

高频隔离型 B-PSFB 变换器模块优化设计

应鸿¹, 游锋¹, 林琳¹, 刘闯², 裴忠晨²

(1. 浙江华云清洁能源有限公司, 浙江 杭州 310000;

2. 东北电力大学 电气工程学院, 吉林 吉林 132000)

摘要: 针对双向移相全桥(B-PSFB)变换器进行了优化设计。首先,为了实现功率双向无缝切换,给出了相应开关管的调制策略,并对该变换器的 Buck 和 Boost 两种工作模式进行了详细介绍。然后,分析了工作在变换器 Buck 模式下时出现的占空比丢失问题,设计了一种钳位电路用来抑制二次侧电压震荡和尖峰,并实现了一次侧所有开关管的 ZVS。最后,搭建了一台 B-PSFB 实验样机模块,验证了调制策略与优化设计的正确性和有效性,能够实现功率双向无缝切换。

关键词: DC/DC 变换器;无缝切换;能量双向流动;调制策略

中图分类号: TM933

文献标识码: A

DOI: 10.19457/j.1001-2095.dqcd19789

High-frequency Isolated Bidirectional PSFB (B-PSFB) Converter Optimal Design

YING Hong¹, YOU Feng¹, LIN Lin¹, LIU Chuang², PEI Zhongchen²

(1. Zhejiang Huayun Clean Energy Co., Ltd., Hangzhou 310000, Zhejiang, China; 2. College of Electrical Engineering, Northeast Electric Power University, Jilin 132000, Jilin, China)

Abstract: The design of bidirectional phase-shifted full bridge (B-PSFB) converter was optimized. Firstly, in order to realize seamless power switching, the modulation strategy of the switch was given, and the Buck and Boost modes of the converter were introduced in detail. Then, the duty cycle loss in Buck mode was analyzed, and a clamp circuit was designed to suppress the secondary voltage oscillation and spike and realize ZVS of all switches on the primary side. Finally, a B-PSFB experimental prototype module was built to verify the correctness and effectiveness of the modulation strategy and optimization design, which can achieve bidirectional seamless power switching.

Key words: DC/DC converter; seamless switching; energy bidirectional flow; modulation strategy

大功率双向 DC-DC 变换器在电动汽车、分布式发电、储能系统、电能质量调节、可再生能源发电及超导储能系统等领域具有广阔的应用前景^[1-3]。双向 DC-DC 变换器实现了能量的双向传输,可分为隔离式和非隔离式 2 种。其中隔离式的双向 DC-DC 变换器在高频化条件下减少开关损耗的有效途径是采用软开关技术,同时可以显著减少开关过程中的震荡。

高频隔离型 DC-DC 变换器在相关领域的应用也越来越多。高频隔离型 DC-DC 变换器^[4]具有功率密度高、双向功率传输、高低压侧电气隔离、装置体积小等特点。

双有源主动桥(DAB)是目前被广泛使用的一种大功率双向 DC-DC 结构^[5]。DAB 需要工作在闭环状态下,通过在线计算判断功率流向以改变两侧 H 桥移相角的超前或滞后,控制相对复杂。而且移相角度与输出电压没有确定关系式,在实践中很难获得快速的动态响应。

为了改善动态特性,采用双向 CLLC 谐振变换器^[6]作为 DC-DC 基本模块。然而,为了双向增益特性相同,需要添加额外的电感和电容到 LLC 串联谐振回路中。但是串入谐振电容会限制电流能力,不适合应用于大功率条件下的场合。而且 LLC 改变输出电压需要调整开关频率,并且功

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(51877035);面向海岛微网多源汇集的高效紧凑型能源路由器拓扑结构与运行控制研究(0111_201804_F_PWSYB_0001)

作者简介: 应鸿(1972—),男,硕士,高级工程师,Email:Ying_Hong@zj.sgcc.com.cn

率反向时仍需要工作在闭环控制中,十分复杂。

针对上述2种变换器的问题,本文给出了一种双向移相全桥(B-PSFB)拓扑结构的调制策略和优化设计^[7]。作为一种可实现功率双向流动的拓扑结构,其结构简单、可靠性强、输出侧无需大量电容支撑,且能有效地减小输出端的电流纹波和电磁元件体积,应用较为广泛^[8-9]。B-PSFB能够在电气隔离的情况下使用最小数量的开关器件实现双向功率传输。针对传统隔离型DC-DC变换器在高频大功率工作时^[10]变压器漏感在二次侧整流管形成的电压尖峰问题^[11],设计了一种具有良好效果的钳位电路。该拓扑结构能够实现全部开关管的ZVS。借鉴已有的隔离型移相全桥调制策略、周波变换器调制策略等,采用基于锯齿载波的双调制波B-PSFB调制策略,实现所给出的B-PSFB在双功率方向上的无缝瞬时切换,实现自然换流,避免换流过程中产生的电压波形畸变等问题。

1 电路拓扑结构

与传统的单向移相全桥相比,双向移相全桥采用主动管IGBT代替了单向移相全桥的整流二极管。而且为了抑制由变压器漏感和整流侧开关管寄生电容所导致的二次侧电压尖峰和震荡问题,在高频变压器的二次侧加入了钳位电路,如图1所示,有效地抑制了二次侧开关管的电压尖峰,其中,钳位电路的设计在后文有详细介绍。

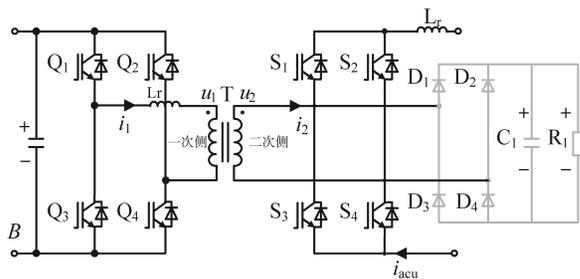


图1 双向移相全桥拓扑结构

Fig.1 Bidirectional phase shift full bridge topology

图2~图5分别为电路Buck模式和Boost模式的主要波形和换流过程。以图2和图4为基础,对其各个工作模式进行分析,钳位电路不影响主回路的工作过程可以忽略。各个电气量的参考方向如图1所示。可以根据端口电流的方向,将B-PSFB工作模式分为2种:Buck工作模式($i_{acu} > 0$)和Boost工作模式($i_{acu} < 0$)。其中, $Q_1 \sim Q_4, S_1 \sim S_4$ 分别为相应开关管的驱动信号; u_1 和 u_2 为高频变

压器一次侧和二次侧的高频脉宽电压,对应的 i_1 和 i_2 为高频变压器一次侧和二次侧的电流。B-PSFB的1个完整开关周期可以分成10个工作状态,由于后5个工作状态与前5个工作状态相对称,因此只介绍前5个工作过程,如图3所示。Buck模式下的工作过程与传统移相全桥相同,因此不再详细描述。

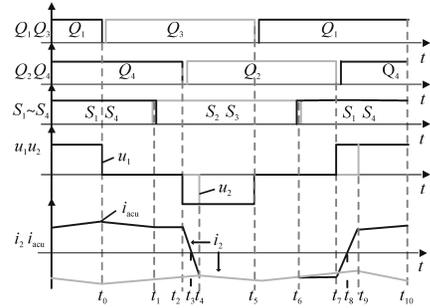


图2 电路Buck模式的主要波形

Fig.2 Main waveforms of circuit Duck mode

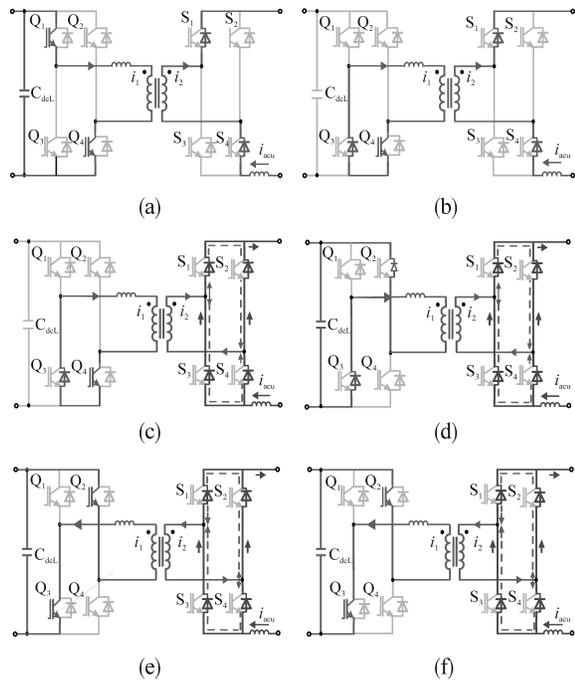


图3 Buck模式换流过程

Fig.3 Buck mode commutation process

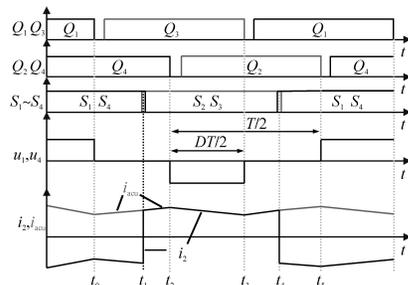


图4 电路Boost模式的主要波形

Fig.4 Main waveforms of circuit Boost mode

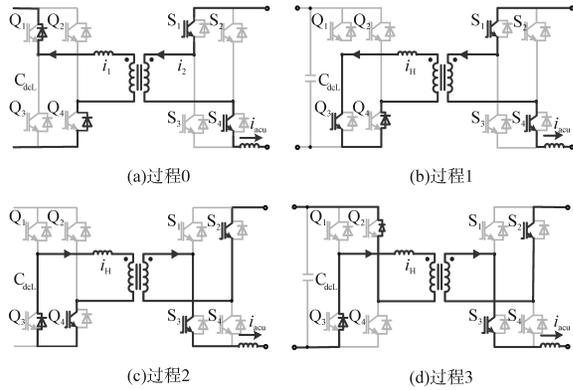


图5 Boost模式换流过程

Fig.5 Boost mode commutation process

B-PSFB工作在Boost模式下的功率变换器过程如下:

1) 过程0: t_0 时刻之前。如图5a所示,在变压器二次侧 S_1 和 S_4 处于导通状态, i_2 仅流经 S_1 和 S_4 , 在一次侧 Q_1 和 Q_4 均处于导通状态, Q_2 和 Q_3 均处于关断状态, i_1 仅流经 Q_1 和 Q_4 的反并联二极管。

2) 过程1: $[t_0-t_1]$ 。如图5b所示,在 t_0 时刻, Q_1 关断, Q_3 导通。电流 i_1 从 Q_1 的反并联二极管流到 Q_3 。

3) 过程2: $[t_1-t_2]$ 。如图5c所示,在 t_1 时刻, S_1, S_4 关断, S_2, S_3 开通。在变压器一次侧, 电流 i_1 从 Q_3 和 Q_4 的反并联二极管换流到 Q_3 反并联二极管和 Q_4 。电流换向并在漏感上产生一个冲击电压。

4) 过程3: $[t_2-t_3]$ 。如图5d所示,在 t_2 时刻, Q_4 关断, Q_2 开通。电流 i_1 从 Q_4 换流到 Q_2 的反并联二极管。过程3与过程0相对称,在 t_3 时刻, Q_3 关断, Q_1 开通, 后3个过程开始, 由于后3个过程与前3个过程相对称, 因此不再作过多描述。

2 调制策略

为了实现所提出的B-PSFB在双功率方向上的无缝瞬时切换, 实现自然换流, 避免换流过程中产生的电压波形畸变等问题, 借鉴已有的隔离型移相全桥调制策略、周波变换器调制策略等, 给出基于锯齿载波的双调制波调制策略, 如图6所示。

首先, 调制波1控制 Q_1, Q_3 开关管的导通和关断; 调制波2控制 Q_2, Q_4 开关管的导通和关断。当奇数锯齿载波上升大于调制波时, Q_1 开通, Q_3 关断; 当偶数载波上升到大于调制波时, Q_1 关断, Q_3 开通; (Q_2, Q_4) 开关策略与 (Q_1, Q_3) 相同, 其调制波与0.5横轴对称。奇数载波上升时刻, S_2 与 S_3 开通, S_1 与 S_4 关断; 偶数载波上升时刻, S_1 与 S_4 开

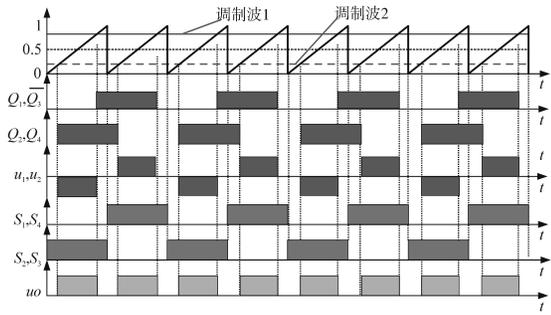


图6 基于锯齿波的双调制波B-PSFB调制策略

Fig.6 Dual modulation waves of B-PSFB modulation strategy based on sawtooth carrier

通, S_2 与 S_3 关断。这种调制策略可以保证每次从 (S_2, S_3) 向 (S_1, S_4) 换流过程均处于 (Q_1, Q_2) 开关开通的环流状态, 同样的每次从 (S_1, S_4) 向 (S_2, S_3) 换流过程均处于 (Q_3, Q_4) 开关开通的环流状态。相关开关管驱动信号实验波形如图7所示。

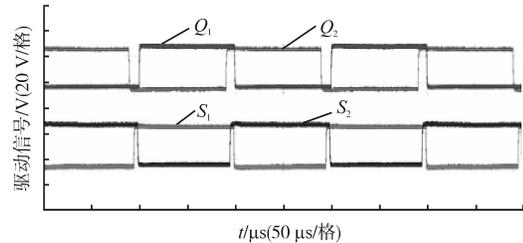


图7 相关开关管驱动信号波形

Fig.7 Driving signal waveforms of correlated switches

3 优化设计

3.1 ZVS的实现

该拓扑结构为零电压开通, 是适合大功率开关电源的软开关电路。

电路的谐振过程发生在开关相互转换的死区当中。主要分为以下2种: 1) 从输出能量状态到续流状态: $Q_1, Q_4 \rightarrow Q_3, Q_4$ 或者 $Q_2, Q_3 \rightarrow Q_1, Q_2$, 即超前桥臂换流; 2) 从续流状态到输出能量状态: $Q_3, Q_4 \rightarrow Q_2, Q_3$ 或者 $Q_1, Q_2 \rightarrow Q_1, Q_4$, 即滞后桥臂换流。

第1种超前桥臂的ZVS容易实现, 不再详细介绍。

第2种滞后桥臂换流过程以 Q_3, Q_4 向 Q_3, Q_2 转换为例, 进行详细介绍。

若要实现滞后桥臂零电压开通, 则需要满足谐振结束时, $U_{c4}(t_1) = U_{in}$, 解方程得到一次侧电流与滞后桥臂谐振电容电压变化如下:

$$U_{c4}(t) = Z_p I_2 \sin(t - t_0) \quad (1)$$

$$U_{c2}(t) = U_{in} - Z_p I_2 \sin(t - t_0) \quad (2)$$

$$i_1 = I_2 \cos(t - t_1) \quad (3)$$

其中

$$t_1 - t_0 = t_{10} = \frac{1}{\omega} \sin^{-1} \frac{U_{in}}{Z_p I_2} \quad (4)$$

$$Z_p = \sqrt{L/(2C)} \quad \omega = 1/\sqrt{LC}$$

式中: U_{c4} 为开关管 Q_4 结电容两端电压; U_{c2} 为开关管 Q_2 结电容两端电压。

在 Q_2 开通前若 U_{c2} 为 0, 则可以实现 ZVS。

图 8 为未实现 ZVS 时的波形图, 因死区时间设置过长, Q_2 两端的电压已经在 t_0 时候降为 0, 但此时未及时开通 Q_2 , 漏感中的能量不足以维持 Q_2 反并联二极管 VD_2 的导通, 导致 C_2 的反向充电, 电压在 t_1 时刻重新升高, 未能实现 ZVS。图 9 为实现 ZVS 时的波形图, 死区时间为 500 ns。

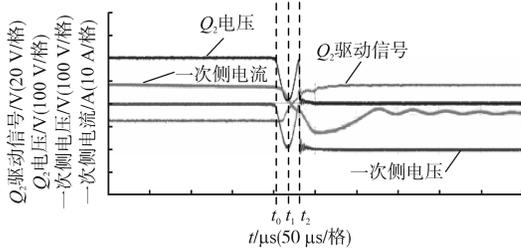


图 8 Q_2 两端电压和驱动信号未实现 ZVS 波形
Fig.8 Voltage and driving signal waveforms of Q_2 when the ZVS is not realize

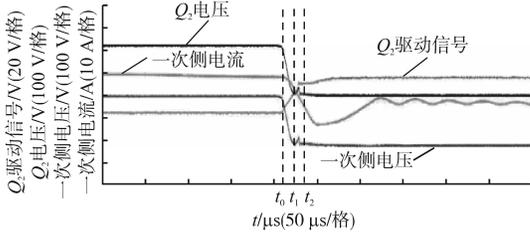


图 9 Q_2 两端电压和驱动信号实现 ZVS 波形
Fig.9 Voltage and driving signal waveforms of Q_2 when the ZVS is realized

综上所述, 滞后桥臂实现软开的条件是: 存储在漏感中的能量能够放掉 C_2 上的电荷, 并将 C_4 的电压充到 U_{in} , 即满足下式:

$$\frac{1}{2} \times L_r \times i_1^2 \geq \frac{1}{2} C_2 U_{in}^2 + \frac{1}{2} C_4 U_{in}^2 \quad (5)$$

图 10 为 Q_2 实现 ZVS 后的一次侧电压和电流波形图, 明显可以看到一次侧电压震荡被消除。

- 结论: 1) 超前桥臂的 ZVS 主要取决于死区时间。滞后桥臂的 ZVS 主要取决于漏感中的能量; 2) 滞后桥臂的死区时间应该取谐振周期的 1/4; 3) 超前桥臂 ZVS 比滞后桥臂简单。

图 11 为超前桥臂的 Q_1 开关管和滞后桥臂的 Q_2 开关管实现 ZVS 的波形图。

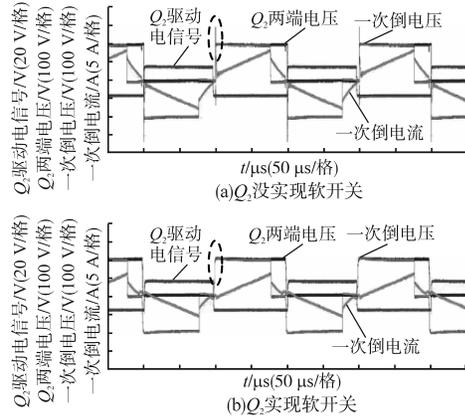


图 10 一次侧电压、电流波形

Fig.10 Waveforms of primary side voltage and current

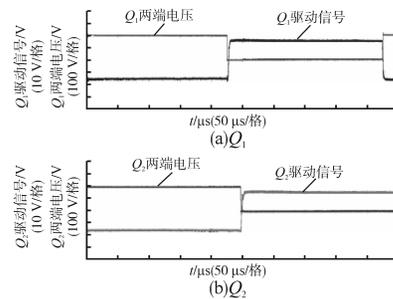


图 11 超前桥臂 Q_1 和滞后桥臂 Q_2 实现 ZVS 波形
Fig.11 The waves of leading arm Q_1 and lagging arm Q_2 with ZVS realized

3.2 占空比丢失

B-PSFB 变换器工作在 Buck 模式下时, 存在占空比丢失现象, 其总是发生在输出能量状态 (Q_2, Q_3 和 Q_1, Q_4) 的开始。此时一次侧电流不足以维持二次侧的输出电流, 二次侧的所有整流二极管处于短路状态, 二次侧电压为 0。漏感 L_r 两端承受的电压为输入电压 U_{in} , 其电流反向并逐渐增大, 只有当 i_l 增大到与输出电流 I_o 相同, 二次侧的所有整流二极管才退出续流状态。此时二次侧电压为 U_{in} , 中间这段时间即为占空比丢失 Δd 。

图 12 为 Buck 模式变压器两侧电压电流波形。

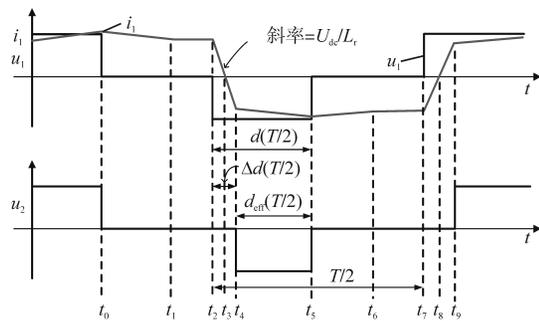


图 12 Buck 模式变压器两侧电压电流波形图
Fig.12 Voltage and current waveforms diagram of transformer on Buck mode

由图12可观察到,在1个开关周期内,当变压器原边电流的方向从正(负)到负(正),如图12中 $[t_2-t_4]$ 或 $[t_7-t_9]$ 。在这段期间内,由于高频变压器漏感 L_r 的存在,虽然原边已有正(负)的电压方波,但一次侧不足以提供负载电流,导致变压器二次侧短路,其两端电压为零。定义变压器二次侧有效占空比 $d_{eff}=d-\Delta d$, Δd 为变压器副边占空比损失,如下式:

$$\Delta d = \frac{n}{\frac{U_{in}}{L_r} \cdot \frac{T}{2}} \left[2I_o - \frac{U_o}{L_o} (1-d) \frac{T}{2} \right] \quad (6)$$

式中: n 为变压器变比; T 为开关周期; L_o 为输出端滤波电感; I_o 为流过滤波电感上的电流。

3.3 钳位电路

由于漏感中的能量与寄生电容发生谐振,吸收电路必须通过电容吸收漏感中的能量。因此在每个开关周期内,吸收电路中的电容吸收和释放的能量正好是漏感中的能量,因此有下式:

$$0.5L_r i_1^2 = 0.5C_s (U_o + U_p)^2 - 0.5C_s U_o^2 \quad (7)$$

在式(7)中,漏感 L_r 是可以测量的, i_1 为一次侧电流, U_o 是已知的, U_p 是期望的尖峰电压,则吸收电路的电容 C_s 可以计算。吸收电容的参数确定后,可以根据电容的放电公式,求出吸收电阻。电容放电公式如下式:

$$U_o = U_p e^{-t/\tau} \quad (8)$$

式中: t 为吸收电容充放电时间。

根据式(8)可以计算 τ 值,然后根据 $\tau=RC$ 来计算吸收电阻。

3.4 效率分析

该拓扑结构在全负载范围内有较高的效率,由输入电压200V,输出电流0~50A下的实验数据可得效率趋势图如图13所示。损耗的主要部分由开关损耗、导通损耗、钳位电路损耗组成,钳位电路损耗为20W。

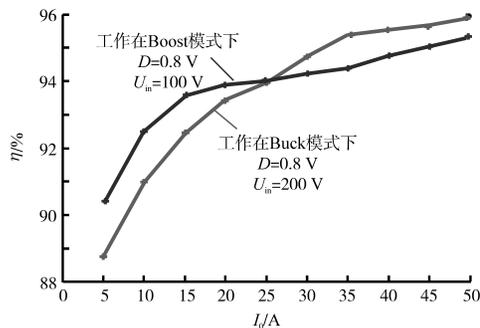


图13 所提变换器的效率趋势图

Fig.13 Efficiency waveforms for proposed converter

4 实验结果与分析

综合上述分析,搭建了一个B-PSFB样机,以图1所示的拓扑为电路模型,采用图6所提到的调制策略驱动开关管,验证以上的原理分析。电路实验参数为:输入电压 $U_{in}=200V$,输出电压 $U_o=160V$,开关频率 $f=10kHz$,匝数比 $n_1/n_2=17:17.5$,变压器漏感 $L_r=3\mu H$,滤波电感 $L_o=500\mu H$,滤波电容 $C_o=20\mu F$,吸收电容 $C_s=2\mu F$,吸收电阻 $R_s=2000\Omega$ 。验证了钳位电路的有效性,图14和图15分别为未加入钳位电路和加入钳位电路的相关波形。

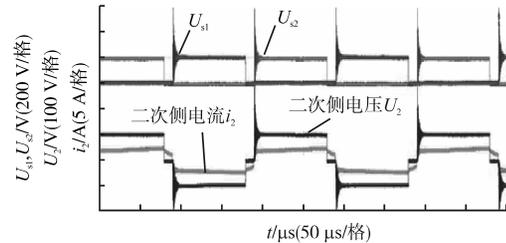


图14 不加钳位电路

Fig.14 No clamping circuit

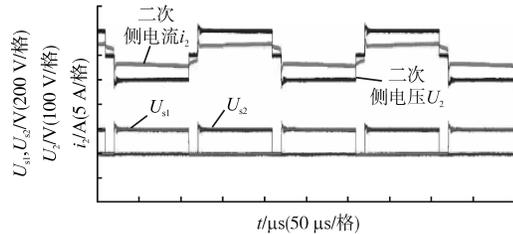


图15 加入钳位电路

Fig.15 Adding clamping circuit

为了验证B-PSFB能工作在不同的工作模式下,分别在Buck和Boost 2种工作模式进行了测试。图16和图17分别是B-PSFB工作在Buck模式和Boost模式下一次侧电压电流和二次侧电压电流的波形图。

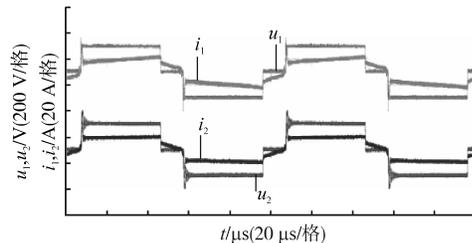


图16 B-PSFB工作在buck模式下的工作波形

Fig.16 Waveforms of B-PSFB work in Buck mode

为验证该拓扑结构功率能够双向自然无缝切换,实验示意图如图18所示。当一次侧电压源输入为200V,二次侧为电流源输入5A时,将二次侧负载从15Ω切到160Ω。B-PSFB从Buck自然切换到Boost模式。图19为切换过程中一

次侧电压、电流和二次侧电压、电流的波形图。

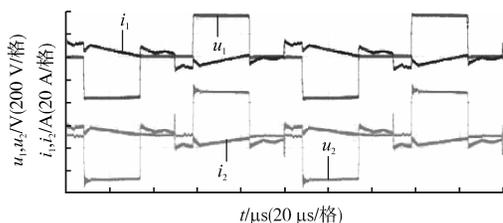


图 17 B-PSFB工作在boost模式下的工作波形

Fig.17 Waveforms of B-PSFB work in Boost mode

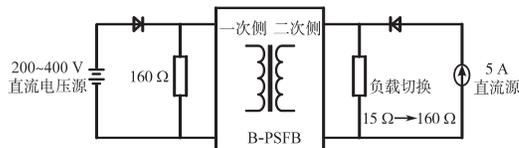


图 18 B-PSFB功率双向无缝切换实验示意图

Fig.18 Schematic diagram of B-PSFB power bidirectional seamless switching experiment

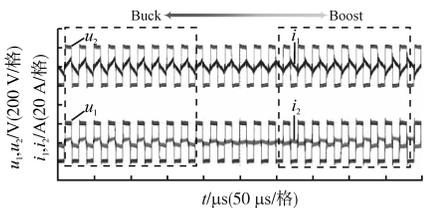


图 19 B-PSFB从Buck向Boost无缝切换过程

Fig.19 Seamless switching process of B-PSFB from Buck to Boost

由图 19 可以看到,二次侧的电压电流 u_2, i_2 从同向变为反向,也说明该变换器的工作过程由 Buck 向 Boost 转变,并且在这个过程中没有任何震荡和冲击,动态特性良好。

6 结论

本文针对 B-PSFB 拓扑设计以及调制策略进行说明。通过仿真和实验验证了该拓扑结构的有效性。该拓扑结构与 LLC 相比,可以工作在大功率场合,并且有较宽的调压范围,无需进行调频来控制电压的复杂方法。相比于 DAB,本文提出

的拓扑在功率反向流动时,无需工作在闭环下省去了复杂的控制,能够实现自然的过渡,且二次侧无需大电容支撑,减小了体积、提高了功率密度。

参考文献

- [1] 童亦斌,吴峰,金新民,等.双向DC/DC变换器的拓扑研究[J].中国电机工程学报,2007,27(13):81-86.
- [2] 孙孝峰,吴晓颖,申彦峰,等.一种全功率范围零电压开通的电流型双向隔离DC-DC变换器[J].电工技术学报,2018,33(10):2282-2292.
- [3] Bai H, Nie Z, Mi C C. Experimental Comparison of Traditional Phase-shift, Dual-phase-shift, and Model-based Control of Isolated Bidirectional DC-DC Converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25(6):1444-1449.
- [4] 姚良忠,吴婧,王志冰,等.未来高压直流电网发展形态分析[J].中国电机工程学报,2014,34(34):6007-6020.
- [5] 杨晓峰,郑琼林,林智钦,等.用于直流电网的大容量DC/DC变换器研究综述[J].电网技术,2016,40(3):670-677.
- [6] 姚川,阮新波,王学华.宽输入电压范围下隔离型全桥Boost变换器的高效率控制[J].电工技术学报,2012,27(2):1-9.
- [7] 张吴斌,吕国芳.移相全桥整流二极管电压尖峰及震荡研究[J].电子设计工程,2016,24(1):191-193.
- [8] 段宣祥,贺明智,张立伟.移相全桥变换器占空比丢失问题的研究[J].电力电子技术,2012,46(4):26-28.
- [9] Chen J, Maksimovic D, Erickson R. Buck-Boost PWM Converters Having Two Independently Controlled Switches[C]// 2001 IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference, 2001(2):736-741.
- [10] 高宁,陈强,李睿,等.一种基于模式切换的隔离型双向直流变换器效率优化方法[J].电工技术学报,2016,31(6):135-143.
- [11] 武琳,刘志刚,洪祥.隔离式双向全桥DC-DC变换器的功率控制特性比较与分析[J].电工技术学报,2013,28(10):179-187.

收稿日期:2018-12-21
修改稿日期:2019-02-26