

直驱小惯量表贴式永磁同步电机的转速脉动抑制

于子淞^{1†}, 王大志¹, 赵国新², 韩伟^{1,3}

(1. 东北大学 电力系统与电力传动研究所, 辽宁 沈阳 110819; 2. 沈阳工业大学 电气工程学院, 辽宁 沈阳 110870;

3. 内蒙古民族大学 物理与电子信息学院, 内蒙古 通辽 028043)

摘要:非线性电流测量误差和电压源逆变器(VSI)非线性畸变电压造成了直驱小惯量表贴式永磁同步电机(SPMSM)的转速脉动. 本文将 q 轴非线性电流测量误差等效为扰动负载电流, 提出一种复合PI(CPI)调速器抑制电机转速脉动. 该调速器由传统PI调节器与偏差补偿器并联构成, 偏差补偿器用以抑制非线性负载电流. 同时, 用分段线性函数建立IGBT关闭时间模型, 并推导了VSI非线性畸变电压表达式. 引入积分型模型预测控制(MPC)作为电流环控制器, 利用MPC的滚动时域最优预测特性抑制VSI的非线性畸变电压, 消除了零电流钳位现象. 最后, 通过仿真分析验证了所提控制策略的有效性.

关键词: 直驱; 表贴式永磁同步电机; 复合PI调速器; 非线性电流测量误差; 积分型模型预测控制; 电压源逆变器非线性畸变电压

中图分类号: TP273; 文献标识码: A

Suppression of speed ripple for direct-drive small inertia surface permanent magnet synchronous motor

YU Zi-song^{1†}, WANG Da-zhi¹, ZHAO Guo-xin², HAN Wei^{1,3}

(1. Institute of Electric Power System and Motor Drives, Northeast University, Shenyang Liaoning 110819, China;

2. School of Electrical Engineering, Shenyang University of Technology, Shenyang Liaoning 110870, China;

3. College of Physics and Electronic Information, Inner Mongolia University for the Nationalities, Tongliao Inner Mongolia 028043, China)

Abstract: Nonlinear current measurement error and voltage source inverter (VSI) nonlinear distorted voltage produce the speed ripple of direct-drive small inertia surface permanent magnet synchronous motor (SPMSM). This paper presents a composite PI (CPI) speed controller to suppress the speed ripple. The proposed speed regulator consists of a conventional PI controller shunted with a deviation compensator. The deviation compensator can reject the q axis nonlinear current measurement error which acts as a nonlinear load current. Meanwhile, the turn-off time of IGBT is modeled by a piecewise linear function which is used to deduce the VSI nonlinear distorted voltage. Integral model predictive control (MPC) is introduced as current controller to suppress VSI nonlinear distorted voltage and eliminate the zero-current clamping phenomenon. At last, the simulation results verify the feasibility of the control strategy.

Key words: direct-drive; surface permanent magnet synchronous motor; composite PI speed controller; nonlinear current measurement error; integral model predictive control; voltage source inverter nonlinear distorted voltage

1 引言(Introduction)

传统直驱小惯量表贴式永磁同步电机(surface permanent magnet synchronous motor, SPMSM)矢量控制系统采用级联PI结构控制电机电流和转速. 然而, 转速控制精度受电流测量误差^[1-6]和电压源逆变器(voltage source inverter, VSI)非线性畸变电压^[7-9]的影响而大大降低. 针对电流测量误差的补偿算法主

要分为两类: 1) 估计电流测量偏置误差和增益误差^[1-3]; 2) 抑制电流测量误差产生的等效负载电流^[4-5]. 文献[1]利用电流PI调节器中的积分器输出补偿电流测量偏置误差和增益误差, 但该方法要求电机运行于特定状态下. 文献[2]通过陷波器提取VSI给定电压中所包含的电流偏置误差, 并采用PI调节器增加了算法对电阻参数的鲁棒性, 该方法对恒定电流测量

收稿日期: 2015-07-02; 录用日期: 2016-03-21.

[†]通信作者. E-mail: yzsong1983@163.com.

本文责任编辑: 李少远.

国家自然科学基金重点项目(60843007), 国家自然科学基金项目(51467017)资助.

Supported by State Key Program of National Natural Science Foundation of China (60843007) and National Natural Science Foundation of China (51467017).

偏置误差补偿的效果较好,但无法补偿电流增益误差.文献[3]通过加权系数法提取高信噪比旋转误差电压信号估计电流测量偏置误差和增益误差,增强了算法对电机参数的鲁棒性,但该方法只适合于两相电流传感器系统.文献[4]利用高频电压注入法估计电流测量偏置误差和增益误差,但高频电压的注入产生了附加噪音.文献[5]指出,恒定电流测量偏置误差和增益误差分别产生1倍和2倍定子电流频率的转速脉动,通过检测转速脉动修正调速器输出的参考电流值,消除电流测量误差对速度控制性能的影响,但该方法对电机机械参数的鲁棒性较差.文献[6]在转速调节器中嵌入周期信号发生器,有效抑制了由电流测量偏置误差引起的转速脉动,但电流测量误差模态较多时,系统阶次过大.

当转子惯量较小时,由VSI非线性畸变电压引起的零电流钳位效应^[7-9]将造成转速脉动.文献[7]将VSI非线性畸变电压等效为周期扰动信号,采用重复控制策略对其补偿,效果较好.文献[8]提出在角度域内的迭代学习和前馈复合补偿策略,有效抑制了周期扰动电压.文献[9]利用重构电流判断电流极性,再结合查表法对IGBT寄生电容效应进行离线辨识,实现了对VSI非线性畸变电压的有效补偿.然而,文献[7-9]都是针对VSI非线性畸变电压设计的附加补偿器,这增加了电流控制器的复杂性.

本文研究了电流测量时变偏置误差和增益误差对小惯量SPMSM转速控制性能的影响.将 q 轴电流测量误差等效为扰动负载电流,提出复合PI(CPI)速度控制策略.该方法同时适合于两相与三相电流传感器系统,可有效抑制非线性电流测量误差造成的转速脉动.引入积分型MPC控制策略^[6]设计电流控制器,利用MPC的滚动时域最优预测特性补偿VSI非线性畸变电压和数字控制器一个采样周期的输入延时,消除了零电流钳位现象.最后,通过仿真研究验证了所提控制策略的有效性.

2 电流测量误差与VSI非线性畸变电压分析 (Analysis of current measurement error and VSI nonlinear distorted voltage)

2.1 电流测量误差分析(Analysis of current measurement error)

如图1所示,模拟相电流由电流传感器、微分放大器、低通滤波器、A/D变换器转化为数字电流值.在此过程中,电流受模拟器件温漂、A/D变换器偏置等因素的影响,容易产生偏置和增益误差^[5].对于三相电流传感器系统,电流测量值可表示为

$$i'_x = i_x + \Delta i_x = (1 + \Delta K_x) i_x + \Delta i_{x\text{off}}, \quad (1)$$

式中: i_x , i'_x , Δi_x , ΔK_x , $\Delta i_{x\text{off}}$ 分别为相电流真实值、测量值、测量误差、增益误差和偏置误差. x 对应电

机a, b, c三相, $\Delta K_x \in (-1, 1)$. 经Park变换可得同步旋转坐标系下电流测量误差:

$$\begin{aligned} \Delta i_s^{\text{dq}} &= P(\theta_e) \Delta i_s^{\text{abc}} = \\ &P(\theta_e) \Delta K i_s^{\text{abc}} + P(\theta_e) \Delta i_{\text{off}}^{\text{abc}}, \end{aligned} \quad (2)$$

式中:

$$\begin{aligned} \Delta i_s^{\text{dq}} &= \begin{bmatrix} \Delta i_d \\ \Delta i_q \end{bmatrix}, \quad \Delta i_s^{\text{abc}} = \begin{bmatrix} \Delta i_a \\ \Delta i_b \\ \Delta i_c \end{bmatrix}, \quad \Delta i_{\text{off}}^{\text{abc}} = \begin{bmatrix} \Delta i_{\text{aoff}} \\ \Delta i_{\text{boff}} \\ \Delta i_{\text{coff}} \end{bmatrix}, \\ i_s^{\text{abc}} &= \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}, \quad \Delta K = \begin{bmatrix} \Delta K_a & 0 & 0 \\ 0 & \Delta K_b & 0 \\ 0 & 0 & \Delta K_c \end{bmatrix}, \end{aligned}$$

$$P(\theta_e) =$$

$$\frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta_e & \cos(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \theta_e & -\sin(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix},$$

Δi_d , Δi_q , ΔK , θ_e , $P(\theta_e)$ 分别为 d , q 轴电流测量误差、电流测量增益误差阵、转子电角度和Park变换阵.



图1 电流测量路径

Fig. 1 Path of current measurement

电机绕组为三相Y型链接,则有 $i'_a + i'_b + i'_c = 0$. 因此,在两相电流传感器系统中,同步旋转坐标系下电流测量误差为

$$\Delta i_s^{\text{dq}} = P(\theta_e) \Delta K_1 i_s^{\text{ab}} + P(\theta_e) M i_{\text{off}}^{\text{ab}}, \quad (3)$$

式中:

$$\begin{aligned} i_s^{\text{ab}} &= \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \end{bmatrix}, \quad \Delta K_1 = \begin{bmatrix} \Delta K_a & 0 & -\Delta K_a \\ 0 & \Delta K_b & -\Delta K_b \end{bmatrix}^T, \\ i_{\text{off}}^{\text{ab}} &= \begin{bmatrix} \Delta i_{\text{aoff}} \\ \Delta i_{\text{boff}} \end{bmatrix}, \quad M = \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & -1 \end{bmatrix}^T. \end{aligned}$$

这里只假设电流测量误差有界,对其具体形式和电机运行状态不加限制.

2.2 VSI非线性畸变电压分析(Analysis of VSI nonlinear distorted voltage)

图2为永磁同步电机驱动系统简化框图.箭头所示方向电流为正, S_1 - S_6 为IGBT, D_1 - D_6 为续流二极管, C_1 , C_2 为母线电容.采用PWM技术驱动VSI时,为防止同一桥臂开关管短路,需注入一段死区时间^[9].同时,IGBT的寄生电容效应使其关闭时间随电流幅值变化,这导致VSI实际输出电压与给定电压间存在非线性畸变^[10].单载波周期内VSI a相桥臂输出电压如图3所示.

为分析方便,假设VSI同一桥臂开关管电气特性完全相同,将开关管和续流二极管的导通压降等效为电机电阻压降.由图3得VSI单相桥臂非线性畸变电压:

$$V_{xn} = -V_{dc} \frac{(T_{dt} - T_{off}(i_x))}{T_s} \text{sgn } i_x, \quad (4)$$

$$\text{sgn } i_x = \begin{cases} 1, & i_x > 0, \\ -1, & i_x < 0, \end{cases}$$

式中: T_s , T_{dt} , V_{dc} 和 $T_{off}(i_x)$ 分别为PWM载波周期、死区时间、直流母线电压和IGBT关闭时间.

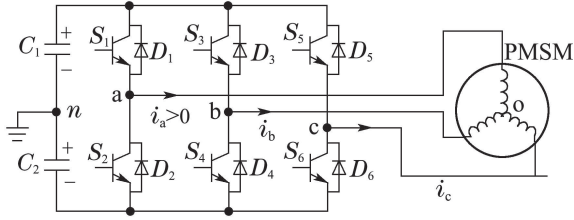


图2 永磁同步电机驱动系统

Fig. 2 PMSM drive system

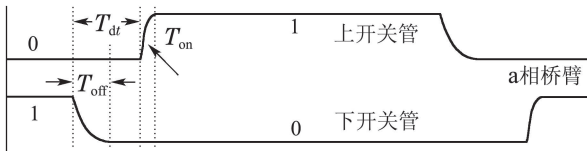


图3 单载波周期内VSI a相桥臂输出电压

Fig. 3 VSI output voltage of phase a within one carrier wave period

为推导VSI非线性畸变电压,需建立IGBT关闭时间模型.由文献[10]可知,IGBT关闭时间随 $|i_x|$ 的增大而减小,当 $|i_x|$ 大于和小于某个阈值时,其关闭时间基本恒定.因此,这里用分段线性函数近似IGBT关闭时间,即

$$T_{off}(|i|) = \begin{cases} T_{off1}, & |i| \in [0, i_1), \\ \frac{T_{off1} - T_{off2}}{i_1 - i_2} |i| + T_{off1}, & |i| \in [i_1, i_2), \\ T_{off2}, & |i| \in [i_2, \infty), \end{cases} \quad (5)$$

式中: i_1 , i_2 , T_{off1} , T_{off2} 的取值由器件固有特性决定.IGBT关闭时间模型如图4所示.

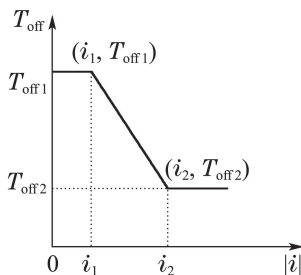


图4 IGBT关闭时间模型

Fig. 4 Model of IGBT turn-off time

由式(4)-(5)得

$$\begin{aligned} V_{ao} &= \frac{2V_{an} - V_{bn} - V_{cn}}{3}, \\ V_{bo} &= \frac{2V_{bn} - V_{an} - V_{cn}}{3}, \\ V_{co} &= \frac{2V_{cn} - V_{an} - V_{bn}}{3}, \end{aligned} \quad (6)$$

式中: V_{ao} , V_{bo} , V_{co} 分别为电机a, b, c相畸变电压.经Park变换得到同步旋转坐标系下畸变电压:

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = P(\theta_e) \begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix}, \quad (7)$$

式中: V_d , V_q 分别为d, q轴畸变电压.当电机相电流为理想正弦波时, V_d , V_q 如图5所示.

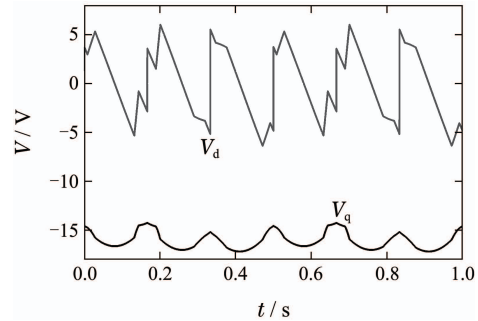


图5 交直流VSI畸变电压

Fig. 5 d-q axes VSI distorted voltages

3 积分型MPC电流控制器设计(Design of integral MPC current controller)

积分型MPC将系统状态变化率和输出作为扩张系统的状态,通过在线滚动时域优化计算,求得最优控制量,具有较好的扰动鲁棒性.这里将VSI非线性畸变电压等效为扰动电压,引入积分型MPC对其进行抑制.

3.1 SPMSM电气模型(Electrical model of SPMSM)

这里假设: 1) 忽略电机铁芯饱和; 2) 不计电机铁耗; 3) 定子三相电流产生的空间磁动势及永磁转子的磁通分布为理想正弦波,得到同步旋转坐标系下的SPMSM电气模型^[11]:

$$\begin{cases} u_d^* + u_d^{\text{dis}} = R_s i_d + L \frac{di_d}{dt} - \omega_e L i_q, \\ u_q^* + u_q^{\text{dis}} = R_s i_q + L \frac{di_q}{dt} + \omega_e L i_d + \omega_e \varphi_f, \end{cases} \quad (8)$$

式中: u_d^* , u_q^* , u_d^{dis} 和 u_q^{dis} 分别为d, q轴VSI给定电压和VSI非线性畸变电压; i_d , i_q 分别为d, q轴电流; R_s , L , ω_e 和 φ_f 分别为定子电阻、交直电感、转子电角速度和永磁体磁链.

采用前向欧拉法将连续模型(8)离散化:

$$x_m^{k+1} = A_m(k)x_m^k + B_m u^k + B_m d^k,$$

$$y_m^k = C_m x_m^k, \quad (9)$$

式中:

$$A_m(k) = \begin{bmatrix} 1 - \frac{T_s R_s}{L} & T_s \omega_e(k) \\ -T_s \omega_e(k) & 1 - \frac{T_s R_s}{L} \end{bmatrix}, B_m = \begin{bmatrix} \frac{T_s}{L} & 0 \\ 0 & \frac{T_s}{L} \end{bmatrix},$$

$$x_m^k = [i_d(k) \ i_q(k)]^T, u^k = [u_d^*(k) \ u_q^*(k)]^T,$$

$$C_m = I_{2 \times 2}, d^k = [u_d^{\text{dis}}(k) \ u_q^{\text{dis}}(k) - \omega_e(k) \varphi_f]^T,$$

其中:上标 k 表示 kT_s 时刻; $I_{2 \times 2}$ 为2阶单位阵.

将状态方程的左右两边同时乘以 $1 - z^{-1}$,且假设在预测时域内扰动变化为零,即 $\Delta d(k) = 0$,得系统扩展离散积分模型^[6]:

$$\begin{aligned} x^{k+1} &= A(k)x^{k+1} + B\Delta u^k, \\ y^k &= Cx^k, \end{aligned} \quad (10)$$

式中:

$$A(k) = \begin{bmatrix} A_m(k) & 0_{2 \times 2} \\ C_m A_m(k) & I_{2 \times 2} \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} B_m \\ C_m B_m \end{bmatrix},$$

$$C = [0_{2 \times 2} \ I_{2 \times 2}], x^k = \begin{bmatrix} \Delta x_m^k \\ y_m^k \end{bmatrix},$$

$$\Delta x_m^k = (1 - z^{-1})x_m^k = x_m^k - x_m^{k-1},$$

其中 $0_{2 \times 2}$ 为2阶零矩阵.

3.2 电流控制器设计(Design of current controller)

数字处理器在采样-计算-控制量更新的过程中存在一个采样周期的延时,即 Δu^k 实际上控制的是 y^{k+2} .当带宽较大时,输入延时将导致系统不稳定.考虑延时后,将式(10)修正为

$$\begin{cases} x^{k+2} = A(k+1)x^{k+1} + B\Delta u^k, \\ y^{k+1} = Cx^{k+1}. \end{cases} \quad (11)$$

建立代价函数:

$$J^k = (Y - R_i)^T (Y - R_i) + U^T \bar{R} U, \quad (12)$$

式中:

$$Y = Px^{k+1} + GU, R_i = \bar{R}_i r_s(k+1),$$

$$Y = \begin{bmatrix} y^{k+2} \\ \vdots \\ y^{k+N_p+1} \end{bmatrix}, \bar{R}_i = \begin{bmatrix} I_{2 \times 2} \\ \vdots \\ I_{2 \times 2} \end{bmatrix},$$

$$U = \begin{bmatrix} \Delta u^k \\ \vdots \\ \Delta u^{k+N_c-1} \end{bmatrix}, P = \begin{bmatrix} CA \\ \vdots \\ CA^{N_p} \end{bmatrix},$$

$$G = \begin{bmatrix} CAB & 0_{2 \times 2} & \cdots & 0_{2 \times 2} \\ CA^2 B & CAB & \cdots & 0_{2 \times 2} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ CA^{N_p-1} B & CA^{N_p-2} B & \cdots & CA^{N_p-N_c} B \end{bmatrix},$$

其中: N_p, N_c 分别为预测和控制时域长度; \bar{R} 为正定对称输入加权阵; R_i 为参考输入序列.电机电气时间常数远大于机械时间常数,因此,在预测时域内 G 中系数矩阵 $A = A(k)$,参考输入 $r_s(k+1) = r_s(k)$.

由式(12)知,输出序列包含 x^{k+1} ,而 k 时刻 x^{k+1} 未知.注意到,在延时时间内控制器输出无变化.因此,由系统模型得: $x^{k+1} = A(k)x^k$.

通过最优化求解得

$$\begin{aligned} \Delta u^k &= K_R r_s^{k+1} + K_x x^{k+1}, \\ u^k &= u^{k-1} + \Delta u^k, \end{aligned} \quad (13)$$

式中:

$$\begin{aligned} K_R &= [I_{2 \times 2} \ 0_{2 \times 2} \ \cdots \ 0_{2 \times 2}] (G^T G + \bar{R})^{-1} G^T \bar{R}_i, \\ K_x &= -[I_{2 \times 2} \ 0_{2 \times 2} \ \cdots \ 0_{2 \times 2}] (G^T G + \bar{R})^{-1} G^T P. \end{aligned}$$

电机运行过程中只有快速起停时才涉及到执行器饱和问题.因此,这里不对有约束二次优化问题进行讨论,只介绍基本处理思路.积分型MPC只求电压增量控制率,因此,需将电压约束条件转化为电压增量约束条件.在 k 时刻, u^{k-1} 为已知量,根据电压积分关系得

$$U = Pu^{k-1} + Q\Delta U, \quad (14)$$

式中:

$$\begin{aligned} U &= [u^k \ u^{k+1} \ \cdots \ u^{k+N_c-1}]^T, \\ \Delta U &= [\Delta u^k \ \Delta u^{k+1} \ \cdots \ \Delta u^{k+N_c-1}]^T, \\ P &= [I_{2 \times 2} \ I_{2 \times 2} \ \cdots \ I_{2 \times 2}]^T, \\ Q &= \begin{bmatrix} I_{2 \times 2} & 0_{2 \times 2} & \cdots & 0_{2 \times 2} \\ I_{2 \times 2} & I_{2 \times 2} & \cdots & 0_{2 \times 2} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ I_{2 \times 2} & I_{2 \times 2} & \cdots & I_{2 \times 2} \end{bmatrix}. \end{aligned}$$

进一步,将电压约束 $u_{\min} \leq u^k \leq u_{\max}$ 转化为电压增量 Δu^k 的多面体约束:

$$H\Delta U \leq N, \quad (15)$$

式中:

$$\begin{aligned} H &= \begin{bmatrix} -Q \\ Q \end{bmatrix}, N = \begin{bmatrix} -U_{\min} + Pu^{k-1} \\ U_{\max} - Pu^{k-1} \end{bmatrix}, \\ U_{\min} &= [u_{\min} \ u_{\min} \ \cdots \ u_{\min}]^T, \\ U_{\max} &= [u_{\max} \ u_{\max} \ \cdots \ u_{\max}]^T. \end{aligned}$$

在代价函数(12)中加入电压增量约束条件(15),求解多面体约束下的二次优化问题^[12].

3.3 积分型MPC抑制零电流钳位现象的原理(Principle of suppression of zero-current clamping with integral MPC)

固定坐标系下SPMSM矢量电气模型:

$$u_s^* + u_s^{\text{dis}} = Ri_s + L \frac{di_s}{dt} + \frac{dE_f}{dt}, \quad (16)$$

式中: u_s^* , u_s^{dis} 分别为控制器给定电压矢量和VSI非线性畸变电压矢量; i_s , E_f 分别为定子电流矢量和反电动势矢量。

设 xy 为电流矢量坐标系, y 方向为电流矢量方向, x 方向超前 y 方向 90° . xy 坐标系下SPMSM电气模型为

$$\begin{aligned} u_x^* + u_x^{\text{dis}} &= \omega_i L |i_s| + E_x, \\ u_y^* + u_y^{\text{dis}} &= R |i_s| + L \frac{d|i_s|}{dt} + E_y, \end{aligned} \quad (17)$$

式中: ω_i 为电流矢量瞬时角速度; $|i_s|$ 为 i_s 的幅值; 下标 x, y 表示固定坐标系下的矢量在 x, y 轴的分量. 由式(17)得

$$\omega_i = (u_x^* + u_x^{\text{dis}} - E_x) / (L |i_s|). \quad (18)$$

设 i_s 逆时针旋转对应 $\omega_i > 0$. 由式(18)知, $u_x^* + u_x^{\text{dis}} - E_x > 0$, 对应 i_s 逆时针旋转, 反之亦然。

如图6所示, A, B, C 为电机定子绕组轴线矢量, i_{s1}, i_{s2} 为 c 相电流过零附近的两个电流矢量状态. 由式(6)知, 电流矢量为 i_{s1}, i_{s2} 两个状态时, u_s^{dis} 可分别近似为 V_6 和 V_1 . 由式(18)可知, V_6 使 i_{s1} 逆时针旋转, V_1 使 i_{s2} 顺时针旋转. 当电机运行于低速、轻载工况时, 控制器输出和反电动势较小, u_s^{dis} 使 i_s 反复穿越 OM , 即 c 相电流钳位为零. 积分型MPC控制器能够在电流接近零时预测出电流过零后的状态, 即通过分段积分器抑制 u_s^{dis} , 消除零电流钳位现象。

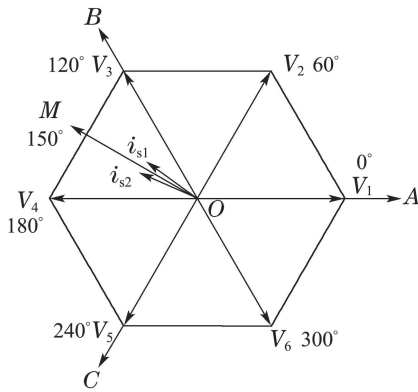


图6 c 相电流过零时的定子电流矢量

Fig. 6 Stator current vector when c phase current crossing zero

4 CPI转速控制器设计(Design of CPI speed controller)

将 q 轴非线性电流测量误差等效为电机非线性负载电流, 基于扩展转速误差空间, 设计并联偏差补偿器, 消除非线性电流测量误差对转速控制的影响。

4.1 电机机械模型(Mechanical model of motor)

电机机械模型为

$$\begin{cases} \frac{d\omega_e}{dt} = -\frac{F}{J}\omega_e + \frac{p}{J}(T_e - T_L), \\ T_e = 1.5p\varphi_f i_q, \\ T_L = 1.5p\varphi_f i_L, \end{cases} \quad (19)$$

式中: F, J, p 分别为摩擦系数、转子转动惯量和磁极对数; T_e, T_L 分别为电磁转矩和负载; i_L 为负载电流。

当速度环采样频率低于电流环采样频率时, 电流环可等效为一阶惯性环节. 然而, 基于MPC控制器的等效闭环模型较难确定. 为便于工程应用, 这里暂不考虑电流动态, 直接采用电机机械模型设计转速控制器. 由式(19)建立转速误差空间模型:

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + B\dot{i}_q + B_L\dot{i}_L, \\ y = Cx, \\ \dot{i}_q = \dot{i}_{q0} + \dot{i}_{q1}, \end{cases} \quad (20)$$

式中:

$$\begin{aligned} A &= \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 0 & -\frac{F}{J} \end{bmatrix}, \quad B = B_L = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1.5p^2\varphi_f}{J} \end{bmatrix}, \\ C &= \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}^T, \quad x = [e \quad \dot{\omega}_e]^T, \quad e = \omega_{\text{eref}} - \omega_e, \end{aligned}$$

其中 ω_{eref} 为电角速度给定值。

4.2 转速控制器设计(Design of speed controller)

式(20)中 (A, B) 为能控矩阵对. 进而, 可设计状态反馈阵 K 使闭环系统 $A_{cl} = A + BK$ 渐进稳定. 由式(20)知, 当参考转速 ω_{eref} 为恒值时, 有 $\dot{e} = -\dot{\omega}_e$. 闭环PI控制等价于误差状态空间的线性状态反馈, 即 $K = [k_i \quad -k_p]$. k_p, k_i 分别为PI控制器的比例、积分系数. 取 $\dot{i}_{q0} = Kx$ 得

$$i_{q0} = k_p e + \int_0^t k_i e d\tau. \quad (21)$$

经PI反馈控制后的闭环系统

$$\dot{x} = A_{cl}x + B\dot{i}_{q1} + B_L\dot{i}_L. \quad (22)$$

由式(22)知, 当 \dot{i}_L 有界时, 误差空间状态 x 有界. 为使 x 渐进收敛于零, 设计偏差补偿器 i_{q1} . 建立系统(22)的观测系统

$$\dot{\hat{x}} = A_{cl}\hat{x} + B\dot{i}_{q1}. \quad (23)$$

将式(22)–(23)作差, 得包含扰动电流信息的偏差状态

$$\dot{z} = \dot{x} - \dot{\hat{x}} = A_{cl}z + B\dot{i}_L. \quad (24)$$

进一步, 扰动项 \dot{i}_L 可表示为

$$\dot{i}_L = B^\dagger \dot{z} - B^\dagger A_{cl}z, \quad (25)$$

式中: $B^\dagger = (B^T B)^{-1} B^T$ 为 B 的伪逆. 工程应用中, $z(t)$ 通常存在滞后, 固用 $z(t - \sigma)$ 代替 $z(t)$. 基于对消

原则设计补偿器为

$$i_{q1} = \int_0^t B^\dagger A_{c1} z(\tau - \sigma) d\tau - B^\dagger z(t - \sigma). \quad (26)$$

4.3 稳定性分析(Analysis of stability)

定理^[13] 当扰动 i_L 和延时时间 σ 满足:

- 1) $\|i_L\| \leq \eta$;
- 2) $0 \leq \sigma < -\eta\delta^{-2} + \delta^{-1} \ln \frac{\delta^2}{\eta^3}$

时, 控制器(26)使得系统(22)渐进稳定. 其中, η 为有界正常数, $\delta = \max\{-\text{Re}(\lambda_i)\}$ 为 A_{c1} 的特征根.

由式(21)(26)可得CPI转速控制器:

$$i_q = k_p e + \int_0^t k_i e d\tau + i_{q1}. \quad (27)$$

转速CPI控制器的设计忽略了电流环动态, 这导致式(25)所用转速观测信息 $\hat{\omega}_e$ 出现超前, 若不对其补偿, 闭环系统将失稳. 为解决这一问题, 将转速模型与一阶低通滤波器串联, 得修正观测转速:

$$\begin{aligned} \bar{\omega}_e &= \frac{p/J}{s + F/J} \cdot \frac{\alpha}{s + \alpha} \hat{i}_q, \\ \hat{i}_q &= \hat{i}_{q0} + i_{q1}, \\ \hat{i}_{q0} &= k_p (\omega_{\text{ref}} - \bar{\omega}_e) + k_i \int (\omega_{\text{ref}} - \bar{\omega}_e) dt, \end{aligned} \quad (28)$$

式中: $\bar{\omega}_e$ 为转子电角速度观测值的修正值; α 为可调正常数; s 为拉氏复变量.

系统采样时间较小, 可通过后向欧拉法将连续控制器转化为数字控制器. 控制系统框图如图7所示.

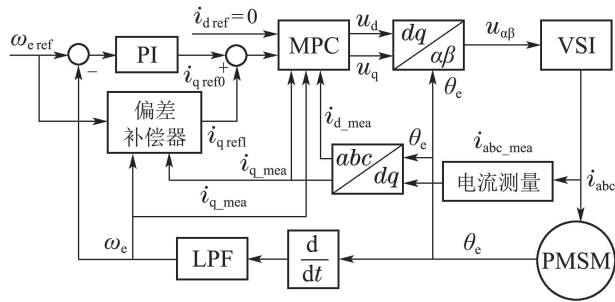


图 7 采用CPI级联MPC控制器的SPMSM驱动系统框图
Fig. 7 Block diagram of SPMSM driving system using CPI cascaded MPC controller

5 仿真分析(Simulation analysis)

在MATLAB/Simulink环境下建立SPMSM调速系统仿真平台, 根据式(4)–(5)模拟了IGBT时变关闭拖尾现象, 按照式(1)模拟了电流测量误差, PMSM参数如表1所示. 母线电压150 V, 电流、速度采样周期分别为100 μ s, 200 μ s, SVPWM载波周期为100 μ s, 死区时间为3 μ s.

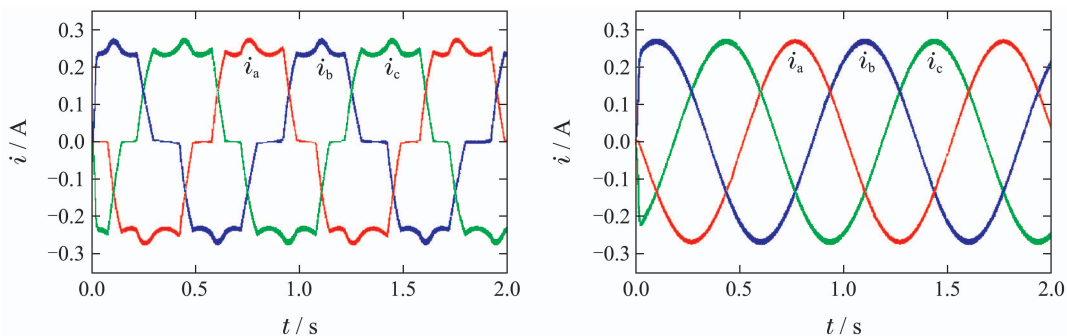
表 1 永磁同步电机参数

Table 1 Parameters of PMSM

变量	参数	参数值	单位
P_N	额定功率	0.35	kW
V_{dc}	母线电压	150	V
I_N	额定电流	2.93	A
ω_N	额定转速	3000	r/min
T_N	定子转矩	1.1	Nm
R_s	定子电阻	2.98	Ω
L	交、直轴电感	7	mH
φ_f	永磁体磁链	0.125	Wb
p	磁极对数	2	
J	转动惯量	0.47e-4	kg·m ²
F	摩擦系数	1.1e-4	N·m·s

5.1 VSI非线性畸变电压抑制(Suppression of VSI nonlinear distorted voltage)

为考察MPC对VSI非线性畸变电压的抑制效果, 这里不考虑电流测量误差, 进行了级联PI-MPC结构与传统级联PI结构的对比仿真研究. 两种结构的转速PI控制器参数完全相同, 电机给定转速30 r/min, 负载转矩0.1 Nm. 由图8(a)、8(b)和8(e)可见, MPC电流控制器能够消除由VSI非线性畸变电压产生5次、7次、11次、13次相电流谐波, 而且使得电流畸变率由17.13%降为1.62%, 实现了低速轻载下的高精度调速. 此外, SPMSM的直轴电流不产生转矩, 但直轴电流过大将增大电机铜耗, 由图8(c)可知, MPC控制器基本实现了 $i_d = 0$ 控制, 控制器输出电压指令如图8(d)所示.



(a) 转速30 r/min时相电流

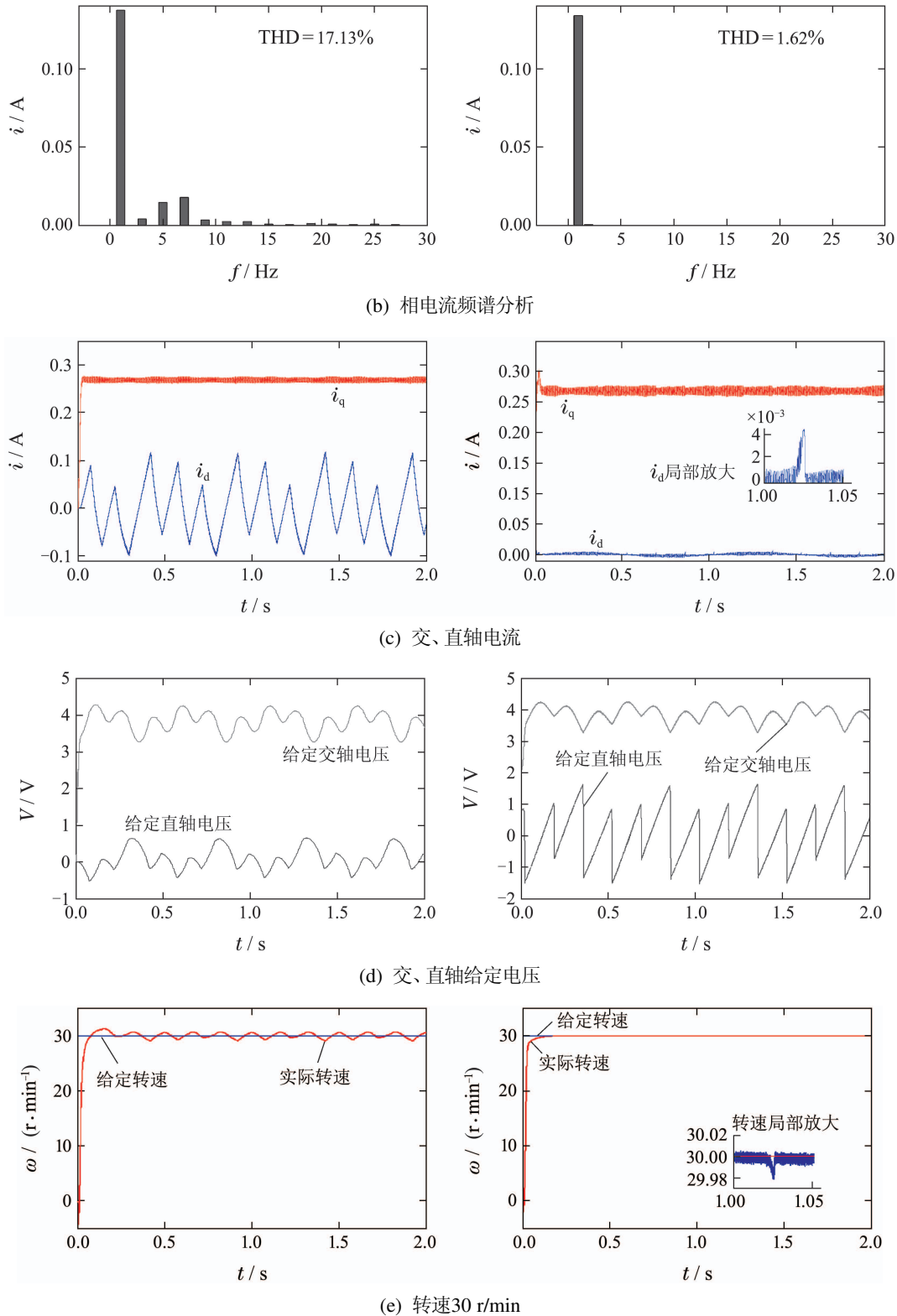


图8 仿真结果(左边: PI; 右边: MPC)

Fig. 8 Simulation results (Left: PI; Right: MPC)

5.2 考虑电流测量误差的转速脉动抑制 (Suppression of speed ripple with current measurement error)

首先, 针对两相电流传感器系统, 设置电流测量增益误差 ΔK_a 和 ΔK_b 分别为 -0.15 和 0.25 , 电流测

量偏差误差 i_{aoff} 和 i_{boff} 为直流量、正弦量和三角波的叠加, 如图9(d)所示. 初期由PI调节器进行转速控制, 转速波动较大, 在0.5 s时加入补偿器, 电机转速稳态跟踪误差在 ± 2 r/min范围内, 如图9(a)和9(c)所示. 由图9(b)可见, 交轴电流指令与交轴测量电流基

本重合,这表明MPC电流控制器实现了高精度电流控制.

进一步,针对三相电流传感器系统,设置电流增益误差 $\Delta K_a, \Delta K_b, \Delta K_c$ 分别为 $-0.05, 0.35$ 和 0.1 ,偏置误差 i_{aoff}, i_{boff} 和 i_{coff} 为直流量、正弦波和三角

波的叠加,如图10(d)所示.为了考察CPI控制器对转子机械参数的鲁棒性,将转子参数 J, F 和 φ_f 分别设置为标称值的1.5倍、0.8倍和1.2倍,由图10可见,电机转速稳态误差在 ± 3 r/min范围内.这表明,CPI控制器具有良好的扰动和参数鲁棒性.

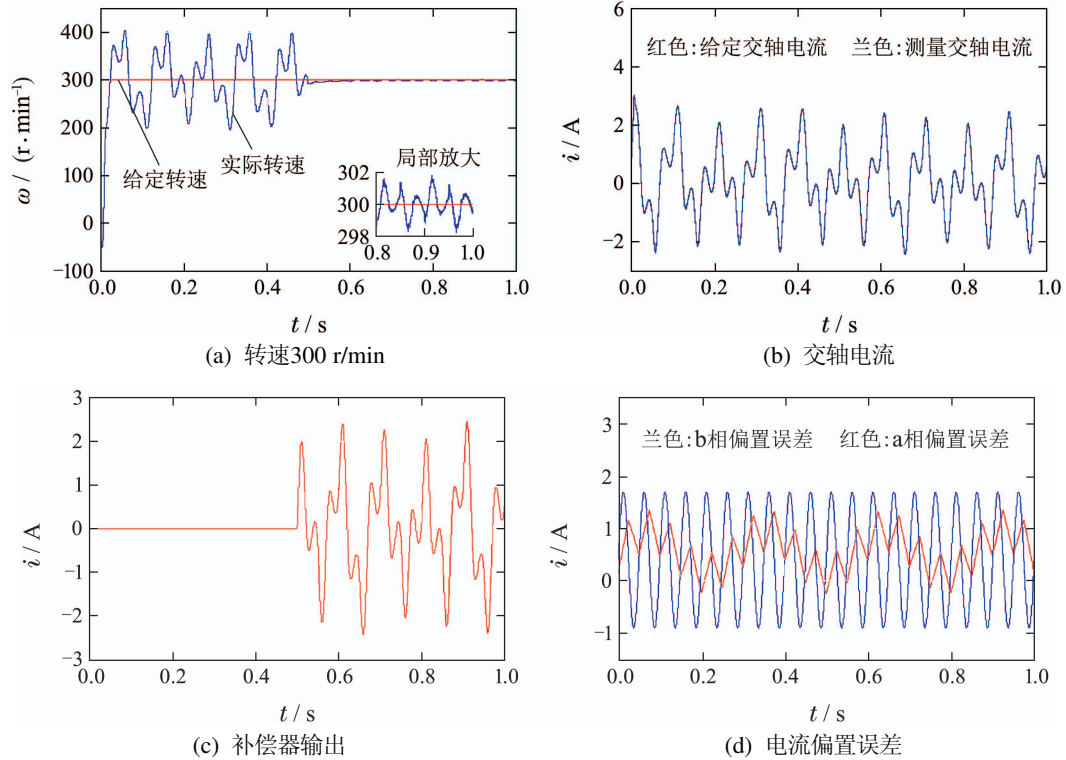


图9 仿真结果

Fig. 9 Simulation results

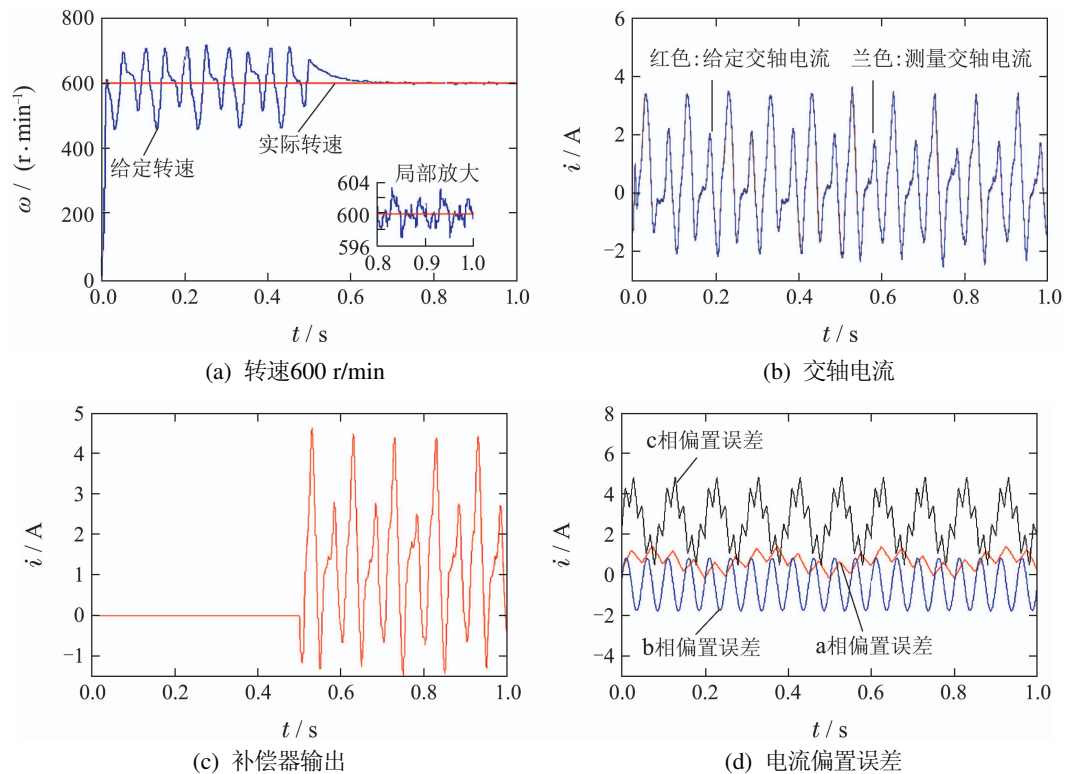


图10 仿真结果

Fig. 10 imulation results

6 结束语(Conclusions)

首先,用分段线性函数建立了IGBT关闭时间随电流变化的模型,给出了VSI畸变电压表达式.引入积分型MPC控制策略并考虑了数字系统存在的一个周期延时问题,设计了电流控制器.其次,分析了非线性时变电流测量误差对电机转速控制性能的影响,将其等效为电机扰动负载电流,提出CPI转速控制器抑制电流测量误差所导致的转速脉动.最后,在MATLAB/Simulink环境下建立了SPMSM调速系统仿真平台,根据式(5)模拟了IGBT的时变拖尾现象,基于式(2)–(3)模拟了非线性时变电流测量误差,仿真结果表明,在电机机械参数不确定的情况下,所提控制策略能够有效抑制VSI非线性电压畸变和非线性电流测量误差.

参考文献(References):

- [1] HUNG H S, HWANG S H, KIM J M, et al. Diminution of current measurement error for vector-controlled AC motor drives [J]. *IEEE Transaction on Industry Applications*, 2006, 42(5): 1249 – 1256.
- [2] CHO Y, LABELLA T, LAI J S, et al. A three-phase current reconstruction strategy with online current offset compensation using a single current sensor [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2012, 59(7): 2924 – 2933.
- [3] KIM M, SUL S K, LEE J. Compensation of current measurement error for current-controlled PMSM drives [J]. *IEEE Transaction on Industry Applications*, 2014, 50(5): 3365 – 3373.
- [4] HARKE M C, GUERRERO J M, DEGNER M W, et al. Current measurement gain tuning using high-frequency signal injection [J]. *IEEE Transaction on Industry Applications*, 2008, 44(5): 1578 – 1586.
- [5] CHUNG D W, SUL S K. Analysis and compensation of current measurement error in vector-controlled AC motor drives [J]. *IEEE Transaction on Industry Applications*, 1998, 34(2): 340 – 345.
- [6] CHAI S, WANG L, ROGERS. MPC a cascade MPC control structure for a PMSM with speed ripple minimization [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2013, 60(8): 2978 – 2987.
- [7] SILVERIO B, LUCA P, MAURO Z. Repetitive-control-base self commissioning procedure for inverter nonidealities compensation [J]. *IEEE Transaction on Industry Applications*, 2008, 44(5): 1587 – 1596.
- [8] WU Chun, QI Rong. An Iterative-learning-based Compensation for PWM VSI Nonlinearities [J]. *Proceedings of the CSEE*, 2015, 35(3): 702 – 709.
(吴春, 齐蓉. PWM电压源逆变器非线性因素迭代学习补偿 [J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(3): 702 – 709.)
- [9] MUNOZ A R, LIPO T A. On-line dead-time compensation technique for open-loop PWM-VSI drives [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 1999, 14(4): 683 – 689.
- [10] RUSSEL J K, LEGGATE D, DAVID W S, et al. Effects of parasitics on the control of voltage source inverters [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2003, 18(1): 140 – 150.
- [11] ZHANG Wenjuan, HUANG Shoudao, GAO Jian, et al. Suppression of speed ripples of permanent magnetic synchronous motor for compressor [J]. *Control Theory & Applications*, 2013, 30(11): 1422 – 1428.
(张文娟, 黄守道, 高剑, 等. 压缩机用永磁同步电机转速脉动的抑制 [J]. 控制理论与应用, 2013, 30(11): 1422 – 1428.)
- [12] WANG L. *Model Predictive Control System Design and Implementation Using MATLAB* [M]. 1st ed. London, UK: Springer-Verlag, 2009.
- [13] YANG Lingling, ZHANG Yun, CHEN Zhenfeng. Bilinear control based on model bias separation for uncertain nonlinear systems [J]. *Acta Automatica Sinica*, 2010, 36(10): 1432 – 1442.
(杨玲玲, 章云, 陈贞丰. 不确定非线性系统基于偏差分离的双线性控制 [J]. 自动化学报, 2010, 36(10): 1432 – 1442.)

作者简介:

于子淞 (1983–), 男, 博士研究生, 主要研究方向为永磁同步电机控制及设计、模型预测控制、非线性控制理论及应用, E-mail: yzsong1983@163.com;

王大志 (1963–), 男, 教授, 博士生导师, 研究方向为电力系统与电力传动, E-mail: wangdazhi@ise.neu.edu.cn;

赵国新 (1979–), 男, 博士, 讲师, 主要研究方向为永磁电机理论与设计, E-mail: zgx0930@163.com;

韩伟 (1981–), 男, 博士研究生, 讲师, 主要研究方向为电能质量控制、非线性控制理论及应用, E-mail: dr_wan@163.com.