

# 基于全范围七段式SVPWM的三电平逆变器 中点电位平衡策略

杨国涛, 胡东方, 张珈铭, 文立强, 田里思

(中国矿业大学 电气工程学院, 江苏 徐州 221116)

**摘要:**空间矢量脉宽调制策略(SVPWM)是三电平逆变器的关键技术之一。然而,传统的三电平SVPWM在解决中点电位(NPP)平衡问题时存在中点电位振荡、开关损耗大等问题。针对此问题,首先介绍了传统最近三矢量(NTV)合成策略和虚拟空间矢量脉宽调制(VSVPWM)策略的基本原理,分析了NTV基于传统区域划分方式的不足,提出利用动态分区解决传统分区所带来的中点电位偏移问题;其次,针对NTV在高调制下的NPP振荡问题,提出了四有效电压矢量合成策略,对比VSVPWM,所提策略有效地降低了逆变器的开关损耗;最后,通过实验验证了所提算法的有效性及其优越性。

**关键词:**三电平逆变器;中点电位平衡;开关损耗;七段式;动态分区

**中图分类号:**TM464 **文献标识码:**A **DOI:**10.19457/j.1001-2095.dqed25854

## A Neutral Point Potential Balancing Strategy for a Three-level Inverter Based on Full-range Seven-segment SVPWM

YANG Guotao, HU Dongfang, ZHANG Jiaming, WEN Liqiang, TIAN Lisi

(School of Electrical Engineering, China University of Mining and Technology, Xuzhou 221116, Jiangsu, China)

**Abstract:** Space vector pulse width modulation (SVPWM) strategy is one of the key technologies for three-level inverters. However, conventional three-level SVPWM often experiences neutral point potential (NPP) oscillation and high switching loss when addressing the neutral point potential balancing issue. To tackle this challenge, firstly, the fundamental principles of the traditional nearest three vector (NTV) synthesis strategy and the virtual space vector pulse width modulation (VSVPWM) strategy were reviewed. And then, the drawbacks of the NTV approach based on the conventional region partitioning method was analyzed. A dynamic partitioning method was proposed to resolve the neutral point potential offset caused by conventional partitioning. Furthermore, to counteract the NPP oscillation of the NTV under high modulation, a strategy that employs a synthesis of four-effective voltage vectors was introduced. Compared to VSVPWM, the proposed strategy significantly reduced the inverter's switching loss. Ultimately, the effectiveness and superiority of the proposed algorithm were validated through experimental results.

**Key words:** three-level inverter; neutral point potential (NPP) balance; switching loss; seven-segment; dynamic partition

随着电力电子器件的快速发展,多电平逆变器因输出电能质量高、可承受大电压、有效开关损耗小等优点<sup>[1-2]</sup>在新能源发电、电机驱动系统等<sup>[3-4]</sup>多个场合逐渐代替两电平逆变器,其中三电平逆变器因拓扑结构和控制算法简单而受到广泛研究和应用。虽然三电平逆变器有众多优点,

但面临着自身固有的难题——中点电位(neutral point potential, NPP)不平衡问题。

图1给出了三电平中点钳位型(three level neutral point clamped, 3L-NPC)逆变器的拓扑图。当中点电流 $i_{NP} \neq 0$ 时,电容 $C_1, C_2$ 发生充放电,导致中点电位发生偏移,引起输出电压波形偏离正弦

**基金项目:**国家自然科学基金(62373363, 62003349);中国矿业大学教学研究重点项目(2022ZDKT03-209)

**作者简介:**杨国涛(2000—),男,硕士,主要研究方向为多电平逆变器技术,Email:TS22230204P31HN@cumt.edu.cn

**通讯作者:**田里思(1985—),男,博士,教授,主要研究方向为电力电子变换器与电机控制技术,Email:tianlisi@cumt.edu.cn



3)对小区域精确划分并编号,计算出各区域边界的数学表达式和区域编号判断准则。此外,分析了适用于FRSS\_SVPWM策略的中点电位主动平衡控制方法。

## 1 NTV和VSVPWM的原理与中点电位分析

### 1.1 NTV策略

图3为传统NTV策略的两种分区方法,图3a为四分法,该方法仅利用最近3个基本电压矢量合成参考电压,以简化控制并减少开关损耗,但每个开关周期仅有3个基本电压矢量不仅无法消除中点电位偏移,并可能因特定开关序列(PPO→OOO→ONN, PPO→PON→ONN)而增加开关频率<sup>[14]</sup>。

相对地,图3b的六分法通过将冗余小矢量纳入参考电压合成,对区域 $A_1$ 和 $A_2$ 平分,平分线与矢量状态PON重合,这种方法在考虑开关次数和谐波性能后,为各区域确定了最优的开关序列<sup>[15]</sup>,六分法也因具有中点电位平衡能力且谐波性能较好的优点而被广泛应用。因此,本文将重点研究NTV的六分法,并对其进行中点电位分析。

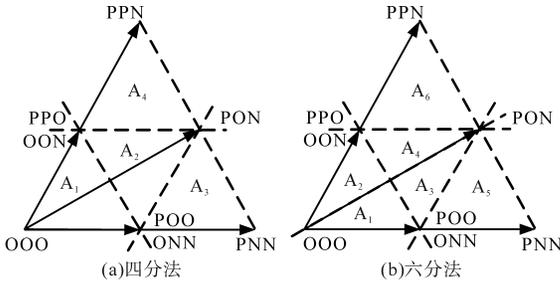


图3 基于NTV的空间矢量图

Fig.3 Space voltage vector diagram under NTV

### 1.2 NTV策略中点电位分析

根据电荷守恒定律,单位开关周期内流过中点的电荷量 $Q$ 可表示为

$$Q = \sum T_x i_x \quad (1)$$

式中: $T_x, i_x$ 分别为基本电压矢量 $U_x$ 的作用时间以及对应流过中点的电流,下标 $x$ 表示开关矢量状态。

$i_x$ 可以通过表1查到,输出的三相电流可定义为

$$\begin{cases} i_A = I_m \cos(\theta - \varphi) \\ i_B = I_m \cos(\theta - 2\pi/3 - \varphi) \\ i_C = I_m \cos(\theta - 4\pi/3 - \varphi) \end{cases} \quad (2)$$

式中: $I_m$ 为相电流峰值; $\varphi$ 为功率因数角; $\theta$ 为参考电压 $U_{ref}$ 的相角。

假设在每个开关周期之前中点电位平衡,为了使此刻开关周期结束后中点电位仍保持平衡,需满足:

$$Q = 0 \quad (3)$$

下面给出 $T_x$ 的计算过程,理想情况下,参考电压 $U_{ref}$ 在直角坐标系下可以表示为

$$\begin{cases} u_\alpha^{ref} = m \cos\theta \\ u_\beta^{ref} = m \sin\theta \end{cases} \quad (4)$$

其中

$$m = \sqrt{3} u_m / u_{dc}$$

式中: $m$ 为调制度; $u_m$ 为参考电压 $U_{ref}$ 的峰值。

由于在直角坐标系下计算 $T_x$ 会带来大量的三角函数运算<sup>[16]</sup>,为了简化计算,采用 $60^\circ$ 坐标系分析。设参考电压 $U_{ref}$ 在 $60^\circ$ 坐标系下的坐标为 $[u_g^{ref}, u_h^{ref}]^T$ ,则 $\alpha$ - $\beta$ 坐标与 $g$ - $h$ 坐标之间的变换为

$$\begin{bmatrix} u_g^{ref} \\ u_h^{ref} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{3} & -1 \\ 0 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_\alpha^{ref} \\ u_\beta^{ref} \end{bmatrix} \quad (5)$$

根据式(5),图2中的有效电压矢量在 $g$ - $h$ 坐标系下表示为

$$\begin{cases} U_0 = [0 \ 0]^T \\ U_M = [1 \ 1]^T \\ U_{S1} = [1 \ 0]^T \\ U_{S2} = [0 \ 1]^T \\ U_{L1} = [2 \ 0]^T \\ U_{L2} = [0 \ 2]^T \end{cases} \quad (6)$$

根据伏秒平衡原理,建立方程:

$$\begin{cases} \sum u_{xg} T_x = u_g^{ref} T_s \\ \sum u_{xh} T_x = u_h^{ref} T_s \\ \sum T_x = T_s \end{cases} \quad (7)$$

式中: $u_{xg}, u_{xh}$ 分别为基本电压矢量 $U_x$ 在 $60^\circ$ 坐标系下的 $g, h$ 坐标分量; $T_s$ 为开关周期。

对于图3b的NTV策略,单位开关周期内有4个基本电压矢量,通过联立式(1)~式(7),可计算出 $T_x$ 的唯一解,但这样的解在实际电路中想要实现需满足:

$$0 \leq T_x \leq T_s \quad (8)$$

通过分析式(8),可以确定在不同的功率因数角 $\varphi = 0, \pi/6, \pi/3, \pi/2$ 下,NTV策略中点电位的可平衡区域,如图4所示。可以发现,在低调制度时,存在一个不可平衡(uncontrollable balance, UCB)的“裂缝区域”,并且这个区域的宽度随着功率因数角 $\varphi$ 的增大而增加。在高调制度下,UCB区域更为显著,其面积也随 $\varphi$ 的增大而扩大。这主要是

因为在高调制度下,中矢量的作用时间较长,且随着 $\varphi$ 的增大,中矢量产生的中点电流幅值也随之增大,而冗余小矢量产生的中点电流幅值减小。因此,仅通过调节冗余矢量的作用时间无法完全补偿中矢量引起的中点电位偏移<sup>[8]</sup>。

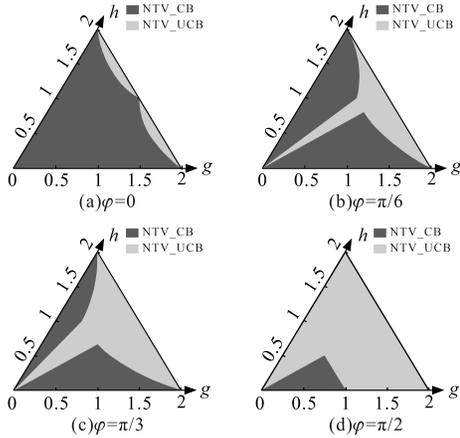


图4 NTV策略的中点电位可平衡区域分布

Fig.4 Controllable regional distribution of NPP under NTV strategy

### 1.3 VSPWM策略

为了实现全调制度范围内中点电位平衡,有学者提出了VSPWM策略。图5给出了传统VSPWM在A扇区的空间矢量图。

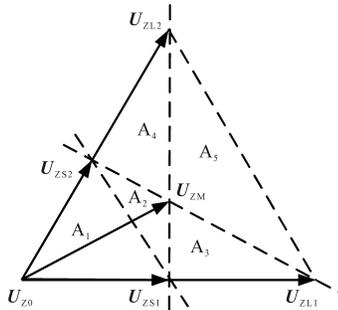


图5 基于VSPWM的空间矢量图

Fig.5 Space voltage vector diagram under VSPWM

图5中虚拟矢量的定义如下:

$$\begin{cases} U_{zs1} = \frac{1-k_1}{2}U_{ONN} + \frac{1+k_1}{2}U_{POO} \\ U_{zs2} = \frac{1-k_2}{2}U_{OON} + \frac{1+k_2}{2}U_{PPO} \\ U_{zm} = 1/3(U_{ONN} + U_{PON} + U_{PPO}) \end{cases} \quad (9)$$

式中: $U_{zm}$ 为虚拟中矢量,其流过中点的电流为0; $U_{zs1}, U_{zs2}$ 为虚拟小矢量; $k_1, k_2$ 为冗余矢量作用时间比例系数,且 $-1 \leq k_1 \leq 1, -1 \leq k_2 \leq 1$ ,当 $k_1=k_2=0$ 时,虚拟小矢量流过中点的电流为0,通过改变 $k_1, k_2$ ,可以主动地消除中点电位的偏移。

图5中 $U_{zl1}, U_{zl2}$ 为虚拟大矢量, $U_{z0}$ 为虚拟零矢量,且 $U_{zl1}=U_{PNN}, U_{zl2}=U_{PNN}, U_{z0}=U_{O00}$ 。

文献[11]给出了VSPWM的开关矢量序列,VSPWM采用九段式开关序列,使有效开关频率 $f_{eff}$ 大大增加。其中 $f_{eff}$ 可以被定义为

$$f_{eff} = f_s \frac{f_k}{6} \quad (10)$$

式中: $f_s$ 为逆变器的开关频率; $f_k$ 为一个采样周期中三相桥臂总的状态切换次数。

对于NTV策略,每个开关周期内合成参考电压需要4个基本电压矢量,采用七段式开关序列,一个开关周期内三相桥臂总的状态切换次数为6次,即 $f_{eff}=f_s$ ,而对于VSPWM,无论参考电压位于哪一区域,都需要5个基本电压矢量,开关序列为九段式,三相总的开关切换次数增加至8次,此时 $f_{eff}=4f_s/3$ 。显然,相比NTV策略,VSPWM的有效开关次数增加了4/3倍,这也导致逆变器开关损耗显著上升。

## 2 全范围七段式SVPWM

### 2.1 INTV策略

在图3b的区域 $A_1$ 和 $A_2$ 中,均选取有效电压矢量 $U_{s1}, U_{s2}$ 及 $U_0$ 来合成参考电压。根据图2,小矢量 $U_{s1}$ 对应ONN和POO, $U_{s2}$ 对应OON和PPO。为了降低开关损耗及输出电压畸变率,通常以中矢量为界,舍弃较远的一个冗余矢量状态。

在区域 $A_3, A_4$ 中,均选取有效电压矢量 $U_{s1}, U_{s2}$ 及 $U_m$ 来合成参考电压,矢量状态选择与 $A_1$ 和 $A_2$ 区域保持一致。但若以中点电位平衡为目标,那么上述划分区域的方法可能不是最优的。这是因为中点电位不仅受矢量作用时间的影响,还与流过中点的电流直接相关。若不可控的部分对中点电位影响更大,则会造成中点电位的波动,换言之,选择调节能力更强的矢量作为可控的冗余小矢量,而调节能力弱的小矢量舍去一个冗余状态矢量,作为不可控的部分,这样方式对中点电位的平衡更有利。

中点电位的变化是由于电容充放电不平衡导致的,因此可采用对电容电荷量的影响程度作为调节能力的判断标准,则矢量 $U_{s1}, U_{s2}$ 对电容电荷量的影响程度可表示为

$$\begin{cases} Q_{s1} = T_{s1}|i_A| \\ Q_{s2} = T_{s2}|i_C| \end{cases} \quad (11)$$

式中: $Q_{s1}, Q_{s2}$ 分别为矢量 $U_{s1}, U_{s2}$ 作用时流过中点的最大电荷量; $T_{s1}, T_{s2}$ 分别为矢量 $U_{s1}, U_{s2}$ 的作用时间。

由式(11)可知,中点电位的调节能力与电流大小有关,电流的大小受功率因数角 $\varphi$ 的影响,所以调节能力也受功率因数角的影响,因此区域 $A_1, A_2$ 的分割线及 $A_3, A_4$ 的分割线也与功率因数角有关。

为了提升 $A_1, A_2, A_3$ 及 $A_4$ 区域的中点电位调节能力,采用了具有更强调节能力的冗余小矢量。以 $A_2$ 区域为例,若 $Q_{S1} > Q_{S2}$ ,这表明矢量 $U_{S1}$ 的调节能力更强,此时应采用开关序列ONN $\rightarrow$ OON $\rightarrow$ OOO $\rightarrow$ POO,其他区域可采用相同的逻辑进行调整。将此方法命名为改进的最近三矢量(INTV)合成策略。图6给出了采用INTV策略时的中点电位可平衡区域的分布情况。通过对比,可以看出INTV策略解决了图4中NTV策略因不可控小矢量导致的中点电位不平衡问题。

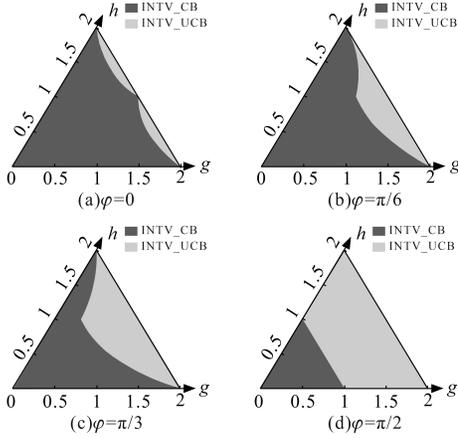


图6 INTV策略的中点电位可平衡区域分布  
Fig.6 Controllable regional distribution of NPP under INTV strategy

## 2.2 四有效电压矢量合成策略

为了在图6所示的INTV\_UCB区域内实现中点电位平衡,本文通过矢量等效替换来缩短中矢量的作用时间,从而降低中矢量造成的中点电位偏移。

矢量等效方式有两种:一种是通过大矢量合成中矢量,另一种是通过小矢量合成中矢量。下面分别介绍这两种替换方式。

### 2.2.1 大矢量替换

根据平行四边形法则可知,中矢量可由两个大矢量合成,即中矢量可表示为

$$U_M = 1/2(U_{L1} + U_{L2}) \quad (12)$$

在进行矢量等效替换时,需满足两个基本条件:1)矢量合成满足平行四边形原则;2)等效前后矢量的总个数相同。显然式(12)满足条件1),且等式前后矢量的总个数均为1,这也满足条件

2),因此,式(12)所描述的矢量替换方法是可行的。将该方法应用到区域 $A_5$ 和 $A_6$ ,可有效减少中矢量的作用时间。然而,由于引入了两个大矢量,开关矢量状态的数量由4个增加到5个,导致开关次数增大。为了维持原有的低开关次数,舍去一个冗余小矢量。这样,在每个开关周期内,有效电压矢量的数量由3个增加到4个,故将此方法命名为四有效电压矢量合成策略(FEVVSS)。其中,应用于区域 $A_5$ 的大矢量替换方法记为FEVVSS\_1,应用于区域 $A_6$ 的大矢量替换方法记为FEVVSS\_2。图7给出了FEVVSS\_1和FEVVSS\_2的最优开关序列及可合成矢量区域,可以看出,每个开关状态变化时,仅有一相开关器件动作,且不存在P与N的状态跳变。

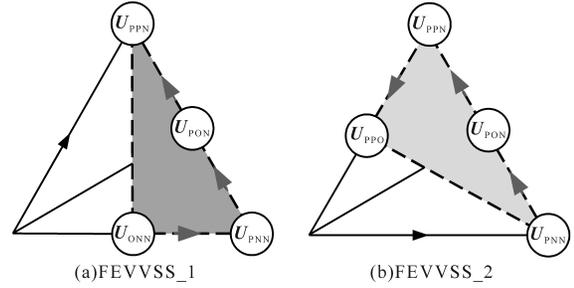


图7 FEVVSS\_1和FEVVSS\_2的最优开关序列

Fig.7 Optimal switching sequence for FEVVSS\_1 and FEVVSS\_2

### 2.2.2 小矢量替换

根据平行四边形法则可知,中矢量亦可由小矢量合成,即中矢量可表示为

$$U_M = U_{S1} + U_{S2} \quad (13)$$

显然,式(13)满足上述替换条件1),但等号左右两边分矢量的有效个数分别为1和2,即条件2)不成立。为了满足条件2),给式(13)的等号两边各加上一个小矢量 $U_{S2}$ ,可得:

$$U_M + U_{S2} = U_{S1} + 2U_{S2} \quad (14)$$

根据矢量等效原理,式(14)中的 $2U_{S2}$ 可由大矢量 $U_{L2}$ 等效替代,则式(14)可以写成:

$$U_M + U_{S2} = U_{S1} + U_{L2} \quad (15)$$

可以看到,式(15)等式左右两边分矢量的有效个数均为2,故条件2)成立。

将该方法应用于区域 $A_6$ ,并为了维持开关动作次数不变,舍去原开关序列中的一个冗余小矢量。应用于区域 $A_5$ 的小矢量替换方法记为FEVVSS\_3。同理,基于每次开关状态仅动作一次且无状态跳变的原则,可得FEVVSS\_3的最优开关序列以及可合成矢量区域如图8所示。

图9展示了在不同功率因数角 $\varphi=0, \pi/6, \pi/3,$

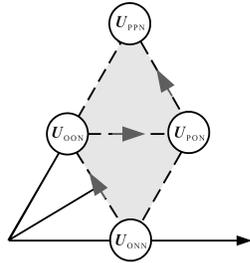


图8 FEVVSS\_3最优开关序列

Fig.8 Optimal switching sequence for FEVVSS\_3

$\pi/2$ 下,采用INTV和FEVVSS两种策略时A扇区的中点电位可平衡区域。可以看出,对比图7和图8,采用FEVVSS策略时实际可合成矢量的区域范围都有所减少,这主要是由于中点电位平衡的限制。同时,可以明显看出FEVVSS策略恰好覆盖了INTV策略未能实现中点电位平衡的区域。故将这两种策略结合使用,可以实现全调制制度、全功率因数范围内的中点电位平衡。将这种结合INTV与FEVVSS的混合算法命名为FRSS\_SVPWM。

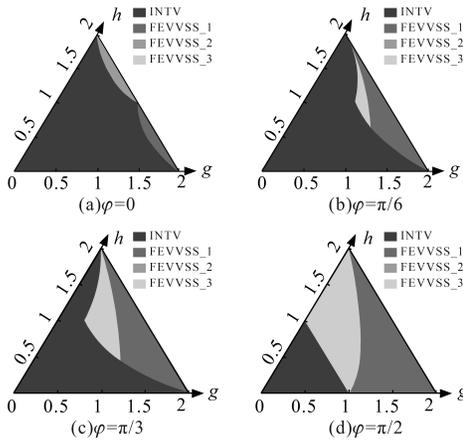


图9 在FRSS\_SVPWM策略下中点电位可平衡区域分布

Fig.9 Controllable regional distribution of NPP under FRSS\_SVPWM strategy

### 2.3 区域划分

基于对INTV和FEVVSS的分析,本文对A扇区进行区域划分,其他扇区均可通过A扇区旋转得到。无论是INTV还是FEVVSS,它们分区方式都会随着功率因数的变化而变化,如果采用传统的固定分区,则无法实现全调制制度范围的中点电位平衡,因此,本文以中点电位平衡为目标采用动态区域划分方式,如图10所示。其中,区域1~6采用INTV,区域7采用FEVVSS\_3,区域8采用FEVVSS\_1,区域9采用FEVVSS\_2。

在SVPWM调制过程中,区域的判断是尤为关键的一步,因此需要对区域边界进行编号与计

算,如图11所示。

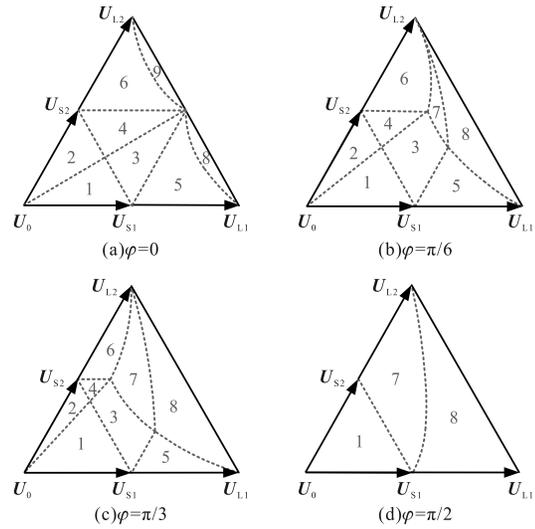


图10 区域划分方法

Fig.10 Regional division methods

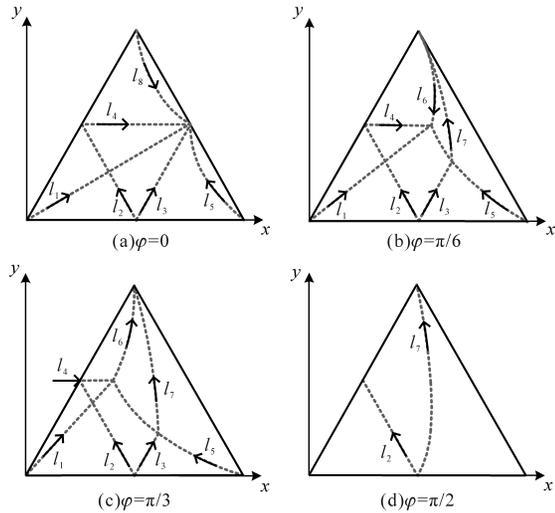


图11 区域划分边界的计算

Fig.11 Calculation of region division boundaries

下面对区域边界进行分析和计算。为了减少计算量,对参考电压 $U_{ref}$ 在 $\alpha$ - $\beta$ 坐标系下的坐标进行标么化处理:

$$\begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} = \frac{2}{u_{dc}} \begin{bmatrix} u_{\alpha}^{ref} \\ u_{\beta}^{ref} \end{bmatrix} \quad (16)$$

式中: $x, y$ 分别为标么化后的横坐标、纵坐标。

在多种调制算法中,中点流经的电荷可以通过不同策略进行调节。INTV采用冗余小矢量替换的调节方式,而FEVVSS采用式(12)、式(15)的两种矢量等效替换的调节方式。式(12)、式(15)实质上是一对冗余虚拟矢量的等效替换,因此无论采用哪种调制策略,中点电位的平衡都是以牺牲一方冗余矢量的作用时间而实现的,所以会出现两种边界情况。

设冗余矢量对  $U_{r1}, U_{r2}$ , 其作用时间分别为  $T_{r1}, T_{r2}$ 。一种边界情况是去掉矢量  $U_{r2}$ , 将其作用时间分配给矢量  $U_{r1}$ , 此时有:

$$T_{r2} = 0 \quad (17)$$

另一种边界情况是去掉矢量  $U_{r1}$ , 将其作用时间分配给矢量  $U_{r2}$ , 此时有:

$$T_{r1} = 0 \quad (18)$$

根据式(17)、式(18)可以推导出区域边界  $l_1 \sim l_8$  的表达式, 如下所示:

$$l_1: \zeta_3 \cdot (y/2 - \sqrt{3}/2 \cdot x) + \zeta_4 \cdot y = 0 \quad (19)$$

$$l_2: 2/\sqrt{3} + 2\zeta_1 = 0 \quad (20)$$

$$l_3: \sqrt{3}x - y - 2/\sqrt{3} = 0 \quad (21)$$

$$l_4: y - 1/\sqrt{3} = 0 \quad (22)$$

$$l_5: \zeta_3 \cdot (2 + \sqrt{3}\zeta_1) + \sqrt{3}\zeta_5 \cdot y = 0 \quad (23)$$

$$l_6: 2\zeta_3 + 2\zeta_5 + \sqrt{3}\zeta_1 \cdot \zeta_3 - \sqrt{3}\zeta_5 \cdot y = 0 \quad (24)$$

$$l_7: \zeta_3 \cdot (2 + \sqrt{3}\zeta_1) + \zeta_5 \cdot (3x - 2) = 0 \quad (25)$$

$$l_8: (3/2 \cdot x - \sqrt{3}/2 \cdot y) \cdot \zeta_5 + (2 + \sqrt{2}\zeta_1) \cdot \zeta_4 = 0 \quad (26)$$

其中

$$\begin{cases} \zeta_1 = -1/2 \cdot y - \sqrt{3}/2 \cdot x \\ \zeta_2 = -1/2 \cdot x - \sqrt{3}/2 \cdot y \\ \zeta_3 = x \cdot \cos\varphi + y \cdot \sin\varphi \\ \zeta_4 = x \cdot \cos(\varphi - 2\pi/3) + y \cdot \sin(\varphi - 2\pi/3) \\ \zeta_5 = x \cdot \cos(\varphi + 2\pi/3) + y \cdot \sin(\varphi + 2\pi/3) \end{cases} \quad (27)$$

在工程实践中, 功率因数角  $\varphi$  的测量和计算误差可能导致分区不明确, 从而影响分区策略的正确实施。为了提高分区的精准度, 将  $\zeta_3, \zeta_4, \zeta_5$  用  $i_A, i_B, i_C$  替换。根据式(2)、式(4)、式(16)、式(27), 可得下列等式:

$$\begin{cases} \zeta_3 = \frac{2u_m}{I_m u_{dc}} i_A \\ \zeta_4 = \frac{2u_m}{I_m u_{dc}} i_C \\ \zeta_5 = \frac{2u_m}{I_m u_{dc}} i_B \end{cases} \quad (28)$$

将式(28)代入式(19)~式(26), 等式两端同时除以系数  $2u_m/(I_m \cdot u_{dc})$ , 可得:

$$l_1: i_A \cdot (y/2 - \sqrt{3}/2 \cdot x) + i_C \cdot y = 0 \quad (29)$$

$$l_2: 2/\sqrt{3} + 2\zeta_1 = 0 \quad (30)$$

$$l_3: \sqrt{3}x - y - 2/\sqrt{3} = 0 \quad (31)$$

$$l_4: y - 1/\sqrt{3} = 0 \quad (32)$$

$$l_5: i_A \cdot (2 + \sqrt{3}\zeta_1) + \sqrt{3}i_B \cdot y = 0 \quad (33)$$

$$l_6: 2i_A + 2i_B + \sqrt{3}\zeta_1 \cdot i_A - \sqrt{3}i_B \cdot y = 0 \quad (34)$$

$$l_7: i_A \cdot (2 + \sqrt{3}\zeta_1) + i_B \cdot (3x - 2) = 0 \quad (35)$$

$$l_8: (3/2 \cdot x - \sqrt{3}/2 \cdot y) \cdot i_B + (2 + \sqrt{2}\zeta_1) \cdot i_C = 0 \quad (36)$$

为了简化分析, 本文将式(29)~式(36)中等号左侧的数学表达式直接与相应的边界符号关联。以式(32)为例, 令  $l_4 = y - 1/\sqrt{3}$ 。表2给出了A扇区中各分区与区域边界的关系准则, 根据表2的关系准则, 可以很容易确定参考矢量所属的分区编号。

表2 区域与边界的关系

区域	$l_1$	$l_2$	$l_3$	$l_4$	$l_5$	$l_6$	$l_7$	$l_8$
1	<0	>0						
2	>0	>0						
3	<0	<0	<0		>0			
4	>0	<0		<0				
5			>0		>0			
6				>0		>0		
7					<0	<0	>0	
8					<0		<0	
9								>0

#### 2.4 中点电位主动平衡

这里将直流侧中点储存的电荷视为被控对象, 通过平衡算法调节, 使其达到中点电位的平衡目标值。通过电压传感器, 可以实时测量直流侧电容两端的电压, 并将这些数据通过数模转换电路传输至控制器。假设在某一时刻  $k$ , 检测到电容  $C_1, C_2$  两端电压分别为  $u_{c1}, u_{c2}$ , 此外, 设两个电容的容值相等, 即  $C_1 = C_2 = C$ , 则导致中点电位偏移而积累的多余电荷量  $\Delta Q$  可以表示为

$$\Delta Q = -C(u_{c1} - u_{c2})/2 \quad (37)$$

当  $\Delta Q = 0$  时, 表明在  $k$  时刻中点电位已经达到平衡状态。如果  $\Delta Q \neq 0$ , 即存在电荷不平衡, 则需要通过调整基本电压矢量在  $k$  时刻的持续时间  $T_x$  来确保在时刻  $k+1$  时中点电位能够恢复平衡。

以A扇区为例, 当参考电压  $U_{ref}$  位于区域1~6时, 本文采用传统的中点电位调节策略<sup>[10]</sup>, 具体而言, 通过精细调整冗余小矢量的作用时间, 从而实现中点电位偏差的有效消除。

当参考电压  $U_{ref}$  位于区域7时, 开关序列为 ONN → OON → PON → PPN, 利用式(15)的矢量替换方法, 改变各开关矢量的作用时间, 从而调节流过中点的电荷, 实现中点电位平衡的目的。设

中矢量  $U_M$  (PON) 和小矢量  $U_{S2}$  (OON) 的作用时间各增加  $\Delta T$ , 则根据式 (15), 小矢量  $U_{S1}$  (ONN) 和大矢量  $U_{L2}$  (PPN) 的作用时间都需要减小  $\Delta T$ , 为了消除中点多余储存的电荷, 令  $\Delta Q = i_B \cdot \Delta T + (-i_C) \cdot \Delta T + i_A \cdot (-\Delta T)$ , 可得:

$$\Delta T = \Delta Q / (2i_B) \quad (38)$$

$\Delta T$  取值范围为

$$\Delta T \in [-\min(T_{OON}, T_{PON}), \min(T_{ONN}, T_{PPN})]$$

当参考电压  $U_{ref}$  落在区域 8 和 9 时, 开关序列分别为 ONN  $\rightarrow$  PNN  $\rightarrow$  PON  $\rightarrow$  PPN, PNN  $\rightarrow$  PON  $\rightarrow$  PPN  $\rightarrow$  PPO, 均采用式 (12) 的矢量替换方法。设大矢量  $U_{L1}$  (PNN),  $U_{L2}$  (PPN) 的作用时间各增加  $\Delta T$ , 则中矢量  $U_M$  (PON) 的作用时间需减小  $2\Delta T$ 。同样令  $\Delta Q = i_B \cdot (-2\Delta T)$ , 可得:

$$\Delta T = \Delta Q / (-2i_B) \quad (39)$$

$\Delta T$  取值范围为

$$\Delta T \in [-\min(T_{PNN}, T_{PPN}), T_{PON}/2]$$

### 3 实验结果

为验证所提平衡算法的正确性和有效性, 搭建了实验平台, 如图 12 所示。实验平台由直流电源、NPC 三电平逆变器、TMS320 F28335 处理器、阻感负载等组成。实验的主要参数为: 直流侧电压  $u_{dc} = 60$  V, 直流侧电容  $C_1 = C_2 = 2\ 830\ \mu\text{F}$ , 交流侧输出频率  $f = 50$  Hz, 开关频率  $f_s = 10$  kHz, 负载电感  $L = 5$  mH, 负载电阻  $R_1 = 4.32\ \Omega$ ,  $R_2 = 0.277\ \Omega$ 。采用 SI-GLENT SDS2204X Plus 型号的示波器观测波形图, 并运用 FFT 模块对输出电流波形进行分析。



图 12 实验平台

Fig.12 The experimental platform

#### 3.1 稳态实验

图 13~图 15 分别给出了在 4 种工况模式下采用 NTV, VSVPWM 及 FRSS\_SVPWM 策略时的稳态实验波形。可以看出, 在  $m=0.3, \varphi=\pi/9$  时, NTV 的中点电位几乎无波动; 当  $m=0.9, \varphi=\pi/9$  和  $m=$

$0.3, \varphi=4\pi/9$  时, NTV 的中点电位有明显的小幅度波动, 而 VSVPWM 和 FRSS\_SVPWM 的中点电位波动明显改善; 当  $m=0.9, \varphi=4\pi/9$  时, NTV 的中点电位波形出现明显的大幅振荡, 并呈现 3 次基波频率, 而此时 VSVPWM 和 FRSS\_SVPWM 的中点电位波动较小。实验结果凸显了 VSVPWM 和 FRSS\_SVPWM 策略在中点电位控制方面的优越性, 尤其是在调制度较高和功率因数角较大的条件下, 它们能更有效地减少中点电位波动。

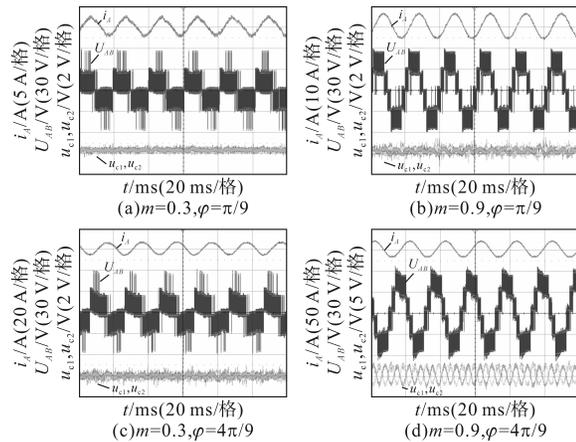


图 13 不同工况下“NTV 策略”中点电位及输出特性实验波形

Fig.13 Experimental waveforms of NPP and output characteristics of “NTV strategy” under different modes

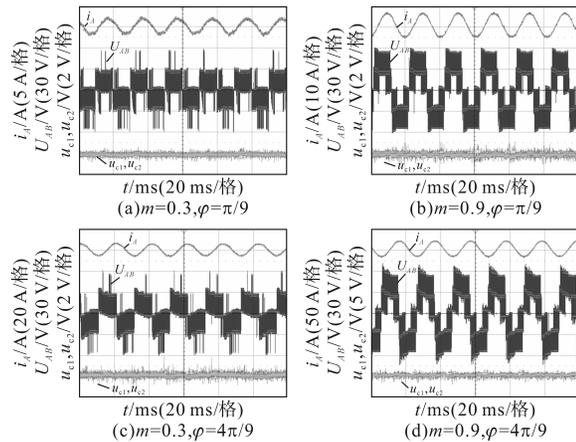


图 14 不同工况下“VSVPWM 策略”中点电位及输出特性实验波形

Fig.14 Experimental waveforms of NPP and output characteristics of “VSVPWM strategy” under different modes

采用功率测量仪 NAPUI PM9833 对逆变器输出效率进行测量和计算。图 16 给出了不同调制策略在 4 种工况下的输出效率。在所有工况下, VSVPWM 的输出效率均最低, 在  $m=0.3, \varphi=\pi/9$  时, FRSS\_SVPWM 的输出效率略低于 NTV, 其他工况下, FRSS\_SVPWM 的输出效率均最高, 证明了其在逆变器性能优化方面的显著优势。

不同调制策略在 4 种工况下电流  $i_A$  的总谐波

畸变率(THD)如表3所示。通过比较可以观察到,VSVPWM策略在所有工况中的THD值都是最高的。特别地,在调制度 $m=0.3$ 且功率因数角 $\varphi=\pi/9$ 时,NTV策略展现出最低的THD,而在其他所有工况下,FRSS\_SVPWM策略则表现出最低的THD,输出电能质量更优。

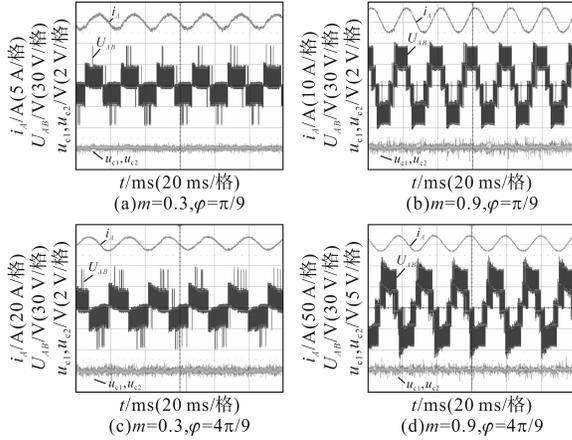


图15 不同工况下“FRSS\_SVPWM策略”中点电位及输出特性实验波形

Fig.15 Experimental waveforms of NPP and output characteristics of “FRSS\_SVPWM strategy” under different modes

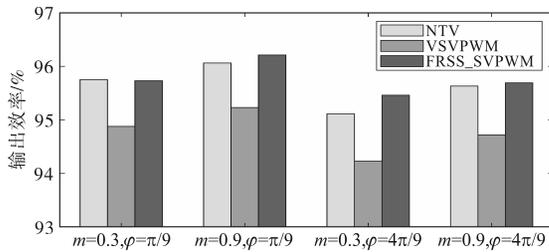


图16 NTV, VSVPWM, FRSS\_SVPWM 3种策略在不同工况下的逆变器输出效率

Fig.16 The output efficiency of inverters under different operating conditions using NTV, VSVPWM, and FRSS\_SVPWM

表3 NTV, VSVPWM, FRSS\_SVPWM 3种策略在不同工况下输出电流 $i_A$ 的THD值

Fig.3 The THD values of the output current  $i_A$  under different operating conditions using three strategies: NTV, VSVPWM, and FRSS\_SVPWM

工况	THD/%			
	$m=0.3, \varphi=\pi/9$	$m=0.9, \varphi=\pi/9$	$m=0.3, \varphi=4\pi/9$	$m=0.9, \varphi=4\pi/9$
NTV	7.22	3.41	4.51	1.41
VSVPWM	7.59	3.79	5.47	1.52
FRSS_SVPWM	7.28	3.35	4.45	1.22

### 3.2 动态实验

为了验证FRSS\_SVPWM策略对中点电位偏差的抑制能力,在实验初始时刻,设置中点电位初始偏差为10 V,待电压稳定后,再将偏差设置

为0,从而得到图17的实验结果,结果表明,无论在何种工况下,FRSS\_SVPWM策略都能快速有效地消除初始中点电位偏差。

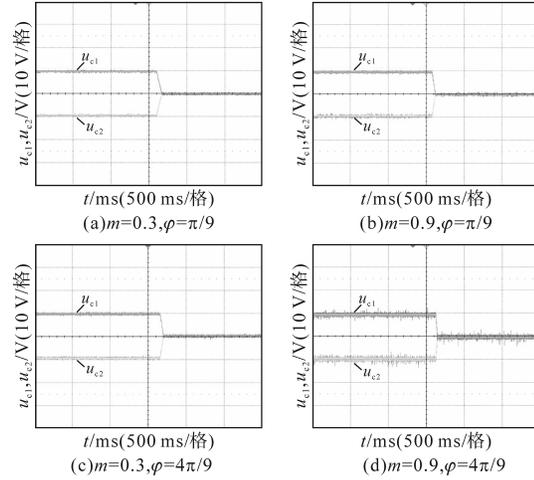


图17 不同工况模式下“FRSS\_SVPWM策略”中点电位主动控制实验波形

Fig.17 Experimental waveforms of “FRSS\_SVPWM strategy” for active control of NPP under different modes

图18为FRSS\_SVPWM策略从调制度 $m=0.3$ 增至0.9的动态波形,涵盖了功率因数角 $\varphi$ 分别为 $\pi/9$ 和 $4\pi/9$ 的两种工况。可以看出,在低调制度向高调制度切换时,中点电位维持了良好的平衡状态,从而验证了FRSS\_SVPWM策略在不同区域间切换时的稳定性,展现了其出色的控制性能。

综上所述,FRSS\_SVPWM策略在中点电位控制、逆变器输出效率和电能质量方面均表现出色,特别是在高调制比和较大功率因数角的条件下,其性能优势更为明显。

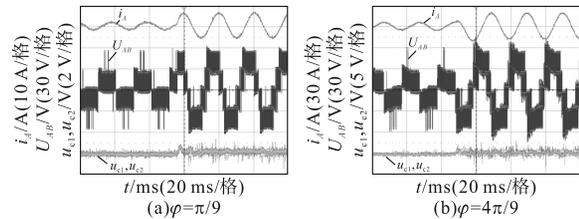


图18 FRSS\_SVPWM策略下的动态波形

Fig.18 Dynamic waveforms under FRSS\_SVPWM strategy

## 4 结论

针对三电平中点电位平衡问题,提出了一种基于SVPWM的七段式中点电位平衡策略,可实现全调制度、全功率因数范围内的中点电位平衡。在低调制度下,对NTV策略的分区方式进行改进,引入动态分区,解决了NTV策略在低调制度下的中点电位振荡问题。在高调制度下,基于

中矢量替换的原理,提出了3种新的开关序列,这些序列不仅保持了与NTV策略相同的开关动作次数,而且与VSVPWM策略一样,能够有效控制高调制度下的中点电位平衡。实验结果验证了所提策略的有效性,展示了逆变器在输出电能质量和输出效率方面的显著提升,并且能够快速主动消除中点电位偏差。

后续研究可进一步扩展至更复杂的多电平逆变器系统或者采用开关次数更少的五段式SVPWM解决中点电位平衡问题。

#### 参考文献

- [1] TEICHMANN R, BERNET S. A comparison of three-level converters versus two-level converters for low-voltage drives, traction, and utility applications[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2005, 41(3): 855-865.
- [2] 朱燕, 陈进. NPC三电平变换器电流谐波最优PWM策略[J]. 电气传动, 2022, 52(6): 21-27.  
ZHU Yan, CHEN Jin. Current harmonic optimal PWM strategy for NPC three-level converter[J]. Electric Drive, 2022, 52(6): 21-27.
- [3] 李俊泓, 王岫鑫. 三电平逆变器驱动双定子绕组PMSM系统容错控制[J]. 电气传动, 2020, 50(4): 18-25.  
LI Junhong, WANG Xiuxin. Fault tolerant control of dual stator winding PMSM system driven by three-level inverters[J]. Electric Drive, 2020, 50(4): 18-25.
- [4] 段志刚, 姜一达, 张策, 等. NPC三电平中压大功率变频器设计[J]. 电气传动, 2018, 48(3): 13-16, 74.  
DUAN Zhigang, JIANG Yida, ZHANG Ce, et al. Design for medium-voltage and high-power converter with three level NPC[J]. Electric Drive, 2018, 48(3): 13-16, 74.
- [5] ZORIG A, BARKAT S, SANGWONGWANICH A. Neutral point voltage balancing control based on adjusting application times of redundant vectors for three-level NPC inverter[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2022, 10(5): 5604-5613.
- [6] JIAO Y, LEE F C, LU S. Space vector modulation for three-level NPC converter with neutral point voltage balance and switching loss reduction[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(10): 5579-5591.
- [7] 张华赢, 胡子珩, 李艳, 等. 兼中点电位控制的三电平逆变器SVPWM算法[J]. 电气传动, 2020, 50(10): 46-51.  
ZHANG Huaying, HU Ziheng, LI Yan, et al. SVPWM algorithm for three level inverter with neutral point potential control[J]. Electric Drive, 2020, 50(10): 46-51.
- [8] 姜卫东, 王群京, 史晓锋, 等. 中点箝位型三电平逆变器在空间矢量调制时中点电位的低频振荡[J]. 中国电机工程学报, 2009, 29(3): 49-55.  
JIANG Weidong, WANG Qunjing, SHI Xiaofeng, et al. Low frequency oscillation of neutral point voltage of neutral-point-clamped three-level VSI under SVPWM control[J]. Proceedings of the CSEE, 2009, 29(3): 49-55.
- [9] 宋文祥, 陈国呈, 陈陈, 等. 基于矢量合成的三电平空间电压矢量调制方法[J]. 电工技术学报, 2007, 22(10): 91-96.  
SONG Wenxiang, CHEN Guocheng, CHEN Chen, et al. A space vector modulation method of three-level NPC inverter based on synthesizing vectors concept[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2007, 22(10): 91-96.
- [10] 宋敏, 陈权, 李国丽, 等. 基于改进虚拟空间矢量的NPC三电平逆变器损耗分析[J]. 电气传动, 2016, 46(10): 26-30, 44.  
SONG Min, CHEN Quan, LI Guoli, et al. Analysis of losses in three-level neutral point clamped inverter based on improved virtual space vector algorithm[J]. Electric Drive, 2016, 46(10): 26-30, 44.
- [11] 胡存刚, 王群京, 李国丽, 等. 基于虚拟空间矢量的三电平NPC逆变器中点电压平衡控制方法[J]. 电工技术学报, 2009, 24(5): 100-107.  
HU Cungang, WANG Qunjing, LI Guoli, et al. A neutral-point potential balancing algorithm for three-level inverter based on virtual-space-vector[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2009, 24(5): 100-107.
- [12] 周冠卿, 张国荣, 解润生, 等. 改进的三电平逆变器变虚拟空间矢量调制策略[J]. 电力系统自动化, 2023, 47(1): 172-182.  
ZHOU Guanqing, ZHANG Guorong, XIE Runsheng, et al. Improved variable virtual-space-vector modulation strategy for three-level inverter[J]. Automation of Electric Power Systems, 2023, 47(1): 172-182.
- [13] ORFANOUDAKIS G I, YURATICH M A, SHARKH S M. Hybrid modulation strategies for eliminating low-frequency neutral-point voltage oscillations in the neutral-point-clamped converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(8): 3653-3658.
- [14] POU J, PINDADO R, BORROYEVICH D, et al. Evaluation of the low-frequency neutral-point voltage oscillations in the three-level inverter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2005, 52(6): 1582-1588.
- [15] 张志, 谢运祥, 乐江源, 等. 消除中点电位低频振荡的三电平逆变器空间矢量脉宽调制方法[J]. 电工技术学报, 2011, 26(3): 103-109.  
ZHANG Zhi, XIE Yunxiang, LE Jiangyuan, et al. SVPWM method of removing the low-frequency oscillations of neutral point voltage for three-level NPC inverter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2011, 26(3): 103-109.
- [16] 郜亚秋, 肖鹏, 张建, 等. 60°坐标系下三电平SVPWM算法和中点电压控制研究[J]. 电气传动自动化, 2015, 37(3): 12-16.  
GAO Yaqiu, XIAO Peng, ZHANG Jian, et al. Research on three-level SVPWM algorithm and neutral point voltage control on 60° coordinate system[J]. Electric Drive Automation, 2015, 37(3): 12-16.

收稿日期:2024-04-19

修改稿日期:2024-05-09