DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2026.1.31 中图分类号：TM46 文献标志码：A

LCL型全–半桥谐振变换器调制策略及分析

李志健[1,2]，汪 锐[3]，胡 松[2](中国电源学会会员)，徐 越[2]，
陈 武[4](中国电源学会高级会员)，李晓东[3]
(1.东北石油大学新能源与材料学院，大庆 163000；2.苏州工学院电气与自动化工程学院，苏州 215500；3.澳门科技大学创新工程学院，澳门 999078；4.东南大学电气工程学院，南京 210000)

摘要：提出1种基于LCL全–半桥谐振变换器的增强型扩展移相调制策略，在保证所有开关均实现零电压开关ZVS(zero voltage switching)的前提下，消除了一次侧回流功率；同时二次侧半桥结构使变换器在低功率条件下具有更高的性价比。利用基波近似法进行变换器的稳态分析，从而得到功率模型及ZVS条件。最后利用PSIM软件进行仿真，搭建1台300 W的实验样机，由实验结果验证上述理论的可行性。

关键词：零电压开关；谐振变换器；回流功率

Modulation Strategy and Analysis of LCL-type Full-half Bridge Resonant Converter

LI Zhijian[1,2], WANG Rui[3], HU Song[2], *Member*, *CPSS*, XU Yue[2], CHEN Wu[4], *Senior Member*, *CPSS*, LI Xiaodong[3]
(1. College of New Energy & Materials, Northeast Petroleum University, Daqing 163000, China; 2. School of Electrical Engineering and Automation, Suzhou University of Technology, Suzhou 215500, China; 3. Faculty of Innovation Engineering, Macau University of Science and Technology, Macau 999078, China; 4. School of Electrical Engineering, Southeast University, Nanjing 210000, China)

Abstract: An enhanced extended phase shift modulation strategy for an LCL-type full-half bridge resonant converter is proposed, which can achieve zero voltage switching (ZVS) for all the switches while eliminating the backflow power on the primary side. Meanwhile, the half-bridge structure on the secondary side enhances the cost-effectiveness of the converter under low-power conditions. The steady-state analysis of the converter is performed by using fundamental harmonic approximation, so as to derive a power model and the corresponding ZVS conditions. In addition, simulations are conducted using the software PSIM. Finally, a 300 W experimental prototype was built, and results verified the feasibility of the theory.

Keywords: Zero voltage switching (ZVS); resonant converter; backflow power

双有源桥DAB(dual active bridge)变换器因其具有输入输出隔离、高功率密度和双向能量传输等优势而广泛应用于直流微电网中[1-3]。然而，DAB变换器在实际应用中也存在诸多问题，如高频变压器可能由于电路的不一致性或暂态运行状态变化造成直流偏磁[4]。文献[5]针对DAB变换器中移相角突变造成变压器偏磁的问题，提出了移相角渐变调节方式来消除变换器移相角变化过程中产生的直流偏置。为了进一步提高DAB变换器的性能，学者们提出了各种谐振型DAB变换器，通过引入谐振槽使变换器具有天然的抗偏磁能力。同时，谐振槽的存在可以使得变换器中的电流变成正弦波，易于实现

收稿日期：2024-09-25；**修回日期：**2024-11-16；**录用日期：**2024-12-30；**网络首发日期：**2025-03-07

零电压开关 ZVS(zero voltage switching)[6]。其中，串联 LC 谐振 DAB 变换器是最简单的谐振变换器。但是，当电压增益远离单位增益时，开关仍将失去 ZVS[7]。因此，学者们提出多谐振元件变换器用来弥补 LC 串联谐振变换器的不足。LLC 型 DAB 变换器在脉冲频率调制 PFM(pulse frequency modulation)下，更容易在宽电压范围内实现软开关[8-9]。但是，一旦开关频率调节过宽，将会带来磁心设计困难、效率低等问题[10]。同时，有限的开关频率调节会影响宽输入电压范围与效率之间的平衡，从而限制其实际应用。为此文献[11]提出 1 种输入耦合型 LLC 即 IC-LLC(input-coupling LLC)变换器，特殊的级联结构使得变换器在输入电压范围变化很大的情况下，也能在准谐振点附近工作，扩大了电压范围的同时也较好地保证了变换器运行效率。另外，由于 LLC 谐振槽的不对称性，导致能量反向流动效率较低。为此，文献[12]提出 1 种对称的 CLLC 型 DAB 变换器，在双向运行时可在较大频率范围内实现软开关、具有较高的效率。但是由于 CLLC 谐振参数设计的限制，目前大多应用在中小功率场合[13]。此外，多谐振元件使得建模与分析相当具有挑战性，传统的基波近似分析法 FHA(fundamental harmonic approximation)在谐振频率之外的情况下误差较大。文献[14]提出 1 种基于叠加原理的分析方法，简化了高频率模式与低频率模式下的时域分析，得到更精确的电压增益、谐振电流与谐振电压，同时还计算出开关时间来实现同步整流 SR(synchronous rectification)，从而提高了系统的整体效率。同时，在轻载条件下，由于循环电流的增大导致了较高的导通损耗[15]。

为了解决上述问题，将电感-电容-电感集中到谐振槽中，形成 LCL 型 DAB 变换器[16]。LCL 谐振槽的存在有利于变换器两侧实现单位功率因数 UPF(unity power factor)，从而减小导通损耗[17]。然而，LCL 型 DAB 变换器在运行时会有部分开关失去 ZVS。为了进一步挖掘其运行优势，需要通过相应的调制策略来扩展软开关的范围。

传统单移相 SPS(single phase shift)是最简单的调制策略[18]，在 LCL 谐振条件下，SPS 调制虽然可以实现全部开关管的 ZVS，但是此调制仅通过外移相角来调节功率，缺乏对电流的调节，导致电流恒定且较大。此外，随着功率的降低，变换器存在较大的回流功率，因此在轻载条件下，变换器有极大的导通损耗[3]。在此基础上，文献[19]提出 1 种基于 LCL 谐振变换器的扩展移相 EPS(extended phase shift)调制策略，旨在利用 UPF 来最小化导通损耗，提高变换器的效率。同时，通过扩展移相角实现了功率的调节。但是在 EPS 调制下，有 2 个开关管失去 ZVS。

本文在双有源全桥的基础上，将二次侧改为半桥结构，形成全-半桥拓扑，随着开关管的减少，系统的损耗和成本也随之降低，在低功率情况下，该拓扑是性价比较高的结构[20]。再结合 LCL 谐振槽的特点，提出 1 种增强型扩展移相 EEPS(enhanced extended phase shift)的调制策略。所提 EEPS 调制策略在全功率范围下实现所有开关管 ZVS 运行的同时，消除了一次侧回流功率，同时减小了开关损耗和导通损耗，提高了变换器运行效率。

1 LCL 型全-半桥谐振变换器分析

1.1 变换器运行原理

LCL 型全-半桥谐振变换器拓扑如图 1 所示，通过 LCL 谐振槽与高频变压器 T_1 将一次侧全桥与二次侧半桥相连，高频变压器 T_1 的变比为 1: n。图中：i_o 为输出电流；i_{r1}、i_{r2} 分别为流过电感 L_{r1} 和 L_{r2} 的谐振电流；$d_{S_1} \sim d_{S_6}$ 为 MOSFET 开关管的体二极管；v_{AB}、v_{CD} 分别为一、二次侧交流电压。一次侧包括滤波电容 C_o、4 个 MOSFET 开关管 S_1~S_4 及对应的寄生电容 $C_{S_1} \sim C_{S_4}$，构成全桥逆变电路。LCL 谐振槽包括第一谐振电感 L_{r1}、第二谐振电感 L_{r2} 及谐振电容 C_r。二次侧包括 2 个 MOSFET 开关管 S_5~S_6 及对应寄生电容 $C_{S_5} \sim C_{S_6}$，与均压电容 C_{o1}、C_{o2} 共同构成半桥整流电路。2 个电压源 V_{in} 与 V_{out} 通过变换器交换能量。

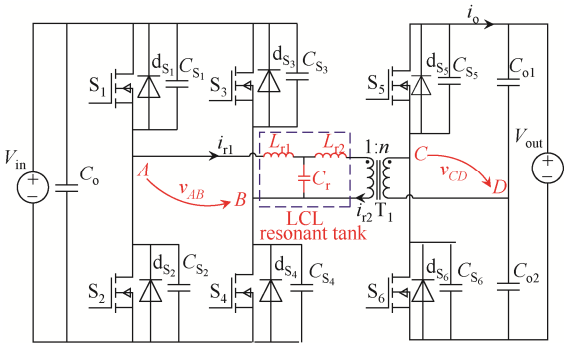


图 1　LCL 型全-半桥谐振变换器拓扑

Fig. 1 Topology of LCL-type full-half bridge resonant converter

本文所提 EEPS 调制策略的稳态波形如图 2 所示，图中：v_G 为开关管的门信号；α 为开关 S_1 和 S_3 的共同导通时间宽度。在 1 个周期内，所有开关均以 50%占空比工作且同一桥臂开关管互补。一次侧开关管 S_1 与 S_4 错开一定相位，共同导通角度为 δ_p，由此产生 1 个三电平电压 v_{AB}，通过调整 δ_p 来控制一次侧电压波形脉冲宽度；二次侧产生 1 个方波电压 v_{CD}。将二次侧基波滞后一次侧基波的相角定义为 φ，称为外移相角。

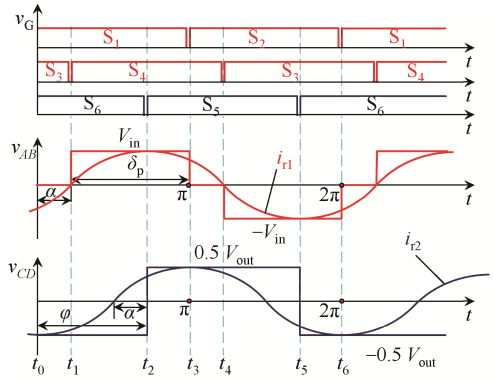


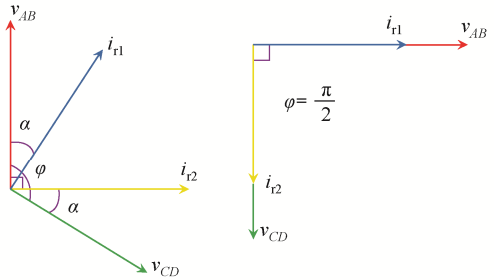
图 2　EEPS 调制的稳态波形

Fig. 2 Steady-state waveforms under EEPS modulation

LCL 谐振槽电压电流相位关系如图 3(a)所示，输入电压超前输出电流 $\pi/2$，输出电压滞后输入电流 $\pi/2$；同时输入电压超前输入电流 α，输出电压滞后输出电流 α。外移相角 φ 可表示为

$$\varphi = \frac{\pi}{2} + \alpha \tag{1}$$

图 3(b)表示外移相角 φ 始终保持在 $\pi/2$，这使得一次侧与二次侧保持单位功率因数运行，减小了导通损耗。同时，通过控制 α 的大小，可以使开关管实现全范围 ZVS。



(a) 调制前相位关系　　(b) 单位功率因数相位关系

图 3　LCL 谐振槽电压电流相位关系

Fig. 3 Relation between voltage and current phases of LCL tank

1.2　变换器稳态分析

由于变换器在谐振下运行，采用 FHA 进行稳态分析，图 4 为 LCL 型全-半桥谐振变换器等效模型。仅提取一次侧全桥电压 $v_{AB}(\theta)$和二次侧半桥电压 $v_{CD}(\theta)$基波分量进行分析，可分别表示为

$$v_{AB}(\theta) = \frac{4V_{in}}{\pi}\sin\frac{\delta_p}{2}\sin\theta \tag{2}$$

$$v_{CD}(\theta) = \frac{2MV_{in}}{\pi}\sin(\theta-\varphi) \tag{3}$$

式中：θ 为角度自变量；M 为变换器电压增益，可以表示为

$$M = \frac{V_{out}}{nV_{in}} \tag{4}$$

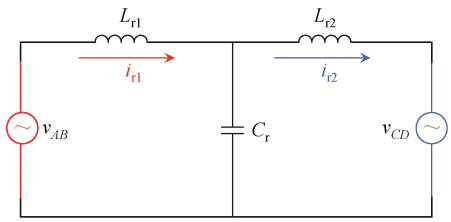


图 4　LCL 型谐振变换器等效电路

Fig. 4 Equivalent circuit of LCL-type resonant converter

通过对 LCL 型变换器输入输出特性进行分析，可以得到端口电压、电流与系统导纳之间的关系，即

$$\begin{bmatrix} i_{r1} \\ i_{r2} \end{bmatrix} = Y \begin{bmatrix} v_{AB} \\ v_{CD} \end{bmatrix} \tag{5}$$

式中，Y 为系统导纳。

$$Y=\begin{bmatrix}\dfrac{Z_2+Z_3}{Z_1Z_2+Z_1Z_3+Z_2Z_3} & -\dfrac{Z_3}{Z_1Z_2+Z_1Z_3+Z_2Z_3}\\ \dfrac{Z_3}{Z_1Z_2+Z_1Z_3+Z_2Z_3} & -\dfrac{Z_1+Z_3}{Z_1Z_2+Z_1Z_3+Z_2Z_3}\end{bmatrix},$$

Z_1、Z_2、Z_3 分别为 3 个分支的阻抗，$Z_1=\mathrm{j}\omega_s L_{r1}$、$Z_2=\mathrm{j}\omega_s L_{r2}$、$Z_3=1/\mathrm{j}\omega_s C_r$，$\omega_s$ 为开关角频率。为了实现 LCL 谐振网络运行，需满足 Z_1=Z_2=−Z_3；为了满足对称结构，2 个谐振电感 L_{r1}、L_{r2}需相同，即满足 L_{r1}=L_{r2}=L_r；谐振角频率等于开关角频率，即

$$\omega_s=\omega_r=\frac{1}{\sqrt{L_{r1}C_r}}=\frac{1}{\sqrt{L_{r2}C_r}} \tag{6}$$

流过电感 L_{r1} 和 L_{r2} 中的谐振电流分别为

$$i_{r1}(\theta)=\frac{2MV_{in}}{\pi\omega_s L_r}\sin\left(\theta-\varphi+\frac{\pi}{2}\right) \tag{7}$$

$$i_{r2}(\theta)=\frac{4V_{in}}{\pi\omega_s L_r}\sin\frac{\delta_p}{2}\sin\left(\theta-\frac{\pi}{2}\right) \tag{8}$$

由此可以得到输出功率为

$$P_o=\frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi}v_{CD}i_{r2}\mathrm{d}t=\frac{4MV_{in}^2}{\pi^2\omega_s L_r}\sin\frac{\delta_p}{2}\sin\varphi \tag{9}$$

功率 P_o 与 2 个自由度 δ_p 和 φ 的三维关系如图 5 所示。

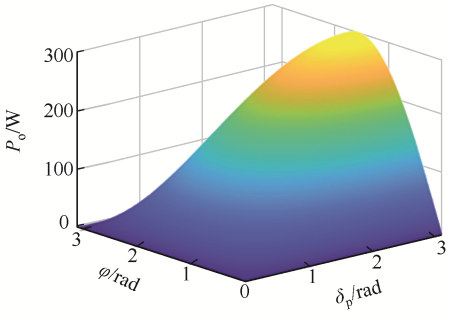


图 5 P_o 与 δ_p 和 φ 的三维关系

Fig. 5 Three-dimensional relation among P_o, δ_p and φ

为了实现变换器全范围 ZVS，需要对谐振电感的电流进行调整，将谐振电流 i_{r1} 过零点移动至 $(\pi-\delta_p)/2$ 处，即

$$\alpha=\frac{\pi-\delta_p}{2} \tag{10}$$

结合式(1)、式(9)和式(10)，可以进一步得到简化后的输出功率，即

$$P_o=\frac{4MV_{in}^2}{\pi^2\omega_s L_r}\sin^2\frac{\delta_p}{2} \tag{11}$$

对应式(11)，P_o 与 δ_p 的二维关系如图 6 所示，在满足全范围 ZVS 的条件下，仅需调整 δ_p，即可实现功率调节。

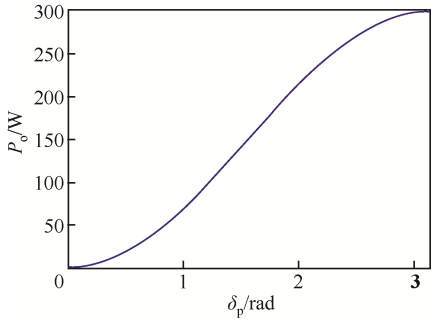


图 6 P_o 与 δ_p 的二维关系

Fig. 6 Two-dimensional relation between P_o and δ_p

2 与 EPS 调制对比

图 7 为传统 EPS 调制下的稳态波形，虽然变换器两侧均处于 UPF 运行，但并非所有开关均实现 ZVS，此时 φ=π/2。

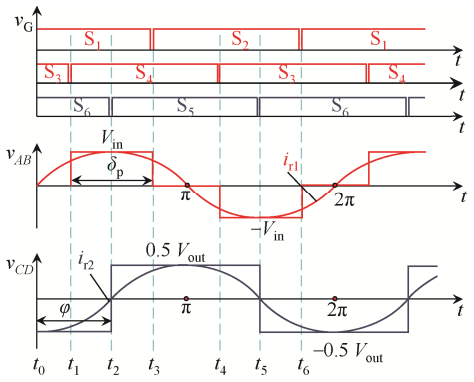


图 7 EPS 调制的稳态波形

Fig. 7 Steady-state waveforms under EPS modulation

EEPS 调制与 EPS 调制的 ZVS 对比见表 1，可见，在 EPS 调制下，开关 S_3、S_4 失去 ZVS。

表 1 EEPS 调制与 EPS 调制的 ZVS 对比

Tab. 1 Comparison of ZVS between EEPS modulation and EPS modulation

调制策略	ZVS 开关数	失去 ZVS
EEPS	6	—
EPS	4	S_3、S_4

在 EPS 与 EEPS 调制策略下，各开关管的 ZVS

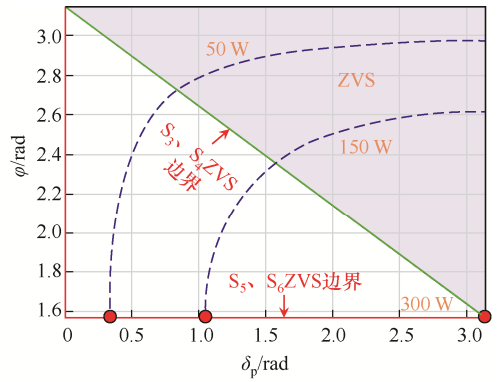
条件见表 2。

表 2　EPS 与 EEPS 调制下开关管的 ZVS 条件

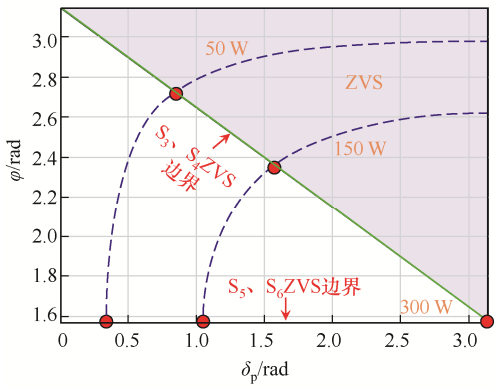
Tab. 2 ZVS conditions for switches under EPS modulation and EEPS modulation

开关	ZVS 条件
S_1、S_2	$\sin\left(\frac{\delta_p}{2}-\varphi\right)<0$
S_3、S_4	$\sin\left(\frac{\delta_p}{2}+\varphi\right)<0$
S_5、S_6	$\sin\frac{\delta_p}{2}\cos\varphi<0$

不同调制策略下的 ZVS 区域如图 8 所示，虚线为等功率线，阴影部分为 ZVS 区域，虚线上的点表示满足调制方法下的工作点。由图 8(a)可见，在 EPS 调制下，$\varphi=\pi/2$，开关 S_3、S_4 失去 ZVS；由图 8(b)可见，在本文提出的 EEPS 调制中，$\varphi=\pi-\delta_p/2$，所有开关均实现 ZVS。



(a) EPS调制



(b) EEPS调制

图 8　不同调制策略下的 ZVS 区域

Fig. 8 ZVS region under different modulation strategies

对 EPS 调制而言，由于开关 S_3、S_4 在硬开关模式下工作，变换器产生了较大的开关损耗，即

$$P_{\text{loss,ZVS}}=k\left(\frac{C_{S_x}V_x^2}{2}\right)f_s \tag{12}$$

式中：k 为失去 ZVS 的开关数量，此处 k=2；C_{S_x} 为 MOSFET 中的寄生电容；V_x 为开关管失去 ZVS 时承受的电压，此时 $V_x=V_{in}$；f_s 为开关频率。

由于硬开关的存在，较大的开关损耗降低了变换器运行效率。相比之下，本文提出的 EEPS 调制策略有效避免了对应开关损耗的发生。

3　仿真和实验验证

3.1　变换器设计

为了验证所提出的 LCL 型全−半桥谐振变换器 EEPS 调制策略的理论分析，对其进行仿真和实验验证。1 台变换器原型机设计如下：额定功率 P_o=300 W，输入电压 V_{in}=225 V，输出电压 V_{out}=225 V，开关频率 f_s=100 kHz，电压增益 M=0.8，变压器 T_1 变比 n=1。设计在额定功率下，$\delta_p=\pi$，根据式(6)、式(11)可得 LCL 谐振网络中谐振电感 L_r 与谐振电容 C_r 分别为

$$\begin{cases}L_{r1}=L_{r2}=L_r=87.1\ \mu\text{H}\\ C_r=29.08\ \text{nF}\end{cases} \tag{13}$$

变换器具体参数见表 3。

表 3　变换器具体参数

Tab. 3 Detailed parameters of converter

参数	数值
一次侧电压 V_{in}/V	225
二次侧电压 V_{out}/V	180
开关频率 f_s/kHz	100
谐振频率 f_r/kHz	100
额定功率 P_o/W	300
电压增益 M	0.8
变压器变比 1:n	1:1
谐振电感 L_r/μH	87.1
谐振电容 C_r/nF	23.08

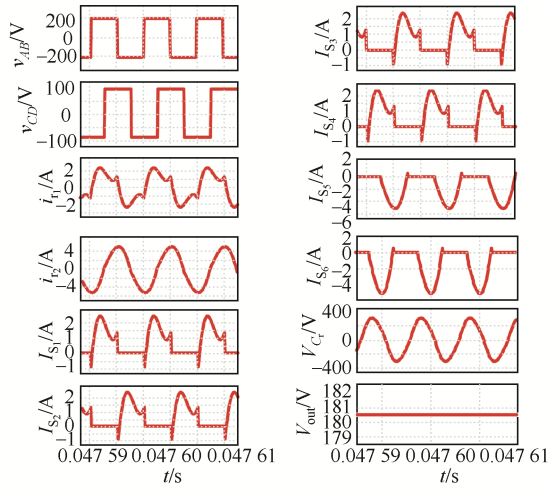
3.2　仿真验证

首先利用 PSIM 软件进行仿真验证，仿真结果如图 9 所示，图 9(a)、(b)、(c)分别为 3 个不同功

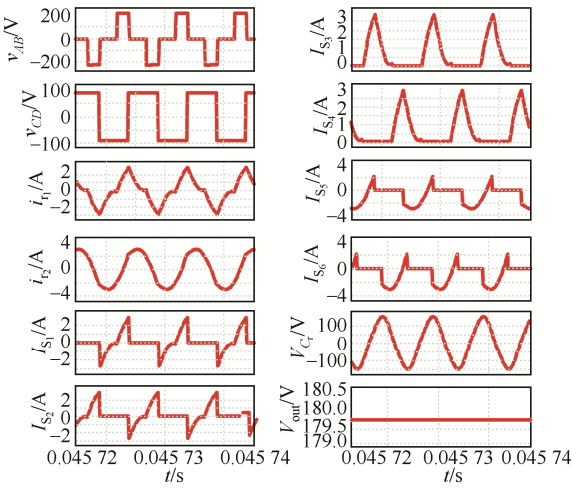
率等级(P_o=300、150 和 50 W)下的仿真波形。包含 1 个三电平电压 v_{AB}、1 个方波电压 v_{CD} 和 2 个谐振电流 i_{r1}、i_{r2}，i_{r1}、i_{r2} 近似为正弦波。在不同功率等级下，所有开关均实现 ZVS，验证了所提 EEPS 调制策略的可行性。一次侧实现零回流功率，在保证 ZVS 的同时，减小了导通损耗。输出电压稳定在 180 V 左右，与理论设计相符。在低功率等级下，如图 9(c)所示，变换器也有较好的运行表现。

3.3 实验验证

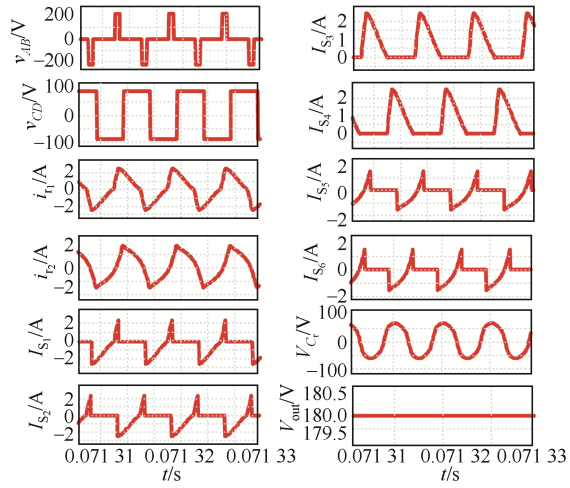
根据变换器的参数设计，搭建了 1 台额定功率为 300 W、开关频率为 100 kHz 的变换器实验样机，具体结构如图 10 所示，包括 3 个部分：一次侧全桥电路、二次侧半桥电路及 LCL 谐振网络。



(a) P_o=300 W



(b) P_o=150 W



(c) P_o=50 W

图 9 不同负载下仿真波形

Fig. 9 Simulation waveforms under different loads

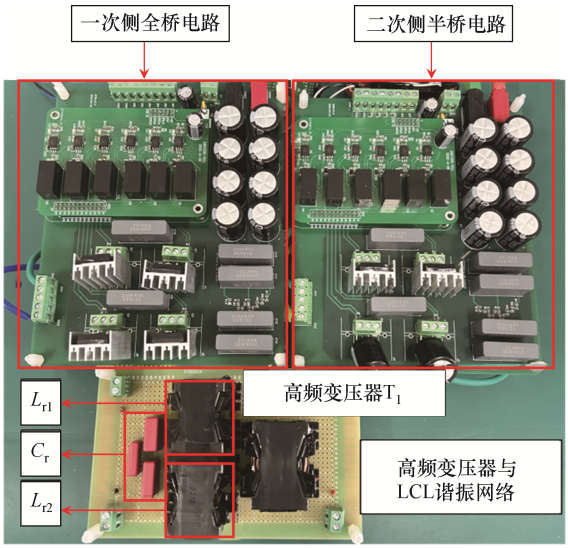


图 10 实验样机

Fig. 10 Experimental prototype

图 11(a)、(b)、(c)分别为不同功率等级下，使用本文所提 LCL 全-半桥谐振变换器和 EEPS 调制策略所获得的实验稳态波形。包括：两侧中点高频交流电压 v_{AB} 与 v_{CD}；LCL 谐振槽中电感 L_{r1} 和 L_{r2} 流过的谐振电流 i_{r1} 与 i_{r2}。一次侧输入电压幅值为 225 V，二次侧输出电压为 180 V。由图 11(a)可见，在满功率 300 W 运行时，一、二次侧电压近似方波，电流过零点与电压上升沿重合；此时，回流功率与循环电流均被消除，同时所有开关实现 ZVS 运行。随着功率减小，当 P_o=150 W 时，由图 11(b)可见，一次侧电压变成三电平波形而二次侧电压仍保持

近似方波；此时，一次侧回流功率被消除，同时所有开关实现 ZVS 运行。当 P_o=50 W 时，由图 11(c)可见，一次侧电压仍为三电平波形但脉冲宽度减少，而二次侧电压保持近似方波；此时，仍然能够实现一次侧零回流功率和所有开关管 ZVS 运行。从实验稳态波形中可以看出，谐振电流 i_{r1} 的过零点始终保持在 $\pi/2-\delta_p/2$，这确保了变换器能够在全范围功率下实现所有开关管 ZVS 运行的前提下，消除一次侧回流功率。同时，这一结果也验证了变换器的实验分析与仿真及理论分析结果的一致性，进一步说明了所提出的 LCL 型全-半桥谐振变换器及 EEPS 调制策略的有效性和实用性。

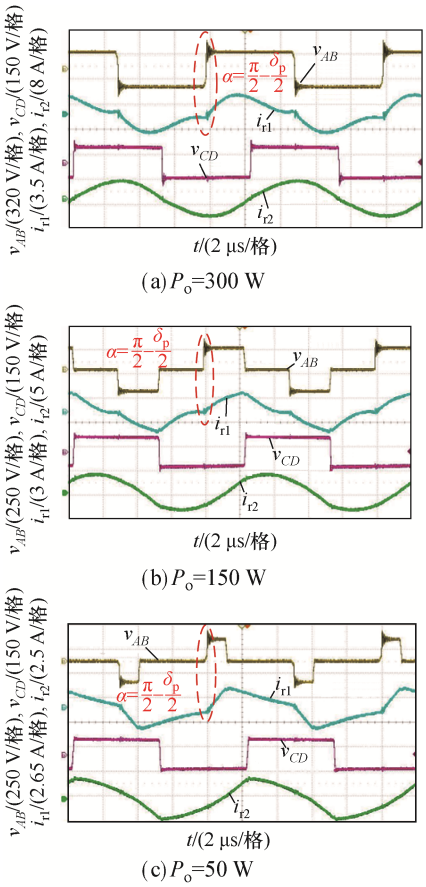


图 11　EEPS 调制下不同负载波形

Fig. 11 Waveforms under EEPS modulation in the case of different loads

图 12(a)、(b)、(c)分别为不同功率等级下，使用本文所提 LCL 全-半桥谐振变换器和传统 EPS 调制策略所获得的实验稳态波形。包括：两侧中点高频交流电压 v_{AB} 与 v_{CD}；LCL 谐振槽中电感 L_{r1} 和 L_{r2} 流过的谐振电流 i_{r1} 与 i_{r2}。一次侧输入电压幅值为 225 V，二次侧输出电压为 180 V。由图 12(a)可见，在满功率 300 W 运行时，由于一、二次侧近似方波，传统 EPS 调制和本文所提 EEPS 调制波形一致。但是，随着功率的减小，当 P_o=150 W 时，由图 12(b)可见，传统 EPS 调制下电流过零点始终与电压基波过零点重合，导致开关 S_3 和 S_4 失去 ZVS 运行。当 P_o=50 W 时，由图 12(c)可见，开关 S_3 和 S_4 依旧处于硬开关状态，这会造成极大的开关损耗，严重影响变换器运行效率，甚至可能会导致开关管的损坏。实验表明，一旦脱离额定功率的条件，传统 EPS 调制就会使得开关 S_3、S_4 失去 ZVS，产生开关损耗。

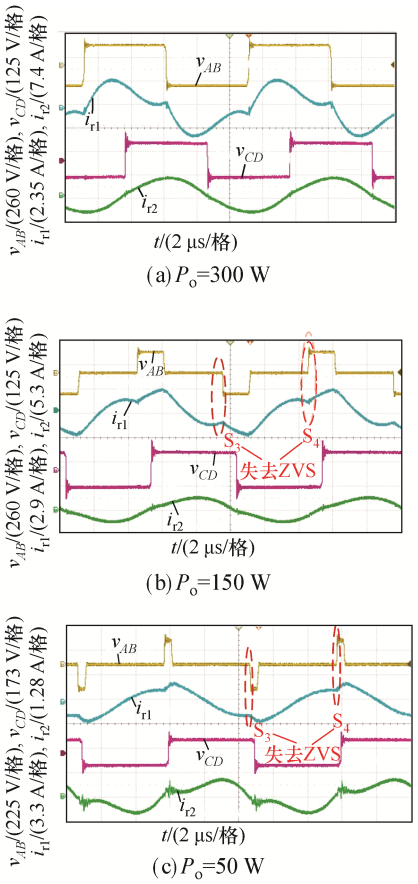


图 12　EPS 调制下不同负载实验波形

Fig. 12 Experimental waveforms under EPS modulation in the case of different loads

图 13 为不同功率等级下所提 EEPS 调制策略与传统 EPS 调制策略实验效率的对比。可以看出，虽然传统 EPS 调制策略能够消除一、二次侧的回

流功率，但是失去 2 个开关的 ZVS 导致其效率低于本文所提 EEPS 调制策略，尤其在轻载条件下。这证明了本文提出的 EEPS 调制策略通过实现全功率范围下所有开关的 ZVS 和消除一次侧回流功率，有效提高了变换器的运行效率。

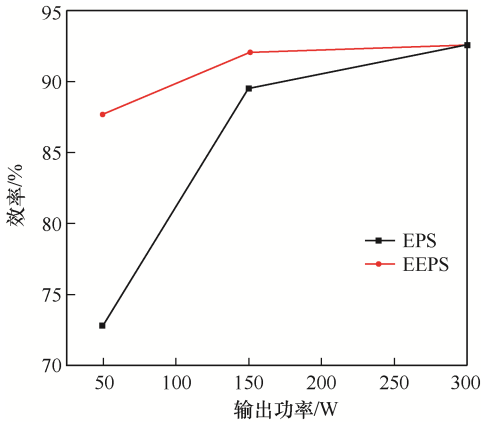


图 13 EEPS 调制与 EPS 调制实验效率对比

Fig. 13 Comparison of measured efficiency between EEPS modulation and EPS modulation

4 结语

本文提出 1 种基于 LCL 型全−半桥谐振变换器的 EEPS 调制策略，二次侧的半桥结构使变换器在低功率下具有更高的性价比。在该调制策略下，所有开关管均实现 ZVS 运行，一次侧实现零回流功率，同时优化了开关损耗和导通损耗，使得变换器在相对较小的损耗下运行，提升了工作效率。本文利用 FHA 分析法建立了等效功率模型，并分析了 ZVS 实现条件。最后，建立了 1 台 300 W 的实验样机，从仿真与实验 2 个方面验证了理论分析的正确性和可行性。

参考文献：

[1] Yan Zhixing, Zeng Jun, Guo Zhiyu, et al. A soft-switching bidirectional DC-DC converter with high voltage gain and low voltage stress for energy storage systems [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(8): 6871-6880.

[2] 李宁, 杨家林, 田博文, 等. 串联谐振型 DAB 变换器回流功率及损耗优化策略[J]. 电源学报, 2025, 23(5): 1-9.
Li Ning, Yang Jialin, Tian Bowen, et al. Optimization strategy of power return and loss for series resonant DAB converter [J]. Journal of Power Supply, 2025, 23(5): 1-9. (in Chinese)

[3] 曾进辉, 饶尧, 兰征, 等. 三重移相控制的 DAB 变换器多目标统一优化控制策略[J]. 电源学报, 2024, 22(5): 74-85, 132.
Zeng Jinhui, Rao Yao, Lan Zheng, et al. Multi-objective unified optimal control strategy for DAB converter with triple-phase-shift control [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(5): 74-85, 132. (in Chinese)

[4] 黄匀飞, 钟启濠, 欧阳有鹏, 等. 双有源桥变换器拓扑结构与控制策略研究综述[J]. 电源学报, 2024, 22(4): 53-65.
Huang Yunfei, Zhong Qihao, Ouyang Youpeng, et al. Overview of topologies and control strategies for dual-active-bridge converters [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(4): 53-65. (in Chinese)

[5] Shu Liangcai, Chen Wu, Song Zhanfei. Prediction method of DC bias in DC-DC dual-active-bridge converter [J]. CPSS Transactions on Power Electronics and Applications, 2019, 4(2): 152-162.

[6] Carvalho E L, Felipe C A, Bellinaso L V, et al. Asymmetrical-PWM DAB converter with extended ZVS/ZCS range and reduced circulating current for ESS applications [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(11): 12990-13001.

[7] Hu Song, Li Xiaodong, Bhat A K S. Operation of a bidirectional series-resonant converter with minimized tank current and wide ZVS range [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(1): 904-915.

[8] Liu Jianqiang, Ai Yu, Chen Shaoyong, et al. A hybrid pulse frequency modulation control strategy for L-LLC resonant converter [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2022, 10(6): 6960-6972.

[9] Tang Xinxi, Xing Yan, Wu Hongfei, et al. An improved LLC resonant converter with reconfigurable hybrid voltage multiplier and PWM-plus-PFM hybrid control for wide output range applications [J]. IEEE Transactions on

Power Electronics, 2020, 35(1): 185-197.

[10] 潘健, 石迪, 刘松林, 等. 具有混合控制策略的宽输出双全桥 LLC 谐振变换器[J]. 电源学报, 2024, 22(4): 40-52.
Pan Jian, Shi Di, Liu Songlin, et al. Wide output dual-full-bridge LLC resonant converter with hybrid control strategy [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(4): 40-52. (in Chinese)

[11] Peng He, Wang Cheng, Fang Xiongfeng, et al. An input-coupling LLC converter with wide input voltage range and high efficiency [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2024, 39(10): 11948-11954.

[12] 孙凯, 陈欢, 吴红飞. 面向储能系统应用的隔离型双向 DC-DC 变换器分析方法与控制技术综述[J]. 电工电能新技术, 2019, 38(8): 1-9.
Sun Kai, Chen Huan, Wu Hongfei. A review of analysis method and control technology for isolated bidirectional DC-DC converter used in energy storage systems [J]. Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy, 2019, 38(8): 1-9. (in Chinese)

[13] 刘林, 熊兰, 高迎飞. 应用于储能变流器的 LLC/CLLC 谐振变换器综述[J]. 电源学报, 2021, 19(6): 50-63.
Liu Lin, Xiong Lan, Gao Yingfei. Review of LLC/CLLC resonant converters applied to power conversion system [J]. Journal of Power Supply, 2021, 19(6): 50-63. (in Chinese)

[14] Jiao Longteng, Li Lei, Wang Cheng, et al. High-precision time-domain analysis method based on the superposition principle for CLLC converter in above-resonant-frequency mode [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2024, 39(11): 14550-14564.

[15] 朱田华, 卓放, 赵方舟, 等. 基于多谐波阻抗模型的 CLLC 谐振变换器轻载多移相控制分析与设计[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(1): 326-339, 422.
Zhu Tianhua, Zhuo Fang, Zhao Fangzhou, et al. Analysis and design of multiple phase-shift control for CLLC resonant converter under light-load conditions based on multi-harmonic impedance model [J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(1): 326-339, 422. (in Chinese)

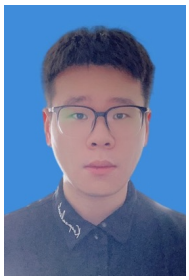
[16] Twiname R P, Thrimawithana D J, Madawala U K, et al. A new resonant bidirectional DC-DC converter topology [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(9): 4733-4740.

[17] Guo Zhiqiang, Li Molin. An optimized DPS control strategy for LCL resonant dual active bridge converter for wide voltage conversion ratio [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Industrial Electronics, 2021, 2(4): 501-512.

[18] 叶伟, 王浩, 李善寿, 等. DAB 变换器三重移相电流应力全局优化策略分析[J]. 电源学报, 2025, 23(4): 63-69.
Ye Wei, Wang Hao, Li Shanshou, et al. Analysis of global optimization strategy for current stress of DAB converter under triple phase shift control [J]. Journal of Power Supply, 2025, 23(4): 63-69. (in Chinese)

[19] Kan Jiarong, Xie Shaojun, Tang Yu, et al. Voltage-fed dual active bridge bidirectional DC/DC converter with an immittance network [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(7): 3582-3590.

[20] Zhang Shichong, Chen Dezhi, Bai Baodong, et al. Analysis of an LLC-DAB integrated DC-DC converter topology with low loss and low cost [J]. IET Power Electronics, 2023, 16(5): 728-739.



李志健

作者简介：

李志健(1997—)，男，硕士研究生。研究方向：电力电子功率变换器。E-mail：1226004964@qq.com。

汪锐(1998—)，男，博士研究生。研究方向：电力电子功率变换器。E-mail：3230002273@student.must.edu.mo。

胡松(1990—)，男，中国电源学会会员，通信作者，博士，副教授。研究方向：电力电子变换器及其应用。E-mail：husong@cslg.edu.cn。

徐越(1997—)，男，博士，讲师。研究方向：综合能源系统评价与优化。E-mail：xyinuse@cslg.edu.cn。

陈武(1981—)，男，中国电源学会高级会员，博士，教授。研究方向：电力电子功率变换，交直流配电网，新能源发电。E-mail：chenwu@seu.edu.cn。

李晓东(1973—)，男，博士，教授。研究方向：高频功率转换器及其应用。E-mail：xdli@must.edu.mo。

(责任编辑：耿越)