

副边双谐振软开关全桥直流变压器研究

肖皓中, 许建平, 陈章勇, 刘姝吟

(西南交通大学 电气工程学院 磁浮技术与磁浮列车教育部重点实验室, 四川 成都 610031)

摘要: 提出了一种副边双谐振软开关全桥直流变压器(SDR-FB DCX)。其原边利用励磁电感储存能量在全负载范围内实现了开关管的零电压开关,同时副边采用谐振电路,实现了整流二极管的零电流关断,从而减小开通损耗和反向恢复损耗,提高了SDR-FB DCX的效率。SDR-FB DCX消除了整流二极管的电压尖峰与振荡,将整流二极管电压箝位于输出电压,减小了整流二极管的电压应力。详细分析了SDR-FB DCX的工作模态及稳态特性,分析结果表明其输入/输出电压增益比表现为直流变压器的工作特性,电压增益比与负载、开关频率和占空比无关。给出了SDR-FB DCX软开关的实现条件。最后通过搭建一台1 kW、400 V/48 V的实验样机,验证了理论分析的正确性。

关键词: 全桥; 谐振; 直流变压器; 零电压开关; 零电流关断

中图分类号: TM 46

文献标识码: A

DOI: 10.3969/j.issn.1006-6047.2014.02.023

0 引言

目前,全桥DC-DC变换器广泛应用于中大功率场合^[1-7]。但是,传统全桥DC-DC变换器在轻载时滞后臂难以实现零电压开关(ZVS)^[1-2],同时整流二极管存在反向恢复问题^[3-5],且变压器漏感与整流二极管结电容之间产生谐振,导致整流二极管两端电压存在尖峰与振荡^[6-7],二极管的电压应力较高,从而限制了变换器性能的进一步提高。

文献[8-10]提出副边谐振思想,通过副边谐振支路实现了整流二极管的零电流关断(ZCS),消除了传统变换器整流二极管的反向恢复问题,提高了变换器的效率。但该类变换器仍表现为PWM的工作特性,电压传输比受占空比控制。本文在全桥DC-DC变换器中引入副边谐振思想,提出副边双谐振软开关全桥直流变压器(SDR-FB DCX)。其不仅在全负载范围内实现了开关管的零电压开关和整流二极管的零电流关断,而且整流二极管的电压应力箝位于输出电压,消除了整流二极管的电压尖峰与振荡,减小了整流二极管的电压应力。此外,SDR-FB DCX还表现出直流变压器的增益特性,电压增益比与负载、开关频率和占空比无关。由于直流变压器通常电路结构简单并且易于实现软开关,具有较高的效率,已经广泛应用于分布式电源系统的前端变换器^[11]、两级或多级结构的电压调节模块等领域^[12-15]。本文对SDR-FB DCX的工作模态与稳态特性进行了详细分析,给出了软开关的实现条件。最后,通过实验样机

验证了理论分析的正确性。

1 工作原理

SDR-FB DCX 电路拓扑如图 1 所示。

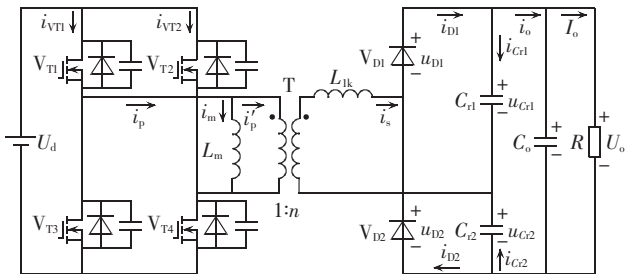


图 1 SDR-FB DCX 电路拓扑

Fig.1 Topology of SDR-FB DCX circuit

在分析 SDR-FB DCX 的工作模式之前,首先要讨论副边谐振周期对其工作模式的影响。SDR-FB DCX 采用双极性控制方式,如图 2 所示,根据副边谐振周期的变化,存在 2 种运行状态:

a. 谐振周期小于开关管导通周期状态,即 $T_r/2 < DT_s$, 其中 T_r 为谐振周期,在这种情况下,变压器 T 的副边电流为 2 个正弦半波,且存在电流为 0 的自由工作模式;

b. 谐振周期大于开关管导通周期状态,即 $T_r/2 > DT_s$, 2 个半波均为正弦波的一部分。

由图 2 可以看出,状态 **a** 情况下开关管的关断电流相对于状态 **b** 更小,具有更小的关断损耗,本文主要研究运行于状态 **a** 的 SDR-FB DCX。

为简化 SDR-FB DCX 的分析,做以下假设:

a. 开关管 $V_{T1} - V_{T4}$ 是理想的;

b. 变压器 T 的模型由 1:n 的理想变压器、励磁电感 L_m 和副边漏感 L_{lk} 组成,励磁电感 L_m 远大于漏感 L_{lk} ;

收稿日期:2013-01-14;修回日期:2013-12-02

基金项目:国家自然科学基金资助项目(51177140);中央高校基本科研业务费专项资金资助项目(2682013ZT20)

Project supported by the National Natural Science Foundation of China(51177140) and the Fundamental Research Funds for the Central Universities(2682013ZT20)

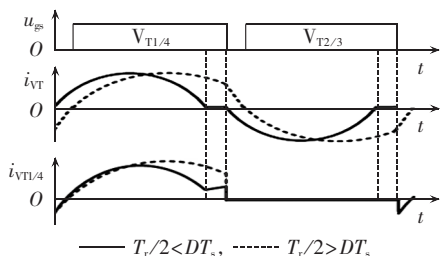
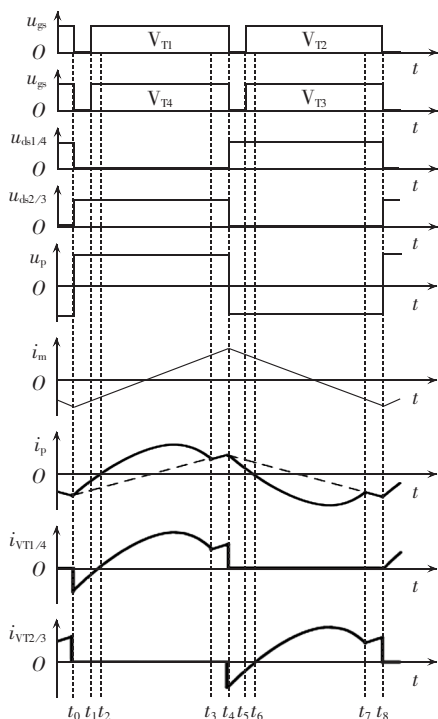


图 2 副边谐振周期对 SDR-FB DCX 工作模式的影响

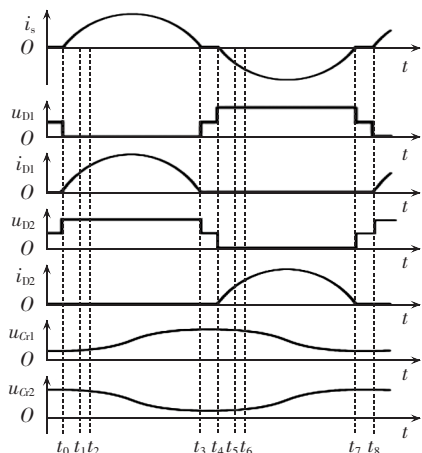
Fig.2 Influence of secondary side resonant period on operational modes of SDR-FB DCX

c. 谐振电容 C_{r1} 和 C_{r2} 具有相同的电容值 ($C_{r1}=C_{r2}=C_r$)。

SDR-FB DCX 在半个开关周期内具有 4 个工作模式,图 3 为其原、副边主要工作波形。



(a) 原边波形



(b) 副边波形

图 3 SDR-FB DCX 主要波形

Fig.3 Main waveforms of SDR-FB DCX

下面对变换器的 4 个工作模式进行分析。

模态 1 [$t_0 \sim t_1$): t_0 时刻, 开关管 V_{T2} 、 V_{T3} 关断, 原边电流 i_p 对开关管 V_{T2} 、 V_{T3} 的寄生电容充电, 同时使开关管 V_{T1} 、 V_{T4} 的寄生电容放电。由于开关管输出电容一般只有数百皮法, 此过程极为短暂。当开关管 V_{T2} 、 V_{T3} 的输出电容电压充电到 U_d 时, 变压器 T 的原边电流 i_p 仍为负。为了提供原边电流 i_p 的流电路径, 开关管 V_{T1} 和 V_{T4} 的反并联二极管导通, 为开关管 V_{T1} 、 V_{T4} 的零电压导通创造了条件, 开关管 V_{T2} 、 V_{T3} 的电压箝位在输入电压 U_d 。变压器 T 的原边电压 u_p 等于输入电压 U_d , 励磁电感电流 i_m 线性上升。

$$i_m(t) = i_m(t_0) + \frac{U_d}{L_m}(t - t_0) \quad (1)$$

原边电压折算到副边后使整流二极管 V_{D1} 导通, 副边漏感 L_{lk} 和电容 C_{r1} 、 C_{r2} 开始第一次谐振。整流二极管 V_{D2} 电压被箝位在输出电压 U_o , 谐振电容电压 u_{G1} 谐振上升, u_{G2} 谐振下降。则原边电流 i_p 为励磁电感电流 i_m 与副边电流 i_s 折算到原边电流 i'_p 之和。

$$i_p(t) = i_m(t) + i'_p(t) = i_m(t) + n i_s(t) \quad (2)$$

由等效电路可以得到:

$$L_{lk} \frac{di_s(t)}{dt} = nU_d - u_{G1}(t) \quad (3)$$

$$i_s(t) = i_{G1}(t) + i_{G2}(t) = 2i_{G1}(t) = 2C_{r1} \frac{du_{G1}(t)}{dt} \quad (4)$$

由式(3)、(4)联立解得:

$$i_s(t) = \frac{nU_d - u_{G1}(t_0)}{Z_r} \sin[\omega_r(t - t_0)] = I_{sp} \sin[\omega_r(t - t_0)] \quad (5)$$

$$u_{G1}(t) = nU_d - [nU_d - u_{G1}(t_0)] \cos[\omega_r(t - t_0)] \quad (6)$$

其中, 副边谐振电流峰值 $I_{sp} = [nU_d - u_{G1}(t_0)]/Z_r$; 特征阻抗 $Z_r = \sqrt{L_{lk}/(2C_r)}$; 谐振角频率 $\omega_r = 1/\sqrt{2L_{lk}C_r}$ 。

模态 2 [$t_1 \sim t_2$): 开关管 V_{T1} 、 V_{T4} 的反并联二极管导通, 保证了开关管 V_{T1} 、 V_{T4} 的软开关实现条件。只要在原边电流 i_p 变正之前, 给开关管 V_{T1} 、 V_{T4} 驱动脉冲, 即可实现开关管 V_{T1} 、 V_{T4} 零电压导通。 t_1 时刻, 脉冲驱动开关管 V_{T1} 、 V_{T4} 导通, 变压器 T 的副边整流二极管 V_{D1} 保持导通, 副边漏感 L_{lk} 和谐振电容 C_{r1} 、 C_{r2} 经 V_{D1} 谐振。此模式下的工作方程同模态 1。

模态 3 [$t_2 \sim t_3$): t_2 时刻, 原边电流 i_p 的方向由负变正, 副边漏感 L_{lk} 和谐振电容 C_{r1} 、 C_{r2} 继续通过整流二极管 V_{D1} 谐振, SDR-FB DCX 的工作方程与模态 1 相同。

模态 4 [$t_3 \sim t_4$): t_3 时刻, 流过整流二极管 V_{D1} 的电流 i_{D1} 谐振到 0, 整流二极管 V_{D1} 实现零电流关断, 故消除了整流二极管 V_{D1} 的反向恢复损耗, 抑制了电压尖峰与振荡。变压器 T 的原边电压仍等于 U_d , 副边电流保持为 0, 谐振电容 C_{r1} 、 C_{r2} 上的电压保持不变, 输出电容 C_o 为负载提供能量。此时, 开关管 V_{T1} 、 V_{T4} 继续导通, 原边电流 i_p 等于励磁电感电流 i_m , 线性上升。

t_4 时刻, SDR-FB DCX 进行后半周期的工作, 其工作模式与模式 1—4 类似。

2 稳态特性分析

为了提高 SDR-FB DCX 性能, 需保证在开关管的导通时段内尽可能向副边传递功率, 所以, 应尽量缩短副边电流为 0 的自由工作状态, 即谐振半周期应接近或等于开关管的导通时间^[10]。因此, 模式 4 的持续时间较为短暂, 可忽略此状态对 SDR-FB DCX 稳态特性的影响。由 SDR-FB DCX 工作模式分析可知, 在模式 1—3 的时间段内, 励磁电感电压满足:

$$nU_dDT_s = \frac{n^2L_m}{n^2L_m + L_{lk}}U_{G2}DT_s \quad (7)$$

同理, 在后半个周期的工作过程中, 励磁电感电压满足:

$$\frac{n^2L_m}{n^2L_m + L_{lk}}U_{G1}DT_s = nU_dDT_s \quad (8)$$

其中, U_{G1} 、 U_{G2} 为电容 C_{r1} 、 C_{r2} 的开关周期平均电压。联立式(7)、(8)解得:

$$U_{G1} = \frac{n^2L_m + L_{lk}}{nL_m}U_d \quad (9)$$

$$U_{G2} = \frac{n^2L_m + L_{lk}}{nL_m}U_d \quad (10)$$

输出电压 $U_o = U_{G1} + U_{G2}$, 得 SDR-FB DCX 输入/输出电压增益比:

$$\frac{U_o}{U_d} = 2\frac{n^2L_m + L_{lk}}{nL_m} \quad (11)$$

由式(11)可知, SDR-FB DCX 表现出直流变压器的增益特性, 输入/输出电压传输比只与变压器 T 的变比 n 、励磁电感 L_m 和漏感 L_{lk} 有关, 与开关频率、占空比和负载无关。

3 软开关工作条件分析

3.1 原边开关管软开关的实现条件

在一个开关周期内, 由 SDR-FB DCX 的工作模式分析及其工作波形可知, 励磁电感电流纹波满足:

$$\Delta I_m = \frac{U_d}{2L_m}T_s \quad (12)$$

由于 SDR-FB DCX 仅在副边谐振时才能通过变压器 T 向负载传送能量。由图 3 的工作波形可知, 在一个开关周期内, 输出电流的平均值为:

$$I_o = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_o dt = \frac{2}{T_s} \int_0^{T_s/2} \frac{I_{sp} \sin(\omega_r t)}{2} dt \quad (13)$$

解得:

$$I_{sp} = \frac{\omega_r T_s I_o}{2} \quad (14)$$

将式(1)、(5)、(13)、(15)代入式(2), 在 $[t_0 \sim t_3]$ 时间段内, 变压器 T 的原边电流 i_p 可表示为:

$$i_p(t) = \frac{U_d}{L_m} \left[(t-t_0) - \frac{T_s}{4} \right] + \frac{nI_o T_s \omega_r}{2} \sin[\omega_r(t-t_0)] \quad (15)$$

由工作模式分析可知, 实现开关管 V_{T1} 、 V_{T4} 软开关的条件是在变压器 T 的原边电流 i_p 变为正值之前, 给开关管 V_{T1} 、 V_{T4} 驱动脉冲, 即原边电流 i_p 在 t_1 时刻需为负值, 即:

$$i_p(t_1) = \frac{U_d}{L_m} \left[(t_1-t_0) - \frac{T_s}{4} \right] + \frac{nI_o T_s \omega_r}{2} \sin[\omega_r(t_1-t_0)] < 0 \quad (16)$$

解得励磁电感 L_m 需满足:

$$L_m < \frac{U_d(2D-0.5)}{nI_o \omega_r \sin[\omega_r(0.5-D)T_s]} \quad (17)$$

由于 SDR-FB DCX 后半个工作周期的工作状态同前半个工作周期类似, 同理可得开关管 V_{T2} 、 V_{T3} 要实现软开关需满足式(17)。

由式(17)可以看出, 负载越轻, 软开关条件越容易满足。因此, 设计 SDR-FB DCX 在满载情况下实现原边开关管的零电压开关, 即可在全负载范围内实现原边开关管的零电压开关。

3.2 副边整流二极管软开关的实现条件

由工作模式分析和图 3 的工作波形可知, 实现整流二极管软开关的条件是: 在开关管 V_{T1} 、 V_{T4} 或 V_{T2} 、 V_{T3} 关断之前, 谐振电感电流 i_s 满足 $i_s(t_3) = i_s(t_7) = 0$, 即满足:

$$C_r < \frac{D^2 T_s^2}{2\pi^2 L_{lk}} \quad (18)$$

4 实验

为了验证理论分析的正确性, 设计并制作了一台 1 kW 400 V/48 V 的实验样机, 开关管 V_{T1} — V_{T4} 采用 SPW20N60C3, 整流二极管 V_{D1} 、 V_{D2} 采用 DSA90C-200HB, 开关频率 $f_s = 50$ kHz, 变压器 T 的变比 $n = 0.067$ 。由此可知, 最大负载电流 $I_{omax} = 20.8$ A, 为了使 SDR-FB DCX 始终工作于状态 a, 需满足 $T_r/2 < DT_s$, 即 $D > f_s/(2f_r)$, 而对于全桥变换器拓扑而言, 占空比总是小于 0.5。所以, 取谐振频率 f_r 略大于 f_s , 使得占空比 D 的选择具有一定的裕度, 本文取 $D = 0.45$ 。副边漏感 $L_{lk} = 1.2$ μ H, 输出滤波电容 $C_o = 470$ μ F, 谐振电容 $C_r = 4$ μ F, 由此可知, 谐振频率 $f_r = 1/(2\pi\sqrt{2L_{lk}C_r}) = 51.4$ kHz。为了满足开关管和整流二极管软开关实现条件, 励磁电感需满足式(17), 代入参数计算后取励磁电感 $L_m = 1010$ μ H。

图 4 为输出轻载(10%负载)时开关管 V_{T1} 、 V_{T2} 的漏源电压和电流波形, 图 5 为输出满载时开关管 V_{T1} 、 V_{T2} 的漏源电压和电流波形。由图 4 和图 5 中可以看出, SDR-FB DCX 在轻载和满载条件下均能实现原边所有开关管的零电压开关, 且轻载条件下更易

实现软开关,证实了理论分析的正确性。图 6 为整流二极管 V_{D1} 、 V_{D2} 的电压、电流波形,可以看出,整流二极管 V_{D1} 、 V_{D2} 均实现了零电流关断,消除了整流二极管上的电压尖峰与振荡,电压应力为输出电压。图 7 为 SDR-FB DCX 的效率曲线,可以看出,SDR-FB DCX

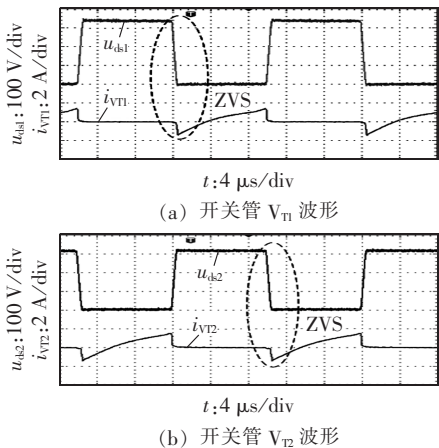


图 4 10% 负载时开关管 V_{T1} 和 V_{T2} 的电压、电流波形
Fig.4 Voltage and current waveforms of V_{T1} and V_{T2} at 10% load

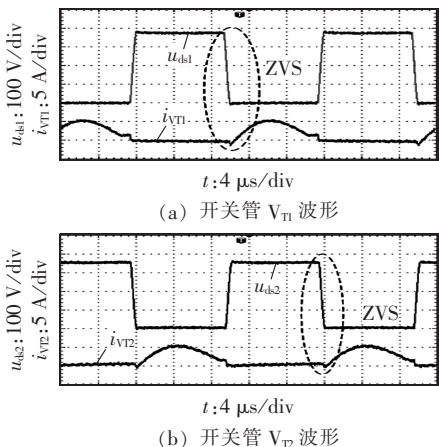


图 5 满载时开关管 V_{T1} 和 V_{T2} 的电压、电流波形
Fig.5 Voltage and current waveforms of V_{T1} and V_{T2} at full load

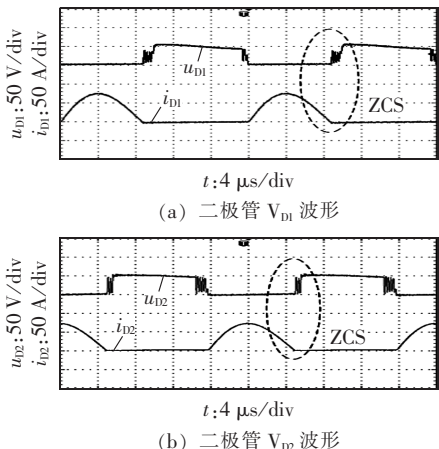


图 6 整流二极管 V_{D1} 和 V_{D2} 的电压、电流波形
Fig.6 Voltage and current waveforms of V_{D1} and V_{D2}

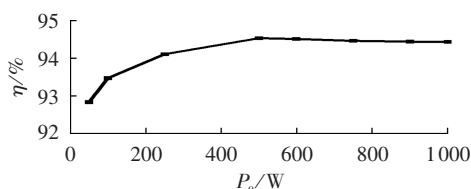


图 7 效率曲线
Fig.7 Efficiency curve

的轻载效率相对于重载更高,主要是由于负载增大后开关管与二极管的导通损耗增加。图 8 为输出电压随负载的变化曲线,可以看出,SDR-FB DCX 实现了直流变压器的特性。

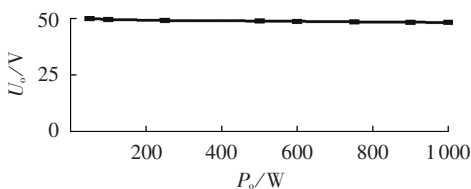


图 8 输出电压随负载变化曲线
Fig.8 Curve of output voltage vs. load

5 结论

本文详细分析了 SDR-FB DCX 的工作原理、稳态特性以及软开关实现条件。分析结果表明,采用双极性控制方式,SDR-FB DCX 表现出直流变压器的特性,其电压增益比与负载、开关频率和占空比无关,并可在全负载范围内实现开关管的零电压开关和副边整流二极管的零电流关断,减小了开关损耗和整流二极管的反向恢复损耗,提高了 SDR-FB DCX 的效率,同时抑制了整流二极管的电压尖峰与振荡,将整流二极管的电压箝位在输出电压,降低了整流二极管的电压应力。直流变压器在分布式电源架构中间母线变换器和高效率宽输入电压范围的电压调节模块等场合具有较大的应用前景。

参考文献:

[1] 姚建红,张艳红,刘继承. 一种新型全桥移相 PWM 零电压零电流变换器[J]. 电力自动化设备,2010,30(1):66-70.
YAO Jianhong,ZHANG Yanhong,LIU Jicheng. Full-bridge phase-shift PWM ZVZCS converter[J]. Electric Power Automation Equipment,2010,30(1):66-70.
[2] 郑连清,李鹏,吴萍,等. 一种新型并联型零电流全桥 DC/DC 变换器[J]. 电力自动化设备,2010,30(1):62-70.
ZHENG Lianqing,LI Kun,WU Ping,et al. Shunt zero-current full-bridge DC/DC converter[J]. Electric Power Automation Equipment,2010,30(1):62-70.
[3] 徐明,尹斌,周岩. ZVS PWM 全桥变换器副边箝位电路研究[J]. 电力自动化设备,2006,26(9):43-46.
XU Ming,YIN Bin,ZHOU Yan. Research on secondary clamping circuit of ZVS PWM full-bridge converter[J]. Electric Power Automation Equipment,2006,26(9):43-46.

- [4] 郑连清,朱军,姜洪立,等. 新型零电流转换移相全桥 DC/DC 变换器[J]. 电力自动化设备,2008,28(6):22-26.
ZHENG Lianqing,ZHU Jun,LOU Hongli,et al. Zero-current-transition phase-shift full-bridge DC/DC converter[J]. Electric Power Automation Equipment,2008,28(6):22-26.
- [5] 陈仲,刘沙沙,史良辰,等. 两种加辅助网络的全桥变换器的损耗对比分析[J]. 中国电机工程学报,2012,32(18):66-72.
CHEN Zhong,LIU Shasha,SHI Liangchen,et al. Power loss comparison of two full-bridge converters with auxiliary networks[J]. Proceedings of the CSEE,2012,32(18):66-72.
- [6] 陈仲,史良辰,季锋,等. 一种新颖的 ZVS 全桥变换器寄生振荡抑制方法[J]. 中国电机工程学报,2012,32(21):38-45.
CHEN Zhong,SHI Liangchen,JI Feng,et al. A new parasitic oscillation reduction method for ZVS full bridge converters[J]. Proceedings of the CSEE,2012,32(21):38-45.
- [7] LIN S Y,CHEN C L. Analysis and design for RCD clamped snubber used in output rectifier of phase shifted full-bridge ZVS converters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,1998,45(2):358-359.
- [8] 袁义生,龚昌为. 一种谐振型推挽式直流变换器[J]. 电力自动化设备,2012,32(10):83-87.
YUAN Yisheng,GONG Changwei. Resonant push-pull DC-DC converter[J]. Electric Power Automation Equipment,2010,32(10):83-87.
- [9] KIM E H,KWON B H. Zero-switching and zero-current-switching full-bridge converter with secondary resonance[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2010,57(3):1017-1025.
- [10] LEE J J,KWON J M,KIM E H,et al. Dual series-resonant active-clamp converter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2008,55(2):699-710.
- [11] 邢岩,黄立培,孙晓东. 组合式前端 DC-DC 变换器[J]. 中国电机工程学报,2004,24(6):157-161.
XING Yan,HUANG Lipei,SUN Xiaodong. A combined topology with Buck-up Boost and asymmetrical half bridge for front end

DC-DC converter[J]. Proceedings of the CSEE,2004,24(6):157-161.

- [12] LEE J Y,JEONG Y S,HAN B M. An isolated DC/DC converter using high-frequency unregulated LLC resonant converter for fuel cell applications[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2011,58(7):2926-2934.
- [13] SUN Julu. Investigation of alternative power architectures for CPU voltage regulators[D]. Blacksburg,USA:Virginia Tech,2008.
- [14] REN Yuancheng,XU Ming,SUN Julu,et al. A family of high power density unregulated bus converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2005,20(5):1045-1054.
- [15] FENG Weiyi,MATTAPELLI P,LEE F C. Pulse-Width Locked Loop (PWLL) for automatic resonant frequency tracking in LLC DC-DC Transformer(LLC-DCX)[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2013,28(4):1862-1869.

作者简介:



肖皓中

肖皓中(1986-),男,四川乐山人,硕士研究生,从事开关变换器拓扑及控制技术方面的研究(E-mail:general_xhz@163.com);

许建平(1963-),男,贵州遵义人,教授,博士研究生导师,博士,从事电力电子系统的数字控制技术、开关电源新颖控制技术、可再生能源发电技术、移动信息设备电源管理技术等方面的研究(E-mail:jpxu-swjtu@163.com);

陈章勇(1988-),男,四川自贡人,博士研究生,从事软开关隔离直直变换器、无桥 PFC 技术等方面的研究(E-mail:zhang_yong_ch@126.com);

刘妹吟(1990-),女,四川达州人,硕士研究生,从事开关变换器拓扑及控制技术方面的研究(E-mail:lishshome@126.com)。

Research of secondary dual resonant full-bridge DC-DC transformer

XIAO Haozhong,XU Jianping,CHEN Zhangyong,LIU Shuhan

(School of Electrical Engineering,Southwest Jiaotong University,Chengdu 610031,China)

Abstract: A kind of SDR-FB DCX(Secondary Dual Resonant Full-Bridge DC-DC transformer) is proposed, which adopts the magnetic inductance at its primary side for energy storage to achieve the zero voltage switching of power switches in entire operating range and the resonant tank at its secondary side to achieve the zero current switching of rectifier diodes. The switch loss and diode reverse-recovery loss are thus decreased and the efficiency is increased. The voltage spike and oscillation of rectifier diode are eliminated and its voltage is clamped below the output voltage to decrease its voltage stress. The operational modes and static-state performance of the proposed SDR-FB DCX are analyzed and results show its input/output voltage gain ratio is represented as the operating features of DC transformer,independent of the output load,switching frequency and duty cycle. The realization condition of its soft switching is discussed. The experimental results of a 1 kW 400 V/48 V prototype verify the correctness of theoretical analysis.

Key words: full-bridge; resonant; DCX; zero voltage switching; zero current switching