

文章编号:1671-251X(2014)01-0072-04 DOI:10.13272/j.issn.1671-251x.2014.01.019

苗敬利,余香.改进的等效滑模控制器在异步电动机矢量控制系统中的应用[J].工矿自动化,2014,40(1):72-75.

## 改进的等效滑模控制器在异步电动机 矢量控制系统中的应用

苗敬利, 余香

(河北工程大学 信息与电气工程学院, 河北 邯郸 056038)

**摘要:**针对异步电动机矢量控制系统常规等效滑模控制存在扰动稳态误差大、抖振大、跟踪快速性差的问题,设计了一种改进的等效滑模控制器。该控制器采用改进的切换控制函数,提高了电动机的动态控制性能。仿真试验结果表明,与传统的PI控制器和常规的等效滑模控制器相比,该控制器能有效降低系统抖振,提高了系统的动态响应速度,增强了系统的鲁棒性。

**关键词:**异步电动机;等效滑模控制器;矢量控制;鲁棒性

中图分类号:TD614

文献标志码:A

网络出版时间:2013-12-31 09:44

网络出版地址:<http://www.cnki.net/kcms/doi/10.13272/j.issn.1671-251x.2014.01.019.html>

Application of improved equivalent sliding mode controller in  
vector control system of asynchronous motor

MIAO Jinli, YU Xiang

(College of Information and Electrical Engineering, Hebei University of Engineering,  
Handan 056038, China)

**Abstract:** In view of problems of big stable state error, large chattering and poor tracking speed existed in conventional equivalent sliding mode controller in vector control system of asynchronous motor, an improved equivalent sliding mode controller was designed. The controller uses improved switching control function to improve dynamic control performance of the motor. The simulation results show that the improved controller can effectively reduce buffeting, improve dynamic response speed and enhance the robustness of the system compared with the conventional PI controller and conventional equivalent sliding mode controller.

**Key words:** asynchronous motor; equivalent sliding mode controller; vector control; robustness

### 0 引言

异步电动机在工业、交通运输、国防工业以及其他各行各业中发挥着巨大的作用,但异步电动机是一个多变量、强耦合、非线性的高阶时变系统<sup>[1]</sup>,且在电动机运行过程中存在不确定性的干扰及参数的变化,很难用于控制精度要求较高的场合。传统的

PID控制方法可以使伺服系统获得一定的控制精度,但由于控制器的参数是在额定状态下整定的,在电动机偏离额定点运行时,系统的控制性能下降,鲁棒性不佳。

等效滑模变结构对电动机的参数具有很好的鲁棒性,在很宽的调速范围内也拥有良好的动态性能,在电动机的控制中得到了广泛应用。然而常规等效

收稿日期:2013-06-03;修回日期:2013-09-24。

基金项目:河北省科技攻关项目(12213912D)。

作者简介:苗敬利(1976—),女,河北肥乡人,副教授,博士,主要研究方向为电力电子与电力传动,E-mail:yuxiang21@163.com。

滑模系统在跟踪指令信号时,如果遇到扰动,稳态误差会变大,以至达不到系统要求。在实际应用中这个稳态误差会造成诸如抖振加重等问题<sup>[2]</sup>。

本文以基于转子磁链和转速定向的异步电动机矢量控制系统为对象,设计了一种改进的等效滑模变结构控制器,并通过 Matlab 仿真进行验证。

## 1 异步电动机矢量控制系统数学模型

为了实现矢量控制技术,首先应建立异步电动机的数学模型,在忽略铁耗、磁路饱和的情况下,列出系统在三相静止坐标系下的数学模型,通过三相-二相变换得到异步电动机在两相静止坐标系下的数学模型,再经矢量旋转变换得到异步电动机  $d-q$  坐标系下的数学模型。

异步电动机在  $d-q$  坐标系下的数学模型为

$$\frac{d\varphi_r}{dt} = \frac{R_r L_m}{L_r} i_{sd} - \frac{R_r}{L_r} \varphi_r \quad (1)$$

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{n_p}{J} (T_e - T_1) \quad (2)$$

$$T_e = \frac{n_p L_m}{L_r} \varphi_r i_{sq} \quad (3)$$

式中:  $\varphi_r$  为转子磁链;  $R_r$  为转子电阻;  $L_m$  为定转子互感;  $L_r$  为转子电感;  $i_{sd}$ 、 $i_{sq}$  分别为  $d$ 、 $q$  轴的电流;  $\omega_r$  为转子电角速度;  $n_p$  为极对数;  $J$  为转动惯量;  $T_e$  为电磁转矩;  $T_1$  为负载转矩。

由式(1)可得,在忽略反电动势引起交叉耦合的条件下,只需检测出  $i_{sd}$  就可以观测转子磁链。由式(2)、式(3)可得,当  $\varphi_r$  恒定时,只需检测出  $i_{sq}$ ,就可以控制电动机的转速和转矩。系统实现了磁链和转矩的完全解耦,使得异步电动机易于控制。

## 2 滑模控制器设计

异步电动机的控制实际上即是对转矩的控制,在矢量控制模型中可以通过引入等效控制滑模观测磁链  $\varphi_r$ ,使其在系统参数变化或外界扰动时通过控制  $d$  轴电流  $i_{sd}$  保持给定值。此时再通过对  $q$  轴电流  $i_{sq}$  的控制实现对转矩的控制。

等效滑模控制器的设计主要包括 3 个部分的内容:一是通过设计滑模面,得出系统的等效控制下的定子电流  $i_{esd}$ 、 $i_{esq}$ ;二是设计切换控制函数,使电动机在系统参数改变和外加干扰下,保证滑模面以外的运动点可以在较短的时间内重新回到滑模面上,实现鲁棒性;三是系统稳定性判定。等效滑模控制器模型如图 1 所示。

根据系统数学模型,等效滑模控制器选择转子

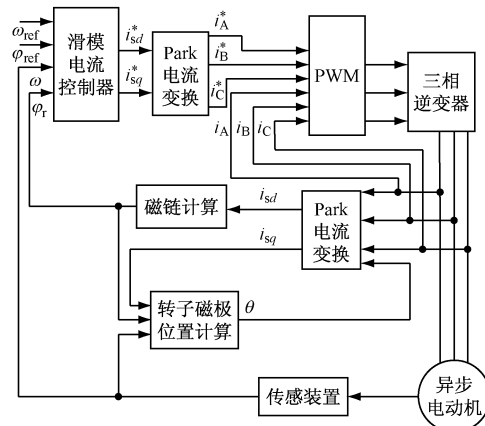


图 1 异步电动机矢量控制等效滑模控制器模型  
磁链  $\varphi_r$  及转速  $\omega_r$  为输入变量,定子电流  $i_{sd}^*$ 、 $i_{sq}^*$  为输出量。电动机的状态方程如下:

$$\begin{cases} \dot{\varphi}_r = -\frac{R_r}{L_r} \varphi_r + \frac{R_r L_m}{L_r} i_{sd} \\ \dot{\omega}_r = \frac{n_p^2 L_m}{J L_r} \varphi_r i_{sq} - \frac{n_p}{J} T_1 \end{cases} \quad (4)$$

### 2.1 滑模面 $S$ 的设计

设参考磁链为  $\varphi_{ref}$ ,参考转速为  $\omega_{ref}$ ,磁链误差为  $e_1$ ,转速误差为  $e_2$ 。将系统误差  $e_1$ 、 $e_2$  作为状态变量,令滑模面为  $S$ , $e_1 = \varphi_{ref} - \varphi_r$ , $e_2 = \omega_{ref} - \omega_r$ , $S = [S_1, S_2]$ ,则有

$$\begin{cases} S_1 = c_1 e_1 \\ S_2 = c_2 e_2 \end{cases} \quad (5)$$

式中:  $c_1$ 、 $c_2$  为大于零的常数,根据滑模控制<sup>[3]</sup>  $S=0$ ,则有

$$\varphi_{ref} = \varphi_r, \quad \omega_{ref} = \omega_r \quad (6)$$

等效滑模控制中要使系统到达理想的滑动模态控制,则

$$\dot{S} = [\dot{S}_1, \dot{S}_2] = 0 \quad (7)$$

由式(7)得出等效控制下的定子电流  $i_{esd}$ 、 $i_{esq}$ :

$$\begin{cases} i_{esd} = \frac{L_r}{R_r L_m} \dot{\varphi}_{ref} + \frac{1}{L_m} \varphi_r \\ i_{esq} = \frac{J L_r}{\varphi_r n_p^2 L_m} \dot{\omega}_{ref} + \frac{L_r}{\varphi_r n_p L_m} T_1 \end{cases} \quad (8)$$

### 2.2 切换控制函数设计

实现电动机精确控制通常希望电动机相关的滑模控制量在离滑模面较远时速度较大,从而可以保证快速到达滑模面;离滑模面较近时,希望趋近速度较小,抖振小<sup>[3]</sup>。而传统指数切换控制函数  $u_{vss} = \epsilon \text{sgn}(s) + ks$  存在到达滑模面时速度过小,以及抖振问题<sup>[4]</sup>。在深入研究切换控制函数的基础上,本文采用改进切换函数的等效滑模控制器。取切换控制函数  $u_{vss}$  为

$$u_{vss} = k^{|S|} \operatorname{sgn}(S) + \gamma S^2 \operatorname{sgn}(S) \quad (9)$$

改进的切换函数设计为  $u_{vss} = k^{|S|} \operatorname{sgn}(S) + \gamma S^2 \operatorname{sgn}(S)$ , 在开始阶段系统远离滑模面 ( $|S| > 1$ ), 由于  $S^2$  的存在项  $-\gamma S^2 \operatorname{sgn}(S)$  起主导作用, 保证了系统具有快速的趋近速度; 当系统状态接近滑模面时 ( $|S| < 1$ ),  $k^{|S|} \operatorname{sgn}(S)$  起主导作用, 减弱滑模面抖振<sup>[5]</sup>。

令  $u_1 = i_{sd}^*$  为  $d$  轴电流输入量,  $u_2 = i_{sq}^*$  为  $q$  轴电流输入量。则等效控制中:

$$\begin{cases} u_1 = i_{esd} + k_1 \operatorname{sgn}(S_1) + \gamma_1 S_1^2 \operatorname{sgn}(S_1) \\ u_2 = i_{esq} + k_2 \operatorname{sgn}(S_2) + \gamma_2 S_2^2 \operatorname{sgn}(S_2) \end{cases} \quad (10)$$

式中:  $k_1, k_2, \gamma_1, \gamma_2$  为大于零的常数。

将式(4)和式(10)代入式(5), 得

$$\begin{cases} \dot{S}_1 = -c_1 \frac{R_r}{L_r} - c_1 \frac{R_r L_m}{L_r} [k_1 \operatorname{sgn}(S_1) + \gamma_1 S_1^2 \operatorname{sgn}(S_1)] \\ \dot{S}_2 = -c_2 \frac{n_p}{J} T_1 - c_2 \frac{n_p L_m \varphi_r}{J L_r} [k_2 \operatorname{sgn}(S_2) + \gamma_2 S_2^2 \operatorname{sgn}(S_2)] \end{cases} \quad (11)$$

选取合适的控制器参数, 然后通过 Matlab 仿真验证系统控制性能。

### 2.3 系统稳定性验证

为保证系统在有限时刻达到滑模面, 避免渐进趋近, 保持系统稳定, 可根据李雅普诺夫稳定判据进行验证。

根据等效控制滑模状态方程, 该系统李雅普诺夫函数为  $v = \frac{1}{2} S^T S = \frac{1}{2} (S_1^2 + S_2^2)$ 。要使系统保持稳定, 则  $\dot{v} = S_1 \dot{S}_1 + S_2 \dot{S}_2 < 0$ , 此时滑动模态的控制率参数应满足:  $k_1 > 0, k_2 > 0, \gamma_1 > 0, \gamma_2 > 0, e_1^2 > \frac{1}{c_1^2 L_m r_1} - \frac{k^{|S|}}{c_1^2 r_1}, e_2^2 > \frac{T_1 L_r}{c_2^2 r_2 n_p \varphi_r L_m} + \frac{k_2^{|S_2|}}{c_2^2 r_2}$ 。

### 3 仿真与试验验证

为验证改进的等效滑模控制器对异步电动机控制的有效性, 设定电动机仿真参数: 额定电压为 380 V, 额定功率为 370 W, 电动机极对数为 2, 定子电阻为 4.1  $\Omega$ , 转子电阻为 2.5  $\Omega$ , 定子电感等于 0.545 H, 转子电感为 0.542 H, 定子与转子之间互感为 0.510 H, 转动惯量为 0.04  $\text{kg} \cdot \text{m}^2$ , 摩擦系数为 0.065, 额定磁链  $\varphi_r = 0.96 \text{ Wb}$ 。等效滑模控制器参数:  $k_1 = 0.008, k_2 = 0.008, c_1 = 10, c_2 = 10, \gamma_1 = 0.0054, \gamma_2 = 0.0054$ 。

图 2—图 4 为 PI 控制、常规等效滑模控制、改

进等效滑模控制 3 种控制下的系统仿真图。电动机启动时给定的目标转速  $n_{\text{ref}} = 250 \text{ r/min}$ ; 在  $t = 1 \text{ s}$  时给定转速  $n_{\text{ref}} = 150 \text{ r/min}$ ; 在  $t = 2 \text{ s}$  时加负载  $T_1 = 5 \text{ N} \cdot \text{m}$ ; 在  $t = 2.5 \text{ s}$  时  $n_{\text{ref}} = -100 \text{ r/min}$ 。

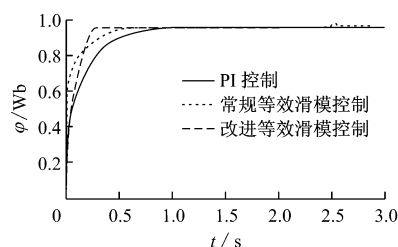


图 2 系统动态磁链  $\varphi$  仿真结果

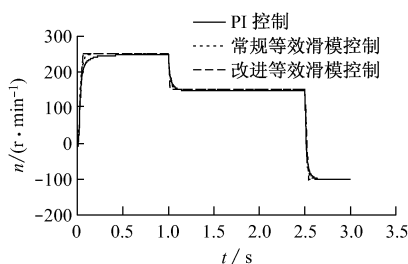


图 3 系统动态转速  $n$  仿真结果

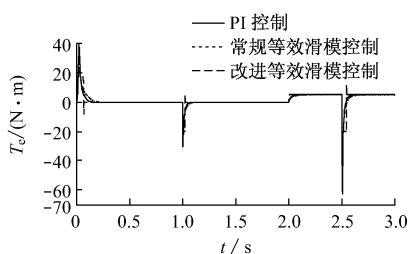


图 4 系统电磁转矩  $T_e$  仿真结果

由图 2 可知, PI 控制时系统启动阶段的磁链跟踪速度较慢; 而采用常规等效控制滑模控制器控制时, 启动阶段较 PI 控制器到达给定磁链时间较快, 但在  $t = 2.5 \text{ s}$  系统加负载时有较大抖振; 在采用改进的等效控制滑模控制器时, 启动时在较短时间 ( $t = 0.065 \text{ s}$ ) 达到给定磁链, 且在系统给定转速改变, 增加负载时仍然能快速稳定跟踪且抖振小。

由图 3—图 4 可知, 采用改进等效滑模控制器时, 系统能快速跟踪且抖振较小; 在系统转速改变, 增加负载时, 改进等效滑模控制的转速和电磁转矩动态性能与鲁棒性均明显优于常规滑模控制和 PI 控制。

### 4 结语

从 Matlab 仿真结果可看出, 改进的等效滑模控制器在改变电动机负载、转速过程中均能实现磁链与转矩的快速跟踪, 减弱系统抖振, 使电动机具有良好的鲁棒性, 极大提高了电动机控制系统的动态性能。

文章编号:1671-251X(2014)01-0075-05 DOI:10.13272/j.issn.1671-251x.2014.01.020  
郑征,闫飞,邹瑾.级联多电平逆变器载波移相调制法的优化研究[J].工矿自动化,2014,40(1):75-79.

## 级联多电平逆变器载波移相调制法的优化研究

郑征<sup>1</sup>, 闫飞<sup>2</sup>, 邹瑾<sup>3</sup>

(1. 河南理工大学 电气工程与自动化学院, 河南 焦作 454003;  
2. 希望森兰科技股份有限公司, 四川 成都 610207; 3. 剑桥大学 电力工程系, 英国 剑桥)

**摘要:**针对传统级联高压变频器载波移相调制方法存在开关损耗大、直流电压利用率低等问题,及载波移相与矢量控制相结合的调制方法存在计算量大、计算繁琐、不易实现的问题,提出了级联多电平逆变器的优化控制方法——调制信号叠加零序分量法和两相控制法。该方法采用基于控制自由度组合的思想,通过向调制波中注入零序分量、直流分量等自由度来提高直流电压利用率、减小开关损耗。仿真结果验证了该方法的可行性。

**关键词:**级联 H 桥逆变器; 零序分量; 载波移相; 直流电压利用率; 谐波含量

**中图分类号:**TD612 **文献标志码:**A **网络出版时间:**2013-12-31 09:45

**网络出版地址:**<http://www.cnki.net/kcms/doi/10.13272/j.issn.1671-251x.2014.01.020.html>

### Optimization research on carrier phase-shifting modulation method of cascade multi-level inverter

ZHENG Zheng<sup>1</sup>, YAN Fei<sup>2</sup>, ZOU Jin<sup>3</sup>

(1. College of Electrical Engineering and Automation, Henan Polytechnic University, Jiaozuo 454003, China; 2. Hope Senlan Science and Technology Corp., Ltd., Chengdu 610207, China;  
3. Department of Electric Power Engineering, University of Cambridge, Cambridge CB2 1TN, UK)

**Abstract:** The traditional carrier phase-shifting modulation method of cascade high-voltage inverter has the problems of large switching loss and low utilization rate of DC voltage, and modulation method based on combination of carrier phase-shifting and vector control has problems of large calculated amount, complex computation and difficult to achieve. In allusion to the problems mentioned above, an optimization control method of cascade multi-level inverter was proposed, namely zero-sequence component method of modulation signal and two-phase control method. The method uses idea of freedom degrees of combination control, and can improve DC voltage utilization rate and reduce the switching losses through injecting zero sequence component and DC component to modulation wave. The simulation result shows that the method

收稿日期:2013-06-01;修回日期:2013-10-27。

基金项目:国家自然科学基金资助项目(61340015);河南理工大学博士基金项目(B2012-108)。

作者简介:郑征(1967—),女,河南南阳人,教授,博士,研究方向为电力电子与电力传动,E-mail:zhengzh@hpu.edu.cn。

#### 参考文献:

- [1] 刘金钊. 滑模变结构控制 MATLAB 仿真[M]. 北京:清华大学出版社,2005.
- [2] 钟义长,钟伦珑,陈聪. 基于滑模变结构的异步电机矢量控制及 DSP 实现[J]. 电力电子技术,2010,44(8):66-67.
- [3] 张云. 浅述伺服技术在工业自动化中发展与应用[J]. 伺服控制,2011(5):21-23.
- [4] 黄刚,张昌凡. 一种用于异步电机矢量控制的新型滑模转子磁链观测器研究[J]. 动力学与控制学报,2011,9(1):75-78.
- [5] 刘见,栗梅,裴茂林,等. 基于趋近律滑模控制系统的 TSMC-PMSM 矢量控制系统[J]. 微电机,2012,45(11):48-51.