

文章编号: 2095-4980(2021)01-0138-07

永磁同步电机伺服系统自抗扰控制器设计

闫宏亮, 李家鹏*, 李雷明

(西安石油大学 陕西省油气井测控技术重点实验室, 陕西 西安 710065)

摘要: 对永磁同步电机(PMSM)调速系统中的时变输入提出具有更高跟踪精确度的改进型自抗扰控制策略。传统的自抗扰控制主要针对阶跃信号进行快速和无静差追踪, 对时变信号存在较大的跟踪误差, 使自抗扰控制的应用受限。文中对稳态误差的存在原因进行了理论分析, 进而设计带有微分前馈和并联线性扩张状态观测器(P-LESO)的改进型转速自抗扰控制器(ADRC), 以减小系统的跟踪误差。为进一步实时观测和补偿反电动势和减小电流跟随误差, 设计了电流环线性自抗扰控制器。通过 Simulink 仿真模型进行验证, 该控制系统不仅提高了 PMSM 对时变输入的跟踪精确度, 而且对阶跃输入也具有很好的动态性能。

关键词: 永磁同步电机; 自抗扰控制; 微分前馈; 并联线性扩张状态观测器; 参数整定

中图分类号: TN61

文献标志码: A

doi: 10.11805/TKYDA2019427

Active disturbance rejection controller design for PMSM servo system

YAN Hongliang, LI Jiapeng*, LI Leiming

(Shaanxi Key Laboratory of Measurement and Control Technology for Oil and Gas Wells,
Xi'an Shiyou University, Xi'an Shaanxi 710065, China)

Abstract: In the Permanent Magnet Synchronous Motor(PMSM) speed control system, an improved active disturbance rejection control strategy with higher tracking accuracy for time-varying input is proposed. The traditional active disturbance rejection controller is mainly used for fast and static-free tracking of step signals, but there is a large tracking error for time-varying signals, which limits the application of active disturbance rejection controller. In this paper, the theoretical analysis of the existence of steady-state error is carried out, and then an improved speed Active Disturbance Rejection Controller(ADRC) with derivative feedforward and Parallel Linear Extended State Observer(P-LESO) is designed to reduce the tracking error of the system. In order to observe and compensate the reverse electromotive force in real time and reduce the current following error, a current loop linear active disturbance rejection controller is designed. By constructing Simulink simulation model for verification, the control system not only improves the tracking accuracy of PMSM for time-varying input, but also has a good dynamic performance for step input.

Keywords: Permanent Magnet Synchronous Motor; Active Disturbance Rejection Controller; derivative feedforward; Parallel Linear Extended State Observer; parameter tuning

近年来, 永磁同步电机(PMSM)因体积小, 转矩脉动小, 结构简单等优点广泛用于各个领域的控制系统中。自抗扰控制器(ADRC)^[1-2]作为一种新型的控制器的已经在 PMSM 伺服系统中广泛使用。但非线性 ADRC 在参数整定及控制性能的理论分析上存在一定困难, 与之相比, 线性自抗扰控制器(LADRC)参数整定简单, 更易于工程应用^[3-4]。文献[5-6]将自抗扰控制器用在工业缝纫机和桥式功率变换器上, 仿真表明该设计有效补偿了不确定扰动带来的影响, 极大增强了系统的动态性能。文献[7]在永磁同步电机的调速系统中, 分别采用线性和非线性 ADRC 取代了传统的比例-积分(Proportional Integral, PI)控制器, 得到了很好的抗扰性能。文献[8-9]提出了基

收稿日期: 2019-10-25; 修回日期: 2019-11-20

基金项目: 陕西省教育厅重点实验室项目(15JS084); 西安石油大学研究生创新与实践能力的培养计划资助项目(YCS19213100)

作者简介: 闫宏亮(1975-), 男, 在读博士研究生, 副教授, 主要研究方向为油田配电网优化及钻机运行与控制。email:hlyan@xsyu.edu.cn

*通信作者: 李家鹏 email:1273127385@qq.com

于 ADRC 模型补偿控制策略，将模型中已知的部分补偿到 ADRC 中去，提高了观测器的估计精确度，使系统具有更好的抗负载扰动能力。文献[10]采用无电流环的改进型转速二阶 ADRC，减小了参数整定难度，但系统对时变输入的跟踪性能较差。文献[11-12]将采用微分前馈思想的 ADRC 分别应用在 PMSM 控制系统和逆变器上，消除传统 ADRC 的建模误差，提高了系统的稳态性能。从目前的研究来看，ADRC 的应用主要针对阶跃输入，而针对时变输入时，传统的 ADRC 跟踪误差较大，控制精确度较差，因而限制了 ADRC 的应用范围。

针对上述问题，本文转速环的 ADRC 采用输入微分前馈的思想，消除传统 ADRC 的跟踪误差，并在此基础上对转速 ADRC 进一步改进，引入并联扩张状态观测器(LESO)，有效提高了传统单路 LESO 的观测精确度，从而减小了稳态误差。为进一步提高系统的跟踪精确度，充分利用 ADRC 相对于传统 PI 控制器的优势，在电流环设计一阶 LADRC。搭建 Matlab/Simulink 仿真模型，结果证明了所提方法的有效性。

1 PMSM 的数学模型

本文选用表贴式永磁同步电机模型作为研究对象，其在矢量控制策略下的数学模型为：

$$\begin{cases} L_d \frac{di_d}{dt} = -Ri_d + u_d + \omega_e L_q i_q \\ L_q \frac{di_q}{dt} = -Ri_q + u_q - \omega_e (\psi_f + L_d i_d) \\ T_e - T_L - B\omega = J \frac{d\omega}{dt} \\ T_e = \frac{3}{2} n_p \psi_f i_q \end{cases} \quad (1)$$

式中： i_d, i_q 为电机定子电流； R 为定子电阻； u_d, u_q, L_q, L_d 分别为 d 轴和 q 轴的电压和电感； ω_e 为电角速度； ψ_f 为永磁磁链； ω 为机械角速度； T_e 为电磁转矩； n_p 为极对数； B 为摩擦常数； J 为系统转动惯量； T_L 为负载转矩。

2 传统转速一阶自抗扰控制器

本文采用 $i_d^* = 0$ 矢量控制方式，根据式(1)将转速方程表达为：

$$\dot{\omega} = \frac{3n_p \psi_f i_q}{2J} - \frac{T_L}{J} - \frac{B\omega}{J} \quad (2)$$

将式(2)改写为：

$$\dot{\omega} = f + bi_q \quad (3)$$

式中： $f = -\frac{T_L}{J} - \frac{B\omega}{J}$ 为内外扰动总和； $b = \frac{3n_p \psi_f}{2J}$ 为电流增益。

选取机械角速度 ω 作为状态变量 x_1 ，总扰动 f 作为状态变量 x_2 ，q 轴给定控制量 i_q 记为 u ，则式(3)的状态方程为：

$$\dot{x}_1 = x_2 + bu \quad (4)$$

2.1 扩张状态观测器设计

对状态方程(4)建立扩张状态观测器：

$$\begin{cases} e = z_1 - \omega \\ \dot{z}_1 = z_2 - \beta_1 e + bu \\ \dot{z}_2 = -\beta_2 e \end{cases} \quad (5)$$

式中： ω 为电机实际转速； z_1 为转速观测值； z_2 为扰动的观测值； e 为观测误差； β_1, β_2 为扩张状态观测器的参数。

2.2 误差反馈控制率

本文设计的控制器采用一阶自抗扰控制技术，省略跟踪微分器(Tracking Differentiator, TD)环节。一阶线性误差反馈控制率：

$$\begin{cases} e = \omega^* - z_1, & z_1 \rightarrow \omega \\ u_0 = ke \\ u = \frac{u_0 - z_2}{b}, & z_2 \rightarrow f \end{cases} \quad (6)$$

式中： ω^* 为 ADRC 给定输入信号； k 为比例系数。

将式(6)代入式(4)，则系统等效成线性系统：

$$\dot{\omega} \approx u_0 \quad (7)$$

定义跟踪误差为 $e = \omega^* - \omega$ ，根据式(4)，状态方程可表述为：

$$\dot{e} = \dot{\omega}^* - \dot{\omega} = \dot{\omega}^* - bi_q - x_2 \quad (8)$$

联立式(6)~(8)可得：

$$\dot{e} = \dot{\omega}^* - \dot{\omega} \approx \dot{\omega}^* - u_0 = \dot{\omega}^* - ke \approx \dot{\omega}^* - bi_q - x_2 \quad (9)$$

将 x_2 用 ESO 观测到的 z_2 代替，并结合式(9)可得控制量为：

$$i_q \approx \frac{ke - z_2}{b} \quad (10)$$

2.3 传统一阶 ADRC 存在的问题

将式(10)代入式(8)得：

$$\dot{e} = \dot{\omega}^* - ke + z_2 - x_2 \quad (11)$$

将式(11)进行拉普拉斯变换，整理可得：

$$e(s) = \frac{s\omega^* + z_2(s) - x_2(s)}{s + k} \quad (12)$$

由式(12)可得，跟踪误差主要受输入的一阶导数和扰动的观测误差以及 k 值的影响，传统的 ADRC 给定输入信号一般为阶跃信号，因为阶跃信号的一阶导数为 0，所以系统的跟踪误差较小。但当给定输入信号为时变信号时，其一阶导数不为 0，系统就产生较大的建模误差。尽管可以通过增大 k 值来减小跟踪误差，但根据式(7)可知，扰动补偿后的转速环相当于 1 个一阶积分环节，此时 k 的取值即为闭环带宽 ω_c 。所以靠增大系统带宽 ω_c 来减小跟踪误差，会导致系统的噪声增大，从而影响系统的性能。

3 改进型转速环一阶 ADRC

设计了带有输入微分前馈的 ADRC，并在此基础上重新设计了 LESO，进而减小系统的跟踪误差。

3.1 引入微分前馈

对于时变输入引起的跟踪误差，重新设计扰动补偿环节，在式(10)的基础上引入输入微分前馈，新的控制量为：

$$i_q = \frac{\dot{\omega}^* + ke - z_2}{b} \quad (13)$$

将式(13)代入到式(8)中并进行拉普拉斯变换得：

$$e(s) = \frac{z_2(s) - x_2(s)}{s + k} \quad (14)$$

根据跟踪误差式(12)和(14)可知，微分前馈的引入消除了建模误差 $s\omega^*$ ，当输入为时变信号时(一阶导数不为 0)，如正弦波 ($\omega^* = A\sin(ax)$, ($A > 0, a > 0$))，其建模误差为：

$$s\omega^* = Aa\cos(ax) \leq |Aa| \quad (15)$$

由式(15)可知，消除的建模误差大小与时变信号的幅值、频率有关，并且受限于幅值与频率乘积的绝对值。同理，对于三角波，其消除的建模误差大小受限于其斜率的绝对值。虽然建模误差的值受时变输入信号的幅值、频率或斜率的影响，但微分前馈的引入，使得改进 ADRC 不受以上因素的影响，且可以有效地对建模误差进行消除。

针对传统 ADRC 在时变输入信号下存在跟踪误差的问题，对比式(12)、(14)可知，引入微分前馈之后，改进后的 ADRC 一定程度上消除了系统的建模误差，进而提高了系统的跟踪精确度，剩余的跟踪误差主要受扰动的观测误差影响。引入微分前馈后的一阶自抗扰控制器结构如图 1 无虚框部分所示。

3.2 并联扩张状态观测器设计

本节设计了并联 LESO，在传统 LESO 的基础上，提高观测器对扰动 x_2 的观测精确度，在式(14)的基础上，进一步消除跟踪误差，提高系统对输入信号的跟踪精确度。

对于式(4)、(7)，扩张状态观测器进行实时估计补偿扰动的目的就是把原系统补偿成一阶串联积分系统。在此思想上，构造一个以 u_0 为输入的理想一阶积分系统，模拟 PMSM 控制系统，从而得到扩张状态观测器未能准确估计的补偿扰动(剩余扰动：理想积分系统与实际系统的输出量之差)。设原扩张状态观测器为 LESO1，依据 LESO1 设计原理，构造图 1 虚框部分所示的 LESO2 来观测剩余扰动 f' 并将其补偿。

当总扰动 f 过大时，将其分别通过 LESO1 和 LESO2 进行观测：

$$f = z_2 + f' \approx z_2''(s) = z_2 + z_2' \tag{16}$$

式中： z_2 为 LESO1 对扰动 f 的观测值； z_2' 为 LESO2 对剩余扰动 f' 的观测值； $z_2''(s)$ 为改进后对总扰动的最新观测值。因此，改进后的跟踪误差为：

$$e(s) = \frac{z_2''(s) - x_2(s)}{s + k} \tag{17}$$

跟踪误差表达式(14)主要受观测误差的影响，且跟踪误差的受影响程度仅由观测器的观测性能决定，只有提高观测器观测性能，减小观测误差，才能减小跟踪误差。因为观测误差与扰动的幅值有关，当扰动幅值过大时，LESO1 存在较大观测误差，即便 z_2 被补偿后，仍有较大的剩余扰动 f' 对系统产生影响，观测效果不理想。因此，通过 P-LESO 的设计，减轻 LESO1 的估计负担，缩小观测误差，进而减小跟踪误差。

由式(16)、(17)可得：

$$|z_2''(s) - x_2(s)| \leq |z_2(s) - x_2(s)| \tag{18}$$

$$e(s) = \frac{|z_2''(s) - x_2(s)|}{s + k} \leq \frac{|z_2(s) - x_2(s)|}{s + k} \tag{19}$$

由式(16)、(18)可知， $z_2''(s)$ 相比 z_2 和 z_2' ，对总扰动 f 具有更精确的观测值，且从式(19)可得出，跟踪误差式(17)要比式(14)更小，从而提高了系统对时变信号的跟踪精确度。

4 电流环一阶自抗扰控制器

在 PMSM 控制系统中，电流内环主要受定子电阻和反电动势变化的影响，传统的 PI 控制器不能取得较好的控制效果，基于自抗扰的思想，在电流环设计了 LADRC 代替传统的 PI 控制器。本文采用 $i_d^* = 0$ 的矢量控制，因此将式(1)改写成：

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = \frac{1}{L_d}(-Ri_d + u_d + \omega_e L_q i_q) = f_d + b_d u_d \\ \frac{di_q}{dt} = \frac{1}{L_q}(u_q - Ri_q - \omega_e \psi_f) = f_q + b_q u_q \end{cases} \tag{20}$$

式中： $f_d = \frac{1}{L_d}(-Ri_d + \omega_e L_q i_q)$ 为 d 轴的总扰动； $b_d = \frac{1}{L_d}$ 为 d 轴电压增益； $f_q = -\frac{1}{L_q}(Ri_q + \omega_e \psi_f)$ 为 q 轴的总扰动； $b_q = \frac{1}{L_q}$ 为 q 轴电压增益。

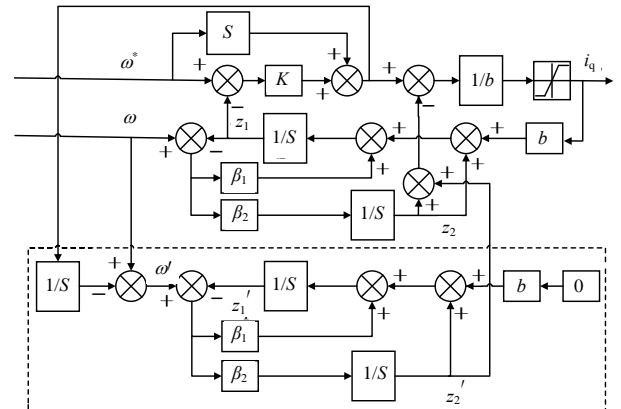


Fig.1 First-order speed ADRC(IDF+P-LESO)
图 1 改进型转速 ADRC 控制器

与 2.2、2.3 节转速 LADRC 控制器结构相同，电流环控制器由二阶线性扩张状态观测器、线性误差反馈控制率 2 部分构成，其中误差反馈控制率中的控制量改为 $u = u_0 - \frac{\tilde{z}_2}{b}$ ，LESO 设计可参照式(5)。

5 仿真结果与分析

为验证本文设计的 ADRC 对 PMSM 伺服系统的控制效果，在 Matlab/Simulink 平台上搭建了控制系统的总体框图并进行仿真研究，如图 2 所示。采用的永磁同步电机参数为： $R_s=2.875 \Omega, L_d=L_q=0.0085 \text{ mH}, \psi_f=0.175 \text{ Wb}, J=0.0008 \text{ kg}\cdot\text{m}^2, B=0, n_p=4$ 。

转速环和电流环都是一阶线性 ADRC，因此都采用基于系统带宽的整定法^[13]进行控制器的参数整定： $k = \omega_c, \beta_1 = 2\omega_o, \beta_2 = \omega_o^2$ ， ω_o 为 LESO 的带宽。取 $\omega_o = 5\omega_c, \omega_{cv} = 200 \text{ rad/s}, \omega_{ci} = 2000 \text{ rad/s}$ ， ω_{cv} 为转速环闭环带宽， ω_{ci} 为电流环闭环带宽。对于 b 的取值，按照从大到小原则，进行试凑调节。依据西门子对称整定法： $K_{ic} = R/L_q, K_{pc} = L_q \times \omega_c$ ，调节对比方案中的电流环 PI 控制器参数^[14]。

正弦给定和三角给定均设定幅值 1000 r/min，频率为 80 Hz，阶跃给定采用幅值 1000 r/min。表 1 给出了 4 种控制方式下时变给定信号对应的跟踪误差。

表 1 时变输入下的跟踪误差仿真数据

given type	given amplitude/(r/min)	tracking error/(r/min)			
		traditional ADRC+PI	ADRC(IDF)+PI	ADRC(IDF)+LADRC	ADRC(IDF+P-LESO)+LADRC
sine	1000	405.0	40.1	13.0	7.1
triangle	1000	282.4	43.2	37.4	23.6

通过仿真对比分析 4 种控制方式的控制性能，图 3 为 4 种控制方式下的仿真波形，其中最左侧为传统控制方式，右侧为改进的 3 种控制方式。图中， n_{ref} 为给定转速， n_{fdb} 为反馈转速， e 为转速跟踪误差，分别用 3 根竖虚线将 4 种控制方式隔开进行对比分析。

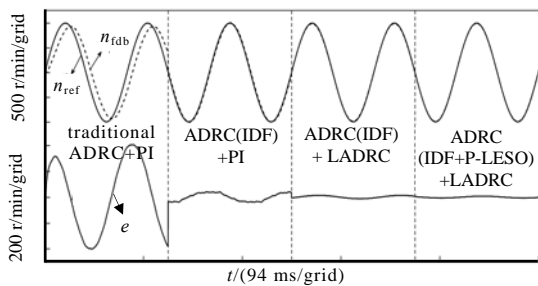


Fig.3 Dynamic response of tracking sine reference
图 3 正弦给定下的动态响应

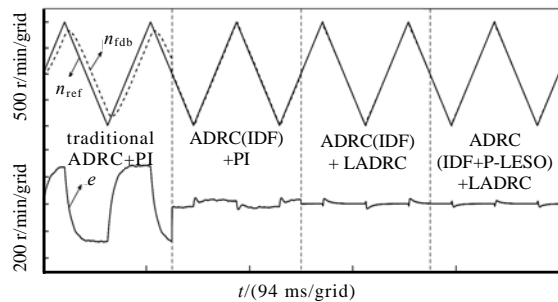


Fig.4 Dynamic response of tracking triangular reference
图 4 三角给定下的动态响应

由式(12)、(14)可知，传统 ADRC 控制器的跟踪误差主要由时变输入的一阶导数和扰动的观测误差构成。表 1 和图 3 表明，当正弦给定时，传统的 LADRC+PI 控制方式，在无输入微分前馈(Input Derivative Feedforward, IDF)的情况下，跟踪误差最大；而 IDF 的引入消除了一阶导数引起的建模误差，使 ADRC(IDF)+PI 跟踪误差显著减小 364.9 r/min，但仍存在较大的跟踪误差；考虑到电流内环定子电阻和反电动势时刻变化的影响，传统标定参数的 PI 控制器控制效果较差，为进一步提高跟踪精确度，将电流环改为 LADRC，从而 ADRC(IDF)+LADRC 跟踪误差再次减小了 27.1 r/min，跟踪效果再次提升；通过并联 LESO 思想，提高传统线性扩张状态观测器对扰动 x_2 的观测精确度，由扰动观测误差造成的跟踪误差再次减小，最终设计的 ADRC(IDF+P-LESO)+LADRC 具有更高的跟踪精确度，误差再次缩小 5.9 r/min，跟踪效果达到了最好。

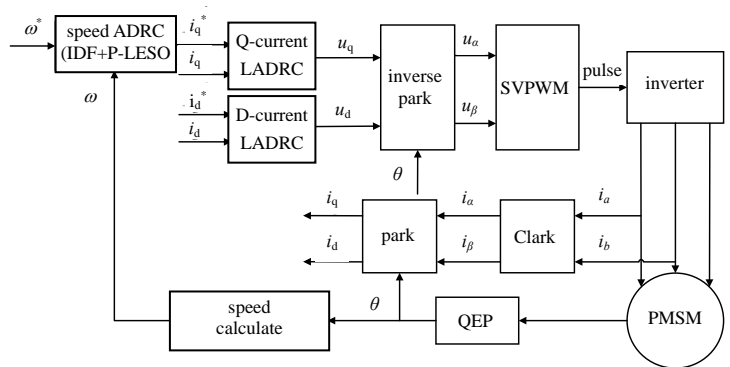


Fig.2 Scheme of servo system with double closed-loop based on ADRC
图 2 自抗扰控制型双环伺服系统控制框图

在三角给定时，4 种控制方式对应的 PMSM 调速系统的跟随特性如图 4 所示。与图 3 分析相似，传统 LADRC+PI 的控制方式产生的跟踪误差最大，最终改进的 ADRC(IDF+P-LESO)+LADRC 跟踪效果最好。如表 1 和图 4 所示，从左至右 4 种控制方式的跟踪误差依次降低了：239.2 r/min, 5.8 r/min, 13.8 r/min，说明本文设计的 ADRC 能实现更好的跟踪效果，系统的控制精确度最好。

由图 3、图 4 和表 1 可以看出，无论是跟踪正弦给定还是三角给定时，传统的 LADRC+PI 存在较大的跟踪误差。通过加入微分前馈和并联扩张状态观测器后，消除了建模误差，减小了状态观测误差，使系统达到了更好的控制精确度，稳态误差更小，从而获得更满意的稳态性能。

表 2 为阶跃给定下，突加/减负载时的转速变化值。图 5 对比了 4 种控制方式在阶跃输入下的转速动态波形，对比分析了突加/减负载情况下，不同控制方式的控制效果。

表 2 负载变化转速误差仿真数据
Table 2 Simulation data of speed error under load change

given type	given speed/(r/min)	drop(rising) error/(r/min)			
		traditional ADRC+PI	ADRC(IDF)+PI	ADRC(IDF)+LADRC	ADRC(IDF+P-LESO)+LADRC
step/suddenly loading	1 000	84.1	84.1	54.5	37.8
step/suddenly unloading	1 000	81.6	81.6	54.5	23.6

阶跃给定 1 000 r/min 时，空载启动，在 0.15 s 突加 5 N·m，0.3 s 突减 5 N·m，如图 5 所示。相比传统的 ADRC 和 PI 控制器控制方式，在 PMSM 调速系统中，改进型转速 ADRC (IDF+P-LESO)+LADRC 在电机加速过程中没有出现超调，且加速时间最短，仅用 55 ms 达到给定转速。0.15 s 突加负载后，相比传统 LADRC+PI 和 LADRC(IDF)+PI 系统的 68 ms 和 ADRC (IDF)+LADRC 系统的 68 ms 才达到给定值，改进型 ADRC(IDF+P-LESO)+LADRC 系统仅用 38 ms 重新达到给定值，动态响应更快；同理，0.3 s 突减负载后，改进型 ADRC(IDF+P-LESO)+LADRC 仅用 35 ms 重新达到给定值。由表 2 可以看出，在突加减负载后，电机转速出现波动，与其他 3 种控制方式相比，改进型 ADRC(IDF+P-LESO)+LADRC 系统在受到扰动后转速跌落(骤升)误差最小，具有更好的抗扰动性能。因此，改进型系统对永磁同步电机的控制效果更好。

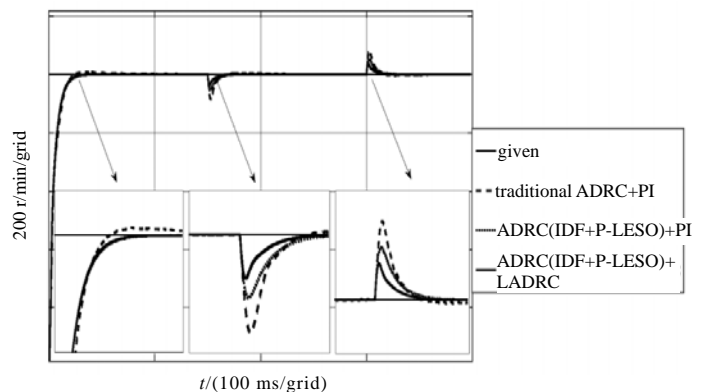


Fig.5 Dynamic response of tracking step reference
图 5 阶跃给定下的动态响应

6 结论

在 PMSM 调速系统中，针对传统 ADRC 对时变信号存在较大的跟踪误差和伺服控制系统的控制要求，本文提出一种基于微分前馈和并联扩张状态观测器的转速 ADRC。通过微分前馈消除了建模误差，在此基础上，通过并联扩张状态观测器进一步减少观测误差，从而提高了系统的跟踪性能。电流环设计了 LADRC，抵消了反电动势和定子电阻变化造成的影响，进一步提高了系统的跟踪精确度。仿真结果表明，与传统的 ADRC 相比，本文设计的系统减小了时变输入下的稳态误差，提高了系统的稳态性能；同时，对于阶跃输入，具有较好的抗干扰能力、无超调、跟踪精确度高、动态响应快等优点；此外，本设计参数整定方便，不论是时变信号还是阶跃信号，都具有较好的控制效果，更具有实际应用价值。本文仅从理论上证明了设计的可行性，但在硬件实现本文控制策略时，有可能会造成成本增加。

参考文献：

- [1] 韩京清. 从 PID 技术到“自抗扰控制”技术[J]. 控制工程, 2002,9(3):13-18. (HAN Jingqing. From PID technique to active disturbances rejection control[J]. Control Engineering of China, 2002,9(3):13-18.)
- [2] GAO Z. Active disturbance rejection control:from an enduring idea to an emerging technology[J]. International Workshop on Robot Motion and Control, 2015(10):269-282.
- [3] ZHENG Q,GAO Z Q. Active disturbance rejection control:between the formulation in time and the understanding in frequency[J]. Control Theory and Technology, 2016,14(3):250-259.
- [4] CHU Z,WU C,SEPEHRI N. Active disturbance rejection control applied to high-order systems with parametric uncertainties[J]. International Journal of Control,Automation and Systems, 2019,11(8):1194-1204.

- [5] WANG H,ZHAO R,CHENG F,et al. Active disturbance rejection control for PMSM servo system applied in industrial sewing machines[C]// International Conference on Electrical and Control Engineering. Wuhan,China:IEEE, 2010:3249–3252.
- [6] SUN B,GAO Z Q. A DSP-based active disturbance rejection control design for a 1 kW H-bridge DC–DC power converter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2005,52(5):1271–1277.
- [7] 刘春强,骆光照,涂文聪,等. 基于自抗扰控制的双环伺服系统[J]. 中国电机工程学报, 2017,37(23):7032–7039. (LIU Chunqiang,LUO Guangzhao,TU Wencong,et al. Servo systems with double closed-loops based on active disturbance rejection controllers[J]. Proceedings of the CSEE, 2017,37(23):7032–7039.)
- [8] 刘志刚,李世华. 基于永磁同步电机模型辨识与补偿的自抗扰控制器[J]. 中国电机工程学报, 2008,28(24):118–123. (LIU Zhigang,LI Shihua. Active disturbance rejection controller based on permanent magnetic synchronous motor model identification and compensation[J]. Proceedings of the CSEE, 2008,28(24):118–123.)
- [9] 盖江涛,黄守道,黄庆,等. 基于负载观测的永磁电机驱动系统自抗扰控制[J]. 电工技术学报, 2016,31(18):29–36. (GAI Jiangtao,HUANG Shoudao,HUANG Qing,et al. Active disturbance rejection controller for permanent magnet motor drive system control based on load observer[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016,31(18):29–36.)
- [10] 卢达,赵光宙,曲铁龙,等. 永磁同步电机无参数整定自抗扰控制器[J]. 电工技术学报, 2013,28(3):27–34. (LU Da,ZHAO Guangzhou,QU Yilong,et al. Permanent magnetic synchronous motor control system based on no manual tuned active disturbance rejection control[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013,28(3):27–34.)
- [11] 曹永锋,武玉衡,叶永强,等. 基于微分前馈自抗扰的逆变器控制策略[J]. 电力系统自动化, 2019,43(5):136–142. (CAO Yongfeng,WU Yuheng,YE Yongqiang,et al. Active disturbance rejection control strategy with differential feedforward for inverters[J]. Automation of Electric Power Systems, 2019,43(5):136–142.)
- [12] 左月飞,张捷,刘闯,等. 针对时变输入的永磁同步电机改进型自抗扰控制器[J]. 电工技术学报, 2017,32(2):161–170. (ZUO Yuefei,ZHANG Jie,LIU Chuang,et al. Integrated design for permanent magnet synchronous motor servo system based on active disturbance rejection control[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016,31(11):51–58.)
- [13] GAO Z Q. Scaling and bandwidth-parameterization based controller tuning[C]// American Control Conference. Denver,CO, USA:IEEE, 2003:4989–4996.
- [14] 鲍飞鸿,车珊,秦风,等. 基于 PID 方法的自动增益控制[J]. 太赫兹科学与电子信息学报, 2016,14(1):112–116. (BAO Feihong,CHE Shan,QIN Feng,et al. Variable gain controlled based PID methods[J]. Journal of Terahertz Science and Electronic Information Technology, 2016,14(1):112–116.)