

# 带外扰观测器补偿装置的双通道 LQSF 调速系统的鲁棒性

高 龙 熊 光 楞  
(清 华 大 学)

## 摘 要

带外扰观测器的双通道系统,当被控对象参数波动时,系统稳定性可能急剧恶化. 本文在模拟机仿真的基础上,对一种双通道调速系统的稳定参数域进行了研究,提出一种工程估算方法——“参数相对摄动法”——计算参数波动范围和系统稳定性的关系;并可用来分析参数波动对静差的影响. 文章对外扰观测器的参数整定方法也作了讨论.

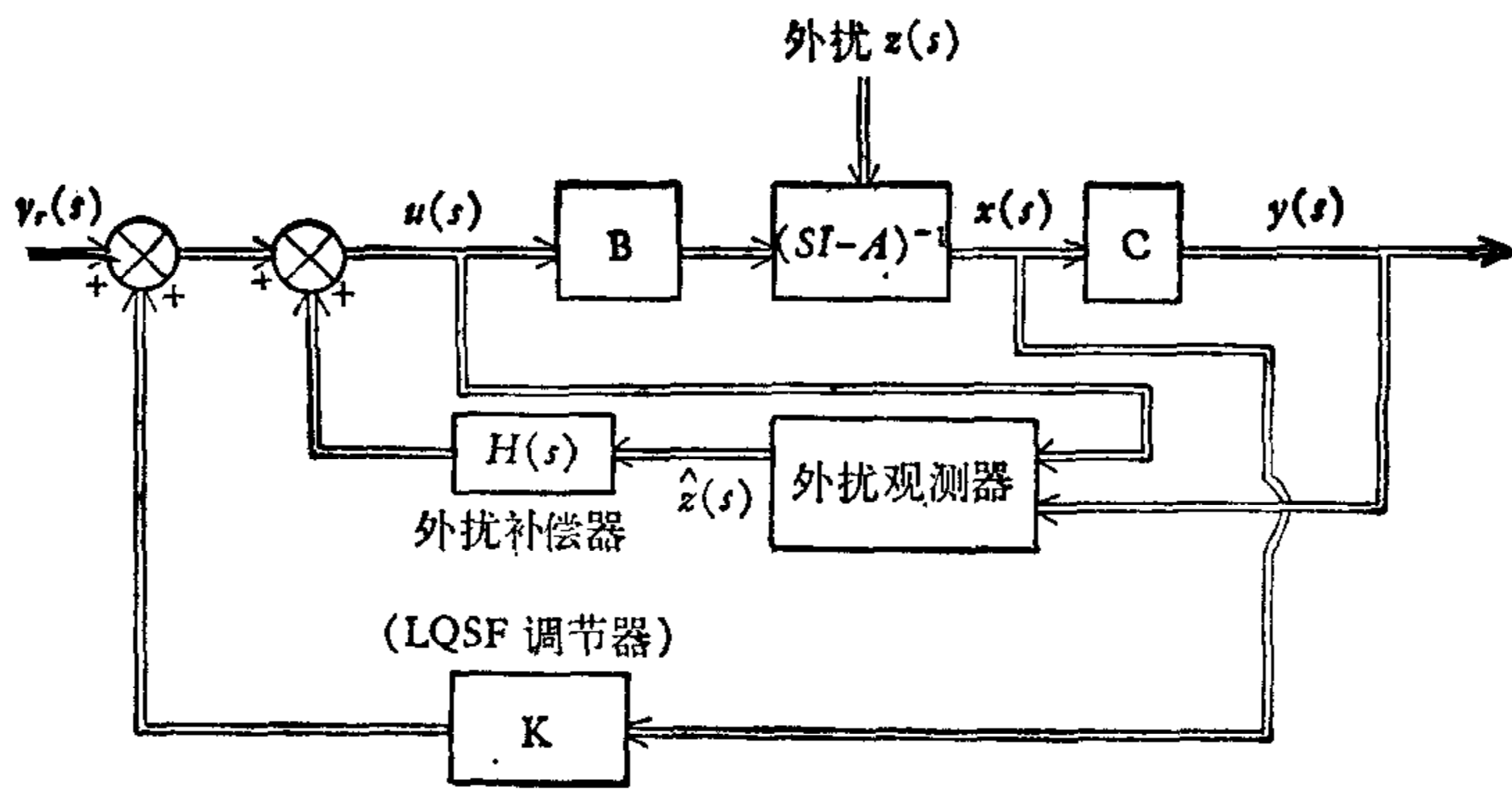
## 一、引 言

许多关于线性定常连续系统状态观测器设计的文献,都主张在噪声的允许条件下,观测器的响应速度应选得尽量快. 但实际上因辨识问题或环境条件变化,不可能把对象参数搞得很精确(观测器的参数也不可能整定得十分准确),此时分离性原理<sup>[1]</sup>不复成立,观测器的极点将对闭环系统的全部极点发生影响,而导致稳定性变坏. 因此,应根据整个闭环系统的鲁棒性(robustness)<sup>[2]</sup>来选择和整定观测器的参数. J. C. Doyle 等指出<sup>[3]</sup>: 在用全维状态观测器实现状态反馈的 LQSF<sup>[4]</sup>系统中,观测器的极点配置不应只考虑快速性,而应使它的一部分极点和对象的所有零点相等,其余的极点则尽量快些;并提出实现这一原则的观测器参数整定方法. 本文将讨论用外扰观测器来观测未知常值扰动,及由它组成带外扰补偿器的一类双通道 LQSF 调速系统<sup>[5,6]</sup>(图 1)时,整个系统的鲁棒性问题. 在模拟机仿真的基础上配合理论分析,搞清了对象参数波动对系统稳定性影响的主要过程,并提出一种稳定参数域的工程计算方法,这一方法可用来分析参数波动和静差的关系.

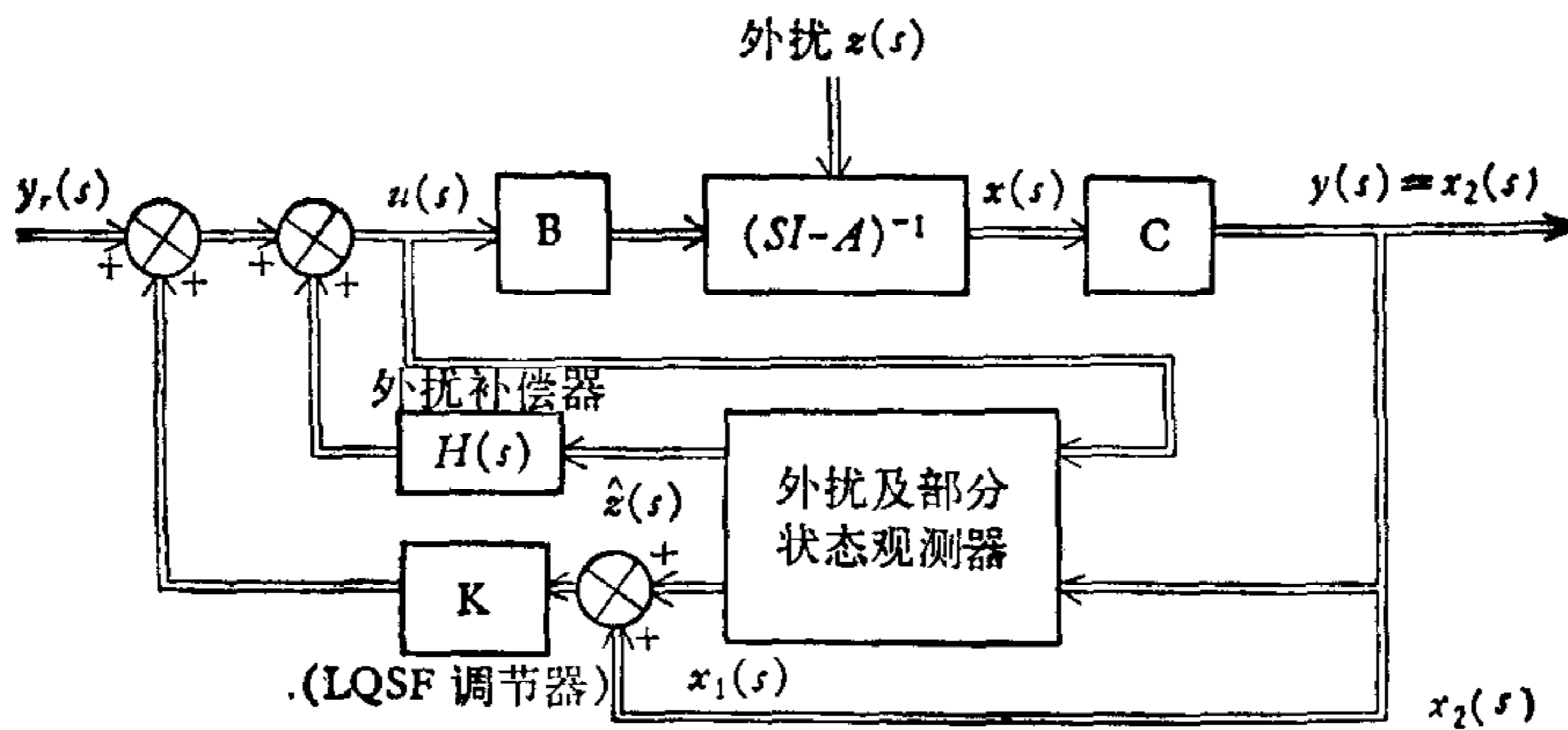
## 二、分析对象参数波动对稳定性影响的方法

### 1. 问题的提出

在参数正常的情况下,外扰观测器的输出是外扰  $M_f$  的估值信号  $\hat{M}_f$ , 其中不包含系统的状态成分,且由  $u(s)$  到  $\hat{M}_f(s)$  的传递函数阵为零<sup>[5]</sup>. 因此,外扰补偿通道并不影响



(a) 带外扰观测器补偿装置的双通道 LQSF 系统



(b) 带外扰及部分状态观测器的双通道 LQSF 系统

图 1 两种双通道 LQSF 系统

系统的极点配置和稳定性。但当对象参数波动时，外扰观测器的输出信号中就出现附加的  $(u^T, y^T)^T$  有关成分——也就是附加的各状态成分。它们经过观测器的校正系数阵和外扰补偿装置  $H(s)$  的作用而直接影响控制量  $u(t)$ 。显然，当参数波动方向适当、观测器校正系数较大(响应快)、补偿装置作用强 (PD 型)时，这些附加的状态信号就会以正反馈形式作用到  $u(t)$  上，而成为系统失稳的主要原因。

### 2. 分析方法——参数相对摄动法

实际条件是对象参数波动，而观测器、控制器和补偿器的参数是不变的。为使计算简化又不改变问题的基本性质，在参数波动对 LQSF 部分的影响占次要地位时，可以等效地看成对象参数不变，而观测器和补偿器的相应参数沿相反方向改变的这一新的“相对系统”的控制器参数稳定域问题。显然，只有当原系统对象参数波动范围对 LQSF 部分的稳定性影响较小的情况下，“相对系统”的参数稳定域才和原系统相接近。

利用这一方法可以用线性数学工具找出对象的近似稳定域，再结合实际条件，找出对稳定性敏感的参数，提出其整定方法。

## 三、带 $\hat{M}_f, \hat{n}$ 两维组合观测器的双通道 LQSF 系统的鲁棒性

文献 [6] 提出  $\hat{M}_f, \hat{n}$  两维观测器可以克服文献 [5] 中测速发电机低频噪声的不利影



响,从而改善动态速降。但这样使系统复杂了,所以总闭环系统的鲁棒性和观测器的参数整定方法,就成为这类双通道系统在工程实现上的技术关键。

### 1. 系统简介<sup>[6]</sup>

如图 2 所示,用  $n$  信号进行状态反馈,用  $\hat{M}_f$  信号补偿外扰  $M_f$  的作用。因观测器的输入信号  $I(t)$ ,  $V(t)$  的量测噪声频率固定,可借双  $T$  滤波器滤除(不会影响快速性),故可用 PD 型补偿器来进一步减小动态速降。 $\hat{M}_f$ ,  $\hat{n}$  两维组合观测器和外扰补偿器  $H(s)$  见图 3。

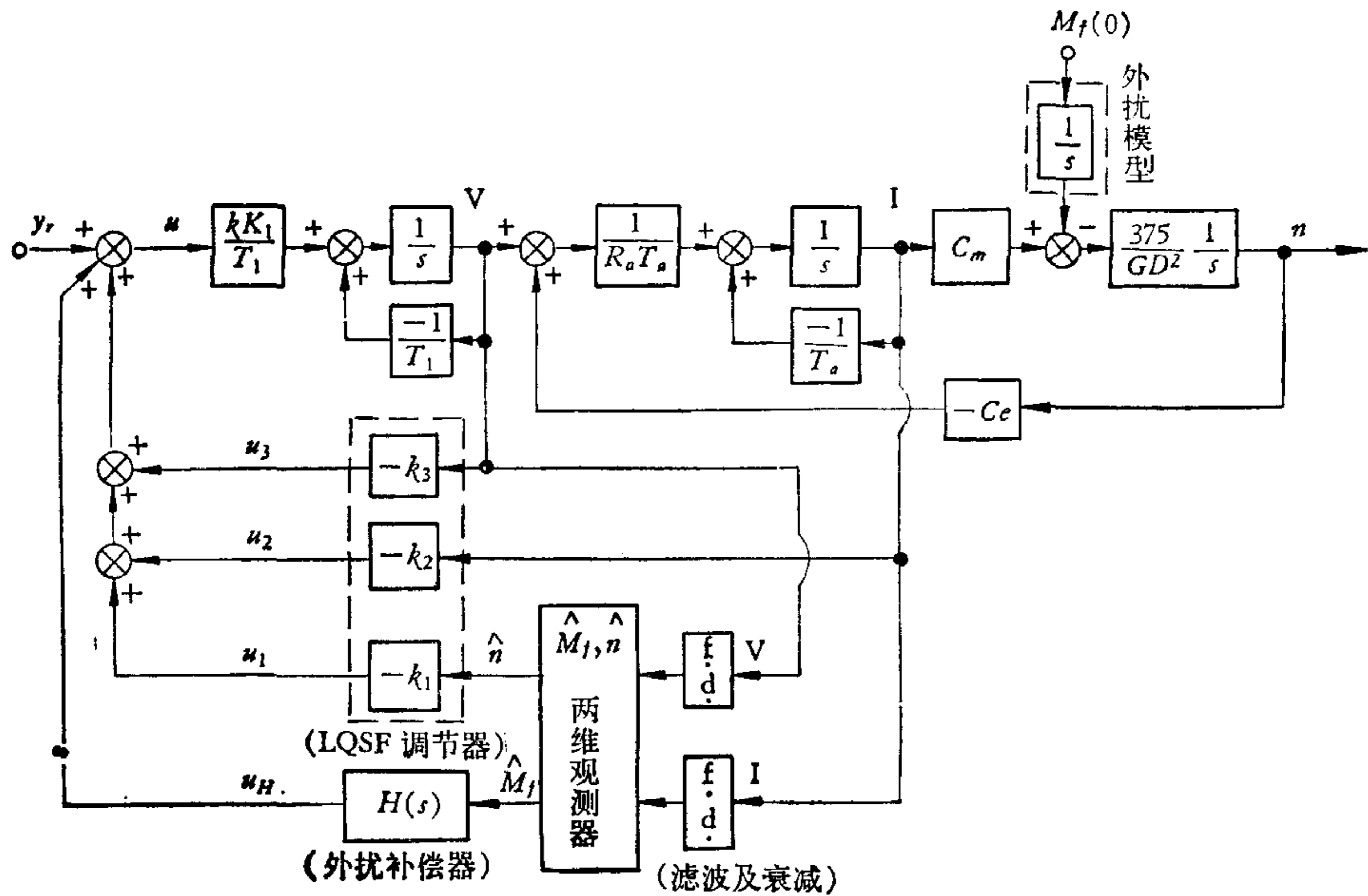


图 2 带外扰补偿器的两维观测器双通道 LQSF 调速系统

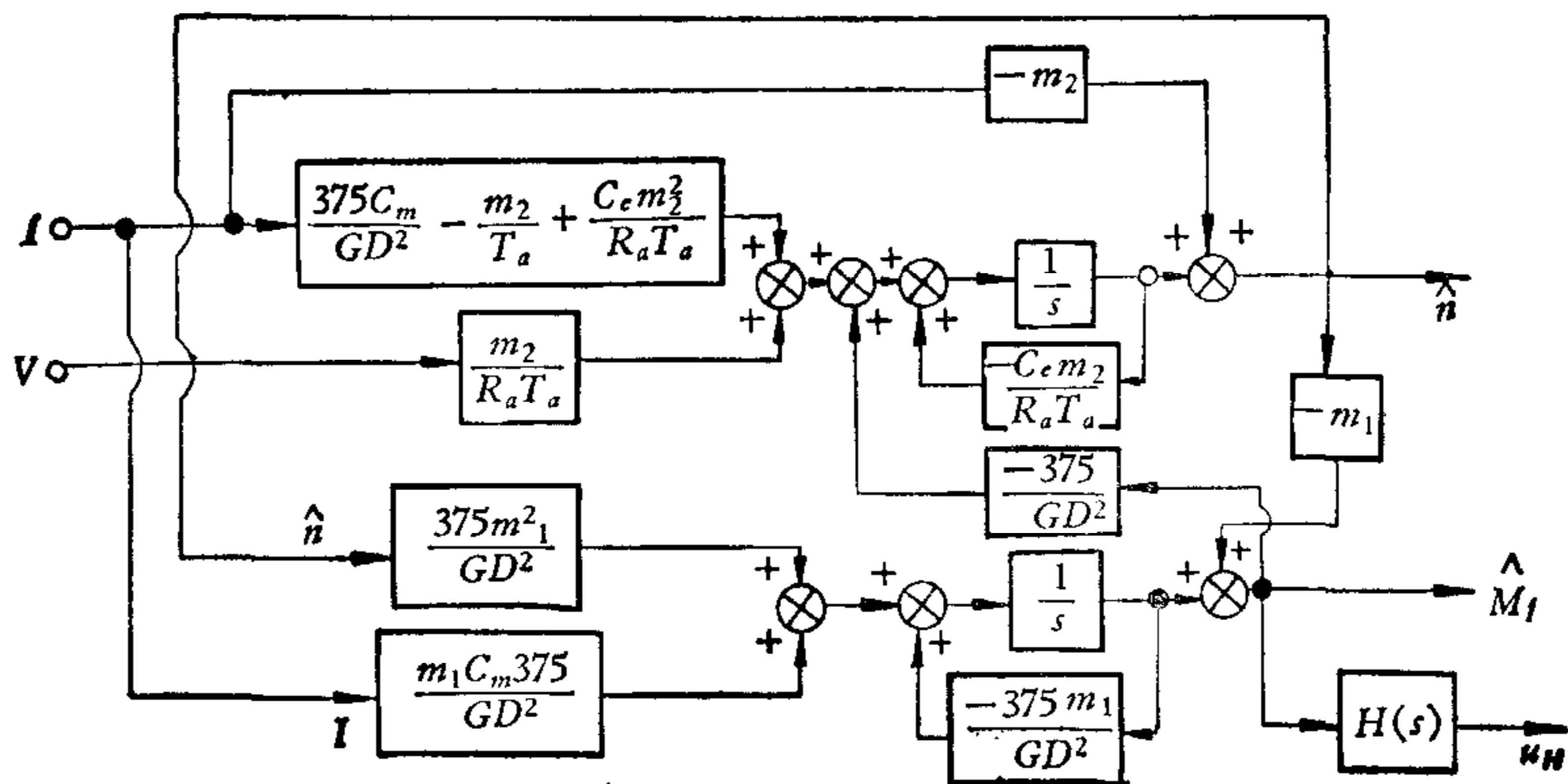


图 3  $\hat{M}_f$ ,  $\hat{n}$  两维组合观测器及外扰补偿器

$\hat{M}_f$ ,  $\hat{n}$  两维观测器的传递函数阵  $G(s)$  为:

$$\begin{bmatrix} \hat{M}_f(s) \\ \hat{n}(s) \end{bmatrix} = G(s) \begin{bmatrix} I(s) \\ V(s) \end{bmatrix}, \tag{3.1}$$

$$G(s) = C_\psi(sI - A_\psi)^{-1}B_\psi + D_\psi = \begin{bmatrix} g_{11}(s) & g_{12}(s) \\ g_{21}(s) & g_{22}(s) \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

其中的四个元素(图 4)为:

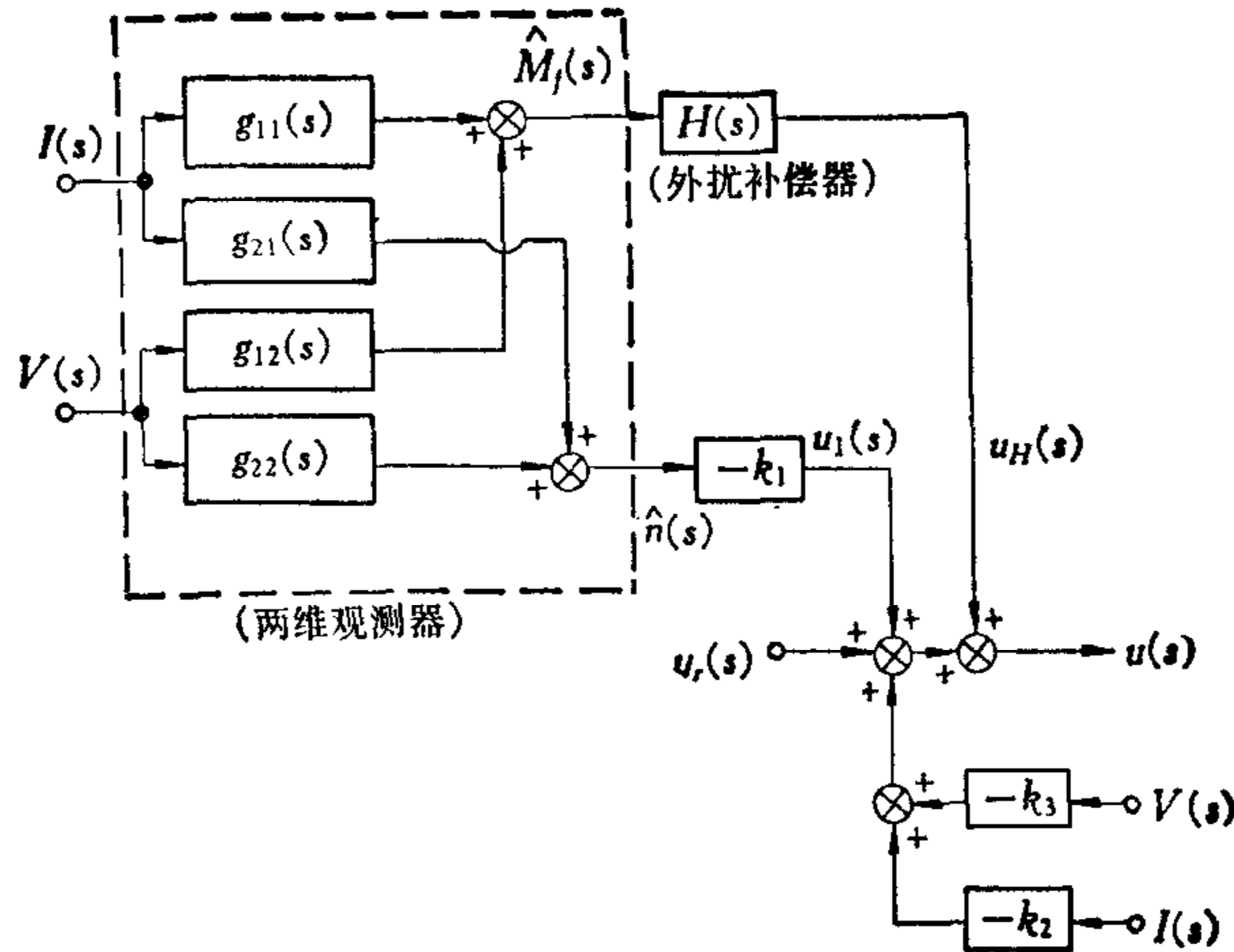


图 4 控制量  $u(s)$  的信息构成

$$g_{11}(s) = \frac{\hat{M}_f(s)}{I(s)} = \frac{m_1 m_2 \tau_1 \tau_2 s^2 + m_1 m_2 \frac{\tau_1 \tau_2}{T_a} s + C_m}{\tau_1 \tau_2 s^2 + \tau_1 s + 1},$$

$$g_{12}(s) = \frac{\hat{M}_f(s)}{V(s)} = -\frac{m_1 \tau_1 \frac{1}{C_e} s}{\tau_1 \tau_2 s^2 + \tau_1 s + 1},$$

$$g_{21}(s) = \frac{\hat{n}(s)}{I(s)} = -\frac{m_2 \tau_1 \tau_2 s^2 + \left( m_2 \tau_2 + m_2 \frac{\tau_1 \tau_2}{T_a} - \frac{C_m}{m_1} \tau_2 \right) s + \frac{m_2 \tau_2}{T_a}}{\tau_1 \tau_2 s^2 + \tau_1 s + 1},$$

$$g_{22}(s) = \frac{\hat{n}(s)}{V(s)} = \frac{1}{C_e} \frac{(\tau_1 s + 1)}{\tau_1 \tau_2 s^2 + \tau_1 s + 1}, \quad (3.3)$$

及  $\tau_1 = \frac{GD^2}{375m_1}$ ,  $\tau_2 = \frac{R_a T_a}{m_2 C_e}$  分别为  $\hat{M}_f$  及  $\hat{n}$  子观测器的极点的负倒数, 而  $A_\psi$ ,  $B_\psi$ ,  $C_\psi$ ,  $D_\psi$

详见文献 [6], 这里从略.

## 2. 对象参数波动造成失稳的物理解释

如图 4 所示, 对象参数波动若导致  $\hat{M}_f(s)$ ,  $\hat{n}(s)$  中含有输出状态及其有关成分时, 将经过  $u(s)$  而影响系统的稳定性. 应指出若在  $u_H(s)$  及  $u_1(s)$  中含输出量的正反馈成分时, 系统的稳定性将随着相应参数摄动幅度的增长而恶化, 这就是系统失稳的主要因素. 分析和仿真也表明,  $u_H(s)$  信道是导致系统失稳的主要通道.

## 3. 分析和估算

模拟机仿真表明, 系统的稳定性对电枢电阻  $R_a$  的减小十分敏感, 当对象的  $(\delta R_a / R_a)$  为  $-20\%$  左右, 在  $H(s) = h_0$  时, 系统开始持续振荡, 而这个参数沿正方向加大到额定值

的 300% (LQSF 的稳定边界) 时, 系统仍保持稳定. 由 (3.3) 知与  $R_a$  有关的  $G(s)$  元素为  $g_{11}(s)$  及  $g_{21}(s)$ , 下面分步进行讨论:

1)  $\delta R_a$  对  $u(s)$  的影响

$\delta R_a$  对  $\hat{M}_{fi}(s)$  的作用: 由 (3.3) 及  $\hat{M}_{fi}(s) = g_{11}(s)I(s)$ , 两边对  $R_a$  及  $\hat{M}_{fi}(s)$  取全微分, 整理得

$$\delta M_{fi}(s) = \frac{m_1 R_a}{C_e} \left( \frac{\delta R_a}{R_a} \right) \left( \frac{\tau_1 s}{\tau_1 \tau_2 s^2 + \tau_1 s + 1} \right) I(s) = W_{11}(s) I(s), \quad (3.4)$$

当  $H(s) = h_0 = \frac{1}{C_m} \left( k_2 + \frac{R_a}{K_V} \right)$  时, 有

$$\begin{aligned} \delta u_H(s) &= h_0 \delta \hat{M}_{fi}(s) = \frac{m_1 R_a}{C_e C_m} \left( k_2 + \frac{R_a}{K_V} \right) \left( \frac{\delta R_a}{R_a} \right) \left( \frac{\tau_1 s}{\tau_1 \tau_2 s^2 + \tau_1 s + 1} \right) I(s) \\ &= h_0 W_{11}(s) I(s) \end{aligned} \quad (3.5)$$

这里, 在 (3.5) 的推导过程中,  $\delta u_H(s)$  的另一分量  $\hat{M}_{fi}(s) \delta h_0$  中不含状态  $I(s)$  及  $V(s)$ , 故仅影响静差, 在分析稳定性时, 可以略去.

$\delta R_a$  对  $\hat{n}_i(s)$  的作用: 由 (3.3) 及  $\hat{n}_i(s) = g_{21}(s)I(s)$ , 两边对  $R_a$  及  $\hat{n}_i(s)$  取全微分, 得

$$\delta \hat{n}_i(s) = -\frac{R_a}{C_e} \left( \frac{\delta R_a}{R_a} \right) \left( \frac{\tau_1 s + 1}{\tau_1 \tau_2 s^2 + \tau_1 s + 1} \right) I(s) = W_{21}(s) I(s). \quad (3.6)$$

故有

$$\begin{aligned} \delta u_1(s) &= (-k_1) \delta \hat{n}_i(s) = \frac{k_1 R_a}{C_e} \left( \frac{\delta R_a}{R_a} \right) \left( \frac{\tau_1 s + 1}{\tau_1 \tau_2 s^2 + \tau_1 s + 1} \right) I(s) \\ &= -k_1 W_{21}(s) I(s) \end{aligned} \quad (3.7)$$

合并 (3.5) 及 (3.7) 式, 可得  $\delta R_a$  对  $u(s)$  的总影响:

$$\begin{aligned} \delta u_0(s) &= \delta u_H(s) + \delta u_1(s) \\ &= \left\{ \left[ \frac{m_1 R_a}{C_e C_m} \left( k_2 + \frac{R_a}{K_V} \right) + \frac{k_1 R_a}{C_e} \right] \tau_1 s + \frac{k_1 R_a}{C_e} \right\} \left( \frac{\delta R_a}{R_a} \right) \frac{I(s)}{\tau_1 \tau_2 s^2 + \tau_1 s + 1} \\ &= m \left( \frac{\delta R_a}{R_a} \right) \frac{\left( \frac{l}{m} + 1 \right) \tau_1 s + 1}{\tau_1 \tau_2 s^2 + \tau_1 s + 1} I(s) \end{aligned} \quad (3.8)$$

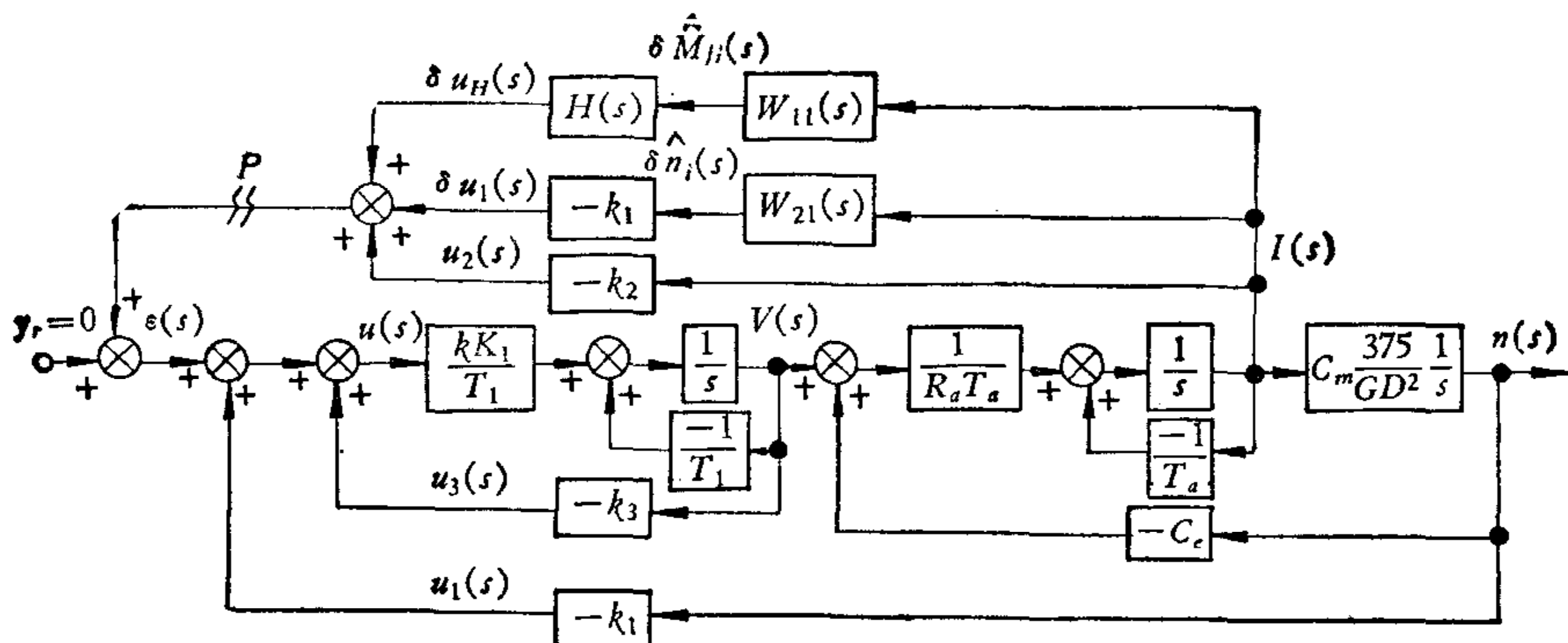


图5  $R_a$  参数相对扰动下, 系统的等效结构



$$\text{其中 } l = \frac{m_1 R_a}{C_e C_m} \left( k_2 + \frac{R_a}{K_v} \right), m = \frac{k_1 R_a}{C_e}, K_v = \frac{k K_1}{1 + k K_1 k_3}.$$

2) 由  $\delta R_a$  引起  $\delta u(s)$  和稳定性的关系

在  $\delta R_a \neq 0$  时, 系统的稳定性可由图 5 来描述. 从图 5 中的  $P$  点断开, 可得系统开环传递函数

$$W(s) = \frac{I(s)}{\varepsilon(s)} \frac{\delta u_0(s) + u_2(s)}{I(s)}, \quad (3.9)$$

其中对象部分为

$$\frac{I(s)}{\varepsilon(s)} = \frac{\frac{K_v}{R_a} s}{\frac{K_v K_n}{T_m} \left( \frac{T_1'}{K_v K_n} s + 1 \right) + s(T_1' s + 1)(T_a s + 1)}, \quad (3.10)$$

把 (3.8) 及 (3.10) 代入 (3.9), 有

$$W(s) = \frac{\frac{K_v}{R_a} \left[ m \left( \frac{\delta R_a}{R_a} \right) \frac{\left( \frac{l}{m} + 1 \right) \tau_1 s + 1}{\tau_1 \tau_2 s^2 + \tau_1 s + 1} - k_2 \right] s}{\frac{K_v K_n}{T_m} \left( \frac{T_1'}{K_v K_n} s + 1 \right) + s(T_1' s + 1)(T_a s + 1)}. \quad (3.11)$$

因此, 对于图 5 的带电流正反馈的闭环系统, 只要式 (3.11) 所对应的乃氏轨线包围  $(+1, j0)$  点, 系统就不稳定; 当穿过该点时, 为临界稳定. 据此可以求出临界稳定参数  $(\delta R_a / R_a)_{cr}$  来.

3) 参数估算举例: 用文献 [6] 中的数据可以得到 (3.11) 中的参数为

$$T_1' = \frac{T_1}{1 + k K_1 k_3} = \frac{1/150}{1 + 5 \times 20 \times 0.01} = \frac{1}{300} \text{ 秒}, T_a = \frac{1}{20} \text{ 秒},$$

$$K_v = \frac{k K_1}{1 + k K_1 k_3} = \frac{5 \times 20}{1 + 5 \times 20 \times 0.01} = 50, T_m = \frac{GD^2}{375} \frac{R_a}{C_e C_m} = 0.175 \text{ 秒},$$

$$K_n = \frac{1}{K_v} + \frac{k_1}{C_e} = \frac{1}{50} + \frac{0.01}{0.12} = 0.103, k_2 = 0.32,$$

$$\tau_1 = \frac{1}{25} \text{ 秒}, \tau_2 = \frac{1}{100} \text{ 秒}, m = \frac{k_1 R_a}{C_e} = \frac{0.01 \times 3.8}{0.12} = 0.315,$$

$$l = \frac{m_1 R_a}{C_e C_m} \left( k_2 + \frac{R_a}{K_v} \right) = \frac{0.0166 \times 3.8}{(0.12)^2} \left( 0.32 + 3.8 \times \frac{1}{50} \right) = 1.76.$$

此外, 式 (3.10) 的特征方程为:

$$D(s) = s^3 + 320s^2 + 6000s + 180000 \\ \approx (s + 302)(s + 9 + j22.6)(s + 9 - j22.6) \quad (3.12)$$

代入参数后, 式 (3.10) 成为:

$$\frac{I(s)}{\varepsilon(s)} = \frac{\frac{50}{3.8} s}{\frac{50 \times 0.103}{0.175} \left( \frac{s}{302} + 1 \right) (T_0^2 s^2 + 2\xi_0 T_0 + 1)}$$

$$= \frac{0.45s}{\left(\frac{s}{302} + 1\right)(T_0^2 s^2 + 2\xi_0 T_0 s + 1)} \quad (3.13)$$

其中:  $T_0 = \frac{1}{24.6}$  秒,  $\xi_0 = 0.365$ .

显然使 (3.10) 经电流闭环而失稳的摄动电流反馈必须是正的. 由乃氏判据可知此临界电流正反馈系数为:

$$k'_2 = \left| \frac{I(j\omega_0)}{\varepsilon(j\omega_0)} \right|^{-1} \quad (3.14)$$

$\omega_0$  为式 (3.10) 相频为  $0^\circ$  时的角频率. 在本例中  $\omega_0 \doteq 24.6$  1/秒, 此时的  $k'_2 = (0.45 \times 24.6)^{-1} = 0.09$  (模拟机仿真结果为  $k'_{2\text{仿}} = 0.07$ ).

观察 (3.11) 式的分子部分知, 当  $\omega'_0 = (1/\tau_1\tau_2)^{1/2} = 50$  1/秒附近时,

$$\left[ \left( \frac{l}{m} + 1 \right) \tau_1(j\omega) + 1 \right] / [\tau_1\tau_2(j\omega)^2 + \tau_1(j\omega) + 1]$$

的相频为  $0^\circ$ . 若  $\omega'_0$  和  $\omega_0$  数值相近, 就可直接由 (3.11) 求出临界摄动值  $(\delta R_a/R_a)_{cr}$ . 但当  $\omega = \omega_0 \sim \omega'_0 (= 24.6 \sim 50$  1/秒) 之间时, 必有某一值  $\omega_m$ , 同时存在一个  $(\delta R_a/R_a)_m$ , 使 (3.11) 式的  $W(j\omega)$  相频为  $0^\circ$ , 模数为 +1. 此时式中右边第一项的矢量是滞后的, 第二项是超前的. 因此认为在  $\omega = \omega_0 \sim \omega'_0$  这一频段之内, 式 (3.11) 右项两个因式各自的相频均在  $0^\circ$  左右, 是允许的.

在子观测器的极点  $-\frac{1}{\tau_1}$  及  $-\frac{1}{\tau_2}$  选定之后, 只要满足

$$\left( \frac{\delta R_a}{R_a} \right)_{cr} \left( \frac{l}{m} + 1 \right) m - k_2 = k'_2 \quad (3.15)$$

则式 (3.11) 的乃氏轨线临界稳定. 式中:  $k_2 = 0.32$  (为最优状态反馈系数),  $k'_2 = 0.09$ . 由此得:

$$\left( \frac{\delta R_a}{R_a} \right)_{cr} = (k'_2 + k_2) \frac{1}{l + m} = \frac{0.41}{l + m} \quad (3.16)$$

计算结果列于表一.

表 1  $R_a$  摄动稳定域(按式 (3.16) 计算结果和仿真结果对比)

No.	$\hat{M}_f, \hat{n}$ 组合观测器的参数		对象参数相对摄动临界值 $(\delta R_a/R_a)_{cr}\%$							
	$\tau_1$ (秒)	$\tau_2$ (秒)	$l$	$m$	$l + m$	$\omega'_0$	$\hat{n}$ 反 馈		$n$ 反 馈	
							计 算	仿 真	计 算	仿 真
1	1/5	1/20	0.35	0.315	0.67	10	-61	-50	-117	-
2	1/15	1/60	1.05	0.315	1.37	30	-30	-23	-39	-26
3	1/25	1/100	1.76	0.315	2.06	50	-20	-18	-23.2	-25

注: (i) 按 (3.16) 计算的  $(\delta R_a/R_a)_{cr}$  为  $\hat{n}$  反馈情况, 当  $m = 0$  时, 则为  $n$  反馈结构下的值.

(ii) 据参数相对摄动原则, 由 (3.16) 计算出的  $(\delta R_a/R_a)_{cr}$  为正数时, 对象的实际电阻波动方向应相反, 故表中记作负值.

(iii) 仿真时仅改变对象的  $R_a$ .

由表一可以看出:

1) 随着  $\omega'_0 = (1/\tau_1\tau_2)^{1/2}$  的增大,  $(\delta R_a/R_a)_{cr}$  稳定域不断缩小, 说明外扰观测器的快速性和系统的鲁棒性是相矛盾的.

2) 因为  $\omega_0 = 24.6$  1/秒与  $\omega'_0 = 10, 30, 50$  1/秒之间相差均在 2 倍频程左右, 故本估算方法和仿真结果比较接近, 在工程上有参考价值.

3)  $(\delta R_a/R_a)_{cr}$  取值越大, 计算结果的误差也越大, 这是一阶增量近似方法固有的性质.

#### 4. 参数波动对静差的影响

图 4 稳态时, 把电压环用  $K_V$  等效, 可得图 6.

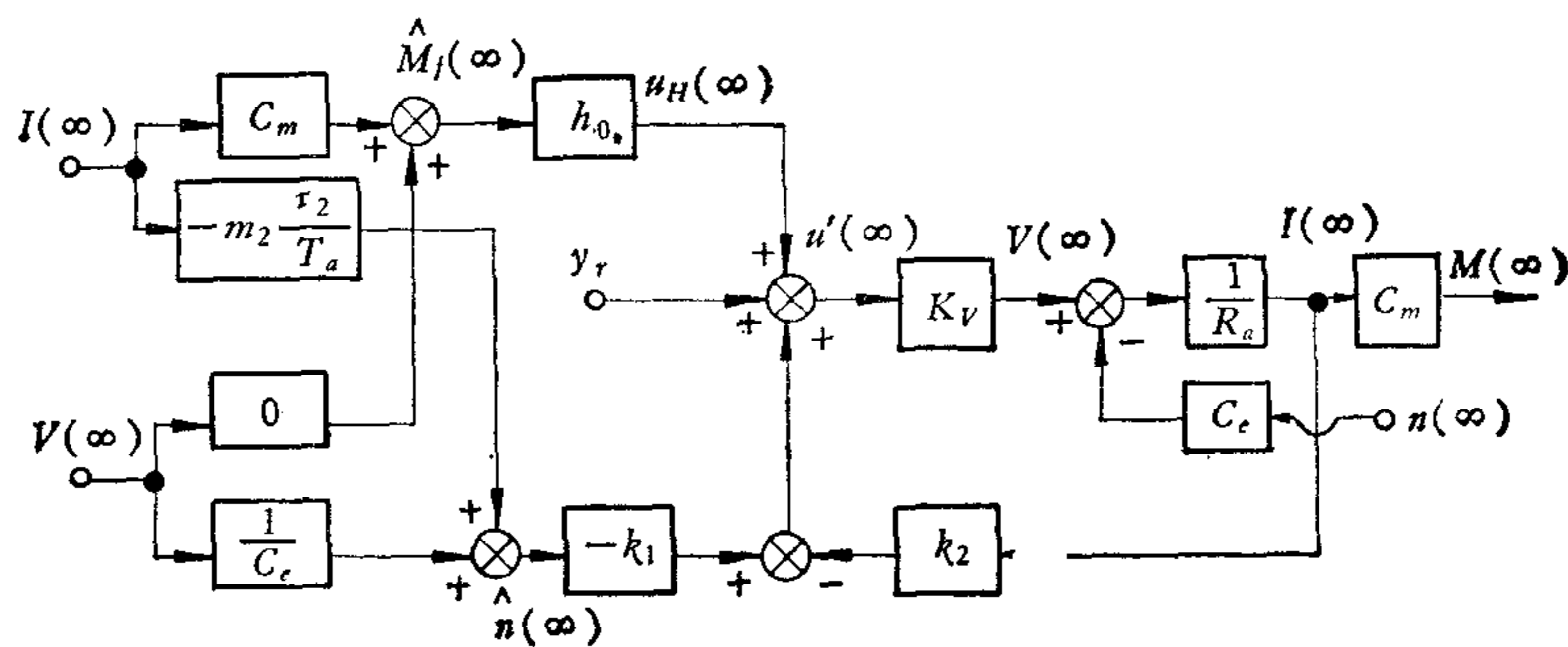


图 6 图 2 所示系统的稳态框图

此时在等效电压环入口处的稳态综合控制信号  $u'(\infty)$  可写成下式:

$$\begin{aligned} u'(\infty) &= (y_r - k_2 I) - k_1 \frac{V}{C_e} + k_1 m_2 \frac{\tau_2}{T_a} I + C_m h_0 I \\ &= (y_r - k_2 I) - k_1 \frac{V}{C_e} + k_1 \frac{R_a I}{C_e} + \left( k_2 + \frac{R_a}{K_V} \right) I \\ &= y_r - \frac{k_1}{C_e} (V - I R_a) + \frac{1}{K_V} R_a I = (y_r - k_1 n) + \frac{1}{K_V} R_a I \end{aligned} \quad (3.17)$$

由式 (3.16) 可见, 当  $I(\infty) = 0$  (空载),  $u'(\infty) = y_r - k_1 n(\infty)$ , 加到等效放大器入口, 经受控对象而产生  $n(\infty)$  信号. 当  $I(\infty) = I_L = \text{常值}$  时,

$$u'(\infty) = (y_r - k_1 n) + \frac{1}{K_V} R_a I_L,$$

这里增加的控制信息  $\frac{1}{K_V} R_a I_L$  在对象中产生一个电压增量, 恰好来抵消电阻压降  $R_a I_L$ , 余下的产生  $n(\infty)$  信号, 显见此时  $I_L$  并不影响  $n(\infty)$  值, 故有无静差之结论. 当对象参数  $GD^2$ 、 $C_e = C_m$ 、 $L_a$  波动时, 按参数相对摄动原理, 等价于观测器的参数波动, 显见式 (3.17) 不受其影响, 故系统仍保持无静差的性质; 不难看出, 当  $K_V$  或  $R_a$  变化时, 系统则将出现静差.

#### 5. $\hat{M}_l, \hat{n}$ 观测器的参数整定方法

由式 (3.16) 可知  $(\delta R_a/R_a)$  的下临界值随  $l = \frac{m_1 R_a}{C_e C_m} \left( k_2 + \frac{R_a}{K_V} \right)$  的增大而减小; 由



表一知,当  $\omega'_0=(1/\tau_1\tau_2)^{1/2}$  及  $\tau_1 = \frac{GD^2}{375m_1}$  中的  $m_1$  加大(即  $\tau_1$  减小)时,  $(\delta R_a/R_a)_{cr}$  缩小. 所以我们得到一个十分重要的结论: 外扰子观测器的响应速度越快,  $R_a$  的稳定域就越小, 亦即系统的鲁棒性越差. 把  $l, m$  和  $\tau_1$  的关系式代入 (3.15), 可得出  $\tau_1$  和  $(\delta R_a/R_a)_{cr}$  的关系式

$$\left(\frac{\delta R_a}{R_a}\right)_{cr} = \frac{\tau_1 C_e (k_2 + k'_2)}{\left(\frac{GD^2}{375} \cdot \frac{k_2 + \frac{R_a}{K_V}}{C_m} + k_1 \tau_1\right) R_a} \quad (3.18)$$

可见,当  $\tau_1 \rightarrow 0$  时,  $(\delta R_a/R_a)_{cr} \rightarrow 0$ . 就是说, 如果把外扰观测器的响应速度设计得尽量快, 这类闭环系统的稳定性就变得很差, 甚至不可能稳定. 物理实验也已经证实了这一点. 因此在调整观测器的参数时, 首先应折衷选择观测器的极点, 以兼顾快速性和稳定域宽度的要求, 再对稳定性敏感的参数(如  $R_a$ ) 实行“预偏置”调整, 使该参数的实际波动值完全落在该稳定域内(图 7).

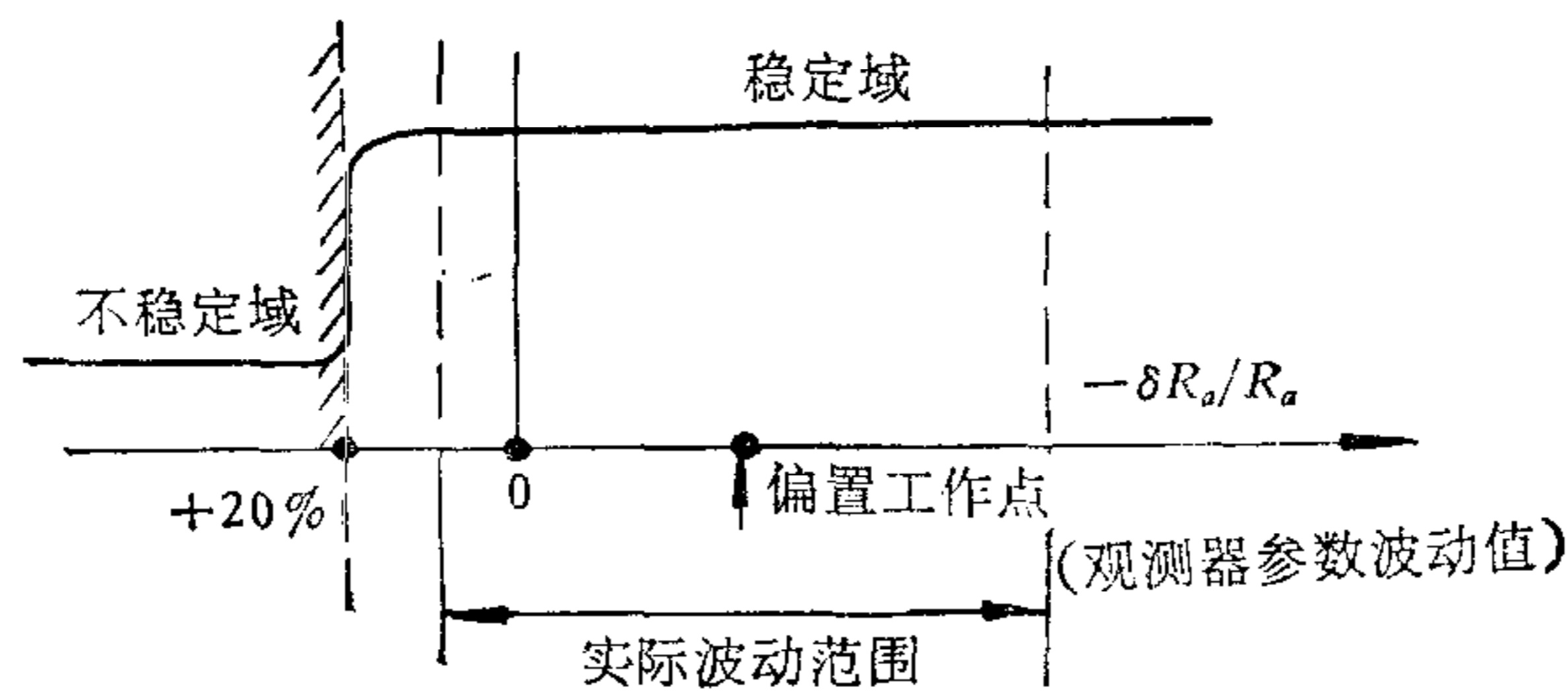


图 7 参数  $R_a$  的“预偏置”调整

模拟机仿真和分析均表明对观测器的  $R_a$  及  $L_a$  均需“预偏置”处理. 即在调整观测器时, 预先把某些参数调得比其标称值低一个百分数, 使实际参数波动范围都落在这一参数的稳定域内. 而观测器中  $R_a$  的降低会加大静差, 因此对静差要求高的系统, 速度调节器应选用积分型 LQSF 系统. 这种外扰观测器的作用, 只是减小动态速降. 至于对象的其它参数, 实际波动范围一般均可在稳定域内, 故调整时不作特殊处理.

## 四、结 束 语

(1) 本文对带观测器外扰补偿器的双通道系统鲁棒性的参数相对摄动法的研究, 可以得出明确的物理概念和简单(线性关系)的计算方法. 所得的参数稳定域和模拟机仿真结果比较吻合.

(2) 用参数相对摄动法分析对象参数波动对系统静差的影响, 直观简单. 所得结果和仿真结果一致.

(3) 通过对鲁棒性的讨论, 对文献 [6] 的双通道系统的外扰观测器提出了整定方法——快速性折衷, 并对文献 [6] 稳定性敏感参数 ( $R_a, L_a$ ) 的“预偏置”提出调整方法, 从而解决了这类系统的调整方法问题.

(4) 仿真结果表明,文献[5]中的双通道系统有更高的鲁棒性。只要适当地选取  $m_1$ ,就可获得好的实际效果。它不仅可用于 LQSF 系统,也可以用于其它调速系统及随动系统。

### 参 考 文 献

- [1] Fortmann, T. E., Hitz, K. L., An Introduction to Linear Control Systems, MARCEL DEKKER, INC. (1977), 544.
- [2] Patel, R. V., Toda, M., Shridbar, B., Robustness of Linear Quadratic State Feedback Design in Presence of System Uncertainty, *IEEE Trans. Autom. Cont.*, AC-22 (1977), 945—949.
- [3] Doyle, J. C., Stein, G., Robustness with Observers, *IEEE Trans. Autom. Cont.*, AC-24 (1979), 607—611.
- [4] Safanov, M. G., Athans, M., Gain and Phase Margin for Multiloop LQG Regulators, *IEEE Trans. Autom. Cont.*, AC-22 (1977), 173—179.
- [5] 高龙、熊光楞、梁德全, 状态观测器在调速系统中的应用, 清华大学学报, 第20卷第4期, (1980), 33—46。
- [6] Gao Long, Xiong Guangleng, Chen Wende and Liang Dequan, A New Structure of State Observers and Its Application, Preprints of the IFAC 8th World Congress, (1980).

## ROBUSTNESS OF DOUBLE-CHANNEL LQSF SPEED CONTROL SYSTEM WITH OBSERVER-BASED DISTURBANCE COMPENSATOR

GAO LONG    XIONG GUANGLENG  
(*Qinghua University*)

### ABSTRACT

The stability of an external disturbance observer-based double-channel control system would be decreased sharply when plant parameter is varied. Based on the results from analog computer simulation, the stable parameter region of a double-channel speed control system is discussed, and an engineering estimation method, named "parameter relative perturbation method", is proposed to find the relation between plant parameters variation and system stability. This method can also be used to analyse the effect of plant parameters perturbation on system static error. The parameter adjustment procedure of the disturbance observers is also discussed.