

永磁直线同步电机电流环新型线性自抗扰控制^{*}

董家臣, 高钦和

(火箭军工程大学 兵器发射理论与技术国家重点实验室, 陕西 西安 710025)

摘要: 永磁直线同步电机的抗扰能力较弱, 电流环的动态性能易受磁场畸变、逆变器死区等因素影响而下降。为增强电流环的控制品质, 选择使用线性自抗扰控制(LADRC)作为 q 轴电流环的闭环控制策略。考虑追踪高频信号时, 电流环逆变器、低通滤波器等小滞后环节动态响应的不可忽略性, 采用时、频域分析结合的方法, 将电流环与小滞后环节联立, 在频域内推导出电流环的新型二阶控制模型, 进而在时域内建立起三阶电流环 LADRC 系统。设计了超前校正环节以减轻阶数升高带来的控制滞后, 并给出了详细的控制系统参数整定方法。通过仿真与传统 LADRC 进行了对比。结果表明: 新型 LADRC 控制策略在电流动态跟随、扰动抑制上性能更优, 所构建的控制系统具有良好的控制性能。

关键词: 永磁直线同步电机; 电流环; 时频分析; 线性自抗扰控制; 超前校正

中图分类号: TM 341 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-6540(2019)01-0001-08

New Current Loop LADRC Design for Permanent Magnet Linear Synchronous Motor^{*}

DONG Jiachen, GAO Qinhe

(National Key Discipline Laboratory of Armament Launch Theory & Technology,
Rocket Force University of Engineering, Xi'an 710025, China)

Abstract: The anti-disturbance performance of permanent magnet linear synchronous motor (PMLSM) was weak, and the dynamic performance of the current loop was easily affected by the distortion of magnetic field and the dead zone of the inverter. To enhance the control quality of the current loop, linear active disturbance rejection control (LADRC) was chosen as a closed loop control strategy for q -axis current loop. Considering that the dynamic response of small lag links such as current loop inverter and low-pass filter could not be ignored while tracking high frequency signals, a new two-order control model of the current loop was derived in the frequency domain by using the method of time domain and frequency domain analysis to link the current loop with the small lag link model, and then a three-order current loop LADRC system was established in the time domain. An advanced correction link is designed to reduce the control lag caused by the increase of the order, and a detailed parameter tuning method of the control system was given. Compared with the traditional LADRC, simulation results showed that the new LADRC control strategy had better performance in current dynamic following and disturbance rejection, and the control system had good control performance.

Key words: permanent magnet linear synchronous motor (PMLSM); current loop; time domain and frequency domain analysis; linear active disturbance rejection control (LADRC); advanced correction

^{*} 基金项目: 国家自然科学基金项目(51475462)

作者简介: 董家臣(1993—), 男, 硕士研究生, 研究方向为永磁直线同步电机的自抗扰控制。

高钦和(1968—), 男, 博士, 教授, 博士生导师, 研究方向为机电液一体化、系统仿真与控制。

0 引言

永磁直线同步电机(PMLSM)具有高推力体积比、高定位精度、高传动效率等特点,在数控机床、物料进给、机器人控制等领域获得了较为广泛的应用^[1-2]。由于PMLSM本体模型具有多变量、非线性、强耦合的特征,为实现其调速系统的高性能控制必须克服负载扰动、非线性耦合以及未建模部分等对伺服系统造成的影响。作为调速系统的控制内环,电流环的性能优劣直接决定所提供的电磁推力的品质,进而影响调速系统的控制效果。因此,实现电流环的高性能控制是提高调速性能的必然要求。电流环响应迅速,频带设置较宽,对速度波动、高频噪声等扰动的抵抗能力较差,因此寻求一种抑制扰动能力强、跟踪精度高的控制策略成为关键。

目前,应用于工业领域的电流环大多采用PI控制^[3]。PI控制器结构简单、物理意义明确、稳定性好,但简单的构造形式使得控制参数需要随负载变化不断做出调整,同时为防止大电流冲击电子器件,往往需要牺牲响应速度来减小超调。因此,PI控制在动态跟随、扰动抑制上表现并不出色。自抗扰控制(ADRC)是一种性能优良的控制技术^[4-6],继承了PID“基于误差消除误差”的思想精髓,通过设计扩张状态观测器(ESO),能够在不依赖扰动模型的前提下实时观测出“总扰”项并反馈补偿控制率,因此具有极强的扰动抑制能力。Gao等^[7]将ESO和控制器以线性形式实现,并基于带宽思想给出了参数整定规律,简化了控制器的设计难度,使得线性自抗扰控制(LADRC)的广泛工程应用成为了可能。

在电流环ADRC系统的设计上,已经有部分学者做出了尝试。曾岳南等^[8]使用非线性自抗扰控制器设计了永磁同步电机(PMSM)传动系统的电流环并采用描述函数对其稳定性做出了分析。王铁举^[9]设计了带有非线性积分反馈的电流环改进ADRC系统,抗扰能力较传统ADRC有了进一步提高。闫光亚^[10]设计了电流环ADRC系统,通过ESO观测耦合项成功实现了 d - q 轴的联合解耦控制。然而这些设计均侧重于应用ADRC的抗扰和动态补偿能力,在电流环的控制品质上,并未进行深入的研究。

为了实现高性能的电流环控制,须建立尽可能准确的电流模型。在实际工程应用中,电流环路需要引入逆变器、滤波器等环节^[11],在高频信号输入下,这些环节的动态响应不能忽略。为此,本文将逆变器、低通滤波器等环节等效为一阶迟滞环节,建立了PMLSM的新型电流环模型,并据此设计了电流环三阶LADRC系统。为保证电流环响应的快速性,安排校正环节以减轻高阶系统带来的控制滞后,并给出了详细的参数整定方法。最后通过与传统LADRC和PI控制的仿真对比,验证了新系统良好的稳定性和可控性。

1 PMLSM 伺服系统的数学模型

PMLSM由旋转电机演化而来,将旋转电机沿径向剖开、展平,可得直线电机的基本结构模型。PMLSM的结构演化过程如图1所示。

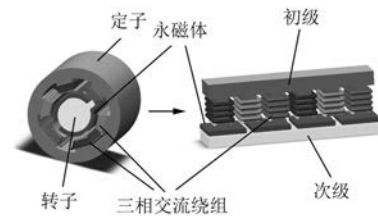


图1 PMLSM的结构演化过程

1.1 PMLSM 的本体模型

相对于旋转电机而言,直线电机的气隙通常较大,其电感近似满足 $L_d \approx L_q = L$,其中 L_d 、 L_q 分别为定子绕组的 d 、 q 轴电感。在不考虑齿槽效应、磁路饱和、铁心损耗、推力波动、磁场空间谐波等次要因素,且反电动势为正弦波的情况下,PMLSM在转子 d - q 坐标系下的电压方程可以表示为

$$\begin{cases} u_d = Ri_d + L \frac{di_d}{dt} - \omega Li_q \\ u_q = Ri_q + L \frac{di_q}{dt} + \omega Li_d + \omega \psi_f \end{cases} \quad (1)$$

电磁推力方程为

$$F = \frac{3\pi}{2\tau} p \psi_f i_q \quad (2)$$

运动方程为

$$F - F_1 - Bv = M \frac{dv}{dt} \quad (3)$$

式中: u_d 、 u_q 、 i_d 、 i_q 、 R ——定子绕组的 d 、 q 轴电压、

- 电流、电阻;
- ω ——动子等效至旋转坐标系下的电角速度, $\omega = \pi v / \tau$;
- v ——动子实际速度;
- ψ_f ——永磁体磁链;
- F ——电磁推力;
- p ——极对数;
- F_1 ——负载阻力;
- B ——黏滞摩擦因数;
- M ——动子质量。

1.2 PMLSM 的矢量控制

将式(1)变形为

$$\begin{cases} u_{deq} = u_d + \omega Li_q = Ri_d + L \frac{di_d}{dt} \\ u_{qeq} = u_q - (\omega Li_d + \omega \psi_f) = Ri_q + L \frac{di_q}{dt} \end{cases} \quad (4)$$

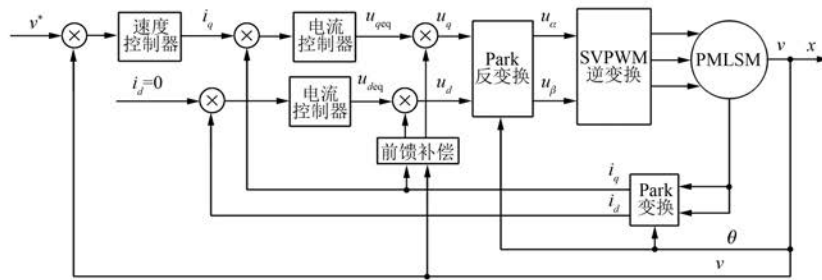


图2 PMLSM 调速系统

$$\begin{cases} U_{qeq}(s) = RI_q(s) + sLI_q(s) \\ F(s) = \frac{3\pi}{2\tau} p \psi_f I_q \\ F(s) - Bv(s) - F_1(s) = Ms v(s) \end{cases} \quad (6)$$

据此可得 PMLSM 的状态信号在频域内的传递过程示意如图 3 所示。

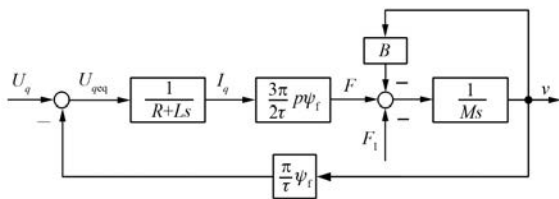


图3 PMLSM 状态信号的传递过程

2 传统电流环 LADRC 系统的构建

重新将 q 轴电流模型整理如下:

可见,如果设计 u_{deq} 、 u_{qeq} 为控制量,电压模型将不存在耦合,此时非线性环节 ωLi_q 、 $-(\omega Li_d + \omega \psi_f)$ 须作为前馈补偿项等效进控制量中,进而可以将模型转化为线性系统进行控制。

可求出电机加载电压 u_d 、 u_q 与等效电压 u_{deq} 、 u_{qeq} 之间的关系为

$$\begin{cases} u_d = u_{deq} - \omega Li_q \\ u_q = u_{qeq} + (\omega Li_d + \omega \psi_f) \end{cases} \quad (5)$$

在电机系统的控制上,磁场定向矢量控制技术(FOC)具有输出推力波动小、控制可靠等优点,通常采取 $i_d = 0$ 的矢量控制策略以实现解耦控制^[4]。基于前馈补偿的调速系统结构示意图如图 2 所示。

考虑电流环调节的迅速性,假设 d 轴调节能够实现 $i_d = 0$,对式(1)~式(3)取拉氏变换,可得 q 轴状态信号传递的频域模型为

$$\frac{di_q}{dt} = -\frac{R}{L}i_q - i_d\omega + \frac{1}{L}u_{qeq} \quad (i_d = 0) \quad (7)$$

该模型可以等效为一阶扩张系统:

$$\dot{y} = f(y, \dot{y}, w) + bu \quad (8)$$

式中: y, u ——系统输入, $y = i_q, u = u_q$;

f ——定义的广义扰动项, $f = -\frac{R}{L}i_q - i_d\omega +$

$(b-b_0)u$;

w ——外部扰动,包含转速耦合项、 i_d 非零波动项、高频噪声以及系统未建模部分等;

b ——估计控制增益,且有 $b \approx b_0, b_0 = 1/L$ 。

假设 f 可微,且 $\dot{f} = h(y, \dot{y}, w)$,则上述系统可列写为如下状态空间方程:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = y \\ \dot{x}_1 = x_2 + bu \\ \dot{x}_2 = h \end{cases} \quad (9)$$

其矩阵形式为

$$\begin{cases} \dot{X} = AX + Bu + Eh \\ y = CX \end{cases} \quad (10)$$

式中: A ——状态矩阵, $A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$;

B ——控制矩阵, $B = [b \ 0]^T$;

E ——干扰矩阵, $E = [0 \ 1]^T$;

C ——输出矩阵, $C = [1 \ 0]$ 。

根据经典线性扩张状态观测器 (Linear Extended State Observer, LESO) 的构建原理, 建立如下观测模型:

$$\begin{cases} e_1 = i_q - z_1 \\ \dot{z}_1 = z_2 + bu + \beta_1 e_1 \\ \dot{z}_2 = \beta_2 e_1 \end{cases} \quad (11)$$

其矩阵形式为

$$\begin{cases} \dot{Z} = AZ + Bu + L(y - \hat{y}) \\ \hat{y} = CZ \end{cases} \quad (12)$$

式中: L ——构造的观测器增益矩阵, $L = [\beta_1 \ \beta_2]^T$ 。

由式(8)~式(10)可得误差方程为

$$\dot{e} = (A - LC)e + Eh = A_e e + Eh \quad (13)$$

其中: $e = [e_1 \ e_2]^T$; $A_e = \begin{bmatrix} -\beta_1 & 1 \\ -\beta_2 & 0 \end{bmatrix}$ 。

在该种构造方式下, 可得观测误差式(13)的特征方程为

$$f(\lambda) = |A_e - \lambda I_2| = \lambda^2 + \beta_1 \lambda + \beta_2 \quad (14)$$

依据 Lyapunov 第一稳定条件, 特征根全部位于左半平面时, 观测系统能实现渐近稳定。为便于参数整定, 结合 Gao^[7] 的带宽控制思想, 可以取 $\beta_1 = 2w_0$, $\beta_2 = w_0^2$, 将特征方程构造为 $(\lambda + w_0)^2$ 的形式 (w_0 为观测器带宽)。这样通过调整 w_0 即可实现 $z_1 \rightarrow x_1$, $z_2 \rightarrow x_2$ 的实时观测。

设计扰动补偿环节为

$$u = \frac{u_0 - z_2}{b} \quad (15)$$

在 $z_2 \rightarrow x_2$ 的观测误差可忽略时, 系统将化成积分串联标准型系统:

$$\dot{y} = x_2 + u_0 - z_2 \approx u_0 \quad (16)$$

针对该类型的系统, 可简单地将线性状态误差反馈控制率 (LSEF) 设计为比例型, 即可实现对电流环的控制:

$$u_0 = w_c (i_q^* - z_1) \quad (17)$$

整个电流环闭环传递函数为

$$H(s) = \frac{w_c}{s + w_c} \quad (18)$$

其中, w_c 可视为控制器的带宽。

按照经典 LADRC 设计原则构建的 q 轴电流环 LADRC 结构(忽略 d 轴)如图 4 所示。

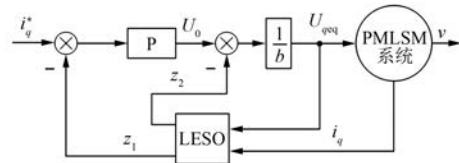


图 4 q 轴电流环 LADRC 结构图

3 新型电流环 LADRC 系统的设计

前述传统电流环 LADRC 系统的构建过程以式(7)为基准。然而在实际工程应用中, q 轴电流环电气信号的传递过程通常如图 5 所示。

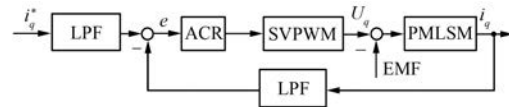


图 5 q 轴电流环实际结构

电流环的实际控制系统通常包含低通滤波器、逆变器、补偿器等诸多环节。这些环节对高频输入信号存在着明显的动态响应。引用文献 [12] 中试验得到的 PI 控制下的电流曲线(见图 6), 可明显看出动态响应存在的不可忽略性。

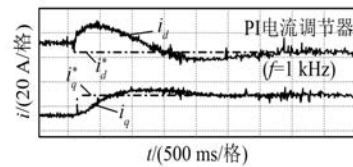


图 6 电流环实际阶跃响应曲线

电流环相比位置环、速度环有着更宽的带宽和更高的响应速度, 通常不能忽略对高频信号的响应。因此, 在电流环控制模型的确定中应考虑这些影响。

3.1 电流环优化模型的建立

3.1.1 小滞后环节的等效

空间矢量脉宽调制 (SVPWM) 技术因具有谐波畸变小和瞬态响应快等特点, 较适用于控制瞬

时电流。结合实际工程经验,可将逆变器等效为一阶比例惯性环节^[11]:

$$\frac{K_s}{T_s s + 1} \quad (19)$$

式中: K_s ——放大系数;

T_s ——逆变器实际延迟(采用本周期采样计算、本周期执行的办法)。

考虑开关延迟、死区时间和数字控制延时,将其共同影响等效为一个延迟环节 e^{-sT_d} (T_d 很小,在微秒级),并对其进行泰勒展开: $e^{-sT_d} \approx \frac{1}{T_d s + 1}$ 。

依据自动控制原理中系统传递函数的简化原则,可将低通滤波器 $F(s) = \frac{1}{T_{oi}s + 1}$ 移入 PI 控制器,同时为继续简化模型,将其与 SVPWM 合并,并略去小时间系数项,得:

$$G(s) = \frac{K_s}{T_s s + 1} \quad (20)$$

其中: $T = T_s + T_d + T_{oi}$ 。

3.1.2 新模型的构建

考虑延迟环节的影响,前馈补偿项也应存在动态响应,可表示为

$$u_q = u_{qeq} + (\omega L i_d + \omega \psi_r) + \Delta u(K_s, T) \quad (21)$$

由于 LADRC 对扰动项具有观测补偿能力,为减小模型复杂度,不对 $\Delta u(K_s, T)$ 展开。对 q 轴电流环重新进行频域分析:

$$I_q(s) = \left\{ [U_{qeq}(s) + \Delta U] \frac{K}{T_s s + 1} - \omega(s) L i_d \right\} \frac{1}{R + Ls} \quad (22)$$

化简可得:

$$\begin{aligned} K U_{qeq}(s) - \omega(s) [L i_d(Ts + 1) - K \Delta U] &= I_q(s) [L T s^2 + (RT + L)s + R] \\ s^2 I_q(s) &= -\frac{RT + L}{LT} s I_q(s) - \frac{R}{LT} I_q(s) + \\ &\frac{K}{LT} U_0(s) - \omega(s) \frac{L i_d(Ts + 1) - K \Delta U}{LT} \end{aligned} \quad (23)$$

反拉氏变换回时域,可得最终的电流环优化模型为

$$\frac{d^2 i_q}{dt^2} = -\frac{RT + L}{LT} \cdot \frac{di_q}{dt} - \frac{R}{LT} i_q + \frac{K}{LT} u_0 - f \quad (24)$$

其中: $f = -\mathcal{L}^{-1} \left[\omega(s) \frac{L i_d(Ts + 1) - K \Delta U}{LT} \right]$ 。

3.2 LADRC 新模型的建立

线性扩张状态观测器(LESO)可以不依赖扰动的具体形式而实现对系统各阶状态的观测,然而,如果能够利用更多的模型信息,减少构建的总扰项的复杂度,将可以减轻 LESO 的观测负担,有利于观测效果的改善。

根据式(24),按照这一原则,构造三阶 LESO:

$$\begin{cases} e = i_q - Z_1 \\ \dot{Z}_1 = Z_2 + \beta_1 e \\ \dot{Z}_2 = k_1 Z_1 + k_2 Z_2 + Z_3 + b u_0 + \beta_2 e \\ \dot{Z}_3 = \beta_3 e \end{cases} \quad (25)$$

其中: $k_1 = -\frac{R}{LT}; k_2 = -\frac{RT + L}{LT}; b = \frac{K}{LT}; A_e =$

$$A - LC = \begin{bmatrix} -\beta_1 & 1 & 0 \\ k_1 - \beta_2 & k_2 & 1 \\ -\beta_3 & 0 & 0 \end{bmatrix}。$$

可以求出其特征方程:

$$f(\lambda) = \lambda^3 + (\beta_1 - k_2)\lambda^2 + (\beta_2 - k_2\beta_1 - k_1)\lambda + \beta_3 \quad (26)$$

采用同样的处理方式,配成 $\lambda(s) = (\lambda + w_o)^3$, 可得: $L = [\beta_1 \ \beta_2 \ \beta_3]^T = [3w_o + k_2 \quad 3w_o^2 + k_1 + k_2\beta_1 \quad w_o^3]^T$ 。此时扰动补偿环节应设计为

$$u = \frac{u_0 - k_1 Z_1 - k_2 Z_2 - Z_3}{b} \quad (27)$$

原系统可重新等效为积分器串联型系统:

$$\ddot{y} = u_0 \quad (28)$$

此时,选择控制器为 PD 型:

$$u_0 = K_p(r - y) + K_d \dot{y} \quad (29)$$

确定控制增益 $K_p = w_c^2, K_d = -2w_c$, 整个电流环系统最终化为一个新型二阶控制系统:

$$H(s) = \frac{w_c^2}{(s + w_c)^2} \quad (30)$$

与传统模型相比,优化后的电流环建模方式存在以下优点:

(1) 综合考虑了逆变器、滤波器等延迟环节的动态响应,与电流环宽带、快响应的控制特征相适应。

(2) 最终得到了电流环的二阶控制模型。该模型的阻尼比为 1, 因此电流环的响应始终不会出现超调, 提高了控制稳定性。

3.3 超前校正环节的引入

在跟随性能上, 二阶系统相位延迟较大, 与电流环的快速响应特征相违背。通过 LADRC 的扰动补偿环节, 可得在忽略观测误差情况下的电流环传递函数, 因此可加入超前校正环节以消除迟滞带来的不利影响。

由于机械惯性的存在, 速度环无法响应高频频率项, 电流环作为速度环的受控对象, 可以忽略二阶项, 作如下近似:

$$H(s) = \frac{w_c^2}{(s + w_c)^2} \approx \frac{w_c}{2s + w_c} \quad (31)$$

因此, 可以设计一阶超前校正环节如下:

$$G_c(s) = \frac{2s}{w_c} + 1 \quad (32)$$

引入超前校正的 PMLSM 电流环伺服系统如图 7 所示。

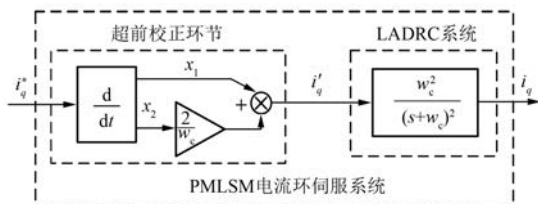


图 7 引入超前校正的 PMLSM 电流环伺服系统

3.4 参数整定规律

在实际工程应用中, 逆变器的延迟通常为非线性环节, 滤波器的选型也并非简单的一阶低通滤波器(通常为二阶巴特沃斯型), 因此, 电流环等效延迟 T 的选取应以逼近实际情况、控制效果良好为准。实际可调参数只有电流环观测器带宽 w_o 和控制器带宽 w_c , 下文给出其整定规律。

(1) 根据第 3.2 节的推导过程, 可以通过提高观测器的带宽 w_o 来减小稳态跟踪误差, 然而也会因此引入更多的测量噪声。

(2) w_c 既是 LADRC 系统的控制增益, 也是整个电流环最终整定成的二阶系统的带宽, 增大 w_c 可以提高电流环的响应速度。对闭环传递函数:

$$H(s) = \frac{w_c^2}{(s + w_c)^2} \quad (33)$$

令 $s = j\omega$, 并定义相对频率 $\Omega = \frac{\omega}{w_c}$, 可得幅频特性为

$$A(\Omega) = \frac{1}{\Omega^2 + 1} \quad (34)$$

相频特性为

$$\varphi(\Omega) = -2\arctan\Omega \quad (35)$$

当期望信号频率 ω 不变时, 增大 w_c 使 Ω 减小, 此时幅值衰减与相角滞后均会减轻。因此, 在电流环系统允许的情况下, 增大 w_c 可有效提高电流环追踪期望信号的能力。

(3) 结合工程经验^[7], 通常取 $w_o \approx (2 \sim 10)w_c$, 可获得较好的电流环整体控制效果。考虑到速度环与电流环的级联, 调节 w_c 为速度环带宽的 3~5 倍, 通常可以满足控制响应要求。

4 仿真

为验证电流环新型 LADRC 器的有效性, 在 MATLAB/Simulink 中按图 8 搭建了新型控制模型, 对所提控制策略进行仿真研究。通过与传统模型的对比, 验证在考虑电流环内部的逆变器、滤波器等环节作用的情况下构建的新型 LESO 的观测能力, 以及新型电流环 LADRC 系统的控制能力。仿真参数如表 1 所示。

表 1 仿真参数

组件	参数	设置值
电机	$[R/\Omega, L/\text{mH}, \psi_f/\text{Wb}, p]$	$[2.875, 8.5, 0.175, 4]$
	$[B/(\text{N} \cdot \text{s} \cdot \text{m}^{-1}), M/\text{kg}, \tau/\text{m}]$	$[0.01, 6.168, 0.01]$
步长	h/s	1×10^{-5}
滞后	Δt	5×10^{-4}
控制器 1	$[K_p, K_i]$	$[10, 1\ 000]$
控制器 2	w_c	750
控制器 3	w_c	1 800
LESO	w_o	3 000

以电流响应平稳无超调为原则设置控制器参数, 两种 LADRC 均取相同观测带宽, 此时按照参数整定原则调整 w_c , 传统 LADRC 控制带宽只能调整至约 750, 电流响应即出现抖振, 新 LADRC 系统可以整定至 1 800, 且始终没有超调现象。

设置工况如下: 期望电流信号为单位常值信号, 在 0.2 s 突加 100 N 的负载阻力。期望电流是

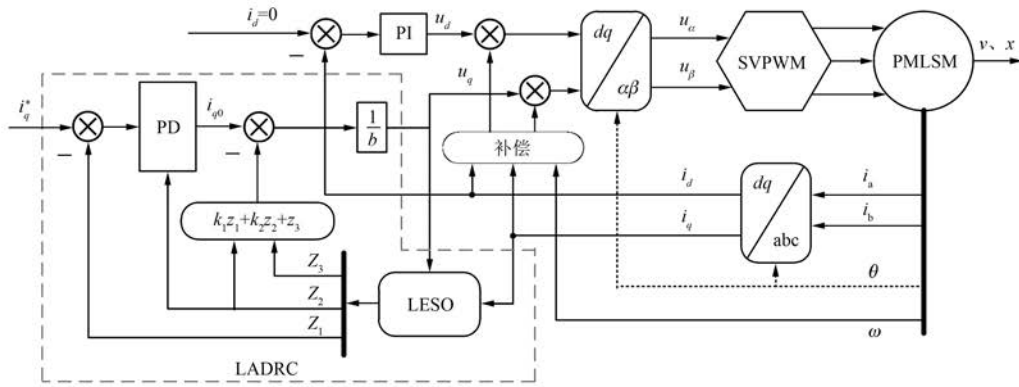


图8 PMLSM 电流环 LADRC 系统

幅值为 0.5、频率为 20 Hz 的正弦电流信号。

LESO 使用受控系统的输入、输出量实现对系统各阶状态的“复现”， w_0 相同的两种 LESO 的观测精度对比在一定程度上能够反映所建模型的真实程度。 q 轴电流环在追踪单位常值期望信号时两种 LESO 的观测精度对比曲线如图 9 所示。由图 9(a) 可见，起步阶段在对电流信号的观测上，新型 LESO 的观测曲线滞后程度要小于传统 LESO。由图 9(b) 则能够看出，新型 LESO 的观测精度(最大观测误差为 0.001 44 A)较传统 LESO (0.065 55 A) 大大提高。在 0.2 s 时刻突加 1 N·m 的负载力矩，此时两种模型均出现了一定的控制偏差，如图 9(c) 所示，但由图 9(d) 可知，在观测精度上新模型仍然具有较高的观测精度。这是由于新模型考虑到了逆变器、滤波器等环节在信号突变时的动态响应过程，能够使用更准确的模型

信息观测起步、负载突变阶段电流的剧烈变化。

图 9(e) 和图 9(f) 进一步给出了两种 LESO 对正弦期望信号控制下的电流值的观测曲线。图 9(e) 中两种模型均能较好地完成观测过程，但在如图 9(f) 所示 LESO 的观测能力上，新型 LESO (最大观测误差 $4.239 2 \times 10^{-5}$ A) 较传统 LESO (最大观测误差 $4.385 1 \times 10^{-4}$ A) 精度有明显提高。可见，在时变期望信号的控制下，电流环路的动态响应是实时存在的，传统模型将电流的跟踪控制作用理想化，必然在观测精度上做出部分牺牲。

为进一步验证基于建模精度更高的电流环模型构建的新型 LADRC 系统的电流控制能力，电流环的控制能力对比如图 10 所示。

图 10(a) 表明，电流环新型 LADRC 在电流控制上效果更加光滑平稳，调节时间(约 0.005 3 s)较传统模型(0.007 9 s)更短；在图 10(b) 中，应对

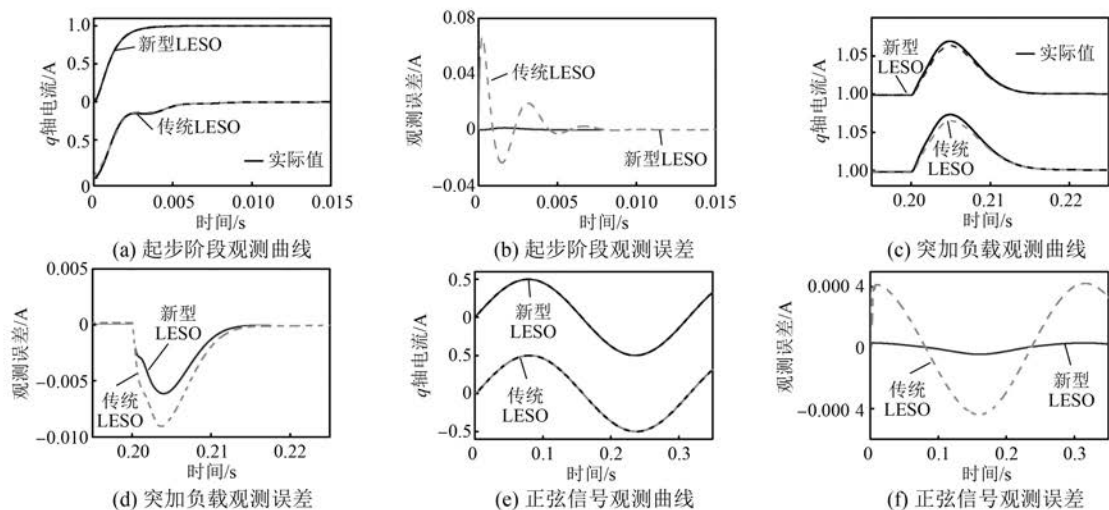


图9 LESO 的观测对比

相同干扰,由于新模型的建模精度更高,对扰动的观测、补偿更加准确,因此去电流产生的偏差量相对较小,抗扰动能力明显更强;在对正弦期望信号的追踪上,如图 10(c)所示,由于引入了补偿环节,新系统较传统 LADRC 系统具有更小的控制

滞后,使得其控制误差更小,如图 10(d)所示。综上所述,新型 LADRC 系统由于考虑了逆变器、滤波器等滞后环节的动态响应,具有更良好的起步控制能力、抗扰动能力以及更小的控制滞后,电流环的追踪精度更高。

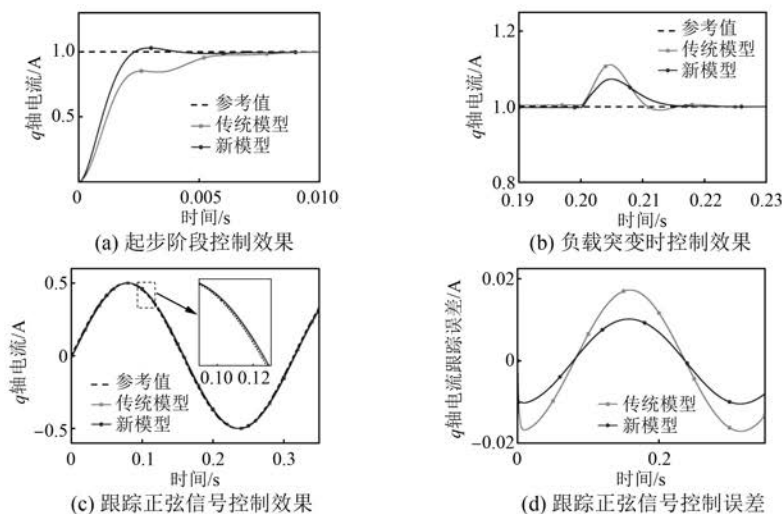


图 10 电流环的控制能力对比

5 结 语

为了实现 PMLSM 电流环的高性能控制,采用时频分析结合的方法,重新建立了电流环模型,重点考虑了低通滤波器、逆变器等小滞后环节的动态响应。进而基于 LADRC 技术构建了新型电流环控制系统。与传统 LADRC 系统的仿真对比表明:电流环新型 LADRC 系统在应对起步、负载突变等电流变化激烈的场合具有更高精度的动态跟随能力、更强的扰动抑制能力、更小的控制滞后,系统的平稳性和可控性更高。

【参考文献】

- [1] 叶云岳.城市交通与新颖电机驱动技术的应用[J].电机与控制应用,2012,39(5): 1.
- [2] 谭民,王硕.机器人技术研究进展[J].自动化学报,2013,39(7): 963.
- [3] 袁登科,徐延东,李秀涛.永磁同步电动机变频调速系统及其控制[M].北京:机械工业出版社,2015.
- [4] 韩京清.自抗扰控制技术——估计补偿不确定因素的控制技术[M].北京:国防工业出版社,2008.
- [5] HAN J Q. From PID to active disturbance rejection control [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(3): 900.
- [6] 高志强.自抗扰控制思想探究[J].控制理论与应用,2013,30(12): 1498.
- [7] GAO Z Q. Scaling and bandwidth-parameterization based controller tuning [C] // American Control Conference, Denver, 2003: 4989.
- [8] 曾岳南,曾祥彩,周斌.永磁同步电机传动系统电流环非线性自抗扰控制器的设计与稳定性分析[J].电工技术学报,2017,32(17): 135.
- [9] 王铁举.基于自抗扰的PMLSM位置控制研究[D].天津:河北工业大学,2014.
- [10] 闫光亚.永磁直线同步电机自抗扰控制系统及实验研究[D].武汉:华中科技大学,2011.
- [11] 王莉娜,朱鸿悦,杨宗军.永磁同步电动机调速系统PI控制器参数整定方法[J].电工技术学报,2014,29(5): 104.
- [12] 郭希铮,游小杰,王晓丹.永磁同步电机电流调节器动态特性改进方法分析[J].电力自动化设备,2011,31(6): 39.

收稿日期: 2018-08-06