

# 移相+PWM 控制双 Boost 半桥双向 DC-DC 变换器软开关过程的分析

肖 旭 张方华 郑 懂

(南京航空航天大学江苏省新能源发电与电能变换重点实验室 南京 210016)

**摘要** 移相+PWM 控制结合了移相控制和 PWM 控制的优点，可以减小变换器的电流应力和通态损耗，减小环流能量，提高变换器传输功率的能力，扩宽开关管零电压关断（ZVS）的范围。本文以移相+PWM 控制双 Boost 半桥双向 DC-DC 变换器为研究对象，给出了变换器在各种工作模式下开关过程的等效电路模型，以及漏电感电流和结电容电压的表达式。分析了各开关管 ZVS 开通的条件，以及影响各开关管实现 ZVS 的非理想因素。最后给出了在特定功率软开关条件下的参数设计方法，通过仿真和实验证明了理论分析与参数设计方法的正确性。

**关键词：** 相移+PWM 双向 DC-DC 双 Boost 半桥 ZVS

**中图分类号：** TM461

## The Analysis of Soft-Switching of the Phase Shift + PWM Control Dual Boost Half-Bridge Bidirectional DC-DC Converter

Xiao Xu Zhang Fanghua Zheng Su

(Jiangsu Key Laboratory of New Energy Generation and Power Conversion Nanjing University of Aeronautics and Astronautics Nanjing 210016 China)

**Abstract** Phase shift +PWM control method has the advantages of phase shift and PWM control method. It can reduce the current stress, conduction loss and the circulation energy of the converter. It can also improve the ability of transmission power of the converter and broaden the range of zero voltage switch(ZVS) of the switches. In this paper, phase shift +PWM control dual Boost half-bridge bidirectional DC-DC converter is studied and the equivalent circuit models as well as the expressions of inductor current and capacitor voltage in dead time in a variety of work situations are given. The soft-switching conditions, as well as the non-ideal impact elements of the switches to achieve soft switching are analyzed. Finally, a method is given in the paper to design the parameters to get ZVS of all switches in the setting power condition. The correctness of the theoretical analysis and the method are verified by simulation and experiment.

**Keywords:** Phase shift + PWM, bidirectional DC-DC, dual Boost half-bridge, zero voltage switch

## 0 引言

双向 DC-DC 变换器具有可以实现能量的双向传输、功率密度高等优点，在 UPS、航空航天电源系统和电动汽车等场合具有很大的应用潜力<sup>[1-11]</sup>。

移相控制双向 DC-DC 变换器具有易于实现软

开关、变换效率高、功率密度高和动态响应快等优点，得到了广泛关注<sup>[1,6]</sup>。由于移相控制主要是利用变压器的漏感传递能量，当输入、输出电压不匹配时变换器的电流应力和通态损耗会大大增加，同时增大了环流能量，还会影响软开关的实现，不利于变换器效率的提升<sup>[1,6-11]</sup>。因此文献[7]提出一种移相+PWM 控制方式的双向 DC-DC 变换器，引入 PWM 控制，相当于在电路中加入一个电子变压器，使得

变压器一次、二次电压匹配，从而减小了变换器的电流应力，减小了通态损耗和环流能量，提高了变换器传输能量的能力，拓宽了零电压开关的范围。文献[8]提出一种采用双 Boost 半桥电路拓扑相移+PWM 控制方式的双向 DC-DC 变换器，通过相移+PWM 控制可以实现能量的双向自由传输，以及所有开关管的零电压开关，但该文对软开关的分析没有考虑开关管结电容的充放电过程。文献[10,11]针对双有源全桥电路，采用双重移相控制有效减少变换器的环流和电流应力，同时提高了变换器传输功率的能力。本文针对移相+PWM 控制双 Boost 半桥双向 DC-DC 变换器，分析了变换器的各种工作模式，给出了各种模式下开关过程等效电路模型和漏感电流与结电容电压的表达式，通过分析得到各开关软开关实现的条件。在此基础上给出了移相+PWM 控制特定功率软开关条件下的参数设计方法，并进行了仿真和实验验证，结果证明了理论分析和所提参数设计方法的正确性。

## 1 工作原理

双 Boost 半桥双向 DC-DC 变换器<sup>[8]</sup>如图 1 所示。其中， $V_{in}$  为低压侧电压， $V_{out}$  为高压侧电压（定义能量从  $V_{in}$  流向  $V_{out}$  为升压模式，能量从  $V_{out}$  流向  $V_{in}$  为降压模式，其中各电流以升压模式为正方向）， $Q_1$ 、 $Q_2$ 、 $Q_5$  和  $Q_6$  为低压侧开关管， $Q_3$ 、 $Q_4$  为高压侧开关管， $VD_1 \sim VD_6$  分别为  $Q_1 \sim Q_6$  的体二极管， $C_1 \sim C_6$  分别为  $Q_1 \sim Q_6$  的结电容， $L_r$  为谐振电感（包括变压器漏感）。当采用移相+PWM 控制时，根据移相角度  $\varphi$  ( $Q_2$ 、 $Q_3$  驱动的角度差) 和  $Q_1$ 、 $Q_2$  占空比  $d$  的关系，变换器可以分为升压  $\varphi > (2d-1)\pi$ 、升压  $\varphi < (2d-1)\pi$ 、降压  $\varphi > 0$  和降压  $\varphi < 0$  四种工作模式。下面针对各工作模式进行具体分析。假设：

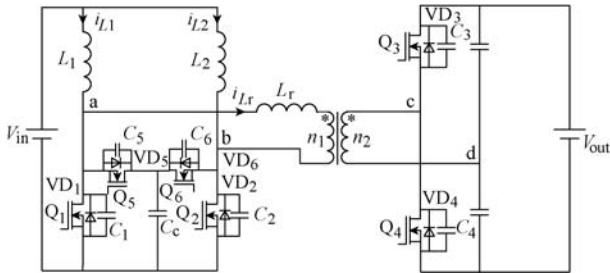


图 1 双 Boost 半桥双向 DC-DC 变换器

Fig.1 Dual Boost half-bridge bidirectional DC-DC converter

(1) 低压侧电感比谐振电感大很多，且死区时间很短，认为死区时间内低压侧电感电流不变。

(2) 低压侧两电感电流平均值相等。

(3) 钳位电容电压脉动很小，可以等效为一个电压为  $V_1$  的电压源。高压侧分压电容较大，可以等效为 2 个电压为  $V_{out}/2$  的电压源。存在  $V_1=NV_{out}/2$ ，其中  $N=n_1/n_2$  为变压器一次、二次侧匝比。

(4)  $C_1=C_2=C_5=C_6=C_L$ ,  $C_3=C_4=C_H$ 。

### 1.1 升压 $\varphi > (2d-1)\pi$ 模式

由于电路工作的对称性，本文以升压工作模式中  $\varphi > (2d-1)\pi$  的前半周期为例对电路进行模态分析，其主要波形如图 2 所示。

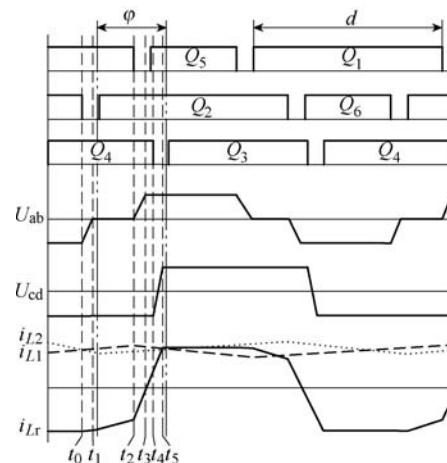
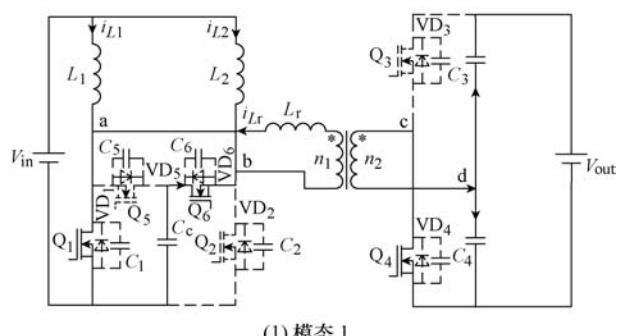
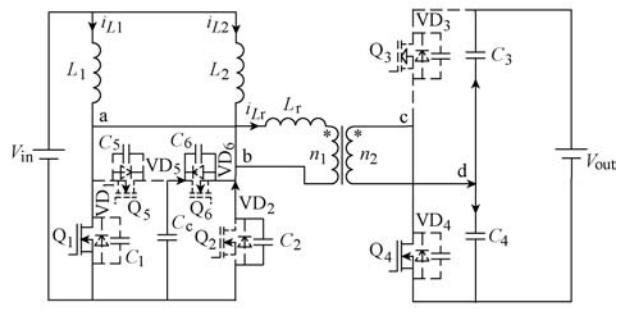


图 2 升压  $\varphi > (2d-1)\pi$  模式工作波形

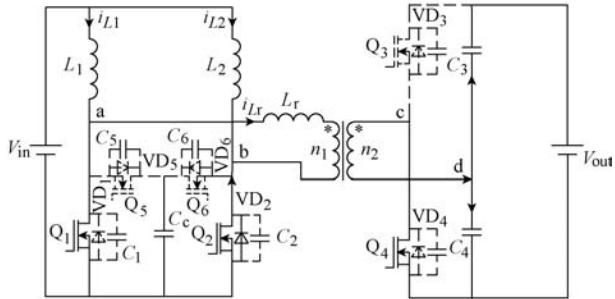
Fig.2 Boost mode waveforms when  $\varphi > (2d-1)\pi$



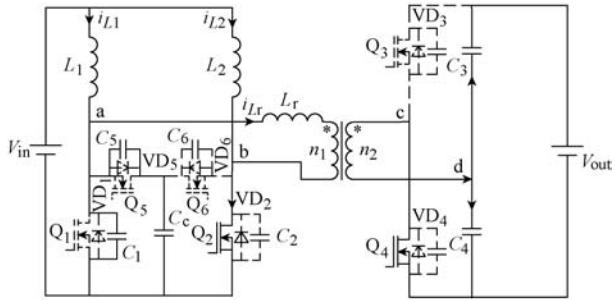
(1) 模态 1



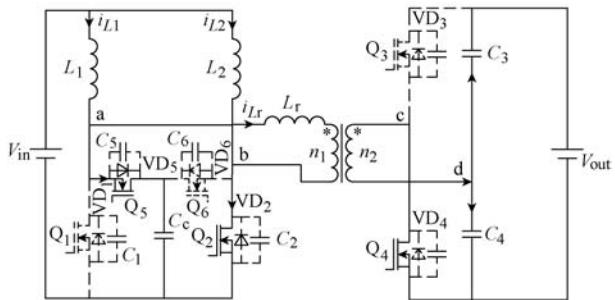
(2) 模态 2



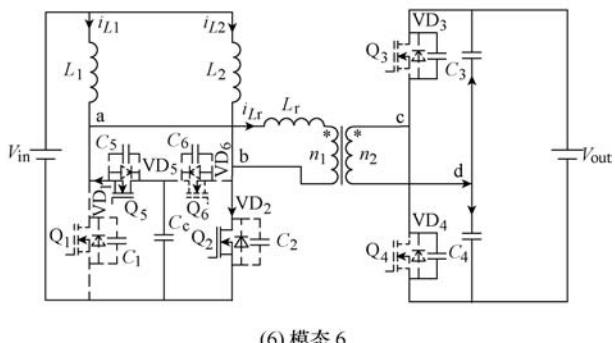
(3) 模态 3



(4) 模态 4



(5) 模态 5



(6) 模态 6

图3 升压 $\varphi > (2d-1)\pi$ 模式前半周期的工作模态Fig.3 The first half cycle of boost mode when  $\varphi > (2d-1)\pi$ 

(1) 模态 1。 $t_0$ 时刻以前,  $Q_1$ 、 $Q_4$ 和 $Q_6$ 导通, 谐振电感 $L_r$ 电流为 $i_{Lr}=i_{Lr}(t_0)$ 。

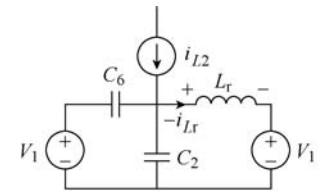
(2) 模态 2 $[t_0, t_1]$ 。 $t_0$ 时刻,  $Q_6$ 关断, 谐振电感 $L_r$ 与 $Q_2$ 、 $Q_6$ 结电容 $C_2$ 、 $C_6$ 进行谐振,  $C_2$ 放电,  $C_6$ 充电, 使得 $C_2$ 两端电压下降,  $C_6$ 两端电压上升。该过程等效电路如图 4a 所示, 从而有一次谐振电感电流 $i_{Lr}$ 和电容 $C_2$ 、 $C_6$ 电压的表达式分别为

$$i_{Lr}(t) = -i_{Lr}(t_0) + [i_{Lr}(t_0) + i_{L2}(t_0)] \cos \omega_l(t - t_0) \quad (1)$$

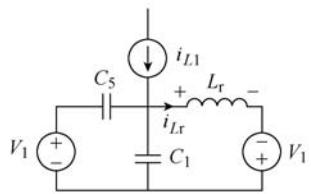
$$V_{C2}(t) = V_1 + [i_{Lr}(t_0) + i_{L2}(t_0)] Z_p \sin \omega_l(t - t_0) \quad (2)$$

$$V_{C6}(t) = -[i_{Lr}(t_0) + i_{L2}(t_0)] Z_p \sin \omega_l(t - t_0) \quad (3)$$

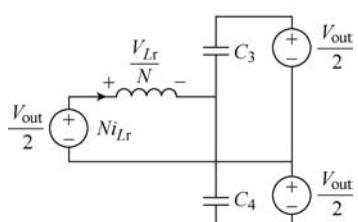
式中,  $Z_p = \sqrt{\frac{L_r}{2C_L}}$ ,  $\omega_l = \frac{1}{\sqrt{2L_r C_L}}$ 。



(a)



(b)



(c)

图4 升压 $\varphi > (2d-1)\pi$ 模式  $Q_6$ 、 $Q_1$ 和 $Q_4$ 关断时的等效电路模型Fig.4 The equivalent circuit model when  $Q_6$ 、 $Q_1$ 和 $Q_4$  off  $\varphi > (2d-1)\pi$  in boost mode

在 $t_1$ 时刻,  $C_2$ 电压下降到0,  $Q_2$ 体二极管 $VD_2$ 自然导通, 结束该开关状态。其持续时间为

$$t_{01} = \frac{1}{\omega_l} \arcsin \frac{V_1}{-i_{Lr}(t_0) - i_{L2}(t_0)} \quad (4)$$

(3) 模态 3 $[t_1, t_2]$ 。 $VD_2$ 自然导通, 将 $Q_2$ 的电压钳在零位, 此时开通 $Q_2$ , 即实现了 $Q_2$ 的零电压开通。死区时间 $t_{dead}$ 的选取满足 $t_{01} < t_{dead} < \pi/(2\omega_l)$ , 使得 $Q_2$ 可以实现ZVS开通。

(4) 模态 4 $[t_2, t_3]$ 。 $t_2$ 时刻,  $Q_1$ 关断, 谐振电感 $L_r$ 与 $Q_1$ 、 $Q_5$ 结电容 $C_1$ 、 $C_5$ 进行谐振,  $C_5$ 放电,  $C_1$ 充电, 使得 $C_5$ 两端电压下降,  $C_1$ 两端电压上升。该过程等效电路如图 4b 所示, 从而有一次谐振电感电流 $i_{Lr}$ 和电容 $C_1$ 、 $C_5$ 电压的表达式分别为

$$\begin{aligned} i_{Lr}(t) &= [i_{Lr}(t_2) - i_{L1}(t_2)] \cos \omega_1(t-t_2) + i_{L1}(t_2) + \\ &\quad \frac{V_1}{Z_p} \sin \omega_1(t-t_2) \end{aligned} \quad (5)$$

$$\begin{aligned} V_{C1}(t) &= Z_p [i_{L1}(t_2) - i_{Lr}(t_2)] \sin \omega_1(t-t_2) - \\ &\quad V_1 [1 - \cos \omega_1(t-t_2)] \end{aligned} \quad (6)$$

$$\begin{aligned} V_{C5}(t) &= -Z_p [i_{L1}(t_2) - i_{Lr}(t_2)] \sin \omega_1(t-t_2) + \\ &\quad V_1 [2 - \cos \omega_1(t-t_2)] \end{aligned} \quad (7)$$

式中,  $Z_p = \sqrt{\frac{L_r}{2C_L}}$ ,  $\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{2L_r C_L}}$ 。

在  $t_3$  时刻,  $C_5$  电压下降到 0,  $Q_5$  体二极管  $VD_5$  自然导通, 结束该开关状态。

(5) 模态 5 [ $t_3, t_4$ ]:  $VD_5$  自然导通, 将  $Q_5$  的电压钳在零位, 此时开通  $Q_5$ , 即实现了  $Q_5$  的零电压开通。

(6) 模态 6 [ $t_4, t_5$ ]:  $t_4$  时刻,  $Q_4$  关断, 谐振电感  $L_r$  与  $Q_4$ 、 $Q_3$  结电容  $C_4$ 、 $C_3$  进行谐振,  $C_3$  放电,  $C_4$  充电, 使得  $C_3$  两端电压下降,  $C_4$  两端电压上升。该过程等效电路如图 4c 所示, 从而有一次谐振电感电流  $i_{Lr}$  和电容  $C_3$ 、 $C_4$  电压的表达式分别为

$$i_{Lr}(t) = i_{Lr}(t_4) \cos \omega_2(t-t_4) + \frac{V_{out}}{Z_{p2}} \sin \omega_2(t-t_4) \quad (8)$$

$$V_{C3}(t) = V_{out} \cos \omega_2(t-t_4) - i_{Lr}(t_4) Z_{p2} \sin \omega_2(t-t_4) \quad (9)$$

$$V_{C4}(t) = V_{out} [1 - \cos \omega_2(t-t_4)] + i_{Lr}(t_4) Z_{p2} \sin \omega_2(t-t_4) \quad (10)$$

式中,  $Z_{p2} = \sqrt{\frac{L_r}{2C_H}}$ ,  $\omega_2 = \frac{N}{\sqrt{2L_r C_H}}$ 。

在  $t_5$  时刻,  $C_3$  电压下降到 0,  $Q_3$  体二极管  $VD_3$  自然导通, 结束该开关状态。其持续时间为

$$t_{45} = \frac{1}{\omega_2} \arctan \frac{V_{out}}{i_{Lr}(t_4) Z_{p2}} \quad (11)$$

$VD_3$  自然导通, 将  $Q_3$  的电压钳在零位, 此时开通  $Q_3$  即可实现  $Q_3$  的零电压开通。

死区时间  $t_{dead}$  的选取满足  $t_{45} < t_{dead} < \pi/(2\omega_2)$ , 使得  $Q_3$  可以实现 ZVS 开通。

## 1.2 升压 $\varphi < (2d-1)\pi$ 模式, 降压 $\varphi > 0$ 模式, 降压 $\varphi < 0$ 模式

与升压  $\varphi > (2d-1)\pi$  各模态分析相类似, 考虑到文章篇幅, 本节仅针对升压  $\varphi < (2d-1)\pi$  模式、降压

$\varphi > 0$  模式和降压  $\varphi < 0$  模式中的开关模态进行讨论。

### 1.2.1 升压 $\varphi < (2d-1)\pi$ 模式

升压  $\varphi < (2d-1)\pi$  模式工作波形如图 5 所示。 $Q_6$ 、 $Q_1$  和  $Q_4$  关断时的等效电路模型如图 6 所示。 $t_0$  时刻,  $Q_6$  关断, 谐振电感  $L_r$  与  $Q_2$ 、 $Q_6$  结电容  $C_2$ 、 $C_6$  进行谐振,  $C_2$  放电,  $C_6$  充电, 使得  $C_2$  两端电压下降,  $C_6$  两端电压上升。该过程等效电路如图 6a 所示, 从而有一次谐振电感电流  $i_{Lr}$  和电容  $C_2$ 、 $C_6$  电压的表达式分别为

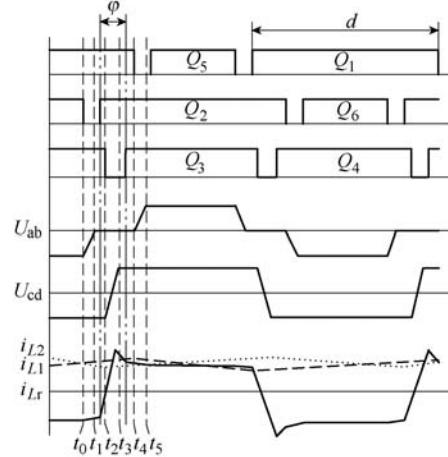


图 5 升压  $\varphi < (2d-1)\pi$  模式工作波形

Fig.5 Boost mode waveforms when  $\varphi < (2d-1)\pi$

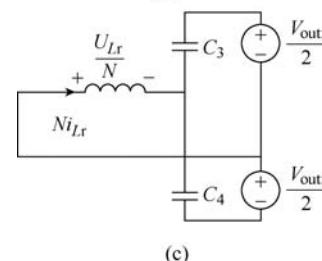
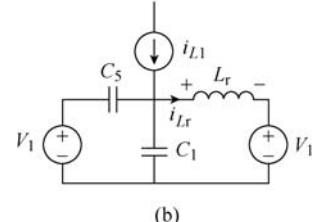
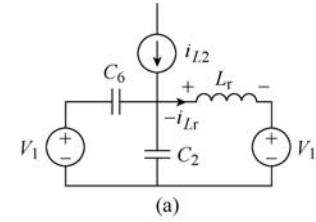


图 6 升压  $\varphi < (2d-1)\pi$  模式  $Q_6$ 、 $Q_1$ 、 $Q_4$  关断时的等效电路模型

Fig.6 The equivalent circuit model when  $Q_6$ 、 $Q_1$ 、 $Q_4$  off  $\varphi < (2d-1)\pi$  in boost mode

$$i_{Lr}(t) = -i_{L2}(t_0) + [i_{Lr}(t_0) + i_{L2}(t_0)] \cos \omega_l(t-t_0) \quad (12)$$

$$V_{C2}(t) = V_1 + [i_{Lr}(t_0) + i_{L2}(t_0)] Z_p \sin \omega_l(t-t_0) \quad (13)$$

$$V_{C6}(t) = -[i_{Lr}(t_0) + i_{L2}(t_0)] Z_p \sin \omega_l(t-t_0) \quad (14)$$

式中,  $Z_p = \sqrt{\frac{L_r}{2C_L}}$ ,  $\omega_l = \frac{1}{\sqrt{2L_r C_L}}$ 。

$t_4$ 时刻,  $Q_1$ 关断, 谐振电感  $L_r$  与  $Q_1$ 、 $Q_5$ 结电容  $C_1$ 、 $C_5$  进行谐振,  $C_5$  放电,  $C_1$  充电, 使得  $C_5$  两端电压下降,  $C_1$  两端电压上升。该过程等效电路如图 6b 所示, 从而有一次谐振电感电流  $i_{Lr}$  和电容  $C_1$ 、 $C_5$  电压的表达式分别为

$$i_{Lr}(t) = [i_{Lr}(t_4) - i_{L1}(t_4)] \cos \omega_l(t-t_4) + i_{L1}(t_4) - \frac{V_1}{Z_p} \sin \omega_l(t-t_4) \quad (15)$$

$$V_{C1}(t) = Z_p [i_{L1}(t_4) - i_{Lr}(t_4)] \sin \omega_l(t-t_4) + V_1 [1 - \cos \omega_l(t-t_4)] \quad (16)$$

$$V_{C5}(t) = -Z_p [i_{L1}(t_4) - i_{Lr}(t_4)] \sin \omega_l(t-t_4) + V_1 \cos \omega_l(t-t_4) \quad (17)$$

式中,  $Z_p = \sqrt{\frac{L_r}{2C_L}}$ ,  $\omega_l = \frac{1}{\sqrt{2L_r C_L}}$ 。

$t_2$ 时刻,  $Q_4$ 关断, 谐振电感  $L_r$  与  $Q_4$ 、 $Q_3$ 结电容  $C_4$ 、 $C_3$  进行谐振,  $C_3$  放电,  $C_4$  充电, 使得  $C_3$  两端电压下降,  $C_4$  两端电压上升。该过程等效电路如图 6c 所示, 从而有一次谐振电感电流  $i_{Lr}$  和电容  $C_3$ 、 $C_4$  电压的表达式分别为

$$i_{Lr}(t) = i_{Lr}(t_2) \cos \omega_2(t-t_2) + \frac{V_{out}}{2Z_{p2}} \sin \omega_2(t-t_2) \quad (18)$$

$$V_{C3} = \frac{V_{out}}{2} [1 + \cos \omega_2(t-t_2)] - i_{Lr}(t_2) Z_{p2} \sin \omega_2(t-t_2) \quad (19)$$

$$V_{C4} = \frac{V_{out}}{2} [1 - \cos \omega_2(t-t_2)] + i_{Lr}(t_2) Z_{p2} \sin \omega_2(t-t_2) \quad (20)$$

式中,  $Z_{p2} = \sqrt{\frac{L_r}{2C_H}}$ ,  $\omega_2 = \frac{N}{\sqrt{2L_r C_H}}$ 。

### 1.2.2 降压 $\varphi > 0$ 模式

降压  $\varphi > 0$  模式工作波形如图 7 所示。 $Q_6$ 、 $Q_1$ 、 $Q_4$  关断时的等效电路模型如图 8 所示。

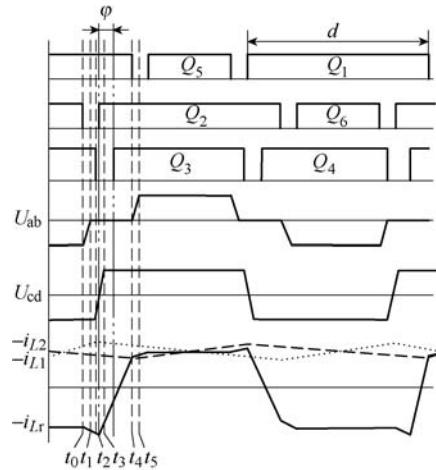
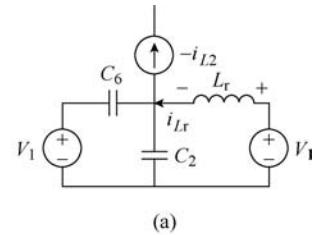
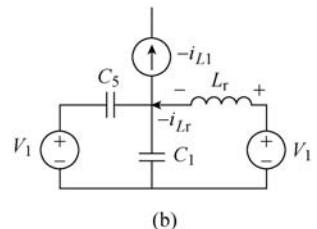


图 7 降压  $\varphi > 0$  模式工作波形

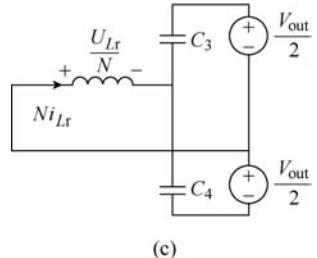
Fig.7 Buck mode waveforms when  $\varphi > 0$



(a)



(b)



(c)

图 8 降压  $\varphi > 0$  模式  $Q_6$ 、 $Q_1$ 、 $Q_4$  关断时的等效电路模型

Fig.8 The equivalent circuit model when  $Q_6$ 、 $Q_1$ 、 $Q_4$  off  
 $\varphi > 0$  in buck mode

$t_0$ 时刻,  $Q_6$ 关断, 谐振电感  $L_r$  与  $Q_2$ 、 $Q_6$ 结电容  $C_2$ 、 $C_6$  进行谐振,  $C_2$  放电,  $C_6$  充电, 使得  $C_2$  两端电压下降,  $C_6$  两端电压上升。该过程等效电路如图 8a 所示, 从而有一次谐振电感电流  $i_{Lr}$  和电容  $C_2$ 、 $C_6$  电压的表达式分别为

$$i_{Lr}(t) = -i_{L2}(t_0) + [i_{L2}(t_0) + i_{Lr}(t_0)] \cos \omega_l(t-t_0) \quad (21)$$

$$V_{C2}(t) = V_1 + [i_{L2}(t_0) + i_{Lr}(t_0)] Z_p \sin \omega_l(t-t_0) \quad (22)$$

$$V_{C6}(t) = -[i_{Lr}(t_0) + i_{L2}(t_0)] Z_p \sin \omega_l(t-t_0) \quad (23)$$

其中,  $Z_p = \sqrt{\frac{L_r}{2C_L}}$ ,  $\omega_l = \frac{1}{\sqrt{2L_r C_L}}$ 。

$t_4$  时刻,  $Q_1$  关断, 谐振电感  $L_r$  与  $Q_1$ 、 $Q_5$  结电容  $C_1$ 、 $C_5$  进行谐振,  $C_5$  放电,  $C_1$  充电, 使得  $C_5$  两端电压下降,  $C_1$  两端电压上升。该过程等效电路如图 8b 所示, 从而有一次谐振电感电流  $i_{Lr}$  和电容  $C_1$ 、 $C_5$  电压的表达式分别为

$$\begin{aligned} i_{Lr}(t) &= [i_{Lr}(t_4) - i_{L1}(t_4)] \cos \omega_l(t-t_4) + i_{L1}(t_4) - \\ &\quad \frac{V_1}{Z_p} \sin \omega_l(t-t_4) \end{aligned} \quad (24)$$

$$\begin{aligned} V_{C1}(t) &= Z_p [i_{L1}(t_4) - i_{Lr}(t_4)] \sin \omega_l(t-t_4) + \\ &\quad V_1 [1 - \cos \omega_l(t-t_4)] \end{aligned} \quad (25)$$

$$V_{C5}(t) = Z_p [i_{Lr}(t_4) - i_{L1}(t_4)] \sin \omega_l(t-t_4) + V_1 \cos \omega_l(t-t_4) \quad (26)$$

其中,  $Z_p = \sqrt{\frac{L_r}{2C_L}}$ ,  $\omega_l = \frac{1}{\sqrt{2L_r C_L}}$ 。

$t_2$  时刻,  $Q_4$  关断, 谐振电感  $L_r$  与  $Q_4$ 、 $Q_3$  结电容  $C_4$ 、 $C_3$  进行谐振,  $C_3$  放电,  $C_4$  充电, 使得  $C_3$  两端电压下降,  $C_4$  两端电压上升。该过程等效电路如图 8c 所示, 从而有一次谐振电感电流  $i_{Lr}$  和电容  $C_3$ 、 $C_4$  电压的表达式分别为

$$i_{Lr}(t) = i_{Lr}(t_2) \cos \omega_2(t-t_2) + \frac{V_{out}}{2Z_{p2}} \sin \omega_2(t-t_2) \quad (27)$$

$$V_{C3} = \frac{V_{out}}{2} [1 + \cos \omega_2(t-t_2)] - i_{Lr}(t_2) Z_{p2} \sin \omega_2(t-t_2) \quad (28)$$

$$V_{C4} = \frac{V_{out}}{2} [1 - \cos \omega_2(t-t_2)] + i_{Lr}(t_2) Z_{p2} \sin \omega_2(t-t_2) \quad (29)$$

其中,  $Z_{p2} = \sqrt{\frac{L_r}{2C_H}}$ ,  $\omega_2 = \frac{N}{\sqrt{2L_r C_H}}$ 。

### 1.2.3 降压 $\varphi < 0$ 模式

降压  $\varphi < 0$  模式工作波形如图 9 所示。 $Q_6$ 、 $Q_1$ 、 $Q_4$  关断时的等效电路模型如图 10 所示。

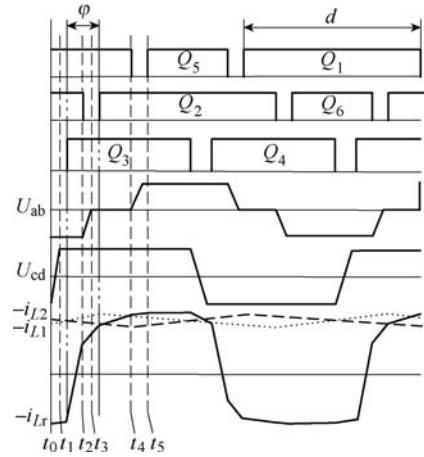


图 9 降压  $\varphi < 0$  模式工作波形  
Fig.9 Buck mode waveforms when  $\varphi < 0$

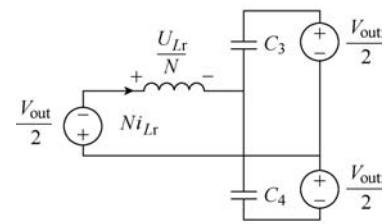
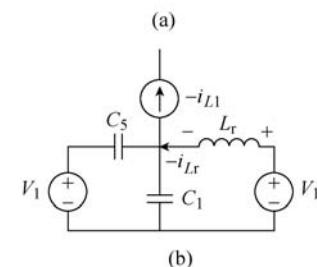
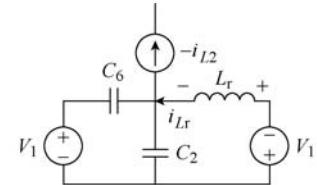


图 10 降压  $\varphi < 0$  模式  $Q_6$ 、 $Q_1$ 、 $Q_4$  关断时的等效电路模型

Fig.10 The equivalent circuit model when  $Q_6$ ,  $Q_1$ ,  $Q_4$  off and  $\varphi < 0$  of buck mode

$t_2$  时刻,  $Q_6$  关断, 谐振电感  $L_r$  与  $Q_2$ 、 $Q_6$  结电容  $C_2$ 、 $C_6$  进行谐振,  $C_2$  放电,  $C_6$  充电, 使得  $C_2$  两端电压下降,  $C_6$  两端电压上升。该过程等效电路如图 10a 所示, 从而有一次谐振电感电流  $i_{Lr}$  和电容  $C_2$ 、 $C_6$  电压的表达式分别为

$$\begin{aligned} i_{Lr}(t) &= -i_{L2}(t_2) + [i_{Lr}(t_2) + i_{L2}(t_2)] \cos \omega_l(t-t_2) - \\ &\quad \frac{2V_1}{Z_p} \sin \omega_l(t-t_2) \end{aligned} \quad (30)$$

$$\begin{aligned} V_{C2}(t) = & [i_{L2}(t_1) + i_{Lr}(t_1)]Z_p \sin \omega_l(t - t_1) - \\ & V_1[1 - 2 \cos \omega_l(t - t_1)] \end{aligned} \quad (31)$$

$$\begin{aligned} V_{C6}(t) = & -[i_{L2}(t_1) + i_{Lr}(t_1)]Z_p \sin \omega_l(t - t_1) + \\ & 2V_1[1 - \cos \omega_l(t - t_1)] \end{aligned} \quad (32)$$

式中,  $Z_p = \sqrt{\frac{L_r}{2C_L}}$ ,  $\omega_l = \frac{1}{\sqrt{2L_r C_L}}$ 。

$t_4$  时刻,  $Q_1$  关断, 谐振电感  $L_r$  与  $Q_1$ 、 $Q_5$  结电容  $C_1$ 、 $C_5$  进行谐振,  $C_5$  放电,  $C_1$  充电, 使得  $C_5$  两端电压下降,  $C_1$  两端电压上升。该过程等效电路如图 10b 所示, 从而有一次谐振电感电流  $i_{Lr}$  和电容  $C_1$ 、 $C_5$  电压的表达式分别为

$$\begin{aligned} i_{Lr}(t) = & [i_{Lr}(t_4) + i_{L1}(t_4)] \cos \omega_l(t - t_4) - i_{L1}(t_4) - \\ & \frac{V_1}{Z_p} \sin \omega_l(t - t_4) \end{aligned} \quad (33)$$

$$\begin{aligned} V_{C1}(t) = & Z_p[i_{L1}(t_4) - i_{Lr}(t_4)] \sin \omega_l(t - t_4) + \\ & V_1[1 - \cos \omega_l(t - t_4)] \end{aligned} \quad (34)$$

$$V_{C5}(t) = Z_p[i_{Lr}(t_4) - i_{L1}(t_4)] \sin \omega_l(t - t_4) + V_1 \cos \omega_l(t - t_4) \quad (35)$$

式中,  $Z_p = \sqrt{\frac{L_r}{2C_L}}$ ,  $\omega_l = \frac{1}{\sqrt{2L_r C_L}}$ 。

$t_0$  时刻,  $Q_4$  关断, 谐振电感  $L_r$  与  $Q_4$ 、 $Q_3$  结电容  $C_4$ 、 $C_3$  进行谐振,  $C_3$  放电,  $C_4$  充电, 使得  $C_3$  两端电压下降,  $C_4$  两端电压上升。该过程等效电路如图 10c 所示, 从而有一次谐振电感电流  $i_{Lr}$  和电容  $C_3$ 、 $C_4$  电压的表达式分别为

$$i_{Lr}(t) = i_{Lr}(t_0) \cos \omega_2(t - t_0) \quad (36)$$

$$V_{C3} = V_{out} - i_{Lr}(t_0)Z_{p2} \sin \omega_2(t - t_0) \quad (37)$$

$$V_{C4} = i_{Lr}(t_0)Z_{p2} \sin \omega_2(t - t_0) \quad (38)$$

式中,  $Z_{p2} = \sqrt{\frac{L_r}{2C_H}}$ ,  $\omega_2 = \frac{N}{\sqrt{2L_r C_H}}$ 。

## 2 实现 ZVS 的参数设计方法

基于对电路工作过程的分析, 给出移相+PWM 控制方式软开关条件下的参数设计方法如下:

(1) 确定结电容的大小。开关过程其实就是给开关管结电容充放电的过程, 分析中需要知道结电

容大小, 其大小可以根据文献[12]求得。

(2) 选取谐振电感  $L_r$ 。根据传输功率的大小和选取的谐振电感  $L_r$ , 联立式(39)<sup>[8]</sup>中的方程即可求得各模式的分界电压。根据各模式的工作波形和式

(39) 得到各模式下各时刻谐振电感电流的大小, 使得在该谐振电感下各模式均可实现  $Q_3$ 、 $Q_4$  的软开关。

$$P = \begin{cases} \frac{2(N_1 V_2)^2 (1-d)(|\varphi| + d\pi - 1.5\pi)}{(2N_2)^2 \omega L_r} & \varphi \in [-\pi, -2(1-d)\pi] \\ \frac{(N_1 V_2)^2 [\varphi^2 + 2(1-d)\pi\varphi - (1-d)(2d-1)\pi^2]}{(2N_2)^2 \pi \omega L_r} & \varphi \in [-2(1-d)\pi, 0] \\ \frac{2(N_1 V_2)^2 (1-d)(\varphi - (d-0.5)\pi)}{(2N_2)^2 \omega L_r} & \varphi \in [0, (2d-1)\pi] \\ \frac{(N_1 V_2)^2 [-\varphi^2 + 2d\pi\varphi - d(2d-1)\pi^2]}{(2N_2)^2 \pi \omega L_r} & \varphi \in [(2d-1)\pi, \pi] \end{cases} \quad (39)$$

(3) 选取低压侧电感  $L_1$ 、 $L_2$ 。根据各模式的工作波形计算出各时刻低压侧电感电流的大小, 使得在各模式均可实现  $Q_1$ 、 $Q_2$ 、 $Q_5$  和  $Q_6$  的软开关。

## 3 软开关非理想影响因素

### 3.1 低压侧电感电流不均等

所提电路控制环路已经存在移相环和 PWM 环, 一般不再加入均流环, 因此就不可避免地存在两低压侧电流不均流的问题。假设电感  $L_1$  电流偏大, 电感  $L_2$  电流偏小, 升压模式有利于  $Q_2$ 、 $Q_5$  软开关的实现, 不利于  $Q_1$ 、 $Q_6$  软开关的实现, 对  $Q_3$ 、 $Q_4$  基本无影响, 降压模式有利于  $Q_1$ 、 $Q_6$  软开关的实现, 不利于  $Q_2$ 、 $Q_5$  软开关的实现, 对  $Q_3$ 、 $Q_4$  基本无影响。

### 3.2 漏感电流设计与实际的差异

虽然加入了 PWM 环节希望使得变压器高低压侧电压匹配, 但是实际中可能会存在设计误差, 低压侧电压与高压侧电压不完全匹配, 当变压器低压侧电压高于高压侧电压时, 有利于  $Q_1$ 、 $Q_2$ 、 $Q_5$  和  $Q_6$  的软开关, 不利于  $Q_3$ 、 $Q_4$  的软开关, 反之当低压侧电压低于高压侧电压时, 有利于  $Q_3$ 、 $Q_4$  的软开关, 不利于  $Q_1$ 、 $Q_2$ 、 $Q_5$  和  $Q_6$  的软开关。

## 4 仿真分析和实验验证

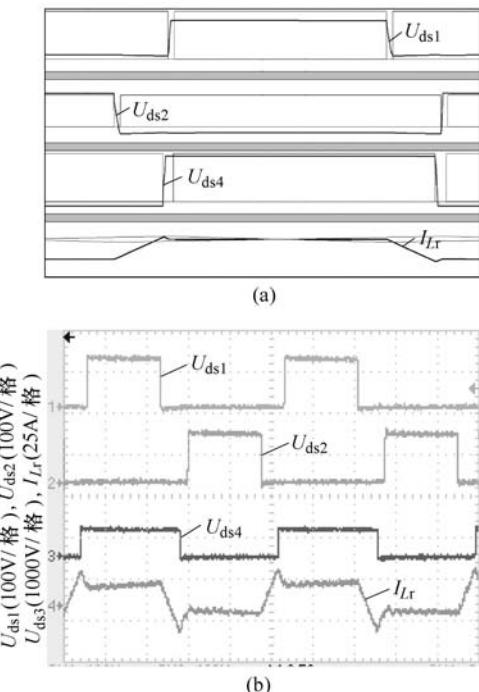
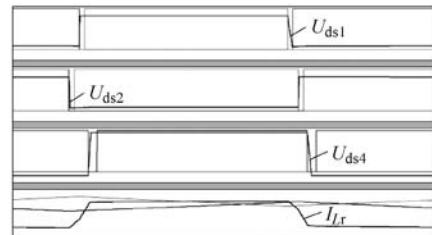
采用文中提出的参数设计方法设计了一组参数进行仿真和实验验证, 各项参数见下表。

表 仿真和实验参数

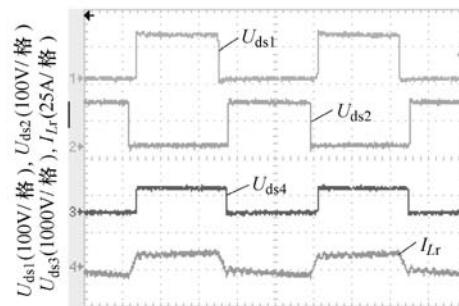
Tab. Parameters of simulation and experiment

参 数	数 值
低压侧电压 $V_{in}/V$	44~56
高压侧电压 $V_{out}/V$	650 (升压) /690 (降压)
功率 $P_o/W$	1 000
变压器匝比 $n_1:n_2$	9:26
开关频率 $f/kHz$	80
$C_L/pF$	700
$C_H/pF$	220
谐振电感 $L_r/\mu H$	5
低压侧电感 $L_1, L_2/\mu H$	50

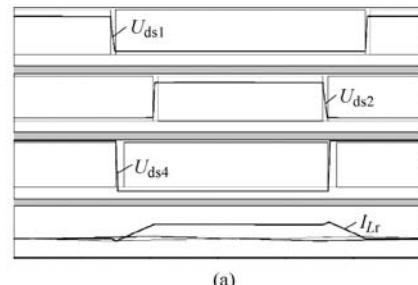
图 11a、图 11b 分别为 1kW 低压侧电压 44V, 高压侧电压 650V (升压  $\varphi < (2d-1)\pi$ ) 模式的仿真和实验波形。图 12a、图 12b 分别是 1kW 低压侧电压 55V, 高压侧电压 650V (升压  $\varphi > (2d-1)\pi$ ) 模式的仿真和实验波形。图 13a、图 13b 分别是 1kW 低压侧电压 46V, 高压侧电压 690V (降压  $\varphi > 0$ ) 模式的仿真和实验波形。图 14a、图 14b 分别是 1kW 低压侧电压 55V, 高压侧电压 690V (降压  $\varphi < 0$ ) 模式的仿真和实验波形。

图 11 升压  $\varphi < (2d-1)\pi$  模式仿真和实验波形Fig.11 The simulation and experiment waveform of boost  $\varphi < (2d-1)\pi$  mode

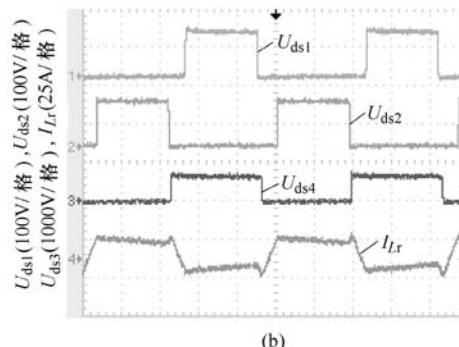
(a)



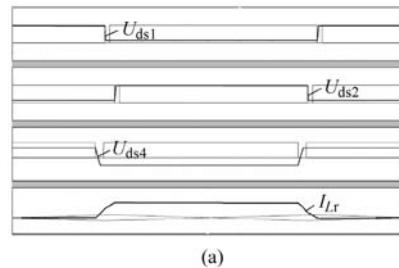
(b)

图 12 升压  $\varphi > (2d-1)\pi$  模式仿真和实验波形Fig.12 The simulation and experiment waveform of boost  $\varphi > (2d-1)\pi$  mode

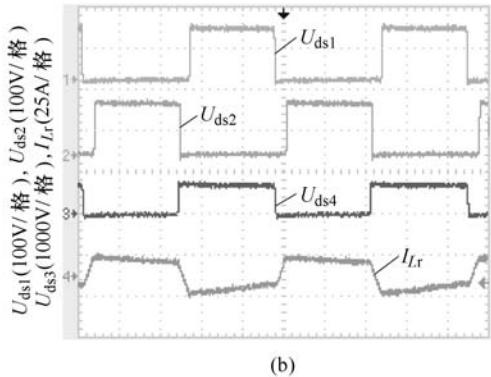
(a)



(b)

图 13 降压  $\varphi > 0$  模式仿真和实验波形Fig.13 The simulation and experiment waveform of buck  $\varphi > 0$  mode

(a)

图 14 降压 $\varphi < 0$ 模式仿真和实验波形Fig.14 The simulation and experiment waveforms of buck  $\varphi < 0$  mode

以图 11 为例进行分析, 可以看出  $S_1$  开通前  $U_{ds1}$  已经下降到 0,  $S_1$  关断后  $U_{ds1}$  直接上升到  $V_1$ , 因此  $S_1$ 、 $S_5$  实现了软开关, 同理由  $U_{ds2}$ 、 $U_{ds4}$  得到  $S_2$ 、 $S_6$ 、 $S_3$  和  $S_4$  均实现了软开关。从仿真和实验波形可以发现, 在设定功率下, 根据本文所提参数设计方法设计的参数实现了所有开关管的软开关。由于设计与实际的差异, 实验波形中漏感电流波形与理论有很小的误差, 由于参数设计时为了防止非理想因素的影响留有少许裕度, 不影响分析的正确性。

## 5 结论

本文分析了双 Boost 半桥双向 DC-DC 变换器的四种工作模式, 得到各模式下开关过程等效电路和漏感电流与结电容电压的表达式, 分析了软开关实现的条件和非理想影响因素。在此基础上给出了特定功率软开关条件下的参数设计方法, 采用此方法设计了一组参数进行仿真和实验, 仿真和实验结果证明了本文的理论分析和参数设计方法的正确性。

## 参考文献

- [1] Peng F Z, Li Hui, Su Guijia, et al. A new ZVS bidirectional DC-DC converter for fuel cell and battery application[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2004, 19(1): 54-65.
- [2] 董亦斌, 吴峰, 金新民, 等. 双向 DC-DC 变换器的拓扑研究[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(13): 81-86.
- Dong Yibin, Wu Tong, Jin Xinmin, et al. Study of bi-directional DC-DC converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2007, 27(13): 81-86.
- [3] Yu Wensong, Qian Hao, Jih Sheng Lai. Design of high-efficiency bidirectional DC-DC converter and high-precision efficiency measurement[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25(3): 650-658.
- [4] Tsai-Fu W, Yung-Chu Chen, Jeng-Gung Yang, et al. Isolated bidirectional full-bridge DC-DC converter with a flyback snubber[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25(7): 1915-1922.
- [5] Li Wuhua, Fan Lingli, Zhao Yi, et al. High-step-up and high-efficiency fuel-cell power-generation system with active-clamp flyback-forward converter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 59(1): 599-610.
- [6] Zhang Zhe, Thomsen O C, Andersen M A E. Optimal design of a push-pull-forward half-bridge(PPFHB) bidirectional DC-DC converter with variable input voltage[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 59(7): 2761-2771.
- [7] 赵川红, 徐德鸿, 范海峰, 等. PWM 加相移控制的双向 DC-DC 变换器[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(10): 72-77.  
Zhao Chuanhong, Xu Dehong, Fan Haifeng, et al. A PWM plus phase-shift control bidirectional DC-DC converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(10): 72-77.
- [8] Xiao Huafeng, Xie Shaojun. A ZVS bidirectional DC-DC converter with phase-shift plus PWM control scheme[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008, 23(2): 813-823.
- [9] Li Wuhua, Wu Haimeng, Yu Hongbing, et al. Isolated winding-coupled bidirectional ZVS converter with PWM plus phase-shift(PPS) control strategy[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(12): 3560-3570.
- [10] Hua Bai, Mi C. Eliminate reactive power and increase system efficiency of isolated bidirectional dual-active-bridge DC-DC converters using novel dual-phase-shift control[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008, 23(6): 2905-2914.

(下转第 55 页)