

# 新型软开关隔离型高增益 DC-DC 变换器

丁 杰, 赵世伟, 尹华杰

(华南理工大学电力学院, 广东 广州 510000)

**摘要:** 本文结合了反激变换器元器件少与开关电容对电压增益提高的优点,提出了一种新型软开关隔离型高增益 DC-DC 变换器,进一步提高了变换器的电压增益和功率密度,降低了功率器件的电压电流应力。通过反激变换器的输入交错并联输出串联,一方面能够提高电压增益,另一方面能够扩大电路的输出功率,同时还能降低输入电流纹波。输出侧增加倍压电路不仅能够提高变换器的电压增益,还解决了反激变换器工作在连续状态下输出二极管反向恢复问题。采用有源钳位电路实现漏感能量的回收,抑制开关管的电压尖峰,并实现了开关管的零电压开通。最后,分析了该拓扑的基本工作原理,并制作了一台输入电压为 40~60V,输出电压为 380V,额定功率为 1kW 的样机,实测最高效率为 96.8%,实验结果证实了理论分析的正确性。

**关键词:** 高增益; 软开关; 反激变换器; 开关电容; 有源钳位; 交错并联

**DOI:** 10.12067/ATEEE1908021      **文章编号:** 1003-3076(2020)06-0018-08      **中图分类号:** TM46

## 1 引言

近年来,在光伏发电、电动汽车、航空航天等领域中,高效率、高增益 DC-DC 变换器受到了广泛的关注<sup>[1-6]</sup>。以燃料电池电动汽车为例,由于燃料电池的电压较低,一般为 30~60V,而电动汽车的电机驱动电压一般为 300~400V,且电机功率较大,峰值可达几十 kW,电动汽车体积有限,且输入输出要求电气隔离。因此隔离型高增益、高效率、高功率密度、大功率 DC-DC 变换器在电动汽车领域不可或缺。传统的隔离型拓扑虽然能够提高变压器变比进而提高输出电压增益,但这样会导致变压器漏感变大,且输出侧整流二极管的电压应力较高,从而降低了整个变换器的可靠性和效率<sup>[7,8]</sup>。为此,国内外学者针对隔离型拓扑如何提高电压增益展开了大量的研究<sup>[9-15]</sup>。

文献[9]采用级联的形式来提高电压增益,前级采用 Boost 电路交错并联,后级采用全桥拓扑。该拓扑开关管电压应力较大,且所用的功率器件较多,功率密度低;由于前级采用 Boost 电路,开关管

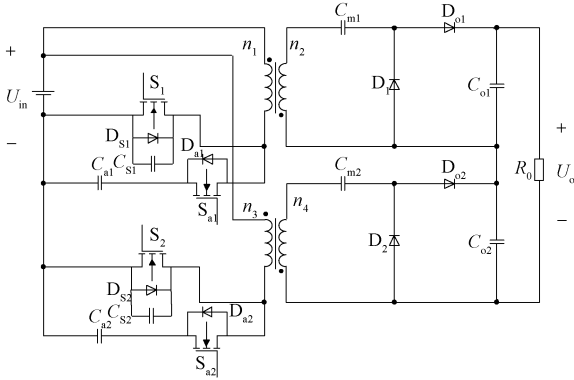
处于硬开关状态,损耗较大,不适用于大功率场合;文献[10-13]分别在隔离拓扑变压器二次侧增加开关电容网络来提高电压增益,但是随着电压增益的提高,功率器件成倍数增加,增加了成本,降低了变换器的可靠性。文献[14,15]均是将典型的隔离型拓扑,如全桥、半桥的变压器输入侧并联,而次级的整流电路输出侧串联,虽然能够进一步提高电压增益,但所用的磁性元件和功率器件较多,降低了变换器的可靠性、功率密度和效率。

本文提出了一种新型软开关隔离型高增益 DC-DC 变换器。该变换器所用元器件较少,采用两个反激变换器交错并联输入,一方面能够减小输入电流纹波,另一方面还能增大变换器的输出功率;输出侧增加开关电容单元并串联输出,进一步提高电压增益,避免了变压器匝数比过高的问题,减小功率器件的电压电流应力,同时还解决了反激变换器工作在连续状态时输出二极管反向恢复问题,并且所有的开关管都实现了零电压开通,所有二极管都是零电流开通和关断,进而提高了变换器的效率与工作的可靠性。

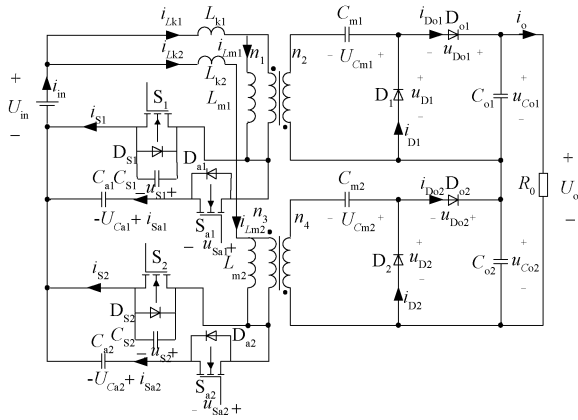
**收稿日期:** 2019-08-06  
**作者简介:** 丁 杰(1993-),男,湖北籍,硕士研究生,研究方向为直流微电网及高增益 DC-DC 变换器;  
赵世伟(1977-),男,湖南籍,副教授,博士,研究方向为电机控制及直流微电网。

## 2 工作原理

本文所提出的新型软开关隔离型高增益 DC-DC 变换器如图 1(a) 所示,其等效电路如图 1(b) 所示。图 1 中,  $n_1/n_2$ 、 $n_3/n_4$  为理想变压器变比,  $L_{m1}$ 、 $L_{m2}$  为变压器的励磁电感,  $L_{k1}$ 、 $L_{k2}$  为原边漏感及副边折算到原边漏感之和。为了分析的方便,作以下假设:①所有器件不考虑寄生参数,均是理想器件;②电容  $C_{m1}$ 、 $C_{m2}$ 、 $C_{a1}$ 、 $C_{a2}$ 、 $C_{o1}$ 、 $C_{o2}$  的容量很大,电容的纹波可以忽略;③励磁电感  $L_{m1}$ 、 $L_{m2}$  足够大,励磁电流  $i_{Lm1}$ 、 $i_{Lm2}$  连续。



(a) 新型软开关隔离型高增益 DC-DC 变换器



(b) 新型软开关隔离型高增益 DC-DC 变换器等效电路

图 1 电路拓扑及其等效电路

Fig.1 Topology and its equivalent circuit

由于变压器原边采用交错并联的形式,两相工作方式完全相同,为了降低输入电流纹波,两相主开关管  $S_1$ 、 $S_2$  的驱动信号相差  $180^\circ$ ,并且两相的占空比和周期均相等。这里只分析其中一相的工作原理,另一相的工作原理完全相同。该变换器在一个开关周期  $T_s$  内共有 8 个开关模式,每个模式主要工作波形如图 2、图 3 所示,主要工作过程如下所述。

(1) 开关模式 1  $[t_0, t_1]$ : 如图 3(a) 所示,开关管

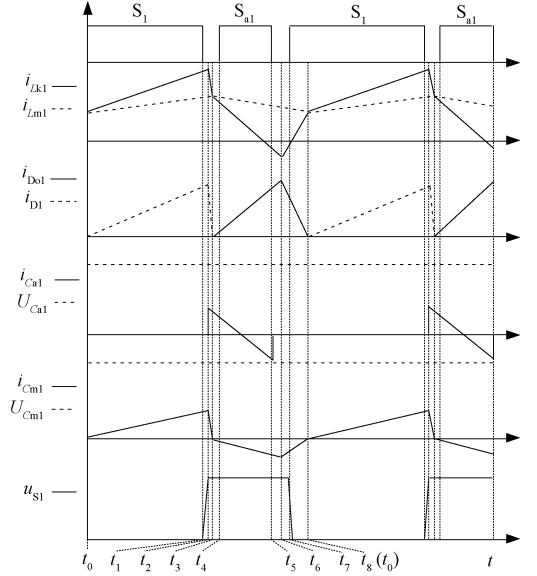


图 2 变换器的主要工作波形

Fig.2 Main working waveform of converter

$S_1$  及二极管  $D_1$  导通,钳位开关管  $S_{a1}$ 、输出二极管  $D_{o1}$  关断。在此开关模式,耦合电感的励磁电感电流  $i_{Lm1}$  和漏感电流  $i_{Lk1}$  在  $U_{in}$  的作用下线性增加。与此同时,耦合电感二次侧绕组给倍压电容  $C_{m1}$  充电,进而将输入电源的能量储存到  $C_{m1}$  中。在  $t_1$  时刻,开关管  $S_1$  断开,进入下一个开关模式。

$$i_{Lm1}(t) = I_{Lm1}(t_0) + \frac{U_{in}}{L_{m1}}(t - t_0) \quad (1)$$

$$i_{Lk1}(t) = I_{Lk1}(t_0) + \frac{U_{in} - U_{Cm1}/N_1}{L_{k1}}(t - t_0) \quad (2)$$

式中,  $U_{in}$  为输入电压;  $U_{Cm1}$  为电容  $C_{m1}$  的电压;  $N_1$  为耦合电感匝比  $n_2:n_1$ ;  $I_{Lm1}(t_0)$ 、 $I_{Lk1}(t_0)$  分别为励磁电流、漏感电流在  $t_0$  时刻的电流值。

(2) 开关模式 2  $[t_1, t_2]$ : 如图 3(b) 所示,开关管  $S_1$ 、 $S_{a1}$  及二极管  $D_{o1}$  均关断,二极管  $D_1$  导通。在此开关模式,  $C_{S1}$  由于吸收漏感  $L_{k1}$  的能量使其电压上升,在  $t_2$  时刻,电压  $u_{S1}$  上升到与  $U_{Ca1}$  相等,此时,钳位开关管  $S_{a1}$  的寄生二极管  $D_{a1}$  开始导通,进入下一开关模式。由于此开关模式持续时间很短,可以近似认为漏感电流不变,因此:

$$u_{S1}(t) = \frac{I_{Lk1}(t_1)}{C_{S1}}(t - t_1) \quad (3)$$

式中,  $u_{S1}(t)$  为  $C_{S1}$  在  $t$  时刻的电压。

(3) 开关模式 3  $[t_2, t_3]$ : 如图 3(c) 所示,开关管  $S_1$ 、 $S_{a1}$  及二极管  $D_{o1}$  关断,二极管  $D_1$ 、 $D_{a1}$  导通。由于  $D_{a1}$  的导通,使得钳位开关管  $S_{a1}$  两端电压被钳位到

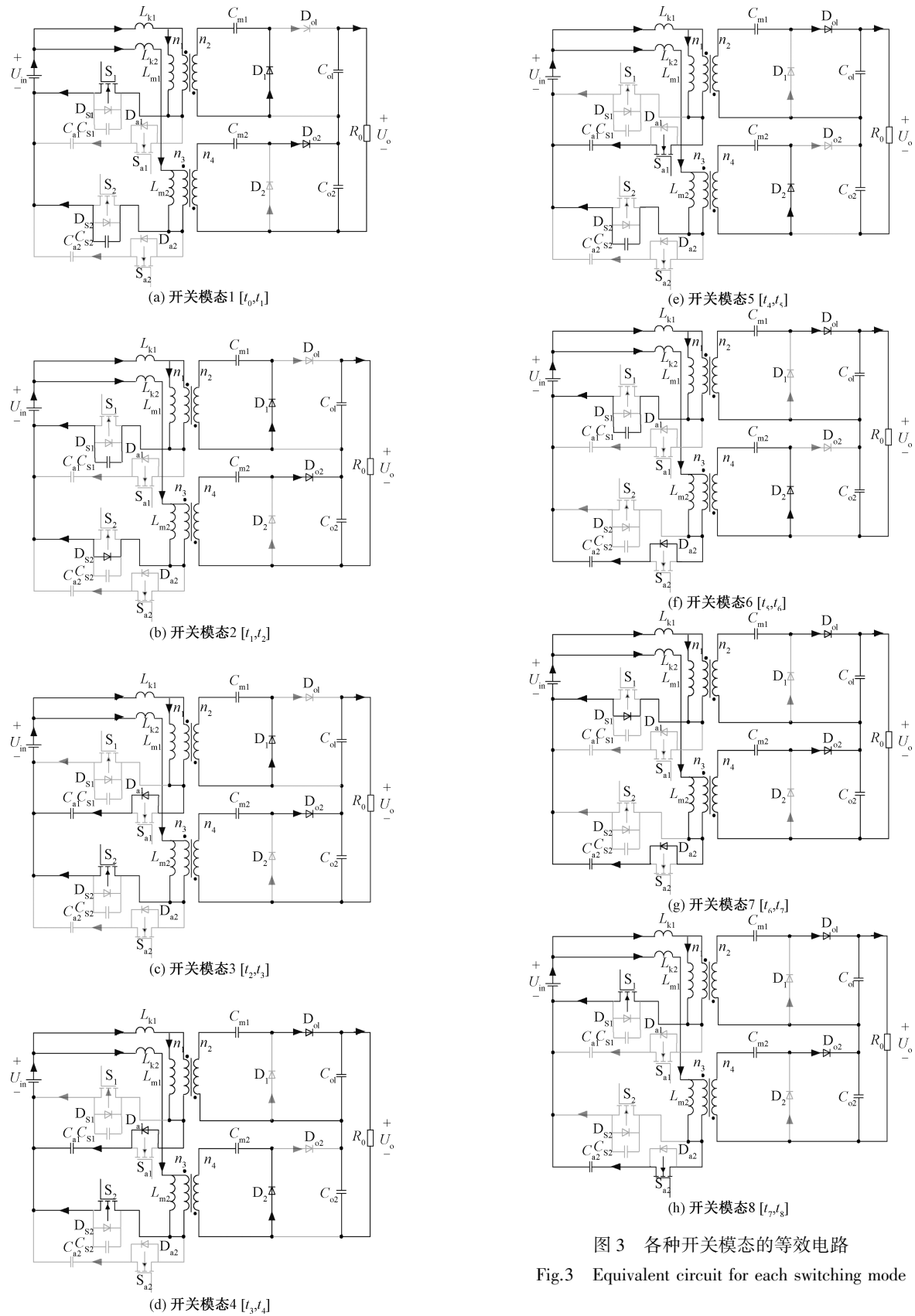


图3 各种开关模式的等效电路

Fig.3 Equivalent circuit for each switching mode

很低,为  $S_{a1}$  零电压开通创造条件。电容  $C_{S1}$  相对于  $C_{a1}$  很小,因此漏感电流  $i_{Lk1}$  几乎全部流入电容  $C_{a1}$ ,  $i_{Lk1}$  近似线性下降,而耦合电感次级绕组的电流也开始下降。 $t_3$  时刻,流过二极管  $D_1$  的电流减小到 0,输出二极管  $D_{o1}$  开始导通,进入下一开关模式。

$$i_{Lk1}(t) = I_{Lk1}(t_2) - \frac{U_{Ca1}}{L_{k1}}(t - t_2) \quad (4)$$

式中,  $U_{Ca1}$  为电容  $C_{a1}$  的电压。

(4) 开关模式 4 $[t_3, t_4]$ : 如图 3(d) 所示, 开关管  $S_1$ 、 $S_{a1}$  及二极管  $D_1$  关断, 二极管  $D_{o1}$ 、 $D_{a1}$  导通。能量开始从励磁电感  $L_{m1}$  和倍压电容  $C_{m1}$  向负载传递, 耦合电感的励磁电流  $i_{Lm1}$  开始线性下降, 漏感电流  $i_{Lk1}$  继续线性下降。

$$i_{Lm1}(t) = I_{Lm1}(t_3) - \frac{U_o/2 - U_{Cm1}}{N_1 L_{m1}}(t - t_3) \quad (5)$$

$$i_{Lk1}(t) = I_{Lk1}(t_3) - \frac{U_{Ca1} - (U_o/2 - U_{Cm1})/N_1 - U_{in}}{L_{k1}}(t - t_3) \quad (6)$$

式中,  $U_o$  为输出电压。

(5) 开关模式 5 $[t_4, t_5]$ : 如图 3(e) 所示, 开关管  $S_{a1}$ 、 $D_{o1}$  导通, 开关管  $S_1$  及二极管  $D_1$  关断。 $t_4$  时刻前,  $S_{a1}$  的寄生二极管  $D_{a1}$  已导通,  $t_4$  时刻  $S_{a1}$  零电压开通, 等效电路与模式 4 相似。 $t_5$  时刻关断开关管  $S_{a1}$ , 进入下一开关模式。

(6) 开关模式 6 $[t_5, t_6]$ : 如图 3(f) 所示, 开关管  $S_1$ 、 $S_{a1}$  和二极管  $D_1$  均关断, 二极管  $D_{o1}$  导通。在  $t_5$  时刻, 漏感  $L_{k1}$  开始抽取  $C_{S1}$  中的电荷, 直到  $u_{S1}$  下降到零, 开关管  $S_1$  的寄生二极管  $D_{S1}$  开始导通, 进入下一开关模式。

$$u_{S1}(t) = U_{Ca1} - \frac{I_{Lk1}(t_5)}{C_{S1}}(t - t_5) \quad (7)$$

$$t_{65} = t_6 - t_5 = \frac{C_{S1} U_{Ca1}}{I_{Lk1}(t_5)} \quad (8)$$

式中,  $t_{65}$  为  $t_5$  时刻到  $t_6$  时刻的时间。

(7) 开关模式 7 $[t_6, t_7]$ : 如图 3(g) 所示, 开关管  $S_1$ 、 $S_{a1}$  及二极管  $D_1$  关断, 二极管  $D_{o1}$  导通。开关管  $S_1$  的寄生二极管  $D_{S1}$  导通, 将开关管  $S_1$  漏源极的电压钳位到零, 为其零电压开通创造了条件。在  $t_7$  时刻, 开关管  $S_1$  导通, 进入下一开关模式。

$$i_{Lk1}(t) = I_{Lk1}(t_6) - \frac{U_{Cm1} - U_o/2 - N_1 U_{in}}{N_1 L_{k1}}(t - t_6) \quad (9)$$

(8) 开关模式 8 $[t_7, t_8]$ : 如图 3(h) 所示, 开关管

$S_1$ 、输出二极管  $D_{o1}$  导通, 钳位开关管  $S_{a1}$ 、二极管  $D_1$  关断。在  $t_8$  时刻, 也就是  $t_0$  时刻, 通过输出二极管  $D_{o1}$  的电流为零, 二极管  $D_{o1}$  截止, 二极管  $D_1$  开始导通, 进入下一开关模式。

### 3 性能分析

#### 3.1 电压增益 M

为了方便分析该变换器输出电压增益, 忽略短暂的开关模式 2、3、4、6、7、8, 则在一个工作周期内只有两个开关模式。

当开关管  $S_1$  导通,  $S_{a1}$  关断时, 励磁电感两端的电压  $U_{Lm1\text{-charge}}$  及副边绕组的电压  $U_{r1\text{-charge}}$  分别为:

$$U_{Lm1\text{-charge}} = U_{in} \quad (10)$$

$$U_{r1\text{-charge}} = N_1 U_{Lm1\text{-charge}} = U_{Cm1} \quad (11)$$

当开关管  $S_1$  关断,  $S_{a1}$  导通时, 励磁电感两端的电压  $U_{Lm1\text{-discharge}}$  及副边绕组的电压  $U_{r1\text{-discharge}}$  分别为:

$$U_{Lm1\text{-discharge}} = U_{in} - U_{Ca1} \quad (12)$$

$$U_{r1\text{-discharge}} = N_1 U_{Lm1\text{-discharge}} = U_{Cm1} - U_o \quad (13)$$

根据励磁电感的伏秒平衡可知:

$$DU_{Lm1\text{-charge}} + (1 - D)U_{Lm1\text{-discharge}} = 0 \quad (14)$$

式中,  $D$  为主开关管  $S_1$  的占空比。

由式(10)~式(14)可得:

$$U_{Ca1} = \frac{1}{1 - D} U_{in} \quad (15)$$

$$U_{Cm1} = N_1 U_{in} \quad (16)$$

$$M = \frac{U_o}{U_{in}} = \frac{N_1}{1 - D} \quad (17)$$

式中,  $M$  为输出电压增益。

当  $N_2(n_4:n_3) = N_1(n_2:n_1) = N$  时, 则输出电压的总增益为:

$$M = \frac{U_o}{U_{in}} = \frac{2N}{1 - D} \quad (18)$$

在非理想情况下, 漏感会导致占空比的丢失, 故变换器实际的增益会比式(18)稍低, 经计算得变换器实际增益特性为:

$$M = \frac{U_o}{U_{in}} = \frac{2N}{1 - D} \frac{1}{1 + 2N^2 k_m [1/D^2 + 1/(1 - D)^2]} \quad (19)$$

式中,  $k_m = L_k f_s / (2R_0)$ , 其中  $L_k = L_{k1} = L_{k2}$ ,  $f_s$  为开关频率,  $R_0$  为负载电阻。

由式(19)可知, 占空比和耦合电感匝比是影响电压增益的主要因素, 其次变换器工作频率  $f_s$ 、耦合电感漏感  $L_k$ 、负载  $R_0$  也有一定的影响, 但影响并

不大。图 4 所示为  $R_0=250\Omega$ ,  $f_s=50\text{kHz}$ ,  $N=2$ , 不同漏感值时变换器电压增益随占空比  $D$  的变化曲线。由图 4 可知, 当占空比  $D$  较小时, 电压增益随着占空比的增加而明显上升, 随着漏感的增加电压增益增长速度稍有下降, 且漏感的影响随着占空比的增大而增大, 当大到一定程度时, 电压增益随着占空比的增大而减小。为了减小漏感的影响, 实际设计变换器时尽量使占空比  $D$  不要太高。因此, 在实际设计变换器时, 应根据变换器的增益、最大占空比与功率器件的电压应力折中选择耦合电感变比。

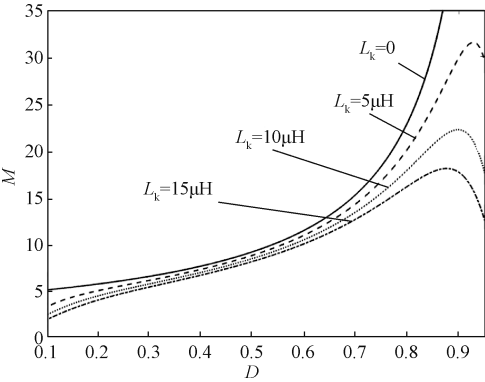


图 4 变换器的增益曲线  
Fig.4 Gain curve of the converter

3.2 元器件电压应力

主开关管  $S_1$  和钳位开关管  $S_{a1}$  的电压应力为：

$$U_{S_1\text{-stress}} = U_{S_{a1}\text{-stress}} = U_{Ca1} = \frac{U_{in}}{1-D} = \frac{U_o}{2N} \tag{20}$$

二极管  $D_{o1}$ 、 $D_1$  的电压应力为：

$$U_{D_{o1}\text{-stress}} = U_{D_1\text{-stress}} = U_o/2 = \frac{N}{1-D}U_{in} \tag{21}$$

由式(20)、式(21)可知,开关管、二极管电压应力都远小于输出电压  $U_o$ , 当  $U_{in}$  一定时,电压应力随占空比  $D$  的增加而增加, 且二极管的电压应力还与  $N$  有关。因此设计变换器时应综合考虑占空比  $D$  与耦合电感匝比  $N$  对元器件电压应力的影响, 以便使元器件的电压应力在一定允许范围内。

3.3 软开关条件

钳位开关管零电压导通的条件为:死区时间大于体二极管导通时间且要小于漏感电流从最大值下降到零的时间。主开关管零电压导通的条件为:当钳位开关管  $S_{a1}$  断开时,漏感  $L_{k1}$  储存的能量大于电容  $C_{S1}$  中的储能,即要满足式(22), 两个开关管的死区时间  $t_{dead}$  要大于  $C_s$  放电的时间且小于漏感电流下降到 0 的时间,即要满足式(23)。

$$L_{k1}I_{L_{k1}}(t_5)^2 > C_{S1}U_{Ca1}^2 \tag{22}$$

$$\frac{C_{S1}U_{Ca1}}{I_{L_{k1}}(t_5)} = t_{65} < t_{dead} < t_{65} + \Delta t_0 \tag{23}$$

式中

$$\Delta t_0 = \frac{2N_1L_{k1}I_{Lk}(t_6)}{2U_{Cm1} - U_o - 2N_1U_{in}} \tag{24}$$

4 实验结果分析

为了验证以上分析的正确性,搭建了一台如图 5 所示的 1kW 的原理样机,实验所需主电路参数如表 1 所示。以下所测得的波形实验条件:输入电压  $U_{in}=40\text{V}$ ;输出电压  $U_o=380\text{V}$ ;负载  $R_0=250\Omega$ 。

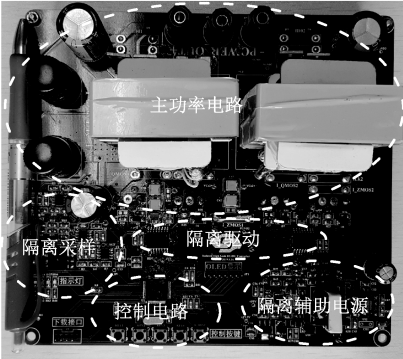


图 5 实验样机  
Fig.5 Experimental prototype

表 1 主电路参数

Tab.1 Main circuit parameters

参数	数值(型号)
输入电压 $U_{in}/\text{V}$	40~60
输出电压 $U_o/\text{V}$	380
额定功率 $P_o/\text{W}$	1000
开关频率 $f_s/\text{kHz}$	50
耦合电感匝比 $N_1/N_2$	40:20
励磁电感 $L_{m1}/L_{m2}/\mu\text{H}$	88
漏感 $L_{k1}/L_{k2}/\mu\text{H}$	5
钳位电容 $C_{a1}/C_{a2}$	4.7μF/200V
倍压电容 $C_{m1}/C_{m2}$	10μF/200V
输出滤波电容 $C_{o1}/C_{o2}$	220μF/250V
开关管 $S_1/S_{a1}/S_2/S_{a2}$	IRFP4668Pbf
二极管 $D_{o1}/D_{o2}/D_1/D_2$	MUR1560

实测电压增益曲线与理论电压增益曲线如图 6 所示,其中理论电压增益曲线是按照样机参数所计算出来。从图 6 中可以看出,实测电压增益略小于理论计算值,这是因为理论计算中忽略了二极管、开关管的导通压降,实际占空比由于死区时间的设定



而偏小,漏感测量误差等,但其电压增益曲线增长趋势基本相同,在忽略误差的范围内验证了电压增益理论分析的正确性。

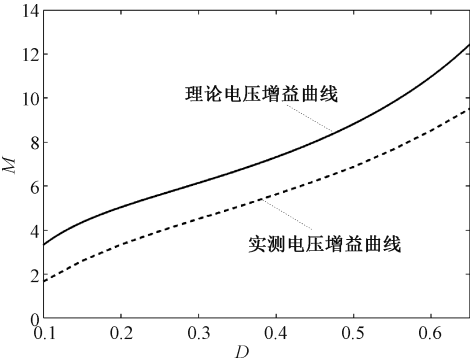


图6 实测电压增益曲线与理论电压增益曲线  
Fig.6 Measured voltage gain curve and theoretical voltage gain curve

图7为主开关管 $S_1$ 栅源极电压 $u_{GS1}$ 与输入输出电压 $U_{in}$ 、 $U_o$ 以及输出电容 $U_{Co1}$ 、 $U_{Co2}$ 波形。可以看出,当占空比为0.63左右时,该变换器完成了40V到380V的转换,避免了极限占空比的出现。由于两相的电路不可能完全相同,通过占空比的补偿,可以实现输出电容的电压均衡。

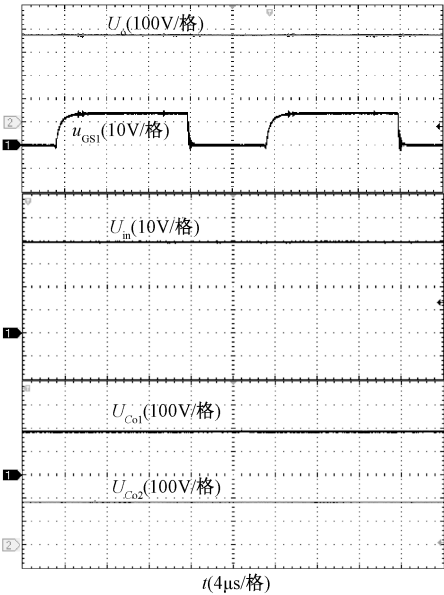


图7 主开关管 $u_{GS1}$ 、输入输出电压 $U_{in}$ 、 $U_o$ 和输出电容 $U_{Co1}$ 、 $U_{Co2}$ 的波形  
Fig.7 Waveforms of  $u_{GS1}$ 、 $U_{in}$ 、 $U_o$  and  $U_{Co1}$ 、 $U_{Co2}$

图8为主开关管 $S_1$ 和钳位开关管 $S_{a1}$ 的漏源极电压、电流的波形。可以看出,两个开关管的电压应

力与理论计算值相同且都实现了零电压开通。主开关管 $S_1$ 关断时,漏源极电压尖峰较小,说明有源钳位电路有效抑制了开关管的关断电压尖峰,漏感能量得到了吸收,提高了变换器的效率和可靠性。

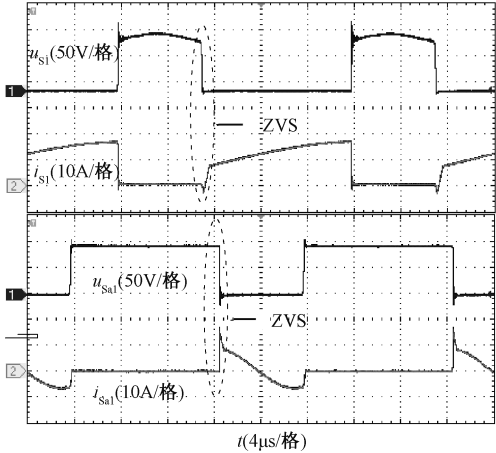


图8 开关管 $S_1$ 、 $S_{a1}$ 零电压软开关实验波形  
Fig.8 ZVS performance of switch  $S_1$ 、 $S_{a1}$

图9为二极管 $D_{o1}$ 、 $D_1$ 的电压电流波形。可以看出,二极管 $D_{o1}$ 、 $D_1$ 的电压应力与理论计算值相同且都实现了零电流开通和关断,解决了二极管的反向恢复问题。

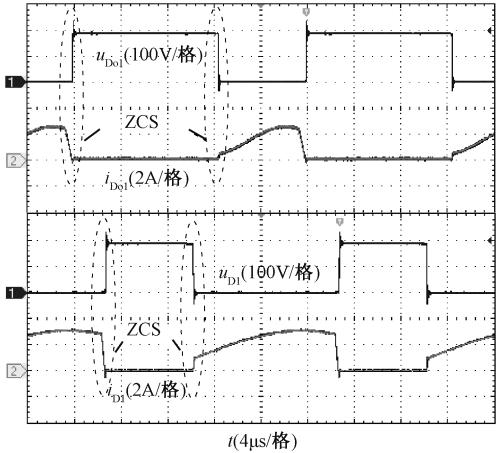


图9 二极管 $D_{o1}$ 、 $D_1$ 的电压电流波形  
Fig.9 Voltage and current waveforms of diodes  $D_{o1}$ 、 $D_1$

图10是输入电容为 $680\mu\text{F}$ ,主开关管同时导通与交错导通时输入电流纹波的波形。可以看出当输入电流为15A时,主开关管同时导通、交错导通的输入电流纹波峰峰值分别为2.4A、0.4A,输入电流纹波从16%下降到2.7%,说明了交错导通显著降低了输入电流纹波。

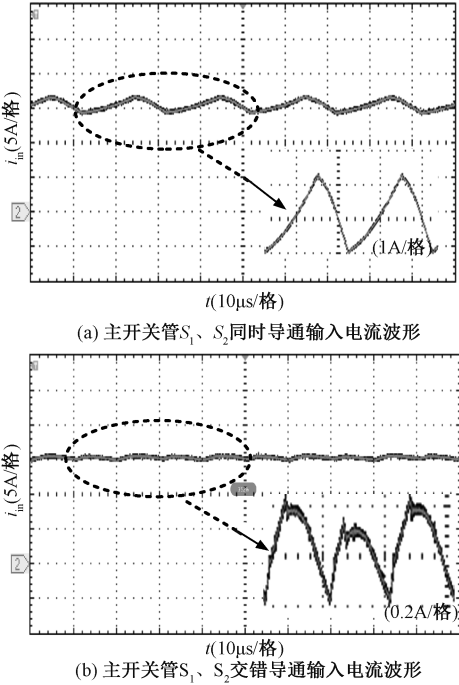


图 10 输入电流纹波  
Fig.10 Input current ripple

图 11 为变换器的效率随输出功率  $P_o$  (输入电压  $U_{in}$  分别为 40V、50V、60V, 输出电压  $U_o$  为 380V) 变化的曲线, 最大效率达到 96.8%, 满载输出 (1kW) 最大效率为 93%。

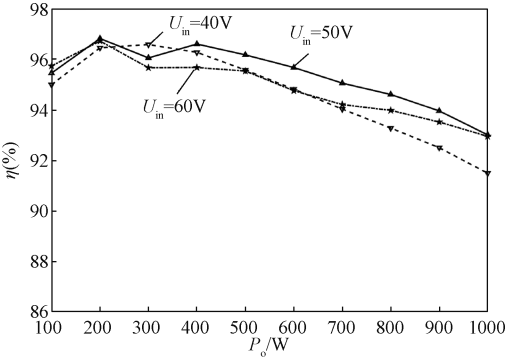


图 11 效率曲线  
Fig.11 Efficiency curve

5 结 论

提出新型软开关隔离型高增益 DC/DC 变换器, 理论分析和实验验证表明, 该变换器具有以下优点:

(1) 通过反激变换器来实现输出电压的高增益, 既满足隔离要求, 又使得整个电路简单, 从而提高了变换器的功率密度。

(2) 输入侧采用交错并联的方式并采用有源钳位电路, 一方面降低了输入电流纹波, 漏感能量得到吸收, 另一方面降低了开关管的电压电流应力, 克服了反激变换器运用在大功率场合的困难。

(3) 所有开关管实现了零电压导通, 所有二极管都实现了零电流开通和关断, 提高了变换器的效率和工作的可靠性。

(4) 输出侧增加开关电容网络, 既解决了输出二极管反向恢复问题, 又进一步提高了电压增益, 避免了耦合电感匝比过高的问题, 同时还降低了输出二极管的电压应力, 提高了变换器工作的可靠性。

基于以上优点, 该变换器适用于对变换器体积要求较高, 需要电气隔离并且电压增益高的大功率场合, 如电动汽车、家用光伏发电等新能源领域中。

参考文献 (References):

[ 1 ] Yu Dongsheng, Yang Jie, Xu Ruidong, et al. A family of module-integrated high step-up converters with dual coupled inductors [ J ]. IEEE Access, 2018, 6: 16256-16266.

[ 2 ] 杨林, 王海峰, 赵威 (Yang Lin, Wang Haifeng, Zhao Wei). 一种小型海流能独立发电系统的自供电直流变换器 (A self-powered DC/DC converter for small-scale stand alone marine current power generation system) [ J ]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2018, 37 (7): 75-83.

[ 3 ] 周哲, 王萍, 薛利坤, 等 (Zhou Zhe, Wang Ping, Xue Likun, et al.). 高增益开关电容光伏微型逆变器 (High-gain photovoltaic micro-inverter based on switched-capacitor) [ J ]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2015, 34 (6): 64-69.

[ 4 ] Andrade A M S S, Schuch L, Martins M L d S. Analysis and design of high-efficiency hybrid high step-up DC-DC converter for distributed pv generation systems [ J ]. IEEE Transactions on industrial electronics, 2019, 66 (5): 3860-3868.

[ 5 ] 袁义生, 胡盼安, 伍群芳 (Yuan Yisheng, Hu Panan, Wu Qunfang) 一种 Flyback-Boost 非隔离型高增益直流变换器 (Non-isolated Flyback-Boost converter with high gains) [ J ]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2014, 33 (11): 13-19.

[ 6 ] Saravanan S, Babu N R. Analysis and implementation of high step-up DC-DC converter for PV based grid application [ J ]. Applied Energy, 2017, 190: 64-72.

- [7] 袁义生, 梅相龙, 姬鹏远 (Yuan Yisheng, Mei Xianglong, Ji Pengyuan). 一种 Boost-LCL 谐振变换器 (A Boost-LCL resonant converter) [J]. 中国电机工程学报 (Proceedings of the CSEE), 2019, 39 (7): 2166-2175.
- [8] Yu Du, Lukic S, Jacobson B, et al. Review of high power isolated bi-directional DC-DC converters for PHEV/EV DC charging infrastructure [A]. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition [C]. Phoenix, America, 2011. 553-560.
- [9] 熊泽成, 尹强, 任晓丹, 等 (Xiong Zecheng, Yin Qiang, Ren Xiaodan, et al.). 高增益隔离 DC/DC 变换器的研究 (Research on DC/DC converter based on high voltage gain and isolated technology) [J]. 电气传动 (Electric Drive), 2017, 47 (12): 39-43.
- [10] 郝玢鑫, 程杉, 谭超 (Zhu Binxin, Cheng Shan, Tan Chao). ZVS 隔离型高增益 DC/DC 变换器 (ZVS isolated high step-up DC/DC converter) [J]. 电力自动化设备 (Electric Power Automation Equipment), 2015, 35 (5): 70-76.
- [11] Zhang Zhiguo, Zhou Lin. Analysis and design of isolated flyback voltage-multiplier converter for low voltage input and high-voltage output applications [J]. IET Power Electronics, 2013, 6 (6): 1100-1110.
- [12] 陆杨军, 邢岩, 吴红飞, 等 (Lu Yangjun, Xing Yan, Wu Hongfei, et al.). 宽电压范围双移相控制多倍压高增益软开关隔离升降压变换器 (Dual-phase-shift-controlled high step-up soft-switching isolated buck/boost converter for wide-voltage-range applications) [J]. 电工技术学报 (Transactions of China Electrotechnical Society), 2016, 31 (13): 10-17.
- [13] Wu Hongfei, Xia Tian, Zhan Xiaohai, et al. High step-up isolated resonant converter with voltage quadrupler rectifier and dual-phase-shift control [J]. IET Power Electronics, 2015, 8 (12): 2462-2470.
- [14] Kim H, Yoon C, Choi S. An improved current-fed ZVS isolated Boost converter for fuel cell applications [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25 (9): 2357-2364.
- [15] Lai Chingming, Liao Yihua. Modeling, analysis, and design of an interleaved four-phase current-fed converter with new voltage multiplier topology [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2013, 49 (1): 208-222.

## A new type of soft switch isolated DC-DC converter with high step-up

DING Jie, ZHAO Shi-wei, YIN Hua-jie

(Electric Power College, South China University of Technology, Guangzhou 510000, China)

**Abstract:** In this paper, a new type of soft switch isolated DC/DC converter with high step-up is proposed to improve the voltage gain, power density and reduce the voltage and current stress of power devices by taking advantage of the low number of flyback converter elements and switched capacitor to improve the voltage gain. Through the flyback converter input interleaved output series, the proposed type on the one hand can improve the voltage gain, on the other hand can expand the output power of the circuit, and at the same time can reduce the input current ripple. Adding voltage-doubler circuit on the output side can not only improve the voltage gain of the converter, but also solve the problem of reverse recovery of the output diode when the flyback converter works in continuous state. The active-clamp circuit is used to recover the leakage energy, suppress the voltage peak of the switch and realize the zero voltage opening of the switch. Finally, the basic working principle of the topology is analyzed, and a prototype is made with input voltage of 40-60V, output voltage of 380V and rated power of 1000W. The highest efficiency is 96.8%. The experimental results confirm the correctness of the theoretical analysis.

**Key words:** high step-up; soft switch; flyback converter; switched capacitor; active-clamp; interleaved