

基于多项式插值测速和 LADRC 的 开关磁阻电机调速控制*

余文涛, 程国扬

(福州大学 电气工程与自动化学院, 福建 福州 350108)

摘要: 开关磁阻电机(SRM)时变非线性的特点使其精确的数学模型较难建立, 当内外扰动较大时, 传统 PID 控制器难以达到良好的控制性能。为了解决上述问题, 采用线性自抗扰控制(LADRC)方法设计了 SRM 调速控制器。将非线性模型的不确定性和负载突然变化等合并作为一个总扰动, 设计线性扩张状态观测器对扰动进行估计并进行补偿。采用二阶 Lagrange 插值多项式去逼近电机位置轨迹, 从而计算得到瞬时速度, 当电机进行导通角度控制时, 依据瞬时速度估算转子位置进行控制。仿真对比表明, LADRC 优于传统 PID 控制器。在 DSP28335 上对 6/4 SRM 进行了控制试验。结果表明, LADRC 配合二阶 Lagrange 测速算法能较好地实现电机的提前开通和关断的角度位置控制。

关键词: 开关磁阻电机; 线性自抗扰控制; 扩张状态观测器; 多项式插值; 瞬时速度

中图分类号: TP 273; TM 381 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-6540(2020)12-0017-08

doi: 10.12177/emca.2020.148

Speed Control of Switched Reluctance Motor Using Polynomial Interpolation Speedometer and LADRC*

YU Wentao, CHENG Guoyang

(College of Electrical Engineering and Automation, Fuzhou University, Fuzhou 350108, China)

Abstract: Due to the time-varying nonlinear characteristic of switched reluctance motor (SRM), it is difficult to establish an accurate mathematical model. When the internal and external disturbances are large, the traditional PID controller cannot meet the requirement of high control performance. To solve these problems, a linear active disturbance rejection control (LADRC) method is used to design the speed controller of SRM. The uncertainty of the nonlinear model and the sudden change of load are synthesized as a total disturbance, and a linear extended state observer is designed to estimate and compensate the disturbance. A second-order Lagrange polynomial interpolation is used to approximate the position trajectory of SRM, thus the instantaneous speed can be calculated. The rotor position is estimated according to the instantaneous speed while SRM is operated under the conduction angular control mode. The simulation result shows that the LADRC controller is superior to the traditional PID controller. Finally, real-time control experiment of a 6/4 SRM is carried out using a DSP28335 board. The results show that the LADRC combined with the second-order Lagrange interpolation speedometer can realize the conduction angular control of SRM with early on/off operation.

Key words: switched reluctance motor (SRM); linear active disturbance rejection control (LADRC); extended state observer; polynomial interpolation; instantaneous speed

收稿日期: 2020-07-26; 收到修改稿日期: 2020-09-15

* 基金项目: 国家自然科学基金项目(51977040)

作者简介: 余文涛(1984—), 男, 博士研究生, 研究方向为电力传动控制。

程国扬(1970—), 男, 博士, 教授, 博士生导师, 研究方向为控制工程与自动化、电气传动系统。(通信作者)

0 引言

开关磁阻电机(SRM)具有结构简单、控制灵活、起动转矩大、调速范围广等优点^[1]。由于采用双凸极结构,其磁路易饱和,同时采用脉冲电流供电的方式,使其具有严重的非线性特点^[2]。在SRM控制上,由于传统PID控制的结构和参数限制,不能较好地适应内外扰动的变化,其抗干扰能力较差,无法满足高质量的控制要求。因此,一些较为先进的控制方法已应用于SRM控制。比如支持向量机建模^[3]、神经网络控制^[4-6]、遗传算法优化^[7]、模糊逻辑控制^[8-10],这些算法可以用于抑制SRM转矩脉动,实现高性能控制,但算法设计较为复杂,计算难度大,阻碍了工程上的推广应用。自抗扰控制(ADRC)不需要知道被控对象的精确数学模型就能够获得高性能控制^[11-12],可以实现对系统外部和内部扰动的自动观测,用非线性误差反馈进行补偿,误差收敛速度快,具有较强的鲁棒性。但ADRC参数多,参数整定复杂,其广泛应用也有较大困难。文献[13]提出线性自抗扰控制(LADRC)的方法,是一种利用带宽将ADRC线性化的方法,最大的特点是减少了参数数量,让参数整定更为容易,同时兼具ADRC的高性能控制,更适合工程化应用。

SRM需要进行换相控制^[14]。为了满足起动和低速性能以及为使电机具有正反转功能,光电传感器的安装位置较为固定,其只能提供电机电感量在最高和最低时候的转子位置信息,无法提供实时位置信息。在低速运行时,由于旋转电动势小, di/dt 的值大,且电感上升和下降的时间均较长,因此在低速时可以采用光电传感器的信号控制功率MOSFET的开通和关断来进行换相;在中高速运行时,在电机换相的开通时刻,此时由于电机电感上升较快,若还是以光电传感器的信号来开通功率器件,会导致电机相电流难以快速建立,进而输出转矩不能有效增大,严重影响了电机控制性能,在电机换相的关断时刻,电机很快进入电感下降区,若此时还有相电流存在,电机将进入发电状态,并产生制动转矩,将削弱整体的正向动力转矩,使得电机性能进一步下降。因此,电机运行在中高速时,需要对功率开关进行角度位置控制(APC)来提高电机的中高速性能。为了得到转

子的角位置,本文采用二阶Lagrange插值多项式测速^[15]算法来计算电机的瞬时速度,进而估计转子的位置,并与LADRC控制结合起来,在中高速进行角度位置控制。为了验证该算法,先采用Simulink进行了电机控制仿真,仿真结果表明LADRC的控制性能优于传统PID控制。随后采用基于28335DSP的控制板对6/4SRM进行了试验研究,试验结果表明采用LADRC结合Lagrange插值多项式测速算法设计的控制器可以使SRM的控制性能得到较大提高。

1 SRM 数学模型

根据KVL列写SRM第 k 相绕组的电压平衡方程^[2]:

$$U_k = R_k i_k + \frac{d\Psi_k(i_k, \theta)}{dt} \quad (1)$$

式中: U_k 为 k 相绕组两端电压; R_k 为 k 相绕组电阻; i_k 为 k 相绕组电流; Ψ_k 为 k 相绕组的磁链; θ 为转子的机械角位置。

第 k 相绕组磁链方程为

$$\Psi_k(i_k, \theta) = L_k(i_k, \theta) i_k \quad (2)$$

式中: L_k 为 k 相绕组电感。

由于SRM磁路具有严重的非线性,电磁转矩一般应根据磁共能进行计算:

$$T_{ek}(\theta, i_k) = \frac{\partial W_k(\theta, i_k)}{\partial \theta} \quad (3)$$

式中: $W_k(\theta, i_k)$ 为对应绕组的磁共能, $W_k(\theta, i_k) = \int_0^{i_k} \psi_k(i, \theta) di$ 。

电机的机械运动方程为

$$J \frac{d^2 \theta}{dt^2} + k_f \frac{d\theta}{dt} + T_L = \sum_k T_{ek} \quad (4)$$

式中: J 为电机的转动惯量; k_f 为电机的黏滞摩擦系数; T_L 为负载转矩。

由SRM电磁转矩产生的原理可知,转子的凸极结构使得气隙不均匀而造成电机 d 、 q 轴电感量不同,磁阻转矩是由电机转子运动使气隙磁导发生变化而产生的,因此相电感随转子位置角变化是SRM固有的特点。在电机的非线性模型中电感 L_k 是位置 θ 和电流 i_k 的函数,相电感 $L_k(i_k, \theta)$ 不仅与转子位置角 θ 有关还与相电流 i_k 有关,这使得相绕组磁链 Ψ_k 呈现非线性,同时电机磁路

极易饱和,因此较难准确建立 SRM 的数学模型。

2 控制系统设计

2.1 控制器组成

本文设计的电机控制器采用速度电流双闭环结构,其中速度环作为外环,采用 ADRC 控制;电流环采用 PID 设计,由于电流环带宽远高于速度环,采用 PID 控制律的电流环可简化设计同时不影响性能。本文主要进行速度环控制器的设计和比较分析。

2.2 一阶 LADRC 基本结构

本文速度环采用一阶 LADRC,其基本结构如图 1 所示^[12]。主要由线性扩张状态观测器(LESO)和反馈控制律 2 部分组成。LESO 的输入是系统控制量 u 和系统的实际输出 y ,其输出为观测值 z_1, z_2 分别对应被控对象输出 y 的观测值和总扰动 d 的观测值。 r 是系统给定, b_0 是系统增益的标称值, k_c 是比例增益线性控制律。

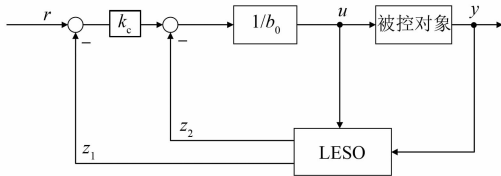


图 1 LADRC 基本结构

2.3 LADRC 控制律设计

根据 SRM 的机械运动方程,其速度环可用一阶系统模型来表示:

$$\dot{y} = ay + g + w + bu \quad (5)$$

式中: y 是被控系统输出; u 是控制量输入; b 是控制增益,且 b 有标称值 b_0 ; g 是模型不确定因素; w 是系统外部扰动; a 是模型参数,当模型参数未知时, ay 和 g 一起被视为系统的内部扰动。

将式(5)改写为

$$\dot{y} = d + b_0 u \quad (6)$$

其中, $d = ay + g + w + (b - b_0)u$, 表示由内部不确定性和外部扰动合在一起的总扰动,扩张状态观测器^[12]用来观测总扰动的值。

令 $\mathbf{x} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y \\ d \end{bmatrix}$, 假设未知扰动 d 可微,且

$h = \dot{d}$, 得增广状态空间方程为

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}u + \mathbf{E}h \\ \mathbf{y} = \mathbf{C}\mathbf{x} \end{cases} \quad (7)$$

其中: $\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$, $\mathbf{B} = \begin{bmatrix} b_0 \\ 0 \end{bmatrix}$, $\mathbf{E} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}$, $\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix}$ 。

基于式(7),可设计一个 LESO 如下:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{z}} = \mathbf{A}\mathbf{z} + \mathbf{B}u + \mathbf{L}(y - \hat{\mathbf{y}}) \\ \hat{\mathbf{y}} = \mathbf{C}\mathbf{z} \end{cases} \quad (8)$$

式中: $\mathbf{z}$ 为观测器的状态向量; $\hat{\mathbf{y}}$ 为 LESO 输出; $\mathbf{L}$ 为观测器增益矩阵。

将式(8)整理写为

$$\dot{\mathbf{z}} = (\mathbf{A} - \mathbf{L}\mathbf{C})\mathbf{z} + \mathbf{B}u + \mathbf{L}y \quad (9)$$

若选择观测器的期望特征值多项式为 $(s + \omega_o)^2$, 则有:

$$|s\mathbf{I} - (\mathbf{A} - \mathbf{L}\mathbf{C})| = (s + \omega_o)^2 \quad (10)$$

式中: $\mathbf{I}$ 为单位矩阵; ω_o 为观测器带宽。

从式(10)可得观测器增益矩阵为

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} 2\omega_o \\ \omega_o^2 \end{bmatrix} \quad (11)$$

此处的观测器增益矩阵仅与观测器带宽相关,如果调整合适的增益,观测器将会得到收敛: $z_1 \rightarrow y, z_2 \rightarrow d$ 。

若能快速追踪到 d 并进行补偿,就可以实现 LADRC 的高性能控制。如果观测值 z_2 能准确跟踪 d , 控制器可被设计成:

$$u = \frac{-z_2 + u_0}{b_0} \quad (12)$$

式中: u_0 是标称控制量。

如果 z_2 的估计误差很小,则被控系统退化为一个单位增益的积分器:

$$\dot{y} = (d - z_2) + u_0 \approx u_0 \quad (13)$$

这时可以采用线性状态误差反馈控制律来设计和简化 LADRC 控制器。由于 LESO 能够实时估计并补偿外部与内部扰动,常规的积分作用可省去,则控制器得以进一步简化为比例增益线性控制律:

$$u_0 = k_c(r - z_1) \quad (14)$$

式中: r 是输入给定信号; k_c 是控制器增益,需要选取合适的 k_c 来使系统稳定。

由式(13)和式(14)可得闭环传递函数为

$$G_c(s) = \frac{k_c}{s + k_c} \quad (15)$$

根据文献[13],可选取: $k_c = \omega_c$, $\omega_c > 0$ 是控制器带宽。

则系统的特征方程为

$$\lambda(s) = (s + \omega_c) \quad (16)$$

由以上分析可知, LADRC 引入带宽的概念, 使其控制参数的配置问题简化为观测器带宽 ω_o 和控制器带宽 ω_c 的选取, 极大降低了调参难度, 使其更容易工程化应用。

2.4 LADRC 参数整定

由上述分析可知, LADRC 只需整定观测器带宽 ω_o 和控制器带宽 ω_c , 两者可独立调整。增益 b_0 对系统的动态性能也有影响, 因此需要调整的参数有 3 个: ω_o 、 ω_c 、 b_0 。根据实际工程经验总结, LADRC 系统调参的步骤可归纳为^[16]:

步骤 1: 对于难以建立数学模型的对象, 利用“时间尺度”模型辨识方法^[17]初步选取增益 b_0 ; 对于模型已知的被控对象, 可根据模型直接确定增益 b_0 。

步骤 2: 选定 ω_o 、 ω_c 初值, 保持 ω_c 不变, 逐渐增加 ω_o , 使得噪声的影响越来越大, 直到难以满足系统的要求时停止。

步骤 3: 逐渐增加 ω_c , 当噪声的影响导致系统输出有波动时, 减小 ω_o , 接着再逐渐增加 ω_c , 如此反复进行, 直至达到预定的控制要求。

步骤 4: 当噪声的影响使调节 ω_o 、 ω_c 均无法满足控制要求时, 可在 LESO 输入端增加滤波器, 再转至步骤 3。

步骤 5: 系统在动态跟踪过程中若出现过大幅振荡需要适当调整 b_0 。

步骤 6: 调参时, 若出现控制量深度饱和, 需要安排过渡过程来消除此现象, 此时可根据第 1 步辨识得到的被控对象时间尺度来设计 LADRC 的跟踪微分器。

2.5 电机瞬时转速估计

光电位置传感器不仅可以用来检测电机换相时刻, 而且还可以用来估计电机的速度, 现在使用较多的是 M 法、T 法或者 M/T 法及其改进的其他方法, 这些方法获得的均是对应时间段的平均速度, 而不是瞬时速度。由于 SRM 的光电位置传感器只提供换相时刻的位置信号, 其位置分辨率很低, 导致在大多数的控制周期内存在无法检测到新位置信号的情况, 在这种情况下依然采用平均

值算法必然导致较大的速度检测误差, 尤其在电机的中高速区间, 需要用速度来估计转子位置从而进行导通角度控制时, 这种用平均值来计算转速的方法使电机的控制性能进一步降低。

文献[15]提出一种利用 Lagrange 插值多项式进行瞬时速度估计的方法, 可以解决和改善上述问题。考虑将电机的位置轨迹近似为一个以时间 t 为自变量的二阶函数, 若知道其在 3 个时刻 t_0 、 t_1 、 t_2 的函数值分别为 $f(t_0)$ 、 $f(t_1)$ 、 $f(t_2)$, 则电机位置函数对应的二阶 Lagrange 插值多项式为

$$\begin{aligned} \tilde{f}(t) = & \frac{(t-t_1)(t-t_2)}{(t_0-t_1)(t_0-t_2)}f(t_0) + \\ & \frac{(t-t_0)(t-t_2)}{(t_1-t_0)(t_1-t_2)}f(t_1) + \frac{(t-t_0)(t-t_1)}{(t_2-t_0)(t_2-t_1)}f(t_2) \end{aligned} \quad (17)$$

求其关于时间 t 的导数, 得:

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{f}}(t) = & \frac{2t-t_0-t_2}{(t_1-t_0)(t_1-t_2)}[f(t_1)-f(t_0)] + \\ & \frac{2t-t_0-t_1}{(t_2-t_0)(t_2-t_1)}[f(t_2)-f(t_0)] \end{aligned} \quad (18)$$

式(17)、式(18)中, 若 t_0 、 t_1 、 t_2 是离当前时刻 t 最近的 3 个导通或者关断的换相时刻, $f(t_0)$ 、 $f(t_1)$ 、 $f(t_2)$ 是对应的转子位置, 则由光电位置传感器的特性可知, 这 3 个时间点所对应位置增量是相同的机械角度 θ_d , 即:

$$f(t_2) - f(t_1) = f(t_1) - f(t_0) = \theta_d \quad (19)$$

令 $\Delta t_1 = t_1 - t_0$, $\Delta t_2 = t_2 - t_1$, $\Delta t_3 = t - t_2$, 则可利用式(18)来估计此时的瞬时速度 (r/min):

$$\begin{aligned} v = & \frac{60 \cdot \theta_d}{360} \cdot \\ & \left[-\frac{2\Delta t_3 + \Delta t_2 + \Delta t_1}{\Delta t_1 \cdot \Delta t_2} + \frac{2(2\Delta t_3 + 2\Delta t_2 + \Delta t_1)}{(\Delta t_1 + \Delta t_2) \cdot \Delta t_2} \right] = \\ & \frac{\theta_d}{6} \cdot \left[\frac{2(2\Delta t_3 + 2\Delta t_2 + \Delta t_1)}{(\Delta t_1 + \Delta t_2) \cdot \Delta t_2} - \frac{2\Delta t_3 + \Delta t_2 + \Delta t_1}{\Delta t_1 \cdot \Delta t_2} \right] \end{aligned} \quad (20)$$

式中: Δt_1 、 Δt_2 为由 DSP 的 eCAP 捕获模块获得的在此刻之前最新 2 个位置事件对应的时间段; Δt_3 为当前时刻距上次位置事件经历的时间。

分母中的 360 为电机转一圈的机械角度; 分子中的 60 是为了将转速单位 r/s 转换成 r/min; 对于 6/4 SRM, $\theta_d = 15^\circ$, 该角度取值由电机本体结

构来决定。电机能够准确估计到瞬时速度,为高速区段的导通角度控制提供了很好的保障。

3 仿真和试验分析

3.1 仿真分析

3.1.1 仿真模型参数

采用 MATLAB/Simulink 建立仿真模型,如图 2 所示。仿真对象的模型参数和 LADRC 控制器参数:定子齿数 $N_s=6$,转子齿数 $N_r=4$; 供电直流电

压为 200 V,额定功率 $P=3\text{ kW}$,电机相绕组电阻 $R=0.8\text{ }\Omega$,电机额定转速 3 000 r/min,系统转动惯量 $J=0.001\text{ kg}\cdot\text{m}^2$,电机黏滞系数 $k_t=0.000\text{ 5 N}\cdot\text{m}/(\text{rad/s})$;观测器带宽 $\omega_o=400$,控制器带宽 $\omega_c=22$,系统增益 $b_0=990$;参加对比的 PID 参数 $k_p=0.1$, $k_i=0.06$,使其起动时快速且超调,稳态运行时满足控制要求。通过仿真验证 LADRC 控制性能,分别进行了电机起动、突加负载、给定转速跳变的仿真试验,并与 PID 控制效果进行了对比。

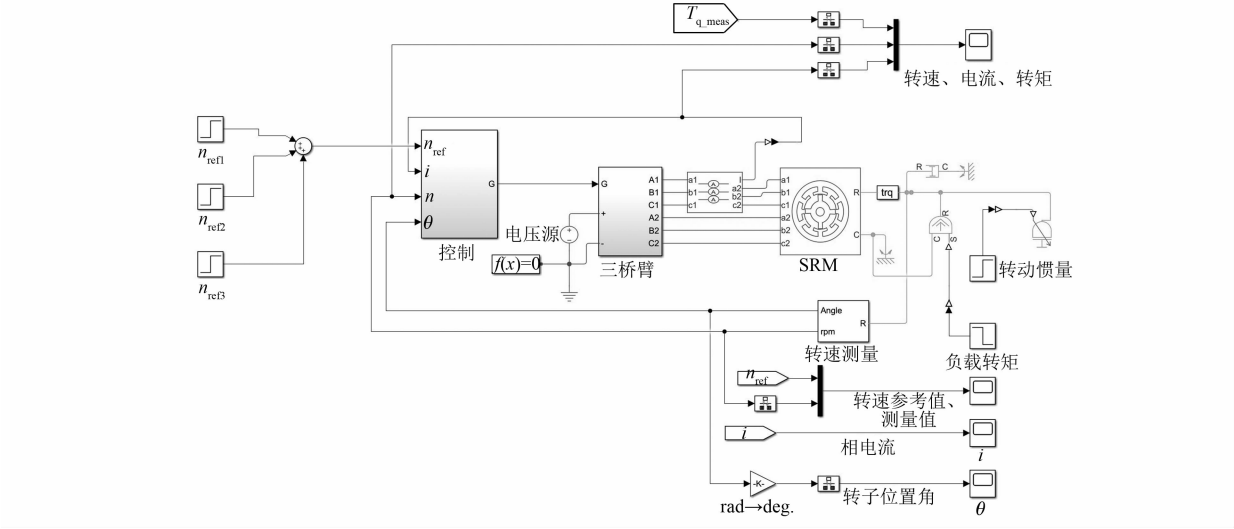


图 2 仿真模型图

3.1.2 电机起动仿真结果

图 3~图 5 所示为电机起动时, LADRC 和 PID 控制的速度、转矩对比以及 LADRC 电流波形。目标转速 3 000 r/min,由仿真曲线可看出, LADRC 控制的起动时间为 0.04 s, PID 控制的起动时间为 0.07 s;起动过程完成后,进入稳速状态,在此状态下, LADRC 控制的转速波动约为 0.3%~0.5%, PID 控制下转速波动约为 0.8%~1.2%;与 PID 控制相比, LADRC 控制使得电机起动时间较短且平稳,起动转矩较大,电机能够较快地进入稳定状态。

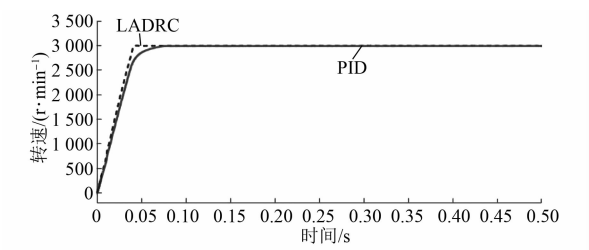


图 3 起动时速度对比

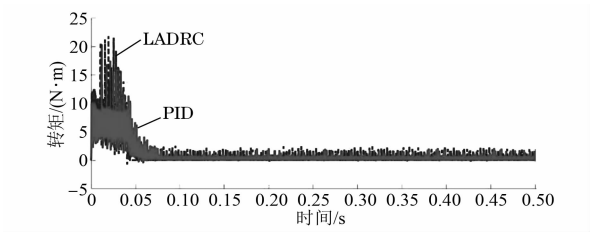


图 4 起动时转矩对比

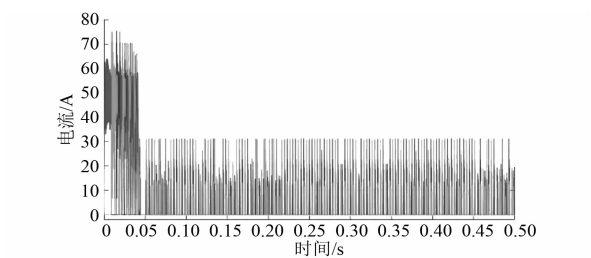


图 5 起动时 LADRC 控制下的电流

3.1.3 抗扰动仿真结果

图 6~图 8 所示为在 3 000 r/min 转速下,验证电机在 0.5 s 时突加 2 N·m 负载,其转速、转矩

以及电流的变化曲线。可以看出,LADRC 的恢复时间为 0.05 s,转速变化约为 1.2%;PID 突加负载的恢复时间为 0.1 s,转速变化约为 1.5%。由此可见,LADRC 在负载扰动下转速变化更小,恢复时间更快,比 PID 具有更好的动态性能。

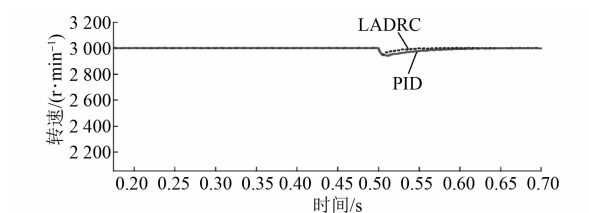


图6 突加负载时转速变化对比

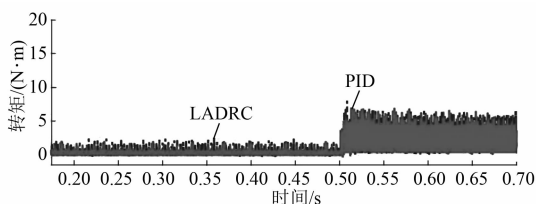


图7 突加负载时转矩变化对比

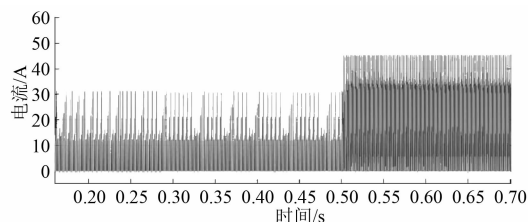


图8 突加负载时 LADRC 控制下的电流

3.1.4 转速跟随仿真结果

图9所示为转速跟随的仿真结果。给定转速在0.3 s从3 000 r/min跳变到4 000 r/min,然后在0.45 s时再上升到5 000 r/min,结果显示:给定转速突加1 000 r/min,LADRC控制下的转速在约0.015 s达到新的稳定转速,基本无超调;在PID控制下转速可以在约0.05 s达到新的稳定转速。由此可见,LADRC使速度响应更快,转速波动更小,转速跟随性能更好。

3.2 调速控制试验

3.2.1 试验参数和试验设备

(1) 电机本体参数。采用6/4 SRM,额定电压50 V,功率200 W, $L_{\min}=90$ mH, $L_{\max}=150$ mH,相电阻 $R=1.2\ \Omega$,功率电路采用不对称半桥结构,在28335DSP控制平台上按导通角度控制模式进

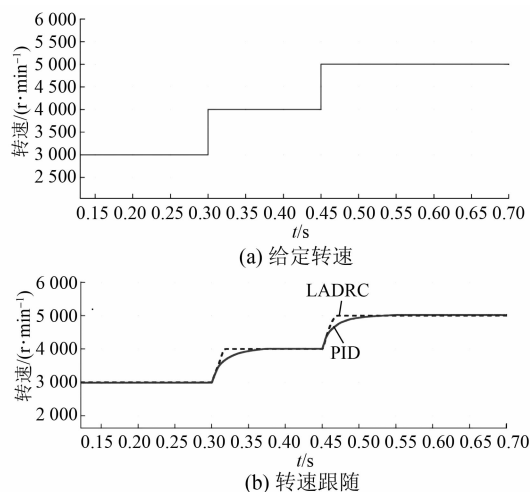


图9 转速跟随仿真结果

行了调速控制试验,试验设备如图10所示。



图10 试验设备

(2) 控制器参数。本文主要设计速度环主控制器,所有参与比较的控制器电流环均采用PID控制律,仅存在速度环控制器的差异。

本文中采用的LADRC的控制参数: $\omega_o=90$, $k_c=2.5$, $b_0=550$ 。

3.2.2 试验方法

由文献[2]可知,SRM的关断角度必须满足如下关系才能保证续流电流在相电感有效工作段内衰减为零:

$$\theta_{\text{off}} < \frac{1}{2}(\theta_{\text{on}} + \theta_3) \quad (21)$$

式中: θ_{off} 为关断角度; θ_{on} 为开通角度; θ_3 为转子位置在 $L_{\max}$ 处时,即电机电感量最大值时对应的机械角度。

当以转子凹槽与定子凸极中心线重合处为参考零度时,6/4 SRM的 $\theta_3 \approx 45^\circ$,因此可以合理设定 θ_{on} 和 θ_{off} 值使电机达到一个较好的控制状态。当

确定好 θ_{on} 和 θ_{off} 后,在控制时就需要对转子位置进行实时估计,转速测量的准确与否会对系统控制性能造成较大的影响。在给定转速 3 000 r/min 时,通过 LADRC 控制与二阶 Lagrange 插值多项式测速算法相配合与 PID 控制下的平均值测速方法进行了对比。分别设计了 3 组(5 个)试验:

步骤 1:采用 PID 与平均值计算转速的方法进行无角度位置控制的试验。

步骤 2:令 $\theta_{on}=0^\circ$,则 $\theta_{off}<22.5^\circ$,则可取 $\theta_{off}=22^\circ$,进行了 LADRC+Lagrange 转速算法与 PID+平均值转速算法的对比试验(此工况下, θ_{off} 的关断时间应为转子位置脉冲上升沿后的 1.22 ms)。

步骤 3:令 $\theta_{on}=-7^\circ$,则 $\theta_{off}<19^\circ$,则可取 $\theta_{off}=18^\circ$,进行了 LADRC+Lagrange 转速算法与 PID+平均值转速算法的对比试验(此工况下, θ_{off} 的关断时间应为位置脉冲上升沿后的 1 ms, θ_{on} 的开通时间应为位置脉冲上升沿前的 385 μ s)。

3.2.3 平均速度和瞬时速度实际对比波形

图 11 所示为电机运行于 3 000 r/min 时,通过 CCS-V9 中的 DLOG 波形采集器实时采集到的转速波形。由图 11 可知,拉格朗日算法得到的瞬时速度和平均值算法得到的平均转速,有较大的差别。这是 SRM 本身的转矩脉动较大造成的。为了减小转矩脉动,试验用 6/4 SRM 采用微步控制策略,导通励磁顺序为:A-AB-B-BC-C-CA-A,旋转一周步进 24 次,每次步距角为 15° ,与 A-B-C-A 单相依次导通相比,微步控制策略的步距角减小了一半,使换相时的转矩脉动得到了抑制。但由于 SRM 本身固有的特点,采用微步细分控制的方法并无法完全抑制其转矩脉动,而且步距角分得越细控制难度也随之加大^[18]。在无法消除转矩脉动对速度控制带来的影响下,Lagrange 测速算法得到的波形恰好验证了在 SRM 转矩脉动的作用下,其速度随着转矩的波动而波动,体现了速度的瞬时性,而平均值算法得到的平均速度对转速有较大成分的滤波,因而在进行 APC 控制时,依据瞬时速度来估计转子位置更加准确。

3.2.4 控制试验

试验中,利用示波器来捕捉信号波形。示波器光标的水平线表示电流,用来展示电机进入电感下降区时的电流值,此时若电流不为零,电机将产生制动力矩;光标的竖直线表示时间,用来标示

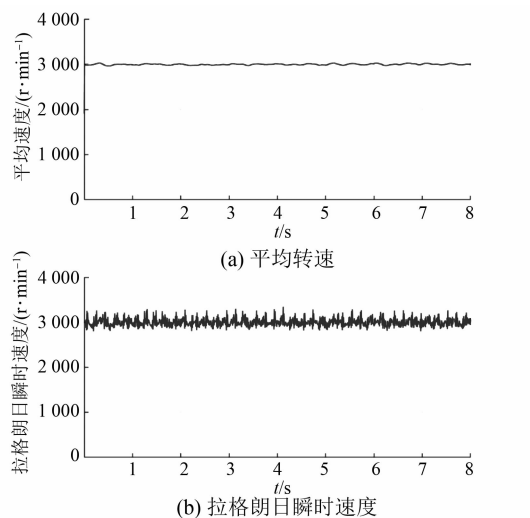


图 11 平均速度和拉格朗日瞬时速度实际波形

电机提前开通或提前关断的时间,并用于与前面设定的导通/关断时间(角度)进行比较,从而判断控制性能的优劣。

(1) 无提前开通与提前关断控制。图 12 所示为采用 PID+平均值测速方法进行无角度位置控制时的电流波形和对应的转子位置信号。从图 12 可以看到,转子位置的光电传感脉冲变为低电平时,电机电感开始进入下降区,此时才开始关断功率电路,因为电感电流续流需要时间,不能马上关断为零,所以此时电机会产生制动转矩。图 12 中在关断时刻电流值达到 2.08 A,将严重影响电机性能,并使得电机效率下降。

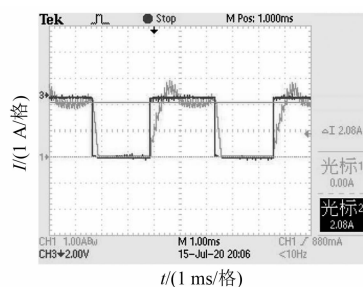


图 12 无提前开通和提前关断控制

(2) PID+平均值测速算法+提前关断。图 13 所示为 PID+平均值测速算法下,提前关断的电流波形和位置脉冲。当电感进入下降区时,电流下降到 1.24 A,与没有进行角度位置控制的情形相比,电机效率和本体发热将有一些改善。但是从示波器中可以看到,功率电路关断的时刻滞后,其

关断时间明显大于 1.22 ms,说明此时的转速测量不准确,实际转速高于测量转速,导致关断不及时,有部分电流进入电感下降区。

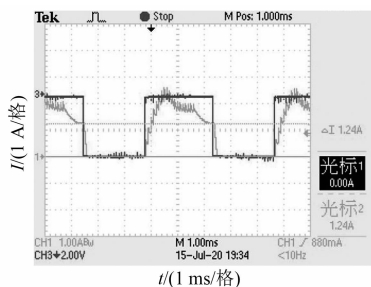


图 13 PID+平均值测速算法下的提前关断

(3) LADRC+Lagrange 测速算法+提前关断。图 14 所示为 LADRC+Lagrange 测速算法下,提前关断的电流波形和位置波形。当电感进入下降区时,电流已下降到 0.68 A,与 PID+平均值测速算法相比,效果明显地改善很多,虽然在电感下降区还有电流存在,但很快就衰减为零。由示波器秒格也可以观察到,其关断时间约等于 1.22 ms,说明转速测量与控制的较为精准。

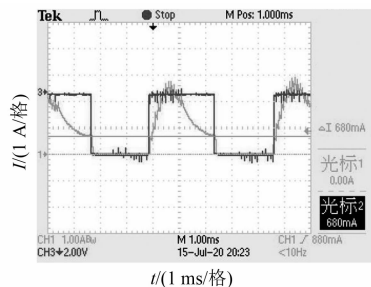


图 14 LADRC+Lagrange 测速算法的提前关断

(4) PID+平均值测速算法+提前导通和关断。如图 15 所示,PID+平均值测速算法下的提前导通时间只有 120 μ s,给定的命令是要求提前 7°即 385 μ s,实际只提前了约 2°,在提前关断上也明显大于 1 ms,没有达到预期的控制效果。

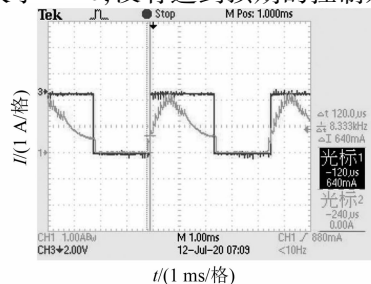


图 15 PID+平均值测速算法的提前导通和提前关断

(5) LADRC+Lagrange 测速算法+提前导通和关断。如图 16 所示,LADRC+Lagrange 测速算法下的提前导通时间是 400 μ s,与给定命令(提前 7°,即 385 μ s)相差较小,同时其电流上升幅度明显比 PID+平均值测速算法要大,提前关断的时间约为 1 ms,达到预期的控制效果。

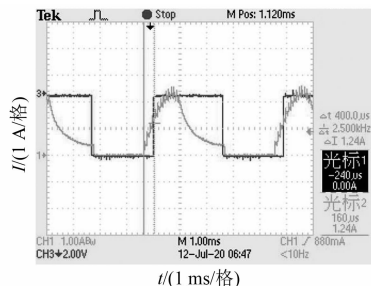


图 16 LADRC+Lagrange 测速算法下的提前导通和提前关断

4 结 语

采用 LADRC 与二阶 Lagrange 插值多项式测速算法相结合的方法使得 SRM 的控制在不依赖控制对象准确数学模型的基础上,控制性能得到了较大的提高,这种控制方法尤其适用于 SRM 的导通角度控制模式。仿真和试验结果表明这二者结合的控制算法具有较好的鲁棒性和适应性。

【参考文献】

- [1] AHN J, LUKMAN G F. Switched reluctance motor: research trends and overview [J]. CES Transactions on Electrical Machines and Systems, 2018, 2(4): 339.
- [2] 王宏华. 开关磁阻电动机调速控制技术 [M]. 2 版. 北京:机械工业出版社, 2014.
- [3] 宋建成, 郑建斌, 曲兵妮, 等. 开关磁阻电机的最小二乘支持向量机建模与仿真 [J]. 电机与控制学报, 2010, 14(5): 32.
- [4] 孙利宏, 赵永生, 李存贺, 等. 基于预处理 BP 神经网络的开关磁阻电机建模 [J]. 电机与控制应用, 2019, 46(3): 64.
- [5] GAO S, CAI Y. Design and simulation of flux identification based on RBF neural network for induction motor [C] // 2010 International Conference on Computer Application and System Modeling (ICCSM 2010), 2010.

(下转第 48 页)

子磁链位置角波形图,从磁链位置角的波形也可看出,电机运行速度稳定无抖动。电机三相电流波形较为平滑,能体现出正弦度及 120° 相位差,确保了最终电机推力能保持在稳定值。

5 结 语

本文详细推导了 LVPM 电机的数学模型,分析了开绕组 LVPM 电机系统的结构特点,提出了基于 SVPWM 的开绕组 LVPM 电机直接推力控制策略和目标矢量解耦控制方法,并利用仿真软件搭建电机模型进行仿真验证。对比了基于 SVPWM 直接推力控制下 LVPM 电机和传统 SVPWM 控制下单逆变器驱动 LVPM 电机的带载能力和响应速度。试验结果表明,基于 SVPWM 直接推力控制策略和开绕组拓扑结构具有稳定精度高、推力脉动小、响应速度快、带载能力强、直流母线电压利用率高的优点。

【参考文献】

- [1] 付东学,赵希梅. 永磁直线同步电机自适应非奇异快速终端滑模控制[J]. 电工技术学报, 2020, 35(4): 717.
- [2] 殷红梅,姜海林,汪木兰,等. 基于直接转矩控制策略的 PMLSM 电磁推力控制与仿真[J]. 机械设计与研究, 2018, 34(2): 113.
- [3] 刘扬,杨玮林,毕恺韬,等. 基于干扰观测器的永磁同步直线电机自适应 PID 控制[J]. 电机与控制应用, 2020, 47(4): 18.
- [4] 姬相超,赵希梅. 永磁直线同步电动机的自适应时滞控制[J]. 电工技术学报, 2020, 35(6): 1231.
- [5] 卞芳方. 初级永磁型直线电机的磁场调制机理与拓扑结构研究[D]. 镇江: 江苏大学, 2019.
- [6] 张建,赵文祥,邱先群,等. 直线游标永磁电机的开绕组容错控制[J]. 电机与控制应用, 2016, 43(2): 1.
- [7] 成瑀,赵文祥,吉敬华,等. 直线永磁游标电机的开绕组单位功率因数直接推力控制[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(7): 1870.
- [8] 谢颖,黑亮声,华邦杰,等. 新型永磁游标电机的设计与研究[J]. 电机与控制学报, 2019, 23(2): 68.
- [9] 许孝卓,付惠琪,刘株利,等. 初级永磁式直线电机的粒子群优化 PID 控制研究[J]. 河南理工大学学报(自然科学版), 2020, 39(1): 101.
- [10] 杨安晨. 改进式磁链观测器的直线游标永磁电机无位置直接推力控制[D]. 镇江: 江苏大学, 2019.
- [11] 杨康. 开放式绕组三相永磁同步电机驱动系统研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2016.
- [12] 陈仲华. 开放式绕组直线游标永磁电机的单位功率因数容错控制[D]. 镇江: 江苏大学, 2018.
- [13] 吴彬玉. 直线游标永磁电机的高性能直接推力控制[D]. 镇江: 江苏大学, 2018.
- [14] 周剑敏. 开绕组电机双逆变器拓扑分析与容错算法研究[J]. 电测与仪表, 2014, 51(20): 58.
- [15] 段鸣航. 开放式绕组 PMSM 矢量控制及容错策略研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2015.
- [6] 高宇,戴跃洪,宋林. 基于 BP 神经网络的开关磁阻电机建模[J]. 电力电子技术, 2017, 51(2): 72.
- [7] 费晨,颜建虎,汪盼,等. 基于遗传算法和转矩分配函数的开关磁阻电机转矩脉动抑制[J]. 电机与控制应用, 2018, 45(12): 6.
- [8] 程勇,曹晓晓. 基于模糊自适应 PID 的开关磁阻电机滞环-脉宽调制直接瞬时转矩控制[J]. 电机与控制应用, 2019, 46(1): 40.
- [9] 马云龙,章玮. 开关磁阻电机的模糊自适应简化控制[J]. 机电工程, 2014, 31(1): 93.
- [10] 郑国,郑万新. 基于开关磁阻电机光伏水泵系统模糊控制研究[J]. 中国电力, 2017, 50(1): 146.
- [11] 韩京清. 自抗扰控制器及其应用[J]. 控制与决策, 1998, 13(1): 19.
- [12] 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.
- [13] GAO Z. Scaling and bandwidth-parameterization based controller tuning[C]//Proceedings of the 2003 American Control Conference, 2003.
- [14] 吴红星. 开关磁阻电机系统理论与控制技术[M]. 北京: 中国电力出版社, 2010.
- [15] 彭萌,程国扬. 3 种抗饱和 PID 控制方案的实验研究[J]. 电气传动, 2014, 44(3): 50.
- [16] 袁东,马晓军,曾庆含,等. 二阶系统线性自抗扰控制器频带特性与参数配置研究[J]. 控制理论与应用, 2013, 30(12): 1630.
- [17] 李海生,朱学峰. 自抗扰控制器参数整定与优化方法研究[J]. 控制工程, 2004, 11(5): 419.
- [18] 宋桂英,李练兵,孙鹤旭,等. 基于 DSP 的开关磁阻电动机微步控制策略研究[J]. 河北工业大学学报, 2003, 32(6): 39.