

一种新型ZCS全桥升压变换器及其稳态分析

戈田一, 师宇杰

解放军信息工程大学 信息工程学院, 河南 郑州450002

2008-11-11

摘要: 提出了一种新型的升压变换器拓扑——电流型ZCS全桥倍压变换器。对该变换器的稳态工作过程进行了分析和推导, 给出了该变换器的输出特性, 并用PSPIICE软件对其进行了仿真, 给出了仿真结果。

关键词: ZCS; 倍压; 全桥; 高压变换器

目前高压电源被广泛用于工业设备中, 如医用X光设备、污水处理、雷达发射器、行波管等领域。由于输出电压很高, 并且有些电源有体积要求, 因此就出现了变压器设计、电源效率、电源体积等一系列难题。2005年, R. Y. Chen与K. C. Tseng提出了一种称之为电流型全桥高压变换器的电路拓扑^[1]。该电路利用变压器寄生电容和漏感产生谐振实现了开关管的零流开通和关断, 大大提高了功率密度。但通过对该电路的仿真分析, 发现该电路存在不足之处: (1)开关管电压应力大; (2)变压器分布参数不好控制; (3)变换器自身升压倍数不够高, 在较高输出电压情况下, 变压器的升压倍数过大, 这将增大变压器的设计难度。

通过研究, 笔者对该电路作了一些改进, 提出了电流型ZCS全桥倍压变换器。改进后的电路不仅继承了原电路的优点, 而且有效地弥补了原电路的不足, 并减小了变压器的升压比, 降低了变换器的设计难度, 进而更有利于实现电源的小型化。

1 稳态工作过程分析

1.1 电路拓扑介绍

图1给出了该变换器的电路拓扑。L_{in}为输入电感, 并联一个箝位电路, S₁、S₂、S₃、S₄为主开关管, D_{s1}、D_{s2}、D_{s3}、D_{s4}为开关管的体二极管, L_r、C_r是外加谐振元件, 变压器漏感为L_d、分布电容为C_p。为方便讨论, 输出采用二倍压整流电路。原电路没有外加谐振元件L_r和C_r, 靠调整变压器分布参数L_d和C_p来实现零流开关。由于变压器分布参数难以控制, 使变换器实现难度很大。

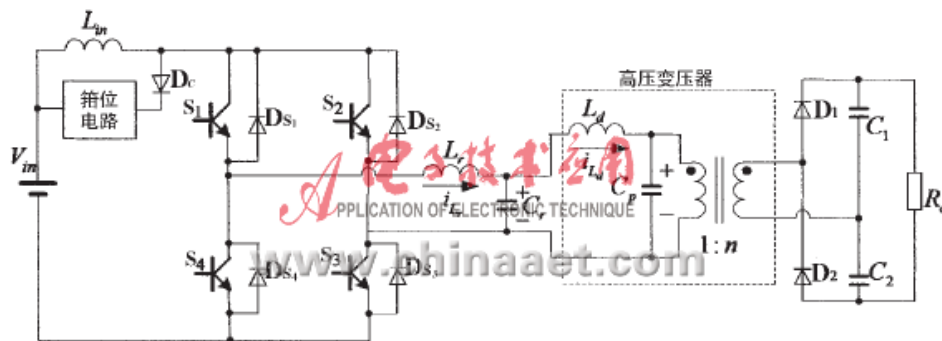


图1 电流型ZCS全桥倍压变换器电路拓扑

1.2 稳态工作过程分析

由于电路存在对称性, 在一个开关周期内电路上、下半周期工作过程相同, 因此只需分析半个周期即可。半个周期内有5个工作状态。图2给出了工作波形图, 图3给出了各个工作状态的电流走向。

热点专题

- 2008--嵌入式技术创新及应用高峰论坛
- 2008飞思卡尔技术论坛
- Altera公司SOPC World 2008专题报道
- 第十届高交会电子展
- 科技闪耀北京奥运
- ADLINK DAY—2008年量测与自动化技术国际高峰论坛
- 中国电子学会Xilinx杯开放源码硬件创新大赛
- 赛灵思公司Virtex-5系列FPGA
- 3G知识
- IPTV
- 触摸屏技术
- RoHS

杂志精华

- 基于CC2430的无线传感器...
- 无线传感器网络应用系统综述
- 无线传感器网络在野外测量中的...
- 基于竞争的无线传感器网络
- 用于矿井环境监测的无线传感器...
- 具有自适应通信能力的无线传感...
- 基于传感器网络技术的深孔测径...
- 基于无线传感器网络的家庭安防...
- 基于ATmega128L与C...
- 无线传感器网络中移动节点设备...

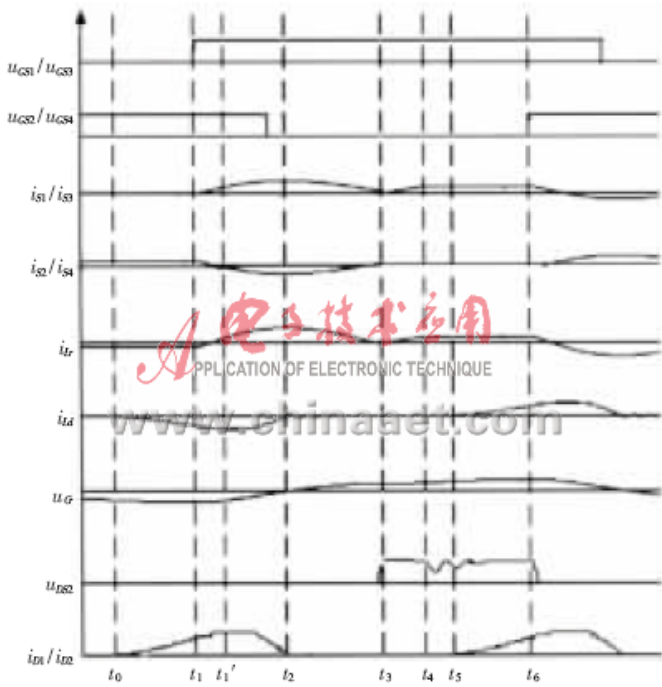


图2 电路工作时序图

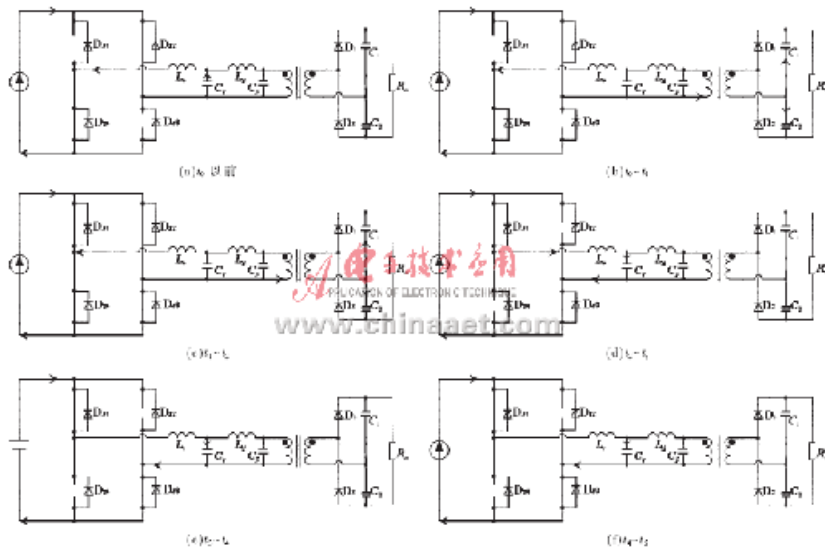


图3 各开关状态电流走向图

设电容电压和电感电流的参考方向如图1所示。为了简化分析，假设：

- (1) 开关管 S_1 、 S_2 、 S_3 、 S_4 及二极管均为理想器件。
- (2) C_1 、 C_2 足够大，一个周期内，其两端电压保持不变， $V_{C1}=V_{C2}=V_C$ ，可视为恒压源。
- (3) 输入电感 L_{in} 足够大，一个周期内，其电流保持不变，可视为恒流源。
- (4) 箝位电路用一个电压源 V_{CL} 等效。

t_0 时刻以前， S_2 、 S_4 处于导通状态， D_1 、 D_2 处于关断状态。由于变压器分布电容 C_p 远小于谐振电容 C_r ，变压器的激磁电流也很小，因此， i_{Ld} 可忽略不计，输入电流 i_{in} 给 C_r 线性充电。电流走向图如图3(a)所示。

$$u_{C_r}(t_5) = \frac{V_c}{n}$$

在 t_0 时刻， $i_{Ld}(t_0)=0$ ， $i_{C_r}(t_0)=i_C(t_0)=-i_{in}$ 。

(1) 开关模态1($t_0 \sim t_1$)

$$\left| u_{C_r}(t_0) \right| > \frac{V_c}{n}, \quad \text{副边二极管} D_2 \text{ 承受正电压而导通，寄生电容 } u_{C_r} \text{ 被输出电压箝位至 } \frac{V_c}{n}$$

t_0 时刻以后， C_r 两端电压大于 V_c/n ，副边二极管 D_2 承受正电压而导通，寄生电容 u_{C_r} 被输出电压箝位至 V_c/n ，电流走向图如图3(b)所示，等效电路如图4所示。其微分方程为：

$$\begin{cases} u_{C_r} - L_d \frac{di_{Ld}}{dt} + \frac{V_c}{n} = 0 \\ C_r = \frac{du_{C_r}}{dt} + i_{Ld} = -I_{in} \end{cases} \quad (1)$$

$$u_{C_r}(t_0) = -\frac{V_c}{n}, \quad C_r = \frac{du_{C_r}(t)}{dt} \Big|_{t=t_0} = -I_{in}, \quad i_{Ld}(t_0) = 0$$

初始条件：

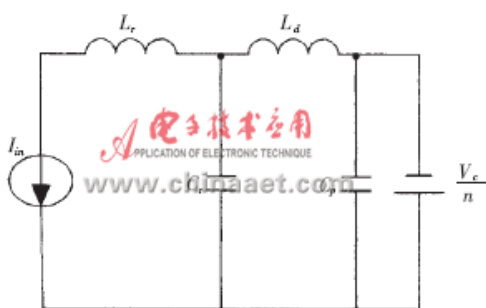


图4 $t_0 \sim t_1$ 等效电路图

解得:

$$\begin{cases} u_{C_r}(t) = -\frac{I_{in}}{\omega_1 C_r} \sin \omega_1(t-t_0) - \frac{V_c}{n} \\ i_{L_d}(t) = -I_{in} [1 - \cos \omega_1(t-t_0)] \end{cases} \quad (2)$$

式中, $\omega_1 = \sqrt{\frac{1}{C_r L_d}}$

(2) 开关模式2 ($t_1 \sim t_2$)

在 t_1 时刻, 开关管 S1、S3 开通, 由于电感电流 i_{C_r} 不能突变, 因此, 开关管 S1 与 S3 是零电流开通。在这期间 S1、S2、S3、S4 与输出整流二极管 D2 均导通, 其电流走向如图 3(c) 所示, 等效电路如图 5 所示。

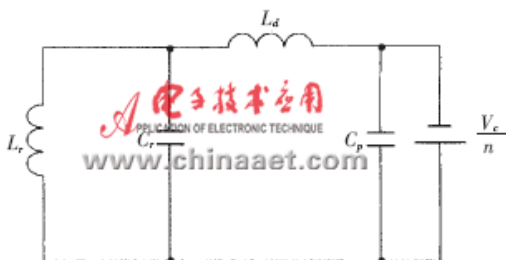


图5 $t_1 \sim t_2$ 等效电路图

由图 5 可得方程组如下:

$$\begin{cases} L_r \frac{di_{L_r}}{dt} + u_{C_r} = 0 \\ L_d \frac{di_{L_d}}{dt} - u_{C_r} - \frac{V_c}{n} = 0 \\ i_{L_r} = C_r \frac{du_{C_r}}{dt} + i_{L_d} \end{cases} \quad (3)$$

已知初值为 $i_{L_r}(t_1) = -I_{in}$, $i_{L_d}(t_1) = -I_{Ld1}$, $u_{C_r}(t_1) = -V_{Cr1}$, 解得:

$$\begin{cases} u_{C_r}(t) = \left[-V_{Cr1} + \frac{V_c L_r}{n(L_d + L_r)} \right] \cos \omega_2(t-t_1) + \frac{I_{Ld1} - I_{in}}{\omega_2 C_r} \sin \omega_2(t-t_1) - \frac{V_c L_r}{n(L_d + L_r)} \\ i_{L_r}(t) = \frac{1}{\omega_2 L_r} \left[V_{Cr1} - \frac{V_c L_r}{n(L_d + L_r)} \right] \sin \omega_2(t-t_1) + \frac{I_{Ld1} - I_{in}}{\omega_2^2 C_r L_r} \cos \omega_2(t-t_1) + \frac{V_c}{n(L_d + L_r)}(t-t_1) - I_{in} - \frac{I_{Ld1} - I_{in}}{\omega_2^2 C_r L_r} \\ i_{L_d}(t) = i_{L_r}(t) + \omega_2 C_r \left[\left(-V_{Cr1} + \frac{V_c L_r}{n(L_d + L_r)} \right) \sin \omega_2(t-t_1) - \frac{I_{Ld1} - I_{in}}{\omega_2 C_r} \cos \omega_2(t-t_1) \right] \end{cases} \quad (4)$$

式中, $\omega_2 = \sqrt{\frac{L_d + L_r}{L_d L_r C_r}}$ 。

在此过程中 $i_{S1}(t) = i_{S3}(t) = \frac{1}{2} [I_{in} + i_{L_r}(t)]$, $i_{S2}(t) = i_{S4}(t) = \frac{1}{2} [I_{in} - i_{L_r}(t)]$

即流过开关管 S1、S3 的电流增加, 流过开关管 S2、S4 电流减小; t_1' 时刻, $i_{S2}(t) = i_{S4}(t) = 0$, 然后电流反向, 通过 S2 和 S4 的体二极管续流, 开关管 S2、S4 的漏源电压为零。因此, t_1' 时刻以后关断开关管 S2 和 S4, 是零电压关断。

(3) 开关模式3 ($t_2 \sim t_3$)

在 t_2 时刻, 变压器漏感电流 i_{L_d} 减小至零, 副边二极管 D2 零电流关断, 其电流走向如图 3(d) 所示, 等效电路如图 6 所示。方程组如下:

$$\begin{cases} L_r \frac{di_{L_r}}{dt} + u_{C_r} = 0 \\ i_{L_r} = C_r \frac{du_{C_r}}{dt} \end{cases} \quad (5)$$

初始条件: $u_{C_r}(t_2)=0, i_{L_r}(t_2)=i_{L_r2}$, 解得:

$$\begin{cases} i_{L_r}(t) = I_{L_r2} \cos \omega_r(t-t_2) \\ u_{C_r}(t) = Z_r - I_{L_r2} \sin \omega_r(t-t_2) \end{cases} \quad (6)$$

式中, $\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}}$, $Z_r = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$ 。

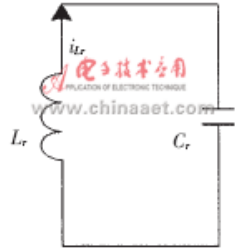


图6 $t_2 \sim t_3$ 等效电路图

在 t_3 时刻, $i_{S_2}(t)$ 和 $i_{S_4}(t)$ 反向过零, S_2 和 S_4 的体二极管关断。

(4) 开关模式4 ($t_3 \sim t_4$)

在 t_3 时刻, S_2 和 S_4 的体二极管关断, u_{S_4} 瞬间上升, $u_{S_4} > V_{in} + V_{CL}$, 二极管 DC 导通, 其电流走向如图3(e)所示, 等效电路如图7所示。方程如下:

$$\begin{cases} L_r \frac{di_{L_r}}{dt} + u_{C_r} = V_{in} + V_{CL} \\ C_r \frac{du_{C_r}}{dt} = i_{L_r} \end{cases} \quad (7)$$

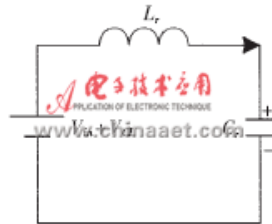


图7 $t_3 \sim t_4$ 等效电路图

在 t_3 时刻, 谐振电感的初始电流为 $i_{L_r}(t_3)=0$, 谐振电容的初始电压为 $u_{C_r}(t_3) = Z_r I_{L_r2} \sin \omega_r(t_3-t_2) = V_{C_r3}$ 。解微分方程可得:

$$\begin{cases} i_{L_r}(t) = \frac{V_{in} + V_{CL} - V_{C_r3}}{Z_r} \sin \omega_r(t-t_3) \\ u_{C_r}(t) = V_{in} + V_{CL} - [V_{in} + V_{CL} - V_{C_r3}] \cos \omega_r(t-t_3) \end{cases} \quad (8)$$

(5) 开关模式5 ($t_4 \sim t_5$)

在 t_4 时刻, $i_{L_r}(t_4) = I_{in}$, 二极管 DC 关断, 其电流走向如图3(f)所示, 等效电路如图8所示, 为电流源向电容充电。可得:

$$u_{C_r}(t) = \frac{I_{in}}{C_r}(t-t_4) + u_{C_r}(t_4) \quad (9)$$



图8 $t_4 \sim t_5$ 等效电路图

这是下半周期的初始状态。 t_5 时刻, $u_{C_r}(t_5) = \frac{V_c}{n}$, 开始下半周期工作过程。

利用PSPICE软件对该高压变换器电路进行了仿真分析，仿真参数设置为：输入电压 $V_{in}=28V$ ；开关管采用IRF150；输入电感

$L_{in}=1mH$ ； $L_r=L_d=0.5\mu H$ ； $C_r=0.5\mu F$ ； $C_p=1nF$ ； $C_1=C_2=10\mu F$ ；工作频率 $f_s=160kHz$ ，变压器变比 $n=1$ 。

经仿真可得到，输出直流电压 $V_o=96V$ ；输出功率 $P_o=300W$ 。开关管很好地实现了零流开通，仿真结果如图9所示。图中自上而下依次为主开关管S1、S2的驱动脉冲、谐振电感 L_r 的电流、变压器漏感 L_d 的电流、谐振电容 C_r 的电压、输出二极管D1/D2上的电流。

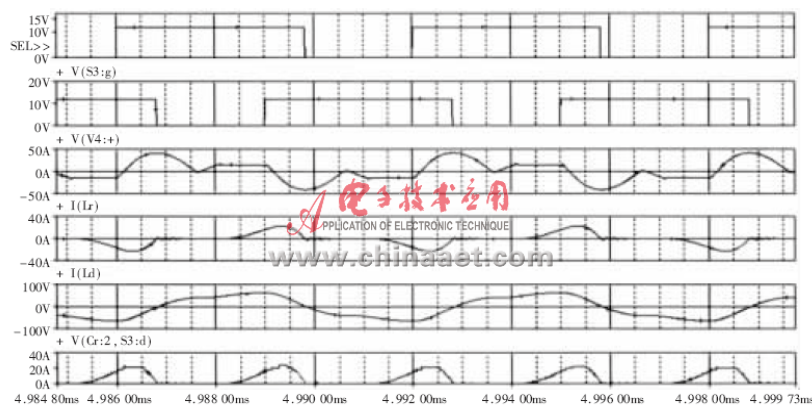


图9 电流型ZCS全桥升压倍压变换器仿真波形

本文提出了一种新型高压开关变换器——电流型ZCS全桥升压倍压变换器，并对该电路拓扑的稳态工作过程进行了详细的分析和推导，用PSPICE软件仿真验证了理论分析的正确性。

该变换器可以实现较高的电压增益。利用外加谐振元件和变压器寄生参数的谐振过程，实现了开关管的零流开通。采用箝位电路有效地减小了开关管电压应力，同时采用倍压电路降低了变压器升压比，减小了变压器体积并降低了变换器的设计难度。该变换器尤其适用于低压输入、高压输出的场合。因此，对高压开关电源设计者来说，电流型ZCS全桥升压倍压变换器是一种比较理想的参考方案。

参考文献

- [1] CHEN R Y, LIN R L, LIANG T J, et al. Current-fed full-bridge Boost converter with zero current switching for high voltage applications. in IEEE IAS, 2005.
- [2] 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, 2003.
- [3] 蔡宣三, 龚绍文. 高功率电子学(直流—直流变换部分)[M]. 北京: 科学出版社, 1993.
- [4] 张占松, 蔡宣三. 开关电源原理与设计(修订版)[M]. 北京: 电子工业出版社, 2004.

在线联系

添加到收藏夹

关于“一种新型ZCS全桥升压变换器及其稳态分析”，我有如下需求或意向：

用户名: 密码: 验证码: 5829 欢迎注册

相关应用

版权声明 | 投稿须知 | 《电子技术应用》投稿 | 网站地图 | 帮助中心 | 广告中心 | 关于我们 | 管理员信箱

回到顶端

《电子技术应用》编辑部版权所有

地址: 北京海淀区清华东路25号电子六所大厦

联系电话: 82306084 / 82306085 传真: 62311179 京ICP备05053646号

推荐分辨率1024*768 IE6.0版本

电子技术应用
APPLICATION OF ELECTRONIC TECHNIQUE