

# 可控硅电传动模型参考自适应控制\*

马润津 冯雅君 邹静涛

(北京工业学院)

## 摘 要

本文探讨在可控硅电传动中模型参考自适应控制的应用。文中首先分析了可控硅电传动的数学模型。并通过模拟实验,对比了几种方案,结果表明利用 Lyapunov 第二方法得出的比例-积分控制方案性能最好。并给出了系统实验的初步结果。

可控硅电传动基于下列因素可能提出采用自适应控制的要求,这些因素是: 1) 负载惯量改变和负载力矩扰动引起系统动态性能的恶化; 2) 磁通变化,(电流断续)机械特性非线性等因素引起放大系数和时间常数的改变; 3) 工作环境恶劣而对动态品质和运行可靠性要求又很高的场合。

模型参考自适应控制 (MRAC) 是自适应控制中一种重要类型。国外已对此做了很多工作<sup>[1-4]</sup>。由于它的下述优点,特别有利于应用在电传动系统中<sup>[2,5,6]</sup>: 1. 适应跟踪的快速性, 2. 适应规律的实现不要求方程的实时解,用一般电传动系统中常用的加法器、积分器和乘法器等即可实现; 3. 通过选择理想模型,避开了把目前电传动设计中普遍采用的超调量、上升时间和稳定贮备等品质指标转换成二次型指标的困难。

我们讨论的是单输入单输出确定性系统,其中有些参数具有未知的时变性。

模型与被控系统的状态方程分别为

模型与系统的状态方程分别为

$$\dot{\mathbf{X}}_m = \mathbf{A}_m \mathbf{X}_m + \mathbf{B}_m r \quad (1) \quad \text{和} \quad \dot{\mathbf{X}}_s = \mathbf{A}_s(t) \mathbf{X}_s + \mathbf{B}_s(t) r \quad (2).$$

输出方程为

$$y_m = \mathbf{C} \mathbf{X}_m \quad (3) \quad \text{和} \quad y_s = \mathbf{C} \mathbf{X}_s \quad (4).$$

其中:  $\mathbf{X}_m$  和  $\mathbf{X}_s$  为模型和系统的  $n$  维状态矢量;  $r$  和  $y$  分别为输入和输出量;  $\mathbf{A}_m$  和  $\mathbf{B}_m$  是定常的,  $\mathbf{A}_s$  和  $\mathbf{B}_s$  中有若干元素是时变的,并且是可调的。

引入定义: 输出广义误差  $e \triangleq y_m - y_s$  (5); 状态广义误差  $\varepsilon \triangleq \mathbf{X}_m - \mathbf{X}_s$  (6); 动态品质广义误差  $\theta \triangleq \theta_m - \theta_s$ , 其中  $\theta_m$  和  $\theta_s$  分别为表征模型和被控系统动态性能的动态品质指标。

为了导出定量的自适应规律(算法),假定环境干扰引起系统参数变化相对于自适应的调节速度要缓慢的多,即在讨论的时间间隔内参数改变完全是由于自适应调节作用的

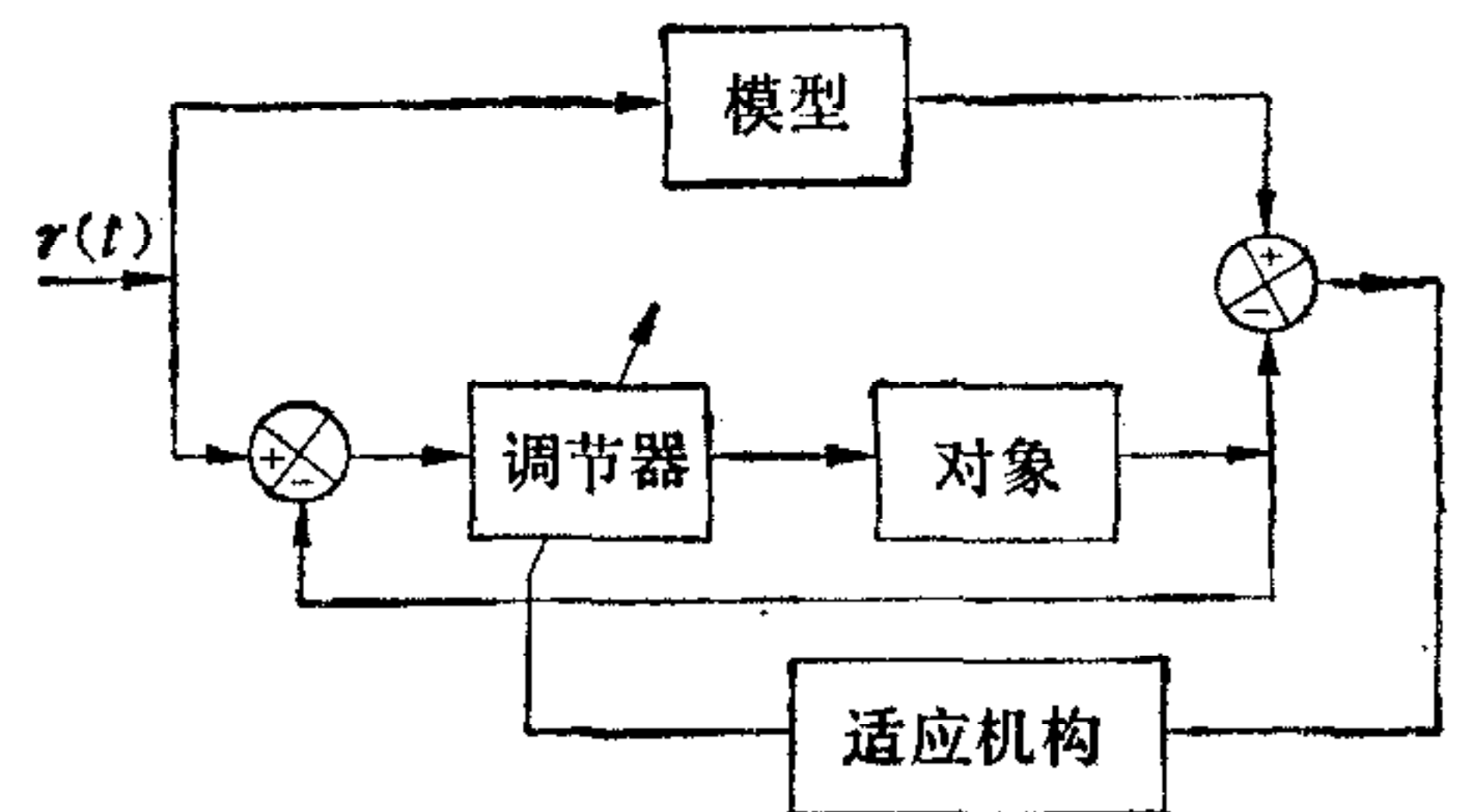


图1 MRAC 方框图

\* 本文曾在中国自动化学会 1978 年年会上宣读,修改稿于 1979 年 1 月收到

结果。

近年来 PID 调节器在可控硅电传动中得到广泛应用。设计可控硅电传动自适应系统时可充分利用 PID 系统的经验。由此可将一个高阶多环系统的多维自适应问题化成几个低阶单环子系统的自适应问题。

电流环的自适应被认为是已解决了的问题，即“电流适应调节器”。速度环参数往往是诸环中最活跃的，对适应跟踪速度要求也最高。本文仅讨论速度环的自适应问题。关于位移环以及多环系统的自适应，以后另做讨论。

选择速度和加速度为状态变量时，二阶参考模型状态方程为

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_{m1} \\ \dot{x}_{m2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -K_m & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{m1} \\ x_{m2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ K_m \end{bmatrix} [r] \quad (1')$$

如果选择模型的开环放大系数  $K_m = \frac{1}{2\sigma}$ ，则阻尼比  $\xi = 0.707$ ，调节时间  $t_T \approx (6 \sim 8)\sigma$ ，最大超调量  $\Delta_{\max} \approx 4\%$ ，被认为是二阶系统的较好参数。

速度环调节对象传函为  $W_x(s) = \frac{K_x}{(\sigma s + 1)(T_m s + 1)}$ ，( $T_m \gg \sigma$ ) 其中小时间常数群  $\sigma$  被认为是定常参数， $K_x$  和机电时间常数  $T_m$  可能是时变的。

速度调节器传函为  $W_T(s) = \frac{\tau_D s + 1}{\tau_i s}$ 。选取  $\tau_D = T_m$  和  $K_s = \frac{K_x}{\tau_i} = \frac{1}{2\sigma}$ ，则系统传函与参考模型相等。

由于  $T_m \gg \sigma$ ，所以即使当  $\tau_D \approx T_m(t)$  时仍可将被控系统近似处理成二阶，其状态方程为

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_{s1} \\ \dot{x}_{s2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -K_s(t) & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{s1} \\ x_{s2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ K_s(t) \end{bmatrix} [r] \quad (2')$$

式中  $K_s(t)$  为时变且可调整的。以下我们用相对放大系数  $k = \frac{K_s}{K_m}$  标注系统的开环总放大系数  $K_s$ ，以  $k_0 = \frac{K_{s0}}{K_m}$  表示  $k_s$  的初始值。

选择动态品质指标  $\theta_s = \frac{1}{|\Delta R|} \int_{t_0}^{t_0+t_T} |\dot{y}_s| dt = 1 + 2\Sigma|\Delta_s|$  和  $\theta_m = \frac{1}{|\Delta R|} \int_{t_0}^{t_0+t_T} |\dot{y}_m| dt = 1 + 2\Sigma|\Delta_m|$ 。式中  $\Sigma|\Delta_s|$  为系统阶跃响应的超调量总和， $\Delta R = R - R_0$  ( $R$  为阶跃输入的幅值， $R_0$  为  $t < t_0$  时的初始值)。广义误差  $\theta = 2(\Sigma|\Delta_m| - \Sigma|\Delta_s|)$  反映模型与系统阶跃响应的超调量总和之差。可在  $\theta$  的基础上实现自适应控制。

二阶系统在小偏差的情况下，通过线性化(图 2)可得出  $\frac{\partial \theta}{\partial K_s} \approx -\text{tg} \beta$ 。

选取自适应控制品质指标  $J_1 = \theta^2$ ， $J_2 = \int_0^{t_T} \theta^2 dt$  和  $J_3 = \int_0^{t_T} \theta^2 dt + \alpha \theta^2$  (其中  $\alpha >$

0)。应用梯度法，通过对  $J_1$ 、 $J_2$  和  $J_3$  的极小化，可得出下列三种自适应规律：

1. 按  $\theta$  的比例控制

$$\Delta K_s = -\lambda \frac{\partial J_1}{\partial K_s} \approx 2\lambda \cdot \text{tg}\beta \cdot \theta = \mu \int_{t_0}^t (|x_{m2}| - |x_{s2}|) d\tau \quad (7)$$

2. 积分控制

$$\Delta K_s \approx 2\lambda \cdot \text{tg}\beta \int_{t_0}^t \theta d\tau \quad (8)$$

3. 比例——积分控制

$$\Delta K_s \approx 2\lambda \cdot \text{tg}\beta \left( \int_{t_0}^t \theta d\tau + \alpha\theta \right) \quad (9)$$

(其中  $\mu$ 、 $\alpha$ 、 $\lambda$  均大于 0)。

模拟实验结果表明：按  $\theta$  的积分控制方案稳定性差，不可取；比例控制的适应跟踪快速性差(示波图 1)，但线路结构最简单(图 3)；比例-积分控制(示波图 2)性能较前者有改善，需用设备亦多一些。

图 3 中电子开关  $K$  在系统处于过渡过程阶段时闭合，积分器进行运算求出  $\Delta K_s$  值。过渡过程结束后  $K$  断开，积分器记忆前一次过渡过程自适应的调整结果，成为下一次过程的初始条件。

利用灵敏度模型求灵敏度函数的方法可实现自适应控制<sup>[7]</sup>。选择  $J_4 = \int_0^{t_T} e^2 dt$ ，并假设  $J_4$  对  $K_s$  可微，且  $\left(\frac{\partial J_4}{\partial K_s}\right)$  连续。利用梯度法对  $J_4$  极小化得出适应规律

$$\Delta K_s = -\lambda \frac{\partial J_4}{\partial K_s} = 2\lambda \int_{t_0}^t e \left( \frac{\partial x_{s1}}{\partial K_s} \right) d\tau. \quad (10)$$

定义状态矢量  $\mathbf{X}_s$  对自变量  $K_s$  的灵敏度为

$$\mathbf{S}_K^{\mathbf{X}} = \begin{bmatrix} S_K^1 \\ S_K^2 \end{bmatrix} \triangleq \begin{bmatrix} \frac{\partial x_{s1}}{\partial K_s} \\ \frac{\partial x_{s2}}{\partial K_s} \end{bmatrix}. \quad (11)$$

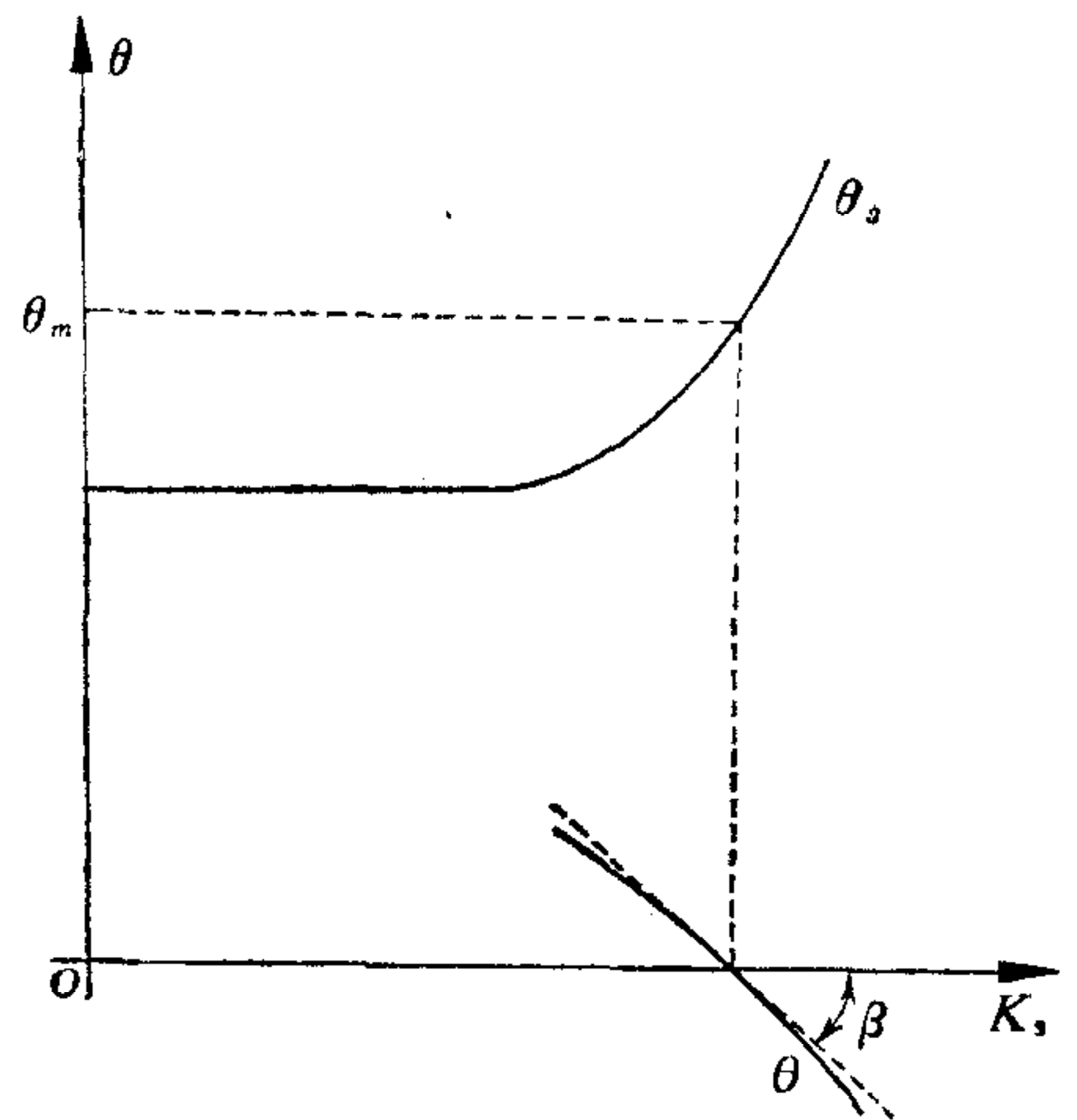


图 2 二阶系统  $\theta_s$ 、 $\theta_m$ 、 $\theta$  与  $K_s$  的关系

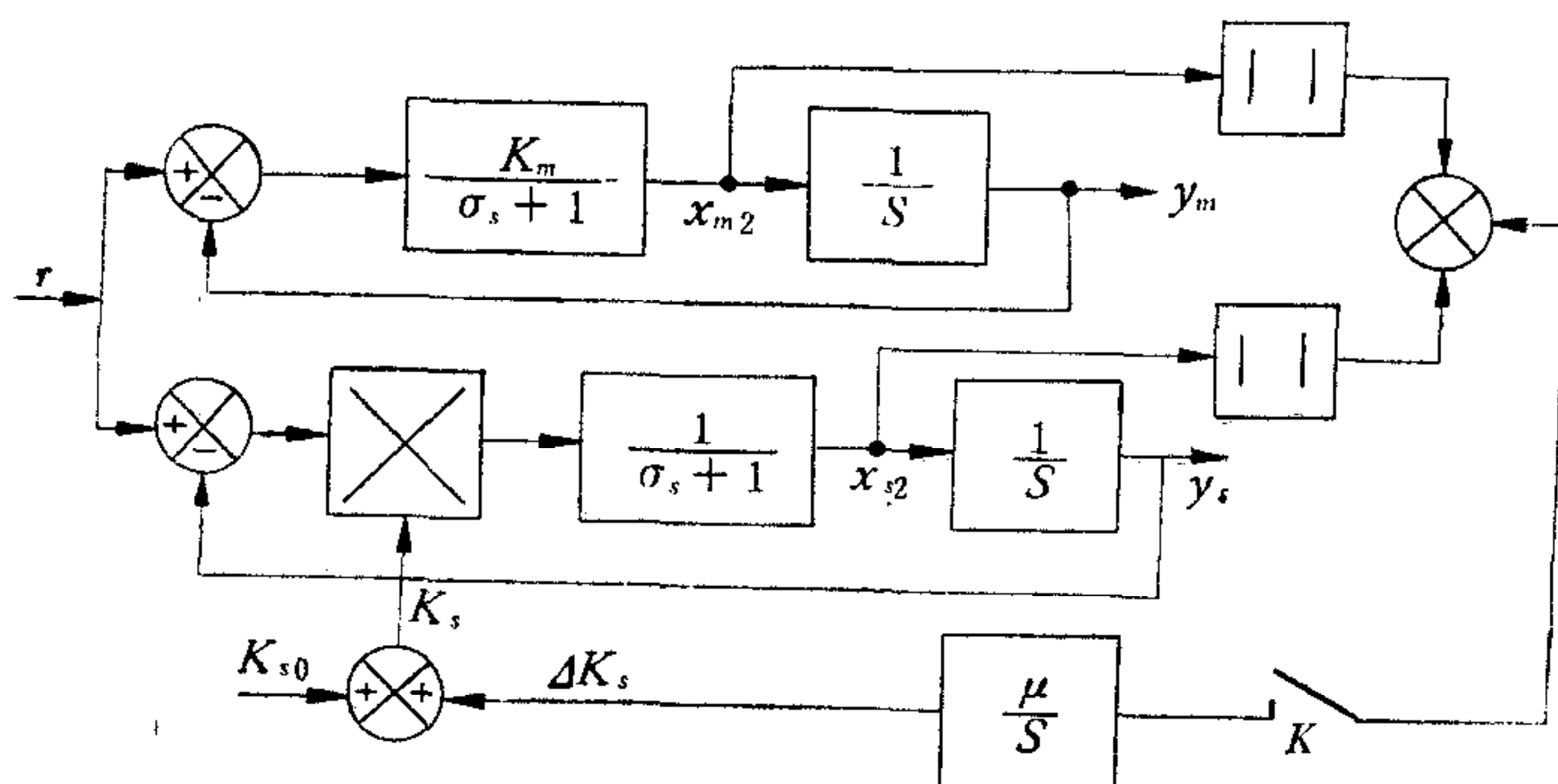


图 3 按  $\theta$  的比例控制模拟结构图

通过式(2)两边对  $K_s$  求偏导数可得出灵敏度方程

$$\dot{\mathbf{S}}_K^x = \mathbf{A}_s \mathbf{S}_K^x + \left( \frac{\partial \mathbf{B}_s}{\partial K_s} \right) r + \left( \frac{\partial \mathbf{A}_s}{\partial K_s} \right) \mathbf{X}_s \quad (12)$$

可见  $\mathbf{S}_K^x$  能够用灵敏度模型  $SM$  求出 (图 4)。该模型具有与系统  $S$  相同的参数矩阵  $\mathbf{A}$ ，两者仅输入信号不同<sup>[8]</sup>。

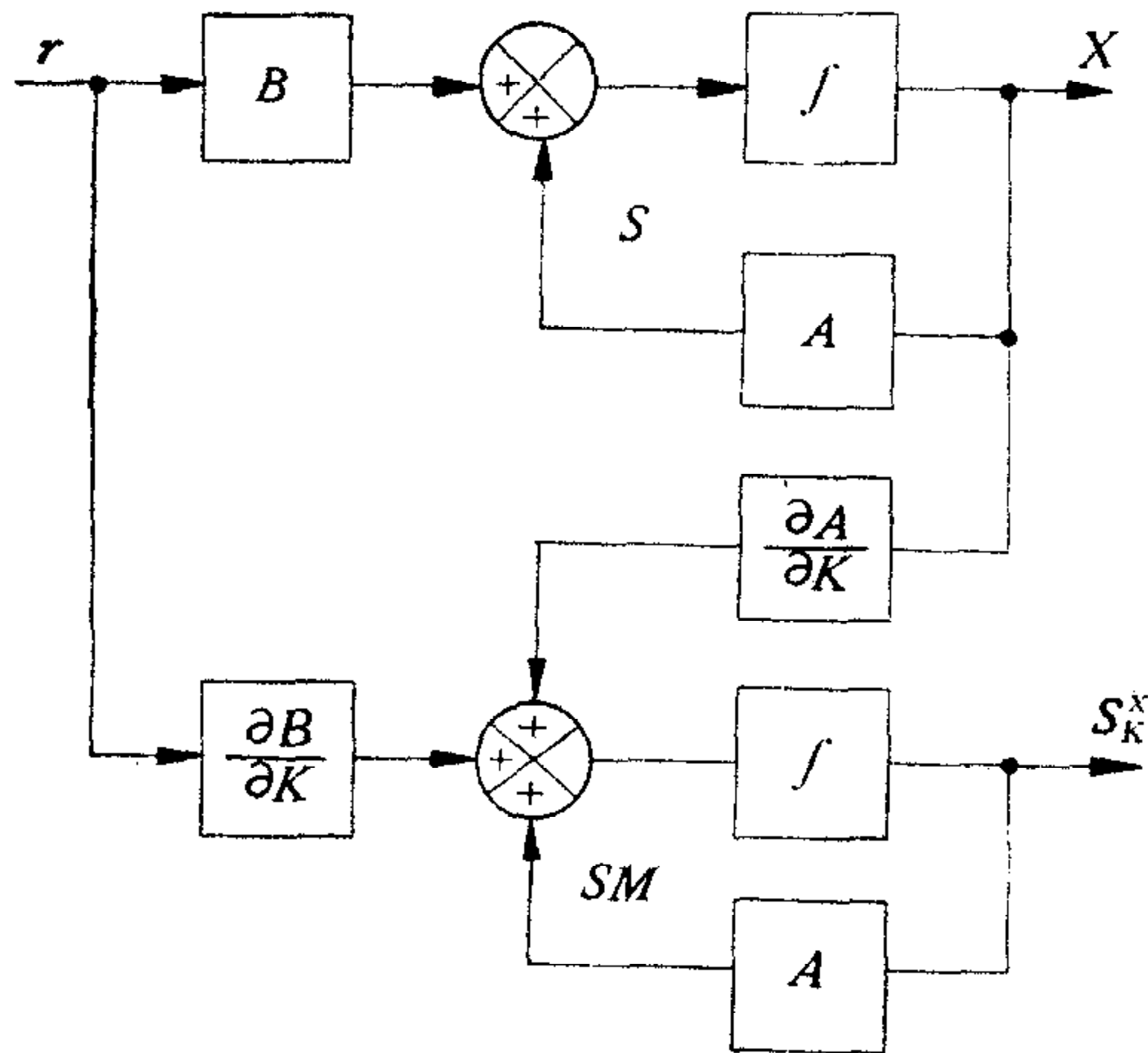


图 4 系统  $S$  与灵敏度模型  $SM$

由于  $\mathbf{A}_s$  和  $\mathbf{B}_s$  是时变的，为了得出  $\mathbf{S}_K^x$ ， $SM$  的参数亦应是可调的，这种可调的  $SM$  方案结构复杂，并不实用。Kokotovic 指出：可用固定参数的  $SM$ ，取其参数等于系统参数的额定值（即机率最大值），求出伪灵敏度  $\tilde{\mathbf{S}}_K^x$ ，用它近似代替精确的  $\mathbf{S}_K^x$  实现自适应控制，其结果与用  $\mathbf{S}_K^x$  的结果很接近。这样，适应回路的结构能大为简化。

因此自适应算法为

$$\Delta K_s \approx \mu \int_{t_0}^t e^{\tilde{\mathbf{S}}_K^x \tau} d\tau \quad (13)$$

其中  $\tilde{\mathbf{S}}_K^x = \left. \frac{\partial x_{s1}}{\partial K_s} \right|_{K_s=K_m}$  由  $SM$  求出。取  $\mu =$

$2\lambda$  为正值常数，模拟实验结果表明，大偏差时适应过程慢，这是由于  $\mu$  值受稳定性的制约， $\mu$  值过大将出现不稳定。

为解决自适应回路稳定性与快速性的矛盾，可将  $\mu$  改为与  $|e|$  成正比的变系数。其结果（见示波图 3）能改善性能，但是结构上要多增加一个求绝对值线路和一具乘法器。

以上两类方案均属局部参数最优化的设计方法，由于不能保证稳定性，结果影响了性能。利用稳定性理论的设计方法则能克服上述缺点。

可以用 Lyapunov 第二方法综合自适应系统，即通过构成一个 Lyapunov 函数得出相应地自适应算法，以保证适应过程是渐近稳定的<sup>[2,9-12]</sup>。

由式(1)、(2)和(6)得出误差方程

$$\dot{\tilde{\mathbf{e}}} = \mathbf{A}_m \tilde{\mathbf{e}} + \mathbf{A} \mathbf{X}_s + \mathbf{B} r \quad (14)$$

其中： $\mathbf{A} = \mathbf{A}_m - \mathbf{A}_s(t)$ ， $\mathbf{B} = \mathbf{B}_m - \mathbf{B}_s(t)$ 。自适应的目的是使  $\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\mathbf{e}}(t) = 0$ 。

为了表达方便，引入符号  $\otimes$  表示等维矩阵的元素与元素相乘，定义  $\mathbf{A} \otimes \mathbf{B} \triangleq (a_{ij} b_{ij})$ 。并定义元乘元逆  $\mathbf{A}^{-*}$  为  $\mathbf{A}^{-*} \otimes \mathbf{A} = \mathbf{E}$ ，其中  $\mathbf{A}$  没有 0 元素，且  $\mathbf{E}$  的所有元素都是 1。注意元乘元的积具有与矩阵乘积不同的性质，例如  $\mathbf{A} \otimes \mathbf{B} = \mathbf{B} \otimes \mathbf{A}$ ， $(\mathbf{A} \otimes \mathbf{B})^r = \mathbf{A}^r \otimes \mathbf{B}^r$  等<sup>[10]</sup>。

选择一个正定的纯量函数

$$V = \tilde{\mathbf{e}}^r \mathbf{P} \tilde{\mathbf{e}} + t_r [(\mathbf{A} + \mathbf{S} \otimes \mathbf{Q})^r (\mathbf{A} \otimes \mathbf{R} + \mathbf{S} \otimes \mathbf{Q} \otimes \mathbf{R})] + t_r [(\mathbf{B} + \mathbf{U} \otimes \mathbf{T})^r (\mathbf{B} \otimes \mathbf{T} + \mathbf{U} \otimes \mathbf{T} \otimes \mathbf{T})] \quad (15)$$

其中  $\mathbf{P}$  为正定实对称阵， $\mathbf{S}$ 、 $\mathbf{R}$ 、 $\mathbf{U}$ 、 $\mathbf{T}$  为各元素均大于 0 的常系数阵。 $t_r$  表示矩阵的迹。由(15)有：

$$\dot{V} = -\bar{\varepsilon}^T \mathbf{Q} \bar{\varepsilon} + 2t_r [\mathbf{A}^T (\mathbf{P} \bar{\varepsilon} \mathbf{X}_s^T + \mathbf{R} \otimes \dot{\mathbf{A}} + \mathbf{S} \otimes \mathbf{R} \otimes \dot{\mathbf{Q}}) + \mathbf{S}^T \otimes \mathbf{Q}^T (\mathbf{R} \otimes \dot{\mathbf{A}} + \mathbf{S} \otimes \mathbf{R} \otimes \dot{\mathbf{Q}})] \\ + 2t_r [\mathbf{B}^T (\mathbf{P} \bar{\varepsilon} \mathbf{r}^T + \mathbf{T} \otimes \dot{\mathbf{B}} + \mathbf{U} \otimes \mathbf{T} \otimes \dot{\Gamma}) + \mathbf{U}^T \otimes \Gamma^T (\mathbf{T} \otimes \dot{\mathbf{B}} + \mathbf{U} \otimes \mathbf{T} \otimes \dot{\Gamma})] \quad (16)$$

其中  $\mathbf{Q}$  为正定(或半正定)实对称阵,  $\mathbf{Q}$  与  $\mathbf{P}$  满足方程

$$\mathbf{A}_m^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \mathbf{A}_m = -\mathbf{Q} \quad (17)$$

分下列两种情况讨论:

1. 设阵  $\mathbf{Q} = 0$ , 及阵  $\Gamma = 0$ , 并选择

$$\dot{\mathbf{A}} = -\dot{\mathbf{A}}_s = -\mathbf{R}^{-*} \otimes \mathbf{P} \bar{\varepsilon} \mathbf{X}_s^T \quad \text{和} \quad \dot{\mathbf{B}} = -\dot{\mathbf{B}}_s = -\mathbf{T}^{-*} \otimes \mathbf{P} \bar{\varepsilon} \mathbf{r}^T \quad (18)$$

则式(16)中后两项为 0, 即  $\dot{V} = -\bar{\varepsilon}^T \mathbf{Q} \bar{\varepsilon}$  为负定(或负半定),  $V$  是 Lyapunov 函数, 系统为渐近稳定的<sup>[14]</sup>.

自适应算法式(18)仅对于  $\mathbf{A}$  和  $\mathbf{B}$  中的非零元素成立. 对于  $\mathbf{A}_s(t)$  和  $\mathbf{B}_s(t)$  中的每个非零(可调)元素, 得出以下积分控制规律

$$\left. \begin{aligned} \Delta a_{ij}(t) &= \frac{1}{r_{ij}} \int_{t_0}^t (\mathbf{P} \bar{\varepsilon} \mathbf{X}_s^T)_{ij} d\tau \\ \Delta b_{ij}(t) &= \frac{1}{t_{ij}} \int_{t_0}^t (\mathbf{P} \bar{\varepsilon} \mathbf{r}^T)_{ij} d\tau \end{aligned} \right\} \quad (19)$$

2. 设  $\mathbf{Q} = \mathbf{P} \bar{\varepsilon} \mathbf{X}_s^T$ ,  $\Gamma = \mathbf{P} \bar{\varepsilon} \mathbf{r}^T$ , 并选择  $\dot{\mathbf{A}} = -\mathbf{R}^{-*} \otimes \mathbf{Q} - \mathbf{S} \otimes \dot{\mathbf{Q}}$  和  $\dot{\mathbf{B}} = -\mathbf{T}^{-*} \otimes \Gamma - \mathbf{U} \otimes \dot{\Gamma}$ , 可得出

$$\dot{V} = -\bar{\varepsilon}^T \mathbf{Q} \bar{\varepsilon} - 2t_r (\mathbf{S}^T \otimes \mathbf{Q}^T \mathbf{Q}) - 2t_r (\mathbf{U}^T \otimes \Gamma^T \Gamma) \quad (20)$$

显然  $\dot{V}$  是负定的, 且较前者增加了后面两个负项, 为此提供了改善自适应回路稳定性的可能.

自适应算法为

$$\begin{aligned} \text{和} \quad \dot{\mathbf{A}}_s &= -\dot{\mathbf{A}} = \mathbf{R}^{-*} \otimes (\mathbf{P} \bar{\varepsilon} \mathbf{X}_s^T) + \mathbf{S} \otimes (\mathbf{P} \bar{\varepsilon} \mathbf{X}_s^T)' \\ \dot{\mathbf{B}}_s &= -\dot{\mathbf{B}} = \mathbf{T}^{-*} \otimes (\mathbf{P} \bar{\varepsilon} \mathbf{r}^T) + \mathbf{U} \otimes (\mathbf{P} \bar{\varepsilon} \mathbf{r}^T)' \end{aligned} \quad (21)$$

对应于  $\mathbf{A}_s(t)$  和  $\mathbf{B}_s(t)$  中的每个非 0 (可调)元素, 有比例-积分控制规律

$$\begin{aligned} \Delta a_{ij} &= \frac{1}{r_{ij}} \int_{t_0}^t (\mathbf{P} \bar{\varepsilon} \mathbf{X}_s^T)_{ij} d\tau + s_{ij} (\mathbf{P} \bar{\varepsilon} \mathbf{X}_s^T)_{ij} \\ \text{和} \quad \Delta b_{ij}(t) &= \frac{1}{t_{ij}} \int_{t_0}^t (\mathbf{P} \bar{\varepsilon} \mathbf{r}^T)_{ij} d\tau + u_{ij} (\mathbf{P} \bar{\varepsilon} \mathbf{r}^T)_{ij} \end{aligned} \quad (22)$$

为了能以最简单的结构实现上述算法, 对  $\mathbf{X}_m$  和  $\mathbf{X}_s$  做与式(1a)和(2a)不同的选择. 新的状态方程为

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_{m1} \\ \dot{x}_{m2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-1}{\sigma} & \frac{K_m}{\sigma} \\ -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{m1} \\ x_{m2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} [r] \quad (1b)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_{s1} \\ \dot{x}_{s2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-1}{\sigma} & \frac{K_s(t)}{\sigma} \\ -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{s1} \\ x_{s2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} [r] \quad (2b)$$

重新选择状态变量带来的好处是  $(\mathbf{A}_s, \mathbf{B}_s)$  中仅  $a_{12} = \frac{K_s(t)}{\sigma}$  一个元素是时变的, 并且  $x_{s2}$  可直接由真实系统积分调节器的输出端得到, 避免了设置观测器进行状态重构的麻

烦.

选择  $\mathbf{Q} = \begin{bmatrix} \frac{2}{\sigma} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$  为正半定的, 由式(17)解出  $\mathbf{P} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & \frac{K_m}{\sigma} \end{bmatrix}$ , 当  $K_m > 0, \sigma > 0$

时  $\mathbf{P}$  正定,  $\mathbf{A}_m$  稳定. 将  $\mathbf{P}$  和  $a_{12}$  代入式(19)和(22), 得出积分控制规律  $\Delta K_s = \mu \int_{t_0}^t e x_{s2} d\tau$

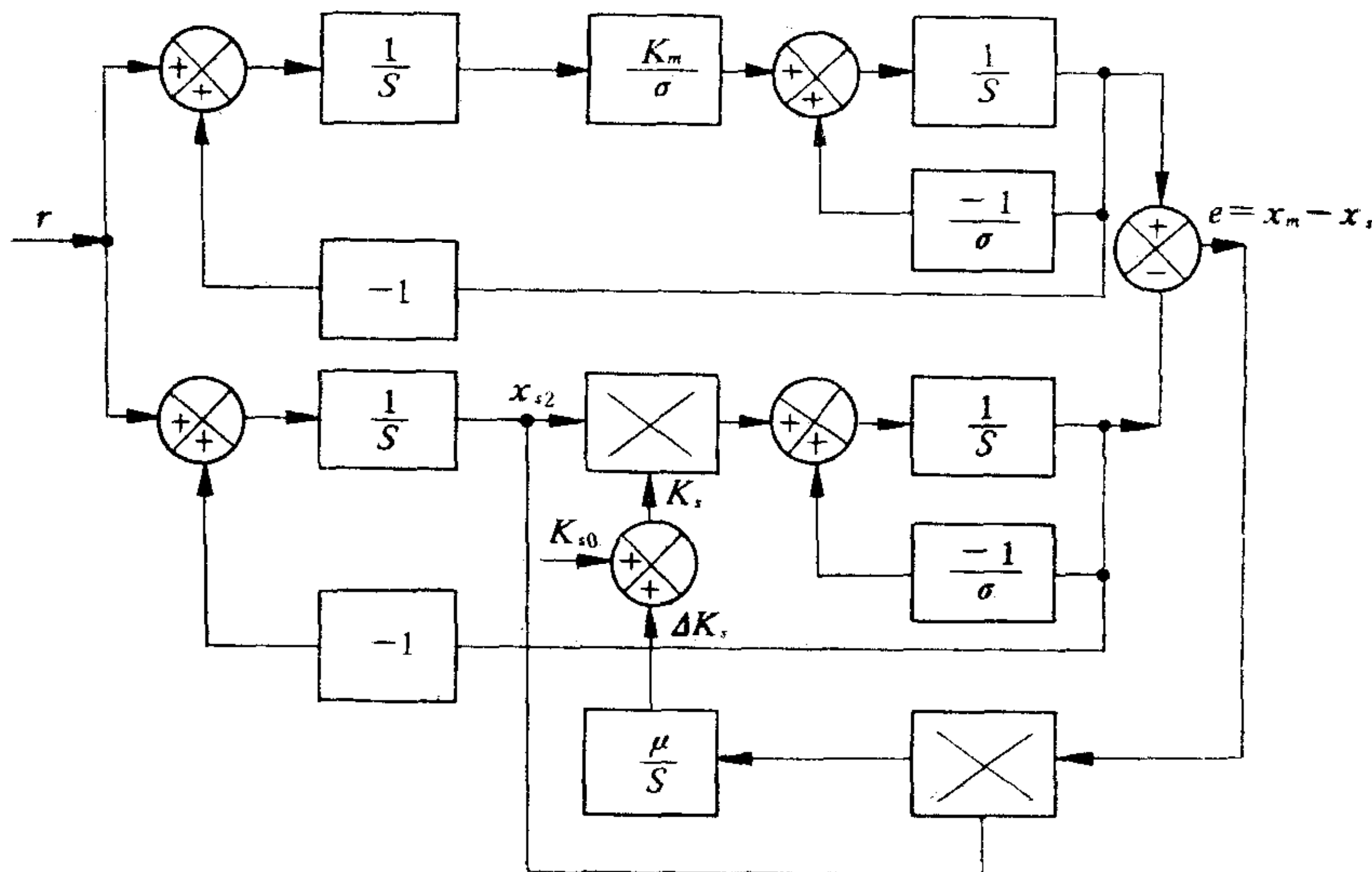


图5 按  $(\bar{\mathbf{P}}\bar{\mathbf{X}}_r^s)$  积分控制方案模拟结构图

和比例-积分规律  $\Delta K_s = \mu \left( \int_{t_0}^t e x_{s2} d\tau + \alpha e x_{s2} \right)$  ( $\mu$  与  $\alpha$  均大于 0).

模拟实验结果表明: 用 Lyapunov 第二方法得出的积分控制方案(示波图 4)即使在  $\mu$  值很大的情况下亦能保证自适应回路稳定, 但是  $K_s$  的调节过程中出现强烈的衰减振荡, 说明稳定性还不够好. 比例-积分控制方案不仅跟踪过程快, 而且稳定性很好(示波图 5), 即使参数  $K_{s0}$  快速变化的情况下亦能实现很好地跟踪.

为了对不同方案的实验结果做定量比较, 我们定义一个表征自适应性能的品质指标

$$M \triangleq \frac{\int_0^{2T} |e_0| dt}{\int_{2T}^{4T} |e_a| dt}$$

式中  $e_0$  和  $e_a$  分别为未加自适应和加入自适应后的输出广义误差,  $T$  为

施加的周期性方波信号的周期,  $0 < t < 2T$  期间为未加自适应的四个阶跃响应过程,  $2T < t < 4T$  期间为加入自适应后的四个阶跃过程. 显然  $M$  应大于 1,  $M$  值愈大表明自适应的性能愈好.

现将不同方案在相同条件下 ( $k_0 = 5$ )  $M$  值的模拟计算结果对比列于下表.

方 案	按 $\theta$ 控制方案		利用 SM 方案		Lyapunov 方案	
	比例控制	比例-积分控	$\lambda$ 定常	$\lambda \propto  e $	积分控制	比例-积分控
$M$ 值 ( $k_0 = 5$ )	1.45	2.6	2.0	4.9	10.2	41.8

我们在一个三相异步(实心转子)电机定子调压交流调速系统上进行了 Lyapunov 比例-积分控制方案的系统实验, 该调速系统实际上是 CJSK-20741 数控车床交流进给随动系统的速度环<sup>[43]</sup>。结果如示波图 6 所示。

## 结 论

1. 按动态品质广义误差  $\theta$  控制的方案结构简单, 仅用一具乘法器即可实现, 但适应跟踪过程慢。当对适应跟踪快速性要求不高而又要求线路尽量简单的场合, 可考虑采用此方案。

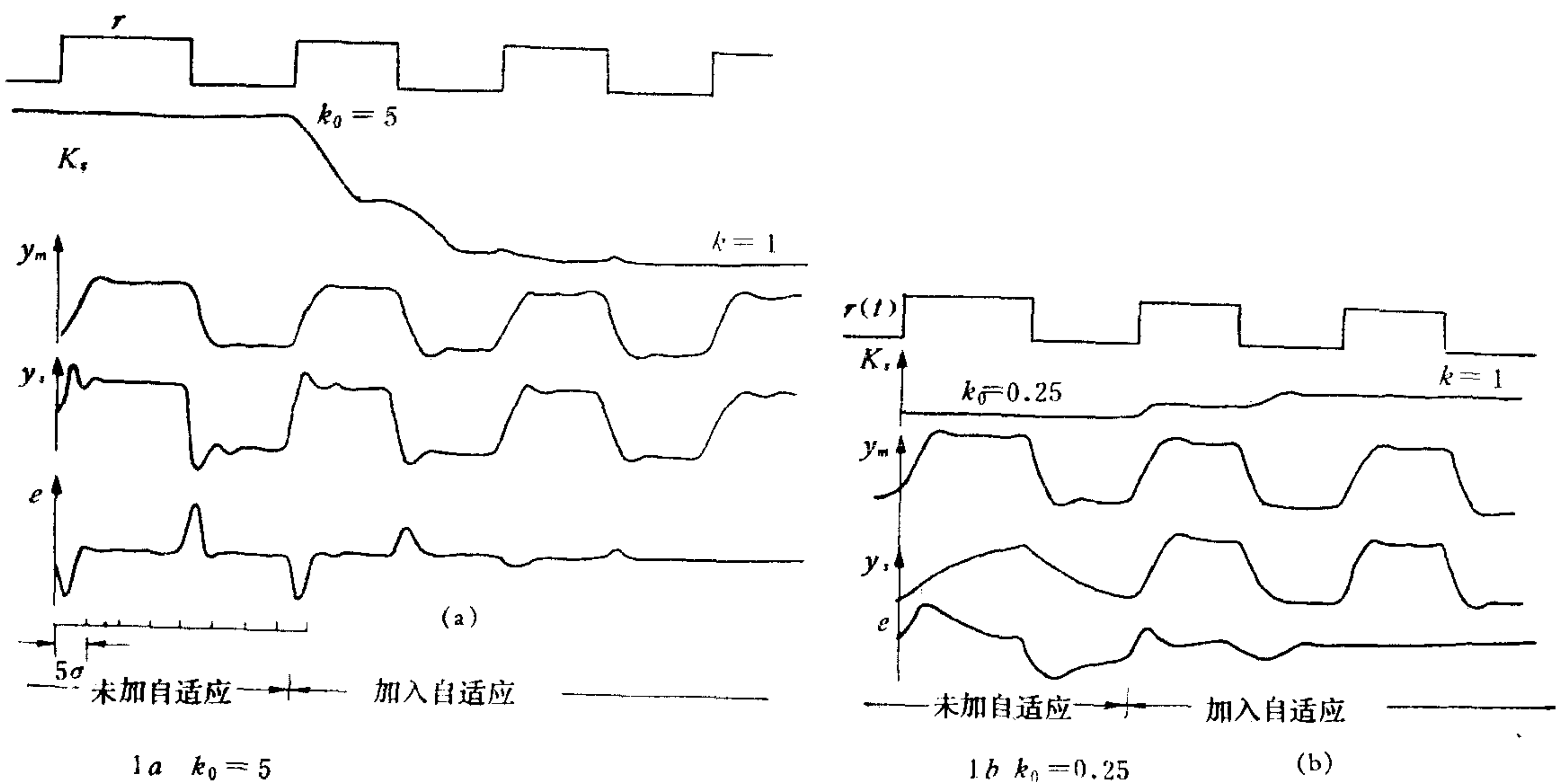
2. 利用固定参数的灵敏度模型求伪灵敏度的方法, 可以实现速度环自适应控制。该方案线路比较复杂, 跟踪的快速性亦较差。它能很方便地推广于高阶多维系统。

3. 利用 Lyapunov 第二方法得出的积分控制和比例-积分控制方案能保证自适应系统的稳定性, 因此性能较按局部参数最优化方法得出的前两种方案优越。加入比例控制分量后稳定性有很大改善, 性能尤为突出。在这里通过适当选择状态变量和阵  $Q$ , 不仅可以不必状态重构, 而且结构也比较简单。因此, 建议在设计系统时优先考虑该方案。

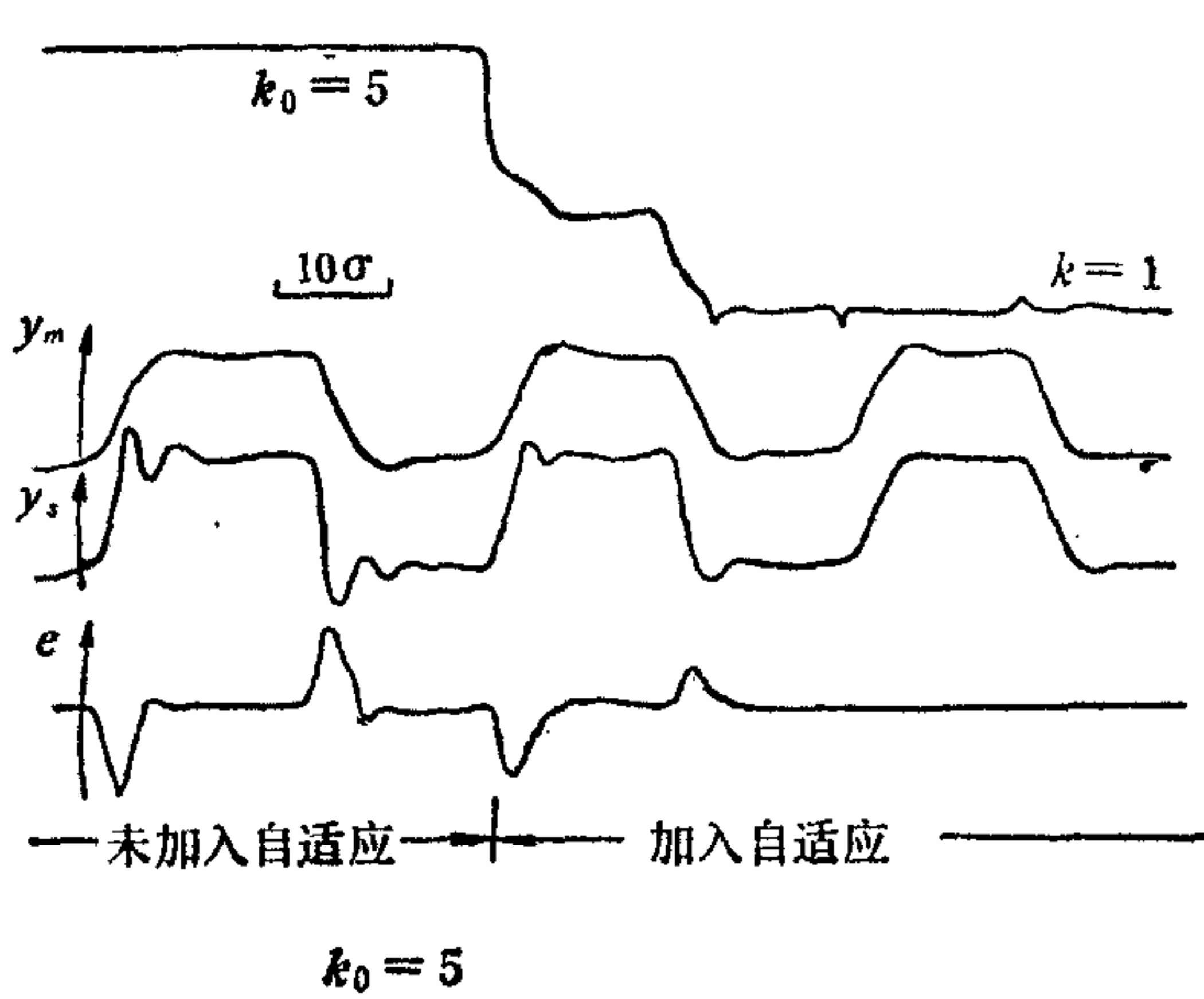
4. 模拟和系统实验表明, 在可控硅电传动速度环中应用模型参考自适应控制能大大降低环境干扰和系统内部参数变化对动态性能的影响, 提高系统的动态品质和运行可靠性。

5. 本文探讨的方案较国外某些类似方案<sup>[5,6]</sup>, 结构更为简单。与目前应用的 PID 系统相比, 增加的投资不多。

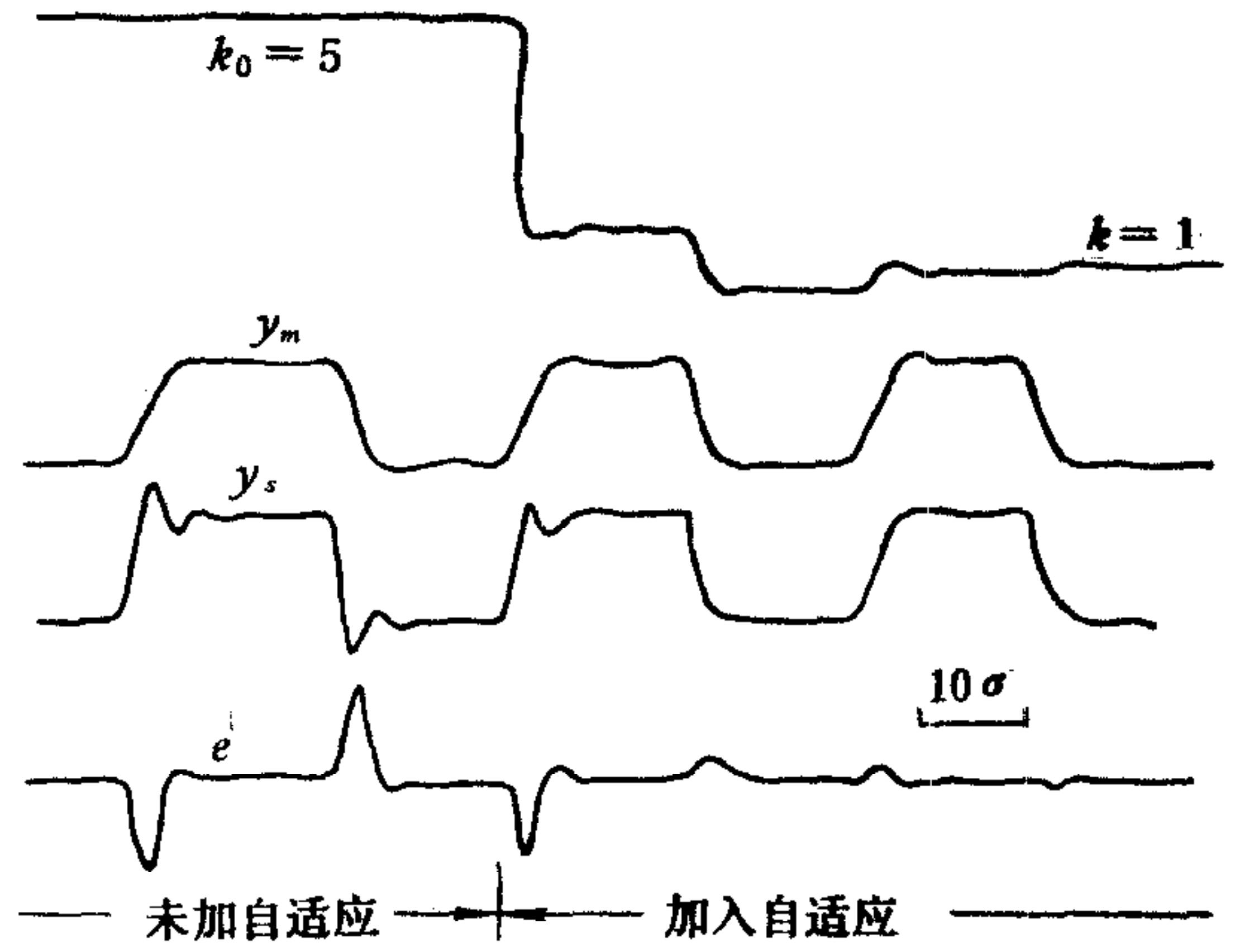
### 附: 实验示波图 1-7



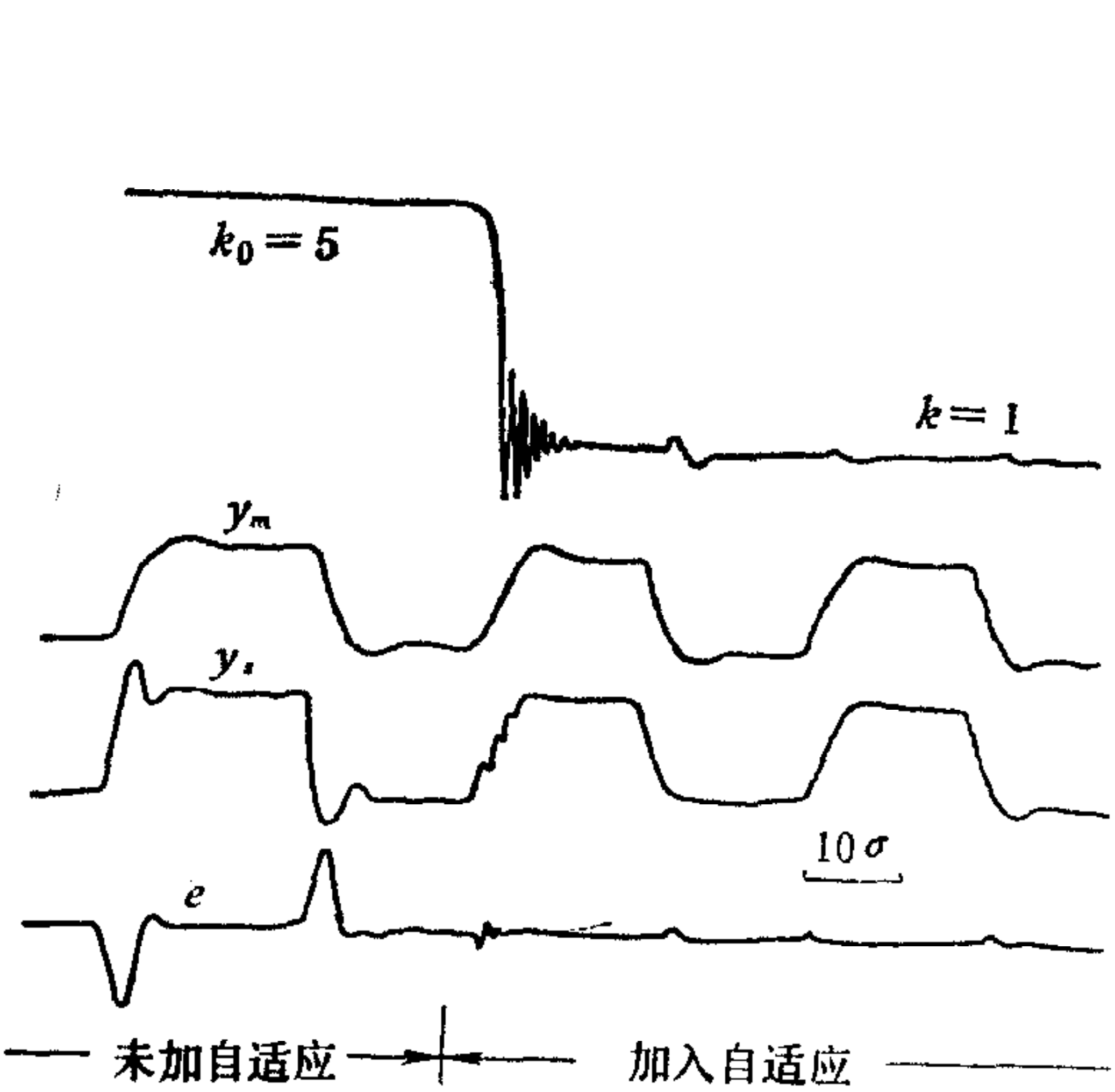
示波图 1 按  $\theta$  的比例控制方案



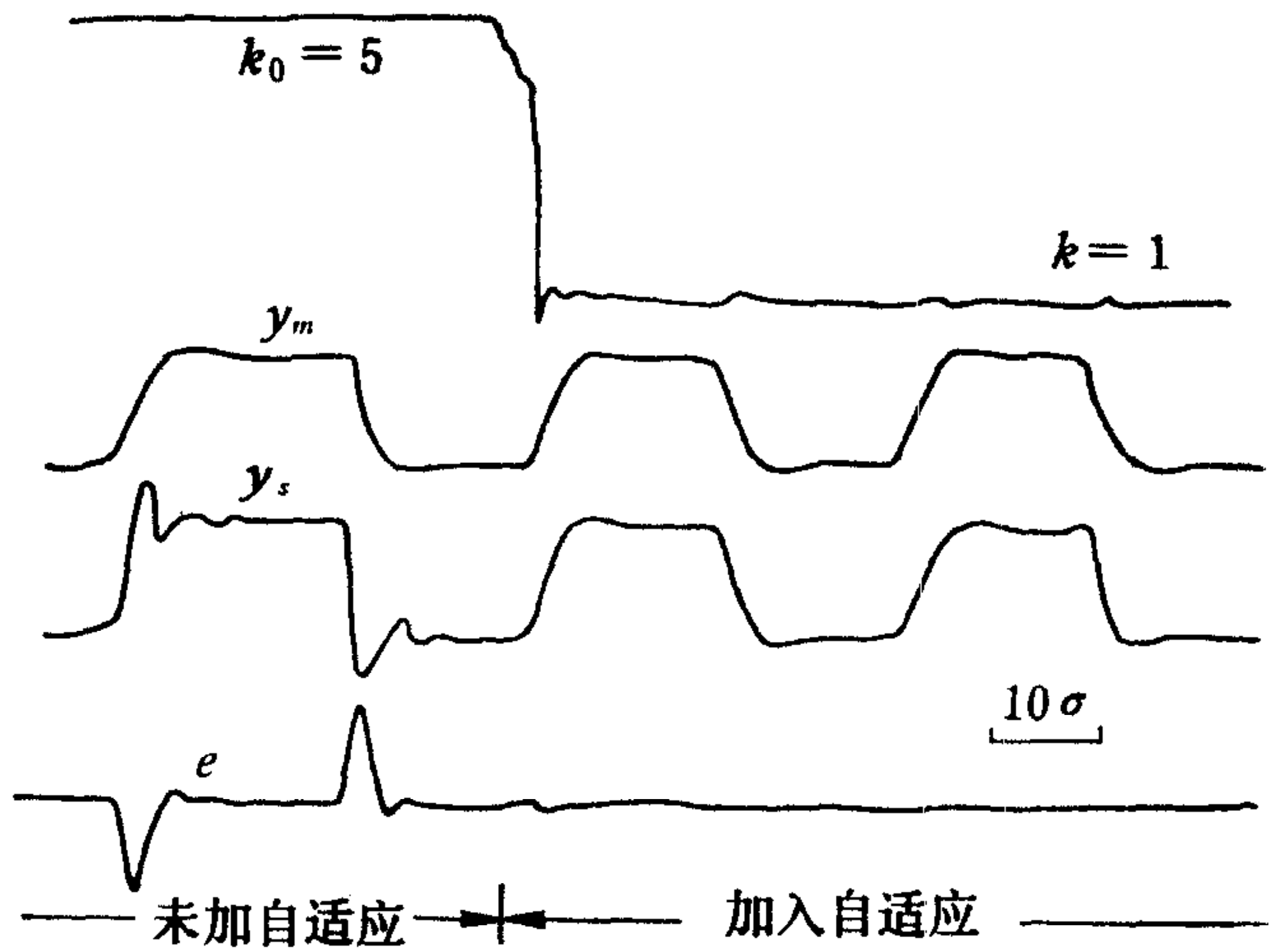
示波图 2 按  $\theta$  的比例-积分控制方案



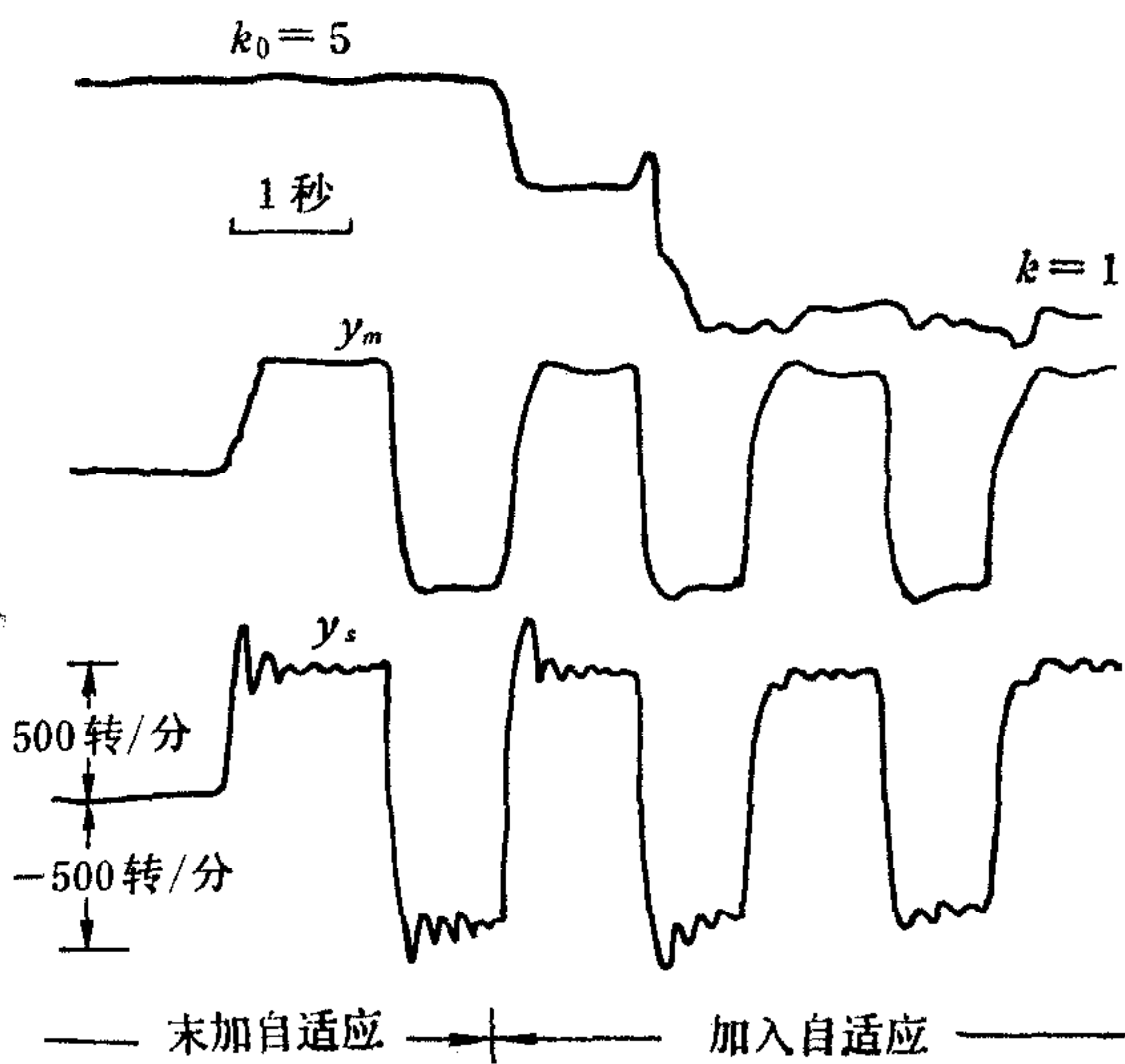
示波图 3 利用 SM 方案 ( $\lambda \propto |e|$ )



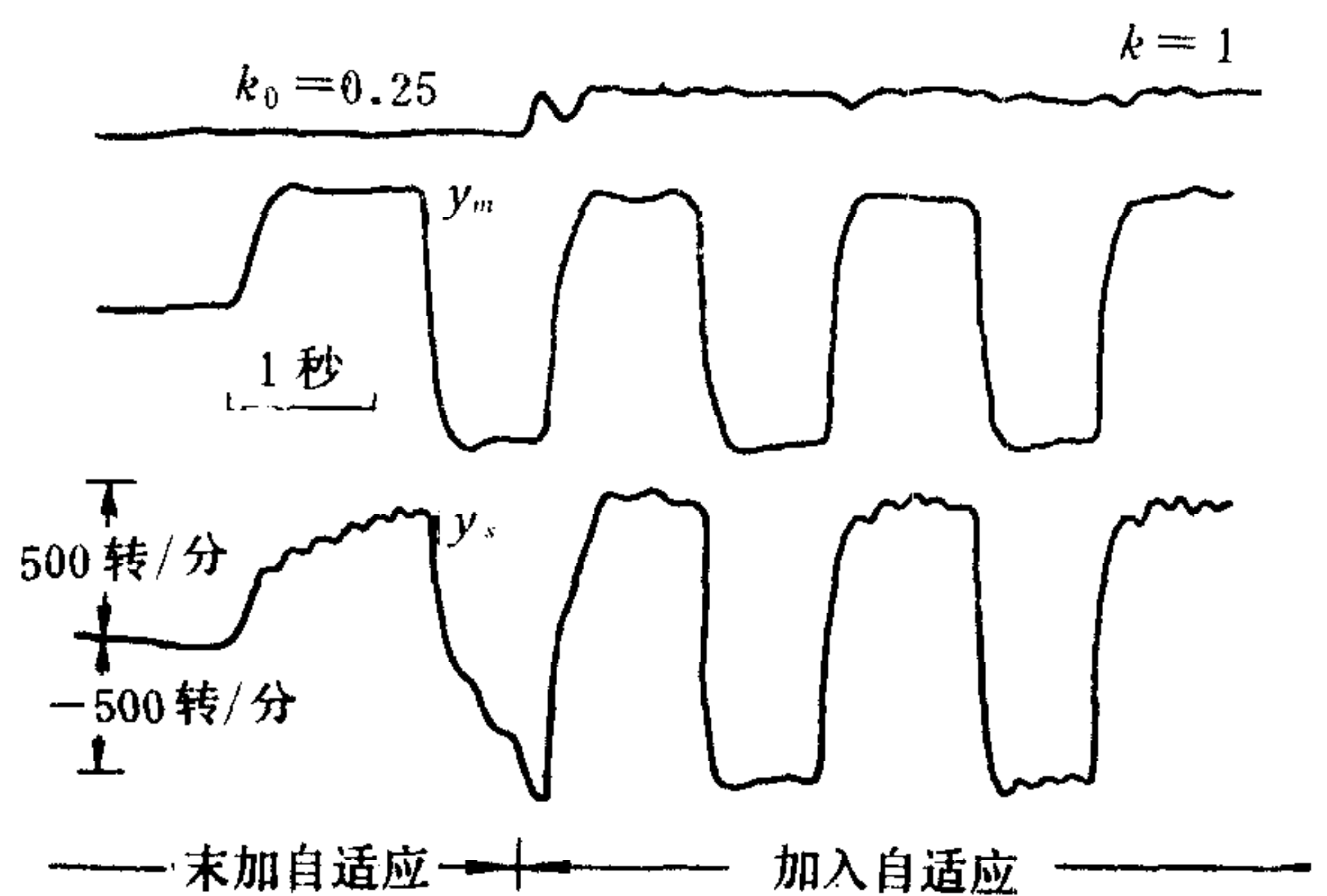
示波图 4 Lyapunov 积分控制方案



示波图 5 Lyapunov 比例-积分控制方案



(a)



(b)

示波图 6 系统实验 (Lyapunov 比例-积分方案)



## 参 考 文 献

- [1] 南开大学控制理论教研室, 化工自动化丛书“现代控制理论基础”第三分册第四章, 化工出版社待出。
- [2] I. D. Landau, A Survey of Model Reference Adaptive Techniques—Theory and Applications, *Automatica*, pp. 353, (1974).
- [3] C. A. Winsor, Model Reference Adaptive Design, *NASA-CR-98453*. Nov, (1968).
- [4] Chanq-Chien, Comparative Studies of Model Reference Adaptive Control Systems, *IEEE Trans. Automat. Contr.* pp. 419—428, Oct, (1973).
- [5] B. Courtoil and I. D. Landau, High Speed Adaptation System for Controlled Electrical Drives, *Automatica* pp. 119—127, (1975).
- [6] B. Courtiol. Applying Model Reference Adaptive Techniques for the Control of Electromechanical systems. *Proc 6th IFAC Congr*, Part 1, 58, 2. (1975).
- [7] P. V. Kokotovic, J. V. Medanic, S. P. Bingulac, and M. I. Vuskovic, Sensitivity Method in the Experimental Design of Adaptive Control Systems, *Proc 3rd IFAC Congr.* (London), pp. 45B. 1—B, 12. (1966).
- [8] 小 B. C. 乔斯, “反馈系统”第二章, 国防工业出版社 1976 年版。
- [9] J. W. Gilbert and R. V. Monopoli, A modified Lyapunov Design for Model-Reference Adaptive Control Systems, *on Proc, 7th Annu., Allerton conf, Circuit and systems Theory*, Oct, pp. 32—33. (1969).
- [10] Robert L. Carroll, New Adaptive Algorithms in Lyapunov Synthesis, *IEEE Trans, Automat. Contr.*, pp. 246—249, (1976).
- [11] P. C. Parks, Lyapunov Redesign of Model Reference Adaptive Control Systems, *IEEE, Trans. Automat. Contr.*, pp. 362—367. July, (1966).
- [12] C. A. Winsor and R. J. Roy, Design of Model Reference Adaptive Control Systems by Lyapunov's Second Method, *IEEE Trans, Automat, Contr*, pp. 204, Apr. (1968).
- [13] 北京工业学院二系, CJSK-20741 简易数控车床交流进给随动系统, 电气传动, 1977 年 3、4 期。
- [14] 绪方胜彦, 现代控制工程, 第十五章, 科学出版社, (1976)。

## MODEL REFERENCE ADAPTIVE CONTROL OF THE SCR-DRIVEN SYSTEM

Ma Run-jin Feng Ya-jun Zou Jing-tao

(Beijing Institute of Technology)

### ABSTRACT

In this paper, an application of model reference adaptive control to a SCR-driven system have been studied. We analysed the mathematical model of the SCR-driven system first, and then compared several schemes by simulation on an analog computer. The result shows that the proportional-integral control of the second method of Lyapunov is the best. In addition to the primary result of systematic tests is given.