

永磁同步电机弱磁最优控制策略研究

龚锦标, 施火泉

(江南大学 物联网工程学院, 江苏 无锡 214000)

摘要: 针对永磁同步电机(PMSM)在恒转矩区起动能力差、在恒功率区电流轨迹不易跟踪等问题, 提出基于电压反馈复合电流前馈的定子电流弱磁最优控制策略。通过判断电流前馈环节达到稳定时所需的电流与采用最大转矩电流比(MTPA)算法所得电流大小, 使定子电流在恒转矩区通过电流前馈作用快速跟踪MTPA曲线, 加快起动; 在恒功率区采用电压反馈复合电流前馈的策略, 增强系统抗干扰能力的同时最大化直流母线电压利用率。为了验证该策略的可行性, 搭建PMSM仿真模型, 构建以dSPACE1007为核心的试验平台, 对其进行仿真和试验, 结果表明了该策略的稳定性和有效性。

关键词: 永磁同步电机; 弱磁控制; 最大转矩电流比; 电压反馈复合电流前馈

中图分类号: TM 341 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-6540(2019)04-0032-06

Research on Flux-Weakening Optimal Control Strategy of Permanent Magnet Synchronous Motor

GONG Jinbiao, SHI Huoquan

(School of Internet of Things Engineering, Jiangnan University, Wuxi 214000, China)

Abstract: Aiming at the problems that the permanent magnet synchronous motor (PMSM) had poor starting ability in constant torque region and the path of current in constant power region was difficult to track, a stator current flux-weakening optimal control strategy based on voltage feedback current feedforward was proposed. By comparing the current which made the current feedforward loop stabilize and the current obtained from the maximum torque per ampere (MTPA) algorithm, the stator current could quickly track the MTPA curve through the current feedforward action in the constant torque region to accelerate starting process. The voltage feedback current feedforward strategy in the constant power region increased the system anti-interference capability and maximized the DC bus voltage utilization. In order to verify the feasibility of the proposed strategy, a PMSM simulation model was built and the experimental platform with dSPACE1007 as the core was constructed. The results of the simulation and experiment proved the stability and effectiveness of the strategy.

Key words: permanent magnet synchronous motor (PMSM); flux-weakening control; maximum torque per ampere (MTPA); voltage feedback current feedforward

0 引言

内置式永磁同步电机(IPMSM)因其良好的功率密度和工作效率被广泛应用于各种工业场合^[1]。优化的控制策略通过适当控制电流矢量可以实现电机高利用率。在基速范围内, 最大转矩电流比(MTPA)控制策略可以实现铜耗最小化。

在需要宽速度范围运行的应用, 比如电动汽车, 在弱磁控制策略中利用永磁体励磁, 使电机高速稳定地运行在恒功率区^[2]。对IPMSM进行弱磁区控制策略的研究有重要意义。

在传统IPMSM中, 不能直接控制磁通量, 只能通过去磁效应减弱气隙磁通量 d 轴电枢反应电流^[3]。通常采用电流前馈、电压反馈或混合弱磁

作者简介: 龚锦标(1992—), 男, 硕士研究生, 研究方向为电力电子与电力传动、先进电机驱动控制。

施火泉(1962—), 男, 高级工程师, 研究方向为电力电子与电力传动。

方法扩展永磁同步电机(PMSM)的运行区域。电压反馈弱磁控制是通过适当的闭环直接控制逆变器输出电压^[4]。文献[5]通过电压反馈研究不同PMSM控制系统在弱磁控制区域的变化,阐释了弱磁控制特性的参数变化以及转矩限制对弱磁控制的影响。文献[6]提出将电压利用率作为参考构建电压环,通过闭环中电压反馈信号与给定信号的差值生成弱磁电流。该方法虽然能调宽电机速度运行范围,但是受外来负载扰动时表现不稳定。前馈弱磁方法通常被称为基于模型的方法,在PMSM数学模型的基础上,利用电机参数和直流母线电压来计算电流^[7]。基于模型的方法可以提高稳定性和瞬态响应能力,但对电机参数和运行条件都非常敏感。

针对电机进入弱磁区受电压源逆变器容量限制导致电流调节器易饱和、电流不易跟踪、响应速度慢等问题,提出电流前馈外加电压反馈的复合弱磁最优控制策略。在弱磁Ⅰ区通过电流前馈环节快速响应给定控制命令,通过闭合电压环,精确补偿弱磁电流,降低电流误差;在弱磁Ⅱ区,对 d 轴电流限幅,通过 d 轴电流差值补偿 q 轴电流,在保证系统稳定性的同时提高电机带载能力。最后通过dSPACE平台对该策略进行了有效验证。

1 PMSM 数学模型

采用坐标变换原理,将交流电动机不同的绕组变换为同一坐标系(d - q 同步旋转坐标系)中的绕组,从而可得以下PMSM数学模型^[8]。

定子电压方程为

$$\begin{cases} u_d = (R + pL_d)i_d - \omega_e L_q i_q \\ u_q = (R + pL_q)i_q + \omega_e (L_d i_d + \psi_f) \end{cases} \quad (1)$$

电磁转矩方程为

$$T_e = \frac{3}{2} n_p [\psi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \quad (2)$$

式中: u_d, u_q ——定子电压的 d, q 轴分量;

R ——定子电阻;

p ——微分算子;

L_d, L_q —— d, q 轴电感分量;

i_d, i_q ——定子电流的 d, q 轴分量;

ω_e ——电角速度;

ψ_f ——永磁体磁链;

T_e ——电磁转矩;

n_p ——电机极对数。

2 弱磁控制原理

2.1 电机稳态工作特性

在电机高速运行至稳定状态时,可忽略定子电阻压降^[9],式(1)可以转换为

$$\begin{cases} u_d = -\omega_e L_q i_q \\ u_q = \omega_e (L_d i_d + \psi_f) \end{cases} \quad (3)$$

对于电压型逆变器驱动的IPMSM,考虑电动机发热等因素,电枢电流 i_s 应该被限制在允许的范围内,则式(4)成立。同时电机运行性能受逆变器输出能力的限制,则式(5)成立。在逆变器直流侧电压为 U_{dc} 时,定子线电压基波峰值也可达到最大值 U_{dc} ,因此逆变器输出给定子相电压的峰值可达到 U_{lim} [式(6)]。

$$i_s = \sqrt{i_d^2 + i_q^2} \leq i_{sm} \quad (4)$$

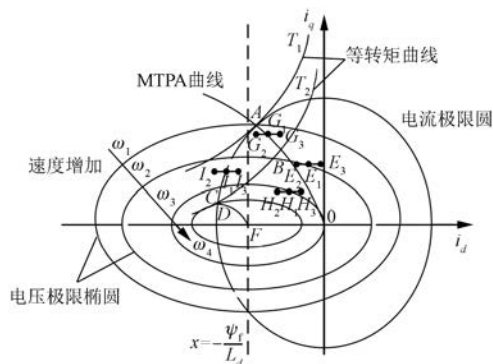
$$U_s = \sqrt{u_d^2 + u_q^2} \leq U_{lim} \quad (5)$$

$$U_{lim} = U_{dc} / \sqrt{3} \quad (6)$$

式中: i_{sm} ——逆变器电流能通过的最大值;

U_{lim} ——逆变器根据其直流母线电压得到的最大相电压。

图1所示为在式(4)~式(6)限制条件下旋转轴电流 i_d, i_q 之间的关系。转速在基速以下时,主要受电流极限影响;转速升高超过基速时,逆变器的电压极限输出起主要限制因素;但是当相电压无限接近其最大输出值时,电流调节器出现过饱和,导致跟踪电流出现较大误差。因此,采用弱磁控制算法通过反向加大 d 轴电流来减少气隙磁通量,达到降低逆变器所需要的电压,以调宽速度运行范围^[10]。



2.2 弱磁 I 区控制策略

2.2.1 电流前馈弱磁控制

电流前馈弱磁控制是给定任意转速,计算出电机达到稳定运行时所需要的直轴电流 i_d 。将其作为弱磁电流补偿的主要部分^[11]。

电机参数呈非线性变化,不能准确地计算电机弱磁补偿电流,但可以通过电机电感的有限元分析看出 PMSM 直轴电感通常变化较小^[12]。为了计算简单,进一步简化,忽略直轴电压变化,以交轴电压为主;设定直流母线电压为 $0.577U_{dc}$,作为使转速快速升高的裕量,则由式(3)可求得所需的弱磁电流 Δi_{d1}^* :

$$\Delta i_{d1}^* = \left(\frac{0.577U_{dc}}{\omega_r} - \psi_f \right) \times \frac{1}{L_d} \quad (7)$$

该模块工作流程为:通过速度环给出定子电流 i_s ,然后经过 MTPA 算法求出给定的 d 轴电流 i_{dm}^* ,最后对当前的 i_{dm}^* 与前馈弱磁电流 Δi_{d1}^* 进行比较。

因为 i_{dm}^* 在负半轴上,值小于零,所以当 $\Delta i_{d1}^* > i_{dm}^*$ 时,说明转速较低,应运行在恒转矩区,不需要补偿弱磁电流,通过切换器选择此模块不工作;当 $\Delta i_{d1}^* < i_{dm}^*$ 时,说明电机转速受到逆变器电压的限制,为了调宽速度运行范围,通过切换器加入此模块引入弱磁电流。

利用提高直轴电压裕量计算所得的前馈弱磁电流 Δi_{d1}^* 虽然可以快速补偿弱磁电流,使控制系统获得良好动态响应,但弱磁电流在实际工况下受电机负载扰动、永磁磁链、温度等变化的影响,这些影响通常呈现非线性,导致难以准确计算^[13],所以在通过式(7)求得弱磁主要部分后还需引入电压闭环反馈环节进行微调。

2.2.2 电压闭环反馈控制

随着电机转速继续升高达到转折速度,电机反电动势升高至逆变器所能提供的最大值,导致 PI 调节器进入饱和状态,不能很好地跟踪给定电流^[14]。故引入电压闭环反馈模块,在 d 、 q 轴分别采用低通滤波器(LPF)将空间矢量脉宽调制(SVPWM)前后的电压差 $\Delta u_{d/q}$ 输出成弱磁电流 Δi_{d2}^* ,结合电流前馈环节进一步补偿弱磁电流。该模块补偿的弱磁电流 Δi_{d2}^* 可表示为

$$\Delta i_{d2}^* = \frac{\sqrt{\text{LPF}^2(\Delta u_d) + \text{LPF}^2(\Delta u_q)}}{\alpha} \quad (8)$$

其中,选取 $\alpha = \omega_e L_d$ 以满足量纲关系,低通滤波器中截止频率应设置成 PI 调节器积分系数与比例系数的比值 k_i/k_p 。

2.2.3 弱磁 I 区电流给定

随着电机转速升高并超过转折速度,电机进入弱磁区,控制系统会打开电流前馈和电压闭环反馈模块,最终可得校准的给定弱磁电流 i_{d3}^* :

$$i_{d3}^* = \Delta i_{d1}^* + \Delta i_{d2}^* \quad (9)$$

2.3 基于 MTPV 的弱磁 II 区控制策略

如图 1 所示,当电机转速继续升高时,电机工作点沿着电流极限圆向 D 点左边运行, i_d 变化非常小, i_q 变化巨大,即 q 轴电流环增益变大,使电流不能及时跟踪,电流调节器饱和,从而造成电流、转矩波动加大以及系统运行不稳定。因此该阶段需重新规划路径。为了获得最大输出转矩,通过利用电压闭环反馈交轴电流增量法使电流运行在 MTPV 曲线。

MTPV 曲线由电压极限椭圆与恒转矩曲线相切的交点连接而成,应满足方程:

$$\frac{\delta T_e}{\delta i_d} \cdot \frac{\delta u}{\delta i_q} - \frac{\delta T_e}{\delta i_q} \cdot \frac{\delta u}{\delta i_d} = 0 \quad (10)$$

结合式(2)、式(3)、式(5)可得 MTPV 轨迹:

$$i_d = -\frac{\psi_f}{L_d} + \frac{-L_q\psi_f + L_q\sqrt{\psi_f^2 + 4(L_d - L_q)^2 i_q^2}}{2L_d(L_d - L_q)} \quad (11)$$

式(11)依赖电机参数,不仅计算量大,计算过程也较复杂,难以准确求得,故对 i_d 的限幅进行简化,将 C 点的直轴电流 $i_d = -\psi_f/L_d$ 作为 d 轴电流下限。当 i_d 达到下限幅值后, PMSM 退出弱磁 I 区,利用限幅前后的差值 Δi_d 输出交轴电流的增量来抑制 q 轴电流,减小 q 轴电流环增益,使控制系统切换至基于 MTPV 的弱磁 II 区进行深度弱磁^[15],如式(12)所示:

$$\begin{cases} \Delta i_q = \frac{di_q}{di_d} \Delta i_d = \frac{\Delta i_d}{di_d/di_q} \\ \frac{di_d}{di_q} = \frac{2L_q(L_d - L_q)i_q}{L_d\sqrt{\psi_f^2 + 4(L_d - L_q)^2 i_q^2}} \end{cases} \quad (12)$$

3 定子电流最优控制策略

图 2 所示为定子电流最优控制策略流程图。

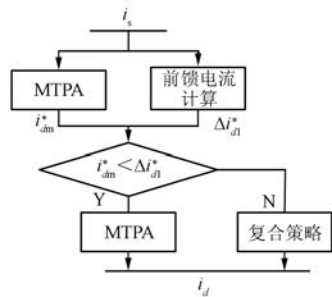


图2 定子电流最优控制策略流程图

在 MTPA 算法基础上采用基于电机模型的电流前馈方法,判断达到稳定转速所需的前馈电流 Δi_{d1}^* 与采用 MTPA 算法所求得的 i_d 的差值:结果大于零则说明电机工作在 MTPA 右侧,应采用 MTPA 算法快速启动;结果小于零则说明电机工作在 MTPA 曲线左侧,控制系统通过前馈电流策略得到弱磁电流的主要部分,然后通过电压反馈策略精确补偿,得到电流环 d 轴电流的给定 i_d^{**} 。电流表达式为

$$i_d^{**} = \begin{cases} i_{dm}^* & i_{d1}^* \geq i_{dm}^* \\ \Delta i_{d1}^* + \Delta i_{d2}^* & i_{d1}^* < i_{dm}^* \end{cases} \quad (13)$$

如图 3 所示,在转速达到 ω_1 前,在任意恒定负载下,电机通过速度 PI 调节器输出得到交轴电流 i_{q1} ,将 d 轴相差 i_{q1} 作平行线,平行线与电压椭圆的交点 C_1 为理想工作点。此工作点达到稳定所需要的电流 i_{d1} 通过电流前馈求得, i_{d1} 大于 MTPA 求得的 i_{dm1} ,采用 MTPA 策略。当电机进入弱磁区,转速超过 ω_1 达到 ω_3 时,通过式(7)可求得前馈弱磁电流 i_{d2} ,但由于电机参数随着电机运行时呈非线性变化,实际工作点应该运行在 E_1 ,经过电流前馈模块补偿后的工作点可能在 E_2 或 E_3 。这种情况下则需通过电压反馈校正,将电流精确补偿,使电机沿 E_2 方向靠近弱磁运行轨迹 AD ,实现最大化利用直流母线电压。

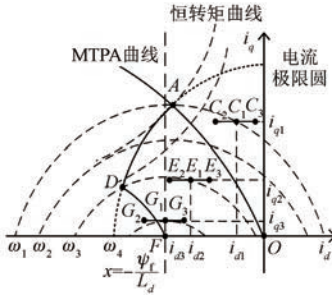


图3 电流补偿跟踪轨迹

4 MATLAB 仿真与试验结果分析

在 MATLAB/Simulink 环境下建立系统仿真模型。系统控制框图如图 4 所示。采用所提弱磁区分段式优化算法,对电机不同弱磁区域进行仿真研究。相关电机参数如表 1 所示。

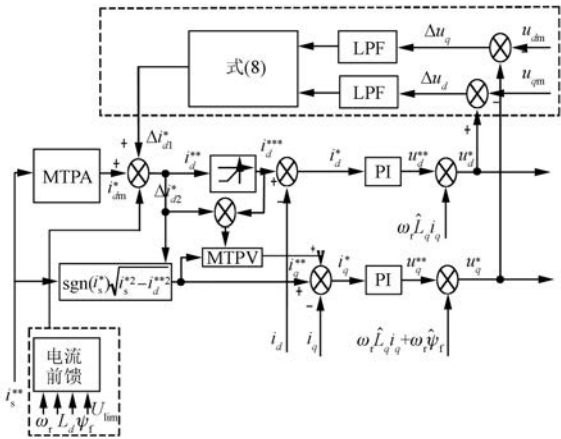
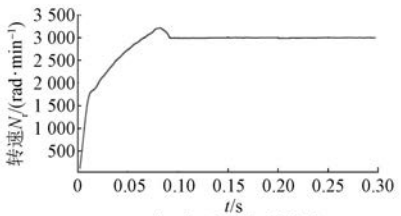


图4 系统控制框图

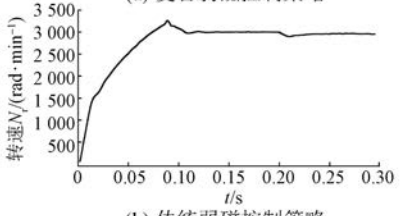
表 1 电机参数

参数名称	参数值	参数名称	参数值
定子电感 L_q /mH	0.33	定子磁链 ψ_f /Wb	0.062
定子电感 L_d /mH	0.13	直流母线电压/V	320
极对数 n_p	4	额定转速/($\text{rad} \cdot \text{min}^{-1}$)	1 000
定子电阻 R_n /mΩ	27	开关频率/kHz	10

转速仿真结果如图 5 所示。电机给定转速 3 000 rad/min ,由静止开始升速。改进的复合弱磁策略提速较快,在 0.06 s 即达到最高速度,而传



(a) 复合弱磁控制策略



(b) 传统弱磁控制策略

图5 转速仿真波形

统电压反馈弱磁控制需要 0.07 s。到达最高速度后均有较小的超调量。在 0.20 s 时,给定电机负载扰动,让负载增加至 $10 \text{ N}\cdot\text{m}$,改进的控制策略几乎不受影响,而传统电压弱磁控制转速会发生较小波动,并需要较长时间恢复到给定转速。由此可见,采用改进的复合弱磁控制策略,起动时拥有较大转矩,较快达到速度给定值,电机进入弱磁区以稳定的速度高速运行,受负载扰动时也能快速响应,使控制系统动态稳定性有所提高。

图 6 所示为电机运行在弱磁区的交、直流电流仿真曲线。电机开始运行时,因为速度较低处于最大转矩电流加速阶段,0.01 s 时进入弱磁区,交轴电流减小,直轴电流反向增大,0.08 s 时达到稳定状态。0.20 s 时电机受到外界负载转矩干扰,改进的复合弱磁控制策略能快速响应并达到稳定,并且因为采用了基于 MTPV 的过调制策略,直轴电流由于限幅作用,基本保持不变;而传统弱磁方法需要较长时间达到稳定,验证了基于 MTPV 的弱磁 II 区控制策略的可行性。

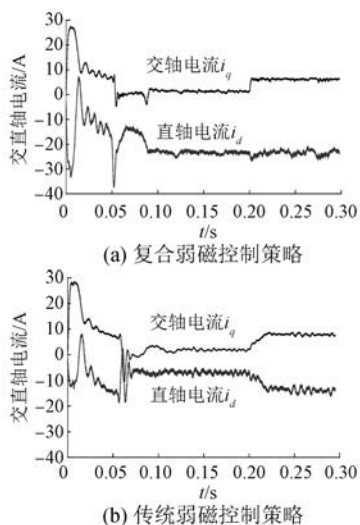


图 6 交、直流电流仿真波形

5 试验验证

为了验证定子电流弱磁区最优控制策略的有效性,构建以 dSPACE1007 为核心的试验平台,如图 7 所示。

在试验中,空载电机给定转速为 $3\,000 \text{ rad/min}$,8 s 后负载转矩增加至 $10 \text{ N}\cdot\text{m}$ 。如图 8 所示,电机在 0.05 s 后转速斜率明显变小,进



图 7 基于 dSPACE 的试验平台

入弱磁区,在约 0.10 s 时达到速度给定值;当给定负载扰动后系统转速几乎不受影响。

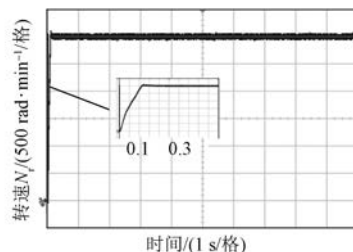


图 8 转速试验波形

图 9 所示为交、直流电流试验波形。电机起动时交轴电流很大,直轴电流几乎为零;0.05 s 进入弱磁后交轴电流逐渐减小,直轴电流反向增大;0.08 s 进入弱磁 II 区后交轴电流下降速度稍微减缓,而直轴电流增加,运行在 MTPV 曲线上。受负载扰动后,系统迅速响应使交轴电流增加,直轴电流出现轻微波动,但由于受限幅作用基本保持不变。试验结果与预期相符。

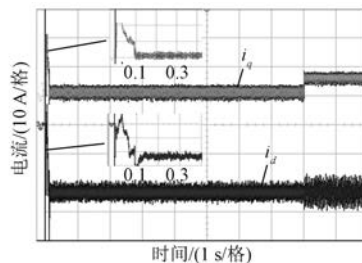


图 9 交、直流电流试验波形

6 结语

为了提高 PMSM 弱磁调速及扩速性能,本文针对 PMSM 宽范围调速系统,在传统控制算法的基础上提出弱磁最优控制策略,采用电流前馈模块的同时,将其估算的电流作为切换器条件,控制

调速系统在恒转矩区和恒功率区平滑切换,确保电机高速稳定运行。该策略缩短了电机恒转矩区启动时间,使电机更快达到给定速度;在受外界负载干扰时,具有良好的响应能力和鲁棒性。最后在仿真的基础上搭建了 dSPACE 试验平台,验证了该策略的可行性和正确性。

【参考文献】

- [1] 陈起旭,邹忠月,曹秉刚,等.纯电动汽车用内置式 PMSM 的 MTPA-FW 控制算法对比研究[J].微电机,2017,50(6): 44.
- [2] 周华伟,陈龙,刘国海,等.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.
- [3] MORIMOTO S, TAKEDA Y, HIRASA T, et al. Expansion of operating limits for permanent magnet motor by current vector control considering inverter capacity [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1990, 26(5): 866.
- [4] 康劲松,蒋飞,钟再敏,等.电动汽车用永磁同步电机弱磁控制策略综述[J].电源学报,2017,15(1): 15.
- [5] INOUE Y, MORIMOTO S, SANADA M. Comparative study of PMSM drive systems based on current control and direct torque control in flux-weakening control region [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2012, 48(6): 2382.
- [6] 王杰,谢源,谢涛.基于电压闭环反馈的永磁同步电机弱磁调速研究[J].电机与控制应用,2018,45(4): 27.
- [7] TURSINI M, CHIRICOZZI E, PETRELLA R. Feedforward flux-weakening control of surface-mounted permanent-magnet synchronous motors accounting for resistive voltage drop [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 57(1): 440.
- [8] 毛亮亮,梁悦,王旭东.内置式永磁同步电机弱磁过渡时的解耦补偿控制[J].电机与控制学报,2015,19(7): 14.
- [9] 宋建国,林强强,牟蓬涛,等.内置式永磁同步电机 MTPA 和弱磁控制[J].电力电子技术,2017,51(5): 89.
- [10] 陈坤华,孙玉坤,吉敬华,等.内嵌式永磁同步电动机弱磁控制分段线性化研究[J].电工技术学报,2015,30(24): 17.
- [11] 周永奎,胡冰乐,张翔.永磁同步电机电流前馈与电压补偿法的研究[J].机电技术,2015(1): 20.
- [12] 崔薇佳,黄文新,邱鑫.基于 Ansoft 的内置式永磁电机齿槽转矩优化研究[J].电机与控制应用,2014,41(7): 54.
- [13] 周湛清,夏长亮,陈炜,等.具有参数鲁棒性的永磁同步电机改进型预测转矩控制[J].电工技术学报,2018,33(5): 965.
- [14] 陈果.基于改进型电压外环弱磁控制的 IPMSM 控制器[J].微特电机,2016,44(5): 44.
- [15] 罗德荣,陈华进,高剑,等.内置式永磁同步电机新的深度弱磁策略[J].电测与仪表,2017,54(20): 6.

收稿日期: 2018-12-18

(上接第 31 页)

- [12] BOLOGNANI S, ZORDAN M, ZIGLIOTTO M. Experimental fault-tolerant control of a PMSM drive [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2000, 47(5): 1134.
- [13] 贺虎成,张玉峰,王永宾,等.新型三相容错逆变器研究[J].电力自动化设备,2015,35(5): 89.
- [14] 金楠,衡龙雨,马孝强,等.电容均压三相四开关变换器预测功率控制[J].电机与控制应用,2018,45(5): 46.
- [15] 韩力,王崇任,李辉,等.基于 DTC 的异步电机三相六开关容错控制策略[J].电机与控制学报,2015,19(10): 7.

收稿日期: 2018-12-18