

永磁同步电机的自适应预测比例-积分-谐振电流控制

于子淞¹ 王大志¹ 陶冶²

摘要 考虑数字控制系统一个采样周期输入延时和驱动器功率管非线性特性的影响,为增强永磁同步电机 (Permanent magnet synchronous motor, PMSM) 电流环稳定性和提高电流控制精度,提出一种自适应预测比例-积分-谐振控制 (Adaptive predictive proportional-integral-resonant, APPI-RES) 策略.该方法能够在电机电阻和电感参数不确定的条件下,预测电流控制误差和未知周期电压扰动,将所得预测量执行反馈控制,实现了对系统输入延时和相电流谐波的有效补偿.最后,通过仿真分析验证了所提控制策略的有效性.

关键词 永磁同步电机, 自适应预测比例-积分-谐振控制器, 输入延时, 参数不确定, 相电流畸变

引用格式 于子淞, 王大志, 陶冶. 永磁同步电机的自适应预测比例-积分-谐振电流控制. 自动化学报, 2018, 44(3): 471-480

DOI 10.16383/j.aas.2018.c160164

Adaptive Predictive Proportional-integral-resonant Current Control for Permanent Magnet Synchronous Motors

YU Zi-Song¹ WANG Da-Zhi¹ TAO Ye²

Abstract In order to enhance the stability of current loop and to improve the current control accuracy, an adaptive predictive proportional-integral-resonant (APPI-RES) current control strategy is proposed, in which the one cycle delay of digital control system and the nonlinear characteristic of voltage source inverter (VSI) are considered. The proposed method can predict the control errors of currents, unknown constant and periodic voltage disturbances when the resistor and inductance of the motor are unknown. Then, the predicted variables are used to execute the feedback control to compensate the system input delay and the phase current harmonics effectively. At last, simulation results verify the feasibility of the control strategy.

Key words Permanent magnet synchronous motor (PMSM), adaptive predictive proportional-integral-resonant controller (APPI-RES), input delay, parameter uncertainty, phase current distortion

Citation Yu Zi-Song, Wang Da-Zhi, Tao Ye. Adaptive predictive proportional-integral-resonant current control for permanent magnet synchronous motors. *Acta Automatica Sinica*, 2018, 44(3): 471-480

永磁同步电机 (Permanent magnet synchronous motor, PMSM) 功率密度高、电流输出转矩比小,被广泛应用于航天、数控机床等高精度调速场合^[1-3].交流调速系统通常采用速度外环级联电流内环的控制结构.其中,电流控制性能决定了转矩控制精度和电机损耗.常规 PID 控制简单易行,但对系统参数和外界扰动的鲁棒性较差.针对这一缺点,文献 [4-8] 分别提出自适应 PID 控制^[4]、滑模控制^[5]、无差拍控制^[6]、预测控制^[7-8],以提高电

流控制精度和系统对电机参数、电压扰动的鲁棒性.

电机相电流谐波源可等效为周期电压扰动,扰动电压通常由电压源逆变器非线性畸变、转子非正弦反电动势和磁饱和等因素引起^[9].重复电流控制策略^[10]可有效抑制周期扰动电压,但当电机运行于低速时,存储一个周期内的电流数据占用系统内存较多.迭代学习控制^[11]通过在线反复修正相电流幅值和相位,可完全消除谐波电流,但计算量较大.比例-积分-谐振电流控制策略 (Proportional-integral-resonant controller, PI-RES)^[12]简单易行,可有效抑制周期扰动电压,已广泛应用于风力发电及交流调速领域.然而,这种常规的 PI-RES 控制器只是内模控制器的等效并联形式,并不是真正意义上的渐近稳定并联控制器.同时,数字控制系统存在一个采样周期的输入延时,当系统采样频率/电流输出频率 (f_s/f_o) 小于 10 时,电流将出现震荡失稳现象^[13].文献 [12] 采用电流前馈补偿,消除了电流超调,但未对扰动进行预测补偿.文献 [14] 利用高阶滤波器最优逼近包含延时的系统误差模型,但系统采

收稿日期 2016-02-25 录用日期 2017-04-18
Manuscript received February 25, 2016; accepted April 18, 2017
国家自然科学基金 (51467017) 资助
Supported by National Natural Science Foundation of China (51467017)

本文责任编辑 梅生伟
Recommended by Associate Editor MEI Sheng-Wei
1. 东北大学电力系统与电力传动研究所 沈阳 110819 2. 国家电网辽宁省电力有限公司电力调度控制中心 沈阳 110006
1. Institute of Electric Power System and Motor Drives, Northeast University, Shenyang 110819 2. Electric Dispatch and Control Center, State Grid Liaoning Electric Power Supply Co. Ltd, Shenyang 110006

样频率低于 2.5 kHz 时, 电流不稳定. 文献 [15] 在电流环中加入了有源阻尼衰减相, 有效抑制了输入延时对解耦控制的影响. 文献 [16] 采用二阶 pade 模型近似系统输入延时, 通过最优配置系统根轨迹法削弱了输入延时对电流控制的影响, 但未研究算法对模型参数的鲁棒性.

本文通过将多种 PI-RES 控制器化为统一的状态空间表达形式, 分析系统输入延时对电流控制稳定性的影响. 针对系统输入延时和电流谐波问题, 提出一种自适应预测比例-积分谐振 (Adaptive predictive proportional-integral-resonant, APPI-RES) 电流控制策略. 该方法可在电机电阻、电感参数未知的情况下预测电流指令、电压扰动和电流控制误差. 通过执行预测量的反馈控制, 补偿系统输入延时和相电流谐波, 算法收敛性分析保证了所提控制器的渐近稳定性. 最后, 通过仿真研究验证了所提算法的有效性.

1 输入延时对传统 PI-RES 控制的影响分析

1.1 表贴式 PMSM 电气模型

逆变器驱动永磁同步电机相电流通常包含 $6n \pm 1$ (n 为自然数) 次谐波, 可将电流谐波源等效为频率为 $6n \pm 1$ 次周期扰动电压, 在同步旋转坐标系下该扰动电压频率为 $6n$ 次^[9]. 考虑控制器输入延时和周期扰动电压的同步旋转坐标系下表贴式 PMSM 电气模型:

$$\begin{cases} u_{dD}^* + u_d^{dis} = Ri_d + Li_d \dot{i}_d - \omega_e Li_q \\ u_{qD}^* + u_q^{dis} = Ri_q + Li_q \dot{i}_q + \omega_e Li_d + \omega_e \varphi_f \end{cases} \quad (1)$$

式中, 下标 D 表示延时时间, u_{dD}^* 、 u_{qD}^* 分别为 $t-D$ 时刻 d 、 q 轴控制器输出电压指令, u_d^{dis} 、 u_q^{dis} 分别为 t 时刻 d 、 q 轴各次谐波扰动电压的总和, i_d 、 i_q 分别为 d 、 q 轴电流, R 、 L 、 ω_e 、 φ_f 分别为定子电阻、电感、转子电角速度和永磁体磁链.

令 i_d^* 、 i_q^* 分别为 d 、 q 轴参考电流指令, \dot{i}_d^* 、 \dot{i}_q^* 为参考电流指令的导数, 采用 $i_d^* = 0$ 控制, 由式 (1) 得表贴式 PMSM 的电流误差空间模型:

$$\dot{z} = Az - Bu_D^* - Bd \quad (2)$$

式中

$$z = \begin{bmatrix} z_d \\ z_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_d^* - i_d \\ i_q^* - i_q \end{bmatrix}, u_D^* = \begin{bmatrix} u_{dD}^* \\ u_{qD}^* \end{bmatrix}$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & \omega_e \\ -\omega_e & -\frac{R}{L} \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \end{bmatrix}$$

$$d_1 = \begin{bmatrix} u_d^{dis} \\ u_q^{dis} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sum_{n=1}^{\infty} d_{6n}^d \\ \sum_{n=1}^{\infty} d_{6n}^q \end{bmatrix}, d = d_0 + d_1$$

$$d_0 = \begin{bmatrix} 0 \\ -\omega_e \varphi_f \end{bmatrix} - B^{-1} \begin{bmatrix} \dot{i}_d^* \\ \dot{i}_q^* \end{bmatrix} + B^{-1} A \begin{bmatrix} i_d^* \\ i_q^* \end{bmatrix}$$

当电机运行于稳态时, d_0 为恒定值, d_1 为三角函数的级数和, 因此扰动 d 可表示为

$$d(t) = \sum_{n=0}^{\infty} d_n(t) = \sum_{n=0}^{\infty} A_{6n}^{dq} f_n(t) = \sum_{n=0}^{\infty} \theta_{dq6n} f_{mn}(t) \quad (3)$$

式中

$$A_{6n}^{dq} = \begin{bmatrix} A_{6n}^d & 0 \\ 0 & A_{6n}^q \end{bmatrix}, \theta_{dq6n} = \begin{bmatrix} \theta_{ds6n} & \theta_{dc6n} \\ \theta_{qs6n} & \theta_{qc6n} \end{bmatrix}$$

$$\theta_{ds6n} = A_{6n}^d \sin(\varphi_{6n}^d), \theta_{dc6n} = A_{6n}^d \cos(\varphi_{6n}^d)$$

$$\theta_{qs6n} = A_{6n}^q \sin(\varphi_{6n}^q), \theta_{qc6n} = A_{6n}^q \cos(\varphi_{6n}^q)$$

$$f_n(t) = \begin{bmatrix} \cos(6n\omega_e^* t - \varphi_{6n}^d) \\ \cos(6n\omega_e^* t - \varphi_{6n}^q) \end{bmatrix}$$

$$f_{mn}(t) = \begin{bmatrix} \sin(6n\omega_e^* t) \\ \cos(6n\omega_e^* t) \end{bmatrix}$$

其中, ω_e^* 为给定转子电角速度指令.

1.2 传统 PI-RES 控制器的等效状态空间形式

传统 PI-RES 控制策略通过在系统谐振频率处并联谐振器, 可实现无静差抑制系统周期扰动^[9]. 这里为分析方便, 令式 (3) 中 $n = 0 \sim 2$, 则所需设计的 PI-RES 控制器可表示为^[9, 12, 16]

$$C(s) = k_p + \frac{k_i}{s} + \frac{a_2 s^2 + a_1 s + a_0}{s^2 + \omega_0^2} + \frac{b_2 s^2 + b_1 s + b_0}{s^2 + \omega_1^2} \quad (4)$$

式中, s 为拉氏复变量, $\omega_0 = 6\omega_e^*$, $\omega_1 = 12\omega_e^*$, k_p 、 k_i 、 $a_0 \sim a_2$ 、 $b_0 \sim b_2$ 分别为调节器参数. 将式 (4) 中各项分式通分得:

$$C(s) = k_\varepsilon + \frac{k_4 s^4 + k_3 s^3 + k_2 s^2 + k_1 s^1 + k_0}{s(s^2 + \omega_0^2)(s^2 + \omega_1^2)} \quad (5)$$

式中

$$\lambda_a = a_0 - a_2 \omega_0^2, \lambda_b = b_0 - b_2 \omega_1^2, k_\varepsilon = k_p + a_2 + b_2$$

$$k_0 = k_i \omega_0^2 \omega_1^2, k_1 = \lambda_a \omega_1^2 + \lambda_b \omega_0^2, k_4 = a_1 + b_1 + k_i$$

$$k_3 = \lambda_a + \lambda_b, k_2 = (k_i + b_1) \omega_0^2 + (k_i + a_1) \omega_1^2$$

由文献 [17] 知, 式 (5) 为内模控制器, 系统模态可表示为

$$P(\sigma) = \sigma(\sigma^2 + \omega_0^2)(\sigma^2 + \omega_1^2) \quad (6)$$

式中, $\sigma = \frac{d(\cdot)}{dt}$ 为微分算子.

为分析方便, 暂不考虑系统输入延时, 即 $D = 0$, $u_D^* = u^*$. 令 $\varepsilon = P(\sigma)z$ 为扩展误差空间状态分量, 由式 (2)、(6) 建立扩展电流误差空间方程^[17]:

$$\dot{e} = Fe - G\eta \quad (7)$$

式中

$$F = \begin{bmatrix} 0 & I & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & I & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & I & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & I & 0 \\ 0 & -\omega_0^2 \omega_1^2 I & 0 & -(\omega_0^2 + \omega_1^2) I & 0 & I \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & A \end{bmatrix}$$

$$G^T = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & B^T \end{bmatrix}, \eta = P(\sigma)u^*$$

$$e^T = \begin{bmatrix} z^T & \dot{z}^T & \ddot{z}^T & z^{(3)T} & z^{(4)T} & \varepsilon^T \end{bmatrix}.$$

其中, $z^{(i)}$ 表示 z 的 i 阶导数, 系数 0 为 2 阶零矩阵, I 为 2 阶单位矩阵. 由式 (7) 知, 只需设计状态反馈矩阵 K_r 使 $F_c = F - GK_r$ 为 Hurwitz 矩阵, 即可得到渐近稳定的内模控制器. 由式 (6) 知, 双输入系统 (7) 的解耦 PI-RES 控制器所对应的的状态反馈矩阵为

$$K_r = \begin{bmatrix} K_0 & K_1 & K_2 & K_3 & K_4 & K_\varepsilon \end{bmatrix} \quad (8)$$

式中

$$K_0 = \begin{bmatrix} k_0^d & 0 \\ 0 & k_0^q \end{bmatrix}, K_1 = \begin{bmatrix} k_1^d & 0 \\ 0 & k_1^q \end{bmatrix}$$

$$K_2 = \begin{bmatrix} k_2^d & 0 \\ 0 & k_2^q \end{bmatrix}, K_3 = \begin{bmatrix} k_3^d & 0 \\ 0 & k_3^q \end{bmatrix}$$

$$K_4 = \begin{bmatrix} k_4^d & 0 \\ 0 & k_4^q \end{bmatrix}, K_\varepsilon = \begin{bmatrix} k_\varepsilon^d & \omega_e L \\ -\omega_e L & k_\varepsilon^q \end{bmatrix}$$

其中, 上标 d, q 分别对应直、交轴内模控制器参数, 由系统矩阵 A 知, $\omega_e L$ 为耦合项, 因此, K_ε 中 $\omega_e L$ 为电流解耦项.

注. 由式 (5)~(8) 知, PI-RES 控制器需要合理选取并联谐振器的参数以保证系统渐近稳定. 因此, PI-RES 控制器并不是真正的并联型渐近稳定控制器.

1.3 输入延时时对电流控制的影响

由第 1.2 节分析可知, 考虑系统输入延时后, 电流解耦 PI-RES 控制器所对应的的状态反馈为

$$\eta_D = K_r e_D \quad (9)$$

式中, $e_D = \lambda(t)e$ 为 $t - D$ 时刻误差状态, e 为 t 时刻误差状态, $\lambda(t)$ 为等效延时系数矩阵. 由式 (9)

得闭环误差空间系统为

$$\dot{e} = F_{c1}(t)e = (F - GK_r\lambda(t))e \quad (10)$$

式中, $F_{c1}(t) = F - GK_r\lambda(t)$ 为扩展电流误差空间系统矩阵, $\lambda(t)$ 为对应维数的分块对角时变等效延时矩阵, 其对角线元素所构成的矩阵为

$$\varsigma(t) = \begin{bmatrix} \lambda_0(t) & \lambda_1(t) & \lambda_2(t) & \cdots \\ & \lambda_3(t) & \lambda_4(t) & \lambda_\varepsilon(t) \end{bmatrix} \quad (11)$$

式中, $\lambda_0, \lambda_1, \lambda_2, \lambda_3$ 和 λ_ε 均为对角矩阵.

由式 (8)~(11) 知, 考虑系统输入延时后的反馈矩阵为

$$K_\lambda(t) = \begin{bmatrix} K_0\lambda_0(t) & K_1\lambda_1(t) & K_2\lambda_2(t) & \cdots \\ & K_3\lambda_3(t) & K_4\lambda_4(t) & K_\varepsilon\lambda_\varepsilon(t) \end{bmatrix} \quad (12)$$

由式 (11) 和 (12) 知, 当 $\lambda(t)$ 对角线元素为 1 时, 系统矩阵 $F_{c1}(t) = F_c$, 即输入延时时对系统无影响. 当 $\lambda(t)$ 对角线元素不为 1 时, 系统矩阵 $F_{c1}(t) \neq F_c$, 即输入延时时对闭环系统的动态性能和稳定性产生了影响. 例如, 由式 (8) 和 (9) 知, k_ε 对应比例反馈系数, 当 k_ε 取值大于电机时间常数且 $\lambda_\varepsilon(t)$ 的系数小于零时, 系统将发散. 因此, 需消除由输入延时时引起的系统失稳隐患.

2 APPI-RES 电流控制器设计

为消除系统输入延时时对电流环稳定性的影响, 实现低 f_s/f_o 工况下的渐近稳定并联谐振电流控制, 需要对系统状态和扰动进行预测.

2.1 扰动预测

考虑电机电阻、电感参数未知, 但其变化的界已知时, 设计系统 (2) 的自适应谐振扰动观测器:

$$\dot{\hat{z}} = \hat{A}\hat{z} - \hat{B}u_D^* + G\hat{z} - \hat{B} \sum_{n=0}^{\infty} \hat{\theta}_{dq6n} f_{mn} \quad (13)$$

式中, $\hat{z}(t)$ 为 $z(t)$ 的观测值, $\hat{\theta}_{dq6n}$ 为 θ_{dq6n} 的估计值, G 为对角反馈阵, 满足 $A_G = A - G$ 为 Hurwitz 阵, \hat{A}, \hat{B} 分别为 A, B 的观测值. 实际应用中, 通常不能准确获得表贴式 PMSM 的电阻和电感参数, 这里假设系统矩阵参数满足: $-R/L = a \in [a_{\min}, a_{\max}]$, $1/L = b \in [b_{\min}, b_{\max}]$, $a_{\min}, a_{\max}, b_{\min}, b_{\max}$ 为已知常数. 式 (13) 的输入

和系数矩阵满足:

$$\begin{cases} \hat{A} = \begin{bmatrix} \hat{a} & \omega_e \\ -\omega_e & \hat{a} \end{bmatrix}, \hat{B} = \begin{bmatrix} \hat{b} & 0 \\ 0 & \hat{b} \end{bmatrix} \\ u_D^* = u_{0D}^* - \hat{d}, \hat{d} = \sum_{n=0}^{\infty} \hat{\theta}_{dq6n} f_{mn} \end{cases} \quad (14)$$

式中, $u_{0D}^* = u_0^*(t-D)$ 为状态反馈分量, \hat{d} 为 d 的观测值.

将式 (2) 和 (13) 做差得:

$$\dot{\tilde{z}} = A_G \tilde{z} + \tilde{a} \tilde{z} - \tilde{b} u_{0D}^* - B \sum_{n=0}^{\infty} \tilde{\theta}_{dq6n} f_{mn} \quad (15)$$

式中, $\tilde{z} = z - \hat{z}$, $\tilde{\theta}_{dq6n} = \theta_{dq6n} - \hat{\theta}_{dq6n}$, $\tilde{a} = a - \hat{a}$, $\tilde{b} = b - \hat{b}$.

建立观测误差系统 (15) 的 Lyapunov 函数:

$$\begin{aligned} V(\tilde{z}, \tilde{a}, \tilde{b}, \tilde{\theta}_{dq6n}) &= \frac{1}{2\gamma} (\tilde{a}^2 + \tilde{b}^2) + \\ &\frac{1}{2} |b| \sum_{n=0}^{\infty} \text{tr} \left(\tilde{\theta}_{dq6n}^T \Gamma_{6n}^{-1} \tilde{\theta}_{dq6n} \right) + \frac{1}{2} \tilde{z}^T P \tilde{z} \end{aligned} \quad (16)$$

式中, Γ_{6n} 为正定对称矩阵, α, γ 为正常数, $\text{tr}(\cdot)$ 为求矩阵迹运算符, P 为正定对称矩阵, 满足:

$$A_G^T P + P A_G = -Q < 0 \quad (17)$$

式中, Q 为正定对称矩阵. 为简化运算, 取 $P = I_{2 \times 2}$, $I_{2 \times 2}$ 为 2 阶单位阵.

对 Lyapunov 函数 (16) 求导得:

$$\begin{aligned} \dot{V}(\tilde{z}, \tilde{a}, \tilde{b}, \tilde{\theta}_{dq6n}) &= \tilde{a} (\tilde{z}^T \dot{\tilde{z}} + \gamma^{-1} \dot{\tilde{a}}) + \\ &\text{tr} \left(\sum_{n=0}^{\infty} \tilde{\theta}_{dq6n}^T \left(b \tilde{z} f_{mn}^T + |b| \Gamma_{6n}^{-1} \dot{\tilde{\theta}}_{dq6n} \right) \right) - \\ &\tilde{b} (\tilde{z}^T u_{0D}^* - \gamma^{-1} \dot{\tilde{b}}) - \frac{1}{2} \tilde{z}^T Q \tilde{z} \end{aligned} \quad (18)$$

若保证 $\tilde{a} (\tilde{z}^T \dot{\tilde{z}} + \gamma^{-1} \dot{\tilde{a}}) - \tilde{b} (\tilde{z}^T u_{0D}^* - \gamma^{-1} \dot{\tilde{b}}) \leq 0$, 参数 \hat{a} 和 \hat{b} 的辨识就不会影响参数 $\hat{\theta}_{dq6n}$ 的辨识. 因此, 引入标准投影算子:

$$\text{Proj}_{\hat{\varepsilon}}(\gamma \kappa) = \begin{cases} 0, & \hat{\varepsilon} > \varepsilon_{\max}, \gamma \kappa > 0 \\ 0, & \hat{\varepsilon} < \varepsilon_{\min}, \gamma \kappa < 0 \\ \gamma \kappa, & \text{其他} \end{cases} \quad (19)$$

$$(\varepsilon - \hat{\varepsilon})(\gamma^{-1} \text{Proj}_{\hat{\varepsilon}}(\gamma \kappa) - \kappa) \leq 0$$

式中, $\hat{\varepsilon}$ 为 ε 的观测值, ε_{\max} , ε_{\min} 和 γ 为已知常数, κ 为已知变量.

选择自适应率:

$$\begin{cases} \dot{\hat{a}} = \text{Proj}_{\hat{a}} [\gamma \tilde{z}^T \tilde{z}] \\ \dot{\hat{b}} = \text{Proj}_{\hat{b}} [-\gamma u_{0D}^{*T} \tilde{z}] \\ \dot{\hat{\theta}}_{dq6n} = -\text{sgn}(b) \Gamma_{6n} \tilde{z} f_{mn}^T \end{cases} \quad (20)$$

式中, $\text{sgn}(\cdot)$ 为符号函数.

由式 (17) ~ (20) 知, $\dot{V}(\tilde{z}, \tilde{a}, \tilde{b}, \tilde{\theta}_{dq6n}) < 0$, 当 $t \rightarrow \infty$ 时, $\hat{\theta}_{dq6n} \rightarrow \theta_{dq6n}$, 即观测系统渐近稳定.

由式 (3)、(14)、(20) 得扰动观测值:

$$\hat{d} = \sum_{n=0}^{\infty} \hat{\theta}_{dq6n} f_{mn} \quad (21)$$

频率已知、幅值和初始相位未知的正弦函数 $v(t) = M \sin(\omega t + \varphi_0)$ 满足:

$$v(t+D) = 2 \cos(\omega D) v(t) - v(t-D) \quad (22)$$

当 $n \neq 0$ 时, 由式 (21) 和 (22) 得扰动预测值:

$$\hat{d}_{6n}(t+D) = 2 \cos(6n\omega_e D) \hat{d}_{6n}(t) - \hat{d}_{6n}(t-D) \quad (23)$$

当 $n = 0$ 时, 上式可简化为

$$\hat{d}_0(t+D) = \hat{d}_0(t) \quad (24)$$

2.2 状态预测

当 t 时刻误差系统状态 $z(t)$ 已知时, $t+D$ 时刻误差系统状态可表示为^[9]

$$z(t+D) = \mu(t+D) - \delta(t+D) \quad (25)$$

式中

$$\mu(t+D) = e^{AD} z(t) \quad (26)$$

$$\sigma(t) = u^*(t) + d(t+D) \quad (27)$$

$$\delta(t+D) = \int_{t-D}^t e^{A(t-\tau)} B \sigma(\tau) d\tau \quad (28)$$

其中, $\mu(t+D)$ 为 t 时刻零输入响应, $\delta(t+D)$ 为 t 时刻零状态响应. 进一步, 将式 (26) ~ (28) 表示为状态空间形式:

$$\begin{cases} \dot{\mu}(t+D) = A\mu(t+D) - e^{AD} B \sigma(t-D) \\ \mu(D) = e^{AD} z(0) \\ \dot{\delta}(t+D) = A\delta(t+D) + B\sigma(t) - \\ \quad e^{AD} B \sigma(t-D) \\ \delta(D) = 0_{2 \times 1} \end{cases} \quad (29)$$

式中, $\delta(D)$ 、 $\mu(D)$ 为系统初始状态.

由式 (2)、(14) 知, 系统矩阵及其观测矩阵满足:

$$e^{\hat{A}D}A = Ae^{\hat{A}D} \quad (30)$$

利用第 2.1 节所得系统参数和扰动的估计值得 $t+D$ 时刻误差系统状态 $z(t+D)$ 的预测值:

$$z_p(t+D) = \hat{\mu}(t+D) - \hat{\delta}(t+D) \quad (31)$$

式中

$$\hat{\mu}(t+D) = e^{\hat{A}D}z(t) \quad (32)$$

$$\begin{aligned} \dot{\hat{\mu}}(t+D) &= A\hat{\mu}(t+D) - e^{\hat{A}D}B\sigma(t-D) + \\ &\quad \dot{\hat{A}}D\hat{\mu}(t+D) \end{aligned}$$

$$\hat{\mu}(D) = e^{\hat{A}D}z(0)$$

$$\begin{aligned} \dot{\hat{\delta}}(t+D) &= \hat{A}\hat{\delta}(t+D) + \hat{B}u_0^*(t) - \\ &\quad e^{\hat{A}D}\hat{B}u_0^*(t-D) \end{aligned}$$

$$\hat{\delta}(D) = 0_{2 \times 1}$$

$$\begin{aligned} \dot{z}_p(t+D) &= Az_p(t+D) - Bu_0^*(t) + \\ &\quad \tilde{A}\hat{\delta}(t+D) + \tilde{B}u_0^*(t) + \\ &\quad e^{\hat{A}D}\hat{B}u_0^*(t-D) + \dot{\hat{A}}D\hat{\mu}(t+D) - \\ &\quad e^{\hat{A}D}(B\tilde{d}(t) + \tilde{B}u_0^*(t-D)) \end{aligned} \quad (33)$$

2.3 稳定性分析

由式 (2)、(25)、(29)、(31)、(33) 得系统状态预测误差:

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{z}}_p(t+D) &= A\tilde{z}_p(t+D) - B\tilde{d}(t+D) + \\ &\quad e^{\hat{A}D}B\tilde{d}(t) + e^{\hat{A}D}\tilde{B}u_0^*(t-D) - \\ &\quad \left(\tilde{A}\hat{\delta}(t+D) + \tilde{B}u_0^*(t) \right) - \dot{\hat{A}}D\hat{\mu}(t+D) \end{aligned} \quad (34)$$

式中, $\tilde{z}_p(t+D) = z(t+D) - z_p(t+D)$ 为系统状态预测误差. 由式 (15)、(18)、(20) 知谐振观测系统渐近稳定, 因此, 观测误差系统 (15) 中 $\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{A}\hat{z}(t) - \tilde{B}u_0^*(t-D) = 0_{2 \times 1}$, $\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{z}(t) = 0_{2 \times 1}$. 进而, 可得:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{A}\hat{z}(t) - \tilde{B}u_0^*(t-D) = 0_{2 \times 1} \quad (35)$$

由式 (30)、(31)、(34)、(35) 得:

$$\begin{aligned} \lim_{t \rightarrow \infty} e^{\hat{A}D}\tilde{B}u_0^*(t-D) - \left(\tilde{A}\hat{\delta}(t+D) + \tilde{B}u_0^*(t) \right) = \\ -\tilde{A}\tilde{z}_p(t+D) \end{aligned} \quad (36)$$

因此, 当 $t \rightarrow \infty$ 时, 式 (34) 可化为

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{z}}_p(t+D) &= \hat{A}\tilde{z}_p(t+D) - B\tilde{d}(t+D) + \\ &\quad e^{\hat{A}D}B\tilde{d}(t) - \dot{\hat{A}}D\hat{\mu}(t+D) \end{aligned} \quad (37)$$

由第 2.1 节分析可知:

$$\begin{aligned} \lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{d}(t+D) &= 0_{2 \times 1} \\ \lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{d}(t) &= 0_{2 \times 1} \\ \lim_{t \rightarrow \infty} \dot{\hat{A}} &= 0_{2 \times 2} \\ \lambda_i(\hat{A}) &< 0, \quad i = 1, 2 \end{aligned} \quad (38)$$

式中, λ_i 为 \hat{A} 的特征值. 由式 (37) 和 (38) 得:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{z}_p(t+D) = 0_{2 \times 1} \quad (39)$$

设计控制器:

$$u^*(t) = Kz_p(t+D) - \hat{d}(t+D) \quad (40)$$

式中, 状态反馈增益矩阵 K 保证 $A_K = A - BK$ 渐近稳定. 闭环系统可表示为

$$\dot{z}(t) = A_K z(t) - BK\tilde{z}_p(t) - B\tilde{d}(t) \quad (41)$$

因此, 由式 (38)~(40) 知, 式 (41) 为渐近稳定系统. 执行 APPI-RES 电流控制策略的步骤如下:

步骤 1. 根据系统模型 (2) 建立自适应谐振扰动观测系统 (13), t 时刻参数自适应率和电压扰动分别为式 (20) 和 (21).

步骤 2. 根据式 (23) 和 (24) 预测系统扰动, 求得 $t+D$ 时刻系统扰动.

步骤 3. 利用步骤 1 中参数自适应率和步骤 2 中的扰动预测值, 根据 (31)~(33) 预测系统 (2) 在 $t+D$ 时刻的状态.

注. 系统未知参数慢变的假设条件可保证未知参数在 t 到 $t+D$ 时间内不变. 因此, 由步骤 1 中系统未知参数自适应率 (20) 所求得 t 时刻系统估计参数可用于 $t+D$ 时刻系统状态的预测.

步骤 4. 根据 (34)~(39) 的稳定性证明可得 t 时刻系统渐近稳定控制器 (40).

基于 APPI-RES 电流控制策略的 PMSM 系统框图如图 1 所示.

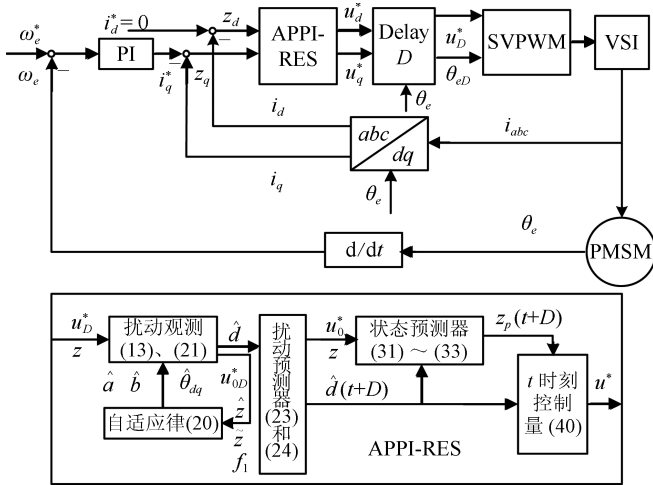


图1 采用 APPI-RES 电流控制器的 PMSM 驱动系统框图
Fig.1 Block diagram of PMSM driving system using APPI-RES current controller

3 仿真研究

为验证 APPI-RES 电流控制器的有效性, 在 Matlab/Simulink 仿真环境下搭建了永磁同步电机调速系统仿真平台. 仿真中, 永磁同步电机参数如下: 定子电阻 $R = 2.93 \Omega$, 定子 d 轴和 q 轴上的电感 $L_d = L_q = 7 \text{ mH}$, 永磁体磁链 $\varphi_f = 0.125 \text{ Wb}$, 转子磁极对数 $p = 2$, 转动惯量 $J = 1.16 \times 10^{-4} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$, 粘滞摩擦系数 $F = 2.1 \times 10^{-4} \text{ N} \cdot \text{m} \cdot \text{s}$. 系统其他参数如下: 母线电压 $V_{dc} = 400 \text{ V}$, 死区时间 $3 \mu\text{s}$, 电流环采样时间 $100 \mu\text{s}$, 速度环采样时间 $200 \mu\text{s}$. 仿真验证中, 速度环所用 PI 调节器的比例系数 $K_{ps} = 0.5$, 积分器系数 $K_{is} = 10$, 电流环 PI-RES 控制器形式为: $k_{pc} + k_{ic}s + \sum_{n=1}^6 \frac{k_{resn}s}{s^2 + (6n\omega_e^*)^2}$.

3.1 小谐振增益下的 PI-RES 与 APPI-RES 电流控制对比仿真研究

根据前文的分析, 小谐振器增益下, 1 个采样周期的延时不会使系统震荡. 仿真中, 只注入 VSI 死区产生 5、7、11、13 等奇次谐波电流. 电机低速轻载运行时, VSI 非线性畸变电压使相电流畸变较严重. 因此仿真中电机负载 0.1 Nm , 给定转速 300 r/min , 模拟低速轻载运行工况. 分别采用 PI、PI-RES、APPI-RES 电流控制器. 其中, PI-RES 控制器参数为: $k_{pc} = 20$, $k_{ic} = 4500$, $k_{resn} = 2000$, $n = 1 \sim 6$. APPI-RES 控制器参数为: 式 (13) 中反馈增益阵 G 为对角阵, 取 $G_{11} = G_{22} = 10000$, 式 (20) 中 $\gamma = 15000$, Γ_{6n} 为对角阵, 取 $\Gamma_{6n11} = \Gamma_{6n22} = 10000$, 式 (40) 中 K 为对角阵, 取 $K_{11} = K_{22} = 20$. 如图 2 和 3 所示, PI 电流控制器抑制 VSI 死区电压的能力较差, 相电流中含有大量

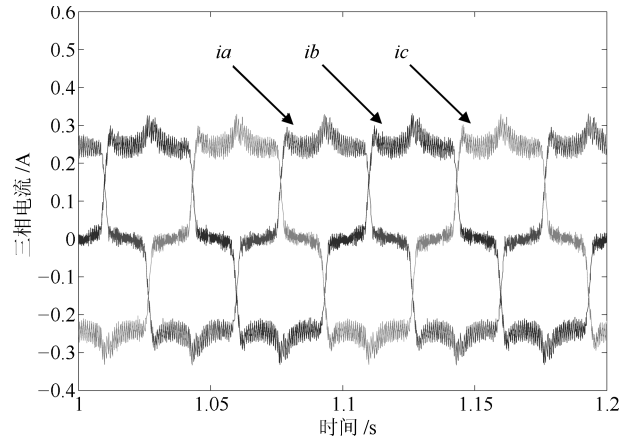


图2 相电流 (PI)
Fig.2 Phase currents (PI)

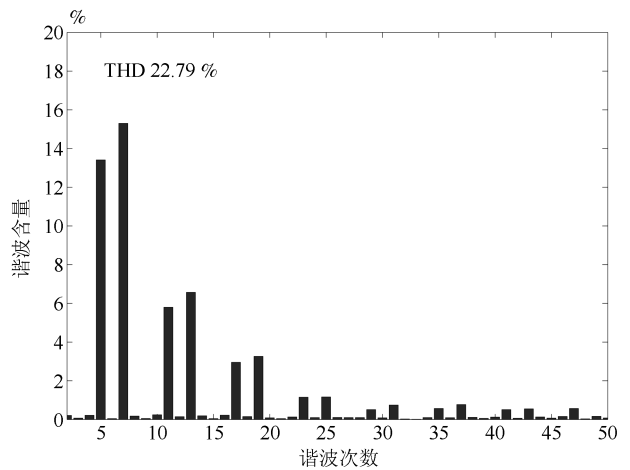


图3 相电流频谱 (PI)

Fig.3 Frequency spectrum of phase current (PI)

的 $6n \pm 1$ 次谐波, 电流畸变率 (Total harmonic distortion, THD) 为 22.79%. PI-RES 和 APPI-RES 控制器所并联的谐振器数量可根据电流控制精度和运算速度折中选取. 这里选择并联谐振器数量为 6, 即谐振器只能消除 36 ± 1 次之前的谐波电流. 由图 4~7 知, PI-RES 和 APPI-RES 两种电流控制器都能很好地抑制 $6n \pm 1$ 次谐波电流, THD 分别为 1.85% 和 1.56%. 由第 1.2 节、第 1.3 节分析可知, 在小谐振器增益情况下 PI-RES 控制器可保证系统渐近稳定, 且仿真所取延时时间较小, 扰动电压在延时时间内变化小, 因此, PI-RES 控制器能够实现较高精度的电流控制. 仿真结果同样验证了第 2.2 节中所提 APPI-RES 电流控制策略理论分析的有效性.

3.2 大谐振增益下的 PI-RES 与 APPI-RES 电流控制对比仿真研究

级联型 PMSM 调速系统要求电流环响应速度远快于速度环响应速度. 为了更快、更准控制电

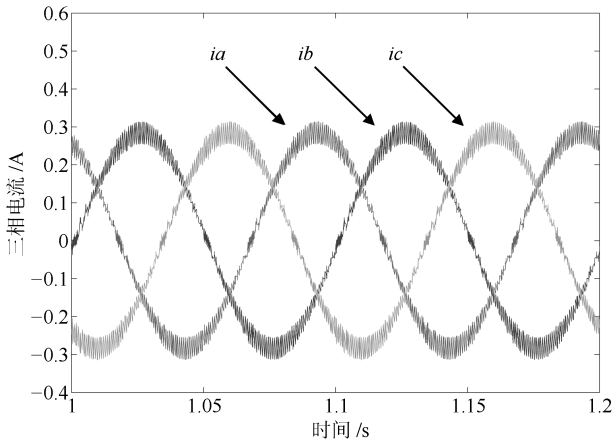


图4 相电流 (PI-RES)

Fig. 4 Phase currents (PI-RES)

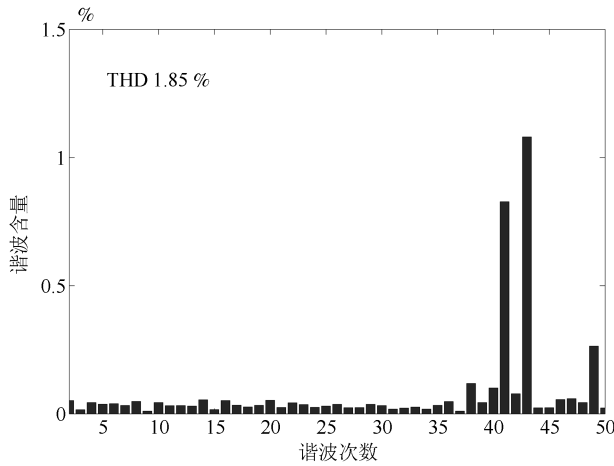


图5 相电流频谱 (PI-RES)

Fig. 5 Frequency spectrum of phase current (PI-RES)

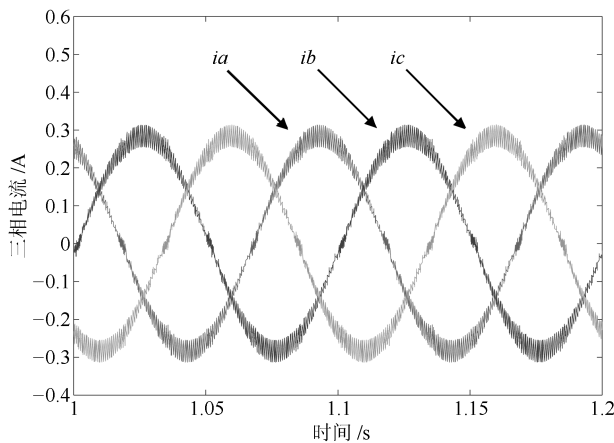


图6 相电流 (APPI-RES)

Fig. 6 Phase currents (APPI-RES)

机电流, 需要增大电流环控制器增益系数. 这里, PI-RES 控制器的参数中 k_{pc} 和 k_{ic} 取值与第 3.1

节相同, 但取 $k_{resn} = 4000, n = 1 \sim 6$. PI-RES 控制器中谐振器增益增大后, 导致其输出电压振荡, 进而引起电流、电磁转矩和转速的振荡, 如图 8~11 所示. 为了验证 APPI-RES 控制器对输入延时的补偿效果和大范围参数不确定的鲁棒性, 增大 APPI-RES 控制器的谐振器增益并将电机电阻和电感设置为标称值的 3 倍和 2 倍. 由第 2.1 节分析知, 所提参数自适应辨识算法需已知未知参数的界, 这里假设系统未知参数 \hat{a} 、 \hat{b} 分别满足: $\hat{a} \in [-800, -50]$ 、 $\hat{b} \in [50, 500]$. 所选未知参数的界应满足: \hat{a} 的界恒为负, \hat{b} 的界恒为正. 这里所选 \hat{a} 、 \hat{b} 的界只为验证所提算法的有效性, 即界的选取不唯一. APPI-RES 控制器参数选为: 式 (13) 中反馈增益阵 G 为对角阵, 取 $G_{11} = G_{22} = 15000$, 式 (20) 中 $\gamma = 25000$, Γ_{6n} 为对角阵, 取 $\Gamma_{6n11} = \Gamma_{6n22} = 18000$, 式 (40) 中 K 为对角阵, 取 $K_{11} = K_{22} = 60$. 由图 12~14 可见, 当 $t = 0.3$ s 时负载由 0.1 Nm 突变为 0.2 Nm, 速度 PI 控制器级

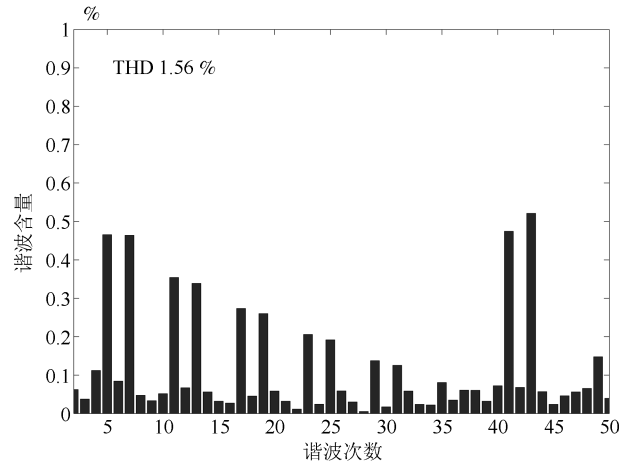


图7 相电流频谱 (APPI-RES)

Fig. 7 Frequency spectrum of phase current (APPI-RES)

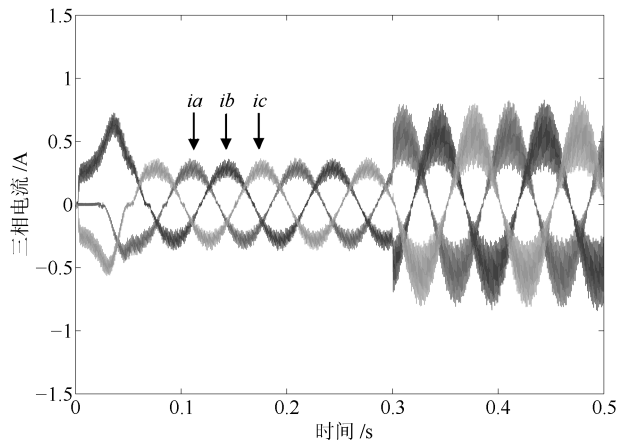


图8 相电流 (PI-RES)

Fig. 8 Phase currents (PI-RES)

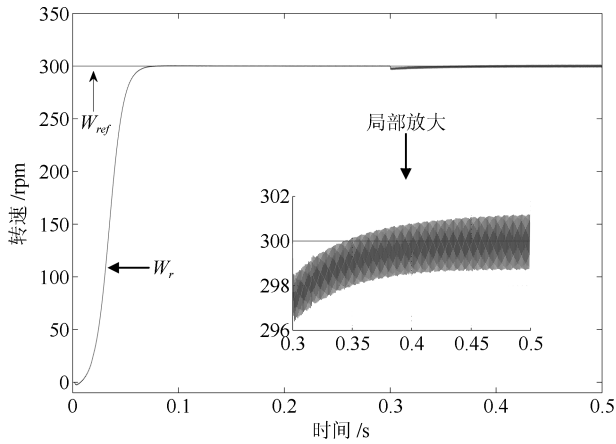


图 9 转速 (PI-RES)
Fig. 9 Speed (PI-RES)

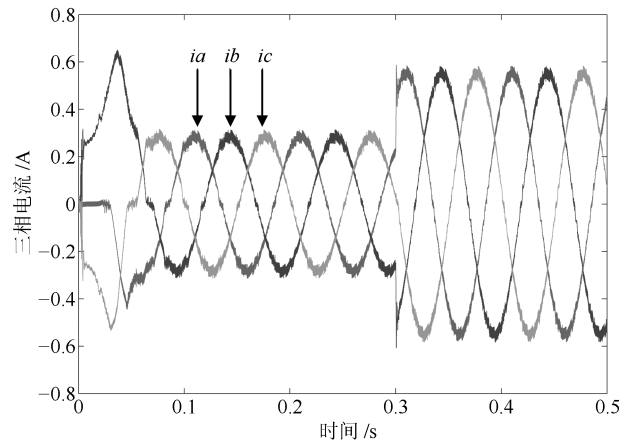


图 12 相电流 (APPI-RES)
Fig. 12 Phase currents (APPI-RES)

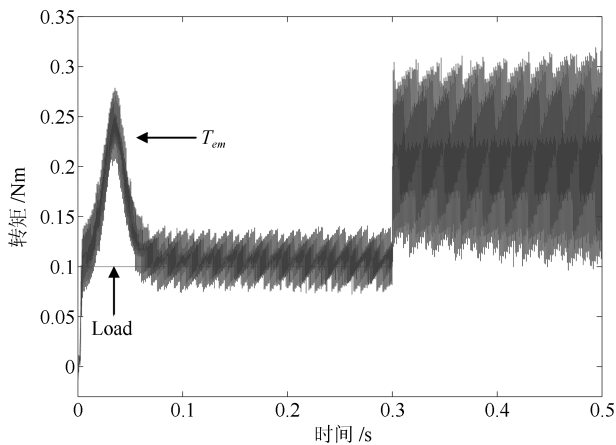


图 10 转矩 (PI-RES)
Fig. 10 Torque (PI-RES)

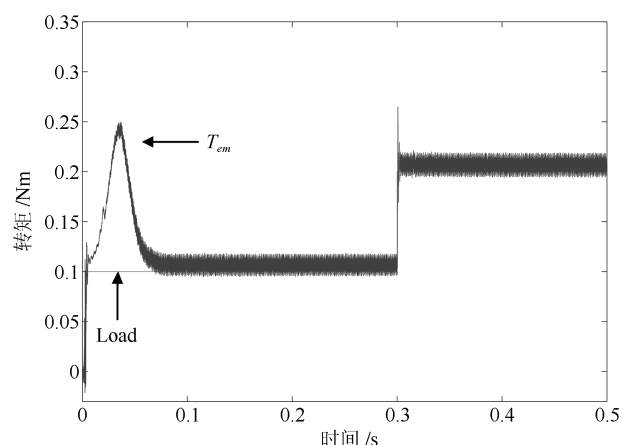


图 13 转矩 (APPI-RES)
Fig. 13 Torque (APPI-RES)

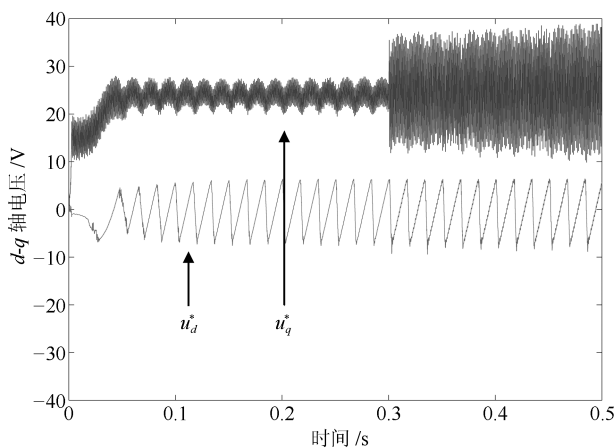


图 11 d-q 轴电压 (PI-RES)
Fig. 11 Voltages of d-q axes (PI-RES)

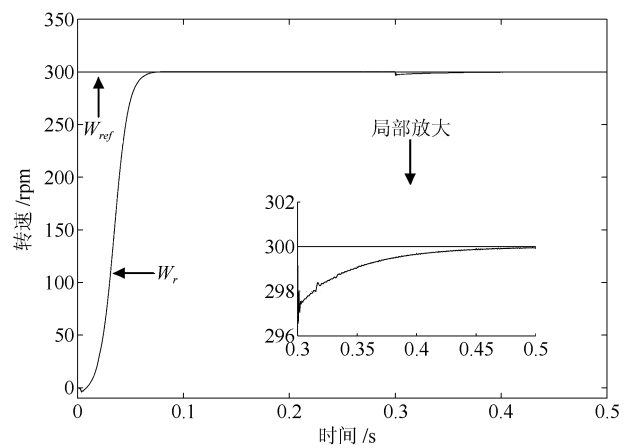
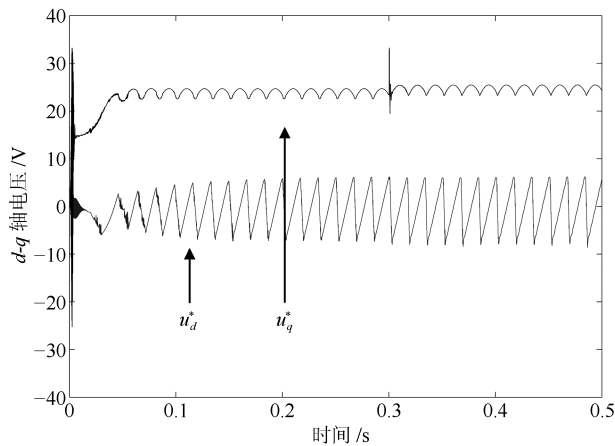
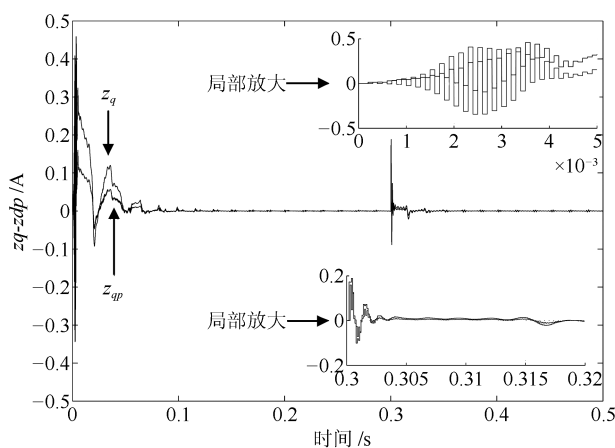


图 14 转速 (APPI-RES)
Fig. 14 Speed (APPI-RES)

联 APPI-RES 电流器的控制策略可有效抑制电压扰动, 消除谐波电流, 实现了快速、准确的电流、转矩和转速控制. 图 16 为 t 时刻 q 轴电流控制误差 z_q 与 $t - D$ 时刻 z_q 的预测值 z_{qp} 的仿真结果. 可见, 所

提预测算法能够实现渐近稳定的电流误差预测. 然而, 在电机起动过程中, 预测值与真实值符号相反, 即控制器执行短时正反馈, 这造成了起动过程中的短时电压振荡现象, 如图 15 所示.

图 15 d - q 轴电压 (APPI-RES)Fig. 15 Voltages of d - q axes (APPI-RES)图 16 q 轴电流误差及其预测值 (APPI-RES)Fig. 16 Current error and its predictive value of q axis (APPI-RES)

4 结论

1) 在 f_s/f_o 工况下, PI-RES 电流控制器受系统输入延时的影响, 将出现电流振荡或不稳定现象. 基于电流误差系统状态空间模型给出了常规 PI-RES 电流控制器设计方法, 并分析了输入延时降低解耦性能和使系统失稳的本质原因.

2) 提出 APPI-RES 电流控制策略, 实现对系统输入延时的补偿和扰动电压的抑制. 该方法可在系统参数未知的情况下观测系统扰动和预测系统状态.

3) 所提方法是一种真正意义上的渐近稳定并联型控制策略, 实际应用中可通过电流控制精度和计算时间要求这种选择并联核函数的数量.

References

1 Chou M C, Liaw C M. Dynamic control and diagnostic friction estimation for an SPMSM-driven satellite reaction wheel. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2011, **42**(10): 4693–4707

2 Abdel-Rady Y, Mohamed I. A newly designed instantaneous-torque control of direct-drive PMSM servo actuator with improved torque estimation and control characteristics. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2007, **54**(5): 2864–2873

3 EL-Refaeie A M. Fractional-slot concentrated-windings synchronous permanent magnet machines: opportunities and challenges. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2010, **57**(1): 107–121

4 Jung J W, Leu V Q, Do T D, Kim E K, Choi H H. Adaptive PID speed control design for permanent magnet synchronous motor drives. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2015, **30**(2): 900–908

5 Chang S H, Chen P Y, Ting Y H, Hung S W. Robust current control-based sliding mode control with simple uncertainties estimation in permanent magnet synchronous motor drive systems. *IET Electric Power Applications*, 2010, **4**(6): 441–450

6 Niu Li, Yang Ming, Wang Geng, Xu Dian-Guo. Research on the robust current control algorithm of permanent magnet synchronous motor based on deadbeat control principle. *Proceedings of the CSEE*, 2013, **33**(15): 78–85 (牛里, 杨明, 王庚, 徐殿国. 基于无差拍控制的永磁同步电机鲁棒电流控制算法研究. *中国电机工程学报*, 2013, **33**(15): 78–85)

7 Errouissi R, Ouhrouche M, Chen W H, Trzynadlowski A. Robust nonlinear predictive controller for permanent-magnet synchronous motors with an optimized cost function. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2012, **59**(7): 2849–2858

8 Kong Xiao-Bing, Liu Xiang-Jie. Efficient nonlinear model predictive control for permanent magnet synchronous motor. *Acta Automatica Sinica*, 2014, **40**(9): 1958–1966 (孔小兵, 刘向杰. 永磁同步电机高效非线性模型预测控制. *自动化学报*, 2014, **40**(9): 1958–1966)

9 Wang En-De, Huang Sheng-Hua. Current Regulator design for surface permanent magnet synchronous motor servo systems. *Proceedings of the CSEE*, 2012, **32**(33): 82–88 (王恩德, 黄声华. 表贴式永磁同步电机伺服系统电流环设计. *中国电机工程学报*, 2012, **32**(33): 82–88)

10 Escobar G, Hernandez-Briones P G, Martinez P R, Hernandez-Gomez M, Torres-Olguin R E. A repetitive-based controller for the compensation of $6l \pm 1$ harmonic components. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2008, **55**(8): 3150–3158

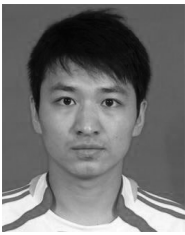
11 Kuang Min-Chi, Zhu Ji-Hong, Ji Jing-Hua. Phase current distortion correction control for aerospace fuel pump motor. *Control and Decision*, 2015, **30**(5): 899–904 (匡敏驰, 朱纪洪, 吉敬华. 航空油泵电机的相电流畸变纠正控制. *控制与决策*, 2015, **30**(5): 899–904)

12 Li Yi-Tuo, Lu Hai-Feng, Qu Wen-Long, Sheng Shuang. A permanent magnet synchronous motor current suppression method based on resonant controllers. *Proceedings of the CSEE*, 2014, **34**(3): 423–430 (李毅拓, 陆海峰, 瞿文龙, 盛爽. 基于谐振调节器的永磁同步电机电流谐波抑制方法. *中国电机工程学报*, 2014, **34**(3): 423–430)

13 McGrath B P, Parker S G, Holmes D G. High-performance current regulation for low-pulse-ratio inverters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2013, **49**(1): 149–158

14 Vidal A, Freijedo F D, Yepes A G, Fernandez-Comesana P, Malvar J, Lopez O, Doval-Gandoy J. Assessment and optimization of the transient response of proportional-resonant current controllers for distributed power generation systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2013, **60**(4): 1367–1383

- 15 Yim J S, Sul S K, Bae B H, Patel N R, Hiti S. Modified current control schemes for high-performance permanent-magnet ac drives with low sampling to operating frequency ratio. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2009, **45**(2): 763–771
- 16 Yepes A G, Vidal A, Malvar J, López O, Doval-Gandoy J. Tuning method aimed at optimized settling time and overshoot for synchronous proportional-integral current control in electric machines. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2014, **29**(6): 3041–3054
- 17 Franklin G F, Powell J D, Emami-Naeini A [Author], Zhu Qi-Dan, Zhang Li-Ke, Yuan Xin [Translator]. *Feedback Control of Dynamic Systems* (Fourth Edition). Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2004. 401–408 (Franklin G F, Powell J D, Emami-Naeini A [著], 朱齐丹, 张丽珂, 原新 [译]. 动态系统的反馈控制. 第 4 版. 北京: 电子工业出版社, 2004. 401–408)
- 18 Léchappé V, Moulay E, Plestan F, Glumineau A, Chriette A. New predictive scheme for the control of LTI systems with input delay and unknown disturbances. *Automatica*, 2014, **52**: 179–184



于子淞 东北大学信息科学与工程学院博士研究生. 2009 年获得辽宁工业大学硕士学位. 主要研究方向为先进控制策略在永磁同步电机中的应用.

E-mail: yzsong1983@163.com

(**YU Zi-Song** Ph.D. candidate at the College of Information Science and Engineering, Northeastern University.

He received his master degree from Liaoning University of Technology in 2009. His research interest covers application of advanced control strategy in permanent magnet synchronous motor.)



王大志 东北大学信息科学与工程学院教授. 2003 年获东北大学博士学位. 主要研究方向为先进控制策略在电力传动中的应用. 本文通信作者.

E-mail: wangdazhi@ise.neu.edu.cn

(**WANG Da-Zhi** Professor at the College of Information Science and Engineering, Northeastern University. He

received his Ph. D. degree from Northeastern University in 2003. His research interest covers applications of advanced control strategy in power transmission. Corresponding author of this paper.)



陶冶 国家电网辽宁省电力有限公司电力调度控制中心高级工程师. 2006 年获得大连理工大学电气工程及其自动化系学士学位. 2008 年获大连理工大学电气工程及其自动化系硕士学位. 主要研究方向为电力系统非线性控制.

E-mail: dlxtfzsys@gmail.com

(**TAO Ye** Senior engineer at Electric

Dispatch and Control Center, State Grid Liaoning Electric Power Supply Co.Ltd. He received his bachelor degree from School of Electrical Engineering and Automation, Dalian University of Technology in 2006. He received his master degree from Dalian University of Technology in 2008. His main research interest is nonlinear control in power system.)