

逆变器供电三相电机的共模抑制SVPWM

谢芳芳¹, 郑剑², 李圣清²

(1. 湖南工业职业技术学院 电气工程学院, 湖南 长沙 410208;

2. 湖南工业大学 电气与信息工程学院, 湖南 株洲 412007)

摘要:针对两电平逆变器供电的三相电机采用空间矢量脉宽调制(SVPWM)时存在共模电压幅值大、频率高的问题,提出了一种共模抑制SVPWM方法。该方法将常规SVPWM的六个扇区旋转 30° 得到新的六个扇区,在奇数编号扇区只采用奇数下标的三个非零矢量进行合成,在偶数编号扇区只采用偶数下标的三个非零矢量进行合成;给出了每个扇区三个非零矢量的作用时间。仿真与实验结果表明,与常规SVPWM相比,共模抑制SVPWM的共模电压幅值减小了66.67%,频率由原来的开关频率值降低至三倍基波频率值,且电机的电流、转矩和转速等性能依然保持良好。

关键词:两电平逆变器;三相电机;空间矢量脉宽调制;共模电压

中图分类号: TM921 **文献标识码:** A **DOI:** 10.19457/j.1001-2095.dqcd20701

Common-mode Reduction SVPWM for Inverter-fed Three-phase Motor

XIE Fangfang¹, ZHENG Jian², LI Shengqing²

(1. Department of Electrical Engineering, Hunan Industry Polytechnic, Changsha 410208,

Hunan, China; 2. College of Electrical & Information Engineering, Hunan

University of Technology, Zhuzhou 412007, Hunan, China)

Abstract: Aiming at the problem of large amplitude and high frequency of common-mode voltage (CMV) when space vector pulse width modulation (SVPWM) is used in a three-phase motor fed by a two-level inverter, a common-mode reduction SVPWM (CMRSVPWM) was proposed. In this method, six new sectors were obtained by rotating six sectors of conventional SVPWM by 30° . In odd-numbered sectors, only three non-zero vectors with odd subscripts were used for synthesis, while in even-numbered sectors, only three non-zero vectors with even subscripts were used for synthesis. The actuation durations of three non-zero vectors in each sector were given. Simulation and experimental results show that, compared with the conventional SVPWM, the CMV amplitude of CMRSVPWM is reduced by 66.67% and the CMV frequency of CMRSVPWM is reduced from the original switching frequency to the triple fundamental frequency. At the same time, the current, torque and speed of the motor are still good.

Key words: two-level inverter; three-phase motor; space vector pulse width modulation (SVPWM); common-mode voltage (CMV)

在交流传动领域,两电平逆变器供电的三相电机系统被广泛使用,逆变器的调制策略主要采用空间矢量脉宽调制(SVPWM)^[1]。然而,常规SVPWM存在共模电压幅值大、频率高的问题^[2]。共模电压的幅值等于 $U_{dc}/2$ (U_{dc} 为逆变器直流母线电压值),频率等于逆变器开关频率值,为几kHz到几十kHz^[3]。大幅值、高频率的共模电压给系统带来绕组绝缘劣化、轴电压、漏电流、电磁干扰等

不利影响^[4],因此高性能传动系统需要抑制共模电压。

文献[5]在常规SVPWM基础上提出一种“动态零状态PWM”(active zero state PWM, AZSPWM),该方法不使用零矢量,而是使用相反方向的两个非零矢量代替原来的零矢量,从而实现等效的“动态零矢量”。文献[6]提出一种“相邻状态PWM”(near state PWM, NSPWM),该方法也不使

基金项目:国家自然科学基金项目(51777064);湖南工业职业技术学院科研项目(GYKYZ201705)

作者简介:谢芳芳(1978—),女,硕士,副教授,Email:463457514@qq.com

通讯作者:郑剑(1976—),男,博士,副教授,高级工程师,Email:zj11660@hut.edu.cn

用零矢量,而是引入相邻扇区的第三个非零矢量参与合成,其实质是使用与参考矢量距离最近的三个非零矢量进行合成,这样在不依赖零矢量的基础上,也能使合成结果跟踪参考矢量。文献[7]提出一种“虚拟空间矢量调制”(virtual space vector modulation, VSVM)方法,该方法使用两个虚拟非零矢量、两个真实非零矢量进行合成,其实质是使用与参考矢量距离最近的四个非零矢量进行合成。上述方法都能使共模电压幅值由原来的 $U_{dc}/2$ 减小至 $U_{dc}/6$,即减小了 66.67%。但是,共模电压频率并未得到降低,仍然等于逆变器开关频率值,而且共模电压频谱中部分谐波含量反而略有增加^[8]。如果这些略有增加的谐波含量所对应的频率与系统的共模谐振频率接近,则对应的共模电流就会被显著放大^[9]。

针对上述方法的不足,本文研究了一种共模抑制SVPWM方法,既能减小共模电压的幅值,同时又能降低共模电压的频率。并进一步通过仿真和实验来验证该方法的正确性与有效性。

1 共模抑制SVPWM

1.1 八个基本矢量的共模电压值

两电平逆变器供电的三相电机系统如图1所示,电机可以是异步电机或同步电机,因此图中仅示意出定子绕组。

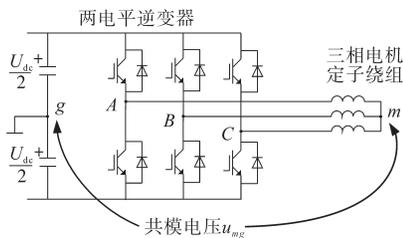


图1 两电平逆变器供电的三相电机系统
Fig.1 Three-phase motor system fed by two-level inverter

定子绕组星形结点 m 与逆变器直流母线中点 g 之间的电压 u_{mg} 即为共模电压,其瞬时值可由下式计算^[10]:

$$u_{mg} = \frac{1}{3} (u_{Ag} + u_{Bg} + u_{Cg}) \quad (1)$$

式中: u_{Ag}, u_{Bg}, u_{Cg} 分别为逆变器 A, B, C 相桥臂的电压。

由于逆变器的三个桥臂电压都是 PWM 波形,因此共模电压的波形是脉冲序列。共模电压的幅值是指波形的最大绝对值,频率是指波形的脉冲重复频率。

逆变器有八种开关状态,对应八个基本矢量,记作 $U_0 \sim U_7$,如图2a所示^[11],其中 U_0, U_7 为零矢量,其它六个为非零矢量。根据式(1)可以计算出这八个基本矢量的共模电压值,如表1所示。由表1可知,零矢量的共模电压值最大,因此为了减小共模电压幅值,应当避免使用零矢量。

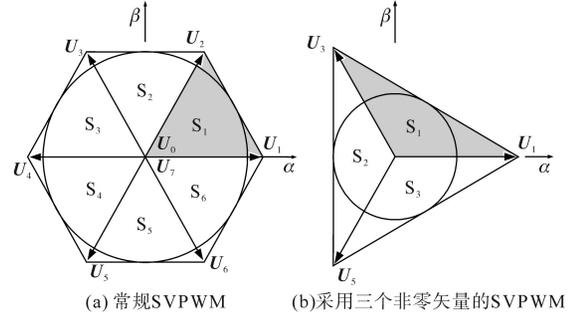


图2 常规与采用三个非零矢量的SVPWM扇区划分

Fig.2 The sector partition of conventional SVPWM and SVPWM with three non-zero vectors

表1 八个基本矢量的共模电压值

U_0	U_1	U_2	U_3	U_4	U_5	U_6	U_7
$-U_{dc}/2$	$-U_{dc}/6$	$U_{dc}/6$	$-U_{dc}/6$	$U_{dc}/6$	$-U_{dc}/6$	$U_{dc}/6$	$U_{dc}/2$

1.2 采用三个非零矢量的SVPWM

常规SVPWM以六个非零矢量为边界,将平面划分为六个扇区,记作 $S_1 \sim S_6$,如图2a所示。在每个扇区利用三个矢量进行伏秒合成:位于扇区始边的非零矢量、位于扇区终边的非零矢量、零矢量。由于使用了零矢量,因此共模电压幅值达到 $U_{dc}/2$ 。而AZSPWM, NSPWM 和 VSVM 都没有使用零矢量,因此共模电压幅值降至 $U_{dc}/6$,但频率仍高达开关频率值。

由表1可知, U_1, U_3, U_5 的共模电压值都是 $-U_{dc}/6$,因此,若仅采用这三个非零矢量进行合成,则共模电压一直保持 $-U_{dc}/6$ 不变,频率自然降低到零。具体过程是:以 U_1, U_3, U_5 为边界,将平面划分为三个扇区,记作 $S_1 \sim S_3$,如图2b所示,这三个扇区的形状相同,因此每个扇区的矢量合成是类似的。以扇区 S_1 为例,由位于扇区始边的矢量 U_1 、位于扇区终边的矢量 U_3 、剩下的矢量 U_5 进行合成,在一个开关周期 T_s 内,设三个矢量的作用时间为 T_1, T_3, T_5 ,则有伏秒平衡方程:

$$\begin{cases} T_1 U_1 + T_3 U_3 + T_5 U_5 = T_s U_{ref} \\ T_1 + T_3 + T_5 = T_s \end{cases} \quad (2)$$

式中: U_{ref} 为参考电压矢量。

求解式(2),得:

$$\begin{cases} T_1 = (\frac{1}{3} + \frac{2}{3} \frac{U_{ref}}{U} \cos\theta) \cdot T_s \\ T_3 = [\frac{1}{3} + \frac{2}{3} \frac{U_{ref}}{U} \cos(\theta - 120^\circ)] \cdot T_s \\ T_5 = T_s - T_1 - T_2 \end{cases} \quad (3)$$

式中: U_{ref} 为参考矢量的长度; θ 为参考矢量的位置, 即参考矢量与扇区始边的夹角, $0^\circ \leq \theta \leq 120^\circ$; U 为非零矢量的长度。

类似地, 也可以仅采用 U_2, U_4, U_6 这三个非零矢量进行合成, 此时共模电压一直保持 $U_{dc}/6$ 不变, 频率为零。

1.3 共模抑制 SVPWM

上述采用三个非零矢量的 SVPWM 能使共模电压幅值减小到 $U_{dc}/6$, 频率降低到零, 但最大线性输出电压很小, 等于图 2b 的正三角形内切圆半径 r 。而常规 SVPWM 的最大线性输出电压等于图 2a 的正六边形内切圆半径 R 。经计算, $r = 0.57735R$ 。

为了提高最大线性输出电压, 将采用 U_1, U_3, U_5 的 SVPWM 与采用 U_2, U_4, U_6 的 SVPWM 两者结合起来, 即形成共模抑制 SVPWM。具体过程是: 将常规 SVPWM 的六个扇区旋转 30° 得到新的六个扇区, 记作 $S_1 \sim S_6$, 如图 3a 所示。在 S_1, S_3, S_5 这三个奇数编号扇区采用奇数下标的三个非零矢量 U_1, U_3, U_5 进行合成, 而在 S_2, S_4, S_6 这三个偶数编号扇区采用偶数下标的三个非零矢量 U_2, U_4, U_6 进行合成。每个扇区三个非零矢量的作用时间与式 (2) 类似。

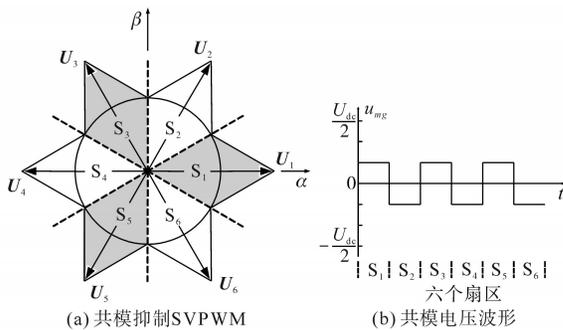


图3 共模抑制SVPWM扇区划分及其共模电压波形
Fig.3 The sector parbition of common-mode reduction SVPWM and common-mode voltage waveforms

共模抑制 SVPWM 的最大线性输出电压等于图 3a 正六角星内接圆半径 ρ , 经计算 $\rho = 0.6667R$, 比 r 增大 15.47%。因此, 最大线性输出电压增大了 15.47%。图 3b 为共模电压在一个基波周期内的波形, 峰值为 $U_{dc}/6$, 谷值为 $-U_{dc}/6$, 脉冲重复发

生次数为 3 次, 这说明共模电压的幅值为 $U_{dc}/6$, 频率为三倍基波频率。因此从理论上说, 共模电压的幅值与频率都得到了抑制。

2 仿真和实验

为了验证共模抑制 SVPWM 的正确性和有效性, 以两电平逆变器供电的三相笼型异步电机为对象, 对常规 SVPWM、共模抑制 SVPWM 两种方法作了仿真和实验, 并对两种方法的结果作了比较。

系统采用恒压频比工作方式, 为了简化控制结构, 没有考虑转速调节器、转矩调节器或电流调节器等因素。逆变器参数: 直流母线电压 540 V, 开关频率 10 kHz, 参考矢量长度 (即相电压基波幅值) 180 V, 参考矢量旋转频率 (即相电压基波频率) 29 Hz。电机参数: 额定功率 1.5 kW, 额定电压 380 V/50 Hz, 转动惯量 $0.02 \text{ kg}\cdot\text{m}^2$, 定子电阻 4.26Ω , 转子电阻 3.24Ω , 定子电感 0.666 H , 转子电感 0.67 H , 定转子互感 0.651 H , 磁极对数 2。

2.1 仿真结果与分析

利用 Matlab/Simulink 软件进行仿真。仿真过程中, 给电机施加 SVPWM 电压激励, 空载启动, 第 0.4 s 施加 $8.84 \text{ N}\cdot\text{m}$ 负载, 第 0.8 s 停止仿真。两种方法的共模电压仿真波形及其快速傅里叶变换 (FFT) 分析如图 4 所示。

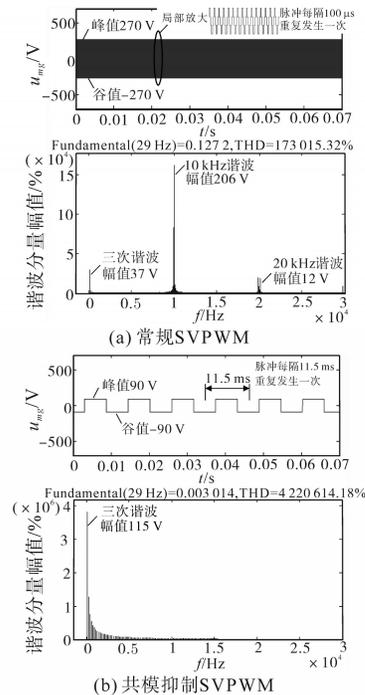


图4 两种方法的共模电压仿真波形及其FFT分析
Fig.4 Common-mode voltage simulation waveforms and their FFT analysis of two methods

对比图4a与图4b可知,常规SVPWM的共模电压峰值、谷值分别为270 V,-270 V,而共模抑制SVPWM的分别为90 V,-90 V。因此,前者共模电压幅值为270 V,即 $U_{dc}/2$;而后者共模电压幅值为90 V,即 $U_{dc}/6$,幅值减小了66.67%,与理论分析一致。这是因为前者使用了零矢量而后者没有使用零矢量。

图4a对共模电压作了局部放大,由局部放大图可知,共模电压的脉冲每隔100 μs重复发生一次,说明频率为10 kHz,与逆变器的开关频率相等;而由图4b可知,共模电压的脉冲每隔11.5 ms才重复发生一次,说明频率为87 Hz,仅为参考矢量旋转频率的3倍,远小于逆变器的开关频率。

由图4的FFT分析可知,两种方法的共模电压都有一定的三次谐波分量,但由于绕组星形结点悬空,因此不会产生三次谐波电流。常规SVPWM的共模电压有较大的10 kHz谐波,还有一定的20 kHz谐波,而共模抑制SVPWM的共模电压没有高频谐波。

两种方法的定子A相绕组电压 u_{Am} 的仿真波形及其FFT分析、经低通滤波后的波形如图5所示。

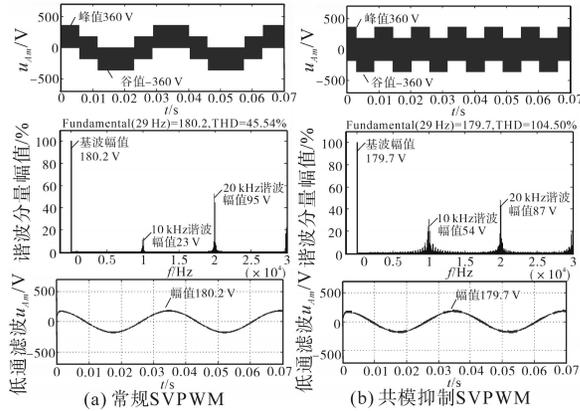


图5 两种方法的A相绕组电压仿真波形及其FFT分析

Fig.5 A-phase winding voltage simulation waveforms and their FFT analysis of two methods

对比图5a与图5b可知,两种方法的绕组电压基波幅值分别为180.2 V,179.7 V,与理论值180 V一致。共模抑制SVPWM的绕组电压总谐波畸变率(THD)、10 kHz谐波幅值要比常规SVPWM的大一些,这是由于开关周期内其波形的对称程度稍逊于常规SVPWM所致。两种方法的绕组电压经低通滤波后基本相同,都是幅值为180 V的正弦波,因此两种方法的绕组电压低频段一样,只是高频段不一样。

在电压激励下,两种方法的定子磁链、定子

电流、电磁转矩和转子转速等响应的仿真结果基本相同,如图6所示。这是因为两种方法的绕组电压低频段一样,只是高频段不一样,再加上绕组是电感性负载,所以在系统电磁惯性、机电惯性的作用下,两者的响应是基本相同的。

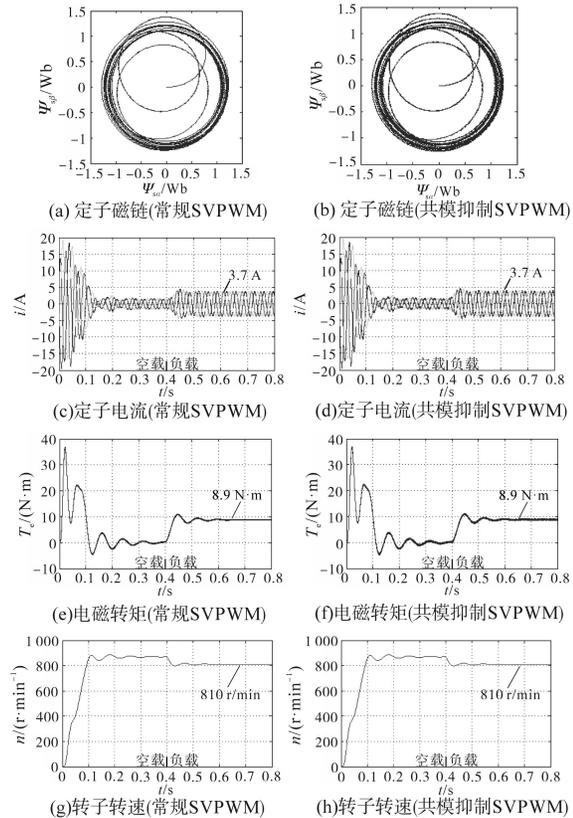


图6 两种方法的磁链、电流、转矩和转速仿真波形

Fig.6 Simulation waveforms of flux, current, torque and speed of two methods

上述仿真结果表明,共模抑制SVPWM能有效抑制共模电压的幅值与频率,同时其它性能指标没有下降,与常规SVPWM基本相同。

2.2 实验结果与分析

实验过程中,电机空载启动,40 s后施加8.84 N·m负载。实验装置的逆变器直流母线由两个相同电容串联,如图1所示,利用示波器的高压差分探头测得中点g与定子绕组星形结点m之间的电压即为共模电压。两种方法的共模电压实验波形及其FFT分析如图7所示。

对比图7a与图7b可知,两种方法的共模电压峰值、谷值都与仿真结果一致,常规SVPWM的共模电压有高频谐波,其中10 kHz谐波较大;而共模抑制SVPWM的共模电压几乎没有高频谐波。图7c是图7a的水平放大,由图可知,共模电压的脉冲每隔100 μs重复发生一次,因此频率为

10 kHz;而由图7b可知,共模电压的脉冲每隔11.5 ms才重复发生一次,因此频率为87 Hz。

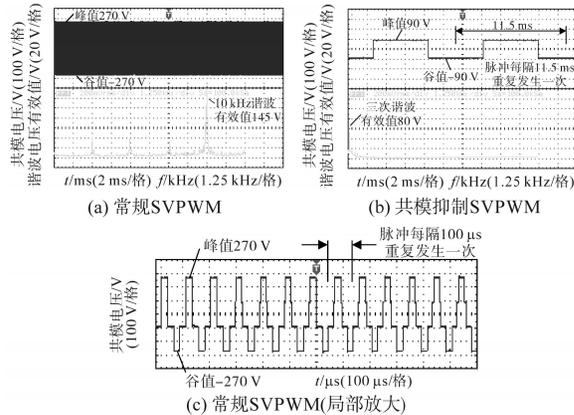


图7 两种方法的共模电压实验波形及其FFT分析
Fig.7 Common-mode voltage experimental waveforms and their FFT analysis of two methods

实验中两种方法的定子线电压(经低通滤波)、定子电流、电磁转矩和转子转速等波形是基本相同的,图8给出了这些实验波形。

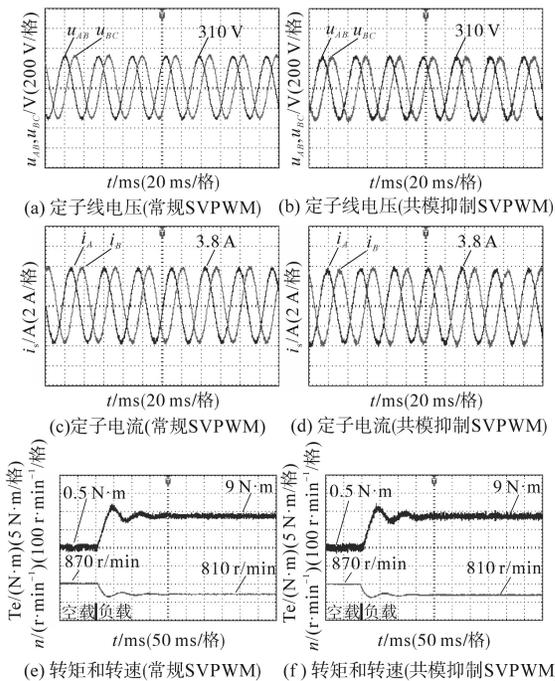


图8 两种方法的电压、电流、转矩和转速实验波形
Fig.8 Experimental waveforms of voltage, current, torque and speed of two methods

图8a和图8b为两种方法的定子绕组线电压 u_{AB}, u_{BC} (经低通滤波)波形图,都是正弦波,幅值310 V,频率29 Hz,相位差 120° ,没有出现低次谐波。图8c和图8d为两种方法加载后稳态下定子绕组相电流 i_A, i_B 的波形图,都是正弦波,幅值3.8 A,频率29 Hz,相位差 120° ,没有出现低次谐波。图

8e和图8f为两种方法加载前后的电磁转矩和转子转速波形图,过渡过程大约150 ms,稳态转矩与稳态转速都很平稳。另外,由于是开环实验,因此有转速降落,采用转速反馈控制可以减小或消除转速降落。

上述实验结果表明,共模抑制SVPWM在保持电机线电压、相电流、转矩和转速等性能良好的情况下,能有效抑制共模电压的幅值与频率。

3 结论

为了抑制两电平逆变器供电三相电机的共模电压幅值与频率,研究了一种共模抑制SVPWM,并进行了仿真和实验验证,主要结论如下:

1)与常规SVPWM相比,共模抑制SVPWM的共模电压幅值由原来的 $U_{dc}/2$ 减小至 $U_{dc}/6$,即减小了66.67%,频率由原来的开关频率值降低至三倍基波频率值,因此共模电压的幅值与频率都得到了有效抑制,同时电机的线电压、相电流、转矩和转速等性能依然保持良好。

2)共模抑制SVPWM的最大线性输出电压是常规SVPWM的66.67%,后续将进一步对共模抑制SVPWM过调制进行研究,以提高最大电压输出能力。

参考文献

- [1] Boldea I, Nasar S A. 现代电气传动[M]. 尹华杰,译. 第2版. 北京:机械工业出版社,2015.
- [2] Morris C T, Han D, Sarlioglu B. Reduction of common mode voltage and conducted EMI through three-phase inverter topology[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(3): 1720-1724.
- [3] Han D, Lee W, Li S, et al. New method for common mode voltage cancellation in motor drives: concept, realization, and asymmetry influence[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(2): 1720-1724.
- [4] Zheng J, Rong F, Li P, et al. Six-phase SVPWM with common-mode voltage suppression[J]. IET Power Electronics, 2018, 11(15): 2461-2469.
- [5] Cetin N O, Hava A M. Interaction between the filter and PWM units in the sine filter configuration utilizing three-phase AC motor drives employing PWM inverters[C]//IEEE Energy Conversion Congress & Exposition, Atlanta, USA, 2010: 2592-2599.
- [6] Ün E, Hava A M. A near-state PWM method with reduced switching losses and reduced common-mode voltage for three-phase voltage source inverters[J]. IEEE Transactions on Indus-

(下转第21页)

- and machine-based systems for electric and hybrid vehicles[J]. Energies, 2015, 9(2):9541-9564.
- [2] 张巍,刘跟平,欧胜. 永磁同步电机前馈补偿和单神经元PID控制[J]. 电气传动, 2016, 46(12):12-15, 18.
- [3] Sun X, Shi Z, Chen L, *et al.* Internal model control for a bearingless permanent magnet synchronous motor based on inverse system method[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2016, 31(4):1539-1548.
- [4] 张海刚,张磊,王步来,等. 基于模糊PI滑模观测的PMSM位置检测[J]. 电气传动, 2017, 47(8):7-9.
- [5] 苗敬利,郑大伟,周重霞. 基于新型趋近律的永磁同步电机模糊滑模控制[J]. 电气传动, 2019, 49(3):3-7.
- [6] Sun X D, Chen L, Jiang H B, *et al.* High-performance control for a bearingless permanent-magnet synchronous motor using neural network inverse scheme plus internal model controllers[J]. IEEE Trans. Ind. Electron. 2016, 63(6):3479-3488.
- [7] Bayat F, Johansen T A. Multi-resolution explicit model predictive control: delta-model formulation and approximation[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2013, 58(11):2979-2984.
- [8] Morel F, Lin-Shi X F, Retif J M, *et al.* A comparative study of two predictive current control schemes for a permanent-magnet synchronous machine drive[C]//2008 Power Electronics Specialists Conference, 2008:3068-3073.
- [9] Matsutani S, Zanma T, Sumiyoshi Y, *et al.* Optimal control of PMSMs using model predictive control with integrator[C]//Proceedings of ICCAS-SICE, 2009:4847-4852.
- [10] Chen W H, Balance D, Gawthrop P. Optimal control of nonlinear systems: a predictive control approach[J]. Automatic, 2003, 39(4):633-641.
- [11] Jia CY, Wang X, Liang YF, *et al.* Robust current controller for IPMSM drives based on explicit model predictive control with online disturbance observer[J]. IEEE Access, 2019, 7:45898-45910.
- [12] 刘旭东,李珂,张奇,等. 基于非线性扰动观测器的永磁同步电机单环预测控制[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(7):2153-2162, 2230.
- [13] Hu Z, Hameyer K. A method of constraint handling for speed-controlled induction machines[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(7):4016-4072.
- [14] Pannocchia J R, Gabriele T A. Disturbance modeling for offset-free linear model predictive control[J]. Aiche, 2004, 49(2):426-437.
- [15] 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(S1):73-79.

收稿日期:2019-08-19

修改稿日期:2019-10-14

~~~~~  
 (上接第12页)

- try Application, 2009, 45(2):782-793.
- [7] Tian K, Wang J, Wu B, *et al.* A virtual space vector modulation technique for the reduction of common-mode voltages in both magnitude and third-order component[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(1):839-848.
- [8] Chen H, Zhao H. Review on pulse-width modulation strategies for common-mode voltage reduction in three-phase voltage-source inverters[J]. IET Power Electronics, 2016, 9(14):2611-2620.
- [9] 蒋栋. 电力电子变换器的先进脉宽调制技术[M]. 北京:机械工业出版社, 2018.
- [10] 郑剑,荣飞,黄守道,等. 基于共模电压抑制的双Y移30°六相SVPWM方法[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(24):7338-7349.
- [11] 阮毅,陈伯时,杨影. 电力拖动自动控制系统——运动控制系统[M]. 第5版北京:机械工业出版社, 2016.

收稿日期:2019-08-15

修改稿日期:2019-10-15