

# An Asymmetric Half Bridge Forward-Flyback Hybrid DC/DC Converter

Tao Zhang<sup>1,2</sup>, Jianhui Su<sup>1,2</sup>, Xiang Yu<sup>1,2</sup>, Shilin Guo<sup>1,2</sup>

<sup>1</sup>School of Electrical and Automatic Engineering, Hefei University of Technology, Hefei Anhui

<sup>2</sup>Research Center for Photovoltaic Systems Engineering of Ministry of Education, Hefei Anhui

Email: 859026573@qq.com

Received: Dec. 6<sup>th</sup>, 2017; accepted: Dec. 20<sup>th</sup>, 2017; published: Dec. 27<sup>th</sup>, 2017

---

## Abstract

Based on the existed active clamp forward-flyback hybrid DC/DC, a new asymmetric half bridge forward-flyback hybrid DC/DC converter is proposed in the paper. The asymmetrical half bridge structure is applied to active clamp forward-flyback converter, which inherits the characteristics of the active clamp forward-flyback converter with high efficiency and high power density, and the voltage stress of the switch is greatly reduced. In this paper, the operating principle of the converter is discussed in detail; the key time sequence is given; and realization conditions of soft switching and basic quantitative relationship in steady state are analyzed emphatically. Based on the theoretical analysis, saber is used to do simulation analysis and make an 80 W experimental prototype to validate the validity of theoretical analysis.

## Keywords

Asymmetric Half Bridge, Forward-Flyback, Switch Stress, Soft Switch, Converter

---

# 一种不对称半桥正反激DC/DC变换器

张涛<sup>1,2</sup>, 苏建徽<sup>1,2</sup>, 于翔<sup>1,2</sup>, 郭仕林<sup>1,2</sup>

<sup>1</sup>合肥工业大学电气与自动化工程学院, 安徽 合肥

<sup>2</sup>教育部光伏系统工程研究中心, 安徽 合肥

Email: 859026573@qq.com

收稿日期: 2017年12月6日; 录用日期: 2017年12月20日; 发布日期: 2017年12月27日

---

## 摘要

基于已有的有源钳位正反激DC/DC变换器, 本文提出了一种新颖的不对称半桥正反激DC/DC变换器。将

文章引用: 张涛, 苏建徽, 于翔, 郭仕林. 一种不对称半桥正反激 DC/DC 变换器[J]. 电气工程, 2017, 5(4): 286-294.

DOI: 10.12677/jee.2017.54035

不对称半桥结构应用到有源嵌位正反激DC/DC变换器,继承了有源嵌位正反激DC/DC变换器高效率、高功率密度的特点,并将开关管电压应力大大减小。文章详细论述了该变换器的工作原理,给出了关键时序波形,并着重分析了稳态下的基本数量关系和软开关实现条件。在理论分析的基础上,使用saber进行仿真分析并制作了80 W实验样机,验证了该变换器理论分析的正确性。

## 关键词

不对称半桥, 正反激, 开关应力, 软开关, 变换器

Copyright © 2017 by authors and Hans Publishers Inc.

This work is licensed under the Creative Commons Attribution International License (CC BY).

<http://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>



Open Access

## 1. 引言

有源嵌位正反激变换器高压侧绕组串联、低压侧绕组通过整流二极管并联的结构,让其具有高效率、高功率密度、输出纹波小、利用自身拓扑结构易实现软开关的特点。因此,有源嵌位正反激变换器被广泛应用于锂电池充电,电动汽车,航空电源等领域。文献[1] [2] [3]详细的分析了该变换器的工作原理。但是,实际工作中由于变换器自身结构的原因,主开关管和嵌位电容的电压应力总是很高,大大影响了其在高电压输入场合的应用。

基于此,本文提出一种不对称半桥正反激 DC/DC 变换器,将不对称半桥结构与有源嵌位正反激变换器结合起来,继承了有源嵌位正反激变换器的原有优点,减小了主开关管电压应力,因此在相同的输入电压等级下可以选用耐压低、导通电阻小的 MOSFET,进一步提高变换器效率,不对称半桥正反激 DC/DC 变换器也更加适合高压输入场合[4] [5] [6] [7]。

## 2. 变换器工作原理

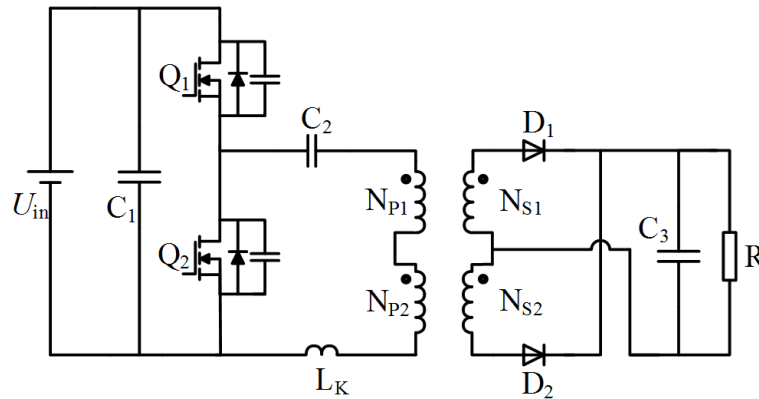
### 2.1. 变换器结构

不对称半桥正反激 DC/DC 变换器电路结构由不对称半桥结构、正反激变压器组和副边并联半波整流构成(见图 1)。图中:  $Q_1$ 、 $Q_2$  为主功率开关管,  $C_2$  为隔直电容,  $N_{P1}$  和  $N_{S1}$  分别为正激变压器  $T_1$  的原边和副边绕组,  $N_{P2}$  和  $N_{S2}$  分别为反激变压器  $T_2$  的原边和副边绕组。原边绕组  $N_{P1}$ 、 $N_{P2}$  串联,副边绕组  $N_{S1}$ 、 $N_{S2}$  通过整流二极管  $D_1$  和  $D_2$  并联连接到负载,此结构减小整流二极管的电流应力的同时还可以减小输出的电流纹波,有利于减小输出滤波器的体积。高压侧的不对称半桥结构减小了功率开关管的电压应力,隔直电容  $C_1$  所承受电压也较低。

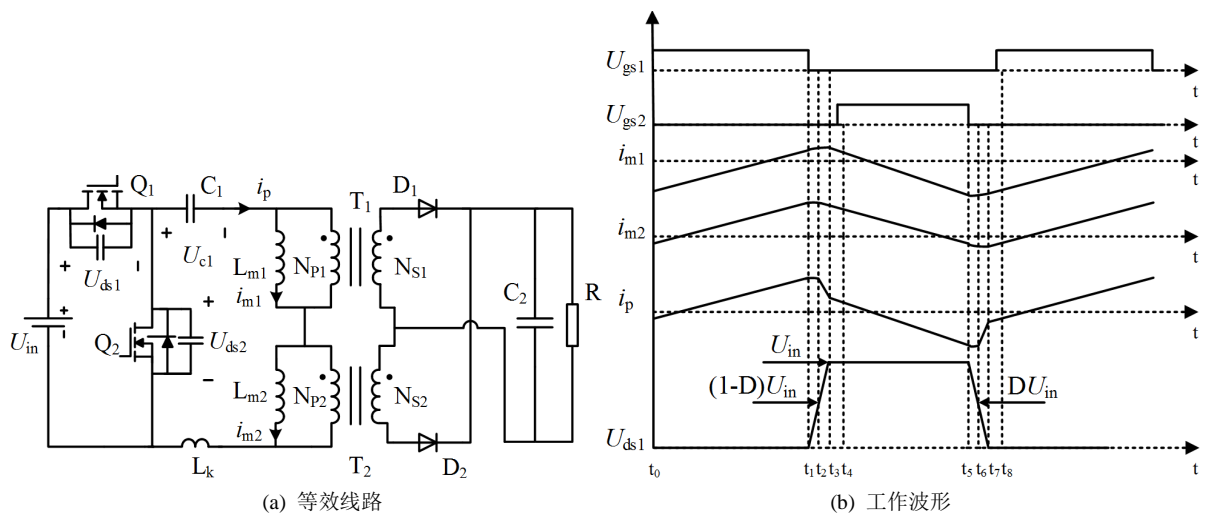
### 2.2. 变换器工作原理

所提变换器的等效电路和工作波形如图 2 所示。 $L_{m1}$ 、 $L_{m2}$  分别为正激变压器和反激变压器的励磁电感,  $L_k$  为两变压器的等效漏感,正激变压器匝比  $n_1 = N_{P1}/N_{S1}$ ,反激变压器匝比  $n_2 = N_{P2}/N_{S2}$ ,开关管  $Q_1$  的反并二极管和输出电容分别为  $D_{Q1}$  和  $C_{Q1}$ ,开关管  $Q_2$  的反并二极管和输出电容分别为  $D_{Q2}$  和  $C_{Q2}$ 。

开关管  $Q_1$  和  $Q_2$  采用固定死区互补导通的控制方式,变换器工作在稳定状态下共 8 个工作模式。分析前做以下假设: 1) 隔直电容  $C_1$  与励磁电感及漏感的谐振频率远小于开关频率; 2) 隔直电容  $C_1$  远大于开关管输出电容  $C_{Q1}$  和  $C_{Q2}$ ,稳态下可视为恒压源。



**Figure 1.** AHB forward-flyback hybrid converter  
**图 1.** 不对称半桥正反激 DC/DC 变换器



**Figure 2.** Equivalent circuit and key waveforms of the converter  
**图 2.** 等效电路和工作波形

- 1) 模式 1 [ $t_0-t_1$ ]:  $Q_1$  处于开通状态, 变压器原边电流线性上升。正激变压器  $T_1$  向负载传输能量,  $D_1$  导通, 变压器  $T_1$  原边电压被负载侧电压嵌位; 反激变压器原边绕组做电感,  $D_2$  关断, 原边电流  $i_p$  与励磁电流  $i_{m2}$  相等且线性上升, 反激变压器储存能量。
- 2) 模式 2 [ $t_1-t_2$ ]:  $Q_1$  关断, 原边电流  $i_p$  给  $C_{Q2}$  放电, 同时对  $C_{Q1}$  充电,  $U_{ds1}$  上升,  $U_{ds2}$  持续下降。 $D_1$  导通,  $D_2$  保持关断。当  $U_{ds2}$  下降到  $U_{c1}$  时,  $U_{ds1}$  上升到  $U_{in}-U_{c1}$ ,  $D_2$  开始导通,  $D_1$  和  $D_2$  开始换流。寄生电容  $C_{Q1}$  的存在可实现  $Q_1$  的零电压关断。
- 3) 模式 3 [ $t_2-t_3$ ]:  $D_1$  和  $D_2$  都导通, 两变压器原边电压都被负载侧电压嵌位。变压器漏感  $L_k$  与  $C_{Q1}$  和  $C_{Q2}$  谐振,  $L_k$  继续给谐振  $C_{Q2}$  放电, 给谐振  $C_{Q1}$  充电。当  $U_{ds2}$  下降到 0 V,  $U_{ds1}$  上升到  $U_{in}$  并被嵌位,  $Q_2$  的体二极管  $D_{Q2}$  开始导通续流。 $D_1$  关断,  $D_2$  开始持续导通。
- 4) 模式 4 [ $t_3-t_4$ ]:  $D_{Q2}$  在此阶段持续导通, 此时开通  $Q_2$  可实现开关管零电压开通。
- 5) 模式 5 [ $t_4-t_5$ ]:  $Q_2$  处于开通状态, 反激变压器  $T_2$  向负载传输能量,  $T_2$  原边电压被输出电压嵌位。正激变压器  $T_1$  原边承受反压, 其值为  $U_{c2}-n_2U_o$ ,  $T_1$  在这个电压的作用下磁芯复位。原边电流  $i_p$  与  $T_1$  的励磁电流  $i_{m1}$  相等, 并且在  $C_1$  反压的作用下减小然后反向。
- 6) 模式 6 [ $t_5-t_6$ ]:  $Q_2$  关断, 原边电流  $i_p$  给  $C_{Q1}$  放电, 同时对  $C_{Q2}$  充电。 $U_{ds2}$  上升,  $U_{ds1}$  持续下降。 $D_2$

导通,  $D_1$  保持关断。  $U_{ds1}$  下降到  $U_{in}-U_{c1}$ ,  $U_{ds2}$  上升到  $U_{c1}$  时,  $D_1$  开始导通,  $D_1$  和  $D_2$  开始换流。寄生电容  $C_{Q2}$  的存在可实现  $Q_2$  的零电压关断。

7) 模态 7 [ $t_6-t_7$ ]:  $D_1$  和  $D_2$  都导通, 两变压器原边电压再次被负载侧电压嵌位。漏感  $L_k$  与  $C_{Q1}$  和  $C_{Q2}$  谐振, 漏感  $L_k$  继续给  $C_{Q1}$  谐振放电, 给  $C_{Q2}$  谐振充电。当  $U_{ds1}$  下降到 0,  $U_{ds2}$  上升到  $U_{in}$  并被嵌位,  $Q_1$  的体二极管  $D_{Q1}$  开始导通续流。  $D_2$  关断,  $D_1$  开始持续导通。

8) 模态 8 [ $t_7-t_8$ ]:  $D_{Q1}$  在此阶段持续导通, 此时开通  $Q_1$  可实现开关管零电压开通。

### 3. 稳态特性分析

#### 3.1. 基本数量关系

利由上述模态分析可知, 模态 1 和模态 5 是变换器工作的主要模态, 其他模态相对于这两个模态非常短暂, 在分析基本数量关系是可忽略。定义开关周期为  $T_s$ , 开关管  $Q_1$  导通的占空比为  $D$ 。

##### 1) 隔直电容电压

由变压器原边侧的伏秒平衡可以得到:

$$(U_{in} - U_{c1})DT_s = U_{c1}(1-D)T_s \quad (1)$$

由式(1)得:

$$U_{c1} = DT_{in} \quad (2)$$

由于隔直电容  $C_1$  远大于开关管寄生电容  $C_{Q1}$  和  $C_{Q2}$ , 所以在整个开关周期内  $U_{c1}$  基本保持不变。

##### 2) 输入输出关系

在模态 1 中反激变压器  $T_2$  的励磁, 模态 5 中反激变压器  $T_2$  的去磁。根据反激变压器  $T_2$  的伏秒平衡可以得到:

$$(U_{in} - U_{c1} - n_1U_o)DT_s = n_2U_o(1-D)T_s \quad (3)$$

结合式(2)可以得到:

$$U_o = \frac{D(1-D)}{[n_1D + n_2(1-D)]}U_{in} \quad (4)$$

为了简化分析, 可假设两变压器匝比相同都为  $n$ 。此时有:

$$U_o = \frac{D(1-D)}{n}U_{in} \quad (5)$$

##### 3) 器件应力分析

变换器高压侧采用不对称半桥结构, 容易的到开关管  $Q_1$  和  $Q_2$  的电压应力为:

$$U_{ds1} = U_{ds2} = U_{in} \quad (6)$$

由有源钳位正反激 DC/DC 变换器拓扑结构不难看出, 其功率开关管的电压应力为:

$$U_{ds1} = U_{ds2} = \frac{U_{in}}{1-D} \quad (7)$$

开关管  $Q_1$  导通时, 正激变压器传输功率,  $D_1$  导通  $D_2$  关断承受反压。为简化分析, 假设两变压器匝比相同都为  $n$ 。由式(2) (5)可得到  $D_2$  承受的反向电压为:

$$U_{d2} = \frac{1-D}{n}U_{in} = \frac{U_o}{D} \quad (8)$$

同理开关管  $Q_2$  导通时  $D_1$  承受的反压为:

$$U_{d1} = \frac{D}{n} U_{in} = \frac{U_o}{1-D} \quad (9)$$

### 3.2. 软开关条件

由上述模态分析可以得知, 开关管并联结电容在关断时起到缓冲作用, 可有助于实现开关管零电压关断。开关管关断速度越快, 并联结电容越大, 零电压关断效果越好, 关断损耗越小[7] [8] [9]。

在模态 4 和模态 8 中开通开关管可实现开关管的零电压开通, 接下来以开关管  $Q_2$  为例分析其实现的条件。

开关管  $Q_2$  在开通前, 其输出电容  $C_{Q2}$  经过两个过程的放电。模态 2 中原边电流  $i_p$  与反激励磁电流  $i_{m2}$  相等, 对  $C_{Q2}$  放电。由于励磁电感值较大, 开关管输出电容值较小, 所以在  $i_p$  不是很小的情况下可认为是瞬间完成, 且  $i_p$  的值基本不变。模态 3 中输出侧换流开始, 两变压器原边均可等效为电压源, 漏感  $L_k$  给  $C_{Q2}$  谐振放电, 由于  $L_k$  值较小, 此阶段流过  $L_k$  的电流即原边电流  $i_p$  会快速减小为正激励磁电流的大小。所以实现开关管  $Q_2$  零电压开通,  $i_p$  必须满足在死区时间内能将  $C_{Q2}$  的电全部放完且在死区结束前  $i_p$  还未过零。

分析电路的瞬态响应, 一个周期内原边电流  $i_p$  在如图 2 中等效电路所示的正方向下的最大值为:

$$i_{p\max} = \frac{(1-D)U_{in} - nU_o}{2L_{m2}} DT_s \quad (10)$$

式(11)可知, 输入电压  $U_{in}$ , 反激励磁电感  $L_{m2}$  会影响到原边电流  $i_p$  的大小。

综上,  $U_{in}$  越大,  $L_{m2}$  越小越有利于实现开关管  $Q_2$  零电压开通。再者合理调节死区时间, 要求在死区时间内能将  $C_{Q2}$  的电全部放完且在死区结束前  $i_p$  未过零。

## 4. 仿真分析

利用电源仿真软件 *saber* 对上述不对称半桥正反激 DC/DC 进行仿真验证, 搭建如图 2 所示的仿真电路, 采用固定死区互补导通的控制方式。仿真分析主要用于验证模态分析和基本数量关系的正确性, 具体仿真参数如表 1 所示。

为了使仿真分析好理解, 将正反激变压器的励磁电感值和匝比均设置为相同, 表 1 所述变压器漏感为两变压器的等效漏感。

由图 3、图 4 仿真结果可以验证上述基本数量关系推导的正确性。

在仿真图 5 中可以看出正激和反激变压器中均含有直流偏磁。从电路结构分析, 一个开关周期内流过隔直电容  $C_1$  的电流符合安秒平衡, 正激变压器的励磁电流等于电容  $C_1$  电流减去一个直流量, 反激变

**Table 1.** Simulation parameters of the circuit

**表 1.** 仿真参数

仿真参数	具体数值
输入电压( $U_{in}$ )	220 V
输出电压( $U_o$ )	5.5 V
输出功率( $P_o$ )	60.5 W
开关频率( $f_s$ )	100 kHz
开关管输出电容( $C_{Q1}, C_{Q2}$ )	100 pF
隔直电容( $C_1$ )	5 uF
励磁电感( $L_{m1}, L_{m2}$ )	100 uH
匝比( $n_1, n_2$ )	20:2
变压器漏感( $L_k$ )	3.1 uH

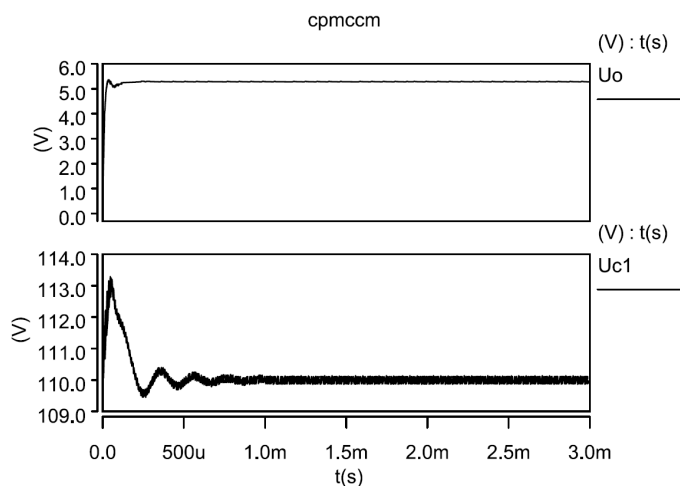


Figure 3. Input-output relation and isolated capacitor voltage

图 3. 输入输出关系与隔直电容电压

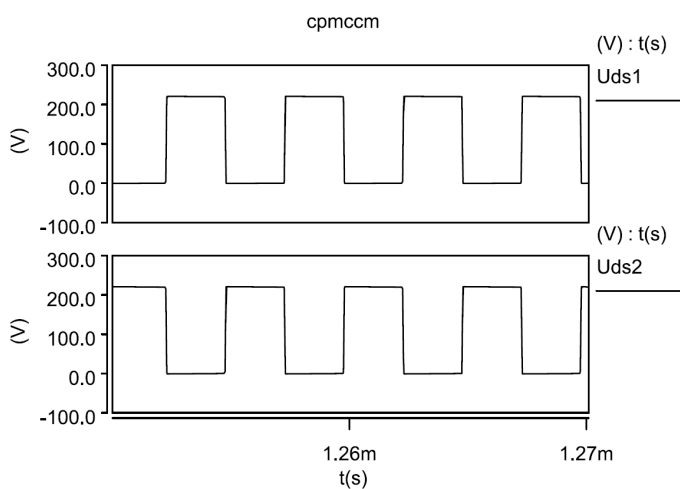


Figure 4. Voltage stress of switch tube

图 4. 开关管电压应力

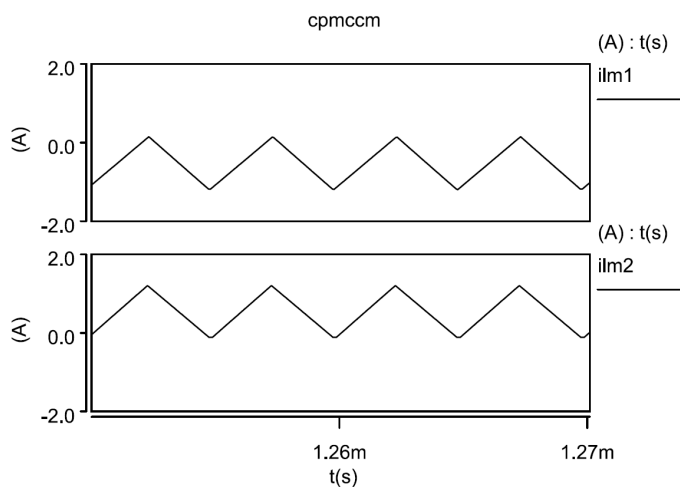


Figure 5. The current of transformer excitation inductance

图 5. 变压器励磁电感电流

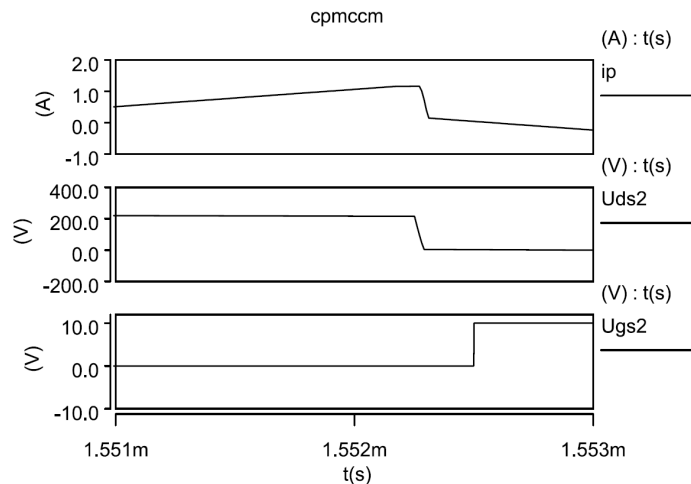


Figure 6. Soft switching waveform of switch tube  $Q_2$   
图 6. 开关管  $Q_2$  软开关实现波形

压器电流相当于电容  $C_1$  电流叠加一个直流分量。这个直流量为负载电流折算到变压器原边的值。

由此可见，负载越重这个直流偏置越大，变压器的直流偏磁情况越严重。

图 6 反映了开关管  $Q_2$  在稳态情况下的软开关过程，与上文分析的对  $C_{Q2}$  两段放电的情况一致。

## 5. 实验验证

为验证理论分析的正确性，搭建了不对称半桥正反激 DC/DC 变换器样机，样机的参数如下：输入电压  $U_{in} = 220 \text{ V}$ ；输出电压  $U_o = 5 \text{ V}$ ；最大输出功率  $P_o = 80 \text{ W}$ ；工作频率  $f_s = 200 \text{ kHz}$ ；半桥开关管  $Q_1$  与  $Q_2$  均使用 STW26NM60；变压器磁芯骨架为 PQ2020；输出侧整流二极管  $D_1$  和  $D_2$  使用 VB40100C；隔直电容  $C_1 = 4 \mu\text{F}$ ；输出滤波电容  $C_2 = 470 \mu\text{F}$ 。

由于较大的漏感和较小的励磁电感更有利于变换器软开关的实现，且有上述分析两变压器都存在直流偏磁，变压器需开一定大小的气隙，防止饱和，减小励磁电感增大漏感。正激变压器的励磁电感  $L_{m1} = 110 \mu\text{H}$ ，匝比  $n_1 = N_{P1}/N_{S1} = 20:2$ ；反激变压器的励磁电感  $L_{m2} = 109 \mu\text{H}$ ，变压器匝比  $n_2 = N_{P1}/N_{P2} = 20:2$ ；正反激变压器的等效漏感  $L_k = 7.1 \mu\text{H}$ 。

图 7 所示为不对称半桥正反激变换器样机的输入输出电压波形。可以看出，实验占空比 45% 时，变换器完成了从输入 220 V 到输出 5 V 的电压变换，实验结果与计算相符。

图 8、图 9 为不对称半桥正反激变化器样机软开关波形。由图 8 可以看出，变换器利用自身拓扑结构特点能很好的实现软开关；图 9 则反映了原边电流  $i_p$  实现下管软开关的过程。与上述分析相符，验证了模态分析和理论推导的正确性。

最后给出不对称半桥正反激变换器样机在不同功率下的效率表。本表格数据的是固定输入 220 VDC，改变负载的大小的情况下得出的。可以看出输出功率较小时，变换器难以实现软开关，所以变换器效率较低；随着负载慢慢加重，变换器效率明显升高，在输出功率 70 W 时变换器效率可达到 93% 再加大功率；此时，再次加重负载提升输出功率，由于变压器铜损和电路自身线损影响，整体效率反而有所下降。具体效率表现情况如图 10 所示。

## 6. 结束语

本文提出了一种不对称半桥正反激组合式 DC/DC 变换器，对变换器工作模态、数量关系进行了分析研究，并通过样机对理论分析进行验证。分析过程中与多处有源钳位正反激 DC/DC 变换器进行比较[10][11]。

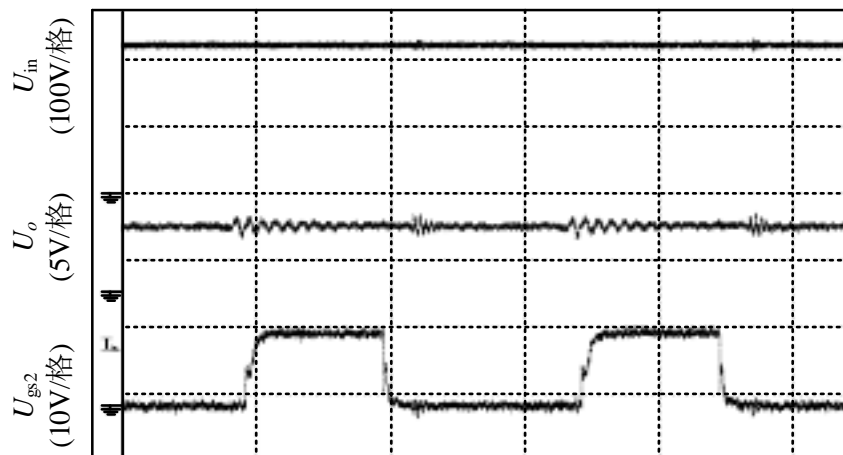


Figure 7. Input and output waveforms of the converter  
图7. 变换器的输入输出电压波形

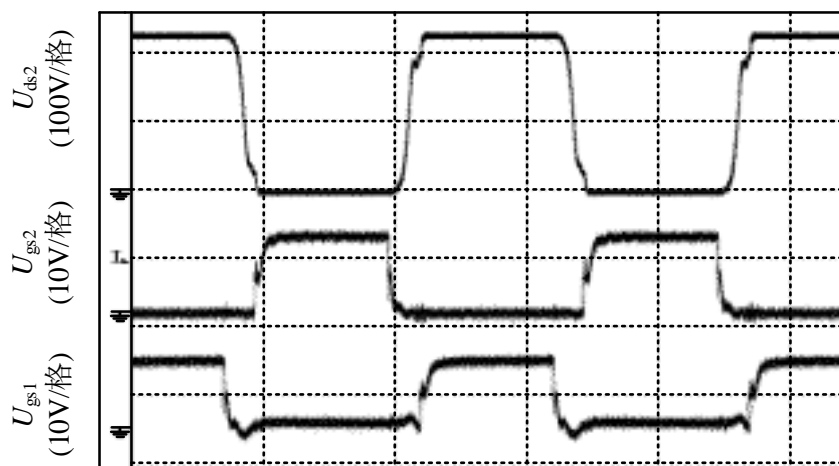


Figure 8. Soft switching waveforms of the converter  
图8. 变换器的软开关实现波形

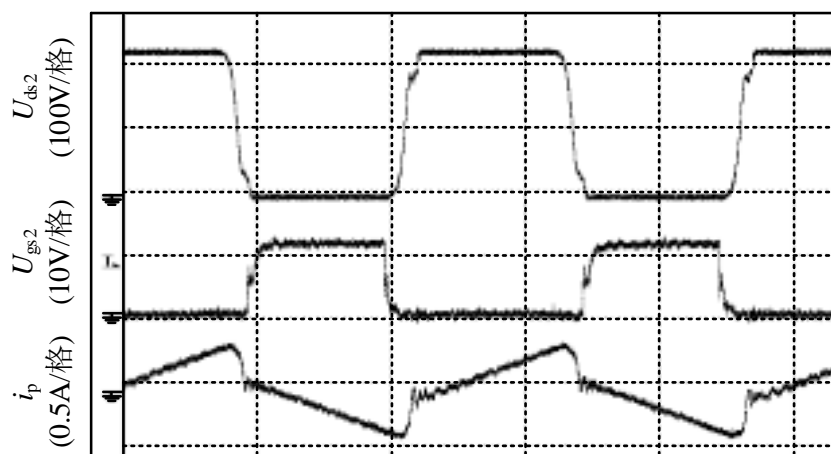


Figure 9. Waveforms of primary side current  $i_p$  and soft switching waveforms of  $Q_2$   
图9. 原边电流  $i_p$  及  $Q_2$  软开关波形



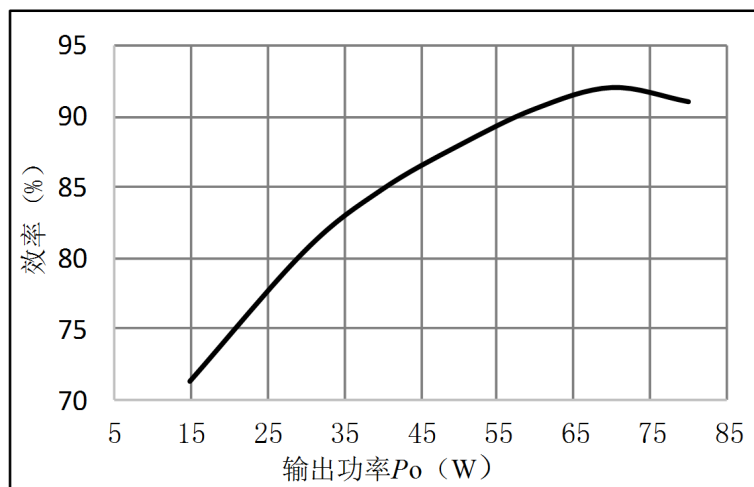


Figure 10. Efficiency chart

图 10. 效率曲线图

最后得到结论：不对称半桥正反激 DC/DC 变换器，可利用自身结构特点实现软开关、工作效率高、开关管应力小，更加适用于高压输入，低压大电流输出的应用场合。

### 参考文献 (References)

- [1] 张方华, 严仰光. 一族正反激组合式双向 DC-DC 变换器[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(5): 157-162.
- [2] 张方华. 双向 DC-DC 变换器的研究[D]: [博士学位论文]. 南京: 南京航空航天大学, 2005.
- [3] 魏应冬, 吴建德, 顾亦磊. 一种新型双管正 - 反激直流变换器[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(20): 50-55.
- [4] 许晓慧, 苏义荣, 王双虎, 席扬扬, 姚虹春, 窦友婷. 基于电动汽车装置 DC/DC 变换器的研究[J]. 电测与仪表, 2016, 53(24): 110-114.
- [5] Zhang, F.H., Xiao, L. and Yan, Y.G. (2004) Bi-Directional Forward-Flyback DC-DC Converter. 2004 *IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference*, Aachen, 20-25 June 2004, 4058-4061.  
<https://doi.org/10.1109/PESC.2004.1355194>
- [6] 胡红林, 李春华, 邵波. 移相全桥零电压 PWM 软开关电路的研究[J]. 电力电子技术, 2009, 43(1): 12-14.
- [7] 杜少武, 蒋劲松. 零电压零电流不对称半桥串联混合式直流变换器[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(24): 60-65.
- [8] 陈章勇, 许建平, 王金平, 张斐. 一种新型非调节隔离 DC-DC 变换器[J]. 电工技术学报, 2014, 29(12): 58-65+72.
- [9] 廖国虎, 邱国跃, 袁旭峰. 电力电子变压器研究综述[J]. 电测与仪表, 2014, 51(16): 5-10+36.
- [10] 李伟东. 大功率全桥移相软开关电源的研究[D]: [硕士学位论文]. 成都: 西南交通大学, 2004.
- [11] 张方华, 严仰光. 变压器匝比不同的正反激组合式双向 DC-DC 变换器[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(14): 57-61.

**知网检索的两种方式：**

1. 打开知网页面 <http://kns.cnki.net/kns/brief/result.aspx?dbPrefix=WWJD>  
下拉列表框选择：[ISSN]，输入期刊 ISSN：2333-5394，即可查询
2. 打开知网首页 <http://cnki.net/>  
左侧“国际文献总库”进入，输入文章标题，即可查询

投稿请点击：<http://www.hanspub.org/Submission.aspx>

期刊邮箱：[jee@hanspub.org](mailto:jee@hanspub.org)