

基于 SVPWM 过调制的超前角弱磁控制 永磁同步电机的策略研究*

刘雨石, 乔鸣忠, 朱 鹏

(海军工程大学 电气工程学院, 湖北 武汉 430033)

摘 要: 研究了电动车用内置式永磁同步电机的控制策略, 提出了超前角弱磁控制与空间矢量脉宽调制 (SVPWM) 过调制结合的控制策略。超前角弱磁控制使用转速、电流和电压的 3 个闭环控制, 电机端电压与直流侧电压组成电压控制环, 产生电机弱磁的电流超前角直接给定交直轴电流。SVPWM 过调制算法可以有效提高逆变器输出电压基波幅值, 电机使用弱磁控制方式达到最大转速后使逆变器进入过调制状态, 最大限度扩大转速范围。对该控制系统进行了仿真研究, 仿真结果证明了理论分析的正确性和可行性。

关键词: 内置式永磁同步电机; 超前角; 弱磁控制; 过调制

中图分类号: TM 301.2 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2018)02-0028-06

Research on Over-Angle Weakening Control Strategy Based on SVPWM Overmodulation*

LIU Yushi, QIAO Mingzhong, ZHU Peng

(College of Electric Engineering, Naval University of Engineering, Wuhan 430033, China)

Abstract: The control strategy of built-in permanent magnet synchronous motor for electric vehicle was studied, and a control system combining super-angle weakening control and SVPWM overmodulation was proposed. The front angle weak magnetic control used the three closed-loop control of the speed, current and voltage. The motor terminal voltage and the DC side voltage form the voltage control loop, which produced the motor current field. SVPWM overmodulation algorithm could effectively improve the inverter output voltage fundamental amplitude, the motor used the field weakening control mode to achieve the maximum speed after the inverter into the modulation state, the maximum expansion of the speed range. The control system was simulated and the simulation results proved the correctness and feasibility of the theoretical analysis.

Key words: built-in permanent magnet synchronous motor; advanced angle; flux weakening control; overmodulation

0 引 言

伴随电力电子技术不断革新, 永磁同步电机 (Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM) 在船舶、电动汽车等众多工业领域受到人们广泛关注^[1]。在电机驱动系统中, 由于电机结构和供电

电压等限制因素, 需要对电机采用弱磁控制和过调制以扩大调速范围, 提高系统性能, 因此对船用 PMSM 驱动系统的研究有重要意义^[2]。

学者们对 PMSM 弱磁控制策略的研究从 20 世纪 80 年代就已经开始^[3], 时至今日其仍是研究热点。文献[4]提出查表法, 其控制系统模型简

* 基金项目: 国家自然科学基金项目(51407188)

作者简介: 刘雨石(1992—), 男, 硕士研究生, 研究方向为交流电机调速技术。

乔鸣忠(1971—), 男, 教授, 博士生导师, 研究方向为电力系统自动化及电力推进技术。

朱 鹏(1984—), 男, 讲师, 研究方向为电力电子与电力传动。

单,但需要大量试验数据,适应性较差。文献[5]提出最大转矩电流比控制,可以输出更高的转矩,但其调速范围有限。文献[6-7]提出了单电流调节法,鲁棒性好,但电机不能充分利用直流母线电压,带载能力有所下降,调速性能较差。电压极限椭圆梯度下降法^[8-9]和在线模糊逻辑控制器优化控制法^[10]具有较宽的调速范围,并在调速过程中实时对定子电流和电压进行校正。文献[11]提出通过转矩指令控制电压相角,不需引入电流环调节,但需计算电机最佳工作状态以保持系统稳定。文献[12]提出分段线性化弱磁控制,提高了驱动系统的动态性能,但模型比较复杂,不易于数字化实现。

从 20 世纪 90 年代开始,人们对调制算法的研究逐渐转移到脉冲宽度调制(Pulse Width Modulation, PWM)过调制区,Joachim Holtz 和 Silverio Bolognani 等人^[13-14]最早分别提出了双模式过调制算法和单模式过调制算法。文献[15]提出基于叠加原理的空间矢量脉宽调制(Space Vector Pulse Width Modulation, SVPWM)过调制算法,规避了传统算法中控制角度的计算,但从开始就需要对电压矢量相角进行修改,引入的低次谐波含量较高。

本文在充分研究 PMSM 数学模型的基础上,设计了一种基于 SVPWM 过调制的超前角弱磁控制策略。该控制方法直接对交直流电流进行给定,系统整体性强,响应快,并加入电流解耦环节,在电机弱磁状态下达到极限转速后进入过调制环节,提高端电压上限的同时进一步提高转速。最后通过仿真验证,证明了理论的可行性。

1 SVPWM 过调制算法

典型的三相桥式逆变器根据 3 个桥臂的开关组合状态 S_A 、 S_B 、 S_C ,可得出逆变器输出的 8 个基本电压矢量,其中,6 个非零基本矢量长度为 $2u_{dc}/3$,空间上互错 $\pi/3$ 将电压空间分为 6 个扇区,参考电压矢量 U_{ref} 可由相邻两份非零矢量和零矢量合成,根据伏秒平衡原则有

$$u_{ref}t_s = u_1t_1 + u_2t_2 \quad (1)$$

$$\begin{cases} t_1 = \frac{\sqrt{3}u_{ref}t_s \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right)}{u_{dc}} \\ t_2 = \sqrt{3} \frac{u_{ref}t_s \sin\theta}{u_{dc}} \end{cases} \quad (2)$$

式中: t_s ——开关周期;

t_1 、 t_2 —— u_1 、 u_2 的作用时间。

一个周期内的剩余时间 $t_0 = t_s - t_1 - t_2$ 由零矢量作用。电压轨迹为圆形的条件下,当 $\theta = \pi/6$ 时,逆变器可以输出线性调制区最大电压,其基波幅值为 $U_{dc}/\sqrt{3}$ 。

为了提高逆变器可输出电压,引入过调制算法。当参考电压矢量顶点超出正六边形时,根据其位置使输出矢量相角保持不变,幅值缩减到正六边形的边界上;在六边形内部的电压矢量保持不变。如图 1 所示,电压矢量 OA 、 OB 为参考矢量,但无法通过基本矢量合成,按上述方法修正为 OC 、 OD 。在图 2 中,圆 ACEGIKA 为希望合成的参考电压矢量轨迹,过调制处理后,实际调制的电压矢量轨迹为粗线部分,由弧线和线段组成。

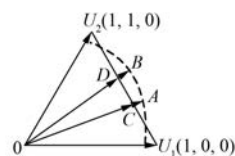


图1 最小相角误差过调制

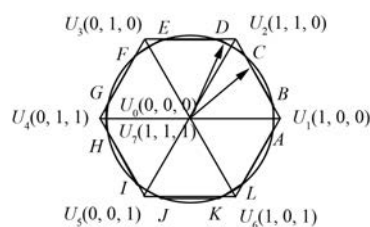


图2 参考电压矢量轨迹

逆变器输出相电压基波幅值可以表示为

$$U_1 = \frac{3|U_{ref}|}{\pi} \left[2a_g + e^{ja_g} \int_{a_g}^{\pi/6} e^{-j\theta} d\theta + e^{j(\pi/3-a_g)} \int_{\pi/6}^{\pi/3-a_g} e^{-j\theta} d\theta \right] = \frac{6|U_{ref}|}{\pi} [a_g + \sin(\pi/6 - a_g)] \quad (3)$$

当参考电压矢量基波幅值 $|U_{\text{ref}}| = \frac{2U_{\text{dc}}}{3}$ 时,参

考电压圆形轨迹为正六边形边界,此时合成的相电压基波幅值为 $0.606U_{\text{dc}}$,较 SVPWM 提高了 5%。

这种过调制算法不需要判断参考电压矢量的位置^[16],同时避免了弱磁控制系统中电压波动较大导致调制比波动大而不能准确判断过调制区的问题^[17],只需根据零矢量的作用时间对非零矢量的作用时间进行调整,降低了算法的复杂性,并且没有对参考电压矢量的相角进行修正,只修正了幅值,保证了不会增加谐波分量,从而提高系统性能。

2 PMSM 弱磁控制策略

2.1 内置式 PMSM 数学模型

本文采用 PMSM 在 dq 同步旋转坐标系下的数学模型,电压方程、磁链方程和转矩方程可分别表示为

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_d & -\omega_e L_q \\ \omega_e L_d & R_s + pL_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_e \psi_f \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$\begin{cases} \psi_d = L_d i_d + \psi_f \\ \psi_q = L_q i_q \end{cases} \quad (5)$$

$$T_e = \frac{3}{2}p[\psi_f i_q + (L_d - L_q)i_d i_q] \quad (6)$$

式中: u_d, u_q ——定子电压的直、交轴分量;

i_d, i_q ——定子电流的直、交轴分量;

L_d, L_q ——电机直交轴电感;

R_s ——电机定子电阻;

ω_e ——电机电角速度;

ψ_f ——永磁体磁链;

T_e ——电机电磁转矩;

p ——电机极对数。

PMSM 高速旋转时,定子电阻 R_s 压降相较于电机反电动势可忽略,稳态电压方程可简化为

$$\begin{cases} u_d = -\omega_e L_q i_q \\ u_q = \omega_e L_d i_d + \omega_e \psi_f \end{cases} \quad (7)$$

设电流矢量的模为 i_s ,矢量与 q 轴夹角为 β ,则交直轴电流可以分别表示为

$$\begin{cases} i_d = i_s \sin \beta \\ i_q = i_s \cos \beta \end{cases} \quad (8)$$

电磁转矩可以表示为

$$T_e = p_n \left[\psi_f i_s \cos \beta + \frac{1}{2}(L_d - L_q)i_s^2 \sin 2\beta \right] \quad (9)$$

2.2 弱磁控制基本原理

PMSM 在稳态运行时,考虑电机结构和驱动电路开关器件等因素,电机端电压 u_s 和定子电流 i_s 都受到一定限制,不能超过极限值 u_{lim} 和 i_{lim} 。由 PMSM 数学模型可得 dq 坐标系下的电压极限椭圆方程:

$$(L_q i_q)^2 + (\psi_f + L_d i_d)^2 = \left(\frac{u_{\text{lim}}}{\omega_e} \right)^2 \quad (10)$$

电压极限椭圆是以 $\left(-\frac{\psi_f}{L_d}, 0 \right)$ 为圆心,长短径随转速升高比例化缩小的椭圆簇,电流极限方程为 $i_d^2 + i_q^2 \leq i_{\text{lim}}^2$ 。在 dq 坐标系下,电压极限椭圆和电流极限圆如图 3 所示。

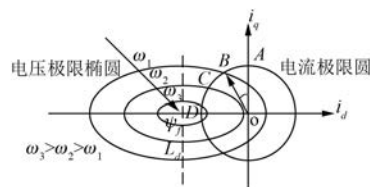


图 3 电流极限圆和电压极限椭圆

PMSM 转速和电压的关系可通过式 (11) 表示:

$$\omega_e = \frac{u_s}{\sqrt{(L_q i_q)^2 + (-L_d i_d + \psi_f)^2}} \quad (11)$$

对于 PMSM 而言,出厂后励磁磁动势便无法改变;当电机端电压达到极限后如果要继续升高转速则只能靠调节 i_d 来实现,即增加定子直轴去磁电流分量来维持高速运行时的电压平衡,实现弱磁扩速。设电流矢量的模为 i_s ,矢量与 q 轴夹角为 β ,在基速以下运行时 $\beta = 0$,当需要弱磁升速时,增加 β 即增大了 d 轴去磁电流,达到弱磁升速的目的。该方法称为超前角弱磁控制。

2.3 基于 SVPWM 过调制算法的超前角弱磁控制

超前角弱磁通过直接给定交直轴电流分量达到弱磁增速的目的,系统框图如图 4 所示。

图 4 中虚线框内即为超前角弱磁控制部分,转速环控制输出电流矢量的模,电压外环判断是否进入弱磁状态,系统检测电动机端电压 u_s 和直

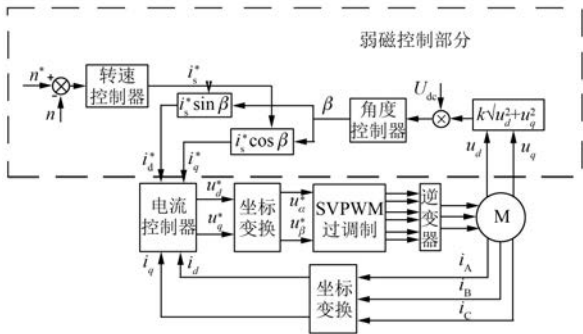


图4 超前角弱磁控制系统框图

流母线电压 u_{dc} 的偏差,通过电压调节器调节超前角 β 的大小。在进入弱磁阶段后,适当增大超前角 β ,负向增大直轴电流 i_d ,达到去磁目的,控制过程主要分为 3 个阶段:

(1) 当电机端电压 u_s 小于直流母线电压时,电压外环 PI 控制器由于限幅环节的作用处于正向饱和状态,输出的电流超前角 $\beta = 0$, $i_d = -i_s \sin \beta = 0$,即为 $i_d = 0$ 控制,电机处于基速以下的恒转矩运行状态。该阶段的转折速度为图 1 中 A 点工作状态,表达式为

$$\omega_A = \frac{u_{lim}}{\sqrt{(L_q i_q)^2 + \psi_f^2}} \tag{12}$$

(2) 随着电机转速的升高, u_s 不断增大;当 u_s 大于直流母线时,电压外环 PI 控制器输入电压差为负值,退出饱和状态,产生超前角 β ,电机进入弱磁控制状态,且随着转速的升高 β 逐渐变大, d 轴去磁电流逐渐增大, q 轴电流逐渐减小。

该系统中需要对交直流电流进行限制,一方面是电机模型决定的最大去磁电流 $i_{dmax} = \psi_f / L_d$,一方面为驱动电路和电机所能承受的最大定子电流 i_{lim} 。综合以上两点,限制直轴电流 i_d^* 为

$$i_d^* \leq \min(i_{dmax}, i_{lim}) \tag{13}$$

该阶段电机达到最大转速对应于: i_d 达到最大值 i_d^* , β 为 $\pi/2$, i_q 为 0。电机极限转速的表达式为

$$\omega_e = \frac{u_{lim}}{\psi_f - L_d i_d^*} \tag{14}$$

(3) 电机在弱磁状态下达到极限转速以后进入过调制处理,根据零矢量的作用时间调整非零矢量的作用时间来提高逆变器输出电压。该状态下最高输出电压 $u_{lim} = 1.05 u_{dc}$ 。此时电机转速为

$$\omega_e^* = \frac{u_{lim}^*}{\psi_f - L_d i_d^*} \tag{15}$$

3 仿真及分析

基于以上控制策略,在 MATLAB 平台下建立驱动系统的仿真模型。仿真参数为:开关周期为 5e-6 s,仿真算法 ode3,弱磁控制系统参数如表 1 所示。

表 1 弱磁控制系统参数

参数名称	参数值
直流母线电压/V	100
最大电流/A	200
极对数	4
定子电阻/ Ω	0.004
交轴电感/mH	0.164 6
直轴电感/mH	0.079 2
永磁体磁链/Wb	0.031 3

仿真模型主要包括 4 个模块:弱磁控制模块、坐标变换模块、SVPWM 过调制模块和驱动电路模块。图 5 为弱磁控制模块,输入为转速环输出的电流矢量的模和电机端反馈的定子电压的交直流分量,二者共同给出交直流参考电流作为输出。

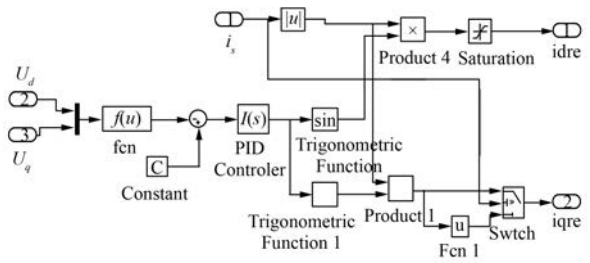


图5 弱磁部分仿真模型

在仿真中,电机转速指令初值为电机在弱磁状态下 SVPWM 线性调制区能达到的最大转速 8 800 r/min,为式(14)中 ω_e ;在 0.5 s 时给定转速 9 250 r/min,该转速为系统进入过调制后,端电压提高电机能达到的最大转速,即式(15)中 ω_e^* 。

图 6(a)~(c)分别为转速波形,交直流电流波形和电磁转矩波形。前 0.2 s 系统处于 SVPWM 线性调制区内,可以看出转速上升时间较短,仿真中 0.05 s 时电机达到给定转速,基本没有振荡情况,在此过程中电机可以平滑地从恒转矩状态过渡到恒功率状态,交直流电流受到电流极限圆的

限制,直轴电流从 0 降到 -200 A ,产生去磁分量,同时交轴电流从 200 A 降低到 0,即图 3 中工作状态从 A 点到 D 点的转换;在 0.2 s 时给定转速指令继续提高,SVPWM 调制算法无法提供系统需求的端电压,系统进入过调制状态,转速进一步升高,从图 6(a)中可以看出第二阶段上升时间也比较短,过渡比较平稳,并且交直轴电流没有波动,电机保持在 D 点工作状态。

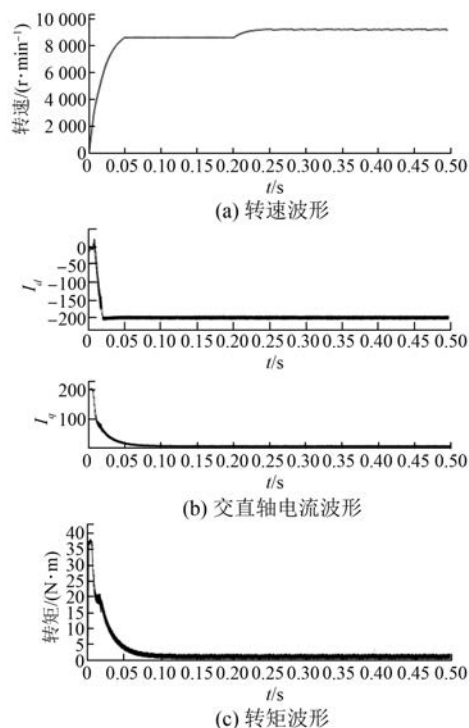


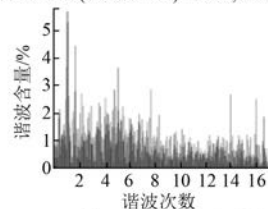
图 6 弱磁控制系统仿真波形

分别对上述两个阶段逆变器输出的线电压进行傅里叶分析,如图 7 所示。基波频率根据同步转速求解。图 7(a)为 0.1 s 开始 10 个周期的傅里叶分析,基波频率 586.6 Hz ,基波幅值为 100.6 V ;图 7(b)为 0.3 s 开始 10 个周期的傅里叶分析,基波频率 616.6 Hz ,基波幅值为 105.1 V 。过调制较线性调制而言,电机端电压提高了 5%,并且由于过调制算法保证相角误差最小而修正幅值,谐波含量没有增加,与前文理论一致。

4 结 语

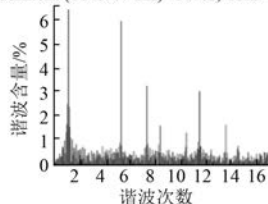
本文对现有的 PMSM 弱磁控制策略和调制算法进行分析后,将 SVPWM 过调制算法与超前角弱磁控制算法相结合,提出了一种新的 PMSM

Funderment (586.667 Hz)=100.6, THD=51.17%



(a) 第一阶段傅里叶分析

Funderment (616.667 Hz)=105.1, THD=43.35%



(b) 第二阶段傅里叶分析

图 7 线电压傅里叶分析

弱磁控制策略。通过仿真分析得出以下结论:

(1) 超前角弱磁控制通过直接给定交直轴电流等效削弱气隙磁通,使电机达到基速以后可以继续提高转速,而且系统比较稳定、响应快、模型简单、易于数字化实现。

(2) 过调制处理可以在电机达到极限转速后提高电机端电压,扩大逆变器容量,继续升速,并且在过调制时谐波含量没有增加。

(3) 将过调制算法与超前角弱磁控制结合的控制系統最大限度地扩大了电机调速范围,并且各调速阶段可以平稳地过渡,系统也比较稳定,具有实用意义。

【参考文献】

- [1] 袁登科,徐延东,李秀涛.永磁同步电动机变频调速系统及其控制[M].北京:机械工业出版社,2015.
- [2] 胡太元.永磁同步电机变交轴电压单电流调节器弱磁控制方法研究[D].北京:北京交通大学,2012.
- [3] HAQUE M E, RAHMAN M F. Incorporating control trajectories with the direct torque control scheme of interior permanent magnet synchronous motor drive [J]. IET Electric Power Applications, 2009, 3(2): 93-101.
- [4] 杨根胜.一种改进的感应电机查表法弱磁控制策略[J].电机与控制应用,2015,42(2): 26-30.
- [5] 张伯泽,阮毅.内嵌式永磁同步电机最大转矩电流比控制研究[J].电机与控制应用,2015,42(2): 13-15.

- [6] XU L, ZHANG Y, GUVEN M K. A new method to optimize q -axis voltage for deep flux weakening control of IPM machines based on single current regulator[C]// International Conference on Electrical Machines and Systems, IEEE, 2008: 2750-2754.
- [7] 方晓春, 胡太元, 林飞, 等. 基于交直流电流耦合的单电流调节器永磁同步电机弱磁控制[J]. 电工技术学报, 2015, 30(2): 140-147.
- [8] 盛义发, 喻寿益, 桂卫华, 等. 轨道车辆用永磁同步电机系统弱磁控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2010, 30(9): 74-79.
- [9] 华新强, 李红梅等. 基于双梯度下降法的内置式永磁同步电动机精确转矩控制[J]. 微特电机, 2014, 42(8): 59-63.
- [10] UDDIN M N, REBEIRO R S. Online efficiency optimization of a fuzzy-logic-controller-based IPMSM drive [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2011, 47(2): 1043-1050.
- [11] MIYAJIMA T, FUJIMOTO H, FUJITSUNA M. A precise model-based design of voltage phase controller for IPMSM [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(12): 5655-5664.
- [12] 陈坤华, 孙玉坤, 吉敬华, 等. 内嵌式永磁同步电动机弱磁控制分段线性化研究[J]. 电工技术学报, 2015, 30(24): 17-22.
- [13] HOLTZ J, LOTZKAT W, KHAMBADKONE A M. On continuous control of PWM inverters in the overmodulation range including the six-step mode [J]. IEEE Trans Power Electronics, 1993, 8(4): 546-553.
- [14] BOLOGNANI S, ZOGLIOTTO M. Novel digital continuous control of SVM inverters in the overmodulation range [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1997, 33(2): 525-530.
- [15] 樊扬, 瞿文龙, 陆海峰, 等. 基于叠加原理的 SVPWM 过调制算法[J]. 清华大学学报(自然科学版), 2008, 48(4): 461-464.
- [16] 吴芳, 万山明, 黄声华. 一种过调制算法及其在永磁同步电动机弱磁控制中的应用[J]. 电工技术学报, 2010, 25(1): 58-63.
- [17] 杨澜倩, 唐校, 万频, 等. SVPWM 过调制算法磁链分析及在永磁同步电机驱动中的应用[J]. 电机与控制应用, 2014, 41(7): 6-9.

收稿日期: 2017-06-09

(上接第 27 页)

可以看出稳态性能十分优秀。图 5 是给定速度与实际测得的速度, 给定的速度是 1 000 r/min, 可以看出, 响应速度快, 超调小, 稳态精度高。

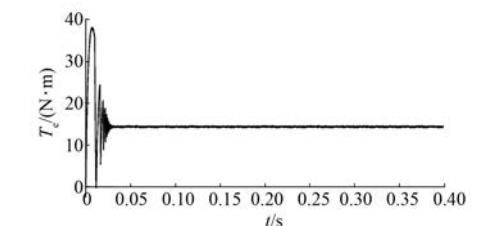


图 4 转矩 T_e

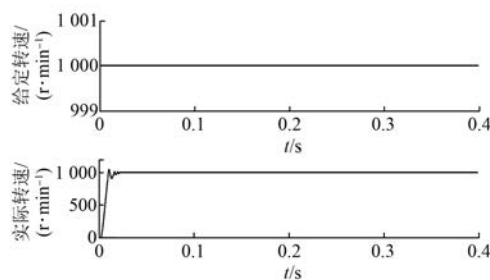


图 5 给定转速与实际转速

5 结 语

本文针对 PMSM 驱动的开发门槛高及开发难度大的问题, 提供了基于驱动程序硬核化的 PMSM 双核控制方案。基于专用于 PMSM 控制的 FU6811 芯片, 搭建了 PMSM 控制试验平台, 完成 PMSM 无传感器控制试验并对试验结果进行了分析, 结果证明了此方案用于 PMSM 的优越性和稳定性。

【参考文献】

- [1] 李瑜. 基于单片机的永磁同步电机控制方法研究[J]. 电气应用, 2015(3): 74-76, 81.
- [2] 扈宏杰, 尔联洁, 吴森堂. 基于 DSP 的永磁同步电动机控制系统[J]. 电工技术杂志, 2003, 18(11): 69-71.
- [3] 张巍, 陈今润, 王琛. 基于 ARM 的 PMSM 控制系统设计[J]. 微计算机信息, 2010(32): 70-71.
- [4] 谷爱昱, 徐茂盛. 永磁同步电动机控制系统的 FPGA 设计实现[J]. 微特电机, 2014, 42(10): 52-54.

收稿日期: 2017-05-27