第 21 卷 第 2 期　　自 动 化 学 报　　Vol. 21, No. 2
1995 年 3 月　　ACTA AUTOMATICA SINICA　　Mar., 1995

具有闭环极点位置约束的 H_2/H_∞ 混合控制[1)]

袁立嵩　　蒋慰孙
(华东理工大学自动化研究所　上海　200237)

摘　　要

主要研究系统具有闭环极点位置约束的 H_2/H_∞ 混合控制问题. 通过引入一个辅助性能函数，将具有极点位置和 H_∞ 性能约束的系统 H_2 性能优化问题转化成有一个矩阵方程约束的辅助性能函数优化问题，并给出这个问题静态输出反馈解的表达式.

关键词: 输出反馈，极点配置，H_2/H_∞ 混合控制.

1　引言

H_2 最优控制和 H_∞ 优化控制理论的提出无疑是现代控制理论发展中的两个重大突破. 但是 H_2 最优控制的控制系统虽然具有许多优良特性，但它对系统的不确定性不具鲁棒性；而 H_∞ 控制理论虽然能较好的解决系统的鲁棒性问题，但这是以牺牲系统的其它性能为代价的. 鉴于此，Berstein 等提出了 H_2/H_∞ 混合控制的设计思想，由于这一方法能较好的解决系统的鲁棒性和性能问题，因而一提出就得到广泛关注，并得到了巨大发展.

与上述方法相比，极点配置是一个相对古老而又成熟的系统设计技术，而且众所周知，与系统动态性能关系最为密切的是闭环系统的极点，因此将极点配置技术与上述方法相结合无疑也是一个有意义的尝试，本文试图对这一问题进行探讨.

一些常用符号说明如下:

$Tr(A)$: 矩阵的迹，

$\Lambda(A)$: 矩阵的特征值集，

$\sigma(A)$: 矩阵的奇异值，

$Vec(A)$: 矩阵的列拉直，

$A\otimes B$: 矩阵 A 和 B 的 Kronecker 积，

$$\|G(s)\|_2=\frac{1}{2\pi}\int_0^\infty [Tr(G(j\omega)^*G(j\omega))]^{1/2}\mathrm{d}\omega,$$

1) 国家自然科学基金资助课题.

本文于 1992 年 12 月 25 日收到

$$\|G(s)\|_\infty = \sup_\omega \sigma_{\max}(G(j\omega)),$$

$A>,\geqslant,\leqslant,<0$：分别表示矩阵$A$为正定，半正定，负定，半负定。

2 问题描述

定义 2.1[1]. λ 为A的特征值，如果 $\operatorname{rank}[A-\lambda I_n, B]=n$，则称 λ 为A的B可控特征值。

引理 2.1[1]. 矩阵对 (A,B) 为可镇定的充要条件为A的所有位于右半复平面的特征值是B可控的；且 (A,B) 可控的充要条件为A的所有特征值是B可控的。

定义 2.2. 令D为复左半平面的某一区域，如果A的所有不属于D的特征值是B可控的，则称 (A,B) 是D可配置的。

对于线性时不变系统

$$\dot{x} = Ax + Bu + Dw, \tag{2.1a}$$
$$z_2 = E_{12}x + E_{22}u, \tag{2.1b}$$
$$z_\infty = E_{1\infty}x + E_{2\infty}u, \tag{2.1c}$$
$$y = Cx, \tag{2.1d}$$
$$u = Ky \tag{2.1e}$$

假设

$$E_{12}^T E_{22} = 0,\quad E_{1\infty}^T E_{2\infty} = 0, \tag{2.2}$$

令

$$A_\alpha = A + \alpha I_n,\quad A_c = A + BKC,\quad A_{c\alpha} = A_c + \alpha I_n, \tag{2.2a}$$
$$R_{12} = E_{12}^T E_{12},\quad R_{22} = E_{22}^T E_{22}, \tag{2.2b}$$
$$R_{1\infty} = E_{1\infty}^T E_{1\infty},\quad R_{2\infty} = E_{2\infty}^T E_{2\infty}, \tag{2.2c}$$
$$E_2 = E_{12} + E_{22}KC,\quad R_2 = E_2^T E_2 = R_{12} + C^T K^T R_{22} KC, \tag{2.2d}$$
$$E_\infty = E_{1\infty} + E_{2\infty}KC,\quad R_\infty = E_\infty^T E_\infty = R_{1\infty} + C^T K^T R_{2\infty} KC, \tag{2.2e}$$
$$V = DD^T. \tag{2.3}$$

闭环系统

$$w \to y:\ G_c(s) = C(sI_n - A_c)^{-1}D,$$

$$w \to z_2:\ G_2(s) = E_2(sI_n - A_c)^{-1}D,$$

$$w \to z_\infty:\ G_\infty(s) = E_\infty(sI_n - A_c)^{-1}D.$$

设 γ^* 表示由 H_∞ 最优设计得到的 $\|G(s)\|_\infty$，$\gamma \geqslant \gamma^*$，要解决的问题为

问题 1　求控制器增益阵K满足

$$\min \|G_2(s)\|_2, \tag{2.4a}$$
$$\text{s. t. 1)}\ \|G_\infty\|_\infty \leqslant \gamma, \tag{2.4b}$$
$$\text{2)}\ \Lambda(A_c) \in \boldsymbol{D}. \tag{2.4c}$$

3 圆域极点约束的 H_2/H_∞ 混合控制设计

研究 $\boldsymbol{D}$ 为如图 1 所示的圆域 $\boldsymbol{C}(\alpha,r)$ 上的 H_2/H_∞ 混合控制问题.

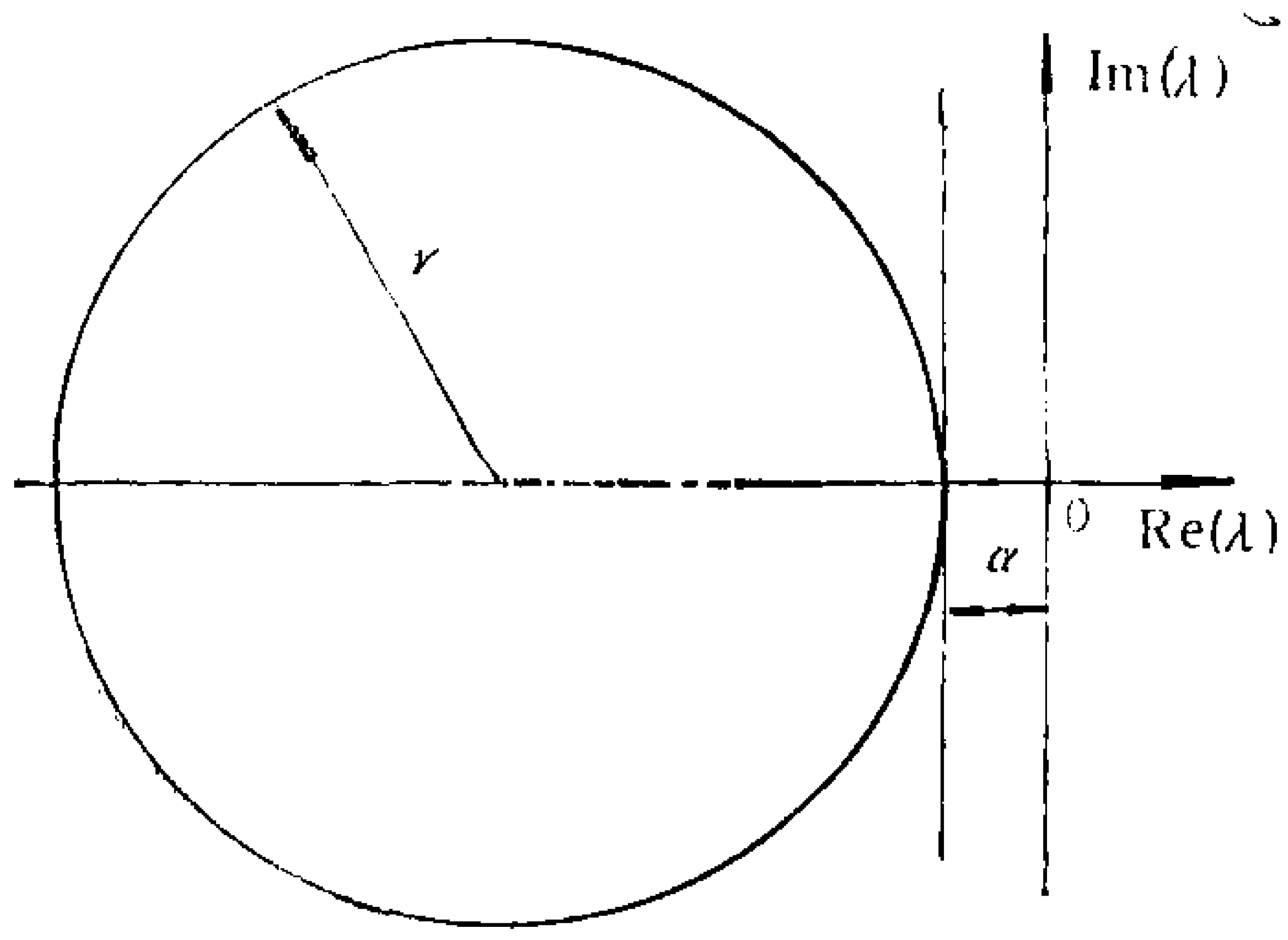

图 1 圆域 $\boldsymbol{C}(\alpha,r)$

引理 3.1[1]. 如果 $\lambda\in\boldsymbol{C}(\alpha,r)$，则有

$$\mu=\lambda+\bar{\lambda}+2\alpha+\frac{1}{r}[\lambda\bar{\lambda}+(\lambda+\bar{\lambda})\alpha+\alpha^2]<0. \quad (3.1)$$

引理 3.2[3]. 对于系统 (2.1),假设 (A_c,D) 可镇定,且存在 $Q\geqslant 0$ 满足

$$A_cQ+QA_c^{\mathrm{T}}+\gamma^{-2}QR_\infty Q+V\leqslant 0, \quad (3.2a)$$

则闭环系统满足

$$\|G(s)\|_\infty\leqslant\gamma. \quad (3.2b)$$

引理 3.3[6]. 对于系统 (2.1),假设 (A_c,D) 可镇定,且 A_c 渐近稳定,则有 $Q_0\geqslant 0$ 满足

$$1)\ A_cQ_0+Q_0A_c^{\mathrm{T}}+V=0, \quad (3.3a)$$

$$2)\ J^*=\|G_2(s)\|_2^2=Tr(Q_0R_2). \quad (3.3b)$$

定理 3.1. 对于系统 (2.1)，假设 (A_c,D) 为 $\boldsymbol{C}$ 可配置的,且存在 $Q\geqslant 0$ 满足

$$A_{c\alpha}Q+QA_{c\alpha}^{\mathrm{T}}+\frac{1}{r}A_{c\alpha}QA_{c\alpha}^{\mathrm{T}}+V\leqslant 0, \quad (3.4a)$$

则有

$$\Lambda(A_c)\in\boldsymbol{C}. \quad (3.4b)$$

证明. 假设存在 $\lambda\in\Lambda(A_c)$ 满足 $\lambda\notin\boldsymbol{C}$，且设 $\Pi(Q)\geqslant 0$ 为矩阵算子满足

$$A_{c\alpha}Q+QA_{c\alpha}^{\mathrm{T}}+\frac{1}{r}A_{c\alpha}QA_{c\alpha}^{\mathrm{T}}+V+\Pi(Q)=0. \quad (3.5)$$

由于 $\bar{\lambda}\in\Lambda(A_c^{\mathrm{T}})$，设 $\boldsymbol{\eta}$ 为对应于 $\bar{\lambda}$ 的 A_c^{T} 的特征向量，即 $A_c^{\mathrm{T}}\boldsymbol{\eta}=\bar{\lambda}\boldsymbol{\eta}$. 用 η^* 和 η 分别乘式 (3.5)，可得

$$\mu\boldsymbol{\eta}^*Q\boldsymbol{\eta}+\boldsymbol{\eta}^*(V+\Pi(Q))\boldsymbol{\eta}=0, \quad (3.6)$$

其中 μ 由式(3.1)定义,因为 $\lambda\notin\boldsymbol{C}$，所以 $\mu\geqslant 0$. 令 $\Xi=V+\Pi(Q)$ 因为 $Q,V,\Pi(Q)$ 都非负定,所以式(3.5)成立意味着 $\boldsymbol{\eta}^*\Xi\boldsymbol{\eta}=0$，也即

$$\boldsymbol{\eta}^*\Xi^{1/2}=0.$$

又因为 $A_c^{\mathrm{T}}\boldsymbol{\eta}=\bar{\lambda}\boldsymbol{\eta}$，所以

$$\boldsymbol{\eta}^*[A_c-\lambda I_n,\ \Xi^{1/2}]=0,$$

这意味着

$$\mathrm{rank}[A_c-\lambda I_n,\ \Xi^{1/2}]<n, \quad (3.7)$$

也即 λ 不是 $\Xi^{1/2}$ 可控的. 而 $\lambda\notin\boldsymbol{C}$，所以 $(A,\Xi^{1/2})$ 不是 $\boldsymbol{C}$ 可配置的. 由定理的条件可知 (A_c,D) 是 $\boldsymbol{C}$ 可配置的,因而 $[A_c,\Xi^{1/2}]$ 也是 $\boldsymbol{C}$ 可配置的,这与上面推得的结论相矛盾,因而假设不成立,故 $\lambda\in\boldsymbol{C}$.

定理 3.2. 对于系统(2.1),假设 (A_c,D) 可镇定,且存在 $Q\geqslant 0$ 满足

$$A_{c\alpha}Q + QA_{c\alpha}^{T} + \frac{1}{r}A_{c\alpha}QA_{c\alpha}^{T} + \gamma^{-2}QR_{\infty}Q + V = 0, \tag{3.8}$$

则有

1) $\Lambda(A_c) \in \boldsymbol{C}$, (3.9a)

2) $\|G_\infty(s)\|_\infty < \gamma$, (3.9b)

3) 存在 $Q_0 \geqslant 0$ 满足 (3.3a)，且

(a) $Q_0 \leqslant Q$, (3.9c)

(b) $J^* = Tr(Q_0R_2) \leqslant J = Tr(QR_2)$. (3.9d)

证明. 由于 $Q \geqslant 0$，根据定理 3.1 可直接证得 (3.9a) 成立. 将式 (3.8) 重新组合可以得到

$$A_cQ + QA_c^T + \gamma^{-2}QR_\infty Q + V + 2\alpha Q + \frac{1}{r}A_{c\alpha}QA_{c\alpha}^T = 0,$$

由引理 3.2 可证得式 (3.9b) 成立.

又因为式 (3.9a) 成立意味着 A_c 渐近稳定,所以存在 $Q_0 \geqslant 0$ 满足式 (3.3a)，将式 (3.7) 减去式 (3.3a) 得

$$A_c(Q - Q_0) + (Q - Q_0)A_c^T + 2\alpha Q + \frac{1}{r}A_{c\alpha}QA_{c\alpha}^T + \gamma^{-2}QR_\infty Q + V = 0.$$

因为 A_c 是渐近稳定,所以

$$Q - Q_0 = \int_0^\infty e^{A_c t}[2\alpha Q + \frac{1}{r}A_{c\alpha}QA_{c\alpha}^T + \gamma^{-2}R_\infty Q + V]e^{A_c^T t}dt \geqslant 0,$$

也即式 (3.9c) 成立. 式 (3.9d) 是式 (3.9c) 的直接结果.

定理 3.2 表明,由于 $J = Tr(QR_2)$ 是闭环系统 $\|G_2(s)\|_2^2$ 的一个上界，因此最小化 J 从某种意义上来讲也就优化了系统的 H_2 性能,这样系统圆域极点约束 H_2/H_∞ 混合控制问题可以描述为

问题 2. 求控制器增益阵 K 满足

$$\text{Min } J = Tr(QR_2), \tag{3.10a}$$

$$\text{s.t. } Q \geqslant 0, \tag{3.10b}$$

Q 满足 (3.8) 式 (3.10c)

定理 3.3. 对于系统 (2.1) 假设 (A_c, D) 是 $\boldsymbol{C}$ 可配置的, $Q \geqslant 0$ 满足式 (3.8)，且存在 $P \geqslant 0$ 满足

$$A_{c\alpha}^T P + PA_{c\alpha} + \frac{1}{r}A_{c\alpha}^T PA_{c\alpha} + \gamma^{-2}(PQR_\infty + R_\infty QP) + R_2 = 0, \tag{3.11a}$$

令

$$P_\alpha = B^T P\left(I_n + \frac{1}{r}A_\alpha\right)QC^T, \tag{3.11b}$$

$$R_\alpha = CQC^T \otimes \left(R_{22} + \frac{1}{r}B^T PB\right) + CQPQC^T \otimes \gamma^{-2}R_{2\infty}, \tag{3.11c}$$

假设 R_α^{-1} 存在,则

$$K = -Vec^{-1}[R_\alpha^{-1}Vec(P_\alpha)], \tag{3.11d}$$

为问题 2 的解.

证明. 对于问题 2 的求解,采用 Lagrange 乘子法可得

$$J = Tr\left[QR_2 + P\left(A_{ca}Q + QA_{ca}^{\mathrm{T}} + \frac{1}{r}A_{ca}QA_{ca}^{\mathrm{T}} + \gamma^{-2}QR_{\infty}Q + V\right)\right]$$

$$= Tr\{Q(R_{12} + C^{\mathrm{T}}K^{\mathrm{T}}R_{22}KC) + P[(A_\alpha + BKC)Q + Q(A_\alpha + BKC)^{\mathrm{T}}$$

$$+ \frac{1}{r}(A_\alpha + BKC)Q(A_\alpha + BKC)^{\mathrm{T}} + \gamma^{-2}Q(R_{1\infty} + C^{\mathrm{T}}K^{\mathrm{T}}R_{2\infty}KC)Q + V]\}.$$

$$\because \frac{\delta J}{\delta K} = 2\left(R_{22}KCQC^{\mathrm{T}} + B^{\mathrm{T}}PQC^{\mathrm{T}} + \frac{1}{r}B^{\mathrm{T}}PA_\alpha^{\mathrm{T}}QC^{\mathrm{T}}\right.$$

$$\left. + \frac{1}{r}B^{\mathrm{T}}PBKCQC^{\mathrm{T}} + \gamma^{-2}R_{2\infty}KCQPQC^{\mathrm{T}}\right) = 0,$$

$$\therefore \left(R_{22} + \frac{1}{r}B^{\mathrm{T}}PB\right)KCQC^{\mathrm{T}} + \gamma^{-2}R_{2\infty}KCQPQC^{\mathrm{T}}$$

$$= -\left(B^{\mathrm{T}}PQC^{\mathrm{T}} + \frac{1}{r}B^{\mathrm{T}}PA_\alpha^{\mathrm{T}}QC^{\mathrm{T}}\right) = -P_\alpha,$$

$$\therefore \left[CQC^{\mathrm{T}}\otimes\left(R_{22} + \frac{1}{r}B^{\mathrm{T}}PB\right) + \gamma^{-2}CQPQC^{\mathrm{T}}\otimes R_{2\infty}\right]Vec(K)$$

$$= R_\alpha Vec(K) = -Vec(P_\alpha).$$

由于 R_α 可逆,因此 K 满足式 (3.11d).

如果令 $\frac{\delta J}{\delta Q} = 0$, 则稍加整理就可得出 (3.11a).

4 其它区域极点约束的 H_2/H_∞ 混合控制设计

下面将讨论椭圆域 $\boldsymbol{E}(\alpha, r_1, r_2)$ (图 2)、带形域 $\boldsymbol{V}(\alpha, r)$ (图 3) 和抛物线域 $\boldsymbol{P}(\alpha,\beta)$ (图 4) 的极点约束 H_2/H_∞ 混合控制设计问题。

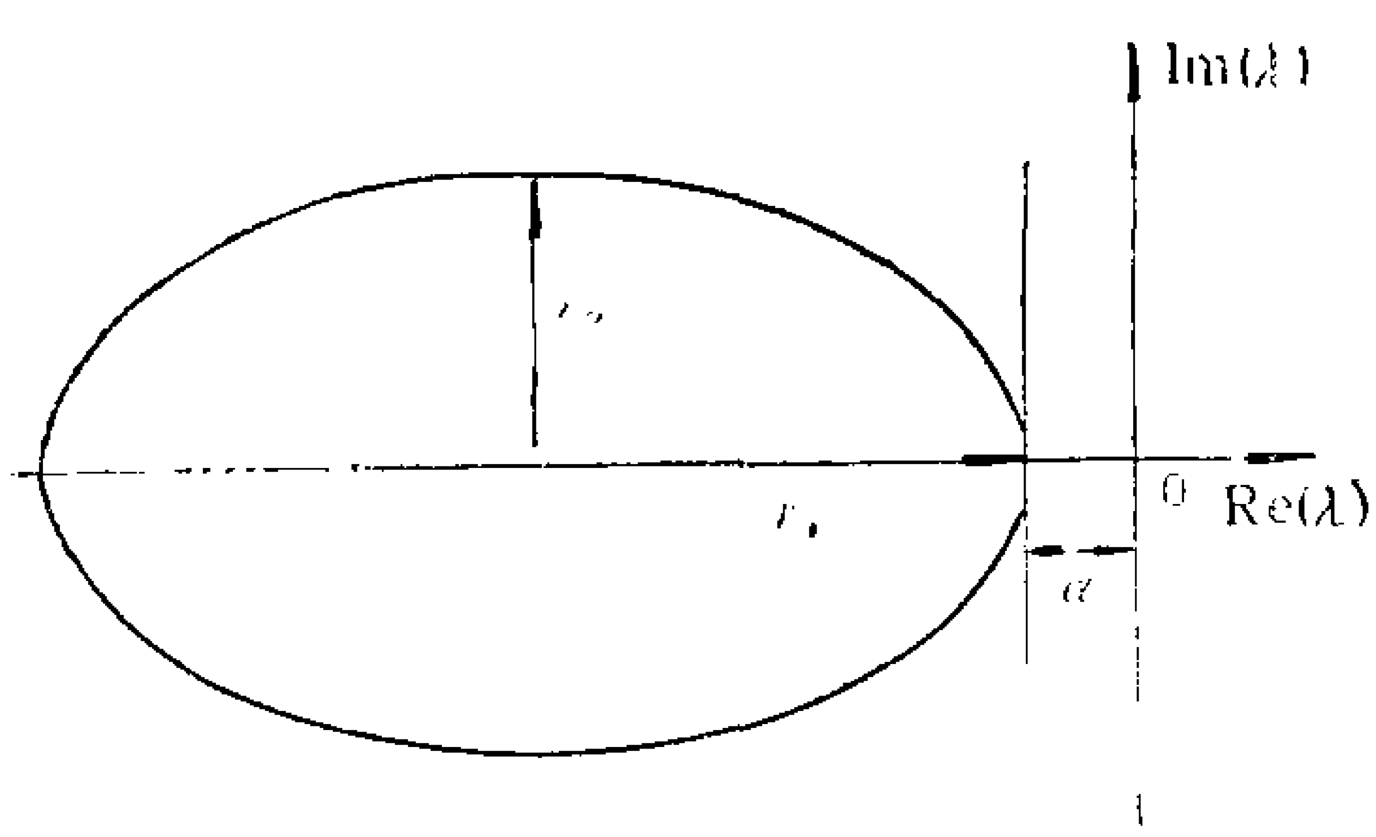

图 2 椭圆域 $\boldsymbol{E}(\alpha, r_1, r_2)$

首先研究椭圆域 $\boldsymbol{E}$, 设

$$\beta = r_1(1 + (r_1^2/r_2^2))/2;$$
$$\delta = r_1(1 - (r_1^2/r_2^2))/2. \tag{4.1}$$

引理 4.1[1]. $\lambda \in \boldsymbol{E}$ 的充要条件为 λ 满足

$$2\mathrm{Re}(\lambda + \alpha) + \delta\mathrm{Re}(\lambda + \alpha)^2 + \beta|\lambda + \alpha|^2 < 0. \tag{4.2}$$

实际上圆域 $\boldsymbol{C}$ 和带形域 $\boldsymbol{V}$ 都可以看作椭圆域 $\boldsymbol{E}$ 的特例, 如果令 $r_1 = r_2 = r$, 即 $\delta = 0$, $\beta = 1/r$, 则 $\boldsymbol{E} = \boldsymbol{C}$, 而如果令 $\delta = \beta = r_1/2$, 则 $\boldsymbol{E} = \boldsymbol{V}$. 虽然抛物线域 $\boldsymbol{P}$ 不能看作 $\boldsymbol{E}$ 的特例, 但如果令 $\delta = -\beta$, 那么 λ 满足式 (4.2) 就意味着 $\lambda \in \boldsymbol{P}$, 因此对于 $\boldsymbol{P}$ 域极点约束 H_2/H_∞ 混合控制设计问题就可以转化为 $\boldsymbol{E}$ 域设计。

综合以上讨论可以得出以下结论:

1) $\delta = 0$: $\boldsymbol{E}$ 域设计与 $\boldsymbol{C}$ 域设计等价;

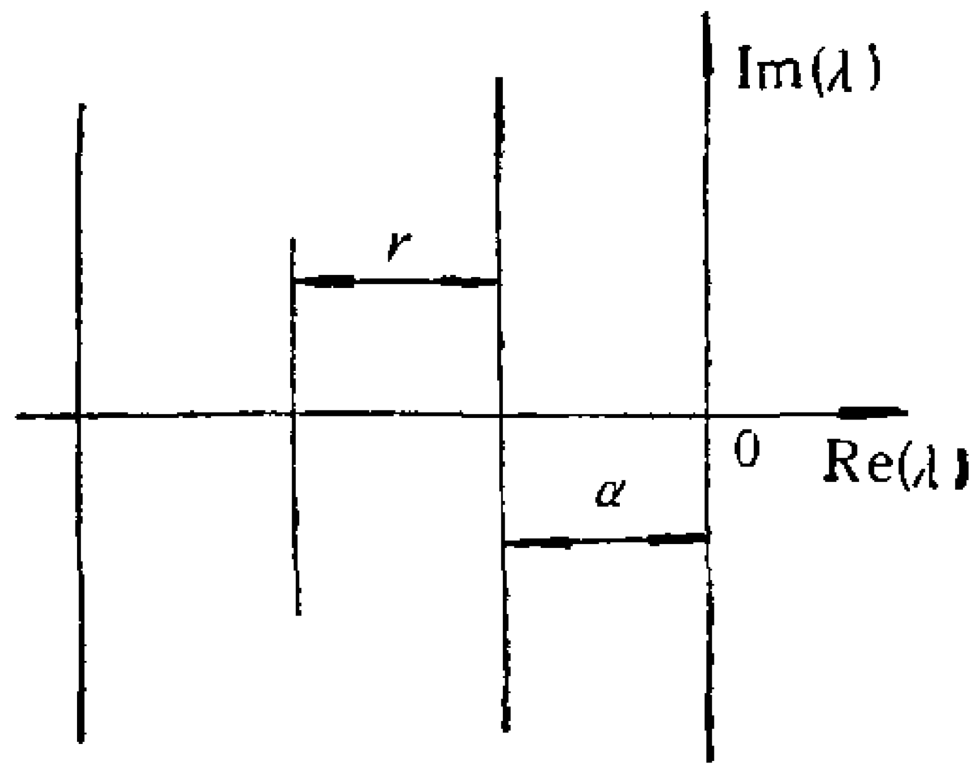

图 3　带形域 $V(\alpha,r)$

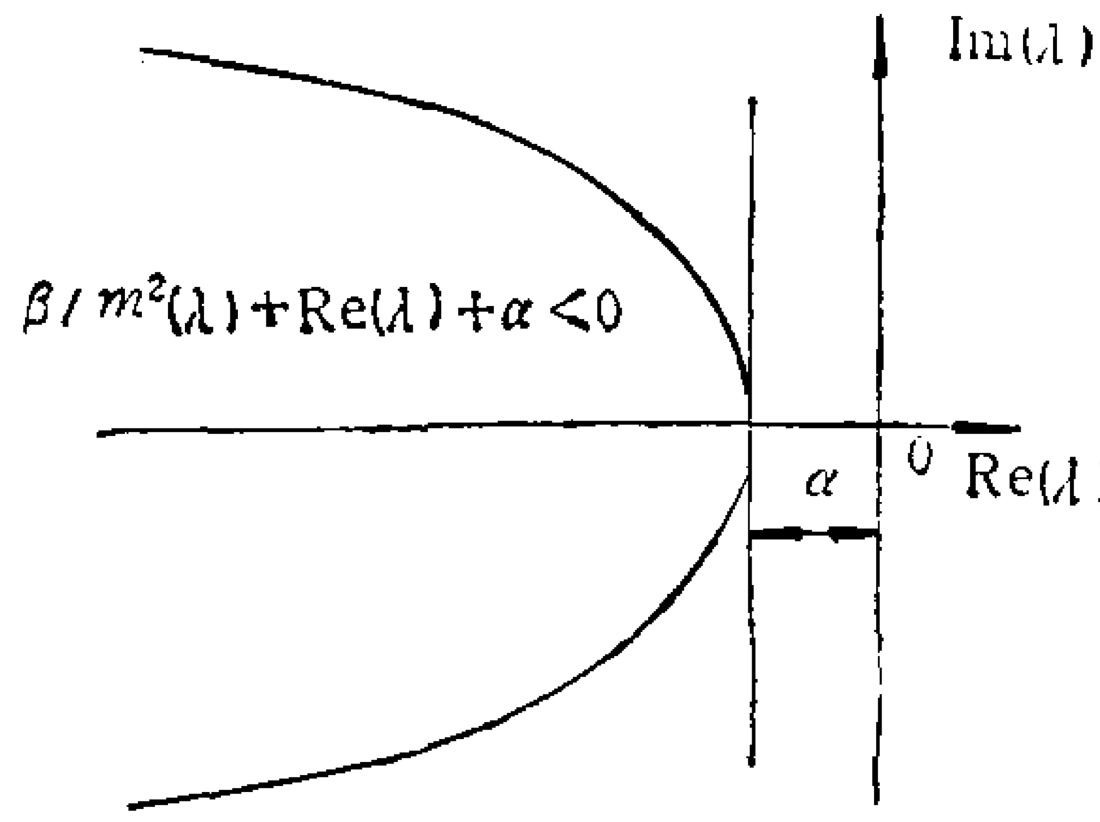

图 4　抛物线域 $P(\alpha,\beta)$

2) $\delta=\beta$: $\boldsymbol{E}$ 域设计与 $\boldsymbol{V}$ 域设计等价；

3) $\delta=-\beta$: $\boldsymbol{E}$ 域设计与 $\boldsymbol{P}$ 域设计等价.

因此只需讨论 $\boldsymbol{E}$ 域极点约束 H_2/H_∞ 混合控制设计问题，所得到的结果同样适用于其它区域的控制器设计

定理 4.1. 对于系统(2.1)，假设 (A_c,D) 为 $\boldsymbol{E}$ 可配制的，且存在 $Q\geqslant 0$ 满足

$$A_{c\alpha}Q+QA_{c\alpha}^{\mathrm{T}}+\frac{\delta}{2}A_{c\alpha}^{2}Q+\frac{\delta}{2}QA_{c\alpha}^{2\mathrm{T}}+\beta A_{c\alpha}QA_{c\alpha}^{\mathrm{T}}+V\leqslant 0, \tag{4.3}$$

则有 $\Lambda(A_c)\in\boldsymbol{E}$.

证明. 同定理 3.1 的证明.

定理 4.2. 对于系统(2.1)，假设 (A_c,D) 可镇定，且存在 $Q\geqslant 0$ 满足

$$A_{c\alpha}Q+QA_{c\alpha}^{\mathrm{T}}+\frac{\delta}{2}A_{c\alpha}^{2}Q+\frac{\delta}{2}QA_{c\alpha}^{2\mathrm{T}}+\beta A_{c\alpha}QA_{c\alpha}^{\mathrm{T}}+\gamma^{-2}QR_\infty Q+V=0, \tag{4.4a}$$

$$\frac{\delta}{2}A_{c\alpha}^{2}Q+\frac{\delta}{2}QA_{c\alpha}^{2\mathrm{T}}+\beta A_{c\alpha}QA_{c\alpha}^{\mathrm{T}}\geqslant 0, \tag{4.4b}$$

则有

1) $\Lambda(A_c)\in\boldsymbol{E}$; (4.4c)

2) $\|G_\infty(s)\|_\infty\leqslant\gamma$, (4.4d)

3) 存在 $Q_0\leqslant 0$ 满足 (3.3a)，且

(a) $Q_0\leqslant Q$, (4.4e)

(b) $J^*=Tr(Q_0R_2)\leqslant J=Tr(QR_2)$. (4.4f)

证明. 同定理 3.2 的证明.

同定理 3.2 一样，定理 4.2 将系统(2.1)具有 $\boldsymbol{E}$ 域极点约束的 H_2/H_∞ 混合控制问题转化成

问题 3. 求控制器增益阵 K 满足

$$\mathrm{Min}\ J=Tr(QR_2), \tag{4.5a}$$

$$\mathrm{s.t.}\ Q\geqslant 0, \tag{4.5b}$$

Q 满足 (4.4a) 和 (4.4b) (4.5c)

问题 3 也是一个约束最优化问题，它的求解与问题 2 一样可以采用 Lagrange 乘子

法，下面直接给出结果。

定理 4.3. 对于系统 (2.1)，假设 (A_c, D) 是 $\boldsymbol{E}$ 可配置的，$Q\geqslant 0$ 满足式 (4.4a)，(4.4b)，存在 $P\geqslant 0$ 满足

$$A_{ca}^{\mathrm{T}}P+PA_{ca}+\frac{\delta}{2}(A_{ca}^{2\mathrm{T}}P+PA_{ca}^{2})$$
$$+\beta A_{ca}^{\mathrm{T}}PA_{ca}+\gamma^{-2}(PQR_\infty+R_\infty QP)+R_2=0, \tag{4.6a}$$

矩阵 M 满足

$$M*Vec(K)=Vec(K^{\mathrm{T}}),$$

令

$$P_a=B^{\mathrm{T}}P\left(QC^{\mathrm{T}}+\frac{\delta}{2}QA_a^{\mathrm{T}}C^{\mathrm{T}}+\beta A_aQC^{\mathrm{T}}\right)+\frac{\delta}{2}B^{\mathrm{T}}A_a^{\mathrm{T}}PQC^{\mathrm{T}}, \tag{4.6b}$$

$$R_a=CQC^{\mathrm{T}}\otimes(R_{22}+\beta B^{\mathrm{T}}PB)+\gamma^{-2}CQPQC^{\mathrm{T}}\otimes R_{2\infty}$$
$$+\frac{\delta}{2}(CB\otimes B^{\mathrm{T}}PQC^{\mathrm{T}}+CQPB\otimes B^{\mathrm{T}}C^{\mathrm{T}})M, \tag{4.6c}$$

并设 R_a 可逆，则

$$K=-Vec^{-1}[R_a^{-1}Vec(P_a)] \tag{4.6d}$$

为问题 3 的解。

证明。同定理 3.3 的证明。

定理 4.3 给出了 $\boldsymbol{E}$ 域极点约束静态输出反馈 H_2/H_∞ 混合控制解的表达式。从形式上看，虽然 (4.6d) 与 (3.11d) 一样，但实际要复杂得多。定理 4.3 的结果同样适用于 $\boldsymbol{V}$ 域和 $\boldsymbol{P}$ 域 H_2/H_∞ 混合控制设计。

5 结语

本文研究了线性系统具有闭环极点位置约束的 H_2/H_∞ 混合控制问题，所讨论的闭环极点区域分别为：圆域 $\boldsymbol{C}$、椭圆域 $\boldsymbol{E}$、带型域 $\boldsymbol{V}$ 和抛物线型域 $\boldsymbol{P}$，实际上圆域和带型域都可以看作椭圆域的特例，而抛物线型域的设计也可以通过椭圆域的设计来实现，因此方程 (4.6d) 可以看作是所有这些区域的设计问题的解。

定理 3.3 和定理 4.3 虽然给出了问题的解的表达式，但由于式 (4.6a)，(4.4a) 中 P 和 Q 是互为关联的，不能独立解出，因而 K 也不能解析得到，必须进行交替迭代求解。

必须指出的是：虽然只给出问题的静态输出反馈解，但对于系统的动态反馈设计问题同样可采用本文所提出的思想和方法进行求解，并可得到类似结果。

参 考 文 献

[1] Haddad W M, Berstein D S. Controller design with reginal pole constraints, *IEEE Trans. Auto. Contr.*, 1992, **37**:54—69.

[2] Berstein D S, Haddad W M. LQG control with an H_∞ performance bound: A Riccati equation approach, IEEE Trans. *Auto. Contr.*, 1989, **34**:293—305.

[3] 须田信英(日)等. 自动控制中的矩阵理论. 曹长修译,科学出版社, 1979.

MIXED H_2/H_∞ CONTROL FOR SYSTEMS WITH POLES IN SPECIFIED REGION

YUAN LISONG　JIANG WEISUN
(*Res. Inst. of Auto. Contr. East China Univ. of Sci.* & *Tech. Shanghai* 200237)

ABSTRACT

This paper studies the problem of mixed H_2/H_∞ control for systems with poles in specified region. First, an auxiliary performence function is introduced, and the problem of optimizing H_2 norm of systems subjected to contraints in pole region and H_∞ performance can be converted into the problem of minimization of the auxiliary performance function subjected to constraints described by a matrix equation, then this problem is solved by Lagrange multipliers, and a static output feedback controller is designed.

Key words: Output feedback, poles assignment, mixed H_2/H_∞ control.

袁立嵩　1967 年生于江苏省海门市，1994 年获华东理工大学工业自动化专业博士学位。研究兴趣为复杂工业过程的建模、优化、鲁棒控制等。

蒋慰孙　照片、简介见本刊第 18 卷第 1 期。