

文章编号:1671 - 251X(2009)12 - 0038 - 05

一种新型软开关 Buck 变换器的研究 *

牛 犇¹, 宋书中¹, 马建伟¹, 朱锦洪²

(1. 河南科技大学电子信息工程学院, 2. 河南科技大学材料科学与工程学院, 河南 洛阳 471003)

摘要:针对传统 ZVT - PWM 变换器的辅助开关硬关断的不足,提出了一种新型 PWM 控制的软开关 Buck 变换器方案,详细介绍了该新型软开关 Buck 变换器的拓扑结构及工作原理,并给出了具体的设计过程。新型软开关 Buck 变换器的辅助电路使主开关工作在零电压状态,所有的半导体器件均工作在软开关条件下,从而减小了开关损耗。仿真结果证明了该新型软开关 Buck 变换器方案的有效性。

关键词:软开关; Buck 变换器; 谐振; 零电压转换; ZVT - PWM

中图分类号: TM564.9

文献标识码: A

Research of a New Type of Soft-switching Buck Converter

NIU Ben¹, SONG Shu-zhong¹, MA Jian-wei¹, ZHU Jin-hong²

(1. School of Electronic and Information Engineering of Henan University of Science and Technology, Luoyang 471003, China. 2. School of Materials Science and Engineering of Henan University of Science and Technology, Luoyang 471003, China)

Abstract: To solve the shortcomings that auxiliary switch of traditional ZVT-PWM converter is hard power-off, the paper proposed a scheme of the new type of soft-switching Buck converter with PWM control, introduced topology and working principle of the new type of soft-switching Buck converter in details, and gave concrete designing process. The auxiliary circuit of the Buck converter makes main switch work in zero-voltage state, all semiconductor devices work in condition of soft-switching, which decreases losses of the switch. The simulation result proved validity of the scheme of the new type of soft-switching Buck converter.

Key words: soft-switching, Buck converter, resonance, zero-voltage transition, ZVT-PWM

0 引言

感应加热电源中传统的斩波调功大多采用硬斩波器,使得直流母线上的电流谐波分量及功率开关器件的损耗加大,限制了系统容量和开关频率的提高。近年来,通过采用软开关技术可以有效减少功率开关器件的开关损耗^[1~2],零电压转换 - 脉宽调制(ZVT - PWM)技术得到了广泛的应用。由于 ZVT - PWM 变换器的辅助电路和主开关并联,在

1 个开关周期中,只有在主开关开通和关断时辅助电路才发生谐振,其余时刻电路工作在 PWM 状态,大大减小了主开关的开关损耗。但这种传统的 ZVT - PWM 变换器的辅助开关是硬关断,导致产生较大的开关损耗。针对传统 ZVT - PWM 变换器的不足,笔者提出了一种新型软开关 Buck 变换器方案。该变换器主、辅开关均实现了软开关,没有额外的电压和电流应力,并实现了二极管的软换流,大大降低了开关损耗。

1 新型软开关 Buck 变换器的拓扑结构及工作原理

1.1 新型软开关 Buck 变换器的拓扑结构

新型软开关 Buck 变换器电路如图 1 所示,它是 PWM Buck 变换器和辅助吸收电路的结合。辅助吸收电路由谐振电感 L_r , 谐振电容 C_r 、 C_1 、 C_2 , 辅

收稿日期:2009 - 08 - 23

* 基金项目:河南省科技攻关计划项目(082102210015)

作者简介:牛 犇(1982 -),男,河南洛阳人,河南科技大学控制理论与控制工程专业在读硕士研究生,主要从事谐波分析、功率因数校正技术和软开关功率变换器方面的研究工作。E-mail: niubenbing@163.com

助二极管 VD_1 、 VD_2 、 VD_3 以及辅助开关 VT_2 组成。

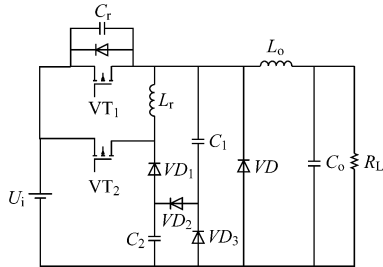


图 1 新型软开关 Buck 变换器电路图

1.2 工作原理

新型软开关 Buck 变换器的主要波形如图 2 所示。

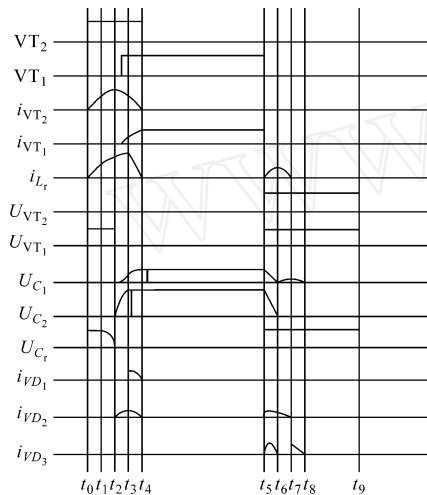


图 2 新型软开关 Buck 变换器的主要波形

为了便于分析,作以下假设:

- (1) 输入电压 U_i 连续;
- (2) 输出电压 U_o 连续或输出电容 C_o 足够大;
- (3) 输出电流 I_o 连续或输出电感 L_o 足够大;
- (4) 输出电感 L_o 远远大于谐振电感 L_r ;
- (5) 谐振电路是理想的;
- (6) 半导体器件是理想的;
- (7) 忽略所有二极管的反向恢复时间。

基于以上假设,该电路的 1 个工作周期可以分为以下 9 个阶段。

阶段 1 ($t_0 \sim t_1$):其等效电路如图 3 所示。

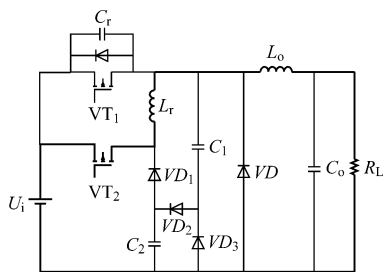


图 3 阶段 1 的等效电路图

t_0 时刻前,主二极管 VD 导通,主开关 VT_1 和辅助开关 VT_2 均关断。该阶段的初始状态为 $i_{VT_1} = 0$ 、 $i_{VT_2} = 0$ 、 $i_{L_r} = 0$ 、 $U_{C_1} = 0$ 、 $U_{C_2} = 0$ 、 $i_D = I_o$ 、 $U_{C_r} = U_i$ 。在 $t = t_0$ 时刻, VT_2 开通,由于 L_r 的存在, VT_2 为零电流开通。在该阶段, i_{L_r} 逐渐上升,而通过 VD 的电流同时以相同的速度线性下降。当 $t = t_1$ 时, i_{L_r} 上升到 I_o ,同时 i_D 下降为零,该阶段结束。由于 C_1 和 C_2 的存在, VD 零电压关断。在阶段 1 有:

$$i_{VT_2} = i_{L_r} = \frac{U_i}{L_r} (t - t_0)$$

$$i_D = I_o - \frac{U_i}{L_r} (t - t_0)$$

$$t_{01} = \frac{L_r}{U_i} I_o$$

阶段 2 ($t_1 \sim t_2$):其等效电路如图 4 所示。

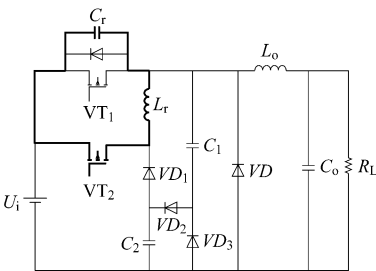


图 4 阶段 2 的等效电路图

VD 关断的瞬间, VD_2 导通。在 $t = t_1$ 时刻, $i_{VT_1} = 0$ 、 $i_{VT_2} = I_o$ 、 $i_{L_r} = I_o$ 、 $U_{C_1} = 0$ 、 $U_{C_2} = 0$ 、 $i_D = 0$ 、 $U_{C_r} = U_i$ 。在该阶段, L_r 与 C_r 发生谐振, i_{L_r} 增大, U_{C_r} 减小。电容 C_r 上的电压降为零时该阶段结束。在阶段 2 有:

$$i_{L_r}(t) = I_o + \frac{U_i}{Z} \sin [(t - t_1)]$$

$$U_{C_r}(t) = U_i \cos [(t - t_1)]$$

其中:

$$Z = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}}$$

$$Z = \sqrt{L_r / C_r}$$

$t = t_2$ 时, $U_{C_r} = 0$, VT_1 的反并联二极管导通,将 VT_1 两端的电压钳位为零:

$$i_{L_r} = I_o + \frac{U_i}{Z}$$

$$t_{12} = \frac{1}{2} \sqrt{L_r C_r}$$

阶段 3 ($t_2 \sim t_3$):其等效电路如图 5 所示。

$t = t_2$ 时刻, $i_{VT_1} = 0$ 、 $i_{VT_2} = I_o + \frac{U_i}{Z}$ 、 $i_{L_r} = I_o + \frac{U_i}{Z}$ 、 $U_{C_1} = 0$ 、 $U_{C_2} = 0$ 、 $i_D = 0$ 、 $U_{C_r} = 0$ 。 L_r 的电流通过 VT_1 上的反并联二极管进行续流, VT_1 实现了零电

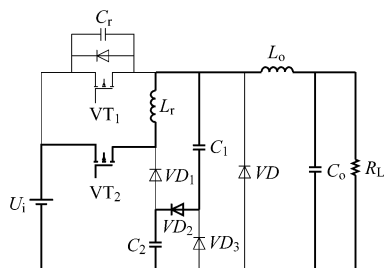


图5 阶段3的等效电路图

压开通。VT₁ 的开通时间比 VT₂ 的开通时间滞后。滞后时间：

$$t_d = t_{01} + t_{12} = \frac{L_r}{U_i} I_o + \frac{1}{2} \sqrt{L_r C_r}$$

在该阶段, L_r 与 C_1 和 C_2 发生谐振。当 C_2 上的电压为输入电压 U_i 时, 该阶段结束。在阶段3有：

$$U_{C_2}(t) = \frac{C_r}{C_2} \{ U_i - U_i \cos [\omega_1(t - t_2)] \}$$

$$U_{C_1}(t) = \frac{C_r}{C_1} \{ U_i - U_i \cos [\omega_1(t_1 - t_2)] \}$$

$$i_{L_r}(t) = \frac{U_i}{Z_1} \sin [\omega_1(t - t_2)] + \frac{U_i}{Z} + I_o$$

其中：

$$C_e = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$$

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L_r C_e}}$$

$$Z_1 = \sqrt{L_r / C_e}$$

当 U_{C_2} 上升到 U_i 时, VD_1 零电压导通, 该阶段的持续时间：

$$t_{23} = \frac{1}{\omega_1} \arccos \left(1 - \frac{C_2}{C_e} \right)$$

阶段4($t_3 \sim t_4$): 其等效电路如图6所示。

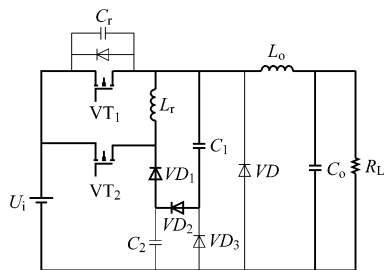


图6 阶段4的等效电路图

$t = t_3$ 时刻, $i_{VT_1} = I_o$ 、 $i_{L_r} = i_{L_r, \max}$ 、 $U_{C_2} = U_i$ 、 $U_{C_1} = U_{C_1}$ 。VD₁ 导通时, 在 L_r 和 C_1 上发生新的谐振, C_1 开始充电：

$$U_{C_1}(t) = I_{L_r, \max} Z_2 \sin [\omega_2(t - t_3)] +$$

$$U_{C_1} \cos [\omega_2(t - t_3)]$$

$$i_{L_r}(t) = I_{L_r, \max} \cos [\omega_2(t - t_3)] -$$

$$\frac{U_{C_1}}{Z_2} \sin [\omega_2(t - t_3)]$$

其中：

$$\omega_2 = \frac{1}{\sqrt{L_r C_1}}$$

$$Z_2 = \sqrt{L_r / C_1}$$

当 C_1 上的电压达到最大电压 $U_{C_1, 2}$ 时, VD_1 和 VD_2 由于 L_r 的存在零电流关断。同时, VT_2 零电流关断：

$$t_{34} = \frac{1}{\omega_2} \arctan \left(\frac{I_{L_r, \max} Z_2}{U_{C_1, 1}} \right)$$

阶段5($t_4 \sim t_5$): 其等效电路如图7所示。该阶段电路不发生谐振, 电路以 PWM 控制方式工作。其中：

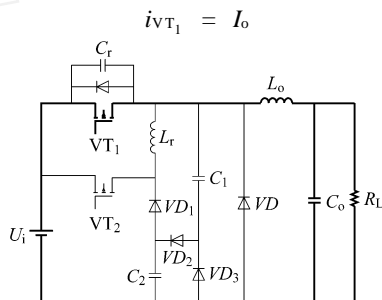


图7 阶段5的等效电路图

阶段6($t_5 \sim t_6$): 其等效电路如图8所示。

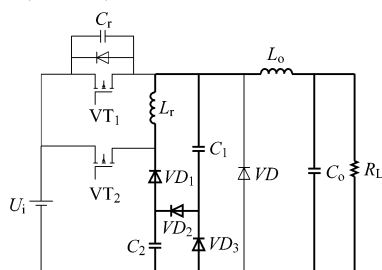


图8 阶段6的等效电路图

$t = t_5$ 时刻, $i_{VT_1} = I_o$ 、 $i_{L_r} = 0$ 、 $U_{C_2} = U_i$ 、 $U_{C_1} = U_{C_1, 2}$ 。由于 C_r 两端的电压不能突变, VT_1 零电压关断, C_1 两端的电压被钳位为零, L_r 与 C_2 发生谐振。该阶段电压和电流的变化情况：

$$i_{L_r}(t) = \frac{U_i}{Z_3} \sin [\omega_3(t - t_5)]$$

$$U_{C_1}(t) = 0$$

$$U_{C_2}(t) = U_i \cos [\omega_3(t - t_5)]$$

$$t_{56} = \frac{1}{\omega_3} \frac{1}{2} = \frac{1}{2} \sqrt{L_r C_2}$$

其中：

$$\omega_3 = \frac{1}{\sqrt{L_r C_2}}$$

$$Z_3 = \sqrt{L_r/C_2}$$

当 C_2 上的电压下降为零时,该阶段结束。
阶段 7 ($t_6 \sim t_7$):其等效电路如图 9 所示。

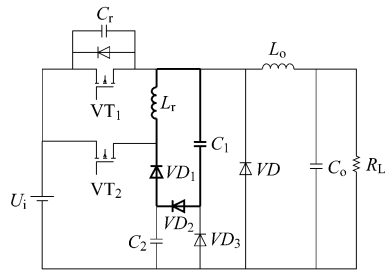


图 9 阶段 7 的等效电路图

$$t = t_6 \text{ 时刻, } U_{C_1} = 0, U_{C_2} = 0, i_{L_r} = i_{L_{r1}} = \frac{U_i}{Z_3}。$$

VD_2 零电压开通, L_r 与 C_1 发生谐振, C_1 开始充电。
该阶段电压、电流方程如下:

$$U_{C_1}(t) = I_{L_{r1}} Z_2 \sin [\omega_2 (t - t_6)]$$

$$i_{L_r}(t) = I_{L_{r1}} \cos [\omega_2 (t - t_6)]$$

当 i_{L_r} 下降为零时,该阶段结束:

$$t_{67} = \frac{1}{\omega_2} = \frac{1}{\sqrt{L_r C_1}}$$

阶段 8 ($t_7 \sim t_8$):其等效电路如图 10 所示。 $t = t_7$ 时刻, $U_{C_1} = U_{C_{13}}, U_{C_2} = 0, i_{L_r} = 0, i_{VT_1} = 0, i_{VT_2} = 0,$ C_1 上的电能转移到负载。

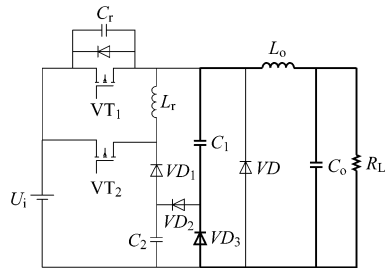


图 10 阶段 8 的等效电路图

阶段 9 ($t_8 \sim t_9$):其等效电路如图 11 所示。

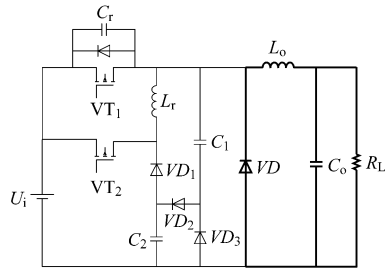


图 11 阶段 9 的等效电路图

$t = t_8$ 时刻, VD 零电压导通, 负载电流通过 VD 续流。在该阶段, 软开关 Buck 变换器工作在 PWM 状态直到下个工作周期开始。其中:

$$i_D = I_o$$

2 设计过程

技术指标:输入电压为 220 V,输出电压为 80 V,负载电流为 20 A,开关频率为 20 kHz。主要设计过程:

(1) 谐振电感 L_r 的选择

阶段 1 中,如果 L_r 太小,则流经 L_r 的电流上升速度过快,不利于有效抑制 VD 的反向恢复电流。阶段 2 中,如果 L_r 太小,则 i_{L_r} 很大,会增加 VT_2 的开通损耗。在工程设计中,一般选 $t_1 = t - t_0 = 0.01DT_s$ 。这样可以根据式(1)计算 L_r 的值:

$$L_r = \frac{U_i}{i_{L_r}} \quad t_1 = \frac{0.01DT_s U_i}{I_o} \tag{1}$$

式中: D 为占空比; T_s 为采样周期。

由于在实际电路中,所有元器件都不是理想的,因此,滤波电感 L_o 上的电流在开关关断时是减小的。所以在实际计算时用 L_o 上电流的最小值代替式(1)中的 I_o [5]。

(2) 电容 C_r, C_1, C_2 的选择

为使 VT_1 零电压开通, C_r 上的电能应当能全部转移到 L_r 上:

$$\frac{1}{2} C_r U_{C_r}^2 = \frac{1}{2} C_r U_i^2 = \frac{1}{2} L_r I_{L_r}^2$$
$$C_r = \frac{L_r I_{L_r}^2}{U_i^2}$$

VT_1 关断时刻, C_2 上的能量要在 t_f (主开关的关断时间) 时间内转移到 L_r 上,则:

$$t_{56} = \frac{1}{\omega_2} = \frac{1}{\sqrt{L_r C_2}} \quad t_f$$

由能量守恒方程:

$$\frac{1}{2} C_2 U_i^2 + \frac{1}{2} C_1 U_{C_1}^2 = \frac{1}{2} L_r I_{L_{r \max}}^2$$

可以计算出电容 C_1 的值。

3 仿真结果

笔者采用 OrCad 10.5 对新型软开关 Buck 变换器电路进行了仿真,参数为 $L_r = 3 \mu H, C_r = 0.3 nF, C_1 = 80 nF, C_2 = 23 nF, U_i = 220 V, U_o = 80 V, I = 20 A, f_s = 20 kHz$,电压和电流的仿真结果如图 12 所示。

从图 12 可看出,主开关实现了零电压开通和关断,辅助开关实现了零电流开通和关断。

4 结语

本文对新型软开关 Buck 变换器的结构和原理

文章编号:1671 - 251X(2009)12 - 0042 - 04

开关磁阻调速电动机混沌反控制的研究

何 静¹, 杨新娜², 徐鹏鹏³

(1. 永煤集团基本建设部,河南 永城 476600; 2. 中国石油天然气管道局第二工程分公司,
江苏 徐州 221000; 3. 永煤集团新桥煤矿,河南 永城 476600)

摘要:针对开关磁阻调速电动机存在转矩脉动大、电磁干扰严重的问题,提出了一种利用混沌函数调节电压占空比对 SRD 实施混沌反控制的方法。该方法通过对 SRD 理想电感方程进行傅立叶变换,建立了 SRD 仿真模型,然后以逻辑斯蒂映射方程调节 SRD 占空比增量,得到了 SRD 混沌反控制系统的混沌态,并将该方法与模糊控制算法相结合进行实验验证,解决了单一混沌反控制方法调速性能差的问题,且实现了混沌信息向 SRD 的嵌入。实验结果表明,混沌态运行可以在一定程度上改善系统的性能。

关键词:开关磁阻电动机;混沌反控制;模糊控制;逻辑斯蒂映射方程;最大 Lyapunov 指数;SRD
中图分类号:TD614;TM352 **文献标识码:**A

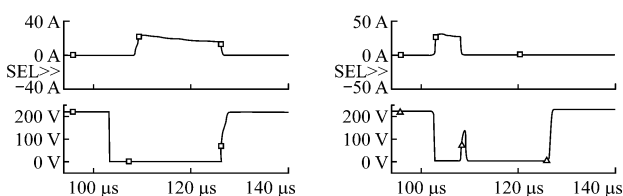
0 引言

开关磁阻调速电动机 (switched reluctance driver, SRD) 具有结构简单、控制性能优良等诸多优点,已逐步走向工业应用^[1]。但 SRD 自身存在的转矩脉动大、电磁干扰严重等问题限制了它的应用与推广。混沌是存在于确定非线性系统中貌似随机的

一种动力学现象,参考文献[2]~[4]率先研究了 SRD 中的混沌现象。已有研究表明混沌运动可以减小机电系统的电磁干扰,降低机械振荡能量损耗,同时能够提高碾压、搅拌等工序的工作效率^[5~7]。目前,连续系统多采用反馈方法实现混沌反控制,如研究较多的延迟反馈控制。延迟反馈控制对延迟量、反馈函数幅值等控制器参数的选取要求较高,若选择不当则无法达到反控制效果;反馈控制自适应性能较差,当系统参数改变后混沌反控制效果无法保证。对于 SRD 这种模型复杂、控制参数多的机电传动系统,设计一种自适应能力强的混沌反控制方

收稿日期:2009 - 08 - 27

作者简介:何 静(1983 -),男,助理工程师,现主要从事机电安装管理方面的工作。E-mail:hejing268@163.com



(a) VT₁ 的电压、电流波形 (b) VT₂ 的电压、电流波形

图 12 电压和电流仿真结果波形

进行了较为深入的理论分析,仿真结果表明,主开关实现了零电压开通和关断,辅助开关实现了零电流开通和关断,开关损耗大大减小;主开关上没有产生额外的电压和电流应力;所有的二极管均实现了软换流,有效降低了损耗。该变换器对开展感应加热电源软斩波的应用研究有一定的参考价值。

参考文献:

[1] 崔冬明,惠 晶.改进型 ZCT - PWM 软斩波器的应用

研究[J].计算机仿真,2007(3):322-325.

[2] MARTINS M L, RUSSI J L, HEY H L. A Classification Methodology for Zero-voltage Transition PWM Converters[J]. Power Applications, 2005, 152: 323-334.

[3] WU Xinke, ZHANGJunming, YE Xin, et al. Analysis and Derivations for a Family ZVS Converter Based on a New Active Clamp ZVS Cell[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, 55(2):733-781.

[4] PANDA A K, PATTNAIK S, MOHAPATRA K K. A Novel Soft-switching Synchronous Buck Converter for Portable Applications[J]. International Journal of Power Management Electronics, 2008(2008):1-9.

[5] 张卫平,张晓强,陈振更,等.一种新型软开关 Buck 变换器[J].中国电机工程学报,2007,27(22):110-115.