

文章编号: 1000-8152(2005)03-0423-06

自抗扰控制在永磁直线电机控制中的应用

雷春林, 吴捷, 陈渊睿, 杨金明

(华南理工大学 电力学院, 广东 广州 510640)

摘要: 针对在工业中广泛应用的 PID 控制器的特点及存在的问题做了分析, 并介绍了自抗扰控制技术的原理、结构、以及控制器的设计. 对一个永磁直线电机在考虑将电机耦合视为内扰及外部摩擦干扰情况下的具体实例给出了采用自抗扰控制技术的仿真结果. 同时对简化的电机模型也给出了采用 PID 调节的仿真结果. 结合仿真结果可以看到自抗扰控制器的抗干扰性和鲁棒性都优于经典 PID 控制器.

关键词: PID 控制; 自抗扰控制器; 永磁直线电机

中图分类号: TP273 **文献标识码:** A

Auto-disturbance-rejection controller used in permanent-magnet linear motor control system

LEI Chun-lin, WU Jie, CHEN Yuan-rui, YANG Jin-ming

(School of Electric Power, South China University of Technology, Guangzhou Guangdong 510640, China)

Abstract: This paper analyzes the features and problem of PID controller, and presents the principle, structure and design of the auto-disturbance-rejection controller(ADRC). Regarding motor coupling in a permanent-magnet linear motor as the internal disturbance, and taking account of the friction disturbance, we presented the simulation results when using ADRC technique. At the same time, the simulation results of using PID controller are also presented for the simplified motor. From the results, it is concluded that the auto-disturbance-rejection controller has advantage over PID controller in the disturbance rejection and robustness.

Key words: PID control; auto-disturbance-rejection controller(ADRC); permanent-magnet linear motor(PMLM)

1 引言(Introduction)

在自动控制的发展历程中, PID 控制是历史最久、生命力最强的基本控制方式. 但在某些场合, 它还不能完全适应工况的要求, 于是期望依靠对象模型来寻求更好的控制方法, 但依靠模型的策略恰恰把 PID 的最大优点丢掉了. 因此几十年来, 许多专家学者致力与先进控制算法的研究开发, 以满足控制系统的高性能指标要求.

基于扩张状态观测器(Extended State Observer, ESO)的自抗扰控制器是中科院韩京清研究员近年提出的一种非线性控制律, 该控制技术采用简单的非线性元件和算法, 对非线性系统进行直接控制, 其优点在于该控制器不依赖于对象的具体数学模型. 并且, 在通过扩张状态观测器观测出系统的状态变量的同时, 还观测出系统中的“扰动”, 再用前馈补偿的方法将这一扰动加以抵消, 所以在改善系统的稳

定性、鲁棒性方面都有显著的效果.

2 PID 控制(PID control)

PID 控制是一种负反馈控制, 经典 PID 调节器原理为: 用参考输入和被调量的误差及其微分、积分的线性组合来产生控制信号. 在经典 PID 调节器内部有两层内容: 1) 产生控制量 u 所依据的基本要素: 输入—输出误差 ϵ , 其积分 $\int_0^t \epsilon(\tau) d\tau$ 和微分 $\frac{d\epsilon}{dt} = \dot{\epsilon}$; 2) 由 $\epsilon, \int \epsilon, \dot{\epsilon}$ 产生控制量 u 的组合形式——线性组合.

PID 控制具有以下优点^[1]: ① 原理简单, 使用方便; ② 普适性强, 可以广泛应用于化工、热工、冶金、炼油等各种生产部门; ③ 鲁棒性强, 即其控制品质对被控对象特性的变化不太敏感. 但是, 常规 PID 是直接取目标和实际行为之间的误差, 这样就会出现初始控制力太大而出现超调; 其次, 经典 PID 控制

收稿日期: 2003-05-16; 收修改稿日期: 2003-11-03.

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(60174025); 华南理工大学自然科学基金资助项目(E5323288).

是通过“线性组合”来实现控制,而这易引起响应的快速性和超调量之间的矛盾;再次,许多系统的参考输入 $v(t)$ 常常不可微,甚至不连续,而输出 $y(t)$ 的量测又常被噪声污染,因此误差 $\varepsilon(t) = v(t) - y(t)$ 按经典意义通常不可微,其微分信号不好利用,这就限制了经典 PID 调节器的使用范围.而自抗扰控制 (ADRC) 技术的产生正好解决了以上几个难题.

3 自抗扰控制器 (Auto-disturbance-rejection controller (ADRC))

自抗扰控制器是一种新型非线性鲁棒控制技术,它用配置非线性结构替代极点配置进行控制系统的设计,依靠期望轨迹与实际轨迹的误差大小和方向来实施非线性反馈控制,不依赖于被控对象的具体数学模型,是一种基于过程误差的调节方法.该方法能自动补偿对象模型的失配和来自外界的扰动,实现动态系统的动态反馈线性化,再利用非线性配置构成非线性状态误差反馈控制律来提高闭环系统的控制性能.

自抗扰控制器由 3 部分组成:非线性跟踪-微分器 (Tracking Differentiation, TD)、扩张状态观测器 (ESO)、非线性状态误差反馈控制律 (Nonlinear State Error Feedback, NLSEF). 其具体结构如图 1 所示^[2].

其中 n 阶 TD 具有快速无超调过渡过程,同时给出参考输入 $V(t)$ 的各阶导数跟踪信号 $z_{1,1}, \dots, z_{1,n}$; $n+1$ 阶 ESO 估计对象的各阶状态变量 $z_{2,1}, \dots, z_{2,n}$ 和对象总扰动的实时作用量 $z_{2,n+1}$; 非线性状态误差反馈控制律是利用 TD 输出和 ESO 输出之间误差,即系统广义输入与对象的广义输出之间的误差产生对象所需的控制量,并对扰动量进行补偿.其中 ESO 与 NLSEF 的具体构造可参见文献^[2],而文献^[3]则给出了 ESO 的非线性函数的选取原则.

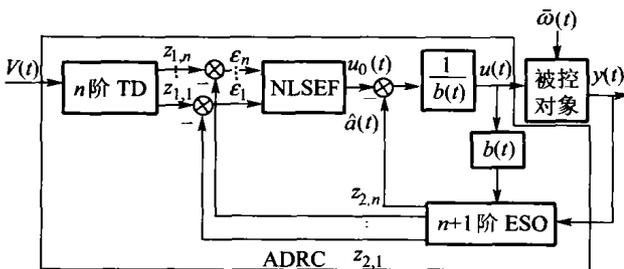


图 1 自抗扰控制器结构框图

Fig. 1 Block diagram of the ADRC

利用 ADRC 实行控制,主要需解决的问题是控制器参数的调整,其主要是依靠设计者的工程经验并利用仿真反复试选确定,其一般步骤为

1) 根据实际受控对象的特点,加一个能使其稳定的控制;

2) 调整跟踪—微分器和“扩张状态观测器”的参数,使其尽可能快速而准确地估计参考输入 $V(t)$ 的各阶导数跟踪信号 $z_{1,1}, \dots, z_{1,n}$ 、各阶状态变量 $z_{2,1}, \dots, z_{2,n}$ 和对象的总扰动;

3) 其中 TD 的参数主要是“速度因子”(R),可根据过渡过程要求选定,为了得到较好的跟踪效果,R 要大^[4];

4) 欲使 ADRC 很好工作,关键是根据对象的特性调好 $(n+1)$ 阶的 ESO,其参数调整有以下两种方法:①利用文献^[5,6]中分析的 ESO 参数调整的一般规律,按照此规律就把 $(n+1)$ 个参数调整的难题简化成两个参数调整的问题,并且这两个参数间又满足 $\frac{(\beta_{01})^2}{4} > \beta_{02}$ 这样一个关系.②同时 ESO 的参数调整也可利用文献^[3]所提出的“参数动态确定法”来设计,即利用极点配置的方法获得^[7],这就简化成一个常规的参数调整问题;

5) 调整非线性状态误差反馈控制器的参数使闭环系统的性能指标令人满意.整个参数的选取应经数字仿真反复试选后确定.参数一旦进入稳定区,其范围是相当宽的.

4 永磁直线电机的建模与控制 (Modeling and control of PMLM)

这里分别利用 PID 控制和自抗扰控制技术对一个永磁直线电机的具体实例实施控制.

永磁直线电动机的动态特性可用与转子同步运动的 d - q 轴系下的 Park 方程来表示^[1]:

$$L_d \dot{i}_d = -Ri_d + k_1 L_q i_q v + u_d, \quad (1)$$

$$L_q \dot{i}_q = -Ri_q - k_1 (L_d i_d + \lambda_f) v + u_q, \quad (2)$$

$$M \dot{v} = k_2 [\lambda_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] - F. \quad (3)$$

式中: u_d, u_q 分别为 d 轴和 q 轴的定子电压; i_d, i_q 分别为 d 轴和 q 轴的定子电流, R 为定子电阻; L_d, L_q 分别为 d 轴和 q 轴的定子电感; λ_f 为永磁体产生的磁链, v 为转子移动速度, $k_1 = \frac{\pi}{\tau}$, $k_2 = \frac{3}{2} \frac{P\pi}{\tau}$, τ 为极距, M 为运动部分质量, P 为极对数, F 为系统的扰动项.

考虑摩擦力 f_f , 纹波推力扰动 f_r 和负载力 f_l , 扰动项 F 可表示为 $F = f_f + f_r + f_l$. 其中摩擦力为

$$f_f = [f_c + (f_s - f_c) e^{-(v/v_s)^2} + B_v v] \text{sgn}(v).$$

f_s 为静摩擦力, f_c 为滑动摩擦力, B_v 为粘性摩擦系数, v_s 为润滑系数. 假定 f_c, f_s, B_v 恒定, 因有 $0 < e^{-(v/v_s)^2} < 1$, 且摩擦力是有界的, 故有 $|(f_c - f_s) \cdot e^{-(v/v_s)^2}| \leq f_n$. 摩擦力特性如图 2 所示^[8].

纹波推力扰动与位移呈周期性变化的关系,可

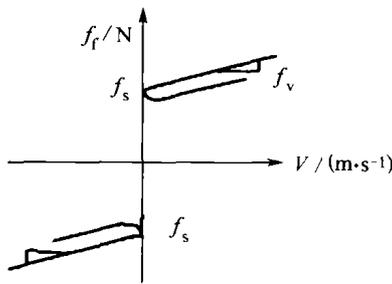


图 2 非线性摩擦力特性曲线
Fig. 2 Curve of nonlinear friction

表示为

$$f_r = A_r \sin(\omega s + \varphi) = A_{r1} \cos(\omega s) + A_{r2} \sin(\omega s).$$

式中 $s = \int_0^t v dt$.

假定负载力 f_1 有界, 即 $|f_1(t)| < f_m, \forall t > 0$. 直线电机的参数如表 1, 表 2 所示^[1].

表 1 电机参数

R/Ω	L_q/mH	$\lambda_f/(V \cdot s)$	τ/m
8.6	6.0	0.35	0.031

P	M/kg	$B_v/(N \cdot s \cdot m^{-1})$	$\mu/(N \cdot \text{kg}^{-1})$
1	1.635	0.1	1

表 2 仿真参数

f_s/N	f_c/N	A_r/N	ω/s^{-1}
20	10	8.5	314

φ/π	$v_s/(m \cdot s^{-1})$	f_1/N	$D/(N \cdot s \cdot m^{-1})$
0.05	0.1	50	5

4.1 PID 控制仿真结果 (Simulation results of PID controller)

为了便于分析, 同时也是为了获得最大的推力电流比, 拟对永磁直线电机采用 $i_d^* = 0$ 的矢量控制技术, 即始终使直轴电流为零 ($i_d \equiv i_d^* = 0$), 于是电机在 $d-q$ 坐标系下的模型可简写为

$$\begin{aligned} \dot{i}_q &= (-Ri_q - K_\tau v + u_q)/L_q, \\ \dot{v} &= (1.5K_\tau i_q - B_v v - F_1)/M. \end{aligned} \quad (4)$$

式中 $K_\tau = p\pi\Psi_f/\tau$, 写成状态方程的形式为

$$\frac{dX}{dt} = AX + BU, Y = CX. \quad (5)$$

式中 X 为状态向量, $X = [i_q \ v]$, $U = u_q$, $Y = v$, F_1 作为扰动项,

$$A = \begin{bmatrix} -R/L_q & -K_\tau/L_q \\ 1.5K_\tau/M & -B_v/M \end{bmatrix},$$

$$B = [1/L_q \ 0]^T, C = [0 \ 1].$$

图 3 给出了此简化模型的结构框图.

对此简化的直线电机使用 PID 控制, 在仿真过

程中同时也考察了该控制系统的抗外界扰动和参数变化的能力. 其中图 4 为负载或参数都不变化的阶跃响应, 图 5 为对应图 4 的系统在第 2s 时扰动项 F_1 从 40N 变化到 1000N 时的响应曲线; 图 6 为电机相电阻变化 100% 后的阶跃响应曲线. 从仿真结果可看到, 用 PID 调节器作为控制器, 系统的抗干扰能力不强, 且超调较大, 调整时间长, 限法满足快速性要求.

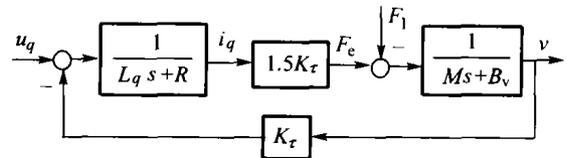


图 3 永磁直线电机简化框图
Fig. 3 Simplified block diagram of the PMLM

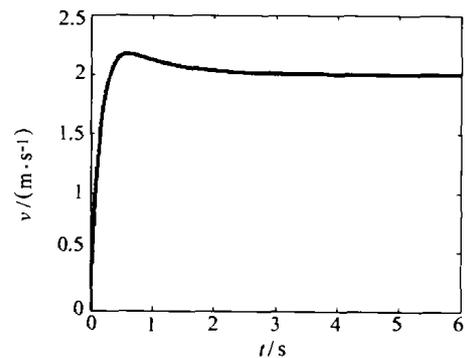


图 4 PID 调节系统的阶跃响应曲线
Fig. 4 Step response waveform of PID tuning system

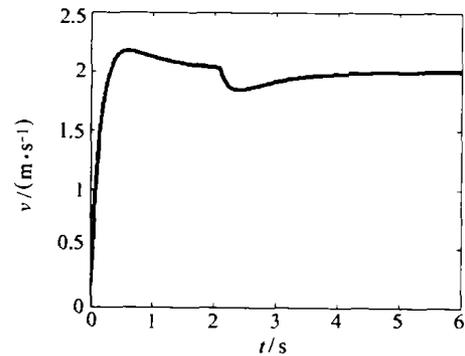


图 5 负载变化后的响应曲线
Fig. 5 Response waveform when load variation occurs

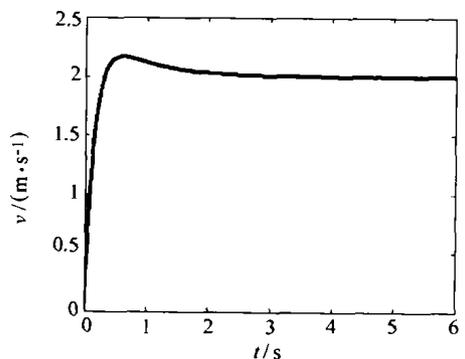


图 6 电阻变化 100% 时的速度响应曲线
Fig. 6 Response waveform with reluctance variation of 100%

4.2 利用自抗扰控制器的速度调节系统的仿真结果(ADRC simulation results of PMLM speed regulation)

分别对直线电动机电流子系统(1),(2)和转子运转子系统(3)采用自抗扰控制,使直线电动机特性动态地线性化解耦成具有理想过渡过程的线性子系统。

将耦合项 $w_1 = k_1 L_q v i_q / L_d$ 视为子系统内扰,则式(1)可写为

$$\dot{i}_d = -\frac{R_s}{L_d} i_d + w_1 + \frac{1}{L_d} u_d, \quad (6)$$

则其自抗扰控制器为

$$\dot{z}_{d11} = -k_{d1} \text{fal}((z_{d11} - i_d^*), \alpha_{d1}, \delta_{d1}), \quad (7)$$

$$\begin{cases} \dot{Z}_{d21} = z_{d22} - k_{d12} \text{fal}(\epsilon_d, \alpha_{d2}, \delta_{d2}) + \frac{1}{L_d} u_d, \\ \dot{Z}_{d22} = -k_{d22} \text{fal}(\epsilon_d, \alpha_{d2}, \delta_{d2}), \end{cases} \quad (8)$$

$$\begin{cases} u_{d0} = k_{d0} \text{fal}(\epsilon_{d0}, \alpha_{d0}, \delta_{d0}), \\ u_d = L_d (u_{d0} - z_{d22}). \end{cases} \quad (9)$$

其中: $k_{d1}, \alpha_{d1}, \delta_{d1}$ 为待选参数; i_d^* 为电流 i_d 的参考输入信号; $\epsilon_d = z_{d21} - i_d, k_{d12}, k_{d22}, \alpha_{d2}, \delta_{d2}$ 为待选参数; 系统状态误差 $\epsilon_{d0} = z_{d11} - z_{d21} k_{d0}; \alpha_{d0}, \delta_{d0}$ 也为待选参数. 将式(9)带入式(6)得

$$\dot{i}_d = -\frac{R_s}{L_d} i_d + u_{d0}.$$

为了能够实现直线电动机的线性解耦控制并获取最大的推力电流比,采取 $i_d^* = 0$ 的控制策略。

将电流 i_q 子系统中 $w_2 = \frac{k_1}{L_q} (L_d i_d + \lambda_f) v$ 视为内扰,同理可设计自抗扰控制器为

$$\dot{z}_{q11} = -k_{q1} \text{fal}((z_{q11} - i_q^*), \alpha_{q1}, \delta_{q1}), \quad (10)$$

$$\begin{cases} \dot{Z}_{q21} = z_{q22} - k_{q12} \text{fal}(\epsilon_q, \alpha_{q2}, \delta_{q2}) + \frac{1}{L_q} u_q, \\ \dot{Z}_{q22} = -k_{q22} \text{fal}(\epsilon_q, \alpha_{q2}, \delta_{q2}), \end{cases} \quad (11)$$

$$\begin{cases} u_{q0} = k_{q0} \text{fal}(\epsilon_{q0}, \alpha_{q0}, \delta_{q0}), \\ u_q = L_q (u_{q0} - z_{q22}). \end{cases} \quad (12)$$

其中: $k_{q1}, \alpha_{q1}, \delta_{q1}, k_{q12}, k_{q22}, \alpha_{q2}, \delta_{q2}, k_{q0}, \alpha_{q0}, \delta_{q0}$ 为待选参数; $\epsilon_q = z_{q21} - i_q, \epsilon_{q0} = z_{q11} - z_{q21}$. 为了使直线电动机能够正确跟踪速度指令信号 V^* , 选 $i_q^* = \frac{D}{k_2 \lambda_f} V^*$.

对于转子运动速度子系统,将

$$w_3 = \frac{k_2}{M} (L_d - L_q) i_d i_q - \frac{1}{M} [f_c + (f_s - f_c) e^{-(v/v_s)^2} + B_v v] \text{sgn}(v) - A_1 \sin(\omega s + \varphi) - \frac{1}{M} f_1 + \frac{D}{M} v$$

视为扰动项,其中 $\frac{D}{M} v$ 项为改善速度子系统动态特性而注入的阻尼项. 因电气动态远较机械动态快,在适当选取各待选参数的条件下,可将式(3)中的电流变量 i_d 和 i_q 视为稳态量,并以 $\frac{k_2}{M} \lambda_f i_q$ 作为运转子系统的控制输入项,则可设计运转子系统自抗扰控制器为

$$\dot{z}_{v11} = -k_{v1} \text{fal}((z_{v11} - V^*), \alpha_{v1}, \delta_{v1}), \quad (13)$$

$$\begin{cases} \dot{Z}_{v21} = z_{v22} - k_{v12} \text{fal}(\epsilon_v, \alpha_{v2}, \delta_{v2}) + k_v u_v, \\ \dot{Z}_{v22} = -k_{v22} \text{fal}(\epsilon_v, \alpha_{v2}, \delta_{v2}), \end{cases} \quad (14)$$

$$\begin{cases} u_{v0} = k_{v0} \text{fal}(\epsilon_{v0}, \alpha_{v0}, \delta_{v0}), \\ u_v = \frac{1}{k_v} (u_{v0} - z_{v22}). \end{cases} \quad (15)$$

其中: $k_{v1}, \alpha_{v1}, \delta_{v1}, k_{v12}, k_{v22}, \alpha_{v2}, \delta_{v2}, k_{v0}, \alpha_{v0}, \delta_{v0}$ 为待选参数; $\epsilon_v = z_{v21} - v, \epsilon_{v0} = z_{v11} - z_{v21}, k_v = \frac{k_2 \lambda_f}{M}$. 将转子运转子系统的控制 u_v 为电流 i_q 子系统的参考输入,即令 $i_q^* = u_v$,则可实现稳态时对参考速度 V^* 的正确跟踪. 将控制律(15)代入式(3)有

$$\dot{v} = -\frac{D}{M} v + u_{v,0}. \quad (16)$$

利用这3个一阶ADRC将电机中的耦合项(内扰)与外扰进行了自动补偿,从而实现了直线电机电流环与速度环的解耦. 在仿真过程中需要解决的问题就是3个一阶ADRC参数的调整,可按以下步骤进行:

1) $\delta_{d1}, \delta_{d2}, \delta_{d0}, \delta_{q1}, \delta_{q2}, \delta_{q0}, \delta_{v1}, \delta_{v2}, \delta_{v0}$ 是误差的范围,一般情况都是一些比较小的数,譬如0.001,这可根据实际的需要设定这些参数;

2) $\alpha_{d1}, \alpha_{d2}, \alpha_{d0}, \alpha_{q1}, \alpha_{q2}, \alpha_{q0}, \alpha_{v1}, \alpha_{v2}, \alpha_{v0}$ 为非线性函数 fal 中的指数因子,一般情况取值范围为[0 1];

3) $k_{d1}, k_{d12}, k_{d22}, k_{d0}, k_{q1}, k_{q12}, k_{q22}, k_{q0}, k_{v1}, k_{v12}, k_{v22}, k_{v0}$ 是对系统动态性能和稳态精度影响最大的参数,所以在仿真中应着重调整它们. 这些参数的范围较大,可以按照文中第3部分参数调整规则进行调整。

图7为采用ADRC的整体结构框图。

利用以上3个解耦的子系统进行仿真,其仿真结果见图8~11。

图12到图14为在第2s时,负载从40N增加到1000N时的响应曲线,从图中可以看到采用自抗扰控制器的永磁直线电机的抗干扰能力增强。

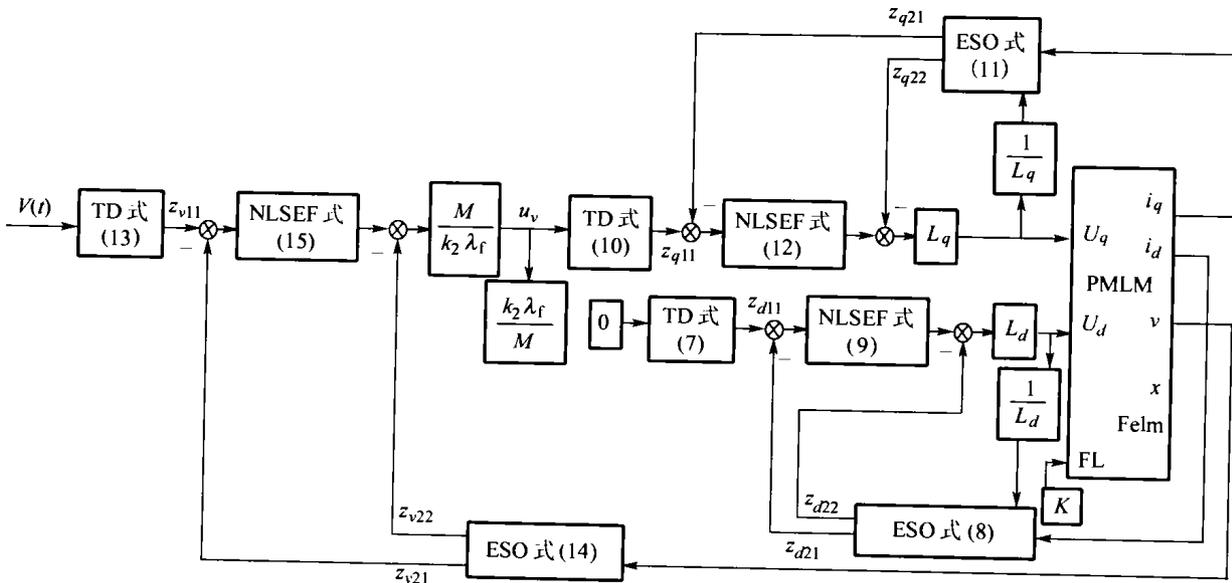


图7 采用ADRC的系统结构框图

Fig. 7 Block diagram of using ADRC

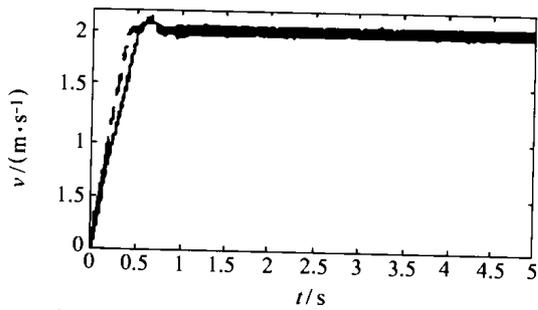


图8 永磁直线电机速度对参考信号的跟踪
Fig. 8 Reference velocity and velocity trajectory

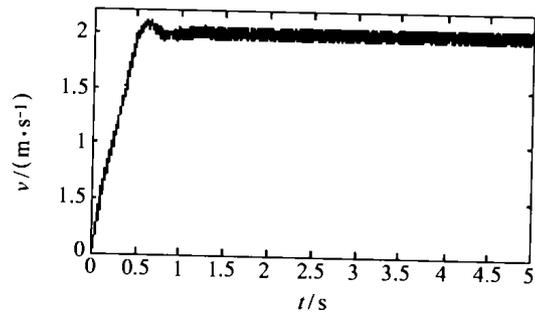


图9 ESO对速度的估计
Fig. 9 Estimate of velocity by ESO

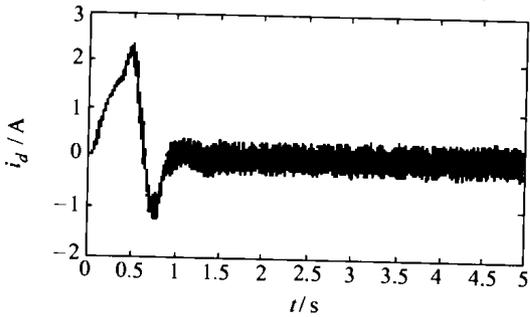


图10 电流id动态
Fig. 10 Motor current id

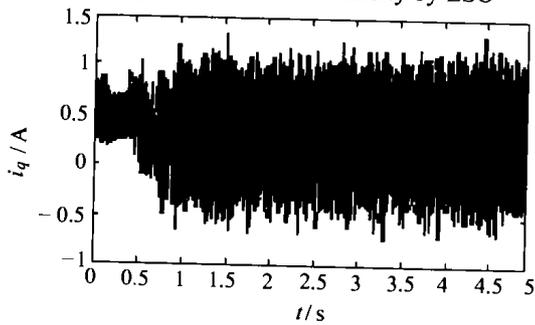


图11 电流iq动态
Fig. 11 Motor current iq

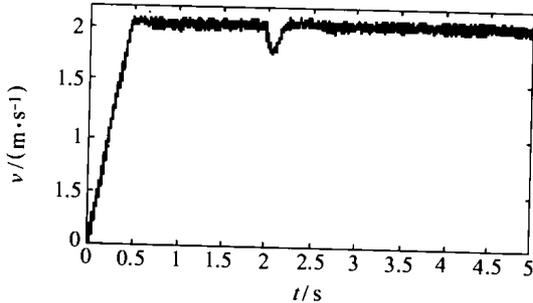


图12 负载变化后的速度响应曲线
Fig. 12 Velocity response waveform when load variation occurs

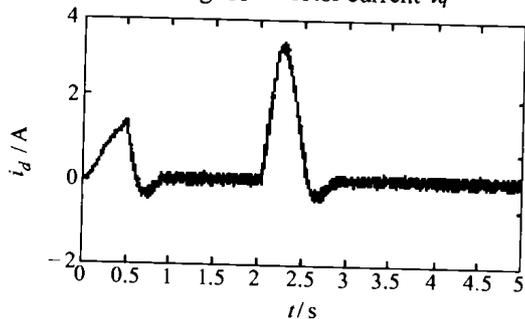


图13 负载变化后电流id动态
Fig. 13 Motor current id when load variation occurs

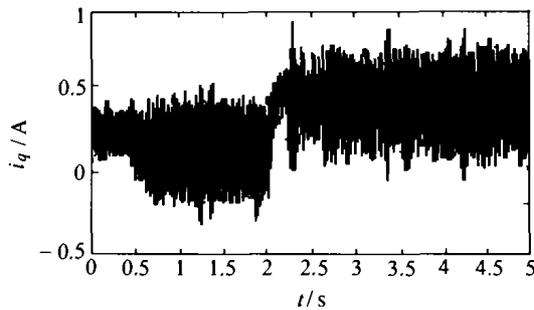


图 14 负载变化后电流 i_q 动态
Fig. 14 Motor current i_q when load variation occurs

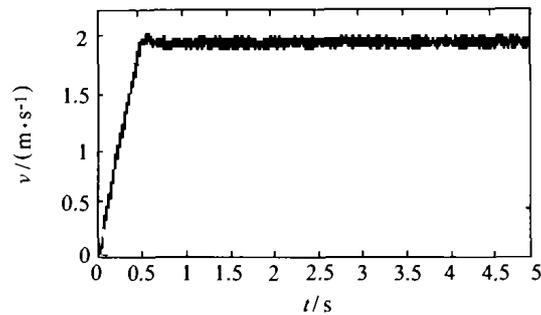


图 15 电阻变化 100% 时的速度跟踪过程
Fig. 15 Reference velocity and velocity trajectory with reluctance variation of 100%

5 结论(Conclusions)

对于具有外扰和内扰作用的永磁直线电机调速系统,利用 ADRC 将系统分解成 3 个一阶自抗扰控制器,从而实现了电机电流环与速度环的精确解耦。同时从采用 PID 控制器和自抗扰控制器的仿真结果也可以看到,采用自抗扰控制器的调速系统对干扰能力加强,系统的动态性能更好,从而显示了自抗扰控制器在有各种干扰情况下控制的优越性。

参考文献(References):

- [1] 陈渊睿. 永磁直线电机的鲁棒滤波与控制[D]. 广州: 华南理工大学, 2002.
(CHEN Yuanrui. *Robust filtering and control of permanent magnet linear motors* [D]. Guangzhou: South China University of Technology, 2002.)
- [2] 钟庆, 吴捷, 徐政. 自抗扰控制器在并联型有源滤波器中的应用[J]. 电力系统自动化, 2002, 26(16): 22-44.
(ZHONG Qing, WU Jie, XU Zheng. Application of the automatic disturbance controller in the shunt active power filter [J]. *Automation of Electric Power Systems*, 2002, 26(16): 22-44.)
- [3] 康忠健, 陈学允. 非线性扩张状态观测器的一种设计方法[J]. 电机与控制学报, 2001, 5(3): 199-203.
(KANG Zhongjian, CHEN Xueyun. A design method of nonlinear extension state observer [J]. *Electric Machines and Control*, 2001, 5(3): 199-203.
- [4] 韩京清, 王伟. 非线性跟踪-微分器[J]. 系统科学与数学, 1994, 14(2): 177-183.
(HAN Jingqing, WANG Wei. Nonlinear tracking-differentiator [J]. *J of Systems Science and Mathematical Sciences*, 1994, 14(2): 177-183.)
- [5] 韩京清, 张荣. 二阶扩张状态观测器的误差分析[J]. 系统科学与数学, 1999, 19(4): 455-471.

- (HAN Jingqing, ZHANG Rong. Error analysis of the second order ESO [J]. *J of Systems Science and Mathematical Sciences*, 1999, 19(4): 455-471.)
- [6] 张荣, 韩京清. 串联型扩张状态观测器构成的自抗扰控制器[J]. 控制与决策, 2000, 15(1): 122-124.
(ZHANG Rong, HAN Jingqing. Auto-disturbances rejection controller constructed by cascade extended state observer [J]. *Control and Decision*, 2000, 15(1): 122-124.)
- [7] 余涛, 沈善德, 李东海, 等. 汽轮发电机组汽门开度和励磁系统的自抗扰综合控制[J]. 电力系统自动化, 2003, 27(3): 36-41.
(YU Tao, SHEN Shande, LI Donghai, et al. Nonlinear coordinated auto-disturbance-rejection governor and excitation controller for synchronous generators [J]. *Automation of Electric Power Systems*, 2003, 27(3): 36-41.)
- [8] TAN K K, HUANG S N. Robust adaptive numerical compensation for friction and force ripple in permanent-magnet linear motors [J]. *IEEE Trans on Magnetics*, 2002, 38(1): 221-228.
- [9] 冯光, 黄立培, 朱东起. 异步电机的新型非线性自抗扰控制器的研究[J]. 清华大学学报, 1999, 39(3): 30-33.
(FENG Guang, HUANG Lippei, ZHU Dongqi. Nonlinear control algorithm for induction motors [J]. *J of Tsinghua University*, 1999, 39(3): 30-33.)

作者简介:

雷春林 (1979—), 女, 华南理工大学电力学院 2001 级控制理论与控制工程专业研究生, 主要研究方向为直线电机的先进控制技术, E-mail: leichunlin@21cn.com;

吴捷 (1937—), 男, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为非线性控制、自适应控制和电力系统自动化;

陈渊睿 (1969—), 男, 博士, 主要从事自适应控制、鲁棒控制和电机与电力电子装置的控制研究;

杨金明 (1962—), 男, 博士, 副教授, 主要从事非线性控制、人工智能与交流传动系统研究。