

基于三矢量模型预测电流控制的共模电压抑制策略

程 勇, 刘 倩

(西安科技大学 电气与控制工程学院, 陕西 西安 710054)

摘 要: 针对永磁同步电机(PMSM)驱动系统中存在的共模电压高、电流脉动大的问题, 提出将无零矢量调制(NSPWM)方法与三矢量模型预测电流控制算法结合进行控制。已有的单矢量模型共模电压抑制策略电压矢量方向固定, 可选矢量范围有限, 电流脉动仍较大。而三矢量模型预测电流控制共模电压抑制策略基于 NSPWM 在每个扇区利用 3 个非零矢量合成目标电压矢量, 矢量范围覆盖广。结合无差拍电流控制, 在实现共模电压抑制的同时, 还能减小电流脉动, 提高系统动态响应。通过仿真和试验验证了所提控制策略的有效性。

关键词: 永磁同步电机; 共模电压; 无零矢量; 三矢量模型预测电流控制

中图分类号: TM 351 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2021)01-0028-07

doi: 10.12177/emca.2020.176

Common-Mode Voltage Suppression Strategy Based on Three-Vector Model Predictive Current Control

CHENG Yong, LIU Qian

(College of Electrical and Control Engineering, Xi'an University of Science and Technology, Xi'an 710054, China)

Abstract: High common-mode voltage and large current ripple occur in the permanent magnet synchronous motor (PMSM) drive system. Aiming at these problems, near state pulse width modulation (NSPWM) combined with a three-vector model predictive current control algorithm is proposed for the control. The existing single-vector model common-mode voltage suppression strategy has a fixed voltage vector direction, a limited range of selectable vectors, and a large current ripple. The three-vector model predictive current control common-mode voltage suppression strategy is based on NSPWM, three non-zero vectors are used in each sector to synthesize the target voltage vector, and a wide vector range is covered. Combined with deadbeat current control, while common-mode voltage suppression is realized, current ripple is reduced and system dynamic response is improved. Finally, the effectiveness of the proposed control strategy is verified by simulation and experiment.

Key words: permanent magnet synchronous motor (PMSM); common-mode voltage; non-zero vector; three-vector model predictive current control

0 引 言

永磁同步电机(PMSM)具有体积小、结构简单、可靠性高等优点, 广泛应用于航空航天、船舶、电动汽车等领域。在 PMSM 逆变器驱动系统

中, 共模电压过高造成驱动系统过压、辐射电磁波等问题可忽视。共模电压抑制方法一般可分为硬件抑制方法和软件抑制方法, 硬件抑制方法需要增加额外的设备, 实现较为复杂, 因此一般采用软件抑制方法^[1-4], 文献[1]提出了一种无零矢量调

收稿日期: 2020-10-11; 收到修改稿日期: 2020-11-13

作者简介: 程 勇(1979—), 男, 博士, 副教授, 研究方向为电机控制和电力电子技术。

刘 倩(1996—), 女, 硕士研究生, 研究方向为永磁同步电机控制。

制(NSPWM)方法来抑制共模电压,文献[3]考虑死区的影响,提出了改进的 NSPWM 方法。

PMSM 电流控制采用 PI 控制时,PI 调节系数的设计复杂,对 PI 参数精度要求高,参数失调对系统的稳态和动态性能影响较大,因此文献[5-11]采用模型预测电流控制(MPCC)。MPCC 不需要进行 PI 参数整定,具有开关频率固定、电流谐波小和动态响应快等优点。按照每个控制周期作用矢量的数目,MPCC 可以分为单矢量、双矢量和三矢量。文献[6]运用三相电压矢量将相平面划分为 3 个扇区,进行电流预测迭代,来获取三相开关驱动脉冲的占空比,提升了系统的稳态性能。文献[9]在一个控制周期内计算有效电压矢量和零电压矢量作用时间,利用占空比思想进行脉宽调制(PWM)。文献[11]提出了一种三矢量 MPCC 策略,对 d 、 q 轴电流同时实现了无差拍控制,有效地减小了电流脉动。

文献[12-13]利用非零矢量和 MPCC 结合来达到共模电压抑制和减小电流脉动的效果。文献[12]每个控制周期内通过 2 个非零矢量合成目标电压矢量,抑制了共模电压,但电流脉动仍较大。文献[13]方法分为 3 步,最终选择精简的具有零共模电压特征的电压矢量作为模型预测的向量集,设计电机驱动模型预测控制方法,计算量较大,对硬件要求较高。

PMSM 单矢量 MPCC 共模电压抑制策略电压矢量幅值和方向均不可调,导致 d 、 q 轴电流脉动较大。本文基于 NSPWM 提出了一种三矢量 MPCC 共模电压抑制策略,在每个扇区内利用 3 个非零矢量合成目标电压矢量,电压矢量的覆盖范围增大且幅值和方向可调,有效抑制共模电压的同时减小了电流脉动。仿真和试验结果证明了所提方法的可行性和有效性。

1 单矢量 MPCC 共模电压抑制策略

1.1 共模电压产生原理

PMSM 逆变器驱动系统如图 1 所示。共模电压定义为定子绕组中性点 n 与大地(电机外壳) g 之间的电势差 $u_{ng}^{[14]}$ 。则有:

$$u_{ng} = u_{no} + u_{og} \quad (1)$$

其中, u_{og} 与 u_{no} 相比,值很小且变化很缓慢,因此将 u_{og} 忽略,则近似可得 $u_{ng} \approx u_{no}$,有:

$$u_{ng} \approx u_{no} = \frac{u_{ao} + u_{bo} + u_{co}}{3} \quad (2)$$

PMSM 逆变器开关状态“1”表示上桥臂导通,下桥臂关断;“0”表示上桥臂关断,下桥臂导通,8 种工作状态定义为 $U_0 \sim U_7$,由式(2)可得 8 种工作状态对应的共模电压如表 1 所示。

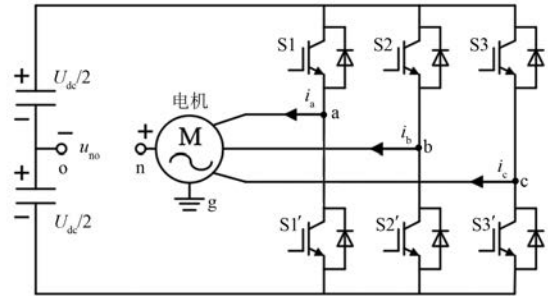


图 1 PMSM 逆变器驱动系统

表 1 8 种开关状态对应的共模电压

开关状态	U_a	U_b	U_c	u_{ng}
$U_0(0,0,0)$	$-U_{dc}/2$	$-U_{dc}/2$	$-U_{dc}/2$	$-U_{dc}/2$
$U_1(0,0,1)$	$-U_{dc}/2$	$-U_{dc}/2$	$U_{dc}/2$	$-U_{dc}/6$
$U_2(0,1,0)$	$-U_{dc}/2$	$U_{dc}/2$	$-U_{dc}/2$	$U_{dc}/6$
$U_3(0,1,1)$	$-U_{dc}/2$	$U_{dc}/2$	$U_{dc}/2$	$-U_{dc}/6$
$U_4(1,0,0)$	$U_{dc}/2$	$-U_{dc}/2$	$-U_{dc}/2$	$U_{dc}/6$
$U_5(1,0,1)$	$U_{dc}/2$	$-U_{dc}/2$	$U_{dc}/2$	$-U_{dc}/6$
$U_6(1,1,0)$	$U_{dc}/2$	$U_{dc}/2$	$-U_{dc}/2$	$U_{dc}/6$
$U_7(1,1,1)$	$-U_{dc}/2$	$-U_{dc}/2$	$-U_{dc}/2$	$U_{dc}/2$

电机三相定子绕组中性点对地共模电压波形如图 2 所示。其中, T_s 为 PWM 开关周期。

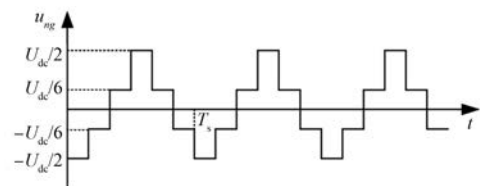


图 2 共模电压波形

可以发现,零矢量作用时,产生幅值为 $\pm U_{dc}/2$ 的共模电压,非零矢量作用时,产生幅值为 $\pm U_{dc}/6$ 的共模电压,因此本文通过避免使用零矢量来达到抑制共模电压的目的。

1.2 单矢量 MPCC 共模电压抑制策略

本文采用转子磁场定向方式,则 PMSM 在 d 、 q 坐标系下的电压方程可表示为^[9]

$$u_d = R_s i_d - \omega_{re} L_q i_q + L_d \frac{di_d}{dt} \quad (3)$$

$$u_q = R_s i_q + \omega_{re} L_d i_d + \omega_{re} \psi_f + L_q \frac{di_q}{dt} \quad (4)$$

式中： u_d 、 u_q 、 i_d 、 i_q 分别为 d 、 q 轴电压和电流分量； R_s 为定子电阻； ω_{re} 为转子电角速度； L_d 、 L_q 分别为 d 、 q 轴电感分量； ψ_f 为永磁体磁链。

可得 PMSM 在同步旋转坐标系下的定子电流状态方程为

$$\frac{di_d}{dt} = \frac{1}{L_d}(u_d - R_s i_d + \omega_{re} L_q i_q) \quad (5)$$

$$\frac{di_q}{dt} = \frac{1}{L_q}(u_q - R_s i_q - \omega_{re} L_d i_d - \omega_{re} \psi_f) \quad (6)$$

前向欧拉法离散化得到 d 、 q 轴电流预测式：

$$i_d(k+1) = i_d(k) + \frac{1}{L_d}[u_d(k) - R_s i_d(k) + \omega_{re}(k)L_q i_q(k)]T_s \quad (7)$$

$$i_q(k+1) = i_q(k) + \frac{1}{L_q}[u_q(k) - R_s i_q(k) - \omega_{re}(k)L_d i_d(k) - \omega_{re}(k)\psi_f]T_s \quad (8)$$

式中： $i_d(k+1)$ 、 $i_q(k+1)$ 为下一时刻的 d 、 q 轴电流预测值； $i_d(k)$ 、 $i_q(k)$ 分别为当前时刻的 d 、 q 轴电流反馈值； T_s 为采样周期； $u_d(k)$ 、 $u_q(k)$ 分别为当前时刻的 d 、 q 轴电压； $\omega_{re}(k)$ 为当前时刻的转子电角速度。

dq 轴电流的预测值与给定值差值的绝对值之和作为优化目标，建立价值函数：

$$g_x = |i_d^* - i_d(k+1)| + |i_q^* - i_q(k+1)| \quad (9)$$

式中： i_d^* 、 i_q^* 分别为 d 、 q 轴电流给定值。

单矢量 MPCC 共模电压抑制策略在每个控制周期由一个非零矢量进行作用，需要对 i_d 和 i_q 进行 6 次预测，利用价值函数进行 6 次评价，选择出最优开关序列给逆变器。传统单矢量 MPCC 共模电压抑制策略系统框图如图 3 所示。

2 三矢量 MPCC 共模电压抑制策略

2.1 NSPWM 原理

NSPWM 在每个扇区由 3 个相邻的电压矢量来合成参考矢量^[2]，如图 4 所示。扇区由划分方式的不同可分为 A 类扇区和 B 类扇区。A 类扇区定义 $0^\circ \sim 60^\circ$ 为第一扇区，而 B 类扇区定义 -30°

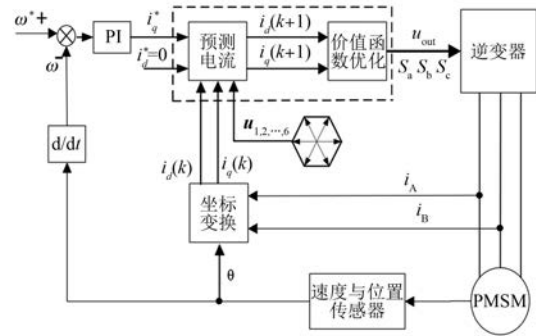


图 3 单矢量 MPCC 共模电压抑制策略系统框图

$\sim 30^\circ$ 为第一扇区，NSPWM 一般采用 B 类扇区。目标矢量位于第二扇区时作用矢量为 U_1 、 U_2 、 U_3 ，如图 5 所示。

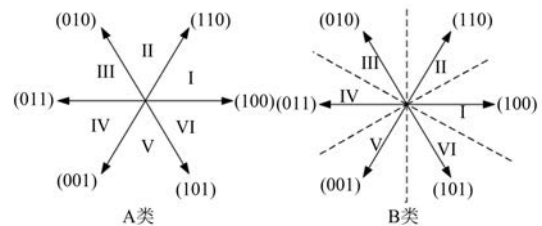


图 4 基本电压矢量和扇区的划分

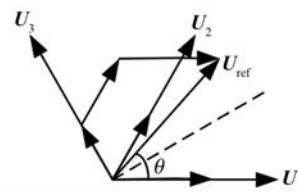


图 5 NSPWM 合成矢量示意图

2.2 三矢量 MPCC 共模电压抑制策略

三矢量 MPCC 共模电压抑制策略基于 NSPWM 调制方法，在每个控制周期内有 3 个非零矢量作用来合成期望目标电压矢量，由价值优化函数选出最优目标电压矢量，之后经过 NSPWM 调制输出脉冲信号给逆变器，控制框图如图 6 所示。

电压矢量分组方式基于 NSPWM 方式，每个扇区由相邻 3 个非零电压矢量来合成目标电压矢量。因此，基于 NSPWM 三矢量模型预测控制的电压矢量共有 6 组，具体分组如表 2 所示。

确定三矢量分组后，要对各基本矢量作用时间进行分配来合成目标电压矢量。为了使 d 、 q 轴电流无误差跟踪给定值， d 、 q 轴电流采用均无差拍控制，下一时刻预测值与给定值相等，此时电流

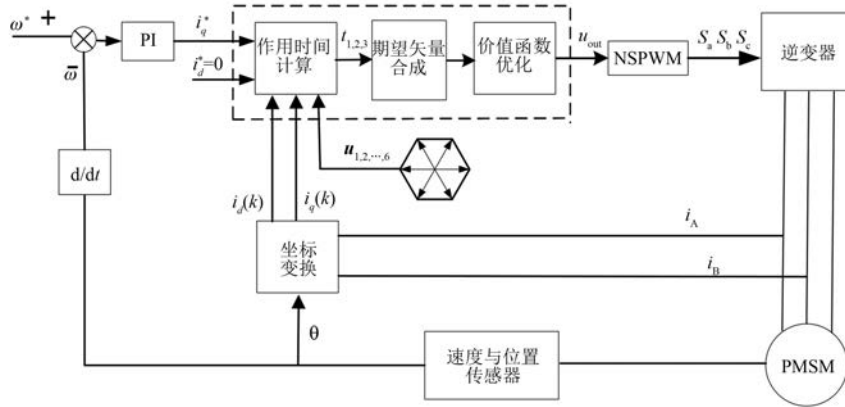


图6 三矢量 MPCC 共模电压抑制策略框图

表 2 NSPWM 三矢量 MPCC 电压矢量选择表

扇区	3 个有效电压矢量
I	U_1, U_2, U_3
II	U_2, U_3, U_4
III	U_3, U_4, U_5
IV	U_4, U_5, U_6
V	U_5, U_6, U_1
VI	U_6, U_1, U_2

预测方程可表示为

$$i_d(k+1) = i_d(k) + \delta_{d1}t_1 + \delta_{d2}t_2 + \delta_{d3}t_3 = i_d^* \quad (10)$$

$$i_q(k+1) = i_q(k) + \delta_{q1}t_1 + \delta_{q2}t_2 + \delta_{q3}t_3 = i_q^* \quad (11)$$

且有:

$$t_1 = \frac{T_s(\delta_{q3}\delta_{d2} - \delta_{q2}\delta_{d3}) + [i_d^* - i_d(k)](\delta_{q2} - \delta_{q3}) + [i_q^* - i_q(k)](\delta_{d3} - \delta_{d2})}{\delta_{q3}(\delta_{d2} - \delta_{d1}) + \delta_{q1}(\delta_{d3} - \delta_{d2}) + \delta_{q2}(\delta_{d1} - \delta_{d3})} \quad (15)$$

$$t_2 = \frac{T_s(\delta_{q1}\delta_{d3} - \delta_{q3}\delta_{d1}) + [i_d^* - i_d(k)](\delta_{q3} - \delta_{q1}) + [i_q^* - i_q(k)](\delta_{d1} - \delta_{d3})}{\delta_{q3}(\delta_{d2} - \delta_{d1}) + \delta_{q1}(\delta_{d3} - \delta_{d2}) + \delta_{q2}(\delta_{d1} - \delta_{d3})} \quad (16)$$

$$t_3 = T_s - t_1 - t_2 \quad (17)$$

由 3 个有效矢量作用时间和基本电压矢量的 d, q 轴分量可得到期望电压矢量在 d, q 轴的电压分量分别为

$$u_d = \frac{t_1}{T_s}u_{d1} + \frac{t_2}{T_s}u_{d2} + \frac{t_3}{T_s}u_{d3} \quad (18)$$

$$u_q = \frac{t_1}{T_s}u_{q1} + \frac{t_2}{T_s}u_{q2} + \frac{t_3}{T_s}u_{q3} \quad (19)$$

将计算得到的 u_d, u_q 代入式(7)、式(8)得到相应的 d, q 轴电流预测值,将得到的电流预测值依次代入式(9)的价值函数中,选取使价值函数最小的期望电压矢量作为最优矢量 u_{out} 作用于逆变器。

$$\delta_{di} = \frac{1}{L_d}(u_{di} - R_s i_d + \omega_{re} L_q i_q) \quad (12)$$

$$\delta_{qi} = \frac{1}{L_q}(u_{qi} - R_s i_q - \omega_{re} L_d i_d - \omega_{re} \psi_f), \quad i = 1, 2, 3 \quad (13)$$

式中: $\delta_{d1}, \delta_{d2}, \delta_{d3}, \delta_{q1}, \delta_{q2}, \delta_{q3}$ 分别为 3 个非零矢量对应的 d, q 轴定子电流的斜率; t_1, t_2, t_3 为 3 个有效矢量在一个控制周期内的作用时间; u_{di}, u_{qi} 为基本电压矢量在 d, q 轴上的投影。

3 个矢量作用时间的和为采样周期,即:

$$T_s = t_1 + t_2 + t_3 \quad (14)$$

联立式(10)~式(14)可得:

三矢量 MPCC 共模电压抑制策略流程图如图 7 所示。

3 仿真分析

为了验证三矢量 MPCC 共模电压抑制方法有效性,基于 MATLAB/Simulink,首先对空间矢量脉宽调制(SVPWM)调制方法下的 PMSM 矢量控制系统共模电压进行仿真验证,之后分别对单矢量 MPCC 共模电压抑制方法和三矢量 MPCC 共模电压抑制方法进行了仿真验证和比较分析。仿真选取的 PMSM 参数标称值如表 3 所示。仿真中,转速环 PI 调节参数取值相同,采样周期为 10^{-5} s,直流侧电压 U_{dc} 取 311 V。给定转速 400 r/min,

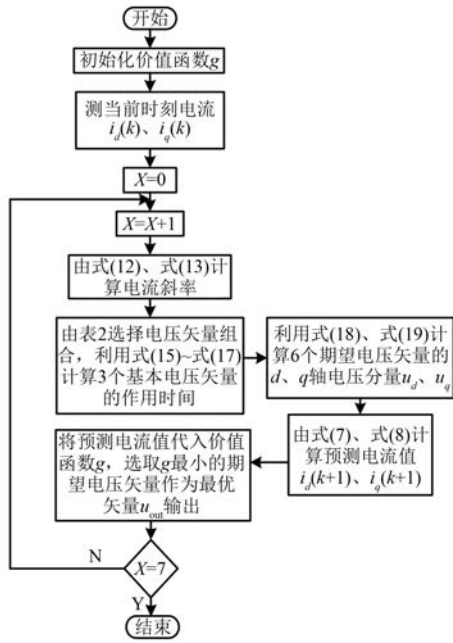


图7 三矢量 MPCCC 共模电压抑制策略流程图

0.2 s 时升速至 800 r/min, 0.5 s 时降速至 600 r/min。

表3 PMSM 仿真参数标称值

参数名称	参数值	参数名称	参数值
额定电压 U_N/V	220	定子电阻 R_s/Ω	2.875
额定功率 P_N/kW	1.1	定子电感 L/mH	8.5
额定转速 $n/(r \cdot \min^{-1})$	3 000	转子磁链 ψ_f/Wb	0.175
额定转矩 $T_N/(N \cdot m)$	1.05	转动惯量 $J/(kg \cdot m^2)$	0.008
极对数 p	4	摩擦因数 $B/(N \cdot m \cdot s)$	0.000 1

SVPWM 方法下 PMSM 矢量控制系统共模电压仿真波形如图 8 所示。由图 8 可以看出, 直流侧电压 U_{dc} 取 311 V, 开关周期取 0.000 1 s 时, PMSM 在 SVPWM 调制方法下的共模电压在 ± 155.5 V, 即 $\pm U_{dc}/2$ 之间波动, 波形与上述原理分析相同。

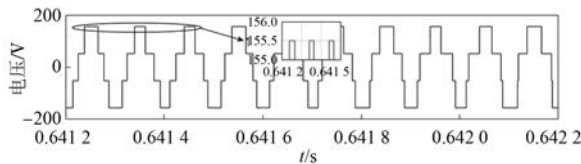


图8 SVPWM 方法下 PMSM 矢量控制系统共模电压仿真波形

图 9 是单矢量 MPCCC 共模电压抑制策略仿真图。共模电压在大约 ± 52 V 即 $\pm U_{dc}/6$ 之间波动, 共模电压得到有效抑制; 起动后, 转速在大约

0.01 s 达到 400 r/min, 升速时经大约 0.02 s 到 800 r/min, 降速至 600 r/min 时响应时间约为 0.013 s, 电机响应速度快, 动态性能较好; 稳态时 d 、 q 轴电流均在 ± 2 A 之间波动, 波动较明显。

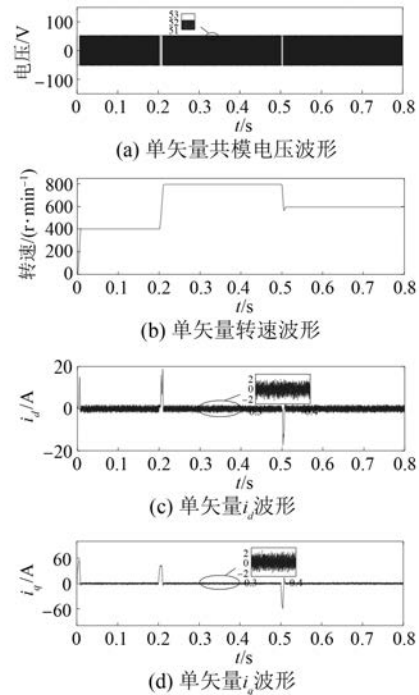


图9 单矢量模型预测电流控制共模电压抑制策略仿真波形

图 10 是三矢量 MPCCC 共模电压抑制策略仿真波形图。共模电压在大约 ± 52 V 即 $\pm U_{dc}/6$ 之间波动, 共模电压得到有效抑制; 起动后, 转速在大约 0.01 s 达到 400 r/min, 升速响应时间约为 0.012 s, 降速响应时间约为 0.007 s, 动态性能相对于单矢量 MPCCC 共模电压抑制策略较好; 稳态时 d 、 q 轴电流均约在 ± 0.4 A 之间波动, 相对于单矢量 MPCCC 共模电压抑制策略电压脉动得到有效改善。

4 试验验证

为了验证三矢量 MPCCC 共模电压抑制策略的有效性, 采用 TI 公司生产的信号处理器 TMS32F28335 芯片为控制芯片, 在硬件平台上首先对 SVPWM 方法下的 PMSM 矢量系统进行试验, 验证共模电压大小, 接着对单矢量、三矢量 MPCCC 共模电压抑制 2 种策略进行突加、降负载及稳态试验。试验中, 所用的 PMSM 参数列于表 4 中。采样周期均取 10 kHz, 直流侧电压 U_{dc} 取

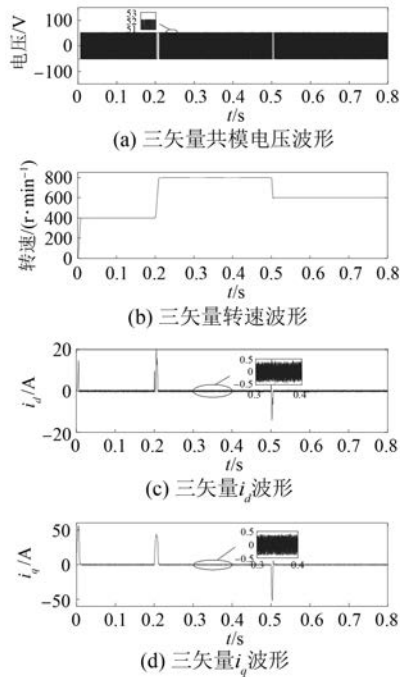


图 10 三矢量 MPCC 共模电压抑制策略仿真波形

50 V, 转速环 PI 参数相同。PMSM 给定转速 120 rad/s, 带 1 N·m 负载起动, 在 7 s 时突加 2 N·m 负载, 14 s 时突降负载为 0。

表 4 PMSM 试验参数值

参数名称	参数值	参数名称	参数值
额定功率 P_N /kW	4.3	定子电阻 R_s /Ω	1.4
额定转速 n /(r·min ⁻¹)	1 500	摩擦因数 B /(N·m·s)	0.006 1
极对数 p	4	转子磁链 ψ_f /Wb	0.246
定子电感 L /mH	1.2	转动惯量 J /(kg·m ²)	0.001

如图 11 所示, 共模电压由示波器显示, 每格 5 V, 可以看出试验中, SVPWM 方法下 PMSM 矢量控制系统共模电压在 $\pm U_{dc}/2$ 之间波动。

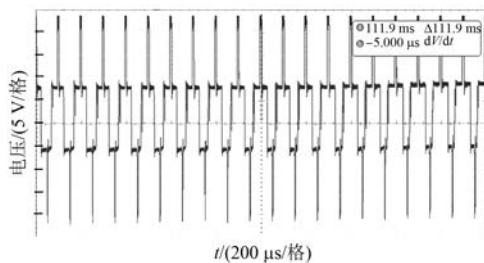


图 11 SVPWM 方法下 PMSM 矢量控制系统共模电压试验波形

单矢量和三矢量 MPCC 共模电压抑制策略试验波形如图 12、图 13 所示。

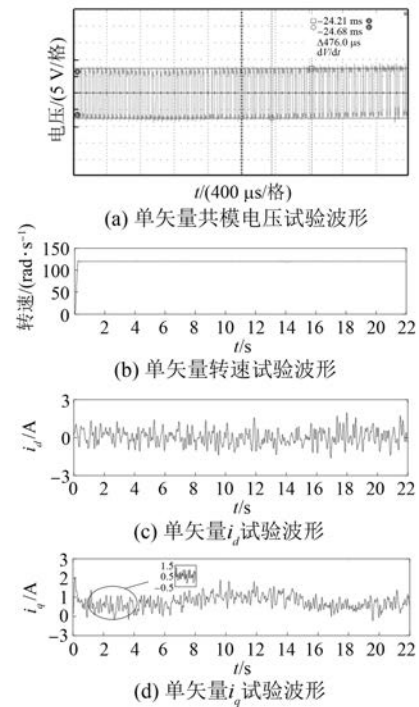


图 12 单矢量 MPCC 共模电压抑制策略试验波形

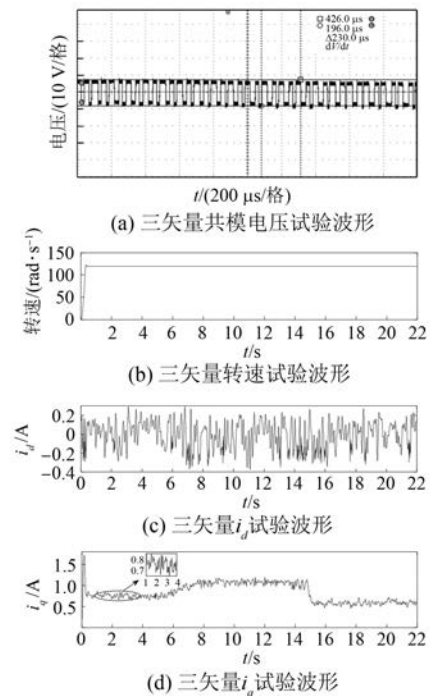


图 13 三矢量 MPCC 共模电压抑制策略试验波形

从图 12(a)、图 13(a) 可以看到 2 种控制策略下共模电压均抑制在 $\pm U_{dc}/6$ 之间; 图 12(b)、图 13(b) 为突加、减负载转速波形试验图, 单矢量控制策略转速在减负载时轻微波动后迅速返回给定

值,三矢量策略转速波动不明显;稳态时, d 轴电流 i_d 由单矢量策略下的 $\pm 2\text{A}$ 降至 $-0.4\sim 0.3\text{A}$ 之间, q 轴电流 i_q 波动由单矢量策略下的 1.3A 大约降至 0.18A ,电流脉动得到有效抑制。

5 结 语

针对 PMSM 逆变器驱动系统共模电压较大的问题,提出了三矢量 MPCC 共模电压抑制策略。该策略矢量分组基于 NSPWM 调制方法,在一个控制周期利用 3 个非零电压矢量作用获得良好的电流控制效果,有效抑制共模电压的同时减小了电流脉动,提高了 PMSM 驱动系统的稳定性和可靠性。通过系统仿真和试验验证了所提控制策略的可行性和有效性。

【参考文献】

- [1] UN E, HAVA A M. A near state PWM method with reduced switching frequency and reduced common mode voltage for three-phase voltage source inverters [C] // 2007 IEEE International Electric Machines & Drives Conference, 2007.
- [2] CACCIATO M, CONSOLI A, SCARCELLA G, et al. Reduction of common-mode currents in PWM inverter motor drives [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1999, 35(2): 469.
- [3] 赵明杰,李国宁,温润,等.基于改进非零矢量脉宽调制的三相逆变器共模电压抑制方法[J].电机与控制应用,2018,45(12):25.
- [4] 葛红娟.基于矩阵变换器的 PMSM 矢量控制系统 [D].南京:南京航空航天大学,2006.
- [5] 李自成,易亚文,王后能,等.基于有限集电流预测控制的 PMSM 转矩脉动抑制 [J].电机与控制应用,2020,47(8):13.
- [6] 吕帅帅,林辉,李兵强,等.一种改进的 PMSM 模型预测直接转矩控制方法 [J].电机与控制学报,2020,24(7):102.
- [7] 张永昌,杨海涛,魏香龙.基于快速矢量选择的 PMSM 模型预测控制 [J].电工技术学报,2016,31(6):66.
- [8] 刘佳敏,葛召炎,吴轩,等.基于占空比调制的 PMSM 预测电流控制 [J].中国电机工程学报,2020,40(10):3319.
- [9] 吕帅帅,林辉,马冬麒.基于最优占空比调制的 PMSM 直接转矩控制 [J].电工技术学报,2015,30(增刊1):35.
- [10] XU Y, ZHANG B, ZHOU Q. A model predictive current control method of PMSM based on the simultaneous optimization of voltage vector and duty cycle [C] // 2016 IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE Asia), 2016.
- [11] 徐艳平,王极兵,张保程,等. PMSM 三矢量模型预测电流控制 [J].电工技术学报,2018,33(5):980.
- [12] 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.
- [13] 徐质闲,王政,王学庆,等. T 型三电平双三相 PMSM 驱动零共模电压模型预测控制 [J].中国电机工程学报,2020,40(13):4301.
- [14] 袁庆伟.基于定子磁链控制的 IPMSM 驱动系统研究 [D].杭州:浙江大学,2017.
- [10] ARSHAD M H, ABIDO M A, SALEM A, et al. Weighting factors optimization of model predictive torque control of induction motor using NSGA-II with TOPSIS decision making [J]. IEEE Access, 2019, 7: 177595.
- [11] ROJAS C A, RODRIGUEZ J, VILLARROEL F, et al. Predictive torque and flux control without weighting factors [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(2): 681.
- [12] SU J P, SUN D. Simplified MPCC for four-switch three-phase inverter-fed PMSM [J]. Electronics Letters, 2017, 53(16): 1108.
- [13] 叶伟清,卢子广,洪鹤隽,等.一种简化的异步电机无权值直接转矩预测控制 [J].广西大学学报(自然科学版),2018,43(3):1020.
- [14] ZHANG Y, YANG H. Model predictive torque control of induction motor drives with optimal duty cycle control [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(12): 6593.
- [15] 曹晓冬,谭国俊,王从刚,等.三相 PWM 整流器模型预测虚拟电压矢量控制 [J].中国电机工程学报,2014,34(18):2926.

(上接第 27 页)