

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

孙铁成, 王高林, 汤平华, 张学广

(哈尔滨工业大学电气工程系, 黑龙江省 哈尔滨市 150001)

NOVEL FULL-BRIDGE PHASE-SHIFT ZVZCS PWM DC-DC CONVERTER BASED ON DSP CONTROL

SUN Tie-cheng, WANG Gao-lin, TANG Ping-hua, ZHANG Xue-guang

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

ABSTRACT: Conventional full-bridge zero-voltage and zero-current-switching (ZVZCS) PWM DC-DC converters exist some disadvantages in the operating process of ZCS for lagging leg. These problems include additional losses in auxiliary circuit, complicated realization for soft-switching, and high voltage and current stresses of switches. A novel full-bridge ZVZCS PWM DC-DC converter with auxiliary passive clamping net was proposed to resolve these issues. The soft-switching operating principle of the converter was analyzed, and digital control system was designed using TMS320F240 DSP chip. A 0.8kW, 60kHz prototype has verified the principle and characteristics of the proposed soft-switching converter based on digital control.

KEY WORDS: Power electronics; DC-DC converter; Zero-voltage and zero-current switching(ZVZCS); Passive clamping; Digital control; Digital signal processing

摘要: 针对传统的全桥移相式零电压零电流开关 (ZVZCS) PWM DC-DC 变换器在实现滞后桥臂开关管零电流开关 (ZCS) 的过程中, 存在着辅助谐振电路附加损耗较大、软开关实现方式复杂以及功率开关管电压和电流应力高等缺点, 提出了一种通过辅助无源钳位网络来实现软开关的新型全桥 ZVZCS PWM DC-DC 变换器。分析了变换器的软开关实现原理, 并采用 TMS320F240 DSP 作为控制芯片, 设计了变换器数字控制系统。通过一台 0.8kW, 60kHz 的样机验证了这种基于数字控制的软开关变换器相关理论的正确性。

关键词: 电力电子; DC-DC 变换器; 零电压零电流开关; 无源钳位; 数字控制; 数字信号处理器

1 引言

近几年来, 全桥移相式零电压零电流开关

(FB-PS-ZVZCS) PWM DC-DC 变换器受到了广泛的关注。这种全桥软开关变换器解决了 IGBT 的电流拖尾问题, 减小了开关损耗, 提高了变换器的工作频率^[1-7]。

目前, 滞后桥臂 ZCS 的实现方式常见的有以下几种: 利用在原边串联阻断电容和饱和电感的方法, 但是饱和电感会产生较大的损耗^[8]; 在输出整流侧添加有源钳位电路的思想, 而增加钳位开关管会使成本提高和控制方式变复杂, 并且钳位开关管的关断过程不是零电流关断^[9]; 在变压器副边添加由二极管和电容组成的能量恢复缓冲电路的方法, 这种方法能够实现较大负载范围的软开关, 但是电压和电流应力较大^[10]。

本文提出一种新型的全桥 ZVZCS PWM DC-DC 变换器, 这种变换器是通过在变换器的输出侧添加一个辅助无源钳位网络来实现滞后桥臂的零电流开关。分析了变换器的软开关工作模式, 设计了基于 TMS320F240 DSP 的数字控制系统, 最后通过实验验证了变换器的工作性能。

2 变换器的工作原理分析

图 1 为所提出的具有无源钳位的 ZVZCS FB 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 ZVZCS 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 ZCS 是通过由输出耦合电感 L_f 、维持电容 C_h 和二极管 D_c 、 D_h 构成的

辅助无源钳位电路来实现的。在传输能量的阶段给 C_h 充电，使得在续流阶段，通过 C_h 的放电来实现对变压器副边电压进行钳位，使流过变压器原边的电流迅速复位，并利用二极管 D_{b1} 和 D_{b2} 来防止电流的反向流动，从而创造滞后桥臂 ZCS 条件^[11]。在原边串入了隔直电容 C_d ，以防止高频变压器因直流磁化而饱和。

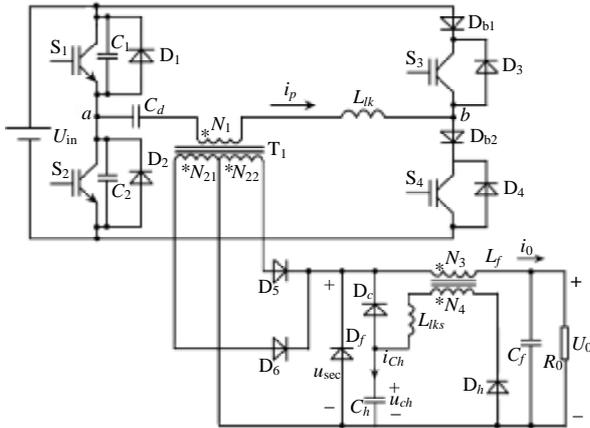


图 1 具有无源钳位的 ZVZCS FB PWM DC-DC 变换器
Fig.1 ZVZCS FB PWM DC-DC converter with passive clamping

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。

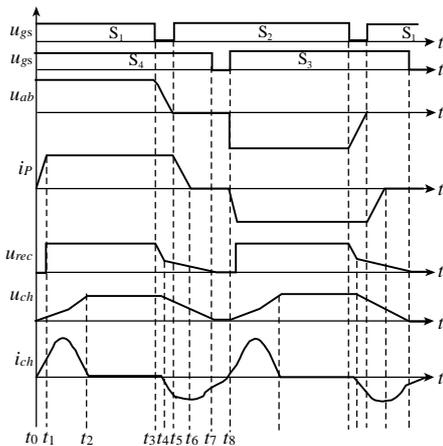


图 2 变换器的主要工作波形
Fig.2 Operating waveforms of the converter

模式 1 [$t_0 \sim t_1$] 假设在 t_0 时刻之前，开关管 S_1 已经开通。在 t_0 时刻，开通开关管 S_4 ，输入电压 U_{in} 加在变压器的漏感 L_{lk} 上，流过变压器原边的电流 i_p 线性增加，直到达到输出电流在原边对应的折算值为止。

模式 2 [$t_1 \sim t_2$] 在这个时间段， S_1 和 S_4 都导通，输

入端的电能通过变压器 T_1 、整流二极管 D_6 传送到输出端。并且通过耦合电感的二次侧绕组 N_2 、 C_h 和 D_h 构成的回路，使 C_h 与耦合电感的漏感 L_{lks} 进行谐振， C_h 被充电，其充电电压和电流可以表示为

$$u_{ch} = U_h / 2 \cdot [1 - \cos(\omega_c t)] \quad (1)$$

$$i_{ch} = -U_h / 2 \cdot \sqrt{C_h / L_{lks}} \sin(\omega_c t) \quad (2)$$

式中 $U_h = 2 / n_2 \cdot (U_{in} / n_1 - U_o)$ ； $\omega_c = 1 / \sqrt{L_{lks} C_h}$ ； $n_1 = N_1 / N_2$ ； $n_2 = N_3 / N_4$ 。

原先由于在续流工作过程中，副边两个整流二极管 D_5 和 D_6 都处于导通的状态，当变换器开始往输出侧传输电能时，其中 D_5 将截止。要是不采取一些措施，将会出现电压尖峰^[12]。但是在副边开始传输电能的同时，会通过辅助钳位网络给 C_h 充电，从而抑制了副边的电压过冲。

在这个模式结束时， C_h 的电压达到最大值 U_h ，其充电电流为零。

模式 3 [$t_2 \sim t_3$] 当 C_h 的充电电流通过谐振减小到零的时候，二极管 D_h 在零电流的状态下自然关断， C_h 的电压保持在 U_h ，电能仍然由输入侧向输出侧传送。

模式 4 [$t_3 \sim t_4$] 在 t_3 时刻， S_1 关断， i_p 给 S_1 的输出电容 C_1 充电，同时给 S_2 的输出电容 C_2 放电，变压器的原边电压 u_{ab} 线性下降，可由下式来表示：

$$u_{ab} = U_{in} - I_o / n_1 (C_1 + C_2) \cdot t \quad (3)$$

同时，变压器副边电压 u_{sec} 也以相同的速率下降，直到达到维持电容电压最大值 U_h 为止。

模式 5 [$t_4 \sim t_5$] 当 u_{sec} 下降到 U_h 时， D_c 导通，使 u_{sec} 被钳位在 C_h 两端的电压。 u_{ab} 仍然按照原来的速度继续下降，直到降为零，而 u_{sec} 由于被 u_{ch} 钳位，下降速度比较缓慢。在这个模式中，与 u_{ab} 相比， u_{sec} 的下降速度要慢得多，在 C_h 所存储的能量足够大的情况下，可以认为 u_{sec} 几乎保持在恒定值。变压器副边与原边的电压差就落在了漏感 L_{lk} 上，使得原边电流 i_p 也开始下降

$$i_p = I_o / n_1 \cos(\omega_s t) \quad (4)$$

式中 $\omega_s = 1 / \sqrt{L_{lk} (C_1 + C_2)}$ 。

在这个模式结束时， C_2 被完全放电，与 S_2 反并联的二极管 D_2 自然导通， u_{ab} 下降到零。

模式 6 [$t_5 \sim t_6$] D_2 导通后， S_2 就可以在零电压状态下开通。由于变压器副边电压全部加在漏感 L_{lk} 上，使得 i_p 下降的速度加快，直到降到零为止。同时， u_{sec} 也在下降。 i_p 可以表示为

$$i_p = I_o / n_1 \cos(\omega_s t_{m5}) - U_h / Z_c \sin(\omega_r t) \quad (5)$$

式中 $\omega_r = n_1 / \sqrt{L_{lk} C_h}$; $t_{m5} = t_5 - t_4$; $Z_c = \sqrt{L_{lk} / C_h}$ 。

模式7 [$t_6 \sim t_7$] 当 i_p 下降到零时, 由于 D_{b2} 的存在, i_p 无法反向流动, 将保持在零值。整流二极管 D_6 关断, C_h 通过 D_c 放电, 提供全部的负载电流。

模式8 [$t_7 \sim t_8$] C_h 完全放电后, 输出滤波电感电流通过二极管 D_f 续流。 t_8 时刻, 在零电流状态下关断 S_4 。

到此为止, 半个周期的工作模式结束。

为了实现滞后桥臂的 ZCS, 维持电容 C_h 的能量必须足够大, 通过变压器原边漏感使原边电流 i_p 复位, 要求 C_h 的参数值应该满足下面公式:

$$\frac{T_s}{2}(1-D) \geq \frac{1}{\omega_c} \sin^{-1} \left[\frac{I_o Z_c}{U_h n_1^2} \cos\left(\frac{t_{m5}}{\sqrt{L_{lk}(C_1+C_2)}}\right) \right] \quad (6)$$

为了保证滞后臂 ZCS 的实现, 要求 C_h 或者 U_h 具有较大的值。但是为了不让 D_c 在给 C_h 充电的过程中导通, 要求 U_h 小于 u_{sec} 。另外, 当 C_h 增大时, 充放电的电流将随之增大, 于是会产生较大的环流。因此, 在保证实现软开关条件下, 应该使 C_h 的值尽量的小。

3 变换器 DSP 控制系统

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^[13-15]。图 3 为全桥 PWM DC-DC 变换器的数字控制系统。电流和电压等模拟反馈信号由采样保持器采样, 经过 A/D 转化为数字信号后输入微处理器 CPU 进行 PID 调节运算, 结果通过数字 PWM 单元处理, 产生的 PWM 信号触发电路, 实现占空比调节, 从而向负载端提供设计所要求的电压值。

软件所要实现的功能包括: 采集 DC-DC 变换器的输出电压和电流信号, 进行 A/D 转换; 数字 PID 调节器的计算, 调节 PWM 脉冲的占空比; 产生逆变桥 4 个开关管的移相 PWM 逻辑驱动信号, 开关频率为 60kHz。

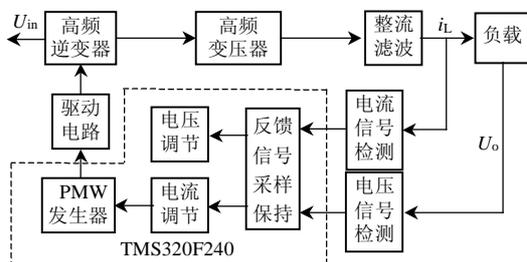


图 3 DSP 控制系统框图

Fig.3 Block diagram of DSP control system

软件的总体结构可以分为 4 个模块:

(1) 初始化模块 包括系统的所有初始化操作, 保证 DSP 电路系统稳定可靠地运行。

(2) 驱动信号产生模块 包含一个 PWM 数据表, 逆变桥的 PWM 逻辑驱动信号通过查表计算得到, 然后由一个全比较单元和两个简单比较单元的引脚输出 4 路驱动信号。

本设计用全比较单元 1 的输出 PWM1、PWM2 以及两个简单比较单元 PWM7 和 PWM8 来提供 4 路 PWM 脉冲驱动信号。为了进行移相控制, 超前桥臂的开关管 S_1 和 S_2 由简单比较单元 PWM7 和 PWM8 来控制, 滞后桥臂的开关管 S_3 和 S_4 由全比较单元 PWM1 和 PWM2 来控制。并且简单比较单元的时间基准由 GP 定时器 2 来提供, 使 GP 定时器 2 在 GP 定时器 1 之前使能有效, 就可以实现移相控制, 通过调节两个 GP 定时器的使能时间差来改变移相角。

(3) 数据采样模块 循环采集变换器的输出电压和电流信号。为了满足系统输出控制精度和电压纹波要求, A/D 采样器的最小分辨率应小于系统的允许电压纹波 ΔU_o , 即

$$U_{ADM} / 2^{N_{AD}} U_o \leq \Delta U_o / U_o \cdot K_U \quad (7)$$

式中 K_U 为电压的反馈系数; N_{AD} 为 A/D 转换位数; U_{ADM} 为 A/D 转换电压的最大值。

TMS320F240 DSP 芯片包含两个 A/D 子模块, 本文中 2 路信号需要采集, 通过 DSP 芯片 A/D 模块的第 2, 3 路通道完成数据采集工作。编制的 A/D 采样子程序采用了循环采集的思路, 即 A/D 子模块自动依次循环采集, 所采集的数据按顺序存放于 RAM 队列中, 其它子程序直接读取该队列中的相应单元, 即可得到最新的 A/D 采样值。

(4) 数字 PID 控制模块 实时计算当前 PWM 信号的占空比, 使变换器输出高质量、稳定的直流电压。

本设计采用电流型 PWM 的双闭环控制方式。应用模拟-离散法来设计变换器的数字控制系统, 先对整个系统完全用连续系统的设计方法来设计, 待确定了校正装置后, 再用合适的离散化方法将连续的校正装置离散处理为数字校正装置, 以便于微处理器来实现。

4 实验结果分析

实验电路的主要电量参数为: $U_{in}=310V$, $f=60kHz$; $U_o=80V$; $I_o=10A$ 。主要元器件参数: S_1-S_4

型号为 GT25J101 IGBT；变压器 T_1 的匝数比 $n_1=N_1:N_2=22:13$, $L_{lk}=6\mu\text{H}$ ；耦合电感 L_f 的匝数比 $n_2=N_3:N_4=12:8$, $L_f=242\mu\text{H}$, $L_{lk_s}=2.3\mu\text{H}$; $C_1=C_2=1\text{nF}$; $C_h=0.47\mu\text{F}$; $C_f=1000\mu\text{F}$ 。

图 4 分别为超前桥臂开关管 S_1 的驱动电压和漏源电压波形。可以看出, S_1 在开通和关断过程中都实现了 ZVS。图 5 分别为滞后桥臂开关管 S_4 上的电压和电流波形。可以看出, 通过辅助谐振电路, S_4 实现了零电流关断, 并且开通过程也实现了 ZCS。

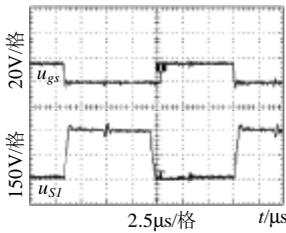


图 4 超前桥臂零电压波形
Fig.4 Zero-voltage waveforms of leading-leg

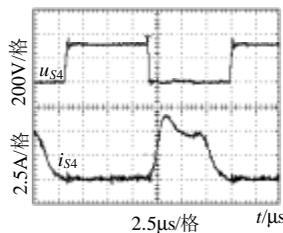


图 5 滞后桥臂零电流波形
Fig.5 Zero-current waveforms of lagging-leg

图 6 分别为变压器原边的电压 u_{ab} 和电流 i_p 波形, 可以看出变换器较好地实现了电压和电流复位, 实际工作波形和原理图的波形一致。

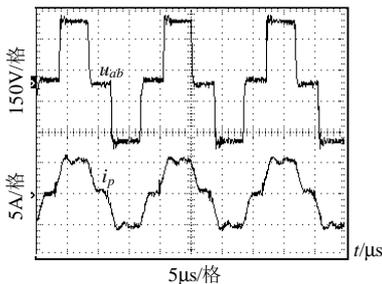


图 6 u_{ab} 和 i_p 波形
Fig.6 Waveforms of u_{ab} and i_p

另外, 由于变换器中有无源钳位电路, 使得变压器次级的高频振荡和电压过冲得到了有效地抑制, 图 7 分别为加辅助无源钳位电路之前和之后的变压器副边电压波形。通过比较, 可以看出由于在无源钳位电路的作用下, 在开关管的开通和关断过程中, 抑制了变压器次级的高频振荡, 防止了次级电压的过冲。

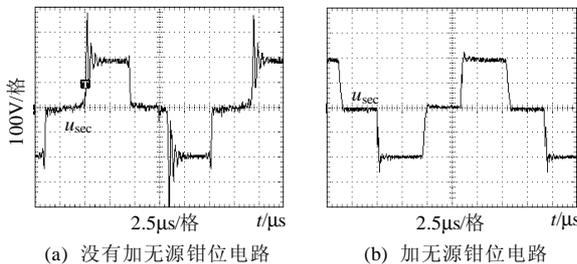


图 7 变压器副边电压波形
Fig.7 oltage waveform of the secondary side

图 8 所示为分别采用模拟和数字控制方式, 在同一功率级别的变换器所测得的输出电压的纹波实验波形, 负载都为额定电流 60%, 输出滤波电路参数相同。可以看出, 模拟控制方式的电压纹波达到 30mV; 而采用 DSP 数字控制方式时, 电压纹波不到 10mV, 纹波系数较小, 输出特性很好。

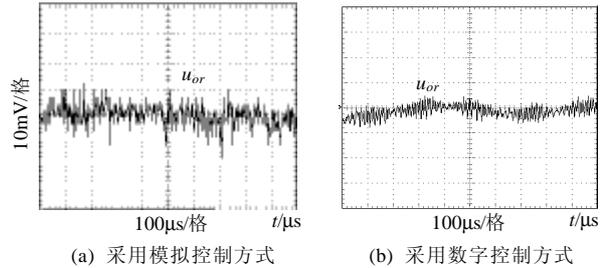


图 8 输出电压纹波
Fig.8 Waveform of the output ripple

根据实验结果得出了效率曲线图, 如图 9 所示。当变换器工作在额定负载时, 效率可以达到 92%, 整体效率比较高。

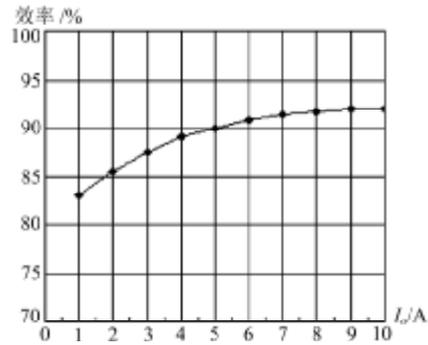


图 9 变换器的效率曲线图
Fig.9 Efficiency of the converter

5 结论

这种具有无源钳位的 ZVZCS FB PWM DC-DC 变换器能够实现超前桥臂的 ZVS 和滞后桥臂的 ZCS。它具有以下的特点: 辅助谐振电路结构简单; 副边整流二极管的电压和电流应力与传统的全桥 PWM 变换器相同, 不会产生电压和电流过冲; 由于用来给维持电容充放电的电流大小是根据负载情况自动调节的, 从而可以在较宽的负载范围上实现软开关。实验结果证明采用 DSP 数字控制系统有效地减小了输出电压纹波, 电源性能指标得到了显著改善。

参考文献

[1] Hang. Seok. Choi, Lee J H, Cho B H *et al.* Analysis and design considerations of zero-voltage and zero-current-switching (ZVZCS) full bridge PWM converters[C]. IEEE APEC, Texas, USA, 2002. 1835-1840.

- [2] 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.
- [3] Cho J G, Baek J W, Yoo D W *et al.* Novel zero-voltage and zero-current-switching (ZVZCS) full bridge PWM converter using transformer auxiliary winding[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2000, 15(2): 250-257.
- [4] Kim E S, Joe K Y, Kye M H *et al.* An improved soft switching PWM FB DC/DC converter for reducing conduction losses[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1999, 14(2): 258-264.
- [5] Ruan X, Yan Y. Soft-switching techniques for PWM full bridge converters[C]. Proc. IEEE PESC, Galway, Ireland, 2000. 634-639.
- [6] 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.
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.
- [7] 周林泉, 阮新波. 一种新颖的 ZVZCS PWM Boost 全桥变换器[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(11): 90-94.
Zhou Linquan, Ruan Xinbo. A novel ZVZCS PWM boost full-bridge converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(11): 90-94.
- [8] Sabate J A, Vlatkovic V, Ridley R B *et al.* Design considerations for high-voltage high-power full-bridge zero-voltage-switched PWM converter[C]. IEEE APEC, California, USA, 1990. 275-284.
- [9] Cho J G, Rim G H, Lee F C. Zero voltage and zero current switching full bridge PWM converter secondary active clamp[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1998, 13(4): 601-607.
- [10] Eun-Soo Kim, Yoo-Ho Kim. A ZVZCS PWM FB DC/DC Converter Using a Modified Energy-Recovery Snubber[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2002, 49(5): 1120-1127.
- [11] Xinbo Ruan, Yangguang Yan. A novel zero-voltage and zero-current-switching pwm full bridge converters using two diodes in series with the lagging leg[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2001, 48(4): 777-785.
- [12] 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.
- [13] 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.
- [14] 曾勇, 吕征宇, 钱照明, 等. 高频 DC/DC 电路中数字脉宽调制极限环的抑制方法[J]. 中国电机工程学报, 2002, 22(8): 22-25.
Zeng Yong, Lu Zhengyu, Qian Zhaoming *et al.* A limit-cycle suppressor method for digital PWM resolution enhancement in high frequency DC/DC converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2002, 22(8): 22-25.
- [15] Delli Colli V, Stefan D O R, Marignetti F. DSP controlled soft-switching full-bridge DC-DC converter[C]. IEEE ISIE, L' Aquila, Italy, 2002. 754-759.

收稿日期: 2005-03-02。

作者简介:

孙铁成 (1952-), 男, 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;

王高林 (1978-), 男, 博士, 从事电力电子与电力传动技术的研究;

汤平华 (1980-), 男, 硕士, 从事高频开关电源技术等方面的研究;

张学广 (1981-), 男, 硕士, 从事电力电子技术等方面的研究。