

一种新型有源钳位 DC/DC 变换电路

A New Active-clamping DC/DC Converter

武汉空军雷达学院 赖向东 吴保芳 戴志平 (武汉 430074)

摘要:介绍一种零电压开关 PWM DC/DC 变换电路。因其功率开关管可在无任何附加电压应力下开通和关断,使开关损耗大为下降。与常规的硬开关变换电路相比,具有更高的开关频率和较高的效率。

Abstract: The authors introduce a new active-clamping ZVS PWM converter. Its Power switches can turn on and off without additional voltage stress, so the switching loss is lower. Switching-frequency and efficiency of proposed converter are higher than conventional hard-switching DC/DC converter.

叙词:变换器 脉宽调制/有源钳位 零电压开关

Keywords: converter; PWM; active clamping; ZVS

1 引言

近年来,零电压和零电流软开关技术已成为电力电子学科的热门课题之一。本文提出了一种采用零电压开关技术的 DC/DC 变换电路。该电路在传统 Boost 电路基础上附加了一个辅助开关 S_2 、一个谐振电感 L_r 、一个谐振电容 C_r 和一个钳位电容 C_c 。功率开关 S_1 和 S_2 可在没有任何附加电压应力下实现零电压开通,因此开关损耗小,变换效率高,为开关管的安全运行提供了可靠保证。

2 工作原理

图 1 示出 ZVS DC/DC 变换器主电路。

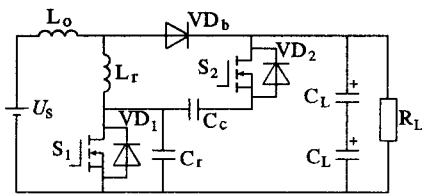


图 1 主电路原理图

为简化分析,假定输入端滤波电感足够大,可将输入视为理想电流源 I_s 。电容 C_c 容量也足够大, C_c 两端的电压 U_c 为常量。主要波形见图 2。由图 2 可知,两个开关是以推挽方式工作的。在 $t = t_0$ 时刻之前,主开关 S_1 导通,辅助开关 S_2 关断, VD_b 和 VD_2 均为反偏截止。 L_r 上储有能量 $W_L = \frac{1}{2} L I_s^2$ 。

(1) $t_0 \sim t_1$ 阶段(图 3a) 在 $t = t_0$ 时刻, S_1 关断,因 C_r 的存在, U_{Cr} 不能突变。随后 C_r 被 I_s 线性充电至 $U_o(t = t_1)$, S_1 为无损耗关断。

(2) $t_1 \sim t_2$ 阶段(图 3b) 在 $t = t_1$ 时刻, U_{Cr} 上升至 U_o , 二极管 VD_b 开始导通,流过 L_r 的电流开始减小。当 U_{Cr} 从 U_o 继续上升至 $U_o + U_c$ 时,与 S_2 反并联的 VD_2 导通, C_r 两端电压被钳位在 $U_o + U_c$, 此时 S_2 两端电压为零。

(3) $t_2 \sim t_3$ 阶段(图 3c) 在 $t = t_2$ 时刻, C_r 两端电压被钳位在 $U_o + U_c$, S_2 两端电压为零,若此时驱动 S_2 开通,则是无开通损耗的零电压开关。在 S_2 导通期间,电容 C_c 两端电压通过 L_r 、 VD_b 、 S_2 发生谐振, I_{Lr} 线性下降到零,然后又反向增大,直到 $t = t_3$ 时刻, S_2 关断。近似地看, C_c 充、放电的电荷相同。若 C_c 容量足够大,可认为 C_c 两端电压 U_c 不变。

(4) $t_3 \sim t_4$ 阶段(图 3d) 在 $t = t_3$ 时刻, S_2 关断。由于 i_{Lr} 已经反向不能突变,电容 C_r 通过 L_r 、 VD_b 和负载发生谐振, U_{Cr} 很快减小到零,为 S_1 的零电压开通作准备。因 C_r 的存在, S_2 为无损耗关断。

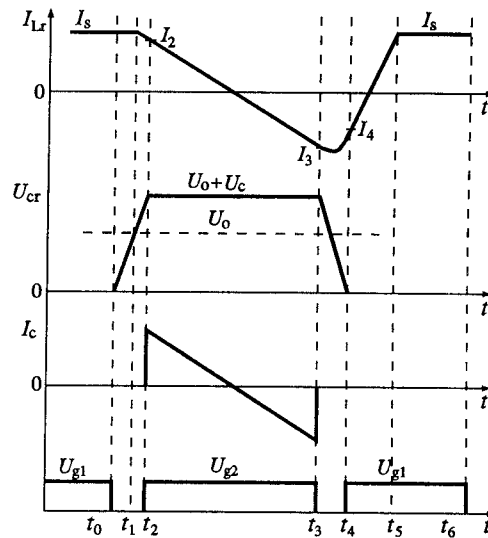


图 2 主要波形

(5) $t_4 \sim t_5$ 阶段(图 3e) 若在 $t = t_4$ 时刻驱动 S_2 导通,则 S_1 是零电压开关,没有开通损耗。此后 i_{Lr} 减小到零,并再次反向增加 I_s 。

(6) $t_5 \sim t_6$ 阶段(图 3f) 在 $t = t_5$ 时刻, $i_{Lr} = I_s$, 二极管 VD_b 反偏截止,功率不能传递给负载。这个阶段的终止时刻 $t = t_6$ 即为整个开关周期的终点, S_1 关断。

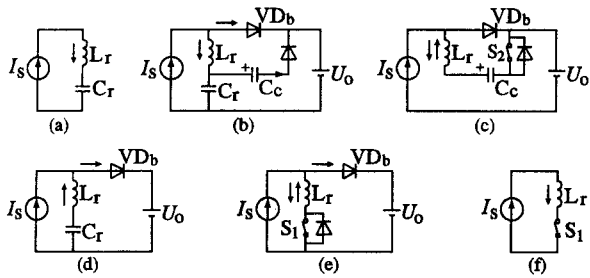


图3 一个工作周期内的六个阶段拓扑图

3 相关理论分析

3.1 电压变换比和钳位比

因 Δt_1 、 Δt_2 和 Δt_4 在整个周期中所占比例很小,可忽略,以下分析只考虑图4所示的理想波形。

稳态时一个开关周期内电容 C_c 的功率必为零。根据前面的假设, C_c 两端电压为常量。则 C_c 在一个开关周期内平均电流应为零,即:

$$\int_0^{(1-D)T_s} \left(\frac{-U_c}{L_r} t + I_s \right) dt = 0 \quad (1)$$

得

$$U_c = \frac{2I_s L_r}{T_s(1-D)} \quad (2)$$

直流电压钳位比 β 为:

$$\beta = \frac{2K_L}{1-D} \quad (3)$$

式中 $K_L = \frac{I_s L_r}{U_o T_s}$

D ——占空比

直流电压变换比 q 为:

$$q = \frac{U_o}{U_s} = \frac{1}{1-(D-2K_L)} \quad (4)$$

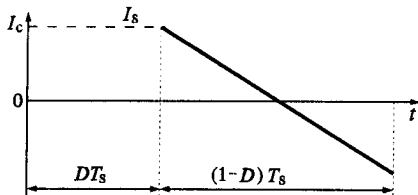


图4 流过钳位电容 C_c 的电流 I_c

3.2 换相情况分析

由前面分析可知,由于 C_r 的存在, S_1 和 S_2 实现了无损耗关断。 S_1 和 S_2 零电压开通时也没有开通损耗,前提是: S_2 开通之前,电容 C_r 上的电压必须由零充电至 $U_o + U_c$; S_1 开通之前,电容 C_r 上的电压必须由 $U_o + U_c$ 放电至零。因此,在 L_r 上存储足够的能量是 S_1 和 S_2 平滑换相的关键。由:

$$\frac{1}{2} L_r I_s^2 \gg \frac{1}{2} C_r (U_c + U_o)^2 \quad (5)$$

得:

$$K_L \gg \frac{1-D}{2\pi f(1-D)-2} \quad (6)$$

式中 $f = f_o/f_s$

f_o ——谐振频率

f_s ——开关频率

考虑到效率和输入电感上电流的波动, K_L 的选择应稍大一些。

4 设计举例

4.1 设计要求

要求所设计的 DC/DC 变换装置达到如下性能: 输入电压 $U_s = 300V$; 输出电压 $U_o = 400V$; 输出功率 $P_o = 1600W$; 开关频率 $f_s = 100kHz$ 。

4.2 电路参数

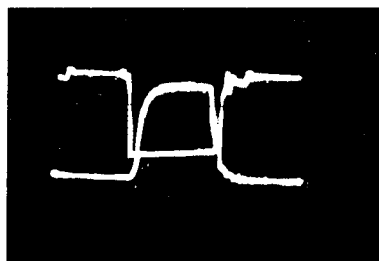
根据上述要求可得直流电压变换比 $q = U_o/U_s = 1.33$ 。选择电路参数为: 开关 S_1 的占空比 $D = 0.35$; 谐振频率 $f_o = 6f_s$; 保证 S_1 、 S_2 能平滑换相的 K_L 最小值为 $K_{L(\min)} = (1-D)/[2\pi f(1-D)-2] \approx 0.0289$ 。

根据式(4) $K_L = (1/2)(1/q - 1 + D) = 0.05 > K_{L(\min)}$, 符合平滑换相要求, 再根据式(3), 得 $L_r = K_L U_o / (f_s I_s) = 35.6\mu H$, 而 $C_r = (1/[(2\pi f_o)^2 K_L]) = 1.98nF$; $\beta = 2K_L / (1-D) = 0.413$, 即 $U_c = \beta U_o = 57.2V$ 。

4.3 实验结果

依据上面的计算, 选择主要器件如下: 功率开关 S_1 、 S_2 为 2SK1358; 二极管 VD_b 为 MUR8100; 谐振电容 C_r 为 $1000pF/1.25kV$; 钳位电容 C_c 为 $2.2\mu F/200V$; 输出滤波电容 C_L 为 $220\mu F/250V$; 谐振电感 L_r 为 $36\mu H$; 输入滤波电感 L_o 为 $500mH$ 。

图5示出主开关 S_1 的漏源电压和门极驱动信号波形。从图中看出, 所得实验结果与前面的理论分析完全一致, 达到了设计要求。

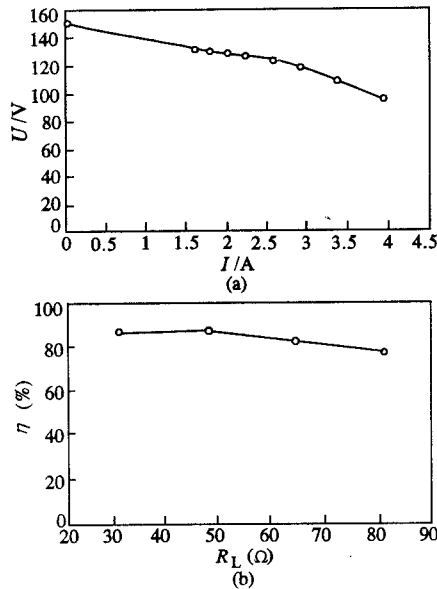


$U_{GS1}: 5V/格$ $U_{DS1}: 150V/格$ (通过分压器测量)

图5 主开关 S_1 的漏源电压 U_{DS1} 和门极驱动信号 U_{GS1}

(下转第18页)

有较好恒压特性。



(a)输出特性

(b)效率

图6 逆变器特性实验

逆变电路的效率受开关器件损耗、电感线圈电阻损耗、谐振电容介质损耗等影响,实验结果如图6b所示,在额定输出时,平均效率可达85%以上。

作者简介

李东仓:男,1968年生,硕士。研究方向为电力电子变换技术。

4 结论

本文研究的串联谐振并联输出正弦逆变器,既克服了串联谐振对负载参数敏感的缺点,又保留了串联谐振电路起动容易,输出波形好,效率高的优点,在高压静电除尘电源加速器高压电源中具有适应性,是一种先进实用的逆变器电路,当逆变器的负载是AC/DC变换电路时,等效负载的形式较为复杂,具体的分析另文讨论。

参考文献

- 1 Mapham N. An SCR Inverter with Good Regulation and Sine-wave Output. IEEE Trans on Industry and General Application. 1967, IGA3(2):176~187.
- 2 Jain P et al. A Near-zero Current-switching Series Resonant Inverter Using GTO's. IEEE Trans. on Industry Electronics. 1992, 39(4):351~358.
- 3 江缉光. 电路原理. 北京:清华大学出版社,1996.
- 4 李东仓. 高频功率逆变器研究[硕士学位]. 兰州大学, 1999.

收稿日期:1999-09-21

定稿日期:1999-12-21

(上接第28页)

5 结论

本文介绍了一种采用零电压开关PWM技术的有源钳位DC/DC变换电路。通过数学分析和实验结果得出以下结论:

(1)电路中开关器件可在没有任何附加电压、电流应力下通断,开关损耗极小。不需要附加缓冲电路,简化了电路的结构。

(2)开关的工作频率高,电路的效率也很高。经实测,该实验电路在半载情况下效率大于90%,如对电路结构进行优化,效率还可以进一步提高。

作者简介

赖向东:男,1969年4月生,讲师,硕士。主要从事电力电子技术及其应用研究。

本电路适用于高效小型化的DC/DC变换装置中。

参考文献

- 1 Watson R., Lee F. C. et al. Utilization of an Active-Clamp Circuit to Achieve Soft Switching in Flyback Converters. in Proc. IEEE Power Electron. Specialists Conf., 1994: 909~916.

收稿日期:1999-09-21

定稿日期:2000-01-04