

# 永磁同步电机弱磁与过调制控制策略研究\*

陈亚爱<sup>1</sup>, 陈焕玉<sup>2</sup>, 周京华<sup>1</sup>, 甘时霖<sup>3</sup>

(1. 北方工业大学电力电子与电气传动工程中心, 北京 100144;

2. 北京纵横机电技术开发公司, 北京 100081;

3. 国家电网北京市电力公司顺义供电公司, 北京 101004)

**摘要:** 在前人研究的基础上, 提出了一种提升永磁同步电机(PMSM)高速带载能力的控制策略。该控制策略能克服电机在最高转速时无法带载的弱点, 可靠性高、易于实现。实现该控制策略的算法包含PMSM的弱磁控制和电压空间矢量的过调制控制, 使电机能宽范围带载调速。为验证该控制策略, 建立了内置式永磁同步电机(IPMSM)的仿真模型, 搭建了试验平台, 并进行了仿真和试验研究, 验证了该控制策略的可行性和有效性。

**关键词:** 永磁同步电机; 弱磁控制; 过调制; 控制策略; 宽范围带载调速

**中图分类号:** TM 351   **文献标志码:** A   **文章编号:** 1673-6540(2017)11-0026-06

## Research on Control Strategy of Permanent Magnet Synchronous Motor with Weak Magnetism and Over Modulation\*

CHEN Yaai<sup>1</sup>, CHEN Huanyu<sup>2</sup>, ZHOU Jinghua<sup>1</sup>, GAN Shilin<sup>3</sup>

(1. The Power Electronics & Motor Drives Engineering Research Center,

North China University of Technology, Beijing 100144, China;

2. Beijing Zongheng Electro-Mechanical Technology Development Co., Ltd., Beijing 100081, China;

3. State Grid Corporation of Beijing Shunyi Power Supply Company, Beijing 101004, China)

**Abstract:** On the basis of previous research, the control strategy of permanent magnet synchronous motor (PMSM) with high speed of load capacity was promoted, and the control strategy could overcome the weakness that the motor at the highest speed could not be loaded, high reliability and easy to implement. The algorithm of the control strategy includes the weak magnetic control of PMSM and the over modulation control of voltage space vector, so that the motor could be controlled in a wide range of speed. In order to verify the control strategy, the simulation model of interior permanent magnet synchronous motor (IPMSM) was built, the experimental platform was built, the simulation and experiment were carried out, and the feasibility and effectiveness of the control strategy were verified by simulation and experiment.

**Key words:** permanent magnet synchronous motor (PMSM); weak magnetic control; over modulation; control strategy; wide range belt speed regulation

## 0 引言

永磁同步电机(Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM)转子安装方式可分为

表贴式和内置式。较之表贴式永磁同步电机(Surface-mount Permanent Magnet Synchronous Motor, SPMSM), 内置式永磁同步电机(Interior Permanent Magnet Synchronous Motor, IPMSM)电

\* 基金项目: 北京市自然科学基金项目(3142008)

作者简介: 陈亚爱(1961—), 女, 教授, 研究方向为电力电子与电力传动。

陈焕玉(1990—), 男, 硕士研究生, 研究方向为电机控制。

感值更大,更适于在恒功率区进行弱磁控制。由于动态性能的提高最终要受电机所能输出转矩极限值的限制,为了进一步提高系统的动态性能以及带载能力,文献[1]研究了电机处于深度弱磁状态时,通过对电流轨迹的合理规划,能有效避免电机失控,但对  $i_d$  最小值要进行限幅,因此无法使电机达到最高转速。文献[2]在分析 IPMSM 模型的基础上,提出基于电机模型的弱磁控制策略,使电机稳定运行于最高转速。文献[3]以最小磁链转矩比为基础,提出了一种深度挖掘电机控制潜力的控制策略。但仅从电机角度考虑,并未充分研究整个电机控制系统,没有充分利用母线电压。文献[4]提出一种应用于电压闭环弱磁控制方法简化的过调制算法,但这种算法使弱磁电流存在较大波动。为了使电机有宽的调速范围以及强的带载能力,论文在前人对弱磁控制研究的基础上<sup>[1-7]</sup>,重点深入研究提升电机转矩输出的控制策略<sup>[8-10]</sup>,解决在相同的电流条件下输出更大转矩的问题。

## 1 PMSM 宽范围带载调速原理

弱磁控制和过调制研究组成了现代 PMSM 大范围负载调速的研究。一般情况下逆变器容量的大小限制了电机驱动系统的性能,因此电机电压会在电机高速运行时达到最大值,从而使电流调节器的输出电压达到饱和,引起电机转矩、电流与转速等电机固有性能的下降。考虑到通过弱磁控制能够使 PMSM 处于低速恒转矩或高转速恒定功率的运行状态,而且还能有效地改善整个电机系统的运行性能;鉴于空间矢量脉宽调制(Space Vector Pulse Width Modulation, SVPWM)方法的母线电压利用率相较于正弦脉宽调制(Sinusoidal Pulse Width Modulation, SPWM)要高出 15.5%,并且六阶梯法能够使母线的电压利用率达到最高,因此通过引进过调制技术能够使弱磁控制时 PMSM 的输出性能达到最优状态。

### 1.1 PMSM 弱磁控制

恒转矩、恒功率的复合控制策略能够使 PMSM 在大范围调速时性能达到最优。所谓恒转矩控制,即是电机控制系统所允许的最大转矩作为电机起动、运行的加速转矩,使电机控制系统控制电机输出的加速转矩保持不变;所谓恒功率控

制,即以电机控制系统所允许的最大功率作为整个电机系统的加速功率,进而保持整个电机系统的加速功率恒定。一般情况下,恒转矩控制策略用在电机调速控制系统基速以下,而恒功率调速系统则应用在电机基速以上,控制系统宜采用内环电流环、外环速度环的双闭环控制。

上文提到,恒转矩控制是以系统能允许的最大转矩为加速转矩,对于 IPMSM,最大转矩电流比控制(Maximum Torque Per Ampere, MTPA)可充分利用磁阻转矩。所谓最大转矩电流比控制,即当电机定子电流的幅值保持在一个稳定值时电机的转矩达到最大,意味着在相同的电磁转矩下,恒转矩控制策略所需电机的定子电流最小,因此,对应电机的铜损也达到最小<sup>[1]</sup>。

为 PMSM 建立  $dq$  坐标系数学模型时,定子电压方程为

$$\begin{cases} u_d = \frac{d}{dt}\psi_d - \psi_q\omega_r + R_s i_d \\ u_q = \frac{d}{dt}\psi_q + \psi_d\omega_r + R_s i_q \end{cases} \quad (1)$$

定子磁链方程为

$$\begin{cases} \psi_d = L_d i_d + \psi_f \\ \psi_q = L_q i_q \end{cases} \quad (2)$$

电磁转矩方程为

$$T_e = p(i_q \psi_d - i_d \psi_q) \quad (3)$$

式中:  $u_d$ 、 $u_q$ 、 $i_d$ 、 $i_q$ 、 $L_d$ 、 $L_q$ —— $d$ 、 $q$  轴电压、电流和电感;

$\psi_d$ 、 $\psi_q$ —— $d$ 、 $q$  轴磁链;

$\omega_r$ ——转子角速度;

$R_s$ ——转子电阻;

$\psi_f$ ——转子磁链;

$p$ ——极对数;

$T_e$ ——电磁转矩。

$dq$  坐标系下 PMSM 相量图如图 1 所示。其中:  $i_s$  表示电机定子的电流;  $\alpha$ 、 $\beta$  表示电机定子电

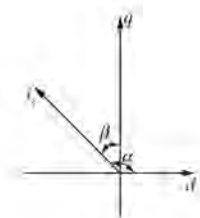


图 1 PMSM 相量图

流与  $d$  轴和  $q$  轴之间的夹角。

由图 1 可知,  $i_d = i_s \cos\alpha$ 、 $i_q = i_s \sin\alpha$ , 代入电磁转矩方程式(3)可得:

$$T_e = p(i_q\psi_d - i_d\psi_q) = p[\psi_f i_q + (L_d - L_q)i_d i_q] = p[\psi_f i_s \sin\alpha + \frac{1}{2}(L_d - L_q)i_s^2 \sin 2\alpha] \quad (4)$$

令转矩电流比最大时, 有  $\frac{dT_e}{d\alpha} = 0$ 、 $\frac{d^2T_e}{d\alpha^2} < 0$ ,

解得

$$\beta = \alpha - \frac{\pi}{2} = \arcsin \frac{-\psi_f + \sqrt{\psi_f^2 + 8(L_d - L_q)^2 i_s^2}}{4(L_d - L_q)i_s} \quad (5)$$

因此

$$\begin{cases} i_d = i_s \cos\alpha = -i_s \sin\beta \\ i_q = i_s \sin\alpha = i_s \cos\beta \end{cases} \quad (6)$$

由于逆变器直流侧的最大电压和输出电流能力的强弱, 直接导致了电机的定子电压和电流存在极限值的情况, 因此当电机的运行速度处在基速以上时, 弱磁控制策略能够使电机运行在最优状态。弱磁控制策略又可以细分为基于电机模型和电机参数或基于非模型和电机参数两大类<sup>[2]</sup>。其中基于模型与参数弱磁控制策略可准确计算电流给定值, 论文主要研究基于模型与参数弱磁控制策略。

为了避免电机过电压或过电流故障的发生, PMSM 的工作状态需要满足以下电流、电压极限方程:

$$i_d^2 + i_q^2 = i_s^2 \leq i_{smax}^2 \quad (7)$$

$$u_d^2 + u_q^2 = u_s^2 \leq u_{smax}^2 \quad (8)$$

式中:  $i_{smax}$ 、 $u_{smax}$ ——电机定子相电流、相电压的最大值。

$i_{smax}$  的大小可以根据电机的最大电流来确定。因为电机的直流母线电压是其线电压的最大值, 因此,  $u_{smax}$  为  $u_{dc}/\sqrt{3}$ 。将式(1)和式(2)代入电压极限方程式(8)可得:

$$(L_d i_d + \psi_f)^2 + (L_q i_q)^2 \leq (u_{dc}/\sqrt{3}\omega)^2 \quad (9)$$

由式(9)可得弱磁控制方程为

$$i_d = -\frac{\psi_f}{L_d} + \frac{1}{L_d} \sqrt{\frac{u_m}{\omega^2} - (L_q i_q)^2} \quad (10)$$

式中:  $\omega$ ——电机转子旋转的电角速度;

$u_m$ ——消除内阻影响的定子相电压最大值,  $u_m = u_{smax} - R_s \cdot i_{smax}$ 。

基于电机模型的弱磁控制系统如图 2 所示。图 2 中  $i_d^*$ 、 $i_q^*$ 、 $i_s^*$  和  $n^*$  分别为电流、转速的参考值, 其中  $i_d^*$ 、 $i_q^*$  由式(7)和式(10)计算可得。

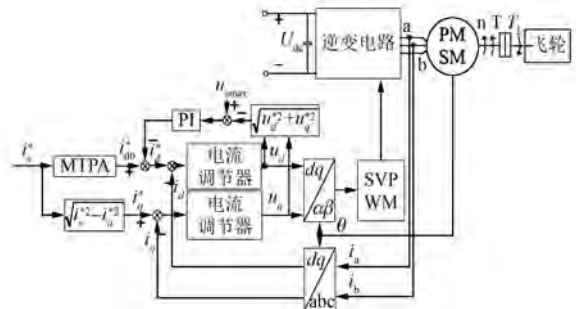


图 2 PMSM 弱磁控制系统结构框图

从以上分析可以得出 MTPA 控制策略以及弱磁控制算法电流轨迹图, 如图 3 所示。从图 3 可以看出, 当电机转速较低时, 电机的工作点正好处在电机电流圆和 MTPA 线的交点 A 处, 此时程序中弱磁控制模块不工作, 整个系统处于 MTPA 工作模式。随着电机转速的逐步升高,  $d$  轴的电流出现负向增加的状况, 电机电流的轨迹绕着电流极限圆移动至图 3 所示 B 点处, 相对应的, 电压极限圆在缩小。当达到最高转速时, 电流轨迹移动至 C 点。

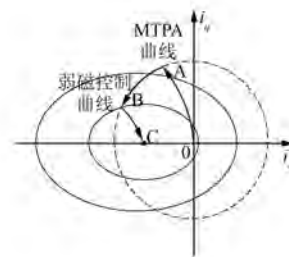


图 3 MTPA 控制和弱磁控制算法电流轨迹图

## 1.2 电压空间矢量过调制策略

所谓电压 SVPWM 策略, 即通过控制电压的空间矢量, 从而控制电机的磁链轨迹, 使其逐步向圆形目标逼近的过程, 因此, 可以将电机和逆变器以一个整体来看待, 通过采用不同的开关模式进而产生不同的电机电压矢量, 最终达到电机变频调速控制的目的。

对于电压型逆变器控制系统而言, 电压

SVPWM 策略能够使正弦调制时电机输出的电压矢量基波值最大可达  $U_{dc}/\sqrt{3}$ , 通过过调制技术, 当逆变器工作在六阶梯工作模式时, 电机的电压 (由逆变器提供) 矢量基波值最大可达  $2U_{dc}/\pi$ 。过调制策略应用于需要逆变器输出大电压的工况, 如低速过载、给定转速过高等。

可定义调制系数  $M$  为

$$M = \frac{|U^*|}{\frac{2}{\pi}U_{dc}} \quad (11)$$

依参考电压矢量  $U^*$  的不同,  $M$  可分为  $0 \leq M < 0.906$ 、 $0.906 \leq M < 0.952$  和  $0.952 \leq M < 1$  三个区间。图 4 所示为参考电压矢量  $U^*$  的分布。

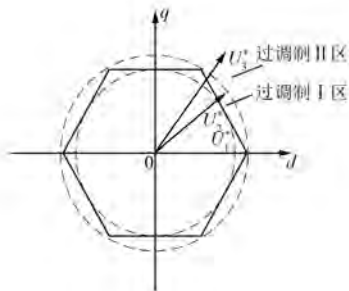


图 4 参考电压矢量  $U^*$  分布

从图 4 可以看出, 参考电压矢量  $U_1^*$  端点处于正六边形的内切圆当中, 如果电压矢量  $U_1^*$  处于开关电压矢量所组成正六边形的内切圆上时, 系统将处于最大线性调制状态。此时, 通过 SVPWM 算法得到的两基本矢量的作用时间之和将小于开关周期, 即  $T_1 + T_2 < T_s$ 。

当参考电压矢量  $U_2^*$  端点处在正六边形内切圆和外接圆之间的部位时, 整个系统将处于过调制 I 区, 位于该区域的逆变器实际输出电压将会发生畸变, 整个系统的幅值也将低于参考值。在过调制 I 区, 存在参考电压矢量  $U_2^*$  端点超出六边形的情况, 导致  $T_1 + T_2 > T_s$ , 这种情况是不合理的, 应对实际矢量幅值进行等相角缩减。可对矢量的作用时间做如下处理:

$$\begin{cases} T'_1 = \frac{T_1}{T_1 + T_2} T_s \\ T'_2 = \frac{T_2}{T_1 + T_2} T_s \end{cases} \quad (12)$$

假设参考电压矢量  $U_3^*$  端点处于正六边形外

接圆外部区域时, 电压型逆变器控制系统将处于过调制 II 区, 其输出电压的畸变程度将会更大, 畸变程度最大时, 系统整个电压矢量将处在正六边形的六个顶点。经验证<sup>[3]</sup>, 若开关周期  $T_s$  大于两基本矢量的作用时间之和的一半时  $[(T_1 + T_2)/2 < T_s]$ , 可将矢量按式 (11) 的方法进行处理, 使整个系统矢量的相角保持不变, 进而减小系统矢量的幅值。若开关周期  $T_s$  小于两基本矢量的作用时间之和的一半时  $[(T_1 + T_2)/2 > T_s]$ , 系统矢量将运行于六边形的六个顶点上。同理可得, 若  $(T_2 + T_1)/2 < T_s$  时, 对矢量按式 (11) 处理, 使其相角保持不变, 缩小其幅值。  $(T_2 + T_1)/2 > T_s$  时, 使矢量运行于六边形的顶点。实现过调制算法的控制流程图示意图如图 5 所示。

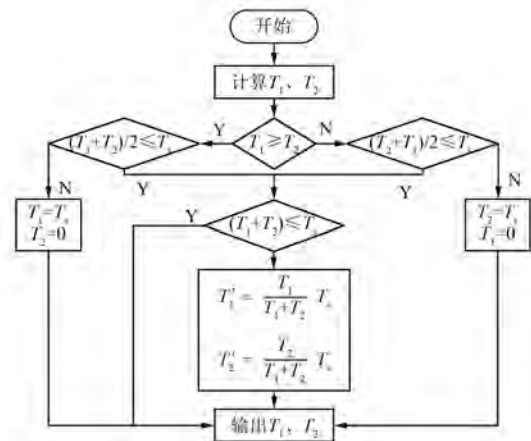


图 5 实现过调制算法的控制流程图示意图

## 2 PMSM 宽范围调速仿真研究

本文基于 MATLAB/Simulink 软件平台对上节所述算法进行仿真, 以验证理论的正确性。图 6 所示为电机弱磁与过调制仿真模型 (囊括了弱磁控制算法和 SVPWM 算法以及过调制算法)。



图 6 永磁同步电机弱磁与过调制

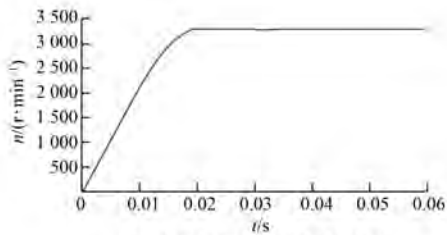
表 1 列出了仿真用 PMSM 主要参数。采用图 6 所示仿真模型进行仿真研究, 得到图 7~图 9 所示仿真曲线。

表 1 仿真用 PMSM 主要参数

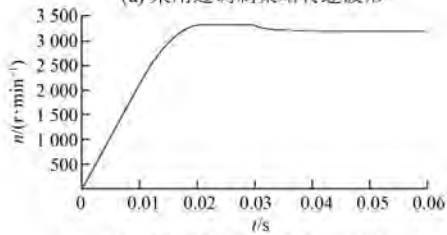
参数名称	参数值
定子电阻 $R_s/\Omega$	0.958 5
直轴电感 $L_d/\text{mH}$	4.987
交轴电感 $L_q/\text{mH}$	5.513
永磁磁链 $\psi_f/\text{Wb}$	0.182 7
极对数 $p$	2
直流侧母线电压 $U_{dc}/\text{V}$	300
电机额定电流 $I_N/\text{A}$	13.5
额定转速 $n_N/(\text{r}\cdot\text{min}^{-1})$	2 000
最高弱磁转速 $n_{\text{max}}/(\text{r}\cdot\text{min}^{-1})$	3 300

从图 7(a) 可以看出, 电机由静止开始逐渐升速, 在 0.02 s 时, 达到最高转速 3 300 r/min, 当时间处于 0.03 s 时, 电机突然受到外界负载作用, 其转速会发生细微的波动, 但又瞬间恢复到了最高转速 (3 300 r/min), 由此看出采用弱磁及过调制控制策略, 对系统的动态性能有很大好处, 进而验证了这种算法可以使电机在超出额定转速 2 000 r/min 的情况下仍能稳定地运行在最高转速。图 7(b) 为未采用过调制策略的电机转速波形, 同样, 电机由静止开始逐渐升速, 在 0.02 s 时, 达到最高转速 3 300 r/min, 当时间处于 0.03 s 时, 电机突然受到外界负载作用, 电机转速下降非常明显, 由此可得, 当电机未采用过调制策略时电机在转速为 3 300 r/min 时的带载能力很差。

如图 8 所示为电机弱磁控制时的交、直流电流曲线。由图 8 可以看出, 在 0~0.01 s 时, 处于



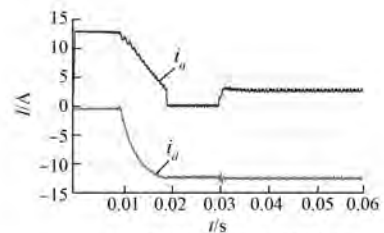
(a) 采用过调制策略转速波形



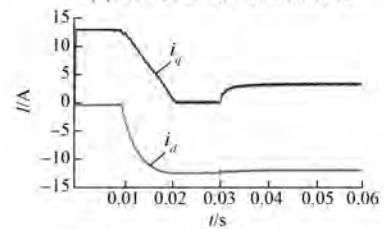
(b) 未采用过调制策略转速波形

图 7 转速仿真波形

额定转速以下的  $i_d$  存在负值,  $i_q$  为 12.7 A, 电机处于最大转矩加速阶段, 0.01 s 时电机转速趋于额定; 当  $i_d$  逐渐减小, 0.03 s 电机受到外加负载影响, 此时的  $i_q$  为 2.7 A。0.01 s 以前, 电机位于 MTPA 曲线以上, 系统  $i_d$  和  $i_q$  趋于恒定。0.01 s 后, 电机位于弱磁区域,  $i_d$  不断减小, 由于此时电机未带载, 随着  $i_q$  的幅值的不断减小, 在 0.02 s 时电机转速达到理论最高转速。将  $i_d$ 、 $i_q$  通过直角坐标变换, 可得图 9 所示的电流圆。图 8(b) 为未采用过调制策略的电机电流波形, 在 0.03 s 突加负载时  $i_d$  增大, 表明此时电机无法带载, 转速降低后, 电机具备了一定带载能力,  $i_q$  稳定为 2.7 A。



(a) 采用过调制策略电流波形



(b) 未采用过调制策略电流波形

图 8 电流仿真波形

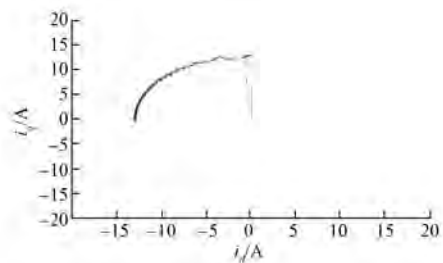


图 9 电流圆仿真波形

仿真研究表明, 论文采用的控制策略可使电机以最大转矩加速至给定转速, 并可稳定运行于额定转速之上, 在最高转速时, 仍具备一定的带载能力。

### 3 PMSM 宽范围带载调速试验研究

在仿真研究的基础上, 进一步搭建了 3 kW



PMSM 的试验平台。电机额定转速为 1 500 r/min, 母线电压 540 V, 其他参数均参照表 1, 试验时, 将 IGBT 的载波频率设定为 5 kHz。系统试验平台框图如图 10 所示。其硬件主要由主电路和双向变频器组成。电机的控制、检测以及通信组成了变频器。计算机、示波器、接线板以及仿真器等构成了系统试验台, 依托 CCS3.3 的 C 语言为基础编写了控制程序, 实现了对 PMSM 的宽范围带载调速控制的目的。

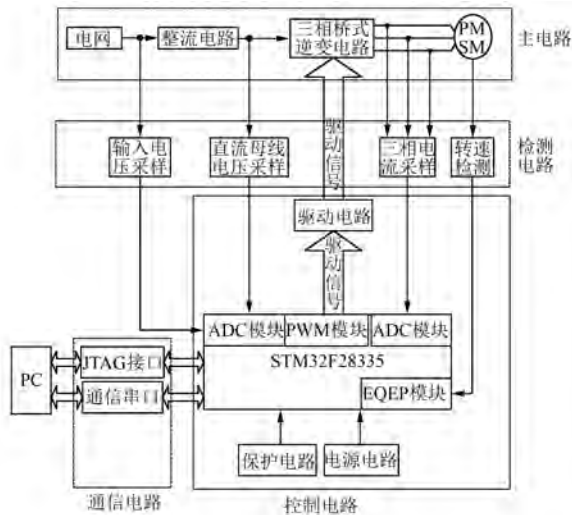


图 10 PMSM 宽范围带载调速系统试验平台框图

整个试验过程可简述为: 转子定位→电机升速→额定转速以下(采用最大转矩电流比控制算法)→额定负载稳定运行→切入弱磁算法进行控制→减小负载→理论最高转速。

图 11 所示为电机在弱磁控制时转速达到 2 600 r/min 的试验波形。从图 11 中可以看出, 电机在弱磁控制时其转速可稳定运行在最高转速, 整个电机的升速达到两倍, 但因电机转速过高, 系统电流将出现轻微波动。

图 12 为采用弱磁控制策略时, 电机运行于

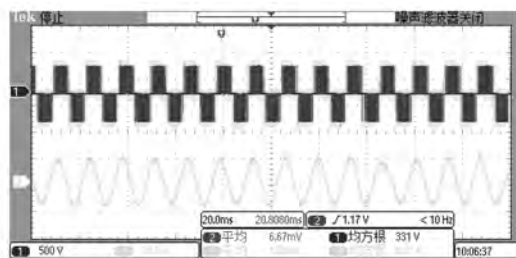


图 11 弱磁控制线电压、电流试验波形

2 200 r/min 的转速波形。由于试验硬件平台没有 D/A 转换功能, 因此通过间接方法(由程序采集离散点进行绘制)。从图 12 可见, 电机转速非常平稳, MTPA 到弱磁控制的切换过程十分平滑, 系统转速无超调现象发生, 达到了预期控制效果。

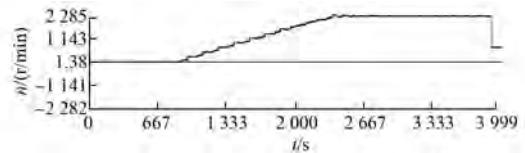


图 12 弱磁控制转速试验波形

## 4 结 语

论文针对 PMSM 宽范围带载调速系统, 提出了一套完善的弱磁控制方法, 并且运用空间电压矢量的过调制策略, 提升了电机高速运行时的带载能力, 运用本文提出的控制策略控制 PMSM, 可确保电机高频稳定运行。该算法实时性能好, 且简单易于工程实现。在仿真验证的基础上, 又在搭建的 PMSM 宽范围带载调速系统试验平台上验证了该控制方法的正确性和可靠性。

## 【参 考 文 献】

- [1] 朱磊, 温旭辉, 赵峰, 等. 永磁同步电机弱磁失控制机制及其应对策略研究[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(18): 67-72.
- [2] MORIMOTO S, SANADA M, TAKEDA Y. Wide-speed operation of interior permanent magnet synchronous motors with high-performance current regulator [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1994, 30(4): 920-926.
- [3] 白玉成, 唐小琦, 吴功平. 内置式永磁同步电机弱磁调速控制[J]. 电工技术学报, 2011, 26(9): 54-59.
- [4] 华伟, 陈龙, 刘国海. 一种改善 PMSM 动态性能的弱磁策略[J]. 电机与控制学报, 2014, 18(9): 23-29.
- [5] 霍现旭, 李国栋, 朱晓辉, 等. 永磁同步风电系统闭环弱磁控制研究[J]. 电机与控制应用, 2016, 43(1): 54-59.
- [6] 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.
- [7] 邓伟, 赵继敏. 一种转矩优化的异步电机弱磁控制方法[J]. 电机与控制应用, 2013, 40(1): 17-21.

(下转第 37 页)

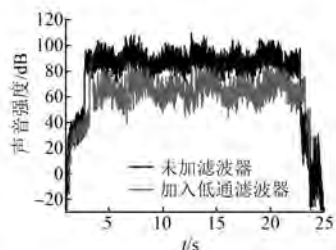


图8 对两种情况下机器运行噪声的测量结果

综合上述试验结果可以看到,状态反馈环节的高频噪声不仅会导致驱动器输送至直线电机的电流变大,造成电能的浪费,还会使直线电机推力不稳定,直线电机运行的噪声大,从而验证了抑制高频噪声的必要性。

## 5 结 语

本文对一种 U 型槽直线电机伺服系统进行建模,对系统的机械子系统设计了一种鲁棒反步控制器。同时从工程的角度,分析了闭环反馈系统中高频噪声的特性、影响及抑制的必要性。通过在 Googol 公司的直线电机伺服平台上进行试验,验证了设计的控制器的可行性以及抑制高频噪声的必要性。

### 【参 考 文 献】

- [ 1 ] 叶云岳.直线电机原理与应用[M].北京:机械工业出版社,2000.
- [ 2 ] KOKOTOVIC P V. The joy of feedback: nonlinear and adaptive [J]. IEEE Control Systems, 1992, 12 (3): 7-17.

- [ 3 ] KANELLAPOULOS I, KREIN P T, DISILVESTRO F. Nonlinear flux observer-based control of induction motors [C] // Proc ACC' 92, 1992: 1700-1705.
- [ 4 ] TING C S, LIEU J F, LIU C S, et al. An adaptive FNN control design of PMLSM in stationary reference frame [J]. Journal of Control, Automation and Electrical Systems, 2016, 27(4): 391-405.
- [ 5 ] LINARES F J, GARCÍA R C, SIRA R H, et al. Robust backstepping tracking controller for low-speed PMSM positioning system: design, analysis, and implementation[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2015, 11(5): 1130-1141.
- [ 6 ] CHEN M Y, LU J S. Application of adaptive variable speed back-stepping sliding mode controller for PMLSM position control [J]. Journal of Marine Science and Technology, 2014, 22(3): 392-403.
- [ 7 ] TING C, CHANG Y, SHI B, et al. Adaptive backstepping control for permanent magnet linear synchronous motor servo drive[J]. Iet Electric Power Applications, 2015, 9(3): 265-279.
- [ 8 ] 付培华,陈振,丛炳龙,等.基于反步自适应滑模控制的永磁同步电机位置伺服系统[J].电工技术学报, 2013, 28(9): 288-293.
- [ 9 ] KRSTIC M, KOKOTOVIC P V, KANELLAPOULOS I. Nonlinear and adaptive control design[M]. New York: A Wiley-Interscience Publication, 1995.
- [ 10 ] 潘仲明.信号、系统与控制基础教程[M].北京:高等教育出版社, 2012.

收稿日期: 2017 -03 -06

(上接第 31 页)

- [ 8 ] 周吴芳,万山明,黄声华.一种过调制算法及其在永磁同步电动机中的应用[J].电工技术学报, 2010, 25(1): 58-63.
- [ 9 ] 王旭东,张思艳,余腾伟.SVPWM 过调制中控制角算法的分析与应用[J].电机与控制学报, 2010, 14

(12): 63-74.

- [ 10 ] 吴晓新,柳巍,阮毅.一种 SVPWM 过调制算法及其在两电平逆变器中的应用[J].电机与控制学报, 2015, 19(1): 76-81.

收稿日期: 2017 -01 -11