

反激逆变器研究

梁永春, 孙 林, 龚春英, 严仰光

(南京航空航天大学航空电源重点实验室, 江苏省 南京市 210016)

RESEARCH ON FLYBACK INVERTER

LIANG Yong-chun, SUN Lin, GONG Chun-ying, YAN Yang-guang

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

ABSTRACT: This paper proposes a novel flyback inverter, which works in the discontinuous conduction mode (DCM). It is a single stage isolated inverter which consists of two bi-directional flyback dc-dc converters in parallel at input and in series at output end. Wider range output voltage can be realized by varying the duty ratio from 0 to 0.8. The conduction losses can be outstandingly reduced by load current flowing through the normally-on switches. Its basic operational principles, control scheme, and brief design procedure are described. The experimented results show the validity of the flyback inverter that have some advantages as single stage, electrical isolation, bi-directional power flow, compact topology, etc.

KEY WORDS: Power electronics; Inverter; Flyback converter; Bidirection

摘要: 该文提出一种新颖的反激逆变器, 详细阐述了其工作原理、控制方案和设计方法。该逆变器工作于断续模式, 是由两路双向反激直流变换器输入并联输出串联组成的一种单级隔离逆变器。反激逆变器占空比可以在 0 到 0.8 之间变化, 从而得到较宽范围的输出电压; 负载电流流过副边常通开关管, 从而减小了导通损耗。实验结果表明该逆变器具有以下优点: 双向功率传输、拓扑结构简单、使用器件少、控制方案简单、可靠性高以及良好的动态响应。

关键词: 电力电子; 逆变器; 反激变换器; 双向

1 引言

目前, 高频链逆变技术以其性能好, 小型轻量等优点得到广泛关注^[1-12]。电流源高频链逆变器可以实现功率双向变换, 并且解决了双向电压源高频链逆变器固有的电压过冲问题, 因此得到广泛关注。

文献[1-7]研究了基于全桥/半桥/推挽拓扑的电流源高频链逆变器, 对应每一个开关周期都可等效

为一个基本反激变换器, 同时研究了基于工作于断续模式的反激逆变器控制特点, 指出电流断续模式避免了电流连续模式时存在的右半平面零点, 使得控制容易实现。但受拓扑限制其占空比不能大于 0.5, 必须通过提高变压器匝比来实现高输出电压, 增加了开关管的应力。并且由于副边采用循环变流器结构, 常通开关管始终流过高频电流, 导通损耗较大。

本文提出一种新颖的反激逆变器拓扑, 它由两路双向反激直流变换器输入并联输出串联构成。共有 4 只 MOSFET, 由 MOSFET 及其体内二极管组成双向开关。该拓扑每一种开关模式同样都可以等价为反激直流变换器, 逆变器工作于电流断续模式。其占空比可以在 0~0.8 之间变化从而得到宽的输入电压比; 副边常通开关管流过负载电流, 减小了开关管导通损耗。

2 电路拓扑与控制

2.1 电路基本工作原理

两路双向反激直流变换器输入并联输出串联后即可得到图 1 所示的反激逆变器拓扑。该变换器由开关管 $S_1 \sim S_4$ 、 $S_1 \sim S_4$ 的内部寄生二极管 $D_1 \sim D_4$ 、变压器 T_1 和 T_2 、输出滤波电容 C_{o1} 和 C_{o2} 等构成。变压器原、副边线圈感值为 L_p 、 L_s , 原副边匝比为 N_p/N_s 。由 $S_1(D_1)$, T_1 , $S_3(D_3)$, C_{o1} 等构成其中一路双向反激直流变换器; 由 $S_2(D_2)$, T_2 , $S_4(D_4)$, C_{o2} 等构成另一路双向反激直流变换器。两路双向反激直流变换器输入并联输出串联, 输出电压 $v_o = V_{o1} - V_{o2}$, 其中 V_{o1} 、 V_{o2} 为 C_{o1} 、 C_{o2} 上电压。本电路采用控制保证输出电压正半周 $V_{o1} > 0$, $V_{o2} = 0$, $v_o = V_{o1}$; 当输出电压负半周时, $V_{o1} = 0$, $V_{o2} > 0$, $v_o = -V_{o2}$ 。

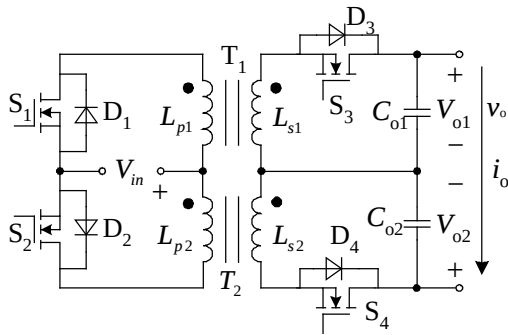
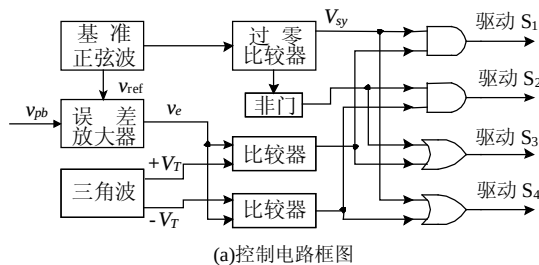


图1 反激逆变器

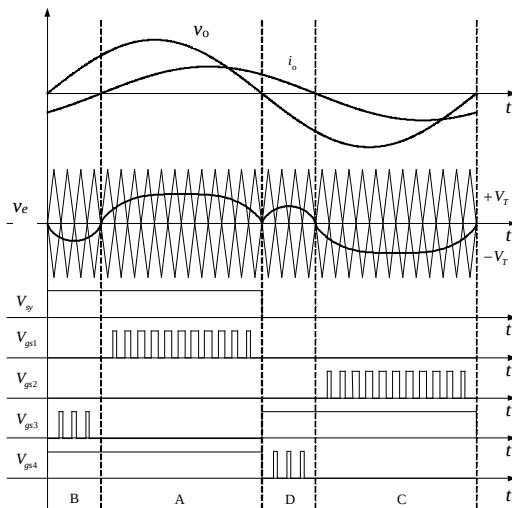
Fig. 1 The flyback inverter

2.2 控制原理

反激逆变器采用输出电压瞬时值反馈控制方案，控制原理如图2所示，逆变器工作于电流断续模式。将反激逆变器输出的正弦交流电压 v_o 的反馈信号 v_{fb} 与正弦基准信号 v_{ref} 比较，经PI调节器得到误差放大信号 v_e 。该误差放大信号分别与正负三角波载波 ($+V_T$ 和 $-V_T$) 比较后得到 SPWM 信号。引入基准正弦波极性信号 V_{sy} ，选择后得到每个功率开关 S_{1-4} 的驱动信号^[13]。当反激逆变器带感性负载时其工作模式顺序是：D-C-B-A。相反，带容性负载时其工作模式顺序是：A-B-C-D。图2(b)为逆变器主要原理波形。



(a) 控制电路框图



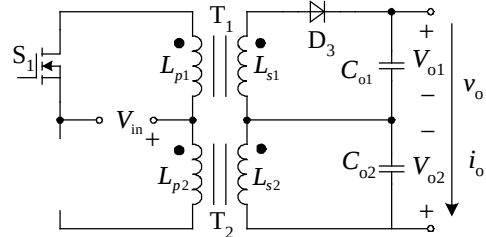
(b) 原理波形

图2 控制原理

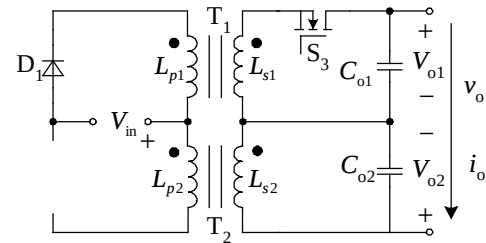
Fig. 2 The key control scheme

2.3 模态分析

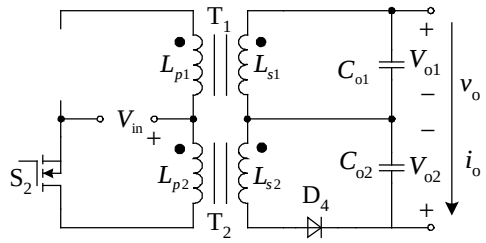
反激逆变器具有4种工作模式 A、B、C 和 D，如图3所示。每一种工作模式变换器的拓扑结构都相当于一个反激直流变换器。当输出电压 V_o 和输出电流 i_o 同向时，变换器工作在模式 A 或 C，电源向负载输送能量；当输出电压和电流异向时，变换器工作在模式 B 或 D，负载向电源回馈能量。



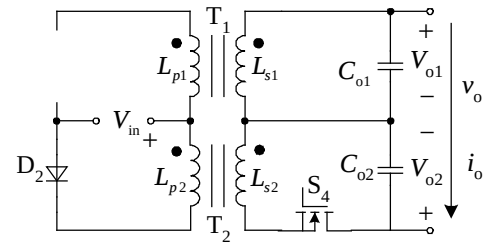
(a) 模式 A



(b) 模式 B



(c) 模式 C



(d) 模式 D

图3 反激逆变器的工作模式

Fig. 3 The four operation modes

(1) 模式 A 当 $v_o > 0$, $i_o > 0$ 时，变换器以模式 A 工作，其等效电路如图3(a)所示。其中 S_4 常通， S_1 高频斩波， D_3 续流， $V_{in}, L_{p1}, S_1, L_{s1}, L_{s2}, D_3, S_4, C_{o1}$ 和 Z_L 构成一个反激变换器，电源向负载传输能量。其中 $v_o = V_{o1}$, $V_{o2} = 0$ 。 Z_L 为负载阻抗。

(2) 模式 B 当 $v_o > 0$, $i_o < 0$ 时，变换器以模式 B 工作，其等效电路如图3(b)所示。其中 S_4 常通， S_3 高频斩波， D_1 续流， $V_{in}, L_{p1}, D_1, L_{s1}, L_{s2}, S_3, S_4, C_{o1}$ 和 Z_L 构成一个反激变换器，负载向电源回馈能量。其中 $v_o = 0$, $V_{o2} = V_{o1}$ 。

S_4 , C_{o1} 和 Z_L 构成一个反激变换器, 负载向电源回馈能量。其中 $v_o=V_{o1}$, $V_{o2}=0$ 。

(3) 模式 C 当 $v_o<0$, $i_o<0$ 时, 变换器以模式 C 工作, 其等效电路如图 3(c)所示。其中 S_3 常通, S_2 高频斩波, D_4 续流, V_{in} , L_{p2} , S_2 , L_{s1} , L_{s2} , S_3 , D_4 , C_{o2} 和 Z_L 构成一个反激变换器, 电源向负载传输能量。其中 $v_o=-V_{o2}$, $V_{o1}=0$ 。

(4) 模式 D 当 $v_o<0$, $i_o>0$ 时, 变换器以模式 D 工作, 其等效电路如图 3(d)所示。其中 S_3 常通, S_4 高频斩波, D_2 续流, V_{in} , L_{p2} , D_2 , L_{s1} , L_{s2} , S_3 , S_4 , C_{o2} 和 Z_L 构成一个反激变换器, 负载向电源回馈能量。其中 $v_o=-V_{o2}$, $V_{o1}=0$ 。

3 电路设计和特点分析

3.1 电路设计

(1) 变压器原边电感计算

为了确保在输出最大功率时变换器仍工作在 DCM 模式或临界连续模式, 则储能电感必须满足

$$L_p \leq \frac{h D_{y\max}^2 V_{in}^2 T_s}{2 P_{o\max}} \quad (1)$$

式中 $P_{o\max}$ 为逆变器瞬时输出功率最大值; V_{in} 为输入电压; $D_{y\max}$ 为开关管 S_1 的最大占空比; T_s 为开关周期; h 为变换器的效率。

(2) 变压器匝比计算

变压器的匝比为

$$\frac{N_1}{N_2} = \frac{D_{y\max} V_{in}}{\sqrt{2}(1-D_{y\max})V_o} \quad (2)$$

(3) 开关应力

功率开关 S_1 、 S_2 承受的电压为

$$V_{in} + \frac{N_1}{N_2} \cdot \sqrt{2} V_o \quad (3)$$

功率开关 S_3 、 S_4 承受的电压为

$$\sqrt{2} V_o + \frac{N_2}{N_1} \cdot V_{in} \quad (4)$$

3.2 副边常通开关管损耗比较

本文采用两路双向反激直流变换器在一个输出电压周期内轮流工作的形式, 副边开关管 S_4 或 S_3 在对应的正负输出正弦电压时段常通, 此时流过 S_4 或 S_3 的电流为负载电流。全桥/半桥/推挽电流源高频链逆变器采用循环变流器结构, 其中副边常通开关管流过工作变压器副边脉冲电流。以感性负载为例, 分析该逆变器与全桥^[4]/半桥^[6]/推挽^[6]电流源高频链逆变器副边常通开关管导通损耗。

假设: ①电路处于稳态工作状态; ② $f_s \gg f_o$,

其中 f_s 为逆变器的开关频率, f_o 为输出频率; ③高频变压器工作在线性区; ④输出电压 $v_o(t) = \sqrt{2} V_o \sin \omega t$, 输出电流 $i_o(t) = \sqrt{2} I_o \sin(\omega t - j)$, 其中 j 为输出阻抗相位角, 记 $P_o = V_o I_o$; ⑤输出正弦波正负对称。

计算下半输出电压周期的 S_4 常通时期导通损耗。以感性负载为例, 在 $(0 \sim j_L)$ 期间为能量回馈, 在 $(j_L \sim \pi)$ 期间为能量传输。其中下标 1 为能量传输时的损耗计算, 下标 2 为能量回馈时的损耗计算。

(1) 能量传输时

该逆变器副边开关管常通期间导通损耗为

$$P_{1\text{new}}(t) = (i_o(t))^2 \cdot R_{on} \quad (5)$$

全桥/半桥/推挽电流源高频链逆变器副边开关管常通期间导通损耗为

$$P_{1\text{old}}(t) = I_{1\text{rms}}^2(t) \cdot R_{on} = \frac{N_1}{N_2} \cdot \frac{D_c^3(t) \cdot T_s^2 \cdot V_{in}^3}{3 \cdot L_p^2 \cdot v_o(t)} \cdot R_{on} \quad (6)$$

式中 $I_{1\text{rms}}(t)$ 为副边电流有效值, $D_c(t)$ 为开关管 S_1 的占空比函数,

$$D_c(t) = \frac{2}{V_{in}} \sqrt{\frac{L_p P_o \cdot \sin \omega t \sin(\omega t - j)}{h T_s}}, \quad R_{on} \text{ 为副边开关管导通电阻。}$$

(2) 能量回馈时

该逆变器副边开关管常通期间导通损耗为

$$P_{2\text{new}}(t) = (i_o(t))^2 \cdot R_{on} \quad (7)$$

全桥/半桥/推挽电流源高频链逆变器副边开关管常通期间导通损耗为

$$P_{2\text{old}}(t) = I_{2\text{rms}}^2(t) \cdot R_{on} = \frac{D_f^3(t) \cdot T_s^2 \cdot v_o^2(t)}{3 \cdot L_s^2} \cdot R_{on} \quad (8)$$

式中 $I_{2\text{rms}}(t)$ 为副边电流有效值, $D_f(t)$ 为开关管

S_3 的占空比函数, $D_f(t) = \sqrt{\frac{-2L_s \cdot I_o \cdot \sin(\omega t - j)}{T_s \cdot V_o \cdot \sin \omega t}}$ 。

4 种逆变器副边开关管常通期间总导通损耗的计算条件为: $V_{in}=25\text{V}$; $V_o=36\text{V}$; $P_o=100\text{VA}$; $C_o=6.6\mu\text{F}$; $f_s=8 \times 10^4\text{Hz}$; $f_o=400\text{Hz}$; $j_L = \pi/6$; $R_{on}=0.051\Omega$ 。

该逆变器用以上参数计算有 $L_p/L_s=4.9\mu\text{H}/13\mu\text{H}$, 副边开关管常通期间总导通损耗为

$$P_{\text{new}}(t) = \frac{2}{T_o} \left(\int_{T_o/12}^{T_o/2} P_{1\text{new}}(t) \cdot dt + \int_0^{T_o/2} P_{2\text{new}}(t) \cdot dt \right) = 0.394\text{W} \quad (9)$$

全桥电流源高频链逆变器用以上参数计算有 $L_p/L_s=4\mu\text{F}/16.66\mu\text{H}$, 副边开关管常通期间总导通损耗为

$$P_{old}(t) = \frac{2}{T_o} \left(\int_{T_o/12}^{T_o/2} P_{old}(t) \cdot dt + \int_0^{T_o/12} P_{old}(t) \cdot dt \right) = 1.351W \quad (10)$$

半桥电流源高频链逆变器用以上参数计算有 $L_p/L_s=1\mu F/16.66\mu H$, 副边开关管常通期间总导通损耗为

$$P_{old}(t) = \frac{2}{T_o} \left(\int_{T_o/12}^{T_o/2} P_{old}(t) \cdot dt + \int_0^{T_o/12} P_{old}(t) \cdot dt \right) = 1.351W \quad (11)$$

推挽电流源高频链逆变器用以上参数计算有 $L_p/L_s=4\mu F/16.66\mu H$, 副边开关管常通期间总导通损耗为

$$P_{old}(t) = \frac{2}{T_o} \left(\int_{T_o/12}^{T_o/2} P_{old}(t) \cdot dt + \int_0^{T_o/12} P_{old}(t) \cdot dt \right) = 1.351W \quad (12)$$

可以看出, 本文提出的拓扑副边常通开关管导通损耗与开关频率无关, 并且小于全桥/半桥/推挽电流源高频链逆变器副边常通开关管导通损耗。

注: 为了方便比较, 4种逆变器均以额定输出100VA进行计算。

3.3 最大占空比比较

对于全桥/半桥/推挽电流源高频链逆变器, 当能量从交流负载侧回馈到直流电源侧时, 为了避免出现正激式变换器的工作情况, 变压器的匝数比必须满足:

$$\sqrt{2} \cdot V_o \cdot \frac{N_1}{N_2} \leq V_{in} \quad (13)$$

由式(2)、(13)可得, 最大占空比 $D_{y\max} \leq 0.5$ ^[14]。因此全桥/半桥/推挽电流源高频链逆变器是通过提高变压器原副边匝比来得到大的输出输入电压变比, 这是以增加了功率器件的开关应力为代价的。

本文提出的反激逆变器有两只磁芯, 不存在上述问题, 占空比不受式(13)的限制。当逆变器工作于断续模式, 反激逆变器的传递函数为

$$G(s) = \frac{V_o(s)}{D_y(s)} = \sqrt{\frac{RT_s}{2L_p}} \cdot V_{in} \cdot \frac{1}{1+sC_oR/2} \quad (14)$$

由式(14)可知, 该逆变器工作在断续模式只存在一个左半平面实数极点, 因此该逆变器的开环系统是稳定的。为了得到正弦输出波形, 串联补偿网络只需要一阶阻容网络, 由于右半平面不存在零极点, 所以占空比可以从0~0.8之间变化, 系统均可保持稳定, 可以方便的实现宽的输出电压范围^[15]。

4 仿真和实验波形

设计实例: 额定容量100VA, 输入电压20~32V, 输出电压36V/400Hz, 开关频率 $f_s=80kHz$, 变压器选用 High Flux 58310-A2, $L_p/L_s=4.9\mu H/13\mu H$, $C_o=6.6\mu F$, MOSFETS₁, S₂ 为 FQA70N15, S₃, S₄ 为 FQA40N25。

如图4所示为反激逆变器带感性满载 ($\cos j=0.75$) 时控制电路主要仿真波形。可以看出误差信号跟输出电流同相, 分4个区间, 对应开关管的工作顺序分别为 S₁、S₂、S₃、S₄, 并且对应每个工作模式只有一个开关管高频调制, 开关损耗较小, 与前述理论分析一致; 同时, 由变压器副边电流波形可以看出副边常通开关管在常通期间流过负载电流, 减小了开关管导通损耗。

图5所示为反激逆变器的实验结果。图5(a)所示为空载输出电压电流和输出电容上电压波形。图5(b)为感性满载 ($\cos j=0.75$) 时, 逆变器的输出电压

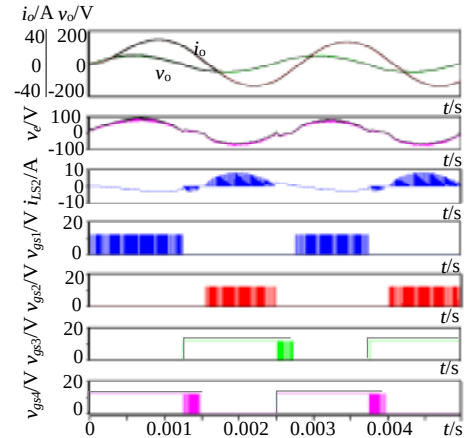


图4 感性满载控制电路主要仿真波形 ($\cos j=0.75$)

Fig. 4 The key simulation waveforms of control signal

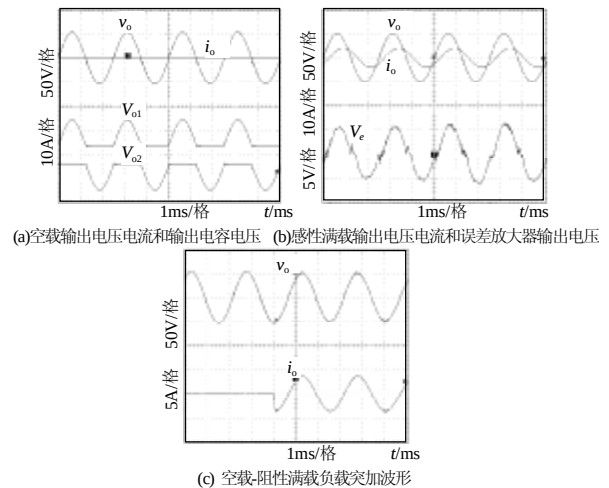


图5 实验波形

Fig. 5 Experimental waveforms

v_o , 输出电流 i_o 和误差信号 v_e 的波形。它表明采用如图 2 所示的电压瞬时值控制方案, 输出电压 $THD < 1\%$, 波形质量较好。图 5(c)所示为从空载到阻性满载突然切换时, 逆变器输出电压 v_o 和输出电流 i_o 的动态响应波形。从图中可得, 逆变器对于满载切换的动态响应时间小于 $200\mu s$, 电压跌落 $8V$, 显示了优良的动态性能。

5 结论

上述分析和仿真实验结果表明反激逆变器具有以下特点:

(1) 由两路双向反激直流变换器输入并联输出串联得到, 具有高频电气隔离, 单级变换, 双向功率传输能力, 使用器件少, 控制方案简单以及良好的动态响应。

(2) 副边常通开关管在常通期间流过负载电流, 具有较小的导通损耗使其在小功率, 尤其是低压大电流场合, 具有明显的应用优势。

(3) 由理论分析可知, 本逆变器占空比不受拓扑限制, 可以在 $0 \sim 0.8$ 之间变化, 方便的实现宽的输出电压范围。

参考文献

- [1] Skinner A J. Bidirectional continuous-mode Flyback inverter [C]. The European Power Electronics Association, 1993. 216-220.
- [2] Huang Minchao, Lin Weixun, Ying Jianping. Novel current mode bi-directional high-frequency link DC/AC converter for UPS [C]. IEEE PESC, Fukuoka, Jpn, 1998. 1867-1871.
- [3] Huang Minchao, Ying Jianping, Xu Dehong *et al.* Full-bridge current mode high-frequency link inverters[C]. IEEE PEDS, Kowloon, Hong Kong, 1999. 961-965.
- [4] 黄敏超. 高频链逆变技术的研究[D]. 杭州: 浙江大学, 1998. Huang Minchao. Research on high-frequency link inverter [D]. Hangzhou: Zhejiang University doctoral dissertation. 1998.
- [5] 龚春英, 胡晓君, 李伟, 等. 单级式 DC/AC 逆变器研究[J]. 电工技术学报, 2002, 12(2): 55-28. Gong Chunying, Hu Xiaojun, Li Wei *et al.* Study on a single stage DC/AC inverter[J]. Transactions of China Elec-trotechnical Society, 2002, 12(2): 55-28.
- [6] 李伟. 单级高频链逆变技术研究[D]. 南京: 南京航空航天大学, 2001. Li Wei. Research on single-stage high-frequency link inverter [D]. Nanjing: Nanjing University of aeronautics and astronautics, 2001.
- [7] 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.
- [8] 陈道炼, 李磊, 胡育文. 双极性移相控制电压源高频交流环节 AC/AC 变换器研究[J]. 中国电机工程学报, 2002, 22(9): 69-73. Chen Daolian, LiLei, Hu Yuwen. Research on the bi-polarity phase-shifted controlled voltage mode AC/AC converters with high frequency ac link[J]. Proceedings of the CSEE, 2002, 22(9): 69-73.
- [9] 陈道炼, 尹春. 高频交流环节 AC/AC 变频变换系统基准正弦电路研究[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(2): 5-8. Chen Daolian, Yin chun. Research on the reference sinusoidal circuit of the AC/AC variable frequency conversion system with high frequency ac link[J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(2): 5-8.
- [10] 陈道炼, 李磊, 刘剑, 等. 电流源高频交流环节 AC/AC 变换器研究[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(2): 98-101. Chen Daolian, LiLei, Liu Jian *et al.* Research on current mode AC/AC converters with high frequency ac link[J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(2): 98-101.
- [11] Walker Jim. Four quadrant amplifier based on the flyback topology [C]. IEEE APEC, Dallas, Tx, USA, 1995. 947-951.
- [12] Dalal Dhval. A unique four quadrant flyback converter[C]. Unitrode Seminar SEM1200.
- [13] 胡宗波, 张波. 同步整流器中 MOSFET 的双向导电特性和整流损耗研究[J]. 中国电机工程学报, 2002, 22(3): 88-93. Hu Zongbo, Zhang Bo. Study on bi-directional conductivity and power loss of power MOSFET in synchronous rectifiers[J]. Proceedings of the CSEE, 2002, 22(3): 88-93.
- [14] 陈道炼. DC-AC 逆变技术及其应用[M]. 机械工业出版社, 2003.
- [15] Hsu Chinyuan. Stability analysis of a switched mode inverter using 'Cuk converters[C]. IEEE PESC, Taipei, Taiwan, 1994. 785-795.

收稿日期: 2005-08-15。

作者简介:

梁永春(1973-), 女, 博士研究生, 研究方向为功率电子变换技术;
孙林(1983-), 女, 硕士研究生, 研究方向为功率电子变换技术;
龚春英(1965-), 女, 博士, 教授, 研究方向为功率电子变换技术;
严仰光(1935-), 男, 教授, 博士生导师, 研究领域为航空电源系统。