

# 基于 DSP 的软开关交流稳压电源的研究

陈江岸, 万衡

(华东理工大学 信息科学与工程学院, 上海 200237)

**摘要:** 针对目前交流稳压电源高频斩波时存在开关损耗大的缺点, 应用 ZCT-PWM 软开关技术实现了一种新的交流稳压电源拓扑结构。采用 DSP 闭环控制, 通过 DSP 编程实现了一组能够驱动主、辅功率开关器件的高精度、实时性强的 PWM 波形, 主功率开关器件的 PWM 波形再通过闭环反馈电压地及时修改, 最终用以实现输出电压的稳定和主功率开关器件的零电流关断。

**关键词:** ZCT-PWM 软开关 DSP 零电流关断

目前市场上的交流稳压电源多采用铁磁元件构成(电感、饱和电抗器、伺服电机等), 普遍存在体积大、较笨重等缺点。而采用可控硅的稳压电源, 在深控时则波形畸变严重。另外一些稳压电源, 在特定负载条件下还会发生振荡, 负载适应性较差。近年来, 交流斩波器受到广泛关注, 该类变换器实现了交流调压功能, 具有双向功率流、网侧功率因数高、变换效率高、动态响应快、易实现、输出容量大、滤波器体积小、无电气隔离、同频变换等特点。高频率化已经成为了当今电源发展的重要方向, 但随斩波频率的增大, 功率开关器件的损耗也将增大, 这将严重影响到开关变换器的效率。

在工业控制中, PWM 波用途非常广泛, 用来控制各种电机、电力电子设备、逆变器等, 可以说很多控制最终都是由程序计算出的 PWM 波形来控制的。用 DSP 的专用 PWM 端口生成的 PWM 波形具有精度高、实时性强、可在线调节、实现方便以及性价比高等优点。基于此, 本文提出一种基于 DSP 的软开关交流稳压电源的拓扑结构。通过 ZCT-PWM 软开关技术实现主开关的零电流关断, 以降低损耗, 提高变换器的效率。通过 DSP 闭环反馈控制, 输出一组 PWM 波形, 驱动主、辅功率开关管, 从而实现输出电压的稳定和高精度。

## 1 电路的拓扑结构和工作原理

所设计的变换电路分为两部分: 基于 ZCT-PWM 软开关技术的主回路和基于 DSP 的控制回路。基于 DSP 的软开关交流稳压电源如图 1 所示。电路中省略了低频开关 S3~S10 的驱动电路。

### 1.1 主回路的工作原理

从图 1 中可以看出, 主回路主要由基本的 CUK 线路和基本的 ZCT-PWM 电路合并而得到。在基本的 CUK

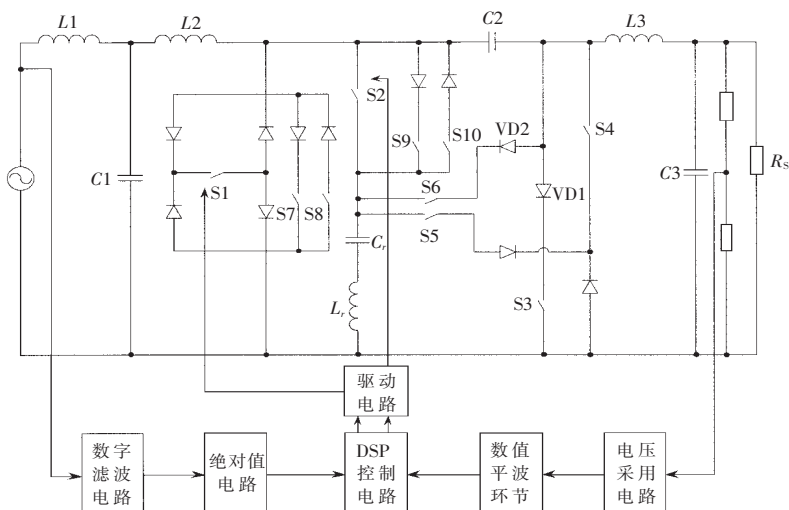


图 1 基于 DSP 的软开关的交流稳压电源

线路上增加一组二极管桥路和一组二极管以便在输入正弦波为负半周时使电路能正常工作; 在基本的 ZCT-PWM 谐振支路上增加三组二极管以便在输入正弦波为负半周时使谐振支路能正常工作, 主、辅开关并联的二极管是为了实现续流功能, 最终实现主开关零关断的目的。在目前双向功率开关器件尚未研究成功之前, 除了桥路二极管外, 所有的二极管都用一个低频开关和一个二极管串联而成。电路的主要工作原理是: 在输入正弦波为正半周时, 闭合 S3、S6、S8、S10, 断开 S4、S5、S7、S9。电路工作在正弦波正半周时, 电路可以等效为基本的 ZCT-PWM CUK 变换器。在输入正弦波为负半周时, 断开 S3、S6、S8、S10, 闭合 S4、S5、S7、S9。电路工作在正弦波负半周时, 电路同样等效为基本的 ZCT-PWM CUK 线路, 只是电路的极性反向了, 但这并不影响电路的正常工作。

现以输入正弦波为正半周的情况为例说明电路的

工作原理,此时电路的等效电路如图2所示。

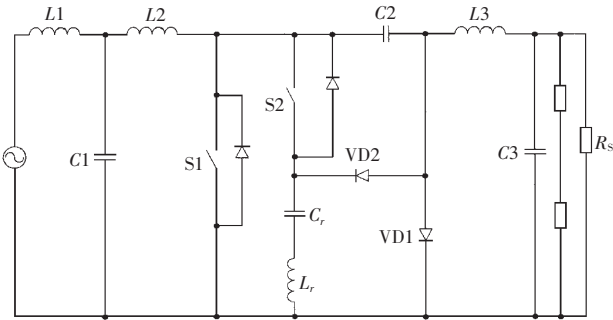


图2 正弦波正半周期期间电路工作原理图

在一个开关周期内,电路的工作状态分为以下5个开关模式进行:

### (1)开关模式1 [ $t_0 \sim t_1$ ]即S2导通阶段

在  $t_0$  时刻,使 S2 导通,S1 已经处于导通状态,二极管  $VD_1$  与  $VD_2$  因承受反向压降而关断,等效电路如图3所示。此时,电容  $C_r$  被反向充电, $L_r$  和  $C_r$  支路发生谐振, $u_{C_r}$  和  $i_{L_r}$  的变化规律为:

$$\begin{cases} u_{C_r} = -U_{C_{max}} \cos \omega_r t \\ i_{L_r} = \frac{U_{C_{max}}}{\omega_r L_r} \sin \omega_r t \end{cases}$$

式中,  $\omega_r = 1/\sqrt{L_r C_r}$ 。

主开关管中流过的电

流为:  $i_{T_1} = I_i + I_o - \frac{U_{C_{max}}}{\omega_r L_r} \sin \omega_r t$

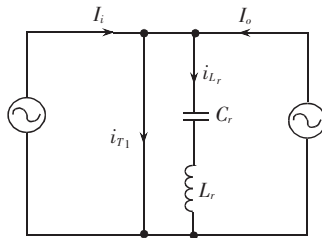


图3 开关模式1

要求:  $i_{T_1} + I_o - \frac{U_{C_{max}}}{\omega_r L_r} < 0$ , 当  $\omega_r t = \pi/2$  时,  $i_{T_1} \leq 0$ , 关断

S1, S1 管实现零电流关断。在  $t_1$  时刻,关断 S2。

### (2)开关模式2 [ $t_1 \sim t_2$ ]即准谐振阶段

由于在  $t_1$  时刻,S2 管被关断, $L_r$  与  $C_r$  通过  $VD_2$  构成回路, $VD_2$  导通,与 S1 管反并联的二极管关断后, $VD_1$  导通,等效电路如图4所示, $L_r$  与  $C_r$  继续谐振。 $t_2$  时刻, $i_{L_r}$

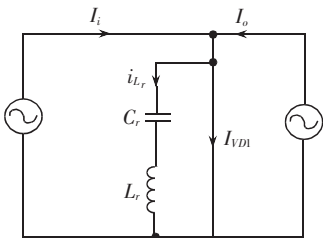


图4 开关模式2

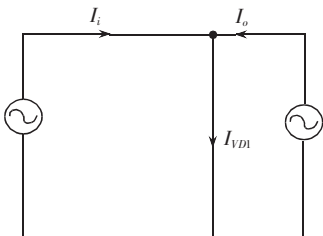


图5 开关模式3

下降到零, $VD_2$  关断, $u_{C_r}$  达到  $U_{C_{max}}$ 。

### (3)开关模式3 [ $t_2 \sim t_3$ ]即续流阶段

在  $t_2$  时刻,由于  $VD_2$  关断, $L_r$  与  $C_r$  结束谐振,输入端通过续流二极管向输出端传送能量,等效电路如图5所示,电路进入 PWM 工作方式。在  $t_3$  时刻,S1 导通。

### (4)开关模式4 [ $t_3 \sim t_4$ ]即准谐振阶段

在  $t_3$  时刻,由于使 S1 导通,因而  $VD_1$  关断,S2 管的反并联二极管导通,等效电路如图6所示, $L_r$  与  $C_r$  再次发生谐振,主开关中流过的

电流为  $i_{T_1} = I_i + I_o + \frac{U_{C_{max}}}{\omega_r L_r} \sin \omega_r t$ ,  $t_4$  时刻,  $i_{L_r}$  谐振到零,使 S2 管的反并联二极管关断,谐振结束。

### (5)开关模式5 [ $t_4 \sim t_5$ ]即恒流阶段

在  $t_4$  时刻以后,电路处于主开关导通的 PWM 工作方式,输入电感储能,等效电路如图7所示, $t_5$  时刻以后,电路进入新的工作周期。

在正弦波负半周期期间电路的工作过程和正半周期期间相似。

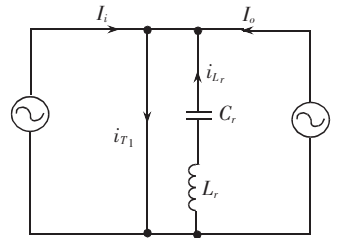


图6 开关模式4

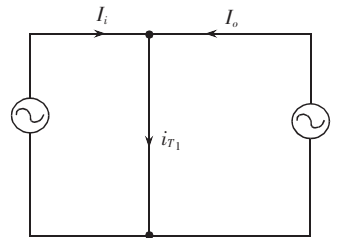


图7 开关模式5

## 1.2 控制回路的工作原理

控制回路采用反馈式 PWM 控制方式,通过负载的反馈电压及时地修改 DSP 输出的 PWM 脉冲波形,使输出电压达到稳定的目的。DSP 除了输出一个驱动主开关的 PWM 脉冲波形外,还必须输出一个驱动辅助开关的 PWM 脉冲波形。而且主、辅开关的 PWM 脉冲波形必须满足一定的时序逻辑,如图8所示。为了实现主开关能在零电流下关断,并且保证谐振支路内的环流能量很少,辅助开关必须在主开关关断前的  $T_r/4$  时间内开通,

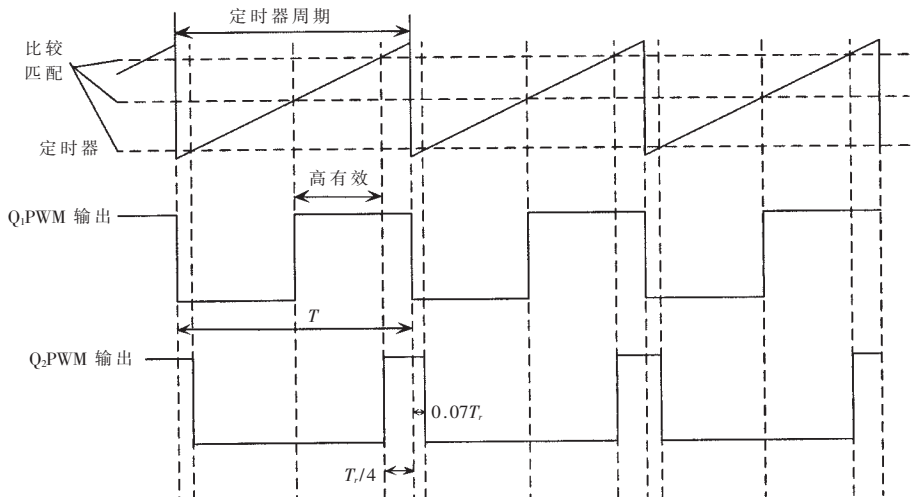


图8 连续增计数模式下 DSP 的 PWM 输出

在主开关关断后的  $0.07T_s$  时间内关断。

为了实现如图 8 所示的主、辅功率开关管的 PWM 波形的逻辑时序,采用 DSP 芯片的事件管理器的脉宽调制电路产生 PWM 波形。其中,辅助开关管的 PWM 波形的产生用 DSP 实现比较简单,只要设定两个固定的比较寄存器的值,通过与定时器的值不停地比较,就可以在相应的 PWM 输出端口上产生 PWM 波形;而主开关管的 PWM 波形的脉冲宽度则要根据反馈电压值与参考电压值的比较进行不停的修改,所以程序比较复杂,其控制流程图如图 9 所示。

## 2 参数的设置

主回路参数的设计与直流开关稳压电源不同,在满足纹波情况下,LC 的参数尽量选取较小的值。本文通过仿真确定电感、电容的数值。

一般选取  $T_{on2}=0.4T_r$ ,这是为了减小  $I_{L_{max}}$  和保证主开关管实现零电流关断,所以  $I_{L_{max}}=1.7(I_r+I_o)$

为了不影响 CUK 变换器的工作,  $L_r$  和  $C_r$  的谐振时间不能太长。一般选择其正向或反向的谐振工作时间为一个开关周期  $T_s$  的 1/10, 则  $L_r=\frac{U_o T_s}{10\pi I_{L_{max}}}$ ,  $C_r=$

$$\frac{I_{L_{max}} \cdot T_s}{10\pi U_o}。$$

## 3 仿真波形与结论

为了验证电路的工作原理,采用 Saber 软件在 PC 机上对电路的有关性能进行仿真,电路的元件选自其元件库,并对其参数进行修改。根据上述公式设置其参数如下:输入电源  $U_i=AC311V$ ,频率为 50Hz,输出电压  $U_o=AC311V$ ,电感  $L_2、L_3=10mH$ ,功率开关管 S1 频率为 20kHz,谐振电感  $L_r=10\mu H$ ,谐振电容  $C_r=33nF$ 。仿真波形如图 10 所示。

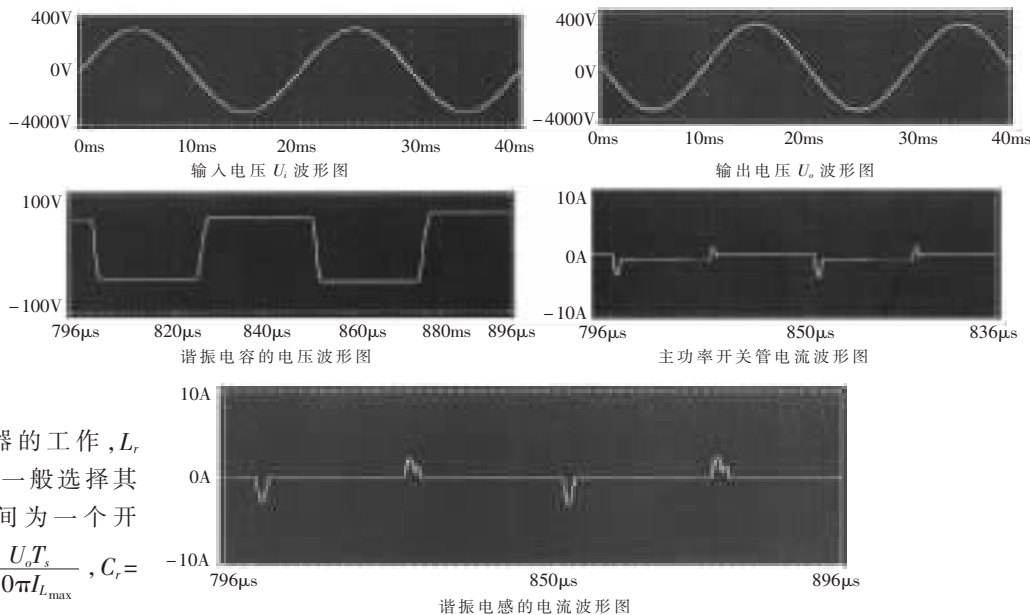


图 10 仿真波形图

从仿真波形图中可以看出,在采用 DSP 进行反馈控制后,输出电压的稳压效果很好,精度很高。主开关实现了零电流的关断,而且没有增加开关的电流应力,回路的环流能量很小。

## 参考文献

- [1] 王聪.软开关功率变换器及其应用[M].北京:科学出版社,2000:60-70.
- [2] 史剑波.一种新型的交流稳压电源[D].上海:上海大学,2004.
- [3] ALESINA A, VENTURINI M. Solid-state power conversion: A fourier analysis approach to generalized transforms synthesis[J].IEEE Trans On PE, 1981, CAS-28 (4): 319-330.
- [4] ALESINA A, VENTURINI M. Analysis and design of optimum-amplitude nine-switch direct AC-AC converters[J]. IEEE Trans On PE, 1989, 4(1): 101-112.
- [5] 汪安民. DSP 应用开发实用子程序[CP]. 北京:人民邮电出版社,2005.
- [6] 安海. 基于 DSP 控制的开关稳压电源的研究[D]. 哈尔滨工业大学,2003.

(收稿日期:2006-11-28)

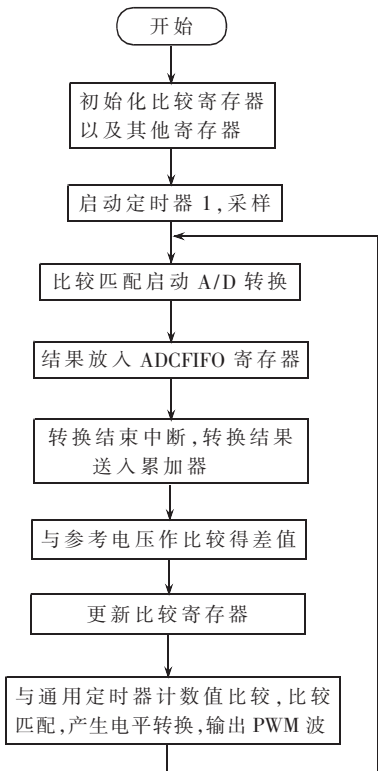


图 9 控制流程图