



三电平逆变器驱动的 IPMSM 模型预测 电流控制系统研究

摘要

三电平逆变器拓扑结构简单、所用器件较少且每个功率管所承受的电压应力小,适用于高电压、大容量的场合。相比于传统两电平逆变器,三电平逆变器输出电平的数量从2变成3,输出的电压电流谐波含量低,波形正弦度更好。本文提出内置式永磁同步电机模型预测电流控制算法,以提高控制系统电流动态响应速度,并针对该算法在控制系统中产生的时间延迟,引入二阶延迟补偿策略。对以上内容建立系统仿真模型,仿真结果表明:三电平逆变器相比两电平逆变器输出电流波形谐波含量更小、电机的动态及稳态性能更好。

关键词

三电平逆变器;内置式永磁同步电机;模型预测电流控制;二阶延迟补偿

中图分类号 TM351

文献标志码 A

收稿日期 2020-06-26

作者简介

贾红云,女,博士,副教授,研究领域为电机设计、驱动与控制,jiyajia1709@126.com

1 南京信息工程大学 自动化学院,南京,210044

2 南京信息工程大学 大气环境与装备技术协同创新中心,南京,210044

0 引言

内置式永磁同步电机(Interior Permanent Magnet Synchronous Motor, IPMSM)凭借其功率因数高、结构简单、体积小和转矩惯性比大等优点,在电动汽车和航空航天等领域获得广泛的应用^[1-2]。三电平逆变器作为多电平逆变器研究的基础,因输出电平数比传统的两电平逆变器多一个,因此相较于两电平逆变器,输出电压电流波形正弦度更好,所含谐波分量更少,且每相桥臂上每个功率管承受的电压更小,适合应用在高压大容量场合^[3-4]。

模型预测控制(Model Predictive Control, MPC)根据是否考虑变换器的离散特性分为有限控制集 MPC(Finite-Control-Set Model Predictive Control, FCS-MPC)^[5-6]和连续控制集 MPC(Continuous-Control-Set Model Predictive Control, CCS-MPC)^[7-8]。CCS-MPC中的控制量是通过脉宽调制(Pulse Width Modulation, PWM)的方式作用给受控对象的,导致功率管的开关频率和开关损耗增大。文献[9-11]利用CCS-MPC代替矢量控制电流环的比例积分控制器,显著加快了系统动态调节过程和电流的响应速度。FCS-MPC根据逆变器每相桥臂开关状态所构成的空间电压矢量的有限性,遍历每一个空间电压矢量,选择使价值函数取值最小的电压空间矢量作为控制量。FCS-MPC具有约束条件处理简单、多变量控制、动态响应快速等优点,但是因为空间电压矢量的数目是有限的,而且方向和幅值固定,导致输出电流脉动较大。文献[12]对FCS-MPC在电力电子系统中的发展前景进行了分析;文献[13]把逆变器作为研究对象,针对传统单矢量模型预测控制提出滞后补偿的控制策略。目前,FCS-MPC已由传统单矢量MPC控制向多矢量MPC控制发展。

本文中电机控制系统电流环采用单矢量模型预测电流控制(Model Predictive Current Control, MPCC),并对三电平逆变器驱动的IPMSM-MPCC系统进行研究。首先对内置式永磁同步电机数学模型、预测电流算法进行介绍,然后对延迟补偿算法、三电平逆变器拓扑结构及其空间矢量表示进行分析,最后用Matlab/Simulink建立控制系统仿真模型,仿真结果表明:相比于传统两电平逆变器驱动的IPMSM-MPCC控制系统,三电平逆变器驱动的IPMSM-MPCC输出电流谐波

含量较小,系统的动静态性能较好.

1 IPMSM 数学模型

本文选用内置式永磁同步电机作为控制对象.在不计电机中的磁滞损耗、涡流损耗和电机铁芯饱和的情况下,电机在同步旋转坐标系 (d - q) 下的定子电压方程为

$$\begin{cases} u_d = Ri_d + \frac{d\psi_d}{dt} - \omega_e \psi_q, \\ u_q = Ri_q + \frac{d\psi_q}{dt} + \omega_e \psi_d. \end{cases} \quad (1)$$

电机的定子磁链方程为

$$\begin{cases} \psi_d = L_d i_d + \psi_f, \\ \psi_q = L_q i_q, \end{cases} \quad (2)$$

其中: i_d 和 i_q 分别是定子电流的直、交轴分量; R 为定子电阻; ψ_d 和 ψ_q 分别是定子磁链直、交轴分量; u_d 和 u_q 分别为定子电压直、交轴分量; L_d 和 L_q 分别为定子电感的直、交轴分量; ψ_f 为转子永磁体磁链; ω_e 是电机旋转的电角速度.

根据式(1)和式(2)可得电机在同步旋转坐标系下的定子电流状态方程:

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = -\frac{R_s}{L_d} i_d + \omega_e \frac{L_q}{L_d} i_q + \frac{u_d}{L_d}, \\ \frac{di_q}{dt} = -\frac{R_s}{L_q} i_q - \frac{\omega_e}{L_q} \psi_f - \omega_e \frac{L_d}{L_q} i_d + \frac{u_q}{L_q}. \end{cases} \quad (3)$$

令 T_s 为采样周期,对式(3)进行一阶欧拉离散化得预测电流公式为

$$\begin{cases} i_d(k+1|k) = T_s \omega_e \frac{L_q}{L_d} i_q(k) + \left(1 - \frac{T_s R}{L_d}\right) i_d(k) + \frac{T_s}{L_d} u_d(k), \\ i_q(k+1|k) = \frac{T_s}{L_q} u_q(k) + \left(1 - \frac{T_s R}{L_q}\right) i_q(k) - \\ \frac{\omega_e \psi_f T_s + T_s \omega_e L_d i_d(k)}{L_q}, \end{cases} \quad (4)$$

式中: $i_d(k+1|k)$ 和 $i_q(k+1|k)$ 分别为在 k 时刻对直、交轴电流 $k+1$ 时刻的预测值; $i_d(k)$ 和 $i_q(k)$ 分别为当前时刻的直、交轴电流采样值.

2 三电平逆变器拓扑结构及空间矢量表示

图1为二极管钳位型三电平逆变器拓扑结构.由图1可以看出每个桥臂都由4个功率开关管、2个串联的钳位二极管以及4个续流二极管组成,与直流电源并联的2个电容 C_1 、 C_2 用于均压.

根据功率开关管的开关次序,每个桥臂可以得到正、零和负3种电平,对应的开关状态分别用字母 P、O 和 N 表示.以 A 相为例,定义导通状态为 1,关断状态为 0,当 $S_{a1}=S_{a2}=1, S_{a3}=S_{a4}=0$ 时,定为 P 状态,输出电压为 $U_{dc}/2$; 当 $S_{a2}=S_{a3}=1, S_{a1}=S_{a4}=0$ 时,定为 O 状态,输出电压为 0; 当 $S_{a1}=S_{a2}=0, S_{a3}=S_{a4}=1$ 时,定为 N 状态,输出电压为 $-U_{dc}/2$. 为最大化降低开关损耗,每次的电压矢量变化,只能有一相桥臂电路状态改变. S_{a1} 和 S_{a4} 不能同时导通,且 S_{a1} 和 S_{a3} , S_{a2} 和 S_{a4} 工作状态是互补的. 每相桥臂有 3 种开关状态,则 3 个桥臂就可构成 $3^3=27$ 种开关状态,对应着 27 个电压矢量.图2为三电平逆变器的电压空间矢量分布.

以 A 相为例,定义 P 状态时 $S_a = 1$, O 状态时

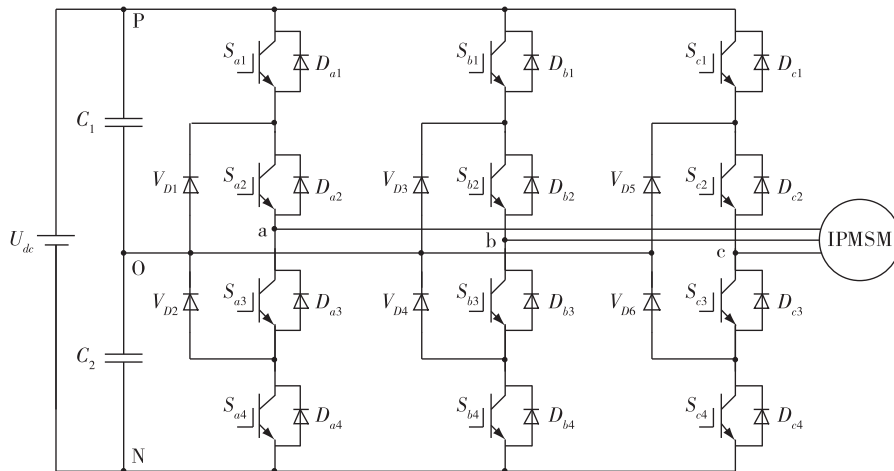


图1 二极管钳位型三电平逆变器拓扑结构

Fig. 1 Topology of diode clamped three-level inverter

$S_a=0, N$ 状态时 $S_a=-1$, 则这 27 个空间电压矢量 (19 种不同的电压矢量) 的计算公式为

$$V(k) = \frac{1}{3}V_{dc}(S_a + \alpha S_b + \alpha^2 S_c) = \frac{V_{dc}}{6}[(2S_a - S_b - S_c) + j\sqrt{3}(S_a - S_c)]. \quad (5)$$

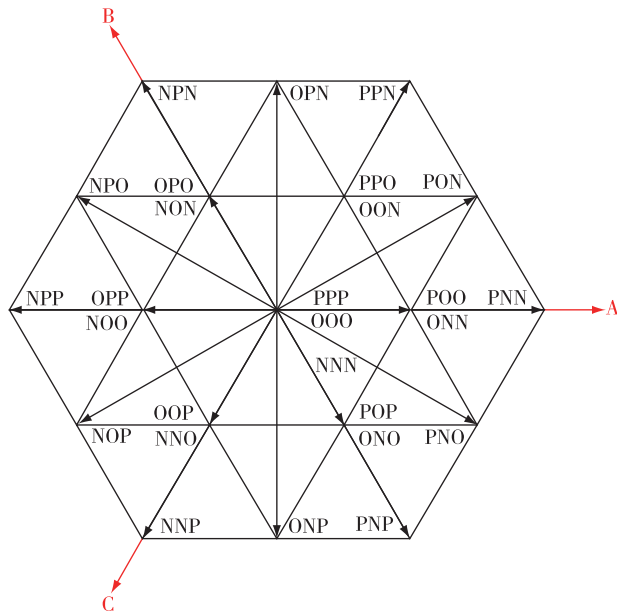


图 2 三电平逆变器的电压空间矢量分布

Fig. 2 Voltage space vector distribution of three-level inverter

3 单矢量模型预测电流控制

MPCC 是根据当前时刻采集到的定子电流和转速的信息, 再结合电机数学模型, 预测出每个电压矢量对应下一时刻的电流值, 然后通过目标函数取值最小的电压矢量作用给逆变器 (图 3)。

三电平中性点钳位逆变器相比于传统两电平逆变器产生的空间电压矢量更多, 对这些所有可能的电压矢量预测会加大系统的计算量. 如果采样时间足够小的话, 则有:

$$i_r^*(k+1) \approx i_r^*(k), \quad (6)$$

其中: $i_r^*(k+1)$ 为参考电流 $i_r^*(k)$ 下一时刻的值.

然而当采样周期较大时, 因 k 时刻的电流采样值和当前时刻开关状态对应时刻有延迟, 所以如果采用式 (6) 的近似方法会造成较大的输出纹波. 针对延迟问题, 采用二阶拉格朗日外推预测法. 该算法简单且准确性高. 采用二阶拉格朗日外推公式得:

$$i_{dr}^*(k+1) = 3i_{dr}^*(k) - 3i_{dr}^*(k-1) + i_{dr}^*(k-2), \quad (7)$$

$$i_{qr}^*(k+1) = 3i_{qr}^*(k) - 3i_{qr}^*(k-1) + i_{qr}^*(k-2). \quad (8)$$

由式 (7) 和 (8) 可知下一控制周期开始时刻的直、交轴预测电流是根据当前时刻的 d, q 轴参考电流 $i_{dr}^*(k), i_{qr}^*(k)$, 前一个时刻 d, q 轴参考电流 $i_{dr}^*(k-1), i_{qr}^*(k-1)$ 和上上时刻 d, q 轴参考电流 $i_{dr}^*(k-2), i_{qr}^*(k-2)$ 采用拉格朗日插值算法得出的.

直流侧的电容电压用差分方程可表示为

$$i_{c1} = C \frac{dv_{c1}}{dt}, \quad (9)$$

$$i_{c2} = C \frac{dv_{c2}}{dt}. \quad (10)$$

分别对式 (9) 和 (10) 离散化可得:

$$v_{c1}(k+1) = v_{c1}(k) + \frac{1}{C}i_{c1}(k)T_s, \quad (11)$$

$$v_{c2}(k+1) = v_{c2}(k) + \frac{1}{C}i_{c2}(k)T_s. \quad (12)$$

根据式 (4)、(7) 和 (8) 可得目标函数为

$$F_{ob} = |i_d(k+1|k) - i_{dr}^*(k+1)| + |i_q(k+1|k) -$$

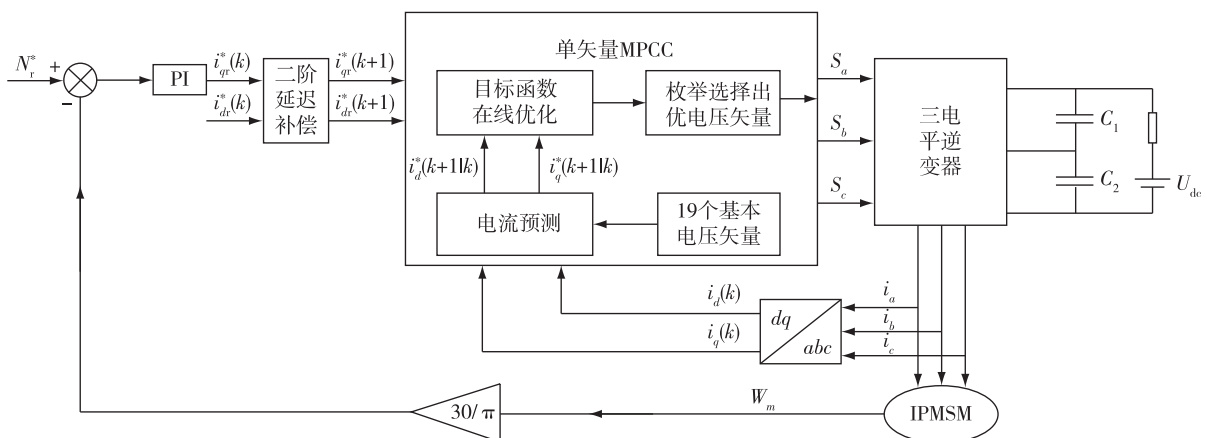


图 3 单矢量 MPCC 控制系统原理

Fig. 3 Schematic diagram of single vector MPCC control system

$i_{qr}^*(k+1) + \lambda |v_{c1}(k+1) - v_{c2}(k+1)|$, (13)
式中, λ 为权值系数, 调节的值可以使得逆变器并联的 2 个电容中点电压达到平衡。

通过预测方程计算 27 种开关状态对应的空间电压矢量下一时刻 d 轴和 q 轴电流的预测值, 然后建立目标函数, 滚动优化选取使目标函数值最小的电压矢量作为最优电压矢量, 最终产生最优电压矢

量对应开关状态的 PWM 脉冲信号输出到逆变器. 图 3 为三电平逆变器驱动的 PMSM 单矢量模型预测控制系统结构。

4 仿真分析

本节对三电平逆变器驱动的内置式永磁同步电机 MPCC 进行仿真分析 (图 4), 在 Matlab/Simulink

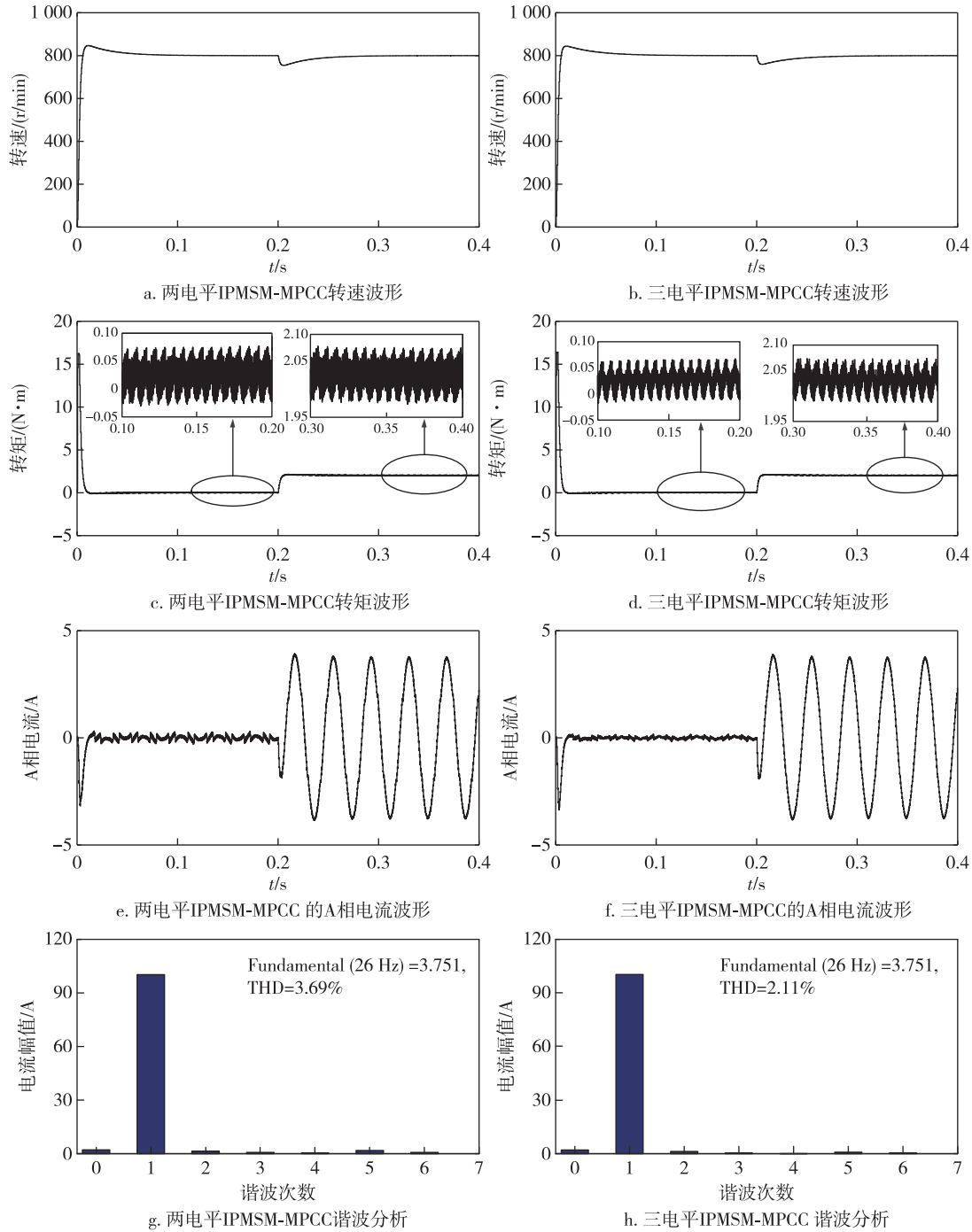


图 4 两电平 IPMSM-MPCC 与三电平 IPMSM-MPCC 动态响应对比

Fig. 4 Comparison of dynamic response between two-level IPMSM-MPCC (left plots) and three-level IPMSM-MPCC (right plots)

仿真平台上进行建模,IPMSM 仿真参数如表 1 所示.

表 1 IPMSM 仿真参数

Table 1 Simulation parameters of IPMSM

参数	取值
定子电阻/ Ω	0.958 5
d 轴定子电感/mH	3.25
q 轴定子电感/mH	5.25
极对数	2
转动惯量/ $(\text{kg}\cdot\text{m}^2)$	0.000 632 9
永磁体磁链/Wb	0.182 7
直流母线电压/V	500
阻尼系数/ $(\text{N}\cdot\text{s}\cdot\text{m}^{-1})$	0.000 303
额定转速/ $(\text{r}\cdot\text{min}^{-1})$	2 500
额定功率/kW	1.5

给定初始转速 800 r/min,空载启动,在 0.2 s 突加负载转矩 2 N·m,图 4a、4c、4e、4g 分别为两电平逆变器驱动的 IPMSM-MPCC 转速、电磁转矩、A 相电流波形及其谐波分析结果,图 4b、4d、4f、4h 分别为三电平逆变器驱动的 IPMSM-MPCC 转速、电磁转矩、A 相电流波形及其谐波分析结果.从图 4a 和 4b 可以看出 2 个系统均能很好地跟踪上参考转速.比较图 4c 和 4d 可以得到三电平逆变器驱动相比于两电平逆变器驱动具有更好的转矩脉动抑制效果,更有利于在工业控制中应用.比较图 4e、4f 和图 4g、4h 可以看出三电平逆变器驱动的 IPMSM-MPCC 输出的电流含谐波比两电平逆变器驱动的系统低 1.58 个百分点,因此前者电流谐波程度更低、正弦度更好.

给定初始转速 800 r/min,空载启动,在 0.2 s 突加负载转矩 20 N·m,图 5a 和 5b 分别为两电平逆变器驱动的 IPMSM-MPCC 和三电平逆变器驱动的 IPMSM-MPCC 线电压 U_{ab} 的波形,通过比较可得出后者系统的线电压更加稳定,波形正弦度更好,且因为后者是三电平状态,所以相比于两电平逆变器驱动更有利于减小转矩脉动.

5 结语

本文对二极管钳位型三电平逆变器驱动的 IPMSM-MPCC 系统进行研究分析,利用 MATLAB/Simulink 建立系统仿真模型,并分别对三电平逆变器驱动的 IPMSM-MPCC 系统和两电平逆变器驱动的 IPMSM-MPCC 系统进行对比分析,经对比验证,相比于两电平逆变器驱动系统,前者输出的电压电流波形

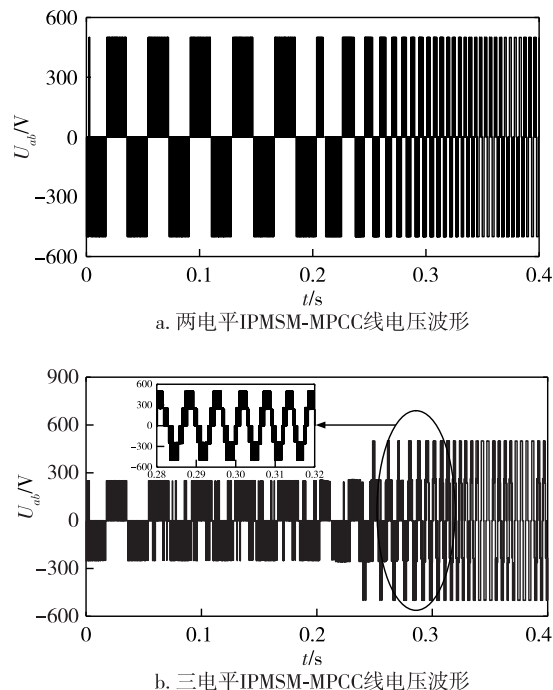


图 5 两电平 IPMSM-MPCC 与三电平 IPMSM-MPCC 线电压对比

Fig. 5 Comparison of line voltage between two-level IPMSM-MPCC (a) and three-level IPMSM-MPCC (b)

正弦度更好,含谐波分量更少,对电机转矩脉动的抑制更好,单个开关管所承受的电压应力更小,更合适应用在高电压大容量场合,适合向工业控制领域推广.

参考文献

References

- [1] 蒋范明,陈伟.宇航应用永磁同步电机矢量控制驱动电路设计[J].电力电子技术,2017,51(6):61-63
JIANG Fanming, CHEN Wei. Design of PMSM drive circuit by field-oriented control for aerospace application [J]. Power Electronics, 2017, 51(6): 61-63
- [2] Rodriguez J, Kennel R M, Espinoza J R, et al. High-performance control strategies for electrical drives: an experimental assessment [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 59(2): 812-820
- [3] 刘鑫.中点钳位三电平逆变器直流侧谐波分析与损耗分配的优化设计[D].重庆:重庆大学,2015
LIU Xin. Study on DC-link harmonics and optimization of losses distribution in three-level neutral point clamped inverter [D]. Chongqing: Chongqing University, 2015
- [4] Wang X, Zhao Q, He B, et al. Load frequency control in multiple microgrids based on model predictive control with communication delay [J]. The Journal of Engineering, 2017, 2017(13): 1851-1856
- [5] Ferreira S C, Gonzatti R B, Pereira R R, et al. Finite control set model predictive control for dynamic reactive power compensation with hybrid active power filters [J].

- IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65 (3):2608-2617
- [6] Kennel R, Linder A, Linke M. Generalized predictive control (GPC): ready for use in drive applications? [C] // 2001 IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference, 2001, 4: 1839-1844
- [7] Rivera M, Yaramasu V, Rodriguez J, et al. Model predictive current control of two-level four-leg inverters: part II: experimental implementation and validation [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28 (7) : 3469-3478
- [8] Preindl M, Bolognani S. Model predictive direct speed control with finite control set of PMSM drive systems [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28 (2) : 1007-1015
- [9] 王东文, 李崇坚, 吴尧, 等. 永磁同步电机的模型预测电流控制器研究 [J]. 电工技术学报, 2014, 29 (增 1) : 73-79
WANG Dongwen, LI Chongjian, WU Yao, et al. Model predictive current control scheme for permanent magnet synchronous motors [J]. Transactions of China Electro-
- technical Society, 2014, 29 (sup1) : 73-79
- [10] Mariethoz S, Domahidi A, Morari M. High-bandwidth explicit model predictive control of electrical drives [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2012, 48 (6) : 1980-1992
- [11] Chai S, Wang L P, Rogers E. A cascade MPC control structure for a PMSM with speed ripple minimization [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60 (8) : 2978-2987
- [12] 柳志飞, 杜贵平, 杜发达. 有限集模型预测控制在电力电子系统中的研究现状和发展趋势 [J]. 电工技术学报, 2017, 32 (22) : 58-69
LIU Zhifei, DU Guiping, DU Fada. Research status and development trend of finite control set model predictive control in power electronics [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32 (22) : 58-69
- [13] Cortes P, Rodriguez J, Silva C, et al. Delay compensation in model predictive current control of a three-phase inverter [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 59 (2) : 1323-1325

Model predictive current control for IPMSM driven by three-level inverter

JIA Hongyun^{1,2} LI Mingyang¹

1 School of Automation, Nanjing University of Information Science & Technology, Nanjing 210044

2 Collaborative Innovation Center of Atmospheric Environment and Equipment Technology,
Nanjing University of Information Science & Technology, Nanjing 210044

Abstract The three-level inverter is suitable for high voltage and large capacity occasions for its advantages such as simple topology, less devices, and small voltage stress on each power transistor. Compared with the legacy two-level inverter, three-level inverter has more output levels, lower voltage and current harmonic content, and better sine waveform. A Model Predictive Current Control (MPCC) scheme is proposed for Interior Permanent Magnet Synchronous Motor (IPMSM) to improve its current dynamic response speed, and a second-order delay compensation strategy is presented to solve the time delay in control system. Validity of the proposed MPCC scheme is confirmed by simulation. The simulation results showed that the IPMSM-MPCC driven by three-level inverter has smaller harmonic content in output current waveform, better dynamic and steady-state performance, compared with that driven by two-level inverter.

Key words three-level inverter; interior permanent magnet synchronous motor (IPMSM); model predictive current control (MPCC); second-order delay compensation