

DOI: 10.7652/xjtuxb201304012

三电平直流变换器平衡中点电位的 双移相 PWM 控制研究

谢 桢, 付立军, 肖 飞, 王恒利, 纪 锋

(海军工程大学舰船综合电力技术国防科技重点实验室, 430033, 武汉)

摘要: 在分析中频中压大容量三电平 H 桥直流变换器的电路拓扑和工作原理的基础上, 针对中点电位波动问题, 提出了一种双移相脉宽调制(PWM)复合控制策略。将原来只有单一移相角的移相 PWM 变为具有双移相角的移相 PWM, 从而造成调制不对称来对中点电位进行调节。分析了采用双移相 PWM 方法能够平衡中点电位能力的边界, 设计了三电平 H 桥直流变换器的双移相 PWM 复合控制器, 并结合传统单移相 PWM 控制器进行了对比实验研究。结果表明: 负载电流流过中点是造成中点电位波动的原因; 双移相 PWM 能够产生不对称 PWM 控制脉冲来实现中点电位的调节, 且随着负载程度的增加调节能力逐渐增强; 基于双移相 PWM 的复合控制策略能够较好地实现平衡中点电位控制, 且具有较好的动态性能。

关键词: 三电平 H 桥; 双移相脉宽调制; 中点电位; 中频中压大容量

中图分类号: TM46 **文献标志码:** A **文章编号:** 0253-987X(2013)04-0064-09

Neutral-Point Balancing Double Phase-Shift PWM Controller for Three-Level DC /DC Converter

XIE Zhen, FU Lijun, XIAO Fei, WANG Hengli, JI Feng

(National Key Laboratory for Vessel Integrated Power System Technology, Naval University of Engineering, Wuhan 430033, China)

Abstract: Circuit topology and working principle of high power middle voltage and frequency three-level H-bridge DC/DC converter are analyzed. Aiming at the neutral-point voltage unbalancing problem, a double phase-shift PWM control method is proposed, which transforms the conventional single angle phase-shift PWM to double angle phase-shift PWM, and the neutral-point voltage can be balanced due to the different phase-shift angle. The boundary of the neutral-point balancing ability is investigated, and a double phase-shift PWM complex controller is designed. Experiments are comparatively conducted between the new controller and conventional single phase-shift PWM controller. It is shown that the neutral-point current is the reason of unbalanced neutral-point; the double phase-shift PWM controller can generate the asymmetry pulses to balance neutral-point, and this ability gets more powerful with heavier loading with better dynamic property.

Keywords: three-level H bridge; double phase-shifted PWM; neutral-point voltage; middle-frequency middle-voltage high-capacity

收稿日期: 2012-11-11。 作者简介: 谢桢(1985—), 男, 博士生; 付立军(通信作者), 男, 教授, 博士生导师。 基金项目: 国家重点基础研究发展计划资助项目(2012CB215103); 国家自然科学基金创新研究群体基金资助项目(50721063); 国家自然科学基金资助项目(51077130, 50737004)。

网络出版时间: 2013-02-25

网络出版地址: <http://www.cnki.net/kcms/detail/61.1069.T.20130225.1723.005.html>

由于多电平拓扑具有两电平拓扑所不具备的解决开关管功率和耐压约束的能力,故可用于实现高压大功率电能变换装置,目前已广泛运用于高压直流输电、中高压大功率交流传动等领域^[1-3]。文献[4]首次提出三电平变换器,该变换器属于一种中点箝位型(NPC)三电平拓扑。文献[5]将软开关引入到三电平直流变换拓扑中,提出了零电压开关三电平直流变换器。近年来,出现了各种新型的三电平直流变换器,文献[6]分析了半桥三电平和全桥三电平 BUCK 直流变换器的演化过程,并系统总结了 6 种非隔离型和 5 种隔离型三电平直流变换器拓扑。目前,三电平直流变换器的研究热点集中在高频链技术和软开关技术^[7-9],但研究多局限于小功率应用场合。本文提出将三电平直流变换器应用到中压大容量场合,可以实现中压直流电网至低压直流电网的直接能量传送,尤其适用于大型独立电力系统中的电能变换场合。变换器采用 PWM 移相控制^[10],以提高系统工作频率,减小变压器体积、质量。

类似三电平 NPC 逆变器,三电平 H 桥直流变换器也存在中点电位波动的问题,即变换器运行时,负载电流流过中点,使两个电容电压分压不均,从而造成中点电位产生波动^[11-12]。这是制约三电平直流变换器应用的一个不利因素。平衡中点电位可以从两个途径来实现:一是改变主电路,采用独立直流电源或加大电容值,这将显著增加设备成本;二是改进控制算法,实现对中点电位的控制,具有经济可行性和易实现性^[13-14]。

针对中点电位波动问题,本文在详细分析双移相 PWM 平衡中点电位能力的基础上,设计了平衡中点电位的双移相 PWM 复合控制器,并通过仿真和实验验证了该控制策略的可行性和有效性。

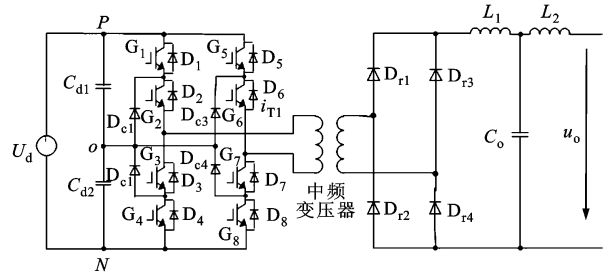
1 三电平 H 桥直流变换器

三电平 H 桥直流变换器的主电路结构如图 1 所示。H 桥输出通过中频变压器降压后,由不控整流桥整流并经 LCL 滤波器滤波输出到下级电网。

2 三电平 H 桥的移相 PWM 方式及静态工作点设计

中点箝位三电平 H 桥的输出电压 u_{T1} 的波形如图 2 所示。 γ 、 α 和 θ 记为占空比的形式 $d_\gamma = \gamma/2\pi$, $d_\alpha = \alpha/2\pi$ 和 $d_\theta = \theta/2\pi$ 。

变换器在实际工作过程中要求 H 桥输出电压总谐波系数 h_{THD} 较小,即变压器原边电压 u_{T1} 的基



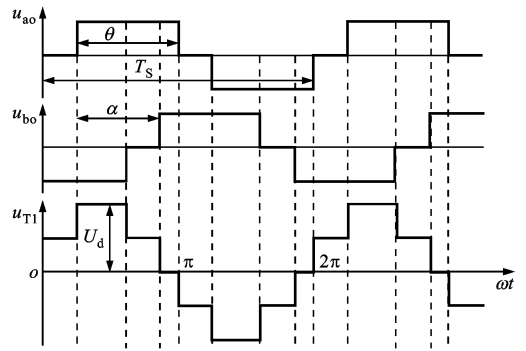
U_d 为输入直流电压; P 点为直流源正极; N 点为直流源负极; O 点为中点; U_0 为输出直流电压; 前端 C_{d1} 和 C_{d2} 为直流分压电容, 容值相等, 其后为二极管箝位三电平 H 桥结构;

$G_1 \sim G_8$ 为 IGBT; $D_1 \sim D_8$ 为反并联二极管; $D_{c1} \sim D_{c4}$

为箝位二极管; $D_{r1} \sim D_{r4}$ 为整流二极管;

L_1 和 L_2 为滤波电感; C_0 为滤波电容

图 1 三电平 H 桥直流变换器的主电路拓扑



u_{a0} 为基准桥臂电压; u_{b0} 为滞后桥臂电压;

α 为移相角; θ 为导通角; T_s 为开关周期

图 2 三电平 H 桥移相 PWM 下的输出电压波形

波幅值较大,这样有利于将能量通过脉冲变压器传送到后端不控整流桥。设电压总谐波系数为

$$h_{\text{THD}} = \frac{1}{U_{1\text{rms}}} \left(\sum_{n=2}^{\infty} U_{n\text{rms}}^2 \right)^{1/2} \quad (1)$$

则计算可得到 h_{THD} 与 θ 、 α 的关系为

$$h_{\text{THD}} = \begin{cases} \left(\frac{\pi\alpha}{16\sin^2 0.5\theta\sin^2 0.5\alpha} - 1 \right)^{1/2}, & 0 < \alpha \leq \gamma \\ \left(\frac{\pi(2\alpha - \pi + \theta)}{16\sin^2 0.5\theta\sin^2 0.5\alpha} - 1 \right)^{1/2}, & \gamma < \alpha \leq \theta \\ \left(\frac{\pi(\alpha - \pi + 2\theta)}{16\sin^2 0.5\theta\sin^2 0.5\alpha} - 1 \right)^{1/2}, & \theta < \alpha \leq \pi \end{cases} \quad (2)$$

h_{THD} 是 θ 和 α 的二元非线性函数,如图 3 所示。从图中看出 h_{THD} 有两个极小值,可采用偏导求极值法求得:极值点一为 $\theta = 2.6357 \text{ rad}$, $\alpha = 2.1874 \text{ rad}$;极值点二为 $\theta = 2.1874 \text{ rad}$, $\alpha = 2.6357 \text{ rad}$ 。考虑到以调节 α 来调节输出电压控制,为了保证输出电压

幅值在较宽范围内调整,在极值相等的情况下,优先选择 α 较小的极值点一作为静态工作点,其占空比的形式为 $d_\theta=0.42, d_\alpha=0.348$ 。

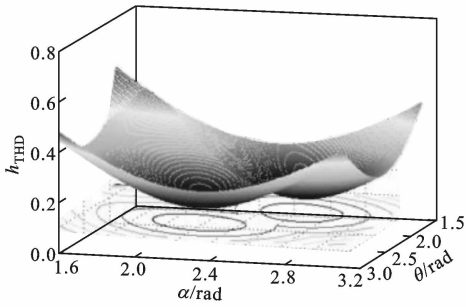
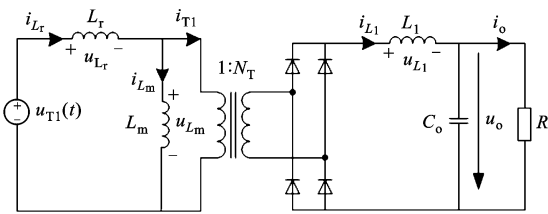


图 3 h_{THD} 随导通角、移相角变化的极值点

3 工作模态分析与中点电流计算

变换器模态分析前假设:系统在静态工作点附近稳定运行,即系统工作在 CCM 模式;功率管等效为理想开关;忽略 L_2 对系统高频特性的影响。基于假设,可得变换器的简化电路模型如图 4 所示。系统的一个开关周期可以分为 10 个工作模态, i_{L_1} 、 i_{L_r} 和 u_{T1} 的波形如图 5 所示,其中 i_{L_1} 的初值分别为 I_1 、 I_2 、 I_3 、 I_4 、 I_5 , 副边电压丢失占空比为 d_r 。当输入电压从 0 开始翻转时,由于存在漏感, i_{L_r} 不能突变,所以 i_{L_r} 存在一个反向过程,直至重新建立起变压器的磁场。这段时间变压器原边的能量没有传递到副边,导致副边电压的有效值减小,所以 $d_r T_s$ 称为占空比丢失时间。



L_r 为变压器原边漏感; L_m 为变压器励磁电感;

N_T 为变压器变比; i_{L_1} 为滤波电感电流;

i_o 为输出电流; i_{L_r} 为变压器原边电流

图 4 变换器简化电路模型

设系统的状态方程为 $\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u}$, 其中状态变量为 $\mathbf{x} = [i_{L_m} \ i_{L_1} \ i_{L_r} \ u_o]^T$, 输入变量 $\mathbf{u} = [u_d]$, 则 10 个工作模态所分别对应的模型等效电路如图 6 所示。

如图 6a 所示为时间段 $[t, t + d_r T_s]$ 的模型等效电路,此模态下描述系统的状态矩阵和输入矩阵为

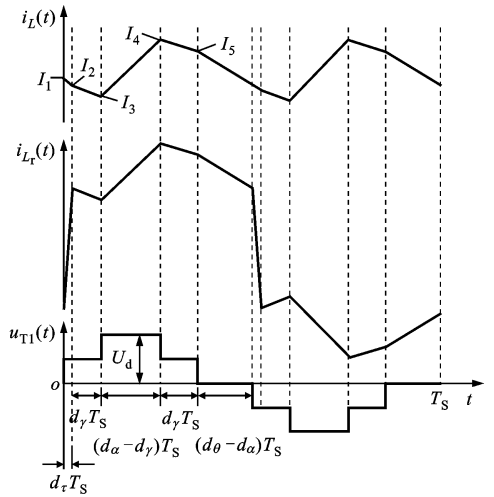


图 5 CCM 模式下的一个开关周期内主要电量波形

$$\mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1/L_1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1/C_o & 0 & -1/RC_o \end{bmatrix}; \quad \mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1/2L_r \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3)$$

图 6b 所示为 $[t + d_r T_s, t + d T_s]$ 时间段的模型等效电路,此工作模态下状态矩阵和输入矩阵为

$$\mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & L_r N_T / \Delta \\ 0 & 0 & 0 & -(L_m + L_r) / \Delta \\ 0 & 0 & 0 & -L_m N_T / \Delta \\ 0 & 1/C_o & 0 & -1/RC_o \end{bmatrix} \quad (4a)$$

$$\mathbf{B}_2 = \frac{1}{2\Delta} \begin{bmatrix} L_1 \\ L_m N_T \\ L_1 + L_m N_T^2 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4b)$$

其中 $\Delta = L_1 L_r + L_1 L_m + L_m L_r N_T^2$ 。依此类推,可以得到图 6c~图 6j 所示工作模态下的状态矩阵和输入矩阵

$$\mathbf{A}_7 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & -L_r N_T / \Delta \\ 0 & 0 & 0 & -(L_m + L_r) / \Delta \\ 0 & 0 & 0 & L_m N_T / \Delta \\ 0 & 1/C_o & 0 & -1/RC_o \end{bmatrix} \quad (5a)$$

$$\mathbf{B}_7 = \frac{1}{2\Delta} \begin{bmatrix} -L_1 \\ L_m N_T \\ -(L_1 + L_m N_T^2) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5b)$$

$$\mathbf{A}_{10} = \mathbf{A}_9 = \mathbf{A}_8 = \mathbf{A}_7; \quad \mathbf{A}_6 = \mathbf{A}_1;$$

$$\mathbf{B}_6 = -\mathbf{B}_1; \quad 2\mathbf{B}_9 = \mathbf{B}_8 = 2\mathbf{B}_7;$$

$$\mathbf{A}_4 = \mathbf{A}_5 = \mathbf{A}_3 = \mathbf{A}_2;$$

$$2B_4 = B_3 = 2B_2; B_{10} = B_5 = 0 \quad (5c)$$

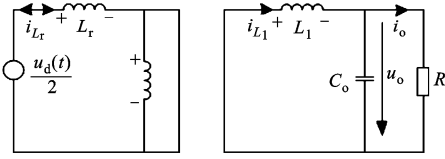
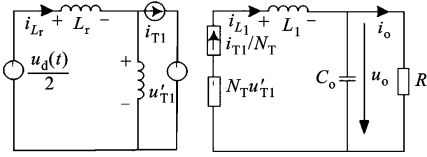
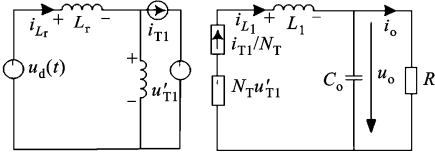
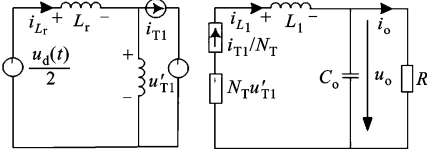
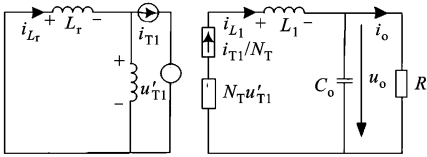
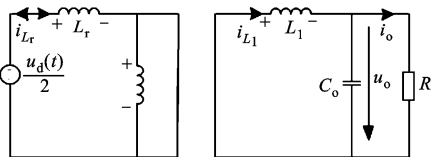
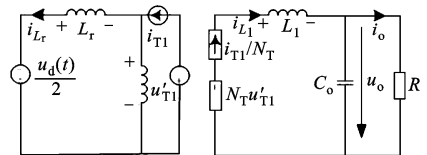
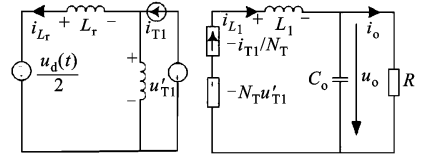
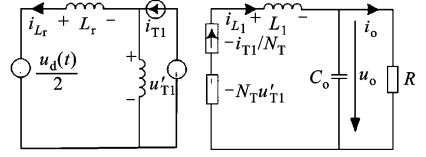
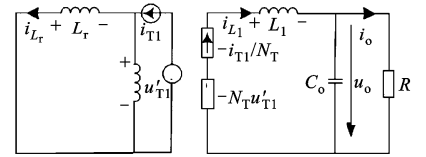
(a) $[t, t + d_r T_s]$ (b) $[t + d_r T_s, t + d_7 T_s]$ (c) $[t + d_7 T_s, t + d_a T_s]$ (d) $[t + d_a T_s, t + (d_a + d_7) T_s]$ (e) $[t + (d_a + d_7) T_s, 0.5 T_s]$ (f) $[t + 0.5 T_s, t + (d_r + 0.5) T_s]$ (g) $[t + (d_r + 0.5) T_s, t + (d_7 + 0.5) T_s]$ (h) $[t + (d_7 + 0.5) T_s, t + (d_a + 0.5) T_s]$ (i) $[t + (d_a + 0.5) T_s, t + (d_a + d_7 + 0.5) T_s]$ (j) $[t + (d_a + d_7 + 0.5) T_s, T_s]$

图6 不同时间段的模型等效电路

前述假设系统在静态工作点稳态运行,因此有输入电压 $u_d = U_d$,输出电压 $u_o = U_o$,将 i_{L_1} 的初值代入状态方程并结合电容电荷平衡原理求解,可得到 d_r 和 i_{L_1} 的初值为

$$d_r = \frac{-b_\tau + (b_\tau^2 - 4a_\tau c_\tau)^{1/2}}{2a_\tau}$$

$$\left. \begin{aligned} a_\tau &= C_3 \\ b_\tau &= -(d_a + d_0)C_2 - (d_7 + d_a)C_3 + C_4/2 \\ c_\tau &= (1 + 2d_0)d_7C_2/2 + (d_a - d_7)C_1/2 - U_o/(T_s R) \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

$$\left. \begin{aligned} I_1 &= (C_4 + C_3)d_r T_s/2 \\ I_2 &= (C_4 - C_3)d_r T_s/2 \\ I_3 &= (C_4 - C_3 - 2C_2)d_r T_s/2 + C_2 d_7 T_s \\ I_4 &= (C_4 - C_3 - 2C_2)d_r T_s/2 + C_2 d_7 T_s + C_1(d_a - d_7)T_s \\ I_5 &= (C_4 - C_3 - 2C_2)d_r T_s/2 + 2C_2 d_7 T_s + C_1(d_a - d_7)T_s \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

其中常量 C_1 、 C_2 、 C_3 和 C_4 分别为

$$\left. \begin{aligned} C_1 &= (U_d L_m N_T / \Delta - U_o (L_m + L_r) / \Delta) \\ C_2 &= (U_d L_m N_T / (2\Delta) - U_o (L_m + L_r) / \Delta) \\ C_3 &= U_o / L_1 \\ C_4 &= U_d / (2N_T L_r) \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

从而得到 i_{L_1} 的解析表达式为

$$i_{L_1}(t) = \begin{cases} I_1 + (-U_o/L_1)t, & 0 \leq t < d_\tau T_s \\ I_2 + (U_d L_m N_T/(2\Delta) - U_o(L_m + L_r)/\Delta)(t - d_\tau T_s), & d_\tau T_s \leq t < d_\gamma T_s \\ I_3 + (U_d L_m N_T/\Delta - U_o(L_m + L_r)/\Delta)(t - d_\gamma T_s), & d_\gamma T_s \leq t < d_a T_s \\ I_4 + (U_d L_m N_T/(2\Delta) - U_o(L_m + L_r)/\Delta)(t - d_a T_s), & d_a T_s \leq t < (d_a + d_\gamma) T_s \\ I_5 + (-U_o(L_m + L_r)/\Delta)(t - (d_a + d_\gamma) T_s), & (d_a + d_\gamma) T_s \leq t < 0.5 T_s \\ I_1 + (-U_o/L_1)(t - 0.5 T_s), & 0.5 T_s \leq t < (0.5 + d_\tau) T_s \\ I_2 + (U_d L_m N_T/(2\Delta) - U_o(L_m + L_r)/\Delta)(t - (0.5 + d_\tau) T_s), & (0.5 + d_\tau) T_s \leq t < (0.5 + d_\gamma) T_s \\ I_3 + (U_d L_m N_T/\Delta - U_o(L_m + L_r)/\Delta)(t - (0.5 + d_\gamma) T_s), & (0.5 + d_\gamma) T_s \leq t < (0.5 + d_a) T_s \\ I_4 + (U_d L_m N_T/(2\Delta) - U_o(L_m + L_r)/\Delta)(t - (0.5 + d_a) T_s), & (0.5 + d_a) T_s \leq t < (0.5 + d_a + d_\gamma) T_s \\ I_5 + (-U_o(L_m + L_r)/\Delta)(t - (0.5 + d_a + d_\gamma) T_s), & (0.5 + d_a + d_\gamma) T_s \leq t < T_s \end{cases} \quad (9)$$

同时考虑到 $L_m \gg L_r$ 以及 $L_m \gg (L_1/N_T)$, 可根据模态分析直接由 i_{L_1} 的表达式得到 i_{L_r} 的表达式为

$$i_{L_r}(t) = \begin{cases} -N_T(I_1 - (U_d/(2N_T L_r))t), & 0 \leq t < d_\tau T_s \\ N_T(I_2 + (U_d L_m N_T/(2\Delta) - U_o(L_m + L_r)/\Delta)(t - d_\tau T_s)), & d_\tau T_s \leq t < d_\gamma T_s \\ N_T(I_3 + (U_d L_m N_T/\Delta - U_o(L_m + L_r)/\Delta)(t - d_\gamma T_s)), & d_\gamma T_s \leq t < d_a T_s \\ N_T(I_4 + (U_d L_m N_T/(2\Delta) - U_o(L_m + L_r)/\Delta)(t - d_a T_s)), & d_a T_s \leq t < (d_a + d_\gamma) T_s \\ N_T(I_5 + (-U_o(L_m + L_r)/\Delta)(t - (d_a + d_\gamma) T_s)), & (d_a + d_\gamma) T_s \leq t < 0.5 T_s \\ N_T(I_1 - (U_d/(2N_T L_r))(t - 0.5 T_s)), & 0.5 T_s \leq t < (0.5 + d_\tau) T_s \\ -N_T(I_2 + (U_d L_m N_T/(2\Delta) - U_o(L_m + L_r)/\Delta)(t - (0.5 + d_\tau) T_s)), & (0.5 + d_\tau) T_s \leq t < (0.5 + d_\gamma) T_s \\ -N_T(I_3 + (U_d L_m N_T/\Delta - U_o(L_m + L_r)/\Delta)(t - (0.5 + d_\gamma) T_s)), & (0.5 + d_\gamma) T_s \leq t < (0.5 + d_a) T_s \\ -N_T(I_4 + (U_d L_m N_T/(2\Delta) - U_o(L_m + L_r)/\Delta)(t - (0.5 + d_a) T_s)), & (0.5 + d_a) T_s \leq t < (0.5 + d_a + d_\gamma) T_s \\ -N_T(-I_5 + (-U_o(L_m + L_r)/\Delta)(t - (0.5 + d_a + d_\gamma) T_s)), & (0.5 + d_a + d_\gamma) T_s \leq t < T_s \end{cases} \quad (10)$$

分析静态工作点的开关动作时序, 可得到变换器的换流时序, 而基于换流分析, 可得中点电流 i_{NP}

$$i_{NP}(t) = \begin{cases} -N_T(I_1 - (U_d/(2N_T L_r))t), & 0 \leq t < d_\tau T_s \\ N_T(I_2 + (U_d L_m N_T/(2\Delta) - U_o(L_m + L_r)/\Delta)(t - d_\tau T_s)), & d_\tau T_s \leq t < d_\gamma T_s \\ 0, & d_\gamma T_s \leq t < d_a T_s \\ -N_T(I_4 + (U_d L_m N_T/(2\Delta) - U_o(L_m + L_r)/\Delta)(t - d_a T_s)), & d_a T_s \leq t < (d_a + d_\gamma) T_s \\ 0, & (d_a + d_\gamma) T_s \leq t < 0.5 T_s \\ N_T(I_1 - (U_d/(2N_T L_r))(t - 0.5 T_s)), & 0.5 T_s \leq t < (0.5 + d_\tau) T_s \\ -N_T(I_2 + (U_d L_m N_T/(2\Delta) - U_o(L_m + L_r)/\Delta)(t - (0.5 + d_\tau) T_s)), & (0.5 + d_\tau) T_s \leq t < (0.5 + d_\gamma) T_s \\ 0, & (0.5 + d_\gamma) T_s \leq t < (0.5 + d_a) T_s \\ N_T(I_4 + (U_d L_m N_T/(2\Delta) - U_o(L_m + L_r)/\Delta)(t - (0.5 + d_a) T_s)), & (0.5 + d_a) T_s \leq t < (0.5 + d_a + d_\gamma) T_s \\ 0, & (0.5 + d_a + d_\gamma) T_s \leq t < T_s \end{cases} \quad (11)$$

从式(11)可以看出, 由于负载电流流过中点, 造成了中点电位的波动, 随着负载程度的增加, 中点电位的波动将加剧。同时, 为了提高控制器的性能, 移相 PWM 的调制频率一般是系统工作频率的数倍至数十倍, 这将导致一个开关周期内各个时间段(例如 $[t + d_\tau T_s, t + d_\gamma T_s]$ 等)发生微小变化, 那么式(11)中分段表达的时间段会略有不同, 从而加剧中点电位的波动。

4 双移相 PWM 平衡中点电位能力

针对中点电位波动的问题, 本文提出一种双移相 PWM 策略, 其基本思路是: 将原来只有单一移相角的移相 PWM 变为具有两个移相角的移相 PWM, 从而造成调制不对称来对中点电位进行调节。

在单移相 PWM 下, 控制脉冲 u_{g5} 、 u_{g6} 、 u_{g7} 、 u_{g8} 相对于 u_{g1} 、 u_{g2} 、 u_{g3} 、 u_{g4} 的移相角占空比均为 d_a 。在双

移相PWM调制下, u_{g5} 和 u_{g7} 的控制脉冲相对于 u_{g1} 和 u_{g3} 的移相占空比为 $d_a - \Delta d_a$, 其中 Δd_a 为移相差值(为了便于分析,假设 Δd_a 大于0), 而 u_{g6} 、 u_{g8} 的控制脉冲相对于 u_{g2} 、 u_{g4} 的移相占空比为 $d_a + \Delta d_a$, 于

$$i_{NP}(t) = \begin{cases} -N_T(I_1 - (U_d/(2N_T L_r))t), & 0 \leq t < d_\tau T_s \\ N_T(I_2 + (U_d L_m N_T/(2\Delta) - U_o(L_m + L_r)/\Delta)(t - d_\tau T_s)), & d_\tau T_s \leq t < d_\gamma T_s \\ 0, & d_\gamma T_s \leq t < (d_a + \Delta d_a)T_s \\ -N_T(I'_4 + (U_d L_m N_T/(2\Delta) - U_o(L_m + L_r)/\Delta)(t - (d_a + \Delta d_a)T_s)), & (d_a + \Delta d_a)T_s \leq t < (d_a + d_\gamma - \Delta d_a)T_s \\ 0, & (d_a + d_\gamma - \Delta d_a)T_s \leq t < 0.5T_s \\ N_T(I_1 - (U_d/(2N_T L_r))(t - 0.5T_s)), & 0.5T_s \leq t < (0.5 + d_\tau)T_s \\ -N_T(I_2 + (U_d L_m N_T/(2\Delta) - U_o(L_m + L_r)/\Delta)(t - (0.5 + d_\tau)T_s)), & (0.5 + d_\tau)T_s \leq t < (0.5 + d_\gamma)T_s \\ 0, & (0.5 + d_\gamma)T_s \leq t < (0.5 + d_a + \Delta d_a)T_s \\ N_T(I'_4 + (U_d L_m N_T/(2\Delta) - U_o(L_m + L_r)/\Delta)(t - (0.5 + d_a + \Delta d_a)T_s)), & (0.5 + d_a + \Delta d_a)T_s \leq t < (0.5 + d_a + d_\gamma - \Delta d_a)T_s \\ 0, & (0.5 + d_a + d_\gamma - \Delta d_a)T_s \leq t < T_s \end{cases} \quad (12)$$

其中电流初值 I'_4 、 I''_4 分别为

$$\left. \begin{aligned} I'_4 &= (C_4 - C_3 - 2C_2)d_\tau T_s/2 + C_2 d_\gamma T_s + \\ &\quad C_1(d_a - d_\gamma + \Delta d_a)T_s \\ I''_4 &= (C_4 - C_3 - 2C_2)d_\tau T_s/2 + 2C_2 d_\gamma T_s + \\ &\quad C_1(d_a - d_\gamma - \Delta d_a)T_s \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

从式(13)可以看出,在一个周期内流入、流出中点的电荷不再平衡,经计算可得到一个开关周期流出中点的总电荷为

$$Q_o = 2\Delta d_a T_s^2 ((C_4 - C_3 - 2C_2)d_\tau + C_1(d_a - 2d_\gamma) + 4C_2 d_\gamma) \quad (14)$$

由式(14)可以看出,系统处于稳定工作点且负载程度一定时, Q_o 是移相差值 Δd_a 的线性函数,随着 Δd_a 的增大,流出中点的电荷越多,这符合线性反馈设计的要求。为了不影响正常的工作点, Δd_a 的取值范围为 $(0, d_\gamma/2]$ 。

5 仿真验证

基于 MATLAB/SIMULINK 进行仿真研究,以验证前述分析计算。电路参数设为: $U_d = 4$ kV, $U_o = 710$ V, $T_s = 0.001$ s, $L_1 = 250$ μ H, $C_o = 5$ mF, $L_2 = 50$ μ H, $L_m = 127.3$ mH, $L_r = 51$ μ H, $N_T = 0.263$, $d_\theta = 0.42$, $d_a = 0.348$, $R = 0.672$ Ω 。

将电路参数代入式(9)~式(11),对比 i_{L_1} 、 i_{L_r} 和 i_{NP} 的解析计算结果和仿真波形如图8所示,仿真结果验证了电流解析计算。

将电路参数带入式(14),可以得到 Q_o 随 Δd_a 和负载 R 的变化趋势如图9所示。若 R 相同,即相

是双移相PWM情况下PWM脉冲较原来发生了如图7所示的变化。 u_{T1} 的正负半波不再对称, Δt_2 由原来的 $d_\gamma T_s$ 减小至 $(d_\gamma - 2\Delta d_a)T_s$, Δt_6 由原来的 $d_\gamma T_s$ 增加至 $(d_\gamma + 2\Delta d_a)T_s$, 对应 i_{NP} 的表达式变为

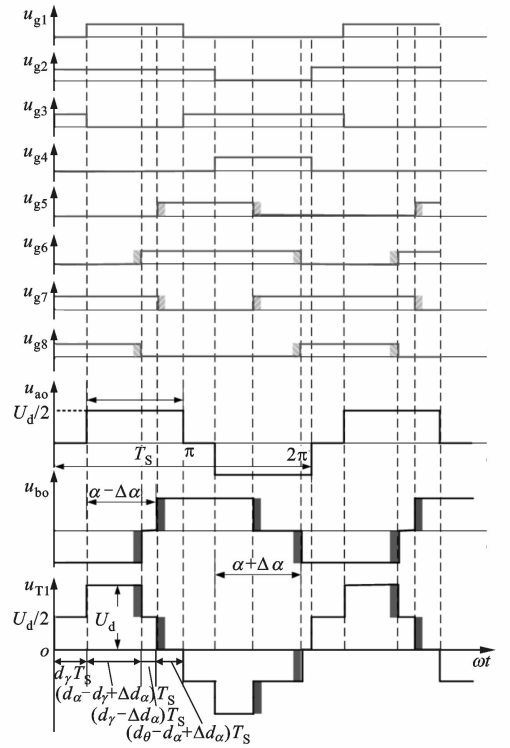
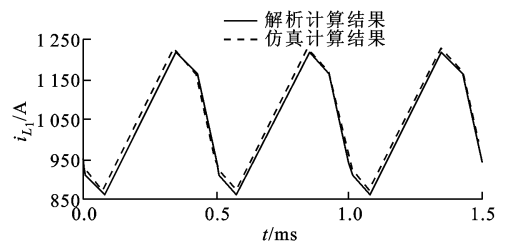
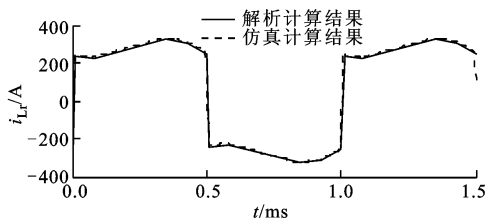


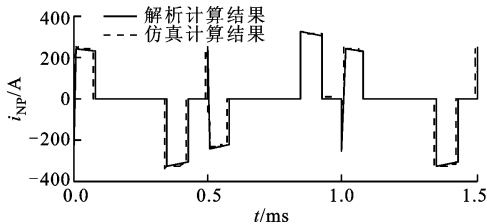
图7 双移相PWM下的输出电压波形



(a)滤波电感电流 i_{L_1}



(b)变压器原边电流 i_{L_r}



(c)中点电流 i_{NP}

图 8 电流解析计算的仿真验证

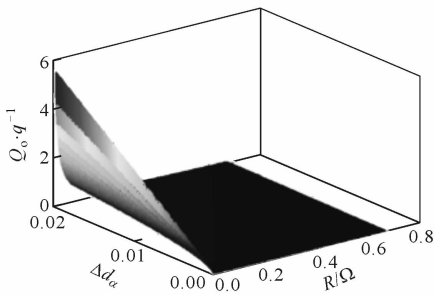


图 9 Q_o 随负载程度 R 、 Δd_a 变化的关系

同负载电流条件下,随 Δd_a 的增加, Q_o 呈线性增加趋势。由此验证了上述利用调节 Δd_a 可以调节中点电位的分析,且负载电流越大, Δd_a 的调节能力越强。

6 平衡中点电位的双移相 PWM 复合控制策略

根据上述双移相 PWM 原理和变换器的工作原理,可以设计双移相 PWM 复合控制器如图 10 所示。控制器以双闭环 PI 控制为基础,输入电压参考指令为 U_{oref} 。考虑到变换器可能需要并联运行,采用输出阻抗法均分负载,设调差系数为 K_1 。 i_o 经过下垂特性调整后,与 U_{oref} 相减得到最终电压指令值,再与输出电压 u_o 比较,送入电压自适应 PI 控制器运算,得到电感电流指令值 I_{Lref} 。 I_{Lref} 与 i_{L1} 比较后送入电流自适应 PI 控制器运算,运算结果 d_a 送入双移相 PWM 生成器。其中自适应 PI 控制器的参数是根据 CCM/DCM 模式检测来实时调整的。双移相 PWM 生成器的另一路信号 Δd_a 由中点电位 u_{ON} 与参考电位的差值经过 PI 运算后得到。限流控制器的主要功能是利用输出电流滞环控制实现短路限流,限流控制器输出信号也送入双移相 PWM 生成器,用于及时地封锁 PWM 脉冲。最后,双移相 PWM 生成器通过运算得到脉冲控制信号。

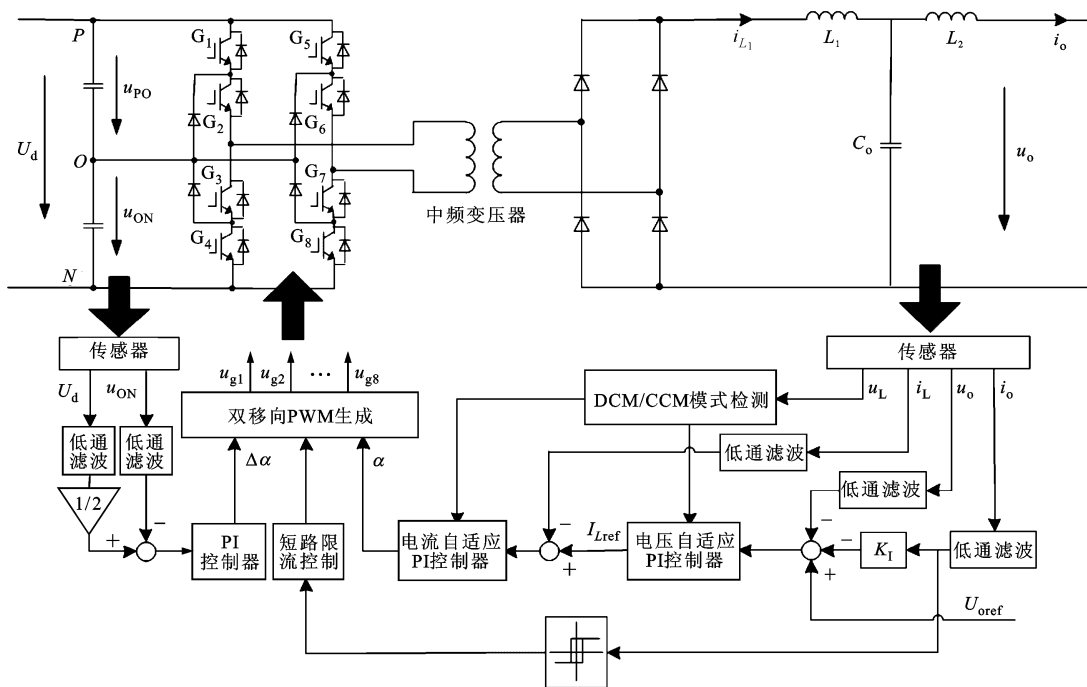


图 10 平衡中点电位的双移相 PWM 复合控制器框图

7 控制策略的实验验证

为了验证双移相 PWM 复合控制策略的有效性,搭建变换器实验平台进行实验研究。具体的电量参数 $U_d=300\text{ V}$, $U_o=53\text{ V}$, $T_s=1\text{ ms}$, $L_1=250\text{ }\mu\text{H}$, $C_o=5\text{ mF}$, $L_2=50\text{ }\mu\text{H}$, $L_m=0.184\text{ H}$, $L_r=85\text{ }\mu\text{H}$, $N_T=0.25$, $R=3.07\text{ }\Omega$ 。

图 11 和图 12 所示分别为单移相 PWM 控制和平衡中点电位的双移相 PWM 复合控制实验波形。对比图 11 和图 12 可以看出,中点电流的存在造成

了中点电位波动,同时移相 PWM 的调制频率高于系统工作频率,导致了单开关周期电容电荷不平衡,加剧了偏移。采用传统的单移相 PWM 控制无法实现中点电位平衡,采用本文提出的控制方法,中点电位的偏移得到补偿,控制效果明显,而且启动过程表明 PI 调节的动态性能没有受到影响。由于 LCL 滤波器的截止频率较低,变压器输出谐波频率均在开关频率以上,所以双移相 PWM 对输出电压谐波的影响很小。实验结果验证了双移相 PWM 复合控制策略的控制性能。

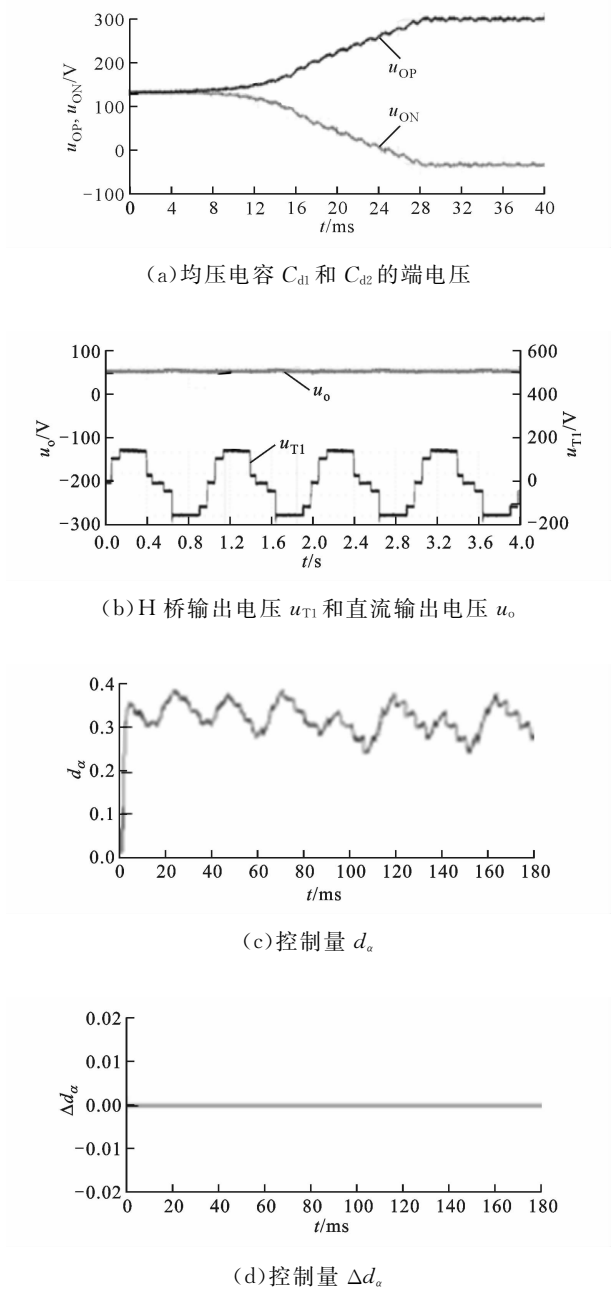


图 11 单移相 PWM 控制的实验波形

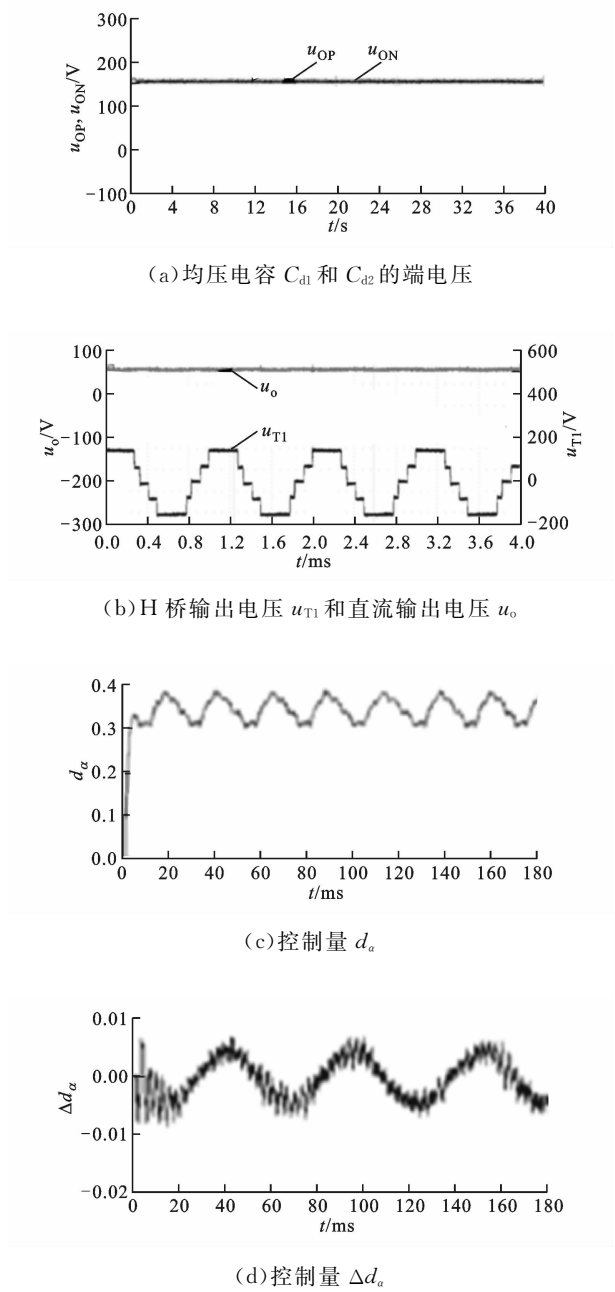


图 12 平衡中点电位的双移相 PWM 控制实验波形

8 结 论

本文分析了一种中频中压大容量三电平 H 桥直流变换器的电路拓扑和工作原理。针对中点电位波动问题,在求解中点电流和深入分析移相 PWM 原理的基础上,提出了一种双移相 PWM 复合控制策略。通过仿真和实验分析,得到以下结论:负载电流流过中点是造成中点电位波动的原因;双移相 PWM 能够产生不对称 PWM 控制脉冲来实现中点电位的调节,且随着负载程度的增加调节能力逐渐增强;基于双移相 PWM 的复合控制策略能够较好地实现平衡中点电位控制,且具有较好的动态性能。

参考文献:

- [1] BOSE B K. Modern power electronic and AC drives [M]. Upper Saddle River, NJ, USA: Prentice Hall PTK, 2002: 178-186.
- [2] BERNET S. Recent developments of high power converters for industry and traction application [J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2000, 15 (6): 1102-1117.
- [3] 李永东, 高跃, 候轩. 大容量多电平变换器 PWM 控制技术现状及进展 [J]. 电力电子技术, 2005, 39(5): 2-6.
LI Yongdong, GAO Yue, HOU Xuan. Development of PWM control technology in multi-level converter [J]. Power Electronics, 2005, 39(5): 2-6.
- [4] NABEA A, TAKAHASHI I, AKAG H I. A new neutral-point clamped PWM inverter [J]. IEEE Trans Ind Applicat, 1981, 17 (5): 518-523.
- [5] PINHEIRO J R, BARBI I. The three-level ZVS PWM converter-a new concept in high-voltage DC-DC conversion [C]// Proceedings of the 1992 International Conference on Industrial Electronics, Control, Instrumentation, and Automation. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 1992: 173-178.
- [6] RUAN Xinbo, LI Bin, CHEN Qianhong. Three-level converters a new approach for high voltage and high power DC-DC conversion [C]// 2002 IEEE 33rd Annual on Power Electronics Specialists Conference. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2002: 663-668.
- [7] SUGIMURA H, FATHY K, MUN S P, et al. Three-level phase shifted soft transition PWM DC-DC power converter with high frequency link for arc welders and

its extended version [C]// IEEE International Power Electronics and Motion Control Conference. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2009: 1288-1294.

- [8] SUGIMURA H, OMORI H, KWO N S K, et al. Comparative considerations of soft switching PWM three-level HB DC-DC converters with high frequency link [C]// IEEE International Power Electronics and Motion Control Conference. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2011: 2336-2343.
- [9] BHAT A, JALA S. A comparison of fixed-frequency soft-switching phase-shifted PWM converter [C]// IEEE GCC Conference and Exhibition. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2011: 377-380.
- [10] TSENG K H, CHEN C L. Design and hardware implementation for a fullbridge phase-shift PWM DC/DC converter system with FPGA-based PI gain-scheduling control [C]// IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2011: 1578-1582.
- [11] CELANOVIC N, BOROYEVICH D. A comprehensive study of neutral-point voltage balancing problem in three-level neutral-point-clamped voltage source PWM inverters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2000, 15: 242-248.
- [12] 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.
- [13] TALLAM R M, NAIK R, NONDAH T A. A carrier-based PWM scheme for neutral-point voltage balancing in three-level inverters [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2005, 41(6): 1734-1743.
- [14] 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.

(编辑 杜秀杰)