

自抗扰控制和高频信号注入的内嵌式永磁同步电机 无位置传感器控制

孙佃升^{1,2}, 章跃进^{1†}

(1. 上海大学 机电工程与自动化学院, 上海 200072; 2. 滨州学院 电气工程系, 山东 滨州 256600)

摘要: 针对内嵌式永磁同步电机无位置传感器控制系统, 基于自抗扰控制技术和高频信号注入技术, 提出了以转子位置角为扩张状态观测器(extended state observer, ESO)主体变量的自抗扰控制系统. 该方法避免了传统算法中以电流为ESO主体变量时依靠角速度估计值积分来获得转子位置角估计值所带来的误差积累问题. 该方法在电机启动、负载突变等电流波形正弦度较差的情况下, 仍能保证转子位置角的估计值具有较高的精度. 仿真结果验证了所提出方法的正确性和优越性.

关键词: 扩张状态观测器; 自抗扰控制; 无位置传感器控制; 状态估计; 永磁同步电机; 高频信号注入; 不确定系统
中图分类号: TP272 **文献标识码:** A

Sensorless control for interior permanent magnet synchronous motor based on active disturbance rejection control and high frequency signal injection technique

SUN Dian-sheng^{1,2}, ZHANG Yue-jin^{1†}

(1. School of Mechatronic Engineering and Automation, Shanghai University, Shanghai 200072, China;
2. Department of Electrical Engineering, Binzhou University, Binzhou Shandong 256600, China)

Abstract: Using the rotor position angle as a subject variable in extended state observer (ESO) and based on high frequency signal injection technique, a novel sensorless active disturbance rejection control system was proposed for interior permanent magnet synchronous motor. The traditional system uses current as a subject variable in its extended state observer and its rotor position value is estimated by integrating the estimated angular velocity value. So the traditional system has the problem that the error of the estimated rotor position value accumulates and increases continuously and is difficult to be eliminated. The proposed method can avoid above problem. The precision of estimated rotor position value is also high when the sine quality of current is poor because of the motor starting or load mutation. The simulation results validate the feasibility and superiority of the proposed scheme.

Key words: extended state observer (ESO); active disturbance rejection control (ADRC); sensorless control; state estimation; permanent magnet synchronous motor; high-frequency signal injection; uncertain systems

1 引言(Introduction)

内嵌式永磁同步电机(interior permanent magnet synchronous motor, IPMSM)在具有永磁同步电机所共有的高功率密度、高运行效率、宽调速范围等优点的同时, 还具有自身所特有的优势: 电磁转矩中含磁阻转矩, 有利于提高电机的过载能力; 磁极的内置有利于减小转子直径、降低转动惯量; 磁路气隙小, 易于

实现弱磁控制^[1]. 此外, IPMSM的转子凸极特性也为其无位置传感器控制中的转子位置检测提供了额外方法. 因此, IPMSM的无位置传感器控制一直是热门的研究课题.

无位置传感器控制中的重点和难点是实现电机转子位置的准确估计. 高频信号注入法^[2-9]对电机参数不敏感, 在电机停转和低速运行下具有很高的估计精

收稿日期: 2016-07-08; 录用日期: 2017-01-16.

†通信作者. E-mail: zhangyj@mail.shu.edu.cn; Tel.: +86 21-56337148.

本文责任编辑: 夏元清.

国家自然科学基金项目(51177097), 国家安监总局安全生产科技发展计划项目(shandong00532015AQ)资助.

Supported by National Natural Science Foundation of China (51177097) and Work Safety Science and Technology Development Plan Project of China State Administration of Work Safety (shandong00532015AQ).

度, 适用于IPMSM的转子位置估计. 随着电力电子技术的发展和微处理器运算速度的提升, 该方法的优势逐步显现.

自抗扰控制^[10-17](active disturbance rejection control, ADRC)相关理论是我国学者韩京清于20世纪90年代提出的新型控制技术, 其特点是通过系统未知扰动进行观测和补偿, 在非线性和时变、耦合以及不确定性等因素下能够达到良好的控制效果. ADRC自出现以来, 不断有学者尝试将其应用于永磁同步电机的控制中, 在降低转矩脉动、提高转速响应性能上取得了良好的效果^[18]. 然而, ADRC在IPMSM无位置传感器控制的应用上虽然取得了一定成效, 但也存在需要进一步研究的问题. 文献[19-22]中以电机电流为主体变量构建观测器, 通过对不确定部分的观测来计算电机电角速度, 进而通过对估计出的电角速度进行积分获得电机转子位置角的估计值. 由于ADRC是采用基于误差来消除偏差的机理, 系统实际运行中, 电流的估计值和检测值之间误差很小, 但通过系统不确定部分的观测值计算得到的电角速度往往存在较大误差, 尤其在电机起动和受到较大扰动, 系统正处于调节过程中时, 电流的正弦度较差, 依靠坐标变换算法计算的变量值的精度下降. 由于电角速度不可避免的存在偏差, 通过对其积分获得的转子位置角估计值必然存在更大偏差, 因为积分意味着误差的不断积累. 因此, 上述文献采用的方法虽然在一定程度上解决了传统控制方式的过于依赖控制对象的模型, 以及非线性、耦合、时变、未知扰动等问题, 但由于受转子位置角估计值精度的制约, 系统的实际运行性能往往难以满足要求.

针对以上问题, 本文提出了以转子位置角为主体变量构建扩张状态观测器的方法, 将自抗扰控制技术应用到转子位置角估计和转速控制中, 设计了结合自抗扰控制技术和高频旋转信号注入的IPMSM无位置传感器控制系统. 最后将所设计系统与采用PI调节器进行转速调节、采用龙伯格观测器进行转子位置角估计的高频信号注入的无位置传感器控制系统进行了仿真实验对比.

2 ADRC的数学模型(Mathematical model of ADRC)

对于如下被控对象:

$$\ddot{x} = f_0(x, \dot{x}, t) + f_1(x, \dot{x}, w(t)) + bu, \quad (1)$$

其中: f_0 为已知函数, f_1 为未知函数, $w(t)$ 为未知扰动, u 为系统输入, b 为已知参数. 令 y 为系统输出, $y = x$, 构建ADRC控制器如图1所示^[10-12]. 图1中: y 为ESO的主体变量, v 为系统给定信号, v_1 为 v 的最速跟踪信号, v_2 为 v_1 的导数, z_1 为 y 的跟踪信号(即观测值), z_2 为 y 的跟踪信号, $\varepsilon_1, \varepsilon_2$ 均为比较得到的误差,

u_0 为补偿前的系统输入, u 为补偿后的系统输入, Q 为系统中包含内部和外部扰动的未知量的估计值.

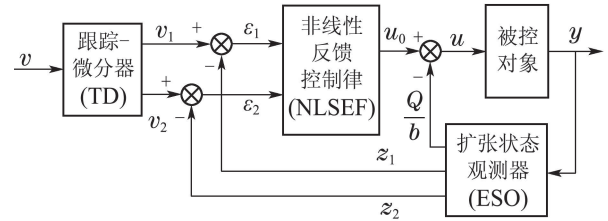


图1 自抗扰控制器结构

Fig. 1 Structure of ADRC

ADRC由跟踪-微分器(tracking differentiator, TD)、非线性反馈控制律(nonlinear states error feed-back, NLSEF)、扩张状态观测器(extended state observer, ESO)、扰动补偿四部分构成^[10-12]. TD的作用是对给定信号 v 安排过渡过程, 使其快速无超调且光滑地跟踪控制目标. NLSEF的作用是生成控制信号(即输入信号). ESO的作用是对控制对象进行观测, 使观测器各状态变量的估计值跟踪实际值. 扰动补偿部分的作用是通过系统中的未知量(不确定部分)的估计值来对NLSEF输出的控制量进行补偿, 达到抑制内、外扰动的目的. 自抗扰控制器各部分方程为(2)-(6)^[11, 17].

跟踪-微分器:

$$\begin{cases} \dot{v}_1 = v_2, \\ \dot{v}_2 = \text{fhan}(v_1 - v, v_2, r_0, h), \end{cases} \quad (2)$$

其中: 函数fhan为文献[17]中给出的最速综合函数, $\text{fhan}(x_1, x_2, r_0, h)$ 表达式为

$$\begin{cases} d = r_0 h^2, a_0 = h x_2, m = x_1 + a_0, \\ a_1 = \sqrt{d(d + 8|m|)}, \\ a_2 = a_0 + \frac{1}{2} \text{sgn} m (a_1 - d), \\ S_y = \frac{1}{2} (\text{sgn}(m + d) - \text{sgn}(m - d)), \\ a = (a_0 + m - a_2) S_y + a_2, \\ S_a = \frac{1}{2} (\text{sgn}(a + d) - \text{sgn}(a - d)), \\ \text{fhan} = -r_0 \left(\frac{a}{d} - \text{sgn} a \right) S_a - r_0 \text{sgn} a, \end{cases} \quad (3)$$

其中: x_1 为最速跟踪信号与给定信号之差, x_2 为最速跟踪信号的导数, r_0 为跟踪速度因子, h 为步长, $d, a_0, m, a_1, a_2, S_y, a, S_a$ 均为中间变量. sgn 为符号函数, 即当 $t > 0$ 时, $\text{sgn} t = 1$; 当 $t = 0$ 时, $\text{sgn} t = 0$; 当 $t < 0$ 时, $\text{sgn} t = -1$.

扩张状态观测器:

$$\begin{cases} \varepsilon = z_1 - y, \\ \dot{z}_1 = z_2 - \beta_{01} \varepsilon, \\ \dot{z}_2 = z_3 - \beta_{02} \cdot \text{fal}(\varepsilon, \alpha_1, \delta) + bu(t), \\ \dot{z}_3 = -\beta_{03} \cdot \text{fal}(\varepsilon, \alpha_2, \delta), \end{cases} \quad (4)$$

其中: ε 为 y 的观测值 z_1 与 y 之间的误差, z_2 为 y 的导数

的观测值, z_3 为式(1)中函数 $f_0 + f_1$ 部分的观测值. $\beta_{01}, \beta_{02}, \beta_{03}$ 为误差增益, 取正值, α_1, α_2 为非线性因子, δ 为滤波因子.

函数fal($\varepsilon, \alpha, \delta$):

$$\begin{cases} |\varepsilon|^\alpha \cdot \text{sgn } \varepsilon, & |\varepsilon| > \delta, \\ \frac{\varepsilon}{\delta^{1-\alpha}}, & |\varepsilon| \leq \delta, \end{cases} \quad (5)$$

式中 α 为非线性因子.

非线性反馈控制律:

$$\begin{cases} \varepsilon_1 = v_1 - z_1, \varepsilon_2 = v_2 - z_2, \\ u_0 = \text{fhan}(\varepsilon_1, c\varepsilon_2, r_0, h), \end{cases} \quad (6)$$

式中函数fhan与式(3)中的为同一函数, 但参数取值不同. c 为阻尼系数.

对扰动补偿后的控制量:

$$u = u_0 - \frac{z_3}{b}. \quad (7)$$

3 以转子位置角为主体变量的ADRC的构建(Construction of ADRC using the rotor position angle as a subject variable)

IPMSM的电磁转矩方程^[1]:

$$T_e = \frac{3}{2} p_n [\psi_f \cdot i_q + (L_d - L_q) i_d i_q], \quad (8)$$

其中: T_e 为电磁转矩, p_n 为极对数, ψ_f 为永久磁体产生的磁链, i_d 和 i_q 分别为定子绕组 d - q 轴电流, L_d 和 L_q 分别为定子绕组 d - q 轴电感.

电机转子的运动方程^[1]:

$$\dot{\omega}_r = \frac{p_n}{J} (T_e - T_L) - \frac{B}{J} \omega_r, \quad (9)$$

其中: J 为转动惯量, T_L 为负载转矩, B 为阻尼系数, ω_r 为转子电角速度.

由此构建的以转子位置角 θ 为主体变量的ESO模型为

$$\begin{cases} e_\theta = \hat{\theta} - \theta, \\ \dot{\hat{\theta}} = \hat{\omega}_r - \beta_{01} e_\theta, \\ \dot{\hat{\omega}}_r = -\beta_{02} \text{fal}(e_\theta, \alpha_1, \delta) + Q + \frac{P_n}{J} T_e, \\ \dot{Q} = -\beta_{03} \text{fal}(e_\theta, \alpha_2, \delta), \end{cases} \quad (10)$$

其中: e_θ 为转子位置信号偏差, 由高频旋转信号注入法经计算求得. $\hat{\theta}$ 为转子位置信号的估计值, θ 为转子位置信号的实际值. $\hat{\omega}_r$ 为转子电角速度的估计值, Q 为系统中包含内部和外部扰动的未知量的估计值.

除ESO外, ADRC的其余部分不再赘述, 仅将与图1中变量的对应关系给出: v 对应电角速度给定值 ω_r^* , v_1 对应 ω_r^* 安排过渡过程后的最速跟踪信号 ω_{r1} , v_2 对应 ω_{r1} 的导数 $\dot{\omega}_{r1}$, z_1 对应电角速度的观测值 $\hat{\omega}_r$, z_2 对应电角速度导数的观测值 $\dot{\hat{\omega}}_r$, u_0 对应补偿前的电磁转矩给定信号 T_{e0}^* , b 为参数 $\frac{P_n}{J}$.

由ESO可观测出 $\hat{\theta}$, $\hat{\omega}_r$ 以及 Q . $\hat{\omega}_r$ 用于转速反馈, Q 用于计算电磁转矩给定值的补偿值. 由于ESO中用于计算的偏差信号取自转子位置角, 故称之为以转子位置角为主体变量的ESO.

4 高频旋转信号注入下的转子位置角的计算(Calculation of rotor position angle when high frequency signal injected)

IPMSM的ADRC控制系统的ESO中需要计算转子位置信号的偏差 e_θ 作为输入信号. e_θ 可通过高频旋转信号注入法计算出. 在两相静止坐标系(α - β 系)下注入高频旋转电压信号如下:

$$\begin{bmatrix} u_{1\beta} \\ u_{1\alpha} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_1 \sin(\frac{\pi}{2} + \omega_1 t) \\ U_1 \cos(\frac{\pi}{2} + \omega_1 t) \end{bmatrix}, \quad (11)$$

其中: $u_{1\alpha}$ 和 $u_{1\beta}$ 分别为高频旋转电压信号在 α - β 轴的分量, U_1 为高频旋转电压信号的幅值, ω_1 为其频率. 产生的高频电流响应在两相静止坐标系下的表达式为

$$\begin{bmatrix} i_{1\beta} \\ i_{1\alpha} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{1p} \sin(\omega_1 t) + I_{1n} \sin(2\theta - \omega_1 t) \\ I_{1p} \cos(\omega_1 t) + I_{1n} \cos(2\theta - \omega_1 t) \end{bmatrix}, \quad (12)$$

其中: $i_{1\alpha}$ 和 $i_{1\beta}$ 分别为高频电流电压信号在 α - β 轴的分量, I_{1p} 和 I_{1n} 分别为其正、负序分量的幅值.

$$I_{1p} = \frac{U_1}{\omega_1} \left[\frac{L}{L^2 - \Delta L^2} \right], \quad (13)$$

$$I_{1n} = \frac{U_1}{\omega_1} \left[\frac{\Delta L}{L^2 - \Delta L^2} \right], \quad (14)$$

其中: $L = \frac{1}{2}(L_d + L_q)$, $\Delta L = \frac{1}{2}(L_q - L_d)$.

可见转子位置信号的信息包含在负序电流信号中. 可以通过坐标变换、滤波的手段将电流响应中的低频成分以及高频成分中的正序分量滤除, 提取出高频电流响应的负序分量^[2-5]. 虽然转子位置角 θ 不容易算出, 然而ESO中所需的输入为 e_θ , 仅需要算出 e_θ 即可. 由 $e_\theta = \hat{\theta} - \theta$, 采用以下方法计算: 将 $i_{1\alpha}$ 和 $i_{1\beta}$ 代入式 $i_{1\alpha} \cos(2\hat{\theta} - \omega_1 t) + i_{1\beta} \sin(2\hat{\theta} - \omega_1 t)$, 计算得

$$I_{1p} \cos[2(\hat{\theta} - \omega_1 t)] + I_{1n} \cos[2(\hat{\theta} - \theta)]. \quad (15)$$

式(15)第1项为高频负序电流分量项. 将式(15)由两相静止坐标系变换到以角频率 $-\omega_1$ 旋转的两相负序同步旋转坐标系下, 通过高通滤波可滤除式(15)第1项, 然后再经过坐标反变换至两相静止坐标系下. 这样可得到 $I_{1n} \cos[2(\hat{\theta} - \theta)]$.

同样, 将 $i_{1\alpha}$ 和 $i_{1\beta}$ 代入式 $i_{1\beta} \cos(2\hat{\theta} - \omega_1 t) - i_{1\alpha} \sin(2\hat{\theta} - \omega_1 t)$, 可计算得

$$-I_{1p} \sin[2(\hat{\theta} - \omega_1 t)] - I_{1n} \sin[2(\hat{\theta} - \theta)]. \quad (16)$$

采用与(15)式类似的方法做坐标变换和滤波处理, 可得到 $I_{1n} \sin[2(\hat{\theta} - \theta)]$.

电机起动前, 首先进行转子初始位置极性的辨识, 系统运行后, 在ADRC的控制作用下, 转子位置角的偏差 e_θ 难以超出 $(-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2})$ 的范围^[6-9].

以下根据 $\cos[2(\hat{\theta} - \theta)]$ 和 $\sin[2(\hat{\theta} - \theta)]$ 的值计算 e_θ . 因余弦和正弦函数具有周期性, 计算 e_θ 必须在 $\cos[2(\hat{\theta} - \theta)]$ 或 $\sin[2(\hat{\theta} - \theta)]$ 的值与 e_θ 的值有一对一关系的区间内进行. 为此, 先由 $\cos[2(\hat{\theta} - \theta)]$ 计算出 $\cos^2(\hat{\theta} - \theta)$ 和 $\sin^2(\hat{\theta} - \theta)$. 若 $\cos^2(\hat{\theta} - \theta) \geq \sin^2(\hat{\theta} - \theta)$, 可判断出 $e_\theta \in [-\frac{\pi}{4}, \frac{\pi}{4}]$ 区间, 在此区间 $\sin[2(\hat{\theta} - \theta)]$ 单调递增, 可由其计算 e_θ ; 若 $\cos^2(\hat{\theta} - \theta) < \sin^2(\hat{\theta} - \theta)$, 可判断出

$$e_\theta \in (-\frac{\pi}{2}, -\frac{\pi}{4}) \cup (\frac{\pi}{4}, \frac{\pi}{2})$$

区间, 在此区间 $\sin[2(\hat{\theta} - \theta)]$ 的值与 e_θ 的值有一对一

关系, 可由其计算 e_θ . 因此, 在 $-\frac{\pi}{2} < \hat{\theta} - \theta < \frac{\pi}{2}$ 范围内, e_θ 的计算.

当 $\cos^2(\hat{\theta} - \theta) \geq \sin^2(\hat{\theta} - \theta)$ 时,

$$e_\theta = \frac{1}{2} \arcsin[2(\hat{\theta} - \theta)], e_\theta \in [-\frac{\pi}{4}, \frac{\pi}{4}];$$

当 $\cos^2(\hat{\theta} - \theta) < \sin^2(\hat{\theta} - \theta)$ 时,

$$e_\theta = \frac{1}{2} \arcsin[2(\hat{\theta} - \theta)],$$

$$e_\theta \in (-\frac{\pi}{2}, -\frac{\pi}{4}) \cup (\frac{\pi}{4}, \frac{\pi}{2}).$$

5 基于ADRC的IPMSM调速控制系统构建 (Construction of speed control system for IPMSM based on ADRC)

IPMSM的自抗扰控制系统如图2所示.

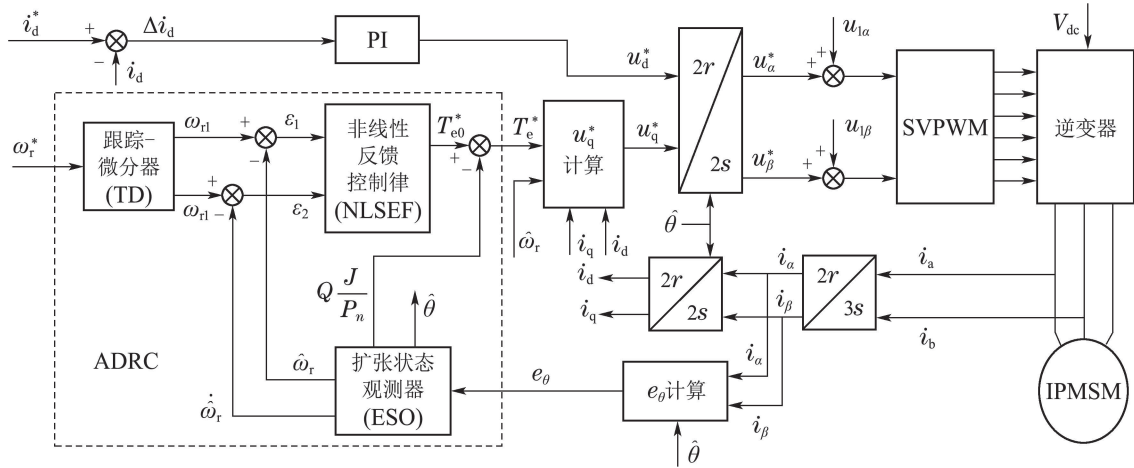


图2 IPMSM自抗扰控制系统结构图

Fig. 2 Structure of ADRC control system for IPMSM

图2中虚线框内为上述构建的自抗扰控制器ADRC. ADRC的输出 T_e^* 和 $\hat{\omega}_r$ 作为 u_q^* 计算模块的输入, 用来计算电压给定 u_q^* . u_q^* 的计算方法如下:

首先根据 T_e^* 计算 i_q^* , 然后根据两相旋转坐标系下的电压方程式^[1]计算 u_q^* :

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d + L_d p i_d - L_q \omega_r i_q, \\ u_q = R_s i_q + L_q p i_q + L_d \omega_r i_d + \omega_r \psi_f, \end{cases} \quad (17)$$

式中: R_s 为定子绕组电阻, p 为微分算子, ω_r 可用 $\hat{\omega}_r$ 代替.

采用 $i_d = 0$ 控制策略, 设置 i_d 的控制闭环. 计算得到两相旋转坐标系下的 u_q^* 和 u_d^* 后, 经 $\frac{2r}{2s}$ 变换后得到两相静止坐标系下的 u_α^* 和 u_β^* . 在两相静止坐标系下分别加上注入的高频电压 $u_{1\alpha}$ 和 $u_{1\beta}$, 将得到的总电压输入SVPWM波生成模块, 用于计算逆变器各开关管的驱动信号占空比. e_θ 计算模块完成的功

能是通过坐标变换、滤波等方式将检测到的电流信号中的包含转子位置角的高频信号分离出来, 然后按照上文所述方法计算出 e_θ .

与本系统比较, 文献[19-22]中以电流为主体变量构建ESO的无速度传感器控制系统具有如下缺点: 首先, 其转子位置角估计值 $\hat{\theta}$ 是由电角速度估计值 $\hat{\omega}_r$ 积分得出的, 这必然带来误差积累, 使 $\hat{\theta}$ 的精度大大降低; 其次, 其以电流为主体变量的ESO的运行性能依赖于电流有良好的正弦度, 在电机起动及负载变化时, 电流处于调节过程中, 正弦度较差, ESO观测精度降低, 从而使计算出的 $\hat{\omega}_r$ 误差较大, $\hat{\theta}$ 误差更大; 最后, 其 $\hat{\theta}$ 的误差为积分误差, 系统自身无法抑制, 难以消除, 也难以进行人为补偿. 而本系统的转子位置角估计值 $\hat{\theta}$ 作为主体变量由ESO直接估计出, 且受其他因素(负载变化、电流正弦度等)的影响较小. 因为其ESO中与电流正弦度有关的量仅

为电磁转矩 T_e , 而 T_e 由于波动而增加或者减小的部分可看做系统的扰动, 可通过 Q 来进行补偿. 此外, 电流正弦度虽影响 u_q, u_d 的计算精度, 但这影响的是转速环, 且该影响也是转速环可以通过闭环调节来抑制的. 因此系统能够将起动和负载变化过程中电流正弦度变差对转子位置角估计值精度的影响降到最低, 因而提高了位置角估计的精度, 保证了电机稳定运行.

6 仿真结果及分析(Simulation results and its analysis)

为了验证本文提出的以转子位置角为主体变量的基于ADRC控制器的IPMSM无位置传感器调速系统的性能, 在MATLAB/Simulink环境下搭建了系统模型, 进行了仿真实验, 并与采用传统PI控制的基于龙贝格观测器的IPMSM无位置传感器调速系统进行了运行性能比较. 仿真中所用电机参数为: 额定功率1.5 kW, 极对数为2, 额定电压120 V, 额定转矩10.5 N·m,

$$L_d = 0.3 \text{ mH}, L_q = 0.6 \text{ mH},$$

$$\psi_f = 0.171 \text{ Wb}, J = 0.12 \times 10^{-3} \text{ kg} \cdot \text{m}^2.$$

ADRC的ESO参数的取值较为关键. 误差增益 $\beta_{01}, \beta_{02}, \beta_{03}$ 的取值与系统的采样步长有关, 取值太小, 控制精度不够, 取值过大会使系统出现震荡. 系统对TD和NLSEF的参数取值范围要求相对宽泛, 跟踪速度因子 r_0 一般取1000以上可满足跟踪的快速性要求, 跟踪精度因子 h 在0.01与0.1之间取值即可. 仿真实验中 β_{01} 取1000, β_{02} 取20000, β_{03} 取50000, 非线性因子 α_1 取0.5, α_2 为取0.25, 滤波因子 δ 取0.02.

图3-6为采用传统PI控制的基于龙贝格观测器的IPMSM无位置传感器调速系统(图中简称传统控制方式)运行时的有关波形.

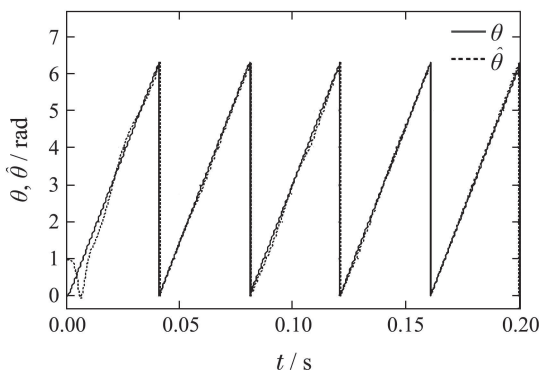


图3 传统控制方式下电机空载起动时的转子位置角的估计值与实际值
Fig. 3 Estimated and actual value of rotor position by traditional control method under no-load start

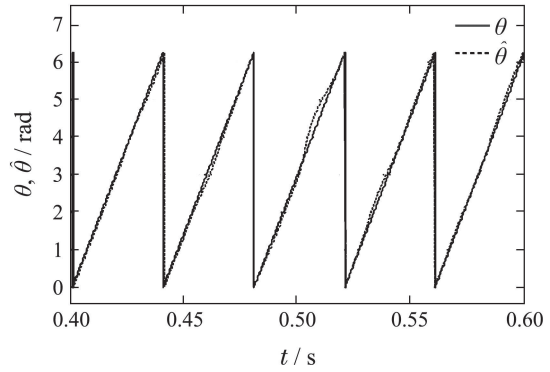


图4 传统控制方式下电机突加负载时的转子位置角的估计值与实际值
Fig. 4 Estimated and actual value of rotor position by traditional control method under abrupt change of load

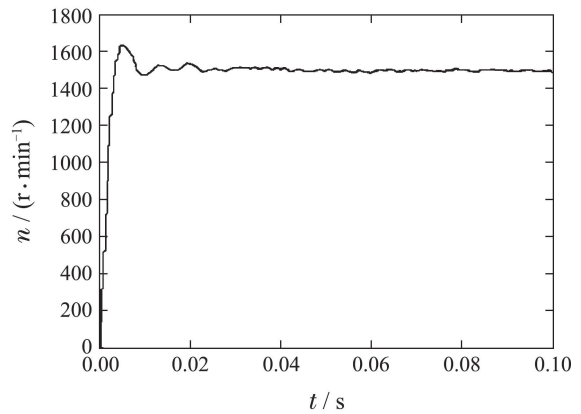


图5 传统控制方式下电机空载起动时的转速响应
Fig. 5 Speed response by traditional control method under no-load

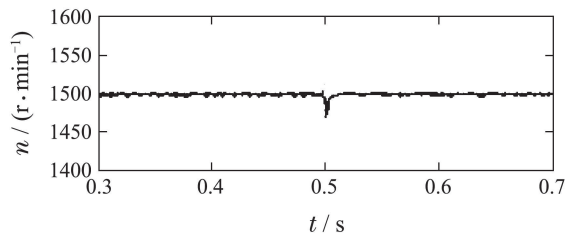


图6 传统控制方式下电机突加负载时的转速响应
Fig. 6 Speed response by traditional control method under abrupt change of load

图3和图4分别为在给定转速为1500 r/min下空载起动时, 在转速为1500 r/min下, 在0.5 s时突加0.5 N·m负载时的转子位置角估计值和实际值的对比波形图. 可以看出, 在电机起动阶段及突加负载时, 转子位置角的估计值与实际值出现较大偏差. 图5和图6分别为在给定转速为1500 r/min下空载起动时, 在0.5 s时突加0.5 N·m负载时的转速波形图. 可以看出, 在PI调节作用下, 起动阶段出现超调, 在突加负载后, 转速波动明显.

图7-10为采用以转子位置角为主体变量的ADRC控制器的IPMSM无位置传感器调速系统运行时的有关波形。

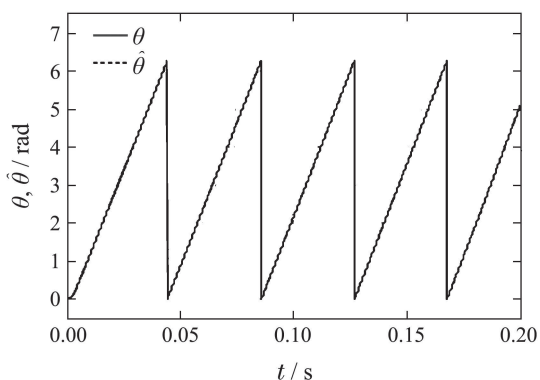


图7 采用以转子位置角为主体变量的自抗扰控制器的电机空载启动时的转子位置角估计值与实际值

Fig. 7 Estimated and actual value of rotor position by ADRC using the rotor position angle as a subject variable under no-load start

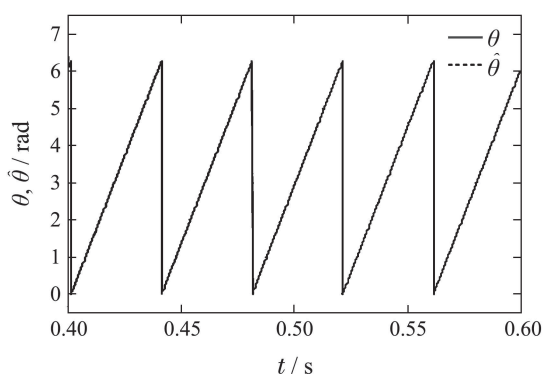


图8 采用以转子位置角为主体变量的自抗扰控制器的电机突加负载时的转子位置角估计值与实际值

Fig. 8 Estimated and actual value of rotor position by ADRC using the rotor position angle as a subject variable under abrupt change of load

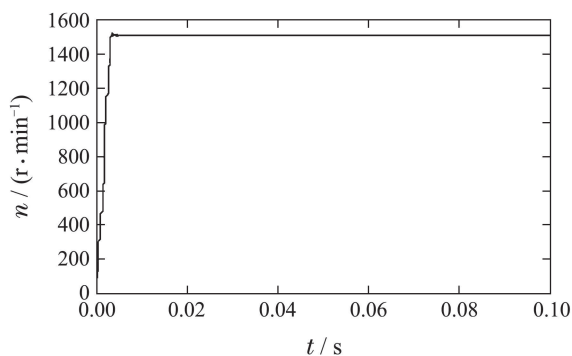


图9 采用以转子位置角为主体变量的自抗扰控制器的电机空载启动时的转速响应

Fig. 9 Speed response by ADRC using the rotor position angle as a subject variable under no-load start

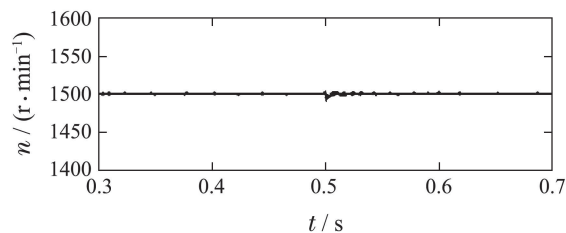


图10 采用以转子位置角为主体变量的自抗扰控制器的电机突加负载时的转速响应

Fig. 10 Speed response by ADRC using the rotor position angle as a subject variable under abrupt change of load

图7和图8分别为在给定转速为1500 r/min下空载启动时,在0.5 s时突加0.5 N·m负载时的转子位置角估计值和实际值的对比波形图。可以看出,相对于图3-4,位置角估计值与实际值之间偏差很小,两曲线几乎重合。

图9和图10分别为在给定转速1500 r/min下空载启动时,在0.5 s时突加0.5 N·m负载时的转速波形图。可以看出,相对于图5-6采用PI调节作用下,转速响应更快,启动时转速几乎没有超调,在突加负载后,转速调节更快,运行更加平稳。

7 结论(Conclusions)

本文将自抗扰控制理论应用于高频旋转电压信号注入的内嵌式永磁同步电机无位置传感器控制系统,设计了以转子位置信号为主体变量的自抗扰控制系统。该方法避免了传统的以电流为主体变量的自抗扰控制系统依靠角速度积分法计算转子位置信号带来误差积累的弊端,能够抑制系统的内外扰动,提高转子位置角估计的准确性。仿真结果表明,相对于采用PI调节器和龙贝格观测器的高频旋转电压信号注入的内嵌式永磁同步电机控制系统,该系统能够更准确地估计转子位置角,具有更好的动态性能。

参考文献(References):

- [1] TANG R Y. *Theory and Design of Modern Permanent Magnet Synchronous Motor* [M]. Beijing: Machinery Industry Press, 1997: 244 - 252.
(唐任远. 现代永磁同步电机理论与设计 [M]. 北京: 机械工业出版社, 1997: 244 - 252.)
- [2] JANSEN P L, LORENZ R D. Transducerless position and velocity estimation in induction and salient AC machines [J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 1995, 31(2): 240 - 247.
- [3] ZHU Z Q, GONG L M. Investigation of effectiveness of sensorless operation in carrier signal injection based sensorless control methods [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2011, 58(8): 3431 - 3439.
- [4] LIU Jiayi. Research on IPMSM sensorless rotor position estimation [D]. Harbin: Harbin Institute of Technology of China, 2010: 36 - 41.
(刘家曦. 无传感器内嵌式永磁同步电机转子磁极位置检测技术研究 [D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2010: 36 - 41.)

- [5] WANG Zihui. Research on the position-sensorless control strategy of PMSM at full speed range [D]. Hangzhou: Zhejiang University of China, 2012: 20 – 34.
(王子辉. 永磁同步电机全速度范围无位置传感器控制策略研究 [D]. 杭州: 浙江大学, 2012: 20 – 34.)
- [6] KIM H, HUH K K, LORENZ R D. A novel method for initial rotor position estimation for IPM synchronous machine drives [J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2004, 40(5): 1369 – 1378.
- [7] JEONG Y S, LORENZ R D, JAHNS T M, et al. Initial rotor position estimation of an interior permanent-magnet synchronous machine using carrier-frequency injection methods [J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2005, 41(1): 38 – 45.
- [8] ZHOU Yuanjun, CAI Mingfei. Initial rotor position of PMSM based on rotating high frequency voltage signal injection [J]. *Electric Machines and Control*, 2010, 14(3): 68 – 72.
(周元钧, 蔡鸣飞. 改进的永磁同步电机转子初始位置检测方法 [J]. 电机与控制学报, 2010, 14(3): 68 – 72.)
- [9] WANG Gaolin, YANG Rongfei, YU Yong, et al. Initial rotor position estimation for interior permanent magnet synchronous motor [J]. *Electric Machines and Control*, 2010, 14(6): 56 – 60.
(王高林, 杨荣峰, 于泳, 等. 内嵌式永磁同步电机转子初始位置估计方法 [J]. 电机与控制学报, 2010, 14(6): 56 – 60.)
- [10] HAN Jingqing. The “Extended State Observer” of a class of uncertain systems [J]. *Control and Decision*, 1995, 10(1): 85 – 88.
(韩京清. 一类不确定对象的扩张状态观测器 [J]. 控制与决策, 1995, 10(1): 85 – 88.)
- [11] HAN Jingqing. From PID to active disturbance rejection control [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2009, 56(3): 900 – 906.
- [12] HAN Jingqing. *Active Disturbance Rejection Control Technique – the Technique for Estimating and Compensating the Uncertainties* [M]. Beijing: National Defense Industry Press, 2008: 197 – 208.
(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: 197 – 208.)
- [13] XIA Yuanqing, FU Mengyin, DENG Zhihong, et al. Recent development sliding mode control and active disturbance rejection control [J]. *Control Theory & Applications*, 2013, 30(2): 137 – 147.
(夏元清, 付梦印, 邓志红, 等. 滑模控制与自抗扰控制的研究进展 [J]. 控制理论与应用, 2013, 30(2): 137 – 147.)
- [14] YU Hongguo, KANG Zhongjian, CHEN Yao. Time-varying parameter Second-order extend state observer based on hyperbolic tangent function [J]. *Control Theory & Applications*, 2016, 33(4): 530 – 534.
(于洪国, 康忠健, 陈瑶. 基于双曲正切函数的二阶时变扩张状态观测器 [J]. 控制理论与应用, 2016, 33(4): 530 – 534.)
- [15] GAO Zhiqiang. On the foundation of active disturbance rejection control [J]. *Control Theory & Applications*, 2013, 33(12): 1498 – 1510.
(高志强. 自抗扰控制思想探究 [J]. 控制理论与应用, 2013, 33(12): 1498 – 1510.)
- [16] HUANG Yi, XUE Wenchao. Active disturbance rejection control: methodology, applications and theoretical analysis [J]. *Journal of Systems Science and Mathematical Sciences*, 2012, 32(10): 1287 – 1307.
(黄一, 薛文超. 自抗扰控制: 思想、应用及理论分析 [J]. 系统科学与数学, 2012, 32(10): 1287 – 1307.)
- [17] HAN Jingqing. Auto disturbances rejection control technique [J]. *Frontier Science*, 2007, 1(1): 24 – 31.
(韩京清. 自抗扰控制技术 [J]. 前沿科学, 2007, 1(1): 24 – 31.)
- [18] WANG. ADRC and feedforward hybrid control system of PMSM [J]. *Mathematical Problems in Engineering*, 2013, 2013(12): 1 – 12.
- [19] WEN Jianping, CAO Binggang. Active disturbances rejection speed control system for sensorless IPMSM [J]. *Proceedings of the CSEE*, 2009, 29(30): 58 – 62.
(文建平, 曹秉刚. 无速度传感器的内嵌式永磁同步电机自抗扰控制调速系统 [J]. 中国电机工程学报, 2009, 29(30): 58 – 62.)
- [20] SUN Kai, XU Zhenlin, ZOU Jiyong. A novel approach to position sensorless vector control of PMSM based on active disturbance rejection controller [J]. *Proceedings of the CSEE*, 2007, 27(3): 18 – 22.
(孙凯, 许镇琳, 邹积勇. 基于自抗扰控制器的永磁同步电机无位置传感器矢量控制系统 [J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(3): 18 – 22.)
- [21] SHAO Liwei, LIAO Xiaozhong, ZHANG Yuhe, et al. Active disturbance rejection controller scheme for permanent magnetic synchronous motor [J]. *Transactions of Beijing Institute of Technology*, 2006, 26(4): 326 – 329.
(邵立伟, 廖晓钟, 张宇河, 等. 自抗扰控制器在永磁同步电机控制中的应用 [J]. 北京理工大学学报, 2006, 26(4): 326 – 329.)
- [22] TENG Qingfang, LI Guofei, ZHU Jianguo, et al. Sensorless active disturbance rejection model predictive torque control using extended state observer for permanent magnet synchronous motors fed by three-phase four-switch inverter [J]. *Control Theory & Applications*, 2016, 33(5): 676 – 684.
(滕青芳, 李国飞, 朱建国, 等. 基于扩张状态观测器的无速度传感器容错逆变器驱动永磁同步电机系统自抗扰模型预测转矩控制 [J]. 控制理论与应用, 2016, 33(5): 676 – 684.)

作者简介:

孙佃升 (1980–), 男, 博士研究生, 讲师, 主要研究方向为电力电子与电力传动, E-mail: sds10001@163.com;

章跃进 (1956–), 男, 博士生导师, 教授, 主要研究方向为电机电磁场数值解析法、特种电机设计与控制, E-mail: zhangyj@mail.shu.edu.cn.