

DOI:10.3969/j.issn.1001-4551.2018.08.015

用于 V2G 的双向 DC/DC 变换器设计*

刘 波, 荆 磊, 李博栋, 汪小青, 邱茂航, 陈 敏*
(浙江大学 电气工程学院, 浙江 杭州 310027)

摘要:为了解决应用于电动汽车与电网进行双向互动的双向 DC/DC 变换器的设计问题,对该变换器的应用环境特点、负载特性、双向有源桥谐振式 CLLC 的特性等进行了研究。通过对实际应用场景和负载特点的分析,归纳出了应用在此类环境下的双向 DC/DC 变换器应该选择能够在较宽增益变化范围内实现软开关的拓扑;通过结合实际应用场景,对比了双向有源桥谐振式 CLLC 拓扑,选择了谐振式 CLLC 作为该变换器的基本拓扑;给出了基于谐振式 CLLC 拓扑的双向 DC/DC 变换器的设计流程及关键参数的计算公式;基于谐振式 CLLC 拓扑和流程设计了一台 3 kW 的双向 DC/DC 变换器。结果表明:以 Si MOSFET 为开关器件,开关频率在 100 kHz 以上时,变换器的正反向效率达到了 96.6%。

关键词: 电网;电动汽车;V2G;双向 DC/DC 变换器

中图分类号:TM402;TP212

文献标志码:A

文章编号:1001-4551(2018)08-0857-06

Design of bidirectional DC/DC converter for V2G applications

LIU Bo, JING Lei, LI Bo-dong, WANG Xiao-qing, QIU Mao-hang, CHEN Min
(School of Electrical Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China)

Abstract: In order to solve the design problem of the bidirectional DC/DC converter applied for the two-way interaction between electric cars and power grids, a full research aiming at the characters of the application, load and the characters of the dual active bridge and resonant CLLC topology was conducted. According to the research about the application environment and the load, a topology achieving soft switching in wide gain range should be chosen for the bidirectional DC/DC converter used for this application. Two topologies, dual active bridge and resonant CLLC, were compared based on the application environment, and the better one, resonant CLLC topology was chosen. Design guideline and key calculation formula were given for the resonant CLLC topology. A 3kW bidirectional DC/DC prototype based on the resonant CLLC topology applied for V2G was designed based on the design guideline. Experimental results indicate that the efficiency of this converter based on Si MOSFETs achieved 96.6% in both forward mode and backward mode, when the switch frequency above 100 kHz.

Key words: grid; electrical vehicle; V2G; bidirectional DC/DC converter

0 引 言

随着环保意识的提升,以清洁能源为动力来源的新能源汽车将逐渐取代传统的汽车^[1]。同时,随着新能源发电站的大规模使用,新能源并网势在必行。但是以光伏和风能为代表的新能源具有很强的随机性和

不可控性,极大地限制了新能源电站的入网容量。为了实现新能源的顺利并网,储能系统是新能源发电站的必备组件。

传统的电动汽车与电网的连接是单向的,电动汽车只是一个负载。当大量的电动汽车接入电网时,可以在一定程度上实现对电网的削峰。但是这没有充分利用电动汽车的储能特性。带有双向充电器的电动汽

收稿日期:2017-11-27

基金项目:国家自然科学基金资助项目(51477153)

作者简介:刘 波(1992-),男,重庆彭水人,硕士研究生,主要从事高性能 DC/DC 变换器方面的研究。E-mail: liubo28@zju.edu.cn

通信联系人:陈 敏,男,副教授,博士生导师。E-mail: calim@zju.edu.cn

车可以实现电能的双向流动,参与电网的调度,实现对电网的削峰填谷。

目前,双向充电器主要有单级式和两级式两大类。考虑到电气隔离,两级式的双向 AC/DC 变换器得到了广泛地使用^[2]。隔离型双向 DC/DC 变换器是两级式双向 AC/DC 变换器的重要组成部分。双向有源桥和谐振式 CLLC 是目前研究得最为广泛的两种拓扑。这两种拓扑均能实现软开关,都能在较高的开关频率下达到较高的传输效率。文献[3]的双向 DC/DC 变换器是基于双向有源桥的,该变换器在开关频率为 20 kHz 的时候,峰值效率达到 98%;文献[4]的双向 DC/DC 变换器是基于谐振式 CLLC 拓扑,该变换器在开关频率为 100 kHz 左右时,峰值效率达到 96%。但是针对于 V2G 的应用,哪一种拓扑更加适合,并没有进行对比。

本文针对 V2G 的应用场景进行分析,给出所选拓扑的参考设计流程,最后通过实验验证。

1 应用场景分析与拓扑选择

现在市场化的电动汽车的车载电池主要是化学电池和物理电池。在电动汽车上使用的化学电池主要是锂离子电池和镍氢电池。近年来,针对锂离子电池和镍氢电池特性的研究广泛^[5-7]。此类电池的端压随着充放电电流和电池状态的不同而不同,单个锂电池的端压 2.4 V ~ 3.4 V。

由于电动汽车空间的限制,车载充电机需要较高的功率密度。在变换器中占据大量体积的元件是散热器和无源元件。为了提升功率密度,变换器的开关频率和效率是关键。

应用在车载的 DC/DC 变换器,连接电池一端的电压会有较大的变化。同时,变换器需要具有较高的功率密度,也即变换器需要工作在较高的开关频率和具有较高的效率。此外,DC/DC 变换器往往还需要是隔离的变换器。应用于车载充电机的 DC/DC 变换器根据相应的标准,现有的车载充电机功率基本都为 3.3 kW 或者 6.6 kW。

在车载充电机这个功率等级下,为了均衡电压和电流应力,全桥拓扑是较好的选择。双向全桥 DC-DC 变换器,主要有谐振式和非谐振式两种。在众多谐振式和非谐振式双向 DC-DC 变换器中,双向有源桥和谐振式 CLLC 是最常见的两种拓扑^[8]。

1.1 双向有源桥

双向有源桥拓扑如图 1 所示。

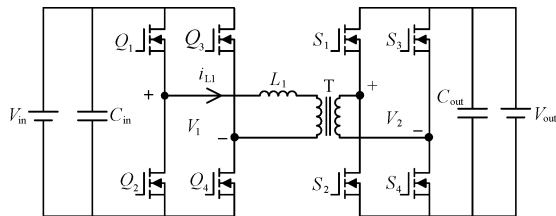


图 1 双向有源桥拓扑

由图 1 可知:双向有源桥主要由两个全桥组成,中间采用变压器做隔离,电感 L_1 是能量传输电感。实际应用中,可采用变压器的漏感作为该电感。

一种适用于双向有源桥的控制图如图 2 所示。

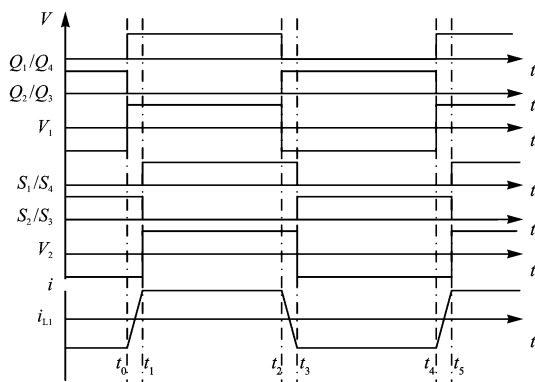


图 2 双向有源桥的单移相控制

由图 2 可知:在这种控制策略中, L_1 电感在 t_0 和 t_1 时刻的电流分别为:

$$i_{L_1}(t_0) = \frac{V_2}{L_1} \left(\frac{1}{4f} - t_1 + t_0 \right) - \frac{V_1}{4fL_1} \quad (1)$$

$$i_{L_1}(t_1) = \frac{V_2}{4fL_1} - \frac{V_1}{L_1} \left(\frac{1}{4f} - t_1 + t_0 \right) \quad (2)$$

式中: $i_{L_1}(t_0)$ — t_0 时刻电感电流的大小; V_2 —输出侧两桥臂之间的电压; L_1 —高频电感感值; f —开关频率; t_1 —输出侧开关器件切换的时刻; $i_{L_1}(t_1)$ — t_1 时刻电感电流的大小; t_0 —输入侧开关器件切换的时刻; V_1 —输入侧两个桥臂中点间的电压。

为保证变换器工作在软开关模式, L_1 电感电流在 t_0 时刻需要小于零, t_2 时刻需要大于零。所以双向有源桥的软开关范围为:

$$\begin{cases} \frac{1}{4f} \left(1 - \frac{V_1}{V_2} \right) \leq t_1 - t_0 \\ \frac{1}{4f} \left(1 - \frac{V_2}{V_1} \right) \leq t_1 - t_0 \end{cases} \quad (3)$$

该电路存在缺点:当采用普通控制算法时,该电路存在着较大的功率环流,增大了开关器件的电流应力和损耗。文献[9]总结了相关的算法来缓解或解决功率环流的问题,但是算法较为复杂;文献[10]

解决了功率环流问题,但是需要添加缓冲电路,这增加了变换器的损耗。同时,该变换器的开关器件的开关都在电流的转折处进行切换,这使得有部分开关器件总在电流最大处进行切换,加大了开关器件的关断损耗。此外,由式(3)可知,该电路的软开关范围受到较大的限制。在实际应用中,该电路还容易出现变压器的直流磁偏,所以需要在电路中添加较大的隔直电容。

1.2 CLLC 谐振变换器

CLLC 谐振式变换器是在单向 LLC 电路的基础上演化而来,如图 3 所示。

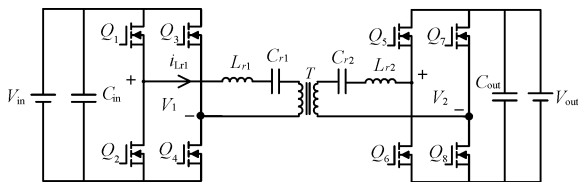


图 3 谐振式 CLLC 变换器

基于 LLC 电路演化而来的双向变换器具有软开关范围广、可以实现功率集成、同时整流侧的开关器件可以实现零电流关断等优点。同时,相对于其他的谐振式拓扑,CLLC 变换器的优点为:电路结构对称,便于实现双向控制;电路在变压器两侧均存在电感,具有强的抗短路性能,还限制了整流侧电流变化的速度,并且在启动阶段没有大的电流冲击;该电路在变压器两侧都具有谐振电容,避免了变压器的直流磁偏。

该电路的缺点主要体现在:电路的谐振元件较多,加大了变换器的设计难度;变换器的两侧均有谐振电感,加大了变换器的损耗,在一定程度上降低了变换器的效率;该变换器在重载时,增益曲线有一定的偏移。在 Q 值较大时,在部分区域变换器的增益曲线随着频率的降低,增益下降。

1.3 拓扑选择

为了保证变换器在整个工作范围内都具有较高的效率,双向 DC/DC 变换器需要在较宽的电压变化范围内都能实现软开关。然而双向有源桥拓扑的软开关范围较窄,同时在电压不匹配时,流过高频电感的电流峰值较高。谐振式 CLLC 拓扑能够在全范围内保持软开关,同时整流侧器件可以实现零电流关断,这都有利于提高变换器的效率。车载电池充电时,如果采用恒流恒压模式充电,电池电压最小的时候,变换器的等效负载电阻最小,此时变换器所需的增益小于 1,整个变换器工作在 Buck 模式,避开了增益曲线偏移区域。因此

可以通过合理地设计相关的参数,避开增益曲线偏移的区域。

应用于 V2G 的双向 DC/DC 变换器需要具有高的功率密度,高的效率。谐振式 CLLC 拓扑具有可以在全范围内实现软开关,同时在整流侧可以实现零电流关断等优点,适用于该应用。所以本研究选择谐振式 CLLC 拓扑作为基本拓扑。

2 双向 DC/DC 变换器的设计

谐振式 CLLC 变换器需要 2 个谐振电容,2 个谐振电感,1 个变压器匝比和 1 个激磁电感。设计参数较多,设计较为复杂。文献[11]给出了较为详细的设计过程,其主要设计流程如图 4 所示。

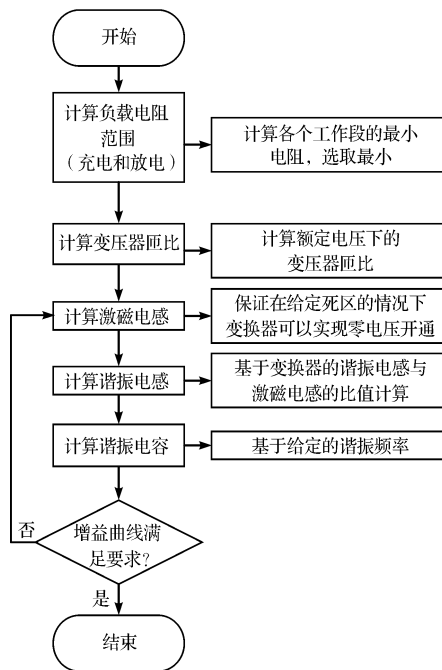


图 4 谐振式 CLLC 设计流程

设计完变换器主要元件参数之后,电感和变压器的具体设计可以按照高频变压器进行计算。

变压器的变比设定根据输入母线电压的额定值和输出电压确定。在设计时,鉴于磁性元件是根据变换器的开关频率确定的,为了充分利用磁性元件的性能,变换器的正向和反向工作频段设定为相同。同时,如果考虑变换器的正向与反向具有相同的增益,则变压器的变比为:

$$N_{Tr} = \frac{V_{bus_nom}}{\sqrt{V_{o_max} \cdot V_{o_min}}} \quad (4)$$

式中: N_{Tr} —变压器原副边变比; V_{bus_nom} —直流母线额定电压; V_{o_max} —锂电池的最大电压; V_{o_min} —锂电池的最低电压。

为了保证变换器能够满足 ZVS, 变换器的激磁电感的最大值受到限制。当采用全桥变换器时, 激磁电感的最大值应该满足:

$$L_m \leq \frac{T \cdot t_{\text{dead}}}{16 \cdot C_{\text{oss}}} \quad (5)$$

式中: L_m — 激磁电感; T — 开关周期; t_{dead} — 死区时间; C_{oss} — MOSFET 等效输出电容。

当变换器工作在正向时, 这种工作模式下, 变换器的输入电压为直流母线电压, 输出电压为锂电池的端压。此时, 输出侧的等效负载与锂电池的充电策略相关, 设计时需要考虑的是锂电池电压最大时, 输出功率达到最大功率, 等效负载电阻为:

$$R_{\text{G2V_nom}} = \frac{V_{o_max}^2}{P_{o_max}} \quad (6)$$

式中: $R_{\text{G2V_nom}}$ — 锂电池作为负载时的等效负载电阻; P_{o_max} — 最大输出功率。

当变换器工作在反向时, 变换器的输出端电压为直流母线电压, 输入电压为锂电池端压。此时需要考虑锂电池的放电策略。实际应用中锂电池的放电功率与锂电池的端压相关, 端压较低时, 放电功率减小。此时需要计算出以额定功率放电时的最低电压和最低电压时的放电功率。以额定功率放电时, 需要考虑的量为变换器增益与输出等效负载:

$$\begin{cases} M_{\text{V2G_nom}} = \frac{V_{\text{bus}}}{N_{Tr} \cdot V_{\text{batt_nom_min}}} \\ R_{\text{V2G_nom}} = \frac{V_{\text{bus}}^2}{P_{\text{V2G_nom}}} \end{cases} \quad (7)$$

式中: $M_{\text{V2G_nom}}$ — 以额定功率放电时的最大增益; V_{bus} — 直流母线电压; $V_{\text{batt_nom_min}}$ — 最大功率放电时锂电池的电压; $R_{\text{V2G_nom}}$ — 最大功率放电时的等效输出电阻; $P_{\text{V2G_nom}}$ — 锂电池的最大放电功率。

当锂电池电压低于最大放电功率时, 锂电池的放电功率随着锂电池的端压变化而变化。此时需要绘制等效负载电阻与增益的曲线, 其中增益与等效电阻为:

$$\begin{cases} M_{\text{V2G_less}} = \frac{V_{\text{bus}}}{N_{Tr} \cdot V_{\text{batt_less}}} \\ R_{\text{V2G_less}} = \frac{V_{\text{bus}}^2}{P_{\text{V2G_less}}} \end{cases} \quad (8)$$

式中: $M_{\text{V2G_less}}$ — 以较低功率放电时的最大增益; $V_{\text{batt_less}}$ — 较低功率放电时锂电池的电压; $R_{\text{V2G_less}}$ — 以较低功率放电时的等效输出电阻; $P_{\text{V2G_less}}$ — 锂电池的较低放电功率。

变换器的激磁电感与谐振电感的比值可以事先确

定。这个比值过大有利于减小激磁电感的电流, 但是会使得变换器的工作频段变宽。所以实际应用中, 这个数值一般在 3.5 ~ 5 之间选取。同时, 为了充分利用磁性元件, 变换器的正向和反向工作谐振频率可以设定为相同数值。当激磁电感与谐振电感的比值都确定之后, 变换器的谐振电容关系也随之确定, 其中激磁电感与谐振电感的比值为:

$$\begin{cases} N_{Tr}^2 = \frac{L_{m_pr}}{L_{m_sec}} \\ K = \frac{L_m}{L_r} \end{cases} \quad (9)$$

谐振频率与谐振电感和谐振电容的大小为:

$$f_r = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_r \cdot C_r}} \quad (10)$$

式中: L_{m_pr} — 原边的等效激磁电感; L_{m_sec} — 二次侧的等效激磁电感; K — 激磁电感与谐振电感的比值; L_r — 谐振电感; f_r — 谐振频率; C_r — 谐振电容。

变换器的其他参数通过对应的检查过程不断调整。通过式(11)来绘制变换器的增益与频率曲线, 并检查关键点的增益是否满足需求。如果不满足要求可以通过图4的流程进行迭代设计:

$$\begin{cases} G_{\text{CLLC}} = \frac{V_{\text{bus}}}{N_{Tr} \cdot V_{\text{in}}} = \frac{1}{\sqrt{a^2 + b^2}} \\ a = \frac{1}{h} + 1 - \frac{1}{h \cdot \omega^2} \\ b = \left(\frac{k}{h} + 1 + \frac{1}{g \cdot h} + \frac{1}{g} \right) \cdot \frac{Q}{\omega} - \left(\frac{k}{h} + 1 + k \right) \cdot Q \cdot \omega - \frac{Q}{g \cdot h \cdot \omega^3} \\ h = \frac{L_m}{L_r}, k = \frac{L'_r}{L_r}, g = \frac{C'_r}{C_r}, \omega = \frac{\omega_s}{\omega_r} \\ Q = \frac{\sqrt{L_r}}{R_{ac}}, R_{ac} = \left(\frac{8N_{Tr}^2}{\pi^2} \right) \cdot R_o \end{cases} \quad (11)$$

式中: G_{CLLC} — 谐振 CLLC 的增益; V_{in} — 输入电压; ω — 开关角频率与谐振角频率之比; Q — 品质因数; L'_r — 输出侧的谐振电感折算到输入侧; C'_r — 输出侧谐振电容折算到输入侧; ω_s — 开关角频率; ω_r — 谐振角频率; R_{ac} — 输出电阻折算到输入侧的等效交流电阻; R_o — 输出负载电阻。

上面的增益验证可以得到对应负载点的 Q 值。联立 Q 值、谐振频率和负载, 可以计算出电容和电感的数值。

谐振参数设计完成之后,便可以设计变换器的滤波器。直流母线侧一般可以采用单电容滤波。由于高频纹波对电池的寿命有很大的影响,电池侧的输出需要限制高频纹波。为了兼顾滤波器的体积和滤波效果,电池侧的滤波器需要特别设计。同时,如果电池需要采用恒流恒压模式充电,当电池工作在恒流模式充电时,变换器的控制量为电流,电池侧需要一个电感来稳定输出电流。所以电池侧的滤波器可以采用 CL 和 CLC 滤波器。两种滤波器都可以保证进入电池的电流没有较大的高频分量。

开关器件的选取对于变换器的整机性能具有很大的影响。由于变换器可以实现软开关,所以开通损耗基本可以忽略不计。但是在整流侧,高频电流将流过二极管,因此需要选择具有快恢复特性的二极管。所以选择开关器件时除了选取电压和电流以外还需要注意开关器件的寄生二极管是不是快恢复二极管。

3 实验及结果分析

本文设计了一款 3 kW 的双向 DC/DC 变换器,采用了谐振式 CLLC 拓扑和 CLC 输出滤波器。

该样机的输入直流母线电压为 400 Vdc,输出电压为 200 Vdc ~ 300 Vdc,工作频率为 80 kHz ~ 220 kHz。所有的开关器件均采用 Si 的 MOSFET。

工作在正向模式时,变换器的相关波形图如图 5 所示。

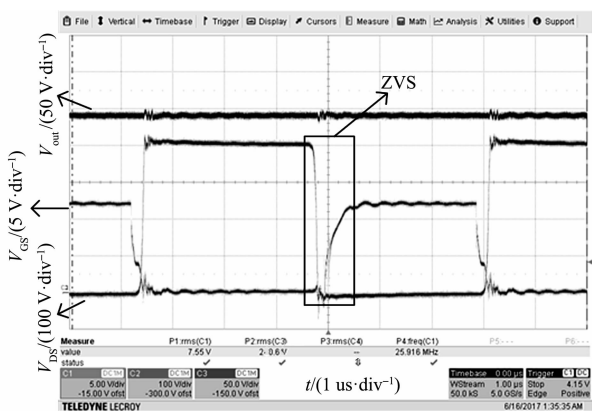


图 5 正向工作模式的波形图

根据图 5 可知,在开通之前,开关器件两端的电压降低到零,说明变换器实现了零电压开通。工作在正向模式时,变换器的传输效率与输入功率在不同输出电压下的变换器效率如图 6 所示。

由图 6 可知,变换器的正向传输效率在较宽的功率变化范围内都保持在 93% 以上,峰值效率在 96.6% 以上。在同等测试条件下,该变换器的传输效率处于

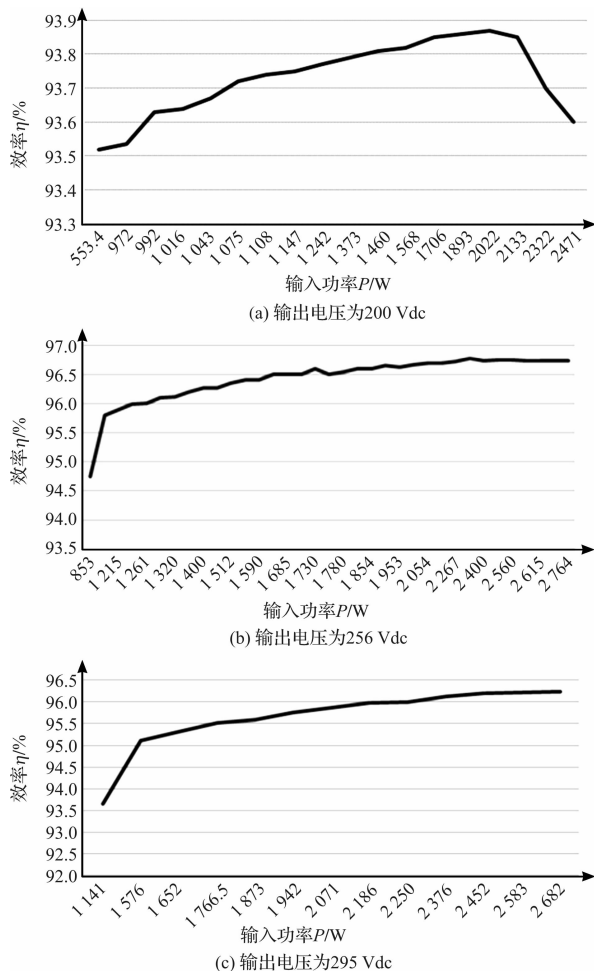


图 6 传输效率与输入功率曲线

V_{GS} —原边开关器件的驱动波形; V_{DS} —该 MOSFET 的漏源极电压波形; V_{out} —输出电压波形

较高水平。

变换器工作在反向模式时的相关波形图如图 7 所示。

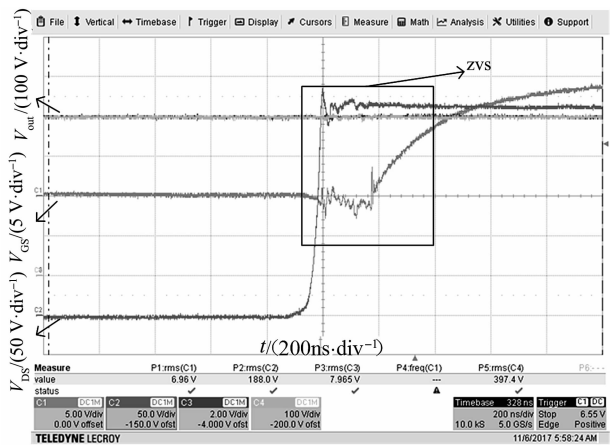


图 7 反向模式时变换器的相关波形

V_{GS} —低压侧的 MOSFET 的驱动波形; V_{DS} —同一桥臂的另一 MOSFET 的漏源极电压波形; V_{out} —变换器的输出电压

由图 7 可知:该 MOSFET 在驱动上升前,MOSFET

的漏源极电压基本降到零,实现了零电压开通。同时该变换器工作在反向模式时,传输效率与正向时的效率相近,峰值效率达到 96.6%。

4 结束语

本文结合变换器的实际工作环境,通过对比双向有源桥谐振式 CLLC 变换器的软开关范围和效率,得出谐振式 CLLC 变换器更适用于该种场合;最后按照给定的设定流程设计了一款 3 000 W 的双向 DC/DC 变换器。该变换器的效率在相应的条件下达到了较高的水平。

参考文献 (References):

- [1] YU A S O , SILVA L L C, CHU C L, et al. Electric vehicles: struggles in creating 2011 Proceedings of PICMET 11: Technology Management in the Energy Smart World, Portland; IEEE, 2011. a market[C].
- [2] EMADI A, LEE Y J, RAJASHEKARA K. Power electronics and motor drives in electric, hybrid electric, and plug-in hybrid electric vehicles [J]. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2008,55(6):2237-2245.
- [3] TONG An-Ping, HANG Li-jun, LI Guo-jie, et al. Modeling and analysis of dual-active-bridge isolated bidirectional DC/DC converter to minimize RMS current with whole operating range [J]. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 2018,33(6):5302-5316.
- [4] LIU Gang, LI Dan, ZHANG Jian-qiu, et al. Bidirectional CLLC resonant DC-DC converter with integrated magnetic for OBCM application[C]. 2015 IEEE International Conference on Industrial Technology Seville; IEEE, 2015.
- [5] 王 丹. 电动汽车车载充电机仿真建模与负荷特性分析 [D]. 北京:华北电力大学能源动力与机械工程学院, 2013
- [6] 王志强. 电动汽车动力锂离子电池模拟器的研究[D]. 重庆:重庆理工大学车辆工程学院,2012
- [7] 程 泽,李 智,孙幸勉. 考虑松弛和滞回的锂离子电池建模及 SOC 估计[J]. 电源学报,2018,7(4):1-15.
- [8] ZAHID Z U, DALALA Z M, CHEN R, et al. Design of bi-directional DC-DC resonant converter for vehicle-to-grid (V2G) applications [J]. **IEEE Transactions on Transportation Electrification**, 2015,1(3):232-244.
- [9] ZHAO Biao, SONG Qiang, LIU Wen-hua, 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.
- [10] 郭洪玮. 无无功环流的隔离型双向 DC/DC 变换器研制 [D]. 北京:北京交通大学机械与电子控制工程学院, 2017.
- [11] HE Peiwen, KHALIGH A. Comprehensive analyses and comparison of 1 kW isolated DC-DC converters for bidirectional EV charging systems [J]. **IEEE Transactions on transportation electrification**, 2017,3(1):147-156.

[编辑:李辉]

本文引用格式:

刘 波,荆 磊,李博栋,等. 用于 V2G 的双向 DC/DC 变换器设计[J]. 机电工程,2018,35(8):◆-◆,◆.

LIU Bo, JING Lei, LI Bo-dong, et al. Design of Bidirectional DC/DC Converter for V2G Applications[J]. Journal of Mechanical & Electrical Engineering, 2018,35(8):◆-◆,◆.

《机电工程》杂志: <http://www.meem.com.cn>