

高速永磁同步电机滑模变结构一体化解耦控制

张晓光¹,姜云峰²,赵克¹,安群涛¹,孙力¹

(1. 哈尔滨工业大学 电气工程及自动化学院,黑龙江 哈尔滨 150001;

2. 哈尔滨九洲电气股份有限公司,黑龙江 哈尔滨 150081)

摘要: 为了改善高速永磁同步电动机的控制性能,从永磁同步电动机的非线性动态数学模型出发,应用精确线性化理论并结合滑模变结构控制方法,将转速环与电流环结合在一起设计了一体化控制器,解决了小惯量高速永磁电机电磁与机械时间常数相接近,速度与电流之间的非线性耦合问题;设计了一种能够在同一数学模型中同时辨识转速与电机参数的自适应在线辨识方法,并实现了高速电机无位置传感器运行。仿真和实验表明,该控制系统具有良好的动、静态特性和鲁棒性。

关键词: 滑模变结构控制; 永磁同步电动机; 精确线性化; 在线辨识; 无位置传感器; 模型

中图分类号: TM 341; TM 351

文献标识码: A

DOI: 10.3969/j.issn.1006-6047.2013.06.011

0 引言

由于三相交流永磁同步电动机(PMSM)具有非线性和变量之间耦合的性质,且其电磁时间常数与机械时间常数相差较大,在一般的交流伺服控制系统中,对电流进行动态控制时,电机转速在这一短暂时间内可视为常量,忽略其对电流控制产生的影响,而在考虑速度控制时,认为电流环能够瞬间提供电机所需要的加速度。因此,可把电流内环与转速外环视为彼此独立,互不耦合干扰,从而组成双闭环结构分别进行独立控制^[1-4]。

相对于普通 PMSM,特殊用途的高速 PMSM 一般具有较小的转动惯量,使得其电磁与机械时间常数相接近,电流与转速彼此耦合,不能简单视为相互独立。PMSM 矢量控制方法能够很好地解决部分变量间的静态耦合问题,但对整个系统机电两方面的非线性影响却未加考虑。与此同时,由于高速 PMSM 损耗密度大、温升高,所以安装在电机内部的位置传感器往往无法正常工作;另外,位置传感器的使用也会受到体积上的限制。而高速电机较高的温升会使电机定子电阻、电感和转子永磁磁链等参数发生变化,这种电机参数的不确定性会影响系统的运行与控制性能。

目前针对高速 PMSM 的控制主要集中在控制方法的选择与优化、无传感器运行的实现及控制性能的提升等方面。文献[5]针对高速 PMSM 位置传感器使用受限问题,提出一种带有补偿的磁链观测器来估算转子位置,并采用开环起动方式克服了磁链观测器低速性能较差问题;文献[6]研究了考虑电感与电阻的 U/f 控制方法,实现了高速电机的平稳升速;文献[7]针对高速永磁无刷直流电动机,通过电流超

前控制减小了电机的转矩脉动;文献[8]为了解决高速 PMSM 的调速问题,提出了基于开关霍尔的准无位置传感器控制方案,并根据矢量控制中直轴电流调节器的输出推导出无位置传感器转子位置与速度估算算法,并进行了实验验证。

本文针对高速 PMSM 的特点,从其非线性动态数学模型出发,应用精确线性化理论^[9-12]将电机速度和电流进行解耦,并结合趋近律滑模变结构控制方法,设计了一体化控制器,并设计了一种能够在同一数学模型中同时辨识转速与电机参数的自适应在线辨识方法,克服了高速电机温升带来的参数不确定性。仿真和实验表明,自适应在线辨识方法辨识电机参数与转速准确,并且控制系统具有理想的速度跟踪性和良好的鲁棒性。

1 高速 PMSM 滑模变结构控制器一体化设计

目前,交流伺服系统的控制普遍采用传统的 PID 控制,该控制器具有算法简单、可靠性高及调整方便等优点,然而高速 PMSM 是一个多变量、强耦合、非线性、变参数的复杂对象,且电磁与机械时间常数相接近,常规 PID 控制并不能满足其控制的要求,因此本文基于 PMSM 的 d, q 轴模型,应用精确线性化理论将电机速度和电流进行解耦,并应用滑模变结构控制方法^[13-17],将转速环与电流环结合在一起设计了一体化滑模变结构控制器。

1.1 PMSM 精确线性化解耦

以 PMSM 的 $d-q$ 轴电流作为状态量,其状态方程如下:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & \omega \\ -\omega & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} +$$

$$\begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\omega \frac{\psi_f}{L} \end{bmatrix} \quad (1)$$

PMSM 运动方程为:

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{3p\psi_f}{2J} i_q - \frac{B}{J} \omega - \frac{T_L}{J} \quad (2)$$

其中, i_d, i_q 和 u_d, u_q 分别为定子电流、电压在 $d-q$ 轴的分量; R 为定子电阻; 对于表面贴 PMSM, 电感满足 $L_d = L_q = L$; ψ_f 为永磁体在定子上耦合的磁链; p 为极对数; ω 为电角速度; J 为转动惯量; B 为黏滞摩擦系数; T_L 为负载转矩。

PMSM 控制系统可以看成是两输入两输出的系统, 定义系统的输入为 u_d, u_q , 输出为:

$$\begin{cases} y_1 = \omega \\ y_2 = i_d \end{cases} \quad (3)$$

由精确线性化的原理, 对系统的输出方程分别求导, 直到导数方程中出现输入变量, 输出导数方程如下:

$$\begin{cases} \frac{d^2 y_1}{dt^2} = \frac{3p\psi_f}{2JL} u_q - \frac{3p\psi_f}{2JL} (Ri_q + \omega i_d + \psi_f \omega) - \frac{B}{J^2} \left(\frac{3p\psi_f}{2} i_q - B\omega - T_L \right) \\ \frac{dy_2}{dt} = \frac{1}{L} u_d - \frac{R}{L} i_d + \omega i_q \end{cases} \quad (4)$$

其可以简写为:

$$\begin{cases} \frac{d^2 y_1}{dt^2} = A_1 + B_{11} u_d + B_{12} u_q \\ \frac{dy_2}{dt} = A_2 + B_{21} u_d + B_{22} u_q \end{cases} \quad (5)$$

其中, $A_1 = -\frac{3p\psi_f}{2JL} (Ri_q + \omega i_d + \psi_f \omega) - \frac{B}{J^2} \left(\frac{3p\psi_f}{2} i_q - B\omega - T_L \right)$,

$B_{11} = 0, B_{12} = \frac{3p\psi_f}{2JL}, A_2 = -\frac{R}{L} i_d + \omega i_q, B_{21} = \frac{1}{L}, B_{22} = 0$ 。定

义 $B = \begin{bmatrix} B_{11} & B_{12} \\ B_{21} & B_{22} \end{bmatrix}$, 且 $\det B \neq 0$, 系统方程式(1)、(2)

的阶数与式(5)的阶数均为 3, 则精确线性化问题有解, 设定:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{d^2 y_1}{dt^2} \\ \frac{dy_2}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 \\ A_2 \end{bmatrix} + B \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} \quad (6)$$

同时令:

$$\begin{cases} M_1 = y_1 = \omega \\ M_2 = \frac{dy_1}{dt} = \frac{d\omega}{dt} \\ M_3 = y_2 = i_d \end{cases} \quad (7)$$

经坐标变换, 线性化后的系统可表示为:

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} M_1 = M_2 \\ \frac{d}{dt} M_2 = \frac{d^2 y_1}{dt^2} = V_1 \\ \frac{d}{dt} M_3 = \frac{dy_2}{dt} = V_2 \end{cases} \quad (8)$$

对式(6)进行变换可得:

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = B^{-1} \begin{bmatrix} V_1 - A_1 \\ V_2 - A_2 \end{bmatrix} \quad (9)$$

由以上推导可知, 经过线性化后只要求得中间变量 V_1 与 V_2 并将其代入式(9), 便可得到 $d-q$ 轴电压, 从而进一步产生 PWM 信号驱动电机运转。

1.2 速度、电流一体化滑模控制器设计

为了改善控制系统的动态品质并抑制滑模固有抖振问题, 采用新型指数趋近律滑模控制方法设计速度、电流一体化控制器, 新型指数趋近律如下^[15]:

$$\begin{cases} \frac{ds}{dt} = -\varepsilon |X| \operatorname{sgn}(s) - k |X| s \\ \lim_{t \rightarrow \infty} |X| = 0, \varepsilon > 0, k > 0 \end{cases} \quad (10)$$

其中, s 为滑模面, ε, k 为趋近律参数。

该方法在常规指数趋近律基础上引入系统状态量的绝对值 $|X|$, 使系统在趋近滑模切换面的运动阶段, 趋近速度与系统状态量的变化相关联^[15]。同时, 针对本系统定义如下参数:

$$\begin{cases} x_1 = \omega - \omega^* \\ x_2 = \frac{dx_1}{dt} = \frac{d\omega}{dt} \\ x_3 = i_d - i_d^* \end{cases} \quad (11)$$

其中, ω^* 为转速给定, i_d^* 为 d 轴电流给定。取系统滑模面为 $s_1 = c_1 x_1 + x_2, s_2 = c_2 x_3$, 对其求导可得:

$$\begin{cases} \frac{ds_1}{dt} = c_1 \frac{dx_1}{dt} + \frac{dx_2}{dt} = c_1 x_2 + V_1 \\ \frac{ds_2}{dt} = c_2 \frac{dx_3}{dt} = c_2 V_2 \end{cases} \quad (12)$$

利用式(10)所示趋近律设计控制器, 取 $X_1 = x_1, X_2 = x_3$, 结合式(12)得:

$$\begin{cases} V_1 = -c_1 x_2 - \varepsilon_1 |x_1| \operatorname{sgn}(c_1 x_1 + x_2) - k_1 |x_1| (c_1 x_1 + x_2) \\ V_2 = -\varepsilon_2 |x_3| \operatorname{sgn}(c_2 x_3) / c_2 - k_2 |x_3| x_3 \end{cases} \quad (13)$$

将上式代入式(9)可得一体化滑模控制器实际输出:

$$\begin{cases} u_d = Ri_d - L\omega i_q + LV_2 \\ u_q = Ri_q + \frac{2BL}{3pJ\psi_f} \left(\frac{3p\psi_f}{2} i_q - B\omega - T_L \right) + \omega i_d + \psi_f \omega + \frac{2JL}{3p\psi_f} V_1 \end{cases} \quad (14)$$

2 高速 PMSM 转速、参数自适应在线辨识

由于高速 PMSM 损耗密度大、温升高, 导致电机参数受温度影响而发生变化, 这种电机参数的不确

定性不但会影响系统的运行与性能,还可能导致完全线性化条件被破坏,以致线性化控制策略失效。因此,设计了一种能够在同一模型中对转速、电阻、电感与永磁磁链进行在线辨识的自适应辨识方法,在对电机参数进行实时更新的同时辨识电机转速,并实现高速无位置传感器运行。

2.1 模型的构建

将式(1)所示的 PMSM 的 d - q 轴电流作为状态量,并令 $a=R/L, b=1/L, c=\omega, d=\omega\psi_f/L$ 。则式(1)可以表示为:

$$\frac{d}{dt}\mathbf{i}=\mathbf{A}\mathbf{i}+\mathbf{B}\mathbf{u}+\mathbf{C} \quad (15)$$

其中, \mathbf{i} 为实际系统输出的电流状态矢量, $\mathbf{i}=[i_d \ i_q]^T$; \mathbf{u} 为实际系统输入的电压矢量, $\mathbf{u}=[u_d \ u_q]^T$; \mathbf{A} 、 \mathbf{B} 为实际系统状态矢量的系数矩阵, $\mathbf{A}=\begin{bmatrix} -a & c \\ -c & -a \end{bmatrix}$, $\mathbf{B}=\begin{bmatrix} b & 0 \\ 0 & b \end{bmatrix}$; \mathbf{C} 为实际系统的常数项矩阵, $\mathbf{C}=[0 \ -d]^T$ 。

基于式(1)所示状态方程构造 PMSM 自适应调整模型为:

$$\frac{d}{dt}\hat{\mathbf{i}}=\hat{\mathbf{A}}\hat{\mathbf{i}}+\hat{\mathbf{B}}\mathbf{u}+\hat{\mathbf{C}}+\mathbf{G}(\mathbf{i}-\hat{\mathbf{i}}) \quad (16)$$

其中, $\hat{\mathbf{i}}$ 为调整模型输出的电流状态矢量, $\hat{\mathbf{i}}=[\hat{i}_d \ \hat{i}_q]^T$;

$\hat{\mathbf{A}}$ 为状态矢量系数矩阵, $\hat{\mathbf{A}}=\begin{bmatrix} -\hat{a} & \hat{c} \\ -\hat{c} & -\hat{a} \end{bmatrix}$; $\hat{\mathbf{B}}$ 为输入矢量

系数矩阵, $\hat{\mathbf{B}}=\begin{bmatrix} \hat{b} & 0 \\ 0 & \hat{b} \end{bmatrix}$; $\hat{\mathbf{C}}$ 为常数项矩阵, $\hat{\mathbf{C}}=[0 \ \hat{d}]^T$;

\mathbf{G} 为增益矩阵, $\mathbf{G}=\begin{bmatrix} k_1 & 0 \\ 0 & k_2 \end{bmatrix}$; k_1, k_2 为有限实数。

将式(16)作为可调模型,式(15)作为参考模型,式(15)减去式(16)并整理成标准模型参考自适应系统结构,即由一个线性定常正向环节和一个非线性时变反馈环节构成,如式(17)所示:

$$\frac{d}{dt}(\mathbf{i}-\hat{\mathbf{i}})=\mathbf{A}\mathbf{i}-\hat{\mathbf{A}}\hat{\mathbf{i}}+(\mathbf{B}-\hat{\mathbf{B}})\mathbf{u}+(\mathbf{C}-\hat{\mathbf{C}})-\mathbf{G}(\mathbf{i}-\hat{\mathbf{i}}) \quad (17)$$

定义状态广义误差为 $\mathbf{e}=\mathbf{i}-\hat{\mathbf{i}}$,则式(17)简化为:

$$\frac{d}{dt}\mathbf{e}=(\mathbf{A}+\mathbf{G})\mathbf{e}+\Delta\mathbf{A}\hat{\mathbf{i}}+\Delta\mathbf{B}\mathbf{u}+\Delta\mathbf{C} \quad (18)$$

其中, $\Delta\mathbf{A}=\mathbf{A}-\hat{\mathbf{A}}$; $\Delta\mathbf{B}=\mathbf{B}-\hat{\mathbf{B}}$; $\Delta\mathbf{C}=\mathbf{C}-\hat{\mathbf{C}}$ 。令 $\mathbf{Q}=-\Delta\mathbf{A}\hat{\mathbf{i}}+\Delta\mathbf{B}\mathbf{u}+\Delta\mathbf{C}$,式(18)可进一步简化为:

$$\frac{d}{dt}\mathbf{e}=(\mathbf{A}+\mathbf{G})\mathbf{e}-\mathbf{Q} \quad (19)$$

2.2 自适应律设计

本文采用 Popov 超稳定理论设计自适应律,这种方法将系统分为前向线性定常方块和反馈非线性方块,当前向方块的传递函数正实,且反馈非线性方块满足 Popov 积分不等式时便可以保证系统的稳定

性。本文采用文献[18]中增益矩阵的设计方法设计矩阵 \mathbf{G} ,以保证线性前向方块严格正实,同时根据式(20)所示的 Popov 积分不等式进行逆向求解得到参数自适应律。

$$\int_0^{t_1} \mathbf{Q}^T \mathbf{e} dt \geq -\gamma_0^2 \quad (20)$$

其中,对于任意的 $t \geq 0$, γ_0^2 为不依赖于 t 的有限常数。

由自适应控制理论可知^[19-20],设计自适应律的目的是在系统稳定的情况下,按照所设计的自适应律调整可调模型的参数以使状态广义误差 \mathbf{e} 趋近于零。基于以上目标,设计比例积分形式的自适应律如下:

$$\begin{cases} \hat{a} = \int_0^t f_1(\tau) d\tau + f_2(t) + \hat{a}(0) \\ \hat{b} = \int_0^t g_1(\tau) d\tau + g_2(t) + \hat{b}(0) \\ \hat{c} = \int_0^t h_1(\tau) d\tau + h_2(t) + \hat{c}(0) \\ \hat{d} = \int_0^t p_1(\tau) d\tau + p_2(t) + \hat{d}(0) \end{cases} \quad (21)$$

其中, $\hat{a}(0)$ 、 $\hat{b}(0)$ 、 $\hat{c}(0)$ 、 $\hat{d}(0)$ 分别为 \hat{a} 、 \hat{b} 、 \hat{c} 、 \hat{d} 的初值。该自适应律中含有记忆性质的积分作用,可使自适应调节作用不会随着状态广义误差 \mathbf{e} 趋向于零而消失。

将 \mathbf{e} 与 \mathbf{Q} 代入式(20)中,并根据文献[21]的引理 3-1,可得:

$$\begin{cases} f_1(t) = -K_{f1}(i_d e_d + i_q e_q), \quad f_2(t) = -K_{f2}(i_d e_d + i_q e_q) \\ g_1(t) = K_{g1}(e_d u_d + e_q u_q), \quad g_2(t) = K_{g2}(e_d u_d + e_q u_q) \\ h_1(t) = K_{h1}(i_q e_d - i_d e_q), \quad h_2(t) = K_{h2}(i_q e_d - i_d e_q) \\ p_1(t) = -K_{p1} e_q, \quad p_2(t) = -K_{p2} e_q \end{cases} \quad (22)$$

其中, K_{f1} 、 K_{f2} 、 K_{g1} 、 K_{g2} 、 K_{h1} 、 K_{h2} 、 K_{p1} 、 K_{p2} 均为正数。将式(22)代入式(21),得到自适应律如下:

$$\begin{cases} \dot{\hat{a}} = -(K_{f2} + K_{f1}/s)(i_d e_d + i_q e_q) + \hat{a}(0) \\ \dot{\hat{b}} = (K_{g2} + K_{g1}/s)(e_d u_d + e_q u_q) + \hat{b}(0) \\ \dot{\hat{c}} = (K_{h2} + K_{h1}/s)(i_q e_d - i_d e_q) + \hat{c}(0) \\ \dot{\hat{d}} = -(K_{p2} + K_{p1}/s)e_q + \hat{d}(0) \end{cases} \quad (23)$$

根据以上推导构建自适应在线辨识模型如图 1 所示,在自适应律的作用下,参数调整模型将不断跟踪电动机的实际模型。

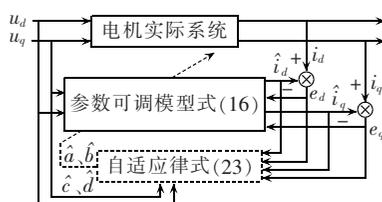


图 1 自适应辨识模型

Fig.1 Adaptive identification model

另外,利用辨识转速并根据式(24)可估算转子位置为:

$$\hat{\theta} = \int_0^t \hat{\omega} dt \quad (24)$$

本文提出的控制系统,其整体结构如图 2 所示,自适应在线辨识模块在一个模型中同时完成转速与参数辨识,而一体化控制器采用指数趋近律方式对转速和电流进行一体化滑模控制,输出 u_d, u_q 经坐标变换后作为 SVPWM 模块的输入,而辨识的转速与转子位置角度分别应用于控制系统,实现 PMSM 无位置传感器运行,同时电机参数的在线辨识结果实时更新一体化滑模变结构控制器参数,以克服电机温升等外界条件变化对调速系统控制性能的影响。

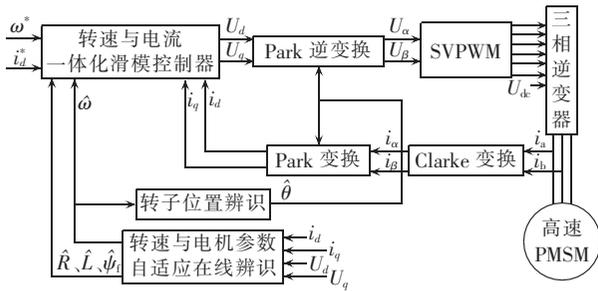


图 2 控制系统框图

Fig.2 Block diagram of control system

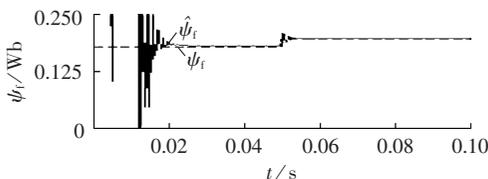
3 仿真与实验验证

为了验证系统的有效性,基于 MATLAB/Simulink 建立了系统仿真模型,并搭建了实验平台,实验用 PMSM 的额定转速为 20 000 r/min,定子电阻为 3.5 Ω,定子电感为 2.49 mH,永磁磁链为 0.178 Wb。

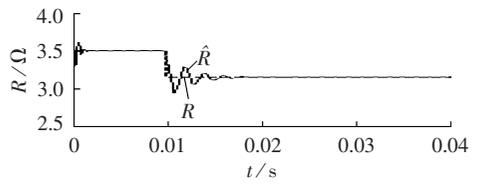
图 3 为控制系统动态响应仿真波形,其中(a)~(d)分别为永磁磁链增加 5%、电阻减小 10%、电感减小 10%、转速增加 400 r/min 时辨识算法的跟踪特性曲线;(e)与(f)为负载转矩在 0.004 s 从 2 N·m 突增至 6 N·m 时三相电流和转矩响应曲线。图 4 为参数辨识与系统动态响应实验结果,(a)~(c)分别为永磁磁链、电机电阻与电感的在线辨识结果,(d)为系统速度指令从 15 000 r/min 升至 20 000 r/min 时的转速响应曲线,(e)与(f)为控制系统负载增加时的转矩响应与电流响应曲线。

从以上仿真与实验可知:

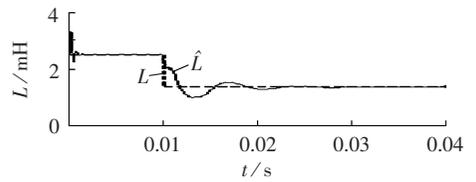
a. 永磁磁链、电阻参数和电感参数在辨识过程中分别存在 0.34 Wb、0.7 Ω 和 0.3 mH 的超调,但辨



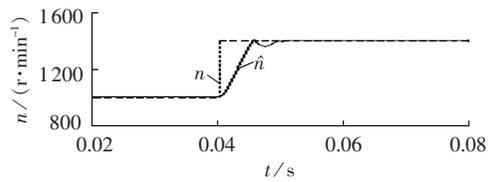
(a) 永磁磁链变化时的跟踪特性



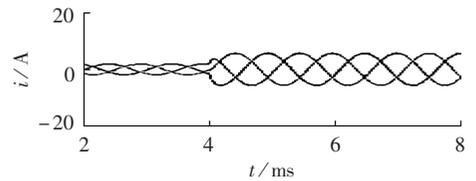
(b) 电阻变化时的跟踪特性



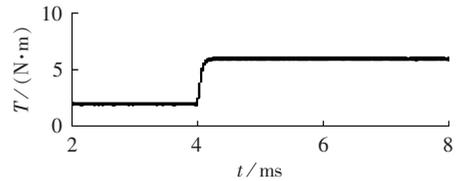
(c) 电感变化时的跟踪特性



(d) 转速变化时的跟踪特性



(e) 突加负载时电流响应



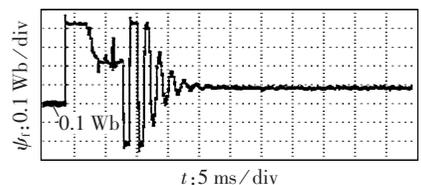
(f) 突加负载时转矩响应

图 3 系统动态响应仿真结果

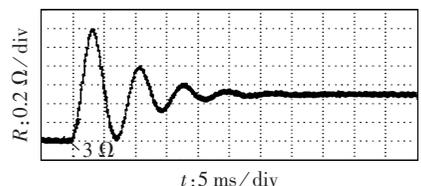
Fig.3 Simulative results of system dynamic response

识参数与电机转子速度的辨识值均能够较快地收敛于实际值,稳态特性较好,估计精度高。另外,当以上各个参数出现变化时,辨识值能够快速跟踪参数变化。

b. 突增负载过程中,高速 PMSM 在滑模变结构



(a) 永磁磁链辨识值



(b) 电阻辨识值

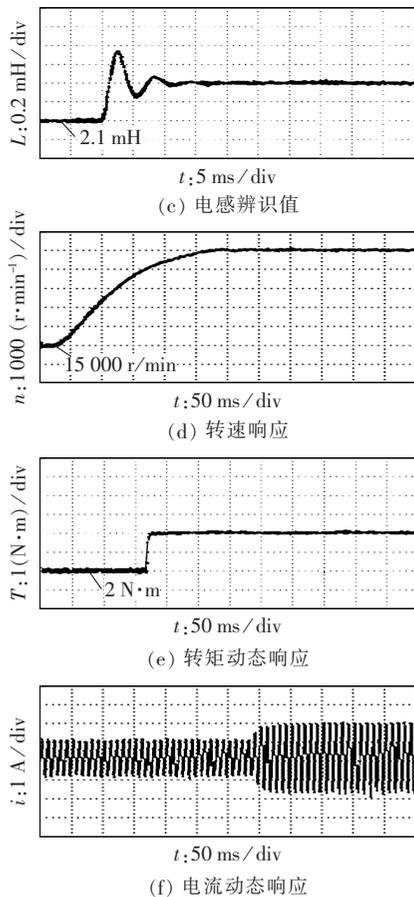


图4 参数辨识与系统动态响应实验结果

Fig.4 Experimental results of parameter identification and system dynamic response

解耦控制策略下转矩波动小,动态调节时间较短,转矩动态性能较好,体现了较好的动静态性能与鲁棒性。

4 结论

本文从 PMSM 的非线性动态数学模型出发,应用精确线性化理论与滑模变结构控制方法设计了转速电流一体化控制器,解决了高速 PMSM 电磁与机械时间常数接近、速度与电流非线性耦合问题;针对高速电机温升带来的参数不确定性问题,采用了一种能够在数学模型中同时辨识转速与电机参数的自适应在线辨识方法,并实现了高速电机无位置传感器运行。仿真和实验表明,自适应辨识方法能够准确辨识电机参数与转速,控制系统具有理想的速度跟踪性和良好的鲁棒性。

参考文献:

- [1] 孙强,程明,周鸷,等. 新型双凸极永磁同步电机调速系统的变参数 PI 控制[J]. 中国电机工程学报,2003,23(6):117-123.
SUN Qiang,CHENG Ming,ZHOU E,et al. Variable PI control of a novel doubly salient permanent magnet motor drive [J]. Proceedings of the CSEE,2003,23(6):117-123.
- [2] 周扬忠,胡育文,田蕉. 永磁同步电机控制系统中变比例系数转

- 矩调节器设计研究[J]. 中国电机工程学报,2004,24(9):204-208.
ZHOU Yangzhong,HU Yuwen,TIAN Jiao. Research of torque controller with variable proportion in permanent magnet synchronous motor drive[J]. Proceedings of the CSEE,2004,24(9):204-208.
- [3] 林立,黄苏融. 内置式永磁同步电机牵引系统宽调速非线性控制器[J]. 电力自动化设备,2010,30(3):44-48.
LIN Li,HUANG Surong. Nonlinear controller of traction system for interior permanent magnet synchronous motor [J]. Electric Power Automation Equipment,2010,30(3):44-48.
- [4] 宋春华,胡丹,柯坚. 内模控制在电流调节器中的应用[J]. 电力自动化设备,2008,28(4):15-18.
SONG Chunhua,HU Dan,KE Jian. Application of internal model control to current regulator[J]. Electric Power Automation Equipment,2008,28(4):15-18.
- [5] CHI Song,XU Longya. Development of sensorless vector control for a PMSM running up to 60 000 rpm[C]//IEEE International Conference on Electric Machines and Drives. San Antonio,USA: IEEE,2005:834-839.
- [6] ZHAO L,HAM C H,HAN Q,et al. Design of optimal digital controller for stable super-high-speed permanent-magnet synchronous motor [J]. IEEE Proceeding on Electric Power Applications,2006,153(2):213-218.
- [7] PARK S I,KIM T S,AHN S C,et al. An improved current control method for torque improvement of high-speed BLDC motor [C]//Proceedings of the 18th IEEE Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition. Miami Beach,FL,USA: IEEE,2003:294-299.
- [8] BAE B H,SUL S K,KWON J H,et al. Implementation of sensorless vector control for super-high speed PMSM of turbo-compressor[J]. IEEE Transactions on Industry Applications,2003,39(3):811-818.
- [9] 刘贤兴,卜言柱,胡育文,等. 基于精确线性化解耦的永磁同步电机空间矢量调制系统[J]. 中国电机工程学报,2007,27(30):56-59.
LIU Xianxing,BU Yanzhu,HU Yuwen,et al. Space vector modulation system for PMSM based on precision linearization decoupling[J]. Proceedings of the CSEE,2007,27(30):56-59.
- [10] 张春朋,林飞,宋文超,等. 基于直接反馈线性化的异步电动机非线性控制[J]. 中国电机工程学报,2003,23(2):99-107.
ZHANG Chunpeng,LIN Fei,SONG Wenchao,et al. Nonlinear control of induction motors based on direct feedback linearization[J]. Proceedings of the CSEE,2003,23(2):99-107.
- [11] 乐江源,谢运祥,张志,等. 有源电力滤波器状态反馈精确线性化控制[J]. 电力自动化设备,2010,30(2):81-85.
LE Jiangyuan,XIE Yunxiang,ZHANG Zhi,et al. State feedback exact linearization control for APF[J]. Electric Power Automation Equipment,2010,30(2):81-85.
- [12] 王江,李韬,曾启明,等. 基于观测器的永磁同步电动机微分代数非线性控制[J]. 中国电机工程学报,2005,25(2):87-92.
WANG Jiang,LI Tao,TSANG K M,et al. Differential algebraic observer based nonlinear control of permanent magnet synchronous motor[J]. Proceedings of the CSEE,2005,25(2):87-92.
- [13] 方斯琛,周波. 滑模控制的永磁同步电机伺服系统一体化设计[J]. 中国电机工程学报,2009,29(3):96-101.
FANG Sichen,ZHOU Bo. Integrated design for permanent magnet synchronous motor servo systems based on sliding mode control[J]. Proceedings of the CSEE,2009,29(3):96-101.

- [14] 贾洪平,贺益康. 永磁同步电机滑模变结构直接转矩控制[J]. 电工技术学报,2006,21(1):1-6.
JIA Hongping,HE Yikang. Variable structure sliding mode control for PMSM DTC[J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2006,21(1):1-6.
- [15] 张晓光,赵克,孙力,等. 永磁同步电机滑模变结构调速系统动态品质控制[J]. 中国电机工程学报,2011,31(15):47-52.
ZHANG Xiaoguang,ZHAO Ke,SUN Li,et al. Sliding mode control of permanent magnet synchronous motor based on a novel exponential reaching law [J]. Proceedings of the CSEE,2011,31(15):47-52.
- [16] 葛宝明,郑琼林,蒋静坪,等. 基于离散时间趋近率控制与内模控制的永磁同步电动机传动系统[J]. 中国电机工程学报,2004,24(11):106-111.
GE Baoming,ZHENG Qionglin,JIANG Jingping,et al. PM synchronous motor drive based on discrete-time reaching law and internal-model controls[J]. Proceedings of the CSEE,2004,24(11):106-111.
- [17] 黄操,张奕黄. 开关磁阻电机的滑模变结构控制[J]. 电力自动化设备,2006,26(12):35-37.
HUANG Cao,ZHANG Yihuang. Variable-structure control of switched reluctance motor[J]. Electric Power Automation Equipment,2006,26(12):35-37.
- [18] 李磊,胡育文. 基于速度自适应磁链状态观测器的感应电机直接转矩控制系统研究[J]. 电工技术学报,2001,16(4):26-29.
LI Lei,HU Yuwen. Direct torque control system of induction machine based on speed adaptive flux observer[J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2001,16(4):26-29.
- [19] SENJYU T,KINJO K,URASAKI N,et al. Parameter measurement for PMSM using adaptive identification[C]//IEEE International Symposium on Industrial Electronics 2002. [S.l.]:IEEE,2002:711-716.
- [20] NAHID B,OBARAKEH F,TABAR M,et al. On-line identification of PMSM electrical parameters based on decoupling control[C]//2001 IEEE Industry Electronics Conference. Chicago,USA:IEEE,2001:366-373.
- [21] 吴士昌,吴忠强. 自适应控制[M]. 北京:机械工业出版社,2005:71-76.

作者简介:

张晓光(1985-),男,黑龙江齐齐哈尔人,博士研究生,主要研究方向为永磁电机驱动控制、电力电子功率变换技术(E-mail:zhangxg123456789@163.com);

姜云峰(1983-),男,黑龙江哈尔滨人,博士研究生,主要研究方向为电机控制;

赵克(1973-),男,黑龙江哈尔滨人,副教授,博士,主要研究方向为风力发电与电力电子功率变换技术;

安群涛(1984-),男,河南平顶山人,讲师,博士,主要研究方向为永磁电机驱动控制及其可靠性;

孙力(1960-),男,黑龙江哈尔滨人,教授,博士生导师,博士,主要研究方向为电力电子功率变换、一体化电机系统与电磁兼容。

Sliding-mode variable-structure control of high-speed PMSM based on precision linearization control

ZHANG Xiaoguang¹,JIANG Yunfeng²,ZHAO Ke¹,AN Quntao¹,SUN Li¹

(1. School of Electrical Engineering and Automation, Harbin Institute of Technology, Harbin 150001, China;

2. Harbin Jiuzhou Electrical Co., Ltd., Harbin 150081, China)

Abstract: To improve the dynamic performance of high-speed PMSM control system, an integrated controller for both velocity and current loops is designed based on the nonlinear dynamic math model of PMSM, which, combined with the sliding-mode variable-structure control, applies the precision linearization theory to solve the nonlinear problem of speed-current coupling caused by the close electromagnetic and mechanic time constants of high-speed PMSM. An adaptive method of online parameter identification is designed for the sensorless operation of high-speed PMSM, which, with one math model, identifies the velocity and other motor parameters at the same time. Simulative and experimental results show that the control system has better static/dynamic performance and robustness.

Key words: sliding-mode variable-structure control; PMSM; precision linearization; online identification; sensorless; models