

新型电动汽车双向隔离型 DC-DC 变换器 控制策略^{*}

韩 猛¹, 陈 昭², 张玮麟¹

(1. 黑龙江科技大学 电气与控制工程学院, 黑龙江 哈尔滨 150027;

2. 哈尔滨理工大学 测控技术与通信工程学院, 黑龙江 哈尔滨 150080)

摘 要: 双向隔离型 DC-DC 变换器在超级电容储能供电的电动汽车上应用广泛, 为了实现变换器中所有开关管零电压开关(ZVS)过程, 提高双向隔离型变换器效率, 提出了一种新型双向有源桥式变换器控制策略。在桥式变换器中增加并联谐振电感, 利用占空比补偿的方法对驱动信号进行补偿, 对谐振腔的电流值进行设计求解, 选取合适的谐振电感值, 对谐振过程中桥式结构一次侧和二次侧电压的相位差进行控制, 通过脉宽调制(PWM)处理器综合调制后控制双向隔离型变换器。保证了能量双向流动的同时, 实现了双向隔离型 DC-DC 变换器中所有开关管 ZVS 过程。试验测试表明, 所提出的新型控制策略能够有效提高双向隔离型 DC-DC 变换器的效率。

关键词: DC-DC 变换器; 双向隔离; 超级电容; 占空比补偿; 相位差

中图分类号: TM 46 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2020)07-0029-06

doi: 10.12177/emca.2020.031

Control Strategy of Bi-Directionally Isolated DC-DC Converter for Novel Electric Vehicle^{*}

HAN Meng¹, CHEN Zhao², ZHANG Weilin¹

(1. Institute of Electrical Control Engineering, Heilongjiang University of Science and Technology, Harbin 150027, China;

2. College of Measurement and Control Technology and Communication Engineering, Harbin University of Science and Technology, Harbin 150080, China)

Abstract: Bi-directionally isolated DC-DC converter is widely used in electric vehicles powered by super capacitor energy storage. To realize zero voltage switching (ZVS) process of all switches in converter and improve efficiency of bi-directionally isolated DC-DC converter, a new control strategy of bi-directional active bridge converter is proposed. A parallel resonant inductor is added in the bridge converter. The drive signal is compensated by the method of duty cycle compensation. The current value of resonant cavity is solved. Appropriate resonant inductor value is selected to control the phase difference between primary side and secondary side voltage of the bridge structure during resonance process. The bi-directionally isolated converter is controlled by pulse width modulation (PWM) processor after comprehensive modulation. ZVS process of all switches in bi-directionally isolated DC-DC converter is realized. Experimental results show that the new control strategy can effectively improve efficiency of bi-

收稿日期: 2020-03-12; 收到修改稿日期: 2020-04-08

^{*} 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: 陈 昭(1996—), 男, 硕士研究生, 研究方向为电力电子与电力传动。

韩 猛(1999—), 男, 研究方向为电气工程及其自动化。

张玮麟(1999—), 男, 研究方向为电气工程及其自动化。

directionally isolated DC-DC converter.

Key words: DC-DC converter; bi-directional isolation; super capacitor; duty cycle compensation; phase difference

0 引言

为了保证电动汽车能够持续稳定地运行,锂电池组结合其他能源器件逐渐应用到电动汽车中。超级电容由于储能能力强,与锂电池构成能量组,广泛应用于电动汽车供电系统中。为了方便能量的管理,进行能量释放和回收的隔离型双向 DC-DC 变换器对电动汽车的供电储能系统具有重要意义。

文献[1]对电动汽车中的交错并联软开关双向 DC-DC 变换器进行了研究,对单相桥式结构的变换器不同工作状态进行了分析,但是整个变换器只进行了小功率试验,尚未考虑大功率隔离的情况。文献[2]利用基于粒子群算法优化的约束模型对交错并联双向 DC-DC 变换器进行控制,提高了变换器的动态响应性能和稳态性能。文献[3]针对超级电容的电能均衡问题,设计了一种多模块多电平双向 DC-DC 变换器的双闭环控制策略,以达到稳定控制网侧电感电流和均衡超级电容组电压的目的。为了达到输出功率均衡的目的,文献[4]提出一种基于电感电流反馈的双向 DC-DC 变换器下垂控制方法,保证了控制系统的稳定性和功率均分特性。文献[5]对双向全桥串联谐振 DC-DC 变换器回流功率特性进行优化,通过优化电压增益、开关频率谐振频率比、谐振回路的特性阻抗参数,达到了在宽负载范围内降低系统回流功率的目的。文献[6]对隔离型双向 AC-DC 变换器的控制策略进行了研究,提出一种双移相加变频控制的控制策略,降低了开关损耗,减小了变换器的体积。文献[7]提出了一种新型无环流双向隔离型 DC-DC 变换器,使整个电路无环流,工作效率高,动态响应快。

本文根据原有双向隔离型 DC-DC 变换器的拓扑结构特点和控制策略,提出了一种新型超级电容供电的电动汽车双向隔离型 DC-DC 变换器控制策略。在桥式双向隔离型变换器中增加并联谐振电感,对占空比进行固定工作周期补偿,设计了变压器两侧电流的值,实现了变换器的软开关过程,减小了开关损失,提高了变换器的效率。通

过试验测试说明设计的电动汽车双向隔离型 DC-DC 变换器能够实现软开关过程,与传统移相控制方法相比,利用占空比补偿控制的变换器效率得到了有效提高。

1 双向有源桥式变换器

双向有源桥式变换器是典型的电动汽车双向隔离型 DC-DC 变换器,电路图如图 1 所示^[8]。其中, U_1 为输入直流侧电压, U_2 为输出侧超级电容组端电压,电感 L_k 为变压一次侧漏感^[9]。

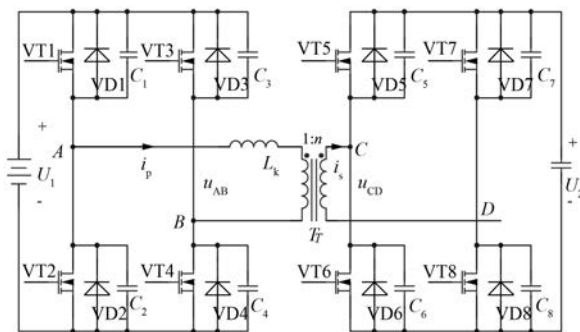


图 1 双向有源桥式变换器电路图

桥式结构一次侧开关管和二次侧开关管利用交错脉宽调制(PWM)进行控制,变压器一次侧和二次侧开关管工作时间分别为 $D_1 T_s$ 和 $D_2 T_s$, D_1 和 D_2 分别为变压器一次侧和二次侧的桥臂移相比, T_s 为开关管工作周期。电路中各关键点波形如图 2 所示。

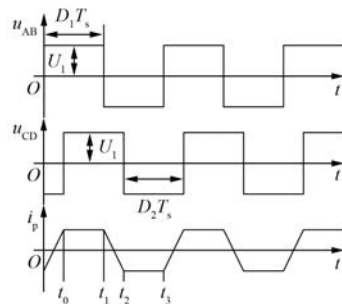


图 2 电路波形

在 t_0 时刻,开关管 VT6 和 VT7 关断,VT5 和 VT8 导通;在 t_1 时刻,开关管 VT1 和 VT4 关断,

VT2 和 VT3 导通;在 t_2 时刻,开关管 VT5 和 VT8 关断,VT6 和 VT7 导通;在 t_3 时刻,开关管 VT2 和 VT3 关断,VT1 和 VT4 导通。所有的开关管均在电流处于最大值时动作,开关损耗较大。在负载较小时,电流 i_p 值变小,难以通过并联二极管进行续流,所有开关管均不能实现零电压开关(ZVS)。为了减小开关管损耗,实现开关管的 ZVS,在传统双向有源桥式变换器中增加谐振电感 L_m 。通过 L_m 与开关管并联电容进行谐振,以实现开关管的 ZVS^[10]。

2 ZVS 实现条件

带有并联谐振电感的双向有源桥式变换器如图 3 所示。其中,电感 L_m 为并联谐振电感^[11]。

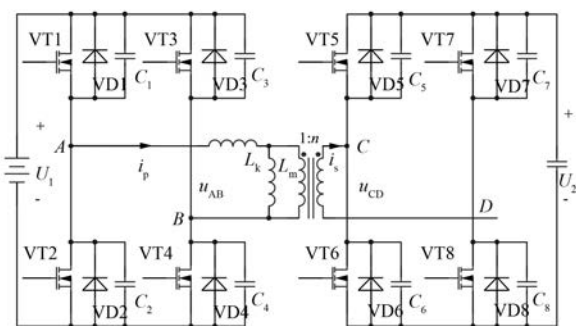


图 3 带有并联谐振电感的双向有源桥式变换器

为了实现变换器的 ZVS 过程,利用移相控制的方式对桥式变换器进行控制,得到变换器的工作波形如图 4 所示。

根据图 4 可知, u_{AB} 和 u_{CD} 之间的相移为 φ 。开关管 VT1、VT2、VT7、VT8 在导通时流过谐振腔的电流已经降为零,不能通过开关管的并联元件进行续流,因此开关管 VT1、VT2、VT7、VT8 不能实现 ZVS 过程。在 t_8 时刻关断 VT2,对等效电路进行分析,得到 t_8 时刻的等效电路如图 5 所示。

在 t_8 时刻要实现 VT2 的 ZVS 过程,漏感端储存的能量需要大于桥臂中 2 个电容的能量,有:

$$\frac{1}{2}L_k i_p^2(t_8) \geq \frac{1}{2}C_1 U_1^2 + \frac{1}{2}C_2 U_1^2 \quad (1)$$

此时,谐振腔的电流 i_p 值为

$$i_p = C_1 \frac{d(U_1 - u_{ds2})}{dt} - C_1 \frac{du_{ds2}}{dt} = -2C_1 \frac{du_{ds2}}{dt} \quad (2)$$

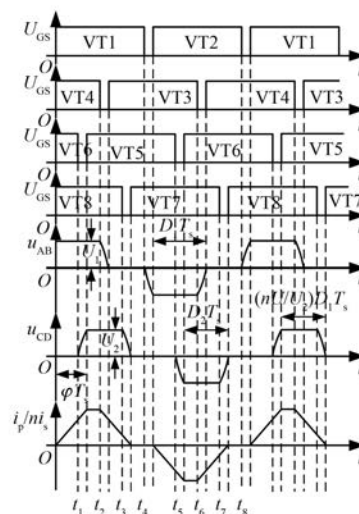


图 4 变换器工作波形

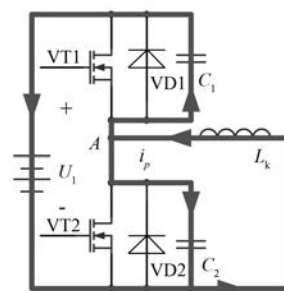


图 5 t_8 时刻等效电路图

VT2 的关断电压值为

$$u_{ds2} = L_k \frac{di_p}{dt} \quad (3)$$

在此时刻之前,满足:

$$u_{ds2} + 2C_1 L_k \frac{d^2 u_{ds2}}{dt^2} = 0 \quad (4)$$

因此,需要利用新的控制策略对变换器进行控制,以实现 VT1、VT2、VT7、VT8 的 ZVS 过程^[12]。

3 控制策略

根据式(1)可知,要实现开关管 VT1 和 VT2 的 ZVS 过程,需要满足 t_4 和 t_8 时刻的谐振电流大于一次侧最小续流电流。要实现开关管 VT7 和 VT8 的 ZVS 过程,需要满足 t_3 和 t_7 时刻的谐振电流大于二次侧最小续流电流。一次侧最小续流电流为

$$I_{1\min} = U_1 \sqrt{\frac{2C_1}{L_k}} \quad (5)$$

二次侧最小续流电流为

$$I_{2\min} = U_1 \sqrt{\frac{2C_2}{L_{ks}}} \quad (6)$$

式中: L_{ks} 为二次侧变压器漏感。

为了实现一次侧所有开关管的 ZVS 过程, 利用固定占空比 D_c 进行补偿, 使得占空比 D_2 的值减小^[13]。占空比 D_2 的值减小, 二次侧的开关管导通时间减少, 而变压器端电压提前降为零, 谐振腔电流通过一次侧开关管并联器件续流, 为 VT1 和 VT2 的 ZVS 过程创造条件。利用固定占空比 D_c 进行补偿的情况下, 电路工作波形如图 6 所示。

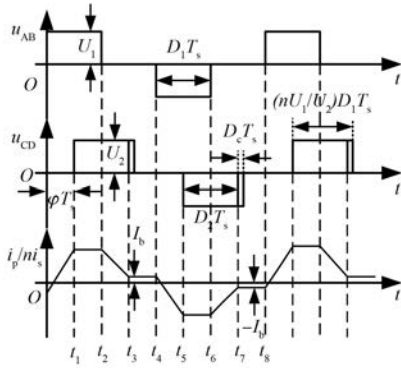


图6 固定占空比补偿情况下电路工作波形

利用固定占空比 D_c 进行补偿, 使得谐振电流不出现断续的情况。 D_c 的值为

$$D_c = \frac{nU_1}{U_2} D_1 - D_2 \quad (7)$$

在续流过程中, 根据漏感的能量平衡关系可得:

$$I_b L_k = \frac{D_c T_s U_2}{2n} \quad (8)$$

因此, 可得 VT1 和 VT2 实现 ZVS 过程的谐振电流:

$$I_b = \frac{D_c T_s U_2}{2nL_k} \quad (9)$$

通过调节参数使电流 I_b 的值大于 $I_{1\min}$ 的值时, 即完成了利用固定占空比 D_c 补偿, VT1 和 VT2 可实现 ZVS 过程。

为了实现 VT7 和 VT8 的软开关过程, 需要对

变压器二次侧的电流 i_s 进行控制, 使得二次侧电流能够大于 $I_{2\min}$ 。因为一次侧并联谐振电感 L_m 的存在, 所以 i_p 和 i_s 不完全呈线性相关^[14]。考虑并联谐振电感的工作波形如图 7 所示^[15]。

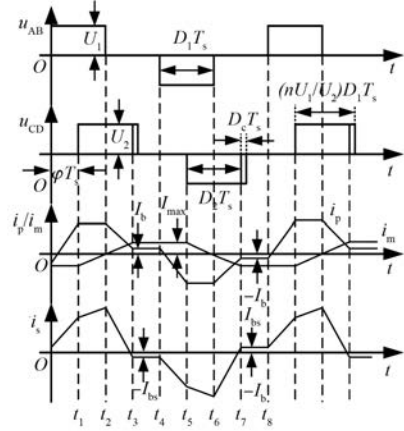


图7 考虑并联谐振电感的工作波形

在变压器两侧, 有电流关系:

$$i_s = \frac{i_p - i_m}{n} \quad (10)$$

根据励磁电感的能量平衡关系可得:

$$I_{\max} L_m = \frac{D_2 T_s U_2}{2n} \quad (11)$$

可得 VT7 和 VT8 实现 ZVS 过程的变压器二次侧电流:

$$I_{bs} = \frac{D_2 T_s U_2}{2n^2 L_m} - \frac{I_b}{n} \quad (12)$$

对谐振电感 L_m 进行合理的设置, VT7 和 VT8 即可实现 ZVS 过程。

u_{AB} 和 u_{CD} 之间存在相位差 φ , 在利用固定占空比 D_c 进行补偿时还需要考虑相位差的作用, 防止 φ 的绝对值过大而导致变换器失控。在限定相位差 φ 的同时, 还需要保证驱动信号的占空比 D_1 和 D_2 值不超过 0.5, 因此设计了边界控制条件, 对 φ 值进行判断, 从而控制占空比 D_1 和 D_2 的值, 控制框图如图 8 所示。

4 试验测试

为了验证提出控制策略的可行性, 进行试验验证^[16]。根据图 3 和图 8 制作试验样机进行测试, 试验的变换器参数如表 1 所示。

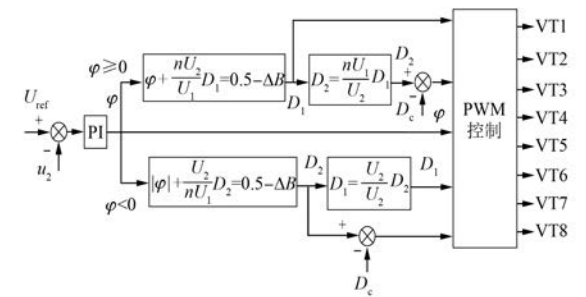


图 8 控制框图

表 1 变换器试验参数

参数名称	参数值
电压 U_1 、 U_2 /V	180~240、200
输出电容 C_o /μF	470
变压器比	1:1
输出功率 P_o /kW	1.6
工作频率 f_s /kHz	50
漏感 L_k /μH	30
并联电容 $C_1 \sim C_8$ /pF	570
补偿占空比 D_c	0.023
偏置电流 I_b 、 I_{bs} /A	1.8、1.5
励磁电感 L_m /μH	240

在 $U_1 = U_2 = 200\text{ V}$ 的情况下,双向隔离型变换器工作在 1 600 W 额定工作状态时,电路的工作波形如图 9 所示。 u_{AB} 和 u_{CD} 之间具有一定的相位差, i_p 和 i_s 满足开关管实现 ZVS 的条件。

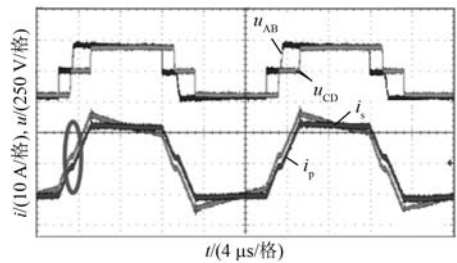


图 9 1 600 W 额定工作状态下电路波形

开关管 VT1 和 VT7 导通过程中电压和电流波形如图 10 所示。在开关管导通的过程中,实现了 ZVS 过程。

改变变换器工作模式,使得能量由超级电容侧流向输入直流网侧。当 $U_1 = U_2 = 200\text{ V}$ 、直流网侧功率为 400 W 时,电路的工作波形如图 11 所示。 u_{AB} 和 u_{CD} 之间的相位差发生改变, u_{CD} 相位超前 u_{AB} 的相位。

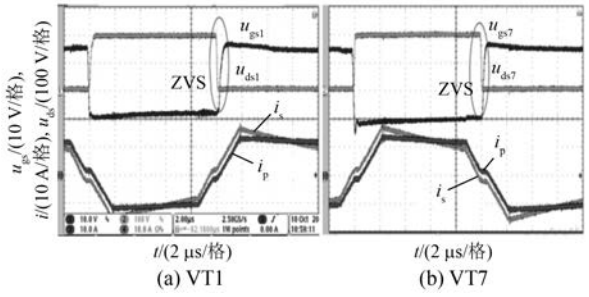


图 10 VT1 和 VT7 实现 ZVS 过程

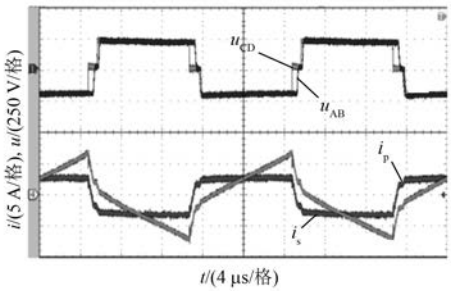


图 11 400 W 能量反向流动波形

当 $U_1 = U_2 = 200\text{ V}$ 保持不变、直流网侧功率为 1 600 W 时,电路的工作波形如图 12 所示。 u_{CD} 相位超前 u_{AB} 的相位,且与 400 W 时相比相位超前更大。

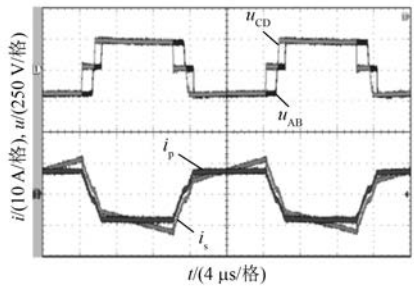


图 12 1 600 W 能量反向流动波形

所设计的双向隔离型 DC-DC 变换器能够实现能量的双向流动,同时变换器中所有的开关管均能实现 ZVS 过程。与传统双向隔离型 DC-DC 变换器控制策略相比,提出的新型占空比补偿控制策略能够有效提高变换器的效率。双向有源桥式变换器利用新型控制方法与传统移相控制的效率对比如图 13 所示。

图 13 表明不论负载大小,利用占空比补偿的新型控制策略均能够有效提高变换器的效率,在负载较小和负载较大时,比传统的移相控制方法

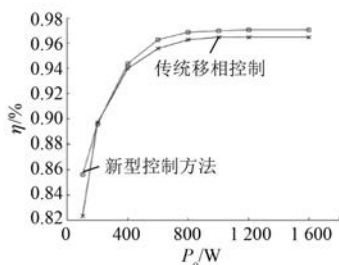


图 13 效率对比图

效率提升更明显。

5 结 语

本文对传统移相控制的电动汽车超级电容双向有源桥式变换器进行了分析,桥式变换结构中部分开关管不能实现 ZVS 过程。为了实现双向隔离型 DC-DC 变换器中所有开关管的 ZVS 过程,提出了一种新的控制策略,利用占空比补偿的方法,对谐振电流进行控制,为所有开关管的 ZVS 创造条件。通过试验测试,验证了提出的控制策略能够使双向有源桥式变换器实现能量的双向流动,开关管能够实现 ZVS 过程。与传统的控制方法相比,占空比补偿的控制方法能够使双向隔离型 DC-DC 变换器效率得到显著提高。

【参考文献】

- [1] 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.
- [2] 肖智明,陈启宏,张立炎.电动汽车双向 DC-DC 变换器约束模型预测控制研究[J].电工技术学报,2018,33(增刊2): 489.
- [3] 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.
- [4] 杨翔宇,肖先勇,马俊鹏,等.基于电感电流反馈的双向 DC-DC 变换器下垂控制[J].中国电机工程学报,2020,40(8): 2638.
- [5] 杨博,葛琼璇,赵鲁,等.双向全桥串联谐振 DC/DC

变换器回流功率特性优化[J].中国电机工程学报,2019,39(23): 6990.

- [6] 周一雄,秦文萍,王祺,等.双移相加变频控制的隔离型双向 AC/DC 变换器控制策略[J].电网技术,2019,43(5): 1826.
- [7] 郭洪玮,吴学智,王伟,等.新型无无功环流的双向隔离型 DC/DC 变换器[J].中国电机工程学报,2018,38(增刊1): 201.
- [8] ZHANG L, SUN K, XING Y, et al. A modular grid-connected photovoltaic generation system based on DC bus [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(2): 523.
- [9] GUO X, SHA D, ZHANG J. Unified boundary trapezoidal modulation control utilizing fixed duty cycle compensation and magnetizing current design for dual active bridge DC-DC converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(3): 2243.
- [10] 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.
- [11] 王景芳.移相全桥软开关直流变换器的研究[D].哈尔滨:哈尔滨工程大学,2012.
- [12] WANG W, MAI Z, CHEN Y, et al. A label-free fiber optic SPR biosensor for specific detection of C-reactive protein[J]. Scientific Reports, 2017, 11(2): 1690.
- [13] 丁明,林根德,陈自年,等.一种适用于混合储能系统的控制策略[J].中国电机工程学报,2012,32(7): 1.
- [14] 毛苏闵,蔡旭.大容量链式电池储能功率调节系统控制策略[J].电网技术,2012,36(9): 226.
- [15] BLANES J M, GUTIERREZ R, GARRIGOS A. et al. Electric vehicle battery life extension using ultra-capacitors and an FPGA controlled interleaved buck-boost converter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(12): 5940.
- [16] 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.