

## 双重强跟踪滤波励磁及速度非线性鲁棒控制

谷志锋<sup>†</sup>, 朱长青, 张晨光, 刘 璞

(军械工程学院 车辆与电气工程系, 河北 石家庄 050003)

**摘要:** 针对传统移动电站存在励磁、调速控制相互独立、缺乏联系的不足, 研究和建立了励磁及机电复合调速非线性模型, 提出了基于状态参数双重强跟踪滤波估计的非线性鲁棒综合控制策略. 采用双重强跟踪滤波的方法, 实现了模型中关键状态参量的间接获取, 依据多输入多输出系统的精确反馈线性化、非线性鲁棒控制理论, 对励磁、机电复合调速综合控制律进行了推导, 并进行了仿真验证. 仿真结果表明: 负载突变时, 强跟踪滤波能够快速跟踪和估计状态参数; 在外部干扰存在情况下, 通过求解线性矩阵不等式, 本文得到的控制律在保证励磁、转速控制系统稳定的同时, 能够实现 $L_2$ 增益干扰抑制.

**关键词:** 强跟踪滤波; 非线性鲁棒控制;  $L_2$ 增益抑制; 励磁控制; 速度控制

**中图分类号:** TM273, TM301 **文献标识码:** A

## Nonlinear robust excitation and speed control based on the double strong tracking filter

GU Zhi-feng<sup>†</sup>, ZHU Chang-qing, ZHANG Chen-guang, LIU Pu

(Department of Vehicles and Electrical, Ordnance Engineering College, Shijiazhuang Hebei 050003, China)

**Abstract:** To deal with the lack of associated control between the excitation system and the speed system, we build the nonlinear mathematical model for the moving power station and propose the excitation and speed synthetic nonlinear robust control. The key state parameters of the mathematical model are estimated by the double strong tracking filter (DSTF). According to the exact feedback linearization and the nonlinear robust control method of the multi-input and multi-output system, the synthetic control law of the excitation and electro-mechanical speed control system is obtained by solving the linear matrix inequality (LMI), and is testified by simulation. Simulation results show that the DSTF can track and estimate the values of the state parameters rapidly when the load increased suddenly, and the nonlinear robust synthetic control not only can stabilize the excitation system and the speed control system, but also can realize the  $L_2$  disturbance attenuation.

**Key words:** strong tracking filter; nonlinear robust control;  $L_2$  disturbance attenuation; excitation control; speed control

### 1 引言(Introduction)

移动电站主要由柴油机和同步发电机组成, 广泛用于船舶推进和装备供电等领域. 由移动电站和负载构成的独立电力网络容量有限, 且用电负载(雷达、火炮等)工作具有随机性、冲击性, 所以励磁系统和调速系统对于保证此电力网络的电压和频率性能指标至关重要. 目前, 许多学者采用精确反馈线性化<sup>[1-3]</sup>、直接反馈线性化<sup>[4]</sup>、Hamilton<sup>[5]</sup>、 $H_\infty$ 控制<sup>[6]</sup>、滑模变结构<sup>[7]</sup>、智能控制<sup>[8]</sup>等方法, 对励磁控制和调速控制分别进行了分析.

目前, 移动电站励磁控制和速度控制通常处于相互独立的工作状态, 但在动态工作过程中, 励磁控制会影响移动电站的速度调节, 速度控制同时也会影响

移动电站端电压的调节, 因此, 实施综合控制是非常必要的. 在陆地无穷大电力系统中, 速度和励磁的综合控制已经引起了许多学者的注意<sup>[9-11]</sup>, 但移动电站电力网络与陆地无穷大电力系统在动力机械部分和电机结构方面有着明显的区别: 前者多采用高速内燃机, 后者多采用汽轮机或水轮机; 前者趋向于采用机电复合方式控制喷油泵, 以提高速度控制的安全性和快速性, 后者通常控制汽门或闸门开度; 前者多采用谐波励磁电机<sup>[12]</sup>、感应子式电机等特殊电机, 以提高励磁控制的响应速度, 后者多采用普通结构的凸极、隐极电机. 目前, 内燃机调速系统大多采用电磁铁与齿条构成的直接电控制方式<sup>[13-16]</sup>, 一旦电控失去作用后, 调速系统失效. 本文研究的调速系统由机械调

速器和电子调速器复合构成。当电控失去作用后,机械调速器会保证内燃机工作在怠速工况,电子调速器用于提高速度控制的精度,因此,机电复合调速可以提高速度控制的安全性和精度。目前,使用直列泵的内燃机机电复合调速特性研究已有报道<sup>[17-18]</sup>,而使用分配泵的内燃机机电复合调速模型,以及此种内燃机机组的机电复合调速和励磁综合控制少有介绍。分配泵式调速系统相对于直列泵式调速系统结构更紧凑,体积更小,因此,现在得到了更多的应用。本文依据分配泵式机电复合调速系统结构,建立了机电复合调速及励磁综合控制非线性数学模型,并为本文后面内燃机的非线性鲁棒控制研究奠定了基础。

移动电站的励磁、速度控制系统具有非线性显著的特点,采用非线性鲁棒控制需要测量多个状态参量的值,直接测量关键状态,存在测量成本高、精确测量难度大等问题,因此采用状态估计的方法获取关键状态参数具有十分重要的意义。文献[19-21]采用扩展卡尔曼滤波(extending Kalman filter, EKF)方式对电机的关键状态参量(转速、磁链等)进行了估计,并已应用于励磁控制中。但是在移动电站负载突然变化,尤其冲击负载较重时, EKF具有状态估计跟踪能力差的缺陷<sup>[22]</sup>。为克服以上缺陷,并实现移动电站转速、励磁的综合控制,本文采用了强跟踪滤波(strong tracking filter, STF)方法,采用多重渐消因子有效地削弱了以往数据对模型误差的影响,在线自动调整增益矩阵和状态预测误差协方差矩阵,使得算法始终保持对状态参数的准确跟踪<sup>[23]</sup>。

本文首先研究和建立了移动电站的机电复合调速及励磁综合控制非线性数学模型,并采用双重强跟踪滤波(double strong tracking filter, DSTF)的方法实现了对所建立的非线性数学模型中状态参量的估计,同时采用基于精确反馈线性化的非线性系统鲁棒控制设计方法,对移动电站的综合控制律进行了详细推导。具体移动电站的综合控制仿真结果表明: DSTF能够在快速、准确地估计移动电站动态状态参量;非线性鲁棒综合控制能够保证电压、转速的综合稳定控制。文章提出的基于状态估计的非线性鲁棒综合控制方法由于充分考虑了系统的非线性和干扰抑制,所以在提高移动电站控制性能和保证综合控制鲁棒性方面具有优势。

## 2 非线性仿射数学模型分析(The analysis of the nonlinear affine mathematic model)

移动电站机电复合调速系统结构主要由调速弹簧、速度控制摆杆、飞块儿、调速套、控制套、张杆等构成,如图1所示。

张杆摆动会改变控制套的位置和断油孔位置,进而改变柴油机的喷油量。飞块儿离心力控制调速套位置,张杆的摆动幅度受调速套和速度控制摆杆摆动位

置的双重控制。外部控制器控制速度控制摆杆的位置,最终达到无静差调速的目的。

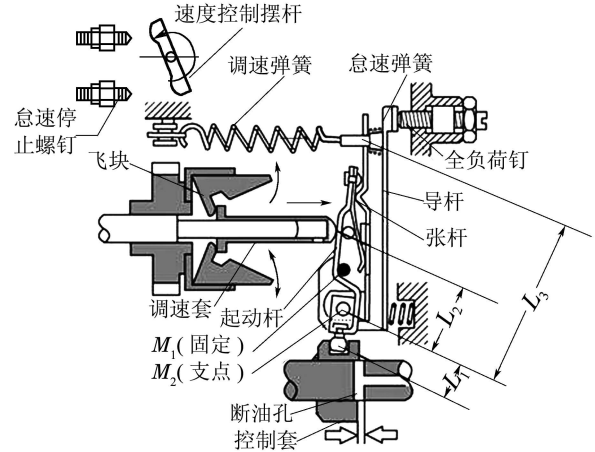


图1 机电复合调速器结构图

Fig. 1 Structure diagram of the electro-mechanical governor

依据达兰贝尔原理得

$$m_g \frac{d^2 \Delta x}{dt^2} + f_g \frac{d \Delta x}{dt} = \Delta M - \Delta E, \quad (1)$$

式中:  $m_g$ 为离心感受元件各运动件转换到调速套的当量质量;  $f_g$ 为调速套的摩擦系数;  $\Delta M$ 为飞块对调速套向右的作用力增量,与飞块儿转速、调速套位移有关,即  $\Delta M = f_1(\Delta \omega_T, \Delta x)$ ,其中  $\Delta \omega_T$ 为飞块儿转速增量,且满足  $\Delta \omega_T = K \Delta \omega_g$ ,  $\Delta \omega_g$ 为柴油机转速增量,  $K$ 为飞块儿与柴油机转速比;  $\Delta E$ 为张杆作用于调速套的恢复力增量,与调速弹簧对张杆的作用力有关;  $\Delta x$ 为调速套的移动距离增量。

在额定转速附近,转速波动和调速套移动距离较小,在进行  $\Delta M$  泰勒级数展开时,可略去高次项,得

$$\Delta M = \frac{\partial f_1}{\partial \omega_T} \Delta \omega_T + \frac{\partial f_1}{\partial x} \Delta x. \quad (2)$$

当张杆围绕  $M_2$  旋转时,  $\Delta E$  与调速弹簧对张杆的作用力增量  $\Delta F_T$  满足

$$\Delta F_T = \frac{L_2}{L_3} \Delta E = \frac{L_2}{L_3} c \Delta y_1, \quad (3)$$

式中:  $c$ 为弹簧刚度;  $\Delta y_1$ 为弹簧变形量增量。

由图1可知,当速度控制摆杆的摆动距离增量为  $\Delta L$  时,张杆的移动距离增量为  $\Delta y_2 = \Delta L - \Delta y_1$ ,且  $\Delta x$  满足

$$\Delta x = \frac{L_2}{L_3} (\Delta L - \Delta y_1). \quad (4)$$

控制套的移动距离增量  $\Delta y$  为

$$\Delta y = \frac{L_1}{L_2} \Delta x. \quad (5)$$

将(2)-(5)入式(1)得

$$m_g \frac{d^2 \Delta y}{dt^2} + f_g \frac{d \Delta y}{dt} - \left( \frac{\partial f_1}{\partial x} + \frac{L_3}{L_2} c \right) \Delta y =$$

$$\left(\frac{L_1}{L_2} \frac{\partial f_1}{\partial \omega_g}\right) \Delta \omega_g - c \frac{L_1}{L_2} \Delta L.$$

令  $\frac{\partial f_1}{\partial x} + \frac{L_3}{L_2} c = \alpha$ ,  $c \frac{L_1}{L_2} = \gamma$ ,  $\frac{L_1}{L_2} \frac{\partial f_1}{\partial \omega_T} = \beta$ , 得

$$m_g \frac{d^2 \Delta y}{dt^2} + f_g \frac{d \Delta y}{dt} - \alpha \Delta y = \beta \Delta \omega_g - \gamma \Delta L. \quad (6)$$

当取  $\frac{d \Delta y}{dt} = z$  时, 由式(6)得

$$\frac{dz}{dt} = -\frac{f_g}{m_g} z + \frac{\alpha}{m_g} \Delta y + \frac{\beta}{m_g} \Delta \omega_g - \frac{\gamma}{m_g} \Delta L, \quad (7)$$

$$\frac{d \Delta y}{dt} = z. \quad (8)$$

调速系统中的执行器将驱动电压  $u_s$  转换为移动距离  $L$ , 且满足线性关系. 定义驱动器的时间常数为  $T_1$ , 增益为  $K_1$ , 则得  $\frac{dL}{dt} = -\frac{L}{T_1} + \frac{K_1}{T_1} u_s$ .

用增量式表示为

$$\frac{d \Delta L}{dt} = -\frac{\Delta L}{T_1} + \frac{K_1}{T_1} \Delta u_s. \quad (9)$$

柴油机组的运动方程式为

$$J \frac{d \Delta \omega_g}{dt} = \Delta M_1 - \Delta M_e - \Delta M_D. \quad (10)$$

依据文献[15], 将

$$\begin{aligned} \Delta M_1 &= k_1 n + d_1 + a \Delta y, \\ \Delta M_e &= 9550 \frac{P_e}{n} - 9550 \frac{P_{e0}}{n} = \\ &= \frac{9550 m}{X'_d n} (E'_q U \sin \delta - E'_{q0} U \sin \delta_0), \\ d_1 &= b_1 - a y_0, \quad \Delta M_D = D p \Delta \omega_g \end{aligned}$$

代入式(10)得

$$J \frac{d \Delta \omega_g}{dt} + D p \Delta \omega_g = k_1 n + d_1 + a \Delta y - \Delta M_e. \quad (11)$$

这里:  $m$  为发电机相数,  $\Delta M_1$  为柴油机主力矩增量;  $k_1, d_1, a$  由柴油机的转速特性曲线和转矩特性曲线确定;  $\Delta M_e$  为电磁力矩增量;  $\Delta M_D$  为阻尼力矩增量;  $\Delta \omega_g$  为机组转动速度增量;  $D$  为发电机的阻尼系统;  $y_0$  为执行器的空载行程;  $p$  为发电机的极对数;  $n$  为柴油机的转速;  $P_e$  为输出电功率;  $J$  为机组的转动惯量.

取  $k_1 n + d_1 = a_3$ ,  $D p = a_1$ ,  $\frac{9550 m}{X'_d n} = a_2$ , 由式(11)可得式(12):

$$J \frac{d \Delta \omega_g}{dt} = a_3 - a_2 (\Delta E'_q + E'_{q0}) U \sin(\Delta \delta + \delta_0) + a \Delta y + a_1 \Delta \omega_g + a_3 + a_2 E'_{q0} U \sin \delta_0. \quad (12)$$

发电机功角与转速之间满足

$$\frac{d \Delta \delta}{dt} = p(\omega_g - \omega_{g0}) = p \Delta \omega_g, \quad (13)$$

式中:  $P$  为发电机的极对数;  $\omega_g$  为柴油机主轴转动角速度;  $\delta$  为发电机功角.

励磁绕组的动态电压方程式为

$$\frac{d E'_q}{dt} = -\frac{1}{T'_d} E'_q + \frac{1}{T_{d0}} \frac{x_d - x'_d}{x'_d} U \cos \delta + \frac{1}{T_{d0}} u_f.$$

用增量式表示为

$$\begin{aligned} \frac{d \Delta E'_q}{dt} &= \frac{1}{T_{d0}} \frac{(x_d - x'_d) U}{x'_d} [\cos(\delta_0 + \Delta \delta) - \cos \delta_0] - \\ &= \frac{1}{T'_d} (\Delta E'_q + E'_{q0}) + \frac{1}{T_{d0}} \Delta u_f, \end{aligned} \quad (14)$$

式中:  $E'_q$  为发电机的暂态电势;  $x_d$  为直轴电抗;  $x'_d$  为直轴暂态电抗;  $T_{d0}, T'_d$  为励磁绕组的时间常数, 且满足  $T'_d = T_{d0} \frac{x'_d}{x_d}$ ;  $U$  为移动电站端电压.

依据(7)–(9)(12)–(14), 定义  $x_1 = \Delta y, x_2 = z, x_3 = \Delta L, x_4 = \Delta \delta, x_5 = \Delta \omega_g, x_6 = \Delta E'_q$ , 且考虑机组转动轴上的扭矩干扰  $\varepsilon_1$  和励磁绕组的电磁干扰  $\varepsilon_2$  时, 可得以下移动电站的非线性数学模型(15):

$$\begin{cases} \frac{dx_1}{dt} = x_2, \quad \frac{dx_2}{dt} = \frac{\alpha x_1}{m_g} - \frac{f_g}{m_g} x_2 - \frac{\gamma}{m_g} x_3 + \frac{\beta}{m_g} x_5, \\ \frac{dx_3}{dt} = -\frac{x_3}{K_1} + u_1, \quad \frac{dx_4}{dt} = p x_5, \\ \frac{dx_5}{dt} = \frac{a_3}{J} + \frac{a}{J} x_1 + \frac{a_1}{J} x_5 - f_1(x_4, x_6) + K_0 + \varepsilon_1, \\ \frac{dx_6}{dt} = -\frac{x_d}{T_{d0} x'_d} x_6 + f_2(x_4) + u_2 + \varepsilon_2, \end{cases} \quad (15)$$

式中:

$$u_1 = \frac{K_1}{T_1} \Delta u_s, \quad u_2 = \frac{x_d}{T_{d0} x'_d} E'_{q0} + \frac{1}{T_{d0}} \Delta u_f,$$

$$K_0 = \frac{a_1}{J} \omega_{g0} + \frac{a_2 E'_{q0} U}{J} \sin \delta_0 + \frac{a_3}{J},$$

$$f_1(x_4, x_6) = \frac{a_2 (x_6 + E'_{q0}) U}{J} \sin(x_4 + \delta_0),$$

$$f_2(x_4) = \frac{x_d - x'_d}{x'_d} \frac{U \cos(x_4 + \delta_0) - U \cos \delta_0}{T_{d0}}.$$

要对式(15)进行非线性鲁棒控制, 需知道式中各状态参量  $(x_1, \dots, x_6)$  的值. 传感器测量的方法具有投资成本高、安装不方便的不足, 因此, 本文提出了采用 DSTF 状态参数估计的方法. DSTF 可间接获得各状态参量的数值, 通过在线实时自动调整增益矩阵和状态预测误差协方差矩阵, 使算法始终保持对状态参数的准确跟踪.

### 3 双重强跟踪滤波状态参数估计(The state parameters estimation by DSTF)

#### 3.1 第一重发电机状态参数的强跟踪估计(The first STF for the synchronous generator state parameters)

在  $d, q$  参考坐标下, 同步发电机的磁链满足

$$\dot{\varphi}_{\delta d} = u_d + R i_d + \omega \varphi_{\delta q}, \quad \dot{\varphi}_{\delta q} = u_q + R i_q - \omega \varphi_{\delta d},$$

$$\varphi_{\delta q} = L_q i_q, \varphi_{\delta d} = L_d i_d + \varphi_f,$$

式中:  $\varphi_{ad}$ 为d轴电枢反应磁链;  $\varphi_{aq}$ 为q轴电枢反应磁链;  $\varphi_f$ 为励磁绕组磁链;  $R$ 为定子线圈电阻;  $i_d$ 为直轴定子电流分量;  $i_q$ 为交轴定子电流分量;  $u_d$ 为直轴定子电压分量;  $u_q$ 为交轴定子电压分量;  $L_d$ 为直轴电感;  $L_q$ 为交轴电感;  $x_d$ 为直轴电抗,  $x'_d$ 为直轴瞬态电抗,  $R_s$ 为发电机定子线圈电阻,  $x_q$ 为交轴电抗。

在状态估测时, 相对于同步发电机的动态过程, 控制系统的采样时间间隔非常小, 因此, 可认为在预测步(时间更新)中电机转速为恒定不变, 即满足:  $\dot{\theta} = \omega$ ,  $\dot{\omega} = 0$ 。

依据上述同步发电机数学模型, 选择STF观测器的输入为静止DQ坐标下定子电压, 输出为静止DQ坐标下定子电流, 则得用于STF估计的状态方程和输出方程为

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}) + \mathbf{BU}, \mathbf{y} = [i_D \ i_Q]^T = \mathbf{h}(\mathbf{x}), \quad (16)$$

式中:

$$\mathbf{x} = [x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4]^T = [\varphi_{\delta d} \ \varphi_{\delta q} \ \theta \ \omega]^T,$$

$$\mathbf{h}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} \frac{x_2}{L_q} \cos \theta - \frac{x_1 - \phi_f}{L_d} \sin \theta \\ \frac{x_2}{L_q} \sin \theta - \frac{x_1 - \phi_f}{L_d} \cos \theta \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{U} = [u_D \ u_Q]^T, \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{f}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} \frac{R}{L_d} x_1 + x_2 x_4 - \frac{R}{L_d} \varphi_f \\ \frac{R}{L_q} x_2 - x_1 x_4 \\ x_4 \\ 0 \end{bmatrix}.$$

通过STF状态估计, 可以实现 $\omega$ ,  $\theta$ ,  $\varphi_{\delta d}$ ,  $\varphi_{\delta q}$ 的无传感器实时估计, 并通过 $\omega = p\omega_g$ ,  $\delta = \arctan \frac{\varphi_{\delta d}}{\varphi_{\delta q}}$ 可计算 $\omega_g$ 和 $\delta$ 的瞬时估计值。在进行状态STF估计时, 遗忘因子 $\rho$ 取0.95, 弱化因子取1。初始的多重渐消因子取 $\Lambda_0 = \text{diag}\{10, 1, 5\}$ 。

机组的有功功率为 $P_e = u_D i_D + u_Q i_Q$ , 其中 $i_D$ ,  $i_Q$ ,  $u_D$ ,  $u_Q$ 可以通过三相电流、电压瞬时值的3/2变换得到。端电压、负载电流的有效值计算公式为

$$U = \sqrt{u_D^2 + u_Q^2}, I = \sqrt{i_D^2 + i_Q^2},$$

则可得视在功率 $S = UI$ , 从而可得无功功率 $Q = \sqrt{S^2 - P^2}$ , 由此可得负载的功率因数角及性质, 并可计算得到 $E'_q$ 。假使机组的最终稳定端电压已知, 则在负载性质及功率已知的条件下, 可以计算得 $\delta_0$ , 同时依据公式

$$P_e = \frac{E_q U_s}{x_d} \sin \delta + \frac{U_s^2 (x_d - x_q)}{2x_d x_q} \sin 2\delta,$$

可计算得 $E'_q$ 的值, 根据 $E_q = E'_q + (x_d - x'_d) i_d$ , 可得 $E'_{q0}$ 的值。

在 $\omega_g$ ,  $\delta$ ,  $\delta_0$ ,  $\omega_{g0}$ (发动机额定转速),  $E'_q$ ,  $E'_{q0}$ 已知的情况下, 可得状态参数 $x_4$ ,  $x_5$ ,  $x_6$ 的值。

### 3.2 机组其他状态的第二重强跟踪估计(The second STF for the other generator set state parameters)

机组稳态运行时满足 $M_1 = k_1 n + d_1 + a(y - y_0)$ ,  $M_1 - M_e - M_D = M_1 - 9550 \frac{P_e}{n} - DP\omega_{g0} = 0$ , 所以可得稳态运行时 $y$ 的值。机组稳态运行时, 满足 $M - E = 0$ , 即 $-\alpha y = \beta \omega_{g0} - \gamma L$ , 从而可得 $L$ 的值, 由于执行器满足线性关系, 从而可确定对应稳态运行点 $[\delta_0 \ \omega_0 \ E'_{q0}]^T$ 的 $u_{s0}$ 和 $u_{f0}$ , 当采集执行器的瞬时驱动电压 $u_s$ 和瞬时励磁电压 $u_f$ , 可计算得

$$u_1 = \frac{K_1}{T_1} \Delta u_s = \frac{K_1}{T_1} (u_s - u_{s0}),$$

$$u_2 = \Delta u_f = \frac{x_d}{T_{d0} x'_d} E'_{q0} + \frac{1}{T_{d0}} (u_f - u_{f0}).$$

当取输出方程为 $\mathbf{y} = \mathbf{h}(\mathbf{x}) = [x_4 \ x_5]^T$ 时, 结合式(9)可得以下非线性系统(17):

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}_1(\mathbf{x}, \mathbf{U}), \\ \mathbf{y} = \mathbf{h}(\mathbf{x}) = [x_4 \ x_5]^T, \end{cases} \quad (17)$$

式中:

$$\mathbf{x} = [z \ y \ L \ \delta \ \omega_g \ E'_q]^T, \mathbf{u} = [0 \ 0 \ 0 \ u_1 \ 0 \ u_2],$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{h}(\mathbf{x}) = [0 \ 0 \ 0 \ \delta \ \omega_g \ 0]^T.$$

对于非线性系统(17), 在输入参量和输出参量

$$\mathbf{u} = [0 \ 0 \ 0 \ u_1 \ 0 \ u_2]^T,$$

$$\mathbf{y} = [0 \ 0 \ 0 \ x_4 \ x_5 \ 0]^T$$

已知的情况下, 通过STF可实现机组其他参量状态参数 $x_1$ ,  $x_2$ ,  $x_3$ 的状态估计。在进行状态STF估计时, 遗忘因子 $\rho$ 取0.96, 弱化因子取1.2, 初始的多重渐消因子取 $\Lambda_0 = \text{diag}\{5, 1, 2\}$ 。

通过DSTF最终可实现非线性系统(15)各状态参数数值的快速, 为开展机组的非线性鲁棒控制奠定了基础。DSTF实现状态估计的原理如图2所示。

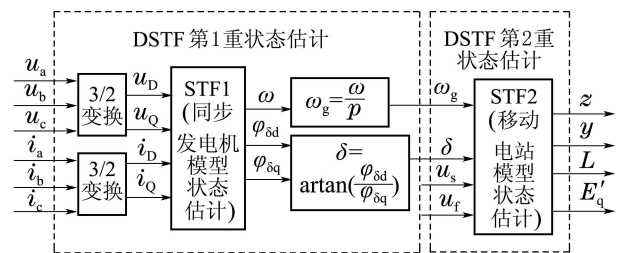


图2 DSTF状态估计的原理图

Fig. 2 The structure diagram of the estimation of the state parameters by DSTF

#### 4 励磁、速度综合非线性鲁棒控制 (The excitation and speed synthetic nonlinear robust control)

非线性模型(9)可表示为如下非线性方程形式:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}) + \mathbf{g}_1(\mathbf{x})u_1 + \mathbf{g}_2(\mathbf{x})u_2 + \mathbf{g}_3(\mathbf{x})\varepsilon_1 + \mathbf{g}_4(\mathbf{x})\varepsilon_2,$$

式中:

$$\mathbf{g}_1(\mathbf{x}) = [0 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0]^\text{T}, \quad \mathbf{g}_2(\mathbf{x}) = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1]^\text{T},$$

$$\mathbf{g}_3(\mathbf{x}) = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0]^\text{T}, \quad \mathbf{g}_4(\mathbf{x}) = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1]^\text{T},$$

$$\mathbf{f}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} x_2 \\ \frac{\alpha}{m_g}x_1 - \frac{f_g}{m_g}x_2 - \frac{\gamma}{m_g}x_3 + \frac{\beta}{m_g}x_5 \\ -\frac{x_3}{K_1} \\ px_5 \\ \frac{a_3}{J} + \frac{a}{J}x_1 + \frac{a_1}{J}x_5 - f_1(x_4, x_6) + K_0 \\ -\frac{x_d}{T_{d0}x'_d}x_6 + f_2(x_4) \end{bmatrix}.$$

当取输出分别为  $y_1 = \mathbf{h}_1(\mathbf{x}) = x_4$ ,  $y_2 = \mathbf{h}_2(\mathbf{x}) = x_1$  时, 依据精确反馈线性化相关知识, 需首先求解非线性仿射模型对两个输出的关系度  $r_1, r_2$ , 进而判定是否具备精确反馈线性化的条件. 以下推导过程中的公式表示的运算为

$$L_g \mathbf{h}(\mathbf{x}) = \frac{\partial \mathbf{h}(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} \mathbf{g}(\mathbf{x}) = \sum_{i=1}^n \frac{\partial \mathbf{h}(\mathbf{x})}{\partial x_i} \mathbf{g}_i(\mathbf{x}),$$

代表函数  $\mathbf{h}(\mathbf{x})$  沿向量场  $\mathbf{g}(\mathbf{x})$  的Lie导数.

对于  $y_1 = \mathbf{h}_1(\mathbf{x}) = x_4$  有

$$L_{g_1} \mathbf{h}_1(\mathbf{x}) = \frac{\partial \mathbf{h}_1(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} \mathbf{g}_1(\mathbf{x}) = 0,$$

$$L_{g_2} \mathbf{h}_1(\mathbf{x}) = \frac{\partial \mathbf{h}_1(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} \mathbf{g}_2(\mathbf{x}) = 0,$$

$$L_{g_3} \mathbf{h}_1(\mathbf{x}) = \frac{\partial \mathbf{h}_1(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} \mathbf{g}_3(\mathbf{x}) = 0,$$

$$L_{g_4} \mathbf{h}_1(\mathbf{x}) = \frac{\partial \mathbf{h}_1(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} \mathbf{g}_4(\mathbf{x}) = 0,$$

$$L_f \mathbf{h}_1(\mathbf{x}) = \frac{\partial \mathbf{h}_1(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} \mathbf{f}(\mathbf{x}) = px_5,$$

$$L_{g_1} L_f \mathbf{h}_1(\mathbf{x}) = \frac{\partial(L_f \mathbf{h}_1(\mathbf{x}))}{\partial \mathbf{x}} \mathbf{g}_1(\mathbf{x}) = 0,$$

$$L_{g_2} L_f \mathbf{h}_1(\mathbf{x}) = \frac{\partial(L_f \mathbf{h}_1(\mathbf{x}))}{\partial \mathbf{x}} \mathbf{g}_2(\mathbf{x}) = 0,$$

$$L_{g_3} L_f \mathbf{h}_1(\mathbf{x}) = \frac{\partial(L_f \mathbf{h}_1(\mathbf{x}))}{\partial \mathbf{x}} \mathbf{g}_3(\mathbf{x}) = 0,$$

$$L_{g_4} L_f \mathbf{h}_1(\mathbf{x}) = \frac{\partial(L_f \mathbf{h}_1(\mathbf{x}))}{\partial \mathbf{x}} \mathbf{g}_4(\mathbf{x}) = 0,$$

$$L_f^2 \mathbf{h}_1(\mathbf{x}) = \frac{\partial(L_f \mathbf{h}_1(\mathbf{x}))}{\partial \mathbf{x}} \mathbf{f}(\mathbf{x}) =$$

$$\frac{pa_3}{J} + \frac{pa}{J}x_1 + \frac{pa_1}{J}x_5 - pf_1(x_4, x_6) + pK_0 + p\varepsilon_1,$$

$$L_{g_1} L_f^2 \mathbf{h}_1(\mathbf{x}) = \frac{\partial(L_f^2 \mathbf{h}_1(\mathbf{x}))}{\partial \mathbf{x}} \mathbf{g}_1(\mathbf{x}) = 0,$$

$$L_{g_2} L_f^2 \mathbf{h}_1(\mathbf{x}) = \frac{\partial(L_f^2 \mathbf{h}_1(\mathbf{x}))}{\partial \mathbf{x}} \mathbf{g}_2(\mathbf{x}) =$$

$$\frac{pa_2 U}{J} \sin(x_4 + \delta_0) \neq 0,$$

$$L_{g_3} L_f^2 \mathbf{h}_1(\mathbf{x}) = \frac{\partial(L_f^2 \mathbf{h}_1(\mathbf{x}))}{\partial \mathbf{x}} \mathbf{g}_3(\mathbf{x}) = \frac{pa_1}{J},$$

$$L_{g_4} L_f^2 \mathbf{h}_1(\mathbf{x}) = \frac{\partial(L_f^2 \mathbf{h}_1(\mathbf{x}))}{\partial \mathbf{x}} \mathbf{g}_4(\mathbf{x}) =$$

$$\frac{pa_2 U}{J} \sin(x_4 + \delta_0) \neq 0.$$

对于  $y_2 = \mathbf{h}_2(\mathbf{x}) = x_1$  有

$$L_{g_1} \mathbf{h}_2(\mathbf{x}) = \frac{\partial \mathbf{h}_2(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} \mathbf{g}_1(\mathbf{x}) = 0,$$

$$L_{g_2} \mathbf{h}_2(\mathbf{x}) = \frac{\partial \mathbf{h}_2(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} \mathbf{g}_2(\mathbf{x}) = 0,$$

$$L_f \mathbf{h}_2(\mathbf{x}) = \frac{\partial \mathbf{h}_2(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} \mathbf{f}(\mathbf{x}) = x_2,$$

$$L_{g_1} L_f \mathbf{h}_2(\mathbf{x}) = \frac{\partial(L_f \mathbf{h}_2(\mathbf{x}))}{\partial \mathbf{x}} \mathbf{g}_1(\mathbf{x}) = 0,$$

$$L_{g_2} L_f \mathbf{h}_2(\mathbf{x}) = \frac{\partial(L_f \mathbf{h}_2(\mathbf{x}))}{\partial \mathbf{x}} \mathbf{g}_2(\mathbf{x}) = 0,$$

$$L_f^2 \mathbf{h}_2(\mathbf{x}) = \frac{\partial \mathbf{h}_2(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} \mathbf{f}(\mathbf{x}) =$$

$$\frac{\alpha}{m_g}x_1 - \frac{f_g}{m_g}x_2 - \frac{\gamma}{m_g}x_3 + \frac{\beta}{m_g}x_5,$$

$$L_{g_1} L_f^2 \mathbf{h}_2(\mathbf{x}) = \frac{\partial(L_f^2 \mathbf{h}_2(\mathbf{x}))}{\partial \mathbf{x}} \mathbf{g}_1(\mathbf{x}) = -\frac{\gamma}{m_g} \neq 0,$$

$$L_{g_2} L_f^2 \mathbf{h}_2(\mathbf{x}) = \frac{\partial(L_f^2 \mathbf{h}_2(\mathbf{x}))}{\partial \mathbf{x}} \mathbf{g}_2(\mathbf{x}) = 0,$$

$$L_{g_3} L_f^2 \mathbf{h}_2(\mathbf{x}) = \frac{\partial(L_f^2 \mathbf{h}_2(\mathbf{x}))}{\partial \mathbf{x}} \mathbf{g}_3(\mathbf{x}) = \frac{\beta}{m_g} \neq 0,$$

$$L_{g_4} L_f^2 \mathbf{h}_2(\mathbf{x}) = \frac{\partial(L_f^2 \mathbf{h}_2(\mathbf{x}))}{\partial \mathbf{x}} \mathbf{g}_4(\mathbf{x}) = 0.$$

由此可知  $r_1 = 3, r_2 = 3$ , 则有  $r_1 + r_2 = n = 6$ , 满足精确反馈线性化的条件.

选择如下坐标变换:

$$z_1 = \mathbf{h}_1(\mathbf{x}), \quad z_2 = L_f \mathbf{h}_1(\mathbf{x}), \quad z_3 = L_f^2 \mathbf{h}_1(\mathbf{x}),$$

$$z_4 = \mathbf{h}_2(\mathbf{x}), \quad z_5 = L_f \mathbf{h}_2(\mathbf{x}), \quad z_6 = L_f^2 \mathbf{h}_2(\mathbf{x}).$$

其雅可比矩阵  $J_e$  为

$$J_e = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & p & 0 \\ \frac{ap}{J} & 0 & 0 & \theta & \frac{pa_1}{J} & \rho \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{a}{m_g} & -\frac{f_g}{m_g} & -\frac{r}{m_g} & 0 & \frac{\beta}{m_g} & 0 \end{bmatrix},$$

式中:

$$\theta = \frac{pa_2(x_6 + E'_{q0})U}{J} \cos x_4,$$

$$\rho = \frac{pa_2U}{J} \sin(x_4 + \delta_0).$$

在系统运行范围内矩阵行列式不为0,因此,该坐标变换是一组合格的坐标变换.在新坐标系下,系统非线性仿射模型如式(18):

$$\dot{z}_1 = z_2, \quad (18a)$$

$$\dot{z}_2 = z_3, \quad (18b)$$

$$\dot{z}_3 = L_f^3 \mathbf{h}_1(\mathbf{x}) + L_{g_2} L_f^2 \mathbf{h}_1(\mathbf{x}) u_2 + L_{g_3} L_f^2 \mathbf{h}_1(\mathbf{x}) \varepsilon_1 + L_{g_4} L_f^2 \mathbf{h}_1(\mathbf{x}) \varepsilon_2, \quad (18c)$$

$$\dot{z}_4 = z_5, \quad (18d)$$

$$\dot{z}_5 = z_6, \quad (18e)$$

$$\dot{z}_6 = L_f^3 \mathbf{h}_2(\mathbf{x}) + L_{g_1} L_f^2 \mathbf{h}_2(\mathbf{x}) u_1 + L_{g_3} L_f^2 \mathbf{h}_2(\mathbf{x}) \varepsilon_1. \quad (18f)$$

取 $v_1 = L_f^3 \mathbf{h}_1(\mathbf{x}) + L_{g_2} L_f^2 \mathbf{h}_1(\mathbf{x}) u_2$ ,  $v_2 = L_f^3 \mathbf{h}_2(\mathbf{x}) + L_{g_1} L_f^2 \mathbf{h}_2(\mathbf{x}) u_1$ ,并代入式(18c)和式(18f)中,同时依据上文推导所得 $L_{g_4} L_f^2 \mathbf{h}_1(\mathbf{x})$ ,  $L_{g_3} L_f^2 \mathbf{h}_2(\mathbf{x})$ 的值,最终可得

$$\dot{z}_3 = v_1 + \frac{pa_1}{J} \varepsilon_1 + \frac{pa_2U}{J} \sin(x_4 + \delta_0) \varepsilon_2,$$

$$\dot{z}_6 = v_2 + \frac{\beta}{m_g} \varepsilon_1.$$

当取输出为 $\mathbf{y} = \mathbf{C}\mathbf{x}$ ,移动电站的非线性状态模型可以表示为式(19):

$$\dot{\mathbf{Z}} = \mathbf{A}\mathbf{Z} + \mathbf{B}_1 \mathbf{W}_1 + \mathbf{B}_2 \mathbf{V}, \quad (19)$$

其中:

$$\mathbf{Z} = [z_1 \ z_2 \ \cdots \ z_6]^T,$$

$$\mathbf{V} = [v_1 \ v_2]^T, \quad \mathbf{W} = [w_1 \ w_2]^T,$$

$$\mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ \frac{pa_1}{J} & \frac{pa_2U}{J} \sin(x_4 + \delta_0) \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ \frac{\beta}{m_g} & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

对于非线性模型(19)的非线性鲁棒控制问题就是找到一个足够小的 $\mu$ 和控制策略 $\mathbf{V}$ ,使得系统稳定,同

时如下不等式成立:

$$\int_0^T \|\mathbf{y}(t)\|^2 dt \leq \mu^2 \int_0^T \|\mathbf{W}(t)\|^2 dt.$$

依据鲁棒控制理论知识,方程式(12)有解的充要条件是线性矩阵不等式(13)存在一个对称正定矩阵 $\mathbf{P}$ 和矩阵 $\mathbf{L}$ .

$$\begin{bmatrix} \mathbf{A}\mathbf{P} + \mathbf{B}_2 \mathbf{L} + (\mathbf{A}\mathbf{P} + \mathbf{B}_2 \mathbf{L})^T & \mathbf{P}\mathbf{B}_1 & \mathbf{P}\mathbf{C}^T \\ \mathbf{B}_1^T \mathbf{P} & -\mu \mathbf{I} & 0 \\ \mathbf{C}\mathbf{P} & 0 & -\mu \mathbf{I} \end{bmatrix} < 0. \quad (20)$$

状态反馈控制率为 $\mathbf{V} = \mathbf{L}\mathbf{P}^{-1}\mathbf{x}$ .最终可得调速控制率 $u_s$ 和励磁控制率 $u_f$ 为

$$u_s = \frac{T_1}{K_1} \frac{v_2 - L_f^3 \mathbf{h}_2(\mathbf{x})}{L_{g_1} L_f^2 \mathbf{h}_2(\mathbf{x})} + u_{s0},$$

$$u_f = T_{d0} \left( \frac{v_1 - L_f^3 \mathbf{h}_1(\mathbf{x})}{L_{g_1} L_f^2 \mathbf{h}_1(\mathbf{x})} - \frac{x_d}{T_{d0} x'_d} E'_{q0} \right) + u_{f0}.$$

## 5 仿真实验(Simulation results and analysis)

以装配有NJVE4/12F1900L的机电复合控制的分配泵、SB-W7-20-2P型发电机和JX493发动机的移动电站参数为依据,对所建立的数学模型进行了仿真试验研究.相关参数如下:

$$f_g = 0.01, \quad m_g = 0.5, \quad \alpha = 1.2, \quad \beta = 0.7,$$

$$\gamma = 0.6, \quad K_1 = 0.2, \quad a = 1.6,$$

$$a_1 = 0.3, \quad a_2 = 8.2, \quad a_3 = 24.2,$$

转动惯量 $J = 5.1$ ,纵轴电抗 $x_d = 1.25$  p.u.,纵轴瞬态电抗 $x'_d = 0.221$  p.u.,励磁绕组纵轴瞬变时间常数 $T'_{d0} = 1.05$  s,干扰抑制常数 $\mu = 2$ .

### 5.1 发电机功角的强跟踪滤波估计(The STF for the power angle of the generator)

为了验证强跟踪滤波的动态跟踪特性,在0.54 s时突加负载,通过STF估计得到的 $\varphi_{\delta d}$ ,  $\varphi_{\delta q}$ 值见图3-4.

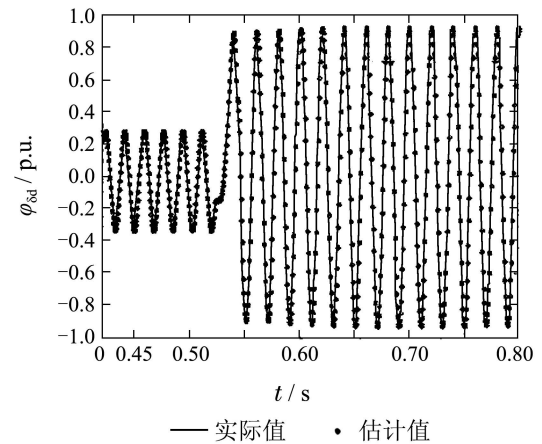


图3  $\varphi_{\delta d}$ 实际值与估计值的比较

Fig. 3 The comparison of the actual and the estimated value of the  $\varphi_{\delta d}$

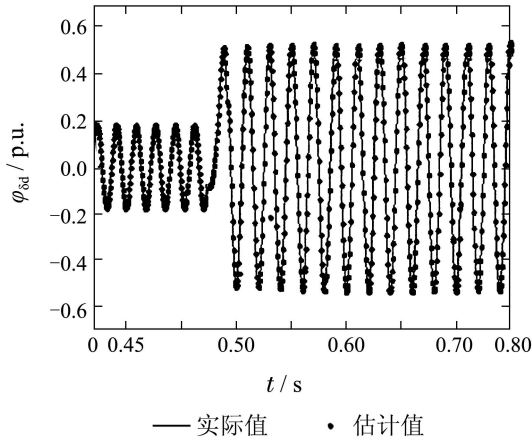


图 4  $\varphi_{\delta q}$  实际值与估计值的比较

Fig. 4 The comparison of the actual and the estimated value of the  $\varphi_{\delta q}$

由图3-4可知: 当移动电站负载突然变化时, STF 可以很好的跟踪实际值, 因此, 对于非线性显著、动作随机、冲击强的负载变化, 强跟踪滤波可以很好完成移动电站的状态估计。

结合估计得到  $\varphi_{\delta d}$ ,  $\varphi_{\delta q}$  值, 通过计算得到  $\varphi_{\delta}$  与实际  $\varphi_{\delta}$  的比较如图5所示。

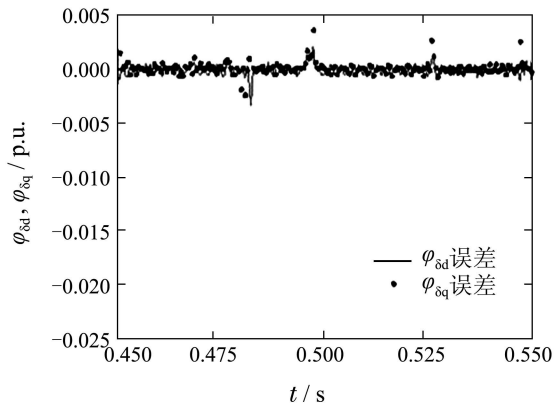


图 5 估计误差

Fig. 5 The error of the estimated value

从图5可知, STF的估计值与实际值之间的误差很小, 可以实现移动电站状态参数的正确估计, 这主要是由于STF通过多重次优渐消因子, 迫使残差正交或近似正交, 最终保证了滤波跟踪精度<sup>[23]</sup>。

### 5.2 励磁、调速非线性鲁棒综合控制仿真 (Simulation of the excitation and speed synthetic control)

在2.1s时突加负载, 且励磁系统存在干扰  $\varepsilon_1, \varepsilon_2$ . 其中扰动  $\varepsilon$  为不确定量, 但属于一类可描述集合, 即

$$\varepsilon \in L_2 = \{ \varepsilon(t) \mid \int_0^t \varepsilon^2(t) dt < \infty \},$$

$L_2$  包含有限能量信号. 当采用传统PI控制时, 发电机状态响应曲线如图6所示, 其中比例系数值为8, 积分系数值为60.

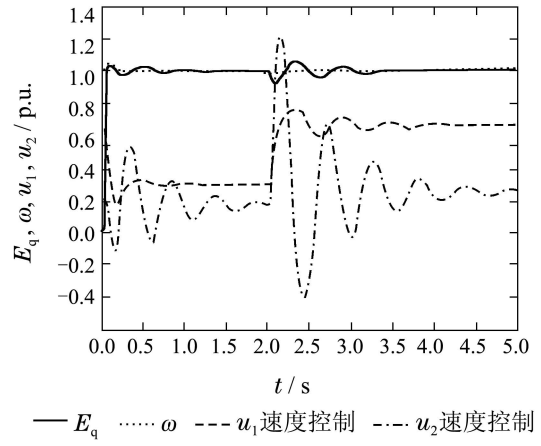


图 6 状态参数的变化曲线

Fig. 6 The curve of the state parameters by PID control

综合考虑励磁系统和调速系统非线性, 采用非线性鲁棒综合控制, 状态参数变化如图7所示。

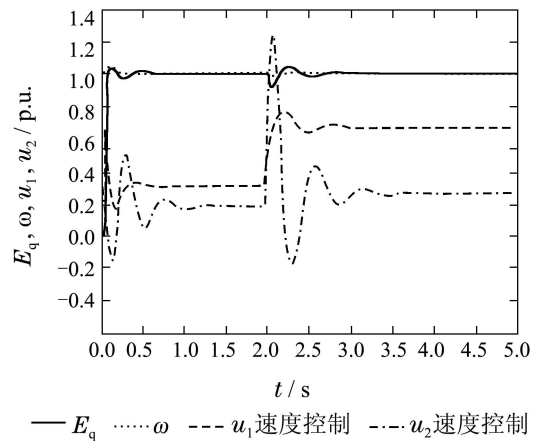


图 7 状态参数的变化曲线

Fig. 7 The curve of the state parameters by nonlinear robust synthetic control

对比图6和图7, 状态参量变化曲线表明: 相对于PID控制, 由于非线性鲁棒综合控制考虑了系统的非线性, 所以系统状态参量收敛速度较快; 在系统存在外部干扰的情况下, NRCC具有很好的抵抗外部干扰的作用。

## 6 结论(Conclusion)

本文针对移动电站传统的励磁、调速控制相互对立、缺乏联系, 以及非线性综合控制不足的问题, 分析和建立了机电复合调速及励磁综合控制非线性数学模型. 提出了采用双重强跟踪滤波(DSTF)实现状态参数快速估计、非线性鲁棒综合性能控制的策略, 实现移动电站多状态参数的实时估计和快速非线性控制. 仿真实验结果表明, 强跟踪滤波状态估计能够很好适应负载突变的运行状态参数估计, 对移动电站工作特性适应性强, 非线性鲁棒综合控制可以实现移动电站励磁、调速的综合控制, 对于移动电站的非线性、干扰, 具有很好的适应性。

## 参考文献(References):

- [1] 范承德, 李西秦, 屈碧波, 等. 基于 $H_\infty$ 理论的LPG发动机怠速控制研究[J]. 内燃机工程, 2007, 28(3): 58 – 62.  
(FAN Chende, LI Xiqin, QU Bibo, et al. Application of  $H_\infty$  design to idle speed control in LPG engine [J]. *Chinese Internal Combustion Engine Engineering*, 2007, 28(3): 58 – 62.)
- [2] LI Y H, LU K S. Feedback linearization method in speed control on electronically controlled diesel engine [J]. *Journal of Wuhan University of Technology (Transportation Science & Engineering)*, 2003, 27(6): 901 – 904.
- [3] 张敏, 罗安, 王华昕. 基于线性化的发电机励磁鲁棒控制器[J]. 电工技术学报, 2002, 17(2): 84 – 87.  
(ZHANG Min, LUO An, WANG Huaxin. A robust controller for excitation of generator based on linearization [J]. *Transactions of China Electro-Technical Society*, 2002, 17(2): 84 – 87.)
- [4] 周双喜, 汪姓盛. 基于直接反馈线性化的非线性励磁控制器[J]. 中国电机工程学报, 1995, 15(4): 281 – 288.  
(ZHOU Shuangxi, WANG Xingsheng. Nonlinear excitation controller based on the direct feedback linearization [J]. *Proceeding of the CSEE*, 1995, 15(4): 281 – 288.)
- [5] HAO J, SHI L B, WANG J, et al. Nonlinear disturbance attenuation excitation control of structure preserving power systems based on Hamiltonian theory [C] // *IEEE Power Engineering Society General Meeting*. Beijing: IEEE, 2005, 2: 1665 – 1670.
- [6] 黄曼磊, 宋克明, 魏志达. 柴油发电机非线性 $H_2/H_\infty$ 调速器的研究[J]. 控制理论与应用, 2009, 26(8): 873 – 878.  
(HUANG Manlei, SONG Keming, WEI Zhida. Nonlinear  $H_2/H_\infty$  speed regulator for a diesel-generator set [J]. *Control Theory & Applications*, 2009, 26(8): 873 – 878.)
- [7] 葛友, 李春文.  $H_\infty$ 滑模鲁棒励磁控制器设计[J]. 中国电机工程学报, 2002, 22(5): 1 – 4.  
(GE You, LI Chunwen. Design for  $H_\infty$  sliding mode robust excitation controller [J]. *Proceeding of the CSEE*, 2002, 22(5): 1 – 4.)
- [8] LI S. Hierarchical fuzzy controller and its industrial application [C] // *IEEE International Conference on Intelligent Processing Systems*. Beijing: IEEE, 1997: 266 – 269.
- [9] 王锡淮, 郑天府, 肖健梅. 带电压调节的非线性鲁棒励磁控制策略研究[J]. 电力自动化设备, 2007, 27(8): 38 – 41.  
(WANG Xihuai, ZHENG Tianfu, XIAO Jianmei. Nonlinear robust excitation control strategy with Voltage regulation [J]. *Electric Power Automation Equipment*, 2007, 27(8): 38 – 41.)
- [10] 李啸骢, 颜卓胜, 韦化, 等. U型非线性抗扰励磁控制律设计[J]. 中国电机工程学报, 1999, 19(9): 71 – 75.  
(LI Xiacong, YAN Zhuosheng, WEI Hua, et al. Anti-disturbance design of the nonlinear excitation regulator [J]. *Proceeding of the CSEE*, 1999, 19(9): 71 – 75.)
- [11] 刘辉, 李啸骢, 韦化. 基于目标全息反馈法的发电机非线性励磁控制设计[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(1): 14 – 18.  
(LIU Hui, LI Xiacong, WEI Hua. Nonlinear excitation control for generator unit based on NCOHF [J]. *Proceeding of the CSEE*, 2007, 27(1): 14 – 18.)
- [12] 谷志锋, 朱长青, 叶秀羲. 谐波励磁同步发电机的特性分析及仿真[J]. 微电机, 2012, 14(2): 20 – 25.  
(GU Zhifeng, ZHU Changqing, YE Xiuxi. The characteristic analysis and simulation of the harmonic excitation synchronous generator [J]. *Micromotors*, 2012, 14(2): 20 – 25.)
- [13] 杨凤玉, 杨红喆, 赵立辉. 线性控制的柴油发动机电子调速器的研究与开发[J]. 辽宁工业大学学报(自然科学版), 2008, 28(6): 407 – 410.  
(YANG Fengyu, YANG Hongzhe, ZHAO Lihui. Study and development of the linear control electronic speed-regulator of diesel engines [J]. *Journal of Liaoning University of Technology (Natural Science Edition)*, 2008, 28(6): 407 – 410.)
- [14] 宋恩哲, 姚崇, 孙军, 等. 有限转角直流力矩电机作为柴油机调速执行机构的控制策略研究[J]. 内燃机工程, 2009, 30(1): 45 – 50.  
(SONG Enzhe, YAO Chong, SUN Jun, et al. Design and research of LABLTM's controlling strategy for diesel engine speed actuator [J]. *Chinese Internal Combustion Engine Engineering*, 2009, 30(1): 45 – 50.)
- [15] 黄曼磊, 王常虹. 船舶电站柴油机非线性 $H_\infty$ 调速器[J]. 电工技术学报, 2006, 21(10): 56 – 61.  
(HUANG Manlei, WANG Changhong. Nonlinear  $H_\infty$  governor for diesel engine of ship power station [J]. *Transactions of China Electro-Technical Society*, 2006, 21(10): 56 – 61.)
- [16] 黄曼磊, 宋克明, 魏志达. 柴油发电机组非线性 $H_2/H_\infty$ 综合控制器[J]. 控制理论与应用, 2011, 28(6): 885 – 893.  
(HUANG Manlei, SONG Keming, WEI Zhida. Nonlinear  $H_2/H_\infty$  synthetic controller for diesel generator set [J]. *Control Theory & Applications*, 2011, 28(6): 885 – 893.)
- [17] 孙军, 钱阳军, 路平, 等. 柴油机电液复合式调速系统的研究[J]. 内燃机工程, 1998, 19(1): 11 – 17.  
(SUN Jun, QIAN Yangjun, LU Ping, et al. Research on mechanical-electronic governing system for diesel engine [J]. *Chinese Internal Combustion Engine Engineering*, 1998, 19(1): 11 – 17.)
- [18] 宋百玲, 李海涛. 柴油机电液复合式调速系统建模与仿真分析[J]. 小型内燃机与摩托车, 2008, 37(3): 38 – 41.  
(SONG Bailing, LI Haitao. Analysis of the modeling and simulating for diesel's electric-liquid compound type speed governor system [J]. *Small Internal Combustion Engine and Motorcycle*, 2008, 37(3): 38 – 41.)
- [19] 谷志锋, 朱长青, 邵天章, 等. 基于气隙磁场定向的无传感器交流跟踪励磁控制研究[J]. 电力自动化设备, 2011, 10(31): 52 – 56.  
(GU Zhifeng, ZHU Changqing, SHAO Tianzhang, et al. Study on the AC tracking excitation based on the sensorless air-gap field oriented technology [J]. *Electric Power Automatic Equipment*, 2011, 10(31): 52 – 56.)
- [20] 张猛, 肖曦, 李永东. 基于扩展卡尔曼滤波器的永磁同步电机转速和磁链观测器[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(36): 36 – 40.  
(ZHANG Meng, XIAO Xi, LI Yongdong. Speed and flux linkage observer for permanent magnet synchronous motor based on EKF [J]. *Proceeding of the CSEE*, 2007, 27(36): 36 – 40.)
- [21] 仲卫进, 艾芊. 扩展卡尔曼滤波在动态负荷参数辨识中应用[J]. 电力自动化设备, 2007, 27(2): 47 – 50.  
(ZHONG Weijin, AI Qian. Application of the extended Kalman filter in parameter identification of dynamic load model [J]. *Electric Power Automatic Equipment*, 2007, 27(2): 47 – 50.)
- [22] 刘铭, 周东华. 残差归一化的强跟踪滤波器及其应用[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(2): 71 – 75.  
(LIU Ming, ZHOU Donghua. Normalized residuals based strong tracking filter and its application [J]. *Proceeding of the CSEE*, 2005, 25(2): 71 – 75.)
- [23] 周东华, 席裕庚, 张仲俊. 一种带多渐消因子的扩展卡尔曼滤波[J]. 自动化学报, 1991, 17(6): 689 – 695.  
(ZHOU Donghua, XI Yugeng, ZHANG Zhongjun. A suboptimal multiple fading extended Kalman filter [J]. *Acta Automatica Sinica*, 1991, 17(6): 689 – 695.)

## 作者简介:

谷志锋 (1979–), 男, 博士研究生, 讲师, 从事军用电站电气控制技术相关研究, E-mail: gzfgohappy@163.com;

朱长青 (1963–), 男, 教授, 博士研究生导师, 从事野战电力支持技术研究, E-mail: Zhunei@163.com;

张晨光 (1983–), 男, 硕士研究生, 从事军用电站测试技术研究, E-mail: cg\_zhang@163.com;

刘璞 (1987–), 男, 硕士研究生, 从事军用电站速度控制技术研究, E-mail: liupu\_ordance@163.com.