

文章编号:1005-0523(2000)01-0040-05

PWM 软开关 DC-DC 变换器的研究

赵莉¹, 高海生²

(华东交通大学 1. 电气信息工程学院; 2. 校长办公室, 江西 南昌 330013)

摘要: 系统地分析了零电压转换 PWM 变换器的工作原理、稳态运行特性和实现零电压的条件, 并通过计算机仿真及实验验证了分析结果¹⁹。

关键词: DC-DC 变换器; 脉宽调制; 零电压转换

中图分类号: TM 921.0

文献标识码: A

0 引言

为减小 DC-DC 变换器的体积、重量和提高效率, 一个有效的办法就是在提高开关器件开关频率的同时, 减小因频率升高而带来的开关损耗¹⁹。谐振变换技术有效地实现了开关器件的零开关损耗, 但给开关器件带来了过大的电压、电流应力, 使开关器件的通态损耗明显增加, 限制了效率的提高¹⁹。由于脉宽调制 (PWM) 和零电压 (ZVS) 或零电流 (ZCS) 电路各有其优点和不足, 因此一个有效的办法就是将 PWM 和谐振电路的优点结合起来, 弥补各自的不足, 从而产生了一种新颖的软开关技术, 即 PWM 软开关技术¹⁹。这是一种性能更优越的应用于传统 PWM 变换器的开关技术, 其特点是在开关开通、关断瞬间, 利用辅助开关造成主开关管零电压或零电流开通或关断, 在非开关时间电路仍以 PWM 方式工作, 因此主电路电压、电流幅值仍与传统 PWM 变换器相同¹⁹。这种技术的另一个优点是它的零电压、零电流开关条件不受输入电压和负载变化的影响, 因此自提出以来, 一直受到人们的广泛关注¹⁹。

1 电路结构及工作原理

1.1 工作原理

图 1 为 Buck 零电压转换 PWM (ZVT-PWM) 主电路原理图¹⁹。2 为该电路七种工作模式下的等效电路, 图 3 为电路主要器件的电压、电流波形¹³。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¹³。它的基本工作原理是: $t=0$ 之前, 主管 S 、辅管 S_1 关断, 电路处于续流阶段, 二极管 D 导通, 谐振电容 C_r 两端电压为 V_i , 谐振电感 L_r 中电流为 0¹³。模式 1 ($0 \sim t_1$ 阶段), 在 $t=0$ 时刻, 辅管 S_1 导通, L_r 中

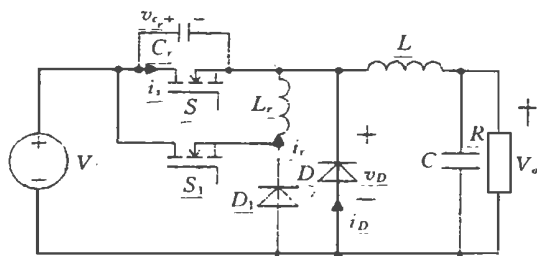


图 1 Buck ZVT-PWM 电路

收稿日期: 1999-04-26; 修订日期: 1999-08-31

作者简介: 赵莉 (1964-), 女, 湖南衡阳人, 华东交通大学讲师, 工学硕士¹³。

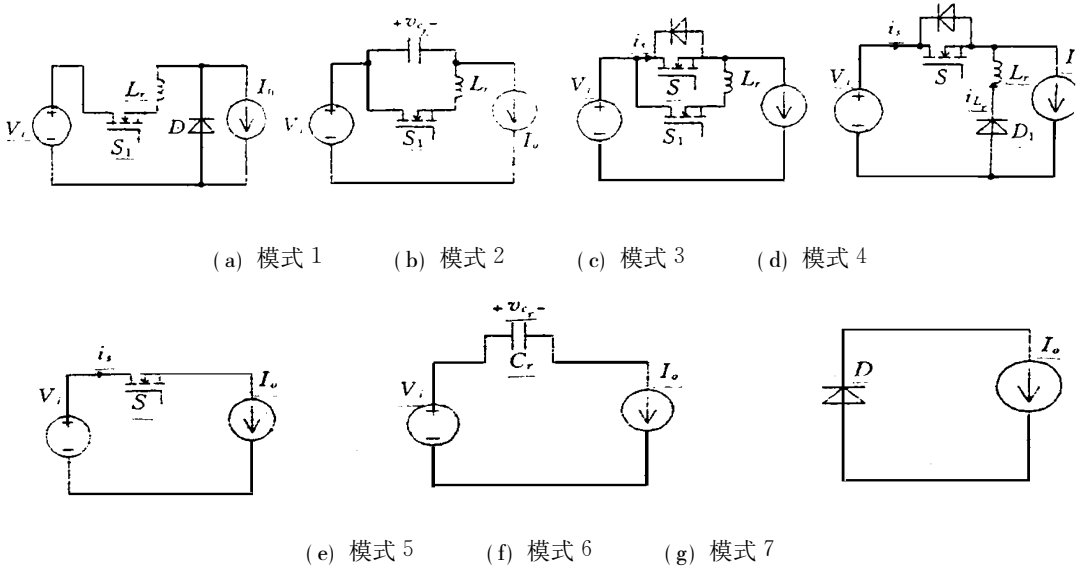


图 2 各时间段的等效电路图

电流 i_{L_r} 线性上升增加到 I_0 为止, 续流二极管 D 中电流 i_D 从 I_0 线性下降至 0, 由此可见, S_1 是零电流开通, 等效电路如图 2(a) (13 模式 2 ($t_1 \sim t_2$ 阶段)), 电感电流 i_{L_r} 继续上升, L_r 、 C_r 谐振直到 $t = t_2$, v_{C_r} 放电至 0 为止, 等效电路如图 2(b) (13 模式 3 ($t_2 \sim t_3$ 阶段)), 由于 $t = t_2$ 时刻 $v_{C_r} = 0$, 与主管 S 反并联的体二极管导通, 电感电流 i_{L_r} 恒定并保持到 t_3 时刻, 等效电路如图 2(c) (13 模式 4 ($t_3 \sim t_4$ 阶段)), t_3 时刻, 辅管 S_1 断开, 电感电流 i_{L_r} 通过二极管 D_1 放电, 直至 $t = t_4$ 时, i_{L_r} 下降到 0, 与此同时主管 S 的体二极管电流上升到 0 时, 主管 S 导通, 等效电路如图 2(d) (13 主管 S 具有零电压开通特性 (13 模式 5 ($t_4 \sim t_5$ 阶段))), D_1 在 t_4 时关断, 之后, 电路工作在 PWM 状态, 在此阶段, 电源 V_i 直接向负载传递能量, 控制此段时间的长短, 就可以达到调节电压变化率的目的, 这表明此电路具有 PWM 技术的特性, 等效电路如图 2(e) (13 模式 6 ($t_5 \sim t_6$ 阶段)), t_5 时刻, 主管 S 关断, 谐振电容 C_r 恒流充电, 直到 t_6 时刻, C_r 端电压 v_{C_r} 充至 V_i , 等效电路如图 2(f) (13 模式 7 ($t_6 \sim T_s$ 阶段)), 二极管 D 续流, 直到下一周开始, 等效电路如图 2(g) (13)

1.2 各模式电路方程

$$\text{设: } \omega = \frac{1}{L_r C_r}, Z_r = \frac{L_r}{C_r}, \alpha = \frac{V_i}{I_0 Z_r}, T_r = \frac{1}{f_r} = \frac{2\pi}{\omega} \quad (13) f_r \text{ 为谐振频率} \quad (13)$$

模式 1: 辅管 S_1 开始导通, 二极管 D 导通 (13 $v_{L_r} = L \frac{di_{L_r}}{dt} = V_i$, 得 $i_{L_r} = \frac{V_i}{L} t = \alpha \omega I_0 t$, 其中 $i_{L_r}(0) = 0$ (13 二极管电流 $i_D = I_0 - i_{L_r} = I_0 - \alpha \omega I_0 t$ (13 当 $t = t_i$ 时, $i_{L_r} = I_0$, 有 $t_i = L_r \frac{I_0}{V_i}$ (13)

模式 2: L_r 、 C_r 谐振, 电路方程为

$$C_r \frac{dv_{C_r}}{dt} + i_{L_r} = I_0; v_{C_r} = L_r \frac{di_{L_r}}{dt}$$

其中: $v_{C_r}(t_1) = V_i; i_{L_r}(t_1) = I_0$ (13)

解此微分方程有

$$i_{L_r} = \frac{V_i}{Z_r} \sin \omega(t-t_1) + I_0 = \alpha_0 \sin \omega(t-t_1) + I_0$$

$$v_{C_r} = V_i \cos \omega(t-t_1)$$

$$\text{当 } t=t_2 \text{ 时, } v_{C_r}=0, \text{ 有 } t_2-t_1 = \frac{\pi}{2\omega}, t_2=t_1 + \frac{\pi}{2\omega} \quad (13)$$

$$t=t_2 \text{ 时, } i_{L_r} = \frac{V_i}{Z_0} + I_0 = (\alpha+1)I_0 \quad (13)$$

模式 3: 谐振电感电流 i_{L_r} 恒定, 即 $i_{L_r} = (\alpha+1)I_0$, $i_s = I_0 - i_{L_r} = -\alpha I_0$ 流过主管 S 的电流 i_s 也恒定^[13], $t_3 = \Delta_1 + t_2$, Δ_1 为与主管 S 反并联的体二极管导通时间^[13]

模式 4: S_1 断开, D_1 导通后, $L_r \frac{di_{L_r}}{dt} = -V_i$, 其中 $i_{L_r}(t_3) = (\alpha+1)I_0$, $i_{L_r} = -\omega I_0(t-t_3) + (\alpha+1)I_0$, 得 $i_s = I_0 - i_{L_r} = \omega I_0(t-t_3) - \alpha I_0$, $i_{D_1} = i_{L_r}$ (13) 当 $t=t_4$ 时, $i_{L_r}=0$, 有 $t_4-t_3 = \frac{\alpha+1}{\omega}$, $t_4 = t_3 + \frac{\alpha+1}{\omega}$.

模式 5: 主管 S 稳定导通, $i_s = I_0$, $t_5 = t_4 + \Delta_2$, Δ_2 为 PWM

工作方式时间, 导通比 $D = \frac{\Delta_2}{T_s}$ (13)

模式 6: 谐振电容恒流充电 $C_r \frac{dv_{C_r}}{dt} = I_0$, 其中 $v_{C_r}(t_5) = 0$ (13) 得: $v_{C_r} = \frac{I_0}{C_r}(t-t_5) = \frac{\omega}{\alpha} V_i(t-t_5)$, $v_D = V_i - v_{C_r} = V_i - \frac{\omega}{\alpha} V_i(t-t_5)$ (13) 当 $t=t_6$ 时, $v_{C_r} = V_i$, 有: $t_6-t_5 = \frac{\alpha}{\omega}$, $t_6 = t_5 + \frac{\alpha}{\omega}$ (13)

模式 7: 续流阶段 $i_D = I_0$, 直到下一周期开始^[13]

由上述分析可知, 这种 ZVT 电路具有如下特点: 主管 S 零电压开通, 辅管 S_1 零电流开通^[13] 主开关器件 S 、 D 二端的电压波形近似为方波, 电压幅值为 V_i , 这就有效地克服了零电压准谐振变换器中开关器件承受较大的谐振电压应力的缺点, 且开关器件承受的电压应力与负载变化范围无关^[13] 电路主要工作在脉宽调制方式, 采用改变导通比的控制方式, 使得电路参数容易优化^[13]

采用软开关技术解决了开关器件的开关损耗等问题, 但也存在着: 开关器件工作时的导通比调节范围有所减小, 同时增加辅助回路, 变换器的结构稍复杂^[13]

1.3 直流稳态特性分析

二极管 D 端电压的平均值

$$V_D = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_D dt = \frac{V_i}{T_s} \left[DT_s + \Delta_1 + \frac{\pi + \alpha}{2\omega} + \frac{1}{\omega} \right]$$

式中: $D = \frac{t_5 - t_4}{T_s}$ 为导通比; $\Delta_1 = t_3 - t_2$ (13)

稳态直流电压比

$$M = \frac{V_0}{V_i} = D + \frac{\Delta_1}{T_s} + \frac{f_s}{2f_r} f(\alpha),$$

式中: $f(\alpha) = \frac{\pi}{2} + \frac{\alpha}{2} + \frac{1}{\alpha}$ (13)

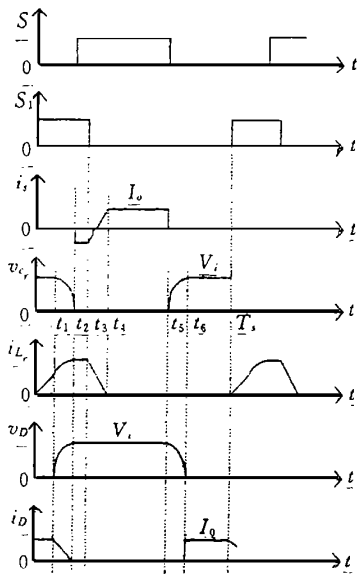


图 3 电压电流波形

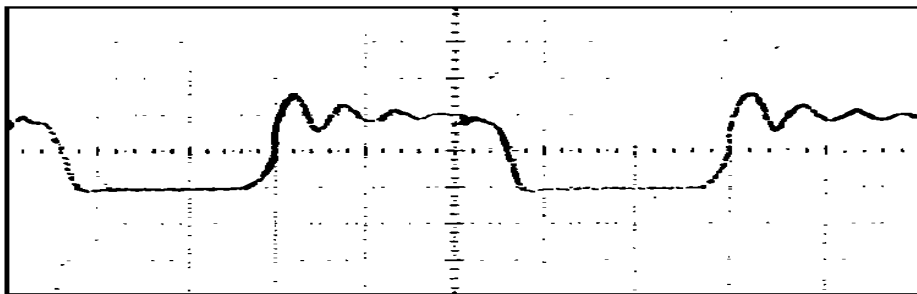


图 4 仿真波形

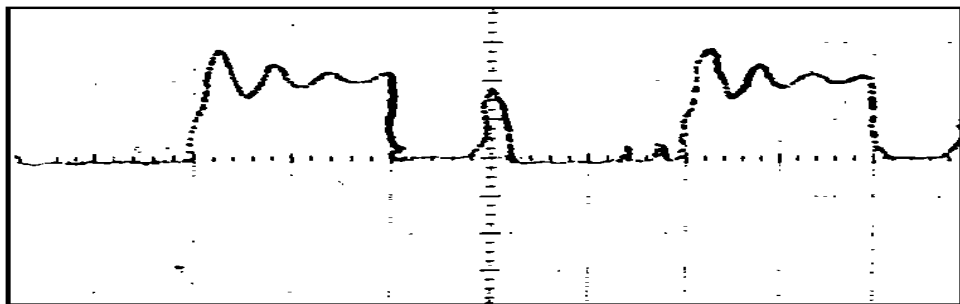


图 5 实验波形

上式表示 M 由二大部分组成,一部分表示谐振阶段传递的能量,由于谐振频率非常高,这部分能量非常少^[13]另一部分由导通脉宽 D 决定的能量传输,这是能量传递的主要形式,调节导通比就可达到调节直流电压比的目的,所以,Buck ZVT - PWM 表现为软开关特性,而主要工作状态为 PWM 工作方式^[13]

2 软开关实现条件

ZVT-PWM 要实现软开关条件,只要满足辅管 S_1 脉宽大于模式 1、模式 2 工作时间即可,即: $T > t_{01} + t_{12}$ ^[13] 辅管 S_1 脉宽为: $T \geq L_r \frac{I_0}{V_i} + \frac{\pi}{2} L_r C_r$ ^[13]

它与 ZVS-QRC 不同,ZVT-PWM 电路的零电压实现条件对负载没有要求,通过控制电路来保证辅管有一定的脉宽即可,非常容易实现^[13]

3 仿真和实验

根据以上分析,选择以下变换器参数进行仿真和实验:输入电压 $V_i = 30 \text{ V}$,输出电压 $V_o = 12 \text{ V}$, $f_s = 100 \text{ kHz}$, $I_{o, \max} = 3 \text{ A}$, $L_r = 150 \text{ mH}$, $C = 50 \text{ nF}$ ^[13]主、辅管采用 IRF530,二个二极管采用 D10KQ100^[13]仿真结果如图 5 所示^[13]图 4 中, (a) 为主管端电压和电流波形, (b) 为辅管电

压和电流波形(13)图 5 为实验波形(13)(a) 、(b) 分别为主、辅管电压波形(13)

5 结 论

由以上分析可以得出所分析的 ZVT - PWM 变换器主管具有零电压开通特性,辅管零电
流开通,控制方便,容易实现 PWM 工作方式,开关损耗较小,效率较高19.仿真与实验结果与分
析基本吻合19.

[参 考 文 献]

[1] 蔡宣二,龚绍文编著. 高频功率电子学[M] 19.北京:科学出版社,1993 19.
[2] 包 伟19.大功率软开关变换器技术的研究[D] 19.北京:清华大学硕士论文,1995 19.

Analysis of Soft-Switch PWM DC - DC Converter

ZHAO Li¹, GAO Hai-sheng²

(1. Electrical and Electronic Information College; 2. President Office, East China Jiaotong Univ., Nanchang 330013, China)

Abstract: Principle of ZVT - PWM, static characteristics and conditions for realizing ZVS are
analyzed. The simulate experimental results are given It is proved that the analytical method
is correct and feasible .

Key words: DC-DC converter; PWM; ZVT - PWM