

[自控·检测]

DOI:10.3969/j.issn.1005-2895.2015.04.012

交流电机变绕组匝数拓宽调速范围的新方法

廖怡斐, 赵荣祥, 杨 欢

(浙江大学电气工程学院, 浙江 杭州 310027)

摘 要:在典型交流电机调速应用领域需要拓宽电机的调速范围。传统的拓宽电机调速范围的方法主要包括弱磁调速、变极调速以及改变绕组结构等。针对电动汽车驱动电机应用背景,提出了一种拓宽交流电机调速范围的新方法,即在维持电机本体结构与变频器功率等级基本不变的情况下,利用由少量全控和不控电力电子器件构成的绕组调节功率变换电路,实现电机定子绕组等效匝数的连续可调。仿真结果表明,定子绕组等效匝数是通过脉冲控制方法实现连续可调的,应用该方法,可以拓宽电机的调速范围,使其适应不同应用场合对电机转矩曲线的要求。

关 键 词:交流电机;调速范围;绕组匝数;功率变换电路

中图分类号:TM921.2

文献标志码:A

文章编号:1005-2895(2015)04-0048-06

Wide Speed Range Control of AC Motor by Changing Equivalent Winding Turns

LIAO Yifei, ZHAO Rongxiang, YANG Huan

(College of Electrical Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China)

Abstract: Speed range of motor is often need extended in typical AC motor speed control applications. Traditional methods include field-weakening control, pole-changing and winding-change method. A new way to extend speed range was put forward. The proposed method requires a power conversion circuit controlled by a small number of electronic devices to make the equivalent winding turns continuously adjustable so as to achieve the purpose of extending constant power operation. Simulation results show that the equivalent stator winding turns can be changed continuously by this pulse control method. Using this method can broaden the range of the motor speed to adapt to different requirements for motor torque curve.

Key words: AC machines; speed range of motor; winding turns; power conversion circuit

电能已成为人类现代文明的重要物质基础。而电机是生产和使用电能、实现机电能量转换的基础设备。据统计,全世界工业用电动机消耗了总发电量的30%~40%^[1]。在我国,电动机的总装机容量已达5.8亿千瓦,年消费电量约达1.2万亿千瓦时,其年用电量占全部工业用电量的60%以上。在所有电机负载中,约有50%是负载变动的,其中的30%可以通过电机调速满足其负载变动的要求,各行各业中均普遍存在对电动机进行调速的要求。仅就目前的市场容量考虑,约有6700万千瓦的调速电机市场^[2]。良好的调速控制方法除了可满足各应用场合的转速、转矩等要求外,同

时还可以起到节能的作用。因此在交流电机调速领域的研究对国民经济具有重要的意义。

1 应用于电动汽车的调速系统

以典型的电动汽车电机驱动系统为例,应用于车辆的动力装置,理想的运行特性应该是全车速范围内的恒功率输出,因此转矩随车速呈双曲线形的变化。按此理想运行特性,动力装置将在任何车速条件下提供最大功率。然而,实际在低速时,转矩被制约为常量,这一恒功率特性可在低速时提供高牵引力,正符合车辆在加速或者爬坡等场合所求的性能要求,如图1所示^[3]。

收稿日期:2015-01-07;修回日期:2015-02-21

基金项目:高等学校博士学科点专项科研基金资助课题(20120101110113)

作者简介:廖怡斐(1990),男,陕西山阳人,硕士,主要研究方向为电机控制。E-mail:ouranlyf@126.com

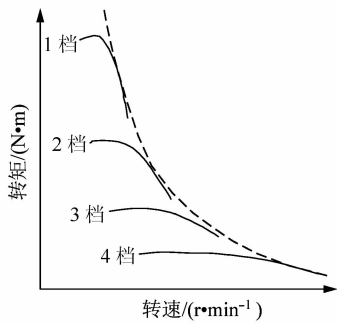


图1 多档汽车运行特性

Figure 1 Multi-gear vehicles operating characteristics

因此,电动汽车电机驱动系统应满足^[4]额定转速以下大转矩输出以适应快速启动、加速、负荷爬坡、频繁起停等要求,高于额定转速则以恒功率、小转矩、宽调速范围以适应最高车速要求。

以电动汽车驱动电机为例的典型交流电机转矩特性曲线主要包括2个工作区:①额定转速以下的恒转矩工作区间,该区间主要保证低速状态下的大转矩要求。②额定转速以上的恒功率工作区,该区间需要满足更高的提速要求。即采用变频技术的交流传动系统在额定频率以下,电机工作在恒转矩模式;在额定频率以上,电机工作在恒功率模式。然而受到了供电电压的限制,电机的调速范围无法兼顾高速与大转矩的要求。

2 拓宽电机调速范围的方法

传统的拓宽交流电机调速范围的方法主要有2种:①借助于机械变速系统,使电机经过变速箱与负载相连接,通过调节变速箱的变速比来满足调速性能的要求;②提高电机和变频器的功率等级来实现更宽广的调速范围。但是这2种方法使得整个驱动系统的体积与成本大大增加,效率变得低下^[5]。

为了解决上述问题,学界和工业界都进行了积极的研究。目前主要有2种方法:首先是采用变极调速方法,通过改变绕组接法来获得多种极对数,使一台电机在不同速度范围内以不同的极对数运行,低速时以较大的极对数运行,可保证电机输出较大的转矩,高速时则以较小的极对数运行,提升转速范围以满足负载特性^[6];其次是采用各类弱磁控制方法,其基本原理是当电机运行在高速区域时,通过减弱电机励磁磁场,从而降低电机反电动势,来扩大高速运行区域。

变极调速方法本质上是一种不连续的调速方法,电机一般具有2或3个极比,不能满足平滑调速要求,而且在改变极数时往往需要断电停车。如果采用多套

不同极对数绕组的方式进行调速则不满足经济性要求。同时需要指出的是因为鼠笼转子的极对数可以自动随着定子极对数的改变而改变,使定、转子磁场的极对数总是相等而产生平均电磁转矩,故变极调速一般应用于鼠笼式转子的异步电机,进一步限制了该方法的应用范围^[7]。

弱磁控制主要用于永磁电机中,可达到的提速范围取决于2个因素:一个是永磁体的磁场强度;另外一个逆变器的电流额定值。例如,典型表贴式永磁同步电动机的高速弱磁范围只为3:1,或者更低一些。另外,弱磁时的缺点还有:高速运行时响应较为缓慢;弱磁电流同样带来损耗;高速运行特性有可能会降低^[8]。

在拓展电机转矩与转速工作区域方面,除了基于变极和弱磁控制思想的诸多控制方法外,绕组切换的技术方案为交流电机调速提供了一条新的思路^[9]。与变极调速技术方案不同,采用绕组投切技术的电动机只有普通的固定极对数定子绕组,其中绕组中间会有抽头。这种技术方案通过在永磁电动机定子每相绕组中间设置抽头,在低速区时使用全套绕组;当电机需要运行在高速区时,利用中间抽头,将一部分绕组旁路,达到减少每相绕组匝数的效果,从而降低电动机的反电动势,使电动机的高速运行区域大大扩展^[10]。

3 绕组变匝数理论

交流电机的等效电路如图2所示。

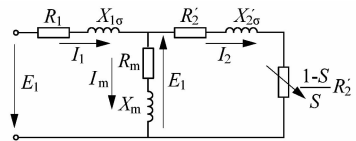


图2 交流电机等效电路

Figure 2 Equivalent circuit of an induction motor

由该等效电路可以得到

$$E_1 = I_m \cdot X_m, \quad (1)$$

$$X_m = \omega_1 \cdot L_m = k \cdot \omega_1 \cdot N_s^2, \quad (2)$$

$$T \propto I_2 \cdot I_m \propto I_2 \cdot \frac{E_1}{X_m}, \quad (3)$$

$$P_{out} = T \cdot (1 - S) \cdot n_s. \quad (4)$$

其中 R_1 为定子电阻, $X_{1\sigma}$ 为定子漏抗, R'_2 为转子电阻, $X'_{2\sigma}$ 为转子漏抗, X_m 为励磁阻抗, E_1 为反向感应电动势, S 为转差率, ω_1 为电角频率, n_s 为同步转速, N_s 为定子绕组匝数, k 为绕组常数, T 为电机转矩, P_{out} 为电机输出功率。

由该等效电路及所得到的数学关系式可知,在低速运行状态下,由于励磁电流恒定,电机磁场保持不

变,从而电机的输出转矩也维持不变,这样,电机的输出功率随转速正比变化,反向电动势也随着转速增大而线性增大,这一阶段可称之为恒转矩调速区;而当转速上升到额定转速以上,由于逆变器额定电压的限制,需要采取一些控制策略使转子磁场随着转速的上升而下降,即进入弱磁运行状态,这样才能维持电机的输出功率近似保持不变,这个区域可称之为恒功率调速区。即

$$E_1 = 4.44fN_s k \Phi_m. \quad (5)$$

其中, f 为供电频率, Φ_m 为主磁通。由公式(5)可知,在相同的转速下,如果降低电机的磁场强度,则反电动势会有一定程度的降低,因此可为扩展电动机运行速度范围提供空间。弱磁前和弱磁时电机的转矩、电压与转速的关系如图3所示。

为了扩大恒功率运行区域,可以在电压达到限值后,将电机绕组的匝数从 N_{SL} 减少到 N_{SH} 。绕组匝数 N_s 的变化会导致反向电动势 E_1 以一个同样的比例减少,从而为控制励磁电流提供更大的空间,使电机恒功率

运行的速度上限更大,如图4和图5所示。

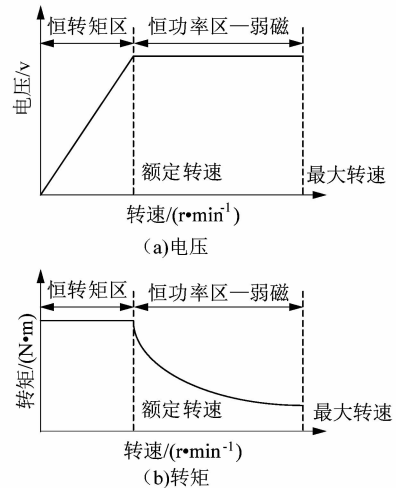


图3 电机调速区域示意图

Figure 3 Motor speed control schematic diagram

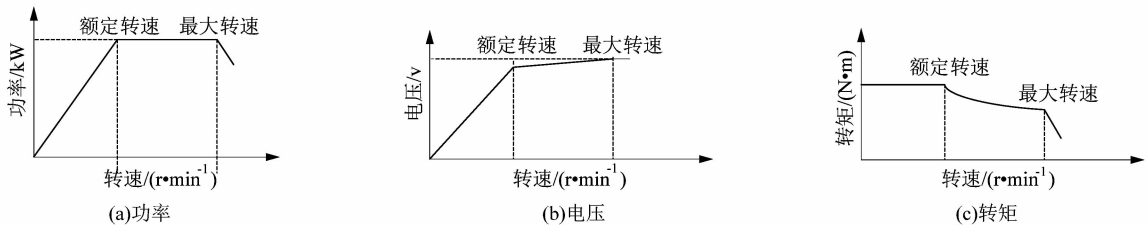


图4 低速绕组时功率、电压和转矩与转速的关系

Figure 4 Power, voltage, and torque curves for windings of low speed

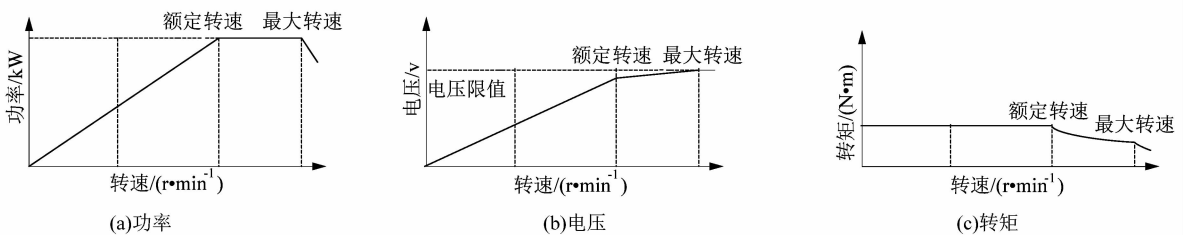


图5 高速绕组时功率、电压和转矩与转速的关系

Figure 5 Power, voltage, and torque curves for windings of high speed

4 定子绕组等效匝数的概念

现有的绕组变匝数的控制方法通过将绕组匝数在2个固定的值间切换,来达到拓宽电机调速范围的目的。这种调整属于逐级调整或切换,电机在2种绕组状态下运行,相应的其转矩和功率曲线只能在2种情况下变化,很难满足实际应用中对电机转矩和功率曲线的要求。这样,就需要采取一些方法,使绕组匝数在一个连续的范围内变动,以满足实际需求。

然而,实际上接入电机的定子绕组匝数却很难连

续地变动,故提出一个等效匝数的概念,通过调整这个等效匝数,来得到最适合实际情况的转矩和功率曲线。

假设电机的定子绕组总匝数为 N_{SL} , 绕组切换后,抽头处接出来后的匝数为 N_{SH} 。为了使电机的定子绕组等效匝数在 N_{SH} 以上的一个范围内连续地变化,可以以一个频率对绕组进行连续的切换。用一个占空比 τ 可调的脉冲来表示绕组切换的状态,使脉冲在高电平时,接入电机的绕组匝数为 N_{SL} ; 脉冲在低电平时,接入电机的绕组匝数为 N_{SH} 。如图6所示。

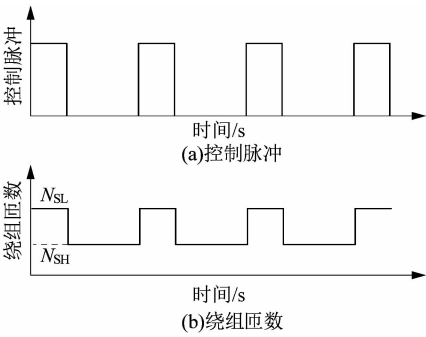


图 6 脉冲控制绕组匝数改变

Figure 1 Winding turns changes by impulse control

该运行状态下,定子绕组的等效匝数为 N_s ,反向电动势为 E_s ,励磁电流 I_{ms} 。为了保证切换前后气隙磁通不变,应满足

$$I_{ms} = \frac{N_{SL}}{N_s} \cdot I_{mL}, \tag{6}$$

其中, I_{mL} 为切换前励磁电流。又由

$$E_s = 4.44fN_{SL}k\Phi_m \cdot \tau + 4.44fN_{SH}k\Phi_m \cdot (1 - \tau), \tag{7}$$

将定子绕组的等效匝数 N_s 代入

$$E_s = 4.44fN_s k\Phi_m, \tag{8}$$

可知等效匝数

$$N_s = \tau N_{SL} + (1 - \tau) N_{SH}. \tag{9}$$

5 控制方法及实现

传统的绕组匝数的切换可以通过机械开关来实现,但这种切换方式无法实现通过连续的切换来调整电机定子的等效匝数。因此,可以利用电力电子开关

来实现绕组匝数的周期性切换,通过对其通断频率以及导通时间占空比的控制,来调整电机定子的等效匝数,使其能够在一小段范围内连续变化,原理如图 7 所示。

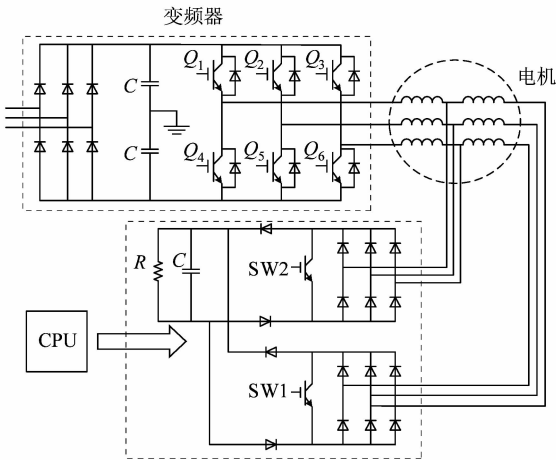


图 7 绕组切换原理图

Figure 7 Schematic of changing winding turns method

由 CPU 给定的等效匝数计算出触发脉冲的占空比,然后输出脉冲信号,控制 SW1 和 SW2 的通断来进行绕组的切换。

6 仿真结果

为了对调整定子绕组等效匝数来拓宽电机调速范围的可行性进行验证,本文利用 Simulink 对交流电机变绕组匝数的控制方法进行了仿真。仿真中的电机模型在全绕组时的参数如表 1 所示。

表 1 电机模型参数

Table 1 Motor model parameters

额定频率/ Hz	额定电压/ V	极对数	负载转矩/ (N · m)	定子绕组 内阻/Ω	转子绕组 内阻/Ω	定子绕组 自感/H	转子绕组 自感/H	定转子绕组 互感/H
50	380	2	0.02	4.26	3.24	0.666	0.670	0.651

绕组切换后的匝数设定为全绕组匝数的一半,通过对这个过程进行仿真,得到的转矩及电流波形如图 8 所示。

直接切换前,定子电流有效值为 0.707 A;切换后定子电流有效值为 1.414 A。

在绕组切换过程中,采取周期为 0.04 s,占空比为 20% 的触发脉冲控制接入电机的绕组匝数,对这个过程进行仿真,得到的转矩及电流波形如图 9 所示。

由图不难看出,在这个切换频率下,定子的电流呈非正弦变化,这是因为切换频率过快,导致过渡过程未完全结束便进入另一个绕组运行状态。对脉冲控制切

换后的定子电流进行分析,求其均方根值,再对其均方根值求均值可以得到切换后等效的定子电流为 1.33 A,略低于直接切换后定子电流值,这证明了脉冲控制切换绕组改变了电机的等效匝数。

增大切换脉冲的占空比,采取周期为 0.04 s,占空比为 40% 的触发脉冲控制接入电机的绕组匝数,对这个过程进行仿真,得到的转矩及电流波形如图 10 所示。

求其均方根值,再对其均方根值求均值可以得到切换后等效的定子电流为 1.23 A,低于 20% 的触发脉冲控制切换后的定子电流均值。

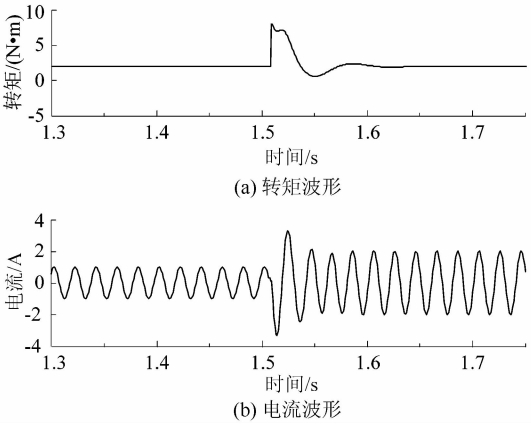


图8 直接切换转矩及电流

Figure 8 Torque and current for changing directly

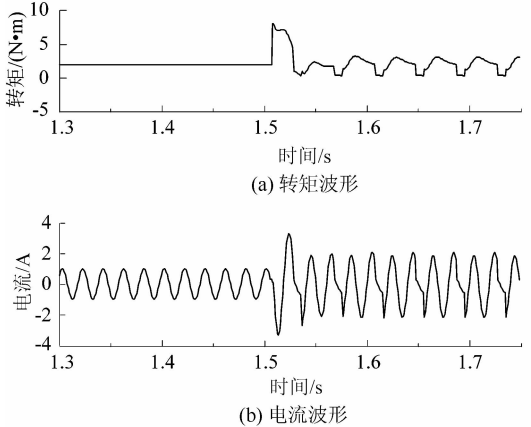


图9 施加占空比为20%的脉冲控制
切换的转矩及电流

Figure 9 Torque and current for changing
by 20% duty cycle pulse control

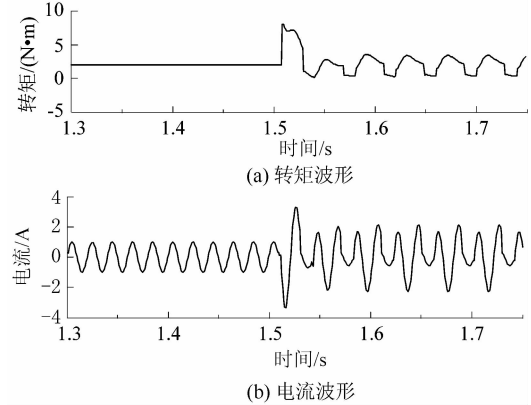


图10 施加占空比为40%的脉冲控制
切换的转矩及电流

Figure 10 Torque and current for changing
by 40% duty cycle pulse control

继续增大切换脉冲的占空比,采取周期为0.04 s,占空比为60%的触发脉冲控制接入电机的绕组匝数,对这个过程进行仿真,得到的转矩及电流波形如图11所示。

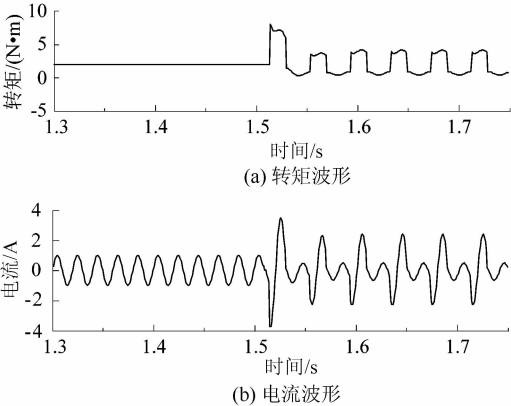


图11 施加占空比为60%的脉冲控制
切换的转矩及电流

Figure 11 Torque and current for changing
by 60% duty cycle pulse control

求其均方根值,再对其均方根值求均值可以得到切换后等效的定子电流为1.12 A,低于40%的触发脉冲控制切换后的定子电流均值。

对比这3组脉冲的占空比与等效的定子电流值如表2所示。

表2 脉冲占空比与等效定子电流对比

Table 2 Comparison of pulse duty and stator current

脉冲占空比/%	等效电流/A
20	1.33
40	1.23
60	1.12

可以看出,随着脉冲占空比的增大,等效的定子电流逐步降低。由公式(6)可知,定子的绕组匝数与定子电流存在线性关系,这就验证了定子绕组等效匝数是可以调节这个占空比来进行连续调节的。然而,切换前后转矩的波动依然存在,同时,定子绕组等效匝数与脉冲占空比的数值关系并不像预想的那样,这些都需要进行进一步的研究。

7 结语

本文重点介绍了通过改变电机绕组匝数拓宽调速范围的方法,针对应用场合对电机功率转矩曲线的需求,提出了定子绕组等效匝数的概念,通过建模仿真,论证了连续改变定子绕组等效匝数的可行性。这一方法与以往绕组直接切换的方法不同,可以解决电动汽车应用中绕组切换无法根据路况选择切换点的问题,

增强了绕组切换装置的适应性,对拓宽电机的调速范围,改善调速系统的适用范围都有显著的提升作用,有较强的实用价值。该方案的优点在于结构简单,无需对驱动系统本体作大的改造,但仍然存在一些技术难点,如由于切换过渡过程的存在,切换过程中不输出转矩的问题,切换时存在较大冲击电流和冲击转矩;应用于电动汽车时切换点单一以及对复杂路况适应能力不足等。这些问题有待于进一步研究解决。

参考文献:

- [1] 陈伟华,李秀英,姚鹏.电机及其系统节能技术发展综述[J].电气技术,2008(9):13-22.
- [2] 萨力夫.单绕组双速异步电机设计分析[D].武汉:华中科技大学,2006:4-5.
- [3] EHSANI M, GAO Yimin, EMADI A. 现代电动汽车、混合动力电动汽车和燃料电池车:基本原理、理论和设计[M].北京:机械工业出版社,2010:56-60.

- [4] 赵峰.混合动力电动汽车用永磁同步电动机调速系统研究[D].天津:天津大学,2003:3-4.
- [5] 罗宏浩,王福兴,姜红军,等.三相绕组切换电路分析与设计[J].装甲兵工程学院学报,2012,26(6):56-59.
- [6] 吴伟亮.感应电机电子变极的矢量控制[D].北京:北京交通大学,2011:2-3.
- [7] 杨家强,黄进,康敏,等.多相感应电机的电子变极技术[J].电机与控制学报,2009,13(3):322-326.
- [8] 徐衍亮.电动汽车用永磁同步电动机及其驱动系统研究[J].沈阳:沈阳工业大学,2001:6-7.
- [9] KUME T, IWAKANE T. A wide constant power range vector-controlled AC motor drive using winding changeover technique[J]. IEEE Transactions on Industry Applications,1991,27(5):934-939.
- [10] SWAMY M M, KUME T, MAEMURA A, et al. Extended high-speed operation via electronic winding-change method for ac motors[J]. IEEE Transactions on Industry Applications,2006,2(3):742-752.

(上接第47页)

5 结语

本文设计了一套应用于变频洗衣机的PMSM无位置传感器矢量控制方案,该方案采用改进型滑模观测器,提高了转子位置和转速估算结果的准确性;采用三电阻采样方法检测三相电流,降低了系统成本;通过电压前馈补偿解耦控制提高了系统控制性能。实验结果证明,该方案具有良好的动静态性能,能够使系统长时间稳定可靠运行,噪声较小,满足变频洗衣机的控制要求,具有很好的实用价值和应用前景。

参考文献:

- [1] 谭建成.永磁无刷直流电机技术[M].北京:机械工业出版社,2011:1-5.
- [2] JANG J H, SUL S K, HA J I, et al. Sensorless drive of surface-mounted permanent-magnet motor by high-frequency signal injection based on magnetic saliency[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2003,39(4):1031-1039.

- [3] 贾洪平,贺益康.基于高频注入法的永磁同步电动机转子初始位置检测研究[J].中国电机工程学报,2007,27(15):15-20.
- [4] SHEN J X, ZHU Z Q, HOWE D. Improved speed estimation in sensorless PM brushless AC drives[J]. IEEE Transactions on Industry Applications,2002,38(4):1072-1080.
- [5] 陈长龙,樊贝,胡堃.永磁同步电动机新型滑模观测器无传感器控制[J].微特电机,2013,41(3):44-47.
- [6] 黄雷,崔迎.基于滑模观测器的永磁同步电机无传感器矢量控制[J].机电工程,2012,29(11):1303-1305.
- [7] 刘军,汪全虎,陈敏祥.基于滑模变结构MRAS的PMSM速度辨识[J].轻工机械,2014,32(5):47-50.
- [8] 张猛,肖曦,李永东.基于扩展卡尔曼滤波器的永磁同步电机转速和磁链观测器[J].中国电机工程学报,2007,27(36):36-40.
- [9] 贺建军,段勇,喻寿益.基于滑模观测器的SPMSM位置速度估计[J].控制工程,2012,19(3):527-530.
- [10] 陈小波,胡育文,黄文新,等.基于单电阻电流采样的矢量控制算法研究[J].电气传动,2011,41(5):15-19.
- [11] 邓仁燕,唐娟,夏炎,等.基于前馈补偿的永磁同步电机电流环解耦控制[J].电力电子技术,2013,47(6):68-70.