

文章编号: 1001-0920(2005)04-0382-06

确保鲁棒性能的PD控制器参数域的一种确定方法

曾振平, 陈增强, 袁著祉

(南开大学 信息技术科学学院, 天津 300071)

摘要: 研究了将混合灵敏度的 H_∞ 范数作为PD控制器的鲁棒设计指标时, 控制器参数的可行域确定问题. 首先将混合灵敏度的 H_∞ 范数要求转化为一族复系数多项式的稳定性要求, 再加上基本闭环特征多项式的稳定性, 通过求解这些含参数多项式的稳定性, 解出参数的可行域. 在求解多项式稳定性的过程中, 采用了推广的Hemite-Biehler定理.

关键词: PD控制器; 鲁棒性能; 混合灵敏度; 多项式稳定性; 参数可行域

中图分类号: TP273 **文献标识码:** A

A method to determine the admissible set of PD controller parameters with robust performance

ZEN G Zhen-ping, CHEN Zeng-qiang, YUAN Zhu-zhi

(College of Information Technology and Science, Nankai University, Tianjin 300071, China. Correspondent: ZEN G Zhen-ping, Email: zengzhp@mail.nankai.edu.cn)

Abstract: The determination of the admissible set of controller parameters is dealt with when taking the H_∞ -norm of the mixed sensitivity as an objection index for the PD controller design. The mixed sensitivity requirement can be translated into the stabilization of a family of complex polynomials. It still needs to stabilize the close-loop characteristic polynomial. By stabilizing these polynomials with PD controller parameters in their coefficients, the admissible set of the parameters is obtained. The Hemite-Biehler theorem is the primary tool in the polynomial stabilizing problem.

Key words: PD controller; robust performance; mixed sensitivity; polynomial stability; admissible set of parameters

1 引言

H_∞ 控制理论及其衍生的 μ -综合理论为许多与鲁棒稳定性和鲁棒性能相关的控制系统设计提供了精确的理论分析和解决方法. 但利用这些方法求得的最优控制器均为真有理结构, 而且往往阶数较高, 一般与被控对象的阶数相同或更高. 而PD控制器结构简单、易于实现、可靠性高, 目前仍是工业过程控制的主要形式. 但其结构却是非真有理的, 阶数较低, 基本上为二阶(PI控制器是一阶的), 所以经典的 H_∞ 控制理论不适用于求取PD结构的控制

器, 这大大限制了 H_∞ 控制理论在实际中的应用. 另外, 阶数太高的控制器, 本身将会发生摄动, 降低系统鲁棒性^[1]. 因此研究PD结构控制器在设计中如何实现系统的鲁棒稳定性和鲁棒性能^[2,3], 具有重要的现实意义.

H_∞ 控制理论在频域中的一个重要方法是混合灵敏度方法. 它利用灵敏度函数 S 表征控制系统的抗干扰能力, 采用(加权)补灵敏度函数 T 衡量系统鲁棒稳定性. 灵敏度函数定义为外部干扰信号(量测噪声等)到系统输出信号的传递函数^[4]. 混合灵敏

收稿日期: 2004-07-05; 修回日期: 2004-09-13

基金项目: 国家自然科学基金项目(60374037); 南开大学科技创新研究基金(2004-016).

作者简介: 曾振平(1975-), 男, 广东兴宁人, 博士生, 从事优化控制、鲁棒控制等研究; 陈增强(1964-), 男, 天津人, 教授, 博士生导师, 从事自适应控制、智能控制等研究.

度的具体提法^[4]是: 寻找真实有理的控制器 K , 使闭环系统稳定, 且 $\|W_{1S}\|$ 最小, 或 $\|W_{2T}\|$ γ , 前者是最优化问题, 后者是次优化问题 W_1 和 W_2 都是权函数, 混合灵敏度方法设计控制系统的关键在于选择适当的权函数

系统对扰动的抑制能力可用于衡量系统的品质^[3], 混合灵敏度指标中的 W_{1S} 项体现了性能要求 虽然严格地说它只是对系统名义性能的要求^[2], 而不是品质鲁棒性的要求, 但 $W_{2T} = 1$ 代表了非结构鲁棒稳定性要求^[2, 4, 5], 因此混合灵敏度仍是一种较好的设计准则, 经常在频域鲁棒控制系统设计的理论和实践中被采用^[10-13].

如上所述, 本文也采用混合灵敏度作为设计指标, 按照 PD 结构调节控制器参数 在 PD 控制器参数优化中, 首要难点是如何确定所有使系统稳定的参数域, Ho 等^[14] 通过数值方法解决了该问题 在此基础上, 何福忠等^[15] 提出基于稳定参数空间的对 PD 控制器的遗传算法优化设计, Ho^[16] 则进一步地提出了确定满足一定鲁棒性能指标的 PD 控制器参数可行域方法 本文的工作在此基础上展开

2 问题表述

考虑如图 1 所示的典型反馈控制系统结构

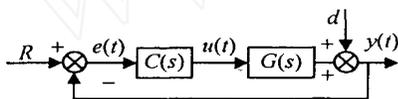


图 1 典型反馈控制系统结构框图

图中 R, e, u, d, y 分别为参考输入、跟踪误差、控制输入、量测噪声和系统输出 灵敏度函数的定义是从 d 到 y 的传递函数

$$S = (1 + CG)^{-1}; \tag{1}$$

补灵敏度 T 和控制输入灵敏度 U_s 的定义是

$$T = CG(1 + CG)^{-1}, \tag{2}$$

$$U_s = C(1 + CG)^{-1}. \tag{3}$$

因本文研究的是 PD 控制器, 所以设

$$C(s) = k_p + \frac{k_i}{s} + k_d s = \frac{k_i + k_p s + k_d s^2}{s}. \tag{4}$$

将传递函数 $G(s)$ 写为有理分式函数的形式, 即

$$G(s) = N(s)/D(s). \tag{5}$$

根据式(4)和(5), 系统的闭环特征多项式为

$$\rho(s, k_p, k_i, k_d) = sD(s) + (k_i + k_p s + k_d s^2)N(s). \tag{6}$$

为表述方便, 以下记 $k_i + k_p s + k_d s^2 = K(s)$, 则式(6)可简记为 $\rho = sD + KN$.

在文献[16]中, 采用形如 $WT_{cl} < \gamma$ 的鲁棒设计指标, 确定了 PD 控制器参数的可行域 其中

T_{cl} 可为 S, T 或 U_s 中的任意一种; W 为相应的权函数, 但不能同时约束两种灵敏度函数的加权无穷范数 一般认为, 补灵敏度函数和灵敏度的加权无穷范数分别表征系统的鲁棒稳定性和名义性能, 因此有必要将此性能指标改进为混合灵敏度的约束

记混合灵敏度指标为

$$S_{mix}(s) = \begin{bmatrix} W_{1S} \\ W_{2T} \end{bmatrix}, \tag{7}$$

并设

$$W_i(s) = W_{in}(s)/W_{id}(s), i = 1, 2$$

其中 $W_{in}(s)$ 和 $W_{id}(s)$ 是互质的, 且 $W_{id}(s)$ 为 Hurwitz 稳定的, 这些假设都是对权函数的基本要求 将式(1), (2), (4)和(5)代入式(7), 可得混合灵敏度的表达式为

$$S_{mix} = \begin{bmatrix} W_{1n} s D / [W_{1d} (sD + KN)] \\ W_{2n} KN / [W_{2d} (sD + KN)] \end{bmatrix}. \tag{8}$$

文献[16]首先将鲁棒性能指标 $WT_{cl} < \gamma$ 转化为对一族含控制器参数的复系数多项式的 Hurwitz 稳定性要求; 然后利用推广的 Hermite-Biehler 定理(简称 HB 定理)求解多项式稳定性问题 在第 1 步转化过程中, 使用如下引理^[16, 17]:

引理 1 设 $F(s) = N_F(s)/D_F(s)$ 为一个稳定的真有理函数, 其中 $N_F(s)$ 和 $D_F(s)$ 是多项式, $\deg[D_F(s)] = \alpha$, 则 $|F(s)| < 1$ 的充分必要条件是:

- 1) $|n_\alpha| < |d_\alpha|$, n_α 和 d_α 分别为 $N_F(s)$ 和 $D_F(s)$ 的 α 次项系数;
- 2) 对所有的 $\theta \in [0, 2\pi]$, 多项式 $D_F(s) + e^{j\theta} N_F(s)$ 是 Hurwitz 稳定的

结合本文的研究目的, 需要使用该引理的多项式阵的形式 有如下的引理^[17]:

引理 2 设 $F(s) = H^{m \times p}(C_+)$ 是一个真有理分式函数阵, 不失一般性, 令 $p = m$, $F(s) = N_F(s)D_F^{-1}(s)$ 为 $F(s)$ 的一个多项式阵的右互质分解, 并满足 $D_F(s)$ 是列满秩的条件, 那么 $|F(s)| < 1$ 的充分必要条件是:

- 1) $|F(s)| < 1$;
- 2) 对于复空间 $C^{p \times p}$ 内所有的酉矩阵 U , $\det(D_F(s) + U \begin{bmatrix} I \\ 0 \end{bmatrix} N_F(s))$ 是 Hurwitz 稳定的

将式(8)代入 $F(s)$, 因此时 $\rho(p = 1) < m$ ($m = 2$), 故对引理 2 作如下修改: 将 $F(s)$ 左分解, $D_F(s)$ 必须是行满秩, 充要条件 2) 中的多项式应为 $\det(D_F(s) + N_F(s)[I \ 0]U)$. 因

$$S_{mix} =$$

$$\begin{bmatrix} W_{1d}(sD + KN) & 0 \\ 0 & W_{2d}(sD + KN) \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} W_{1n}sD \\ W_{2n}KN \end{bmatrix},$$

且 $\begin{bmatrix} W_{1d}(sD + KN) & 0 \\ 0 & W_{2d}(sD + KN) \end{bmatrix}$ 显然是行满秩的,故可取

$$D_F(s) = \begin{bmatrix} W_{1d}(sD + KN) & 0 \\ 0 & W_{2d}(sD + KN) \end{bmatrix},$$

$$N_F(s) = \begin{bmatrix} W_{1n}sD \\ W_{2n}KN \end{bmatrix}. \quad (9)$$

则 $F(s) = S_{mix}(s)$ 的左分解为 $D_F^{-1}(s)N_F(s)$, 那么

$$N_F(s) [I \ 0]U = \begin{bmatrix} W_{1n}sD & 0 \\ W_{2n}KN & 0 \end{bmatrix}U.$$

设 $U = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix}$, 其中

$$u_1 = [u_a \ u_b], u_2 = [u_c \ u_d]$$

为 2 维的相互正交的单位行向量, 则

$$N_F(s) [I \ 0]U = \begin{bmatrix} W_{1n}sD u_1 \\ W_{2n}KN u_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} W_{1n}sD u_a & W_{1n}sD u_b \\ W_{2n}KN u_a & W_{2n}KN u_b \end{bmatrix}. \quad (10)$$

待定的多项式族可写为

$$\det(D_F(s) + N_F(s) [I \ 0]U) = \det \begin{bmatrix} W_{1d}(sD + KN) + W_{1n}sD u_b & \\ W_{1n}sD u_a & W_{2d}(sD + KN) + W_{2n}KN u_b \\ W_{2n}KN u_a & \end{bmatrix} =$$

$$W_{1d}W_{2d}(sD + KN)^2 + (W_{1n}W_{2d}sD u_a + W_{1d}W_{2n}KN u_b)(sD + KN) + (sD + KN) \{ (W_{1d} + W_{1n}u_a)W_{2d}sD + K[(W_{2d} + W_{2n}u_b)W_{1d}N] \}. \quad (11)$$

式(11)是一个乘积的形式, 第 1 个因子是系统闭环特征多项式, 即需要首先稳定的多项式; 第 2 个因子恰好符合文献[16]中扩展 PD 稳定问题中的待稳定复系数多项式形式, 其中

$$L(s) = (W_{1d} + W_{1n}u_a)W_{2d}sD,$$

$$M(s) = (W_{2d} + W_{2n}u_b)W_{1d}N. \quad (12)$$

下面对 u_a, u_b 作进一步的说明 首先它们都是复数, 可设 $u_a = \lambda e^{j\theta_1}, u_b = \tau e^{j\theta_2}$; 其次它们组成的向量 u_1 为单位向量, 故

$$|u_1|^2 = |u_a|^2 + |u_b|^2 = 1.$$

即 $\tau = \sqrt{1 - \lambda^2}, u_b = \sqrt{1 - \lambda^2} e^{j\theta_2}$.

定义

$$\mathcal{Q}(s, k_p, k_i, k_d, \gamma, \lambda, \theta_1, \theta_2) =$$

$$(W_{1d} + \frac{1}{\gamma} \lambda e^{j\theta_1} W_{1n})W_{2d}sD + (k_d s^2 + k_p s +$$

$$k_i) [(W_{2d} + \frac{1}{\gamma} \sqrt{1 - \lambda^2} e^{j\theta_2} W_{2n})W_{1d}N] \quad (13)$$

根据以上推导, 可以给出如下定理:

定理 1 根据式(6)和式(13), 满足混合灵敏度设计指标 $S_{mix} < \gamma$ 的 PD 控制器参数可行域求解问题可等价于以下 3 个条件同时成立:

1) $\rho(s, k_p, k_i, k_d)$ 是 Hurwitz 稳定的;

2) $S_{mix}(\cdot) =$

$$\left\| \begin{bmatrix} W_1(\cdot)S(\cdot, k_p, k_i, k_d) \\ W_2(\cdot)T(\cdot, k_p, k_i, k_d) \end{bmatrix} \right\| < \gamma,$$

3) $\mathcal{Q}(s, k_p, k_i, k_d, \gamma, \lambda, \theta_1, \theta_2)$ 对所有的 λ

$[0, 1], \theta_1 \in [0, 2\pi)$ 和 $\theta_2 \in [0, 2\pi)$ 都是 Hurwitz 稳定的

这样, 便可采用文献[16]中基于推广的 H-B 定理的复系数多项式稳定性判定方法求解参数的可行域

3 问题求解及算法描述

根据定理 1, 得到含有 PD 控制器参数的复系数多项式后, 应用推广的 H-B 定理对它的稳定性进行判定, 可获得这些参数应该满足的一组线性不等式, 从而求解出参数的范围(即可行域). 基于推广的 H-B 定理的(复系数)多项式的稳定性判定方法与传统的劳斯判据相比, 优点在于所求解的不等式都是线性的, 并适用于复系数情况

综上所述, 可给出如下的求解满足混合灵敏度设计指标 $S_{mix} < \gamma$ 的 PD 控制器参数可行域问题的算法:

Step 1: 利用根轨迹方法或先验知识确定 k_p 的大致范围;

Step 2: 在 Step 1 确定的范围内使 k_p 遍历, 每次取定一点 k_p^* , 进行以下各步的循环;

Step 3: 求解使 $\rho(s, k_p^*, k_i, k_d)$ 稳定的 (k_i, k_d) 的可行域, 它是一个平面上点的集合, 记为 $\Psi(k_p^*, 0)$;

Step 4: 使 $\lambda \in [0, 1], \theta_1$ 和 θ_2 在 $[0, 2\pi)$ 之间遍历, 每次取定一个 3 元组 $(\lambda^*, \theta_1^*, \theta_2^*)$, 求解使 $\mathcal{Q}(s, k_p^*, k_i, k_d, \gamma, \lambda^*, \theta_1^*, \theta_2^*)$ 稳定的 (k_i, k_d) 的可行域, 记为 $\Psi(k_p^*, 1, \lambda^*, \theta_1^*, \theta_2^*)$, 对所有 3 元组 $(\lambda^*, \theta_1^*, \theta_2^*)$ 求 $\Psi(k_p^*, 1, \lambda^*, \theta_1^*, \theta_2^*)$ 的交集, 记为 $\Psi(k_p^*, 1)$;

Step 5: 求解边界不等式

$$S_{mix}(\cdot) = \left\| \begin{bmatrix} W_1(\cdot)S(\cdot, k_p, k_i, k_d) \\ W_2(\cdot)T(\cdot, k_p, k_i, k_d) \end{bmatrix} \right\| < \gamma,$$

其解集记为 $\Psi(k_p^*, 2)$;

Step 6: 求 $\Psi(k_p^*, 0), \Psi(k_p^*, 1), \Psi(k_p^*, 2)$ 的交集, 记为 $\Psi(k_p^*)$;

Step 7: 返回 Step 2 或判断结束

实际计算过程中, k_p 的离散化对算法的准确性没有影响, 但 λ , θ 和 Θ 的离散步长对算法的准确性是有影响的. 因为 $\Psi(k_p^*, 1)$ 是对所有 3 元组 $(\lambda^*, \theta^*, \Theta^*)$ 求 $\Psi(k_p^*, 1, \lambda^*, \theta^*, \Theta^*)$ 的交集, 显然离散步长越小越精确. 但离散步长越小, 计算复杂度就越高, 因为循环次数是与 3 元组每个元素的离散点个数的乘积成正比的.

离散化的作用是放宽了可行域, 其中一种极端的情况是 λ 仅离散为 0 和 1 两点, $\lambda = 0$ 时 θ 不用离散, 仅 Θ 离散, 即为文献[16]的算法, 对应求解 $W_1 S < \gamma$ 的可行域; $\lambda = 1$ 时, θ 不用离散, 仅 Θ 离散, 对应 $W_2 T < \gamma$. 上述情况相当于将 $\|W_1 S\| < \gamma$ 转化为 $\begin{cases} W_1 S < \gamma \\ W_2 T < \gamma \end{cases}$ 放宽了约束, 因此在求解过程中需要衡量计算精度和计算时间来确定合适的离散步长.

通过以上论述, 说明文献[16]算法是本文算法的一个特殊情况, 本文对其进行了扩展.

由线性不等式组的解集性质易知, 所求的可行域必为以下 3 种情况之一:

- 1) 空集;
- 2) 一个凸集(包括封闭多边形和半空间);
- 3) 多个互不相交的凸集的和

4 权函数的选取

权函数的选择决定混合灵敏度是否能够准确地表达对系统抗扰性能和鲁棒稳定性的要求, 因此是至关重要的.

从物理意义上考虑, 根据文献[6], 权函数 W_1 代表干扰的频谱特性, 即对所有的 $\omega \in (0, +\infty)$, 有 $d(j\omega) = W_1(j\omega)$. 一般可根据低频干扰的频带宽度 ω 和要求控制系统对低频干扰最小衰减倍数 k_1 , 将 W_1 取为

$$W_1(s) = \frac{k_1}{s/\omega + 1} \quad (14)$$

由文献[4]和[18]可知, W_2 为对象模型的乘型摄动范数界, 它以高频为主, 具有高通性.

从算法实现的角度考虑, 要求 $W_1 S$ 和 $W_2 T$ 均为真有理. 下面进行阶数选取, 设对象模型的分子阶数为 m , 分母阶数为 n . 不失一般性, $m \leq n - 1$, 则灵敏度 S 分子和分母同为 $n + 1$ 阶, 按式(14)选取 W_1 使 $W_1 S$ 为严格真有理; 补灵敏度 T 分母为 $n + 1$ 阶, 分子为 $m + 2$ 阶. 因 W_2 为高通, 故不可能为严格真有理. 当 $m = n - 1$ 时, W_2 取为分子分母同阶的非严格真有理结构, 应满足 $W_2(\infty) = 1$. 一般可取为

$$W_2(s) = \frac{s + \omega_1}{s + \omega_2} \quad (15)$$

其中 (ω_1, ω_2) 为大致的模型摄动频带. 当 $m < n - 1$ 时, W_2 取非真有理函数, 此时可保证系统对高频摄动有较强的鲁棒性.

5 仿真实例

将本文算法与文献[16]的算法通过仿真进行比较. 文献[16]中的对象模型为

$$G(s) = \frac{s - 1}{s^2 + 0.8s - 0.2}$$

权函数取为

$$W_2(s) = \frac{s + 0.1}{s + 1}$$

灵敏度的权函数取为

$$W_1 = \frac{10}{100s + 1}$$

设混合灵敏度指标要求小于 1, 即 $\gamma = 1$. 根据定理 1 得:

$$1) \quad \rho(s, k_p, k_i, k_d) = \frac{s(s^2 + 0.8s - 0.2) + (k_d s^2 + k_p s + k_i)(s - 1)}{k_d s^2 + k_p s + k_i}$$

是 Hurwitz 稳定的;

$$2) \quad \left\| \begin{matrix} W_1(\infty) S(\infty, k_p, k_i, k_d) \\ W_2(\infty) T(\infty, k_p, k_i, k_d) \end{matrix} \right\| < 1 \Rightarrow \left| \frac{-k_d}{k_d + 1} \right| < 1 \Rightarrow k_d > -\frac{1}{2};$$

$$3) \quad \phi(s, k_p, k_i, k_d, \gamma, \lambda, \theta, \Theta) = \frac{s(100s + 1 + 10\lambda e^{j\theta})(s + 1)(s^2 + 0.8s - 0.2) + (k_d s^2 + k_p s + k_i)[s + 1 + \sqrt{1 - \lambda^2 e^{j\theta}}(s + 0.1)](100s + 1)(s - 1)}{k_d s^2 + k_p s + k_i}$$

对所有的 $\lambda \in [0, 1]$, $\theta \in [0, 2\pi)$ 和 $\Theta \in [0, 2\pi)$ 都是 Hurwitz 稳定的.

将 k_p 的范围确定为 $[-0.6, -0.2]$, 采用本文算法, 解得满足 $\|W_1 S\| < 1$ 的参数可行域如图 2 所示. 采用文献[16]方法的仿真结果如图 3 所示.

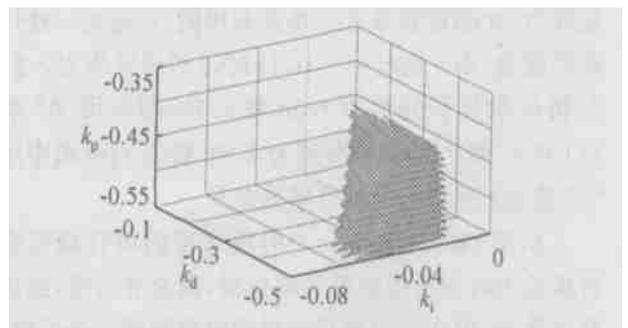


图 2 满足 $\|W_1 S\| < 1$ 的参数可行域

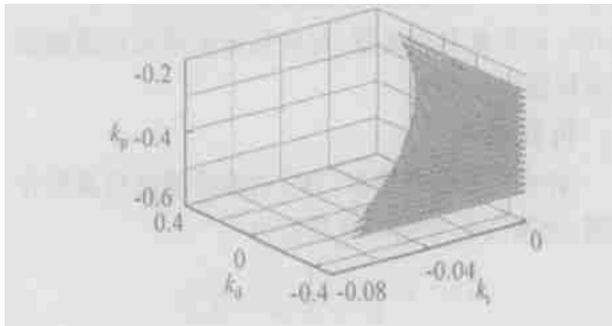


图3 满足 $W_2T < 1$ 的参数可行域

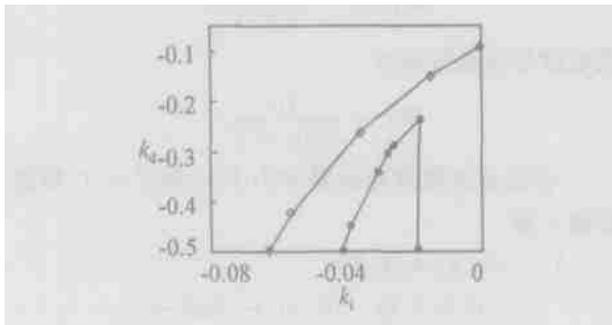


图4 本文算法与文献[16]算法的仿真结果比较

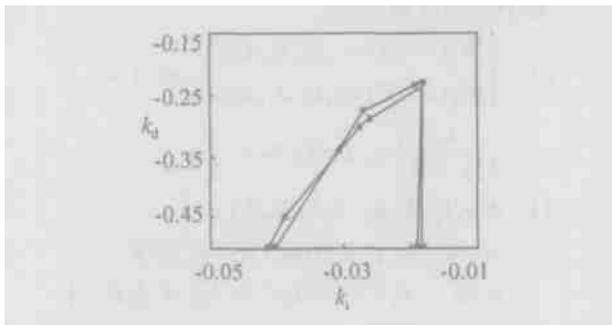


图5 不同步长所求得的可行域结果比较

从图2和图3可知,采用本文算法求得的参数可行域显然比文献[16]的结果小。进一步作数值比较,将 $k_p = -0.44$ 平面分别从图2和图3中抽出,在二维坐标上比较,如图4所示。可见本文算法所得到(圆形标志)的区域要小得多。

图2中结果对应的 k_p 步长为0.01, λ 步长为0.2, θ_1 步长为 $2/5\pi$, θ_2 步长为 $2/7\pi$, 将 θ_1 和 θ_2 的步长取为 2π 的奇数分之一并互不相同,可避免一些计算的误差。图5是 $k_p = -0.44$ 时, λ 的步长均为0.2, θ_1 和 θ_2 的步长分别为 $2/5\pi$ 和 $2/7\pi$ (图中用“ Δ ”表示) 与 θ_1 和 θ_2 的步长分别为 $2/9\pi$ 和 $2/11\pi$ (图中用“ \circ ”表示) 所求出的可行域的差异。

从图5看,并非步长小时所求得的可行域完全将步长大时所求得的可行域包围,而是有交错,这也是正常的。因为它们都只是对理想结果的一个近似,如用一个内接五边形和一个内接正方形同时逼近同一个圆形,那么五边形并不能完全包围那个正方形。

6 结 论

本文在最新的研究成果基础上,对如何确定具有一定指标的鲁棒性的PD控制器的参数可行域的问题做了进一步的研究。采用混合灵敏度作为鲁棒设计指标,使系统不仅具有鲁棒稳定性,而且具有一定的名义性能。文献[16]的算法为本文算法的特殊情况,本文算法是对文献[16]算法的扩展。仿真结果表明,本文算法的解集是文献[16]算法解集的真子集,并揭示了这一可行域必定是凸集与不相交的凸集之和。虽然本文算法有一定的计算复杂度,但作为对PD控制器参数进行优化的基础仍具有实际意义。

参考文献(References)

- [1] Keel L H, Bhattacharyya S P. Robust, fragile or optimal? [J] *IEEE Trans A C*, 1997, 42(8): 1098-1105.
- [2] 恒庆海,何雨奋,王广雄.控制系统的鲁棒性能设计与判据[J].*哈尔滨工业大学学报*, 1996, 28(1): 48-52.
(Heng Q H, He Y F, Wang G X. Designing and criterion for robust performance of control systems[J]. *J of Harbin Institute of Technology*, 1996, 28(1): 48-52.)
- [3] 曾癸铨.计算机反馈系统的鲁棒设计[M].北京:科学出版社, 1992: 71-81.
- [4] Huibert Kwakernaak. Robust control and H optimization-tutorial paper [J] *A utomatica*, 1993, 29(2): 255-273.
- [5] Doyle J C, Gunter Stein. Multivariable feedback design: Concepts for a classical/modern synthesis[J] *IEEE Trans on A utomatic Control*, 1981, 26(1): 4-16.
- [6] Besson V, Shenton A T. An interactive parameter space method for robust performance in mixed sensitivity problems [J] *IEEE Trans on A utomatic Control*, 1999, 44(6): 1272-1276.
- [7] 恒庆海,王广雄. SISO 系统混合灵敏度的鲁棒性能设计[J].*控制与决策*, 1999, 14(3): 269-271.
(Heng Q H, Wang G X. Robust performance design of mixed sensitivity for SISO systems [J] *Control and Decision*, 1999, 14(3): 269-271.)
- [8] 翁正新,施颂椒.混合灵敏度问题的鲁棒 H_{∞} 状态反馈综合方法[J].*上海交通大学学报*, 1999, 33(4): 450-453.
(Weng Z X, Shi S J. Robust H_{∞} state-feedback synthesis methods for mixed sensitivity problem s[J] *J of Shanghai J iaotong University*, 1999, 33(4): 450-453.)

- [9] 张显库, 贾欣乐. 一种简化的 H 控制混合灵敏度算法 [J]. *控制理论与应用*, 2001, 18(2): 307-309.
(Zhang X K, Jia X L. Simplified H mixed sensitivity algorithm [J]. *Control Theory and Application*, 2001, 18(2): 307-309.)
- [10] 郑建华, 张立荣, 杨涤, 等. 大范围模型参数变化系统的 H /加权混合灵敏度设计方法研究 [J]. *自动化学报*, 1998, 24(5): 707-710.
(Zheng J H, Zhang L R, Yang D, et al. H mixed sensitivity design method for systems with large range of model parameter variations [J]. *Acta Automatica Sinica*, 1998, 24(5): 703-710.)
- [11] Chaudhuri B, Pal B C, Zolotas A C, et al. Mixed-sensitivity approach to H -infinity control of power system oscillations employing multiple FACTS devices [J]. *IEEE Trans on Power System*, 2003, 18(3): 1149-1156.)
- [12] Kachroo P, Ozbay K, Grove D E. Isolated ramp metering feedback control utilizing mixed sensitivity for desired mainline density and the ramp queues [A]. *IEEE Intelligent Transportation Systems Conf Proc* [C] Oakland, 2001: 631-636.
- [13] 赵慧, 姜洪洲, 韩俊伟, 等. H 混合灵敏度控制在液压伺服系统中的应用 [J]. *中国机械工程*, 2002, 13(3): 195-197.
(Zhao H, Jiang H Z, Han J W, et al. Application of H mixed sensitivity control in hydraulic servo system [J]. *China Mechanical Engineering*, 2002, 13(3): 195-197.)
- [14] Ho M T, Datta A, Bhattacharyya S P. A linear programming characterization of all stabilizing PD controllers [A]. *Proc of the American Control Conf* [C] Albuquerque, 1997: 3922-3928.
- [15] 何福忠, 孙优贤. 基于稳定参数空间的 PD 调节器遗传优化设计 [J]. *控制与决策*, 2000, 15(4): 507-509.
(He F Z, Sun Y X. Stabilizing PD regulator's parameter design via genetic algorithms [J]. *Control and Decision*, 2000, 15(4): 507-509.)
- [16] Ho M T. Synthesis of H PD controllers: A parametric approach [J]. *Automatica*, 2003, 39(6): 1069-1075.
- [17] Bhattacharyya S P, Chappellet H, Keel L H. *Robust control: The parametric approach* [M]. New Jersey: Prentice-Hall, 1995.
- [18] 吴旭东, 解学书. H 鲁棒控制中的加权阵选择 [J]. *清华大学学报*, 1997, 37(1): 27-30.
(Wu X D, Xie X S. Weighting function matrix selection in H robust control [J]. *J of Tsinghua University*, 1997, 37(1): 27-30.)

下期要目

- 一类非线性滤波器- UFK 综述 潘 泉, 等
- 饱和系统鲁棒控制及其在飞行控制中的应用 史忠科
- 多机器人协作探索的改进市场法 张 飞, 等
- 基于 T-S 模型的模糊预测控制研究 邢宗义, 等
- 改进 PCA 在发酵过程监测与故障诊断中的应用 肖应旺, 等
- 一类多输入多输出网络控制系统的稳定性分析 邱占芝, 张庆灵
- 系统云在灰色宏观调控预测模型及其应用研究 陈德军, 等
- 函数优化问题的一种异步并行模拟退火算法 王 华, 唐国金
- 一种模糊支持向量机控制器的研究 袁小芳, 王耀南
- 移动机器人智能寻线导航与策略控制 张淑军, 等
- 基于非线性观测器设计的混沌同步控制 陈从颜, 宋文忠