

基于 PMSM 扩展 PI 参考模型的 VSI 非线性补偿

于子淞¹, 王大志¹, 高庆忠²

(1. 东北大学 信息科学与工程学院, 辽宁 沈阳 110819; 2. 沈阳工程学院 自动化学院, 辽宁 沈阳 110136)

摘 要: 针对永磁同步电动机(PMSM)中电压源逆变器(VSI)非线性增益会引起输出电压畸变所导致的电流畸变问题,提出了一种新颖的 SVPWM-VSI 输出电压非线性补偿策略.该方法利用 d, q 轴 PMSM 扩展 PI 参考模型观测器将未知扰动电压分离,再设计非线性补偿器对 VSI 进行补偿.通过适当的配置 PI 参数可基本消除因补偿器动态滞后所造成的短暂零电流钳位现象.仿真结果表明,所提方法能够有效补偿 VSI 非线性输出增益,具有很好的参数鲁棒性,显著降低了电机电流畸变率.

关 键 词: 永磁同步电动机;电压源逆变器;非线性增益;扩展 PI 参考模型;非线性补偿

中图分类号: TP 273

文献标志码: A

文章编号: 1005-3026(2015)03-0331-05

VSI Nonlinearity Compensation Based on Extended PI Reference Model of PMSM

YU Zi-song¹, WANG Da-zhi¹, GAO Qing-zhong²

(1. School of Information Science & Engineering, Northeastern University, Shenyang 110819, China; 2. School of Automation, Shenyang Institute of Engineering, Shenyang 110136, China. Corresponding author: YU Zi-song, E-mail: yzsong1983@163.com)

Abstract: Output voltage distortion due to voltage source inverter (VSI) nonlinear gain in the permanent magnet synchronous motor (PMSM) driving system could result in the current distortion. A new SVPWM-VSI nonlinear compensation strategy was proposed. Extended d, q axis PI reference model of PMSM was investigated to separate the unknown disturbance voltage, and a nonlinear compensator was designed to compensate it. Zero-current-clamping phenomenon could be approximately eliminated by configuring the parameters of PI regulator properly. The parameter robustness and validity of the presented nonlinear compensator was verified by the Matlab/Simulink PMSM driving system simulation.

Key words: PMSM; VSI; nonlinear gain; extended PI reference model; nonlinearity compensation

PMSM 在低速轻载运行时所需电压较小,因此 SVPWM-VSI 的非线性增益将使电机电流产生畸变、发热量增大等.造成这种非线性增益的原因主要有^[1-2]:1) 开关管的寄生电容效应;2) 为了防止上下桥臂开关管与直流母线电压直通所嵌入的死区时间(2~4 μs).因此,对 VSI 非线性增益进行补偿,使其输出平均电压与参考电压指令成线性比例关系是必要的.

根据电压-时间原理,文献[3]利用电流重构判断电流极性,再结合查表的方法对 IGBT 寄

生电容效应进行离线辨识,实现了 PWM-VSI 非线性增益的准确补偿,但该方法需要前期大量的实验工作,效率较低.文献[4]引入预测电流的方法对电流极性进行判断,同时根据 MIT 规则抑制模型参数变化,但该方法不能保证补偿器稳定性.

通过将 VSI 非线性增益视为等效扰动,对平均扰动电压进行补偿的方法可避免因电流极性误判所导致的误补偿^[5-8].文献[5-6]提出了一种基于 q 轴扰动电压观测器的方法,实现简单,在中低频下补偿效果较好,但作者并没有对扰动观测

器的参数鲁棒性进行评价. 文献[7]基于参数变化不产生 $6n$ 次谐波的思想,引入参数自适应辨识方法将扰动电压分离,但该方法在低频下动态响应较慢. 文献[8]引入重复控制对 $6n$ 次谐波电流进行补偿,同时通过离线测试补偿 IGBT 的寄生电容效应,实现了样机在 1 Hz 下电流畸变率降到 3% 左右;但电机在低频运行时,该算法需要存储一个周期的电流数据,占用系统大量内存资源.

本文分析了 VSI 非线性增益的原因,利用矢量旋转的观点解释了零电流钳位现象,提出了一种无需电流极性检测且具有较强参数鲁棒性的 VSI 非线性电压补偿策略.

1 VSI 输出电压非线性分析

1.1 VSI 死区效应分析

如图 1a 所示,为防止同一桥臂上下开关管与母线电压直通所嵌入的一段时间叫做 VSI 死区时间,记为 T_{dt} . 在 T_{dt} 内相电流通过续流二极管与母线连通.

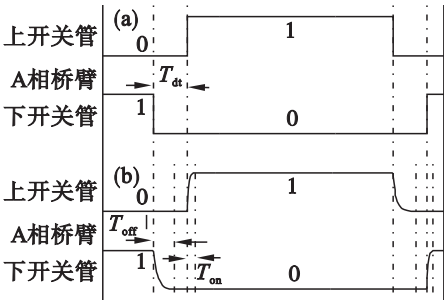


图 1 单位采样周期内 A 相桥臂驱动信号与 IGBT 输出电压
Fig. 1 Drive signal and IGBT output voltage of A leg within one sample period
(a)—驱动信号;(b)—输出电压.

在死区时间内逆变器输出电压为^[6]

$$\left. \begin{aligned} V_{an} &= -\frac{V_{dc}}{2} \frac{T_{dt}}{T_s} \text{sign}(i_a); \\ \text{sign}(i_a) &= \begin{cases} 1, & i_a > 0, \\ -1, & i_a < 0. \end{cases} \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

式中: T_{dt} 为注入 VSI 三相桥臂的死区时间; V_{an} 为 VSI 相输出电压; i_a 为 VSI 输出相电流,设相电流流入电机为正,流出电机为负.

假设在 T_s 内相电流极性不变,由式(1)可得,在每个采样周期的死区时间内 VSI 馈入 PMSM 的相电压为

$$V_{ao}^{dt} = -\frac{V_{dc} T_{dt}}{3T_s} (2\text{sign}(i_a) - \text{sign}(i_b) - \text{sign}(i_c)). \quad (2)$$

式中, V_{ao}^{dt} 为 PMSM 相电压瞬时值.

设 i_d, i_q 分别为旋转坐标系下 d, q 轴电流, $i_d = 0$ A, $V_{dc} = 537$ V, $T_s = 100 \mu\text{s}$, 同步转速 1 Hz, 如图 2 所示, u_{ddt}, u_{qdt} 分别为 d, q 轴死区电压.

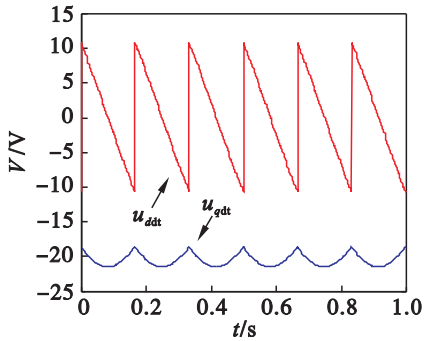


图 2 同步参考坐标系下死区电压
Fig. 2 Dead-time voltage in the synchronous reference frame

由图 2 可知,稳态下 q 轴死区电压为 $6n$ 次同步转速附加一直流分量的脉动波,而 d 轴死区电压为 $6n$ 次同步转速的脉动波.

1.2 IGBT 寄生电容效应分析

IGBT 的寄生电容效应使 VSI 输出电压存在动态特性而不是理想状态下的方波^[1-2]. 文献[1]通过大量实验证明对于特定 IGBT 其导通时间基本恒定,但关断时间随电流及管子温度而变化,即导通和关闭都存在一定的延时. 当电压指令信号足够小时,IGBT 的寄生电容效应将使电机相电压发生畸变.

假设 i_a 在 IGBT 每个关闭时间内近似为常值. 根据电压-时间平均原理,如图 1b 所示,在 IGBT 关闭延时时间内 VSI 相输出电压为

$$V_{an} \approx \frac{1}{T_s} \cdot \int_{t_0}^{t_1} V_{an}(t) \cdot dt = \frac{V_{dc}}{2} \frac{T_{off}(i_a)}{T_s}. \quad (3)$$

式中: t_0, t_1 分别为 IGBT 关闭起始时刻、截止时刻; $T_{off}(i_a)$ 为 IGBT 理想方波电压下的等效关闭时间. 由式(1),式(3)可知,当采样频率很高时,在每个采样周期内 A 相等效死区时间为

$$T_{dt}^a(i_a) = T_{dt} - T_{off}(i_a) + T_{on}. \quad (4)$$

式中: $T_{off}(i_a)$ 为 IGBT 截止时间,为电流 i_a 的函数; T_{on} 为 IGBT 理想方波电压下的等效开通时间. 根据式(4)得到修正死区电压:

$$\begin{aligned} V_{ao}^{dtd} &= -\frac{V_{dc}}{3T_s} (2T_{dt}^a \text{sign}(i_a) - T_{dt}^b \text{sign}(i_b) - \\ &\quad T_{dt}^c \text{sign}(i_c)). \end{aligned} \quad (5)$$

由式(5)可知,IGBT 寄生电容效应使每相死区时间随电流瞬时值变化,这将恶化死区补偿的效果,在低速轻载时 IGBT 寄生电容效应对电流

畸变作用更明显。

1.3 VSI 零电流钳位效应分析

两相静止坐标系下表面式PMSM模型为

$$\mathbf{u}_s + \mathbf{u}_s^{\text{dt}} = R\mathbf{i}_s + L\dot{\mathbf{i}}_s + \dot{\boldsymbol{\phi}}_f. \quad (6)$$

式中: $\mathbf{u}_s, \mathbf{u}_s^{\text{dt}}$ 分别为参考电压指令与VSI非线性扰动电压; \mathbf{i}_s 为三相电流矢量; $\boldsymbol{\phi}_f$ 为永磁体磁链矢量。

在 T_s 时间内式(6)可近似表示为

$$\mathbf{u}_s T_s + \mathbf{u}_s^{\text{dt}} T_s = R\mathbf{i}_s T_s + L\Delta\mathbf{i}_s + \Delta\boldsymbol{\phi}_f. \quad (7)$$

记: xy 坐标系为电流矢量坐标系, x, y 轴分别为电流矢量 \mathbf{i}_s 的切向与法向。在 xy 内对式(7)进行分解可得

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{u}_s^x T_s + \mathbf{u}_s^{\text{dt}x} T_s &= L\Delta\mathbf{i}_s^x + \Delta\boldsymbol{\phi}_f^x, \\ \mathbf{u}_s^y T_s + \mathbf{u}_s^{\text{dt}y} T_s &= R\mathbf{i}_s T_s + L\Delta\mathbf{i}_s^y + \Delta\boldsymbol{\phi}_f^y. \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

规定: 当 $\Delta\mathbf{i}_s^x > 0$ 时, \mathbf{i}_s 逆时针旋转; 当 $\Delta\mathbf{i}_s^x < 0$ 时, \mathbf{i}_s 顺时针旋转。

为简单起见, 忽略IGBT寄生电容效应, 如图3所示, A, B, C 为三相电流矢量轴, \mathbf{i}_s 逆时针旋转, \mathbf{i}_{s0} 为基波电流矢量, 记 $\text{ang}(\mathbf{i}_{s0})$ 为 \mathbf{i}_{s0} 的相角, $\text{ang}(\text{MO})$ 为 150° 。当 $\text{ang}(\mathbf{i}_{s0})$ 足够接近 150° 且小于 150° 时, 由于谐波电流的存在使瞬时电流矢量 \mathbf{i}_s 反复穿越图中MO, 根据式(2)可知, 当 $\text{ang}(\mathbf{i}_s) > 150^\circ$ 时, VSI死区扰动电压为 V_1 , 由式(8)可得

$$\Delta\mathbf{i}_s^x = \frac{\mathbf{u}_s^x T_s + \mathbf{v}_1^x T_s - \Delta\boldsymbol{\phi}_f^x}{L}. \quad (9)$$

由式(9)知, 当 $(\mathbf{u}_s^x T_s + \mathbf{v}_1^x T_s - \Delta\boldsymbol{\phi}_f^x) < 0$ 时 \mathbf{i}_s 顺时针旋转。由图可知, 此时 $\mathbf{v}_1^x T < 0$, 因此, 当 \mathbf{u}_s^x 与 $-\Delta\boldsymbol{\phi}_f^x$ 对 \mathbf{i}_s 的逆时针旋转作用较小时, V_1 将使 \mathbf{i}_s 顺时针旋转。同理, 当 $\text{ang}(\mathbf{i}_s) < 150^\circ$ 且 $\text{ang}(\mathbf{i}_{s0})$ 足够接近 150° 且大于 150° 时, VSI死区扰动电压 V_6 将使 \mathbf{i}_s 逆时针旋转。这样, 在一段时间内 \mathbf{i}_s 将在 150° 附近反复运动, 即发生零电流钳位现象。

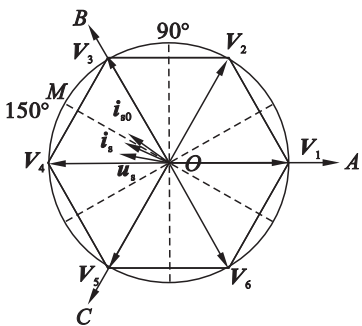


图3 C相电流过零附近电压和电流矢量

Fig. 3 Voltage and current vector of the motor when C phase current near zero

2 逆变器非线性扰动电压补偿策略

PMSM 同步参考坐标系模型为

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \frac{di_d}{dt} \\ \frac{di_q}{dt} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_d} & \frac{\omega L_q}{L_d} \\ -\frac{\omega L_d}{L_q} & -\frac{R}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} + \\ &\begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{\omega \phi_f}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (10)$$

式中: L_d, L_q 为 d 轴、 q 轴电感; ϕ_f 为转子磁链; ω 为转子电角速度。因为电机时间常数速率远小于电气时间常数, 因此, 可认为在电流达到稳态的过程中 ω 为常数。

设

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_d} & \frac{\omega L_q}{L_d} \\ -\frac{\omega L_d}{L_q} & -\frac{R}{L_q} \end{bmatrix}; \mathbf{B}_u = \mathbf{B}_d = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix}; \mathbf{C} = \mathbf{I}_{2 \times 2};$$

$$\mathbf{x} = [i_d \quad i_q]^T; \mathbf{u} = [u_d \quad u_q]^T; \mathbf{d} = [0 \quad -\omega \phi_f]^T.$$

其中, $\mathbf{I}_{2 \times 2}$ 为 2 阶单位矩阵, 则式(10)可表示为

$$\left. \begin{aligned} \dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}_u \mathbf{u} + \mathbf{B}_d \mathbf{d}, \\ \mathbf{y} &= \mathbf{C}\mathbf{x}. \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

建立同步参考坐标系下扩展PMSM模型:

$$\begin{bmatrix} \dot{\mathbf{e}} \\ \dot{\mathbf{x}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{O}_{2 \times 2} & -\mathbf{C} \\ \mathbf{O}_{2 \times 2} & \mathbf{A} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{e} \\ \mathbf{x} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{O}_{2 \times 2} \\ \mathbf{B}_u \end{bmatrix} \cdot \dot{\mathbf{u}} + \begin{bmatrix} \mathbf{O}_{2 \times 2} \\ \mathbf{B}_d \end{bmatrix} \cdot \dot{\mathbf{d}}, \quad (12)$$

$$\mathbf{e} = [i_{d\text{ref}} - i_d \quad i_{q\text{ref}} - i_q]^T.$$

设

$$\boldsymbol{\varepsilon} = [\mathbf{e} \quad \dot{\mathbf{x}}]^T; \boldsymbol{\eta} = \dot{\mathbf{u}};$$

$$\mathbf{B} = [\mathbf{O}_{2 \times 2} \quad \mathbf{B}_u^T]^T; \mathbf{F} = \begin{bmatrix} \mathbf{O}_{2 \times 2} & -\mathbf{C} \\ \mathbf{O}_{2 \times 2} & \mathbf{A} \end{bmatrix}.$$

其中, $\mathbf{O}_{2 \times 2}$ 为 2 阶零元素矩阵, 可得

$$\dot{\boldsymbol{\varepsilon}} = \mathbf{F}\boldsymbol{\varepsilon} + \mathbf{B}\boldsymbol{\eta}. \quad (13)$$

可验证 $\{\mathbf{F}, \mathbf{B}\}$ 为可控对, 设计状态反馈且 $\boldsymbol{\eta} = \mathbf{K} \cdot \boldsymbol{\varepsilon} = [\mathbf{K}_e^{2 \times 2} \quad \mathbf{K}_x^{2 \times 2}] \cdot \boldsymbol{\varepsilon}$, 使得扩展系统渐近稳定。将状态反馈阵展开得

$$\dot{\mathbf{u}} = \mathbf{K}_e \cdot \mathbf{e} + \mathbf{K}_x \cdot \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{K}_e \cdot \mathbf{e} - \mathbf{K}_x \cdot \dot{\mathbf{e}}. \quad (14)$$

由式(14)可知, 当 $\mathbf{K}_e^{2 \times 2}, \mathbf{K}_x^{2 \times 2}$ 对角阵且状态反馈矩阵 $[\mathbf{K}_e^{2 \times 2} \quad \mathbf{K}_x^{2 \times 2}]$ 使系统渐近稳定, 状态反馈控制器 $\boldsymbol{\eta} = [\mathbf{K}_e^{2 \times 2} \quad \mathbf{K}_x^{2 \times 2}] \boldsymbol{\varepsilon}$ 等价于电流环的PI调节器。

由文献[9]可知, 设计偏差分离双线性控制器: $\boldsymbol{\eta} = \boldsymbol{\eta}_0 + \boldsymbol{\eta}_s, \boldsymbol{\eta}_0 = \mathbf{K}\boldsymbol{\varepsilon}$ 。可得

$$\dot{\boldsymbol{\varepsilon}} = (\mathbf{F} + \mathbf{BK})\boldsymbol{\varepsilon} + \mathbf{B}(\boldsymbol{\eta}_s + \dot{\mathbf{d}}) = \mathbf{F}_{cl}\boldsymbol{\varepsilon} + \mathbf{B}\boldsymbol{\eta}_s + \mathbf{BD}(\boldsymbol{\varepsilon}); \quad (15)$$

$$\mathbf{D}(\boldsymbol{\varepsilon}) = [0 \quad 0 \quad \dot{u}_d^{\text{VSI}d} \quad \dot{u}_q^{\text{VSI}d}]^T. \quad (16)$$

其中: $\mathbf{D}(\boldsymbol{\varepsilon})$ 为未知扰动项; $u_d^{\text{VSI}d}, u_q^{\text{VSI}d}$ 分别为

d, q 轴 VSI 未知扰动电压. 建立状态观测系统:

$$\dot{\hat{\boldsymbol{\varepsilon}}} = \mathbf{F}_{\text{cl}} \hat{\boldsymbol{\varepsilon}} + \mathbf{B} \boldsymbol{\eta}_s, \tag{17}$$

将式(15), 式(17)作差可得:

$$\dot{\boldsymbol{\lambda}} = \mathbf{F}_{\text{cl}} \boldsymbol{\lambda} + \mathbf{B} \mathbf{D}(\boldsymbol{\varepsilon}). \tag{18}$$

式中, $\boldsymbol{\lambda} = \boldsymbol{\varepsilon} - \hat{\boldsymbol{\varepsilon}}$.

选择^[9]:

$$\boldsymbol{\eta}_s = \boldsymbol{\rho}_1^T \boldsymbol{\lambda}(t - \Delta) + \boldsymbol{\rho}_2^T \dot{\boldsymbol{\lambda}}(t - \Delta). \tag{19}$$

其中: $\boldsymbol{\rho}_1^T = \mathbf{B}^+ \mathbf{F}_{\text{cl}}$; $\boldsymbol{\rho}_2^T = -\mathbf{B}^+$, \mathbf{B}^+ 为 \mathbf{B} 的伪逆; $\Delta = T_s$ 可保证系统渐近稳定.

由式(18)可得同步参考坐标系下 d, q 轴补偿电压为

$$\begin{bmatrix} u_d^{\text{comp}} \\ u_q^{\text{comp}} \end{bmatrix} = \boldsymbol{\rho}_1^T \cdot \int \boldsymbol{\lambda}(t - \Delta) dt + \boldsymbol{\rho}_2^T \boldsymbol{\lambda}(t - \Delta). \tag{20}$$

由式(20)可知, 扰动电压补偿器包含系统状态的微分, 可通过选择适当带宽的低通滤波器对电流滤波, 以防止微分放大传感器噪声, 增强系统的稳定性. 具有 SVPWM - VSI 非线性电压增益补偿的系统框图如图 4 所示.

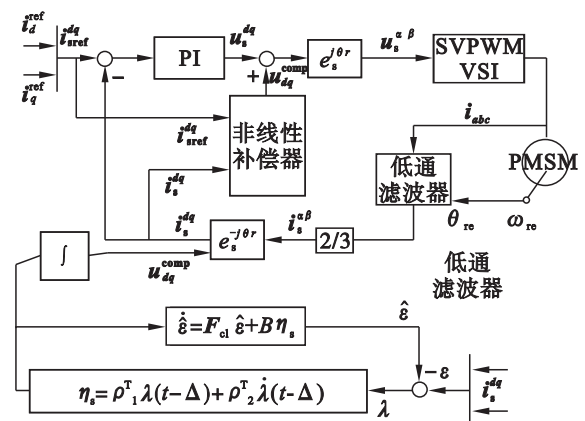


图 4 带 SVPWM - VSI 非线性补偿的 PMSM 电流环
Fig. 4 Current loop of PMSM drives system with VSI nonlinear compensator

3 仿真分析

利用 Matlab/Simulink 搭建 PMSM 矢量控制系统, 对 VSI 非线性补偿策略进行仿真验证. PMSM 参数如表 1 所示. 无 VSI 非线性补偿时, 驱动电机在 1 Hz 空载运行, 由图 5 可见, 相电流出现了明显的畸变, 并伴有较强的零电流钳位现象. 应用本文所提 VSI 非线性补偿策略, 驱动电机在相同状态下运行, 相电流与 VSI 输入电压指令如图 6, 图 7 所示. 由图 6 可见零电流钳位现象已基本消除, 电流波形正弦型较好; 图 7 表明, 该补偿器具有较快的动态效应, 因此能够补偿电流过零时 VSI 的阶跃电压扰动.

表 1 永磁同步电动机参数 Table 1 PMSM parameters	
额定功率 P_N/kW	0.5
额定转速 $\omega_N/(\text{r} \cdot \text{min}^{-1})$	1 500
定子电阻 R_s/Ω	0.817
交直轴电感 L_s/mH	28.31
极对数	2
永磁体磁链 φ_f/Wb	0.107
母线电压 V_{dc}/V	215

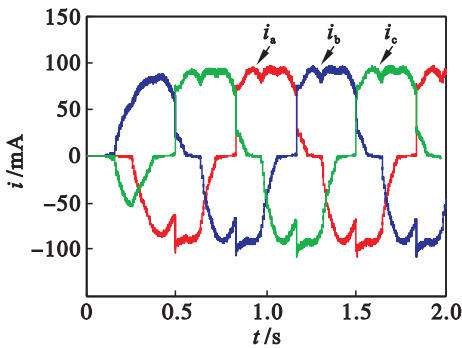


图 5 电机相电流 (无补偿)
Fig. 5 Phase current of the motor (without compensation)

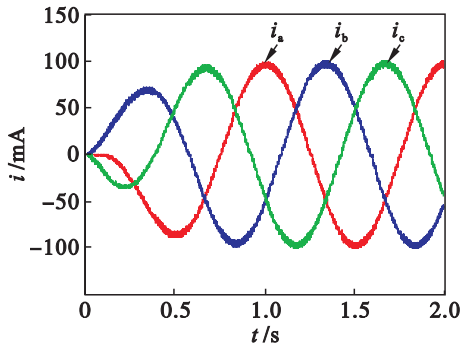


图 6 电机相电流 (有补偿)
Fig. 6 Phase current of the motor (with compensation)

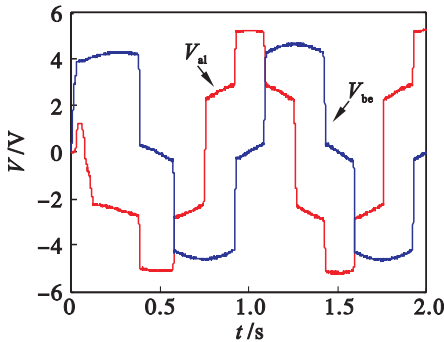


图 7 电压指令 (有补偿)
Fig. 7 Input voltage of VSI (with compensation)

取电机电阻、电感、磁链值分别为 $1.5R_s$, $1.5L_s$, $1.5\varphi_f$, PI 参考模型参数为标称值, 电机在 1 Hz 空载运行时相电流及电压指令如图 8, 图 9

所示. 根据图 8 可见在参数不确定情况下该补偿策略仍能有效补偿 VSI 非线性扰动电压, 因此, 该 VSI 非线性补偿器具有很好的参数鲁棒性. 上述三种情况下的电流畸变率比较如表 2 所示.

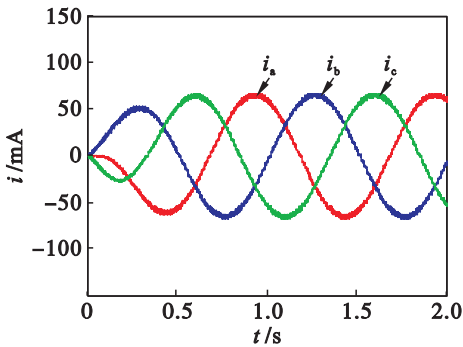


图 8 相电流 (参数不确定 - 有补偿)
Fig. 8 Phase current (parameter uncertain-with compensation)

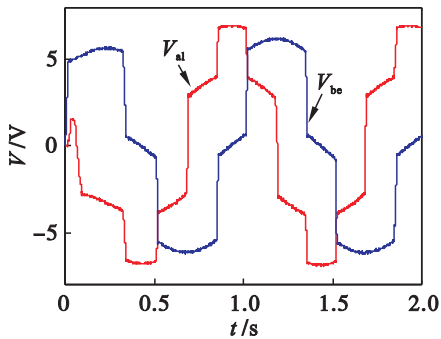


图 9 VSI 输入电压指令 (参数不确定 - 有补偿)
Fig. 9 Input voltage of VSI (parameter uncertain-with compensation)

表 2 相电流 THD 比较

Table 2 Comparison of phase current THD	
1 Hz 空载运行	电流 THD/%
无补偿	20.12
有补偿	2.62
有补偿(1.5 倍参数不确定)	2.71

4 结 论

1) 本文所提方法能够准确补偿 PMSM 矢量控制系统中 VSI 非线性增益, 使三相电流中 5 次、7 次谐波电流含量大大降低, 进而减小了电机输出转矩脉动, 降低了电机发热量.

2) 通过建立 PMSM 控制系统的扩展 PI 参考模型, 设计了 VSI 非线性补偿器. 由于该补偿器本质上是利用电流微分量对扰动电压进行观测, 因此, 该补偿策略具有较快的动态响应特性. 在通

过适当配置的电流 PI 控制器参数可基本消除零电流钳位现象.

3) 通过在补偿器输入端加一适当带宽的低通滤波器可消除因电流传感器噪声所导致的补偿器输出发散现象, 增强了补偿器的稳定性.

4) 在 1.5 倍标称电机参数下设计 VSI 非线性补偿器. 仿真表明, 该补偿策略能够有效抑制电机参数变化, 具有较强的参数鲁棒性.

参考文献:

[1] 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.

[2] Urasaki N, Sebjuu T, Kinjo T, et al. Dead-time compensation strategy for permanent magnet synchronous motor drive taking zero current clamp and parasitic capacitance effects into account [J]. *IEE Proceeding Electric Power Applications*, 2005, 152(4) : 845 – 853.

[3] 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.

[4] Herrm M A, Fischer J R, Gozalez S A, et al. Adaptive dead-time compensation for grid-connected PWM inverters of single-stage PV system [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2013, 28(6) : 2816 – 2825.

[5] Kim S Y, Rho M S, Park S Y. Effective dead-time compensation using a simple vectorial disturbance estimator in PMSM drives [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2010, 57(5) : 1609 – 1614.

[6] 周华伟, 温旭辉, 赵峰, 等. 一种新颖的电压源逆变器自适应死区补偿策略 [J]. *中国电机工程学报*, 2011, 31(24) : 26 – 32.

(Zhou Hua-wei, Wen Xu-hui, Zhao Feng, et al. A novel adaptive dead-time compensation strategy for VSI [J]. *Proceedings of the CSEE*, 2011, 31(24) : 26 – 32.)

[7] Park D M, Kim K H. Parameter independent online compensation scheme for dead time and inverter nonlinearity in IPMSM drive through waveform analysis [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2014, 61(2) : 701 – 707.

[8] Silverio B, Luca P, Mauro Z. Repetitive-control-base self commissioning procedure for inverter nonidealities compensation [J]. *IEEE Transactions on Industry Application*, 2008, 44(5) : 1587 – 1596.

[9] 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.

(Yang Ling-ling, Zhang Yun, Chen Zhen-feng. Bilinear control based on model bias separation for uncertain nonlinear systems [J]. *Acta Automatica Sinica*, 2010, 36(10) : 1432 – 1442.)