

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 婷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 Shuzhong¹ , MA Jianwei¹ , 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 婷(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。

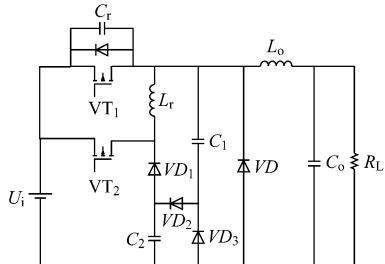


图1 新型软开关Buck变换器电路图

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。

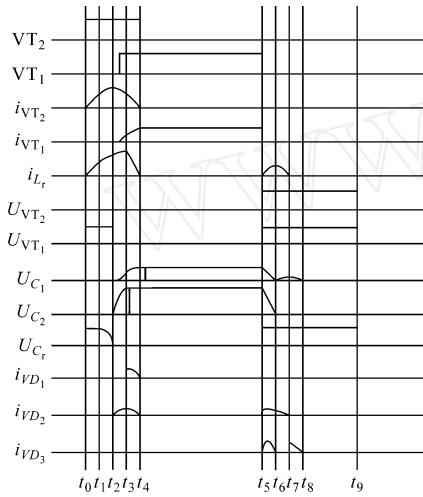


图2 新型软开关Buck变换器的主要波形
为了便于分析,作以下假设:

- (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。

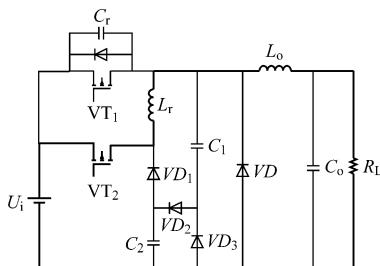


图3 阶段1的等效电路图

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。

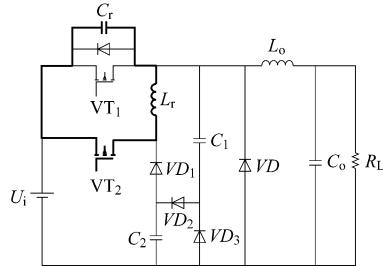


图4 阶段2的等效电路图

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:

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

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

$t = t_2$ 时, $U_{C_r} = 0$, VT_1 的反并联二极管导通,将 VT_1 两端的电压钳位在零:

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

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

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

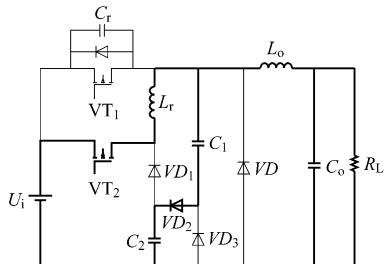


图 5 阶段 3 的等效电路图

压开通。 VT_1 的开通时间比 VT_2 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_1 上的电压为输入电压 U_i 时, 该阶段结束。在阶段 3 有:

$$\begin{aligned} U_{C_2}(t) &= \frac{C_2}{C_1} \{ U_i - U_i \cos [l_1(t - t_2)] \} \\ U_{C_1}(t) &= \frac{C_1}{C_2} \{ U_i - U_i \cos [l_1(t_1 - t_2)] \} \\ i_{L_r}(t) &= \frac{U_i}{Z_1} \sin [l_1(t - t_2)] + \frac{U_i}{Z_1} + I_o \end{aligned}$$

其中 :

$$\begin{aligned} C_e &= \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \\ l_1 &= \frac{1}{\sqrt{L_r C_e}} \\ Z_1 &= \sqrt{L_r / C_e} \end{aligned}$$

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 :

$$t_{23} = \frac{1}{l_1} \arccos \left(1 - \frac{C_2}{C_e} \right)$$

阶段 4 ($t_3 \sim t_4$) : 其等效电路如图 6 所示。

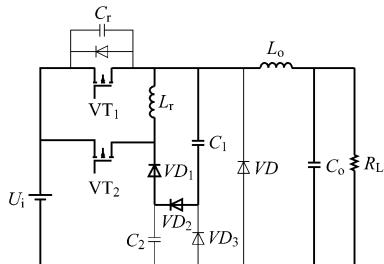


图 6 阶段 4 的等效电路图

$t = t_3$ 时刻, $i_{VT_1} = I_o$ 、 $i_{L_r} = i_{L_r \max}$ 、 $U_{C_2} = U_i$ 、 $U_{C_1} = U_{C_1 1}$ 。 VD_1 导通时, 在 L_r 和 C_1 上发生新的谐振, C_1 开始充电 :

$$\begin{aligned} U_{C_1}(t) &= I_{L_r \max} Z_2 \sin [l_2(t - t_3)] + \\ &\quad U_{C_1 1} \cos [l_2(t - t_3)] \end{aligned}$$

$$i_{L_r}(t) = I_{L_r \max} \cos [l_2(t - t_3)] -$$

$$\frac{U_{C_1 1}}{Z_2} \sin [l_2(t - t_3)]$$

其中 :

$$l_2 = \frac{1}{\sqrt{L_r C_1}}$$

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

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 :

$$t_{34} = \frac{1}{l_2} \arctan \left(\frac{I_{L_r \max} Z_2}{U_{C_1 1}} \right)$$

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 :

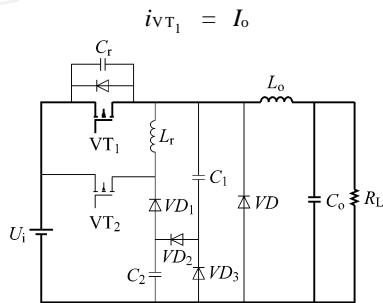


图 7 阶段 5 的等效电路图

阶段 6 ($t_5 \sim t_6$) : 其等效电路如图 8 所示。

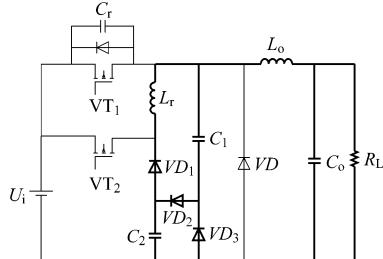


图 8 阶段 6 的等效电路图

$t = t_5$ 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 两端的电压被钳位在零, L_r 与 C_2 发生谐振。该阶段电压和电流的变化情况 :

$$i_{L_r}(t) = \frac{U_i}{Z_3} \sin [l_3(t - t_5)]$$

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

$$U_{C_2}(t) = U_i \cos [l_3(t - t_5)]$$

$$t_{56} = \frac{1}{l_3} \frac{\pi}{2} = \frac{\pi}{2} \sqrt{L_r C_2}$$

其中 :

$$l_3 = \frac{1}{\sqrt{L_r C_2}}$$

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

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。

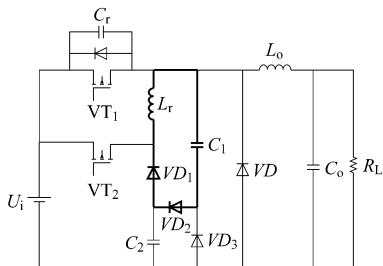


图 9 阶段 7 的等效电路图

$$t = t_6 \text{ 时刻}, U_{C_1} = 0, U_{C_2} = 0, i_{L_r} = i_{L_r1} = \frac{U_i}{Z_3}$$

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:

$$U_{C_1}(t) = I_{L_r1} Z_2 \sin [\omega_2(t - t_6)]$$

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

当 i_{L_r} 下降为零时,该阶段结束:

$$t_{67} = \frac{1}{2} \frac{1}{\omega_2} = \frac{1}{2} \frac{1}{\sqrt{L_r C_1}}$$

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。

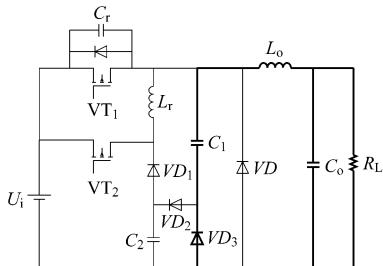


图 10 阶段 8 的等效电路图

阶段 9($t_8 \sim t_9$):其等效电路如图 11 所示。

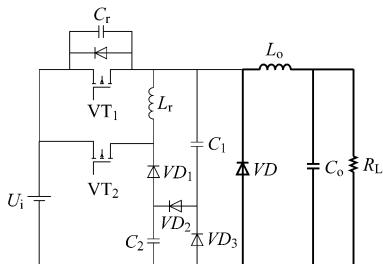


图 11 阶段 9 的等效电路图

$t = t_8$ 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 $t_1 = t - t_0 = 0.01 D T_s$ 。这样可以根据式(1)计算 L_r 的值:

$$L_r = \frac{U_i}{i_{L_r}} t_1 = \frac{0.01 D T_s U_i}{I_o} \quad (1)$$

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:

$$\begin{aligned} \frac{1}{2} C_r U_{C_r}^2 &= \frac{1}{2} C_r U_i^2 = \frac{1}{2} L_r I_{L_r}^2 \\ C_r &= \frac{L_r I_{L_r}^2}{U_i^2} \end{aligned}$$

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:

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

由能量守恒方程:

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

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,并将其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

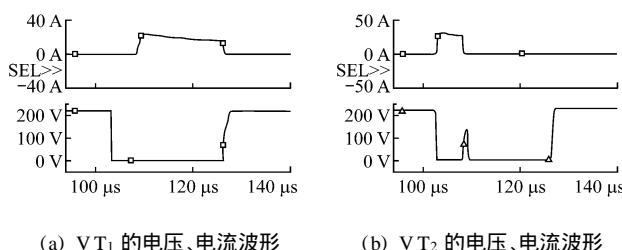


图 12 电压和电流仿真结果波形

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 璞.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, ZHANG Junming, 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.