

低载波比下的永磁同步电机无传感器控制

柴俊

(江苏联合职业技术学院 无锡机电分院,江苏 无锡 214028)

摘要:提出一种适用于低载波比运行条件下的永磁同步电机无传感器控制方法。首先,分析了电流环在传统 PI 以及复矢量调节器控制下对系统解耦性能的影响,提出一种改进型复矢量调节器对系统电流环进行调节,有效提高系统低载波比运行下的解耦性能。其次,设计一种同步旋转坐标系下的全阶状态观测器,对电机转子位置进行有效观测。实验结果验证了提出控制方法的有效性和可行性。

关键词:永磁同步电机;无传感器控制;低载波比运行;全阶状态观测器

中图分类号:TM301 **文献标识码:**A **DOI:**10.19457/j.1001-2095.dqcd19371

Sensorless Control of Permanent Magnet Synchronous Motor with Low Carrier Ratio

CHAI Jun

(Wuxi Machinery and Electron Branch, Jiangsu Union Technical Institute, Wuxi 214028, Jiangsu, China)

Abstract: A sensorless control method for permanent magnet synchronous motor (PMSM) was proposed under low carrier ratio operation. Firstly, the influence of current loop on the decoupling performance of the system under the control of traditional PI and complex vector regulator was analyzed, and an improved complex vector regulator was proposed to adjust the current loop of the system, which effectively improved the decoupling performance under low carrier ratio operation. Secondly, a full-order state observer in synchronous rotating coordinate system was designed to effectively observe the rotor position of the motor. The experimental results verify the effectiveness and feasibility of the proposed control method.

Key words: permanent magnet synchronous motor(PMSM); sensorless control; low carrier ratio operation; full order state observer

永磁同步电机(PMSM)具有效率高、功率密度高、转矩脉动小、调速范围宽等优点,随着其在各行各业的广泛应用,如何在保证逆变器出力的同时降低功率管开关损耗得到了广泛的关注^[1,2]。降低功率管开关损耗则要求降低脉冲宽度调制(pulse width modulation, PWM)载波比(PWM载波频率与基波频率之比),然而,降低载波比会引起数字控制延迟,影响电流调节器的解耦效果^[3-5]。

针对该问题,文献[6]对当前低开关频率 PWM 变频的问题及解决办法进行了概述,主要包括同步且对称的优化 PWM 策略、电流谐波最小 PWM 策略和指定谐波消除策略,通过对指定谐波消除策略与普通空间矢量脉宽调制(space vector pulse width modulation, SVPWM)进行对

比可知,相对于普通 SVPWM,指定谐波消除策略能够消除低次谐波,谐波性能较好,但其对系统的存储资源要求较高,计算量较大。常规的 PI 调节器受低载波比的影响,其性能降低,基于永磁同步电机复矢量模型,考虑到低载波比运行条件下开关频率降低带来的影响,结合经典控制理论,文献[7]提出了一种动稳态性能良好的电流调节器。对于低载波比运行对电流环带来的稳定性降低和采样误差增大的问题,文献[8]提出了一种具有预测阻尼项的复杂比例积分控制器来稳定电流调节回路,同时给出一种基于模型的误差估计器来补偿采样误差。文献[9]提出了一种离散化电流调节器,扩展了电流调节器的适用范围。文献[10]研究了不同的电流调节器设计方法,基于离散时间域交流电机模型设计了离散

基金项目:无锡机电高等职业技术学校科技专项基金(2018-JD05)。

作者简介:柴俊(1978—),男,硕士,副教授,Email:jswxjdcj@126.com

时间域内的复数矢量 PI 电流调节器。文献[11]介绍和比较了最优 PWM 控制和预测控制的适用范围和性能,这些已提出的控制策略均可改善中、高功率永磁同步电机低载波比运行条件下无传感器控制的性能。文献[12]介绍了一种具有复系数传递函数的控制器,解决了低开关频率引起的高次谐波失真问题。文献[13]提出了一种辨识定子电流瞬时基波分量的方法,为此设计了一种新型观测器,该观测器具有较好的观测性能,从而在极低的开关频率下可以实现快速转矩控制。

针对低载波比运行条件下的无传感器永磁同步电机电流环解耦性能和位置观测器稳定性下降的问题,本文提出一种适用于低载波比运行条件下的永磁同步电机无传感器控制方法。首先,分析了电流环在传统 PI 以及复矢量调节器控制下对系统解耦性能的影响,提出一种改进型复矢量调节器对系统电流环进行调节,有效提高系统低载波比运行下的解耦性和稳定性。其次,为拓宽低载波比运行下的转速范围,提出一种同步旋转坐标系下的全阶状态观测器,提高低载波比运行稳定性。实验结果验证了本文提出低载波比下的无传感器控制策略的可行性。

1 连续时间域下的 PMSM 数学模型建立

考虑扩展反电势的影响,永磁同步电机在 $d-q$ 旋转坐标系下的数学模型为

$$\mathbf{u}_{dq} = (R + pL_d + j\omega_e L_q) \mathbf{i}_{dq} + \mathbf{e}_{dq} \quad (1)$$

式中: $\mathbf{u}_{dq}$, $\mathbf{i}_{dq}$ 分别为 $d-q$ 旋转坐标系下电压和电流矢量; R 为电机定子电阻; L_d, L_q 为定子 d, q 轴电感; ω_e 为转子电角速度; p 为微分算子; $\mathbf{e}_{dq}$ 为 $d-q$ 旋转坐标系下的扩展反电势矢量,并且有:

$$\mathbf{e}_{dq} = jE_{dq} = j[(L_d - L_q)(\omega_e i_d - p i_q) + \omega_e \Psi_f] \quad (2)$$

式中: E_{dq} 为 $d-q$ 旋转坐标系下的扩展反电势矢量大小, Ψ_f 为转子永磁体磁链。

将式(2)变换到 γ, δ 轴虚拟坐标系,得到:

$$\mathbf{u}_{\gamma\delta} = (R + pL_d + j\omega_e L_q) \mathbf{i}_{\gamma\delta} + \mathbf{e}_{\gamma\delta} \quad (3)$$

式中: $\mathbf{u}_{\gamma\delta}$, $\mathbf{i}_{\gamma\delta}$ 为 $\gamma-\delta$ 虚拟坐标系下电压矢量; $\mathbf{e}_{\gamma\delta}$ 为扩展反电势量,并且有:

$$\mathbf{e}_{\gamma\delta} = E_{dq}(-\sin\theta_{err} + j\cos\theta_{err}) - j\omega_{err} L_d \mathbf{i}_{\gamma\delta} \quad (4)$$

式中: θ_{err} , ω_{err} 分别为电机转子位置以及转速估计误差。根据式(4)可知, $\gamma-\delta$ 虚拟坐标系下的扩

展反电势表达式与电机转子位置估计误差相关。通过观测 $\gamma-\delta$ 坐标系下的扩展反电势即可实现转子位置观测。

考虑到系统电气时间常数远小于机械时间常数,有:

$$\dot{\mathbf{e}}_{\gamma\delta} = 0 \mathbf{I} \quad (5)$$

结合式(3)和式(5),得到连续时间域下 γ, δ 轴虚拟坐标系下的永磁同步电机状态方程为

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_c \mathbf{x} + \mathbf{B}_c \mathbf{u} \\ \mathbf{y} = \mathbf{C}_c \mathbf{x} \end{cases} \quad (6)$$

其中 $\mathbf{x} = [\mathbf{i}_{\gamma\delta} \ \mathbf{e}_{\gamma\delta}]^T$ $\mathbf{u} = \mathbf{u}_{\gamma\delta}$ $\mathbf{y} = \mathbf{y}_{\gamma\delta}$

$$\mathbf{A}_c = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_d} - j\omega_e \frac{L_q}{L_d} & -\frac{1}{L_d} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{B}_c = [1/L_d \ 0]^T \quad \mathbf{C}_c = [1 \ 0]$$

式中: $\mathbf{x}$ 为系统状态变量; $\mathbf{u}$ 为系统输入; $\mathbf{y}$ 为系统输出; $\mathbf{A}_c$ 为系统输入矩阵; $\mathbf{B}_c$ 为系统控制矩阵; $\mathbf{C}_c$ 为系统输出矩阵。

2 离散时间域下的 PMSM 数学模型建立

考虑电流环计算至 PWM 占空比更新存在的电流环控制周期 T_s 数字控制延迟,在第 n 个周期内, α, β 静止坐标系下的电压满足:

$$\mathbf{u}_{\alpha\beta}(n) = \mathbf{u}_{\alpha\beta}^*(n-1) \quad (7)$$

将 α, β 轴静止坐标系下的电压变换到 d, q 轴旋转坐标系,得到:

$$\mathbf{u}_{dq}(n) = e^{-j\omega_e T_s} \mathbf{u}_{dq}^*(n-1) \quad (8)$$

式中: $\mathbf{u}_{dq}^*$ 为 d, q 轴电压给定。实际定子电压 $\mathbf{u}_{\alpha\beta}(t)$ 在任意 2 个相邻采样时刻之间为分段连续的,即等效为 $\alpha-\beta$ 静止轴坐标系下的零阶保持器。因此,在系统离散时间域数学建模中,将定子电压零阶保持器应用于 $\alpha-\beta$ 静止轴坐标系或者 $d-q$ 同步轴坐标系。

考虑到 $\mathbf{u}_{\alpha\beta}(t)$ 在 2 个连续控制周期之间为分段连续的,则在 $\alpha-\beta$ 静止坐标系下:

$$\mathbf{u}_{\alpha\beta}(t) = e^{j\omega_e(nT_s)} \mathbf{u}_{\alpha\beta}(nT_s) \quad (9)$$

式中: ω_e 为电机转子电角速度。

将其变换至 $d-q$ 旋转坐标系,得到:

$$\mathbf{u}_{dq}(t) = e^{-j\theta(t)} \mathbf{u}_{\alpha\beta} = e^{-j\omega_e(t-nT_s)} \mathbf{u}_{dq}(nT_s) \quad (10)$$

其中 $\theta(t) = \omega_e t$

式中: $\theta(t)$ 为电机转子电角度位置。在 1 个控制周期内,对连续时间域下的永磁同步电机数学模型进行积分,得到离散时间域下的永磁同步电机

数学模型为

$$\begin{cases} \mathbf{x}(n+1) = \mathbf{A}_d \mathbf{x}(n) + \mathbf{B}_d \mathbf{u}(n) \\ \mathbf{y}(n) = \mathbf{C}_d \mathbf{x} \end{cases} \quad (11)$$

其中

$$\begin{aligned} \mathbf{A}_d &= e^{\mathbf{A}_e T_s} = \begin{bmatrix} A_{d11} & A_{d12} \\ A_{d21} & A_{d22} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} e^{-(\frac{R_s}{L_d} + j\omega_e \frac{L_q}{L_d}) T_s} \frac{R - j\omega_e L_q}{R^2 + L_q^2 \omega_e^2} [e^{-(\frac{R_s}{L_d} + j\omega_e \frac{L_q}{L_d}) T_s} - 1] \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \\ \mathbf{B}_d &= (\int_0^{T_s} e^{\mathbf{A}_e \tau} e^{-j\omega_e (T_s - \tau)} d\tau) \mathbf{B}_e \\ &= \begin{bmatrix} e^{-j\omega_e T_s} - e^{-\frac{(R + j\omega_e L_q) T_s}{L_d}} \\ R - j\omega_e (L_q - L_d) \end{bmatrix} \\ \mathbf{C}_d &= \mathbf{C}_e \end{aligned}$$

式中: $\mathbf{A}_d$ 为系统输入矩阵; $\mathbf{B}_d$ 为系统控制矩阵; $\mathbf{C}_d$ 为系统输出矩阵。

将零阶保持器应用于 $d-q$ 旋转坐标系, 则

$$\begin{aligned} \mathbf{u}_{dq}(k) &= \frac{1}{T_s} \int_{\tau=nT_s}^{(n+1)T_s} e^{-j\omega_e (\tau - nT_s)} \cdot \mathbf{u}_{dq}^*(nT_s) d\tau \\ &= \frac{2}{\omega_e T_s} \cdot \sin(\frac{\omega_e T_s}{2}) \cdot e^{-\frac{j\omega_e T_s}{2}} \cdot \mathbf{u}_{dq}^*(nT_s) \end{aligned} \quad (12)$$

当控制周期较短时, 式(12)近似为

$$\mathbf{u}_{dq}(n) = e^{-\frac{j\omega_e T_s}{2}} \cdot \mathbf{u}_{dq}^*(nT_s) \quad (13)$$

3 电流调节器设计

对于系统电流环的设计, 提出一种基于直接离散化方法的改进型复矢量调节器, 其设计原理框图如图 1 所示。

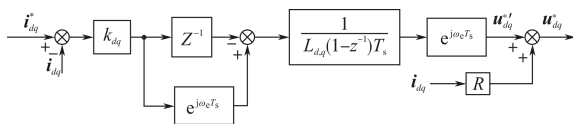


图 1 电流调节器设计原理框图

Fig. 1 Principle block diagram of current regulator

在低载波比控制下, 忽略电机定子电阻压降, 得到其离散时间域下的系统传递函数为

$$G_p(z) = \frac{i_{dq}(z)}{U_{dq}^*(z)} = \frac{T_s}{L(z e^{j\omega_e T_s} - 1)} \quad (14)$$

考虑 1 个控制周期的延迟影响, 有:

$$G'_p(z) = \frac{T_s}{L z e^{j\omega_e T_s} (z e^{j\omega_e T_s} - 1)} \quad (15)$$

在式(15)中加入控制延迟补偿, 得到基于直接离散化方法的复矢量 PI 电流调节器传递函数为

$$G_{cr}(z) = \frac{k_{dq}(z e^{j\omega_e T_s} - 1)}{T_s(z - 1)} e^{j\omega_e T_s} \quad (16)$$

式中: k_{dq} 为 d, q 轴电流调节器比例增益, 对于 d 轴电流控制, 有 $k_{dq} = k_d$; 对于 q 轴电流控制, 有 $k_{dq} = k_q$, 并且 k_d, k_q 分别为 d 轴和 q 轴电流控制的比例增益。

在电流环输出加入电阻压降 Ri_{dq} 补偿, 得到 $d-q$ 旋转坐标系下的电压给定 $\mathbf{u}_{dq}^*$ 。选取 d 轴和 q 轴电流增益满足 $k_d/L_d = k_q/L_q$, 实现 d, q 轴电流的动态解耦。

4 全阶状态观测器构建

如图 2 所示为离散时间域下的全阶状态观测器设计结构框图。

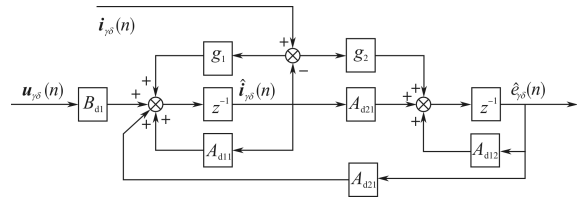


图 2 离散时间域下的全阶状态观测器设计结构框图

Fig. 2 Structure block diagram of full-order state observer design in discrete time domain

建立基于离散时间域下的永磁同步电机数学模型, 其数学表达式为

$$\hat{\mathbf{x}}(n+1) = \mathbf{A}_d \hat{\mathbf{x}}(n) + \mathbf{B}_d \mathbf{u}(n) + \mathbf{G}_d [\mathbf{y}(n) - \mathbf{C}_d \hat{\mathbf{x}}(n)] \quad (17)$$

其中 $\mathbf{G}_d = [g_1 \ g_2]^T$

式中: $\mathbf{G}_d$ 为反馈矩阵。

观测器的特征多项式为

$$\begin{aligned} P(z) &= \det(z\mathbf{I} - \mathbf{A}_d + \mathbf{G}_d \mathbf{C}_d) \\ &= z^2 - (A_{d11} + A_{d22} - g_1)z + [A_{d22}(A_{d11} - g_1) - A_{d12}A_{d21} + A_{d12}g_2] \end{aligned} \quad (18)$$

而理想观测器的特征多项式为

$$P(z) = (z - p_1)(z - p_2) \quad (19)$$

式中: p_1, p_2 为理想观测器的闭环极点。

结合式(18)实际观测器的特征多项式和式(19)理想观测器的特征多项式, 得到反馈增益矩阵 $\mathbf{G}_d$ 表达式为

$$\begin{cases} g_1 = A_{d11} + A_{d22} - p_1 - p_2 \\ g_2 = A_{d21} + \frac{(A_{d22} - p_1)(A_{d11} - p_2)}{A_{d12}} \end{cases} \quad (20)$$

为了在 dq 平面对系统闭环极点进行任意配置, 通过 $z = e^{sT_s}$ 将连续时间域内的极点配置映射到离散时间域, 连续时间域下标准二阶系统的特征多项式为

$$s^2 + 2\xi\omega_0 s + \omega_0^2 \quad (21)$$

式中: ξ 为阻尼系数; ω_0 为自然角频率。

综上,通过上述全阶状态观测器获得永磁同步电机反电势后,采用如图 3 所示的基于电机反电势标幺化的转子位置观测器获取电机转子位置以及转速观测值。

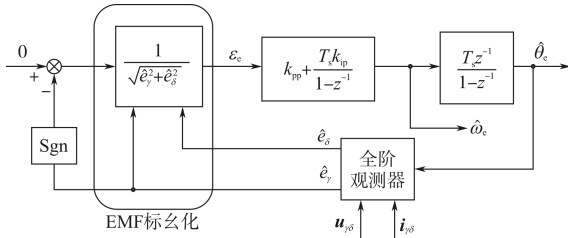


图 3 基于反电势标幺化的转子位置观测器

Fig. 3 Rotor position observer based on back-EMF normalization

5 实验验证与分析

在永磁同步电机交流调速平台上,对本文提出的低载波比运行下的永磁同步电机无传感器控制方法进行了实验研究。

实验电机参数为:额定功率 $P_N=2.2$ kW,额定电压 $U_N=380$ V,额定电流 $I_N=5.6$ A,额定转矩 $T_N=14$ N·m,额定转速 $n_N=1500$ r/min,定子电阻 $R=2.75$ Ω ,d 轴电感 $L_d=42$ mH,q 轴电感 $L_q=53$ mH。

为验证本文提出的全阶状态观测器在低载波比运行条件下具有良好的位置观测性能,给定电机 1500 r/min 的转速值、50%额定负载的工况下运行,图 4 为低载波比运行条件下基于全阶状态观测器所得稳态实验结果。根据图 4 实验结果可知,基于全阶状态观测器的转子位置观测仅存在大约 $\pm 1.8^\circ$ 的误差值,新型电流调节器下的 $\gamma\delta$ 电流观测值 $\hat{i}_{\gamma\delta}$ 严格跟随实际值 $i_{\gamma\delta}$ 。因此,本文设计的全阶状态观测器可以较为准确地观测出虚拟 $\gamma\delta$ 旋转坐标系下的电流分量,进一步较为准确地计算出电机转子位置。为验证全阶状态观测器在高转速运行工况下的有效性,给定电机 4800 r/min 转速、50%额定负载的工况下运行,图 5 为该转速下的转子位置观测及其误差波形。根据图 5 可知,高转速下全阶状态观测器仍可保持较精确的转子位置观测性能,仅存在大约 $\pm 3^\circ$ 的误差值,位置观测误差在允许范围内。同样的,为验证全阶状态观测器在低转速运行工况下的有效性,给定电机 75 r/min 转速的工况下运行,图 6 为该转速运行条件下的转子位置观测及其误差波形。

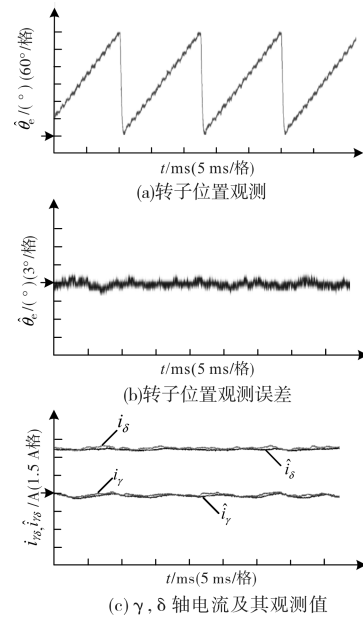


图 4 低载波比运行下的全阶状态观测器观测性能
Fig. 4 Observation performance of full-order state observer under low carrier ratio operation

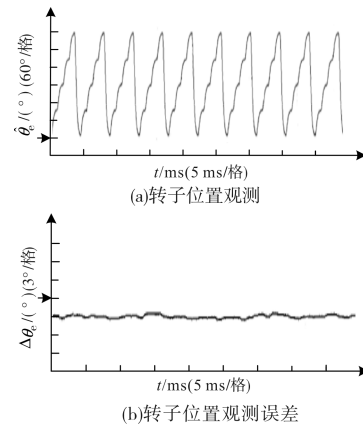


图 5 高转速下的位置观测及其误差
Fig. 5 Position observation and error at high speed

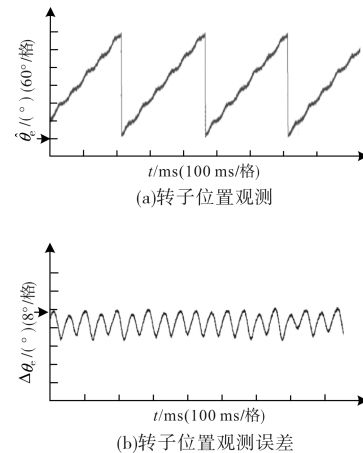


图 6 低转速下的位置观测及其误差
Fig. 6 Position observation and error at low speed

根据图 6 实验结果可知,在低速运行条件下本文所提出的全阶观测器的位置观测值误差产生较大脉动,误差幅值较高速工况增大为 -15° ,经分析,是由于低转速工况下的电机反电势值过小导致,因此,可考虑在极低转速下使用脉振高频注入法来检测电机转子位置,达到全工况下的无传感器运行。

6 结论

针对传统数字控制器和位置观测器在低载波比运行条件下电流环控制性能和观测器观测性能下降的问题,提出一种适用于低载波比运行条件下的永磁同步电机无传感器控制策略。首先,分析了电流环在传统 PI 以及复矢量调节器控制下对系统解耦性能的影响,提出一种改进型复矢量调节器对系统电流环进行调节,有效地提高了系统低载波比运行下的解耦性和稳定性。其次,提出一种同步旋转坐标系下的全阶状态观测器对电机反电势进行观测,实现低载波比下的永磁同步电机无传感器运行。实验结果验证了本文提出控制策略的有效性和可行性。

参考文献

- [1] 王堃,游小杰,王琛琛,等. 低开关频率下 SHEPWM 和 SVPWM 同步调制策略比较研究[J]. 电工技术学报, 2015,30(14):333—341.
- [2] Yang S C, Chen G R. High-speed Position-sensorless Drive of Permanent Magnet Machine Using Discrete Time EMF Estimation[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017,64(6):4444—4453.
- [3] Hinkkanen M, Awan H A A, Qu Z, *et al.* Current Control for Synchronous Motor Drives: Direct Discrete-time Pole-placement Design[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2016,52(2):1530—1541.
- [4] Hoffmann N, Fuchs FW, Kazmierkowski MP, *et al.* Digital Current Control in a Rotating Reference Frame—Part I: System Modeling and the Discrete Time-domain Current Controller with Improved Decoupling Capabilities [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016,31(7):5290—5305.
- [5] Wang Y, Tobayashi S, Lorenz R D. A Low-switching-frequency Flux Observer and Torque Model of Deadbeat-direct Torque and Flux Control on Induction Machine Drives[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2015,51(3):2255—2267.
- [6] 马小亮. 概述低开关频率 PWM 变频的问题及解决办法[J]. 电气传动, 2009,39(5):3—9.
- [7] 伍小杰,袁庆庆,符晓,等. 基于复矢量调节器的低开关频率同步电机控制[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(3):124—129.
- [8] Yim J S, Sul S K, Bae B H, *et al.* Modified Current Control Schemes for High Performance Permanent Magnet AC Drives with Low Sampling to Operating Frequency Ratio [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2009,45(2):763—771.
- [9] Altomare A, Guagnano A, Cupertino F, *et al.* Discrete-time Control of High-speed Salient Machines[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2016,52(1):293—301.
- [10] Kim H, Degner MW, Guerrero JM, *et al.* Discrete-time Current Regulator Design for AC Machine Drives[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2010,46(4):1425—1435.
- [11] 齐昕,周珂,王长松,等. 中高功率交流电机逆变器的低开关频率控制策略综述[J]. 中国电机工程学报, 2015,35(24):6445—6458.
- [12] Holtz J, Oikonomou N. Fast Dynamic Control of Medium Voltage Drives Operating at Very Low Switching Frequency—An Overview[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008,55(3):1005—1013.
- [13] Holtz J, Oikonomou N. Estimation of the Fundamental Current in Low-switching-frequency High Dynamic Medium-voltage Drives[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2008,44(5):1597—1605.

收稿日期:2018—08—03

修改稿日期:2018—11—06