

DOI:10.3969/j.issn.1001-4551.2022.12.006

基于改进型前馈控制策略的 多余力抑制方法*

王 斌, 杨练根*, 聂 磊, 马 雷, 丁鹏飞
(湖北工业大学 机械工程学院, 湖北 武汉 430068)

摘要:针对电液伺服系统中多余力影响加载精度的问题,提出了一种改进型前馈控制策略对多余力进行抑制。首先,分析了转向节台架试验机四轴电液加载系统中多余力产生的原因,并建立了单轴加载力与控制信号之间的数学模型;然后,考虑到位置干扰运动状态的复杂性,以及基于结构不变性原理的前馈控制中的补偿环节存在相位滞后,使用包含快速傅里叶变换(FFT)、补偿环节和双向传播(BP)神经网络相位修正的改进型前馈控制策略对多余力进行了抑制;最后,对该控制策略进行了 Simulink 仿真分析和试验研究。研究结果表明:当位置干扰的频率为 1 Hz、3 Hz、5 Hz 时,补偿环节的相位滞后分别为 1.66°、4.76°和 7.92°;该策略的动态相位修正范围与有效修正范围的比值分别为 0.88、0.61 和 0.46;随着位置干扰频率的增加,补偿环节的相位滞后增大,修正相位的相对变化范围逐渐减小,该策略对多余力的抑制效果更明显。

关键词:电液伺服系统;加载精度;快速傅里叶变换;神经网络;相位修正算法;谱序列变换 FFT 算法;补偿环节

中图分类号:TH137;U463.46

文献标识码:A

文章编号:1001-4551(2022)12-1686-08

Surplus force suppression method based on improved feedforward control strategy

WANG Bin, YANG Lian-gen, NIE Lei, MA Lei, DING Peng-fei

(School of Mechanical Engineering, Hubei University of Technology, Wuhan 430068, China)

Abstract: Aiming at the problem that the surplus force affected the loading accuracy in the electro-hydraulic servo system, an improved feedforward control strategy was proposed to suppress the surplus force. Firstly, the reasons for the surplus force in the four-axis electro-hydraulic loading system of the steering knuckle bench testing machine were analyzed, and the mathematical model between the single-axis loading force and the control signal was established. Then, considering the complexity of position disturbance motion state and the compensation link's phase lagging of the feedforward control, an improved feedforward control strategy including the fast Fourier transform (FFT) of spectral sequence transformation, the compensation link and dual back propagation (BP) neural network phase correction was used to suppress the surplus force. Finally, the Simulink simulation analysis and experimental verification of the strategy were carried out. The research results show that when the frequency of position interference is 1 Hz, 3 Hz, and 5 Hz, the phase lags of the compensation link are 1.66°, 4.76° and 7.92°; the ratios of the dynamic phase correction range to the effective correction range are 0.88, 0.61, and 0.46; with the increase of the position interference frequency, the phase lag of the compensation link increases, the relative variation range of the corrected phase gradually decreases, and the suppression effect of the method on the surplus force is more obvious.

Key words: electro-hydraulic servo system; loaded precision; fast Fourier transform (FFT); neural network; phase correction algorithm; spectral sequence transform FFT algorithm; compensation link

收稿日期:2022-03-08

基金项目:国家自然科学基金面上项目(51975191)

作者简介:王斌(1996-),男,山东青岛人,硕士研究生,主要从事电液伺服系统测控方面的研究。E-mail:1936957935@qq.com

通信联系人:杨练根,男,博士,教授,博士生导师。E-mail:yanglg@mail.hbut.edu.cn

0 引言

由于其控制精度高、反应速度快、传递功率大等优点,电液伺服系统在各种大型加载测试场合得到了广泛应用^[1]。

比较典型的应用如电液伺服疲劳试验机,能够在实验室条件下模拟被测对象在实际工况中受到的外界交变载荷,检测出被测对象的各种性能参数。然而,电液伺服系统中含有大量的非线性环节,而且系统受到的外界干扰复杂多变,增加了控制系统的设计难度^[2,3]。

在电液伺服加载测试试验中,位置扰动型施力系统是一种典型的测试方案,需要解决的关键问题在于如何抑制多余力的影响。所谓多余力指系统的加载力设定值为零时,且被测对象运动时,加载侧产生的力^[4]。

针对多余力的抑制问题,国内外的学者做了很多相关方面的研究,大体分为两种:(1)结构补偿法。主要从加载系统的机械结构入手,通过增加辅助环节抑制多余力,如双阀并联^[5]、安装连通孔、安装缓冲弹簧等;(2)控制补偿法。主要从控制策略入手,如模糊控制^[6]、神经网络控制、滑模控制^[7]、鲁棒控制^[8,9]等。与结构补偿法相比,控制补偿法的成本低,无需改变设备的机械结构,能适应多种被测对象,是多余力抑制方法研究的重点。

基于结构不变性原理,潘卫东等人^[10]采用主动位置同步控制法抑制多余力,该方法适用于位置干扰指令已知的情况,且其控制精度取决于两个系统控制特性的一致程度。段勇等人^[11]采用随动位置同步控制法,利用快速傅里叶变换(FFT)分析被测对象运动的同时,使用最小二乘法修正补偿信号的相位;但该方法忽略了FFT的频谱泄漏问题,只适用于简单位置干扰的情况。余昱珩等人^[12,13]提出了一种神经网络设计控制器,提高了加载系统的跟踪精度;但忽略了控制器模型对初始化参数选取敏感的问题。

上述文献中的方法虽然有效地抑制多余力,但对方法的使用条件有着较为严格的要求,因此,笔者提出一种可以适应未知复杂位置干扰的多余力抑制方法。

笔者以转向节台架试验机四轴电液加载系统为研究对象,在分析多余力产生的原因和建立单轴加载力与控制信号之间数学模型的基础上,提出一种包含谱序列变换FFT算法、补偿环节和双反向传播(BP)神经网络相位修正算法的改进型前馈控制策略,对多余力进行抑制。

1 系统分析与建模

1.1 四轴电液加载系统分析

转向节台架试验机的四轴电液加载系统如图 1 所示。

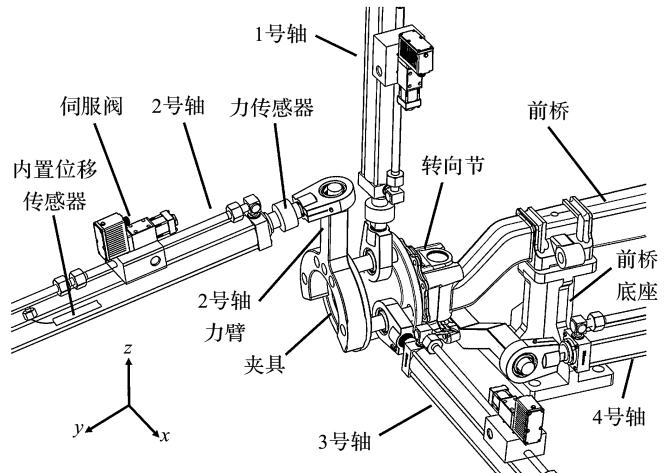


图 1 转向节台架试验机四轴电液加载系统

由图 1 可知:前桥在 Y 方向上固定于底座之上,转向节连接在前桥的一端,通过夹具与各加载轴相连。在 Z 方向上的 1 号轴模拟加载垂向力,在 Y 方向上的 2 号轴模拟加载侧向力,在 X 方向上的 3 号轴模拟加载纵向力,调整在 Y 方向上的 4 号轴并固定转向节位置。

该设备可以通过更换前桥和夹具,实现对不同转向节的正弦加载测试。图 1 中,力传感器和位移传感器分别对当前加载力和活塞杆的位移进行检测。

由转向节台架试验机的结构可知,对垂向力进行正弦模拟加载时,转向节在 YZ 平面上产生以底座为圆心的往复圆弧运动,运动的幅度受加载力和前桥弹性系数的影响;该运动对 2 号轴产生 Y 方向上的位置干扰,导致 2 号轴液压油缸在运动时产生强迫流量,从而产生多余力。

因为转向节与夹具、夹具与各加载轴之间的连接存在间隙和摩擦,加上长时间疲劳测试产生的滑动、黏滞等非线性时变因素,所以由垂向力引起的位置干扰是由多个谐波和噪声组成的,干扰的基频与垂向力的加载频率相同。同理可得,模拟加载侧向力或纵向力时,会导致其他轴产生多余力。

由于各加载轴产生多余力的原因相同,所以该文以 2 号轴电液加载系统为研究对象,建立单轴加载力与控制信号之间的数学模型,对如何抑制多余力这一问题进行研究。

由上述分析可知:Y 方向上的位置干扰是指 2 号

轴力臂末端与 2 号油缸关节轴承连接点处的位移,可以由胡克定律计算得出:

$$F = k_l(x_a - y_a) \quad (1)$$

式中: F —加载力; $k_l = 3E_l I_l / L^3$,其中 E_l —力臂弹性系数; I_l —惯性矩; L —力臂长度,在力臂确定的条件下, k_l 为常数; x_a —活塞杆位移; y_a — Y 方向位置干扰。

笔者在以下的研究中假设位置干扰已知。

1.2 单轴加载系统建模

笔者假设伺服阀是具有足够响应能力的理想四通滑阀,各节流窗口匹配对称,节流窗口处的流动为紊流,忽略液体的压缩性。

伺服阀流量线性化方程为^[14]:

$$Q_L = k_q x_d - k_c P_L \quad (2)$$

式中: Q_L —负载流量; k_q —伺服阀流量增益; x_d —阀芯位移; k_c —伺服阀流量—压力系数; P_L —负载压力。

液压缸流量连续方程为:

$$Q_L = A_p \frac{dx_a}{dt} + \frac{V_l}{4\beta} \frac{dP_L}{dt} + c_s P_L \quad (3)$$

式中: A_p —液压缸活塞面积; V_l —液压缸有效容积; β —等效容积弹性模量; c_s —液压缸总泄漏系数。

力平衡方程为:

$$A_p P_L = m_l \frac{d^2 x_a}{dt^2} + B_c \frac{dx_a}{dt} + F + F_f \quad (4)$$

式中: m_l —转向节及活塞杆折算到活塞上的总质量; B_c —活塞杆运动的黏性阻尼系数; F_f —活塞杆运动时所受到的摩擦力。

伺服阀阀芯位移方程为:

$$x_d = k_{sv} u \quad (5)$$

式中: k_{sv} —伺服阀输入增益; u —伺服阀输入电压。

力传感器模型为:

$$k_f = \frac{u_m}{F} \quad (6)$$

式中: k_f —力传感器系数; u_m —力传感器输出电压。

由式(2,3)可得:

$$k_q x_d = k_{ce} P_L + A_p \frac{dx_a}{dt} + \frac{V_l}{4\beta} \frac{dP_L}{dt} \quad (7)$$

式中: k_{ce} —伺服阀总流量压力系数, $k_{ce} = k_c + c_s$ 。

当单轴加载系统受到位置干扰的影响时,活塞杆具有一定的运动速度,而摩擦力 F_f 主要影响活塞杆低速运行时的加载精度^[15,16],所以笔者忽略式(4)中的摩擦力,将式(1~7)进行拉氏变换,并整理、化简,得到单轴加载力和控制信号之间的数学模型。

单轴加载系统数学模型如图 2 所示。

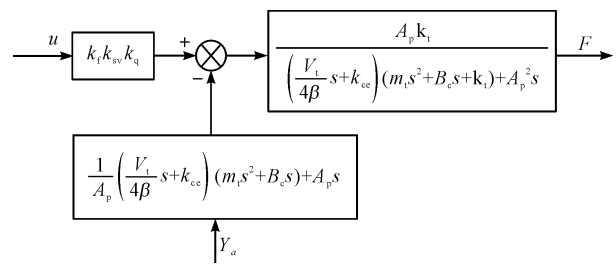


图 2 单轴加载系统数学模型

2 改进型前馈控制策略

改进型前馈控制策略由谱序列变换的 FFT 算法、补偿环节和双 BP 神经网络相位修正算法 3 部分组成,其结构原理如图 3 所示。

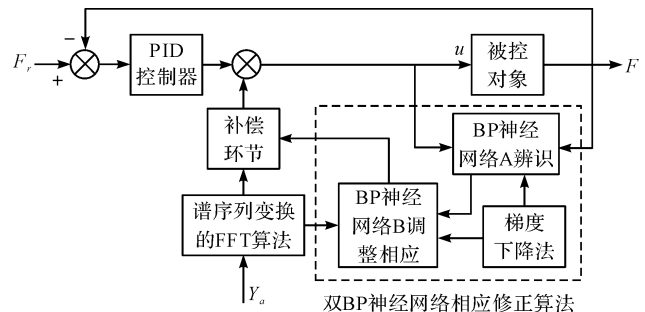


图 3 改进型前馈控制策略结构原理图

该前馈控制策略考虑到位置干扰运动状态的复杂性和传统 FFT 算法容易产生频谱泄漏的问题,应用谱序列变换的 FFT 算法精确分析位置干扰中的各谐波幅值与相位参数;在补偿环节利用谐波参数计算补偿信号的同时,双 BP 神经网络对补偿信号的相位进行修正,其中神经网络 A 对单轴加载系统进行辨识,获得雅克比(Jacobian)信息,神经网络 B 利用系统的误差信号和 Jacobian 信息对补偿环节的相位进行在线修正。

由系统分析可知: Y 方向的位置干扰具有周期性,此时改进型前馈控制策略可以有效地抑制多余力;当位置干扰为非周期信号时,该策略对多余力的抑制效果有限,这主要是因为谱序列变换 FFT 算法对非周期信号分析的实时性较差,此时前馈控制无法及时抵消位置干扰对加载系统的影响。

2.1 谱序列变换的 FFT 算法与补偿环节

谱序列变换的 FFT 算法可以有效减少 FFT 算法的频谱泄漏误差,对谐波幅值和相位参数进行高精度检测^[17]。

考虑到算法的复杂程度和谐波计算精度之间的平衡^[18],笔者采用谱序列变换中的三点式算法对位置干扰进行分析,并将位置干扰表示为:

$$y_a = \sum_{m=1}^M A_m \cos\left(2\pi f_m \frac{N}{f_s} + \theta_m\right) \quad (8)$$

式中: M —谐波数量; A_m —谐波幅值; f_m —谐波频率; θ_m —谐波相位; N —FFT 的采样点数; f_s —采样频率。

根据结构不变性原理^[19], 由图 2 可得补偿环节 $G_f(s)$ 为:

$$G_f(s) = \frac{1}{k_t k_{sv} k_q} \left[\frac{V_t m_t}{4\beta A_p} s^3 + \left(\frac{V_t B_c}{4\beta A_p} + \frac{k_{ce} m_t}{A_p} \right) s^2 + \left(\frac{k_{ce} B_c}{A_p} + A_p \right) s \right] \quad (9)$$

由式(8,9)可得相位修正之前的补偿环节输出为:

$$G_f = \frac{1}{k_t k_{sv} k_q} \left[-\frac{V_t m_t}{4\beta A_p} \left(\sum_{m=1}^M A_m (2\pi f_m)^3 \sin\left(2\pi f_m \frac{N}{f_s} + \theta_m\right) \right) + \left(\frac{V_t B_c}{4\beta A_p} + \frac{k_{ce} m_t}{A_p} \right) \left(\sum_{m=1}^M A_m \times (2\pi f_m)^2 \cos\left(2\pi f_m \frac{N}{f_s} + \theta_m\right) \right) - \left(\frac{k_{ce} B_c}{A_p} + A_p \right) \left(\sum_{m=1}^M A_m 2\pi f_m \sin\left(2\pi f_m \frac{N}{f_s} + \theta_m\right) \right) \right] \quad (10)$$

2.2 双 BP 神经网络相位修正算法

BP 神经网络具有学习速度快、自适应性强等优点, 可以逼近任意非线性函数, 具有良好的泛化和自学习能力, 被广泛地应用于各种非线性系统中^[20]。

令 BP 神经网络 A 的输入层神经元为 i ($i=1, 2, 3 \dots I$), 隐含层神经元为 j ($j=1, 2, 3 \dots J$), 输出层神经元为 d ($d=1, 2, 3 \dots D$); 隐含层和输出层的激活函数分别为 tansig 和 logsig 函数; 选取样本学习总数 P 。

神经网络根据权值和阈值计算隐含层输入 hi_j^p , 再根据激活函数得到隐含层输出为:

$$ho_j^p = \text{tansig}(hi_j^p) = \text{tansig}\left(\sum_{i=1}^I (w_{ij}^1 in_i^p) + c_j^1\right) \quad (11)$$

式中: w_{ij}^1 —第一层权值; c_j^1 —第一层阈值; in_i^p —神经网络输入。

同理可得输出层神经元的输出为:

$$od_d^p = \text{logsig}(oi_d^p) = \text{logsig}\left(\sum_{j=1}^J (w_{jd}^2 ho_j^p) + c_d^2\right) \quad (12)$$

式中: oi_d^p —输出层输入; w_{jd}^2 —第二层权值; c_d^2 —第二层阈值。

定义期望输出为 \bar{o}_d^p , 可得损失函数为:

$$E_A = 0.5 \sum_{p=1}^P \sum_{d=1}^D (\bar{o}_d^p - o_d^p)^2 = \sum_{p=1}^P E_A^p \quad (13)$$

采用梯度下降法对权值和阈值进行调整:

$$w(k_A + 1) = w(k_A) + \Delta w(k_A) \quad (14)$$

$$c(k_A + 1) = c(k_A) + \Delta c(k_A) \quad (15)$$

式中: k_A —神经网络 A 的学习次数; Δw —权值调整增量; Δc —阈值调整增量。

笔者采用上述 BP 神经网络 A 的算法对单轴加载系统进行辨识, 参数设置如下: 选取神经网络的输入为 $\mathbf{In}_A^p = (u(k), u(k-1), u(k-2), F(k-1), F(k-2))^T$, 输出为 $\hat{F}(k)$, 期望输出为 $F(k)$ 。

隐层神经元的数量影响神经网络的收敛速度和精度, 因此笔者采用下式来确定其数量^[21]:

$$c_B = \sqrt{m_B + n_B} + a_B \quad (16)$$

式中: c_B —隐含层节点数量; m_B —输入层节点数量; n_B —输出层节点数量; $a_B = 6$ 。

笔者根据式(16)确定隐含层的节点数量为 9; 令最大学习次数为 500, 学习速率为 0.000 1, 目标误差为 0.001; 网络的样本学习总数 $P = 400$, 并对学习样本进行归一化处理, 其中: k_{in1} —控制电压 $u(k)$ 的比例系数, k_o —期望输出 $F(k)$ 的比例系数。

BP 神经网络 A 训练完成后, 可得加载力和控制电压之间的 Jacobian 信息为:

$$\frac{\partial F}{\partial u} \approx \frac{\partial \hat{F}(k)}{\partial u(k)} = \frac{k_{in1}}{k_o} \hat{F}(k) (1 - \hat{F}(k)) \times \sum_{j=1}^J [w_{jl}^2 (1 - (ho(k)_j)^2) w_{lj}^1] \quad (17)$$

令 BP 神经网络 B 为在线学习模式, 设输入层神经元为 e ($e=1, 2, 3 \dots E$), 隐含层神经元为 g ($g=1, 2, 3 \dots G$), 输出层神经元为 q ($q=1, 2, 3 \dots Q$); 隐含层和输出层的激活函数分别为 logsig 和 purelin 函数。

神经网络 B 的前向传递过程与神经网络 A 类似, 此处不再赘述。其反向传播过程如下:

因为补偿信号中含有多个谐波, 所以笔者设补偿信号的整体时域移动 t_b 为神经网络 B 的输出, 根据式(10)可得相位修正之后的补偿环节输出为:

$$u_1 = \frac{1}{k_t k_{sv} k_q} \left[-\frac{V_t m_t}{4\beta A_p} \left(\sum_{m=1}^M A_m (2\pi f_m)^3 \sin\left(2\pi f_m \frac{N}{f_s} + \theta_m + 2\pi f_m t_b\right) \right) + \left(\frac{V_t B_c}{4\beta A_p} + \frac{k_{ce} m_t}{A_p} \right) \left(\sum_{m=1}^M A_m (2\pi f_m)^2 \times \cos\left(2\pi f_m \frac{N}{f_s} + \theta_m + 2\pi f_m t_b\right) \right) - \left(\frac{k_{ce} B_c}{A_p} + A_p \right) \left(\sum_{m=1}^M A_m 2\pi f_m \sin\left(2\pi f_m \frac{N}{f_s} + \theta_m + 2\pi f_m t_b\right) \right) \right] \quad (18)$$

由于 t_b 没有相应的期望输出, 所以根据控制系统的设定值 F_r 和输出 F , 构建的损失函数为:

$$E_B = 0.5 (F_r - F)^2 \quad (19)$$

第二层权值和阈值的调整过程如下:

$$\Delta w_{g1}^2 = -\eta \frac{\partial E_B}{\partial w_{g1}^2} = \eta \delta_q h o_g = \eta (F_r - F) \frac{\partial F \partial u_1}{\partial u \partial t_B} h o_g \quad (20)$$

$$\Delta c_1^2 = -\eta \frac{\partial E_B}{\partial c_1^2} = -\eta \frac{\partial E_B}{\partial o_{i1}} \frac{\partial o_{i1}}{\partial c_1^2} = \eta \delta_q \quad (21)$$

$$w_{g1}^2(k_B + 1) = w_{g1}^2(k_B) + \Delta w_{g1}^2(k_B) + \alpha \Delta w_{g1}^2(k_B - 1) \quad (22)$$

$$c_1^2(k_B + 1) = c_1^2(k_B) + \Delta c_1^2(k_B) + \alpha \Delta c_1^2(k_B - 1) \quad (23)$$

式(20~23)中: η —学习速率; α —动量因子; k_B —神经网络 B 的学习次数; $u = u_1 + u_2$, u_2 —PID 输出。

第一层权值和阈值的调整过程如下:

$$\Delta w_{eg}^1 = -\eta \frac{\partial E_B}{\partial w_{eg}^1} = \eta \delta_Q i n_e \quad (24)$$

$$\begin{aligned} \Delta c_g^1 &= -\eta \frac{\partial E_B}{\partial c_g^1} = -\eta \frac{\partial E_B}{\partial h i_g} \frac{\partial h i_g}{\partial c_g^1} = \eta \delta_Q \\ &= \eta (F_r - F) \frac{\partial F \partial u_1}{\partial u \partial t_B} w_{g1}^2 h o_g (1 - h o_g) \end{aligned} \quad (25)$$

$$w_{eg}^1(k_B + 1) = w_{eg}^1(k_B) + \Delta w_{eg}^1(k_B) + \alpha \Delta w_{eg}^1(k_B - 1) \quad (26)$$

$$c_g^1(k_B + 1) = c_g^1(k_B) + \Delta c_g^1(k_B) + \alpha \Delta c_g^1(k_B - 1) \quad (27)$$

笔者采用上述 BP 神经网络 B 的算法修正补偿信号的相位^[22]。

参数设置如下:由于实际补偿信号与理想值的相位差与位置干扰的频率有关^[23],考虑到采样点数 N 对 FFT 运算时间的影响,选取神经网络的输入 $I_n =$

$(N/1\ 000, f_{m1}, f_{m2}, f_{m3}, M)^T$, 其中: f_{m1}, f_{m2} 为两个最大的谐波频率; f_{m3} 为最小谐波频率。

选取隐含层的节点数量为 9。学习速率 $\eta = 1e - 9$, 动量因子 $\alpha = 0.08$, 目标误差为 0.1。

3 仿真分析

仿真过程中的单轴加载系统模型参数如表 1 所示。

表 1 单轴加载系统模型参数

名称/单位	数值
力与力臂末端位移的系数 $k_t / (N \cdot m^{-1})$	3.58×10^6
伺服阀流量增益 $k_q / (m^2 \cdot s^{-1})$	1.33
活塞面积 A_p / m^2	6.623×10^{-3}
液压缸有效容积 V_l / m^3	1.571×10^{-3}
等效容积弹性模量 $\beta / (N \cdot m^{-2})$	7×10^8
负载等效质量 m_l / kg	50
黏性阻尼系数 $B_c / (N \cdot s \cdot m^{-1})$	300
伺服阀输入增益 $k_{sv} / (m \cdot V^{-1})$	5×10^{-5}
力传感器转换系数 $k_f / (V \cdot N^{-1})$	1×10^{-4}
伺服阀总流量压力系数 $k_{cc} / (m^5 \cdot N^{-1} \cdot s^{-1})$	1.35×10^{-11}

表 1 中,笔者通过实测力与力臂末端位移的数据后计算得出 k_t , 该值与试验研究中转向节的额定载荷和夹具相对应。

根据系统分析可知,垂向正弦载荷引起的位置干扰是由多个谐波和噪声组成的,干扰的基频与垂向力的加载频率相同,所以笔者在进行仿真分析时,以低频和高频的正弦波以及噪声来模拟实际运行过程中的位置干扰。

Simulink 单轴加载系统仿真模型如图 4 所示。

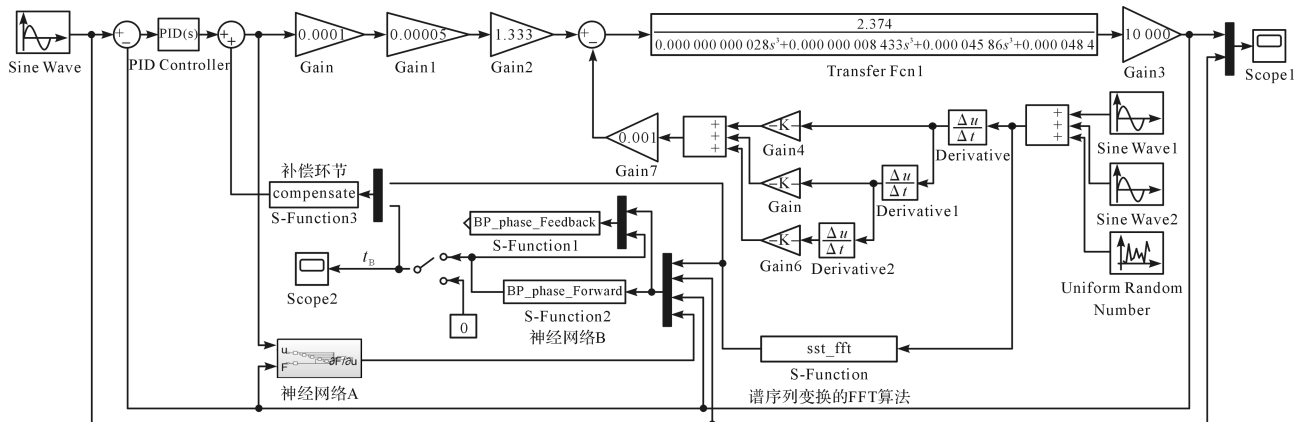


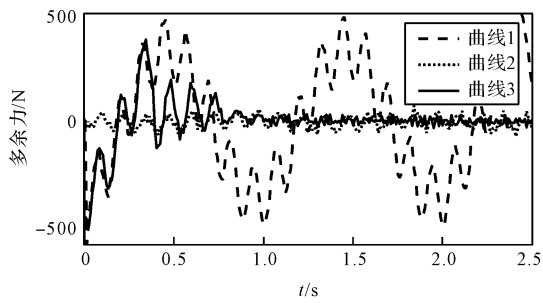
图 4 单轴加载系统仿真模型

令位置干扰中白噪声的幅值为 0.1 mm, 当 $y_{a1} = 0.006 \sin(2\pi t) + 0.0003 \sin(16\pi t)$ 时, 多余力仿真结果如图 5 所示。

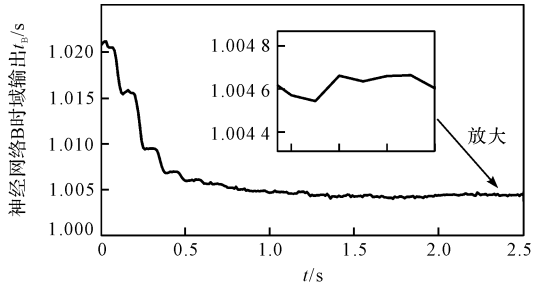
图 5 中, 曲线 1 为 PID 控制下的多余力数据, 曲线

2 为 PID + 传统前馈控制的多余力数据, 曲线 3 为 PID + 改进型前馈控制的多余力数据。

当 $y_{a2} = 0.006 \sin(6\pi t) + 0.0003 \sin(16\pi t)$ 时, 多余力仿真结果如图 6 所示。

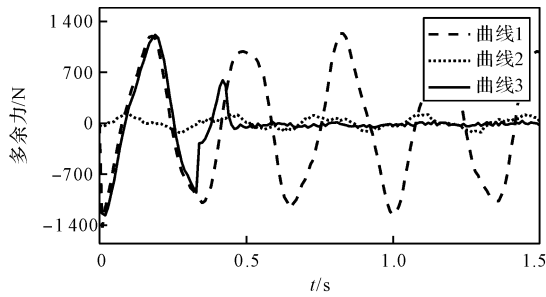


(a) 多余力仿真曲线

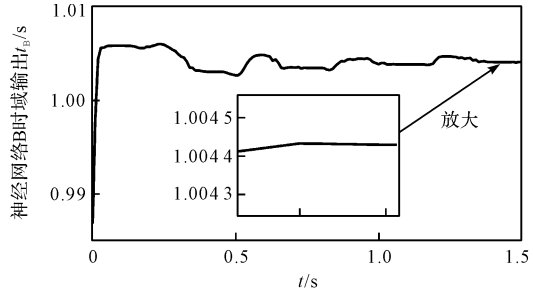


(b) 神经网络B时域输出仿真曲线

图 5 位置干扰基频为 1 Hz



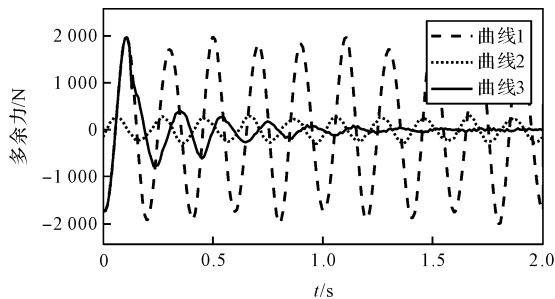
(a) 多余力仿真曲线



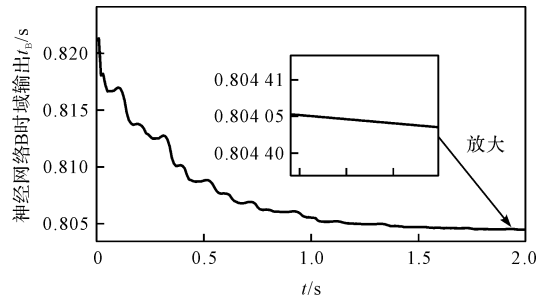
(b) 神经网络B时域输出仿真曲线

图 6 位置干扰基频为 3 Hz

当 $y_{a3} = 0.006\sin(10\pi t) + 0.0003\sin(16\pi t)$ 时,多余力仿真结果如图 7 所示。



(a) 多余力仿真曲线



(b) 神经网络B时域输出仿真曲线

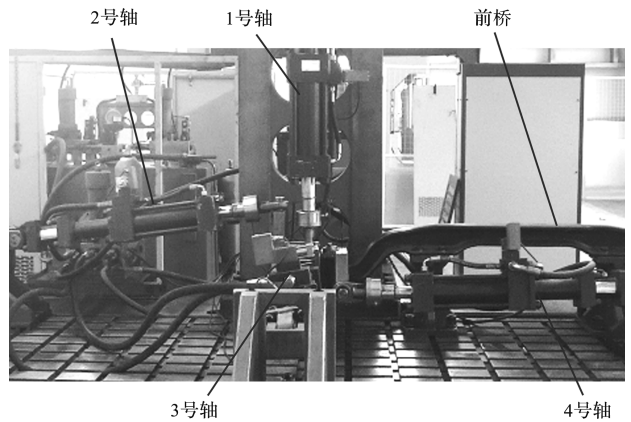
图 7 位置干扰基频为 5 Hz

由图(5~7)仿真结果可知:当位置干扰的基频分别为 1 Hz、3 Hz 和 5 Hz 时,BP 神经网络 B 的时域输出最终收敛于 1.004 6 s、1.004 4 s 和 0.804 4 s,改进型前馈控制对补偿信号中基频信号的相位修正为 1.66°、4.76° 和 7.92°。除噪声干扰以外,仿真实验结果表明改进型前馈控制策略基本实现了对多余力的完全抑制,所以修正相位即不同频率位置干扰下的补偿信号滞后相位。

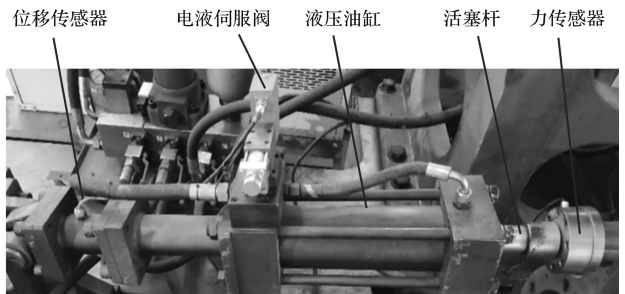
仿真结果表明:(1)随着位置干扰频率的增加,实际补偿信号与理想值的相位差越大,改进型前馈控制策略对多余力的抑制效果越明显;(2)该策略可以有效地抑制周期性正弦位置干扰引起的多余力。

4 试 验

此处,笔者试验研究所用到的转向节台架试验机实物图如图 8 所示。



(a) 转向节台架试验机四轴加载系统



(b) 转向节台架试验机单轴加载系统

图 8 转向节台架试验机实物图

令 1 号轴加载力为 0 ~ 50 kN, 当加载频率为 1 Hz 时, 2 号轴的多余力试验结果如图 9 所示。

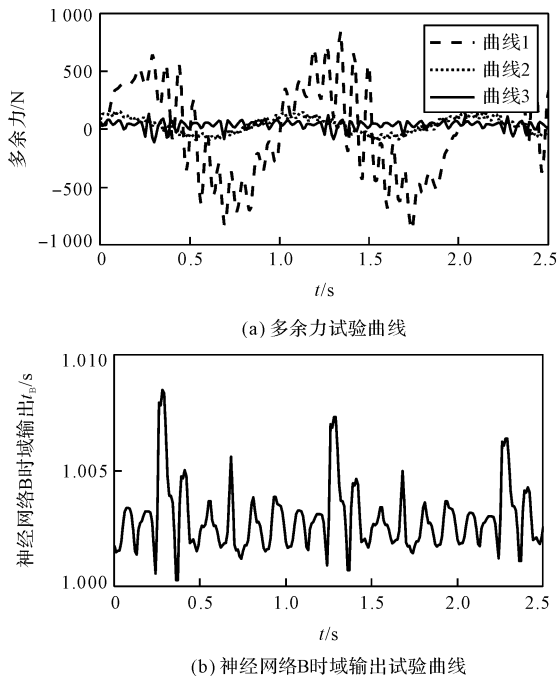


图 9 1 Hz 垂向力时 2 号轴多余力试验结果

当 1 号轴加载频率为 3 Hz 时, 2 号轴的多余力试验结果如图 10 所示。

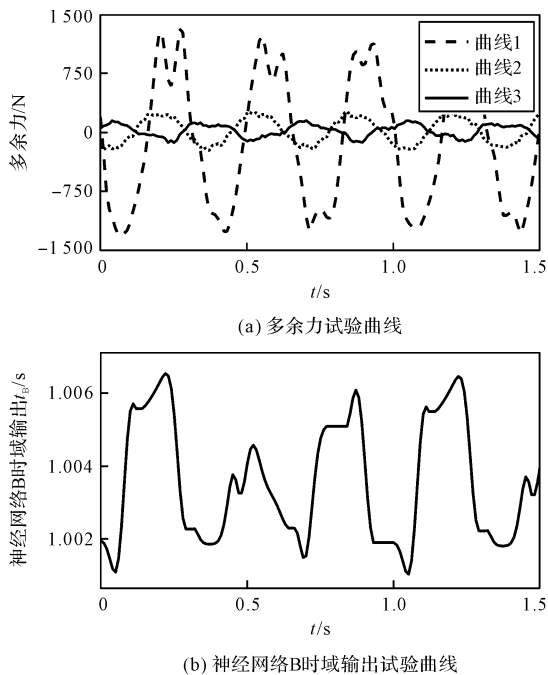


图 10 3 Hz 垂向力时 2 号轴多余力试验结果

当 1 号轴加载频率为 5 Hz 时, 2 号轴的多余力试验结果如图 11 所示。

由图(9 ~ 11) 试验结果可知: 当垂向加载频率为 1 Hz、3 Hz 和 5 Hz 时, BP 神经网络 B 时域输出的变化范围分别为 1.000 4 s ~ 1.008 5 s、1.001 s ~ 1.006 4 s、0.801 7 s ~ 0.805 8 s, 改进型前馈控制对补偿信号中基

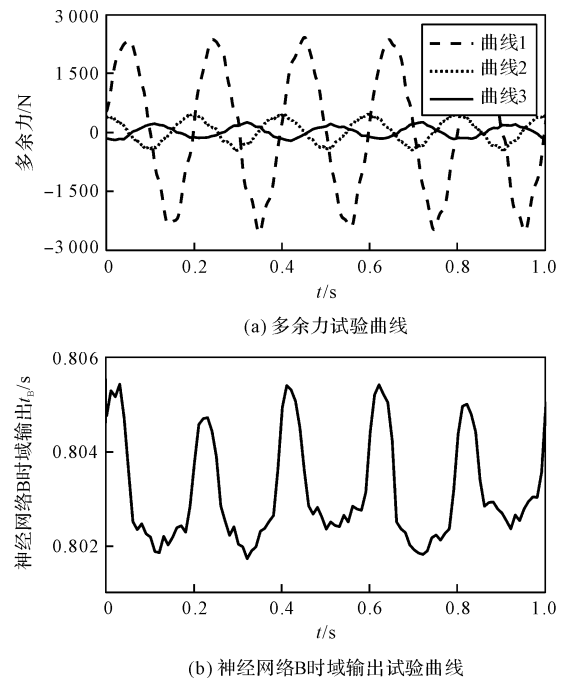


图 11 5 Hz 垂向力时 2 号轴多余力试验结果

频信号的相位修正分别为 $0.14^\circ \sim 3.06^\circ$ 、 $1.09^\circ \sim 6.91^\circ$ 、 $3.06^\circ \sim 10.44^\circ$;

改进型前馈控制对补偿环节的相位修正是动态变化的, 当修正相位大于零且小于 2 倍的滞后相位时, 改进型前馈控制系统对多余力的抑制效果优于传统前馈控制。

对比仿真和试验结果可知: 当垂向加载频率为 1 Hz、3 Hz、5 Hz 时, 修正相位的变化范围与 2 倍滞后相位的比值分别为 0.88、0.61、0.46, 随着干扰频率的增加, 修正相位的相对变化范围逐渐减小, 改进型前馈控制策略对多余力的抑制效果越明显。

试验结果表明: 与传统的前馈控制相比, 改进型前馈控制策略能有效抑制高频阶段的多余力。

5 结束语

在分析多余力产生原因的基础上, 通过建立单轴加载力与控制信号之间数学模型, 笔者提出了一种包含谱序列变换的 FFT 算法、补偿环节和相位修正算法的改进型前馈控制策略, 对多余力进行了抑制。

为了验证该策略的控制效果, 笔者分别对 PID 反馈控制系统、PID + 传统前馈控制的复合控制系统、PID + 改进型前馈控制的复合控制系统施加了不同频率的含谐波与噪声的位置干扰。

研究表明:

(1) 当位置干扰的频率为 1 Hz、3 Hz、5 Hz 时, 补偿环节的相位滞后分别为 1.66° 、 4.76° 和 7.92° ; 改进型

前馈控制策略的动态相位修正范围与有效修正范围的比值分别为 0.88、0.61 和 0.46;随着位置干扰频率的增加,补偿环节的相位滞后越大,改进型前馈控制策略对周期性位置干扰多余力的抑制效果越明显;

(2)虽然改进型前馈控制对低频阶段多余力的抑制效果与传统前馈控制基本相同,但有效地抑制了高频阶段的多余力。

在今后的研究中,笔者将采用自适应 PID 控制代替传统 PID 控制器,以进一步提高系统的动态性能和加载精度,减小低频阶段的多余力。

参考文献 (References):

- [1] 陈 帅,汪成文,张震阳,等.改进模糊 PID 方法及其在电液伺服控制中的应用[J].机电工程,2021,38(5):559-565.
- [2] YAO Zhi-kai, YAO Jian-yong, YAO Fei-yu, et al. Model reference adaptive tracking control for hydraulic servo systems with nonlinear neural-networks[J]. *ISA. Transactions*,2020(100):396-404.
- [3] 刘 旋,梁 娜,袁朝辉.飞机液压能源模块负载模拟装置试验研究[J].机电工程,2019,36(11):1153-1159.
- [4] 张菊丽.舵机动态加载系统控制仿真研究[D].西安:西北工业大学自动化学院,2007.
- [5] YU Shao-juan, SONG Jun-jun. Iterative Learning Control of Double Servo Valve Controlled Electro Hydraulic Servo System[C]. 7th International Conference on Computational Intelligence and Security, Sanya, China. USA: IEEE Computer Society,2011.
- [6] 赵 岩,周秦源,邵念锋,等.基于 RBF 神经网络模糊 PID 控制的电液伺服系统[J].机电工程,2022,39(2):244-249.
- [7] 何龙飞,金晓宏,阮 军,等.被动式电液负载模拟器的变增益滑模控制研究[J].机电工程,2020,37(2):126-131.
- [8] SHAMISA A, KIANI Z. Robust fault-tolerant controller design for aerodynamic load simulator [J]. *Aerospace Science and Technology*,2018(78):332-341.
- [9] WANG Cheng-wen, JIAO Zong-xia, WU Shuai, et al. A practical nonlinear robust control approach of electro-hydraulic load simulator [J]. *Chinese Journal of Aeronautics*,2014,27(3):735-744.
- [10] 潘卫东,范元勋,雷建杰,等.电动直线加载测试系统改进前馈补偿策略研究[J].振动.测试与诊断,2021,41(1):19-26,197-198.
- [11] 段 勇,万会雄,刘 志.负载模拟器多余力补偿控制研究[J].起重运输机械,2017(3):69-73.
- [12] 余昱珩.基于改进 BP-PID 的电动负载模拟器系统研究[D].武汉:湖北工业大学机械工程学院,2020.
- [13] 刘晓琳,李 卓,陈立东.电液负载模拟器神经网络辨识器及控制器设计[J].科学技术与工程,2020,20(2):834-840.
- [14] 王传礼,丁 凡,李其朋,等.对称四通阀控非对称液压缸伺服系统动态特性研究[J].中国机械工程,2004,15(6):3-6.
- [15] 吴盛林,刘春芳.基于 LuGre 模型的电液伺服系统摩擦力矩动态补偿[J].机床与液压,2003(2):67-69.
- [16] 康 硕.电液式负载模拟器耦合特性及非线性加载控制策略研究[D].北京:北京交通大学机械与电子控制工程学院,2020.
- [17] 薛 蕙,杨仁刚.基于 FFT 的高精度谐波检测算法[J].中国电机工程学报,2002,13(12):107-111.
- [18] 杨 喜,汪旭明,陈炳权,等.基于谱序列变换的高精度谐波参数估计算法[J].中南大学学报:自然科学版,2020,51(9):2504-2513.
- [19] 陈国迎,何 磊,宗长富,等.基于电动伺服系统的转向试验台阻力加载策略的研究[J].汽车工程,2018,40(2):226-233.
- [20] PI Gang, XU Ling-hong, YE Qi-ming, et al. Load prediction and control of capillary ceiling radiation cooling panel air conditioning system based on BP neural network [J]. *IOP. Conference Series: Earth and Environmental Science*,2021,769(4):042006.
- [21] 易 军,蔡 恒,张 东,等.改进型 BP-PID 的舵机控制系统研究[J].中国机械工程,2017,28(10):1221-1226.
- [22] 索小娟,卫前伟.改进模糊 PID 的称重式包装机智能控制[J].包装与食品机械,2020(1):55-60.
- [23] 樊泽明,吕利刚.基于单神经元复合整定的多余力抑制[J].中南大学学报:自然科学版,2012,43(11):4349-4354.

[编辑:雷 敏]

本文引用格式:

王 斌,杨练根,聂 磊,等.基于改进型前馈控制策略的多余力抑制方法[J].机电工程,2022,39(12):1686-1693.

WANG Bin, YANG Lian-gen, NIE Lei, et al. Surplus force suppression method based on improved feedforward control strategy[J]. *Journal of Mechanical & Electrical Engineering*, 2022,39(12):1686-1693.

《机电工程》杂志: <http://www.meem.com.cn>