

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*

赵明杰¹, 李国宁¹, 温 润², 武学伟²

(1. 兰州交通大学 自动化与电气工程学院, 甘肃 兰州 730070;

2. 国网兰州供电公司, 甘肃 兰州 730071)

摘 要: 三相逆变器的电机驱动系统会产生较大的共模电压, 其对电机的危害巨大, 传统脉宽调制 (PWM) 共模电压抑制方法忽略了死区的影响。为使得永磁同步电机三相 PWM 逆变器输出的共模电压得到有效抑制, 在分析传统共模电压抑制方法的基础上, 提出了一种基于改进非零矢量调制方法。该方法能较好地消除加入死区时间后逆变器输出的共模电压尖峰。利用仿真软件验证了所提方法的有效性。

关键词: 共模电压; 脉宽调制; 三相逆变器; 死区

中图分类号: TM 301 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2018)12-0025-06

Suppression of Common-Mode Voltage for Three-Phase Inverter Based on Improved Non-Zero Vector Pulse Width Modulation*

ZHAO Mingjie¹, LI Guoning¹, WEN Run², WU Xuewei²

(1. College of Automation and Electrical Engineering, Lanzhou Jiaotong University, Lanzhou 730070, China;

2. State Grid Lanzhou Electric Power Company, Lanzhou 730071, China)

Abstract: A large common-mode voltage would be produced by the motor drive system of three-phase inverter, which had great harm to the motor, and the influence of dead-band was ignored by traditional pulse width modulation (PWM) common-mode voltage suppression. In order to effectively suppress the common-mode voltage of the three-phase PWM inverter, an improved non-zero vector PWM method was proposed on the basis of the analysis of the traditional common-mode voltage suppression methods. The proposed method could eliminate the common-mode voltage spike output from the inverter after adding dead-band time. The effectiveness of the proposed method was verified by simulation software.

Key words: common-mode voltage; pulse width modulation (PWM); three-phase inverter; dead-band

0 引 言

随着电力电子器件及其技术的迅猛发展, 新型的逆变器和高频开关器件应运而生。三相逆变器具有工作效率高、安全性能好、稳定性强等优点, 配合脉宽调制 (Pulse Width Modulation, PWM) 技术被广泛使用^[1-3], 但是逆变器在工作时会输

出较大幅值的共模电压。共模电压会在电机驱动系统中对电机轴承产生过电压, 对电机损害巨大。传统的 PWM 技术均未考虑死区对共模电压的危害^[4-5]。因此, 研究对共模电压的抑制方法有极大意义。

现有技术对共模电压的抑制主要有两个方向: (1) 应用无源滤波器件抑制共模电流; (2) 空

* 基金项目: 国家自然科学基金项目(61164010)

作者简介: 赵明杰(1986—), 男, 硕士, 研究员, 研究方向为电力系统运行与控制。

李国宁(1959—), 男, 教授, 研究方向为轨道控制。

温 润(1988—), 男, 硕士, 工程师, 研究方向为电力系统运行与控制。

间矢量调制^[6] (Space Vector Pulse Width Modulation, SVPWM) 及其衍生调制方法, 如最远矢量调制 (Remote-State Pulse Width Modulation, RSPWM)、无零矢量脉宽调制^[7] (Non-Zero Vector Pulse Width Modulation, NZPWM), NZPWM 又有非零矢量调制 (Near State Pulse Width Modulation, NSPWM) 和等效零矢量调制 (Active Zero State Pulse Width Modulation, AZSPWM) 两类。

文献 [8] 介绍了 RSPWM、SVPWM、NSPWM 和 AZSPWM 等方法的特点, 仿真分析了各方法对抑制共模电压的优势, 但未考虑死区对共模电压的影响。文献 [9] 提出一种共模电压抑制的 PWM 改进方法, 通过分析共模电压尖峰出现时间来调整开关器件动作时间, 能有效抑制共模电压, 但控制器计算任务繁重。文献 [10] 提出一种改进的 NSPWM 策略, 能有效增加调制范围, 但未考虑死区的影响。文献 [11] 以永磁同步电机 (Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM) 作为负载, 对电压矢量进行优化, 为共模电压抑制技术提供了一种新思路。

本文通过给出两电平三相电压源逆变器模型和逆变器共模电压产生机理, 重点分析了死区对 NSPWM 调制共模电压抑制的影响, 提出了一种 NSPWM 调制的改进方法, 并将该方法与传统 SVPWM 和 NSPWM 调制进行仿真波形比较, 证明了在加入死区后所提方法对于消除共模电压尖峰的有效性。

1 两电平三相电压源逆变器

逆变器拓扑结构如图 1 所示。

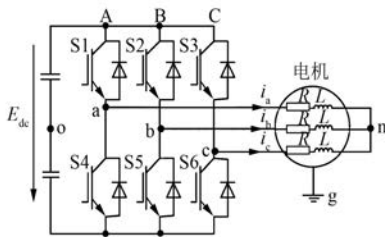


图 1 逆变器拓扑结构

图 1 为一个两电平三相逆变器系统, E_{dc} 为直流侧母线电压, o 点为电容中性点, n 为交流侧中性点, g 为接地点。则此逆变器输出共模电压为 u_{ng} , $u_{ng} = u_{no} + u_{og}$, 由图 1 可得:

$$\begin{cases} u_{ao} = i_a R + L \frac{di_a}{dt} + u_{no} \\ u_{bo} = i_b R + L \frac{di_b}{dt} + u_{no} \\ u_{co} = i_c R + L \frac{di_c}{dt} + u_{no} \\ i_a + i_b + i_c = 0 \end{cases} \quad (1)$$

式中: u_{ao} 、 u_{bo} 、 u_{co} ——三相输出点 a、b、c 与 o 点之间的电压;

i_a 、 i_b 、 i_c ——三相电流。

由于 u_{og} 相较于 u_{no} 极小, 所以 u_{og} 常被忽略, 又根据式 (1) 方程化简, 共模电压 u_{ng} 可写为

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

图 1 中的 3 个桥臂 A、B 和 C 的开关状态由开关管 S_i ($i=1 \sim 6$) 决定。三相桥臂 A、B 和 C 的状态函数为

$$\begin{cases} Y_A = \begin{cases} 1, & \text{当 S1 导通且 S4 关断} \\ 0, & \text{当 S1 关断且 S4 导通} \end{cases} \\ Y_B = \begin{cases} 1, & \text{当 S2 导通且 S5 关断} \\ 0, & \text{当 S2 关断且 S5 导通} \end{cases} \\ Y_C = \begin{cases} 1, & \text{当 S3 导通且 S6 关断} \\ 0, & \text{当 S3 关断且 S6 导通} \end{cases} \end{cases} \quad (3)$$

由式 (3) 可知逆变器三相桥臂每个桥臂都有 2 种工作状态, 即导通和关断, 那么很容易知道逆变器有 8 种工作状态, 在各状态下逆变器输出共模电压如表 1 所示。

表 1 三相逆变器共模电压输出

电压矢量	u_0	u_1	u_2	u_3
$Y_A Y_B Y_C$	000	100	110	010
共模电压	$-E_{dc}/2$	$-E_{dc}/6$	$E_{dc}/6$	$-E_{dc}/6$
电压矢量	u_4	u_5	u_6	u_7
$Y_A Y_B Y_C$	011	001	101	111
共模电压	$E_{dc}/6$	$-E_{dc}/6$	$E_{dc}/6$	$E_{dc}/2$

从表 1 中可知, 逆变器输出共模电压范围是 $-E_{dc}/2 \sim E_{dc}/2$ 。当其达到或接近 $\pm E_{dc}/2$ 的峰值时, 对负载电机的损伤很大, 对逆变器输出指标影响也很大。

2 三相逆变器共模电压抑制技术

2.1 SVPWM 调制

SVPWM 采用对称七段式电压矢量作用, 其

利用 2 个非零电压矢量和 2 个零矢量[$u_0(000)$, $u_7(111)$]来合成参考电压矢量。

图 2 所示为 SVPWM 调制扇区划分和第 I 扇区参考电压矢量 u_{ref} 合成。 θ_r 为 u_{ref} 和 u_1 之间的夹角, 确定 u_{ref} 的位置。

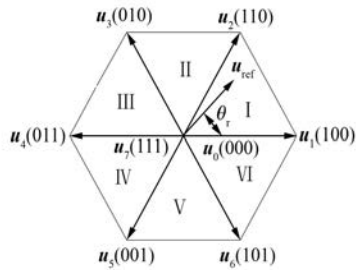


图 2 SVPWM 调制扇区划分

理想状态下(不考虑死区时间), SVPWM 调制在第 I 扇区时, 逆变器输出共模电压如图 3 所示。从图 3 可以看出 SVPWM 调制将共模电压控制在 $-E_{dc}/2 \sim E_{dc}/2$ 。

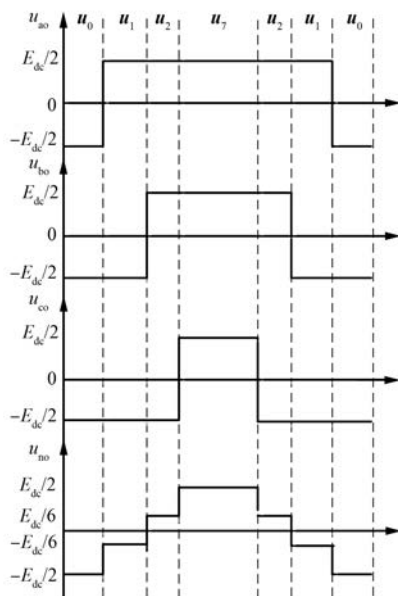


图 3 SVPWM 调制共模电压输出

2.2 NSPWM 调制

对于 1 个如图 1 所示的三相六开关两电平逆变器, NSPWM 调制的参考电压矢量由 3 个相邻的电压矢量来合成, 并且这 3 个电压矢量都非零矢量。NSPWM 调制在第 2 扇区 ($\pi/6 \sim \pi/2$) 中由电压矢量 u_1, u_2, u_3 合成参考电压矢量 u_{ref} ,

NSPWM 调制扇区划分和第 II 扇区中参考电压矢量 u_{ref} 合成如图 4 所示。

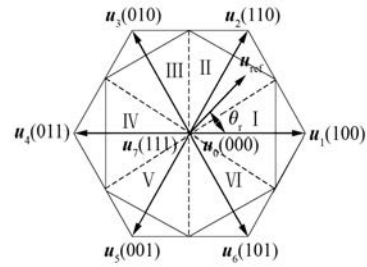


图 4 NSPWM 调制扇区划分

u_{rm} 为 u_{ref} 的幅值大小, 调制因数可定义为

$$m = \frac{\sqrt{3} u_{rm}}{E_{dc}} \quad (4)$$

根据图 4 和伏秒平衡原理, 可得:

$$\begin{cases} u_{ref} T = u_1 t_1 + u_2 t_2 + u_3 t_3 \\ T = t_1 + t_2 + t_3 \end{cases} \quad (5)$$

式中: t_1, t_2, t_3 —— u_1, u_2, u_3 的作用时间;

T —— 开关周期。

将式(4)代入式(5), 且令 $u_i = u_i/E_{dc}$ ($i = 1 \sim 6$), 可得图 4 中第 II 扇区 u_1, u_2, u_3 的作用时间为

$$\begin{cases} t_1 = T - Tm \sin \theta_r \\ t_2 = \sqrt{3} Tm \sin(\pi/6 + \theta_r) - T \\ t_3 = T - Tm \sin(\theta_r + \pi/3) \end{cases} \quad (6)$$

NSPWM 调制电压矢量作用顺序在同一扇区内采用递减对称五段式电压矢量作用, 即 $u_{i+1}, u_i, u_{i-1}, u_i, u_{i+1}$, 其扇区分布及各扇区电压矢量作用顺序如表 2 所示。

扇区	I	II	III
范围	$(-\pi/6, \pi/6)$	$(\pi/6, \pi/2)$	$(\pi/2, 5\pi/6)$
u_{0-7} 顺序	2, 1, 6, 1, 2	3, 2, 1, 2, 3	4, 3, 2, 3, 4
扇区	IV	V	VI
范围	$(5\pi/6, 7\pi/6)$	$(7\pi/6, 3\pi/2)$	$(3\pi/2, 11\pi/6)$
u_{0-7} 顺序	5, 4, 3, 4, 5	6, 5, 4, 5, 6	1, 6, 5, 6, 1

根据图 4 和表 2 可得在不加入死区时间时的 NSPWM 调制共模电压输出, 如图 5 所示。可以看到共模电压被抑制在 $\pm E_{dc}/6$ 的区间。

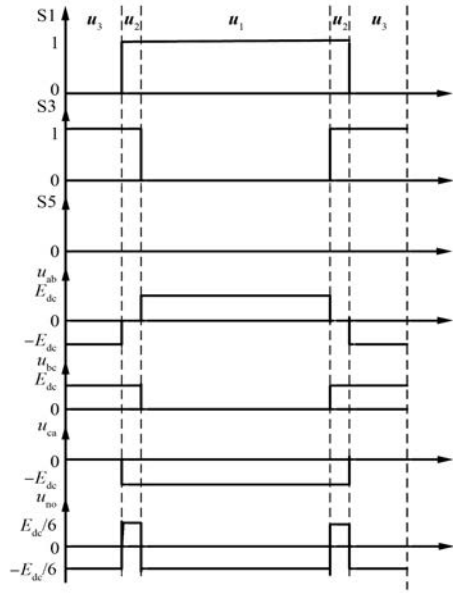


图5 NSPWM调制共模电压输出

3 死区对 NSPWM 共模电压影响

第2节给出了开关器件在理想状态下, NSPWM对逆变器输出共模电压的抑制,但是实际情况是为防止桥臂上下管同时导通而加入了死区时间 t_d 。在三相逆变器工作的实际情况中,开关管存在导通延时 t_{on} 和关断延时 t_{off} ,并且 $t_{off} > t_{on}$ 。以图1中三相逆变器A桥臂为例,为了防止桥臂A上下两个管S1、S4同时导通,一般选择在其导通上升沿加一个延时信号 t_d ,要求 t_d 必须大于关断延时 t_{off} , t_d 被称为死区。

加入死区虽然解决了同一桥臂直通问题,但是也改变了脉冲宽度,使得逆变器输出共模电压出现尖峰。图6所示为A桥臂电流 i_a 的流通过程,图示方向为 i_a 的正方向。假定 $i_a > 0$,当T1导通、T4截止时,S1导通、S4关断, $Y_A = 1$,则 i_a 流通过程是线路1;此时加入死区时间 t_d ,T1、T4均截止,S1、S4均关断, $Y_A = 0$,则 i_a 流通过程是线路2;当T1截止、T4导通时,S1关断、S4导通, $Y_A = 0$,则 i_a 流通过程是线路2。因此在 $i_a > 0$ 时,桥臂A的开关状态实际上是由T1、VD切换的。当 $i_a < 0$ 时能得到相似结论。根据以上分析,图7为桥臂A在加入死区时间 t_d 前后,逆变器输出 u_{ao} 的情况对比,图7中(1)为未加入死区时间,(2)为加入死区时间。

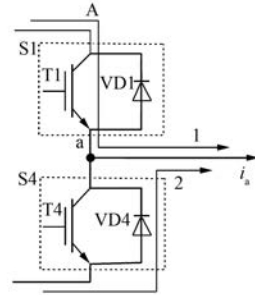


图6 $i_a > 0$ 时流通过程

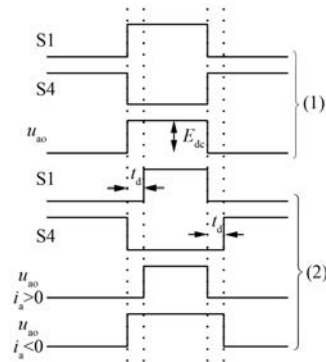


图7 加入死区 u_{ao} 输出对比

NSPWM调制仍然以第II扇区为例,图8给出了在加入死区时间 t_d 后的逆变器共模电压输出,其中共模电压尖峰为阴影部分。图8(a)为 $-E_{dc}/2$ 的共模电压尖峰的形成过程,图8(b)为 $E_{dc}/2$ 的共模电压尖峰的形成过程。死区时间 t_d

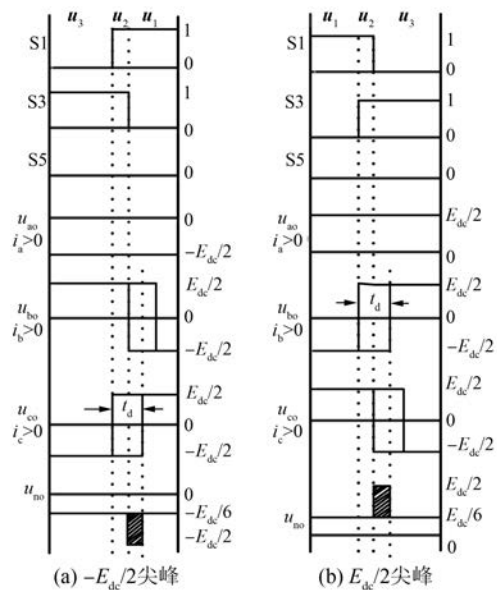


图8 NSPWM调制共模电压尖峰

加在了电压矢量 u_2 的作用时间 t_2 上, 当 $t_2 < 2t_d$ 时, 逆变器输出 u_{a0} 和 u_{b0} 将出现死区重叠, 而共模电压尖峰就是出现在该重叠区域。共模电压尖峰的出现由桥臂工作状态、切换电流方向和电压矢量工作时间 $t_i (i=1\sim6)$ 与死区时间 t_d 之间的关系共同决定。表 3 所示为桥臂状态对应的电流和共模电压尖峰输出分布。

表 3 NSPWM 调制共模电压尖峰时刻

$Y_A Y_B Y_C \rightarrow Y_A Y_B Y_C$	三相电流方向	尖峰值
(010) (001)	$i_a < 0, i_b > 0, i_c > 0$	$-E_{dc}/2$
(100) (001)	$i_a > 0, i_b < 0, i_c > 0$	$-E_{dc}/2$
(010) (100)	$i_a > 0, i_b > 0, i_c < 0$	$-E_{dc}/2$
(101) (110)	$i_a > 0, i_b < 0, i_c < 0$	$E_{dc}/2$
(011) (110)	$i_a < 0, i_b > 0, i_c < 0$	$E_{dc}/2$
(011) (101)	$i_a < 0, i_b < 0, i_c > 0$	$E_{dc}/2$

4 改进 NSPWM 调制

图 5 中, 电机侧线电压 u_{ab} 在电压矢量 u_3 到 u_1 作用之间发生极性翻转, 并且中间 u_2 作用时 u_{ab} 幅值为零, 这将会使电机转轴上产生过电压和过电流, 为此应该控制 u_2 作用过零点的最小时间。NSPWM 调制以图 4 中第 II 扇区为例, 假定 u_2 的最小作用时间为 t_{2min} , 之前分析在未加入死区的理想状态下, NSPWM 调制的共模电压被控制在 $-E_{dc}/6 \sim E_{dc}/6$, 加入死区后, 当 u_2 作用时间 $t_2 < 2t_d$ 时, 逆变器输出共模电压将会产生 $-E_{dc}/2$ 和 $E_{dc}/2$ 的尖峰。因此, NSPWM 调制在实际情况下产生共模电压尖峰的条件为

$$2t_{off} < t_2 < 2[t_d + t_{on}] \quad (7)$$

式中: t_{off}, t_{on} —— 开关管的关断和导通延时。

为了防止在 NSPWM 调制过程中产生共模电压尖峰, 需 u_2 的最小作用时间 $t_{2min} > 2[t_d + t_{on}]$ 。定义 t_{min} 为

$$t_{min} = \max(t_{dmin}, t_{2min}) \quad (8)$$

式中: t_{dmin} —— 死区的最小时间。

可将 u_2 的最小作用时间 t_{2min} 设为 $2t_{min}$, 根据式(6)可得抑制尖峰出现的条件为

$$t_2 = \sqrt{3} T m \sin(\pi/6 + \theta_r) - T \geq 2t_{min} \quad (9)$$

若令 $t_{min} = t_{min}/T$, 做归一化处理, 调制系数需满足的条件为

$$m \geq \frac{2}{3}(1 + 2t_{min}) \quad (10)$$

由于 NSPWM 线性调制范围为 $2/3 < m < 1$, 故改进之后的 NSPWM 调制范围变为 $\frac{2}{3}(1 + 2t_{min}) \leq m < 1$ 。

5 仿真分析

为了验证、比较改进 NSPWM 调制的有效性, 利用 MATLAB/Simulink 进行仿真分析。搭建如图 1 所示的电路结构, 负载选用 1 kW 的 PMSM, 仿真所需的主要参数如表 4 所示。在对改进 NSPWM 调制进行验证时, 由于实际电路主板本身的死区为 $3.3 \mu s$, 此时 NSPWM 的调制系数 $0.667 < m < 0.711$ 会出现共模电压尖峰, 因此设定 $t_{min} = 5 \mu s$, 则 $0.733 \leq m < 1$ 避开了尖峰出现的调制区域。

表 4 仿真主要参数值

参数名称	参数值	参数名称	参数值
E_{dc}/V	300	电机功率/kW	1
$t_d/\mu s$	3.3	电机转速/(r·min ⁻¹)	1 000
$t_{on}/\mu s$	320	定子电阻/ Ω	0.9
$t_{off}/\mu s$	550	L_d/mH	5
$t_{min}/\mu s$	5	L_q/mH	10

图 9 所示为三相逆变器输出共模电压的仿真

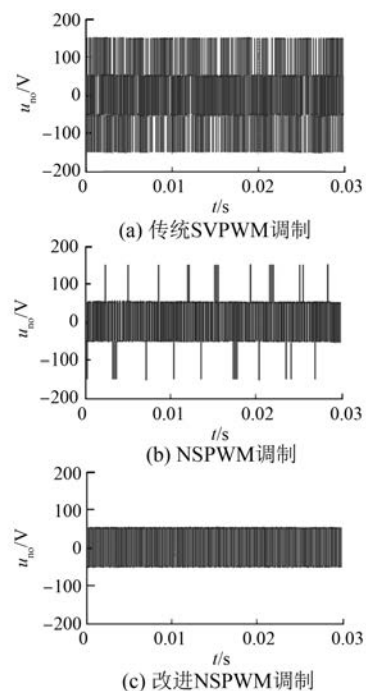


图 9 逆变器输出共模电压仿真波形

波形。其中,图 9(a)为传统 SVPWM 调制共模电压波形,可以看出在 $E_{dc} = 300 \text{ V}$ 时,共模电压被抑制在 $-150 \sim 150 \text{ V}$,即 $-E_{dc}/2 \sim E_{dc}/2$,与 2.1 节分析一致;图 9(b)为 NSPWM 调制共模电压波形,可以看到在 $E_{dc} = 300 \text{ V}$ 时,共模电压大部分区域被抑制在 $-50 \sim 50 \text{ V}$,即 $-E_{dc}/6 \sim E_{dc}/6$,但是出现了 $\pm 150 \text{ V}$ ($\pm E_{dc}/2$) 的尖峰,与第 3 节分析一致,验证了死区对 NSPWM 调制共模电压的影响;图 9(c)为改进 NSPWM 调制共模电压输出波形,设定了 $t_{min} = 5 \mu\text{s}$,可以看到在 $E_{dc} = 300 \text{ V}$ 时,共模电压完全被抑制在 $-50 \sim 50 \text{ V}$,即 $-E_{dc}/6 \sim E_{dc}/6$ 。

图 10 所示为 3 种调制方法下,三相电流 i_a 的频谱图,经过比较可以知道改进 NSPWM 调制相较于传统 SVPWM 调制和 NSPWM 调制能有效抑制 i_a 高次谐波,且谐波分布较为均匀。

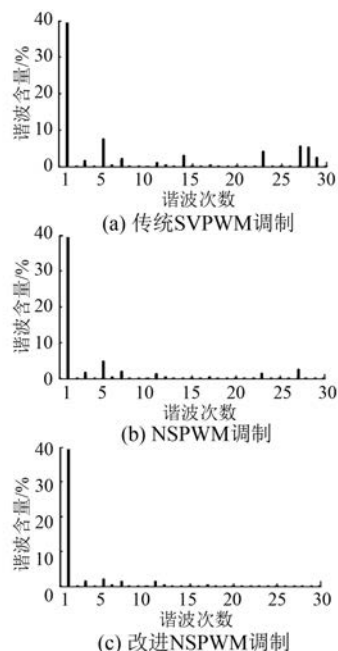


图 10 三相电流 i_a 频谱

6 结 语

本文重点分析了 NSPWM 调制抑制三相逆变器输出共模电压的基本原理和死区对 NSPWM 调制共模电压尖峰的影响,提出了一种改进 NSPWM 调制方法,能有效解决在加入死区后 NSPWM 调制共模电压出现 $\pm E_{dc}/2$ 尖峰的问题。观察 i_a 的频谱,发现所提方法相较于其他两种方

法能有效抑制三相电流的高次谐波。

虽然在一定线性调制范围 $\frac{2}{3}(1+2t_{min}) \leq m < 1$ 内本文所提方法消除了共模电压尖峰,但当 $0 < m < \frac{2}{3}(1+2t_{min})$ 时,该方法失效。

【参 考 文 献】

- [1] 钱照明. 电力电子器件及其应用的现状和发展[J]. 变频器世界, 2014, 34(9): 34-37.
- [2] 谭鑫. 电力电子器件及其应用的现状和发展[J]. 电子技术与软件工程, 2016(16): 126.
- [3] 王明玥, 罗安, 陈燕东, 等. 三相逆变器的双模式及其平滑切换控制方法[J]. 电工技术学报, 2016, 31(16): 124-134.
- [4] 原庆兵. 永磁同步电机系统的周期频率调制策略研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2016.
- [5] 肖芳, 孙力, 孙亚秀. PWM 电机驱动系统中共模电压和轴电压的抑制[J]. 电机与控制学报, 2009, 13(3): 402-407.
- [6] HAVE A M. Performance analysis of reduced common-mode voltage PWM methods and comparison with standard PWM methods for three-phase voltage-source inverters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24(1): 241-252.
- [7] ÖZBAY H, ÖNCÜ S, KESLER M. SMC-DPC based active and reactive power control of grid-tied three-phase inverter for PV systems [J]. International Journal of Hydrogen Energy, 2017, 42(28): 17713-17722.
- [8] 章勇高, 邝光健, 龙立中. 三相逆变器的无零矢量共模电压抑制技术研究[J]. 电力系统保护与控制, 2013, 41(2): 138-143.
- [9] HAVA A M, ÜN E. A high-performance PWM algorithm for common-mode voltage reduction in three-phase voltage source inverters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(7): 1998-2008.
- [10] 张怡海. PWM 逆变器驱动异步电机系统的共模电压研究[D]. 成都: 西南交通大学, 2014.
- [11] 郭磊磊, 金楠, 申永鹏. 一种基于优化电压矢量选择的电压源逆变器模型预测共模电压抑制方法[J]. 电工技术学报, 2018, 33(6): 1347-1355.

收稿日期: 2018-07-06