

一种新型高效电动汽车双向 DC-DC 变换器*

张玮麟, 梁继业

(黑龙江科技大学 电气与控制工程学院, 黑龙江 哈尔滨 150027)

摘要: 电动汽车与电网端的能量传递过程受到广泛研究。以电动汽车用 CLLC 式双向 DC-DC 变换器为基础, 在电动汽车端增加了超级电容交错并联倍流储能放能回路, 提出一种新型高效双向 DC-DC 变换器。对新型高效双向 DC-DC 变换器的正向和反向工作过程进行分析, 研究了增益特性, 提出了开关管实现零电压开关(ZVS)的条件, 对开关管电应力进行分析。制作了 800 W 试验样机, 样机测试结果验证了新型双向 DC-DC 变换器中开关管能实现 ZVS, 开关管峰值电流小, 与传统双向 DC-DC 变换器相比, 效率得到提升。

关键词: 双向 DC-DC 变换器; 交错并联; 高效; 零电压开关

中图分类号: TM 464 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2020)11-0109-08

doi: 10.12177/emca.2020.125

A Novel Efficient Bi-Directional DC-DC Converter for Electric Vehicle*

ZHANG Weilin, LIANG Jiye

(Institute of Electrical and Control Engineering, Heilongjiang University of Science and Technology, Harbin 150027, China)

Abstract: The process of energy transfer between electric vehicle and power grid end is widely studied. Based on CLLC bi-directional DC-DC converter used in electric vehicle, a super capacitor staggered parallel current-doubling energy storage and discharge circuit is added to the electric vehicle end. A novel efficient bi-directional DC-DC converter is proposed. The forward and reverse operation processes of the novel DC-DC converter are analyzed, and the gain characteristics are studied. The conditions for realizing zero voltage switching (ZVS) of switch tube are put forward, and the electrical stress of switch tube is analyzed. An 800 W experimental prototype is made. Test results of the prototype prove that ZVS can be realized in the novel bi-directional DC-DC converter. The peak current of the switch tube is small, and the efficiency of the DC-DC converter is improved.

Key words: bi-directional DC-DC converter; staggered parallel; high efficiency; zero voltage switching (ZVS)

0 引言

蓄电池和超级电容组具有储能密度大、使用寿命长等优点, 广泛应用于电动汽车的储能系统中^[1]。蓄电池和超级电容作为中间储能环节, 能够实现电网端到电动汽车端的能量流动, 同时也能够实现电动汽车端到电网端的能量回馈。双向

DC-DC 变换器在电网端和电动汽车端的能量流动过程中, 起到重要作用。

文献[2]提出一种电动汽车用车的交错并联软开关双向 DC/DC 变换器, 利用两相交错式拓扑结构解决了变换器输出电压和电流纹波大的缺点, 实现了开关管的软开关过程, 但是没有给出软开关的实现条件。文献[3-4]利用 LLC 谐振网络

收稿日期: 2020-07-03; 收到修改稿日期: 2020-08-15

* 基金项目: 黑龙江省 2019 年大学生创新创业训练计划项目(201910219072)

作者简介: 张玮麟(1999—), 男, 研究方向为电力电子与电力传动。

梁继业(2000—), 男, 研究方向为电力电子与电力传动。

实现软开关过程,提高了变换器的增益和效率,但是均没有考虑输入电压变化时整个电路的增益影响。文献[5-6]在三电平结构上提出创新,为双向 DC-DC 变换器的进一步研究提供了参考。文献[7-8]就双向 DC-DC 变换器提出了新的控制策略,对双向 DC-DC 变换器的控制方法具有良好的借鉴意义。

本文在原有双向 DC-DC 变换器的基础上,以电动汽车和电网端能量传输作为背景,提出了一种新型高效双向 DC-DC 变换器。在 CLLC 谐振式双向 DC-DC 变换器端增加了超级电容的交错并联倍流储能放能回路,对整个双向 DC-DC 变换器的增益特性进行分析,提出相应的软开关实现条件。该新型双向 DC-DC 变换器减小了开关管的电应力,能够可靠实现零电压开关(ZVS)过程,提高了整个变换器的效率。对 800 W 样机进行试验测试,验证了该新型双向 DC-DC 变换器的效率和开关管电应力的大小。

1 电路结构

以 CLLC 双向谐振变换器为基础,增加超级电容的储能放能回路,形成交错并联倍流储能放能回路,提出一种应用于电动汽车的新型双向 DC-DC 变换器,如图 1 所示^[9]。

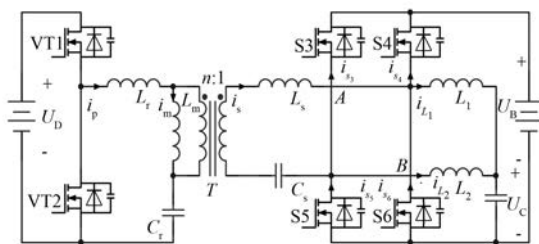


图 1 新型双向 DC-DC 变换器

图 1 中, C_r 、 L_r 和 C_s 、 L_s 为谐振腔的一次侧和二次侧的谐振电容和电感, U_D 为直流电网侧电压, U_B 为蓄电池侧电压, U_C 为超级电容侧电压, 电感 L_1 和 L_2 以及变压器二次侧开关管 S3~S6 构成了超级电容储能放能回路。在电动汽车和电网的能量流动过程中, 整个电路共有 3 种工作状态^[10]。

电感 L_1 和 L_2 与变压器二次侧开关管组成交错并联倍流电路, 抑制了流过开关管的电流峰值,

减小了开关管电应力。变压器一次侧和二次侧的谐振腔构成谐振网络, 为开关管的 ZVS 过程提供条件。

2 工作过程分析

电路能够工作在电网到电动汽车能量流动状态(G2V), 新型双向 DC-DC 变换器能量正向流动, 也能工作在电动汽车到电网能量流动状态(V2G), 新型双向 DC-DC 变换器能量反向流动, 分别对变换器的 2 个工作状态进行分析^[11]。

2.1 G2V 状态

能量正向流动过程中, 以一次侧开关管占空比 $D_1 < 0.5$ 为例进行分析, 电路工作波形图如图 2 所示。在 G2V 工作过程中, 设计的新型双向 DC-DC 变换器共有 8 个工作模式, 如图 3 所示。一次侧开关管电流为 i_p , 变压器一次侧励磁电流为 i_m , 变压器二次侧电流为 i_s , 对 8 个工作模式进行分析。

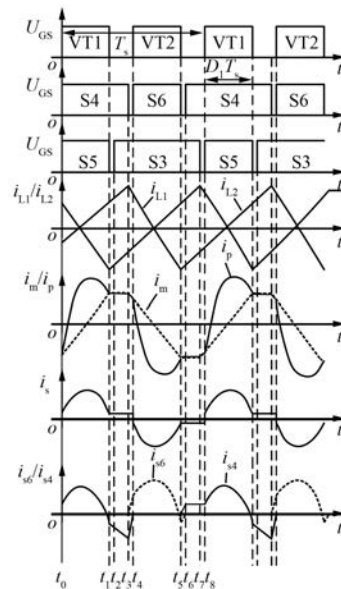


图 2 G2V 工作状态

模式 1 [$t_0 \sim t_1$]: 图 3(a) 中, 开关管 VT1、S4 和 S5 导通, 其中 S4 开通过程中实现 ZVS。在 t_0 时刻, L_r 与 C_r 谐振, 变换器一次侧向二次侧传递能量, 电感 L_1 储能, 电感 L_2 通过 S5 放能。一次侧励磁电感 L_m 两端电压被钳位至 $U_D/2$, L_r 与 C_r 谐振时一次侧励磁电流 i_m 线性增大。

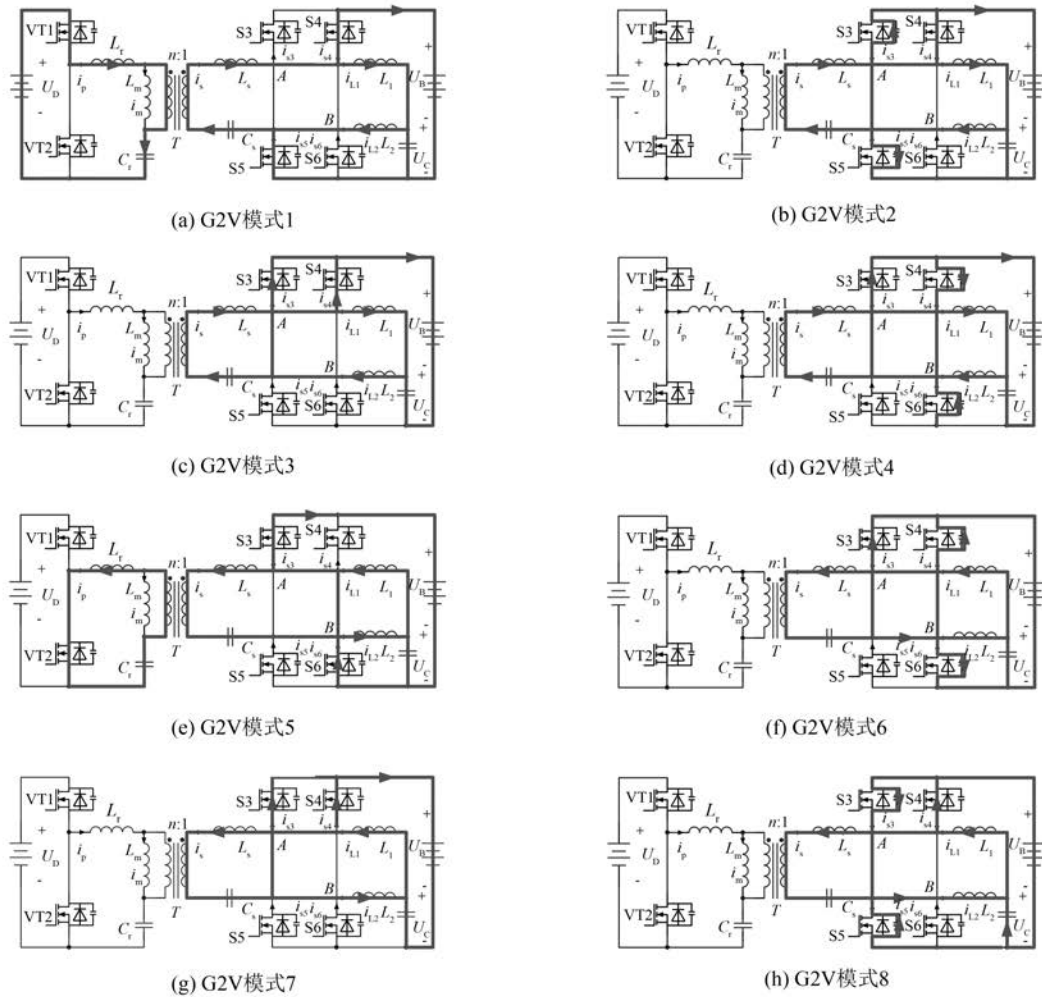


图3 G2V工作模式

模式 2 [$t_1 \sim t_2$]: 图 3(b) 中, 进入死区时间段, 仅开关管 S4 导通。电感 L_1 继续储能, 电感 L_2 开始储能但是电感电流方向不变, 开关管 S5 结电容充电, S3 结电容放电为 t_2 时刻实现 ZVS 提供条件。

模式 3 [$t_2 \sim t_3$]: 图 3(c) 中, 在 t_2 时刻开关管 S3 实现 ZVS 过程。 L_s 与 C_s 谐振, 由于 S3 和 S4 的开通, 使得 $U_{AB} = 0$, 电感 L_1 继续储能, 电感 L_2 储能电流方向不变。

模式 4 [$t_3 \sim t_4$]: 图 3(d) 中, 只有开关管 S3 导通, 为死区时间。 S6 结电容放电, S4 结电容充电, S6 结电容放电完毕, 为 S6 实现 ZVS 创造条件。 S4 关断后, 电感 L_1 开始放能, 电感 L_2 继续储能。

模式 5 [$t_4 \sim t_5$]: 图 3(e) 中, 开关管 VT2、S3 和 S6 导通, 其中 S6 开通过程中实现 ZVS。 在 t_4 时刻, L_r 与 C_r 谐振, 变换器一次侧向二次侧传递能

量, 电感 L_1 放能, 电感 L_2 通过 S6 储能。 L_m 两端电压被钳位至 $-U_D/2$, L_r 与 C_r 谐振时 i_m 线性减小。

模式 6 [$t_5 \sim t_6$]: 图 3(f) 中, 仅开关管 S3 导通, 进入死区时间。 电感 L_1 开始储能但是电感电流方向不变, 电感 L_2 继续储能, 开关管 S4 结电容放电, S4 结电容放电为 t_6 时刻实现 ZVS 提供条件。

模式 g [$t_6 \sim t_7$]: 图 3(g) 中, 在 t_6 时刻开关管 S4 经过 ZVS 过程开通, L_s 与 C_s 发生串联谐振, 又有 S3 和 S4 均正常导通, 因此 $U_{AB} = 0$, 电感 L_1 和 L_2 仍继续储能。

模式 8 [$t_7 \sim t_8$]: 图 3(h) 中, 进入死区时间只有开关管 S4 导通。 S5 结电容放电, S3 结电容充电, S5 结电容放电完毕后为实现 ZVS 创造条件。 S3 关断后, 电感 L_1 继续储能, 电感 L_2 开始放能, 直到新的工作周期开始。

变换器工作在 G2V 模式时,一次侧开关管 VT1 和 VT2 驱动信号相位相反,驱动信号占空比 $D_1 > 0.5$ 与 $D_1 < 0.5$ 的情况类似。

2.2 V2G 状态

变换器在能量反向流动过程中,电动汽车端蓄电池和超级电容端共同为直流电网回馈能量,整个双向 DC-DC 变换器工作示意图如图 4 所示。

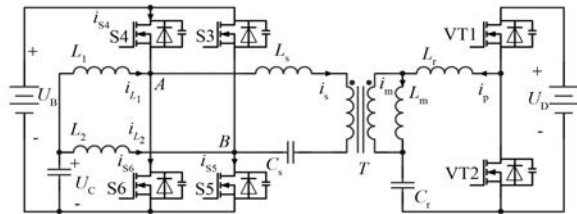


图 4 反向工作电路图

仍以开关管占空比 $D_1 < 0.5$ 为例进行分析,电路工作波形图如图 5 所示。在 V2G 工作过程中,

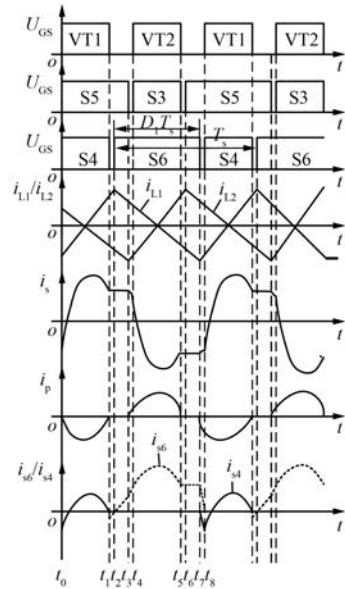


图 5 V2G 工作状态

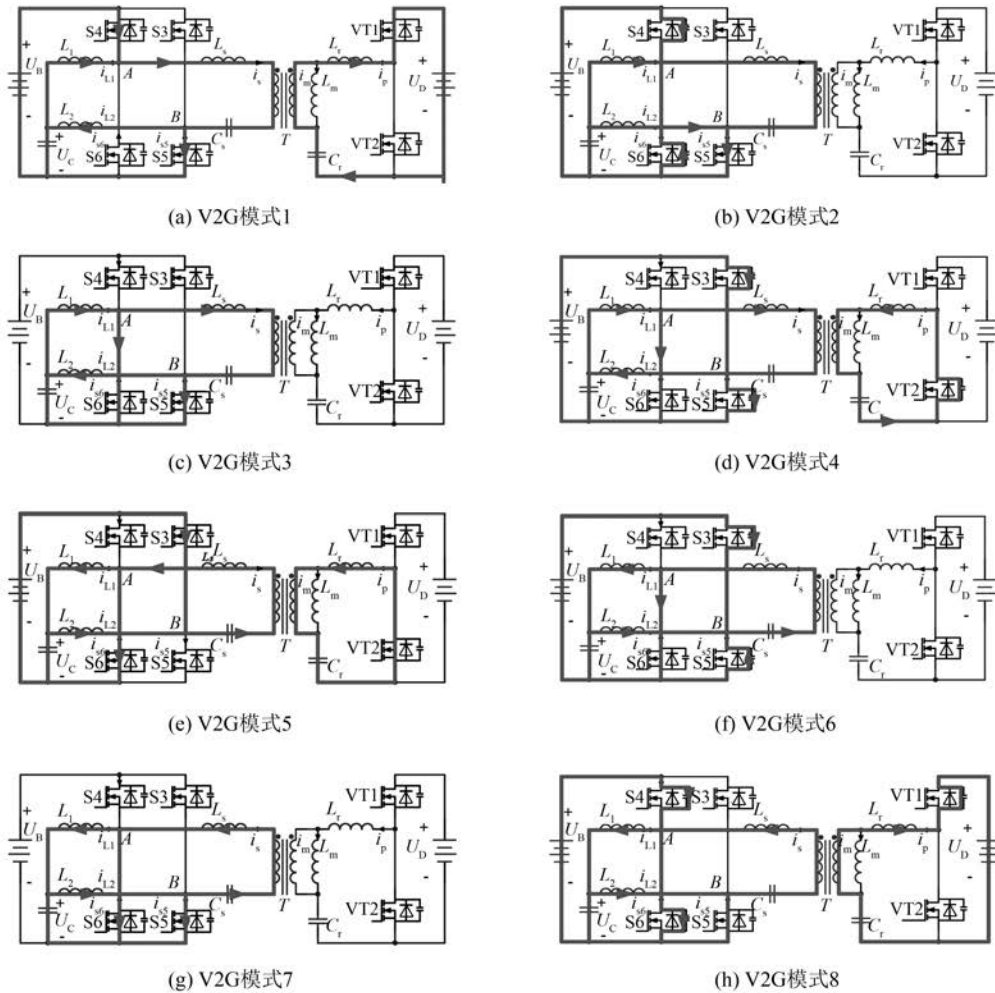


图 6 V2G 工作模式

模式 1 [$t_0 \sim t_1$]: 图 6(a) 中, 开关管 VT1、S4 和 S5 导通, 其中 S4 和 VT1 开通过程中实现 ZVS。在 t_0 时刻, L_s 与 C_s 谐振, 变换器向直流电网侧传递能量, 电感 L_1 储能, 电感 L_2 通过 S5 放能, AB 两点间电压被钳位到 U_B 。

模式 2 [$t_1 \sim t_2$]: 图 6(b) 中, 进入死区时间段, 仅开关管 S5 导通。 L_s 与 C_s 谐振, AB 两点间电压逐渐降为零值, S4 结电容充电, S6 结电容放电, S6 结电容放电完毕为其实现 ZVS 创造条件。电感 L_1 继续储能, 电感 L_2 继续放能, 电感电流方向均不变。

模式 3 [$t_2 \sim t_3$]: 图 6(c) 中, 开关管 S5 和 S6 导通, 谐振腔电压为零值。电感 L_1 开始放能, 电感 L_2 继续放能, 电感电流方向均未改变。

模式 4 [$t_3 \sim t_4$]: 图 6(d) 中, 进入死区时间, 只有开关管 S6 开通。电感 L_1 放能, 电感 L_2 开始储能, S5 结电容充电, S3 结电容放电, 为 S3 实现 ZVS 创造条件。直流电网侧 L_r 和 C_r 发生谐振, 同时 VT2 结电容放电, 为 VT2 实现 ZVS 创造了条件。

模式 5 [$t_4 \sim t_5$]: 图 6(e) 中, 开关管 VT2、S3 和 S6 导通, 其中 S3 和 VT2 开通过程中实现 ZVS。在 t_4 时刻, L_s 与 C_s 谐振, 变换器向直流电网侧传递能量, 电感 L_1 放能, 电感 L_2 通过 S6 储能, AB 两点间电压被钳位到 U_B 。

模式 6 [$t_5 \sim t_6$]: 图 6(f) 中, 进入死区时间段, 仅开关管 S6 导通。 L_s 与 C_s 谐振, AB 两点间电压逐渐降为零值, S3 结电容充电, S5 结电容放电, S5 结电容放电完毕为其实现 ZVS 创造条件。电感 L_1 继续放能, 电感 L_2 继续储能, 电感电流方向均不变。

模式 7 [$t_6 \sim t_7$]: 图 6(g) 中, 开关管 S5 和 S6 导通, 谐振腔电压为零值。电感 L_1 继续放能, 电感 L_2 开始放能, 电感电流方向均未改变。

模式 8 [$t_7 \sim t_8$]: 图 6(h) 中, 进入死区时间, 只有开关管 S5 开通。电感 L_1 开始储能, 电感 L_2 继续放能, S6 结电容充电, S4 结电容放电, 为 S4 实现 ZVS 创造条件。直流电网侧 L_r 和 C_r 发生谐振, 同时 VT1 结电容放电, 为 VT1 实现 ZVS 创造条件。直到下一个工作周期到来, S4 和 VT1 在开通过程中实现 ZVS。

变换器工作在 V2G 模式时, 驱动信号占空比

$D_1 > 0.5$ 与 $D_1 < 0.5$ 的情况也类似。

3 工作特性分析

3.1 增益特性分析

对设计的新型双向 DC-DC 变换器进行傅里叶等效分析, 变换器在 G2V 模式下傅里叶等效电路如图 7 所示。

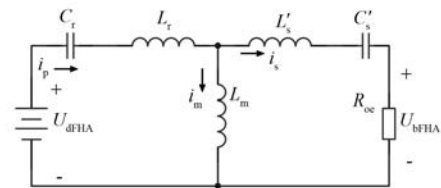


图 7 G2V 模式傅里叶等效电路

图 7 中, U_{dFHA} 为直流电网端输入方波电压有效值, U_{bFHA} 为蓄电池端方波电压有效值, 有:

$$U_{dFHA} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_D \quad (1)$$

$$U_{bFHA} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_B \quad (2)$$

将车载蓄电池端等效为一个电阻, 其阻值为

$$R_{oe} = \frac{8n^2}{\pi^2} \cdot R_b \quad (3)$$

式中: n 为变压器匝数比; R_b 为车载蓄电池负载电阻。

根据图 7 可得 G2V 模式下谐振网络电压传递函数为

$$H_r = \frac{U_{bFHA}}{nU_{dFHA}} = \frac{1}{n} \cdot \frac{Z_o}{Z_{in}} \quad (4)$$

则可得

$$H_r = \frac{1}{n} \cdot \frac{(R_{oe} + Z_{C'_s} + Z_{L'_s}) // Z_{L_m}}{Z_{C_r} + Z_{L_r} + (R_{oe} + Z_{C'_s} + Z_{L'_s}) // Z_{L_m}} \cdot \frac{R_{oe}}{R_{oe} + Z_{C'_s} + Z_{L'_s}} \quad (5)$$

式中: L'_s 、 C'_s 分别为二次侧的等效电感和电容值, $L'_s = n^2 L_s$, $C'_s = \frac{C_s}{n^2}$ 。

变换器工作在 G2V 模式时, 谐振网络增益可求得为

$$G_{G2V}(f_n) = \| H_r(f_n) \| = \frac{1}{n} \cdot \frac{1}{\sqrt{a^2 + b^2}} \quad (6)$$

其中,

$$a = k \left(1 - \frac{1}{f_n^2} \right) + 1 \quad (7)$$

$$b = -Q \left[(kp + p + 1) \cdot f_n - \left(kp + \frac{1+k}{q} + 1 \right) \cdot f_n^{-1} + \frac{k}{q} \cdot f_n^{-3} \right] \quad (8)$$

式中: f_n 为开关管开关频率 f_s 和谐振网络谐振频率 f_r 的比值, $f_n = \frac{f_s}{f_r}$; Q 为品质因数, $Q = \frac{Z_r}{R_{oe}}$;

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r + C_r}}; Z_r = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}; k = \frac{L_r}{L_m}; p = \frac{L'_s}{L_r}; q = \frac{C'_s}{C_r}.$$

当能量反向流动过程中, 变换器工作在 V2G 模式, 其傅里叶等效电路如图 8 所示。

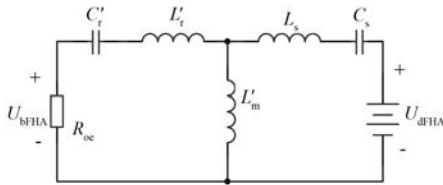


图 8 V2G 模式傅里叶等效电路

图 8 中, $L'_r = \frac{L_r}{n^2}$, $C'_r = n^2 C_r$, $L'_m = \frac{L_m}{n^2}$, $R_{oe} = \frac{8R_o}{n^2 \pi^2}$,

R_o 为直流电网端等效负载电阻。

变换器工作在 V2G 模式时, 谐振网络增益可求得为

$$G_{V2G}(f_n) = n \cdot \frac{1}{\sqrt{c^2 + d^2}} \quad (9)$$

$$c = k' \left(1 - \frac{1}{f_n^2} \right) + 1 \quad (10)$$

$$d = -Q' \left[(k'p' + p' + 1) \cdot f_n - \left(k'p' + \frac{1+k'}{q'} + 1 \right) \cdot f_n^{-1} + \frac{k'}{q'} \cdot f_n^{-3} \right] \quad (11)$$

其中: $f_n = \frac{f_s}{f_r}$; $f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_s C_s}}$; $Z'_r = \sqrt{\frac{L_s}{C_s}}$; $Q' = \frac{Z'_r}{R_{oe}}$; $k' = \frac{L_s}{L'_m}$;

$$p' = \frac{L_s}{L'_r}; q' = \frac{C_s}{C'_r}.$$

根据以上分析可知, 变换器增益与频率比有关, 当设置合适的开关频率和谐振频率时, 整个变换器能够在宽输入电压范围内得到较高增益。

3.2 软开关实现条件

当变换器工作在正向模式时, 为了使变压器一次侧和二次侧开关管实现 ZVS 过程, 必须使得开关管结电容有足够的放电时间。对于一次侧开关管 Q_1 和 Q_2 , 有:

$$t_{on} < \frac{T_s}{2} \quad (12)$$

式中: T_s 为开关管驱动波形周期。

同时, 为了保证开关管 S2~S6 可实现 ZVS 过程, 开关管导通周期应该大于半个谐振周期, 则有:

$$\frac{T_r}{2} = \pi\sqrt{L_s C_s} < (1 - D_1) T_s \quad (13)$$

3.3 开关管电应力

当变换器工作在反向过程时, 开关管 S2~S6 流过的最大电流值比正向工作时大, 在能量反向流动时, 开关管最大电流为

$$i_{spk} = I_{L2} + \frac{U_B - U_{L2}}{L_2} \Delta t \quad (14)$$

式中: I_{L2} 为电感 L_2 电流平均值; U_{L2} 为电感 L_2 承受的正向电压; Δt 为电感 L_2 储能时间。

可以通过控制电感 L_2 感值的大小, 限制开关管电流应力, 使得流过开关管 S2~S6 的最大电流值远小于谐振电流。

4 试验测试

搭建 800 W 新型高效双向 DC-DC 变换器样机进行试验测试, 电路参数如表 1 所示。

表 1 电路参数

参数名称	参数值
电压 $U_D, U_B/V$	120, 400
结电容 C_{oss}/pF	100
电感值 $L_1 = L_2/mH$	2
谐振电感 $L_r = L_s/\mu H$	80
开关频率 f/kHz	80
谐振电容 $C_r = C_s/nF$	10

能量正向流动过程中, 新型高效双向 DC-DC 变换器工作在 G2V 模式, 开关管 VT1 的工作波形如图 9 所示。双向 DC-DC 变换器正向工作时, 开关管 VT1 能够实现 ZVS 过程。开关管 VT2 工作

波形跟 VT1 类似。

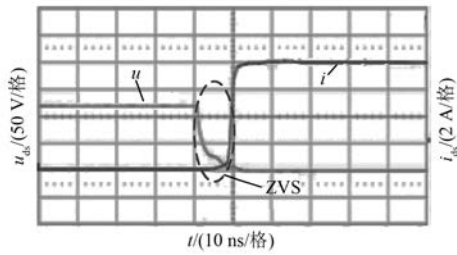


图9 G2V 模式 VT1 实现 ZVS 过程

双向 DC-DC 变换器正向工作时, 开关管 S3 实现 ZVS 的工作波形如图 10 所示。其承受的电流应力为 2 A, 约为平均输出电流。开关管 S3 ~ S6 工作波形类似。

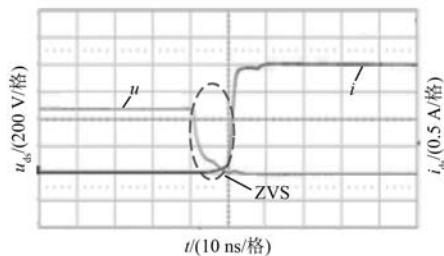


图 10 G2V 模式 S3 实现 ZVS 过程

能量反向流动过程中, 输入电压为 400 V, 输出电压为 120 V, 新型高效双向 DC-DC 变换器工作在 V2G 模式, 开关管 VT1 的工作波形如图 11 所示。

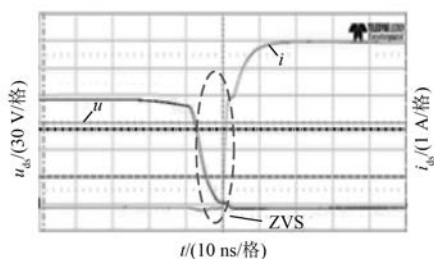


图 11 V2G 模式 VT1 实现 ZVS 过程

能量反向流动过程中, 开关管 S3 ~ S6 能够实现 ZVS 过程, 开关管 S3 工作过程中波形如图 12 所示。

对所提出的新型高效双向 DC-DC 变换器的样机效率进行测试, 与传统双向 DC-DC 变换器测试效率对比如图 13 所示。

根据图 13 可知, 提出的新型高效双向 DC-DC

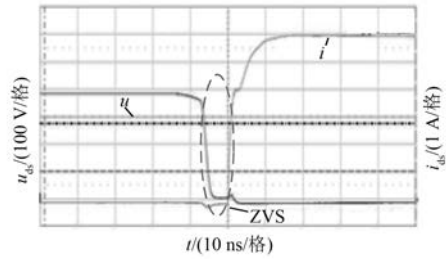


图 12 V2G 模式 S3 实现 ZVS 过程

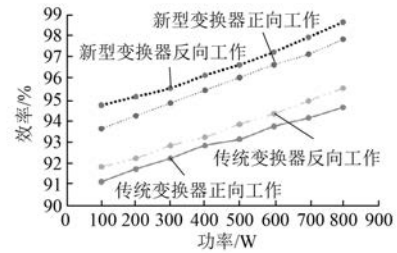


图 13 效率对比图

变换器实现了开关管的 ZVS 过程, 减小了开关管的峰值电流, 比传统双向 DC-DC 变换器效率有显著的提高, 特别是在能量反向流动降压过程中, 新型高效双向 DC-DC 变换器效率最高可达 98.6%。

5 结 语

本文提出了一种电动汽车用新型高效双向 DC-DC 变换器, 以 CLLC 谐振变换器为基础增加了超级储能放能的交错并联倍流电路, 使得开关管的电应力减小, 有利于实现 ZVS 过程。对新型高效双向 DC-DC 变换器的增益特性进行了分析, 推导了开关管实现 ZVS 的条件。制作了 800 W 样机进行测试, 结果验证电动汽车用新型高效双向 DC-DC 变换器中开关管能够可靠实现 ZVS, 开关管电流峰值小, 与传统双向 DC-DC 变换器进行对比, 效率得到提高。

【参考文献】

[1] LU X, WANG H. A highly efficient multifunctional power electronic interface for PEV hybrid energy management systems [J]. IEEE Access, 2019, 7: 8964.

[2] 周美兰, 田小晨. 用于电动汽车的交错并联软开关双向 DC/DC 变换器 [J]. 哈尔滨理工大学学报, 2016, 21(4): 83.

- [3] 齐磊,杨亚永,孙孝峰,等. 一种电流型高增益双向 DC-DC 变换器[J]. 电工技术学报,2019,34(18): 3797.
- [4] 宋成江,陈凯龙,孙孝峰,等. 一种新型高变换比双向 DC-DC 变换器[J]. 太阳能学报,2018,39(10): 2988.
- [5] WANG F, WANG Y, ZHANG F, et al. A novel high-conversion-ratio bidirectional three-phase DC-DC converter[J]. The Journal of Engineering, 2019, 2019(16): 2764.
- [6] YANG P, SHANG Z, LIU C, et al. A three-state dual-inductance bi-directional converter and its control for pulse-loaded three-port converter [J]. CSEE Journal of Power and Energy Systems, 2019, 6 (2): 291.
- [7] LI R, SHI F. Control and optimization of residential photovoltaic power generation system with high efficiency isolated bidirectional DC-DC converter[J]. IEEE Access, 2019, 7: 116107.
- [8] KAFLE Y R, HASAN S U, TOWN G E. Quasi-Z-source based bidirectional DC-DC converter and its control strategy [J]. Chinese Journal of Electrical Engineering, 2019, 5(1): 1.
- [9] 胡斌,杨中平,黄先进,等. 用于超级电容储能系统的三电平双向直流变换器及其控制[J]. 电工技术学报, 2015, 30(8): 83.
- [10] 武伟,谢少军,张翌,等. 基于 MMC 双向 DC-DC 变换器的超级电容储能系统控制策略分析与设计 [J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(27): 4568.
- [11] 张勋,王广柱,商秀娟,等. 双向全桥 DC-DC 变换器回流功率优化的双重移相控制[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(4): 1090.

(上接第 74 页)

- [3] 肖雅伟,唐云宇,刘秦维,等. 并联 IGBT 模块静态均流方法研究[J]. 电源学报,2015,13(2): 64.
- [4] 潘月军,王磊. 微混 BSG 冷却系统仿真设计研究 [J]. 上海汽车,2014(8): 2.
- [5] 文辉清,张旭辉,刘钧,等. 电动汽车逆变驱动系统精确仿真平台的研究[J]. 电力电子技术,2008,42(10): 5.
- [6] 张舟云,徐国卿,沈祥林. 牵引逆变器散热系统的分析与设计[J]. 同济大学学报(自然科学版), 2004,32(6): 775.
- [7] 肖雅伟,唐云宇,刘秦维,等. 并联 IGBT 模块静态均流方法研究[J]. 电源学报,2015,13(2): 64.
- [8] 陈俊,王莹,魏俊天,等. 一款基于双面水冷 IGBT 的双电机控制器开发与验证[J]. 电机与控制应用, 2019, 46(10): 99.

(上接第 108 页)

- [7] 胡亮灯,孙驰,赵治华,等. 高电压宽范围输入低电压输出的 DC-DC 辅助电源设计[J]. 电工技术学报, 2015, 30(3): 103.
- [8] 佟德元. DC-DC 开关电源容性负载能力设计分析 [J]. 电子世界, 2014(16): 352.
- [9] 吕剑峰. 两级 DC/DC 模块电源效率优化和环路特性的研究[D]. 哈尔滨:哈尔滨工业大学, 2011.
- [10] 佟强,张东来,徐国殿. 分布式电源系统中变换器的输出阻抗与稳定性分析[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(12): 57.
- [11] 李龙文. 最新全能数控电源 IC-ADP1043A [J]. 电子元器件应用, 2011, 13(5): 7.
- [12] 佟强. 数字 DC/DC 变换器动态性能和系统稳定性提高方法研究 [D]. 哈尔滨:哈尔滨工业大学, 2010.
- [13] 欧应阳,王志强. 基于 ADP1043 的数字电源设计 [J]. 通信电源技术, 2009, 26(5): 5.
- [14] 石健将,章江铭,龙江涛,等. 高频变压器一次侧串联 LLC+输出端并联 Buck 级联直流变换器[J]. 电工技术学报, 2015, 30(24): 93.
- [15] 李明飞. 宽输入电压范围多路输出小功率开关电源研究 [D]. 哈尔滨:哈尔滨工业大学, 2011: 17-21.