

迟滞非线性系统的建模与控制

李春涛¹, 谭永红²

(1. 南京航空航天大学 自动化学院, 江苏 南京 210016; 2. 桂林电子工业学院 智能系统与工业控制研究室, 广西 桂林 541004)

摘要: 介绍了对不平滑、多映射迟滞非线性系统的研究成果, 重点阐述了迟滞建模与控制器设计的研究现状. 详细地分析比较了 Preisach 模型和线性迟滞模型优缺点. 在控制器设计方法方面, 比较了常用的两类基于逆模型补偿方案的特点、差别和适应范围, 并扼要论述了其他控制方案. 最后, 对迟滞研究中仍需解决的问题和未来发展方向进行了探讨.

关键词: Preisach 模型; 压电执行器; 迟滞非线性; 逆模型; 自适应控制

中图分类号: TP18 **文献标识码:** A

Modeling and control for nonlinear systems with hysteresis

LI Chun-tao¹, TAN Yong-hong²

(1. College of Automation, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing Jiangsu 210016, China;

2. Institute of Intelligent Systems and Control Engineering, Guilin University of Electronic Technology, Guilin Guangxi 541004, China)

Abstract: This paper introduces the research achievement of nonlinear systems with hysteresis, which is a non-smooth and multi-valued-mapping nonlinearity. It focuses on the latest approaches of modeling and controller design for systems with hysteresis nonlinearity. The comparison and analysis of the two most popular models used in controller design, i. e. Preisach model and linear models, are presented in order to show their advantages and disadvantages. Then, the inverse-model based compensation schemes including the dynamical control and the static control are illustrated to compare their features, difference, and the conditions for applications. Moreover, some other controllers are also briefly described. At last, a discussion on the research in the future is given.

Key words: Preisach model; piezo-actuator; hysteresis nonlinearity; inverse model; adaptive control

1 引言(Introduction)

由于记忆合金和压电陶瓷具有定位精度高、驱动力大和快速响应能力等优点而被广泛应用在精密加工机床, 航天飞机的柔性机械手臂和天文望远镜的定位系统中^[1]. 然而存在于这些系统中的迟滞非线性不仅会降低系统的控制精度, 还会产生与输入信号幅值相关的相移和谐波失真, 从而削弱了闭环系统中的反馈作用, 甚至会造成系统不稳定^[2]. 从控制角度看, 迟滞系统的难控性表现在: 1) 多映射. 迟滞系统在相同的输入下, 可能产生不同的输出或在相同输出下, 可以有不同的输入(图 1); 2) 记忆性. 迟滞系统的输出不仅与输入信号瞬时值有关, 而且还与输入信号的历史特征、信号的变化情况有关. 迟滞系统的这两个特性使得常用的经典控制理论和现代控制理论都难以对其实施有效控制.

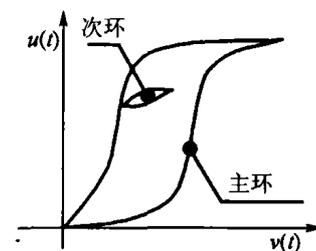


图 1 典型的迟滞曲线

Fig. 1 General hysteresis nonlinearity

2 迟滞数学模型(Hysteresis models)

Weiss 和 Freudenreich 认为迟滞特性是材料中微粒子在外部因素影响下, 粒子间相互作用的结果. 基于这种思想, 他们提出了一种机理迟滞模型^[3]. 1935 年, 经过 Preisach 等人对该模型改进和完善后称之为 Preisach 模型. 俄国数学家 Krasnoselskii 从数学角度对 Preisach 模型进行了深入研究, 使模型脱离

了特定物理领域的限制,进一步拓宽了 Preisach 模型的应用范围. 1988 年, Mayergoyz 为减少经典 Preisach 模型的应用条件,对模型进行修正,提出了非线性 Preisach 模型^[4].使 Preisach 模型的应用领域更加广阔. 1997 年 Ping Ge 为了适应迟滞补偿的需要,在经典 Preisach 模型的基础上,建立了广义 Preisach 模型.并用该模型大幅提高了压电执行器的跟踪精度^[5,6].目前,Preisach 模型及其各种改进模型是应用最广的一类迟滞模型^[7].但是,Preisach 模型难以利用实测数据来直接调整模型,且在线实现复杂,很难和控制器的设计结合起来.因此,Preisach 模型多应用于静态迟滞补偿方案中.为了补偿动态迟滞系统,G. Tao 建立了线性参数化迟滞模型^[8].该模型具备迟滞的一般特征,且能够在线更新模型参数来减小模型误差.但由于 G Tao 的线性模型是对实际迟滞特性的线性化,因此,即使在模型参数得到最佳匹配情况下,线性模型也将导致较大的模型误差.鉴于这种情况,G Webb 对连续 KP 模型进行离散参数化,得到参数化 KP 模型^[9].这种模型与 Tao 的线性模型相比能够进一步减小模型误差,但却不易获得准确的逆模型.

2.1 Preisach 模型 (Preisach model)

Preisach 模型认为迟滞特性是简单迟滞单元叠加的结果即

$$H[v](t) = \iint_S \mu(\alpha, \beta) \gamma_{\alpha, \beta}[v](t) d\alpha d\beta, \quad (1)$$

$$\gamma_{\alpha, \beta}[v](t) = \begin{cases} +1, & v(t) > \beta, \\ -1, & v(t) < \alpha, \\ \xi, & \alpha \leq v(t) \leq \beta. \end{cases} \quad (2)$$

式中: $\mu(\alpha, \beta)$ 为权重函数; $\gamma_{\alpha, \beta}[v](t)$ 为 Preisach 模型的迟滞单元; α, β 分别表示迟滞单元的上、下切换值. $\xi = \gamma_{\alpha, \beta}[v](\tau), \tau = \max[\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_n], v(\tau_i) = \alpha$ 或 $v(\tau_i) = \beta$.

Preisach 模型有 3 个关键点:积分边界线、局部记忆性及次环全等.在 $\alpha \sim \beta$ 平面上,积分区域为 $S = \{(\alpha, \beta) \mid \alpha \leq \beta\}$.如果考虑到输入是在 $v_{\min} \leq v(t) \leq v_{\max}$ 范围内时,实际的积分区域为 $S = \{(\alpha, \beta) \mid v_{\min} \leq \alpha \leq \beta \leq v_{\max}\}$.在区域 S 外可认为权重函数 $\mu(\alpha, \beta) = 0$.根据 $\gamma_{\alpha, \beta}[v](t)$ 的输出情况将积分区域 S 分为

$$S_{+1} = \{(\alpha, \beta) \mid \gamma_{\alpha, \beta}[v](t) = +1\},$$

$$S_{-1} = \{(\alpha, \beta) \mid \gamma_{\alpha, \beta}[v](t) = -1\}.$$

S_{+1} 与 S_{-1} 之间的曲线即为 Preisach 模型的积分边界线.因此,式(1)又可变为

$$\Gamma[v](t) = \iint_{S_{+1}} \mu(\alpha, \beta) d\alpha d\beta - \iint_{S_{-1}} \mu(\alpha, \beta) d\alpha d\beta. \quad (3)$$

Preisach 模型局部记忆性及次环全等均可用积分边界线变化情况来解释. $\alpha \sim \beta$ 平面内积分边界线形成过程取决于输入信号 $v(t)$ 变化情况.当输入信号增大时,边界线表现为沿轴 β 正向移动;当输入信号减小时,边界线就将沿轴 α 负向移动.设有输入信号 $v(t)$ 如图 2 所示,积分区域边界线的形成过程为:当输入信号 $v(t)$ 在区间 $[v_0, v_1]$ 单调增加时,边界线在图 3 中表现为平行于 α 轴沿 β 轴正向移动的直线,该直线一直移动到 $\beta = v_1$ 处(直线 ab).输入信号在 $[v_1, v_2]$ 区间单调减小时,边界线平行于 β 轴沿 α 轴负向移动到达 $\alpha = v_2$ 处(直线 fg).其他区间的边界线变化情况可按同样的分析方式获得.当 $t \in [0, t_1]$ 时, $v(t)$ 最终形成的积分边界线为 $afghijk$ (图 3).由此可看出 Preisach 模型的积分边界线反应了输入信号历史极值的变化.因而,输入信号的历史极值影响了 Preisach 模型输出,表现出模型的记忆性.

Preisach 模型的局部记忆性是指当输入信号 $v(t)$ 在某时刻超越了信号历史极值(即大于极大值或小于极小值)时,则该历史极值将不再影响该时刻以后的 Preisach 模型输出.这种现象也可用图 3 中积分边界线的变化来解释.在图 2 所示的输入信号 $v(t)$ 作用下, $t = t_1$ 时,根据 $v(t)$ 变化情况最后形成的边界线为 $afghijk$.其中直线 jk 与 α 轴的交点为 $v(t_1)$.当 $t_1 < t < t_2$ 时,输入信号 $v(t)$ 先后出现极值 v_7, v_8 超越了 $t < t_1$ 时极值 v_2, v_3, v_4, v_5 .此时积分区域的边界线为 $abcde$.其中 de 线与 α 轴的交点为 $v(t_2)$.根据积分区域的变化结果和式(3)可知,历史极值 v_2, v_3, v_4, v_5 将不再影响 Preisach 模型的输出.即 Preisach 模型是一种能够描述局部记忆性的迟滞模型.

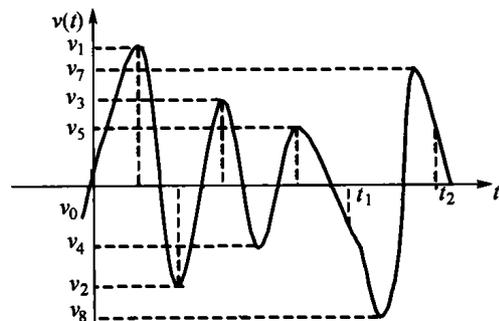


图 2 输入信号
Fig. 2 Input signal

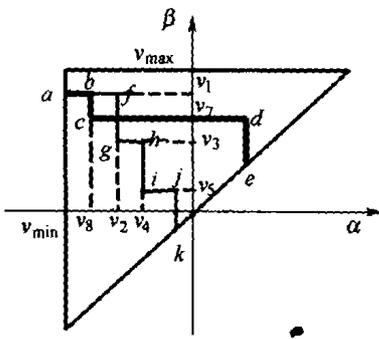


图3 边界线变化情况
Fig. 3 Varied boundary

次环(图1)是指当输入信号在极大与极小值间变化时,在输入输出平面上所形成的封闭轨迹.次环全等指输入信号在不同的时间段内具有相同极值时,Preisach模型将产生依附于主环,形状全等的次环. Preisach模型的次环全等也可以用边界线变化情况来解释.根据输入信号 $v(t)$ (图4)变化情况, $t = t'$ 时,积分域边界线为 abc ;当 $t = t''$ 时,边界线为 $defbc$ (图5).因此,当 $t' \in [t_1, t_2], t'' \in [t_3, t_4]$ 时,对于 $v(t') = v(t'')$, Preisach模型的积分区域相差一个相同的区域 ΔS .根据式(3)可知信号在 $[t_1, t_2]$ 和 $[t_3, t_4]$ 形成的两个上半次环是全等的.同理可证下半次环也是全等的.即在图4信号作用下, Preisach模型产生的两个次环是全等的.

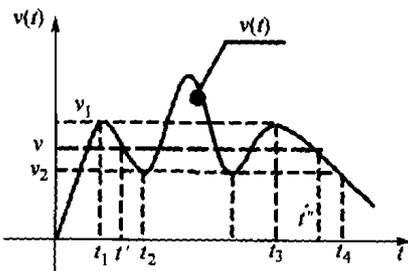


图4 输入信号
Fig. 4 Input signal

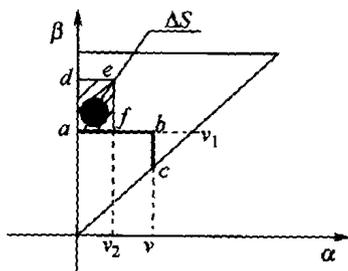


图5 积分边界线
Fig. 5 Integral boundary

线性迟滞模型(Linear hysteresis models)

1995年, G. Tao^[7]等为了补偿动态迟滞特性,提

出了线性迟滞模型(图6).线性迟滞模型的迟滞区域由4条线段围成.模型运作情况为:在图6所示的迟滞区域内,当输入满足 $v(t) < v_1(t)$ 或 $v_1 \leq v(t) < v_2, \dot{v}(t) > 0$ 时,模型输出将沿线段 ab 移动;当 $v_2 \leq v(t) < v_3, \dot{v}(t) > 0$,模型输出将沿线段 bc 移动;当 $v_4 < v(t) \leq v_3, \dot{v}(t) < 0$ 时,模型输出将沿线段 cd 移动; $v_1 < v(t) < v_4, \dot{v}(t) < 0$,模型输出将沿 da 移动; $v(t) \leq v_1, \dot{v}(t) < 0$ 模型输出将沿线段 ba 移动.从以上分析来看,线性迟滞模型具备了迟滞特性的一般特征.

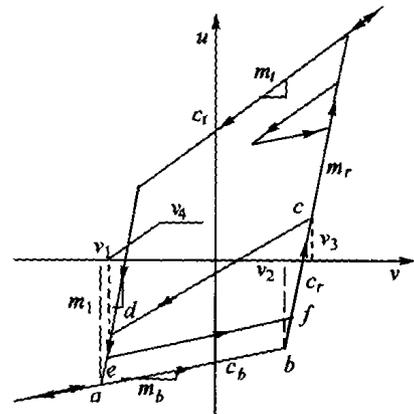


图6 线性迟滞模型
Fig. 6 Linear hysteresis model

线性模型优点是:通过调整线性迟滞模型参数 $m_i, c_i, m_b, c_b, m_r, c_r, m_l, c_l$, 可以使线性迟滞模型来适应不同迟滞特性,增加了模型灵活性.同时容易获得参数化迟滞逆模型,有利于补偿动态迟滞系统.但由于 Tao 所采用的分段线性化迟滞模型与实际迟滞特性有较大的差别,因此即使线性模型达到最佳辨识结果,线性化模型也将导致较大的模型误差.

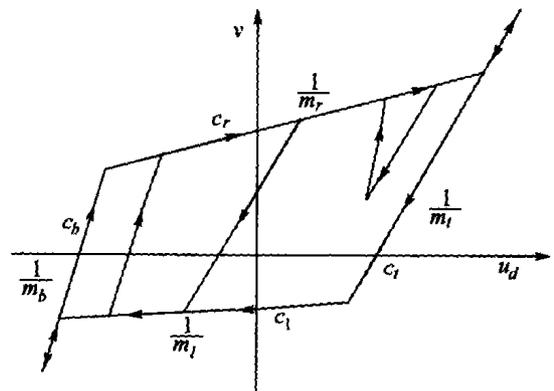


图7 线性迟滞逆模型
Fig. 7 Linear hysteresis inversion model

为减小 Tao 的线性模型误差过大的缺点, Webb 对 Krasovskii

型进行参数化处理,构造出适合于在线调整的参数化迟滞模型.另外, KP 模型和实际迟滞效应更加接近,因此 KP 模型可进一步减小模型误差.连续 KP 迟滞模型可表示为

$$H[v](t) = \int_S [k_s(v, \xi_s)](t) d\mu(s), \quad (4)$$

积分区域

$$S = \{(s_1, s_2) \mid s_2 \geq s_1; s_1, s_2 \in [v_{\min}, v_{\max}]\}.$$

KP 迟滞单元 $[k_s(v, \xi_s)](t)$ (图 8) 数学描述为

$$[k_s(v, \xi_s)](t) = \begin{cases} \max\{\xi_s, r(v - s_2)\}, & v(t) \geq 0, \\ \min\{\xi_s, r(v - s_1)\}, & v(t) \leq 0. \end{cases} \quad (5)$$

其中 ξ_s 随着 $v(t)$ 符号的变化而得到更新. 函数 $r(x)$ 可表示为

$$r(x) = \begin{cases} -1, & x < 0, \\ -1 + 2\frac{x}{a}, & 0 \leq x \leq a, \\ +1, & x > a. \end{cases} \quad (6)$$

为得到参数化迟滞模型, G Webb 对连续 KP 模型的积分区域 S 进行均匀离散化. 图 9 中每一个点都代表一个 KP 迟滞单元. 离散化后 KP 模型为

$$u(t) = \sum_{i,j} \theta_{i,j} [k_{s_{i,j}}(v, \xi_s)](t), \quad i \leq j. \quad (7)$$

其中

$$s_{1,j} = (s_{1,i}, s_{2,j}), \quad s_{1,i} = v_{\min} + (i - 1)\Delta, \\ s_{2,j} = v_{\min} + (j - 1)\Delta, \quad \Delta = \frac{v_{\max} - v_{\min}}{K - 1}.$$

K 为区间 $[v_{\min}, v_{\max}]$ 的离散化点数.

除以上 3 种迟滞模型外, 还有其他一些模型如 MRC (Maxwell Resistive Capacitor) 模型^[10~12], Smith 的域壁迟滞模型 (Domain Wall Model)^[13]. 这些模型只适用于描述某些特定迟滞特性所以在控制方案设计时很少被采用.

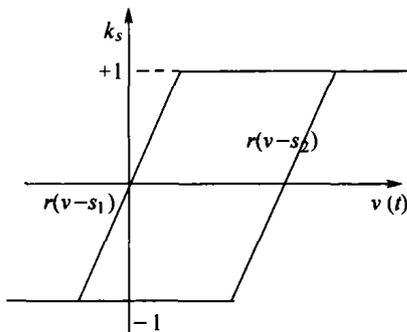


图 8 KP 迟滞单元
Fig. 8 KP hysteresis operator

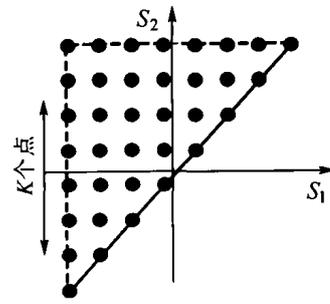


图 9 离散化的积分区域
Fig. 9 Discrete region

3 迟滞非线性控制 (Control schemes of hysteresis nonlinearity)

近年来, 针对精密制造系统中迟滞非线性的控制已引起各国研究者的重视. 根据对迟滞逆模型是否进行在线调整, 可将目前所发表的几种控制方案分为动态控制^[8,9,14]和静态控制方案. 动态控制方案主要以 G. Webb^[9,15], G. Tao 和 Kokotovic 等^[8]为代表. 他们将线性参数化迟滞逆模型应用到动态迟滞系统中, 并对逆模型参数进行在线调整. 动态方案能够补偿由于迟滞动态变化而产生的误差, 因而动态方案适用于环境(输入信号范围)变化大的控制系统. 但动态控制方案存在着在系统工作初期误差较大. 逆模型在线实现复杂等缺点. 静态补偿方案以 Ping Ge^[5,6], Samir Mittal^[16], Sumiko Majima^[17]等为代表. 他们首先对迟滞特性进行离线识别, 然后将相关数据存入存储器. 当系统工作时, 利用存储的数据直接对系统进行补偿. 静态方案的优点是: 它能够对静态迟滞效应进行高精度补偿, 算法简单易用, 但对迟滞动态变化的系统不适用.

3.1 动态控制方案 (Dynamical control schemes of hysteresis systems)

Gang Tao 通过对图 6 所示线性迟滞模型的分段直线求其逆函数来获得参数化迟滞逆模型 \hat{H}^{-1} (图 7). 在迟滞系统的线性部分已知的条件下, 将参数化逆模型与模型参考自适应控制相结合设计了图 10 所示的控制方案. 在 Tao 的控制方案中, 控制信号 $u_d(t)$ 设计为

$$u_d(t) = \theta_1^* \omega_1(t) + \theta_2^* \omega_2(t) + \theta_{20}^* y(t) + \theta_3^* r(t). \quad (8)$$

式中: $r(t)$ 为参考输入, $y(t)$ 是被控对象的输出. $\theta_1^*, \theta_2^*, \theta_{20}^*, \theta_3^*$ 满足 Diophantine 方程, 即

$$\theta_1^* T a(s) P(s) + (\theta_2^* T a(s) + \theta_{20}^* \Lambda(s)) k_p Z(s) = \Lambda(s) (P(s) - k_p \theta_3^* Z(s) P_m(s)). \quad (9)$$

其中: $a(s) = [1, s, \dots, s^{n-2}]^T$, $\Lambda(s)$ 为 $n - 1$ 阶首

— Hurwitz 多项式. 被控对象线性部分的传递函数为 $G(s) = k_p \frac{Z(s)}{P(s)}$, $P(s)$ 为 n 阶首一多项式; 参考模型的传递函数为 $M(s) = \frac{1}{P_m(s)}$, $\omega_1(t) = \frac{a(s)}{\Lambda(s)}[u_d](t)$, $\omega_2(t) = \frac{a(s)}{\Lambda(s)}[y](t)$.

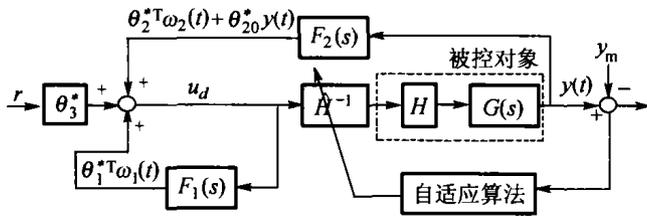


图 10 G. Tao 和 G. Webb 动态迟滞补偿方案
Fig. 10 Control scheme of G. Tao and G. Webb

Tao 利用 Diophantine 方程、参数化迟滞模型及逆模型, 最后得到关于模型参数 $m_t, c_t, m_b, c_b, m_r, c_r, m_l, c_l$ 的输出误差方程. 通过自适应算法实时对 $m_t, c_t, m_b, c_b, m_r, c_r, m_l, c_l$ 进行调整从而实现对迟滞的动态补偿. Tao 的动态控制方案优点是: 自适应算法能够在线调整逆模型参数, 减小迟滞特性动态变化对系统的影响. 但 Tao 所采用的线性迟滞模型的模型误差较大, 且这种误差存在于迟滞建模过程中, 所以无法通过自适应算法来克服.

为了进一步减小 Tao 的线性模型误差, G. Webb 通过离散化 KP 模型 $H[v](t)$ 导出参数化逆模型 $\theta(t) = \hat{H}^{-1}[u](t)$. G. Webb 利用 KP 模型求得近似迟滞逆模型的算法为:

- 1) 设定 $v_2 = v_{\text{present}}, u_2 = u_{\text{present}}$;
- 2) 如果 $u > u_{\text{present}}$ 即 $\dot{u} > 0$;
- ① 令 $v_1 = v_2, u_1 = u_2$;
- ② $v_2 = v_1 + \Delta v, u_2 = H(v_2)$;
- ③ 如果 $u_2 < u$ 则返回 2.1);
- ④ $\theta = v_1 + \Delta v \frac{u - u_1}{u_2 - u_1}$;
- 3) 如果 $u < u_{\text{present}}$ 即 $\dot{u} < 0$;
- ① 令 $v_1 = v_2, u_1 = u_2$;
- ② $v_2 = v_1 - \Delta v, u_2 = H(v_2)$;
- ③ 如果 $u_2 > u$ 则返回 3.1);
- ④ $\theta = v_1 - \Delta v \frac{u - u_1}{u_2 - u_1}$.

通过以上算法就可求出 KP 逆模型的近似输出 $\theta(t)$. 将此逆模型与模型参考自适应方法相结合, 实现对迟滞逆模型参数 $\theta_{i,j}$ 在线调整, 使得逆模型与动态系统中的迟滞特性达到最佳匹配. G. Webb 所采用的控制方案与 Tao 方案完全相同. 但 KP 模型

更加接近于实际的迟滞特性, 因此 G. Webb 的方案能够进一步减小了模型误差. Tao 与 G. Webb 的补偿方案存在着一个共同缺点, 即由于有关逆模型参数初始值无法预知, 因而动态系统在控制起始阶段有很大的振荡.

3.2 静态控制方案(Static control schemes of hysteresis systems)

由于求取和在线更新迟滞逆模型的复杂性, 使得静态补偿方案在迟滞控制研究中占据了重要地位. 其中以 Ping Ge 的静态补偿方案最具有代表性. Ping Ge 提出一种基于 Preisach 模型的静态补偿方案如图 11 所示. 这种控制方案的基本思想是: 在给定期望输出信号 $y_m(k)$ 后, 利用基于 Preisach 模型的逆模型获得相应控制信号 $v_r(k)$. 在输入信号范围内将数据 $\langle y_m(k), v_r(k) \rangle$ 存入存储器. 在实时运行时, 根据输入信号值查询此表格可得到相应控制信号. 在该方案中, 获取静态迟滞逆模型是关键, 也是需要离线完成的工作. Ping Ge 求逆框图如图 12.

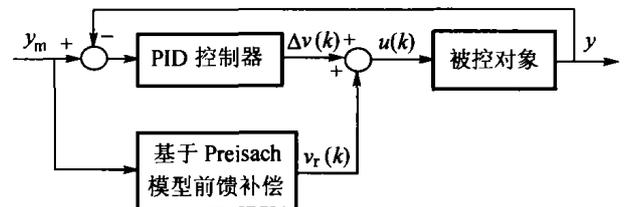


图 11 Ping Ge 的迟滞补偿方案
Fig. 11 Compensation scheme of Ping Ge

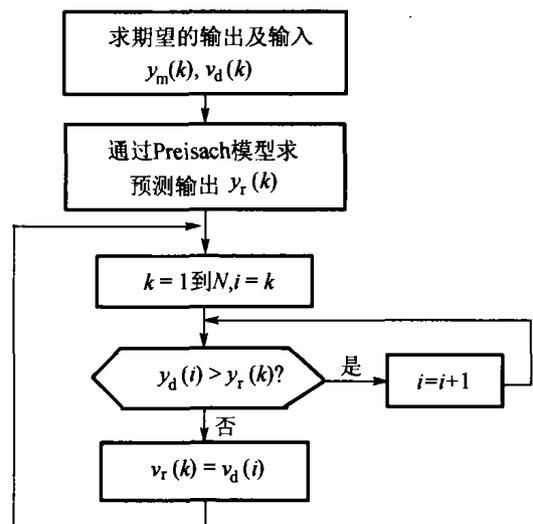


图 12 Ping Ge 前馈补偿算法
Fig. 12 Feed-forward algorithm of Ping Ge

为了补偿迟滞特性的动态变化, Ge 将前馈静态迟滞补偿与常规控制相结合, 来减小由于模型失配带来的误差. Ping Ge 等将此控制方案应用到压电执行器跟踪系统中, 与单一 PID 控制方案相比, 该控制

器能够使压电执行器的跟踪精度提高了 50%。但是,方案仅对周期性输入信号有效,也就大大限制了方案的应用。Samir Mittal 等在补偿铁磁材料中迟滞特性和 Hughes, Majima 等在补偿记忆合金中迟滞特性的控制方案,都采用与 Ge 相同的补偿思想,来提高系统的控制精度。

静态补偿方案的缺点是:前馈补偿中的数据表必须针对给定信号建立。当输入信号变化时,必须对数据表进行更新。此外,当系统迟滞特性动态变化时,由于模型失配将导致较大误差甚至控制失效。

3.3 其他补偿方案(Other control schemes)

由于神经网络在系统辨识方面的优越性,一些学者用神经网络来建立迟滞模型和逆模型^[18~21]。在文献[1]中,Hwang 等用两个结构相同的神经网络 NN_1, NN_2 (图 13)分别建立单环迟滞上下半环的逆模型,然后结合变结构控制方法对迟滞系统进行控制。从理论上来说,神经网络只能对一一映射或多对一一映射建模,不能辨识迟滞非线性这类具有记忆性的多映射非线性现象(这一点已经被 Jyh-Da Wei 所证明^[18])。因此,Hwang 的方案仅能补偿单环迟滞特性,并不能推广到多环迟滞补偿中。从控制方案来看,Hwang 的方案仍是静态控制方案的一种,仍存在静态补偿的一些缺点。但 Hwang 将神经网络建模思想应用到迟滞动态系统补偿中,为迟滞控制开辟了新的途径。

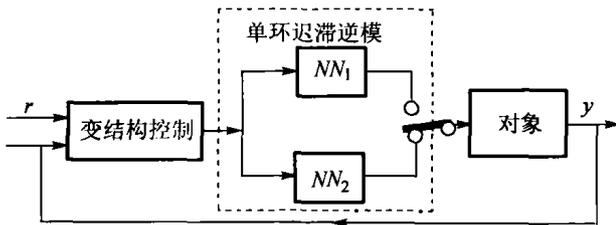


图 13 Hwang 的迟滞补偿方案
Fig. 13 Compensation scheme of Hwang

Robert B. Gorbet 从能量的角度考察了 Preisach 模型,并应用状态空间法对 Preisach 模型进行描述^[22]。证明了以系统的输入为输入,以系统输出导数为输出的等价系统是正实的,并得出如果所设计控制器满足严格正实且其增益有界的条件下,则等价系统是稳定的结论。但 Robert 的方案并没有涉及实际被控制系统的稳定性。将稳定性结论从等价系统推广到实际控制系统中是这种方案需解决的一个主要问题。

Juan 等认为迟滞特性是滞后的一种表现^[23]。在此基础上,设计了一种增益为 1 的超前相位补偿器

Phaser。其控制方案如图 14 所示,图中 Phaser 模块提供固定的相位补偿,Variable phaser 模块提供在零附近的相位以补偿单一相角补偿带来的误差。仿真结果表明,Juan 的补偿方案能够对并联迟滞系统进行有效补偿。

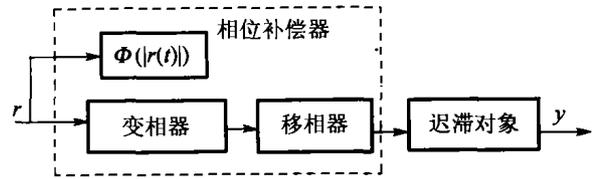


图 14 Juan 的补偿方案
Fig. 14 Compensation scheme of Juan

4 结束语(Conclusion)

本文对迟滞非线性的数学模型和控制方案进行了分析比较。由于迟滞模型自身特点使得静态方案和动态方案都很不完善。在静态方案中,由于基于 Preisach 模型的逆模型实现复杂,且不能适应信号的动态变化,限制了静态方案的应用。对于动态补偿方案,为了便于在线调整模型,以实时反映迟滞动态变化,通常对迟滞非线性或模型做了很大简化。这不可避免地导致较大的模型匹配误差。因此,建立易于在线调整且实现简单的模型是两种迟滞控制方案的关键。

随着人工神经网络技术的应用日益广泛,有些学者已将神经网络引入到迟滞建模中。但这些模型或是 Preisach 模型的直接神经网络化^[24~27],并没有根本解决实现难的问题;或者具有实现结构复杂^[28]等缺陷。这些方法虽然简化了模型的辨识算法,提高了模型精度,但仍然具有 Preisach 模型的缺点,即难以应用到迟滞的实时控制中。综上所述,建立精度高,工作范围广且容易在线调整的迟滞模型是神经网络应用到迟滞研究中的一个主要方向。但是神经网络只能对于一对一、多对一的映射函数进行任意精度的逼近,而不能直接逼近具有记忆性的多值迟滞非线性。因此,实现多值映射到一般非线性映射转化,是应用神经网络技术进行迟滞建模与控制的关键。

参考文献(References):

[1] HWANG C L, JAN CHAU, CHEN Y H. Piezomechanic using intelligent variable-structure control [J]. *IEEE Trans on Industrial Electronic*, 2001, 48(1): 47-59.
[2] HUGHES D, WEN J T. Preisach modeling of piezoceramic and shape memory alloy hysteresis [J]. *Smart Materials and Structures*, 1997,

- 6(3):287 - 300.
- [3] BOBBIO S, MIANO G, SERPICO C, et al. Models of magnetic hysteresis based on play and stop hysterons [J]. *IEEE Trans on Magnetics*, 1997, 33(6):4417 - 4426.
- [4] MAYERGOYZ I D, FRIEDMAN G. Generalized Preisach model of hysteresis [J]. *IEEE Trans on Magnetics*, 1988, 24(1):212 - 217.
- [5] GE Ping, JOUANEH M. Generalized Preisach model for hysteresis nonlinearity of piezoceramic actuators [J]. *Precision Engineering*, 1997, 20(2):99 - 111.
- [6] GE Ping, JOUANEH M. Tracking control of a piezoceramic actuator [J]. *IEEE Trans on Control Systems Technology*, 1996, 4(3):209 - 215.
- [7] BERNARD Y, MENDES E, BOULLLAULT F. Dynamic hysteresis modeling based on Preisach model [J]. *IEEE Trans on Magnetics*, 2002, 38(2):885 - 888.
- [8] TAO Gang, KOLOTOVIC P V. Adaptive control of plants with unknown hysteresis [J]. *IEEE Trans on Automatic Control*, 1995, 40(2):200 - 213.
- [9] WEBB G, KURDILA A, LAGOUDAS D. Adaptive hysteresis model for model reference control with actuator hysteresis [J]. *J of Guidance, Control and Dynamics*, 2000, 23(3):459 - 465.
- [10] LEE Soon-Hong, ROYSTON T J, FRIEDMAN G. Modeling and compensation of hysteresis in piezoceramic transducer for vibration control [J]. *J of Intelligent Material Systems and Structures*, 2000, 11(10):781 - 189.
- [11] MOHAMMED I A, AL-HASHEMY B A R, TAWFIK M A. A Fourier descriptor model of hysteresis loops for sinusoidal and distorted waveforms [J]. *IEEE Trans on Magnetics*, 1997, 33(1):686 - 691.
- [12] SU Chunyi, TAN Yonghong, STEPANENKO Y. Adaptive control of a class of nonlinear systems preceded by an unknown backlash-like hysteresis [C]// *Proc of the 39th IEEE Conf on Decision and Control*. Sydney, Australia: [s. n.], 2000:1459 - 1464.
- [13] SMITH R C, OUNAIES Z. A domain wall model for hysteresis in piezoelectric materials [J]. *J of Intelligent Material Systems and Structures*, 2000, 11(1):62 - 79.
- [14] LHEE C G, PARK J S, AHN H S, et al. Sliding mode-Like logic control with self-tuning the dead-zone parameters [J]. *IEEE Trans on Fuzzy Systems*, 2001, 9(2):343 - 347.
- [15] KURDILA A J, WEBB G. Compensation for distributed hysteresis Operators in active structured systems [J]. *J of Guidance, Control and Dynamics*, 1997, 20(6):1125 - 1132.
- [16] MITTAL S, MEAQ C H. Hysteresis compensation in electromagnetic actuator through Preisach model inversion [J]. *IEEE/ASME Trans on Mechatronics*, 2000, 5(4):394 - 409.
- [17] MAJIMA S, KODAMA K, HASEGAWA T. Modeling of shape memory actuator and tracking control system with the model [J]. *IEEE Trans on Control Systems Technology*, 2001, 9(1):54 - 59.
- [18] WEI Jyh-Da, SUN Chuen-Tsai. Constructing hysteresis memory in neural networks [J]. *IEEE Trans on Systems, Man, and Cybernetics-Part B: Cybernetics*, 2000, 30(4):601 - 609.
- [19] BHARITKAR S, MENDEL J M. The hysteretic Hopfield neural network [J]. *IEEE Trans on Neural Networks*, 2000, 11(4):879 - 888.
- [20] SELMIC R R, LEWIS F L. Backlash compensation in nonlinear systems using dynamics inversion by neural networks [C]// *Proc of IEEE Int Conf on Control Applications*. Hawai'i, USA: [s. n.], 1999:1163 - 1168.
- [21] SEIDL D R, LAM S L, PUTMAN J A, et al. Neural network compensation of gear backlash hysteresis in position-controlled mechanism [J]. *IEEE Trans on Industrial Applications*, 1995, 31(6):1475 - 1483.
- [22] GORBET R B, MORRIS K A, WANG D W L. Passivity-based stability and control of hysteresis in smart actuators [J]. *IEEE Trans on Control Systems Technology*, 2001, 9(1):5 - 15.
- [23] CRUZ-HERNANDEZ J M, HAYWARD V. Phase control approach to hysteresis reduction [J]. *IEEE Trans on Control Systems Technology*, 2001, 9(1):17 - 26.
- [24] ADLY A A, MAYERGOYZ I D. Preisach modeling of magnetostrictive hysteresis [J]. *J of Applied Physics*, 1991, 69(8):5771 - 5779.
- [25] ADLY A A, Abd-HAFIZ S K. Using neural networks in the identification of Preisach-type hysteresis models [J]. *IEEE Trans on Magnetics*, 1998, 34(3):629 - 635.
- [26] SERPICO C, VISIONE C. Magnetic hysteresis modeling via feed-forward neural networks [J]. *IEEE Trans on Magnetics*, 1998, 34(3):623 - 628.
- [27] SALIAH H H, LOWTHER D A. Modeling magnetic using artificial neural networks [J]. *IEEE Trans on Magnetics*, 1998, 34(5):3056 - 3059.
- [28] KUCZMANN M, IVANYI A. A new neural-network-based scalar hysteresis model [J]. *IEEE Trans on Magnetics*, 2002, 38(2):857 - 860.

作者简介:

李春涛 (1975—),男,上海交通大学博士,现在南京航空航天大学自动化学院飞行控制研究所工作,研究方向为非线性自适应控制、动态系统建模, E-mail: saiioc@sohu.com;

谭永红 (1958—),男,桂林电子工业学院教授,研究方向为非线性系统智能控制、信号处理、故障诊断等, E-mail: tany@gliet.edu.cn.