

混合多电平逆变器拓扑及调制方法

郑 宏, 黄 健, 孙玉坤, 史玉立

(江苏大学 电气信息工程学院, 镇江 212013)

摘 要: 针对传统多电平逆变器需要的开关器件数量较多, 输出电压谐波较大等问题, 该文提出了一种非对称混合多电平逆变器拓扑, 包括二极管钳位非对称多电平逆变器和电压源串并联状态切换的 H 桥多电平逆变器。在输出电压电平数相同的情况下, 该逆变器拓扑能减少开关器件的数量。采用与混合多电平逆变器相适应的混合调制控制策略, 该策略使大部分开关器件工作在低频状态, 减少了开关损耗, 避免了电流倒流, 降低了输出电压的总谐波失真 (THD), 可以实现连续 PWM 调幅。通过仿真, 验证了该逆变器拓扑及其调制策略的正确性。

关键词: 电力, 谐波失真, 电压调节器, 电流倒流, 混合调制, 多电平逆变器

doi: 10.3969/j.issn.1002-6819.2012.03.034

中图分类号: TM464

文献标志码: A

文章编号: 1002-6819(2012)-03-0198-05

郑 宏, 黄 健, 孙玉坤, 等. 混合多电平逆变器拓扑及调制方法[J]. 农业工程学报, 2012, 28(3): 198—202.

Zheng Hong, Huang Jian, Sun Yukun, et al. Topology and modulation of asymmetrical hybrid multilevel inverter[J]. Transactions of the CSAE, 2012, 28(3): 198—202. (in Chinese with English abstract)

0 引 言

如今, 高电压大功率的用电领域, 如高压直流输电 (HVDC, high voltage direct current transmission), 柔性交流输电 (FACTS, flexible alternating current transmission system) 越来越离不开电力电子装置。多电平逆变器由于减少了器件的电压应力, 减少了输出电压的谐波含量, 减少了电流和电压突变所造成的电磁干扰等优点, 因此受到了较多关注。但传统的多电平逆变器存在高频开关器件承受电压应力过大的缺点, 而混合多电平逆变器所需功率开关器件数少, 输出电压电平多, 使得输出电压的谐波大为减小^[1-8]。

多电平逆变器的拓扑结构主要有 3 种: 1) 二极管箝位多电平逆变器; 2) 飞跨电容多电平逆变器; 3) 级联 H 桥多电平逆变器。随着混合多电平逆变器的发展, 出现了各种对称及非对称的拓扑结构, 常见的有传统 H 桥级联型逆变器, 以及二极管箝位和 H 桥级联型逆变器 (NPC/H 桥)^[9]。

对于传统的混合级联型多电平逆变器, 如果高压单元输出电压在整个逆变器的输出电压中所占比重过大, 高压单元输出了过多的基波电压, 需要低压单元来抵消这些多余的电压, 高压单元将其变换的电能一部分注入低压单元, 另一部分输送给负载, 则会出现负载电流倒流现象^[10-11]。

本文提出一种新型三相混合多电平逆变器拓扑, 分

析该逆变器拓扑工作原理及其优点, 给出相应的调制策略, 通过该策略, 逆变器模块之间不存在电流倒流现象。通过仿真验证了逆变器拓扑及相应调制策略的正确性。

1 混合多电平逆变器

图 1 为混合多电平逆变器拓扑。该拓扑由 2 个功率单元组成。功率单元 1 是一个二极管钳位非对称 5 电平逆变器, 输出电平为 $2V_0, V_0, 0, -V_0, -2V_0$ 。功率单元 2 是一个电压源串并联状态切换的 H 桥多电平逆变器, 两单元级联构成了混合多电平逆变器。

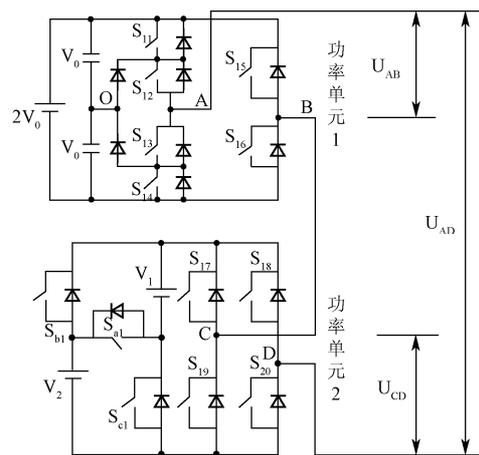


图 1 三相混合多电平逆变器 (A 相)

Fig.1 Three phase hybrid multilevel inverter(phase A)

直流电压源 V_1 、 V_2 彼此独立且相等, 假设 $V_0:V_1=1:2$ 。 S_{a1} 、 S_{b1} 、 S_{c1} 是用来切换电压源的开关。若 S_{a1} 关断, S_{b1} 、 S_{c1} 开通, 此时 V_1 和 V_2 并联, 功率单元 2 电源电压为 $2V_0$, 则输出电平为 $2V_0, 0, -2V_0$; 若 S_{a1} 开通, S_{b1} 、 S_{c1} 关断, 此时 V_1 和 V_2 串联, 功率单元 2 的电源电压为 $4V_0$, 则输出电平为 $4V_0, 0, -4V_0$ 。通过 S_{a1} 、

收稿日期: 2011-07-17 修订日期: 2011-09-21

基金项目: 江苏高校优势学科建设工程资助项目 (61074019)

作者简介: 郑 宏 (1965—), 男, 福建武夷山人, 教授。研究方向: 大功率电力电子变换器, 智能电网的定制电力技术及电能质量控制技术, 分布式发电与储能技术。镇江 江苏大学电气信息工程学院, 212013。

Email: hzheng@ujs.edu.cn.

S_{b1} 、 S_{c1} 的开通和关断，可以使这 2 个直流电压源串联或者并联，因此功率单元 2 输出电平共有 5 种，即 $4V_0$ 、 $2V_0$ 、 0 、 $-2V_0$ 、 $-4V_0$ 。两单元级联的多电平逆变器输出电平为 13 电平，即 $\pm 6V_0$ 、 $\pm 5V_0$ 、 $\pm 4V_0$ 、 $\pm 3V_0$ 、 $\pm 2V_0$ 、 $\pm V_0$ 、 0 。

表 1 $V_1=5V_0$ 时输出电压情况
Table 1 Output voltage($V_1=5V_0$)

U_{AD}	U_{AB}	U_{CD}
0	0	0
V_0	V_0	0
$2V_0$	$2V_0$	0
$3V_0$	$-2V_0$	$5V_0$
$4V_0$	$-V_0$	$5V_0$
$5V_0$	0	$5V_0$
$6V_0$	V_0	$5V_0$
$7V_0$	$2V_0$	$5V_0$
$8V_0$	$-2V_0$	$10V_0$
$9V_0$	$-V_0$	$10V_0$
$10V_0$	0	$10V_0$
$11V_0$	V_0	$10V_0$
$12V_0$	$2V_0$	$10V_0$

注： U_{AD} 为逆变器输出电压； U_{AB} 为功率单元 1 输出电压； U_{CD} 为功率单元 2 输出电压； V_0 为逆变器功率单元输出的最小电压。（见图 1）

直流源电压 $V_1=V_2=2V_0$ 时，逆变器输出 13 电平。当电压源 V_0 和 V_1 的比值大于 2 时，该逆变器的输出电平也相应增加。级联多电平逆变器相电压的电平数为每个级联单元的电平数的乘积，则逆变器输出最大电平数为 $n=5 \times 5=25$ 。设 $V_1=5V_0$ ，输出电压合成情况如表 1 所示，表中只给出了 U_{CD} 为正电平的情况，负电平同理。从表 1 中可以看出，每一个输出电压所对应的 2 个单元的输出是唯一的，没有冗余状态。为了获得更多的冗余状态，必须减小 V_1 与 V_0 的比值。设 $V_1=2V_0$ ，表 2 给出了此时的输出电压情况，虽然表 2 多出了 12 种冗余状态（正负情况下），但这种冗余状态仅能为母线电压的不平衡提供解决方法，不能解决引言所提出的负载电流倒流现象。因此，须通过适当的调制策略避免逆变器在运行过程中出现负载电流的倒流。

表 2 $V_1=2V_0$ 时输出电压情况
Table 2 Output voltage($V_1=2V_0$)

U_{AD}	U_{AB}	U_{CD}
0	0	0
	$-2V_0$	$2V_0$
V_0	V_0	0
	$-V_0$	$2V_0$
	$2V_0$	0
$2V_0$	0	$2V_0$
	$-2V_0$	$4V_0$
$3V_0$	V_0	$2V_0$
	$-V_0$	$4V_0$
$4V_0$	$2V_0$	$2V_0$
	0	$4V_0$
$5V_0$	V_0	$4V_0$
$6V_0$	$2V_0$	$4V_0$

表 3 给出了 3 种每相输出 13 电平的逆变器拓扑的比较。表中给出的 NPC/H 桥级联为二极管箝位逆变器和 H 桥逆变器的级联，传统 H 桥级联为相同模块的 H 桥逆变器的级联。同样输出 13 电平时，非对称混合多电平逆变器拓扑的开关器件数量要比两模块级联的 NPC/H 桥每相少 3 个，比 6 模块级联的传统 H 桥每相少 11 个。因此，该混合多电平逆变器在拓扑结构上比传统的 H 桥和 NPC/H 桥更为优化。

表 3 3 种每相输出 13 电平逆变器的比较
Table 3 Comparison of three kinds of inverters with 13-level output each phase

逆变器类型	直流电源	开关器件	钳位二极管	电容	总数
非对称混合多电平	3	13	2	2	20
NPC/H 桥级联	2	16	8	4	30
传统 H 桥级联	6	24	0	0	30

2 调制方法

为了解决上文提出的传统混合逆变器出现的负载电流倒流问题，采用混合调制法，其基本思想是用最少或较少的单元来输出高频 PWM 波，其余单元输出低频阶梯波，从而使逆变器的合成输出电压达到全 PWM 调制^[10-13]。

图 1 中，若 $V_1=2V_0=2E$ ，开关器件 S_{11} — S_{14} 承受 E 的电压应力， S_{15} 、 S_{16} 承受 2E 的电压应力， S_{17} — S_{20} 承受 4E 的电压应力， S_{a1} 、 S_{b1} 、 S_{c1} 承受 2E 的电压应力。因此，可以选择开关 S_{11} — S_{14} 为 IGBT， S_{15} — S_{20} 以及 S_{a1} 、 S_{b1} 、 S_{c1} 为 GTO（或 IGCT）。因此，低压部分使用高频 PWM 调制，高压部分使用低频阶梯波调制。整个调制过程如图 2 所示。

定义单相总调制波 U_{ref} 为

$$U_{ref} = 6EM \sin \omega t \tag{1}$$

式中 M 为调制比，范围在 0 到 1 之间； E 为逆变器功率单元输出的最小电压， V 。功率单元 2 的调制过程如图 2 所示。功率单元 2 为低频阶梯波调制，其输出电压 U_{CD} 为 5 电平阶梯波，如图 2a 所示。图中的 θ_1 、 θ_2 是开关器件 S_{17} 、 S_{18} 和 S_{a1} 、 S_{b1} 、 S_{c1} 驱动信号的开通角，可由式(2)、(3)得

$$\begin{cases} 6EM \sin \theta_1 = 2E \\ 6EM \sin \theta_2 = 4E \end{cases} \tag{2}$$

$$\begin{cases} \theta_1 = \arcsin \frac{1}{3M} \\ \theta_2 = \arcsin \frac{2}{3M} \end{cases} \tag{3}$$

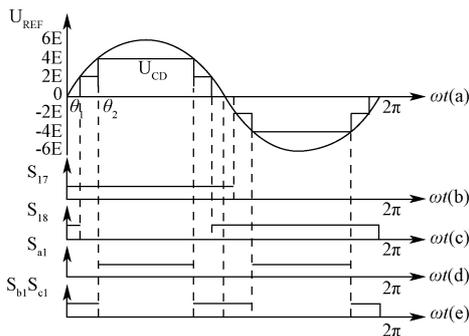
功率开关管 S_{17} 、 S_{18} 的驱动信号由 θ_1 得到，如图 2b、图 2c 所示。功率开关管 S_{a1} 、 S_{b1} 、 S_{c1} 的驱动信号由 θ_2 得到，如图 2d、e 所示。因此得到功率单元 2 的输出电压 U_{CD} 为 5 电平阶梯波，其傅里叶表达式为

$$U_{CD} = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4 \times 2E}{n\pi} \sin \frac{n(\pi - 2\theta_1)}{2} \sin n\omega t$$

$$\begin{aligned}
 & + \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4 \times 2E}{n\pi} \sin \frac{n(\pi - 2\theta_2)}{2} \sin n\omega t \\
 & = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{8E}{n\pi} \cos n\theta_1 \sin n\omega t \\
 & \quad + \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{8E}{n\pi} \cos n\theta_2 \sin n\omega t \quad (4)
 \end{aligned}$$

将式 (3) 带入式 (4) 可得 U_{CD} 的基波电压 U_{CD1}

$$U_{CD1} = \frac{8E}{\pi} \sqrt{1 - \frac{1}{9M^2}} + \frac{8E}{\pi} \sqrt{1 - \frac{4}{9M^2}} \quad (5)$$

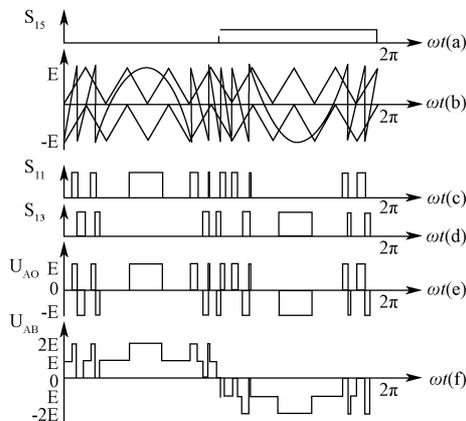


注: a 为 U_{CD} 的波形; b 为 S_{17} 的驱动信号; c 为 S_{18} 的驱动信号; d 为 S_{a1} 的驱动信号; e 为 S_{b1} 、 S_{c1} 的驱动信号。

图 2 功率单元 2 的调制过程

Fig.2 Moderation process of power unit 2

功率单元 1 的调制过程如图 3 所示。功率单元 1 中 $U_{AB}=U_{AO}+U_{OB}$, U_{OB} 是两电平阶梯波, S_{15} 的驱动信号如图 3a 所示。采用消谐波 PWM 法来对桥臂 A 进行控制, 用 2 个三角波与调制波进行比较, 当载波信号大于调制波信号时, 相应的器件开通, 反正则关断, 因此得到桥臂 A 的输出电压 U_{AO} , 比较过程如图 3b 所示, 比较后得到功率开关管 S_{11} 、 S_{13} 的驱动信号, 如图 3c、d 所示。 S_{11} 和 S_{13} 合成了 U_{AO} 的电压波形, 如图 3e 所示。 U_{AO} 与 U_{OB} 相加得到功率单元 1 的电压 U_{AB} , 如图 3f 所示。



注: a 为 S_{15} 的驱动信号; b 为 PWM 调制过程; c 为 S_{11} 的驱动信号; d 为 S_{13} 的驱动信号; e 为 U_{AO} 的波形 f 为 U_{AB} 的波形。

图 3 功率单元 1 的调制过程

Fig.3 Moderation process of power unit 1

显然, 功率单元 1 的输出电压 U_{AB} 与功率单元 2 的输出电压 U_{CD} 叠加得到整个逆变器的输出电压 U_{AD} , 因此根据式 (1)、(5) 得到 U_{AB} 的基波电压 U_{AB1}

$$U_{AB1} = 6EM - \frac{8E}{\pi} \sqrt{1 - \frac{1}{9M^2}} - \frac{8E}{\pi} \sqrt{1 - \frac{4}{9M^2}} \quad (6)$$

最后, U_{AB} 与 U_{CD} 相加得到整个逆变器的输出电压 U_{AD} , 如图 4 所示。通过这种混合调制方法, 单相最大输出电平数为 13 电平。

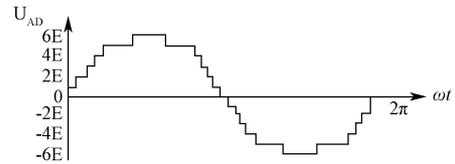


图 4 逆变器的输出电压

Fig.4 Output voltage of inverter

为了验证该混合调制法是否能解决传统混合逆变器出现的负载电流倒流问题, 由式 (1)、(5)、(6) 得到全调制范围内逆变器及各个功率单元输出电压基波幅值, 如图 5 所示。从图中可以看出, 2 个模块输出电压的基波分量均小于逆变器基波电压, 因此不存在高压单元的输出电压过大的问题, 即该逆变器在工作时, 功率单元 1 和功率单元 2 一起对负载供电, 不会产生负载电流倒流的问题。

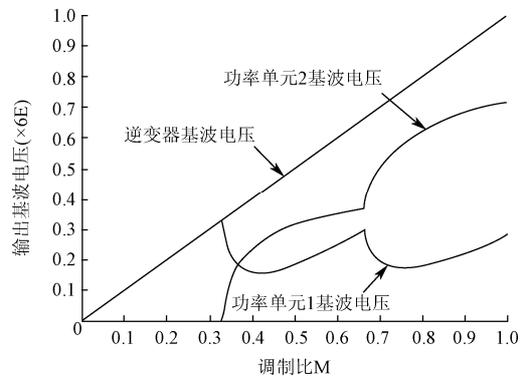


图 5 逆变器及各个功率单元输出基波电压

Fig.5 Inverter and each power unit output fundamental wave voltage

3 仿真实验

为了验证提出的三相混合多电平逆变器拓扑及其调制策略的正确性, 本文通过 MATLAB 进行了仿真实验。设 $V_1=2V_0=2E$, 逆变器输出相电压为 13 电平。参数设定值如下: $E=100\text{ V}$, 正弦调制波频率为 50 Hz, 三角载波频率为 2 500 Hz。

当调制比 $M=0.8$ 时, 逆变器输出电压 U_{CD} 采用低频阶梯波调制, 波形如图 6a 所示, 为 5 电平阶梯波。电压 U_{AB} 采用高频 PWM 调制, 用载波频率为 2 500 Hz 的三角波与调制波比较, 波形如图 6b 所示。两者相加合成了整

个逆变器的输出电压 U_{AD} ，输出相电压为 11 电平，如图 6c 所示。线电压波形和频谱如图 7 所示，线电压为 19 电平，谐波失真为 4.14%。

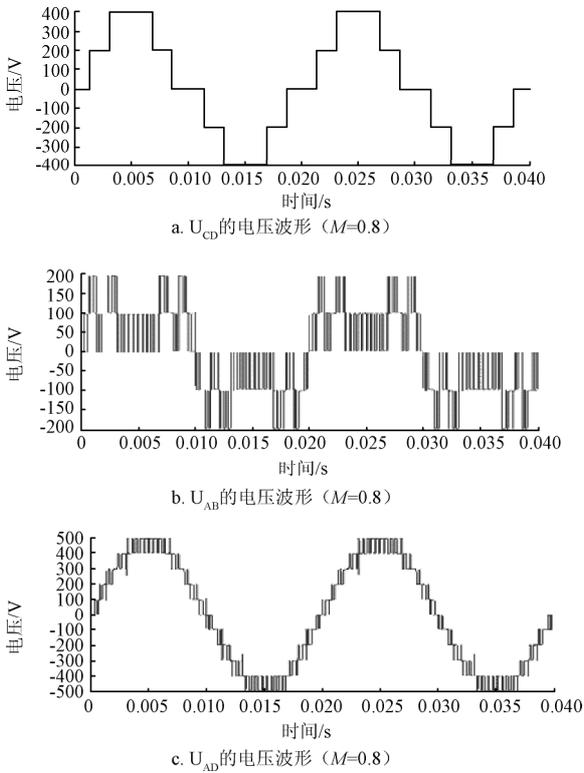


图 6 U_{CD} 、 U_{AB} 、 U_{AD} 电压波形 ($M=0.8$)

Fig.6 Voltage waveform of U_{CD} 、 U_{AB} 、 U_{AD} ($M=0.8$)

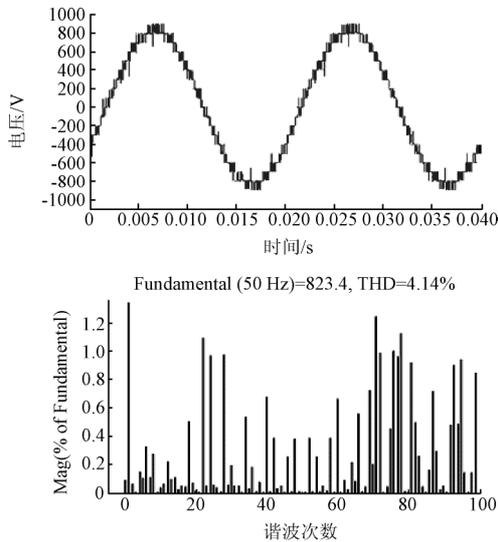


图 7 线电压波形和频谱 ($M=0.8$)

Fig.7 Line voltage waveform and frequency spectrum ($M=0.8$)

当调制比 $M=0.4$ 时，逆变器各部分输出电压如图 8 所示，但此时的 U_{CD} 为 3 电平阶梯波，输出相电压仅为 7 电平。线电压波形和频谱如图 9 所示，线电压为 11 电平，谐波失真为 12.95%。

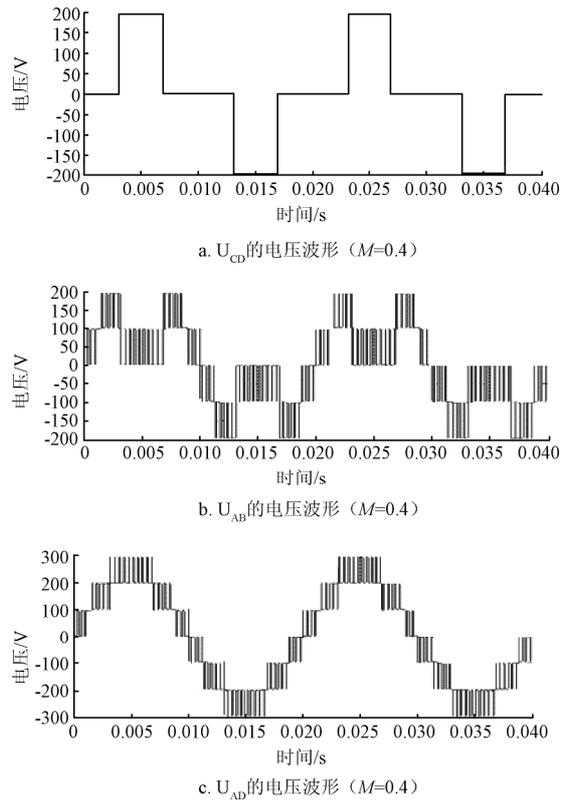


图 8 U_{CD} 、 U_{AB} 、 U_{AD} 电压波形 ($M=0.4$)

Fig.8 Voltage waveform of U_{CD} 、 U_{AB} 、 U_{AD} ($M=0.4$)

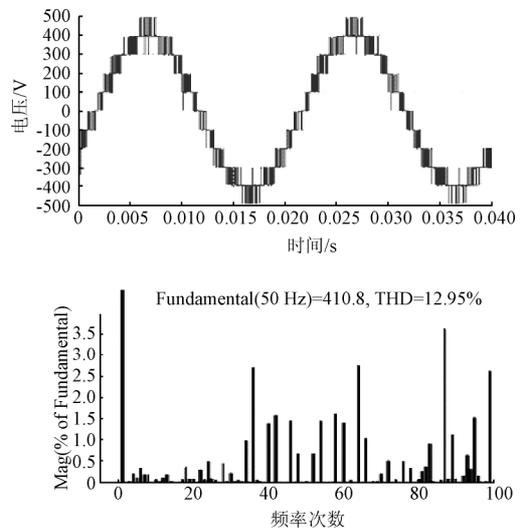


图 9 线电压波形和频谱 ($M=0.4$)

Fig.9 Line voltage waveform and frequency spectrum ($M=0.4$)

4 结 论

本文提出了一种混合多电平逆变器拓扑，在相同输出电平的情况下，与传统的多电平逆变器拓扑相比较，该逆变器需要较少的开关器件数量，从而简化了电路，降低了成本。采用混合调制控制策略，使得大部分开关器件工作在低频，降低了开关损耗。通过输出电压的傅里叶分析，该逆变器工作时不存在负载电流倒流的问题。最后通过仿真得到了输出波形及频谱，验证了该逆变器拓扑及调制策略的正确性。

[参 考 文 献]

- [1] 刘敬珺, 张峰. H 桥级联型多电平逆变器调制策略对比分析[J]. 高压变频器, 2010(4): 86—88.
Liu Jingjun, Zhang Feng. Contrastive analysis of modulation strategies for cascaded H-bridge multilevel inverter[J]. High-voltage inverter, 2010(4): 86—88. (in Chinese with English abstract)
- [2] 张云, 孙力, 孙醒涛, 等. 三相 H 桥三电平逆变器谐波抑制方法[J]. 电力自动化设备, 2009, 29(9): 21—25.
Zhang Yun, Sun Li, Sun Xingtao, et al. Harmonic suppression of three-phase three-level inverter with H bridges[J]. Electric power automation equipment, 2009, 29(9): 21—25. (in Chinese with English abstract)
- [3] 林磊, 邹云屏, 钟和清, 等. 二极管箝位型三电平逆变器控制系统研究[J]. 中国电机工程学报, 2005(15): 33—38.
Lin Lei, Zou Yunping, Zhong Heqing, et al. Study of control system of diode-clamped three-level inverter[J]. Proceeding of the CSEE, 2005(15): 33—38. (in Chinese with English abstract)
- [4] 张杰, 邹云屏, 张贤. 混合级联多电平逆变器研究[J]. 电力电子技术, 2003, 37(4): 16—19.
Zhang Jie, Zou Yunping, Zhang Xian. Research on hybrid Cascade multilevel inverter[J]. Power electronics, 2003, 37(4): 16—19. (in Chinese with English abstract)
- [5] 陈阿莲, 何湘宁, 赵荣祥. 一种改进的级联型多电平变换器拓扑[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(11): 9—12.
Chen Alian, He Xiangning, Zhao Rongxiang. An improved cascaded multilevel inverter topology[J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(11): 9—12. (in Chinese with English abstract)
- [6] 陈振兴, 张代润, 张峰. 一种混合级联多电平逆变器的混合调制[J]. 研究与设计, 2011(2): 35—38.
Chen Zhenxing, Zhang Dairun, Zhang Feng. A type of hybrid multilevel inverter modulation strategy[J]. Research and design, 2011(2): 35—38. (in Chinese with English abstract)
- [7] 张显才, 吴保芳. 混合级联多电平变换器拓扑与调制策略的研究[J]. 空军雷达学院学报, 2007, 21(1): 44—47.
Zhang Xiancai, Wu Baofang. Research on topology and modulation for hybrid cascade multilevel converters[J]. Journal of air force radar academy, 2007, 21(1): 44—47. (in Chinese with English abstract)
- [8] 李国立, 史晓峰, 姜卫东, 等. 二极管箝位型多电平逆变器脉宽调制时电容电压均衡方法[J]. 电工技术学报, 2009, 24(7): 110—119.
Li Guoli, Shi Xiaofeng, Jiang Weidong, et al. Unbalancing capacitor voltage for diode clamped multi-level inverter[J]. Transactions of the China electrotechnical society, 2009, 24(7): 110—119. (in Chinese with English abstract)
- [9] Bin Wu. 大功率变频器及交流传动[M]. 北京: 机械工业出版社, 2008: 95—150.
- [10] 张云, 孙力, 赵克, 等. 混合 H 桥级联型多电平逆变器调制策略优化控制[J]. 电力自动化设备, 2010, 30(5): 63—66.
Zhang Yun, Sun Li, Zhao Ke, et al. Optimized control of modulation strategy for hybrid H-bridge cascaded multilevel inverter[J]. Electric power automation equipment, 2010, 30(5): 63—66. (in Chinese with English abstract)
- [11] 丁凯, 邹云屏, 吴智超, 等. 新型三相混合不对称九电平逆变器研究[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(11): 35—40.
Ding Kai, Zou Yunping, Wu Zhichao, et al. Research on a novel three-phase hybrid asymmetric 9-level inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(11): 35—40. (in Chinese with English abstract)
- [12] 张航辉, 郑宏, 朱保华, 等. 级联多电平逆变器的优化脉冲宽度调制控制策略[J]. 低压电器, 2010(24): 32—34.
Zhang Hanghui, Zheng Hong, Zhu Baohua, et al. Improve pulse width modulation control strategy for cascade multilevel inverter[J]. Low voltage apparatus, 2010(24): 32—34. (in Chinese with English abstract)
- [13] 王蒙蒙, 汤钰鹏. 三电平逆变器载波 PWM 方法的研究[J]. 电子测量技术, 2010, 33(6): 27—30.
Wang Mengmeng, Tang Yupeng. Research on the three level inverter carrier PWM method[J]. Electronic measurement technology, 2010, 33(6): 27—30. (in Chinese with English abstract)
- [14] 王小峰, 何湘宁, 邓焰. 载波交叠特性 PWM 方法在飞跨电容多电平逆变器中的应用研究[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(10): 98—102.
Wang Xiaofeng, He Xiangning, Deng Yan. PWM methods with carrier-overlapping characteristics in flying-capacitor multilevel inverters[J]. Proceedings of the CSEE, 2007, 27(10): 98—102. (in Chinese with English abstract)
- [15] 吴洪洋, 何湘宁. 级联型多电平变换器 PWM 控制方法的仿真研究[J]. 中国电机工程学报, 2001, 21(8): 42—46.
Wu Hongyang, He Xiangning. Research on PWM control of a cascade multilevel converter[J]. Proceeding of the CSEE, 2001, 21(8): 42—46. (in Chinese with English abstract)

Topology and modulation of asymmetrical hybrid multilevel inverter

Zheng Hong, Huang Jian, Sun Yukun, Shi Yuli

(College of Electrical and Information Engineering, Jiangsu University, Zhenjiang 212013, China)

Abstract: A novel topology, referred to as asymmetrical hybrid multilevel inverter topology, was developed to solve the problems of enormous number of switching devices and low quality of output voltage of conventional multilevel inverter. It consists of asymmetrical multilevel inverter with clamped diodes and H-bridge multilevel inverter with the voltage source switchover between series state and parallel state. Under the same voltage levels, the number of switching devices reduced. The paper also presented a new modulation strategy, by which the most of switching devices can work at low frequency, the current backflow can be avoided with reduced switching loss and total harmonic distortion (THD) of output voltage, and then the amplitude modulation of continuous PWM can be realized. The validity of the proposed topology and control method was verified by simulation results.

Key words: electricity, harmonic distortion, voltage regulators, current backflow, hybrid moderation, multilevel inverter