

# 宽电压应用定频 LLC 谐振变换器的 PWM 控制策略

潘 健, 刘松林, 石 迪, 宋豪杰, 熊嘉鑫

(湖北工业大学太阳能高效利用及储能运行控制湖北省重点实验室, 湖北 武汉 430068)

**摘 要:**传统频率控制的 LLC 谐振变换器存在频率调节范围宽、转换效率低等问题, 不适用于宽电压范围的应用场合。为了解决这些问题, 提出一种全桥 LLC 谐振变换器的 PWM 控制策略, 通过调节开关管的占空比实现增益调节。谐振变换器 2 个下桥臂的开关采用固定的频率控制, 开关频率等于谐振频率, 而 2 个上桥臂的开关采用 PWM 控制来调节输出电压。在 PWM 控制策略下, 明显缩小了谐振变换器的频率调节范围。此外, 原边侧开关管和副边侧整流二极管分别实现零电压导通 (ZVS) 和零电流关断 (ZCS), 有效地降低了变换器的开关损耗。最后, 搭建功率为 1.5 kW、输入电压为 400 V、输出电压为 250~500 V 的仿真系统和实验原型, 验证 PWM 控制策略的有效性。

**关 键 词:**谐振变换器; PWM; 控制策略; 宽电压; 软开关

DOI:10.19781/j.issn.1673-9140.2022.05.009 中图分类号: TM46 文章编号: 1673-9140(2022)05-0080-08

## APWM control strategy of fixed frequency LLC resonant converter for wide voltage applications

PAN Jian, LIU Songlin, SHI Di, SONG Haojie, XIONG Jiaxin

(Hubei Key Laboratory for High-efficiency Utilization of Solar Energy and Operation Control of Energy Storage,  
Hubei University of Technology, Wuhan 430068, China)

**Abstract:** The conventional frequency-controlled LLC resonant converter suffers from wide frequency regulation range and low conversion efficiency, so that it is unsuitable for wide voltage range applications with a wide voltage range. In order to solve these problems, a PWM control strategy of the full-bridge LLC resonant converter is proposed in this paper, which realizes the gain adjustment by adjusting the duty cycle of the switch. The switches of two lower arms of the resonant converter are controlled by a fixed frequency, and the switching frequency is equal to the resonant frequency, while the switches of the two upper arms are controlled by PWM to adjust the output voltage. With the method, the frequency variation range of the resonant converter is significantly narrowed. In addition, the switches of primary circuit and the rectifier diodes of secondary circuit could achieve zero voltage switching (ZVS) and zero current switching (ZCS), respectively, which effectively reduces the switching losses of the converter. Finally, the 1.5 kW simulation and experimental prototype with 400 V input voltage, 250~500 V output voltage are established to verify the effectiveness of the proposed PWM control strategy.

收稿日期: 2021-05-13; 修回日期: 2021-07-11

基金项目: 太阳能发电及储能运行控制湖北省重点实验室开放基金 (HBSEES201902)

通信作者: 刘松林 (1994—), 男, 硕士, 主要从事电力电子和 LLC 谐振变换器研究; E-mail: 1178144337@qq.com

**Key words:** resonant converter; PWM; control strategy; wide voltage; soft switching

LLC 谐振变换器因其结构简单,具有软开关、高效、高功率密度等优点,被广泛地用于数据中心、车载充电机、分布式电源、微型光伏逆变器系统等领域<sup>[1-5]</sup>。在上述应用领域中,谐振变换器需要在宽输入/输出电压范围中工作<sup>[6-13]</sup>。为了满足宽电压的应用需求,传统频率控制的谐振变换器在宽频率范围内调节电压增益,使得谐振变换器的效率严重降低。此外,由于最低开关频率对应最大磁通密度,开关频率范围越宽越不利于变压器的优化设计,使得系统的体积增加而降低了功率密度。因此,为了克服变频控制的不足,应尽量缩小频率调节范围,使谐振变换器工作在最佳效率点附近,即开关频率等于谐振频率,通过其他方式调节输出电压。综合近年来的研究文献,一般分为 2 种研究思路:拓扑结构和控制策略。

从拓扑结构上研究,文献[14]提出了一种定频移相控制的两相交错 LLC 谐振变换器,通过调节 2 个谐振网络之间的移相角来调节增益,原边侧的开关管均工作在谐振频率点;文献[15]提出一种可重构电压倍增整流器的谐振变换器,通过移相—变频的混合控制策略调节原边侧开关管使得副边侧整流电路由 2 倍压整流模式转换为 4 倍压整流模式,从而使谐振变换器在 2 种模式下处于窄频率范围内实现宽输出电压。然而,上述研究的拓扑结构均是由两相谐振变换器构成,需要 2 个谐振网络和 2 个变压器,增加了系统体积和硬件电路成本。

从控制策略上研究,文献[16]提出了一种变输入电压控制的最大效率跟踪技术,通过调节谐振变换器的输入电压来调节输出电压,缩小了频率调节范围。然而在这种控制技术下,前级的功率因素校正电路需要为后级的谐振变换器提供宽范围的输入电压,增加了控制电路的复杂性和设计难度。文献[17]提出了一种不对称的脉冲宽度调制控制(asymmetric pulse width modulation, APWM),通过控制开关管的占空比调节电压增益。然而在 APWM 控制方法下变压器存在偏置电流,且增益范围和最大增益受谐振参数的限制,不利于宽电压场合的应用。在单一控制的基础上,文献[18]提出了一

种突发控制—移相控制(burst-phase shift, Burst-PS)的混合控制方法,提升了谐振变换器的电压调节能力。然而,Burst-PS 混合控制非常复杂,且存在变频控制的调节过程,不利于控制器的设计和实现。

为了避免拓扑结构的复杂性、简化控制方法,本文基于全桥 LLC 谐振变换器提出一种 PWM 控制策略。下桥臂开关管采用定频控制,开关频率等于谐振频率,通过调节上桥臂开关管的占空比实现宽输出电压,有效缩小频率调节范围,克服传统频率控制的不足。首先介绍 PWM 控制策略,然后详细分析变换器的原理和增益特性,最后结合仿真和实验验证 PWM 控制的可行性和有效性。

## 1 控制策略

全桥 LLC 谐振变换器的主电路结构如图 1 所示。

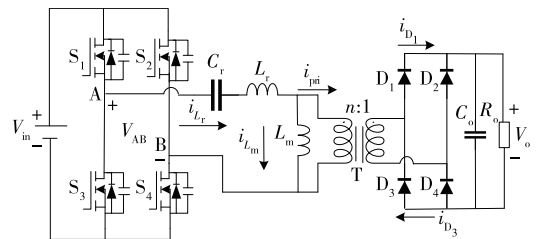


图 1 全桥 LLC 谐振变换器的拓扑

Figure 1 Topology of full-bridge LLC resonant converter

图 1 中, $V_{in}$ 为直流输入电压,开关管  $S_1 \sim S_4$  构成方波逆变器,将直流输入电压逆变为交流方波电压,给谐振网络供电;谐振电容  $C_r$ 、谐振电感  $L_r$  和励磁电感  $L_m$  构成谐振网络;变压器 T 的原边与副边侧绕组匝数比为  $n : 1$ ;整流二极管  $D_1 \sim D_4$  构成全桥整流电路; $C_o$  为输出滤波电容, $R_o$  为阻性负载。为了便于分析,本文以图 1 中的电压、电流方向为正方向。

传统的谐振变换器采用变频控制(pulse frequency modulation, PFM)调节输出电压,控制方式如图 2(a)所示。 $S_2$  与  $S_4$  采用占空比为 0.5 的互补脉冲, $S_1$  与  $S_3$  采用占空比为 0.5 的互补脉冲, $S_1$  与  $S_4$

的驱动脉冲一致且  $S_2$  与  $S_3$  的驱动脉冲一致,同一桥臂上的开关之间设置一定的死区时间。在变频控制下,谐振网络的输入电压  $V_{AB}$  是幅值为  $V_{in}$  的正负交替方波,通过控制  $S_1 \sim S_4$  的开关频率来调节谐振网络输入电压的基频分量,从而实现电压调节。在宽电压应用中,PFM 控制方式下谐振变换器的频率调节范围非常宽,不利于变压器的优化设计,也使得谐振变换器产生严重的环流损耗、导通损耗等,极大降低了转换效率。

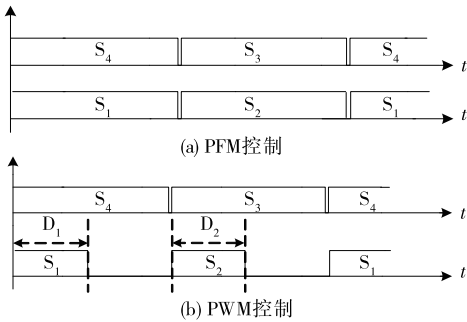


图 2 LLC 谐振变换器的控制策略

Figure 2 Control strategy of the LLC resonant converter

图 2(b) 为提出的 PWM 控制策略。谐振变换器的原边侧下桥臂开关管  $S_3$  与  $S_4$  采用占空比为 0.5 的互补脉冲,  $S_3$  与  $S_4$  的开关频率恒定且等于谐振频率。而上桥臂开关管  $S_1$  与  $S_2$  采用 PWM 控制,其开关频率等于谐振频率,开关  $S_1$  驱动脉冲的上升沿与  $S_4$  的上升沿一致,开关  $S_2$  驱动脉冲的上升沿与  $S_3$  上升沿一致,  $S_1$  与  $S_2$  的占空比相等,即  $D = D_1 = D_2$ 。开关  $S_1$  与  $S_2$  的占空比调节范围为  $[0, 0.5]$ 。在该 PWM 控制策略下,一个开关周期中谐振网络的输入电压  $V_{AB}$  电压状态如表 1 所示。

由表 1 可知,在一个开关周期中原边侧开关管包含 4 种驱动状态,谐振网络的输入电压  $V_{AB}$  为三电平状态的电压。通过调节开关  $S_1$ 、 $S_2$  的占空比,谐振网络输入电压  $V_{AB}$  处于高电平的时间随之变化,其基频分量也随之变化,从而实现宽增益调节。

表 1 PWM 控制下谐振网络的输入电压

Table 1 Input voltages of resonant network with PWM control

驱动状态	$S_1$	$S_2$	$S_3$	$S_4$	$V_{AB}$
1	1	0	0	1	$V_{in}$
2	0	0	0	1	0
3	0	1	1	0	$-V_{in}$
4	0	0	1	0	0

当  $D = D_1 = D_2 = 0$  时,谐振网络的输入电压为 0,谐振变换器的电压增益为 0;当  $D = D_1 = D_2 = 0.5$  时,谐振网络的输入电压是幅值为  $V_{in}$  的正负交替方波,此时谐振变换器等效为开关频率等于谐振频率的全桥 LLC 谐振变换器,谐振变换器的归一化增益为 1。因此,谐振变换器的增益调节范围为  $[0, 1]$ 。

## 2 原理分析

### 2.1 工作原理

采用 PWM 控制时谐振变换器的关键工作波形如图 3 所示。在一个开关周期内谐振变换器包含 8 种工作模式,由于正半周期与负半周期的对称性,文中仅分析谐振变换器在正半周期的工作原理。为了简化分析,作如下假设:

- 1) 谐振变换器工作在稳态;
- 2) 原边侧开关器件均是理想元器件,开关管包含体二极管和寄生电容;
- 3) 副边侧整流二极管是理想器件,忽略其导通压降。

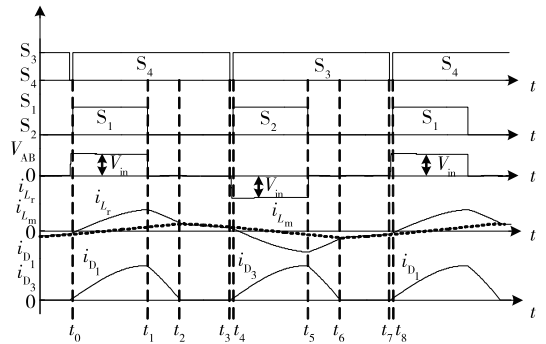


图 3 PWM 控制下谐振变换器的关键波形

Figure 3 Key waveforms of the resonant converter with PWM control

工作模式 1  $[t_0 \sim t_1]$  工作模式 1 的等效电路如图 4(a) 所示。在上个工作模式中的死区时间内,由于开关管寄生电容的充放电缓冲作用,开关  $S_1$  和  $S_4$  在  $t_0$  时刻 ZVS 导通,谐振网络的输入电压  $V_{AB}$  由 0 上升为  $V_{in}$ 。谐振电感  $L_r$  与谐振电容  $C_r$  谐振工作,励磁电感  $L_m$  不参与谐振过程。励磁电感  $L_m$  被输出电压  $V_o$  钳位于  $nV_o$ ,励磁电流  $i_{L_m}$  线性上升。副边侧的整流二极管  $D_1$ 、 $D_4$  导通,原边侧输入电压向负载传递能量。该模式的时域表达式为

$$i_{L_r}(t) = i_{L_r}(t_0) \cos(\omega_r(t - t_0)) + [V_{in} - nV_o - V_{C_r}(t_0)] \cdot \frac{1}{Z_r} \cdot \sin(\omega_r(t - t_0)) \quad (1)$$

$$i_{L_m}(t) = i_{L_m}(t_0) + \frac{nV_o(t - t_0)}{L_m} = i_{L_r}(t_0) + \frac{nV_o(t - t_0)}{L_m} \quad (2)$$

$$V_{C_r}(t) = i_{L_r}(t_0) \cdot Z_r \cdot \sin(\omega_r(t - t_0)) + (V_{in} - nV_o) - [V_{in} - nV_o - V_{C_r}(t_0)] \cos(\omega_r(t - t_0)) \quad (3)$$

其中,  $\omega_r$  为谐振电感与谐振电容的谐振角频率,  $\omega_r = 1/\sqrt{L_r \cdot C_r}$ ,  $Z_r$  为谐振电路的特征阻抗,  $Z_r = \sqrt{L_r/C_r}$ 。

工作模式 2 [ $t_1 \sim t_2$ ] 工作模式 2 的等效电路如图 4(b) 所示。开关  $S_4$  持续导通,  $t_1$  时刻, 开关  $S_1$  关断。由于谐振电流  $i_{L_r}$  的方向为正, 谐振电流  $i_{L_r}$  流经  $S_4$  并通过  $S_3$  的体二极管续流, 使得谐振网络的输入电压  $V_{AB}$  由  $V_{in}$  下降为 0。此时, 谐振电流  $i_{L_r}$  开始下降, 励磁电感  $L_m$  在电压  $nV_o$  的作用下处于充电状态, 励磁电流  $i_{L_m}$  持续性的线性上升, 直到  $t_2$  时刻等于谐振电流  $i_{L_r}$ 。该模式的时域表达式为

$$i_{L_r}(t) = i_{L_r}(t_1) \cos(\omega_r(t - t_1)) - [nV_o + V_{C_r}(t_1)] \cdot \frac{1}{Z_r} \cdot \sin(\omega_r(t - t_1)) \quad (4)$$

$$i_{L_m}(t) = i_{L_m}(t_1) + \frac{nV_o(t - t_1)}{L_m} \quad (5)$$

$$V_{C_r}(t) = i_{L_r}(t_1) \cdot Z_r \cdot \sin(\omega_r(t - t_1)) - nV_o + [nV_o + V_{C_r}(t_1)] \cos(\omega_r(t - t_1)) \quad (6)$$

工作模式 3 [ $t_2 \sim t_3$ ] 工作模式 3 的等效电路如图 4(c) 所示。在  $t_2$  时刻, 谐振电流  $i_{L_r}$  下降并等于励磁电流  $i_{L_m}$ , 即  $i_{L_r} = i_{L_m}$ 。此时, 流入变压器原边侧的电流  $i_{pri}$  为 0, 副边侧整流二极管  $D_1$ 、 $D_4$  的电流自然下降为 0, 并在输出电压  $V_o$  的作用下处于反向截止状态, 二极管  $D_1$ 、 $D_4$  实现 ZCS 关断。在这个模式中, 励磁电感  $L_m$  和 谐振电感  $L_r$  一起与谐振电容  $C_r$  谐振工作, 负载所需的能量由输出电容  $C_o$  放电提供。该模式下的时域表达式为

$$i_{L_m}(t) = i_{L_r}(t) \quad (7)$$

$$i_{L_r}(t) = i_{L_r}(t_2) \cos(\omega_m(t - t_2)) - V_{C_r}(t_2) \cdot \frac{1}{Z_m} \cdot \sin(\omega_m(t - t_2)) \quad (8)$$

$$V_{C_r}(t) = i_{L_r}(t_2) \cdot Z_m \cdot \sin(\omega_m(t - t_2)) + V_{C_r}(t_2) \cdot \cos(\omega_m(t - t_2)) \quad (9)$$

其中,  $\omega_m$  为谐振电感与励磁电感一起谐振工作时的谐振角频率,  $\omega_m = 1/\sqrt{(L_r + L_m) \cdot C_r}$ ,  $Z_m$  为此时谐振电路的特征阻抗,  $Z_m = \sqrt{(L_r + L_m)/C_r}$ 。

工作模式 4 [ $t_3 \sim t_4$ ] 工作模式 4 的等效电路如图 4(d) 所示。在  $t_3$  时刻,  $S_4$  关断, 谐振变换器进入死区时间。谐振电流  $i_{L_r}$  对  $S_4$  的寄生电容充电, 对  $S_2$  的寄生电容放电, 为开关  $S_2$  的 ZVS 导通做准备。在  $S_4$  寄生电容的充电作用下, 谐振网络的输入电压  $V_{AB}$  由 0 反向上升为  $-V_{AB}$ 。与模式 3 类似, 谐振电流  $i_{L_r}$  等于励磁电流  $i_{L_m}$ , 负载所需能量由输出

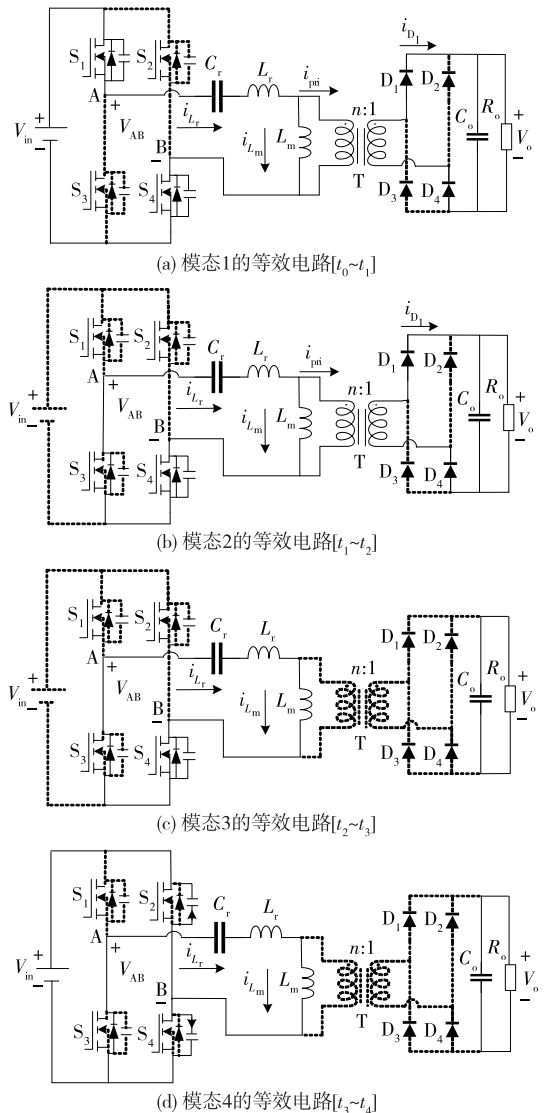


图 4 PWM 控制下不同工作模式的等效电路

Figure 4 Equivalent circuits of different operation modes with PWM control

电容  $C_o$  放电提供。该阶段非常短,在  $t_4$  时刻,  $S_2$  和  $S_3$  实现 ZVS 导通,谐振变换器开始负半周期的工作。

## 2.2 增益特性

谐振变换器的电压调节能力通过增益特性体现,需要对其增益进行研究。与传统变频控制的谐振变换器一样,采用基波分析法解析 PWM 控制下谐振变换器的电压增益。

在一个开关周期中谐振网络的输入电压  $V_{AB}$  为三电平的方波电压,通过傅里叶变换得到其基频分量如下:

$$V_{FHA} = \frac{4V_{in}}{\pi} \sin(\pi D) \sin(\omega t), 0 \leq D \leq 0.5 \quad (10)$$

式中  $V_{FHA}$  为谐振网络输入电压的基波分量;  $V_{in}$  为谐振变换器的输入电压;  $D$  为开关  $S_1$ 、 $S_2$  的占空比,  $D = D_1 = D_2$ ;  $\omega$  为开关角频率。

根据式(10)计算并得到谐振变换器的归一化电压增益:

$$G = \frac{nV_o}{V_{in}} = \sin(\pi D), 0 \leq D \leq 0.5 \quad (11)$$

通过 Mathcad 绘制 PWM 控制下谐振变换器的增益曲线,如图 5 所示。

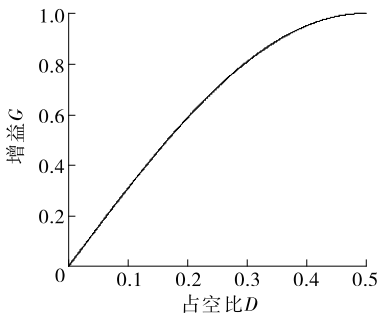


图 5 PWM 控制下的增益曲线

Figure 5 Gain curve with PWM control

由图 5 可知,谐振变换器的电压增益仅是占空比  $D$  的函数,增益调节范围为  $[0, 1]$ ,通过控制开关管  $S_1$ 、 $S_2$  的占空比  $D$  即可调节输出电压,与理论分析一致。由于电压增益  $G$  仅含有一个变量  $D$ ,该 PWM 控制策略可以克服频率控制时多控制变量复杂的参数设计过程,从而简化谐振参数设计。与传统变频控制相比,提出的 PWM 控制策略使得原边侧开关管以固定的开关频率工作在谐振频率点,开

关频率等于谐振频率,明显缩小了频率调节范围,利于变压器的优化设计,减小变压器体积。

此外,谐振变换器的原边侧开关管和副边侧整流二极管分别实现 ZVS 导通和 ZCS 关断,有效地降低了开关损耗和反向恢复损耗,提升转换效率。

## 3 仿真和实验分析

为了验证 PWM 控制的可行性和有效性,首先构建 Matlab/Simulink 系统进行仿真验证,然后设计实验样机进行实验验证,系统控制器为 STM32H750VBT6。系统参数如下:输入电压  $V_{in} = 400$  V,输出电压  $V_o$  为 250~500 V,额定功率  $P_o = 1.5$  kW,开关频率  $f_s = 100$  kHz,谐振电容  $C_r = 150$  nF,谐振电感  $L_r = 17.2$   $\mu$ H,谐振频率  $f_r = 100$  kHz,励磁电感  $L_m = 50$   $\mu$ H,变压器 T 的原边与副边的绕组匝数比  $n = 0.8$ 。

当占空比  $D = 0.5$  时,谐振变换器处于全桥状态,电压增益为 1,输出电压为 500 V,通过调节占空比  $D$  的大小调节输出电压;当开关  $S_1$  和  $S_2$  的占空比  $D$  较小时,谐振变换器的原边侧电路中存在较大的循环电流,导致严重的环流损耗,降低了谐振变换器的转换效率。为了减少环流损耗的影响,本文设计输出侧电压调节范围为 250~500 V。系统控制框图如图 6 所示。

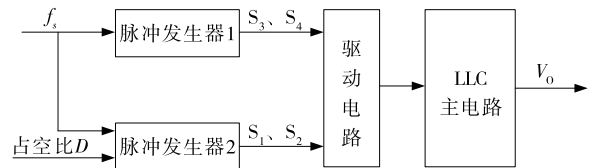


图 6 系统控制

Figure 6 The control block diagram of the system

开关管  $S_3$ 、 $S_4$  采用定频控制,开关频率等于谐振频率  $f_s$ ;开关管  $S_1$ 、 $S_2$  采用 PWM 控制,其开关频率也等于谐振频率  $f_s$ ,通过调节开关  $S_1$ 、 $S_2$  的占空比  $D$  来调节谐振变换器的输出电压。

基于 Matlab/Simulink 的仿真结果如图 7、8 所示。图 7 为 PWM 控制下谐振变换器主要的稳态工作波形,此时输出电压为 400 V。由图 7 可知,在 PWM 控制下,谐振网络的输入电压  $V_{AB}$  为三电平的方波电压,当谐振电感  $L_r$  与谐振电容  $C_r$  串联谐

振工作时,输入电压  $V_{in}$  通过串联谐振网络向负载侧传递能量。随着开关的切换,当谐振电流  $i_{Lr}$  下降并等于励磁电流  $i_{Lm}$  时,流过整流二极管的电流自然下降为 0,二极管实现 ZCS 关断,与理论分析一致。在一个开关周期中,谐振电容  $C_r$  一直谐振工作,谐振电容  $C_r$  两端的电压  $V_{Cr}$  以正弦形式变化。

开关  $S_2$  和  $S_4$  的漏源极电压和门极驱动电压波形见图 8。由于  $S_2$  寄生电容的放电作用, $S_2$  的漏源极电压  $V_{ds2}$  在其驱动脉冲  $V_{gs2}$  到来之前下降为 0, $S_2$  实现 ZVS 导通。而对于开关  $S_4$  而言,在一个开关周期中  $S_4$  的体二极管存在续流工作模式, $S_4$  的漏源极电压  $V_{ds4}$  在续流工作阶段一直为 0,使得驱动信号  $V_{gs4}$  到来时  $S_4$  自然实现 ZVS 导通,与理论分析一致,验证了理论分析的正确性。

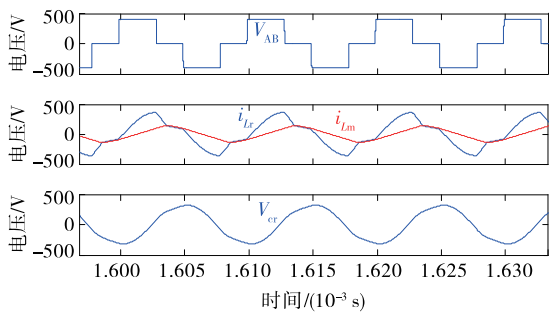


图 7 PWM 控制下谐振变换器的稳态波形

Figure 7 Steady-state waveforms of the resonant converter with PWM control

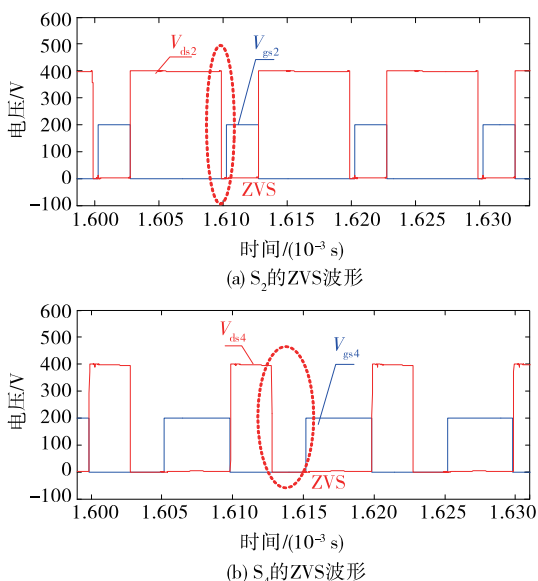


图 8 原边侧开关管的 ZVS 波形

Figure 8 ZVS waveforms of the primary switches

由于原边侧开关结构和 PWM 控制的对称性,开关管  $S_1$  和  $S_3$  同样可以实现 ZVS 导通,本文不再赘述  $S_1$  和  $S_3$  的软开关波形。很明显,采用 PWM 控制策略时,谐振变换器在宽电压调节过程中具有较好的软开关性能,原边侧 4 个开关管的开通损耗可忽略不计,极大地降低了系统开关损耗。然而,由于上桥臂开关管采用占空比控制,其导通损耗随占空比的大小而变化。

为了进一步验证 PWM 控制的可行性,搭建如图 9 所示的实验平台,实验结果如图 10、11 所示,实验波形与仿真结果一致。图 10(a)为原边侧开关管的驱动脉冲实验波形。由图 10(a)可知,开关  $S_3$  和  $S_1$  的驱动脉冲为占空比为 0.5 互补脉冲,开关  $S_1$  驱动脉冲的上升沿与  $S_4$  的上升沿一致,开关  $S_2$  驱动脉冲的上升沿与  $S_3$  的上升沿一致,通过调节  $S_1$ 、 $S_2$  的占空比  $D$  调节输出电压。图 10(b)为实验样机的关键稳态波形,在 PWM 控制下谐振网络的输入电压  $V_{AB}$  为三电平方波电压,谐振电容两端的电压  $V_{Cr}$  以正弦形式变化。谐振变换器的软开关实验波形如图 11 所示,其中图 11(a)为开关  $S_2$ 、 $S_4$  的 ZVS 实验波形。在开关管的驱动脉冲到来之前,漏源极电压下降为 0,原边侧开关实现 ZVS 导通。图 11(b)说明了整流二极管  $D_1 \sim D_4$  可以实现 ZCS 关断,无反向恢复问题,有效地降低了整流二极管的整流损耗。

一般通过拓扑结构和控制策略来提升宽电压应用中 LLC 谐振变换器的性能,本文从辅助元器件、控制策略、谐振网络、频率范围等方面进行性能对比,如表 2 所示。

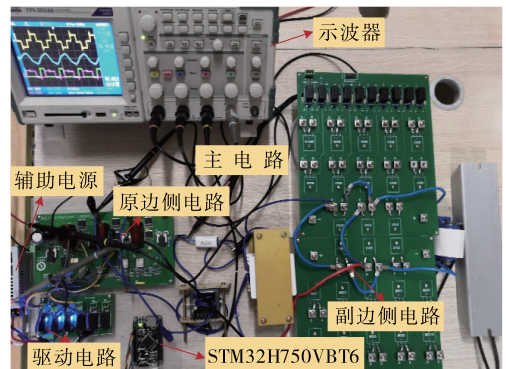
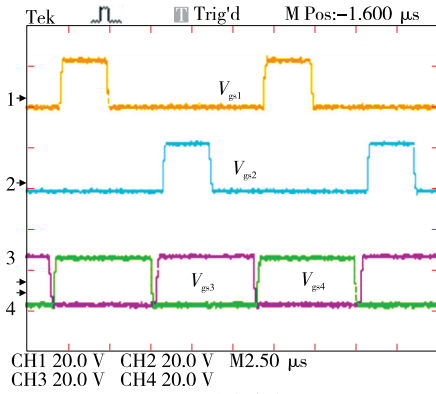
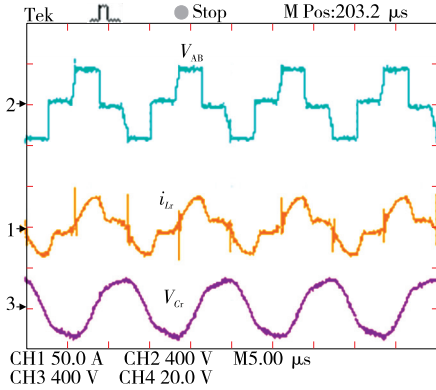


图 9 实验样机

Figure 9 Experimental prototype



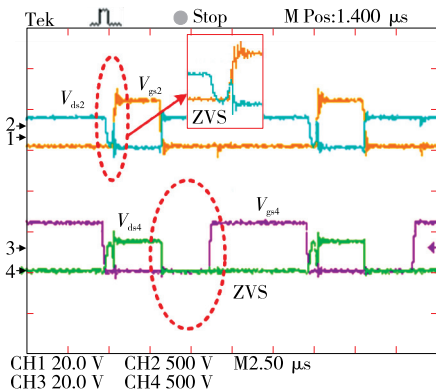
(a) 驱动脉冲波形



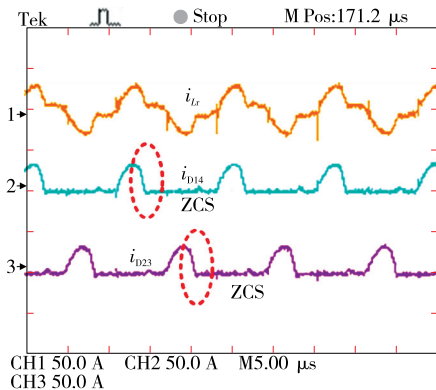
(b) 稳态波形

图 10 实验波形

Figure 10 Experimental waveforms



(a) ZVS波形



(b) ZCS波形

图 11 软开关波形

Figure 11 Experimental waveforms of soft switching

表 2 谐振变换器的性能对比

Table 2 Performance comparisons of the resonant converter

比较项	辅助元件	控制策略	谐振网络	频率范围	软开关
文献[12]	有	PWM	1	窄频率	ZVS
文献[14]	无	移相	2	定频	ZVS
文献[15]	无	移相—变频	2	窄频率	ZVS
文献[16]	无	跟踪控制	1	定频	ZVS
文献[17]	无	APWM	1	窄频率	ZVS
文献[18]	无	Burst-PS	1	窄频率	ZVS
本文	无	PWM	1	定频	ZVS

由表 2 可知,在元器件数量上文献[12]需要额外的辅助元件,文献[14-15]均包含 2 个谐振网络和 2 个变压器,明显增加了系统体积和硬件设计成本。而文献[16-18]研究了不同的控制策略,均缩小了频率调节范围,但其各有不足。本文研究的 PWM 控制策略无需额外的辅助元件,控制方法简单易行,在 250~500 V 的宽输出电压调节过程中,谐振变换器始终工作在谐振频率点,开关频率等于谐振频率,明显缩小了频率调节范围,利于变压器的优化设计。因此,在车载充电机等宽输出电压应用场景中,本文研究的 PWM 控制策略相比传统变频控制更具应用优势。

## 4 结语

为了满足宽电压应用需求,提出了一种全桥 LLC 谐振变换器的 PWM 控制策略。谐振变换器的电压增益仅与开关  $S_1$ 、 $S_2$  的占空比  $D$  有关,通过控制占空比  $D$  调节输出电压,增益调节范围为  $[0, 1]$ 。与传统变频控制相比,提出的 PWM 控制策略有效地缩小了频率调节范围,利于变压器的优化设计。此外,原边侧开关管实现 ZVS 导通,副边侧整流二极管实现 ZCS 关断,有效地降低了开关损耗。最后,输入电压为 400 V、输出电压为 250~500 V 的仿真和实验结果验证了 PWM 控制的可行性和有效性。

## 参考文献:

- [1] 颜湘武,刘新新,孙磊,等.LLC 谐振变换器典型分析方法对比[J].电力科学与技术学报,2020,35(4):128-132.  
YAN Xiangwu,LIU Xinxin,SUN Lei,et al.Comparative

- study of typical analysis methods for the LLC resonant converter[J]. *Journal of Electric Power Science and Technology*, 2020, 35(4): 128-132.
- [2] 朱明星,孔彬彬,张华赢.电缆化配电系统高频谐振频移方法[J].*中国电力*, 2021, 54(8): 19-26.  
ZHU Mingxing, KONG Binbin, ZHANG Huaying. High frequency resonance frequency shift method for cable distribution system[J]. *Electric Power*, 2021, 54(8): 19-26.
- [3] 邓吉利.蓄电池充电电流控制的 LLC 谐振变换器研究[J].*电测与仪表*, 2021, 58(4): 73-77.  
DENG Jili. Research on LLC resonant converter for battery charge current control[J]. *Electrical Measurement & Instrumentation*, 2021, 58(4): 73-77.
- [4] 李志忠,李旭,邵建康,等.模块化阻抗测量装置中变频信号源并联系统分布式均流控制[J].*电网与清洁能源*, 2021, 37(1): 24-31.  
LI Zhizhong, LI Xu, SHAO Jiankang, et al. Distributed current sharing control strategy for inverters parallel system in modular impedance measurement instrument [J]. *Power System and Clean Energy*, 2021, 37(1): 24-31.
- [5] 唐忠,白健,赖立.基于 IPOS 双 LLC 谐振变换器的恒压恒流充电研究[J].*电力系统保护与控制*, 2021, 49(24): 88-95.  
TANG Zhong, BAI Jian, LAI Li. Constant voltage and constant current charging based on an IPOS dual-LLC resonant converter[J]. *Power System Protection and Control*, 2021, 49(24): 88-95.
- [6] 刘洋,邵广惠,蒋维勇,等.LCC-HVDC 背靠背系统降低电网短路电流应用研究[J].*高压电器*, 2020, 56(12): 242-250.  
LIU Yang, SHAO Guanghui, JIANG Weiyong, et al. Application research of LCC-HVDC back-to-back system to reduce short circuit current of power grid[J]. *High Voltage Apparatus*, 2020, 56(12): 242-250.
- [7] 陈灏泽,范若萱,王金玉,等.VSC-LCC 型混合直流输电系统启动控制策略研究[J].*智慧电力*, 2020, 48(11): 62-67.  
CHEN Haoze, FAN Ruoxuan, WANG Jinyu, et al. Research on startup control strategy for VSC-LCC hybrid HVDC system[J]. *Smart Power*, 2020, 48(11): 62-67.
- [8] 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*, 2013, 29(2): 841-850.
- [9] SHI L, LIU B, DUAN S. Burst-mode and phase-shift hybrid control method of LLC converters for wide output range applications[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2019, 67(2): 1013-1023.
- [10] WEI Y, LUO Q, DU X, et al. A dual half-bridge LLC resonant converter with magnetic control for battery charger application[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2020, 35(2): 2196-2207.
- [11] LEE I O, MOON G W. Analysis and design of a three-level LLC series resonant converter for high and wide input voltage applications[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2011, 27(6): 2966-2979.
- [12] WU H, LI Y, XING Y. LLC Resonant converter with semiactive variable-structure rectifier (SA-VSR) for wide output voltage range application[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2016, 31(5): 3389-3394.
- [13] SHANG M, WANG H. A voltage quadrupler rectifier based pulsewidth modulated LLC converter with wide output range[J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2018, 54(6): 6159-6168.
- [14] XUE B, WANG H, LIANG J, et al. Phase-shift modulated interleaved LLC converter with ultrawide output voltage range[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2020, 36(1): 493-503.
- [15] BAEK J, KIM K W, YOUN H S, et al. High-efficiency LLC resonant converter with reconfigurable voltage multiplying rectifier for wide output voltage applications[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2020, 36(7): 7641-7651.
- [16] WANG H, DUSMEZ S, KHALIGH A. Maximum efficiency point tracking technique for LLC-based PEV chargers through variable DC link control[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2014, 61(11): 6041-6049.
- [17] KIM B C, PARK K B, MOON G W. Asymmetric PWM control scheme during hold-up time for LLC resonant converter [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2011, 59(7): 2992-2997.
- [18] SHI L, LIU B, DUAN S. Burst-mode and phase-shift hybrid control method of LLC converters for wide output range applications[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2019, 67(2): 1013-1023.