

DOI: 10.3901/JME.2022.03.177

内置式永磁同步电主轴模糊滑模联合矢量控制*

单文桃 李 坤

(江苏理工学院机械工程学院 常州 213001)

摘要: 针对内置式永磁同步电主轴驱动控制系统的特点, 提出了最大转矩电流比控制策略以处理定子电流。最大转矩电流比控制策略的核心是采用牛顿迭代法对定子电流进行有效解耦, 再利用闭环控制稳定跟踪实际数据, 不断对定子电流进行改善, 并建立模糊滑模联合控制模块, 在提高系统的响应速度的同时优化系统的鲁棒性, 抑制了系统的转矩波动, 改善了系统输出性能。分析了滑模控制(Sliding mode control, SMC)与模糊控制的优缺点, 提出模糊滑模联合控制。联合控制使系统升速的时间缩短了 0.24 s, 最大超调量减小为 1.3 r/min, 减小了系统升速时的波动, 同时使得系统稳定运行期间的转矩波动低于 1 r/min。试验结果表明联合控制不但具有滑模控制的快速响应能力以及较小超调量的优点, 同时具有模糊控制在系统稳定运行期间有效抑制转矩波动的优点。

关键词: 永磁同步电主轴; 最大转矩电流比; 滑模控制; 模糊控制

中图分类号: TH113

SMC-FUZZY Joint Vector Control of Built-in Permanent Magnet Synchronous Motorized Spindle

SHAN Wentao LI Kun

(Institute of Mechanical Engineering, Jiangsu University of Technology, Changzhou 213001)

Abstract: For the characteristics of the built-in permanent magnet synchronous electric spindle drive control system, the maximum torque current ratio control strategy is proposed to handle the stator current. The core of the maximum torque current ratio control strategy is the effective decoupling of the stator current using the Newtonian iteration method, the closed-loop control is used to stably track the actual data. And the fuzzy sliding mode joint control module is established to optimize the system robustness while improving the response speed of the system, suppress the system torque fluctuations and improve the system output performance. The advantages and disadvantages of sliding mode control (Sliding mode control, SMC) and fuzzy control are analyzed, the joint control of fuzzy sliding mode is proposed, which reduces the acceleration time of the system by 0.24 s, the maximum overshoot to 1.3 r/min, and reduces the fluctuations at the system rise, while making the torque fluctuations during stable operation less than 1 r/min. The results show that the joint control not only has the advantages of sliding mode control, but also effectively suppressed torque fluctuations during the stable operation of the system.

Key words: high-speed motorized spindle; maximum torque current ratio control; sliding mode control; fuzzy control

0 前言

高精度、高转速数控加工机床是进行高速加工的关键组成部分, 而永磁同步电主轴是高档数控机床的核心部件之一。

永磁同步电主轴具有结构紧凑、传动效率高、高速高精度等特点, 在高速精密数控机床中应用

广泛。

永磁同步电主轴的电机的定子和转子直接内置在主轴系统内部驱动负载, 中间不需要任何的传动环节, 机床传动链缩小为零。由于使用传动链设备的机床必然受到安装精度的影响, 所以振动、打滑问题必不可少, 所以永磁同步电主轴与其他传统机床相比, 可以有效避免加工过程中出现的因转速过高出现的打滑和振动问题, 改善了系统性能, 提高了零件加工的质量, 真正实现了机床主轴一体化的高端加工设备。永磁同步电主轴响应速度快、转动惯量小, 尤其重要的一点是因其在加工过程中转子

* 江苏省高校自科重大(19KJA510001)和江苏省青蓝工程中年学术带头人资助项目。20210222 收到初稿, 20210825 收到修改稿

不发热,有效避免了三相异步电机因转子发热从而导致热变形而引起加工误差的缺点,因此使用永磁同步电主轴更适用于高精度、高转速的加工场合。永磁同步电主轴系统内部参数耦合性较强,运算复杂,因此对其高性能的驱动控制也较为困难。永磁同步电主轴的控制策略主要有矢量控制和直接转矩控制,本文在矢量控制的基础上,为了进一步提高永磁同步电主轴(Permanent magnet synchronous electric spindle, PMSS)的加工精度与稳定性,需要对电主轴的高性能驱动控制进行进一步研究,用以改善高速电主轴的控制性能,从而提高零件的加工质量。当永磁同步电主轴采用磁场定向的矢量控制时,为了达到高性能的电主轴控制系统,需要获得精准的转子的位置和速度信息,其方法有两种。一是有感矢量控制,通过电机内霍尔元件感应转子的状态和位置;二是无感矢量控制,通过检测电主轴绕组中的相关电信号,实现对转子位置和速度的估算。前者在静止状态下就可以获取转子的位置,后者要电主轴运行后才可以判断,所以其刚开始运行时会有较大的抖动,低速状态下较难控制。为了提高控制精度,电主轴大都会采用带有编码器的反馈控制系统。IPMSS 的转子内置永磁体,交、直流电感的不对称,具有凸极效应,存在额外的磁阻转矩。使用最大转矩电流比控制(Maximum torque current ratio control, MTPA)可以充分利用磁阻转矩,实现了利用最小的定子电流获得最大的转矩输出,能有效减小电机损耗,在运行过程中具有可靠的稳定性^[2]。目前,IPMSS 普遍采用基于 PI 控制的矢量控制^[3-4]策略,该方法结构简单,易于实现。但是 PI 控制器的采用,使系统存在快速性和超调性的矛盾。要解决这一矛盾,需要引用滑模控制(SMC)控制。滑模控制是一种特殊的非线性控制理论方法,外部环境对其干扰影响很小,具有结构简单、响应速度快的优点^[5]。除此之外,该结构控制器还能大大加强系统的鲁棒性和运行性能,所以被广泛应用于各种电子行业的控制领域。模糊控制(Fuzzy control)能够根据被控对象实际反馈值进行一系列的模糊化与反模糊化的动态处理,因此对控制系统内部参数变化与内外噪声干扰具有较好的抑制效果,进而使系统获得很强的稳定性。文献[6]得出指数趋近律方式不能同时兼顾抖振大小与系统状态变量的趋近速度。文献[7]中利用模糊控制器实时整定 PID 控制器参数并应用到永磁同步电机伺服系统速度环中,使系统的负载和惯量扰动具有良好的鲁棒性,但系统存在快速响应能力不足的问题。另外,与其他控制方法相

结合的抖振抑制方法将智能控制,自适应控制的优点与滑模变结构控制相结合,以实现对不连续滑模控制函数的连续化,有效削弱了滑模抖振,但同时也使控制系统变得复杂^[8]。

本文综合滑模控制与模糊控制两种控制算法的优点,建立 SMC-FUZZY 联合控制器,在启动阶段采用滑模控制,使系统具有快速的响应能力和较小的超调量,稳定后采用模糊控制器,稳定的跟踪指令速度。仿真试验结果验证了该联合控制器的有效性与合理性。

1 IPMSS 的数学模型

永磁同步电主轴具有复杂的电磁关系,为了有效控制 IPMSS,本文在忽略磁阻、涡流和磁滞损耗等理想状态下,构建了在同步旋转坐标系下 IPMSS 的数学模型^[9]。

IPMSS 的电压方程为

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d + L_s \frac{di_d}{dt} - \omega_r L_s i_q \\ u_q = R_s i_q + L_s \frac{di_q}{dt} + \omega_r L_s i_d + \omega_r \psi_f \end{cases} \quad (1)$$

式中, u_d , u_q 为电主轴 d - q 轴电压; i_d , i_q 为电主轴 d - q 轴电流; R_s , L_s 为电主轴定子绕组的电阻与电感; p 为微分算子(d/dt); ψ_f 为电主轴内部转子永磁体产生的励磁磁场的基波磁链。

在永磁同步电主轴高速稳定运行时,其定子绕组上产生的电压降可不计,且上式中电流在转速稳定时将不会发生突变,因此其微分项也可视为不计,此时可将上式改写为

$$\begin{cases} u_d = -\omega_r L_q i_q \\ u_q = \omega_r L_d i_d + \omega_r \psi_f \end{cases} \quad (2)$$

在 d - q 坐标系下的磁链方程为

$$\begin{cases} \psi_d = L_s i_d + \psi_f \\ \psi_q = L_s i_q \end{cases} \quad (3)$$

永磁同步电主轴的电磁转矩方程表示为

$$T_e = \frac{3}{2} p_n \psi_s \times i_s \quad (4)$$

其中, p_n 为极对数。将 $\psi_s = \psi_d + j\psi_q$ 和 $i_s = i_d + ji_q$ 代入式(4)中,可得 d - q 坐标系下的电磁转矩为

$$T_e = \frac{3}{2} p_n (\psi_d i_q - \psi_q i_d) \quad (5)$$

再将式(3)代入式(5)中可得

$$T_e = \frac{3}{2} p_n [\psi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \quad (6)$$

其中, L_d 与 L_q 分别为 d 、 q 轴电感。

永磁同步电主轴定子电流 i_s 来表示 d - q 轴电流为

$$\begin{cases} i_d = i_s \cos \beta \\ i_q = i_s \sin \beta \end{cases} \quad (7)$$

其中, β 为三相绕组的基波磁动势轴线与永磁体基波磁动势轴线间的空间电角度, 称为转矩角。将式(6)代入式(7)可得

$$T_e = \frac{3}{2} p_n \left[\psi_f i_s \sin \beta + \frac{1}{2} (L_d - L_q) i_s^2 \sin 2\beta \right] \quad (8)$$

式(8)方括号中的前一项为永磁同步电主轴中永磁体的永磁转矩, 由永磁体自身的气隙磁场与定子绕组通电后产生的磁场相互作用所产生; 后一项为磁阻转矩, 由凸极效应产生, 即转子中不对称的 d - q 轴电感所造成, 此效应只存在于本文所使用的凸极式的电主轴中。

因本文中采用等幅变换, 故式(8)中系数为 3/2。

在只考虑黏性摩擦的前提下, 永磁同步电主轴的运动方程可表示为

$$T_e - T_l = J \frac{d\omega_m}{dt} + B\omega_m \quad (9)$$

2 最大转矩电流比控制原理

最大转矩电流比控制也称作单位电流输出最大转矩控制, 是凸极式 IPMSS 采用较多的一种控制策略。该种控制策略可以使电机在给定转矩的恒转矩运行区, 使定子电流达到最小, 这样电机铜耗最小, 同时可以降低逆变器和整流器上的损耗^[10]。

在 d - q 轴系下, 定子电流为^[11]

$$i_s = \sqrt{i_d^2 + i_q^2} \quad (10)$$

为实现在最小电流情况下输出最大转矩, 可将问题转化为求转矩的极值问题

$$\begin{cases} i_s = \sqrt{i_d^2 + i_q^2} \\ \text{s.t. } T_e = 1.5 p_n [\psi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \end{cases} \quad (11)$$

根据拉格朗日极值定理, 构造辅助函数

$$F = \sqrt{i_d^2 + i_q^2} + \lambda \{ T_e - p_n [\psi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \} \quad (12)$$

运用拉格朗日定理, 求得

$$\begin{cases} \frac{\partial F}{\partial i_d} = \frac{i_d}{\sqrt{i_d^2 + i_q^2}} + \lambda p_n (L_d - L_q) i_q = 0 \\ \frac{\partial F}{\partial i_q} = \frac{i_q}{\sqrt{i_d^2 + i_q^2}} - \lambda p_n [\psi_f + (L_d - L_q) i_d] = 0 \\ \frac{\partial F}{\partial \lambda} = T_e - p_n [\psi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] = 0 \end{cases} \quad (13)$$

由式(13)可得

$$i_d = \frac{-\psi_f + \sqrt{\psi_f^2 + (L_d - L_q)^2 i_q^2}}{2(L_d - L_q)} \quad (14)$$

于是

$$i_q = \sqrt{i_s^2 - i_d^2} \quad (15)$$

将 d - q 电流按照上述求取即可输出最大转矩, 对控制系统来说需要知道转矩指令值 T_e^* 与电流指令值 i_d^* 和 i_q^* 之间的关系

$$\begin{cases} i_d^* = f_1(T_e^*) \\ i_q^* = f_2(T_e^*) \end{cases} \quad (16)$$

但是由于反函数表达式结构复杂, 计算量较大, 本文采用牛顿迭代法做近似计算, 结合式(7), 由电磁转矩方程得

$$T_e = 1.5 p_n [\psi_f f_2(T_e^*) + (L_d - L_q) f_1(T_e^*) f_2(T_e^*)] \quad (17)$$

将 $f_1(T_e^*)$ 、 $f_2(T_e^*)$ 采用线性函数近似

$$\begin{cases} f_1(T_e^*) = -k_1 |T_e^*| \\ f_2(T_e^*) = k_2 |T_e^*| \end{cases} \quad (18)$$

代入式(10)、(17)得

$$T_e = 1.5 p_n \left[\psi_f k_2 T_e^* - (L_d - L_q) k_1 k_2 (T_e^*)^2 \right] \quad (19)$$

$$i_s = \sqrt{k_1^2 + k_2^2} |T_e^*| \quad (20)$$

为了选择合适的 k_1 、 k_2 , 使得电机有比较接近的最小电流, 采用如下性能指标

$$\max J(A) = \int_0^A T_e di_s \quad (21)$$

由式(19)、(20)得

$$T_e = 1.5 p_n \left[\psi_f \frac{k_2}{\sqrt{k_1^2 + k_2^2}} - (L_d - L_q) \frac{k_1 k_2}{k_1^2 + k_2^2} i_s^2 \right] \quad (22)$$

将式(22)代入式(21)

$$\begin{aligned} J(A) = & -0.5 p_n (L_d - L_q) \frac{k_1 k_2}{k_1^2 + k_2^2} A^3 + \\ & 0.75 p_n \psi_f \frac{k_2}{\sqrt{k_1^2 + k_2^2}} A^2 \end{aligned} \quad (23)$$

令 $s_0 = -0.5p_n(L_d - L_q)A^3$, $s_1 = 0.75p_n\psi_f A^2$, $k_0 = k_1/k_2$ 得

$$J(A) = s_0 \frac{k_0}{k_0^2 + 1} + s_1 \frac{1}{\sqrt{k_0^2 + 1}} \quad (24)$$

令其偏导数等于 0, 求 $J(A)$ 最大值

$$\frac{\partial J(A)}{\partial k_0} = s_0 \frac{1 - k_0^2}{(k_0^2 + 1)^2} - s_1 \frac{k_0}{\sqrt{k_0^2 + 1}} = 0 \quad (25)$$

化简并令

$$F(k_0) = (s_0^2 - s_1^2)k_0^4 - (2s_0^2 + s_1^2)k_0^2 + s_0^2 = 0 \quad (26)$$

用牛顿迭代公式求取 k_0

$$k_0(i+1) = k_0(i) - \frac{F(k_0)}{F'(k_1)} = k_0(i) - \frac{(s_0^2 - s_1^2)k_0^4(i) - (2s_0^2 + s_1^2)k_0^2(i) + s_0^2}{4(s_0^2 - s_1^2)k_0^3(i) - 2(2s_0^2 + s_1^2)k_0(i)} \quad (27)$$

将本实验室电主轴参数 $A=25$ A, $L_d=0.7$ mH, $L_q=2.8$ mH, $\psi_f=0.09$ Wb, $p_n=2$ 代入式(27)得 $k_0=0.4729$, 由 $k_0=k_1/k_2$, $k_1^2+k_2^2=1$ 得到 $k_1=-0.645735$, $k_2=0.76356$ 。

3 滑模变结构原理

滑模控制是变结构控制系统的一种控制策略。存在一种使系统结构随时间变化的开关特性。这种开关特性可以使系统在一定条件下沿规定的状态轨迹作小幅、高频率的上下运动, 这就是所谓的“滑动模态”。这种滑动模态是可以设计的, 并且与系统的参数和扰动无关。因此, 处于滑动模态的系统具有很好的鲁棒性^[12]。

对于系统在一般非线性情况下, 可设一系统为

$$\dot{x} = f(x, u, t) \quad (28)$$

式中, $x \in R^n$, $u \in R^m$, $t \in R$ 。

有一超曲面 $s(x) = s(x_1, x_2, \dots, x_n) = 0$, 如图 1 所示。

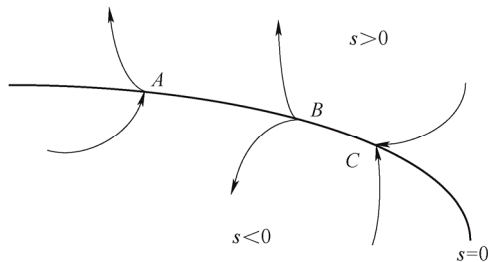


图 1 切换面上三种点的特性

图 1 中, A 点为通常点, 当系统运动点处于此切换面周围, 可以穿越该平面。 B 点为起始点, 当

系统运动点处于此切换面周围, 会向两侧分离。 C 点为终止点, 当系统运动点处于此切换面周围, 整体运动趋势会贴合切换面。若切换面上的点都为终止点, 那么系统就会被约束在 $s=0$ 这一超曲面附近, 称为“滑模动态区”, 系统在此切换面周围的运动称为“滑模运动”。

滑模控制器的设计基本步骤如下所示^[13]。

(1) 首先需要选择合适的切换函数 $s(x)$ 。切换函数选择恰当能使系统最终的滑动模态渐进稳定, 并使系统具有优异动态性能。

(2) 选择一种合适的趋近率。学者高为炳利用趋近率提出一种变结构控制系统来消除抖动。其中较为典型的趋近率有: 等速趋近率、指数趋近率、幂次趋近率以及一般趋近率。

本文采用内置式 PMSS 为例建立其在 $d-q$ 坐标系下的数学模型

$$\begin{cases} u_d = Ri_d + L_d \frac{di_d}{dt} - p_n \omega_m L_d i_q \\ u_q = Ri_q + L_q \frac{di_q}{dt} + p_n \omega_m L_d i_d + p_n \omega_m \psi_f \\ J \frac{d\omega_m}{dt} = 1.5 p_n \psi_f i_s - T_L \end{cases} \quad (29)$$

定义 PMSS 系统的状态变量为

$$\begin{cases} x_1 = \omega^* - \omega_m \\ x_2 = \dot{x}_1 = -\dot{\omega}_m \end{cases} \quad (30)$$

式中, ω^* 为参考转速; ω_m 为实际转速。结合式 (29)、(30),

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -\dot{\omega}_m = \frac{1}{J}(T_L - 1.5 p_n \psi_f i_s) \\ \dot{x}_2 = -\ddot{\omega}_m = -1.5 \frac{p_n \psi_f i_s}{J} \end{cases} \quad (31)$$

定义 $u = i_s$, $D = 3p_n \psi_f / 2J$, 则式(31)可变为

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -D \end{bmatrix} u \quad (32)$$

定义滑模面函数为

$$s = cx_1 + x_2 \quad (33)$$

对式(33)求导, 可得

$$\dot{s} = c\dot{x}_1 + \dot{x}_2 = cx_2 - Du \quad (34)$$

为了保证三相 PMSM 驱动系统具有较好的动态品质, 本文采用指数趋近率方法, 得控制器表达式为

$$u = \frac{1}{D} [cx_2 + \varepsilon \operatorname{sgn}(s) + qs] \quad (35)$$

从而得定子电流表达式为

$$i_s = \frac{1}{D} \int_0^t [cx_2 + \varepsilon \operatorname{sgn}(s) + qs] d\tau \quad (36)$$

电磁转矩则可以表示为

$$T_e = 1.5 p_n \psi_f i_s = J \int_0^t [cx_2 + \varepsilon \operatorname{sgn}(s) + qs] d\tau \quad (37)$$

4 模糊控制原理

模糊控制系统因为能根据被控对象的状态对控制参数进行实时调整, 因此其具有很强的鲁棒性, 控制器内部扰动以及外来干扰都能通过该控制方法进行较好的抑制, 由于永磁同步电主轴具有强耦合及强非线性特点, 因此在永磁同步电主轴上应用模糊控制会取得良好的效果。

转速误差与转速误差作为输入量, 并在进行量化处理后实施模糊化, 将输入量模糊化后即可对这些模糊量根据制定的模糊规则进行模糊推理, 最后可以得到一组模糊处理后的结构, 在反模糊化后即可自动实现对 PI 参数的最佳调整^[14], 模糊 PI 控制结构如图 2 所示。

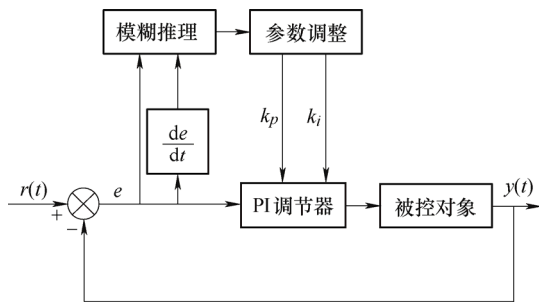


图2 模糊自适应PI控制器结构框图

本文采用三角形隶属度函数^[15], 将电主轴转速的给定值与实测值的瞬时误差 e 及其误差变化 e_c 作为输入变量, 令其量化等级为7级, 即 $\{-3, -2, -1, 0, 1, 2, 3\}$, 瞬时误差 e 的论域为 $[-10\ 000, 10\ 000]$, 其误差变化 e_c 的论域为 $[-10\ 000, 10\ 000]$, 均服从三角形隶属度函数分布曲线。以PI调节器的 Δk_p 、 Δk_i 两个参数作为输出变量, 量化等级为7级, 即 $\{-3, -2, -1, 0, 1, 2, 3\}$, Δk_p 输出的论域为 $[-2, 2]$, Δk_i 输出的论域为 $[-1, 1]$, 均服从三角形隶属度函数分布曲线, 各输入输出的模糊子集均为 $\{NB, NM, NS, Z, PS, PM, PB\}$, 隶属度函数如图3所示, 模糊集的隶属度函数如表1所示。

模糊逻辑决策采用 Mamdani 算法的 max-min 进行合成, 取误差 e 和误差变化 e_c 的模糊集进行直积运算, 其结果再和模糊算子进行模糊矢量积运算得出系统的控制输出量。

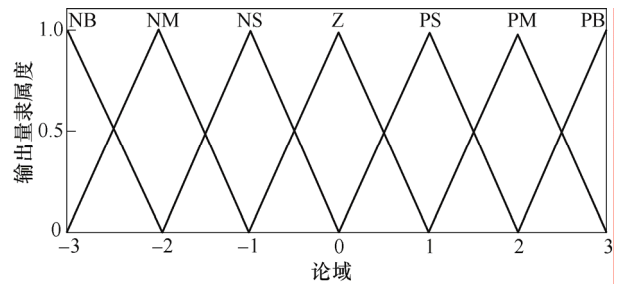


图3 隶属度函数图

表1 模糊集的隶属度函数

名称	论域取值						
转速误差 $e/\times 10^4$	-1	-0.67	-0.33	0	0.33	0.67	1
转速误差变化率 $e_c/\times 10^4$	-1	-0.67	-0.33	0	0.33	0.67	1
比例系数 Δk_p	-2	-1.33	-0.67	0	0.67	1.33	2
积分系数 Δk_i	-1	-0.67	-0.33	0	0.33	0.67	1
量化等级	-3	-2	-1	0	1	2	3

表2 Δk_p 的模糊规则表

比例系数 Δk_p	转速误差 e						
	NB	NM	NS	Z	PS	PM	PB
NB	PB	PM	PM	PM	PS	PM	Z
NM	PB	PM	PM	PM	PS	Z	Z
NS	PM	PM	PM	PS	Z	NS	NM
Z	PM	PS	PS	Z	NS	NM	NM
PS	PS	PS	Z	NS	NS	NM	NM
PM	NM	Z	NS	NM	NM	NM	NB
PB	Z	NS	NS	NM	NM	NB	NB

表3 Δk_i 的模糊规则表

积分系数 Δk_i	转速误差 e						
	NB	NM	NS	Z	PS	PM	PB
NB	PS	PS	Z	Z	Z	PB	PB
NM	NS	NS	NS	NS	Z	NS	PM
NS	NB	NB	NM	NS	Z	PS	PM
Z	NB	NM	NM	NS	Z	PS	PM
PS	NM	NM	NS	Z	Z	PS	PS
PM	NM	NS	NS	Z	Z	PS	PS
PB	PS	Z	Z	Z	Z	NB	NB

模糊PI控制器将电主轴反馈回来的转速进行与系统给定值进行实时计算, 得到模糊控制器所需的转速误差 e 与转速误差变化率 e_c 。之后再利用上文中提出的模糊规则对转速误差 e 与转速误差变化率 e_c 进行模糊推理, 再查询模糊矩阵表进行参数调整^[16-17]。 Δk_p 整定的模糊规则表如表2所示, Δk_i 整定的模糊规则表如表3所示。

依据上文转矩与电流关系建立 MTPA 模块, 滑模控制与模糊控制规则建立 SMC-FUZZY 模块, 工作原理图如图4所示。

由图4可知, 本文中 SMC-FUZZY 联合控制为电流转速双闭环矢量控制。 i_d 和 i_q 两个旋转坐标直

流量由三相电流通过 Clark 和 Park 变换得到, 作为电流环的负反馈。转速的偏差通过 SMC-FUZZY 联合控制器输出转矩作用于 MTPA 模块 i_d^* 和 i_q^* 与电流反馈量 i_d , i_q 的偏差, 调整输出电压 U_d^* 和 U_q^* 两

个量作为 $d-q$ 旋转坐标系下的分量。利用 Park 逆变换, 获得分量 U_α^* 和 U_β^* , 为静止坐标系 α 和 β 的矢量。确定分量扇区数后, SVPWM 控制策略产生的 PWM 信号用来调节逆变器作用于永磁同步电主轴。

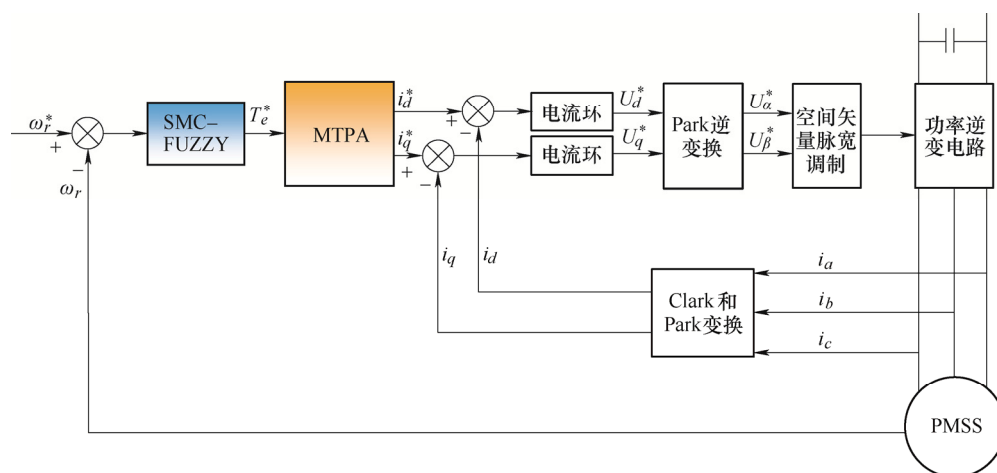


图 4 最大转矩电流比控制结构原理图

5 试验分析

5.1 电主轴参数

对本实验室高速电主轴进行试验分析。高速电主轴的主要参数见表 4。高速磨削电主轴系统实物图如图 5 所示。可以看出, 永磁同步电主轴的控制实质上是对一个系统的控制, 包括电主轴、驱动控

制装置和油雾润滑装置、空气净化装置和水冷机。后面 4 项装置辅助电主轴的运行。驱动控制装置用来直接驱动电主轴, 在控制面板上输入预定转速, 控制装置通过芯片控制, 实现永磁同步电主轴的运行。在电主轴设备运行之前, 需要通过油雾润滑装置先进行预润滑, 等待润滑达到一定效果后运行电主轴, 同时开启水冷机与空气净化装置, 辅助电主轴的运行。

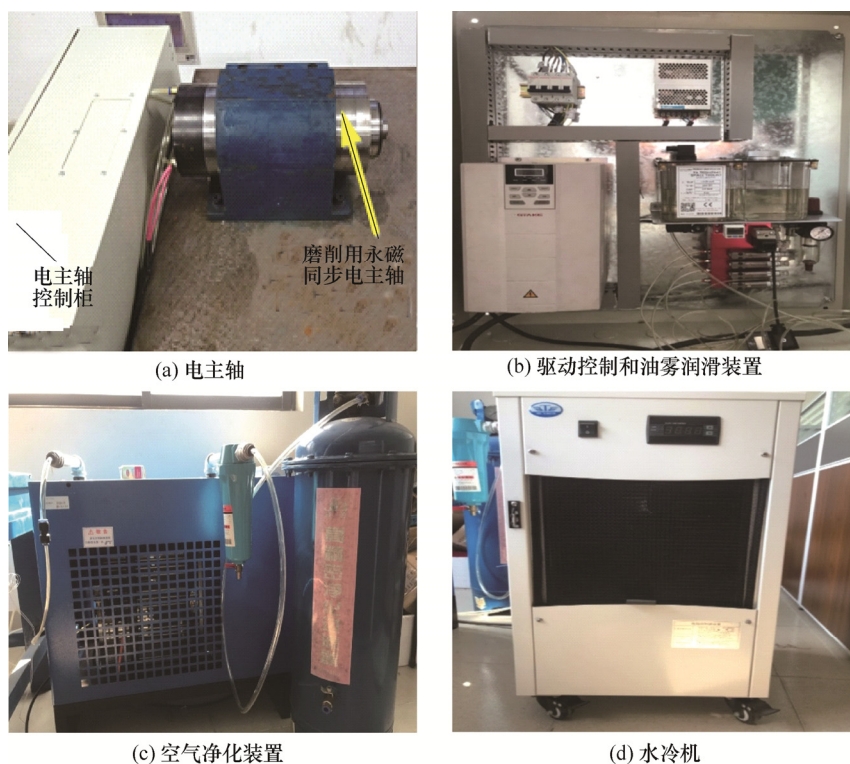


图 5 高速磨削电主轴系统实物图

表 4 FL170-20-15 型高速磨削电主轴参数

参数名称	取值	参数名称	取值
转速/(r·min ⁻¹)	20 000	定子电阻/Ω	0.15
额定功率 S _I /kW	15	转动惯量/(kg·m ²)	0.015
额定频率/Hz	666.6	磁极对数/pn	2
额定电流/A	25	转矩常数	0.3
额定电压/V	350	定子磁链/Wb	0.011
d 轴电感/mH	0.7	转子磁链/Wb	0.009
q 轴电感/mH	2.8	电压常数	18.2

通过 MATLAB 分别对这两种控制模式下的永磁同步电主轴进行了仿真试验,并将这两种控制方式下的永磁同步电主轴的相关性能作了对比分析。

5.2 Simulink 建模

内置式永磁同步电主轴 SMC-FUZZY 联合控制建模如图 6 所示。

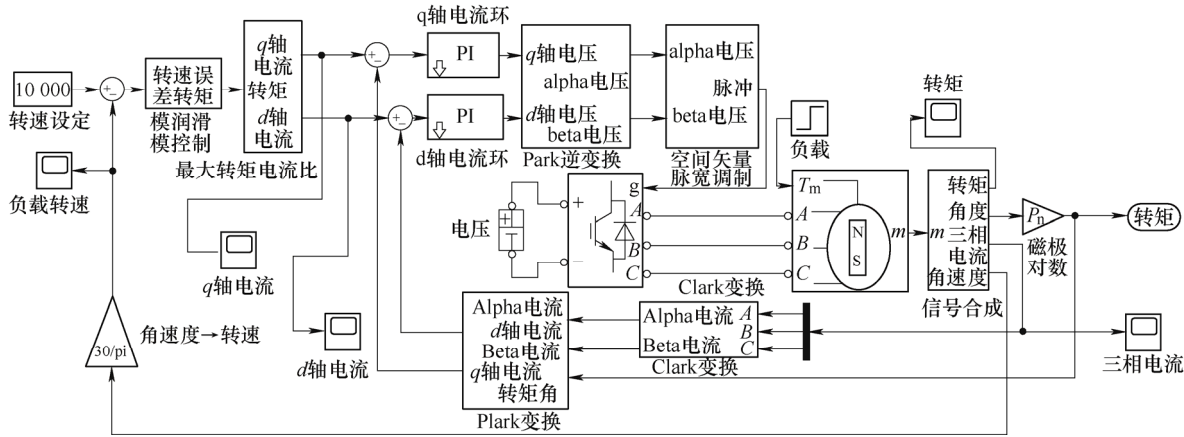


图 6 内置式永磁同步电主轴 SMC-FUZZY 联合控制模型

5.3 试验结果分析

通过 MATLAB 分别对这两种控制下的永磁同步电主轴进行了仿真试验,并将这两种控制方式下永磁同步电主轴的相关性能作了对比与分析。仿真中,输入电主轴转速为 10 000 r/min,在 1.5 s 时施加一个大小为 5 N 的阶跃负载,PI 控制和 SMC 控制下的永磁同步电主轴转速曲线对比如图 7 所示,其中,X 轴为时间 t(s),Y 轴为转速 n(r/min)。为了分析将 0.5~1 s 的曲线局部放大。图中可以明显看出,SMC 控制到达设定转速的时间超前模糊控制约为 0.24 s,并且相对于模糊控制,SMC 控制在达到设定速度时具有更小的超调量。

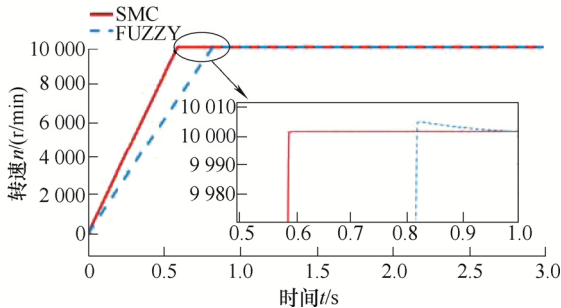


图 7 转速曲线对比图

再将系统设定负载时刻和稳定运行时期的转速局部放大如图 8 所示。图中可以观察到,系统稳定运行期间,模糊控制相对于 SMC 控制,可以更为准确地跟踪转速,在系统 1.5 s 加入负载之后,模糊

控制能够平滑地恢复到设定转速值。

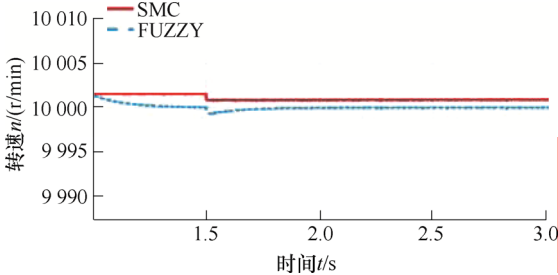


图 8 转速曲线局部对比图

针对上述对模糊控制与 SMC 控制的分析,本文结合两者各自的优点,构建了 SMC-FUZZY 联合控制器,转速曲线如图 9 所示,将 0.8~0.82 s 的曲线局部放大。图中可以观察到最大超调量为 1.3 r/min,上升时间为 0.59 s。

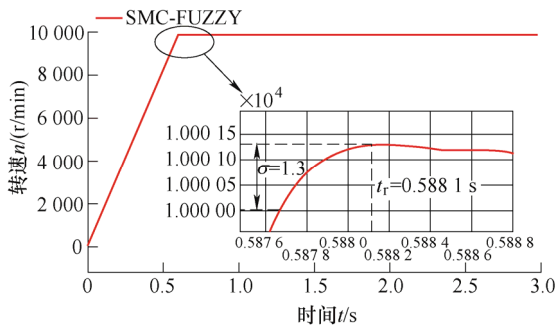


图 9 SMC-FUZZY 联合控制转速曲线图

加入 5 N 负载之后,SMC-FUZZY 联合控制转

速曲线局部放大图如图 10 所示,恢复稳定的调整时间为 0.5 s。

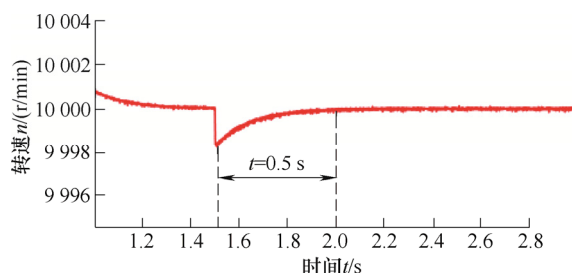


图 10 负载突变转速曲线图

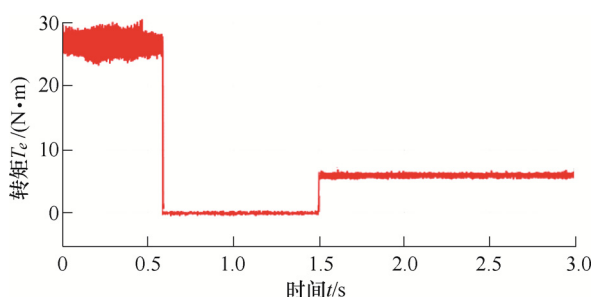


图 11 SMC-FUZZY 联合控制转矩曲线图

图 11 所示为 SMC-FUZZY 联合控制转矩输出曲线,启动阶段由于较大的启动电流导致输出转矩相应较大,系统到达稳定运行阶段时转矩在 0 处以上 0.15 N·m 处波动仅用来克服自身摩擦阻力,1.5 s 后转矩输出为给定负载转矩,稳定运行以后的转矩波动较小,具有稳定的输出特性。

6 结论

本文提出一种内置式永磁同步电主轴最大转矩控制策略对定子电流进行了有效解耦,并结合模糊滑模联合矢量控制方法,利用其响应速度快、稳定性好的控制优点达到改善电主轴运行品质的目的。通过试验验证,得到以下结论。

(1) 针对内置式永磁同步电主轴的数学模型,运用基于牛顿迭代法的最大转矩电流比控制算法求出了转矩与 d - q 轴电流的近似关系,有效解耦定子电流。

(2) 采用转速电流双闭环控制策略,结合电主轴系统运行时的反馈参数,经过系列模块的转换,与输入参数相互对比,不断改善系统的输出性能。

(3) 联合滑模和模糊控制的优点,建立模糊滑模控制模块,将其应用到内置式永磁同步电主轴的控制当中,较好地控制了系统的最大超调量,优化了系统的鲁棒性,减小了系统的转矩波动,并且使系统具有较快的响应速度。

(4) 联合控制使系统的最大超调量减小为 1.3 r/min,提前 0.24 s 进入稳定状态,减小了系统升速时的转矩波动和时间,在电主轴系统稳定运行之后,使得系统的转矩波动低于 1 r/min,表明联合控制不但具有滑模控制的快速响应能力以及较小超调量的优点,同时具有模糊控制在系统稳定运行期间有效抑制转矩波动的优点。

参考文献

- [1] 于家斌. 大功率永磁同步电主轴驱动关键技术研究[M]. 北京: 北京大学出版社, 2012.
YU Jiabin. A study on the key technologies of high power permanent magnet synchronous spindle drive[M]. Beijing: Peking University Press, 2012.
- [2] 申斌, 张晓宇. 内置式永磁同步电机最大转矩电流比控制及仿真研究[J]. 华北科技学院学报, 2018(4): 83-87.
SHEN Bin, ZHANG Xiaoyu. Control and simulation of maximum torque-current ratio of built-in PMSM [J]. Journal of North China University of Science and Technology, 2018(4): 83-87.
- [3] KUNTO W W, SEOK-KWON J. Genetic algorithm tuned PI controller on PMSM simplified vector control[J]. Journal of Central South University, 2013, 20(11): 3042-3048.
- [4] 陈小安, 康辉民, 合烨, 等. 无速度传感器矢量控制下高速电主轴动态性能分析[J]. 机械工程学报, 2010, 46(7): 96-101.
CHEN Xiaolan, KANG Huimin, HE Ye, et al. Dynamic performance analysis of high speed motorized spindle under speed sensor-less vector control[J]. Journal of Mechanical Engineering, 2010, 46(7): 96-101.
- [5] 齐亮. 基于滑模变结构方法的永磁同步电机控制问题研究及应用[D]. 上海: 华东理工大学, 2013.
QI Liang. Research and application of permanent magnet synchronous motor control based on sliding mode variable structure method[D]. Shanghai: East China University of Science and Technology, 2013.
- [6] 汪海波, 周波, 方斯琛. 永磁同步电机调速系统的滑模控制[J]. 电工技术学报, 2009(9): 75-81.
WANG Haibo, ZHOU Bo, FANG Sichen. Sliding mode control of PMSM speed regulation system[J]. Journal of Electrical Technology, 2009(9): 75-81.
- [7] 丁文双, 胡育文, 鲁文其, 等. 永磁同步电机模糊 PID 参数自整定[J]. 微特电机, 2011, 39(5): 17-21.
DING Wenshuang, HU Yuwen, LU Wenqi, et al. Self-tuning of fuzzy pid parameters of PMSM micro motors, 2011, 39(5): 17-21.

- [8] 于晶. 电机负载谐振的高阶滑模抑制方法研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2008.
- YU Jing. High-order sliding mode suppression method for motor load resonance[D]. Harbin : Harbin University of Technology, 2008.
- [9] 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.
- YUAN Dengke, XU Yandong, LI Xiutao. Permanent magnet synchronous motor and its control[M]. Beijing: China Machine Press, 2015.
- [10] 黄鹏, 黄雷, 苗长云, 等. 考虑饱和效应的 IPMSM 最大转矩电流比控制[J]. 电力电子技术, 2011, 45(2): 41-43.
- HUANG Peng, HUANG Lei, MIAO Changyun, et al. Maximum torque-to-current ratio control of IPMSM considering saturation effect[J]. Power Electronics, 2011, 45(2): 41-43.
- [11] INOUE Y, KAWAGUCHI Y, MORIMOTO S, et al. Performance improvement of sensorless IPMSM drives in a low-speed region using online parameter identification[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2011, 47(2): 798-804.
- [12] LIN W, LIU D, WU Q, et al. On sliding mode control of permanent magnet synchronous motor[C]//26th. The China Control and Decision-making Conference, Changsha, China. 2014: 4555.
- [13] 马玉梅, 谢洋, 白环, 等. 基于 DTC 的 PMSM 中 SMC 与纯 PI 的协同控制器研究[J]. 电工技术, 2019, 496(10): 19-21, 25.
- MA Yumei, XIE Yang, BAI Huan, et al. Research on cooperative controller between SMC and pure PI in PMSM based on DTC[J]. Electrician Technology, 2019, 496(10): 19-21, 25.
- [14] 朱焜秋, 杜伟. 基于模糊神经网络逆系统的无轴承永磁同步电机解耦控制[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(4): 1190-1198.
- ZHU Yuqiu, DU Wei. Decoupling control of bearingless PMSM based on fuzzy neural network inverse system[J]. Chinese Journal of Electrical Engineering, 2019, 39(4): 1190-1198.
- [15] 纪志成, 薛花, 沈艳霞. 永磁同步电动机调速系统的模糊 PI 智能控制新方法[J]. 电工技术学报, 2003(6): 53-58.
- JI Zhicheng, XUE Hua, SHEN Yanxia. New fuzzy pi intelligent control method for PMSM speed control system[J]. Journal of Electrical Technology, 2003(6): 53-58.
- [16] 李东, 张小洪, 杨丹, 等. 参数不确定永磁同步电机混沌的模糊控制[J]. 物理学报, 2009, 58(3): 1432-1440.
- LI Dong, ZHANG Xiaohong, YANG Dan, et al. Fuzzy control of chaos of PMSM with uncertain parameters[J]. Journal of Physics, 2009, 58(3): 1432-1440.
- [17] 欧峰, 陈洪, 陈胜来. 基于模糊 PID 控制的永磁同步电机控制器研究[J]. 计算机测量与控制, 2017, 25(4): 40-43.
- OU Feng, CHEN Hong, CHEN Shenglai. Research on PMSM controller based on fuzzy pid control[J]. Computer Measurement and Control, 2017, 25(4): 40-43.

作者简介: 单文桃, 男, 1987 年出生, 博士, 副教授。主要研究方向为高速电主轴技术与智能驱动控制算法。

E-mail: shanwentao520@163.com

李坤(通信作者), 男, 1994 年出生。主要研究方向为高速永磁同步电主轴驱动控制。

E-mail: 610341161@qq.com