

水轮发电机组的模型参考自适应控制

王柏林

(华中工学院)

摘 要

水轮发电机组是一个变参数的非最小相位环节,并且只有部分状态可直接量测.本文导出了适用于这类系统的一种模型参考自适应控制系统.由于引入自适应控制,使水轮发电机组的参数变化时,系统的稳定性和频率跟踪性能得到改善.

一、引 言

水轮机调速系统是调节电网频率的主要环节,由于水轮机的非线性特性,它通常用额定工况点附近的线性化模型近似描述.这样,当水头、负荷、转速等量偏离额定点时,模型的参数就会变化.所以用常规控制方式难以保证系统在所有工况都有良好的调节性能.引入自适应控制技术是改善这类系统性能的一条途径.

在快速系统中应用模型参考自适应控制技术的例子已有报道^[1,2],但它的某些过于严格的假设条件使其应用受到限制. R. V. Monopoli 以及 K. S. Narendra 等人所导出的结构^[7,4]保证了“完全模型跟随条件”^[2]的满足,遗憾的是它们都要求对象是最小相位的.

本文借鉴 Narendra 的方法,提出了一种具有 PID 特性的模型参考自适应控制系统(简记为 PID-MRAS)和一种极点配置模型参考自适应控制系统(简记为 PA-MRAS),它们既保证了完全模型跟随又能用于非最小相位系统.

二、PID-MRAS 的结构和自适应律

PID-MRAS 的结构如图 1 所示,为了导出虚线框内的可调模型的结构和参数调整律,先证明引理.

引理 1. 设 n 阶单输入单输出系统的传递函数为

$$\frac{Y_p(s)}{U(s)} = \frac{b_{n-1}s^{n-1} + \dots + b_1s + b_0}{s^n + a_{n-1}s^{n-1} + \dots + a_1s + a_0} \quad (1)$$

那么该系统也可用 $2n - 1$ 阶状态方程

$$\begin{bmatrix} \dot{\mathbf{x}}_p \\ \dot{\mathbf{z}}_p \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_p & E\bar{B}_p \\ 0 & \bar{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_p \\ \mathbf{z}_p \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} Eb_{n-1} \\ D \end{bmatrix} u, \quad (2a)$$

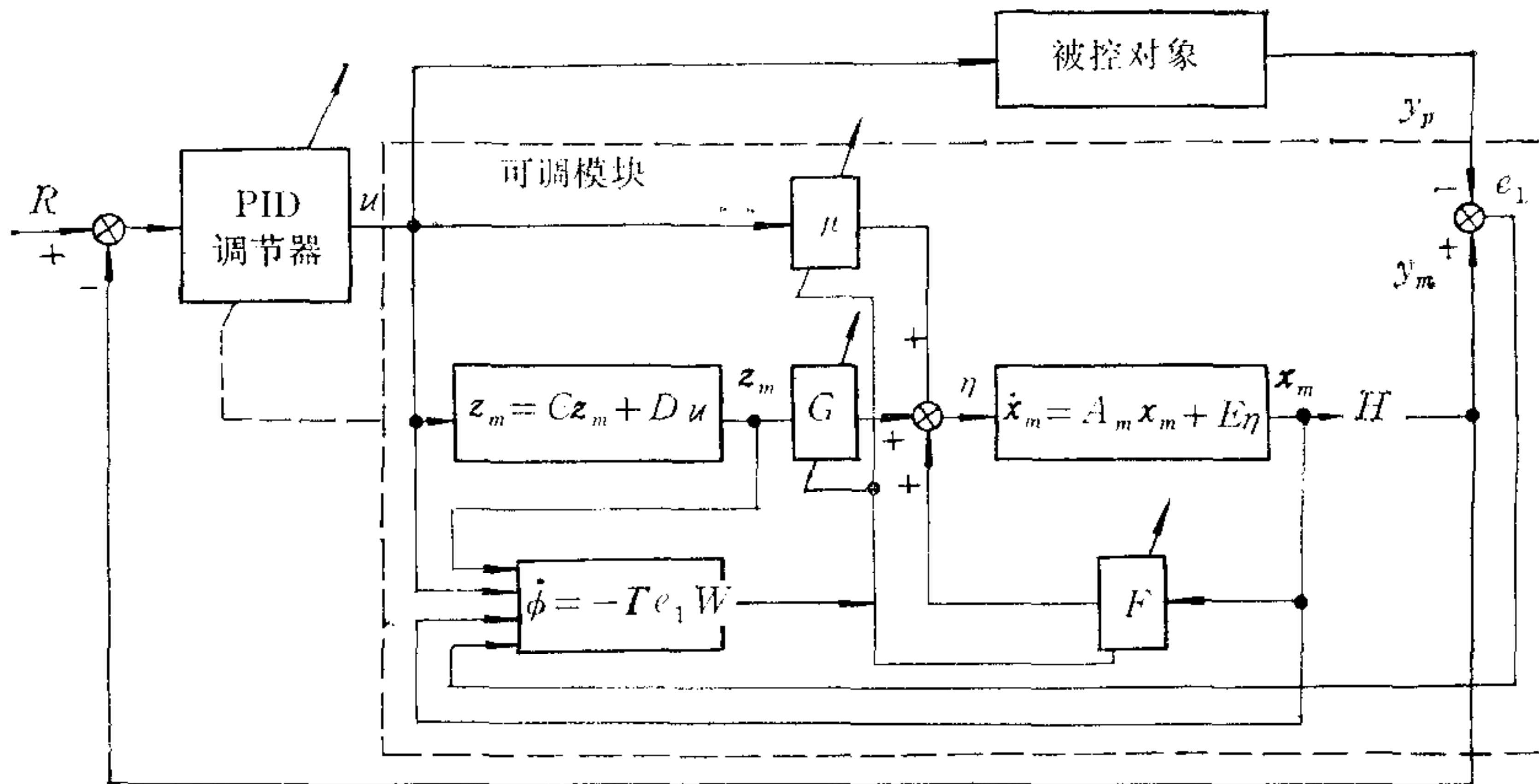


图 1 PID-MRAS 的结构

$$y_p = [H \ 0] \begin{bmatrix} x_p \\ z_p \end{bmatrix} \tag{2b}$$

描述. 式中

$$A_p = \begin{bmatrix} 0 & 1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & 1 \\ -a_0 & -a_1 & \cdots & -a_{n-1} \end{bmatrix},$$

$$E^T = [0 \ \cdots \ 0 \ 1]_{1 \times n},$$

$$D^T = [0 \ \cdots \ 0 \ 1]_{1 \times (n-1)},$$

$$H = [h_0, h_1, \cdots, h_{n-2}, 1]_{1 \times n},$$

$$\bar{B}_p = [\bar{b}_0, \bar{b}_1, \cdots, \bar{b}_{n-2}]_{1 \times (n-1)},$$

$$\bar{b}_j = b_j - b_{n-1}h_j, \quad (j = 0, 1, \cdots, n-2),$$

$$\bar{C} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & 1 \\ -h_0 & -h_1 & \cdots & -h_{n-2} \end{bmatrix}.$$

证明. 定义下列多项式:

$$A_p(s) = s^n + a_{n-1}s^{n-1} + \cdots + a_1s + a_0,$$

$$B_p(s) = b_{n-1}s^{n-1} + \cdots + b_1s + b_0,$$

$$H(s) = s^{n-1} + h_{n-2}s^{n-2} + \cdots + h_1s + h_0,$$

则

$$\frac{Y_p(s)}{U(s)} = \frac{B_p(s)}{H(s)} \cdot \frac{H(s)}{A_p(s)}.$$

令

$$Y_p(s) = \frac{H(s)}{A_p(s)} V(s), \tag{3a}$$

$$V(s) = \frac{B_p(s)}{H(s)} U(s) = b_{n-1}U(s) + \frac{\bar{B}_p(s)}{H(s)} U(s). \quad (3b)$$

式中

$$\bar{B}_p(s) = \bar{b}_{n-2}s^{n-2} + \dots + \bar{b}_1s + \bar{b}_0.$$

取适当的状态向量 $\mathbf{x}_p \in R^n$, $\mathbf{z}_p \in R^{n-1}$, 则传递函数(3)即可化为状态方程(2).

引理 2. 设 $H \in R^n$, $E \in R^n$, $H_c = [H, 0] \in R^{2n-1}$, $B_c^T = [E^T, 0] \in R^{2n-1}$ 以及

$$A_c = \begin{bmatrix} A_p & E\bar{B}_p \\ 0 & \bar{C} \end{bmatrix},$$

$$\text{则} \quad H_c[SI - A_c]^{-1}B_c = H[SI - A_p]^{-1}E. \quad (4)$$

证明. 根据矩阵求逆公式有

$$H_c[SI - A_c]^{-1}B_c = H_c \frac{\text{adj}(SI - A_c)}{|SI - A_c|} B_c. \quad (5)$$

式中 $\text{adj}(\cdot)$ 表示矩阵(\cdot)的伴随矩阵. 而

$$\text{adj}(SI - A_c) = \begin{bmatrix} \overline{\text{adj}}(SI - A_p) & \overline{\text{adj}} 0 \\ \overline{\text{adj}}(-E\bar{B}_p) & \overline{\text{adj}}(SI - \bar{C}) \end{bmatrix}.$$

式中 $\overline{\text{adj}}(\ast)$ 表示分块矩阵(\ast)的元素在矩阵 $(SI - A_c)$ 中的代数余子式组成的矩阵的转置矩阵.

$$\text{所以} \quad H_c \text{adj}(SI - A_c)B_c = H \overline{\text{adj}}(SI - A_p)E. \quad (6)$$

$$\text{而} \quad \overline{\text{adj}}(SI - A_p) = \text{adj}(SI - A_p)|SI - \bar{C}|, \quad (7)$$

$$\text{又} \quad |SI - A_c| = |SI - A_p||SI - \bar{C}|. \quad (8)$$

将(6),(7),(8)式代入式(5)即得结论.

定理 1. 对于式(1)所描述的单输入单输出系统,取可调模型

$$\begin{bmatrix} \dot{\mathbf{x}}_m \\ \dot{\mathbf{z}}_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (A_m + EF) & E\bar{G} \\ 0 & \bar{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_m \\ \mathbf{z}_m \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} E\mu \\ D \end{bmatrix} u, \quad (9a)$$

$$y_m = [H \ 0] \begin{bmatrix} \mathbf{x}_m \\ \mathbf{z}_m \end{bmatrix}. \quad (9b)$$

式中

$$A_m = \begin{bmatrix} 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 1 \\ -\alpha_0 & -\alpha_1 & \dots & -\alpha_{n-1} \end{bmatrix},$$

$$\bar{G} = [\bar{g}_0, \bar{g}_1, \dots, \bar{g}_{n-2}],$$

$$F = [f_0, f_1, \dots, f_{n-1}].$$

A_m 为给定的稳定矩阵, \bar{G} , F 为可调参数向量, μ 为一可调参数, E , H 由引理 1 所定义. 若函数 $M(s) = H[SI - A_p]^{-1}E$ 为严格正实函数, 并取

$$\dot{F}^T = -\Gamma_1 e_1 \mathbf{x}_m, \quad (10a)$$

$$\dot{\bar{G}}^T = -\Gamma_2 e_1 \mathbf{z}_m, \quad (10b)$$

$$\dot{\mu} = -\Gamma_3 e_1 u, \quad (10c)$$

则有
$$\lim_{t \rightarrow \infty} [y_m(t) - y_p(t)] = 0. \quad (11)$$

如果 $x_m(t), z_m(t), u(t)$ 的频率充分丰富, 则

$$\lim_{t \rightarrow \infty} [A_m + EF(t)] = A_p, \quad (12a)$$

$$\lim_{t \rightarrow \infty} [\bar{g}_j(t) + \mu(t)h_j] = b_j, \quad (j = 0, 1, \dots, n-2), \quad (12b)$$

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \mu(t) = b_{n-1}. \quad (12c)$$

式中, Γ_1, Γ_2 分别为 $n, n-1$ 阶正定矩阵, Γ_3 为一正常数.

证明. 首先, 可调模型(9)与被控对象模型(2)一定满足“完全模型跟踪条件”, 故可令

$$F = F^* + \theta, \quad \bar{G} = \bar{G}^* + \phi, \quad \mu = \mu^* + \zeta.$$

其中, F^*, \bar{G}^*, μ^* 对应可调参数的完全匹配部分, θ, ϕ, ζ 对应失配部分. 从而可调模型可写为

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_m \\ \dot{z}_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (A_m + EF^*) & E\bar{G}^* \\ 0 & \bar{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_m \\ z_m \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} E\mu^* \\ D \end{bmatrix} + B_c\phi W.$$

式中 $\phi = [\theta, \phi, \zeta], W^T = [x_m^T, z_m^T, u].$

令 $e = \begin{bmatrix} x_m - x_p \\ z_m - z_p \end{bmatrix}, e_1 = y_m - y_p,$

则 $\dot{e} = A_e e + B_e \phi W, \quad (13a)$

$$e_1 = H_e e. \quad (13b)$$

由引理 2 和 Kalman-Yacubovich 引理知, 只要函数 $H[SI - A_p]^{-1}E$ 为严格正实函数, 必存在正定矩阵 P, Q 满足

$$A_e^T P + P A_e = -Q, \quad P B_e = H_e^T.$$

取函数 $V(e, \phi) = \frac{1}{2} (e^T P e + \phi \Gamma^{-1} \phi^T)$, 其中 Γ 为 $2n-1$ 阶正定矩阵, 则

$$\dot{V} = -\frac{1}{2} e^T Q e + e^T H_e^T \phi W + \phi \Gamma^{-1} \dot{\phi}^T$$

$$= -\frac{1}{2} e^T Q e + \phi e_1 W + \phi \Gamma^{-1} \dot{\phi}^T.$$

取 $\dot{\phi}^T = -\Gamma e_1 W, \quad (14)$

则 $\dot{V} = -\frac{1}{2} e^T Q e \leq 0.$

根据 Liapunov 稳定性理论, 误差系统(13)是稳定的, 进而可证式(11)成立^[1]. 取 $\Gamma = \text{diag}(\Gamma_1, \Gamma_2, \Gamma_3)$, 则式(14)可化为式(10). 其余结论的证明可参阅文献[1].

该定理所给出的可调模型的结构如图 1 的虚线框内所示, 它可看作是一个估计器. 不难看出, 可调向量 F 只影响可调模型传递函数的分母, \bar{G} 和 μ 只影响可调模型传递函数的分子, 并且它们还与对象的参数一一对应, 这些特点很便于可调参数初始值的设定. 此外, 如果对象参数有一些是不变化的, 可以将相应可调参数固定, 这样不仅减少了计算量, 而且使跟随过程加快.

从模型参考自适应控制的观点来看,图 1 中 PID 调节器与可调模型一起构成了系统的参考模型,所以 PID 调节器参数的调整取决于人们对参考模型性能的要求,这一点后面将结合水轮机调速系统进行讨论. 定理 1 保证了对象输出跟随参考模型的输出,但它并不要求可调模型的参数收敛于对象的参数,当然如果这种收敛发生,模型跟随的效果最好.

PID-MRAS 的控制器具有一般 PID 调节器的结构,这样便于自适应调节器与常规调节器的交替使用. PID-MRAS 的缺点是在线调整 PID 参数的计算比较复杂,PA-MRAS 基本上解决了这个问题.

三、PA-MRAS 的结构和自适应律

PA-MRAS 具有一个与 PID-MRAS 基本相同的可调模型,但控制器结构完全不同(参见图 2). 由于对象输入端串入了一阶滤波器 $(1 + TS)^{-1}$,用定理 1 的方法可以证明:取 $2n$ 阶可调模型

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_m \\ \dot{z}_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_m + EF & EG \\ 0 & C \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_m \\ z_m \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ E \end{bmatrix} u, \tag{15a}$$

$$y_m = [H \ 0] \begin{bmatrix} x_m \\ z_m \end{bmatrix} \tag{15b}$$

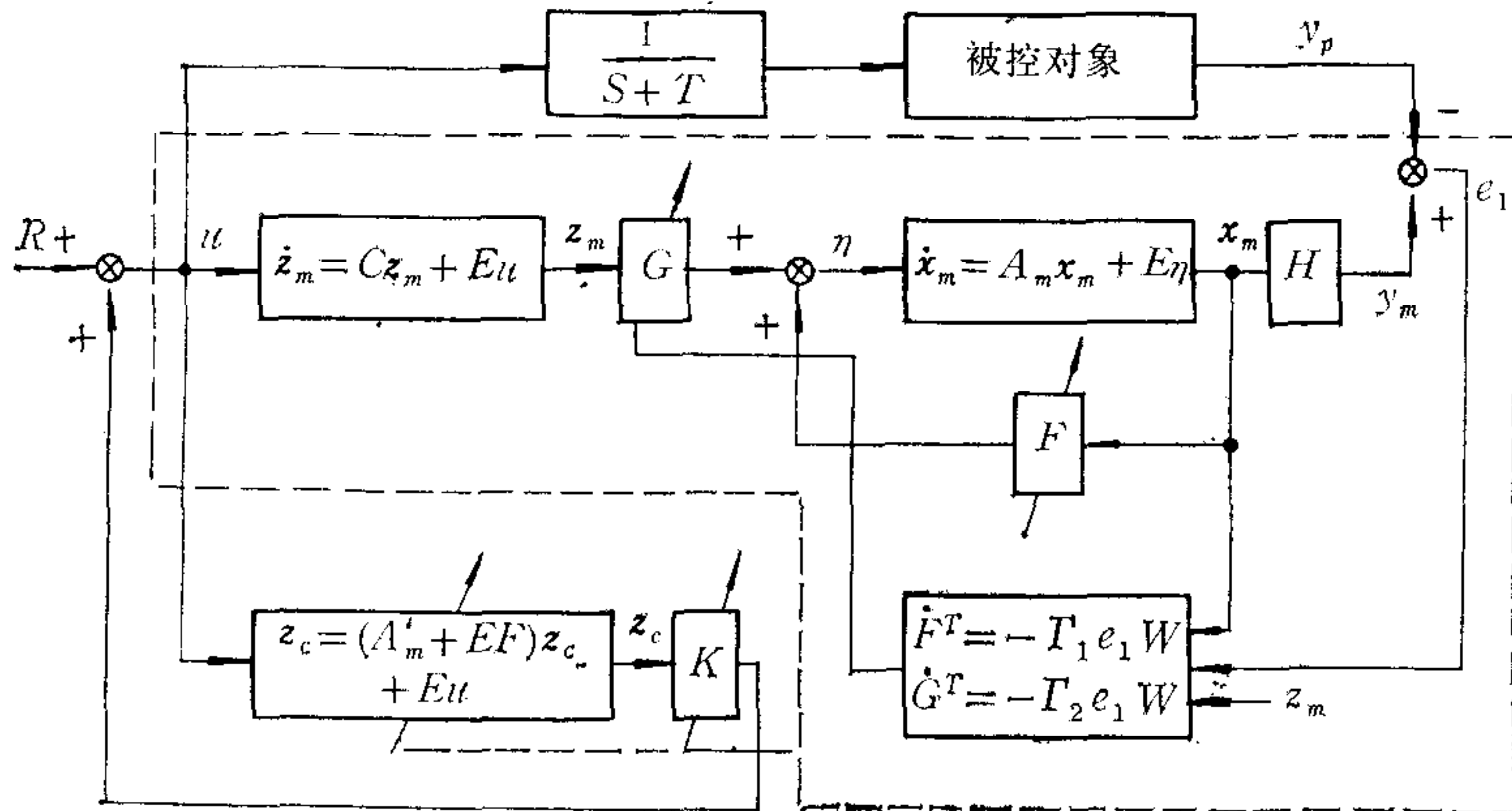


图 2 PA-MRAS 的结构

也满足“完全模型跟随条件”,式中

$$G = [g_0, g_1, \dots, g_{n-1}]_{1 \times n},$$

$$C = \begin{bmatrix} 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 1 \\ -C_0 & -C_1 & \dots & -C_{n-1} \end{bmatrix}_{n \times n}.$$

且 $C(S) = S^n + C_{n-1}S^{n-1} + \dots + C_1S + C_0 = (S + T)H(S)$.

进而可证明,如果函数 $H[SI - A_p]^{-1}E$ 为严格正实函数,只需取

$$\dot{F}^T = -\Gamma_1 e_1 x_m, \quad (16a)$$

$$\dot{G}^T = -\Gamma_2 e_1 z_m \quad (16b)$$

就能保证 $\lim_{t \rightarrow \infty} [y_m(t) - y_p(t)] = 0$.

由于可调模型(15)实际上是两个 n 阶子模型的串联, 因此将两个动态环节的位置互换不会影响其输入-输出的收敛特性, 重新定义状态后可调模型可写成

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_c \\ \dot{z}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C & EG \\ 0 & Am + EF \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_c \\ z_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ E \end{bmatrix} u, \quad (17a)$$

$$y_m = [H \ 0] \begin{bmatrix} x_c \\ z_c \end{bmatrix}. \quad (17b)$$

设期望的参考模型闭环特征多项式为

$$A(S) = (S + T)(S^n + \beta_{n-1}S^{n-1} + \dots + \beta_1S + \beta_0).$$

显然, 只需取控制

$$u = Kz_c + R$$

即可. 式中

$$K = [k_0, k_1, \dots, k_{n-1}], \quad (18a)$$

$$k_i = \beta_i + \alpha_i - f_i, \quad (i = 0, 1, \dots, n-1). \quad (18b)$$

于是有

定理 2. 对于图 2 所示的 PA-MRAS, 如果函数 $H[SI - A_p]^{-1}E$ 是严格正实的, 并按式(16)和式(18)调整参数, 那么对象的输出将渐近地收敛到参考模型

$$\frac{Y_m(S)}{R(S)} = \frac{g_{n-1}S^{n-1} + g_{n-2}S^{n-2} + \dots + g_1S + g_0}{A(S)}$$

的输出. 进而, 如果 $z_m(t)$ 和 $x_m(t)$ 的频率充分丰富, 那么对象的输出将渐近地收敛到参考模型

$$\frac{Y_m(S)}{R(S)} = \frac{B_p(S)}{A(S)}$$

的输出.

定理 2 的前一部分已经证明, 后一部分的证明从略.

四、水轮机调速系统的自适应控制

以电-液转换器控制信号 u 为输入, 以机组频率 y 为输出的线性化水轮发电机组数学模型为

$$\frac{Y(S)}{U(S)} = \frac{b_0 + b_1S}{S^2 + a_1S + a_0}.$$

式中, $b_1 < 0$, a_0, a_1, b_0 均大于零, 它们随着工况点的变动而不同程度地变化着.

现在采用图 1 的结构, PID 调节器的传递函数为

$$W(S) = \frac{k_1 + k_2S + k_3S^2}{S}.$$

其中,系数 k_1, k_2, k_3 根据可调模型的参数按一定准则在线整定,一种简单有效的处理方法是要求参考模型具有期望的极点配置,比如给定参考模型的特征多项式为

$$A(S) = S^3 + \beta_2 S^2 + \beta_1 S + \beta_0.$$

容易证明,只须按方程

$$\begin{bmatrix} 0 & \hat{b}_1 & \hat{b}_0 - \beta_2 \hat{b}_1 \\ \hat{b}_1 & \hat{b}_0 & -\beta_1 \hat{b}_1 \\ \hat{b}_0 & 0 & -\beta_0 \hat{b}_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} k_1 \\ k_2 \\ k_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \beta_2 - a_1 \\ \beta_1 - a_0 \\ \beta_0 \end{bmatrix}$$

调整 PID 参数即可. 式中

$$\hat{a}_i = a_i - f_i, \quad (i = 0, 1),$$

$$\hat{b}_0 = \bar{g}_0 + \mu h_0, \quad \hat{b}_1 = \mu.$$

根据上述原理制作了以 TP 86 微处理机为基础的自适应调速器. 图 3 是数字仿真结果. 其中被控对象的额定参数是: $b_0 = 0.167, b_1 = -0.5, a_0 = 0.42, a_1 = 1.6$. 由于 a_0, a_1 为主要变化参数,仿真时把 b_0, b_1 当作恒定参数. 已知 $a_1(t) \geq 1$, 显然取 $H = (0.5, 1)$ 即可满足严格正实条件. 可调模型其它参数取

$$A_m = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -0.42 & -1.6 \end{bmatrix}, \quad E = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix},$$

$$C = -0.5, \quad D = 1, \quad \mu = -0.5, \quad \bar{b}_0 = 0.417.$$

图 3 中,曲线 1 是参考输入;曲线 2 是对象参数为额定值时的频率(偏差相对值)跟踪过程;曲线 3 是对象参数变化为 $a_0 = 0.33, a_1 = 1.17$, 未运用自适应控制技术的情况下的频率跟踪过程;曲线 4 是对象参数作同样变化但运用了上述自适应控制技术后的频率跟踪过程.

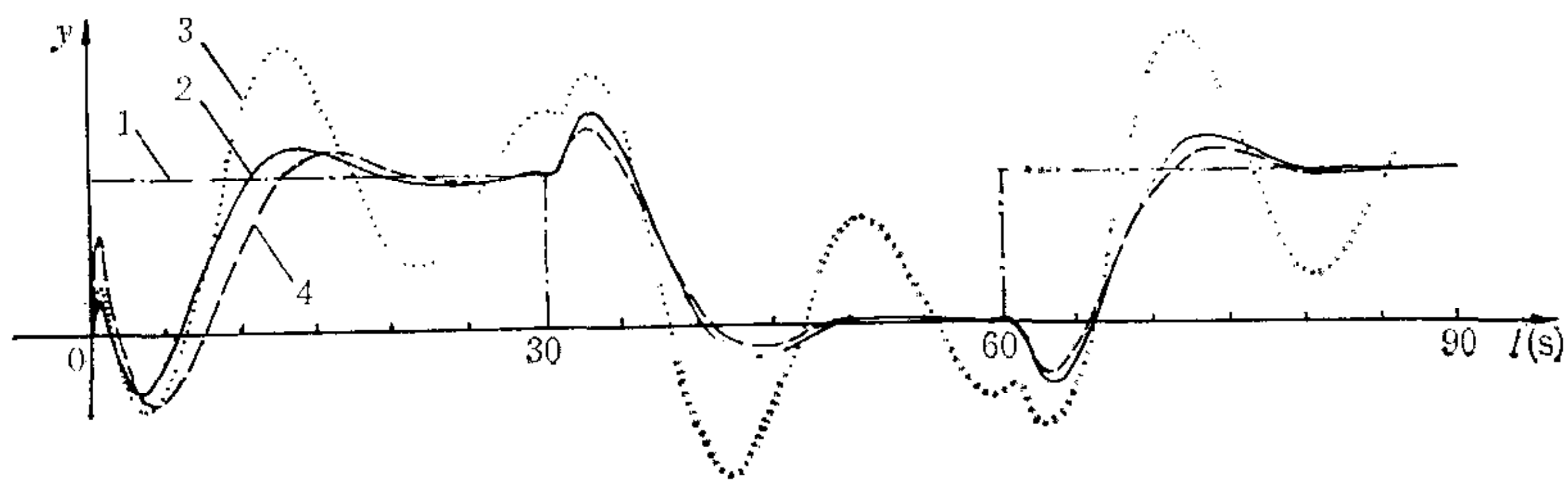


图 3 数字仿真结果

一台基于 TP 86 单板机的自适应调速器试验装置已在四川某电站进行了初步试验,结果表明该调速器对工况的变化有显著的自适应能力.

导师刘育骥教授具体指导了这项工作,在此表示感谢.

参 考 文 献

- [1] 韩曾晋, 自适应控制系统, 机械工业出版社, 1983.
- [2] Landau, I. D., Adaptive Control-Model Reference Approach, New York, Marcel, 1979.
- [3] Åström K. J., and Wittermark, B., On Self-tuning Regulators, *Automatica*, 9(1973), 185.

- [4] Narendra K. S., and Valavali, L. S., Stable Adaptive Controller Design—Direct Control, *IEEE Tran. Autom. Control*, 23(1978), 570.
- [5] Nishikawa, Y., etc., A Method for Auto-tuning of PID Control Parameters, *Automatica*, 20(1984), 321.
- [6] Landau, I. D., Unbiased Recursive Identification Using Model Reference Adaptive Techniques, *IEEE Tran. Autom. Control*, 21(1976), 194.
- [7] Monopoli, R. V., Model Reference Adaptive Control with an Augmented Error Signal, *IEEE Trans. Autom. Control*, 19(1974), 474.

MODEL REFERENCE ADAPTIVE CONTROL FOR HYDROELECTRIC GENERATING SET

WANG BAILIN

(Huazhong University of Science and Technology)

ABSTRACT

Hydroelectric generating set is a non-minimum phase system which has some variable parameters. Only part of its states can be measured directly. In the paper, a new configuration of model reference adaptive control (MRAC) is developed for this kind of system. Owing to MRAC, stability and frequency following behavior of hydroelectric generating set can be improved when the parameters of the set vary.