

# 一种新型交错式反激变换器分析与设计

赵晋斌, 刘金彪, 梁晓霞, 屈克庆

(上海电力学院电气工程学院, 上海 200090)

**摘要:** 提出了一种新型交错式反激变换器拓扑。利用变压器漏感与开关管并联电容、钳位电容间的谐振, 实现了开关管的零电压导通(ZVS), 并消除了开关管关断时所产生的电压尖峰, 减小了电压应力。该变换器具有拓扑简单、实现软开关动作、输出电流纹波小以及控制简单等优点。详细分析了该变换器的稳态工作原理以及实现软开关的条件, 并通过仿真和实验对上述分析进行了验证。

**关键词:** 交错式; 反激变换器; 软开关; 拓扑; 谐振

## Analysis and design of a new interleaved flyback converter

ZHAO Jinbin, LIU Jinbiao, LIANG Xiaoxia, QU Keqing

(College of Electrical Engineering, Shanghai University of Electric Power, Shanghai 200090, China)

**Abstract:** A new interleaved flyback converter topology is proposed. The converter utilizes the resonance between the leakage inductance of transformer, parallel capacitance of switches and clamp capacitor to realize Zero Voltage Switching (ZVS). The voltage spike is eliminated and the voltage stress can be reduced when the switch is turned off. The converter has the advantages of simple topology, soft-switching, small output current ripple and simple control. The detailed operation principle and the condition of soft switching are presented. Finally, the analysis above is verified by simulation and experiment.

**Key words:** interleaved; flyback; ZVS; topology; resonance

中图分类号: TM464

文章编号: 1674-3415(2015)18-0129-09

## 0 引言

反激变换器与其他变换器相比,具有拓扑简单、元件数量少等优点,因而广泛应用于中小功率场合,如:在光伏组件受到局部阴影遮挡等问题时,其输出特性发生较大变化<sup>[1-2]</sup>,为提高太阳能转换效率,采用基于反激变换器拓扑结构的微型逆变器,可实现分布式光伏的最大功率跟踪(MPPT)<sup>[3-6]</sup>;为减小电力电子装置对电网的谐波污染以及实现输入与输出的隔离,采用反激 PFC 变换器提高功率因数<sup>[7]</sup>。

但反激变换器存在一些问题,例如:①变换器输出电流断续,电流纹波大,所需滤波器体积较大;②当功率开关管关断时,变压器漏感与开关管并联电容产生谐振,将使开关管承受较大的电压应力,为此通常需加入吸收电路;③工作在硬开关状态下,

开关损耗大,变换器效率低<sup>[8]</sup>。

单端反激变换器结构简单,但输出电流脉动大、输出功率较小。交错式反激变换器具有提高功率等级和减小输出电流纹波等优点<sup>[9]</sup>,传统的交错 RCD 反激变换器利用 RCD 缓冲电路吸收关断电压尖峰,但漏感中的部分能量消耗在 RCD 吸收电路中的电阻上,并且变换器工作在硬开关状态下,降低了效率,且变压器单向励磁,变压器体积较大<sup>[10-11]</sup>。文献[12]提出了多单元交错反激变换器,可用于低压高功率输出场合,但元器件数量较多,变换器体积和重量较大。

提高开关频率,可以提高功率密度、减小变换器体积和重量,但随着开关频率升高,开关损耗将增加,利用软开关技术可以提高效率<sup>[13]</sup>。文献[14-18]提出了利用有源钳位技术来减小电压应力和实现软开关,但在同等输出功率的情况下,需要增加辅助开关,不仅增加了开关器件的数量,并且辅助开关管的开通时间对电路的影响较大,控制复杂<sup>[19]</sup>。文

**基金项目:** 上海市教委科研创新重点项目(13ZZ132);上海市人才发展资金项目(2012024);上海绿色能源并网工程技术研究中心(13DZ2251900)

献[20]提出了零电压转换交错反激变换器,该变换器可实现开关管的零电压导通和关断,不需辅助开关,但开关管的电压应力大于输入电源电压的两倍。

本文提出了一种新型交错式反激变换器,输出电路采用交错式拓扑,输出电流纹波小、提高了变换器的功率等级并提高了变换器等效占空比。利用变压器漏感与开关管并联电容、钳位电容间的谐振,实现了开关管的零电压导通(ZVS),消除关断电压尖峰。在开关管关断时,其两端电压被输入电源和钳位电容钳位,开关管电压应力小。两开关管驱动信号互补,控制简单。该变换器具有拓扑结构简单、电压应力小、实现软开关、输出电压纹波小、功率密度高等优点,可适用于通信电源、功率因数较正、光伏微型逆变器等中小功率应用场合。本文详细地分析了该变换器的稳态工作原理以及实现软开关的条件,最后通过仿真和实验进行验证。

### 1 变换器组成及其工作原理

本文提出的变换器如图 1 所示。它由以下部分组成:功率开关管  $S_1$ 、 $S_2$ ; 开关管并联电容  $C_{s1}$ 、 $C_{s2}$ ; 钳位电容  $C_c$ ; 变压器  $T_1$ 、 $T_2$  的励磁电感  $L_{m1}$ 、 $L_{m2}$ , 漏感  $L_{l1}$ 、 $L_{l2}$  (含变压器副边折算到原边的漏感); 输出二极管  $D_1$ 、 $D_2$ ; 二极管  $D_3$ ; 输出滤波电容  $C_o$ 。 $S_1$ 、 $S_2$  驱动信号互补并留有短暂的死区时间。

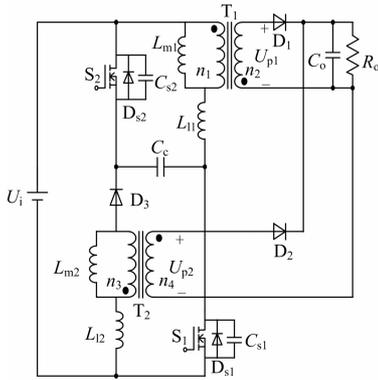


图 1 本文提出的 ZVS-PWM 交错式反激变换器

Fig. 1 Proposed ZVS-PWM interleaved flyback converter

该变换器的主要工作波形如图 2 所示,图中波形从上到下依次为:开关管  $S_1$ 、 $S_2$  门极驱动电压  $U_{gs1}$ 、 $U_{gs2}$ ;  $S_1$ 、 $S_2$  两端电压  $U_{ds1}$ 、 $U_{ds2}$ ;  $T_1$ 、 $T_2$  漏感电流  $i_{l1}$ 、 $i_{l2}$ ;  $T_1$ 、 $T_2$  次级侧电压  $U_{p1}$ 、 $U_{p2}$ 。

为分析方便,假设:①所有开关管和二极管均为理想器件;②变压器等效为励磁电感与理想变压器并联后与漏感串联;③  $S_1$ 、 $S_2$  并联电容  $C_{s1}=C_{s2}=C_s$ ;④钳位电容  $C_c$  足够大,近似为恒压源,且  $C_c \gg C_s$ ;⑤  $T_1$ 、 $T_2$  励磁电感  $L_{m1}=L_{m2}=L_m$ ,漏感

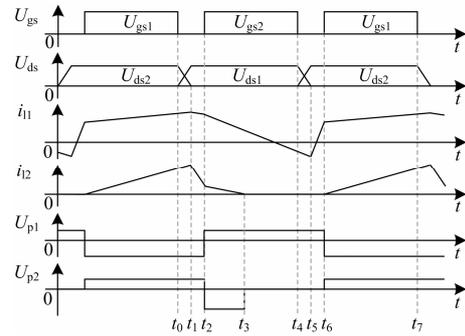


图 2 变换器主要波形

Fig. 2 Key waveforms of proposed converter

$L_{l1}=L_{l2}=L_l$ , 且  $L_m \gg L_l$ , 变压器变比  $n_1/n_2=n_3/n_4=N$ 。

变换器在一个开关周期中可分为 7 个阶段,各阶段的等效电路如图 3 所示。变换器工作原理如下:

(1)阶段 1 [ $t_0 \sim t_1$ ]: 在  $t_0$  之前,  $S_1$  导通,  $D_2$  导通,  $T_1$  储存能量。在  $t_0$  时刻,  $S_1$  关断,  $D_2$  继续导通,  $D_1$  反向截止。此时  $L_{m1}$ 、 $L_{m2}$ 、 $C_{s1}$ 、 $C_{s2}$ 、 $C_c$  发生谐振,  $C_{s1}$  充电、 $C_{s2}$  放电,  $T_2$  初级侧电压钳位在  $-NU_o$ 。当  $S_2$  两端电压  $u_{Cs2}$  降低到零时,该阶段结束。

分析该阶段工作状态可得

$$\begin{cases} U_i = u_{Cs2} - NU_o - L_{l2} \frac{di_{l2}}{dt} \\ u_{Cs1} = -L_{l2} \frac{di_{l2}}{dt} - NU_o + u_{Cc} \\ u_{Cs2} = (L_{m1} + L_{l1}) \frac{di_{l1}}{dt} + u_{Cc} \\ i_{l1} = C_{s1} \frac{du_{Cs1}}{dt} + C_c \frac{du_{Cc}}{dt} \end{cases} \quad (1)$$

由方程组(1)可以得到

$$\begin{cases} u_{Cs1}(t) = [i_{l1}(t_0) + i_{l2}(t_0)]Z_1 \sin \omega_1(t - t_0) \\ u_{Cs2}(t) = u_{Cs2}(t_0) - [i_{l1}(t_0) + i_{l2}(t_0)]Z_1 \sin \omega_1(t - t_0) \\ i_{l1}(t) = i_{l1}(t_0) + \frac{U_i}{L_{m1} + L_{l1}}(t - t_0) - \frac{[i_{l1}(t_0) + i_{l2}(t_0)]L_{l2}}{L_{m1} + L_{l1}}[1 - \cos \omega_1(t - t_0)] \\ i_{l2}(t) = i_{l2}(t_0) + \frac{u_{Cc}(t_0) - NU_o}{L_{l2}}(t - t_0) - [i_{l1}(t_0) + i_{l2}(t_0)][1 - \cos \omega_1(t - t_0)] \end{cases} \quad (2)$$

该阶段持续的时间为

$$\Delta t_1 = 2u_{Cs2}(t_0)C_s/[i_{l1}(t_0) + i_{l2}(t_0)] \quad (3)$$

式中:  $\omega_1 = \sqrt{\frac{1}{2L_{l2}C_s}}$ ;  $Z_1 = \sqrt{\frac{L_{l1}}{2C_s}}$ ;  $i_{l1}(t_0)$ 和  $i_{l2}(t_0)$ 分

别是  $t_0$ 时刻变压器  $T_1$ 、 $T_2$ 的漏感电流;  $u_{Cc}(t_0)$ 是钳位电容  $C_c$ 在  $t_0$ 时刻的电压。

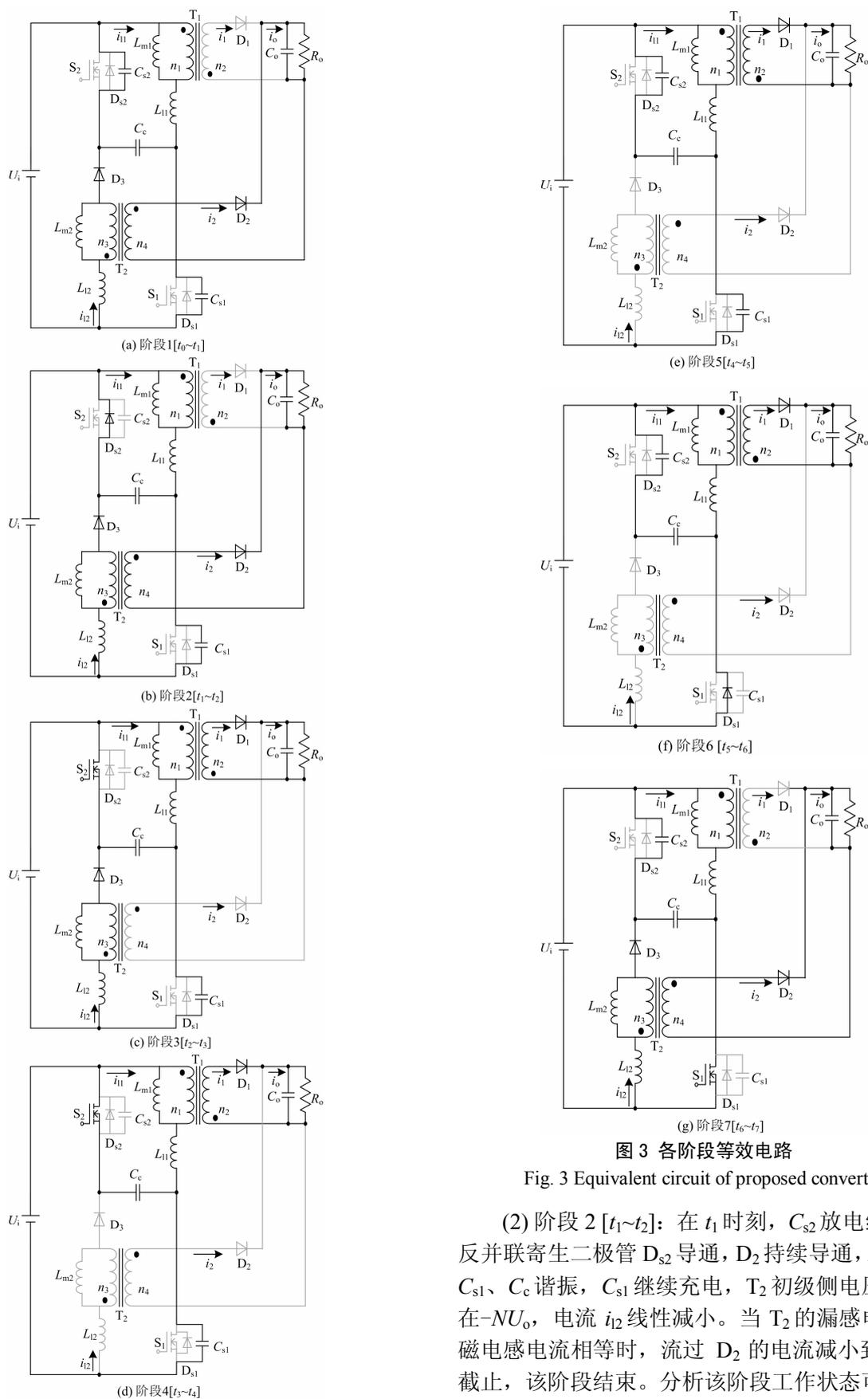


图3 各阶段等效电路

Fig. 3 Equivalent circuit of proposed converter

(2) 阶段2 [ $t_1 \sim t_2$ ]: 在  $t_1$  时刻,  $C_{s2}$  放电结束,  $S_2$  反并联寄生二极管  $D_{s2}$  导通,  $D_2$  持续导通,  $L_{m1}$ 、 $L_{l1}$ 、 $C_{s1}$ 、 $C_c$  谐振,  $C_{s1}$  继续充电,  $T_2$  初级侧电压仍钳位在  $-N U_o$ , 电流  $i_{l2}$  线性减小。当  $T_2$  的漏感电流和励磁电感电流相等时, 流过  $D_2$  的电流减小到零,  $D_2$  截止, 该阶段结束。分析该阶段工作状态可得

$$\begin{cases} U_i = -L_{12} \frac{di_{12}}{dt} - NU_o \\ (L_{11} + L_{m1}) \frac{di_{11}}{dt} + u_{Cc} = 0 \\ u_{Cs1} = U_i + u_{Cc} \\ i_{11} = C_{s1} \frac{du_{Cs1}}{dt} + C_c \frac{du_{Cc}}{dt} \end{cases} \quad (4)$$

由方程组(4)得出

$$\begin{cases} i_{12}(t) = i_{12}(t_1) - \frac{U_i + NU_o}{L_{12}}(t - t_1) \\ i_{11}(t) = i_{11}(t_1) - \frac{u_{Cs1}(t_1) - U_i}{L_{m1} + L_{11}}(t - t_1) \\ u_{Cs1}(t) = u_{Cs1}(t_1) + i_{11}(t_1)Z_2 \sin \omega_2(t - t_1) \\ u_{Cs2}(t) = 0 \end{cases} \quad (5)$$

该阶段持续的时间为

$$\Delta t_2 = t_d - \Delta t_1 \quad (6)$$

式中:  $\omega_2 = \sqrt{\frac{1}{(L_{m1} + L_{11})(C_{s1} + C_c)}}$ ;  $Z_2 = \sqrt{\frac{L_{m1} + L_{11}}{C_{s1} + C_c}}$ ;  
 $t_d$ 为开关死区时间。

(3) 阶段 3 [ $t_2 \sim t_3$ ]: 在  $t_2$  之前,  $S_2$  端电压降为零, 在  $t_2$  时刻, 给  $S_2$  触发信号,  $S_2$  可实现零电压导通,  $D_2$  反向截止。  $L_{11}$ 、 $C_c$  谐振, 电流  $i_{12}$  线性减小, 斜率为  $U_i/(L_{m2}+L_{12})$ , 电流  $i_{11}$  近似线性减小, 使得  $D_1$  正向导通, 变压器  $T_1$  初级侧电压钳位在  $-NU_o$ ,  $T_1$  中的能量向负载传递, 漏感  $L_{12}$  向输入电源  $U_i$  回馈能量。当  $T_2$  漏感电流  $i_{12}$  减小到零时, 该阶段结束。

分析该阶段工作状态可得

$$\begin{cases} U_i = -(L_{m2} + L_{12}) \frac{di_{12}}{dt} \\ L_{11} \frac{di_{11}}{dt} - NU_o + u_{Cc} = 0 \\ i_{11} = C_c \frac{du_{Cc}}{dt} \end{cases} \quad (7)$$

由方程组(7)得出

$$\begin{cases} i_{12}(t) = i_{12}(t_2) - \frac{U_i}{L_{m2} + L_{12}}(t - t_2) \\ i_{11}(t) \approx i_{11}(t_2) - \frac{u_{Cc}(t_2) - NU_o}{Z_3} \sin \omega_3(t - t_2) \\ u_{Cs1}(t) \approx U_i + u_{Cc}(t_2) \\ u_{Cs2}(t) = 0 \end{cases} \quad (8)$$

该阶段持续的时间为

$$\Delta t_3 = \frac{L_{m2} + L_{12}}{U_i} [i_{12}(t_2) + \frac{2u_{Cs2}(t_2)^2 C_s}{[i_{11}(t_2) + i_{12}(t_2)]L_{12}} - \frac{U_i + NU_o}{L_{12}} t_d] \quad (9)$$

式中:  $\omega_3 = \frac{1}{\sqrt{L_{11}C_c}}$ ;  $Z_3 = \sqrt{\frac{L_{11}}{C_c}}$ 。

(4) 阶段 4 [ $t_3 \sim t_4$ ]: 在  $t_3$  时刻,  $i_{12}$  降低到零,  $D_3$  反向截止,  $D_1$  正向导通,  $T_1$  初级侧电压仍钳位在  $-NU_o$ 。  $L_{11}$ 、 $C_c$  谐振, 电流  $i_{11}$  持续减少, 直到  $S_2$  关断, 该阶段结束。分析该阶段工作状态可得

$$\begin{cases} L_{11} \frac{di_{11}}{dt} - NU_o + u_{Cc} = 0 \\ i_{11} = C_c \frac{du_{Cc}}{dt} \end{cases} \quad (10)$$

由方程组(10)得出

$$\begin{cases} i_{11}(t) = \frac{U_i + NU_o - u_{Cs1}(t_3)}{Z_4} \sin \omega_4(t - t_3) + i_{11}(t_3) \cos \omega_4(t - t_3) \\ i_{12}(t) = 0 \\ u_{Cs1}(t) = [u_{Cs1}(t_3) - U_i - NU_o] \cos \omega_4(t - t_3) + i_{11}(t_3)Z_4 \sin \omega_4(t - t_3) + U_i + NU_o \\ u_{Cs2}(t) = 0 \end{cases} \quad (11)$$

该阶段持续的时间为

$$\Delta t_4 \approx (1-D)T_s - \Delta t_3 \quad (12)$$

式中:  $\omega_4 = \frac{1}{\sqrt{L_{11}C_c}}$ ;  $Z_4 = \sqrt{\frac{L_{11}}{C_c}}$ 。

(5) 阶段 5 [ $t_4 \sim t_5$ ]: 在  $t_4$  时刻,  $S_2$  关断,  $D_1$  正向导通。  $L_{11}$ 、 $C_c$ 、 $C_{s1}$ 、 $C_{s2}$  谐振,  $C_{s1}$  放电,  $C_{s2}$  充电。当  $C_{s1}$  放电到  $S_1$  端电压  $u_{Cs1}$  降为零时, 该阶段结束。

分析该阶段工作状态可得

$$\begin{cases} u_{Cs1} = U_i - L_{11} \frac{di_{11}}{dt} + NU_o \\ C_{s1} \frac{du_{Cs1}}{dt} = i_{11} + C_c \frac{du_{Cc}}{dt} \\ u_{Cs2} = L_{11} \frac{di_{11}}{dt} - NU_o + u_{Cc} \end{cases} \quad (13)$$

由方程组(13)得出

$$\begin{cases} i_{11}(t) = i_{11}(t_4) - \frac{2u_{Cs1}(t_4) - NU_o - U_i}{Z_5} \sin \omega_5(t - t_4) \\ i_{12}(t) = 0 \\ u_{Cs1}(t) = u_{Cs1}(t_4) + i_{11}(t_4)Z_5 \sin \omega_5(t - t_4) \\ u_{Cs2}(t) = U_i + u_{Cc}(t_4) - u_{Cs1}(t) \end{cases} \quad (14)$$

该阶段持续的时间为

$$\Delta t_5 \approx 2u_{Cs1}(t_4)/-i_{11}(t_4) \quad (15)$$

$$\text{式中: } \omega_5 = \sqrt{\frac{1}{2L_{11}C_s}}; \quad Z_5 = \sqrt{\frac{L_{11}}{2C_s}}.$$

(6) 阶段 6 [ $t_5 \sim t_6$ ]: 在  $t_5$  时刻,  $C_{s1}$  放电结束,  $S_1$  反并联寄生二极管  $D_{s1}$  导通。在该阶段,  $L_{11}$ 、 $C_{s2}$ 、 $C_c$  继续谐振, 电流  $i_{11}$  开始线性增加, 斜率为  $(U_i + NU_o)/L_{11}$ 。当  $T_1$  的漏感电流和励磁电感电流相等时, 流过二极管  $D_1$  的电流减小到零,  $D_1$  反向截止, 该阶段结束。分析该阶段工作状态可得

$$\begin{cases} U_i = u_{Cs2} - u_{Cc} \\ L_{11} \frac{di_{11}}{dt} = U_i + NU_o \end{cases} \quad (16)$$

由方程组(16)得出

$$\begin{cases} i_{11}(t) = i_{11}(t_5) + \frac{U_i + NU_o}{L_{11}}(t - t_5) \\ i_{12}(t) = 0 \\ u_{Cs2}(t) = U_i + u_{Cc}(t_5) \\ u_{Cs1}(t) = 0 \end{cases} \quad (17)$$

该阶段持续的时间为

$$\Delta t_6 = t_d - \Delta t_5 \quad (18)$$

(7) 阶段 7 [ $t_6 \sim t_7$ ]: 在  $t_6$  时刻,  $S_1$  两端电压已降为零, 此时给  $S_1$  触发信号,  $S_1$  可实现 ZVS。该阶段,  $L_{12}$ 、 $C_c$  谐振, 电流  $i_{11}$  线性增加,  $i_{12}$  从零开始近似线性增加,  $D_2$  正向导通。输入电压  $U_i$  对  $L_{m1}$ 、 $L_{11}$  充电, 输出电压将  $T_2$  电压钳位在  $-NU_o$ , 电容  $C_c$  通过  $T_2$  释放能量。分析该阶段工作状态可得

$$\begin{cases} U_i = (L_{m1} + L_{11}) \frac{di_{11}}{dt} \\ i_{12} = -C_c \frac{du_{Cc}}{dt} \\ L_{12} \frac{di_{12}}{dt} + NU_o - u_{Cc} = 0 \end{cases} \quad (19)$$

由方程组(19)得出

$$\begin{cases} i_{11}(t) = i_{11}(t_6) + \frac{U_i}{L_{m1} + L_{11}}(t - t_6) \\ i_{12}(t) = i_{12}(t_6) + \frac{u_{Cc}(t_6) - NU_o}{Z_7} \sin \omega_7(t - t_6) \\ u_{Cs2}(t) = U_i + u_{Cc}(t_6) \end{cases} \quad (20)$$

该阶段持续的时间为

$$\Delta t_7 = DT_s \quad (21)$$

$$\text{式中: } \omega_7 = \frac{1}{\sqrt{L_{12}C_c}}; \quad Z_7 = \sqrt{\frac{L_{12}}{C_c}}.$$

## 2 稳态分析

为了简化分析, 假设: ①开关管、变压器均为理想元件; ②忽略变换器的开关死区时间; ③钳位

电容足够大, 近似为恒压源。

变换器在稳态时的简化电路如图 4 所示, 根据  $S_1$  导通和关断时的状态分别对电路进行稳态分析。

(1) 开关管  $S_1$  导通时, 变压器  $T_1$ (励磁电感  $L_{m1}$  和漏感  $L_{11}$ ) 被输入电源  $U_i$  钳位,  $T_2$  励磁电感  $L_{m2}$  被输出电压钳位在  $-NU_o$ , 漏感  $L_{12}$  上端电压等于  $NU_o - U_{Cc}$ 。根据基尔霍夫电压定理, 从图 4(a) 可得出, 开关管  $S_2$  两端电压应力为

$$U_{ds2} = U_i + U_{Cc} \quad (22)$$

(2) 开关管  $S_1$  关断时,  $L_{m1}$  被输出电压钳位在  $-NU_o$ ,  $L_{11}$  上端电压等于  $NU_o - U_{Cc}$ 。  $T_2$  励磁电感  $L_{m2}$  和漏感  $L_{12}$  被输入电源  $U_i$  钳位, 钳位时间为  $\Delta t_3$ 。同理, 由图 4(b) 可得出开关管  $S_1$  两端电压应力为

$$U_{ds1} = U_i + U_{Cc} \quad (23)$$

由伏-秒平衡可得

$$\int_0^{T_s} U_{L_{m1}}(t) dt = \frac{L_{m1}}{L_{m1} + L_{11}} U_i DT_s - NU_o(1-D)T_s = 0 \quad (24)$$

$$\int_0^{T_s} U_{L_{11}}(t) dt = \frac{L_{11}}{L_{m1} + L_{11}} U_i DT_s - (U_{Cc} - NU_o)(1-D)T_s = 0 \quad (25)$$

$$\int_0^{T_s} U_{L_{m2}}(t) dt = -NU_o DT_s + \frac{L_{m2}}{L_{m2} + L_{12}} U_i \Delta t_3 = 0 \quad (26)$$

$$\int_0^{T_s} U_{L_{12}}(t) dt = (NU_o - U_{Cc}) DT_s + \frac{L_{12}}{L_{m2} + L_{12}} U_i \Delta t_3 = 0 \quad (27)$$

联立式(24)、式(25)可得

$$U_{Cc} = \frac{D}{1-D} U_i \quad (28)$$

联立式(26)、式(27)得出

$$\Delta t_3 = \frac{D^2}{1-D} T_s \quad (29)$$

因为  $\Delta t_3 \leq (1-D)T_s$ , 联立式(29)可得

$$D \leq 0.5 \quad (30)$$

由于  $L_{m1} \gg L_{11}$ , 根据式(24)  $U_o$  可近似为

$$U_o = \frac{D}{N(1-D)} U_i \quad (31)$$

联立式(22)、式(28)可得

$$U_{ds2} = \frac{1}{1-D} U_i \quad (32)$$

联立式(23)、式(28)可得

$$U_{ds1} = \frac{1}{1-D} U_i \quad (33)$$

即开关管  $S_1$ 、 $S_2$  两端电压:

$$U_{ds(k)} = \begin{cases} \frac{1}{1-D} U_i & \text{当开关管 } S_k \text{ 关断时} \\ 0 & \text{当开关管 } S_k \text{ 导通时} \end{cases} \quad k=1,2 \quad (34)$$

式中:  $T_s$  是开关周期;  $D$  为  $S_1$  的占空比;  $N$  为变压器变比;  $\Delta t_3$  是变换器在阶段 3 所持续的时间。

在开关管  $S_1$  导通阶段( $S_2$  关断阶段), 输出支路 1 电流  $i_1$  为零, 但输出支路 2 有电流  $i_2$ ; 开关管  $S_1$  关断阶段( $S_2$  导通阶段), 输出支路 2 电流  $i_2$  为零, 但输出支路 1 有电流  $i_1$ 。因此无论两开关管导通关断与否, 输出端均有电流, 电流连续, 可减小输出电流纹波。

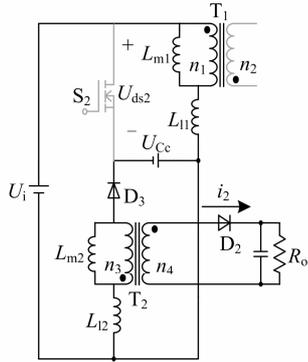
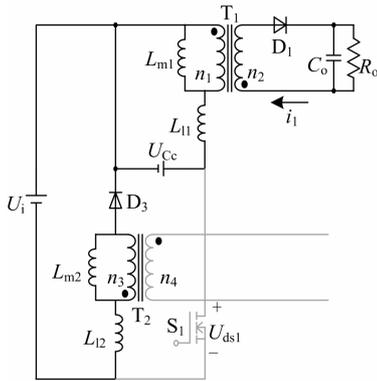
(a)  $S_1$  导通时( $S_2$  关断)(b)  $S_1$  关断时( $S_2$  开通)

图 4 简化电路图

Fig. 4 Simplified circuit diagrams

### 3 零电压导通条件

所提出变换器中的两个开关  $S_1$ 、 $S_2$  均能实现零电压导通, 但需要满足一定条件。

为使  $S_1$  实现零电压开通,  $S_1$  端电压  $u_{Cs1}$  在  $t_4 \sim t_5$  阶段应能谐振到零:

$$u_{Cs1}(t) \approx u_{Cs1}(t_4) + i_{l1}(t_4) \sqrt{\frac{L_{l1}}{2C_s}} \sin \omega_s(t - t_4) \quad (35)$$

由式(35)可以得到

$$\sqrt{\frac{L_{l1}}{2C_s}} \geq \frac{u_{Cs1}(t_4)}{-i_{l1}(t_4)} \quad (36)$$

为使  $S_2$  实现零电压开通,  $S_2$  端电压  $u_{Cs2}$  在  $t_0 \sim t_1$

阶段应能谐振到零:

$$u_{Cs2}(t) \approx u_{Cs2}(t_0) - [i_{l1}(t_0) + i_{l2}(t_0)] \sqrt{\frac{L_{l2}}{2C_s}} \sin(\omega_s(t - t_0)) \quad (37)$$

由式(37)得出

$$\sqrt{\frac{L_{l2}}{2C_s}} \geq \frac{u_{Cs2}(t_0)}{i_{l1}(t_0) + i_{l2}(t_0)} \quad (38)$$

根据式(36)、式(38)可推导出开关管  $S_1$ 、 $S_2$  均能实现零电压导通的条件:

$$\sqrt{\frac{L_l}{2C_s}} \geq \max\left(\frac{u_{Cs1}(t_4)}{-i_{l1}(t_4)}, \frac{u_{Cs2}(t_0)}{i_{l1}(t_0) + i_{l2}(t_0)}\right) \quad (39)$$

### 4 仿真和实验结果

为了验证上述分析, 通过 PSIM 仿真以及搭建实验样机进行验证, 仿真和实验电路参数如表 1。

表 1 仿真和实验电路参数

Table 1 Parameters of prototype

输入电压/V	钳位电容/ $\mu\text{F}$	励磁电感/ $\mu\text{H}$	漏感/ $\mu\text{H}$
48	10	150	1.5
电容 $C_s$ / $\mu\text{F}$	滤波电容/ $\mu\text{F}$	变压器变比 $N$	开关频率/kHz
500	470	5:1	100

图 5(a)和图 5(b)分别是当  $D=0.3$  和  $D=0.4$  时,  $S_1$ 、 $S_2$  栅源和漏源电压仿真波形。由理论分析可知, 当  $D=0.3$  时,  $S_1$ 、 $S_2$  关断时的电压应力钳位在  $U_i + U_{Cc} = U_i/(1-D) = 68.57 \text{ V}$ 。当  $D=0.4$  时,  $S_1$ 、 $S_2$  关断时的电压应力钳位在  $U_i + U_{Cc} = U_i/(1-D) = 80 \text{ V}$ 。从图 5 可以看出,  $S_1$ 、 $S_2$  的开关管电压应力的仿真值与式(34)理论分析值相近, 并且  $L_l$ 、 $C_s$  的关系满足式(39)时, 均可实现 ZVS。

当变压器漏感参数改变,  $L_l = 0.15 \mu\text{H}$  时, 即开关管  $S_1$  的零电压导通条件不满足式(36), 而  $S_2$  满足式(38)时,  $S_1$ 、 $S_2$  栅源和漏源电压仿真波形如图 6 所示。从图中可知,  $S_1$  不能实现 ZVS, 而  $S_2$  能实现 ZVS。所以  $S_1$ 、 $S_2$  要实现 ZVS 需满足一定的条件。

图 7(a)和图 7(b)分别为非交错式反激变换器和所提出的变换器输出电流仿真波形(两变换器电路主要参数相同)。对比分析两个仿真图可知: 图 7(a)中的输出电流峰值大于图 7(b), 且输出电流断续。而在图 7(b)中, 输出电流  $i_o$  为支路电流  $i_1$  和  $i_2$  之和, 无论两开关管导通与关断,  $i_o$  均连续。由此可见, 在采用交错式拓扑后, 其输出电流  $i_o$  纹波将减小。

图 8(a)和图 8(b)分别是当  $D=0.3$  和  $D=0.4$  时,  $S_1$  栅源和漏源电压实验波形,  $S_1$  的电压应力分别钳

位在 69 V 和 83.5 V, 与式(33)的理论分析值 68.57 V 和 80 V 相近。从实验波形中可以看出, 开关管两端电压在关断时没有关断尖峰, 减小了电压应力。

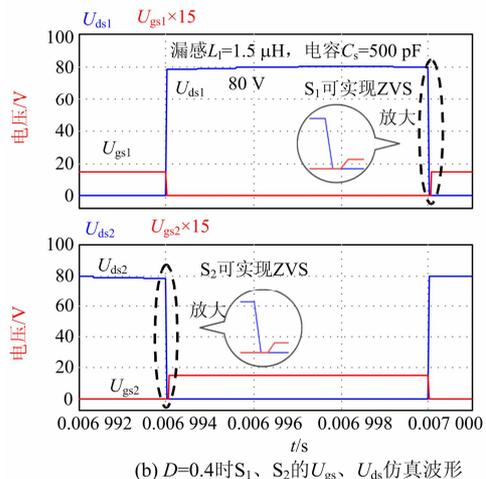
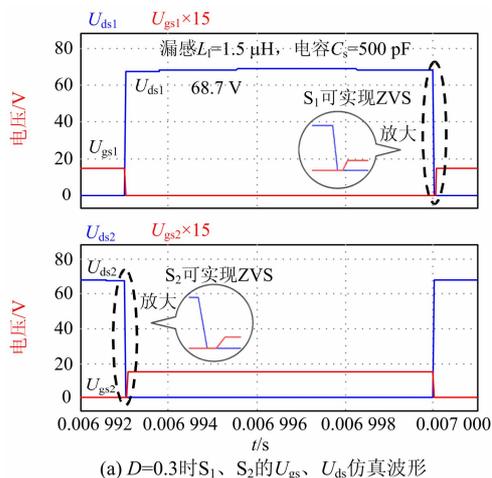


图 5  $S_1$ 、 $S_2$  栅源和漏源电压仿真波形

Fig. 5 Simulation waveforms for gate-source and drain-source voltage of  $S_1$ ,  $S_2$

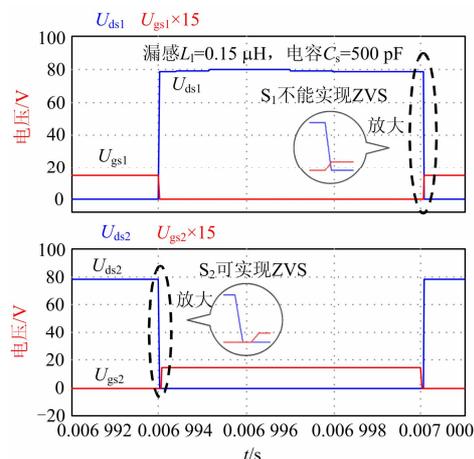
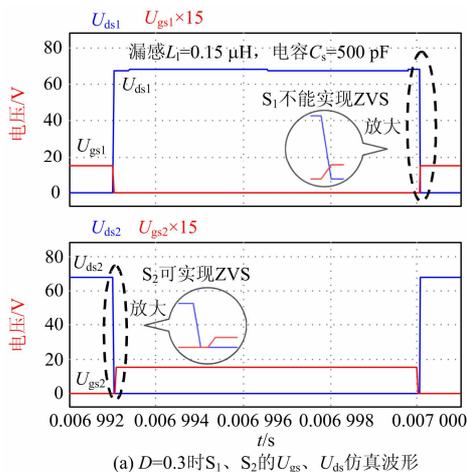


图 6 漏感  $L_1$  参数变化后的  $S_1$ 、 $S_2$  栅源和漏源电压仿真波形  
Fig. 6 Simulation waveforms for gate-source and drain-source voltage of  $S_1$ 、 $S_2$ , after the parameter of  $L_1$  is changed

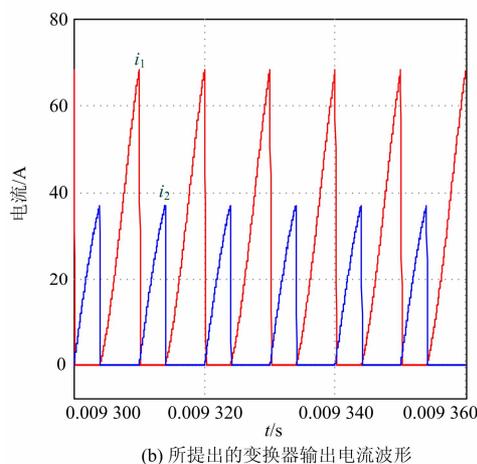
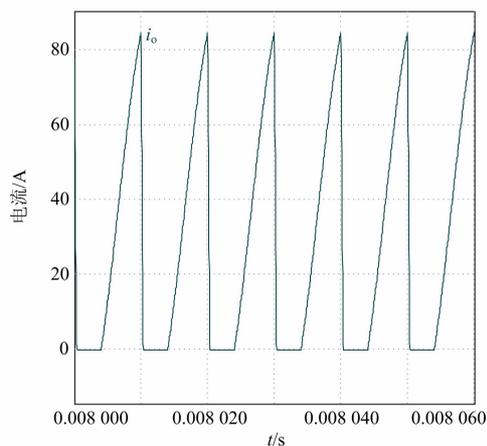
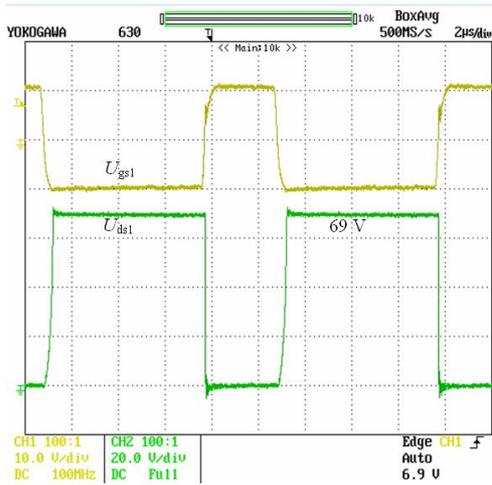
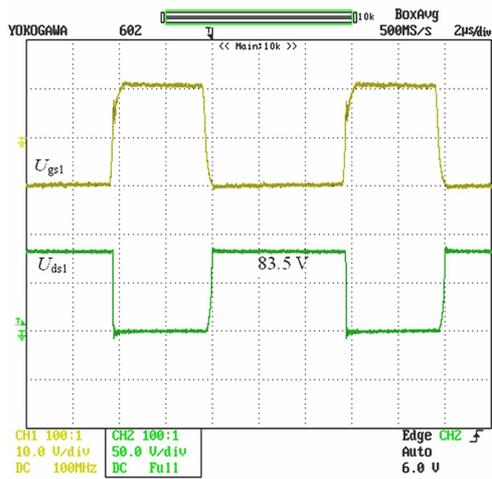


图 7 输出电流波形

Fig. 7 Output current waveforms



(a)  $D=0.3$  时  $S_1$  的  $U_{gs}$ 、 $U_{ds}$  实验波形



(b)  $D=0.4$  时  $S_1$  的  $U_{gs}$ 、 $U_{ds}$  实验波形

图 8  $S_1$  栅源电压和漏源电压实验波形

Fig. 8 Experiment waveforms for gate-source and drain-source voltage of  $S_1$

### 5 结论

本文提出了一种新型交错式反激变换器，详细分析了该变换器的工作原理及实现软开关的条件，并进行仿真和实验验证。采用交错式的拓扑，可以使输出电流纹波减小。两个开关管均可实现零电压导通，电压应力钳位( $U_i+U_{cc}=U_i/(1-D)$ )，驱动信号互补，控制简单。输出电压  $U_o=DU_i/N(1-D)$ 。

### 参考文献

[1] 姚致清, 于飞, 赵倩, 等. 基于模块化多电平换流器的大型光伏并网系统仿真研究[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(36): 27-33.  
YAO Zhiqing, YU Fei, ZHAO Qian, et al. Simulation research on large-scale PV grid-connected systems based

on MMC[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(36): 27-33.

[2] 朱啸行, 袁越, 傅质馨. 考虑多点局部阴影的光伏阵列建模及复合型最大功率跟踪算法研究[J]. 电网与清洁能源, 2012, 28(9): 56-67.  
ZHU Xiaoxing, YUAN Yue, FU Zhixin. Modeling of photovoltaic array with multi-partial shadows and study of the hybrid maximum power point tracking algorithm[J]. Power System and Clean Energy, 2012, 28(9): 56-67.

[3] 吴春华, 黄建明, 杨宇. 高效率微型光伏并网逆变器控制策略研究[J]. 电力系统保护与控制, 2012, 40(20): 106-112.  
WU Chunhua, HUANG Jianming, YANG Yu. Control strategy of high efficiency grid-connected photovoltaic micro-inverter[J]. Power System Protection and Control, 2012, 40(20): 106-112.

[4] 张凤阁, 朱仕禄, 殷孝睢, 等. 交错反激式光伏并网微逆变器的控制器实现[J]. 电工技术学报, 2013, 28(5): 142-147.  
ZHANG Fengge, ZHU Shilu, YIN Xiaoju, et al. Controller design of grid-connected microinverter based on interleaved flyback structure[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(5): 142-147.

[5] 王楠, 易映萍, 张超. 微逆变器过零点电流畸变抑制的混合控制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2014, 42(20): 59-63.  
WANG Nan, YI Yingping, ZHANG Chao. Hybrid control strategy for suppressing zero-crossing current distortion of micro-inverter[J]. Power System Protection and Control, 2014, 42(20): 59-63.

[6] 党克, 杨维湘, 严干贵, 等. 光伏发电系统 MPPT 改进方法研究[J]. 电网与清洁能源, 2013, 29(4): 91-95.  
DANG Ke, YANG Weixiang, YAN Gangui, et al. An improved MPPT method in PV power system[J]. Power System and Clean Energy, 2013, 29(4): 91-95.

[7] 杜志勇, 王鲜芳, 冯星辉. 一种新型的单级功率因数校正 AC/DC 变换器的设计[J]. 电力系统保护与控制, 2010, 38(15): 110-113.  
DU Zhiyong, WANG Xianfang, FENG Xinghui. Design of a novel AC/DC converters with single-stage power factor correction[J]. Power System Protection and Control, 2010, 38(15): 110-113.

[8] 张兴柱. 开关电源功率变换器拓扑与设计[M]. 北京: 中国电力出版社, 2010.

- [9] LI W, HE X. A family of isolated interleaved boost and buck converters with winding-cross-coupled inductors[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008, 23(6): 3164-3173.
- [10] 刘树林, 曹晓生, 马一博. RCD 钳位反激变换器的回馈能耗分析及设计考虑[J]. 中国电机工程学报, 2010, 30(33): 9-15.  
LIU Shulin, CAO Xiaosheng, MA Yibo. Design and analysis on feedback energy loss of RCD clamping flyback converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2010, 30(33): 9-15.
- [11] NINOMIYA T, TANAKA T, HARADA K. Analysis and optimization of a nondissipative LC turn-off snubber[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1988, 3(2): 147-156.
- [12] FOREST F, GELIS B, HUSELSTEIN J J, et al. Design of a 28 V-to-300 V/12 kW multicell interleaved flyback converter using intercell transformers[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25(8): 1966-1974.
- [13] 高文, 施胜丹, 王小红, 等. 高压大功率双串联谐振多级电压式 DC-DC 变换器的研究[J]. 高压电器, 2014, 50(3): 50-57.  
GAO Wen, SHI Shengdan, WANG Xiaohong, et al. Research on a kind of multi-level voltage DC-DC converter for high voltage and high power using dual series resonant net[J]. High Voltage Apparatus, 2014, 50(3): 50-57.
- [14] PAPANIKOLAOU N P, TATAKIS E C. Active voltage clamp in flyback converters operating in CCM mode under wide load variation[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2004, 51(3): 632-640.
- [15] 胡海兵, 吴红飞, 刘薇, 等. 一族有源钳位正激变换器[J]. 电工技术学报, 2013, 28(12): 245-250.  
HU Haibing, WU Hongfei, LIU Wei, et al. A family of active clamp forward converters[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(12): 245-250.
- [16] WATSON R, LEE F C, HUA G C. Utilization of an active-clamp circuit to achieve soft switching in flyback converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1996, 11(1): 162-169.
- [17] WATSON R, HUA G C, LEE F C. Characterization of an active clamp flyback topology for power factor correction applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1996, 11(1): 191-198.
- [18] HANG J, HUANG X, WU X, et al. A high efficiency flyback converter with new active clamp technique[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25(7): 1775-1785.
- [19] PARK C S, JO J W, JUNG T U. New active clamp technique for switching losses reduction of MIC systems[C] // Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2013 International Conference on: IEEE, 2013: 1697-1701.
- [20] HSIEH Y C, CHEN M R, CHENG H L. An interleaved flyback converter featured with zero-voltage transition[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(1): 79-84.

收稿日期: 2014-12-15; 修回日期: 2015-03-19

作者简介:

赵晋斌(1972-), 男, 博士, 教授, 研究方向为电力电子电路、装置与系统, 电力电子电路的智能化及模块化控制技术, 现代电力电子技术在电力系统中的应用, 新能源发电技术等; E-mail: zhaojinbin@shiep.edu.cn

刘金彪(1991-), 男, 硕士研究生, 研究方向为直流微电网研究、电力电子变换器拓扑及其控制策略研究等; E-mail: liujinbiao@163.com

梁晓霞(1990-), 女, 硕士研究生, 主要研究方向为现代电力电子技术在电力系统中的应用、直流变换器研究。E-mail: xgglxx@126.com

(编辑 魏小丽)