## 基于滑模变结构控制的异步电机调速系统研究

### 张宏杰

(健雄职业技术学院 机电工程系,江苏 太仓 215411)

摘要:为提高异步电机调速系统抗干扰能力,改善其动态特性,以异步电机矢量控制系统为基础,针对电流环和转速环分别设计了电流滑模控制器和转速滑模控制器,并利用指数趋近律来削弱抖振,详细阐述了控制器设计步骤。利用 MATLAB/SIMULINK 对滑模控制系统进行仿真,并与 PI 控制系统进行对比分析。最后利用 dSPACE 实时仿真系统对异步电机滑模变结构控制系统进行实验验证。结果表明,所设计的异步电机滑模变结构控制系统动态特性更好,抗干扰能力更强。

关键词:矢量控制;滑模变结构控制;指数趋近律;抖振;鲁棒性

中图分类号:TM921.51

文献标识码:A

文章编号:1671-5322(2012)03-0059-06

自1971年,德国西门子公司的 F. Blaschke 等提出了异步电动机磁链定向的控制原理后,交流异步电机逐步代替直流电机成为调速领域的主流。矢量控制是从异步电动机的数学模型出发,考虑到异步电动机是一个高阶、非线性、强耦合的时变系统,很难通过外加信号直接控制电磁转矩,但若以转子磁通这一旋转的空间矢量作为参考坐标,通过坐标变换,则可以把定子电流中的励磁分量和转矩分量分离开来,使两者相互垂直,处于解耦状态,这样所得到的异步电动机模型可以等效为直流电动机,从而可以像直流电动机那样进行快速的磁通和转矩控制<sup>[1-4]</sup>。

各种性能优良的控制器在异步电机调速领域得到了广泛应用,与此同时,其应用场合和环境也呈现出了复杂化和多样化。即使对于同一确定系统,在工作状态发生变化的情况下,系统参数也有可能发生变化,如转动惯量、摩擦系数等<sup>[5-6]</sup>。这就要求异步电机变频调速系统具有一定的自适应能力和较强的抗干扰能力,一方面可以降低用户使用时调节参数的难度,另一方面可以使系统在复杂多样化的环境中,在强干扰下,仍具有良好的调速性能。

本文在异步电机矢量控制的基础上,针对转速环及电流环设计滑模转速控制器及滑模电流控

制器,旨在利用滑模变结构控制强鲁棒性的特性 来提高异步电机变频调速系统的抗干扰能力及动 态特性。

## 1 异步电机滑模变结构控制系统

常用异步电机矢量控制方法是按转子磁链定向的矢量控制,它将同步旋转坐标系的 d 轴与转子磁链矢量 $\psi$ ,相重合,由于q 轴垂直于 d 轴,转子磁链在q 轴上的分量为零,表明转子磁链 $\psi$ ,唯一由d 轴绕组中的电流所生成 $^{[7-10]}$ 。这时定子电流在d 轴上的分量是纯励磁分量,在q 轴上的分量是纯转矩分量。

异步电机滑模变结构控制系统框图如图 1 所示。给定转速与实测转速的偏差,经过滑模转速控制器,得到电磁转矩参考值,经计算可得到定子电流 q 轴分量即转矩电流参考值  $i_{sq}^*$  。 isd\* 和  $i_{sq}^*$  与反馈量  $i_{sd}$  和  $i_{sq}$  的偏差经滑模电流控制器,得到同步旋转坐标下的电压分量参考值  $u_{sd}^*$  和  $u_{sq}^*$  ,再经过 Park 逆变换,利用 SVPWM 调制技术,即可得到逆变器控制信号,实现对异步电动机的控制。

### 2 滑模电流控制器设计

忽略铁损,假设磁路是线性的,则异步电机在 dq 坐标下的四阶非线性数学模型如下[11]:

收稿日期:2012-08-29

作者简介:张宏杰(1969-),男,江苏东台人,讲师,硕士,主要研究方向为传动控制。

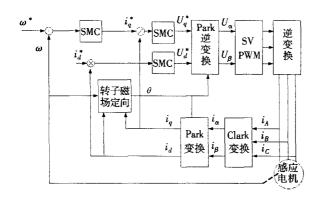


图 1 异步电机滑模变结构控制系统框图 Fig. 1 Block diagram of induction motor sliding mode control system

按转子磁链定向后,dq 坐标系下转子磁链和电磁转矩可表示为[8,9]:

$$\begin{cases}
\psi_r = \frac{L_m i_{sd}}{T_r p + 1} \\
T_e = p_n \frac{L_m}{L} \psi_r i_{sq}
\end{cases}$$
(2)

其中,p 为微分算子。

将式(2)代入式(1)可以得到:

$$\begin{cases} u_{sd} = (R_s + \sigma L_s p) i_{sd} - \sigma L_s \omega_1 i_{sq} + L_m p \psi_r / L_r \\ u_{sq} = (R_s + \sigma L_s p) i_{sq} + \sigma L_s \omega_1 i_{sd} + L_m \omega_1 \psi_r / L_r \end{cases}$$
(3)

由式(3)可以看出,基于转子磁场定向的感应电机矢量控制系统中,定子电流的d轴分量和q轴分量存在高阶耦合,这也是限制其控制性能的一个主要障碍。

设计滑模变结构电流控制器,首先,设计切换函数:

$$s = \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{sd}^* - i_{sd} \\ i_{so}^* - i_{so} \end{bmatrix}$$
 (4)

式中, $i_{sd}^*$ 和  $i_{sq}^*$ 分别为定子电流在 d 轴和 q 轴上的参考分量。如果系统能稳定在切换面上,则有  $s_1$  =  $s_2$  = 0,定子电流在 d 轴和 q 轴上的分量会跟踪其参考值:

$$\begin{cases}
i_{sd} = i_{sd}^* \\
i_{sq} = i_{sq}^*
\end{cases}$$
(5)

其次,设计滑动模态控制率,保证切换面以外的状态变量可以在有限时间内到达切换面,同时,还要考虑抖振问题,此处选用指数趋近律方法,其表达式为[12-13]:

$$\dot{s} - k \square \operatorname{sgn}(s) - \varepsilon s \quad k > 0, \varepsilon > 0 \tag{6}$$

其中, $s = -\epsilon s$  为指数趋近项,其解为 s = s(0)  $e^{-\epsilon s}$ 。

从某种意义上来说,抖振的产生是由于系统 状态变量在趋近切换面时仍有一定的速度,导致 其运动轨迹穿过切换面。若能对系统状态变量在 状态空间中运动的速度进行控制,即可以在一定 程度上控制抖振幅度。指数趋近律使趋近速度从 一较大值逐步减小到零,不仅缩短了趋近时间,而 且使运动点到达切换面时的速度很小,既加快系 统响应速度,又削弱了抖振<sup>[14]</sup>。

通过适当地调整趋近律参数 k 与  $\varepsilon$ ,既可以保证系统到达滑动模态的动态品质,又可以削弱高频抖振,维持系统稳定运行。设计滑动模态控制律为:

$$\begin{cases} u_{sd}^* = -\sigma L_s \omega_1 i_{sq}^* + \frac{L_m \psi_r}{L_r} + k_d s_1 + \varepsilon_d \operatorname{sgn}(s_1) \\ u_{sq}^* = -\sigma L_s \omega_1 i_{sd}^* + \frac{L_m \psi_r}{L_r} + k_q s_2 + \varepsilon_q \operatorname{sgn}(s_2) \end{cases}$$
(7)

式中 $,k_a,\varepsilon_a,k_a,\varepsilon_a$ 为趋近律参数。

为证明系统的可达性,选取李雅普诺夫函数

$$V = \frac{1}{2}s^{T}s = \frac{1}{2}(s_{1}^{2} + s_{2}^{2})$$
 (8)

上式两边微分,得:

$$V = e_d e_d + e_q e_q \tag{9}$$

将式(4)代入上式,化简后可以得到:

$$V = \frac{1}{\sigma L_s} \left[ e_d \left( u_{sd} - R_s i_{sd} - \frac{L_m \psi_r}{L_r} + \sigma L_s \omega_1 i_{sq} - \sigma L_s i_{sd}^* \right) + e_q \left( u_{sq} - R_s i_{sq} - \frac{L_m \omega_1 \psi_r}{L_r} - \sigma L_s \omega_1 i_{sd} - \sigma L_s i_{sq}^* \right) \right]$$

$$(10)$$

我们希望得到的结果是电流控制器的输出能跟踪 其给定值,即

$$\begin{cases}
 u_{sd} = u_{sd}^* \\
 u_{sq} = u_{sq}^*
\end{cases}$$
(11)

结合式(4)、(7),可以对式(10)进一步化简,得到:

$$\dot{V} = -\frac{1}{\sigma L_{\star}} (k_d e_d^2 + f_d + k_q e_q^2 + f_q) \qquad (12)$$

其中,

$$\begin{cases} f_d = e_d \left[ \varepsilon_d \operatorname{sgn}(e_d) - R_s i_{sd} - \sigma L_s i_{sd}^* \right] \\ f_d = e_d \left[ \varepsilon_d \operatorname{sgn}(e_d) - R_s i_{sd} - \sigma L_s i_{sd}^* \right] \end{cases}$$
(13)

根据李雅普诺夫稳定性理论,欲保证系统状态变量在有限时间内到达滑模面,必须满足 $\dot{V}$ <0。从式(12)和(13)可以看出,滑动模态可达性条件是:

$$\begin{cases} k_{d} > 0 \\ k_{q} > 0 \\ \varepsilon_{d} > | R_{s}i_{sd} + \sigma L_{s}i_{sd}^{*} | \\ \varepsilon_{q} > | R_{s}i_{sq} + \sigma L_{s}i_{sq}^{*} | \end{cases}$$

$$(14)$$

另外,在 选 取 趋 近 率 参 数 时,同 时 要 考 虑  $\sqrt{2[(u_{sd}^*)^2 + (u_{sq}^*)^2]}$  不能大于逆变器输入的直流电压,合理的选取趋近律参数,可以保证系统的稳定性及动态品质<sup>[14]</sup>。

### 3 滑模转速控制器设计

我们知道,转子磁链是给定量,由转子磁链可以计算得到  $i_{sd}^*$ ;而转速外环控制器的任务则是计算  $i_{sd}^*$ 。

异步电机的机械特性为:

$$J\frac{\mathrm{d}\Omega_{r}}{\mathrm{d}t} = T_{e} - T_{L} \tag{15}$$

式中, $\Omega$ , 为转子机械角速度, $\Omega$ , =  $\frac{\omega_r}{p_n}$ ,其中  $p_n$  为电机极对数。 $T_L$  为负载转矩。

将式(2)中电磁转矩方程代入式(15)可得

$$\frac{\mathrm{d}\omega_r}{\mathrm{d}t} = ai_{sq} + bT_L \tag{16}$$

式中, $a = p_n^2 L_m \psi_r / J L_r$ , $b = -p_n / J_o$ 

令状态变量 x(t) 表示速度误差,

$$x(t) = \omega_r - \omega_r^* \tag{17}$$

其中,ω\* 为速度参考值。由式(15)、(16)可知,

$$\dot{x}(t) = ai_{sq}(t) + bT_L \tag{18}$$

设计转速滑模变结构控制器,首先设计切换函数,

$$s = x(t) \tag{19}$$

如果 s=0,则  $\omega$ ,即可跟踪参考值。

根据已建立的切换函数,在满足到达条件并保证滑模存在的前提下,设计控制律。为削弱抖振,此处利用指数趋近律,设计转速滑模变结构控制器为:

$$i_{sq}(t) = -ks - \varepsilon \operatorname{sgn}(s)$$
 (20)

由式(18)、(19)可知,

$$s = x(t) = a[-ks - \varepsilon sgn(s)] + bT_L(21)$$
  
利用李雅普诺夫函数证明系统的可达性。

作自用人的效应为示范的与达在。

$$V = \frac{1}{2}s^2 \tag{22}$$

则

$$\dot{V} = s\dot{s} = s[-aks - a\varepsilon sgn(s) + bT_L] = -aks^2 - (-bT_Ls + a\varepsilon |s|)$$
 (23)

其中,a > 0, b < 0。那么当满足

$$\begin{cases} k > 0 \\ \varepsilon > -\frac{\dot{b}}{a} T_L \end{cases} \tag{24}$$

有 *V*,此时所设计的滑模变结构速度控制器满足滑模存在条件,系统渐进稳定。

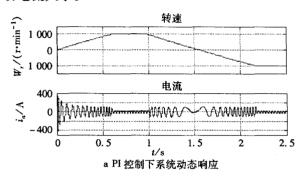
### 4 仿真分析

利用 Matlab/Simulink 对异步电机滑模变结构控制系统进行仿真,被控异步电机参数如表 1 所示。直流侧电压为 600 V,逆变器开关频率设为 5 kHz。

表 1 异步电动机参数 Table 1 Induction motor parameters

数值
37
380
0.228
35.5
2
50
0.087
35.5
34.7
1.662

电机空载起动,转速给定为 1 000 r/min,1 s 时令电机反转,转速给定变为 -1 000 r/min 时,PI 控制下电机转速及 A 相电流动态响应如图 2a 所示,SMC 控制下电机转速及 A 相电流动态响应如图 2b 所示。由图 2 可以看出,SMC 控制下系统转速响应更快,且 PI 控制下电机起动电流较大,而 SMC 控制可以通过限幅更直接地限制电机起动电流大小。



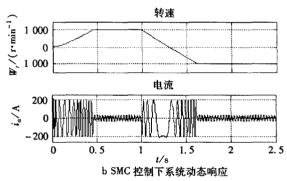
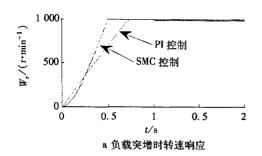


图 2 两种控制方法下电机正反转动态响应 Fig. 2 Induction motor dynamic performances with the two control method

转速给定为1000 r/min,负载转矩为50 N·m, 1 s 时负载突增50%异步电机转速响应如图 3 所示。由图 3b 局部放大图可以看出,带载起动时, SMC 控制系统稳态转速比 PI 控制系统稳态转速更接近给定值,说明 SMC 控制系统带载能力更强;1 s 负载突增50%时,SMC 控制下系统转速跌落比 PI 控制下小,证明 SMC 控制下系统对负载扰动的抗干扰能力更强。

当电机空载,转速给定为 1 000 r/min 时,异步电机定、转子电阻均增加 20%, PI 控制系统转速响应如图 4 所示,SMC 控制系统转速响应如图 5 所示。

由图 4 和图 5 对比可以看出,在异步电机定、转子电阻增加 20% 的情况下,PI 控制下电机转速有一定变化,而 SMC 控制下电机转速几乎不



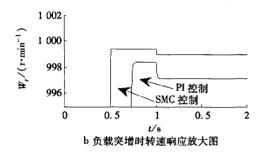
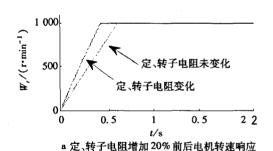


图 3 负载突增 50% 时转速响应 Fig. 3 The speed of response a sudden load by 50%



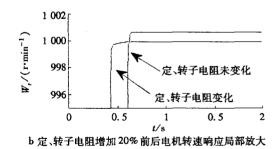
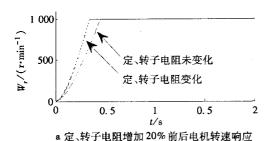
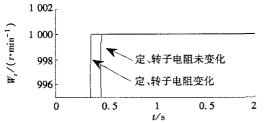


图 4 定、转子电阻增加 20% 前后 PI 控制系统转速响应 Fig. 4 Speed response when stator and rotor resistance increase by 20% with PI control

变,可见 SMC 控制系统比 PI 控制系统对电机参数变化的抗干扰能力更强。

利用 dSPACE 实时仿真系统对异步电机滑模 变结构控制系统进行实验验证,图 6 为实验框图。实验中所用异步电机主要参数为:额定功率  $P_N = 2.2 \text{ kW}$ ,额定转速  $n_N = 1 \text{ 420 r/min}$ ,额定电压  $U_N$ 





b 定、转子电阻增加 20% 前后电机转速响应局部放大

# 图 5 定、转子电阻增加 20% 前后 SMC 控制系统转速响应

Fig. 5 Speed response when stator and rotor resistance increase by 20% with SMC control

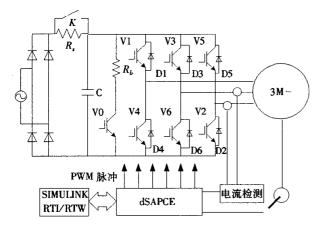


图 6 基于 dSPACE 的实验框图

Fig. 6 Experiment block diagram based on dSPACE

=380 V, 额定电流  $I_N$  = 5 A。PWM 调制频率为 5 kHz, 死区时间设为 3  $\mu$ s。

当系统转速给定由低速爬行变为 600 r/min 时,异步电机转速及电流响应曲线如图 7 所示,可以看出系统实际转速的超调和稳态误差非常小,起动电流也在允许范围内。

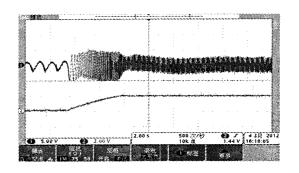


图 7 滑模变结构控制系统转速及电流阶跃响应 Fig. 7 Speed and current step response of sliding mode control system

图 8 给出了系统空载稳定运行在 600 r/min 时突加额定负载的转速响应。可以看出系统转速 经过调整后可以快速恢复,且稳定后几乎没有 跌落。

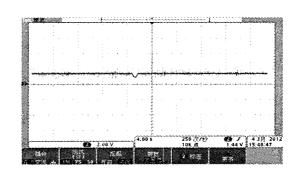


图 8 滑模变结构控制系统突加负载转速响应 Fig. 8 Sudden load speed response of sliding mode control system

### 5 结论

本文为提高异步电机变频调速系统的抗干扰能力,在按转子磁链定向的矢量控制基础上,针对电流环及转速环设计滑模控制器,阐述了控制器的设计步骤,并利用 SIMULINK 对系统进行仿真。将 PI 控制系统与 SMC 控制系统对比仿真分析,并利用 dSPACE 实时仿真系统进行实验验证,仿真及实验结果表明,所设计基于滑模变结构的异步电机调速系统动态响应更好,抗负载扰动及电机参数变化的能力更强。

### 参考文献:

- [1] 陈伯时. 交流调速系统[M]. 北京: 机械工业出版社,1998.
- [2] 丁荣军,黄济荣. 现代交流技术与电气传动[M]. 北京:科学出版社,2009.
- [3] 葛金法. 感应电机矢量控制系统研究与实现[D]. 杭州:浙江理工大学,2010.
- [4] 田友,明基于.基于 dSPACE 的感应电机变频调速实现[D]. 南京:东南大学,2005.
- [5] 王成元,夏加宽,杨俊友,等. 电机现代控制技术[M]. 北京:机械工业出版社,2006.
- [6] 马洁,李明,韩晓东. 异步电机矢量控制系统调速性能的研究[J]. 工矿自动化,2007,2:13 16.
- [7] 陈伟. 基于 DSP 的感应电机矢量控制系统研究[D]. 哈尔滨:哈尔滨工业大学,2007.
- [8] 邵杰. 基于 Matlab/Simulink 异步电机矢量控制系统仿真[J]. 电气传动,2009,28(3):73-75.
- [9] 阎治安, 唐明, 易萍虎. 电机控制中电压矢量脉宽调制算法的探究[J]. 西安交通大学学报, 2006, 40(12): 1374-1377.
- [10] 陈伯时. 电力拖动自动控制系统——运动控制系统[M]. 3 版. 北京: 机械工业出版社, 2003.
- [11] 王丰尧. 滑模变结构控制[M]. 北京:机械工业出版社,1995.
- [12] 高为炳. 变结构控制的理论及设计方法[M]. 北京:科学出版社,1996.
- [13] 刘金琨. 滑模变结构控制 MATLAB 仿真[M]. 北京:清华大学出版社,2005.
- [14] 黄志,程小华.基于滑模变结构矢量控制的异步电机调速[J].电机与控制应用, 2007,34(4);45-48.

# Study on Induction Motor Drive System Based on Sliding Mode Variable Structure Control

#### ZHANG Hong-Jie

(Jianxiong Vocational College, Department of Mechanical and Electrical Engineering of CSI, Taicang Jiangsu 215411, China)

Abstract: In order to improve anti – disturbance capacity and dynamic performance of induction motor speed control system, this paper introduces current sliding mode controller and speed sliding mode controller with exponential reaching law based on vector control system. It contrasts simulation results of induction motor drive system based on sliding mode variable structure control (SMC) and PI control. At last, an experiment of induction motor sliding mode control system based on dSPACE is completed. It shows that induction motor sliding mode control system has better dynamic performance and stronger anti – disturbance capacity. Keywords: vector control; sliding mode variable structure control; exponential reaching law; chattering; robustness

(责任编辑:张振华)