

一种新型零电压转换高压直流变换器的分析

刘小宝, 师宇杰, 栾海妍

(信息工程大学信息工程学院, 郑州 450002)

摘要: 为克服电流型有源箝位推挽变压器的输入电感过大和变压器升压倍数过大的缺点, 满足行波管电源高电压、小电流特别是小体积的要求, 提出了一种新型的高压变换器拓扑——有源箝位推挽倍压变换器, 它利用变压器及开关管的寄生参数实现开关管的零压开通, 同时采用倍压整流技术解决变压器升压倍数高、体积大、制作困难等问题。在详细推导了该变换器的稳态工作原理后, 给出了开关管实现软开关的条件等重要结论。用 PSpice 软件仿真试验的结果表明, 该变换器适用于要求低电压输入、高电压输出、高效率的开关电源。

关键词: 有源箝位; 推挽; 倍压; 高压变换器; 软开关; 行波管放大器; 谐振

中图分类号: TM910.1 **文献标志码:** A **文章编号:** 1003-6520(2007)04-0175-05

Analysis of a Novel Zero-voltage-transform (ZVT) High Voltage DC-DC Converter

LIU Xiao-bao, SHI Yu-jie, LUAN Hai-yan

(College of Information Engineering, Information Engineering University,
Zhengzhou 450002, China)

Abstract: A new choice for the implementation of an isolated dc-dc converter operating with a high output voltage and supplied by an unregulated low input voltage are presented in this paper. The proposed topology is especially qualified for the implementation of traveling wave tube amplifiers (TWTAs) utilized in telecommunication satellite applications due to their low mass and volume and high efficiency. The main advantages of the converter are soft-commutation in all power switches, constant switching frequency, PWM modulation and integration of the components intrinsic elements (distributed transformer capacitance, leakage inductance and power switches capacitance). At the same time, the voltage across the main power switches is low by using the active clamping technology. And dual-voltage commutate technology which is used in the output overcomes some disadvantages of traditional high voltage power supply scheme, such as high boost-multiple, big volume and difficulty of execution. The steady-state operating principle of the circuit is analyzed and deduced in detail in the paper, the equal circuits of each switching mode are given, and some main mathematical analysis results are also given, such as the relationship between the clamping voltage and the input voltage and the condition of soft commutation of all power switches. The PSpice simulation is carried out, and the results verify that the proposed converter is suitable to unregulated low input voltage, high output voltage and high frequency switching power supply with high-efficiency.

Key words: Active clamping; push-pull; dual voltage; high-voltage convert; soft switching; traveling wave tube amplifier; resonant

0 引言

高压电源因其在污水处理、雷达发射器、行波管、TA 及 X 光机等领域的广泛应用, 日益成为研究的热点。其输出电压很高, 相应产生了变压器设计、电源效率、模块体积等一系列难题。2001 年 Roger Gules 和 Ivo Barbi 针对行波管电源(低压输入、高压输出)提出了电流型有源箝位推挽变换器(Current-fed Push-pull Converter with Active Clamping)^[1-3]。该电路为 PWM 控制方式, 它利用开关管的寄生电容和变压器的漏感产生谐振实现开关管的零压开通^[4-6], 并且有效解决了电源模块的效率、体积等问题。但该电路也存在不足之处: ①输入电

感过大(约 $140\mu\text{H}$), 一定程度上影响了电源模块的体积; ②对于高压电源, 变压器升压倍数过大, 增加了变压器的制作难度等。

本文对该电路在参数设置、拓扑结构等方面作了改进, 提出了有源箝位推挽倍压变换器。改进后的电路大大减小了变压器的体积和设计难度, 有利于实现电源模块的小型化、轻型化。

1 稳态工作原理分析

1.1 电路拓扑

有源箝位推挽倍压变换器电路拓扑见图 1^[7-9]。初级采用有源箝位网络的 Clarke 电路^[10], S_1 、 S_2 为主开关管; D_{S1} 、 C_{S1} 和 D_{S2} 、 C_{S2} 分别为 S_1 和 S_2 的寄生

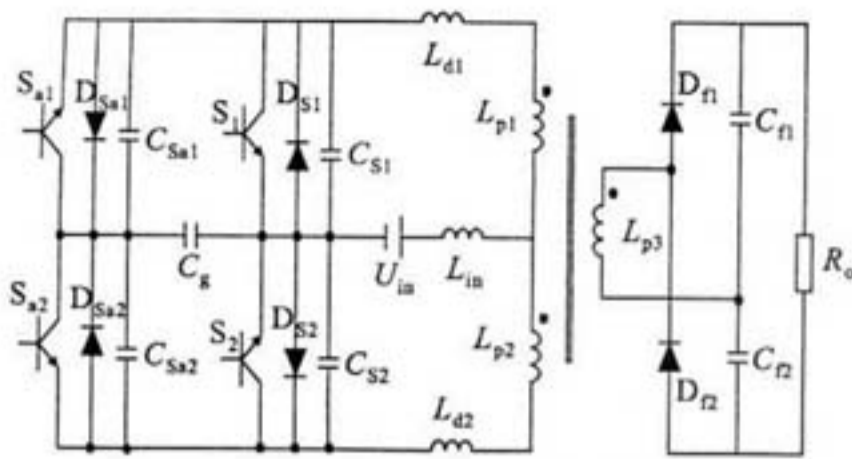


图 1 有源箝位推挽倍压变换器电路拓扑

Fig. 1 Power circuit topology of active clamping push-pull dual-voltage converter

二极管、寄生电容; S_{a1} 、 S_{a2} 为箝位开关管; D_{Sa1} 、 C_{Sa1} 和 D_{Sa2} 、 C_{Sa2} 分别为 S_{a1} 和 S_{a2} 的寄生二极管、寄生电容; C_g 为箝位电容; L_{d1} 、 L_{d2} 分别为变压器 2 原边绕组的漏感; L_{in} 为输入电感; 电感为 L_{p1} 、 L_{p2} 、 L_{p3} 的 3 个绕组组成了推挽变压器, 变换和隔离电压; 输出端的二极管 D_n 、 D_{n2} 及其电容 C_n 、 C_{n2} 组成多级对称式倍压整流滤波电路(此处采用二倍压整流滤波电路^[11]); R_o 为负载。

1.2 开关模式分析

1.2.1 分析的基本假设

因电路对称, 其上、下半个开关周期工作过程类

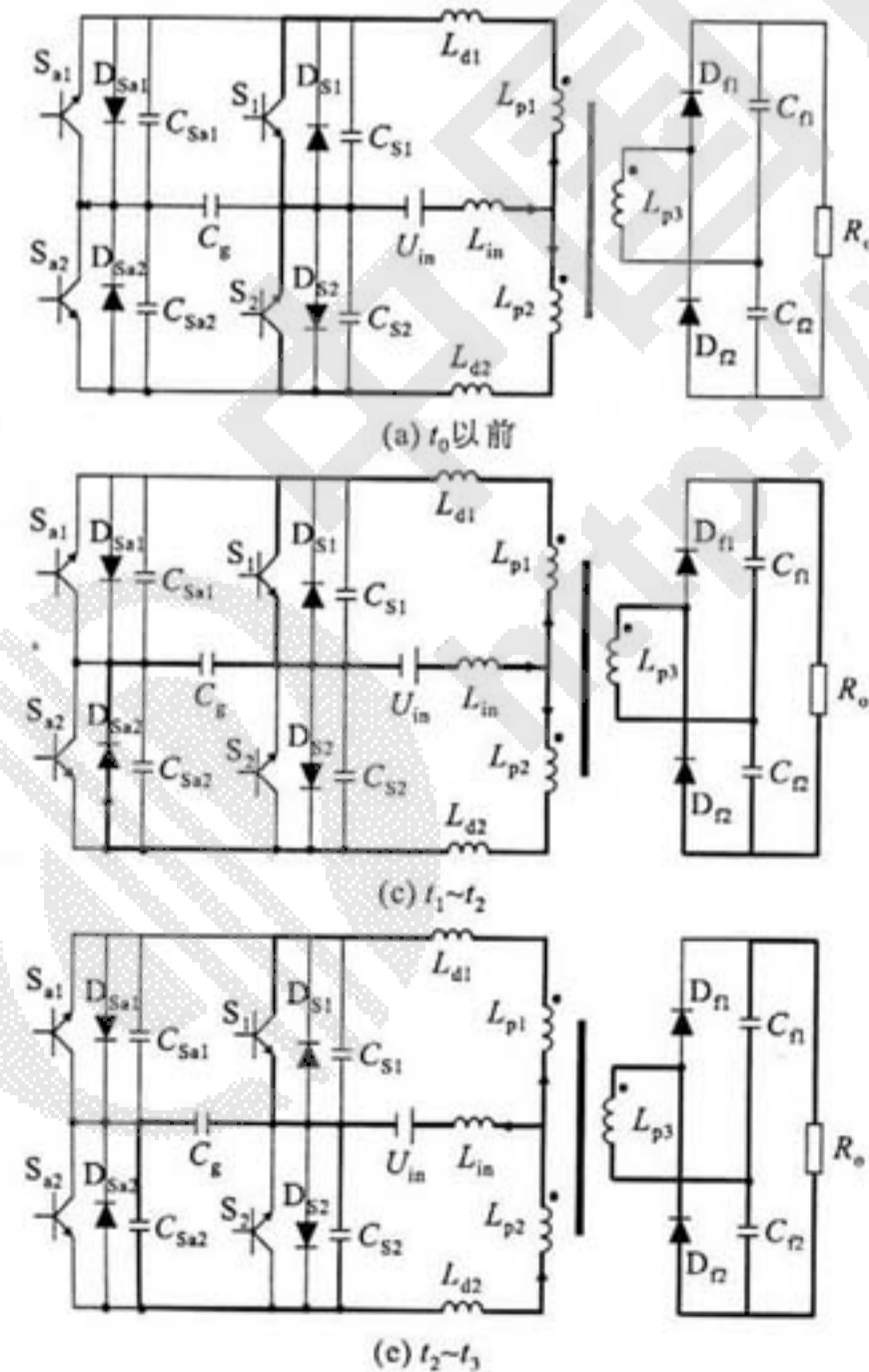


图 2 开关模式电路电流图

Fig. 2 Current of every switching operation stages

似。在输入电感电流连续模式下, 半个开关周期内电路有 6 个工作状态, 可合为 4 个开关模态。各工作状态的电流图见图 2, 其工作时序图见图 3(其中 u_{q1} 、 u_{q2} 、 u_{q3} 、 u_{q4} 分别为 S_1 、 S_2 、 S_{a1} 、 S_{a2} 的驱动脉冲)。

为简化分析, 做如下假设: ① S_1 、 S_2 、 S_{a1} 、 S_{a2} 及二极管均为理想器件; ② C_g 、 C_n 、 C_{n2} 足够大, 其两端电压基本保持不变, 可视为恒压源; ③ 变压器匝比设为 1:1:1; ④ 不计线路阻抗。

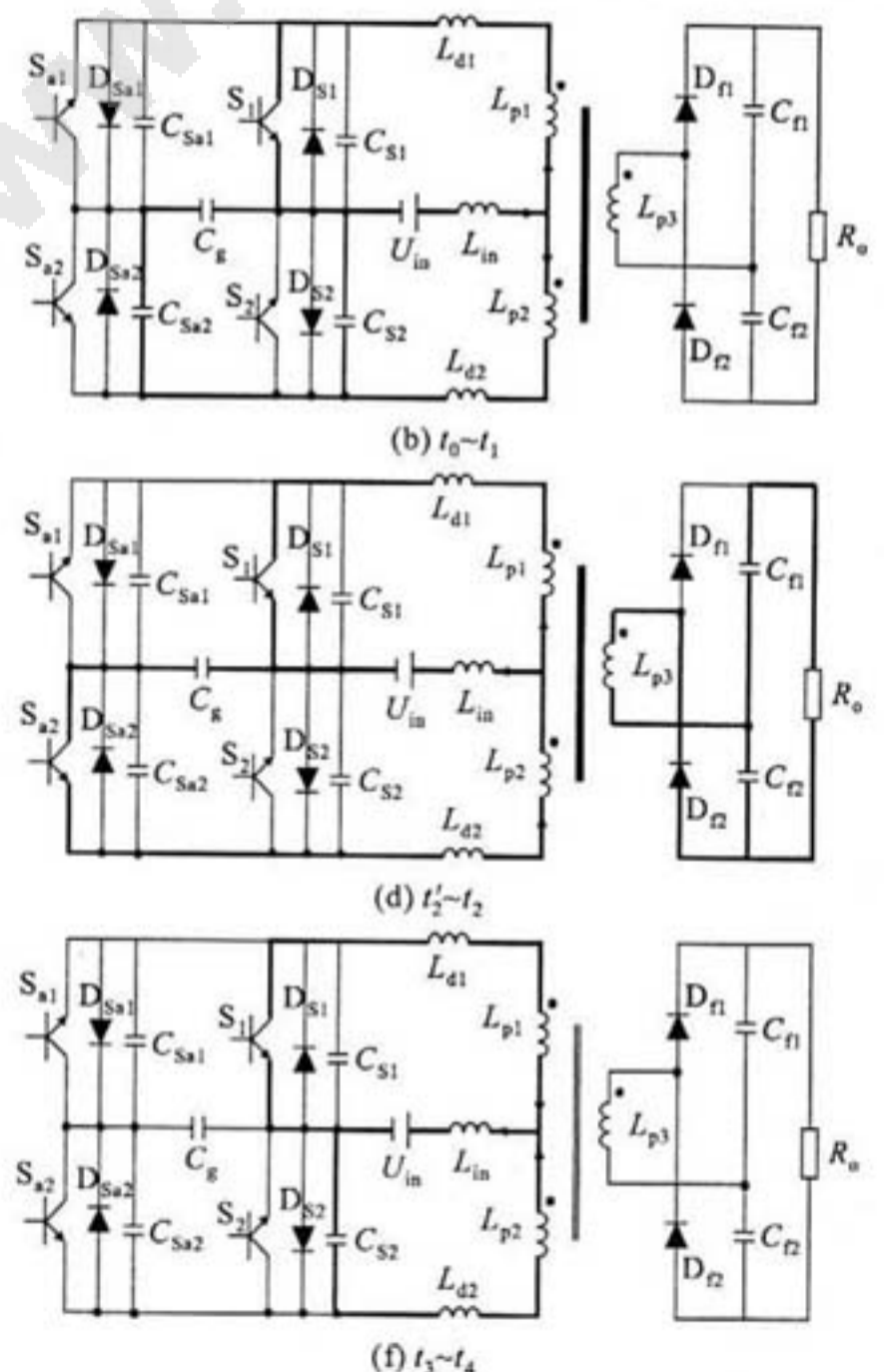
t_0 时刻前, S_1 、 S_2 处于导通状态, 原边绕组 L_{p1} 、 L_{p2} 流过的电流大小相等, 方向相反, 于是副边整流二极管处于关断状态, L_{in} 存储能量(见图 2(a))。

1.2.2 开关模态 1 ($t_0 \sim t_1$)

图 2(b)中, i_{Ld1} 、 i_{Ld2} 、 i_{Lin} 分别为流过 L_{d1} 、 L_{d2} 、 L_{in} 的电流, u_{CSa2} 为 C_{Sa2} 两端电压。 t_0 时刻, $i_{Lin}(t_0) = I_{m(+)}$ 达到最大值, 此时关断 S_2 。 C_{S2} 、 C_{Sa2} 分别开始充、放电过程。该过程很短, 则认为 $i_{Ld1} = i_{Ld2}$ 并保持不变, 变压器副边整流二极管保持关断状态, 充放电过程是线性的。当 $u_{CSa2}(t_1^-) = 0$ 时, 该过程结束, 此时 $u_{CSa2}(t_1^+) = U_g$ (U_g 为 C_g 两端电压)。

1.2.3 开关模态 2 ($t_1 \sim t_2$)

图 2(c)中, 当 u_{CSa2} 变为 0 时, D_{Sa2} 自然导通, 存



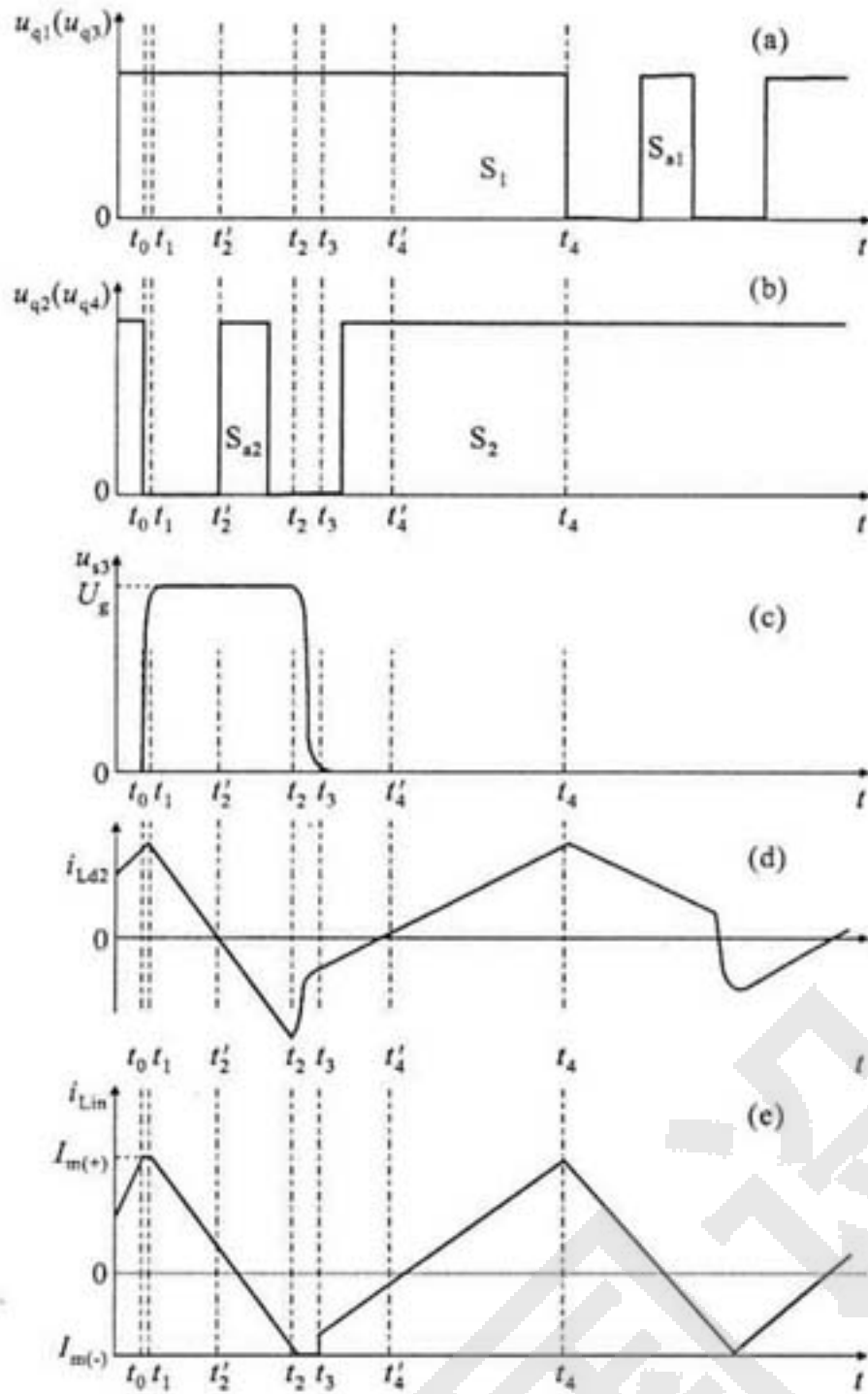


图3 电路工作时序图

Fig. 3 Main theoretical waveform

储于 L_{d2} 中的能量开始向 C_g 转移。 i_{Ld1} 、 i_{Ld2} 线性减小，但 i_{Ld2} 下降较快，于是副边整流二极管导通。在此过程中开通 S_{a2} ，则 S_{a2} 为零压开通。 t'_2 时刻电流图见图 2(d)， $i_{Ld2}(t'_2) = 0$ ， L_{d2} 中电流 i_{Ld2} 由 0 反向增加， D_{Sa2} 关断，能量由 C_g 经 S_{a2} 向变压器传输。上述模式电路等效图见图 4。其中， U_{in} 为输入电压， U_{op} 为输出电压 U_o 。反射到变压器原边的电压，假定 $L_{d1} = L_{d2} = L_d$ ，则微分方程为：

$$\begin{cases} U_{in} = L_{in} \frac{di_{Lin}(t)}{dt} + L_{d1} \frac{di_{Ld1}(t)}{dt} + U_{op} \\ U_{in} = L_{in} \frac{di_{Lin}(t)}{dt} + L_{d2} \frac{di_{Ld2}(t)}{dt} - U_{op} + U_g \\ i_{Lin}(t) = i_{Ld1}(t) + i_{Ld2}(t) \end{cases}$$

解得：

$$\begin{cases} i_{Lin}(t) = -\frac{U_g - 2U_{in}}{2L_{in} + L_d}(t - t_1) + I_{m(+)} \\ i_{Ld2}(t) = -\left(\frac{(L_{in} + L_d)U_g}{(2L_{in} + L_d)L_d} - \frac{U_{op}}{L_d} - \frac{U_{in}}{2L_{in} + L_d}\right)(t - t_1) + \frac{1}{2}I_{m(+)} \\ i_{Ld1}(t) = -\left(\frac{U_{op}}{L_d} - \frac{L_{in}U_g}{(2L_{in} + L_d)L_d} - \frac{U_{in}}{2L_{in} + L_d}\right)(t - t_1) + \frac{1}{2}I_{m(+)} \end{cases} \quad (1)$$

可见此阶段电流 $i_{Ld2}(t)$ 、 $i_{Ld1}(t)$ 和 $i_{Lin}(t)$ 线性下降。

1.2.4 开关模式 3 ($t_2 \sim t_3$)

图 2(e) 中， u_{CS2} 为 C_{S2} 两端电压。 t_2 时刻，关断

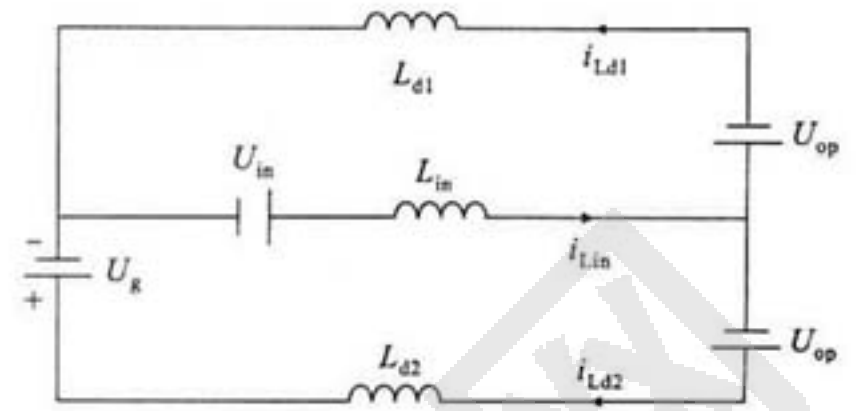


图4 开关模式 2 等效电路

Fig. 4 Equivalent circuit of the second operation stage

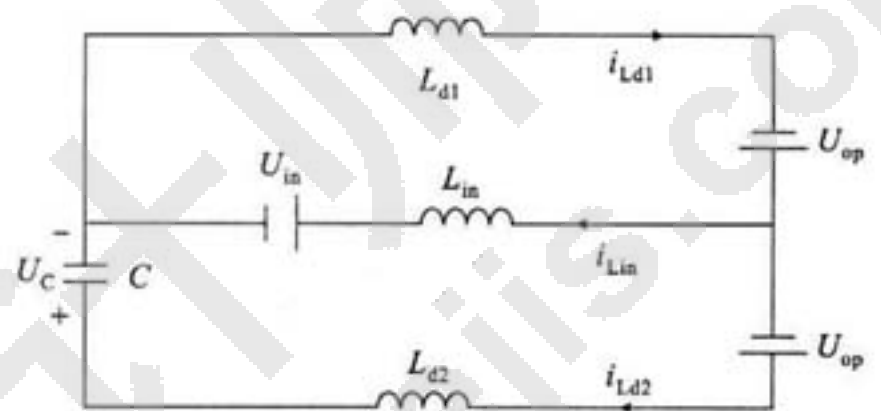


图5 开关模式 3 等效电路

Fig. 5 Equivalent circuit of the third operation stage

S_{a2} 、 C_{S2} 、 C_{Sa2} 分别开始放、充电。此时， L_{d2} 与 C_{S2} 、 C_{Sa2} 发生谐振，存储于 L_{d2} 中的能量向 C_{Sa2} 转移。当 C_{S2} 放电完毕即 $u_{CS2}(t_3) = 0$ 时，该过程结束。其等效电路见图 5 (其中 $C \approx C_{S2} + C_{Sa2}$)。

列写微分方程为：

$$\begin{cases} -U_{in} = L_{in} \frac{di_{Lin}(t)}{dt} + L_{d2} \frac{di_{Ld2}(t)}{dt} + U_{op} - u_C(t) \\ -U_{in} = L_{in} \frac{di_{Lin}(t)}{dt} - L_{d1} \frac{di_{Ld1}(t)}{dt} - U_{op} \\ i_{Ld2}(t) = i_{Ld1}(t) + i_{Lin}(t) \\ u_C(t) = -\frac{1}{C} \int i_{Ld2}(t) dt \end{cases}$$

解得：

$$u_C(t) = (U_g - 2U_{op} - \frac{2L_d U_{in}}{2L_{in} + L_d}) \cos \omega_0(t - t_2) + \frac{I_{m(-)}}{2} Z_n \sin \omega_0(t - t_2) + 2U_{op} + \frac{2L_d U_{in}}{2L_{in} + L_d} \quad (2)$$

其中 $\omega_0 = 1/\sqrt{2L_d C}$ ， $Z_n = \sqrt{2L_d/C}$ ， $I_{m(-)} = i_{Ld2}(t_2) + i_{Ld1}(t_2) = 2i_{Ld1}(t_2) = 2i_{Ld2}(t_2)$ 为输入电感电流最小值；可见，此阶段电压 $u_C(t)$ 按余弦规律变化。

1.2.5 开关模式 4 ($t_2 \sim t_4$)

图 2(f) 中， $u_{CSa2}(t_3) = U_g$ ，此时 D_{S2} 自然导通，此时 L_{p1} 、 L_{p2} 中流过的电流大小相等，方向相反，于是副边整流二极管关断，此过程开通 S_2 ，则为零压开通。 t'_4 时刻， i_{Ld2} 变为 0 并开始反向增加， D_{S2} 关断，电流流经 S_2 ，电路又回到开关模式 1。此时， L_{p1} 、 L_{p2} 因耦合相当于短路。其等效电路见图 6，微分方程为：

$$\begin{cases} U_{in} = L_{in} \frac{di_{Lin}(t)}{dt} + L_{d1} \frac{di_{Ld1}(t)}{dt} \\ U_{in} = L_{in} \frac{di_{Lin}(t)}{dt} + L_{d2} \frac{di_{Ld2}(t)}{dt}, \\ i_{Lin}(t) = i_{Ld1}(t) + i_{Ld2}(t) \end{cases}$$

解得:

$$i_{Lin}(t) = 2i_{Ld1}(t) = 2i_{Ld2}(t) = \frac{2U_{in}(t-t_4)}{(2L_{in} + L_d)} + I_{m(+)} \quad (3)$$

可见,此阶段电流 $i_{Ld2}(t)$ 、 $i_{Ld1}(t)$ 、 $i_{Lin}(t)$ 线性上升。

t_4 时刻关断 S_1 , 电路开始下半周期工作过程, 工作原理与上述过程类似。

2 数学分析和结论

2.1 U_g 与 U_{in} 的关系

理想情况下(不考虑软开关情况), S_2 两端电压只在其驱动脉冲到来时才归零。经适当近似 i_{Lin} 波形见图 7。根据伏秒积平衡原理^[12], 一个开关周期 T 内 i_{Lin} 的变化量

$$\Delta i_{Lin}(+) = \Delta i_{Lin}(-) \quad (4)$$

由式(1)、(3)、(4)得: $\frac{2U_{in}}{2L_{in} + L_d} \times \frac{d}{2} T = \frac{U_g - 2U_{in}}{2L_{in} + L_d} \times \frac{1-d}{2} T$, 化简得: $U_g/U_{in} = 2/(1-d)$ 。其中, D 为主开关管占空比, d 为两主开关管在 i 内共同导通时间比, 即: $d = \frac{Di - (1-D)T}{T} = 2D - 1$ 。

2.2 开关管零压开通的条件

为了实现主开关管的零电压开通, 谐振电容电压必须能归零^[12]。文献[1]中, 因 L_{in} 很大, 通过它的电流 $i_{Lin}(t)$ 可视为恒流源。改进后的电路 L_{in} 很小, 不能视为恒流源。由式(2)可知要实现开关管的零电压开通, 须

$$\sqrt{\left(U_g - 2U_{op} - \frac{2L_d U_{in}}{2L_{in} + L_d}\right)^2 + \left(\frac{I_{m(-)}}{2} Z_n\right)^2} \geq 2U_{op} + \frac{2L_d U_{in}}{2L_{in} + L_d}$$

其中, $I_{m(-)} = i_{Ld2}(t_2) + i_{Ld1}(t_2) = 2i_{Ld1}(t_2) = 2i_{Ld2}(t_2)$ 因 $L_{in} \geq 10L_d$, 且 U_{in} 较小, 故 $2L_d U_{in}/(2L_{in} + L_d)$ 近似省略; 于是得软交换^[13] 条件为:

$$I_{m(-)}/2 \geq \sqrt{4U_{op}^2 - (U_g - 2U_{op})^2}/Z_n$$

3 仿真试验

利用 PSPICE 软件仿真分析该高压变换器电路的仿真参数为: $U_{in} = 28V$, 开关管采用 IRF460, $L_{in} = 6\mu H$, $C_g = 2.2\mu F$, $L_{d1} = L_{d2} = 0.2\mu H$, 工作频率 $f_s = 100kHz$ 。

仿真得出 $U_o = 5000V$, 输出功率 $P_o = 250W$, 开

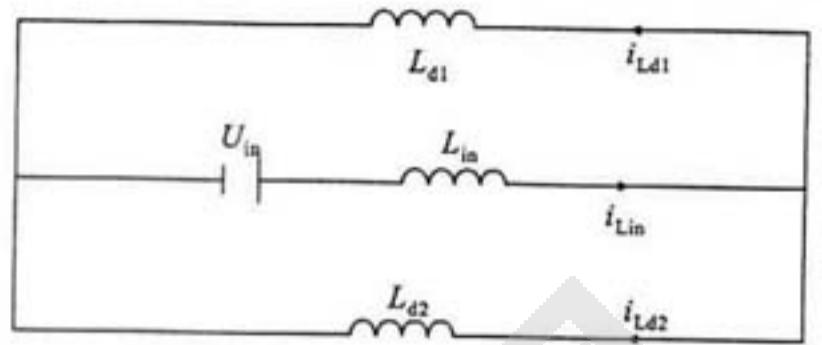


图 6 开关模式 4 等效电路

Fig. 6 Equivalent circuit of the fourth operation stage

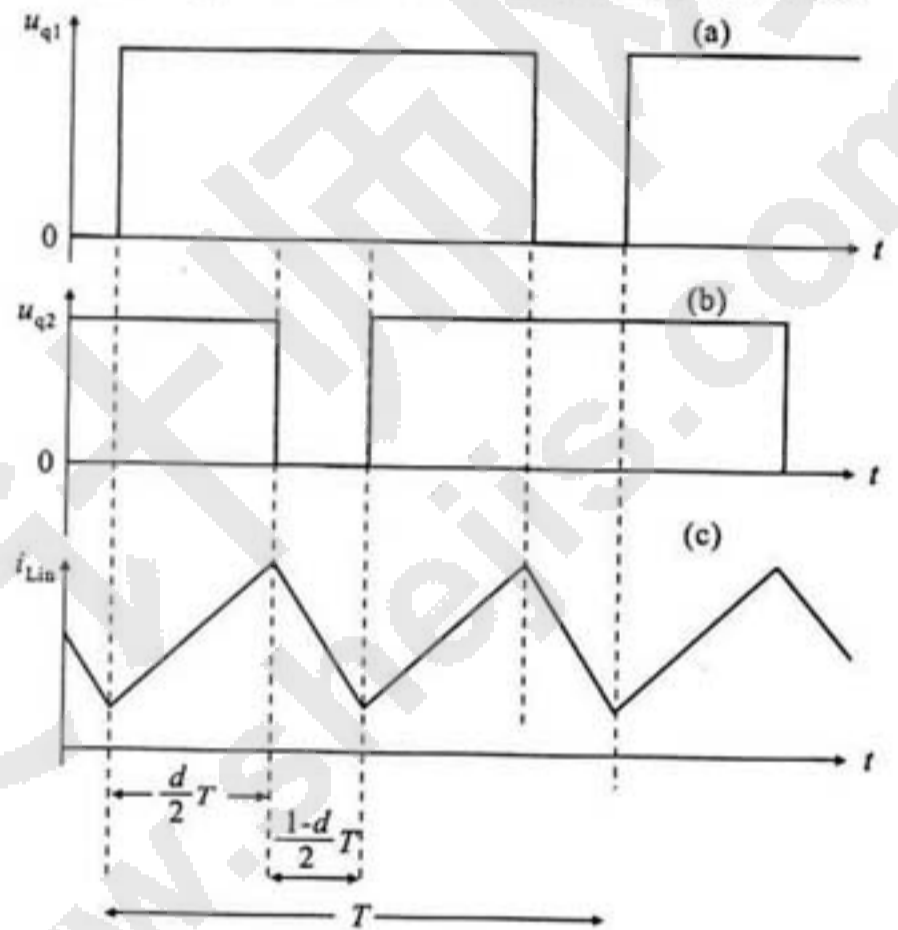


图 7 输入电感电流波形

Fig. 7 Current waveform of the input inductance

关管实现零压开通。图 8 中 i_{D12} 为流过 D_{12} 的电流, u_{S1} 、 u_{S2} 分别为 S_1 、 S_2 两端电压, 仿真波形与分析结果一致。

4 结 语

提出的新型高压开关变换器——有源箝位推挽倍压变换器利用了电路寄生参数的谐振现象实现了开关管的零压开关, 变换效率高。倍压电路使变压器升压比降低, 减小了变压器的体积和制作难度。该变换器尤其适合于低压输入、高压输出的场合(如行波管电源^[14-16])。

参 考 文 献

- [1] Gules R, Barbi I. A high efficiency isolated DC-DC converter with high-output voltage for TWTA telecommunication satellite applications[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2001, 4: 1982-1987.
- [2] Gules R, Barbi I. Isolated DC-DC converters with high-output voltage for TWTA telecommunication satellite applications[C]. IEEE Application on Power Electronics Conference. Anaheim, CA, USA, 2001, 4: 312-318.
- [3] Ceruti L, Gambarara M, Vigano D. New generation EPC for medium power TWTs[C]. Proceedings of the European Space

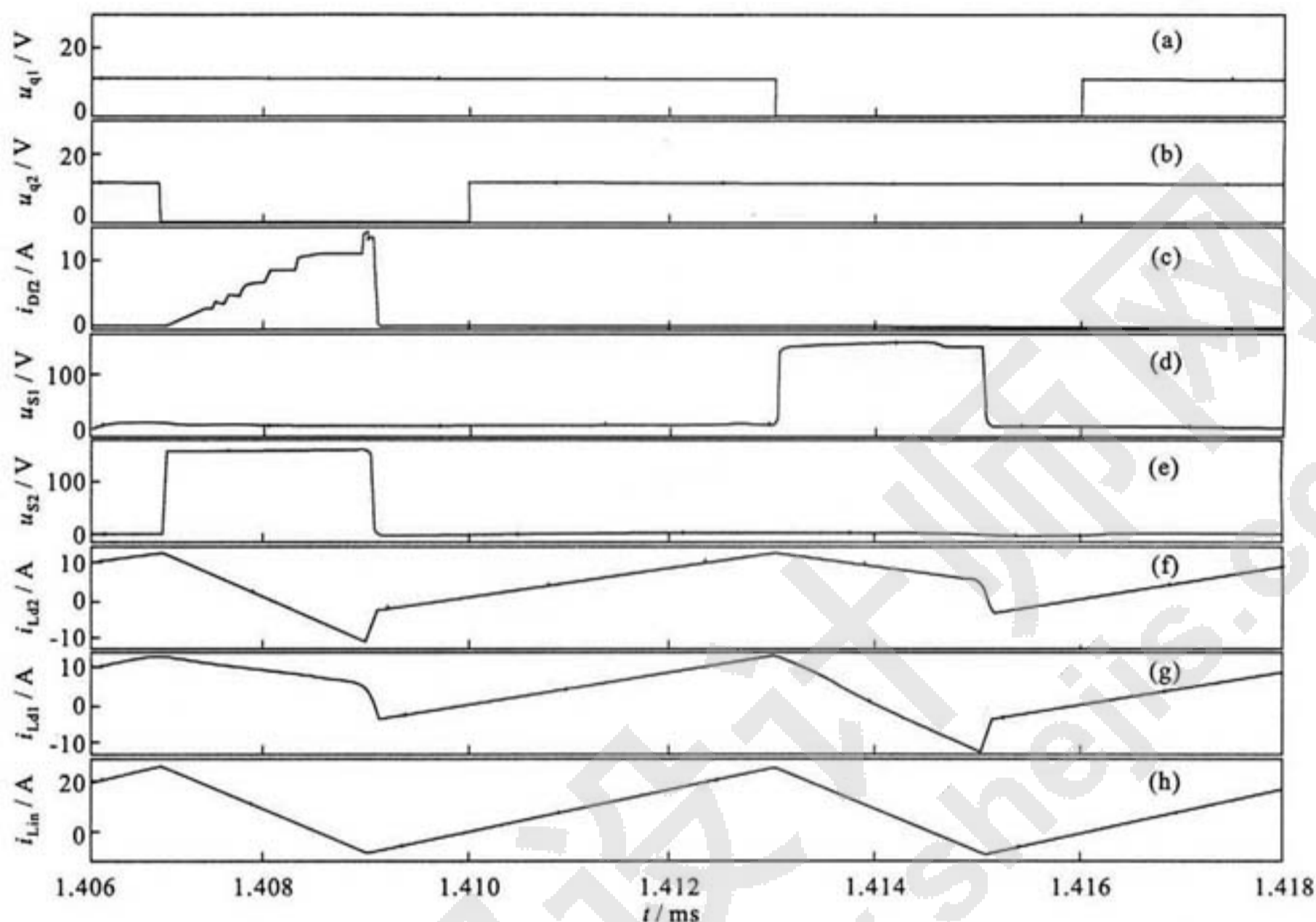


图8 有源箝位推挽倍压变换器仿真波形

Fig. 8 Simulation waveform of active-clamping push-pull dual-voltage converter

- Power Conference. Spain, 1998; 299-316.
- [4] Tala-Ighil B, Nyobe-Yome J M, Glaize C. High-voltage variable-frequency double-resonant DC-DC converters utilizing the transformer parasitic elements[C]. Proceedings of the European Space Power Conference. Austria, 1993; 245-250.
- [5] Weinberg A H, Ghislanzoni L. A new zero-voltage zero-current power switching technique[J]. IEEE Trans on Power Electron, 1992, 7; 655-665.
- [6] Casey L F, Schlecht M F. High frequency, low volume, point of load power supply for distributed power systems[C]. IEEE Power Electronic Specialist Conference. Blacksburg, 1987.
- [7] Nome F J, Barbi I. A ZVS clamping mode current-fed push pull DC-DC converter[C]. Proceedings of IEEE International Symp Industrial Electronics. Pretoria, South Africa, 1998; 617-621.
- [8] Thottuvelil V J, Wilson T G, Owen H A, et al. Analysis and design of a push-pull current-fed converter[C]. IEEE Power Electronic Specialist Conference. Colorado, USA, 1981; 192-203.
- [9] Redl R, Sokal N. Push-pull current-fed, multiple output regulated wide input range DC/DC power converter with only one inductor and with 0 to 100% switch duty ratio; operation at duty ratio below 50%[C]. IEEE Power Electronic Specialist Conference. Colorado, USA, 1981; 204-212.
- [10] 蔡宜三, 龚绍文. 高频功率电子学: 直流-直流变换部分[M]. 北京: 科学出版社, 1993.
- [11] 王广州, 师宇杰, 唐丽焕, 等. 串并联谐振倍压变换器高压电源的设计与研究[J]. 高电压技术, 2006, 32(7): 98-101.
WANG Guang-zhou, SHI Yu-jie, TANG Li-huan, et al. Design and research of a series-parallel resonant dual voltage circuit of high-voltage power[J]. High Voltage Engineering, 2006, 32(7): 98-101.
- [12] 阮新波, 严仰光. 直流开关电源的软开关技术[M]. 北京: 科学出版社, 2006.
- [13] 张占松, 蔡宜三. 开关电源的原理与设计[M]. 北京: 电子工业出版社, 2005.
- [14] Ceruti L, Gambarara M, Vigano D. New generation EPC for medium power TWTs[C]. Proceedings of the European Space Power Conference. Spain, 1998; 299-316.
- [15] Ceruti L, Gambarara M. New EPC for 130W RFTWTA for ku-band DBS applications[C]. Proceedings of the European Space Power Conference. Italy, 1991; 311-316.
- [16] Delporte P, Fayt P, Pequet E. EPC and TWTA for telecommunication satellites[C]. Proceedings of the European Space Power Conference. Spain, 1998; 305-310.

刘小宝 1982—,男,硕士生,主要从事大功率电子学的研究。电话:(0371)3531824; E-mail:abaoliu@126.com

师宇杰 1954—,男,硕士,副教授,主要从事高压开关电源的研究。

收稿日期 2005-10-20 编辑 严梦