

永磁同步电机的PPI-RES电流控制策略

于子淞¹, 王大志¹, 高庆忠^{1,2}, 韩伟^{1,3}

(1. 东北大学 信息科学与工程学院, 沈阳 110004; 2. 沈阳工程学院 自动化学院, 沈阳 110136; 3. 内蒙古民族大学 物理与电子信息学院, 内蒙古 通辽 028043)

摘要: 采用常规比例-积分-谐振(PPI-RES)电流控制器可抑制永磁同步电机(PMSM)相电流谐波. 然而, 电机运行于高输出频率/采样频率工况时, 系统受数字控制器一个采样周期延时的影响, 将出现电流震荡现象. 为了解决上述问题, 提出一种预测比例-积分-谐振(PPI-RES)电流控制策略. 该方法分别利用电流误差微分模型和积分模型预测扰动电压和误差电流, 实现对输入延时的有效补偿. 仿真结果验证了所提出电流控制策略的有效性.

关键词: 永磁同步电机; 预测比例-积分-谐振控制器; 输入延时; 电流谐波; 高输出频率/采样频率

中图分类号: TP273

文献标志码: A

Predictive proportional integral resonant current control strategy for permanent magnet synchronous motor

YU Zi-song¹, WANG Da-zhi¹, GAO Qing-zhong^{1,2}, HAN Wei^{1,3}

(1. College of Information Science and Engineering, Northeastern University, Shenyang 110004, China; 2. School of Automation, Shenyang Institute of Engineering, Shenyang 110136, China; 3. College of Physics and Electronic Information, Inner Mongolia University for Nationality, Tongliao 028043, China. Correspondent: YU Zi-song, E-mail: yzsong1983@163.com)

Abstract: The current harmonics of the permanent magnet synchronous motor(PMSM) can be rejected by using the conventional proportional-integral-resonant(PI-RES) current controller. However, when PMSM running under high ratio of the output frequency over the sampling frequency condition, the phase currents will oscillate due to the one sample time input delay of the digital controller. To address this issue, the predictive proportional-integral-resonant(PPI-RES) current control strategy is proposed. The proposed algorithm can compensate the input delay effectively by predicting the disturbance voltages and the current errors based on the current errors differential model and integral model respectively. The simulation results show the effectiveness of the proposed algorithm.

Keywords: permanent magnet synchronous motor; predictive proportional-integral-resonant controller; input delay; current harmonics; high ratio of the output frequency over the sampling frequency

0 引言

永磁同步电机(PMSM)因其高功率密度和高效率被广泛应用于工业伺服、电动汽车、空调制冷压缩机等领域^[1-3]. PMSM矢量控制系统要求电流内环控制器能够满足准确跟踪参考电流指令和快速的动态响应. 然而, 在实际应用中, 受电压源逆变器(VSI)死区电压、谐波磁链和磁饱和等因素的影响, 相电流中通常包含 $6n \pm 1$ 次基频的谐波, 谐波电流引起脉动转矩和额外的铜耗. 同步旋转坐标系下, 这些谐波电流由 $6n$ 次等效扰动电压产生^[4-6]. 文献[5]采用重复

控制补偿VSI死区电压, 获得了较好的补偿效果, 但电机运行于低速时, CPU需存储一个周期内的电流值, 占用了系统大量内存. 比例-积分-谐振器(PI-RES)能够无静差补偿正弦扰动, 已被广泛应用于多种中小功率级电机电流控制^[6-8]. 文献[8]采用无电感参数解耦的PI-RES电流控制器, 有效抑制了电流谐波, 提高了电流响应速度. 但数字控制系统在PWM占空比更新的过程中存在一个载波周期的输入延时^[9], 当系统运行于高输出频率/采样频率($f_0/f_s > 10\%$)时, 若不对其补偿, 则会出现电流震荡或发散现象^[10-13]. 文献

收稿日期: 2015-12-17; 修回日期: 2016-03-01.

基金项目: 国家自然科学基金项目(51467017).

作者简介: 于子淞(1983—), 男, 博士生, 从事永磁同步电机设计及控制策略的研究; 王大志(1963—), 男, 教授, 博士生导师, 从事电力系统与电力传动等研究.

[11] 分别对电压指令的幅值和相位进行了简单的比例修正,一定程度上削弱了延时的影响;文献[12]在电流环中加入有源阻尼衰减相,有效抑制了输入延时对解耦控制的影响;文献[13]利用Pade法近似输入延时,再结合根轨迹法最小化闭环系统时间常数,但复杂的参数确定过程限制了该方法的应用;文献[14]采用具有预测特性的无差拍控制,补偿了输入延时对电流控制稳定性的影响,增大了系统带宽.目前,尚未见到针对PI-RES电流控制器输入延时补偿的文献.

本文建立PMSM电流误差空间模型,用状态空间法设计传统PI-RES电流控制器,并分析高 f_0/f_s 工况下,出现电流震荡或发散现象的本质原因.通过预测扰动电压和电流控制误差补偿系统输入延时,有效抑制 $6n \pm 1$ 次相电流谐波,提高系统带宽.搭建仿真平台,验证了所提出方法的有效性.

1 输入时延对传统PI-RES控制的影响

高 f_0/f_s 工况下,系统输入延时将导致解耦失效和电流振荡^[12].推导电流误差模型,并给出等价于传统PI-RES电流控制器的内模控制形式.通过分析输入延时对内模控制器的影响,得出PI-RES控制器下电流震荡的本质原因.

1.1 PMSM电气模型

相电流 $6n \pm 1$ 次谐波等效为同步旋转坐标系下 $6n$ 次电流谐波.因此,PMSM电气模型包含同次数的扰动电压.考虑输入延时的同步旋转坐标系下PMSM电气模型

$$\begin{cases} u_{dD}^* + u_d^{dis} = R_s i_d + L_d \dot{i}_d - \omega_e L_i q, \\ u_{qD}^* + u_q^{dis} = R_s i_q + L_q \dot{i}_q + \omega_e L_i d + \omega_e \varphi_f. \end{cases} \quad (1)$$

其中: u_{dD}^* 、 u_{qD}^* 为 $t-D$ 时刻 d 、 q 轴电压指令,下标 D 为延时时间; u_d^{dis} 、 u_q^{dis} 为 t 时刻 d 、 q 轴谐波电压总和; i_d 、 i_q 为 d 、 q 轴电流; L_d 、 L_q 为 d 、 q 轴电感; R_s 、 ω_e 、 φ_f 分别为定子电阻、转子电角速度和永磁体磁链.

令 i_d^* 、 i_q^* 为 d 、 q 轴参考电流,采用 $i_d^* = 0$ 控制,由式(1)可得PMSM电气误差模型

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

其中: z 、 u_D^* 和 d 分别为电流控制误差矢量、时延电压指令矢量和等效总扰动矢量,各变量具体形式为

$$z = \begin{bmatrix} z_d \\ z_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_d^* - i_d \\ i_q^* - i_q \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 1/L_d & 0 \\ 0 & 1/L_q \end{bmatrix},$$

$$A = \begin{bmatrix} -R/L_d & \omega_e L_q/L_d \\ -\omega_e L_d/L_q & -R/L_q \end{bmatrix}, u_D^* = \begin{bmatrix} u_{dD}^* \\ u_{qD}^* \end{bmatrix},$$

$$d_1 = \begin{bmatrix} u_d^{dis} \\ u_q^{dis} \end{bmatrix}, d = d_0 + d_1 = \begin{bmatrix} \sum_{n=0}^{\infty} d_{6n}^d \\ \sum_{n=0}^{\infty} d_{6n}^q \end{bmatrix},$$

$$d_0 = \begin{bmatrix} 0 \\ -\omega_e \varphi_m \end{bmatrix} + B^{-1} \begin{bmatrix} i_d^* \\ i_q^* \end{bmatrix} - B^{-1} A \begin{bmatrix} i_d^* \\ i_q^* \end{bmatrix}. \quad (3)$$

1.2 基于状态空间的传统PI-RES控制器设计

1) 电流环响应速度远大于速度环响应速度;2) 稳态下 d_{6n} 的频率为 $6n\omega_e^*$ ^[6], ω_e^* 为电角速度指令.由此可知,扰动 d_0 、 d_{6n} 满足

$$\begin{cases} \dot{d}_0 = 0, \\ \ddot{d}_{6n} + (6n\omega_e^*)^2 d_{6n} = 0. \end{cases} \quad (4)$$

众所周知,内模控制可无静差消除已知模态系统扰动.这里以 n 取 $0 \sim 2$ 为例,不考虑延时,即 $D = 0$,设计等效于PI-RES的内模控制器.定义微分算子

$$P(s) = s(s^2 + \omega_0^2)(s^2 + \omega_1^2). \quad (5)$$

其中: s 为拉氏复变量, ω_0 、 ω_1 分别为 $6\omega_e^*$ 、 $12\omega_e^*$.将 $P(s)$ 作用于系统(2)可得电流误差空间

$$\dot{\varepsilon} = F\varepsilon - G\eta. \quad (6)$$

其中

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

$$e^T = [z^T \quad \dot{z}^T \quad \ddot{z}^T \quad z^{(3)T} \quad z^{(4)T} \quad \varepsilon^T]^T,$$

$$\eta = P(s)u^*, G^T = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ B^T],$$

$$\varepsilon = P(s)z. \quad (7)$$

其中: $z^{(i)}$ 为 z 的 i 阶导数,系数 0 为 2 阶零矩阵, I 为 2 阶单位阵.设计状态反馈阵 K ,使 $F_c = F - GK$ 渐近稳定,便可补偿扰动电压.

在工程应用中,当系统(6)阶数较高时,增益阵 K 的调试过程繁复,而PI-RES控制器参数确定过程相对容易.因此,可通过两者等价关系确定 K 的值.PI-RES调节器可表示为^[6-8]

$$k_p + \frac{k_i}{s} + \frac{a_2 s^2 + a_1 s + a_0}{s^2 + \omega_0^2} + \frac{b_2 s^2 + b_1 s + b_0}{s^2 + \omega_1^2}. \quad (8)$$

将式(8)中各分式合并可得

$$k_\varepsilon + \frac{c_4 s^4 + c_3 s^3 + c_2 s^2 + c_1 s^1 + c_0}{s(s^2 + \omega_0^2)(s^2 + \omega_1^2)}. \quad (9)$$

其中

$$\lambda_a = a_0 - a_2 \omega_0^2, \lambda_b = b_0 - b_2 \omega_1^2,$$

$$k_\varepsilon = k_p + a_2 + b_2, c_0 = k_i \omega_0^2 \omega_1^2,$$

$$c_1 = \lambda_a \omega_1^2 + \lambda_b \omega_0^2, c_4 = a_1 + b_1 + k_i,$$

$$c_3 = \lambda_a + \lambda_b, c_2 = (k_i + b_1) \omega_0^2 + (k_i + a_1) \omega_1^2. \quad (10)$$

由式(9)可知,解耦PI-RES控制器对应反馈阵

$$K = [K_0 \ K_1 \ K_2 \ K_3 \ K_4 \ K_\varepsilon]. \quad (11)$$

其中

$$\begin{aligned} K_0 &= \begin{bmatrix} c_0^d & 0 \\ 0 & c_0^q \end{bmatrix}, K_1 = \begin{bmatrix} c_1^d & 0 \\ 0 & c_1^q \end{bmatrix}, \\ K_2 &= \begin{bmatrix} c_2^d & 0 \\ 0 & c_2^q \end{bmatrix}, K_3 = \begin{bmatrix} c_3^d & 0 \\ 0 & c_3^q \end{bmatrix}, \\ K_4 &= \begin{bmatrix} c_4^d & 0 \\ 0 & c_4^q \end{bmatrix}, K_\varepsilon = \begin{bmatrix} k_\varepsilon^d & \omega_e k_q \\ -\omega_e k_d & k_\varepsilon^q \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (12)$$

其中: 上标 d, q 分别对应控制器直、交轴参数, k_d, k_q 为解耦系数.

1.3 输入延时对电流控制的影响

由1.2节可知, 在考虑系统输入延时后, 解耦PI-RES控制器等效为

$$\eta(t-D) = Ke(t-D). \quad (13)$$

令 $e(t-D) = \lambda(t)e(t)$, 可得误差空间闭环系统

$$\dot{e}(t) = (F - \lambda(t)K)e(t), \quad (14)$$

其中 $\lambda(t)$ 为等效延时系数. $\lambda(t) = 1$ 表示系统运行于稳态, 输入延时对系统稳定性无影响; $\lambda(t) > 1$ 等价于 K 的取值增大, 这影响了控制器解耦性能, 但电流不会振荡; $\lambda(t) < 0$, 反馈阵 K 的系数取反. 由于电机电流模型为自稳定系统, 当 K 较小时, 延时并不会影响系统稳定性, 但当 K 较大时, 系统失稳.

2 PPI-RES 电流控制器设计

为了消除系统输入延时对稳定性的影响, 实现高 f_o/f_s 工况下的渐近稳定电流控制, 需要扰动和状态进行预测.

2.1 扰动预测

设计PI-RES扰动观测器

$$\dot{\hat{z}} = A\hat{z} - Bu_D^* - B\hat{d}(t) + G(z - \hat{z}). \quad (15)$$

其中: \hat{z}, \hat{d} 分别为 z, d 的观测值; G 为对角反馈阵, 满足 $A_k = A - G$ 渐近稳定. 将式(2)、(15)作差可得

$$\dot{\tilde{z}} = A_k \tilde{z} - B\tilde{d}. \quad (16)$$

其中: $\tilde{z} = z - \hat{z}, \tilde{d} = d - \hat{d}$.

选择PI-RES扰动观测器

$$\begin{cases} \dot{\hat{d}}_0^d(t) = -\alpha_{d0}\tilde{z}_d(t), \\ \dot{\hat{d}}_0^q(t) = -\alpha_{q0}\tilde{z}_q(t), \\ \ddot{\hat{d}}_{6n}^d(t) + (6n\omega_e^*)^2 \hat{d}_{6n}^d(t) = -\alpha_{d6n}\tilde{z}_d(t), \\ \ddot{\hat{d}}_{6n}^q(t) + (6n\omega_e^*)^2 \hat{d}_{6n}^q(t) = -\alpha_{q6n}\tilde{z}_q(t). \end{cases} \quad (17)$$

将 $P(s)$ 作用于系统(16), 建立 \tilde{z} 的扩展系统, 代入观测器(17), 可知系统(16)渐近稳定.

频率已知, 幅值和初始相位为未知常数的正弦函数 $f(t) = M \sin(\omega t + \varphi_0)$, 且满足

$$f(t+D) = 2 \cos(\omega D)f(t) - f(t-D). \quad (18)$$

由式(17)、(18)可得扰动预测值

$$\begin{cases} \hat{d}_0^d(t+D) = \hat{d}_0^d(t), \\ \hat{d}_0^q(t+D) = \hat{d}_0^q(t), \\ \hat{d}_{6n}^d(t+D) = 2 \cos(6n\omega_e^* D) \hat{d}_{6n}^d(t) - \hat{d}_{6n}^d(t-D), \\ \hat{d}_{6n}^q(t+D) = 2 \cos(6n\omega_e^* D) \hat{d}_{6n}^q(t) - \hat{d}_{6n}^q(t-D). \end{cases} \quad (19)$$

2.2 状态预测

$t+D$ 时刻系统状态^[15]为

$$\begin{aligned} z(t+D) &= \\ e^{AD}z(t) - \delta(t+D) - \eta_0(t+D) - \eta_{6n}(t+D). \end{aligned} \quad (20)$$

其中

$$\begin{cases} \delta(t+D) = \int_{t-D}^t e^{A(t-\tau)} Bu^*(\tau) d\tau, \\ \eta_0(t+D) = \int_{t-D}^t e^{A(t-\tau)} Bd_0(\tau+D) d\tau, \\ \eta_{6n}(t+D) = \int_{t-D}^t e^{A(t-\tau)} Bd_{6n}(\tau+D) d\tau. \end{cases} \quad (21)$$

进一步, 将式(21)表示为如下状态空间形式:

$$\begin{cases} \dot{\delta}(t+D) = A\delta(t+D) + Bu^*(t) - e^{AD}Bu^*(t-D), \\ \dot{\eta}_0(t+D) = A\eta_0(t+D) + Bd_0(t) - e^{AD}Bd_0(t), \\ \dot{\eta}_{6n}(t+D) = \\ A\eta_{6n}(t+D) + Bd_{6n}(t+D) - e^{AD}Bd_{6n}(t). \end{cases} \quad (22)$$

进一步, 利用式(17)、(19)可得

$$\begin{cases} \dot{\hat{\eta}}_0(t+D) = \\ A\hat{\eta}_0(t+D) + B\hat{d}_0(t+D) - e^{AD}B\hat{d}_0(t), \\ \dot{\hat{\eta}}_{6n}(t+D) = \\ A\hat{\eta}_{6n}(t+D) + B\hat{d}_{6n}(t+D) - e^{AD}B\hat{d}_{6n}(t). \end{cases} \quad (23)$$

其中: $\hat{\eta}_0(t+D), \hat{\eta}_{6n}(t+D)$ 为 $\eta_0(t+D), \eta_{6n}(t+D)$ 的估计, 且初值为零矢量. 由式(20)、(21)可得

$$\begin{cases} \dot{\tilde{\eta}}_0(t+D) = A\tilde{\eta}_0(t+D) + B\tilde{d}_0(t+D) - e^{AD}\tilde{d}_0(t), \\ \dot{\tilde{\eta}}_{6n}(t+D) = \\ A\tilde{\eta}_{6n}(t+D) + B\tilde{d}_{6n}(t+D) - e^{AD}\tilde{d}_{6n}(t). \end{cases} \quad (24)$$

其中

$$\begin{cases} \tilde{\eta}_0(t+D) = \eta_0(t+D) - \hat{\eta}_0(t+D), \\ \tilde{d}_0(t+D) = d_0(t+D) - \hat{d}_0(t+D), \\ \tilde{\eta}_{6n}(t+D) = \eta_{6n}(t+D) - \hat{\eta}_{6n}(t+D), \\ \tilde{d}_{6n}(t+D) = d_{6n}(t+D) - \hat{d}_{6n}(t+D). \end{cases} \quad (25)$$

由系统矩阵 A 渐近稳定可得

$$\begin{cases} \lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\eta}_0(t+D) = 0_{2 \times 1}, \\ \lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\eta}_{6n}(t+D) = 0_{2 \times 1}. \end{cases} \quad (26)$$

进一步, $z(t+D)$ 的估计值可表示为

$$\begin{aligned} z_p(t+D) &= \\ e^{AD}z(t) + \delta(t+D) + \hat{\eta}_0(t+D) + \hat{\eta}_{6n}(t+D) &= \end{aligned}$$

3.2 大控制器增益下的仿真研究

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、更准地控制电流, 需要增大电流控制器增益系数. PI-RES 电流控制器未考虑系统输入延时的影响, 当控制器增益较大时, 电流出现震荡现象, 如图 5(a) 所示. 为了验证 PPI-RES 电流控制器对输入延时的补偿效果和参数鲁棒性, 增大控制器增益, 并将电阻和电感设置为 1.5 倍标称值, 由图 5(b) 可见, 负载突变时, PPI-RES 控制器实现了快速、准确的电流控制. 系统矩阵 A 是渐近稳定阵和 PI-RES 的强参数鲁棒性使得 PPI-RES 具有强参数鲁棒性.

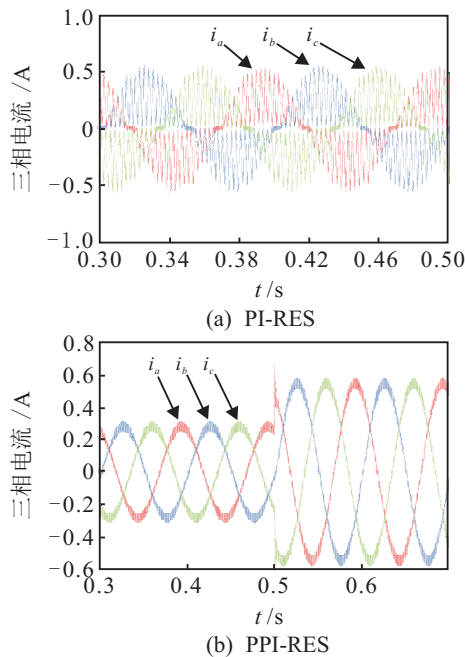


图 5 相电流仿真结果

4 结 论

本文针对 PI-RES 电流控制器受系统输入延时的影响, 在高 f_o/f_s 工况下出现震荡或不稳定问题, 给出了常规 PI-RES 电流控制器的状态空间设计方法, 并分析了高速电流动态下电流震荡的本质原因. 提出了基于同步旋转坐标系下的 PPI-RES 电流控制策略, 利用正弦函数的固有频率-数值关系实现了对周期扰动电压的渐近稳定预测, 基于电机误差积分模型预测电流控制误差. 仿真结果表明, 在参数不确定情况下, PPI-RES 能够有效消除扰动电压和输入延时对电流控制性能的影响.

参考文献(References)

[1] Zhang X H, Liu H X, Ding S H, et al. PMSM speed adjusting system based on disturbance observer and finite-time control[J]. Control and Decision, 2009, 24(7): 1028-1032.
 [2] Sun J, Zhang C H, Pei W H, et al. Hamiltonian stabilizing control of permanent magnet synchronous

motor considering iron loss for electric vehicle[J]. Control and Decision, 2012, 27(12): 1899-1902.
 [3] Zhang W J, Huang S D, Gao J, et al. Suppression of speed ripples of permanent magnetic synchronous motor for compressor application[J]. Control Theory & Applications, 2013, 30(11): 1422-1428.
 [4] Kim S Y, Rho M S, Park S Y. Effective dead-time compensation using a simple vectorial disturbance estimator in PMSM drives[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2010, 57(5): 1609-1614.
 [5] Silverio B, Luca P, Mauro Z. Repetitive-control-base self commissioning procedure for inverter non-idealities compensation[J]. IEEE Trans on Industry Applications, 2008, 44(5): 1587-1596.
 [6] Xia C, Ji B, Yan Y. Smooth speed control for low speed high torque permanent magnet synchronous motor using proportional integral resonant controller[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2015, 62(4): 2123-2134.
 [7] Cardenas R, Juri C, Pena R, et al. The application of resonant controllers to four-leg matrix converters feeding unbalanced or nonlinear loads[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2012, 30(3): 1120-1129.
 [8] Wang E D, Huang S H. Current regulator design for surface permanent magnet synchronous motor servo systems[J]. Proc of the CSEE, 2012, 32(33): 82-89.
 [9] Ma H W, Li Y D, Zheng Z D, et al. PWM rectifier using a model predictive control method in the current loop[J]. Trans of China Electrotechnical Society, 2014, 29(8): 136-141.
 [10] McGrath B P, Parker S G, Holmes D G. High-performance current regulation for low-pulse-ratio inverters[J]. IEEE Trans on Industry Applications, 2013, 49(1): 149-158.
 [11] Bae B H, Sul S K. A compensation method for time delay of full-digital synchronous frame current regulator of PWM AC drives[J]. IEEE Trans on Industry Applications, 2003, 39(3): 802-810.
 [12] Yim J S, Sul S K, Bae B H, et al. Modified current control schemes for high-performance permanent magnet ac drives with low sampling to operating frequency ratio[J]. IEEE Trans on Industry Applications, 2009, 45(2): 763-771.
 [13] Freijedo F D, Vidal A, Yepes A G, et al. Tuning of synchronous-frame PI current controllers in grid-connected converters operating at low sampling rate by MIMO root locus[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2015, 62(8): 5006-5017.
 [14] Niu L, Yang M, Liu K S, et al. A predictive current control scheme for permanent magnet synchronous motors[J]. Proc of the CSEE, 2012, 32(6): 131-137.
 [15] Lechappe V, Moulay E, Plestan F, et al. New predictive scheme for the control of LTI systems with input delay and unknown disturbances[J]. Automatica, 2015, 52(0): 179-184.