应用原边箝位的不对称半桥电路
Apply Primary Side Clamping in Asymmetrical Half Bridge Converter

隋鲁波　王伟　王飞　王学礼　张国君　烟台东方电子玉麟电气有限公司（烟台 264001）
Sui lubo　Wang wei　Wang fei　Wang xueli　Zhang guojun（264001）

摘　要：通过在原边增加箝位二极管来抑制副边整流管上的尖峰。详细分析了增加二极管后的电路波形，并给出了600W通信电源模块的实验波形，论述了此二极管对副边整流管上的尖峰以及输出杂音指标的影响。

叙　词：不对称半桥　箝位二极管　输出杂音指标

Abstract: The proposed circuit applies two clamping diodes in primary side to suppress the voltage overshooting on the second side rectifier diodes. The waveforms of improved circuit are analyzed in detail. At last, a 600W telecom power modular is designed and the experiment waveforms are given. Impacts of the clamp diode on the second side rectifier and the output noise are discussed.

Keywords: asymmetrical half bridge clamping diode output noise parameter

1　引言

不对称半桥电路能实现开关管的ZVS，开关管电压应力不高于输入电压，所以在输入电压高于300V的中小功率直流变换器中得到广泛应用。输出整流管上的电压尖峰是变换器差模噪声的主要干扰源[1]，抑制此尖峰有利于满足通信电源输出端的恒重杂音和宽频杂音等噪声指标，降低整流管的电压应力，降低整流管上电压尖峰的能量，提高整机效率。文献[2]在变压器的原边增加箝位二极管来抑制副边整流管的电压尖峰和改善输出噪声指标。本文对此做了进一步分析并以一台600W的通信电源模块为例，给出了实验波形和输出噪声指标。

2　电路原理及工作过程分析

图1是主回路简图。C_1、C_2是开关管的寄生电容(Coss)，D_1、D_2是开关管的体二极管，D_{c1}、D_{c2}是增加的箝位二极管，L_r为谐振电感，L_{lk}为主变压器漏感。S_1，S_2，D_1，D_2为理想器件。设输出滤波电感足够大，可看作电流源。电容C_b上的电压为一恒定值，波动为零。定义开关管S_1的开通时段为占空比D。输入母线电压为V_{in}。图2是各工作状态示意图，图3是各状态的波形示意图。

电路的工作原理与普通的不对称半桥(AHB)电路工作原理基本一致[3]，只是在不影响各开关瞬态的情况下，利用箝位二极管，在副边整流管换流结束的瞬间，将主变原边侧的电压箝制在母线电压V_{in}或$(1-D)V_{in}$。另外，由于其输入端比普通的AHB电路少一只电容，因此只在S_1开通时从母线抽取电流，输入电流断续且纹波很大。

1. $t_0 - t_1$ 阶段(图2a)

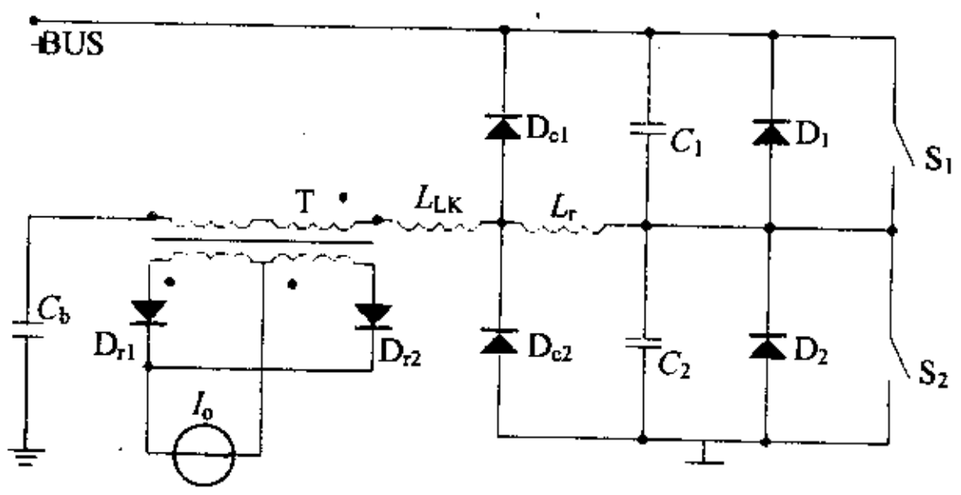


图1　主回路电路简图

功率传输阶段。t_0时刻S_1开通，通过S_1的电流为$I_o' + i_{Lm}(t)$，AB间电压$(1-D)V_{in}$，D_{c1}反偏，励磁电感上的电流线性上升，t_1时刻S_1关断，状态结束。

2. $t_1 - t_2$ 阶段（图2b）

原边电流保持不变，使电容C_1线性充电，电容C_2线性放电，使S_1实现零电压关断。V_{AB}线性下降，t_2时刻C_2放电至$D\cdot V_{in}$，C_1充电至$(1-D)\cdot V_{in}$，$V_{AB}=0$，该状态结束。

3. $t_2 - t_3$ 阶段（图2c）

t_2时刻，副边整流管进入续流状态。L_r，L_{lk}，C_1，C_2实现谐振。C_1上电压继续增加，C_2上电压继续下降，t_3时刻C_2上电压下降至零。D_2自然导通，$V_{AB}=-D\cdot V_{in}$，V_{CB}维持在零。

4. $t_3 - t_4$ 阶段（图2d）

D_2导通后，L_r和L_{lk}上的电流被电压源$D\cdot V_{in}$复位，原边电流复位为零时状态结束，S_2可以零电压开通。

5. $t_4 - t_5$ 阶段（图2e）

t_4时刻S_2开通，i_{Lr}反向线性增大至$i_{Lm}(t) - I_o'$结束。副边整

流管处于换流阶段，t_5 时刻换流结束，D_{r1} 截止。t_5 时刻前变压器原边短路。

6. $t_5 - t_6$ 阶段（图 2f）

t_5 换流结束后，原边电压迅速建立，进入谐振阶段。匝间寄生电容加上反射到原边的整流管结电容 C 与 L_r，L_{lk} 串联谐振，L_r 与 C 上电压相反，主变压器左正右负，下箝位管 D_{c2} 导通，主变原边电压箝位于 $D\cdot V_{in}$。整流管 D_{r1} 上的反压被箝位于 $D\cdot V_{in}/N$。

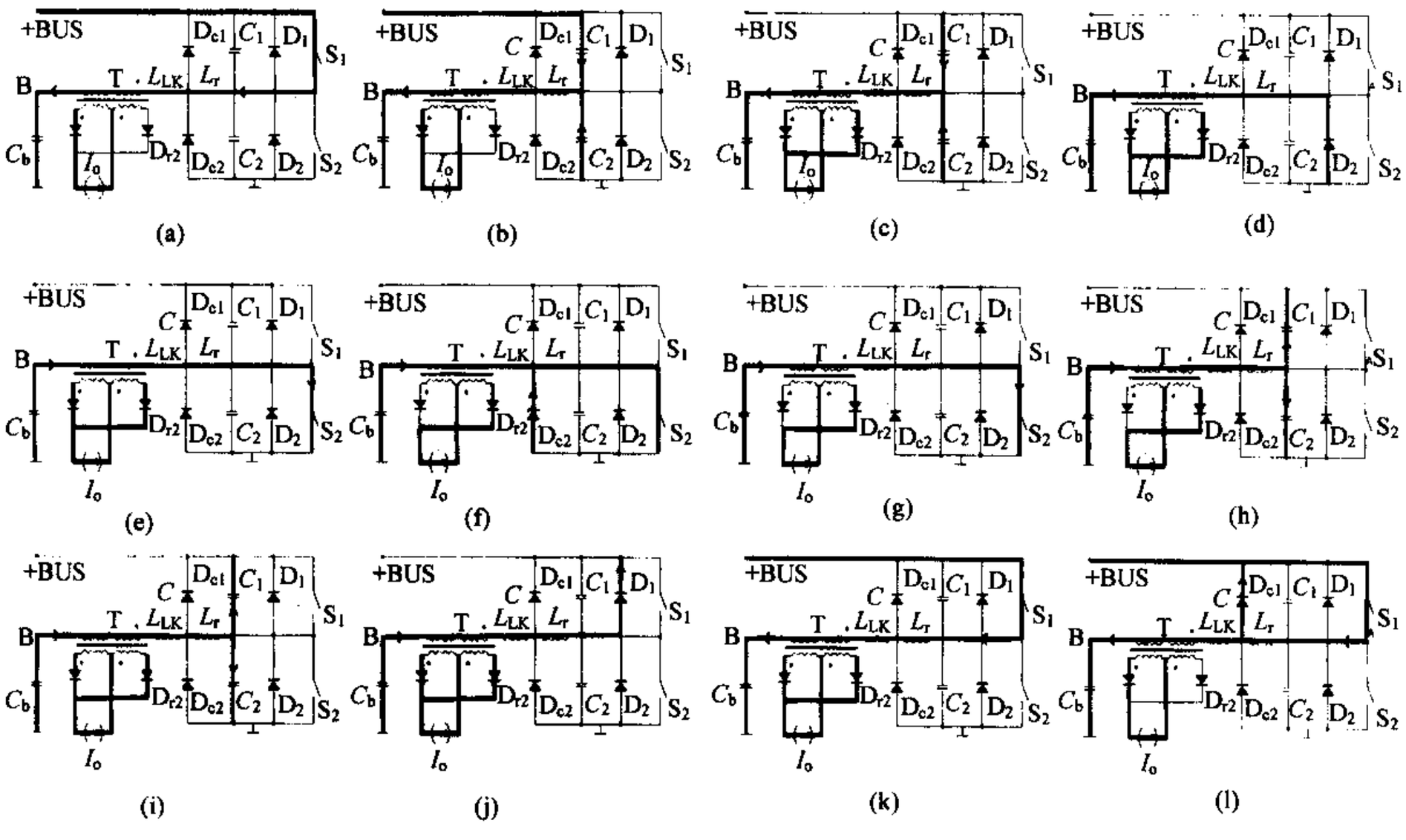


图 2　各工作状态示意图

7. $t_6 - t_7$ 阶段（图 2g）

功率传输阶段。箝位二极管 D_{c2} 反偏，t_7 时刻 S_2 关断。

8. $t_7 - t_8$ 阶段（图 2h）

原边电流不变，C_1 线性放电 C_2 线性充电，这使 S_2 实现零电压关断，V_{AB} 线性下降，t_8 时刻 $V_{AB}=0$。

9. $t_8 - t_9$ 阶段（图 2i）

$V_{AB}=0$ 后，副边续流开始，原边 L_r，L_{lk}，C_1，C_2 谐振，t_9 时刻，C_1 上电压下降至零，D_1 自然导通，$V_{AB}=(1-D)\cdot V_{in}$，V_{CB} 保持在零。

10. $t_9 - t_{10}$ 阶段（图 2j）

L_r，L_{lk} 上电流被 $(1-D)\cdot V_{in}$ 复位 i_{Lr} 复位到零时状态结束。

11. $t_{10} - t_{11}$ 阶段（图 2k）

t_{10} 时刻 S_1 开通，$(1-D)\cdot V_{in}$ 继续加在 L_r 和 L_{lk} 上，i_{Lr} 线性上升至 $I_o' - i_{lm}(t)$ 状态结束。

12. $t_{11} - t_{12}$ 阶段（图 2l）

副边换流结束后，原边电压迅速建立，进入谐振阶段。匝间寄生电容加上反射到原边的整流管结电容 C 与 L_r，L_{lk} 串联谐振，L_r 与 C 上电压相反，主变压器左负右正，上箝位管 D_{c1} 导通，主变原边电压箝位于 $(1-D)\cdot V_{in}$。整流管 D_{r2} 上的反压被箝位于 $(1-D)\cdot V_{in}/N$。

3　实验电路及其结果

直流母线输入 400V，直流输出 53.5V/10A。主变压器采用两只 EE42/42/15 绕制，漏感为 1.2uH。

图 5 显示应用箝位二极管能使副边整流管上的电压尖峰降低 78V，因为主变压器漏感的存在，不能使二极管上的电压尖峰理想地箝位于 $(1-D)V_{in}$。此电压尖峰的降低减轻了整流管的电压应力。表 1 显示在相同的输出滤波条件下，输出高频段噪声指标大为改观。

表 1　箝位二极管对输出噪声的影响

测试项目	频段	无 Dc1	有 Dc1
峰-峰值噪声	0～100MHz	160mV	90mV
电话恒重杂音	300～3400Hz	1.2mV	1.2mV
宽频杂音	3.4～150kHz	2.8mV	2.1mV
	0.15～30MHz	19mV	14mV

4　结论

通过在变压器原边增加箝位二极管，可以减小整流管的电压应力，提高效率，改善输出端噪声指标。该电路已成功的应用于光纤接入网电源模块。

参考文献

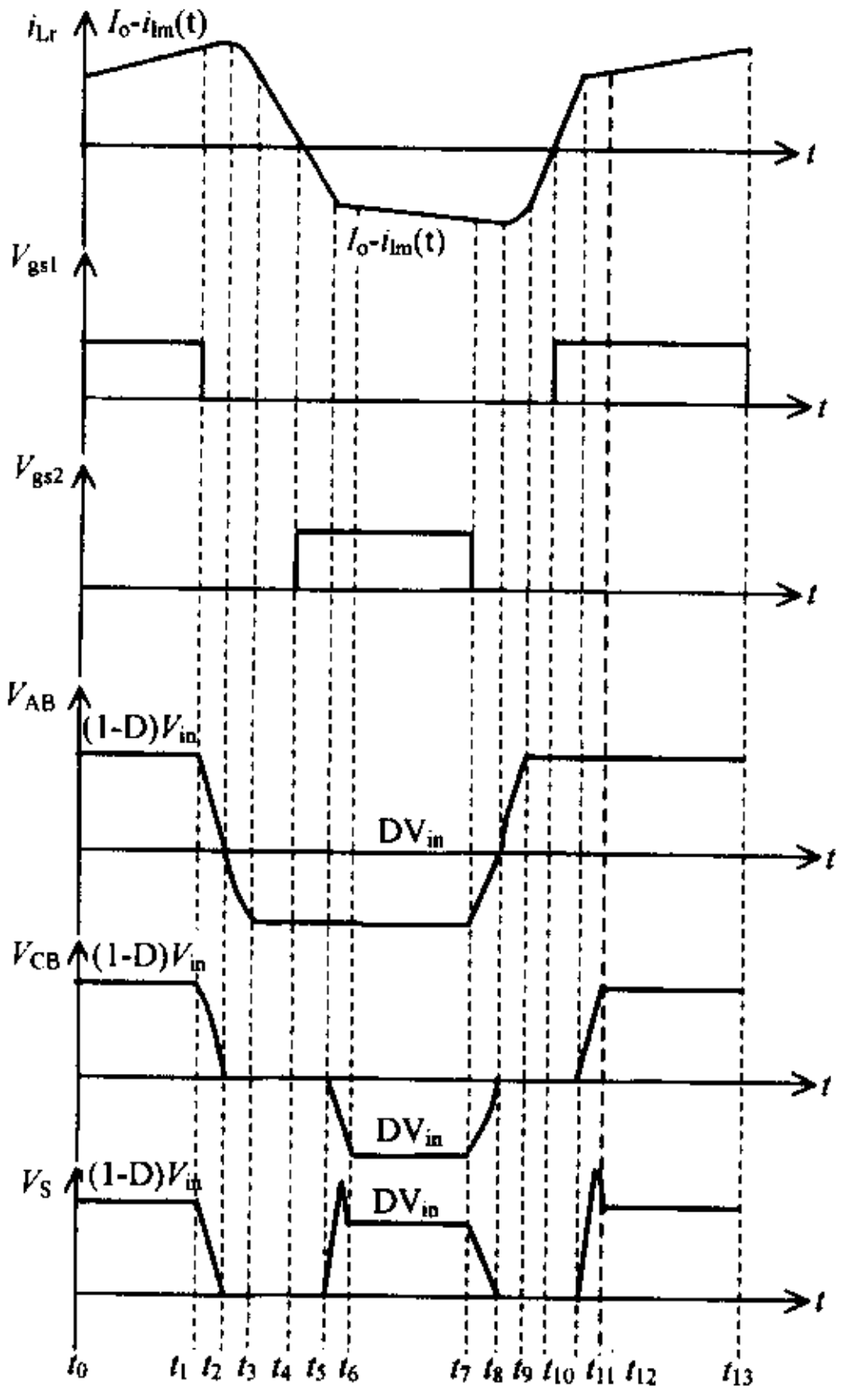


图 3　波形示意图

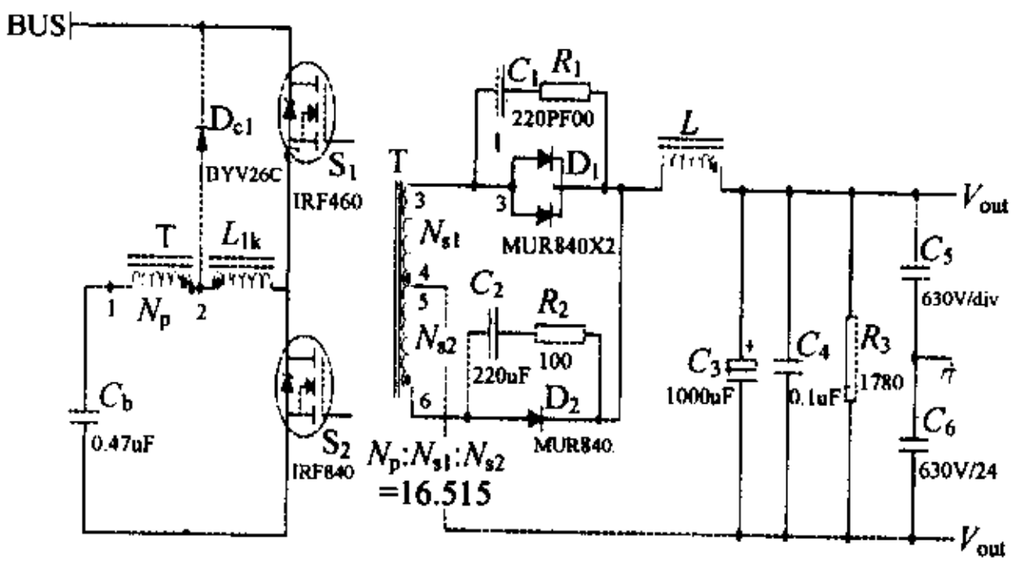
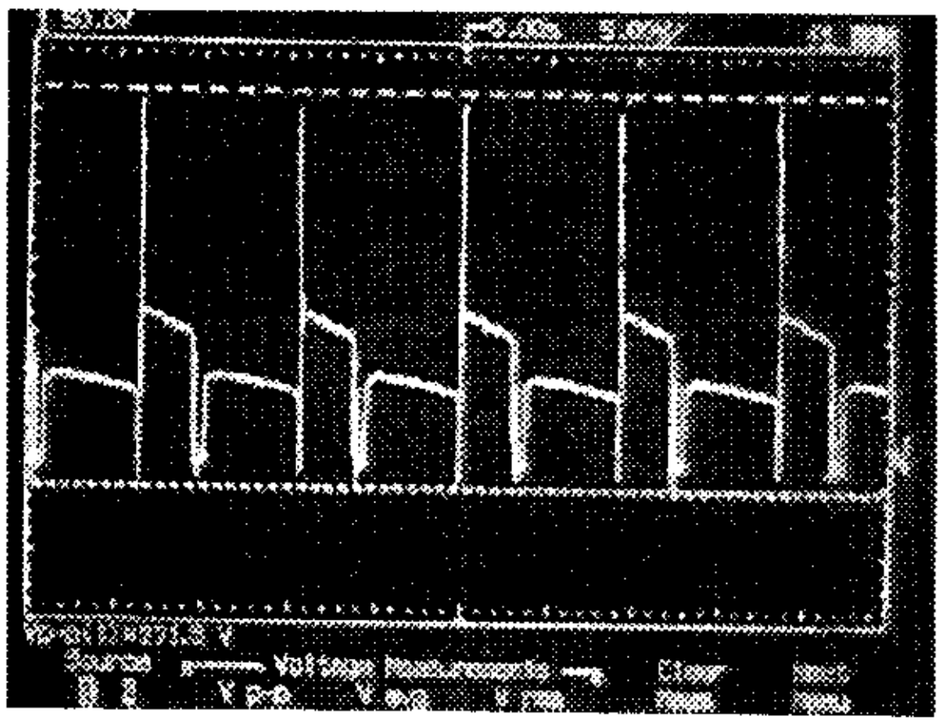


图 4　实验电路

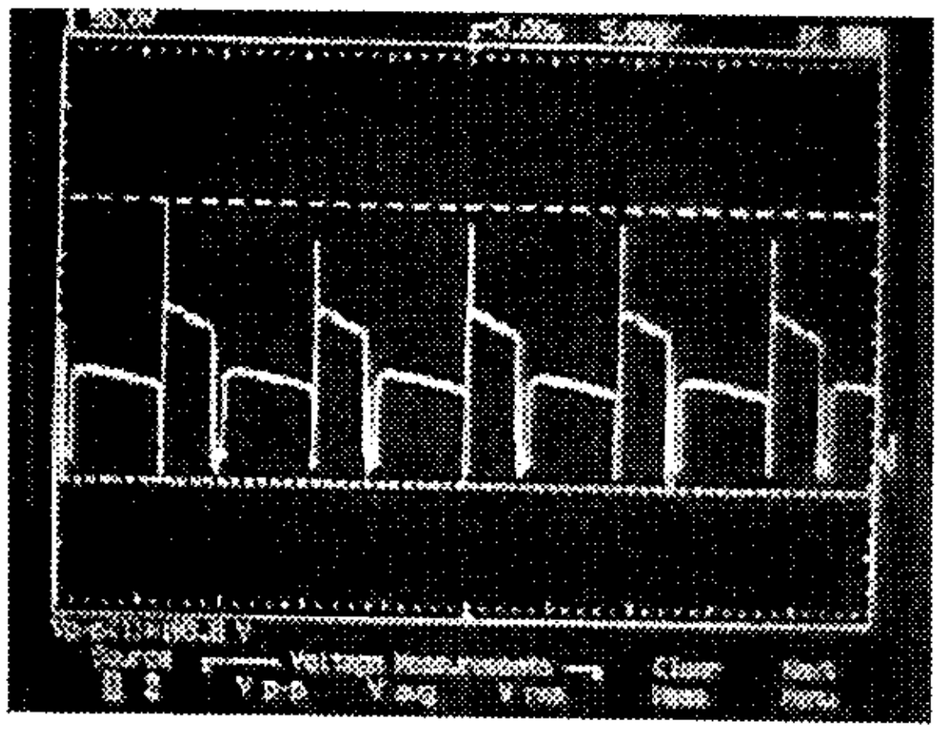
[1] 汪东艳、张林昌《电力电子装置电磁兼容性的研究进展》电工技术学报 2000.2

[2] Maeelo lobo heldwein、Alexandre Ferrai de Souza and Ivo Barbi《A Primary Side Clamping Applied to the ZVS-PWM Asymmetrical Half-Bridge Converter》IEEE2000

[3] S. Abedinpour、R. Liu、G. Fasullo and K. Shenai《Small-signal



(a) 无箝位二极管



(b) 有箝位二极管

图 5　箝位二极管对整流管电压尖峰的影响

Analysis of a new Asymmetrical DC-DC Converter》IEEE2000。

作者简介

隋鲁波，男，1970 年生，哈尔滨工业大学毕业，96 年开始从事开关电源的应用研发工作。

王伟，男，1974 年生，西安交通大学毕业，97 年开始从事开关电源的应用研发工作。

王飞，男，1976 年生，西安交通大学毕业，电机专业硕士，现从事开关电源的应用研发工作。

王学礼，男，1968 年生，天津大学光电子专业博士。现从事高频电力直流操作电源的研究工作。

张国君，男，1962 年生，清华大学电力电子研究中心博士后。现任东方电子玉麟电气有限公司总经理。