

基于耦合电感的低电压应力高增益软开关 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 510641)

**摘要:** 本文提出的高增益 DC-DC 变换器结合了耦合电感与开关电容对电压增益提高的优点, 进一步提高了电压增益, 既避免了耦合电感匝比过高的问题, 又降低了功率器件的电压应力。开关管开通和关断时, 耦合电感原副边绕组都有电能的输送, 提高了绕组的利用率。同时其漏感缓解了二极管反向恢复问题。通过有源钳位电路吸收并利用了漏感能量, 降低了开关管的漏感尖峰, 使得开关管实现了零电压开通, 提高了变换器的效率。最后, 分析了该变换器拓扑的基本工作原理, 推导出其增益表达式, 分析了占空比丢失的主要原因, 并制作了一台输入电压为 20~40 V, 输出电压为 380 V, 额定功率为 300 W 的实验样机。实测该样机最高效率为 97.4%, 实验结果证实了理论分析的正确性。

**关键词:** 耦合电感; 开关电容; 高增益; 低电压应力; 软开关

**DOI:** 10.12067/ATEEE2005007

**文章编号:** 1003-3076(2020)10-0020-09

**中图分类号:** TM46

1 引言

高增益 DC-DC 升压变换器在国内外各种工业应用中发挥着越来越重要的作用, 如分布式光伏发电系统、车载电源、燃料电池能量转换等<sup>[1-4]</sup>。毫无疑问, 传统 Boost 变换器是应用最广泛的非隔离升压变换器。理想情况下, Boost 变换器可以实现高电压增益转换。然而, 由于 Boost 变换器的非理想性及其固有电阻, 很难实现较高的电压增益, 且占空比越大, 开关管的损耗越大, 效率低下。此外, 功率器件的电压应力较高, 降低了工作的可靠性。

针对上述问题, 学者们提出了许多实现电压高增益转换的方法<sup>[5-18]</sup>。①变换器的级联; ②交错并联; ③开关电容、开关电感网络; ④耦合电感。文献[5-7]提出二次型与耦合电感结合的高增益变换器, 虽然能够实现电压高增益变换, 但是输入端的低压大电流会导致前级二极管的导通损耗偏高, 降低了变换器的效率; 前级二极管存在严重的反向恢复问题, 且开关管的电压应力相对较大, 降低了变换器的可靠性。文献[8-10]提出了基于开关电容、开关电感网络的高增益变换器。这种方法提高电压增益的

能力有限, 因此需要更多的元器件才能获得较高的电压增益, 功率密度和效率低下, 且开关电容存在电流尖峰, 这会导致 EMI 方面的问题。文献[11-13]采用交错并联的方法来提高电压增益。其中文献[11]将两个隔离型变换器的输入端并联, 输出电容串联, 输出电压为串联电容电压的总和。文献[12, 13]将交错并联与开关电容网络相结合, 进一步提高了电压增益。但交错并联需要磁性元件和功率器件较多, 一般应用在大功率场合。文献[14-18]提出了基于耦合电感与开关电容的高增益变换器。

文献[14]将开关电容主要集成在耦合电感的原边, 由于没有匝比的参与, 对输出电压提高的程度不高; 文献[15]在 Z-Source 变换器的基础上集成耦合电感, 但耦合电感的绕组数较多, 导致体积较大, 损耗增加, 同时, 高增益应用场景的低压大电流使得输入端的二极管导通损耗较大, 降低了变换器的效率; 文献[16]提出了如图 1 所示的一种带有泵升电容的耦合电感变换器, 泵升电容只是将输入电压增加到输出端, 因此对电压增益提高的程度有限, 且当开关 S 闭合时, 输入电源直接与泵升电容  $C_1$  接通, 导致主开关 S 存在电流尖峰, 降低了变换器的可靠

收稿日期: 2020-05-09

作者简介: 丁 杰(1993-), 男, 湖北籍, 硕士研究生, 主要从事直流微电网及高增益 DC-DC 变换器的研究;  
赵世伟(1977-), 男, 湖南籍, 副教授, 博士, 主要从事电机控制及直流微电网的研究。

性;文献[17]将钳位电容与倍压电容串联作为输出电压,电容串联一方面会导致 ESR 增加,另一方面又会使得电容的总容量降低,进而增加了输出电压纹波。文献[18]是在 Sepic 变换器基础上集成耦电感,虽然能够实现较低的输入电流纹波,但增加的输入电感会带来额外的损耗,且变换器的功率密度也有所降低。

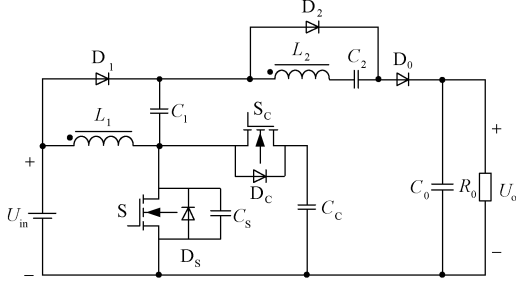


图1 文献[16]提出的变换器

Fig.1 Converter proposed in reference [16]

本文在图1所示变换器拓扑的基础上,提出了一种新型的基于耦合电感的低电压应力高增益软开关 DC-DC 变换器,如图2所示。将原有的泵升电容单元(二极管 \$D\_1\$、电容 \$C\_1\$)替换成图2所示的 \$D\_2\$、\$C\_{m2}\$,再在副边绕组上集成开关电容单元(二极管 \$D\_{m3}\$、电容 \$C\_{m3}\$)来进一步提高电压增益,降低功率器件的电压应力。因此,可以采用低电压等级,低导通电阻的开关管来提高变换器的工作效率。并且所有二极管都是零电流开通和关断,不存在反向恢复问题,提高了变换器的可靠性。

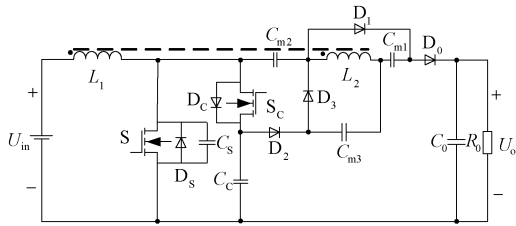


图2 本文所提变换器

Fig.2 Converter mentioned in this paper

## 2 工作原理

图3为所提基于耦合电感的低电压应力高增益软开关 DC-DC 变换器的等效电路,将耦合电感等效成变比为 \$n\_1:n\_2\$ 的理想变压器与励磁电感 \$L\_m\$ 并联再与原边及副边折算到原边漏感之和 \$L\_k\$ 串联。

根据图3等效电路分析其工作原理,为了分析的方便性,作以下假设:

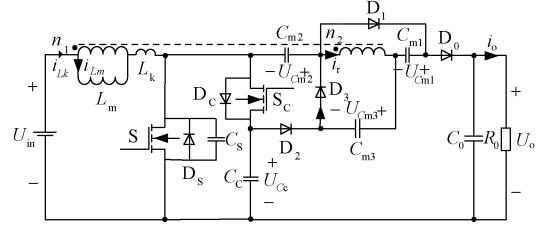


图3 所提拓扑的等效电路

Fig.3 Equivalent circuit of proposed topology

(1)所有元器件均为理想器件,不考虑寄生参数影响。

(2)电容容量很大以至于其电压纹波可以忽略不计。

(3)励磁电感 \$L\_m\$ 很大,励磁电流 \$i\_{Lm}\$ 连续。

该变换器在一个开关周期 \$T\_s\$ 内共有 8 个开关模式,主要工作波形如图4所示,各个模式的等效通路如图5所示,主要工作过程如下所述。

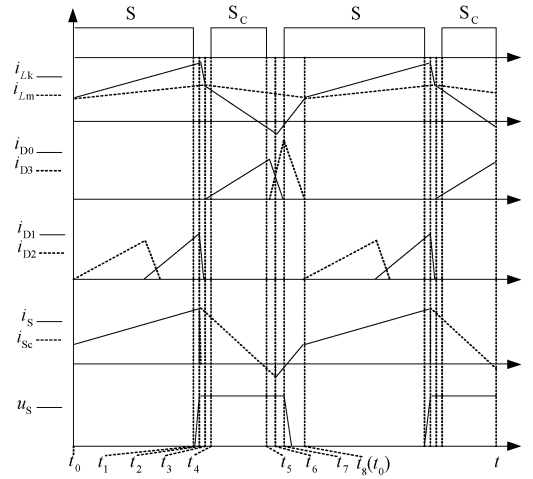


图4 变换器的主要工作波形

Fig.4 Main operating waveforms of converter

开关模式 I \$[t\_0, t\_1]\$ :如图5(a)所示,主开关管 \$S\$、二极管 \$D\_1\$、\$D\_2\$ 导通,钳位开关管 \$S\_c\$、二极管 \$D\_0\$、\$D\_3\$ 关断。此开关模式下,励磁电流 \$i\_{Lm}\$ 和漏感电流 \$i\_{Lk}\$ 在输入电压 \$U\_{in}\$ 的作用下线性上升,耦合电感副边绕组由于变压器效应给电容 \$C\_{m1}\$ 充电,同时电容 \$C\_c\$ 和 \$C\_{m3}\$ 串联通过副边绕组给 \$C\_{m2}\$ 充电。\$t\_1\$ 时刻,关断 \$S\$,进入下一开关模式。

$$i_{Lk}(t) = i_{Lk}(t_0) + \frac{NU_{in} - U_{Cm1}}{NL_k}(t - t_0) \quad (1)$$

$$i_{Lm}(t) = i_{Lm}(t_0) + \frac{U_{in}}{L_m}(t - t_0) \quad (2)$$

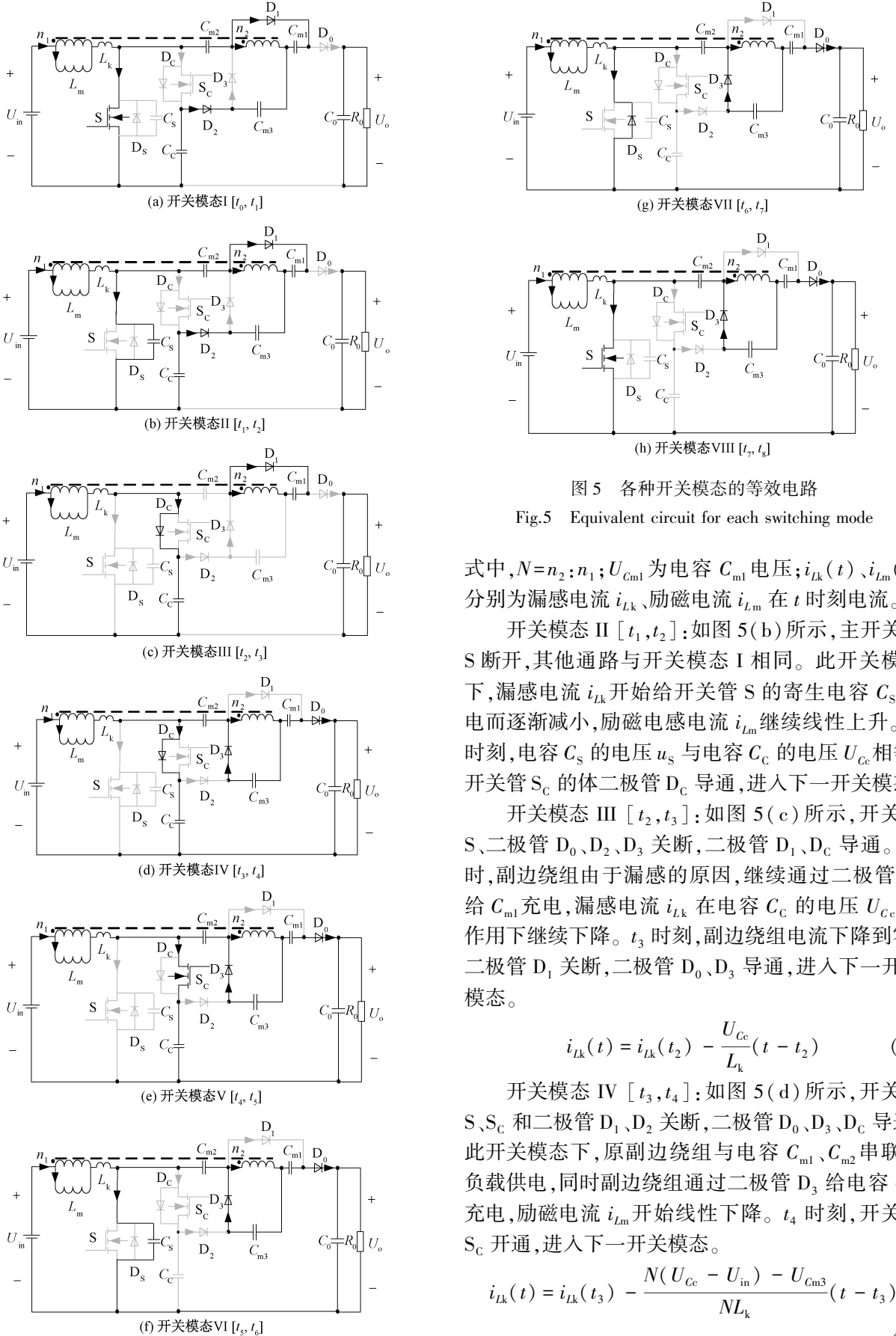


图5 各种开关模式的等效电路

Fig.5 Equivalent circuit for each switching mode

式中,  $N=n_2:n_1$ ;  $U_{Cm1}$  为电容  $C_{m1}$  电压;  $i_{Lk}(t)$ 、 $i_{Lm}(t)$  分别为漏感电流  $i_{Lk}$ 、励磁电流  $i_{Lm}$  在  $t$  时刻电流。

开关模式 II  $[t_1, t_2]$ : 如图 5(b) 所示, 主开关管  $S$  断开, 其他通路与开关模式 I 相同。此开关模式下, 漏感电流  $i_{Lk}$  开始给开关管  $S$  的寄生电容  $C_s$  充电而逐渐减小, 励磁电感电流  $i_{Lm}$  继续线性上升。  $t_2$  时刻, 电容  $C_s$  的电压  $u_s$  与电容  $C_c$  的电压  $U_{Cc}$  相等, 开关管  $S_c$  的体二极管  $D_c$  导通, 进入下一开关模式。

开关模式 III  $[t_2, t_3]$ : 如图 5(c) 所示, 开关管  $S$ 、二极管  $D_0$ 、 $D_2$ 、 $D_3$  关断, 二极管  $D_1$ 、 $D_c$  导通。此时, 副边绕组由于漏感的原因, 继续通过二极管  $D_1$  给  $C_{m1}$  充电, 漏感电流  $i_{Lk}$  在电容  $C_c$  的电压  $U_{Cc}$  的作用下继续下降。  $t_3$  时刻, 副边绕组电流下降到零, 二极管  $D_1$  关断, 二极管  $D_0$ 、 $D_3$  导通, 进入下一开关模式。

$$i_{Lk}(t) = i_{Lk}(t_2) - \frac{U_{Cc}}{L_k}(t - t_2) \quad (3)$$

开关模式 IV  $[t_3, t_4]$ : 如图 5(d) 所示, 开关管  $S$ 、 $S_c$  和二极管  $D_1$ 、 $D_2$  关断, 二极管  $D_0$ 、 $D_3$ 、 $D_c$  导通。此开关模式下, 原副边绕组与电容  $C_{m1}$ 、 $C_{m2}$  串联给负载供电, 同时副边绕组通过二极管  $D_3$  给电容  $C_{m3}$  充电, 励磁电流  $i_{Lm}$  开始线性下降。  $t_4$  时刻, 开关管  $S_c$  开通, 进入下一开关模式。

$$i_{Lk}(t) = i_{Lk}(t_3) - \frac{N(U_{Cc} - U_{in}) - U_{Cm3}}{NL_k}(t - t_3) \quad (4)$$

$$i_{Lm}(t) = i_{Lm}(t_3) - \frac{U_{Cm3}}{NL_m}(t - t_3) \quad (5)$$

式中,  $U_{Cm3}$  为电容  $C_{m3}$  的电压。

开关模式 V [ $t_4, t_5$ ]: 如图 5(e) 所示, 开关管  $S_c$  导通, 其他通路与开关模式 IV 相同。此时, 漏感电流继续下降至反向。 $t_4$  时刻由于  $S_c$  的体二极管  $D_c$  已经导通, 将  $S_c$  的电压钳位到零, 因此  $S_c$  实现了零电压开通。 $t_5$  时刻, 关断  $S_c$ , 进入下一开关模式。

开关模式 VI [ $t_5, t_6$ ]: 如图 5(f) 所示, 开关管  $S$ 、 $S_c$  和二极管  $D_1$ 、 $D_2$  关断, 二极管  $D_0$ 、 $D_3$  导通。此开关模式下, 漏感电流  $i_{Lk}$  开始抽取  $C_s$  的电荷。 $t_6$  时刻, 电容  $C_s$  的电压  $u_s$  减小到零, 二极管  $D_s$  开始导通, 进入下一开关模式。

$$u_s(t) = U_{Cc} - \frac{i_{Lk}(t_5)}{C_s}(t - t_5) \quad (6)$$

$$t_{65} = t_6 - t_5 = \frac{C_s U_{Cc}}{i_{Lk}(t_5)} \quad (7)$$

开关模式 VII [ $t_6, t_7$ ]: 如图 5(g) 所示, 开关管  $S$  的体二极管  $D_s$  导通, 其他通路与开关模式 VI 相同。二极管  $D_s$  导通, 将开关管  $S$  两端的电压钳位到零, 为  $S$  的零电压开通创造条件。 $t_7$  时刻, 开关管  $S$  导通, 进入下一开关模式。

$$i_{Lk}(t) = i_{Lk}(t_6) + \frac{U_{Cm3} + NU_{in}}{NL_k}(t - t_6) \quad (8)$$

开关模式 VIII [ $t_7, t_8$ ]: 如图 5(h) 所示, 开关管  $S$  导通, 其体二极管  $D_s$  关断, 其他通路与开关模式 VII 相同, 且此开关模式与开关模式 VII 工作状态完全相同,  $t_8(t_0)$  时刻, 副边绕组电流  $i_r$  下降到零, 二极管  $D_0$ 、 $D_3$  关断, 二极管  $D_1$ 、 $D_2$  导通, 进入下一开关模式。

### 3 性能分析

#### 3.1 电压增益 $M$

为了分析的方便性, 忽略开关模式 II、III、VI、IV、VII、VIII 这六个短暂的过程。则忽略后一个开关周期  $T_s$  内只有 I、V 这两个开关模式。

当变换器工作在开关模式 I 时, 励磁电感电压  $u_{Lm\text{-charge}}$  和副边绕组电压  $u_{r\text{-charge}}$  分别为:

$$u_{Lm\text{-charge}} = U_{in} \quad (9)$$

$$u_{r\text{-charge}} = Nu_{Lm\text{-charge}} = U_{Cm2} - U_{Cm3} - U_{Cc} = U_{Cm1} \quad (10)$$

式中,  $U_{Cm2}$  为电容  $C_{m2}$  的电压。

当变换器工作在开关模式 V 时, 励磁电感电压

$u_{Lm\text{-discharge}}$  和副边绕组电压  $u_{r\text{-discharge}}$  分别为:

$$u_{Lm\text{-discharge}} = U_{in} - U_{Cc} \quad (11)$$

$$u_{r\text{-discharge}} = Nu_{Lm\text{-discharge}} = U_{Cc} + U_{Cm1} + U_{Cm2} - U_o = -U_{Cm3} \quad (12)$$

式中,  $U_o$  为输出电压。

根据励磁电感的伏秒平衡可知:

$$Du_{Lm\text{-charge}} + (1 - D)u_{Lm\text{-discharge}} = 0 \quad (13)$$

式中,  $D$  为主开关管  $S$  驱动信号的占空比。

由式(9)~式(13)可得:

$$U_{Cc} = U_{in}/(1 - D) \quad (14)$$

$$U_{Cm1} = NU_{in} \quad (15)$$

$$U_{Cm2} = (1 + N)U_{in}/(1 - D) \quad (16)$$

$$U_{Cm3} = NDU_{in}/(1 - D) \quad (17)$$

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

#### 3.2 占空比丢失分析

式(18)所示的输出电压增益表达式并没有考虑漏感导致的占空比丢失, 因此上述计算的电压增益偏大。考虑漏感后, 变换器的电压增益的推导过程如下。

根据电容  $C_{m1}$ 、 $C_{m2}$ 、 $C_{m3}$  的电荷守恒, 可知, 该变换器一个开关周期中流过二极管  $D_0$ 、 $D_1$ 、 $D_2$ 、 $D_3$  的平均电流相等。

当主开关管  $S$  断开时, 副边绕组的电流峰值  $i_{r\text{peak-discharge}}$  为:

$$i_{r\text{peak-discharge}} = (i_{D0} + i_{D3})_{\text{peak}} = 4I_o/(1 - D) \quad (19)$$

在此开关模式下漏感  $L_k$  的电压  $u_{Lk\text{-discharge}}$  为:

$$u_{Lk\text{-discharge}} = L_k \frac{Ni_{r\text{peak-discharge}}f_s}{1 - D} = \frac{4NL_k I_o f_s}{(1 - D)^2} \quad (20)$$

式中,  $f_s$  为开关频率;  $I_o$  为输出电流的平均值。

此过程输出电压的表达式为:

$$U_o = U_{Cc} + U_{Cm1} + U_{Cm2} + N(U_{Cc} - U_{in} - u_{Lk\text{-discharge}}) \quad (21)$$

当主开关管  $S$  闭合时, 副边绕组的电流峰值  $i_{r\text{peak-charge}}$  为:

$$i_{r\text{peak-charge}} = (i_{D1} + i_{D2})_{\text{peak}} = 4I_o/D \quad (22)$$

在此开关模式下漏感  $L_k$  的电压  $u_{Lk\text{-charge}}$  和  $C_{m1}$  的电压  $U_{Cm1}$  分别为:

$$U_{Lk\text{-charge}} = L_k \frac{Ni_{r\text{peak-charge}}f_s}{D} = \frac{4NL_k I_o f_s}{D^2} \quad (23)$$

$$U_{Cm1} = N(U_{in} - u_{Lk\text{-charge}}) \quad (24)$$

联立式(13)、式(19)~式(24)得电压增益  $M$  为:

$$M = \frac{U_o}{U_{in}} = \frac{2(1+N)}{1-D} \cdot \frac{1}{1+4N^2k_m(1/D^2+1/(1-D)^2)} \quad (25)$$

式中,  $k_m=L_kf_s/R_0$ , 其中  $R_0$  为输出电阻负载。

图 6 为  $N=2.3, R_0=500\ \Omega, f_s=50\ \text{kHz}$ , 不同漏感时电压增益随占空比的变化曲线。由图 6 可知, 漏感  $L_k$  越大, 占空比丢失越严重, 且当占空比达到一定的程度, 电压增益随占空比  $D$  的增加而减小。因此在设计变换器时, 最大占空比  $D$  不应该超过转折点对应的占空比, 耦合电感的匝比设计应考虑占空比丢失问题。

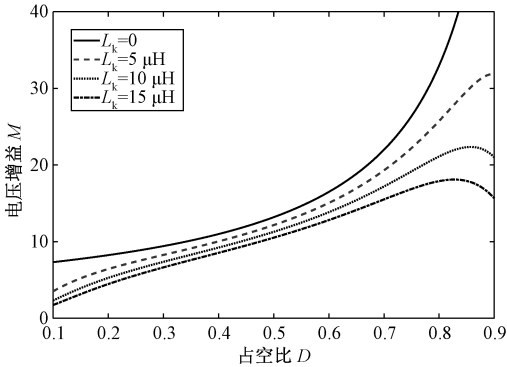


图 6 变换器的电压增益曲线

Fig.6 Voltage gain curves of converter

3.3 元器件电压应力

主开关管 S 和钳位开关管  $S_c$  的电压应力为:

$$U_{S,S_c\text{-stress}} = \frac{U_{in}}{1-D} = \frac{U_o}{2(1+N)} \quad (26)$$

二极管  $D_0、D_2$  的电压应力为:

$$U_{D_0,D_2\text{-stress}} = \frac{(1+N)U_{in}}{1-D} = \frac{U_o}{2} \quad (27)$$

二极管  $D_1、D_3$  的电压应力为:

$$U_{D_1,D_3\text{-stress}} = \frac{NU_{in}}{1-D} = \frac{NU_o}{2(1+N)} \quad (28)$$

由式(26)~式(28)可知, 所有功率器件都小于输出电压  $U_o$ , 特别是主开关管和钳位开关管更是远远小于输出电压  $U_o$ , 可采用低耐压值高性能的开关管来提高变换器的效率与可靠性。由于元器件电压应力与耦合电感匝比有关, 因此在设计耦合电感匝比时还应考虑元器件电压应力是否在允许的范围内。

3.4 软开关条件

钳位开关管  $S_c$  零电压导通的条件为: 驱动信号的死区时间大于体二极管导通的时间且要小于漏感

电流从最大值下降到零的时间。主开关管 S 零电压导通的条件为: 当钳位开关管  $S_c$  断开时, 漏感  $L_k$  储存的能量大于开关 S 的结电容  $C_s$  中的储能, 即要满足式(29), 两个开关管的死区时间  $t_{\text{dead}}$  要大于  $C_s$  放电的时间且小于漏感电流下降到零的时间, 即要满足式(30)。

$$L_k i_{Lk}^2(t_5) > C_s U_{Cc}^2 \quad (29)$$

$$\frac{C_s U_{Cc}}{i_{Lk}(t_5)} = t_{65} < t_{\text{dead}} < t_{65} + \Delta t_0 \quad (30)$$

式中,  $t_{\text{dead}}$  为两个开关管驱动信号的死区时间;  $\Delta t_0$  为漏感电流  $i_{Lk}(t_6)$  下降到零所用的时间, 由式(8)可知:

$$\Delta t_0 = \frac{-NL_k i_{Lk}(t_6)}{U_{Cm3} + NU_{in}} \quad (31)$$

3.5 变换器性能对比

表 1 为本文所提变换器与文献[16]、文献[17]所提变换器的性能对比分析, 其中  $U_{S\text{-stress}}、U_{D0\text{-stress}}$  分别为开关管和输出二极管的电压应力。由表 1 可知, 相对于文献[16]提出的变换器, 本文所提变换器多使用一个二极管, 但电压增益远远高于文献[16]提出的变换器, 开关管和输出二极管的电压应力也要远远低于文献[16]提出的变换器。所提变换器与文献[17]提出的变换器使用的器件个数相同, 但本文所提变换器电压增益更高, 开关管的电压应力更低。

表 1 变换器工作特性对比分析

Tab.1 Comparative analysis of operating characteristics of converters

变量名称	文献[16]提出的变换器	文献[17]提出的变换器	本文提出的变换器
开关管数量	2	2	2
二极管数量	3	4	4
电压增益 $M$	$\frac{2+N-D}{1-D}$	$\frac{2+N}{1-D}$	$\frac{2+2N}{1-D}$
$U_{S\text{-stress}}$	$\frac{U_o}{2+N-D}$	$\frac{U_o}{2+N}$	$\frac{U_o}{2(N+1)}$
$U_{D0\text{-stress}}$	$\frac{(1+N)U_o}{2+N-D}$	$\frac{NU_o}{2+N}$	$\frac{U_o}{2}$

4 实验结果分析

为了验证理论分析的正确性, 搭建了一台如图 7 所示的 300 W 样机, 主电路参数如表 2 所示。以下所测得的波形实验条件为: 输入电压  $U_{in}=20\ \text{V}$ , 输出电压  $U_o=380\ \text{V}$ , 负载  $R_0$  为  $500\ \Omega$ 。



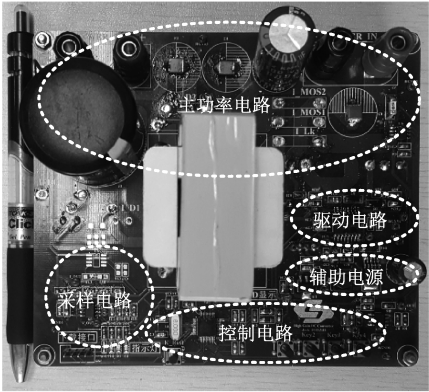


图 7 实验样机

Fig.7 Experimental prototype

表 2 主电路参数

Tab.2 Main circuit parameters

变量	数值(型号)
输入电压 $U_{in}/V$	20~40
输出电压 $U_o/V$	380
额定功率 $P_o/W$	300
开关频率 $f_s/kHz$	50
耦合电感匝比 $N(n_2:n_1)$	46:20
励磁电感 $L_m/\mu H$	100
漏感 $L_k/\mu H$	5
电容 $C_C, C_{m1}, C_{m2}, C_{m3}$	10 $\mu F$ /200 V
输出滤波电容 $C_o$	680 $\mu F$ /450 V
开关管 $S, S_c$	IRFP4668Pbf
二极管 $D_0, D_1, D_2, D_3$	MUR1560

图 8 为主开关管 S 的驱动电压  $u_{gs}$  与耦合电感原副边电流  $i_{Lk}$ 、 $i_r$  的电流波形,由图 8 可以看出,漏感电流  $i_{Lk}$  与理论分析的波形基本一致,说明了理论分析的正确性。图 9 为输入输出电压  $U_{in}$ 、 $U_o$  以及驱动电压  $u_{gs}$  的波形,由图 9 可知,当占空比约为

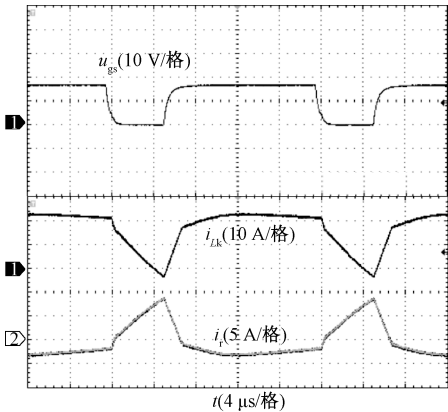


图 8 开关管驱动  $u_{gs}$  与耦合电感原副边电流  $i_{Lk}$ 、 $i_r$  波形

Fig.8 Switch drive  $u_{gs}$  and  $i_{Lk}$ ,  $i_r$  waveforms

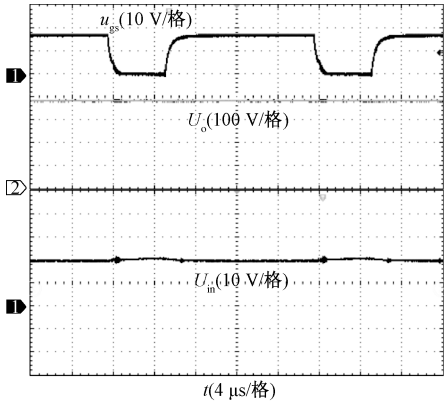
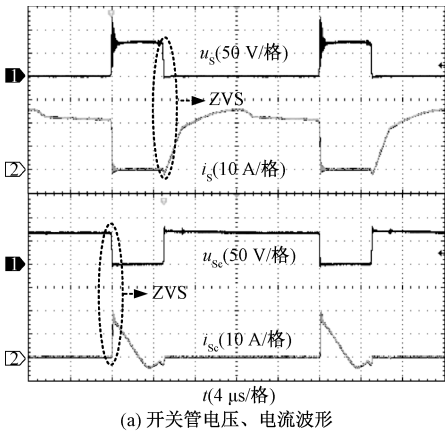


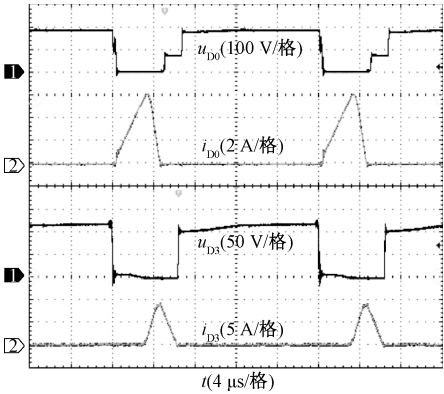
图 9 输入输出电压  $U_{in}$ 、 $U_o$  和开关管驱动  $u_{gs}$  波形

Fig.9 Switch drive  $u_{gs}$  and  $U_{in}$ ,  $U_o$  waveforms

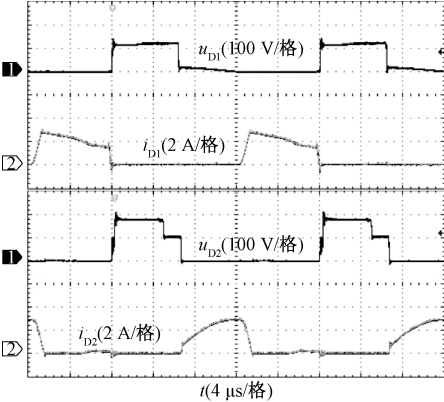
0.75 时,完成了 20V 到 380V 的高增益转换,避免了极限占空比的出现。图 10 为开关管  $S, S_c$  和二极管  $D_0, D_1, D_2, D_3$  的电压、电流波形。从图 10(a) 可以看出,主开关 S 导通前,电流反向流过体二极管,将开关 S 的电压钳位到零,然后开关 S 导通,即实现了零电压开通;由于驱动信号死区时间的原因,当开关 S 断开时,漏感电流会先通过钳位开关  $S_c$  的体二极管,接着开关  $S_c$  导通,也实现了零电压开通。开关管  $S, S_c$  的电压应力较低,且都实现了零电压开通的软开关,说明有源钳位电路有效地吸收并利用了漏感能量。从图 10(b)、图 10(c) 可以看出,二极管  $D_0, D_1, D_2, D_3$  的电压应力与理论计算值相同,且都是零电流开通和关断,不存在反向恢复问题。图 11 为电容  $C_{m1}, C_{m2}, C_{m3}, C_C$  的电压波形,其大小与理论计算值基本相同,由于电容的容量有限,电压会有较小的波动,但并不影响变换器的正常运行。



(a) 开关管电压、电流波形



(b) 二极管 $D_0$ 、 $D_3$ 的电压、电流波形



(c) 二极管 $D_1$ 、 $D_2$ 的电压、电流波形

图 10 功率器件电压、电流波形

Fig.10 Power device voltage, current waveforms

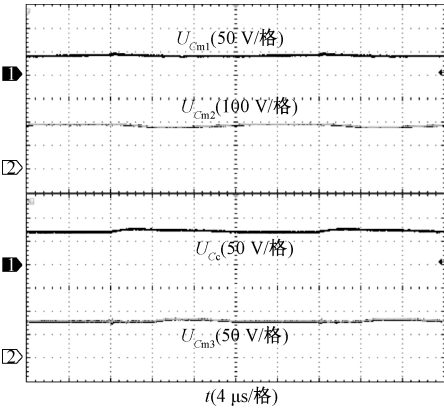


图 11 电容 $C_{m1}$ 、 $C_{m2}$ 、 $C_{m3}$ 、 $C_c$ 的电压波形

Fig.11 Voltage waveforms of capacitors  $C_{m1}$ ,  $C_{m2}$ ,  $C_{m3}$ ,  $C_c$

图 12 为理论电压增益曲线和实测电压增益曲线,其中实测电压增益曲线是按照实际的电路参数并且考虑漏感计算而来。由图 12 可知,理论计算出的电压增益略高于实测电压增益,这是因为理论计算的电压增益表达式没有考虑元器件的导通电阻,因此计算结果偏高。

图 13 给出了输入电压  $U_{in}$  分别为 20 V、30 V、40

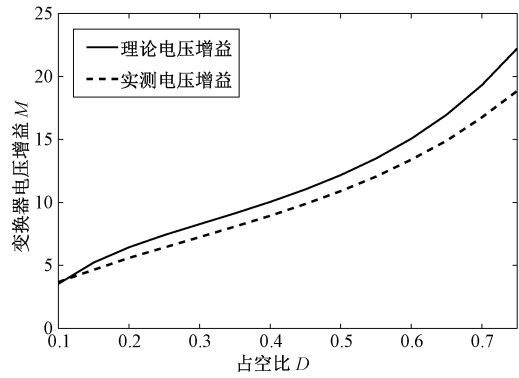


图 12 实测电压增益曲线与理论电压增益曲线

Fig.12 Measured voltage gain curve and theoretical voltage gain curve

V 时的效率曲线,由图 13 可知,当输出功率  $P_o = 80$  W,输入电压  $U_{in} = 30$  V 时效率最大,为 97.4%,满载 (300 W) 时,最高效率为 95.5%。

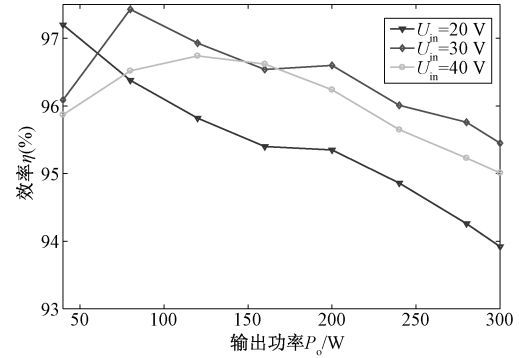


图 13 效率曲线

Fig.13 Efficiency curve

5 结论

提出了基于耦合电感的低电压应力高增益软开关 DC-DC 变换器,分析了该变换器的工作原理、性能特点,并做了实验验证。结果表明,本文提出的变换器具有以下优点:

- (1) 采用了耦合电感和开关电容的结构,实现了电压的高增益转换,并且可以通过调节耦合电感匝数比来控制电压增益。
- (2) 变换器具有更高的增益,在相同电压增益的条件下,能够使耦合电感匝比和占空比更小,从而进一步降低功率器件的电压应力,可采用低电压应力、低导通电阻的开关管来降低导通损耗和成本,提高变换器效率。
- (3) 主开关管 S 导通和关断期间,耦合电感原副边绕组均有能量转化,绕组利用率得到提高,可以

使用更小的磁心骨架完成变换器的设计,提高了变换器的功率密度。

(4)通过有源钳位电路,所有开关管实现了零电压开通;由于漏感的作用,所有二极管实现了零电流开通和关断,反向恢复问题得到抑制,提高了变换器工作的可靠性。

## 参考文献 (References):

- [1] Akhlaghi B, Molavi N, Fekri M, et al. High step-up interleaved ZVT converter with low voltage stress and automatic current sharing [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65 (1): 291-299.
- [2] Spiazzi G, Biadene D, Marconi S, et al. Nonisolated high-step-up DC-DC converter with minimum switch voltage stress [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34 (2): 1470-1480.
- [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] Maalandish M, Hosseini S H, Jalilzadeh T, et al. High step-up DC-DC converter using one switch and lower losses for photovoltaic applications [J]. IET Power Electronics, 2018, 11 (13): 2081-2092.
- [5] Li F, Liu H C. A cascaded coupled inductor-reverse high step-up converter integrating three-winding coupled inductor and diode-capacitor technique [J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2017, 13 (3): 1121-1130.
- [6] 吴琨, 钱挺 (Wu Kun, Qian Ting). 一种带三绕组耦合电感的级联型高增益功率变换器 (A cascaded high step-up DC-DC converter with three-winding coupled inductor) [J]. 电工技术学报 (Transactions of China Electrotechnical Society), 2017, 32 (20): 124-132.
- [7] Lee S, Do H. Quadratic boost DC-DC converter with high voltage gain and reduced voltage stresses [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34 (3): 2397-2404.
- [8] 丁杰, 赵世伟, 文楚强 (Ding Jie, Zhao Shiwei, Wen Chuqiang). 单开关低电压应力的高增益 Boost 变换器 (High step-up low-voltage stress boost converter with single-switch) [J]. 电子技术应用 (Application of Electronic Technique), 2019, 45 (12): 125-128.
- [9] 王挺, 汤雨, 何耀华, 等 (Wang Ting, Tang Yu, He Yaohua, et al.). 多单元开关电感/开关电容有源网络变换 (Multicell switched-inductor/switched-capacitor active-network converter) [J]. 中国电机工程学报 (Proceedings of the CSEE), 2014, 34 (6): 832-838.
- [10] Salvador M A, Lazzarin T B, Coelho R F. High step-up DC-DC converter with active switched-inductor and passive switched-capacitor networks [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65 (7): 5644-5654.
- [11] 丁杰, 赵世伟, 尹华杰 (Ding Jie, Zhao Shiwei, Yin Huajie). 新型软开关隔离型高增益 DC-DC 变换器 (A new type of soft switch isolated DC-DC converter with high step-up) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2020, 39 (6): 18-25.
- [12] Pan C T, Chuang C F, Chu C C. A novel transformer-less adaptable voltage quadrupler DC converter with low switch voltage stress [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29 (9): 4787-4796.
- [13] Zhou L W, Zhu B X, Luo Q M, et al. Interleaved non-isolated high step-up DC/DC converter based on the diode-capacitor multiplier [J]. IET Power Electronics, 2014, 7 (2): 390-397.
- [14] 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.
- [15] Poorali B, Jazi H M, Adib E. Improved high step-up Z-source DC-DC converter with single core and ZVT operation [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33 (11): 9647-9655.
- [16] 屈克庆, 冯苗苗, 赵晋斌 (Qu Keqing, Feng Miaomiao, Zhao Jinbin). 基于耦合电感的新型高增益软开关直流变换器 (A novel high gain soft-switching DC-DC converter based on coupled inductor) [J]. 电机与控制学报 (Electric Machines and Control), 2017, 21 (8): 25-32.
- [17] 林雪凤, 许建平, 周翔 (Lin Xuefeng, Xu Jianping, Zhou Xiang). 谐振软开关耦合电感高增益 DC-DC 变换器 (Soft-switched high step-up DC-DC converter with coupled inductor of resonance) [J]. 电工技术学报 (Transactions of China Electrotechnical Society), 2019, 34 (4): 747-755.
- [18] Ardi H, Ajami A. Study on a high voltage gain SEPIC-based DC-DC converter with continuous input current for sustainable energy applications [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33 (12): 10403-10409.



Soft switching DC-DC converter with low voltage stress and high voltage gain based on coupled inductor

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

(School of Electric Power Engineering, South China University of Technology, Guangzhou 510641, China)

**Abstract:** This paper combines the advantages of coupled inductor and switched capacitor to improve voltage gain, and proposes a high step-up DC-DC converter, which further improves voltage gain and reduces voltage stress of power devices. When the switch is on or off, both the primary and secondary winding of the coupled inductor are transmitting of electric energy, which improves the utilization rate of the winding and the leakage inductor alleviates the diode reverse recovery problem. The active-clamp circuit absorbs and uses the leakage inductor energy, reduces the leakage inductor peak of the switch, makes all switch realize zero voltage switching, and improves the efficiency of the converter. Finally, the basic operating principle of the converter topology is analyzed, its gain expression is deduced, the main reason of duty cycle loss is analyzed, and an experimental prototype with input voltage of 20V ~ 40V, output voltage of 380V and rated power of 300W is made. The highest efficiency of the prototype is 97.4%, and the experimental results confirm the correctness of the theoretical analysis.

**Key words:** coupled inductor; switched capacitor; high step-up; low voltage stress; soft switching