

一种新型全桥零电压转模 PWM DC-DC变换器

孙铁成, 汤平华, 高鹏, 刘鸿鹏

(哈尔滨工业大学电气工程系, 黑龙江省哈尔滨市 150001)

Novel Full-bridge ZVT PWM DC-DC Converter

SUN Tie-cheng, TANG Ping-hua, GAO Peng, LIU Hong-peng

(Department of Electrical Engineering, Harbin Institute of Technology, Harbin 150001, Heilongjiang Province, China)

ABSTRACT: Traditional full-bridge ZVS PWM DC-DC converter have several shortages, such as narrow ZVS load range for the lagging leg, serious loss of duty cycle and fairly low converting efficiency etc. A novel full-bridge ZVS PWM DC-DC converter topology is proposed in this paper. This converter adds two passive circuits, one is paralleled in the primary to supply the condition of ZVS for the lagging leg, the other is in series to the secondary to reduce the conduction loss of the transformer. This topology circuit has some virtues such as wide load ZVS range, small duty cycle loss etc. It can improve the efficiency, and have good characteristic of output. Then this paper analyzed the operating principle and the ZVS qualifications of the lagging leg. This paper uses DSP as control chip, and has achieved double control for system. Finally, a 600W ZVT PWM DC-DC converter prototype which operates at 100kHz switching frequency was developed, and the experiments showed us the validation of the correlative theory.

KEY WORDS: power electronics; full-bridge DC-DC converter; phase-shifted; zero-voltage transition; passive circuit

摘要: 针对移相全桥 ZVS PWM DC-DC 变换器滞后桥臂零电压开关范围窄、占空比丢失严重以及转换效率较低等缺点, 该文提出了一种新型的全桥 ZVT PWM DC-DC 变换器拓扑。这种电路在传统移相 ZVS PWM DC-DC 变换器的基础上增加了两个无源网络, 其中一个并联在原边的主电路中, 为滞后桥臂实现零电压开关提供条件; 另一个串联在变压器的副边, 以减小变压器的导通损耗。这种电路有宽零电压负载范围, 占空比丢失小等优点, 可以提高了开关电源的效率, 且输出性能好。该文分析了变换器的工作原理以及滞后桥臂零电压开关的实现条件。该文采用了 DSP 作为控制芯片, 实现了系统的双闭环控制。最后研制了一台功率为 600W, 工作频率为 100kHz 的样机, 实验结果验证了这种新型全桥 ZVT PWM DC-DC 变换器相关理论的正确性。

关键词: 电力电子; 全桥 DC-DC 变换器; 移相; 零电压转换; 无源电路

0 引言

移相全桥 ZVS PWM DC-DC 变换器在很多应用场合很受欢迎^[1-2]。它通过移相控制方式, 使功率开关管实现了软开关导通和关断, 减小了开关管损耗, 提高了整机频率, 提高了功率密度, 保持了恒频控制, 减小了开关管的电流及电压应力, 可实现高频化^[3-7]。但它也存在滞后桥臂零电压开关范围窄、占空比丢失严重、转换效率较低等不足之处^[8-10]。为解决以上问题, 有很多人提出了不同的解决方法, 总的来说有两类, 即提出滞后桥臂开关管实现零电流及提出滞后桥臂开关管实现零电压, 并在此基础上作了很多研究, 也取得了一些研究成果^[11-13]。但就目前的技术状况而言, 全桥软开关 DC-DC 变换器还有待于进一步研究。

本文就是在这个背景下提出了一种新型的全桥 ZVT PWM DC-DC 变换器拓扑。这种电路在传统移相 ZVS PWM DC-DC 变换器的基础上增加了两个辅助网络, 其中一个并联在原边的主电路中, 为滞后桥臂实现零电压开关提供条件; 另一个串联在变压器的副边, 以减小变压器的导通损耗。而且为减小高频变压器得偏磁, 在原边串联一个隔直电容。分析了变换器的工作原理, 滞后桥臂零电压开关的实现条件。这种电路有很宽的零电压负载范围, 占空比丢失小等优点。实验结果表明, 提高了变换器的效率等性能。

1 变换器的工作原理分析

图 1 为所提出的全桥 ZVT PWM DC-DC 变换器的原理图。该变换器采用移相的控制方式。超前桥

臂 ZVS 的实现与传统的 ZVS PWM 变换器一样,也是通过给开关管并联电容充放电来实现。滞后桥臂的 ZVS 是通过由并联于原边的辅助电路 NET1 帮助实现。NET1 并联于原边,由一个饱和电感、两个二极管和两个电容组成,只在滞后桥臂开关管开、关时工作,因此称为 ZVT 电路。由于传统电路在滞后桥臂开关管关断后变压器中电流很大且滞留时间长,使得变压器导通损耗增大,故在副边增加无源电路 NET2 来克服这个缺点。NET2 由一个小电感、两个电容和两个二极管组成。而且为防止高频变压器因直流磁化而饱和,在原边串入了隔直电容 C_g 。

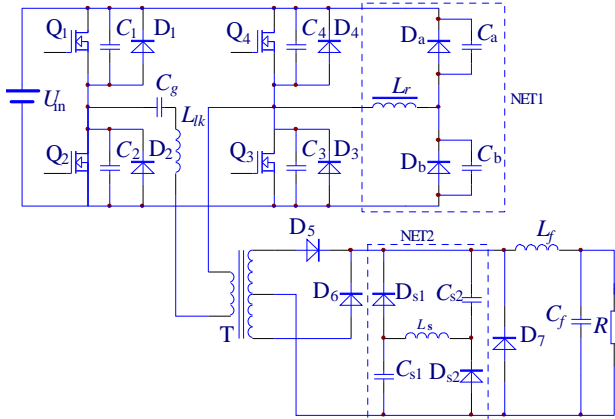


图1 新型全桥 ZVT PWM DC-DC 变换器

Fig. 1 Novel full-bridge ZVT PWM DC-DC converter

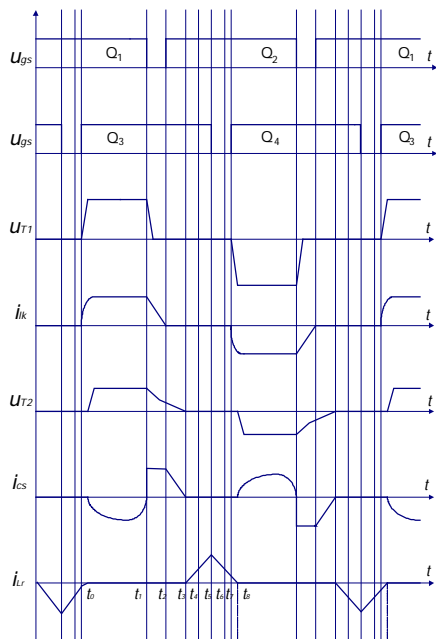


图2 变换器的主要工作波形

Fig. 2 Operating waveforms of the converter

为了分析电路的工作过程,假设:所有的元器件都是理想的,输出滤波电感足够大,变换器工作

在额定负载的情况。该变换器每半个周期内有 8 个工作模式,电路的主要波形如图 2 所示。下面对变换器的各个工作模式进行分析。

模态 1 [$t_0 \sim t_1$] 当 t_0 时刻, Q_1 是导通的,开通 Q_3 。原边电流线性增加,功率通过变压器从原边传到副边,副边辅助网络通过副边充电,即 C_{s1} 、 C_{s2} 和 L_s 谐振。此时 C_a 两端电压为零,而 C_b 两端电压值为输入电压值,饱和电感处于不饱和状态,电感值很大,其流过电流接近于零。等效电路见图 3。

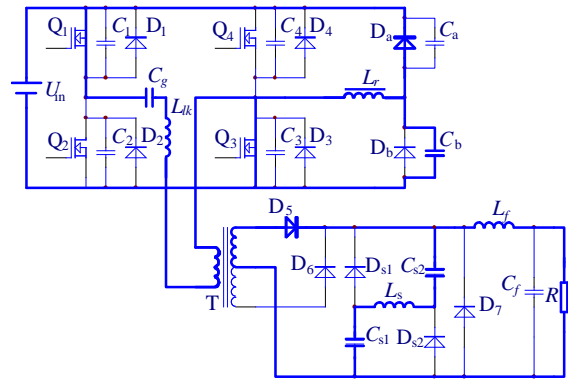


图3 模式 1 的等效电路

Fig. 3 The equivalent circuit of mode 1

模态 2 [$t_1 \sim t_2$] 在 t_1 时刻,由于 Q_1 的两端电压被 C_1 钳位在零值,所以此时零电压关断 Q_1 。漏感以及滤波电感返回原边的电感与 C_1 和 C_2 谐振, C_1 充电, C_2 放电。当 C_2 两端的电压为零时, D_2 自然导通,就提供了 Q_2 零电压开通的条件。而且,在 t_1 时刻,串联于副边的辅助电路中的两个电容开始放电,两个二极管 D_{s1} 和 D_{s2} 导通,将存储的能量传向负载。等效电路见图 4。

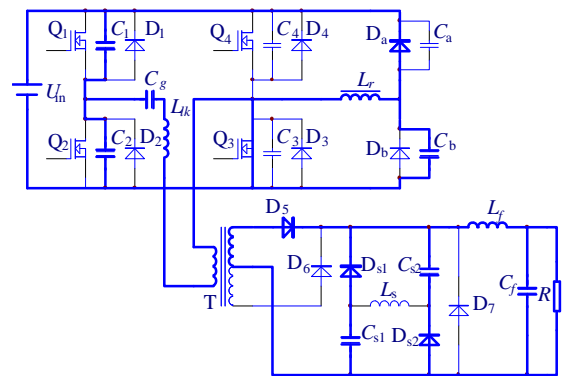


图4 模式 2 的等效电路

Fig. 4 The equivalent circuit of mode 2

模态 3 [$t_2 \sim t_3$] 在 t_2 时刻,由于 D_2 的钳位, Q_2 两端的电压被钳位在零值,此时开通 Q_2 ,便实现了 Q_2 的零电压开通。而由于 Q_2 的导通,便将变压器原边的电压钳位在零值。在副边,副边绕组存储的能量

继续由整流二极管向辅助网络传递，流过副边绕阻的电流逐渐减小到零，则副边绕阻开路。所以流过原边绕阻的激励电流，原边不会受到辅助网络和负载影响。所以开关管的电流应力、导通损耗和变压器的损耗得到了减小。等效电路见图 5。

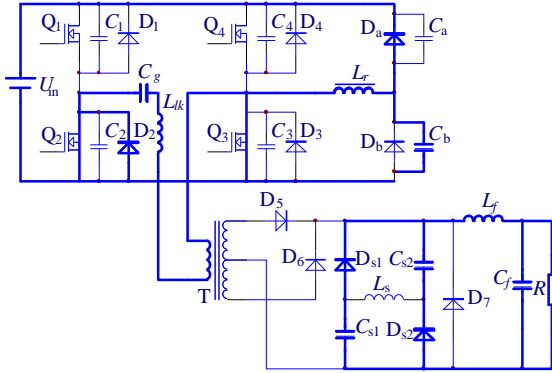


图 5 模式 3 的等效电路
Fig. 5 The equivalent circuit of mode 3

模式 4 $[t_3 \sim t_4]$ 在 t_3 时刻，当辅助网络中的能量全部送向负载后，两端电压为零，此时为下一次储能做好了准备，续流二极管 D_0 自然导通，副边进入自然续流状态，负载的能量完全由滤波电感提供。等效电路见图 6。

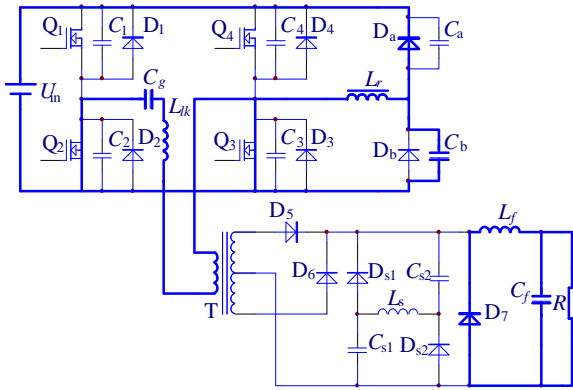


图 6 模式 4 的等效电路
Fig. 6 The equivalent circuit of mode 4

模式 5 $[t_4 \sim t_5]$ 在 t_4 时刻，由于 C_3 的钳位， Q_3 实现了零电压关断。当 Q_3 关断后，电感 L_r 进入饱和状态，相当于一个电感值比漏感大的多的小电感，其中电流基本呈线性增大。此刻 L_r 与 C_a 、 C_b 、 C_3 进入谐振状态，快速的给 C_3 充电。等效电路见图 7。
模式 6 $[t_5 \sim t_6]$ 在 t_5 时刻， C_b 两端电压为零且 C_a 两端电压为输入电压， D_b 自然导通，将两端电压钳位为零值。此时， L_r 与 C_3 、 C_4 进入谐振状态， L_r 中的电流呈线性减小且流入 C_3 、 C_4 的电荷也转移到 C_3 。等效电路见图 8。

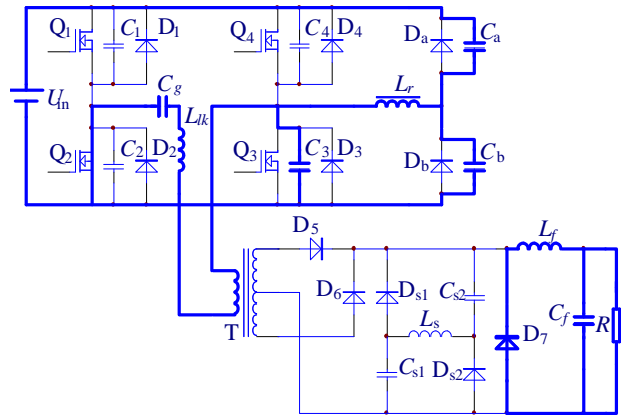


图 7 模式 5 的等效电路

Fig. 7 The equivalent circuit of mode 5

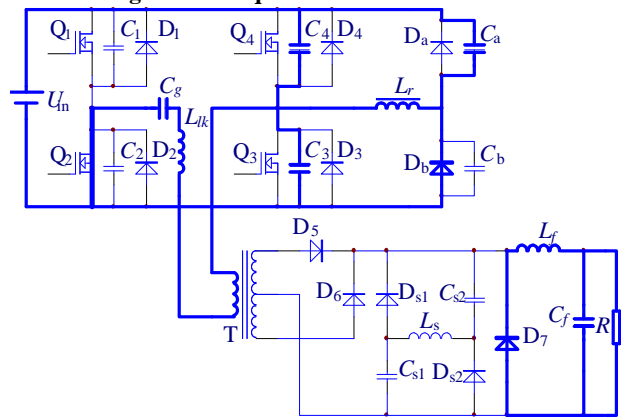


图 8 模式 6 的等效电路

Fig. 8 The equivalent circuit of mode 6

模式 7 $[t_6 \sim t_7]$ 在 t_6 时刻，当 C_4 两端电压为零时， D_4 自然导通，将 Q_4 两端电压钳位为零值，为其零电压导通提供了条件。等效电路见图 9。

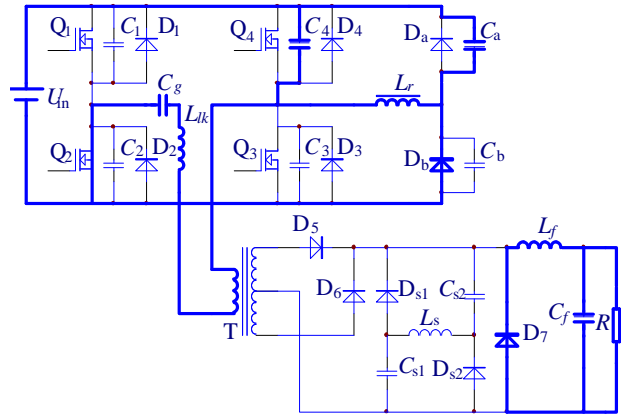


图 9 模式 7 的等效电路

Fig. 9 The equivalent circuit of mode 7

模式 8 $[t_7 \sim t_8]$ 在 t_7 时刻， Q_4 开通，功率由 Q_2 、 Q_4 导通向副边传输。此时副边的辅助网络又重新向副边绕阻吸收能量，减小导通损耗。 L_r 中剩余的能量传向变压器原边，电流逐渐减小到最小值（和模式一中 L_r 中的电流一样大）， L_r 进入不饱和状态，电感值非常大，相当于断路。但是实际中由于输入

电压的作用，电流过零，并且变为反向最小值，为进入下一个饱和状态做好了准备。等效电路见图10。

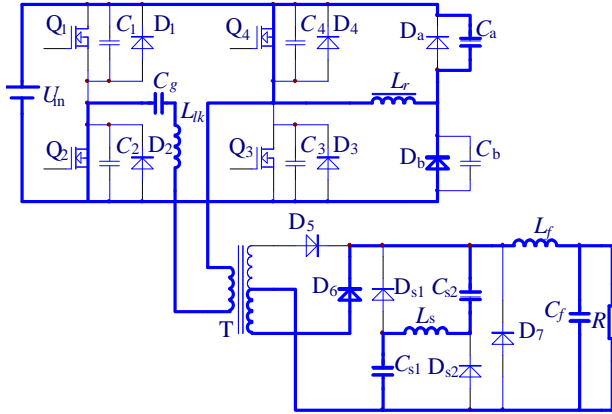


图10 模式7的等效电路

Fig. 10 The equivalent circuit of mode 7

到此为止，半个周期的工作模式结束。下半周期的工作模式与前半个周期完全一样，这里不再赘述。

2 滞后桥臂零电压开关实现的条件分析

由于开关管的寄生电容的钳位作用，使得滞后桥臂开关管的零电压关断必然可以实现。而对于零电压开通，则有一些条件限制。

要实现滞后桥臂开关管的零电压开通，对于 Q4 来说，由原理分析可知关键取决于模式6和模式7。对模式6和模式7进行数学分析，可以得到要使 Q4 零电压开通，则必须满足以下3个方程：

$$Z(I_{Lk} + I_{Lr})\sin \omega t_6 = U_{in} \quad (1)$$

$$(L_e / L_{lk})(I_{Lk} + I_{Lr})(\cos \omega t_6 - 1) + I_{Lk} \geq -I_{Lk} \quad (2)$$

$$(L_e / L_{lk})(I_{Lk} + I_{Lr})(\cos \omega t_7 - 1) + I_{Lr} \geq 0 \quad (3)$$

其中： $L_e = L_{lk}L_r / (L_{lk} + L_r)$ ； $Z = \sqrt{L_e / 2C}$ ； $\omega = 1 / \sqrt{2L_e C}$

式(1)使得 D4 自然导通，创造了 Q4 零电压开通的条件，式(2)是使原边电流不立即变化为负载电流，保证 Q4 零电压开通的条件，式(3)保证模式7结束时 Lr 电流不反向，否则模式6和模式7不成立。所以必须保证3个方程同时成立，才能使滞后桥臂零电压开关完全实现。

3 系统控制策略的实现

数字控制方式具有控制灵活、不存在温漂问题、控制功能强等优点^[14-16]。本文用 TMS320F2407 DSP 为主控芯片，实现了变换器系统的双闭环数字控制。图11为全桥PWM DC-DC变换器的数字控制系统。

可见，外环是电压环，内环是电流环，均采用数字PI调节器。DSP控制电路部分输出PWM信号，作为驱动电路的输入。驱动电路采用IR2110，实现了对逆变器超前、滞后桥臂MOSFET的控制。

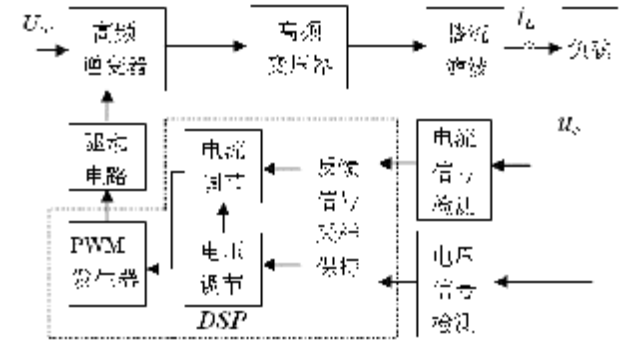


图11 DSP控制策略框图

Fig. 11 Block diagram of DSP control strategy

4 实验结果分析

根据理论分析，选择实验电路的主要电量参数为： $U_{in}=160V$ ， $f=100kHz$ ， $U_o=60V$ ， $I_o=10A$ 。主要元器件参数：Q1-Q4型号为2SK789 MOSFET；变压器T的匝数比 $n_1=N_1:N_2=20:15$ ， $L_{lk}=5\mu H$ ；饱和电感饱和时值为 $L_r=10\mu H$ ， $C_a=C_b=4.7\mu F/630V$ ； $L_s=15\mu H$ ， $C_{s1}=C_{s2}=220nF/400V$ ； $L_f=314\mu H$ ， $C_f=470\mu F$ 。

图12分别为超前桥臂开关管 Q2 的驱动电压和漏源电压波形。可以看出，Q2 在开通和关断过程中都实现了 ZVS。图13分别为滞后桥臂开关管 Q3 上的驱动电压和漏源电压波形。可以看出，Q3 完全实现了零电压开关。

图14是负载为10%的额定负载时的零电压波形。由图可见，此时完全实现了零电压开关，说明在轻载时，零电压条件没有被破坏。证明了变换器零电压开关范围宽。

图15是续流二极管 D7 两端的电压波形。由图可见，当 D7 续流时电压几乎为零，其它阶段承受反向电压为120V。与理论分析是一致的。

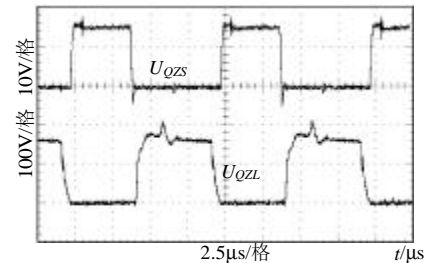


图12 超前桥臂零电压波形

Fig. 12 Zero-voltage waveforms of leading-leg

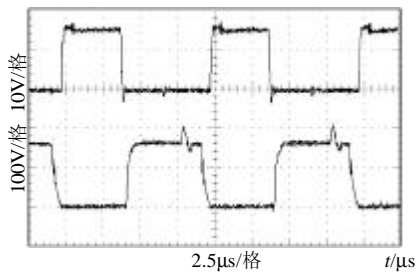


图 13 滞后桥臂零电压波形

Fig. 13 Zero-voltage waveforms of lagging-leg

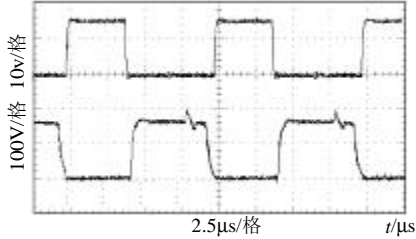


图 14 轻载滞后桥臂零电压波形

Fig. 14 Zero-voltage waveform of lagging-leg at light load

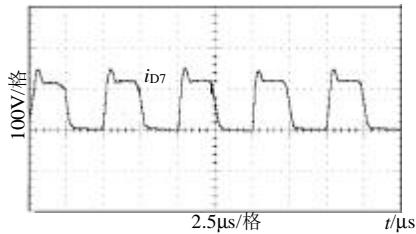


图 15 D₇ 电压波形

Fig. 15 Voltage waveforms of D₇

图 16 是变压器原边电压波形，图 17 是变压器副边电压波形，两图对比可见，占空比丢失很小。且幅值分别是 160V 和 120V，实际情况相一致。

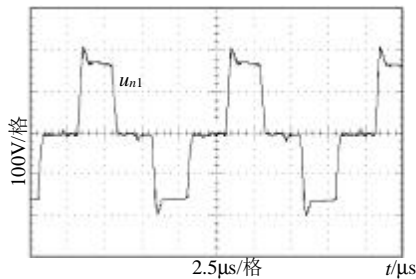


图 16 原边电压波形

Fig. 16 Voltage waveform of the primary

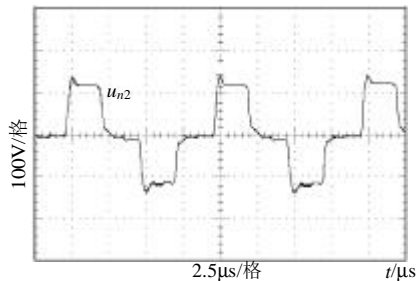


图 17 副边电压波形

Fig. 17 Voltage waveform of the secondary

图 18 是原边无源网络两个电容的电压波形。可见，当一个电容放电时另一个电容充电，且当一个电容电压为零时，另一个电容电压等于输入电压，与原理分析相一致。

图 19 为输出电压的纹波实验波形，输出电压纹波达到小于 20 mV，即纹波系数小于 0.1%，可见输出纹波很小。

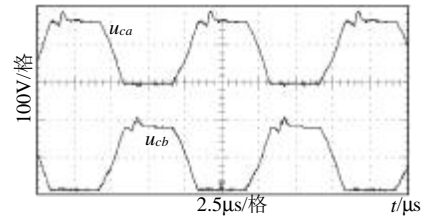


图 18 C_a 和 C_b 电压波形

Fig. 18 Voltage waveforms of C_a 和 C_b

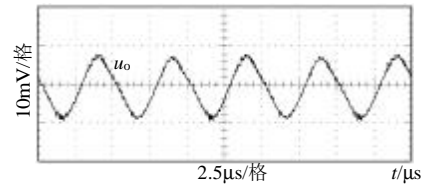


图 19 输出电压纹波波形

Fig. 19 Waveform of the output ripple

根据实验结果得出了效率曲线图，如图 20 所示。当变换器工作在额定负载时，效率可以达到 92.3%，整体效率比较高。

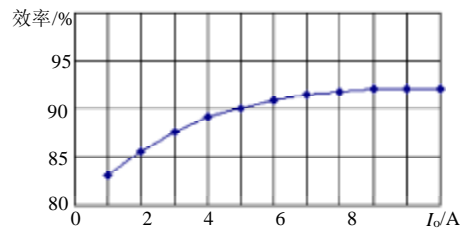


图 20 变换器的效率曲线图

Fig. 20 Efficiency of the converter

5 结论

这种新型的全桥 ZVT PWM DC-DC 变换器在开关频率为 100kHz 下能够实现完全零电压开关。此电路采用移相控制，并联于原边的无源网络使得滞后桥臂的零点压范围很宽，串联于副边的无源网络使得高频变压器的导通损耗减小。实验证明了理论分析的正确性，变换器效率高，输出效果好。

参考文献

[1] Yungtaek Jang, Milan M Jovanovic, Yu-Ming Chang. A new ZVS-PWM full-bridge converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2003, 18(5): 1122-1129.

[2] Cho J G, Sabate J, Lee F. Novel zero-voltage-transition PWM DC/DC converter for high power applications[C]. IEEE APEC Rec. .

- Orlando, USA, 1994: 143-49.
- [3] 许峰, 徐殿国, 柳玉秀. 一种新型的全桥零电压零电流开关 PWM 变换器[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(1): 147-152(in Chinese).
Xu Feng, Xu Dianguo, Liu Yuxiu. A novel zero-voltage and zero-current-switching (ZVZCS) full-bridge PWM converter [J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(1): 147-152(in Chinese).
- [4] 彭小兵, 穆新华, 胡兴柳. 基于 DSP 的 SPWM 变频变压电源的研究[J]. 电力电子技术, 2004, 38(2): 12-14.
Peng Xiaobing, Mu Xinhua, Hu Xingliu. Study of the SPWM VFVV Power Supply based on DSP[J]. Power Electronics, 2004, 38(2): 12-14(in Chinese).
- [5] Jose Eduardo Baggio, Helio Leses Hey, Hilton Abilio Grundling et al. Isolated interleaved-phase-shift-PWM DC-DC ZVS converter [J]. IEEE Transactions on Industry Application, 2003, 39(6): 1795-1802
- [6] 胡育文, 丁志刚, 游志青. 变压器副边电流钳位 DC/DC ZVS 全桥变换器[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(12): 153-159.
Hu Yuwen, Ding Zhigang, You Zhiqing. A novel ZVS full-bridge DC/DC converter employing current clamping in the secondary side of transformer[J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(12): 153-159(in Chinese).
- [7] Gerry Moschoplos, Praveen Jain. Single-stage ZVS PWM full-bridge converter[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic System, 2003, 39(4): 1122-1133.
- [8] J Claudio Manoel C. Duarte, Ivo Barbi. AN Improved Family of ZVS-PWM Active-Clamping DC-to-DC Converters. IEEE Trans on Power Electronics. 2002, 17(1): 1-7.
- [9] Cho J G, Rim G H, Lee F C. Zero voltage and zero current switching full bride PWM converter secondary active clamp [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1998, 13(4): 601-607.
- [10] Garabandic D, Dunford W G, Edmunds M. Zero-voltage zero-current switching high output voltage full-bridge PWM converters using the inter-winding capacitance[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1999, 14(2): 343-349.
- [11] Hua G, Leu C S, Lee F C. Novel zero-voltage-transition PWM converters[C]. IEEE PESC Rec. Seattle, USA, 1993: 55-61.
- [12] MARX M, Schroder D. Analysis of a zero-voltage-transition dc-dc full-bridge converter[C]. IEEE Power Electron Spec. Conf. Rec. Atlanta, USA, 1995: 298-303.
- [13] Garabandic D, Dunford W G, Edmunds M. Zero-voltage zero-current switching high output voltage full-bridge PWM converters using the inter-winding capacitance[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1999, 14(2): 343-349.
- [14] Delli Colli V, Di Stefano R, Marignetti F. DSP controlled soft-switching full-bridge DC-DC converter[C]. IEEE ISIE, L' Aquila, Italy, 2002, 3: 754-759.
- [15] 彭力, 林新春, 康勇, 等. 数字控制高频变换器的新颖 PWM 方法[J]. 中国电机工程学报, 2001, 21(10): 47-51.
Peng Li, Lin Xinchun, Kang Yong, et al. A novel PWM technique in high-frequency converter controlled by digital system [J]. Proceedings of the CSEE, 2001, 21(10): 47-51(in Chinese).
- [16] 孙铁成, 王高林, 汤平华, 张学广. 基于数字信号处理器控制的新型全桥移相式零电压零电流开关 PWM DC-DC 变换器[J]. 中国电机工程学报, 2005, 18(9): 46-50.
Sun Tiecheng, Wang Gaolin, Tang Pinghua, et al. Novel full-bridge phase-shift ZVZCS PWM DC-DC converter based on DSP control [J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 18(9): 46-50(in Chinese).

收稿日期: 2005-11-15。

作者简介:

孙铁成(1952—), 男, 硕士, 教授, 主要从事电力电子技术及应用、高频软开关电源技术和电力传动控制技术等方面的教学及科研工作; stceacl@hit.edu.cn。

汤平华(1980—), 男, 博士研究生, 从事电力电子与电力传动技术的研究;

高鹏(1981—), 男, 硕士研究生, 从事高频开关电源技术等方面的研究;

刘鸿鹏(1978—), 男, 硕士研究生, 从事电力电子技术等方面的研究。

(编辑 王彦骏)