第 25 卷 第 10 期 中 国 电 机 工 程 学 报 Vol.25 No.10 May 2005
2005 年 5 月 Proceedings of the CSEE ©2005 Chin.Soc.for Elec.Eng.

文章编号：0258-8013 (2005) 10-0065-05 中图分类号：TM46 文献标识码：A 学科分类号：470·40

一种新型的有源交错并联 Boost 软开关电路

姚 刚，沈燕群，李武华，何湘宁

（浙江大学电力电子技术研究所，浙江省 杭州市 310027）

A NEW SOFT SWITCHING CIRCUIT FOR THE INTERLEAVED BOOST CONVERTERS

YAO Gang, SHEN Yan-qun, LI Wu-hua, HE Xiang-ning

(Power Electronics Institute of Zhejiang University, Hangzhou 310027, Zhejiang Province, China)

ABSTRACT：This paper focuses on the soft switching for the interleaved Boost converters. A new ZVS-ZCS interleaved Boost converter is proposed in this paper. An active circuit branch composed of an auxiliary switch and a snubber capacitor is added in parallel with the main switches. By using this interleaved converter topology, the zero current turn-on and zero voltage turn-off of the main switches can be achieved and the reverse-recovery loss of boost diode can be reduced. In addition, the auxiliary switches are the ZVT during the whole switching transition. A prototype of Boost converter rated at 1.2kW has been built to confirm the effectiveness of the converter.

KEY WORDS: Power electronics; Interleaved； Boost；Soft switching

摘要：重点研究了有源交错并联 Boost 的软开关技术，提出了一种新型的有源交错并联的 Boost 软开关电路。在 Boost 主开关两端并联一个由有源辅助开关和关断缓冲吸收电容组成的有源缓冲吸收支路，Boost 的主开关管可以实现零电流导通和零电压关断，二极管的反向恢复电流带来的能量损耗能够大大减少。并且，在整个开关周期期间，附加的辅助开关管都是零电压开关。最后，设计试制了一台 1.2kW 实验样机。结果表明，该电路的所有功率器件均实现了软开关。

关键词：电力电子； 交错并联；Boost；软开关

1 引言

Boost电路因其输入电流连续，拓扑结构简单，效率高等特点，广泛运用于单相PFC电路[1-5]。随着变换器功率等级的增加，变换器通常需要并联。在输入大电流的场合，常常使用交错并联技术，这样开关管的电流仅仅是输入电流的几分之一。并且，Boost电路通过交错并联可以减小输入电流纹波和降低开关损耗，从而提高了变换器效率[6-15]。虽然Boost电路通过交错并联可降低开关损耗，但变换器还工作在硬开关工作状态，开关损耗较大，存在较严重的EMI问题。为解决这些问题，近来国内外提出了许多软开关技术。文献[6]中主开关实现了零电流开通，但是主开关管仍是硬关断。文献[7]中主开关实现零电流开通，零电流关断，辅助开关实现零电压开关。但是其辅助单元中必须有额外的附加电感。

将两个 Boost 变换器交错并联再附加两个简单的辅助有源单元，本文给出了一种新型的有源交错并联 Boost 软开关电路。与传统的交错并联 Boost 电路相比，该拓扑中的主开关实现了零电流开通和零电压关断。辅助开关的引入并没有给主开关管带来额外的电压应力,并且辅助开关在整个开关周期均是零电压开通和零电压关断。辅助单元中无需附加额外的电感元件，辅助单元得到了大大简化。

有源交错并联Boost软开关电路如图 1 所示。图中电感L_1和L_2紧密耦合且绕组方向相同。由电路理论可知，耦合电感可等效为 3 个非耦合电

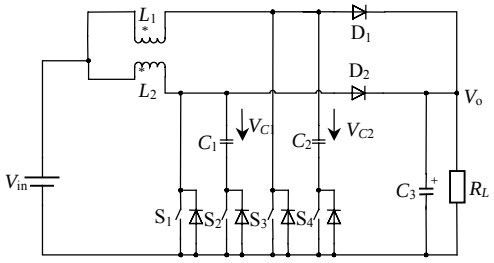


图 1 有源交错并联软开关

Fig. 1 Interleaved ZCS-ZVS boost converter

基金项目：国家自然科学基金项目（50277035）。

Project Supported by National Natural Science Foundation of China(50277035)

感，等效电路如图 2 所示。图中 L_1, L_2 为耦合电感；L_m为耦合电感的等效互感；L_{11}，L_{21}为耦合电感的等效漏感。

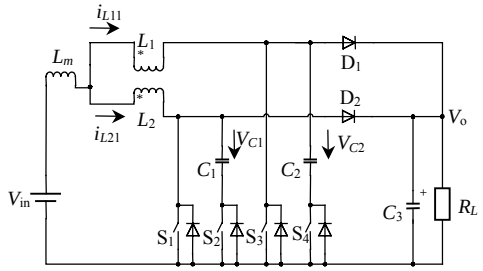


图 2 软开关的等效电路

Fig. 2 Equivalent circuit of the converter

2 工作过程分析

有源交错并联Boost软开关电路的开关过程如图 3 所示，其主要波形图如图 4。在分析工作过程之前，作出如下假设：① 所有开关管、二极管均为理想器件；② $L_1=L_2$；③ 输出滤波电容足够大，输出电压恒定。

由于电路结构的对称性，仅分析主开关管S_1和二极管D_1的换流过程，每周期工作过程可分为 8 个阶段，开关过程如图 3 所示。具体分析如下：

（1）阶段 1（t_0-t_1） 在t_0之前，主开关管S_1、S_3和辅助开关管S_2、S_4均关断，整流二极管D_1导通。t_0时刻，S_1导通，L_{11}电感电流开始下降而L_{21}电感电流开始上升。因为漏感L_{21}的存在，开关管S_1的电流从零开始上升，从而实现了S_1的零电流开通。L_{11}的电流下降率和L_{21}电流上升率可近似为

$$\frac{\mathrm{d}i_{21}}{\mathrm{d}t}=\left|\frac{\mathrm{d}i_{11}}{\mathrm{d}t}\right|=\frac{V_{\mathrm{o}}}{L_{11}+L_{21}} \tag{1}$$

（2）阶段 2（t_1-t_2）t_1时刻，L_{11}电感电流降至为零，二极管D_1截止。电容C_2开始与L_{11}和L_{21}谐振，将C_2上的能量通过辅助开关管S_4的体内二极管转移到电感L_{11}和L_{21}上。为简化分析，假定在此过程中，电感L_{m}电流恒定，其值为I，此开关过程的方程为

$$i_{L11}=-\frac{V_{\mathrm{o}}}{\omega(L_{11}+L_{21})}\sin\omega t \tag{2}$$

$$i_{L21}=I+\frac{V_{\mathrm{o}}}{\omega(L_{11}+L_{21})}\sin\omega t \tag{3}$$

$$u_{C2}=V_{\mathrm{o}}\cos\omega t \tag{4}$$

式中

$$\omega=\frac{1}{\sqrt{C_2(L_{11}+L_{21})}} \tag{5}$$

（3）阶段 3（t_2-t_3） t_2时刻，C_2上电压降至零，辅助开关管S_4的体内二极管关断，主开关管S_3的体内二极管导通，将C_2电压箝为零。L_{21}电流继续上升，在此阶段中，开关过程的方程为

$$\left|\frac{\mathrm{d}i_{L11}}{\mathrm{d}t}\right|=\frac{\mathrm{d}i_{L21}}{\mathrm{d}t}=\frac{V_{\mathrm{in}}}{2L_m+L_{21}} \tag{6}$$

（4）阶段 4（t_3-t_4） t_3时刻，辅助开关管S_2导通，因为主开关S_1已经导通，S_2导通前其两端电压为零，所以S_2是零电压开通。S_2的开通并不影响主开关的工作，L_{21}电感电流继续上升，其方程为

$$\left|\frac{\mathrm{d}i_{L11}}{\mathrm{d}t}\right|=\frac{\mathrm{d}i_{L21}}{\mathrm{d}t}=\frac{V_{\mathrm{in}}}{2L_m+L_{21}} \tag{7}$$

（5）阶段 5（t_4-t_5） t_4时刻，开关管S_1关断，L_{21}上的电流流经S_2对电容C_1充电，S_1两端电压从零开始缓慢上升，其端电压等于C_1端电压，因为此开关过程很短，所以可将L_{21}上的电流视为恒定，记为I_{L21}。C_1端电压的开关方程为

$$\frac{\mathrm{d}u_{C1}}{\mathrm{d}t}=\frac{I_{L21}}{C_1} \tag{8}$$

由式(8)可知，S_1关断为零电压关断。

（6）阶段 6（t_5-t_6） t_5时刻，C_1两端电压升至输出电压时，整流二极管D_2导通，将C_1两端电压箝至输出电压。电感L_{11}和L_{21}上的电流开始下降，其电流下降率为

$$\frac{\mathrm{d}i_{21}}{\mathrm{d}t}=\frac{\mathrm{d}i_{11}}{\mathrm{d}t}=\frac{-V_{\mathrm{o}}}{L_{11}+L_{21}} \tag{9}$$

（7）阶段 7（t_6-t_7） t_6时刻，电感L_{11}上的电流降至零，电感L_{21}上的电流继续下降，其电流下降率为

$$\frac{\mathrm{d}i_{L21}}{\mathrm{d}t}=\frac{-(V_{\mathrm{o}}-V_{\mathrm{in}})}{L_2} \tag{10}$$

式中 $L_2=L_m+L_{21}$。

（8）阶段 8（t_7-t_8） 在t_7时刻，开关管S_2关断，因为此时C_1上的电压为输出电压，所以S_2是零电压关断。在这个阶段，电感L_{21}上的电流继续下降，其电流下降率为

$$\frac{\mathrm{d}i_{L21}}{\mathrm{d}t}=\frac{-(V_{\mathrm{o}}-V_{\mathrm{in}})}{L_2} \tag{11}$$

t_8时刻，S_3开通。由于电路的对称性，其开关过程与S_1的开关过程类似，这里不再具体分析S_3和D_2的开关过程。其主要波形如图 4 所示。

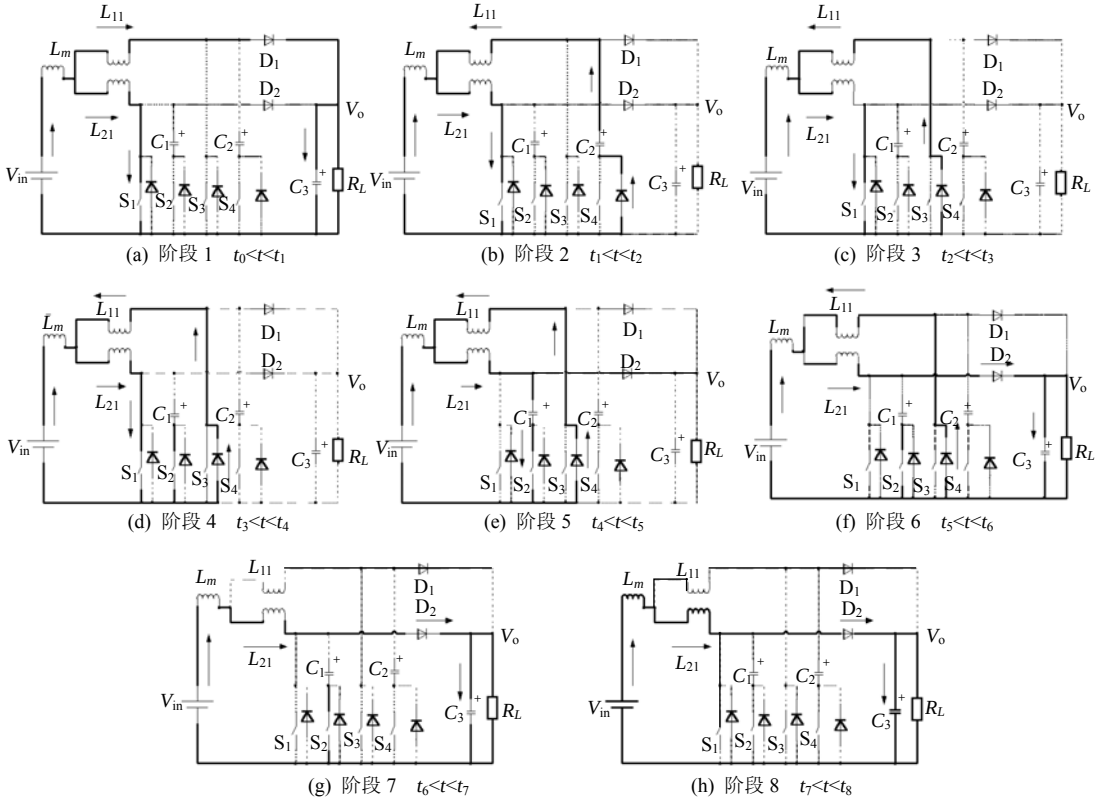


图 3 变换器的等效电路工作过程

Fig. 3 Operation stages and currents paths of the converter

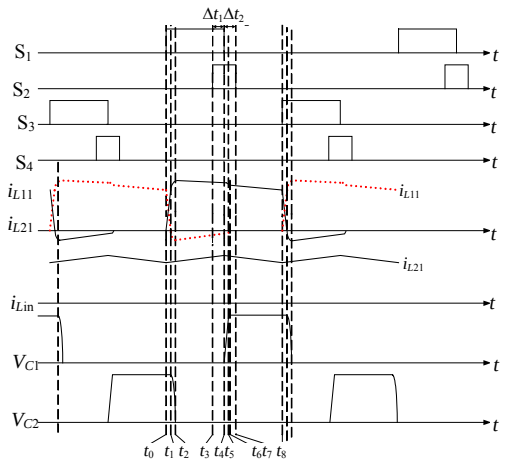


图 4 交错并联 boost 软开关电路相关换流波形

Fig. 4 Theoretical waveforms of the converter the solid line is i_{L11} and the dash line is i_{L21}

3 参数设计及讨论

3.1 辅助管脉冲宽度的确定

辅助管S_2和S_4的脉宽取决于主开关管S1 和S_3实现零电压关断所需要的时间。本设计中，开关频率为 60kHz。辅助管先于主开关管关断 1μs（Δt_1）前导通，在开关管关断 2μs（Δt_2）后关断。

3.2 电感耦合系数的确定

为减小主开关管S_1/S_3的导通损耗和二极管D_1/D_2的反向恢复损耗，L_{11}和L_{21}的值应尽可能大。由文献[6]可知，电感的耦合系数k一般取 0.9－0.98，本设计中，电感耦合系数k＝0.95。

3.3 关断电容的计算

由ZVT的工作原理可知，主开关管关断时靠电容C_1、C_2的缓冲来减小关断损耗，定性的说较大的C_1、C_2有利于减小关断损耗，但C_1、C_2越大，存储的能量（$CU^2/2$）（U为C_1/C_2两端电压）越大，C_1/C_2上的能量再经谐振转移到电感L_{11}/L_{21}上的电流峰值增大，这将增大开关的导通损耗，因此需要折中考虑。

3.4 功率器件的选择

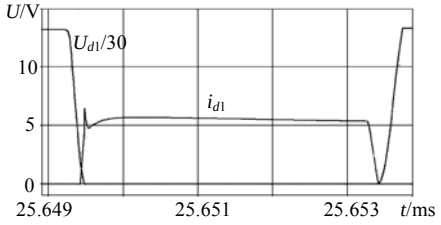
辅助管S_2、S_4的电压应力为输出电压V_o并且仅在主开关管S_1/S_3关断瞬间流过电流。在主开关管开通时，S_2/S_4的寄生二极管为电感电流续流，在一个周期的其他时间电流均为零。辅助管的寄生二极管续流时的电流峰值为

$$I_{L11_{peak}}=\frac{V_o}{\omega(L_{11}+L_{21})} \tag{12}$$

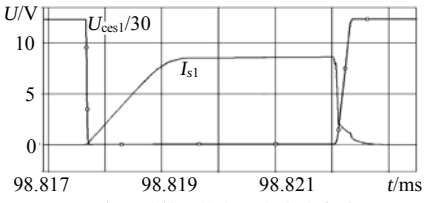
4 仿真和实验结果

为了验证前面的理论分析，分别进行了仿真和实验。仿真和实验参数为：主开关UFS(Ultra Fast Switches) series IGBT，辅助开关IRG4PC10UD(600V, 5A) UFSseries IGBT，二极管用的是软恢复二极管HA25TB60(600V, 25A)，其他相关电路参数如下：直流输入电压 200V，输出电压 400V，开关频率60kHZ，输出功率 1.2kW，耦合电感L_1/L_2为 0.6mH，吸收电容C_1/C_2为 2.2nF，输出电容为 2200μF。

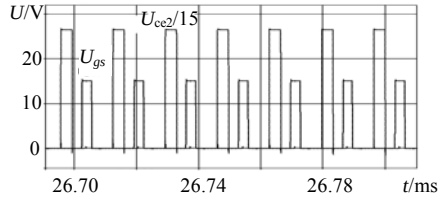
PSPICE仿真结果如图 5 所示。实验波形如图 6 所示。由图 5(a)和图 6(a)可看出，续流二极管的开通和关断均实现了软开关，续流二极管的反向恢复电流为零，从而大大减少了由于二极管反向恢复电流带来的能量损耗。由图 5(b)和图 6(b)可以看出，主开关管的开通是实现了零电流开通，关断过程中，电压和电流有一个很小的重叠区域，如果增大C_1/C_2，主开关管的管电压的上升斜率将减小，零电压关断的情况会更好，只是相应的开通电流过冲会增大，这一点可从式(2)和(3)体现，图中的软开关过程是综合考虑电流过冲和关断电压缓升后，折中考虑选取电路参数所得到的结果，并且，开关管关断过程无过压。从图 5(c)和图 6(c)可以



(a) 续流二极管 D_1的电压电流仿真波形



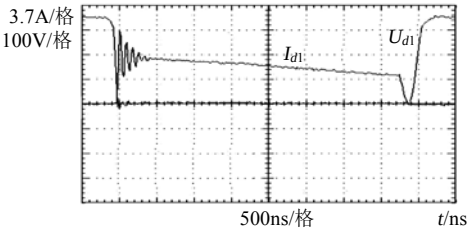
(b) 主开关管S_1的电压电流仿真波形



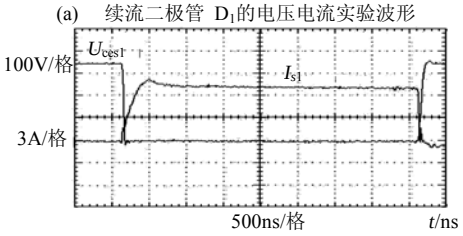
(c) 辅助开关管S_2的电压和门极电压仿真波形

图 5 PSPICE 仿真波形

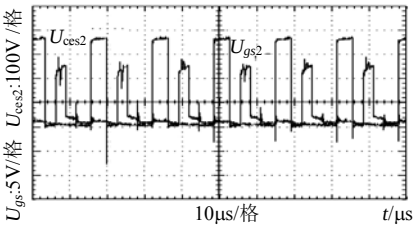
Fig. 5 PSPICES imulated waveforms



(a) 续流二极管 D_1的电压电流实验波形



(b) 主开关管S_1的电压电流实验波形



(c) 辅助开关管S_2的电压和门极电压实验波形

图 6 实验波形

Fig. 6 Experiment waveforms

看出，辅助开关管是零电压开通，零电压关断。由此可知，实验结果与仿真和理论分析是相吻合的，验证了前文的分析。

5 结论

本文提出一种新型的有源交错并联 Boost 软开关电路，分析了该电路的工作过程并给出了仿真和实验结果。由上面的理论分析和仿真实验结果可知，本文提出的拓扑结构有以下优点：

Boost 主开关实现了零电流开通，零电压关断，消除了电压和电流的交叠现象，减小了开关损耗，提高了工作效率。并且，二极管的反向恢复电流为零，解决了二极管的反向恢复问题，这样大大改善了硬开关 PWM 变换器引起的 EMI 问题。另外，辅助开关管实现了零电压开通和零电压关断，因为辅助开关管的电流应力较小，所以可以选用小电流开关管。因为利用了耦合电感的漏感，有源辅助单元无需附加额外的电感元件，从而简化了辅助单元。

参考文献

[1] 吴洪洋，何湘宁. 一种新颖的三电平软开关功率因数校正电路[J]. 中国电机工程学报, 2002, 22(10)：22-27.
Wu Hongyang, He Xiangning. A novel three-level power factor

correct circuit with passive soft switching[J]. Proceeding of the CSEE , 2002, 22(10)：22-27.

[2] 吴洪洋，邓焰，何湘宁. 一种新颖的多电平逆变器无源无损吸收电路[J]. 中国电机工程学报，2002，22(10)：71-76.
Wu Hongyang, Deng Yan, He Xiangning. A novel passive lossless snubber for multilevel inverters[J]. Proceeding of the CSEE，2002，22(10)：71-76.

[3] 钱照明，何湘宁. 电力电子技术及其应用的最新发展（一）[J]. 中国电机工程学报, 1997, 17(6)：361-366.
Qian Zhaoming, He Xiangning. The recent developments of power electronics and its applications (1) [J]. Proceedings of the CSEE, 1997, 17(6)：361-366.

[4] 钱照明，董伯藩，何湘宁. 电力电子技术及其应用的最新发展（二）[J]. 中国电机工程学报, 1998，18(3)：153-162.
Qian Zhaoming, Dong Bofan, He Xiangning. The recent developments of power electronics and its applications (2)[J]. Proceedings of the CSEE , 1998，18(3)：153-162.

[5] 邓卫华，张波，丘东元，等. 电流连续型Boost变换器状态反馈精确线性化与非线性PID控制研究[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24,(8)：45-50.
Deng Weihua, Zhang Bo,Qiu Dongyuan *et al.* The research of state variable feedback linearization method on the CCM BOOST converter and nonlinear PID control law[J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24,(8)：45-50.

[6] Lee P W, Lee Y S, David K W.Cheng *et al*. Steady-state analysis of an interleaved boost converter with coupled inductors[J]. In IEEE Transactions on Industrial Electronics, August 2000,47(4)：785-795.

[7] Braga H A C, Barbi I. A 3-kW unity-power-factor rectifier based on a two-cell boost converter using a new parallel-connection technique[J]. IEEE Trans. Power Electron, 1999,14：209-217.

[8] Miwa B A, Otten D M, Schlecht M F. High efficiency power factor correction using interleaving techniques[C]. Proceedings of APEC'92, Westin Copley Plaza Hotel, Boston, Massachusetts 1992, 2： 557-568.

[9] Lai J S, Chen D. Design consideration for power factor correction boost converter operating at the boundary of continuous conduction mode and discontinuous conduction mode[C]. in Proc. IEEE APEC'93, San Diego, CA, 993, 3：267-273.

[10] Cheng D K W, Liu X C, Lee Y S. A new modified boost converter with ripple free input current by using coupled inductors[C]. in Proc .IEE Int. Conf. Power Electronics and Variable Speed Drives, London, U.K., Sept. 1998. 592-599.

[11] Balogh L, Redl R. Power-factor correction with interleaved boost converters in continuous-inductor-current mode[C]. in Proc. IEEE APEC'93, San Diego, CA, Mar. 1993.168-174.

[12] de Oliveira Stein, Pinheiro C M, Hey J R *et al*. A ZCT auxiliary commutation circuit for interleaved boost converters operating in critical conduction mode[J]. in IEEE Transactions on Power Electronics, 2002, 17(6)：954-962.

[13] Elmore M S. Input current ripple cancellation in synchronized, parallel connected critically continuous boost converters[C]. in Proc. IEEE Appl. Power Electron. Conf., 1996. 52-158.

[14] Chan C H, Pong M H. Input current analysis of interleaved boost converters operating in discontinuous-inductor current mode[C]. in IEEE Power Electron. Spec. Conf., 1997. 392-398.

[15] Chan C H, Pong M H. Interleaved boost power factor corrector operating in discontinuous-inductor-current mode[C]. in PCC-Nagaoka, 1997,13：405-410.

收稿日期：2004-11-08。

作者简介：

姚　刚(1978-)，男，博士研究生，主要从事功率变换器拓扑及控制技术研究工作；

沈燕群(1980-)，男，硕士研究生，主要从事功率变换器拓扑研究工作；

李武华(1979-)，男，博士研究生，主要从事功率变换器控制技术研究工作；

何湘宁(1961-)，男，博士，教授，博士生导师，主要从事电力电子技术及其工业应用方面的研究何工程设计工作。