第 26 卷 第 6 期 中 国 电 机 工 程 学 报 Vol.26 No.6 Mar. 2006
2006 年 3 月 Proceedings of the CSEE ©2006 Chin.Soc.for Elec.Eng.

文章编号：0258-8013 (2006) 06-0095-05 中图分类号：TM44 文献标识码：A 学科分类号：470·40

同步整流反激逆变器研究

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）

Synchronous Rectification Approach for Flyback Inverter

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

（Nanjing University of Aeronautics and Astronautics，Nanjing 210016，China）

ABSTRACT: A novel flyback inverter is presented in this paper. It is composed of two bi-directional flyback converters, which is connected in parallel at the input-end and in series at the output-end. Based on the continuous conduction mode (CCM) operation of the flyback inverter, synchronous rectification control scheme is established, which is simple than that of convention current mode high-frequency link inverter. Synchronous rectification in large power stage and soft switching in small power stage reduces the conduction losses of the rectifier diodes and improves the efficiency of the inverter up to 85.8%. The basic operational principles, the design of the main circuit parameters and synchronous rectification control characteristic are presented in this paper. A correction and advance of the inverter are verified by the test results, special in the low voltage and large current converter condition.

KEY WORDS: single stage inverter; isolated; flyback converter; synchronous rectification

摘要：研究了由两路双向反激直流变换器输入并联输出串联构成的反激逆变器。在连续工作模式的反激逆变器的基础上，提出同步整流控制方案，即输出功率较大时实现同步整流，较小时实现零电压开通，大大简化了传统电流源高频链逆变器的控制方案，从而有效地降低了整流二极管导通损耗，将整机效率提高到 85.8%。研究内容包括工作模式、控制策略、关键参数设计准则、同步整流或零电压开通的实现和边界问题。原理试验样机验证了该逆变器及其控制策略的正确性和先进性，证实其适合于低压大电流变换场合。

关键词：单级逆变器；隔离；反激变换器；同步整流

0 引言

近年来，由于能源紧缺、环境污染和集中式供电存在种种缺陷，人们越来越重视可再生能源与分布式能源的发展，而逆变器系统是分布式能源中的重要组成部分。为减轻系统的体积重量，节约成本，提高系统可靠性，单级式隔离逆变器引起了广泛的关注。

基于双向反激直流变换器的逆变器具有高频电气隔离、电路拓扑简洁、单级功率变换、双向功率流、成本低等优点，适合于小功率变换场合。 按架构分两类，一类是利用全桥、半桥、推挽等固有拓扑[1-9]；另一类是通过反激变换器的组合，构成一种新的拓扑结构[10-11]。两类逆变器的共同点是在每一个开关模态都可等效为反激变换器。对基于双向反激直流变换器的逆变器的研究分连续模式和断续模式两种。断续模式时，系统属于一阶系统，右半平面无零极点；串联补偿网络只需要一阶阻容网络，系统的稳定范围大。但是断续模式开关管的电流峰值和有效值高，增加了损耗，效率较低。而连续模式可明显降低损耗，提高效率，但它具有一个右半平面零点，属于非最小相角系统，需要采用比例-积分-微分补偿网络。

本文研究了由两路双向反激直流变换器输入并联输出串联构成的反激逆变器，基于工作于连续模式的反激逆变器提出了同步整流(synchronous rectification，SR)控制方案，它大大简化了传统电流源高频链逆变器的控制方案，可根据负载大小灵活实现 SR/ZVS，整机效率得到了大幅度提高。

1 电路拓扑与控制

1.1 电路基本工作原理

基于双向反激直流变换器的反激逆变器结构，如图 1 所示。该变换器由开关管 $S_1 \sim S_4$、及其内部寄生二极管 $D_1 \sim D_4$、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、副边线圈为 L_p、L_s，变压器原副边匝比为 N_1 / N_2。由 S_1，T_1，S_3，C_{o1} 等构成其中一路双向反激直流变换器；由 S_2，T_2，S_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

PDF 文件使用 "pdfFactory Pro" 试用版本创建 www.fineprint.com.cn

$U_o = U_{o1} - U_{o2}$，其中U_{o1}、U_{o2}为C_{o1}、C_{o2}上电压。本电路采用控制保证：当输出电压正半周时，$U_{o1} > 0, U_{o2} = 0, U_o = U_{o1}$；当输出电压负半周时，$U_{o1} = 0, U_{o2} > 0, U_o = -U_{o2}$。

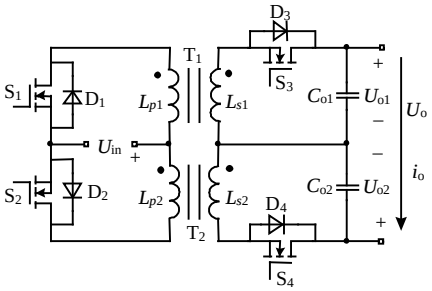
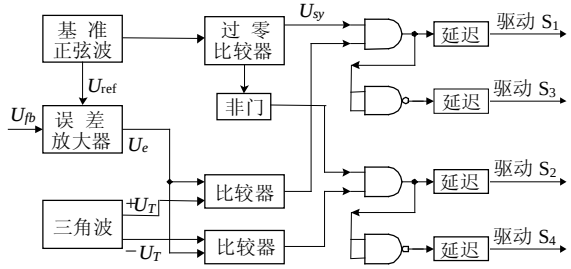


图 1 单级式反激逆变器电路结构

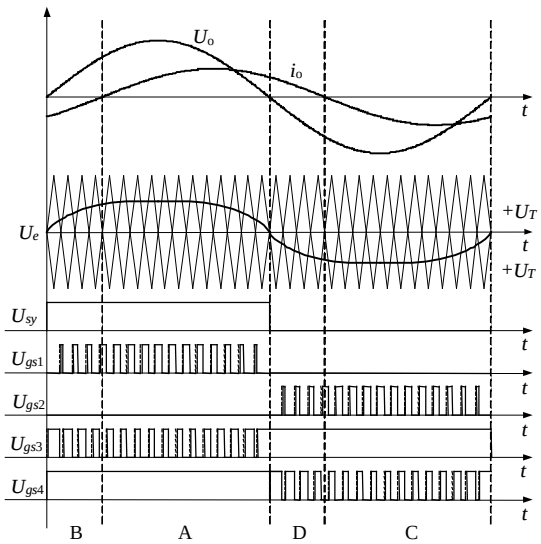
Fig. 1 The circuit structure

1.2 同步整流控制原理

反激逆变器采用输出电压瞬时值反馈控制，为了减小整流二极管的导通损耗，采用了同步整流控制策略。同步整流技术是采用通态电阻低的功率 MOSFET 来取代整流二极管，因此能降低整流器的损耗，提高变换器的效率。同步整流反激逆变器控制原理框图，如图 2(a)所示。反激逆变器输出的正弦交流电压U_o的反馈信号U_{fb}与基准信号U_{ref}比较，经误差调节器后得到误差放大信号U_e。该误差放大信号与输出电压同相，分两个区间，分别与正负三角波载波($+U_T$和$-U_T$)比较后得到 SPWM 信号，分别驱动S_1和S_2，两个 SPWM 信号经过非门后得到功率开关S_3和S_4的驱动信号。图 2(a)中延迟电路是为了防止开关管同时导通，保证变换器运行在反激工作模式。图 2(b)为逆变器主要原理波形。



(a) 控制原理框图



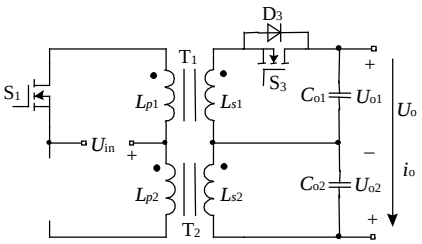
(b) 主要原理波形

图 2 同步整流控制原理

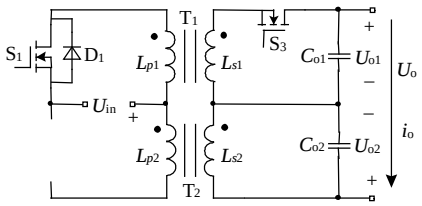
Fig. 2 The key control scheme

1.3 模态分析

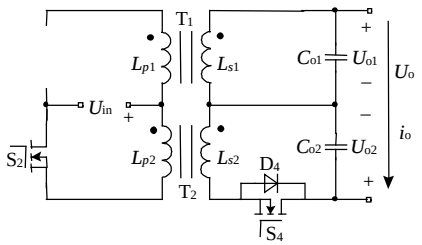
按照输出电压U_o和输出电流i_o的极性划分，反激逆变器具有 A、B、C 和 D 4 种工作模式，每一种工作模式相当于一个基本反激直流变换器，其等效电路如图 3 所示。当输出电压和输出电流同号时，变换器工作在模式 A 或 C，电源向负载传输能量；当输出电压和电流异号时，变换器工作在模式 B 或 D，负载向电源回馈能量。



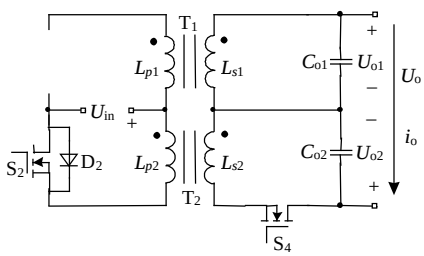
(a) 模式 A



(b) 模式 B



(C) 模式 C



(d) 模式 D

图 3 反激逆变器的工作模态

Fig. 3 The four operation modes

PDF 文件使用 "pdfFactory Pro" 试用版本创建 www.fineprint.com.cn

当$U_o>0$时，S_4常通，S_1，T_1，S_3，C_{o1}等构成的一路双向反激直流变换器工作，$U_o=U_{o1}$，$U_{o2}=0$，i_o可正可负。$i_o>0$时，变换器工作于模式 A，其中S_1高频斩波，D_3续流，S_3同步整流。$i_o<0$时，变换器工作于模式 B，其中S_3高频斩波，D_1续流，S_1同步整流。

当$U_o<0$，S_3常通，S_2，T_2，S_4，C_{o2}等构成另一路双向反激直流变换器工作，$U_o=-U_{o2}$，$U_{o1}=0$，i_o可正可负。$i_o<0$时，变换器工作于模式 C，其中S_2高频斩波，D_4续流，S_4同步整流；$i_o>0$时，变换器工作于模式 D，其中S_4高频斩波，D_2续流，S_2同步整流。

2　电路设计

2.1　电路设计

2.1.1　变压器原边电感取值

为了确保在输出 50%最大功率时逆变器可工作在同步整流模式，则储能电感必须满足

$$L_p \geq \frac{hD_{y\max}^2 U_{\text{in}}^2 T_s}{2kP_{o\max}} \tag{1}$$

式中：$k=50\%$；$D_{y\max}$为S_1最大占空比；$P_{o\max}$为逆变器的瞬时输出功率最大值。

2.1.2　变压器匝比

变压器的匝比为

$$\frac{N_1}{N_2}=\frac{D_{y\max}U_{\text{in}}}{\sqrt{2}(1-D_{y\max})U_o} \tag{2}$$

2.1.3　功率开关电压应力

功率开关S_1、S_2承受的电压为$U_{\text{in}}+\frac{N_1}{N_2}\cdot\sqrt{2}U_o$　(3)

功率开关S_3、S_4承受的电压为$\sqrt{2}U_o+\frac{N_2}{N_1}\cdot U_{\text{in}}$　(4)

2.2　同步整流设计

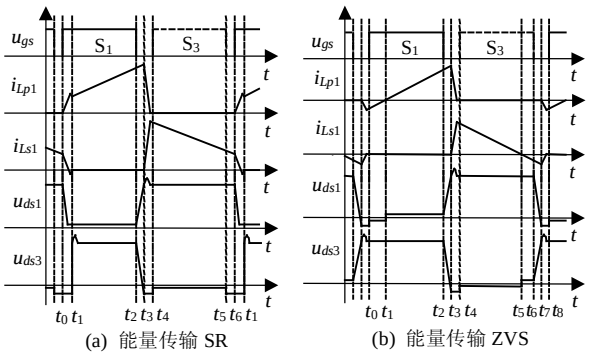
2.2.1　SR 的实现

假设开关管的导通压降小于二极管导通压降，以反激逆变器第一象限的运行为例分析。其中S_4常通，S_1和S_3互补导通，S_1高频斩波，S_3同步整流。较大功率时，逆变器工作在 SR 模式；较小功率时，逆变器工作在 ZVS 模式。其它象限的工作情况与其类似。

实现 SR 的主要波形，如图 4(a)所示。t_0时刻开关管S_1开通，在输入电压作用下变压器原边电流i_{Lp1}线性上升；t_2时刻S_1关断，变压器磁化电流给S_1的结电容充电，同时给S_3的结电容放电；t_3时刻二极管D_3承受正向电压导通，变压器磁化电流流过D_3，将S_3漏源电压箝位在零电压状态；t_4时刻开通S_3，S_3实现了零电压开通(ZVS)。变压器磁化电流流过S_3，在输出电压作用下变压器副边电流i_{Ls1}线性下降；t_5时刻关断S_3，变压器磁化电流继续流过D_3；t_6时刻开通S_1，二极管D_3承受反向电压，i_{Ls1}下降到零。此时D_3仍处于导通状态直至全部电荷被复合，t_0'时刻D_3恢复阻断状态[12-13]。

2.2.2　ZVS 的实现

实现 ZVS 的主要波形，如图 4(b)所示。t_0时刻开关管S_1开通，变压器原边电流i_{Lp1}线性上升，由负值变为正值；t_2时刻S_1关断，变压器励磁电流给S_1的结电容充电，同时给S_3的结电容放电；t_3时刻二极管D_3承受正向电压导通，变压器磁化电流流过D_3，将S_3漏源电压箝位在零电压状态；t_4时刻开通S_3，S_3实现了零电压开通(ZVS)。变压器磁化电流流过S_3，变压器副边电流i_{Ls1}下降；t_5时刻，变压器副边电流下降到零，并继续反向，变压器反向磁化；t_6时刻关断S_3，变压器励磁电流给S_3的结电容充电，同时给S_1的结电容放电；t_7时刻二极管D_1承受正向电压导通，变压器磁化电流流过D_1，将S_1漏源电压箝位在零电压状态；t_8时刻开通S_1，S_1实现了零电压开通(ZVS)[14-15]。



(a) 能量传输 SR　　(b) 能量传输 ZVS

图 4　反激逆变器第一象限实现 SR/ZVS 的主要波形

Fig. 4　The key waveforms of SR/ZVS flyback inverter at first quadrant

2.2.3　SR/ZVS 的边界

忽略寄生电容和两只开关管互补导通的死区时间，假设反激逆变器工作在稳态。

无论 SR 模式还是 ZVS 模式，反激变压器的磁通始终连续，根据磁通平衡的原则，始终有

$$\frac{u_o(t)}{U_{\text{in}}}=\frac{N_2}{N_1}\cdot\frac{D_y(t)}{1-D_y(t)} \tag{5}$$

可得　$$D_y(t)=\frac{u_o(t)/U_{\text{in}}}{N_2/N_1+u_o(t)/U_{\text{in}}} \tag{6}$$

若在临界 SR/ZVS 模式工作，变压器原边绕组

PDF 文件使用 "pdfFactory Pro" 试用版本创建 www.fineprint.com.cn

的电流最大值为 $i_{p\max}(t)=\frac{U_{\text{in}}}{L_p}\cdot D_y(t)T_s$，则 $i_{s\max}(t)=\frac{N_1}{N_2}\cdot\frac{U_{\text{in}}}{L_p}\cdot D_y(t)T_s$，负载电流 $i_o(t)=\frac{1}{2}i_{s\max}[1-D_y(t)]$，故有临界 SR/ZVS 模式负载电流

$$i_{oG}(t)=i_o(t)=\frac{U_{\text{in}}}{2L_p}\cdot\frac{N_1}{N_2}\cdot[1-D_y(t)]\cdot D_y(t)\cdot T_s \quad (7)$$

将式(6)带入式(7)，可得

$$i_{oG}(t)=i_o(t)=\frac{T_s}{2L_{p1}}\cdot\frac{u_o(t)}{[u_o(t)/U_{\text{in}}+N_2/N_1]} \quad (8)$$

若 $i_o(t)=i_{oG}(t)$，逆变器工作在临界 SR/ZVS 的边界；$i_o(t)>i_{oG}(t)$，逆变器工作在 SR 模式；$i_o(t)<i_{oG}(t)$，逆变器工作在 ZVS 模式。

3 仿真和实验波形

设计实例：额定容量 S＝100 VA；入电压 20~32 V；输出电压 36 V/400 Hz；开关频率 $f_s=80$ kHz；变压器选用 HIGH FLUX 58310-A2；L_p/L_s=10.7 μH 68 μH；$C_o=6.6$ μF；MOSFET S_1，S_2 为 FQA90N15；S_3，S_4 为 FQA55N25。

图 5 为同步整流控制电路阻性满载的仿真波形。从图 5 可以看到变压器副边开关管常通时流过的负载电流，误差信号与输出电压同相分两个区间。图 6 为感性满载($\cos j=0.75$)、阻性满载和空载实验波形。从波形看到采用同步整流控制方案，可以在小功率时实现零电压开通，在较大功率时实现同步整流。图 7 为额定 25 V 直流输入电压时，从输入到输出对应不同输出电流的变换效率曲线，效率达到 85.8%。可以看到采用同步整流控制方案，变换器效率得到大幅度提高。

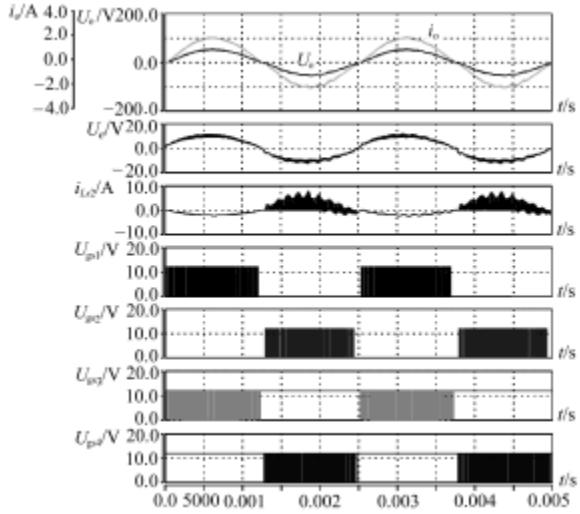
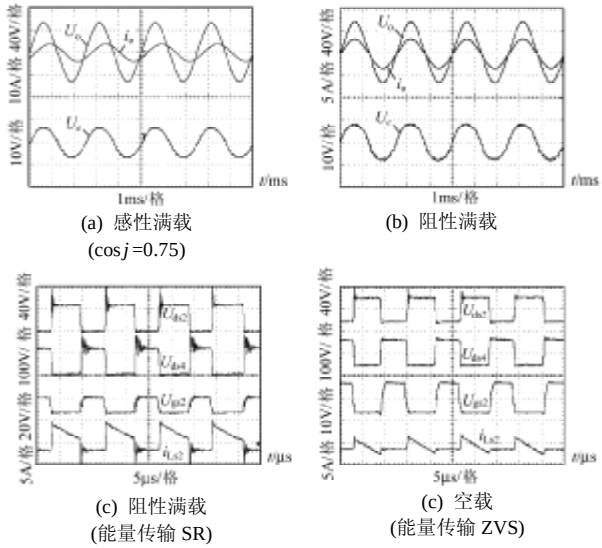


图 5 同步整流控制电路主要仿真波形（阻性满载）

Fig. 5 The key simulation waveforms of control signal



(a) 感性满载 ($\cos j$=0.75)　(b) 阻性满载

(c) 阻性满载 (能量传输 SR)　(c) 空载 (能量传输 ZVS)

图 6 同步整流控制方案实验波形

Fig. 6 Experimental waveforms of SR

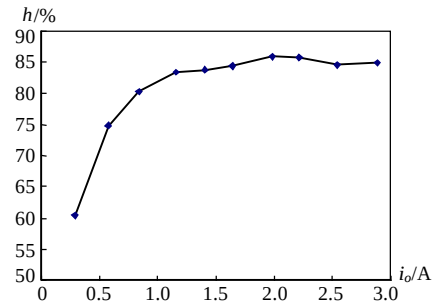


图 7 同步整流控制方案效率曲线

Fig. 7 The curves of efficiency of SR

4 结论

本文研究了由两路双向直流变换器输入并联输出串联构成的反激逆变器。该逆变器采用同步整流控制方案，控制方案简单。在较大功率实现同步整流，小功率时实现零电压开通。同步整流或零电压开通有效地降低了整流二级管导通损耗，将整机效率提高到 85.8%。同时该逆变器具有高频电气隔离，拓扑简洁等优点，适合于低压大电流变换场合。

参考文献

[1] Skinner A J. Bidirectional continuous-mode Flyback inverter[C]. The European Power Electronics Association，Brightom，UK 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，1998，1867-1871.

[3] Huang Minchao，Ying Jianping，Xu Dehong，et al. Full-bridge current mode high-frequency link inverters[C]. IEEE PEDS，Hong Kong，1999，961-965.

[4] 黄敏超. 高频链逆变技术的研究[D]. 浙江大学博士学位论文，1998.

Huang Minchao . Research on high-frequency link inverter

PDF 文件使用 "pdfFactory Pro" 试用版本创建 www.fineprint.com.cn

[D]．Zhejiang University doctoral dissertation，1998(in Chinese)．

[5] 龚春英，胡晓君，李伟，严仰光．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(in Chinese)．

[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 Doctoral Dissertation，2001(in Chinese)．

[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(in Chinese)．

[8] 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(in Chinese)．

[9] 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(in Chinese)．

[10] Walker Jim．Four quadrant amplifier based on the flyback topology [C]．IEEE APEC，Dallas，Tx，USA，1995．947-951．

[11] Dalal Dhval．A unique four quadrant flyback converter[C]．Unitrode Seminar SEM1200．

[12] Jitaru Ionel Dan．High efficiency flyback converter using synchronous rectification[C]．IEEE APEC，Dallas，USA，2002：867-871．

[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 conductibility and power loss of power MOSFET in synchronous rectifiers [J]．Proceedings of the CSEE，2002，22(3)：88-93(in Chinese)．

[14] Sable Dan M，Lee F C，Cho B H．A zero-voltage-switching bidirectional battery charger/discharger for the NASA EOS satellite [C]．IEEE APEC，Boston，MA，USA，1992：614-621．

[15] 顾亦磊，陈世杰，吕征宇，等．控制型软开关变换器的实现策略[J]．中国电机工程学报，2005，25(6)：55-59．
Gu Yilei，Chen Shijie，Lu Zhengyu，et al．Strategy for control type soft switching converters[J]．Proceedings of the CSEE，2005，25(6)：55-59(in Chinese)．

收稿日期：2005-11-20。

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，liang-yongchun@hotmail.com；

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。

（编辑　王彦骏）

PDF 文件使用 "pdfFactory Pro" 试用版本创建 www.fineprint.com.cn