



基于基波同步脉宽调制的 三电平LC谐振变换器

陈科¹, 叶洪², 刘福临¹, 曾明高^{1,3}, 袁文辉¹

(1. 株洲中车时代电气股份有限公司, 湖南 株洲 412001; 2. 德清轨道交通集团有限公司,
浙江 湖州 313200; 3. 同济大学 电子与信息工程学院, 上海 200092)

摘要: 三电平LC谐振变换器通过采用串联全桥结构匹配电压等级, 并可降低功率开关器件的电压应力, 但在电压变化较大的应用场景中, 传统控制方法通常需要配合宽范围调频, 从而增加了变压器和控制器的设计难度。因此, 文章提出了一种采用基波同步脉宽调制方法的三电平LC谐振变换器, 实现了定开关频率的宽范围调压。变换器的电压增益仅由变换器输入侧和输出侧桥臂的内移相比确定, 传输功率的方向和大小可以自动平滑地调节; 同时, 通过脉宽的相位补偿和桥臂驱动的定时切换, 实现了对中点电压和开关损耗的动态平衡, 并开发设计了一台25 kW样机进行试验验证, 以评估所提方法的可行性。

关键词: 串联谐振变换器; 三电平电路; 双向DC/DC变换器; 宽电压增益; 基波同步

中图分类号: U264.3⁷

文献标志码: A

文章编号: 1000-128X(2025)02-0104-10

0 引言

在诸如光伏、电动汽车、储能和轨道交通等系统中, 基于电压匹配和安全性方面的考虑, 通常需要采用隔离型DC/DC变换器作为中间环节。由于储能电池、超级电容和电力网等电压变化范围较宽, 需要DC/DC环节有宽电压增益的特性^[1]。此外, 随着电力电子设备的高频化、小型化发展, 工业界对DC/DC环节提出了更高效、更高功率密度的需求^[2]。

当前, 各种类型的隔离DC/DC变换器已被提出, 如基于相移控制的双有源桥变换器和谐振变换器等^[3]。其中, 双有源桥变换器因其零电压开通特性、控制灵活和升降压能力强等优点受到了极大关注^[4], 但高关断损耗、复杂的软开关特性和高回流能量等限制了其在宽电压场合的应用^[5]。谐振变换器可以使电感电流波形近似正弦波, 大幅降低功率开关器件的关断损耗, 典型拓扑包括LC串联谐振变换器^[6]。通过调整变换器输

入侧和输出侧全桥之间的相移角可以控制变换器传输功率的幅值和方向, 但随着移相角的增加, 会出现高回流能量和高关断损耗的问题^[7]。相比而言, 变频控制在谐振变换器中应用更广泛, 但在LC串联谐振变换器中只能降压运行, 不适合宽电压范围应用^[8]。为了实现更宽和更高的电压增益, 可以采用更复杂的谐振腔结构, 如LLC谐振腔、LCLC谐振腔和CLC谐振腔等^[9-11]。但在变频控制方法下, 很难对谐振腔和变压器的参数进行设计, 而且电压增益随负载变化而变化, 使得控制器设计难度增加。除了调整谐振腔, 一种通过在谐振腔构建升压回路的调制策略被提出, 拓宽了变换器的电压调节范围^[12-14], 但在降压工况下仍需要通过调频匹配电压^[15]。除了移相和调频外, 一种基于非对称脉宽调制的LC谐振变换器被提出, 在保证各桥臂驱动中心对齐的前提下, 通过调整上下功率开关器件的占空比, 实现在宽电压范围内的定开关频率升降压控制^[16], 并拓展到了多端口谐振变换器领域^[17], 同时结合非对称占空比控制策略和桥臂间的内移相可进一

基金项目: 湖南省科技创新计划项目 (2024QY2002)

通信作者: 刘福临, 男, 博士, 主要从事DC/DC变换器、电池能量管理等方面的研究; E-mail: liuf30@csrzc.com

引用格式: 陈科, 叶洪, 刘福临, 等. 基于基波同步脉宽调制的三电平LC谐振变换器[J]. 机车电传动, 2025(2): 104-113.DOI:10.13890/j.issn.1000-128X.2025.02.109.

Citation: CHEN Ke, YE Hong, LIU Fulin, et al. Three-level LC resonant converter based on first-harmonic-synchronized PWM[J]. Electric drive for locomotives, 2025(2): 104-113.DOI:10.13890/j.issn.1000-128X.2025.02.109.

步拓宽电压范围^[18]。不过由于上下功率开关器件采用非对称占空比, 使得不同的功率开关器件的热应力不同, 影响了变换器的整体寿命和可靠性^[19]。

为了匹配输入输出电压, 除了采用相应的控制策略和调整变压器参数外, 也可以通过采用三电平的拓扑结构进行匹配。三电平结构可以将对应功率开关器件的电压应力降低至原先的50%, 也降低了变压器设计难度。此外, 可通过结合二极管箝位和并联结构在拓宽工作电压范围的同时, 进一步增强了变换器的功率传输能力^[20], 而且更多的开关状态也使控制拓扑拥有了更多的控制模式, 但该类拓扑需要采用均衡控制策略对串联电容中点电压进行平衡^[21]。

针对上述问题, 本文将提出一种采用基波同步脉宽调制方法的三电平LC谐振变换器。该变换器在保证变换器输入侧与输出侧桥臂脉宽相位同步的前提下, 通过改变输入侧与输出侧桥臂的内移相比, 实现定频宽范围的电压控制, 传输功率的方向和大小可以自由平滑切换。此外, 本文还将提出一种脉宽相位补偿和驱动切换方法, 实现对中点电压和开关损耗的动态调节, 并通过一台25 kW样机进行了试验验证, 试验结果验证了本文所提方法的可行性。

1 变换器工作原理

1.1 电路基本原理

三电平LC谐振变换器的电路拓扑如图1所示。变换器输入侧并联2个串联的分压电容 C_1 、 C_2 , 每个分压电容并联一个半桥, 4个功率开关器件分别为 $Q_1 \sim Q_4$, $D_{Q1} \sim D_{Q4}$ 为对应的反并联二极管。变换器输出侧采用由功率开关器件 $S_1 \sim S_4$ 组成的全桥电路, $D_{S1} \sim D_{S4}$ 为对应的反并联二极管。变换器输入侧和输出侧之间由高频变压器 T_1 、谐振电容 C_r 和谐振电感 L_r 连接, 变压器变比为 $n:1$ 。相关代号说明如下: $C_{Q1} \sim C_{Q4}$ —功率开关器件 $Q_1 \sim Q_4$ 的寄生电容; $C_{S1} \sim C_{S4}$ —功率开关器件 $S_1 \sim S_4$ 的寄生电容; L_m —高频变压器的等效励磁电感; V_{in} —输入电压; V_h —输入半电压; V_o —输出电压; V_{C1} —分压电容 C_1 的电压; V_{C2} —分压电容 C_2 的电压; v_{Cr} —谐振电容 C_r 的电压; v_{AB} —AB点间的电压; v_{CD} —CD点间的电压; i_{Lr} —谐振电流; i_{Lm} —励磁电流; I_o —负载电流。

谐振腔的谐振频率 f_r 为

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

变换器开关驱动采用基波同步脉宽调制方法, 位于同一桥臂的开关互补交错动作, 占空比固定为50%, 通过输入侧两个桥臂或输出侧两个桥臂的内移相实现对应桥臂中点电压 v_{AB} 和 v_{CD} 的三电平变化, 在此定义 Q_1 、 Q_4 和 S_1 、 S_4 的重叠区域时间为 $d_p T_s$ 和 $d_s T_s$ (其中 T_s 为开关周期, d_p 、 d_s 为内移相比), 与谐振周期保持

一致。需要注意的是, 在调制过程中需要保持 v_{AB} 和 v_{CD} 的基波同步, 即 Q_1 、 Q_4 和 S_1 、 S_4 的重叠区域保持中心对齐。变换器的电压增益仅由内移相比 d_p 和 d_s 决定, 与传输功率的方向和大小无关。

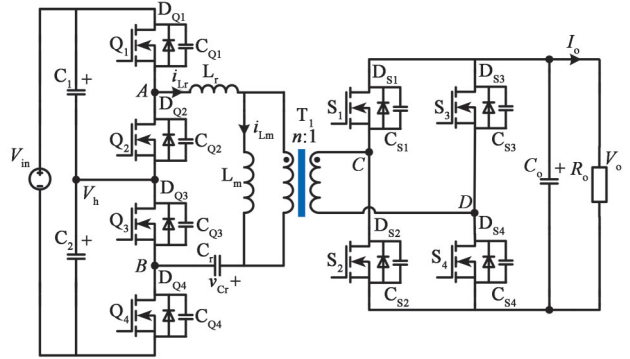


图1 三电平LC谐振变换器电路拓扑

Fig. 1 Topology of the three-level LC resonant converter

1.2 降压模式

当变换器运行在降压模式时, 关键波形如图2所示。变换器输入侧内移相比 $d_p < 0.5$, 输出侧内移相比 $d_s = 0.5$, 在半个开关周期内主要可分为6个阶段, 各阶段内的等效电路如图3所示。

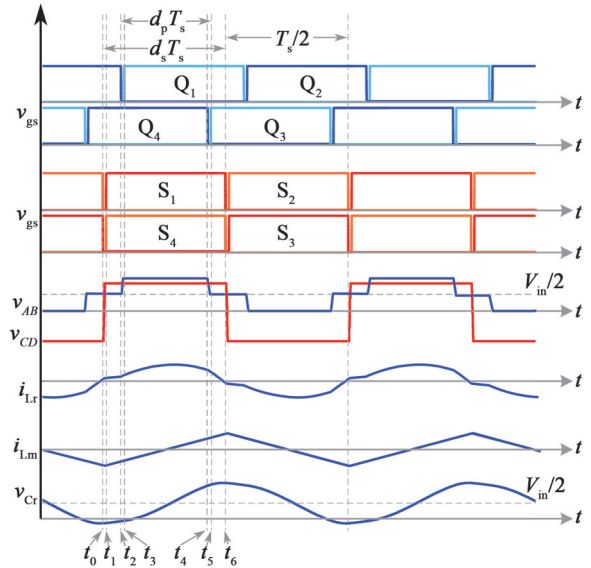


图2 降压运行模式关键波形

Fig. 2 Key waveform of the buck operation mode

阶段1 ($t \in [t_0, t_1]$): 当 $t \in (-\infty, t_0)$ 时, 功率开关器件 Q_2 、 Q_4 、 S_2 、 S_3 开通, 输入侧中点电压 v_{AB} 被箝位在 V_{C2} , 输出侧中点电压 v_{CD} 为 $-V_o$ 。在 $t=t_0$ 时, 功率开关器件 S_2 、 S_3 关断, 而此时输入侧电流为正电流, 励磁电流为负电流, 二极管 D_{S1} 和 D_{S4} 处于续流状态, 输出侧中点电压 v_{CD} 为 V_o 。由于稳态时谐振电容 C_r 上存在大小等于输入电压 V_{in} 一半的偏置电压, 谐振腔上的电压实际为 nV_o 。

阶段2 ($t \in [t_1, t_2]$): 在 $t=t_1$ 时, 功率开关器件 S_1 、 S_4 零电压开通 (zero voltage switch, ZVS), 输入侧中

综上所述, 建立2个阶段的谐振腔状态方程, 具体为:

$$i_{Lr}(t) = \frac{0.5V_{in} - v_{Cr}(t_4) - nV_o}{2\pi f_r L_r} \sin[2\pi f_r(t - t_4)] + i_{Lr}(t_4) \cos[2\pi f_r(t - t_4)] \quad (6)$$

$$v_{Cr}(t) = 2\pi f_r L_r i_{Lr}(t_4) \sin[2\pi f_r(t - t_4)] + [v_{Cr}(t_4) - 0.5V_{in} + nV_o] \cos[2\pi f_r(t - t_4)] - nV_o + 0.5V_{in} \quad (7)$$

当 $t \geq t_6$ 时, 剩余开关周期的变换器运行与前半周类似, 电压与电流反面对称变化。由此可知, 在励磁电感 L_m 的作用下, 变换器输出侧所有功率开关器件均能实现零电压开通 (ZVS), 而变换器输入侧超前桥臂可以实现零电压开通, 滞后桥臂只能实现近似零电流 (ZCS) 开通。

1.3 升压运行模式

当变换器运行在升压模式时, 关键参数波形如图4所示。变换器输入侧内移相比 $d_p = 0.5$, 输出侧内移相比 $d_s < 0.5$, 工作原理与降压模式类似, 不同之处在于输入侧内移相比 d_p 固定, 而需要调整输出侧内移相比 d_s 。同理, 在半个开关周期内分为6个阶段, 各阶段内的等效电路如图5所示。升压模式的谐振腔状态可通过类似降压模式的方法建立, 这里就不再赘述。

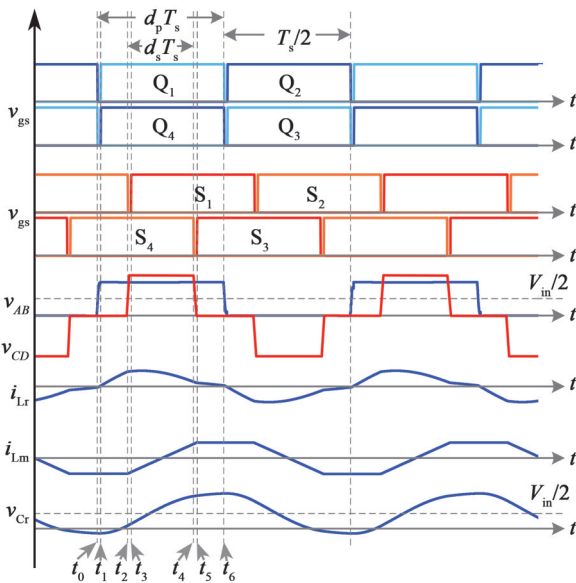


图4 升压运行模式关键波形

Fig. 4 Key waveform of the boost operation mode

阶段1 ($t \in [t_0, t_1]$): 当 $t \in (-\infty, t_0)$ 时, 功率开关器件 Q_2 、 Q_3 、 S_2 、 S_4 开通, 变换器输入侧中点电压 v_{AB} 和输出侧中点电压 v_{CD} 均被箝位在 0 V。在 $t = t_0$ 时, 功率开关器件 Q_2 、 Q_3 关断, 而此时输入侧电流和励磁电流均为负电流, 二极管 D_{Q1} 和 D_{Q4} 处于续流状态, 输入侧中点电压 v_{AB} 变为 V_{in} , 谐振腔实际电压为 $0.5V_{in}$, 励磁电流 i_{Lm} 基本不变。

阶段2 ($t \in [t_1, t_2]$): 在 $t = t_1$ 时, 功率开关器件 Q_1 、

Q_4 零电压开通 (ZVS), 谐振腔实际电压仍保持 $0.5V_{in}$ 。

阶段3 ($t \in [t_2, t_3]$): 在 $t = t_2$ 时, 功率开关器件 S_2 关断, 由于变换器输入侧电流为正电流, 励磁电流为负电流, 二极管 D_{S1} 续流, 输出侧中点电压 v_{CD} 为 V_o , 谐振腔电压变为 $0.5V_{in} - nV_o$, 励磁电流开始线性上升。

阶段4 ($t \in [t_3, t_4]$): 在 $t = t_3$ 时, 功率开关器件 S_1 零电压开通 (ZVS), 谐振腔电压保持为 $0.5V_{in} - nV_o$ 。

阶段5 ($t \in [t_4, t_5]$): 在 $t = t_4$ 时, 功率开关器件 S_4 关断, 而此时输入侧电流为正电流, 二极管 D_{S4} 自动续流, 输入侧和输出侧的中点电压均保持不变, 谐振腔电压保持 $0.5V_{in} - nV_o$ 。

阶段6 ($t \in [t_5, t_6]$): 在 $t = t_5$ 时, 功率开关器件 S_3 开通, 由于此时谐振电流很小, 可看作近似零电流开通 (ZCS)。输出侧中点电压 v_{CD} 为 0 V, 谐振腔电压为 $0.5V_{in}$, 励磁电流 i_{Lm} 保持不变。

当 $t \geq t_6$ 时, 在剩余开关周期, 变换器反面对称运行。在升压模式下, 变换器输入侧所有功率开关器件和输出侧滞后桥臂均能实现零电压开通 (ZVS), 而输出侧超前桥臂只能实现近似零电流开通 (ZCS)。

2 变换器特性分析

2.1 电压增益分析

基于基波同步脉宽调制的三电平LC谐振变换器对输出电压的调节, 主要是通过控制谐振腔前后电压 v'_{AB} 和 v'_{CD} 的正负电压宽度来实现的。

在降压模式下, 忽略死区和结电容充放电的影响, 结合内移相比 d_p 、 d_s 和式(1)~式(7), 可获得 t_6 时刻的谐振电容电压为

$$v_{Cr}(t_6) = V_{in} \sin(d_p \pi) - 2nV_o - v_{Cr}(t_0) = -v_{Cr}(t_0) \quad (8)$$

在稳态下, $v_{Cr}(t_0) = -v_{Cr}(t_6)$, 且 $d_s = 0.5$, 那么降压模式下的变换器增益为

$$G_{buck} = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{\sin(d_p \pi)}{2n} \quad (9)$$

除了采用模态分解方法计算变换器增益, 也可以通过等效模型和基波分析法计算增益, 以升压模式为例, 结合前文的分析, 可将电路简化为如图6所示。

通过傅里叶分解, 可将谐振腔前后电压分解为:

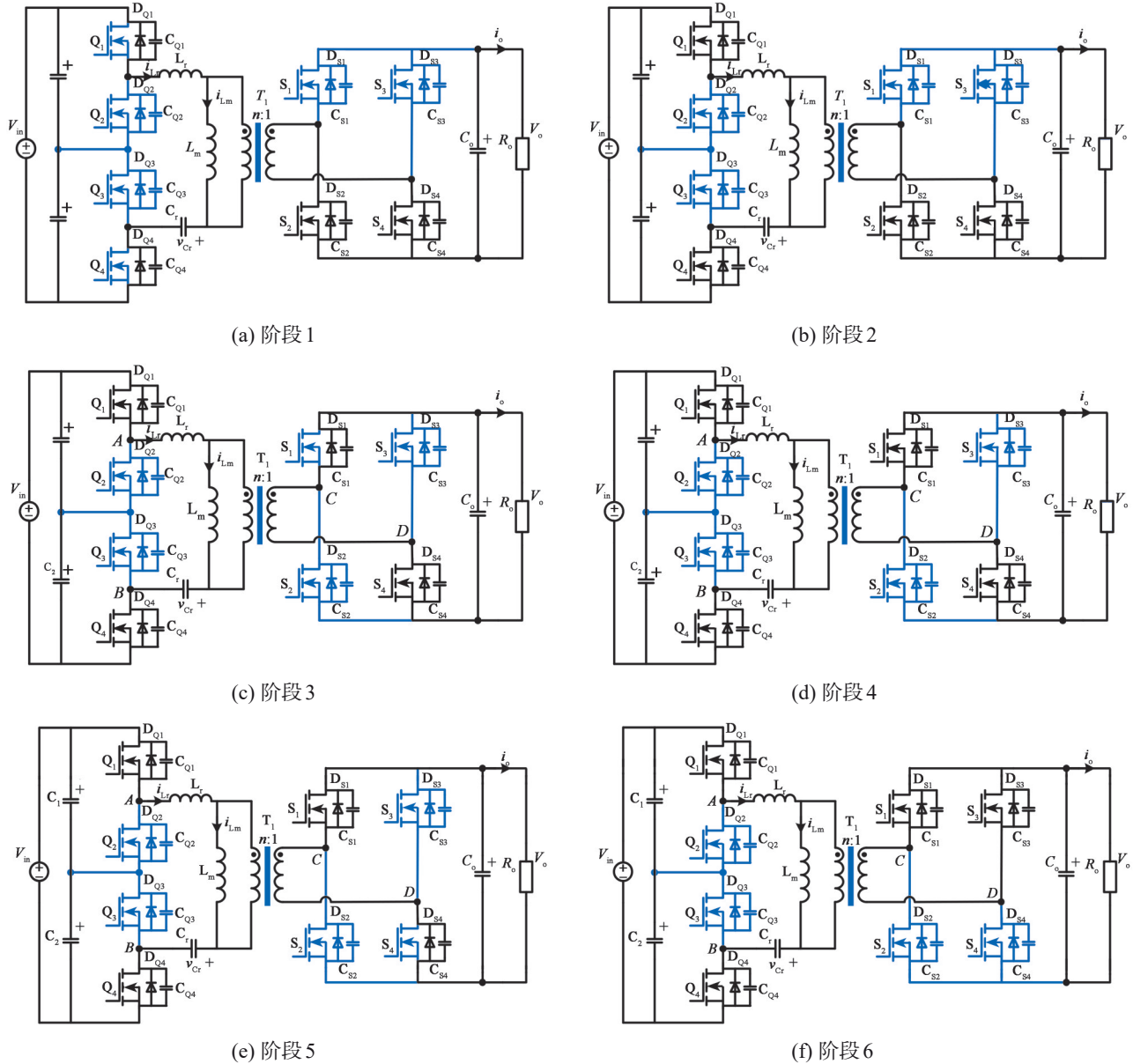
$$v'_{AB_{eq}} = \sum_{k=1}^{\infty} \left[\int_0^{1/f_r} 2f_r v'_{AB} \sin(2\pi k f_r t) dt \cdot \sin(2\pi k f_r t) \right] \quad (10)$$

$$v'_{CD_{eq}} = \sum_{k=1}^{\infty} \left[\int_0^{1/f_r} 2f_r n v'_{CD} \sin(2\pi k f_r t) dt \cdot \sin(2\pi k f_r t) \right] \quad (11)$$

由于开关频率等于谐振频率, 只考虑方波中的基波, 即令 $k=1$, 电压 v'_{AB} 和 v'_{CD} 中的基波为:

$$v'_{AB_{eq}} = \frac{2V_{in} \sin(d_p \pi)}{\pi} \sin(2\pi f_r t) \quad (12)$$

$$v'_{CD_{eq}} = \frac{4nV_o \sin(d_s \pi)}{\pi} \sin(2\pi f_r t) \quad (13)$$



注:图中蓝色线路表示断开不导通。

图 5 升压运行模式各阶段等效电路

Fig. 5 Equivalent circuit for stages of the boost operation mode

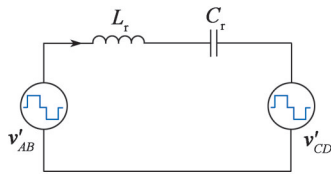


图 6 变换器等效电路模型

Fig. 6 Equivalent circuit model of the converter

在升压模式下,输入侧内移相比 $d_p=0.5$,且稳态下 $v'_{AB}=v'_{CD}$,则电压增益可表示为

$$G_{\text{boost}} = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{2n \sin(d_s \pi)} \quad (14)$$

根据式(9)和式(14)绘制变换器的增益曲线,如图7所示。变换器的电压增益仅与输入侧、输出侧桥臂的中点电压 v_{AB} 和 v_{CD} 的正负电压宽度有关,即与内移相比 d_p 、 d_s 相关,而与变换器开关频率、移相角、功率

大小、方向无关,降低了变换器的设计和控制难度。此外,变换器电压增益范围宽,适合需要宽电压增益的应用。

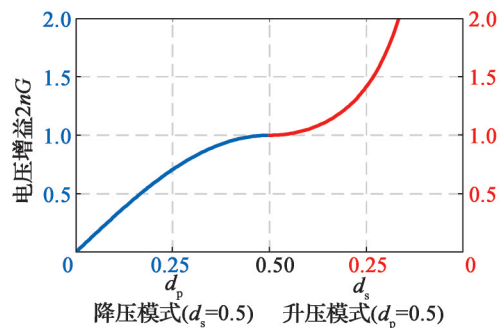


图 7 变换器的电压增益曲线

Fig. 7 Voltage gain curve of the converter

2.2 桥臂损耗均衡

根据前文分析, 在降压模式下输入侧功率开关器件 Q_1 、 Q_2 无法实现零电压开通 (ZVS), 而在升压模式下输出侧功率开关器件 S_3 、 S_4 同样也无法实现零电压开通 (ZVS), 尽管此时开通电流较小, 但仍会导致不同桥臂的开关损耗有所差异, 长期运行会出现热偏差, 影响设备整体使用寿命。因此, 采用一种桥臂开关切换的方法来均衡不同开关的损耗, 即通过控制变换器桥臂内移相实现桥臂中点间正负电压宽度的调整, 任意全桥中两桥臂间的超前与滞后关系不影响中点电压波形。

以降压模式为例, 常规驱动信号如图8中“ $t_0 \sim t_6$ ”所示, 功率开关器件 Q_1 、 Q_2 导通滞后 Q_4 、 Q_3 ; 在 $t=t_7$ 时, 两桥臂开关驱动信号相互切换, 使功率开关器件 Q_1 、 Q_2 导通超前 Q_4 、 Q_3 , 而输入侧中点电压 v_{AB} 和谐振电流 i_{Lr} 在 t_7 前后无变化。因此, 可以通过定时切换全桥内两个桥臂的驱动信号使得两个桥臂分别工作在零电压和非零电压开通的工况, 使桥臂开关损耗相对均衡。

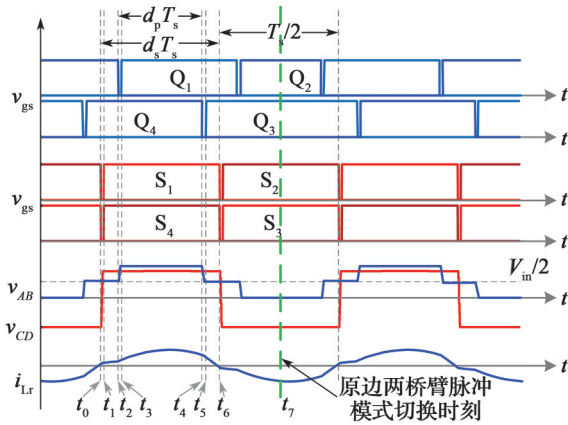


图8 降压运行模式下桥臂驱动的切换波形

Fig. 8 Transforming waveform of driving signals in the buck operation mode

2.3 中点电压平衡

三电平LC谐振变换器的输入侧采用了2个电容串联的结构, 分压电容和功率开关器件的电压应力降低为传统全桥电路的50%。但由于器件参数差异、电路不一致性和脉冲宽度初始化等因素的影响, 串联电容间易产生电压偏差, 甚至可能造成某一电容承担全部输入电压, 使得电容和功率开关器件过压损坏。为此, 本文提出了一种脉宽相位补偿的方法, 通过对输入侧桥臂驱动的相位补偿 $d_N T_s$, 动态调整串联电容的中点电压。不同模式下的脉宽相位补偿原理如图9所示。

1) 降压模式

以图9(a)的“ $t_0 \sim t_2$ ”阶段为例, 电容 C_2 充电和放电的能量相等, 当输入侧上桥臂或下桥臂驱动超前其他桥臂 $d_N T_s$ 时, 由于“ $t_0 \sim t_1$ ”延长, $i_{Lr}(t_1)$ 上升, 使电

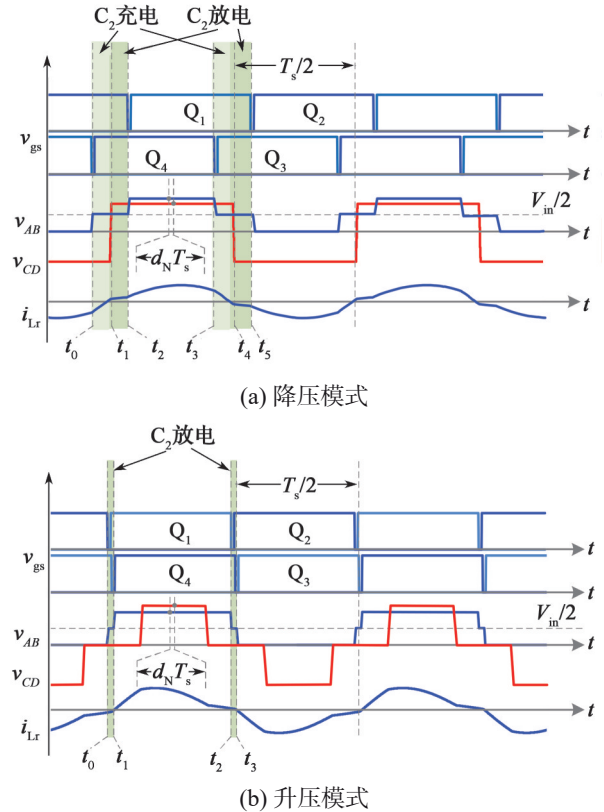


图9 输入电容充放电状态

Fig. 9 Charging or discharging state of the input capacitor

容 C_2 在一个开关周期内放电能量多于充电能量, 串联电容的中点电压下降, 直到达到新平衡; 反之, 当输入侧上桥臂或下桥臂驱动滞后其他桥臂 $d_N T_s$ 时, 中点电压会上升。

2) 升压模式

当变换器工作在升压模式时, 波形如图9(b)所示。当输入侧上桥臂驱动超前或滞后其他桥臂 $d_N T_s$ 时, 在“ $t_0 \sim t_1$ ”和“ $t_2 \sim t_3$ ”阶段电容 C_2 放电, 串联电容的中点电压会下降; 反之, 当输入侧下桥臂驱动超前或滞后其他桥臂 $d_N T_s$ 时, 中点电压会上升。

综上所述, 当变换器处于降压模式时, 如果 $V_{C2} > 0.5V_{in}$, 输入侧上桥臂超前 $d_N T_s$; 反之, 输入侧上桥臂滞后 $d_N T_s$ 。当变换器处于升压模式时, 如果 $V_{C2} > 0.5V_{in}$, 输入侧下桥臂滞后 $d_N T_s$; 反之, 输入侧上桥臂滞后 $d_N T_s$ 。由于相位补偿 $d_N T_s$ 较小, 对变换器电压增益影响不大。

3 试验验证

为验证本文所提方法的有效性和可行性, 搭建了一台 25 kW 样机进行试验验证, 主要参数如表1所示, 样机如图10所示。

图11为试验样机在不同输入电压和满载工况下变换器输入侧和输出侧驱动信号、桥臂中点电压和谐振电流的实测波形。当输入电压与输出电压比例与变压器变比相匹配时, 变换器运行在升压模式和降压模式

的边界，输入侧和输出侧的内移相比 d_p 、 d_s 均为0.5，如图11(a)所示。在图11(b)和图11(c)中，输入电压升高，通过降低输入侧内移相比 d_p 调整电压增益，使输出电压保持600 V。在图11(d)和图11(e)中，输入电压降低，通过降低输出侧内移相比 d_s 调整电压增益，同样使输出电压保持600 V。多组试验结果与理论分析基本一致。

图12为试验样机在输入电压分别为750 V和500 V时的开关电压应力。在降压模式下，滞后桥臂的功率开关器件无法实现零电压开通（ZVS），而在升压模式下，超前桥臂同样无法实现零电压开通（ZVS），但是此时谐振电流相对较小。这种情况会导致桥臂间存在

表1 试验样机参数

Table 1 Parameters of experimental prototype

参数名称	参数值	参数名称	参数值
输入电压/V	500~700	谐振电感 $L_r/\mu\text{H}$	3.8
输出电压/V	600	谐振电容 $C_r/\mu\text{F}$	0.672
额定功率/kW	25	变压器变比 $n:1$	0.54:1
开关频率 f_r/kHz	101.5		

损耗差异，长期运行会导致局部器件老化加剧，影响整机寿命。为此，本文提出一种桥臂驱动信号切换方法，通过定时对每个全桥内桥臂驱动信号的切换，平衡桥臂间的损耗差异，试验波形如图13所示。需注意

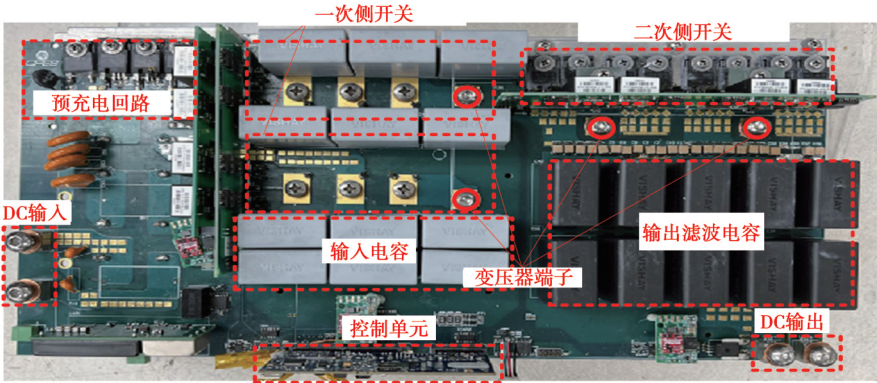
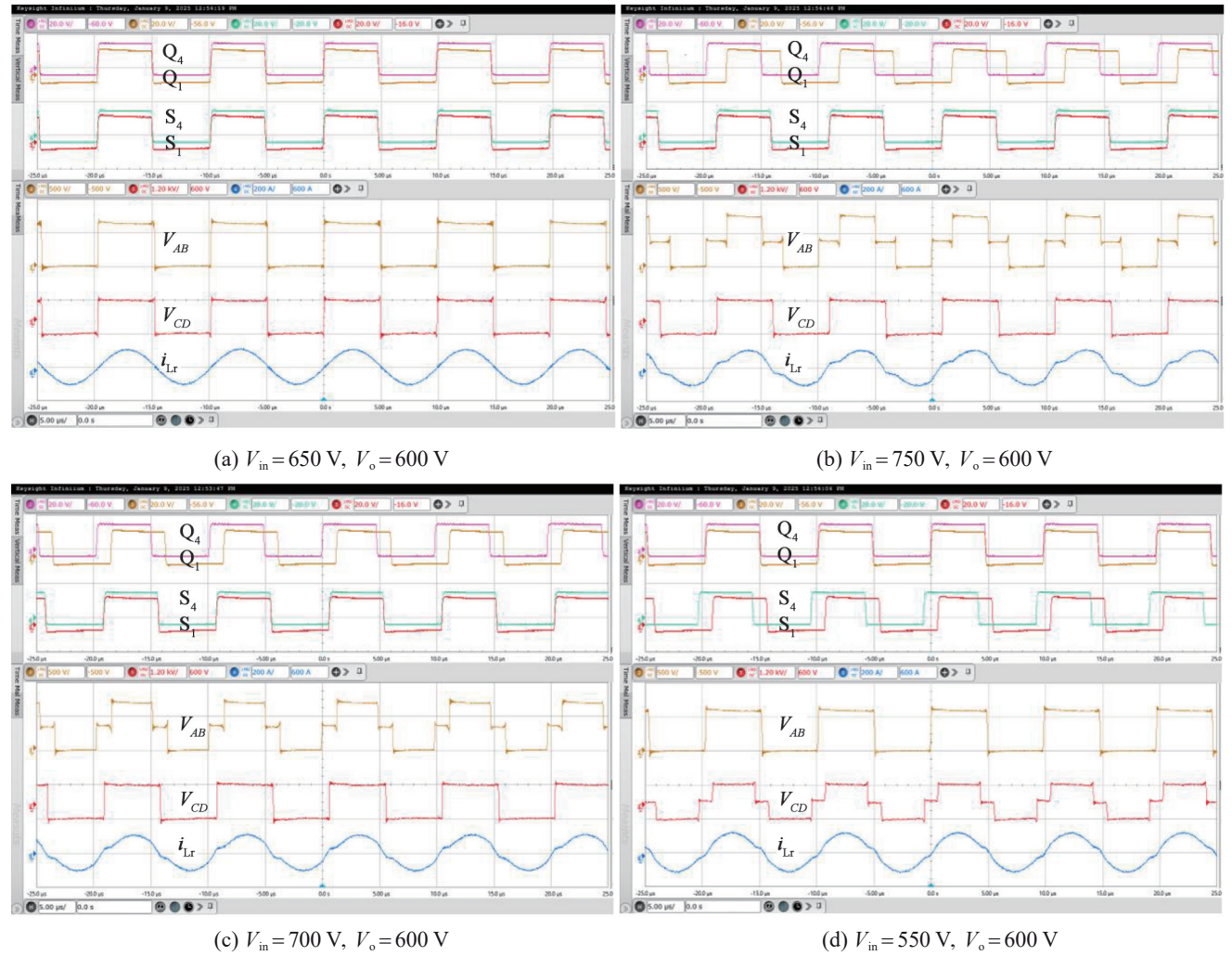


图10 试验样机
Fig. 10 Experimental prototype



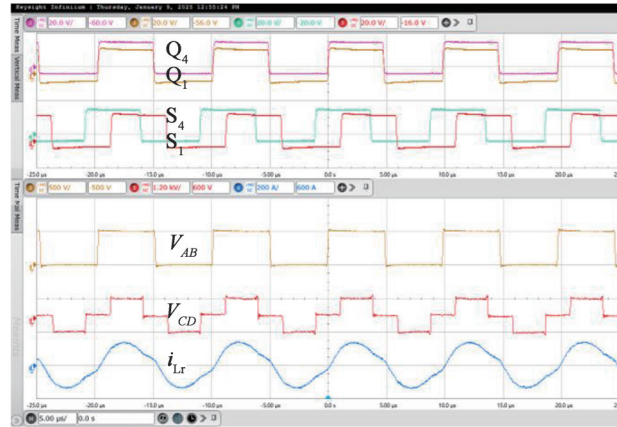
(c) $V_{in} = 500 \text{ V}$, $V_o = 600 \text{ V}$

图 11 不同输入电压下的试验波形

Fig. 11 Experimental waveforms at different input voltages

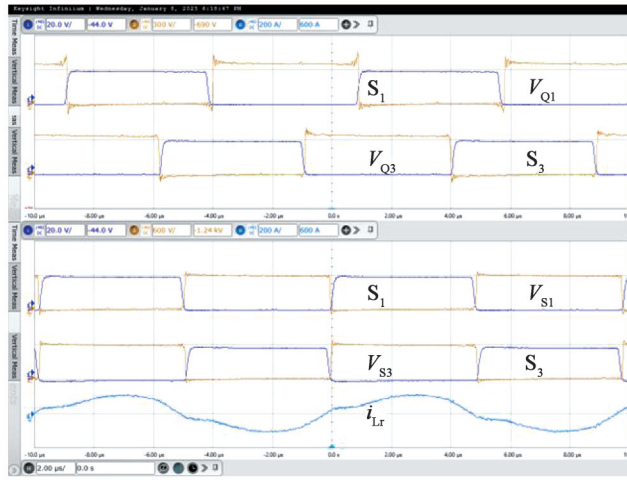
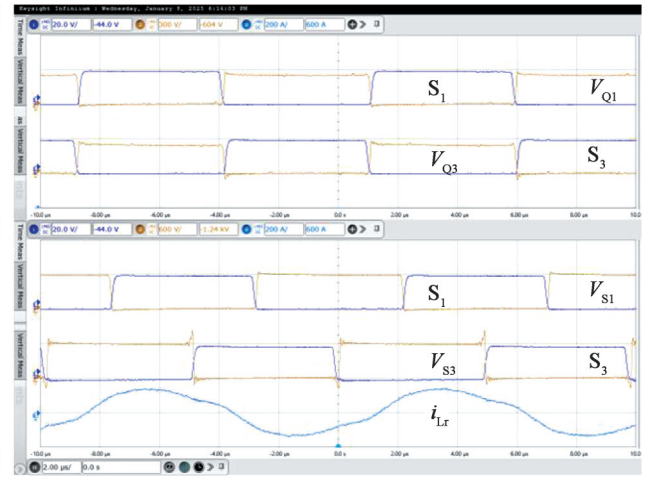
(a) $V_{in} = 750 \text{ V}$, $V_o = 600 \text{ V}$ (b) $V_{in} = 500 \text{ V}$, $V_o = 600 \text{ V}$

图 12 零电压开通试验波形(ZVS)

Fig. 12 Experimental waveforms of zero voltage switching (ZVS)

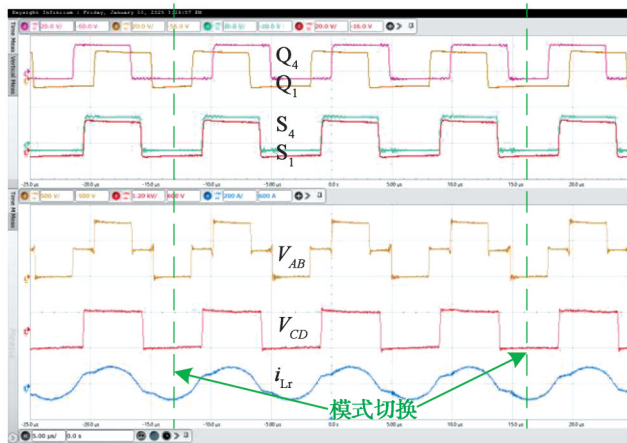
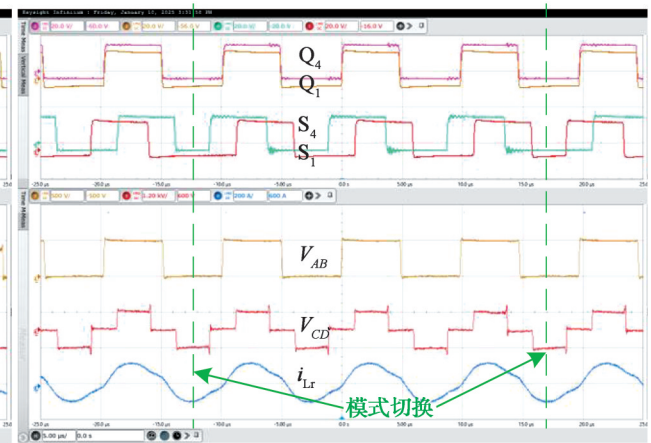
(a) $V_{in} = 750 \text{ V}$, $V_o = 600 \text{ V}$ (b) $V_{in} = 500 \text{ V}$, $V_o = 600 \text{ V}$

图 13 不同模式下桥臂驱动的切换波形

Fig. 13 Transforming waveforms of driving signals in different modes

的是,为展示效果,将切换间隔调整为3个开关周期,实际应用中可以根据具体需求调整切换间隔。

图 14 为试验样机在不同输入电压和满载工况下的

测量效率。由图 14 可知,变换器峰值效率接近 98%,而且在宽输入电压和负载范围内整体实现了高于 95% 的效率;随着电压增益越偏离边界,变换器效率越低,

并且在输入和输出电压偏差相同情况下, 降压模式的效率比升压模式整体更高。

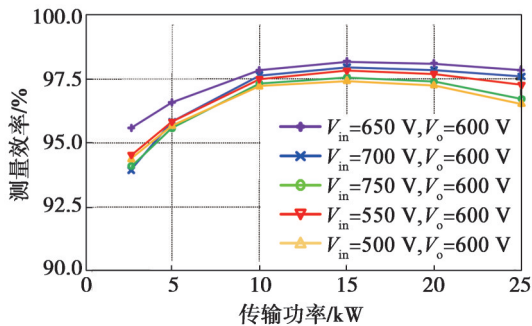


图 14 不同模式下的测量效率

Fig. 14 Measurement efficiency of different modes

4 结束语

本文提出一种基于基波同步脉宽调制的三电平 LC 谐振变换器, 相比于传统 LC 谐振变换器, 无须改变开关频率即可实现宽电压增益运行, 简化了变压器和控制器的设计难度。本文介绍了所采用的基波同步脉宽调制的基本原理和变换器的运行模式, 并分别通过模态分解法和基波分析法对变换器降压模式下和升压模式下的电压增益进行理论分析, 计算了两种模式下的电压增益。此外, 针对三电平电路电容中点电压不平衡的固有问题, 提出了一种适用的电压平衡控制策略, 并通过开关驱动信号的定时切换实现桥臂间的损耗均衡, 并搭建了一台 25 kW 试验样机, 对所提出方法的有效性和可行性进行了验证, 结果与理论分析一致。

参考文献:

- [1] LI Liting, XU Guo, SHA Deshang, et al. Review of dual-active-bridge converters with topological modifications[J]. IEEE transactions on power electronics, 2023, 38(7): 9046-9076. DOI: 10.1109/TPEL.2023.3258418.
- [2] 游梦然, 华凯, 何凯琳, 等. 宽范围输入电流馈电 DC/DC 变换器研究[J]. 电力电子技术, 2023, 57(9): 103-107.
YOU Mengran, HUA Kai, HE Kailin, et al. Research on current-fed DC/DC converter for wide range input[J]. Power electronics, 2023, 57(9): 103-107.
- [3] 唐天缘. 隔离型 DC-DC 变换器关键技术研究[D]. 成都: 电子科技大学, 2023.
TANG Tianyuan. Research on key technologies of isolated DC-DC converter[D]. Chengdu: University of Electronic Science and Technology of China, 2023.
- [4] JIANG Li, SUN Yao, LI Yong, et al. Integrated optimization of dual-active-bridge DC-DC converter with ZVS for battery charging applications[J]. IEEE journal of emerging and selected topics in power electronics, 2023, 11(1): 288-300. DOI: 10.1109/JESTPE.2021.3135380.
- [5] 杜接澳, 张裕铭, 唐维溢. 双有源桥变换器多移相调制模型预测控制研究[J]. 电力电子技术, 2024, 58(12): 99-101.
DU Jie'ao, ZHANG Yuming, TANG Weiyi. Research on model predictive control of multi-phase-shift modulation for dual active bridge converter[J]. Power electronics, 2024, 58(12): 99-101.
- [6] 缪哲语. 高功率宽范围 LLC 谐振变换器研究[D]. 杭州: 浙江大学, 2021.
MIAO Zheyu. Research on high power and wide range LLC resonant converter[D]. Hangzhou: Zhejiang University, 2021.
- [7] 王德玉, 李沂宸, 赵清林, 等. 采用定频移相控制的宽输出范围多电平 LLC 谐振变换器[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(5): 1973-1984.
WANG Deyu, LI Yichen, ZHAO Qingling, et al. Wide output range multi-level LLC resonant converter with fixed-frequency phase-shift control[J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(5): 1973-1984.
- [8] 林辉品. 宽范围 LLC 谐振变换器的研究[D]. 杭州: 浙江大学, 2019.
LIN Huipin. Research on wide range LLC resonant converter[D]. Hangzhou: Zhejiang University, 2019.
- [9] WANG Hongliang, CHEN Yang, FANG Peng, et al. An LLC converter family with auxiliary switch for hold-up mode operation[J]. IEEE transactions on power electronics, 2017, 32(6): 4291-4306. DOI: 10.1109/TPEL.2016.2604368.
- [10] CHO I H, KIM Y D, MOON G W. A half-bridge LLC resonant converter adopting boost PWM control scheme for hold-up state operation[J]. IEEE transactions on power electronics, 2014, 29(2): 841-850. DOI: 10.1109/TPEL.2013.2257863.
- [11] 弭寒光, 潘普丰, 董世茂, 等. LCC 谐振变换器动态特性分析及验证[J]. 电力电子技术, 2023, 57(5): 123-125.
MI Hanguang, PAN Pufeng, DONG Shimao, et al. Analysis and verification of dynamic characteristics of LCC resonant converter[J]. Power electronics, 2023, 57(5): 123-125.
- [12] 张杰, 张信, 刘尉, 等. 基于混合控制模式的宽范围 LLC 谐振变换器设计[J]. 电源学报, 2023, 21(3): 10-19.
ZHANG Jie, ZHANG Xin, LIU Wei, et al. Design of wide-range LLC resonant converter based on hybrid control mode[J]. Journal of power supply, 2023, 21(3): 10-19.
- [13] WU Hongfei, MU Tiantian, GAO Xun, et al. A secondary-side phase-shift-controlled LLC resonant converter with reduced conduction loss at normal operation for hold-up time compensation application[J]. IEEE transactions on power electronics, 2015, 30(10): 5352-5357. DOI: 10.1109/TPEL.2015.2418786.
- [14] 刘松林, 潘健, 陈庆东, 等. 宽输出 LLC 谐振变换器的定频 PWM 控制策略[J]. 电源学报, 2023, 21(1): 26-34.
LIU Songlin, PAN Jian, CHEN Qingdong, et al. Fixed-frequency PWM control strategy of LLC resonant converter for wide output range[J]. Journal of power supply, 2023, 21

- (1): 26-34.
- [15] KIM J W, MOON G W. A new LLC series resonant converter with a narrow switching frequency variation and reduced conduction losses[J]. IEEE transactions on power electronics, 2014, 29(8): 4278-4287. DOI: 10.1109/TPEL.2013.2285733.
- [16] WU Hongfei, DING Shun, SUN Kai, et al. 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. DOI: 10.1109/JESTPE.2017.2651049.
- [17] TANG Xinxi, WU Hongfei, HUA Wenmin, et al. Three-port bidirectional series-resonant converter with first-harmonic-synchronized PWM[J]. IEEE journal of emerging and selected topics in power electronics, 2021, 9(2): 1410-1419. DOI: 10.1109/JESTPE.2020.2975164.
- [18] 缪哲语, 仝昊, 姚文熙, 等. 一种柔性多模态宽范围全桥 LLC 变换器控制方法[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(2): 747-760.
- MIAO Zheyu, TONG Hao, YAO Wenxi, et al. A flexible variable-mode control method for wide-range full-bridge LLC converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(2): 747-761.
- [19] HUANG Junyi, HAN Hua, XU Guo, et al. An ultrawide output voltage range bidirectional single-stage resonant converter with CMVM for series battery formation power supply[J]. IEEE transactions on transportation electrification, 2024, 10(3): 7478-7487. DOI: 10.1109/TTE.2023.3339307.
- [20] 缪哲语, 仝昊, 吕征宇, 等. 一种多模态宽范围箝位桥并联型 LLC 变换器控制方法[J]. 电源学报, 2022, 20(4): 1-10.
- MIAO Zheyu, TONG Hao, LYU Zhengyu, et al. Variable-mode control method for wide-range diode clamped bridge paralleled LLC converter[J]. Journal of power supply, 2022, 20(4): 1-10.
- [21] 韩磊, 胡松, 李翼男, 等. 三电平双桥谐振变换器全局优化策略及分析[J]. 电力电子技术, 2024, 58(8): 112-115.
- HAN Lei, HU Song, LI Yinan, et al. Global optimization strategy and analysis of three-level double-bridge resonant converter[J]. Power electronics, 2024, 58(8): 112-115.

Three-level LC resonant converter based on first-harmonic-synchronized PWM

CHEN Ke¹, YE Hong², LIU Fulin¹, ZENG Minggao^{1,3}, YUAN Wenyue¹

(1. Zhuzhou CRRC Times Electric Co., Ltd., Zhuzhou, Hunan 412001, China;

2. Deqing Rail Transit Group Co., Huzhou, Zhejiang 313200, China;

3. School of Electronic and Information Engineering, Tongji University, Shanghai 200092, China)

Abstract: Three-level LC resonant converters employ a series-connected full-bridge structure to match voltage levels and reduce voltage stress of the power switch devices. However, in applications with large voltage fluctuations, traditional control methods require a wide frequency regulation range, complicating transformer and controller design. To offer a solution, a three-level LC resonant converter is proposed, which utilizes first-harmonic-synchronized pulse-width-modulation (PWM) to achieve wide-range voltage regulation with a fixed switching frequency. The converter voltage gain depends solely on the internal phase-shift ratio of the primary and secondary bridge arms, allowing for automatic and smooth adjustment of both the amplitude and direction of power transmission. Moreover, the midpoint voltage and switching loss are dynamically balanced through PWM phase compensation and timed driving signal transformation, respectively. Additionally, a 25 kW prototype was built and tested to evaluate the feasibility of the proposed converter.

Keywords: series resonant converter; three-level circuit; bidirectional DC/DC converter; wide voltage gain; first-harmonic-synchronization