

考虑系统扰动的三相 PWM 整流器固定时间命令滤波控制

潘德骏, 付程, 于海生, 王晓玲, 于金鹏[†]

(青岛大学 自动化学院, 山东 青岛 266071)

摘要: 三相 PWM 整流器系统中不确定扰动, 如负载扰动和电网幅值波动, 会导致直流电压的显著波动, 甚至导致系统失稳. 为增强系统抗扰能力, 本文在两相静止坐标系下建立了考虑系统扰动三相 PWM 整流器的动态模型, 提出了一种电压-功率双环固定时间自适应神经网络控制方法. 在电压跟踪外环, 通过自适应神经网络估计负载扰动等不确定性, 设计直流电压控制器来提高电压动态响应性能. 在功率跟踪内环, 构造命令滤波器估计功率参考导数, 设计固定时间控制器以实现快速精准功率跟踪. 理论分析和测试结果验证了所提方法具有快速动态响应和良好抗扰能力. 对比现有 PI+前馈控制、自抗扰控制和 DPC-BSC 方法, FTANNC 方法在电压调节工况下将直流电压整定时间缩短近 76.5%, 将稳态跟踪误差降低约 36.8%. 在负载扰动和电网幅值波动等工况下, 将直流电压整定时间缩短至少 40% 且波动幅值最小.

关键词: 三相 PWM 整流器; 固定时间控制; 命令滤波; 神经网络; 不确定扰动

中图分类号: TP273 文献标志码: A

DOI: 10.13195/j.kzyjc.2025.1165

引用格式: 潘德骏, 付程, 于海生, 等. 考虑系统扰动的三相 PWM 整流器固定时间命令滤波控制 [J]. 控制与决策, xxxx, x(x): xxxx-xxxx.

Fixed time command filtered control of three-phase PWM rectifiers considering system disturbances

PAN De-jun, FU Cheng, YU Hai-sheng, WANG Xiao-ling, YU Jin-peng[†]

(School of Automation, Qingdao University, Qingdao 266071, China)

Abstract: Uncertain disturbances in three-phase PWM rectifiers, such as load disturbances and grid voltage fluctuations, cause significant fluctuations in the DC-link voltage and even lead to system instability. To enhance the disturbance-rejection ability, this paper establishes a dynamic model of the three-phase rectifier considering system disturbances in the two-phase stationary coordinate frame, and proposes a fixed-time adaptive neural network control (FTANNC) method based on a cascaded dual-loop structure. In the outer dc-link voltage loop, an adaptive neural network approach is employed to estimate for uncertainties such as load disturbances, while a voltage controller is constructed to ensure fast and accurate voltage regulation. In the inner power loop, a new command filter is used to estimate for the derivative of the power reference, and a fixed-time power controller is designed to guarantee the power tracking performance. Theoretical analysis and test results validate that the proposed method possesses fast dynamic response and good disturbance rejection capability. Compared with existing approaches, such as PI with feedforward control, active disturbance rejection control, and DPC-BSC, the FTANNC method reduces DC voltage settling time by nearly 76.5% and steady-state tracking error by approximately 36.8% under voltage regulation. Under load disturbances and grid voltage fluctuations, it shortens settling time by at least 40% while minimizing voltage variations.

Keywords: three-phase PWM rectifier; fixed-time control; command filter; neural network; uncertain disturbances

0 引言

三相 PWM 整流器具有电能双向流动、功率因数可调和运行效率高等优点, 在新能源领域中受到广泛关注, 如电动汽车充电系统、微电网和储能系

统^[1-2]. 在这些应用中, 三相 PWM 整流器的控制目标为维持直流电压稳定, 实现功率调节并保障并网电流质量^[3]. 然而, 三相 PWM 整流器本质上是一个非线性多变量的耦合系统, 其控制性能易受到系统不

收稿日期: xxxx-xx-xx; 录用日期: 2026-03-25.

基金项目: 国家自然科学基金项目 (62503261、62473220、U24A20262)、长江学者奖励计划 (T2022265)、山东省高校青年创新团队计划 (2025KJH133)、泰山学者专项基金 (TSTP20221120).

[†]通信作者. E-mail: yjp1109@126.com

确定扰动(如负载扰动、电网电压波动和参数不确定性)的影响,从而危及系统的安全运行^[4].为抑制多源扰动影响,满足不同应用领域性能需求,研究三相PWM整流器高抗扰控制方法具有重要的科研价值和现实意义.

三相PWM整流器通常采用双环结构进行控制,包括外部电压环和内部电流/功率环.常用控制方法是线性比例-积分(Proportional-Integral, PI)控制和PI+前馈控制方法^[5].但系统具有不确定扰动时,PI控制性能会显著下降^[6].随后,多种非线性控制被应用于三相PWM整流器,以适应更广泛的运行工况.反步法因其设计系统化被广泛用于三相PWM整流器等非线性系统中^[7].文献[8]在两相旋转坐标系下提出了一种基于反步法的PWM整流器电压外环和电流内环的控制策略,克服了参数不确定性的影响.文献[9]通过在直流电压外环和功率内环反步控制器中添加符号函数,增强了控制系统对不确定性的鲁棒性.类似地,文献[10]对高压直流输电系统中的三相PWM整流器提出了反步控制方法,以提高参数不确定下的稳定性.然而,文献[8]-^[10]均是基于两相旋转坐标下的电压定向结构设计,需要锁相环与电网同步且控制性能高度依赖锁相环带宽.在文献[11]中,提出一种基于两相静止坐标系的直接功率反步控制方法,无需锁相环和电流环,结构简单.然而,该方法未能充分解决系统不确定扰动,会危及系统稳定性和控制性能.径向基神经网络技术在处理未知和复杂不确定性方面极为有效^[12].在文献[13]中,自适应神经网络被用于提升一类具有随机干扰的非线性系统的跟踪性能.另一方面,系统的瞬态响应等性能在三相PWM整流器中尤其需要关注.在光伏和储能等应用中,直流电压的调节速度和功率跟踪瞬态关乎发电效率和功率补偿能力.文献[14]提出的固定时间控制,实现了系统响应的高精度和强鲁棒性.因此,固定时间自适应神经网络控制方法为具有不确定性PWM整流器提供了一种有效的解决方案^[15].然而,将固定时间神经网络控制方法应用到三相PWM整流器系统的研究还很少.

为克服参数不确定性、负载扰动以及电网波动等多源扰动影响,本文设计了一种具有直接功率控制结构的固定时间自适应神经网络控制(Fixed-time adaptive neural network control, FTANNC)方法.本控制方法具有以下优点:

1) 与文献[8-10]中电压定向结构相比,本文在两相静止坐标系下建立了考虑多源扰动的三相PWM整流器直接功率控制动态模型,可直接且独立调节

有功和无功功率,无需锁相环和电流环.

2) 设计固定时间控制器并结合自适应神经网络估计技术,提高了系统不确定扰动下的输出性能.此外,构建命令滤波器以避免计算功率参考值的导数.

3) 在测试中,对比PI+前馈控制方法^[16]、自抗扰控制方法^[18]和直接功率-反步控制^[9],FTANNC在负载扰动和电网波动下提高了直流电压响应速度和控制精度,得到良好的功率响应和正弦并网电流.

1 系统电路结构和数学模型

图1展示了三相PWM整流器的电路结构,其在交流侧通过L滤波器与交流电网相连,在直流侧接入电容器以维持直流电压.

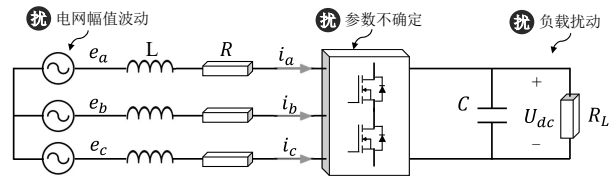


图1 三相PWM整流器拓扑

图中: e_a, e_b, e_c 分别为三相交流电网电压瞬时值; i_a, i_b, i_c 分别为三相交流电网电流瞬时值; R 为三相交流电网及线路的等效电阻; L 为三相交流电网及滤波电感的等效电感; U_{dc} 为直流侧电压; C_{dc} 为直流侧滤波电容; R_L 为直流侧负载电阻.

根据基尔霍夫电压定律,列写每相的电压方程,得到三相PWM整流器的数学模型

$$\begin{cases} e_a = Ri_a + L \frac{di_a}{dt} + u_a \\ e_b = Ri_b + L \frac{di_b}{dt} + u_b \\ e_c = Ri_c + L \frac{di_c}{dt} + u_c \end{cases} \quad (1)$$

式中: u_a, u_b, u_c 分别为整流器输入电压,为了实现对直流电压的有效控制和在没有相位锁定环连接的情况下直接调节功率,采用Clark变换将上述三相PWM整流器变换到两相静止 α - β 坐标系中的数学模型,如下所示

$$\begin{cases} \dot{U}_{dc} = \frac{P}{C_{dc}U_{dc}} - \frac{U_{dc}}{R_L C_{dc}} \\ \dot{P} = -\frac{3}{2L}e_\alpha v_\alpha - \frac{3}{2L}e_\beta v_\beta - \omega Q - \frac{R}{L}P + \frac{3}{2L}E^2 \\ \dot{Q} = \frac{3}{2L}e_\alpha v_\beta - \frac{3}{2L}e_\beta v_\alpha + \omega P - \frac{R}{L}Q \end{cases} \quad (2)$$

式中: U_{dc}, P, Q 分别为直流侧电压、有功功率和无功功率; v_α 和 v_β 为控制器输入变量; e_α 和 e_β 为 α - β 坐标系中电网电压瞬时值,且 $E^2 = e_\alpha^2 + e_\beta^2$; ω 为电网角频率.三相PWM整流器控制性能易受多源扰动

影响,如功率变换器件老化和工况变化会导致电路参数 L 、 R 以及 C_{dc} 的扰动;直流侧负载变化将引入负载扰动;电网调节不力会引起电网电压幅值的波动.因此,控制系统需具备高抗扰能力和快速动态响应以维持输出性能.

定义新的控制输入 u_P 和 u_Q 为

$$\begin{bmatrix} u_P \\ u_Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_\alpha & e_\beta \\ -e_\beta & e_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix}. \quad (3)$$

原始控制输入 v_α 和 v_β 可以通过新的系统控制输入 u_P 和 u_Q 进行解耦,因此修改后的模型由(2)重构为

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = g_1 x_2 + f_1(x_1) \\ \dot{x}_2 = g_2 u_P + f_2(x_2) + \frac{3}{2L} E^2 \\ \dot{x}_3 = g_3 u_Q + f_3(x_3) \end{cases} \quad (4)$$

为了便于控制器设计,定义: $x_1 = U_{dc}$, $x_2 = P$, $x_3 = Q$, $g_1 = \frac{1}{C_{dc} U_{dc}}$, $g_2 = -\frac{3}{2L}$, $g_3 = \frac{3}{2L}$, $f_1(x_1) = -\frac{U_{dc}}{R_L C_{dc}}$, $f_2(x_2) = -\omega Q - \frac{R}{L} P$, $f_3(x_3) = \omega P - \frac{R}{L} Q$, $f_1(x_1)$, $f_2(x_2)$, $f_3(x_3)$, g_1 , g_2 , g_3 表示三相PWM整流器模型中的非线性未知动态和不确定扰动.

通过构造 u_P 和 u_Q 可以将三相PWM整流器模型(2)转化为严格反馈模型(4),从而使得能够独立控制有功功率和无功功率.三相PWM整流器的控制目标概述如下:设计 u_P 以在固定时间内维持直流电压 U_{dc} 在其参考值处.设计 u_Q 以在固定时间内调节无功功率 Q 跟踪其参考值.

引理1 考虑一个非线性系统 $\dot{x}(t) = f(x)$,若存在一个连续可微的正定函数 $V(x)$ 满足不等式^[17]

$$\dot{V}(x) \leq -\zeta_1 V^\beta(x) - \zeta_2 V^\gamma(x) + \Delta.$$

则该非线性系统是半全局固定时间一致最终有界的,且收敛时间为

$$T \leq T_{\max} = \frac{1}{\zeta_1(\beta-1)w} + \frac{1}{\zeta_2(1-\gamma)w}, \quad 0 < w < 1.$$

其中: $\zeta_1 > 0$, $\zeta_2 > 0$, $\beta > 1$, $0 < \gamma < 1$.

引理2 对于任意的 $v_i \in R, i = 1, \dots, n$,有^[19]

$$\left(\sum_{i=1}^n |v_i| \right)^m \leq \sum_{i=1}^n |v_i|^m, \quad 0 < m \leq 1;$$

$$n^{1-k} \left(\sum_{i=1}^n |v_i| \right)^k \leq \sum_{i=1}^n |v_i|^k, \quad k > 1.$$

引理3 对于 $x, y \in R, \varepsilon > 0, p > 1, q > 1$,满足 $(p-1)(q-1) = 1$,有如下不等式^[19]成立

$$xy \leq \frac{\varepsilon^p}{p} |x|^p + \frac{1}{q\varepsilon^q} |y|^q.$$

2 控制器设计

在三相PWM整流器系统中,系统会受到不确定扰动影响.在系统状态未知的情况下,利用径向基神经网络来近似三相PWM系统中的非线性函数项,利用神经网络的在线训练来估计不确定扰动,并利用跟踪误差实时更新神经网络自适应律.

根据反步法的基本原理,将Lyapunov函数的选取与三相PWM整流器控制器的设计相结合.通过设计电压外环直流电压控制器 α_1 用于维持直流电压 U_{dc} ,然后通过固定时间命令滤波器得到功率期望值 P^* ,最终递推设计出功率内环的固定时间控制器 u_P 和 u_Q .

2.1 电压外环控制器设计

定义三相PWM整流器电压外环系统动态误差 $z_1 = x_1 - x_d$,其中 $x_d = U_{dc}^*$ 是直流电压的参考值.对于系统(4)中第一个子系统,计算出误差动态为

$$\dot{z}_1 = \dot{x}_1 - \dot{x}_d = g_1 x_2 + f_1(x_1) - \dot{x}_d. \quad (5)$$

其中 $f_1(x_1)$ 为由负载变化引起的未知干扰,是一个未知的非线性函数,因此可以通过一个径向基神经网络进行估计

$$f_1(x_1) = W_1^T S_1(x_1) + \epsilon_1. \quad (6)$$

式(6)中: $W_1 = [w_{11}, w_{12}, \dots, w_{1j}]^T$ 为逼近 $f_1(x_1)$ 的最优权重向量, j 为选取的节点数目, $S_1(x_1)$ 为径向基神经网络的回归向量,选取高斯函数 $S_1(x_1) = \exp[-(x_1 - \mu_{1j})^T(x_1 - \mu_{1j})/\sigma_{1j}^2]$, μ_{1j} 和 σ_{1j} 分别是高斯函数的中心和宽度, ϵ_1 为逼近误差.

根据Lyapunov稳定性原则,为了电压外环系统的稳定性,选取第一个Lyapunov函数为 $V_1 = \frac{1}{2} z_1^2 + \text{tr}\{\frac{1}{2} \tilde{W}_1^T \Gamma_1^{-1} \tilde{W}_1\}$,对其求导得到

$$\dot{V}_1 = z_1(g_1 x_2 + W_1^T S_1 + \epsilon_1 - \dot{x}_d) + \text{tr}\{\tilde{W}_1^T \Gamma_1^{-1} \dot{\tilde{W}}_1\}. \quad (7)$$

因此得到电压外环稳定的直流电压控制器为

$$\alpha_1 = \frac{1}{g_1} (-c_1 z_1 - W_1^T S_1 - k_{11} \frac{z_1}{\sqrt{z_1^2 + (\eta_1/k_{11})^2}} - k_{12} z_1^3 + \dot{x}_d). \quad (8)$$

式中: $k_{11} > 0$, $k_{12} > 0$, $c_1 > 0$ 是系统待设计的参数. η_1 选取为小正数,本文选择 $\eta_1 = 0.5$.

注1 构造功率内环控制器需要用到 α_1 的信息.然而 α_1 的求导需要大量的运算,为控制器带来计算负担.因此,引入固定时间命令滤波器实现对有功功

率参考值 P^* 的精确估计, 避免计算爆炸问题.

通过使直流电压控制器 α_1 经过一阶滤波器, 有

$$\alpha_1 = \tau_1 \dot{P}^* + l_1 \frac{y_1}{\sqrt{y_1^2 + (\varphi/l_1)^2}} + l_2 y_1^3 + P^* \quad (9)$$

式中: P^* 由电压外环控制器 α_1 经滤波处理后得到. τ_1 是滤波时间常数, l_1, l_2 为待设计参数. φ 选取为小正数, 本文选择 $\varphi = 0.5$.

定义滤波误差 y_1 为

$$y_1 = \alpha_1 - P^*. \quad (10)$$

在后文中, 我们将滤波误差动态 y_1 纳入闭环李雅普诺夫稳定性分析, 且证明了滤波误差在固定时间内收敛到零的小邻域. 根据工程经验, 滤波器时间常数 τ_1 可依据 $\tau_1 \leq \frac{1}{2\pi f}$ 配置, 其中 f 是滤波输入信号的最大频率.

2.2 功率内环控制器设计

在功率内环的跟踪环路中, 控制目标是要确保 $P \rightarrow P^*$ 和 $Q \rightarrow Q^*$, 其中有功功率参考值由命令滤波器进行估计. 构建固定时间控制律以实现快速和准确的功率跟踪性能. 定义功率跟踪误差为 $z_2 = x_2 - P^*$ 和 $z_3 = x_3 - Q^*$. 并定义非线性函数为

$$\begin{cases} F_2(X_2) = f_2(x_2) - P^* + \frac{z_1}{CU_{dc}} \\ F_3(X_3) = f_3(x_3) \end{cases} \quad (11)$$

其中: $X_2 = [U_{dc}, U_{dc}^*, P, Q, P^*]^T$ 和 $X_3 = [P, Q]^T$. 非线性函数可以用径向基神经网络进行估计

$$\begin{cases} F_2(X_2) = W_2^T S_2(X_2) + \epsilon_2 \\ F_3(X_3) = W_3^T S_3(X_3) + \epsilon_3 \end{cases} \quad (12)$$

其中: $W_i = [w_{i1}, w_{i2}, \dots, w_{ij}]^T$ 为逼近 $F_2(X_2), F_3(X_3)$ 的最优权重向量, 选取高斯函数 $S_i(X_i) = \exp[-(X_i - \mu_{ij})^T (X_i - \mu_{ij}) / \sigma_{ij}^2]$, μ_{ij} 和 σ_{ij} 分别是高斯函数的中心和宽度, ϵ_i 为逼近误差, $i = 2, 3$. 选取 Lyapunov 函数为 $V_2 = \frac{1}{2} z_2^2 + \text{tr}\{\frac{1}{2} \tilde{W}_2^T \Gamma_2^{-1} \tilde{W}_2\} + \frac{1}{2} z_3^2 + \text{tr}\{\frac{1}{2} \tilde{W}_3^T \Gamma_3^{-1} \tilde{W}_3\}$. 对其求导, 得到以下公式

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 = & -\frac{z_1 z_2}{g_1} + z_2 (W_2^T S_2 + \epsilon_2 - g_2 E^2 + g_2 u_P) + \\ & z_3 (W_3^T S_3 + \epsilon_3 + g_3 u_Q). \end{aligned} \quad (13)$$

基于此, 利用 (13) 构建固定时间控制器, 通过引入命令滤波器 (9) 得到有功功率参考值的导数, 无功功率的参考值 Q^* 设置为 0. 设计的控制器要使得 (13) 满足固定时间稳定条件, 系统误差在固定时间内收敛到一个小区域. 功率内环固定时间控制器设计为

$$u_P = \frac{1}{g_2} (-c_2 z_2 - \hat{W}_2^T S_2 -$$

$$\begin{aligned} & k_{21} \frac{z_2}{\sqrt{z_2^2 + (\eta_2/k_{21})^2}} - k_{22} z_2^3 - \frac{3}{2L} E^2) \\ u_Q = & \frac{1}{g_3} (-c_3 z_3 - \hat{W}_3^T S_3 \\ & - k_{31} \frac{z_3}{\sqrt{z_3^2 + (\eta_3/k_{31})^2}} - k_{32} z_3^3). \end{aligned} \quad (14)$$

式中: $k_{21} > 0, k_{31} > 0, k_{22} > 0, k_{32} > 0, c_2 > 0, c_3 > 0$ 是待设计的控制参数. η_i 选取为小的正数, 本文选择 $\eta_i = 0.5, i = 2, 3$. 神经网络自适应律 \dot{W}_i 设计为

$$\dot{W}_i = \Gamma_i [W_i S_i - \sigma_i \hat{W}_i - \hat{W}_i (\hat{W}_i^T \hat{W}_i)]. \quad (15)$$

其中 $i = 1, 2, 3, \Gamma_i > 0$ 是学习增益, $\sigma_i > 0$ 是修正系数.

注 2 与文献 [11] 和文献 [12] 相比, 本文设计的直流电压控制器 α_1 和固定时间实际控制器 u_P, u_Q 在控制结构引入光滑项 $\frac{z_1}{\sqrt{z_1^2 + (\eta_1/k_{11})^2}}$ 替代跟踪误差分数幂项, 避免了奇异性问题, 实现了固定时间跟踪控制, 提高了系统的收敛速度.

3 稳定性分析

闭环控制系统的 Lyapunov 函数选择为 $V = V_1 + V_2 + \frac{1}{2} y_1^2$. 其导数可以写为

$$\dot{V} = \sum_{i=1}^3 (z_i \dot{z}_i + \text{tr}\{\tilde{W}_i^T \Gamma_i^{-1} \dot{\tilde{W}}_i\}) + y_1 \dot{y}_1. \quad (16)$$

并将 (7) 和 (13) 带入 (16) 中, 并依据引理 2 和杨氏不等式得到以下换算:

$$\begin{cases} g_1 z_1 y_1 \leq \omega_1 y_1^2 + \frac{g_m^2}{4\omega_1} z_1^2, \\ z_i \epsilon_i \leq \frac{1}{4\xi_i} z_i^2 + \xi_i \epsilon_i^2, \\ -k_{i1} \Theta_i \leq -k_{i1} |z_i|^{\frac{1}{2}} + \eta_i, \\ -l_1 \Xi_1 \leq -l_1 |y_1|^{\frac{1}{2}} + \varphi. \end{cases} \quad (17)$$

式中: $\Theta_i = \frac{z_i^2}{\sqrt{z_i^2 + (\eta_i/k_{i1})^2}}, \Xi_1 = \frac{y_1^2}{\sqrt{y_1^2 + (\varphi/l_1)^2}}$. 由于 $\dot{\alpha}_1$ 中各部分函数均为连续函数, 故存在正常数 ϕ_1 为 $\dot{\alpha}_1$ 绝对值的最大值. 由杨氏不等式得 $-y_1 \dot{\alpha}_1 \leq \nu_1 y_1^2 + \frac{1}{4\nu_1} \phi^2$, 其中 $\nu_1 > 0$. 依据引理 3 可以得到

$$\begin{aligned} -\sigma_i \text{tr}\{\tilde{W}_i^T \dot{\tilde{W}}_i\} & \leq \\ -\sigma_i (\tilde{W}_i^T \tilde{W}_i)^{\frac{1}{2}} & + \frac{\sigma_i}{2} (W_i^T W_i + 1), \end{aligned} \quad (18)$$

$$\begin{aligned} -\text{tr}\{\tilde{W}_i^T \hat{W}_i \hat{W}_i^T \tilde{W}_i\} & \leq - \\ (1 - \frac{9}{4} k_1^4 - \frac{1}{4k_2^{\frac{4}{3}}}) & \|\tilde{W}_i\|^4 + \|W_i\|^2 + \\ (\frac{3}{4k_1^4} + \frac{3}{4} k_2^{\frac{4}{3}}) & \|W_i\|^4 - 2\|\tilde{W}_i\|^2 (\tilde{W}_i^T \tilde{W}_i)^{\frac{1}{2}} \end{aligned} \quad (19)$$

利用这些不等式, \dot{V} 的导数可以被写为

$$\begin{aligned}
\dot{V} \leq & \sum_{i=1}^3 (-c_i z_i^2 - k_{i1} |z_i|^{\frac{1}{2}} + \eta_i - k_{i2} z_i^4 + \\
& \frac{1}{4\xi_i} z_i^2 + \xi_i \epsilon_i^2 - \sigma_i (\tilde{W}_i^T \tilde{W}_i)^{\frac{1}{2}} + \|W_i\|^2 + \\
& \frac{\sigma_i}{2} (W_i^T W_i + 1) - (1 - \frac{9}{4} k_1^{\frac{4}{3}} - \frac{1}{4k_2^4}) \|\tilde{W}_i\|^4 + \\
& (\frac{3}{4k_1^4} + \frac{3}{4} k_2^{\frac{4}{3}}) \|W_i\|^4 - 2 \|W_i\|^2 (\tilde{W}_i^T \tilde{W}_i)^{\frac{1}{2}} + \\
& \omega_1 y_1^2 + \frac{g_m^2}{4\omega_1} z_1^2 + \frac{1}{\tau_1} (-y_1^2 - l_1 |y_1|^2)^{\frac{1}{2}} - \\
& l_2 y_1^4 + \varphi) + \nu_1 y_1^2 + \frac{1}{4\nu_1} \phi_1^2 \leq \\
& -\gamma_1 V^{\frac{1}{2}} - \gamma_2 V^2 + C.
\end{aligned} \quad (20)$$

其中:

$$\gamma_1 = \min\{\sqrt{2}k_{i1}, \frac{\sqrt{2}(2\|W_i\|^2 + \sigma_i)}{\sqrt{\lambda_{\max}(\Gamma_i^{-1})}}, \frac{\sqrt{2}l_1}{\tau_1}\}, \quad (21)$$

$$\gamma_2 = \min\{4k_{i2}, \frac{4(1 - \frac{9}{4}k_1^{\frac{4}{3}} - \frac{1}{4k_2^4})}{(\lambda_{\max}(\Gamma_i^{-1}))^2}, \frac{4l_2}{\tau_1}\}. \quad (22)$$

常数项为:

$$\begin{aligned}
C = & \frac{\sigma_i}{2} (W_i^T W_i + 1) + (\frac{3}{4k_1^4} + \frac{3}{4} k_2^{\frac{4}{3}}) \|W_i\|^4 + \\
& \|W_i\|^2 + \frac{\varphi}{\tau_1} + \frac{1}{4\nu_1} \phi_1^2 + \xi_i \epsilon_i^2 + \eta_i.
\end{aligned} \quad (23)$$

综上,由引理 1 得存在一个常数 $0 < w < 1$, 使得系统 (4) 是实际固定时间稳定的, 收敛时间 T_g 满足

$$T_g \leq T_{\max} = \frac{2}{\gamma_1 w} + \frac{1}{\gamma_2 w}. \quad (24)$$

即系统状态在固定时间 T_g 范围内收敛到如下紧集

$$\{V \leq V_b = \min\{(\frac{C}{(1-w)\gamma_1})^2, (\frac{C}{(1-w)\gamma_2})^{\frac{1}{2}}\}\}. \quad (25)$$

根据公式 (16), 系统的跟踪误差 z_i 、神经网络权值估计误差 \tilde{W}_i 以及滤波器误差 y_1 均包含在 V 的定义中. 根据上式, 相关误差固定时间收敛的紧集可分别表示为:

$$\Omega_{z_i} = \{z_i : \|z_i\| \leq \sqrt{G}\},$$

$$\Omega_{\tilde{W}_i} = \{\tilde{W}_i : \|\tilde{W}_i\| \leq \sqrt{\frac{G}{\lambda_{\min}(\Gamma_i^{-1})}}\},$$

$$\Omega_{y_1} = \{y_1 : \|y_1\| \leq \sqrt{G}\}. \quad (26)$$

式中: $G = 2V_b$. 证明完毕! 由式 (23) 可知, 神经网络逼近误差 ϵ_i 与常数项 C 为正比关系. 由式 (25) 和式 (26) 得, 逼近误差越小会使得固定时间收敛紧集减小, 从而误差 z_i , \tilde{W}_i , y_1 减小, 这对应着三相 PWM 整流器直流电压以及功率跟踪控制精度提高.

注 3 所提方法主要有控制器参数 (k_{i1} , k_{i2} , c_i) 和滤波器参数 (τ_1 , l_1 , l_2). 在整定参数时, 根据式 (20)-(23), 较大的 k_{i1} 和 k_{i2} 产生较大 γ_1 和 γ_2 , 从而实现较小跟踪误差和提高收敛速度, 这对应着三相 PWM 整流器直流电压以及功率跟踪控制精度和动态响应速度的提高. 根据工程经验, 滤波器时间常数 τ_1 可依据 $\tau_1 \leq \frac{1}{2\pi f}$ 配置, 其中 f 是滤波输入信号的最大频率.

图 2 展示了考虑三相 PWM 整流器系统扰动的 FTANNC 控制实现框图. 该方法主要包括固定时间控制器、命令滤波器和神经网络估计器三部分. 固定时间控制器 u_P 和 u_Q 在经过式 (3) 变换后得到原始控制信号 u_α 和 u_β , 进而生成 PWM 调制信号以驱动开关器件. 在控制设计中, 本文采用两相静止坐标系下的直接功率控制结构, 控制器包括电压外环控制器和功率内环控制器两部分. 对比文献 [8]-[10] 中电压定向结构, 所提方法实现了有功和无功功率直接且

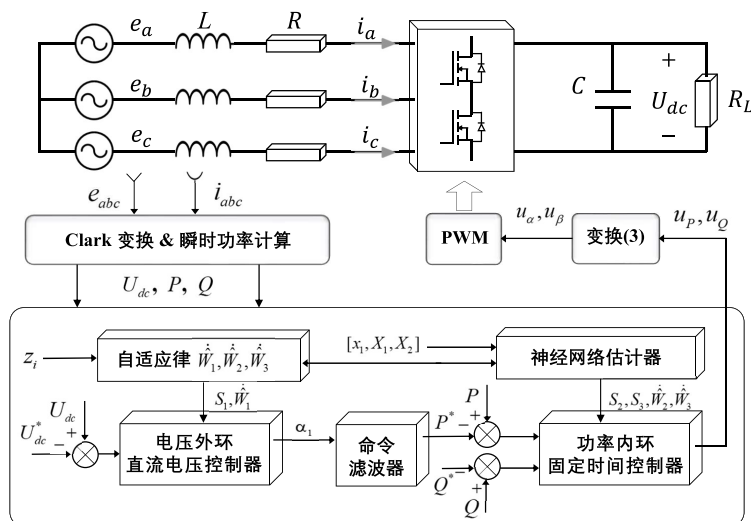


图2 三相 PWM 整流器 FTANNC 方法结构图

独立控制, 无需锁相环同步和电流环, 简化了控制结构.

4 案例分析

本节在三种不同工况下进行测试, 以验证本文所提出的固定时间自适应神经网络控制 (FTANNC) 方法的有效性. 在工况测试中, 所测试的三相 PWM 整流器系统参数如表 1 所示.

表1 三相 PWM 整流器的系统参数

参数	数值	单位
线路电阻 R	0.1	Ω
直流母线电压 U_{dc}	200	V
滤波电感 L	0.5	mH
电网电压幅值 $E_{a,b,c}$	100	V
直流母线电容 C	470	μF
电网角频率 ω	100	rad/s
直流母线负载电阻 R_L	40	Ω
采样/开关频率	10	kHz

此外, 将所提出 FTANNC 方法与 PI+前馈控制^[16]、基于扩展观测器的自抗扰控制^[18]和直接功率-反步控制 (DPC-BSC) 方法^[9]在直流电压动态、负载变化、电网波动三种工况下进行测试比较. 为了确保公平比较, 不同方法的试验配置和电路参数保持一致. 并比较在不同扰动条件下的跟踪性能, 以验证所提控制方法的抗扰和动态性能.

对于固定时间控制器和命令滤波器, 根据注 3 分析和整定经验, 提出以下参数整定建议:

1) 从小到大选择 k_{i1} , k_{i2} 和 c_i . 先整定功率内环参数 k_{21} 和 k_{31} , 再整定直流电压外环参数 k_{11} . k_{i2} 通常选择为 k_{i1} 的二分之一至三分之一, c_i 通常选为 k_{i1} 的同等数量级.

2) 选择滤波时间常数 $\tau_1 \leq \frac{1}{2\pi f}$, $f = 50 \text{ Hz}$, 滤

波器参数 $l_1 > 0$, $l_2 > 0$.

根据上述整定准则, 在测试中选取控制参数为:

$k_{11} = 1200$, $k_{12} = 500$, $c_1 = 1000$, $k_{21} = k_{31} = 3000$, $k_{22} = k_{32} = 1500$, $c_2 = c_3 = 3000$, $\tau_1 = 0.003$, $l_1 = 1$, $l_2 = 0.5$.

对于自适应神经网络, 学习增益 Γ_i 从小到大调节以平滑学习过程, 修正系数 σ_i 应选为一个小正数. 相关参数选取如下: 电压外环、有功功率环以及无功功率环的隐藏层节点分别设为 5、7、5, 宽度设置为 50, 神经网络自适应律参数选取为: $\Gamma_i = 5$, $\sigma_i = 0.01$.

4.1 工况 1: 直流电压调节性能测试

工况 1 中, 设置直流电压参考值 $U_{dc}^* = 230 \text{ V}$, 无功功率参考值 $Q^* = 0$ 和负载电阻 $R_L = 60 \Omega$ 的初始条件以测试调节性能. 在控制器实施过程中将电容值和电感值设置为标称值的 75% 以模拟系统参数不确定性. 整定时间和超调量用于评估系统在扰动下动态响应性能, 直流电压均方根误差 (Root Mean Square Error, RMSE) 用于评估直流电压稳态控制精度.

图 3 展示了四种控制方法的直流电压调节性能测试结果. 随着控制器发生作用, 四种方法均实现了稳定的直流电压调节, 直流电压稳态 RMSE 均小于 0.1 V, 同时实现了功率跟踪和正弦电网电流, 但动态性能相差很大. 具体而言, PI+前馈控制方法下直流电压的整定时间 59 ms, 有 13.8 V 的超调. 对比 PI+前馈控制方法, 其他三种方法动态性能有所改善, 且几乎无超调. 自抗扰控制方法下直流电压整定时间约为 63 ms; DPC-BSC 方法下直流电压整定时间约为 34 ms, 而 FTANNC 方法下直流电压响应速度最快, 整定时间约为 8 ms.

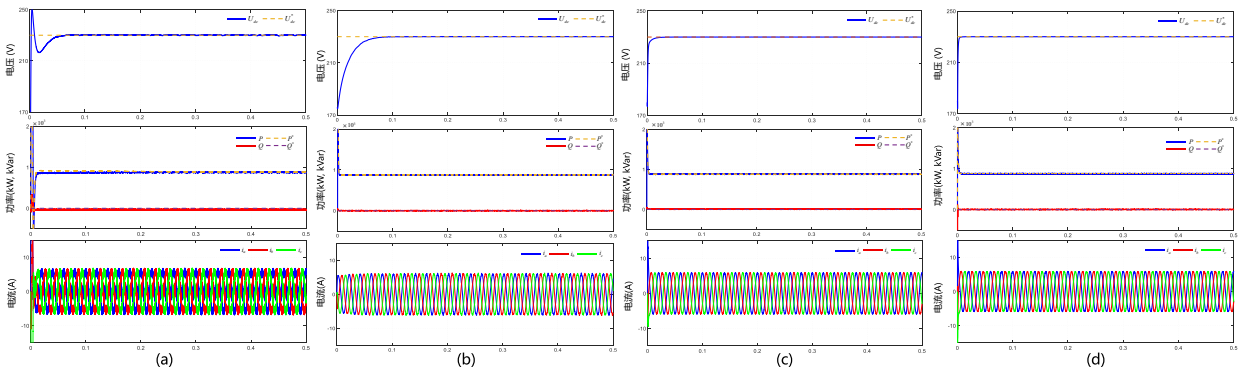


图3 工况 1 下测试结果. (a)PI+前馈 (b)自抗扰控制 (c)DPC+BSC (d)FTANNC

4.2 工况 2: 负载扰动下动态性能测试

为模拟负载扰动, $t=0.3\text{s}$ 时直流侧负载电阻从

60Ω 变化到 40Ω ; $t=0.5\text{s}$ 时, 直流侧负载电阻变回 60Ω . 为可视化响应, 直流电压参考设置为 230 V . 图 4 展示了负载扰动工况下四种控制方法动态性能

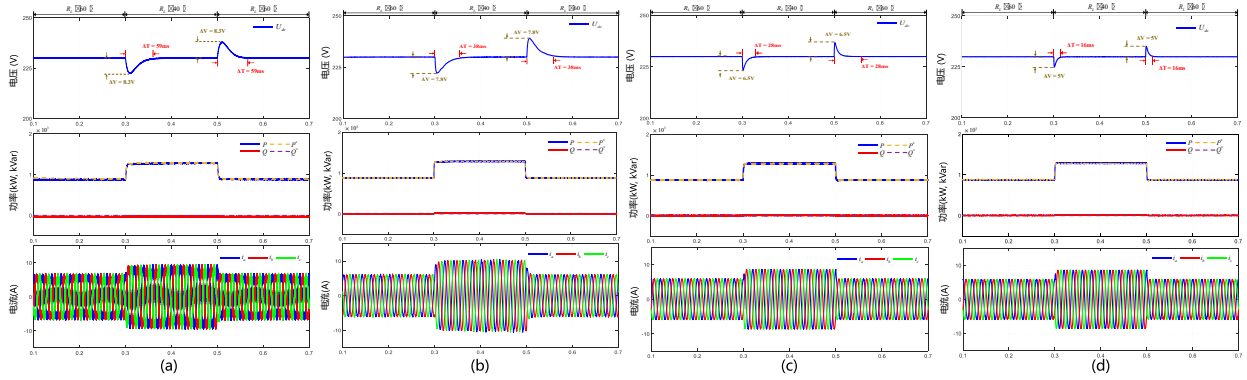


图4 工况2下测试结果. (a)PI+前馈 (b)自抗扰控制 (c)DPC+BSC (d)FTANNC

测试结果.

如图4所示,当直流侧负载从60Ω变化为40Ω时,PI+前馈方法在直流电压上出现8.3V的超调和59ms的整定时间;自抗扰控制方法下直流电压上出现7.8V的超调和38ms的整定时间;DPC-BSC方法下直流电压上出现6.5V的超调和28ms的整定时间;FTANNC方法在负载扰动下控制表现更佳,仅

用16ms将直流电压恢复至参考值,电压跌落幅值也较小,约为5V.

4.3 工况3: 电网幅值波动下动态性能测试

为模拟电网幅值波动,在 $t=0.3s$ 时三相电压幅度从100V降至85V;在 $t=0.5s$,三相电压幅度变回100V.为可视化响应,直流电压参考为230V.图5展示了在电网波动下的动态性能测试结果.

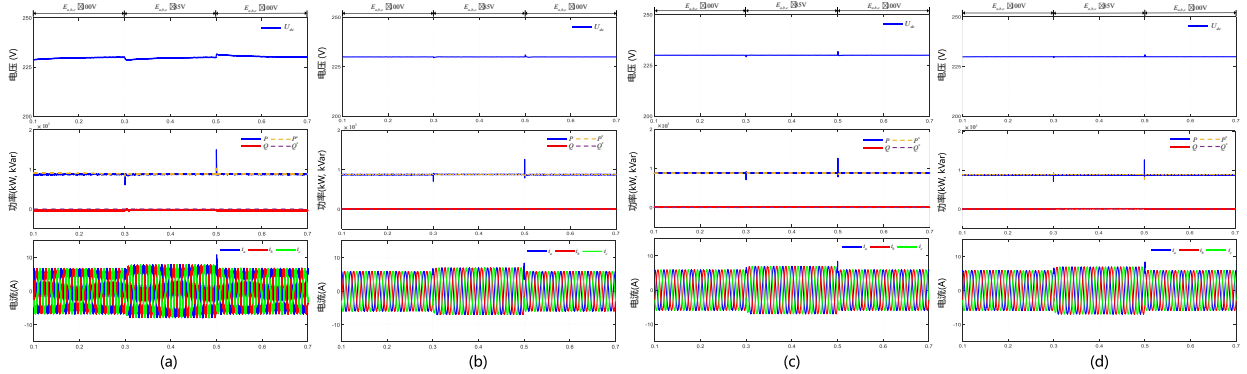


图5 工况3下测试结果. (a)PI+前馈 (b)自抗扰控制 (c)DPC+BSC (d)FTANNC

如图5所示,PI+前馈方法在电网波动下的无功功率跟踪较差,直流电压波动明显,动态性能较差;自抗扰控制和DPC-BSC方法提高了无功功率跟踪性能,但直流电压波动还是较为明显;相比之下,本文所提FTANNC方法展现了良好的无功功率跟踪,且直流电压波动值最小(超调量0.5V).

性、直流负载扰动以及电网波动的影响,具有良好的抗扰能力.与PI+前馈控制、自抗扰控制以及DPC-BSC相比,FTANNC方法在负载扰动和电网波动等扰动下具有更好的动静态控制性能.表2总结了以上测试结果.

注4 FTANNC方法在直流电压调节、负载扰动以及电压幅值波动等工况下均表现出良好的控制效果,提高了动静态控制性能且有效抑制了系统扰动的影响.但本方法尚未考虑电网严重不平衡和畸变等复杂工况,这些电网故障会引起功率波动、设备发热以及寿命损耗等问题.此外,所提方法基于连续时间框架设计,尚未探究在离散控制系统中的性能表现.因而,在离散时间框架下考虑电网故障的三相PWM整流器先进控制研究是未来工作的主要方向.

综上所述,FTANNC有效应对了参数不确定

表2 四种控制方法的测试结果对比

	性能指标	PI+前馈 ^[16]	自抗扰 ^[18]	DPC-BSC ^[9]	FTANNC
工况1	整定时间	59ms	63ms	34ms	8ms
	超调量	13.8V	< 0.5V	< 0.5V	< 0.5V
	RSME(稳态)	0.073V	0.049V	0.019V	0.012V
工况2	整定时间	59ms	38ms	28ms	16ms
	超调量	8.3V	7.8V	6.5V	5V
工况3	整定时间	38ms	8ms	5ms	3ms
	超调量	4.3V	1.2V	1.2V	0.5V

5 结论

本文提出了一种考虑三相PWM整流器系统扰

动的固定时间命令滤波控制方法, 本方法采用自适应神经网络技术估计系统非线性动态和不确定扰动, 改善了系统的输出性能. 理论分析和测试结果验证了所提方法的有效性和优越性. 与 PI+前馈控制、自抗扰控制以及 DPC-BSC 方法相比, FTANNC 方法显著改善了直流电压动静态调节性能, 将直流电压整定时间缩短近 76.5% 且提高了稳态精度. 在负载扰动、参数不确定和电网幅值波动下, 所提方法将直流电压整定时间缩短至少 40%, 同时获得良好的功率响应和正弦并网电流.

未来研究工作将考虑电网严重不平衡和畸变等电网故障工况的影响且将本文所提出方法拓展到离散时间框架, 这对于提高相关控制方法在数字控制系统的可行性和实用性具有重要意义.

参考文献 (References)

- [1] 李亚伦, 欧阳明高, 赵争鸣. 电动汽车车能互动的充电机理、系统构型与推广路径[J]. *中国电机工程学报*, 2024, 44(17): 6920-6939.
(Li Y L, Ouyang M G, Zhao Z M. Charging mechanism, system configuration and promotion pathway of vehicle to grid for electric vehicles[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2024, 44(17): 6920-6939.)
- [2] 郭亮亮, 刘鑫蕊, 李新宇, 等. 一种提高均流精度的直流微电网分布式储能 SOC 加速均衡控制策略[J]. *控制与决策*, 2025, 40(8): 2383-2390.
(Guo L L, Liu X R, Li X Y, et al. An accelerated SOC balancing control strategy for DC microgrid distributed energy storage with improved current sharing accuracy[J]. *Control and Decision*, 2025, 40(8): 2383-2390.)
- [3] 楼琦凯, 陈蓓, 丁勳, 等. 虚假数据注入攻击下直流微电网的滑模控制[J]. *控制与决策*, 2022, 37(12): 3207-3214.
(Lou Q K, Chen B, Ding M, et al. Sliding mode control of DC microgrid under false data injection attack[J]. *Control and Decision*, 2022, 37(12): 3207-3214.)
- [4] Luo W S, Vazquez S, Liu J X, et al. Control system design of a three-phase active front end using a sliding-mode observer[J]. *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics: Systems*, 2022, 52(2): 739-748.
- [5] 米阳, 郝学智, 刘红业, 等. 基于滑模控制的含风储多域电力系统负荷频率控制[J]. *控制与决策*, 2019, 34(2): 437-444.
(Mi Y, Hao X Z, Liu H Y, et al. Multi-area power system with wind power and energy storage system load frequency control based on sliding model control[J]. *Control and Decision*, 2019, 34(2): 437-444.)
- [6] Lin H, Yin Y F, Shen X N, et al. Fuzzy logic system-based sliding-mode control for three-level NPC converters[J]. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 2022, 8(3): 3307-3319.
- [7] Yu J P, Shi P, Dong W J, et al. Command filtering-based fuzzy control for nonlinear systems with saturation input[J]. *IEEE Transactions on Cybernetics*, 2017, 47(9): 2472-2479.
- [8] Fu C, Zhang C H, Zhang G G, et al. High-performance finite-time adaptive control strategy for three-level T-type converters[J]. *ISA Transactions*, 2024, 150: 404-411.
- [9] Wai R J, Yang Y. Design of backstepping direct power control for three-phase PWM rectifier[J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2019, 55(3): 3160-3173.
- [10] Elmoudni Y, Majdoul R, Touati A. Design of backstepping control for the optimization of VSC inverters and PWM rectifiers in HVDC systems[C]. *Innovative Technologies on Electrical Power Systems for Smart Cities Infrastructure*. Cham: Springer, 2025: 402-409.
- [11] Fu C, Zhang C H, Zhang G G, et al. Finite-time adaptive fuzzy control for three-phase PWM rectifiers with improved output performance[J]. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, 2023, 70(8): 3044-3048.
- [12] Wang X L, Liu J P, Shi P, et al. Command filtered event-triggered adaptive control for a class of MIMO nonlinear systems based on neural network model[J]. *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics: Systems*, 2024, 54(8): 4887-4892.
- [13] Zhao Z J, Wu J L, Mu C X, et al. Neural-network-based adaptive fixed-time control for a 2-DOF helicopter system with input quantization and output constraints[J]. *IEEE Transactions on Neural Networks and Learning Systems*, 2025, 36(4): 7065-7076.
- [14] 周玥欣, 于金鹏, 刘加朋, 等. 考虑输入饱和的不确定机械臂系统固定时间阻抗控制[J]. *控制与决策*, 2024, 39(12): 3919-3926.
(Zhou Y X, Yu J P, Liu J P, et al. Fixed time impedance control for uncertain manipulator systems with input saturation[J]. *Control and Decision*, 2024, 39(12): 3919-3926.)
- [15] Liu S W, Wang H Q, Li T S, et al. Adaptive neural fixed-time control for uncertain nonlinear systems[J]. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, 2024, 71(2): 637-641.
- [16] Gui Y H, Blaabjerg F, Wang X F, et al. Improved DC-link voltage regulation strategy for grid-connected converters[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2021, 68(6): 4977-4987.
- [17] 刘建刚, 杨胜杰, 谢小良, 等. 并联 DC-DC 变换器系统的固定时间分布式协同控制[J]. *控制与决策*, 2023, 38(10): 2912-2918.
(Liu J G, Yang S J, Xie X L, et al. Fixed-time based distributed cooperative control for parallel DC-DC converter systems[J]. *Control and Decision*, 2023, 38(10): 2912-2918.)
- [18] Liu J X, Vazquez S, Wu L G, et al. Extended state

observer-based sliding-mode control for three-phase power converters[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2017, 64(1): 22-31.

- [19] 周雪松, 赵兴, 马幼捷. 新型的整流器前馈+反馈环流控制策略[J]. *电力系统及其自动化学报*, 2023, 35(4): 9-17.

(Zhou X S, Zhao X, Ma Y J. Novel feedforward and feedback circulating current control strategy for rectifier[J]. *Proceedings of the CSU-EPSCA*, 2023, 35(4): 9-17.)

作者简介

潘德骏 (2002-), 男, 研究生, 主要研究方向为电力电子功率变换器先进智能控制, E-mail: pandejun2024@163.com;

付程 (1993-), 男, 副教授, 博士, 主要研究方向为新能源变换器先进控制研究, E-mail: cfu@qdu.edu.cn;

于海生 (1967-), 男, 教授, 博士, 主要研究方向为复杂工业过程控制, E-mail: yu.hs@163.com;

王晓玲 (1993-), 女, 副教授, 博士, 主要研究方向为无人系统智能与自适应控制方面的研究, E-mail: shellinwang@163.com;

于金鹏 (1978-), 男, 教授, 博士, 主要研究方向为电机控制和非线性控制, E-mail: yjp1109@126.com.