

一种新型高变换比双向 DC-DC 变换器

宋成江, 陈凯龙, 孙孝峰, 朱艳萍, 李 昕

(电力电子节能与传动控制河北省重点实验室(燕山大学电气工程学院), 秦皇岛 066004)

摘 要: 提出一种新型高变换比双向 DC-DC 变换器。该变换器具有电压变换比高、低压侧电流纹波小、开关管电压应力小、效率高等优点, 特别适合新能源分布式发电并网、燃料电池电动汽车等大变换比应用场合。详细分析该新型高变换比 DC-DC 变换器正向 Boost 模式和反向 Buck 模式的控制策略和工作过程, 绘制出主要波形, 推导电压变换比和软开关实现条件, 并分析谐振电容的选取依据。最后搭建一台 500 W 样机验证了理论分析的正确性。

关键词: DC-DC 变换器; 高变换比; 谐振; 高效率

中图分类号: TM46

文献标识码: A

0 引 言

为缓解能源危机和环境污染, 分布式新能源发电和燃料电池电动汽车得到大力推广。这些系统都需要蓄电池平衡可再生能源的自然可变性^[1]和存储能量。为此, 连接蓄电池和直流母线的双向 DC-DC 变换器在系统中起到重要作用。在典型的直流微电网系统中, 常见的蓄电池或超级电容电压为 48 或 24 V, 甚至 12 V, 而直流母线电压为 380 V, 低压侧和高压侧电压等级相差悬殊。因此迫切需求一种高效、高电压变换比的双向变换器。

为实现高变换比和能量双向传输, 文献[2, 3]提出基于多电平的双向变换器。通过采用多电平单元, 可降低变换器中开关管的电压应力并实现 ZVS, 但该电路中的辅助电路增加了电路的复杂性。文献[4]提出双向 LCL 谐振变换器, 利用谐振网络实现开关管的软开关, 同时提升了变换器的电压变换比。但以上分析均针对非隔离型拓扑, 不具备电气隔离功能, 相较于隔离型拓扑, 其安全性较差, 无法保障使用者的安全。

在众多隔离型双向变换器中, 双有源桥变换器^[5]得到广泛研究。传统电压型双有源桥电路^[6, 7]控制较简单, 通过移相控制在一定条件下可实现所有开关管的软开关, 同时可传输较大功率。但当原

副边电压不匹配或轻载时, 变换器中将产生较大环流, 增大开关管导通损耗, 降低变换器效率。同时, 在低压大电流输入时, 输入电流脉动大。电流型双有源桥^[8, 9]电路拓扑可解决输入电流脉动问题, 同时易实现电流控制。但该类拓扑需在低压侧母线串联电感抑制电流纹波和减小电解电容体积^[10], 且通常该类拓扑在开关瞬间将产生较大的电压尖峰, 需采用 RCD 缓冲网络^[11, 12]加以吸收, 这样降低了效率, 增加了体积和成本。

本文针对高变换比双向变换器存在的上述问题, 结合文献[13]和双向变换器思想, 提出一种新型高变换比双向变换器。该变换器的电压变换比高、转换效率高(最高可达 98.3%), 并同时具有开关器件电压应力小, 低压侧输入纹波小等优点。

1 拓扑结构

新型双向高变换比变换器拓扑如图 1 所示。该电路由 3 部分构成: 1) 变压器低压侧有源箝位电路; 2) 交错并联倍流电路; 3) 高压侧倍压电路。图中, V_L 为低压侧电源, V_H 为高压侧电源, V_c 为箝位电容 C_c 电压, v_r 为谐振电容 V_r 电压, v_p 为变压器原边电压(见图 2), C_c 、 C_r 分别为箝位电容和谐振电容, L_m 为励磁电感, L_k 为变压器漏感, i_L 、 i_{L_k} 分别为低压侧电感电流和高压侧漏感电流, i_{Q1} 、 i_{Q2} 分别为流过开关

收稿日期: 2016-05-18

基金项目: 国家重点研发计划(2016YFB0900300); 国家自然科学基金(51677162); 河北省自然科学基金(E2017203337; E2016203156)

通信作者: 孙孝峰(1970—), 男, 博士、教授, 主要从事变流器拓扑及波形控制技术、功率因数校正与有源滤波技术、新能源变换与组网技术等方面的研究。sxf@ysu.edu.cn

管 Q_1 和 Q_2 电流, N_1 、 N_2 分别为变压器原副边线圈匝数。 L_1 、 L_2 、 S_1 和 S_2 构成低压侧交错并联倍流电路, 提高了低压侧电流传输能力, 减小了低压侧电流纹波; C_c 、 S_3 和 S_4 构成有源箝位电路, 避免了开关管 S_1 、 S_2 、 S_3 和 S_4 承受较高尖峰电压, 减小了器件电压应力; 变压器 T 的漏感 L_k 、 C_r 、 Q_1 和 Q_2 共同构成高压侧的倍压整流电路, 将系统的电压变比提高了一倍; 同时, L_k 和 C_r 构成了串联谐振单元, 利用谐振实现了高压侧开关管 Q_1 、 Q_2 的零电流开关。

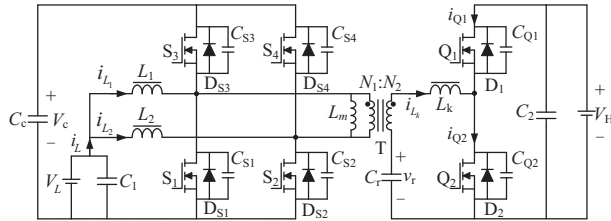


图1 新型双向高变比DC-DC变换器拓扑

Fig. 1 The novel bidirectional high conversion ratio DC-DC converter

图1中, 变压器 T 等效为励磁电感 L_m 并联理想变压器, 变比 $n = N_1 : N_2$ 。为了便于分析, 现对系统做如下假设:

- 1) 所有开关管等效为理想开关并联理想二极管和电容。
- 2) C_2 足够大, V_H 在一个开关周期 T_s 内恒定;
- 3) C_c 足够大, 箝位电压 V_c 的纹波忽略。

2 工作过程分析

按照功率传输方向, 变换器存在两种工作模式: 正向 Boost 工作模式和反向 Buck 工作模式, 以下分别详细分析这两种工作模式的工作模式。

2.1 正向工作过程分析

在正向 Boost 模式下, 系统采用定频变占空比 (D_1) 控制, 根据占空比大小又可分为 $D_1 \geq 0.5$ 和 $D_1 < 0.5$ 两种工况, 以下先分析 $D_1 \geq 0.5$ 工况, 其工作波形如图2所示。由图2可看出, S_1 与 S_2 的驱动信号相差 180° , 占空比均为 D_1 , S_3 与 S_1 , S_4 与 S_2 的驱动信号分别互补。 Q_1 与 S_3 同步开通, 当 Q_1 的导通时间为半个谐振周期 $T_r/2$ (T_r 为 L_k 与 C_r 的谐振周期, 后文中有详细推导说明) 时关断 Q_1 , Q_2 与 S_4 同步开通, 当 Q_2 的导通时间为 $T_r/2$ 时关断 Q_2 , 这样能保证 Q_1 、 Q_2 零电流关断。

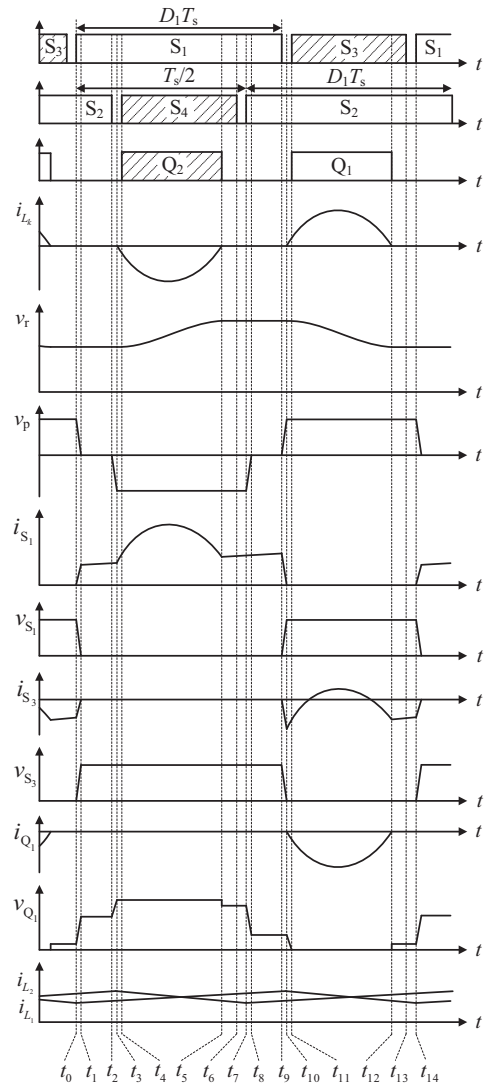
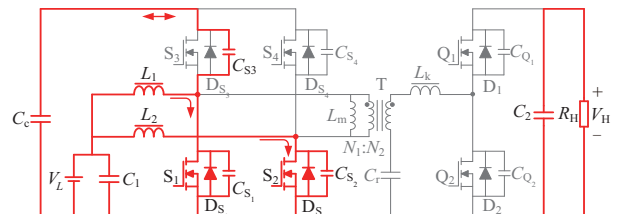


图2 Boost模式系统整体工作波形图

Fig. 2 Overall operation curves at the Boost mode

根据图2中一个开关周期内的相关波形, 可得其对应时间内的详细工作过程如图3所示。由模态1 [$t_0 \sim t_1$]: 如图3a所示, S_2 处于导通状态, 变压器两侧分离, C_2 给高压侧供电, 电感 L_2 的电流 i_{L_2} 流过开关管 S_2 , i_{L_2} 线性上升, 其表达式为:

$$i_{L_2}(t) = i_{L_2}(t_0) + \frac{V_L}{L_2}(t - t_0) \quad (1)$$



a. 模态1

继续线性上升, i_{L_2} 按式(3)继续线性下降, 此时 Q_2 承受的电压为 $V_r(t_5) - nV_c$ 。 S_4 在 t_6 时刻关断, 该模式结束。

模式 7 [$t_6 \sim t_7$]: 如图 3g 所示, S_1 处于导通状态, 变压器两侧分离, C_2 给高压侧供能, i_{L_1} 按式(2)继续线性上升, 在该模式下 S_2 并未开通, 因此 D_{S4} 导通为 i_{L_2} 提供电流通路, i_{L_2} 按式(3)继续线性下降。当 S_2 在 t_7 时刻开通时, 该模式结束。

此后 7 个工作模式分析和前 7 个工作模式分析类似, 这里不再赘述。

2.2 反向工作过程分析

如图 4 所示, 在反向 Buck 模式下, 系统采用变频加占空比控制。根据占空比大小又可分为 $D_3 \geq 0.5$ 和 $D_3 < 0.5$ 两种工况, 先分析 $D_3 < 0.5$ 工况, 其工作

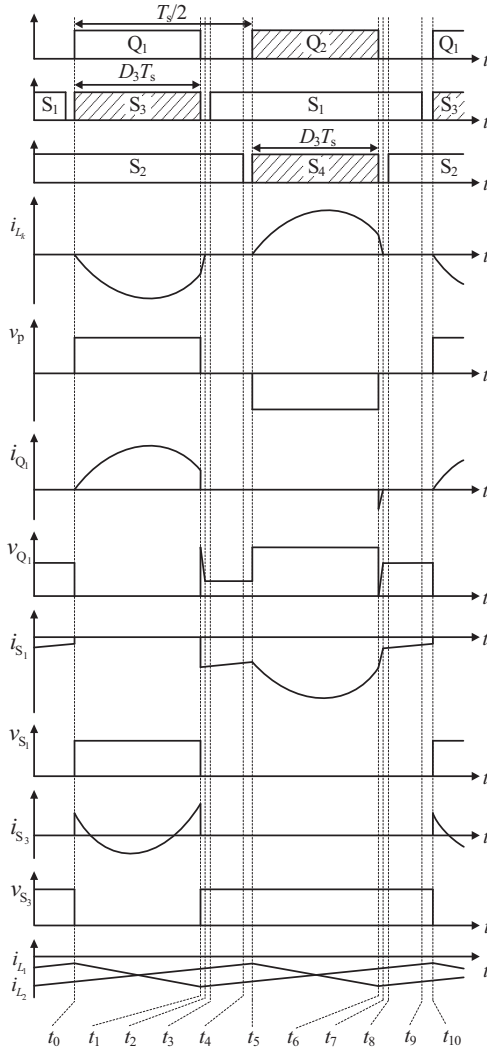
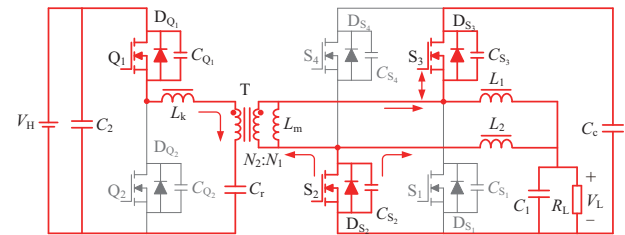


图4 Buck模式系统整体工作波形图

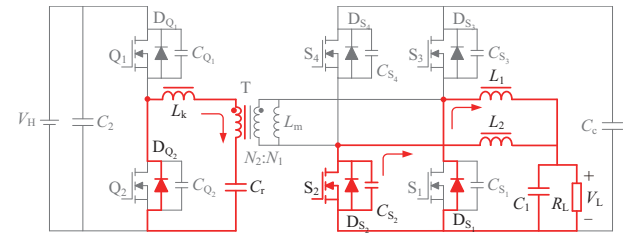
Fig. 4 Overall operation curves of the at the Buck mode

波形如图 4 所示。由图 4 可看出, 开关管 Q_1 与 Q_2 的驱动信号相差 180° , 占空比均为 D_3 , S_3 与 Q_1 的驱动信号相同, S_4 与 Q_2 的驱动信号相同, S_1 与 S_3 的驱动信号互补, S_2 与 S_4 的驱动信号互补。改变开关频率保证开关管 Q_1 、 Q_2 的导通时间为半个谐振周期, 调节开关管 S_3 的占空比 D_3 来改变变换器在反向降压时的电压变比。根据图 4 中一个开关周期内的相关波形, 可得其对应时间内的详细工作过程如图 5 所示。

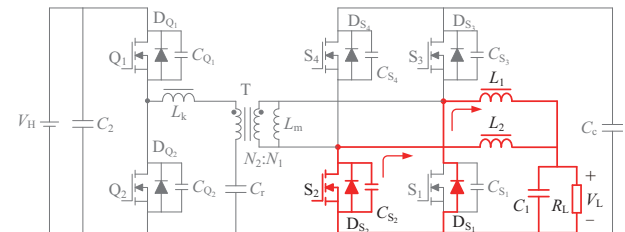
模式 1 [$t_0 \sim t_1$], 如图 5a 所示。 Q_1 、 S_2 、 S_3 处于导通状态。谐振电容 C_r 在 t_0 时刻的电压 $v_r(t_0)$ 低于 nV_c 。由于变压器漏感 L_k 的存在, i_{L_k} 从零开始反向上升, 因此 Q_1 零电流开通。变压器漏感 L_k 与 C_r 谐振, C_r 电压 $v_r(t)$ 上升。 $i_{L_k}(t)$ 、 $v_r(t)$ 的表达式如式(7)、式(8)所示。



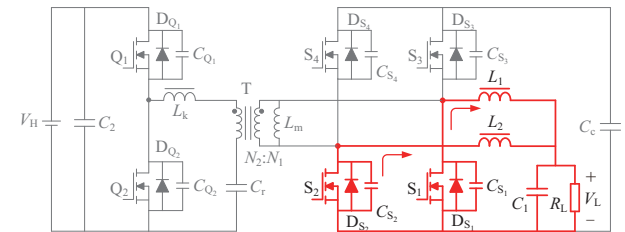
a. 模式 1



b. 模式 2



c. 模式 3



d. 模式 4

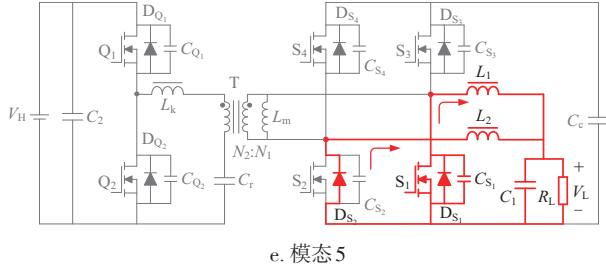


图5 Buck模式各工作模式等效电路图

Fig. 5 Equivalent circuits of the Buck mode

$$i_{L_k}(t) = -\frac{V_H - nV_c - v_r(t_0)}{Z_r} \sin \omega_r(t - t_0) \quad (7)$$

$$v_r(t) = V_H - nV_c - [V_H - nV_c - v_r(t_0)] \cos \omega_r(t - t_0) \quad (8)$$

变压器低压侧电压为箝位电容电压 V_c , i_{L_1} 反向线性上升,其表达式如式(9)所示:

$$i_{L_1}(t) = -i_{L_1}(t_0) - \frac{V_c - V_{L_1}}{L_1}(t - t_0) \quad (9)$$

i_{L_2} 通过 S_2 续流,其表达式如式(10)所示:

$$i_{L_2}(t) = -i_{L_2}(t_0) + \frac{V_{L_2}}{L_2}(t - t_0) \quad (10)$$

流过 S_2 的电流 i_{S_2} 为 $i_{L_1} + i_{L_2} + i_{S_3}$ 。当 Q_1 、 S_3 在 t_1 时刻关断时,该模式结束。

模式 2 [$t_1 \sim t_2$]:如图 5b 所示。关管 S_2 导通。 i_{L_k} 通过 Q_2 的体二极管 D_{Q2} 给 C_r 充电,因此漏感能量被回收,同时 C_r 吸收漏感电压尖峰从而箝位 Q_1 漏源电压 v_{Q_1} 。变压器原边电压为零。 S_3 关断后 S_1 并未开通, i_{L_1} 通过 S_1 的体二极管 D_{S1} 续流,其表达式如(11)所示:

$$i_{L_1}(t) = -i_{L_1}(t_1) + \frac{V_c}{L_1}(t - t_1) \quad (11)$$

i_{L_2} 仍旧通过 S_2 续流,其表达式见式(10),当 i_{L_k} 为零时,该模式结束。

模式 3 [$t_2 \sim t_3$]:如图 5c 所示,开关管 S_2 仍处于导通状态,变压器两侧分离。 Q_2 承受的电压为 $v_r(t_2)$,高于 C_r 的平均电压 V_r 。由于 S_1 驱动信号到来之前 D_{S1} 已处于导通状态,故 S_1 能实现零电压开通。 i_{L_1} 按式(11)继续续流, i_{L_2} 按式(10)继续续流。当 S_1 在 t_3 时刻开通时,该模式结束。

模式 4 [$t_3 \sim t_4$]:如图 5d 所示,开关管 S_1 、 S_2 处于导通状态。 S_1 在 t_3 时刻零电压。 i_{L_1} 按式(11)继

续流, i_{L_2} 按式(10)继续续流。流过 S_1 的电流 i_{S_1} 为 i_{L_1} ,流过 S_2 的电流 i_{S_2} 为 i_{L_2} ,低压侧电流 i_L 为 $i_{L_1} + i_{L_2}$,减小了低压侧的电流纹波。当 S_2 在 t_4 时刻关断时,该模式结束。

模式 5 [$t_4 \sim t_5$]:如图 5e 所示,开关管 S_1 处于导通状态。 S_2 关断后, S_4 并未开通, S_2 的体二极管 D_{S2} 导通。 i_{L_1} 按式(11)继续续流, i_{L_2} 按式(10)继续续流。当开关管 Q_2 (S_4) 在 t_5 时刻开通时,该模式结束。

此后 5 个工作模式分析和前 5 个工作模式分析类似,不再赘述。

在 $D_3 \geq 0.5$ 工况下, Q_1 驱动信号和 S_2 同步, Q_2 驱动信号和 S_1 同步,其余分析和 $D_3 < 0.5$ 完全一致,不再赘述。

3 稳态工作特性分析

3.1 电压增益分析

以正向 Boost 模式为例推导变换器电压增益。 L_k 与 C_r 发生谐振的时间段为 $t_3 \sim t_5$ 、 $t_{10} \sim t_{12}$,从 t_3 时刻开始, C_r 上的电压上升,在 t_5 时刻,谐振电流为零, L_k 与 C_r 谐振结束, C_r 上的电压停止上升并维持在该值;在 t_{10} 时刻, L_k 与 C_r 开始谐振, C_r 上的电压下降直到 t_{12} 时刻结束。

对式(4)求取平均值,可得谐振电容 C_r 平均电压 V_r 为:

$$\begin{aligned} V_r &= \frac{2}{T_r} \int_0^{\frac{T_r}{2}} v_r(t) dt \\ &= \frac{2}{T_r} \int_0^{\frac{T_r}{2}} [nV_c - [nV_c - v_r(t_3)] \cos \omega_r(t - t_3)] dt \\ &= nV_c \end{aligned} \quad (12)$$

同理,模式 4 在 $t_{10} \sim t_{11}$ 期间,可得 C_r 电压表达式为:

$$v_r(t) = V_H - nV_c + [nV_c + v_r(t_{10}) - V_H] \cos \omega_r(t - t_{10}) \quad (13)$$

对式(13)求取平均值,可得 V_r 在后半周期表达式为:

$$\begin{aligned} V_r &= \frac{1}{T_r} \int_{\frac{T_r}{2}}^{T_r} v_r(t) dt \\ &= \frac{2}{T_r} \int_{\frac{T_r}{2}}^{T_r} [V_H - nV_c + [nV_c + v_r(t_{10}) - V_H] \cos \omega_r(t - t_{10})] dt \\ &= V_H - nV_c \end{aligned} \quad (14)$$

由式(13)和式(14)可得 C_c 电压 V_c 和 C_r 平均电压 V_r 为:

$$V_c = \frac{1}{2n} V_H \quad (15)$$

$$V_r = \frac{1}{2} V_H \quad (16)$$

当开关管 S_1 导通和关断时,电感 L_1 上的电压 v_{L_1} 分别为:

$$v_{L_1(\text{on})} = V_L, \quad v_{L_1(\text{off})} = V_L - V_c \quad (17)$$

由伏秒平衡可得:

$$\int_0^{T_s} v_{L_1} dt = V_L D_1 T_s + (V_L - V_c)(1 - D_1)T_s = 0 \quad (18)$$

则 V_c 与 V_L 之间的关系为:

$$\frac{V_c}{V_L} = \frac{1}{1 - D_1} \quad (19)$$

由式(15)、式(16)和式(19)可得 V_H 与 V_L 之间的电压增益 M_1 为:

$$M_1 = \frac{V_H}{V_L} = \frac{2n}{1 - D_1} \quad (20)$$

反向 Buck 模式时电压变比 M_3 如式(21)所示,其推导过程和正向时类似,这里不再赘述。

$$M_3 = \frac{V_L}{V_H} = \frac{D_3}{2n} \quad (21)$$

式(21)为 Buck 模式稳态下电路增益分析,由于此时电路工作在串联谐振状态,且增加了 LC 输出滤波电路,系统模型阶数较高,关于电路动态特性及控制策略,将在下一步工作中进行深入研究。

3.2 软开关分析

1) 正向 Boost 模式软开关分析

变换器在正向 Boost 模式时,开关管的软开关情况可总结为:① S_3 、 S_4 零电压开通。当 S_1 或 S_2 关断,由于电感 L_1 、 L_2 上的电流作用,迫使 D_{S3} 、 D_{S4} 导通,为 S_3 、 S_4 创造零电压开通条件;② 开关管 Q_1 、 Q_2 零电压开通。合理控制 Q_1 、 Q_2 的开通关断时刻(Q_1 、 Q_2 的导通时间略小于 $T_r/2$),可实现 Q_1 、 Q_2 开通为零电压开通;③ 开关管 Q_1 、 Q_2 零电流关断。

由于谐振的作用,通过在谐振电流为零时关断开关管,实现零电流关断。需满足以下条件:

$$t_{\text{on}(Q_1)} = t_{\text{on}(Q_2)} < \frac{T_r}{2} \quad (22)$$

2) 反向 Buck 模式软开关分析

变换器在反向 Buck 工作时,由于漏感 L_k 和电

容 C_r 的谐振作用,调节开关频率 f_s ,使 Q_1 、 Q_2 的导通时间为半个谐振周期 $T_r/2$ 时开关管 Q_1 、 Q_2 可实现零电流关断。

开关频率 f_s 控制分析如下:

由工作过程分析可知, Q_1 的占空比 D_{Q_1} 与 Q_2 的占空比 D_{Q_2} 始终相等并且小于 0.5,并且与低压侧占空比小于 0.5 的开关管同步,即 $D_{Q_1} = D_{Q_2} = D_3$ 。令 Q_1 、 Q_2 的导通时间为半个谐振周期 $T_r/2$,则:

$$D_{Q_1} T_s = \frac{T_r}{2} \quad (23)$$

则开关频率 f_s 为:

$$f_s = 2D_{Q_1} f_r \quad (24)$$

f_r 为谐振频率,如式(25)所示:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_k C_r}} \quad (25)$$

因此,当开关频率 f_s 按式(24)调节时,始终能够保证开关管 Q_1 、 Q_2 零电流关断。在实际应用时,开关频率略高于式(24)所示的开关频率,开关管 Q_1 、 Q_2 在该情况下近似零电流关断。

3.3 谐振电容的选取

变换器正向工作时采用定频变占空比控制策略。为了确保前文分析中软开关得以实现,需确保 S_1 、 S_4 同时导通时间和 S_2 、 S_3 同时导通时间大于半个谐振周期,即:

$$\frac{T_r}{2} = \pi\sqrt{L_k C_r} < (1 - D_1)T_s \quad (26)$$

由式(20)和式(26)可得,谐振电容 C_r 的取值范围为:

$$C_r < \frac{1}{L_k} \left(\frac{V_L}{V_H} \frac{2nT_s}{\pi} \right)^2 \quad (27)$$

4 实验验证

为验证新型双向高变换比 DC-DC 变换器的工作原理,搭建了一台 500 W 的样机,变换器的实验参数如表 1 所示,开关管使用功率 MOSFET,低压侧开关管为 IPP041N12N3G,高压侧开关管为 IRFP250。Boost 模式时主要工作波形如图 6 所示:

由图 6 可见,在 Boost 模式时,开关管 S_3 实现了 ZVS,开关管 S_4 软开关实验波形和 S_3 类似,这里不再给出。开关管 Q_1 和 Q_2 分别实现了 ZVS 和 ZCS。

表 1 变换器参数

Table 1 Parameters of the converter prototype

系统参数	取值
低压侧电压 V_L/V	DC 18~36
高压侧电压 V_H/V	DC 135
变压器变比 n	8:10
电感 $L_1, L_2/\mu H$	60
漏感 $L_k/\mu H$	1.22
谐振电容 $C_r/\mu F$	3
正向工作频率 f_{Boost}/kHz	50
反向工作频率 f_{Buck}/kHz	54.1~81.2

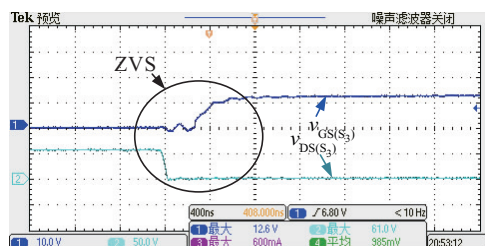
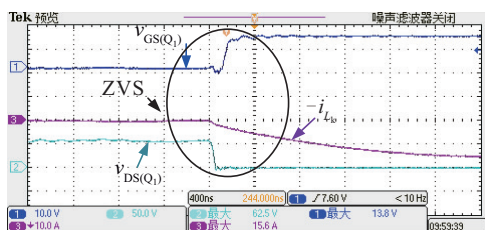
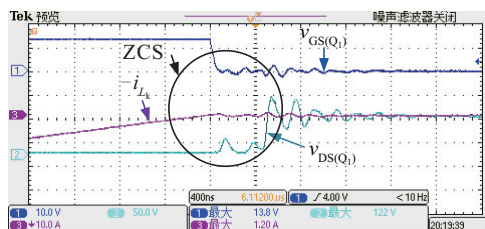
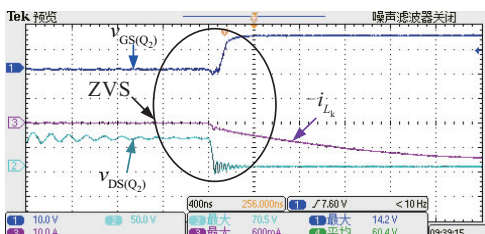
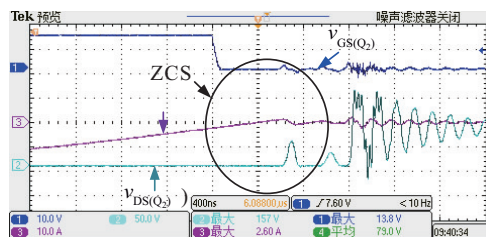
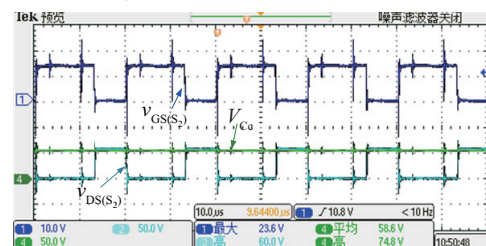
a. 开关管 S_3 ZVS 波形b. 开关管 Q_1 ZVS 波形c. 开关管 Q_1 ZCS 波形d. 开关管 Q_2 ZVS 波形e. 开关管 Q_2 ZCS 波形

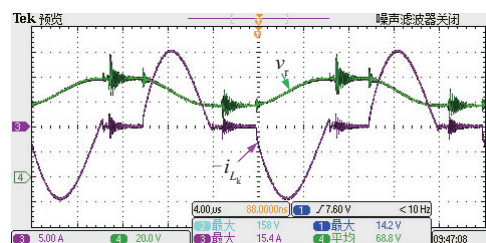
图 6 Boost 模式下各个开关管软开关实现波形

Fig. 6 Achievements of soft switching at Boost mode

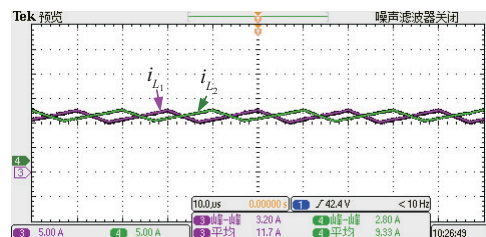
以上实验结果验证了 Boost 模式下软开关分析。由图 6 和图 7 可见, 开关管 S_3 、 S_2 包括 S_4 、 S_1 漏源电压被箝位在 $V_H/2n$, 在开关时刻无电压尖峰, 保证了系统的可靠性。

图 7 开关管 S_2 漏源电压波形Fig. 7 Drain-source waveforms of S_2

由图 8 可见, 漏感和电容 C_r 发生了谐振作用, 其符合前文的推导, 并且可看出由于谐振作用高压侧电流在一个周期内自然过零现象。

图 8 漏感电流 i_{Lk} 、谐振电容电压 v_r 波形Fig. 8 Resonate waveforms of the i_{Lk} and v_r

由图 9 可见, Boost 模式下, 低压侧输入电流实现了交错并联, 减小了输入电流纹波。

图 9 低压侧电感电流 i_{L1} 、 i_{L2} 波形Fig. 9 Waveforms of i_{L1} 、 i_{L2} at the low voltage side

Buck 模式时主要工作波形如图 10 所示。由图 10 可见,在 Buck 模式时,低压侧开关管 S_1 实现了 ZVS, 开关管 S_2 情况和 S_1 类似。开关管 Q_1 、 Q_2 实现了 ZCS。

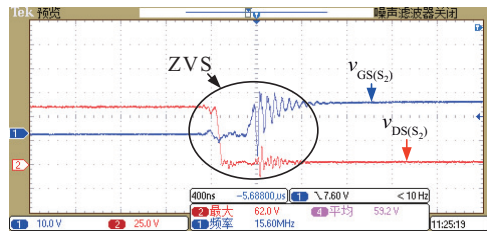
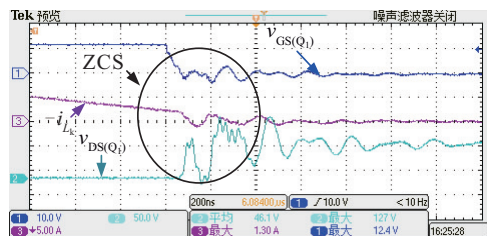
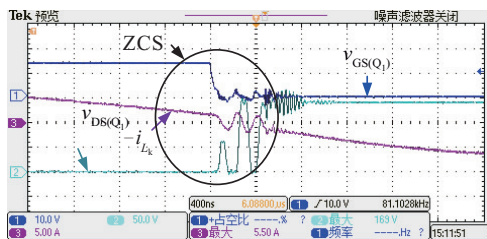
a. 开关管 S_1 ZVS 波形b. 开关管 Q_1 ZCS 波形c. 开关管 Q_2 ZCS 波形

图 10 Buck 模式下各个开关管软开关实现波形

Fig. 10 Achievements of soft switching at Buck mode

图 11 为系统在正向 Boost 和反向 Buck 模式下的效率曲线。可看出,在 Boost 模式和 Buck 模式,系统都具有较高的效率,尤其在 Buck 模式最高效率接近为 98.3%。

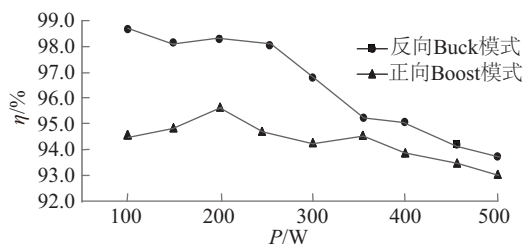


图 11 系统效率曲线

Fig. 11 Curve of system efficiency

5 结 论

本文提出一种双向高电压变换比变换器,正向

升压时采用定频变占空比控制,反向降压时采用变频变占空比控制。该双向变换器具有如下优点:低压侧电感交错并联,增大了低压侧电流传输能力,减小了电流纹波;有源箝位电路有效地抑制了开关时刻开关管电压尖峰,降低了器件电压应力;利用漏感谐振,实现了所有高压侧开关管的零电流关断。该变换器电压变换比高,在正向升压和反向降压时均具有较高的效率,特别适合新能源分布式发电并网、燃料电池电动汽车等大变比应用场合。

[参考文献]

- [1] Qian Hao, Zhang Jianhui, Lai Jih-Sheng, et al. A high-efficiency grid-tie battery energy storage system[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26 (3): 886—896.
- [2] Filsoof K, Lehn P W. A Bidirectional modular multilevel DC-DC converter of triangular structure[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30 (1): 54—64.
- [3] Dusmez S, Khaligh A, Hasanzadeh A. A zero voltage transition bidirectional DC/DC converter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62 (5): 3152—3162.
- [4] Ibanez M F, Echeverria M J, Vadillo J, et al. A step-up bidirectional series resonant DC/DC converter using a continuous current mode[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(3): 1393—1402.
- [5] Rodriguez A, Vazquez A, Lamar D G, et al. Different purpose design strategies and techniques to improve the performance of a dual active bridge with phase-shift control[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(2): 790—804.
- [6] Hiltunen J, Vaisanen V, Juntunen R, et al. Variable-frequency phase shift modulation of a dual active bridge converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(12): 7138—7148.
- [7] Zhao Biao, Song Qiang, Liu Wenhua, et al. Overview of dual-active-bridge isolated bidirectional DC-DC converter for high-frequency-link power-conversion system[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(8): 4091—4106.
- [8] Pan Xuewei, Rathore A K. Current-fed soft-switching push-pull front-end converter-based bidirectional inverter for residential photovoltaic power system[J].

- IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29 (11): 6041—6051.
- [9] Pan Xuewei, Rathore A K. Novel bidirectional snubberless naturally commutated soft-switching current-fed full-bridge isolated DC/DC converter for fuel cell vehicles[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(5): 2307—2315.
- [10] 童亦斌, 吴 岭, 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): 82—86.
- [10] Tong Yinbin, Wu Tong, Jing Xinmin, et al. Study of bi-direction DC/DC converter [J]. Proceedings of CSEE, 2007, 27(13): 82—86 .
- [11] Wu Tsai-Fu, Chen Yung-Chu, Yang Jeng-Gung, et al. Isolated bidirectional full-bridge DC-DC converter with a flyback snubber[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25(7): 1915—1922.
- [12] Zhu Lizhi. A novel soft-commutating isolated boost full-bridge Z VS-PWM DC-DC converter for bidirectional high power applications [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2006, 21(2): 422—429.
- [13] Kwon Jung-Ming, Kwon Bong-Hwan. High step-up active-clamp converter with input-current doubler and output-voltage doubler for fuel cell power systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24 (1): 108—115.

A NOVEL HIGH CONVERSION RATIO BIDIRECTIONAL DC-DC CONVERTER

Song Chengjiang, Chen Kailong, Sun Xiaofeng, Zhu Yanping, Li Xin

(Key Lab of Power Electronics for Energy Conservation and Motor Drive of Hebei Province, School of Electrical Engineering, Yanshan University, Qinhuangdao 066004, China)

Abstract: A novel bidirectional DC-DC converter with high conversion ratio is proposed, which has high voltage conversion ratio, low current ripple of the low voltage side, the low voltage stress of switching tube, high efficiency and so on. So it is very suitable for the application of new energy distributed grid-connected system, fuel cell electric vehicles and other applications with high conversion ratio. The control strategy and operation process of the forward Boost mode and reverse Buck mode of the novel DC-DC converter with high conversion ratio are analyzed in detail, and the main waveform is drawn, the voltage conversion ratio and soft switch implementation conditions are derived, and the selection basis of the resonant capacitor is also analyzed. Finally, a 500 W prototype converter is built to verify the validity of the theoretical analysis.

Keywords: DC-DC converter; high conversion ratio; resonance; high intensity