

一种改进型 ZVT 双管双正激变换电路研究

魏曙光, 马晓军, 闫之峰
(装甲兵工程学院, 北京 100072)

摘要:针对零电压转换 (Zero Voltage Transistor, 简称 ZVT) 双管正激变换电路存在的问题, 提出了一种改进的适用于高输入电压、大输出功率场合的变换结构, 分析了该变换器实现 ZVT 的必需条件, 给出了谐振电路的参数选取原则。最后通过设计的 28V/100A 开关电源试验, 验证了该方案的可行性。

关键词:变换器; ZVT; 双管正激; 开关电源

中图分类号: TM46

文献标识码: A

文章编号: 1000-100X (2005)04-0050-03

Development on an Improved Converting Circuit with Double ZVT Dual-transistor Forward

WEI Shu-guang, MA Xiao-jun, YAN Zhi-feng

(Academy of Armored Force Engineering, Beijing 100072, China)

Abstracts:ZVT dual-transistor forward converters have been used widely in some fields owing to its higher reliability. But it does not entirely meet the requirement for soft-switching due to the existing problems in its topology, its efficiency is not higher enough. In this paper a kind of improved converting circuit named double ZVT dual-transistor forward circuit is proposed. With the configuration of two dual-transistor forward circuits connected in series, the improved converter possesses better performance that it can accomplish ZVT completely and especially adapts to some higher input-voltage and heavier output-power circumstances. The paper also analyzes some ZVT necessary conditions and gives some designing rules of the parameters in resonant circuit. Finally the project has been proved by the experiments on the designed 28V/100A switching power supply.

Key words:converter; ZVT; Dual-transistor forward; switching power supply

1 引言^[1-4]

双管正激变换器既不存在类似全桥或相移谐振电路直通的可能性, 也不存在类似推挽电路偏磁的可能性, 同时它又是利用变压器漏磁能量实现开关器件软开关的。因此, 目前这种结构被认为是最可靠、最经济的功率变换电路之一。该变换器的关键技术是软开关的实现, 文献[1]中提出了一种零电压转换 (Zero Voltage Transistor, 简称 ZVT) 双管正激拓扑结构, 从原理上看, 软开关的实现是通过增加辅助谐振电路的方法得到的。实际应用中, 因其辅助电路存在较大的开关损耗和通态损耗, 所以无法实现真正意义上的软开关。另外, 当基于该拓扑结构的变换器用于高输入电压、大输出功率场合时, 因该结构不能降低对主开关管电压应力的要求, 所以并不能获得最佳参数设计。基于上述原因, 针对 ZVT 双管正激变换器电路存在的问题^[1], 本文提出一种改进型 ZVT 双管双正激变换电路, 该电路很好地实现了软开关。试验验证了该电路的有效性和可行性。

2 ZVT 双管正激变换器的结构缺陷

图 1 示出 ZVT 双管正激变换器主电路结构^[1]。

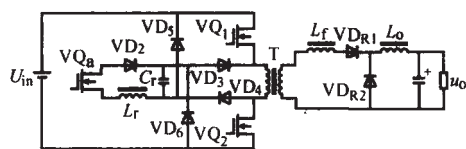


图 1 ZVT 双管正激变换器主电路结构

实现软开关的原理是: 在主开关管 VQ_1 和 VQ_2 关断期间, 储存在变压器中的能量经辅助二极管 VD_3 和 VD_4 转移至谐振电容 C_r , 下一个周期在 VQ_1 和 VQ_2 开通之前, 谐振管先导通, 谐振电路提前工作, 使储存在 C_r 中的能量通过谐振电感 L_r 、辅助二极管 VD_2 和辅助开关管 VQ_a 等谐振放电并反向充电, 从而实现主开关管的零电压导通。实际上, 由于谐振电路各元件存在损耗, 致使 C_r 放电后其反向电压值远小于输入电压 U_{in} , 故根本无法满足软开关的条件。因此, 在谐振元件损耗一定的前提下, 为了满足主开关管零电压导通的条件, 必须适当提高 C_r 的正向充电电压, 以增大谐振能量, 才能在谐振终了时, 使 C_r 上的电压 u_{Cr} 等于 U_{in} , 从而实现主开关管的零电压导通。

定稿日期: 2005-04-29

作者简介: 魏曙光 (1975-), 男, 内蒙乌盟人, 讲师, 研究方向为电力电子技术及功率变换技术。

另外, 在用于高的 U_{in} 和大的输出功率 P_o 场合时, 因 ZVT 双管正激变换器并未降低对主开关管额定电压的要求, 所以并不能选用低通态损耗、小寄生电容的低压开关管, 这将大大限制开关电源工作频率的增加和变换效率的提高。

3 改进型 ZVT 双管双正激变换器工作原理

针对 ZVT 双管正激变换器存在的不足, 提出了由两套 ZVT 双管正激变换器电路串联组成的 ZVT 双管双正激变换结构, 图 2 示出其电路原理图。它的功率变换部分采用两套 ZVT 双管正激变换器串联, 所以加在每一套变换器上的电压均为 $U_{in}/2$, 这有利于选用低额定电压和小寄生电容的高速开关管, 以降低开关管的通态损耗, 并提高开关电源的工作频率 f_z 。电源的功率输出部分由两套全波整流电路并联, 可使变压器输出脉冲的频率提高一倍, 有利于减小整流滤波元件的体积。

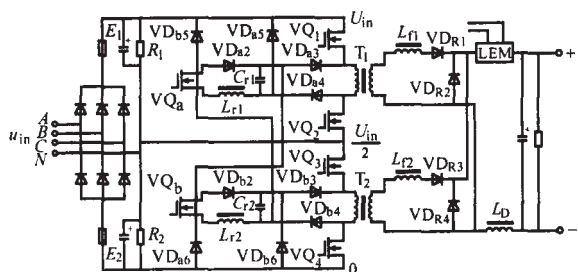


图 2 ZVT 双管双正激变换器主电路原理图

图中 C_{r1}, C_{r2} ——谐振电容 L_{r1}, L_{r2} ——谐振电感
 VQ_b ——辅助开关管
 $VQ_a, VQ_b, VD_{a2} \sim VD_{a4}$ 和 $VD_{b2} \sim VD_{b4}$ ——辅助二极管

工作过程中, 分别向两套 ZVT 双管正激变换器提供占空比 $D < 50\%$ 的驱动脉冲, 使两套装置交替工作, 共同向负载输出功率。依据前述分析, 为了弥补 ZVT 双管正激变换器结构的不足, 双管双正激变换器需采用增大 C_r 正向充电电压的方法, 以实现 VQ_1 (VQ_3) 和 VQ_2 (VQ_4) 的零电压导通。

图中, 将谐振电路中的 C_{r1} (C_{r2}) 的两只续流二极管 VD_{a5} (VD_{b5}) 和 VD_{a6} (VD_{b6}), 分别接至整流后直流电压的两端, 其作用在于: ①为 C_{r1} (C_{r2}) 设定了较高的续流值, 保证了当 VQ_1 (VQ_3) 和 VQ_2 (VQ_4) 断开后, C_r 上的充电电压可以高于 $U_{in}/2$, 储存多余的能量用来抵消谐振电路的能量损耗, 以满足主开关管零电压导通的条件; ②限定了 C_{r1} (C_{r2}) 充电电压的最大值, 使其不超过变换器的 U_{in} , 避免在重载情况下, 变压器中储存的较高的能量向 C_r 转移时, 造成 C_r 充电电压过高而损坏开关管。

4 软开关参数设计

4.1 C_{r1} (C_{r2}) 和 L_{r1} (L_{r2})

C_{r1} (C_{r2}) 的大小, 决定了主开关管关断时的电压上升率。当 C_r 越大, 上升率越小, 主开关管关断时电流和电压的交叠区域越小, 关断损耗也就越小, 但 C_r 过大, 谐振电路的工作周期会影响到主电路的 PWM 工作, 为保证谐振电路的工作周期适中, 又必须减小 L_r , 而 L_r 的减小又会导致谐振电路的电流和通态损耗增大。综上因素, 工程设计中一般取满载时, 主开关管关断后的电压上升时间为 $(2 \sim 3)t_f$, 且使辅助电路的工作周期 T_r 为主电路工作周期 T_s 的 $1/N$ 倍^[1], 因此确定 C_r 和 L_r 的方法为:

$$C_r = \frac{I_{o(max)} \cdot (2 \sim 3)t_f}{K \cdot U} \quad (1)$$

$$T_r = 2\pi \sqrt{L_r C_r} = \frac{1}{N} T_s \quad (2)$$

$$L_r = \left(\frac{T_s}{N\pi} \right)^2 \frac{1}{C_r} \quad (3)$$

式中 K ——变压器变比 N ——常数, 一般 $N=3 \sim 5$

$I_{o(max)}$ ——变换器的输出电流最大值

t_f ——主开关管的关断时间

U ——单套变换器的输入电压, $U=U_{in}/2$

4.2 VQ_a (VQ_b) 和 VD_{a2} (VD_{b2})

主开关管关断后, 变压器将通过 VD_{a3} (VD_{b3}) 和 VD_{a4} (VD_{b4}) 续流, 使高频变压器在完成磁复位的同时向 C_{r1} (C_{r2}) 充电, 因其最高箝位电压为 U_{in} , 故 VQ_a (VQ_b) 和 VD_{a2} (VD_{b2}) 的最高电压应为变换器的直流输入电压 U_{in} 。确定辅助开关管和辅助二极管的额定电流依据是: 变换器满载工作时, 在 VQ_1 (VQ_3) 和 VQ_2 (VQ_4) 关断瞬间, 储存在变压器中的最大能量 $E_{l(max)}$ 经续流二极管转换为 C_{r1} (C_{r2}) 的最大电能 $E_{Cr(max)}$ (无续流情况下), 因变压器初级的激磁电流 i_m 远小于次级折算到初级的电流^[2], 故可以忽略。则:

$$E_{l(max)} \approx \frac{1}{2} L_{lk} \left(\frac{I_o}{K} \right)^2 \quad (4)$$

$$E_{Cr(max)} = \frac{1}{2} C_r U_{Cr(max)}^2 = E_{l(max)} \quad (5)$$

$$U_{Cr(max)} = \frac{I_o}{K} \sqrt{\frac{L_{lk}}{C_r}} \quad (6)$$

$$Z_r = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (7)$$

$$I_{r(max)} = \frac{U_{Cr(max)}}{Z_r} = \frac{I_o}{K} \sqrt{\frac{L_{lk}}{C_r}} \quad (8)$$

式中 E_l ——变压器的储存能量 L_{lk} ——变压器漏感

$U_{Cr(max)}$ —— C_r 上的最大电压 Z_r ——辅助电路阻抗

$I_{r(max)}$ ——辅助电路中的最大电流

$E_{Cr(max)}$ ——谐振电容的最大能量

上述分析结果是在辅助二极管未续流的情况下得到的。当辅助二极管续流时, C_{r1} 、 C_{r2} 中储存的能量 $E_{Cr} < E_{Cr(max)}$, 故上述结果在续流情况下依然适用。

4.3 VD_{a3} 、 VD_{b3} 和 VD_{a4} 、 VD_{b4}

VQ_1 、 VQ_3 和 VQ_2 、 VQ_4 关断后, 次级的整流二极管 VD_{R1} 、 VD_{R3} 继续导通, 此时折算到初级的 I_o/K 和 i_m 通过 VD_{a3} 、 VD_{b3} 和 VD_{a4} 、 VD_{b4} 同时给 C_{r1} 、 C_{r2} 充电, C_r 上的电压从 $-U_{in}/2$ 线性上升, 主开关管两端的电压也同样是线性上升的^[3,4]。当 C_{r1} 、 C_{r2} 上的电压到零时, i_m 达到最大值 $I_{m(max)}$, 此时 VD_{a3} 、 VD_{b3} 和 VD_{a4} 、 VD_{b4} 上承受的电流 i_d 即为最大电流:

$$I_{d(max)} = \frac{I_o}{K} + I_{m(max)} \quad (9)$$

$$\text{因为: } u_{Cr}(t) = -\frac{U_{in}}{2} + \frac{1}{C_r} \frac{I_o}{K} t \quad (10)$$

$$\text{且: } u_{Cr}(t) = -L_m \frac{di_m(t)}{dt} \quad (11)$$

式中 L_m ——激磁电感

所以:

$$\int_0^t di_m(t) = -\frac{1}{L_m} \int_0^t u_{Cr}(t) dt = -\frac{1}{L_m} \int_0^t \left(-\frac{U_{in}}{2} + \frac{1}{C_r} \frac{I_o}{K} t \right) dt \quad (12)$$

$$i_m(t) = \frac{U_{in}}{2L_m} t_{on} + \frac{U_{in}}{2L_m} t - \frac{1}{2L_m C_r} \frac{I_o}{K} t^2 \quad (13)$$

$$\text{令: } u_{Cr}(t) = -\frac{U_{in}}{2} + \frac{1}{C_r} \frac{I_o}{K} t_s = 0 \quad (14)$$

式中 t_s —— i_m 到最大值经历的时间, $t_s = \frac{KC_r U_{in}}{2I_o}$

$$\text{故: } I_{m(max)} = \frac{U_{in}}{2L_m} t_{on} + \frac{KC_r U_{in}^2}{8L_m I_o} \quad (15)$$

$$\text{则: } I_{d(max)} = \frac{I_o}{K} + \frac{U_{in}}{2L_m} t_{on} + \frac{KC_r U_{in}^2}{8L_m I_o} \quad (16)$$

式中 t_{on} —— C_r 的充电时间

工作过程中, 当 $u_{Cr}=0$ 时, 电路中的 i_m 达到最大值 $I_{m(max)}$ 。

5 实验结果

基于上述改进型 ZVT 双管双正激变换器结构, 制作了 28V/100A 电源样机。该样机的工作电压和主要参数为: $u_{in}=380V$, 主开关管的 $f_z=70kHz$, $C_r=20nF$, $L_r=10\mu H$, 变压器变比 $n=8:1$, 主开关管采用 SGH80N60UFD, 辅助及续流二极管采用 FFPF20U60S。图 3 示出不同负载电流 i_o 时采用改进型 ZVT 双管双正激变换器结构的主开关管漏-源极电压 u_{ds} 波形。图 3a 为 $I_o=30A$ 时的波形。此时由于变压器储存的能量有限, 当 C_r 谐振工作后, 其反向充电电压较低, 还不能满足主开关管的软开通, 在 u_{ds} 还未到零时, 栅极驱动电压 u_g 已经出现, 因而出

现了波形的交叠。图 3b 示出 $I_o=60A$ 时的波形。由于 i_o 的增加, 储存在变压器中的能量也增加, 因此在 u_g 出现之前, u_{ds} 已经至零, 波形无交叠, 实现了主开关管的软开通。图 3c 示出 $I_o=100A$ (满载) 时的波形。随着 i_o 的增加, 主开关管软开通的效果更加理想。此时因 C_r 的充电电压不断升高, 致使主开关管承受的关断电压也逐渐升高, 由 400V 上升至 500V, 但因续流二极管的存在, 其值始终不会高于 U_{in} 。图 3d 示出经实验测得的效率曲线。由图可见, 当 i_o 较小时, 电路并未实现软开关, 因此效率较低; 随着 i_o 的不断增大, 谐振电路的能量增加, 软开关效果更加理想, 电源的工作效率也不断提高, 直到 $I_o=70A$ 左右时达到最大值, 约为 93%。随着 i_o 继续加大, 输出整流器件的通态损耗剧增, 其效率略有下降。

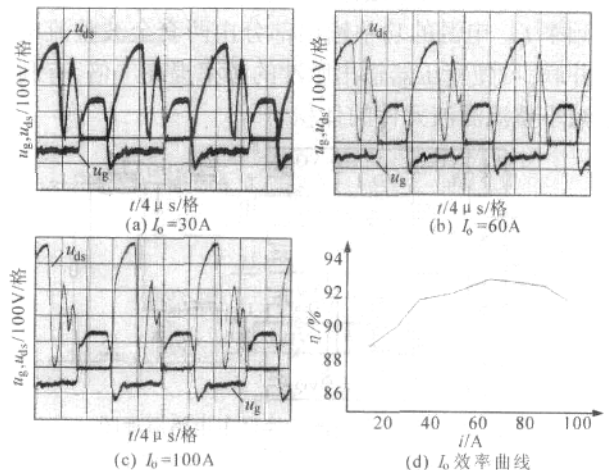


图 3 不同 i_o 时 u_{ds} 和 u_g 的实验波形及其效率曲线

6 结论

提出的改进型 ZVT 双管双正激变换器电路有效解决了原结构无法实现软开关的难题, 在降低主功率开关管电压应力的同时, 利用增加辅助电路谐振能量的方法, 实现了其主开关管的 ZVT 变换。基于该拓扑结构研制了 28V/100A 原理样机。它具有开关损耗小, 效率和可靠性高的特点, 试验结果验证了所提电路的正确性和可行性。

参考文献

- [1] 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, 2000.
- [2] 赵修科. 实用电源技术手册 (磁性元器件分册)[M]. 沈阳: 辽宁科学技术出版社, 2002.
- [3] P 鲁登堡. 电力系统暂态过程 (张钟俊译)[M]. 北京: 水利电力出版社, 1959.
- [4] M И 康托罗维奇. 运算微积分学和电路中的不稳定现象 (胡汝鼎译)[M]. 北京: 科学技术出版社, 1957.