

基于电荷补偿的三电平 NPC 逆变器 中性点平衡策略

贾永青¹, 游坤奇¹, 熊殷¹, 周东访^{2,3}, 姜鹏^{2,3}, 易灵芝^{2,3}

(1. 湖南电器科学研究院有限公司, 湖南长沙 410009;

2. 湘潭大学自动化与电子信息学院, 湖南湘潭 411105;

3. 湘潭大学多能协同控制技术湖南省工程研究中心, 湖南湘潭 411105)

摘要: 三电平 NPC 逆变器的开关器件由于耐压水平低、电网侧并网电压谐波含量少等优点, 广泛应用于大功率整流场合。中性点电压平衡问题一直是该拓扑的研究关键。通过对每一个开关阶段直流侧两电容充放电的电荷波动数值检测, 再通过公式变换, 对传统空间矢量脉宽调制 (SVPWM) 的正负小矢量分次运行时间进行调整, 使平衡点上下两电容充放电时间能够保持一致, 达到中性点平衡控制的目的。仿真验证表明, 该方法能够抑制中性点电压的波动。

关键词: 三电平 NPC 逆变器; 电荷补偿; 中性点平衡; 空间矢量脉宽调制

中图分类号: TM 464 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2020)12-0092-06

doi: 10.12177/emca.2020.158

Neutral Point Balance Strategy of Three-Level NPC Inverter Based on Charge Compensation

JIA Yongqing¹, YOU Kunqi¹, XIONG Yin¹, ZHOU Dongfang^{2,3}, JIANG Peng^{2,3}, YI Lingzhi^{2,3}

(1. Hunan Electrical Apparatus Research Institute Co., Ltd., Changsha 410009, China;

2. School of Automation and Electronic Information, Xiangtan University, Xiangtan 411105, China;

3. Hunan Province Engineering Research Center for Multi-Energy Collaborative Control Technology, Xiangtan University, Xiangtan 411105, China)

Abstract: The switching devices of three-level NPC inverter are widely used in high-power rectifier due to the advantages of low withstand voltage level and less harmonic content of grid connected voltage. The problem of neutral point voltage balance is always the key of the topology. Through the numerical detection of charge fluctuation of two capacitors at DC side in each switching stage, after formula transformation, the time of positive and negative small vectors of traditional space vector pulse width modulation (SVPWM) is adjusted, so that the charging and discharging time of the two capacitors at the balance point can be kept consistent, and the purpose of neutral point balance control can be achieved. Simulation results show that the method can suppress the fluctuation of neutral point voltage.

Key words: three-level NPC inverter; charge compensation; neutral point balance; space vector pulse width modulation (SVPWM)

收稿日期: 2020-09-02; 收到修改稿日期: 2020-10-10

作者简介: 贾永青(1986—), 男, 工程师, 硕士研究生, 研究方向为单片机和 PLC 的小型控制系统设计开发。

游坤奇(1991—), 男, 助理工程师, 研究方向为电器试验设备及试验方法。

熊殷(1981—), 男, 工程师, 研究方向为低压电器测量、控制及保护相关控制器软硬件研发。

0 引言

与两电平逆变器相比,三电平 NPC 逆变器具有拓扑损耗小、输出波形趋近于正弦波、电网侧电压谐波含量低以及器件耐压水平高等优点,受到了国内外有关领域学者的关注^[1-2]。因此,三电平 NPC 逆变器^[3]存在的中性点不平衡问题也成为了该领域的研究热点^[4-6]。

空间矢量脉宽调制(SVPWM)方法^[7]由于控制简单、直流电压利用率高等特点从逆变器调制策略中脱颖而出。而对于中小矢量在中性点平衡方面的影响,SVPWM 对中性点电压波动控制方面存在不足。为此,国内学者在传统 SVPWM 基础上提出构建虚拟空间矢量^[8]、合理选择冗余矢量等方法来弥补中小矢量对中性点不平衡的影响。文献[9]通过构建虚拟矢量来建立下一周期中性点电压预测模型,在输出波形质量的分析基础上搭建函数,并通过拉格朗日数乘法求得各矢量作用时间。该方法虽然通过忽略正小矢量进而减小共模电压,但其脉冲波求解过程过于繁琐。文献[10]通过对各扇区影响中性点电位的中、小矢量进行重新分配和虚拟,达到消除中小矢量对直流母线侧影响的目的。该方法理论上控制灵活,但不利于数字化实现。文献[11]通过检测变流器交流侧三相瞬时电流的方向以及直流侧上下电容差来对矢量序列方式进行滞环控制切换。该算法虽然实现简单,但对三相瞬时电流的方向判断要求高,一般情况下不宜对中性点平衡实现精细化控制。文献[12]提出通过适宜范围的电压波动幅值去对可控区域进行微调的混合控制策略。该方法能有效降低 IGBT 开关次数,但该控制系统运行较困难,难以适应实际生产生活。

针对上述算法缺陷,为了便于工程应用,在原有控制策略的基础上通过研究中小矢量对直流母线侧上下电容充电时间的影响,提出阶段性电荷补偿策略。该方法首先通过检测上下电容电荷差来求得分配因子,进而对 7 个开关阶段的每一阶段开关序列中所包含正负小矢量的作用时间进行合理分配,达到中性点电压平衡的目的。

1 二极管箝位型三电平逆变器拓扑及其 SVPWM 原理

为了便于简化分析,本文选取三电平 NPC 逆变器拓扑结构的 A 相进行展开研究。以 A 相为基础,B 相和 C 相可类似推理。

1.1 NPC 逆变器拓扑及其运行方式分析

三电平 NPC 逆变器结构紧凑、易于实现四象限运行^[13-14],通过多个二极管对对应开关进行箝位,保证每一个桥臂中只有一个开关动作,实现三电平输出。三电平 NPC 逆变器的 A 相电路如图 1 所示。以 O 为参考点时,具体工作模式分析如下:

(1) 当 $S1$ 、 $S2$ 导通, $S3$ 、 $S4$ 关断时,A 相输出对应直流母线电压的正端 P 。A 端流出, $VD1$ 、 $VD2$ 关断,A 端流入, $VD1$ 、 $VD2$ 导通,则 A 相的输出电压 $U_A = \frac{U_{dc}}{2}$ 。

(2) 当 $S2$ 、 $S3$ 导通, $S1$ 、 $S4$ 关断时,A 相输出直接连接到中性点 O 上。A 端流出, $VD5$ 、 $S2$ 导通, $S3$ 、 $VD3$ 和 $VD2$ 处于关断,A 端流入, $VD6$ 、 $S3$ 导通,其余桥臂器件关断,则 A 相的输出电压 $U_A = 0$ 。

(3) 当 $S3$ 、 $S4$ 导通, $S1$ 、 $S2$ 关断时,A 相输出连接到直流母线的下端 N 。A 端流出, $VD3$ 、 $S4$ 导通其余桥臂器件关断,A 端流入, $S4$ 、 $S3$ 导通,其余桥臂器件关断,则 A 相的输出电压 $U_A = -\frac{U_{dc}}{2}$ 。

为了防止直通,采用 O 点电位过渡的

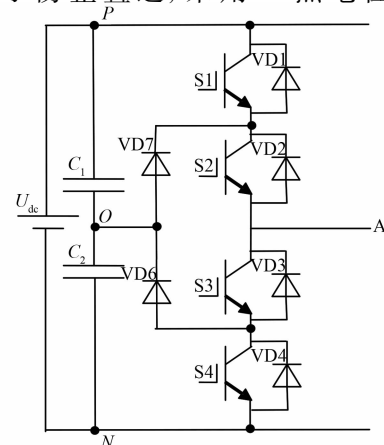


图 1 三电平 NPC 逆变器的 A 相电路拓扑

SVPWM 控制策略应避免 A 相拓扑桥臂上开关器件在 $\frac{U_{dc}}{2}$ 、 $-\frac{U_{dc}}{2}$ 2 种电平之间直接切换, 即同一桥臂上 2 个开关器件驱动信号相反, S1、S4 和 S2、S3 驱动互补。

1.2 SVPWM 控制原理

对三电平 NPC 逆变器 A 相、B 相、C 相分析, 可得 27 个空间电压矢量, 忽略冗余电压矢量, 在 19 个有效矢量中有 1 个零矢量、6 个小矢量、6 个中矢量、6 个大矢量, 相互关系如图 2 所示。

三电平逆变器实现 SVPWM 步骤如下:

- (1) 根据逆变器输出电压幅值和相位角, 在三电平矢量图中确定参考矢量的位置;
- (2) 依据 SVPWM 要求确定用所需的有效矢量种类和数量;
- (3) 通过参考电压矢量计算相应有效矢量的作用时间;
- (4) 确定有效矢量的作用顺序, 输出脉冲波控制相应桥臂功率开关的通/断。

图 2 中, U_{dc} 为幅值, 其中小矢量幅值为 $\frac{U_{dc}}{3}$, 中矢量 $U_{dc} \times \frac{\sqrt{3}}{3}$, 大矢量 $2 \times \frac{U_{dc}}{3}$ 。

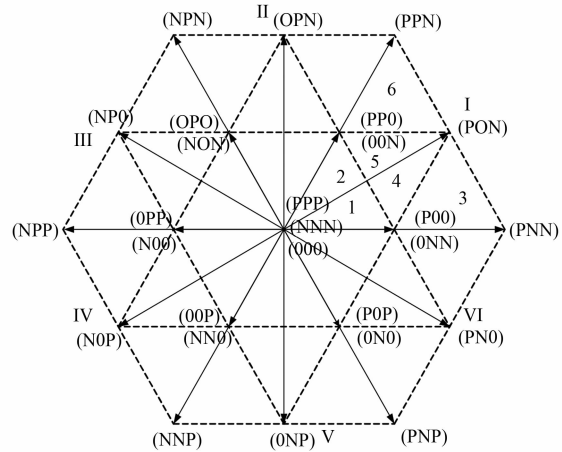


图 2 三电平逆变器有效矢量图

2 改进 SVPWM 中性点电压平衡策略

不同种类矢量对三电平逆变器中性点^[15] 电位影响不同。

(1) 在零矢量状态下, 电流只能从同端流入/流出, 电流差或三相电流之和为零。零矢量对中性点电位没有影响, 如图 3(a) 所示。

(2) 在大矢量状态下, 直流侧母线端只有上、下电容与负载直接连接, 电流不经过中性点 O , 如图 3(b) 所示。大矢量不影响中性点电位。

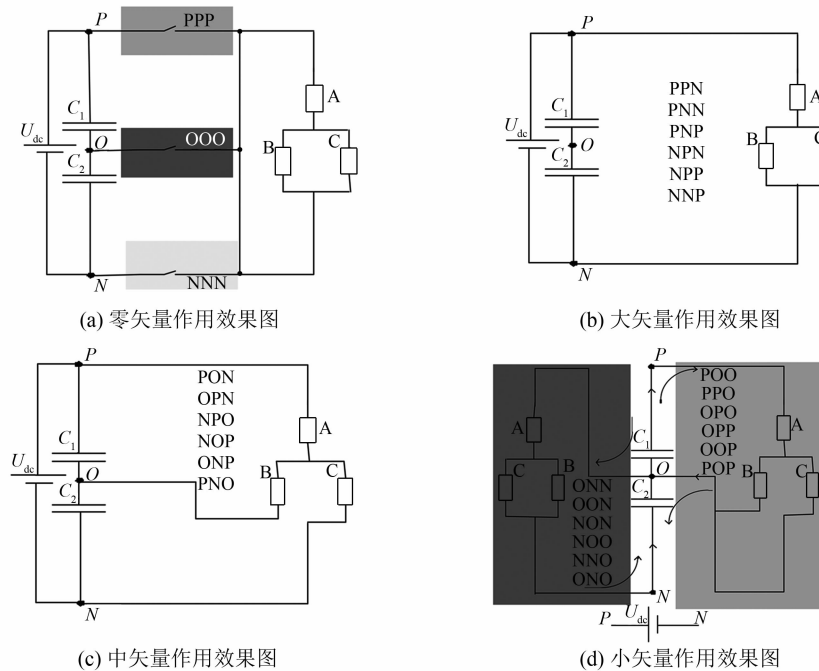


图 3 三电平逆变器中不同种类矢量作用效果图

(3) 在中矢量状态下,负载位于直流侧端部和中性点之间,对中性点有影响,且影响不可控,如图 3(c) 所示。

(4) 在小矢量状态下,负载位于直流侧端部和中性点之间,且正、负小矢量流向相反,图 3(d) 右半部分正小矢量提升中性点电压,图 3(d) 左半部分负小矢量降低中性点电压。

设流出中性点 O 的电流为正,分析图 3(c) 可知:当区间包含不可控中矢量,如一大区三小区,其开关序列为 ONN-PNN-PON-POO-PON-PNN-ONN。开关序列中存在的中矢量会对中性点电压造成影响。

而根据电荷守恒,近似可得中性点变换规律如图 4 所示。即当上一开关序列处于给 C_2 充电状态,由于电容容值小易饱和,充电电流会随着充电电荷的增加而降低,导致小矢量跳到下一开关序列中矢量状态下,存在一个放电状态。同理,当上一开关状态为放电状态时,下一阶段会为充电状态。本文根据所提电荷补偿策略思想结合图 4 中性点变化规律,中矢量的影响可忽略不计。

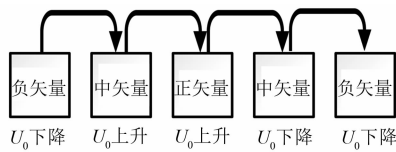


图 4 一大区五小区中性点变化规律

图 4 中, U_0 为直流侧中性点电压。

设流出中性点 O 的电流为正,分析图 3(d) 可知:当流出方向为正时, C_1 放电, C_2 充电;当流出方向为负时, C_1 充电, C_2 放电。可知,中性点电压跟电流流出方向相关,电容的充放电时间取决于 3 个因素:充电的电源电压或放电的初始电压、电容容量和回路电阻。如果电压相同,对同一个电容,只取决于回路电阻。如果充电时回路的电阻较大,而放电时回路电阻较小,那么电容的充电时间比放电时间长。

基于正、负小矢量对中性点的相反作用,以及传统 SVPWM 对 IGBT 器件开关时间分配特点,提出“根据上、下电容电压差对中性点电压进行电荷补偿”的策略。

以 A 相为例,根据直流侧电路结构,可知上、下两电容存储的电荷差 Q_0 为

$$Q_0 = -\frac{C \cdot \Delta U}{2} \quad (1)$$

式中: C 为电容容值; ΔU 为上、下电容的电压差, $\Delta U = U_{C1} - U_{C2}$ 。

本文选取图 3 中第一大区中的第一小区 ONN-ONN-OOO-POO-OOO-ONN-ONN 进行分析。采用传统 SVPWM 策略的功率开关管脉冲波作用时间如图 5 所示。

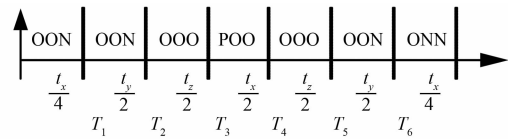


图 5 功率开关脉冲波作用时间

直流侧电容电压差的判别依据为

$$\begin{cases} U_{C1} - U_{C2} > 0 \\ U_{C1} - U_{C2} = 0 \\ U_{C1} - U_{C2} < 0 \end{cases} \quad (2)$$

观察图 2 的第一大区第一小区可知:不存在中矢量。正、负小矢量的作用时间关系:

$$\frac{1-k}{2} \cdot t_x + t_y = \frac{1+k}{2} \cdot t_x \quad (3)$$

式中: k 为分配因子; t_x 表示开关序列中负小矢量 ONN 和正小矢量 POO 作用总时间; t_y 表示位于 ONN 跟 POO 之间的负小矢量 OON 作用时间。

当 $\Delta U > 0$, 上一个开关序列致使其中性点电压降低,需要通过分配因子 k 调节正矢量作用时间对 C_2 充电。

当前开关序列补偿上一个开关序列的电荷公式为

$$Q_0 = t_x^1 \cdot i_{\text{small}+} = -\frac{C \cdot \Delta U}{2} \quad (4)$$

式中: $i_{\text{small}+}$ 为正矢量作用电流; t_x^1 表示正矢量补偿完直流侧中性点电荷所消耗时间。

补偿完以后剩余小矢量时间为

$$t_x^2 = t_x - t_x^1 \quad (5)$$

式中: t_x^2 为正矢量补偿完以后剩余 ONN 和 POO 小矢量作用总时间。

将式(5)代入式(3)化简可得分配因子

$$k = \frac{t_y}{t_x^2}$$

由此可知,正、负矢量的作用时间分别为

$$\begin{cases} T_{\text{small}+} = \frac{1+k}{2} \cdot t_x^2 + t_x^1 \\ T_{\text{small}-} = \frac{1-k}{2} \cdot t_x^2 + t_y \end{cases} \quad (6)$$

当 $\Delta U=0$, 上一个开关序列使中性点电压平衡, 无需调节, $k=0$ 。

当 $\Delta U < 0$, 上一个开关序列致使中性点升高, 需要通过分配因子 k 调节负矢量作用时间矢量让 C_2 放电。

为了便于策略可控, 保证呈对称相关的正矢量 POO 和负矢量 ONN 的作用总时间不变, 用小矢量 OON 优先补偿上一阶段中性点电荷。具体实施思想如下:

当前开关序列补偿上一个开关序列的电荷式为

$$Q_0 = t_y^1 \cdot i_{\text{small}-} = -\frac{C \cdot \Delta U}{2} \quad (7)$$

式中: t_y^1 为负小矢量 OON 补偿中性点电压所消耗时间; $i_{\text{small}-}$ 为负矢量作用电流。

电荷补偿之后有如下 3 种情况:

$$\Delta T = \begin{cases} t_y - t_y^1 > 0 \\ t_y - t_y^1 = 0 \\ t_y - t_y^1 < 0 \end{cases} \quad (8)$$

当 $\Delta T \geq 0$ 时, 则补偿完以后 t_y 矢量剩余时间为 $t_y - t_y^1 \geq 0$ 。

首尾正负小矢量没有变, 位于首尾中间的负小矢量时间变为

$$t_y^2 = t_y - t_y^1 \quad (9)$$

式中: t_y^2 为负小矢量 OON 补偿完之后剩余时间。

将式(9)代入式(3)可得 $k = \frac{t_y^2}{t_x}$ 。从而可知正

负矢量的作用时间为

$$\begin{cases} T_{\text{small}+} = \frac{1+k}{2} \cdot t_x \\ T_{\text{small}-} = \frac{1-k}{2} \cdot t_x + t_y^1 \end{cases} \quad (10)$$

当 $\Delta T < 0$, 则补偿完后矢量剩余时间:

$$t_x^1 = t_y^1 - t_y \quad (11)$$

其中, t_y^1 所需电荷补偿时间大于负小矢量 OON 所供应电荷补偿时间。 t_x^1 为负矢量补偿完直流侧中性点电荷所消耗时间。

$$T_x^2 = t_x - t_x^1 \quad (12)$$

式中: T_x^2 为负矢量补偿完以后剩余 ONN 和 POO 小矢量作用总时间。

将式(12)代入式(3)可得 $k=0$, 正、负矢量作用时间分别为

$$\begin{cases} T_{\text{small}+} = \frac{1+k}{2} \cdot T_x^2 \\ T_{\text{small}-} = \frac{1-k}{2} \cdot T_x^2 + t_y \end{cases} \quad (13)$$

其他区矢量作用时间可类似一大区一小区进行分析, 由于篇幅原因, 本文不再赘述。

3 仿真试验验证

在 MATLAB 平台搭建仿真模型, 验证所提策略的有效性。仿真参数设置如下: 直流侧输入电压 $U_{dc} = 800 \text{ V}$; 电容 $C_1 = C_2 = 428 \mu\text{F}$; 参考频率为 50 Hz ; 电感 $L = 8 \text{ mH}$, $R = 9 \Omega$ 。采样周期为 $T = 0.25 \text{ ms}$, 调制度为 0.8 。

中性点电位波形以及 $T_1 \sim T_6$ 时间输出曲线如图 6、图 7 所示。试验仿真 $0 \sim 0.05 \text{ s}$ 采用改进 SVPWM 策略, $0.05 \sim 1 \text{ s}$ 采用传统 SVPWM 策略, 可以看出, 改进 SVPWM 比改进前效果好, 说明该方法可行有效。

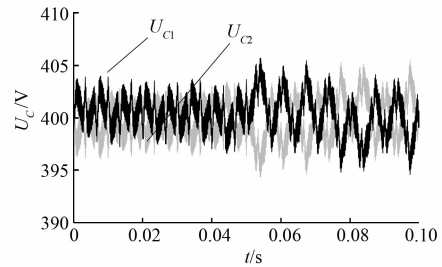


图 6 中性点电压电位输出波形

由图 8、图 9 可知看出, 三电平相电压和五电平线电压、相电压能够满足条件, 输出的波形质量好, 随着电平数目的增加, 线电压波形也更接近于正弦波。

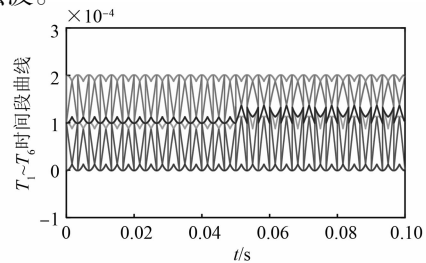


图 7 $T_1 \sim T_6$ 时间输出曲线

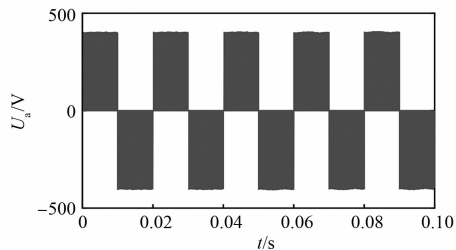


图8 A相二电平波形

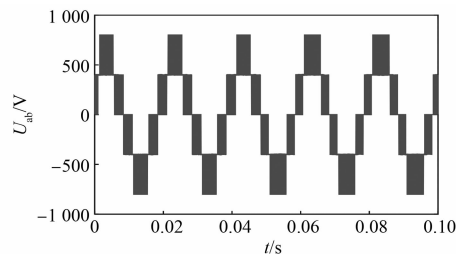


图9 AB相三电平波形图

4 结 语

本文针对三电平 NPC 逆变器中性点电压平衡问题展开研究。对三电平 NPC 逆变器工作原理、SVPWM 控制思想进行分析,根据传统 SVPWM 策略的时间分配规则、IGBT 器件关断序列顺序,提出电荷补偿策略。该策略主要是通过检测直流侧电容电压变化差值,在传统 SVPWM 时间分配基础上对正负矢量作用时间进行合理的调整,对中性点进行电荷补偿,从而达到中性点平衡的目的。试验仿真结果验证了该方法能够约束中性点电压失衡。

【参考文献】

- [1] 王金平,翟飞,姜卫东,等.一种全范围内中点电压平衡的中点钳位型三电平变换器的扩展非连续脉宽调制策略[J].中国电机工程学报,2019,39(6): 1770.
- [2] FAN B, ZHAO W, YANG W, et al. A simplified SVPWM algorithm research based on the neutral-point voltage balance for NPC three-level inverter[C] //2012 IEEE International Conference on Automation and Logistics, 2012.
- [3] 仲宙宇.三电平储能变流器的中点电压平衡优化控制研究[D].南京:东南大学,2017.
- [4] 高瞻,葛琼璇,李耀华,等.一种基于载波实现的三电平中点钳位变流器零矢量首发 SVPWM 方法[J].电工技术学报,2020,35(10): 2194.
- [5] 陈兮,黄声华,李炳璋,等.一种零序注入的三电平中点钳位型变换器中点电位平衡控制策略[J].电工技术学报,2019,34(2): 337.
- [6] 许军,褚杰.三电平电压型 PWM 整流器的研究[J].电力电子技术,2011,45(11): 70.
- [7] 邹文,竺韵德,张钢,等.基于空间矢量脉宽调制盘式永磁电机的矢量控制[J].电机与控制应用,2016,43(11): 6.
- [8] 范波,赵伟刚,刘刚,等.基于优化虚拟矢量的三电平逆变器中点电位平衡闭环控制[J].电工技术学报,2015,30(4): 179.
- [9] 陶彩霞,万应利,杜雪,等.基于 SVPWM 的二极管箝位逆变器中点电压控制[J].储能科学与技术,2020,9(3): 927.
- [10] 许杭蓬,陈权,李国丽,等.基于改进 SVPWM 的三电平 NPC 逆变器中点电压平衡的研究[J].现代电子技术,2019,42(4): 129.
- [11] 罗锐,何英杰,陈晖,等.三电平变流器中点电位平衡及低开关损耗 SVPWM 策略[J].电工技术学报,2018,33(14): 3245.
- [12] 王付胜,周银银,张兴.一种新型三电平变流器中点电压平衡算法[J].电力电子技术,2015,49(11): 1.
- [13] 易映萍,鲁旭,石伟.新能源并网三电平逆变器并联系统中点电位平衡及环流抑制[J].可再生能源,2019,37(3): 386.
- [14] 王付胜,李祯,付航,等.一种抑制系统漏电流非隔离型三电平逆变器中点平衡载波调制算法[J].电工技术学报,2017,32(增刊2): 128.
- [15] 郑诗程,胡青松,彭勃.T型三电平拓扑及其中性点电位平衡控制策略[J].电力系统及其自动化学报,2017,29(12): 63.

扫码关注
《电机与控制应用》
微信公众号

