

一种新型的零电压零电流转移 DC-DC 变换器

林国庆

(福州大学电气工程与自动化学院, 福建省 福州市 350002)

A Novel Zero-voltage and Zero-current Transition DC-DC Converter

LIN Guo-qing

(School of Electrical Engineering and Automation, Fuzhou University, Fuzhou 350002, Fujian Province, China)

ABSTRACT: a novel zero-voltage and zero-current transition dc-dc converter is presented in the paper. Soft-switching of the main switch and auxiliary switches can be achieved by using two auxiliary resonant networks. The proposed converter has such advantages as zero-voltage and zero-current turn-on and zero-voltage and zero-current turn-off for the main switch without increasing voltage and current stress, zero-current turn-on and turn-off for auxiliary switches. It is very attractive for high power application where igbt is predominantly used as the power switches. Its operation principle is analyzed through its application to the boost converter. The condition of soft-switching and the design considerations are analyzed in detail. The novel soft-switching cell can be also used in other basic dc-dc converters. Some experimental measurements are used to verify the theoretical prediction and analytical discussion.

KEY WORDS: zvczt; soft-switching; DC-DC converters

摘要: 提出了一种新型的零电压、零电流转移 DC-DC 变换器, 即通过采用两条辅助谐振网络实现了全部主、辅开关管的软开关, 主开关管实现了零电压零电流开通、零电压零电流关断, 开关管电压电流应力小, 辅助开关管实现了零电流通断, 特别适用于以 IGBT 作为开关器件的高电压大功率场合。并以其在 Boost 变换器的应用为例分析了它的工作原理, 软开关实现条件, 给出了谐振参数的设计方法, 该软开关设计思想可以推广到其它基本的 DC-DC 变换器中。电路仿真和实验结果验证了所提出的方案是可行的。

关键词: 零电压零电流转换; 软开关; DC-DC 变换器

0 引言

硬开关 PWM 变换器以其拓扑结构简洁、控制方式简单、工作频率恒定以及输出调节特性好而得到广泛应用。在高压、大功率应用场合, 功率器件承受的电压、电流应力大, 开关损耗大, 并且电压

尖峰和电流浪涌带来的电磁干扰可能影响变换器的正常工作。在传统的设计中通常需用较大容量的开关器件辅以吸收电路, 开关频率难以提高。为解决这些问题, 近年来国内外提出了许多软开关技术^[1-8], 如谐振开关技术、零开关技术和零转移技术等。其中零转移变换器由于采用辅助网络^[9-16], 利用辅助开关控制谐振元件的谐振过程, 在保持 PWM 变换器优点的同时实现了软开关, 减少了开关损耗, 成为电力电子领域的研究热点。尽管目前出现许多新型电路拓扑, 但仍存在着一些不足, 如开关管电压电流应力大、辅助管不能实现软开关、主开关管不能实现 4 个零、存在较大环流能量等。

本文提出了一种新型的零电压、零电流转移软开关 DC-DC 变换器, 它通过采用两条辅助谐振网络实现了全部主、辅开关管的软开关, 主开关管电压电流应力小, 可用于 IGBT 作为开关器件的高电压、大功率场合。

1 电路拓扑与工作原理

图 1 为新型零电压零电流软开关电路拓扑, 其中辅助谐振网络分别由辅助开关管 S_2 、谐振电感 L_{r1} 、谐振电容 C_1 和辅助开关管 S_3 、谐振电感 L_{r2} 、谐振电容 C_2 组成。电感 L_1 、 L_2 构成一个耦合电感, 匝比为 1, 在分析过程中用一个电流源 i_{L2} (流过 L_2 电流) 和一个电压源 U_{L1} (L_1 两端电压) 等效。

为简化分析, 假设电路中所有元器件都是理想的, 输入滤波电感 L_f 足够大, 用恒流源 I_i 代替, 输出滤波电容 C_0 足够大, 用恒压源 U_0 代替。设 $t=t_0$ 以前, 主开关管 S_1 和辅助开关 S_2 、 S_3 均关断, 谐振电容 C_2 的电压为 U_{c2max} 。一个开关周期内有 8 种运行模式, 如图 2 所示。

基金项目: 福建省自然科学基金(E0510008); 福建省科技三项(K04011)。

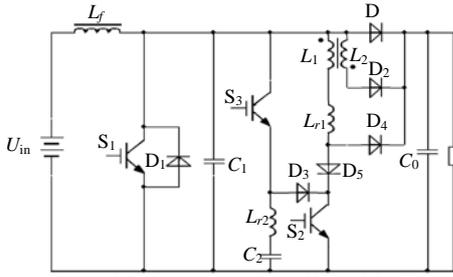


图 1 新型 ZVZCT 软开关电路拓扑

Fig. 1 The proposed ZVZCT soft-switching converter

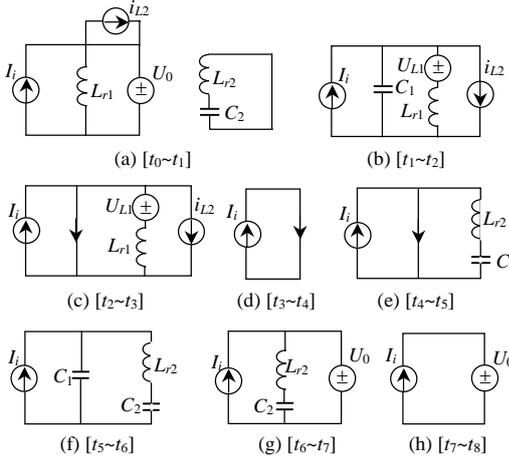


图 2 8 个不同工作状态的等效电路

Fig. 2 Equivalent circuits for eight topological stages

(1) 模式 1($t_0 \sim t_1$): t_0 时, 辅助管 S_2 零电流导通, 有 2 种工作情况: ①电感 L_{r1} 电流由零线性充电至 $I_i/2$, $i_{Lr1} = i_{Lr2} = I_i/2$, 整流二极管电流 $i_D = I_i - i_{Lr1} - i_{Lr2} = 0$, 整流二极管 D 零电流关断, 线性充电时间 $t_{01} = I_i L_{r1} / 2U_0$; ② L_{r2} 通过 S_2 、 D_3 与 C_2 发生谐振, 有

$$i_{Lr2} = -\frac{U_{C2max}}{Z_{r2}} \sin \omega_2(t - t_4) \quad (1)$$

$$u_{c2} = U_{C2max} \cos \omega_2(t - t_4) \quad (2)$$

式中: $\omega_2 = 1/\sqrt{L_{r2}C_2}$; $Z_{r2} = \sqrt{L_{r2}/C_2}$ 。

经过 $1/2$ 谐振周期后停止谐振, 这一段时间可能延续到模式 2 和模式 3。

(2) 模式 2($t_1 \sim t_2$): t_1 时, $i_D = 0$, 整流二极管 D 关断, L_{r1} 通过 S_2 与 C_1 发生谐振, 有

$$i_{Lr1} = \frac{1}{2}I_i + \frac{U_0}{Z_{r1}} \sin \omega_1(t - t_1) \quad (3)$$

$$u_{c1} = \frac{1}{2}U_0[1 + \cos \omega_1(t - t_1)] \quad (4)$$

式中: $\omega_1 = 2/\sqrt{L_{r1}C_1}$; $Z_{r1} = 2\sqrt{L_{r1}/C_1}$ 。

C_1 电压 u_{c1} 逐渐降低, 同时耦合电感次级电流 i_{L2} 通过 D_2 流到负载, 辅助开关承受较小的电流应力, 这个阶段时间 $t_{12} = \pi/\omega_1 = \pi\sqrt{L_{r1}C_1}/2$ 。

(3) 模式 3($t_2 \sim t_3$): t_2 时, $u_{c1} = 0$, 主开关管体内反并二极管 D_1 导通, 此时给主开关管 S_1 加上触发脉冲, S_1 零电压接通。谐振电感 L_{r1} 电流 $i_{Lr1} = I_i/2 - U_0(t - t_2)/L_{r1}$, 谐振电感 L_{r1} 中能量反馈到负载, 谐振电感线性放电, 流过主开关管 S_1 电流线性增加, S_1 为零电流接通。当 $t_{23} = I_i L_{r1} / 2U_0$ 时, $i_{Lr1} = 0$, 辅助管 S_2 电流 $i_{s2} = 0$, 此后到辅助管 S_3 开通前任何时刻关断辅助开关 S_2 均可实现辅助管 S_2 零电流关断。

(4) 模式 4($t_3 \sim t_4$): t_3 时, 主开关管 S_1 的漏源电流达到滤波电感 L_f 的电流 I_i , 电路恢复到传统的 PWM 工作状态。

(5) 模式 5($t_4 \sim t_5$): t_4 之前, 主开关 S_1 导通, C_2 电压已充电到 $-U_{c2max}$ 。 t_4 时, 辅助管 S_3 零电流导通, L_{r2} 通过 S_1 、 S_3 与 C_2 发生谐振。在这一时间段有

$$i_{Lr2} = \frac{U_{C2max}}{Z_{r2}} \sin \omega_2(t - t_4) \quad (5)$$

$$u_{c2} = -U_{C2max} \cos \omega_2(t - t_4) \quad (6)$$

谐振电流 i_{Lr2} 迫使主开关管 S_1 的漏源电流 $i_{s1} = I_i - i_{Lr2}$ 以正弦规律减小, 当 i_{Lr2} 谐振到等于输入电流 I_i 时, 主开关管 S_1 中的电流下降为零。之后, i_{Lr2} 继续谐振上升, S_1 所在支路电流变负, S_1 的反并二极管导通, 经过 $1/4$ 谐振周期后, $i_{Lr2} = U_{C2max} / Z_{r2}$ 达到最大值, 然后谐振下降。当 i_{Lr2} 谐振下降到再次等于 I_i 时, S_1 的反并二极管 D_1 电流下降为零。在 S_1 的反并二极管 D_1 导通期间, 关断主开关管 S_1 可实现零电压零电流关断。此段时间间隔 $t_{45} = \pi\sqrt{L_{r2}C_2}/2$ 。

(6) 模式 6($t_5 \sim t_6$): 主开关管 S_1 关断后, L_{r2} 与 C_2 、 C_1 继续发生谐振, 电容 C_1 电压 u_{c1} 由零开始逐渐增加, C_2 电压也继续增加。当 $u_{c1} = U_0$ 时, 整流二极管 D 导通。

(7) 模式 7($t_6 \sim t_7$): 整流二极管 D 导通后, L_{r2} 与 C_2 继续谐振, 在这一时间段有

$$i_{Lr2} = \sqrt{I_{LM}^2 + \left(\frac{U_{CM} - U_0}{Z_{r2}}\right)^2} \cos[\omega_2(t - t_6) + \theta] \quad (7)$$

$$u_{c2} = U_0 + \sqrt{(U_{CM} - U_0)^2 + I_{LM}^2 Z_{r2}^2} \cdot \sin[\omega_2(t - t_6) + \theta] \quad (8)$$

式中: $\theta = \tan^{-1}(U_{CM} - U_0)/Z_{r2}I_{LM}$; $I_{LM} = i_{Lr2}(t_6)$; $U_{CM} = u_{c2}(t_6)$ 。

当谐振电流 i_{Lr2} 下降到零时, 谐振电压 u_{c2} 达到

最大值 $U_{C2\max} = U_0 + \sqrt{(U_{CM} - U_0)^2 + I_{LM}^2 Z_{r2}^2}$, 这个时间段结束, $t_{67} = (\pi/2 - \theta)\sqrt{L_{r2}C_2}$ 。

(8) 模式 8 [$t_7 \sim t_8(t_0)$]: t_7 时, L_{r2} 与 C_2 的谐振停止, u_{C2} 电压保持在最大值 $U_{C2\max}$, $i_{Lr2} = 0$, 流过辅助管 S_3 的漏源电流为零, 此后到辅助管 S_2 开通前任何时刻均可使辅助管 S_3 零电流关断。 t_7 以后整流二极管 D 已完全导通, 电路又回到传统的 PWM 工作状态。 t_8 时辅助管 S_2 导通, 电路又重复上一个周期的工作。

2 参数设计

2.1 软开关分析

由以上分析可知, 要实现主开关管 ZVS, 关键在于模式 1 和模式 2。模式 1 实现了输出整流二极管 D 的零电流软关断, 而 D 的关断又为 L_{r1} 和 C_1 的谐振创造了条件。在模式 2, 要实现 S_1 零电压接通必须保证 u_{C1} 在主开关管 S_1 开通前从 U_0 谐振到零, 需满足以下条件:

$$T_{2on} \geq t_{01} + t_{12} = \frac{I_i L_{r1}}{2U_0} + \frac{\pi\sqrt{L_{r1}C_1}}{2} \quad (9)$$

式中 T_{2on} 为辅助管 S_2 脉冲宽度。

同时, 为了使辅助管 S_2 实现零电流关断还必须满足下列条件:

$$T_{2on} \geq t_{01} + t_{12} + t_{23} = \frac{I_i L_{r1}}{U_0} + \frac{\pi\sqrt{L_{r1}C_1}}{2} \quad (10)$$

$$T_{2on} \geq \frac{\pi\sqrt{L_{r2}C_2}}{2} \quad (11)$$

显然, 要使主开关管 S_1 实现零电压接通, 辅助管 S_2 也实现零电流关断, 必须同时满足式(10)和式(11)。

在辅助管 S_2 导通期间, 有两条支路电流流过辅助管 S_2 , 一条来自电感 L_{r1} 电流, 另一条来自电感 L_{r2} 电流。在此期间, L_{r2} 、 C_2 谐振支路 u_{C2} 由 $V_{c2\max}$ 变为 $-V_{c2\max}$, i_{Lr2} 从 0 谐振到最大值再回到 0, 之后保持谐振值直至辅助管 S_3 开通, 为主开关管 S_1 零电流关断创造条件。

实现主开关管 ZCS 的关键在于模式 5, 利用 L_{r2} 、 C_2 谐振回路的分流作用使主开关管的电流发生转移, $i_{S1} = I_i - i_{Lr2}$, 谐振支路电流 i_{Lr2} 逐渐增加, 主开关管电流 i_{S1} 逐渐减小, 直至 $i_{S1} = 0$ 时实现零电流关断。在此阶段 L_{r2} 、 C_2 谐振得以发生的前提是必须给电容 C_2 赋予一定的初始电压, 且主开关管实现零电流关断必须满足以下条件:

$$i_{Lr2\max} = \left| \frac{U_{C2\max}}{Z_{r2}} \right| \geq I_i \quad (12)$$

要使辅助管 S_3 也实现零电流关断还必须满足

$$T_{3on} \geq t_{45} + t_{56} + t_{67} \quad (13)$$

式中 T_{3on} 为辅助管 S_3 脉冲宽度。

2.2 谐振网络参数的设计

(1) 设置电流系数 K_i 。

$$K_i = \frac{I_{Lr1m}}{I_i} \quad (14)$$

式中: I_{Lr1m} 为流过电感 L_{r1} 电流的最大值; $K_i > 1$ 。

(2) 谐振电感 L_{r1} 和电容 C_1 。

如上所述, 主开关管 S_1 零电压开通, 关断时靠电容 C_1 的缓冲实现零电压, 较大的 C_1 有利于减小关断损耗, 但 C_1 越大, C_1 存储的能量 $C_1 U_0^2 / 2$ 越多, 在谐振周期一定情况下 C_1 能量经谐振转移到 L_{r1} 上使电流峰值增大, 辅助管 S_2 电流应力和主开关管关断损耗增加。这部分谐振能量究竟取多大, 必须结合开关损耗和开关应力加以考虑。根据以上分析可得出

$$\begin{cases} L_{r1} = \frac{2}{1 + \pi(K_i - 1)/2} \frac{U_0}{I_i} (t_{01} + t_{12}) \\ C_1 = \frac{(K_i - 1)^2}{1 + \pi(K_i - 1)/2} \frac{I_i}{2U_0} (t_{01} + t_{12}) \end{cases} \quad (15)$$

其中 I_i 取输入电感 L_f 电流的最大值 (P_0 / U_{imin}), C_1 包括谐振电容、主开关管寄生电容和整流二极管的结电容。本设计中取 $t_{01} + t_{12} = 0.05T$, T 为开关周期。

(3) 谐振电感 L_{r2} 和电容 C_2 。

主开关管关断时靠 L_{r2} 、 C_2 谐振回路的分流使主开关管的电流发生转移。为实现零电流关断, 必须使该谐振支路电流最大值 $i_{L2\max} = U_{C2\max} / Z_{r2} \geq I_i$, 但是太大的谐振电流又使谐振电感和辅助管的负担加重。通常在满足软开关条件下应尽量减少 $U_{C2\max}$, 谐振电感 L_{r2} 、 C_2 按下式计算

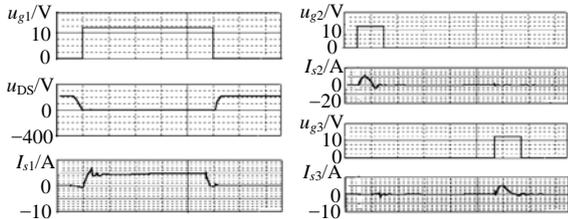
$$\begin{cases} L_{r2} = 2K_v U_0 t_{45} / \pi I_i \\ C_2 = 2I_i t_{45} / \pi K_v U_0 \end{cases} \quad (16)$$

式中 $K_v = U_{C2\max} / U_0$ 为电压系数, 本设计取 $t_{45} = 0.03T$ 。

3 仿真与实验结果

基于上述电路拓扑和分析, 利用 Pspice 软件进行了仿真, 并进行了 100kHz、400W 原理样机实验。所选择谐振元件参数为: $L_{r1} = 15\mu\text{H}$, $C_1 = 680\text{pF}$,

$L_{r2}=5\mu\text{H}$, $C_2=4.70\text{nF}$ 。仿真和实验结果如图 3 和图 4。可以看出, 主开关管 S_1 为零电流、零电压通断, 电压、电流为梯形波, 相互错开, 即实现了 4 个零、4 个斜坡, 辅助开关管 S_2 、 S_3 也实现了零电流通断。实验结果与理论分析和仿真结果相一致。



(a) 主开关管电压电流波形 (b) 辅助开关管电压电流波形

图 3 电路仿真波形

Fig. 3 The simulation waveform of the proposed circuit

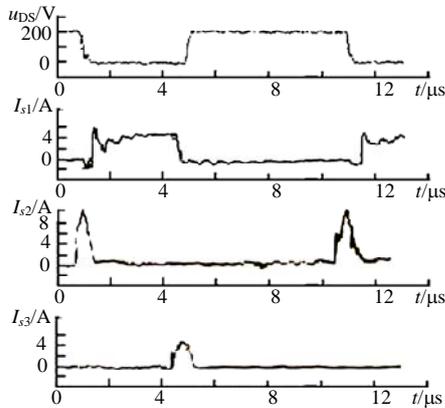


图 4 开关管电压、电流波形

Fig. 4 Voltage and current waveform of the switches

4 结论

本文构造出一种新型零电压零电流转移的软开关 DC-DC 变换器电路拓扑,它通过采用两条辅助谐振支路实现了全部主、辅开关的软开关。由于主开关管实现了 4 个零,消除了电压和电流的交叠现象、降低了开关损耗; 4 个斜坡,减小了 dv/dt 、 di/dt , 开关应力减小,同时也解决了硬开关 PWM 变换器引起的 EMI 问题、二极管的反向恢复问题。在较宽的负载范围内,零电压、零电流开关条件均可以得到保证。该新型软开关 DC-DC 变换器由于主开关管和辅助管都实现了零电流通断,主开关管和辅助管均可用 IGBT 作为开关器件用于高电压、大功率应用场合。

参考文献

- [1] Zhu J Y, Dao H D. Zero-voltage-and zero-current-switched PWM DC-DC converters using active snubber[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1999, 35(6): 1406-1412.
- [2] Smith K M. Lossless passive soft-switching methods for inverters and

- amplifiers[J]. IEEE Trans. on PE. 2000, 15(1): 164-173.
- [3] Xiaofen Shi, Chok-You Chan. Analysis and passivity-based control of zero-voltage-transition PWM converters[J]. IEEE Trans. on PE. , 2002, 17(5): 633-640.
- [4] Kim Eun-Soo, Kim Yoon-Ho. A ZVZCS PWM FB DC/DC converter using a modified energy-recovery snubber[J]. IEEE Trans. On Industrial Electronics. 2002, 49(5): 1120-1127.
- [5] 顾亦磊,陈世杰,吕征宇,等.控制型软开关变换器的实现策略[J].中国电机工程学报, 2005, 25(6): 55-59.
Gu Yilei, Chen Shijie, Lü Zhengyu, et al. Strategy for control type soft switching converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(6): 55-59(in chinese).
- [6] 孙铁成,王宏佳,张学广,等.一种采用无源钳位电路的新型零电压零电流开关变换器[J].中国电机工程学报, 2006, 26(17): 72-76.
Sun Tiecheng, Wang Hongjia, Zhang Xueguang, et al. A novel ZVZCS converter using passive clamp circuit[J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(17): 72-76(in chinese).
- [7] 冯波,吴国忠,徐德鸿,等.一种新型有源钳位 Boost 变换器[J].中国电机工程学报, 2002, 22(10): 61-66.
Feng Bo, Wu Guozhong, Xu Dehong, et al. A novel active clamping boost converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2002, 22(10): 61-66(in chinese).
- [8] 张方华,严仰光.带隔离变压器的 DC/DC 变换器零电流转换方案[J].中国电机工程学报, 2003, 23(9): 63-66.
Zhang Fanghua, Yan Yangguang. ZCT scheme of isolated dc/dc converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(9): 63-66(in chinese).
- [9] Ranganathan Gurunathan, Ashoka K S Bhat. A zero-voltage transition boost converter using a zero-voltage switching auxiliary circuit [J]. IEEE Trans. on PE. , 2002, 17(5): 658-668.
- [10] Jong-Lick Lin. Dynamics analysis and controller synthesis for zero-voltage-transition PWM power converters[J]. IEEE Trans. on PE. , 2000, 15(2): 205-215.
- [11] Hua G. Novel zero-voltage-transition PWM converters[J]. IEEE Trans. on PE. , 1994, 9(3): 213-219.
- [12] Hua G. Novel zero-current-transition PWM converters[J]. IEEE Trans on PE. , 1994, 9(11): 601-606.
- [13] Hacı Bodur, Faruk Bakan A. A New ZVT-PWM DC - DC converter[J]. IEEE Trans. on PE. , 2002, 17(1): 40-47.
- [14] 胡宗波,张波,邓卫华. PWM 直流变流器中一种新型的零电压零电流转换开关单元[J].中国电机工程学报, 2004, 24(3): 126-134.
Hu Zongbo, Zhang Bo, Deng Weihua. Novel zvt soft-switching cell in pwm dc-dc converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(3): 126-134(in chinese).
- [15] 林国庆,张冠生,陈为,等.新型 ZCT 软开关 PWM 变换器的研究[J].电工电能新技术, 2001, 20(1): 40-43.
Lin guoqing, Zhang Guanshen, Chen Wei, et al. A study of novel zct soft-switching PWM converters[J]. Advanced technology of electrical engineering and energy, 2001, 20(1): 40-43(in chinese).
- [16] Nikhil Jain, Praveen Jain K, Géza Joós. A zero voltage transition boost converter employing a soft switching auxiliary circuit with reduced conduction losses[J]. IEEE Trans. on PE. , 2004, 19(1): 130-139.

收稿日期: 2007-02-27。

作者简介:

林国庆(1966—),男,博士后,教授,主要从事高功率频率变换与软开关技术等方面的研究,lgqe@163.com。

(编辑 王彦骏)