

doi:10.3969/j.issn.1673-9833.2018.03.010

基于 NPC 的 3D-SVPWM 整流调制策略

韦志鹏

(湖南工业大学 电气与信息工程学院, 湖南 株洲 412007)

摘要: 为了优化三电平全功率变流器的调制策略, 在二极管中点钳位型变流器 NPC 的基础上, 分析了 NPC 的空间矢量脉宽调制 SVPWM 算法, 并在该算法的基础上将二维 $\alpha\beta$ 空间矢量转换到三维立方体空间矢量, 分析 NPC 的三维空间矢量脉宽调制 3D-SVPWM 算法, 运用 PSIM 仿真软件对 NPC 变流器整流部分进行了仿真。仿真结果验证了在 NPC 使用 3D-SVPWM 调制策略的有效性。

关键词: 二极管中点钳位型变流器; SVPWM; 3D-SVPWM; 空间矢量调制

中图分类号: TM464

文献标志码: A

文章编号: 1673-9833(2018)03-0053-06

Research on 3D-SVPWM Rectifying Modulation Strategy Based on NPC

WEI Zhipeng

(College of Electrical and Information Engineering, Hunan University of Technology, Zhuzhou Hunan 412007, China)

Abstract: In order to optimize the modulation strategy of three-level full power converter, and based on the diode neutral point clamped NPC, an analysis has been made of the NPC space vector PWM (SVPWM) algorithm. On the basis of the algorithm, the two-dimensional $\alpha\beta$ space vector plane is to be converted to the three-dimensional cubic vector, followed by an analysis of the three-dimensional space vector PWM 3D-SVPWM algorithm of NPC and a simulation of the rectifier of NPC converter by using PSIM simulation software. The simulation results verify the effectiveness of 3D-SVPWM modulation strategy for the diode neutral point clamped converter.

Keywords: diode neutral point clamped converter; space vector pulse width modulation (SVPWM); 3D-SVPWM; space vector modulation

0 引言

随着风力发电和变流技术的不断发展, 变流器也从两电平向着多电平方向发展。二极管中点钳位型 (neutral point clamped, NPC) 变流器的拓扑结构由于具有开关器件相对较少、实现能量双向流动方便、谐波较小等优点, 在工程实际中得到了广泛的应用^[1-4]。而现有对于二极管中点钳位型变流器的调制策略, 主要是正弦波调制 (sinusoidal pulse width

modulation, PWM) 和空间矢量调制 (space vector pulse width modulation, SVPWM)。其中, SVPWM 的物理概念较为清晰, 适合实现数字化, 且在输出电压线圈中产生的谐波较少, 对电源的利用率较高^[5-8]。但是 SVPWM 需要进行 $\alpha\beta$ 坐标变换、扇区的判断和扇区的线性变换、分区判断和开关顺序的选择等计算, 计算量较大。因此, 有必要对 SVPWM 进行优化, 减少其中复杂的运算。

收稿日期: 2017-09-23

作者简介: 韦志鹏 (1992-), 男, 湖北宜昌人, 湖南工业大学硕士生, 主要研究方向为电气与传动,

E-mail: 2271289828@qq.com

本文将NPC的 $\alpha\beta$ 平面向量转化到三维立体空间,并将 $\alpha\beta$ 空间矢量信息完整地保存到三维立体空间中,通过归一化处理和原点坐标平移,计算出矢量发送顺序和占空比,避免了原SVPWM调制策略的复杂扇区分区判断过程和扇区坐标旋转计算。最后,通过仿真试验验证了所提的NPC的3D-SVPWM^[9-11]调制策略的有效性。

1 NPC的SVPWM空间矢量调制

三电平二极管中点钳位型变流器的每一相都有P、O、N 3种开关状态,且有A、B、C三相电压,因而共有27个矢量,这27个矢量在 $\alpha\beta$ 平面的分布如图1所示。

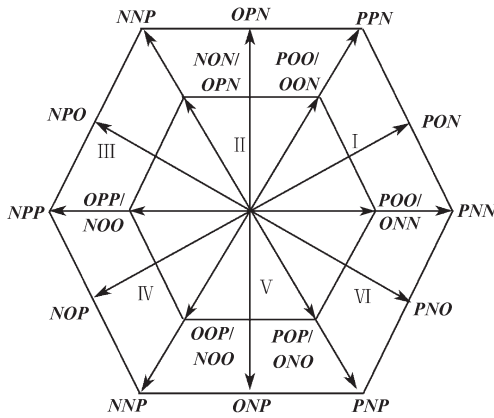


图1 SVPWM空间矢量图
Fig. 1 SVPWM space vector diagram

为了简化计算,以PNN矢量为例,设上下电容电压均为 U_{dc} ,当输出为PNN时,则PNN矢量的坐标为 $(2U_{dc}, 0)$,记为 $(2, 0)$ 。按照矢量长度进行归类,其中POO/ONN、PPO/ONN、OPO/NON、OPP/NOO、OOP/NNO、POP/ONO为小矢量,矢量长度为1;PON、OPN、NPO、NOP、ONP、PNO为中矢量,矢量长度为 $\sqrt{3}$;PNN、PPN、NPN、NPP、NNP、PNP为大矢量,矢量长度为2;PPP/OOO/NNN为零矢量,矢量长度为0。 $\alpha\beta$ 平面被这些矢量分割为I~VI 6个扇区,由于每个扇区的空间结构高度相似,故可简化计算,将所有扇区映射至第一扇区,设 U_α 、 U_β 分别为参考矢量在 $\alpha\beta$ 平面的横坐标和纵坐标,映射实现如下:

I 不变; II 以 $U_\alpha = \sqrt{3} U_\beta$ 为反射轴做反射变换;
III 顺时针旋转120度; IV 以 $U_\alpha = -\sqrt{3} U_\beta$ 为反射轴做反射变换; V 逆时针旋转120度; VI 以 α 轴为反射轴做反射变换。

有了上述扇区的对应关系,即可以只考虑第一扇区矢量分配时间计算,第一扇区又分为 A_1 、 A_2 、 B_1 、

B_2 、C、D 6个分区,如图2所示。

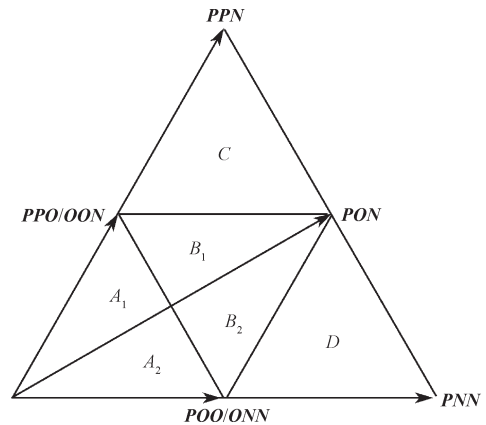


图2 SVPWM空间矢量第一扇区图

Fig. 2 The first sector of SVPWM space vector

6个分区的判断流程如图3所示。

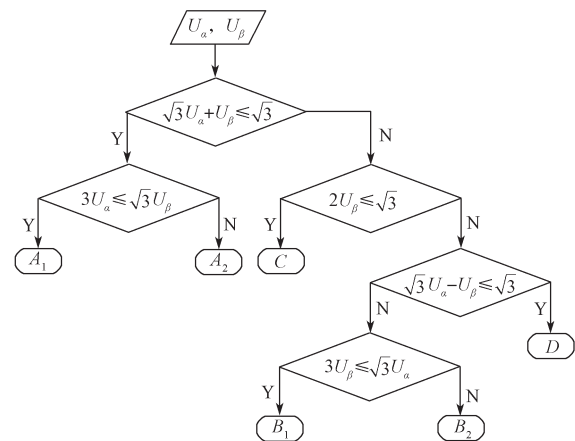


图3 分区判定流程图

Fig. 3 Zoning flow chart

利用上述方法判定了各矢量所处的区域后,即可根据伏秒平衡原理,利用式(1)计算各矢量的分配时间:

$$\begin{cases} t_A = \left(2 - U_\alpha - \frac{\sqrt{3}}{3} U_\beta \right) T_s, \\ t_B = \frac{2\sqrt{3}}{3} U_\beta T_s, \\ t_C = \left(U_\alpha - \frac{\sqrt{3}}{3} U_\beta - 1 \right) T_s. \end{cases} \quad (1)$$

式(1)中: T_s 为开关周期; t_A 、 t_B 、 t_C 分别为最近3个合成矢量的作用时间。

2 NPC的3D-SVPWM三维空间矢量调制

本质上, $\alpha\beta$ 平面是三维立体空间在向量 $[1, 1, 1]$ 方向上的投影,如图4所示。

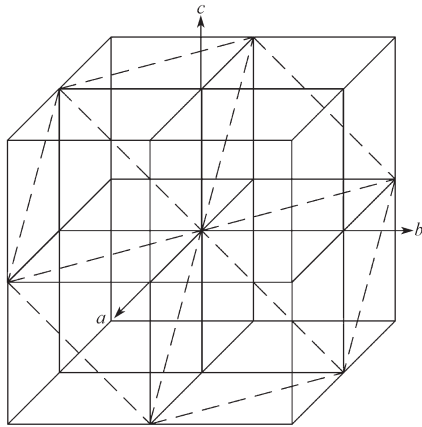


图4 3D-SVPWM 和 SVPWM 的空间关系图
Fig. 4 Spatial relation diagrams of 3D-SVPWM and SVPWM

因此 $a\beta$ 平面的矢量信息可以在三维空间完整保留, 其中的大矢量、中矢量和小矢量都可以在三维立体空间中描述清楚。同样, 将三维空间矢量沿着 $[1, 1, 1]$ 方向投影回 $a\beta$ 平面, 也能转化为二维空间矢量, 矢量信息如图 5 所示。

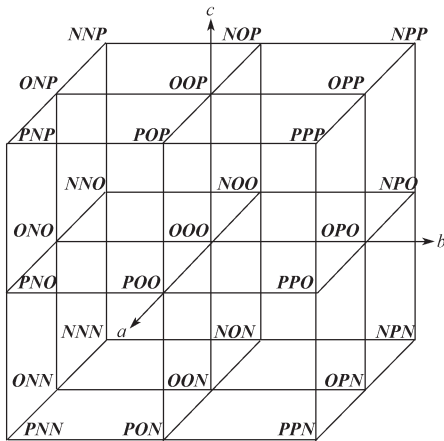


图5 3D-SVPWM 空间矢量图
Fig. 5 3D-SVPWM space vector diagram

对三维空间的构成进行考察发现, 3 个平面 $U_A=0, U_B=0, U_C=0$ 将三维立方体空间分为 8 个卦限, 即将大立方体分割为 8 个小立方体, 且 8 个小立方体的空间构成也完全相同, 而 8 个小立方体所包含的 8 个矢量只相差一个直流分量, 则可以将 8 个小立方体归一化到第一卦限的小立方体中进行分析, 该特性极大地简化了 3D-SVPWM 算法。

第一步, 确定参考矢量所在的小正方体。

令直流母线总电压为 $2U_{dc}$, 上下直流母线电压均为 U_{dc} , 将输入电压进行归一化处理, 可以得到参考矢量位置, 在小立方体内建立坐标系, 原点为 (a, b, c) , 则小立方体顶点坐标均以 $(a$ 或 $a+1, b$ 或 $b+1, c$ 或 $c+1)$ 为坐标, 即

$$\begin{cases} a = \text{int}(U_A), \\ b = \text{int}(U_B), \\ c = \text{int}(U_C). \end{cases} \quad (2)$$

第二步, 确定参考矢量所在四面体。

每个小立方体可由图 6 所示中的 3 条对角面分为 6 个四面体。

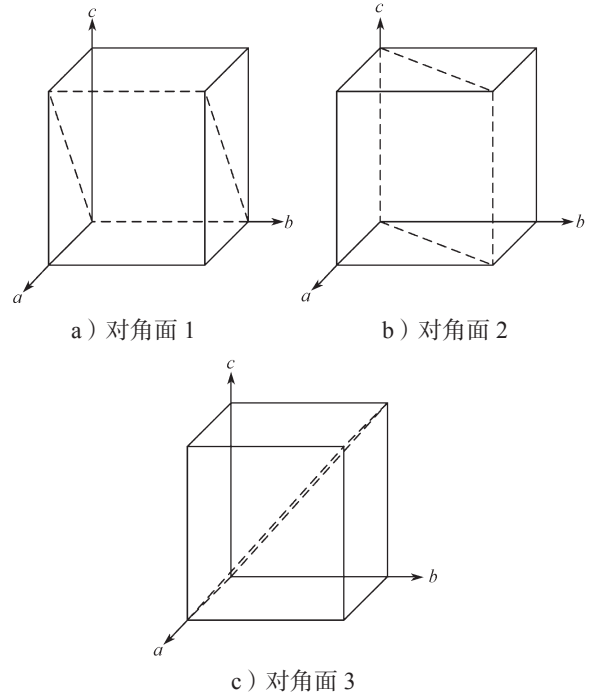
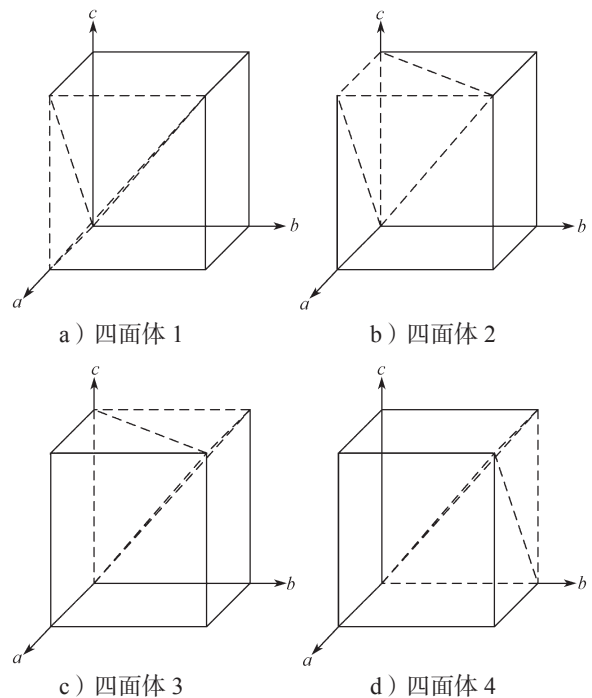


图6 四面体划分切割面图

Fig. 6 Tetrahedral division diagram of the cutting surface

6 个四面体如图 7 所示。



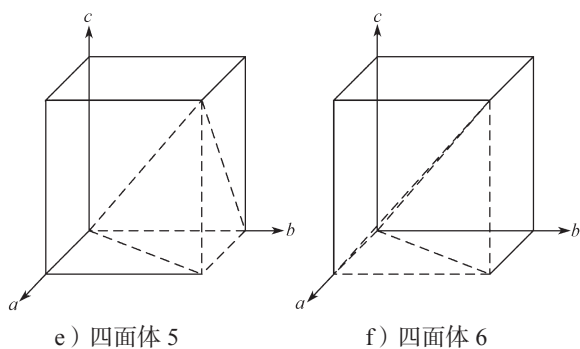


图7 四面体划分图

Fig. 7 Tetrahedral partition diagrams

第三步,判断矢量所在小四面体。确定矢量发送顺序矢量所在小四面体的流程如图8所示。

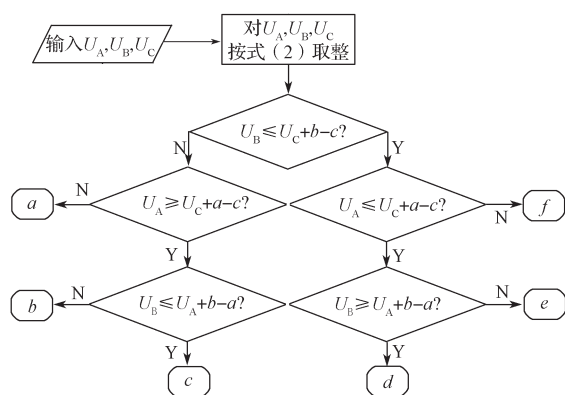


图8 判断矢量所在四面体流程图

Fig. 8 Flow chart of the tetrahedron with the vector located

根据每次矢量只改变一相的原则,矢量所在四面体确定后,则矢量发送顺序也唯一确定了,矢量发送顺序如表1所示。

表1 矢量发送顺序

Table 1 Vector transmission order

六面体	矢量发送顺序
图 7a	$(a, b, c) \rightarrow (a+1, b, c) \rightarrow (a+1, b, c+1) \rightarrow (a+1, b+1, c+1)$
图 7b	$(a, b, c) \rightarrow (a, b, c+1) \rightarrow (a+1, b, c+1) \rightarrow (a+1, b+1, c+1)$
图 7c	$(a, b, c) \rightarrow (a, b, c+1) \rightarrow (a, b+1, c+1) \rightarrow (a+1, b+1, c+1)$
图 7d	$(a, b, c) \rightarrow (a, b+1, c) \rightarrow (a, b+1, c+1) \rightarrow (a+1, b+1, c+1)$
图 7e	$(a, b, c) \rightarrow (a, b, c+1) \rightarrow (a+1, b+1, c) \rightarrow (a+1, b+1, c+1)$
图 7f	$(a, b, c) \rightarrow (a+1, b, c) \rightarrow (a+1, b+1, c) \rightarrow (a+1, b+1, c+1)$

第四步,计算矢量作用时间。

根据伏秒平衡原理有:

$$\begin{bmatrix} U_{A1} & U_{A2} & U_{A3} & U_{A4} \\ U_{B1} & U_{B2} & U_{B3} & U_{B4} \\ U_{C1} & U_{C2} & U_{C3} & U_{C4} \\ 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} D_1 \\ D_2 \\ D_3 \\ D_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_A \\ U_B \\ U_C \\ 1 \end{bmatrix}, \quad (3)$$

式中: U_{xk} 为 x 相在第 k 个矢量作用时间内输出的电压,取值为 1, 0, -1, 分别代表 U_{dc} , 0, $-U_{dc}$; D_n 为矢量作用时间的占空比。

则可求解得 6 种占空比情况, 如表 2 所示。

表 2 各矢量发送顺序的占空比

Table 2 Duty cycle of each vector transmission order

六面体	矢量发送顺序	占空比
图 7a	(a, b, c)	$D_1=1+a-U_A$
	$(a+1, b, c)$	$D_2=c-a+U_A-U_C$
	$(a+1, b, c+1)$	$D_3=b-c+U_C-U_B$
	$(a+1, b+1, c+1)$	$D_4=U_B-b$
图 7b	(a, b, c)	$D_1=1+c-U_C$
	$(a, b, c+1)$	$D_2=a-c-U_A+U_C$
	$(a+1, b, c+1)$	$D_3=b-a+U_A-U_B$
	$(a+1, b+1, c+1)$	$D_4=U_B-b$
图 7c	(a, b, c)	$D_1=1+c-U_C$
	$(a, b, c+1)$	$D_2=b-c-U_B+U_C$
	$(a, b+1, c+1)$	$D_3=a-b-U_A+U_B$
	$(a+1, b+1, c+1)$	$D_4=U_A-a$
图 7d	(a, b, c)	$D_1=1+b-U_B$
	$(a, b+1, c)$	$D_2=c-b+U_B-U_C$
	$(a, b+1, c+1)$	$D_3=a-c-U_A+U_C$
	$(a+1, b+1, c+1)$	$D_4=U_A-a$
图 7e	(a, b, c)	$D_1=1+b-U_B$
	$(a, b, c+1)$	$D_2=a-b-U_A+U_B$
	$(a+1, b+1, c)$	$D_3=c-a+U_A-U_C$
	$(a+1, b+1, c+1)$	$D_4=U_A-c$
图 7f	(a, b, c)	$D_1=1+a-U_A$
	$(a+1, b, c)$	$D_2=b-a+U_A-U_B$
	$(a+1, b+1, c)$	$D_3=c-b+U_B-U_C$
	$(a+1, b+1, c+1)$	$D_4=U_A-c$

3 仿真实验

用 PSIM 仿真软件搭建的基于 NPC 拓扑结构的整流器的仿真如图 9 所示。

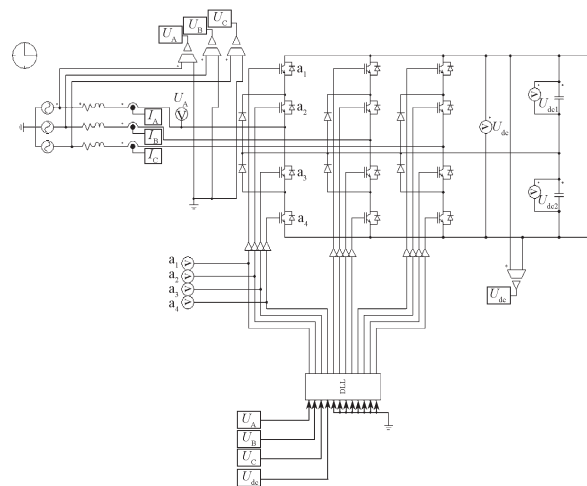


图9 基于 NPC 拓扑结构的整流器仿真图

Fig. 9 Simulation diagram

NPC 拓扑结构的整流器分别采用 SVPWM 调制策略和 3D-SVPWM 调制策略, 对三相正弦电压进行整流。仿真参数如表 3 所示。

表 3 仿真参数表

Table 3 Simulation parameter table

参 数	取 值	参 数	取 值
交流侧电源电压 /V	110	NPC 上电容 / μF	200
交流侧电源频率 /Hz	50	NPC 下电容 / μF	200
交流侧电阻 / Ω	0.5	直流侧负载电阻 / Ω	5
交流侧电感 /mH	1		

经过 3D-SVPWM 控制策略得出的 IGBT 控制波形如图 10 所示。

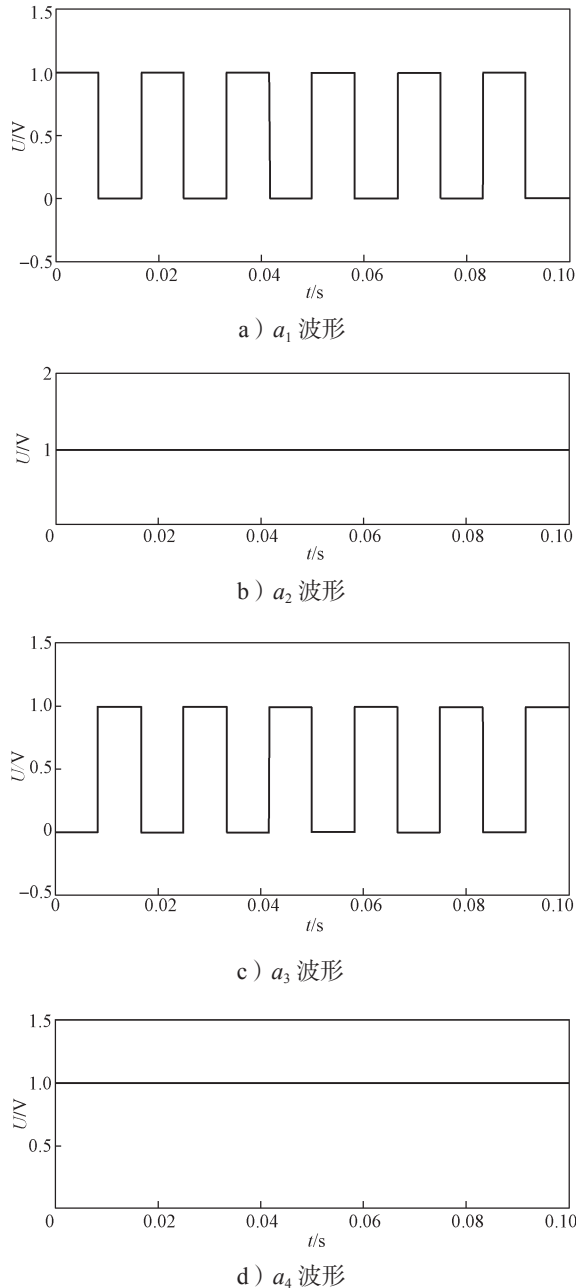


图 10 控制波形

Fig. 10 Control waveform

通过波形可以得出, a_2 导通, a_4 关断, a_1 和 a_3 互相交替导通和关断。当 a_1 、 a_2 导通, a_3 、 a_4 关断时, NPC 的 A 相输出为正电平; 当 a_2 、 a_3 导通, a_1 、 a_4 关

断时 NPC 的 A 相输出为零电平, BC 两相的输出情况与 A 相类似。所以直流输出端的电压 U_{dc} 与 U_{dc1} 应当大体一致, 由于没有负电平的输出, U_{dc2} 幅值应当接近零。直流侧电压波形如图 11 所示。

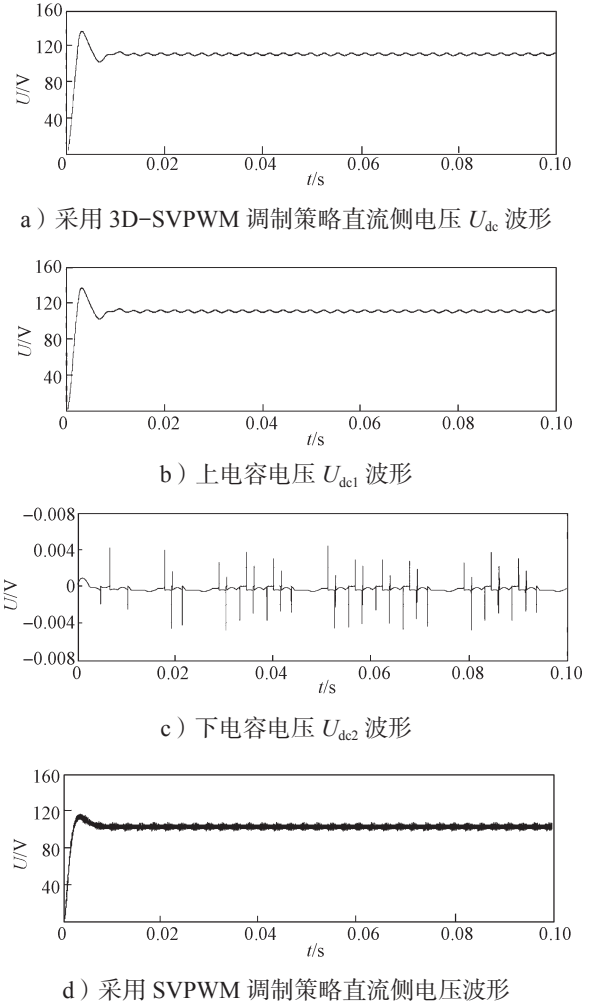


图 11 整流后电压波形

Fig. 11 Voltage waveform after rectification

由图 11 可以看出, U_{dc} 和 U_{dc1} 的电压波形和幅值几乎完全一致, U_{dc2} 的电压幅值也接近于零。对比 NPC 变流器由 SVPWM 调制策略和 3D-SVPWM 调制策略整流后的直流侧电压, 都在 0.01 s 内达到了 110 V, 并且保持稳定。通过对比各波形可知, 采用 3D-SVPWM 调制策略的直流侧电压波形更加稳定。

4 结语

在传统 SVPWM 调制策略的基础上, 对其进行优化, 采用 3D-SVPWM 调制方法, 避免了 SVPWM 的实现过程中涉及较多的扇区、分区的判断和坐标变换的问题。通过仿真分析 NPC 在 3D-SVPWM 调制方法下的运行状况, 结果证明 3D-SVPWM 调制策略的有效性。

由于该调制策略保留了 NPC 在 $\alpha\beta$ 平面的矢量特性, 将 3D-SVPWM 调制策略与 NPC 的中点电位平衡控制相结合是一个较好的研究方向。

参考文献:

- [1] 周卫平, 吴正国, 唐劲松, 等. SVPWM 的等效算法及 SVPWM 与 SPWM 的本质联系 [J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(2): 133-137.
ZHOU Weiping, WU Zhengguo, TANG Jinsong, et al. A Novel Algorithm of SVPWM and the Study on the Essential Relationship Between SVPWM and SPWM[J]. Proceedings of the Chinese Society for Electrical Engineering, 2006, 26(2): 133-137.
- [2] 吴德会, 夏晓昊, 张忠远, 等. 基于三相桥臂坐标的 SVPWM 过调制方法 [J]. 电工技术学报, 2015, 30(1): 150-158.
WU Dehui, XIA Xiaohao, ZHANG Zhongyuan, et al. A SVPWM Overmodulation Method Based on Three-Phase Bridge Arm Coordinates[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(1): 150-158.
- [3] 李洪亮, 姜建国, 乔树通, 等. 三电平 SVPWM 与 SPWM 本质联系及对输出电压谐波的分析 [J]. 电力系统自动化, 2015, 39(12): 130-137.
LI Hongliang, JIANG Jianguo, QIAO Shutong, et al. Essential Relation Between Three-Level SVPWM and SPWM and Analysis on Output Voltage Harmonic[J]. Automation of Electric Power Systems, 2015, 39(12): 130-137.
- [4] 陈娟, 何英杰, 王新宇, 等. 三电平空间矢量与载波调制策略统一理论的研究 [J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(9): 71-78.
CHEN Juan, HE Yingjie, WANG Xinyu, et al. Research of the Unity Theory Between Three-Level Space Vector and Carrier-Based PWM Modulation Strategy[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(9): 71-78.
- [5] 窦真兰, 张同庄, 凌禹, 等. 三电平 NPC 整流器空间矢量脉宽调制及中点电位平衡控制 [J]. 电力自动化设备, 2008, 28(2): 65-69.
DOU Zhenlan, ZHANG Tongzhuang, LING Yu, et al. SVPWM and Neutral-Point-Potential Balance Control of Three-Level NPC Rectifier[J]. Electric Power Automation Equipment, 2008, 28(2): 65-69.
- [6] 窦真兰, 程孟增, 李素英, 等. 三电平 NPC 整流器控制及中点电位平衡控制技术 [J]. 电力自动化设备, 2011, 31(10): 32-37.
DOU Zhenlan, CHENG Mengzeng, LI Suying, et al. Decoupling Control and Neutral-Point-Potential Balance Control for Three-Level Neutral-Point-Clamped Rectifier[J]. Electric Power Automation Equipment, 2011, 31(10): 32-37.
- [7] 李宁, 王跃, 王兆安, 等. 三电平 NPC 整流器新型直接功率控制策略 [J]. 电气传动, 2015, 45(10): 43-46.
LI Ning, WANG Yue, WANG Zhao'an, et al. Novel Direct Power Control Strategy Used in Three-Level NPC Rectifier[J]. Electric Drive, 2015, 45(10): 43-46.
- [8] 孟永庆, 沈传文, 刘正, 等. 基于零序电压注入的三电平中点箝位整流器中点电位控制方法的研究 [J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(10): 92-97.
MENG Yongqing, SHEN Chuanwen, LIU Zheng, et al. Study on Neutral-Point Potential Control Method for Three-Level NPC Rectifiers by Injecting Zero-Sequence Voltage[J]. Proceedings of the Chinese Society For Electrical Engineering, 2007, 27(10): 92-97.
- [9] 周睿, 程超然, 孔令军, 等. 基于 3DSVPWM 调制的三相四线制有源滤波器仿真研究 [J]. 科技信息, 2010(19): 394-396.
ZHOU Rui, CHENG Chaoran, KONG Lingjun, et al. Research Based on 3DSVPWM Modulation Three-Phase Four-Wire Active Filter Simulation[J]. Science & Technology Information, 2010(19): 394-396.
- [10] 黄鹏辉, 冯江华, 张志学. 三相四桥臂逆变器调制策略 [J]. 大功率变流技术, 2015(3): 6-9.
HUANG Penghui, FENG Jianghua, ZHANG Zhixue. Modulation Strategy of Three-Phase Four-Leg Inverter[J]. High Power Converter Technology, 2015(3): 6-9.
- [11] 唐成. 基于三维空间矢量控制的三相四桥臂逆变器的研究与设计 [D]. 株洲: 湖南工业大学, 2014.
TANG Cheng. The Research and Design of Three-Phase Four-Leg Inverter Based on Three-Dimensional Space Vector Control[D]. Zhuzhou: Hunan University of Technology, 2014.

(责任编辑: 申剑)