

三电平 NPC 逆变器中点电位平衡的软件算法

罗永吉, 尹华杰, 周艳青

(华南理工大学 电力学院, 广东 广州 510640)

摘要: 中点电位平衡问题是三电平 NPC 逆变器的一个固有问题。介绍了三电平 NPC 逆变器的重要的中点电位平衡控制方法。基于空间矢量 PWM 法介绍了适用于普通调制和适用于高调制系数的方案。基于注入零序电压的载波调制法介绍了一种全面、准确的控制方案和针对 GTO 的最小开通时间的控制方案。最后介绍了与具体的 PWM 调制模式分离的一种新型的滞环控制法。

关键词: 三电平 NPC 逆变器; 中点电位平衡; 脉宽调制

中图分类号: TM464

文献标识码: A

Method of the Neutral-point Balancing in the Three-level NPC Inverter

LUO Yong-ji, YIN Hua-jie, ZHOU Yan-qing

(The Electric Power College, South China University of Technology, Guangzhou 510640, Guangdong, China)

Abstract: The neutral-point balancing is an inherent problem of the three-level NPC inverter. The most important control strategies was presented. First, the methods based on SVPWM for the normal modulation and the high modulation index were introduced. Then, a full and accurate control based on carrier and a measure considered the minimum on-time of GTO were illustrated. Last, a new hysteresis-band control being independent of PWM mode was explained.

Key words: three-level neutral-point clamped inverter; neutral-point balancing; pulse width modulation

1 引言

由于多电平逆变器^[1,2]在高压大功率领域具有显著的优势,因而在过去 20 多年里得到了普遍关注。多电平逆变器的实现有多种拓扑结构,和其他多电平拓扑结构相比,图 1 所示的中点钳位(NPC)拓扑结构需要的元器件最少,只需要一个直流电源,因而得到广泛应用,是目前使用最广泛的拓扑结构。然而,这种电路拓扑存在中点电位

波动问题,这不仅会导致输出电压、电流的波形扭曲,还将使功率器件上的电压不平衡,带来系统不稳定等危害。

人们尝试了用不同方法来解决 NPC 逆变器的上述问题,这些方法有基于软件算法,或者基于硬件实现^[3]。基于硬件的方法需要增加两个 DC-DC 逆变器,因而增加了整个逆变器的成本,本文对其不予讨论。软件算法实现目前主要有两种思路,即基于空间矢量调制的 PWM 法和基于注入零序电压的载波调制法。本文将主要介绍这两种算法思路及其衍生方法,并介绍一种新型的滞环比较法。

2 基于空间矢量调制的 PWM 法

基于空间矢量调制的 PWM 法(SVPWM 法)是在空间矢量调制规则基础上,保证参考电压不变,通过不同矢量的组合来控制中点电压的平衡。空间矢量调制的规则为:参考矢量由周围的基本矢量合成来获得^[4]。

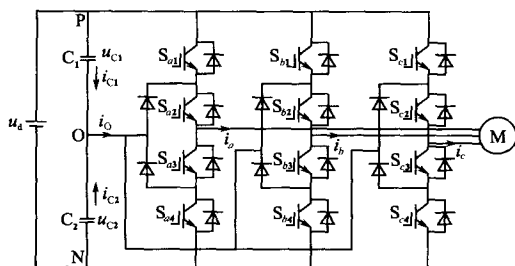


图 1 三电平 NPC 逆变器主电路图

Fig. 1 Power stage of three-level NPC inverter

基金项目:国家自然科学基金资助项目(批准号 50777022)

作者简介:罗永吉(1979-),男,研究生,Email:luoyongji0379@126.com

由图 2 可知,三电平逆变器有 27 个开关状态,19 种空间电压矢量(基本矢量),按模量大小可以分为 4 类:零矢量、小矢量、中矢量大矢量。其中零矢量大矢量对中点电位没有影响;小矢量和中矢量至少有一相与中点连接,对中点电位有影响^[5]。每个中矢量只有一种开关状态,其对中点电位的影响没有选择的余地。每个小矢量有两种开关状态,它们对中点电位平衡的作用相反,可以用来调节中点电位平衡。以这一特性为基础,人们提出了 3 种解决中点电位平衡的方案,其中方案 1 适用于一般调节,方案 2、3 适用于高调制系数时的调节,下面分别予以介绍。

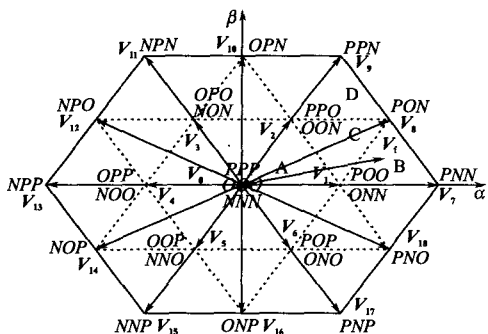


图 2 三电平 NPC 逆变器空间电压矢量图

Fig. 2 Space voltage vector with their switching states for three-level NPC inverter

2.1 SVPWM 中点电位平衡控制方案 1^[4~6]

在空间矢量调制中,最传统的调制方法是 NTV(three-nearest-vector)调制方法,即在一个调制周期内,用离参考矢量最近的 3 个基本矢量去合成需要的参考矢量。如图 2 所示的参考电压矢量 V_r 可以用基本的空间电压矢量 V_1, V_7, V_8 来调制合成。小矢量 V_1 有两种开关状态 POO, ONN 。

方法 1, V_1 只用一种开关状态,即 $V_{1(POO)}$ 或 $V_{1(ONN)}$,则开关状态顺序有两种选择: $POO-PON-PNN$ 或者 $ONN-PNN-PON$ 。具体选择哪种开关状态顺序取决于中点电位的平衡情况和各相电流的方向,使得中点电位向着有利于平衡的方向进行。

这种方法在一个调制周期内只用 3 个矢量,比较简单,但它存在两个不足:一是电容电压存在着明显的开关频率纹波;二是当改变区域或选择不同的小矢量时,需改变开关顺序,这将需要至少 2 个开关步骤(两相桥臂必须转换 1 个电平),有

时甚至需要 4 个开关步骤,这样一来,开关频率将不再保持不变。

方法 2, V_1 用两种开关状态,即 $V_1 = V_{1(POO)} + V_{1(ONN)}$, $T_1 = \alpha T_1 + (1-\alpha) T_1$ (其中 $0 < \alpha < 1$), αT_1 为 POO 的导通时间, $(1-\alpha) T_1$ 为 ONN 的导通时间。则开关状态顺序为 $POO-PON-PNN-ONN//ONN-PNN-PON-POO$ 。通过检测中点电流 i_0 的方向和两个电容的电压 U_{C1}, U_{C2} ,来决定 α 的大小,使中点电位朝着有利于平衡的方向变化。

当参考电压落在图 2 中的区域 A 或 C 时,为了加强对中点电位的平衡控制,可以同时利用两对冗余小矢量,这样可以有效地使中点电位向着平衡方向移动。

这种方法解决了方法 1 中存在的不足,但其可控制的中点电流比方法 1 小,增加了开关损耗。

2.2 SVPWM 中点电位平衡控制方案 2^[7,8]

控制中点电位的平衡就是在一个控制周期 T_s 内,使平均的中点电流 i_0 为零。当调制系数比较高或功率因数比较小时,方案 1 就难以达到这种控制目的。其主要原因在于,此时小矢量作用的时间远小于中矢量作用的时间,导致小矢量产生的中点电流 i_0 不能完全补偿中矢量产生的中点电流 i_0 ,因而不能很好地控制中点电位平衡。

为了解决上述问题, S. Busquets-Monge 等提出了一种新的方法,通过对基本矢量进行重新组合,使每个开关周期中流过中点的电流为零。下面参照图 2,来说明新基本矢量的组合方法。

对于小矢量 V_2 ,重新组合的小矢量为

$$V_{s2} = \frac{1}{2} V_{2(POO)} + \frac{1}{2} V_{2(ONN)}$$

其产生的中点电流为

$$i_0 = \frac{1}{2} i_c + \frac{1}{2} (-i_c) = 0$$

因此新基本小矢量不影响中点电位的平衡。对于中矢量 V_8 ,重新组合的中矢量为

$$V_{s8} = \frac{1}{3} V_{2(POO)} + \frac{1}{3} V_{8(PON)} + \frac{1}{3} V_{1(ONN)}$$

其中点电流为

$$i_0 = \frac{1}{3} i_c + \frac{1}{3} i_b + \frac{1}{3} i_a = 0$$

因此新基本中矢量也不影响中点电位的平衡。对于零矢量大矢量,由于它们不直接与中点连接,所以对中点电位没有影响。

图 3 为按以上方法重新组合得到的新基本矢

量图。这个方法仍采用 NTV 调制,它在任何开关周期内,都可以完全控制中点电流 i_0 为零,很好地解决了方案 1 在高调制系数时不能控制中点电位平衡的问题。但它增加了开关频率和开关损耗;当负荷不平衡时,即 $i_0 = i_c + i_b + i_a \neq 0$ 时,它无法使中点电位平衡。

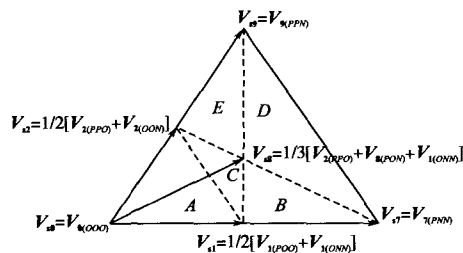


图 3 改进的新基本矢量图

Fig. 3 The improved space voltage vector

2.3 SVPWM 中点电位平衡控制方案 3^[9]

当调制系数较高时,方案 2 不能解决实际运用中负荷不平衡时中点电位平衡问题。Amit Kumar Gupta 等提出了一种新的方法,能较好地解决方案 2 的这个问题的。

在调制系数较高时,在传统的 NV(nearest vector)法中,中点电位波动的主要原因是中矢量的采用。Amit Kumar Gupta 的新方法叫做 SV(selected vector)法,其基本思想是:在合成参考矢量时,避免选择中矢量,只选用小矢量大矢量参与合成,从而消除中矢量对中点电位不平衡的影响,由小矢量的两个开关状态来调节中点电位的平衡。其具体选择方法见图 4,其中 m 为调制系数,列出了不同 m 值,参考矢量落在不同的区域时,合成参考矢量的不同组合。

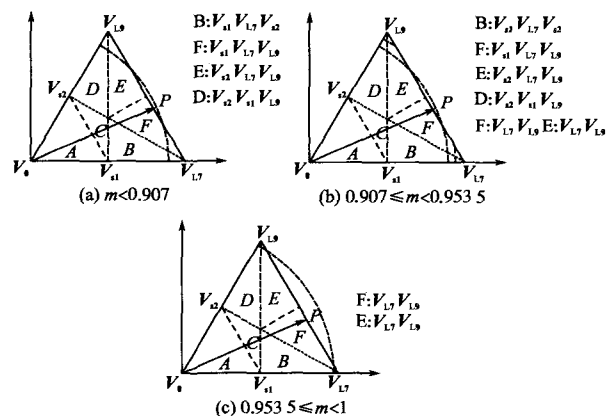


图 4 SV(selected vectors)法

Fig. 4 Selected vectors method

当 $m < 0.907$ 时,SV 法的开关损耗比 NV 法大;当 $m > 0.907$ 后,由于没有中点电位作用,SV 法控制中点电位平衡能力比 NV 法好。

3 基于注入零序电压的载波调制法

上面介绍的 SVPWM 法,其控制中点电位的本质,就是通过调整平均输出电压中的零序分量,来控制中点电位的平衡。通过零序电压分量来分析和控制中点电位的平衡,是更为本质的方法,在控制上也更为全面、准确,因此下面就这种方法进行全面介绍。

3.1 载波调制法解决中点电位平衡方案 1^[10,11]

假设负载电流为正序电流,功率因数角为 φ ,各相桥臂的开关状态函数 S_x 取值为 $-1, 0, 1$ (分别对应 N, O, P 开关状态)。则中点电流瞬时值可以表示为

$$i_0 = [1 - abs(S_a)]i_a + [1 - abs(S_b)]i_b + [1 - abs(S_c)]i_c = -abs(S_a)i_a - abs(S_b)i_b - abs(S_c)i_c \quad (1)$$

对三相三线制系统,三相参考电压(输出相电压)可以包含零序电压分量,如果注入的零序电压为 $V_0(t)$,则实际的参考电压为

$$V_{rx}(t) = V_{rx1}(t) + V_0(t) \quad (2)$$

PWM 控制的本质就是在一个控制周期 T_s 内,控制开关状态函数 S_a, S_b, S_c 输出的平均效果等于参考电压的效果。因此有

$$i_0 = -abs(V_{ra})i_a - abs(V_{rb})i_b - abs(V_{rc})i_c \quad (3)$$

$$\text{定义 } \text{sgn}(V_{rx}) = \begin{cases} 1 & V_{rx} \geq 0 \\ -1 & V_{rx} < 0 \end{cases}$$

则:

$$i_0 = -[\text{sgn}(V_{ra})V_{ra1}i_a + \text{sgn}(V_{rb})V_{rb1}i_b + \text{sgn}(V_{rc})V_{rc1}i_c] - V_0[\text{sgn}(V_{ra})i_a + \text{sgn}(V_{rb})i_b + \text{sgn}(V_{rc})i_c] \quad (4)$$

中点电位波动控制的本质就是控制平均中点电流 $i_0 = 0$,则零序电压 V_0 应该控制为

$$V_0 = -\frac{\text{sgn}(V_{ra})V_{ra1}i_a + \text{sgn}(V_{rb})V_{rb1}i_b + \text{sgn}(V_{rc})V_{rc1}i_c}{\text{sgn}(V_{ra})i_a + \text{sgn}(V_{rb})i_b + \text{sgn}(V_{rc})i_c} \quad (5)$$

根据式(2),知道零序电压 V_0 才能得到参考电压,但 V_0 本身是待求量,这是互相矛盾的。可以采用“预估—校验—修正”的方法来计算准确的零序电压,解决这个矛盾。

首先用三相正序电压作参考电压,将一个基波周期划分为 6 个区域,即

$$\text{Sec}(k) = [-\pi/6 + k\pi/3, \pi/6 + k\pi/3] \quad (k=0, 1, \dots, 5)$$

则零序电压为

$$V_0 = S_{\text{sgn}} \cdot M \cdot \frac{\cos(2\theta - \varphi) - (1/2)\cos\varphi}{2\cos(\theta - \varphi)} \quad (6)$$

$$\text{其中 } S_{\text{sgn}} = \begin{cases} -1 & \omega_1 t \in 0, 2, 4 \text{ 区} \\ 1 & \omega_1 t \in 1, 3, 5 \text{ 区} \end{cases}$$

式中: φ 为功率因数角; $\theta = \omega_1 t - k\pi/3$ (k 是 $\omega_1 t$ 所在的 *Sec* 区号)。

然后校验下面的公式是否成立:

$$\text{sgn} = (V_{\text{rcl}} + V_0) = \text{sgn}(V_{\text{rcl}}) \quad (7)$$

如果成立,则算得的 V_0 正确;否则, V_0 错误,需求取一个偏移角,重划电压符号的区域,即

$$\text{Sec}(k) = [-\pi/6 + \Phi_s + k\pi/3, \pi/6 + \Phi_s + k\pi/3]$$

求修正 V_0 。

但式(6)的计算牵涉到功率因数角,实现比较困难,实用的算法如下。

首先,在由三相正序电压的符号来预估所需注入的零序电压时,由于直流电压存在着偏差,中线电流并非真正为零,所以采用以下公式预估零序电压:

$$V_{0(\text{tst})} = \frac{-i_0 [\text{sgn}(V_{\text{ra}})V_{\text{ra}1}i_a + \text{sgn}(V_{\text{rb}})V_{\text{rb}1}i_b + \text{sgn}(V_{\text{rc}})V_{\text{rc}1}i_c]}{\text{sgn}(V_{\text{ra}})i_a + \text{sgn}(V_{\text{rb}})i_b + \text{sgn}(V_{\text{rc}})i_c} \quad (8)$$

然后根据式(7)来校验。若错误,需重新修正,计算 $V_{\text{mid}} = \text{mid}(V_{\text{ra}1}, V_{\text{rb}1}, V_{\text{rc}1})$,先令 $\text{sgn}(V_{\text{mid}}) = -\text{sgn}(V_{0(\text{tst})} + V_{\text{mid}})$,再用式(8)重新计算,此时得到的结果就是最后需要注入的零序电压 V_0 。

基于零序电压注入的中点电位平衡控制算法反映了中点电位波动问题的本质,不仅适用于载波调制,也可应用于 SVPWM 方法。“预估—校验—修正”的算法可以快速准确地计算所需注入的零序电压,可用于实时控制

3.2 载波调制法解决中点电位平衡方案 2^[12]

在调制系数较小的区域, PWM 脉冲宽度可能小于 GTO 设备所需的最小开通时间。但这个最小开通时间必需予以保证,因为 GTO 缓冲电路中的容性储能需要这个时间来消散。开关模式的选择方法应该能够对 GTO 最小开通时间带来的影响进行补偿,不增加开关损耗。

Lazhar Ben-Brahim 提出了一种解决方法可以满足以上的要求。这种方法的原则是,在保持输出线电压不变的前提下,保证 PWM 控制脉冲大于最小开通脉冲。这种方法的关键在于控制参考电压。如果让最小参考电压能产生的 PWM 脉冲宽度,正好等于 GTO 需要的最小导通时间宽

度,则最小参考电压 Δe 可以通过最小开通时间 ΔT_{min} 和三角载波频率 $f_c = 1/T$ 计算得到。

$$\Delta e = E_d \times \frac{\Delta T_{\text{min}}}{T} \quad (9)$$

一旦三相参考电压中一相的电压幅值小于最小电压的幅值,则这相的参考电压必须修正。同样,其他两相电压也要修正以保证参考线电压不变。设原参考电压为 $e_r = (e_u, e_v, e_w)$,修正后的参考电压为 $e_r^* = (e_u^*, e_v^*, e_w^*)$ 。假如 $|e_u| \geq |e_v| \geq |e_w|$,则修正后的参考电压为

$$\begin{cases} e_u^* = -\text{sgn}(e_u) \times \Delta e \\ e_v^* = -\text{sgn}(e_v) \times \Delta e - (e_u - e_v) \\ e_w^* = -\text{sgn}(e_w) \times \Delta e - (e_u - e_w) \end{cases} \quad (10)$$

这种模式的波形如图 5 所示。

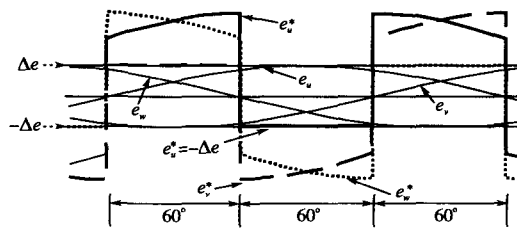


图 5 60°矩形补偿模式

Fig. 5 60° rectangular compensation mode

同样,也可以将高调制系数下的修正补偿,运用在相电压通过零点的时候。假设 e_u 正在通过零点,且只有 $|e_u| \leq \Delta e$,则可得到如下的修正电压,其波形如图 6 所示。

$$\begin{cases} e_u^* = -\text{sgn}(e_u) \times \Delta e \\ e_v^* = -\text{sgn}(e_v) \times \Delta e - (e_u - e_v) \\ e_w^* = -\text{sgn}(e_w) \times \Delta e - (e_u - e_w) \end{cases} \quad (11)$$

这种调制方法减少了中点电位的不平衡,并在没有增加 GTO 开关损耗的情况下,解决了 GTO 最小导通时间的问题。同前面介绍的方法相结合,可以很好地控制中点电位平衡。

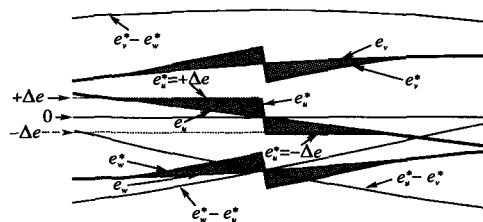


图 6 高调制系数下的最小开通脉冲补偿

Fig. 6 Minimum on-pulse compensation at index modulation

4 一种新的滞环控制方法^[13]

图 7 所示是一种新的滞环控制方法,它与具体的 PWM 调制模式分离,只对已生成的三相 PWM 开关组合进行重新组合。

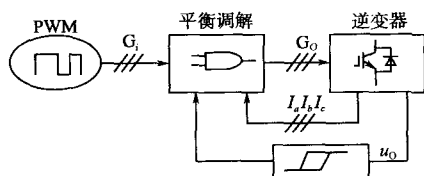


图 7 滞环控制原理图

Fig. 7 Principle of hysteresis-band control

图 7 中的平衡调节环节作用于已生成的 PWM 信号 G_i , 并产生具有中点平衡能力的 PWM 信号 G_o 。通过测量中点电流 i_o 和中点电压 u_o , 判断中点电流是否有利于中点电位的平衡。若不利于平衡, 则调整原开关组合为输出线电压相同但注入中点电流方向相反的开关组合, 从而使新的开关组合有利于中点电位的平衡。

该方法优点很多。其控制方法简单, 不依赖于某种 PWM 方式; 加入中点平衡环节后逆变器增加的开关次数可以通过设定滞环宽度来调节; 有利于三电平逆变环节的系统集成; 其原理可以扩展应用到更多电平逆变器的中点电位平衡问题。但这种方法仍然不能对中矢量开关状态产生的中点电流引起的中点电位不平衡进行有效控制。

5 结语

三电平 NPC 逆变器中点电位平衡控制策略方面的论文很多, 并不断有新的研究文献发表。本文对三电平 NPC 逆变器中点电位平衡的主要控制策略进行了系统总结, 内容包括基于空间矢量调制 PWM 法、基于注入零序电压的载波调制法和一种滞环控制方法等, 涵盖了该领域新近的一些重要研究成果。

参考文献

- 1 Rodriguez J, Jih-Sheng Lai, Fang Zheng Peng. Multilevel Inverters: A Survey of Topologies, Controls, and Applications [J]. Industrial Electronics, IEEE Transactions, 2002, 49(4): 724-738.
- 2 Dcmas L, Meynard T A, Foch H, et al. Comparative Study of

- Multilevel Topologies: NPC, Multicell Inverter and SMC with IGBT [C]. in Proc. IEEE Industrial Electronics Soc. Conf., 2002, 1: 828-833.
- 3 Von Jouanne A, Dai S, Zhang H. A Multilevel Inverter Approach Providing DC-link Balancing, Ride-through Enhancement, and Commonmode Voltage Elimination [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2002, 49(4): 739-745.
- 4 Zhou Dongsheng, Didier Rouaud. Experimental Comparisons of Space Vector Neutral Point Balancing Strategies for Three-level Topology [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2001, 16(6): 872-879.
- 5 Josep Pou, Rafael Pindado. 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.
- 6 宋文祥, 陈国呈, 束满堂, 等. 中点钳位式三电平逆变器空间矢量调制及其中点控制研究 [J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(5): 106-109.
- 7 Busquets -Monge S, Somavilla S. A Novel Modulation for the Comprehensive Neutral-point Balancing in the Three-level NPC Inverter with Minimum Output Switching-frequency Ripple [C]. 2004 35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, 2004, 6: 4226-4232.
- 8 Sergio Busquets-Monge, Josep Bordonau. The Nearest Three Virtual Space Vector PWM-A Modulation for the Comprehensive Neutral-point Balancing in the Three-level NPC Inverter [J]. Power Electronics Letters, IEEE, 2004, 2(1): 11-15.
- 9 Amit Kumar Gupta, Ashwin M Khambadkone. A Simple Space Vector PWM Scheme to Operate a Three-level NPC Inverter at High Modulation Index Including Over-modulation Region, with Neutral Point Balancing [C]. Industry Applications conference, 2005, 3: 1657-1664.
- 10 Song Qiang, Liu Wenhua, Yu Qingguang. A Neutral-point Potential Balancing Algorithm for Three-level NPC Inverters Using an Analytically Injected Zero-sequence Voltage [C]. APEC2003, Eighteenth Annual IEEE, 2003, 1: 228-233.
- 11 宋文祥, 陈国呈, 丁肖宇, 等. 基于两类脉宽调制方式本质联系的三电平逆变器中点电压平衡控制的研究 [J]. 电工电子技术, 2005, 20(12): 53-58.
- 12 Lazhar Ben-Brahim. A Neutral Point Voltage Balancing Method for Multi-level GTO Inverters [C]. IEEE Industry Applications Conference Forty-First IAS Annual Meeting, 2006, 2: 959-965.
- 13 姚文熙, 吕征宇, 费万民, 等. 一种新的三电平中点电位滞环控制法 [J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(7): 92-96.

收稿日期: 2007-05-15

修改稿日期: 2007-12-10