

变结构有源钳位正激变换器

张绪¹, 嵇保健^{1,2}, 李俊¹

(1. 南京工业大学 电气工程与控制科学学院, 江苏 南京 211816;

2. 南京理工大学 自动化学院, 江苏 南京 210094)

摘要:提出一种变结构有源钳位正激变换器,通过在有源钳位正激变换器副边增加一个整流二极管和一个高频开关管得到。变匝比结构的引入,使变换器可以根据输入电压大小调整原、副边匝比,降低副边功率器件应力,拓宽输入电压范围;有源钳位技术实现原边主、辅开关管的零电压开关(ZVS),减小原边开关管损耗;匝比的反复变换,使得变压器副边可以输出为0,1,2三个电平,优化电感电流纹波,从而降低滤波电感大小。对该拓扑的工作模态进行详细分析,并搭建实验平台,给出实验波形。

关键词:变匝比;有源钳位;宽输入电压范围;零电压开关;三电平

中图分类号:TM46 **文献标识码:**A **DOI:**10.19457/j.1001-2095.dqed20988

Active-clamp Forward Converter with Variable Structure

ZHANG Xu¹, JI Baojian^{1,2}, LI Jun¹

(1. College of Electrical Engineering and Control Science, Nanjing Tech University, Nanjing 211816,

Jiangsu, China; 2. College of Automation, Nanjing University of Science and Technology, Nanjing 210094, Jiangsu, China)

Abstract: A variable structure active clamp forward converter was presented. A rectifier diode and a high frequency switch were added to the secondary side of the active clamp forward converter. With the introduction of the structure of variable turn ratio, the converter could adjust the original and minor turns ratio according to the input voltage, reduced the stress of the minor power device, and widen the input voltage range. Active clamping technology had realized ZVS (zero-voltage switching) between primary and auxiliary switching, which reduced the switching loss of primary switching. The repeated transformation of turns ratio made the transformer side output to 0, 1, and 2 levels, which optimized the inductance current ripple and reduced the size of the filter inductance. The working mode of the topology was analyzed in detail, the experimental platform was built, and the experimental waveforms were given.

Key words: variable turns ratio; active-clamp; wide input voltage range; zero-voltage switching(ZVS); three-level

随着光伏、风能等可再生能源发电的普及,人们对电能变换的效率、质量要求也越来越高,环境变化对可再生能源发电影响较大,发电电压容易随着环境的波动而波动,这就对功率变换器的输入电压范围适应性提出了较高要求^[1-2]。

变结构技术为拓宽输入电压范围提供了一种新的思路,变换器可根据输入电压的不同,切换到不同的结构工作。为了使变换器对输入电压适应性更强,文献[3]不惜以增加电路复杂程度

为代价,提出将移相全桥变换器和推挽结构混合,通过对输入电压进行检测,让其根据不同输入电压,以不同的拓扑工作;文献[4]为了使变换器具有更宽的输入电压,在传统拓扑结构上增加了功率器件和冗余电路,虽然实现了拓宽输入电压的目的,但是电路结构变得复杂,控制难度也大幅度增加。

匝比变换方案属于变结构方案中比较简便的一种,其最明显的优点在于器件增加少,控制

方便,且该技术可应用在多种隔离型变换器中以适应宽输入电压范围。有源钳位正激变换器是一种非常典型的隔离型变换器,在中小功率领域应用广泛。为进一步优化该变换器,减小原边器件应力,文献[5]提出一种在输入电压较高时也能稳定工作的三开关有源钳位正激变换器;文献[6]则提出一种新型高效率变换器,但拓扑结构非常复杂。以上变结构的有源钳位正激变换器,器件增添较多,控制较为繁琐。

基于以上研究现状,本文提出一种变结构有源钳位正激变换器。该变换器在传统有源钳位副边增加一个开关管和一个整流二极管。变换器具有高匝比和低匝比两种工作模式,其中高匝比工作在低压输入,低匝比工作在高压输入,两种模式能够根据输入电压自行切换。这种匝比切换技术为宽输入电压适应性提供了可能,也缓解了副边功率器件承受的电压应力;变压器副边能够输出三电平,减小滤波电感,优化变换器体积^[7]。实验结果表明,该变换器具有较高的研究价值。

1 工作原理

1.1 电路拓扑

图1为变结构有源钳位正激变换器电路拓扑。 S_1 为一次侧有源钳位主功率开关管; S_2 为钳位开关管; C_c 为钳位电容; S_3 为匝比切换开关管; D_1, D_2 为二次侧功率整流二极管; D_3 为续流二极管; L_o 为输出滤波电感; C_o 为输出滤波电容; R_L 为负载; $C_{S1} \sim C_{S3}$ 分别为 $S_1 \sim S_3$ 的体电容; $D_{S1} \sim D_{S3}$ 分别为 $S_1 \sim S_3$ 的体二极管。变压器T的匝比设置为: $n_1 = N_{21}/N_1, n_2 = (N_{22} + N_{21})/N_1$ 。

为了方便分析,假设:1)所有元器件均为理想的;2) C_c 足够大,可以被当做恒压源看待;3)输出滤波电感足够大,可以当作恒流源看待。

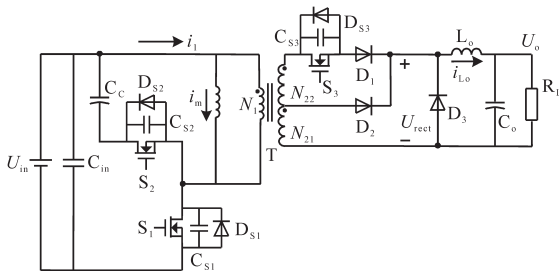


图1 变结构有源钳位正激变换器

Fig.1 Variable structure active clamp forward converter

1.2 高匝比模式

高匝比模式下主要波形如图2所示,其中

$V_{gs1}, V_{gs2}, V_{gs3}$ 分别是 S_1, S_2, S_3 的驱动信号; V_{ds1} 为 S_1 两端电压; U_{rect} 为变压器二次侧整流后电压; i_m 为原边励磁电流。此模式下,原边主开关管占空比为0.5不变,副边开关管参与调节,图3给出变换器在单周期内9个工作模式下的等效电路。

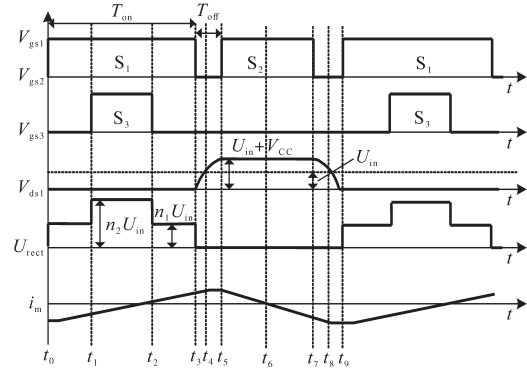


图2 高匝比模式下的关键波形

Fig.2 Key waveforms in high aspect ratio mode

1)工作模式1 $[t_0-t_1]$: t_0 时, S_1 导通, S_2, S_3 处于关断状态。此阶段, $V_{ds1}=0, S_2$ 两端电压 $V_{ds2}=U_{in}+V_{CC}$,变压器原边绕组两端电压 $U_1=U_{in}$,电流为 $i_1=i_m+I_o/n_1$,变压器正向励磁,励磁电流 i_m 处于增加阶段, D_2 导通, D_1, D_3 截止,能量经T传递到负载,变压器副边输出电压 $n_1 U_{in}$ 。

$$\begin{cases} i_m(t) = I_m(t_0) + U_{in}(t-t_0)/L_m \\ i_{Lo}(t) = I_{Lo}(t_0) + (n_1 U_{in} - U_o)(t-t_0)/L_o \end{cases} \quad (1)$$

式中: I_m 为励磁电流; I_o 为输出电流; L_m 为励磁电感; U_o 为输出电压。

2)工作模式2 $[t_1-t_2]$: t_1 时刻, S_3 导通,变换器切换到高匝比工作。此阶段,变压器继续正向励磁,一次侧电流大小为 $i_1=i_m+I_o/n_2, D_1$ 导通, D_2, D_3 截止,能量经T传递到负载,变压器副边输出电压 $n_2 U_{in}$ 。

$$\begin{cases} i_m(t) = I_m(t_1) + U_{in}(t-t_1)/L_m \\ i_{Lo}(t) = I_{Lo}(t_1) + (n_2 U_{in} - U_o)(t-t_1)/L_o \end{cases} \quad (2)$$

3)工作模式3 $[t_2-t_3]$: t_2 时刻, S_3 关断,变换器切换到低匝比工作,变压器正向励磁, D_2 导通, D_1, D_3 截止,变压器副边输出电压 $n_1 U_{in}$ 。

$$\begin{cases} i_m(t) = I_m(t_2) + U_{in}(t-t_2)/L_m \\ i_{Lo}(t) = I_{Lo}(t_2) + (n_1 U_{in} - U_o)(t-t_2)/L_o \end{cases} \quad (3)$$

4)工作模式4 $[t_3-t_4]$: t_3 时刻, S_1 关断, S_1 实现零电压关断,负载电流换算到原边,其大小为 I_o/n ,其和励磁电流 i_m 同时作用,使得 C_{S1} 充电, C_{S2} 放电。因此, V_{ds1} 开始从零增加,在 t_4 时刻,增加到 U_{in}, i_m 电流升至最大值,变压器副边输出电压为0。

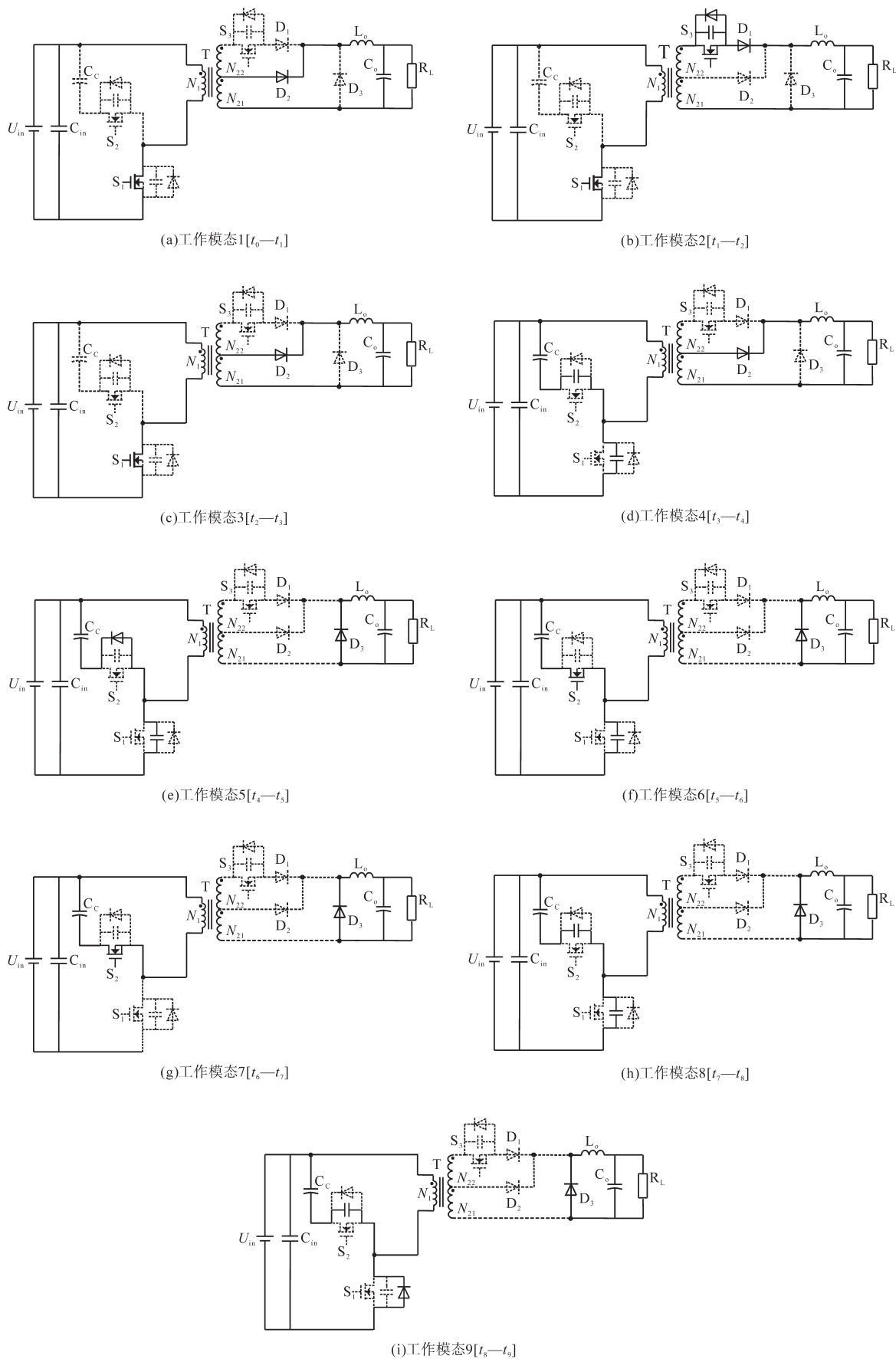


图3 高匝比模式下开关模式等效电路

Fig.3 Switching mode equivalent circuit in high turn ratio mode

$$\begin{cases} i_m(t) = I_m(t_3) + U_{in}(t - t_3)/L_m \\ i_{Lo}(t) = I_{Lo}(t_3) + (n_1 U_{in} - U_o)(t - t_3)/L_o \end{cases} \quad (4)$$

5)工作模态 5 $[t_4-t_5]$: t_4 时刻, $V_{ds1}=U_{in}$, D_3 导通, D_1, D_2 截止, 一次电流只有励磁电流。此阶段, i_m 不变, V_{ds1} 因 L_m 与 C_{S1} 谐振而继续增加, 当增加到 $U_{in}+V_{CC}$, D_{S1} 导通, S_2 两端电压置零, 变压器无能量传输。

$$\begin{cases} i_m(t) = I_m(t_4) \cos[\omega_m(t - t_4)] \\ i_{Lo}(t) = I_{Lo}(t_4) - U_o(t - t_4)/L_o \end{cases} \quad (5)$$

其中

$$\omega_m = 1/\sqrt{L_m C_{S1}}$$

式中: ω_m 为谐振角频率。

6)工作模态 6 $[t_5-t_6]$: t_5 时刻, $V_{ds2}=0$, S_2 零电压开通, $V_{ds1}=U_{in}+V_{CC}$, 变压器原边电压为 $-V_{CC}$, 励磁电流 i_m 开始从最大值开始下降, 在 t_6 时刻下降至 0。

$$\begin{cases} i_m(t) = I_m(t_5) - V_{CC}(t - t_5)/L_m \\ i_{Lo}(t) = I_{Lo}(t_5) - U_o(t - t_5)/L_o \end{cases} \quad (6)$$

7)工作模态 7 $[t_6-t_7]$:此阶段, V_{CC} 反向给 L_m 充电, i_m 反向增加。在 t_7 时刻关断 S_2 , 由于钳位电容和 S_1 结电容的存在, S_2 两端电压不能突变, 故 S_2 是零电压关断。

$$\begin{cases} i_m(t) = V_{CC}(t - t_6)/L_m \\ i_{Lo}(t) = I_{Lo}(t_6) - U_o(t - t_6)/L_o \end{cases} \quad (7)$$

8)工作模态 8 $[t_7-t_8]$: S_2 关断后, L_m 与 C_{S1} 谐振, C_{S1} 放电, 从最大值 $U_{in}+V_{CC}$ 开始减小, 励磁电流继续反向增加, 直到 t_8 时刻 V_{ds1} 下降至 U_{in} , 励磁电流反向达到最大。

$$\begin{cases} i_m(t) = -(U_{in}/Z_m) \sin[\omega_m(t - t_7)] \\ i_{Lo}(t) = I_{Lo}(t_7) - U_o(t - t_7)/L_o \end{cases} \quad (8)$$

其中

$$Z_m = \sqrt{L_m/C_{S1}}$$

式中: Z_m 为谐振电路特征阻抗。

9)工作模态 9 $[t_8-t_9]$:此阶段, L_m 与 C_{S1} 继续谐振, V_{ds1} 继续下降, t_9 时刻减小至零, D_{S1} 导通, 下个周期到来时, S_1 即可完成零电压开通。变压器一次、二次侧电压虽然被钳位为零, 但仍然会有励磁电流存在, 且保持幅值不变。

$$\begin{cases} i_m(t) = -(U_{in}/Z_m) \sin[\omega_m(t_8 - t_7)] \\ i_{Lo}(t) = I_{Lo}(t_8) - U_o(t - t_8)/L_o \end{cases} \quad (9)$$

1.3 低匝比模式

为了提高输入电压的适应范围, 副边开关管 S_3 的占空比会随着电压的升高逐渐减小至零, 进

入关断状态, 自动切换至低匝比工作, 低匝比模式下主电路如图 4 所示。低匝比模式工作下的变换器与传统有源钳位正激变换器类似, 这里不再详细分析。

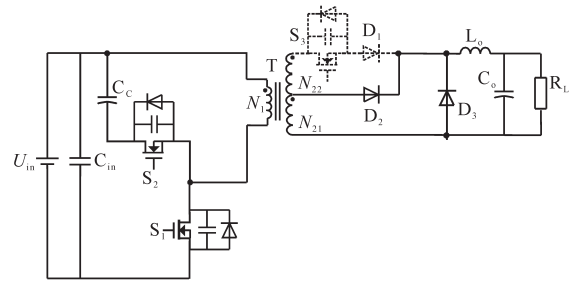
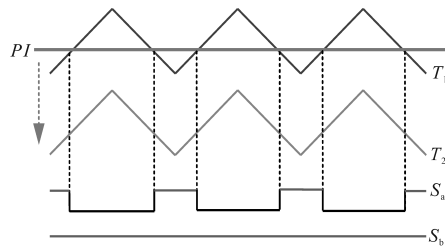


图4 低匝比模式下主电路图

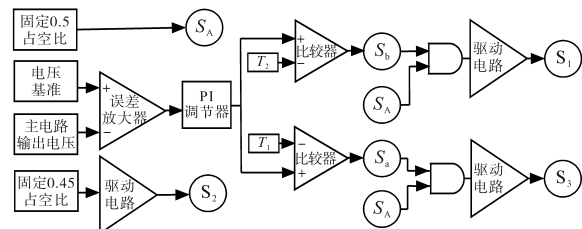
Fig.4 Main circuit diagram in low turn ratio mode

2 控制策略分析

图 5 给出该变换器的控制原理图, 其控制方法为: 给定固定 0.45 占空比的 PWM 信号直接作为主电路钳位开关管 S_2 的驱动信号, 给定固定 0.5 占空比 PWM 信号 S_A , 与此同时, 将输出电压处理后与提前设定的电压基准进行比较, 经 PI 调节器产生的 PI 信号与如图 5a 所示的两个三角波进行比较, 产生两路 PWM 信号 S_a 和 S_b , 该两路信号再和 S_A 进行逻辑与, 得到 S_1, S_3 的驱动信号。



(a) PWM信号图



(b) 控制框图

图5 变结构有源钳位正激变换器控制原理图

Fig.5 Variable structure active clamp forward converter control schematic

3 变换器特性分析

3.1 软开关的实现

原边功率管的软关断较为容易实现, 而要实现其软开通, 则需合理地设置电路参数, 所设置

参数必须满足以下关系:

$$\frac{1}{2} L_m I_{m(\max)}^2 \geq \frac{1}{2} C_{S1} U_{in(\max)}^2 \quad (10)$$

$I_{m(\max)}$ 近似为

$$I_{m(\max)} \approx n I_o \quad (11)$$

式中: n 为变压器匝比; I_o 为输出电流。

将式(11)代入式(10)可得:

$$\frac{1}{2} L_m (n I_o)^2 \geq \frac{1}{2} C_{S1} U_{in(\max)}^2 \quad (12)$$

由式(12)可知,输入输出电压不变时,采用变匝比结构,变压器匝比的增大,一定程度上有利于零电压开关ZVS的实现。

3.2 应力分析、宽输入电压范围

$U_{\max}$, $U_{\min}$ 分别代表输入电压的极大、极小值,匝比切换电压设置为 U_k , 变压器副原边匝比如下式所示:

$$\begin{cases} n_1 = N_{21}/N_1 \\ n_2 = (N_{21} + N_{22})/N_1 \end{cases} \quad (13)$$

为方便分析,假设: $U_{in}=200 \sim 500 \text{ V}$, $U_o=180 \text{ V}$, $U_k=360 \text{ V}$, $P_o=500 \text{ W}$, S_1 最大占空比 $D_{1\max}=0.5$, S_3 占空比最大为 $D_{f\max}=0.45$ 。

当变换器在全输入范围内工作时,需满足以下关系:

$$\begin{cases} n_1 U_{\min} D_{1\max} + (n_2 - n_1) U_{\min} D_{f\max} = U_o \\ n_1 U_k D_{1\max} \geq U_o \end{cases} \quad (14)$$

求得 $n_1=1$, $n_2=1.9$ 。由此可算出副边二极管电压应力最大值范围为

$$V_D = [n_1 U_{\max}, n_2 U_k] = [500, 684] \quad (15)$$

当匝比固定时,为保证变换器能在最大占空比工作时达到额定输出,则需满足:

$$n_0 D_{1\max} U_{\min} = U_o \quad (16)$$

求得 $n_0=1.8$ 。此结构下副边二极管电压应力最大,如下式:

$$V'_D = n_0 U_{\max} = 1.8 \times 500 = 900 \text{ V} \quad (17)$$

同时,一次侧 S_1 的峰值电流可以表示为

$$I_{S1} \approx n I_o \quad (18)$$

由式(18)可以看出,变匝比技术可通过减低匝比 n 来降低主开关 S_1 的电流应力。

由以上分析可知,在同等输入电压下,变匝比技术一定程度上降低了原边主开关管的峰值电流和副边二极管电压应力,为提高输入电压范围,创造了条件。

3.3 输出滤波电感分析

传统正激变换器的整流输出电平在 0 和 $n_0 U_{in}$

之间变换。引入变匝比结构后,变压器匝比可随输入电压的变化而变换,当输入电压范围为 $[U_{\min}, U_k]$ 时,变压器副边输出为三电平,即 $0, n_1 U_{in}, n_2 U_{in}$ 。当输入电压升高,范围为 $[U_k, U_{\max}]$ 时,变压器切换到低匝比工作,变压器副边输出为两电平,即 $0, n_1 U_{in}$ 。为说明匝比可变的有源钳位正激变换器在减小滤波电感体积方面存在优势,将其滤波电感电流纹波与传统有源钳位正激变换器电感电流纹波做了对比分析,如图6、图7所示。

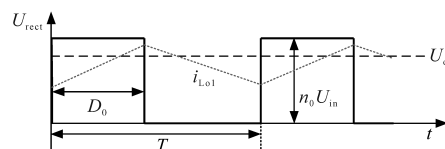


图6 传统有源钳位正激变换器整流电压和滤波电感电流波形

Fig.6 Traditional active clamp forward converter rectifier voltage and filter inductor current waveforms

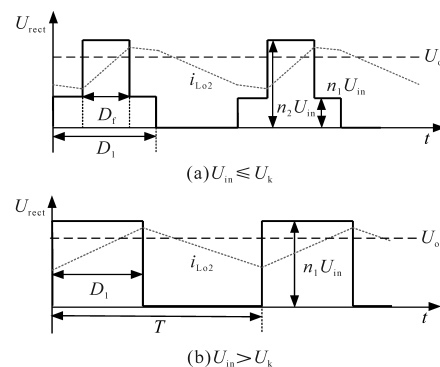


图7 变结构有源钳位正激变换器整流电压和滤波电感电流波形

Fig.7 Variable structure active clamp forward converter rectifier voltage and filter inductor current waveforms

图7中, U_o 为输出电压, U_{rect} 为二次侧整流后电压, D_0 为传统有源钳位正激变换器下的占空比, D_1 与 D_f 为变匝比变换器原边开关管与副边开关管的占空比, i_{Lo1} 为传统变换器的滤波电感电流, i_{Lo2} 为变匝比变换器的滤波电感电流。假定两变换器输入、输出、频率等关键参数相等,传统有源钳位正激变换器输入输出关系式为

$$\frac{U_o}{U_{in}} = D_0 n_0 \quad (19)$$

匝比可变的有源钳位正激变换器输入输出关系式为

$$\frac{U_o}{U_{in}} = \begin{cases} D_1 n_1 + (n_2 - n_1) D_f & U_{in} \leq U_k \\ D_1 n_1 & U_{in} > U_k \end{cases} \quad (20)$$

式中: D_1 , D_f 为不同输入电压下的有效占空比。

如图6所示,传统有源钳位正激变换器输出滤波电感可表示为

$$L_{o1} = \frac{U_o(1-D_o)}{f\Delta I_{L_{o1}}} = \frac{U_o(1-U_o/n_0 U_{in})}{f\Delta I_{L_{o1}}} \quad (21)$$

式中: f 为工作频率; $\Delta I_{L_{o1}}$ 为传统有源钳位正激变换器的电感电流脉动值。

如图7所示,变结构有源钳位正激变换器的输出滤波电感可表示为

$$L_{o2} = \begin{cases} (n_2 U_{in} - U_o) D_f / f \Delta I_{L_{o2}} & U_{in} \leq U_k \\ \frac{U_o(1-U_o/n_1 U_{in})}{f \Delta I_{L_{o2}}} & U_{in} > U_k \end{cases} \quad (22)$$

式中: $\Delta I_{L_{o2}}$ 为变匝比变换器的电感电流脉动值。

根据式(21)和式(22),以 $L_{o1(max)}$ 为基准,对两种变换器不同输入电压下的滤波电感进行归一化处理,绘制出两变换器滤波电感比较图,如图8所示。由图8可知,变结构有源钳位正激变换器的滤波电感值应当取下式的最大值:

$$L_{o2} = \max [L_{o2(max1)}, L_{o2(max2)}] \quad (23)$$

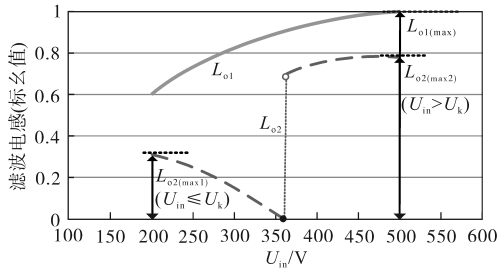


图8 两变换器滤波电感比较

Fig.8 Comparison of filter inductance of two converters

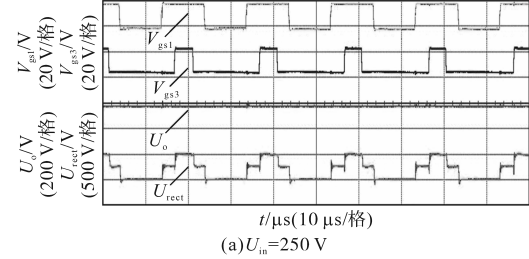
由图8可知,变结构有源钳位正激变换器的滤波电感是传统有源钳位正激变换器的0.8倍左右,由此可见,变匝比技术减小了滤波电感体积。

4 实验验证

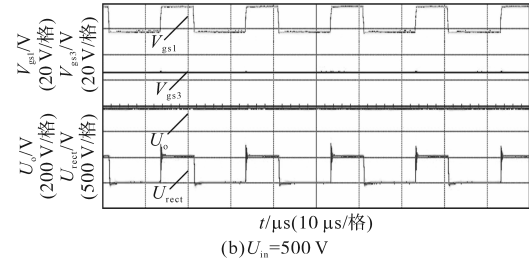
为验证理论分析,设计制作一台500 W原理样机,其参数如下: $U_{in}=200\sim 500$ V, $U_o=180$ V, $f_s=50$ kHz, $P_o=500$ W。原边开关管采用STW12N120K5,副边开关管采用GT40WR21,副边二极管采用DH20-18A。 $N_1=13$ 匝, $N_{21}=13$ 匝; $N_{22}=12$ 匝; $L_o=1.45$ mH; $C_o=470$ μ F。

图9a、图9b分别是变换器在稳态下输入电压为250 V, 500 V工作的波形。图中 V_{gs1} 为原边主开关管驱动波形, V_{gs3} 为副边匝比切换开关管驱动波形, U_o 为输出电压, U_{rect} 为变压器副边电压。当 $U_{in}<360$ V时,原边主开关占空比固定在0.5不变,

副边开关管参与调节,变压器副边输出三电平,拓宽了输入电压范围,提高了变压器利用率;当 $U_{in}=360\sim 500$ V时,副边开关管关断,原边开始调节,变换器切换到两电平工作模式,减小了副边整流电压应力。



(a) $U_{in}=250$ V

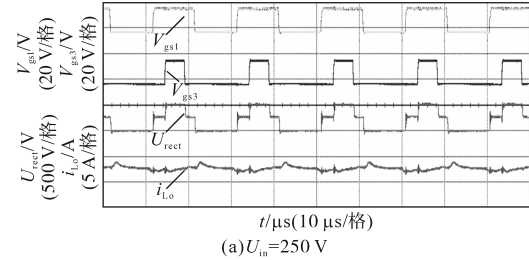


(b) $U_{in}=500$ V

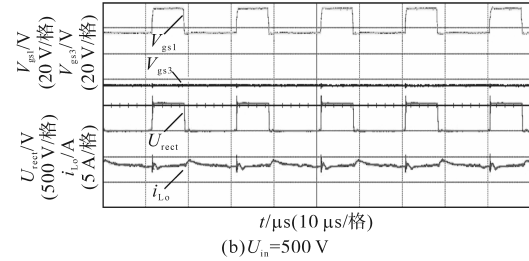
图9 变换器输出电压波形

Fig.9 Converter output voltage waveforms

图10为变换器输出电感电流波形, i_{L_o} 为滤波电感电流。由图10可知,变换器工作在高匝比工作下的电流纹波更加平缓,因此,滤波电感体积得到有效减小。



(a) $U_{in}=250$ V



(b) $U_{in}=500$ V

图10 输出电感电流波形

Fig.10 Output inductor current waveforms

图11为输入电压为500 V时 S_1 , S_2 的软开关波形, V_{gs1} , V_{gs2} 为驱动波形, V_{ds1} , V_{ds2} 为漏源电压。由图11可知, S_1 , S_2 均实现了零电压开关。

图12为变换器功率曲线图。由图12可知,在不同输出功率下,变换器在输入电压范围内

均能达到较高效率,输入电压对变换器效率影响不大,变换器适用于宽输入电压范围。

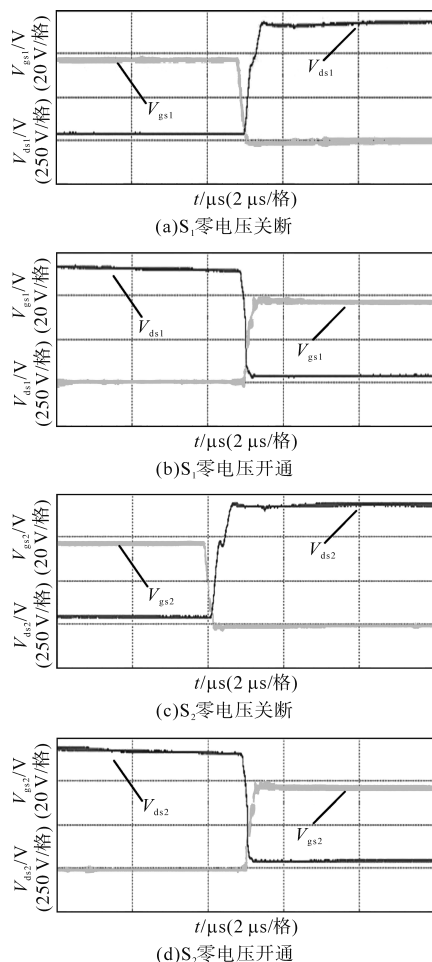


图 11 $U_{in}=500\text{ V}$ 时, S_1, S_2 软开关波形

Fig.11 S_1, S_2 soft switching waveforms when $U_{in}=500\text{ V}$

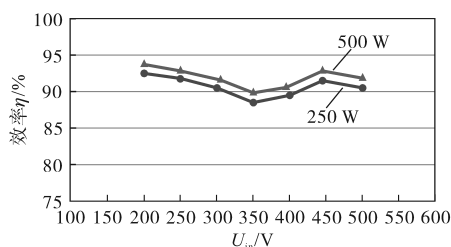


图 12 效率随输入电压变化曲线

Fig.12 Efficiency versus input voltage curves

5 结论

本文提出一种变结构有源钳位正激变换器,通过详细的理论分析及实验验证可知,该变换器具有以下优点:

1) 变压器匝比可随电压变换而自我调节,在高压输入时能有效降低副边功率器件电压应力,使变换器适应宽电压输入范围。

2) 原边引入有源钳位结构,实现了原边开关管的 ZVS,降低开关损耗,且占空比可以达到 0.5,提高了效率。

3) 变换器在高匝比工作时,电流纹波较小,减小了滤波电感的体积。

参考文献

- [1] 钱照明,张军明,吕征宇,等.我国电力电子与电力传动面临的挑战与机遇[J]. 电工技术学报,2004,19(8):10-22.
- [2] 吴理博,赵争鸣,刘建政,等.独立光伏照明系统中的能量管理与控制[J]. 中国电机工程学报,2005,25(2): 68-72.
- [3] Zeljkovic S, Reiter T, Gerling D. Single-stage reconfigurable DC/DC converter for wide input voltage range operation in HEVs[C]//IEEE International Power Electronics Conference, IPEC-Hiroshima 2014-ECCE-ASIA, 2014: 774-781.
- [4] Hu H, Fang X, Zhang Q, *et al.* Optimal design considerations for a modified LLC converter with wide input voltage range capability suitable for PV applications[C]//IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2011: 3096-3103.
- [5] Park K, Kim C, Moon G, *et al.* Three-switch active-clamp forward converter with low switch voltage stress and wide ZVS range for high-input-voltage applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25(4): 889-898.
- [6] Choi J, Cha H, Han B. A three-phase interleaved DC-DC converter with active clamp for fuel cells[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25(8): 2115-2123.
- [7] 杨广浩,嵇保健,洪峰,等.变匝比交错并联三电平正激变换器[J]. 中国电机工程学报,2017,37 (12):3555-3564,3684.

收稿日期:2019-10-10

修改稿日期:2019-11-23