

DOI: 10.19783/j.cnki.pspc.250599

# LCL-T 谐振型 DAB 变换器的 ITPS 调制策略与 ZVS 性能优化

王党树, 杨黎康, 孙龙, 吴家驹, 贾如琳

(西安科技大学电气与控制工程学院, 陕西 西安 710054)

**摘要:** 为解决传统双有源桥(dual active bridge, DAB)变换器在宽输入电压工况下无法同时实现零回流功率和全局软开关的问题, 提出了一种基于 LCL-T 谐振型 DAB 变换器的改进三重移相(improved triple-phase-shift, ITPS)调制策略。首先, 对 LCL-T 谐振型 DAB 变换器的功率传输特性和软开关特性进行分析, 推导出不同电压转换比下无回流功率的控制量表达式。然后, 利用 LCL 谐振网络的对称特性和考虑开关管寄生电容影响下的零电压开关(zero voltage switching, ZVS)约束条件, 推导出全工况连续、形式统一、计算量小的 ITPS 调制控制量表达式, 并对调制轨迹进行优化。最后, 设计了一台 1 kW 的实验样机进行调制策略有效性的验证。实验结果表明, 与传统调制策略相比, ITPS 调制策略具有较宽输入电压范围、无回流功率及全局软开关的优势。

**关键词:** LCL 谐振; 双有源桥; 宽电压范围; 零回流功率; 零电压开关; 三重移相调制

## ITPS modulation strategy and ZVS performance optimization for LCL-T resonant DAB converters

WANG Dangshu, YANG Likang, SUN Long, WU Jiaju, JIA Rulin

(School of Electrical and Control Engineering, Xi'an University of Science and Technology, Xi'an 710054, China)

**Abstract:** To address the inability of conventional dual active bridge (DAB) converters to simultaneously achieve zero backflow power and global soft switching under wide input voltage variations, an improved triple-phase-shift (ITPS) modulation strategy for LCL-T resonant DAB converters is proposed. First, the power transfer characteristics and soft-switching behaviors of the LCL-T resonant DAB converter are analyzed, deriving the control variable expressions for achieving zero backflow power under different voltage conversion ratios. Subsequently, by leveraging the symmetry of the LCL resonant network and incorporating ZVS constraints considering switching device parasitic capacitances, unified ITPS modulation control expressions are derived that are continuous over the entire operating range, have a uniform form, and require low computational effort, with the modulation trajectories further optimized. Finally, a 1 kW experimental prototype validates the effectiveness of the proposed modulation strategy. Experimental results demonstrate that the ITPS modulation strategy achieves a wider input voltage range, zero backflow power, and global soft-switching capability, compared to conventional modulation strategies.

This work is supported by the Special Project of Major Natural Disaster Prevention and Control and Public Safety of National Key Research and Development Program of China (No. 2023YFC3009800).

**Key words:** LCL resonant; dual active bridge (DAB); wide voltage range; zero backflow power; zero-voltage switching (ZVS); triple-phase-shift modulation

## 0 引言

应用于直流微电网的各种 DC-DC 拓扑结构中, 谐振变换器应用较为广泛<sup>[1]</sup>。具有 LC 谐振网络的

串联谐振变换器(series resonant converter, SRC)是结构最简单的谐振变换器<sup>[2]</sup>。然而, SRC 不能提供大于 1 的电压增益, 严重限制了其在直流微电网领域的应用<sup>[3]</sup>。LLC 谐振网络具有实现软开关的固有能力和, 以最大限度地减少开关损耗, 使变换器可以工作在高频状态, 同时保持高转换效率<sup>[4]</sup>。然而, LLC 谐振腔的不对称特性, 在电压增益小于 1 的反向功

**基金项目:** 国家重点研发计划重大自然灾害防控与公共安全专项资助 (2023YFC3009800)

率传输中与传统 SRC 表现一致<sup>[5]</sup>。可以通过由 LLC 的衍生结构——对称 CLLC 谐振变换器来解决谐振腔不对称的问题<sup>[6]</sup>。为适应直流微电网宽输入电压的工况, CLLC 变换器需要偏离谐振频率, 在很宽的频率范围工作, 这大大降低了其效率, 特别是在轻载条件下<sup>[7]</sup>。而采用 CLTC 谐振网络的变换器展现出更优越的性能, 它在全负载范围内均能保持良好的增益特性与较高效率, 且所需频率调节范围相对较窄<sup>[8]</sup>。然而, 引入辅助变压器会导致更大的铁芯损耗和更复杂的设计考虑。为了得到结构相对简单、性能相似的谐振变换器, 文献[9]通过对偶理论, 针对 CLLC 提出了一种 LCCL 谐振网络, 该谐振网络在所有负载条件下都能保持较高的效率和较窄的调频范围。然而, LCCL 的设计十分复杂, 这在一定程度上阻碍了其工程应用。

双有源桥(dual active bridge, DAB)变换器也被作为直流微电网的 DC-DC 变换器<sup>[10-11]</sup>, 与传统谐振拓扑结构相比, 它需要的无源元件更少, 传统 DAB 由高频变压器、串联电感和两个全桥组成。此外, DAB 仅通过固定开关频率的单移相(single-phase-shift, SPS)调制实现双向功率流和零电压开关(zero voltage switching, ZVS), 适合高效率和高功率密度应用场合<sup>[12]</sup>。然而, 在轻负载条件下, 较高的回流功率和可能的 ZVS 丢失严重限制了 DAB 变换器在宽电压范围内保持高效率<sup>[13]</sup>。因此, 学者们提出了从单自由度到三自由度的各种调制方案, 以扩大其软开关范围, 降低回流功率<sup>[14]</sup>。除了最基本的 SPS 外, 引入双重移相(dual-phase-shift, DPS)、扩展移相(extended-phase-shift, EPS)和三重移相(three-phase-shift, TPS)调制策略, 以最大限度减少开关损耗并提高轻负载条件下的效率<sup>[15-16]</sup>。虽然这些复杂的调制策略提供了更多的调制自由度, 提供了更广泛的优化可能性, 但也导致了更复杂的算法实现和更高的硬件成本<sup>[17]</sup>。此外, 在直流微电网等宽电压范围和宽负载范围的应用场景中, DAB 的功率传输性能仍不如谐振变换器<sup>[18]</sup>。

除了上述讨论的基于串联电感的 DAB 外, 越来越多的学者致力于二阶或更高阶谐振网络的谐振 DAB<sup>[19]</sup>。与单串联电感结构相比, 高阶谐振网络的优势在于扩宽了软开关范围, 减小了电流有效值, 从而降低了传导损耗, 提高了变压器利用率, 这也是 CLLC 等谐振变换器与传统 DAB 的本质区别<sup>[20-21]</sup>。在谐振型 DAB 中, LCL 谐振网络结构简洁且对称, 适合双向操作, 是一种很有前景的谐振网络。对于 LCL-T DAB 变换器, 只需控制一、二次侧全桥输出电压的占空比即可实现宽电压范围和宽负载范围。

然而, 采用传统调制策略不能实现所有开关管的软开关。为此, 文献[22]提出了一种扩展双重移相(extended dual-phase-shift, EDPS)调制策略, 用于提高 LCL-T DAB 变换器的效率。在该调制策略中, 采用相位滞后来实现 ZVS, 但滞后相位必须设置得足够大, 以满足所有开关管的 ZVS 条件。该调制策略只有两个自由度, 并不是全局最优调制方案。文献[23]提出了一种改进的双重移相(improved dual-phase-shift, IDPS)调制策略, 以进一步提高 LCL-T DAB 变换器的效率。该策略所有开关管的相位滞后是不同的, 并且是实时计算的, 对处理器的运算能力要求较高。

以往关于 LCL-T DAB 变换器的研究都是基于 DPS, 只有两个自由度。为了优化宽电压转换比下的全局效率, 本文基于 LCL-T DAB 变换器提出了一种能在宽电压转换比下实现所有开关管 ZVS 的改进三重移相(improved triple-phase-shift, ITPS)调制策略。该调制策略下, 全桥输出电压占空比和相位是动态调节的, 并且全工况连续、表达形式统一、计算量小。与传统调制策略相比, 该调制策略具有更高的传输效率。因此, 采用 ITPS 调制策略的 LCL-T DAB 变换器更适用于宽电压范围应用。

## 1 LCL-T DAB 变换器结构及工作原理

LCL-T DAB 变换器的拓扑结构如图 1 所示, 其在 ITPS 调制策略下的主要工作波形如图 2 所示。

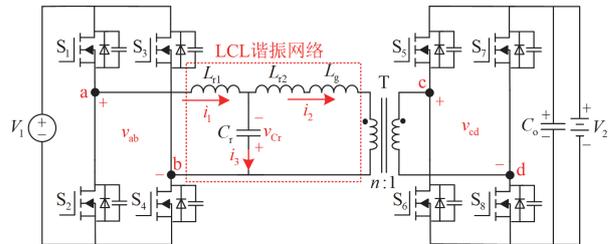


图 1 LCL-T DAB 变换器拓扑结构

Fig. 1 Topology of LCL-T DAB converter

图 1 中, LCL-T DAB 变换器主要由谐振电感  $L_{r1}$ 、 $L_{r2}$ , 谐振电容  $C_r$ , 输出滤波电容  $C_o$ , 变压器  $T$  ( $n$  为变压器  $T$  的变比,  $L_g$  为变压器漏感), 开关管  $S_1$ — $S_8$  组成。其中,  $V_1$ 、 $V_2$  分别为输入端电压和输出端电压;  $v_{ab}$ 、 $v_{cd}$  分别为一次侧和二次侧全桥的输出电压;  $i_1$ 、 $i_2$  分别为流过谐振电感  $L_{r1}$  和  $L_{r2}$  的电流;  $v_{Cr}$ 、 $i_3$  分别为谐振电容  $C_r$  的电压和电流。变换器稳态运行时,  $L_{r1}$ 、 $C_r$ 、 $L_{r2}$  和  $L_g$  组成一个 LCL 谐振网络。

图2中,  $D_1$  ( $0 \leq D_1 \leq 0.5$ ) 为电压  $v_{ab}$  的占空比,  $D_2$  ( $0 \leq D_2 \leq 0.5$ ) 为电压  $v_{cd}$  的占空比,  $\varphi$  为电压  $v_{ab}$  和  $nv_{cd}$  之间的移相角,  $T_s$  为开关周期。

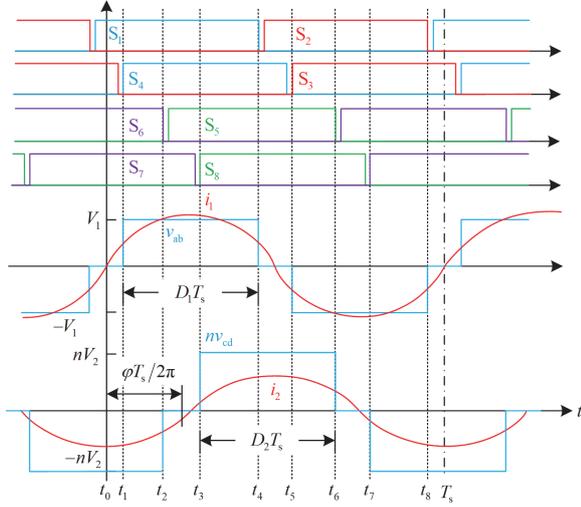


图2 ITPS 调制策略工作波形

Fig. 2 Operating waveforms of ITPS modulation strategy

## 2 LCL-T DAB 变换器 ITPS 调制工作特性

### 2.1 功率传输特性

LCL-T DAB 变换器在 ITPS 调制下稳态运行时, 工作频率  $f_s$  等于 LCL 谐振网络的谐振频率。为便于分析, 设  $L_1 = L_{r1}$ ,  $L_2 = L_{r2} + L_g$ 。若谐振电感满足  $L_1 = L_2 = L_r$ , 则 LCL 谐振网络的电压与电流关系为

$$\begin{bmatrix} v_{ab} \\ i_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 - \omega_s^2 L_r C_r & j\omega_s L_r (2 - \omega_s^2 L_r C_r) \\ j\omega_s C_r & 1 - \omega_s^2 L_r C_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} nv_{cd} \\ i_2 \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中:  $\omega_s$  为变换器的工作角频率。

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

将式(2)代入式(1)得

$$\begin{bmatrix} v_{ab} \\ i_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & jZ_0 \\ j/Z_0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} nv_{cd} \\ i_2 \end{bmatrix} \quad (3)$$

式中:  $Z_0$  为 LCL 谐振网络的特征阻抗,  $Z_0 = \sqrt{L_r/C_r}$ 。

由式(3)可以看出,  $i_2$  与  $v_{ab}$  是线性关系, 与连接到 LCL 谐振网络输出端口的负载无关。因此, 电压源可以转换为电流源, 其幅值与电压源幅值成正比, 相位滞后  $90^\circ$ 。 $i_1$  和  $nv_{cd}$  之间的关系是类似的。通过基频分析,  $v_{ab}$  和  $v_{cd}$  的傅里叶分解表达式为

$$\begin{cases} v_{ab}(t) = \frac{4V_1}{\pi} \sin(D_1\pi) \sin(\omega_s t) \\ v_{cd}(t) = \frac{4V_2}{\pi} \sin(D_2\pi) \sin(\omega_s t - \varphi) \end{cases} \quad (4)$$

结合式(3)和式(4),  $i_1$  和  $i_2$  可表示为

$$\begin{cases} i_1(t) = -\frac{nv_{cd}(t)}{jZ_0} = \frac{4nV_2}{\pi Z_0} \sin(D_2\pi) \sin\left(\omega_s t - \varphi + \frac{\pi}{2}\right) \\ i_2(t) = \frac{v_{ab}(t)}{jZ_0} = \frac{4V_1}{\pi Z_0} \sin(D_1\pi) \sin\left(\omega_s t - \frac{\pi}{2}\right) \end{cases} \quad (5)$$

$i_1$ 、 $i_2$  的有效值  $I_{1\_rms}$ 、 $I_{2\_rms}$  可表示为

$$\begin{cases} I_{1\_rms} = \frac{2\sqrt{2}nV_2}{\pi Z_0} \sin(D_2\pi) \\ I_{2\_rms} = \frac{2\sqrt{2}V_1}{\pi Z_0} \sin(D_1\pi) \end{cases} \quad (6)$$

定义电压转换比  $k = nV_2/V_1$ 。在开关周期内对输出端电压与电流乘积积分, 得到输出功率  $P_o$  为

$$P_o = \frac{8kV_1^2}{\pi^2 Z_0} \sin(D_1\pi) \sin(D_2\pi) \sin\varphi \quad (7)$$

式中:  $D_1$  和  $D_2$  的范围均为  $[0, 0.5]$ 。因此, 可以控制  $\varphi$  的正负来改变功率传输的方向。由于反向功率传输的分析方法与正向功率传输的分析方法类似, 本文只分析功率正向传输的情况, 即  $0 < \varphi < \pi$  的情况。对输出功率  $P_o$  进行归一化处理, 得到式(8)。

$$p = \frac{P_o}{P_{\max}} = \sin(D_1\pi) \sin(D_2\pi) \sin\varphi \quad (8)$$

式中:  $P_{\max} = 8kV_1^2/(\pi^2 Z_0)$ 。当  $\pi/2 < \varphi < \pi$  时, 变换器功率传输特性如图3所示。当  $D_1$  和  $D_2$  一定时,  $p$  随着  $\varphi$  的增大而减小,  $\varphi = \pi/2$  时,  $p$  取得最大值; 当  $\varphi$  一定时,  $D_1$  或者  $D_2$  越大,  $p$  越大。

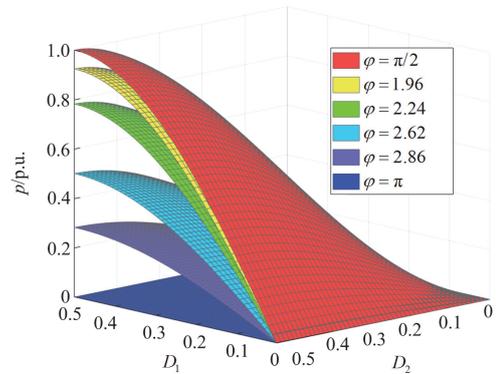


图3 不同移相角时 LCL-T DAB 变换器的功率传输特性  
Fig. 3 Power transfer characteristics of LCL-T DAB converter under different phase shift angles

## 2.2 软开关特性

功率正向传输时, LCL-T DAB 变换器电压与电流的相位关系如图 4 所示。

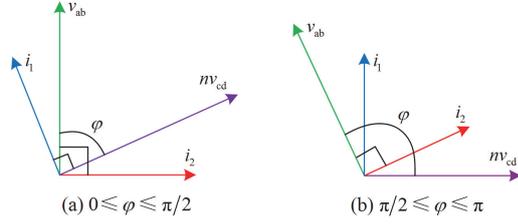


图 4 LCL-T DAB 变换器电压与电流的相位关系

Fig. 4 Phase relationship between voltage and current in LCL-T DAB converter

当  $\varphi$  在  $0$  到  $\pi/2$  范围变化时,  $i_1$  的相位总是滞后  $v_{ab}$ ,  $i_2$  的相位总是超前  $mv_{cd}$ , 变换器失去 ZVS。当  $\varphi$  在  $\pi/2$  到  $\pi$  范围变化时, 电压  $v_{ab}$  与谐振电流  $i_1$  之间存在足够大的相位滞后, 二次侧全桥输出电压  $mv_{cd}$  的相位超前谐振电流  $i_2$ , 变换器具有 ZVS 的容量。因此, 选择  $\varphi$  的工作范围为  $\pi/2$  到  $\pi$ 。

由图 2 工作波形可知, 在正向功率流中要实现开关管  $S_1$ — $S_8$  的 ZVS, 应满足如式(9)的约束条件。

$$\begin{cases} i_1(t_1) = \frac{4nV_2}{\pi Z_0} \sin(D_2\pi) \sin(\pi - D_1\pi - \varphi) \leq 0 \\ i_2(t_2) = \frac{4V_1}{\pi Z_0} \sin(D_1\pi) \sin(D_2\pi + \varphi - \pi) \geq 0 \end{cases} \quad (9)$$

推导得出,  $D_1$  和  $D_2$  必须满足式(10)。

$$\pi[1 - \min(D_1, D_2)] \leq \varphi \leq \pi \quad (10)$$

若通过增大  $\varphi$  使得  $i_1(t_1) \leq 0$ 、 $i_2(t_2) \geq 0$ , 则电压  $v_{ab}$  与电流  $i_1$ 、电压  $mv_{cd}$  与电流  $i_2$  会有一段时间极性相反, 从而会存在回流功率, 并且回流功率随着  $\varphi$  的增大而增大, 所以  $\varphi$  应被限制为实现软开关前提下的最小值, 即

$$\varphi = \pi[1 - \min(D_1, D_2)] \quad (11)$$

此时, LCL-T DAB 变换器两个全桥中的 8 个开关管都能实现软开关且没有回流功率。根据式(8)和式(11), 可以推导出式(12)。

$$\begin{cases} \sin(D_2\pi) = \frac{p}{\sin^2(D_1\pi)}, D_1 < D_2 \\ \sin(D_1\pi) = \sin(D_2\pi) = \sqrt[3]{p}, D_1 = D_2 \\ \sin(D_1\pi) = \frac{p}{\sin^2(D_2\pi)}, D_1 > D_2 \end{cases} \quad (12)$$

## 2.3 ITPS 调制策略

由于 LCL-T DAB 变换器的开关频率为谐振频

率, 对称 LCL 谐振网络的谐振电流应满足式(13)。

$$I_{1,rms} = I_{2,rms} \quad (13)$$

当  $D_1 < D_2$ , 即  $\sin(D_1\pi) < \sin(D_2\pi)$ ,  $\varphi = \pi - D_1\pi$  时, 根据式(6)、式(12)和式(13),  $\sin(D_1\pi)$  和  $\sin(D_2\pi)$  可表示为

$$\begin{cases} \sin(D_1\pi) = \sqrt[3]{kp} \\ \sin(D_2\pi) = \sqrt[3]{\frac{p}{k^2}} \end{cases} \quad (14)$$

由式(12)、式(14)可知, 此时  $k < 1$ 。

当  $k \geq 1$ , 即  $\sin(D_1\pi) \geq \sin(D_2\pi)$  时, 推导可得  $\sin(D_1\pi)$  和  $\sin(D_2\pi)$  的表达式为

$$\begin{cases} \sin(D_1\pi) = \sqrt[3]{k^2 p} \\ \sin(D_2\pi) = \sqrt[3]{\frac{p}{k}} \end{cases} \quad (15)$$

## 3 LCL-T DAB 变换器 ITPS 调制策略优化

### 3.1 考虑寄生电容影响的 ITPS 调制策略优化

前文推导的  $D_1$ 、 $D_2$  和  $\varphi$  的表达式只满足  $i_1(t_1) = 0$  和  $i_2(t_2) = 0$  的 ZVS 情况。在变换器的实际设计中, 由于开关管寄生电容的存在, 换相的电流幅值应满足死区内对结电容充放电的需求, 以便实现开关管的 ZVS。下面将进一步分析  $S_3$ — $S_6$  的优化 ZVS 条件。开关管  $S_1$ — $S_8$  实现 ZVS 的关键波形如图 5 所示。此时, 实现  $S_1$ — $S_8$  的 ZVS 主要是满足电流  $i_1$  在  $t_1$  处小于等于  $-I_{ZVS1}$  和电流  $i_2$  在  $t_2$  处大于等于  $I_{ZVS2}$ , 将其表示为

$$\begin{cases} i_1(t_1) = \frac{4nV_2}{\pi Z_0} \sin(D_2\pi) \sin(\pi - D_1\pi - \varphi) \leq -I_{ZVS1} \\ i_2(t_2) = \frac{4V_1}{\pi Z_0} \sin(D_1\pi) \sin(D_2\pi + \varphi - \pi) \geq I_{ZVS2} \end{cases} \quad (16)$$

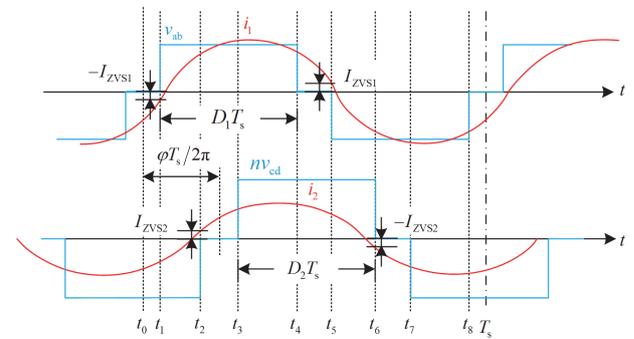


图 5 ZVS 关键波形

Fig. 5 Key waveforms of ZVS

$t_1$ 时刻 $S_4$ 的ZVS等效电路如图6(a)所示,图6(b)为电压和电流的矢量关系,说明 $v_{Cr}$ 的相位在 $i_1$ 和 $i_2$ 之间。

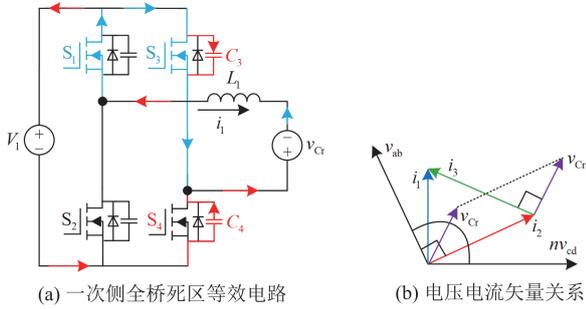


图6  $t_1$ 时刻一次侧全桥死区等效电路及电压电流矢量关系  
Fig. 6 Equivalent circuit of full-bridge dead zone on primary side and voltage-current vector relationship at  $t_1$

图6(a)中, $C_3$ 和 $C_4$ 分别为 $S_3$ 和 $S_4$ 的结电容,蓝色部分表示 $t_1$ 时刻的电流路径,红色部分表示 $t_1+t_{d1}$ 时刻的电流路径,其中 $t_{d1}$ 为 $S_3$ 与 $S_4$ 的死区时间。假设当 $S_3$ 关断时, $L_1$ 的电流等于 $-I_{ZVS1}$ ,则 $S_3$ 在死区时间内的电压 $v_{S3}$ 表示为

$$v_{S3}(t) = \frac{I_{ZVS1}}{2\omega_{r1}C_{oss}} \sin(\omega_{r1}t) + v_{Cr}[1 - \cos(\omega_{r1}t)] \quad (17)$$

式中: $\omega_{r1} = 1/\sqrt{2L_rC_{oss}}$ ,  $C_{oss}$ 为 $S_1-S_8$ 的结电容,可从MOSFET的数据手册中获得。为实现 $S_4$ 的ZVS, $v_{S3}(t_{d1})$ 必须大于等于 $V_1$ 。 $\omega_{r1}t_{d1}$ 很小,以至于 $\sin(\omega_{r1}t_{d1})$ 近似等于 $\omega_{r1}t_{d1}$ 。则推导可得

$$v_{S3}(t_{d1}) \geq \frac{I_{ZVS1}}{2\omega_{r1}C_{oss}} \sin(\omega_{r1}t_{d1}) \approx \frac{I_{ZVS1}\omega_{r1}t_{d1}}{2\omega_{r1}C_{oss}} = \frac{I_{ZVS1}t_{d1}}{2C_{oss}} \quad (18)$$

因此,只要设计 $I_{ZVS1}t_{d1}/(2C_{oss}) \geq V_1$ , $S_1-S_4$ 的软开关即可实现。为减少回流功率,设计 $I_{ZVS1}$ 的值为 $2V_1C_{oss}/t_{d1}$ ,其与输入电压、死区时间和开关管的输出电容有关。根据式(16)可以推导出式(19)。

$$i_1(t_1) \approx \frac{4nV_2}{\pi Z_0} \sin(D_2\pi)(\pi - D_1\pi - \varphi) = -I_{ZVS1} = -\frac{2V_1C_{oss}}{t_{d1}} \quad (19)$$

因此, $D_1$ 的表达式可写为

$$D_1 = 1 - \frac{\varphi}{\pi} + \frac{Z_0C_{oss}}{2kt_{d1}\sin(D_2\pi)} \quad (20)$$

$t_2$ 时刻 $S_5$ 的ZVS等效电路如图7(a)所示,其波形如图7(b)所示。图7(a)中,蓝色部分表示 $t_2$ 时刻的电流路径,红色部分表示 $t_2+t_{d2}$ 时刻的电流路径,其中 $t_{d2}$ 为 $S_5$ 与 $S_6$ 、 $S_7$ 与 $S_8$ 的死区时间。其中, $C_5$ 和 $C_6$ 分别为 $S_5$ 和 $S_6$ 的结电容。在图7(b)中, $V_{G5}$ 、

$I_{S5}$ 和 $V_{S5}$ 分别表示 $S_5$ 的栅极驱动信号、漏源电流和漏源电压, $V_{G6}$ 、 $I_{S6}$ 和 $V_{S6}$ 分别表示 $S_6$ 的栅极驱动信号、漏源电流和漏源电压。

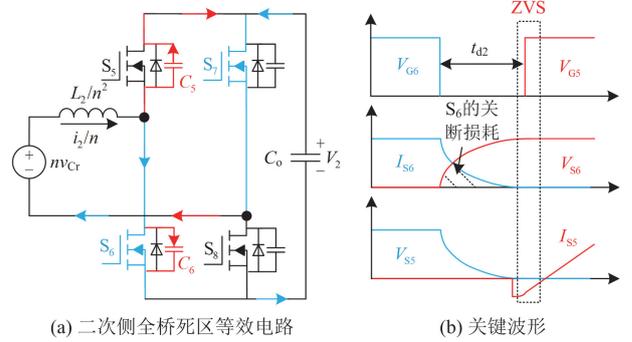


图7  $t_2$ 时刻二次侧全桥死区等效电路及关键波形  
Fig. 7 Equivalent circuit and key waveforms of full-bridge dead zone on the secondary side at  $t_2$

在时间 $t_2$ 之前, $S_6$ 和 $S_7$ 导通, $i_2/n$ 方向为正。 $t_2$ 时刻 $S_6$ 关闭, $I_{S6}$ 逐渐减小, $V_{S6}$ 逐渐增大。由于 $V_{S5} + V_{S6} = V_2$ , $V_{S5}$ 逐渐减小。这一过程持续到 $C_6$ 被充电至 $V_2$ , $C_5$ 被放电至0V,之后 $i_2/n$ 流过 $S_5$ 的体二极管,使 $S_5$ 实现ZVS导通。根据以上分析,可推导 $t_2$ 时刻开关管 $S_5$ 在死区时间内的电压 $v_{S5}$ 为

$$v_{S5}(t) = V_2 \cos(\omega_{r2}t) - \frac{v_{Cr}}{n} [1 - \cos(\omega_{r2}t)] \quad (21)$$

式中: $\omega_{r2} = 1/\sqrt{2L_rC_{oss}/n^2}$ 。为实现 $S_5$ 的ZVS, $v_{S5}(t_{d2})$ 必须小于等于0。因此,只要设计 $t_{d2}$ 大于等于 $\pi/(2\omega_{r2})$ , $S_5-S_8$ 的ZVS即可实现。

当 $k \geq 1$ 时, $D_2$ 表示为 $1 - \varphi/\pi$ , $D_1$ 可改写为

$$D_1 = \frac{1}{\pi} \arcsin(k \sin(\varphi)) \quad (22)$$

当 $k < 1$ 时, $D_2$ 大于 $D_1$ , $\varphi$ 表示为 $\pi - D_1\pi$ 。 $S_5$ 和 $S_6$ 死区期间的等效电路如图7所示,通过设计死区时间, $S_5$ 和 $S_6$ 满足ZVS条件。根据式(15), $D_2$ 可改写为

$$D_2 = \frac{1}{\pi} \arcsin\left(\frac{\sin(\varphi)}{k}\right) \quad (23)$$

将式(23)代入式(20)中,可得 $k < 1$ 的情况下, $D_1$ 的表达式为

$$D_1 = 1 - \frac{\varphi}{\pi} + \frac{Z_0C_{oss}}{2t_{d1}\sin(\varphi)} \quad (24)$$

综合以上分析, $D_1$ 和 $D_2$ 的表达式可总结为式(25),其中 $\pi/2 < \varphi < \pi$ 。

$$D_1 = \begin{cases} 1 - \frac{\varphi}{\pi} + \frac{Z_0 C_{oss}}{2t_{d1} \sin(\varphi)}, & k < 1 \\ \frac{1}{\pi} \arcsin(k \sin(\varphi)), & k \geq 1 \end{cases} \quad (25)$$

$$D_2 = \begin{cases} \frac{1}{\pi} \arcsin\left(\frac{\sin(\varphi)}{k}\right), & k < 1 \\ 1 - \frac{\varphi}{\pi}, & k \geq 1 \end{cases}$$

输出功率与移相角、电压转换比的关系如图 8 所示。可以看出, 对于  $k$  的任何特定值,  $\varphi$  在  $\pi/2$  到  $\pi$  的范围内,  $P_o$  随着  $\varphi$  的减小而增大, 这表明可以将  $\varphi$  设置为控制变量。理论上, 该变换器具备非常宽的电压转换比。在电压转换比一定的情况下, 输出功率随着  $\varphi$  的增大而减小。本文输入电压范围为 100~300 V, 输出电压为 200 V。为满足电压转换比接近于 1, 选择变压器的匝比为 1。在这种情况下, 电压转换比在 0.5~2 之间。

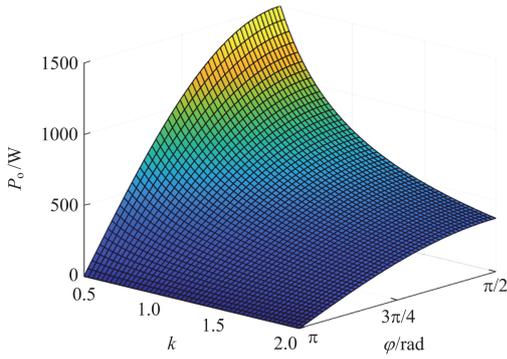


图 8 输出功率与移相角、电压转换比关系图

Fig. 8 Relationship between output power, phase shift angle and voltage conversion ratio

本文提出的 ITPS 调制策略控制框图如图 9 所示。将移相角  $\varphi$  设置为 PI 控制器的输出, 电压转换比  $k$  通过采样输入电压  $V_1$  和输出电压参考值  $V_{2ref}$  计算得到。根据  $k$  和  $\varphi$  计算出  $D_1$  和  $D_2$  的值, 再由  $D_1$ 、 $D_2$  和  $\varphi$  生成开关管  $S_1$ — $S_8$  的控制信号。

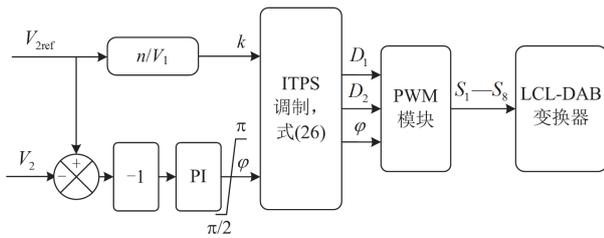


图 9 ITPS 调制策略控制框图

Fig. 9 Control block diagram of ITPS modulation strategy

### 3.2 调制轨迹优化

式(25)中, 在  $k < 1$  的情况下, 当  $\varphi$  趋近于  $\pi$  时,  $D_1$  趋于无穷大。此时,  $D_1$  的值不可取, 根据图 6(b) 的电压电流关系, 应满足约束条件:  $i_1(t_1) \leq -I_{ZVS1}$ , 即式(26)。为简化算法, 当  $\varphi$  趋近于  $\pi$  时, 设  $D_1 = D_2$ , 占空比最小值  $D_{min}$  表示为式(27)。

$$\sin(D_1\pi)\sin(D_2\pi) \leq \frac{k\pi Z_0 C_{oss}}{2n^2 t_{d2}} \quad (26)$$

$$D_1, D_2 \geq D_{min} = \frac{1}{\pi} \arcsin\left(\sqrt{\frac{\pi Z_0 C_{oss}}{2kt_{d2}}}\right) \quad (27)$$

若  $D_1$  或  $D_2$  小于  $D_{min}$ , 则  $D_1$  或  $D_2$  设置为  $D_{min}$ 。根据式(25), 表达式中存在反正弦计算, 为保证表达式都是实数解, 应再添加强制条件式(28)。

$$\begin{cases} \frac{\sin(\varphi)}{k} = \min\left[\frac{\sin(\varphi)}{k}, 1\right], & k < 1 \\ k \sin(\varphi) = \min[k \sin(\varphi), 1], & k \geq 1 \end{cases} \quad (28)$$

根据式(25)、式(27)和式(28), 所提出的 ITPS 调制策略在不同电压转换比  $k$  下的调制轨迹如图 10 所示,  $D_1$  和  $D_2$  独立控制, 调制曲线在定义域内连续变化, 表明该调制策略在各模式之间是无缝过渡的。IDPS 调制轨迹如图 11(b)所示, IDPS 调制  $D_1$  与  $D_2$

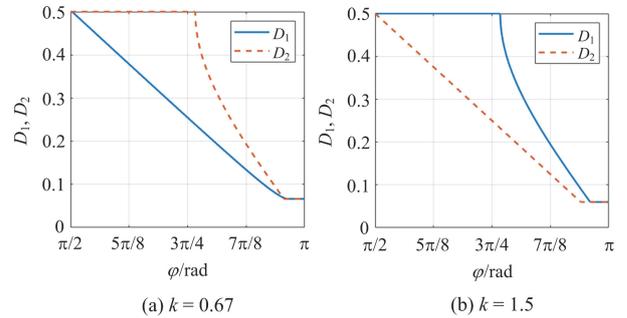


图 10 不同电压转换比下的 ITPS 调制轨迹

Fig. 10 ITPS modulation trajectories under different voltage conversion ratio

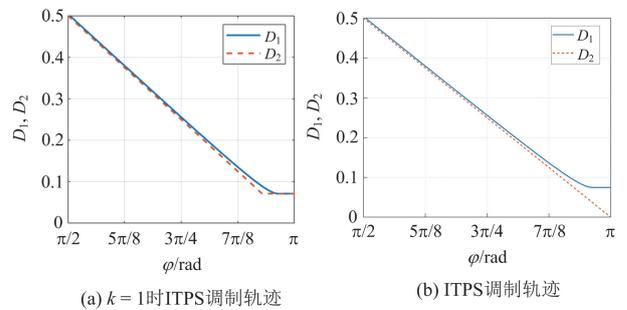


图 11 ITPS 与 IDPS 调制轨迹对比

Fig. 11 Comparison of ITPS and IDPS modulation trajectories

的相位差较小, 满足 ZVS 约束。当  $k=1$  时, ITPS 调制轨迹如图 11(a)所示, ITPS 与 IDPS 曲线一致, 说明 IDPS 是 ITPS 的一个特例。

EDPS 调制轨迹如图 12 所示, 其一、二次侧全桥占空比相同, 定义为  $D$ , 移相角  $\varphi$  随  $D$  的变化而变化。因其只有两个自由度, 变换器的效率和抗干扰能力等性能不如 ITPS 和 IDPS 调制。

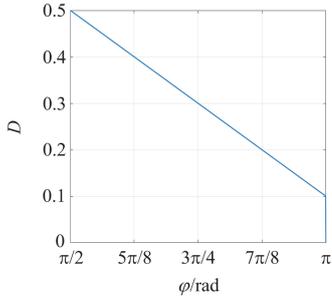
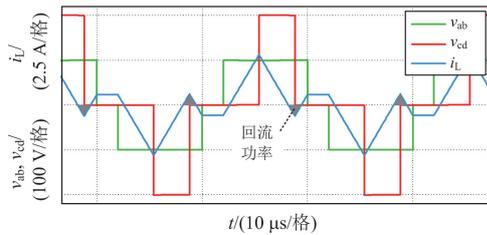


图 12 EDPS 调制轨迹

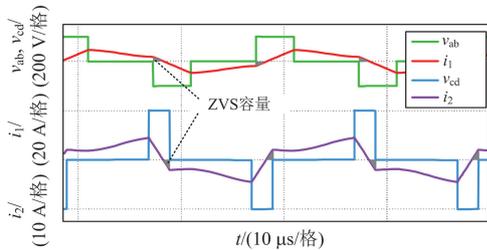
Fig. 12 EDPS modulation trajectories

### 3.3 ITPS 调制与传统 TPS 调制对比

由于 ZVS 的存在, 传统 TPS 调制的开关损耗可以忽略不计, 但移相调制通常会产生回流功率以增加通态损耗, 特别是轻载时, 回流功率会严重影响变换器整体传输效率。传统 TPS 调制策略都是基于串联电感 DAB 变换器研究的, 其工作在 50 W 时的仿真波形如图 13(a)所示。图 13(a)中,  $S_1-S_8$  均实现了 ZVS, 但实现  $S_5$  和  $S_6$  的 ZVS 时一次侧的回流功率不可避免。图 13(b)中, 一、二次侧全桥电压



(a) 传统 TPS 调制策略



(b) ITPS 调制策略

图 13 输出功率为 50 W 时 ITPS 与传统 TPS 仿真波形

Fig. 13 Simulation waveforms of ITPS and traditional TPS when the output power is 50 W

存在很大相位差, 使变换器在实现全部开关管 ZVS 时一侧的谐振电流不会影响另一侧, 从而使回流功率为 0, 并且电流波形相比传统 TPS 调制更接近正弦, 电磁兼容性更好。

## 4 实验验证

为验证本文所提 ITPS 调制策略的有效性, 搭建如图 14 所示的实验平台, 其中测试设备型号如表 1 所示, 实验样机主要参数如表 2 所示。

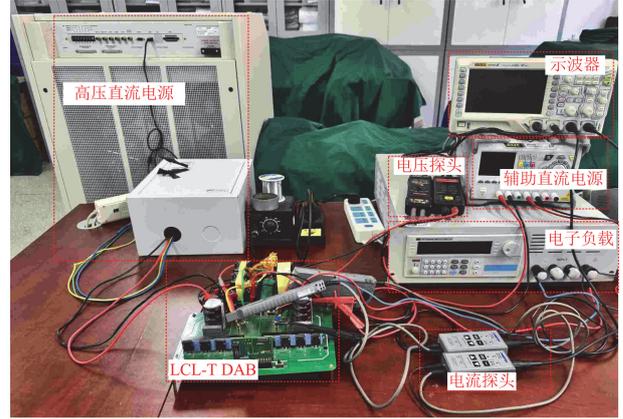


图 14 实验平台

Fig. 14 Experimental platform

表 1 测试设备型号

Table 1 Test equipment models

测试设备	型号
高压直流电源	AMETEK MX22.5
电子负载	RK9714B
示波器	RIGOL DS1074
电压探头	DP6130A
电流探头	CP8150A
辅助直流电源	RIGOL DP832A

表 2 试验样机主要参数

Table 2 Main parameters of test prototype

参数	数值或型号
一次侧电压 $V_1/V$	100~300
二次侧电压 $V_2/V$	200
开关频率 $f_s/kHz$	50
谐振电容 $C_r/nF$	166
谐振电感 $L_1/\mu H$	60
谐振电感 $L_2(L_{r2} + L_g)/\mu H$	60
变压器变比 $n$	1
控制器	TMS320F28335
SiC MOSFET	C3M0060065K

采用 ITPS 调制策略的 LCL-T DAB 变换器在不同工况下的工作波形如图 15—图 17 所示。  $V_1 =$

300 V 时的稳态波形如图 15 所示, 图中阴影部分为变换器实现 ZVS 所需的容量。在这种情况下,  $k > 1$ , 图 15(a) 是输出功率为 50 W 时的稳态波形; 图 15(b) 是输出功率为 1 kW 时的稳态波形。 $V_1 = 200$  V 时稳态波形如图 16 所示, 阴影部分为变换器实现 ZVS 所需的容量。在这种情况下  $k > 1$ , 图 16(a) 是输出功率为 50 W 时的稳态波形; 图 16(b) 是输出功率为 900 W 时的稳态波形。

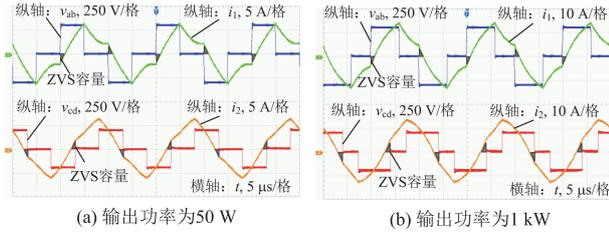


图 15  $V_1 = 300$  V 时 ITPS 调制策略波形

Fig. 15 Waveforms of ITPS modulation strategy at  $V_1 = 300$  V

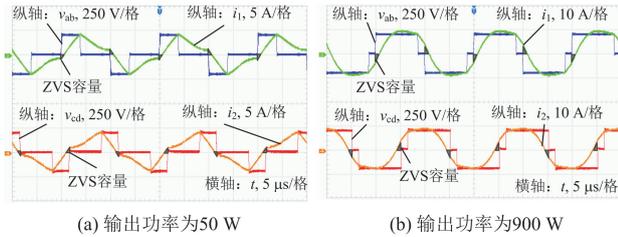


图 16  $V_1 = 120$  V 时 ITPS 调制策略波形

Fig. 16 Waveforms of ITPS modulation strategy at  $V_1 = 120$  V

$V_1 = 120$  V 时稳态波形如图 17 所示, 阴影部分为变换器实现 ZVS 所需的容量。在这种情况下  $k < 1$ , 图 17(a) 是输出功率为 50 W 时的稳态波形; 图 17(b) 是输出功率为 500 W 时的稳态波形。为实现 ZVS, 电压  $v_{ab}$  和  $v_{cd}$  的占空比  $D_1$  和  $D_2$  不同,  $D_1$  和  $D_2$  随  $\varphi$  的减小而增大。

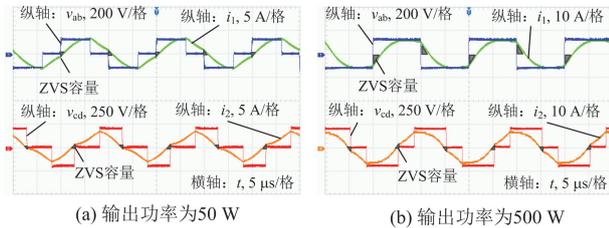


图 17  $V_1 = 120$  V 时 ITPS 调制策略波形

Fig. 17 Waveforms of ITPS modulation strategy at  $V_1 = 120$  V

图 18 为 ITPS 调制策略下  $S_1$  的 ZVS 波形。在  $S_1$  导通之前, 谐振电流  $i_1$  为负, 使  $S_1$  的结电容充分放电。在  $S_1$  栅极信号为正之前,  $S_1$  的漏源电压  $v_{ds1}$  降

至 0, 使  $S_1$  可以在宽输入电压和宽负载功率下实现 ZVS。 $S_2$  与  $S_1$  在另一个半开关周期工作模式相同, 因此  $S_2$  也可以实现 ZVS。图 19 为 ITPS 调制策略下  $S_4$  的 ZVS 波形。在图 19 中,  $S_4$  导通之前谐振电流  $i_1$  为负, 使  $S_4$  的结电容充分放电。在  $S_4$  栅极信号为正之前,  $S_4$  的漏源电压  $v_{ds4}$  降至 0。因此,  $S_4$  可以在宽输入电压和宽负载功率下实现 ZVS。 $S_3$  与  $S_4$  在另一个半开关周期工作模式相同, 因此  $S_3$  也可以实现 ZVS。

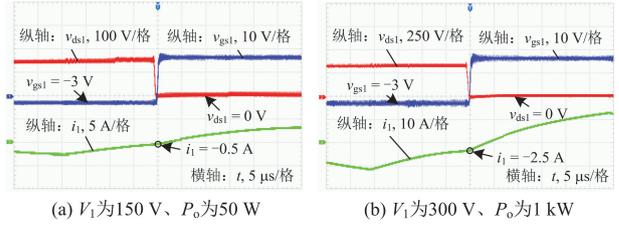


图 18 ITPS 调制策略下  $S_1$  的 ZVS 波形

Fig. 18 ZVS waveforms of  $S_1$  with ITPS modulation strategy

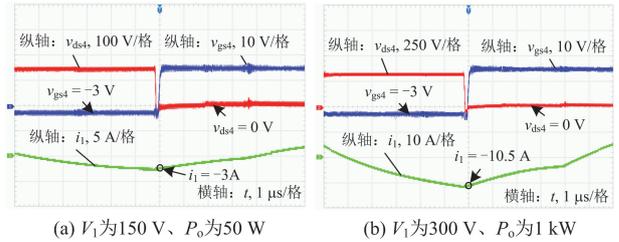


图 19 ITPS 调制策略下  $S_4$  的 ZVS 波形

Fig. 19 ZVS waveforms of  $S_4$  with ITPS modulation strategy

图 20 为 ITPS 调制策略下  $S_5$  的 ZVS 波形。在图 20 中,  $S_5$  导通之前谐振电流  $i_2$  为正, 使  $S_5$  的结电容放电。在  $S_5$  导通之前,  $S_5$  的漏源电压  $v_{ds5}$  降至 0。 $S_5$  可以在宽输入电压和宽负载功率下实现 ZVS。 $S_6$  与  $S_5$  在另一个半开关周期工作模式相同, 因此  $S_6$  也可以实现 ZVS。

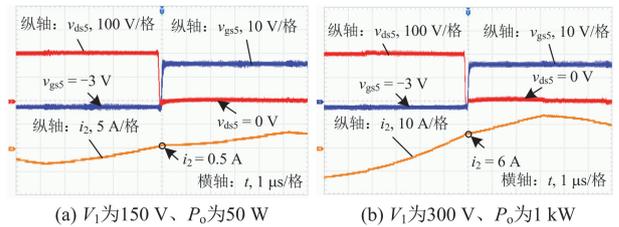


图 20 ITPS 调制策略下  $S_5$  的 ZVS 波形

Fig. 20 ZVS waveforms of  $S_5$  with ITPS modulation strategy

图 21 为 ITPS 调制策略下  $S_8$  的 ZVS 波形。在图 21 中, 谐振电流  $i_2$  足够大, 可以使  $S_8$  的结电容充分放电。因此,  $S_8$  很容易实现 ZVS。 $S_7$  与  $S_8$  在

另一个半开关周期的工作模式相同，因此 $S_7$ 也可实现 ZVS。在图 18—图 21 中，所有开关都能在较宽的输入电压和负载功率下实现 ZVS，从而降低了开关损耗。

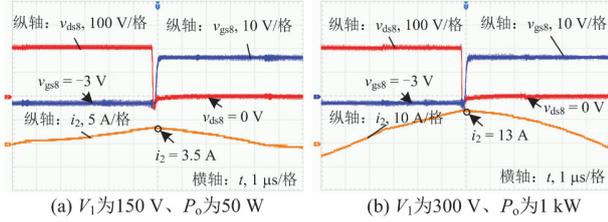


图 21 ITPS 调制策略下  $S_8$  的 ZVS 波形

Fig. 21 ZVS waveforms of  $S_8$  with ITPS modulation strategy

不同输入电压下的效率曲线如图 22 所示，图 22(a)为  $V_1 = 100\text{ V}$  时的变换器效率，图 22(b)为  $V_1 = 300\text{ V}$  时的变换器效率。在  $P_o = 100\text{ W}$  时，4 种调制策略中 TPS 调制效率最低，但满载工作时 TPS 调制的效率高于 EDPS 和 IDPS 调制。在  $V_1 = 100\text{ V}$  和  $V_1 = 300\text{ V}$  时，ITPS 调制总是比其他 3 种调制具有更高的效率。

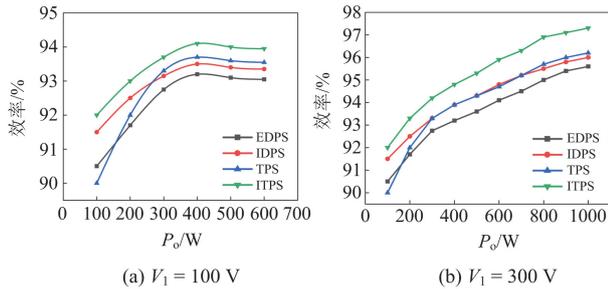


图 22 EDPS、IDPS、TPS 和 ITPS 的效率曲线

Fig. 22 Efficiency curves of EDPS, IDPS, TPS and ITPS

表 3 为 4 种调制策略的对比。EDPS 调制只有两个控制自由度，调制复杂度最低。其他 3 种调制策略都是 3 个控制自由度，但传统 TPS 需要更加复杂的算法进行效率优化，因此，传统 TPS 的控制复杂度最高，并且传统 TPS 调制策略在轻载时，为实现 ZVS 不可避免地会产生回流功率使效率降低。此外，ITPS 调制能在不同电压转换比下实现全负载范围 ZVS，并且功率传输效率始终保持最高。

表 3 ITPS、TPS、IDPS 和 EDPS 的对比

Table 3 Comparison of ITPS, TPS, IDPS, and EDPS

调制策略	ITPS	TPS	IDPS	EDPS
控制自由度	3	3	3	2
调制复杂度	中等	复杂	中等	简单
软开关情况	全范围 ZVS	全范围 ZVS	全范围 ZVS	全范围 ZVS
回流功率	无	轻载存在	无	无
效率	全范围最高	轻载最低	中等	最低

## 5 结论

1) ITPS 调制策略使变换器能够在很宽的输入电压范围内工作，控制量的表达式在全工况连续、形式统一、计算量小。

2) 本文所提调制策略考虑开关管结电容对变换器的影响，对 ZVS 性能、调制轨迹进行优化，使变换器在宽输入电压范围能实现全局软开关且没有回流功率。

3) 对比传统 TPS、EDPS、IDPS 和 ITPS 调制策略，所提 ITPS 调制策略算法简单，能在不同电压转换比下全负载范围 ZVS 的情况下实现零回流功率，并且功率传输效率始终保持最高。

## 参考文献

- [1] 国梦珠, 陈思, 郑贞钰, 等. 一种适应于直流微电网的全桥 LLC 变换器[J]. 现代电子技术, 2025, 48(2): 29-34.  
GUO Mengzhu, CHEN Si, ZHENG Zhenyu, et al. A full-bridge LLC converter suitable for DC microgrid[J]. Modern Electronics Technique, 2025, 48(2): 29-34.
- [2] 龚春阳, 夏满, 包俊, 等. 宽增益高效谐振型直流变换器技术[J]. 电力系统保护与控制, 2024, 52(1): 133-144.  
GONG Chunyang, XIA Xiao, BAO Jun, et al. Wide gain and high efficiency resonant DC-DC converter technology[J]. Power System Protection and Control, 2024, 52(1): 133-144.
- [3] 尹帅, 邓亚茹, 宋文胜, 等. 双向全桥串联谐振 DC/DC 变换器扩展相移控制的全局优化方法[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(20): 8060-8073.  
YIN Shuai, DENG Yaru, SONG Wensheng, et al. Global optimal control method of dual-bridge series resonant DC/DC converters based on extended phase shift control[J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(20): 8060-8073.
- [4] 孙鑫宇, 邓宇豪, 聂江霖, 等. 一种超宽电压增益双 LLC 谐振变换器及控制方法[J]. 中国电机工程学报, 2024, 44(5): 1974-1985.  
SUN Xinyu, DENG Yuhao, NIE Jianglin, et al. An ultrawide voltage gain dual LLC resonant converter and control method[J]. Proceedings of the CSEE, 2024, 44(5): 1974-1985.
- [5] 胡存刚, 刘威, 朱文杰, 等. 宽范围输入三电平半桥 LLC 变换器混合控制[J]. 电机与控制学报, 2024, 28(2): 120-128.  
HU Cungang, LIU Wei, ZHU Wenjie, et al. Hybrid control strategy of three-level half bridge LLC converter with wide input voltage range[J]. Electric Machines and Control, 2024, 28(2): 120-128.
- [6] ZHAO Q, ZHANG J, GAO Y, et al. Hybrid variable frequency LLC resonant converter with wide output voltage range[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(9): 11038-11049.

- [7] LI X, HUANG J, MA Y, et al. Unified modeling, analysis, and design of isolated bidirectional CLLC resonant DC-DC converters[J]. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2022, 10(2): 2305-2318.
- [8] 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.
- [9] WANG C, ZHANG S, WANG Y, et al. A 5 kW isolated high voltage conversion ratio bidirectional CLTC resonant DC-DC converter with wide gain range and high efficiency[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2018, 34(1): 340-355.
- [10] ZHAO L, PEI Y, WANG L, et al. Analysis and design of LCCL resonant converter based on time-domain model for bidirectional onboard charger applications[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2023, 38(8): 9852-9871.
- [11] 马智, 蔺红, 樊艳芳. 基于模型预测控制的输入并联输出串联双有源桥变换器均压控制策略[J]. *电力系统保护与控制*, 2024, 52(22): 12-21.  
MA Zhi, LIN Hong, FAN Yanfang. Model predictive control-based voltage equalization control strategy for an input-parallel output-series dual active bridge converter[J]. *Power System Protection and Control*, 2024, 52(22): 12-21.
- [12] 王祺, 张泽轲, 王春花. 考虑不同优化指标的双有源桥变换器全局优化控制[J]. *电力系统保护与控制*, 2025, 53(5): 113-122.  
WANG Qi, ZHANG Zeke, WANG Chunhua. Global optimal control of a dual active bridge converter considering different optimization indices[J]. *Power System Protection and Control*, 2025, 53(5): 113-122.
- [13] SUN C, JIANG X, LIU J, et al. A unified design approach of optimal transient single-phase-shift modulation for nonresonant dual-active-bridge converter with complete transient DC-offset elimination[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2022, 37(11): 13217-13237.
- [14] 李宇, 张鑫蕊, 税朝会, 等. 基于双主动全桥双向 DC/DC 变换器的混合单移相调制方案[J]. *电源学报*, 2024, 22(1): 32-40.  
LI Yu, ZHANG Xinrui, SHUI Chaohui, et al. Hybrid phase shift modulation scheme for dual active bridge bidirectional DC/DC converter[J]. *Journal of Power Supply*, 2024, 22(1): 32-40.
- [15] 刘春喜, 王涛, 田迎澳. 双有源桥变换器的新型双重移相电流应力优化控制策略[J]. *电力系统保护与控制*, 2025, 53(7): 88-98.  
LIU Chunxi, WANG Tao, TIAN Ying'ao. A novel dual-phase-shift current stress optimization control strategy for dual-active-bridge converters[J]. *Power System Protection and Control*, 2025, 53(7): 88-98.
- [16] BATHALA K, KISHAN D, HARISCHANDRAPPA N. High frequency isolated bidirectional dual active bridge DC-DC converters and its application to distributed energy systems: an overview[J]. *International Journal of Power Electronics and Drive Systems (IJPEDS)*, 2023, 14(2): 969-991.
- [17] GOUDARZITAEMEH S, PAHLEVANI M. Extended phase shift control of a novel bidirectional DC-DC converter with direct power transfer[J]. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2024, 12(5): 4521-4537.
- [18] WANG Y, WEN H, ZHU Y, et al. Minimum-current-stress scheme of three-level dual-active-bridge DC-DC converters with the particle swarm optimization[J]. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 2021, 7(4): 2067-2084.
- [19] 郝成, 郝云飞, 张怡. 直流微电网中双向 LLC 谐振型变换器的研究[J]. *机械设计与制造*, 2021(12): 72-76.  
HAO Cheng, HAO Yunfei, ZHANG Yi. Research on bidirectional LLC resonant converter in DC microgrid[J]. *Machinery Design & Manufacture*, 2021(12): 72-76.
- [20] LEE J, CHOI S, HA J I. Design and analysis of resonant network for dual active bridge converter[J]. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2024, 12(4): 3784-3799.
- [21] 王翌琛, 王丰, 卓放, 等. 基于过谐振调频扩展移相控制的 CLLC 谐振变换器电流优化策略[J]. *电力系统自动化*, 2025, 49(3): 178-188.  
WANG Yichen, WANG Feng, ZHUO Fang, et al. Current optimization strategy for CLLC resonant converter based on over-resonant frequency modulation and extended phase-shift control[J]. *Automation of Electric Power Systems*, 2025, 49(3): 178-188.
- [22] CHAN Y P, LOO K H, YAQOOB M, et al. A structurally reconfigurable resonant dual-active-bridge converter and modulation method to achieve full-range soft-switching and enhanced light-load efficiency[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2018, 34(5): 4195-4207.
- [23] LI L, XU G, XIONG W, et al. An optimized DPS control for dual-active-bridge converters to secure full-load-range ZVS with low current stress[J]. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 2021, 8(1): 1389-1400.

收稿日期: 2025-06-04; 修回日期: 2025-08-21

作者简介:

王党树(1976—), 男, 通信作者, 博士, 副教授, 研究方向为大功率电力电子变换器、电力电子在电力系统中的应用; E-mail: wangdangshu@126.com

杨黎康(2000—), 男, 硕士, 研究方向为电力电子在电力系统中的应用。E-mail: 823918082@qq.com

(编辑 周金梅)