

双向串联谐振变换器的定频 PWM 控制策略研究

余致远<sup>1</sup>, 许晓晖<sup>2</sup>, 吴红飞<sup>1</sup>, 花文敏<sup>1</sup>, 邢 岩<sup>1</sup>

(1. 南京航空航天大学自动化学院, 江苏 南京 211106;  
2. 船舶综合电力技术重点实验室, 湖北 武汉 430064)

**摘要:** 研究了双向串联谐振变换器的定频 PWM 控制策略。通过控制原副边桥臂中点电压相位始终相同,使得谐振变换器获得了不受所传输功率大小和方向影响的电压增益特性,且通过原副边桥臂中点电压脉冲宽度的调节,使得变换器在固定开关频率下即能够获得双向升压和降压调节能力。详细分析了定频 PWM 调制策略的基本原理,讨论了该调制策略的可能实现方式,并选取其中一种实现方式进行了实验验证。实验结果表明所研究的调制策略的有效性,且由于变换器电压增益与功率传输方向无关,该调制策略能够使变换器获得快速平滑的双向功率切换能力。

**关键词:** 双向直流变换器; 串联谐振; 定频 PWM 策略

**DOI:** 10.12067/ATEEE1901035      **文章编号:** 1003-3076(2019)08-0036-07      **中图分类号:** TM41

1 引言

近年来,随着新能源及储能技术发展,在新能源发电系统、不间断电源系统(Uninterruptible Power Supply, UPS)、直流微网系统及航天器电源系统等应用中,隔离型双向 DC-DC 变换器受到越来越多关注。

双向直流变换器可以通过单向变换器演化而来。目前受到广泛关注的隔离型双向变换器有双有源桥式(Dual Active Bridge, DAB)双向直流变换器以及谐振型双向直流变换器。

DAB 变换器是在全桥变换器基础上,将整流侧二极管换成开关管<sup>[1-4]</sup>。虽然存在多种优化的移相控制策略,DAB 变换器仍存在回流功率大、软开关范围窄和关断损耗大等问题<sup>[5,6]</sup>。

相比于 DAB 变换器,谐振型变换器具有更宽的 ZVS 范围、更小的关断损耗、以及更大的电压调节范围。由此谐振型双向变换器受到研究者的重视。谐振型变换器根据谐振单元结构分类,有 LC 谐振、LLC 谐振、CLLC 谐振等类型。最常见的调制策略是变频调制,即通过控制开关频率调节电压增益。变

频调制策略下,变换器能够实现较宽的电压增益范围,以及全范围的软开关,同时具备高效率运行特性<sup>[7-10]</sup>。但对于 LC 以及 LLC 谐振结构来说,变频调制策略下变换器正反向的增益特性不一致<sup>[11,12]</sup>,例如 LLC 结构,正向可以实现升降压变换,而反向功率传输时,只能实现降压变换。CLLC 谐振结构虽然对称性强,但其元器件数量多,结构复杂。

除了变频调制以外,文献[13]介绍的原边定频移相调制也是谐振型变换器常用的调制策略之一。原边定频移相调制的优势在于其工作频率固定,有利于磁性元件的优化设计,但其不足在于等效增益最大为 1,难以实现升降压变换,且较大的移相角会带来严重的环流损耗,影响传输效率。

针对上述问题,有研究提出将变频调制与原边定频移相调制策略结合,构成混合调制策略。当所需等效增益小于 1 时,采用移相调制,等效增益大于 1 时,采用变频调制,即可在实现较宽范围的电压增益同时,避免调频范围过宽,有利于磁性元件优化以及传输效率的提升<sup>[14,15]</sup>。然而混合调制策略并不能解决双向功率平滑切换的问题,且引入了两种模式的切换过程,不利于变换器的动态性能优化。

上述的谐振型变换器及常用的调制策略存在两

**收稿日期:** 2019-01-11  
**基金项目:** 霍英东教育基金会青年教师基金项目(161054)、中央高校基本科研业务费项目(No. NE2018102)  
**作者简介:** 余致远(1994-),男,江苏籍,硕士研究生,研究方向为电力电子与电力传动;  
吴红飞(1985-),男,河北籍,教授,博士,研究方向为电力电子与电力传动(通讯作者)。

点问题亟待解决:①增益特性受功率传输大小和方向影响较大,不利于动态特性提升;②由于功率传输方向变化时增益特性受影响,变换器要进行调节以重新达到稳态,故难以实现自然平滑的双向功率切换。

针对上述两点问题,本文研究了一种简单 LC 谐振结构的双向谐振变换器及其调制策略,通过原副边基波同相的调制策略,该变换器能够实现不受负载影响的宽电压增益、正反向功率传输的高效率运行以及自然平滑的双向功率切换。

## 2 拓扑与调制策略

### 2.1 电路拓扑

本文所研究的电路拓扑结构如图 1 所示,该变换器包含两个输入/输出端口,两侧均采用桥式结构。原边全桥电路由以下几部分构成:开关管  $S_1 \sim S_4$ ,谐振电感  $L_r$ ,谐振电容  $C_r$ ;副边由开关管  $S_5 \sim S_8$  构成,中间通过高频变压器 T 连接。 $v_{AB}$  为原边全桥桥臂中点电压, $v_{CD}$  为副边全桥桥臂中点电压、也即施加在变压器绕组上的电压。

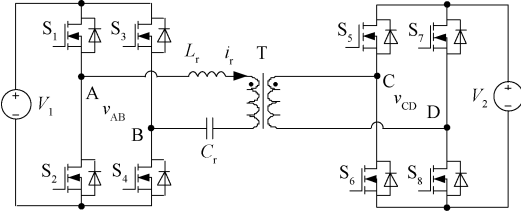


图 1 双向串联谐振变换器

Fig.1 Bidirectional series-resonant converter

为了便于分析,将此双向串联谐振变换器做出如下简化:将原副边桥臂中点电压  $v_{AB}$ 、 $v_{CD}$  等效为矩形波激励,假设变压器原副边匝比为  $1:n$ ,进一步地,将变压器副边的元件折合到原边,可以得到如图 2 所示的简化电路,其中  $v'_{CD} = v_{CD}/n$ 。

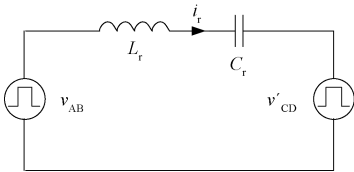


图 2 双向串联谐振变换器简化电路

Fig.2 Simplified circuit of bidirectional series-resonant converter

### 2.2 调制策略

借鉴 PWM 调制方式下升降压变换器的工作状态,研究一种原副边基波同相的调制策略,即通过调

节原副边桥臂中点电压的脉宽来实现升降压的变换<sup>[7]</sup>。此调制下的理论波形如图 3 所示。

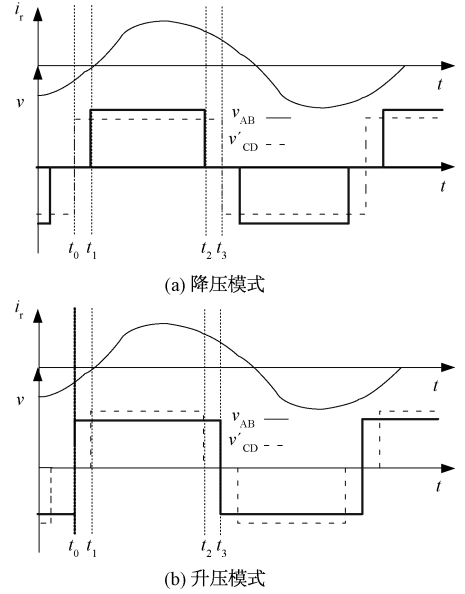


图 3 原副边基波同相调制方式

Fig.3 Key waveforms of presented modulation

其中  $i_r$  为原边谐振电感电流。若  $v_{AB}$  被钳位在输入电压时间为  $T_{ab}$ ,  $v_{CD}$  被钳位在输出电压时间为  $T_{cd}$ , 开关周期为  $T_s$ , 定义原边桥臂中点电压占空比  $D_p = T_{ab}/T_s$ , 副边桥臂中点电压占空比  $D_s = T_{cd}/T_s$ 。

降压模式时,副边桥臂中点电压  $v_{CD}$  占空比为 0.5, 调节  $v_{AB}$  的脉宽来实现输出电压调节;升压模式时,原边桥臂占空比为 0.5, 调节  $v_{CD}$  脉宽来实现输出电压调节。

在上述策略下,无论升压模式还是降压模式,变压器绕组电压、也即实际变压器的激磁电感电压都直接由  $v_{CD}$  所钳位,故激磁电感不会与谐振腔谐振。

### 2.3 增益特性分析

以降压模式为例,副边占空比  $D_s = 0.5$ , 副边从桥臂中点电压波形可以看出,在半个开关周期内 ( $t_0 \sim t_3$ ), 共存在三种谐振状态,其谐振状态图如图 4 所示,  $t_0 \sim t_1$  与  $t_2 \sim t_3$  时间内原边桥臂中点电压被钳位在 0, 副边桥臂中点电压为输出电压,  $t_1 \sim t_2$  时间内原边桥臂中点电压为输入电压, 副边桥臂中点电压为输出电压。变换器等效增益为  $M = V_2/(nV_1)$ 。为了推导变换器增益表达式,假定  $t_0$  时刻谐振电感电流  $i_r$  初值为  $I_0$ , 谐振电容电压  $v_{Cr}$  初值为  $V_0$ , 针对三个谐振状态分别列写状态方程,并将谐振状态切换的时刻代入状态方程,求解可以得到  $t_1 \sim t_3$  时刻的谐振电感电流以及谐振电容电压表达式:

$$\left\{ \begin{aligned} i_r(t_1) &= I_0 \sin(\pi D_p) - \frac{(V_2 + nV_0)}{nZ_r} \cos(\pi D_p) \\ v_{Cr}(t_1) &= -\frac{V_2}{n} + I_0 Z_r \cos(\pi D_p) + \\ &\quad (V_0 + \frac{V_2}{n}) \sin(\pi D_p) \\ i_r(t_2) &= -I_0 \sin(\pi D_p) - \frac{(V_2 + nV_0)}{nZ_r} \cos(\pi D_p) + \\ &\quad \frac{V_1}{Z_r} \sin(2\pi D_p) \\ v_{Cr}(t_2) &= I_0 Z_r \cos(\pi D_p) - (V_0 + \frac{V_2}{n}) \sin(\pi D_p) - \\ &\quad V_1 \cos(2\pi D_p) + (V_1 - \frac{V_2}{n}) \end{aligned} \right. \quad (1)$$

$$\left\{ \begin{aligned} i_r(t_3) &= -I_0 \\ v_{Cr}(t_3) &= -2\frac{V_2}{n} - V_0 + 2V_1 \sin(\pi D_p) \end{aligned} \right. \quad (2)$$

其中,  $t_0 \sim t_3$  的表达式为:

$$\left\{ \begin{aligned} t_0 &= 0 \\ t_1 &= \frac{1 - 2D_p}{4} T_s \\ t_2 &= \frac{1 + 2D_p}{4} T_s \\ t_3 &= \frac{T_s}{2} \end{aligned} \right. \quad (3)$$

由波形对称性可知,谐振电感电流与谐振电容电压在半周期起点和终点具有关于坐标轴对称性质,得式(5):

$$v_{Cr}(t_0) = V_0 = -v_{Cr}(t_3) \quad (4)$$

将式(4)、式(5)代入式(1)~式(3)可得降压模式下变换器增益表达式:

$$M_{\text{buck}} = \frac{V_2}{nV_1} = \sin(\pi D_p) \quad (5)$$

由式(6)可知,增益特性只与原边桥臂中点电压占空比有关,与传输功率大小无关。根据此调制策略的对称性,可得出升压模式下的增益表达式为:

$$M_{\text{boost}} = \frac{V_2}{nV_1} = \frac{1}{\sin(\pi D_s)} \quad (6)$$

结合降压模式增益特性,可绘制出变换器增益特性随原副边桥臂中点电压占空比变化曲线如图5所示。

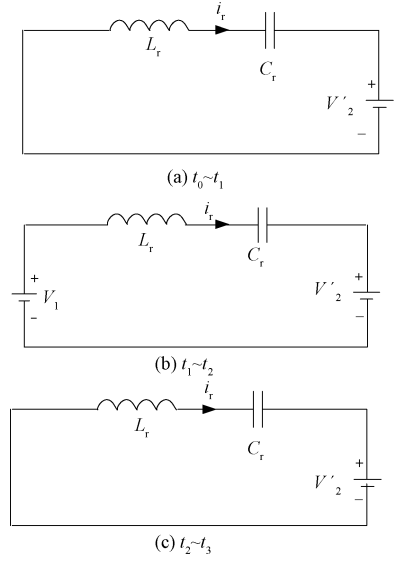


图4 谐振状态图

Fig.4 Equivalent circuit in different resonant states

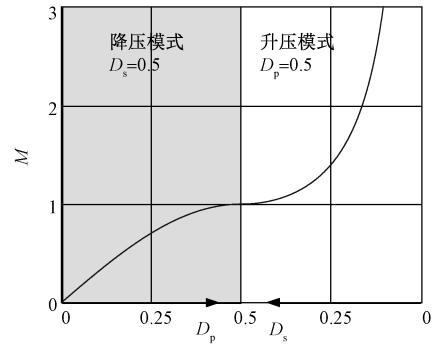


图5 变换器等效增益曲线

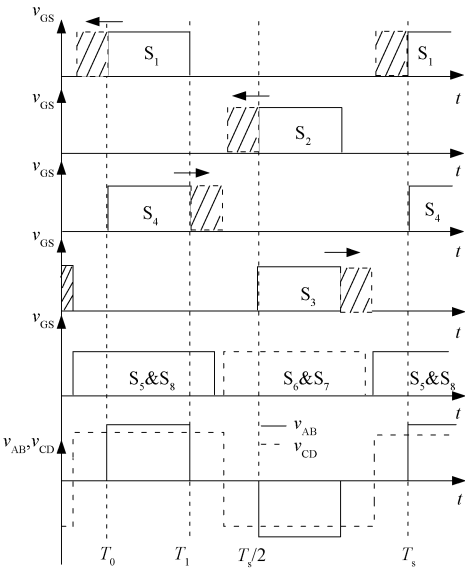
Fig.5 Curve of equivalent voltage gain  $M$

由增益曲线可见,变换器在原副边基波同相调制策略下,可实现宽电压范围的升降压变换,且增益只和原副边桥臂中点电压占空比有关,不受功率传输大小和方向影响,有利于实现双向功率平滑切换。

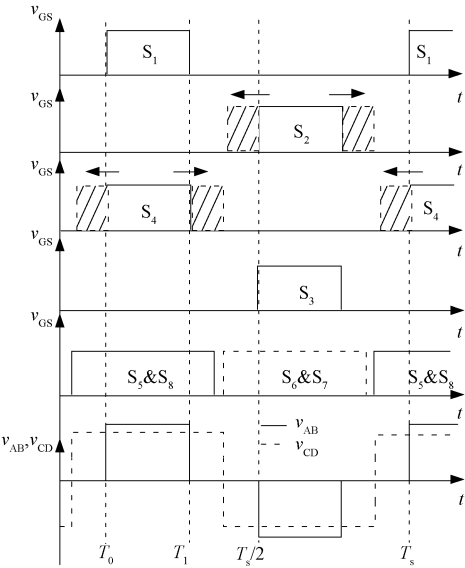
### 3 调制策略的实现

原副边基波同相调制策略通过调节原副边桥臂中点电压占空比来实现输出电压的控制,第3节以降压模式(副边桥臂中点电压占空比为0.5,调节原边桥臂中点电压占空比)为例,介绍实现该调制策略的方法。最基本的PWM调制策略是 $S_1$ 和 $S_4$ 同时导通, $S_2$ 、 $S_3$ 同时导通,同一桥臂开关管驱动时序相差 $180^\circ$ ,副边驱动信号占空比均为0.5,且保持 $S_5$ 、 $S_8$ 同时导通,其驱动中心线与 $S_1$ 驱动中心线重合, $S_6$ 、 $S_7$ 驱动一致,且其中心线与 $S_2$ 驱动中心线重

合。图 6 为在基本 PWM 基础上通过驱动占空比拓展产生的两类调制策略。由于只需保证原副边桥臂中点电压基波同相,故在基本 PWM 基础上存在多种不同的基波同相实现方式。



(a) 第一类实现方式



(b) 第二类实现方式

图 6 两类调制策略

Fig.6 Two kinds of modulation strategies

3.1 第一类实现方式

只需保证  $S_1$ 、 $S_4$  同时导通时间以及  $S_2$ 、 $S_3$  同时导通时间不变,原边桥臂中点电压波形便不会发生变化。因此存在如图 6 所示的两类实现方式。假设  $S_1$ 、 $S_2$  所在桥臂为桥臂 A,  $S_3$ 、 $S_4$  所在桥臂为桥臂 B。将桥臂 A 开关管的上升沿前移(最大可前移至两管互补),桥臂 B 开关管的下降沿后移(最大可后移至

两管互补)。根据桥臂 A 开关管上升沿前移的时间以及桥臂 B 开关管下降沿后移的时间的不同,可以推出多种原副边基波同相的实现方式。

对于桥臂 A,定义  $A_1$ :不增加导通时间;  $A_2$ :增加一段导通时间,但增加后保证占空比仍小于 0.5;  $A_3$ :增加导通时间至上下管互补,即占空比为 0.5。  
对于桥臂 B,定义  $B_1$ :不增加导通时间;  $B_2$ :增加一段导通时间,但增加后保证占空比仍小于 0.5;  $B_3$ :增加导通时间至上下管互补,即占空比为 0.5。

故两个桥臂各有 3 种状态,可得出 9 种组合见表 1。

表 1 PWM 策略第一类实现方式

Tab.1 Realization of first kind of PWM			
驱动拓展状态	$A_1$	$A_2$	$A_3$
$B_1$	$A_1 B_1$	$A_2 B_1$	$A_3 B_1$
$B_2$	$A_1 B_2$	$A_2 B_2$	$A_3 B_2$
$B_3$	$A_1 B_3$	$A_2 B_3$	$A_3 B_3$

3.2 第二类实现方式

固定原边上管  $S_1$ 、 $S_3$  占空比不变,将下管  $S_2$ 、 $S_4$  驱动上升沿前移、下降沿后移,得图 6 (b) 所示调制方式。由占空比拓宽时间不同,存在多种实现方式。

对于  $S_2$ ,定义  $C_1$ :不增加导通时间;  $C_2$ :增加一段导通时间,但增加后保证占空比仍小于  $1-D_p$ ;  $C_3$ :增加导通时间至上下管互补,即占空比为  $1-D_p$ 。  
对于  $S_4$ ,定义  $D_1$ :不增加导通时间;  $D_2$ :增加一段导通时间,但增加后保证占空比仍小于  $1-D_p$ ;  $D_3$ :增加导通时间至上下管互补,即占空比为  $1-D_p$ 。

故两个下管各有 3 种状态,可得出 9 种组合见表 2。

表 2 PWM 策略第二类实现方式

Tab.2 Realization of second kind of PWM			
驱动拓展状态	$C_1$	$C_2$	$C_3$
$D_1$	$C_1 D_1$	$C_2 D_1$	$C_3 D_1$
$D_2$	$C_1 D_2$	$C_2 D_2$	$C_3 D_2$
$D_3$	$C_1 D_3$	$C_2 D_3$	$C_3 D_3$

其中  $C_1 D_1$  与第一类的  $A_1 B_1$  相同,也就是最基本的 PWM 策略。

从上述几种基波同相的实现方式中选取第二类中下管占空比拓展至最大的情况( $C_3 D_3$ )进行实验验证,由于此策略下原副边驱动中心对称,故称之为中心对称的 PWM 策略(下文简称为 PWM 策略)。

3.3 PWM 时序分析

升压与降压模式下, PWM 策略驱动时序见图 7。



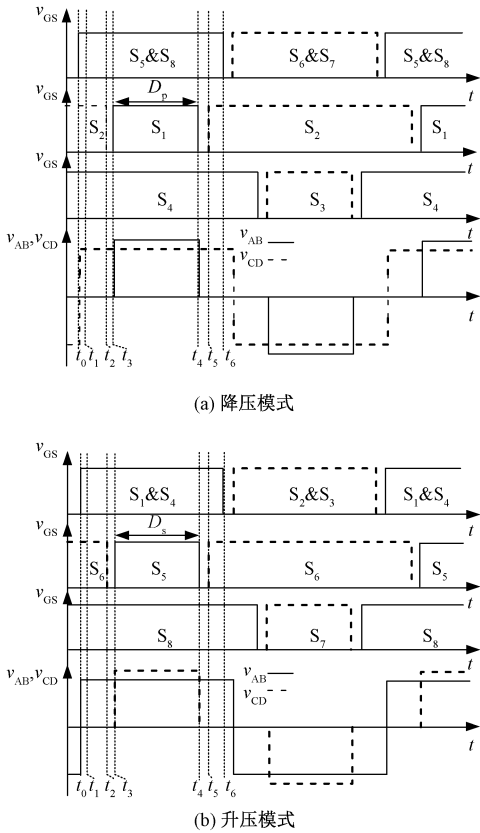


图 7 PWM 策略下驱动时序  
Fig.7 Drive signals in PWM strategy

升压模式下,  $S_1 \sim S_4$  占空比均为 0.5, 其中  $S_1$  和  $S_4$  驱动时序一致,  $S_2$  和  $S_3$  驱动时序一致, 同一桥臂的两个开关管驱动互补。通过调节高压侧上管  $S_5$  和  $S_7$  的占空比来调节副边桥臂中点电压的脉宽, 其中  $S_5$ 、 $S_7$  的占空比小于 0.5, 同一桥臂的下管驱动与上管互补, 即  $S_6$ 、 $S_8$  驱动占空比大于 0.5。另外, 为保证原副边基波同相,  $S_1$ 、 $S_4$ 、 $S_5$  和  $S_8$  的驱动信号中心线重合,  $S_2$ 、 $S_3$ 、 $S_6$  和  $S_7$  的驱动信号中心线重合。

降压模式下, 原边桥臂上管  $S_1$  和  $S_3$  占空比小于 0.5, 同一桥臂开关管驱动互补。副边开关管占空比均为 0.5,  $S_5$  和  $S_8$  驱动相同,  $S_6$  和  $S_7$  驱动相同, 同一桥臂驱动互补, 且  $S_1$ 、 $S_4$ 、 $S_5$  和  $S_8$  驱动中心线重合,  $S_2$ 、 $S_3$ 、 $S_6$  和  $S_7$  的驱动中心线重合。

4 实验结果与分析

为验证所研究定频 PWM 控制策略的正确性和有效性, 搭建了一台原理样机, 其参数如下: 原边电压范围  $V_1$ : 90~110V, 副边电压范围  $V_2$ : 90~110V; 谐振频率  $f_r$ : 100kHz, 开关频率  $f_s$ : 100kHz; 变压器匝比 1:1; 激磁电感  $L_m$ : 30μH; 谐振电感  $L_r$ : 14.32μH,

谐振电容  $C_r$ : 180nF。需要说明的是, 变压器激磁电感电流用于辅助实现变换器开关管的软开关, 因此, 是按照开关管软开关的需求进行选取的。

变换器实验验证增益特性曲线如图 8(a) 所示, 可见实验测试结果与理论曲线吻合。固定占空比后, 增益受传输功率大小影响的曲线如图 8(b) 所示。可看出, 随着传输功率增大, 实验测试增益稍有跌落。考虑到死区及变换器线路上的压降等因素影响, 此跌落在合理范围内, 验证了理论分析的正确性。

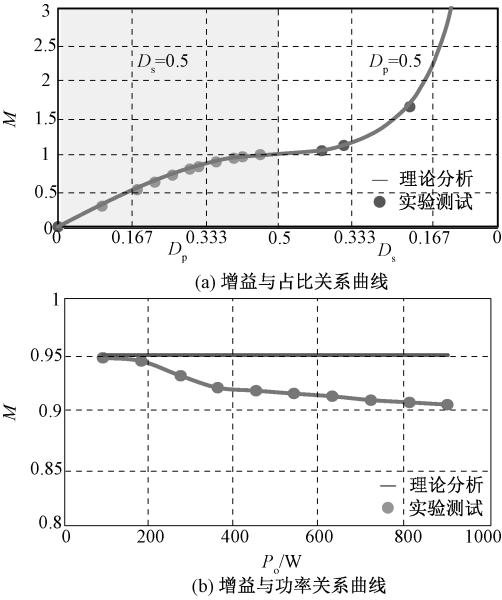


图 8 增益特性曲线验证  
Fig.8 Verification of voltage gain curves

PWM 调制策略下的稳态实验波形如图 9 所示, 可以直观地看出, 降压模式下 (输入 110V, 输出 100V), 原边桥臂中点电压呈现三电平的形状, 副边桥臂中点电压为正负交替, 原副边桥臂中点电压中心对称。升压模式 (输入 100V, 输出 110V) 与降压模式相反, 副边桥臂中点电压呈现出三电平形状。

变换器从 50% 负载突加至满载, 然后突卸至 50% 负载的动态实验波形如图 10(a) 所示, 可见动态加卸载过程中变换器输出电压稳定, 输出电流与输出电压均无明显尖峰。变换器动态性能良好。变换器双向功率传输切换波形如图 10(b) 所示, 可看出在功率传输反向发生变化时, 输出电压保持稳定, 输出电流无明显冲击, 变换器可实现自然平滑双向切换。

图 11 给出了变换器在  $V_1 = 100V$ 、 $V_2 = 90V$  时正

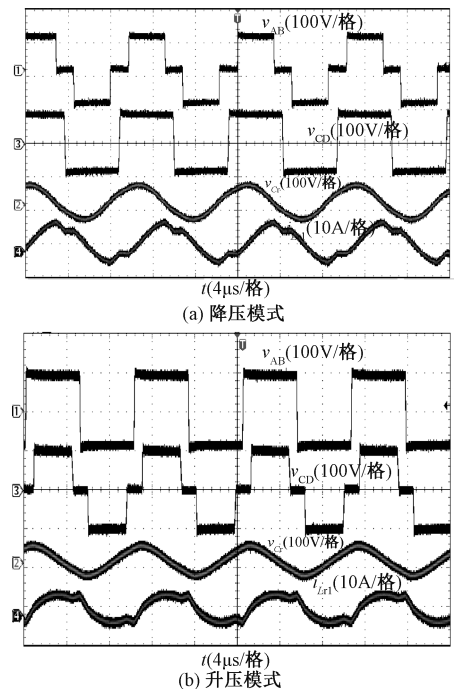


图9 变换器稳态工作波形  
Fig.9 Steady waveforms of presented converter

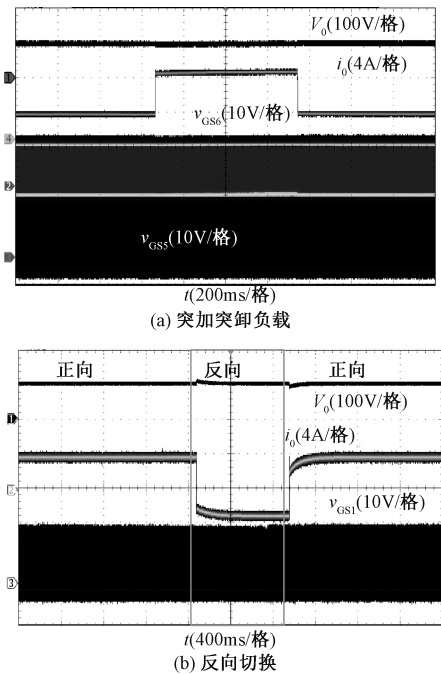


图10 动态实验波形  
Fig.10 Dynamic waveforms of presented converter

向降压和反向升压模式下的效率曲线,从图 11 中可以看出,两种模式下传输效率几乎一致,且半载以上时效率达到了 96%。

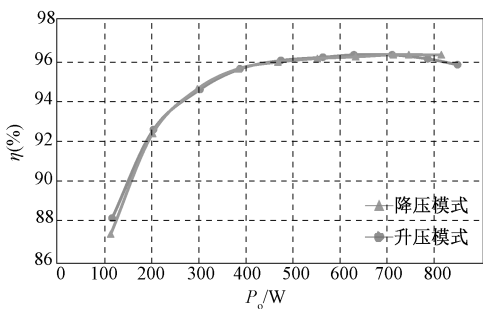


图 11 效率曲线  
Fig.11 Efficiency curves

5 结论

本文研究了一种原副边电压基波同相的 PWM 调制策略在谐振型双向变换器上的应用,以 LC 谐振结构为例,理论分析及实验结果表明:①通过原副边基波同相调制策略,变换器可以实现宽电压增益调节,且电压增益仅与原副边桥臂中点电压占空比有关,而不受传输功率大小与方向的影响;②此调制策略具有多种实现方式,本文列举了两类共 18 种实现方式,并给出其中一种控制简单的 PWM 策略理论波形;③在此调制策略下,变换器可以实现自然平滑的双向功率切换,且具备良好的动态性能。

参考文献 (References):

[ 1 ] Dalala Z M, Zahid Z U, Saadeh O S, et al. Modeling and controller design of a bidirectional resonant converter battery charger [J]. IEEE Access, 2018, 6: 23338-23350.

[ 2 ] 吕正, 颜湘武 (Lü Zheng, Yan Xiangwu). 直流纳电网中用于高频隔离的 CLLC 型双向直流变压器的模态分析与优化设计 (Mode analysis and optimal design of CLLC-type bidirectional DC-DC transformers for high-frequency isolation in DC nanogrids) [J]. 中国电机工程学报 (Proceedings of the CSEE), 2016, 36 (21): 5918-5929, 6036.

[ 3 ] He P, Khaligh A. Design of 1 kW bidirectional half-bridge CLLC converter for electric vehicle charging systems [A]. 2016 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES) [C]. 2016. 1-6.

[ 4 ] Choi WooIn, Rho Kyung-Min, Cho Bo-Hyung. Fundamental duty modulation of dual-active-bridge converter for wide-range operation [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31 (6): 4048-4064.

- [ 5 ] Yu M, Sha D, Liao X. Hybrid phase shifted full bridge and LLC half bridge DC-DC converter for low-voltage and high-current output applications [ J ]. IET Power Electronics, 2014, 7 ( 7 ): 1832-1840.
- [ 6 ] 陈启超, 纪延超, 王建曈 (Chen Qichao, Ji Yanchao, Wang Jianze). 双向 CLLLC 谐振型直流变压器的分析与设计 (Analysis and design of bidirectional CLLLC resonant DC-DC transformers) [ J ]. 中国电机工程学报 (Proceedings of the CSEE), 2014, 18 ( 34 ): 2898-2905.
- [ 7 ] Wu H, Ding S, Sun K, et al. A bidirectional soft-switching series-resonant converter with simple pwm control and load-independent voltage-gain characteristics for energy storage system in DC microgrids [ J ]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2017, 5 ( 3 ): 995-1007.
- [ 8 ] 陈启超 (Chen Qichao). CLLLC 谐振型双向 DC/DC 变换器若干关键问题研究 (Research on key technologies of bidirectional CLLLC resonant DC/DC converter) [ D ]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学 (Harbin: Harbin Institute of Technology), 2015.
- [ 9 ] Zhang Z, Ouyang Z, Thomsen O C, et al. Analysis and design of a bidirectional isolated DC-DC converter for fuel cells and super capacitors hybrid system [ J ]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27 ( 2 ): 848-859.
- [ 10 ] Abe S, Ninomiya T, Zaitzu T, et al. Seamless operation of bi-directional LLC resonant converter for PV system [ A ]. 2014 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition-APEC 2014 [ C ]. 2014. 2011-2016.
- [ 11 ] Corradini L, Seltzer D, Bloomquist D, et al. Minimum current operation of bidirectional dual-bridge series resonant DC/DC converters [ J ]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27 ( 7 ): 3266-3276.
- [ 12 ] 童亦斌, 吴岭, 金新民, 等 (Tong Yibin, Wu Tong, Jin Xinmin, et al.). 双向 DC/DC 变换器的拓扑研究 (Study of bi-directional DC/DC converter) [ J ]. 中国电机工程学报 (Proceedings of the CSEE), 2007, 27 ( 13 ): 81-86.
- [ 13 ] 王跃, 郭海平, 高远 (Wang Yue, Guo Haiping, Gao Yuan). 双向全桥直流变换器的全功率范围软开关控制技术的研究 (Research on full power range soft-switching control technology of dual active bridge DC-DC converter) [ J ]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2016, 35 ( 1 ): 7-12.
- [ 14 ] 王磊, 王秋实, 赵君君, 等 (Wang Lei, Wang Qiushi, Zhao Junjun, et al.). 新能源发电系统用多相耦合交错型双向 DC-DC 变换器及控制研究 (Research on staggered parallel magnetic DC-DC converters for new energy power generation system) [ J ]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2017, 36 ( 7 ): 41-50.
- [ 15 ] 郭瑞, 王磊, 杨玉岗, 等 (Guo Rui, Wang Lei, Yang Yugang, et al.). 一种多相交错并联磁耦合双向直流变换器效率优化策略 (Research on light-load efficiency of bidirectional DC/DC converter) [ J ]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2016, 35 ( 9 ): 48-54.

## Research on PWM strategy with fixed frequency for bidirectional series resonant converter

YU Zhi-yuan<sup>1</sup>, XU Xiao-hui<sup>2</sup>, WU Hong-fei<sup>1</sup>, HUA Wen-min<sup>1</sup>, XING Yan<sup>1</sup>

(1. Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 211106, China;

2. Science and Technology on Ship Integrated Power System Technology Laboratory, Wuhan 430064, China)

**Abstract:** A PWM strategy with fixed frequency for bidirectional series resonant converter has been studied in this paper. The modulation strategy is based on the principle that voltage waves in original and secondary side have the same phase, which makes the voltage gain of the converter has nothing to do with the direction and amplitude of the transferred power. Moreover, the converter can buck or boost the voltage via regulating the duty cycle of voltage between midpoints of two bridges in both two directions. This paper analyzes the operation of the presented strategy and discusses the possible realizations of the PWM strategy. In addition, a 1kW prototype is built and tested to evaluate the feasibility of the presented solution. And the modulation strategy makes the direction of power flow can be changed automatically and smoothly since the converter has the voltage gain independent with the direction and amplitude of the transferred power.

**Key words:** bidirectional DC/DC converter; series resonant converter; PWM strategy with fixed frequency