供試体反力を考慮した振動台制御* (振動台加速度制御を目的とした2自由度制御設計)

弘中浩二^{*1}, 鈴木北海^{*2},
鳴滝衛^{*3}, 田川泰敬^{*4}

Shaking-Table Control Taking Account of Reaction Force (Two-Degree-of-Freedom Controller Design of Shaking-Table Acceleration Control)

Koji HIRONAKA^{*1}, Kitami SUZUKI
Mamoru NARUTAKI and Yasutaka TAGAWA

^{*1} Tsuchiura Research Laboratory, Research & Development Group,
Hitachi Plant Technologies, Ltd., 603, Kandatsu-machi, Tsuchiura-shi, Ibaraki-ken 300-0013 Japan.

When carrying out seismic performance examination on a structure by using a shaking table, it is important to reproduce the acceleration faithfully. In the conventional method, we transformed the acceleration wave into a displacement wave and used a hydraulic actuator for displacement control. However, this method had several disadvantages related to disturbance rejection, tracking performance, and stability. In this study, we have developed a full-closed compensation, in which the shaking-table acceleration is assumed the feedback signal for the acceleration wave of the reference signal. Also we adopt the dual model matching (DMM) control technique in order to design a controller. To confirm the disturbance rejection performance and to investigate the effect of enhancing the reproducibility of the shaking-target waveform by DMM control, we perform an experiment using a one-degree-of-freedom specimen placed on a shaking table driven by a hydraulic actuator.

Key Words : Vibration Control, Shaking Table, Control Method, Hydraulic Actuator

1. 緒 言

近年、耐震設計の重要性が再認識されており、原子力発電設備、高層ビルや高架橋などの大型構造物が破壊しない強度を持ち安全性を保持できるかを再確認することが強く求められている。そのため、実施される構造物の耐震試験においては、構造物の破壊状態の把握が重要であり破壊過程においても構造物に加わる地震荷重をより高精度に模擬することの出来る耐震試験装置が必要とされている。振動台を用いた耐震試験装置では、振動台上面に加振試験対象となる構造物（供試体）を設置し、サーボ弁から油圧加振機に供給される油による荷重で振動台が加振（駆動）される。ところが、地震被害から得られた知見から地震動の再現においては、加速度波を忠実に再現できる振動台の制御が重要な課題となっている。

これら課題に対して、既存の装置では、地震動で再現すべき加速度波を積分器で変位波に変換し、油圧加振機のピストン変位との偏差に応じて油圧加振機を制御している⁽¹⁾⁽²⁾。また、兵庫県三木市にある世界最大規模の実大三次元震動破壊実験装置においては、加速度波の目標波を積分し速度、変位に対し振動台の加速度・速度・変位フィードバック信号との各偏差の和に応じた TVC (Three variable control) 制御手法が使われている⁽³⁾。一般的には、目標値の加速度波に対し制御したい量（加速度）をフィードバックするのがサーボ制御系の考え方である

* 原稿受付 2010 年 8 月 3 日

^{*1} 正員, (株)日立プラントテクノロジー 研究開発本部 土浦研究所 (〒300-0013 茨城県土浦市神立町 603)

^{*2} (株)日立プラントテクノロジー 研究開発本部 土浦研究所

^{*3} 東京農工大学 工学部 機械工学科 (〒184-8588 東京都小金井市中町 2-24-16)

^{*4} 正員, 東京農工大学大学院

E-mail: koji.hironaka.mx@hitachi-pt.com

が、油圧加振機では、ピストン変位フィードバックが得られないとピストンの位置がドリフトしてしまい決定的な欠陥となるため、前記のように加速度波を変位波に変換し、油圧加振機を変位制御でコントロールする手法が提案されてきた。しかし、これらの制御手法は、おもに前向きに制御量の影響を未然に防ぐ制御手法であり、再現性(目標追従特性、外乱抑圧特性)の改善や系の安定性を向上することが難しい。また、新たな制御手法として実時間反力補償方法⁽⁴⁾や適応フィルタ法⁽⁵⁾が提案されている。しかし、これらの制御器は、外乱抑圧特性のみを図るものであり目標追従特性を含め個別に設計できるものではない。更に、油圧加振機に用いられるセンサの応答信号には、機械系のガタ、油の脈動により雑音が含まれる。高圧な油を扱う油圧加振機が不安定となり無制御状態となるとその被害も大きいことから、ロバスト安定性も考慮する必要がある。

本研究では制御系における重要な特性である外乱抑圧特性と目標追従特性、さらにロバスト安定性の3つの特性全てを考慮しながら設計可能なDMM (Dual Model Matching)制御手法⁽⁶⁾を用いて1自由度供試体からの反力の影響を抑圧しすぐれた目標加速度追従性能を有する制御系を設計しその有効性を実験機により確認する。

2. 加振制御システム構成とそのモデリング

2・1 加振制御システム構成

油圧加振機を制御するサーボ制御装置は、油圧加振機からの応答信号を取得し目標加振波形に対する補償を行い指令波形としてサーボアンプに出力する。サーボ制御装置へのフィードバックは、ピストン変位である。

目標加振波形が加速度の場合、加振制御装置から出力される目標加振波形は、サーボ制御装置内の加速度－変位変換器において積分し変位波に変換される。図1に従来用いられてきた加速度－変位変換器のブロック図を示す。式(1)－式(3)に r' と r_a' 間の伝達特性、 r_a' と r_v' 間の伝達特性、 r_v' と r_y' 間の伝達特性を示す。また、式(4)に r_g' 、 r_a' 、 r_v' 、 r_y' の関係式を示す。式(5)に r' と r_g' 間の伝達特性を示す。この補償器は、フィードフォワード補償パラメータとして A_i 、 V_i を持ち、オンサイトでの調整パラメータとして使用することができる。 s は、ラプラス演算子を示す。式(5)の K_1 は、加振能力の最大加速度から最大速度への変換係数とし、 K_2 は、加振能力の最大速度から最大変位への変換係数とする。

$$\frac{r_a'(s)}{r'(s)} = \frac{s^2}{s^2 + 2\zeta_i K_1 \omega_i s + K_1 K_2 \omega_i^2} \quad (1)$$

$$\frac{r_v'(s)}{r_a'(s)} = \frac{K_1}{s} \quad (2)$$

$$\frac{r_y'(s)}{r_v'(s)} = \frac{K_2}{s} \quad (3)$$

$$r_g' = r_a' A_i + r_v' V_i + r_y' \quad (4)$$

$$\frac{r_g'}{r'} = \frac{A_i s^2 + K_1 V_i s + K_1 K_2}{s^2 + K_1 C_i s + K_1 K_2 B_i} = \frac{K_1 K_2}{s^2 + K_1 C_i s + K_1 K_2 B_i} + \frac{K_1 V_i s}{s^2 + K_1 C_i s + K_1 K_2 B_i} + \frac{A_i s^2}{s^2 + K_1 C_i s + K_1 K_2 B_i} \quad (5)$$

C_i 、 B_i は、角周波数 ω_i 、減衰比 ζ_i とするフィルタ特性より算出する。 C_i 、 B_i 、 K_1 、 K_2 の関係式を次式に示す。

$$2\zeta_i \omega_i = K_1 C_i \quad (6)$$

$$\omega_i^2 = K_1 K_2 B_i \quad (7)$$

本研究では、従来用いられてきた変位制御の油圧加振機システムに対し、目標の加速度波形に対し応答加速度をフィードバック信号とするフルクロズド方式による2自由度制御器を開発した。図2の制御ブロックに示すように、加速度制御に必要な入力と出力は加速度波形となる。そのため、制御対象となる変位制御の油圧加振機システムの目標変位波形から振動台加速度波形までのモデルを構築する必要があり、次節よりモデルと実験装置からの同定結果を示す。

Fig.1 Block diagram of integral compensation

Fig.2 Block diagram of DMM control system for shaking table

2・2 実験装置とモデリング

図3に今回の検証で使用した実験装置を示す。リニアガイド上に取付けられた振動台上に板バネと錘からなる1自由度供試体を設置している。表1に供試体寸法を示す。また、最大加振力20kNのピストンと振動台は、ロードセルを挟んで接続している。

2・2・1 サーボバルブシステム

サーボバルブシステムは、サーボアンプとサーボ弁を合わせ2次遅れ系と比例要素でモデル化した。サーボ制御装置出力電圧から油圧加振機に加える出力流量までの伝達特性は次式で与えられる。

$$Q_s = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} K_{sv} u_i \quad (8)$$

ここで、 Q_s は、サーボ弁出力流量、 u_i は操作電圧、 K_{sv} は比例要素である。 ω_n はサーボ弁の特性を示す固有角周波数、 ζ はサーボ弁減衰係数である。 s はラプラス演算子を表す。

2・2・2 油圧加振機

油圧加振機は、ピストンがシリンダ内に流入・流出する油の流量により生じる差圧によって動かされ、その逆方向に油の粘性抵抗を受ける⁽¹⁾。このときの油の流量と加振機との関係式を示す。

$$K_a P_{ad} s = Q_s - A_a X_p s - C_{al} P_{ad} \quad (9)$$

ここで、 K_a は油の剛性に関する係数であり P_{ad} はシリンダ内の差圧、 A_a はシリンダ間の受圧面積、 X_p はピストン変位、 C_{al} は油の漏れ量係数である。可動部にはシリンダ間差圧、そして粘性抵抗、供試体反力が加わる。さらにピストンと振動台を連結する継手を剛体と見なすと、その運動方程式は次式となる。

$$M_a X_p s^2 = P_{ad} A_a - C_{af} X_p s - D \quad (10)$$

ここで、 M_a は可動部の質量、 D は供試体からの反力、 C_{af} は粘性抵抗係数である。

Table1 Parameters of Specimen			
Specimen	Size		
	H(mm)	D(mm)	W(mm)
Mass	257	500	50
Plate	871	600	9
Natural Frequency	3.2Hz (Mass:0.5t)

Fig.3 Experimental setup

2・2・3 テーブル, 供試体

供試体を 1 自由度モデルとし供試体質量を M_b とする. また, テーブル加速度はここではピストン加速度と等しく, 供試体の減衰比を ζ_k , 固有周波数 F_b の 1 自由度振動系の粘性抵抗係数 C , 剛性 K を次式より算出する.

$$K = (2\pi F_b)^2 M_b \quad (11)$$

$$C = 2\zeta_k (2\pi F_b) M_b \quad (12)$$

これらを用い供試体からの反力は次式となる.

$$D = \frac{Cs + K}{M_b s^2 + Cs + K} M_b X_p s^2 \quad (13)$$

2・2・4 実験装置の同定

図 4 に既存の変位制御時における実験装置の目標加振波形 [変位波形] から油圧加振機の応答変位までの周波数特性測定結果を実線で示す. 入力波形は変位振幅 0.5mm 一定とし加振周波数 ~50Hz までのサインスイープとした. ここでは, 安定性を十分に有するゲイン設計となっており 10Hz で -3dB を示す特性となっている. なお, 供試体の固有周波数 3.2Hz に供試体反力の影響が共振・反共振として現れ特性が劣化していることがわかる. すなわち外乱抑圧特性が十分に得られていない状況となっている.

一方, 目標加振波形 [変位波形] から油圧加振機の応答加速度までの周波数特性結果を図 5 に示す. サーボ制御装置は, 図 4 と同様に変位制御とする. そして, 入力波形は, 加速度振幅 20cm/s^2 一定, 加振周波数 1Hz ~20Hz までのサインスイープとした. 図 5 に示すようにゲインは, 1Hz から 7Hz 近傍まで 40dB/dec の特性となっていることがわかる. つまり変位-加速度の 2 回微分の特性がはっきりと現れている. しかし, 7Hz から 20Hz までは, ゲインがフラットになる特性を示している. この特性は, 油圧加振機の応答変位が小さく, 変位センサの最小分解能以下となっているためである. また, 供試体の固有周波数 3.2Hz に供試体反力の影響が共振・反共振として現れている. これらの実験装置の特性を同定し, DMM 制御手法による制御器の設計に活用する. 既存の変位制御時におけるサーボ制御装置の目標加振波形 u からテーブル加速度 y までの伝達特性 P_{uy} を次式に示す.

$$P_{uy} = \frac{N_{uy}}{D_p} \quad (14)$$

N_{uy} , D_p は, 式(8)~式(13)よりそれぞれ次のように表される.

$$N_{uy} = \frac{A_a K_p K_s K_{sv} K_{ae} \omega_n^2}{K_a M_a} s^2 \quad (15)$$

$$D_p = s^5 + \frac{K_a C_{af} + M_a C_{al} + 2K_a M_a \zeta \omega_n}{K_a M_a} s^4 + \frac{C_{al} C_{af} + A_a^2 + 2K_a C_{af} \zeta \omega_n + 2M_a C_{al} \zeta \omega_n + K_a M_a \omega_n^2}{K_a M_a} s^3 \\ + \frac{2C_{al} C_{af} \zeta \omega_n + 2A_a^2 \zeta \omega_n + K_a C_{af} \omega_n^2 + M_a C_{al} \omega_n^2}{K_a M_a} s^2 + \frac{C_{al} C_{af} \omega_n^2 + A_a^2 \omega_n^2}{K_a M_a} s + \frac{A_a K_p K_s K_{sv} K_{de} \omega_n^2}{K_a M_a} \quad (16)$$

Fig. 4 Frequency response results (displacement)

Fig. 5 Frequency response results (Acceleration)

Table2 Parameters of plant model

Name		Value
Poles of P_{uy}	a_0	-477.25
	a_1	-51.745
	a_2	-43.399
Numerator of P_{uy}	b_0	3354.9

ここで, K_p は比例ゲイン, K_{de} は電圧 - 変位変換係数, K_{ae} は電圧 - 加速度変換係数である. また, 式(14)~式(16)は, 分母が5次で5つのパラメータ [a'_4 , a'_3 , a'_2 , a'_1 , a'_0], 分子が2次でパラメータ [b'_2] を用いると, 次式で表される.

$$P_{uy} = \frac{b'_2 s^2}{s^5 + a'_4 s^4 + a'_3 s^3 + a'_2 s^2 + a'_1 s + a'_0} \quad (17)$$

さら, 式(17)から巨大な極を定数に近似し, 次式に示すように3次モデルの伝達特性とした. 式(18)より DMM 制御器を設計するためプラントモデル次数 n は3となる. 表2に測定結果から同定した伝達特性 P_{uy} のパラメータを示す.

$$P_{uy} = \frac{b_2 s^2}{s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0} \quad (18)$$

図4, 図5に式(13)に示す供試体からの反力を含めたシミュレーション結果を示す. 実際の特性とプラントモデルの特性がよく一致していることがわかる.

3. DMM (Dual Model Matching)による加速度制御

3・1 制御目標

油圧加振機を変位制御する既存のセミクローズド制御系をプラントモデルとし, これに目標値の加速度波形に対しテーブル加速度をフィードバックするフルクローズド制御を行う. フルクローズド加速度制御系の設計には DMM 制御手法を採用する⁽⁶⁾. DMM は, 所望の閉ループ特性を設定することでこれを実現する2自由度制御器を導き出す制御手法である. DMM 制御による加速度制御補償効果としては, 地震波形再現に必要な1Hzから20Hzまでを確保することを目標に追従特性の向上を図る [既存の変位制御では約10Hz: 図5]. また, 特定周波数における供試体からの反力を抑圧するための外乱抑圧特性の向上を図る. 更に, 観測雑音から操作量に対しローパス特性を持たせ, 高周波数帯域での雑音の影響を抑圧しロバスト安定性を確保する. 以上の方針に従い制御器の設計を行った.

3・2 制御設計

図6にDMM制御による制御系のブロック図を示す. この制御系において, 目標値 r と制御量 y 間の閉ループ伝達関数を W_{ry} , 観測雑音 v が制御量 y に与える影響を表す閉ループ伝達関数を W_{vy} で表す. W_{ry} は目標値追従特性を表わし, W_{vy} は相補感度関数 T と $W_{vy} = -T$ の関係があり, ロバスト安定性の指標となる重要な閉ループ伝達関数である. 図より W_{ry} , W_{vy} は, 制御対象 P_{uy} および制御器 C_{ru} , C_{yu} を用い, 次式で与えられる. なお, DMM では伝達関数として, 分母多項式が常に対象とする系 (制御対象, 制御器, および閉ループ系) の特性多項式となる特性伝達関数⁽⁶⁾を用いる.

$$W_{ry} = P_{uy} C_{ru} (1 - P_{uy} C_{yu})^{-1} \quad (19)$$

$$W_{vy} = P_{uy} C_{yu} (1 - P_{uy} C_{yu})^{-1} \quad (20)$$

式(19)および式(20)を変形することにより, 制御器の特性伝達関数 C_{ru} , C_{yu} は次式で与えられる.

$$C_{ru} = W_{ry} P_{uy}^{-1} (1 + W_{vy})^{-1} \quad (21)$$

$$C_{yu} = W_{vy} P_{uy}^{-1} (1 + W_{vy})^{-1} \quad (22)$$

Fig.6 Block diagram with DMM

式(21)および式(22)から、制御系において重要な指標となる W_{ry} , W_{vy} (dual model) を直接指定しこれを実現する制御器を導くことができる。これが、DMM の基本的なコンセプトである。しかし、式(21), 式(22)に適切な W_{ry} および W_{vy} を指定しただけではプロパな制御器が得られず、いくつかの条件を満たしている必要がある。文献(6)において、 n 次の状態方程式で与えられる制御対象 (1 入力 1 出力) と m 次の状態方程式で表わされる制御器により制御系を構成することと、この制御系の特性伝達関数行列が下記の 3 条件を満たすことが等価であることが示されている。

- (1) 閉ループ系の特性伝達関数 W_{ry} および W_{vy} の相対次数は制御対象の特性伝達関数 P_{wy} の相対次数以上である。
- (2) W_{ry} および W_{vy} の分子多項式は、 P_{wy} の分子多項式を因子としてもつ。
- (3) $\hat{d}$ から y までの閉ループ系の特性伝達関数 $1+W_{vy}$ の分子多項式は、 P_{wy} の分母多項式を因子としてもつ。この性質を利用した代表的な DMM 制御器の設計手順を以下に示す。

Step 1:

制御対象の特性伝達関数 $P_{wy} = N_{wy}/D_p$ を求める[本研究の場合、式(18)]。 D_p は制御対象の特性多項式を表わし、その次数を n とする。

Step 2:

設計仕様を考慮し制御器の次数 m を決定する。これにより閉ループ系の次数は $m+n$ 次となる。

Step 3:

閉ループ系の目標値追従特性およびノイズ伝達特性を表わす特性伝達関数 W_{ry} および W_{vy} を条件(2)を満たすように次のようにおく。

$$W_{ry} = \frac{N_{wy} L_s}{D_s}, \quad W_{vy} = \frac{N_{wy} B_s}{D_s} \quad (23)$$

ここで、 D_s は閉ループ系の $m+n$ 次の特性多項式であり、 N_{wy} は Step 1 で求めた制御対象の分子多項式を示す。 L_s および B_s は条件(1)を満たす一定の次数以下の多項式であり、 L_s は仕様の目標値追従特性となるよう任意に指定可能であり、 B_s はロバスト安定性および外乱抑制特性を考慮し、かつ条件(3)を満たすように Step 4 において決定する。

Step 4:

外乱 $\hat{d}$ から y までの閉ループ系の特性伝達関数 $1+W_{vy}$ は次のように表わされる。

$$1 + W_{vy} = \frac{D_s + N_{wy} B_s}{D_s} = \frac{N_{dy}}{D_s} \quad (24)$$

$1+W_{vy}$ が所要の外乱抑制特性をもち、かつ条件 (3) を満たすよう B_s を決定する。 D_s は閉ループ系の極配置を設定することにより定める。

Step 5:

Step 1～5 によって決定された W_{ry} および W_{vy} を式(21), 式(22)に代入し制御器 C_{ru} , C_{yu} を求める。得られた制御器により実現される制御系は、設定した閉ループ特性 W_{ry} および W_{vy} を有する。以下、上記 Step1～5 の設計手順に従い、加速度制御系を設計する。

Step 1:

制御対象の特性伝達関数は式(18)から次式で与えられ、その次数は $n = 3$ である。

Step 2:

制御器の次数 m を決定する．制御対象の次数は $n=3$ ，観測量を加速度とすると任意の極配置が可能な制御器の最小次数は 2 である．次に，高周波におけるロバスト安定性確保のため，制御器 C_{yu} に 3 次のローパスフィルタ効果を持たせるため +3 次，さらに，低周波数領域での外乱抑制特性を調整するため +1 次，特定の周波数帯域の外乱を抑制するため +2 次とし，制御器の次数は $m=8$ とする（詳細は後述）．したがって，閉ループ系の次数は $m+n=11$ となり，特性多項式 D_s は次式のような 11 次の多項式で与えられる．

$$D_s = (s - P_1)(s - P_2) \cdots (s - P_{11}) = s^{11} + \alpha_{10}s^{10} + \cdots + \alpha_1s + \alpha_0 \quad (25)$$

ここで， $P_1 \sim P_{11}$ は閉ループ系の極を表わし，任意に指定可能である．

Step 3:

本制御対象では，式(23)の W_{ry} における N_{uy} は式(18)から $N_{uy} = b_2s^2$ ， D_s は式(25)で与えられる．また， L_s は 8 次以下の任意の多項式を指定できるため，目標値追従特性を考慮し下記のような 7 次の多項式を設定する．

$$L_s = K_r(s - P_5)(s - P_6) \cdots (s - P_{11}) \quad (26)$$

したがて，閉ループ系の $r-y$ 間の特性伝達関数 W_{ry} は次式で与えられる．

$$W_{ry} = \frac{N_{uy}L_s}{D_s} = \frac{K_rb_2s^2(s - P_5)(s - P_6) \cdots (s - P_{11})}{(s - P_1)(s - P_2) \cdots (s - P_{11})} \quad (27)$$

これによって，見かけ上の目標値追従特性 G_{ry} は，式(27)において，分母分子間で $(s - P_5)(s - P_6) \cdots (s - P_{11})$ をキャンセルし次式となる．

$$G_{ry} = \frac{K_rb_2s^2}{(s - P_1)(s - P_2)(s - P_3)(s - P_4)} \quad (28)$$

これは，バンドパス特性を示す伝達関数であり，本制御系では， P_1, P_2 をハイパス特性のカットオフ周波数， P_3, P_4 をローパス特性のカットオフ周波数に割振る．また， K_r は，平坦部のゲインを 0dB とするための係数を示す．図 8(a) にその周波数応答を示す． $P_1 \sim P_2$ ， K_r を調整することにより，目標値追従特性のバンド幅を容易に調整可能である（本制御系では 1Hz～20Hz までの目標値追従特性を確保するよう P_1, P_2, P_3, P_4 を指定した）．

次にロバスト安定性の指標となる式(23)の W_{vy} について述べる． N_{uy} ， D_s については，前述の W_{ry} と同様であるため， B_s について考える．まず， B_s の次数を，次式の W_{vu} と W_{vy} との関係式より求める．

$$W_{vu} = P_{uy}^{-1}W_{vy} \quad (29)$$

ここで， W_{vu} は $v-u$ 間の閉ループ特性伝達関数を示す．本制御系では，加速度信号が高周波領域の高次振動モードに敏感であることを考慮し， W_{vu} の相対次数を 3 次とし，高周波領域において，3 次のローパスフィルタ特性を持たせる．よって，式(29)および式(18)から W_{vy} の相対次数は 4 次となるため，式(23)より， B_s は次式のような 5 次の多項式で表わされる．

$$B_s = \beta_5s^5 + \beta_4s^4 + \beta_3s^3 + \beta_2s^2 + \beta_1s + \beta_0 \quad (30)$$

W_{vy} は式(18)，式(23)，式(25)，および式(30)より次式で与えられる．

$$W_{vy} = \frac{N_{uy}B_s}{D_s} = \frac{b_2s^2(\beta_5s^5 + \beta_4s^4 + \cdots + \beta_1s + \beta_0)}{(s - P_1)(s - P_2) \cdots (s - P_{11})} \quad (31)$$

本制御系では，3 次のローパスフィルタ特性のカットオフ周波数を $P_6 \sim P_8$ に割振る．図 8(b) に W_{vy} の周波数特性を示す．高周波で -80dB/dec の傾きをもつことにより，高周波領域でのロバスト安定性を確保している． $\beta_0, \beta_1, \dots, \beta_5$ については，Step 4 において決定される．

Step 4:

外乱 $\hat{d}$ から y までの閉ループ系の特性伝達関数

$$W_{dy} = \frac{N_{dy}}{D_s} = 1 + W_{vy} \quad (32)$$

を決定する. Step 2 において, 外乱抑制のために制御器の次数を 3 次増加しているため, W_{dy} の零点を 3 個任意に指定可能であり, それらを Z_1, Z_2, Z_3 とする. 式(33)より, N_{dy} は $m+n=11$ 次であり, また条件(3)を満たしているため, N_{dy} を次式で与えることができる.

$$N_{dy} = (s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0)(s^5 + \gamma_4 s^4 + \cdots + \gamma_0)(s - Z_1)(s - Z_2)(s - Z_3) \quad (33)$$

式(33)において, 右辺 1 番目の括弧内は制御対象の分母多項式 (特性多項式) を示す. したがって, W_{dy} は次式で与えられる.

$$W_{dy} = \frac{(s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0)(s^5 + \gamma_4 s^4 + \cdots + \gamma_0)(s - Z_1)(s - Z_2)(s - Z_3)}{(s - P_1) \cdots (s - P_8)(s - P_9)(s - P_{10})(s - P_{11})} \quad (34)$$

ここで, Z_1, P_9 を調整することにより, 低周波数での外乱抑制性能を改善する. たとえば, $Z_1=0$ とおけば, W_{dy} は 0 周波数において, ゲインが 0 となり 1 型の制御系となる. また,

$$\frac{(s - Z_2)(s - Z_3)}{(s - P_{10})(s - P_{11})} = \frac{s^2 + 4\zeta_n \pi f_b s + (2\pi f_b)^2}{s^2 + 4\zeta_d \pi f_b s + (2\pi f_b)^2} \quad (35)$$

とし, 減衰比を ζ_d, ζ_n , カットオフ周波数を f_b を調整することにより, W_{dy} にノッチ特性を持たせる P_{10}, P_{11}, Z_2 および Z_3 を決定し, 特定の周波数の外乱に強い制御系が実現する. 一方, 式(24)から

$$N_{dy} = D_s + N_{uy} B_s \quad (36)$$

であり, 式(18), 式(25), および式(30)から,

$$\begin{aligned} N_{dy} &= D_s + N_{uy} B_s \\ &= s^{11} + \alpha_{10} s^{10} + \cdots + \alpha_4 s + \alpha_0 + b_0 s^2 (\beta_5 s^5 + \beta_4 s^4 + \cdots + \beta_1 s + \beta_0) \end{aligned} \quad (37)$$

式(33)と(37)を等値し, 係数を比較することにより $\gamma_0, \gamma_1, \cdots, \gamma_5$ および $\beta_0, \beta_1, \cdots, \beta_5$ が決定され, 式(31)の W_{vy} および式(34)の W_{dy} が定まる. 図 7(c)に W_{dy} の周波数特性を示す. 低周波領域および特定の周波数においてゲインが抑えられており, 狙い通りの外乱抑制特性が得られていることがわかる.

Step 5

Step 1 ~ 4 を通し, 条件(1)~(3)および所要の目標値追従特性, ロバスト安定性, および外乱抑制特性をもつ閉ループ特性伝達関数 W_{ry} および W_{vy} が求められたので, これらを式(21), 式(22)に代入することにより, 下記の 8 次の制御器の特性伝達関数が得られる.

$$C_{ry} = \frac{K_r (s - P_5)(s - P_6) \cdots (s - P_{11})}{(s^5 + \gamma_4 s^4 + \cdots + \gamma_0)(s - Z_1)(s - Z_2)(s - Z_3)} \quad (38)$$

$$C_{vy} = \frac{\beta_5 s^5 + \beta_4 s^4 + \cdots + \beta_1 s + \beta_0}{(s^5 + \gamma_4 s^4 + \cdots + \gamma_0)(s - Z_1)(s - Z_2)(s - Z_3)} \quad (39)$$

図 8 に DMM 制御器 C_{nu}, C_{yu} の周波数特性を示す. なお, 低周波数帯域で C_{nu}, C_{yu} ゲインが高いと観測雑音や油圧立ち上げ時の供給油圧の不安定性の影響で油圧加振制御が不安定な挙動を示したため 1Hz で 20dB 以下となるように調整した.

以上を踏まえ, 設計した DMM 制御器 C_{nu}, C_{yu} をサーボ制御装置に実装し加振実験を行った. また, 実装作業としては, 図 6 に示すように, 従来の実験装置に対し C_{nu}, C_{yu} だけを追加し加速度信号を取り込めばよく, 容易に組み込むことができる.

3・3 実験結果

図9に加速度変位変換器[図1]を用いた時とDMMを用いた時の目標加振波形[加速度波形]から油圧加振機の応答加速度までの加振実験結果を示す。

(a) Frequency response of W_{ry}

(b) Frequency response of W_{ry}

(c) Frequency response of W_{dy}

Fig.7 The close loop transfer function

(a) Frequency Response of C_{ru}

(b) Frequency Response of C_{yu}

Fig.8 Frequency response of DMM control

Fig.9 Frequency response of W_{ry}
(Compensation to disturbance and 1-20Hz)

Fig.10 Frequency Response of W_{ry} (Detail 2Hz-4Hz)

図9に示すようにDMM制御手法を用いた時は、3.2Hzにおける供試体反力の影響を減少し共振・反共振のピークがほぼなくなりフラットなゲインが得られている[拡大図11 3.2Hz]。また、目標追従特性においても20Hzまでフラットなゲインが得られていることがわかる。以上より、設計方針通り目標追従特性として試験装置の加振周波数範囲1Hz~20Hz(20Hzで-3dB)を補償するとともに供試体からの外乱抑圧効果をもつコントローラが設計でき、その効果を確認できた。

4. 結 言

振動台の加速度再現機能について、目標値の加速度波に対し加速度波をフィードバックしたフルクロード方式による2自由度制御器を開発した。目標追従特性と外乱抑圧特性を個別に設計し、設計方針通り目標追従性能効果として加振周波数範囲1Hz~20Hzを補償し、かつ供試体からの反力に対し外乱抑圧効果があることを確認した。

文 献

- (1) 弘中浩二, 三浦淳, 堀口幸一郎, 田川泰敬, 供試体反力を考慮した振動台制御(供試体反力を着目した油圧加振機の2自由度制御設計), 日本機械学会論文集C編, Vol.75, No.759 (2009-11), pp.2909-2916.
- (2) 弘中浩二, 三浦淳, 浅野雄志, 保田和輝, 神田政幸, 豊岡亮洋, 供試体反力を考慮した振動台制御(2次元大型振動台の制御設計と地震動の再現), 第11回「運動と振動の制御」シンポジウム, MOVIC (2009), pp.303-308.
- (3) 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 (2006-1), pp. 30-36.
- (4) 堂蘭美礼, 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 (2002-11), pp. 94-101.
- (5) 堂蘭美礼, 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報大型振動台による検証試験), 日本機械学会論文集C編, Vol. 69, No.682 (2003-6), pp.1486-1492
- (6) Tagawa, Y., Tagawa, R., and Stoten, D., Characteristic transfer function matrix-based linear feedback control system analysis and synthesis, *International Journal of Control*, Vol. 82, Issue 4 (2009), pp.585-602