

强抗扰恒值系统的逆 LQ 设计

高 龙 王 幼 毅

(清 华 大 学)

摘 要

本文着重讨论标量恒值系统在物理约束下的动态抗扰控制问题,提出一种能有效提高系统动态抗扰能力的控制装置——瞬态补偿器;介绍了一种基于 LQ 最优控制逆问题的强抗扰(指在一类外扰作用下动态误差小,且具有输出调节性质)控制器设计方法。通过对一调速系统的实例研究,表明这种控制器可以大幅度地改善动态速降;无静差且稳定性充裕;物理实验结果满意。

一、前 言

许多恒值系统要求尽可能不受外扰的影响,包括稳态和动态过程。文献 [1—4] 讨论过这方面的有关问题。对于考虑物理约束及工程系统的特点抑制动态扰动误差的讨论则比较少见。本文中,利用反馈控制提高标量恒值系统动态抗扰能力的基本规律,在物理限制的前提下提出了“瞬态补偿器”,将其与伺服补偿器^[2]结合,构成了增广型鲁棒控制器,可使系统具有强抗扰的能力。

二、强抗扰控制的基本原理

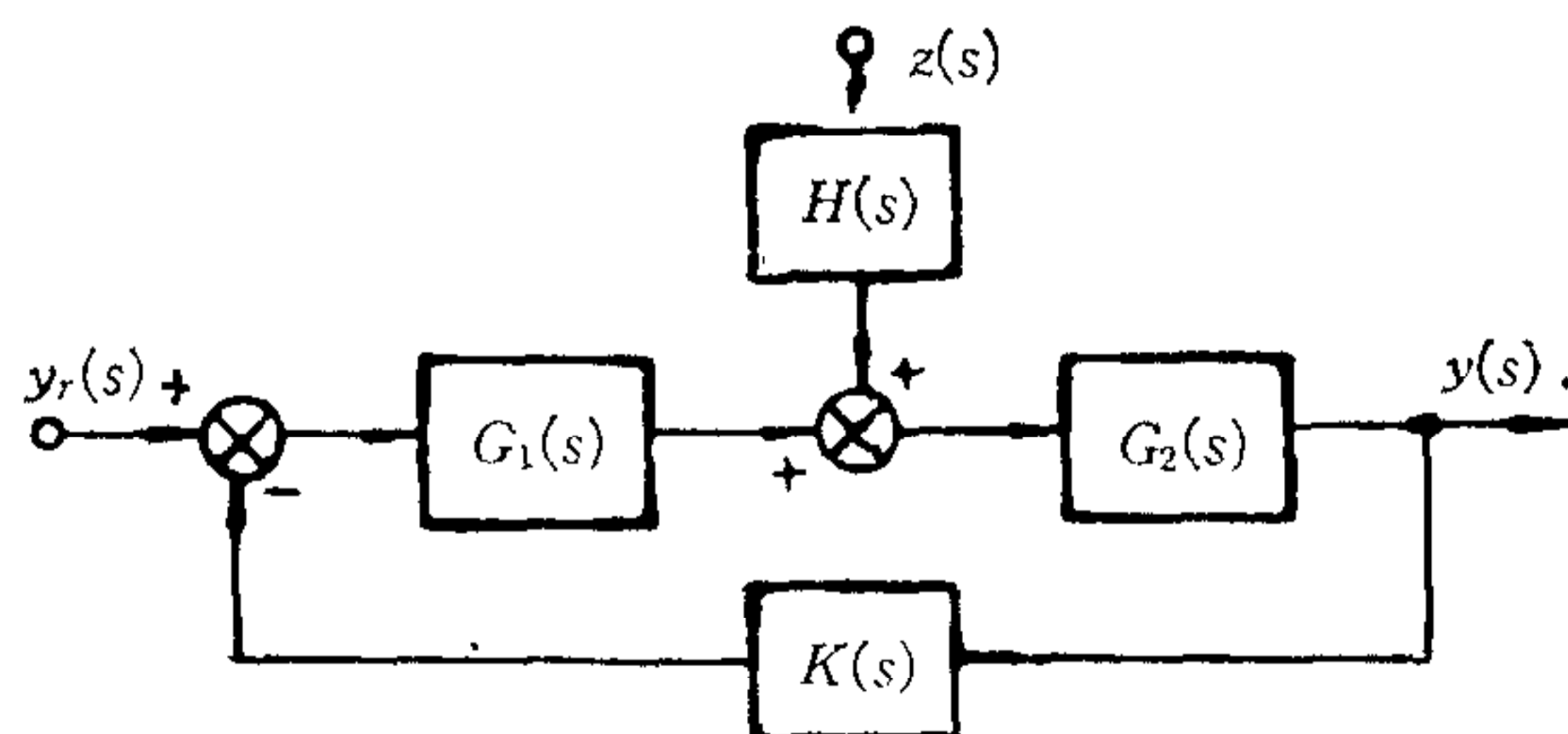


图 1 受扰恒值系统

图 1 示出一单输入恒值系统,受有标量扰动 $z(s)$ (可由多项式描述)。 $y(s)$ 为输出,而 $y_r(s) = y_r/s$ 为常值输入。由于 $y(s)/z(s) = H(s)G_2(s)[1 + K(s)G_1(s)G_2(s)]^{-1}$,如果在决定过渡过程的中频区内有 $|K(j\omega)G_1(j\omega)G_2(j\omega)| \gg 1$,则有 $y(s)/z(s) \doteq$

$H(s)[K(s)G_1(s)]^{-1}$, 说明只要尽可能地加强 $K(j\omega)$ 及 $G_1(j\omega)$ 在中频区的幅度, 就可有力地抑制外扰 $z(s)$ 对输出的动、静态影响, 由此可见在比例型反馈控制器的幅度受到物理约束, 而在噪声方面尚有余地的情况下, 增设隔直型反馈通道是合乎逻辑的. 分析表明这种隔直网络作用在靠外扰作用点最近的物理量¹⁾(或状态)上最明显, 这里称之为“瞬态补偿器”. 它的反馈强度上限取决于噪声电平. 根据外扰 $z(s)$ 的模型, 设置伺服补偿器^[2], 以实现输出调节, 这样就构成了强抗扰控制器. 最简单而有效的瞬态补偿器可由 $z(s)$ 作用点相邻的左、右两个物理量 y_{l1} , y_{r1} , 经过各自的隔直网络进行强的反馈而构成(计算方法将在第三节介绍).

考虑一般工业单输入调节系统的物理状态方程和输出方程

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}}(t) &= A\mathbf{x}(t) + \mathbf{b}u(t) + \mathbf{h}z(t), \\ y(t) &= \mathbf{c}\mathbf{x}(t).\end{aligned}\quad (1)$$

设馈入两个瞬态补偿器的物理量为

$$\begin{bmatrix} y_{r1}(t) \\ y_{l1}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{c}_{r1} \\ \mathbf{c}_{l1} \end{bmatrix} \mathbf{x}(t)\quad (2)$$

可直接测得(或经观测器估计出来). 再设两个隔直网络的传递函数分别为 $\beta_{r1} \frac{\tau_{r1}s}{\tau_{r1}s + 1}$ 及 $\beta_{l1} \frac{\tau_{l1}s}{\tau_{l1}s + 1}$, 其状态为 $\phi_{r1}(t)$ 及 $\phi_{l1}(t)$, 那么瞬态补偿器的状态方程就可写作

$$\begin{aligned}\begin{bmatrix} \dot{\phi}_{r1}(t) \\ \dot{\phi}_{l1}(t) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \frac{-1}{\tau_{r1}} & 0 \\ 0 & \frac{-1}{\tau_{l1}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{r1}(t) \\ \phi_{l1}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \beta_{r1}\mathbf{c}_{r1} \\ \beta_{l1}\mathbf{c}_{l1} \end{bmatrix} A\mathbf{x}(t) \\ &+ \begin{bmatrix} \beta_{r1}\mathbf{c}_{r1} \\ \beta_{l1}\mathbf{c}_{l1} \end{bmatrix} \mathbf{b}u(t) + \begin{bmatrix} \beta_{r1}\mathbf{c}_{r1} \\ \beta_{l1}\mathbf{c}_{l1} \end{bmatrix} \mathbf{h}z(t).\end{aligned}\quad (3)$$

式中 $\beta_{r1} > 0$ (负反馈), $\beta_{l1} < 0$ (正反馈).

当 $z(t)$ 为一类可由多项式描述的标量外扰时, 伺服补偿器可由下式给出^[2]

$$\dot{\boldsymbol{\xi}}(t) = E\boldsymbol{\xi}(t) + \boldsymbol{\gamma}(\alpha y(t) - y_r) = E\boldsymbol{\xi}(t) + \boldsymbol{\gamma}(\alpha \mathbf{c}\mathbf{x}(t) - y_r).\quad (4)$$

其中 $\boldsymbol{\xi} \in R^q$ 为状态; q 为 E 的特征多项式的次数; $E \in R^{q \times q}$; $\boldsymbol{\gamma} \in R^q$; α 为衰减系数(标量), 且知 $\{E, \boldsymbol{\gamma}\alpha\mathbf{c}\}$ 能控.

由式(1)–(4)可得增广受控对象 $\{\bar{A}, \bar{\mathbf{b}}, \bar{\mathbf{c}}\}$ 的状态方程:

$$\begin{bmatrix} \dot{\mathbf{x}}(t) \\ \dot{\phi}_{r1}(t) \\ \dot{\phi}_{l1}(t) \\ \dot{\boldsymbol{\xi}}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & 0 & 0 & 0 \\ \beta_{r1}\mathbf{c}_{r1}A & \frac{-1}{\tau_{r1}} & 0 & 0 \\ \beta_{l1}\mathbf{c}_{l1}A & 0 & \frac{-1}{\tau_{l1}} & 0 \\ \boldsymbol{\gamma}\alpha\mathbf{c} & 0 & 0 & E \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}(t) \\ \phi_{r1}(t) \\ \phi_{l1}(t) \\ \boldsymbol{\xi}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{b} \\ \beta_{r1}\mathbf{c}_{r1}\mathbf{b} \\ \beta_{l1}\mathbf{c}_{l1}\mathbf{b} \\ 0 \end{bmatrix} u(t)$$

1) 应指出, 在 $z(s)$ 作用点之前(左)的瞬态补偿器只能是正反馈形式的, 以抵消原有比例负反馈对 $G_1(s)$ 的压制作用; 在更一般的情况下, $G_1(s)$ 的改造也可是负反馈型的, 则左瞬态补偿器可不用.

$$+ \begin{bmatrix} \mathbf{h} \\ \beta_{r_1} \mathbf{c}_{r_1} \mathbf{h} \\ \beta_{l_1} \mathbf{c}_{l_1} \mathbf{h} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} z(t), \quad y(t) = \mathbf{c} \mathbf{x}(t). \quad (5)$$

定理 1. 增广受控对象 (5) 能控且能观测的充分必要条件为下列条件同时满足

1° $[A \ \mathbf{b}]$ 能控;

2° $\tau_{r_1} \neq \tau_{l_1}$;

3° 秩 $\begin{bmatrix} A - \lambda I_n & \mathbf{b} \\ \mathbf{c}_{r_1} & 0 \end{bmatrix} = n + 1, \quad \forall \lambda \in \left\{ \frac{-1}{\tau_{r_1}} \right\};$

4° 秩 $\begin{bmatrix} A - \lambda I_n & \mathbf{b} \\ \mathbf{c}_{l_1} & 0 \end{bmatrix} = n + 1, \quad \forall \lambda \in \left\{ \frac{-1}{\tau_{l_1}} \right\};$

5° 秩 $\begin{bmatrix} A - \lambda I_n & \mathbf{b} \\ \mathbf{c} & 0 \end{bmatrix} = n + 1, \quad \forall \lambda \in \sigma(E); \quad (6)$

6° $[\mathbf{c} \ A]$ 能观测.

证明. 根据 PBH 秩检验方法^[5], 知式 (5) 能控的充要条件是对所有的 λ , 有

$$\text{秩} \begin{bmatrix} A - \lambda I_n & \mathbf{0} & \mathbf{0} & 0 & \mathbf{b} \\ \beta_{r_1} \mathbf{c}_{r_1} A & \frac{-1}{\tau_{r_1}} - \lambda & 0 & \mathbf{0} & \beta_{r_1} \mathbf{c}_{r_1} \mathbf{b} \\ \beta_{l_1} \mathbf{c}_{l_1} A & 0 & \frac{-1}{\tau_{l_1}} - \lambda & \mathbf{0} & \beta_{l_1} \mathbf{c}_{l_1} \mathbf{b} \\ \boldsymbol{\gamma} \mathbf{a} \mathbf{c} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & E - \lambda I_q & \mathbf{0} \end{bmatrix} = n + 2 + q. \quad (7)$$

由文献 [2] 知, 伺服补偿器的极点全不稳定, 而 (3) 式中的 τ_{r_1} 及 τ_{l_1} 全大于零, 故有

$$\left\{ \frac{-1}{\tau_{r_1}}, \frac{-1}{\tau_{l_1}} \right\} \cap \sigma(E) = \phi. \quad (8)$$

在这个条件下, 式 (7) 的成立等价于

(i) 秩 $[A - \lambda I_n \ \mathbf{b}] = n, \quad \forall \lambda$ (即 $\{A, \mathbf{b}\}$ 能控);

(ii) $\tau_{r_1} \neq \tau_{l_1}$;

(iii) 秩 $\begin{bmatrix} A - \lambda I_n & \mathbf{b} \\ \beta_{r_1} \mathbf{c}_{r_1} A & \beta_{r_1} \mathbf{c}_{r_1} \mathbf{b} \end{bmatrix} = n + 1, \quad \forall \lambda \in \left\{ \frac{-1}{\tau_{r_1}} \right\};$

(iv) 秩 $\begin{bmatrix} A - \lambda I_n & \mathbf{b} \\ \beta_{l_1} \mathbf{c}_{l_1} A & \beta_{l_1} \mathbf{c}_{l_1} \mathbf{b} \end{bmatrix} = n + 1, \quad \forall \lambda \in \left\{ \frac{-1}{\tau_{l_1}} \right\};$

(v) 秩 $\begin{bmatrix} A - \lambda I_n & \mathbf{b} & \mathbf{0} \\ \boldsymbol{\gamma} \mathbf{a} \mathbf{c} & \mathbf{0} & E - \lambda I_q \end{bmatrix} = n + q, \quad \forall \lambda \in \sigma(E).$

再利用

$$\begin{bmatrix} A - \lambda I_n & \mathbf{b} \\ \beta_j \mathbf{c}_j A & \beta_j \mathbf{c}_j \mathbf{b} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_n & \mathbf{0} \\ \beta_j \mathbf{c}_j & \lambda \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A - \lambda I_n & \mathbf{b} \\ \beta_j \mathbf{c}_j & 0 \end{bmatrix}, \quad j = r_1, l_1, \quad (9)$$

可知条件 (iii), (iv) 和条件 3°, 4° 等价.

再由

$$\begin{bmatrix} A - \lambda I_n & \mathbf{b} & \mathbf{0} \\ \boldsymbol{\gamma} \boldsymbol{\alpha} \mathbf{c} & \mathbf{0} & E - \lambda I_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_n & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \boldsymbol{\gamma} \boldsymbol{\alpha} & E - \lambda I_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A - \lambda I_n & \mathbf{b} & \mathbf{0} \\ \mathbf{c} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & I_q \end{bmatrix}, \quad (10)$$

由文献[2]知, 伺服补偿器(4)在构造上保证了 $[\boldsymbol{\gamma} \boldsymbol{\alpha} E]$ 能控. 运用 Sylvester 不等式可知条件(v)与条件 5° 等价. 至此得证(5)式能控的充要条件是条件 1° 至 5° 同时成立. 因式(3), (4)本身在构造上是能观的, 故条件 6° 和(5)式的能观测性等价.

三、LQ 逆问题设计方法

如果增广受控对象(5)满足定理 1, 则存在状态反馈增益阵

$$\bar{\mathbf{k}} = [\mathbf{k}, k_{\psi_{r_1}}, k_{\psi_{l_1}}, \mathbf{k}_\xi]. \quad (11)$$

式中 $\mathbf{k}, k_{\psi_{r_1}}, k_{\psi_{l_1}}, \mathbf{k}_\xi$ 分别表示对象、两个瞬态补偿器和伺服补偿器的反馈增益阵, 以任意配置闭环系统的极点.

按照前述的强抗扰控制原则, \mathbf{k} 中的主要元素应取为物理极限; $k_{\psi_{r_1}}, k_{\psi_{l_1}}$ 应取为噪声上限; 而 \mathbf{k}_ξ 则可灵活选取. 即使如此, 满足一定品质指标的解(例如在给定 Q, R 下的二次型最优解)也未必存在, 此时应放宽对强抗扰控制的要求进行求解. 可以看出, 这里对 $\bar{\mathbf{k}}$ 中某些元素的取值有明确的要求, 而对于 Q, R 则不然. 显然, 采用 LQ 逆问题求 $\bar{\mathbf{k}}$ 的最优解 $\bar{\mathbf{k}}^*$ 是适宜的.

LQ 逆问题的设计方法文献[6]已给出: $\bar{\mathbf{k}}$ 为线性最优反馈增益阵的充要条件是

$$1^\circ \text{ 闭环系统的特征多项式 } \varphi_k(s) \text{ 稳定}; \quad (12)$$

$$2^\circ \Psi(\omega^2) \triangleq |\varphi_k(j\omega)|^2 - |\varphi(j\omega)|^2 \text{ 为非负多项式}, \quad (13)$$

其中 $\varphi(s)$ 为系统的开环多项式.

条件 1° 可按 Routh 稳定判据检验; 条件 2° 则可照文献[7]给出的充分条件进行:

$$\Psi(\omega^2) \text{ 非负} \iff (i) \text{ 常数项 } a_0 \geq 0, \text{ 且最高项 } a_{2(n-1)} > 0;$$

$$(ii) \text{ 多项式 } \Psi(\omega^2) \text{ 的 Routh 表第一列改号 } (n-2) \text{ 次(式中 } n \text{ 为系统的次数)} \quad (14)$$

称满足(12)–(14)式的 $\bar{\mathbf{k}}$ 为 $\bar{\mathbf{k}}^*$. 这一设计方法可用计算机 LQ 逆问题设计流程图表示(从略).

四、应用举例——强抗扰调速系统

以文献[8]中的直流调速系统为例, 讨论强抗扰调速系统的设计问题. 电机及其它参数均见文献[8], 受控对象(1)的状态为 $\mathbf{x} = [n, I, V]^T$, 参数为

$$A = \begin{bmatrix} 0 & C_m \frac{375}{GD^2} & 0 \\ \frac{-C_e}{R_a T_a} & \frac{-1}{T_a} & \frac{1}{R_a T_a} \\ 0 & 0 & \frac{-1}{T_1} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{b} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{kK_1}{T_1} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{h} = \begin{bmatrix} \frac{-375}{GD^2} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix},$$

$\mathbf{c} = [1 \ 0 \ 0]$, $\mathbf{c}_{r1} = \mathbf{c}$, $\mathbf{c}_{l1} = [0 \ 1 \ 0]$. 即 $y = y_{r1} = n$, $y_{l1} = I$ (电流). 又知 $z(t) = M_f(t)$ 为阶跃型负载力矩. 瞬态补偿器 (3) 可写作:

$$\begin{bmatrix} \dot{\phi}_{r1}(t) \\ \dot{\phi}_{l1}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-1}{\tau_{r1}} & 0 \\ 0 & \frac{-1}{\tau_{l1}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{r1}(t) \\ \phi_{l1}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \beta_{r1} C_m \frac{375}{GD^2} & 0 \\ \frac{-\beta_{l1} C_e}{R_a T_a} & \frac{-\beta_{l1}}{T_a} & \frac{\beta_{l1}}{R_a T_a} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} n(t) \\ I(t) \\ V(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\beta_{r1} \frac{375}{GD^2} \\ 0 \end{bmatrix} M_f(t). \quad (15)$$

式中 $\beta_{r1} > 0$, $\beta_{l1} < 0$. 伺服补偿器为

$$\dot{\theta}(t) = \alpha n(t) - y_{re} \quad (y_{re} \text{ 为相对参考输入}). \quad (16)$$

于是增广受控对象 $\{\bar{A}, \bar{b}\}$ 为

$$\begin{bmatrix} \dot{n}(t) \\ \dot{I}(t) \\ \dot{V}(t) \\ \dots \\ \dot{\phi}_{r1}(t) \\ \dot{\phi}_{l1}(t) \\ \dot{\theta}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & C_m \frac{375}{GD^2} & 0 & \vdots & 0 & 0 & 0 \\ \frac{-C_e}{R_a T_a} & \frac{-1}{T_a} & \frac{1}{R_a T_a} & \vdots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-1}{T_1} & \vdots & 0 & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & \beta_{r1} C_m \frac{375}{GD^2} & 0 & \vdots & \frac{-1}{\tau_{r1}} & 0 & 0 \\ \frac{-\beta_{l1} C_e}{R_a T_a} & \frac{-\beta_{l1}}{T_a} & \frac{\beta_{l1}}{R_a T_a} & \vdots & 0 & \frac{-1}{\tau_{l1}} & 0 \\ \alpha & 0 & 0 & \vdots & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} n(t) \\ I(t) \\ V(t) \\ \dots \\ \phi_{r1}(t) \\ \phi_{l1}(t) \\ \theta(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{kK_1}{T_1} \\ \dots \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} u(t) + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ \dots \\ 0 \\ 0 \\ -1 \end{bmatrix} y_{re} + \begin{bmatrix} \frac{-375}{GD^2} \\ 0 \\ 0 \\ \dots \\ -\beta_{r1} \frac{375}{GD^2} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} M_f(t). \quad (17)$$

经检验知, 只须 $\tau_{r1} \neq \tau_{l1}$, (17) 式即符合定理 1 的能控条件, 就存在反馈控制律:

$$u(t) = -\bar{k}\bar{x}(t), \tag{18}$$

其中

$$\bar{x}(t) = [n(t), I(t), V(t), \phi_{r1}(t), \phi_{l1}(t), \theta(t)]^T,$$

$$\bar{k} = [k_{r1}, k_{l1}, k_{l2}, k_{\phi_{r1}}, k_{\phi_{l1}}, k_{\theta}]$$

为对应的反馈增益阵。从而满足逆 LQ 设计的必要条件。图 2 给出了系统的框图。

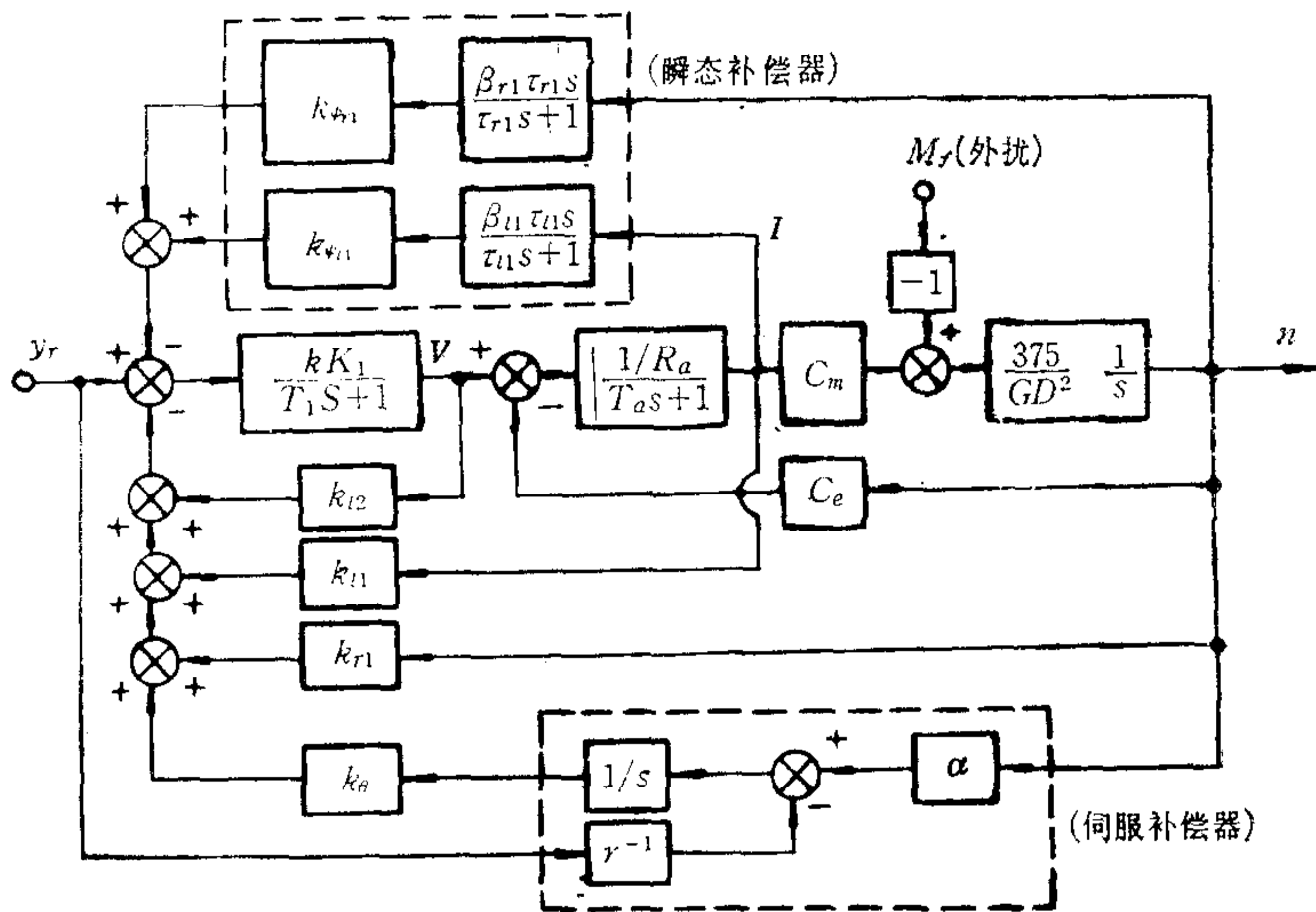


图 2 强抗扰直流调速系统

按强抗扰原则进行参数选择时，各主要反馈系数尽量取在物理约束极限值上。已知物理约束为：1° $\bar{k}_{r1} = y_{rmax}/n_{cd} = 0.01$ 伏/r. p. m. (y_{rmax} 为给定电压上限)；2° $\bar{k}_{l1} = U_{ST,max}/I_{max} = 0.32$ 伏/安 ($U_{ST,max}$ 为速度调节器的饱和输出电压， I_{max} 为允许电流)；3° $\bar{k}_{l2} = 1/kK_1$ [8]；4° $\beta_{r1}\bar{k}_{\phi_{r1}} = 0.033$ 伏/r. p. m.；5° $\beta_{l1}\bar{k}_{\phi_{l1}} = 0.5$ 伏/安。于是希望的强抗扰反馈增益阵为 $\bar{k} = [\bar{k}_{r1}, \bar{k}_{l1}, k_{l2}, \bar{k}_{\phi_{r1}}, \bar{k}_{\phi_{l1}}, k_{\theta}]$ (为保证带正反馈的瞬态补偿反馈通道对稳定性无明显危害，宜取 $|\beta_{l1}k_{\phi_{l1}}| < \bar{k}_{l1} = 0.32$)。在选定 $\alpha = \beta_{r1} = 0.0044$ ， $\beta_{l1} = -0.1$ ， $\tau_{r1} = 0.2$ 秒， $\tau_{l1} = 1.0$ 秒后，有 $\bar{k} = [0.01, 0.32, k_{l2}, 7.60, 5.0, k_{\theta}]$ 。这里 k_{l2} 和 k_{θ} 的选择有一定的灵活余地。

在数字机上对预选的 \bar{k} 阵进行逆 LQ 方法判优，结合适当松动对强抗扰反馈增益阵某些元素取值的要求，最后总可得到最优解 \bar{k}^* (不难看出，由它组成的闭环系统的抗扰能力比别的设计方法所得的结果要好)。表 1 列出六个方案，通过数字机仿真，得到的动态速降 [8] $\Delta n_{max}\%$ 及恢复时间 t_s (按 $\Delta n(t_s) \leq \frac{1}{1000} n_{cd}$ 计) 等主要抗扰指标。

图 3 给出与表 1 六个方案相对应的数字仿真曲线。可以看出带两个瞬态补偿器，同时考虑全部物理约束的强抗扰控制方案 (二) (No. 5)，可达到无约束的理想情况 (No. 1)。而后者在物理上则是不可实现的。在这个基础上如果允许采用带外扰补偿器的双通道控制方案 (No. 6)，抗扰能力还可进一步提高。

图 4 给出突加额定负载时物理实验系统的 $n(t)$ 和 $I(t)$ 响应示波图。这里

表 1

No.	方案特点	$[k_{r1}^*, k_{i1}^*, k_{i2}^*, \beta_{r1}k_{\phi r1}^*, \beta_{i1}k_{\phi i1}^*, k_{\theta}]$	$\Delta n_{\max}\%$	t_s (秒)
1	无约束理想情况	$[0.047, 0.096, 0.002, 0, 0, 44.7]$	1.04	0.5
2	k_{r1} 有约束	$[0.01, 0.098, 0.002, 0, 0, 44.8]$	2.6	0.5
3	$k_{r1} = \bar{k}_{r1\max}; k_{\phi r1} = \bar{k}_{\phi r1}$	$[0.01, 0.098, 0.002, 0.033, 0, 44.7]$	1.07	0.5
4	强抗扰控制(一)	$[0.01, 0.317, 0.002, 0.034, -0.27, 44.7]$	1.02	0.8
5	强抗扰控制(二)	$[0.01, 0.315, 0.002, 0.035, -0.24, 80]$	1.02	0.6
6	带外扰补偿器的方案 5	(同上)	0.53	0.8

$\Delta n_{\max}\% \doteq 1.4$, $t_s \doteq 0.4$ 秒。电流波形表明此系统的噪声影响是在允许范围之内的。实验电路中瞬态补偿器的输出信号应加在“速度调节器”ST^[8]的入口,以利用其饱和特性将启动电流限制在允许值以内。

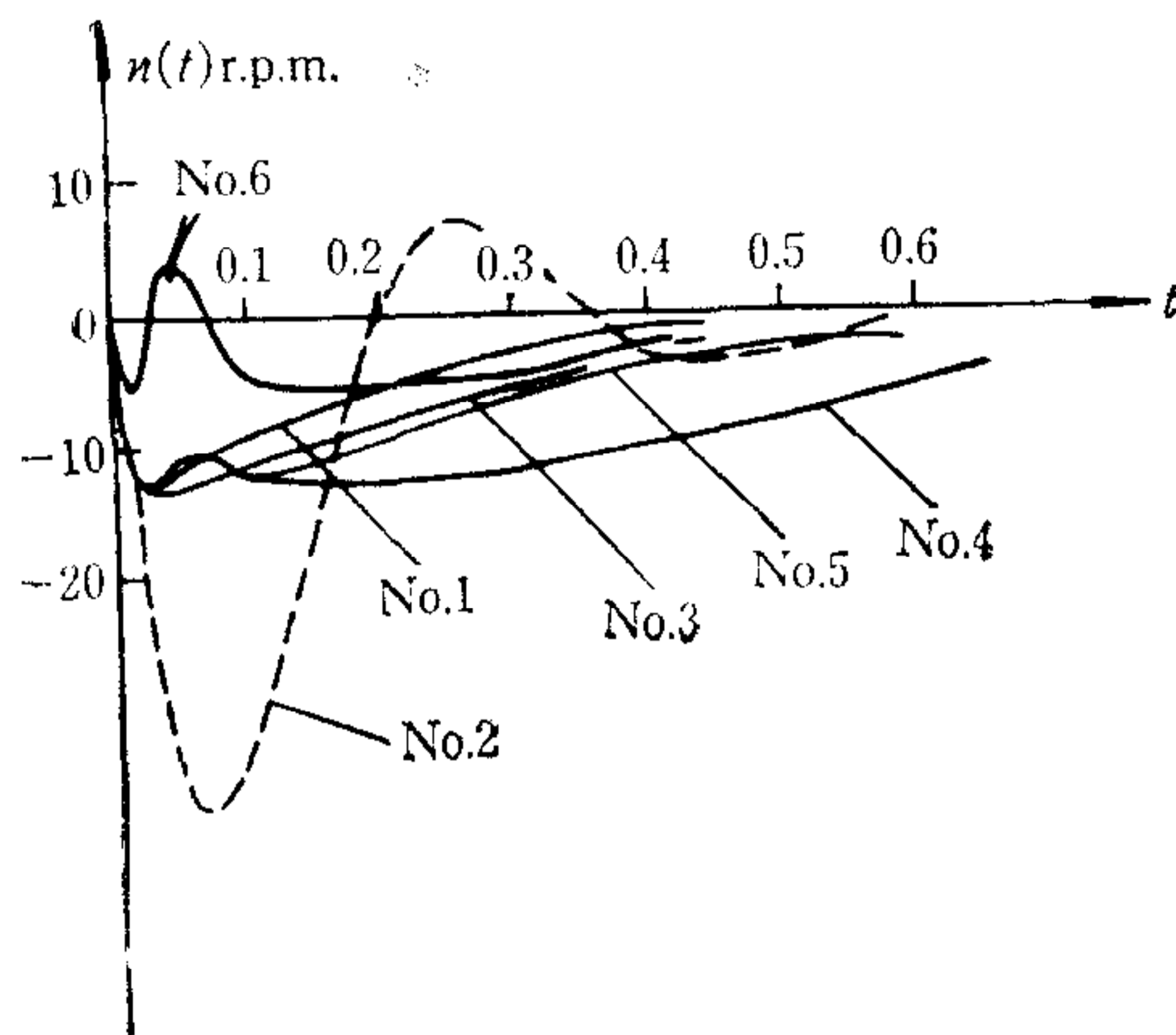


图 3 数字仿真曲线

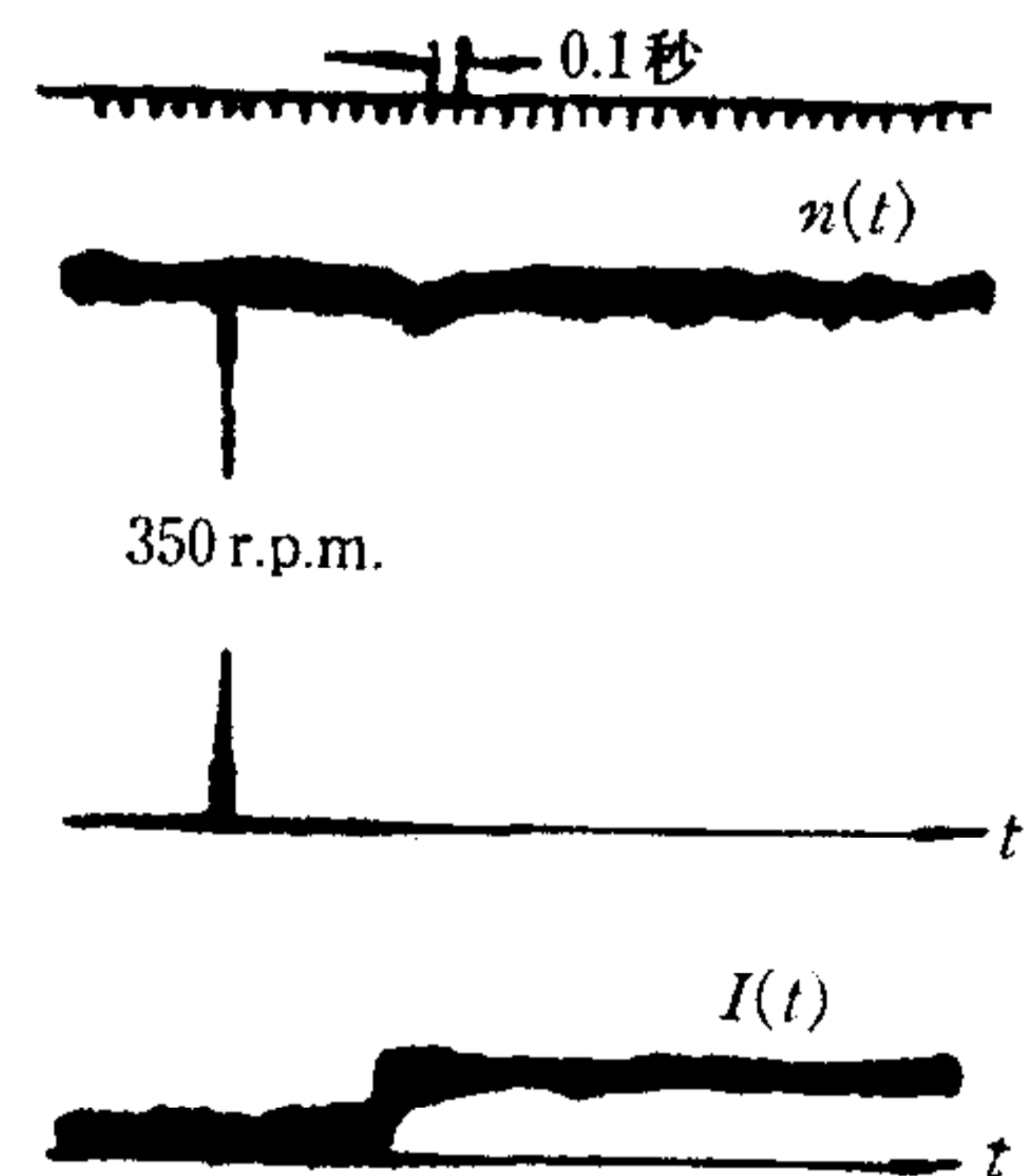


图 4 物理实验示波图

五、结 束 语

(1) 本文从反馈控制的基本性质出发,在文献[2]的基础上,提出了在物理约束下进一步提高一般鲁棒控制器动态抗扰能力的新型控制器——瞬态补偿器。由定理 1 可知带瞬态补偿器的增广型鲁棒控制器是易于实现的。

(2) 考虑到控制放大器的增益 k 及某些对反馈系数的物理限制,一般按本文提出的强抗扰原则选择希望反馈增益阵 \bar{k} ,未必满足线性最优条件。通过对强抗扰调速系统的分析表明强抗扰 LQ 最优反馈增益阵 \bar{k}^* 是不难求得的。

(3) 瞬态补偿器的主要特点是对信号的隔直作用。它只受噪声的限制而不受幅度的限制,所以可以加强瞬态过程中主要信号的反馈强度,它正是因此而得名的。

(4) 物理实验和仿真结果基本吻合,具有启动及过载状态下的限流作用。噪声情况为工程装置所允许。

(5) 本文提出的强抗扰原理及设计方法稍加修改后,可用于伺服系统的快追踪、强抗扰控制,亦可适于一类多输入恒值系统的强抗扰控制。

参 考 文 献

- [1] Wonham, W. M., *Linear Multivariable Control*, Springer-Verlag, (1974), 90—91.
- [2] Davison, E. J., Goldenberg, A., *Robust Control of a General Servomechanism Problem: The Servo Compensator*, *Automatica*, **11**(1975), 461—471.
- [3] Willems, J. L., *Disturbance Isolation in Linear Feedback Systems*, *Int. J. of Systems Science*, **6** (1975), 233—238.
- [4] 夏德铃、郑载满、李福田,苏制 2660 重型镗床进给低速不均匀问题的研究, *电气传动文集*, **1**(1966), 26—32.
- [5] Kailath, T. *Linear Systems*, Prentice-Hall Inc. (1980), 135—137.
- [6] Kalman, R. E., *When Is a Linear Control System Optimal ?*, *Trans. ASME, Ser. D: J. Basic Eng.*, **86**(1964), 51—61.
- [7] Siliak, D., *Nonnegative Polynomials: A Criterion*, *Proc. of the IEEE*, **58**(1970), 1370—1371.
- [8] 高 龙,熊光楞,梁德全,直流调速系统的 LQSF 设计, *控制理论与应用*, **1**(1985), 22—35.

AN INVERSE LQ DESIGN OF STRONG DISTURBANCE-REJECTION CONTROL FOR REGULATING SYSTEMS

GAO LONG WANG YOUYI

(Tsinghua University)

ABSTRACT

Taking into consideration physical constraints of the plant, dynamic disturbance rejection control for scalar regulating system is discussed in this paper. A new controller, the transient compensator is proposed. It can strengthen dynamic disturbance resistibility of the system. And a design procedure based on the inverse problem of LQ optimal control for a strong disturbance rejection controller (which shows small dynamic errors under a kind of disturbances and the output regulation property) is discussed. An example of a D. C. speed control system indicates that with this controller, the impact drop can be reduced effectively, and at the same time, the output regulation and sufficient stability margins can be guaranteed. Results of system physical experiment are also satisfactory.