

磁流变减振器控制研究*

余 淼**, 廖昌荣, 李立新, 陈伟民, 黄尚廉

(重庆大学智能结构研究中心, 重庆 400044)

摘 要: 从混合工作模式推导出了磁流变减振器的阻尼力与控制电流之间的关系, 并以此为依据设计出磁流变减振器的控制器。经实验测试, 控制器具有响应速度快、输出精度高等特点, 对磁流变减振器的控制效果令人满意。

关键词: 磁流变减振器; PWM 控制; DSP

中图分类号: TF125.8 文献标识码: A

1 引 言

磁流变减振器是一种阻尼可控器件, 其工作原理是调节励磁线圈中的电流获得不同强度的磁场, 使阻尼通道中磁流变液的流动特性发生变化, 从而改变减振器的阻尼力。磁流变减振器具有调节范围宽、功耗低、响应速度快、结构简单等特点, 在汽车、建筑、航空航天等领域具有应用广阔前景。装有磁流变减振器的半主动悬架系统能够根据路面状况和车辆运行状态通过计算机控制自动调节减振器阻尼力, 提高汽车的舒适性和行车安全性^[1]。美国的 Ford 公司、Lord 公司和 Delphi 公司都致力于磁流变减振器在汽车领域的应用研究, Lord 公司的网站最近发布了适用于汽车悬架的 Rheonetic 系列磁流变减振器和电流控制器 RD-3002^[2]。在国内, 重庆大学智能结构研究中心在汽车流变减振器的理论基础及工程应用方面做了大量工作。我们注意到, 目前国内外的研究重点是磁流变减振器设计, 而对磁流变减振器的控制研究得不多, 其实磁流变减振器的控制是一个值得关注的问题, 它关系到减振器的动态响应和阻尼力的精确控制, 直接影响磁流变减振器的工程应用。本文将对磁流变减振器控制问题进行探讨。

2 基于混合工作模式的磁流变减振器原理及控制电流的计算

图 1 为混合工作模式的工作原理, 磁流变减振器被活塞分为上下两腔, 磁流变液充满其间。混合工作模式是流动工作模式和剪切工作模式的组合(见图 2), 阻尼力为两种工作模式的阻尼力之和。为了简化分析, 假设磁流变液工作中不被压缩, 上下两腔中的压力均匀分布, 并且忽略摩擦力和流体惯性。

流动工作模式的阻尼力由粘滞阻尼分量 P_η 和库仑阻尼分量 P_c 构成, 它们可以近似表示为^[3]:

$$P_\eta = \frac{12\eta QL}{g^3 w} A_p \quad (1)$$

* 国家自然科学基金(59635140)、重庆市科委院士基金(98562)联合资助。

** 通讯联系人, Email: yusanshui@263.net

收稿日期: 2001-08-14; 修回日期: 2001-08-25。

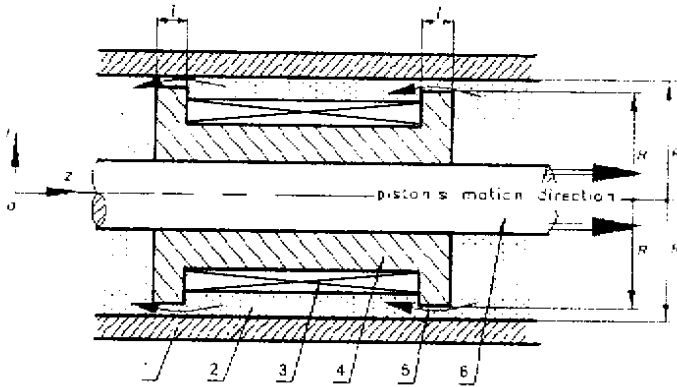


图 1 混合作模式的磁流变减振器工作原理

1.工作缸;2.磁流变液;3.线圈;4.活塞;5.阻尼通道;6.活塞杆

Fig.1 operational principle of MR fluid damper based on mixed mode

1. working cylinder 2. MR fluid 3. coil 4. piston 5. damping path 6. piston pole

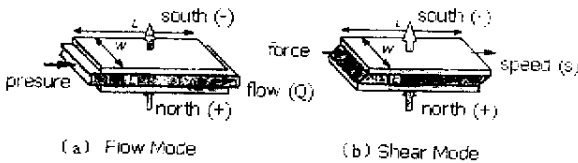


图 2 磁流变减振器混合作模式

Fig.2 Mixed operational mode of MR fluid damper

$$\Delta P_{\tau} = \frac{c\tau_y L}{g} A_p \quad (2)$$

其中, η 为未施加磁场时磁流变液的粘度; τ_y 为磁场强度为 H 的磁场作用下时的磁流变液剪切屈服应力; A_p 为活塞有效作用面积。参数 c 为 23 的一个常数。

剪切工作模式的阻尼力也可以表示成粘滞阻尼分量 F_{η} 和库仑阻尼分量 F_{τ} 之和。

$$F_{\eta} = \frac{\eta SLw}{g} \quad (3)$$

$$F_{\tau} = \tau_y Lw \quad (4)$$

混合作模式的阻尼力为

$$\begin{aligned} F &= \Delta P_{\eta} + \Delta P_{\tau} + F_{\eta} + F_{\tau} \\ &= \frac{12\eta QL}{g^3 w} A_p + \frac{\eta SLw}{g} + \frac{c\tau_y L}{g} A_p + \tau_y Lw \end{aligned} \quad (5)$$

注意到 $Q = A_p S$, $w = 2\pi R_1$, $g = R_2 - R_1$, $L = 2l$ 取 $c = 3$ 代入(5)式可得

$$F = \left[\frac{12\eta l A_p^2}{\pi R_1 (R_2 - R_1)^3} + \frac{4\pi R_1 l \eta}{R_2 - R_1} \right] S + \left[\frac{6l A_p}{R_2 - R_1} + 4\pi R_1 l \right] \tau_y \quad (6)$$

流动工作模式的粘滞阻尼与剪切工作模式的粘滞阻尼之比为

$$\begin{aligned} \frac{F_{\eta}}{P_{\eta}} &= \frac{4\pi R_1 \eta}{R_2 - R_1} \left[\frac{12\eta l A_p^2}{\pi R_1 (R_2 - R_1)^3} \right]^{-1} \\ &= \frac{\pi R_1^2 (R_2 - R_1)^3}{3A_p^2} \end{aligned} \quad (7)$$

2001 年 10 月

CHINESE JOURNAL OF CHEMICAL PHYSICS

Oct. 2001

设活塞杆与活塞面积之比为 α , 则 $A_p = (1 - \alpha)\pi R_1^2$, 代入(7)式得

$$\frac{F_\eta}{P_\eta} = \frac{1}{\chi(1 - \alpha)} \left[\frac{R_2 - R_1}{R_1} \right]^2 \quad (8)$$

同理可得两种工作模式的库仑阻尼之比

$$\frac{F_\tau}{P_\tau} = \frac{2}{\chi(1 - \alpha)} \frac{R_2 - R_1}{R_1} \quad (9)$$

因为 $(R_2 - R_1) \ll R_1$, 从(8)式和(9)式可以看出 $F_\eta \ll P_\eta$, $F_\tau \ll P_\tau$, 因此减振器得阻尼力可简化为

$$F = \frac{12\eta A_p^2}{\pi R_1 (R_2 - R_1)^3} S + \frac{6A_p}{R_2 - R_1} \tau_y \quad (10)$$

剪切屈服强度 τ_y 可以表示为^[4]

$$\tau_y = KH^\beta \quad (11)$$

其中, K 和 β 是与磁流变液相关的实验常数, 这里 K 取 0.0618, β 取 1.25; H 为阻尼通道中的磁场强度。根据安培环路定律并考虑到间隙磁压远大于磁芯磁压可以得出

$$H = \frac{IN}{\chi(R_2 - R_1)} \quad (12)$$

其中 N 为线圈匝数。将(11)和(12)式代入(10)式中可得

$$F = \frac{12\eta A_p^2}{\pi R_1 (R_2 - R_1)^3} S + \frac{6A_p K}{R_2 - R_1} \left[\frac{IN}{\chi(R_2 - R_1)} \right]^\beta \quad (13)$$

从(13)式可以看出控制电流与阻尼力之间是单调递增的关系, 并且电流只影响减振器阻尼力的库仑阻尼部分, 当电流为 0 时, 减振器的阻尼力就等于粘滞阻尼力。为了得到理想的阻尼力, 相应的控制电流可以用下式确定。

$$I = \frac{\chi(R_2 - R_1)}{N} \left[\left(F - \frac{12\eta A_p^2}{\pi R_1 (R_2 - R_1)^3} S \right) \frac{R_2 - R_1}{6A_p K} \right]^{1/\beta} \quad (14)$$

3 控制电路设计

控制电路原理见图 3, V_g 为经整流滤波后输入的直流电压, Q 为功率 MOS-FET, D 为快恢复二极管, R_M 是磁流变减振器线圈的等效电阻, DSP 为 TI 公司生产的 TMS320F240 数字信号处理芯片, 是控制系统的核心, 具有 16 路 A/D 输入, 12 路 PWM 输出。在 PWM 信号控制下, Q 工作在开关状态下, Q 的工作频率和占空比等于 PWM 信号的频率和占空比。 Q 导通时, D 处于截止状态, 直流电压 V_g 加在 D 的两端, 经 LC 滤波后对磁流变减振器供电, Q 截止状态时, 输入电压为 0, D 在回路电感的作用下导通, 构成续流回路。 I_0 为一个周期内的平均输出电流。 R_s 为采样电阻, 电流采样信号输入到 DSP 集成的 A/D 口, DSP 对采样信号进行运行后, 根据相应控制策略输出一定占空比的 PWM 信号, 控制主回路的输出电流大小。控制电路等效模型如图 4 所示。图中 L 为滤波电感, R_L 为 L 的等效电阻, C 为滤波电容, R_C 为 C 的等效电阻, R_s 为采样电阻, C_M 为磁流变减振器的等效电容, L_M 为磁流变减振器的等效电感, R_M 为磁流变减振器的等效电阻。

根据控制电路等效模型, 可以建立网络状态方程和输出方程。

$$\begin{cases} \dot{X} = AX + BU \\ Y = CX + DU \end{cases} \quad (15)$$

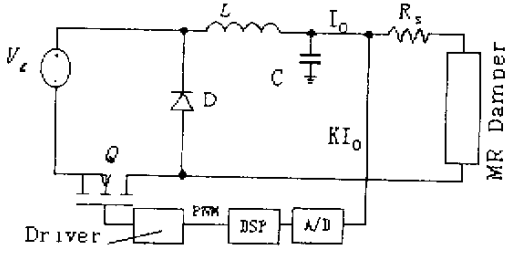


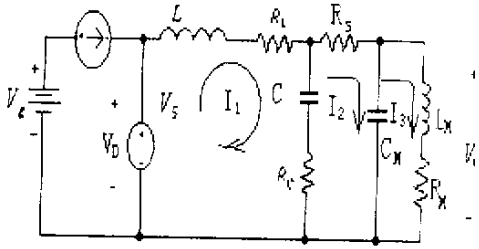
图 3 控制电路原理图

V_g : 输入的直流电压; Q : MOS - FET;
 D : 快恢复二极管; RM : 等效电阻;
 DSP: TMS320F240 数字信号处理芯片

Fig.3 Control circuit schematic

V_g : DC voltage; Q : MOS - FET;
 D : Diode; R_M : Equivalent resistance;
 DSP: TMS320F240 CMOS chip

图 4 电路等效模型



L : 滤波电感; R_L : L 的等效电阻; C : 滤波电容;
 R_C : C 的等效电阻; R_S : 采样电阻;
 C_M 、 L_M 、 R_M 分别为减振器的等效电容、电感、电阻。

Fig.4 Circuit equivalent mode

L : Filter inductance; R_L : Resistance equivalent to L ;
 C : Filter capacity; R_C : Resistance equivalent to C ;
 R_S : Sampling resistance; C_M 、 L_M 、 R_M : Equivalent capacity, equivalent inductance, equivalent resistance, respectively.

式中, X 为状态向量; Y 为输出向量, 即输出电流; U 为输入向量; A 为状态矩阵; B 为输入矩阵; C 为输出矩阵; D 为直接传递矩阵。

$$\dot{X} = [I_1 \quad I_3 \quad V_c \quad V_0]^T$$

$$A = \begin{bmatrix} a_{11} & 0 & a_{13} & a_{14} \\ 0 & a_{22} & 0 & a_{24} \\ a_{31} & 0 & a_{33} & a_{34} \\ a_{41} & a_{42} & a_{43} & a_{44} \end{bmatrix}, \quad C = \begin{bmatrix} \frac{R_c}{R_c + R_s} & 0 & \frac{1}{R_c + R_s} & -\frac{1}{R_c + R_s} \end{bmatrix},$$

$$B = [1/L \quad 0 \quad 0 \quad 0]^T, \quad D = [0], \quad U = [V_D]$$

其中, $a_{11} = -\frac{R_L + R_c}{L} + R_c \frac{R_c}{I(R_L + R_c)}$, $a_{13} = -\frac{1}{L} \left(1 - \frac{R_c}{R_c + R_s}\right)$, $a_{14} = -\frac{R_c}{I(R_c + R_s)}$, $a_{22} = -\frac{R_M}{L_M}$, $a_{24} = -\frac{1}{L_M}$,
 $a_{31} = \frac{1}{C} - \frac{R_c}{C(R_c + R_s)}$, $a_{33} = -\frac{1}{C(R_c + R_s)}$, $a_{34} = \frac{1}{C(R_c + R_s)}$, $a_{41} = -\frac{R_2}{C_M(R_c + R_s)}$, $a_{42} = -\frac{1}{C_M}$, $a_{43} = \frac{1}{C_M(R_c + R_s)}$, $a_{44} = -\frac{1}{C_M(R_c + R_s)}$

控制电路各部分波形如图 5 所示。纹波电压和纹波电流可由 (16) 和 (18) 式计算。

占空比:
$$\frac{V_0}{V_g} = \frac{T_{ON}}{T} = D \tag{16}$$

纹波电压:
$$V_{rip} = \frac{T_{ON}(T - T_{ON})V_0}{2LC} \tag{17}$$

电感中的电流变化:
$$\Delta I_L = \frac{(V_g - V_0)T_{ON}}{L} \tag{18}$$

4 控制算法设计

控制算法如图 6 所示, 控制器的软件采用 F240 汇编语言设计。系统工作时主程序可以处理其它事务, 当定时器 2 发生周期中断时, 触发 A/D 采样, 然后采样值与系统给定值相比较, 误差输入 PID 控制模块, 输出 PWM 信号的占空比 D , D 送给 PWM 信号发生模块, 产生的 PWM 信号调节输出电流大小。系统采用 PID 控制算法可以缩短系统的响应时间, 提高电流输出精度。

5 测试结果

控制器输出特性见图 7, 从图中可以看出实验结果与理论计算相吻合, 输出电流与 PWM

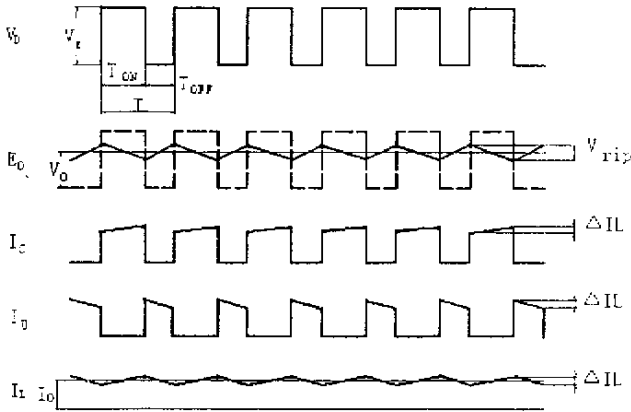


图 5 电流控制器各部分波形

Fig.5 Waveshapes in current controller

信号占空比成线性关系。从图中可以看出,随着励磁线圈电流的增加,阻尼力增大,控制电流在 0.1 A 内,测量值与(13)式的理论计算值基本吻合,电流超过 1 A 后,两者相差很大,这是因为磁路或磁流变液逐渐达到饱和时 $H_{测} < H_{理}$,造成(13)式计算结果比实际值大。图 9 显示了 100 kHz 的 PWM 控制信号的占空比从 0 上升到 75%,再从 75% 下降到 0 时控制器输出的动态过程(负载为磁流变减振器),从图中可以看到输出电流的上升时间和下降时间均为 0.4 ms,并且纹波电流 $< 0.03 A$,说明控制器的响应速度快,输出精度高。磁流变减振器的阻尼力与控制电流的关系如图 8 所示,

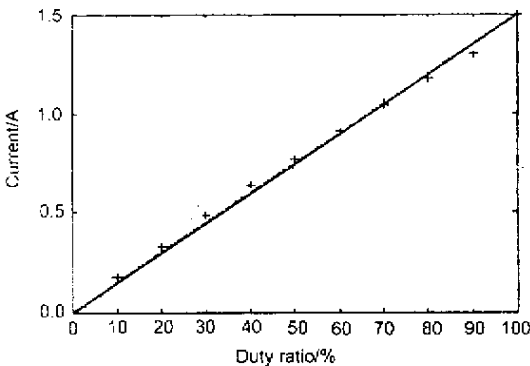


图 7 控制器输出特性

Fig.7 Controller output characteristic

+ experimental value - theoretical value

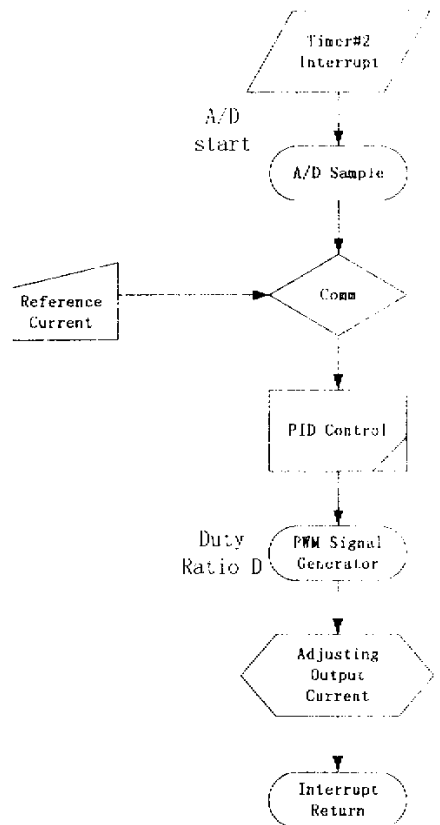


图 6 控制算法

Fig.6 Control algorithmic diagram

6 结 论

本文建立了磁流变减振器的电流与阻尼力之间的模型,并用于控制器的设计,经实验证明,本文建立的磁流变阻尼力与控制电流之间的数学模型与实验结果基本吻合;控制器设计方法正确,性能能够满足磁流变减振器的控制要求。

参 考 文 献

- [1] Seung - bok Choi , *et al.* . *SPIE* , 2000 , **3985** : 438
- [2] <http://www.mrfluid.com>
- [3] Carlson J D , Cantanzarite D M , St Clair K A. Commercial

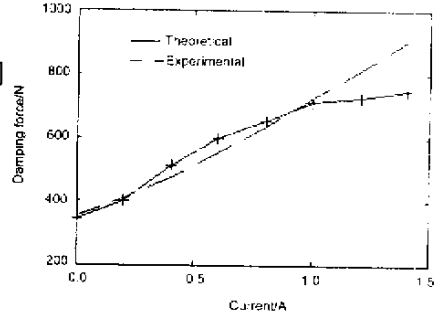


图 8 控制器输出
Fig.8 Controller output

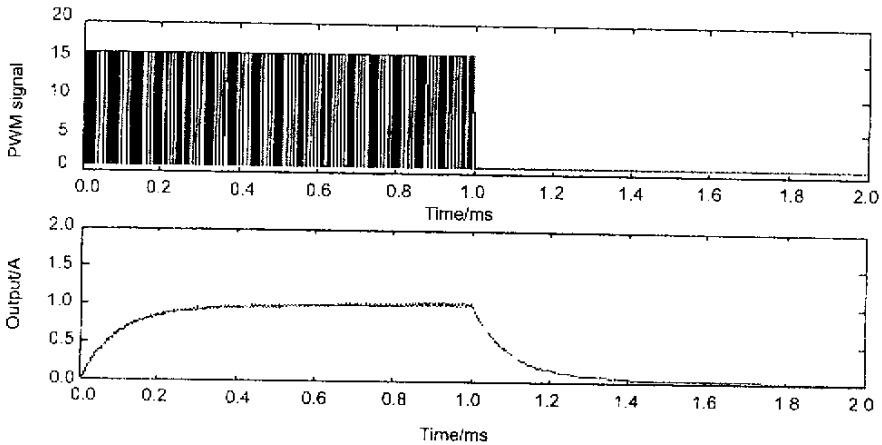


图 9 控制器输出动态特性
Fig.9 Controller output dynamic characteristics

Magneto Rheological Fluid Devices , Proc. of the

- [4] Ginder J M , Davis L C. Shear Stresses in Magnetorheological Fluids :Models and Measurement , Proc. of the 5th International Conference on ER Fluids , MR Suspensions and Associated Technology , 1995 , 504

Research on Control Method for MR Damper^{*}

Yu Miao^{**} , Liao Changrong , Chen Weimin , Huang Shanglian
(*Center for Intelligent Structures , Chongqing University , Chongqing 400044*)

Abstract The relation between drive current and damper force was developed and a controller of MR damper was successfully designed. The experimental results indicated the controller's outputs have good performance with rapid response speed and high precision. The control effect on MR damper is excellent.

Key words Magnetorheological damper , PWM control , DSP

* Project supported by the Natural Science Foundation of China (No. 59635140) and Academician Foundation of Chongqing (No. 98562).

** To whom correspondence should addressed , Email : yusanshui@263.net