

基于逆变器死区的永磁同步电动机系统的变结构控制

王家军, 王 江, 许镇琳

(天津大学 自动化学院, 天津 300072)

摘要: 采用具有 μ 修整项的自适应滑模变结构控制方法来消除逆变器的死区对永磁同步电动机的影响, 可以使系统全局稳定并且达到准确的位置跟踪。

关键词: 逆变器; 永磁同步电动机; 变结构控制

中图分类号: TM301.2

文献标识码: A

Variable structure control of PMSM system based on inverter dead-time

WANG Jia-jun, WANG Jiang, XU Zhen-lin

(College of Automation, Tianjin University, Tianjin 300072, China)

Abstract: The paper makes use of adaptive variable structure control with μ -modification to eliminate the effects of inverter dead-time, which not only can ensure accurate tracking performance but also achieves global stable.

Key words: inverter; PMSM; variable structure control

1 引言(Introduction)

永磁同步电动机(permanent-magnet synchronous motor, 简称 PMSM)以高转矩/惯量比、高速率/重量比和高启动转矩, 以及省电和运行可靠等明显的优点而成为交流驱动系统研究的一个热点。本文 PMSM 系统如图 1 所示, 它包括 dc-ac 逆变器、PMSM 和机械负载。PMSM 系统的三个部分都具有非线性特性和参数的不确定性。当前对 PMSM 驱动系统的控制大都不考虑逆变器的非线性, 而只是考虑 PMSM 的非线性或只是考虑 PMSM 和机械负载的非线性。Mohan et al^[1]用电流控制的方法来降低死区造成的影响, 但其高增益电流控制方案一般很难以实现。Murial et al^[2]提出对逆变器死区进行实时测量, 这种方法需要特殊的高精度测量设备和复杂的硬件电路。

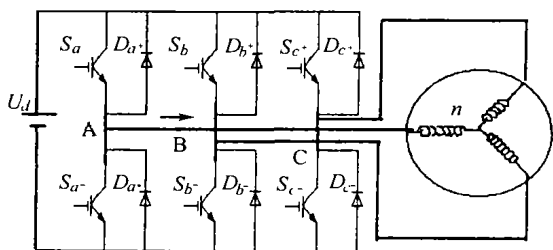


图 1 逆变器和永磁同步电机结构图

Fig. 1 Structure of inverter and PMSM

上述两种方法都是把逆变器和电机作为独立的个体进行分析。本文把 PMSM 驱动系统的三个部

分作为一个整体设计控制器, 只要死区和外部干扰在一定的范围之内, 并且参数摄动有界, 本控制器就可保证系统的全局稳定和精确的位置跟踪。

2 逆变器的死区特性分析(Analysis of inverter dead-time)

如图 1 所示, 以 a 相为例进行分析三相逆变器工作原理, S_{a+} 导通、 S_{a-} 关断, $v_A(t) = U_d$; S_{a+} 关断、 S_{a-} 导通, 则 $v_A(t) = 0$ 。同一桥臂的功率器件不能同时导通, 如果同一桥臂的功率器件同时导通, 将会造成电源的“直通”。因此必须先使用一桥臂的两个功率器件同时处于关断状态然后再触发导通其中一个功率器件, 两个功率器件同时处于关断状态的这段时间即是死区时间。在死区期间, $i_a > 0$ 则 D_{a-} 二极管导通, 使 $v_A(t) = 0$; $i_a < 0$ 则 D_{a+} 二极管导通, 使 $v_A(t) = U_d$ 。 b 相、 c 相与 a 相有相同的工作模式。

尽管逆变器死区的时间很小, 但连续考虑一个周期的效应, 死区的积累作用足以使电动机的定子电压受到很大的影响。特别当开关频率很高的场合, 死区在存在可能使得电机转矩发生很大的脉动^[3]。

3 基于死区的 PMSM 系统的自适应变结构控制(Adaptive variable structure control of PMSM system based on inverter dead-time)

PMSM 系统的控制框图如图 2 所示, 其中 $K(\theta)$

为由静止模型到 d-q 轴模型的旋转矩阵. 逆变器的模型可写为:

$$v_{qd}(t) = \theta_1 u_{qd}(t) - \theta_2 \sigma_{qd}(t). \quad (1)$$

$\theta = [\theta_1 \ \theta_2]$, θ_1, θ_2 为与逆变器死区等因素有关的不确定参数, $\sigma_{qd} = \text{sgn}(i_{qd})$, i_{qd}, v_{qd}, u_{qd} 分别是电机电流、逆变器输出电压和逆变输入电压列矩阵.

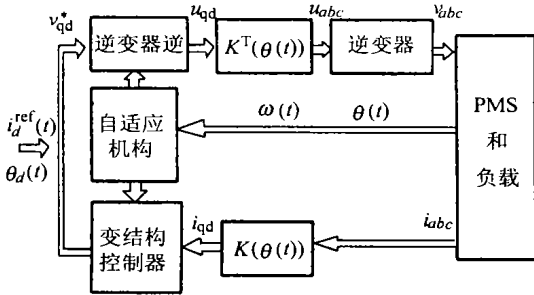


图2 PMSM 系统的控制框图

Fig. 2 PMSM system control figure

逆变器的数学模型(1)在数学意义上是可逆的, 其逆定义为

$$u_{qd}(t) = \hat{\theta}_1^{-1}(t)[v_{qd}^*(t) + \hat{\theta}_2(t)\sigma_{qd}(t)]. \quad (2)$$

其中 $v_{qd}^*(t)$ 为逆变器逆的输入, $\hat{\theta} = [\hat{\theta}_1 \ \hat{\theta}_2]$ 为 θ 的估计值. 由式(1), (2)可得:

$$v_{qd}(t) = v_{qd}^*(t) + M(t)\bar{\theta}(t). \quad (3)$$

其中 $\bar{\theta}(t) = \hat{\theta}_i - \theta(t)$ 为估计误差,

$$M(t) = \begin{bmatrix} -u_q(t) & \sigma_q(t) \\ -u_d(t) & \sigma_d(t) \end{bmatrix}. \quad (4)$$

本文采用 Wasim Khan^[3]的具有逆变器逆、逆变器、PMSM 和机械负载的系统数学模型为(假定 $L = L_q = L_d$)

$$\begin{cases} \frac{d\theta(t)}{dt} = \omega(t), \\ \frac{d\omega(t)}{dt} = -\frac{B}{J}\omega(t) + \frac{\phi_f}{J}i_q(t) - \frac{T}{J}, \\ \frac{di_q(t)}{dt} = -\frac{R}{L}i_q(t) - \frac{\phi_f}{L}\omega(t) + \frac{1}{L}v_q^*(t) + \frac{1}{L}M_q\bar{\theta}^T(t), \\ \frac{di_d(t)}{dt} = -\frac{R}{L}i_d(t) + i_q(t)\omega(t) + \frac{1}{L}v_d^*(t) + \frac{1}{L}M_d\bar{\theta}^T(t). \end{cases} \quad (5)$$

其中 J 为转动惯量, B 为粘滞摩擦系数, T 为负载转矩, Φ_f 为转子永磁磁势.

假定系统的输入二阶可微, PMSM 系统的控制目标是逆变器存在死区非线性的情况下达到精确位置跟踪^[4].

3.1 位置滑模平面及控制器设计 (Position sliding surface and controller design)

取位置误差

$$e(t) = \theta(t) - \theta_d(t),$$

其中 $\theta_d(t)$ 为位置给定信号. 选择滑模平面为

$$s_1 = ce(t) + \dot{e}(t). \quad (6)$$

其中 c 为正的常数. 由式(6)可得:

$$\frac{J}{\phi_f}s_1 = \alpha_1^T\varphi_1 + i_q(t). \quad (7)$$

其中

$$\alpha_1^T = \begin{bmatrix} \frac{J}{\phi_f} & \frac{B}{\phi_f} & \frac{T}{\phi_f} \end{bmatrix},$$

$$\varphi_1^T = [ce(t) - \dot{\omega}_d \quad -\omega \quad 1].$$

根据 Tao G 和 Kokotovic^[5], 选择:

$$\dot{\hat{\alpha}}_1 = \Gamma_1\varphi_1s_1 - \mu\Gamma_1\hat{\alpha}_1. \quad (8)$$

其中 $\Gamma_1 \in \mathbb{R}^{3 \times 3}$ 为正定矩阵. μ 定义为:

$$\mu = \begin{cases} 0, & |s_1| \geq \epsilon_0, \\ K_{s1}(\epsilon_0 - |s_1|), & |s_1| \leq \epsilon_0. \end{cases}$$

其中 $K_{s1} > 0$, $|e(t)| = |\theta - \theta_d| < e_{\min}$, 则 $\epsilon_0 = ce_{\min}$.

在式(7)中假定转矩电流 $i_q(t)$ 为控制输入, 选择辅助参考转矩电流为:

$$i_q^{\text{ref}} = -\tilde{\alpha}_1^T\varphi_1 - K_1\text{sgn}s_1. \quad (9)$$

其中

$$K_1 > |s_3(t) + \tilde{\alpha}_1^T\varphi_1|,$$

$$s_3 = i_q - i_q^{\text{ref}}, \quad \tilde{\alpha}_1^T = \alpha_1^T - \hat{\alpha}_1^T.$$

很明显 i_q 满足滑模条件:

$$s_1s_3 < -\eta_1|s_1|. \quad (10)$$

其中 η_1 为正的常数. 由 $s_3(t) = i_q - i_q^{\text{ref}}$ 得:

$$Ls_3 = v_q^* + \alpha_3^T\varphi_3 \quad (11)$$

其中

$$\alpha_3^T = [\tilde{\theta}_1 \quad \tilde{\theta}_2 \quad R \quad L \quad \phi_f \quad \frac{L\phi_f}{J} \quad \frac{LB}{J} \quad \frac{LT}{J}],$$

$$\varphi_3^T = \begin{bmatrix} -u_q & \sigma_q & -i_q & A_\omega + s_1\varphi_1^T\Gamma_1\varphi_1 - \mu\hat{\alpha}_1^T\Gamma_1\varphi_1 \\ \omega & (c\hat{\alpha}_{11} - \hat{\alpha}_{12})i_q & (c\hat{\alpha}_{11} - \hat{\alpha}_{12})\omega & (c\hat{\alpha}_{11} - \hat{\alpha}_{12}) \end{bmatrix},$$

$$A_\omega = -\hat{\alpha}_{11}(\alpha\dot{\omega}_d + \ddot{\omega}_d).$$

为使 $i_q \rightarrow i_q^{\text{ref}}$, 设计 v_q^* 为:

$$v_q^* = -\hat{\alpha}_3^T\varphi_3 - K_3\text{sgn}s_3 - s_1 - v_{qs}, \quad (12)$$

$$\dot{\hat{\alpha}}_3 = \Gamma_3\varphi_3s_3. \quad (13)$$

其中 $K_3 > |\hat{\alpha}_3^T\varphi_3 + s_1|$, $\Gamma_3 \in \mathbb{R}^{8 \times 8}$ 为正定矩阵, 辅助控制器 v_{qs} 为:

$$v_{qs} = \frac{s_3\rho_q^2}{|s_3|\rho_q + \epsilon_2}.$$

其中

$$\epsilon_2 > 0, \quad \rho_q = \|\varphi_3\| \tilde{\alpha}_{3b},$$

$$\bar{\alpha}_{3b} > \|\bar{\alpha}_3\| = \|\alpha_3 - \bar{\alpha}_3\|.$$

3.2 直轴电流滑模平面及控制器设计(Direct current sliding surface and controller design)

选择直轴电流滑模平面为

$$s_2 = i_d(t) - i_d^{\text{ref}}(t). \quad (14)$$

由式(14)可得

$$L\dot{s}_2 = \alpha_2^T \varphi_2 + v_d^*. \quad (15)$$

其中

$$\alpha_2^T = [R \quad L \quad \bar{\theta}_1 \quad \bar{\theta}_2],$$

$$\varphi_2^T = [-i_d \quad \omega i_q \quad -u_d \quad \sigma_d].$$

设计滑模控制为:

$$v_d^* = -\hat{\alpha}_2^T \varphi_2 - K_2 \text{sgn}s_2 - v_{ds}. \quad (16)$$

假定 $K_2 > \|\hat{\alpha}_2^T \varphi_2\|$, 辅助控制器设计为:

$$v_{ds} = \frac{s_2 \rho_d^2}{\|s_2\| \rho_d + \epsilon_1}.$$

其中 $\epsilon_1 > 0$, $\rho_d = \|\varphi_2\|$, $\bar{\alpha}_{2b}, \bar{\alpha}_{2b} > \|\alpha_2 - \hat{\alpha}_2\|$, 则 v_d^* 满足滑模条件:

$$s_2 \dot{s}_2 < -\eta_2 \|s_2\|.$$

其中 η_2 为正的常数.

3.3 系统稳定性的证明(Verification of system stable)

定理 1 选择控制增益 $K_1 \geq \frac{(\epsilon + c_1)}{\epsilon_0^2}$, 其中 ϵ

$= \epsilon_1 + \epsilon_2$, $c_1 > 0$, 则连续自适应变结构控制器(12)及(16)可以确保系统的位置跟踪误差及参数估计误差在有限的时间内进入如下区域:

$$D = \{s_1, s_2, \bar{\alpha}_1: \|s_1\| \leq \epsilon_0, s_1^2 + s_2^2 + \bar{\alpha}_1^T \bar{\alpha}_1 < K'(K_{s1} \epsilon_0 \alpha_{1 \max} + \epsilon)\}. \quad (17)$$

其中 K' 定义为:

$$K' = \frac{\max\{J', L, \lambda(\Gamma_1^{-1})\}}{2\min\{K_0, K_1, K_2, K_3\} \min\{J', L, \lambda'(\Gamma_1^{-1})\}}.$$

其中 $\alpha_{1 \max} = \|\alpha_1^T \alpha_1\|$, $\lambda(A)$ 和 $\lambda'(A)$ 分别代表矩阵 A 的最小和最大特征值, $K_0 > 0$ (K_0 的解释见后面分析).

证 定义目标函数 V 为

$$V = \frac{1}{2} J' s_1^2 + \frac{1}{2} L s_2^2 + \frac{1}{2} L s_3^2 + \frac{1}{2} \bar{\alpha}_1^T \Gamma_1^{-1} \bar{\alpha}_1. \quad (18)$$

对 V 微分可得

$$\dot{V} \leq -K_1 \|s_1\| - K_2 \|s_2\| - K_3 \|s_3\| - \frac{1}{2} \mu \bar{\alpha}_1^T \bar{\alpha}_1 + \frac{1}{2} \mu \bar{\alpha}_1^T \alpha_1 + \epsilon.$$

如果 $\|s_1\| \geq \epsilon_0$, 则 $\mu = 0$, 于是可得

$$\dot{V} \leq -K_1 \|s_1\| - K_2 \|s_2\| - K_3 \|s_3\| + \epsilon.$$

选择 K_1 满足如下条件:

$$K_1 \geq \frac{\epsilon + c_1}{\epsilon_0^2}. \quad (19)$$

其中 c_1 为任意小的正常数, 则可得

$$\dot{V} \leq -c_1, \quad \forall \|s_1\| > \epsilon_0.$$

因 $\dot{V}$ 为连续函数, 因此存在一个小常数 ϵ'_0 , 满足 $0 < \epsilon'_0 < \epsilon_0$, $\dot{V} < 0, \forall \|s_1\| < \epsilon'_0$ (证明略). 使 $\|s_1\| > \epsilon'_0$ 时, 系统跟踪误差将在有限的时间内进入 $\|s_1\| < \epsilon_0$ 区域. 由 $\|s_1\| \leq \epsilon'_0$, 很明显

$$K_{s1}(\epsilon_0 - \epsilon'_0) \leq \mu \leq K_{s1} \epsilon_0.$$

由以上推导可得

$$\dot{V} \leq -KV + K_{s1} \epsilon_0 \alpha_{1 \max} + \epsilon. \quad (20)$$

其中

$$K = \frac{2\min\{K_0, K_1, K_2, K_3\}}{\max\{J', L, \lambda(\Gamma_1^{-1})\}},$$

$$K_0 = \frac{1}{2} K_{s1}(\epsilon_0 - \epsilon'_0) > 0.$$

对式(20)积分可得

$$V \leq e^{-Kt} V(0) + \frac{1}{K} (K_{s1} \epsilon_0 \alpha_{1 \max} + \epsilon).$$

由上式可知, s_1, s_2 及 $\bar{\alpha}_1$ 将在有限的时间内以指数形式衰减进入如下区域 D .

由以上的设计及证明可知, μ -修整法中的控制在滑模平面上的抖振依赖于参数 ϵ_1 和 ϵ_2 的选取, 参数 ϵ_1 和 ϵ_2 越大则抖振越小, 然而参数 ϵ_1 和 ϵ_2 的增大却使区域 D 也增大, 这将导致控制的精度下降.

4 仿真结果(Simulation result)

本文采用三相 Y 接永磁同步电动机, 仿真数据如表 1 所示.

表 1 仿真数据

Table 1 Simulation data

额定功率	400W
电机永磁磁通	0.167Wb
极对数	2
额定转矩	1.247Nm
转动惯量	$1.414 \times 10^{-4} \text{Nms}^2$
额定速度	3000r/min
逆变器输入直流电压	160V
定子电阻	4 Ω
定子电感	7mH
粘滞摩擦系数	$0.4 \times 10^{-3} \text{kgm}^2/\text{s}$

位置给定函数为

$$\theta_d = 50(1 - e^{-0.1t^3}) \sin \omega t, \quad \omega = 1,$$

$$\theta(0) = 1 \text{ rad}, \quad i_d(0) = 0.8 \text{ A}, \quad i_q(0) = 0.1 \text{ A},$$

其它初值为零. 逆变器输入直流电压允许有 5% 的变化, T_d 取为 $5\mu\text{s}$, 开关周期为 $200\mu\text{s}$.

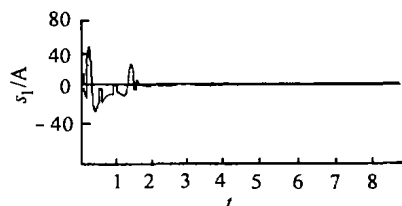
控制参数为:

$$c = 8.0, K_1 = 200, K_2 = 120, K_3 = 8,$$

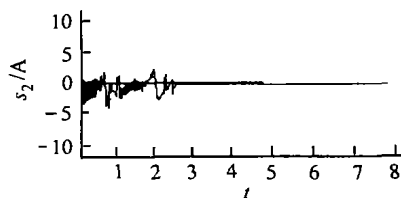
$$\Gamma_1 = 1.2I_{3 \times 3}, \Gamma_2 = 0.05I_{4 \times 4},$$

$$\Gamma_3 = 0.4I_{8 \times 8}, \tilde{\alpha}_{2b} = 2.0, \tilde{\alpha}_{4b} = 5.$$

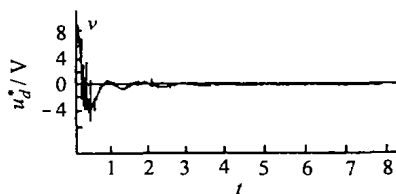
假定逆变器参数的变化在 10% 之内, 负载的变化在 30% 之内.



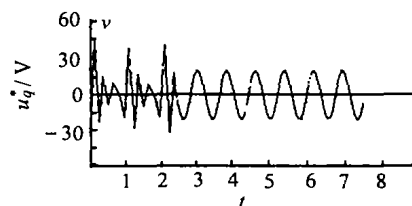
(a) 滑模平面 s_1



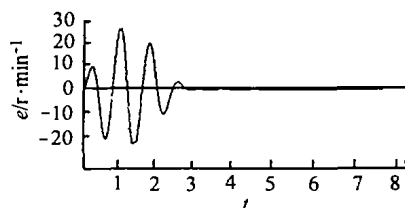
(b) 滑模平面 s_2



(c) 电压 u_q^*



(d) 电压 u_q^*



(e) 误差 e

图 3 系统仿真图

Fig. 3 System simulation

5 结论(Conclusion)

由仿真图可知, 在死区存在及系统参数摄动满足一定的条件下自适应变结构控制可完全补偿死区对系统的影响, 达到精确的位置跟踪. 同时本控制方法对于降低因变结构控制而导致的抖振也是很有有效的.

参考文献(References)

- [1] Mohan N. Power Electronics: Inverter Application and Design [M]. New York: John Wiley & Sons, 1989
- [2] Murai Y, Watanabe T, Iwasaki H. Waveform distortion and correction circuit for PWM inverters with switching lag-time [J]. IEEE Trans. on Industrial Application, 1987, 23(5): 881 - 886
- [3] Wasim Khan. Adaptive control of ac motor drives with inverter nonlinearities [J]. Int. J. Control, 1999, 72(9): 784 - 798
- [4] Gao Weibing. Variable Structure Control Theory and Design [M]. Beijing: Science Press, 1996
- [5] Tao, Kokotovic. Adaptive control of systems with actuator and sensor nonlinearities [M]. New York: John Wiley & Sons, 1996

本文作者简介

王家军 1975 年生. 天津大学电气自动化与能源工程学院博士研究生. 研究方向: 计算机控制, 电力电子与电力传动. Email: wangjiajun@eyou.com

王江 1964 年生. 天津大学电气自动化与能源工程学院副教授. 研究方向为控制理论与应用, 计算机控制.

许镇琳 1939 年生. 天津大学电气自动化与能源工程学院教授. 研究方向为计算机控制, 电力电子与电力传动.