

# 一种改进型自校正控制器的研究与应用

许世范 侯晓秋 朱湘冀

(中国矿业大学自动化系, 徐州)

**摘要** 本文提出一种改进的自校正控制器, 这个方法已用16位微处理器实现了对直流电机的速度控制, 且取得了满意的结果。

**关键词:** 自校正控制; 微机控制; 电力传动。

## 1. 问题的提出

人们常认为自校正控制只适用于慢时变系统, 经作者实验研究已将自校正调节器成功地应用到直流电机调速<sup>(2)</sup>, 并由作者提出的自校正-最小方差的双模控制方法有效地解决了单纯采用自校正控制时电机稳态转速的脉动现象<sup>(3)</sup>。从而证明自校正控制也同样适用于快速系统, 但自校正调节器 (STR) 存在着不能抑制控制量摆幅以及当系统参数变化较大时必须在线修正不辨识参数 $\hat{\beta}_0$ , 以免当 $\hat{\beta}_0$  偏离真值较远时导致系统的性能恶化等问题。为此考虑以自校正控制器 (STC) 取代自校正调节器, 并在实验研究的基础上提出一种改进型自校正控制器, 使之更适用于电机调速的特点。实验结果表明本系统的控制性能有明显地提高。该系统用 TP86A 型微处理器进行数字处理并对系统实行控制。

## 2. 直流调速的自校正控制系统

用自校正控制器取代一般的数字式双闭环直流调速系统中的速度调节器构成直流电机的自校正控制系统 (见图 1)。这时系统的受控对象由电流环及直流传动系统组成。若将负载扰动当做随机干扰信号处理, 则系统的离散数字模型为

$$A(z^{-1})n(k) = z^{-1}B(z^{-1})u(k) + w(k), \quad (1)$$

其中  $A(z^{-1}) = 1 - a_1z^{-1} - a_2z^{-2}$ ,

$$B(z^{-1}) = b_0 + b_1z^{-1},$$

$$w(k) = c_1I_{fz}(k-1) + c_2I_{fz}(k-2) + e(k),$$

$w(k)$ 、 $e(k)$ 为随机干扰信号,  $I_{fz}$ 为负载电流。

对被控对象(1)取目标函数为

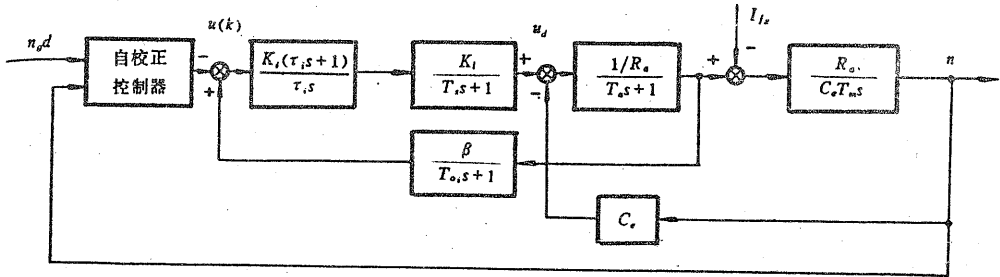
$$J = E\{[n(k+1) - n_{rd}(k)]^2 + [\lambda'_\mu u(k)]^2\}, \quad (2)$$

即使  $J$  极小的最小方差控制等价于由辅助系统

$$r(k+1) = n(k+1) - n_{rd}(k) + \lambda_\mu u(k). \quad (3)$$

寻求使目标函数

$$J' = E\{[r(k+1)]^2\} \quad (4)$$



$K_i, \tau_i$  比例、积分常数;  $K_t$  可控硅放大倍数;  $R_a$  电枢电阻;  $T_s$  平均失控时间;  $T_e$  电磁时间常数;  $T_m$  机电时间常数;  $T_d$  流调滤波时间常数;  $\beta$  电流反馈系数;  $C_e$  电机常数;  $u_d$  电枢电压

图 1 直流调速的自校正控制系统

为极小的最小方差控制, 其广义预测模型为

$$\hat{r}(k+1|k) = \hat{n}(k+1|k) + \lambda_\mu u(k) - n_{rd}(k), \quad (5)$$

则由  $\hat{r}(k+1|k) = 0$  得出的控制律为

$$u(k) = \frac{1}{\lambda_\mu} [n_{rd}(k) - \hat{n}(k+1|k)], \quad (6)$$

式中  $\lambda_\mu = (\lambda'_\mu / \sqrt{b_0})^2$ , 而  $\hat{n}(k+1|k)$  的形式为

$$\hat{n}(k+1|k) = \frac{G(z^{-1})}{C(z^{-1})} n(k) + \frac{B(z^{-1})F(z^{-1})}{C(z^{-1})} u(k), \quad (7)$$

式中  $C(z^{-1}) = A(z^{-1})F(z^{-1}) + z^{-1}G(z^{-1})$ , 不难验证在  $C(z^{-1}) = 1, F(z^{-1}) = 1$  的情况下,  $G(z^{-1})$  为

$$G(z^{-1}) = a_1 + a_2 z^{-1}. \quad (8)$$

此时 (5) 式可化为

$$\hat{r}(k+1|k) = G(z^{-1})n(k) + [B(z^{-1}) + \lambda_\mu] u(k) - n_{rd}(k). \quad (9)$$

为了减少自校正控制器的计算量, 在保证预测模型 (7) 能准确反映系统特性和预测精度的前提下应尽量减少模型的阶次, 对本系统实际采用的广义预测模型为

$$\hat{r}(k+1|k) = \hat{a}n(k) + \hat{b}_0 u(k) + \hat{b}_1 u(k-1) - n_{rd}(k), \quad (10)$$

式中  $\hat{a}, \hat{b}_0$  和  $\hat{b}_1$  为预测模型参数, 可用参数的递推辨识方法进行估计. 则控制律为

$$u(k) = \frac{1}{b_0} [n_{rd}(k) - \hat{a}n(k) - \hat{b}_1 u(k-1)]. \quad (11)$$

自校正控制器的计算步骤为

- 1° 置参数初始值;
- 2° 对  $n_{rd}(k)$  及  $n(k)$  进行采样;
- 3° 用递推最小二乘法估计参数  $\hat{a}, \hat{b}_0$  和  $\hat{b}_1$ ;

4° 用(11)式计算控制量 $u(k)$ 并返回2进行循环.

### 3. 改进型自校正控制器

在实际应用中, 上述自校正控制系统存在以下问题:

#### 1) $\lambda_\mu$ 对系统性能的影响

$\lambda_\mu$  的取值影响系统的稳定性和控制量的摆幅.  $\lambda_\mu$  过小则自校正控制器就接近于自校正调节器的作用, 系统输出的平稳性变差. 而 $\lambda_\mu$  过大则系统几乎处于开环控制状态. 因此适当选取 $\lambda_\mu$  非常重要. 此外, 作者在调试中发现, 当系统的负载扰动不同时, 所对应的最佳的 $\lambda_\mu$  值也不同. 因此为提高系统的调节品质, 应根据负载的变化来修正 $\lambda_\mu$ , 考虑到负载的变化必然反映到控制信号中来, 故可根据 $u(k)$ 的改变来修正 $\lambda_\mu$  值.

#### 2) 自校正控制系统的静差问题

电机调速的自校正控制系统产生静差的原因是在目标函数 (2) 中存在 $[\lambda'_\mu u(k)]^2$  项, 当 $u(k)$ 较小时该项的值很小, 目标函数取决于 $[n(k+1) - n_{rd}(k)]^2$  项. 此时 $n(k+1)$ 将趋于 $n_{rd}(k)$ ; 相反, 当 $u(k)$ 值较大时 $[\lambda'_\mu u(k)]^2$  项对目标函数影响增大, 致使系统对于静差的出现不敏感, 即 $n(k+1)$ 偏离给定值 $n_{rd}(k)$ , 静差增大.

为解决上述问题, 本文提出的改进型自校正控制器包括: 采用速度给定的线性补偿器来克服系统的静差, 以及在线修正控制量的加权因子 $\lambda_\mu$ , 以提高系统的调节能力. 具体而言, 改进型自校正控制器是在自校正控制器算法的基础上, 做出如下修正:

#### 1) 增加速度给定的线性补偿器

$$n_{rd}^*(k) = n_{rd}(k) + \Delta n, \quad (12)$$

$$\Delta n = \zeta \cdot \bar{U}(k), \quad (13)$$

$$\bar{U}(k) = \beta \cdot \bar{U}(k-1) + (1-\beta)u(k), \quad (14)$$

其中 $\zeta$ 为补偿系数,  $\bar{U}(k)$ 为控制量 $u(k)$ 的递推平均值,  $\beta$ 为递推收敛因子,  $\Delta n$ 为目标值补偿量.

考虑到静差随 $u(k)$ 的增大而增加, 在改进型自校正控制器的算法中将目标值补偿为(12)式, 通过(13)式的线性补偿 $\Delta n$ 恰好补偿因 $u(k)$ 造成的系统静差. 由于在稳态时的控制 $u(k)$ 也是一个变化量, 若直接采用 $\Delta n = \zeta u(k)$ 做为线性补偿, 则算法中的目标值 $n_{rd}^*(k)$ 也成为变化量, 这势必导致系统稳态时出现稳态纹波, 动态振荡增强, 严重时系统将无法正常工作, 因此采用以 $u(k)$ 的递推均值 $\bar{U}(k)$ 计算目标值(12)式. (14)式中的 $\beta$ 值决定控制量递推均值 $\bar{U}(k)$ 的收敛速度.  $\beta$ 值小时 $\bar{U}(k)$ 对 $u(k)$ 的收敛速度快, 但 $u(k)$ 的稳态变化将使 $\Delta n$ 产生轻微波动, 易使系统发生振荡;  $\beta$ 值大时 $\bar{U}(k)$ 对 $u(k)$ 的变化反映很慢, 这虽能使系统的动态振荡和稳态纹波减弱, 但在 $u(k)$ 发生变化时 $\bar{U}(k)$ 不能及时反映 $u(k)$ 的变化, 致使系统动态恢复时间变长, 因此 $\beta$ 存在一个最佳取值范围, 本文取 $\beta = 0.969$ . (13)式中的 $\zeta$ 值决定补偿量 $\Delta n$ 的大小, 本文取 $\zeta = 0.667$ 转/秒.

#### 2) 在线实时修正 $\lambda_\mu$

取实际的 $\lambda_\mu$ 值为

$$\lambda_\mu(k) = \lambda_{\mu \max} - \alpha \bar{U}(k), \quad (15)$$

式中 $\lambda_{\mu \max}$ 为控制项加权因子的上限,  $\alpha$ 为 $\lambda_\mu(k)$ 的修正系数,  $\bar{U}(k)$ 由(14)式给出。  
 $\lambda_{\mu \max}$ 决定了系统在空载下运行时 $\lambda_\mu$ 的取值, 在保证系统调节品质的前提下应尽量减少 $\lambda_{\mu \max}$ , 本文取为0.625。 $\alpha$ 值决定 $\lambda_\mu$ 的变化范围和 $\lambda_\mu$ 随 $\bar{U}(k)$ 变化的速度, 本文取为0.035。

#### 4. 实验结果

实验中采用2.2KW直流它激电机做为控制对象, 额定电压、电流及转速分别为220V, 12A和1500r/min。实验结果表明改进型自校正控制器的调速系统具有常规调节器系统的功能, 即扰动抑制性能好; 有满意的瞬态特性以及没有过大的控制摆幅, 而且有常规调节器系统所不具备的优点。

图2(a)给出了阶跃响应特性, 图2(b)为抗负载扰动特性, 其超调量为4.54%, 调节时间为1.1(s), 动态速降为6.81%, 恢复时间为0.35(s)。

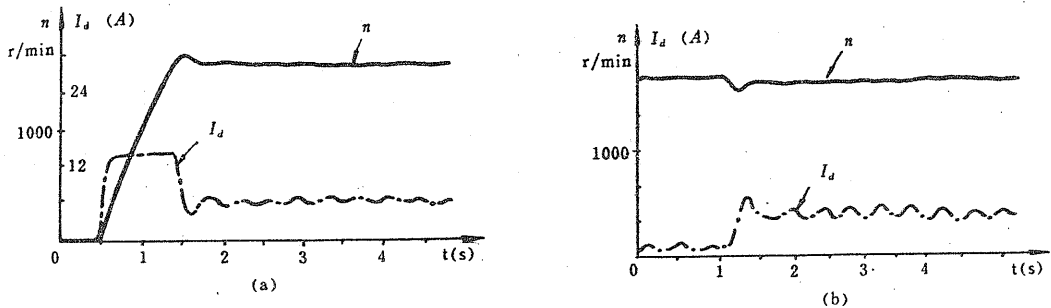


图2 调速性能

图3给出了系统抗参数扰动的性能, 图中的黑线表示系统在稳定运行中于电枢回路突加14Ω电阻的时间。实验中还分别将主回路电压下降50%、励磁电流下降30%进行观测, 结果表明系统对这些参数的突然变化有很强的鲁棒性。

图4给出系统跟随矿井提升机的五阶段速度图时的速度响应, 它表明系统有很好的跟随性能。

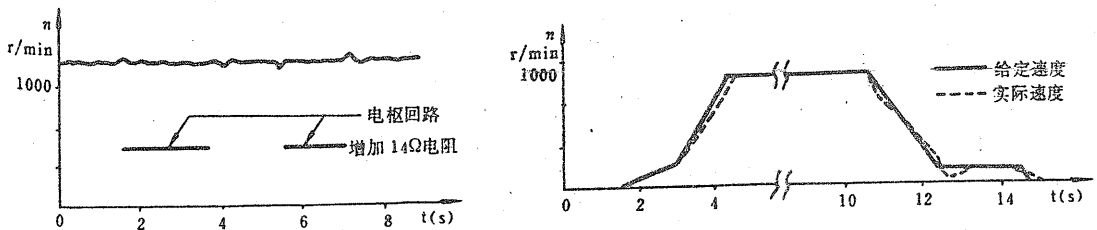


图3 抗参数扰动特性

图4 跟随特性 (实线为矿井提升机的给定速度)

## 5. 结 论

- (1) 自校正控制器用于电机调速这类快速系统的控制是可行的、有效的。
- (2) 由于没有过大的控制量摆幅, 自校正控制器优于自校正调节器, 前者具有更好的调节品质及抗负载扰动特性, 对参数扰动有更好的适应能力, 并有良好的跟随特性。
- (3) 对具有不确定因素和时变因素的电力传动系统, 改进型自校正控制器是可行的、有效的一种新方法, 它的控制也优于常规的PI速度调节器。
- (4) 改进型自校正控制器可作为挖掘机一类机械的一种新的电力传动控制方案。

## 参 考 文 献

- (1) C.J.哈里斯等著, 李清泉译, 自校正及自适应控制理论与应用, 科学出版社, 北京, (1986)。
- (2) 许世范、朱湘冀、谭得健, 采用自校正调节器的调速系统的研究, 控制理论与应用, 5, 4, (1988), 92—96。
- (3) 许世范等, 一种新的自校正控制方法的研究, 中国矿业大学学报, 3, (1989), 48—99。

## The Study and Application of an Improved Self-tuning Controller

Xu Shifan, Hou Xiaoqiu, Zhu Xiangji

(Department of Automation, China University of Mining and Technology, Xuzhou)

**Abstract:** In this paper a self-tuning speed control system for d.c. motor is introduced, which is made up by 16-bit Single board computer. An improved algorithm of Self-tuning controller is put forward.

**Key words:** self-tuning control; control using microcomputer; electric drive