

# 移相全桥 ZVS 变换器的分析与设计

## The Analysis and Design of Phase Shifting Full Bridge ZVS

张培峰, 程喜朝, 张魏友

中国兵器工业第二〇八研究所 (北京, 102202)

Zhang Peifeng, Cheng Xichao, Zhang Weiyu

No.208 Research Institute of China Ordnance ( Beijing, 102202 )

**摘要:** 设计了一款 1.5kW 移相全桥 ZVS 变换器, 通过 PSpice 对变换器进行仿真, 仿真结果证明了变换器设计的合理性。

**关键词:** 移相全桥 ZVS 变换器 PSpice 仿真

**Abstract:** A 1.5kW phase shifting full bridge ZVS is designed. The transformer is simulated on PSpice. The results valid the feasibility of design scheme.

**Key words:** Phase shifting full bridge, ZVS Transformer, PS piceSimulation

[中图分类号] TN86 [文献标识码] A 文章编号: 1561-0349 (2015) 04-0029-04

### 0 引言

随着科学技术的发展, 开关电源正朝着小型化、高频化的方向发展, 如何提高开关频率并且减少由此引起的高频损耗, 成为电源工程师研究的重点。移相 PWM 变换器作为一种解决方案, 成为电力电子技术领域的研究热点之一。移相全桥 ZVS 变换器, 作为一种具有优良性能的移相全桥变换器, 其两个桥臂的开关管都在零电压软开关条件下运行, 开关损耗小, 而且结构简单、控制也简单, 该拓扑在中大功率电源中占据主导地位。本文以移相全桥 ZVS 变化器为研究对象, 对变换器在一个周期内的工作情况进行了详细分析。重点分析了软开关的实现过程以及存在的问题, 在此基础上设计了一款 1.5kW 移相全桥 ZVS 变换器, 通过 PSpice 对变换器进行仿真, 仿真结果证明了变换器设计的合理性。

### 1 移相全桥 ZVS 变换器的工作原理

移相全桥 ZVS 变换器的电路原理如图 1 所示。

图中,  $D_1 \sim D_4$  分别是  $Q_1 \sim Q_4$  的内部寄生二极管,  $C_1 \sim C_4$  分别是  $Q_1 \sim Q_4$  的寄生电容或者外接电容。 $L_r$  是谐振电感, 包括了变压器的漏感。T 为变压器, 变比为  $n$ 。假定  $Q_1$  和  $Q_3$  组成的桥臂为超前桥臂,  $Q_2$  和  $Q_4$  组成的桥臂为滞后桥臂。该电路的主要工作波形如图 2 所示。

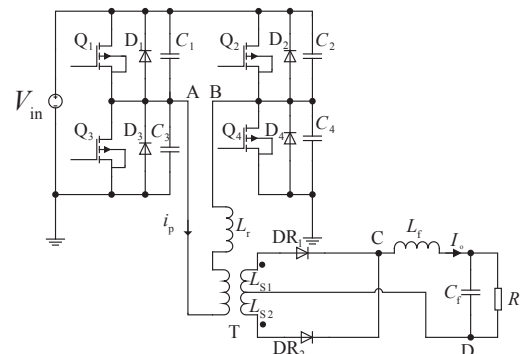


图 1 移相全桥 ZVS 变换器的电路原理

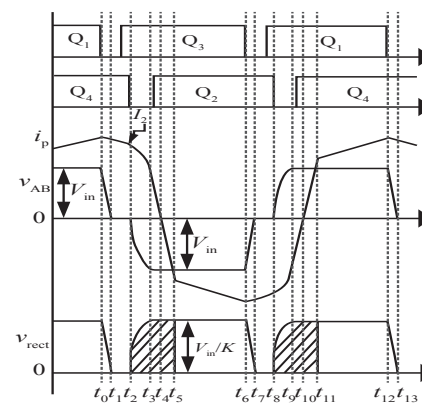


图 2 移相全桥 ZVS 变换器的主要工作波形

## 2 实现 ZVS 的几个关键问题

要实现开关管的零电压开通，必须有足够的能量来抽走将要开通的开关管结电容（或外部附加电容）上的电荷，并给同一桥臂将要关断的开关管结电容（或外部附加电容）充电。同时，考虑到变压器的原边绕组电容，还需要一部分能量来抽走变压器原边绕组寄生电容  $C_{TR}$  上的电荷。也就是说，必须满足下式：

$$E > \frac{1}{2} C_i V_m^2 + \frac{1}{2} C_l V_m^2 + \frac{1}{2} C_{TR} V_m^2 = C_i V_m^2 + \frac{1}{2} C_{TR} V_m^2 \quad (i=\text{lead, lag}) \quad (1)$$

超前桥臂容易实现 ZVS。这是因为在超前桥臂开关过程中，输出滤波电感  $L_r$  是与谐振电感  $L_r$  串联的，此时用来实现 ZVS 的能量是  $L_r$  和  $L_r$  中的能量。一般来说，输出滤波电感很大，在超前桥臂开关过程中，其电流近似不变，类似于一个恒流源。这个能量很容易满足式 (1)。

滞后桥臂要实现 ZVS 比较困难。这是因为在滞后桥臂开关过程中，变压器次级是短路的，此时整个变压器就被分为两部分：一部分，是原边电流逐渐改变流通方向，其流路径由逆变桥提供；另一部分，是负载电流由整流桥提供续流回路，与负载侧与变压器原边没有关系。此时只是谐振电感中的能量来实现 ZVS，必须满足下式：

$$\frac{1}{2} L_r i_p^2 > C_{\text{lag}} V_m^2 + \frac{1}{2} C_{TR} V_m^2 \quad (2)$$

要想满足上式，要么增大初级电流  $i_p$ ，要么增加谐振电感  $L_r$ 。但是增大初级电流会增大损耗，因此，一般采取增加谐振电感的办法来协助滞后桥臂实现零电压开关。

无论变压器的次级采用哪种整流方式，整流二极管都不是工作在软开关状态，整流桥上易产生寄生振荡，二极管上存在很高的尖峰电压。本文采用原边加二极管箝位缓冲电路，来抑制整流桥的寄生振荡。

## 3 电源的技术指标及关键参数设计

本文以移相全桥 ZVS 为研究对象，设计一款 1.5kW 电源。该款电源的主要技术指标为：输出功率：1.5kW；输入电压：167V<sub>AC</sub>~264V<sub>AC</sub>，额定电压 220V；输出电压：50V<sub>DC</sub>；输出电流：30A。该电源采用移相全桥 ZVS 变换器，变压器次级采用全桥整流加 LC 滤波。关键参数的选取如下。

### 3.1 高频变压器设计

设计变压器首先要选取铁心所采用的磁性材料。本设计采用铁氧体作为高频变压器的磁材。选取开关频率为 100kHz，再结合额定输出功率为 1.5kW，选择 EE55 的铁氧体磁芯，工作磁通密度选为  $B_w=0.13T$ 。

然后，根据下式计算出变压器的原、副边匝数：

$$N = \frac{V_m D}{K_f f_s B_w A_e} \quad (3)$$

其中： $V_m$  是变压器的直流输入电压； $D$  为工作占空比； $K_f$  为波形系数，为有效值与平均值之比，方波的时候为 4； $f_s$  开关频率； $B_w$  工作磁通密度； $A_e$  磁芯有效截面积，等于磁芯长与宽的乘积。

实际设计时，可以先计算副边匝数。采用如下公式计算：

$$N_s = \frac{U_{\text{sec}(\min)} D_{\text{sec}(\max)}}{4 f_s B_w A_e} \quad (4)$$

$$U_{\text{sec}(\min)} = \frac{U_{o+} U_D + U_L}{D_{\text{sec}(\max)}} \quad (5)$$

其中： $U_o$  为输出电压，取 50V； $U_D$  为整流二极管压降，取 1.5V； $U_L$  输出滤波电感压降，取 0.5V；变压器副边最大占空比，考虑到占空比丢失，取 0.85； $f_s$  开关频率，取 100kHz； $B_w$  磁芯工作磁感应强度，取 0.13T； $A_e$  磁芯有效面积，由手册得知为 420mm<sup>2</sup>。代入相关参数，可得次级匝数  $N_s=2.3$  匝，取 3 匝。

接下来计算变压器初级匝数，对于式 (3)， $V_m$  为最低输入电压， $V_m=176*1.4=246.4$ ， $D$  为最低输入电压时的最大占空比，取 0.9，将这些参数代入式 (3)，可以计算出变压器初级匝数  $N_p=10.1$  匝，取 10 匝。

### 3.2 输出滤波电感设计

在直流变换系统中，输出滤波电感量的大小决定输出电感电流的纹波大小。在实际使用时，为了保证装置的可靠性，电感的设计必须满足一下要求：即在任何情况下，电感不能饱和。该电源的额定输出电流为 30A，纹波电流取额定电流的 15%，取 4.5A。则  $L = \frac{V \Delta t}{\Delta I_L} = \frac{0.5 \times 0.85}{4.5 \times 10^5} = 0.94$  ( $\mu\text{H}$ )，输出电感取 1  $\mu\text{H}$ 。

### 3.3 超前桥臂谐振电容计算

在超前桥臂开通过程中，输出滤波电感  $L_r$  折算到原边与谐振电感  $L_r$  串联，是  $L_r$  和  $L_r$  中的能量来实现超前桥臂的 ZVS 的。一般来说， $L_r$  很大，所以，在超前桥臂开通过程中，近似认为原边电流不变。为了实现超前桥臂的零电压开通，必须使  $Q_1$  和  $Q_3$  驱动信号的死区时间满足以下关系：

$$T_{d(\text{lead})} \geq \frac{V_m * (C_1 + C_3)}{i_p} = \frac{2 * C_{\text{lead}} V_m}{i_p} \quad (6)$$

由上式可知，输出电流变小时， $C_3$  上的电荷全部释放用的时间将变长，也就是在轻载时超前桥臂有可能失去零电压开关条件。因此，选择超前臂电容  $C_1$  和  $C_3$  要根据超前桥臂死区大小和要实现零电压开关的负载范围来确定。同时，考虑在最高输入电压，即最难实现零电压开通时来确定。设置超前桥臂死区时间为 1.2  $\mu\text{s}$ ，考虑变换器在大于 10% 额定负载时都能实现零电压开关，输入最高电压为 369V。将以上数据

代入式(6), 得  $C_{lead}=4.87nF$ 。所以  $C_1=C_3=4nF$ 。

### 3.4 滞后桥臂谐振电容与谐振电感计算

滞后桥臂零电压开通时, 只有谐振电感提供换流的能量。所以滞后桥臂要实现 ZVS, 必须满足以下 3 个条件:

(1) 谐振电感储能必须大于滞后桥臂并联电容储能外加变压器原边寄生电容储能, 即式(2)。在实际当中, 变压器原边匝数较少, 且原边大多采用多股线并绕的方式, 所以原边寄生电容很小, 式(2)可以变为:

$$\frac{1}{2}L_r \cdot i_p^2 > C_{lag} \cdot V_{in}^2 \quad (7)$$

(2) 滞后桥臂开通时, 变压器原边电流近似为恒定。滞后桥臂的并联电容满足下式:

$$C_{lag} = \frac{C_2 + C_4}{2} < \frac{T_{d(lag)} \cdot i_p}{2 \cdot V_{in}} \quad (8)$$

(3) 滞后桥臂开关的死区时间应小于或等于 1/4 的谐振周期, 即

$$T_{d(lag)} \leq \frac{\pi}{2} \sqrt{L_r \cdot (C_2 + C_4)} = \frac{\pi}{2} \sqrt{L_r \cdot 2 \cdot C_{lag}} \quad (9)$$

综合上述约束条件, 可以得到如下约束条件:

$$\frac{2 \cdot T_{d(lag)}^2}{\pi^2 \cdot L_r} \leq C_{lag} = \frac{C_2 + C_4}{2} \leq \frac{T_{d(lag)} \cdot i_p}{2 \cdot V_{in}} \quad (10)$$

将实际参数代入式(10)得  $C_{lag} < 4.87nF$ 。选取  $C_{lag}=3nF$ , 根据式(10)来确定谐振电感  $L_r$  的大小, 求得  $L_r \geq 97.4 \mu H$ , 取。在实际中, 谐振电感取值要比计算值小。

### 3.5 原边箝位二极管选择

箝位二极管承受的反向电压为  $V_{in}$ , 那么最大值即为 369V。考虑两倍的裕量, 可以选用 750V 的二极管。箝位二极管导通时, 流过的电流很小, 选用 12A 的二极管就足够了。因此, 选用 IXYS 公司生产的 DSEI12-10A 快恢复二极管, 其额定电压为 1000V, 额定电流为 12A, 反向恢复时间 50ns, 满足要求。

## 4 PSpice 仿真分析

为了验证主电路工作过程和电路参数设计的正确性、可行性, 利用电子线路仿真软件 Orcad/PSpice16.3 对选定参数的主电路进行仿真分析。该电源以 UC3895 为控制核心芯片。具体仿真参数为: 输出电压 50V, 输出电流 30A, 变压器原副边匝比  $n=10:3$ , 主开关管并联电容  $C_1=C_3=4nF$ ,  $C_2=C_4=3nF$ , 谐振电感  $L_r=10 \mu H$ , 输出滤波电感  $L_r=1 \mu H$ , 输出滤波电容  $C_f=7600 \mu F$ , 开关频率 100kHz。按照上述参数进行仿真, 得到开关电源的波形。

为了说明软开关的优越性, 分别给出变压器初级和副边

整流管的波形进行对比论证。图 3 为不加软开关时变压器初级的波形, 可以看出, 变压器初级存在着很高的尖峰电压, 较高的尖峰电压对开关管的耐压值提出更高的要求, 不利于器件的选型。过高的尖峰电压会影响开关器件的寿命, 降低开关电源的可靠性。

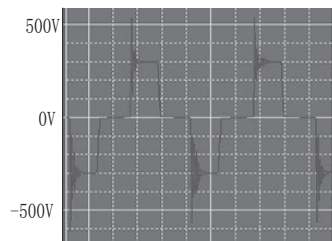


图 3 硬开关模式下变压器初级波形

图 4 为软开关模式下变压器初级波形, 从图中可以看出, 施加软开关之后, 可以抑制尖峰电压。

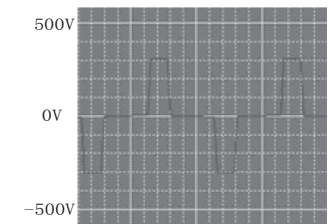


图 4 软开关模式下变压器初级波形

图 5 为副边整流二极管的波形, 从图中可以看出, 二极管上存在着寄生振荡, 而且尖峰电压较高。图 6 为变压器初级加箝位管之后整流二极管的波形。通过对比可以看出, 加箝位管之后很好的抑制了整流二极管的振荡, 也削弱了尖峰电压。图 7 为满载时的输出电压和电流波形。

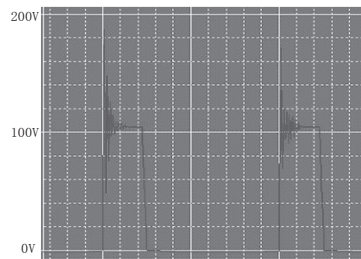


图 5 不加箝位管时整流二极管的波形

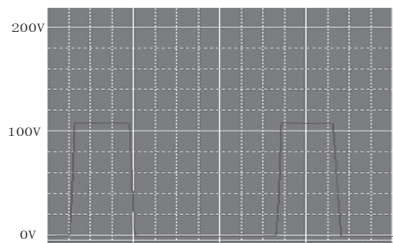


图 6 加箝位管时整流二极管的波形

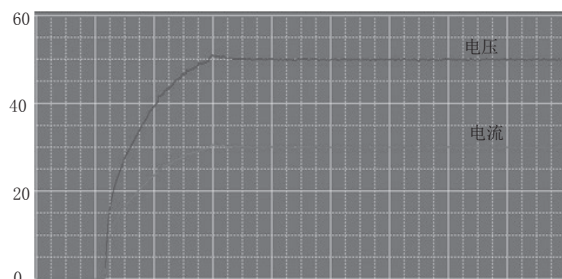


图7 满载时的输出电压和电流波形

## 5 总结

本文以移相全桥 ZVS 为研究对象，首先分析了其工作原理，然后进行了一些关键参数的设计，最后用 PSpice 软件对

选定参数的主电路模型进行仿真分析，论证了设计的可行性和参数选择的合理性。为该款电源的后续开发打下坚实的理论基础。

### 参考文献

- [1] 王志强, 肖文勋, 虞龙等. 开关电源设计 (第三版), 电子工业出版社, 2012.
- [2] 阮新波, 严仰光. 脉宽调制 DC/DC 全桥变换器的软开关技术, 科学出版社, 1999.
- [3] 杜军. 带饱和电感的移相全桥 PWM 变换器软开关分析, 重庆大学学报, 2004.
- [4] 皮之军. 移相全桥 ZVS 变换器及其数字控制技术研究, 华中科技大学.

(上接第 24 页)

- [5] 艾胜, 孙驰. 基于 Matlab 的 NPC 单相五电平 H 桥 SPWM 目标代码生成 [J]. 船电技术, 2009, 29(4): 13-17.

### 附注

重庆市应用技术研发类项目 (项目编号: CSTC2012gg-yyjs90014)

### 作者简介

杨贵恒 (1970.10-), 男, 硕士, 重庆通信学院电力工程系副教授, 长期从事通信电源方面的教学与科研工作。获省 (部) 级科技进步成果一等奖 1 项, 三等奖 2 项; 省 (部) 级精品课程 2 门; 在全国各大出版社出版专著 (教材) 15 部, 在全国各类学术期刊发表学术论文 30 余篇。

(上接第 28 页)

## 7 结论

DCM Flyback PFC 变换器具有拓扑高效简洁的优点, 广泛应用于中小功率场合。而无源器件的体积制约其功率密度进一步提高, 采用变占空比控制的 DCM Flyback PFC, 在满足功率因数与相同纹波条件下, 将储能电容容量减小为原来的 65.5%, 在宽电压输入范围内, 使拓扑的功率密度进一步提高, 更加符合小型化、模块化的发展趋势。

### 参考文献

- [1] 姚凯, 阮新波, 冒小晶, 等. 减小 DCMBostPFC 变换器储能电容的方法 [J] [J]. 电工技术学报, 2012, 27(1): 172-181.
- [2] 顾琳琳. 无电解电容的发光二极管照明 AC/DC 电源的研究 [D] [D]. 南京航空航天大学, 2009.
- [3] 许化民. 单级功率因数校正技术 [D] [D]. 南京航空航天大学, 2001.

大学, 2001.

- [4] 袁伟. 断续模式反激变换器的优化设计 [D]. 杭州: 浙江大学, 2010.
- [5] 丰瀚麟. 低成本小功率光伏并网逆变器研究 [D] [D]. 南京: 南京航空航天大学, 2010.

### 作者简介

陈博洋 (1991 ~), 男, 汉, 北京人, 硕士研究生, 研究方向为电力电子技术在开关电源中的运用。

李磊 (1975 ~), 男, 汉, 江苏南京人, 硕士生导师, 研究方向为电力电子技术在开关电源中的运用。

涂芮菘 (1990 ~), 男, 汉, 四川泸州人, 本科, 研究方向为电力电子技术在开关电源中的运用。

周一帆 (1991 ~), 男, 汉, 江苏南京人, 硕士研究生, 研究方向为电力电子技术在开关电源中的运用。