

单级组合式不间断高功率因数 AC/DC 变换器研究

陈道炼

(福州大学电力电子研究所, 福建省 福州市 350002)

Research on Single Stage Combined Uninterruptible AC/DC Converters With High Power Factor

CHEN Dao-lian

(Power Electronics Research Institute, Fuzhou University, Fuzhou 350002, Fujian Province, China)

ABSTRACT: A circuit structure and circuit topologies family of single stage combined uninterruptible AC/DC converters with high power factor based on Boost-Flyback converter are proposed. The converter which is constituted of a full bridge rectifier and a Boost-Flyback converter with power factor correction, uninterruptible power supply and fast output voltage regulation, can transfer one AC voltage into desired output DC voltage. The three operational modes(normal operating mode, back-up operating mode, charging operating mode), steady principle, control strategy, and design criterion of key circuit parameters are investigated. The test results are given. The converter has the advantages of single stage power conversion, uninterruptible power supply, high line power factor, high frequency electrical isolation between battery and line or load, fast regulation speed of the output voltage, small size, lower weight, low cost.

KEY WORDS: AC/DC converter; Boost-Flyback converter; uninterruptible power supply; PFC

摘要: 提出了一类基于 Boost-Flyback 变换器的单级组合式不间断高功率因数 AC/DC 变换器电路结构与拓扑族。这类变换器由二极管整流桥和具有功率因数校正、不间断供电、输出电压快速调节等功能的 Boost-Flyback 变换器构成, 可以将 1 种交流电压变换成所需要的输出直流电压。分析研究了这类变换器的 3 种工作模式(正常工作模式、后备工作模式、充电工作模式)、稳态原理特性、控制策略和关键电路参数设计准则, 并给出了原理试验结果。这类变换器具有单级功率变换、不间断供电、网侧功率因数高、蓄电池与电网或负载高频电气隔离、输出电压调节速度快、体积重量小、成本低等优点。

关键词: 交流/直流变换器; 升压—反激式变换器; 不间断供电; 功率因数校正

0 引言

传统的直流开关电源存在 2 个明显的缺陷: ①

交流电网断电时, 丧失了对电子设备的供电能力, 导致信息丢失; ②网侧功率因数低, 对交流电网的其它用电设备造成了电磁干扰^[1-4]。为了克服第 1 个明显缺陷, 通常需要在交流电网与直流开关电源间接 1 台不间断交流开关电源^[5-9]。该多级级联系统存在电路复杂、功率变换级数多、体积重量大、变换效率低、电网谐波污染严重、成本高等缺点, 满足不了电子设备小型化、轻量化的需要, 特别是便携式电子设备。为了解决第 2 个缺陷, 通常需要对其进行功率因数校正^[10]。

为了克服传统多级级联系统的缺点, 文献[11]首次提出了单级不间断 AC/DC 变换器新概念。该电路存在拓扑偏复杂且不实用、成本偏高、交流电网供电时谐波污染严重、蓄电池供电时变换效率偏低(约 80%)、功率小(<50W)、蓄电池与交流电网无电气隔离、蓄电池有大量的低频纹波等缺点。文献[12]提出的基于 Flyback 变换器的单级不间断 AC/DC 变换器, 具有拓扑简洁、交流电网供电时谐波污染严重、变换效率低于 80%、功率小(24W)、蓄电池与交流电网无电气隔离、需要故障检测及模式转换电路等特点。文献[13]提出的基于 Flyback 变换器的单级不间断 AC/DC 变换器电路, 具有拓扑简洁、交流电网供电时谐波污染严重、仅进行了小功率的原理试验(24W)、蓄电池与交流电网电气隔离、需要故障检测及模式转换电路等特点。

文献[14]提出了基于供电转换装置的不间断直流开关电源系统。当交流供电突然中断时, 蓄电池直流电压通过 2 个供电通道继续提供给直流开关电源, 保持其正常工作。显然该直流开关电源系统具有独立的蓄电池充电电路、电路拓扑复杂、成本高、

交流电网供电时谐波污染严重、蓄电池与交流电网无电气隔离等特点。

对此,本文提出并分析研究了集电路拓扑简洁、网侧功率因数高、蓄电池与交流电网或负载电气隔离、输出直流电压调节速度快等优点于一体的基于 Boost-Flyback 变换器的单级组合式不间断高功率因数 AC/DC 变换器。

1 电路结构与拓扑族

基于 Boost-Flyback 变换器的单级组合式不间断高功率因数 AC/DC 变换器电路结构,如图 1 所示。该电路结构,由二极管整流桥与具有功率因数校正、不间断供电、输出电压快速调节等功能的单级组合式 Boost-Flyback 变换器构成,可以将一种交流电压变换成所需要的输出直流电压。

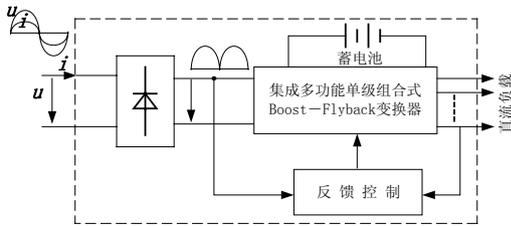


图 1 变换器电路结构

Fig. 1 The circuit structure of converter

基于 Boost-Flyback 变换器的单级组合式不间断高功率因数 AC/DC 变换器电路拓扑族,如图 2 所示。图 2(a)~(c)所示电路的蓄电池分别实现了与

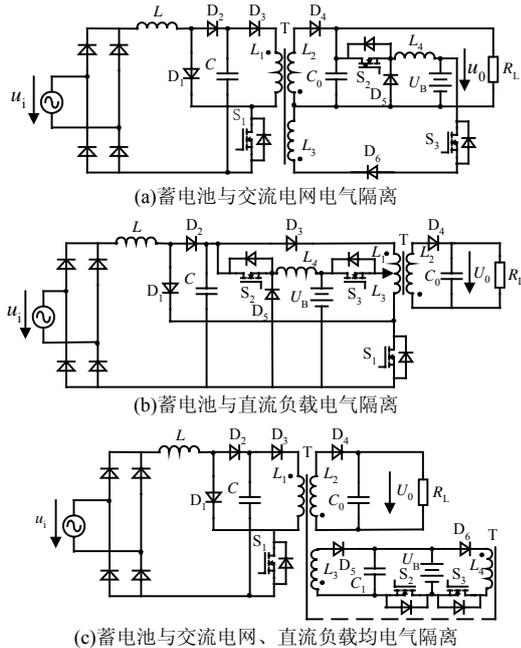


图 2 变换器电路拓扑族

Fig. 2 The circuit topologies family of the converters

交流电网、直流负载、交流电网和直流负载的高频电气隔离。Boost 变换器与 Flyback 变换器共用 1 个功率开关,前者工作在 DCM 模式,自动实现了电压跟随型功率因数校正;后者工作在 CCM 模式,可以降低电流应力、提高变换效率。

2 稳态原理特性与控制策略

2.1 工作模式

以图 2(a)电路为例,论述这类变换器的工作模式和稳态原理特性。

(1) 正常工作模式。

当交流电网正常供电时,功率开关S1高频斩波,S2、S3截止,变换器为 1 个工作在DCM+CCM模式的 Boost-Flyback变换器,等效电路如图 3(a)所示。Boost变换器工作于DCM模式时,保持半个工频周期占空比基本不变,会产生正比于输入电压的正弦电流,实现电压跟随器型的PFC。功率开关导通时,储能式变压器T储能;当S1截止时,储存在L1的能量经副边电感L2传输给负载。

(2) 后备工作模式。

交流电网电压中断或过低时,功率开关S1、S2截止,功率开关S3 高频斩波,变换器工作在后备模式,后备电池提供能量给负载,变换器为工作于CCM模式的反激DC-DC变换器,其等效电路如图 3(b)所示。当S3导通时,能量储存在L3;当S3截止时,能量通过电感L2传输给负载。后备工作模式时,

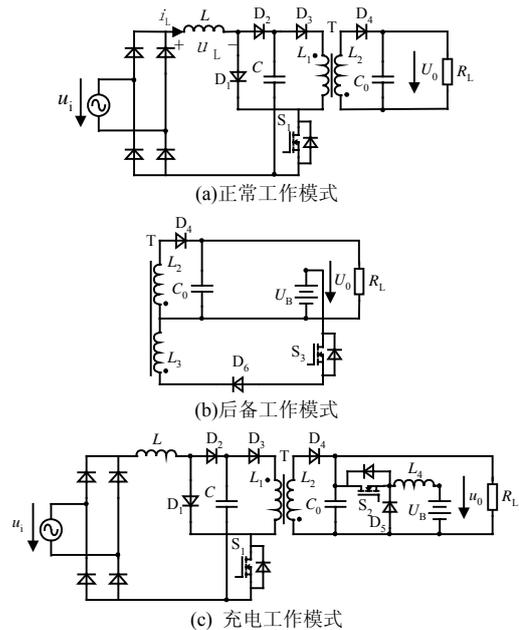


图 3 3 种工作模式等效电路

Fig.3 The equivalent circuit of the three operational modes

S_2 截止是为了确保没有循环能量通过Buck充电器对蓄电池充电,避免产生附加的损耗;二极管 D_3 可以有效防止蓄电池能量对储能电容 C 充电。

(3) 充电工作模式。

当交流电网正常并且蓄电池需要充电时,功率开关 S_3 截止, S_1 、 S_2 高频斩波,其等效电路如图3(c)所示。储能电感 L_2 中的能量不但对输出负载供电,而且通过工作在CCM模式的Buck变换器对蓄电池充电,实现了蓄电池与交流电网的高频电气隔离。蓄电池的充电状态由功率开关 S_2 控制。

2.2 稳态原理特性

讨论图3(a)所示正常工作模式时变换器稳态原理。

(1) 稳态时电压传输比。

由于变换器的开关频率大大大于输入电网电压频率,故可近似认为在一个开关周期内输入电网电压 $u_i = \sqrt{2}U_i \sin\omega t$ 保持不变;当中间储能电容 C 较大时,可认为其端电压 U_C 在1个输入电网电压周期内保持不变。在1个开关周期内,储能电感 L 的电流和端电压波形,如图4所示。

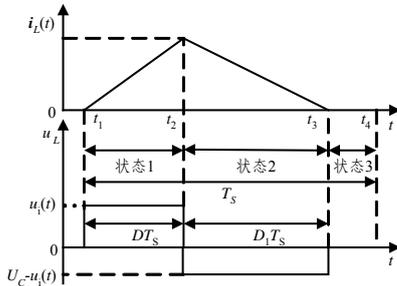


图4 储能电感 L 的电流和端电压波形

Fig. 4 The voltage and current waveforms of the energy storage inductance L

①当 $t=t_2$ 时,电感电流 $i_L(t_2)$ 为

$$i_L(t_2) = \frac{u_i(t)DT_s}{L} \quad (1)$$

②当 $t=t_2 \sim t_3$ 期间,电容器 C 的充电电量 Q 为

$$Q = \frac{u_i(t)DD_1T_s^2}{2L} \quad (2)$$

③当 $t=t_3$ 时,电容器 C 两端电压的增量 ΔU_C 为

$$\Delta U_C \frac{Q}{C} = \frac{u_i(t)DD_1T_s^2}{2LC} \quad (3)$$

在1个开关周期内,电容器 C 的平均转换功率为

$$P_C = \frac{0.5C(U_C + \Delta U_C)^2 - 0.5CU_C^2}{T_s} \approx \frac{u_i(t)U_CDD_1T_s}{2L} \quad (4)$$

在半个工频周期内,电容器 C 的总转换能量为

$$W_C = \int_0^{T_L/2} p_c(t)dt \approx \frac{U_C D}{2L} \int_0^{T_L/2} u_i(t)D_1T_s dt \quad (5)$$

在 $t=t_2 \sim t_3$ 期间,存在

$$U_C - u_i(t) = \frac{i_L(t_2)}{D_1T_s} L \quad (6)$$

故 D_1 可表示为

$$D_1T_s = \frac{L \cdot i_L(t_2)}{U_C - u_i(t)} = \frac{u_i(t)DT_s}{U_C - u_i(t)} \quad (7)$$

将式(7)代入式(5),可得

$$W_C = \frac{D^2T_s(\sqrt{2}U_i)^2}{2\omega L} \int_0^\pi \frac{\sin^2 \omega t}{1 - (\sin \omega t)/m_1} d\omega t = m_1^2 f(m_1) \frac{D^2T_s(\sqrt{2}U_i)^2}{2\omega L} \quad (8)$$

式中 $f(m_1) = \frac{1}{m_1^2} \int_0^\pi \frac{\sin^2 \omega t}{1 - 1/(m_1 \sin \omega t)} d\omega t$; $m_1 = \frac{U_C}{\sqrt{2}U_i}$ 。

$f(m_1)$ 可化简为

$$f(m_1) = \frac{2m_1}{\sqrt{m_1^2 - 1}} \left[\frac{\pi}{2} + \arctg \frac{1}{\sqrt{m_1^2 - 1}} \right] - \pi - \frac{2}{m_1} \approx \{ \exp[1.96/\sqrt{m_1^2 - 1}] - 1 \} / 1.6 \quad (9)$$

稳态时,电容器 C 的总转换能量 W_C ,最终要消耗在负载 R_L 上。设变换器效率为 η ,则有

$$\frac{T_L U_o^2}{2R_L} = \eta W_C = m_1^2 f(m_1) \frac{\eta D^2 T_s (\sqrt{2}U_i)^2}{2\omega L} \quad (10)$$

化简式(10)可得

$$m_1^2 f(m_1) = \frac{\pi N_1^2 k_1 U_o^2}{\eta N_2^2 D^2 (\sqrt{2}U_i)^2} \quad (11)$$

式中: N_1 、 N_2 分别为Flyback变换器原副边绕组匝数; $k_1 = 2LN_2^2/(R_L T_s N_1^2)$; Flyback工作在CCM模式,故变换器传输比为

$$\frac{U_o}{\sqrt{2}U_i} = \frac{U_o}{U_C} \times \frac{U_C}{\sqrt{2}U_i} = \frac{N_2 D}{N_1(1-D)} m_1 \quad (12)$$

把式(12)代入式(11),可得

$$f(m_1) = \pi k_1 / [\eta(1-D)^2] \quad (13)$$

合并式(9)、式(13),可得

$$m_1 = \{ [1.96 / \ln(\frac{1.6\pi k_1}{\eta(1-D)^2} + 1)]^2 + 1 \}^{1/3} \quad (14)$$

(2) 输入电感电流表达式。

由图4可知,输入电感电流的平均值为

$$i_{L,avg} = i_L(t_2)(D + D_1)/2 \quad (15)$$

将式(1)、(7)代入式(15),可得在半个工频周期内输入电感电流的平均值为

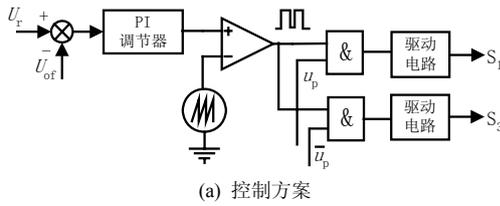
$$i_{L,avg} = \frac{T_s \sqrt{2} U_i \sin \omega t}{2L} \frac{D^2}{1 - (\sin \omega t)/m_1} = \frac{T_s \sqrt{2} U_i \sin \omega t}{2L} \xi(m_1) \quad (16)$$

式中 $\xi(m_1) = D^2 / [1 - (\sin \omega t)/m_1]$ 称为输入电感电流的畸变因数, 它反映了输入电流的畸变程度。当 L 工作于临界连续模式时, $m_1 = 1/(1-D)$, 可得

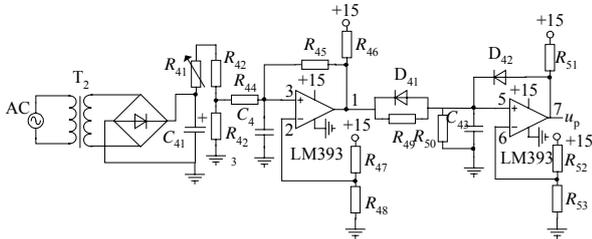
$$\xi(m_1) = D^2 / [1 - (1-D) \sin \omega t] \quad (17)$$

2.3 控制策略

变换器采用电压型控制技术。在正常工作模式和充电模式时, 实现了电压跟随型功率因数校正; 在后备工作模式时, 实现了不间断供电。控制方案和模式转换电路, 如图5所示。变换器输出电压采样信号经有源滤波后, 和直流基准相比较, 误差信号经放大后与三角波交截, 产生了 PWM 信号。



(a) 控制方案



(b) 模式转换电路

图5 控制方案和模式转换电路

Fig. 5 The control strategy and mode converting circuit

交流电压经整流滤波、迟滞比较器后, 控制工作模式的转换。当电网电压有效值 $> 180V$ 时, u_p 为高电平、 \bar{u}_p 为低电平, 变换器工作在正常工作模式; 当电网电压中断或 $< 176V$ 时, u_p 为低电平、 \bar{u}_p 为高电平, 蓄电池对负载供电。

3 关键电路参数的设计

3.1 输入储能电感 L 的设计

变换器在半个工频周期内的平均输入功率为

$$P_i = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} u_i(t) i_i(t) d(\omega t) = \frac{D^2 T_s (\sqrt{2} U_i)^2}{2\pi L} \int_0^{\pi} \frac{\sin^2 \omega t}{1 - (\sqrt{2} U_i \sin \omega t) / U_C} d(\omega t) =$$

$$\frac{D^2 T_s (\sqrt{2} U_i)^2}{2\pi L} f(D) \quad (18)$$

$$\text{式中 } f(D) = \int_0^{\pi} \frac{\sin^2 \omega t}{1 - (\sqrt{2} U_i \sin \omega t) / U_C} d(\omega t) \quad (19)$$

当电感 L 工作在临界连续模式时, $D_1 = 1 - D$, $U_C / (\sqrt{2} U_i) = 1 / (1 - D)$, 式(19)可化简为

$$f(D) = \frac{\exp\{1.96 / \sqrt{[1 / (1 - D)]^3 - 1}\} - 1}{1.6(1 - D)^2} \quad (20)$$

变换器的平均输出功率为

$$P_o = U_o^2 / R_L \quad (21)$$

考虑到 $m_1 = 1 / (1 - D)$, 将式(12)代入式(21), 可得临界CCM模式时

$$P_o = N_2^2 D^2 (\sqrt{2} U_i)^2 / [N_1^2 (1 - D)^4 R_L] \quad (22)$$

设变换效率为 η , 合并式(18)、(20)、(22)可得, 临界连续模式时的电感 L_{crit} 为

$$L_{crit} = \eta (1 - D)^2 R_L T_s N_1^2 / (3.2\pi N_2^2) \cdot \{\exp[1.96 / \sqrt{[1 / (1 - D)]^3 - 1}] - 1\} \quad (23)$$

因此, 工作在DCM模式时为

$$L < \frac{\eta (1 - D)^2 R_L T_s N_1^2}{3.2\pi N_2^2} \cdot \{\exp[1.96 / \sqrt{[1 / (1 - D)]^3 - 1}] - 1\} \quad (24)$$

3.2 输出滤波电容 C_o 的设计

设输出电压纹波的峰-峰值 U_{OPP} 与输出电压平均值 U_o 的比值为 k , 则输出滤波电容为

$$C_o \geq 5T_s / (8kR_L) \quad (25)$$

4 原理试验

设计实例: 图2(c)所示单级 Boost-Flyback 组合式电路拓扑(DCM+CCM 模式), 电压型控制技术。

额定功率为 $180W$, 输入电压 $u_i = 220 \pm 20\%V$, 输入电压频率 $50Hz$, 输出直流电压 $U_o = 380V$, 蓄电池电压 $U_B = 24V$, 开关频率 $F_s = 50kHz$, 输入储能电感 $L = 368\mu H$, 储能电容 $C = 500\mu F$, 储能式变压器电感 $L_1/L_2/L_3/L_4 = 6.63mH/6.91mH/33.83\mu H/44.18\mu H$,

输出滤波电容 $C_o = 200\mu F$ 。采用RCD箝位电路 ($R_C = 10k\Omega$, $C_C = 4.7nF$, D_C 为 MUR8120) 抑制功率开关关断时储能式变压器漏感引起的关断电压尖峰。

变换器额定负载时在正常工作模式、后备工作模式两种情形的原理试验波形, 分别如图6、7所示。原理试验结果表明: ①输入电压 u_i 与输入电流 i_i 无明显相移, 且正弦度较好, 功率因数较高; ②功率开关的漏源电压 u_{ds} 高, 约为 $1000V$; ③RCD箝位

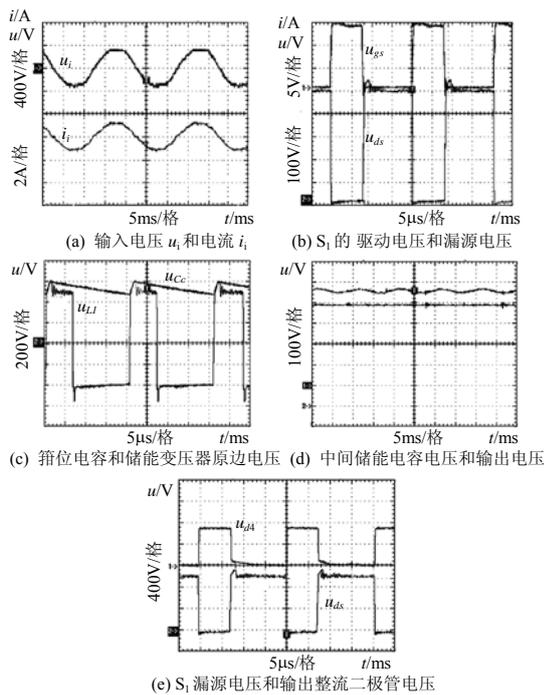


图 6 变换器额定负载时在正常工作模式的原理试验波形
 Fig. 6 The converter's principle test waveforms under normalized load and normal operating mode

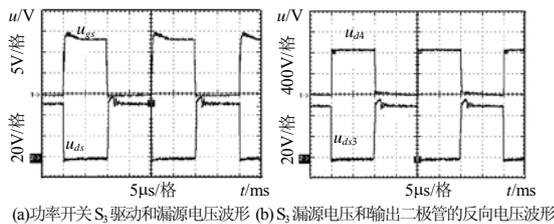


图 7 变换器额定负载时在后工作模式的原理试验波形
 Fig. 7 The converter's principle test waveforms under normalized load and back-up operating mode

电路的电压箝位功能较好，电压尖峰得到有效的抑制；④反激式变换器工作在CCM模式；⑤中间储能电容上电压 U_c 存在半个工频周期的纹波，而输出电压 U_o 平滑、纹波小；⑥后备工作模式时变换器仍工作在CCM模式。

5 结论

单级组合式不间断高功率因数 AC/DC 变换器，由二极管整流桥与具有功率因数校正、不间断供电、输出电压快速调节等功能的 Boost-Flyback 变换器构成，具有单级功率变换、不间断供电、网侧功率因数高、蓄电池与电网或负载高频电气隔离、输出电压调节速度快、体积重量小、成本低等优点，原理试验结果与理论分析基本一致。

参考文献

[1] 陈道炼. DC-AC 逆变技术及其应用[M]. 北京：机械工业出版社，2003.

[2] 陈道炼. 静止变流器[M]. 哈尔滨：哈尔滨工业大学出版社，2004.

[3] 钱照明，程肇基. 电力电子系统—电磁兼容设计基础及干扰抑制技术[M]. 杭州：浙江大学出版社，2000.

[4] Jai P. Agrawal. Power electronic systems theory and design [M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2001: 373-382.

[5] Chen Daolian, Lei Li. Novel static inverters with high frequency pulse DC link[J]. IEEE Tran. on PE, 2004, 19(4): 971-978.

[6] 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).

[7] 李磊，陈道炼，张友军，等. 双极性移相控制高频脉冲交流环节逆变器研究[J]. 电工技术学报，2002，17(6): 33-37.

Li Lei, Chen Daolian, Zhang Youjun, et al. Research on Bi-polarity phase-shifting controlled inverters with high frequency pulse ac link[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2002, 17(6): 33-37(in Chinese).

[8] 陈道炼，陈兆岭. 推挽双向电流源高频环节航空静止变流器研究[J]. 电工技术学报，2002，17(4): 67-71.

Chen Daolian, Chen ZhaoLing. Research on push-pull current mode bi-directional aviation static inverters with high frequency link [J]. Transaction of China Electrotechnical Society, 2002, 17(4): 67-71(in Chinese).

[9] 陈道炼. 高频环节航空静止变流器研究[R]. 南京：南京航空航天大学，2001.

Chen Daolian. Research on aviation static inverter with high frequency link[D]. Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, 2001(in Chinese).

[10] Sebastian J. New topologies of active input current shapers of allow AC-to-DC converters to comply with the IEC 1000-3-2[C]. IEEE-PESC, 2000: 565-570.

[11] Kwok-wai Ma, Yim-shu Lee. A novel uninterruptible dc-dc converter for UPS Applications[J]. IEEE Trans. on IA, 1992, 28(4): 808-815.

[12] Kwok-wai Ma, Yim-shu Lee. An integrated flyback converter for DC uninterruptible power supply[J]. IEEE Trans. on PE, 1996, 11(2): 318-327.

[13] Manu Jain, Matteo Daniele, Praveen Jain. A high frequency triport topology for low power DC UPS[C]. IEEE PESC, 1998: 1796-1802.

[14] 孙康. 对开关电源及其不间断供电的新构想[J]. 电源世界，2001，(1): 38-43.

Sun Kang. An innovation of the switching power supply and its' UPS system[J]. The world of power supply, 2001, (1): 38-43(in Chinese).

收稿日期：2007-02-21。

作者简介：

陈道炼(1964—)，男，博士后，“闽江”学者特聘教授，博士生导师，主要从事电力电子变流技术、航空航天电源系统的研究，chendaoalian@sina.com。

(编辑 王彦骏)