

数字式非线性反馈快速精密定位系统

李永华

朱林

(武汉工学院电子系, 武汉 430070) (华中理工大学数控中心, 武汉 430074)

摘 要

本系统由十六位工业控制机、脉宽调速系统 (PWM)、光电编码器三者组成。为实现快速精密定位,提出了将 Bang-bang 控制与速度非线性反馈相结合的控制原则。即小给定时采用速度非线性反馈;大给定时分成两段,当大偏差时采用 Bang-bang 控制,小偏差时采用速度非线性反馈。两段的切换由计算机软开关实现。

文中叙述了上述控制的原理及其在饱和和高阶系统中的应用及控制原则的优越性。导出两段切换的判别准则,并给出了仿真和实时控制的结果。

关键词: 定位系统,有限时间响应,非线性反馈, Bang-bang 控制。

在定位系统中,采用 Bang-bang 控制在理论上可构成时间最佳定位系统,即响应快、定位准、无超调。但由于其鲁棒性差而难于实际。为此曾有双模控制的方案^[1],即在大偏差时采用 Bang-bang 控制以解决快的问题;小偏差时切换成线性控制以解决准的问题。本文的控制准则是在小偏差时除了准外,同时也要快。实践表明,采用非线性反馈可以达到这一目的。

一、非线性反馈原理

首先用一个典型的二阶环节 $G(s)$ 来描述一个有位置反馈的定位系统,如图 1 所示。当二阶环节为欠阻尼 ($0 < \xi < 1$) 时,其阶跃响应有超调,响应是在无限时间内完成的。

$$\text{最大超调量 } \theta_m = R \cdot \exp\left(-\frac{\xi\pi}{\sqrt{1-\xi^2}}\right), \quad (1)$$

$$\text{最大超调时间 } t_m = \frac{\pi}{\omega_n \sqrt{1-\xi^2}}. \quad (2)$$

为使其阶跃响应无超调且在 t_m 内完成,即“有限时间响应”(Finite time settling response)^[4],可采用图 1 中 A' 框所示的 Bang-bang 反馈^[2]。在此情况下位置 $\theta(t)$ 与速度 $v(t)$ 的表达式如(3),(4)式所示

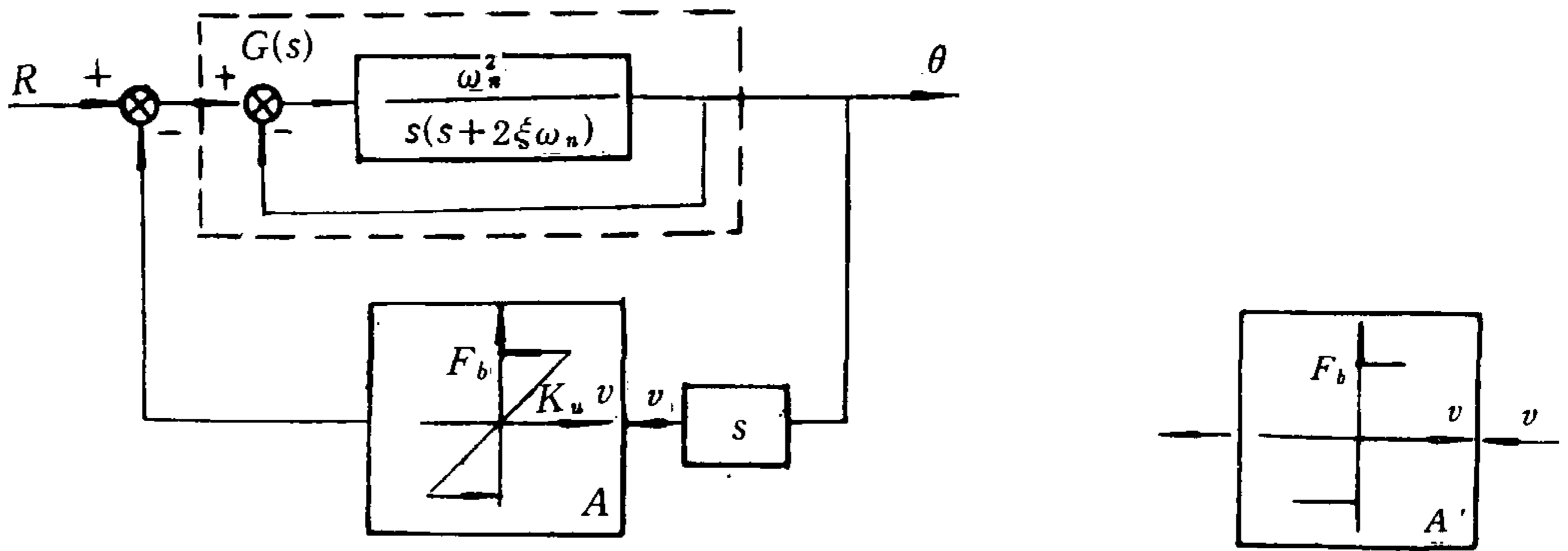


图 1

$$\theta(t) = (R - F_b) \left[1 - \frac{1}{\sqrt{1 - \xi^2}} \exp(-\xi\omega_n t) \sin(\omega_d t + \varphi) \right], \quad (3)$$

$$v(t) = (R - F_b) \exp(-\xi t) \sin \omega_d t, \quad (4)$$

式中

$$\varphi = \tan^{-1} \frac{\sqrt{1 - \xi^2}}{\xi}, \quad \omega_d = \omega_n \sqrt{1 - \xi^2}.$$

只要反馈高度 F_b 按(5)式选择, 就可以保证 t_m 时 $\theta(t_m) = R, v(t_m) = 0$, 即响应结束.

$$F_b = R \cdot \frac{\exp(-\gamma\pi)}{1 + \exp(-\gamma\pi)}, \quad (5)$$

式中

$$\gamma = \frac{\xi}{\sqrt{1 - \xi^2}}.$$

从(5)式可知, 必须检测 R 值并据此改变 F_b 才能保证在 t_m 时过程结束. 事实上若对图 1 所示系统作一改进, 用图中 A 框环节, 即采用非线性反馈代替 A' 框的 Bang-bang 反馈, 则可以不用检测 R 值. 利用系统最大速度 V_m 与给定值 R 成正比的关系

$$V_m = R\omega_n \exp\left(-\frac{\xi}{\sqrt{1 - \xi^2}} \tan^{-1} \frac{\sqrt{1 - \xi^2}}{\xi}\right). \quad (6)$$

可以测量 V_m 来自动地决定 F_b 值, 即当 $v < V_m$ 时用线性反馈, 反馈系数为 K_u ; 当 $v = V_m$ 之后用定值 F_b 反馈.

对采用非线性反馈其响应过程的分析:

1) $v < V_m$ 时, 速度反馈系数为 K_u . 系统状态方程

$$\begin{cases} \dot{\theta} = v, \\ \dot{v} = -2\xi\omega_n v - K_u\omega_n^2 v - \omega_n^2\theta + \omega_n^2 R. \end{cases}$$

令

$$a' = 2\xi\omega_n + K_u\omega_n^2,$$

则

$$\begin{bmatrix} \dot{\theta} \\ \dot{v} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\omega_n^2 & -a' \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta \\ v \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \omega_n^2 R. \quad (7)$$

解之

$$\begin{bmatrix} \theta \\ v \end{bmatrix} = \phi(t) \begin{bmatrix} \theta(0) \\ v(0) \end{bmatrix} + \int_0^t \phi(t-\tau) \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \omega_n^2 R d\tau,$$

上式中 $\theta(0) = 0, v(0) = 0,$

$$\phi(t) = L^{-1} \left[\left(sI - \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\omega_n^2 & -a' \end{bmatrix} \right)^{-1} \right].$$

结果

$$\theta(t) = R \left[1 - \sin \left(\sqrt{1 - \frac{a'^2}{4}} + \varphi' \right) \right] \frac{\omega_n^2 \exp \left(-\frac{a'}{2} t \right)}{\sqrt{1 - \frac{a'^2}{4}}}, \quad (8)$$

$$v(t) = R \sin \sqrt{1 - \frac{a'^2}{4}} t \cdot \frac{\omega_n^2 \exp \left(-\frac{a'}{2} t \right)}{\sqrt{1 - \frac{a'^2}{4}}}, \quad (9)$$

$$\text{式中 } \varphi' = \tan^{-1} \frac{\sqrt{1 - \frac{a'^2}{4}}}{\frac{a'}{2}}.$$

令 $\frac{dv}{dt} = 0$ 求出发生最大速度 V_m 的时间 t'_m

$$t'_m = \frac{1}{\sqrt{1 - \frac{a'^2}{4}}} \tan^{-1} \frac{\sqrt{1 - \frac{a'^2}{4}}}{\frac{a'}{2}}. \quad (10)$$

将(10)式代入(8),(9)式,可分别求出对应于 t'_m 时的 θ'_m 和 V_m

$$\theta'_m = R \omega_n^2 [1 - 2\xi' \exp(-\xi' t'_m)], \quad (11)$$

$$V_m = R \omega_n^2 \exp(-\xi' t'_m), \quad (12)$$

式中 $\xi' = \frac{a'}{2}, a' = 2\xi\omega_n + K_u\omega_n^2.$

2) $v = V_m$ 之后为定值 F_b 反馈。系统状态方程

$$\begin{bmatrix} \dot{\theta} \\ \dot{v} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\omega_n^2 & -2\xi\omega_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta \\ v \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \omega_n^2 (R - F_b), \quad (13)$$

转移矩阵

$$\phi'(t) = L^{-1} \left[\left(sI - \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\omega_n^2 & -2\xi\omega_n \end{bmatrix} \right)^{-1} \right],$$

解之

$$\begin{bmatrix} \theta \\ v \end{bmatrix} = \phi'(t - t'_m) \begin{bmatrix} \theta'_m \\ V_m \end{bmatrix} + \int_{t'_m}^t \phi'(t - \tau) \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \omega_n^2 (R - F_b) dt. \quad (14)$$

结果

$$\begin{aligned} \theta(t) = & \frac{\exp[-\xi\omega_n(t-t'_m)]}{\sqrt{1-\xi^2}} [2\xi \sin \omega_n \sqrt{1-\xi^2} (t-t'_m) \\ & - \sin [\omega_n \sqrt{1-\xi^2} (t-t'_m) - \varphi]] \theta'_m + \frac{\exp[-\xi\omega_n(t-t'_m)]}{\omega_n \sqrt{1-\xi^2}} \\ & \cdot \sin \omega_n \sqrt{1-\xi^2} (t-t'_m) V_m + \omega_n^2 (R - F_b) - \frac{\omega_n^2}{\sqrt{1-\xi^2}} \\ & \cdot (R - F_b) \exp[-\xi\omega_n(t-t'_m)] [\xi \sin \omega_n \sqrt{1-\xi^2} (t-t'_m) \\ & + \sqrt{1-\xi^2} \cos \omega_n \sqrt{1-\xi^2} (t-t'_m)], \end{aligned} \quad (15)$$

$$\begin{aligned} v(t) = & \frac{-\omega_n}{\sqrt{1-\xi^2}} \exp[-\xi\omega_n(t-t'_m)] \sin \sqrt{1-\xi^2} (t-t'_m) \theta'_m \\ & - \frac{\exp[-\xi\omega_n(t-t'_m)]}{\sqrt{1-\xi^2}} \sin [\omega_n \sqrt{1-\xi^2} (t-t'_m) - \varphi] V_m \\ & + \frac{\omega_n}{\sqrt{1-\xi^2}} (R - F_b) \exp[-\xi\omega_n(t-t'_m)] \sin \omega_n \sqrt{1-\xi^2} \\ & \cdot (t-t'_m). \end{aligned} \quad (16)$$

当二阶系统的参数已确定, 仅反馈系数 K_u 可选择时, 由(10), (11), (12)式可知 θ'_m , V_m , t'_m 和 F_b 都为 K_u 的函数, 即(15), (16)式. 可简记为

$$\theta(t) = f_1(K_u, t), \quad (17)$$

$$v(t) = f_2(K_u, t). \quad (18)$$

如要求过程结束 $t = t_s$ 时, 位置达到目标值 R 且速度为零, 可将 $\theta(t_s) = R$, $v(t_s) = 0$ 代入(17), (18)两式, 求出唯一的一组 t_s 和 K_u 值. 所以这种非线性反馈确实是“有限时间响应”.

为了比较 Bang-bang 反馈和非线性反馈, 本文对同一系统分别按两种反馈方式进行仿真. 设 $G(s) = \frac{5}{s(1+0.5s)}$, 给定 $R = 1$, 结

果如图 2 所示. 图中曲线 a 为非线性反馈, b

为 Bang-bang 反馈. 它们均为“有限时间响应”, 但非线性反馈比 Bang-bang 反馈的过程快 $0.05s$. 其原因是在速度上升段, 非线性反馈较 Bang-bang 反馈弱, 故使系统响应加快. 可见非线性反馈既不须检测 R 值, 又较 Bang-bang 反馈响应快, 所以是一种很适合于定位系统的反馈方式.

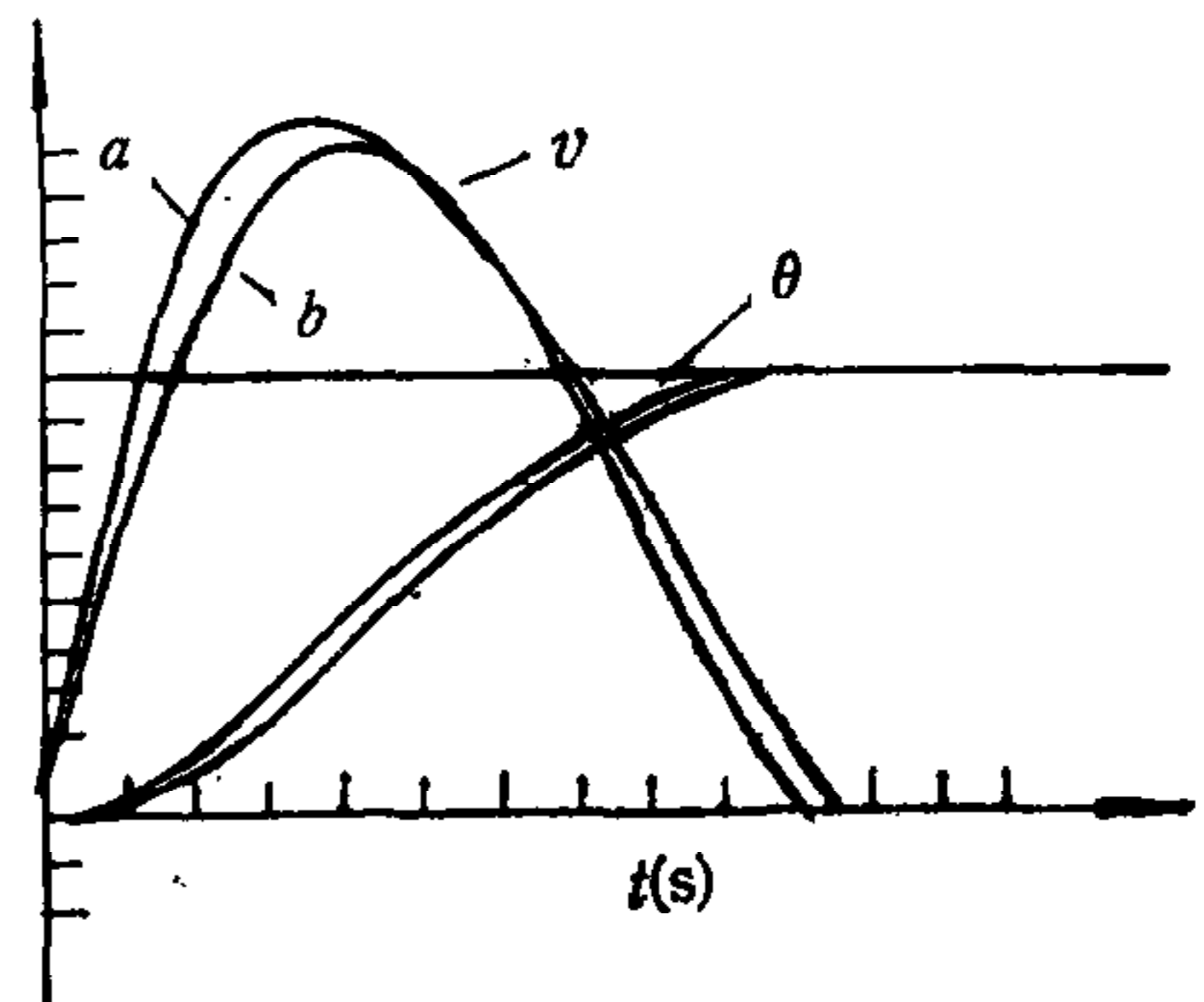


图 2

二、非线性反馈在高阶系统中的应用

以上讨论的是二阶系统,实际的位置反馈系统可能高于二阶。高阶对象可用如下传递函数描述:

$$G(s) = \frac{K_0 \prod_{m=1}^m (T_{zm}s + 1)}{s \prod_{n=1}^n (T_{pn}s + 1)} \quad (19)$$

当 $G(s)$ 的分母 s 幂次高于分子 s 幂次三次以上时, $G(s)$ 可用一个具有同样阶跃响应的二阶带纯滞后的 $G'(s)$ 来等价^[3]。

$$G'(s) = \frac{K}{s(Ts + 1)} \exp(-Ls) \quad (20)$$

两者的参数应满足如下关系:

$$\begin{cases} K = K_0, & (21) \\ T + L = \sum_{n=1}^n T_{pn} - \sum_{m=1}^m T_{zm}, \quad (L > 0) & (22) \\ T^2 = \sum_{n=1}^n T_{pn}^2 - \sum_{m=1}^m T_{zm}^2. & (23) \end{cases}$$

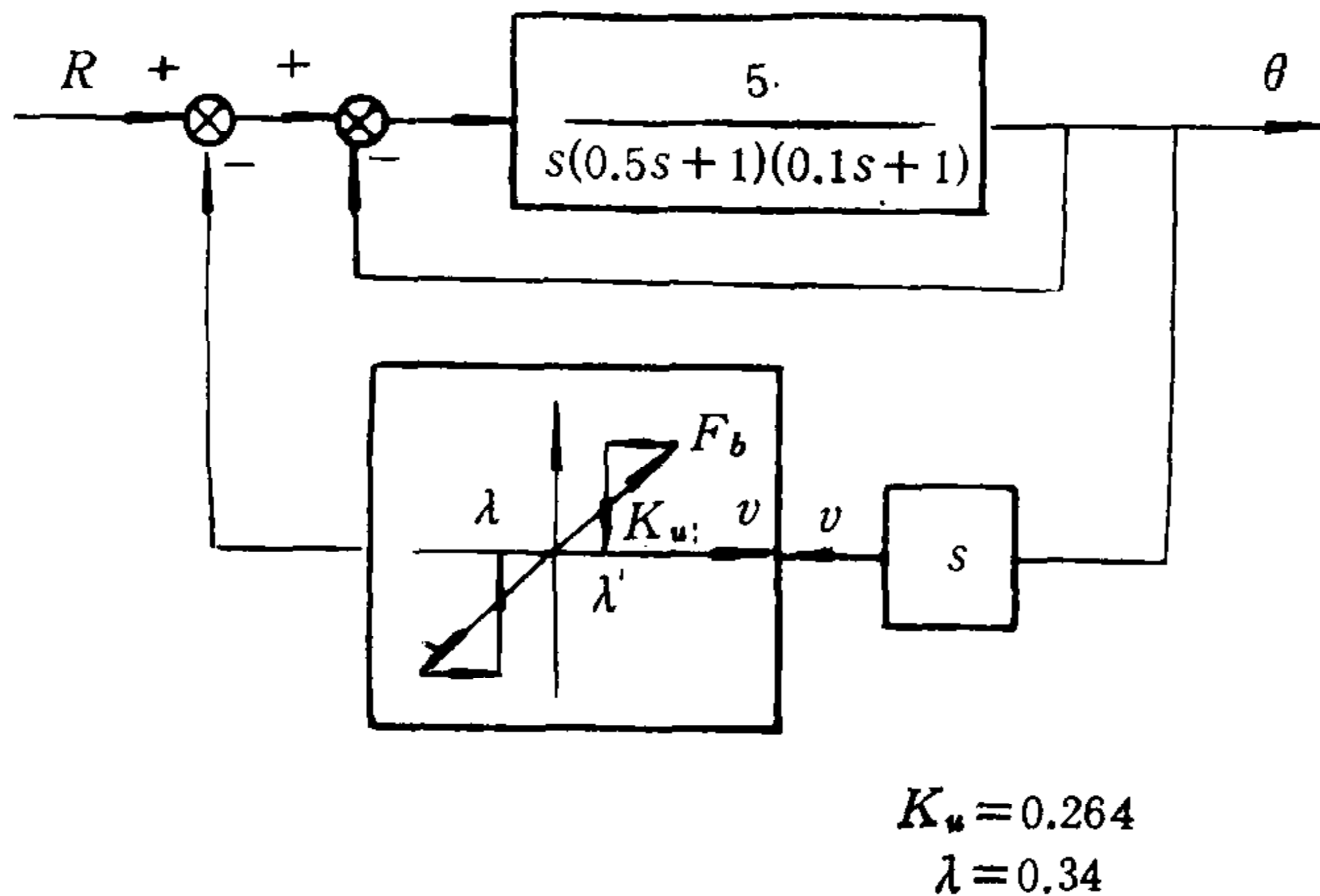


图 3

为了补偿纯滞后,可在速度非线性反馈特性中引入反馈提前结束区 λ , 并令 $\lambda = L$ 以取得完全补偿。为验证此设计的正确性,对图 3 所示的三阶系统进行仿真,求出了 $\theta(t)$ 、 $v(t)$ 的阶跃响应曲线。仿真结果表明用图 3 所示的非线性反馈可以得到无超调的“有限时间响应”。

三、Bang-bang 控制和非线性反馈相结合的控制方式

实际的 PWM 系统都带有饱和放大器,因此应研究非线性反馈在具有饱和特性的系统中的应用。图 4 为具有饱和放大器的二阶系统。如不含饱和放大器和非线性反馈,该系统的特征根为

$$s_{1,2} = \left(-\frac{1}{\sqrt{4KT-1}} \pm j \right) \frac{\sqrt{4KT-1}}{2T} \quad (24)$$

$$\text{令 } \gamma = \frac{1}{\sqrt{4KT-1}}, \quad (25)$$

按图 4,取 $D=1, H=20, \gamma \geq 0.3$, 改变目标值 R (从 $1D$ 到 $29D$) 进行仿真, 得出 $\theta(t)$ 和 $v(t)$ 过程曲线。结果表明, 非线性反馈用于具有饱和特性的系统仍可得到无超调的“有限时间响应”。

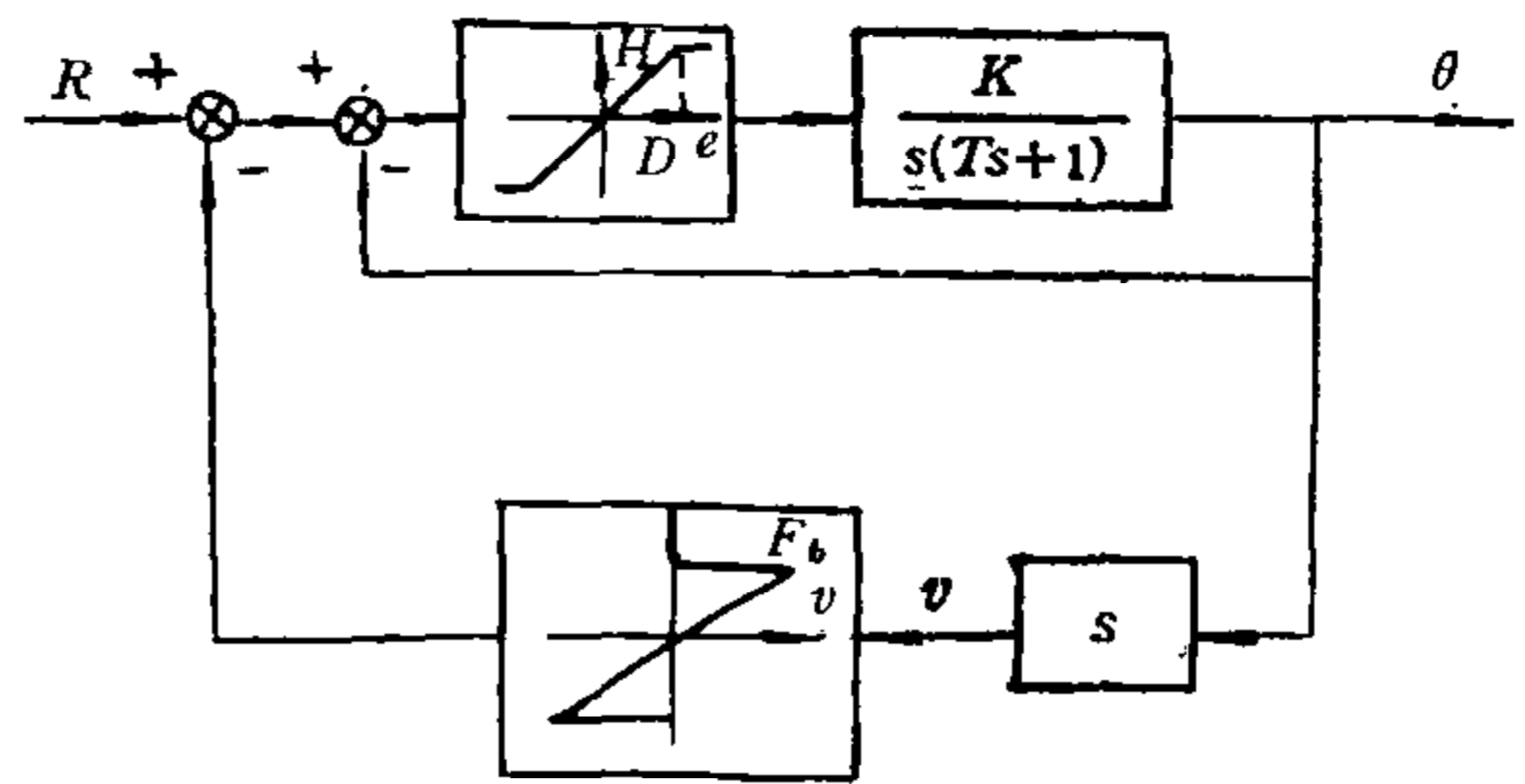


图 4

在具有饱和调节器的实际系统中,为了提高大给定时的快速性,本文提出采用 Bang-bang 控制和非线性反馈相结合的方案。实际系统如图 5 示。当位置偏差 $e > \theta_1$ 时软开关 K 打开,计算机通过 D/A 转换器输出最大电压给 PWM 调速系统,电机以恒定动态力矩起动到最高转速。当 e 下降到 $e \leq \theta_1$ 时,软开关闭合,同时加入位置反馈和非线性反馈,以保证快速和准确定位。

下面讨论转换点 θ_1 的选择。(12) 式给出了非线性反馈时系统的最高速度 V_m , 它正比于给定值 R 。而当实际系统中有饱和放大器时,系统能达到的最大速度为

$$V_m^* = H \cdot K, \quad (26)$$

式中 H 为速度调节器的输出饱和值; K 为开环放大倍数。将 V_m^* 代入 (12) 式,可求出一特定的 R^* ,

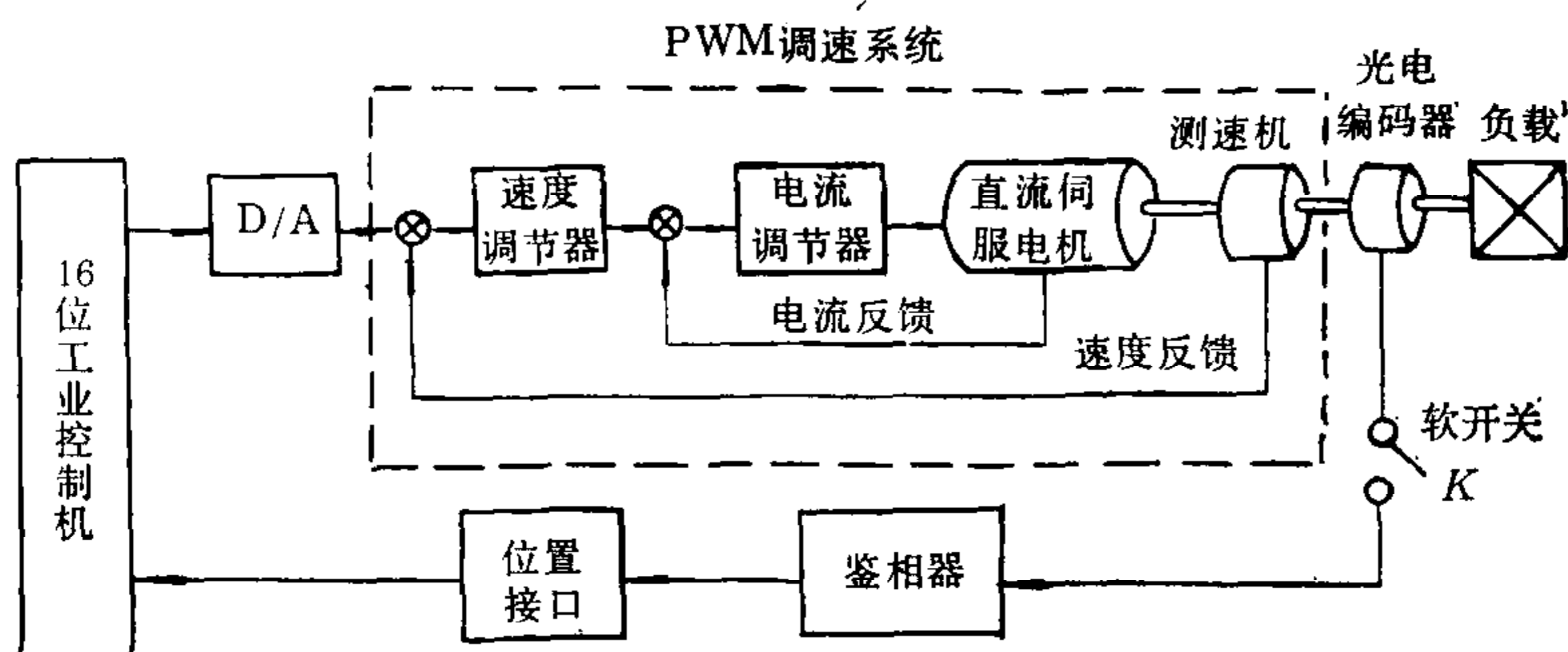


图 5

$$R^* = \frac{H \cdot K}{\omega_n^2 \exp(-\xi' t_m')} \quad (27)$$

将 R^* 代入 (11) 式, 即可求出位置转换点 θ_m^*

$$\theta_m^* = \frac{H \cdot K}{\exp(-\xi' t_m')} [1 - 2\xi' \cdot \exp(-\xi' t_m')], \quad (28)$$

$$\therefore \theta_1 = R^* - \theta_m^*. \quad (29)$$

转换点的速度即 V_m^* . 将 θ_m^* , V_m^* 作为初始条件求状态方程式(13)的解

$$\begin{bmatrix} \theta \\ v \end{bmatrix} = \phi'(t) \begin{bmatrix} \theta_m^* \\ v_m^* \end{bmatrix} + \int_0^t \phi'(t-\tau) \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \omega_n^2 (R - F_b) d\tau,$$

可知 $\theta(t) = f_3(K_u, t)$, $v(t) = f_4(K_u, t)$. 与前面分析相同, 仍可得到无超调的“有限时间响应”. 下面的实际例子也证明了这一结论.

四、实时控制

实际装置用于蛇形弯管自动线, 作为“定长送料”和“转筒定位旋转”两个定位系统. 两系统框图相同, 即图 5 所示. 仅光电编码器不同. 现列举“定长送料”系统所用的主要设备

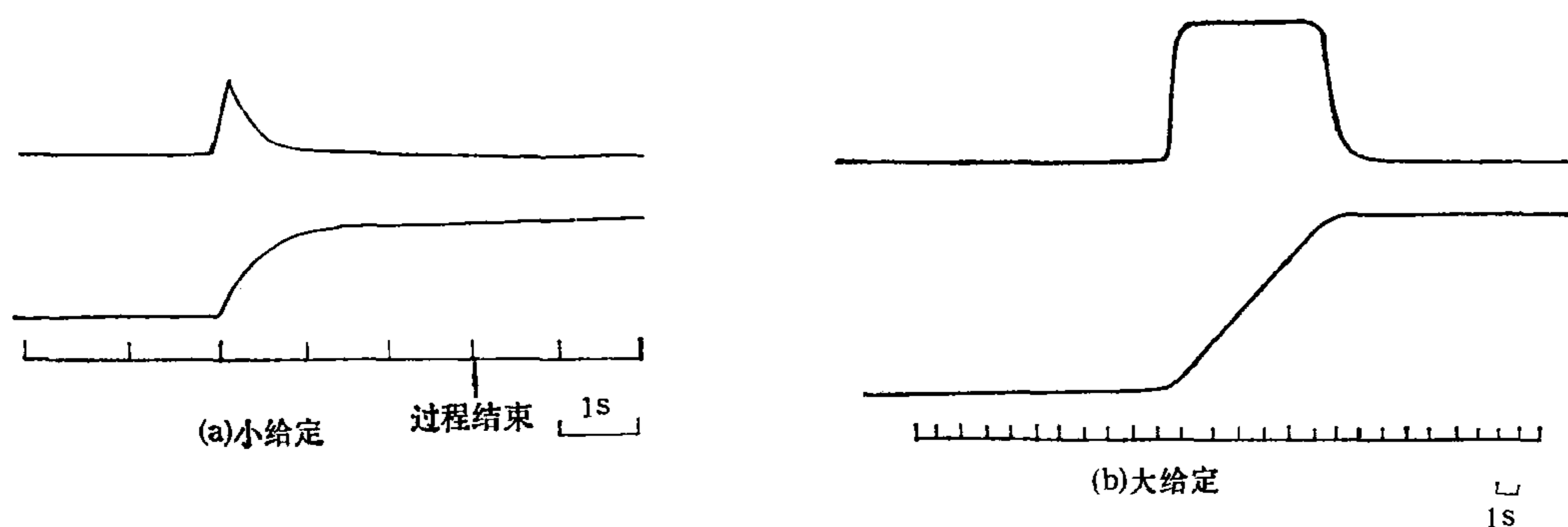


图 6

1) STD 总线 16 位工业控制机, 8088 CPU 和 8087, 12 位 D/A 转换器; 2) S-C2K-180 型直流宽调速伺服电机, 额定转矩 4 kg-m, 转速 1000 rpm., 同轴测速机 1000 rpm. 时的端电压 56 V.; 3) K-JMT-60A PWM 调速系统, 带速度和电流调节器, 调速范围 > 5000; 4) LMA-500BE 型光电编码器, 每周 5000 脉冲; 5) 自己研制的鉴相器和位置接口.

位置反馈和非线性反馈信号取自光电编码器. 用定时中断方式进行采样和计算, 采样周期为 10 ms.

在不同给定值时用光线示波器记录的速度和位置波形如图 6 所示. “定长送料”系统的重复定位精度达到送料 16 m 误差小于 ± 1 mm, 精度高出从国外引进的蛇形弯管自动线定长送料系统的一倍.

五、结 语

(1) 本文所提出的 Bang-bang 控制与速度非线性反馈相结合的控制原则,经理论分析与实践证明,可以有效地解决定位系统所要求的快而准的问题。在大给定情况下有其特点,是一种优良的控制方式。

(2) 文中所提出的控制方式,对于具有饱和特性的实际定位系统,特别体现了其优良的控制品质。为了便于应用,文中导出了 Bang-bang 控制与非线性反馈两者进行切换的判别准则和实践方法。

(3) 按照上述控制原则所研制的快速精密定位系统,经实践表明系统软、硬件工作可靠,抗干扰能力强。

参 考 文 献

- [1] 吴源达等,快速数字随动系统双模控制的仿真研究,信息与控制,(1982), (4).
- [2] 中野道雄等,位置決めサーボ機構ト一あけるバングバングフィードバック補償,計測自動制御学会論文集,9-1,(1973),58—63.
- [3] 中野道雄,高次サーボ系の近似とその応用,計測自動制御学会論文集 5-5, (1969) 67—73.
- [4] Athoni, V. V., Time Optimal Control for Thyristor Controlled D. C. Motor Drive, Proc. of The Eighth Triennial World Congress of The IFAC, Kyoto, Japan, 4(1981), 2085—2092.

A DIGITAL FAST PRECISE POSITIONING SERVO-SYSTEM USING NON-LINEAR FEEDBACK

LI YONGHUA

(Wuhan University of Technology 430070)

ZHU LIN

(Huazhong University of Science & Technology 430074)

ABSTRACT

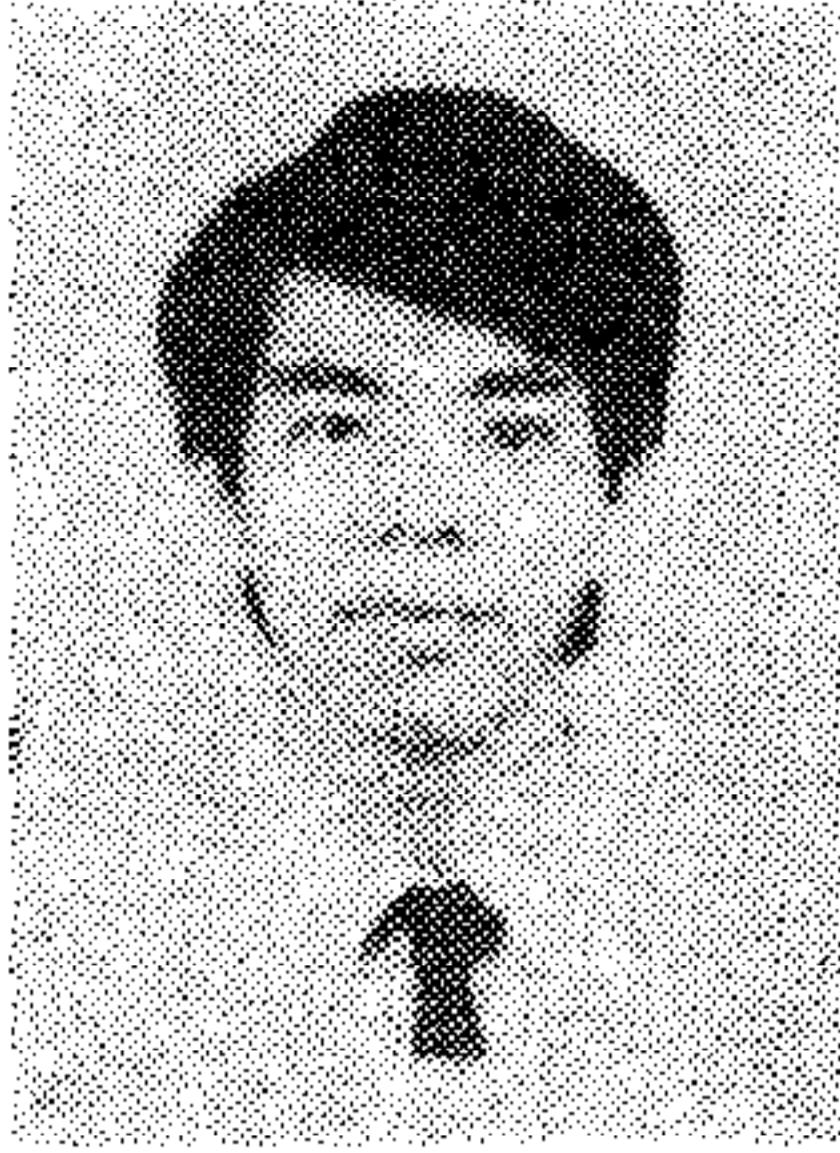
This positioning servo-system consists of a 16 bits microcomputer, PWM, and optocoders. In order to accomplish the positioning control fast and precisely, a Bang-bang control scheme combined with a non-linear velocity feedback is proposed. The Bang-bang is responsible for the large deviation, while the velocity feedback for the small deviation. The switching between these two states is determined by the microcomputer.

The principles of non-linear feedback control and its applications to the saturated systems and high order systems are described, and the optimality of the above control principles is discussed. The discrimination criterion of the segment transformation is deduced. The results of simulations and real time control systems are illustrated.

Key words: Positioning servo-system; finite time settling response; non-linear feedback; Bang-bang control.



李永华 女, 52岁。武汉工学院副教授, 自动化研究室主任, 中国汽车工程学会“机器人”分会秘书长, 中国自动化学会会员。1960年华中理工大学工业自动化专业毕业。1982—1984年在东京工业大学制御工学科作访问学者, 1988年曾为该校客座研究员。在国内外发表论文22篇。



朱林 男, 25岁。1987年毕业于武汉工学院工业自动化专业, 获学士学位。1990年获武汉工学院工业自动化专业硕士学位。现任华中理工大学数控技术中心教师, 可靠性研究室负责人, 专职从事数控系统的科研工作。