

改进型 ZVT-PWM Buck 变换器的参数设计与实验

孙慧贤, 王 群

(国防科技大学 炮兵学院, 湖南 长沙 410111)

摘要: 为了克服典型零电压转换 ZVT(Zero Voltage Transition)PWM 降压型(Buck)变换器存在的辅助开关硬关断和内部循环电流的问题, 提出一种改进型变换器, 增加了缓冲电容和与谐振电感串联的二极管。分析了改进电路的工作原理, 简要介绍了其各阶段的工作情况, 设计了电路的参数, 并进行了实验研究。结果证明改进措施能够使辅助开关实现近似零电压关断, 同时能有效地截止原电路中存在的循环电流, 提高了变换器的性能。

关键词: 软开关; 零电压转换; 脉冲宽度调制; 降压型变换器

中图分类号: TM 46

文献标识码: B

文章编号: 1006-6047(2005)08-0066-04

降压式(Buck)变换器为一种输出电压等于或小于输入电压的单管非隔离 DC-DC 变换器。零电压转换 ZVT(Zero Voltage Transition)软开关技术^[1-3]在 Buck 变换器中的应用基本上解决了由于硬开关工作方式所带来的问题。但是典型的 ZVT-PWM Buck 变换器还存在辅助开关硬关断和内部循环电流的问题, 因而影响了变换器的性能^[4,5]。本文在研究典型 ZVT-PWM Buck 变换器的基础上, 针对其存在的问题, 提出一种改进电路, 根据开关管实现软开关所需条件和变换器整体性能指标, 设计了电路参数, 并进行了实验研究。结果表明改进电路能够较好地实现辅助开关管的零电压关断, 消除内部循环电流, 提高变换器的效率。

1 ZVT-PWM Buck 变换器及其改进

1.1 典型 ZVT-PWM Buck 变换器

典型 ZVT-PWM Buck 变换器的电路拓扑如图 1 所示。输入直流电源 U_i 、主开关管 V_{S1} 、主二极管 V_D 、输出滤波电感 L_f 和输出滤波电容 C_f 组成基本的 Buck 变换器。 V_{DS1} 是 V_{S1} 的体二极管。辅助谐振单元由辅助开关管 V_{S2} 、谐振电感 L_r 、谐振电容 C_r 及辅

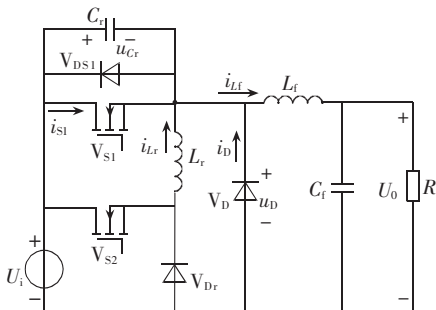


图 1 典型 ZVT-PWM Buck 变换器

Fig.1 The traditional ZVT-PWM Buck converter

助二极管 V_{Dr} 构成。

在每次 V_{S1} 需要导通前, 先导通 V_{S2} , 使辅助谐振单元谐振。当 V_{S1} 两端的电压(即 u_{Cr})谐振到零后, 在零电压条件下导通 V_{S1} 。 V_{S1} 完成导通后, 迅速关断 V_{S2} , 使辅助谐振单元停止工作。之后, 电路以基本的 PWM 方式运行。 V_{S1} 的关断过程是在谐振电容 C_r 的缓冲作用下完成的, 因此本身就是一个软关断过程, 并不需要辅助谐振电路工作。

通过对典型 ZVT-PWM Buck 变换器的分析发现其存在的主要不足有 2 点。

a. V_{S2} 工作于硬关断状态, 其关断损耗是整个电路的主要能量损耗, 尽管 V_{S2} 在一个开关周期中仅工作很短的一段间隔, 而且处理少量的环流能量, 但这个损耗仍然是不可忽略的, 特别是在 V_{S2} 要关断的电流大于 V_{S1} 关断电流时的情况。

b. 寄生参数对电路的工作有明显的影响; 开关管寄生结电容的存在会使电路工作异常, 产生了变换器的内部循环电流, 从而降低电路的效率。

1.2 改进型 ZVT-PWM Buck 变换器

就辅助开关管 V_{S2} 硬关断和变换器内部环流问题, 对典型 ZVT-PWM Buck 变换器进行改进。改进后的电路拓扑如图 2 所示, 增加了缓冲电容 C_s 和二

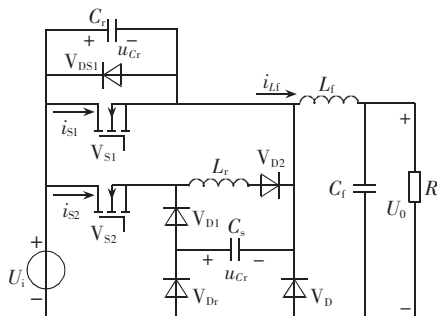


图 2 改进型 ZVT-PWM Buck 变换器

Fig.2 The improved ZVT-PWM Buck converter

极管 V_{D1}, V_{D2} , 目的是限制 V_{S2} 关断时两端电压的上升率, 实现 V_{S2} 的近似零电压关断, 从而降低 V_{S2} 关断时的损耗, 同时, 新增的 V_{D2} 截断了内部循环能量的通路, 使整个电路的效率得到进一步提高。

假设输出电压的纹波与其平均值相比小得多、滤波电感电流恒定。图 3 为改进型 ZVT-PWM Buck 电路主要工作波形示意图。1 个开关周期可分为 7 个工作阶段。

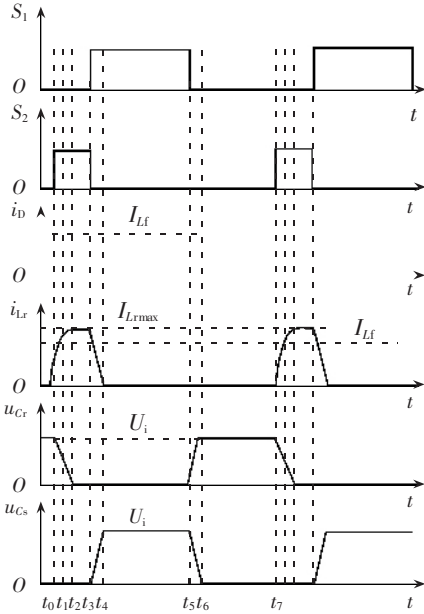


图 3 改进型 ZVT-PWM Buck 变换器主要工作波形

Fig.3 The main waveforms of the improved ZVT-PWM Buck converter

$t_0 \sim t_1$: t_0 之前, 主开关管 V_{S1} 和辅助开关管 V_{S2} 都处于关断状态, 输出滤波电感 L_r 通过主二极管 V_D 续流。 t_0 时刻, V_{S2} 导通, 它与二极管 V_{D2} 的电流上升率受到谐振电感 L_r 的限制, 实现近似零电流导通。 L_r 中的电流 i_{Lr} 线性上升, 因为 L_r 的取值相对较大, 其上的电流 i_{Lf} 近似恒定, 即有: $i_{Lf} \approx I_{Lf}$ 。 所以, V_D 中的电流 i_D 随着 i_{Lr} 的上升而线性下降。

$t_1 \sim t_2$: t_1 时刻, i_{Lr} 上升到 I_{Lf} , V_D 零电流关断。 谐振电容 C_r 与 L_r 开始谐振, i_{Lr} 继续增加, C_r 两端的电压 u_{Cr} 将按谐振规律下降。 当 u_{Cr} 降为零时, i_{Lr} 达到最大值, 这一时间段结束。

$t_2 \sim t_3$: t_2 时刻, u_{Cr} 降为零, 则与 V_{S1} 反并的二极管 V_{DS1} 导通, u_{Cr} 被箝位为零, L_r 两端的电压也被箝位为零, 所以 i_{Lr} 保持恒定, 在此阶段任意时刻开通主开关即为零电压开通。

$t_3 \sim t_4$: t_3 时刻, V_{S1} 在零电压条件下导通, V_{S2} 关断, L_r 中的能量经过 V_{D2}, V_{D1} 向缓冲电容 C_s 转移, 由于 V_{S1} 和 V_{D1} 都处于导通状态, C_s 相当于是直接并联在 V_{S2} 两端, 使其两端的电压上升率受到限制, 所以 V_{S2} 的关断可以近似看作是零电压关断。 在这一阶段, 存储在 L_r 中的能量将转移到 C_s 中。 假设 C_s 的取值恰当, L_r 中所有的能量转移到 C_s 中, 恰好使得 C_s 上的电压从零上升到输入电压 U_i 。 若 C_s 的值小于

上面 C_s 的取值, 则 C_s 充电到 U_i 后, 多余的能量会传向负载; 若 C_s 的值大于上面的取值, 则 C_s 上的电压达不到 U_i 。

$t_4 \sim t_5$: t_4 时刻, i_{Lr} 下降为零, V_{D1}, V_{D2} 在近似零电流条件下关断。 在这一阶段 U_i 通过 V_{S1} 向负载提供能量, 工作模式与普通的 PWM Buck 变换器导通状态相同, 这一时间段的长度由 PWM 控制决定。

$t_5 \sim t_6$: t_5 时刻, 关断 V_{S1} , 由于 C_r 的缓冲作用, V_{S1} 在近似零电压的条件下关断。 由于 $u_{Cs}(t_5) = U_i$, 故辅助二极管 V_{Dr} 在零电压条件下开通。 在这一阶段, C_r 充电, C_s 放电。

$t_6 \sim t_7$: t_6 时刻, C_r 上的电压升到 U_i , C_s 上的电压降到 0, V_D 在零电压条件下导通, V_{Dr} 在零电压条件下关断。 V_D 续流, 工作模式与普通的 PWM Buck 变换器关断状态相同。 这一时间段的长度由 PWM 控制决定。

2 参数设计

2.1 辅助谐振电路

根据上面对改进电路工作原理的分析, 考虑到主辅开关管的软开关所需条件和谐振元件中能量向负载的传输, 在参数设计过程中应考虑以下几点。

a. 谐振电容 C_r 用来使主开关 V_{S1} 实现零电压关断, 它的选择应使得 V_{S1} 关断时两端电压 (u_{Cr}) 的上升速度不要太快。 一般可选择在最大负载时, u_{Cr} 从 0 上升到输入电压 U_i 的时间为 V_{S1} 关断时间的 2~3 倍, 则 C_r 可由下式确定:

$$C_r = k t_{f1} I_{Lf \max} / U_i \tag{1}$$

式中 $I_{Lf \max}$ 为最大负载时输出滤波电感上的电流; t_{f1} 为主开关管的关断时间; k 为常数, 其取值在 2 到 3 之间。

b. 谐振电感 L_r 的选择应考虑主二极管 V_D 的关断时间, 要求谐振电感电流 i_{Lr} 在 U_i 作用下能够尽快上升至输出滤波电感电流 I_{Lf} 。 若 V_D 的反向恢复时间为 t_{rr} , 则限制第一阶段时间 $t_{01} \leq 3 t_{rr}$, 即

$$t_{01} = L_r I_{Lf} / U_i \leq 3 t_{rr} \tag{2}$$

则 L_r 应满足

$$L_r \leq 3 t_{rr} U_i / I_{Lf} \tag{3}$$

c. 缓冲电容 C_s 应选择当 L_r 中所有的能量转移到 C_s 中, 尽量使其上的电压从零上升到 U_i , 即

$$L_r I_{Lr \max}^2 / 2 \approx C_s U_i^2 / 2 \tag{4}$$

d. L_r, C_r 以及 C_s 应选择主辅开关管电压上升时间 t_{34}, t_{56} 不得小于所选开关管关断时间的额定值, 即有如下关系:

$$\begin{aligned} t_{34} &= \pi \sqrt{L_r C_s} / 2 \geq t_{t2} \\ t_{56} &= (C_r + C_s) U_0 / I_{Lf} \geq t_{t1} \end{aligned} \tag{5}$$

式中 t_{f1} 和 t_{t2} 分别是 V_{S1} 和 V_{S2} 关断时间的额定值。

2.2 输出滤波电路

在 ZVT-PWM 电路中, 由于电路中辅助谐振单元工作时间很短, 所以在设计输出滤波器时可以先在基本的 Buck 变换器的工作方式下进行设计, 然后在实际仿真和实验中作出调整。

2.2.1 输出滤波电感 L_f 的计算

基本 Buck 变换器连续导电与不连续导电模式临界条件为

$$f_s L_f / R \geq (1 - D) / 2 \tag{6}$$

式中 D 为占空比; f_s 为开关频率; R 为负载电阻。

因此,变换器若要工作在连续导电模式下,必须满足式(6),则 L_f 的最小值为

$$L_{fmin} = (1 - D) R / (2 f_s) \tag{7}$$

对于 LC 滤波而言,负载与滤波电容 C_f 并联,高频状况下电感中大部分谐波电流都被 C_f 吸收了,因此 L_f 不能选的太小,否则会使电感电流脉动急剧增大,流过开关管的最大电流也会增加,导致开关管的工作状态恶化。由此可知, L_f 除了起滤波作用外,还有限制开关电流的作用。稳态时, L_f 的值决定了电感电流峰-峰值(也即电感电流脉动)。假设允许的最大电感电流脉动为 Δi_{pp} , 则有

$$L_f \geq (U_i - U_o) D / (\Delta i_{pp} f_s) \tag{8}$$

因此, L_f 的值不仅要满足变换器工作在连续导电模式的要求,还要满足设计指标中电感电流脉动。

2.2.2 输出滤波电容 C_f 的计算

根据输出电压纹波分量 ΔU_o 和其他给定的设计数据, C_f 的容量可以由下式求出:

$$C_f \geq U_o (1 - D) / (8 L_f f_s^2 \Delta U_o) \tag{9}$$

开关电源的输出滤波器是针对开关频率设计,其截止频率一般取开关频率的 $1 / 10 \sim 1 / 100$ 。综合考虑后可确定输出滤波电感 L_f 和电容 C 的值。

2.3 输入滤波电容 C_{in}

Buck 变换器的输入电流是脉动的,且与其电感电流连续与否的工作状态无关。这将会引起输入电源的电磁干扰,在实验中需要在输入电源两端加输入滤波电容 C_{in} 。要计算出 C_{in} 的大小首先要确定变换器输入端能承受多大电压纹波^[7]。要想纹波小,电容要选得大一些。 C_{in} 的大小可从下式得到:

$$C_{in} = P_{in} / (f_s U_{ripple(P-P)}^2) \tag{10}$$

式中 P_{in} 为输入功率; $U_{ripple(P-P)}$ 为输入电容上得到的电压纹波峰峰值。

输入滤波电容的工作条件比输出滤波电容恶劣得多。因为 DC-DC 变换器产生的纹波电流比较大,如果对输入滤波电容选择不当,这些电流会在电容内部产生热量,从而缩短其工作寿命。这就要求输入滤波电容等效串联电阻小,纹波电流额定值高。

以上分析了改进型 ZVT-PWM Buck 变换器中主要参数的计算和选取方法,但是在实验中,考虑到各种寄生参数和实际情况的影响,要在理论计算值的基础上留有足够的裕量,同时对各参数做出相应的调整,以确保变换器的正常工作。

3 实验研究

在实验中选用的设计指标为:开关频率 40 kHz,直流输入电压 40 V,输出电压 16 V(占空比 $D = 0.4$),

负载电阻 10Ω ,输出电压纹波分量 $\Delta U_o < 0.5 \text{ V}$,输出电流脉动 $i_{pp} < 0.05 \text{ A}$ 。

按照前面参数设计的方法,经过计算并留有足够的裕量后得到实验时电路元件的参数如表 1 所示。

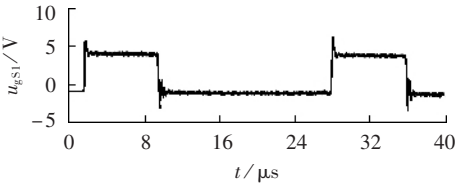
从原理分析可以看出,主开关管 V_{S1} 和辅助开

关管 V_{S2} 承受的电压都为输入电压 U_i ,而且流过 V_{S1} 的电流约为 2 A,流过 V_{S2} 的电流也不到 3 A。实验中选择低通态电阻值的功率 MOSFET 作为开关管;考虑到实际电路中杂散参数引起的振荡,留有裕量后, V_{S1} , V_{S2} 均选择型号为 IRF 640 的功率 MOSFET。当 V_{S1} 截止时,主二极管 V_D 导通, L_f 内储存的磁场能量通过 V_D 传输到负载。由此可知, V_D 的正向额定电流必须大于负载电流。当 V_{S1} 完全开通时,全部的输入电压将加在 V_D 的两端,因此,其耐压值必须大于 U_i 值,同时,为了尽可能地减小二极管的反向恢复损耗,选用型号为 MUR 850 的快恢复二极管。同理,二极管 V_{Dr} , V_{D1} , V_{D2} 也要求正向额定电流必须大于负载电流,耐压值必须大于输入电压值,所以选用型号为 MUR 1520 的快恢复二极管。

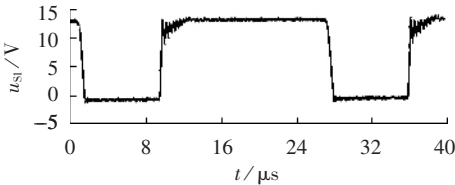
实验波形如图 4 和图 5 所示。图 4 为主开关栅源驱动电压与其电压电流波形。需要说明的是:由于电路连线的原因,无法测量 V_{S1} 漏极电流,图中实际给出的主开关电流 i_{s1} 是 V_{S1} 漏极电流和与其反并的二极管 V_{DS1} 的电流以及 C_r 上的电流之和。图 5 为

表1 元件参数
Tab.1 Component parameters

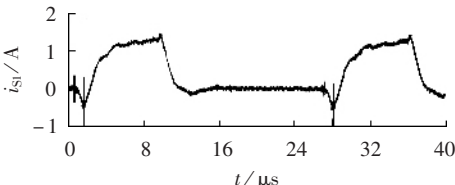
元件	参数
谐振电感 L_r	10 μH
谐振电容 C_r	10 nF
缓冲电容 C_s	33 nF
输出滤波电感 L_f	300 μH
输出滤波电容 C_f	33 μF
输入滤波电容 C_{in}	150 μF



(a) 主开关栅源驱动电压波形



(b) 主开关电压波形



(c) 主开关电流波形

图 4 主开关栅源驱动电压与其电压、电流波形
Fig.4 The G-S drive voltage waveform of the main switch and its voltage and current waveforms

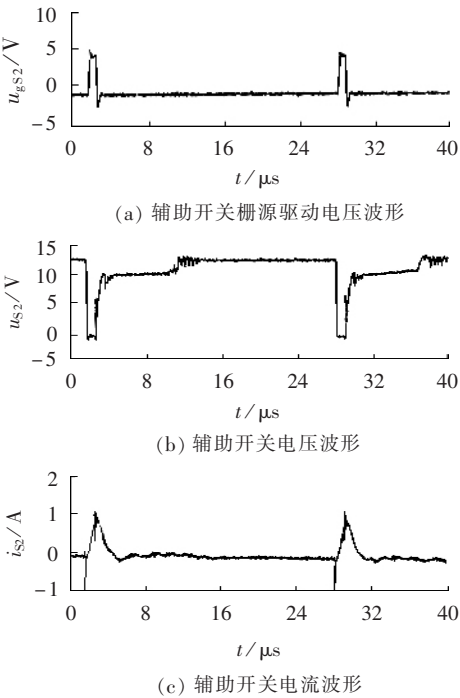


图 5 辅助开关栅源驱动电压与电压、电流波形
Fig.5 The G-S drive voltage waveform of the auxiliary switch and its voltage and current waveforms

辅助开关栅源驱动电压与其电压电流波形,其中辅助开关电流 i_{s2} 是其漏极电流。

从图中可以看出,主开关 V_{s1} 开通时电压已降为零,实现了零电压导通,而关断时电压的上升率受到限制,实现了近似零电压关断。辅助开关 V_{s2} 开通时其上电流上升缓慢,关断时,电压上升缓慢,分别实现了近似零电流开通和零电压关断。另外,从 V_{s2} 电流 i_{s2} 的波形可看出,除在辅助谐振电路工作外, V_{s2} 上没有电流流过,说明其漏源结电容引起的内部循环电流在改进电路中已不存在。

4 结论

通过对改进型 ZVT-PWM Buck 变换器工作原理的分析和实验研究表明电路参数设计合理,按照设计得到的参数能实现主辅开关的软开关,同时得出以下结论:

a. 改进电路中增加了缓冲电容 C_s ,使得在辅助开关关断时两端电压的上升率受到了 C_s 的限制,实现了近似零电压关断,克服了原电路中辅助开关硬关断的缺点,减小了开关损耗。

b. 增加与谐振电感串联的二极管后,有效地截断了原电路中存在的内部循环电流,减小了开关管寄生参数对电路工作的不良影响,能使电路的效率得到进一步提高。

参考文献:

[1] HUA G,LEU C,LEE F C. Novel zero-voltage-transition PWM converters[J]. **IEEE Trans. on Power Electronics**, 1994,9(6):601-606.

[2] JUNG C,CHEN C L. Novel ZVT-PWM converters with active snubbers[J]. **IEEE Trans. on Power Electronics**, 1998,13(1):861-869.

[3] 胡宗波,张波,邓卫华,等. 新型 ZVZCT PWM 直流变换器族的研究[J]. 电工技术学报,2003,18(6):12-18.

HU Zong-bo,ZHANG Bo,DENG Wei-hua,*et al.* Study on novel ZVZCT PWM DC-DC converter family[J]. **Transactions of China Electrotechnical Society**,2003,18(6):12-18.

[4] LEE D Y,LEE M K,HYUN D S,*et al.* New zero-current-transition PWM DC/DC converters without current stress[J]. **IEEE Trans. on Power Electron.**,2003,18(1):95-104.

[5] 杨旭. 新型软开关电路及大功率开关电源技术的研究[D]. 西安:西安交通大学,1999.

YANG Xu. Researches on the novel soft-switching circuits and high power switched mode power supply technologies [D]. Xi'an:Xi'an Jiaotong University,1999.

[6] BROWN M. Power supply cookbook[M]. Oxford,England: Elsevier Science Ltd.,2001.

(责任编辑:李玲)

作者简介:

孙慧贤(1980-),男,内蒙古临河人,硕士研究生,研究方向为软开关技术与 DC-DC 变换器(E-mail:Saber_sun@163.com);

王群(1960-),男,陕西西安人,教授,博士,现从事电力电子技术、谐波检测与抑制的研究及教学工作。

Parameter design and experiment of the improved ZVT-PWM Buck converter

SUN Hui-xian,WANG Qun

(National University of Defense Technology,Changsha 410111,China)

Abstract: To solve the problems of auxiliary switch's hard switching and internal circulating current existing in traditional ZVT(Zero-Voltage-Transition) PWM Buck converter,an improved converter is proposed,in which a snubber capacitor and a diode in series with the resonant inductor are added. Its operational principle is analyzed and each operational stage is introduced briefly. The circuit parameters are designed with experimental study. Results prove that the auxiliary switch achieves near zero-voltage turn-off and the internal circulating current is eliminated,the efficiency of the improved converter is hence enhanced.

Key words: soft-switching; zero voltage transition; PWM; Buck converter