

DOI:10.11918/202209117

稳态性能改善的永磁同步电机模型预测磁链控制

高峰阳,徐昊,史志龙,高智山,强雅昕

(兰州交通大学 自动化与电气工程学院,兰州 730070)

摘要:为抑制电机共模电压的同时兼顾较好的稳态性能,提出一种模型预测磁链控制方法。首先,改进H8逆变器扩展备选电压矢量,将零矢量引入备选矢量集,减小电流谐波含量;其次,根据磁链误差矢量快速选择电压矢量,保证较小的转矩脉动、较低的电流谐波含量,并且考虑死区时间(dead-time,DT)对共模电压的影响,规定所选电压矢量的作用顺序,避免可能产生的等效零矢量;然后,基于磁链无差拍控制原则,设计新的电压矢量占空比的计算方法以减小磁链脉动;最后,将所提控制方法与3矢量法、5矢量法、8矢量法3种抑制共模电压控制方法进行仿真对比。研究结果表明:所提控制方法可以避免死区共模电压尖峰的产生,相较于3矢量法和8矢量法,其共模电压幅值分别降低了66.67%和33.33%;同时,有效减少了电机的转矩脉动、磁链脉动以及电流谐波含量。所提控制方法可以在抑制共模电压的同时改善电机的稳态性能,并且降低了计算复杂度。

关键词:永磁同步电机;模型预测磁链控制;共模电压;转矩脉动;电流谐波

中图分类号:TM351

文献标志码:A

文章编号:0367-6234(2025)09-0161-10

Model predictive flux control for enhancing steady-state performance of permanent magnet synchronous motor

GAO Fengyang, XU Hao, SHI Zhilong, GAO Zhishan, QIANG Yaxin

(School of Automation and Electrical Engineering, Lanzhou Jiaotong University, Lanzhou 730070, China)

Abstract: To suppress motor common-mode voltage while maintaining good steady-state performance, a model predictive flux control method was proposed. Firstly, the H8 inverter's candidate voltage vectors are expanded by incorporating zero vectors into the candidate set to reduce the current harmonic content. Secondly, according to the flux error vector, the voltage vectors are rapidly selected, which ensures low torque ripple and low current harmonic content. Moreover, Considering the influence of dead-time (DT) on common-mode voltage, the action sequence of the selected voltage vectors is defined to avoid potential equivalent zero vectors. Then, based on the flux beat control principle, a new calculation method of voltage vector duty cycle is designed to reduce flux pulsations. Finally, the proposed control method is compared with the three-vector method, five-vector method and eight-vector method which can suppress the common-mode voltage. The results show that the proposed control method can avoid the dead-time common-mode voltage peak. Comparing with the three-vector method and the eight-vector method, the common-mode voltage amplitude is reduced by 66.67% and 33.33%, respectively. At the same time, the proposed control method can effectively reduce the torque ripple, flux ripple, and current harmonic content of the motor. The proposed control method can improve the steady-state performance of the motor while suppressing the common-mode voltage, and reducing the computational complexity.

Keywords: permanent magnet synchronous motor; model predictive flux control; common-mode voltage; torque ripple; current harmonic

永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor, PMSM)具有结构简单、体积小、效率和功率因数高等优点,在交流传动系统中被广泛应用^[1]。三相电压源逆变器为PMSM提供交流电压,在电机调速过程中难免会使用到产生较大共模电压的矢量,共模电压会产生较大的轴电压和轴电流,导致电机

绕组失效和轴承的损坏,影响电机的运行寿命。同时,能够激励系统中杂散电容和耦合电容产生电磁干扰,从而威胁交流电机驱动系统的安全性和可靠性^[2-5]。

目前,PMSM调速系统主要从硬件和软件两个角度出发抑制共模电压。从硬件角度出发,文

收稿日期:2022-09-30;录用日期:2023-02-03;网络首发日期:2023-12-14

网络首发地址:https://link.cnki.net/urlid/23.1235.T.20231214.1041.011

基金项目:国家重点研发计划(2018YFB1201602-06);国家自然科学基金(52267004)

作者简介:高峰阳(1971—),男,教授,博士生导师

通信作者:徐昊,xhao_1998@163.com

献[6-7]分别采用无源和有源滤波器来抑制共模电压,增加额外的硬件电路,虽然可以达到抑制共模电压的目的,但是会增加系统的成本和体积。从软件角度出发,改变逆变器的控制和调制策略。文献[8]总结了临近 3 矢量脉宽调制(near state PWM, NSPWM)策略、远端 3 矢量脉宽调制(remote state PWM, RSPWM)策略、有源零状态脉宽调制(active zero state PWM, AZSPWM)策略,采取弃用零矢量的方法合成矢量。但这些方法线性调制范围有限,另外还需要复杂的 PWM 调制模块。近年来,随着微处理器运算性能的不不断提升,文献[9-11]中的有限集模型预测控制因控制概念简单、动态响应快而在电机驱动领域逐渐引起广大学者的关注。文献[12-14]弃用零矢量,基于模型预测控制抑制共模电压。其中,文献[12-13]分别采用单矢量和双矢量合成的方法来控制电机,但电机的稳态性能不佳;文献[14]选取 3 个非零矢量合成控制电压矢量,降低了电机的转矩脉动,但电流总谐波畸变率(total harmonic distortion, THD)较大。此外,文献[12-14]均未考虑死区时间(dead-time, DT)对共模电压的影响,在 DT 内可能产生较大的共模电压峰值。文献[15]研究了 DT 对共模电压的影响,避免了两个桥臂同时变化的矢量切换,但由于备选电压矢量的减少,电机电流谐波含量较高。文献[16]根据电流扇区扩展了备选电压矢量,一定程度上减小了电流谐波含量。文献[17-18]通过基于混合非零矢量的模型预测控制方法,相较于文献[16],进一步降低了电流谐波含量,但是需要复杂的矢量预筛选。为抑制共模电压,同时减小电流畸变,国内外许多学者从改变逆变器拓扑结构入手。文献[19-20]采用 H8 逆变器拓扑结构,即在直流电源和传统的 H6 逆变器之间增加了两个开关,分别使用 NAND 逻辑和 OR 逻辑控制额外的开关来抑制零矢量的共模电压,但由于开关管自身的电容效应,使得共模电压抑制能力受限,并且单矢量控制电机会产生较大的转矩脉动和磁链脉动。文献[21]将 H8 逆变器的所有开关管并联了不同大小的电容,可以抑制零矢量的共模电压,但额外并联的电容增加了成本,同时还会增加开关损耗。

综上,本文提出一种模型预测磁链控制方法。首先,改进 H8 逆变器对其额外开关并联稳压管;其次,根据磁链误差矢量所在扇区快速选择控制电机的 3 个电压矢量并确定其作用顺序;然后,基于磁链无差拍控制原则,根据旋转坐标系下磁链误差设计一种新型矢量占空比计算方法;最后,对 3 矢量法、5 矢量法、8 矢量法以及所提控制方法进行对比分析。

1 传统三相逆变器和磁链预测模型

传统三相两电平逆变器及 PMSM 拓扑结构如图 1 所示。

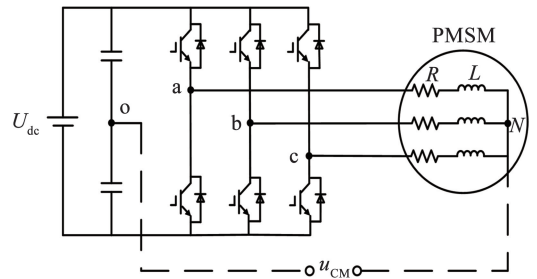


图 1 三相逆变器及 PMSM 拓扑

Fig. 1 Three-phase inverter and PMSM topology

根据开关状态不同,三相两电平逆变器可输出 6 个有效电压矢量和两个零矢量,共计 8 个电压矢量,具体电压矢量分布和扇区划分如图 2 所示。

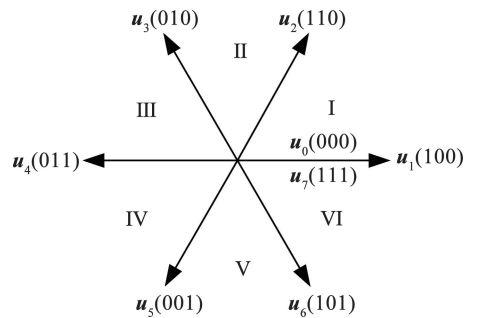


图 2 电压矢量示意

Fig. 2 Voltage vector diagram

对于三相逆变器供电的电机系统而言,共模电压可以被定义为电机星形连接中点和直流母线中点之间的电压,表达式为

$$u_{CM} = \frac{u_{ao} + u_{bo} + u_{co}}{3} \quad (1)$$

式中 u_{ao} 、 u_{bo} 、 u_{co} 分别为三相桥臂中点与直流母线中点之间的电压。

由式(1)可知,有效电压矢量产生的共模电压为 $\pm U_{dc}/6$,零矢量 u_7 和 u_0 产生的共模电压分别为 $U_{dc}/2$ 和 $-U_{dc}/2$ 。

以表贴式 PMSM 为研究对象,假设三相绕组对称,不计涡流损耗和磁滞损耗,其电压方程为

$$\mathbf{u}_s = R\mathbf{i}_s + \frac{d\boldsymbol{\psi}_s}{dt} \quad (2)$$

式中: \mathbf{u}_s 、 \mathbf{i}_s 、 $\boldsymbol{\psi}_s$ 分别为定子电压、电流、磁链矢量, R 为定子电阻。

磁链方程为

$$\begin{cases} \psi_{sd} = L_d i_{sd} + \psi_f \\ \psi_{sq} = L_q i_{sq} \end{cases} \quad (3)$$

式中: ψ_{sd} 、 ψ_{sq} 分别为定子磁链在 d 轴、 q 轴的分量, L_d 、 L_q 分别为定子电感在 d 轴、 q 轴的分量, i_d 、 i_q 分别为定子电流在 d 轴、 q 轴的分量, ψ_f 为永磁体磁链。

电磁转矩方程为

$$T_e = \frac{3}{2} p \psi_f i_q \quad (4)$$

式中: T_e 为电磁转矩, p 为电机极对数。

2 共模电压抑制方法

2.1 电压矢量选择方法

为了抑制共模电压并改善电机稳态性能, 相较于文献[12-13], 文献[14]提出了一种3矢量合成的方法。首先, 以6个有效电压矢量作为备选矢量进行筛选, 选择最优矢量作为预选矢量; 然后, 根据电压调制度不同选择一个与预选矢量相邻的矢量和一个相对的矢量或两个相邻的矢量, 同一个控制周期作用3个电压矢量; 最后, 根据电流无差拍计算3个电压矢量的作用时间。合成矢量的覆盖范围如图3阴影所示。在抑制共模电压的同时, 减小电机的转矩脉动, 但未考虑DT产生的共模电压尖峰, 同时, 设计的脉冲序列产生的PWM波形不对称, 会增大电机定子电流的THD值。

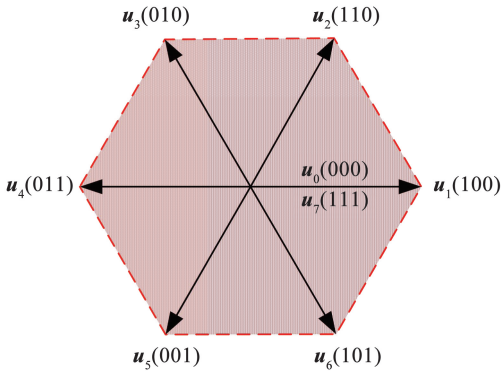


图3 文献[14]提出的矢量选择方法

Fig. 3 Vector selection method proposed in [14]

2.2 考虑DT的共模电压抑制方法

理论上, 弃用零矢量可以将共模电压降低为 $\pm U_{dc}/6$, 但在实际中, 每个开关管都会设置DT。DT使得电压矢量切换过程中会产生 $\pm U_{dc}/2$ 的等效零矢量。定义三相电流的正方向为直流侧流向交流侧, 根据电流流向划分6个扇区, 用CS表示, 见表1。

表1 电流扇区划分

Tab. 1 Current sector division

扇区 CS	电流	扇区 CS	电流
1	$i_a > 0, i_b < 0, i_c > 0$	4	$i_a < 0, i_b > 0, i_c < 0$
2	$i_a > 0, i_b < 0, i_c < 0$	5	$i_a < 0, i_b > 0, i_c > 0$
3	$i_a > 0, i_b > 0, i_c < 0$	6	$i_a < 0, i_b < 0, i_c > 0$

当单个桥臂开关状态发生变化时, 所处任意电流扇区均不会产生等效零矢量, 例如 u_1 和 u_2 相互切换时, 开关管 S_1 、 S_6 始终打开, 因此在DT内不会存在开关管 S_1 、 S_3 、 S_5 或 S_2 、 S_4 、 S_6 同时导通的情况发生, 故在DT内不会产生共模电压尖峰。当3个桥臂开关状态同时发生变化时, 例如 u_1 和 u_4 相互切换时, 在DT内三相电流只会流过反向续流二极管, 不会产生共模电压峰值。

但是, 当两个桥臂开关状态发生变化时, DT可能产生共模电压峰值。例如 u_1 和 u_3 相互切换时, 且当CS为3时, S_1 、 S_4 关断且 S_2 、 S_3 还未打开时, 在DT内可能会产生等效矢量 u_0 , 如图4所示, 故可能产生共模电压峰值。

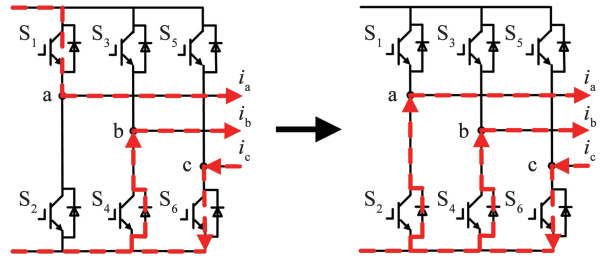


图4 电压矢量 u_1 向 u_3 切换时分析

Fig. 4 Analysis when u_1 is switched to u_3

文献[15]提出了一种控制算法以抑制DT产生的共模电压尖峰, 矢量切换方式如图5所示。即在不相邻矢量切换时考虑CS, 舍弃产生较大共模电压峰值的矢量切换, 但备选电压矢量会减少, 将产生较大的电流畸变。

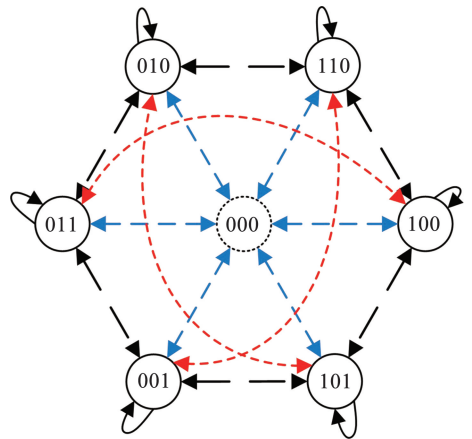


图5 文献[15]提出的矢量选择方法

Fig. 5 Vector selection method proposed in [15]

2.3 H8 逆变器共模电压抑制方法

备选电压矢量的减少会产生较高的THD值。H8逆变器的拓扑结构如图6所示, 即在直流电源侧和传统H6逆变器之间增加了两个开关 S_7 、 S_8 , 可通过控制额外的开关抑制零矢量产生的共模电压, 但由于开关管自身的电容效应, 只能将零矢量共模电

压抑制为 $\pm U_{dc}/4$ 。

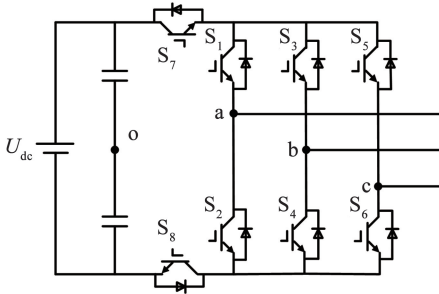


图 6 H8 逆变器拓扑

Fig. 6 H8 inverter topology

3 所提控制方法

文献[14]中的 3 矢量合成方法改善了电机稳态性能并抑制了共模电压,但 DT 可能产生共模电压峰值;文献[15]的方法考虑了 DT 对共模电压的影响,但由于备选矢量有限,会产生较大的电流畸变;文献[20]方法扩展备选矢量,改善了电流畸变率,但单一矢量作用仍会影响电机的稳态性能。为此,基于 H8 逆变器拓扑提出了一种 3 矢量模型预测磁链控制方法。

3.1 改进的 H8 逆变器

如图 7 所示,开关 S_7 、 S_8 并联稳压二极管,稳压二极管的反向击穿电压为 $U_{dc}/3$ 。同时,开关 S_7 、 S_8 采用 OR 逻辑($S_7 = S_2 + S_4 + S_6$, $S_8 = S_1 + S_3 + S_5$)控制,例如:当 u_0 作用时, S_7 打开, S_8 关断, S_8 分压为 $U_{dc}/3$,故此时 u_0 产生的共模电压为 $-U_{dc}/6$,在扩展备选电压矢量的同时不会受开关管自身电容效应的影响而限制共模电压的抑制能力。同时,开关管 S_7 、 S_8 采用 OR 逻辑控制,可以避免其因 DT 导致的共模电压峰值。

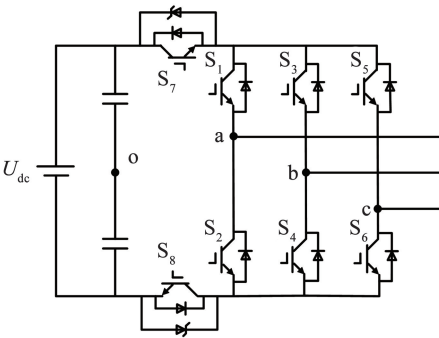


图 7 改进 H8 逆变器拓扑

Fig. 7 Improved H8 inverter topology

3.2 磁链误差分析

图 8 为 PMSM 空间矢量图。其中, θ_{st} 为负载角,是当前定子磁链矢量 ψ_s 和永磁体磁链 ψ_f 的夹角; θ_{st}^* 为负载角的参考值,即参考定子磁链矢量 ψ_s^* 和

永磁体磁链 ψ_f 的夹角; $\Delta\psi_s$ 为参考定子磁链矢量 ψ_s^* 和定子磁链矢量 ψ_s 的误差矢量; ψ_{sd} 、 ψ_{sq} 、 ψ_{sd}^* 、 ψ_{sq}^* 、 $\Delta\psi_d$ 、 $\Delta\psi_q$ 分别为 ψ_s 、 ψ_s^* 、 $\Delta\psi_s$ 在 d 轴、 q 轴的分量; θ_r 为转子位置角。

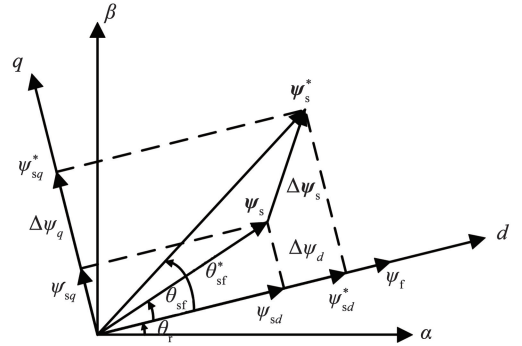


图 8 PMSM 空间矢量图

Fig. 8 Space vector diagram of PMSM

为提高电机系统效率,采用最大转矩电流比控制策略,因此,定子磁链幅值 $|\psi_s^*|$ 为

$$|\psi_s^*| = \sqrt{\psi_f^2 + \left(\frac{2L_q T_e^*}{3p\psi_f}\right)^2} \quad (5)$$

式中 T_e^* 为电磁转矩参考值。根据式(3)和(4), T_e^* 可以表示为

$$T_e^* = \frac{3p\psi_f |\psi_s^*| \sin \theta_{sf}^*}{2L_q} \quad (6)$$

由式(6)可得

$$\theta_{sf}^* = \sin^{-1} \left(\frac{2T_e^* L_q}{3p\psi_f |\psi_s^*|} \right) \quad (7)$$

根据式(5)和(7)可得

$$\begin{cases} \psi_{sd}^* = |\psi_s^*| \cos \theta_{sf}^* \\ \psi_{sq}^* = |\psi_s^*| \sin \theta_{sf}^* \end{cases} \quad (8)$$

由此可得磁链误差为

$$\begin{cases} \Delta\psi_d = \psi_{sd}^* - \psi_{sd} \\ \Delta\psi_q = \psi_{sq}^* - \psi_{sq} \end{cases} \quad (9)$$

磁链控制本质是对参考定子磁链矢量的跟踪控制,根据式(2),若忽略定子电阻压降,则磁链矢量增量可由电压矢量表示,公式为

$$\psi'_s = u_s T_s \quad (10)$$

式中 T_s 为每个周期电压矢量作用时间。

因此,输出合适的电压矢量可以实现对磁链矢量的跟踪控制。相对单一矢量作用,在一个控制周期内,选择两个有效电压矢量结合零矢量使得输出电压矢量的幅值相位可控,达到提升控制精度和改善电机稳态性能的目的。

3.3 电压矢量选择

传统模型预测控制通过预测所有备选电压矢量作用下电机未来状态,经由代价函数进行遍历寻优,

当备选电压矢量较多时会导致计算量增大, 文献[14-15,20]分别需要进行6次、5次和8次寻优计算。另外, 由2.2节可知, 不相邻电压矢量切换会产生死区共模电压峰值, 故提出了一种快速选择电压矢量及其作用顺序(表2)的方法。

首先, 由式(9)计算磁链误差并根据式(11)计算磁链误差矢量角; 然后, 由表2判断其所处扇区, 选择两个相邻有效电压矢量, 周期内剩余时间由零矢量补足, 无需进行遍历计算, 实现对磁链矢量跟踪控制的同时减小了计算量。另外, 依据表2中的电压矢量作用顺序, 当矢量切换时最多只有一相开关状态发生变化, 可以避免DT共模电压峰值。表2中 $u_1 \sim u_6$ 为6个非零电压矢量, I~VI表示1~6扇区号, $\Delta\theta$ 为磁链误差矢量角。

表2 电压矢量作用顺序设计

Tab.2 Design of voltage vector action sequence

$\Delta\theta$	扇区	有效电压矢量	电压矢量作用顺序
$0 \sim \pi/3$	I	u_1, u_2	$u_0 - u_1 - u_2 - u_7 - u_2 - u_1 - u_0$
$> \pi/3 \sim 2\pi/3$	II	u_2, u_3	$u_0 - u_3 - u_2 - u_7 - u_2 - u_3 - u_0$
$> 2\pi/3 \sim \pi$	III	u_3, u_4	$u_0 - u_3 - u_4 - u_7 - u_4 - u_3 - u_0$
$> \pi \sim 4\pi/3$	IV	u_4, u_5	$u_0 - u_5 - u_4 - u_7 - u_4 - u_5 - u_0$
$> 4\pi/3 \sim 5\pi/3$	V	u_5, u_6	$u_0 - u_5 - u_6 - u_7 - u_6 - u_5 - u_0$
$> 5\pi/3 \sim 2\pi$	VI	u_6, u_1	$u_0 - u_1 - u_6 - u_7 - u_6 - u_1 - u_0$

根据磁链误差 $\Delta\psi_d, \Delta\psi_q$, 将其转换至两相静止坐标系, 可得 $\Delta\psi_\alpha, \Delta\psi_\beta$, 则磁链误差矢量角为

$$\Delta\theta = \arctan(\Delta\psi_\beta / \Delta\psi_\alpha) \quad (11)$$

3.4 占空比计算

定义两个非零电压矢量的作用时间占空比分别为 d_1, d_2 , 则零矢量占空比为 $1 - d_1 - d_2$ 。文献[14]中通过电流变化率计算3个电压矢量的作用时间, 计算复杂, 同时计算所得时间若为负值还需进行修正处理。为此, 提出一种根据不同矢量作用后的磁链偏差来计算占空比的方法。磁链预测方程为

$$\begin{cases} \psi_{sd}^{k+1} = \psi_{sd}^k + T_s(u_d^k - Ri_d + \omega_e \psi_{sq}^k) \\ \psi_{sq}^{k+1} = \psi_{sq}^k + T_s(u_q^k - Ri_q - \omega_e \psi_{sd}^k) \end{cases} \quad (12)$$

式中: k 为当前时刻, u_d^k, u_q^k 和 ψ_{sd}^k, ψ_{sq}^k 分别为电压矢量和定子磁链矢量在 k 时刻的 d 轴、 q 轴分量。

由式(12)可得在单个电压矢量作用下的磁链偏差为

$$\begin{cases} e_{di} = \psi_{sd}^* - \psi_{sdi}^{k+1} \\ e_{qi} = \psi_{sq}^* - \psi_{sqi}^{k+1} \end{cases} \quad (13)$$

式中 e_{di}, e_{qi} 分别为电压矢量作用时磁链偏差在 d 轴、 q 轴的分量, $\psi_{sdi}^{k+1}, \psi_{sqi}^{k+1}$ 分别为电压矢量作用下 $k+1$ 时刻磁链预测值在 d 轴、 q 轴的分量。

根据磁链无差拍原理, 即满足 $\psi_{sd}^{k+1} = \psi_{sd}^*, \psi_{sq}^{k+1} = \psi_{sq}^*$, 故3个电压矢量同时作用时有:

$$\begin{cases} e_{d1}d_1 + e_{d2}d_2 + e_{d3}(1 - d_1 - d_2) = 0 \\ e_{q1}d_1 + e_{q2}d_2 + e_{q3}(1 - d_1 - d_2) = 0 \end{cases} \quad (14)$$

式中: $e_{d1}, e_{d2}, e_{d3}, e_{q1}, e_{q2}, e_{q3}$ 分别为两个有效矢量和零矢量作用下磁链在 d 轴、 q 轴分量的偏差值。

根据式(14), 可得

$$\begin{cases} d_1 = \frac{e_{d2}e_{q3} - e_{d3}e_{q2}}{e_{d2}(e_{q3} - e_{q1}) + e_{d1}(e_{q2} - e_{q3}) + e_{d3}(e_{q1} - e_{q2})} \\ d_2 = \frac{e_{d3}e_{q1} - e_{d1}e_{q3}}{e_{d2}(e_{q3} - e_{q1}) + e_{d1}(e_{q2} - e_{q3}) + e_{d3}(e_{q1} - e_{q2})} \end{cases} \quad (15)$$

图9给出了当磁链误差矢量在扇区I时的脉冲序列图和相应的共模电压幅值。当磁链误差矢量在扇区I时, 矢量作用顺序是 $u_0, u_1, u_2, u_7, u_2, u_1, u_0$ 。每次矢量切换仅有一相的开关状态发生变化, 避免了在控制周期内由于矢量切换造成的共模电压尖峰。此外, 每个控制周期均由 u_0 作为始末矢量, 故每个控制周期之间亦不会产生共模电压尖峰。与此同时, 设计的电压矢量作用顺序使得产生的脉冲波形是对称的, 可以有效降低电流谐波含量。

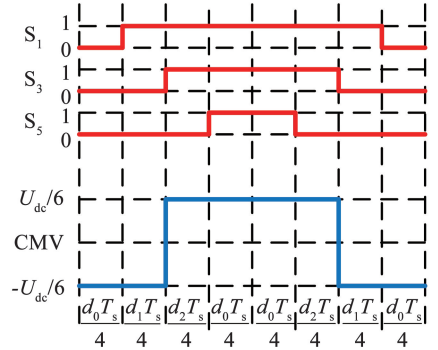


图9 脉冲序列图

Fig.9 Pulse sequence diagram

3.5 控制系统结构

本文提出的模型预测磁链控制方法根据定子参考磁链矢量和定子当前磁链矢量确定磁链误差矢量, 由磁链误差矢量通过查表选择电压矢量及其作用顺序, 然后根据磁链无差拍原理计算矢量占空比, 在减小共模电压的同时保证了电机的稳态性能。控制原理如图10所示。

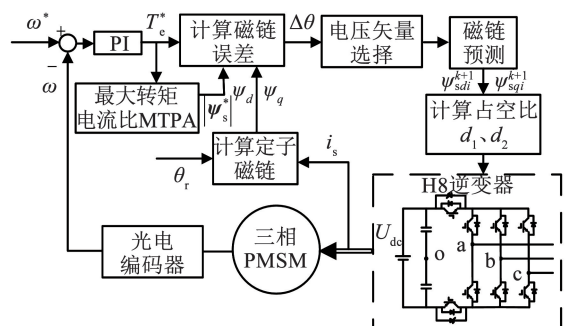


图10 模型预测磁链控制系统

Fig.10 System of model predictive flux control

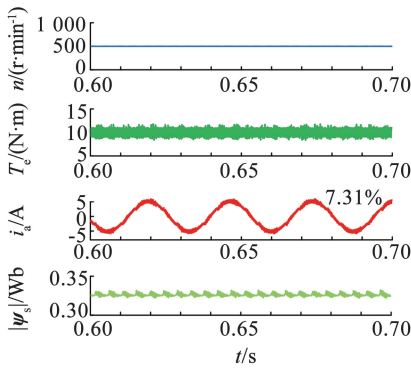
4 仿真实验

为方便描述,将图 3 所示方法命名为 3 矢量法,图 5 所示方法命名为 5 矢量法,文献[20]所提方法命名为 8 矢量法,通过 MATLAB/Simulink 将上述方法和所提控制方法进行仿真对比分析。电机驱动系统参数见表 3。

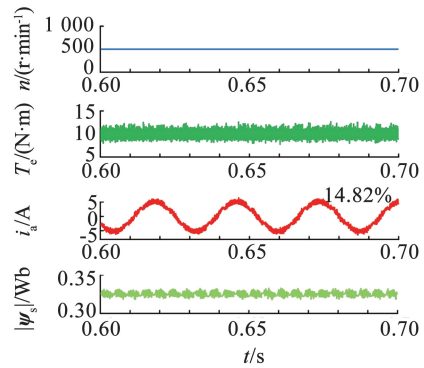
表 3 PMSM 系统参数

Tab. 3 PMSM system parameters

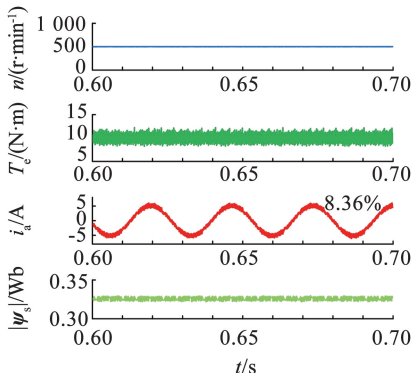
极对数	永磁磁链/Wb	定子电阻/ Ω	定子电感/mH	额定转速/ $(r \cdot \text{min}^{-1})$	转动惯量/ $(\text{kg} \cdot \text{m}^2)$	直流母线电压/V
4	0.325	1.25	5.5	1 500	0.002 77	350



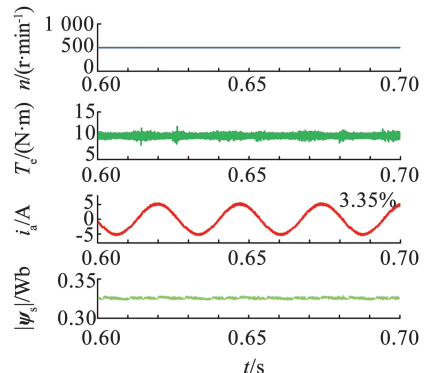
(a) 3 矢量法



(b) 5 矢量法



(c) 8 矢量法



(d) 所提控制方法

图 11 低速稳态仿真结果(500 r/min, 10 N·m)

Fig. 11 Simulation results of steady-state at low speed(500 r/min, 10 N·m)

图 12 为转速 1 000 r/min、采样频率 20 kHz,负载转矩为 10 N·m 工况条件下 4 种控制方法的转速、转矩、a 相电流以及定子磁链波形。由图 12 可以看出:3 矢量法转矩脉动和磁链脉动较小,电流 THD 值为 7.21%;5 矢量法转矩脉动和磁链脉动最大,电流 THD 值为 15.18%;8 矢量法转矩脉动和磁链脉动相对 5 矢量法有所改善,但仍较大,电流 THD 值为 7.69%;所提控制方法转矩脉动和磁链脉动最小,电流 THD 值为 3.94%。

定义转矩脉动和磁链脉动为

4.1 稳态性能对比

为了对比 4 种控制方法的稳态性能,分别在低速稳态和高速稳态下进行仿真对比,图 11 为转速 n 为 500 r/min、采样频率 20 kHz,负载转矩为 10 N·m 工况条件下 4 种控制方法的转速、转矩、a 相电流以及定子磁链波形。由图 11 可以看出:3 矢量法转矩脉动和磁链脉动较小,电流 THD 值为 7.31%;5 矢量法转矩脉动和磁链脉动最大,电流 THD 值为 14.82%;8 矢量法转矩脉动和磁链脉动相对 5 矢量法有所改善,但仍较大,电流 THD 值为 8.36%;所提控制方法转矩脉动和磁链脉动最小,电流 THD 值为 3.35%。

$$\begin{cases} T_{e_ripple} = \sqrt{\frac{1}{l} \sum_{i=1}^l (T_{e_i} - T_{e_ave})^2} \\ \psi_{s_ripple} = \sqrt{\frac{1}{l} \sum_{i=1}^l (\psi_{s_i} - \psi_{s_ave})^2} \end{cases} \quad (16)$$

式中: T_{e_i} 和 ψ_{s_i} 分别为*i*时刻的转矩和磁链值, T_{e_ave} 和 ψ_{s_ave} 分别为转矩和磁链的均值。

为了进一步对比 4 种控制方法的稳态性能,图 13 给出了 4 种控制方法在负载转矩为 10 N·m 时不同转速对应的转矩脉动。由图 13 可知,在全速度范围内,5 矢量法转矩脉动最大,8 矢量法和 3 矢量法转矩脉动居中,所提控制方法转矩脉动最小。

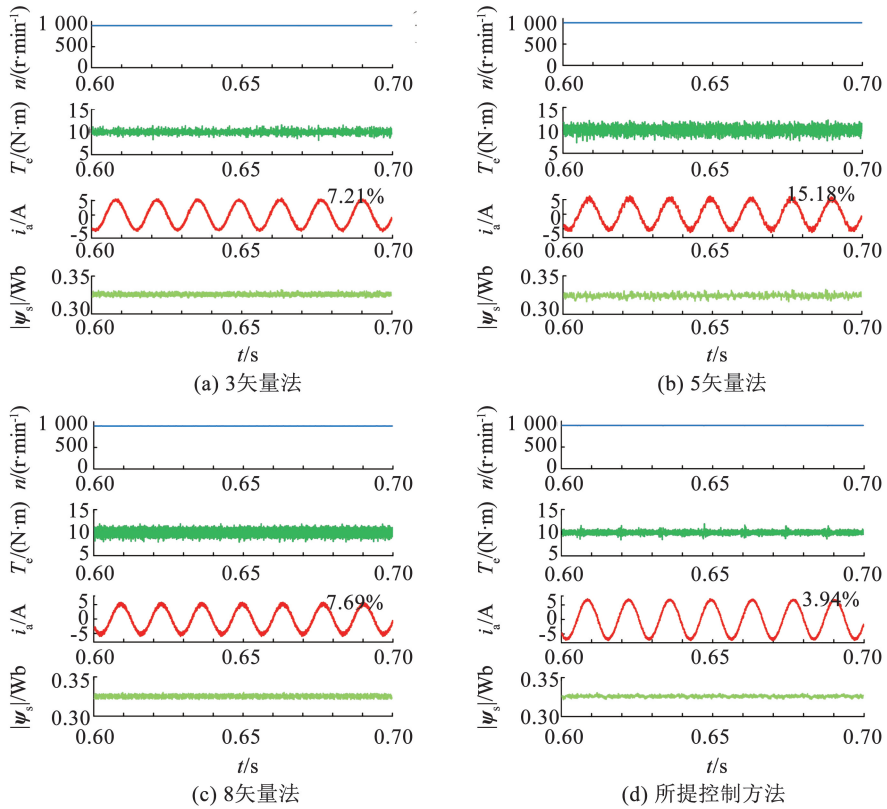


图 12 高速稳态仿真结果(1 000 r/min,10 N·m)

Fig. 12 Simulation results of steady-state at high speed(1 000 r/min,10 N·m)

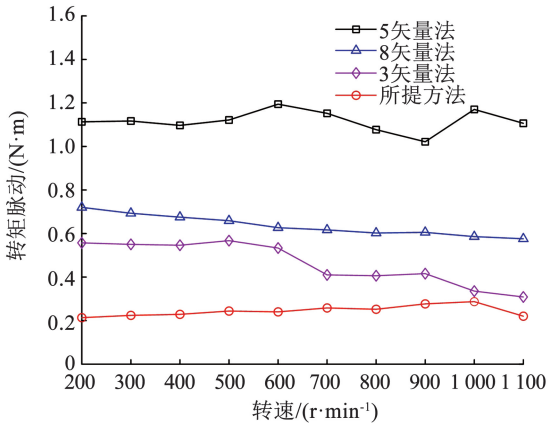


图 13 不同转速下转矩脉动对比

Fig. 13 Comparison of torque ripple at different speeds

因此,所提控制方法在抑制共模电压的同时,仍可保证较小的磁链脉动。

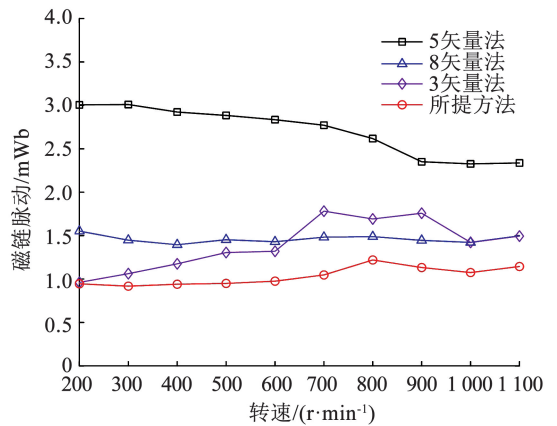


图 14 不同转速下磁链脉动对比

Fig. 14 Comparison of flux ripple at different speeds

图 14 为 4 种控制方法在负载转矩为 10 N·m 时不同转速对应的磁链脉动。由图 14 可知:在不同转速情况下,5 矢量法磁链脉动最大;当转速小于 600 r/min 时,3 矢量法磁链脉动小于 8 矢量法;当转速大于 700 r/min 时,3 矢量法磁链脉动略大于 8 矢量法,可能是 3 矢量法在转速升高时电压调制度改变,作用的 3 个电压矢量发生变化所导致;所提控制方法在全速度范围内都保持较小的磁链脉动。

图 15 为 4 种控制方法在负载转矩为 10 N·m 时不同转速对应的 a 相电流 THD。由图 15 可知:在全速度范围内,5 矢量法的电流 THD 最大;8 矢量法和 3 矢量法的电流 THD 相较于 5 矢量法有所减小;所提控制方法的电流 THD 最小。因此,所提控制方法在抑制共模电压的同时,可以减小定子电流畸变率。

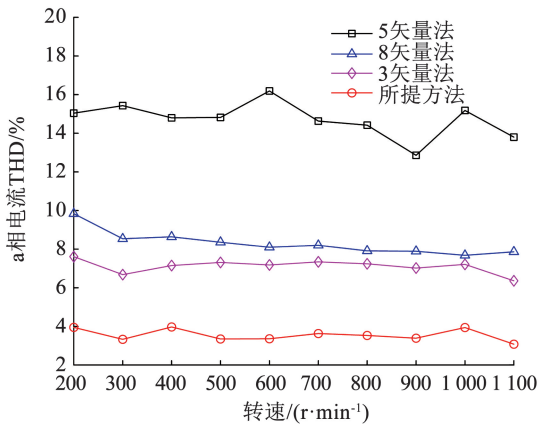


图 15 不同转速下电流 THD 对比

Fig. 15 Comparison of current THD at different speeds

4.2 动态性能

为了验证所提控制方法的动态性能,将转速为 500 r/min 时,转矩由 0 N·m 空载启动,0.5 s 时突加 10 N·m 负载,0.8 s 时突减为 5 N·m 负载的工况条件下 4 种控制方法进行对比,仿真结果如图 16 所示。由图 16 可知:在相同转速情况下,当突加负载时,3 矢量法、5 矢量法、8 矢量法和所提控制方法对应的调节时间分别为 145、137、141、147 ms;当突减负载时,4 种控制方法所对应的调节时间分别为 110、96、102、109 ms。由此可知,4 种控制方法在负载变动时动态响应没有明显差异,电机转速和转矩均能快速、准确跟踪指令值,但所提控制方法具有较好的稳态性能。

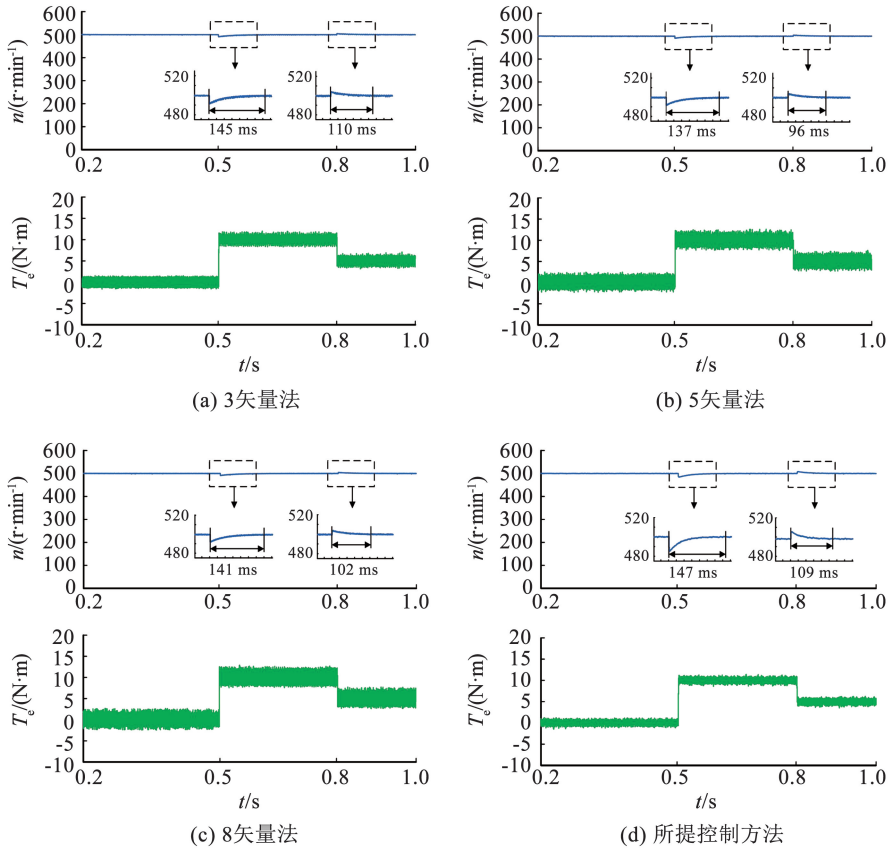


图 16 动态仿真结果

Fig. 16 Results of dynamic simulation

4.3 共模电压对比

图 17 为 4 种控制方法共模电压仿真结果。由图 17 可知:3 矢量可以将共模电压抑制在 $\pm U_{dc}/6$ 之间,但是会产生 $\pm U_{dc}/2$ 的共模电压峰值,这是由于该方法未考虑 DT 的影响,在 DT 内产生了等效零矢量,从而导致了共模电压峰值的产生;5 矢量法考虑了 DT 的问题,将共模电压抑制在 $\pm U_{dc}/6$ 之间,因此在 DT 内没有产生共模电压峰值;8 矢量法将共

模电压抑制在 $-U_{dc}/6 \sim U_{dc}/4$ 之间,由于两个零矢量作用效果相同,所以在进行代价函数寻优后只有 u_0 作用,因此只产生了 $U_{dc}/4$ 的共模电压,没有产生 $-U_{dc}/4$ 的共模电压幅值;所提控制方法将共模电压抑制在 $\pm U_{dc}/6$ 之间,且不会在 DT 内产生较大的共模电压峰值。

表 4 给出了 4 种控制方法在电机带相同负载,转速分别为 500、1 000 r/min 时转矩脉动、磁链脉

动、电流 THD 值、共模电压、直流电压利用率以及寻优耗时的综合性能对比结果。可以看出,所提控制方法在抑制共模电压的同时保证电机较好的稳态性能,减小了计算量。同时,4 种控制方法均采用模型

预测控制,可以选择非零电压矢量直接输出,均能输出幅值为 $\pm U_{dc}$ 的线电压,因此,直流电压利用率没有明显差别,均近似为 1。

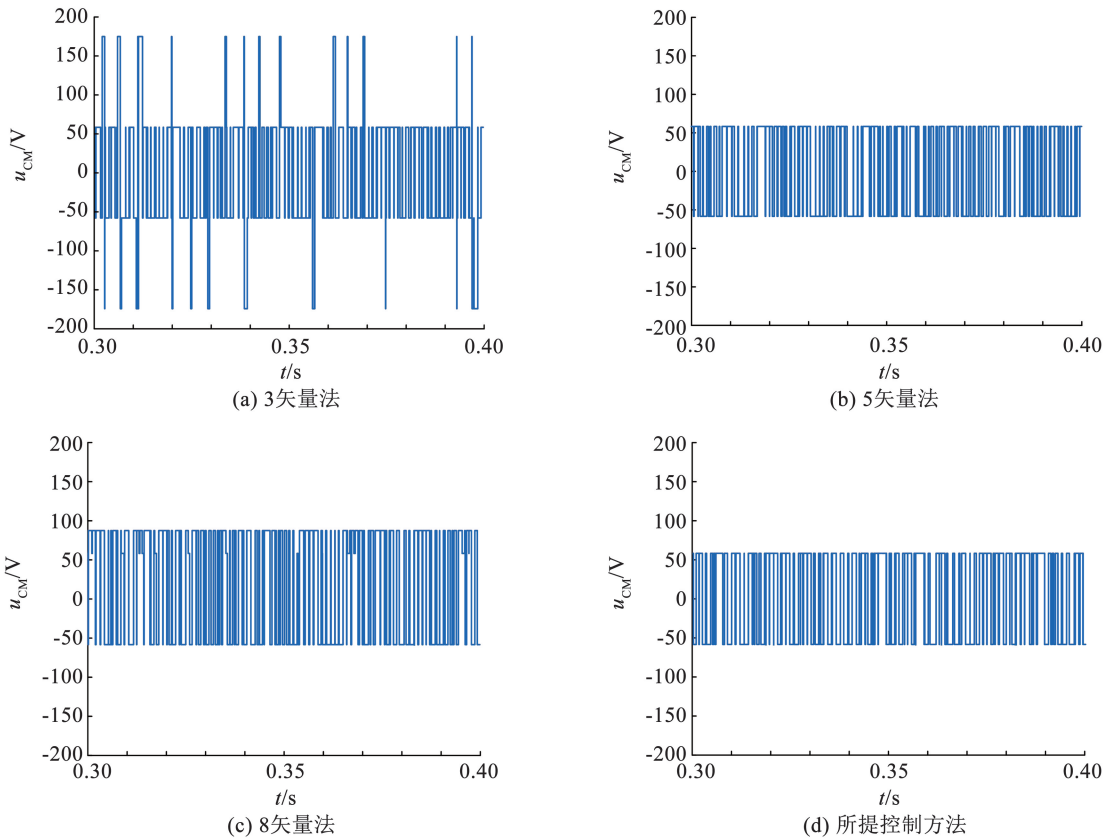


图 17 共模电压仿真结果

Fig. 17 Simulation results of common-mode voltage

表 4 4 种控制方法综合性能对比

Tab. 4 Comprehensive performance comparison of the four control methods

控制方法	转矩脉动/(N·m)		磁链脉动/Wb		电流 THD/%		共模电压	直流电压利用率	寻优耗时/ μ s
	500 r/min	1 000 r/min	500 r/min	1 000 r/min	500 r/min	1 000 r/min			
3 矢量法	0.567	0.335	0.001 3	0.001 4	7.31	7.21	$\pm U_{dc}/2$	0.978	16
5 矢量法	1.121	1.170	0.002 9	0.002 3	14.82	15.18	$\pm U_{dc}/6$	0.953	17
8 矢量法	0.659	0.586	0.001 5	0.001 4	8.36	7.68	$\pm U_{dc}/4$	0.987	22
本文方法	0.244	0.287	0.000 9	0.001 0	3.35	3.94	$\pm U_{dc}/6$	0.956	13

5 结 论

针对电机驱动系统抑制共模电压方法存在影响电机稳态性能的问题,提出了一种模型预测磁链控制方法。对 3 矢量法、5 矢量法、8 矢量法和所提控制方法进行仿真对比研究,得出如下结论:

1) 所提控制方法考虑了 DT 对共模电压的影响,抑制了共模电压幅值,相较于 3 矢量法降低了 66.67%,相较于 8 矢量法降低了 33.33%。

2) 相较于 5 矢量法和 8 矢量法,所提控制方法

每个控制周期由 3 个电压矢量控制,明显减小了电机转矩脉动和磁链脉动;采用本文设计的电压矢量作用顺序表,在抑制共模电压的同时,相较于另外 3 种控制方法,所提控制方法显著降低了定子电流谐波含量,降低了计算复杂度。

3) 在电机负载突变时,所提控制方法的转矩和转速仍能快速响应,达到指定值。在改善电机稳态性能的同时,电机的动态响应良好,可以满足性能需求。

本文所提控制方法在保证电机稳态性能的同时

仅抑制了共模电压的幅值,而共模电压可能造成的共模电磁干扰问题,还需进行深入分析。

参考文献

- [1] 寇宝泉, 赵晓坤, 张浩泉, 等. 永磁同步电机电磁结构及磁场调节技术的综述分析[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(20): 7126
KOU Baoquan, ZHAO Xiaokun, ZHANG Haoquan, et al. Review and analysis of electromagnetic structure and magnetic field regulation technology of the permanent magnet synchronous motor [J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(20): 7126. DOI:10.13334/j.0258-8013.pcsee.202259
- [2] 黄辉先, 韩建超, 刘湘宁, 等. 逆变器驱动电机系统共模电压抑制模型预测控制[J]. 电机与控制学报, 2018, 22(9): 84
HUANG Huixian, HAN Jianchao, LIU Xiangning, et al. Model predictive control to suppress common mode voltage of inverter drive motor system [J]. Electric Machines and Control, 2018, 22(9): 84. DOI:10.15938/j.emc.2018.9.11
- [3] 邓惟滔, 钟琪, 刘郁, 等. 矩阵变换器-永磁同步电机系统旋转矢量共模电压抑制策略[J]. 电机与控制学报, 2021, 25(11): 122
DENG Weitao, ZHONG Qi, LIU Yu, et al. Reduction of common-mode voltage in matrix convert-fed permanent magnet synchronous motor system with rotating vectors [J]. Electric Machines and Control, 2021, 25(11): 122. DOI:10.15938/j.emc.2021.11.014
- [4] 郭磊磊, 金楠, 窦智峰, 等. 一种改进的永磁同步发电机模型预测共模电压抑制方法[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(16): 4810
GUO Leilei, JIN Nan, DOU Zhifeng, et al. An improved model predictive control based common-mode voltage suppression strategy for permanent magnet synchronous generators [J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(16): 4810. DOI: 10.13334/j.0258-8013.pcsee.161914
- [5] 栗梅, 张关关, 孙尧, 等. 减少间接矩阵变换器共模电压的改进空间矢量调制策略[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(24): 4015
SU Mei, ZHANG Guanguan, SUN Yao, et al. Improved space vector modulation to reduce the common mode voltage for indirect matrix converters [J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(24): 4015. DOI:10.13334/j.0258-8013.pcsee.2014.24.004
- [6] CHEN Xiyou, XU Dianguo, LIU Fengchun, et al. A novel inverter-output passive filter for reducing both differential and common-mode dv/dt at the motor terminals in PWM drive systems [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007, 54(1): 419. DOI: 10.1109/TIE.2006.885517
- [7] TAKAHASHI S, OGASAWARA S, TAKEMOTO M, et al. Common-mode voltage attenuation of an active common-mode filter in a motor drive system fed by a PWM inverter [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2019, 55(3): 2721. DOI: 10.1109/TIA.2019.2892364
- [8] ZHANG Wei, JIANG Xin, LI Xiaohui, et al. An improved space vector modulation method for the reduction of common-mode voltages in PMSM control system [C]//Proceedings of 2021 IEEE 4th International Electrical and Energy Conference. Wuhan: IEEE, 2021: 9510389. DOI: 10.1109/CIIEEC50170.2021.9510389
- [9] 牛峰, 韩振铎, 黄晓艳, 等. 永磁同步电机模型预测磁链控制[J]. 电机与控制学报, 2019, 23(3): 34
NIU Feng, HAN Zhenduo, HUANG Xiaoyan, et al. Model predictive flux control for permanent magnet synchronous motor [J]. Electric Machines and Control, 2019, 23(3): 34. DOI:10.15938/j.emc.2019.03.005
- [10] 葛兴来, 胡晓, 孙伟鑫, 等. 永磁同步电机三矢量优化预测磁链控制[J]. 电机与控制学报, 2021, 25(8): 9
GE Xinglai, HU Xiao, SUN Weixin, et al. Three vectors model predictive flux-linkage control of permanent magnet synchronous motor [J]. Electric Machines and Control, 2021, 25(8): 9. DOI: 10.15938/j.emc.2021.08.002
- [11] 徐艳平, 王极兵, 周钦, 等. 永磁同步电动机双优化三矢量模型预测电流控制[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(6): 1857
XU Yanping, WANG Jibing, ZHOU Qin, et al. Double optimization three-vector-based model predictive current control for permanent magnet synchronous motors [J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(6): 1857. DOI:10.13334/j.0258-8013.pcsee.170901
- [12] 闫雪丽, 郝本昂, 夏自田, 等. 基于预测控制的共模电压抑制策略分析[J]. 煤矿机电, 2014(5): 58
YAN Xueli, HAO Benang, XIA Zitian, et al. Study on suppression strategy of common-mode voltage based on predictive control [J]. Colliery Mechanical & Electrical Technology, 2014(5): 58. DOI: 10.16545/j.cnki.cmet.2014.05.038
- [13] KWAK S, MUN S. Model predictive control methods to reduce common-mode voltage for three-phase voltage source inverters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(9): 5019. DOI: 10.1109/TPEL.2014.2362762
- [14] 李佳耀, 宋文胜, 刘碧, 等. 低转矩脉动和共模电压的永磁同步电机模型预测脉冲序列控制[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(11): 4189
LI Jiayao, SONG Wensheng, LIU Bi, et al. Model predictive pulse pattern control of permanent magnet synchronous motor with low torque ripple and common mode voltage [J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(11): 4189. DOI:10.13334/j.0258-8013.pcsee.210427
- [15] KWAK S, MUN S. Common-mode voltage mitigation with a predictive control method considering dead time effects of three-phase voltage source inverters [J]. IET Power Electronics, 2015, 8(9): 1690. DOI:10.1049/iet-pe.2014.0884
- [16] GUO Leilei, JIN Nan, GAN Chun, et al. An improved model predictive control strategy to reduce common-mode voltage for two-level voltage source inverters considering dead-time effects [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(5): 3561. DOI:10.1109/TIE.2018.2856194
- [17] 郭磊磊, 晋玉祥, 曹玲芝, 等. 基于混合非零矢量的电压源逆变器 FCS 模型预测共模电压抑制方法[J]. 太阳能学报, 2020, 41(11): 46
GUO Leilei, JIN Yuxiang, CAO Lingzhi, et al. Hybrid nonzero vector-based FCS model predictive common-mode voltage reduction method for voltage source inverter [J]. Acta Energetica Sinica, 2020, 41(11): 46. DOI:10.19912/j.0254-0096.2020.11.007
- [18] GUO Leilei, JIN Nan, GAN Chun, et al. Hybrid voltage vector preselection-based model predictive control for two-level voltage source inverters to reduce the common-mode voltage [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(6): 4680. DOI: 10.1109/TIE.2019.2931257
- [19] RAHIMI R, FARHANGI S, FARHANGI B, et al. H8 inverter to reduce leakage current in transformerless three-phase grid-connected photovoltaic systems [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2018, 6(2): 910. DOI: 10.1109/JESTPE.2017.2743527
- [20] JEONG W S, CHOO K M, LEE J H, et al. A common-mode voltage reduction method of FCS-MPC in H8 inverter for SPMSM drive system considering dead-time effect [C]//10th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia. Busan: IEEE, 2019: 8796923. DOI: 10.23919/ICPE2019-ECCEAsia42246.2019.8796923
- [21] XIANG Yangxiao, PEI Xuejun, WANG Meijuan, et al. An improved H8 topology for common-mode voltage reduction [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(6): 5352. DOI:10.1109/TPEL.2018.2870039