

# SPWM 控制单相三电平逆变器

王学华, 阮新波

(南京航空航天大学航空电源重点实验室, 江苏省 南京市 210016)

## SPWM CONTROL SINGLE-PHASE THREE-LEVEL INVERTER

WANG Xue-hua, RUAN Xin-bo

(Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, Nanjing 210016, Jiangsu Province, China)

**ABSTRACT:** A novel single-phase neutral-point-clamped (NPC) Three-Level (TL) voltage source inverter (VSI) is proposed. The size of the output filter can be reduced greatly, and the voltage stress on the switches of the TL leg can be reduced to half of the input voltage. In this paper, it is detailed to analyze the SPWM controlling strategy and introduce a kind of output current feed-forward circuit. By adding this compensatory circuit, the output character of the inverter is improved. A 1kVA prototype is built to verify the validity of the proposed inverter.

**KEY WORDS:** Power electronics; Inverter; Three-Level; SPWM; Feed-forward

**摘要:** 该文提出了一种单相中点箝位电压源型三电平逆变器。可以减小输出滤波器的尺寸。同时, 三电平桥臂开关管的电压应力可以减小为输入电压的一半。文中详细分析了该逆变器的 SPWM 控制策略, 并且介绍了一种负载电流前馈电路。通过加入这种前馈电路, 可以提高逆变器的输出电压外特性。通过一台 1kVA 的原理样机, 验证了该逆变器的优点和负载电流前馈方法的有效性。

**关键词:** 逆变器; 电力电子; 三电平; SPWM; 前馈

### 1 引言

由于三电平逆变器可以减小输出电压的 THD、减小输出滤波器的尺寸以及降低开关管的电压应力, 所以在交流调速和 UPS 中, 越来越多的开始应用三电平技术<sup>[1~7]</sup>。文[8]提出了一种基于传统全桥的改进型单相三电平逆变器, 该电路是通过 2 个分压电容将输入电压分为 4 个相等的电压, 增加了 1 个开关管和 2 个整流二极管的辅助网络, 通过控制辅助开关管得到三电平的输出电压。该电路的缺点是 4 只主开关管电压应力仍为输入电压。文[9]中提出了一种单相中点箝位型三电平逆变器, 它是由两

个三电平桥臂组成, 该拓扑的优点是, 每只开关管的电压应力均是输入电压的一半, 但该电路由于开关管数目多, 因此产生输出电平的开关状态也增多, 使控制变得复杂。

本文提出一种复合式单相全桥中点箝位三电平逆变器电路, 它是由 1 个三电平桥臂和 1 个两电平桥臂组合而成的, 比起两个桥臂都采用三电平而言, 其控制简单, 容易实现, 适合于中小功率场合的单相逆变器。图 1 为该电路的拓扑结构。

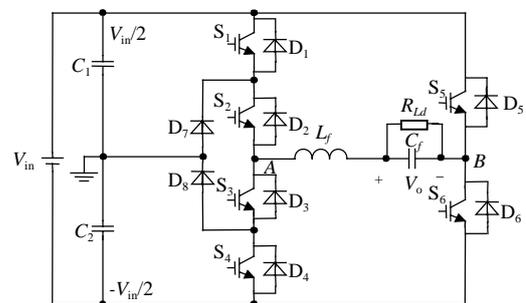


图 1 复合式全桥三电平逆变器拓扑  
Fig. 1 Hybrid full bridge three-level inverter

### 2 模态分析

在分析各种模态之前, 我们首先定义 3 种电平和电感电流的方向, 如图 1 所示, 设母线电压为  $V_{in}$ , 两个桥臂间的电压为  $v_{AB}$ 。当  $v_{AB}$  输出为  $\pm V_{in}$ 、 $\pm V_{in}/2$ 、0 时分别定义为 1、1/2、0 电平。为分析方便, 把 0 电平分为 +0 和 -0 两种, 当  $v_{AB}=0$  且在  $V_{in}/2$  和 0 电平之间切换时定义为 +0 电平; 当  $v_{AB}=0$  且在  $-V_{in}/2$  和 0 电平之间切换时定义为 -0 电平。同时定义, 电感电流由 A 点流向 B 点为电感电流的正方向。根据  $v_{AB}$  的 6 种输出状态和流过电感电流的方向, 可得如图 2 所示的 12 个工作状态, 根据开关管的导通情况将其分为 6 种开关模态。以下为对这 6 种开关模

态的分析。

(1) 开关模态 1 [ $S_1$ 、 $S_2$  和  $S_6$ ] 导通,  $v_{AB}=+V_{in}$

当  $i_{Lf}>0$  时,  $i_{Lf}$  流经  $S_1$ 、 $S_2$ 、 $L_f$ 、 $R_{Ld}$  和  $S_6$ , 此时, 由输入电源向负载提供能量, 对应图 2(a); 当  $i_{Lf}<0$  时,  $i_{Lf}$  流经  $D_6$ 、 $R_{Ld}$ 、 $L_f$ 、 $D_2$  和  $D_1$ , 此时输出端向  $C_1$ 、 $C_2$  回馈能量, 对应图 2(b)。

(2) 开关模态 2 [ $S_2$ 、 $S_3$  和  $S_6$ ] 导通,  $v_{AB}=+V_{in}/2$   
当  $i_{Lf}>0$  时, 箝位二极管  $D_7$  导通,  $i_{Lf}$  流经  $C_2$ 、

$D_7$ 、 $S_2$ 、 $L_f$ 、 $R_{Ld}$  和  $S_6$ , 此时由  $C_2$  向负载提供能量, 对应图 2(c); 当  $i_{Lf}<0$  时,  $D_8$  导通,  $i_{Lf}$  流经  $D_6$ 、 $R_{Ld}$ 、 $L_f$ 、 $S_3$ 、 $D_8$  和  $C_2$ , 此时输出端向  $C_2$  回馈能量, 对应图 2(d)。

(3) 开关模态 3 [ $S_3$ 、 $S_4$  和  $S_6$ ] 导通,  $v_{AB}=+0$   
此时, 逆变器处于续流状态, 当  $i_{Lf}>0$  时,  $i_{Lf}$  流经  $D_4$ 、 $D_3$ 、 $L_f$ 、 $R_{Ld}$  和  $S_6$ , 对应图 2(e); 当  $i_{Lf}<0$  时,  $i_{Lf}$  流经  $S_3$ 、 $S_4$ 、 $D_6$ 、 $L_f$  和  $R_{Ld}$ , 对应图 2(f)。

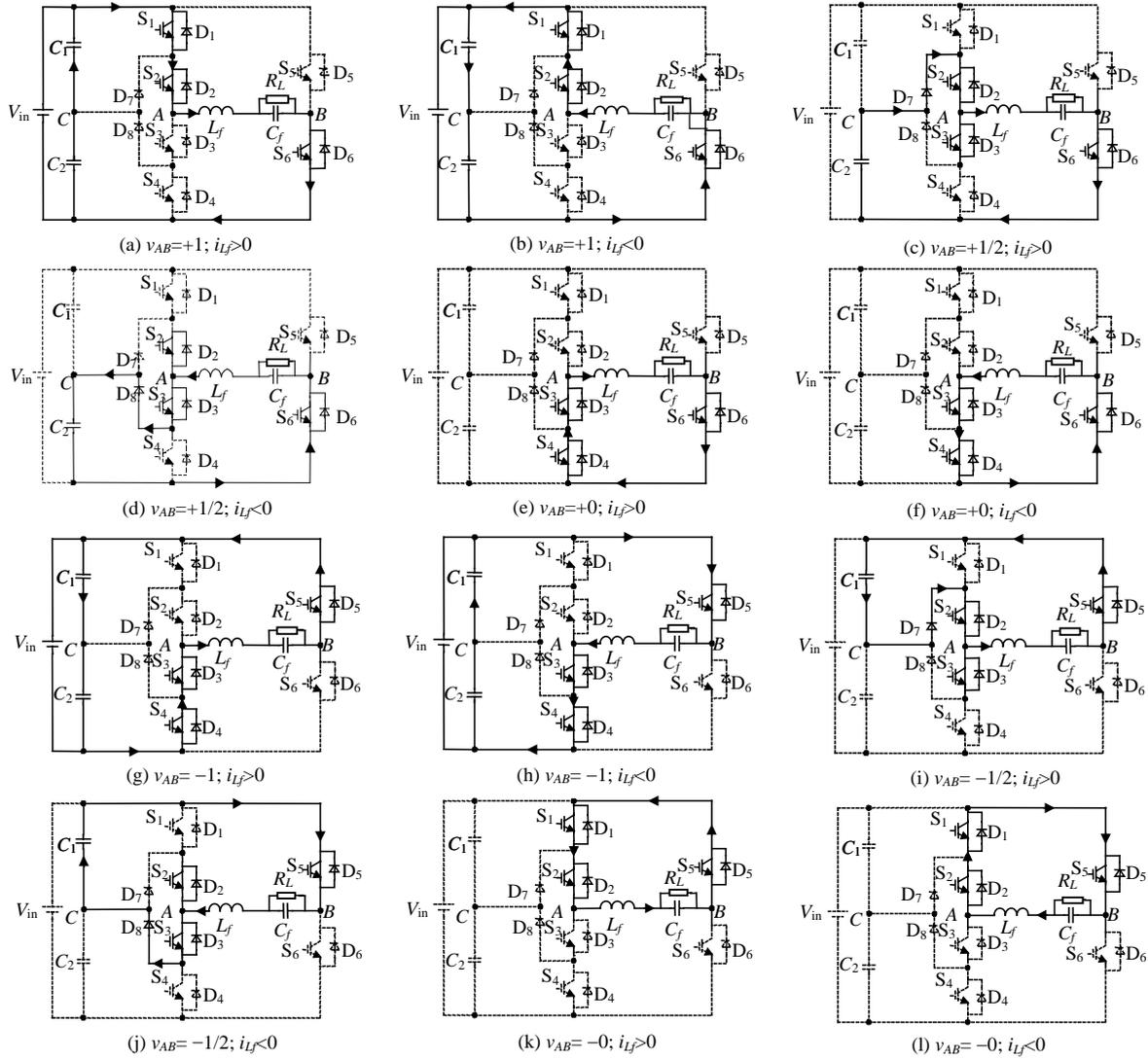


图 2 工作模式分析

Fig. 2 Analysis of the operation modes

(4) 开关模态 4 [ $S_3$ 、 $S_4$  和  $S_5$ ] 导通,  $v_{AB}=-V_{in}$

当  $i_{Lf}>0$  时,  $i_{Lf}$  流经  $D_4$ 、 $D_3$ 、 $L_f$ 、 $R_{Ld}$  和  $D_5$ , 此时输出端向  $C_1$ 、 $C_2$  回馈能量, 对应图 2(g); 当  $i_{Lf}<0$  时,  $i_{Lf}$  流经  $S_5$ 、 $R_{Ld}$ 、 $L_f$ 、 $S_3$  和  $S_4$ , 此时由输入电源向负载提供能量, 对应图 2(h)。

(5) 开关模态 5 [ $S_2$ 、 $S_3$  和  $S_5$ ] 导通,  $v_{AB}=-V_{in}/2$   
当  $i_{Lf}>0$  时,  $D_7$  导通,  $i_{Lf}$  流经  $D_7$ 、 $S_2$ 、 $L_f$ 、 $R_{Ld}$ 、 $D_5$ 、

$C_1$ , 此时由  $C_1$  向负载提供能量, 对应图 2(i); 当  $i_{Lf}<0$  时,  $D_8$  导通,  $i_{Lf}$  流经  $S_5$ 、 $R_{Ld}$ 、 $L_f$ 、 $S_3$  和  $D_8$  和  $C_1$ , 此时, 输出端向  $C_1$  回馈能量, 对应图 2(j)。

(6) 开关模态 6 [ $S_1$ 、 $S_2$  和  $S_5$ ] 导通,  $v_{AB}=-0$   
此时逆变器处于续流状态, 当  $i_{Lf}>0$  时,  $i_{Lf}$  流经  $S_1$ 、 $S_2$ 、 $L_f$ 、 $R_{Ld}$  和  $D_5$ , 对应图 2(k); 当  $i_{Lf}<0$  时,  $i_{Lf}$  流经  $D_2$ 、 $D_1$ 、 $R_{Ld}$ 、 $L_f$  和  $S_5$ , 对应图 2(l)。

从以上 6 种开关模式可得: A、B 两点  $v_{AB}$  的输出电平和各开关管的开关导通情况如表 1 所示, 由表 1 可得:  $S_2 = \overline{S_4}; S_3 = \overline{S_1}; S_5 = \overline{S_6}$ 。

表 1 输出电压和开关管开关情况对应表  
Tab. 1 Output voltage and states of the switches

$v_{AB}$ 输出电平	导通的开关管	关断的开关管
1	$S_1 S_2 S_6$	其它
1/2	$S_2 S_3 S_6$	其它
+0	$S_3 S_4 S_6$	其它
-1	$S_3 S_4 S_5$	其它
-1/2	$S_2 S_3 S_5$	其它
-0	$S_1 S_2 S_5$	其它

### 3 控制策略

传统 SPWM 控制原理是用一个基准正弦波和一个三角波载波进行交接, 得到一个脉冲信号, 通过这个脉冲信号来控制开关管的开关, 而三电平逆变器需要将基准正弦波  $V_{ref}$  整流后与 2 个频率、幅值相等的三角波载波  $v_{tri1}$  和  $v_{tri2}$  进行交接, 得到两个脉冲信号  $A_1, B_1$ , 同时用基准波直接与零电压比较得到脉冲信号  $C_1$ , 如图 3 所示。然后用这 3 个脉冲信号  $A_1, B_1, C_1$  经过一系列逻辑门后来得到各个开关管的开关情况。

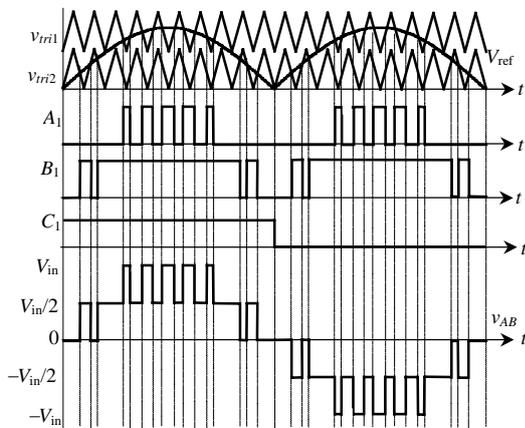


图 3 三电平逆变器 SPWM 工作原理  
Fig. 3 SPWM operation principle of TL inverter

由表 1 可知,  $S_1$  是在  $v_{AB} = +V_{in}$  或  $v_{AB} = -0$  时导通, 即:  $S_1 = A_1 \& C_1 + \overline{B_1} \& \overline{C_1}$ ; 同理,  $S_4$  是在  $v_{AB} = -V_{in}$  或  $v_{AB} = +0$  时导通, 即  $S_4 = A_1 \& \overline{C_1} + \overline{B_1} \& C_1$ 。

综上所述可得

$$S_1 = A_1 \& C_1 + \overline{B_1} \& \overline{C_1}; S_2 = \overline{S_4}; S_3 = \overline{S_1};$$

$$S_4 = A_1 \& \overline{C_1} + \overline{B_1} \& C_1; S_5 = \overline{C_1}; S_6 = C_1。$$

图 4 为 6 只开关管的逻辑控制框图。

为了提高逆变器的动态响应速度, 一般采用双闭环控制, 内环为电流环, 外环为电压环。本文

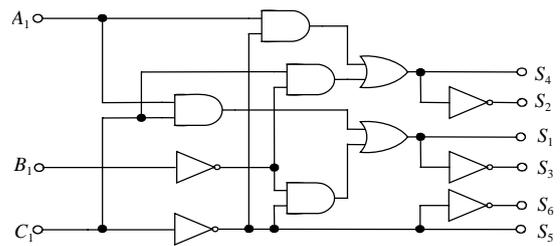


图 4 逻辑控制框图

Fig. 4 Logic control schematics

的电流环、电压环均采用 PI 调节器。对于交流系统而言, 其输出电流存在静态误差, 即当负载发生变化时, 输出电压反馈并不能完全跟踪上基准电压, 即输出电压反馈和基准电压会存在一定的误差, 传统双闭环控制的方框图如图 5 所示, 设电流环的传递函数为:  $G_i(s)$ , 基准电压为  $v_r(s)$ , 输出电压为  $v_o(s)$ , 为了分析方便, 我们使用单位反馈电路来推导系统的传递函数。

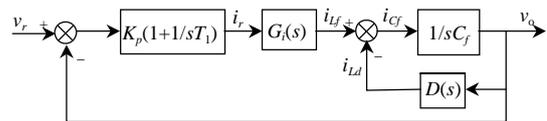


图 5 传统闭环控制方框图

Fig. 5 Diagram of classic close-loop system

由图 5 可以推出

$$\frac{v_o(s)}{v_r(s)} = \frac{K_p(T_I s + 1)G_i(s)}{[sC_f + D(s)]T_I s + K_p(T_I s + 1)G_i(s)}$$

式中  $D(s)$  为负载的传递函数, 通常  $D(s)$  为阻性负载或者感性负载, 表达式如下:

$$D(s) = \begin{cases} 1/R & \text{阻性负载} \\ 1/(sL + R) & \text{感性负载} \end{cases}$$

显然, 当负载发生变化时, 即  $D(s)$  发生了变化, 其变化类似一扰动量, 使输出电压产生了静态误差。为了减小负载变化引起的静态误差, 文[10]、[11]对电压环进行了一些改进, 它是在电流环的静入端加入了一个负载电流正反馈信号  $i_{Ld}$  和给定电压信号  $v_r$  的微分支路。负载电流正反馈信号与电压环的输出信号  $i_r$  以及给定电压信号的微分信号一起, 作为电流调节环的给定信号, 这种补偿定义为: 负载电流前馈补偿。由它的控制框图, 即图 6 可推出

$$\frac{v_o(s)}{v_r(s)} = \frac{[K_p(T_I s + 1) + s^2 C_f T_I]G_i(s)}{s^2 C_f T_I + [1 - G_i(s)]D(s) + K_p(T_I s + 1)G_i(s)}$$

显然, 当  $G_i(s)=1$  时,  $v_o(s) = v_r(s)$ , 输出与  $D(s)$  无关。也就是说通过加入负载电流正反馈信号

$i_{Ld}$  和基准电压信号的微分支路,可以消除由于负载引起的静态误差。

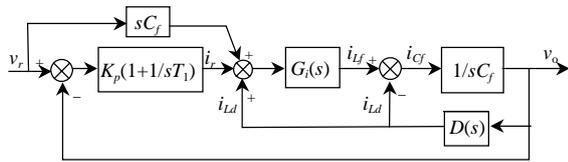


图6 改进后的闭环控制方框图

Fig. 6 Diagram of improved close-loop system

## 4 实验结果

为了验证该变换器的工作原理和前馈补偿网络的效果,完成了一台 1kVA 的原理样机,实验主要数据如下:分压电容:  $4 \times 1000\mu\text{F}/250\text{V}$ ,采取两串两并的方法;输入直流电压:  $180\text{V} \pm 10\%$ ;输出交流电压:  $115\text{V}/400\text{Hz}$ ;开关频率:  $18\text{kHz}$ ;开关管:两电平桥臂: IRFP460;三电平桥臂: IRFP264;箝位二极管: DESI30-06A;输出滤波电感:  $0.25\text{mH}$ ;输出滤波电容:  $15\mu\text{F}$ 。

表2 有无前馈环节输出电压比较

Tab. 2 Comparison of the output voltage between with and without feed-forward loop

负载情况	无前馈环节输出电压/V	有前馈环节输出电压/V
空载	116.54	115.67
阻性半载	105.57	115.40
阻性满载	96.16	115.56
感性满载	104.9	115.28

由表2看出,不加入前馈环节时,输出电压外特性很软,加入前馈环节之后,输出电压的外特性得到很大的改善,由图7可以看出:两桥臂之间电压  $v_{AB}$  为三电平波形;三电平桥臂开关管  $S_3$  的电压应力减小为两电平桥臂开关管  $S_6$  电压应力的一半。

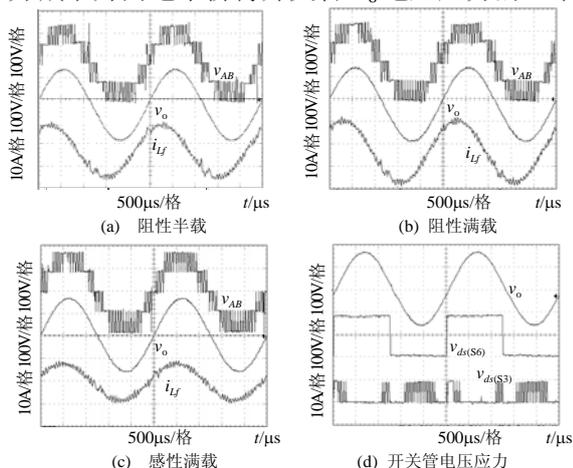


图7 实验波形

Fig. 7 Experimental waveforms

## 5 结论

本文提出了一种复合式中点箝位全桥三电平逆变器,采用 SPWM 控制,优点是:

(1) 三电平桥臂的开关管的电压应力减小为输入电压的一半;

(2) 减小了输出滤波器的尺寸<sup>[12]</sup>。同时本文还介绍了一种前馈补偿网络以提高输出电压的外特性,实验结果验证了该变换器的工作原理和前馈补偿网络的有效性。

## 参考文献

- [1] Lai J S, Peng F Z. Multilevel converters-A new breed of power converters[A]. IEEE Trans. Ind. Application[C].1996: 509-517.
- [2] Rodriguez J, Lai J S, Peng F Z. Multilevel Inverters: A survey of topologies, controls, and applications[J]. IEEE Trans. Industry Electronics, 2002,4(49): 724-738.
- [3] Corzine K, Familiant Y. A new cascaded multilevel h-bridge drive[J]. IEEE Trans. Power Electronics, 2002,1(17): 125-131.
- [4] 翁海清, 孙旭东, 刘丛伟, 等. 三电平逆变器直流侧电压平衡控制方法的改进. [J]. 中国电机工程学报, 2002,9(22): 94-97.  
Weng Haiqing, Sun Xudong, Liu Congwei, et al. Improvement on dc-voltage balance control method of three-level inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2002,9(22): 94-97.
- [5] 严干贵, 刘文华, 陈远华, 等. 悬浮电容多电平逆变器的通用 PWM 控制方法. [J]. 中国电机工程学报, 2003,6(23): 35-40.  
Yan Gangui, Liu Wenhua, Chen Yuanhua, et al. A generic PWM control method for flying capacitor inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2003,6(23): 35-40.
- [6] 张海涛, 赵争鸣, 孟朔, 等. 三电平变频调速系统的三相短路制动仿真与实验分析 [J]. 中国电机工程学报, 2004,24(8): 56-60.  
Zhang Haitao, Zhao Zhengming, Meng Shuo, et al. The simulation and experimental analysis of short-circuit braking for 3-level inverter-motor systems[J]. Proceedings of the CSEE, 2004,24(8): 56-60.
- [7] 刘文华, 陈远华, 张新成, 等. 混合七电平逆变器的变频调速 PWM 控制策略 [J]. 中国电机工程学报, 2004,24(11): 58-63.  
Liu Wenhua, Chen Yuanhua, Zhang Xincheng, et al. Variable frequency drive PWM control strategy for hybrid 7-level inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2004,24(11): 58-63.
- [8] Park S J, Kang F S, Lee M H, et al. A new single-phase five-level pwm inverter employing a dead-beat control scheme[J]. IEEE Trans. Power Electronics, 2003, 18(3): 831-843.
- [9] Marchesoni M. High-performance current control techniques for applications to multilevel high-power voltage source inverters[J]. IEEE Trans. Power Electronics, 1992, 7(1): 189-204.
- [10] Giri V, Divan D M, Jahns T M. Discrete pulse modulation strategies for high-frequency inverter systems[A]. PESC[C]. 1989: 1013-1020.
- [11] 阮新波, 严仰光. 四桥臂三相逆变器的控制策略 [J]. 电工技术学报, 2000, 15(1): 61-64.  
Ruan Xinbo, Yan Yangguang. The control strategy for three-phase inverter with four bridge legs[J]. Transactions of CES, 2000, 15(1): 61-64.
- [12] 王毅, 李和明, 石新春, 等. 多电平 PWM 逆变器谐波分析与输出滤波器设计 [J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(10): 78-82.  
Wang Yi, Li Heming, Shi Xinchun et al. Harmonic analysis and output filter design for multilevel PWM inverters[J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(10): 78-82.

收稿日期: 2004-05-18。

作者简介:

王学华 (1978-), 男, 硕士研究生, 研究方向为电力电子与电力传动;  
阮新波 (1970-), 博士, 教授, 博士生导师, 研究方向为高频软开关直-直变换器、高频软开关逆变器和变换器的建模分析。