

零电压转换正激变换器开关管的应力分析

李霄燕, 张武, 孙绍华, 魏立秋

(哈尔滨工业大学 电气工程系, 黑龙江 哈尔滨 150001)

摘要: 为了合理的选取零电压转换电路的谐振参数, 利用 Pspice 对零电压转换正激电路进行了仿真分析, 获得了电路参数与各开关管电压应力和电流应力之间关系的数据, 并以此为基础优化选择了电路参数.

关键词: 零电压转换; 正激变换器; 开关应力

中图分类号: TM46

文献标识码: A

文章编号: 1007-2683(2004)03-0018-03

Component Stresses Analysis of a Zero-voltage Transition Forward Converter

LI Xiao-yan, ZHANG Wu, SUN Shao-hua, WEI Li-qiu

(Department of Electrical Engineering, Harbin Institute of Technology, Harbin 150001, China)

Abstract: To select appropriate resonant parameters of the zero-voltage transition(ZVT) forward converter, the simulation analysis by Pspice is applied to the circuit in this paper, and the data of the relation between resonant parameters and the components stress are achieved which is used to select the components and optimize the circuit parameters.

Key words: zero-voltage-transition; forward converter; component stresses

1 引言

正激变换器由于具有电路拓扑简洁、输入输出电气隔离、电压升/降范围宽、易于多路输出等特点, 被广泛应用于中小功率电源变换场合. 零电压转换正激 PWM 变换器的特点是在开关瞬间, 利用辅助开关管造成主开关管零电压的开通, 在非开关时间电路以 PWM 方式工作^[1]. 因此, 主电路电压、电流幅值仍与传统 PWM 变换器相近似. 这种电路的一个重要优点是它的零电压开关条件受线电压和负载变化的影响, 远小于其他的软开关拓扑. 从理论上讲只要满足其两个开关管, 实现零转换的最小时间

间隔即可, 但是该时间间隔是由谐振电感和谐振电容共同决定的^[2]. 而且谐振参数对开关管的工作环境有很大的影响. 本文主要是研究零电压转换正激 PWM 变换器中谐振电感和谐振电容的选取对于开关管电压和电流应力的影响.

2 ZVT 正激变换器基本工作原理

为便于讨论, 首先简单介绍其基本工作原理^[3]. ZVT 正激变换器有几种不同的拓扑, 本文所分析的变换器由一个基本正激变换电路和 ZVT 谐振电路组合而成, 其简化电路如图 1 所示. 此电路每个周期

收稿日期: 2004-03-30

作者简介: 李霄燕(1964-), 男, 哈尔滨工业大学副教授, 博士.

的工作分8个阶段,各状态的主要波形如图2所示.

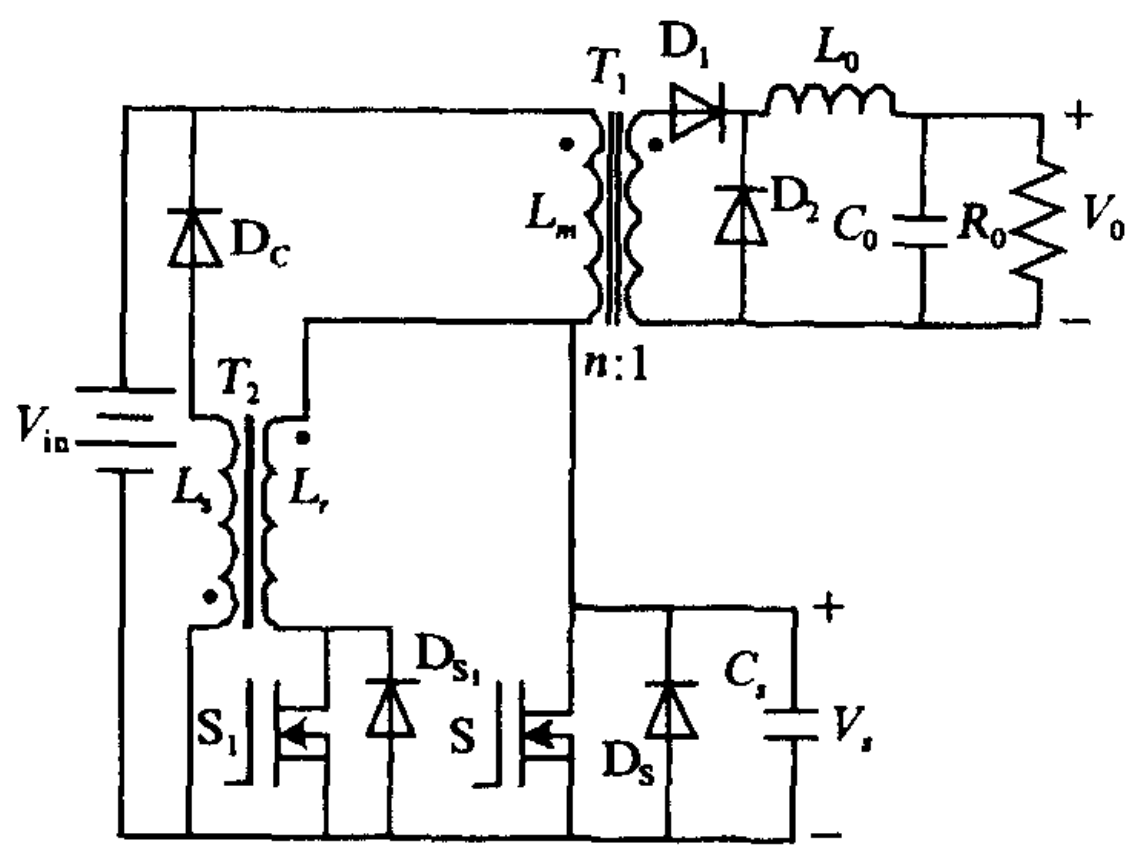


图1 ZVT正激变换器简化电路图

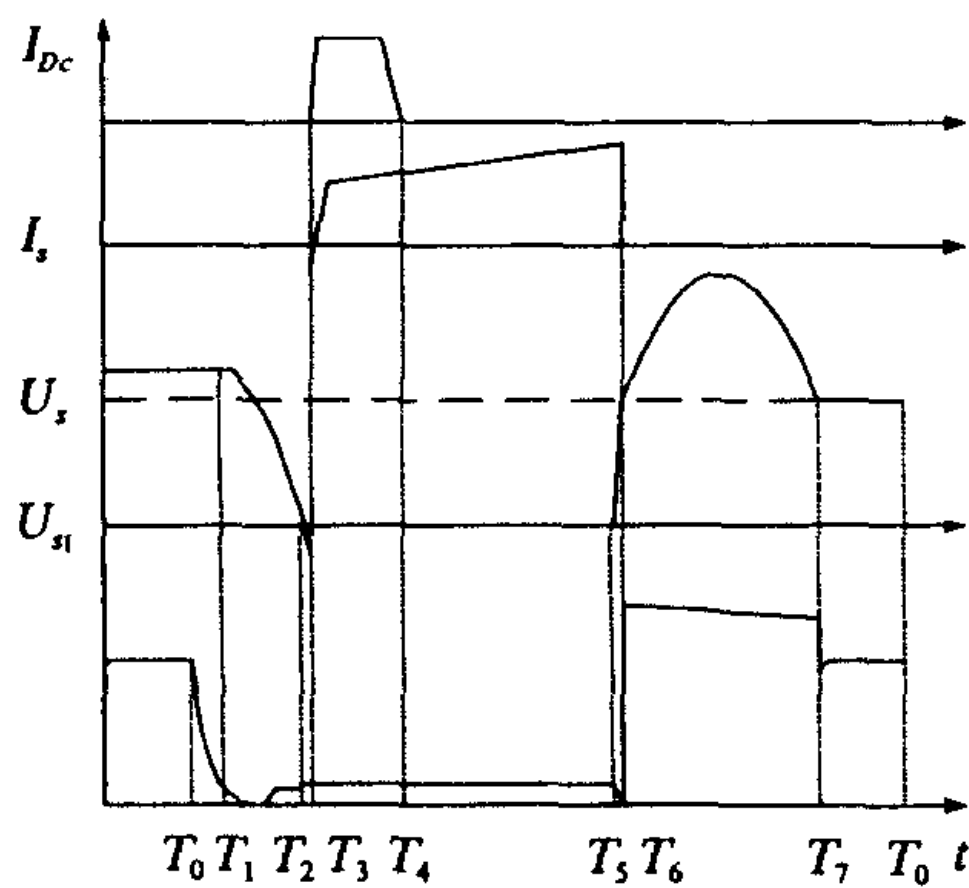


图2 变换器8个状态下的主要波形

1) T_0-T_1 阶段: T_0 时刻前, 开关 S 和 S_1 都处于关断状态谐振电感的电流 $i_{L_r}=0$. T_0 时刻, 在谐振电感 L_r 的缓冲作用下, S_1 零电流导通, T_1 时刻 L_r 中的电流线性增加到 I_0/n , 此时 D_2 软关断.

2) T_1-T_2 阶段: L_r 和 C_s 发生谐振, L_r 的电流增加, T_2 时刻 C_s 电压减小到零, 反并联二极管 D_s 开始导通.

3) T_2-T_3 阶段: S 的反并联二极管始终导通, 直到 T_3 时刻 S 导通, S_1 关断. 要实现零电压转换, S_1 和 S 的导通时间差必须满足:

$$t_d \geq L_r I_0 / n V_{in} + \pi \sqrt{L_r C_s} / 2$$

4) T_3-T_4 阶段: 钳位二极管 D_c 把 S_1 的电压钳位在 V_{in} , 储存在 L_r 中的能量通过次级绕组返回到输入侧电源.

5) T_4-T_5 阶段: 在此期间, 电源通过主开关向负载供电, 等效于正激变换器的导通阶段, T_5 时刻主开关管 S 在 C_s 的缓冲作用下软关断.

6) T_5-T_6 阶段: 变压器次级折射到初级的电流 I_0/n 把 C_s 线性充电到 V_{in} .

7) T_6-T_7 阶段: 主变压器 T_1 激磁电感 L_m 和 C_s 发生谐振, 使 C_s 充电到最大电压值, 然后下降到 V_{in} .

8) T_7-T_0 阶段: D_2 处于导通续流状态.

3 开关管应力的仿真分析

辅助管关断时, 如果谐振电感为变压器形式, 主磁通的储能经变压器耦合送回电源, 漏感能量会造成辅助开关管的严重过压. 所以在实际系统中, 采用电感与快速二极管并联的形式. 同时为了减小主管关断后变压器漏感造成的尖峰电压, 在变压器初级绕组的两端并上电容^[4]. 实际采用的电路拓扑如图3所示, 其工作过程与以上的分析基本一致.

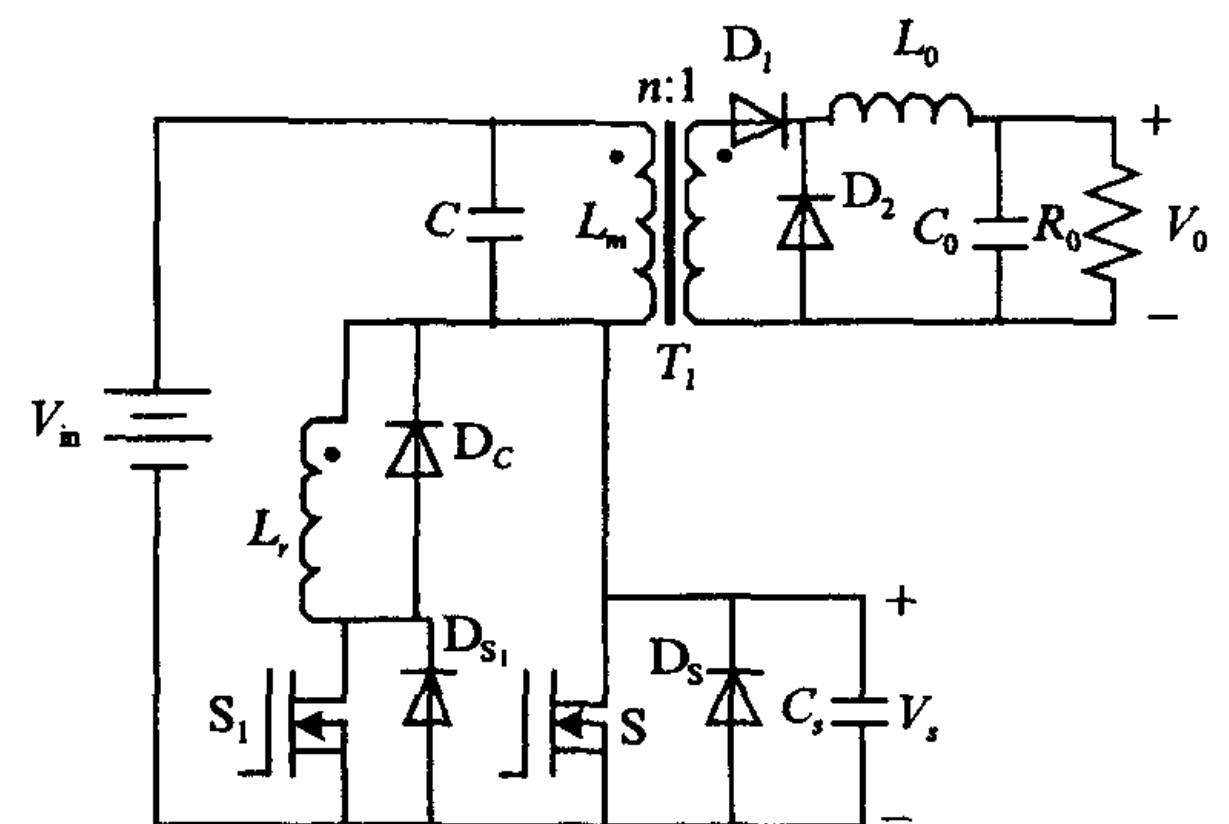


图3 实际工作原理图

该电路结构简单, 主管零电压导通, 辅管零电流导通. 但辅助开关管是硬关断, 在线电流不大时可用开关速度较快的小功率 MOSFET 作辅管以减小关断损耗. 当输入电压较低、输入线电流较大、输出电压较高时, 辅助开关管的关断损耗会较大. 用 Pspice 对该电路在输入电源电压 30V, 输出电压为 5V, 电路工作频率为 500kHz 的条件下进行仿真, 主开关管和辅助开关管的工作波形仿真如图4所示.

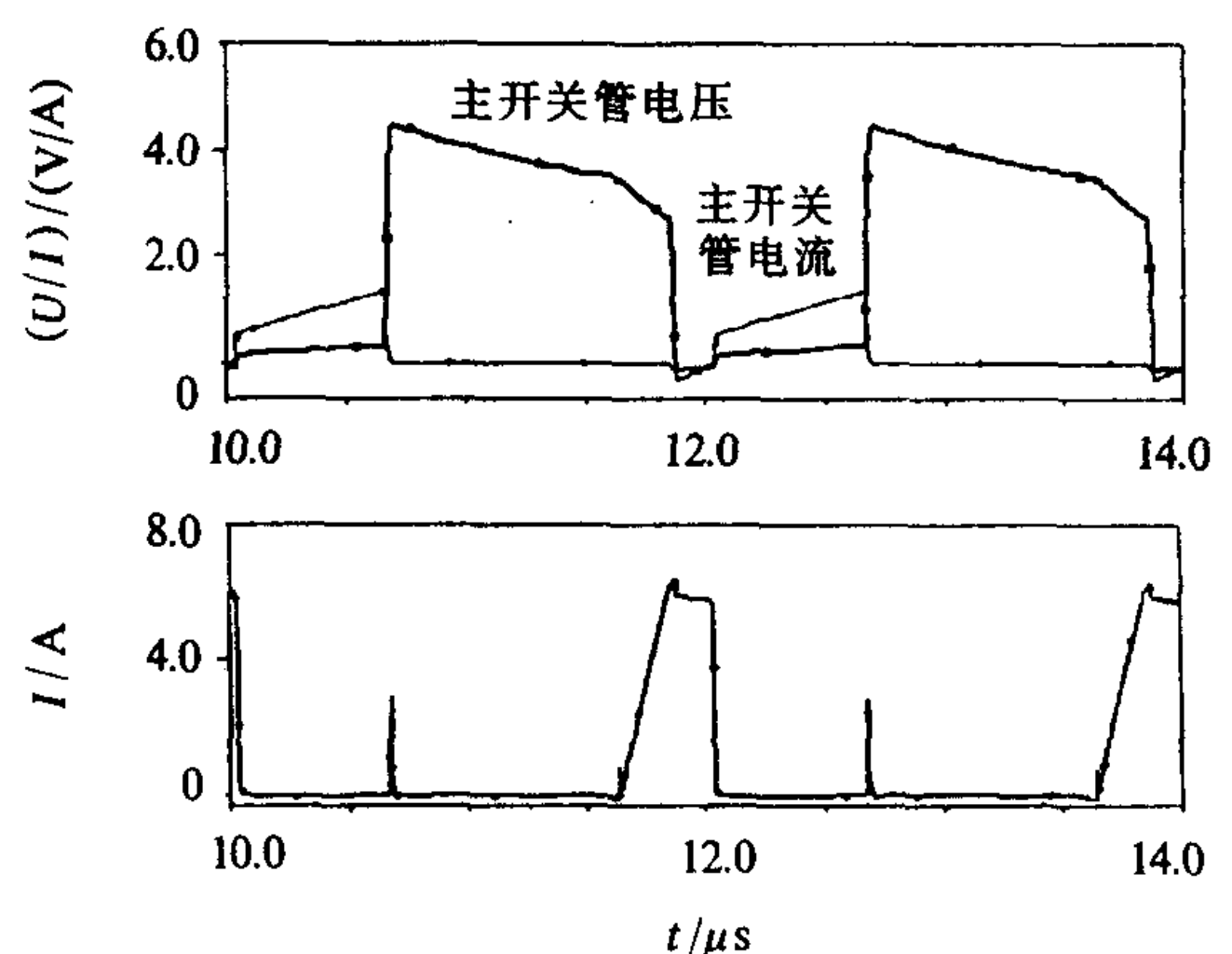


图4 电路仿真波形

为了研究各开关管电压、电流应力与电路参数之间的关系,仿真得到三组不同参数下主、辅开关管最大电压、电流的数值,如表1~3所示。

表1 $L_m=80\mu\text{H}$, $L_r=2\mu\text{H}$ 仿真数据

C_s/nF	主 管		辅 管
	电压应力/V	电流应力/A	电流应力/A
1	45.14	13.32	6.30
2	44.80	13.30	6.40
3	44.74	13.22	6.56

表2 $L_m=80\mu\text{H}$, $C_s=1\text{nF}$ 仿真数据

$L_r/\mu\text{H}$	主 管		辅 管
	电压应力/V	电流应力/A	电流应力/A
1	44.80	13.30	6.40
2	43.72	12.16	4.47
3	43.34	11.62	3.78

表3 $L_r=2\mu\text{H}$, $C_s=1\text{nF}$ 仿真数据

$L_m/\mu\text{H}$	主 管	
	电压应力/V	电流应力/A
70	46.81	15.03
80	44.80	13.30
90	44.05	12.15

表1的数据表明,随 C_s 值增加,主开关管S的电压和电流应力减小,但是辅助开关管 S_1 的电流应力增加;因为主管是零开通损耗,关断时靠 C_s 缓冲以减小关断损耗,所以较大的 C_s 有利于减小S的电压应力和电流应力。但 C_s 越大,存储的能量就越多,谐振转移到 L_r 上的 S_1 电流峰值越大,所以 S_1 的电流应力增大。由图3中 S_1 的电流波形可知, L_r 的峰值电流达7A时,使 D_{S_1} 的反向恢复时间加长,在 L_r 中流过很大的反向电流。该峰值电流也给S增加了额外导通损耗,如果 C_s 储存的能量足够大, L_r 的峰值电流可能达到 S_1 所允许的最大反向电流。 L_r 过大

的峰值电流不仅会增加 S_1 的关断损耗,而且会增加S和 S_1 的导通损耗。在辅助开关管关断后, L_r 中的能量通过反并联二极管 D_c 消耗掉。

表2的数据表明,随 L_r 增大,主、辅开关管的电压和电流应力都减小; L_r 的增大使谐振电路的等效阻抗 $Z_r=\sqrt{L_r/C_s}$ 增大,流经 L_r 的峰值电流减小,作用在S上的电压应力也减小;但是, L_r 的增加使谐振频率 $f_r=1/2\pi\sqrt{L_r C_s}$ 减小。因此,应在满足谐振周期范围条件的同时(谐振周期一般取开关周期的10%~15%为宜),尽可能取较大的 L_r 值。

由表3的数据可知, L_m 的值越大,主管的电压和电流应力越小。这是因为随着原边电感 L_m 的增加, L_m 与C和 C_s 发生谐振时的等效阻抗增大,引起主开关管的电压应力和电流应力减小。但过大的原边电感会引起变压器产生磁饱和。

从电路设计来看,就是对 L_r 、 C_s 、 L_m 等有关参数进行优化。 L_m 作为变压器初级电感,在变压器设计之后就已经确定了。可以通过状态方程的时域解得到谐振换流时间,使其处在要求的范围内。在满足此约束条件下,根据以上分析结果求解不同的 L_r 、 C_s 参数,并计算这些参数下主、辅开关管的电应力和损耗的参数变化特征值,从中找出最优点的参数。由以上分析可知 $L_r=3\mu\text{H}$, $C_s=1\text{nF}$ 时最合适。

4 结 语

ZVT-PWM正激变换器,使主开关器件工作于零电压软开关状态,同时使变压器副边的整流二极管也工作于零电压开关状态。辅助开关管虽然导通时间很短,但工作于硬开关状态,且其导通电流为负载电流的折算值与谐振电流之和。通过对零电压转换电路的仿真分析,获得了电路参数和谐振参数与各开关管的电压应力和电流应力关系的数据,并以此为基础优化选择了电路参数,减轻了主、辅开关管的电压、电流应力和功耗。

参考文献:

- [1] 李爱文.现代基础开关电源的原理和设计[M].北京:科学出版社,2001.
- [2] 甘鸿坚,丁道宏.新型ZVT-PWM正激变换器[J].电力电子技术,1997,(3):26-29.
- [3] PEK B C, FOO C F. Design of a High Frequency Soft Switching PWM DC-DC Forward Converter[C]. Proceedings of the 5th International Conference on Power Electronics and Variable-speed Drives, 1994, 399:489-494.
- [4] 瞿文龙,李众,刘士祥,李发海.一种正激式ZVT-PWM高频软开关充电机的研究[J].清华大学学报(自然科学版),1999,39(3):41-44.

(审稿:王旭东教授,周欣荣教授;编辑:付长缨)