

基于 Pspice 的全桥移相变换器的仿真研究

荣 军¹, 李一鸣², 陈 曦¹

(1.湖南理工学院 信息与通信工程学院, 湖南 岳阳 414006; 2.湖南理工学院 计算机学院, 湖南 岳阳 414006)

摘 要: 主要讨论了全桥移相软开关 DC/DC 变换器. 区别以往的全桥 PWM 变换器, 它实现了四个开关管的软关断, 减少了开关损耗. 最后利用 Pspice 软件对主电路进行了仿真, 仿真结果表明全桥移相软开关 DC/DC 变换器在开关电源应用中具有良好的效果, 而且有很高的实用价值.

关键词: 功率因数校正; Boost-ZVT; 仿真

中图分类号: TM46

文献标识码: A

文章编号: 1672-5298(2010)02-0049-05

Simulation Research on Full-bridge PS Converter Based on Pspice

RONG Jun¹, LI Yi-ming², CHEN Xi¹

(1. College of Information and Communication Engineering, Hunan Institute of Science and Technology, Yueyang 414006;

2. College of Computer, Hunan Institute of Science and Technology, Yueyang 414006, China)

Abstract: This paper focuses on the full-bridge PS soft-switching DC/DC converter. Distinguished from the past full-bridge PWM converter the full-bridge PS soft-switching DC/DC converter implements four switches of the soft turn-off, reducing switching losses. Finally, Pspice software is carried out the main circuit simulation. The simulation results show that the full-bridge PS soft-switching DC/DC converter has a good effect on application of switching power supply, and a high practical value.

Key words: PFC; Boost-ZVT; simulation

目前开关电源普遍采用脉宽调制技术, 在这种变换方式中, 开关器件在高电压, 大电流下导通关断. 由于开关管不是理想器件, 在开通时开关管的电压不是立即下降到零, 而是有一个下降时间, 同时它的电流也不是立即上升到负载电流, 而是有一个上升时间. 在这段时间里, 电流与电压有一个交叠区, 产生损耗, 我们称之为开通损耗. 当开关管关断时, 开关管的电压不是立即从零上升到电源电压, 而是有一个上升时间, 同时它的电流也不是立即下降到零, 而是有一个下降时间. 在这段时间里, 电压和电流也有一个交叠区, 产生损耗, 我们称之为关断损耗. 因此在开关管开关工作时, 要产生开通损耗和关断损耗, 统称为开关损耗. 在一定条件下, 开关管在每一个开关周期的开关损耗是恒定的, 变换器总的开关损耗与开关频率成正比, 开关频率越高, 总的开关损耗越大, 变换器的效率就越低. 开关损耗的存在限制了开关频率的提高, 从而限制了变换器的小型化和轻量化. 同时由于受到开关器件的寄生电容和变压器漏感的影响, 开关器件受到较大的 $\frac{du}{dt}$ 和 $\frac{di}{dt}$, 工作中产生较强的电磁干扰. 为解决此问题, 国际上开始研究软开关技术, 即开关器件的导通和关断都在零电流和零电压条件下进行, 减少了开关器件的损耗及电磁干扰, 提高了开关电源的频率及功率水平, 由此可见采用软开关技术对开关电源的发展有至关重要的作用.

1 全桥移相 DC/DC 变换器主电路拓扑及工作原理

1.1 全桥移相 DC/DC 变换器工作原理

全桥移相软开关 DC/DC 全桥变换器^[1]拓扑图如图 1 所示, 它由全桥逆变器和输出整流滤波电路构成, 区别传统的 PWM DC/DC 全桥变换器^[2]的电路图, 在高频变压器初级端和节点 B 之间接入了一个谐振电感,

作用是和四个开关管内部的谐振电容实现超前桥臂和滞后桥臂的零电压关断, 实现软开关, 减少变换器损耗。\$V_{in}\$ 是直流输入电压, \$Q_1\$ 和 \$Q_3\$、\$Q_4\$ 和 \$Q_2\$ 分别构成变换器的两个桥臂, 高频变压器 \$T\$ 的原副边匝比为 \$K\$, \$VD_{r1}\$ 和 \$VD_{r2}\$ 是输出整流二极管, \$L_f\$ 是输出滤波电感, \$C_f\$ 是输出滤波电容, \$R_L\$ 是负载。

通过控制四个开关管 \$Q_1 \sim Q_4\$, 在 \$AB\$ 两点得到一个幅值为 \$V_{in}\$ 的交流方波电压, 经过高频变压器的隔离变压后, 在变压器副边得到一个幅值为 \$\frac{V_{in}}{K}\$ 的交流方波电压, 然后通过由 \$D_{R1}\$ 和 \$D_{R2}\$ 构成的输出全波整流, 在负载端得到幅值为 \$\frac{V_{in}}{K}\$ 的直流方波电压。\$L_f\$ 和 \$C_f\$ 组成的输出滤波器将这个直流方波电压中的高频分量滤出, 在输出端得到一个平直的直流电压, 其电压值为 \$V_O = D \frac{V_{in}}{K}\$,

其中 \$D\$ 是占空比, \$D = 2 \frac{T_{on}}{T_s}\$, \$T_{on}\$ 是导通时间, \$T_s\$ 是开关周期。

通过调节占空比 \$D\$ 来调节输出电压 \$V_O\$。

1.2 运行模式分析

在分析原理之前, 我们做如下假设^[3,4]。

- (1) 所有的开关管和二极管均为理想元件。
- (2) 所有电感, 电容和变压器均为理想元件。
- (3) \$C_1 = C_3 = C_{lead}\$, \$C_2 = C_4 = C_{lag}\$。

在一个开关周期里内, 有 12 种开关模式, 正负两个半周期内, 工作模式正好相反, 现以前半个周期为例, 介绍全桥移相 DC/DC 变换器的工作原理, 其中图 2 为它的工作波形图。

1. 开关模式 0[\$t_0\$]: 原边电流 \$i_p\$ 正半周功率输出过程

在 \$t_0\$ 时刻之前 \$Q_1\$ 和 \$Q_4\$ 导通。初级电流 \$i_p\$ 流经 \$Q_1\$, 谐振电感 \$L_r\$, 变压器初级绕组及 \$Q_4\$。整流二极管 \$VD_{r1}\$ 导通, \$VD_{r2}\$ 截止。输入电压 \$U_{in}\$ 加在变压器初级绕组两端, 变压器次级两绕组的上绕组感应电压加在负载两端, 此时 \$VD_{r2}\$ 要承受两倍反向次级绕组的感应电压。

2. 开关模式 1[\$t_0 \sim t_1\$]: 超前桥臂谐振过程

当初级电流 \$i_p\$ 在功率输出过程中逐渐升高到最大值 \$I_p\$ 时, \$Q_1\$ 栅极的驱动脉冲变为低电平, \$D_1\$ 由导通变为截止而截断电源供电通路。由于变压器初级绕组中的电流不会突变, 仍维持 \$i_p\$ 从左到右正向流动, 使 \$C_1\$ 充电而 \$C_3\$ 放电。在这个时段谐振电感 \$L_r\$ 和滤波电感 \$L_f\$ 是串联的, 而 \$L_f\$ 很大, 可以认为 \$i_p\$ 近似不变, 类似一个恒流源。\$C_1\$ 的电压从零开始线形上升, 电容 \$C_3\$ 的电压从 \$U_{in}\$ 开始线形下降, 因此 \$Q_1\$ 是零电压关断。为了保证电容 \$C_3\$ 两端电压 \$U_{C3}\$ 在死区时间 \$\Delta t_1\$ 内降到零, 使 \$t_2\$ 时刻 \$Q_3\$ 顺利实现零电压导通, 完成 \$Q_1\$ 向 \$Q_3\$ 换流, 超前桥臂死区时间 \$\Delta t_1\$ 的选择应满足条件

$$\Delta t_1 \geq \frac{2C_{超前}U_i}{I_p} \quad (1)$$

在这一过程中, \$VD_{r1}\$ 继续导通, 但导通电流开始减少。

3. 开关模式 2[\$t_1 \sim t_2\$]: \$i_p\$ 正半周钳位续流过程

如前所述, 在 \$t_2\$ 之前因超前桥臂谐振已使 \$Q_3\$ 导通钳位, 即 \$U_A=0\$, \$U_{AB}=0\$; 此时加到开关管 \$Q_3\$ 栅极上的驱动电压变为高电平使之实现零电压导通, 但并没有电流流过, 初级电流由 \$D_3\$ 流过。

4. 开关模式 3[\$t_2 \sim t_3\$]: \$Q_4\$ 关断后滞后桥臂谐振过程

在 \$t_2\$ 时刻加到滞后桥臂下管 \$Q_4\$ 栅极的驱动脉冲电压变为低电平, 开关管 \$Q_4\$ 由导通变为截止, 使正向续流的初级电流 \$i_p\$ 在全桥右臂突然失去主要通路, 从而使初级电流转移到 \$C_2\$ 和 \$C_4\$ 中, 一方面抽走 \$C_2\$ 的电荷, 另一方面又给 \$C_4\$ 充电, 因此的 \$Q_4\$ 电压是从零慢慢上升的, \$Q_4\$ 是零电压关断的。此时 \$U_{AB} = -U_{C4}\$, \$U_{AB}\$ 的极性自零变为负, 变压器次级绕组上的电势下正上负, 整流二极管 \$VD_{r2}\$ 导通, 次级下段绕组中开始流过电流。由于整流二极管同时导通, 将变压器次级绕组短接, 变压器次级绕组电压为零, 初级绕组电压也

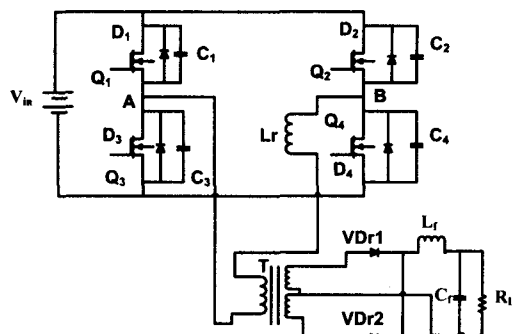


图 1 移相全桥 DC/DC 变换器原理图

为零, U_{AB} 直接加在谐振电感上, 谐振网络 L_r 、 C_2 、 C_4 在工作。

5. 开关模式 4 [$t_3 \sim t_4$]: 谐振结束时 Q_2 导通续流, 原边电感储能返回电网, i_p 下冲到零点

在时刻 t_3 , D_2 自然导通, 将 Q_2 的电压钳在零位, Q_2 是零电压开通, 但不流过电流, i_p 由 D_2 流通, 谐振电感的储能回馈给输入电源。在 t_4 时刻, 初级电流从 $I_p(t_3)$ 下降到零, 二极管 D_2 和 D_3 自然关断, Q_2 和 Q_3 将流过电流。

6. 开关模式 5 [$t_4 \sim t_5$]: 原边电流下冲过零点后开始负向增大
在时刻 t_4 , 初级电流由正方向过零, 并向负方向发展, 流经 Q_2 和 Q_3 。由于初级电流不足以提供负载电流, 负载电流仍由两个整流二极管 VD_{r1} 和 VD_{r2} 提供回路, 初级绕组上电压仍为零, 加在谐振电感 L_r 两端的电压是电源电压 U_{in} , 初级电流反向线性增加。

7. 开关模式 6 [$t_5 \sim t_6$]

在 [$t_5 \sim t_6$] 这段时间里, 电源给负载供电。初级电流 i_p 在过零继续下冲完成后半段反向急变过程, 以使 Q_2 和 Q_3 导通形成功率输出供电回路。次级两整流二极管处于急剧换流过程 $i_{VD_{r1}}$ 急剧减少, $i_{VD_{r2}}$ 急剧增大。在 t_6 时刻, Q_3 关断, 变换器开始另半个周期的工作, 其工作情况类似于上述半个周期。

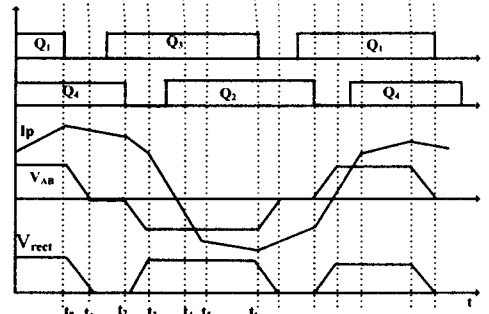


图2 移相控制零电压PWM DC/DC全桥变换器波

2 Boost ZVT-PWM变换器主电路参数计算

设计指标: 电路形式为全桥移相, 整流电路形式为中心抽头全波整流, 输入电压为直流 380V 输出电压为直流 48V, 输出电流为 20A, 开关频率 f 为 100kHz。

2.1 谐振电感 L_r 的设计

谐振电感是帮助滞后桥臂实现零电压开关, 为开关管的零电压开关提供足够的能量。超前桥臂容易实现零电压开关, 滞后桥臂比较难实现零电压开关。为了实现滞后桥臂的零电压开关, 必须满足下面的式子^[3]:

$$\frac{1}{2} L_r I^2 = \frac{4}{3} C_Q V_{in}^2 \quad (2)$$

其中 L_r 为谐振电感, I 是滞后桥臂开关管关断时原边电流的大小, C_Q 是开关管漏—源极间电容, V_{in} 为输入电压。

谐振电感 L_r 的选择应考虑以下因素: ①为了在任意 V_{in} 的时均能实现滞后桥臂的零电压开关, V_{in} 应取得最大值 $V_{in(max)}$; ②考虑 $\frac{1}{2}$ 满载以上时可靠实现零电压开关; ③负载电流为 20A 时滤波电感 L_f 的电流 i_{L_f} 临界连续。 i_{L_f} 的脉动量 Δi_{L_f} 为输出电流的 10%, 在 1/2 负载时有:

$$I = \frac{\frac{I_{O(max)}}{2} + \Delta i_{L_f}}{K} = 2.25A \quad (3)$$

$$L_r = \frac{8C_Q V_{in(max)}^2}{3I^2} = 80\mu H \quad (4)$$

2.2 输出滤波电感 L_f 的选择

在 DC/DC 全桥移相变换电路中, 原边电压经变压器变压整流后, 为方波电压, 从输出滤波侧看, 此电路类似于 BUCK 变换器, 其工作频率为开关频率的 2 倍, 因此可以按 BUCK 变换器的公式计算输出滤波电感。输出滤波电感可根据以下公式计算:

$$L_f = \frac{V_o}{2f_{L_f} I_{O(CCM)}} \times \left(1 - \frac{V_o}{\frac{V_{in}}{K} - V_{L_f} - V_{DR}}\right) = 18.4\mu H \quad (5)$$

其中 f_{L_f} 是输出滤波电感的工作频率, V_{DR} 为输出滤波管的压降, V_{L_f} 为输出滤波电感上的直流压降。

2.3 输出滤波电容 C_f 的选择

输出滤波电容由以下公式计算:

$$C_f = \frac{V_o}{8L_f f_{C_f}^2 \Delta V_{OPP}} \times \left(1 - \frac{V_o}{\frac{V_{in}}{K} - V_{L_f} - V_{DR}}\right) = 14.8 \mu\text{F}. \quad (6)$$

其中 f_{C_f} 为输出滤波电容的工作频率, ΔV_{OPP} 为输出交流纹波峰—峰值。

3 Boost ZVT-PWM 变换器主电路参数计算

为了验证主电路设计的可行性和参数选择的正确性, 利用 Pspice 软件对该主电路进行仿真和分析^[5]。

图 3 为全桥移相软开关 DC/DC 变换器的 Pspice 仿真模型图。根据前面的理论分析, 最后的仿真及实验参数为: 开关频率为 100kHz, 变压器变比为 32: 6, 输入电压 V_{in} 为直流 380V, 谐振电感 L_r 为 80 μH , 输出滤波电感 L_f 为 18.4 μH , 输出滤波电容 C_f 为 14.8 μF 。

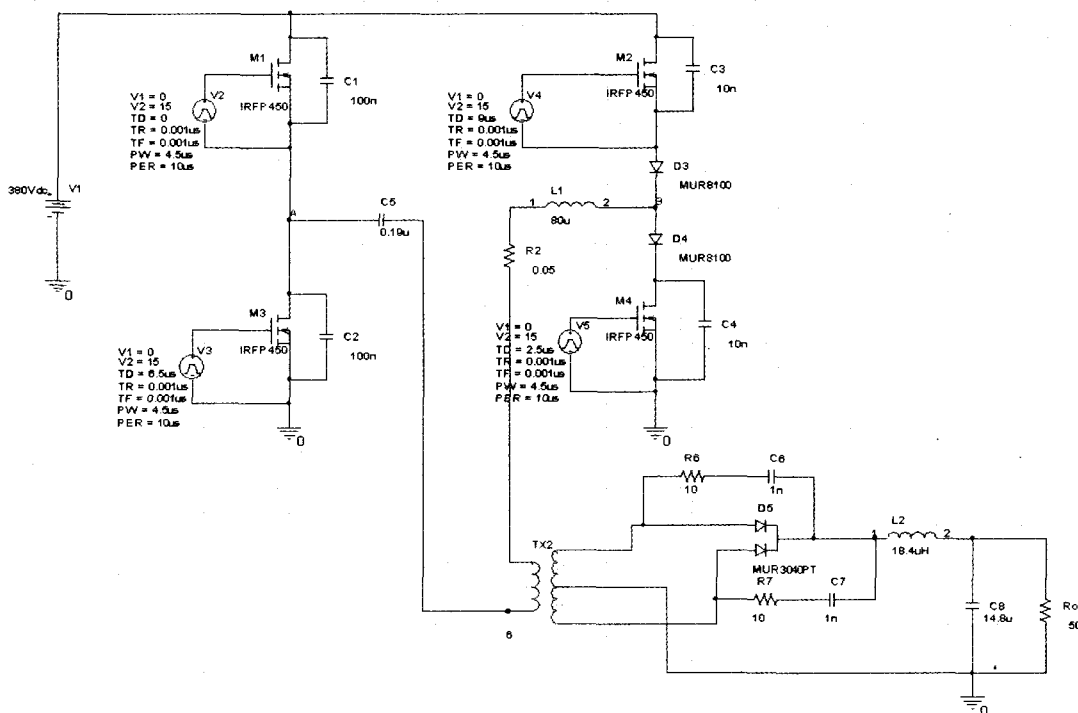


图 3 移相全桥软开关 DC/DC 变换器 Pspice 仿真模型

图 4 是四个功率开关管 Q_1 、 Q_2 、 Q_3 、 Q_4 的驱动波形, 可以很清楚地看到 Q_1 和 Q_4 , Q_3 和 Q_2 之间的移相。

图 5 是功率开关管 Q_1 的驱动波形和漏源电压波形, 开关管 Q_1 在开通之前电压先降为零, 然后再加驱动脉冲, 从而实现零电压开通; 由于超前桥臂开关管两端并有电容, 当关断时, 电源向电容充电, 开关管 Q_1 漏源极电压缓慢上升, 从而实现开关管的零电压关断。

图 6 为输出电压波形, 从图中我们可以看到输出为一条比较光滑的 48V 直流电压, 与我们设计的实际计算的输出电压一致。

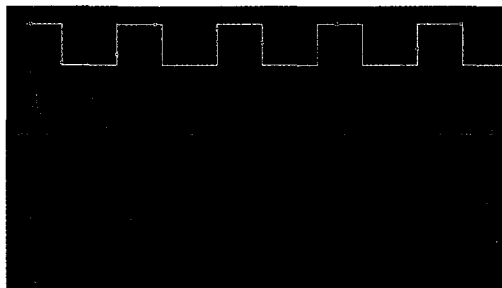


图 4 移相全桥软开关 DC/DC 变换器驱动波形图

图 5 超前桥臂开关管 Q_1 的驱动和漏源波形图形

图 6 输出直流电压波形图

4 结论

综上所述, 在开关电源电路中采用全桥移相软开关 DC/DC 变换器, 可以实现主电路四个开关管零电压关断, 也就是说开关管的电压先下降到零, 电流再缓慢的上升到通态值, 所以开通损耗近似为零, 大大的提高了系统的效率. 此外全桥移相软开关技术也解决了由硬开关引起的 EMI 问题, 为开关电源的发展指明很好的研究方向.

参考文献

- [1] 徐曼珍. 全桥 PWM-DC/DC 变换器谐振技术的发展[J]. 通信电源技术, 2000, (1)
- [2] 张占松, 蔡宣三. 开关电源的原理与设计[M]. 北京: 电子工业出版社, 2004
- [3] Xinbo Ruan and Yangguang Yan. *Soft-switching Techniques for PWM Full Bridge Converters*, in: Proceedings of 31st Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, Piscataway(NJ):IEEE,2000, 2: 634~639
- [4] Wannian Huang and Gerry Moschopoulos, Member, IEEE. *A New Family of ZVT-PWM Converters with Dual Active Auxiliary Circuits*[J]. IEEE Transactions on Power Electronics. 2006, (2):370~380
- [5] 吴建强. Pspice 仿真实践[M]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学出版社, 2001

(上接第 44 页)

Graphene 为复式六角晶格, 每个原胞中有两个碳原子. 每个原子与最近邻的三个原子间形成三个 σ 键. 剩余的一个 p 电子垂直 graphene 平面, 与周围原子形成 π 键. 由前面的紧束缚模型计算得到 π^* 和 π 能带在 K 点交于一点, 从图 2 也可以看到这它们确实交于一点. 由(9)和(10)式可知, 在 $K(K')$ 点附近, 电子能量与波矢成线性关系, 这与介质中的光子或声学声子类似. 因此, 在石墨烯中, $K(K')$ 点附近载流子的有效静质量为 0、速度 v_F 接近光速, 呈现出相对论的特性. 所以, $K(K')$ 点附近的电子性质应该用 Dirac 方程进行描述, 这是石墨烯二维电子气不同于一般金属导体电子气和半导体异质结等传统二维电子气的根本原因之所在.

参考文献

- [1] A. H. Castro. *The electronic properties of graphene*[J]. The American Physical Society, January-March 2009
- [2] Mikhail I. Katsnelson. *Graphene: carbon in two dimensions*[J]. Materials Today. JAN-FEB 2007
- [3] N. M. R. Peres and Ricardo M. Ribeiro. *Focus on graphene* [J]. New Journal of Physics. 095002, 11, 2009