参数不确定系统的 $\mathbf{H}_\infty$ 估计问题的显式解和中心解[1)]

王正志　　周宗潭　　张良起
（国防科技大学自控系　长沙　410073）

摘　要　研究在连续时间情形下的具有部分参数不确定性的系统的 H_∞ 状态估计问题，它可以被化简为带有一个自由可调参数对象的 H_∞ 状态估计，由此可得到滤波器的简洁通解显式. 并进一步研究了 H_∞ 估计的中心解，以及它与卡尔曼滤波器的关系. 实例计算表明，对于参数具有不确定性的系统，H_∞ 滤波器的性能明显地优于卡尔曼滤波器.

关键词　鲁棒性，H_∞ 估计，卡尔曼滤波.

1　问题的提法

若线性系统的全部参数能准确知道，在已知谱密度的高斯噪声作用下，要从输出测量估计线性系统的内部状态，已由卡尔曼滤波方法解决. 但在许多工程实际问题中，各噪声源的统计特性难以确定，甚至不是高斯噪声，而是有界能量噪声，这时可以采用 H_∞ 方法估计其内部状态. 如果进一步考虑到对象模型参数具有不确定性，而仅知道它们各自在一定的区间内变动，问题就变得更为复杂. 对于部分参数不确定的对象，在有界能量噪声影响下，如何进行状态估计，是此文的研究内容.

考虑连续时间域上的对象 P 的模型

$$\dot{x} = (A + \Delta A)x + Bw, \tag{1a}$$

$$y = (C + \Delta C)x + Dw, \tag{1b}$$

$$z = Lx \tag{1c}$$

其中 $x\in R^n$ 是状态，$w\in R^m$ 是噪声，$y\in R^r$ 是输出测量，$z\in R^p$ 是要估计的状态组合. A，B，C，D 和 L 是已知的实数矩阵，各为 $n\times n$，$n\times m$，$r\times n$，$r\times m$ 和 $p\times n$ 维，它们是标称对象的全部参数. 假设 A 是稳定矩阵，(1)式中 ΔA 和 ΔC 表示对象参数的不确定性. 假设

$$\begin{bmatrix}\Delta A\\ \Delta C\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}H_1\\ H_2\end{bmatrix} FE. \tag{2}$$

其中 H_1，H_2和 E 分别为 $n\times b_1$，$r\times b_1$，$b_2\times n$ 维的已知矩阵，它们反映不确定参数所处的位置和变化幅度. 而 $b_1\times b_2$ 维的未知实矩阵 F 在单位球 $F^{\mathrm{T}}F\leqslant I$ 中变动，从而引起 ΔA 和

1）此课题得到国家自然科学基金资助.
收稿日期　1994-10-17

ΔC 的变化.

设计估计状态组合 z 的滤波器 Q:

$$\dot{x}_e = A_e x_e + K_e y, \tag{3a}$$

$$z_e = L_e x_e \tag{3b}$$

其估计误差为 $e=z-z_e$. 对象 P 和滤波器 Q 组成的系统,其状态方程可紧凑地写为

$$\dot{\xi} = (A_c + H_c F E_c)\xi + B_c w, \tag{4a}$$

$$e = C_c \xi. \tag{4b}$$

其中

$$\xi = \begin{bmatrix} x \\ x_e \end{bmatrix}, \quad A_c = \begin{bmatrix} A & O \\ K_e C & A_e \end{bmatrix},$$

$$B_c = \begin{bmatrix} B & \\ K_e & D \end{bmatrix}, \quad H_c = \begin{bmatrix} H_1 & \\ K_e & H_2 \end{bmatrix}$$

$$C_c = [L \quad -L_e], \quad E_c = [E \quad 0]. \tag{5}$$

于是从噪声 w 到估计误差 e 的传递函数为

$$T(S) = C_c[SI - (A_c + H_c F E_c)]^{-1} B_c. \tag{6}$$

对于小正数 γ,定义 H∞估计问题

$$\| T(S) \|_\infty < \gamma, \tag{7}$$

即要设计滤波器 Q,使得对于各种有界噪声 w,均有较小的估计误差 e.

由于 $T(S)$ 中含有未知矩阵 F,造成处理上的困难,为了克服此困难,考虑带有正参数 δ 的对象 P_δ:

$$\dot{\bar{x}} = A\bar{x} + [B \quad \gamma\delta^{-1}H_1]\,\bar{w}, \tag{8a}$$

$$\bar{y} = C\bar{x} + [D \quad \gamma\delta^{-1}H_2]\,\bar{w}, \tag{8b}$$

$$\bar{z} = \begin{bmatrix} L \\ \delta E \end{bmatrix} \bar{x}. \tag{8c}$$

其中新的有界噪声 $\bar{w} \in R^{m+b_1}$,输出 $\bar{z} \in R^{p+b_2}$,采用(3)式的滤波器 Q,并且用

$$\bar{z}_e = \begin{bmatrix} z_e \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_e \\ 0 \end{bmatrix} x_e \tag{9}$$

来估计 $\bar{P}_\delta$ 的输出 $\bar{z}$,所产生的估计误差为

$$\bar{e} = \bar{z} - \bar{z}_e = \begin{bmatrix} L & -L_e \\ \delta E & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{x} \\ x_e \end{bmatrix}. \tag{10}$$

带参数 δ 的对象 P_δ 和滤波器 Q 组成的系统,可紧凑地写成

$$\dot{\bar{\xi}} = A_c \bar{\xi} + \bar{B}_c \bar{w}, \tag{11a}$$

$$\bar{e} = \bar{C}_c \bar{\xi}. \tag{11b}$$

其中

$$\bar{B}_c = [B_c \quad \gamma\delta^{-1}H_c], \quad \bar{C}_c = \begin{bmatrix} C_c \\ \delta E_c \end{bmatrix}, \tag{12}$$

从有界能量噪声 $\bar{w}$ 到估计误差 $\bar{e}$ 的传递函数为

$$T_\delta(S)=\overline{C}_c(SI-A_c)^{-1}\overline{B}_c. \tag{13}$$

采用类似于文献[9]定理 1 的证明思路，有如下定理.

定理 1. 若存在一个正数 δ，使得 P_δ 被滤波器 Q 估计的误差传递函数 $T_\delta(S)$ 满足

$$\| T_\delta(S) \|_\infty < \gamma, \tag{14}$$

则对于原来的参数不确定对象 P，该滤波器 Q 产生的估计误差传递函数 $T(S)$ 满足(7)式.

2 问题的通解

定理 1 表明，解决了带有正参数 δ 的对象 P_δ 的 H_∞ 估计问题(14)，就可以保证原来的参数不确定对象 P 的 H_∞ 估计精度(7). (14)式可在 H_∞ 标准控制问题的框架中求解. H_∞ 标准控制问题一直是 H_∞ 控制的核心问题，经过许多控制学者的努力，已有多种解法[1-4]，但多数解法步骤复杂，解式与对象的状态空间表示矩阵的关系不直观. 此文采用我们近年来推导的公式写出通解，十分简洁，与对象的原始表达式的关系非常直观. 由于推导过程比较复杂，本文仅在下述引理中直接给出结果，其推导过程可参阅文献[8].

引理 广义对象

$$\left[\begin{array}{c|cc} A & B_1 & B_2 \\ \hline C_1 & D_{11} & D_{12} \\ C_2 & D_{21} & D_{22} \end{array}\right] \tag{15}$$

的 H_∞ 标准控制问题，在 $D_{11}=0, D_{22}=0$，以及 D_{12} 满列秩，D_{21} 满行秩的情形下，可按如下步骤求解. 首先分别求出 Riccati 方程

$$\begin{aligned}&(A-B_2D_{12}^{+}C_1)^{\mathrm{T}}X+X(A-B_2D_{12}^{+}C_1)+C_1^{\mathrm{T}}D_{12}^{\perp\mathrm{T}}D_{12}^{\perp}C_1\\&+X(B_1B_1^{\mathrm{T}}-B_2D_{12}^{+}D_{12}^{+\mathrm{T}}B_2^{T})X=0,\end{aligned} \tag{16}$$

$$\begin{aligned}&(A-B_1D_{21}^{+}C_2)Y+Y(A-B_1D_{21}^{+}C_2)^{\mathrm{T}}+B_1D_{21}^{\perp}D_{21}^{\perp\mathrm{T}}B_1^{\mathrm{T}}\\&+Y(C_1^{\mathrm{T}}C_1-C_2^{\mathrm{T}}D_{21}^{+\mathrm{T}}D_{21}^{+}C_2)Y=0,\end{aligned} \tag{17}$$

的镇定解 $X\geqslant 0, Y\geqslant 0$. 再设

$$l=D_{12}^{\perp\mathrm{T}}D_{12}^{\perp}C_1-D_{12}^{+\mathrm{T}}B_2^{\mathrm{T}}X \tag{18a}$$

$$V=D_{21}^{\perp}D_{21}^{\perp\mathrm{T}}B_1^{\mathrm{T}}-D_{21}^{+}C_2Y, \tag{18b}$$

$$F=D_{12}(D_{12}^{\mathrm{T}}D_{12})^{-1/2}, \tag{18c}$$

$$H=D_{21}^{\mathrm{T}}(D_{21}D_{21}^{\mathrm{T}})^{-1/2}, \tag{18d}$$

$$\Pi=\left[\begin{array}{c|cc} -SI-X^{+}(A^{\mathrm{T}}X+C_1^{\mathrm{T}}l) & -(I-YX)^{-1}(YC_1^{\mathrm{T}}-X^{+}l^{\mathrm{T}})F & -(I-YX)^{-1}(B_1-V^{\mathrm{T}})H \\ \hline D_{12}^{+}(C_1-l) & D_{12}^{+}F & 0 \\ -C_2-D_{21}B_1^{\mathrm{T}}X & 0 & D_{21}H \end{array}\right] \tag{19}$$

由此可以写出 H_∞ 标准控制问题的通解

$$Q=-(\Pi_{11}\Phi+\Pi_{12})(\Pi_{21}\Phi+\Pi_{22})^{-1}, \Phi\in BH_\infty^{p\times\gamma} \tag{20}$$

(14)式所对应的广义对象(15)式为

$$
\begin{aligned}
B_1 &= [\gamma^{-1}B \quad \delta^{-1}H_1], & B_2 &= 0, \\
C_1 &= \begin{bmatrix} L \\ \delta E \end{bmatrix}, & C_2 &= C, \\
D_{11} &= 0, & D_{12} &= \begin{bmatrix} I \\ 0 \end{bmatrix}, \\
D_{21} &= [\gamma^{-1}D \quad \delta^{-1}H_2], & D_{22} &= 0.
\end{aligned}
$$

把以上诸式代入引理的(16)—(20)式，得出下面的主要结果．

定理 2. 对于参数不确定对象 P，若在(1)和(2)式中，A 是稳定矩阵，$[\gamma^{-1}D \quad \delta^{-1}H_2]$ 具有满行秩．分别求出如下两个 Riccati 方程：

$$
A^{\mathrm{T}}X + XA + \delta^2 E^{\mathrm{T}}E + X(\gamma^{-2}BB^{\mathrm{T}} + \delta^{-2}H_1H_1^{\mathrm{T}})X = 0, \tag{21}
$$

$$
\begin{aligned}
&[A - (\gamma^{-2}BD^{\mathrm{T}} + \delta^{-2}H_1H_2^{\mathrm{T}})(\gamma^{-2}DD^{\mathrm{T}} + \delta^{-2}H_2H_2^{\mathrm{T}})^{-1}C]Y \\
&\quad + Y[A - (\gamma^{-2}BD^{\mathrm{T}} + \delta^{-2}H_1H_2^{\mathrm{T}})(\gamma^{-2}DD^{\mathrm{T}} + \delta^{-2}H_2H_2^{\mathrm{T}})^{-1}C]^{\mathrm{T}} \\
&\quad + \gamma^{-2}BB^{\mathrm{T}} + \delta^{-2}H_1H_1^{\mathrm{T}} - (\gamma^{-2}BD^{\mathrm{T}} + \delta^{-2}H_1H_2^{\mathrm{T}}) \\
&\qquad (\gamma^{-2}DD^{\mathrm{T}} + \delta^{-2}H_2H_2^{\mathrm{T}})^{-1}(\gamma^{-2}DB^{\mathrm{T}} + \delta^{-2}H_2H_1^{\mathrm{T}}) \\
&\quad + Y[L^{\mathrm{T}}L + \delta^2E^{\mathrm{T}}E - C^{\mathrm{T}}(\gamma^{-2}DD^{\mathrm{T}} + \delta^{-2}H_2H_2^{\mathrm{T}})^{-1}C]Y = 0
\end{aligned} \tag{22}
$$

的镇定解 $X \geqslant 0, Y \geqslant 0$. 如果有

$$
\begin{bmatrix} X & I \\ I & Y \end{bmatrix} < 0, \tag{23}
$$

则带有正参数 δ 的对象 P_δ 的 H∞ 估计问题(14)有解，从而参数不确定的对象 P 的 H∞ 估计问题(7)也有解，其 H∞ 滤波器的通解为

$$
Q = -(\Pi_{11}\Phi + \Pi_{12})(\Pi_{21}\Phi + \Pi_{22})^{-1}, \Phi \in BH_\infty^{p\times r} \tag{20}
$$

其中

$$
\begin{bmatrix} \Pi_{11} & \Pi_{12} \\ \Pi_{21} & \Pi_{22} \end{bmatrix}
= \left[\begin{array}{c:cc}
A + (\gamma^{-2}BB^{\mathrm{T}} + \delta^{-2}H_1H_1^{\mathrm{T}})X & -(I-YX)^{-1}YL^{\mathrm{T}} & -(I-YX)^{-1}(\gamma^{-2}BD^{\mathrm{T}} + \delta^{-2}H_1H_2 + YC^T)(\gamma^{-2}DD^{\mathrm{T}} + \delta^{-2}H_2H_2^{\mathrm{T}})^{-1/2} \\ \hdashline
L & I & 0 \\
-C - (\gamma^{-2}DB^{\mathrm{T}} + \delta^{-2}H_2H_1^{\mathrm{T}})X & 0 & (\gamma^{-2}DD^{\mathrm{T}} + \delta^{-2}H_2H_2^{\mathrm{T}})^{-1/2}
\end{array}\right] \tag{24}
$$

而 $BH_\infty^{p\times\gamma}$ 是 $H_\infty^{p\times\gamma}$ 空间中的单位球.

3　中心滤波器及其与卡尔曼滤波器的比较

(24)式中，对于所有在 $BH_\infty^{p\times\gamma}$ 中的 Φ，得到的滤波器 Q 都满足 H∞ 估计精度要求(7). 在所有这些滤波器中，中心解给出的中心滤波器 Q_0 最值得注意. 令(24)式中 $\Phi=0$，得到中心解，由此得到 H∞ 中心滤波器 Q_0 为

$$
\begin{aligned}
\dot{\hat{x}} = {} & (A + (\gamma^{-2}BB^{\mathrm{T}} + \delta^{-2}H_1H_1^{\mathrm{T}})X)\hat{x} \\
& + (I - YX)^{-1}(\gamma^{-2}BD^{\mathrm{T}} + \delta^{-2}H_1H_2^{\mathrm{T}} + YC^T)(\gamma^{-2}DD^{\mathrm{T}} + \delta^{-2}H_2H_2^{\mathrm{T}})^{-1} \\
& (Y - (C + \gamma^{-2}DB^{\mathrm{T}}X + \delta^{-2}H_2H_1^{\mathrm{T}}X)\hat{x}),
\end{aligned}
$$

$$\hat{z} = L\hat{x}. \tag{25}$$

特别对于参数确定的对象，在(2)式中有

$$H_1 = 0, \quad H_2 = 0, \quad E = 0$$

于是 Riccati 方程(21)的解为 $X=0$，而 Riccati 方程(22)为

$$(A - B\gamma^{-2}D^{\mathrm{T}}(D\gamma^{-2}D)^{-1}C)Y + Y(A - B\gamma^{-2}D^{\mathrm{T}}(D\gamma^{-2}D^{\mathrm{T}})^{-1}C)^{\mathrm{T}}$$
$$+ B\gamma^{-2}B^{\mathrm{T}} - B\gamma^{-2}D^{\mathrm{T}}(D\gamma^{-2}D^{\mathrm{T}})^{-1}D\gamma^{-2}B^{\mathrm{T}} + Y(L^{\mathrm{T}}L - C^{\mathrm{T}}(D\gamma^{-2}D^{\mathrm{T}})^{-1}C)Y = 0 \tag{26}$$

所以参数确定的对象的 H_∞ 中心滤波器为

$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + (B\gamma^{-2}D^{\mathrm{T}} + YC^{\mathrm{T}})(D\gamma^{-2}D^{\mathrm{T}})^{-1}(y - C\hat{x}),$$
$$\hat{z} = L\hat{x}. \tag{27}$$

为了把 H_∞ 中心滤波器与卡尔曼滤波器进行比较，在参数确定的对象模型(1)中，$\Delta A=0$，$\Delta C=0$，假设 w 为零均值高斯白噪声，其协方差阵为

$$E[w(t)w^{\mathrm{T}}(\tau)] = R.\delta(t-\tau), \tag{28}$$

其卡尔曼滤波器为

$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + (BRD^{\mathrm{T}} + Y_1C^{\mathrm{T}})(DRD^{\mathrm{T}})^{-1}(y - C\hat{x}),$$
$$\hat{z} = L\hat{x}. \tag{29}$$

其中 Y_1 满足 Riccati 方程

$$(A - BRD^{\mathrm{T}}(DRD^{-1})^{-1}C)Y_1 + Y_1(A - BRD^{\mathrm{T}}(DRD^{\mathrm{T}})^{-1})C)^{\mathrm{T}}$$
$$+ BRB^{\mathrm{T}} - BRD^{\mathrm{T}}(DRD^{\mathrm{T}})^{-1}DRB^{\mathrm{T}} - Y_1C^{\mathrm{T}}(DRD^{\mathrm{T}})^{-1})CY_1 = 0 \tag{30}$$

把参数准确的对象的 H_∞ 中心滤波器(27)与卡尔曼滤波器(29)相比较发现：若认为

$$R = \gamma^{-2}I, \tag{31}$$

两者就非常相似. 唯一的差别是 Riccati 方程(26)比 Riccati 方程(30)多了一项 $YL^{\mathrm{T}}LY$. 不难看出 $Y \geqslant Y_1$. 在 γ 充分大时，(26)式中 $C^{\mathrm{T}}(D\gamma^{-2}D^{\mathrm{T}})^{-1}C \gg L^{\mathrm{T}}L$. 这时可以略去 $L^{\mathrm{T}}L$，从而(26)式变为(30)式. 故在 γ 充分大时，H_∞ 中心滤波器就变为卡尔曼滤波器.

表 1 H_∞ 中心滤波器与卡尔曼滤波器的比较

	卡尔曼滤波器（对象参数准确）	H_∞ 中心滤波器（对象参数准确）	H_∞ 中心滤波器（对象参数具有不准确性）
外推率	$A\hat{x}$	$A\hat{x}$	$(A+(\gamma^{-2}BB^{\mathrm{T}}+\delta^{-2}H_1H_1^{\mathrm{T}})X)\hat{x}$
新息	$Y-C\hat{x}$	$Y-Cx$	$Y-(C+\gamma^{-2}DB^{\mathrm{T}}X+\delta^{-2}H_2H_1^{\mathrm{T}}X)\hat{x}$
新息增益	$(BRD^{\mathrm{T}}+Y_1C^{\mathrm{T}})(DRD^{\mathrm{T}})^{-1}$	$(B\gamma^{-2}D+YC^{\mathrm{T}})(D\gamma^{-2}D^{\mathrm{T}})^{-1}$	$(I-YX)^{-1}(\gamma^{-2}BD^{\mathrm{T}}+\delta^{-2}H_1H_2^{\mathrm{T}}+YC^{\mathrm{T}})(\gamma^{-2}DD^{\mathrm{T}}+\delta^{-2}H_2H_2^{\mathrm{T}})^{-1}$

4 实例与结论

用一个实例，比较 H_∞ 滤波器与卡尔曼滤波器的性能. 若参数不准确对象为

$$A = \begin{bmatrix} -1.0 & -2.5 \\ -0.2 & -1.0 \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} 0.01 \\ 0.02 \end{bmatrix}$$
$$C = \begin{bmatrix} 1 & 2 \end{bmatrix}, \quad D = 0.01,$$
$$L = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad H = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad H_2 = 1, \quad E = 0.4.$$

若我们希望 H∞ 滤波器的精度(7)达到 $\gamma=0.1$，取自由参数 $\delta=1$，由 *Riccati* 方程(21)和(22)解出

$$X=\begin{bmatrix}0.14998 & -0.28907\\ -0.28907 & 0.77234\end{bmatrix},$$

$$Y=\begin{bmatrix}0.19938 & -0.08285\\ -0.08285 & 0.04121\end{bmatrix}.$$

由(25)式给出 H∞ 中心滤波器为

$$\dot{\hat{x}}=\begin{bmatrix}-0.85430 & -2.77652\\ -0.20856 & -0.97489\end{bmatrix}\hat{x}+\begin{bmatrix}1.09314\\ -0.00766\end{bmatrix}(y-[1.14570\quad 1.72349]\hat{x}).$$

而由(30)和(29)得到卡尔曼滤波器为

$$\dot{\hat{x}}=\begin{bmatrix}-1.0 & -2.5\\ -0.2 & -1.0\end{bmatrix}\hat{x}+\begin{bmatrix}1\\ 2\end{bmatrix}(y-[1\ 2]\hat{x}).$$

在常值干扰下(即 w 为单位阶跃)，比较二者的滤波估计性能. 图 1 表示对象参数完全准确的情形($F=0$)，这时卡尔曼滤波器是最优滤波器，估出的曲线(c)几乎与真实状态

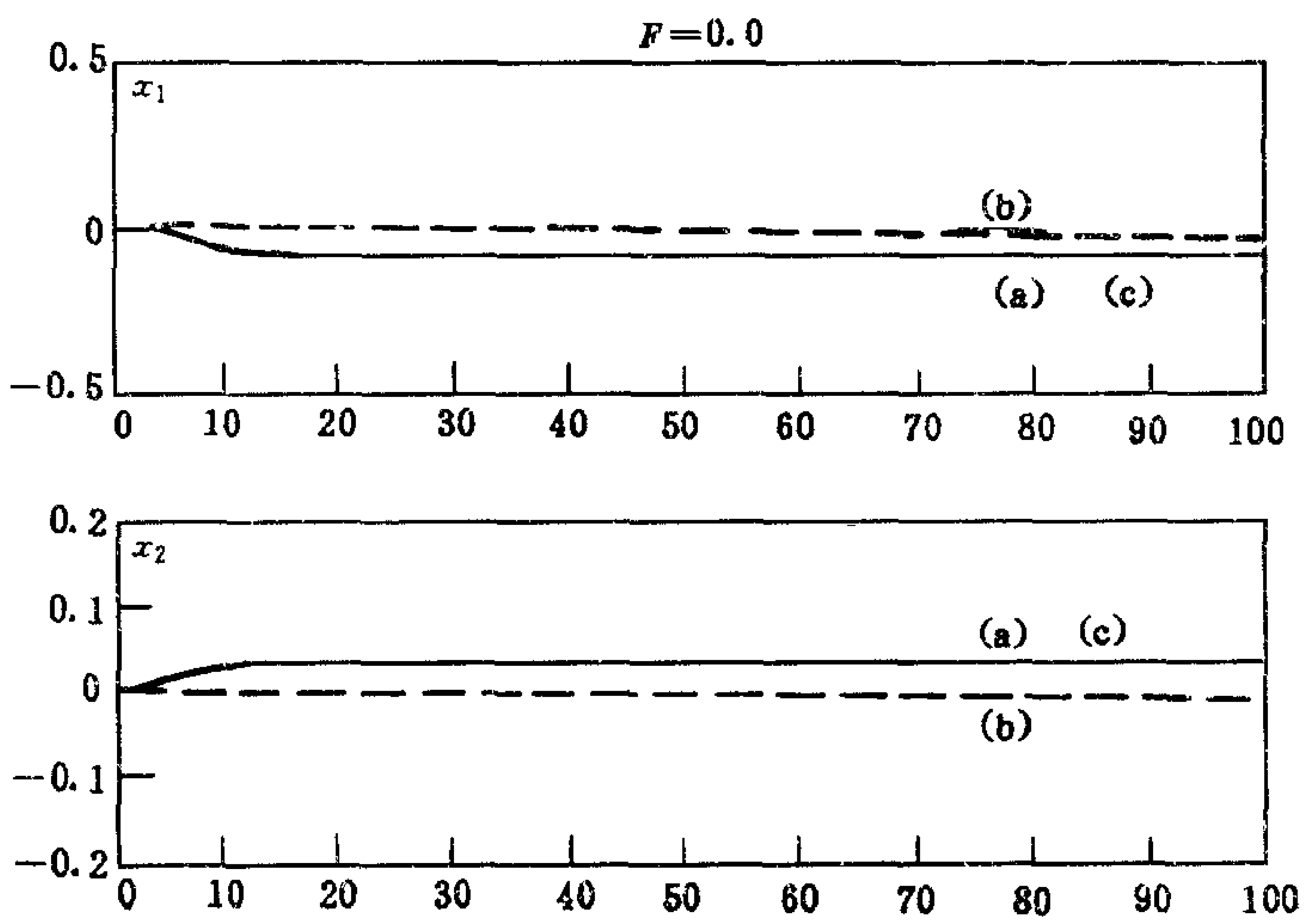

图 1　对象参数完全准确的情形($F=0.0$)

(a) 真实状态　(b) H∞ 中心滤波器的估计　(c) Kalman 滤波器的估计

(a)完全重合；而 H∞ 中心滤波器的估计(b)与真实状态(a)略有差别，但估计误差小于 $\gamma=0.1$.

图 2 表示对象的部分参数不准确的情形($F=1.0$)，这里 a_{11} 由 -1.0 变为 -0.6，C_1 由 1.0 变为 1.4. 这时卡尔曼滤波器的估值曲线(c)与真实状态(a)之间发生巨大的偏差；而 H∞ 中心滤波器的估值曲线(b)则与真实状态(a)几乎重合在一起，估计误差小于 $\gamma=0.1$.

图 3 表示对象的部分参数不准确的另一种情形($F=-1.0$)，这里 a_{11} 由 -1.0 变为 -1.4，c_1 由 1.0 变为 0.6. 这时卡尔曼滤波器的估值曲线(c)与真实状态(a)也发生很大偏差；而 H∞ 中心滤波器的估值曲线(b)与真实状态(a)相当接近，估计误差小于 $\gamma=0.1$.

总之，在对象参数具有不确实性时，本文给出的 H∞ 滤波器的性能明显优于卡尔曼滤波器. 本文推导的 H∞ 中心滤波器，形式简洁，性能优越，可望在实际控制工程中得到广泛应用.

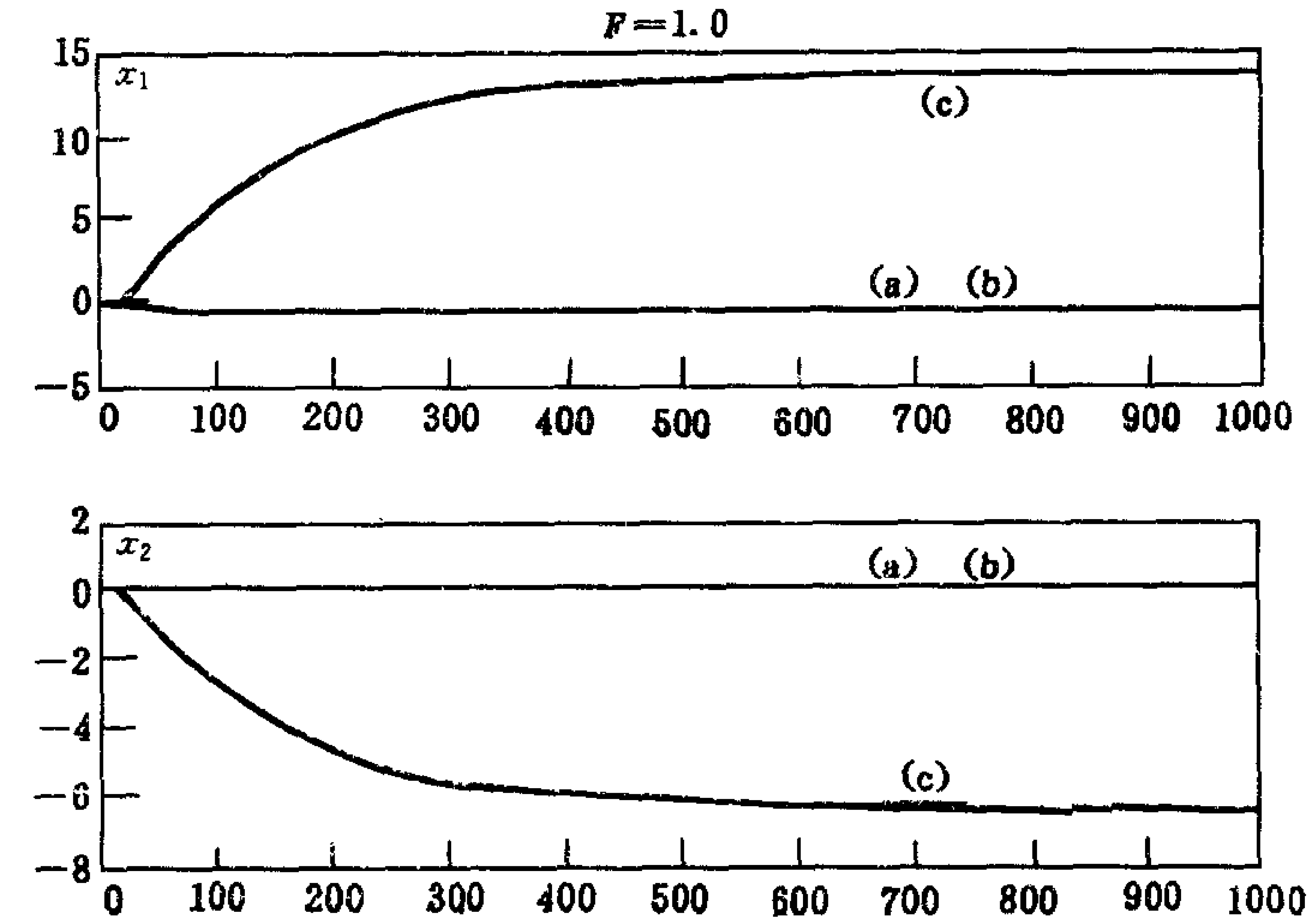

图 2 对象的部分参数不准确的情形(F=1.0)

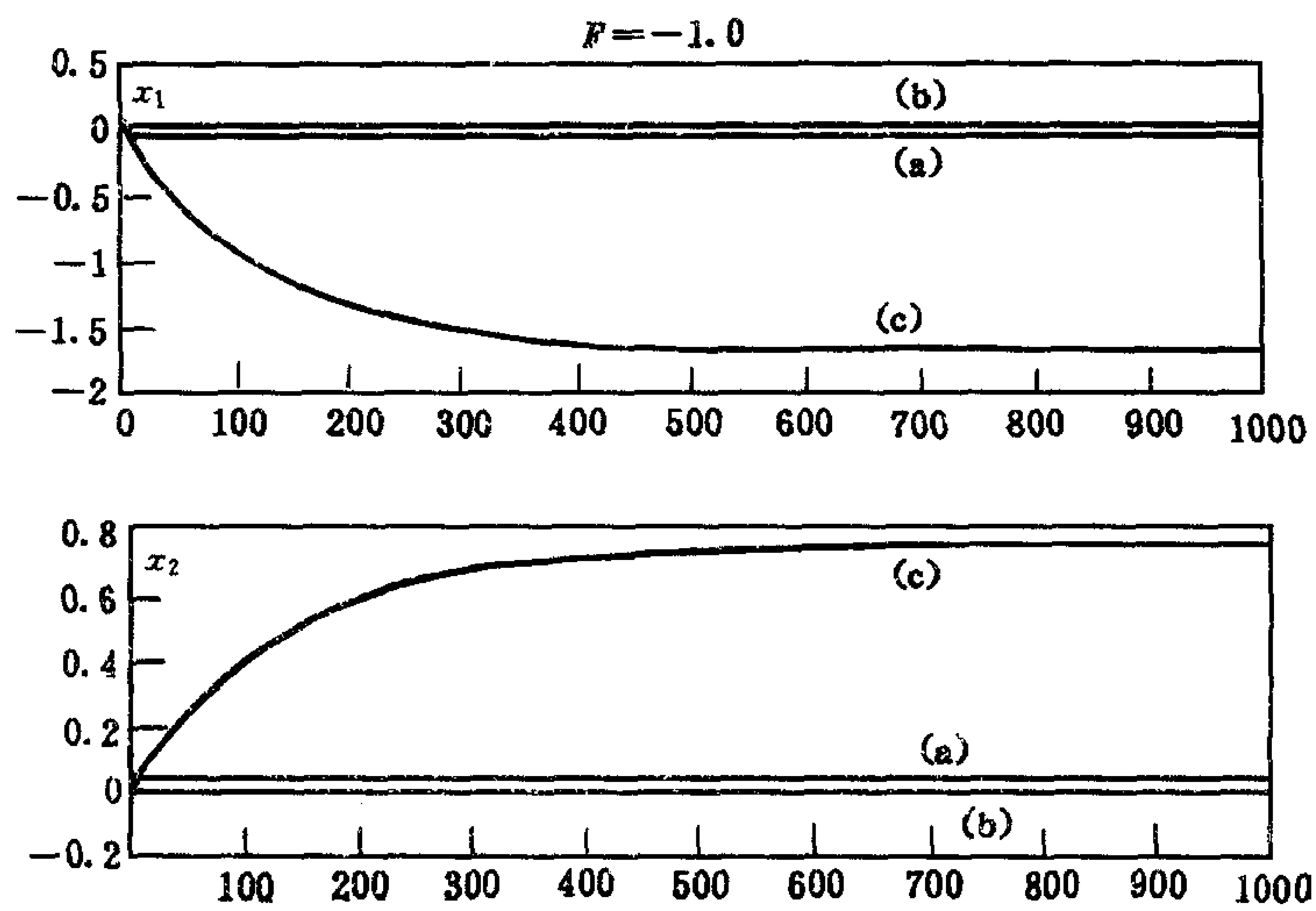

图 3 对象的部分参数不准确的另一种情形(F=−1.0)

参 考 文 献

[1] Doyle J C, Glover K, Khargonekar P, Francis B A. State-space Solution to Standard H_2 and H_∞ Control Problem. *IEEE Trans. Automatic Control*, 1989, **34**(8):831−847.

[2] Glover K, Doyle J C. State-space formulae for all stabilizing controllers that Satisfy an H_∞ norm bound and relations to risk sensitivity. *System and Control Letters*, 1988, **11**:167 −172.

[3] Kimura H, Lu Y, Kawatani R. On the Structure of H_∞ control systems and related extensions. *IEEE Trans. Automatic Control*, 1991, **36**(6):653−667.

[4] Francis B A. A Course in H_∞ Control Theory. Springer Verlag. 1987.

[5] Nagpal K, M, Khargonekar P. Filtering and smoothing in an H_∞ setting . *IEEE Trans. Automatic Control*, 1991, **36**(2):152−166.

[6] Shaked U. H_∞ minmum error state estimation of Linear Stationary Processes. *IEEE Trans. Automatic control*, 1990, **35**(5):554－558.

[7] Xie L, De Souza C E, Fu M. H_∞ Estimation for discrete-time linear uncertain systems. *International Journal of Roboust and Nonlinear Control*, 1991,1(2):111－123.

[8] 王正志,周宗潭. 状态空间中标准 H_∞ 问题的直接求解公式. 中国控制会议论文集,1994,146－150.

[9] 王正志,部分参数不准确的线性系统的鲁棒性控制,自动化学报,1995,**21**(4):455－459.

THE EXPLICIT SOLUTIONS AND CENTRAL SOLUTION OF H_∞ ESTIMATION PROBLEM FOR UNCERTAIN PARAMETER SYSTEMS

WANG ZHENGZHI　ZHOU ZONGTAN　ZHANG LIANGQI

(*Dept. of Automatic Control, National Univ. of Defense science and Technology, Changsha* 410073)

Abstract This paper is concerned with the H_∞ estimation problem for linear continuous-time systems with part of parameters uncertainty. It can be simplified as a H_∞ estimation problem for a plant with a free rejustable parameter. Thus the filter expressions are given in simple and explicit way. This paper is further concerned with the central filter of H_∞ estimation, and its relations to Kalman filter. Simulation results show that the performance of H_∞ filter is much better than Kalman filter for the systems with uncertain parameters.

Key words Robustness, H_∞ estimation, Kalman filter.

王正志　1967 年毕业于哈尔滨军事工程学院自动控制专业. 1981 年至 1984 年在美国 Rice 大学电气工程系进修,并获得博士学位. 现任国防科技大学教授和博士导师. 研究领域为飞行器控制,智能控制和遥感技术.

周宗潭　26 岁. 1994 年毕业于国防科技大学自控系,获得硕士学位. 现为国防科技大学自动控制系博士研究生,攻读博士学位.

张良起　毕业于上海交通大学电机系,曾任国防科技大学校长,现为国防科技大学自控系教授和博士导师. 研究领域为飞行器控制,武器装备自动化和智能机器人等.