

插入式永磁低速同步电机非奇异终端滑模观测器设计*

袁雷[†] 沈建清 肖飞 陈明亮

(海军工程大学舰船综合电力技术国防科技重点实验室, 武汉 430033)

(2012年7月22日收到; 2012年8月30日收到修改稿)

提出一种以 $d-q$ 同步旋转坐标系下, 电流为观测对象的插入式永磁同步电机的非奇异高阶终端滑模观测器, 用来获得高性能矢量控制系统所必需的电机转子位置及速度信息. 采用非奇异终端滑模控制, 提高了观测器的动态响应速度及鲁棒性, 利用高阶滑模控制技术的特性, 有效地抑制了传统滑模控制的抖振现象. 同时给出了转速环及电流环调节器的参数设计方法, 转速环调节器采用积分反馈算法, 电流环调节器使用前馈解耦内模控制技术, 参数在线调整简单. 将该算法应用到 2 MW 永磁同步低速电机无传感器控制系统中, 实验结果表明, 该方法能够准确计算出电机的位置和速度, 使系统具有良好的稳态精度和动态性能.

关键词: 插入式永磁同步电机, 无传感器控制, 非奇异终端滑模观测器, 高阶滑模控制

PACS: 05.10.-a

DOI: 10.7498/aps.62.030501

1 引言

在采用磁场定向的矢量控制或直接转矩控制时, 为了实现高性能的永磁同步电机控制系统, 一般都需要获得准确的转子位置及转速信息, 但机械传感器会增加系统成本、尺寸和重量, 并对使用环境有比较严格的要求^[1,2]. 无传感器控制技术通过检测电机绕组中的有关电信号, 采用一定的控制算法进而实现转子位置及速度估算, 代表了永磁同步电机控制系统的发展趋势.

目前, 在无传感器 PMSM 矢量控制中已经提出许多方法来估计电机转子位置和速度, 主要有: 高频注入法^[3]、磁链估计法^[4]、模型参考自适应估计法^[5]、基于状态观测器的位置估算法^[6]和滑模观测器法^[7-9]等方法. 由于滑模观测器对系统模型精度要求不高, 对参数变化和外部干扰不敏感, 是一种鲁棒性很强的控制方法. 但传统的滑模控制由于包含不连续的高频切换信号而存在抖振现象, 这将会影响系统控制的精度, 增加能量的消耗, 并

可能激发系统为建模部分的强烈振荡, 以致系统难以实现. 尽管可以对高频切换信号进行滤波处理, 但滤波器的使用通常会引起相位偏移, 并且滤波器参数的选择通常采用试凑法. 而近年来提出的高阶滑模控制将高频切换控制加到滑模变量的高阶导数上, 不仅有效消除了抖振现象, 而且保留着传统滑模控制的优良特性, 但大多数是以仿真结果为主^[10-12]. 另外, 针对大功率永磁低速同步电机的无传感器控制系统的研制也鲜有报道.

本文结合非奇异终端滑模观测器与高阶滑模控制的优点, 提出一种基于高阶非奇异终端滑模观测器的永磁同步电机感应电动势观测器方法, 采用非奇异终端滑模实现观测器的快速收敛性, 保证了系统状态在有限时间内收敛. 另外, 设计了观测器的高阶滑模控制律, 在保证观测器具有良好鲁棒性的同时, 有效消除了常规滑模的抖振问题, 使所提方法更适于工程实际应用. 同时采用锁相环 (phase-locked loop, PLL) 的原理进行转子位置及速度的在线估计, 将该算法应用到 2 MW 永磁同步电机无传感器控制系统中, 试验结果表明算法的有效性.

* 国家重点基础研究发展计划 (批准号: 2012CB215103) 和国家自然科学基金创新研究群体科学基金 (批准号: 50721063) 资助的课题.

[†] 通讯作者. E-mail: lei.yuan.v@gmail.com

2 传统滑模观测器设计

在对 PMSM 进行建模及分析、设计时,通常做以下假设:转子永磁磁场在气隙空间分布为正弦波,定子电枢绕组中的感应电动势也为正弦波;忽略定子铁心饱和,认为磁路为线性,电感参数不变;不计铁心涡流与磁滞损耗;转子上没有阻尼绕组.基于以上假设,对于 IPMSM 而言,建立 d - q 坐标系下的永磁同步电机数学模型为^[13]

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = \frac{1}{L_d}(-Ri_d + u_d + L_q\omega_e i_q - E_d), \\ \frac{di_q}{dt} = \frac{1}{L_q}(-Ri_q + u_q - \omega_e L_d i_d - E_q), \\ J\frac{d\omega_r}{dt} = T_e - B\omega_r - T_L, \\ T_e = \frac{3}{2}p_n(\psi_f i_q + (L_d - L_q)i_d i_q), \end{cases} \quad (1)$$

其中, u_d, u_q 分别为 d, q 轴电压; i_d, i_q 分别为 d, q 轴电流; L_d, L_q 分别为 d, q 轴电感; R 为定子电阻; p_n 为电机的极对数; ψ_f 为永磁体的磁链; T_e 为电磁转矩; T_L 为负载转矩; J 为转动惯量; ω_r 为转子机械角速度; B 为转子摩擦系数. $E_d = 0, E_q = \omega_e \psi_f$ 可以看作 d - q 坐标系下内电势.

为了便于分析,采用以定子电流为变量的状态方程,则 (1) 可以变为

$$\frac{d}{dt}\mathbf{i} = \mathbf{A}\mathbf{i} + \mathbf{B}(\mathbf{U} - \mathbf{E}), \quad (2)$$

其中,

$$\mathbf{i} = [i_d \quad i_q]^T, \quad \mathbf{U} = [u_d \quad u_q]^T, \\ \mathbf{E} = [E_d \quad E_q]^T, \quad \mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_d} & \frac{L_q}{L_d}\omega_e \\ \frac{L_d}{L_q}\omega_e & -\frac{R}{L_q} \end{bmatrix}, \\ \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix}.$$

2.1 滑模观测器设计

为了获得 (2) 式中内电势的值 E_d, E_q , 传统的滑模观测器通常设计为

$$\frac{d}{dt}\hat{\mathbf{i}} = \mathbf{A}\hat{\mathbf{i}} + \mathbf{B}(\mathbf{U} - \mathbf{V}), \quad (3)$$

其中, $\hat{\mathbf{i}}$ 为定子电流的估计值; $\mathbf{V} = [V_d \quad V_q]^T$ 为滑模控制律, 即 $V_d = k\text{sgn}(\hat{i}_d - i_d), V_q = k\text{sgn}(\hat{i}_q - i_q), k$ 为滑模增益, sgn 为符号函数.

考虑电机的参数变化时,即定子电阻 R 和电感 L_d, L_q 存在误差时,定义

$$\Delta R = \hat{R} - R, \Delta L_d = \hat{L}_d - L_d, \Delta L_q = \hat{L}_q - L_q, \quad (4)$$

其中, “ $\hat{\cdot}$ ” 代表状态变量的估计值; $\Delta R, \Delta L_d$ 和 ΔL_q 分别为电阻误差及 d - q 轴下的电感误差.

考虑电机的参数变化时,观测器 (3) 式可以等效为

$$\frac{d}{dt}\hat{\mathbf{i}} = \mathbf{A}\hat{\mathbf{i}} + \mathbf{B}(\mathbf{U} - \mathbf{V}) + \mathbf{W}, \quad (5)$$

其中, \mathbf{W} 为参数误差输入矩阵,定义如下

$$\mathbf{W} = \begin{bmatrix} W_d \\ W_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Delta A_{11} & \Delta A_{12} \\ \Delta A_{21} & \Delta A_{22} \end{bmatrix} \hat{\mathbf{i}} + \Delta \mathbf{B}(\mathbf{U} - \mathbf{V}), \quad (6)$$

其中,

$$\Delta A_{11} = \hat{A}_{11} - A_{11} = -\frac{\Delta R L_d - \Delta L_d R}{\hat{L}_d L_d}, \\ \Delta A_{12} = \hat{A}_{12} - A_{12} = \frac{\Delta L_q L_d - \Delta L_d L_q}{\hat{L}_d L_d} \omega_e, \\ \Delta A_{21} = \hat{A}_{21} - A_{21} = -\frac{\Delta L_d L_q - \Delta L_q L_d}{\hat{L}_q L_q} \omega_e, \\ \Delta A_{22} = \hat{A}_{22} - A_{22} = -\frac{\Delta R L_q - \Delta L_q R}{\hat{L}_q L_q}, \\ \Delta \mathbf{B} = \hat{\mathbf{B}} - \mathbf{B} = \text{diag} \left\{ \frac{\Delta L_d}{\hat{L}_d L_d}, \frac{\Delta L_q}{\hat{L}_q L_q} \right\}.$$

将 (2) 式与 (5) 式相减,可得到定子电流误差系统的状态方程

$$\frac{d}{dt}\tilde{\mathbf{i}} = \tilde{\mathbf{A}}\tilde{\mathbf{i}} + \mathbf{B}(-\mathbf{V} + \mathbf{E}) + \mathbf{W}, \quad (7)$$

其中, “ $\tilde{\cdot}$ ” 代表状态变量的误差值, 即 $\tilde{\mathbf{i}} = \hat{\mathbf{i}} - \mathbf{i}$.

采用滑模观测器对电流进行估计,定义滑模平面为

$$\tilde{\mathbf{i}} = [\tilde{i}_d \quad \tilde{i}_q]^T = 0. \quad (8)$$

如果满足到达条件 $\tilde{\mathbf{i}}^T \dot{\tilde{\mathbf{i}}} < 0$, 则滑模观测器将进入滑模模态, 即 $\tilde{\mathbf{i}} = \dot{\tilde{\mathbf{i}}} = 0$. 定义等效控制

$$\begin{pmatrix} v_d \\ v_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} k\text{sgn}(\hat{i}_d - i_d) \\ k\text{sgn}(\hat{i}_q - i_q) \end{pmatrix}. \quad (9)$$

将 (9) 式代入 (7) 式中,可得到

$$\mathbf{E} = (E_d \quad E_q)^T = (v_d \quad v_q)^T. \quad (10)$$

2.2 滑模增益 k 的选择

滑模增益 k 必须足够大,才能满足到达滑动状态的条件. 但增益 k 过大将因抖振噪声导致估计误差,因此选择合适的滑模增益 k 显得尤为重要.

为了证明滑模观测器的收敛性, 选取 Lyapunov 函数

$$s = \frac{1}{2} \tilde{i}^T \tilde{i} \quad (11)$$

求导, 得

$$\begin{aligned} \dot{s} &= \tilde{i}^T \dot{\tilde{i}} = \tilde{i}^T (A\tilde{i} + B(-V + E) + W) \\ &= X_1 + X_2, \end{aligned} \quad (12)$$

$$\begin{aligned} X_1 &= -\left(\frac{R}{L_d} + \frac{L_d}{L_q} \omega_e\right) \tilde{i}_d^2 - \frac{k}{L_d} |\tilde{i}_d| \\ &\quad + \frac{E_d}{L_d} \tilde{i}_d + W_d \tilde{i}_d, \end{aligned} \quad (13)$$

$$\begin{aligned} X_2 &= -\left(\frac{R}{L_q} - \frac{L_q}{L_d} \omega_e\right) \tilde{i}_q^2 - \frac{k}{L_q} |\tilde{i}_q| \\ &\quad + \frac{E_q}{L_q} \tilde{i}_q + W_q \tilde{i}_q. \end{aligned} \quad (14)$$

取滑模增益 k 为

$$\begin{aligned} k &= n_{\max}^* \left\{ \left(\frac{E_d}{L_d} + W_d\right) \operatorname{sgn}(\tilde{i}_d) - \left(\frac{R}{L_d} + \frac{L_d}{L_q} \omega_e\right) |\tilde{i}_d|, \right. \\ &\quad \left. \left(\frac{E_q}{L_q} + W_q\right) \operatorname{sgn}(\tilde{i}_q) - \left(\frac{R}{L_q} - \frac{L_q}{L_d} \omega_e\right) |\tilde{i}_q| \right\}, \end{aligned} \quad (15)$$

其中 n 为正常数. 通常 $n = 2$ 即可满足滑模到达条件.

将 k 代入到 (13) 和 (14) 式中, 可得 $X_1, X_2 < 0$, 即满足 $\dot{s} < 0$, 满足滑模到达条件.

3 基于新型滑模观测器的 PMSM 无传感器控制

根据高阶滑模控制的特性, 对电机的定子电流误差系统方程 (7) 采用二阶滑模控制, 可以起到有效的抑制滑模控制信号抖振的作用. 为了提高观测器的动态响应速度和观测精度, 设计一种新型的非奇异终端滑模观测器.

3.1 非奇异终端滑模观测器设计

定义非奇异终端滑模面 S 为

$$S = \tilde{i} + \gamma \tilde{i}^{p/q}, \quad (16)$$

其中, $S = [S_d \ S_q]^T$; $\tilde{i}^{p/q} = [\tilde{i}_d^{p/q}, \tilde{i}_q^{p/q}]^T$; γ, p 和 q 为设计参数; p, q 为奇数且满足 $1 < p/q < 2$; $\gamma = \operatorname{diag}\{\gamma_d, \gamma_q\}$, $\gamma_d, \gamma_q > 0$.

通过设计合适的控制律, 能保证 S 收敛到零, 进而 \tilde{i} 和 $\dot{\tilde{i}}$ 在有限时间内收敛到零. 此时, 系统将保持在二阶滑模 $\tilde{i} = \dot{\tilde{i}} = 0$ 上.

定理 1 对于电流误差系统方程 (7), 选取非奇异终端滑模面 (16), 并且设计如下控制律, 则电流误差系统能够在有限时间内收敛到零.

$$V = V_{eq} + V_n, \quad (17)$$

$$V_{eq} = A' \tilde{i}, \quad (18)$$

$$\begin{aligned} V_n &= \int_0^t \left[\operatorname{diag}(L_d, L_q) \frac{q}{p} \gamma^{-1} \dot{\tilde{i}}^{2-p/q} \right. \\ &\quad \left. + (k + \mu) \operatorname{sgn}(S) + \eta S \right] d\tau, \end{aligned} \quad (19)$$

其中, $k > \|B\dot{E} + \dot{W}\|$, $\mu, \eta > 0$ 为设计参数, $A' =$

$$\begin{bmatrix} -R & L_q \omega_e \\ -L_d \omega_e & -R \end{bmatrix}.$$

证明 定义 Lyapunov 函数

$$V_s = \frac{1}{2} S^T S, \quad (20)$$

则 V_s 对时间的一阶导数为

$$\begin{aligned} \dot{V}_s &= S^T \dot{S} \\ &= S^T \left[\dot{\tilde{i}} + \frac{p}{q} \gamma \operatorname{diag}\{\dot{\tilde{i}}^{p/q-1}\} \dot{\tilde{i}} \right] \\ &= \frac{p}{q} S^T \gamma \operatorname{diag}\{\dot{\tilde{i}}^{p/q-1}\} \left[\ddot{\tilde{i}} + \frac{q}{p} \gamma^{-1} \dot{\tilde{i}}^{2-p/q} \right]. \end{aligned} \quad (21)$$

将 (18)—(20) 式代入 (6) 式可得

$$\dot{\tilde{i}} = B(-V_n + E) + W, \quad (22)$$

因此,

$$\begin{aligned} \dot{V}_s &= \frac{p}{q} \gamma S^T \operatorname{diag}\{\dot{\tilde{i}}^{p/q-1}\} \left[B(-\dot{V}_n + \dot{E}) + \dot{W} \right. \\ &\quad \left. + \frac{q}{p} \gamma^{-1} \dot{\tilde{i}}^{2-p/q} \right] \\ &= \frac{p}{q} \gamma S^T \operatorname{diag}\{\dot{\tilde{i}}^{p/q-1}\} [B\dot{E} + \dot{W} \\ &\quad - (k + \mu) \operatorname{sgn}(S) - \eta S]. \end{aligned} \quad (23)$$

由于参数 $k > \|B\dot{E} + \dot{W}\|$, 则

$$\begin{aligned} \dot{V}_s &\leq -\frac{p}{q} \gamma \operatorname{diag}\{\dot{\tilde{i}}^{p/q-1}\} (\mu \operatorname{sgn}(S) + \eta S) \\ &\leq -\frac{p}{q} \min_{j=d,q} \gamma_j \dot{\tilde{i}}_j^{p/q-1} (\mu \|S\| + \eta \|S\|^2) \leq 0. \end{aligned} \quad (24)$$

由于 p, q 为奇数且满足 $1 < p/q < 2$. 当 $\dot{\tilde{i}}_j \neq 0$, $\dot{\tilde{i}}_j^{p/q-1} > 0$, 当且仅当 $\dot{\tilde{i}}_j = 0$, $\dot{\tilde{i}}_j^{p/q-1} = 0 (j = d, q)$, 故对滑模面 $S \neq 0$, 分以下两种情况进行分析:

1) 对于 $\dot{\tilde{i}}_j = 0$, $\tilde{i}_j \neq 0$, 由文献 [14] 可知, 此时观测器处于非稳定状态, 将穿越相平面 $0 - \tilde{i}_j \dot{\tilde{i}}_j$ 的 $\tilde{i}_j = 0$ 轴;

2) 对于 $\dot{\tilde{i}}_j \neq 0, \dot{\tilde{i}}_j^{p/q-1} > 0$, 则

$$\dot{V}_s \leq -\frac{P}{q} \min_{j=d,q} \gamma_j \dot{\tilde{i}}_j^{p/q-1} (\mu \|S\| + \|S\|^2) < 0. \quad (25)$$

假设在 t_r 时刻系统状态到达滑模面 S , 即 $S(0) \neq 0$, 而 $S(t) = 0, \forall t > t_r$, 由 (16) 式可知, $\tilde{i}_j, \dot{\tilde{i}}_j$ 也将在有限时间收敛到零, 收敛时刻为

$$t_s = t_r + \frac{P}{p-q} \max_{j=d,q} \left(\gamma_j^{q/p} |\tilde{i}_j(t_r)|^{\frac{p-q}{p}} \right). \quad (26)$$

证毕.

注 1 所设计的控制律 (17)—(19) 式由可测量变量 $\tilde{i}_j, \dot{\tilde{i}}_j$ 以及 S 构成, 同时高频开关信号加在了控制变量 V_n 的积分作用上, 其本质相当于对符号函数的信号进行低通滤波, 可以有效抑制控制量的抖振现象.

注 2 定理 1 的目的不是为了观测电机的定子电流, 而是为了得到电流观测器的控制律 V , 从而获得内电势的观测值, 为后续转子位置及转速的估计奠定基础.

3.2 转子位置及速度估算

本文设计非奇异终端滑模观测器的目的是获得 d - q 轴内电势 E_d, E_q 的估计值, 而由 (1) 式可以看出 q 轴的内电势包含转子速度信息, 即, 根据

(17)—(19) 式得到的非奇异终端滑模控制器, 可以获得转子速度 ω_e

$$\omega_e = \frac{V_q}{\psi_f}. \quad (27)$$

虽然通过对 (28) 式求积分可以获得转子的位置角, 但是电机在实际运行过程中, 由于受到多方面因素的影响比如温度、负载等, 永磁体的磁链 ψ_f 并不是一个常值, 这样估计出来的转子位置及转速与实际值就有偏差, 从而影响整个系统的动态性能.

为了获得更好的动态性能, 本文采用 PLL 技术, 它具有优良的实时跟踪、估算实际的转子位置信息能力, 即使电压相角不平衡、谐波比较大等条件下, 也具有较好的跟踪性能 [15]. 由于电动机的绕组是对称的, 假设电动机的三相定子绕组的机端电压为

$$\begin{cases} u_a = u \cos(\omega_e t), \\ u_b = u \cos(\omega_e t - 2\pi/3), \\ u_c = u \cos(\omega_e t + 2\pi/3), \end{cases} \quad (28)$$

其中, u 为机端电压幅值, 令 $\theta_e = \omega_e t$, 且 $\omega_e = \pi p n / 30$, p 为电机的极对数, n 为电机的机械转速.

根据同步旋转坐标变换理论, 将三相电压变换至同步旋转 d - q 坐标系的变换矩阵为

$$T(\hat{\theta}_e) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \sin(\hat{\theta}_e) & \sin\left(\hat{\theta}_e - \frac{2}{3}\pi\right) & \sin\left(\hat{\theta}_e + \frac{2}{3}\pi\right) \\ \cos(\hat{\theta}_e) & \cos\left(\hat{\theta}_e - \frac{2}{3}\pi\right) & \cos\left(\hat{\theta}_e + \frac{2}{3}\pi\right) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix}, \quad (29)$$

其中, $\hat{\theta}_e$ 为采用 PLL 技术输出的估计相角, 且 $\hat{\theta}_e = \hat{\omega}_e t$. 定义 $\tilde{\theta}_e = \hat{\theta}_e - \theta_e$ 为 PLL 的估计误差. 只要通过适当的调节使 $\tilde{\theta}_e = 0$, 从而可使转子位置的估计值收敛到转子位置的真实值. 将该变换矩阵 $T(\hat{\theta}_e)$ 代入到静止坐标系的方程 (29), 考虑一般不包含零序分量, 可得 d - q 坐标系下的方程

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u \sin(\hat{\theta}_e - \theta_e) \\ u \cos(\hat{\theta}_e - \theta_e) \end{bmatrix}, \quad (30)$$

当 PLL 估计值跟踪上转子实际位置时, 即误差 $\tilde{\theta}_e$ 为零. 根据同步旋转 d - q 坐标系的定义, 应有 $V_{dref} = V_d = 0$, 故可采用 PLL 方法构建闭环 PI 调节器得到转子速度及位置角, 如图 1 所示.

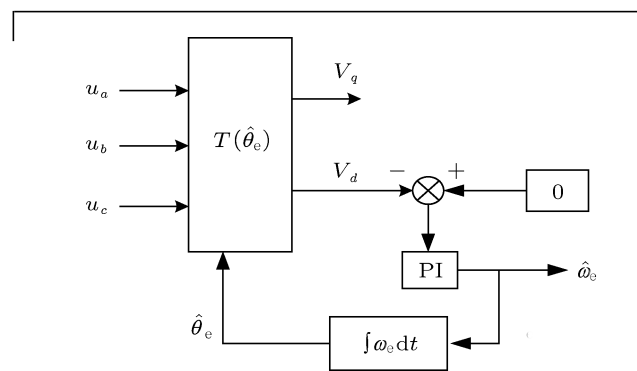


图 1 PLL 原理框图

其中 PI 调节器中的参数比例系数 γ_p 和积分系数 γ_i 采用文献 [16] 的方法, 根据闭环系统的期望的

带宽 ω_n , 可以得到锁相环 PI 调节器的参数

$$\gamma_i = \frac{\omega_n^2}{V_q}, \quad \gamma_p = \frac{2\omega_n}{V_q}. \quad (31)$$

综上所述, 为了获得转子位置及转速信息, 将二阶非奇异终端滑模控制与 PLL 技术相结合, 离散形式的控制框图如图 2 所示, 其中 T_s 为采样时间.

4 转速及电流环调节器设计

为了获得较好的控制性能, 采用 $i_d = 0$ 的双闭环矢量控制控制方式, 其控制原理图如图 3 所示. 对于电流环和转速环 PI 调节器参数的整定, 通常从工程实际出发, 采用典型 I, II 系统进行 PI 参数整定. 虽然该方法具有一定的实际价值, 但是 PI 调节器参数整定设计过程中涉及的中间变量较多, 并且很多情况下是基于特定假设条件得到的近似结果.

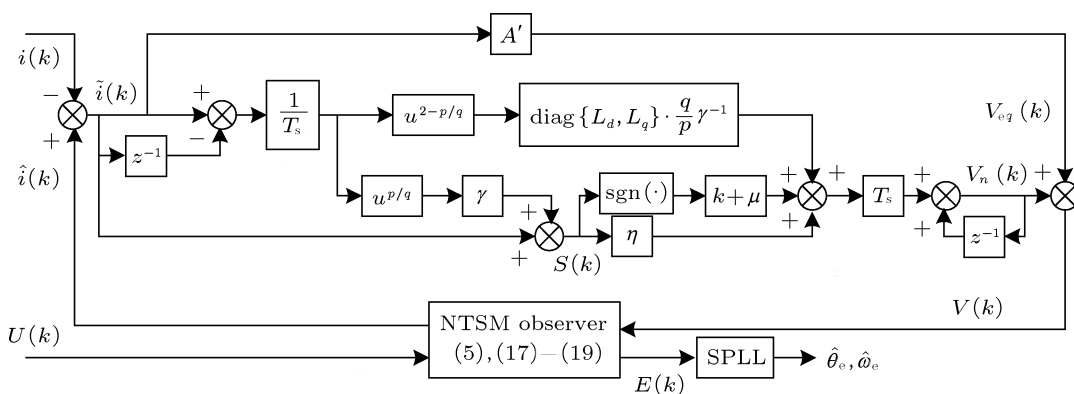


图 2 二阶非奇异终端滑模观测器离散形式框图

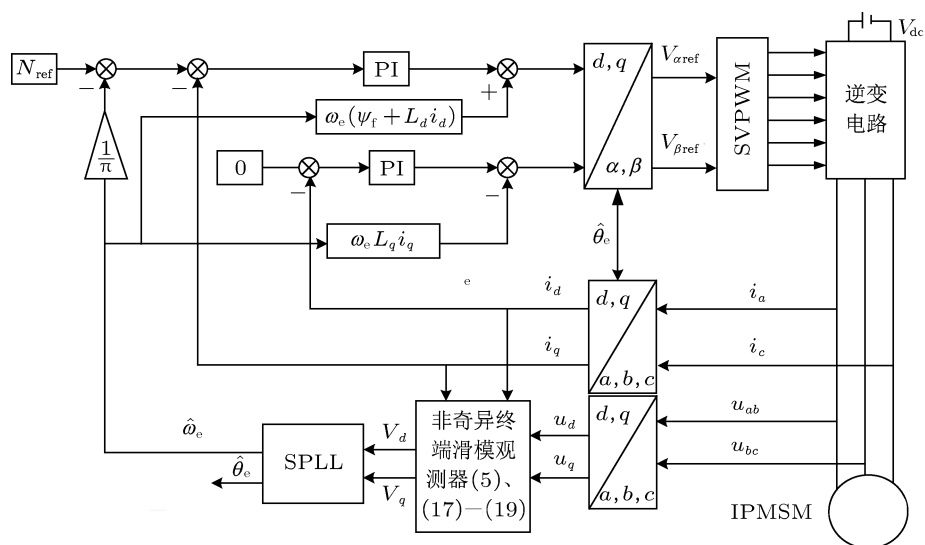


图 3 PMSM 无传感器矢量控制原理图

对于转速环 PI 调节器而言, 采用文献 [17] 提出的“有功阻尼”的概念对转速环 PI 调节器参数进行设计, 则有

$$\begin{cases} i_d^* = 0, \\ i_q^* = \left(k_p + \frac{k_i}{s}\right)(\omega_r^* - \hat{\omega}_r) - B_a \hat{\omega}_r. \end{cases} \quad (32)$$

假设 α 为转速环的期望带宽, 则 (32) 中的参数

可设计为

$$\begin{cases} k_p = \frac{\alpha J}{1.5 p_n \psi_f}, \\ k_i = \alpha k_p, \\ B_a = \frac{\alpha J - B}{1.5 p_n \psi_f}. \end{cases} \quad (33)$$

对于电流环调节器而言, 通常采用前馈解耦控

制策略,将电流控制环节解耦成以PI调节器为核心的两个定子电流分量的独自偏差闭环控制,同时按照典型I型系统设计电流环PI调节器的参数,参数设计中忽略反电势对电流环影响.但对于凸极式永磁同步电机而言,由于凸极效应的影响,模型误差不可忽略,这种解耦方式对系统造成的影响不可轻视,系统达不到完全解耦.为此,本文采用文献[18, 19]提出的前馈解耦内模控制算法,则电流环调节器变为PI-内模控制器,其表达为

$$\begin{cases} u_d^* = \beta \left(L_d + \frac{R}{s} \right) (i_d^* - i_d) - \hat{\omega}_e L_q i_q, \\ u_q^* = \beta \left(L_q + \frac{R}{s} \right) (i_q^* - i_q) + \hat{\omega}_e (L_d i_d + \psi_f), \end{cases} \quad (34)$$

其中, β 为电流环的期望带宽.从(34)式可以看出,与传统的电流环PI调节器相比,PI-内模控制器只有调节参数 α ,在线调节方便.

5 实验结果分析

为了验证本文提出的无传感器控制算法的有效性和可行性,将该算法用于如图4所示的2 MW 永磁同步电机控制实验平台.该平台包含MW级永磁同步电机系统和变流器系统,其中电机系统采用永磁同步电动机对拖永磁同步发电机模拟直驱式风力发电实验平台.实验电机参数为:额定功率 $P = 2180 \text{ kW}$,额定电压 $U = 690 \text{ V}$,额定电流 $I = 981 \text{ A}$,额定转速 $N_r = 17 \text{ r/min}$,转动惯量 $J = 16000 \text{ kg/m}^2$,电阻 $R = 0.0192 \text{ }\Omega$,定子电感 $L_d = 4 \text{ mH}$, $L_q = 5 \text{ mH}$,极对数 $p_n = 30$.

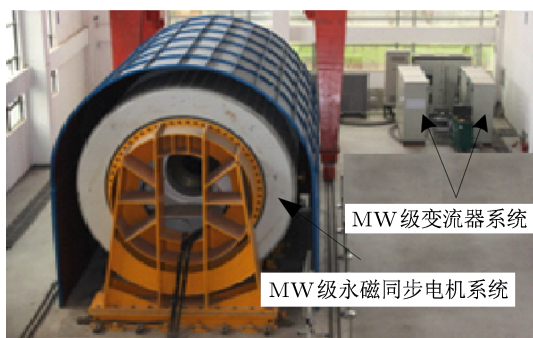


图4 MW级永磁同步电机实验平台

结合本文提出的控制算法,采用如图3所示的无传感器控制系统框图.基于RT-Lab软硬件平台

为基础的实时仿真系统,在Matlab/Simulink环境下搭建该控制算法的系统仿真模型,然后将搭建好的仿真模型下载到RT-Lab实时仿真系统,经电路控制板实现与逆变器之间的通信.另外,该电机没有安装速度及位置传感器,整个实验过程采用开环启动,具体方法如下:

1) 电机启动时采用常规的V/F控制方法,当电机运行到1 Hz (2 r/min)时,待电机稳定运行一段时间后切换到无传感器控制算法;

2) 转子位置及转速的估计,将开环启动时给定的频率换算出转子位置角,并将其作为参考位置角,让无传感器控制算法实时估计、跟踪,当估计位置跟踪上参考位置时,系统会自动的切换到无传感器闭环控制.

试验中,逆变器PWM开关频率设置为1 kHz,死区时间设置为10 μs ,电流环调节器的带宽 β 为30 rad/s,转速环调节器的带宽 α 为3 rad/s.定理1中参数为: $p = 3$, $q = 5$, $\gamma_d = \gamma_q = 0.0001$, $k + \mu = 300$, $\eta = 15$.下面分别对以下两种条件的实验结果进行分析.

1) 忽略电机参数变化时,即 $\hat{R} = R$, $\hat{L}_d = L_d$, $\hat{L}_q = L_q$.图5给出了空载条件下当电机稳定运行在0.5 Hz (1 r/min)时转子位置估计值与实际值的变化曲线.从图中可以看出,在没有进行转子位置角补偿的情况下,转子位置角实际值与估计值误差约为7.8°,该差值相对于实际值而言是比较小的,其影响基本上可以忽略不计.从而说明非奇异终端滑模观测器算法具有较好的控制性能,同时避免了传统滑模观测器为了消除高频开关信号使用低通滤波器而造成的相位延迟.

图6给出了电机在切换到闭环无传感器控制时,转速由2 r/min上升到8 r/min再下降到2 r/min时的变化曲线.虽然电机启动的过程中转速估计值跟踪性能并不是很好,但是随着转速的升高,转速误差逐渐减小到零.并且当电机稳定运行时,转速波动也比较小,约为 $\pm 0.5 \text{ r/min}$,从而说明控制算法具有较好的动态性能.另外,图7给出了高阶滑模控制律 V_d 和 V_q 的变化曲线.从图可以看出,当转速发生变化时(2 r/min上升到8 r/min再下降到2 r/min)时, V_d 和 V_q 能够实时跟踪实际值,即 $V_d \approx 0$, $V_q \approx \hat{\omega}_e \psi_f$.可见本文设计的控制律具有较好的动态性能.

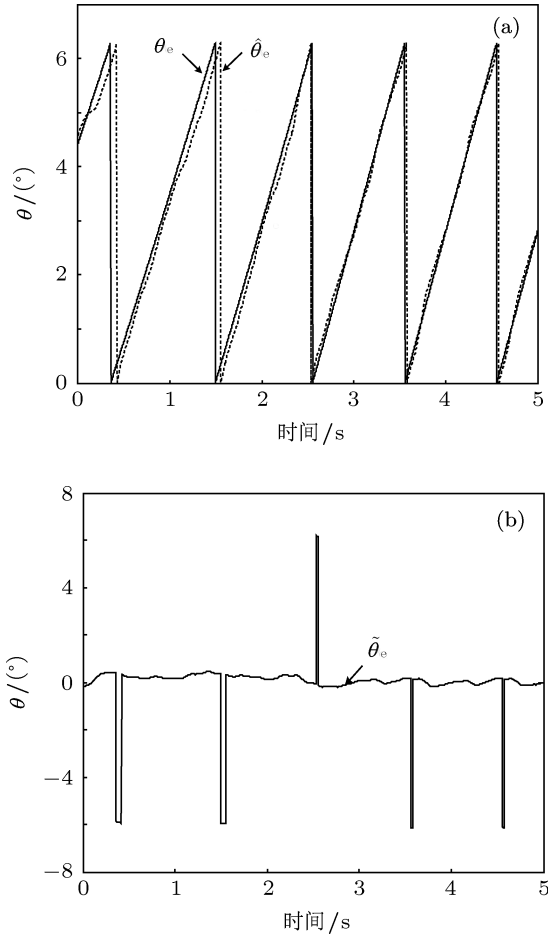


图5 (a) 转子估计值与实际值变化曲线; (b) 转子估计值与实际值误差变化曲线采用非奇异终端滑模观测器算法的转子位置估计

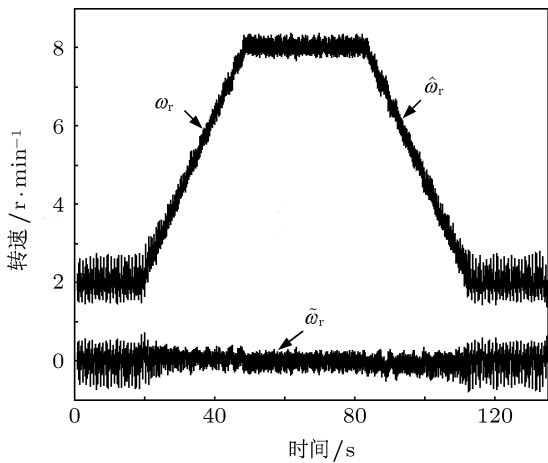


图6 估计转速跟踪实际转速的变化曲线

2) 考虑电机参数变化时, 即 $\hat{R} = 0.8R$, $\hat{L}_d = 0.8L_d$, $\hat{L}_q = 0.8L_q$. 图8和图9分别给出了转速和高阶滑模控制律的变化曲线. 从图中可以看出, 即使在电机参数发生变化时, 转速估计值、高阶滑模控

制律仍能跟踪实际值的变化曲线, 正如文中分析的那样, 设计的新型非奇异终端滑模观测器具有较强的鲁棒性.

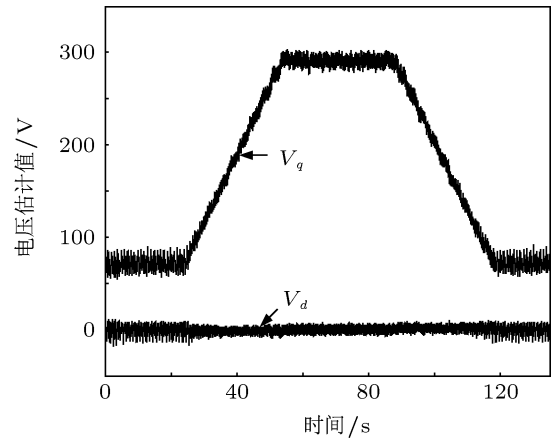


图7 高阶滑模控制律 V_d 和 V_q 的变化曲线

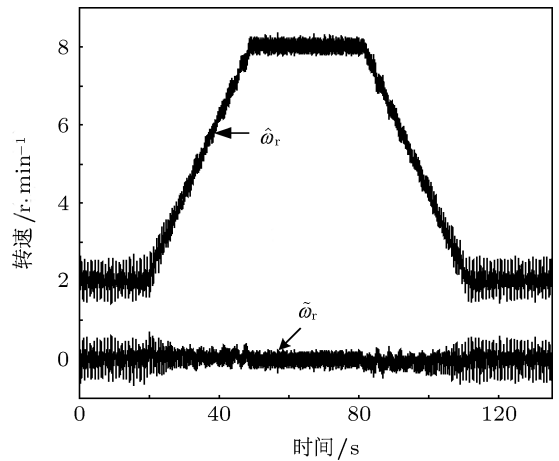


图8 估计转速跟踪实际转速的变化曲线

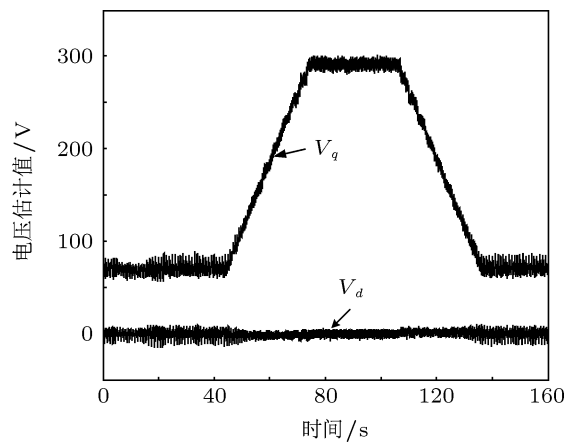


图9 高阶滑模控制律 V_d 和 V_q 的变化曲线

从以上两种状况下的实验结果可以看出, 无论电机运行在参数标称条件还是参数摄动条件下, 电机都能比较稳定地运行, 并且在转速发生变化时, 所提控制算法依然能够准确跟踪, 从而说明本文所设计的新型滑模观测器具有较强的鲁棒性.

6 结论

为了能够直接使用 d - q 同步旋转坐标系下的

电流方程获取转子位置/速度信息, 本文提出了一种基于非奇异高阶终端滑模观测器的 PMSM 无传感器控制技术. 采用非奇异终端滑模提高了观测器的动态响应速度及鲁棒性, 利用高阶滑模控制技术的特性有效地抑制了常规滑模的抖振现象, 同时结合 PLL 锁相技术抗干扰较强的特性, 设计了用于 2 MW 永磁低速同步电机的无传感器控制算法. 实验结果验证了算法的可行性, 表明系统具有较好的动静态性能.

-
- [1] Chen Q, Ren X M 2010 *Acta Phys. Sin.* **59** 2310 (in Chinese) [陈强, 任雪梅 2010 物理学报 **59** 2310]
- [2] Li D, Wang S L, Zhang X H, Yang D *Acta Phys. Sin.* **58** 2939 (in Chinese) [李东, 王时龙, 张小洪, 杨丹 2009 物理学报 **58** 2939]
- [3] Piippo A, Salomaki J, Luomi J 2008 *IEEE Trans. Ind. Appl.* **44** 1614
- [4] Gheorghe D A, Cristian I P 2008 *IEEE Trans. En. Convers.* **23** 93
- [5] Wang J K, Sun Y B 2008 *Modern Motor Contr. Technol.* (Beijing: Mechanical Industry Press) p182 (in Chinese) [王加宽, 孙宣标 2008 现代电机控制技术 (北京: 机械工业出版社) 第 182 页]
- [6] Sakorn P, Somboon N 2012 *IEEE Trans. Power Electr.* **27** 588
- [7] Wang H X, Xiao F, Ma W M, Chen M L 2011 *Electric Machine and Control.* **15** 49 (in Chinese) [王颢雄, 肖飞, 马伟明, 陈明亮 2011 电机与控制学报 **15** 49]
- [8] Foo G, Rahman M F 2010 *IEEE Trans. Ind. Electron.* **57** 1270
- [9] Su J Y, Li T C, Yang G J 2009 *Proceedings of the CSEE* **29** 98 (in Chinese) [苏健勇, 李铁才, 杨贵杰 2009 中国电机工程学报 **29** 98]
- [10] Zheng X M, Li Q M, Shi H Y 2011 *Control. Theory and Appl.* **28** 1467 (in Chinese) [郑雪梅, 李秋明, 史宏宇 2011 控制理论与应用 **28** 1467]
- [11] Shi H Y, Feng Y 2012 *Acta Autom. Sin.* **38** 288 (in Chinese) [史宏宇, 冯勇 2012 自动化学报 **38** 288]
- [12] Feng Y, Zhang J F, Yu X H 2009 *IEEE Trans. Industrial Electronics* **56** 3424
- [13] Yang Z S, Zhong Y S 2009 *Proceedings of the CSEE* **29** 84 (in Chinese) [杨书生, 钟宜生 2009 中国电机工程学报 **29** 84]
- [14] Feng Y, Yu X, Man Z 2002 *Automatica* **38** 2159
- [15] Chung S K 2000 *IEEE Trans. Power Electronics* **15** 431
- [16] Harndfors L, Nee H P 2000 *IEEE Trans. Industrial Electronics* **47** 77
- [17] Harnefors L, Pietilainen K, Gertmar L 2001 *IEEE Trans. Industrial Applications* **48** 161
- [18] Harndfors L, Nee H P 1998 *IEEE Trans. Industrial Applications* **34** 133
- [19] Chan T F, Wang W, Borsje P 2008 *IET Electric Power Applications* **2** 88

Nonsingular terminal sliding-mode observer design for interior permanent magnet synchronous motor drive at very low-speed*

Yuan Lei[†] Shen Jian-Qing Xiao Fei Chen Ming-Liang

(National Key Laboratory of Vessel Integrated Power System Technology, Naval University of Engineering, Wuhan 430033, China)

(Received 22 July 2012; revised manuscript received 30 August 2012)

Abstract

A nonsingular high-order terminal sliding-mode observer of interior permanent magnet synchronous motor (IPMSM) is presented, of which the state variable is the current of rotor-oriented d - q reference frame, to obtain the accurate information about angular speed and rotor position for high-performance vector control system. A nonsingular terminal sliding-mode observer is used to improve dynamic response of the observer speed and robustness of the current observer, and the high-order sliding mode method is adopted to estimate the chattering phenomenon of the conventional sliding-mode. Meanwhile, to obtain the regulator parameters of speed and current loop, an integral-feedback method of estimating the rotor speed is adopted, and the inner current loop is realized using a decoupling and diagonal internal model control algorithm. Experimental results of 2 MW PMSM drive system show that the proposed method can accurately estimate the position and speed of the rotor, and the system has good dynamic and static performances.

Keywords: interior permanent magnet synchronous motor, sensorless control, nonsingular terminal sliding-mode observer, high-order sliding mode control

PACS: 05.10. -a

DOI: 10.7498/aps.62.030501

* Project supported by the National Basic Research Program of China (Grant No. 2012CB215103), the Science Fund for Creative Research Groups of the National Natural Science Foundation of China (Grant No. 50721063).

[†] Corresponding author. E-mail: lei.yuan.v@gmail.com