

# 两种移相控制全桥式高频环节逆变器比较研究

李磊<sup>1</sup>, 胡文斌<sup>1</sup>, 陈劲操<sup>1</sup>, 陈道炼<sup>2</sup>

(1. 南京理工大学动力工程学院, 江苏省南京市 210094;  
2. 南京航空航天大学电气工程系, 江苏省南京市 210016)

## Comparisons of Two Kinds of Phase-shifted Controlled Full-bridge Mode Inverters with High Frequency Link

LI Lei<sup>1</sup>, HU Wen-bin<sup>1</sup>, CHEN Jin-cai<sup>1</sup>, CHEN Dao-lian<sup>2</sup>

(1. Nanjing University of Science & Technology, Jiangsu Province, Nanjing 210094, China;  
2. Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, Nanjing 210016, China)

**ABSTRACT:** The novel full-bridge mode inverters with high frequency link are constituted of high frequency inverter bridge, high frequency transformer, cycloconverter, input and output filters. The converters have the full bridge-full wave and the full bridge-full bridge mode circuit topologies. The control strategy, principle characteristics, design criteria of the key circuit parameters and principle test of two kinds of phase-shifted controlled inverters are deeply and comparatively investigated firstly in this paper, and important conclusions are obtained. Compared with the bi-polarity phase-shifted controlled inverters, the uni-polarity phase-shifted controlled inverters have better comprehensive performances. The phase-shifted controlled full-bridge mode inverters have important engineering application value in medium or large power inversion fields.

**KEY WORDS:** full-bridge mode; high frequency link; inverter; bi-polarity phase-shifted control; uni-polarity phase-shifted control; cycloconverter

**摘要:** 新颖的全桥式高频环节逆变器, 由高频逆变桥、高频变压器、周波变换器以及输入、输出滤波器构成, 包括全桥全波式和全桥桥式拓扑。该文首次对双极性、单极性移相控制全桥式高频环节逆变器的控制策略、原理特性、关键电路参数设计准则和原理试验等进行了深入的比较研究, 获得了重要研究结论。相对于双极性移相控制时, 单极性移相控制高频环节逆变器获得了更优的综合性能。移相控制全桥式高频环节逆变器, 在中大功率 DC/AC 变换场合具有重要的工程应用价值。

**关键词:** 全桥式; 高频环节; 逆变器; 双极性移相控制; 单极性移相控制; 周波变换器

### 0 引言

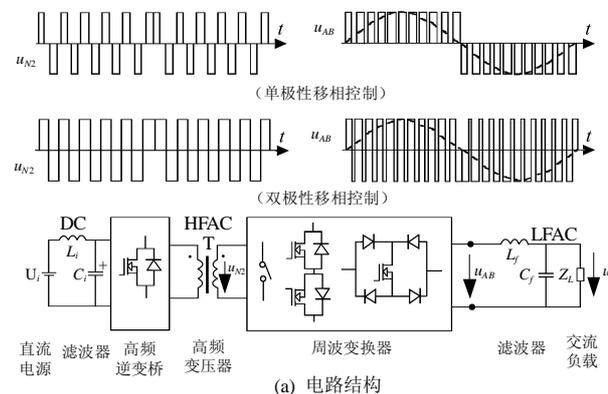
新颖的双向电压源高频环节 DC/AC 逆变器<sup>[1-5]</sup>,

具有高频电气隔离、拓扑简洁、两级功率变换(DC/HFAC/LFAC)、双向功率流、变换效率高、功率密度高、音频噪音低等优点, 是当今电力电子学的研究热点之一<sup>[6-8]</sup>。在中大功率变换场合中<sup>[9-12]</sup>, 全桥式电路拓扑具有重要的工程应用价值<sup>[13-14]</sup>。

本文首次对新颖的双极性、单极性移相控制全桥式高频环节逆变器的控制策略、原理特性、关键电路参数设计准则和原理试验等进行了深入的比较研究, 获得了重要研究结论。

### 1 电路结构与拓扑

新颖的全桥式高频环节逆变器电路结构与拓扑, 如图 1 所示。该电路结构由高频逆变桥、高频变压器、周波变换器以及输入、输出滤波器构成, 电路拓扑包括全桥全波式和全桥桥式两种。全桥全波式拓扑适用于低压输出、中大功率变换场合, 全桥桥式拓扑适用于高压输出、中大功率变换场合<sup>[15]</sup>。



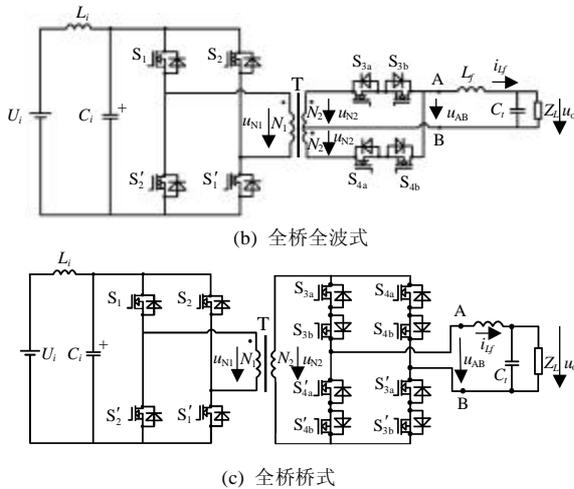
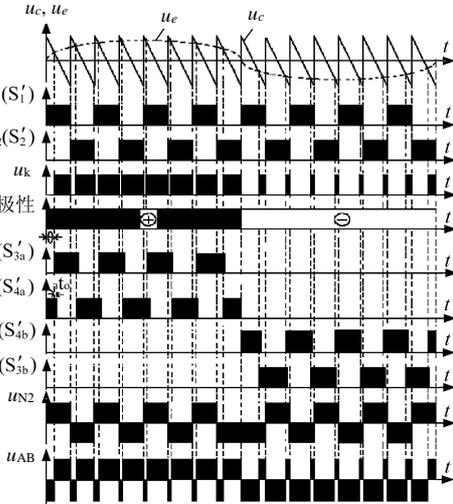


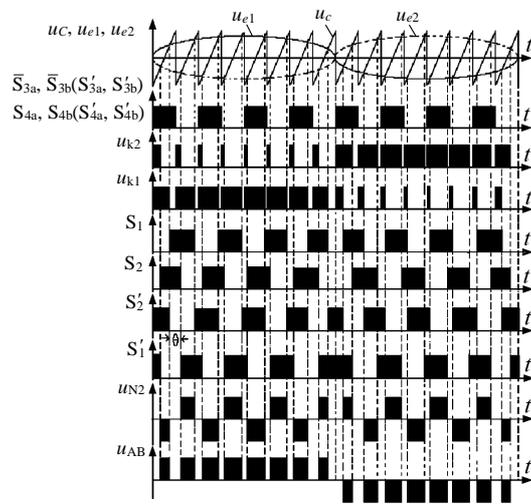
图 1 全桥式高频环节逆变器电路结构与拓扑  
Fig. 1 Circuit configuration and topologies of the full-bridge mode inverters with high frequency link

2 控制策略

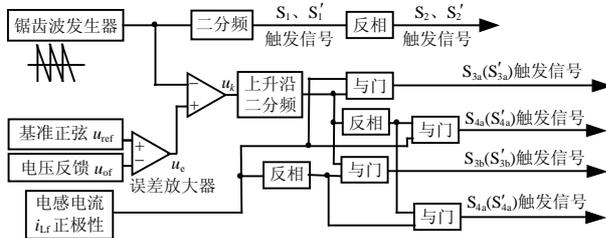
全桥式高频环节逆变器，可采用双极性和单极



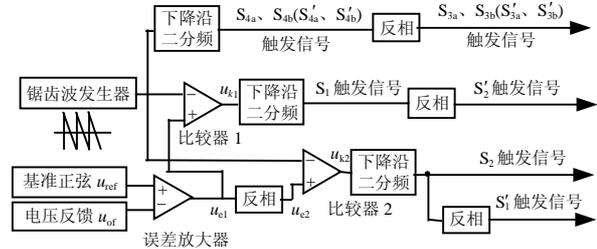
(a) 双极性移相控制原理波形



(b) 单极性移相控制原理波形



(c) 双极性移相控制原理框图



(d) 单极性移相控制原理框图

图 2 两种移相控制高频环节逆变器的控制原理

Fig. 2 The control principles of two kinds of phase-shifted controlled inverters with high frequency link

单极性移相控制原理框图和原理波形，分别如图 2(b)、(d)所示。与双极性移相控制相比较，具有周波变换器换流重叠、周波变换器在前级输出电压为零期间进行开关转换的单极性移相控制策略具

性移相控制策略。双极性移相控制，是指周波变换器相对高频逆变器的移相 $q$ ，并且输出滤波器的前端电压为双极性 SPWM 波；单极性移相控制，是指高频逆变桥右桥臂相对左桥臂的移相 $q$ ，并且输出滤波器的前端电压为单极性 SPWM 波。通过调节移相角 $q(0 \leq q \leq 180^\circ)$ ，可实现输入直流电压、负载变化时输出电压的稳定与调节。

双极性移相控制原理框图和原理波形，分别如图 2(a)、(c)所示。借助周波变换器的换流重叠、输出滤波电感电流的极性选择，双极性移相控制策略具有如下特点：①实现了变压器副边漏感能量和输出滤波电感电流的自然换流，避免了周波变换器换流重叠期间的环流现象；②为变压器原边漏感能量和每个开关周期内两次交流负载侧的能量回馈提供了通路；③输出滤波器的前端电压为双极性 SPWM 波；④电流极性选择信号易受电磁干扰，工程实现较难。

### 3 原理特性

以全桥全波式拓扑为例,对两种移相控制逆变器的原理特性进行比较研究。单极性移相控制逆变器,CCM时输出滤波电感电流 $i_{Lf}$ 和输出滤波电容电压(即输出电压 $u_o$ )等状态变量的稳态值为<sup>[4]</sup>

$$I_{Lf} = \frac{DU_i N_2}{N_1} \frac{1}{R_L + r} \quad (1)$$

$$U_o = \frac{DU_i N_2}{N_1} \frac{1}{1 + r/R_L} \quad (2)$$

式(1)、(2)中 $U_i$ 为输入直流电压; $D(0 \leq D \leq 1)$ 为输出滤波器前端电压 $u_{AB}$ 在一个开关周期 $T_s$ 内的占空比; $N_1$ 、 $N_2$ 分别为高频变压器原、副边绕组匝数; $r$ 为逆变器等效内阻; $R_L$ 为交流负载。理想情形( $r=0$ )CCM、临界CCM、DCM时逆变器的稳态外特性分别为

$$U_o = DU_i N_2 / N_1 \quad (3)$$

$$I_G = 4I_{G\max} D(1-D) \quad (4)$$

$$\frac{U_o}{U_i} = \frac{4D^2}{4D^2 + I_o/I_{G\max}} \frac{N_2}{N_1} \quad (5)$$

式(4)、(5)中 $I_o$ 为负载电流; $I_G$ 为临界CCM时的负载电流,其最大值 $I_{G\max} = U_i N_2 T_s / (16N_1 L_f)$ 。

单极性移相控制逆变器的标幺外特性曲线 $U_o/(U_i N_2/N_1) = f(I_o/I_{G\max})$ ,如图3(a)所示。

同样采用状态空间平均法可求得,双极性移相控制逆变器CCM时状态变量的稳态值为

$$I_{Lf} = \frac{U_i(2D-1)N_2}{N_1} \frac{1}{R_L + r} \quad (6)$$

$$U_o = \frac{U_i(2D-1)N_2}{N_1} \frac{1}{1 + r/R_L} \quad (7)$$

理想情形( $r=0$ )CCM、临界CCM、DCM时变换器的稳态外特性分别为

$$U_o = U_i N_2 (2D-1) / N_1 \quad (8)$$

$$I_G = 4I_{G\max} D(1-D) \quad (9)$$

$$\frac{U_o}{U_i} = \frac{4D^2 - I_o/I_{G\max}}{4D^2 + I_o/I_{G\max}} \frac{N_2}{N_1} \quad (10)$$

式(9)、(10)中 $I_{G\max} = U_i N_2 T_s / (8N_1 L_f)$ 。

双极性移相控制逆变器的标幺外特性曲线,如图3(b)所示。

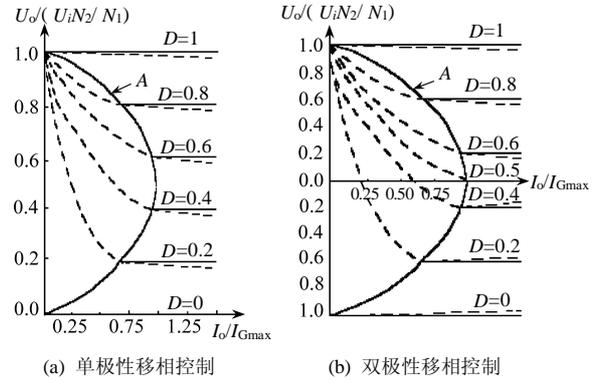


图3 两种移相控制高频环节逆变器的标幺外特性  
Fig. 3 Normalized output characteristics of two kinds of phase-shifted controlled inverters with high frequency link

### 4 关键电路参数设计准则

#### 4.1 高频变压器匝比 $n(N_1/N_2)$

设 $n_1$ 、 $n_2$ 分别为双极性、单极性移相控制逆变器的高频变压器匝比,则由式(2)、(7)可知,相同的 $U_i$ 、 $D$ 、 $R_L$ 和 $r$ 时,要获得相同的 $U_o$ ,必须满足

$$n_1 < n_2 \quad (11)$$

#### 4.2 高频变压器铁损

设双极性、单极性移相控制逆变器的高频变压器采用同一型号磁芯(截面积为 $S_c$ )、最大工作磁密均为 $B_m$ ,原、副边绕组匝数分别为 $N_1$ 和 $N_2$ 、 $N'_1$ 和 $N'_2$ ,单极性移相控制逆变器输出滤波器前端电压的最大占空比为 $D_{\max}$ ,则在输入电压 $U_i$ 对应输出电压 $u_o$ 的峰值处有

$$U_i = N_1 S_c \frac{2B_m}{T_s/2} \quad (\text{双极性移相控制}) \quad (12)$$

$$U_i = N'_1 S_c \frac{2B_m}{D_{\max} T_s/2} \quad (\text{单极性移相控制}) \quad (13)$$

由式(12)、(13)得

$$N'_1 = D_{\max} N_1 < N_1 \quad (14)$$

在 $U_i$ 对应 $u_o$ 的任意点处,有

$$U_i = N_1 S_c \frac{\Delta B_1}{T_s/2} \quad (\text{双极性移相控制}) \quad (15)$$

$$U_i = N'_1 S_c \frac{\Delta B_2}{D T_s/2} \quad (\text{单极性移相控制}) \quad (16)$$

式(15)、(16)中 $\Delta B_1$ 、 $\Delta B_2$ 分别为对应输出电压 $u_o$ 的任意点处的双极性、单极性移相控制逆变器高频变压器的工作磁密变化量。由式(14)、(15)、(16)得

$$\Delta B_2 = \Delta B_1 D / D_{\max} \leq \Delta B_1 = 2B_m \quad (17)$$

因此,单极性移相控制时高频变压器的铁损小于双极性移相控制时。

### 4.3 输出滤波器

双极性、单极性移相控制逆变器输出滤波器的前端电压分别为双极性、单极性 SPWM 波，因此，单极性移相控制逆变器输出滤波器前端电压的频谱特性更优，输出滤波器  $L_f$ 、 $C_f$  可以取值更小。设  $L_{f1}$  ( $C_{f1}$ )、 $L_{f2}$  ( $C_{f2}$ ) 分别为双极性、单极性移相控制逆变器的输出滤波器，则有

$$L_{f1} > L_{f2} \quad (18)$$

$$C_{f1} > C_{f2} \quad (19)$$

### 4.4 功率开关电压、电流应力

双极性、单极性移相控制逆变器高频逆变桥的电压应力均为  $U_i$ 。以全桥桥式拓扑为例，由式(11)可得

$$U_i/n_1 > U_i/n_2 \quad (20)$$

即双极性移相控制时周波变换器的电压应力大于单极性移相控制时。

额定负载时移相控制逆变器高频逆变桥、周波变换器的峰值电流应力分别为

$$I_{peak} = \sqrt{2} \left( \sqrt{(w_o C_f U_o)^2 + (U_o / R_{Lmin})^2} / n \right) \times 105\% \quad (21)$$

$$I_{peak} = \sqrt{2} \sqrt{(w_o C_f U_o)^2 + (U_o / R_{Lmin})^2} \quad (22)$$

式(21)、(22)中： $w_o$  为输出电压角频率， $R_{Lmin}$  为额定负载电阻。由式(11)、(19)、(21)、(22)可知，双极性移相控制时高频逆变桥、周波变换器的峰值电流应力均大于单极性移相控制时。

### 4.5 高频变压器铜损

仍以全桥桥式拓扑为例，额定负载时移相控制逆变器高频变压器的原、副边绕组电流的有效值分别为

$$I_1 = \sqrt{(w_o C_f U_o)^2 + (U_o / R_{Lmin})^2} / n \quad (23)$$

$$I_2 = \sqrt{(w_o C_f U_o)^2 + (U_o / R_{Lmin})^2} \quad (24)$$

由式(11)、(19)、(23)、(24)可知，额定负载双极性移相控制时高频变压器的原、副边绕组电流的有效值均大于单极性移相控制时。由式(11)、(14)可得

$$N'_2 < N_2 \quad (25)$$

设高频变压器绕组的匝数、单匝长度、截面积、电阻率和电流密度分别为  $N$ 、 $l$ 、 $S$ 、 $r$ 、 $j$ ，则高频变压器绕组电阻  $r_{rz}$  为

$$r_{rz} = rNl/S = rNl/(I/j) \quad (26)$$

高频变压器的铜损  $p_{cu}$  为

$$p_{cu} = I^2 r_{rz} = I^2 rNl/(I/j) = IN r l j \quad (27)$$

设双极性、单极性移相控制逆变器具有相同的  $r$ 、 $j$ ，则由式(11)、(14)、(19)、(23)、(24)、(25)、(27)可知，单极性移相控制时高频变压器的铜损小于双极性移相控制时。

## 5 原理试验

设计实例：全桥桥式电路拓扑，双极性、单极性移相控制策略，输入电压  $U_i = 270 \text{ V} \pm 10\% \text{ DC}$ ；输出电压  $U_o = 115 \text{ V} (400 \text{ Hz}) \text{ AC}$ ；额定容量  $S = 1 \text{ KVA}$ ，开关频率  $F_s = 50 \text{ kHz}$ ；输入滤波电感  $L_i = 10 \text{ } \mu\text{H}$ ；输入滤波电容  $C_i = 50 \text{ } \mu\text{F}$ ；单极性移相控制逆变器的  $D_{max} = 0.92$ ；高频变压器匝比  $n_1 = 1$ 、 $n_2 = 1.25$ ；输出滤波电感  $L_{f1} = 1 \text{ mH}$ 、 $L_{f2} = 0.7 \text{ mH}$ ；输出滤波电容  $C_{f1} = 4.4 \text{ } \mu\text{F}$ 、 $C_{f2} = 2 \text{ } \mu\text{F}$ 。

双极性、单极性移相控制全桥式高频环节逆变器的原理试验波形，分别如图 4(a)、(b)和(c)所示。由图 4 可知，由于双极性移相控制时引入了输出滤波电感电流极性选择信号，输出电压波形有过零畸变，单极性移相控制时输出波形质量高；单极性移相控制时输出周波变换器为 ZVS 开关。原理试验与理论分析一致。

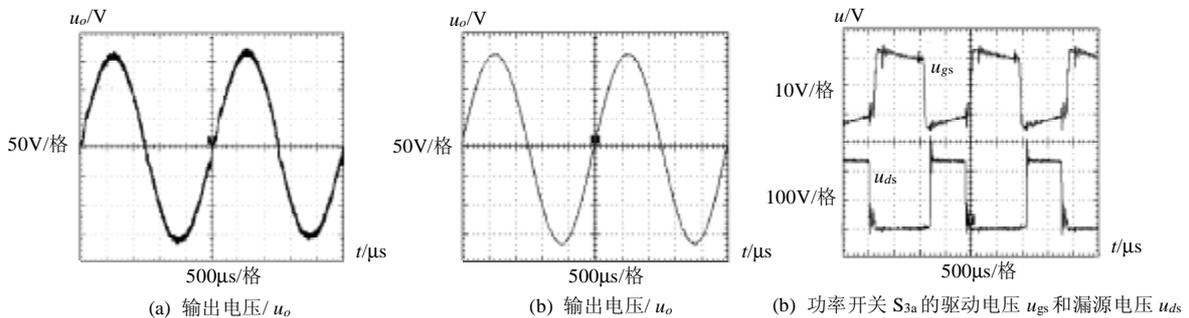


图 4 两种移相控制高频环节逆变器的原理试验波形

Fig. 4 Principle test waveforms of two kinds of phase-shifted controlled inverters with high frequency link

## 6 结论

(1) 新颖的全桥式高频环节逆变器, 包括全桥全波式和全桥桥式两种拓扑, 具有高频电气隔离、电路拓扑简洁、两级功率变换(DC/HFAC/LFAC)、双向功率流、变换效率高、功率密度高、输出波形质量高、音频噪音低和适用于中大功率变换场合等优点。

(2) 借助周波变换器与高频逆变桥之间的移相、周波变换器的换流重叠、输出滤波电感电流极性选择信号, 双极性移相控制逆变器实现了变压器漏感能量和输出滤波电感电流的自然换流、输出滤波器前端电压是双极性 SPWM 波。

(3) 借助高频逆变桥右桥臂和左桥臂之间的移相、周波变换器在变压器电压为零时转换、周波变换器的换流重叠, 单极性移相控制逆变器实现了变压器漏感能量和输出滤波电感电流的自然换流、周波变换器的 ZVS 开关、输出滤波器前端电压是单极性 SPWM 波。

(4) 相对于双极性移相控制逆变器, 单极性移相控制逆变器获得了更优的综合性能, 即周波变换器实现了 ZVS 开关、输出滤波器前端电压频谱特性更优、输出滤波器和高频变压器损耗更小、更易于工程实现等。

(5) 原理试验结果与理论分析一致。

## 参考文献

- [1] Yamato I, Tokunaga N, Matsuda Y, et al. High frequency link DC/AC converter for UPS with a new voltage clamper[C]. IEEE PESC, Toledo, 1990: 749-756.
- [2] Yamato I, Tokunaga N, Matsuda Y, et al. New conversion system for UPS using high frequency link[C]. IEEE PESC, Kyoto, 1988:658-663.
- [3] Espelage P M, Bose B K. High frequency link power conversion [J]. IEEE Transactions on IA, 1977, 13(5): 387-394.
- [4] 陈道炼, 张友军. 单极性移相控制高频脉冲交流环节逆变器研究 [J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(4): 27-30.  
Chen Daolian, Zhang Youjun. Research on uni-polarity phase shifting controlled inverters with high frequency pulse AC link[J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(4): 27-30(in Chinese).
- [5] Xiangdong Lai, Baofang Wu. SPWPM DC-AC converter with highfrequency link[C]. IPEMC, Hangzhou, 1997: 316-319.
- [6] 陈文洁, 杨旭, 杨拴科, 等. 分立元件构成的电力电子集成功率模块的设计[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(12): 104-110.  
Chen Wenjie, Yang Xu, Yang Shuanke, et al. A design of discrete components based integrated power modules[J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(12): 104-110(in Chinese).
- [7] 孙驰, 毕增军, 魏光辉. 一种新颖的三相四桥臂逆变器解耦控制的建模与仿真[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(1): 124-130.  
Sun Chi, Bi Zengjun, Wei Guanghui. Modeling and simulation of a three-phase four-leg inverter based on a novel decoupled control technique[J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(1): 124-130(in Chinese).
- [8] 陈刚, 徐德鸿. 一种零电压开关双向 DC-DC 变换器[J]. 电力电子技术, 2001, 35(2): 1-3.  
Chen Gang, Xu Dehong. A Zero-voltage-switching bi-directional DC-DC converter[J]. Power Electronics, 2001, 35(2): 1-3(in Chinese).
- [9] Chang J, Hu J, Peng F Z. Modular,Pinched DC-Link and Soft Commutated Three-level Inverter[C]. IEEE PESC, Charleston, 1999: 1065-1070.
- [10] Ruan X, Zhou L, Yan Y. Soft-switching PWM three-level converters [J]. IEEE Transactions on PE, 2001, 16(5): 612-622.
- [11] Ayyanar R, Mohan N. Novel soft-switching dc-dc converter with full-range and reduced filter requirement[J]. IEEE Transactions on PE, 2001, 16(2): 184-200.
- [12] 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. Proceedings of the CSEE, 2002, 22(9): 79-83(in Chinese).
- [13] 胡育文, 丁志刚, 游志青. 变压器副边电流箝位 DC/DC ZVS 全桥变换器[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(12): 153-159.  
Hu Yuwen, Ding Zhigang, You Zhiqing. A novel ZVS full-bridge DC/DC converter employing current clamping in the secondary side of transformer[J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(12): 153-159(in Chinese).
- [14] 马运东, 阮新波, 周林泉, 等. 全桥三电平直流变换器的最佳开关方式[J]. 中国电机工程学报,  
Ma Yundong, Ruan Xinbo, Zhou Linqun, et al. The best modulation strategy of the full-bridge three-level converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(12): 111-116(in Chinese).
- [15] 陈坚. 电力电子学[M]. 北京: 高等教育出版社, 2002.

收稿日期: 2005-11-27。

作者简介:

李磊(1975—), 男, 博士, 讲师, 研究方向为功率电子变换技术, [ll-nuaa@sina.com](mailto:ll-nuaa@sina.com);

胡文斌(1970—), 男, 博士, 讲师, 研究方向为功率电子变换技术;  
陈劲操(1956—), 男, 教授, 研究方向为功率电子变换技术、电力系统及其自动化等;

陈道炼(1964—), 男, 教授, 博导, 研究方向为功率电子变换技术等。

(编辑 王彦骏)