

永磁同步电机有限集模型预测直接转矩控制^{*}

包广清¹, 何婷¹, 刘小宝²

(1. 兰州理工大学 电气工程与信息工程学院, 甘肃 兰州 730050;

2. 天水电气传动研究所有限责任公司, 甘肃 天水 741020)

摘要: 针对永磁同步电机(PMSM)模型预测直接转矩控制(DTC)转矩脉动大、功率元件开关频率不恒定等问题, 将两电平逆变器的8个电压空间矢量作为有限控制集, 应用到PMSM DTC中。设计考虑转矩误差、最大转矩电流比及电流约束的成本函数, 利用成本函数来估算有限集中各电压矢量的占空比, 从而求得逆变器的最优电压矢量作为系统控制量。与传统模型预测控制方法相比, 该方法的电流谐波和转矩脉动显著降低, 且转矩动态性能也得到改善。仿真试验结果验证了所提出的控制方案有效性。

关键词: 直接转矩控制; 有限集模型预测; 占空比; 最大转矩电流比; 永磁同步电机

中图分类号: TM 351 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-6540(2018)02-0019-06

Direct Torque Control of PMSM with Modified FCSMPC^{*}

BAO Guangqing¹, HE Ting¹, LIU Xiaobao²

(1. College of Electrical and Information Engineering, Lanzhou University of technology, Lanzhou 730050, China;

2. Tianshui Electric Drive Research Institute Co., Ltd., Tianshui 741020, China)

Abstract: The model predictive direct torque control (DTC) of permanent magnet synchronous motor (PMSM) system had many problems, such as large torque ripple, constant switching frequency. A new scheme of direct torque control for PMSM based on finite control set model was proposed. The eight voltage vectors of the two-level converter were utilized as a finite control set for the torque prediction of the PMSM. A cost function considering the torque error, the maximum torque per ampere and the current limitation was introduced. The cost function was used to estimate the duty cycle of each voltage vector. Thus the optimal voltage vector could be obtained from eight voltage vectors and their duty cycles. Compared with the traditional model predictive control, the proposed method had small harmonic current and torque ripple, and had excellent dynamic performance. Simulation results were presented to verified the performance of the proposed control scheme.

Key words: direct torque control (DTC); finite control set mode predictive control; duty cycle; maximum torque per ampere; permanent magnet synchronous motor (PMSM)

0 引言

永磁同步电机(Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM)由于其转矩密度大、效率高等优点, 在电力拖动系统中得到了广泛的应

用。为了实现PMSM转矩调节的快速响应, 将直接转矩控制(Direct Torque Control, DTC)代替了磁场定向控制(Field Oriented Control, FOC)^[1]。相比较FOC, DTC没有电流控制回路, 故其转矩响应速度快。由于传统DTC有两个非线性迟滞

^{*} 基金项目: 甘肃省科技支撑计划项目(1604GKCA021); 大型电气传动系统与装备技术国家重点实验室资助项目(SKLLDJ032016018)

作者简介: 包广清(1972—), 女, 博士, 教授, 博士研究生导师, 研究方向为可再生能源发电技术研究、特种电机设计与控制、电磁场数值计算与分析、现代电力传动系统设计与控制等方面的科研教学。

何婷(1988—), 女, 硕士研究生, 研究方向为电力电子与电力传动技术。

比较器和开关表转换器,从而导致开关频率可变和转矩脉动大^[2]。

针对上述问题,国内外学者进行了大量的研究,提出了很多改进的 DTC 方案。如空间电压矢量调制^[3]、无差拍控制^[4]、占空比调制^[5-6]和模型预测控制(Model Predictive Control, MPC)^[7-8]等。MPC 作为一种实时在线优化的控制方法,其概念简单且可以考虑系统的多个影响因素,在电气传动和功率变换器领域得到了广泛的关注^[9]。随着数字信号处理器计算能力的迅速提升,有限集模型预测控制(Finite Control Set Model Predictive Control, FCS-MPC)也被应用于 PMSM 驱动系统中。FCS-MPC 是在当前控制周期内对每个开关状态所对应的电机输出结果进行预测,将参考值和预测值误差最小的开关状态作为最优状态应用于下一个控制周期;而成本函数的作用为评估不同开关状态参考值与预测值的相近程度^[10]。

本文深入分析有限集模型预测 DTC 的原理,设计考虑不同约束条件的成本函数来进行性能优化,如转矩跟踪、最大转矩电流比(Maximum Torque/Current, MTPA)及电流约束;并利用成本函数来估算有限控制集中各电压矢量的占空比,从而求得两电平逆变器的最优电压矢量作为系统的控制量。

1 dq 坐标系下 PMSM 数学模型

PMSM 模型预测直接转矩控制系统是在 dq 坐标系下实现的。在同步旋转 dq 坐标系下 PMSM 平衡方程:

$$L_d \frac{di_d}{dt} = (u_d - Ri_d + \omega L_q i_q) \quad (1)$$

$$L_q \frac{di_q}{dt} = (u_q - Ri_q - \omega L_d i_d - \omega \psi_f) \quad (2)$$

运动方程:

$$T_e = 1.5p[\psi_f + (L_d - L_q)i_d]i_q \quad (3)$$

式中: R 、 L_d 、 L_q 、 ψ_f ——定子电阻、dq 坐标轴下电感和 PMSM 磁通;

p ——极对数。

当采样周期 T_s 足够小时,利用欧拉近似关系,PMSM 的离散电流模型如下:

$$i_d^{k+1} = \left(1 - \frac{T_s R}{L_d}\right) i_d^k + \frac{T_s \omega L_q}{L_d} i_q^k + \frac{T_s}{L_d} u_d^k \quad (4)$$

$$i_q^{k+1} = \left(1 - \frac{T_s R}{L_q}\right) i_q^k - \frac{T_s \omega L_d}{L_q} i_d^k - \frac{T_s \omega \psi_f}{L_q} + \frac{T_s}{L_q} u_q^k \quad (5)$$

$$T_e^{k+1} = 1.5p i_q^{k+1} [\psi_f + (L_d - L_q) i_d^{k+1}] \quad (6)$$

两电平逆变器有 8 种不同的开关状态 $\{(S_a, S_b, S_c) | S_a, S_b, S_c \in \{0, 1\}\}$, S_a 、 S_b 、 S_c 分别为三相逆变器的开关状态。根据 Park 变换,在 dq 坐标系下通过式(7)得出电压矢量:

$$\begin{bmatrix} u_{d,k} \\ u_{q,k} \end{bmatrix} = \frac{2U_{DC}}{3} M \begin{bmatrix} 1 - \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \\ 0 \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$M = \begin{bmatrix} \cos\theta_k & \sin\theta_k \\ -\sin\theta_k & \cos\theta_k \end{bmatrix}$$

8 个开关状态 000...111 分别对应 8 个电压矢量。由于开关状态 000 和 111 有相同的定子电压矢量,二者都为零矢量,所以在预测过程中将 8 个开关状态对应的 7 个电压矢量为 $\{u_{dq,k}^j | j=1 \dots 7\}$ 作为一个有限控制集。

在一个采样周期内,分别计算有限控制集中 7 个电压矢量所对应的成本函数值,然后计算比较 7 个成本函数值,选择使成本函数最小的开关状态作为该周期逆变器的开关状态^[11]。模型预测控制优化的过程如图 1 所示。

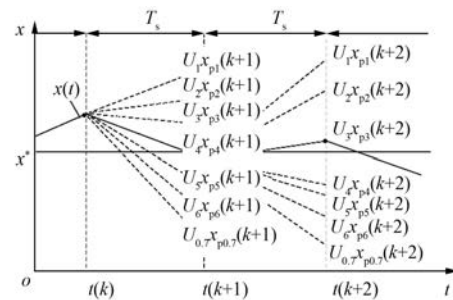


图 1 模型预测控制的优化过程图

图 1 中, x 表示转矩响应, x_p 表示预测值, x^* 为参考值。若在 k 时刻对应的 $x(k)$ 为最优值,则在 $k+1$ 时刻分别计算 7 种电压矢量所对应的成本函数值 $x(k+1)$, 并将 7 个计算的成本函数值和参考值 x^* 比较。其中与 x^* 最接近的 $x_{p4}(k+1)$ 即为 $k+1$ 时刻的最优解。 U_4 即为 $k+1$ 时刻最优值所对应的电压矢量的控制信号。同理 $k+2$ 时刻 U_3 应选为最优控制信号。

2 有限控制集模型预测控制策略

2.1 成本函数的设计

为了实现 PMSM MTPA 条件下的转矩控制,设计一种考虑转矩跟踪、MTPA 条件和电流约束的成本函数^[12],成本函数定义如下:

$$J(k+1) = K_T J_T(k+i) + K_A J_A(k+i) + K_L [J_{L1}(k+i) + J_{L2}(k+i)] \quad (8)$$

式中: K_T 、 K_A 、 K_L ——成本函数的加权因子,为正实数。

$J_T(k)$ 和 $J_A(k)$ 分别以转矩误差和 MTPA 条件为目标。 $J_T(k)$ 和 $J_A(k)$ 的描述如下:

$$J_T(k) = (T_e^* - T_e^{k+1})^2 \quad (9)$$

$$J_A(k) = \left[i_d^k + \frac{L_d - L_q}{\psi_F} (i_d^{k2} - i_q^{k2}) \right]^2 \quad (10)$$

式中: $J_{L1}(k)$ 、 $J_{L2}(k)$ ——PMSM 的电流约束。

$$J_{L1}(k) = \begin{cases} 0, & (I_{\max} \leq \sqrt{i_d^{k2} + i_q^{k2}}) \\ (I_{\max} - \sqrt{i_d^{k2} + i_q^{k2}})^2, & (I_{\max} > \sqrt{i_d^{k2} + i_q^{k2}}) \end{cases} \quad (11)$$

$$J_{L2}(k) = \begin{cases} 0, & (i_d^k \leq 0) \\ i_d^{k2}, & (i_d^k > 0) \end{cases} \quad (12)$$

式中: $I_{\max}$ ——PMSM 的最大电流;

$J_{L1}(k)$ ——电流约束;

$J_{L2}(k)$ ——确保 d 轴电流 i_d 收敛于 MTPA 条件。

在成本函数中, K_L 比 K_T 和 K_A 大得多,以防止电机过流。对于 K_T 和 K_A 的选择,可使 $K_T + K_A = 1$ 。较大的 K_T 导致转矩收敛速度快,而较大 K_A 则表示 MTPA 状态收敛速度快。为了实现快速转矩响应,可选择 $K_T > K_A$ ^[13]。

2.2 占空比计算

为了尽量减少 PMSM 的电流和转矩脉动,本文采用李雅普诺夫函数来计算有限集合中每个电压矢量的占空比。由于成本函数中 $J_{L1}(k)$ 、 $J_{L2}(k)$ 仅为保护电机系统和功率器件的安全而对通过的电流加以限制,故在构造李雅普诺夫函数时忽略这一项,只考虑成本函数的前两项。构造的 Lyapunov 函数如下:

$$V(k+1) = k_T J_T(k+1) + k_A J_A(k+1) \quad (13)$$

$V(k+1) = 0$ 即表示 PMSM 工作在预期的最佳状态 $T_e^{k+1} = T_e^*$, 并且 PMSM 的电流在 MTPA 曲线上。 $J_T(k+1)$ 表示恒转矩曲线, $J_A(k+1)$ 表示 MTPA 曲线。当满足 $dV(k)/dt = 0$ 时,瞬态转矩和磁通将稳定在最佳的 MTPA 运行点上,以便电流和转矩脉动可以最小化。

根据文献[14]对于满足初始条件的 PMSM,如果 PMSM 的反电动势在逆变器的电压约束范围以内,将存在一个电压矢量 $U_{d,q}^{k+1}$ 满足 $dV(k+1)/dt \leq 0$ 。类似的,两电平逆变器的电压矢量有如下特性:

$$\frac{d\dot{U}_{d,q}^{k+1}}{dt} = A\dot{U}_{d,q}^{k+1} + B\dot{U}_{d,q}^{k+1} + E \quad (14)$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_d} & \frac{\omega L_d}{L_d} \\ -\frac{\omega L_d}{L_q} & -\frac{R}{L_q} \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix}, E = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{\omega \psi_F}{L_q} \end{bmatrix}$$

如果 PMSM 的反电动势在逆变器约束范围内,则至少存在一个电压矢量 $U_{dq,k+1}^\alpha$, 满足:

$$\frac{dV(k+1)}{dt} = \frac{dV(k+1)}{d\dot{U}_{d,q}^{k+1}} (A\dot{U}_{d,q}^{k+1} + B\dot{U}_{d,q}^{k+1} + E) \leq 0 \quad (15)$$

该定理也保证了所提控制方案的稳定性。

为了尽量减少 PMSM 电流和转矩的脉动,期望李雅普诺夫函数停可留在 $V=0$ 并满足 $dV/dt=0$ 的状态下。满足期望要求的每个电压矢量 $U_{dq,k+1}^j (j=1, \dots, 7)$ 的占空比计算如下:

$$T_{duty,k+1}^j = \begin{cases} T_\sigma & \frac{dV(K+1)}{dt} > 0 \\ 0 & \frac{dV(K+1)}{dt} = 0 \\ \frac{-V(K+1)}{dV(k+1)/dt} & \frac{dV(K+1)}{dt} < 0 \end{cases} \quad (16)$$

式中: T_σ ——时间常数, $T_\sigma \ll T_s$ 。

当达到电流限定值时引入 T_σ , 一般选取 $T_\sigma = 0.1 T_s$ 可使系统运行在一定的安全范围内。此时成本函数中电流的约束项显得尤为重要。

T_{duty}^j 的取值范围 $\{0, T_s\}$, 在每 $k+1$ 个时间步长内至少存在一个占空比为 T_{duty}^j 的电压矢量 $U_{dq,k}^\alpha$ 保证李雅普诺夫函数收敛于零。另一方面,采用式(16)计算的占空比可使 $dV(k+1)/dt$ 保持在稳

态下。因此,满足 $dV(k+1)/dt<0$ 的电压矢量都是使成本函数 $J(k+1)$ 最小的候选量。考虑到 PMSM 的系统约束,将采用占空比修正后的有限集 $\{(U_{dq,k+1}^j, T_{duty,k+1}^j) | j=1, \cdots, 7\}$ 应用于 FCS-MPC 策略中。

2.3 FCS-MPC

为了有效地实施所提出的控制策略,引入一个电压增补矢量:

$$U_{dq,k+1}^S = \begin{bmatrix} Ri_d^{k+1} - \omega L_q i_q^{k+1} \\ Ri_q^{k+1} + \omega L_d i_d^{k+1} + \omega \psi_F \end{bmatrix} \quad (17)$$

最终获得最佳输出电压:

$$U_{d,q}^{(k+1)} = (1 - T_{duty}^{k+1}) U_{dq,k+1}^S + T_{duty}^{k+1} U_{dq,k+1}^j \quad (18)$$

电压矢量 $U_{dq,k+1}$ 作用时间为采样周期 T_s , 当电压 $U_{dq,k+1}$ 应用于 PMSM 时, 只有电压矢量 $U_{dq,k+1}^j$ (其占空比为 $T_{duty,k+1}^j$) 对 PMSM 的电流和转矩有影响, 其保证了转矩的收敛和 MTPA 条件。增补电压 $U_{dq,k+1}^S$ (作用时间为 $T_s - T_{duty}$) 也保证了 $dV/dt=0$ 。

图 2 所示为本文所提 FCS-MPC DTC 算法框图。

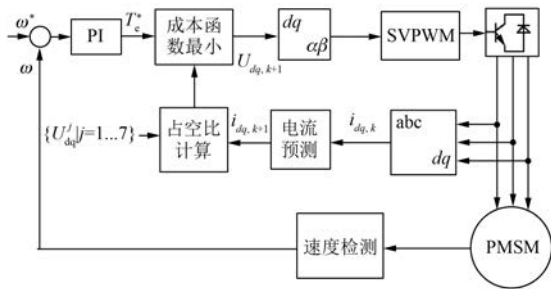


图 2 FCS-MPC DTC 算法框图

3 仿真分析

3.1 仿真参数

为了验证本文所提算法的有效性与可行性, 搭建了基于 MATLAB/Simulink 的 PMSM FCS-MPC 仿真模型, 参数设置如表 1 所示。

3.2 稳态仿真分析

图 3、图 4 分别给出了传统 MPC-DTC 和本文所提出 FCS-MPC 下的输出电流及其频谱分析。其中, 电机转速参考值设置为 800 r/min, 负载转矩设置为 110 N·m。图 3 中电流基波幅值为 19.91 A, 谐波总畸变率(THD)为 3.98%, 大于图 4

表 1 内置式 PMSM 仿真参数

物理量	参数值	物理量	参数值
ψ_f/Wb	1.23	黏性系数/ $(\text{N}\cdot\text{m}\cdot\text{s})$	$4\text{e-}4$
p	3	采样时间/s	$2\text{e-}6$
R/Ω	0.1	i_{lim}/A	65
L_d/H	0.01	额定功率/kW	22
L_q/H	0.03	U_{dc}/V	700

中电流谐波总畸变率(THD) 1.01%。这直接说明本文所提出的控制算法较传统 MPC-DTC 具有较小的电流纹波以及电流总谐波畸变率小。

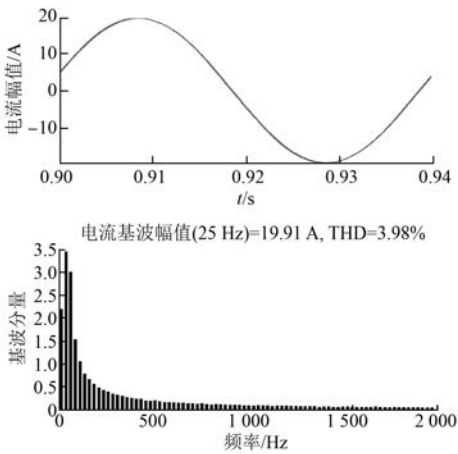


图 3 MPC-DTC 算法定子电流谐波频谱

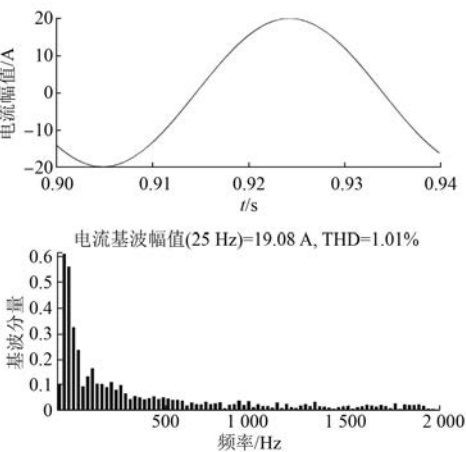


图 4 FCS-MPC 算法定子电流谐波频谱

为了分析电磁转矩的脉动情况, 图 5 给出在稳态情况下 PMSM 电磁转矩脉动放大图。由图 5(a) 可见, 传统 MPC-DTC 方案下的转矩脉动幅值在 0.7 N·m 内; 而图 5(b) 中 FCS-MPC 策略的转矩脉动幅值不超过 0.2 N·m, 小于传统 MPC-DTC 方法。

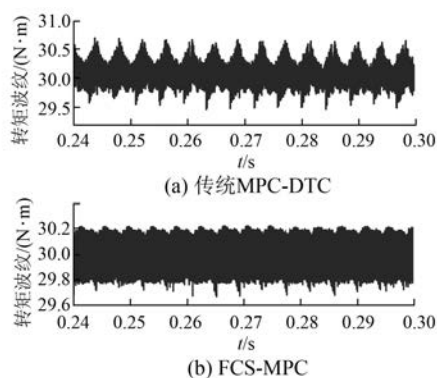


图5 稳态时转矩脉动

3.3 动态仿真分析

为了进一步验证本文所提控制算法的动态性,仿真从0时刻开始启动电机,在启动过程中电机的转速设置为斜坡给定。当转速达到800 r/min时启动结束,其中在启动过程中负载转矩设置为30 N·m。为了验证在转矩突变情况下本文所提控制算法的动态效果,分别在0.4 s和0.8 s时设置负载转矩突变:在0.4 s时,负载转矩从30 N·m突增到60 N·m;在0.8 s时,负载转矩从60 N·m突增到110 N·m。

3.3.1 传统 MPC-DTC 仿真

图6(a)、图6(b)分别给出了传统 MPC-DTC 算法下电机转速、转矩示意图,可观察出在两次转矩突变的过程中电磁转矩存在明显的超调现象。

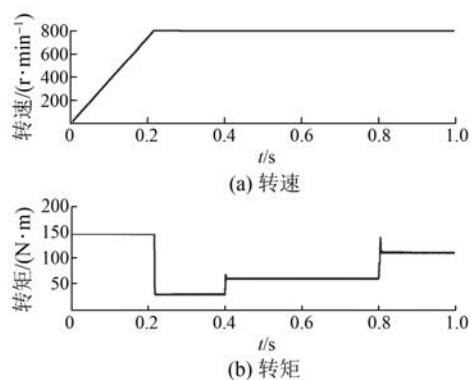


图6 传统 MPC-DTC 动态仿真

3.3.2 FCS-MPC 仿真

图7(a)、图7(b)给出了 FCS-MPC 算法下电机转速与转矩的示意图,可见控制算法动态特性优越,电机转速得到较好的控制。电磁转矩变化平缓,无超调现象。图7(c)给出了 $t=0.4$ s 时的

电磁转矩局部放大图,可观察出转矩从30 N·m突增到60 N·m 仅用0.002 s;并在转矩突变的过程中,电磁转矩的参考值与实际值几乎重合。这充分说明本文所提控制算法具有优异的动态性能。

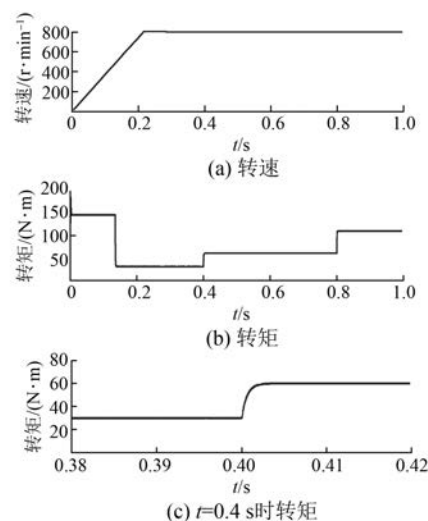


图7 FCS-MPC 动态仿真

4 结 语

本文提出了一种新的 PMSM 模型预测 DTC 方案。为满足 MTPA 条件,DTC 引入了最优占空比计算,从而求得逆变器的最优电压矢量。与传统的 MPC 相比,该方法电流谐波和转矩脉动小,可满足 MTPA 条件,并具有更优异的动态性能和鲁棒性。但所提出的方案,相比较传统的 MPC-DTC 方法,计算所需时却要增加一倍。

【参考文献】

- [1] 杨建飞,胡育文.永磁同步电机最优直接转矩控制[J].中国电机工程学报,2011,31(27): 109-115.
- [2] 刘国荣,周平.直接转矩控制中的定子电阻辨识方法研究[J].控制工程,2012,19(1): 41-43.
- [3] SWIERCZYNSKI D, KAZMIERKOWSKI M, BLAABJER F. DSP based direct torque control of permanent magnet synchronous motor (PMSM) using space vector modulation (DTC-SVM)[J].Proc IEEE Int Symp Ind Electron,2002(3): 723-727.
- [4] 廖永衡,冯晓云,王珍.无差拍空间矢量调制直接转矩控制简化设计[J].电工技术学报,2011,26(6): 95-101.
- [5] 杨影,陈鑫,涂小卫,等.占空比调制的永磁同步电

- 机直接转矩控制[J].电机与控制学报,2014,18(4):66-71.
- [6] 徐艳平,钟彦儒.基于占空比控制的永磁同步电新型直接转矩控制策略[J].电工技术学报,2009,24(10):27-32.
- [7] GEYERR T, PAPAFOOTIU G, MORARI M. Model predictive direct torque control Part I concept, algorithm, and analysis [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(6): 1894-1905.
- [8] 牛里,杨明,刘可述,等.永磁同步电机电流预测控制算法[J].中国电机工程学报,2012,32(6):131-137.
- [9] 牛峰,李奎,王尧.永磁同步电机模型预测直接转矩控制[J].电机与控制学报,2015,19(12):60-67.
- [10] KOURO S, CORTES P, VARGAS R, et al. Model predictive control A simple and powerful method to control power converters [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(6): 1826-1838.
- [11] 余雨婷,滕青芳,柏建勇,等.基于弱磁升速的永磁同步电机模型预测控制[J].微特电机,2016,44(12):44-47.
- [12] PREINDL M, BOLOGANI S. Model predictive direct torque control with finite control set for PM-SM drive systems, part 1: Maximum torque perampere operation[J].IEEE Trans Ind Informat,2013,19(4):1912-1921.
- [13] LIU Q, HAMEYER K. A finite control set model predictive direct torque control for the PMSM with MTPA operation and torque ripple minimization[J]. Proc IEEE Int Elect Mach Drives Conf, 2015(5): 804-810.
- [14] PRIOR G, KRSTIC M. Quantized-input control lyapunov approach for permanent magnet synchronous motor drives[J].IEEE Trans Control Syst Technol, 2013,21(5):1784-1794.

收稿日期:2017-06-02

(上接第12页)

- [2] BURGOS R, LAI R, PEI Y, et al. Space vector modulator for vienna-type rectifiers based on the equivalence between two- and three-level converters: a carrier-based implementation [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008, 23(4): 1888-1898.
- [3] ZHANG M, LI B, HANG L, et al. Performance study for high power density three-phase Vienna PFC rectifier by using SVPWM control method [C] // Twenty-Seventh IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, IEEE, 2012: 1187-1191.
- [4] LAI R, WANG F, NING P, et al. Development of a 10 kW high power density three-phase AC-DC-AC converter using SiC devices [C] // European Conference on Power Electronics and Applications, IEEE, 2009: 1-12.
- [5] 邓先明,王冬冬,叶宗彬,等.基于简化三电平SVPWM算法的整流器研究[J].电力电子技术, 2008, 42(5): 3-4.
- [6] 马辉,谢运祥,施泽宇,等.Vienna 整流器滑模直接功率及中点电位平衡控制策略[J].电机与控制学报,2016,20(8):10-16.
- [7] 金红元,邹云屏,林磊,等.三电平 PWM 整流器双环控制技术及中点电压平衡控制技术研究[J].中国电机工程学报,2006,26(20):64-68.
- [8] 宋文祥,陈国呈,武慧,等.一种具有中点电位平衡功能的三电平空间矢量调制方法及其实现[J].中国电机工程学报,2006,26(12):95-100.
- [9] 高燃,张维戈,牛利勇,等.单周期控制 VIENNA 整流器中点平衡研究[J].电源技术, 2013(11): 2040-2043.
- [10] 姜海鹏,刘永强.带中点电位平衡控制的 VIENNA 整流器简化 SVPWM 双闭环控制[J].电机与控制学报,2014,18(2):35-41.
- [11] 张豪,侯圣语.基于 SVPWM 的 Vienna 整流器矢量控制策略的研究[J].华北电力大学学报(自然科学版),2012,39(5):54-58.

收稿日期:2017-06-13