

新型软开关单相 BOOST 功率因数校正电路

张纯江 朱艳萍 燕山大学(秦皇岛 066004)

摘要:本文提出了一种桥式软开关单相 boost 功率因数校正拓扑,分析了电流断续状态下的工作原理,所有开关器件都可实现 ZVT 或 ZCT 软开关。利用单周期实现其控制。仿真和实验结果表明,该电路在整个输入电压范围内都能保持软开关特性并与负载无关,实现了单位功率因数。

关键词:功率因数校正 软开关 电流断续 谐振直流通

1 引言

Boost 电路被广泛应用于单相整流电源的功率因数校正技术中^[1,2],当其工作在不连续导电模式时,其优点为电感电流峰值正比于输入电压,输入电流波形自然地跟随输入电压波形,因而控制简单。缺点是开关不仅要通过较大的通态电流,而且关断较大的峰值电流引起很大的关断损耗,同时还会产生严重的电磁干扰。软开关技术可改善硬开关的固有缺点,大大减少了功率管的开关损耗,抑制了电磁干扰,可获得较高的效率。最常见的软开关单相功率因数校正电路拓扑如图 1 所示^[3]。其中 ZVT 谐振网络由 VM₁、谐振电感 L_r、谐振电容 C_r、二极管 VD₃ 等元件组成,它虽然能使主开关 VM₁ 在零电压条件下开关,但辅助开关 VM₂ 为硬关断。对图 1 稍加改进,即在谐振回路中增加一个电容^[4],即可克服 VM₂ 硬关断的缺点。这两种电路拓扑均属于带有辅助电路形式,电路结构复杂,而且主开关和辅助开关不同步工作使控制复杂。

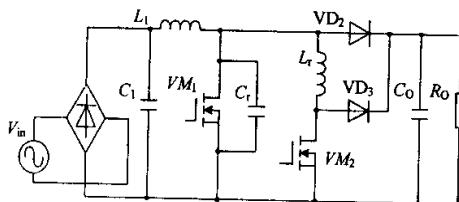


图 1 典型 ZVT 单相功率因数校正电路

2 主电路拓扑及工作原理

2.1 主电路拓扑

本文提出一种桥式软开关单相功率因数校正拓扑,其主电路和控制电路框图如图 2 所示,主电路采用不控二极管整流加升压斩波器的形式,升压变换器电感电流断续。谐振网络由谐振电感 L_r、谐振电容 C_r、开关器件 VM₁、VM₂,续流二极管 VD₂、VD₄ 组成,VD₄ 将直流侧与谐振网络及交流侧隔开。该电路采用单周期控制。

该拓扑结构有以下特点:

1) PWM 技术和软开关技术融为一体,不需辅助换流电路。

· 210 ·

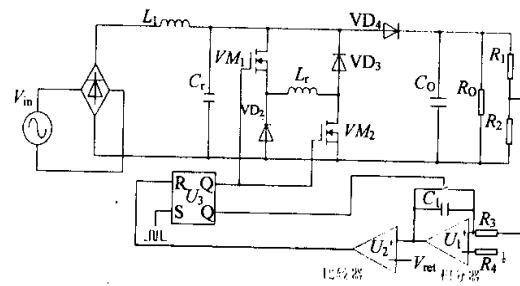


图 2 桥式软开关 Boost 功率因数校正拓扑及控制框图

2) 软开关对 PWM 的影响小。

3) 谐振网络属于 ZVT、ZCT 并联谐振直流环,功率开关器件可实现软开关。

4) 电路拓扑简单,开关器件 VM₁、VM₂ 同步导通和关断,控制逻辑简单且易于实现。

2.2 主电路工作原理及电路分析

首先假设交流电源侧电感 L₁ 足够大,保证 L₁ > > L_r,忽略 L_r、C_r 上的损耗。由于开关频率 50KHz 远远高于输入正弦波频率,可认为在每一个开关周期中输入电压和输出电压保持不变,因此在一个开关周期内可以把整流后的电压等效成一个恒压源,并用 V_d 表示。功率因数校正电路以电流断续方式工作,其工作波形如图 3 所示,不同阶段的等效电路如图 4 所示。

(1) t₀ ~ t₁ 谐振阶段 1

t₀ 在时刻之前,VM₁、VM₂ 处于关断状态,在 t = t₀ 时刻,VM₁ 和 VM₂ 同时导通,由于谐振电感 L_r 的存在,VM₁、VM₂ 在零电流条件下开通。VM₁ 和 VM₂ 导通后,谐振电容向谐振电感释放能量,电路进入谐振状态,谐振电容上的电压 u_C 从 U_d 开始按振荡规律下降,谐振电感电流 i_L 开始上升,直到 t = t₁ 时刻, u_C = 0, i_L 达最大值 I_{Lmax} 为止。在此阶段,由于谐振时间很短,可以认为电感 L₁ 上的电流为零。这个时间段对应的电路拓扑如图 4(a)所示。这一时间段有:

$$\text{初始条件: } \begin{cases} i_L(t_0) = 0 \\ u_C(t_0) = U_d \end{cases} \quad (1)$$

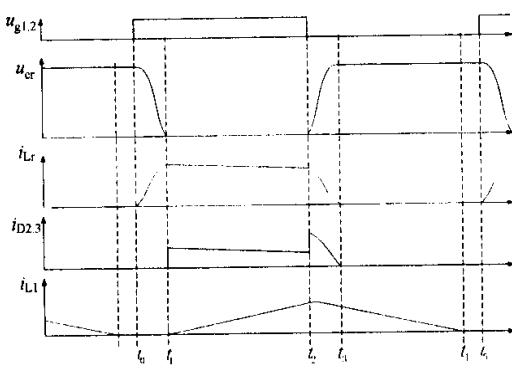


图 3 电路工作波形

$$\text{状态方程:} \begin{cases} L_r \frac{di_{Lr}}{dt} = u_{Cr} \\ C_r \frac{du_{Cr}}{dt} = i_{Lr} \end{cases} \quad (2)$$

$$\text{解得:} \begin{cases} u_{Cr}(t) = U_{dc} \cos\omega(t - t_0) \\ i_{Lr}(t) = \frac{U_{dc}}{Z} \sin\omega(t - t_0) \end{cases} \quad (3)$$

其中: $\omega = 1/\sqrt{L_r C_r}$ 为谐振角频率, $Z = \sqrt{L_r C_r}$ 为谐振电路特性阻抗。

$$\text{末态:} \begin{cases} u_{Cr}(t_1) = 0 \\ i_{Lr}(t_1) = U_{dc}/\sqrt{L_r/C_r} = I_{max} \end{cases} \quad (4)$$

$$t_1 - t_0 = \pi/4\omega = \pi/\sqrt{L_r C_r}/4 \quad (5)$$

(2) $t_1 \sim t_2$: 环流阶段

t_1 在时刻, u_{Cr} 下降为零, i_{Lr} 为最大值 I_{max} , 而后继续通过 VM_1 和 VD_1 , VM_2 和 VD_2 形成环流。并认为 i_{Lr} 保持 I_{max} 不变。值得注意的是, u_{Cr} 保持零电压的时间是可以控制的, 即根据需要对 VM_1 、 VM_2 功率器件导通时间进行控制。此阶段电感 L_r 的电流从零开始正向增加。这个时间段对应的电路拓扑如图 4(b) 所示。假定忽略谐振电路的损耗, 这一时间段有:

$$\begin{cases} i_{Lr}(t) = I_{max} \\ u_{Cr}(t) = 0 \end{cases} \quad (6)$$

(3) $t_2 \sim t_3$: 谐振阶段 2

在 t_2 时刻, 同时关断 VM_1 、 VM_2 。在谐振电感 L_r 感应电压的作用下使 VD_2 、 VD_3 导通, 则谐振电感通过 VD_2 、 VD_3 同谐振电容发生第二次谐振, 谐振电容电压 u_{Cr} 从零上升到 U_{dc} , i_{Lr} 下降至零, VM_1 、 VM_2 可视为零电压关断。为了简化分析, 此阶段可以认为 L_r 上的电流 i_{Lr} 为一恒定值 I_0 (因为 $L_r > > L_t$)。这个时间段对应的电路拓扑如图 4(c) 所示。这一时间段有:

$$\text{初始条件:} \begin{cases} i_{Lr}(t_2) = I_{max} \\ u_{Cr}(t_2) = 0 \end{cases} \quad (7)$$

$$\text{状态方程:} \begin{cases} I_0 + i_{Lr} = C_r \frac{du_{Cr}}{dt} \\ u_{Cr} = -L_r \frac{di_{Lr}}{dt} \end{cases} \quad (8)$$

$$\text{解得:} \begin{cases} i_{Lr} = (I_0 + I_{max}) \cos\omega(t - t_2) - I_0 \\ u_{Cr}(t_3) = U_{dc} \end{cases} \quad (9)$$

$$\text{末态:} \begin{cases} u_{Cr}(t_3) = U_{dc} \\ i_{Lr}(t_3) = 0 \end{cases} \quad (10)$$

$$t_3 \sim t_4 = \frac{1}{\omega} \arccos \frac{I_0}{I_0 + I_{max}} \quad (11)$$

(4) $t_3 \sim t_4$:

在 t_3 时刻, 电容电压 u_{Cr} 达到直流电压 U_{dc} , 此时二极管 VD_4 开通, 电感 L_t 中储存的能量都通过 VD_4 流向直流侧。至 t_4 时刻, 电感 L_t 电流和二极管 VD_4 电流同步下降到零, 二极管 VD_4 截止, 谐振电容 C_r 中电压维持 U_{dc} 不变。这个时间段对应的电路拓扑如图 4(d) 所示。

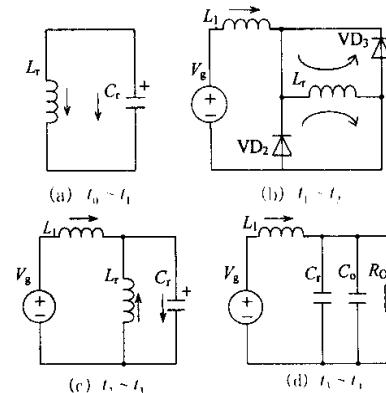


图 4 各工作阶段等效电路

(5) $t_4 \sim t_5$:

在 t_4 时刻, 二极管 VD_4 截止, 流过电感 L_t 的电流为零。 C_r 继续给负载电阻提供能量, 电容电压维持 U_{dc} 不变。直到 t_5 时刻, 一个周期工作过程结束。

由上述分析可知, VM_1 、 VM_2 的软开关条件与输入电压和负载无关, 其承受的最大电压应力仅为输出直流电压。

3 仿真及实验结果

应用 PSPICE 进行仿真, 电路仿真参数如下: 输入电压: AC220V, 升压电感 L_t : $300\mu\text{H}$, 谐振电感 L_r : $15\mu\text{H}$, 谐振电容 C_r : $0.01\mu\text{F}$, 输出电压: 450V , 输出滤波电容: $470\mu\text{F}$, 开关频率: 50kHz 。

图 5 为软开关谐振直流环仿真波形图, $u_{g1,2}$ 为 VM_1 、 VM_2 的驱动信号。从图中可以看出, 在功率开关管 VM_1 、 VM_2 开通时,

流过它们的电流 i_{Lx} 从零逐渐上升, VM_1 、 VM_2 为零电流开通。在 C_s 的作用下 VM_1 、 VM_2 为零电压关断。

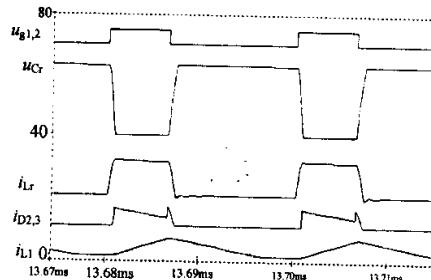


图 5 仿真结果

在理论分析的基础上,研制了一台 200W 的实验样机,其主电路采用带有谐振直流环的 Boost 电路拓扑,控制电路采用单周期控制,得到如图 6,图 7 所示实验波形。图 6 为电路中主要参量的实验波形,与仿真波形吻合,实现了软开关,减小了 du/dt ,同时 VM_1 、 VM_2 承受的最大电压为输出直流电压。图 7 为输入电压和输入电流波形,由图中可以看出,电流波形与电压波形同相位,而且接近正弦波,用电力谐波分析仪 F41B 测得电流谐波总畸变率 THD 为 6.4%,系统功率因数为 0.985,系统整机效率为 88%。

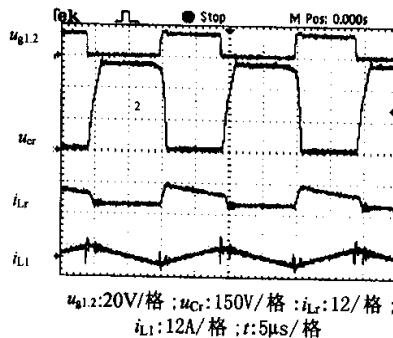


图 6 电路主要参量实验波形

4 结论

由以上分析可知,所提出的新型桥式软开关单相功率因数校正电路可实现开关器件的零电流开通和零电压关断,而且软

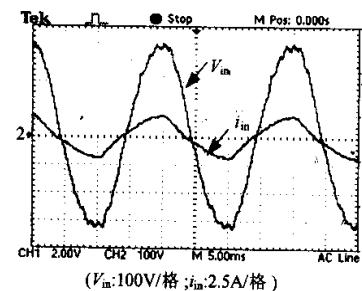


图 7 输入电流,输入电压实验波形

开关条件与输入电压和负载无关;开关功率器件承受的电压和电流应力小;系统控制逻辑简单易于实现,当工作在不连续导电模式时,输入电流波形能完全跟随输入电压波形,功率因数近似为 1。此拓扑的不足在于, VM_1 、 VM_2 导通期间即 $t_0 \sim t_2$, 主功率通道电流经过两个管压降, 对提高系统效率略有影响, 但若采用低通态电阻的功率 MOS 器件, 此问题可得到改善。

参考文献

- [1] Jose Antonic Lambert, Joao Batista Vieira, Luiz Carlos de Freitas. A Boost PWM Soft-Single-Switched Converter with Low Voltage and Current Stresses. IEEE Trans. On Power Electronics, 1998, 13(1):26-34
- [2] 穆斯塔法·克契卡兹, 康勇, 等. 单相 Boost 功率因数校正电路的参数设计. 电力电子技术, 1998, 32(4):37-40.
- [3] 姚为正, 杨旭, 王兆安. 零电压转换单相 PFC 整流电路的实验研究. 电力电子技术, 1998, 32(1):46-48.
- [4] 谢勇. 软开关高功率因数整流器. 电力电子技术, 1998, 32(2):13-17.



作者简介

张纯江,男,教授。主要研究方向为:高频功率变换及软开关技术、功率因数校正技术和高频链逆变技术,发表学术论文 40 余篇。



朱艳萍,女,河北省秦皇岛市人,硕士研究生,主要研究方向为 DC/DC 变换及功率因数校正技术。