

单级隔离升压半桥 DC/DC 变换器软开关条件研究

蒋 玮, 胡仁杰, 黄慧春

(东南大学 电气工程学院, 江苏 南京 210096)

摘要: 为了获得单级隔离型升压半桥 DC/DC 变换器的软开关工作条件, 对其工作原理和换流过程进行分析。通过稳态参数计算、开关管关闭工作模态的等效电路解析以及微分方程运算, 指出了其软开关过程本质上是变压器漏感和开关管并联电容准谐振过程, 并获得了实现软开关应满足的特征阻抗与变换器稳态参数之间的不等式关系, 该不等式可以作为设计该变换器的依据。使用 Matlab/Simulink 进行了电路仿真, 仿真结果表明, 使用推导出的条件进行变换器软开关参数设计方便、准确, 实用性较强。

关键词: 半桥 DC/DC 变换器; 升压变换器; 软开关; 零电压开关; 准谐振

中图分类号: TM 46

文献标识码: A

文章编号: 1006-6047(2011)02-0036-04

0 引言

文献[1]推导了双向半桥 DC/DC 变换器软开关条件与升压电感、变压器漏感和滤波电感关系的表达式, 但是未对谐振过程进行分析, 无法作为选择谐振器件参数的依据。本文在分析单级隔离型升压半桥 DC/DC 变换器工作过程的基础上, 通过对谐振等效电路分析推导出了实现软开关的数学表达式, 可作为选择谐振器件参数的参考。最后使用 Matlab/Simulink 软件, 对其进行了仿真实证。

1 电路拓扑与工作原理

图 1 为单级隔离升压半桥 DC/DC 变换器拓扑。它的原边由一对开关器件 $Q_1(V_{T1}, V_{D1})$ 、 $Q_2(V_{T2}, V_{D2})$, 升压电感 L_i , 分压电容 C_1, C_2 以及高频变压器共同组成, 副边由二极管 V_{D3}, V_{D4} 进行不控整流。由于采用半桥电路, 开关器件较全桥电路减少了一半, 同时变压器副边不控, 降低了开关器件的控制难度。

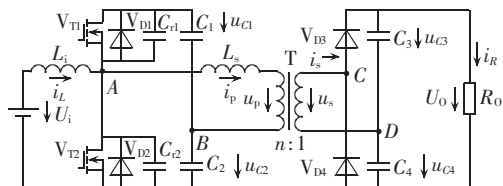


图 1 单级隔离升压半桥 DC/DC 变换器拓扑

Fig.1 Topology of single-stage isolated Boost half-bridge DC/DC converter

从图中可以看到, 和传统隔离型半桥 DC/DC 变换器不同, 此单级隔离升压半桥 DC/DC 变换器的桥臂中点 A 通过升压电感 L_i 连接到原边电源正端。因此, 实际上它是一个 Boost 电路和一个半桥电路的复合。 U_i, L_i, V_{T2}, V_{D1} 以及 C_1, C_2 共同构成一个等效的

Boost 电路, 因此, U_{AB} 取决于开关器件的占空比, 占空比越大, U_{AB} 越大。

而 Q_1 和 Q_2 交替导通, 使得变压器原边产生交变电压, 感应到副边, 再由 V_{D3}, V_{D4} 进行整流, 滤波后在负载上得到升压后的直流电压。可以看出, 升压的工作是由原边的 Boost 等效电路和升压变压器共同完成的。

图 2 所示的是由 Matlab/Simulink 仿真得来的变换器在一个开关周期内变压器漏感电流 i_p , 开关管 V_{T1}, V_{T2} 的驱动电压 u_{C1}, u_{C2} 和漏源电压 u_{DS1}, u_{DS2} 的波形。在一个完整的开关周期中根据状态的不同可以划分为 8 个不同的工作模式^[5]。

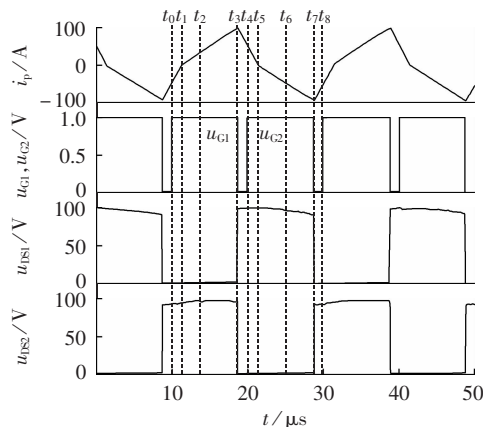


图 2 工作电流、电压波形图

Fig.2 Working voltage and current waveforms

下面简单描述这 8 个工作模式。

1.1 模式 1 ($t_0 \sim t_1$)

在 t_1 之前, 电路达到稳态, V_{D1}, V_{D3} 导通, L_s 两端电压 $u_{Ls} = u_{C1} + nu_{C4}$, 其中 n 为变压器 T 的变比, $u_{C1} \sim u_{C4}$ 分别为电容 $C_1 \sim C_4$ 端电压, 在此电压作用下, i_p 增大但仍小于 0, 变化率为 $(u_{C1} + nu_{C4})/L_s$, $i_{C1} = i_L - i_p$, i_{C1} 减小但仍为正值, u_{C1} 上升, $i_{C2} = i_L$ 为正值, u_{C2} 上升。 $i_{C3} = i_s - i_{C4} = i_R$, i_s 减小, i_{C4} 反向增加, 直至 t_1 时刻, i_p 减小到

0, V_{D1} 导通, V_{T1} 可以零电压开通。

1.2 模态 2 ($t_1 \sim t_2$)

t_1 时刻之后, i_p 变为正值, i_s 也变为正值, V_{D3} 导通, V_{D4} 截止, $i_{C1} = i_L - i_p$ 仍为正值, u_{C1} 上升, $i_{C2} = i_L$ 为正值, u_{C2} 上升直至最大值, $i_{C3} = i_R - i_s$, i_s 增加, i_{C3} 减小, $i_{C4} = i_{R0}$ 。

1.3 模态 3 ($t_2 \sim t_3$)

t_2 时刻之后, i_p 继续增加, 直至 $i_p > i_L$, 此时 V_{T1} 零电压开通, i_{C1} 变为反向负值, u_{C1} 开始下降, i_s 同步增加, 直至 $i_s > i_R$, i_{C3} 过零, C_3 开始充电, t_3 时刻 i_p 达到最大值。

1.4 模态 4 ($t_3 \sim t_4$)

t_3 时刻 V_{T1} 关断, C_{r1} 、 C_{r2} 与 L_s 发生谐振, 直至 u_{C2} 由正变负时, V_{D2} 导通, 为 V_{T2} 的零电压开通提供条件。此时 $i_p = i_{C2}$, i_p 在 $-(u_{C2} + nu_{C3})$ 作用下开始下降, i_{C2} 也开始下降但仍为正值, u_{C2} 继续增加。

1.5 模态 5 ($t_4 \sim t_5$)

t_4 时刻 $i_p = i_L$, V_{T2} 导通, i_p 和 i_s 继续减小, 直到 $i_s < i_{C4}$, i_{C3} 反向, t_5 时刻 $i_p = i_s = i_{C2} = 0$, V_{D3} 停止导通。

1.6 模态 6 ($t_5 \sim t_6$)

i_p 和 i_s 过零并反向增加, V_{D4} 开始导通, u_{C2} 下降, C_2 放电提供能量, 此时 L_i 中能量增加, 处于电感充电状态。

1.7 模态 7 ($t_6 \sim t_7$)

i_p 和 i_s 继续反向增加, 直至 $i_s > i_R$, 此时 i_{C4} 反向。

1.8 模态 8 ($t_7 \sim t_8$)

t_7 时刻 V_{T2} 关断, C_{r1} 、 C_{r2} 与 L_s 发生谐振, 直至 u_{C1} 由正变负时, V_{D1} 导通, i_p 通过 V_{D1} 续流, 此时 $u_{Ls} = u_{C1} + nu_{C4}$ 。

2 软开关实现及条件

从上一小节的工作状态分析中可以看出, 单级隔离升压半桥 DC/DC 变换器实现零电压开关 ZVS (Zero Voltage Switching) 的关键, 是在模态 4 和模态 8 中, C_{r2} 以及 C_{r1} 与 L_s 发生谐振, 并在 t_4 、 t_8 之前, u_{C2} 、 u_{C1} 能够下降至 0, 使得 V_{D2} 、 V_{D1} 能够导通, 使得 V_{T2} 、 V_{T1} 能够实现 ZVS。因此, 通过分析谐振过程, 可以推导出单级隔离升压半桥 DC/DC 变换器的软开关条件。

在分析谐振过程之前, 首先要分析电路的稳态特性, 以获得各部分电压和电流的变化规律。在忽略变压器励磁电流, 并将变压器副边参数折算到原边后, 可以得到图 3 所示的变换器原边等效电路图。

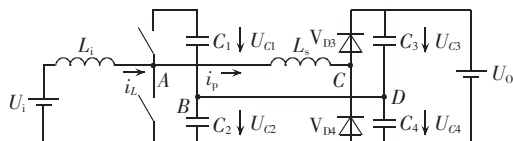


图 3 变换器原边等效电路图

Fig.3 Equivalent circuit of primary side of converter

外接电感和变压器漏感之和 L_s 两端电压 $U_{Ls} = U_{AB} - U_{CD}$, 为了分析方便, 假设 Q_1 和 Q_2 占空比相同, 变压器两侧电压和漏感电流的变化规律如图 4 所示, 其中 ϕ_1 为 u_{CD} 落后 u_{AB} 的电角度, ϕ_2 对应 Q_1 和 Q_2 的占空比。

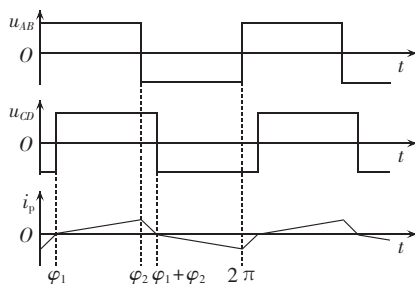


图 4 变压器两侧电压及漏感电流波形

Fig.4 Voltage and leak current waveforms of both sides of transformer

根据各时刻 L_s 两端电压以及变压器正、负半周的伏秒平衡原理, 易得 ϕ_1 、 ϕ_2 、 $\phi_1 + \phi_2$ 及 2π 时刻流过电感 L_s 的电流为

$$\begin{cases} i_p(\phi_1) = 0 \\ i_p(\phi_2) = \frac{U_{C1} - U_{C3}}{\omega L_s} (\phi_2 - \phi_1) \\ i_p(\phi_1 + \phi_2) = 0 \\ i_p(2\pi) = -i_p(\phi_2) \end{cases} \quad (1)$$

根据电感伏秒平衡原理, 一个周期内通过励磁电感的平均电压为零, 即

$$\frac{1}{2\pi} [\phi_2 U_{C1} - (2\pi - \phi_2) U_{C2}] = 0 \quad (2)$$

可以获得电容电压 U_{C1} 和 U_{C2} 的关系:

$$U_{C1} = \frac{2\pi - \phi_2}{\phi_2} U_{C2} \quad (3)$$

一个周期内通过 Boost 电感 L_i 的平均电压也为零, 即

$$\frac{1}{2\pi} [\phi_2 (U_i - U_{C1} - U_{C2}) + (2\pi - \phi_2) U_i] = 0 \quad (4)$$

联立式(3)(4), 可得:

$$U_{C1} = \frac{2\pi - \phi_2}{\phi_2} U_i, \quad U_{C2} = U_i \quad (5)$$

电容 C_3 、 C_4 上的电压均为 $U_o/2$, 以上将变换器稳态特性分析完毕。

下面以模态 4 的谐振工作情况为例分析软开关条件, 假设:

a. Boost 电感 L_i 足够大, 其上电流纹波很小, 可将其看成一个恒流源, 大小为 i_L ;

b. U_{C1} 、 U_{C2} 、 U_{C3} 、 U_{C4} 足够大, 其上电压纹波很小, 可以看做恒压源, 其电压值恒定为稳态值, 则 t_3 时刻变换器的原边等效电路如图 5 所示, 其中 i_L 为 Boost 电感上经过的电流, C_{r1} 、 C_{r2} 为 V_{T1} 、 V_{T2} 的外并电阻, L_s 为变压器外接电感, U_{C1} 、 U_{C2} 为 C_1 和 C_2 上的稳态电压, U_{C3} 为 C_3 上稳态电压折算到原边的值。

因为开关器件参数的对称性, 设 $C_{r1} = C_{r2} = C_r$, 由

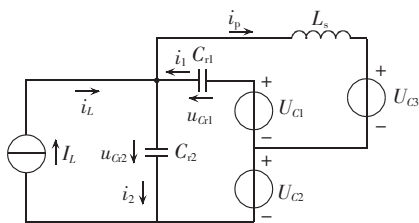
图 5 t_3 时刻原边等效电路图Fig.5 Equivalent circuit of primary side at t_3

图 5 的等效电路可以获得如下状态方程:

$$\begin{cases} L_s \frac{di_p}{dt} = -U_{C2} + u_{G2} - U_{C3} \\ i_1 = C_r \frac{du_{G1}}{dt} \\ i_2 = C_r \frac{du_{G2}}{dt} \\ i_2 = I_L - i_1 - i_p \\ u_{G1} + u_{G2} = U_{C1} + U_{C2} \end{cases} \quad (6)$$

由式(6)可以获得二阶微分方程:

$$\frac{d^2 i_p}{dt^2} + \frac{1}{2C_r L_s} i_p = \frac{I_L}{2C_r L_s} \quad (7)$$

由式(1)可得初始条件:

$$\begin{cases} i_p(t_3) = \frac{U_{C1} - U_{C3}}{\omega L_s} (\phi_2 - \phi_1) = I_p \\ u_{G2}(t_3) = U_{C1} + U_{C2} \end{cases} \quad (8)$$

解方程组(6)并代入初始条件式(8),可以得到模态 4 中 i_p 和 u_{G2} 的表达式:

$$\begin{aligned} i_p(t) &= I_p \cos \frac{1}{\sqrt{2L_s C_r}} (t - t_3) + \\ & I_L \left[1 - \cos \frac{1}{\sqrt{2L_s C_r}} (t - t_3) \right] \\ u_{G2}(t) &= U_{C2} + U_{C3} - \sqrt{\frac{L_s}{2C_r}} (I_p - I_L) \times \\ & \sin \frac{1}{\sqrt{2L_s C_r}} (t - t_3) \end{aligned} \quad (10)$$

设特征阻抗 $Z_r = \sqrt{\frac{L_s}{2C_r}}$, 谐振角频率 $\omega_r = \frac{1}{\sqrt{2L_s C_r}}$,

则式(10)可以改写为

$$u_{G2}(t) = U_{C2} + U_{C3} - Z_r (I_p - I_L) \sin \omega_r (t - t_3) \quad (11)$$

由式(11)可以分析在模态 4 中谐振电容电压 u_{G2} 随时间的变化关系。容易看出,在 $\omega_r(t - t_3) = \pi/2$ 时刻, u_{G2} 达到最小值 $u_{G2, \min} = U_{C2} + U_{C3} + Z_r (I_p - I_L)$, 因此 V_{T2} 能够实现 ZVS 的关键,就是在模态 4 结束前, u_{G2} 能够下降到 0, 从而使二极管 V_{D2} 导通, 即 $\omega_r(t - t_3) = \pi/2$ 时, $u_{G2} < 0$, 即

$$Z_r (I_p - I_L) > U_{C2} + U_{C3} \quad (12)$$

在一定的输出功率下, I_p, I_L, U_{C2}, U_{C3} 都可以通过稳态条件获得, 只要选择合适的外接电容和电感参数, 使得:

$$\begin{aligned} Z_r &= \sqrt{\frac{L_s}{2C_r}} > \frac{U_{C2} + U_{C3}}{I_p - I_L} = \\ & \frac{U_i + nU_0/2}{(2\pi - \phi_2)U_i/\phi_2 - nU_0/2} (\phi_2 - \phi_1) - I_L \omega L_s \end{aligned} \quad (13)$$

即可使得开关器件在 ZVS 条件下工作。

3 仿真实验

在上述理论分析的基础上, 在 Matlab/Simulink 中构建了单级隔离升压半桥 DC/DC 变换器模型。各项参数设置如下: 输入电压 48 V; 输出电压 300 V, 变压器 T 变比 n 为 1:5; C_1, C_2, C_3, C_4 为 50 μF ; L_i 为 200 μH ; L_s 为 1.5 μH ; 开关器件工作频率为 50 kHz, 即 $\omega = 10^5 \pi$ 。

开关管 V_{T1} 的驱动信号超前 V_{T2} 的驱动信号 180° , 即 $\phi_2 = \pi$, 占空比设为 0.44, 变换器在此驱动信号下工作, $\phi_1 = 0.23 \pi$, $I_L = 40 \text{ A}$, 将上述参数代入式(13), 可得谐振所需特征阻抗条件为 $Z_r > 1.1194$, 将 $L_s = \frac{1}{2\omega_r^2 C_r}$ 代入 $Z_r = \sqrt{\frac{L_s}{2C_r}} > 1.1194$, 可以得到 $\sqrt{\frac{1}{4\omega_r^2 C_r}} > 1.1194$, 这样可以计算出谐振电容值 $C_r < 6 \times 10^{-7} \text{ F}$ 。

为了进行比较, 将电路中的并联电容 $C_{r1} = C_{r2} = C_r$ 分别设为 $1 \times 10^{-7} \text{ F}$ 和 $1 \times 10^{-6} \text{ F}$, 即 0.1 μF 和 1 μF 。前一参数是符合软开关条件的, 而后一参数不符合软开关条件, 并进行了仿真实验, 图 6 和图 7 分别是这 2 组参数下的开关器件门极驱动信号和漏源电压波形。

从图中可以看出, 在 C_r 设置符合式(13)软开关条件时, 即在图 6 中, U_{G1} 和 U_{G2} 分别在驱动信号 u_{G1} 和 u_{G2} 到来之前谐振到零, 因此 V_{T1} 和 V_{T2} 的漏源电压 u_{DS1} 和 u_{DS2} 在驱动信号到来之前为零, 即实现了 ZVS。反之, 如图 7 所示, 因为 C_r 参数选择不满足式(13)的条件, C_{r1} 和 C_{r2} 上的电压在驱动信号到来之前不能谐振到零, 无法实现 ZVS, 这验证了式(13)中所示的数学表达式的正确性。

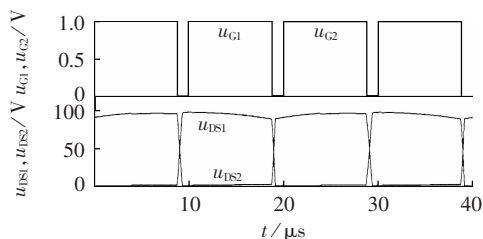


图 6 C_r 设为 0.1 μF 时的驱动信号和 V_{CE} 信号波形
Fig.6 Drive signal and V_{CE} waveform when $C_r = 0.1 \mu\text{F}$

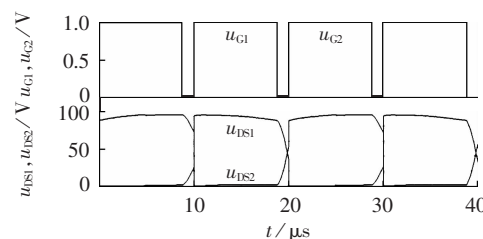


图 7 C_r 设为 1 μF 时的驱动信号和 V_{CE} 信号波形
Fig.7 Drive signal and V_{CE} waveform when $C_r = 1 \mu\text{F}$

4 结论

本文介绍了单级隔离升压半桥 DC/DC 变换器的工作原理,分析了该变换器的软开关特性,通过对稳态参数和谐振工作状态的定量分析,推导出了实现零电压开通条件的数学表达式,并进行了建模和仿真。仿真结果表明本文推导的数学表达式,可以作为选择谐振器件参数的依据,从而实现单级隔离升压半桥 DC/DC 变换器的开关器件的零电压开通。

参考文献:

- [1] 马桐,瞿文龙,刘圆圆. 一种新型双向软开关 DC/DC 变换器及其软开关条件[J]. 电工技术学报,2006,21(7):16-19.
MA Gang, QU Wenlong, LIU Yuanyuan. A novel soft switching bidirectional DC/DC converter and its ZVS condition[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2006, 21(7): 16-19.
- [2] 马学军. 移相控制隔离型对称半桥双向变换器的简化模型[J]. 黄石理工学院学报,2008,24(2):7-11.
MA Xuejun. A simplified model of isolated-type asymmetry half-bridge bidirectional converter with phase-shifted control[J]. Journal of Huangshi Institute of Technology, 2008, 24(2): 7-11.
- [3] PENG F Z, LI Hui, SU Guijia, et al. A new ZVS bidirectional DC-DC converter for fuel cell and battery application[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2004, 19(1): 54-65.
- [4] FATHY K, LEE H W, MISHIMA T. Boost-half bridge single power stage PWM DC-DC converter for small scale fuel cell stack[C]//First International Power and Energy Conference (PECon'06). Putrajaya, Malaysia: [s.n.], 2006: 426-431.
- [5] MAO Hong, ABU-QAHOUQ J, LUO Shiguo, et al. Zero-voltage-switching half-bridge DC-DC converter with modified PWM control method[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2004, 19(4): 947-958.
- [6] JEON Seongjeub, CHO Gyuhyeong. A zero-voltage and zero-current switching full bridge DC-DC converter with transformer isolation[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2001, 16(5): 573-580.
- [7] 刘智超,方资端. 占空比移相半桥 DC/DC 变换器的研究[J]. 电力电子技术,2006,40(3):94-95.

- LIU Zhichao, FANG Ziduan. Duty cycle shifted half-bridge DC/DC converter[J]. Power Electronics, 2006, 40(3): 94-95.
- [8] TAN F D, MIDDLEBROOK R D. A unified model for current-programmed converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1995, 10(4): 397-408.
- [9] LI Hui, PENG F Z. Modeling of a new ZVS bi-directional DC-DC converter[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2004, 40(1): 272-283.
- [10] SUN Jian, MITCHELL D M, GREUEL M F, et al. Averaged modeling of PWM converters operating in discontinuous conduction mode[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2001, 16(4): 482-492.
- [11] AMMOUS A, AMMOUS K, AYEDI M, et al. An advanced PWM-switch model including semiconductor device nonlinearities[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2003, 18(5): 1230-1237.
- [12] JIANG Zhenhua, DOUGAL R A. Control strategies for active power sharing in a fuel-cell-powered battery-charging station[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2004, 40(3): 917-924.
- [13] TAO Haimin, DUARTE J L, HENDRIX M A M. Three-port triple-half-bridge bidirectional converter with zero-voltage switching[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008, 23(2): 782-792.
- [14] HAMILL D C. Generalized small-signal dynamical modeling of multi-port DC-DC converters[C]//Proc IEEE Power Electron Spec Conf (PESC'97). St. Louis, USA: IEEE, 1997: 421-427.
- [15] TAO Haimin, DUARTE J L, HENDRIX M A M. Novel zero-voltage switching control methods for a multiple-input converter interfacing a fuel cell and supercapacitor[C]//IEEE Industrial Electronics, IECON 2006-32nd Annual Conference on. Paris, France: [s.n.], 2006: 2341-2346.

(编辑: 柏英武)

作者简介:

蒋 玮(1982-),男,江苏南京人,博士研究生,研究方向为电力电子与电力传动(E-mail: netshizi@163.com);

胡仁杰(1962-),男,江苏苏州人,东南大学电工电子实验中心主任,教授,博士研究生导师,博士,专业方向为电力电子应用技术、智能仪表和虚拟仪器技术、电工电子实践教学(E-mail: hurenjie@seu.edu.cn)。

ZVS condition of single-stage isolated Boost half-bridge DC/DC converter

JIANG Wei, HU Renjie, HUANG Huichun

(Southeast University, Nanjing 210096, China)

Abstract: The working principle and current flow of single-stage isolated Boost half-bridge DC/DC converter are analyzed to achieve its ZVS(Zero-Voltage Switching) conditions. By calculating the steady state parameters, analyzing the working mode when switches are off and solving the differential equations, it is revealed that, the ZVS is essentially the quasi resonance procedure between the leak inductance of transformer and the parallel capacitor of switch. The inequality between the equivalent impedance and the steady state parameters of converter is built, which could be used to design the converter. Circuit simulation is carried out with Matlab/Simulink. Simulative results show that, the converter design with the conditions deduced is convenient, precise and practicable.

Key words: half-bridge DC/DC converter; Boost converter; soft switching; zero-voltage switching; quasi resonance