

# 一类新型三电平软开关 DC-DC 变换器的研究

石 勇, 杨 旭, 王兆安

(西安交通大学电气工程学院, 陕西省 西安市 710049)

## RESEARCH ON A NEW FAMILY OF THREE-LEVEL SOFT SWITCHING DC-DC CONVERTERS

SHI Yong, YANG Xu, WANG Zhao-an

(Electrical Engineering School of Xi'an JiaoTong University, Xi'an 710049, Shaanxi Province, China)

**ABSTRACT:** Novel three-level DC-DC converters researched, which are new kind of three-level DC-DC converters applied to middle or small power conversion, and utilize bi-directional switch modules to provide the middle electric level to decrease the harmonic content in output waveform. The configuration and operational principles of the novel converters are discussed. Comparisons between these new converters and traditional full bridge DC-DC converters are performed, and the results show that the weight and volume of passive component in the investigated converters are much smaller than those in conventional full bridge DC-DC converters. Experiments are done to confirm their working principles.

**KEY WORDS:** Power electronics; Three-level; DC-DC converter; Soft switching

**摘要:** 该文针对一类新型的三电平 DC-DC 变换器进行详细的研究, 该电路使用一个双向开关构造中间电平, 大大简化原有多电平电路的复杂程度, 使多电平电路有可能被用于中低功率场合。通过将该电路与传统的全桥电路相比较研究可以发现, 该电路具有输出谐波含量小的特点, 可以非常有效减小输出无源滤波元件的体积和重量。该文详细探讨了这类新型三电平 DC-DC 变换电路的电路结构和工作原理, 并进行了实验研究。实验结果证明该电路原理正确, 可以正常工作。

**关键词:** 电力电子; 三电平; DC-DC 变换器; 软开关

## 1 引言

电力电子装置的发展方向是小型化、轻量化,

基金项目: 国家自然科学基金项目(50007007)。

Project Supported by National Natural Science Foundation of China (50007007).

以往通常采取提高开关频率的方法达到这一目标, 但是这样会带来诸如额外的开关损耗、电磁干扰加剧等问题<sup>[1]</sup>, 如何能够找到一种方法实现在相同开关频率条件下更有效的减小输出滤波器的体积和重量, 是学者们比较关心的问题, 多电平变换技术就是其中的一个解决办法。多电平电路的初衷在于解决低压开关器件串联实现高压变换时出现的动态均压问题, 同时采用多个电平拼接输出电压, 有效降低输出波形中的谐波含量, 减小输出无源滤波器的体积和重量, 提高系统的动态性能。级联多电平电路作为第一种多电平电路出现于 1975 年。随后, 一些学者相继提出了二极管钳位型和浮动电容钳位型多电平电路。多电平技术在中高压逆变电路中得到了广泛应用<sup>[1]</sup>。1992 年, 巴西学者 Pinheiro 提出了一种基于二极管钳位多电平逆变电路拓扑的三电平 DC-DC 变换器, 可做三相 PFC 的后级 DC-DC 变换器<sup>[2]</sup>。此后, 很多学者沿着这一思路做了大量的研究工作, 先后提出了不少电路拓扑结构, 并针对这些拓扑的控制方式、软开关工作模式以及最优控制策略等方面进行了卓有成效的研究<sup>[3-8]</sup>。但是, 由于多电平电路结构过于复杂, 在一定意义上限制了该类电路的广泛应用<sup>[9-11]</sup>。

2003 年, 韩国学者 Sung-Jun Park 提出一种新型三电平逆变器的拓扑结构<sup>[12]</sup>。从结构和功能上看这种电路通过添加一个可控器件和 4 个二极管, 实现三电平电路的输出特性, 具有结构简单特点, 同时由于没有采用开关器件串联方式实现输出多电平, 其开关器件的电压应力比传统多电平电路高。仔细分析这种电路可以得出如下结论: ①该电路不适用于高电压变换场合; ②该电路是一种结构简单

的三电平电路，随着器件制造技术以及电力电子电路集成技术的发展，器件成本在不断下降，集成度和性能则不断提高，这种多电平方案有可能在中低功率场合得到推广；③该电路本质是在普通全桥逆变桥拓扑的输入电容中点和逆变桥之间增加了一个双向开关，根据不同的双向开关构成方式可以演绎出一族三电平电路。

本文依据这种电路的特点，将其应用于 DC-DC 全桥变换器当中，详细分析了该拓扑作为三电平 DC-DC 变换器的工作原理、软开关工作方式，并进行了实验验证，实验结果表明电路工作原理正确，与普通的全桥变换器相比通过增加较少的开关器件得到了良好的输出特性。

## 2 电路的拓扑结构及其工作原理

### 2.1 电路的拓扑结构

图 1(a)所示为三电平DC-DC变换器拓扑结构示意图，图 1(b)~(e)是 4 种双向开关的组成方式。根据不同的双向开关组成方式就构成新一族的三电平 DC-DC变换电路。韩国学者采用三电平逆变电路的构成方式如图 1(c)。这种电路的优点是结构简单，只有一个自关断器件。其缺点是，流过双向开关的电流方向不可控，不利于实现软开关，同时增加了一个二极管的损耗。因此，本文所研究的三电平 DC-DC变换器没有采取这种结构。图 1(b)、(d)和(e)分别给出了其它主要的双向开关的构成方式。图 1(e)给出了由逆阻型IGBT反向并联的拓扑结构，目前这种IGBT的性能有待于进一步研究<sup>[13]</sup>，因此，

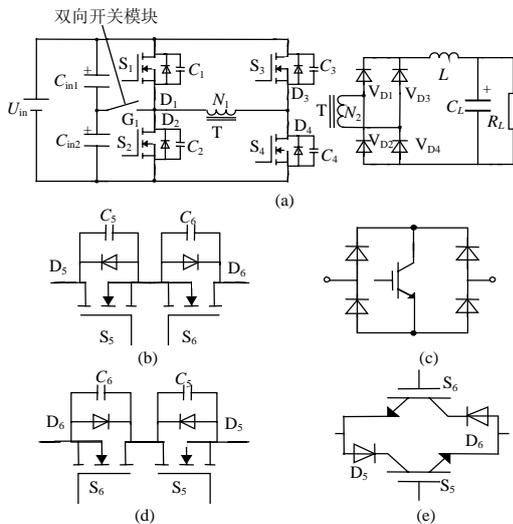


图 1 新型三电平变换器的电路拓扑结构  
Fig. 1 Topologies novel three level DC-DC converters

本文并没有对它进行深入地讨论。图 1(b)和(d)是由两个带反向串联二极管的 MOSFET 共集电极和共发射极连接组成。这种结构具有如下优点：① 减少一个二极管的通态损耗；② 流过双向开关的电流可以得到控制；③ 增加了电路的控制灵活性，通过不同的开关组合有可能实现某些开关器件软开关。

本文以图 1(b)所示双向开关组成方式格构成的电路为例，对这类新型三电平 DC-DC 变换器进行研究。

### 2.2 电路的工作模式分析

图 2 所示为三电平 DC-DC 变换器的基本工作状态。其中(a)、(b)所示的工作状态与普通全桥变换器一样。(c)和(d)为提供中间电平的工作模式。在硬开关工作状态时，还应有全部开关全关断的状态，为了简便起见，图 2 中没有画出此种状态。图 3 所示为电路的辅助工作状态，通过在主要工作模式之间插入一些辅助工作模式可以使一些开关器件工作在软开关状态。

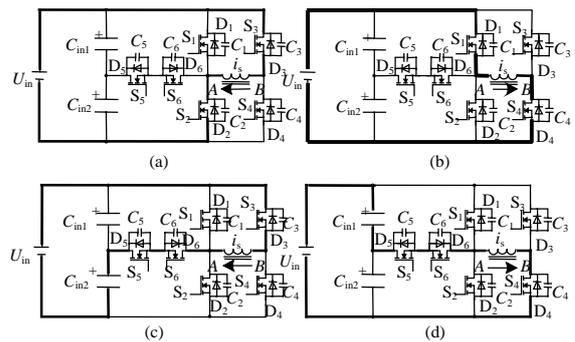


图 2 电路的基本工作状态

Fig. 2 Operational modes of three-level DC-DC converter

根据输出电压的不同，电路有两类工作模式组合。当  $U_{in}/k < U_o < U_{in}/2k$ ，输出滤波器前含有  $U_{in}/k$  和  $U_{in}/2k$  两种电平，其中  $k$  为变压器变比。当  $0 < U_o < U_{in}/2k$ ，输出滤波器前含有 0 和  $U_{in}/2k$  两种电平。在本节中将对这两种情况分别进行分析。在分析前作如下假设：① 所有开关器件均为理想器件；② 所有无源元件均为理想元件。

#### (1) $U_{in}/2k < U_o < U_{in}/k$ 时的工作模式分析

分析前假定  $t_0$  时刻电路已经工作在稳定工作状态，开关  $S_1$ 、 $S_4$  导通。

工作模式 1 如图 2(b)所示。此时开关  $S_1$ 、 $S_4$  导通， $v_{AB} = U_{in}$ ，变压器原边向变压器副边输出能量。变压器原边电流线性上升。

工作模式 2 如图 2(b) 所示。  $t_1$  时刻，驱动开

关 $S_5$ 导通,但由于电路此时的工作状态, $S_5$ 并不传到电流,开关 $S_5$ 零电流开通。 $v_{AB}=U_{in}$ 。

工作模式3 如图2(d)所示。 $t_2$ 时刻,开关 $S_1$ 关断,开关 $S_5$ 、 $S_4$ 导通, $v_{AB}=U_{in}/2$ ,变压器原边和输出滤波电感一起向输出端提供能量。

工作模式4 如图3(d)所示。 $t_3$ 时刻,开关 $S_5$ 关断, $S_2$ 的反并联二极管导通, $v_{AB}=0$ ,变压器原边续流。给 $S_2$ 创造零电压开通的条件,此时给 $S_2$ 驱动信号, $S_2$ 可以实现零电压开通。

工作模式5 如图3(a)所示。 $t_4$ 时刻,关断 $S_4$ ,二极管 $D_2$ 、 $D_3$ 根据负载的情况续流,在重载时或是串入谐振电感的情况下,开关 $S_3$ 有可能零电压开通。

工作模式6 如图2(a)所示。 $t_5$ 时刻,驱动开关 $S_3$ ,开关 $S_2$ 、 $S_3$ 导通, $v_{AB}=-U_{in}$ ,变压器原边向变压器副边输出能量。

电路对称半周的工作状况基本类似,图4(a)、(b)为此时变压器原边的理想波形。

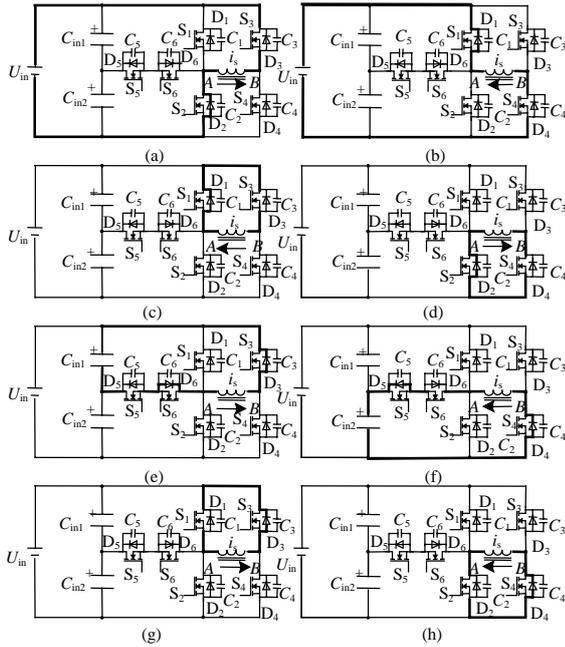


图3 电路的辅助工作状态  
Fig. 3 Auxiliary operational modes of three level DC-DC converter

(2)  $0 < U_o < U_{in}/2k$ 时的工作模式分析

假定 $t_0$ 时刻电路已进入稳定工作状态,开关 $S_5$ 、 $S_4$ 导通。

工作模式1 如图2(d)所示。 $t_0$ 时刻,开关 $S_5$ 、 $S_4$ 导通, $v_{AB}=U_{in}/2$ ,变压器原边向变压器副边输出能量。

工作模式2 如图3(e)所示。 $t_1$ 时刻,开关 $S_4$ 关

断, $S_3$ 的反并联二极管导通,变压器原边续流。此时驱动 $S_3$ , $S_3$ 为零电压开通。

工作模式3 如图3(g)所示。 $t_2$ 时刻,驱动 $S_1$ , $v_{AB}=0$ ,变压器原边续流。由于开关 $S_6$ 的反并联二极管承受反向电压关断,此后关断 $S_5$ , $S_5$ 为零电流关断。

工作模式4 如图3(g)所示,变压器原边续流, $t_3$ 时刻原边电流降为零,关断 $S_1$ 。

工作模式5 如图2(c)所示, $t_4$ 时刻,驱动 $S_6$ ,开关 $S_3$ 、 $S_6$ 导通, $v_{AB}=-U_{in}/2$ ,变压器原边向变压器副边输出能量。

电路另半周的工作状况基本类似,图4(c)、(d)为此时变压器原边的理想波形。

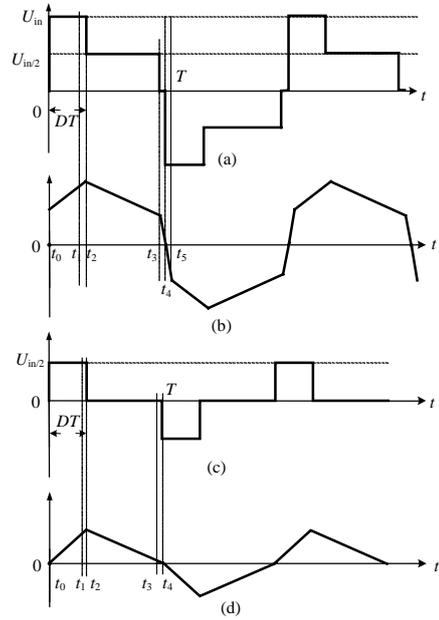


图4  $v_{AB}$ 和 $i_s$ 的理想波形示意图

Fig. 4 The idealized waveform of  $v_{AB}$  and  $i_s$

2.3 三电平 DC-DC 变换器输入输出关系

根据不同输出电压,电路工作在工作模式组合之间切换。当 $U_o$ 在 $U_{in}$ 和 $U_{in}/2$ 之间时,输出电压和输入电压在一个开关周期内的关系可以表述为

$$U_o = \begin{cases} U_{in}/k & 0 \leq t \leq DT \\ U_{in/2}/k & DT \leq t \leq T \end{cases} \quad (1)$$

$U_o$ 的平均值和输入电压的关系式可以表述为

$$U_o = (D+1)U_{in}/2k \quad (2)$$

式中  $D$ 为电路输出为 $U_{in}/k$ 电平的时间与开关周期之比; $k$ 为变压器变比; $T$ 为开关周期。

当 $U_o$ 在 $U_{in}/2$ 和0之间时,输出电压和输入电压在一个开关周期内的关系可以表述为

$$U_o = \begin{cases} U_{in}/2k & 0 \leq t \leq DT \\ 0 & DT \leq t \leq T \end{cases} \quad (3)$$

$U_o$ 的平均值和输入电压的关系式可以表述为

$$U_o = DU_{in}/2k \quad (4)$$

式中  $D$ 为电路输出为 $U_{in}/2$ 电平的时间与开关周期之比； $k$ 为变压器变比； $T$ 为开关周期。

### 3 新型三电平 DC-DC 变换器与传统全桥变换器的比较研究

#### 3.1 假设条件

在DC-DC变换器的设计当中，如何有效的减小输出滤波回路的体积是设计者很关心的问题。通常是依靠提高开关频率的方法来解决这个问题，但这样会带来附加的开关损耗。而在同样的开关频率下有效减小输出滤波电感的大小，正是三电平DC-DC变换器的优势所在。将对三电平DC-DC变换器与传统的全桥变换器进行比较研究。分析前，先作如下假设：① 输入电压相同，设为 $U_s$ ；② 变压器变比设为 1；③ 二者具有开关频率相同；④ 占空比表示为 $D$ ；⑤ 设计时保证电感电流连续。图 5(a)是普通全桥变换器在滤波电感前的电压波形。图 5(b)、(c)是三电平变换器在滤波电感前的电压波形。

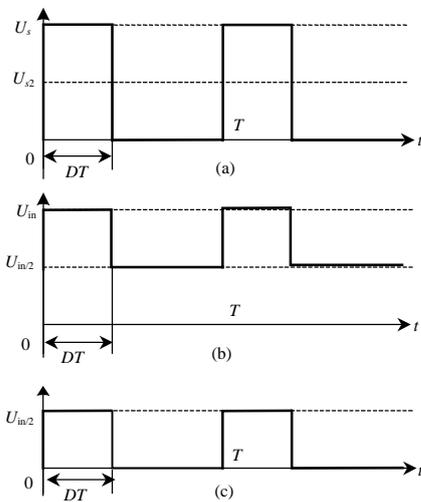


图 5 普通全桥以及三电平 DC-DC 变换器输出滤波电感前的电压波形

Fig. 5 Waveform before output inductor of three-level and traditional DC-DC converters

#### 3.2 普通全桥变换器

全桥变换器输出电压波形如图 5(a)所示。依据电感的计算公式

$$L \cdot di_L / dt = U_L \quad (5)$$

$U_L$  是电感的电压。可得

$$L \cdot \Delta i = (U_s - U_o)DT \quad (6)$$

式中  $U_o = DU_s$ ，式(6)可改写为

$$L \cdot \Delta i = (1 - D)DTU_s \quad (7)$$

当输入电压一定时， $D=0.5$  时  $L \cdot \Delta i$  达到峰值

$$\max(L \cdot \Delta i) = 0.25TU_s \quad (8)$$

#### 3.3 三电平 DC-DC 变换器

(1)  $U_{in}/2k < U_o < U_{in}/k$

输出电压如图 5(b)所示。可按照  $0 \leq t \leq DT$  的时间设计电感。依据电感的计算公式

$$L \cdot di_L / dt = U_L \quad (9)$$

$U_L$  是电感的电压。可得

$$L \cdot \Delta i = (U_s - U_o)DT \quad (10)$$

式中  $U_o = (1 + D)U_s/2$ 。

式(10)可改写为

$$L \cdot \Delta i = (1 - D)DTU_s/2 \quad (11)$$

当输入电压一定时， $D=0.5$  时  $L \cdot \Delta i$  达到峰值

$$\max(L \cdot \Delta i) = 0.125TU_s \quad (12)$$

(2)  $0 < U_o < U_{in}/2k$

输出电压如图 5(c)所示。可按照  $0 \leq t \leq DT$  的时间设计电感。依据电感的计算公式

$$L \cdot di_L / dt = U_L \quad (13)$$

$U_L$  是电感的电压。可得

$$L \cdot \Delta i = (U_s/2 - U_o)DT \quad (14)$$

式中  $U_o = DU_s/2$ 。

式(14)可改写为

$$L \cdot \Delta i = (1 - D)DTU_s/2 \quad (15)$$

当输入电压一定时， $D=0.5$  时  $L \cdot \Delta i$  达到峰值

$$\max(L \cdot \Delta i) = 0.125TU_s \quad (16)$$

通过以上分析，可以得出如下结论：① 三电平 DC-DC 变换器的  $L \cdot \Delta i$  是普通全桥变换器的 1/2。② 在滤波电感一致时，三电平 DC-DC 变换器的电感电流纹波是普通全桥变换器的 1/2。③ 在电流纹波一致时，三电平 DC-DC 变换器的输出滤波电感量是普通全桥变换器的 1/2。

### 4 实验及结果分析

本文搭建了一套 500W 的实验装置。具体的实验条件和装置的参数如表 1 所示。

表1 实验条件及装置的具体参数  
Tab.1 Parameters of test setup

实验条件	参数
输入电压/V	300
开关频率/kHz	31
变压器变比	1.2:1
主开关元件	6只 IFRP460
输出滤波电容/ $\mu\text{F}$	940
输出滤波电感/mH	0.2
整流二极管	4只 DSEI30-60

图6、7所示为三电平DC-DC变换器变压器原边电压的波形，从图中可以看出实验波形与理想波形一致。图8和图9为三电平DC-DC变换器与普通的全桥DC-DC变换器的输出滤波电感电流纹波在相同输入电压且占空比同为50%时的比较，从图上看三电平DC-DC变换器具有较小的电感电流纹波。图10是开关 $S_2$ 的零电压开通的示意图，从图中可以看出开关 $S_2$ 可以实现零电压开通。

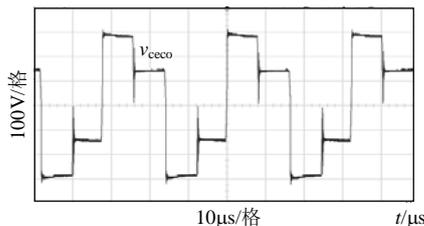


图6  $U_{in}/2k < U_0 < U_{in}/k$ 时变压器副边的输出电压波形  
Fig.6 Voltage waveform of the transformer second side, when  $U_{in}/2k < U_0 < U_{in}/k$

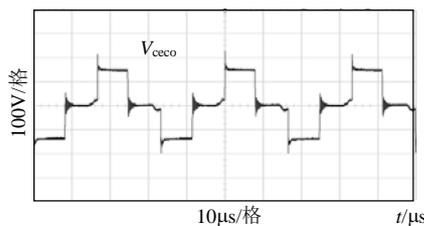


图7  $0 < U_0 < U_{in}/2k$ 时变压器副边的输出电压波形  
Fig.7 Voltage waveform of the transformer second side, when  $0 < U_0 < U_{in}/2k$

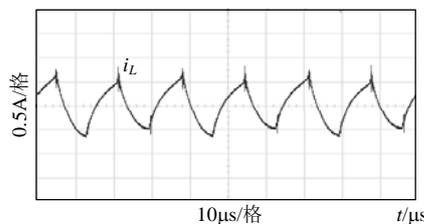


图8 三电平DC-DC变换的电感电流纹波  
Fig.8 Waveform of inductance current ripple of TL DC-DC converter

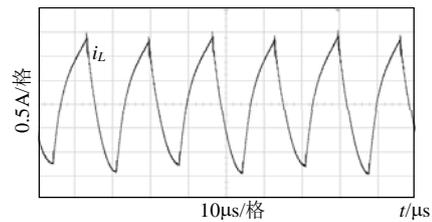


图9 普通全桥DC-DC变换的电感电流纹波  
Fig.9 Waveform of inductance current ripple of conventional FB DC-DC converter

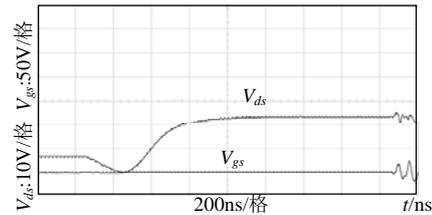


图10 开关 $S_2$ 的零电压开通  
Fig.10 ZVS of  $S_2$

## 5 结论

本文针对一类新型三电平DC-DC变换器进行了研究。这种变换器采用一个双向开关模块构造中间电平，比其它三电平DC-DC变换器具有结构简单，开关器件少等优点；与普通全桥变换器比较有输出谐波小的特点，可以有效减小输出无源滤波器的体积。该电路是一种适宜于中低功率等级的新型三电平DC-DC变换电路。通过理论分析和实验研究得到以下结论：

(1) 该电路工作原理正确。

(2) 该电路可以实现部分开关器件工作在软开关状态，有利于降低损耗提高效率。

(3) 与普通全桥变换电路相比，该电路具有较少的输出电压谐波含量，从而可以大大降低输出滤波回路的体积，提高系统的动态性能。

## 参考文献

- [1] 王兆安, 黄俊. 电力电子技术(第4版). 北京: 机械工业出版社, 2000.
- [2] Pinheiro J R, Barbi I. The three-level ZVS-PWM DC-to-DC converter [J]. IEEE Transaction on Power Electronics, 1993, 8(4): 486-492.
- [3] 李斌, 阮新波, 李金钟. 倍流整流方式 ZVS PWM 三电平直流变换器 [J]. 中国电机工程学报, 2002, 22(9): 79-83.  
Li bin, Ruan Xinbo, Li Jinzhong. Current doubler-rectifier ZVS PWM three-level converters [J]. Proceedings of the CSEE, 2002, 22(9): 79-83.
- [4] Canales F, Barbosa P, Lee F C. A zero-voltage and zero-current switching three-level DC-DC converter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2002, 17(6): 898-904.
- [5] Eun-Soo Kim, Young-Bok Byun, Tae-Geun Koo et al. An improved

- three level ZVZCS DC-DC converter using a tapped inductor and a snubber capacitor[C]. Proceedings of the Power Conversion Conference, Osaka, Japan, 2002, 1: 115-121.
- [6] Wu Hongyang, He Xiangning. Single phase three-level power factor correction circuit with passive lossless snubber[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2002,17(6): 946-953.
- [7] Coelho K D, Barbi I. A three level double-ended forward converter[C]. IEEE 34th Annual Conference on Power Electronics Specialist, Mexico, 2003, 3: 1396-1400.
- [8] Jang Y, Jovanovic M M. A new three-level soft-switched converter[C]. Applied Power Electronics Conference and Exposition, Florida, USA, 2003,2: 1059-1065.
- [9] 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, 22(9): 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, 2002,22(9): 94-97.
- [10] 唐伏良, 庄朝晖, 熊有伦. 一类新型的多电平逆变拓扑研究 [J]. 中国电机工程学报, 2000, 20(12): 11-14.  
Tang Fuliang, Zhuang Chaohui, Xiong Youlun. Researching of a new multilevel inverter topology[J]. Proceedings of the CSEE, 2000, 20(12): 11-14.
- [11] 阮新波, 李 斌, 陈乾宏. 一种适用于高压大功率变换器的三电平直流变换器[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(5): 20-23.  
Ruan Xinbo, Li Bin, Chen Qianhong. A new approach for high voltage and high power three-level DC-DC conversion[J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(5): 20-23.
- [12] Sung-Jun Park, Feel-Soon Kang, Man Hyung Lee *et al.* A new single-phase five-level PWM inverter employing a deadbeat control scheme[J]. IEEE Transaction on Power Electronics, 2003, 18(3): 831-843.
- [13] Klumpner C, Blaabjerg F. Using reverse blocking IGBTs in power converters for adjustable speed drives[C]. Conference Record of 38th IAS Annual Meeting, Salt Lake City, USA, 2003,3: 1516 -1523.

收稿日期: 2004-10-14。

作者简介:

石 勇(1974-), 男, 博士研究生, 研究方向为软开关电路、开关电路拓扑等;

杨 旭(1972-), 男, 副教授, 研究方向为电力电子技术、软开关电路、开关电源技术、电力电子集成技术等;

王兆安(1945-), 男, 教授, 博士生导师, 研究方向为电力电子技术、电力系统谐波抑制及无功功率补偿技术等。