

基于高功率因数控制的永磁同步电机无电解电容驱动系统控制策略^{*}

黄 凯¹, 向峰昊², 尹 泉³, 罗 慧³

(1. 华中科技大学 中欧清洁与可再生能源学院, 湖北 武汉 430074;

2. 郑州外国语学校, 河南 郑州 450000;

3. 华中科技大学 人工智能与自动化学院, 湖北 武汉 430074)

摘 要: 永磁同步电机无电解电容驱动系统因其成本与寿命的优势, 在白色家电领域逐步得到广泛的应用。然而, 由于使用小容量的薄膜电容取代大容量的电解电容, 母线电压会以两倍工频波动, 在母线电压处于波谷时, 逆变器输出电压容易饱和, 导致控制性能恶化, 网侧电流畸变。因此, 提出了一种基于高功率因数控制的转矩控制环和电压矢量修正策略, 能够有效提升网侧功率因数, 抑制网侧电流谐波并符合 IEC 61000-3-2 标准。该算法的有效性通过仿真得以验证。

关键词: 永磁同步电机; 无电解电容; 转矩控制器; 谐波抑制; 高功率因数控制

中图分类号: TM 351 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-6540(2019)03-0015-06

Control Strategy for Permanent Magnet Synchronous Motor Drive System Without Electrolytic Capacitor Based on High Power Factor Control^{*}

HUANG Kai¹, XIANG Fenghao², YIN Quan³, LUO Hui³

(1. China-EU Institute for Clean and Renewable Energy, Huazhong University of Science and Technology, Wuhan 430074, China;

2. Zhengzhou Foreign Language School, Zhengzhou 450000, China;

3. School of Artificial Intelligence and Automation, Huazhong University of Science and Technology, Wuhan 430074, China)

Abstract: Permanent magnet synchronous motor (PMSM) drive system without electrolytic capacitor was widely used in the field of white home appliance owing to its cost and longevity advantages. However, small film capacitor was utilized to replace the large volume electrolytic capacitor so that the DC bus voltage fluctuated with twice the frequency of AC source voltage. The inverter output voltage was saturated and the control performance was deteriorated when the DC bus voltage dropped near zero periodically, and the grid input current was distorted and the power factor was low. A motor torque control loop and an inverter output voltage modification method based on high power factor control were proposed, which could reduce the grid input current harmonics and meet the guideline of IEC 61000-3-2. The effectiveness of the proposed method was verified through simulation.

Key words: permanent magnet synchronous motor (PMSM); without electrolytic capacitor; torque controller; harmonic suppression; high power factor control

^{*} 基金项目: 国家自然科学基金项目(61374049); 中央高校基本科研业务费专项资金项目(2017KFYXJJ174)

作者简介: 黄 凯(1994—), 男, 硕士研究生, 研究方向为永磁同步电机控制技术。

尹 泉(1968—), 男, 博士, 教授, 研究方向为全数字交流伺服系统, 广义变频电源的数字化控制等。

罗 慧(1976—), 女, 博士, 研究方向为全数字化交流驱动技术, 新型交流传动系统理论与应用。

0 引言

永磁同步电机(PMSM)因其能量密度高、体积小等优点,得到白色家电厂商的青睐。传统PMSM驱动系统母线侧有大容量的电解电容用来维持母线电压恒定。无电解电容PMSM驱动系统采用小容量的薄膜电容取代大容量的电解电容,母线电压会以两倍工频进行波动。

国内外学者在此基础上进行了大量的研究^[1-8]。文献[1]分析网侧输入功率与逆变器输出功率的关系,在速度环与电流环之间级联一级功率环,采用PI调节器控制逆变器输出功率,在额定负载情况下,可以获得较高的网侧输入功率因数。文献[2]在文献[1]的基础上,针对PI调节器跟随两倍工频信号带宽有限的缺点,采用重复控制器,提高了控制器在周期性信号频率处的增益,提升了控制性能,然而重复控制器实现较为复杂,网侧电流依然存在大量谐波。文献[3]没有采用功率控制器,简化了控制结构,通过控制 q 轴电流以两倍工频波动,合理调节 dq 轴电流指令,使网侧电流谐波含量符合IEC 61000-3-2标准。文献[4]在功率关系的基础上,通过直接控制逆变器瞬时输出功率,进一步提升了网侧功率因数,但是这种基于精确模型查表法的电流控制策略鲁棒性较差,需要获得准确的电机参数与负载转矩的情况,不太适用于压缩机这类变负载运行的工况。

本文基于逆变器输出功率与电机输出转矩的关系,在速度环与电流环之间级联一级转矩环来提高网侧功率因数。将对逆变器输出功率的控制转换成对输出转矩的控制,物理意义更加明确,控制器参数易于整定。利用转矩控制器来生成 q 轴电流给定,并以合适的弱磁电流配合来提高网侧功率因数。同时,采用一种基于高功率因数控制的电压矢量修正策略,减小了网侧电流谐波。

1 转矩控制器原理与参数设计

由于电机驱动系统中含有整流与逆变这类非线性环节,电网输入功率因数 F_p 由相移功率因数 F_{P1} 与谐波失真因数 γ 共同决定:

$$F_p = F_{P1} \cdot \gamma = \cos \varphi \cdot 1 / \sqrt{1 + F_{THD}^2} \quad (2)$$

式中: φ ——电网电压与电流的相位差;

F_{THD} ——网侧输入电流的总谐波失真(THD)。

为了实现网侧单位功率因数,电网电流应与电网电压同频同相的正弦波。通过减小电网电压与电流的相位差 φ 和降低网侧输入电流的谐波含量,可以有效提高网侧功率因数。现假定网侧电流为与电网电压同频同相的正弦波,可得:

$$P_g = U_g I_g \sin^2 \theta_g \quad (2)$$

式中: U_g 、 I_g 、 θ_g ——电网电压峰值、网侧电流峰值和网侧电压相角。

不考虑开关损耗,网侧输入功率 P_g 与电容功率 P_{cap} 、逆变器输出功率 P_{inv} 有如下关系:

$$P_g = P_{cap} + P_{inv} \quad (3)$$

由于小容量的薄膜电容储能有限,母线电压近似于网侧输入电压的绝对值,电容功率 P_{cap} 和逆变器输出功率 P_{inv} 为

$$P_{cap} = \frac{1}{2} \omega_g C_{dc} U_g^2 \sin 2\theta_g \quad (4)$$

$$P_{inv} = 1.5 \omega_{rm} i_q [\psi_f + (L_d - L_q)] + 1.5 \left(L_d i_d \frac{di_d}{dt} + L_q i_q \frac{di_q}{dt} \right) + 1.5 R_s (i_d^2 + i_q^2) = P_m + P_{mag} + P_{loss} \quad (5)$$

式中: ω_g ——电网角速度;

C_{dc} ——电容值;

ω_{rm} ——电机机械角速度;

i_d 、 i_q —— d 、 q 轴电流;

ψ_f ——永磁磁链;

R_s 、 L_d 、 L_q ——定子电阻和 d 、 q 轴电感;

P_m ——电机机械功率;

P_{loss} ——铜耗;

P_{mag} ——电感功率。

由于 $P_{cap} \ll P_{inv}$,因此控制逆变器输出功率即可控制网侧输入功率,并进而控制网侧电流。由式(3)和式(5)可得:

$$P_g = P_{cap} + P_m + P_{mag} + P_{loss} = P_{cap} + P_{inv} \quad (6)$$

将上述的功率关系转换为与之对应的等效转矩:

$$\begin{cases} \frac{P_g}{\omega_{rm}} = \frac{P_{cap}}{\omega_{rm}} + \tau + \frac{P_{mag}}{\omega_{rm}} + \frac{P_{loss}}{\omega_{rm}} \\ \tau_s = \tau_{cap} + \tau + \tau_{mag} + \tau_{loss} = \tau_{cap} + \tau_{inv} \end{cases} \quad (7)$$

式中: τ_s ——网侧输入功率等效转矩;

- τ_{cap} ——电容功率等效转矩;
- τ ——电机机械转矩;
- τ_{mag} ——电感功率等效转矩;
- τ_{loss} ——铜耗等效转矩;
- τ_{inv} ——逆变器输出功率等效转矩。

速度调节器输出为网侧输入功率 P_g 等效转矩的平均值 τ_s^* , 转矩控制器指令 τ_{inv}^* 由 τ_s^* 减去电容功率等效转矩 τ_{cap} 获得, 其中包含有直流分量与两倍工频分量。依据内模原理^[9-10], 为了无静差地跟随其中的两倍工频分量, 控制器中应该包含 $2\omega_c s / (s^2 + 2\omega_c s + \omega_0^2)$ 。但是这样会使控制器结构变得复杂。转矩控制器如图 1 所示。图 1 中, k_r 为准谐振控制器增益; ω_c 为准谐振控制器截止频率; k_i 为积分增益; T_d 为系统控制延迟; k_t 为转矩系数。

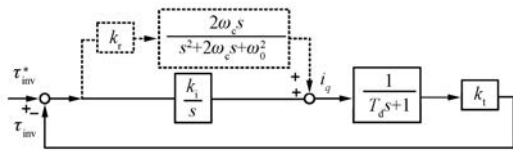


图 1 转矩控制器

为了简化控制器设计, 图 1 中虚线所示的准谐振控制器可以省去。假定磁阻转矩远小于电磁转矩, 转矩环的闭环传递函数可以简化成二阶环节:

$$G_{\text{tq}}(s) = \frac{\tau_{\text{inv}}}{\tau_{\text{inv}}^*} = \frac{k_i k_t}{s(T_d s + 1) + k_i k_t} \quad (8)$$

$$\frac{k_i k_t}{s(T_d s + 1) + k_i k_t} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\varepsilon\omega_n s + \omega_n^2} \quad (9)$$

$$k_i = \frac{\omega_n}{2\varepsilon k_t} \quad (10)$$

式中: ω_n ——自然频率;
 ε ——阻尼比。

2 基于高功率因数控制的电压矢量修正策略

第 1 节所描述的转矩控制器可以有效提高网侧功率因数。根据表 1 给出的电机模型参数, 通过迭代计算, 绘制出电流调节器输出电压指令与母线电压的关系, 如图 2 所示。在母线电压处于波谷时, 调节器输出电压大于母线电压, 逆

变器输出受限, 所建立的功率控制关系不能满足, 导致网侧电流畸变, 谐波含量增加。结合高功率因数控制与逆变器输出电压限制这两点, 修正了电流调节器输出电压矢量, 有效抑制了网侧电流谐波。

表 1 电机参数

参数名称	参数值
极对数	3
额定转速/(r·min ⁻¹)	3 600
定子相电阻/ Ω	0.72
d、q 轴电感/mH	5.83/8.05
永磁磁链/Wb	0.15
转动惯量/(kg·m ²)	0.000 9

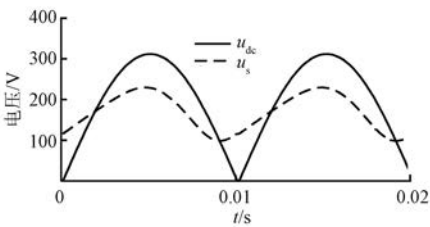


图 2 电流调节器输出与母线电压

整流器输出电流 $|i_g|$ 、电容电流 i_{cap} 和母线侧电流 i_{dc} 有如下关系:

$$|i_g| = i_{\text{cap}} + i_{\text{dc}} \quad (11)$$

假设母线电压为电网输入电压的绝对值, 电容电流 i_{cap} 如式 (12) 所示:

$$i_{\text{cap}} = \omega_g C_{\text{dc}} U_g \cos\theta_g \cdot \text{sgn}(\sin\theta_g) \quad (12)$$

基于高功率因数控制的功率平衡条件如图 3 所示, 通过控制理想母线侧电流 i_{dc} 可以控制网侧电流来获得网侧高功率因数。

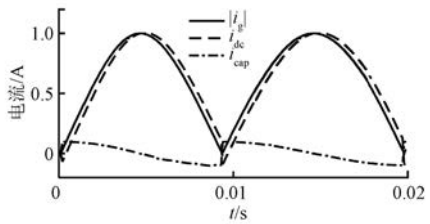


图 3 整流器输出电流、母线电容电流和母线电流

理想母线电流的参考值 i_{dcref}^* 可以由式 (13) 获得, $|i_g|$ 可由网侧输入功率指令 P_g^* 重构, 如式 (14) 所示:

$$i_{\text{dcref}}^* = |i_g| - i_{\text{cap}} \quad (13)$$

$$|i_g| = \left| \frac{P_g^*}{U_g} \right| = \left| \frac{\tau_s^* \omega_{rm}}{U_g} \right| \quad (14)$$

不考虑开关损耗与死区效应,逆变器输入功率能完全作用于电机侧,母线侧电流 i_{dc} 与电机输出电流 i_a, i_b, i_c 有如下关系:

$$\begin{cases} i_{dc} u_{dc} = u_a i_a + u_b i_b + u_c i_c \\ i_{dc} = \frac{u_a}{u_{dc}} i_a + \frac{u_b}{u_{dc}} i_b + \frac{u_c}{u_{dc}} i_c \\ i_{dc} = D_a i_a + D_b i_b + D_c i_c \end{cases} \quad (15)$$

式中: D_a, D_b, D_c ——输出三相定子电压的占空比。

$$\begin{aligned} i_{dc} &= D_a i_a + D_b i_b + D_c i_c = \\ [D_a \quad D_b \quad D_c] [i_a \quad i_b \quad i_c]^T &= \\ 1.5 [u_{\alpha n}^* \quad u_{\beta n}^*] [i_{\alpha} \quad i_{\beta}]^T & \end{aligned} \quad (16)$$

进一步导出高功率因数基准线如式(17)所示,将逆变器输出电压控制在高功率因数基准线上,可以有效实现高功率因数控制。

$$u_{\beta n}^* = -\frac{i_{\alpha}}{i_{\beta}} u_{\alpha n}^* + \frac{2i_{dref}^*}{3i_{\beta}} \quad (17)$$

2.1 母线电压裕度充足时的修正策略

由于控制系统带宽的限制,所以在不采用电压矢量修正策略的情况下,逆变器的输出功率难以按照理想情况进行控制。当电流调节器输出电压在空间矢量脉宽调制(SVPWM)的线性区时,控制输出电压矢量落在高功率因数基准线上。为了减小对控制系统的影响,只改变输出电压矢量的幅值,不改变电压矢量的相位。如图4(a)所示, v_0 为调节器输出的电压矢量, v_0^* 为修改后符合式(17)的电压矢量。

$$u_{\alpha n}^* = \frac{u_{\beta n}}{u_{\alpha n}} u_{\beta n}^* \quad (18)$$

结合式(17)与式(18)可以导出:

$$u_{\alpha n}^* = \frac{i_{dref}^*}{1.5(u_{\alpha n} i_{\alpha} + u_{\beta n} i_{\beta})} u_{\alpha n} = \frac{i_{dref}^*}{i_{dc}} u_{\alpha n} \quad (19)$$

$$u_{\beta n}^* = \frac{i_{dref}^*}{1.5(u_{\alpha n} i_{\alpha} + u_{\beta n} i_{\beta})} u_{\beta n} = \frac{i_{dref}^*}{i_{dc}} u_{\beta n} \quad (20)$$

定义 i_{dref}^*/i_{dc} 为增益 G , 在电压裕度充足的情况下,增益 G 一定程度上提高了控制系统的带宽。

2.2 母线电压裕度不足时的修正策略

因为母线处采用小容量的薄膜电容取代大容

量的电解电容,母线电压会随着网侧电压以两倍工频波动。当母线电压处于波谷时,电压裕度不足,逆变器输出受限。当电机的反电动势大于母线电压时,能量回馈母线,整流管关断,导通角减小,导致功率因数降低,网侧电流畸变。因此,在母线电压裕度不足的情况下,不仅要改变调节器输出电压矢量的幅值,还要改变其相位。

当调节器输出电压指令满足式(21)时,认为母线电压裕度不足:

$$\sqrt{u_{\alpha}^2 + u_{\beta}^2} > \frac{u_{dc}}{\sqrt{3}} \quad (21)$$

将式(21)归一化后可得约束条件,联立式(17)与式(22):

$$\sqrt{u_{\alpha n}^{*2} + u_{\beta n}^{*2}} = \frac{1}{\sqrt{3}} \quad (22)$$

可得

$$u_{\alpha n}^{**} = \frac{2i_{\alpha} i_{dref}^* \pm i_{\beta} \sqrt{3(i_{\alpha}^2 + i_{\beta}^2) - 4i_{dref}^{*2}}}{3(i_{\alpha}^2 + i_{\beta}^2)} \quad (23)$$

$$u_{\beta n}^{**} = \frac{2i_{\beta} i_{dref}^* \mp i_{\alpha} \sqrt{3(i_{\alpha}^2 + i_{\beta}^2) - 4i_{dref}^{*2}}}{3(i_{\alpha}^2 + i_{\beta}^2)} \quad (24)$$

选取式(23)、式(24)中使修正前后电压矢量相位变化最小的一组解,如图4(b)所示。因此,在母线电压裕度不足时,通过修改调节器输出电压矢量,使得输出电压落在高功率因数基准线上,既考虑了逆变器输出电压的限制,也实现了网侧高功率因数控制。

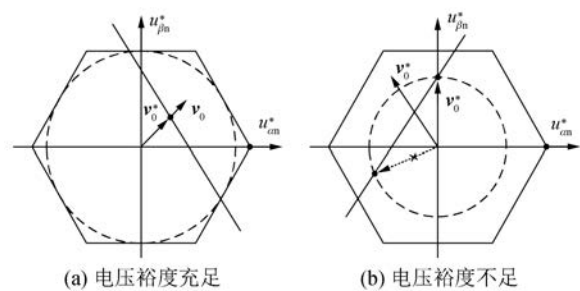


图4 电压矢量修正

3 仿真实验

为了验证以上提出控制策略的有效性,建立了基于高功率因数控制的PMSM无电解电容驱动系统的仿真平台。系统整体控制框图如图5所示。相关电机参数如表1所示。

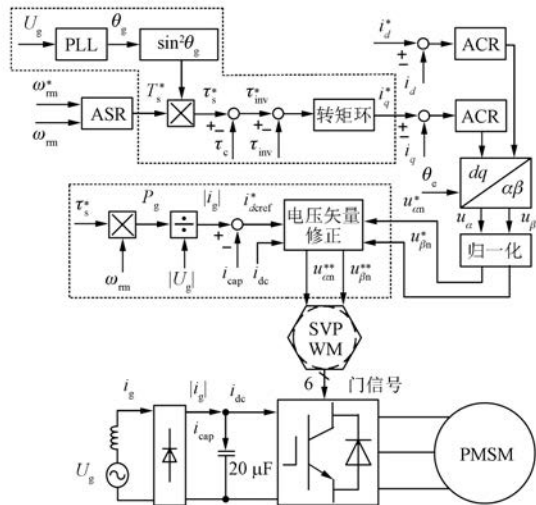


图5 系统整体控制框图

仿真目标转速设置为 4 200 r/min,负载转矩为 1.8 N·m, d 轴电流为 -10 A,开关频率与电流环控制频率均为 10 kHz。如图 6 所示自上而下分别为母线电压、网侧输入电流、平均母线电流及其误差和电压饱和区间,其中电压饱和区间为 0 代表母线电压裕度充足、为 1 代表母线电压裕度不足。由仿真结果可见,在母线电压波谷时,电机侧的能量回馈母线,造成母线电压泵升,这段区间内,整流

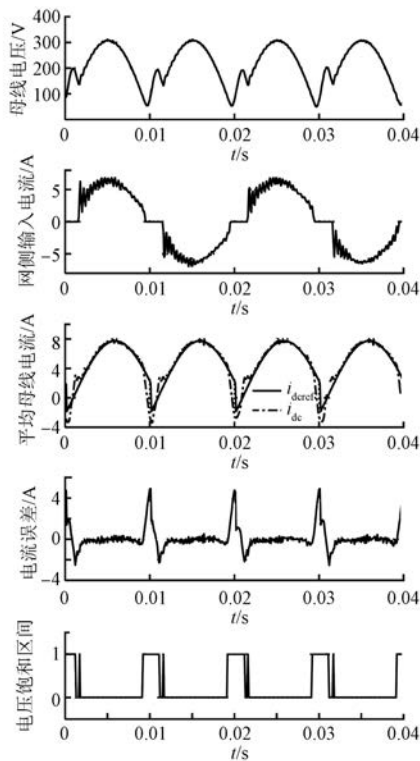


图6 采用转矩控制器的仿真结果

二极管关断,网侧电流 $i_g=0$,母线电流不能跟随其给定;在电压裕度充足的区间内,基于转矩控制器的高功率因数控制策略可以有效提高网侧功率因数,功率因数为0.972,网侧电流 THD 为 24%。

在基于转矩控制器的基础上,采用了电压矢量修正策略的仿真结果如图 7 所示。仿真结果表明,整个区间内母线电压没有出现泵升的现象,平均母线电流能够很好地跟随其给定,网侧功率因数 0.99,电流谐波 THD 为 16%。图 8 所示为网侧输入电流的 FFT 分析结果,网侧输入电流各次谐波分量均符合 IEC 61000-3-2 标准的要求。

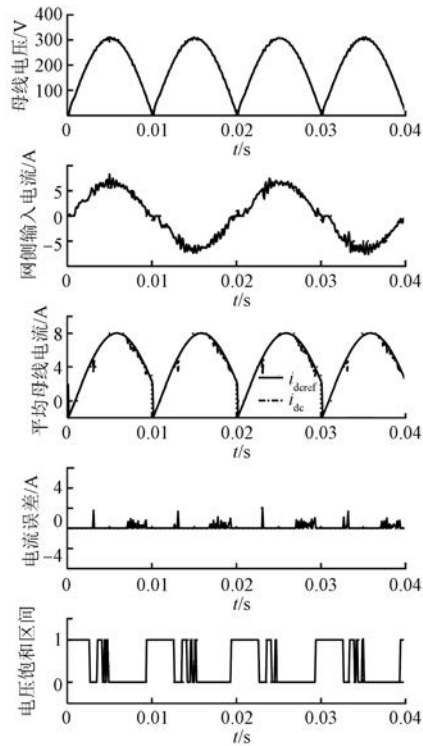


图7 转矩控制器结合电压矢量修正策略仿真结果

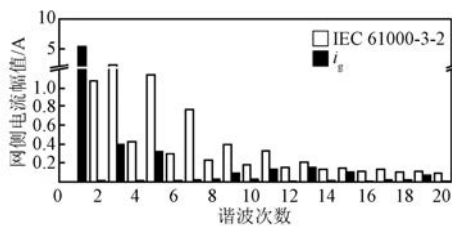


图8 IEC 61000-3-2 标准的要求与本文网侧电流谐波

4 结 语

本文研究了一种基于高功率因数控制的无电

解电容 PMSM 驱动系统,利用逆变器输出功率与电机输出转矩的关系,采用转矩环来提高网侧功率因数,使得物理意义更加明确,控制器参数易于设计。同时,基于高功率因数控制的电压矢量修正策略在母线电压波动的整个区间内,可以有效减小网侧电流谐波,显著提升网侧输入功率因数,并符合 IEC 61000-3-2 标准。

【参考文献】

- [1] INAZUMA K, OHISHI K, HAGA H. High-power-factor control for inverter output power of IPM motor driven by inverter system without electrolytic capacitor [C] // IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 2011: 619.
- [2] INAZUMA K, UTSUGI H, OHISHI K. High-power-factor single-phase diode rectifier driven by repetitively controlled IPM motor [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(10): 4427.
- [3] JUNG H S, CHEE S J, SUL S K. Control of three phase inverter for AC motor drive with small DC-link capacitor fed by single phase AC source [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2014, 50(2): 1074.
- [4] SON Y, HA J I. Direct power control of a three-phase

inverter for grid input current shaping of a single-phase diode rectifier with a small DC-link capacitor [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(7): 3794.

- [5] ABE K, OHISHI K, HAGA H. Harmonic current reduction control of IPMSM drive inverter without inductor or electrolytic capacitor [C] // 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2016: 2821.
- [6] 赵楠楠,王高林,朱良红,等.基于逆变器功率调节的永磁电机无电解电容控制策略[J].中国电机工程学报,2016,36(增刊 1): 193.
- [7] 张国柱,徐殿国,朱良红,等.高功率因数无电解电容电机驱动系统电流控制策略[J].电机与控制学报,2018,22(1): 100.
- [8] 尹泉,吴根平,罗慧,等.无电解电容逆变器永磁同步电机驱动系统控制研究[J].电气传动,2015,45(7): 3.
- [9] 张海洋,许海平,方程,等.基于比例积分-准谐振控制器的直驱式永磁同步电机转矩脉动抑制方法[J].电工技术学报,2017,32(19): 41.
- [10] 黄如海,谢少军.基于比例谐振调节器的逆变器双环控制策略研究[J].电工技术学报,2012,27(2): 77.

收稿日期: 2018-10-11

(上接第 14 页)

- [8] 李祥飞,赵欢,赵鑫,等.面向伺服动态特性匹配的轮廓误差补偿控制研究[J].机械工程学报,2017,53(1): 150.
- [9] OUYANG P R, ACOB J, PANO V. PD with sliding mode control for trajectory tracking of robotic system [J]. Robotics and Computer Integrated Manufacturing, 2014, 30(2): 189.
- [10] CHENG G, PENG K, CHEN B M, et al. Improving transient performance in tracking general references using composite nonlinear feedback control and its application to high-speed XY-table positioning mechanism [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007, 54(2): 1039.
- [11] CHENG G, HUANG Y. Disturbance-rejection

composite nonlinear control applied to two-inertia servo drive system [J]. Control Theory & Applications, 2014, 31(11): 1539.

- [12] CHEN B M, SABERI A, SANNUTI P, et al. Construction and parameterization of all static and dynamic H_2 -optimal state feedback solutions, optimal fixed modes and fixed decoupling zeros [J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 1993, 38(2): 248.
- [13] CHIN S C, LI Y C. Cross-coupling position command shaping control in a multi-axis motion system [J]. Mechatronics, 2011, 21(1): 625.

收稿日期: 2018-10-11