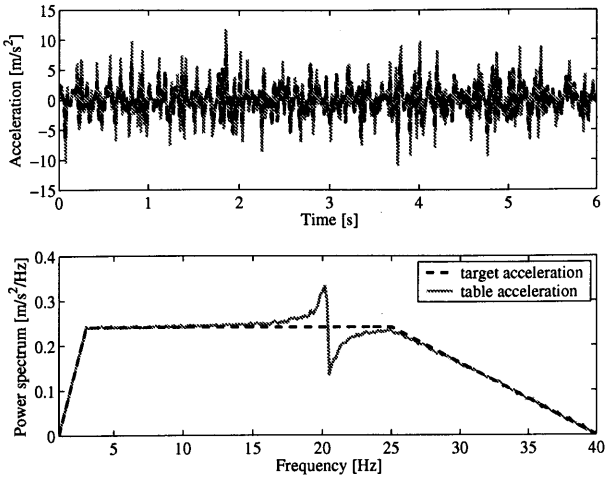

図 3.7: 供試体搭載時のテーブル加速度応答波形 (固有振動数 20 Hz)

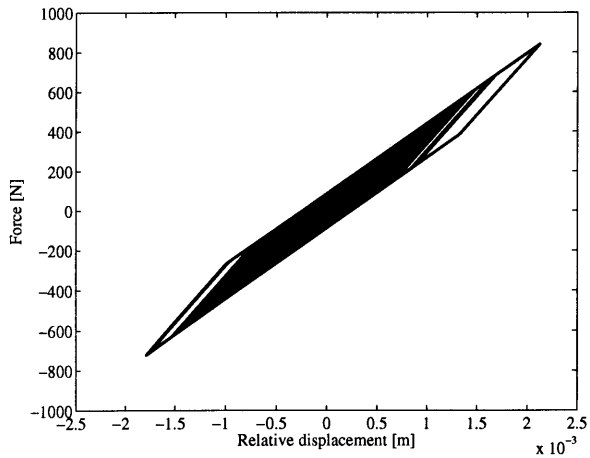

図 3.8: 供試体の荷重-変位履歴

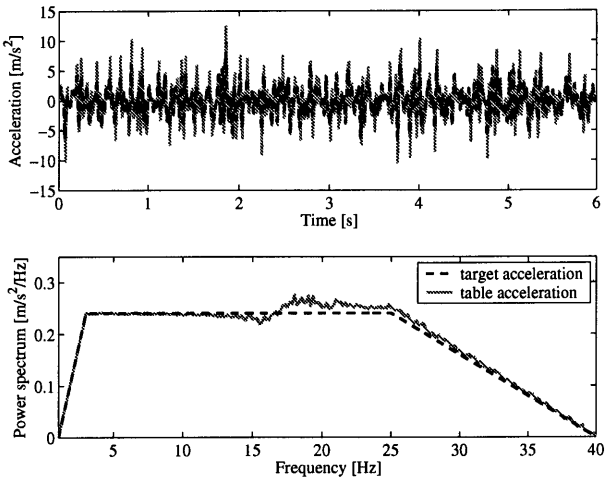

図 3.9: 供試体搭載時のテーブル加速度応答波形 (バイリニア型復元力特性)

次に，表 3.1 に示した供試体を搭載した時の実験結果を図 3.10，3.11 にそれぞれ示す。上段はテーブル加速度の時間応答波形 (2~4 s)，下段はそのパワースペクトルである。両図より，シミュレーションと同様に供試体固有振動数付近でパワースペクトルに共振，反共振が現れ，地震加速度の再現性が劣化していることが分かる。

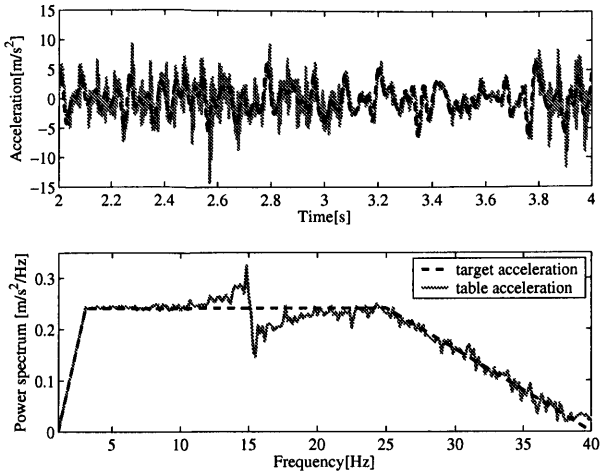

図 3.10: 実験時のテーブル加速度応答波形 (供試体固有振動数 15 Hz)

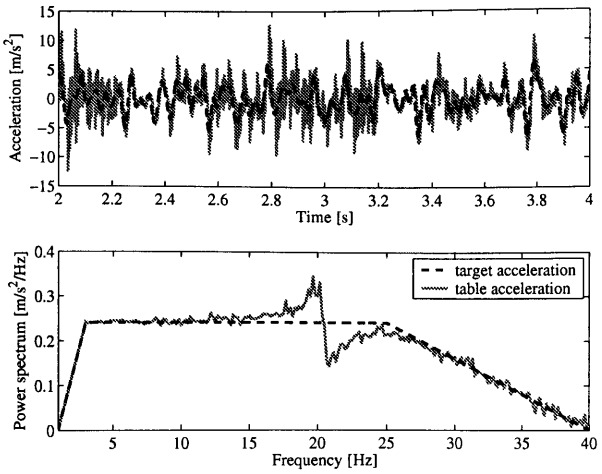

図 3.11: 実験時のテーブル加速度応答波形 (供試体固有振動数 20 Hz)

以上の結果より，テーブル上に搭載された供試体反力の影響により地震加速度の再現性が劣化することが分かる。そのため，正確な耐震試験を行うためには，この影響を抑えることが必須の課題であり，これに対しては制御系の外乱抑圧特性を向上させなければならない。

ここで，既存の状態量フィードバック制御系を用いて，安定性を考慮せず，高周波数領域 (10 Hz 以上) の外乱抑圧特性を向上させることを目的に，各状態量フィードバックゲインを調整した結果を図 3.12 に示す。また，この時のナイキスト線図を図 3.13 に示す。両図より，安定性を考慮せずフィードバックゲインを調整したとしても，既存の制御系のみでは飛躍的な外乱抑圧特性の向上は望めない。そのため，制御系の安定性とは独立に外乱抑圧性能を高め，供試体反力の影響を抑制できる新たな補償器が必要となる。

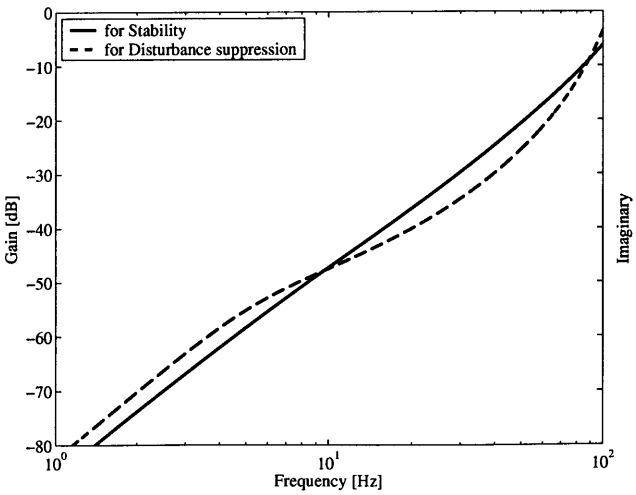

図 3.12: 外乱抑圧特性

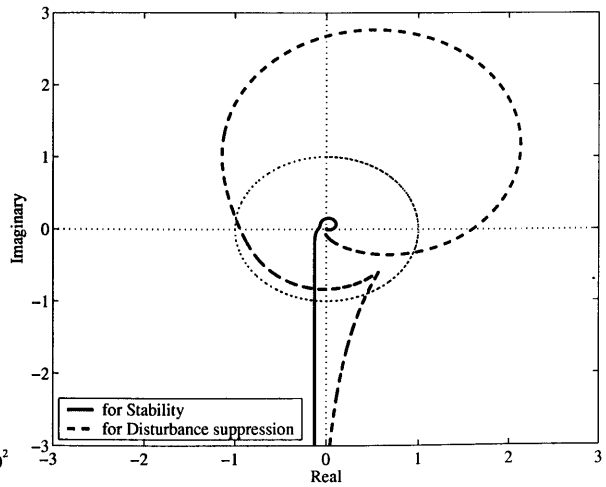

図 3.13: ナイキスト線図

3.3 反力フィードバックによる反力補償性能の向上

3.3.1 反力補償方式の原理

従来より，供試体反力をロードセルと加速度センサを用いて直接検出し，その検出信号と反力補償器により補償信号を生成し，供試体反力を相殺するための加振力をテーブルに加える制御手法 (以下，反力フィードバック補償) が提案されている。反力フィードバック補償を施した制御ブロック図を図 3.14 に示す。ただし，$P_1(s)$，$P_2(s)$ は油圧加振機，テーブルの特性，$C(s)$ はフィードバック補償器，$C_{rfc}(s)$ は反力補償器，U_{rfc} は反力補償器出力，D は反力，$\hat{D}$ はセンサで計測した反力信号を示す。図 3.14 より，このシステムの出力である Y_t は次式となる。

$$Y_t = \frac{C(s)P_1(s)P_2(s)}{1+C(s)P_1(s)P_2(s)}R_d - \frac{P_2(s)}{1+C(s)P_1(s)P_2(s)}\{D - P_1(s)U_{rfc}\} \tag{3.4}$$

$U_{rfc} = C_{rfc}(s)\hat{D}$ であることから，(3.4) 式は次式となる。

$$Y_t = \frac{C(s)P_1(s)P_2(s)}{1+C(s)P_1(s)P_2(s)}R_d - \frac{P_2(s)}{1+C(s)P_1(s)P_2(s)}\{D - C_{rfc}(s)P_1(s)\hat{D}\} \tag{3.5}$$

今，計測した外乱 $\hat{D} = D$，$C_{rfc}(s) = P_1(s)^{-1}$ という関係が成り立つならば Y_t は次式となり，供試体の影響を受けない振動試験機伝達特性の実現が可能となる。

$$\begin{aligned} Y_t &= \frac{C(s)P_1(s)P_2(s)}{1+C(s)P_1(s)P_2(s)}R_d - \frac{P_2(s)}{1+C(s)P_1(s)P_2(s)}\{D - P_1(s)^{-1}P_1(s)D\} \\ &= \frac{C(s)P_1(s)P_2(s)}{1+C(s)P_1(s)P_2(s)}R_d \end{aligned} \tag{3.6}$$

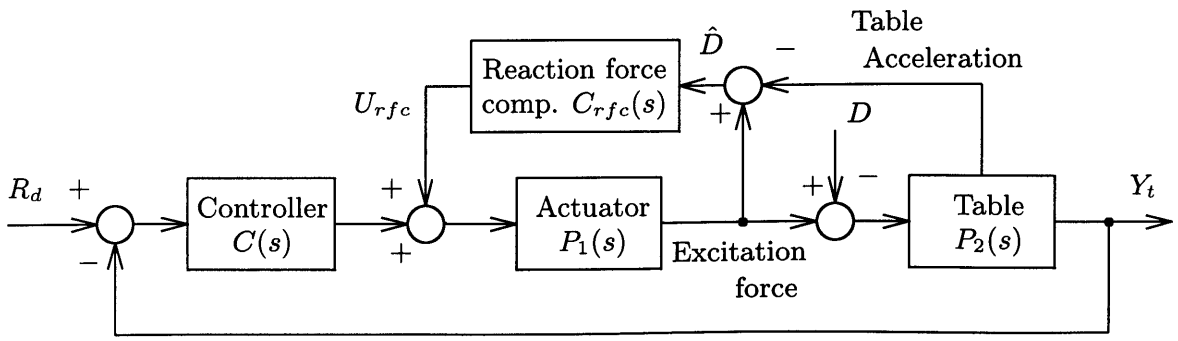

図 3.14: 反力フィードバック補償の制御ブロック図

3.3.2 振動試験機への適用

反力の検出

供試体反力の計測方式としては，図 3.15 に示すようにロードセルを加振機の先端に取り付ける加振機先端方式を採用する [63]。ロードセルは油圧加振機からの加振力 f_p を検出するため，次式に示すようにテーブル慣性力を減算することで供試体反力 d(梁の復元力) を導出できる。

$$d = f_p - M_t y_{ta} \tag{3.7}$$

実際には，各検出信号にはオフセットやノイズが含まれるため，2 章図 2.38 に示したバンドパスフィルタ $C_b(s)$ を付加する。また，テーブルに作用する摩擦力 τ_t は，加振力や反力に比べ十分小さいため (0.1% 以下)，ここでは無視することができる。

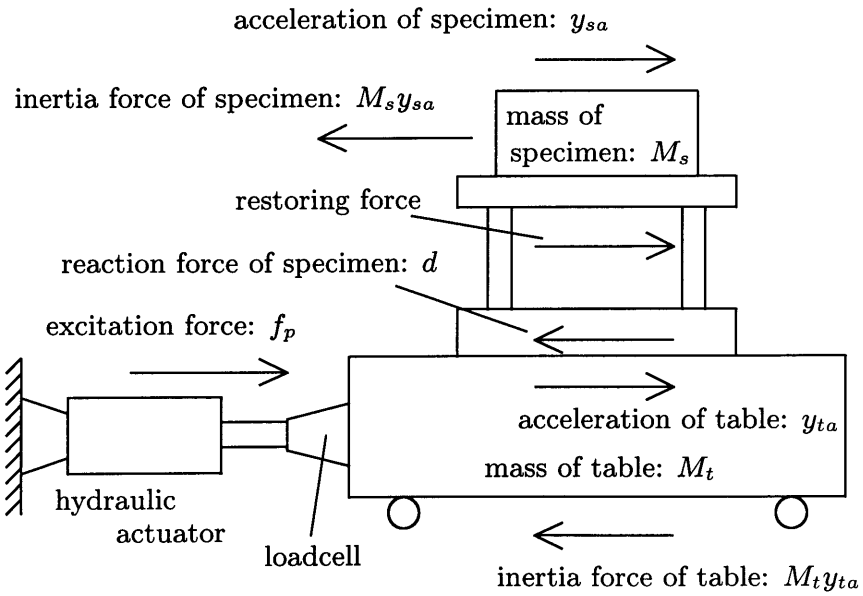

図 3.15: 反力計測方式

加振機モデルの簡略化

検出した反力に対し，補償信号 U_{rfc} を生成するためには，反力補償器 $C_{rfc}(s)$ が必要となる。(3.5) 式から，反力補償器 $C_{rfc}(s)$ は油圧加振機の逆特性が必要となる。油圧加振機の特性 (ここでは，操作量 U から加振力 F_p を指す) は，図 3.4 に示すとおり，継手の特性が含まれる。一般的に，振動試験機において継手の固有振動数は加振周波数帯域に

対して十分に高い周波数に存在する。そのため，継手の特性を無視することで，モデルの簡略化を図る。

ピストンとテーブルの間に継手がなく剛体であるとすると，ピストンとテーブルの間のモデルは図 3.16 となり，継手を無視した運動方程式は次式となる。

$$(M_a + M_t)\frac{d^2 y_t}{dt^2} = f_p - d - C_{af}\frac{dy_p}{dt} - \tau_p - \tau_t \tag{3.8}$$

この時の振動試験機制御系のブロック線図は図 3.17 となる。

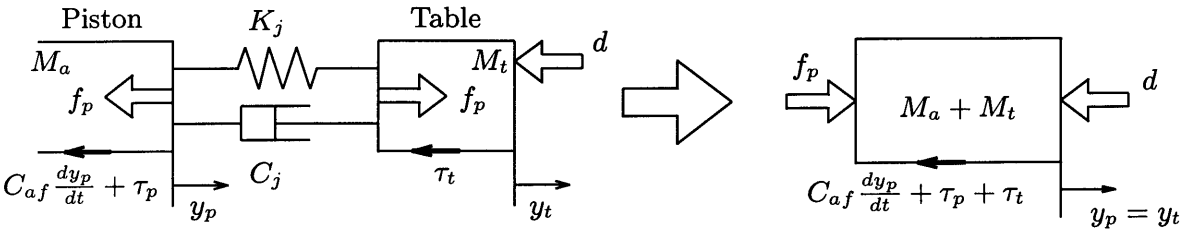

図 3.16: 継手の簡略化

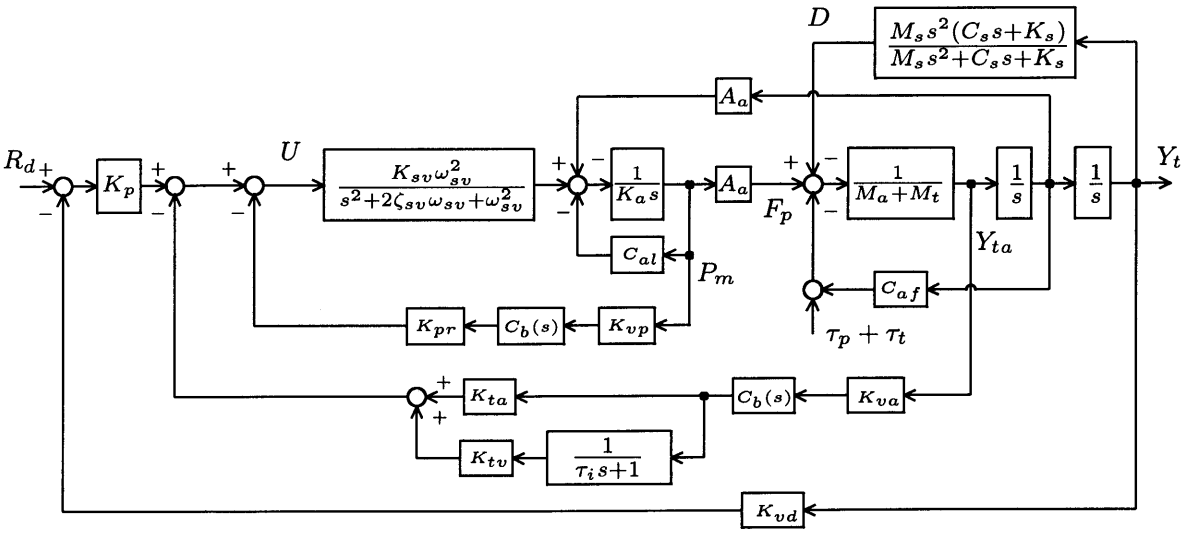

図 3.17: 継手を簡略化した時の振動試験機制御系ブロック線図

ここで，継手特性の有無が振動試験機プラント特性 (U から Y_t) に与える影響について考察する。図 3.18 の実線に継手を考慮したプラント特性，破線に継手を無視したプラント特性を示す。図 3.18 より，1 Hz から 40 Hz までの加振周波数帯域において両者の特性はほぼ同じであり，本研究で対象としている振動試験機では継手の影響をほぼ無視できる。

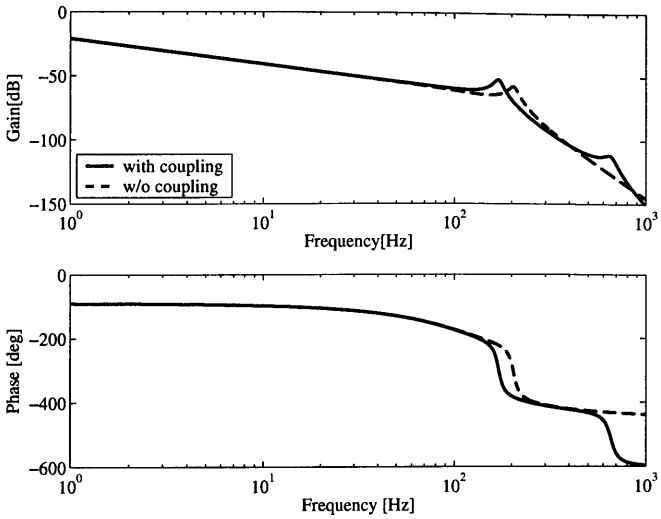

図 3.18: 振動試験機プラント特性 (U から Y_t)

以上より，反力補償器設計の際に用いる油圧加振機の伝達関数は，次式の操作量 U から加振力 F_p までの伝達関数 $G_{act}(s)$ とする。

$$G_{act}(s) = \frac{a_0}{b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0} \tag{3.9}$$

ただし，

$$\begin{aligned}
a_0 &= K_{sv}\omega_{sv}^2 A_a \\
b_3 &= K_a \\
b_2 &= C_{al} + 2\zeta_{sv}\omega_{sv}K_a \\
b_1 &= 2\zeta_{sv}\omega_{sv}C_{al} + K_a\omega_{sv}^2 \\
b_0 &= C_{al}\omega_{sv}^2 + K_{sv}\omega_{sv}^2 K_{pr}K_{vp}C_b(s)
\end{aligned}$$

3.3.3 従来の反力補償器の設計

反力補償器を付加した振動試験機制御系のブロック線図を図 3.19 に示す。反力 D は，(3.7) 式により検出され，反力補償器 $C_{rfc}(s)$ を介して反力補償信号 U_{rfc} を生成する。なお，反力補償器は線形制御器であるため，制御系設計においてはクーロン摩擦 (τ_p, τ_t) については考慮しない。また，図 3.19 の ξ は，反力検出信号に重畳する観測ノイズを示す。

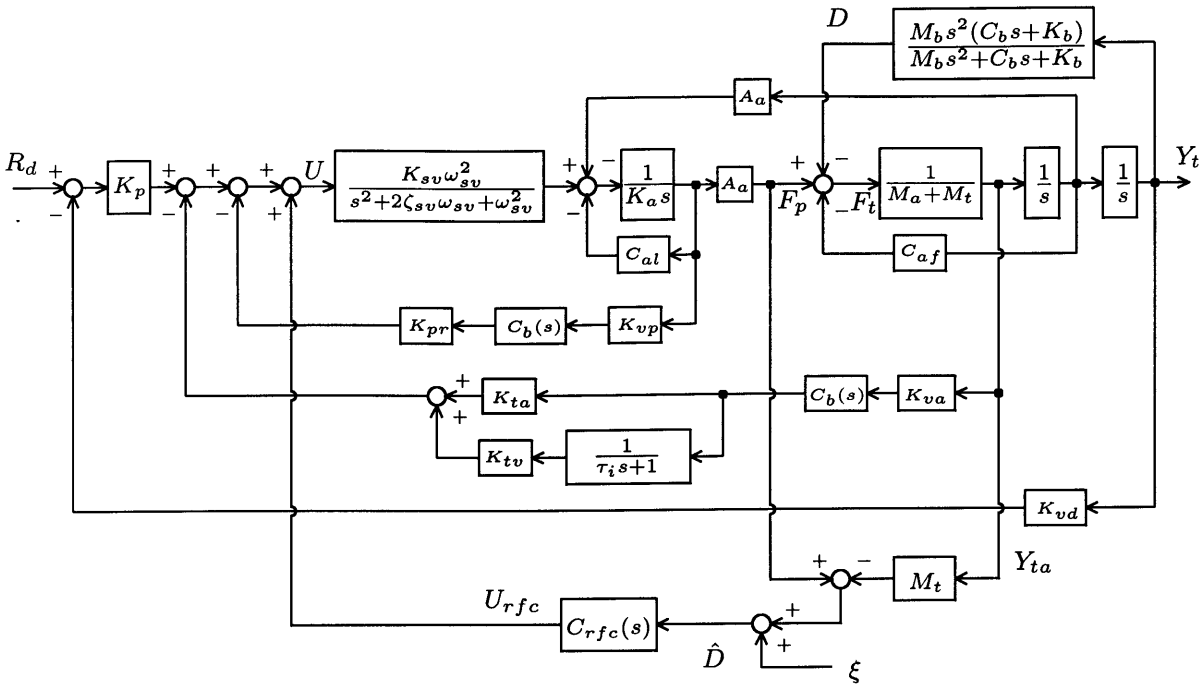

図 3.19: 反力補償器を付加した振動試験機制御系のブロック線図

反力補償器 $C_{rfc}(s)$ は，理想的には前節で導出した油圧加振機の逆特性 $G_{act}^{-1}(s)$ により実現されることが望ましい。しかし，(3.9) 式より油圧加振機の逆特性は非プロパとなるため，実現するためにはプロパ性を確保するためのフィルタ (以下，反力補償フィルタ)$C_f(s)$ が必要となる。そのため，反力補償器の構成は次式となる。

$$C_{rfc}(s) = G_{act}^{-1}(s)C_f(s) \tag{3.10}$$

反力補償器の性能は反力補償フィルタ $C_f(s)$ の特性で決定されることから，その設計は非常に重要である。従来設計されている反力補償フィルタ (以降，C_{f1}(s) と表記する) は，次式に示すようにプロパ性を確保するためだけの単純なローパスフィルタのみで構成されたものである [63]。

$$C_{f1}(s) = k_n \frac{\omega_n}{s+\omega_n} \frac{\omega_n^2}{s^2+2\zeta_n\omega_n s+\omega_n^2} \tag{3.11}$$

(3.11) 式の構成で，本供試振動試験機に対し，高周波数の観測ノイズや制御系の安定性を考慮して各パラメータを調整した結果を表 3.3 に，その時の外乱抑圧特性を図 3.20 に示す。図中，実線は反力補償器の適用前，点線は反力補償器適用後の特性を示しており，反力補償器を適用した特性では，10 Hz 以下の低周波数領域において外乱抑圧特性が向上している。しかし，それ以上の周波数帯域では点線と実線は同等の特性を示しており，反力補償器の効果が十分得られないことが分かる。これは，文献 [63] [64] [89] にも示されているとおり，他の中型，大型振動試験機でも同様の結果で，10 Hz を反力補償器の補償上

限値とし，それ以上の周波数帯域では反力補償に別の制御手法を適用しているのが現状である。

これは，従来の反力補償フィルタでは設計の自由度が少なく，安定性や観測ノイズの影響を考慮すれば，ローパスフィルタの通過帯域を上げることは難しいことが要因である。そこで，本研究では反力補償器による補償帯域の拡大を図るべく，反力補償フィルタに明快な設計指針を与え，具体的な設計を行う。そのアプローチとして，外乱抑圧特性，観測ノイズ，制御系の安定性を十分考慮した設計を行い，反力補償器の有効帯域の拡大を目指す。以降では，その設計手法を示し，従来の反力補償フィルタ $C_{f1}(s)$ を付加した反力補償器との性能比較を行うことで提案補償器の有効性を示す。

表 3.3: 従来構造の反力補償フィルタ $C_{f1}(s)$ のパラメータ

k_n	1.27	ζ_n	0.71	ω_n	$2\pi \times 100$

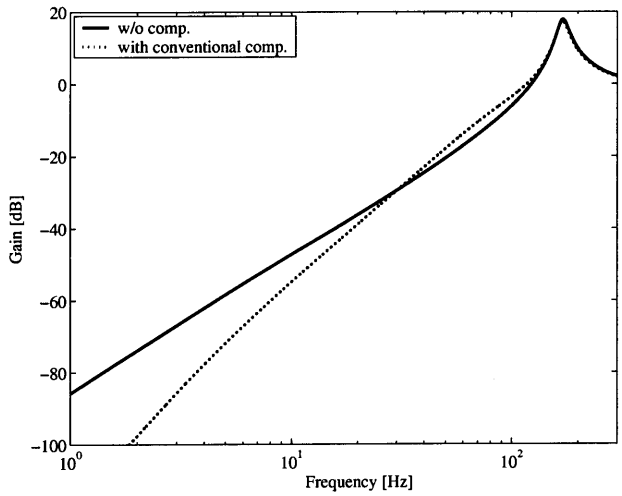

図 3.20: 従来の反力補償器を付加した時の外乱抑圧特性

3.3.4 反力補償器の設計指針

目標外乱抑圧特性の設定

前述したように，振動試験機において供試体反力の補償を実現するためには，制御系の外乱抑圧特性を向上させることが必要となる。特に，破壊試験では加振中に供試体の固有振動数が変化することから，目標加速度として用いる地震波の有する周波数帯域全てで十分な外乱抑圧特性を有することが求められる。しかし，現実には全ての周波数帯域で供試体反力を抑制するだけの外乱抑圧特性を得ることは難しい。そのため，供試体の有する固

有振動数と反力の大きさをあらかじめ見積もった上で，周波数帯域と達成すべき外乱抑圧特性を明確に定めて補償器を設計することが必要となる。

本研究で実験に用いる供試体は，表 3.1 に示したとおり固有振動数が 15 Hz，20 Hz であり，事前の解析によりテーブルを加速度 0.8 G(加振力は約 300 N) で加振した時に，それぞれ約 1400 N(固有振動数 15 Hz)，約 1200 N(固有振動数 20 Hz) の反力が発生することを確認している。そこで本研究では，外乱抑圧特性の設計目標として，約 20 Hz まで −50 dB(加振力の 2% 程度) とすることを一つの設計目標とする。ただし，加振周波数帯域は 40 Hz を想定しているため，図 3.21 に示すようになるべく高い周波数帯域まで −50 dB の外乱抑圧特性となることが望ましい。なお，外乱抑圧特性の目標値は，実際の加振実験に用いる振動試験機や供試体の特性を十分考慮して定めるべきである。

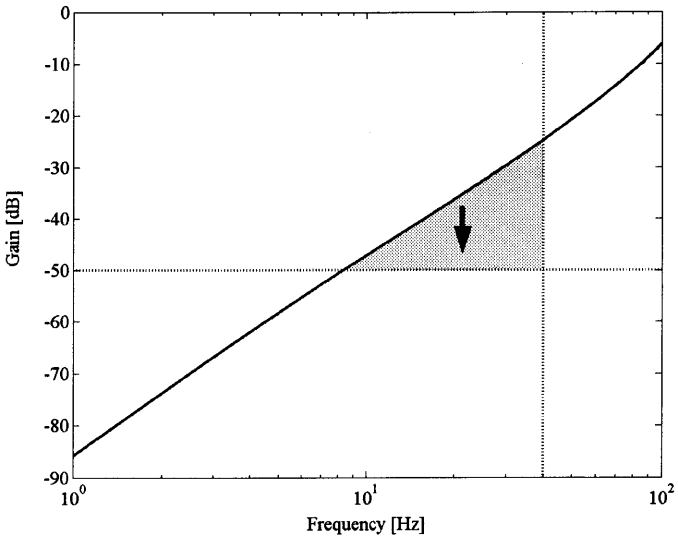

図 3.21: 目標外乱抑圧特性

外乱抑圧特性を考慮した反力補償器の設計指針

反力フィードバック補償は，反力補償器に油圧加振機の逆特性を利用するため，その効果は油圧加振機モデルの精度に左右されることとなり，モデル化誤差が大きい場合，供試体に対する外乱抑圧特性が劣化する。そこで，まずモデル化誤差と外乱抑圧特性との関係について，制御系に加わる供試体反力とそれを相殺する補償信号との間のゲイン，位相関係に着目することにより明らかにする。

3.2 節に示したとおり，振動試験機が供試体から受ける反力の周波数成分は，主に供試体の固有振動数であり，破壊試験などの供試体が非線形な挙動を示す場合にはこの周波数が時々刻々と変化する。この観点から，供試体反力は固有振動数の正弦波，もしくは複数

の正弦波の足し合わせであると考えることができる。そのため，図 3.22 に示すように供試体反力 d が単一の周波数 ω_s の正弦波であると仮定し，反力補償器により生成される信号を u_{rfc} とすれば，補償誤差 Δe_c は次式となる。

$$d = \sin(\omega_s t) \tag{3.12}$$

$$u_{rfc} = g_e \sin(\omega_s t + \alpha_e) \tag{3.13}$$

$$\begin{aligned}\Delta e_c &= \sin(\omega_s t) - g_e \sin(\omega_s t + \alpha_e) \\ &= \sin(\omega_s t) - g_e \sin(\omega_s t)\cos(\alpha_e) - g_e \cos(\omega_s t)\sin(\alpha_e) \\ &= \{1 - g_e \cos(\alpha_e)\}\sin(\omega_s t) - g_e \sin(\alpha_e)\cos(\omega_s t) \\ &= g_d \sin(\omega_s t + \beta)\end{aligned} \tag{3.14}$$

ここで，

$$g_d = \sqrt{1 + g_e^2 - 2g_e \cos(\alpha_e)} \tag{3.15}$$

$$\beta = \tan^{-1}\left(\frac{g_e \sin(\alpha_e)}{g_e \cos(\alpha_e) - 1}\right) \tag{3.16}$$

g_e，α_e は供試体反力に対する補償信号 u_{rfc} のゲイン，位相誤差であり，g_e=1 (0 dB)，α_e=0 (0 deg) の時，供試体反力が完全に相殺されることになる。さらに，ω_s を所望の周波数帯域で変化させても補償信号が g_e=1，α_e=0 に常に近づくように反力補償器を設計すれば，その周波数帯域で外乱抑圧特性を向上させることができ，供試体反力に複数の周波数成分を含む場合や，時々刻々と変化する場合にも供試体反力の影響を抑制することができる。したがって，g_d を目標とする外乱抑圧特性 g_{tar} とし，ある任意のゲイン誤差 g_e を定めれば，(3.15) 式から，目標を達成するために許容される最大位相誤差は次式で表現される。

$$\alpha_e = \cos^{-1}\left(\frac{-g_{tar}^2 + g_e^2 + 1}{2g_e}\right) \tag{3.17}$$

ここで，補償信号 u_{rfc} のゲイン，位相誤差は，図 3.19 において反力補償器を理想的に $C_{rfc}(s) = G_{act}^{-1}(s)$ とした時の，反力検出信号 $\hat{D}$ からテーブル加振力 F_t までの特性と，実際の反力 D からテーブル加振力 F_t までの特性の誤差である。誤差の周波数特性を，図 3.23 の実線に示す。同図より，ゲイン，位相ともに高周波数領域につれて誤差が大きくなることが分かる。これは，油圧加振機の逆特性以外に存在する各フィードバック要素の影響や，バンドパスフィルタを含めたセンサの検出遅れなどが要因と考えられる。一方，同図内の破線は，(3.17) 式を用いて目標とする外乱抑圧特性 g_{tar}=−50 dB とした時に導出される許容誤差範囲を示している。すなわち，実線の誤差特性がこの範囲内となるように，反力補償フィルタ $C_f(s)$ の周波数特性を整形する必要がある。なお，(3.17) 式から，許容するゲイン誤差の条件を厳しくすると，それに伴い位相誤差の許容範囲の条件は厳しくなる。特に，ゲイン誤差を 0 dB 以上とすると，その周波数成分の誤差が増幅され，制

御系が不安定になる可能性が高くなるため，ゲイン誤差の上限値を 0 dB 以下とする。図 3.23 から，位相誤差の許容範囲が 25 Hz 以上で 0 deg となっている。このことは，−50 dB を達成できる上限の周波数は 25 Hz であり，設計の限界を定量的に示していると言える。すなわち，補償帯域の拡大のみならず，単一の制御方式での達成限界を明確に示すことができ，他の補償方式と併用する場合に明確な周波数帯域の切り分けができる点などが従来法と比較して大きな特徴となる。

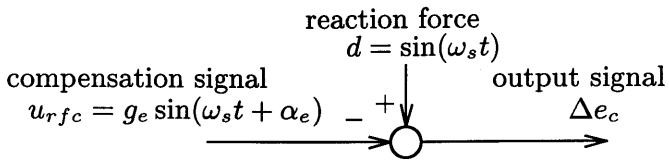

図 3.22: 供試体反力と補償信号の関係

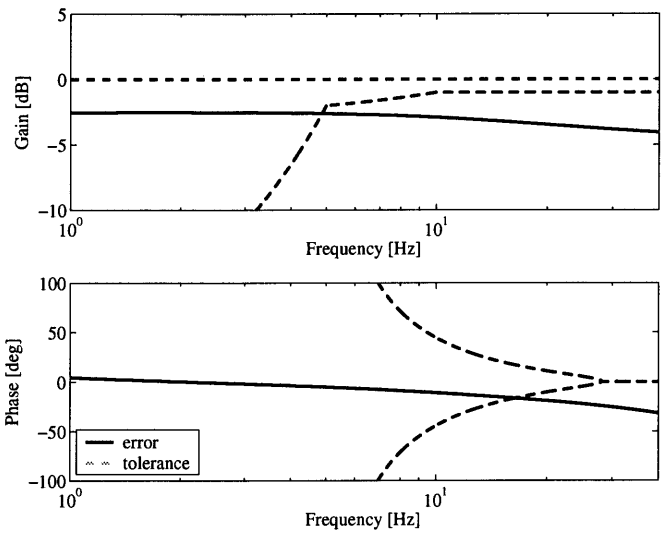

図 3.23: 反力補償器のモデル化誤差 (反力補償フィルタなし)

観測ノイズを考慮した反力補償器の設計指針

供試体反力は，ロードセルと加速度センサの検出信号を用いて導出されるが，バンドパスフィルタを付加したとしても，検出された信号には少なからず観測ノイズが含まれる。反力補償の補償帯域を拡大させるために，図 3.23 に示す位相遅れを回復させることは，高周波数領域でゲインを増大させることを意味し，結果として観測ノイズを増幅させることになる。そのため，観測ノイズがテーブル加速度応答へ影響を及ぼさないように反力補償器を設計しなければならない。

ここで，図 3.19 の観測ノイズ ξ からテーブル加速度 Y_{ta} までの周波数特性を図 3.24 に示す。同図より，180 Hz 付近でゲインが増大していることが分かる。これは，2 章で述べたように，油の圧縮性によるばね特性と負荷質量から決まる共振周波数であり，この周波数付近でゲインが 0 dB 以下となるように反力補償フィルタを設計する必要がある。

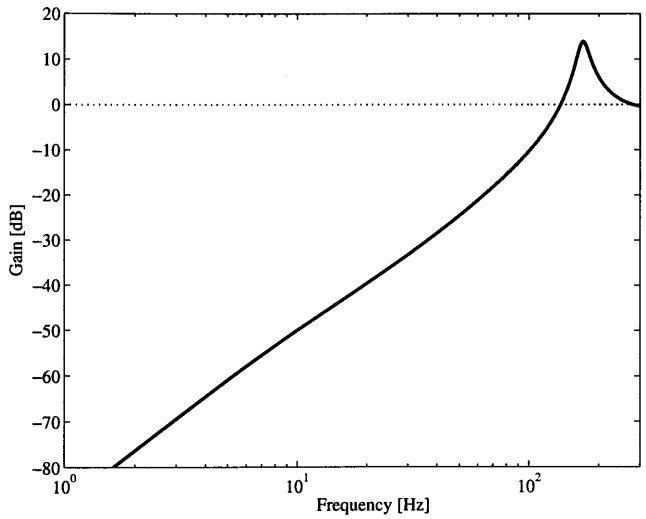

図 3.24: 観測ノイズからテーブル加速度までの周波数特性

3.3.5 反力補償器の設計

以上より，導出されたモデル化誤差，観測ノイズに対する設計目標から，新たな反力補償フィルタ $C_{f2}(s)$ の設計を行う。反力補償フィルタは，プロパ性を確保するために相対次数が 3 次以上必要であり，かつ位相誤差を低減させるための位相進みフィルタが必要である。また，180 Hz 付近で観測ノイズ特性のゲインが大きいことから，この周波数帯でゲインを下げるノッチフィルタが必要である。したがって，反力補償フィルタは，3 次のローパスフィルタと位相進みフィルタ，ノッチフィルタにより構成する。新たに設計した反力補償器 $C_{rfc}(s)$ は次式となる。

$$C_{rfc}(s) = G_{act}^{-1}(s)C_{f2}(s) \tag{3.18}$$

$$C_{f2}(s) = k_{f2}\frac{s^2+2\zeta_{pln}\omega_{pln}s+\omega_{pln}^2}{s^2+2\zeta_{pld}\omega_{pld}s+\omega_{pld}^2}\frac{s^2+2\zeta_{nfn}\omega_{nf}s+\omega_{nf}^2}{s^2+2\zeta_{nfd}\omega_{nf}s+\omega_{nf}^2}\frac{\omega_l^3}{(s+\omega_l)^3} \tag{3.19}$$

設計した反力補償フィルタ $C_{f2}(s)$ のパラメータを表 3.4 に示す。また，この時の反力補償フィルタ $C_{f2}(s)$ を用いた反力補償器 $C_{rfc}(s)$ の周波数特性を図 3.25 に，補償信号誤差の特性を図 3.26 に，観測ノイズ伝達特性を図 3.27 にそれぞれ実線で示す。比較のために，従来の反力補償フィルタ $C_{f1}(s)$ を用いた反力補償器の特性と，それを適用した各特

性を各図の点線で示す。図 3.26 より，提案法は約 20 Hz までの補償信号誤差を許容範囲内に収めており，かつ図 3.27 より，観測ノイズ伝達特性を全領域で 0 dB 以下に抑えている。また，この時の外乱抑圧特性を図 3.28 に示す。同図より，提案法は 20 Hz まで目標の −50 dB を達成しており，かつ従来の反力補償器に比べ高周波数領域まで外乱抑圧特性が向上しており，十分な供試体反力抑制効果が期待できる。一方で，20 Hz 以降では未補償，従来手法適用時と比較して，提案手法は同等の外乱抑圧特性となっており，十分な反力補償効果は期待できないことが分かる。

表 3.4: 反力補償フィルタ $C_{f2}(s)$ のパラメータ

k_{f2}	1.10	ζ_{pln}	0.99	ω_{pln}	$2\pi\times30.48$
ζ_{pld}	0.62	ω_{pld}	$2\pi\times37.77$	ω_l	$2\pi\times330.89$
ζ_{nfn}	0.07	ζ_{nfd}	0.64	ω_{nf}	$2\pi\times180$

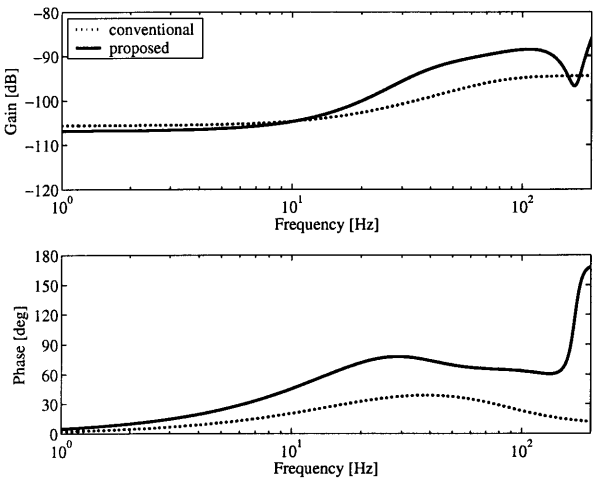

図 3.25: 反力補償器の周波数特性

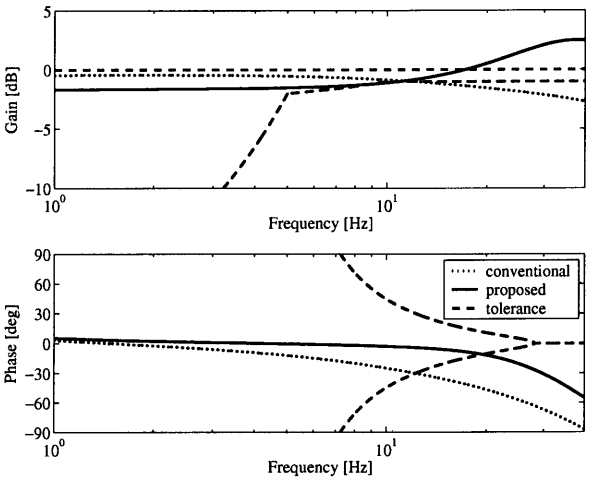

図 3.26: 反力補償信号誤差の周波数特性

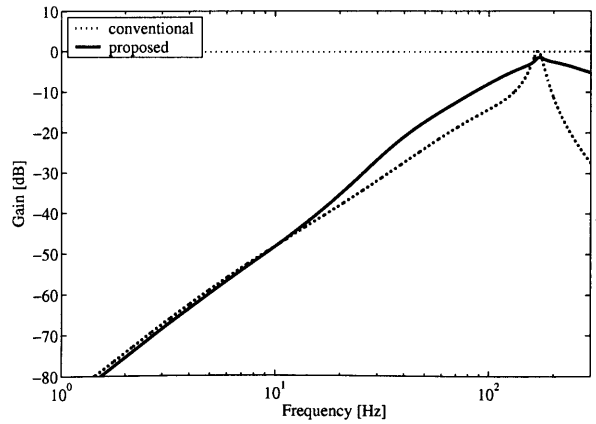

図 3.27: 観測ノイズからテーブル加速度までの周波数特性

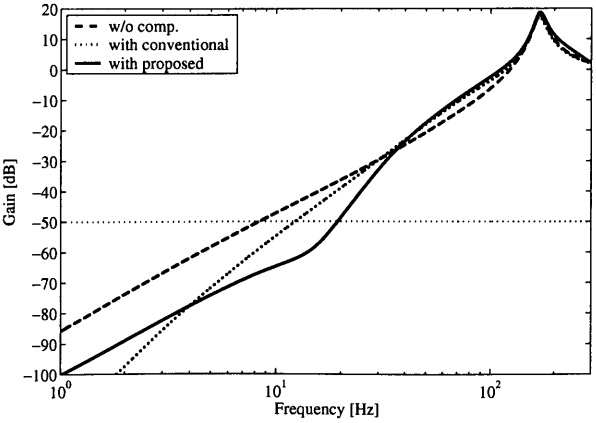

図 3.28: 外乱抑圧特性

3.3.6 安定性の検証

新たに設計した反力補償器を付加した振動試験機制御系の安定性を評価する。ここでは，供試体の質量を実験で用いる最大質量 38 kg とし，減衰係数を 0.03 と固定して，固有振動数を 10~40 Hz まで変化させた。その時の開ループ特性とナイキスト線図を図 3.29, 3.30 に示す。図より，供試体の固有振動数が高くなるにつれ，安定性が劣化していくことが分かる。特に，30 Hz 以降に固有振動数を有する供試体を搭載した場合，安定性が著しく劣化すると考えられる。ただし，ある程度の位相余裕を有しており，供試体特性が上記の範囲内であれば，新たに設計した反力補償器を適用した振動試験機制御系は安定に動作することが分かる。

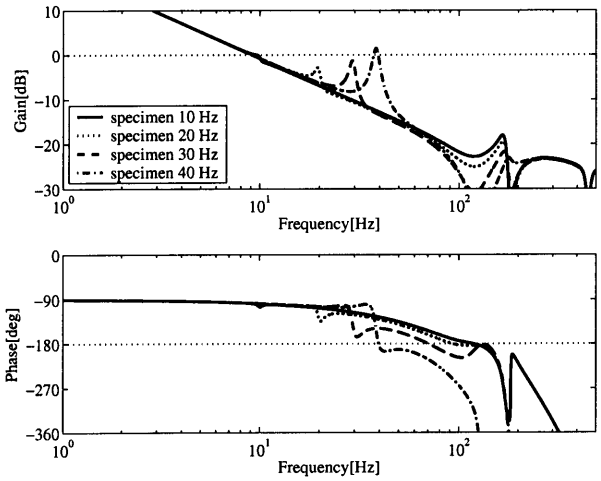

図 3.29: 反力補償器適用時の開ループ特性 (供試体搭載時)

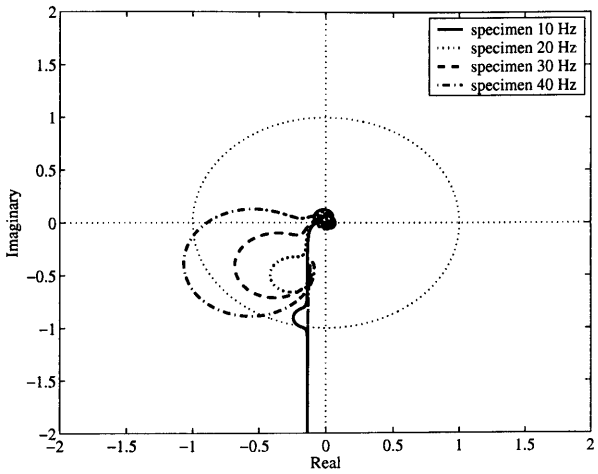

図 3.30: 反力補償器適用時のナイキスト線図 (供試体搭載時)

3.3.7 シミュレーションによる検証

設計した反力補償器の有効性をシミュレーションにより検証する。目標加速度は，図 2.57 と同様の最大加速度 0.8 G，40 Hz までのスペクトル成分を有する擬似地震加速度を用い，そのパワースペクトルの再現性を検証する。供試体は，表 3.1 に示した固有振動数を 15 Hz と 20 Hz にそれぞれ有するものと，表 3.2 に示した加振中に固有振動数が変化するバイリニア型復元力特性を有するものを用いた。

シミュレーション結果を図 3.31~3.35 にそれぞれ示す。図 3.31，3.32 は，それぞれ供試体の固有振動数 15 Hz，20 Hz の場合であり，上段はテーブル加速度応答波形，下段はそのパワースペクトルで，破線は反力補償器なし，実線は設計した反力補償器適用時の結果をそれぞれ示している。設計した反力補償器により，加速度波形の再現性劣化を十分に

抑制できていることが分かる。また，図 3.33~3.35 はバイリニア型復元力特性を有する供試体を用いた時の結果である。図 3.33，3.34 から，反力補償の有無に関わらず，供試体は降伏点荷重に達していることが確認でき，非線形な特性となっていることが分かる。図 3.35 より，加振中に非線形な挙動を示す供試体においても，その周波数範囲内での反力補償の十分な効果が確認できる。

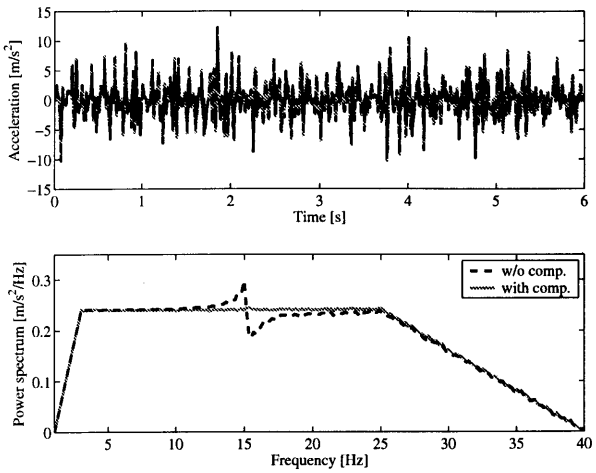

図 3.31: 反力フィードバック補償のシミュレーション結果 (供試体: 15 Hz)

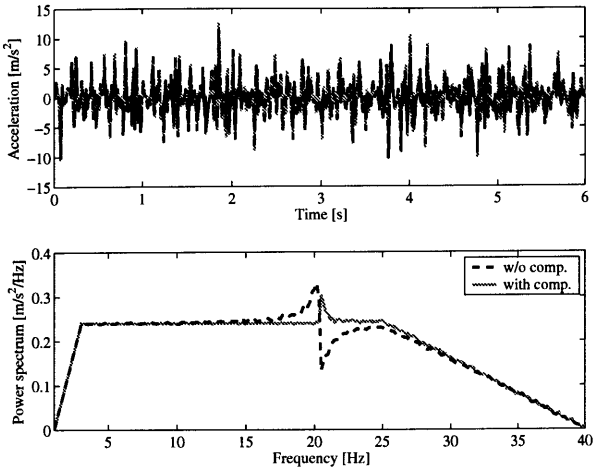

図 3.32: 反力フィードバック補償のシミュレーション結果 (供試体: 20 Hz)

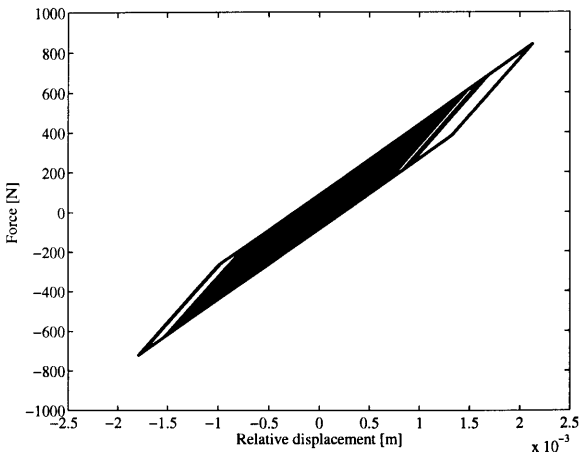

図 3.33: 荷重-変位履歴 (補償無し)

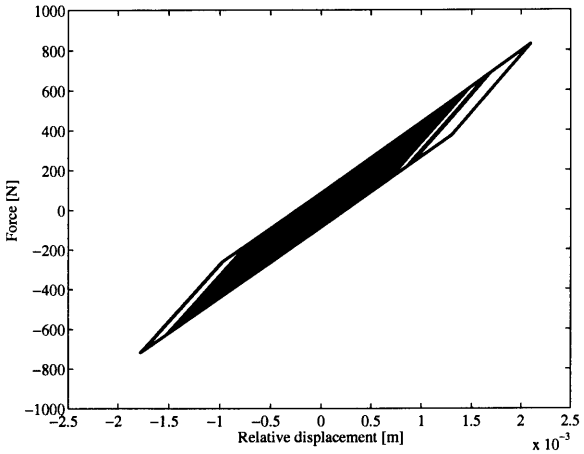

図 3.34: 荷重-変位履歴 (補償有り)

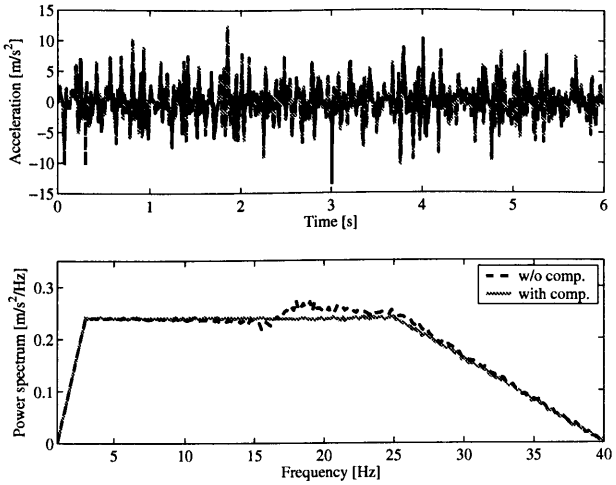

図 3.35: 反力フィードバック補償のシミュレーション結果 (バイリニア型復元力特性)

3.3.8 実験による検証

実験により，設計した反力補償器の有効性を検証する。目標加速度はシミュレーションと同様のものを用い，補償器はサンプリング時間 0.2 ms で DSP により実装した。供試体は，表 3.1 に示す 2 種類のものを用いた。

実験結果を図 3.36~3.39 に示す。図 3.36，3.37 は，固有振動数が 15 Hz の供試体，図 3.38，3.39 は，固有振動数が 20 Hz の供試体を搭載した時の結果であり，図 3.36，3.38 は，未補償時と従来の反力補償器 (反力補償フィルタ $C_{f1}(s)$) 適用時の比較，図 3.37，3.39 は，未補償時と提案した反力補償器 (反力補償フィルタ $C_{f2}(s)$) 適用時の比較をそれぞれ示す。各図中，上段はテーブル加速度応答 (2~4 s 間の加速度波形)，中段はそのパワースペクトルであり，下段は供試体の固有振動数付近における，目標加速度に対するパワースペクトルの誤差の絶対値である。また，点線は反力補償器なし，破線は従来の反力補償器適用時，実線は提案した反力補償器適用時の結果をそれぞれ示している。各図とも，下段に示したパワースペクトルの誤差面積で評価すると，供試体の固有振動数が 15 Hz の時には，未補償時に比べ，従来の反力補償器では約 55% 誤差面積が低減しているのに対し，提案した反力補償器では，約 77% 誤差面積が低減している。また，供試体の固有振動数が 20 Hz の時には，従来の反力補償器では約 30% 程度しか誤差面積が低減していないのに対し，提案した反力補償器では，約 78% 誤差面積が低減している。以上の結果から，提案した補償器は，より高周波数領域まで反力補償効果が得られることを示しており，図 3.28 の特性に合致する。本研究においては，一つの補償器で 2 種類の異なった固有振動数 (15，20 Hz) を持つ供試体に対して実験を行い，シミュレーション結果と同様に，各周波数において同等の補償効果を得ている。すなわち，実験を行った 2 つの周波数を含む帯

域内においては同等の補償効果を得ることが可能であり，供試体の固有振動数が加振途中で変化するような場合においても補償可能であると言える。

一方で，供試体の固有振動数を 25 Hz とした時の実験結果を図 3.40 に，供試体のパラメータを表 3.5 に示す。図 3.40 は，未補償時と提案した反力補償器を適用した時の比較である。同図より，提案した反力補償器を適用したとしても，反力の抑制効果が得られていないことが分かる。これは，図 3.28 に示した外乱抑圧特性からも明らかなように，25 Hz では反力補償器を適用したとしても十分な外乱抑圧特性の向上が図れていないことが要因である。そのため，本供試振動試験機においては，これ以上の周波数帯での反力補償は別の制御方式を適用する必要がある。

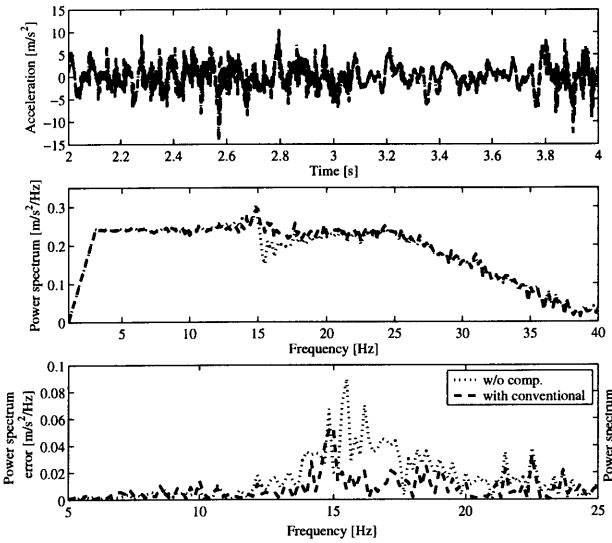

図 3.36: 従来補償器適用時の実験結果
(供試体: 15 Hz)

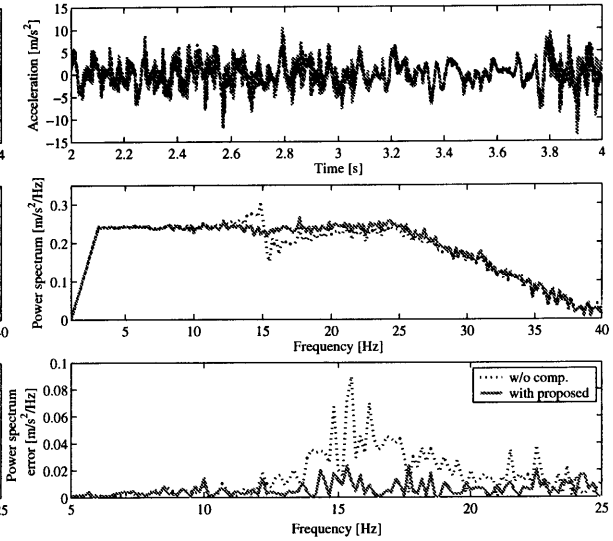

図 3.37: 提案補償器適用時の実験結果
(供試体: 15 Hz)

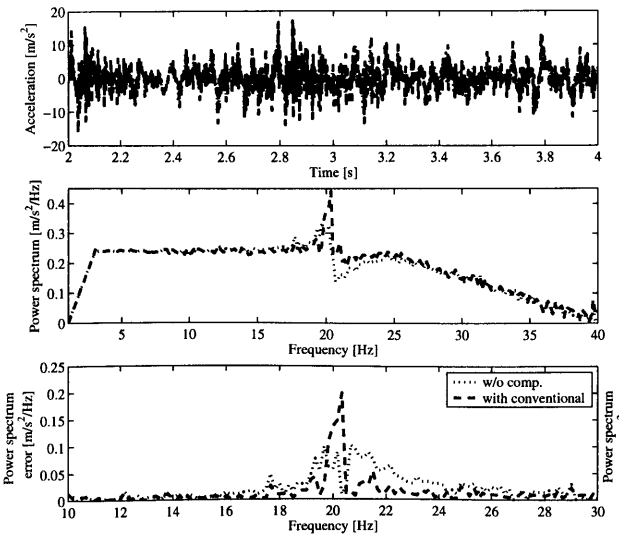

図 3.38: 従来補償器適用時の実験結果
(供試体: 20 Hz)

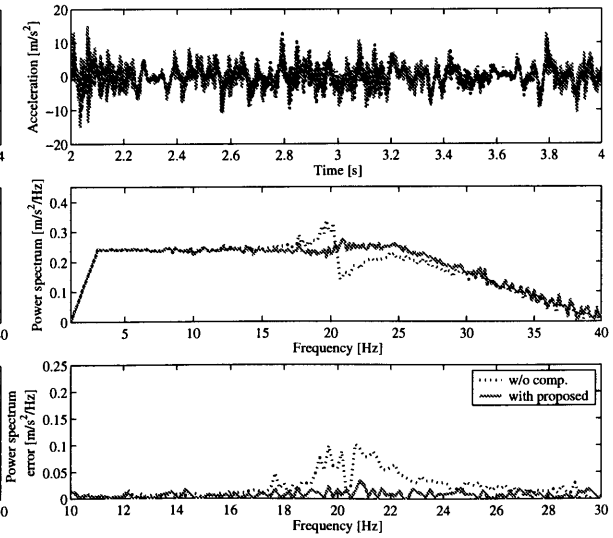

図 3.39: 提案補償器適用時の実験結果
(供試体: 20 Hz)

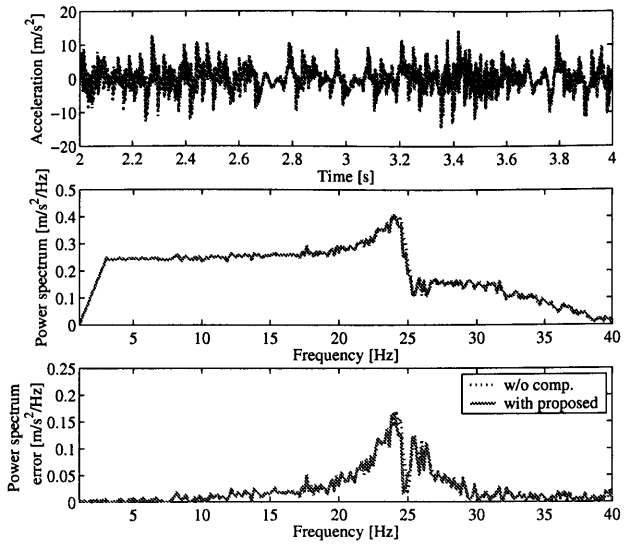

図 3.40: 提案補償器適用時の実験結果
(供試体: 25 Hz)

表 3.5: 供試体 (25 Hz) の物理パラメータ

固有振動数	25 Hz
M_s[kg]	25.1
C_s[N/(m/s)]	46.9
K_s[N/m]	6.1×10^5

3.4 圧力センサを用いた供試体反力補償

前節では，ロードセルと加速度センサを用いて供試体反力を検出し，反力補償器の設計指針を明確化し，その有効性を実証した。しかし，通常の振動試験機にはロードセルが設置されないため，装置のコストと共にセンサの調整時間が増加する。また，センサは図 3.15 に示したとおり，加振軸線上に設置されるため機械剛性が低下する。

本節では，ロードセルに変わり，装置内に組み込まれる差圧計測用の圧力センサを用いて供試体反力を推定する手法を提案する。

3.4.1 供試体反力の推定と補償方式

継手の特性を無視して考えると，図 3.17 より，ロードセルで検出していた加振力 f_p は，差圧 p_m とピストン受圧面積 A_a を用いて次式により等価的に求めることができる。

$$f_p = A_a p_m \tag{3.20}$$

そのため，ピストンに作用する粘性摩擦を考慮すれば，加速度センサにより検出されるテーブル加速度 y_{ta} を用いて次式により供試体反力 $\hat{d}$ を推定できる。

$$\hat{d} = A_a p_m - \left(M_a + M_t + \frac{C_{af}}{s}\right) y_{ta} \tag{3.21}$$

そのブロック線図を図 3.41 に示す。

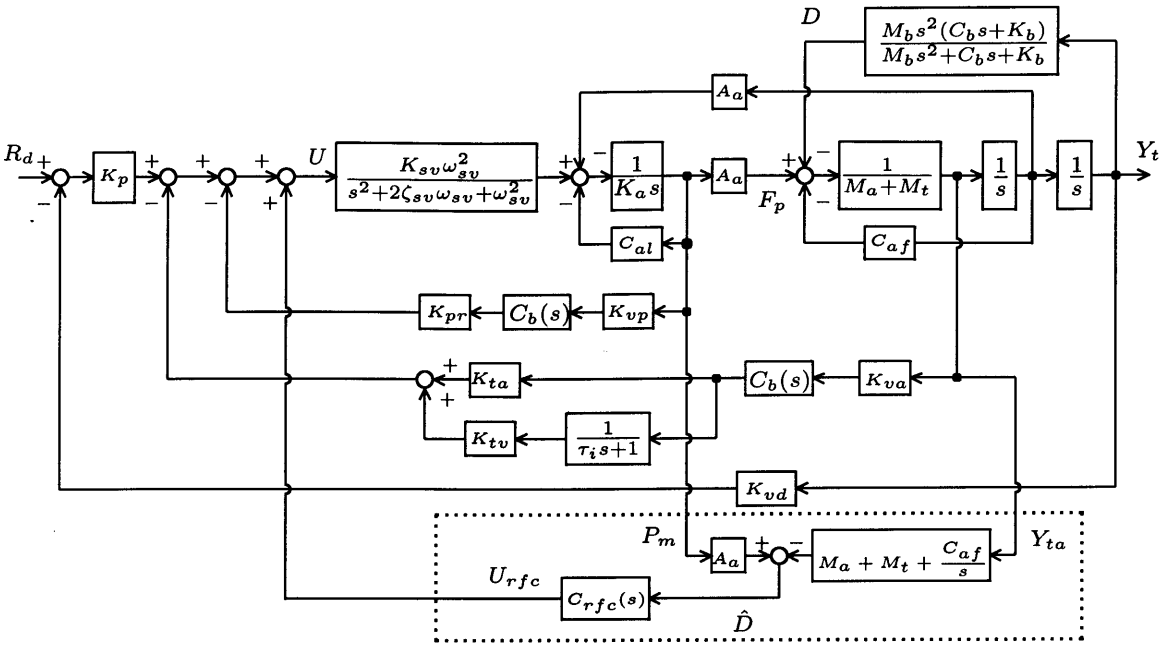

図 3.41: 反力推定機構を含む振動試験機制御系のブロック線図

図 3.41 において，反力補償器 $C_{rfc}(s)$ を無効とし，供試体として固有振動数 15 Hz のものを用いた時の，加振により発生する反力 d と推定反力 $\hat{d}$ のシミュレーション結果を図 3.42 に示す。図中，上段の実線は加振により発生する反力，破線は推定反力を示しており，下段は両者の誤差の絶対値である。図より，最大反力に対して最大 10% 程度の誤差はあるものの，良好な反力推定結果が得られている。

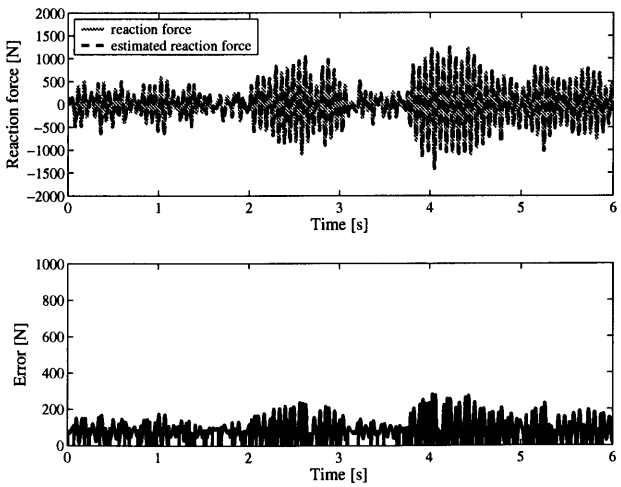

図 3.42: 供試体反力と推定反力

推定した反力に対して，前節と同様に反力補償器 $C_{rfc}(s)$ を介して補償信号を生成する。圧力センサを利用した反力補償方式は，反力の検出部分以外は前節の反力フィードバック

補償と同様の構成であるため，反力補償器は前節と同様のものを用いることとする。

3.4.2 シミュレーションによる検証

前節と同様に，固有振動数を 15 Hz，20 Hz に有する供試体と，バイリニア型復元力特性を有する供試体を用いてシミュレーションにより反力補償効果の検証を行う。

図 3.43，3.44 は供試体の固有振動数 15 Hz，20 Hz の時の結果であり，図 3.45 はバイリニア型復元力特性を有する供試体を用いた時の結果である。図中，上段はテーブル加速度応答波形，下段はそのパワースペクトルであり，破線は補償適用前，実線は補償適用時の結果である。各図において，ロードセルを用いた反力フィードバック補償と同等の補償効果が確認できる。

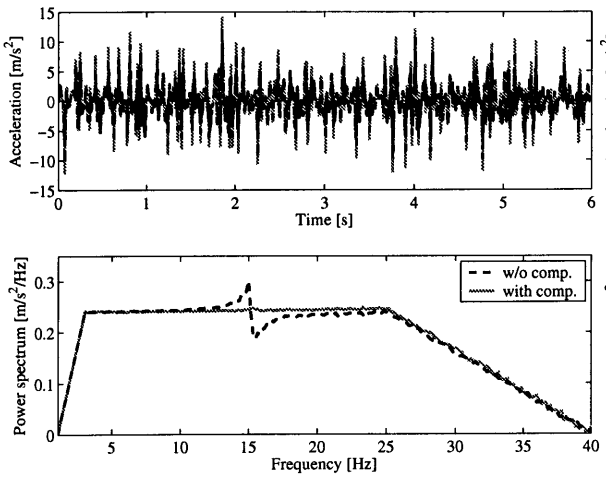

図 3.43: 圧力センサを用いた反力補償のシミュレーション結果 (供試体: 15 Hz)

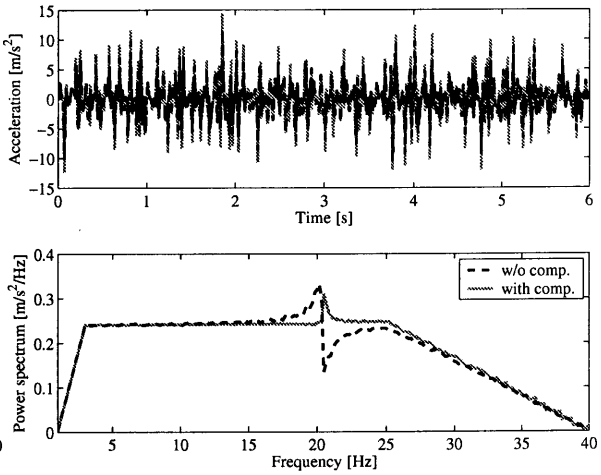

図 3.44: 圧力センサを用いた反力補償のシミュレーション結果 (供試体: 20 Hz)

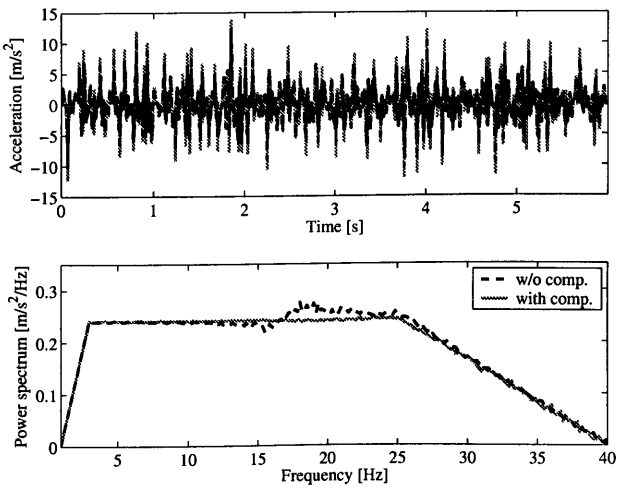

図 3.45: 圧力センサを用いた反力補償のシミュレーション結果 (バイリニア型復元力特性)

3.4.3 実験による検証

実験結果を図 3.46(固有振動数: 15 Hz), 図 3.47(固有振動数: 20 Hz) に示す。図中, 上段はテーブル加速度応答波形, 中段はそのパワースペクトル, 下段は目標加速度とのスペクトル誤差の絶対値を示しており, 破線は反力補償適用前, 実線は反力補償適用時の結果である。図より, シミュレーション結果と同様に, 圧力センサを用いた反力推定を行った場合でも, 前節のロードセルを用いた時と同等の補償効果が得られており, 本手法の有用性が確認できる。

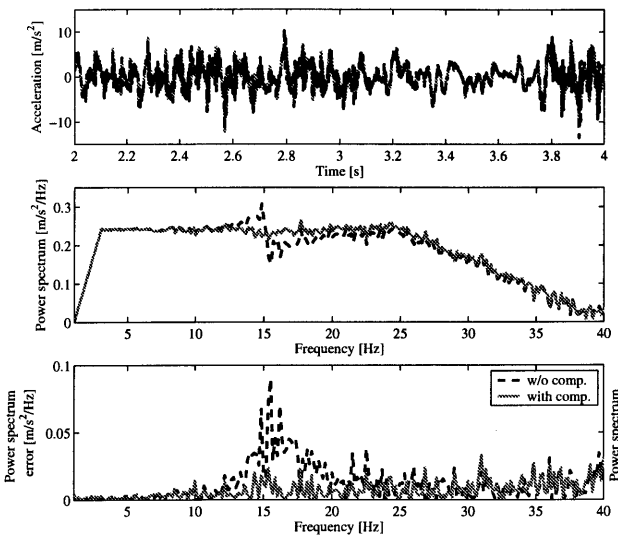

図 3.46: 圧力センサを用いた反力補償の実験結果 (供試体: 15 Hz)

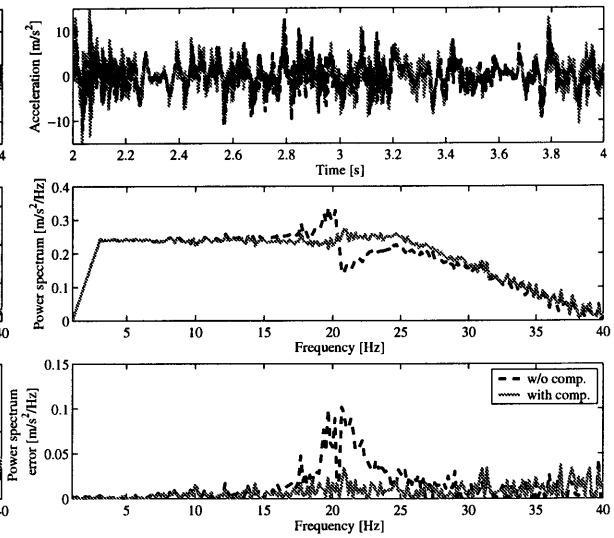

図 3.47: 圧力センサを用いた反力補償の実験結果 (供試体: 20 Hz)

3.5 適応同定器を用いた反力補償

3.3, 3.4 節では, 反力をセンサを用いて検出し, フィードバック補償信号として用いる手法を提案し, 従来の設計に比べ補償帯域の拡大を実現した。しかし, それらは基本的にフィードバック補償であり, 高周波数領域に存在する機構共振, モデル化誤差, 観測ノイズの影響を考慮すれば, 補償器の応答帯域には限界がある。加振周波数帯域まで, あるいは供試体振動特性の周波数変動内において, 明確化した設計指針に基づいて補償器設計を行い, 十分な外乱抑圧性能を確保できれば良いが, 全ての条件において単一の制御手法で対応できることは困難な場合もある。そのため, 互いに欠点を補うような複数の制御手法をあらかじめ用意しておき, 場合によってそれら補償器を使い分けることが望ましい。

本節では, 高周波数領域における供試体反力補償を目指した手法を提案する。具体的には, 制御系の安定性に無関係なフィードフォワード補償器の構造に着目し, 未知の特性を

リアルタイムに同定する適応同定器を補償器内に取り込むことで，供試体の特性変動を考慮した補償器設計を行う。そこでは，なるべくシンプルな同定器の構造とすることで，補償器の演算時間及び同定時間の短縮を目指す。

3.5.1 適応フィルタを用いた反力補償の概要と問題点

適応制御の考え方を取り入れた供試体反力補償法として，適応フィルタを用いた手法が提案されている [70] [71]。これは，供試体特性の変動に起因する振動試験機伝達特性の理想特性との誤差 ΔG を実時間で逐次同定し，その逆特性の適応フィルタで指令信号の補正を行う手法である。適応フィルタは逐次更新されるため，時間変化する供試体反力も補償可能としている。以下に，その手法の概要と問題点について述べる。

適応フィルタを用いた振動試験機制御系を，一つの加振方向に関するブロック線図として模式的に表すと図 3.48 のようになる。

状態量フィードバックならびにオフラインでの繰り返し波形制御器 L で構成される振動試験機制御系に対し，第一適応フィルタ E_1，第二適応フィルタ E_2，振動試験機モデル M，同定器 I から構成される適応フィルタ制御装置を付加したものである。図 3.48 において，目標信号 x に対する出力信号 y の伝達特性 G_{xyA} は次式となる。

$$G_{xyA} = G_0 E_1 \tag{3.22}$$

ただし，$E_1 = 1$ としたときの x から y までの伝達関数を G_0 とする。振動試験機特性が繰り返し波形制御を行った時点と同一であれば，適応フィルタによる補償を行わなくても ($E_1 = 1$)，$G_{xyA} = G_0$ となり，供試体の影響は繰り返し波形制御器により補償される。ところが，供試体の特性変化に伴い，振動試験機の特性が ΔG のみ変化したとすると，変化後の目標信号 x に対する出力信号 y の伝達特性 G_{xyAn} は次式となる。

$$G_{xyAn} = G_{xyA}\Delta G = G_0 E_1 \Delta G \tag{3.23}$$

すなわち，常に $E_1 = \Delta G^{-1}$ とすれば供試体反力の変動に無関係な制御系が構成される。そこで，まず第一適応フィルタ E_1 と同特性の E_2，ならびに，伝達特性が G_0 の振動試験機モデル M を用い，目標出力信号 $\hat{y}$ を生成する。そして，$\hat{y}$ に対する y の伝達特性，すなわち，ΔG を同定器 I において逐次同定する。さらに同定される度に E_1 ならびに E_2 を同定した ΔG の逆特性へと変更する。

しかし，この適応フィルタを用いた手法では，繰り返し波形制御を前提としていることに加え，供試体特性の変動を理想応答 (供試体非搭載時の振動試験機モデル応答) との伝達特性誤差として同定する構造であるため，モデル化誤差も同時に同定することになる。その結果，適応フィルタは高次数となり，補償器の演算時間と共に同定パラメータの収束時間が増大する。さらに，振動試験機制御系は一般にむだ時間特性を有する非最小位相系で

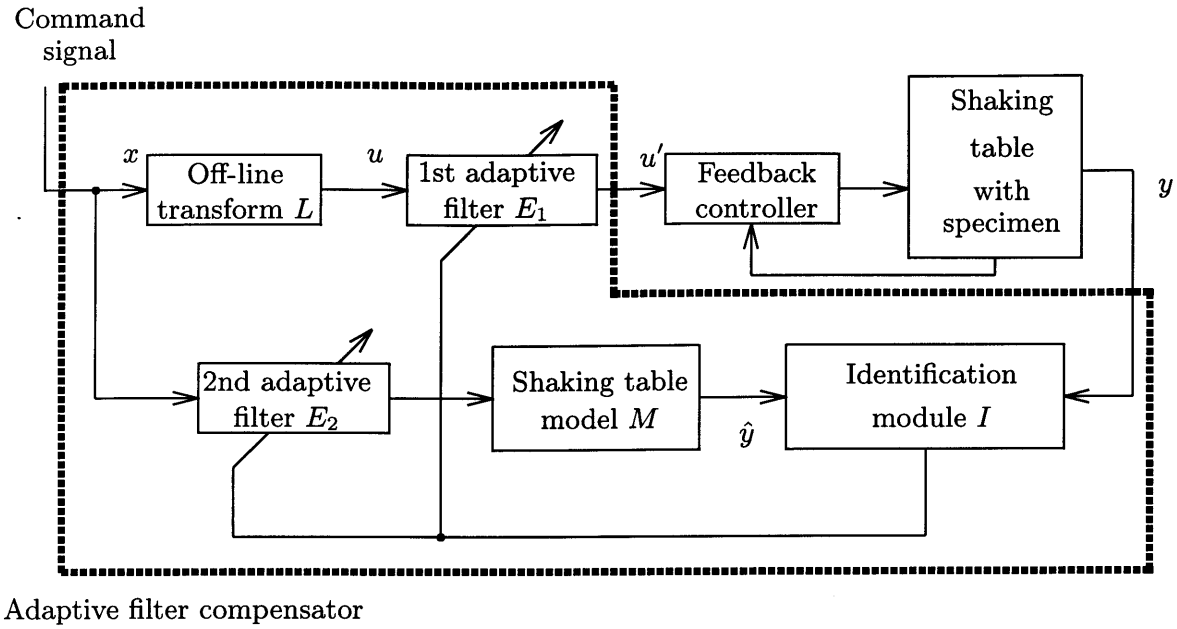

図 3.48: 適応フィルタを用いた振動試験機制御系のブロック線図

あるため，モデル化誤差を同時に同定すれば，同定結果に不安定零点が含まれることも考えられる。その結果，同定した伝達特性の逆特性を用いるためには，サンプル時間毎に安定性を判別する必要がある。結果として，制御アルゴリズムは非常に複雑なものとなる。

3.5.2 適応同定器を用いたフィードフォワード補償器設計

反力補償方式

まず，供試体反力を補償するための補償器を導出する。図 3.17 に示した継手を無視した振動試験機制御系の全体のブロック線図は，図 3.49 のように表現できる。図中，$C_i(s)$ は (2.59) 式の積分補償器，$G_{sv}(s)$ は (2.38) 式のサーボ弁の特性，$G_a(s)$，$G_p(s)$ は (2.39)，(2.40) 式を用いて等価変換した伝達特性であり，それぞれ次式となる。

$$G_a(s) = \frac{1}{K_a s + C_{al}} \tag{3.24}$$

$$G_p(s) = \frac{A_a}{(K_a s + C_{al})s} \tag{3.25}$$

G_t，$G_{ca}(s)$ は，テーブル部の特性であり，

$$G_t = \frac{1}{M_t + M_a} \tag{3.26}$$

$$G_{ca}(s) = \frac{C_{af}}{s} \tag{3.27}$$

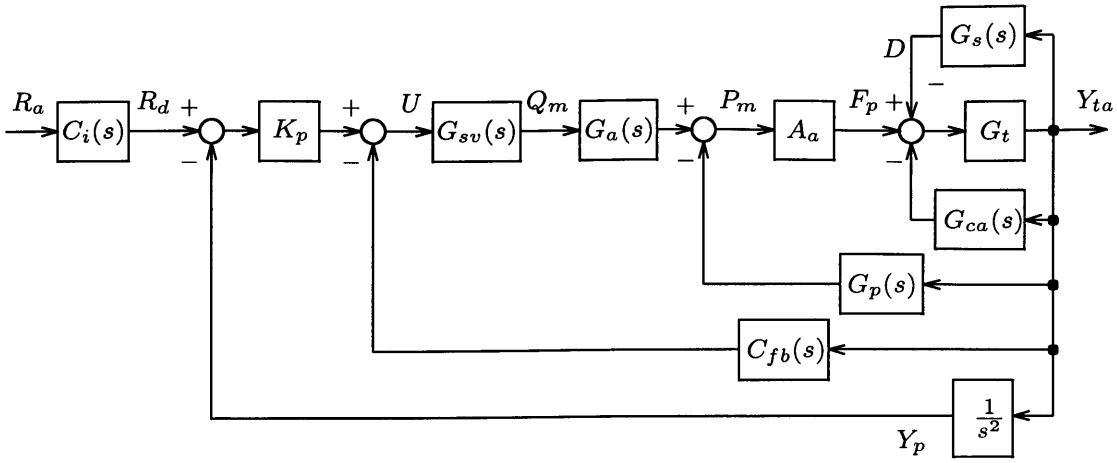

図 3.49: 振動試験機のブロック線図

である。$C_{fb}(s)$ は，(2.55) 式の状態量フィードバック補償器を等価変換したものであり，(3.26)，(3.27) 式を用いて次式となる。

$$C_{fb}(s) = \left(K_{ta} + \frac{K_{tv}}{\tau_i s + 1}\right) K_{va} C_b(s) + \frac{1 + G_t G_{ca}(s)}{G_t A_a s} K_{pr} K_{vp} C_b(s) \tag{3.28}$$

$G_s(s)$ は，テーブル加速度を入力とした供試体の伝達特性であり，(3.3) 式の入力を加速度に変換すれば次式となる。

$$G_s(s) = \frac{M_b(C_b s + K_b)}{M_b s^2 + C_b s + K_b} \tag{3.29}$$

図 3.49 のブロック線図において，供試体非搭載時の目標加速度 R_a からテーブル加速度 Y_{ta} までの伝達特性は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} G_{nl}(s) &= \frac{Y_{ta}}{R_a} \\ &= \frac{G_t G'_a(s) A_a K_p C_i(s)}{1 + G_t G_{ca}(s) + G_t G_p(s) A_a + G_t G'_a(s) A_a C(s)} \end{aligned} \tag{3.30}$$

ここで，

$$G'_a(s) = G_{sv}(s) G_a(s) \tag{3.31}$$

$$C(s) = K_p + C_{fb}(s) \tag{3.32}$$

である。一方，供試体を搭載した時の伝達特性は次式となる。

$$\begin{aligned} G_l(s) &= \frac{Y_{ta}}{R_a} \\ &= \frac{G_t G'_a(s) A_a K_p C_i(s)}{1 + G_t G_{ca}(s) + G_t G_s(s) + G_t G_p(s) A_a + G_t G'_a(s) A_a C(s)} \end{aligned} \tag{3.33}$$

供試体の影響を除去するためには，(3.33) 式の伝達特性が (3.30) 式となるような補償要素を加えれば良い。すなわち，

$$C_{ff}(s) = \frac{G_d(s) + G_t G_s(s)}{G_d(s)} \tag{3.34}$$

$$G_d(s) = 1 + G_t G_{ca}(s) + G_t G_p(s) A_a + G_t G'_a(s) A_a C(s) \tag{3.35}$$

なるフィードフォワード補償器 $C_{ff}(s)$ を付加すれば，振動試験機は常に供試体非搭載時の伝達特性として振舞うことになる。(3.34) 式において，$\frac{G_t}{G_d(s)}$ は既知のプロパな伝達関数であることから，フィードフォワード補償器 $C_{ff}(s)$ を実現するためには，テーブル加速度 Y_{ta} から供試体反力 D までの伝達関数 $G_s(s)$ が必要となる。このことは，破壊試験のように供試体が非線形な挙動を示す場合には，この伝達関数をリアルタイムに同定しなければならないことを意味する。ここで，供試体反力 D は，3.3，3.4 節で述べたようにロードセル，または圧力センサを用いて，テーブル加速度 Y_{ta} は，加速度センサで検出可能であることから，これらの信号を適応同定器への入力とし，その伝達関数を適応的に求めることで，供試体特性の変動にロバストな振動試験機制御系が実現できる。以上の考察から，供試体反力補償を実現するためのブロック線図を図 3.50 とする。なお，図中 $C_b(s)$ は各検出信号のオフセット，観測ノイズを除去するためのバンドパスフィルタである。

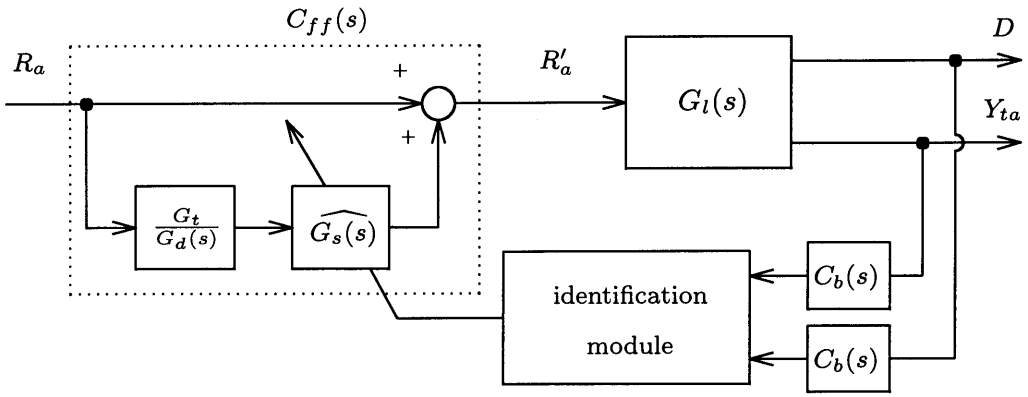

図 3.50: 適応同定器を用いた供試体反力補償のブロック線図

適応同定器の設計

適応同定器を用いて同定する伝達関数は，テーブル加速度 Y_{ta} から供試体反力 D までの伝達関数である (3.29) 式を双一次変換で離散化した次式で与えられる。

$$\widehat{G_s(z^{-1})} = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}} \tag{3.36}$$

(3.36) 式の同定すべきシステムを，次式の差分方程式で表現する。

$$y(k) = \theta^T \xi(k) \tag{3.37}$$

ここで，

$$\theta = [\ -a_2 \quad -a_1 \quad b_2 \quad b_1 \quad b_0\ ]^T \tag{3.38}$$

$$\xi(k) = [\ d(k-2)\ \ d(k-1)\ \ y_{ta}(k-2)\ \ y_{ta}(k-1)\ \ y_{ta}(k)\ ]^T \tag{3.39}$$

であり，d は供試体反力，y_{ta} はテーブル加速度の検出信号である。今，同定パラメータを

$$\hat{\theta}(k) = [\ -\hat{a_2}(k) \quad -\hat{a_1}(k) \quad \hat{b_2}(k) \quad \hat{b_1}(k) \quad \hat{b_0}(k)\ ]^T \tag{3.40}$$

とすれば，同定対象の出力と同定モデルの出力との誤差方程式は次式となる。

$$e(k) = y(k) - \xi(k)^T \hat{\theta}(k-1) \tag{3.41}$$

ここでは，同定パラメータ $\hat{\theta}(k)$ を求める適応アルゴリズムとして固定トレースゲイン方式 [93] [94] を用いる。固定トレースゲイン方式は，行列ゲインのトレース値 $\mathrm{tr}\Gamma(k)$ を常に一定とする方式である。同定パラメータ $\hat{\theta}(k)$ の更新則は，次式で与えられる。

$$\hat{\theta}(k) = \hat{\theta}(k-1) + \Gamma(k-1)\xi(k)e(k) \tag{3.42}$$

$$\Gamma(k) = \frac{1}{\lambda_1(k)}\left(\Gamma(k-1) - \frac{\lambda_2(k)\Gamma(k-1)\xi(k)\xi(k)^T\Gamma(k-1)}{\lambda_1(k) + \lambda_2(k)\xi(k)^T\Gamma(k-1)\xi(k)}\right) \tag{3.43}$$

ここで，$\Gamma(k)$ における忘却係数 $\lambda_1(k)$ は，行列ゲインのトレース値が一定となるように次式で調整される。

$$\lambda_1(k) = \frac{tr\Gamma(k)}{tr\Gamma(0)} \tag{3.44}$$

ただし，$\Gamma(0) = \gamma E$ (γ は正定数，E は単位行列) である。

3.5.3 シミュレーションによる検証

提案法の有効性をシミュレーションにより検証する。入力加速度には，図 3.51 に示す 40 Hz までの周波数成分を有する擬似地震波を用いた。制御系のサンプリング時間は 0.2 ms であり，適応同定器の初期同定パラメータ $\hat{\theta}$ は全て零とし，行列ゲインは $\Gamma(0) = 10^3 E$ とした。

まず，供試体の固有振動数が 15 Hz(表 3.1) の線形特性時の補償性能を確認する。シミュレーション結果を図 3.52 に示す。上段はテーブル加速度の時間応答波形，中段はテーブル加速度のパワースペクトル，下段は同定パラメータの時間推移の結果をそれぞれ示している。テーブル加速度応答において，破線は未補償時，実線は補償適用時の結果で

ある。図より，同定パラメータの真値への収束時間は約 50 ms であり，その後も安定して同定が行われている。その結果，提案補償器を適用することで，パワースペクトルの再現性劣化を抑制できている。

次に，加振中に振動特性が変化するバイリニア型復元力特性を有する供試体について検証する。シミュレーションで用いたパラメータは表 3.2 である。シミュレーション結果を，図 3.53 に示す。図 3.53 の上段はテーブル加速度の時間応答波形，中段はテーブル加速度のパワースペクトル，下段は同定パラメータの時間推移を示している。同図より，パラメータの同定は発散することなく，適応アルゴリズムが安定に動作した結果，供試体動特性の変動時においてもパワースペクトルの再現性劣化を抑制できている。

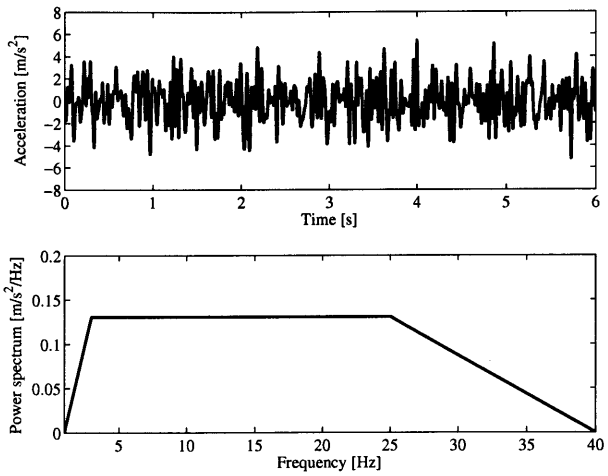

図 3.51: 入力加速度波形とパワースペクトル

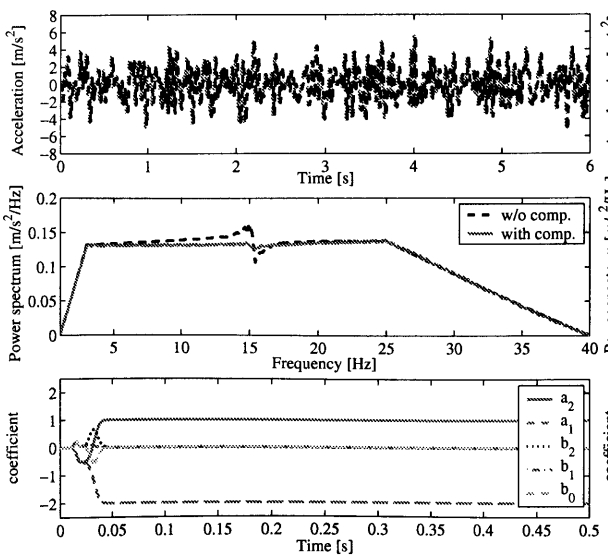

図 3.52: 適応同定器を用いた反力補償のシミュレーション結果 (供試体: 15 Hz)

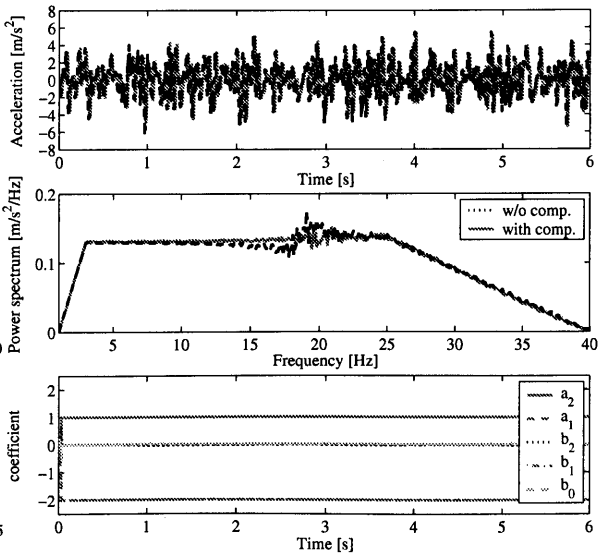

図 3.53: 適応同定器を用いた反力補償のシミュレーション結果 (バイリニア型)

3.5.4 実験による検証

供試振動試験機による実験では，表 3.1，3.5 に示す 3 種類の固有振動数を有する線形な供試体を用いて提案手法の有効性の確認を行った。入力加速度波形は図 3.51 に示したものを用いた。制御系のサンプリング時間，適応同定器の初期パラメータ，及び行列ゲイン $\Gamma(0)$ はシミュレーションと同値とした。実験結果を図 3.54(固有振動数 15 Hz)，図 3.55(固有振動数 20 Hz) にそれぞれ示す。上段はテーブル加速度の時間応答波形，中段はテーブル加速度のパワースペクトル，下段は目標加速度に対するパワースペクトル誤差の結果である。点線は未補償時，実線は補償適用時の結果である。両図より，何れの場合にも提案手法を適用することによって，テーブル加速度パワースペクトルの再現性劣化を抑制できている。具体的に，パワースペクトルの誤差面積で約 60% の低減が実現できている。図 3.56 は，固有振動数が 25 Hz の供試体を搭載した時の実験結果である。同図より，反力フィードバック補償では補償できなかった高周波数領域において，十分な反力抑制効果を得ていることが分かる。また，図 3.57 に同定パラメータの時間推移の結果を示す。図中，上段は 15 Hz，中段は 20 Hz，下段は 25 Hz の固有振動数を有する供試体を搭載した時の結果である。同図より，シミュレーション結果と同様に加振実験においても約 50 ms でパラメータは真値に収束し，安定にパラメータの同定が行われている。従来手法では，パラメータ同定時間が 100~200 ms [70] であったのに対し，約半分の同定時間で良く，大幅な時間短縮が実現できている。これにより，加振中に急激に振動特性が変動する場合においても十分な補償効果を得ることができる。また，同定パラメータは，従来手法の 71 個 [70] に対し，提案手法では 5 個であり，制御アルゴリズムの大幅な簡素化が実現できる。

提案フィードフォワード補償器は，供試体の固有振動数をリアルタイム同定するため，前節までに述べた反力フィードバック補償帯域内の固有振動数が同定された場合には補償器を無効とすれば良く，反力フィードバック補償と併用は十分可能であると考えられる。

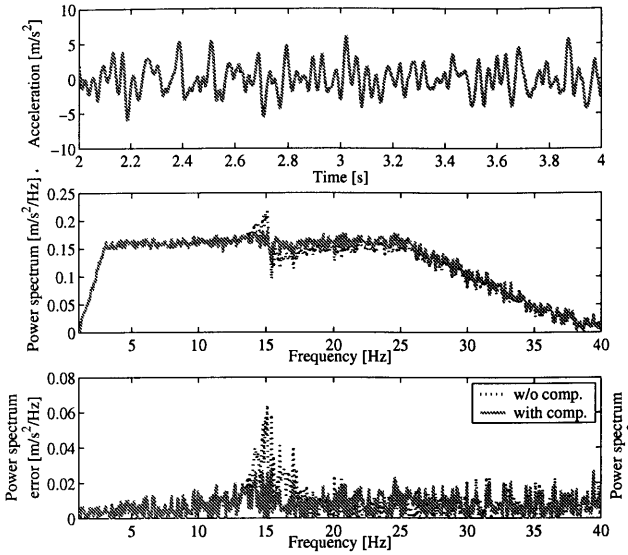

図 3.54: 適応同定器を用いた反力補償実験結果 (供試体: 15 Hz)

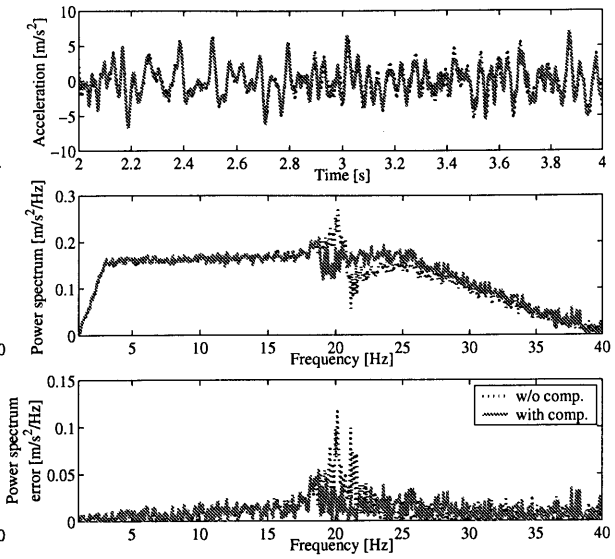

図 3.55: 適応同定器を用いた反力補償実験結果 (供試体: 20 Hz)

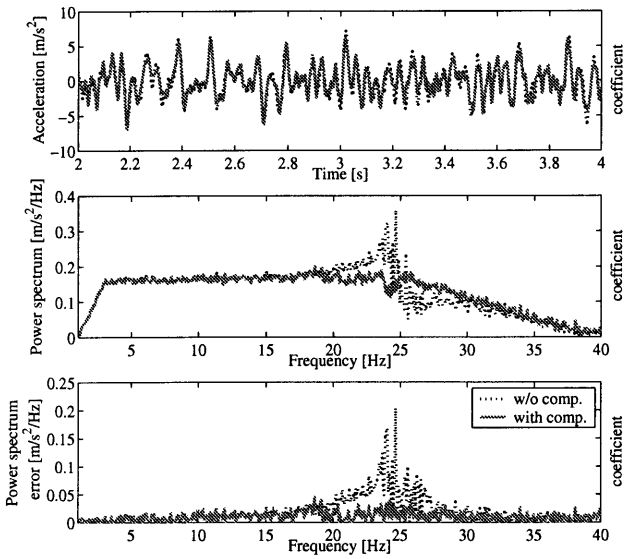

図 3.56: 適応同定器を用いた反力補償実験結果 (供試体: 25 Hz)

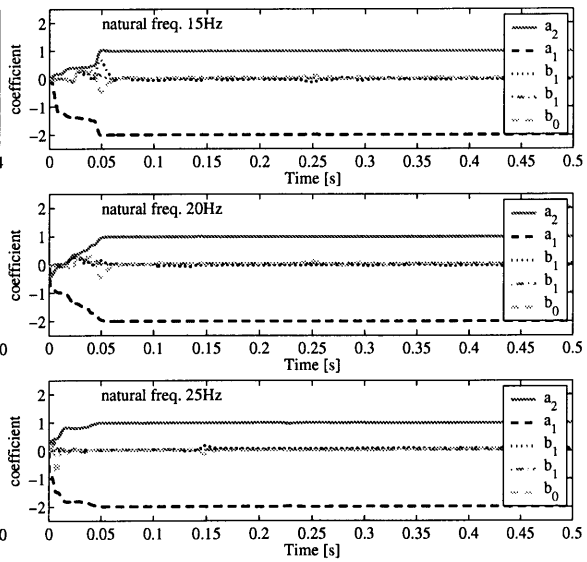

図 3.57: 同定パラメータの推移

3.6 結言

本章では，加振中に振動特性が変化する供試体に対しての，反力補償方式について検討を行った。時間変化する供試体の反力を補償するためには，制御系の外乱抑圧特性を変動範囲内あるいは加振周波数帯域内で向上させることが本質である。従来，このような供試体に対する反力補償方式として，実時間反力補償と適応フィルタを用いた制御手法が開発

されてきた。しかし，何れの方式においても明確な設計指針はなく，実時間反力補償では低周波数領域のみに，適応フィルタでは高周波数領域のみに特化して補償器が利用されている。これに対して，本研究では，実時間反力補償における反力補償器の設計において明確な設計指針を示し，それに基づいて補償器設計を行う手法を提案した。それにより，従来の設計手法と比較して，高周波数領域まで外乱抑圧特性が向上できることを示した。また，設計指針を明確化することで，フィードバック補償における外乱抑圧特性の限界を定量的に把握することを可能とした。さらに，従来の適応フィルタを用いた補償方式に対し，シンプルな適応アルゴリズムを有する補償方式を提案した。

本章で得られた成果は以下である。

(1) 実時間反力補償の考え方である反力フィードバック補償法において，供試体反力の影響を抑制するための指標となる振動試験機制御系の外乱抑圧特性に着目し，振動試験機に加わる供試体反力とこれを相殺するための補償信号との関係から，反力補償器で達成すべき周波数範囲の目標と設計指針を明確化した。設計指針に基づいて反力補償器を設計することで，低周波数領域のみでなく高周波数領域まで補償器の有効範囲が拡大できることを示した。

(2) 既設の圧力センサを用いることで，ロードセルを用いることなく反力を推定できる方式を提案した。これにより，装置のコスト増加や機械剛性の低下などの課題を解決できる。

(3) 上記 2 項目の提案反力補償方式において，従来設計手法よりも制御系の外乱抑圧特性が向上することを示し，シミュレーション，実験によりその有効性を確認した。

(4) 供試体搭載時，非搭載時の伝達特性に着目することで，供試体の動特性変動のみを同定する適応同定器を用いたシンプルなフィードフォワード補償方式を提案した。これにより，従来の手法に比べ適応アルゴリズムの低次元化が実現でき，同定時間の短縮と演算コストの低減が可能となる。

(5) 提案フィードフォワード補償器，適応アルゴリズムの有効性を供試振動試験機を用いたシミュレーション及び実験により検証した。従来法に比べ，パラメータ同定時間が半分となり，さらにアルゴリズムの簡素化が実現された。

第 4 章

供試体の実稼働時を想定した振動試験機の制御方式

4.1 緒言

3 章では，加振により供試体の固有振動数が励起されることで発生する反力の抑制手法について提案した。一方で，近年の相次ぐ大規模地震の発生や構造物の複雑化，耐震試験技術の高度化に伴い，様々な供試体に対する耐震試験ニーズが高まっている。特に，人口が集中する都市部での大規模直下型地震の発生が懸念されており [95]，構造物の施設・機器の耐震性・機能確保を検証するための耐震試験が重要視されている [38] [39]。そこでは，直下型地震を想定した構造物の実稼動状況下を模擬した加振実験が必要となっている。

そこでの課題の一つとして，例えば，図 4.1 に示す発電設備 [96] や図 4.2 に示す鉄道車両 [97]～ [99]，自動車 [100] [101] などの実稼動を想定した場合，供試体に含まれるモータなどの回転体が供試体自身を励振することで発生する供試体反力が，加振機への外乱として作用して，加速度波形の再現性を劣化させることがある。その場合，回転体の回転周波数に同期した単一の特定周波数外乱が加振機へと作用し，その回転周波数が変化した場合には，その変化に同期して外乱の周波数も変化する。

このような反力を抑制する方策としては，回転振動の周波数を事前に推定し，フィードフォワード補償としてその影響を相殺することが考えられる。しかし，サーボ弁などによる加振機の応答遅れを考慮して，反力と完全に逆位相となるように補償量を加えることや，リアルタイムの回転周波数変化に対応することは困難である。そのため，フィードバック制御系の外乱抑圧特性を向上することによって，変動にロバストな系で対処することが望ましい。3 章にて，外乱抑圧特性向上を目的とした制御系設計を行ったが，外乱が高周波数の場合や，過大な大きさの場合は対処できないことも考えられる。

本章では，供試体の反力が特定周波数成分を有する点に着目し，その周波数における外乱抑圧特性を向上させることで，所望の加振性能を実現する制御手法を提案する。本手法では，新たなセンサを必要とせず，明快な設計指針の下，フィードバック制御系に新たに外乱抑圧特性を改善する単純なフィルタを付加するのみで外乱抑圧特性を向上させ，供試体反力を抑制することができる。さらに，供試体反力の特定周波数成分が未知，あるいは変動する場合にも対応可能な制御手法についても言及する。

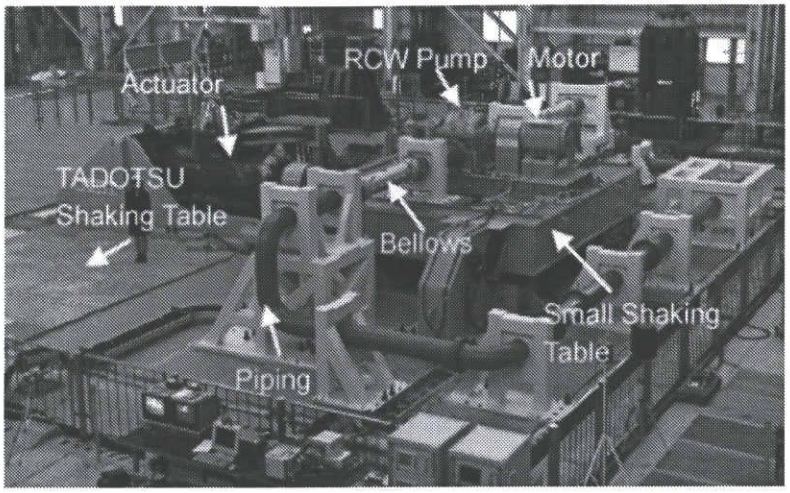

図 4.1: 横型ポンプ耐震試験 [96]

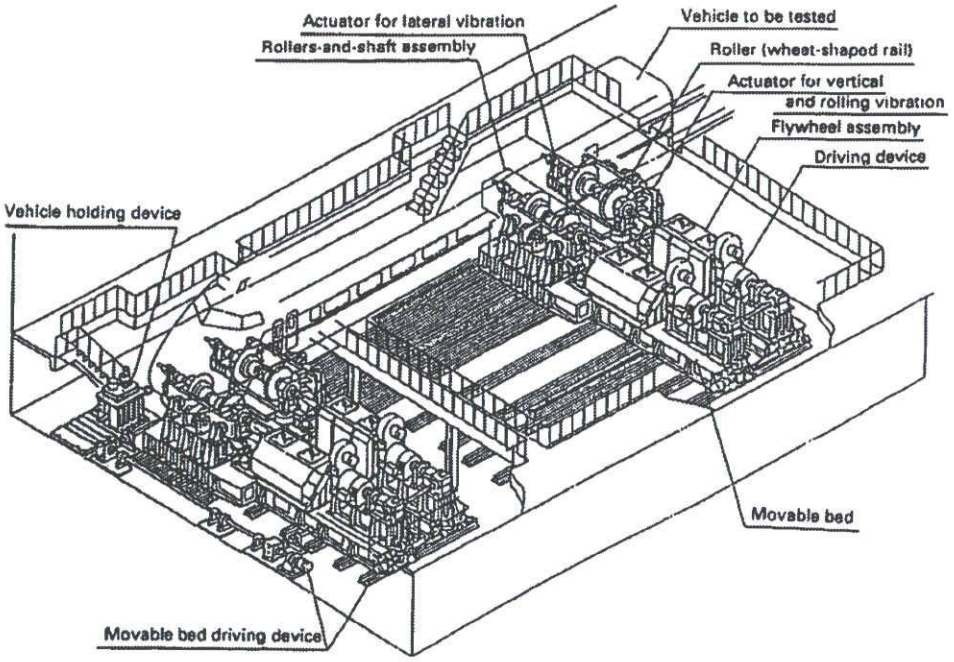

図 4.2: 鉄道車両に対する耐震試験 [97]

4.2 供試振動試験機の構成

4.2.1 特定周波数の反力を発生させる供試体

本章での課題となる特定周波数の反力の発生を再現する供試体として，図 4.3 の偏心マスを使用する。偏心マスは，図 4.4 に示すように，モータの軸心と負荷の回転中心をずらして接続することにより，意図的にモータの回転振動を発生させるものである。偏心マスの仕様を表 4.1 に示す。この偏心マスを供試体としてテーブル上に搭載することで，偏心マス内のモータの駆動周波数に同期した回転振動をテーブルへの反力として作用させることができる。モータの駆動周波数は，外部に取り付けたインバータを介して調整できるため，本研究で再現すべき特定周波数外乱の周波数成分を任意に設定できる。また，偏心マスの駆動周波数は，入力電圧から算出することが可能である。

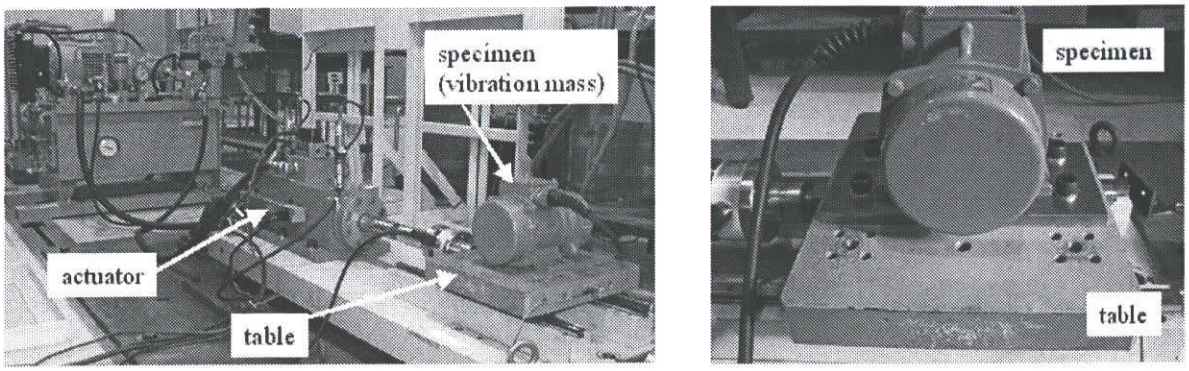

図 4.3: 供試体の外観

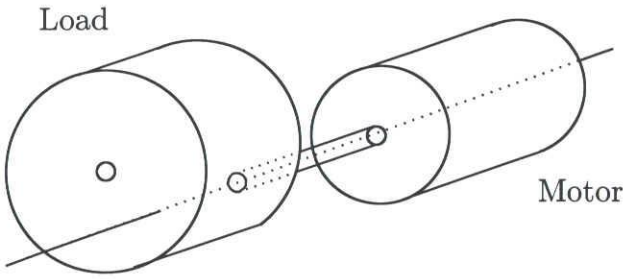

図 4.4: 偏心マスの概略図

表 4.1: 偏心マスの仕様

出力 [W]	40
同期回転速度 [rpm]	3600
電圧 [V]	200
周波数 [Hz]	60
最大起振力 [N]	500
質量 [kg]	6.5

偏心マスとテーブルは剛結合されており，その固有振動数は加振周波数帯域に対して十分高周波数領域に存在するため，テーブルと偏心マスを一つの剛体として考えることができる。そのため，油圧加振機に作用する反力は，モータの駆動周波数に同期した回転振動のみとなる。

図 4.5 は，テーブル部の概略図であり，M_t はテーブルの質量，M_s は偏心マスの質量，d は偏心マスのモータが駆動することで発生するテーブルへの反力，y_t はテーブル変位，f_p は加振力，τ_t はテーブルに作用する摩擦力である。この時の運動方程式は次式となる。

$$(M_t + M_s)\frac{d^2 y_t}{dt^2} = f_p - d - \tau_t \tag{4.1}$$

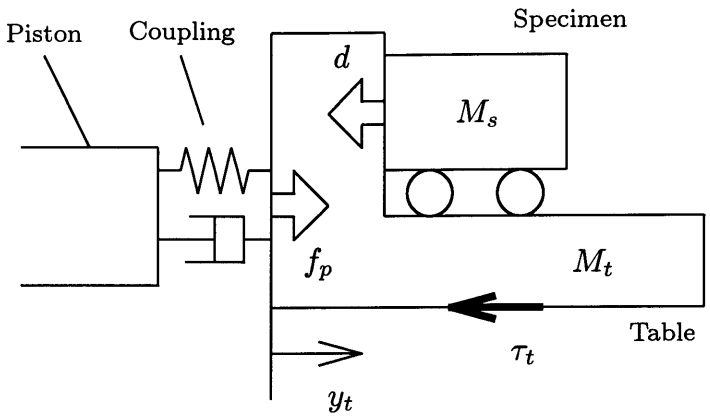

図 4.5: 偏心マス搭載時のテーブル部概略図

4.2.2 特定周波数の反力の影響

偏心マス内のモータの回転により発生する特定周波数反力が，テーブル加速度応答に及ぼす影響を調べる。制御系は，図 2.10 に示した単純な変位制御系とした。目標指令を 0 とした時のテーブル加速度応答を図 4.6，4.7 に示す。図 4.6 は，モータの駆動周波数を 30 Hz，図 4.7 は，40 Hz とした時のテーブル加速度応答及びそのパワースペクトルである。両図より，加振の有無に関わらず，偏心マスの駆動周波数と同周波数の外乱がテーブルに作用していることが分かる。

この時の制御系の外乱抑圧特性は，図 3.28 に示したとおり，30 Hz で −35 dB，40 Hz で −25 dB 程度である。前章で提案した反力フィードバック補償を適用したとしても，30 Hz 以降の外乱抑圧特性をこれ以上向上させることはできない。そのため，特定周波数の外乱抑圧特性向上に特化したフィードバック補償器の設計が必要となる。

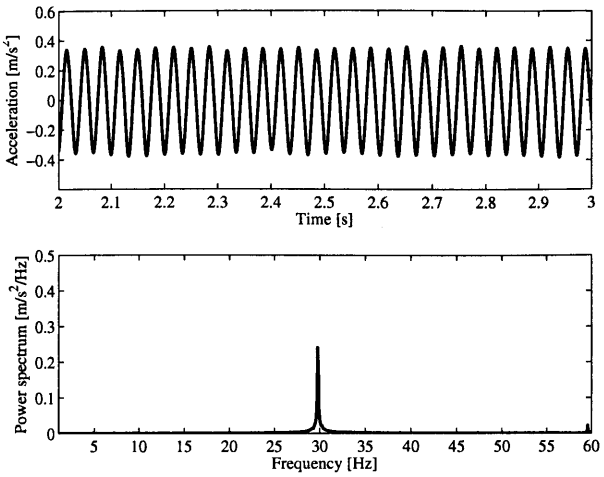

図 4.6: テーブル加速度応答 (駆動周波数: 30 Hz)

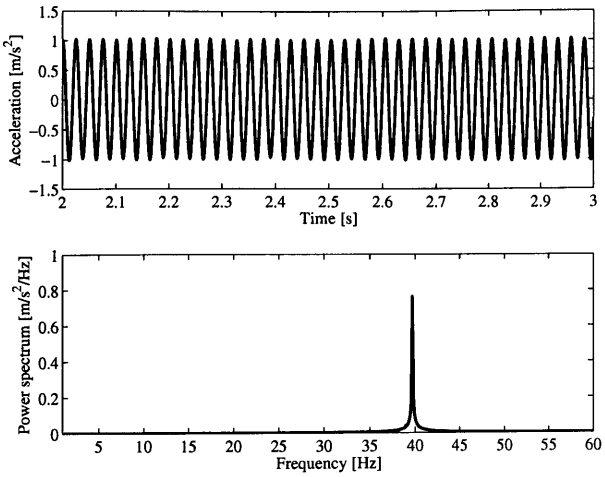

図 4.7: テーブル加速度応答 (駆動周波数: 40 Hz)

4.3 特定周波数外乱の抑制を考慮した制御系設計

4.3.1 特定周波数外乱の抑制手法

まず，フィードバック制御系の特定周波数の外乱抑圧特性を向上させる手法としてベクトル軌跡に着目した周波数整形手法について述べる [102]～ [104]。

一般的なフィードバック制御系に出力端外乱が加わったブロック線図を図 4.8 に示す。

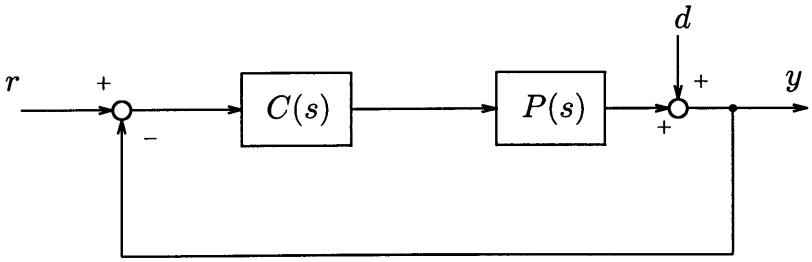

図 4.8: 一般的なフィードバック制御系

図中の $C(s)$ はフィードバック補償器，$P(s)$ は制御対象のプラント特性，d は外乱であり，このシステムの外乱抑圧特性 $G_d(s)$ は外乱 d から制御量 y までの特性で次式となる。

$$G_d(s) = \frac{1}{1 + C(s)P(s)} \tag{4.2}$$

(4.2) 式より，外乱抑圧特性は一巡伝達関数 $L(s) = C(s)P(s)$ により決定することがわかる。つまり，任意の周波数 ω rad/s において，一巡伝達関数が $|L(j\omega)| > 0$ となるように $C(s)$ を設計することで，外乱抑圧特性が $|G_d(j\omega)| < 1$ となり，周波数 ω での外乱抑圧特

性を向上させることが可能となる。そこで，一巡伝達関数のベクトル軌跡を用いて特定周波数外乱を抑制するための条件を明らかにする。(4.2) 式で示した伝達関数が安定であると仮定し，任意の周波数 ω rad/s で $G_d(j\omega)$ の絶対値の二乗は

$$\begin{aligned} |G_d(j\omega)|^2 &= \frac{1}{|1+L(j\omega)|^2} \\ &= \frac{1}{(1+a)^2+b^2} \end{aligned} \tag{4.3}$$

と表すことができる。ここで a，b は

$$a = \mathrm{Re}[L(j\omega)] \tag{4.4}$$

$$b = \mathrm{Im}[L(j\omega)] \tag{4.5}$$

であり，(4.3) 式の分母 $(1+a)^2+b^2$ は複素平面上における座標 $(-1, j0)$ から一巡伝達関数 $L(j\omega)$ までの距離の二乗に等しく，この距離を $R(j\omega)$ とすると (4.3) 式は次式で表せる。

$$|G_d(j\omega)| = \frac{1}{|R(j\omega)|} \tag{4.6}$$

図 4.9 に (4.6) 式の三次元プロット (x-y 平面: 複素平面，z 軸: $|G_d(j\omega)|$) を示す。

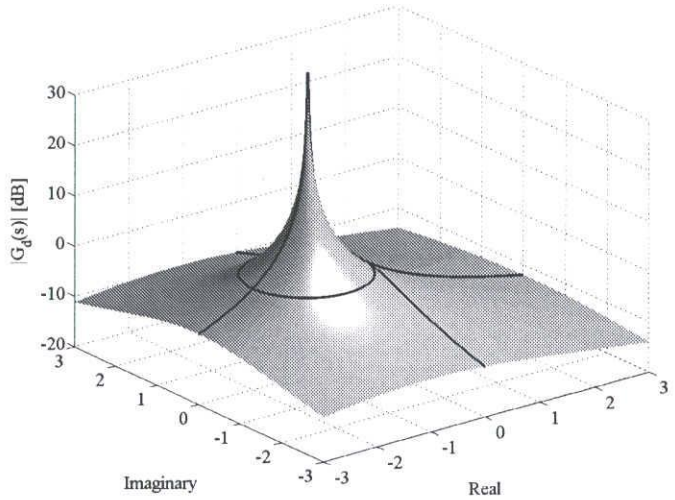

図 4.9: ナイキスト線図上での外乱抑圧特性

(4.6) 式は，任意の周波数における外乱抑圧特性の大きさが，ナイキスト線図上における座標 $(-1, j0)$ から一巡伝達関数のベクトル軌跡までの距離の逆数であることを示している。したがって，フィードバック制御系が周波数 ω における外乱成分を抑制するための条件は

$$|R(j\omega)| > 1 \tag{4.7}$$

であり，また外乱成分を増幅する条件は

$$|R(j\omega)| < 1 \tag{4.8}$$

である。特に，$\angle L(j\omega)$ が $360° \times n$(n は整数) を中心に $\pm 90°$ 以内の範囲である場合，ベクトル軌跡はナイキスト線図上の右半平面を通過することとなり，ゲインの大きさによらず $|G_d(j\omega)| \leqq 1$ が保証される。したがって，特定周波数の外乱抑圧特性を向上させる場合には，補償器 $C(s)$ が (4.7) 式の条件を満たすように周波数 ω に急峻な共振特性を持つように設計する必要がある。このような共振特性を実現するフィルタ (以降，外乱補償フィルタ) として，本研究では次式で示すフィルタ $C_r(s)$ を用いる。調整パラメータは，減衰係数 ζ_{rn}，ζ_{rd} と，固有角周波数 ω_{rn}，ω_{rd}，およびゲイン k_{rp} である。

$$C_r(s) = k_{rp}\frac{\omega_{rd}^2}{\omega_{rn}^2}\frac{s^2 + 2\zeta_{rn}\omega_{rn} + \omega_{rn}^2}{s^2 + 2\zeta_{rd}\omega_{rd} + \omega_{rd}^2} \tag{4.9}$$

4.3.2 振動試験機制御系への適用

制御系の構成

振動試験機制御系に外乱補償フィルタを新たに付加し，外乱抑圧特性を向上させて特定周波数成分を有する供試体反力の抑制を行う。図 4.10 に示すように，供試体反力 D はメインループであるピストン変位フィードバックの外側に作用する外乱であるため，抑制するにはテーブルの状態量をフィードバックする必要がある。そこで，検出可能であるテーブル加速度をフィードバックし，U から Y_{ta} までの加速度マイナーループ内に外乱補償フィルタ $C_r(s)$ を付加して外乱抑制を実現する。この場合，$C_r(s)$ を既存の振動試験機制御系に付加する方法として，図 4.10 で示すように A，B の 2 箇所が考えられる。ここで，図中の K_p は比例ゲイン，A，B は外乱補償フィルタを付加可能な箇所，$G_{act}(s)$ は加振機特性，$G_t(s)$ はテーブル部の特性，$C_b(s)$ はバンドパスフィルタである。

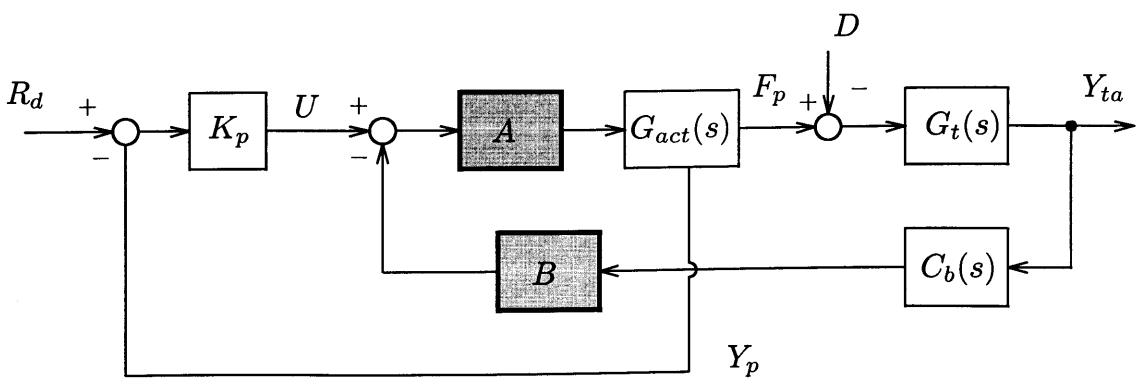

図 4.10: 加速度フィードバックに外乱補償フィルタを付加した振動試験機制御系

A, B のそれぞれに外乱補償フィルタを付加した時の外乱抑圧特性 (外乱 D からテーブル加速度 Y_{ta} まで) の伝達関数 $G_d(s)$ は (4.10) 式, (4.11) 式となる。

外乱補償フィルタを A に付加する場合

$$G_d(s) = -\frac{\{1 + K_p C_r(s) G_{act}(s)\} G_t(s)}{1 + C_r(s) G_{act}(s) \{K_p + C_b(s)\}} \tag{4.10}$$

外乱補償フィルタを B に付加する場合

$$G_d(s) = -\frac{\{1 + K_p G_{act}(s)\} G_t(s)}{1 + G_{act}(s) \{K_p + C_r(s) C_b(s)\}} \tag{4.11}$$

外乱補償フィルタ $C_r(s)$ に注意して両式を比較すると, A に付加した場合には (4.10) 式の分子分母の両項に, B に付加した場合には (4.11) 式の分母の項にのみ $C_r(s)$ が影響することがわかる。外乱補償フィルタ $C_r(s)$ を A, B のどちらに付加した場合においても, 一巡伝達関数だけを考慮すれば, 共振特性を与えることが可能である。しかし, 外乱抑圧特性 $G_d(s)$ に関しては, A に付加した場合は与えた共振特性が分子分母で相殺される。その結果, 外乱補償フィルタによる外乱抑圧特性の向上効果が期待できない。一方, B に付加した場合には, 分母の項にのみ外乱補償フィルタ $C_r(s)$ の特性が影響するため, 外乱抑圧特性の向上が期待できる。例として, シミュレーションにより A, B にそれぞれ 20 Hz に共振を持つ外乱補償フィルタを付加した場合の外乱抑圧特性を図 4.11 に, 一巡伝達関数を図 4.12 に, ナイキスト線図を図 4.13, 図 4.14 に示す。各図において, 実線は外乱補償フィルタを付加する前の特性, 点線は外乱補償フィルタを A に付加した場合の特性, 破線は外乱補償フィルタを B に付加した場合の特性を示している。A に付加した特性では, 一巡伝達関数に共振特性を与えたことで, ナイキスト線図において右半平面に大きくベクトル軌跡を描けているが, 外乱抑圧特性は外乱補償フィルタを付加する前の特性と比べて変化が見られない。これは, 先に述べたように $C_r(s)$ が (4.10) 式の分子分母に現れる結果, 互いに相殺されることが原因である。一方, B に付加した特性では, 一巡伝達関数のベクトル軌跡が座標 $(-1, j0)$ から右半平面に大きく離れる軌跡を描けており, $G_d(s)$ の伝達関数の分母の項にのみ外乱補償フィルタ $C_r(s)$ が影響するため, 共振特性が相殺されること無く 20 Hz の外乱抑圧特性を向上させることができる。したがって, 振動試験機制御系において特定周波数の外乱抑圧特性を向上させるには, 外乱補償フィルタを B の箇所に付加した構成にする必要がある。

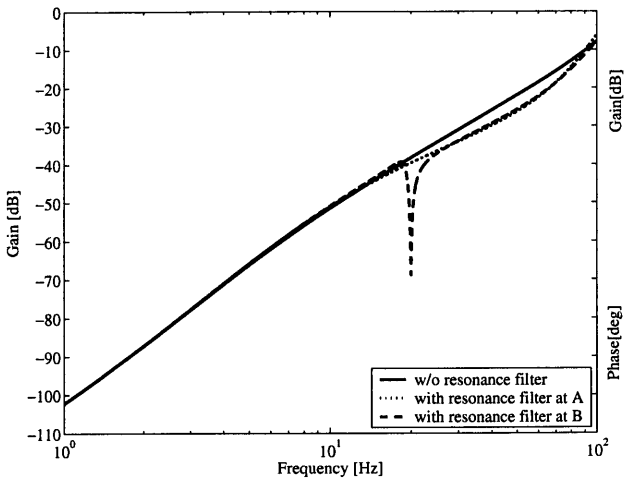

図 4.11: 外乱補償フィルタを付加した外乱抑圧特性

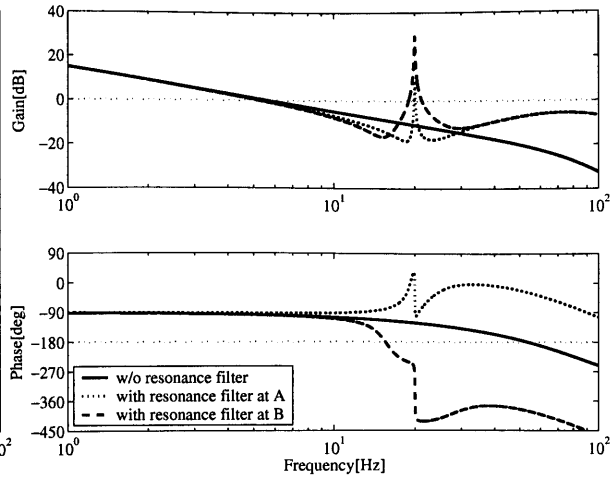

図 4.12: 外乱補償フィルタを付加した一巡伝達関数

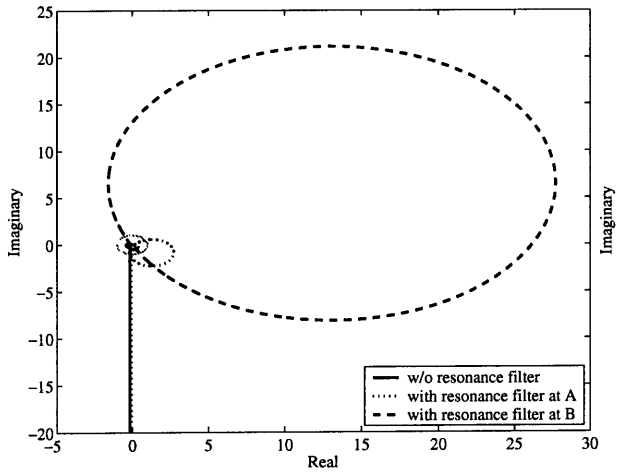

図 4.13: 外乱補償フィルタを付加したナイキスト線図

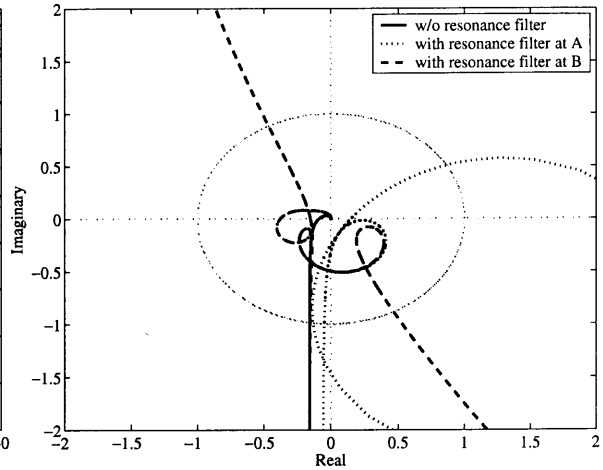

図 4.14: ナイキスト線図 (拡大図)

4.3.3 外乱補償フィルタの設計

(4.9) 式の外乱補償フィルタは，外乱抑圧特性のみでなく制御系の安定性にも影響を与えるため，制御系全体の安定性を考慮しながら各パラメータを設計する必要がある。外乱補償フィルタは共振特性を有するため，共振周波数 ω_{rd} 近傍では位相が 180 deg 遅れる。そこで，制御系全体の一巡伝達関数の位相が，ω_{rd} 近傍で ±90 deg 程度の範囲 (複素平面上での右半平面) で推移するようにフィルタの各パラメータを調整すれば，制御系の安定性を確保しつつ，外乱抑圧特性の向上を図ることができる。

例として，20 Hz に共振特性を与える場合について考察する。この場合，外乱補償フィ

ルタの各パラメータは表 4.2 に示す $f = 20$ の時の値となる。その時の外乱補償フィルタの特性を図 4.15 に，一巡伝達特性を図 4.16 に示す。図 4.16 において，外乱補償フィルタを付加しない場合の特性を実線で，付加した場合の特性を点線で示している。図 4.16 の外乱補償フィルタを付加しない特性において，20 Hz での位相が −120 deg であるため，ベクトル軌跡を右半平面へ移動させるためには，位相を 150 deg 程度遅らせる必要がある。そのため，20 Hz での位相ができる限り 150 deg 程度遅れる外乱補償フィルタを設計する必要がある。そこで，表 4.2 に示したように分子分母の共振周波数をずらすことで，20 Hz に共振特性を与え，かつ位相が 150 deg 遅れる外乱補償フィルタが設計することができる。その結果，図 4.16 の点線に示すように 20 Hz での位相が ±90 deg の範囲で推移することになり，ベクトル軌跡を右半平面に描かせることができる。そのため，外乱補償フィルタにより制御系が不安定になることはない。

表 4.2: 外乱補償フィルタのパラメータ

f	ω_{rd}	ω_{rn}	ζ_{rd}	ζ_{rn}	k_{rp}
20	$2\pi \times f$	$2\pi \times (f+2)$	0.002	0.2	0.2
30	$2\pi \times f$	$2\pi \times (f+2)$	0.002	0.2	0.2
40	$2\pi \times f$	$2\pi \times (f+2)$	0.002	0.2	0.2

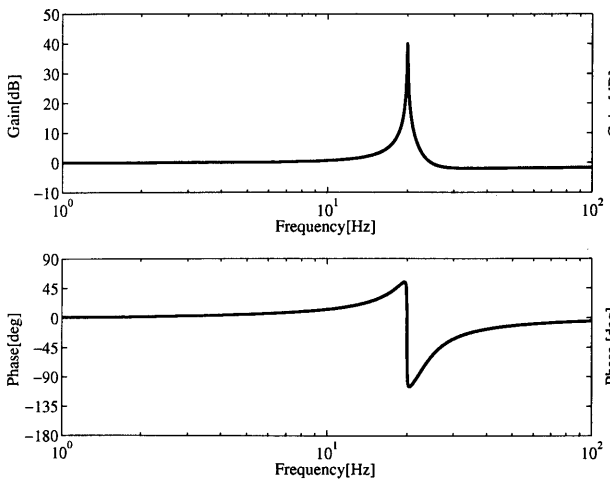

図 4.15: 外乱補償フィルタの特性

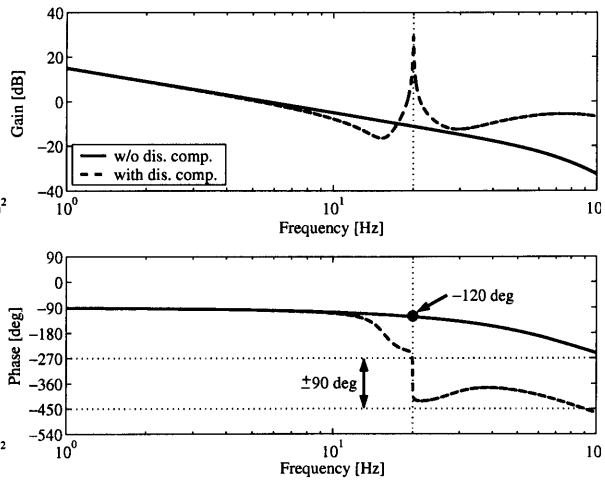

図 4.16: 一巡伝達特性

同様に，一巡伝達特性の位相を考慮して 30 Hz，40 Hz の外乱抑圧特性が向上するように，外乱補償フィルタのパラメータを設計した結果を表 4.2 の $f = 30$，$f = 40$ に示す。なお，この時のフィードバックゲイン K_p は全ての f に対して同じ値を用いている。図 4.17 に，外乱補償フィルタに表 4.2 の値を用いた時の外乱抑圧特性を示す。実線は外乱補償フィルタなし，破線は f=20 Hz，点線は f=30 Hz，一点鎖線は f=40 Hz の特性である。同図より，抑制したい外乱周波数において外乱抑圧特性が向上していることが分か

る。ここで，表 4.2 の外乱補償フィルタのパラメータは，各 f に対して周波数の係数のみが変更されていることに留意されたい。このことは，供試体反力の周波数が変動する場合，変動する外乱周波数を同定し，外乱補償フィルタの周波数のパラメータのみを適応的に変化させれば良いことを意味する。

また，表 4.2 の f のみを推移させた時の制御系のゲイン，位相余裕の変化を図 4.18 に示す。同図から，10 Hz 以上の帯域において，ゲイン余裕 10 dB，位相余裕 80 deg 以上が確保されており，制御系は外乱補償フィルタの周波数の変化によらず常に安定となることが確認できる。なお，10 Hz 以下は制御系のゲイン交差周波数 (ここでは 4 Hz) に近づくため，ゲインと位相が急激に変化する外乱補償フィルタを適用することは難しい。しかし，10 Hz 以下の低周波数領域では，本来の制御系の外乱抑圧特性が −60 dB 以下であり，十分な抑圧特性を有するため，新たに外乱補償フィルタを付加する必要はない。

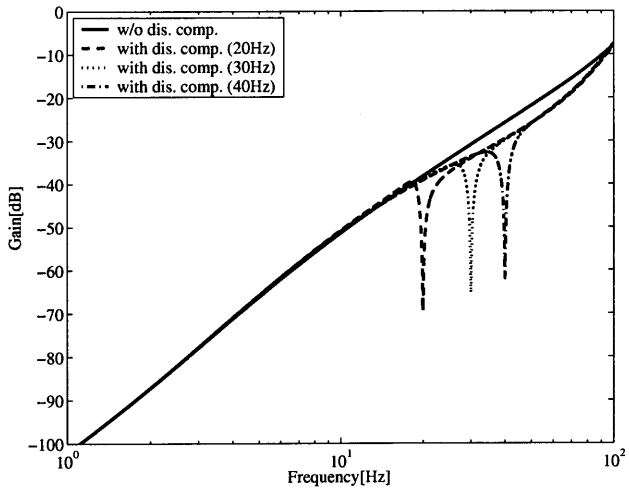

図 4.17: 外乱補償フィルタを付加した制御系の外乱抑圧特性

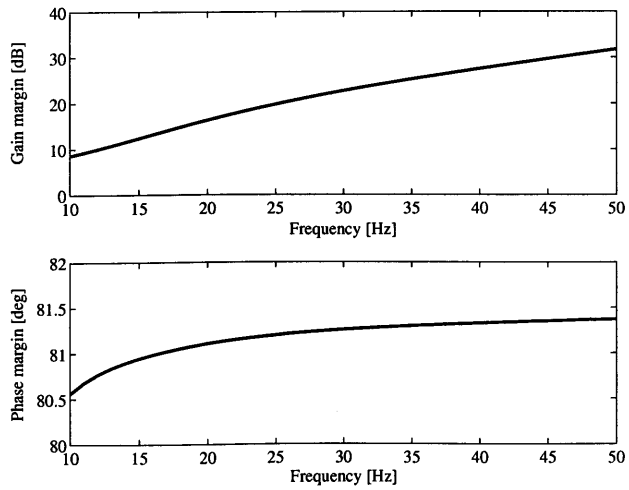

図 4.18: 外乱補償フィルタの周波数を変化させた時の安定余裕の変化

4.3.4 目標値追従特性の改善

外乱補償フィルタの付加により，フィードバック制御系の外乱抑圧特性の周波数整形が可能となるが，一方で，本質的に抑圧する周波数付近の目標値追従特性を劣化させてしまう。図 4.19 の目標加速度 R_a からテーブル加速度 Y_{ta} までの目標値追従特性を図 4.21 の破線に示す。ここでは外乱補償フィルタ $C_r(s)$ の周波数は 20 Hz としている。なお，図中 $C_i(s)$ は (2.59) 式に示した積分補償器である。図より，外乱抑圧特性を向上させた 20 Hz で目標値追従特性が劣化していることが分かる。そのため，外乱補償フィルタと同構造を持つフィードフォワード補償器を付加することでこの問題を解決する。その制御系の構成を図 4.20 に示す。実際には，目標加速度からテーブル加速度までの特性は，加振周波数帯域内でむだ時間特性となるため，フィードバック制御系の遅れをフィードフォワード補償器に付加する必要がある。図 4.20 のフィードフォワード補償器を付加した目標加速度 R_a からテーブル加速度 Y_{ta} までの目標値追従特性を図 4.21 の実線に示す。図より，外乱補償フィルタを付加したことにより発生する追従特性の劣化を改善できていることが分かる。

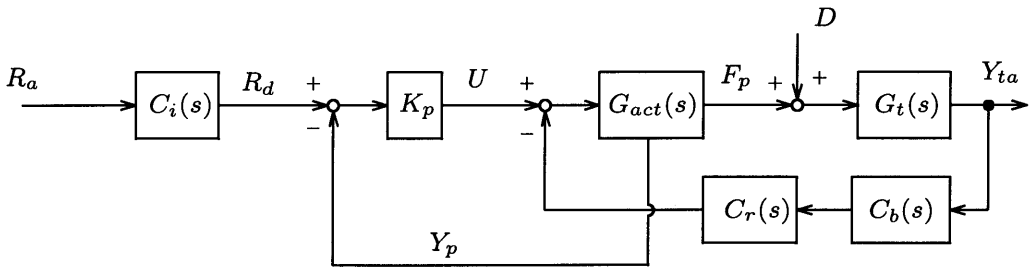

図 4.19: 外乱補償フィルタを付加した制御系の構成

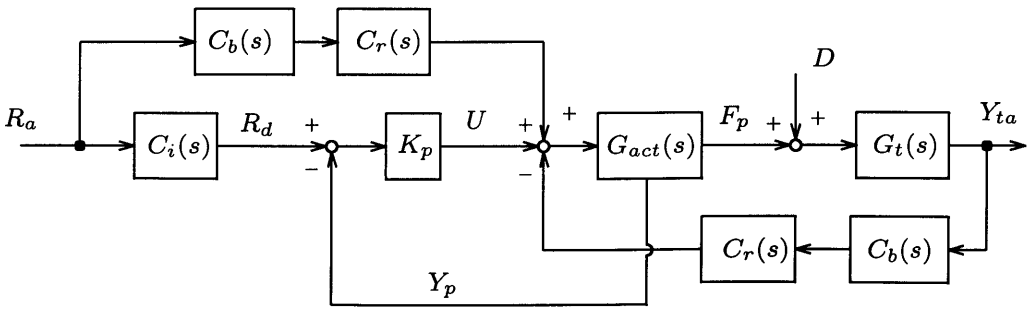

図 4.20: フィードフォワード補償要素を付加した制御系の構成

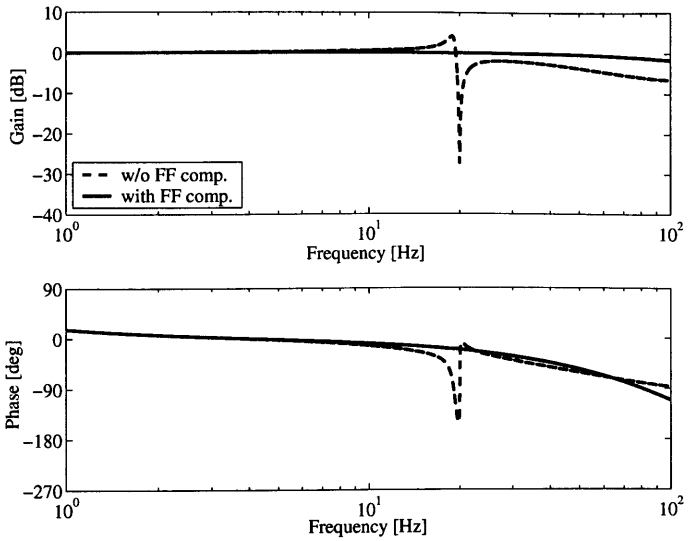

図 4.21: 外乱補償フィルタを付加した目標値追従特性

4.4 周波数変動を考慮した特定周波数反力補償

4.3 節にて，外乱補償フィルタを付加することで特定周波数の外乱抑圧特性を向上させ，フィードフォワード補償器を付加することで目標値追従特性の改善を行った。しかし，以上の制御系の構成では，外乱周波数が既知であることを前提としているため，外乱周波数が未知，あるいは変動する場合には対応することができない。そのため，本節では，外乱周波数の同定方法，及びそれに対応した制御系の構成について述べる。

4.4.1 適応ノッチフィルタを用いた周波数同定

適応ノッチフィルタの構成

本研究では，外乱周波数のリアルタイム同定に以下の適応ノッチフィルタ [105]～ [108] を利用する。まず，次式で表現されるノッチフィルタを考える。

$$C_{nf}(s) = \frac{s^2 + \omega_{nf}^2}{s^2 + 2\zeta_{nf}\omega_{nf}s + \omega_{nf}^2} \tag{4.12}$$

(4.12) 式をサンプリング時間 T_s で双一次変換により離散化すると，次式を得る。

$$C_{nf}(z^{-1}) = \frac{a_0 + a_1 z^{-1} + a_0 z^{-2}}{1 + a_1 z^{-1} + (2a_0 - 1)z^{-2}} \tag{4.13}$$

ただし，

$$a_1 = \frac{2\omega_{nf}^2 T_s^2 - 8}{\omega_{nf}^2 T_s^2 + 4\zeta_{nf}\omega_{nf}T_s + 4} \tag{4.14}$$

$$a_0 = \frac{\omega_{nf}^2 T_s^2 + 4}{2\omega_{nf}^2 T_s^2 - 8} a_1 \tag{4.15}$$

ここで,

$$C_{ap}(z^{-1}) = \frac{\rho^2 + a_1 z^{-1} + z^{-2}}{1 + a_1 z^{-1} + \rho^2 z^{-2}} \tag{4.16}$$

$$\rho^2 = 2a_0 - 1 \tag{4.17}$$

なる全域通過フィルタ $C_{ap}(z^{-1})$ を用いれば, (4.13) 式のノッチフィルタは次式で表現できる。

$$C_{nf}(z^{-1}) = \frac{1 + C_{ap}(z^{-1})}{2} \tag{4.18}$$

(4.18) 式のノッチフィルタの構成を, 図 4.22 に示す。図 4.22 中の点線部の全域通過フィルタのタップ係数 a_1 を適応化することにより, (4.18) 式を適応ノッチフィルタ C_{an} として利用する。ここで, (4.16) 式の ρ^2 を定数とすれば, (4.15), (4.17) 式からノッチフィルタの除去周波数 f_{nf} は次式で与えられる。

$$f_{nf} = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{4(1 + a_1 + \rho^2)}{T_s^2(1 - a_1 + \rho^2)}} \tag{4.19}$$

厳密にはノッチフィルタの減衰係数 ζ_{nf} も可変となるが, (4.14), (4.15), (4.17) 式から,

$$\zeta_{nf} = \frac{(\omega_{nf}^2 T_s^2 + 4)(1 - \rho^2)}{4\omega_{nf} T_s (1 + \rho^2)} \tag{4.20}$$

となり, ρ^2 を 1 近傍に設定することで, 加振周波数帯域内では ζ_{nf} は十分小さい値となり, 除去帯域幅の狭い急峻なノッチフィルタとなる。そのため, 本研究で目的とする周波数同定機能としては特に問題とならない。

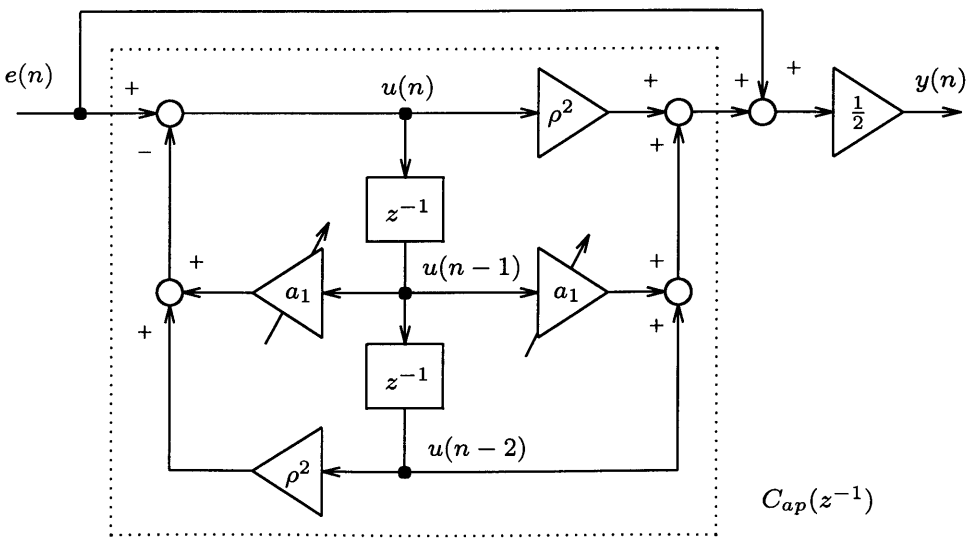

図 4.22: 適応ノッチフィルタの構成

適応ノッチフィルタの更新則

図 4.22 の適応ノッチフィルタへの入力信号を $e(n)$，出力信号を $y(n)$，タップ係数 a_1 への入力信号を $u(n-1)$ とすると，(4.16) 式のタップ係数 a_1 の更新則は，次式の単純な勾配アルゴリズムで与えられる [105]。

$$a_1(n+1) = a_1(n) - \mu \cdot y(n) \cdot u(n-1) \tag{4.21}$$

ここで，n はサンプル数，μ はステップサイズで，十分小さい値とすることで (4.21) 式の更新則が安定に動作することが知られている [108]。

適応ノッチフィルタの収束速度を改善するために，種々の可変ステップアルゴリズムが提案されているが [107]，それらは複数の周波数同定時の収束速度改善を目的としており，単一外乱周波数の同定においては同等の収束速度であることが示されている。そのため，本研究では適応アルゴリズムを簡潔にするため，単純な勾配アルゴリズムを採用した。なお，複数の周波数成分が作用する場合においては，外乱補償フィルタの数を増やし，適応ノッチフィルタを多重化して縦続接続構成とすれば良く [106]，さらに適切な可変ステップアルゴリズムを用いることで対応可能である。

以上の適応ノッチフィルタへの入力信号 $e(n)$ を，本研究で取り扱う特定周波数の外乱信号とすれば，この外乱信号を除去するように適応ノッチフィルタが作用する。すなわち，適応ノッチフィルタの除去周波数が外乱信号の周波数となる。

4.4.2 振動試験機制御系への適用

図 4.22 の適応ノッチフィルタ C_{an} を用いた振動試験機制御系のブロック線図を，図 4.23 に示す。$G_m(s)$ は振動試験機制御系の目標加速度 R_a からテーブル加速度 Y_{ta} までのモデルであり，加振周波数帯域内では単純にむだ時間特性として近似できる。このモデル $G_m(s)$ の出力信号 $\overline{Y_{ta}}$ と，実際のテーブル加速度応答 Y_{ta} を減算することで，外乱信号 D を抽出する。この時，バンドパスフィルタ $C_b(s)$ を通過させることで，同定誤差の要因となる観測ノイズを除去する。バンドパスフィルタを通過して，得られた信号 e を適応ノッチフィルタ C_{an} の入力とすることで，外乱信号 D を除去するようにノッチフィルタの除去周波数が適応則に従って外乱周波数に一致する。

このように同定された外乱周波数 $\hat{f}$ を，フィードバック及びフィードフォワード補償器内に含まれる外乱補償フィルタ $C_r(s)$ の共振周波数とすることで，外乱周波数が未知，あるいは変動する場合においても，特定周波数外乱を抑制することが可能となる。

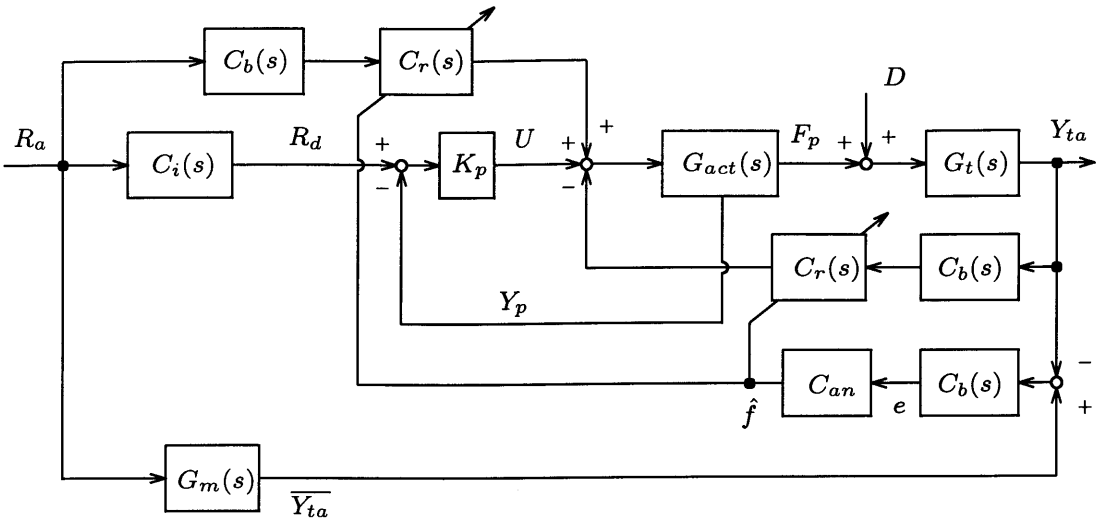

図 4.23: 適応ノッチフィルタを付加した振動試験機制御系

4.5 シミュレーションによる検証

提案手法の有効性をシミュレーションにより検証する。ここでは，外乱周波数を 30 Hz, 40 Hz と固定した場合と，その間の周波数で変動させた場合についてシミュレーションを行った。40 Hz での補償効果を明確化するために，目標加速度は図 4.24 に示す 50 Hz までの周波数成分を有する擬似地震波を用いた。

まず，外乱周波数を既知として，外乱補償フィルタの周波数と外乱周波数を一致させてその補償効果を確認する。シミュレーション結果を図 4.25，4.26 に示す。図 4.25 は外乱周波数 30 Hz，図 4.26 は外乱周波数 40 Hz の場合であり，上段はテーブル加速度応答，下段はそのパワースペクトルで，それぞれ破線は外乱補償フィルタ適用前，実線は外乱補償フィルタ適用後の波形を示す。両図より，特定周波数の反力を十分に抑制できていることが分かる。

次に，外乱周波数が未知，あるいは変動することを想定して，適応ノッチフィルタを用いて外乱周波数を推定し，外乱補償フィルタの周波数を逐次更新した時の補償効果を確認する。シミュレーション結果を図 4.27~4.30 に示す。図 4.23 の振動試験機モデル $G_m(s)$ はその周波数特性から 7.2 ms のむだ時間特性で近似し，適応ノッチフィルタの各パラメータは，ρ^2=0.98，μ=1×10^{-6}，除去周波数の初期値を 25 Hz と設定した。図 4.27 は外乱周波数が 30 Hz で固定の場合，図 4.28 は外乱周波数が 40 Hz で固定の場合，図 4.29 は外乱周波数を 6 s 間で 30 Hz から 40 Hz まで変動させた場合，図 4.30 は同様に外乱周波数を 40 Hz から 30 Hz まで変動させた場合をそれぞれ示す。なお，各図において上段はテーブル加速度応答，中段はそのパワースペクトルを示し，破線は外乱補償フィルタに

よる補償無し，実線は外乱補償フィルタ適用時の結果である。また，下段は適応ノッチフィルタによる周波数推定結果であり，実線は実際の外乱周波数値，破線は周波数推定結果である。各図より，適応ノッチフィルタにより外乱周波数を良好に推定できており，特定周波数の反力を十分に抑制できていることが分かる。

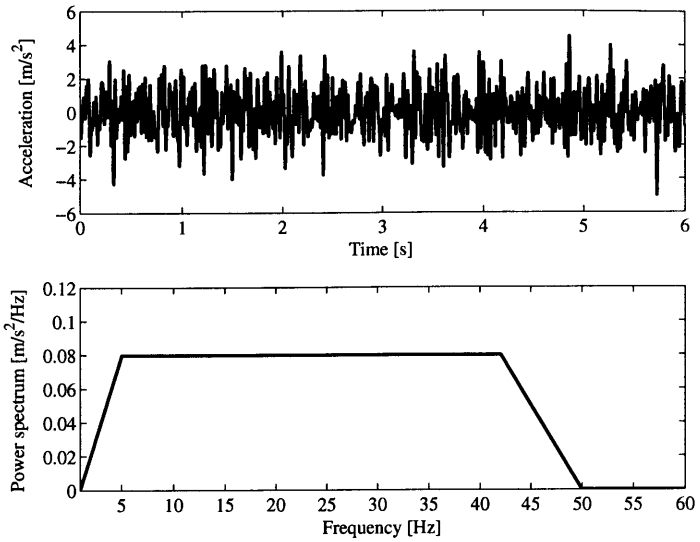

図 4.24: 目標加速度波形とパワースペクトル

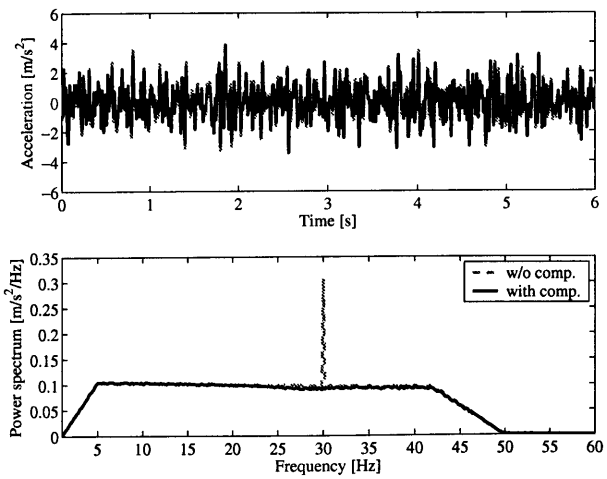

図 4.25: 外乱補償フィルタ固定時のシミュレーション結果 (外乱周波数: 30 Hz)

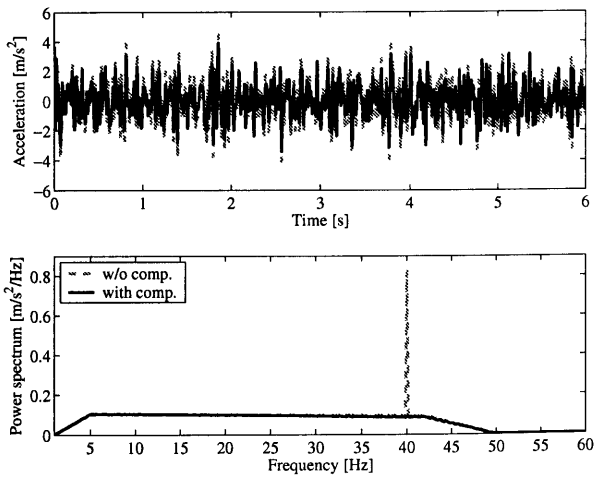

図 4.26: 外乱補償フィルタ固定時のシミュレーション結果 (外乱周波数: 40 Hz)

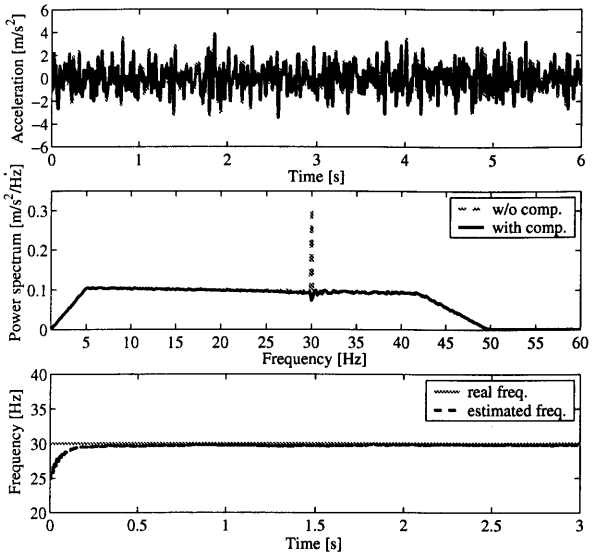

図 4.27: 適応ノッチフィルタを用いたシミュレーション結果 (外乱周波数: 30 Hz)

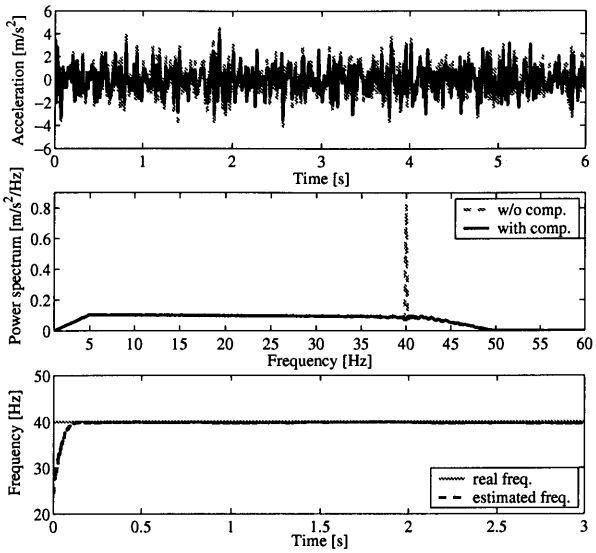

図 4.28: 適応ノッチフィルタを用いたシミュレーション結果 (外乱周波数: 40 Hz)

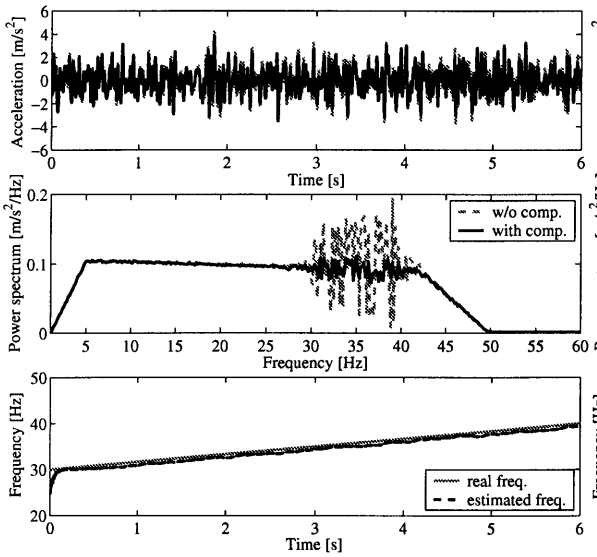

図 4.29: 適応ノッチフィルタを用いたシミュレーション結果 (外乱周波数: 30→40 Hz)

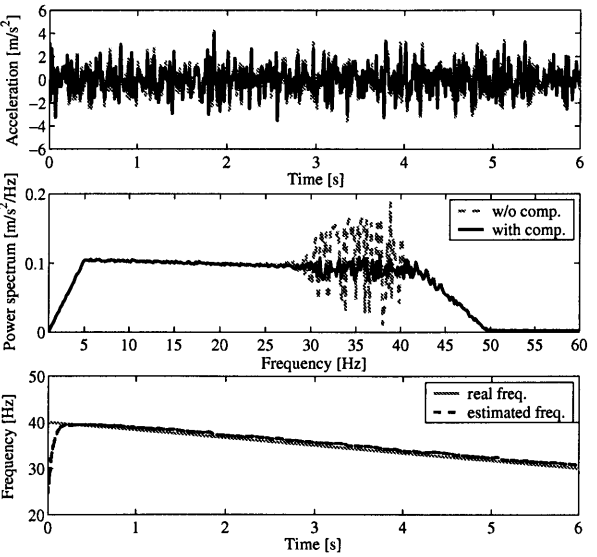

図 4.30: 適応ノッチフィルタを用いたシミュレーション結果 (外乱周波数: 40→30 Hz)

4.6 実験による検証

提案手法の有効性を実験により検証する。目標加速度及び適応ノッチフィルタの初期パラメータはシミュレーション時と同じ値とした。なお，設計した各補償器は 3 章と同様に，サンプリング時間 0.2 ms で双一次変換によって離散化し，DSP により実装した。

まず，外乱周波数を固定とし，外乱周波数を既知と仮定して，適応ノッチフィルタを用

いない場合の実験結果を図 4.31，4.32 に示す。各図の上段はテーブル加速度応答 (2~4 s)，下段はそのパワースペクトルであり，破線は外乱補償フィルタ適用前，実線は外乱補償フィルタを適用した結果を示す。図より，30 Hz，40 Hz の外乱による加速度波形の再現性劣化を抑制できていることが分かる。

次に，外乱周波数が未知，あるいは変動する場合を想定し，適応ノッチフィルタを用いた場合の実験結果を示す。図 4.33，4.34 に，外乱周波数を 30 Hz，40 Hz とした時のテーブル加速度応答とそのパワースペクトル，外乱周波数推定の結果を示す。破線は外乱補償フィルタ適用前，実線は外乱補償フィルタと適応ノッチフィルタを適用した結果を示す。各図から，約 0.3 s で外乱周波数の同定誤差が ±2 Hz 以内となり，その結果 30 Hz，40 Hz の外乱を十分に抑制できていることがわかる。具体的には，目標加速度とのパワースペクトル誤差は，両者とも補償前の誤差面積を 100 と規格化すると，提案補償法を用いることでその誤差面積は 5 となり，95% の低減効果が確認される。

次に，外乱周波数を 30~40 Hz の間で連続的に変化させた時の結果を図 4.35，4.36 に示す。外乱周波数の変化は，目標加速度入力開始後約 1 s から 9 s にかけて 1.25 Hz/s の変化速度で 30 Hz から 40 Hz に増加し，その後減少する設定とした。図 4.35 の上段はテーブル加速度応答 (2~4 s)，下段はそのパワースペクトル，破線は外乱補償フィルタ適用前，実線は外乱補償フィルタと適応ノッチフィルタを適用した結果である。また，図 4.36 の上段の破線は実際の外乱周波数，実線は適応ノッチフィルタによりリアルタイム同定された外乱周波数の推定値を示し，下段には実際の周波数と同定周波数の推定誤差を示している。図 4.35，4.36 から，外乱周波数の連続変動に対しても，適応ノッチフィルタにより外乱周波数をリアルタイム同定し，外乱補償フィルタによりその影響を十分に抑制できていることが分かる。具体的には，図 4.36 から周波数変動時の同定誤差は ±2 Hz 以内である。さらに，図 4.35 から，30~40 Hz における目標加速度とのパワースペクトル誤差は，補償前の誤差面積を 100 と規格化すると，提案補償法を用いることでその誤差面積は 25 となり，75% の低減効果が確認される。

以上の結果より，外乱周波数が未知，あるいは変動する場合においても，適応ノッチフィルタにより外乱周波数を同定して外乱補償フィルタの共振周波数を逐次更新することで，振動試験機に作用する特定周波数の外乱を十分に抑制できていることが分かる。

本供試振動試験機を用いた基礎実験では，周波数の同定に要する時間は 0.3 s 程度であり，周波数の変動に対しても誤差 ±2 Hz 以内で同定可能であるため，提案手法は十分実用に供するものであると考えられる。

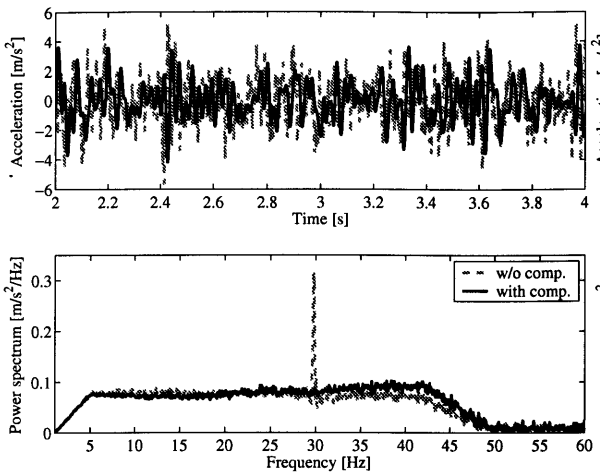

図 4.31: 外乱補償フィルタ固定時の実験結果 (外乱周波数: 30 Hz)

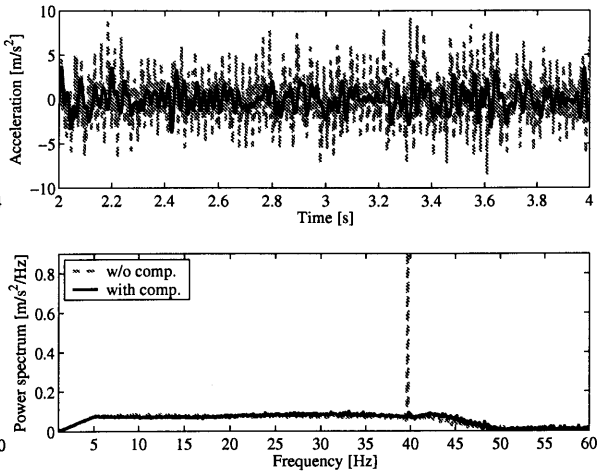

図 4.32: 外乱補償フィルタ固定時の実験結果 (外乱周波数: 40 Hz)

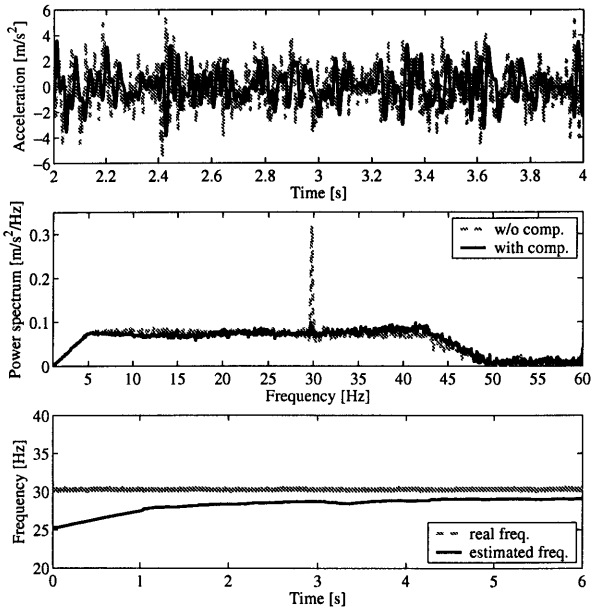

図 4.33: 適応ノッチフィルタを用いた実験結果 (外乱周波数: 30 Hz)

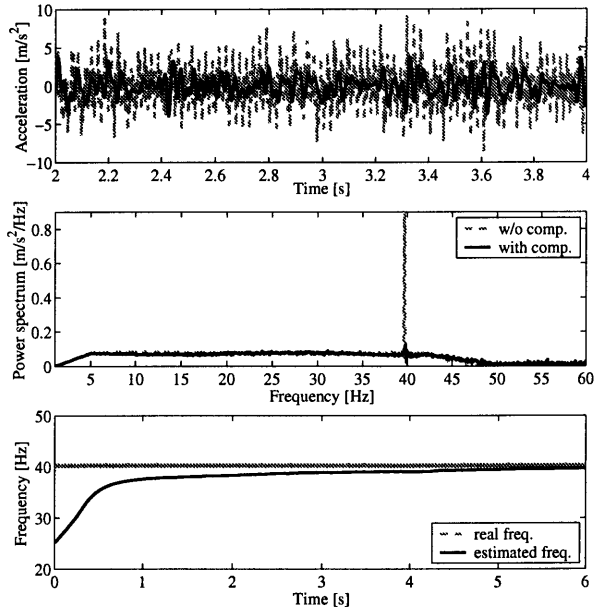

図 4.34: 適応ノッチフィルタを用いた実験結果 (外乱周波数: 40 Hz)

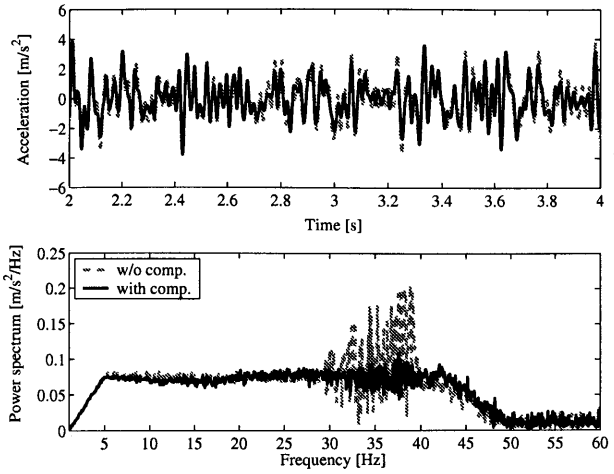

図 4.35: 適応ノッチフィルタを用いた実験結果 (外乱周波数: 30→40 Hz)

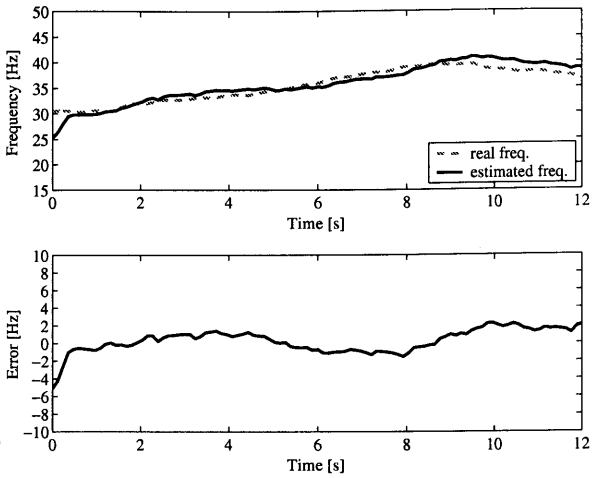

図 4.36: 周波数変動時の推定結果

4.7 結言

本章では，構造物の実稼動状況を想定した加振実験に対する制御手法を提案した。発電設備や車両などの様に，供試体がモータなどの動的な要素を含む場合，回転体の回転周波数に同期した単一の特定周波数外乱が加振機への外乱として作用し，加速度波形の再現性を劣化させる。本研究では，供試体の反力が特定周波数成分を有する点に着目し，その周波数における外乱抑圧特性を向上させることで，所望の加振性能を実現する制御手法を提案した。

本章で得られた成果は以下である。

(1) 特定周波数の外乱抑圧特性を向上させるために，加速度フィードバックループ内に外乱補償フィルタ (共振フィルタ) を付加する制御系を構成し，一巡伝達関数のベクトル軌跡に着目したフィルタの設計手法を示した。本手法では，新たなセンサを必要とせず，明快な設計指針の下，フィードバック制御系に新たに外乱抑圧特性を改善する単純なフィルタを付加するのみで外乱抑圧特性を向上させ，供試体反力を抑制することができることを示した。

(2) 供試体反力の特定周波数成分が未知，あるいは変動する場合においては，適応ノッチフィルタを用いることで外乱周波数をリアルタイムに同定し，外乱補償フィルタの周波数パラメータを逐次更新することで対応可能であることを示した。

(3) 提案手法の有効性をシミュレーションにより検証した。また，特定周波数成分の反力の発生を模擬する供試体を用いて，供試振動試験機を用いた加振実験により，その有効性を示した。

第5章

耐震試験用ハイブリッド実験システムにおける制御系設計

5.1 緒言

地震に対する構造物全体の振動応答評価法の一つとして，前章までに述べた振動試験機を用いた加振実験が挙げられる。しかし，実際の構造物をテーブル上に建設して振動試験を行うことは，経済的・時間的に大きな負担となる。さらに，高層ビルや高架橋などの大規模な構造物の振動試験には，実験設備に限界があり，その実施には様々な工夫が必要となる。その一つの解決法として，縮小模型による加振実験も行われているが，縮小化に伴う固有振動数の増大化などにより [109]，縮尺モデルといえども正確な振動応答評価を行うことは困難である。一方で，計算機による数値解析が幅広く実施されているが，その解析精度は数値解析モデルの精度に大きく依存する。

これらの問題点を解決する手法として，ハイブリッド実験と呼ばれる手法が考案され，活発に研究が行われている [41]～ [53]。この手法は，数学的に解析が困難，あるいはモデル化が非常に複雑な要素の諸特性のみを加振実験により抽出し，これをオンラインで計算機内に取り込み，全体系の数値解析を進めるものである。そのため，比較的小さな加振設備で構造物全体の振動応答を精度良く評価できる利点がある。ハイブリッド実験は，部材の変形過程の観察や復元力特性の検証を目的に，加振実験の時間軸を拡大した仮動的実験として広く使われ発展してきたが [42] [43] [45]，その手法では摩擦ダンパーや粘性ダンパーなどのように応答が速度に大きく依存する供試体に対して正確な評価を行うことができない。そこで，加振実験の時間軸を一致させ，ハイブリッド実験を実時間で行うリアルタイムハイブリッド実験が提案され，図 5.1 に示すように種々の構造物に対して適用されている [46]～ [53]。

加振実験の時間軸を一致させた高精度な振動応答評価を実現するためには，複雑な構

造計算を微小時間で行う高速演算処理装置と，得られた振動応答を正確に再現する振動試験装置の開発が必須となる。前者は，並列処理と入出力時間の短縮化により，高い演算性能と実時間性能とを両立させた高速制御計算機が開発され [110]，実用化されている [52] [53]。後者は，特にリアルタイムハイブリッド実験において，指令値に対する加振機の応答遅れが実験精度の劣化のみならず，実験システムの不安定化の原因となることが指摘されており，その補償法が極めて重要となっている。従来，加振機の応答遅れ補償法として，加振信号に多項式関数を外挿することで加振機の応答遅れを予測・補償する手法 [111]~ [118] が提案され，所定の周波数範囲内では良い補償特性を持つことが実験により検証されている。また，加振機の振幅，位相特性をキャンセルするディジタルフィルタ，即ち逆伝達関数を加振信号に付加する手法により，所定の周波数範囲内で良い補償特性を持つことが実験により検証されている [119] [120]。しかし，何れの方式も加振可能な周波数が約 10 Hz 以下に制限されることや，加振機のモデル化誤差，動特性の微小変化により実験精度及び実験システムの安定性が大きく劣化する問題を有している。

本章では，上記課題に対して，制御技術的アプローチにより実験システムの安定性を大幅に改善した上で，加振機の応答遅れを補償し，10 Hz 以上の周波数領域においても加振実験を可能とすることで，高精度な振動応答評価の獲得を可能とする制御手法を提案する。具体的には，実加振部と数値計算部を含めたハイブリッド実験を一つの制御システムとして捉え，制御システムを安定化するフィードバック補償器と加振機の目標値追従特性を向上させるフィードフォワード補償器を独立に設計する 2 自由度制御系設計の考え方を導入する。特に，フィードフォワード補償器設計においては，反復学習制御アルゴリズムを適用する。提案手法の検証では，油圧加振機を用いた実加振部と 2 自由度振動系の構造物を数値モデルとして用いた数値計算部の構成によるハイブリッド実験システムにより，その有効性を示す。

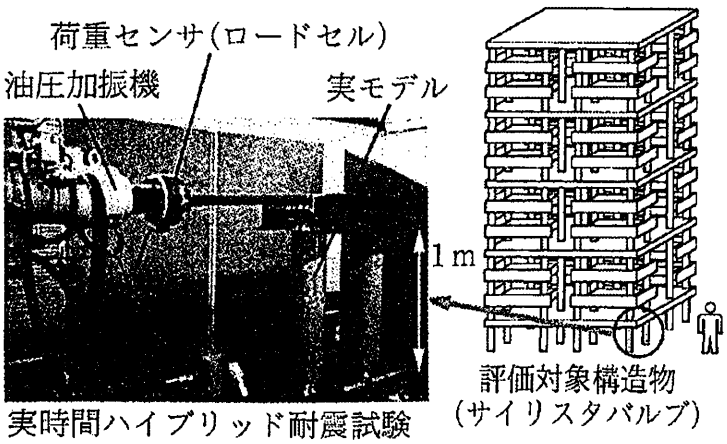

図 5.1: リアルタイムハイブリッド実験の例 [47]

5.2 ハイブリッド実験システムと従来制御手法

5.2.1 ハイブリッド実験システムの概要

図 5.2 に，ハイブリッド実験システムの概略図を示す。評価対象構造物の一部分を実物(以降，実物モデル) として持ち，他の部分は計算機上に数値モデルとして持つ。数値モデルの運動方程式は，次式で与えられる。

$$M\ddot{x} + C\dot{x} + Kx = f + f_r \tag{5.1}$$

ここで，M，C，K はそれぞれ数値モデルの質量，減衰，剛性マトリクス，x は相対変位ベクトル，f は地震などによる外力ベクトル，f_r は数値モデルと実物モデルの境界点に作用する力ベクトルであり，f_r は境界点の変位 x_b を用いて形式的に，

$$f_r = f_r(x_b, \dot{x}_b, \ddot{x}_b, \cdots) \tag{5.2}$$

と表現できる。(5.1) 式に基づいて，以下の手順で加振実験と振動応答計算を同時に進行させる。

1. 加振実験により実物モデルから反力 (境界点に作用する力)f_r を計測し，オンラインで計算機に取り込む。
2. その値を (5.1) 式に代入することで評価対象構造物全体の振動応答を計算する。
3. その時に求められる境界変位 x_b を油圧加振機により実物モデルに与え，f_r を再度計測する。

以上を繰り返すことで，構造物全体の数値計算によって振動応答を評価する。ここで，反力 f_r は (5.2) 式に示すように境界変位 x_b だけで決まるのではなく，速度や加速度にも依存するため，正確な地震応答の評価を行うためには加振実験と振動応答計算の時間軸が一致することが要求される。すなわち，数値モデルにより計算される境界変位 x_b(油圧加振機への変位指令となる) と実物モデルの応答変位を一致させることが，精度の高い振動応答評価を行うための必須条件となる。

ここで，図 5.2 に示すハイブリッド実験システムをブロック線図で表記すると図 5.3 となる。図中，f は地震などによる外力，x_b は数値モデルと実物モデルの境界変位，x_p は加振機ピストン変位，x_a は実物モデルの応答変位，f_p は加振力，f_r は加振実験により計測される反力，$G_n(s)$ は数値モデルの伝達特性，$C_p(s)$ は油圧加振機フィードバック補償器，$G_{act}(s)$ はサーボアンプ，サーボ弁，ピストン，継手からなる油圧加振機の伝達特性，$G_a(s)$ は実物モデルの伝達特性である。油圧加振機制御系は，前章までの変位フィードバック制御系を構成し，油圧加振機の安定性と十分な外乱抑圧特性を確保するものであ

る。図 5.3 より，ハイブリッド実験システムは数値モデルと実物モデル，油圧加振機制御系を含む一つのフィードバック制御系を構成していると捉えることができる。そのため，制御技術的アプローチでシステムを高性能化することが可能であると言える。

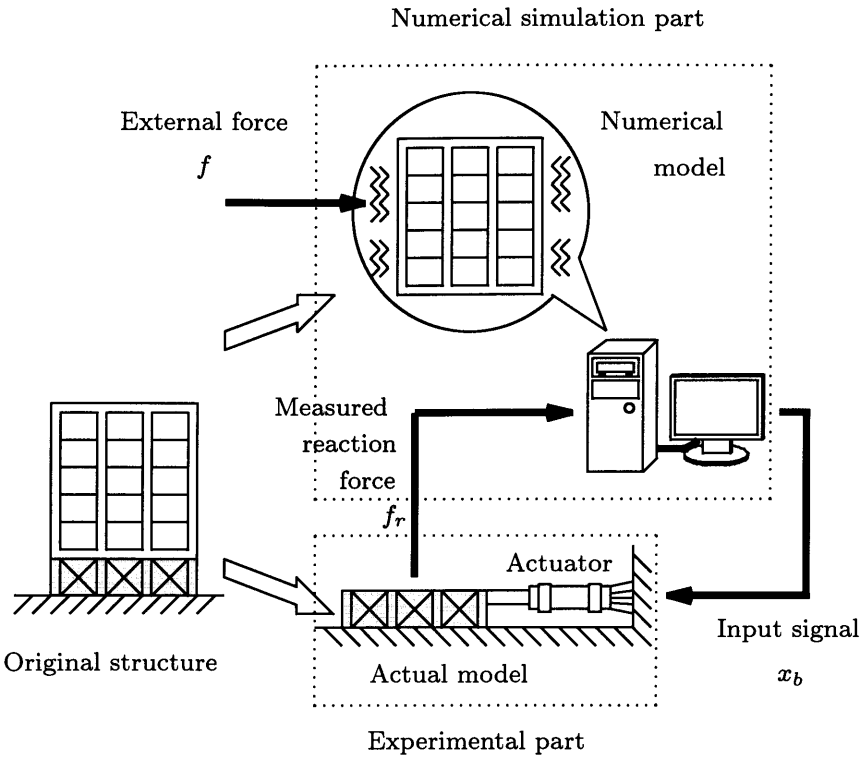

図 5.2: ハイブリッド実験システムの概要

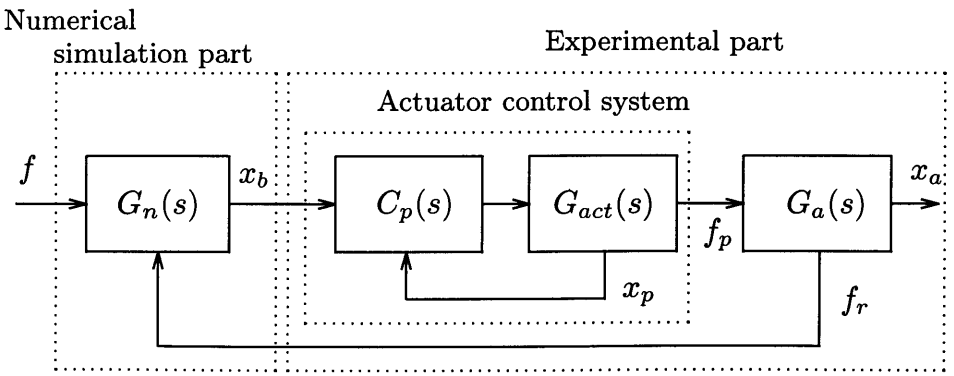

図 5.3: ハイブリッド実験システムのブロック線図

5.2.2 システム構成と評価対象構造物

実験システムの構成

制御系設計及び実験検証で用いる供試ハイブリッド実験システムの構成について述べる。油圧加振機と実物モデルを含めた実験システムの外観を図 5.4 に示す。なお，油圧加振機は前章までと同様のものを用い，加振方向は水平方向のみとする。ハイブリッド実験システムの構成は図 5.5 となる。ハイブリッド実験における加振実験部は，サーボアンプ，サーボ弁，ピストンを含む油圧加振機，継手，実物モデルから構成されている。実物モデルとピストンは継手により連結され，ピストンはサーボ弁，サーボアンプを介して駆動される。計測できる状態量は，前章までと同じく，差圧，ピストン変位，加振力，実物モデル加速度である。加振により計測する反力は，3 章と同様にロードセルと実物モデルの加速度を用いて算出される。

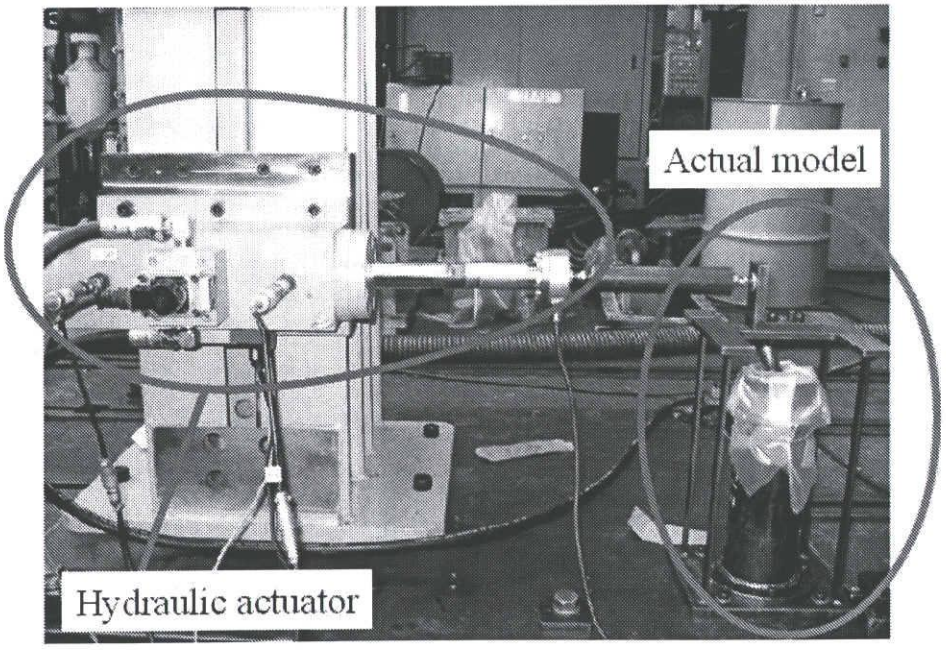

図 5.4: 供試ハイブリッド実験システムの外観

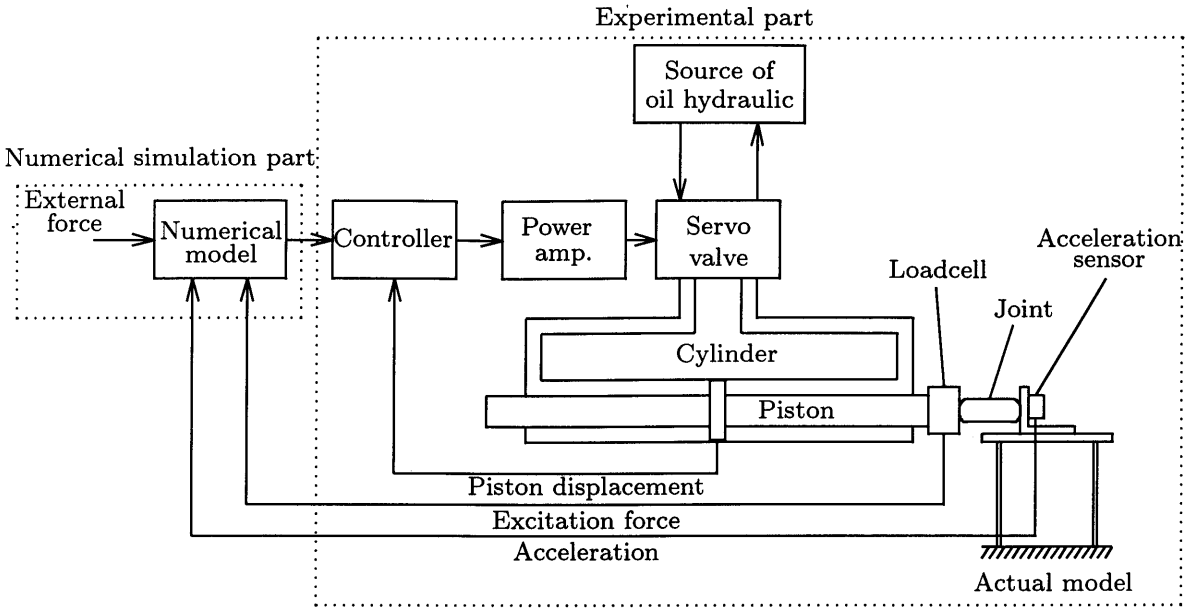

図 5.5: 供試ハイブリッド実験システムの構成

評価対象構造物

本実験システムでは，数値モデルの振動応答計算と制御器演算を同一のプロセッサ (DSP) で行うため，複雑な構造物の演算を同時に行うことは難しい。また，本研究での着眼は，制御系設計ならびにその有効性の検証が主目的であり，その効果を明確に示すためには，数値計算を行う構造物は単純な構造であることが望ましい。そこで，評価対象構造物となる実物モデルを，図 5.6 に示す単純な 2 自由度振動系とした。ここで，M_1，M_2，C_2，K_2 は数値計算部内の構造物の質点の質量，粘性抵抗，ばね定数，C_1，K_1 は実物モデルの粘性抵抗，ばね定数，f_1，f_2 は各質点に作用する地震などの外力，f_{r2} は数値計算部内 K_2，C_2 で発生する反力 (復元力)，f_{r1} は実物モデルから計測される反力，x_{b2} は数値計算部内の質点の変位，x_p はピストン変位，x_{a1} は実物モデルの変位，x_{b1} は境界部分の変位である。ここでは，K_1，C_1 を実物モデルとして加振実験を行い，残りの部分は数値モデルとして数値計算を行う。各パラメータを表 5.1 に示す。

表 5.1: 2 自由度振動系のパラメータ

M_1[kg]	21.5	M_2[kg]	21.9
C_1[N/(m/s)]	23.6	C_2[N/(m/s)]	94.3
K_1[N/m]	3.3×10^4	K_2[N/m]	5.7×10^4

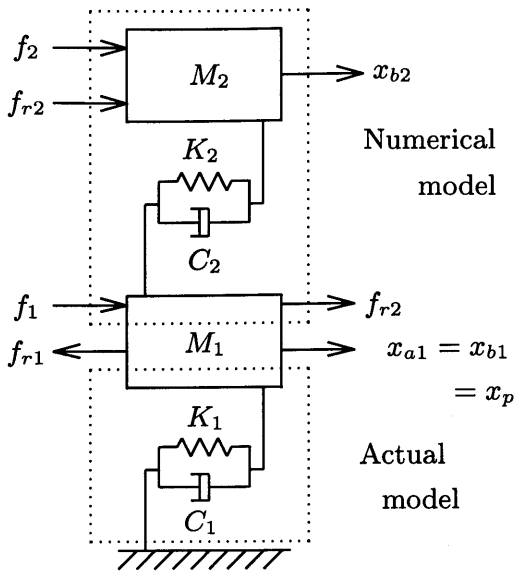

図 5.6: 評価対象構造物 (2 自由度振動系)

数値計算部モデルのモデル化

図 5.7 に数値モデルの概略図を示す。図 5.7 より，数値モデルの運動方程式は次式となる。

$$M_1 \frac{d^2 x_{b1}}{dt^2} = f_1 - C_2 \left(\frac{dx_{b1}}{dt} - \frac{dx_{b2}}{dt} \right) - K_2 \left(x_{b1} - x_{b2} \right) - f_{r1} \tag{5.3}$$

$$M_2 \frac{d^2 x_{b2}}{dt^2} = f_2 + C_2 \left(\frac{dx_{b1}}{dt} - \frac{dx_{b2}}{dt} \right) + K_2 \left(x_{b1} - x_{b2} \right) \tag{5.4}$$

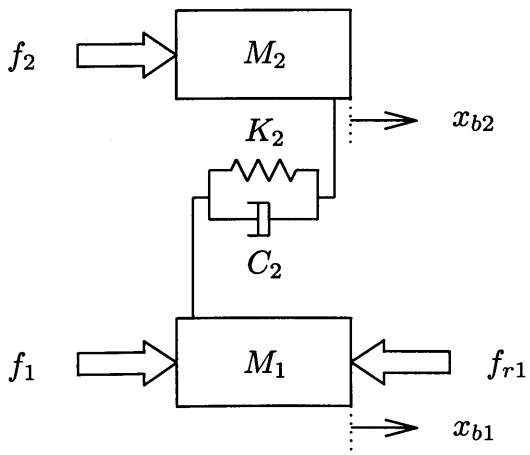

図 5.7: 数値計算部のモデル

加振実験部実物モデルのモデル化

図 5.8 に実物モデルの外観を，図 5.9 にそのモデルの概略図を示す。図中，M_c はピストンと実物モデルを連結する部分 (以下，連結部) の質量，f_p は油圧加振機が発生する加振力である。図 5.9 から，実物モデルの運動方程式は次式となる。

$$M_c \frac{d^2 x_{a1}}{dt^2} = f_p - f_{r1} \tag{5.5}$$

ただし，f_{r1} は次式で与えられる。

$$f_{r1} = C_1 \frac{dx_{a1}}{dt} + K_1 x_{a1} \tag{5.6}$$

理想的には M_c は零であるべきだが，実際には零でないため，振動応答計算に用いる f_{r1} は，ロードセルによる計測値 f_p と実物モデル加速度を用いて次式により求める。

$$f_{r1} = f_p - M_c \frac{d^2 x_{a1}}{dt^2} \tag{5.7}$$

図 5.8: 実物モデルの外観

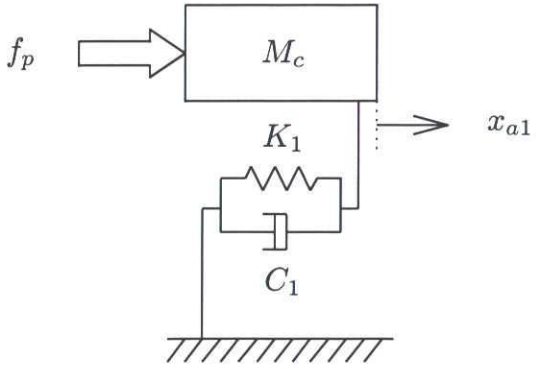

図 5.9: 加振実験部のモデル

ハイブリッド実験システム全体のブロック線図

前章までの油圧加振機のモデルと導出した数値モデル，実物モデルの伝達特性から，ハイブリッド実験システム全体のブロック線図は図 5.10 となる。

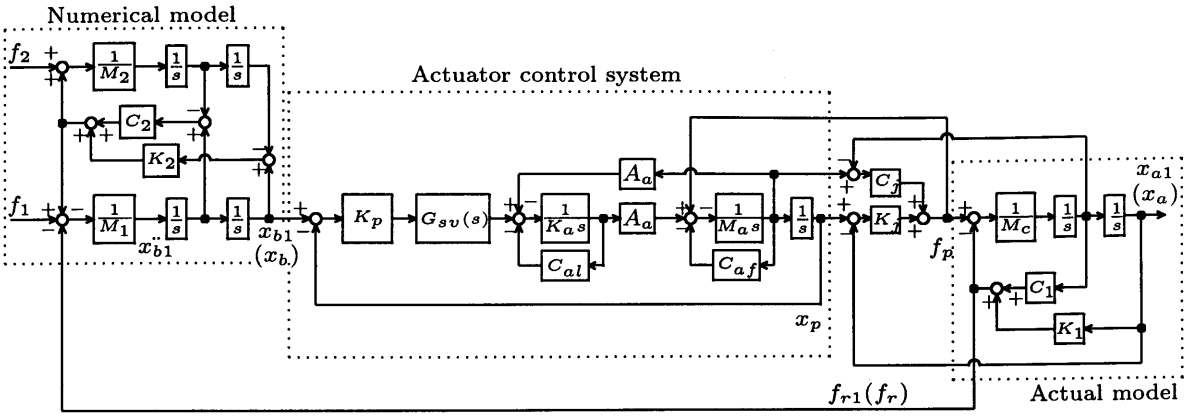

図 5.10: ハイブリッド実験システム全体のブロック線図

ここで，継手と実物モデルが剛結合されているならば，加振機ピストン変位 x_p と実物モデルの変位 x_{a1} は，$x_p = x_{a1}$ とみなすことができる。ハイブリッド実験システムの制御目的は，図 5.3 にも示したとおり，境界部分の変位 x_{b1} が $x_{b1} = x_p = x_{a1}$ となるように加振機ピストン変位を制御することである。以下では，断りのない限り x_{b1} を x_b，x_{a1} を x_a，f_{r1} を f_r と表記して議論を進める。

5.2.3 ハイブリッド実験システムの課題と従来手法

ハイブリッド実験システムの制御目的は，数値計算部で計算される境界変位と実物モデルの変位を一致させることである。すなわち，図 5.10 のブロック線図において，x_b から x_a までの伝達特性のゲインと位相差が，加振周波数帯域内において 0 dB，0 deg となれば良い。

加振機制御系は，前章までに示したとおり，変位フィードバック制御系を構成している。その一巡伝達特性のナイキスト線図を図 5.11 に，目標値追従特性 (図 5.10 中 x_b から x_p) を図 5.12 に示す。図 5.11 より，加振機制御系は十分な安定性を有していることがわかる．また，図 5.12 より，加振機制御系の追従特性は約 10 Hz までゲインが 0 dB となっているが，位相遅れの影響で目標値と実応答には応答遅れが存在する。

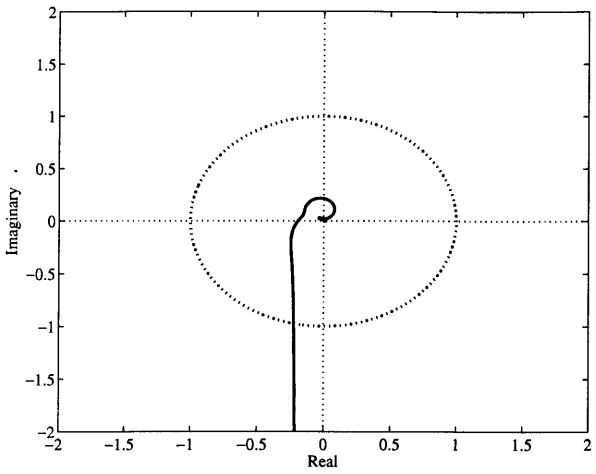

図 5.11: 加振機制御系のナイキスト線図

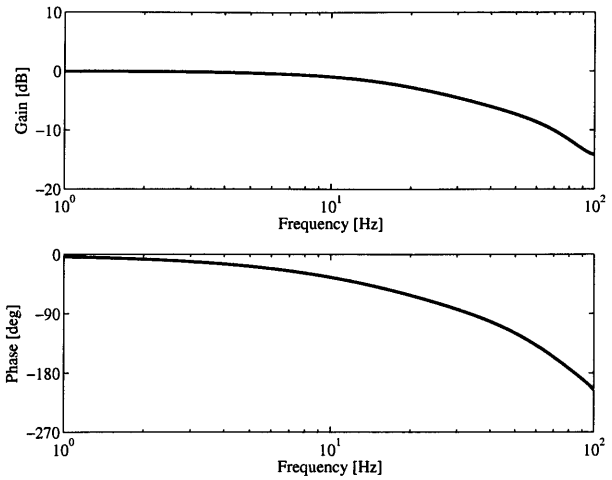

図 5.12: 加振機制御系の目標値追従特性

ハイブリッド実験においては，図 5.12 に示す加振機の応答遅れが実験精度の劣化のみならず，システムの安定性低下の原因となる。ここでは，加振機の応答遅れ補償の代表的な従来手法である予測手法 [111] を取り上げ，制御系設計の観点からこの手法の特性とその欠点を検討する。

予測手法は，加振機の応答遅れ時間 δt 分だけ先の振動応答を予測して加振機への変位指令とする手法である。予測式を次式に示す。

$$\widehat{x_b} = \sum_{i=0}^{n} a_i x_b(i) = a_0 x_b(0) + a_1 x_b(1) + \cdots \tag{5.8}$$

ここで，$\widehat{x_b}$ は予測値，n は予測の次数，$x_b(0)$ は現時刻の計算値，$x_b(i)$ は現時刻よりも $(\delta t \times i)$ サンプル前の計算値，a_i は次数により決まる係数であり，文献 [111] から表 5.2 の値が用いられる。

表 5.2: 予測式の係数 [111]

Order n	a_0	a_1	a_2	a_3	a_4
0	1	–	–	–	–
1	2	−1	–	–	–
2	3	−3	1	–	–
3	4	−6	4	−1	–
4	5	−10	10	−5	1

(5.8) 式から，予測式は加振機の応答遅れ時間 δt をサンプリング時間とした，次式のパルス伝達特性を有するフィルタ (予測フィルタ) と考えられる。

$$\widehat{X_b(z^{-1})} = (a_0 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + \cdots) X_b(z^{-1}) \tag{5.9}$$

(5.9) 式は予測式が位相進み補償器であることを示しており，例えば次数を 3 次，各定数 a_0〜a_3 を表 5.2 の値とし，加振機応答遅れ時間 δt を 10 ms とすると，その周波数特性は図 5.13 となる。(5.9) 式は，図 5.10 のブロック線図において x_b の部分に付加されるため，加振機制御系から見た場合フィードフォワード補償器として作用する。図 5.14 に，図 5.12 の周波数特性を有する加振機制御系と実物モデル，図 5.13 の予測フィルタを乗算した周波数特性を示す。図より，約 10Hz 以下の周波数領域においては，加振機の応答遅れをキャンセルして，ゲイン，位相ともにフラットな特性を得ていることから，境界変位 x_b と実物モデル応答変位 x_a を一致させることができる。しかし，高周波数領域でゲインが増大しているため，観測ノイズや油の圧縮性に起因した振動，ディザー信号などの影響を受け易くなると予想される。

また，(5.9) 式は，図 5.10 のブロック線図においてハイブリッド実験システムのフィードバック補償器として作用することになる。この時，数値モデルを含めたハイブリッド実験システム全体の一巡伝達特性のナイキスト線図を図 5.15 に示す。同図から，安定余裕が非常に小さくなっていることが分かる。そのため，加振機の微小な特性変動の影響によりシステムが不安定になると考えられる。

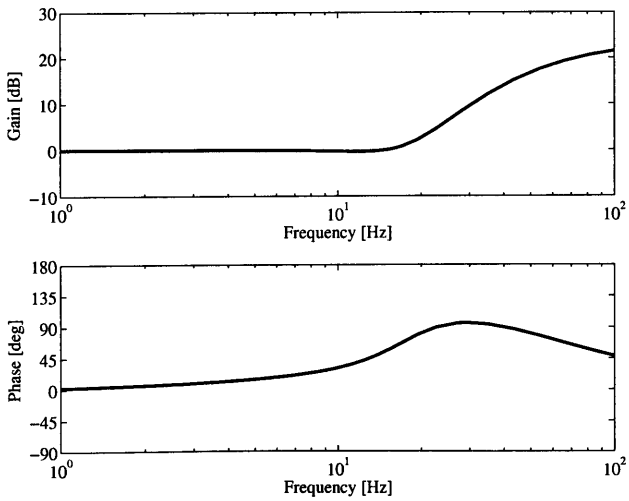

図 5.13: 予測フィルタの周波数特性

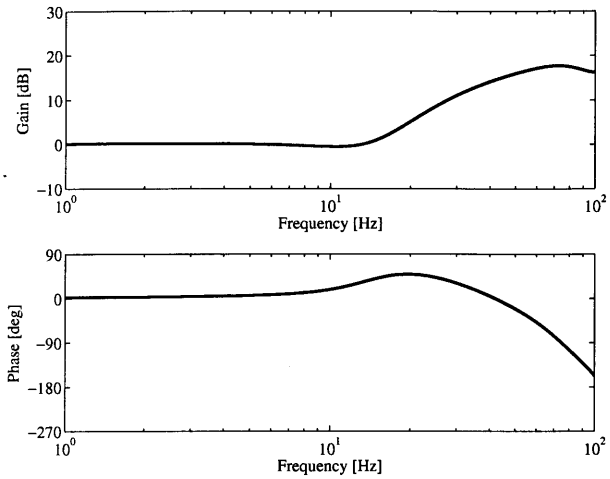

図 5.14: 予測フィルタを付加した加振実験部の周波数特性 (x_b から x_a)

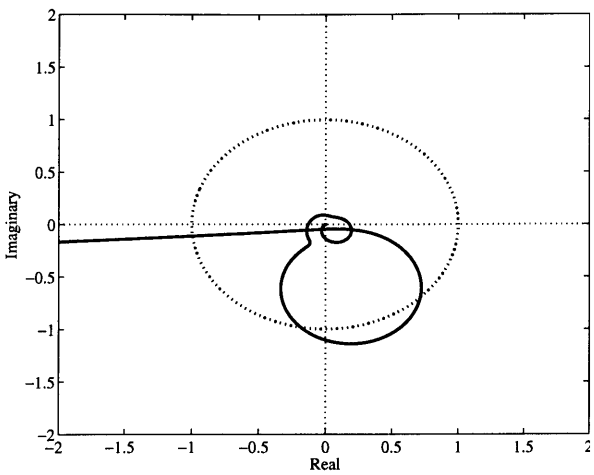

図 5.15: 予測フィルタを付加したハイブリッド実験システムのナイキスト線図

5.2.4 ハイブリッド実験システムの制御系設計指針

前述のように，予測手法は 1 自由度制御系設計の考え方でシステムの高性能化を図っていると捉えることができる。そのため，ハイブリッド実験システムの安定性と加振機の目標値追従特性向上を同時に考慮して，加振可能な周波数帯域を拡大することには限界があると考えられる。そこで，本研究ではフィードバック制御系の安定性と，目標値追従特性の向上を独立に設計可能な 2 自由度制御系設計の考え方を導入し，加振可能な周波数帯域の拡大を図る。すなわち，

- ハイブリッド実験システムの安定性を確保するフィードバック補償器の設計，
- 境界変位 (加振機変位指令)x_b と実物モデル応答変位 x_a を一致させる，フィードフォワード補償器の設計，

のそれぞれにより，ハイブリッド実験システムにおいて加振可能な周波数帯域の拡大を図る。

5.3 フィードバック補償器の設計

ハイブリッド実験システムの安定性向上のためには，位相特性の改善が不可欠である。そこで，本研究では次式に示す 2 次の位相進み補償器 $C_s(s)$ を設計する。

$$C_s(s) = \frac{s^2 + 2\zeta_{sn}\omega_{sn}s + \omega_{sn}^2}{s^2 + 2\zeta_{sd}\omega_{sd}s + \omega_{sd}^2} \tag{5.10}$$

各パラメータは，ハイブリッド実験システムにおける一巡伝達特性のゲイン交差周波数 (4 Hz) 付近の位相を 60 deg 程度進め，かつ高周波数領域のゲインを増大させないように調整した。設計した補償器の各パラメータを表 5.3 に，その周波数特性を図 5.16 に示す。また，図 5.16 の位相進み補償器を付加した制御系を図 5.17 に，その一巡伝達特性のナイキスト線図を図 5.18 に示す。図 5.18 より，設計した位相進み補償器を付加することで位相余裕は 55 deg 程度確保され，図 5.15 に示す従来手法に比べ安定性が大幅に改善されていることが分かる。

表 5.3: 位相進み補償器のパラメータ

ζ_{sn}	0.71	ω_{sn}[rad/s]	$2\pi \times 2.0$
ζ_{sd}	0.71	ω_{sd}[rad/s]	$2\pi \times 5.0$

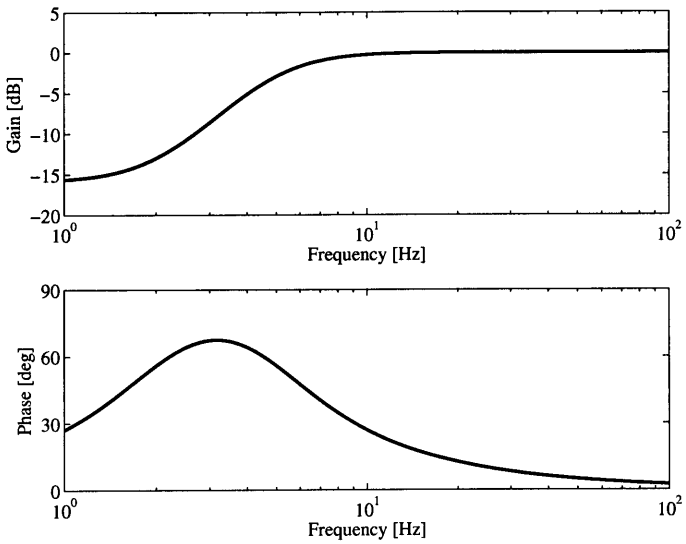

図 5.16: フィードバック補償器 $C_s(s)$ の周波数特性

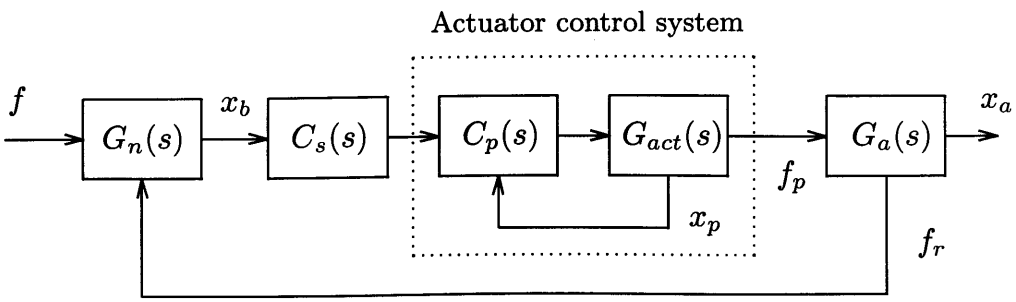

図 5.17: 位相進み補償器を付加したハイブリッド実験システムのブロック線図

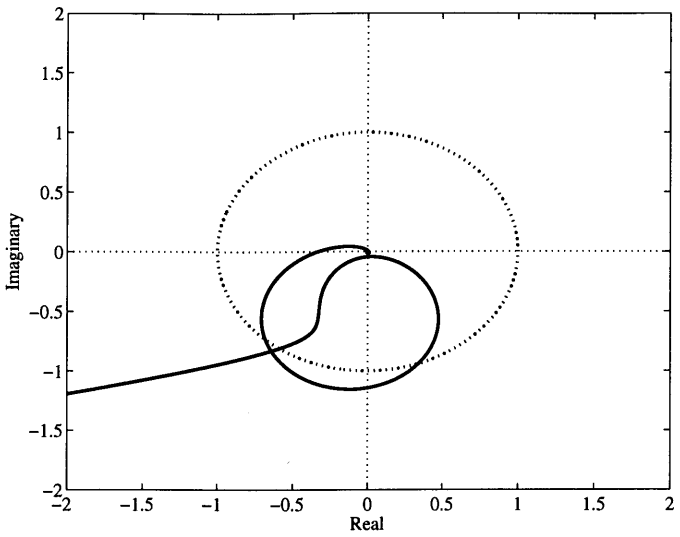

図 5.18: 位相進み補償器を付加したハイブリッド実験システムのナイキスト線図

しかし，位相進み補償器 $C_s(s)$ は加振機制御系から見た場合，前向き補償器として作用するため，加振機の追従特性が劣化する。そこで，ハイブリッド実験システムの安定性とは独立に追従特性の改善を図るフィードフォワード補償が必須となる。

5.4 フィードフォワード補償器の設計

ハイブリッド実験においては，数値計算が介在する関係上，試験内容が評価対象構造物の非破壊試験である場合が多い。そのため，繰り返し試験が可能である。本研究では，その特徴を利用して，反復学習制御 [121]~ [124] により境界変位指令 x_b と実物モデル変位 x_a を一致させるためのフィードフォワード信号の生成を行う。なお，実際の加振実験においては，実物モデルの変位を計測することは困難であるため，加速度を計測することになる。そのため，境界加速度 $\ddot{x}_b$ と実物モデル加速度 $\ddot{x}_a$ が一致するような反復学習制御器とする。実際，加速度信号が一致していれば，速度，変位とも十分一致していると考えられる。

5.4.1 反復学習制御の概要

まず，本研究で適用する反復学習制御の概要を述べる。図 5.19 に反復学習制御のブロック線図を示す。図中，$G(s)$ は制御対象を含む閉ループ制御系，$W(s)$ は学習則，y_r は制御対象が実現すべき目標応答，添字 k は試行回数を表し，u_k は k 回目の試行での制御入力 (補正信号)，y_k は k 回目の試行での実機応答，e_k は y_k と y_r の偏差である。

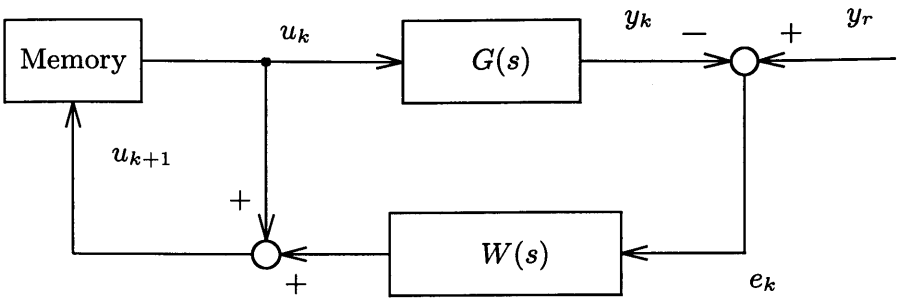

図 5.19: 反復学習制御のブロック線図

反復学習制御は，試行を繰り返すことで目標応答を実現する入力指令を作り出すことを目的とし，試行と試行は独立である。すなわち，試行終了時での状態量は次の試行開始前に収束させることを前提とし，前の試行は次の試行に対し影響を及ぼさない。今，目標応答 y_r が与えられた時，1 回目の試行時の誤差 $E_1(s)$ は次式となる。

$$\begin{aligned} E_1(s) &= Y_r(s) - Y_1(s) \\ &= Y_r(s) - G(s)U_1(s) \end{aligned} \tag{5.11}$$

ただし，1 回目の試行における指令 $U_1(s)$ は $Y_r(s)$ とするため，(5.11) 式は次式となる。

$$E_1(s) = Y_r(s) - G(s)Y_r(s) \tag{5.12}$$

次に 2 回目の指令を次のように構成する。

$$U_2(s) = Y_r(s) + W(s)E_1(s) \tag{5.13}$$

2 回目の試行時に $U_2(s)$ を入力しても誤差は存在すると考えられるので，それを $E_2(s)$ とすると，次式となる。

$$\begin{aligned} E_2(s) &= Y_r(s) - Y_2(s) \\ &= Y_r(s) - G(s)U_2(s) \\ &= Y_r(s) - G(s)\{Y_r(s) + W(s)E_1(s)\} \\ &= \{1 - G(s)\}Y_r(s) - G(s)W(s)E_1(s) \\ &= \{1 - W(s)G(s)\}E_1(s) \end{aligned} \tag{5.14}$$

この関係は，一般に k 回目と $k+1$ 回目の試行についても成立するため，一般式は次式となる。

$$E_{k+1}(s) = \{1 - W(s)G(s)\}E_k(s) \tag{5.15}$$

(5.15) 式より，

$$\left|1 - G(j\omega)W(j\omega)\right| < 1, \qquad \forall\omega \in R \tag{5.16}$$

ならば，偏差 e_k は零に収束する [121]。また，(5.16) 式から，$W(s) = G^{-1}(s)$ であれば全ての周波数において $E_{k+1}(s) = 0$ となるため，逆システムを学習則に用いれば最も少ない試行回数で収束させることができる [122] [123]。しかし，逆システムを実現するために用いるモデルには何らかのモデル化誤差が存在する。そのため，以下にモデル化誤差と学習の収束性の関係を明らかにする。

今，制御系 $G(s)$ に対するノミナルモデルを $G_{nm}(s)$ とし，モデル化誤差 $\Delta(s)$ を次のように定義する。

$$G(s) = G_{nm}(s)\Delta(s) \tag{5.17}$$

学習則 $W(s)$ をノミナルモデルの逆システム $G_{nm}^{-1}(s)$ としたとき，(5.16)，(5.17) 式から学習の収束条件は次式となる。

$$|1 - \Delta(s)| < 1 \tag{5.18}$$

このモデル化誤差に対する学習の収束性について，ベクトル軌跡を用いて考察する。図 5.20 において，原点を o とし，線分 oa を $\Delta(j\omega)$ のベクトルとしたとき，$(1, j0)$ の点を o' とすると，$1 - \Delta(s)$ は線分 ao' として表現される。この時の収束条件は，(5.18) 式より線分 ao' が $(1, j0)$ を中心とする単位円内に存在することとして表される。ここで，モデル化誤差の上界値を，

$$||\Delta(s)||_\infty = \sup_\omega \Delta(s) = K \tag{5.19}$$

と表し，この K を用いて複素平面に原点を中心に半径 K の円を描くと，学習制御が収束するためには，ベクトル軌跡が二つの円の重なり合う閉曲面に存在しなければならないことが分かる。ここで，

$$x^2 + y^2 = K^2 \quad : \text{原点を中心とする半径 } K \text{ の円}$$
$$(x-1)^2 + y^2 = 1 : (1, j0) \text{ を中心とする単位円}$$

とし，二つの円の交点を求めると，

$$x = K^2/2 \tag{5.20}$$

$$y = \frac{\pm K\sqrt{4 - K^2}}{2} \tag{5.21}$$

となり，ゲインの上界値を K とした時の位相角 θ は次式となる。

$$\theta = \tan^{-1}\frac{\sqrt{4 - K^2}}{K} \tag{5.22}$$

この時のモデル化誤差の上界 K と最大位相角 θ との関係を図 5.21 に示す。モデル化誤差が図 5.21 の軌跡内 (灰色) にあれば，学習は零に収束することとなる。しかし，図 5.21 の原点から離れるに従い，収束に要する学習回数が多くなることに注意されたい。

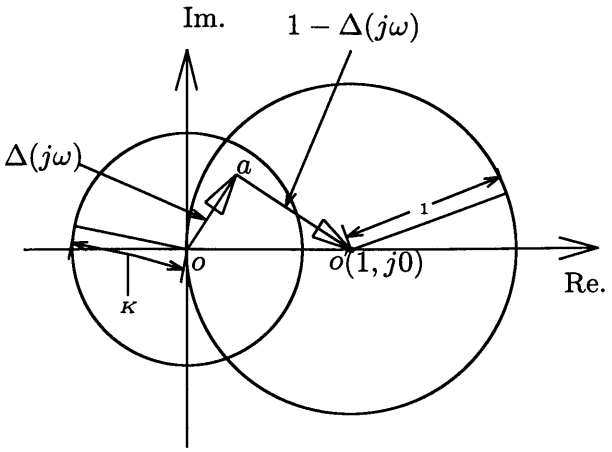

図 5.20: 反復学習制御の収束条件

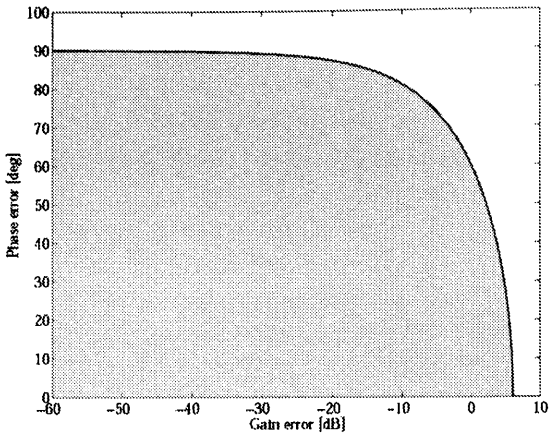

図 5.21: モデル化誤差のゲイン上界と位相の関係

5.4.2 ハイブリッド実験システムへの適用

実験では，実物モデルの加速度 $\ddot{x}_a$ を計測するため，反復学習制御器は境界加速度 $\ddot{x}_b$ と $\ddot{x}_a$ を一致させるように構成する。まず，ハイブリッド実験システムを図 5.22 のように表現する。図中，$G_1(s)$ は $\ddot{x}_b$ から x_b までの伝達特性，$G_2(s)$ は計測される反力 f_r から $\ddot{x}_b$ までの伝達特性，$G_3(s)$ は x_b から $\ddot{x}_a$ までの伝達特性，$G_4(s)$ は $\ddot{x}_a$ から f_r までの伝達特性である。それぞれの伝達特性は次式で表される。

$$G_1(s) = \frac{1}{s^2} \tag{5.23}$$

$$G_2(s) = \frac{M_2 s^2 + C_2 s + K_2}{M_1 M_2 s^2 + C_2(M_1 + M_2)s + K_2(M_1 + M_2)} \tag{5.24}$$

$$G_3(s) = \frac{C_s(s)C_p(s)G_{sv}(s)A_a(C_j + K_j)s^2}{E(s) + G_{pid}(s)K_{pa}G_{sv}(s)A_a\{M_c s^2 + (C_1 + C_j)s + (K_1 + K_j)\}} \tag{5.25}$$

$$G_4(s) = \frac{-C_1 s - K_1}{s^2} \tag{5.26}$$

ただし，

$$E(s) = e_1 s^5 + e_2 s^4 + e_3 s^3 + e_4 s^2 + e_5 s + e_6 \tag{5.27}$$

$$\begin{aligned}
e_1 &= M_a M_c K_a \\
e_2 &= M_a M_c C_{al} + M_a K_a (C_1 + C_j) + M_c K_a (C_{af} + C_j) \\
e_3 &= M_a K_a (K_1 + K_j) + C_1 (M_a C_{al} + C_{af} K_a + C_j K_a) \\
&\qquad + M_c (C_{af} C_{al} + C_j C_{al} + K_j K_a + A_a^2) \\
e_4 &= (C_{al} C_{af} + A_a^2)(C_1 + C_j) + (M_a C_{al} + C_{af} K_a)(K_1 + K_j) + C_{al}(M_c K_j + C_1 C_j) \\
&\qquad + K_a (C_j K_1 + K_j C_1)
\end{aligned}$$

$$e_5 = (C_{al}C_{af} + A_a^2)(K_1 + K_j) + C_{al}(C_1K_j + C_jK_1) + K_aK_1K_j$$
$$e_6 = C_{al}K_1K_j$$

図 5.22 を基に，$\ddot{x}_b$，$\ddot{x}_a$ を入力とする反復学習制御器を構成する。そのブロック線図を図 5.23 に示す。図中，添字 k は試行回数を表す。

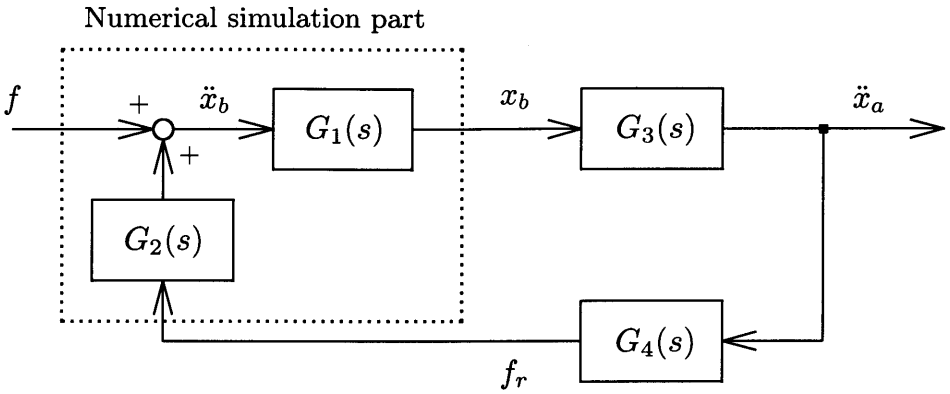

図 5.22: ハイブリッド実験システムの簡略図

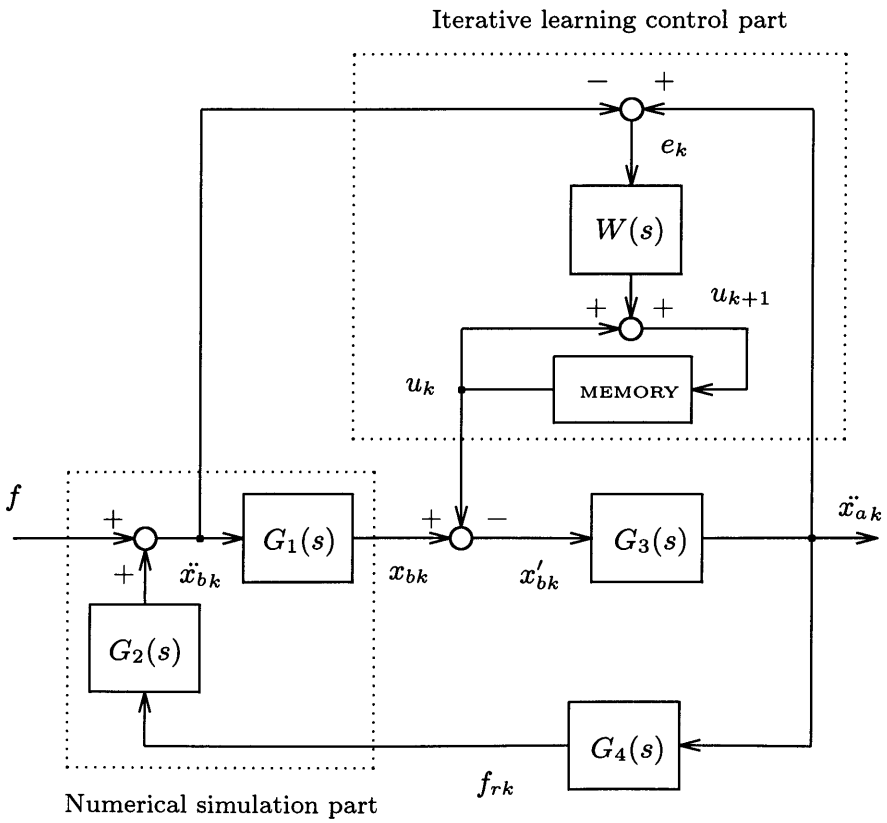

図 5.23: 反復学習制御を適用したハイブリッド実験システム

5.4.3 学習則の導出

学習則 $W(s)$ を以下のように導出する。図 5.23 より，k 回目の試行における各伝達特性は，

$$\ddot{x}_{ak} = G_1(s)G_3(s)\ddot{x}_{bk} - G_3(s)u_k \tag{5.28}$$
$$\ddot{x}_{bk} = f + G_2(s)G_4(s)\ddot{x}_{ak} \tag{5.29}$$
$$e_k = \ddot{x}_{ak} - \ddot{x}_{bk} \tag{5.30}$$

となり，(5.28)，(5.29)，(5.30) 式をまとめると，k 回目の誤差 e_k は次式で表される。

$$e_k = \frac{\{G_1(s)G_3(s) - 1\}}{\alpha} f - \frac{\beta}{\alpha} u_k \tag{5.31}$$

ただし，

$$\alpha = 1 - G_1(s)G_2(s)G_3(s)G_4(s) \tag{5.32}$$
$$\beta = G_3(s)\{1 - G_2(s)G_4(s)\} \tag{5.33}$$

したがって，k+1 回目の試行における補正信号 u_{k+1} は，

$$\begin{aligned} u_{k+1} &= W(s)e_k + u_k \\ &= \frac{\{G_1(s)G_3(s) - 1\}W(s)}{\alpha} f \\ &\quad + \left(1 - \frac{\beta}{\alpha}W(s)\right)u_k \end{aligned} \tag{5.34}$$

となり，この漸化式を解くと次式となる。

$$u_k = (-\gamma)\left(1 - \frac{\beta}{\alpha}W(s)\right)^{k-1} + \gamma \tag{5.35}$$

ただし，

$$\gamma = \frac{G_1(s)G_3(s) - 1}{\beta} f \tag{5.36}$$

(5.35) 式を (5.31) 式に代入すると，

$$e_k = \left(1 - \frac{\beta}{\alpha}W(s)\right)^{k-1} \frac{G_1(s)G_3(s) - 1}{\alpha} f \tag{5.37}$$

となる。ここで，試行 1 回目の誤差 e_1 は (5.31) 式より，

$$e_1 = \frac{\{G_1(s)G_3(s) - 1\}}{\alpha} f \quad (\because u_1 = 0) \tag{5.38}$$

となるので，(5.37) 式より次式を得る。

$$e_k = \left(1 - \frac{\beta}{\alpha}W(s)\right)^{k-1} e_1 \tag{5.39}$$

すなわち，(5.39) 式より，

$$\left|1 - \frac{\beta}{\alpha}W(s)\right| < 1 \tag{5.40}$$

の条件を満たすとき，誤差 e_k は零に収束する。(5.40) 式より，

$$\begin{aligned} W(s) &= \frac{\alpha}{\beta} \\ &= \frac{1 - G_1(s)G_2(s)G_3(s)G_4(s)}{G_3(s)\{1 - G_2(s)G_4(s)\}} \end{aligned} \tag{5.41}$$

とすれば，最も少ない試行回数で誤差 e_k は零に収束し，境界加速度 $\ddot{x}_b$ と実物モデル加速度 $\ddot{x}_a$ を一致させることができる。

5.4.4 フィードフォワード信号の生成手順

導出した学習則 $W(s)$ において，$G_3(s)$，$G_4(s)$ は実物モデルの特性が含まれるため正確にモデル化することは困難である。また，5.4.1 項で述べたようにモデル化誤差が大きくなると，学習の収束速度，もしくは収束条件を満たすことができなくなる。そのため，本研究では各試行が独立であることを利用して，試行毎に得られる x'_{bk}，$\ddot{x}_{ak}$，f_{rk} の各信号をフーリエ変換し，

$$\frac{\ddot{X}_{ak}(s)}{X'_{bk}(s)} = G_3(s) \tag{5.42}$$

$$\frac{F_{rk}(s)}{\ddot{X}_{ak}(s)} = G_4(s) \tag{5.43}$$

により $G_3(s)$，$G_4(s)$ を試行毎に同定する。また，補正信号 u_k の生成は加振実験毎にオフラインで行い，(5.41) 式を用いた補正信号 u_k の演算は周波数領域で行う [123]。これにより，式 (5.41) が非プロパ及び非最小位相系であっても実現できる。また，加振周波数以上の不必要な信号成分はマスク処理することで考慮しないこととする。上記 FF 信号の生成手順を図 5.24 に示す。

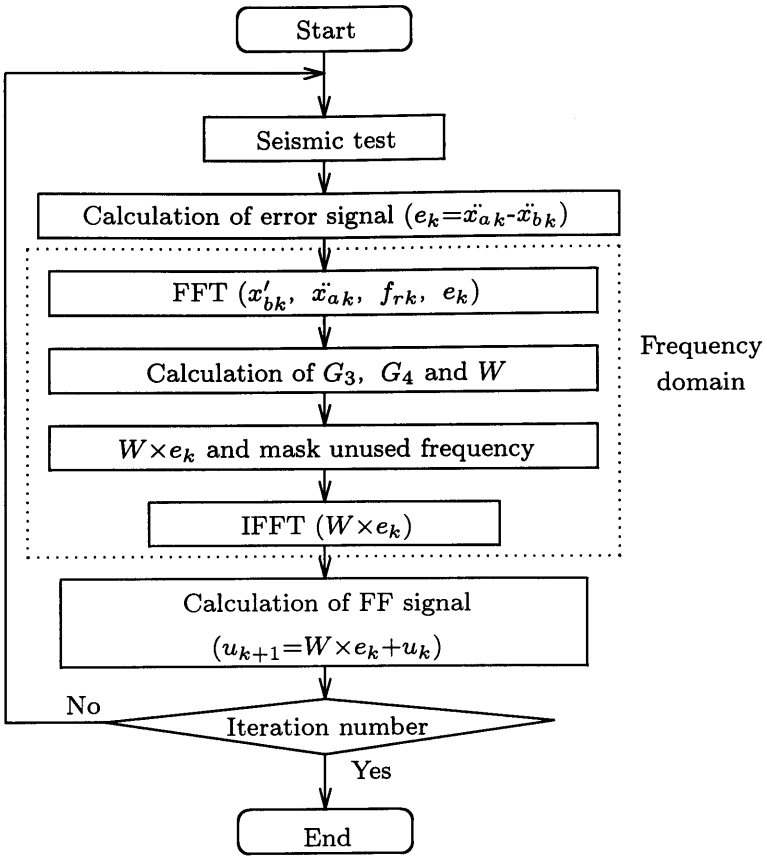

図 5.24: 反復学習制御におけるフィードフォワード信号生成手順

5.5 シミュレーションによる検証

設計した 2 自由度制御器を用いて，シミュレーションによりその有効性を検証する。ここでは，ハイブリッド実験の加振周波数帯域を 40 Hz までとし，特に高周波数領域の再現性を明確に示すため，図 5.25 の擬似加速度を目標波形とした。なお，実際にはハイブリッド実験システムの入力は地震などによる外力 f であるため，図 5.25 の加速度波形に数値計算モデルにおける各質点の質量を乗ずることで導出している。

図 5.26～ 図 5.28 にシミュレーション結果を示す。各図，上段に境界加速度 $\ddot{x}_b$ を実線で，実物モデルの応答加速度 $\ddot{x}_a$ を破線で示し，下段は両者の偏差を示している。シミュレーション結果より，試行が進むにつれて偏差が小さくなり，3 回の試行で境界加速度と実物モデルの加速度がほぼ一致していることが分かる。

また，その時の境界変位 x_b と実物モデルの応答変位 x_a を図 5.29～ 図 5.31 に示す。シミュレーション結果より，試行が進むにつれて偏差が小さくなり，3 回の試行で境界変位と実物モデルの変位がほぼ一致していることが分かる。

以上のシミュレーション結果より，制御目的である境界変位と実物モデルの変位の一致が確認され，本提案手法の有効性が示された。

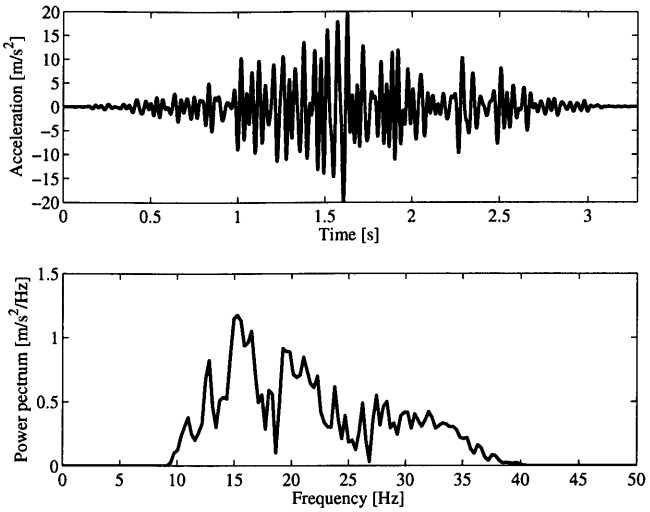

図 5.25: 入力加速度波形とパワースペクトル

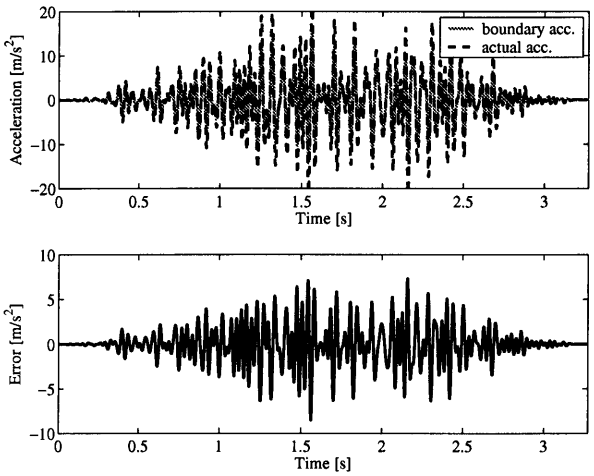

図 5.26: 試行 1 回目のシミュレーション結果 (加速度)

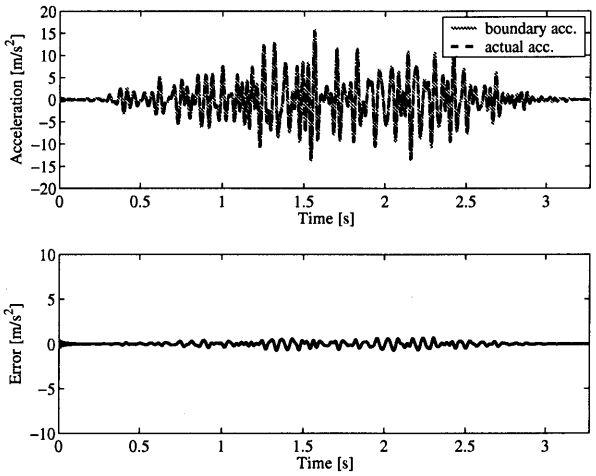

図 5.27: 試行 2 回目のシミュレーション結果 (加速度)

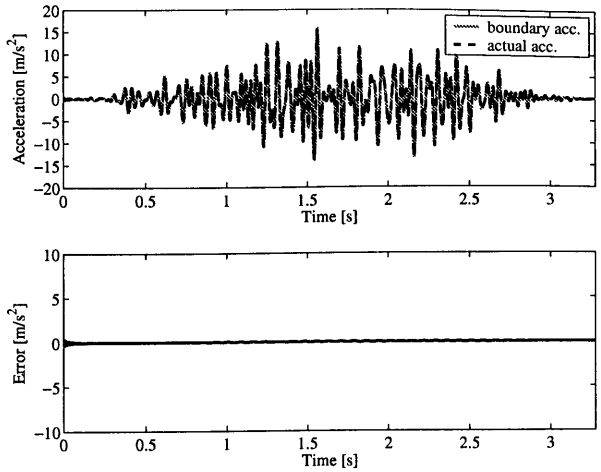

図 5.28: 試行 3 回目のシミュレーション結果 (加速度)

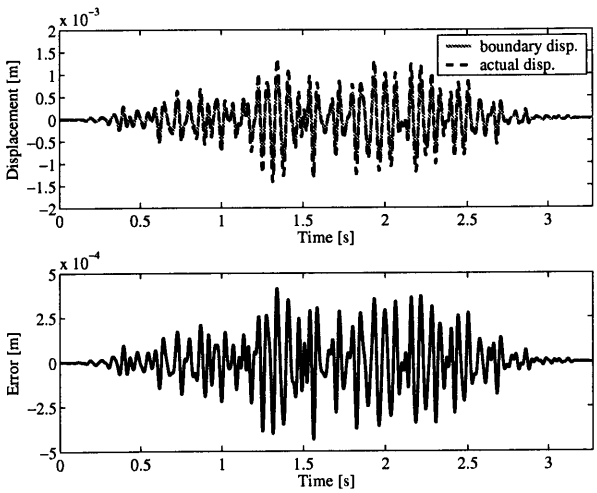

図 5.29: 試行 1 回目のシミュレーション結果 (変位)

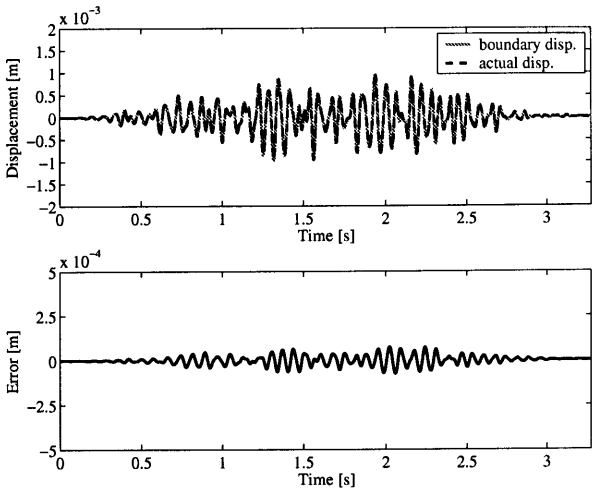

図 5.30: 試行 2 回目のシミュレーション結果 (変位)

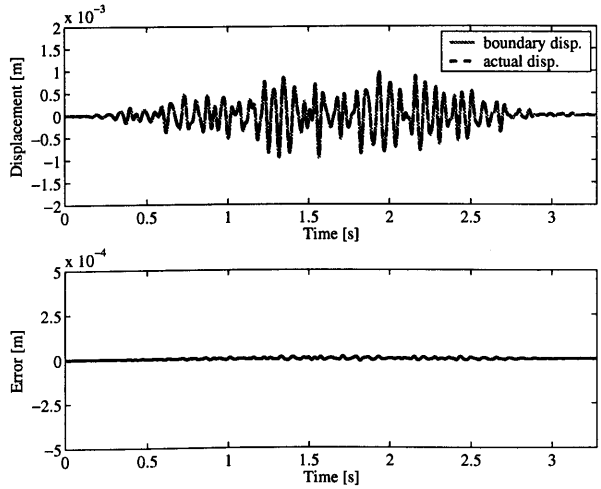

図 5.31: 試行 3 回目のシミュレーション結果 (変位)

5.6 実験による検証

実験により，本制御手法の有効性を確認する。数値モデルの演算，および各補償器はサンプリング時間 0.2 ms として表 2.3 に示した DSP により実装した。なお，実験においては，実物モデルの応答変位を直接計測することができないため，加速度応答での比較とした。シミュレーション結果でも示されているように，加速度の次元で一致していれば，変位応答も十分一致していると考えられる。

実験結果を図 5.32~5.34 に示す。シミュレーション結果と同様に，各図の上段に境界加速度 $\ddot{x}_b$ を実線で，実物モデルの応答加速度 $\ddot{x}_a$ を破線で示し，下段は両者の偏差を示している。実験結果より，試行 1 回目においては $\ddot{x}_b$ と $\ddot{x}_a$ の間で誤差が生じているものの，試行を重ねることで誤差が減少し，試行 3 回でほぼ一致することが確認できる。すなわち，加振実験により数値計算ステップ毎に必要な反力を正確に求めることができると言え，本提案制御手法の有効性が確認できる。

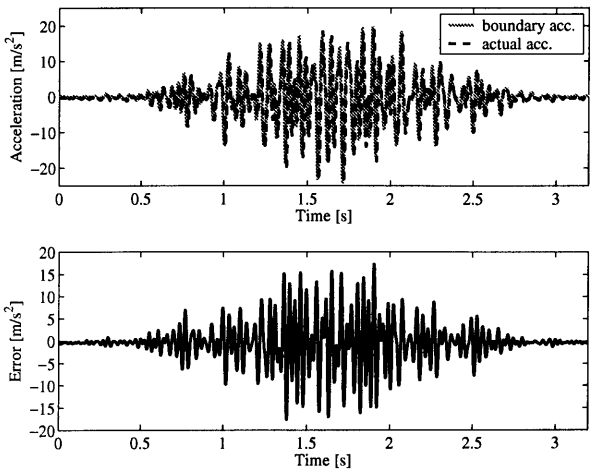

図 5.32: 試行 1 回目の実験結果

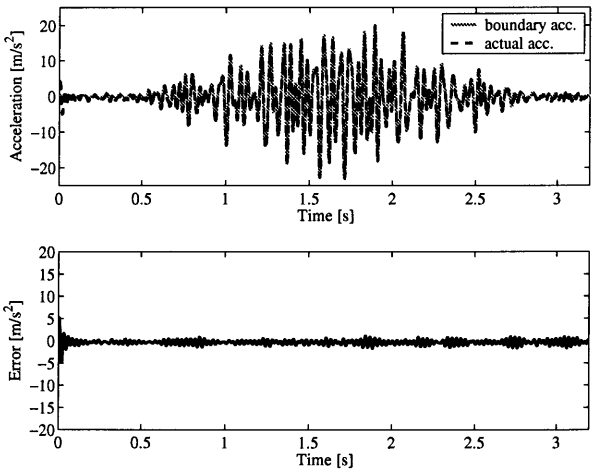

図 5.33: 試行 2 回目の実験結果

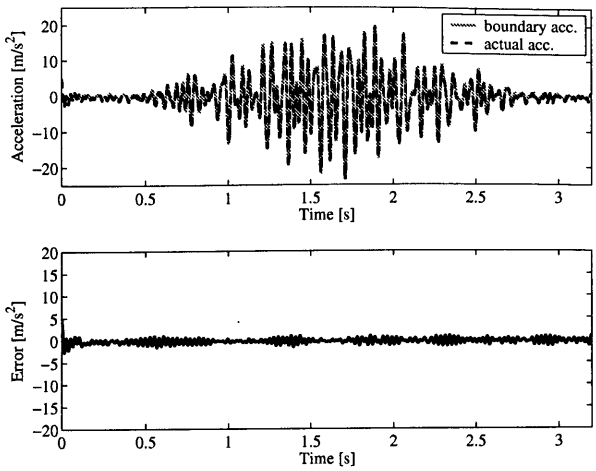

図 5.34: 試行 3 回目の実験結果

5.7 結言

本章では，数値計算と加振実験を組み合わせた新たな耐震試験方法である，ハイブリッド実験システムに対する制御手法を提案した。ハイブリッド実験システムは，数値計算と加振実験を組み合わせた一つのフィードバックシステムと考えることができ，その観点から，システムの安定性と目標値追従特性を満足する 2 自由度制御系を構築した。その結果，従来システムと比して加振周波数帯域の拡大と，制御目的である境界変位と実物モデル応答変位の一致を実現することで，振動解析精度の向上に寄与できることを示した。

本章で得られた成果は以下である。

(1) 数値計算と加振実験を組み合わせたハイブリッド実験システムのフィードバックループに対して，安定性を考慮したフィードバック補償器を設計することで，システムの安定性が大幅に向上することを示した。

(2) 数値モデルと実物モデルの間の境界変位と，加振による実物モデルの応答変位を一致させることを目的としたフィードフォワード信号の生成手法を提案した。そこでは，反復学習制御アルゴリズムを適用し，少ない試行回数で境界変位と実応答を一致させることを可能とした。

(3) シミュレーションにより，従来法と比べ加振周波数帯域の拡大を図りつつ，境界変位と実物モデル応答変位が一致することを確認した。また，実験においては加速度信号が一致することを確認し，提案手法の有効性を示した。

第 6 章

結論

6.1 本研究で得られた成果

本研究では，耐震試験用振動試験機を対象として，試験対象物 (供試体) の正確な振動応答評価を実現するために必須の課題となる加速度波形再現性能向上を目的として，

1. 加振中に供試体の振動特性が変化する場合に対応する加振制御方式の提案
2. モータなどの動的な要素が含まれる供試体の実稼働状態を想定した加振制御方式の提案
3. 数値計算と加振実験を融合した新しい耐震試験方法に対する，油圧加振機制御手法の提案

を行い，供試体，試験方法毎の制御方式の確立を実現した。

以下に本研究によって得られた成果を各章毎に示す。

第 1 章では，耐震試験用振動試験機の必要性と開発背景，そして従来研究の概要と課題について述べ，本研究での目的を明確化した。

第 2 章では，制御対象である振動試験機の概要を説明し，3 章以降の制御系設計にて用いる数学モデルの導出手法について述べた。

本章で得られた成果は以下である。

(1) 振動試験機の各構成要素の基礎方程式を導出し，各物理量の関係を明確化した物理モデルを構築した。

(2) 物理モデルの各パラメータの同定手法として遺伝的アルゴリズムを導入し，実測周波数特性とモデルの誤差面積を評価関数とすることで，比較的短時間で高精度に実測周波数特性を再現できるモデルを構築した。

(3) 各要素の摩擦力を同定することで，実機応答を忠実に模擬可能なシミュレータを構築した。

(4) 具体的なモデル化，パラメータ同定は，本研究にて実機検証を行うための供試振動試験機を対象に行い，構築したシミュレータの妥当性を確認した。

第3章では，加振中に振動特性が変化する供試体の反力補償方式の新たな提案を行った。基本的には，フィードバック補償とフィードフォワード補償に大別されるが，フィードバック補償器設計においては，設計指針を明確化することで補償帯域の限界を容易に知ることができ，その帯域内での外乱抑圧特性の向上を実現した。一方，フィードフォワード補償器設計においては，適応同定器を導入することで加振中に変化する供試体の振動特性を短時間で同定することを可能とした。

本章で得られた成果は以下である。

(1) 反力フィードバック補償法において，供試体反力の影響を抑制するための指標となる振動試験機制御系の外乱抑圧特性に着目し，振動試験機に加わる供試体反力とこれを相殺するための補償信号との関係から，反力補償器で達成すべき周波数範囲の目標と設計指針を明確化した。設計指針に基づいて反力補償器を設計することで，低周波数領域のみでなく高周波数領域まで補償器の有効範囲が拡大できることを示した。

(2) 既設の圧力センサを用いることで，ロードセルを用いることなく反力を推定できる方式を提案した。これにより，装置のコスト増加や機械剛性の低下などの課題を解決できる。

(3) 提案反力フィードバック補償器設計において，従来設計手法よりも制御系の外乱抑圧特性が向上することを示し，シミュレーション，実験によりその有効性を確認した。

(4) 供試体搭載時，非搭載時の伝達特性に着目することで，供試体の動特性変動のみを同定する適応同定器を用いたシンプルなフィードフォワード補償方式を提案した。これにより，従来の手法に比べ適応アルゴリズムの低次元化が実現でき，同定時間の短縮と演算コストの低減が可能となる。

(5) 提案フィードフォワード補償器，適応アルゴリズムの有効性を供試振動試験機を用いたシミュレーション及び実験により検証した。従来法に比べ，パラメータ同定時間が半分となり，さらにアルゴリズムの簡素化が実現された。

第4章では，供試体の実稼働時を想定した時の反力補償方式の提案を行った。発電設備や鉄道車両など，供試体にモータなどの動的な要素が含まれる場合，その回転体が供試体

自身を励振することで発生する特定周波数の供試体反力が，加振機への外乱として作用し，加速度波形の再現性を劣化させる。そのため，その周波数における外乱抑圧特性を向上させることで，所望の加振性能を実現する制御手法を提案した。さらに，供試体反力の特定周波数成分が未知，あるいは変動する場合にも対応可能な制御手法についても言及した。

本章で得られた成果は以下である。

(1) 特定周波数の外乱抑圧特性を向上させるために，加速度フィードバックループ内に外乱補償フィルタ (共振フィルタ) を付加する制御系を構成し，一巡伝達関数のベクトル軌跡に着目したフィルタの設計手法を示した。本手法では，新たなセンサを必要とせず，明快な設計指針の下，フィードバック制御系に新たに外乱抑圧特性を改善する単純なフィルタを付加するのみで外乱抑圧特性を向上させ，供試体反力を抑制することができることを示した。

(2) 供試体反力の特定周波数成分が未知，あるいは変動する場合においては，適応ノッチフィルタを用いることで外乱周波数をリアルタイムに同定し，外乱補償フィルタの周波数パラメータを逐次更新することで対応可能であることを示した。

(3) 提案手法の有効性をシミュレーションにより検証した。また，特定周波数成分の反力の発生を模擬する供試体を用いて，供試振動試験機を用いた加振実験により，その有効性を示した。

第 5 章では，数値計算と加振実験を組み合わせたハイブリッド実験手法について，新たな制御系設計手法を提案した。ハイブリッド実験システムを，数値計算と加振実験を組み合わせた一つのフィードバックシステムとして捉え，制御システムの安定性と目標値追従特性を独立に設計する 2 自由度制御系の考え方を導入した。それにより，従来制御法ではなし得なかった，加振周波数帯域の広帯域化を実現した。

(1) 数値計算と加振実験を組み合わせたハイブリッド実験システムのフィードバックループに対して，安定性を考慮したフィードバック補償器を設計することで，システムの安定性が大幅に向上することを示した。

(2) 数値モデルと実物モデルの間の境界変位と，加振による実物モデルの応答変位を一致させることを目的としたフィードフォワード信号の生成手法を提案した。そこでは，反復学習制御アルゴリズムを適用し，少ない試行回数で境界変位と実応答を一致させることを可能とした。

(3) シミュレーションにより，従来法と比べ加振周波数帯域の拡大を図りつつ，境界変位と実物モデル応答変位が一致することを確認した。また，実験においては加速度

信号が一致することを確認し，提案手法の有効性を示した。

本研究でのモデル化及び制御系の有効性を確認するための加振実験は，通常の振動試験機に比べ，テーブル質量，負荷質量が油圧加振機の出力に対して小さくなっていることは否めない。しかし，テーブルと供試体の質量比は1~1.5倍となっており，大型の振動試験機と同等の加振力，供試体反力比として実験を行っている。一方で，負荷質量が小さくなることで，サーボ弁の負荷圧力流量特性や，油の圧縮性に起因した振動特性などが十分に再現できず，それらを考慮していない制御器設計となっている。しかし，従来提案され，実用化されている上記2点の補償法と本提案法は十分併用可能である。この理由は，提案されている補償法は，既存の状態量フィードバックの極配置や，そのループ内に位相補償器，サーボ弁の逆モデルを付加する構成であるのに対し，提案制御手法は，既存の制御系が構成されていることを前提に，それに付加する形で具体的な補償器設計指針を示し，新たな補償器を付加する構成としているためである。なお，上記の点は，数値シミュレーションによりその効果を確認している。

以上のことから，本研究で得られた成果を実際の振動試験機に適用することで，その制御性能，加速度波形の再現性が格段に向上すると確信している。

6.2 今後の課題と展望

最後に，本研究で残された課題について述べる。

(1) 6.1節で述べたとおり，本研究の検証実験で用いた供試振動試験機は，テーブル，負荷質量が実際の試験機に比べれば小さい。そのため，早急に各制御手法の本当の意味での実用化を検証すべきである。

(2) 本研究での提案制御手法は，全てモデルベースの設計手法であり，実際の振動試験機では供試体を搭載しない無負荷の状態でモデル化されるのが常である。しかし，供試体の搭載，非搭載では，モデルのパラメータは多少なり変動する。この僅かな誤差が制御性能低下の要因となり，振動試験機の加振精度が劣化する。そのため，パラメータ誤差の要因の究明を行い，変動の影響を受けにくい試験機構造や機械要素の更なる高性能化を図ると共に，非線形特性を前提としたモデルによる設計手法や，リアルタイムにパラメータを同定しながら制御構造を適応化するなどのロバスト性能を確保する制御手法の確立が必須となる。

(3) 実際の振動試験機では，多軸，複数の油圧加振機を用いて行われる。静圧継手の開発などで，他軸とは非干渉化されて単軸のみの加振を前提として良いが，実際には，供試体の不釣合いなどによるテーブルの回転運動の発生により，他軸からの影響を受ける場合がある。これは，テーブルと供試体を合わせた質量の重心が油圧加

振機の加振軸線上にないために，回転モーメントが発生することに起因する。単軸の油圧加振機から見れば，この回転モーメントは外力 (外乱) として捉えることができるため，単体の外乱抑圧特性を向上させる本研究の提案手法を用いれば，その影響は軽減できると予想される。しかし，実際の外乱周波数やその大きさなどを評価しながら，実証することが必須である。また，複数軸の同期制御や，多変数制御系設計手法への拡張も一つの課題となる。

(4) 本研究で提案したハイブリッド実験システムに対する制御手法は，実物モデル (供試体) の試加振が可能であることを前提とした手法である。近年の計算機技術の進展により，大規模計算のみならず，非線形 FEM 解析手法の確立や数値計算の高速化も実現されつつある。そのため，供試体の加振中の塑性変形を前提とした実時間でのハイブリッド実験が近い将来行われる可能性がある。したがって，試加振を必要としない，真の意味でのリアルタイムハイブリッド実験制御手法の確立が急務となる。

振動試験機は，油圧工学，機械設計，機械力学，振動工学，制御工学，電気工学などの様々な学術分野が融合された装置であり，良い性能を実現するためには，これら学術分野を横断的に理解して製品をまとめ上げる必要がある。今後，構造物が複雑化し，設計技術が高度化するにつれ，振動試験機が果たすべき役割は一層重要になるはずである。その場合，装置単体での性能を考えるのではなく，試験目的，特徴を十分に理解して設計することが必要であり，土木，建築分野との協調が今後一層重要になると考える。本論文は，先駆者が開発した既存の技術に，近年のニーズ，上記の考え方を盛り込んで，意識して研究開発を行い，まとめたつもりである。本論文が，耐震設計技術の向上ならびに専門技術者間の交流，より高い意識向上への一助となれば幸いである。

一つの専門分野に突出することは重要であるが，技術者は意固地にならず，核となる自身の技術と共に，周辺，さらにその先の分野への見聞，知識を広めることに努めるべきである。振動試験機に限らず，今後より複雑化する製品を世に送り出すためには，横断的に物事を捉えることが一層重要であり，極論をすれば制御技術者に与えられた一つの大きな使命であると考える。そのことを意識しながら，今後の研究開発活動，技術情報の発信，技術の研鑽に努めて行きたい。

謝辞

本研究の遂行と本論文の作成にあたり，幾多の御指導，御教授を賜りました名古屋工業大学 情報工学専攻 平井洋武教授に深く感謝の意を表します。

学位審査に携わって頂き，有益な御助言を賜りました名古屋工業大学 創成シミュレーション工学専攻 鵜飼裕之教授，同情報工学専攻 竹下隆晴教授に心より御礼申し上げます。また，同情報工学専攻 岩崎誠准教授には，学位審査に携わって頂くと共に，国際会議での発表，学術論文作成に多大な御指導，御助言を賜りました。厚く感謝致します。

日頃から，数々の御討論，御支援，御助言を頂いた名古屋工業大学 情報工学専攻 川福基裕准教授，同プロジェクト研究所 廣瀬徳晃特任研究員に厚く感謝致します。

本研究の核となる，振動試験機を取り巻く環境，開発経緯，研究ニーズの御指導，御助言を頂くと共に，実験環境の整備，研究成果に対する熱心な御討論を頂きました日立プラントテクノロジー (株) 今野隆雄氏，岸田一義氏，小池英樹氏，保田和輝氏をはじめ本研究に関わり頂いた皆様に深く感謝致します。

本研究を行う機会を与えて頂くと共に，学生時分より技術指導，研究成果に対する御討論を頂きました日立ビアメカニクス (株) 村上哲雄氏，毒島明氏，大久保弥市氏，遠山聡一氏，渡邉一雄氏，北村大介氏，福島智氏，小野貴志氏，(株) 日立製作所 機械研究所 大槻治明氏をはじめ皆様に深く感謝致します。また，プロジェクト研究への参画にご快諾頂き，在籍時には様々な分野の研究を行う機会を与えて頂き，技術指導を賜りました (株) 日立製作所 機械研究所 寺本律氏，萩原高行氏をはじめ皆様に深く感謝致します。

本研究の成果は，名古屋工業大学 プロジェクト研究所在籍時のものであり，日頃よりお世話になった平井・岩崎研究室にて振動試験機の研究に共に取り組み，理論展開，数値計算，実験，論文作成に御協力頂いた伊藤健介氏，服部誠氏，樋川祥弘氏，菊地元春氏，後藤謙典氏，加藤雅也氏に御礼申し上げます。また，これまで在籍した名古屋工業大学 松井研究室を卒業された諸先輩方，同級生，平井・岩崎研究室の同級生，後輩，(株) 日立製作所 機械研究所の皆様には大変お世話になりました。ここに合わせて御礼申し上げます。

最後に，これまで何不自由なく育てて頂いた両親，家族に感謝致します。

平成 20 年 12 月

参考文献

[1] 河村壮一 :「耐震設計の基礎」, オーム社 (1984)

[2] 谷資信 編著 :「構造の動的解析」, 技報堂出版 (1978)

[3] 川島一彦 :「耐震設計用電算ソフトの現状と今後の展望」, 土木施工, Vol.38, No.8, pp.78–83 (1997)

[4] 大橋宏, 白木万博 :「大形構造物耐震実験の現状と今後の動向」, 日本機械学会誌, Vol.79, No.689, pp.297–304 (1976)

[5] 池辺洋, 福馬一義 :「閉ループ形建築材料試験機」, 計測と制御, Vol.6, No.9, pp.622–630 (1967)

[6] 沢田健吉, 大橋宏, 尾崎元昭, 羽原教忠, 中村公昭, 早川恭平 :「大形耐震実験装置」, 三菱重工技報, Vol.8, No.4, pp.557–565 (1971)

[7] 山口富夫, 白木万博, 中尾好昭, 中村公昭, 戸田勝昭, 瀬野泰佑 :「大形二方向地震振動台」, 三菱重工技報, Vol.11, No.3, pp.384–389 (1974)

[8] 松崎淳, 浜野新, 平井洋武, 熊谷弘己 :「加速度制御形地震シミュレータの開発」, 日立評論, Vol.59, No.4, pp.301–306 (1977)

[9] 白木万博, 梶村元彦, 井上政雄, 米村雄吉 :「大形三次元 6 自由度地震振動台の開発」, 三菱重工技報, Vol.20, No.6, pp.698–704 (1983)

[10] 平井洋武, 楯善幸, 矢頭順一, 管野正治, 今野隆雄 :「3 次元 6 自由度振動台」, 日立評論, Vol.69, No.4, pp.353–360 (1987)

[11] 山口高司, 平井洋武, 浜野新, 池辺洋 :「高応答油圧サーボ機構の開発 I 油の圧縮性を考慮したロードインセンシティブ電気油圧サーボ機構」, 自動制御連合講演会前刷, Vol.25th, pp.351–352 (1982)

[12] 真田一志 :「電気油圧サーボ機構の伝達関数のモデル化誤差の考察 (サーボ弁流量特性と作動油の圧縮性) 」, 油空圧講演論文集, Vol.9, No.2, pp.102–104 (1997)

[13] 葉山安信, 西崎純一, 渡辺誠, 毛利彰 :「大型電気油圧サーボ系の応答性におよぼすシリンダ油柱の影響」, 日本機械学会論文集 C 編, Vol.65, No.634, pp.2265–2270 (1999)

[14] 不二越油圧研究グループ :「知りたい油圧 回路・資料編」, ジャパンマシニスト社 (1988)

[15] 油圧技術研究フォーラム :「これならわかる油圧の基礎技術」, オーム社 (2001)

[16] 李一永 :「油圧システムにおけるサーボ弁モデリングのための新しい線形化方程式の提案」, フルードパワーシステム, Vol.34, No.6, pp.428–432 (2003)

[17] T.Kubota, F.Kozuma, N.Kubokawa, F.Sugimoto :「A Study on Reduction of Waveform Distortion in a Hydraulic Shaker」, 4th International Conference on Fluid Power Transmission and Control, pp.427–432 (1997)

[18] W.S.Owen, E.A.Croft :「The Reduction of Stick Slip Friction in Hydraulic Actuators」, IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, Vol.8, No.3, pp.362–371 (2003)

[19] 佐藤三禄 :「電気-油圧式加速度発振機に関する基礎的研究」, 計測自動制御学会論文集, Vol.9, No.2, pp.144–151 (1973)

[20] 松崎淳, 平井洋武 :「電気油圧式振動試験機に関する研究 第 1 報 積載荷重の影響とその補償方法」, 日本機械学会論文集 (第一部), Vol.42, No.353, pp.135–145 (1976)

[21] 平井洋武, 松崎淳 :「電気油圧式振動試験機に関する研究 第 3 報 共振負荷の影響とその補償方法」, 日本機械学会論文集 (第一部), Vol.42, No.361, pp.2744–2751 (1976)

[22] 安田千秋, 藤田勝久, 川元興賢, 荒木嘉昭 :「電気油圧式振動台の加速度波形制御 第 1 報 ディジタル反復入力補償の収束性」, 日本機械学会論文集 C 編, Vol.57, No.536, pp.1213–1220 (1991)

[23] 安田千秋, 藤田勝久, 川元興賢, 荒木嘉昭 :「電気油圧式振動台の加速度波形制御 第 2 報 ディジタル反復入力補償の適用」, 日本機械学会論文集 C 編, Vol.57, No.536, pp.1221–1227 (1991)

[24] 前川明寛, 藤田勝久, 安田千秋, 山下敏夫, 小川信行, 箕輪親宏 :「電気油圧式振動台への H_2 制御の適用」, 日本機械学会論文集 C 編, Vol.58, No.555, pp.3253–3258 (1992)

[25] 前川明寛, 安田千秋, 山下敏夫 :「H_∞ 制御の 3 次元振動台への応用」, 計測自動制御学会論文集, Vol.29, No.9, pp.1094–1103 (1993)

[26] 松田隆, 大内一 :「土木構造物の耐震設計の動向と対応技術」, 大林組技術研究所報, 特別号, pp.122–127 (1996)

[27] 清水敬三 :「建築物の新しい耐震設計法提案」, 大林組技術研究所報, 特別号, pp.128–131 (1996)

[28] 北村春幸, 寺本隆幸, 鵜飼邦夫, 村上勝英, 秋山宏, 和田章 :「兵庫県南部地震における建築物の被害研究 建物被害に基づく新耐震設計法・耐震診断法の評価」, 日本建

築学会構造系論文集，No.504，pp.127–132 (1998)

[29] 濱田政則 :「新しい耐震設計」，土と基礎，Vol.47，No.6，pp.1–4 (1999)

[30] 大内一 :「コンクリート系構造物の耐震設計法」，森北出版 (2008)

[31] T.Katayama, K.Ohtani, H.Shibata, S.Tanaka :「Project on 3-D Full-Scale Earthquake Testing Facility -Fundamental Conception-」，第 10 回日本地震工学シンポジウム，pp.2221–2226 (1998)

[32] N.Ogawa, K.Ohtani, T.Katayama、H.Shibata :「Construction of A 3-D Large Scale Shaking Table. Part-1. An Outline of Construction Plan and Performance of the Shaking Table」，ASME Pressure Vessels & Piping Division，Vol.402，pp.199–209 (2000)

[33] 小川信行 :「実大三次元震動破壊実験施設 (E-ディフェンス)」，地震ジャーナル，No.39，pp.49–60 (2005)

[34] 掛川智義，鈴木拓，佐藤栄児，梶原浩一，田川泰敬 :「実大三次元震動破壊実験装置の線形モデルの導出と TVC による制御」，日本機械学会論文集 C 編，Vol.69，No.678，pp.343–348 (2003)

[35] 梶井紳一郎，原田孝幸，安田千秋，前川明寛，奥田幸人，林利和，井出和成 :「超大型三次元地震振動台の動的シミュレータの開発 (確証試験データを用いたシミュレータの検証)」，日本機械学会論文集 C 編，Vol.69，No.688，pp.3155–3160 (2003)

[36] 梶井紳一郎，安田千秋，前川明寛，奥田幸人，原田孝幸，小川信行 :「超大型三次元地震振動台の動的シミュレータの開発 (試験体の破壊現象に着目した性能検証シミュレーション)」，日本機械学会論文集 C 編，Vol.69，No.688，pp.3161–3166 (2003)

[37] 光田真旅，梶原浩一，田川泰敬，佐藤栄児 :「実大三次元震動破壊実験装置における振動台と試験体の連成 (線形モデルを用いたシミュレーションによる検討)」，日本機械学会論文集 C 編，Vol.72，No.713，pp.30–36 (2006)

[38] 溝上恵 :「首都直下地震の被害想定と防災対策」，地震ジャーナル，Vol.40，pp.29–36 (2005)

[39] 池内幸司，伊藤夏生 :「首都直下地震の被害想定と対策」，地学雑誌，Vol.116，No.3·4，pp.490–503 (2007)

[40] 伯野元彦，四俵正俊，原司 :「計算機により制御されたはりの動的破壊実験」，土木学会論文報告集，Vol.171，pp.1–9 (1969)

[41] 家村浩和 :「ハイブリッド実験の発展と将来」，土木学会論文集，Vol.356，pp.1–10 (1985)

[42] K.Takanashi, M.Nakashima :「Japanese Activities on On-Line Testing」，Journal of Engineering Mechanics, ASCE，Vol.113，No.7，pp.1014–1032 (1987)

[43] S.A.Mahin, P.S.B.Shing, C.R.Thewalt, R.D.Hanson :「Pseudodynamic test

method - current status and future direction」, Journal of Structural Engineering, ASCE, Vol.115, pp.2113–2127 (1989)

[44] 藤田勝久, 田中守, 猫本善続 :「部分構造法によるオンライン耐震実験システムの開発」, 日本機械学会論文集 C 編, Vol.57, No.535, pp.740–744 (1991)

[45] M.Nakashima, H.Kato, E.Takaoka :「Development of Real-Time Pseudo Dynamic Testing」, Earthquake Engineering and Structural Dynamics, Vol.21, pp.79–92 (1992)

[46] 中川正紀, 堀内敏彦, 亀谷正嗣, 菊地勝昭 :「実時間オンライン部分構造合成振動試験システムの開発」, 日本機械学会論文集 C 編, Vol.60, No.570, pp.412–417 (1994)

[47] 井上雅彦, 堀内敏彦 :「実時間ハイブリッド加振による FRP 支柱構造の耐震実験」, 日本機械学会論文集 C 編, Vol.62, No.596, pp.1295–1300 (1996)

[48] 井上雅彦, 堀内敏彦, 浪田芳郎 :「実時間ハイブリッド加振による弾塑性ダンパ支持配管の振動実験」, 日本機械学会論文集 C 編, Vol.63, No.615, pp.3832–3839 (1997)

[49] 戸井武司, 島村旭, 大久保信行 :「数値部分モデルと部分実構造を併用した自動車用ハイブリッド振動シミュレータの開発」, 日本機械学会論文集 C 編, Vol.63, No.616, pp.4134–4139 (1997)

[50] M.Nakashima, N.Masaoka :「Real-Time On-Line Test for MDOF Systems」, Earthquake Engineering and Structural Dynamics, Vol.28, pp.393–420 (1999)

[51] 堀内敏彦, 井上雅彦, 今野隆雄 :「ハイブリッド実験技術による自動車運動シミュレータ」, 日本機械学会論文集 C 編, Vol.68, No.668, pp.1042–1048 (2002)

[52] 堂薗美礼, 福山満由美, 堀内敏彦, 今野隆雄, 酒井理哉, 大友敬三, 萩原豊 :「非線形有限要素解析と載荷試験の連携によるハイブリッド耐震試験手法の検証実験」,「振動と運動の制御」シンポジウム講演論文集, Vol.2005, No.9, pp.323–328 (2005)

[53] 大友敬三, 酒井理哉, 堂薗美礼 :「構造実験と非線形有限要素解析を連携するハイブリッド実験手法の開発」, フルードパワーシステム, Vol.38, No.3, pp.141–144 (2007)

[54] 市川常雄, 日比昭 :「油圧工学」, 朝倉書店 (1979)

[55] 小波倭文朗, 西海孝夫 :「油圧制御システム」, 東京電機大学出版局 (1999)

[56] (社) 日本機械学会編 :「メカトロ油圧技術」, 養賢堂 (2001)

[57] 森健次, 中島功, 松崎淳, 浜野新 :「二次元振動試験機用静圧継手の検討 (二次元振動試験機に関する研究, 第 1 報)」, 日本機械学会講演論文集, Vol.760-14, pp.148–150 (1976)

[58] 池辺洋, 中田毅, 横田真一, 横山和久 :「負荷無反応形電気・油圧サーボ系」, 計測自動制御学会論文集, Vol.16, No.3, pp.391–397 (1980)

[59] 武藤満, 土屋博明 :「サーボ系の線形化補償による電気油圧式振動試験機の加速度波

形ひずみ率の改善」，昭和 59 年春季油空圧講演論文集，pp.53–56 (1984)

[60] 松崎淳，平井洋武 :「電気油圧式振動試験機に関する研究 第 2 報 加速度入力形地震シミュレータの開発」，日本機械学会論文集 (第一部)，Vol.42，No.353，pp.146–152 (1976)

[61] 井手和成，作野誠，安田千秋，前川明寛 :「電気油圧式地震振動台の波形制御 -分散型 H_∞ 制御の適用-」，日本機械学会機械力学計測制御部門講演会論文集，Vol.B，pp.67–70 (1999)

[62] T.Horiuchi，Y.Dozono，T.Konno :「Improvement of Accuracy of Seismic Acceleration Waveforms of Shaking Tables by compensating for the Reaction Force in Real Time」，Transactions of SMiRT16 (The 16th International Conference on Structural Mechanics in Reactor Technology)，Paper No.1085 (2001)

[63] 堂薗美礼，堀内敏彦，今野隆雄 :「供試体反力の実時間補償による振動台制御性能の向上 第 1 報 補償器設計の指針とシミュレーションによる検証」，日本機械学会論文集 C 編，Vol.68，No.675，pp.3230–3237 (2002)

[64] 堂薗美礼，堀内敏彦，勝俣英雄，今野隆雄 :「供試体反力の実時間補償による振動台制御性能の向上 第 2 報 大型振動台による検証試験」，日本機械学会論文集 C 編，Vol.71，No.702，pp.413–418 (2005)

[65] 井出和成，江崎文明，安田千秋，前川明寛，有永真司 :「電気油圧式地震振動台の波形制御 -Adaptive Inverse Control の適用-」，Dynamics and Design conference '99 講演論文集，Vol.B，pp.15–18 (1999)

[66] Y.Okuda，A.Maekawa，C.Yasuda，M.Sakuno :「Development of the Control Method of Shaking Table for Collapse Test」，Proc. of the 2001 ASME Pressure Vessels and Piping Conference, PVP-Vol.428-1, Seismic Engineering, pp.227–231 (2001)

[67] 篠原雄一郎，清水信行，佐藤栄児，梶原浩一 :「非線形構造物との相互作用を考慮した振動台の制御手法の開発 第 1 報 Minimal Control Synthesis 手法の小型振動台への応用」，日本機械学会論文集 C 編，Vol.69，No.686，pp.2610–2617 (2003)

[68] 篠原雄一郎，清水信行，佐藤栄児，梶原浩一，高井茂光 :「非線形構造物との相互作用を考慮した振動台の制御手法の開発 第 2 報 中型振動台を用いた制御実験とその理論的解釈」，日本機械学会論文集 C 編，Vol.70，No.691，pp.633–640 (2004)

[69] 篠原雄一郎，清水信行，梶原浩一，佐藤栄児 :「非線形構造物との相互作用を考慮した振動台の制御手法の開発 第 3 報 加速度制御型 MCS 手法による性能向上」，日本機械学会論文集 C 編，Vol.72，No.713，pp.68–75 (2006)

[70] 堂薗美礼，堀内敏彦，今野隆雄 :「適応フィルタによる振動台制御性能の向上 第 1 報 補償原理と制御器設計の指針」，日本機械学会論文集 C 編，Vol.67，No.664，

pp.3801–3807 (2001)

[71] 堂薗美礼，堀内敏彦，勝俣英雄，今野隆雄 :「適応フィルタによる振動台制御性能の向上 第 2 報 補償原理と制御器設計の指針」，日本機械学会論文集 C 編，Vol.69, No.682, pp.1486–1492 (2003)

[72] Y.Dozono, T.Horiuchi, H.Katsumata, T.Konno :「Shaking-Table Control by Real-Time Compensation of the Reaction Force Caused by a Nonlinear Specimen」, Trans. of the ASME Journal of Pressure Vessel Technology, Vol.126, pp.122–127 (2004)

[73] A.J.Clark :「Dynamic characteristics of large multiple degree of freedom shaking tables」, Proc. of 10th World Conference on Earthquake Engineering, pp.2823–2828, (1992)

[74] J.C.Queval, P.Sollogoub :「Large Scale Seismic Tests Performed on the Table Azalee of CEA - Reproducibility of Seismic Motions」, Transactions of SMiRT14 (The 14th International Conference on Structural Mechanics in Reactor Technology), pp.237–245, (1997)

[75] R.F.Nowak, D.A.Kusner, R.L.Larson, B.K.Thoen :「Utilizing Modern Digital Signal Processing for Improvement of Large Scale Shaking Table Performance」, Proc. of 12th World Conference on Earthquake Engineering, No.2035, (2000)

[76] 永井栄次，田川泰敬，佐藤栄児，梶原浩一 :「バーチャル試験体を用いた振動台制御系の評価実験手法の提案」，日本機械学会論文集 C 編，Vol.72, No.718, pp.1710–1716 (2006)

[77] 坂和正敏，田中雅博 :「遺伝的アルゴリズム」，朝倉書店 (1995)

[78] 金子貴之，美根宏則，藍原隆司 :「周波数特性を入力とした GA によるシステム同定の検討」，電気学会全国大会講演論文集，Vol.2003, No.4, pp.381 (2003)

[79] M.Iwasaki, M.Miwa, N.Matsui :「GA-Based Evolutionary Identification Algorithm for Unknown Structured Mechatronics Systems」, IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol.52, No.1, pp.300–3005 (2005)

[80] 岡本純三，中山景次，佐藤昌夫 :「トライボロジー入門 摩擦・磨耗・潤滑の基礎」，幸書房 (1990)

[81] 中野和夫 :「Dither に関する一提案」，計測と制御，Vol.3, No.4, pp.262–271 (1964)

[82] 小泉忠由，黒田修 :「ころがり摩擦作用下の減衰振動の解析 ー摩擦力が変位に依存する場合ー」，トライボロジスト，Vol.35, No.6, pp.435–439 (1990)

[83] 大崎順彦 :「新・地震動のスペクトル解析入門」，鹿島出版会 (1994)

[84] 山下忠道，張富明，久保哲夫 :「崩壊過程を考慮した建築構造物の地震時挙動とその復元力特性」，第 4 回構造物の破壊過程解明に基づく地震防災性向上に関するシンポ

ジウム論文集，pp.185–190 (2003)

[85] 篠原雄一郎，清水信行，梶原浩一，小川信行 :「大型振動台実験によるスロッシング停止制御手法の開発」，日本機械学会論文集 C 編，Vol.68，No.668，pp.1049–1055 (2002)

[86] 鈴木康嗣，安達直人 :「模型水平載荷試験と振動台液状化実験による群杭効果の評価」，日本建築学会構造系論文集，No.607，pp.117–124 (2006)

[87] 堤達也 :「大型動的遠心力載荷試験装置の運用」，土と基礎，Vol.47，No.8，pp.34–35 (1999)

[88] 佐藤栄児，梶原浩一，山田哲，清水信行，田川泰敬，高井茂光，上田智士 :「試験体の動特性の変動が振動台再現波形に与える影響について」，第 4 回構造物の破壊過程解明に基づく地震防災性向上に関するシンポジウム論文集，pp.35–40 (2003)

[89] 勝俣英雄 :「三次元振動台の紹介 (その 1 反力補償)」，大林組技術研究所報，No.66，pp.113–116 (2003)

[90] 大林組技術研究所 三次元振動台グループ :「三次元振動台の紹介 その 2」，大林組技術研究所報，No.66，pp.117–120 (2003)

[91] 秋山宏 :「エネルギーの釣合に基づく建築物の耐震設計」，技報堂出版 (1999)

[92] 柴田明徳 :「最新耐震構造解析 (第 2 版)」，森北出版 (2003)

[93] 鈴木隆，新中新二，田中幹也 :「一般化適応則の証明と固定トレースアルゴリズムの諸性質」，計測自動制御学会論文集，Vol.18，No.11，pp.1074–1079 (1982)

[94] 新中新二，鈴木隆 :「一般化パラメータ適応則の拡張とその性質」，計測自動制御学会論文集，Vol.19，No.11，pp.881–888 (1983)

[95] 福和伸夫 :「巨大地震とは (東海・東南海・南海地震と首都直下地震)：過去を振り返り将来に備える」，日本鋼構造協会機関誌，Vol.60，pp.1–5 (2006)

[96] 飯島亨，安部浩，鈴木謙一 :「地震に対する機器耐力 横型ポンプ試験」，日本原子力学会和文論文誌，Vol.5，No.3，pp.200–208 (2006)

[97] M.Miyamoto :「JR Rolling Stock Testing Plat Capable of Testing at a Speed of 500kmh」，Quarterly Report of RTRI，Vol.32，No.4，pp.211–212 (1991)

[98] 櫛島靖彦，宮本昌幸，新美元康，前田裕介 :「鉄道車両の地震に対する走行安全性の実験的研究」，日本機械学会第 10 回交通・物流部門大会講演論文集，No.1-36，pp.359–362 (2001)

[99] 宮本岳史，松本信之，曽我部正道，下村隆行，西山幸夫，松尾雅樹 :「大変位軌道振動による実物大鉄道車両の加振実験」，日本機械学会論文集 C 編，Vol.71，No.706，pp.1849–1855 (2005)

[100] S.Adamson :「Measurement and Analysis of Rotational Vibration and other Test Data from Rotating Machinery」，Society of Automotive Engineers Technical

Paper Series, No.2000-01-1332 (2000)

[101] 五島浩人，会津和則 :「自動車のシミュレーション試験システム (6DOF ロードシミュレータ)」，フルードパワーシステム，Vol.36，No.5，pp.278–281 (2005)

[102] 熱海武憲 :「仮想共振モードを用いたハードディスク装置のヘッド位置決め制御」，日本機械学会論文集 C 編，Vol.71，No.706，pp.1914–1919 (2005)

[103] T.Atsumi, A.Okuyama, M.Kobayashi :「Track-Following Control Using Resonant Filter in Hard Disk Drives」，IEEE/ASME Trans. on Mechatronics, Vol.12, No.4, pp.472–479 (2007)

[104] W.C.Messner :「Classical Control Revisited: Variations on a Theme」，Proc. of International Workshop on Advanced Motion Control, Vol.1, pp.15–20 (2008)

[105] 小林正樹，赤川智宏，伊藤良生 :「全域通過フィルタを用いた適応ノッチフィルタのアルゴリズムと収束性」，電子情報通信学会論文誌 A，Vol.J82-A，No.3，pp.325–332 (1999)

[106] 小林正樹，小松崎勲，伊藤良生 :「2 次全域通過フィルタを用いた縦続構成適応ノッチフィルタのアルゴリズムと収束性」，電子情報通信学会論文誌 A，Vol.J83-A，No.5，pp.594–598 (2000)

[107] 伊藤良生，仲尾昌樹，副井裕，小林正樹 :「適応ノッチフィルタの収束速度の改善に関する一検討」，電子情報通信学会技術研究報告，Vol.101，No.142，pp.17–23 (2001)

[108] 衣笠保智，伊藤良生，小林正樹，James Okello，副井裕 :「全域通過フィルタを用いた多重適応ノッチフィルタのステップサイズに関する検討」，電気学会論文誌 C 部門，Vol.123，No.4，pp.742–747 (2003)

[109] 伊藤智博，藤田勝久，梶井紳一郎 :「多入力地震シミュレータの開発 (1 軸変位制御技術の検証)」，日本機械学会論文集 C 編，Vol.69，No.684，pp.1997–2004 (2003)

[110] 亀谷雅嗣，梅北和弘 :「スーパーリアルタイムコントローラの開発と性能評価」，Proc. of the Third Intelligent FA Symposium, Vol.1 (1991)

[111] 堀内敏彦，中川正紀，菅野正治，今野隆雄 :「加振機の応答遅れを補償した実時間ハイブリッド実験システムの開発 第 1 報 補償方法と 1 自由度系の実験への適用」，日本機械学会論文集 C 編，Vol.61，No.584，pp.1328–1336 (1995)

[112] 堀内敏彦，中川正紀，菅野正治，今野隆雄 :「加振機の応答遅れを補償した実時間ハイブリッド実験システムの開発 第 2 報 多自由度系の実験への適用」，日本機械学会論文集 C 編，Vol.62，No.599，pp.2563–2570 (1996)

[113] 堀内敏彦，今野隆雄 :「加振機の応答遅れを補償した実時間ハイブリッド実験システムの開発 第 3 報 非線形系構造物の実験への適用」，日本機械学会論文集 C 編，Vol.64，No.617，pp.7–14 (1998)

[114] 堀内敏彦，今野隆雄 :「加振機の応答遅れを補償した実時間ハイブリッド実験シ

ステムの開発 第4報 加振機指令信号生成方法の改良」，日本機械学会論文集C編，Vol.66，No.650，pp.3225–3232 (2001)

[115] 堀内敏彦，今野隆雄 :「加振機の応答遅れを補償した実時間ハイブリッド実験システムの開発 第5報 加振機遅れ補償手法の改良」，日本機械学会論文集C編，Vol.67，No.655，pp.667–675 (2001)

[116] 堀内敏彦，井上雅彦，今野隆雄，山岸渡 :「振動台を用いた実時間ハイブリッド実験システムの開発 第1報 実験概念の提案と剛体モデルを二次構造物としての成立性の検討」，日本機械学会論文集C編，Vol.64，No.622，pp.1949–1956 (1998)

[117] 井上雅彦，堀内敏彦，今野隆雄，山岸渡 :「振動台を用いた実時間ハイブリッド実験システムの開発 第2報 二次構造物が自由度をもつ場合の成立性の検討」，日本機械学会論文集C編，Vol.65，No.629，pp.37–43 (1999)

[118] A.P.Darby, M.S.Williams, A.Blakeborough :「Stability and Delay Compensation for Real-Time Substructure Testing」，Journal of Engineering Mechanics, ASCE, Vol.128，No.12，pp.1276–1284 (2002)

[119] 五十嵐晃，家村浩和，豊岡亮洋，岸田誠司 :「デジタルフィルタ補償を適用したリアルタイムハイブリッド実験システム」，日本地震工学シンポジウム論文集，Vol.11th，第2分冊，pp.1633–1636 (2002)

[120] 五十嵐晃，家村浩和，菊池圭記 :「振動台-アクチュエータ同時制御型実時間ハイブリッド実験システムの構築」，日本地震工学シンポジウム論文集 (CD-ROM)，Vol.12th，No.263 (2006)

[121] 川村貞夫，宮崎文夫，有本卓 :「学習制御方式のシステム論的考察」，計測自動制御学会論文集，Vol.21，No.5，pp.445–450 (1985)

[122] C.L.Roh，M.N.Lee，M.J.Chung :「ILC for Non-minimum Phase System」，International Journal of System Science，Vol.27，No.4，pp.419–424 (1996)

[123] 五十嵐仁，川福基裕，岩崎誠，平井洋武 :「反復学習制御を用いた高速・高精度位置決めに関する研究」，電気学会産業計測制御研究会資料，Vol.IIC-03，No.45-52.54-73，pp.19–24 (2003)

[124] D.A.Bristow, M.Tharayil, A.G.Alleyne :「A Survey of Iterative Learning Control A learning-based method for high-performance tracking control」，IEEE control systems magazine，Vol.26，No.3，pp.96–114 (2006)

発表論文リスト

学術雑誌論文

[1] 関 健太，服部 誠，川福 基裕，岩崎 誠，平井 洋武，岸田 一義：「耐震試験用ハイブリッド実験システムの制御系設計」，日本機械学会論文集 C 編，Vol.73，No.731，pp.2005–2011，2007 年 7 月　(第 5 章)

[2] 関 健太，樋川 祥弘，川福 基裕，岩崎 誠，平井 洋武，保田 和輝：「特定周波数の反力抑制を考慮した振動試験機の制御系設計」，日本機械学会論文集 C 編，Vol.74，No.743，pp.1783–1789，2008 年 7 月　(第 4 章)

[3] 関 健太，川福 基裕，岩崎 誠，平井 洋武，保田 和輝：「周波数変動を考慮した振動試験機の特定周波数反力補償」，日本機械学会論文集 C 編，Vol.74，No.743，pp.1790–1797，2008 年 7 月　(第 4 章)

[4] 関 健太，川福 基裕，岩崎 誠，平井 洋武，保田 和輝：「適応同定器を用いた振動台の反力補償」，日本機械学会論文集 C 編，Vol.74，No.744，pp.2052–2058，2008 年 8 月　(第 3 章)

[5] 関 健太，菊地 元春，川福 基裕，岩崎 誠，平井 洋武，保田 和輝：「振動台における外乱抑圧特性を考慮した供試体反力補償器設計」，日本機械学会論文集 C 編，Vol.74，No.745，pp.2206–2213，2008 年 9 月　(第 3 章)

[6] K.Seki，M.Iwasaki，M.Kawafuku，H.Hirai，K.Kishida：「Practical Controller Design of Hybrid Experimental System for Seismic Tests」，IEEE Transactions on Industrial Electronics，(掲載決定)　(第 5 章)

国際会議

[7] M.Iwasaki，K.Seki，H.Hirai：「Fast-Response Positioning Using H_∞ Control in Machine Tools」，Proc. of 7th International Workshop on Advanced Motion Control，pp.46–51，2002 年 7 月

[8] K.Seki，M.Iwasaki，M.Kawafuku，H.Hirai，K.Kishida：「Controller Design of Hybrid Experimental System for Seismic Tests」，Proc. of 2007 IEEE Interna-

tional Symposium on Industrial Electronics, pp.3090–3095, 2007 年 6 月

[9] K.Seki, M.Iwasaki, M.Kawafuku, H.Hirai, K.Yasuda:「Practical Compensation for Reaction Force with Specific Frequency in Shaking Tables」, Proc. of 10th International Workshop on Advanced Motion Control, pp.667–682, 2008 年 3 月

[10] K.Seki, M.Iwasaki, M.Kawafuku, H.Hirai, K.Yasuda:「Improvement of Control Performance in Shaking-Tables by Feedback Compensation for Reaction Force」, Proc. of the 34th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, pp.2551–2556, 2008 年 11 月

[11] K.Seki, M.Iwasaki, M.Kawafuku, H.Hirai, K.Yasuda:「Adaptive Feedforward Compensation for Reaction Force with Nonlinear Specimen in Shaking Tables」, Proc. of the 5th IEEE International Conference on Mechatronics, 2009 年 4 月 発表予定

国内会議

[12] 関 健太, 岩崎 誠, 平井 洋武:「目標値整形による共振振動抑制を伴う高速・高精度位置決め制御」, 平成 13 年電気学会全国大会, No.4-225, Vol.4, pp.1562–1563, 2001 年 3 月

[13] 関 健太, 岩崎 誠, 平井 洋武:「H_∞ 制御設計による位置決め制御系のロバスト高速化」, 電気学会産業計測制御研究会, IIC-02-30, pp.89–94, 2002 年 3 月

[14] 小野 貴志, 関 健太, 川福 基裕, 岩崎 誠, 平井 洋武:「GA による I-PD 位置制御系ゲイン最適設計」, 平成 14 年電気学会全国大会, No.4-193, Vol.4, pp.310–311, 2002 年 3 月

[15] 関 健太, 川福 基裕, 岩崎 誠, 平井 洋武:「H_∞ 補償器によるロバスト高速位置決め制御」, 平成 14 年電気学会全国大会, No.4-195, Vol.4, pp.314–315, 2002 年 3 月

[16] 増子 英作, 関 健太, 加納 善明, 川福 基裕, 岩崎 誠, 平井 洋武:「揺動型モータのトルク特性改善の検討」, 平成 18 年電気関係学会東海支部連合大会, No.O-313, 2006 年 9 月

[17] 関 健太, 服部 誠, 川福 基裕, 岩崎 誠, 平井 洋武, 岸田 一義:「耐震試験用ハイブリッド実験システムの制御系設計」, 平成 18 年電気関係学会東海支部連合大会, No.O-336, 2006 年 9 月

[18] 菊地 元春, 樋川 祥弘, 関 健太, 川福 基裕, 岩崎 誠, 平井 洋武:「反復学習制御による振動台制御性能の向上」, 平成 18 年電気関係学会東海支部連合大会, No.O-338,

2006 年 9 月

[19] 石原 潤一，北内 大介，廣瀬 徳晃，関 健太，川福 基裕，岩崎 誠，平井 洋武：「特定周波数の正弦波指令に対する連続軌跡追従制御」，平成 18 年電気関係学会東海支部連合大会，No.O-343，2006 年 9 月

[20] 樋川 祥弘，関 健太，川福 基裕，岩崎 誠，平井 洋武，保田 和輝：「特定周波数外乱の抑制を考慮した振動台制御系設計」，電気学会産業計測制御研究会，IIC-07-88，pp.19–24，2007 年 3 月

[21] 関 健太，川福 基裕，岩崎 誠，平井 洋武，保田 和輝：「振動台における特定周波数反力補償制御」，日本機械学会 2007 年度年次大会講演論文集，Vol.5，pp.25–26，2007 年 8 月

[22] 菊地 元春，関 健太，川福 基裕，岩崎 誠，平井 洋武：「振動台における反復学習制御の収束性に関する検討」，日本機械学会 2007 年度年次大会講演論文集，Vol.5，pp.31–32，2007 年 8 月

[23] 遠山 聡一，小野 貴志，関 健太，廣瀬 徳晃，平井 洋武：「ガルバノミラー式レーザ位置決めサーボ機構の温度上昇による整定波形変化の補償」，平成 19 年電気学会産業応用部門大会，No.2-32，Vol.II，pp.287–292，2007 年 8 月

[24] 水野 卓，関 健太，加納 善明，川福 基裕，岩崎 誠，平井 洋武：「磁石分割による渦電流損低減と位置決め精度評価」，平成 19 年電気関係学会東海支部連合大会，No.O-002，2007 年 9 月

[25] 関 健太，川福 基裕，岩崎 誠，平井 洋武：「振動台における反力フィードバック補償法に関する一考察」，平成 19 年電気関係学会東海支部連合大会，No.O-142，2007 年 9 月

[26] 関 健太，川福 基裕，岩崎 誠，平井 洋武：「適応同定器を用いた振動台の反力補償」，電気学会産業計測制御研究会，IIC-08-53，pp.1–6，2008 年 3 月

[27] 関 健太，川福 基裕，岩崎 誠，平井 洋武，保田 和輝：「適応ノッチフィルタを用いた振動台の特定周波数反力補償」，平成 20 年電気学会全国大会，No.4-225，Vol.4，pp.362–363，2008 年 3 月

[28] 関 健太，川福 基裕，岩崎 誠，平井 洋武，保田 和輝：「圧力センサを利用した振動台の反力補償制御の検討」，日本機械学会 2008 年度年次大会講演論文集，Vol.5，pp.151–152，2008 年 8 月

[29] 後藤 謙典，関 健太，川福 基裕，岩崎 誠，平井 洋武，保田 和輝：「GA を用いた振動台のモデリングとフィードバックゲインの最適化」，日本機械学会 2008 年度年次大会講演論文集，Vol.5，pp.153–154，2008 年 8 月

[30] 関 健太，川福 基裕，岩崎 誠，平井 洋武：「リニアモータテーブル駆動システムにおける機台振動の検出と制御」，平成 20 年電気学会産業応用部門大会，No.2-51，

Vol.II, pp.503–506, 2008 年 8 月

[31] 望月 慶佑, 関 健太, 廣瀬 徳晃, 川福 基裕, 岩崎 誠, 平井 洋武 :「ひずみ量フィードバックによる位置制御系の性能改善」, 平成 20 年電気学会産業応用部門大会, No.2-56, Vol.II, pp.523–526, 2008 年 8 月

[32] 後藤 謙典, 関 健太, 川福 基裕, 岩崎 誠, 平井 洋武, 保田 和輝 :「振動台における供試体反力の推定と補償」, 平成 20 年電気関係学会東海支部連合大会, No.O-448, 2008 年 9 月

付録 A

サーボ弁の線形化手法

サーボ弁は，シリンダ内圧力の変化に起因する非線形な特性 (以下，負荷圧力流量特性) を有する。この特性の影響により加速度波形にひずみが生じ，パワースペクトルの再現性が劣化する。特に，大質量の加振機，テーブル，供試体を加振する場合，大きな加振力を発生させるために高い負荷圧力が必要となり，負荷圧力流量特性の影響を受け易くなる。そのため，大型の振動試験機に対しては負荷圧力流量特性を考慮した制御系を構成することが必要となる。ここでは，この負荷圧力流量特性に対する補償方法について述べる。

負荷圧力流量特性は，図 1.5 に示したサーボ弁出力流量が入力電流 i_c とシリンダ内圧力に依存する非線形な特性として表すことができ，その数式モデルは (A.1) 式，ブロック線図は図 A.1 で表現できる。

$$q_m = \begin{cases} i'_c\sqrt{1-\frac{p_m}{P_s}} & (i'_c > 0) \\ i'_c\sqrt{1+\frac{p_m}{P_s}} & (i'_c < 0) \end{cases} \tag{A.1}$$

ここで，P_s は定格圧力である。また，図 A.1 の K_i，K_{iq} は，2 章で述べたサーボアンプの電流/電圧換算ゲイン，サーボ弁における流量/電流換算ゲインである。

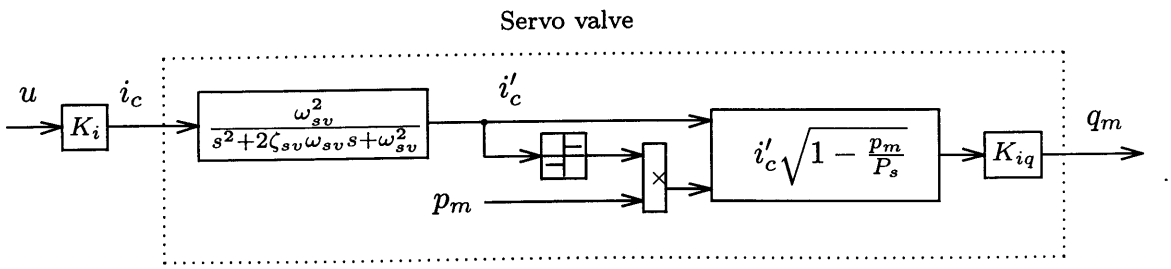

図 A.1: 負荷圧力流量特性を考慮したサーボ弁のモデル

図 1.5 に示すように，シリンダ内圧力が定格圧力に近づくにつれサーボ弁出力流量は小さくなる。この負荷圧力流量特性補償法を以下に示す。

負荷圧力流量特性を考慮すると，サーボ弁出力流量は (A.1) 式となる。そこで，操作量 u に対し，次式のような負荷圧力流量特性の逆特性を付加する。

$$u' = \frac{1}{\sqrt{1 \pm \frac{p_m}{P_s}}} u \tag{A.2}$$

また，サーボ弁は 2 次遅れ系の特性を有するため，この位相遅れの影響で補償効果が劣化する。そのため，次式に示すサーボ弁応答遅れ補償要素を加える。ただし，(A.3) 式において $C_{sv}(s)$ は補償器をプロパにするためのフィルタである。

$$U''(s) = \frac{s^2 + 2\zeta_{sv}\omega_{sv}s + \omega_{sv}^2}{\omega_{sv}^2} C_{sv}(s) U'(s) \tag{A.3}$$

$$C_{sv}(s) = \left(\frac{\omega_a}{s + \omega_a} \right)^2 \tag{A.4}$$

以上をブロック線図にまとめると図 A.2 となる。

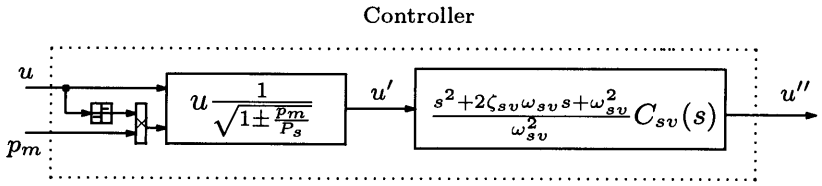

図 A.2: 負荷圧力流量特性補償器の構成

この時，サーボ弁出力流量 q_m は次式となり，負荷圧力流量特性の影響を受けないサーボ弁出力流量を得ることができる。

$$q_m = K_{sv} C_{sv}(s) u \tag{A.5}$$

負荷圧力流量特性補償器を振動試験機に適用したときのシミュレーション結果を示す。なお，ここでは負荷圧力流量特性の影響が現れるように，テーブルとピストンの質量を大きくしてシミュレーションを行った。図 A.3 は，(A.6) 式に示す正弦波加速度を入力としたとき得られるテーブル加速度応答の一例であり，表 A.1 は (A.7) 式で導出されるテーブル加速度応答波形のひずみ率 d_r を示す。

$$r = A \sin(\omega t) \tag{A.6}$$
$$A = 10, \quad \omega = 2\pi \times 5$$

$$d_r = \sqrt{\left(\sum_{n=2}^{100} a_n^2 \right) / a_1^2} \times 100 \ [\%] \tag{A.7}$$

ここで，a_1 は基本波の振幅，a_n は n 次高調波の振幅である。

図 A.3 より，負荷圧力流量特性補償器を適用していない場合，負荷圧力流量特性の影響によりテーブル加速度波形にひずみが生じている。一方，補償を行うことでひずみ率が低下し，ひずみのない加速度波形となっていることが分かる。

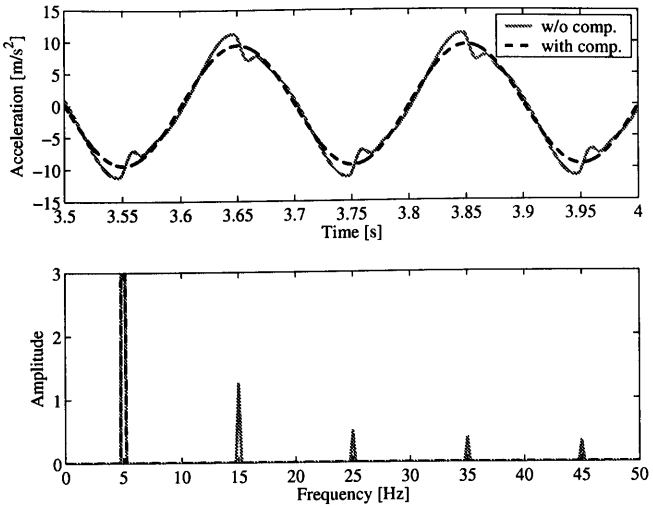

図 A.3: 負荷圧力流量特性補償を適用したテーブル加速度応答波形 (正弦波応答)

表 A.1: テーブル加速度のひずみ率

補償前 [%]	補償後 [%]
14.8	0.3

付録 B

油の圧縮性の影響に対する補償

2 章では，油圧加振機のシリンダ内のモデル化において，ピストンの動作がシリンダの中心付近での小ストロークを仮定して行ったが，実際にはピストンが往復動作することで，シリンダ内の左右の体積変化により油の圧縮性が変化する。そのため，シリンダ内のみかけのばね定数 (駆動系の剛性) が変化し，油圧加振機の固有振動数が変化することが考えられる。

ピストンの運動を考慮すれば，左右のシリンダ内体積は次式となる。

$$V_1 = \left(\frac{L-b}{2} + y_p\right) A_a \tag{B.1}$$

$$V_2 = \left(\frac{L-b}{2} - y_p\right) A_a \tag{B.2}$$

ここで，$\frac{L-b}{2}$ はシリンダの片側の長さである。配管が無視できるとすると，(2.32) 式より，ピストンを加圧する油の流量 q_m は，

$$q_m = A_a \frac{dy_p}{dt} + \frac{V_1 V_2}{\beta(V_1 + V_2)} \frac{dp_m}{dt} \tag{B.3}$$

と表せる。本供試振動試験機に対し，(B.3) 式を用いてピストン位置による油の圧縮性に起因した固有振動数を導出すると，図 B.1 となる。図より，ピストン位置により固有振動数が変化することが分かる。本研究での実験検証では，ピストン変位は ±10mm 以内であり，図 B.1 から固有振動数の変動を考慮する必要がないことが分かる。しかし，大型の油圧シリンダ (シリンダ内の体積が大きい) を用いる場合や，負荷側質量 (テーブル，供試体) が大きい場合，油圧加振機の固有振動数が低下する。さらに，図 B.1 に示したとおり，この固有振動数はピストン変位により非線形に変化する。そのため，加振周波数帯域内，もしくはその付近まで固有振動数が低下した場合は制御的にその影響を補償する必要がある。

この補償方法としては，位相補償フィルタを付加した加速度フィードバック補償があ

り，この補償方式を用いることで固有振動数の極を変えることが可能であることが知られている [11]。

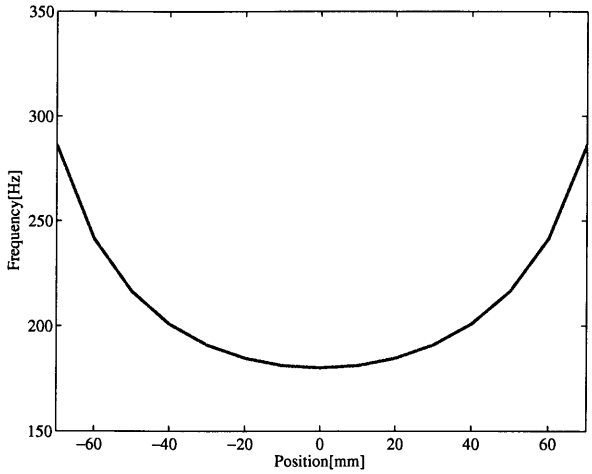

図 B.1: ピストン位置による固有振動数の変化

位相補償フィルタを付加したテーブル加速度フィードバック補償について，継手を簡略化した近似モデルを用いて説明する。図 B.2 は，サーボ弁出力流量 Q_m からテーブル変位 Y_t(ピストン変位 Y_p と等価) までのブロック線図である。図 B.2 より，サーボ弁出力流量 Q_m からテーブル速度 Y_{tv} までの伝達関数 $G_{vq}(s)$ は，(B.4) 式となる。

$$G_{vq}(s) = \frac{\frac{A_a}{K_a(M_a+M_t)}}{s^2 + \frac{K_aC_{af}+C_{al}(M_a+M_t)}{K_a(M_a+M_t)}s + \frac{C_{al}C_{af}+A_a^2}{K_a(M_a+M_t)}} = \frac{K\omega^2}{s^2+2\zeta\omega s+\omega^2} \tag{B.4}$$

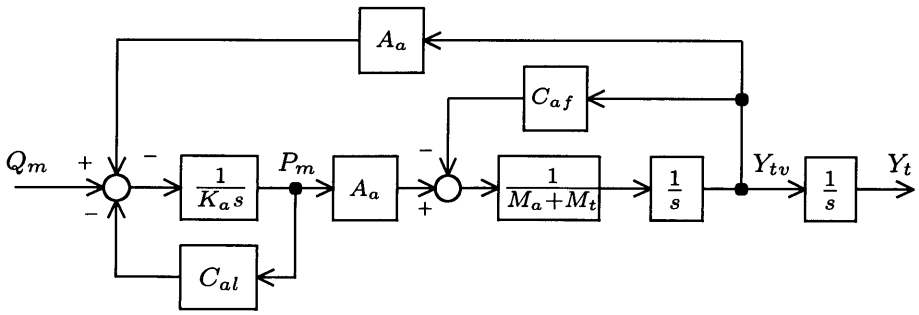

図 B.2: 継手を無視したサーボ弁出力流量からテーブル変位までのブロック線図

(B.4) 式より，サーボ弁出力流量 Q_m からテーブル速度 Y_{tv} までの伝達関数が 2 次遅れ要素であり，油の圧縮性に起因した振動特性は，この伝達関数における固有振動数と減衰係数により定まる。提案されている制御手法は，テーブル加速度をフィードバックし，新たな極配置をすることで振動に減衰を付与する手法である。そのブロック線図を図 B.3

に，その時のサーボ弁出力流量 Q_m からテーブル速度 Y_{tv} までの伝達関数 $G'_{vq}(s)$ を次式に示す。

$$G'_{vq}(s) = \frac{\frac{A_a}{K_a(M_a+M_t)}}{s^2 + \frac{K_aC_{af}+C_{al}(M_a+M_t)+A_aK_{pa}}{K_a(M_a+M_t)}s + \frac{C_{al}C_{af}+A_a^2}{K_a(M_a+M_t)}} \tag{B.5}$$

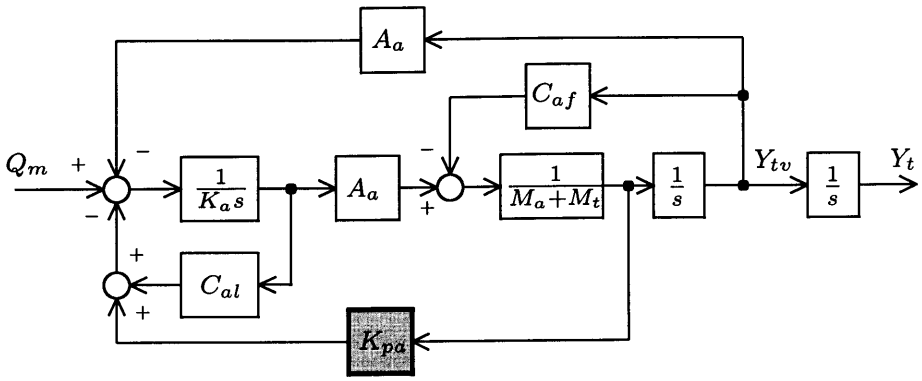

図 B.3: 油の圧縮性補償器を付加したサーボ弁出力流量からテーブル変位までのブロック線図

(B.5) 式から，分母第 2 項にフィードバックゲイン K_{pa} が存在し，これにより任意の極配置 (振動に対するダンピングの付与) が可能となる。実際には，サーボ弁の位相遅れが存在するため，サーボ弁の逆特性を基にした (B.6) 式の位相補償フィルタを付加する。この時の振動試験機制御系のブロック線図は図 B.4 となる。なお，ここではテーブル加速度をフィードバック信号として用いているが，差圧を用いても同等の効果を得ることができる。実際には，差圧を用いて行われることが多い。

$$C_{pa}(s) = \left(\frac{\omega_{sv}^2}{s^2 + 2\zeta\omega_{sv} + \omega_{sv}^2}\right)^{-1}\left(\frac{\omega_a}{s+\omega_a}\right)^2 \tag{B.6}$$

以上の提案されている手法を適用した結果を図 B.5，B.6 に示す。なお，ここではより現実の振動試験機を想定し，固有振動数が 40 Hz となるようにテーブル，ピストンの質量，及び加振機のパラメータを調整している。図 B.5 は，閉ループ制御系の極零配置，図 B.6 は目標変位からテーブル変位までの閉ループ特性を示している。両図より，提案手法を適用することで，40 Hz 付近の油の圧縮性に起因した振動モードに減衰を付与できていることが分かる。

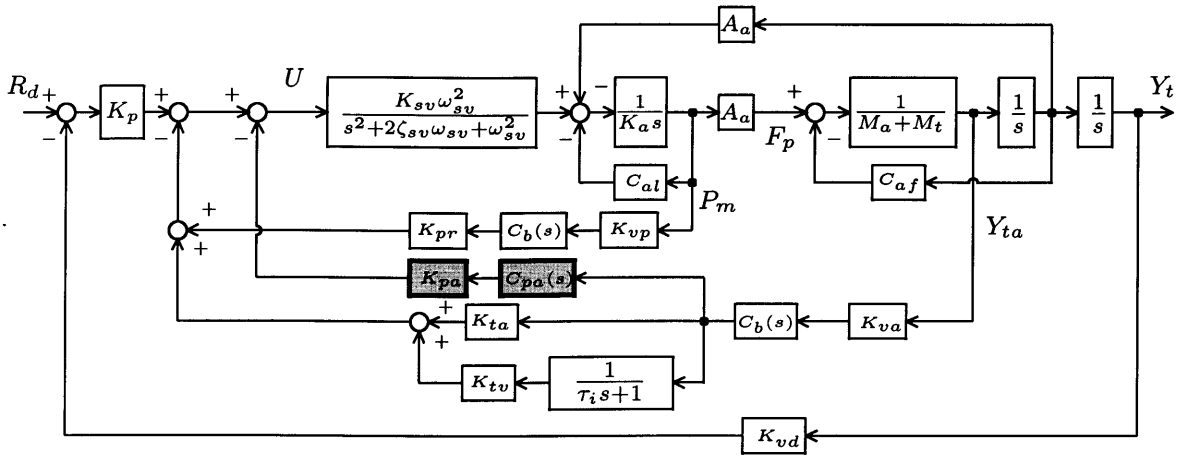

図 B.4: 油の圧縮性補償器を付加した振動試験機制御系のブロック線図

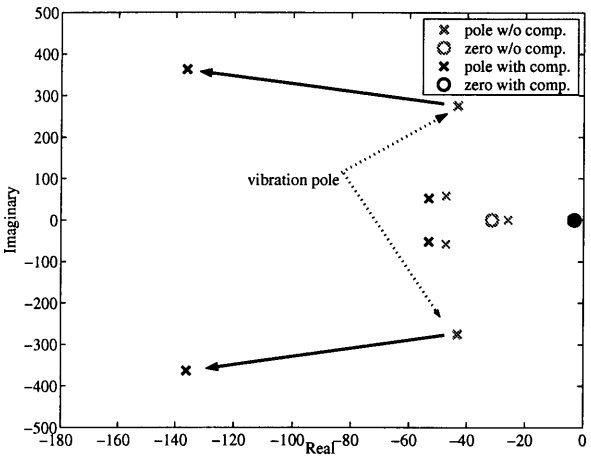

図 B.5: 油の圧縮性補償器を付加した制御系の極零配置

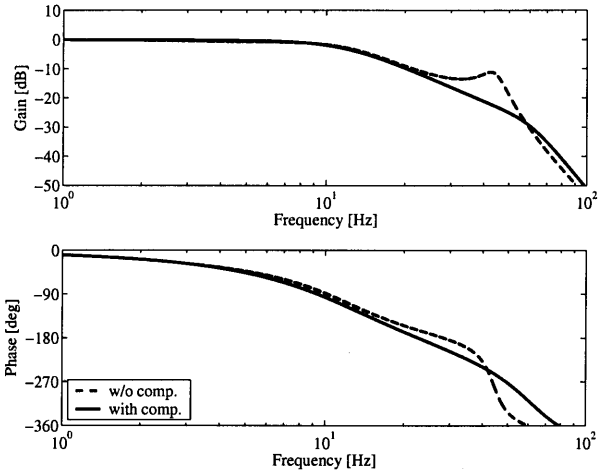

図 B.6: 油の圧縮性補償器を付加した閉ループ特性

付録 C

既約分解表現に基づくフィードフォワード補償器設計

振動試験機では，入力加速度を単に積分するのみでなく，積分補償器 (図 2.42) に零点を持たせ，その零点によりフィードバック制御系の応答の遅い極を相殺することで，目標加速度 R_a からテーブル加速度 Y_{ta} までの目標値追従特性を改善している。本供試振動試験機のように比較的高周波数領域に種々の振動モードが存在する場合，図 2.42 の単純な積分補償器で加振周波数帯域内の目標値追従特性を改善することが可能である。しかし，加振周波数帯域内に複雑な振動モードが含まれる場合，積分補償器のみでは全ての極を打ち消すことができず，所望の目標値追従特性が得られない場合がある。ここでは，それら振動モードの抑制を考慮したフィードフォワード補償器設計として，制御対象の既約分解表現に基づく 2 自由度制御系を構築する。具体的には，実用性の面から積分補償器の積分機能のみを用いた構成とし，積分された目標変位指令からピストン変位が完全に一致するようにフィードフォワード補償器を設計する。

図 C.1 に，既約分解表現に基づく 2 自由度制御系を構成した振動試験機加速度制御系を示す。図中，$N(s)/F(s)$，$D(s)/F(s)$ はフィードフォワード補償器，$C_i(s)$ は (2.59) 式の積分補償器である。フィードフォワード補償器を設計するための制御対象は，状態量フィードバックループを含めた操作量 U からテーブル変位 Y_t までの特性とする。なお，補償器の低次元化を目的に，ここでは継手の特性と各センサに対するバンドパスフィルタを無視して考える。図 C.1 の U から Y_t までの伝達関数 $G_p(s)$ は，次式となる。

$$G_p(s) = \frac{N(s)}{D(s)} = \frac{A_a K_{sv} \omega_{sv}^2 (\tau_i s + 1)}{s\left(D_5 s^5 + D_4 s^4 + D_3 s^3 + D_2 s^2 + D_1 s + D_0\right)} \tag{C.1}$$

ただし，

$$D_5 = (M_a + M_t) K_a \tau_i$$
$$D_4 = C_{af} K_a \tau_i + M\{C_{al}\tau_i + K_a(2\tau_i \zeta_{sv} \omega_{sv} + 1)\}$$

$$
\begin{aligned}
D_3 &= A_a^2\tau_i + C_{af}C_{al}\tau_i + \{C_{af}K_a + (M_a+M_t)C_{al}\}(2\tau_i\zeta_{sv}\omega_{sv}+1) \\
&\quad +(M_a+M_t)K_a(2\zeta_{sv}\omega_{sv}+\tau_i\omega_{sv}^2) \\
D_2 &= A_aK_{sv}\omega_{sv}^2K_{va}K_{ta}\tau_i + (A_a^2+C_{af}C_{al})(2\tau_i\zeta_{sv}\omega_{sv}+1) + (M_a+M_t)K_a\omega_{sv}^2 \\
&\quad +\{C_{af}K_a + (M_a+M_t)C_{al}\}(2\zeta_{sv}\omega_{sv}+\tau_i\omega_{sv}^2) + (M_a+M_t)K_{sv}\omega_{sv}^2K_{vp}K_{pr}\tau_i \\
D_1 &= A_aK_{sv}\omega_{sv}^2K_{va}(K_{ta}+K_{tv}) + (A_a^2+C_{af}C_{al})(2\zeta_{sv}\omega_{sv}+\tau_i\omega_{sv}^2) \\
&\quad +\{C_{af}K_a + (M_a+M_t)C_{al}\}\omega_{sv}^2 + \{C_{af}\tau_i + (M_a+M_t)\}K_{sv}\omega_{sv}^2K_{vp}K_{pr} \\
D_0 &= (A_a^2+C_{af}C_{al})\omega_{sv}^2 + C_{af}K_{sv}\omega_{sv}^2K_{vp}K_{pr}
\end{aligned}
$$

(C.1) 式より，$G_p(s)$ の次数は 6 次であるため，$1/F(s)$ は 6 次のローパスフィルタとすれば良い。なお，ローパスフィルタのカットオフ周波数は，設計パラメータとして追従特性を規定するため，必要な加振帯域と高次の振動モードの影響を考慮しつつ注意して決定する必要がある。

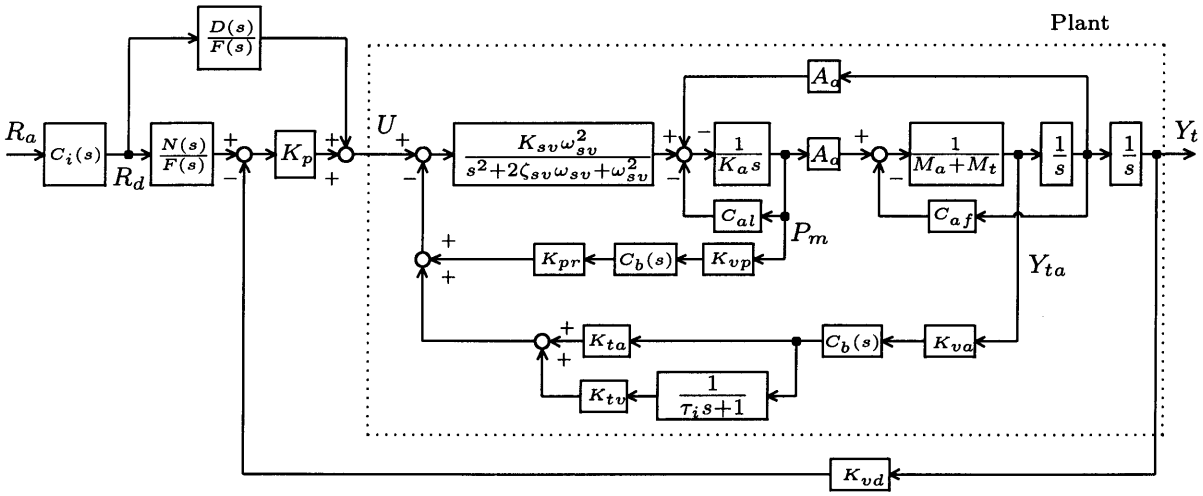

図 C.1: 2 自由度制御系を構成した振動試験機制御系

以上のフィードフォワード補償器を本供試振動試験機に適用した結果を以下に示す。図 C.1 の積分補償器は，単に積分動作として作用させるため，$C_i(s)$ のフィードフォワードゲイン (A_I，V_I) を 0 とした。また，ローパスフィルタは次式で与えた。

$$
\frac{1}{F(s)} = \left(\frac{\omega_f}{s+\omega_f}\right)^6 \tag{C.2}
$$

ここで，ω_f は $1/F(s)$ の次数と加振周波数帯域 (40 Hz) を考慮して，$\omega_f = 2\pi \times 200$ とした。この補償器を適用した時の，目標加速度 R_a からテーブル加速度 Y_{ta} までの周波数特性を図 C.2 に示す。図より，40 Hz までの目標値追従特性が確保できていることが分かる。

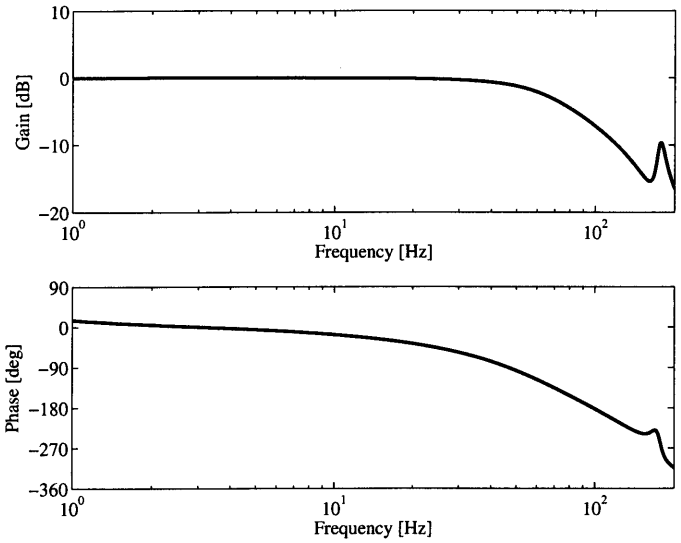

図 C.2: フィードフォワード補償器を付加した R_a から Y_{ta} までの周波数特性