

DOI: 10.13382/j.jemi.B1902260

零序电压注入法控制三电平 NPC 中点电位平衡*

黄海宏 陈志强 王海欣

(合肥工业大学 电气与自动化工程学院 合肥 230009)

摘要:学术界有两种解决中点电位波动问题的思路,基于空间矢量调制(SVPWM)控制的小矢量调节和基于载波调制(SPWM)控制的零序电压注入。采用的中点电位平衡控制方法是带校正控制的改进型的零序电压注入法,相较于传统的零序电压注入法,不仅兼顾了传统鞍形调制波的优势,还解决了此种调制波存在的过调制问题,并研究了实用的校验与修正零序电压计算方法,使得中点电位波动限制在5 V以内,网侧电流THD也相应的降低了1%。最后通过MATLAB/Simulink软件仿真和实验验证了所述控制方法的正确性和可行性。

关键词:二极管钳位;三电平变流器;中点电位平衡;零序电压注入

中图分类号: TM461; TN35 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 470.4031

Zero sequence voltage injection to control neutral potential balance of three-level NPC

Huang Haihong Chen Zhiqiang Wang Haixin

(School of Electrical Engineering and Automation, Hefei University of Technology, Hefei 230009, China)

Abstract: There are two ways to solve the problem of midpoint potential fluctuation in the academic world: One is small vector adjustment based on SVPWM control; the second is zero-sequence voltage injection based on SPWM control. The midpoint potential balance control method used in this paper was an improved zero-sequence voltage injection method with correction control. Compared with the traditional zero-sequence voltage injection method, it took into account the advantages of traditional saddle-shaped modulated waves, and improved the over-modulation problem, and studied the practical zero-sequence voltage calculation method, which finally effectively suppresses the fluctuation of the midpoint potential, and the practical calculation method of checking and correcting zero sequence voltage is studied, the fluctuation of medium voltage point is successfully limited to 5 V, and the THD of grid side current is correspondingly reduced by 1%. Finally, the correctness and feasibility of the control method are verified by MATLAB/Simulink software simulation and experiment.

Keywords: diode clamped; three-level converter; neutral potential balance; zero sequence voltage injection

0 引言

相对于两电平来说,三电平变流器承压小、开关损耗低、等效开关频率高和输出波形好等优点,故而在中高压大功率领域被广泛应用^[1-2]。但是文献[1-2]的中点电位波动问题依然十分突出,中点电位的波动影响甚至损坏功率器件,为此,解决中点电位平衡问题显得尤为必要。

近年来,NPC变流器中点电位平衡问题引起了国内

外学者的广泛关注,并提出了一些控制策略。文献[3-6]提出的是传统的基于载波调制的控制策略,这些控制方法简便易于实现,但是控制效果有待提高。文献[7-11]提出了基于空间矢量调制(SVPWM)的中点电压平衡控制策略,但是这些方法控制复杂,计算量大,不便于控制。文献[12-15]提出了虚拟SVPWM方法,这种方法在稳定状态时可以得到中点电压平衡状态,但是这种方法的矢量划分非常复杂,同时也增加了变换器的输出谐波含量和开关损耗。

收稿日期:2019-05-30 Received Date: 2019-05-30

* 基金项目:国家自然科学基金(51177037)资助项目

为了解决 NPC 变流器中点电压平衡问题,本文采用一种基于传统载波调制 (SPWM) 控制策略的中点电位平衡控制方法,首先将零序电压注入到电流环输出得到的调制波中得到新的调制波,新的调制波与载波比较之后得到相应的驱动波,驱动相对应的开关管通断进而控制每相桥臂对应的零电平的时间,从而控制了中点电流的大小。该方法没有复杂的分区和繁琐的计算,相较于空间矢量调制,易于实现。

1 中点电位波动分析

二极管钳位三电平变流器拓扑如图 1 所示,每相桥臂有 4 个功率管和 2 个钳位二极管,分别是 $V_1、V_2、V_3、V_4$ 和 $D_1、D_2$ 。三电平变流器的每相桥臂输出相对中点电位有 3 种状态,即正电平、负电平和零电平。

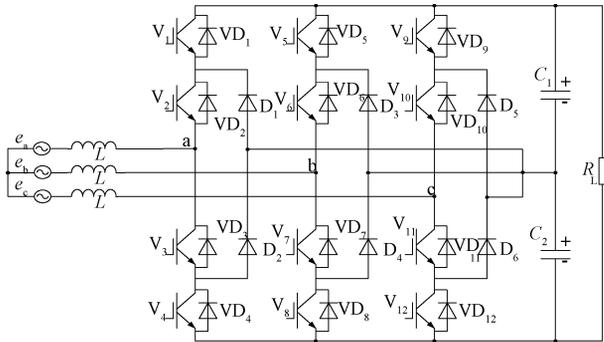


图 1 NPC 型三电平变流器拓扑

Fig. 1 Topology of NPC type three-level converter

假设以 A 相桥臂为例,图 2 所示为中点电流以及直流侧上、下电容电流的参考方向。当中线电流流经开关管和钳位二极管所构成的钳位电路时,A 相的输出将是零电平,根据基尔霍夫电流定律 (KCL) 由于电容的充放电引起了中点电位的波动。

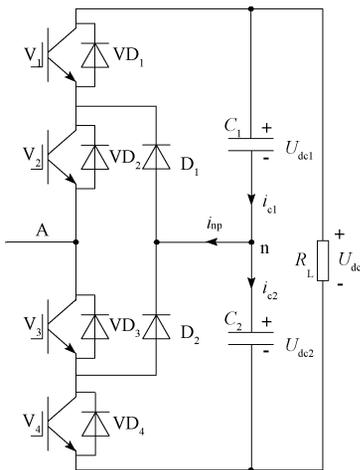


图 2 上下母线电容电流和中点电流示意图

Fig. 2 Diagram of neutral point current

$$\begin{cases} i_{c1} = C \frac{\Delta u}{\Delta t} \\ i_{c2} = -C \frac{\Delta u}{\Delta t} \end{cases} \quad (1)$$

由图 2 和式 (1) 可知,中点电流 i_{np} 和上、下电容电压波动值 Δu 的关系如式 (2),即中点电位的波动程度将受中点电流 i_{np} 的大小以及直流侧上、下电容值影响。

$$\begin{cases} i_{c1} = -i_{c2} = \frac{i_{np}}{2} \Rightarrow i_{np} = C \frac{2\Delta u}{\Delta t} = C \frac{u_{dc1} - u_{dc2}}{\Delta t} \\ 2\Delta u = u_{dc1} - u_{dc2} \end{cases} \quad (2)$$

因为电容值是固定的,故而将电容值看作常量代入式 (2),那么电容电压的波动值 Δu 是与中点电流 i_{np} 的大小成正比关系的。由此可知,中点电位的波动将直接取决于中点电流的变化。抑制中点电位的波动从本质上来说就是降低中点电流的大小。不仅如此,由于生产工艺以及外界的干扰导致开关管特性和电容特性存在差异,也会使中点电位发生波动。此时假如不采取有效的控制方法,中点电位的波动会愈加严重,会影响系统稳定性甚至于损坏功率管等元器件。

2 中点电位平衡控制分析

2.1 中点电位控制的数学模型

三相对称调制电压表示如下:

$$\begin{cases} u_{ra1} = u_m \cos \omega t \\ u_{rb1} = u_m \cos \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \\ u_{rc1} = u_m \cos \left(\omega t + \frac{2\pi}{3} \right) \end{cases} \quad (3)$$

式中: ω 为基波角频率; u_m 为相电压幅值。

以三相三线制对称系统为例,系统输出电压即指令值不会因为调制波的改变而产生变化,令零序电压 u_0 注入后的三相调制电压表示为:

$$\begin{cases} u_{ra} = u_{ra1} + u_0 \\ u_{rb} = u_{rb1} + u_0 \\ u_{rc} = u_{rc1} + u_0 \end{cases} \quad (4)$$

因为是三相对称系统,正弦形式的三相电流可以表示为:

$$\begin{cases} i_a = I_m \cos(\omega t - \varphi) \\ i_b = I_m \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \varphi\right) \\ i_c = I_m \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3} - \varphi\right) \end{cases} \quad (5)$$

式中: φ 为功率因数角; I_m 为电流幅值。

三电平变流器的每相桥臂输出如图 2 的 A 较中点 n

有 3 种输出状态:

$$S_x = \{-1, 0, 1\} \quad x = a, b, c \quad (6)$$

对于三相桥臂中的任何一相桥臂,当 $S_x = 0$ ($x = a, b, c$) 时,也就是说此时当这相输出零电平时,则输出电流会从中点 n 流经钳位二极管和功率管流向网侧。由此可知,中点电流 i_{np} 的值可以用下式来表示:

$$i_{np} = (1 - |S_a|) \cdot i_a + (1 - |S_b|) \cdot i_b + (1 - |S_c|) \cdot i_c \quad (7)$$

因为系统是三相对称的,而三相对称电流的和恒为零,即 $i_a + i_b + i_c = 0$ 恒成立。整理后中点电流 i_{np} 瞬时值表示如下:

$$i_{np} = -|S_a| \cdot i_a - |S_b| \cdot i_b - |S_c| \cdot i_c \quad (8)$$

对于 PWM 控制来说,本质上开关状态 S_x 的输出与三相调制电压是等效的。

$$u_0 = -\frac{sgn(u_{ra}) \cdot u_{ra1} \cdot i_a + sgn(u_{rb}) \cdot u_{rb1} \cdot i_b + sgn(u_{rc}) \cdot u_{rc1} \cdot i_c}{sgn(u_{ra}) \cdot i_a + sgn(u_{rb}) \cdot i_b + sgn(u_{rc}) \cdot i_c} \quad (12)$$

由式(12)可知,零序电压 u_0 受 3 个变量的影响电流、调制电压以及调制电压的正负符号。根据这 3 个变量即可算出需要零序注入电压,其实零序注入电压表达式就是本文控制策略的数学控制模型。

2.2 中点电位可控区域

零序注入电压 u_0 是令中点电流为 0 计算得到的,但其中存在加入零序电压后系统可能发生过调制的问题。为了解决过调制问题,必须对零序注入电压 u_0 进行限定:

$$|u_{rx}| = |u_{rx1} + u_0| \leq 1 \quad x = a, b, c \quad (13)$$

其中,三相调制电压还可以表示为:

$$\begin{cases} u_{ra} = \frac{3}{4}M \frac{\cos\varphi}{\cos(\omega t - \varphi)} \\ u_{rb} = -\frac{\sqrt{3}}{2}M \frac{\cos\left(2\omega t - \varphi + \frac{\pi}{6}\right) + \frac{1}{2}\sin\varphi}{\cos(\omega t - \varphi)} \\ u_{rc} = -\frac{\sqrt{3}}{2}M \frac{\cos\left(2\omega t - \varphi - \frac{\pi}{6}\right) + \frac{1}{2}\sin\varphi}{\cos(\omega t - \varphi)} \end{cases} \quad (14)$$

其中, $\omega t \in \left[-\frac{\pi}{6} + \varphi_s, \frac{\pi}{6} + \varphi_s\right]$; φ 为功率因数角; M 为调制比; ω 为基波角频率。在功率因数角 φ 确定的情况下,调制比 M 的大小来决定是否满足式(13)的约束条件。联立式(13)和(14),得到了制比 M 的最大取值如图 3 所示。

图 3 阴影即为可控区域,只要零序注入电压 u_0 满足式(13),在此可控区域内,完全可以控制中点电流 $i_{np} = 0$,因此在此区域内可以有效抑制中点电位波动。当中点电流 $i_{np} = 0$ 时,零序注入电压 u_0 无法满足式(13)。此时,应当在满足约束条件前提下选择最大的零序注入电

根据式(8)可知,中点电流 i_{np} 表达式如下:

$$i_{np} = -|u_{ra}| \cdot i_a - |u_{rb}| \cdot i_b - |u_{rc}| \cdot i_c \quad (9)$$

定义符号函数 $sgn(u_{rx})$ 的表达式如下:

$$sgn(u_{rx}) = \begin{cases} 1, & u_{rx} \geq 0 \\ -1, & u_{rx} < 0 \end{cases} \quad (10)$$

将式(4)代入式(9),于是得到中点电流为:

$$i_{np} = -[sgn(u_{ra}) \cdot u_{ra1} \cdot i_a + sgn(u_{rb}) \cdot u_{rb1} \cdot i_b + sgn(u_{rc}) \cdot u_{rc1} \cdot i_c] - u_0 \cdot [sgn(u_{ra}) \cdot i_a + sgn(u_{rb}) \cdot i_b + sgn(u_{rc}) \cdot i_c] \quad (11)$$

分析可知,导致中点电位波动的根本原因是中点电流对直流侧电容的充放电。因此要抑制中点电位波动关键在于能否控制中点电流 i_{np} 。根据式(11)令中点电流 i_{np} 为 0,那么零序注入电压 u_0 为:

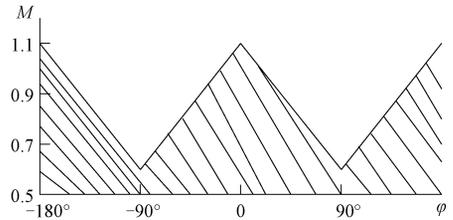


图 3 中点电位可控区域

Fig. 3 Neutral potential controllable region

压 u_0 , 中点电流取得最小值,但无法为 0,中点电位波动在这种情况下能得到一定程度的改善。

2.3 中点电位平衡控制算法校正

当系统稳定时,调制电压和三相电流比较容易得到,此时可以利用式(12)计算得到零序电压注入值。然而实际上,在零序电压注入前后 $sgn(u_{rx})$ 并不一定是相等的,因此需要先判断三相调制电压符号的正负后才能运用式(12)来计算零序注入电压 u_0 值。本文采用了中点电位平衡控制校正算法,由“估计-校验-修正”三部分组成。另外,除了中点电流外,外界的干扰时也会造成中点电位的偏差,加入反馈控制环节可以有效的消除因干扰而带来的偏差。

1) 引入直流母线电压的反馈控制

通过采样电路可以得到直流侧上下电容电压的差值为:

$$\Delta u_{dc} = \Delta u_{dc1} - \Delta u_{dc2} \quad (15)$$

其中,中点电流 i_{np} 和直流母线电压变化 Δu 之间的关系如下:

$$\Delta u_{dc1} = -\Delta u_{dc2} = \frac{1}{C} \frac{i_{np}}{2} T_s \quad (16)$$

式中: C 为直流侧电容值; T_s 为 PWM 载波周期。

由式(15)和(16)可知,当直流侧上下电容有电压差时,即中点电位存在偏差时,为了消除这个偏差,此中点电流 i_{npcon} 应控制为:

$$i_{npcon} = -C \frac{\Delta u_{dc}}{T_s} \quad (17)$$

$$u_{0t} = - \frac{-i_{npcon} - [\text{sgn}(u_{ra1}) \cdot u_{ra1} \cdot i_a + \text{sgn}(u_{rb1}) \cdot u_{rb1} \cdot i_b + \text{sgn}(u_{rc1}) \cdot u_{rc1} \cdot i_c]}{\text{sgn}(u_{ra1}) \cdot i_a + \text{sgn}(u_{rb1}) \cdot i_b + \text{sgn}(u_{rc1}) \cdot i_c} \quad (18)$$

式中: u_{0t} 为假设的零序注入电压初始估计值。

3) 零序电压校验与修正

但是假设的估计值 u_{0t} 是否就是实际的零序注入电压,还需要对其验证方可确定,校验的依据为是否满足以下条件:

$$\begin{cases} \text{sgn}(u_{ra1} + u_{0t}) = \text{sgn}(u_{ra1}) \\ \text{sgn}(u_{rb1} + u_{0t}) = \text{sgn}(u_{rb1}) \\ \text{sgn}(u_{rc1} + u_{0t}) = \text{sgn}(u_{rc1}) \end{cases} \quad (19)$$

将三相对称调制电压的最大值、中间值和最小值分别记为 u_{max} 、 u_{mid} 、 u_{min} ,其瞬时值的符号则记为 $\text{sgn}(u_{max})$ 、 $\text{sgn}(u_{mid})$ 、 $\text{sgn}(u_{min})$,因为零序电压注入前后只会影响 u_{mid} 所对应相的符号,另外两相的符号不会受到影响。因此,只需校验 $\text{sgn}(u_{mid})$ 即可。

判断 $\text{sgn}(u_{mid}) = \text{sgn}(u_{mid} + u_{0t})$ 是否成立,如果是,则假设的零序注入电压的估计值 u_{0t} 是正确的;反之,如果 $\text{sgn}(u_{mid}) = -\text{sgn}(u_{mid} + u_{0t})$,则假设的零序电压估计值 u_{0t} 是错误的。可令 $\text{sgn}(u_{mid}) = -\text{sgn}(u_{mid} + u_{0t})$ 来修正,即找到对应中间相并将零序电压注入后的符号取反,代入式(18)重新计算。此外,零序注入电压 u_0 还要受到可控区域即式(13)限定条件的约束,所以如果 $u_0 + u_{max} > 1$,则 $u_0 = 1 - u_{max}$;如果 $u_0 + u_{min} < -1$,则 $u_0 = -1 - u_{min}$;如果 $u_0 + u_{max} < 1$ 且 $u_0 + u_{min} > -1$,则 u_0 保持不变。

3 仿真结果及分析

图4所示为将网侧电压 u_a 缩小10倍且直流侧上下电容初始电压相同的仿真波形。从图4可以看出,施加控制算法前上、下电容电压相差只有几伏的情况下,中点电位波动并不大;施加控制算法后直流侧上、下电容电压差逐渐减小直至基本重合,中点电位达到了平衡状态。图4说明本文算法在初始电容电压差不大时能够有效抑制中点电位波动。

图5所示为将网侧电压 u_a 缩小10倍且直流侧上下电容初始电压相差很大的仿真波形。由图5可知,施加中点电位平衡控制算法后,直流侧电容电压从严重失衡到被调整到平衡状态在短时间内即可实现。图5说明本文控制方法在中点电位严重失衡的情况下也能有效抑制

2) 零序注入电压估计值

先假设零序电压 u_0 注入前三相调制电压就是实际值,代入式(12)得到零序电压的初始估计值,即:

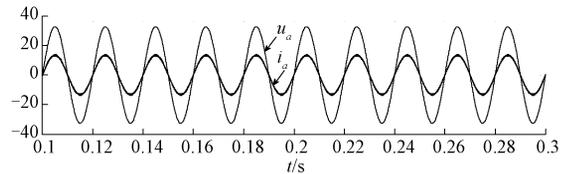


图4 上下电容电压初始值相同仿真波形

Fig. 4 Simulated waveforms with the same initial capacitance

中点电位波动。

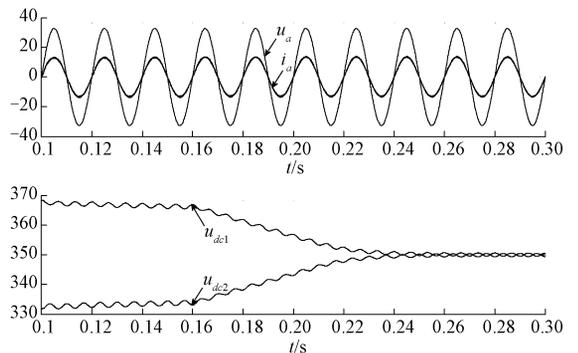


图5 上下电容初始电压相差 50 V 仿真波形

Fig. 5 Capacitor initial voltage difference 50 V

4 实验波形及分析

为了验证带校正的零序注入算法能够有效的解决中点电位波动问题,在三相三线制 NPC 实验样机上进行了实验,具体参数直流侧电容为 2.5 mF, LCL 滤波电路中, $L_1 = 1$ mH, $L_2 = 0.2$ mH, $C = 10$ μ F, 开关频率为 9 kHz。

图6所示为中点电位平衡的实验波形, V_{dep} 是上电容两端电压波形, V_{den} 为下电容两端电压波形。未加入本文中点电位平衡控制算法时的实验波形如图6(a)所示,直流母线电压稳定后,直流侧电容电压的差值达到了十几伏,很有可能影响系统的稳定性。图6(b)为加入本

文控制算法时的实验波形,可以看出,当直流母线电压稳定后,直流侧上、下电容电压的波形逐渐重合,中点电位波动得到了有效的抑制,从而验证了本文算法的可行性和有效性。

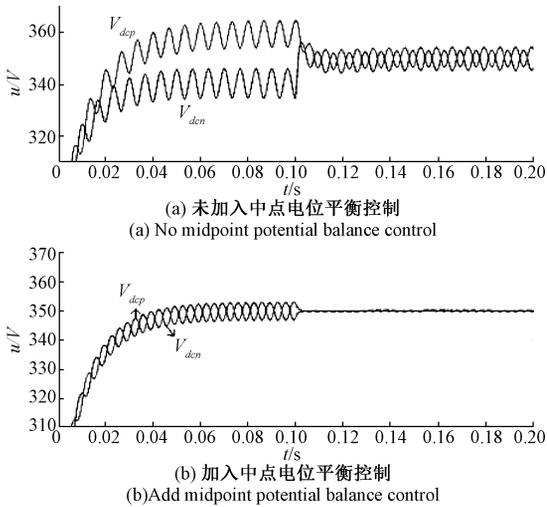


图 6 中点电位平衡控制实验波形

Fig. 6 Neutral point potential balance control

加入中点电位平衡控制算法前后的实验数据结果如表 1 所示,由表 1 测试数据可知,加入控制算法后直流侧上下电容电压差在 5 V 以内明显减小并且 THD 在 2% 以下,而未加入中点电位平衡控制时的直流侧上下电容电压差可达数十伏且网侧电流的 THD 为 2%~3%,可见本文的控制方法对于网侧电流 THD 的降低也有一定的作用。

表 1 加入控制算法前后实验数据

Table 1 Experimental data before and after adding control algorithm

测量内容	未加入零序注入	加入零序注入
直流母线电压/V	700	700
上电容电压/V	358	351
下电容电压/V	342	349
THD/%	2.7	1.8

5 结论

本文深入地分析了二极管钳位型三电平变流器中点电位波动的原因,并通过分析电路拓扑结构中的中点电流流动对系统稳定性带来的影响,分析得到由中点电流引起的这一结论。并且在这一结论的基础上,提出了基于传统零序电压注入的中点电位平衡控制新方法,并且提出了一种用于计算零序电压的实用方法。最后,通过搭建仿真模型并进行实验验证了本文的控制算法是正确且有效的。

参考文献

- [1] 彭丽维,张彼德,孔令瑜.级联 H 桥七电平逆变器故障的 SKSNN-LPP 特征提取方法[J]. 电子测量与仪器学报, 2019,33(2): 110-116.
PENG L W, ZHANG B D, KONG L Y. Sksnn-lpp feature extraction method for cascaded H-bridge seven level inverter fault [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2019, 33 (2): 110-116.
- [2] 王新宇,何英杰,刘进军.注入零序分量 SPWM 调制三电平逆变器直流侧中点电压平衡控制机理[J]. 电工技术学报, 2011, 26(5): 70-77.
WANG X Y, HE Y J, LIU J J. Mechanism of the midpoint voltage balance control of DC-side three-level inverter with zero-sequence component injection [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2011, 26(5): 70-77.
- [3] 谢之光,侯世英,唐治德,等. NPC 三电平逆变器最优化虚拟电压矢量控制[J]. 电力系统自动化, 2017, 41(18): 95-102.
XIE ZH G, HOU SH Y, TANG ZH D, et. al. Optimization of virtual voltage vector control for NPC three-level inverter [J]. Automation of Electric Power System, 2017, 41(18): 95-102.
- [4] 陶洪峰,周超超,杨慧中.三电平逆变器的决策树 SVM 故障诊断[J]. 电子测量与仪器学报, 2017, 31(2): 238-244.
TAO H F, ZHOU CH CH, YANG H ZH. Decision tree SVM fault diagnosis for three-level inverters [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2017, 31(2): 238-244.
- [5] 余运俊,裴石磊,万晓凤,等. NPC 三电平光伏逆变器开路故障诊断[J]. 电子测量与仪器学报, 2018, 32(5): 41-49.
YU Y J, PEI SH L, WAN X F, et al. Open circuit fault diagnosis of NPC three-level photovoltaic inverter [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2018, 32 (5): 41-49.
- [6] WANG X, HUO T, NIAN X, et al. Research on balance of neutral-point potential in three level neutral point clamped inverter[C]. IECON 2017, Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2017
- [7] 刘斌,黄凯伦,伍家驹.一种具有中点电位平衡可降低损耗的三电平空间矢量调制方法[J]. 电工技术学报, 2015, 30(4): 196-202.
LIU B, HUANG K L, WU J J. A three-level space vector modulation method with neutral point potential balance to reduce loss [J]. Transactions of China

- Electrotechnical Society, 2015, 30(4): 196-202.
- [8] XIA C L, GU X, SHI T N, et. al. Neutral-point potential balancing of three-level inverters in direct-driven wind energy conversion system [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2011, 26(1): 18-29.
- [9] 龚博, 程善美, 秦忆. 基于载波的三电平中点电压平衡控制策略 [J]. 电工技术学报, 2013, 28(6): 172-177.
- GONG B, CHENG SH M, QIN Y. Carrier-based three-level midpoint voltage balance control strategy [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(6): 172-177.
- [10] POU J, ZARAGOZA J, CEBALLOS S A carrier-based PWM strategy with zero-sequence voltage injection for a three-level neutral-point-clamped converter. IEEE Transactions on Power Electronics. 2012
- [11] POU J, ZARAGOZA J, CEBALLOS S, et al. A carrier-Based PWM strategy with zero-sequence voltage injection for a three-level neutral-point-clamped converter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(2): 642-651.
- [12] 桂石翁, 吴芳, 万山明, 等. 变虚拟空间矢量的三电平 NPC 变换器中点电位平衡控制策略 [J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(19): 5013-5021.
- GUI SH W, WU F, WAN SH M, et. al. Point potential balance control strategy of three-level NPC converter with variable virtual space vector [J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(19): 5013-5021.
- [13] 申张亮, 郑建勇, 梅军. 基于改进虚拟空间矢量调制方法的中点箝位型三电平逆变器电容电压平衡问题 [J]. 电力自动化设备, 2011, 31(3): 79-84.
- SHEN ZH L, ZHENG J Y, MEI J. Capacitor voltage balance of neutral-point clamped three-level inverters based on improved virtual space vector modulation method [J]. Electric Power Automation Equipment, 2011, 31(3): 79-84.
- [14] 向超群, 陈春阳, 韩丁, 等. 中点电位不平衡度反馈的三电平虚拟空间矢量调制方法 [J]. 电机与控制学报, 2018, 22(3): 50-58.
- XIANG CH Q, CHEN CH Y, HAN D, et. al. Three-level virtual space vector modulation method with neutral point potential unbalance feedback [J]. Journal of Electrical Machinery and Control, 2018, 22(3): 50-58.
- [15] 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): 179-186.
- FAN B, ZHAO W G, LIU G, et. al. Neutral point potential balance closed-loop control of three-level inverter based on optimized virtual vector [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(4): 179-186.

作者简介



黄海宏, 现为合肥工业大学教授, 主要研究方向为电力电子技术和自动控制。

E-mail: hhaihong741@126.com

Huang Haihong now is a professor at Hefei University of Technology. His main research interests include power electronics

and automation.



陈志强, 现为合肥工业大学硕士研究生, 主要研究方向为电力电子与电力传动。

Chen Zhiqiang now is a M. Sc. candidate at Hefei University of Technology.

His main research interests are power electronics and power drives.