

高压开关电源的拓扑研究

肖建平

(中国电子科技集团公司第29研究所 成都 610036)

【摘要】提出了高压Buck型全桥变换器存在的高压滤波电感的安全性和变压器副边分布电容的问题,并介绍了一种适用于高压开关电源的移相全桥Boost型软开关电路。通过对Boost型电路的软开关过程进行时间分段分析,再利用Pspice仿真对理论分析结果进行了验证,最后将Boost型与Buck型全桥高压变换器的输出滤波电感耐压特性、多路输出的交错调节能力和变压器的磁不平衡问题等方面进行了比较,结果表明Boost型移相全桥变换器具有更好的交错调节能力和自动抑制变压器的磁不平衡的能力,是一种适用于高压电源的拓扑。

关键词 全桥变换器; 高压; 软开关; 开关电源; 拓扑
中图分类号 TN710 **文献标识码** A

Research on the Topology of High-Voltage Switching Power Supply

XIAO Jian-ping

(The No.29 Institute of China Electronic Technology Group Corporation of China Chengdu 610036)

Abstract This article refers to the security of high-voltage filter inductor and the distributed capacitance of the transformer's secondary winding and introduces a phase shifted controlled full-bridge boost topology, which is applicable for high-voltage power supplies. The soft switch process of boost mode is analyzed by time subsection, the theoretically analyzed result is validated with Pspice simulation, then the boost circuit and buck mode are compared with resistant voltage trait of output filter inductor, cross regulation capability of multi-route output and transformer's magnetic unbalanced issue. The research indicates that the boost mode phase shifted controlled full-bridge converter performs better in cross regulation capability and the self-control of transformer's magnetic unbalanced issue, which is suitable for high-voltage applications.

Key words full-bridge converter; high-voltage; soft-switching; switching power supply; topological

行波管放大链能否在各种环境条件下稳定可靠的正常工作,在相当程度上依赖于为之供电的高压开关电源的性能。高压开关电源不但要为行波管各电极提供正确稳定的工作电压,并且要具有短路、过压、欠压等异常情况的保护及告警功能。

行波管放大链的高压开关电源主体通常采用全桥变换拓扑。全桥变换拓扑可简单分为Buck型和Boost型两种基本类型。Buck型全桥变换器实际上是电压源型直流变换器,它在中大功率的场合得到了广泛的采用。到目前为止,已有许多文献对Buck型全桥变换器的理论和控制技术,特别是软开关技术作了全面和深入的研究。因而在高压电源领域中得到了广泛的应用^[1-2]。但是Buck型全桥拓扑是降压型变换,因此需采用更高变比的功率变压器来得到期望的输出电压,在高压开关电源的设计中,这就增加了功率变压器的设计和制作难度。与之相反,

Boost型全桥变换器是电流源型直流变换器,它的输入端由一个电压源与一个电感串联而成。电感具有高的瞬态阻抗,置于电压源和逆变桥之间,降低了功率变压器的变比,特别适用于中大功率、高输出电压和多路输出的场合^[3]。

本文在介绍了Buck型全桥变换器用于高压电源时存在的问题及其解决方法的基础上,对适用于高压电源的移相全桥Boost型全桥变换器进行了原理分析和仿真验证,并在仿真的基础上对两种变换器的优缺点进行了比较。

1 高压Buck型全桥变换器

在高压电源中通常采用图1所示的Buck型全桥变换器。为了提高工作效率和减小硬开关的尖峰冲击,采用移相全桥的软开关控制方式^[4],文献[1]介

绍了移相控制Buck型全桥变换器的工作原理。然而在应用于高压开关电源中，该电路还存在如下问题：

- (1) 高压电感的安全性问题：Buck型变换器中，为避免续流滤波电感具有直流和高压特性，一般将电感移到全桥内，形成图2所示电路。该电路中电感器由原Buck变换器中的直流电感变为交流电感，不但可以缩小电感的体积，而且可以提高系统的可靠性；
- (2) 副边绕组的分布电容问题：在高压变压器副边存在的分布电容会引起安全性问题，因此设计中需尽量减小分布电容。为了减小分布电容，在高压开关电源中变压器的副边需要采用的多绕组输出^[5]，图3是以N个绕组为例的示意图，该电路整流管选用要注意两端二极管的耐压为 V_o/n ，而中间的二极管耐压应达到 $2V_o/n$ ，其中n为绕组的数量。

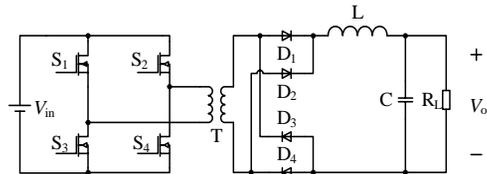


图1 Buck型全桥变换器原理图

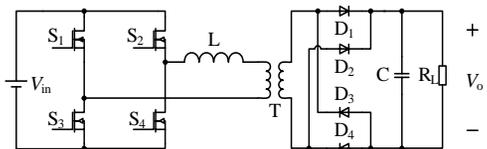


图2 适用于高压输出的Buck型全桥变换器

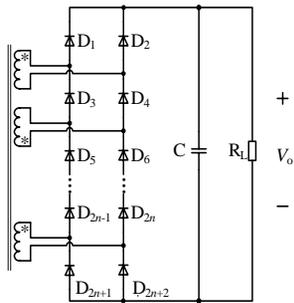


图3 高压开关电源的输出整流电路

2 高压Boost型全桥变换器

2.1 高压Boost型全桥变换器的工作原理

为了提高工作效率，实际应用中通常希望引入软开关技术^[6]，因此对于图4所示的Boost型全桥变换器，可以将电路拓扑改造成如图5所示，它只增加了电感Lr、Lr1、Lr2及电容C1、C2等器件，而不需要增加辅助开关就可采用移相控制的方式实现零电流、零电压开关软开关。其中C1和C2也可以是开关器件

的结电容。下面结合图6的Boost型移相全桥软开关变换器的主要波形，介绍该电路拓扑实现软开关的工作原理。

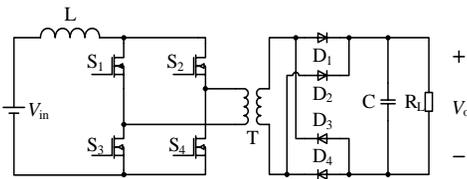


图4 Boost型全桥变换器原理图

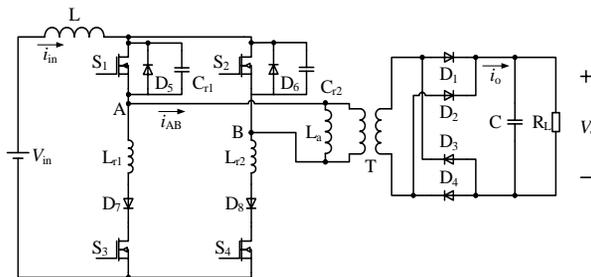


图5 Boost型移相全桥软开关变换器

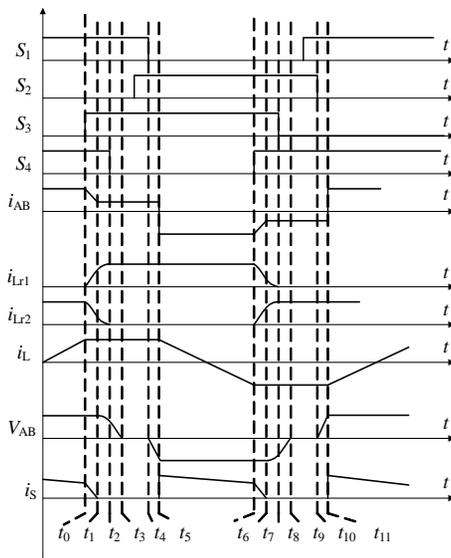


图6 Boost型移相全桥软开关变换器主要波形

(1) 阶段1[t_0 前]：在 t_0 前， S_1 和 S_4 导通， S_2 和 S_3 截止，副边整流二极管 D_1 、 D_4 导通， D_2 、 D_3 截止，原边向负载传输功率。在 t_0 时刻，有 $I_{AB}(t_0)=I_{in}$ ， $I_{Lr1}(t_0)=I_{Lr0}$ ， $V_{AB}(t_0)=KV_o$ ，其中K为变压器原副边匝数比。

(2) 阶段2[t_0, t_1]：在 t_0 时刻，开通 S_3 ，由于 S_3 中串联有谐振电感 L_{r1} ，所以它是零电流开通。这时 D_1 、 D_4 仍然导通，变压器原边电压为 KV_o ，该电压加至 S_3 和 S_4 支路，使流过 S_3 的电流 i_{Lr1} 线性增加，流过 S_4 的电流 i_{Lr2} 线性减小。由于 L_r 较大，在该段时间内 i_L 近似不变，流过A、B两节点间的电流 i_{AB} 和开关 S_3 的电流为：

$$i_{AB}(t) = i_{L_{r2}}(t) = I_{in} - \frac{1}{2L_r} KV_o(t-t_0) \quad (1)$$

$$i_{L_{r1}}(t) = \frac{1}{2L_r} KV_o(t-t_0) \quad (2)$$

在 t_1 时刻, i_{AB} 下降到 $I_{L_{a0}}$, 则 $i_p=0$, 其结束。其持续的时间为:

$$t_{01} = \frac{2L_r(I_{in} - I_{L_{a0}})}{KV_o} \quad (3)$$

(3) 阶段3 $[t_1, t_2]$: t_1 后, D_1 、 D_4 的电流为零而自然关断, 原边不再向副边提供能量, 负载由滤波电容 C 供电。这段时间同样认为 $I_{L_{a0}}$ 电流近似不变, C_{r2} 与 L_{r1} 和 L_{r2} 谐振工作。主回路参数 V_{AB} 、 $i_{L_{r1}}$ 、 $i_{L_{r2}}$ 满足下式:

$$V_{AB}(t) = KV_o \cos \omega_0(t-t_1) \quad (4)$$

$$i_{L_{r2}}(t) = I_{L_{a0}} - \frac{KV_o}{Z_0} \sin \omega_0(t-t_1) \quad (6)$$

式中 $\omega_0 = 1/\sqrt{2L_r C_r}$; $Z_0 = \sqrt{2L_r / C_r}$ 。在 t_2 时刻, $i_{L_{a}}$ 下降到零, 该模式结束, 所用时间为:

$$t_{12} = \frac{1}{\omega_0} \arcsin \left(\frac{I_{L_{a0}} Z_0}{KV_o} \right) \quad (7)$$

此时有:

$$V_{AB}(t_2) = \sqrt{(KV_o)^2 - (I_{L_{a0}} Z_0)^2} \quad (8)$$

(4) 阶段4 $[t_2, t_3]$: 由于 S_4 支路中串联有二极管 D_5 , $i_{L_{r2}}$ 不能反向, 保持为零, 因此这时可以零电流关断 S_4 。由于 L_r 较大, 依然认为其电流保持 $I_{L_{a0}}$ 不变, 该电流使电容 C_{r2} 放电。此时有:

$$V_{AB}(t) = V_{AB}(t_2) - \frac{I_{L_{a0}}}{C_r}(t-t_2) \quad (9)$$

$$i_{AB}(t) = i_{L_a}(t) = I_{L_{a0}} \quad (10)$$

在 t_3 时刻, C_2 的电压降至零, D_2 、 D_3 导通, 该模式结束, 持续的时间为:

$$t_{23} = \frac{C_r}{I_{L_{a0}}} \sqrt{(KV_o)^2 - (I_{L_{a0}} Z_0)^2} \quad (11)$$

(5) 阶段5 $[t_3, t_4]$: 在该工作模式期间, i_{L_r} 通过 D_2 和 D_3 续流, 此时可零电压开通 S_2 。

(6) 阶段6 $[t_4, t_5]$: t_4 时刻关断 S_1 , 由于 C_{r1} 的存在, 因而它是零电压关断的。此阶段依然认为 L_a 的电流保持 $I_{L_{a0}}$ 不变, I_{in} 与 $I_{L_{a0}}$ 同时给 C_{r1} 充电, C_{r1} 电压上升。此时有:

$$V_{AB}(t) = -\frac{I_{in} - I_{L_{a0}}}{C_r}(t-t_4) \quad (12)$$

当 V_{AB} 达到 $-KV_o$ 时, 副边的另一对整流管 D_2 、 D_3 开

始导通, 该工作模式结束, 其持续时间为:

$$t_{45} = \frac{C_r KV_o}{I_{in} + I_{L_{a0}}} \quad (13)$$

(7) 阶段7 $[t_5, t_6]$: S_2 和 S_3 导通, D_2 、 D_3 导通, 原边向副边提供能量, $V_{AB} = -KV_o$, i_{L_r} 线性减小, 有:

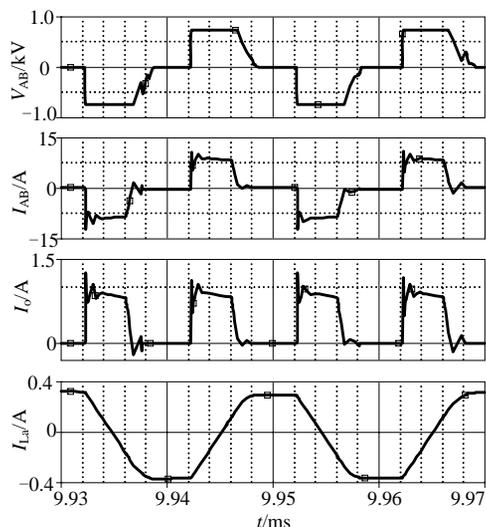
$$i_{AB}(t) = -I_{in} \quad (14)$$

$$i_{L_a}(t) = I_{L_{a0}} - \frac{KV_o}{L_a}(t-t_5) \quad (15)$$

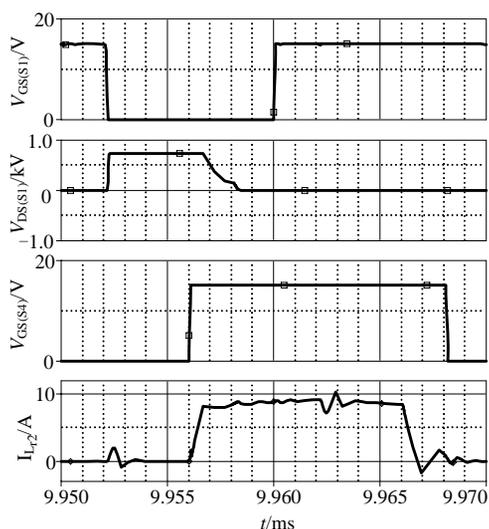
t_6 时刻, 开通开关管 S_4 , 开始另一个半周期 $[t_6, t_{12}]$, 其工作过程与 $[t_0, t_6]$ 类似。在时刻 t_6 , $I_{L_a}(t_6) = -I_{L_{a0}}$ 。

2.2 高压Boost型全桥变换器的仿真

利用Orcad/Pspice对上面电路进行仿真, 仿真参数为: 输入电压 $V_{in}=310$ V; 输出电压 $V_o=2$ kV; 输出电流 $I_o=1$ A; 开关频率 $f=50$ kHz。主要仿真波形如图7所示, 由波形可以看出仿真结果与前文分析完全一致, 从而验证了理论分析的正确性。



a. 功率回路仿真波形



b. 开关管软开管的仿真波形

图7 高压Boost型全桥变换器的主要仿真波形

3 Buck和Boost型高压全桥变换器的比较

3.1 高电压输出时的输出滤波电感

在高输出电压的情况下，如果采用图1所示的Buck型全桥变换器，其输出滤波电感将承受高的输出电压，为了保证足够的耐压，其制作工艺十分困难，高耐压整流二极管选择也比较困难。Boost型全桥变换器的电感在输入侧，其承受的电压相对较低，输出整流二极管的电压应力就是输出电压。

3.2 多路输出的交错调节能力

Buck型全桥变换器在多路输出时，存在着交错调节能力差的缺点。特别是从路的电感电流进入断续模式时^[7]，多路输出电压之间的比例关系将被破坏，从路输出电压波动很大。如果采用Boost型全桥变换器构成多路输出，则只需用一只输入电感，主路和从路的输出端均不接输出电感，只用电容滤波。直流输出电压是变压器副边电压的峰值而不是平均值。各路输出电压之间的比例关系始终不变，从路电压的变化范围大大减小，大概是2%左右^[8]。所以在多路输出时，Boost型全桥变换器的交错调节能力比Buck型全桥变换器要好得多。

3.3 变压器的磁不平衡

电压型变换器，如推挽变换器、半桥变换器和全桥变换器等均存在着变压器磁不平衡的问题，变压器可能进入饱和状态。由于电压源具有很低的阻抗，当磁芯进入饱和后，开关管导通时通过它的电流会迅速增大，最终导致开关管的损坏^[9]。全桥变换器中解决磁不平衡问题的方法通常是在变压器原边串入一个隔直电容或采用峰值电流控制^[10]。

电流源型变换器中，如Boost型全桥变换器，其输入端是电压源与输入滤波电感的串联，电感具有很高的瞬态阻抗。当变压器磁芯由于磁不平衡而试图进入饱和、吸取更多电流时，在输入电感上会产生更多的压降，从而会减小加在变压器原边绕组上

的伏秒积，自动抑制变压器的磁不平衡。

4 结论

本文在介绍了高压Buck型全桥变换器存在的高压滤波电感的安全性和变压器副边分布电容的问题的基础上，研究了一种适用于高压开关电源的移相全桥Boost型软开关电路，利用仿真对其原理进行了验证。对Buck型全桥变换器和Boost型全桥变换器的优缺点进行了比较。研究表明，移相全桥Boost型全桥变换器是一种适用于高压开关电源的电路拓扑。

参考文献

- [1] 阮新波, 严仰光. 脉宽调制DC/DC全桥变换器的软开关技术[M]. 北京: 科学出版社, 1999.
- [2] Vlatkovic V. Small-signal analysis of the phase-shifted PWM converter[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 1992, 7(1): 128-135.
- [3] 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, 1998.
- [4] HUBER L, JOVANOVIC M M. Forward-flyback converter with current-doubler rectifier[J]. IEEE Trans Power Electronics, 1999, 14(1): 1840-192.
- [5] CHUNG S K, SHIN H B. High-voltage power supply for semi-active suspension system with ER-fluid damper[J]. IEEE Trans. Vehicular Technology, 2004, 53(1): 206-214.
- [6] SONG T, HUANG N, IOINOVICI A. A zero-voltage and zero-current switching three-level DC-DC converter with reduced rectifier voltage stress[C]// Proc. IEEE APEC 2004, Auaheim: [s. n.], 2004: 1071-1077.
- [7] VORPERIAN V. Simplified analysis of PWM converters using model of PWM switch[J]. IEEE Transactions, 1990, 26(13): 490-496.
- [8] 杨旭, 裴云庆, 王兆安. 开关电源技术[M]. 北京: 机械工业出版社, 2004.
- [9] CHO J G, SABATE J A, HUA G C. Zero-voltage and zero-current-switching full-bridge PWM converter for high power applications[C]//Proc. IEEE PESC 1994, Taipei: [s. n.], 1994: 102-108.
- [10] 阮新波, 严仰光. 移相控制恒频零电压开关变换器的发展及现状[J]. 电力电子技术, 1996, (1): 85-89.

编辑 税红