

Bidirectional ZVS Operation of all Switches for a DAB

Converter Over a Full Range of Loads with Optimized Current Stress

用户与研究成果简介：

合肥工业大学杨向真老师所在的科研团队针对双有源桥（DAB）变换器提出了一种基于三重移相（TPS）调制的电流应力优化控制策略（OCS-TPS）。遍历分析 TPS 的 12 种工作模式，在满足 ZVS 条件的同时优化电流应力，获得了升降压工况下全负载范围 ZVS 及电流应力优化的最优移相比统一解，实现了 DAB 变换器在升降压双向全功率范围 ZVS 及电流应力的优化，减小了开关损耗与导通损耗，提升了整机运行效率。这种研究在上海远宽的 StarSim 实时仿真器以及实物平台上进行实验，通过实验结果验证了研究过程中理论分析的正确性和所提策略的有效性，并把成果总结发表于《IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS》：

X. Yang, J. Wang, Y. Du, C. Liu, T. Zhang and J. Zhang, "Bidirectional ZVS Operation of All Switches for a DAB Converter Over a Full Range of Loads With Optimized Current Stress," in IEEE Transactions on Industry Applications, doi: 10.1109/TIA.2023.3292322.

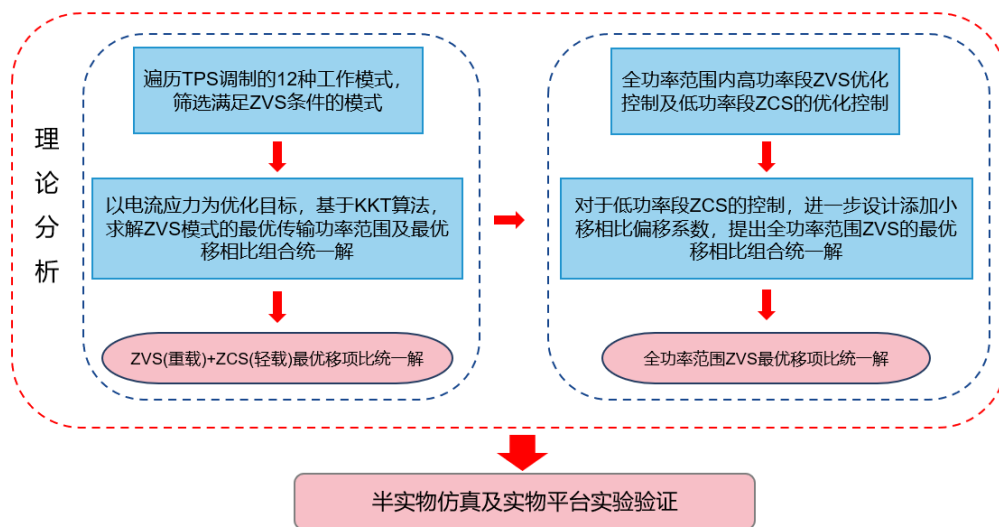
研究意义和现状

随着“碳中和，碳达峰”双碳战略目标的提出，以风、光、储、氢等多种可再生能源的多态能源微电网系统越来越被广泛使用。作为能量传递的核心部件，双有源桥（DAB）DC-DC 变换器因其具有功率密度高、电气隔离、易于实现功率的双向流动、宽输出电压范围、高增益等优点，用于微电网系统中以解决风、光、储、氢等多种能源输出电压波动范围宽的问题，但在轻载、大电压波动范围下系统转换效率低。针对 DAB 变换器，降低 DAB 变换器的功率损耗对于提高变换器在宽电压范围运行下的整机效率具有极其重要的意义。

对于 DAB 变换器的控制而言，移相控制以能够充分利用开关管的软开关特性，减小开关损耗，提高系统效率而成为 DAB 变换器的主要控制方法。传统单移相（SPS）控制方式简单，但在输入输出电压不匹配时，变换器失去软开关且电流应力增大导致其运行效率较低，进一步地，扩展移相（EPS）、双移相（DPS）和三重移相（TPS）控制等高自由度的控制方式被提出以优化系统效率。基于高自由度控制方式的效率优化方法主要有两类：一类是以优化系统电流应力、减小系统导通损耗为主；另一类是以实现开关管的零电压开通（ZVS），降低开关损耗为主。

研究框架和具体步骤

杨向真老师团队针对 DAB 变换器软开关及电流应力优化问题，基于 TPS 调制，遍历分析 12 种工作模式，分别筛选出满足升压和降压 ZVS 条件的工作模式。以电流应力优化为目标，对满足 ZVS 的工作模式求解其最优传输功率范围及正反向传输功率下最优移相比统一解。对于低功率段部分开关管实现 ZCS 的问题，为了实现全器件 ZVS，通过添加小移相比偏移系数，DAB 实现升降压双向全功率范围全器件 ZVS。最后，通过 StarSim 硬件在环半实物实验以及实物平台实验验证理论分析的正确性及所提策略的有效性。研究框架如下图所示：



理论分析与优化控制

合肥工业大学杨向真老师的科研团队首先根据 ZVS 电感电流条件，筛选出满足软开关条件的 TPS 工作模式，对所选工作模式的电感电流应力进行优化且给出最优移相比统一解。通过 ZVS 及电流应力特性分析与对比，优化设计添加小移相比偏移系数以实现全部开关管的 ZVS 及电流应力的优化，提出了基于三重移相（TPS）调制的电流应力优化控制策略（OCS-TPS），得到如下结论：

①根据 ZVS 电感电流条件，遍历分析 TPS 调制的 12 种工作模式，筛选出升降压条件下能够使 DAB 变换器满足软开关的共 7 种工作模式。分别是：模式 B、模式 D、模式 F、模式 G、模式 J、模式 K 和模式 L。各模式工作波形如下（其中， D_1 为原边桥内移相比、 D_2 为原副边桥间移相比以及 D_3 为副边桥内移相比）：

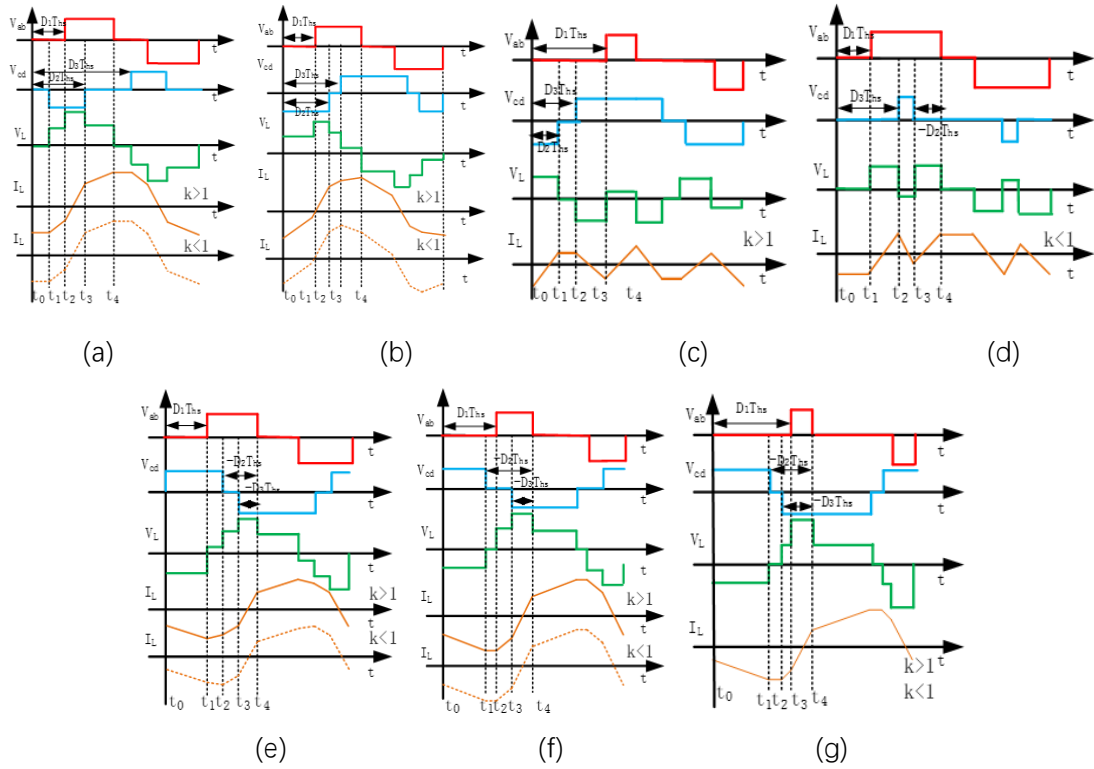


图 1 工作波形(a)模式 B,(b)模式 D,(c)模式 F,(d)模式 G,(e)模式 J,(f)模式 K,(g)模式 L

②对于上述满足软开关的模式，建立软开关约束条件下最小电流应力的数学模型。式(1)中， I_{pi} 为模式 i 下的电流应力； $i=B、D、F、G、J、K、L$ ； P_i 为模式 i 的传输功率； g_i 为模式 i 下对应的电感电流的零电压开通 ZVS 条件以及移相比范围条件。

$$\begin{cases} \min I_{pi} & i = B, D, F, G, J, K, L; \\ s.t. & P_i - p = 0 \\ & g_i \leq 0 \quad i = B, D, F, G, J, K, L; \end{cases} \quad (1)$$

③降压情况下，对模式 B，模式 D，模式 F，模式 J，模式 K，模式 L 分别进行电流应力优化，得到模式 D 和模式 F 优化控制策略下的电流最优的全功率范围。包括：模式 D 的电流最优的功率范围为 $2(k-1)/k^2 \sim 1$ ，模式 F 的电流最优的功率范围为 $0 \sim 2(k-1)/k^2$ ；

对模式 F 的 ZVS 特性进行验证可知，模式 F 仅通过优化的移相比只能使部分开关管实现 ZCS，这对于高频、高压应用场所的 MOSFET、Si MOSFET 或 SIC 和 GaN 等的宽禁带器件来说，开通损耗仍然很大，通过设计小移相比偏移系数 α 以实现全功率范围 ZVS，系数 α 的设计原则是：扩大低功率段范围，保证 ZVS 全功率范围不使功率范围缺失，且尽可能地减小电流应力。

进一步对模式 F 的移相比进行优化，得到如式(2)所示的模式 D 与模式 F 的最优移相比统一表达式。 α 为模式 F 的移相比偏移系数，且 $\alpha > 0$ ，当 α 增大时， i_{pf} 增大；因此，在能实现 ZVS 的条件下， α 应该尽量减小，本实验平台取 $\alpha = 0.06$ 。

$$k > 1 \left\{ \begin{array}{l} D_{1\text{opt}(D)} = \pm(k-1)\sqrt{\frac{1-|p|}{k^2-2k+2}} \\ D_{2\text{opt}(D)} = \pm\left(\left(\frac{k}{2}-1\right)\sqrt{\frac{1-|p|}{k^2-2k+2}} + \frac{1}{2}\right) \quad \frac{2(k-1)}{k^2} \leq p \leq 1 \quad \text{模式D} \\ D_{3\text{opt}(D)} = \pm\left(\left(\frac{k}{2}-1\right)\sqrt{\frac{1-|p|}{k^2-2k+2}} + \frac{1}{2}\right) \\ D_{1\text{opt}(F)} = \pm\left(1 - \sqrt{\frac{|p|}{2(k-1)}} - \alpha\right) \\ D_{2\text{opt}(F)} = \pm\left(\sqrt{\frac{|p|}{2(k-1)}}\left(\frac{k}{2}-1\right) + \frac{1}{2} - \alpha\right) \quad 0 \leq p < \frac{2(k-1)}{k^2} \quad \text{模式F} \\ D_{3\text{opt}(F)} = \pm\left(\sqrt{\frac{|p|}{2(k-1)}}\left(\frac{k}{2}-1\right) + \frac{1}{2}\right) \end{array} \right. \quad (2)$$

降压情况下($1 \leq k \leq 2$), 采用模式 D 与模式 F 的优化控制策略, DAB 变换器可以实现全功率范围 ZVS 及优化的电流应力。画出传输功率及电流应力优化效果三维图如图 2 所示, 其中 Q_i 为所提控制策略与传统 SPS 控制下二者的电流应力之比: $i_{p(\text{OCS-TPS})}/i_{p\text{-SPS}}$ 。

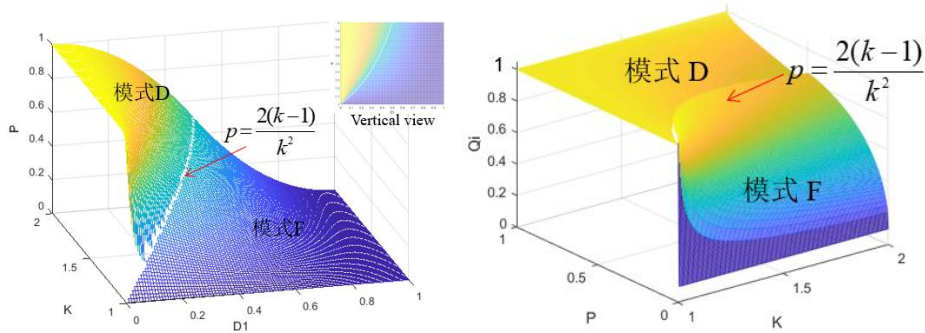


图 2 降压情况下传输功率及电流应力优化效果三维图

可知, 在降压情况下 ($1 \leq k \leq 2$)采用模式 D 与 F 的优化控制策略, DAB 变换器电流最优传输 ZVS 功率范围总为 0~1。且与传统 SPS 控制下的电流应力之比 Q_i 总小于 1, 说明所提 OCS-TPS 控制策略实现了降压时全负载范围内电流应力的优化。

④升压情况下, 对模式 B, 模式 D, 模式 G, 模式 J, 模式 K, 模式 L 进行电流应力优化, 得到模式 D 和模式 G 优化控制策略下的电流最优的全功率范围。包括: 模式 D 的电流最优的功率范围为 $2k(1-k) \sim 1$, 模式 G 的电流最优的功率范围为 $0 \sim 2k(1-k)$ 。

对模式 G 的 ZVS 特性进行验证, 可知, 模式 G 仅通过优化计算的移相比只能使部分开关管实现 ZCS, 同样地, 设计小移相比偏移系数 β 以实现全功率范围 ZVS, β 设计原则同系数 α 。

对模式 G 的移相比进行优化后得到如式(3)所示的模式 D 与模式 G 的最优移相比统一表达式。 β 为模式 G 的移相比偏移系数, 当 β 增大时, 电力应力 i_{pG} 增大; 故尽量取较小的 β , 本实验平台设备取 β 为 0.05。

$$k < 1 \begin{cases} \begin{cases} D_{1\text{opt}(D)} = 0 \\ D_{2\text{opt}(D)} = \pm \left(-\frac{1}{2} \sqrt{\frac{1-|p|}{2k^2-2k+1}} + \frac{1}{2} \right) \\ D_{3\text{opt}(D)} = \pm \left(\left(\frac{1}{2} - k \right) \sqrt{\frac{1-|p|}{2k^2-2k+1}} + \frac{1}{2} \right) \end{cases} & 2k(1-k) \leq p \leq 1 \quad \text{模式 } D \\ \begin{cases} D_{1\text{opt}(G)} = \pm \left(1 - \frac{1}{k} \sqrt{\frac{k|p|}{2(1-k)}} - 3\beta \right) \\ D_{2\text{opt}(G)} = \pm (0 - \beta) \\ D_{3\text{opt}(G)} = \pm \left(1 - \sqrt{\frac{k|p|}{2(1-k)}} - 2\beta \right) \end{cases} & 0 \leq p < 2k(1-k) \quad \text{模式 } G \end{cases} \quad (3)$$

升压情况下($0.5 \leq k < 1$), 画出采用模式 D 与模式 G 优化控制下的传输功率及电流应力优化效果三维图, 如图 3 所示:

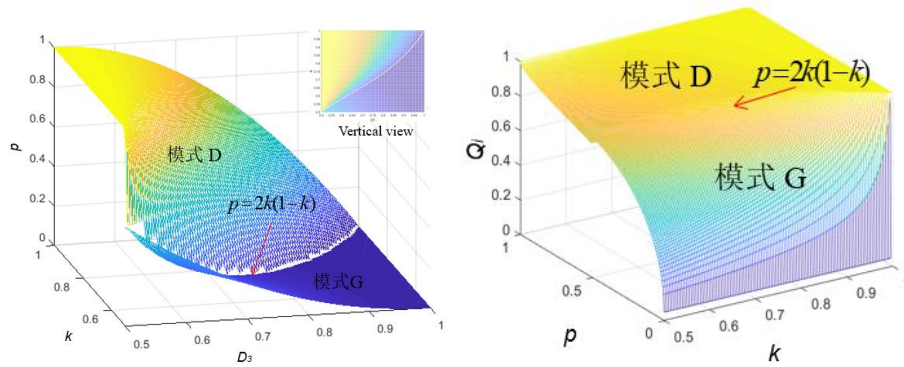


图 3 升压情况下传输功率及电流应力优化效果三维图

可知, 在升压情况下 ($0.5 \leq k < 1$) 采用模式 D 与 G 的优化控制策略, DAB 变换器电流最优传输 ZVS 功率范围总为 0~1。且与传统 SPS 控制下的电流应力之比 Q_i 总小于 1, 说明所提 OCS-TPS 控制策略实现了升压时全负载范围内电流应力的优化。

基于 DAB 变换器 TPS 控制的 12 种工作模式, 提出升降压双向全功率范围 ZVS 及电流应力优化控制策略(OCS-TPS), 采用功率分段控制模式, 并给出了包括 ZVS&ZCS 及全器件 ZVS 两种应用场景下的最优移相比统一解。与传统的 SPS 控制相比能够有效减小变换器工作电流应力, 开关管实现软开关运行, 减小系统损耗, 提高变换器整机运行效率。

具体的理论分析与优化控制过程详见合肥工业大学杨向真老师团队发表的文章。

半实物与实物实验验证

由于 MATLAB/Simulink 离线仿真无法接入真实控制器, 对于 DAB 变换器的仿真模型, 无法体现出开关管损耗与结电容充放电过程。且对于升降压重载情况, 不需要精确调节小移相比偏移系数就能实现全部开

关管的 ZVS，故不需要在实物平台上在再进行测试。实时仿真器则可以同真实控制器连接，又不会有故障的问题，是对控制方法的重载情况验证的理想测试设备。

远宽能源（www.modeling-tech.com）提供的 StarSim 实时仿真器，基于电力电子器件的细节模型，利用最新的 FPGA 技术，可以实现 1 微秒步长、任意拓扑、任意工况的电力电子系统实时仿真，被广泛应用于控制策略验证、牵引供电系统故障诊断、可再生能源并网、电机驱动等的实时仿真中；合肥工业大学杨向真老师的科研团队采用了 StarSim 实时仿真器来进行所提优化控制策略在升降压重载情况下全部开关管都能实现 ZVS 的实验验证。

半实物 HIL+DSP 测试平台示意图如下，其包括实时仿真系统 HIL 和 DSP 控制器，其中电力电子系统是利用 StarSim FPGA Solver 按 10 微秒的步长实时仿真；在 Matlab 中搭建主电路，将主电路模型保存于 HIL 中，下载到实时仿真器，控制算法模型运行 DSP 控制器上，实时仿真器与 DSP 控制器通过接线箱闭环连接运行，示波器用于波形输出。

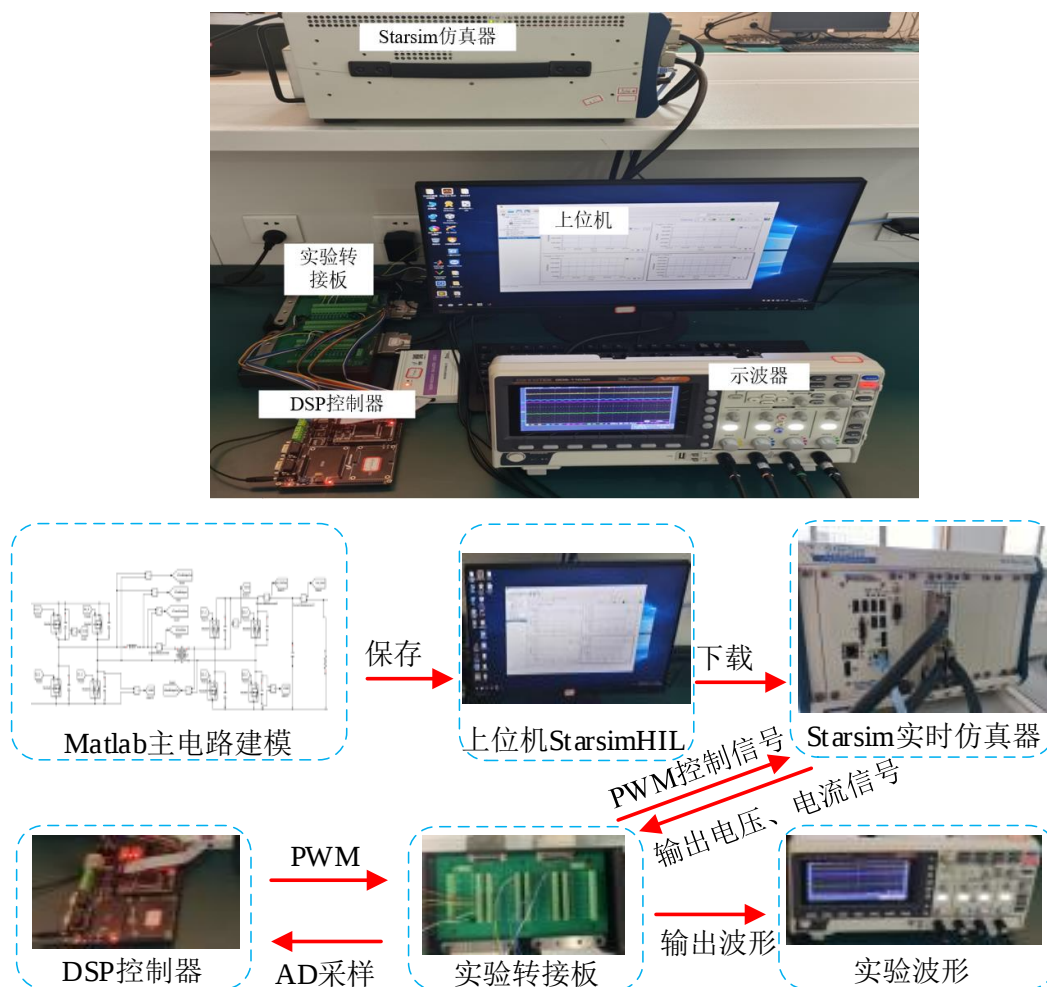


图 4 半实物 HIL+DSP 测试平台及工作流程图

下图为升压与降压情况重载时高功率段正反向传输功率时采用模式 D 控制的工作波形，从图 5 中可以

看出变换器在半个周期内 S1、S3、S5、和 S7 动作且电感电流方向满足 ZVS 条件，即动作的开关管均实现 ZVS，由于上下管工作具有对称性，所以 DAB 能够实现全部开关管的 ZVS。

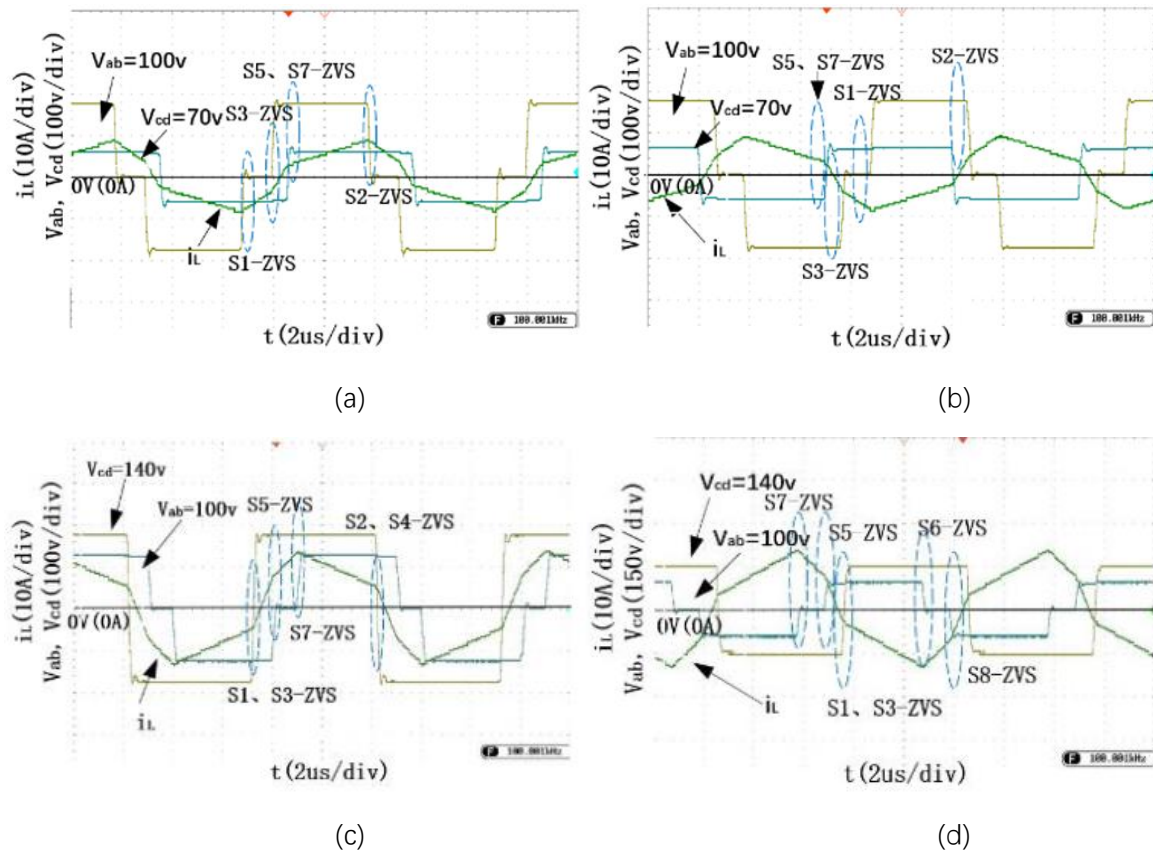


图 5 高功率段工作波形(a) $k=1.43$, $P=300W$. (b) $k=1.43$, $P=-340W$. (c) $k=0.71$, $P=610W$. (d) $k=0.71$, $P=-680W$.

实物实验平台验证低功率段模式 F 与 G 控制策略下的全部开关管 ZVS。以 TMS320F28335 为主控芯片，搭建了如图 6 所示双有源桥(DAB)直流变换器实验平台，其中开关管采用了 South Semiconductor 公司的 SiC MOSFET 器件 ACM040A120Q。

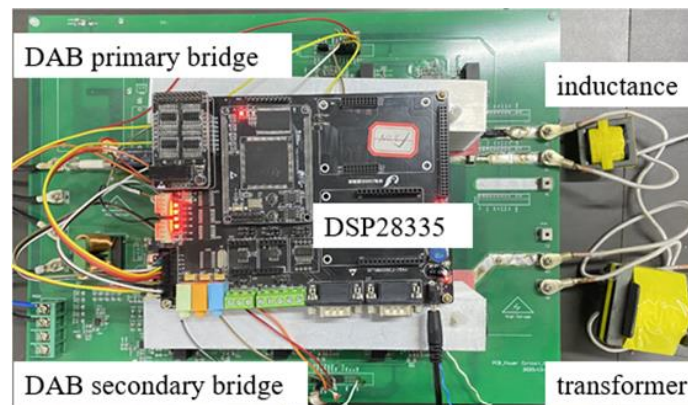


图 6 实物实验平台

降压情况下低功率段正反向传输功率下实验波形：

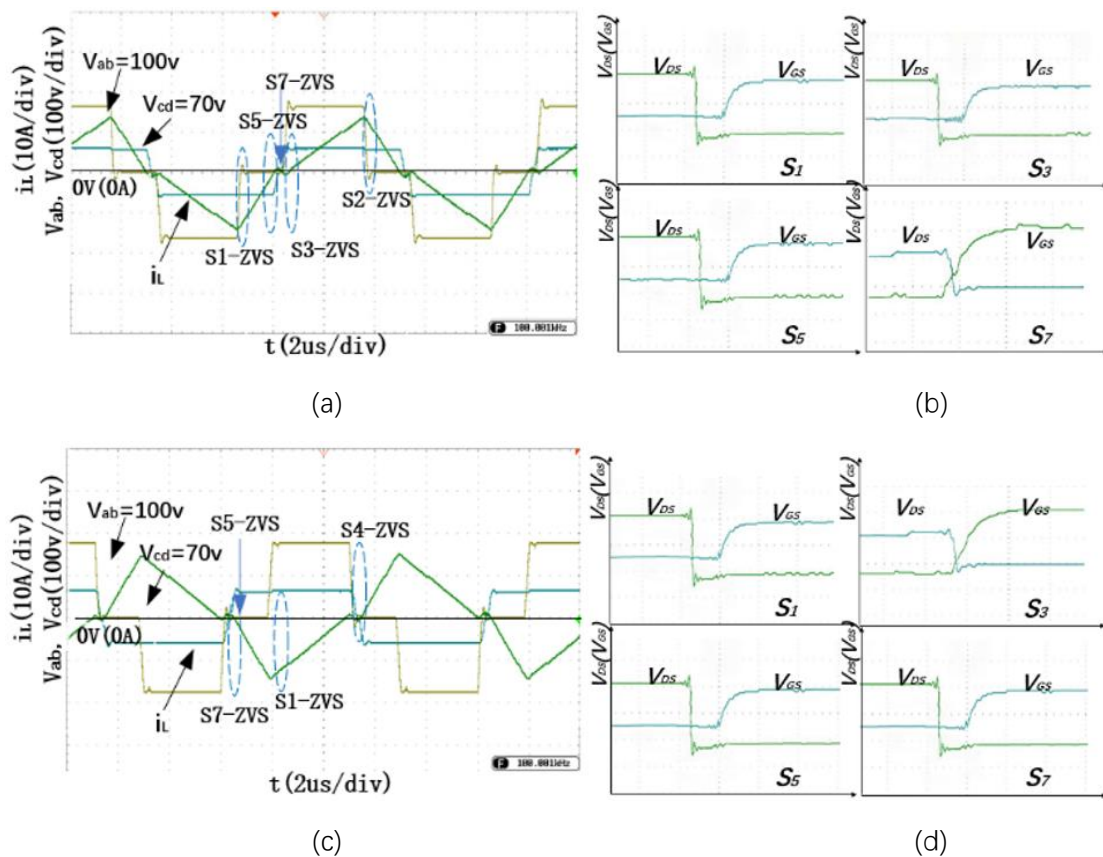
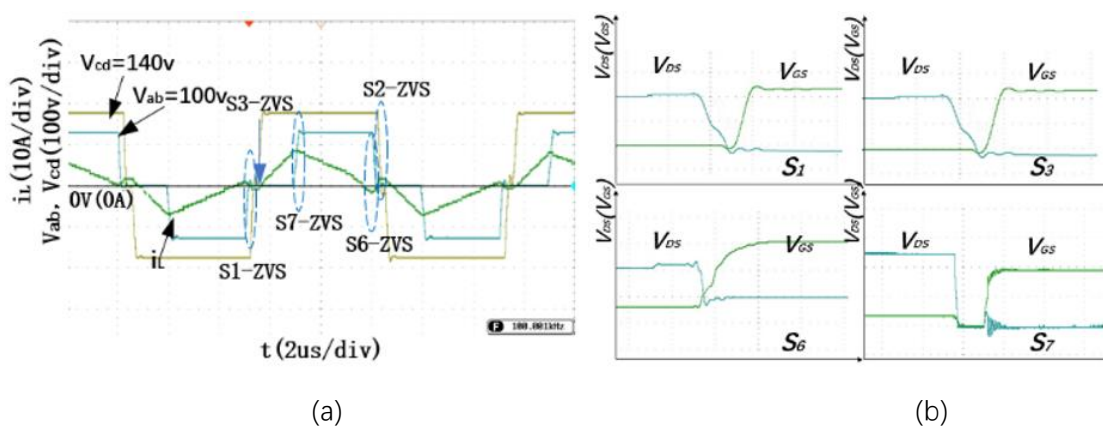


图 7 $k=1.43$ 时电压、电流、 V_{DS} 与 V_{GS} 波形(a) $P=170W$ 时电压电流波形(b) $P=170W$ 时 V_{DS} 与 V_{GS} 波形(c) $P=-150W$ 时电压电流波形(d) $P=-150W$ 时 V_{DS} 与 V_{GS} 波形

升压情况下低功率段正反向传输功率下实验波形:



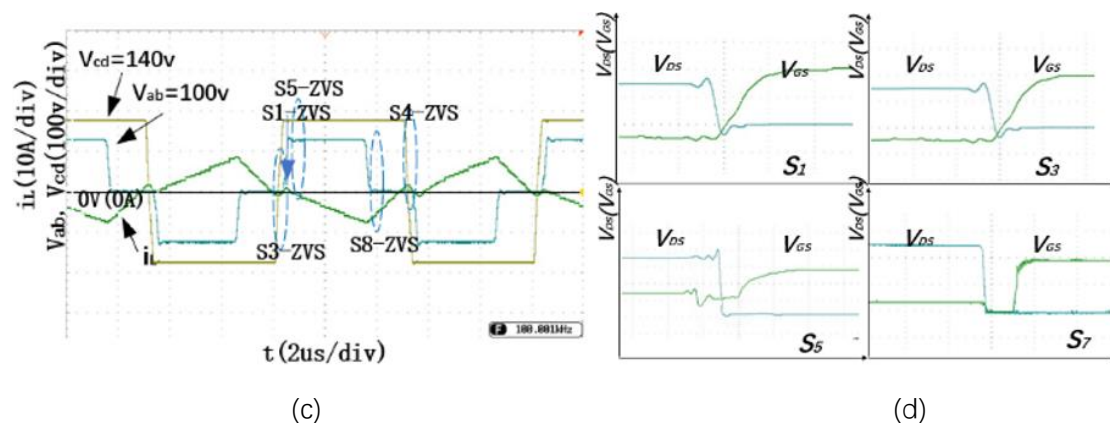


图 8 $k=0.71$ 时电压、电流、 V_{DS} 与 V_{GS} 波形(a) $P=240W$ 时电压电流波形(b) $P=240W$ 时 V_{DS} 与 V_{GS} 波形(c) $P=-288W$ 时电压电流波形(d) $P=-288W$ 时 V_{DS} 与 V_{GS} 波形

降压情况下电感电流应力与效率验证:

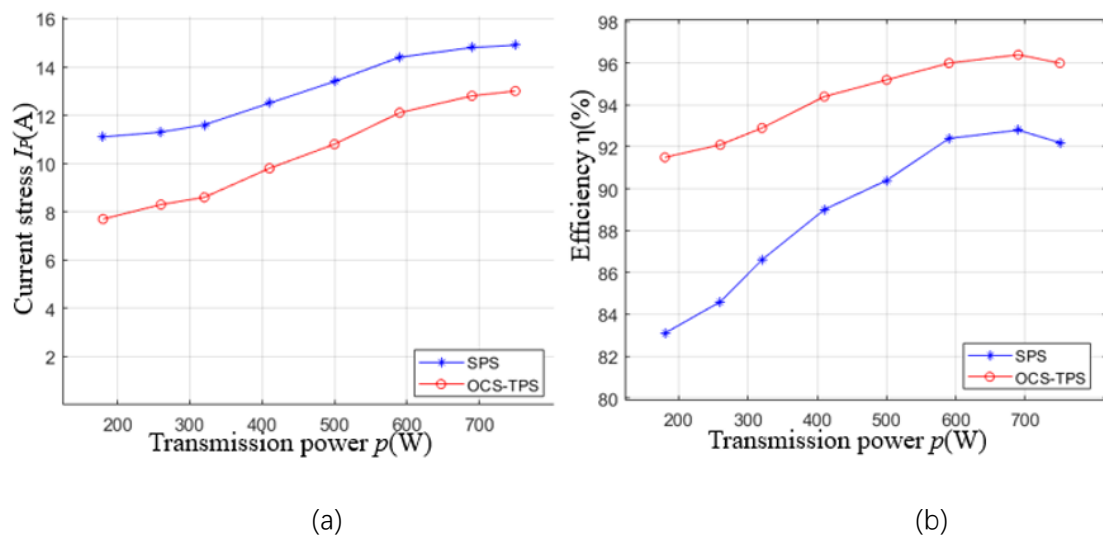


图 9 $k=1.43$ 时电流应力与效率波形(a)电流应力(b)效率

升压情况下电感电流应力与效率验证:

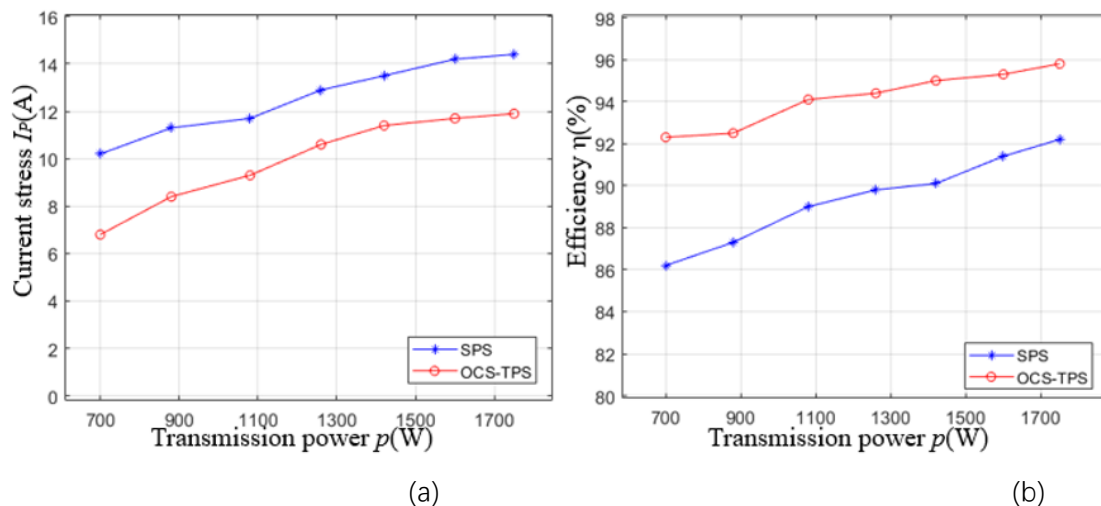


图 10 $k=0.71$ 时电流应力与效率波形(a)电流应力(b)效率

半实物实验与实物实验结果均与理论分析一致，所提 OCS-TPS 优化控制策略在高低功率段均能实现开关管的 ZVS；与传统 SPS 控制相比，OCS-TPS 控制策略能够有效的降低电流应力，提升变换器的工作效率，在降压时系统最高效率达 96.4%，在升压时系统最高效率达 95.8%，验证了所提优化策略的在实现开关管 ZVS 及降低电流应力，提升变换器运行效率的有效性。