

DOI:10.13234/j.issn.2095-2805.2018.2.18

中图分类号:TM46

文献标志码:A

# 风电变流器改进型断续脉宽调制策略

耿毓廷<sup>1</sup>,李珊<sup>2</sup>,李武华<sup>1</sup>,何湘宁<sup>1</sup>,曹丰文<sup>3</sup>

(1.浙江大学电气工程学院,杭州 310027;2.中国船舶重工集团公司第七〇四研究所,上海 200031;  
3.苏州市职业大学电子信息工程学院,苏州 215104)

**摘要:**大功率风力发电变流器中,存在开关损耗和电流总谐波失真 THD(total harmonic distortion)难以均衡的矛盾。如何优化调制方式,以提高系统效率,减小电流谐波,是大功率风电变流系统的核心技术之一。针对风电变流器宽频率、宽电压运行范围的特点,分析直驱风电变流器采用断续脉宽调制策略下的损耗和谐波性能,发现不同工况下主要关注指标不同,轻载时电能质量恶劣、开关损耗低,而重载时开关损耗严重、电能质量好;但是常用调制方式很难兼顾。为解决该问题,提出一种适用于永磁同步机直驱风电变流器的新型断续脉宽调制策略,该调制策略对开关损耗和 THD 的优化特性随变流器工作范围变化,实现不同工况下主要关注指标的优化。最后通过实验平台验证了该方案在重载时减小开关损耗,在轻载时降低电流谐波的有效性。

**关键词:**直流微网;风电变流器;断续脉宽调制

## Improved Discontinuous Pulse Width Modulation Strategy for Wind Power Converters

GENG Yuting<sup>1</sup>, LI Shan<sup>2</sup>, LI Wuhua<sup>1</sup>, HE Xiangning<sup>1</sup>, CAO Fengwen<sup>3</sup>

(1. College of Electrical Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China; 2. No.704 Research Institute, China Shipbuilding Industry Corporation, Shanghai 200031, China; 3. School of Electronics and Information Engineering, Suzhou Vocational University, Suzhou 215104, China)

**Abstract:** For a high-power wind power converter, there is a contradiction between switching loss and the total harmonic distortion(THD) of current. How to optimize its modulation mode and thus improve the system efficiency and reduce the current harmonics is one of the core technologies of high-power wind power converter system. Considering the characteristics of wind power converters' wide operating ranges of frequency and voltage, the loss and harmonic performance of direct-drive wind power converters under discontinuous pulse width modulation(DPWM) strategy is studied. It is found that the main indicators are different under different operating conditions:at light loads,the power quality is poor and the switching losses are small; at heavy loads,the power quality is good and the switching losses are large. However, common modulation methods are difficult to strike a balance between THD and switching losses. To solve this problem, a novel DPWM strategy is proposed for the direct-drive wind power converters of permanent magnet synchronous machines.Under this modulation strategy, the switching losses and optimal characteristics of THD vary with the operating range of the converter, which realizes the optimization of main indicators under different operating conditions. Finally, through an experimental platform, it was verified that the proposed scheme was effective to reduce the switching loss at heavy loads and reduce the current harmonics at light loads.

**Keywords:** DC microgrid; wind power converter; discontinuous pulse width modulation(DPWM)

收稿日期:2017-11-30;修回日期:2018-01-15  
基金项目:国家自然科学基金资助项目(51377112)  
Project Supported by National Natural Science Foundation of China(51377112)

风力发电变流器作为风力发电与微网的接口设备,被广泛用于直流微网和交流微网中,近年来其容量及效率要求不断提升。随着风电场的规模化并网接入,风力发电随机性、间歇性强、惯性较弱、

电能质量差等问题开始逐渐暴露<sup>[1-2]</sup>。因此,如何兼容风电变流器对效率和电能质量的要求,成为目前学术界和工业界的研究热点<sup>[3-6]</sup>。

中点箝位型 NPC 三电平拓扑是常用的风电变流器拓扑,与常规两电平拓扑相比,其不仅可以提高变流器输出功率,还可以降低电流输出总谐波失真 THD(total harmonic distortion)。然而,随着风电变流器输出容量的增加,其开关损耗与电能质量之间的矛盾仍较难平衡,因此如何实现开关损耗与电流 THD 的优化,成为大功率风电变流系统的核心技术之一。一般而言,开关损耗减小可以通过减少单次开关损耗和减小开关次数实现。文献[11]将中点箝位型三电平拓扑的开关管更换为 SiC 器件,进而有效减小器件的单次开关损耗。然而上述方案将极大提高变流器的成本,限制了其在实际工程中的应用。另一方面,为减少开关次数,中压大功率变流器亦可设计在低开关频率下工作。显然低开关频率给变流器输出电流 THD 和滤波器设计带来巨大的挑战。

针对上述问题,文献[3-5,7-9,12-17]进行了大量调制方式研究。其中,连续脉冲宽度调制 CPWM(continuous pulse width modulation)方式,开关管在半基波周期中以载波频率动作,在电流较大时存在开关损耗大的缺点;断续脉冲宽度调制 DPWM(discontinuous pulse width modulation)方式使开关管在每基波周期存在 1/3 周期被箝位,从而减小 1/3 的开关动作次数。因此 DPWM 方式在 1.5 倍载波频率下能够实现和 CPWM 相同的开关次数。文献[4,7]对比 CPWM 和 DPWM 在不同调制度下的谐波质量;文献[4-5]研究不同 DPWM 调制方式下的输出共模电压。然而,对不同 DPWM 调制方式进行开关损耗和电流谐波等性能比较以及通用描述<sup>[10,15,17]</sup>,如何选择适合宽工作范围的调制方式,如何在开关损耗和 THD 指标中取舍却鲜有文献提及。

由于风能的随机性,风机变流器工作在较宽调制比范围。在不同的工况下有不同的主导因素,现有的单一调制方式难以在宽工作范围下性能最优。本文首先分析 DPWM 和 CPWM 电流 THD 以及开

关损耗性能差异;在此基础上根据风电变流器工作特点,提出一种适用于永磁同步机直驱的风力发电整流系统的新型 DPWM 调制方法。在调制比较高场合实现开关损耗降低,在调制比较低时降低电流 THD。最后,以 1 台 2.5 kW 风电变流器平台样机验证了新型调制方法的可行性。

## 1 DPWM 调制方式优化

对于永磁同步机直接驱动的变流器系统,常使用风力发电最大功率追踪 MPPT(maximum power point tracking)。文献[2]根据风力机内在功率特性实现 MPPT 算法,其中风力机输出最大机械功率和转子机械角度呈 3 次方关系,即

$$P_{\text{Mmax}} = K\omega_{\text{Mmax}}^3 \quad (1)$$

且永磁同步机的输出电压与转子机械角速度呈正比关系。因此,当转速降低时,同步机的输出电压和电流均会降低。

对于直流母线恒定的变流器系统,调制度、交流电流和功率输出会随着风机转速的下降而下降。也即调制度低则开关损耗小、电能质量差,而调制度高则开关损耗大、电能质量好。

本文提出一种改进型 DPWM 方法,在调制度较大时呈现出介于 DPWM1 和 DPWMA 之间的特性,在调制度较小时呈现出 SPWM 的特性,记为混合断续脉宽调制 HDPWM(hybrid discontinuous pulse width modulation)。

### 1.1 改进型 DPWM 的推演和算法实现

通常断续脉宽调制每个开关周期仅有两相动作。正弦脉宽调制 SPWM(sinusoidal pulse width modulation)中,通过相应零序分量的注入,使任意时刻都有一相调制波箝位在 0、1 和 -1,该相不发生开关动作,可以较为简单地实现 DPWM。DPWM 本质是在某一时刻,将 a、b、c 相中的某相箝位到 PON 中某个电平,并给另外两相注入相应的零序分量。DPWM 算法的实现就是根据调制波等信息,确定被箝位的相和该相箝位的电平。

将特定零序 3 次谐波注入 SPWM 正弦调制波

中,实现多种 DPWM 调制的波形,如图 1、图 2 所示,使任意时刻都有一相调制波被箝位,仅两相相关动作。

DPWM1 将三相最接近于  $\pm 1$  边界的调制波箝位到相应边界,即在正弦调制波相位为  $\pi/3 \sim 2\pi/3$  时箝位到 1,在  $4\pi/3 \sim 5\pi/3$  箝位到 -1,桥臂分别被箝位到 PN 电平。文献[7]在 DPWM1 的基础上,改进得到 DPWMA。DPWMA 引入了边界 0,将三相调制波最接近于 0、 $\pm 1$  边界的一相箝位到相应边界,并将其他两相注入相同的零序分量,桥臂可被箝位在 PON 电平。

DPWMA 在调制波过 0 点时,会将调制波箝位到 0 电平。对于功率因数为 1 的变流器,此阶段的箝位发生在电流过 0 时,对开关损耗减小收益很小;在调制比低时甚至会 1/3 周期在过 0 点箝位,恶化电能质量。因此,本文提出在三相调制波距离 0 边界最近时不进行箝位,因此,该调制方式并不在全周期都有一相箝位,相同载波频率下其实际开关频率介于 CPWM 和 DPWM 之间,记为 HDPWM。

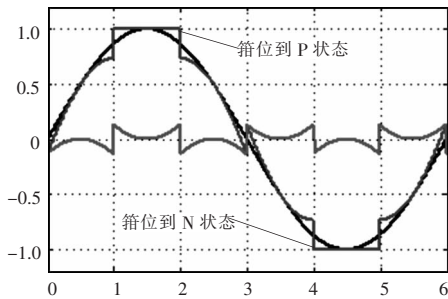


图 1 DPWM1 在调制比为 1 时零序分量注入波形  
Fig.1 Zero-sequence component injection waveform when the modulation ratio of DPWM1 equals 1

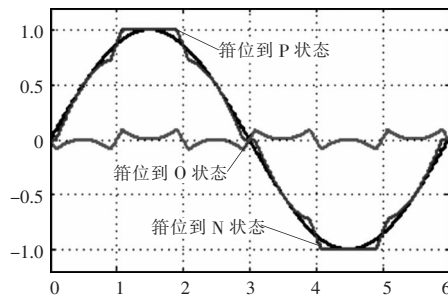


图 2 DPWMA 在调制比为 1 时零序分量注入波形  
Fig.2 Zero-sequence component injection waveform when the modulation ratio of DPWMA equals 1

DPWMA 的零序分量计算公式为

$$|k_m - V_{refm}| = \min(|k - V_{refx}|) \quad (2)$$

$$V_{0add} = \begin{cases} k_m - V_{refm} & |V_{refx}| < 1 \\ 0 & |V_{refx}| \geq 1 \end{cases} \quad (3)$$

$$x = a, b, c; k = 0, 1, -1 \quad (4)$$

式中:  $k$  为三条边界的值;  $k_m$  是被箝位的边界值;  $x$  为 a, b, c 三相,  $m$  为被箝位的一相,  $V_{refx}$  为  $x$  相的调制波大小;  $V_{0add}$  为三相调制波注入的零序分量, 表示为

$$V_{0add} = \begin{cases} k_m - V_{refm} & |V_{refx}| < 1, m = \pm 1 \\ 0 & |V_{refx}| \geq 1, m = 0 \end{cases} \quad (5)$$

式(2)表明  $m$  相的参考电压  $V_{refm}$  与边界  $k_m$  的距离是各相离边界最近的, 故将  $m$  相箝位到边界  $k_m$ 。此时, 注入零序分量为式(3)。

DPWM1 的实现只需将式(4)中  $k$  取值换为  $\pm 1$ , 其他算法不变; HDPWM 适用于满足式(2)、式(4)和式(5)的情况。

HDPWM 在调制度为 1 时, 叠加零序分量后的调制波和零序分量分别如图 3 所示。

记三相调制波在调制度为  $M$  时的表达式为

$$\begin{cases} V_{refa} = M \sin(\omega t) \\ V_{refb} = M \sin(\omega t - \pi/3) \\ V_{refc} = M \sin(\omega t + \pi/3) \end{cases} \quad (6)$$

当

$$1 - V_{refa} > \min(|V_{refb}|, |V_{refc}|) \quad (7)$$

恒成立时, 调制波与上下边界的距离恒大于此时其他两相到 0 的最小距离, 则 HDPWM 无法箝位到上下边界, 此时 HDPWM 退化成 SPWM。

联立式(6)、式(7), 得到 HDPWM 退化的充要

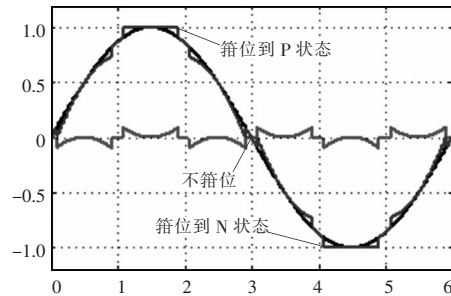


图 3 HDPWM 在调制比为 1 时零序分量注入波形  
Fig.3 Zero-sequence component injection waveform when the modulation ratio of HDPWM equals 1

条件是,即

$$\Delta = \begin{cases} 1-M \sin(\omega t) - M \sin(\omega t - \pi/3) & 0 \leq \omega t < \pi/2 \\ 1-M \sin(\omega t) - M \sin(\omega t + \pi/3) & \pi/2 \leq \omega t < \pi \end{cases} \quad (8)$$

式(8)最小值大于 0。求解式(8),HDPWM 在调制度小于 2/3 时退化为 SPWM。

## 1.2 损耗分析

DPWM 和 CPWM 调制方式下的开关损耗随载波频率、电流大小的不同而变化。根据文献[18],开关损耗与母线电压、相电流、开关次数有关。器件开关损耗可以表示为

$$P_{SW} = \sum_{k=1}^N E_{SW}(i(k)) \left( \frac{v_{dc}}{2V_{ref}} \right)^{K_v} \quad (9)$$

式中: $v_{dc}$  为变换器直流母线电压; $V_{ref}$  为器件手册中的开关损耗测试电压; $K_v$  为  $v_{dc}$  不同于  $V_{ref}$  时的损耗折算系数; $E_{SW}(i(k))$  为器件换流电流为  $i(k)$  时动作一次损耗的能量。由文献[18], $A$ 、 $B$ 、 $C$  为由不同器件决定的系数,则  $E_{SW}(i(k))$  可以表示为

$$E_{SW}(i(k)) = Ai(k)^2 + Bi(k) + C \quad (10)$$

当 CPWM 调制波近似正弦波时,处于一个基波周期任意时刻的单次开关损耗平均值为

$$P_{SW,AvG\_CPWM} = \frac{1}{T} \int_0^T E_{SW}(li(t)) \left( \frac{v_{dc}}{2V_{ref}} \right)^{K_v} dt \quad (11)$$

类似地,对于在  $\varphi_1 \sim \varphi_2$  中进行箝位的 DPWM 有

$$P_{SW,AvG\_DPWM} = \frac{1}{T} \int_0^{\varphi_1/\omega} E_{SW}(li(t)) \left( \frac{v_{dc}}{2V_{ref}} \right)^{K_v} dt + \frac{1}{T} \int_{\varphi_2/\omega}^T E_{SW}(li(t)) \left( \frac{v_{dc}}{2V_{ref}} \right)^{K_v} dt \quad (12)$$

基波开关频率较高时,实际开关损耗平均值与任意时刻单次开关平均值近似相等。忽略  $E_{SW}(i(k))$  中的二次项和常数项后,认为开关损耗近似正比于换流电流。

在功率因数为 1 时,对于在半周期内连续  $\pi/3$  箝位的 DPWM,DPWM1 在  $\pi/3$  开始箝位,恰在调制波最大值即电流最大值附近保持不动作,拥有最小开关损耗。

DPWMA 箝位到 PON 状态的时间根据调制度变化。因此,该模式相对于 CPWM 的开关损耗随调

制度不同而变化,调制度大时接近于 DPWM1,在电流最大时箝位最多,调制比较小时则在电流过零时箝位到 O 状态时间最多,减小开关损耗能力削弱。

记 CPWM 的开关损耗为单位 1,求得不同 DPWM 调制方式下在不同调制度  $M$  下相对于 CPWM 的开关损耗,如图 4 所示。

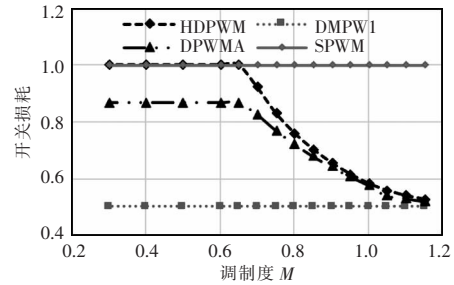


图 4 不同调制方式不同调制度的开关损耗对比  
Fig.4 Comparison of switching loss at different modulation ratios among different modulations

## 1.3 谐波分析

选取常用的断续脉宽调制方式 DPWM1、DPWMA 和 SPWM、HDPWM 比较谐波特性。类似于文献[7],定义标准化总谐波含量 NWTHD(normalized weighted total harmonic distortion) 指标为谐波成分相对基波的比值。

$$NWTHD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \left( \frac{U_{n-1}}{n} \right)^2}}{U_{1-1}} \quad (13)$$

式中, $U_{n-1}$  为  $n$  次线电压。谐波源回路中,对于  $n$  次谐波源,回路阻抗为  $j\omega nL$ ,因而  $n$  次电压谐波产生的电感电流谐波可以用  $U_{n-1}/n$  来表征。

根据式(13),取载波比为 21,改变调制度的大小,仿真得到其 NWTHD,在不同调制度下对比 HDPWM 与其他调制方式的谐波性能,如图 5 所示。

由图可知,HDPWM 调制度在 0.8 以上时,表现出介于 DPWM1 和 DPWMA 的 THD 特性;小于 0.8 后,开始展现出 SPWM 的特性,并在调制度小于 0.66 后退化成 SPWM。相比于 DPWMA 应该箝位到 O 状态时,HDPWM 不进行箝位,因此 HDPWM 并不在所有时刻都有一相箝位,即 HDPWM 随着占空比的下降会增大开关频率。



在上述直驱风电变流器使用 HDPWM 能够在重载时表现出断续脉宽调制方式的优点,减小开关损耗,在轻载时表现出连续脉宽调制方式的优点,保持良好的电流谐波。

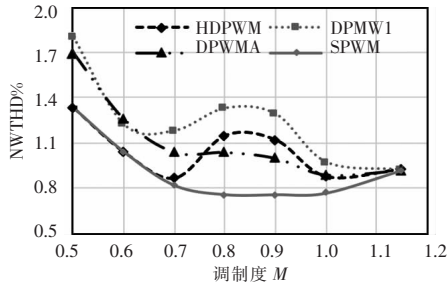


图 5 不同调制方式下不同调制度的 THD 特性

Fig.5 THD characteristics at different modulation ratios among different modulations

## 2 实验验证

为了验证本文方案的正确性,搭建了 2.5 kW 三电平风电变流器实验系统。实验在永磁同步发电机拖动的变流器平台上进行。以异步电机模拟风力机拖动永磁同步发电机转动,发电机和变流器工作状态如表 1 所示。

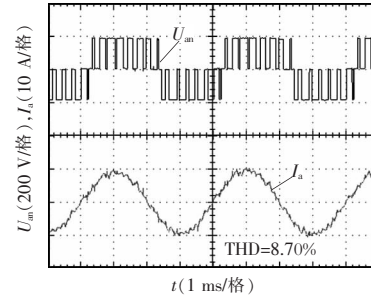
表 1 实验平台技术指标

Tab.1 Technical indicators of experimental platform

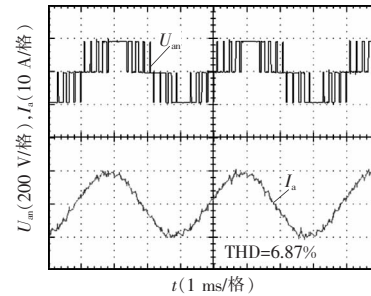
指标	参数	指标	参数
直流母线电压/V	380	滤波电感/mH	2.4
发电机额定转速/rpm	3 000	额定发电机内电势/V	150
额定输出功率/W	2 400	额定基波频率/Hz	250
发电机轻载转速/rpm	1800	轻载发电机内电势/V	90
轻载输出功率/W	690	轻载基波频率/Hz	150

根据表 1 中的技术指标,在额定工况下,对比相同开关频率下 HDPWM(载波比 21)和 SPWM(载波比 14)的 THD 性能;在轻载时,对比 HDPWM 和 DPWMA 在相同载波频率下的 THD 性能,结果如图 6 所示。

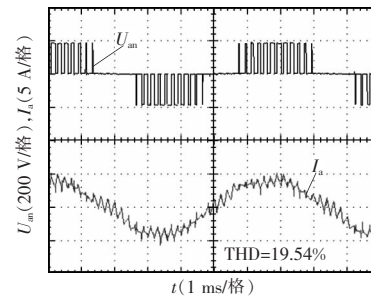
实验结果表明,HDPWM 调制方式在调制度较大时能够减小开关损耗并且比相同开关频率下 SPWM 调制方式拥有更好的 THD;在调制度较小时 HDPWM 拥有比相同载波频率更好的 THD。因此,



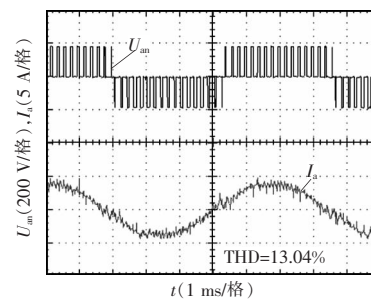
(a) 额定工况 SPWM 相电压和电流



(b) 额定工况 HDPWM 相电压和相电流



(c) 轻载 DPWMA 相电压和相电流



(d) 轻载 HDPWM 相电压和相电流

图 6 HDPWM 和 SPWM 以及 DPWMA 的性能对比  
Fig.6 Comparison of performance among HDPWM, SPWM and DPWMA

在宽调制度范围工作时,HDPWM 在开关损耗和 THD 表现上,比 SPWM 和 DPWMA 拥有更好的综合性能。

### 3 结论

针对微网中广泛应用的风电变流器开关频率低、开关损耗和电流 THD 的矛盾,本文首先分析对比了 CPWM 和 DPWM 的损耗和谐波性能,然后在分析变流器 THD 和工况关系的基础上,提出一种针对永磁同步电机直驱风力发电变流器改进型混合断续脉宽调制策略,主要结论如下:

(1)新型断续脉宽调制策略 HDPWM 断续脉宽的占比随调制度增大而增大;在调制度较大时,其特性介于 DPWM1 和 DPWMA 之间,在调制度小于 0.66 时,其退化为 SPWM。

(2)HDPWM 的特性在实际永磁同步机工况下能够根据调制度的大小,在电流较大时有效减小开关损耗,在轻载时呈现出大于 DPWM 开关频率的 SPWM 调制的特性,有效减小 THD。

#### 参考文献:

[1] 吕志盛,闫立伟,罗艾青,等. 新能源发电并网对电网电能质量的影响研究[J]. 华东电力, 2012, 40(2): 251-256.  
Lü Zhisheng, Yan Liwei, Luo Aiqing, et al. Impact of new energy power grid-integration on grid power quality[J]. East China Electric Power, 2012, 40(2): 251-256(in Chinese).

[2] 向鑫. 用于直流微网的风光接入拓扑及其控制[D]. 杭州: 浙江大学, 2014.  
Xiang Xin. Topology and control of wind/PV interfaces for DC-based microgrid[D]. Hangzhou: Zhejiang University, 2014 (in Chinese).

[3] Shen Jie, Schröder S, Stagge H, et al. Impact of modulation schemes on the power capability of high-power converters with low pulse ratios[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(11): 5696-5705.

[4] 任康乐, 张兴, 王付胜, 等. 中压三电平并网逆变器断续脉宽调制策略及其输出滤波器优化设计[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(17): 4494-4504.  
Ren Kangle, Zhang Xing, Wang Fusheng, et al. Optimized design of discontinuous pulse-width modulation and output filter for medium-voltage three-level grid-connected inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(17): 4494-4504

(in Chinese).

[5] 任康乐. 中压三电平全功率风电变流器关键技术研究[D]. 合肥: 合肥工业大学, 2016.  
Ren Kangle. Research on key techniques of medium-voltage three-level full power wind power converters[D]. Hefei: Hefei University of Technology, 2016(in Chinese).

[6] 李宁, 王跃, 雷万钧, 等. 三电平 NPC 变流器 SVPWM 策略与 SPWM 策略的等效关系研究[J]. 电网技术, 2014, 38(5): 1283-1290.  
Li Ning, Wang Yue, Lei Wanjun, et al. Research on equivalent relations between two kinds of SVPWM strategies and SPWM strategy for three-level neutral point clamped converter[J]. Power System Technology, 2014, 38(5): 1283-1290(in Chinese).

[7] Bruckner T, Holmes D G. Optimal pulse-width modulation for three-level inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2005, 20(1): 82-89.

[8] Zhang Min, Atkinson D, Armstrong M. A zero-sequence component injected PWM method with reduced switching losses and suppressed common-mode voltage for a three-phase four-leg voltage source inverter[C]. IECON 2012, Conference on IEEE Industrial Electronics Society. IEEE, 2012: 5068-5073.

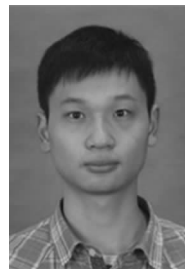
[9] Un E, Hava A M. A near-state PWM method with reduced switching losses and reduced common-mode voltage for three-phase voltage source inverters[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2009, 45(2): 782-793.

[10] Hava A M, Kerkman R J, Lipo T A. A high-performance generalized discontinuous PWM algorithm[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1998, 2(5): 1059-1071.

[11] 黄晓波, 陈敏, 朱楠, 等. 基于碳化硅器件的双馈风电变流器效率分析[J]. 电力电子技术, 2014, 48(11): 45-47.  
Huang Xiaobo, Chen Min, Zhu Nan, et al. Analysis of efficiency of SiC power electronics for doubly-fed wind power converter[J]. Power Electronics, 2014, 48(11): 45-47(in Chinese).

[12] 杨勇, 阮毅, 吴国祥, 等. 基于 DPWM1 的无差拍解耦控制的三相并网逆变器[J]. 电工技术学报, 2010, 25(10): 101-107.  
Yang Yong, Ruan Yi, Wu Guoxiang, et al. Deadbeat decoupling control of three-phase grid-connected inverters based on DPWM1[J]. Transactions of China Electrotechni-

- cal Society, 2010, 25(10): 101-107(in Chinese).
- [13] 温春雪, 李建林, 朱晓光, 等. 基于交错断续空间矢量调制的并联 PWM 变流器控制策略[J]. 电工技术学报, 2009, 24(10): 71-80.  
Wen Chunxue, Li Jianlin, Zhu Xiaoguang, et al. Control Strategy for parallel PWM converters with interleaved discontinuous space-vector modulation[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2009, 24(10): 71-80(in Chinese).
- [14] 刘永奎, 钟建朋, 周洪伟, 等. 基于载波调制的三电平并网逆变器断续调制策略[J]. 电源学报, 2017, 15(6): 96-100.  
Liu Yongkui, Zhong Jianpeng, Zhou Hongwei, et al. Carrier-based discontinuous pulse-width modulation strategy for three-level grid-connected inverters[J]. Journal of Power Supply, 2017, 15(6): 96-100(in Chinese).
- [15] 安少亮, 孙向东, 陈樱娟, 等. 一种新的不连续 PWM 统一化实现方法[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(24): 59-66.  
An Shaoliang, Sun Xiangdong, Chen Yingjuan, et al. A new generalized implementation method of discontinuous PWM[J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(24): 59-66 (in Chinese).
- [16] Trzynadlowski A M, Kirlin R L, Legowski S. Space vector PWM technique with minimum switching losses and a variable pulse rate[C]// International Conference on Industrial Electronics, Control, and Instrumentation, 1993. Proceedings of the IECON. IEEE, 1993: 689-694.
- [17] 安少亮, 孙向东, 张琦, 等. 三相并网逆变器内模控制的改进型 GDPWM 算法[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(27): 1-11.  
An Shaoliang, Sun Xiangdong, Zhang Qi, et al. A modified GDPWM algorithm based on internal model control for three-phase grid-connected inverters[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(27): 1-11(in Chinese).
- [18] 董玉斐, 杨贺雅, 李武华, 等. MMC 中全桥子模块损耗分布优化的调制方法研究[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(7): 1900-1907.  
Dong Yufei, Yang Heya, Li Wuhua, et al. An Optimal strategy for loss distribution of full-bridge submodules in modular multilevel converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(7): 1900-1907(in Chinese).



耿毓廷

## 作者简介:

耿毓廷(1993-),男,硕士研究生,研究方向:电力电子技术及其应用,E-mail:gengyuting@zju.edu.cn。

李姗(1989-),女,硕士,工程师,研究方向:电力电子与电力传动,E-mail:bbh704@163.com。

李武华(1979-),男,通信作者,中国电源学会高级会员,博士,教授,研究方向:柔性直流输电技术,E-mail:woohualee@zju.edu.cn。

何湘宁(1961-),男,中国电源学会高级会员,博士,教授,研究方向:电力电子技术及其工业应用,E-mail:hxn@zju.edu.cn。

曹丰文(1958-),男,中国电源学会高级会员,博士,教授,研究方向:电力电子技术及其工业应用,E-mail:cfw@jssvc.edu.cn。