

转向缸系统反馈线性化分析与系统解耦

袁朝辉, 董 胜, 刘文凤

(西北工业大学 自动化学院, 陕西 西安 710072)

摘要: 为解决汽车转向缸加载控制中出现的诸如强位置干扰、多通道耦合、非线性等问题, 将线性系统和非线性系统理论引入系统控制器的设计中, 对各通道耦合问题开展了以前馈补偿为基础的解耦控制, 所设计的前馈补偿结构简单, 解耦网络阶次低; 针对非线性问题提出了将非线性系统精确反馈线性化与最优控制相结合的方法, 设计了基于精确反馈线性化的最优控制器, 该方法将复杂的非线性系统问题转化为线性系统的综合问题, 采用渐近输出跟踪方法实现系统控制。仿真结果表明: 采用前馈补偿解耦控制器可以有效消除耦合, 但当系统存在高度非线性时, 仅采用前馈补偿解耦控制不能达到高品质的性能要求, 而进一步设计的基于精确反馈线性化的最优控制器考虑系统非线性时, 系统能快速、准确达到预置设定。

关键词: 转向缸加载; 电液伺服系统; 前馈解耦控制; 精确反馈线性化

中图分类号: U463.4; TH137; TP23

文献标志码: A

文章编号: 1001-4551(2012)10-1119-06

Feedback linearization and decoupling of steering cylinder system

YUAN Zhao-hui, DONG Sheng, LIU Wen-feng

(Department of Automatic Control, Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710072, China)

Abstract: In order to solve the problems in the vehicle steering cylinder load control, such as the strong position of interference, multi-channel coupling, nonlinear, linear systems and nonlinear systems theory was introduced in the design of the system controller. For each channel coupling, problem, a decoupling controller based on the feed-forward compensation was designed. Feed-forward compensation structure is simple and decoupling network order low. Combining feedback linearization technology and the optimal control theory, a nonlinear optimal controller based on the precise feedback linearization was investigated. Then the complicated nonlinear problems were transformed to linear problems. The system performances were achieved using asymptotic output tracking. The simulations demonstrate feed-forward compensation decoupling controller can effectively eliminate the coupling. But when the system is highly nonlinear, only the feed-forward compensation decoupling control could not achieve high quality performance requirements. However, the optimal controller is designed based on exact feedback linearization, when considering the system of nonlinear, it can quickly and accurately achieve the preset.

Key words: steering cylinder loading; electro-hydraulic servo system; feed-forward decoupling control; feedback linearization

0 引 言

作为车辆控制中至关重要的一环, 转向装置的各项性能要求日益提升, 作为转向装置的核心部件—转向缸, 必须具有良好的性能。因此, 在转向缸设计过程及后勤保障维护中对转向缸性能的检测具有重要的意义, 尤其是在较为真实的工作状态下对缸的性能参数进行准确的检测, 将会对汽车操纵系统的设计和改进产生非常重大的作用。为了对转向缸进行性能

测试, 要求有一加载装置, 它可以在实验室条件下模拟路况行驶中汽车转向缸的负载情况, 从而才能测试转向缸的各项性能指标。汽车转向缸协调加载系统就是用于模拟汽车做转向运动时转向缸所受车胎摩擦力载荷, 该载荷施加于汽车转向系统, 使得转向系统的工作状态与实际行驶时相同。一方面可以检验系统性能是否达到预先的设计指标, 同时也就可以发现设计中存在的问题, 为改进设计提供有力的数据。我国转向缸耐久试验系统先后经历了手动、集中人工

半自动到以微型数字计算机为核心的全自动测试发展过程,目前采用的加载方式普遍为安装真实轮胎,并对轮胎进行径向加载模拟重力载荷以获得相应的轮胎摩擦力^[1-4],系统设计复杂。期间涉及到的电液伺服加载系统不仅仅是一个典型的非线性、时变、不确定性系统,它还存在着严重影响系统动态性能的负载干扰,系统的这些复杂因素的综合作用使得汽车转向缸耐久试验协调加载系统的控制器设计具有较大难度。如何对这一非线性、不确定性、多输入多输出耦合的复杂系统进行有效的控制是研究者需要解决的主要问题及难点,对提高协调加载系统的整体性能具有重要意义。

本研究主要探讨转向缸系统反馈线性化分析与系统解耦。

1 系统分析与建模

针对转向缸加载设计的试验系统是在没有车桥和车胎的情况下通过被动式伺服加载系统模拟转向缸的载荷,进行耐久试验^[5]。整个系统包括一个转向缸位置控制通道和左右两侧两个力控制通道,构成一个3输入3输出的多变量系统。

系统结构示意图如图1所示。

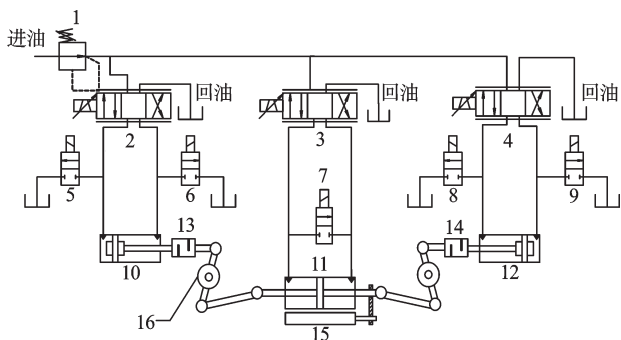


图1 转向缸耐久试验伺服加载系统示意图

1—减压阀;2—左侧加载缸伺服阀;3—转向缸伺服阀;4—右侧加载缸伺服阀;5,6,7,8,9—电磁阀;10—左加载缸;11—转向缸;12—右加载缸;13,14—拉压力传感器;15—位移传感器;16—车桥摇臂连杆机构

1.1 试验台架结构之间的运动关系

由图1的结构简化空间位置关系为二维关系,本研究得到试验加载系统单边机构位置关系与力矩平衡关系图,如图2所示。

其关系方程为:

$$\begin{cases} \alpha_1 + \Delta\alpha = \arccos \left[\frac{AO^2 + BO^2 - (AB + y)^2}{2AO \cdot BO} \right] \\ CN = |CO \sin(\alpha_2 + \Delta\alpha) - MN| \\ CD^2 = CO^2 + OP^2 + MN^2 - Q \\ Q = 2CO \sqrt{OP^2 + MN^2} \cdot \cos(\alpha_2 - \arctan \frac{MN}{OP}) \end{cases} \quad (1)$$

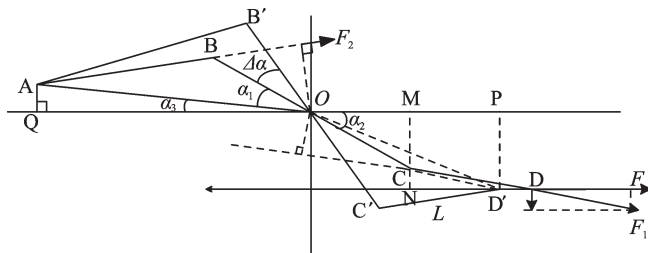


图2 单边耐久试验加载系统位置关系图

图2中可测部分均已知道,可推出转向缸位移为:

$$x = \sqrt{CD^2 - CN^2} - \sqrt{CD^2 - CN^2} \quad (2)$$

1.2 单边系统建模

加载缸使用非对称缸,其阀控非对称缸的数学模型为^[6-7]:

$$x_t = \frac{\frac{K_Q}{A_t} xv - \frac{K_{ce}}{A_t^2} \left(\frac{V_t}{4E_y K_{ce}} s + 1 \right) F_L}{\frac{V_t m_t}{4E_y A_t^2} s^3 + \left(\frac{K_{ce} m_t}{A_t^2} + \frac{V_t B_t}{4E_y A_t^2} \right) s^2 + \left(1 + \frac{K_{ce} B_t}{A_t^2} + \frac{V_t K_t}{4E_y A_t^2} \right) s + \frac{K_{ce} K_t}{A_t^2}} \quad (3)$$

式中: p_t —负载压力; Q_t —负载流量; K_Q —伺服阀流量放大系数; K_{ce} —伺服阀流量—压力放大系数; A_t —加载缸活塞有效截面积; V_t —加载作动筒的有效容积; L —加载缸最大行程; x_t —加载作动筒活塞的位移量; E_y —等效容积弹性模数; C_{sl} —加载作动筒总泄漏系数; F —加载缸的输出力; m_t —运动部分折算到活塞上的总质量; B_t —液压缸活塞与负载运动的粘性阻尼系数; K_t —弹性负载刚度; F_L —干扰外力, $F_L = K_t(x_t - x_i)$, x_i 为干扰位移, $K_{ce} = K_{ce} + C_{sl}$; K_{sp} , K_{sf} —伺服阀增益; I_p , I_f —伺服阀输入电流; T_s —伺服阀时间常数。

为了区分不同系统相同参量,规定位置系统下标带P,加载系统下标带F。

本研究将伺服阀的压力—流量方程和流量连续方程变形并将系统其他环节以及位置扰动考虑进去,进而得到力伺服系统方框图^[8-10],如图3所示。

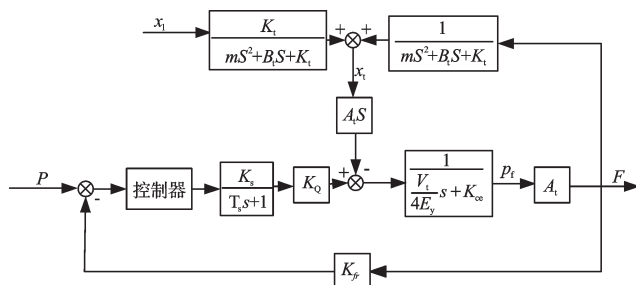


图3 力伺服系统方框图

对于转向缸部分,除了液压缸为对称缸外其他和加载部分类似或相同,本研究应用对称缸的流量—压力方程、流量连续方程和力矩平衡方程,考虑加载系

统力干扰对位置系统的影响,得到的转向缸位置系统方框图如图4所示。

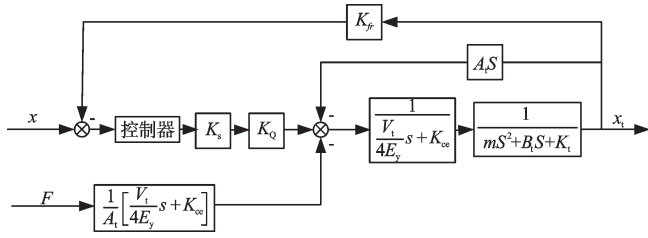


图4 位置系统方框图

由于整个系统左右部分对称,在此只研究单侧系统,在位置系统运动的同时研究者要对被加载对象施加预定的载荷谱,在此令两子系统的阀芯位移方程分别为 $xvP = K_{sp}I_p$, $xvF = K_{sf}I_f/(T_s s + 1)$,综合上述两个子系统得到单侧部分的数学关系:

$$x_{ip}(s) = \frac{A_{ip}K_{qp}K_{sp}I_p(s) - (\frac{V_{ip}}{4E_y}s + K_{ce})F(s)}{\frac{V_{ip}}{4E_y}m_{ip}s^3 + (\frac{V_{ip}}{4E_y}B_{ip} + K_{ce}m_{ip})s^2 + (A_{ip}^2 + K_{ce}B_{ip})s} = \frac{N_{ip}(s)I_p(s) - N_{2p}(s)F(s)}{D_p(s)} \quad (4)$$

$$F(s) = \frac{A_{if}K_{qf}K_{sf}(m_{if}s^2 + B_{if}s + K_t)I_f(s) - A_{if}^2K_t(T_s s + 1)sx_{ip}(s)}{D_f(s)} = \frac{N_{if}(s)I_f(s) - N_{2f}(s)x_{ip}(s)}{D_f(s)} \quad (5)$$

其中:

$$D_f(s) = \frac{V_{if}}{4E_y}m_{if}T_s s^4 + (\frac{V_{if}}{4E_y}B_{if}T_s + K_{ce}m_{if}T_s + \frac{V_{if}}{4E_y}m_{if})s^3 + (\frac{V_{if}}{4E_y}K_tT_s + K_{ce}B_{if}T_s + A_{if}^2T_s + \frac{V_{if}}{4E_y}B_{if} + K_{ce}m_{if})s^2 + (K_{ce}K_tT_s + \frac{V_{if}}{4E_y}K_t + K_{ce}B_{if} + A_{if}^2)s + K_{ce}K_t$$

通过式(4)和式(5),可以清楚地看到系统存在强耦合,它们之间的相互关系如图5所示。

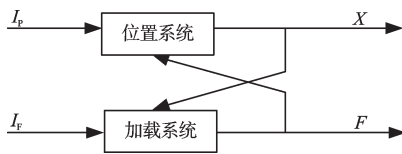


图5 两子系统相互关系框图

2 前馈解耦控制方法设计

2.1 解耦方法分析

由图5可以看出,两子系统的任意输出都会对另一子系统产生干扰,一般工程上采用前馈补偿控制,而基于扰动不变原理的前馈解耦法又是最早使用的

一种解耦方法,其又有两种形式,这里采用了V-规范型结构,其结构图如图6所示。

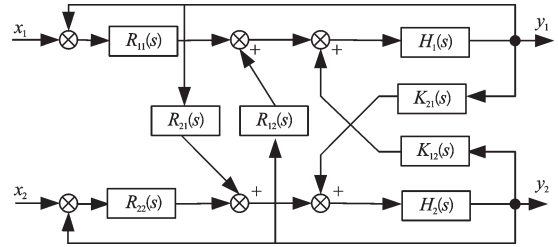


图6 V-规范型结构图

图6中, $R_{11}(s)$ 、 $R_{22}(s)$ 、 $H_1(s)$ 、 $H_2(s)$ 、 $K_{12}(s)$ 、 $K_{21}(s)$ 是系统传递函数, $R_{21}(s)$ 、 $R_{12}(s)$ 是前馈补偿器。其结构简化示意图如图7所示。

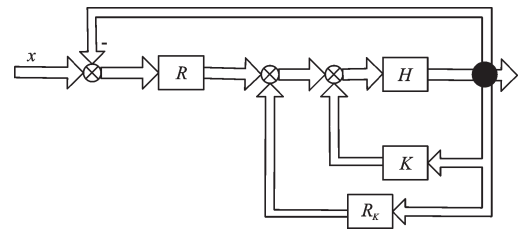


图7 V-规范型结构简化示意图

开环传递函数为:

$$W(s) = HR[I - H(K + R_k)]^{-1} \quad (6)$$

闭环传递函数为:

$$G(s) = W(s)[I + W(s)]^{-1} \quad (7)$$

式中:

$$R(s) = \begin{bmatrix} R_{11}(s) & & & \\ & R_{22}(s) & & \\ & & \ddots & \\ & & & R_{nn}(s) \end{bmatrix}$$

$$R_k(s) = \begin{bmatrix} 0 & R_{12}(s) & \cdots & R_{1n}(s) \\ R_{21}(s) & 0 & \cdots & R_{2n}(s) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ R_{n1}(s) & R_{n2}(s) & \cdots & 0 \end{bmatrix}$$

双变量系统的开环传递函数为:

$$W(s) = \begin{bmatrix} A(s) & B(s) \\ E(s) & D(s) \end{bmatrix} \quad (8)$$

闭环传递函数为:

$$G(s) = \frac{1}{\Delta(s)} \begin{bmatrix} A(I + D) & B \\ E & D(I + A) - BE \end{bmatrix} \quad (9)$$

其中:

$$A(s) = H_1[R_{11} + H_2(K_{12} + R_{12})]K_R^{-1};$$

$$B(s) = H_1H_2R_{22}(K_{12} + R_{12})K_R^{-1};$$

$$E(s) = H_1H_2R_{22}(K_{21} + R_{21})K_R^{-1};$$

$$D(s) = H_2[R_{22} + H_1(K_{21} + R_{21})]K_R^{-1};$$

$$K_R = I + H_1H_2(K_{12} + R_{12})(K_{21} + R_{21}).$$

特征方程为:

$$\Delta(s)=[1+A(s)][1+D(s)]-B(s)E(s)= \\ K_R+H_1R_{11}+H_2R_{22}+H_1H_2R_{11}R_{22}=0 \quad (10)$$

解耦条件:

$$\begin{aligned} R_{12}(s) &= -K_{12}(s) \\ R_{21}(s) &= -K_{21}(s) \end{aligned} \quad (11)$$

系统解耦后的传递函数为:

$$G(s)=\begin{bmatrix} \frac{H_1(s)R_{11}(s)}{1+H_1(s)R_{11}(s)} & 0 \\ 0 & \frac{H_2(s)R_{22}(s)}{1+H_2(s)R_{22}(s)} \end{bmatrix} \quad (12)$$

通过解耦后的传递函数可以看出两通道的信息相互之间没有了干扰,在此基础上研究者可以对每个支路进行单变量系统的控制律设计。

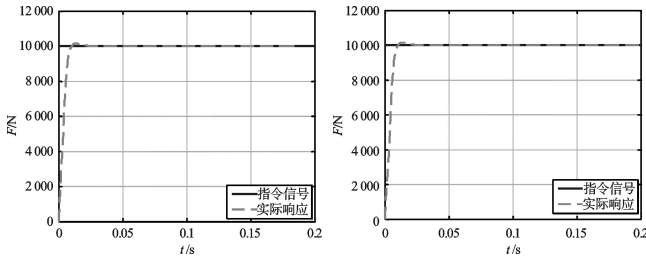
2.2 仿真与结果分析

本研究将电液伺服系统中一些非线性环节作线性化近似,根据式(11)可以得到力伺服系统和位置伺服系统的解耦条件,可得系统的耦合矩阵 R_{12} 、 R_{21} 分别为:

$$R_{21}(s)=\frac{K_t A_{tP}(T_s s^2+s)}{K_{sp} K_{QP}(m_{tP} s^2+B_t s+K_t)} \quad (12)$$

$$R_{12}(s)=\frac{1}{K_{sp} K_{QP} A_{tP}} \left(\frac{V_{tP}}{4E_y} s + K_{ce} \right) \quad (13)$$

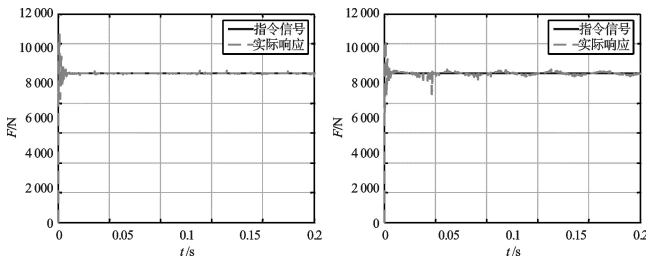
在此基础上本研究分别对其子系统进行控制器设计,子系统采用PI控制器。加入前馈解耦控制后力伺服系统和位置伺服系统的跟踪性能如图8、图9所示。加入前馈控制后,其阶跃响应上升时间控制在0.02 s,其超调量较小,可见前馈控制阶跃响应性能良好。



(a) 未加干扰的阶跃响应

(b) 加入干扰的阶跃响应

图8 采用线性模型系统阶跃响应



(a) 未加干扰的阶跃响应

(b) 加入干扰的阶跃响应

图9 采用非线性模型系统阶跃响应

但是当伺服阀采用非线性模型时系统的跟踪性

能就会变差,出现的效果如图9所示。

比较图8和图9后可以发现,考虑系统的非线性影响后,只有前馈解耦已不能满足系统性能要求,研究者需要对系统进行非线性控制器的设计。

3 系统非线性控制器设计

3.1 反馈线性化理论分析

以上控制器的设计都是基于线性化系统模型,实际中非线性的问题有时不能忽略。近年来,学术界将微分几何学方法引入非线性控制,为解决非线性问题提供了一条有效途径。设有仿射非线性系统:

$$\begin{cases} \dot{X}=f(X)+g(X)u \\ y=h(X) \end{cases} \quad (14)$$

如果系统的阶数为 n , 关系度为 r , 则可以经过如下的微分同胚变换化为线性系统:

(1) 若 $r=n$, 则可以选择同胚坐标映射 $Z=\phi(X)=[h(X) \ L_f h(X) \ \cdots \ L_f^{n-1} h(X)]^T$, 有:

$$\begin{cases} \dot{Z}_1=Z_2 \\ \dot{Z}_2=Z_3 \\ \vdots \\ \dot{Z}_n=a(X)+b(X)u=L_f^n h(X)+L_g L_f^{n-1} h(X)u \end{cases} \quad (15)$$

可以看出,上式中前 $n-1$ 个方程都被线性化了,且不显含控制量 u , 只有最后一个显含 u 的方程是非线性的,注意到 $L_g L_f^{n-1} h(X) \neq 0$, 所以令其反馈控制律为:

$$u=[L_g L_f^{n-1} h(X)]^{-1}[v-L_f^n h(X)] \quad (16)$$

(2) 若 $r < n$ 时,取 $Z=[\xi_1 \ \cdots \ \xi_r \ \eta_1 \ \cdots \ \eta_{n-r}]$, 则:

$$\begin{cases} \xi_1=\phi_1(X)=h(X) \\ \xi_2=\phi_2(X)=L_f h(X) \\ \vdots \\ \xi_r=\phi_r(X)=L_f^{r-1} h(X) \end{cases} \quad (17)$$

对其余的 $n-r$ 个坐标,取 $\begin{cases} \eta_{r+1}=\phi_{r+1}(X) \\ \vdots \\ \eta_n=\phi_n(X) \end{cases}$, 且满足

$$L_g \phi_i(X)=0 (r+1 \leq i \leq n)。$$

整个 n 阶系统则有:

$$\begin{cases} \dot{Z}_i=L_f^i h(X)=Z_{i+1} (i < r) \\ \dot{Z}_r=L_f^r h(X)+L_g L_f^{r-1} h(X)u|_{X=\phi^{-1}(X)}= \\ a(\xi, \eta)+b(\xi, \eta)u \\ \dot{Z}_{r+j}=\dot{\eta}_j=\frac{\partial \phi_{r+j}}{\partial x} \dot{X}=L_f \phi_{r+j}[\phi^{-1}(Z)]+L_g \phi_{r+j}[\phi^{-1}(Z)]u= \\ q_{r+j}(\xi, \eta) (r+j \leq n) \\ y=Z_1=\xi_1 \end{cases} \quad (18)$$

可见当 $r < n$ 时研究者可以进行分段线性变换,其标准型为:

$$\begin{cases} \dot{Z}_1 = Z_2 \\ \dot{Z}_2 = Z_3 \\ \vdots \\ \dot{Z}_r = a(Z) + b(Z)u = L_f^r h(X) + L_g L_f^{r-1} h(X)u \\ \dot{Z}_{r+1} = q_{r+1}(Z) \\ \vdots \\ \dot{Z}_n = q_n(Z) \end{cases} \quad (19)$$

令其反馈控制律为:

$$u = [L_g L_f^{n-1} h(X)]^{-1} [v - L_f^n h(X)] \quad (20)$$

对该系统采用渐进输出跟踪的方法,令:

$$\begin{cases} e_1(t) = y_R(t) - Z_1(t) \\ e_2(t) = y_R^{(1)}(t) - Z_2(t) \\ \vdots \\ e_{r-1}(t) = y_R^{(r-2)}(t) - Z_{r-1}(t) \\ e_r(t) = y_R^{(r-1)}(t) - Z_r(t) \end{cases}$$

则:

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = e_2 \\ \dot{e}_2 = e_3 \\ \vdots \\ \dot{e}_{r-1} = e_r \\ \dot{e}_r = y_R^{(r)} - v \end{cases}$$

取性能指标:

$$J = \frac{1}{2} \int_0^\infty (e^T Q e + w^T R w) dt \quad (21)$$

根据线性二次性最优控制方法,给定正定矩阵 Q 和 R ,则 $r=n$ 型系统的最优控制为:

$$w = -\sum_{i=1}^r k_i e_i = -\sum_{i=1}^r k_i (y_R^{(i-1)} - Z_i) \quad (22)$$

式中: K —最优反馈增益矩阵, $K = [k_1 \ k_2 \ \cdots \ k_r]$ 。

而对于 $r < n$ 型的系统的最优控制输入为:

$$u = \frac{-b(Z) + \sum_{i=1}^r k_i (y_R^{(i-1)} - Z_i) + y_R^{(r)}}{a(Z)} \quad (23)$$

3.2 力伺服系统控制器设计

本研究根据变形伺服阀的流量方程、连续性方程和力平衡方程,设伺服阀为一阶比例环节,则:

$$x_v = K_{sv} u \quad (24)$$

式中: K_{sv} —伺服阀增益。

可以得到:

$$\begin{aligned} \frac{V_t m_t}{4E_y} \ddot{p}_f = & - \left(C_{sl} m_t + \frac{V_t B_t}{4E_y} \right) \ddot{p}_f - \left(C_{sl} B_t + \frac{V_t K_t}{4E_y} + A_t^2 \right) \dot{p}_f \\ & - K_t C_{sl} p_f + C_v w (m_t \ddot{a}(p_f) + B_t \dot{a}(p_f) + K_t a(p_f)) k_{sv} u \\ & - K_t A_t \dot{x}_y \end{aligned} \quad (25)$$

本研究选取状态变量 $x = [F \ \dot{F} \ \ddot{F}]^T$, 则系统的状态方程可描述为:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = x_3 \\ \dot{x}_3 = f(x) + g(x)u \end{cases} \quad (26)$$

式中:

$$f(x) = \frac{4E_y}{V_t m_t} \left[-K_t C_{sl} x_1 - \left(C_{sl} B_t + \frac{V_t K_t}{4E_y} + A_t^2 \right) x_2 - \left(C_{sl} m_t + \frac{V_t B_t}{4E_y} \right) x_3 \right];$$

$$g(x) = C_v w (m_t \ddot{a}(p_f) + B_t \dot{a}(p_f) + K_t a(p_f)) A_t K_s;$$

$$a(p_f) = \sqrt{\frac{p_s - \text{sgn}(x_v) p_f}{\rho}};$$

$$\dot{a}(p_f) = -\frac{\text{sgn}(x_v)}{2\rho} \dot{p}_f \left[\frac{p_s - \text{sgn}(x_v) p_f}{\rho} \right]^{\frac{1}{2}};$$

$$\begin{aligned} \ddot{a}(p_f) = & -\frac{\text{sgn}(x_v)}{2\rho} \ddot{p}_f \left[\frac{p_s - \text{sgn}(x_v) p_f}{\rho} \right]^{\frac{1}{2}} - \\ & \frac{\dot{p}_f^2}{4\rho^2} \left[\frac{p_s - \text{sgn}(x_v) p_f}{\rho} \right]^{\frac{3}{2}}; \end{aligned}$$

$$p_f = \frac{F}{A_t}。$$

将 $a(Z) = g(x)$, $b(Z) = f(x)$ 代入控制器式(23),可得力伺服系统非线性系统控制器。

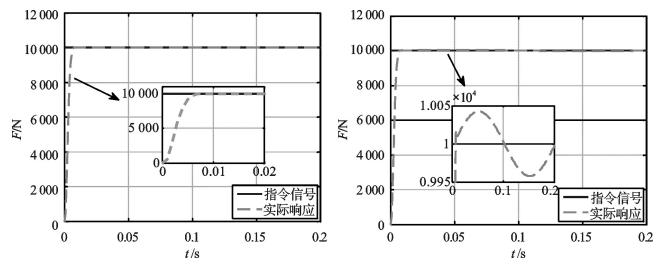
$$\text{本研究取正定矩阵 } Q = \begin{bmatrix} 5 \times 10^{17} & 0 & 0 \\ 0 & 10^{12} & 0 \\ 0 & 0 & 10^6 \end{bmatrix}, R = 1,$$

解 Riccati 方程可解得反馈增益阵为: $K = [7.0711 \times 10^8 \ 2.0475 \times 10^6 \ 2.257.2]$ 。

根据式(23)设计控制器,仿真结果如图10、图11所示。

3.3 位置伺服系统控制器设计

同样根据变形伺服阀的流量方程、连续性方程和力平衡方程,本研究设伺服阀为一阶比例环节,令



(a) 未加干扰

(b) 加入干扰

图10 力伺服系统非线性控制阶跃响应

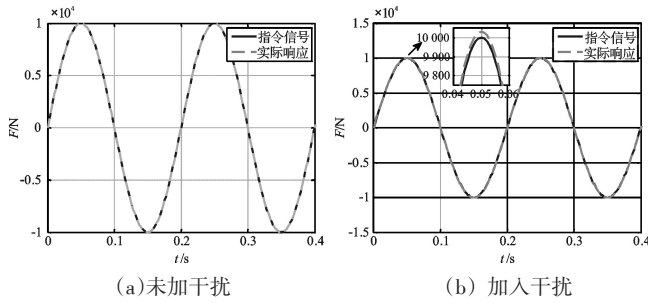


图11 力伺服系统非线性控制正弦响应

$x_1 = x_t$, $x_2 = \dot{x}_t$, $x_3 = P_f$, 忽略泄露系数 C_{sl} 和弹性负载刚度 K_t , 可得位置伺服系统状态方程具体表达式为:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \end{cases} = \begin{bmatrix} x_2 \\ \frac{1}{m_t}(A_t x_3 - B_t x_2 - F_L) \\ \frac{4E_y}{V_t}(-A_t x_2) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{4E_y K_s f}{V_t} \sqrt{P_s - \text{sgn}(x_v) x_3} \end{bmatrix} u$$

$$y = x_1 \quad (27)$$

式中:

$$f = C_v W \sqrt{1/\rho}.$$

求李导数:

$$L_g L_f^0 h(x) = L_g h(x) = \frac{\partial h}{\partial x} \cdot g(x) = 0 \quad (28)$$

$$L_f h(x) = \frac{\partial h}{\partial x} \cdot f(x) = x_2 \quad (29)$$

$$L_g L_f h(x) = \frac{\partial(L_f h(x))}{\partial x} \cdot g(x) = 0 \quad (30)$$

$$L_f^2 h(x) = \frac{\partial(L_f h(x))}{\partial x} \cdot f(x) = \frac{1}{m_t}(A_t x_3 - B_t x_2 - F_L) \quad (31)$$

$$L_g L_f^2 h(x) = \frac{\partial(L_f^2 h(x))}{\partial x} \cdot g(x) \quad (32)$$

$$= \frac{A_t}{m_t} \cdot \frac{4E_y K_s f}{V_t} \sqrt{P_s - \text{sgn}(x_v) x_3} = a(x) \neq 0$$

$$L_f^3 h(x) = \frac{\partial(L_f^2 h(x))}{\partial x} \cdot f(x) \quad (33)$$

$$= -\frac{B_t}{m_t^2}(A_t x_3 - B_t x_2 - F_L) - \frac{A_t^2}{m_t} \cdot \frac{4E_y}{V_t} x_2 = b(x)$$

因为 $r-1=2$, $n=3$, 即 $r=n$, 系统关系度等于系统状态方程维数, 该系统能精确线性化。

取坐标变换:

$$\begin{cases} z_1 = h(x) = x_1 \\ z_2 = L_f h(x) = x_2 \\ z_3 = L_f^2 h(x) = (A_t x_3 - B_t x_2 - F_L)/m_t \end{cases} \quad (34)$$

可以得到:

$$\begin{cases} x_1 = z_1 \\ x_2 = z_2 \\ x_3 = (B_t z_2 + m_t z_3 + F_L)/A_t \end{cases} \quad (35)$$

将上式代入式(32,33), 得:

$$\begin{cases} a(z) = \frac{4E_y K_s f}{m_t V_t} \sqrt{A_t^2 P_s - \text{sgn}(x_v) A_t (B_t z_2 + m_t z_3 + F_L)} \\ b(z) = -\frac{A_t^2}{m_t} \cdot \frac{4E_y}{V_t} z_2 - \frac{B_t}{m_t} z_3 \end{cases} \quad (36)$$

则系统新的状态方程为:

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = z_2 \\ \dot{z}_2 = z_3 \\ \dot{z}_3 = b(z) \end{cases} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ a(z) \end{bmatrix} u$$

$$y = z_1 \quad (37)$$

将式(36)代入控制器式(23), 可得位置伺服系统非线性系统控制器。

$$\text{本研究取正定矩阵 } Q = \begin{bmatrix} 5 \times 10^{17} & 0 & 0 \\ 0 & 10^{12} & 0 \\ 0 & 0 & 10^6 \end{bmatrix}, R = 1,$$

解 Riccati 方程可解得反馈增益阵为: $K = [7.0711 \times 10^8 \quad 2.0475 \times 10^6 \quad 2257.2]$ 。

根据式(23)设计控制器, 仿真结果如图12所示。

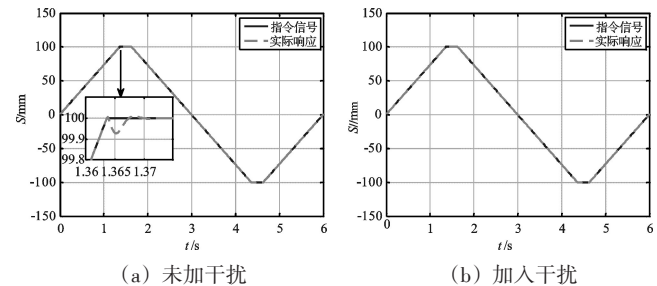


图12 位置系统非线性控制位移跟踪性能

4 结束语

对于转向缸加载控制这样的强耦合, 强非线性系统, 研究者只使用传统的PID控制器已经很难有效抑制系统的耦合干扰。前馈解耦和反馈线性化能有效地解决这些问题, 但是对系统参数不确定性的影响未予以考虑, 如需更精确地预估系统性能, 设计更切合实际的具有鲁棒性的控制器, 则研究者须将参数不确定性加入考虑范围, 而非线性系统线性化的研究成果只是适用于特定的一类非线性系统。如何将特定的一类非线性系统的研究成果推广到更为一般的情况将是下一步需要做的工作。

总体来说: 将复杂系统进行解耦控制, 考虑非线性因素时在进行线性化是复杂系统控制所采用的一般方法, 而在现实工程中也是采用较广的方法, 具有重要的实际意义。

(下转第1142页)

表4 优化前后各部件厚度对比(单位:mm)

部件序号	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16
原始厚度	6	4	8	10	2	4.8	16	3	5	6	6	6	6	6	10	4
优化厚度	8	2	5	6	2.5	2	10	2	4.5	8	3.7	7.5	3	3	5	2.5

表5 优化前后刚度、强度和质量对比

结果	工况1 最大位移/mm	工况1 最大应力/MPa	工况2 最大位移/mm	工况2 最大应力/MPa	工况3 最大位移/mm	工况3 最大应力/MPa	质量 /kg
原始结果	11.5	95	11.8	98	25.2	190	3 787.8
优化结果	10.2	74.7	9.5	75.3	19	150	3 518.0
变化率/(%)	-11.3	-21.4	-19.5	-23.2	-24.6	-21.1	-7.2

低于80 MPa,也就是说结构强度达到安全系数5的要求,最大变形量也低于允许值,说明优化后的结构性能得到了良好的改善。

4 结束语

以电梯桁架结构各个管材壁厚为设计变量,以刚度和强度为设计约束,基于灵敏度分析,本研究运用有限元分析优化方法对电梯桁架结构进行了再设计。计算结果表明,综合工况下,经优化设计后的电梯桁架结构强度较设计前提高了21.1%,刚度提高了24.6%;同时,结构质量减轻了7.2%。该方法不仅实现了结构性能的改善,也达到了降低电梯重量的目的。

参考文献(References):

- [1] 朱昌明,洪致育,张惠侨. 电梯与自动扶梯[M]. 上海:上海交通大学出版社,2003:5-30.
- [2] 张胜兰,郑冬黎,郝 琪. 基于Hyperworks的结构优化设计技术[M]. 北京:机械工业出版社,2005.
- [3] ASNAFI N, LANGSTEDT G. A new lightweight metal com-

posite panel for applications in the automotive and other industries[J]. **Thin-walled Structures**, 2000(4):289-310.

- [4] 张 宇,朱 平,陈关龙. 基于有限元法的轿车发动机罩板轻量化设计[J]. 上海交通大学学报,2006,40(1):177-180.
- [5] 万长东. 薄壁碰撞吸能部件的可适响应面法轻量优化分析[J]. 机械设计与制造,2011(11):163-165.
- [6] 廖 君,王冯良,胡望岳. 电动轿车车身轻量化优化设计[J]. 机电工程,2009,26(2):76-79.
- [7] 方 晓. 自动扶梯金属结构轻量化方法研究[J]. 机械强度,2008(3):433-436.
- [8] 胡志炜. 自动扶梯桁架的有限元分析[J]. 机械设计,2011,28(10):74-77.
- [9] 杜宏亮,袁 媛,蒋家桥,等. 一种大型桁架CAD中的有限元分析[J]. 机械,2010,37(1):52-54.
- [10] 许 志,李 芳. 基于灵敏度分析的发动机连杆优化设计[J]. 机电工程,2011,28(9):1052-1055.
- [11] 曲令晋. 重型卡车车身灵敏度分析研究与拓扑优化设计[D]. 合肥:合肥工业大学机械与汽车工程学院,2009.
- [12] 张红兵. 有限元模型中螺栓载荷的施加方法研究[J]. 机械设计与制造,1996(6):32-33.

[编辑:张 翔]

(上接第1124页)

参考文献(References):

- [1] 王永梅. 汽车试验平台液压系统设计与研究[J]. 哈尔滨轴承,2010,31(3):59-62.
- [2] 高 军. 汽车动力转向器性能测试技术与系统开发[D]. 大连:大连理工大学机械工程学院,2005.
- [3] 常 青,阎 杰,孙 力. 电液伺服动态负载仿真系统中多余力矩的测量及抑制[J]. 机床与液压,2001,29(3):16-17.
- [4] 王若平,蒋 军,高 翔. 汽车转向式液压动力转向器性能分析与试验[J]. 农业机械学报,2006,37(11):16-19.
- [5] 袁朝辉,罗旭东,刘文风. 汽车转向缸耐久试验系统[J]. 机电一体化,2011,17(5):92-95.

- [6] NAKANISHIA J, SCHAAL S. Feedback error learning and nonlinear adaptive control[J]. **Neural Networks**, 2004, 17(10):1453-1465.
- [7] 王占林. 近代电气液压伺服控制[M]. 北京:北京航空航天大学出版社,2005.
- [8] 江桂云,王勇勤,严兴春. 液压伺服阀控缸动态特性数学建模及仿真分析[J]. 四川大学学报:工程科学版,2008,40(5):195-198.
- [9] 郝经佳. 电液负载仿真台综合性能的研究[D]. 哈尔滨:哈尔滨工业大学机电工程学院,2001.
- [10] 王 鑫. 电液伺服加载台的设计与实验研究[D]. 西安:西北工业大学自动化学院,2003.

[编辑:罗向阳]