DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2025.5.1 **中图分类号**：TM46 **文献标志码**：A

串联谐振型 DAB 变换器回流功率及损耗优化策略

李 宁[1](中国电源学会会员)，杨家林[1]，田博文[1,2]，李 洁[1]，张 岩[3]
(1.西安理工大学电气工程学院，西安 710043；2.西安市供电局，西安 710000；3.西安交通大学电气工程学院，西安 710048)

摘要：以串联谐振型 DAB 变换器 SRDAB(series resonant DAB)为研究对象，针对在移相调制策略下SRDAB变换器运行效率的问题，提出 1 种回流功率减小的效率优化策略。首先，在移相调制下建立SRDAB 变换器传输效率的数学模型，推导出变换器工作时回流功率的数学表达式，得出影响变换器回流功率的参数。其次，计算变换器运行时产生的暂态损耗与通态损耗数学表达式，构建变换器运行效率数学模型，得出移相比和开关频率与谐振频率之比二者与变换器效率的关系，进而优化这 2 个关键参数使运行效率提升。最后，通过搭建仿真和实验电路验证了效率优化策略的正确性和有效性。

关键词：串联谐振型 DAB 变换器；损耗计算；效率优化；功率回流

Optimization Strategy of Power Return and Loss for Series Resonant DAB Converter

LI Ning[1], *Member, CPSS*, YANG Jialin[1], TIAN Bowen[1,2], LI Jie[1], ZHANG Yan[3]
(1. School of Electrical Engineering, Xi'an University of Technology, Xi'an 710043, China; 2. Xi'an Power Supply Bureau, Xi'an 710000, China; 3. School of Electrical Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710048, China)

Abstract: A series resonant DAB converter (SRDAB) is taken as the research object in this paper, and an efficiency optimization strategy for reducing the power return is proposed to improve the converter's operation efficiency under the phase shift modulation strategy. First, a mathematical model of the transmission efficiency of SRDAB is established under phase shift modulation, the mathematical expression for power return during its operation is derived, and the parameters that affect the power return are obtained. Second, the mathematical expressions for the transient and on-state losses generated during the operation of the converter are formulated, a mathematical model for its operation efficiency is constructed, and the relationship of its efficiency with the phase shift ratio and the ratio of switching frequency to resonant frequency is obtained, thus optimizing the two key parameters to further improve the operation efficiency. Finally, the correctness and effectiveness of the proposed efficiency optimization strategy were verified by performing simulations and building experimental circuits.

Keywords: Series resonant DAB (SRDAB) converter; loss calculation; efficiency optimization; power return

收稿日期：2023-02-08；**修回日期**：2023-03-29；**录用日期**：2023-04-13；**网络首发日期**：2023-06-19
基金项目：国家自然科学基金资助项目(52177193)；陕西省重点研发计划资助项目(2022GY-182)
This work is supported by National Natural Science Foundation of China under the grant 52177193, and Key Research and Development Program of Shaanxi Province under the grant 2022GY-182

串联谐振型 DAB 变换器 SRDAB(series resonant DAB)是连接储能装置与能量接口的一条重要桥梁[1]。作为一种广泛被使用的电力电子变换器，SRDAB 促进电力系统中电能的产生和消纳之间的关系更加平衡，有效隔离电源与负载，使电路运行更加安全[2-4]，因此常常广泛应用于电动汽车、新能源中的储能系统等场合[5-6]。

然而 SRDAB 变换器由于功率开关管数量较多以及控制方法的特殊性，功率回流及器件损耗问题影响其传输效率。近年来，许多学者对 SRDAB 变换器的效率提升方法进行了研究，取得了一些研究成果。文献[7]首先提出了 SRDAB，因为创新性地在 DAB 变换器上串联了谐振电容，使其具备了开关损耗低、方便控制等优点，同时也分析并论证了电流应力、电压应力受到不同系统参数的影响，但在低载工况下较大的回流功率成为其最大问题；文献[8]以归一化形式对 SRDAB 进行功率损耗分析，推导出了双向功率传输、储能电流、变换器效率和 ZVS 标准的特性方程以便提升效率，但是未对回流功率进行优化；文献[9]在文献[8]研究的基础上，提出了扩展移相调制策略，该调制方式扩大了变换器的软开关范围，提高了变换器的输出效率，同时电流应力也有了进一步的减小；文献[10]在 SRDAB 基础上对其进行改进，提出了三电平改进型串并联双向隔离直流-直流谐振变换器 TL-MSPBRC(three-level modified series-parallel bidirectional isolated DC-DC resonant converter)，形成了改进的串并联谐振回路，因此在宽负载条件下，转换器的性能得到了提高，同时由于初级和次级桥中功率开关的软开关能力，该转换器在充电和放电过程中具有高转换效率，但因其多了一对并联谐振电感电容，增大装置体积和成本，功率密度未能得到很大的提升；文献[11]建立了 SRDAB 变换器的损耗模型，通过对该模型电路的硬件参数进行优化从而减小功率损耗，但只能用于单位电压增益场景；文献[12]基于基本近似法设计 SRDAB 的控制方法，可以得出消除回流的 f_s、初级占空比 D_p、次级占空比 D_s 和初级、次级之间移相 j 的复杂闭环解决方案，然而当开关频率远离谐振频率或占空比远小于 0.5 时，基本不能准确描述变换器的特性。由上述文献可以看出，虽然减小了高频变压器的体积与制作成本，提高了变换器的功率传输效率，但同时控制策略的复杂度急剧增加，而且软开关范围也会受到影响，且开关管较多，其电磁干扰噪声也相对较大。

本文针对 SRDAB 变换器，提出考虑损耗和功率回流的 SRDAB 变换器效率优化策略，选择合适的系统参数以减小回流功率及变换器损耗来提升变换器效率，改善现有调制策略的复杂性、SRDAB 变换器双向传递性的缺失和成本高等问题，以较高的性价比提升变换器效率。

1 SRDAB 变换器的功率回流及损耗分析

1.1 SRDAB 变换器的回流功率分析

SRDAB 变换器主电路拓扑结构如图 1 所示。串联谐振型 DAB 变换器工作波形如图 2 所示，图 2 中：d 为移相角；T 为半个工频周期；ω_s 为角频率。SRDAB 电路在稳定工作时，根据图 2 的脉冲时序可知共存在 6 个工作阶段，每个阶段的换流过程如下。

SRDAB 电路在进行功率传输时，在某些阶段由于二极管的续流和桥口电压方向变化，使得桥口

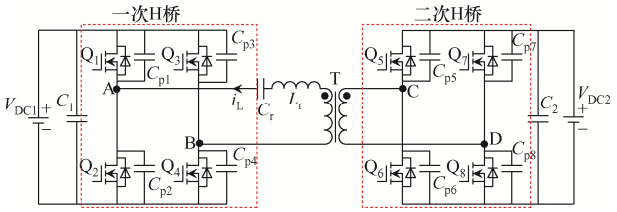


图 1 SRDAB 变换器主电路拓扑结构

Fig. 1 Main circuit topology of SRDAB converter

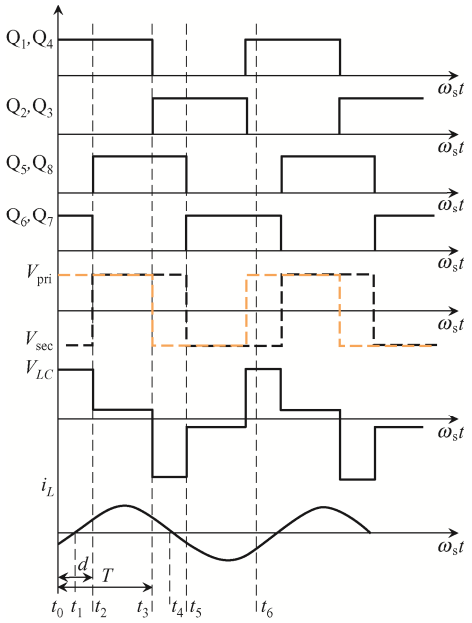


图 2 串联谐振型 DAB 变换器工作波形

Fig. 2 Working waveforms of SRDAB converter

电压与通过的电流出现极性不同的情况，便形成了一定的功率回流现象。本文根据现有的回流功率公式推导得到回流功率公式。定义流回电源第一 H 桥交流电压 V_{AB} 与电感电流 $i_L(t)$ 形成的负功率为变换器的一次侧回流功率 P_{H1}；定义流回电源的第二 H 桥交流电压 V_{CD} 与电感电流 $i_L(t)$ 形成的负功率为变换器的二次侧回流功率 P_{H2}。因此，根据基本功率公式可以求得 H 桥的回流功率为

$$P_{H1}=\frac{1}{\pi}\int_{t_0}^{t_1}V_{AB}(\omega_s t)i_L(\omega_s t)\mathrm{d}(\omega_s t)=\frac{FV_{AB}^2}{\pi Z_r\cos\left(\frac{\pi}{2F}\right)}\left[\sqrt{1+K^2+2K\cos\left(\frac{\pi-d}{F}\right)}-\cos\left(\frac{\pi}{2F}\right)-K\cos\left(\frac{\pi-2d}{2F}\right)\right] \tag{1}$$

$$P_{H2}=\frac{1}{\pi}\int_{t_1}^{t_2}V_{CD}(\omega_s t)i_L(\omega_s t)\mathrm{d}(\omega_s t)=\frac{FKV_{CD}^2}{\pi Z_r\cos\left(\frac{\pi}{2F}\right)}\left[\sqrt{1+K^2+2K\cos\left(\frac{\pi-d}{F}\right)}-K\cos\left(\frac{\pi}{2F}\right)-\cos\left(\frac{\pi-2d}{2F}\right)\right] \tag{2}$$

式中：F 为开关频率与谐振频率之比；K 为变压器的电压转换系数；Z_r 为特性阻抗。

SRDAB 变换器第一 H 桥和第二 H 桥功率之和为 SRDAB 变换器的回流功率 P_H，表达式为

$$P_H=P_{H1}+P_{H2}=\frac{FV_{AB}^2}{\pi Z_r\cos\left(\frac{\pi}{2F}\right)}\cdot\left[(K+1)\sqrt{1+K^2+2K\cos\left(\frac{\pi-d}{F}\right)}-(K^2+1)\cos\left(\frac{\pi}{2F}\right)-2K\cos\left(\frac{\pi-2d}{2F}\right)\right] \tag{3}$$

SRDAB 变换器的回流功率与变压器的电压转换系数 K、移相角 d 和开关频率与谐振频率的比值 F 有关，探究上述因素对回流功率的影响对提高变换器运行效率是至关重要的。第 2 节将详细分析 K、d 和 F 对回流功率的影响。

1.2 SRDAB 变换器损耗分析

1.2.1　变换器开关损耗计算

在 SRDAB 变换器工作过程中，开关损耗是影响 SRDAB 变换器运行效率的重要因素，因此研究 SRDAB 变换器的工作时序对于降低开关损耗有重要重义。触发脉冲时序如图 2 所示。变换器的开关损耗主要受开关频率、开关管材料、开通和关断时流过功率开关管的电流和加在开关管两端电压等因素的影响，选取 V_C 为状态变量，利用开关损耗原理对 MOSFET 的开通损耗 P_{open} 和关断损耗 P_{close} 进行计算，可得

$$P_{open}=\frac{V_{AB}^2 f_r F}{2Z_r}\left\{K\sin\left(\frac{d}{F}\right)+\left[1-K\cos\left(\frac{d}{F}\right)\right]\tan\left(\frac{\pi}{2F}\right)\right\}\cdot(T_{1.open}+T_{2.open}) \tag{4}$$

$$P_{close}=\frac{1}{2}V_{close}Ff_r\left[i(d)\cos\left(\frac{T-d}{F}\right)+\frac{V_{AB}-nV_{CD}-V_C(d)}{Z_r}\right]\sin\left(\frac{T-d}{F}\right)\cdot(T_{1.clsoe}+T_{2.close}) \tag{5}$$

式中：V_{open} 和 V_{close} 分别为 MOSFET 开通和关断时的电压；i 为关断电流；$T_{1.open}$、$T_{1.close}$ 和 $T_{2.open}$、$T_{2.close}$ 为 MOSFET 开关管开通和关断时到米勒平台的时间；f_r 为谐振频率；n 为变压器变比。

1.2.2　变换器通态损耗计算

SRDAB 变换器运行过程中，会产生通态损耗。当二极管处于导通状态时，会呈现出一个微小的电阻特性，伴随流过二极管的电流，从而产生一定的导通损耗，此时回流功率也会产生损耗，利用基本功率求解公式求通态损耗。在一个周期内，变换器单个反并联二极管通态损耗为

$$P_1=\frac{1}{2\pi}\int_{t_0}^{t_1}V_D i(t)\mathrm{d}t=\frac{V_D}{2\pi}\int_{t_0}^{t_1}\left[i(t_0)\cos\left(\frac{\omega_s t}{F}\right)\sin\left(\frac{\omega_s t}{F}\right)+\frac{V_{AB}+nV_{CD}-V_C(t_0)}{Z_r}\sin\left(\frac{\omega_s t}{F}\right)\right]\mathrm{d}t \tag{6}$$

式中，V_D 为反并联二极管的通态压降。

SRDAB 变换器稳定运行时，功率开关管也会产生压降，开关管稳定导通时段为 t_1~t_3，在此时段内产生通态损耗。除此之外，导通损耗还会受流过开关管电流的影响。根据电流波形的对称性，则可算出变换器单个开关器件的总导通损耗 P_2 为

$$P_2=\frac{1}{2\pi}\int_{t_1}^{t_3}V_{\mathrm{F}}i(t)\mathrm{d}t=\frac{1}{2\pi}\left[\int_{t_1}^{t_2}V_{\mathrm{F}}i(t)\mathrm{d}t+\int_{t_2}^{t_3}V_{\mathrm{F}}i(t)\mathrm{d}t\right]=\frac{V_{\mathrm{F}}}{2\pi}\left\{\int_{t_1}^{t_2}\left[i(t_0)\cos\left(\frac{\omega_{\mathrm{s}}t}{F}\right)\cdot\sin\left(\frac{\omega_{\mathrm{s}}t}{F}\right)+\frac{V_{\mathrm{AB}}+nV_{\mathrm{CD}}-V_{\mathrm{C}}(t_0)}{Z_{\mathrm{r}}}\sin\left(\frac{\omega_{\mathrm{s}}t}{F}\right)\right]\mathrm{d}t+\int_{t_1}^{t_2}\left[i(d)\cos\left(\frac{\omega_{\mathrm{s}}t-d}{F}\right)\sin\left(\frac{\omega_{\mathrm{s}}t-d}{F}\right)+\frac{V_{\mathrm{AB}}-nV_{\mathrm{CD}}-V_{\mathrm{C}}(t_0)}{Z_{\mathrm{r}}}\sin\left(\frac{\omega_{\mathrm{s}}t-d}{F}\right)\right]\mathrm{d}t\right\} \tag{7}$$

式中，V_{F}为功率开关管的通态压降。

根据变换器损耗的定义，变换器总损耗P_{loss}为

$$P_{\mathrm{loss}}=P_{\mathrm{open}}+P_{\mathrm{close}}+P_1+P_2 \tag{8}$$

2 SRDAB 变换器效率优化策略

2.1 回流功率特性分析

根据第 1 节对回流功率的推导，可以发现 F、d 和 P_{H} 三者存在一定的关系，因此，合理设计 F 和 d 可以达到减小回流功率、提升效率的作用。

通过回流功率的公式可以发现，K、F 和 d 对系统的效率有一定影响，为了符合现实条件以免影响系统效率和系统设计，在选择合适的 F、d 参数时，要考虑 K 的选择，因此，本节对考虑电压转换系数 K 的条件下的回流功率公式进行了进一步推导。首先，求回流功率关于 K 和 d 的极值，对 K 和 d 求偏导，得

$$\begin{cases}\dfrac{\partial P_{\mathrm{H}}}{\partial K}=-FV_{\mathrm{AB}}^2\left\{2\cos\left(\dfrac{2d-\pi}{2F}\right)+2K\cos\left(\dfrac{\pi}{2F}\right)-\left[W-\left(2K+2\cos\left(\dfrac{d-\pi}{F}\right)\right)\dfrac{(K+1)}{2W}\right]\Big/\left[Z_{\mathrm{r}}\pi\cos\left(\dfrac{\pi}{2F}\right)'\right]\right\}\\ \dfrac{\partial P_{\mathrm{H}}}{\partial d}=FV_{\mathrm{AB}}^2\left[\dfrac{2K}{F}\sin\left(\dfrac{2d-\pi}{2F}\right)-\dfrac{K}{FW}\cdot\sin\left(\dfrac{d-\pi}{F}\right)(K+1)\right]\Big/\left[Z_{\mathrm{r}}\pi\cos\left(\dfrac{\pi}{2F}\right)'\right]\\ W=\sqrt{K^2+2\cos\left(\dfrac{d-\pi}{F}\right)K+1}\end{cases} \tag{9}$$

其次，选择 K 和 d 的合理范围为：$K\in(0.8, 1.2)$，$d\in(0, \pi/2)$。令 2 个偏导数为 0，则可以得到极值点不在合理范围内。最后，根据式(3)建立不同移相比 d 和不同电压转换系数 K 与变换器的回流功率关系，如图 3 所示。图中便捷且更加清晰地反映出 K 和 d 对变换器回流功率的影响，同时选择了合适的参数。

为保证 SRDAB 变换器有良好的输出特性，以 F=1.29 和特性阻抗 Z_{r}=15.5 的工况为例进行说明。图 3 中，曲线相交的点即为不同参数下回流功率的大小。在同一负载条件下，不同电压转换系数 K 对变换器回流功率同样具有影响。若 $K\neq1$，变换器的功率回流会显著增大，使系统输出效率降低。所以，应使 SRDAB 变换器尽量工作在 K=1 的工况下。当 K=1 时，随着移相比 d 的逐渐增大，SRDAB 变换器的回流功率一直增加，即变换器传输功率越大，产生的回流功率也就越多。

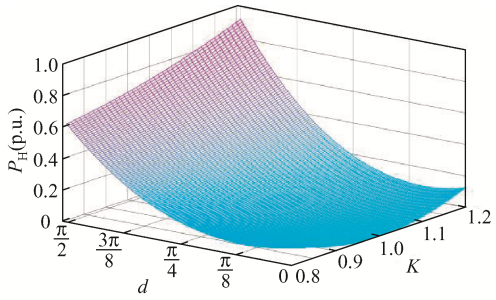


图 3 不同电压转换系数 K 和移相比 d 与回流功率关系

Fig. 3 Relationship among voltage conversion factor K, phase shift ratio d and power return

同理，对考虑电压转换系数 K 的条件下的回流功率公式进行进一步推导，求解回流功率 P_{H} 关于 K 和 F 的极值，则有

$$\begin{cases}\dfrac{\partial P_{\mathrm{H}}}{\partial K}=-FV_{\mathrm{AB}}^2\left[2\cos\left(\dfrac{2d-\pi}{2F}\right)+2K\cos\left(\dfrac{\pi}{2F}\right)-\left(W-\left(2K+2\cos\left(\dfrac{d-\pi}{F}\right)\right)\dfrac{(K+1)}{2W}\right)\Big/\left[Z_{\mathrm{r}}\pi\cos\left(\dfrac{\pi}{2F}\right)'\right]\right]\end{cases} \tag{10}$$

$$\begin{cases}\dfrac{\partial P_{\mathrm{H}}}{\partial F}=V_{\mathrm{AB}}^2\sin\left(\dfrac{\pi}{2F}\right)\left[\cos\left(\dfrac{\pi}{2F}\right)(K^2+1)+\right.\\ \left.2K\cos\left(\dfrac{2d-\pi}{2F}\right)-(K+1)W\right]\Bigg/\\ \left[2FZ_{\mathrm{r}}\cos\left(\dfrac{\pi}{2F}\right)^2\right]-FV_{\mathrm{AB}}^2\left[\pi\sin\left(\dfrac{\pi}{2F}\right)\dfrac{(K^2+1)}{2F^2}+\right.\\ K\sin\left(\dfrac{2d-\pi}{2F}\right)\dfrac{(2d-\pi)}{F^2}-\dfrac{K}{F^2W}\sin\left(\dfrac{d-\pi}{F}\right)\cdot\\ \left.(d-\pi)(K+1)\right]\Bigg/\left[Z_{\mathrm{r}}\pi\cos\left(\dfrac{\pi}{2F}\right)\right]-\\ V_{\mathrm{AB}}^2\left[\cos\left(\dfrac{\pi}{2F}\right)(K^2+1)+2K\cos\left(\dfrac{2d-\pi}{2F}\right)-\right.\\ \left.(K+1)W\right]\Bigg/\left[Z_{\mathrm{r}}\pi\cos\left(\dfrac{\pi}{2F}\right)'\right]\end{cases}\tag{11}$$

令 2 个偏导数为 0，发现当 K=1 时具有最小回流功率，且 F 的极值点出现在无穷远处，不符合实际情况，而 K 的关系与上文提到的相同。因此，绘制了不同电压转换系数 K、开关频率与谐振频率之比 F 与变换器回流功率的关系，如图 4 所示。由图 4 可以看出，F 越大，产生的回流功率越小。

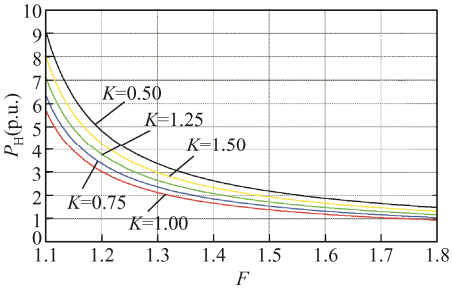


图 4　不同电压转换系数 K 下，开关频率与谐振频率之比 F 与回流功率关系

Fig. 4 Ratio of switching frequency to resonant frequency F versus power return under different values of voltage conversion factor K

根据上述分析，为了减小变换器的回流功率，在进行参数选择时，应选择较大的开关频率与谐振频率之比，并且让 SRDAB 变换器工作在轻载条件下，尽量使变换器电压转换系数为 1。根据上述选择，可以使得变换器获得最小的回流功率。

2.2　变换器损耗特性分析

对于损耗功率的分析，采取同回流功率一样的分析方式，对式(8)求其极限并建立 SRDAB 变换器损耗函数三维图，如图 5 所示可以看出 SRDAB 变换器的损耗与变换器移相比 d 和开关频率与谐振频率之比 F 有关。

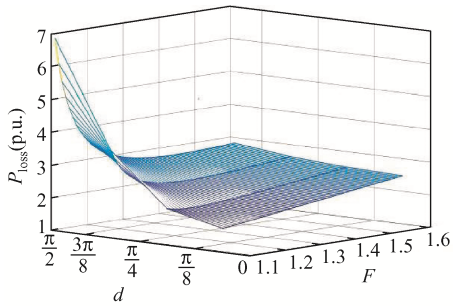


图 5　SRDAB 变换器损耗函数三维图

Fig. 5 Three-dimensional diagram of loss function of SRDAB

由图 5 可以看出，SRDAB 变换器的开关损耗与通态损耗随着 d 的增大而增大，而随着 F 的增大而减小。最不利的情况就是，当变换器工作在 d=π/2 且开关频率与谐振频率相差不大时，SRDAB 变换器的开关损耗和通态损耗达到最大值。当仅考虑开关损耗和通态损耗，变换器额定运行，即 d=π/2、F=1.29 时，计算得到理论上 SRDAB 变换器的损耗为 3.5 W，输出效率可以达到 98.3%。

结合上述对变换器回流功率特性和损耗功率特性的分析，同时考虑回流功率与损耗功率，寻找合适的参数就可以大大提升 SRDAB 变换器的效率，摒弃了仅考虑单一策略的弊病。经理论分析可以发现，移相比 d 与回流功率 P_{H} 和损耗功率 P_{loss} 成反比，开关频率与谐振频率比值 F 与回流功率 P_{H} 和损耗功率 P_{loss} 成正比，所以最优参数为：d=π/2、F=1.29。当系统参数为最优参数时，整个 SRDAB 变换器的损耗功率最小，同时，回流功率也大大减小，从 2 个方面将效率优化。

3　仿真与实验

3.1　仿真分析

在 Simulink 中搭建了本文设计的 SRDAB 变换

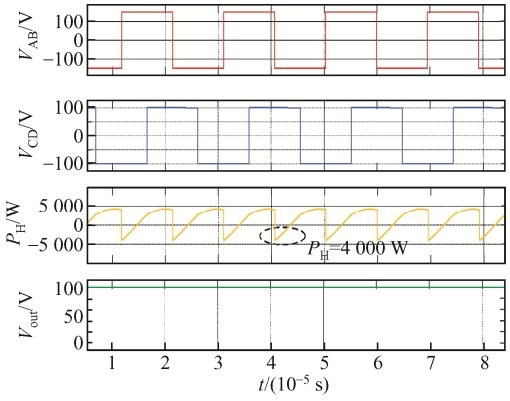
器仿真模型，其具体参数见表 1。

表 1 串联谐振型变换器关键仿真参数

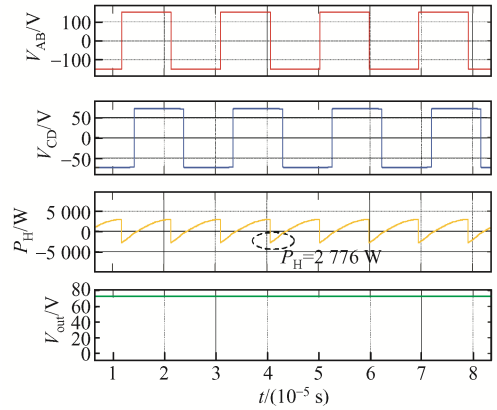
Tab. 1 Key simulation parameters of series resonant converter

参数	数值	参数	数值
V_{DC}/V	150	C_1,C_2/μF	2 000
f_s/kHz	50	L_r/μH	58
f_r/Hz	38.8	C_r/μF	0.2

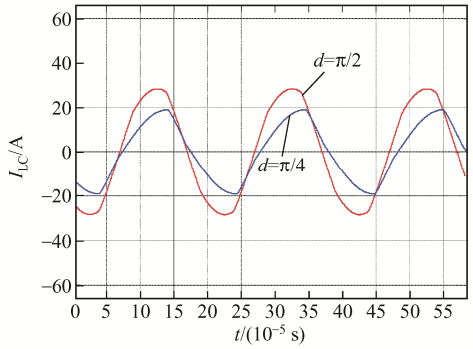
变换器桥口电压、输出电压、回流功率和谐振电流波形如图 6 所示。



(a) d=π/2时回流功率与输出电压



(b) d=π/4时回流功率与输出电压



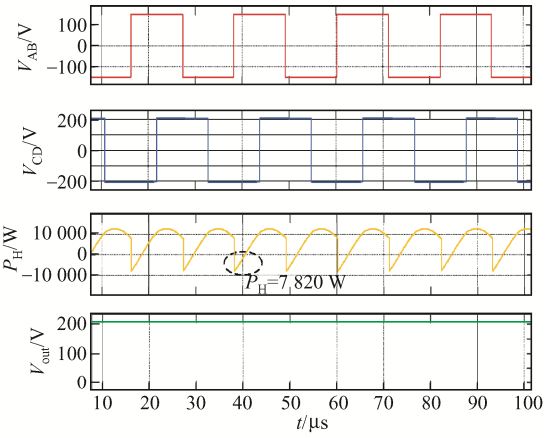
(c) 不同移相比下谐振电流

图 6 不同移相比下回流功率与输出电压和谐振电流波形

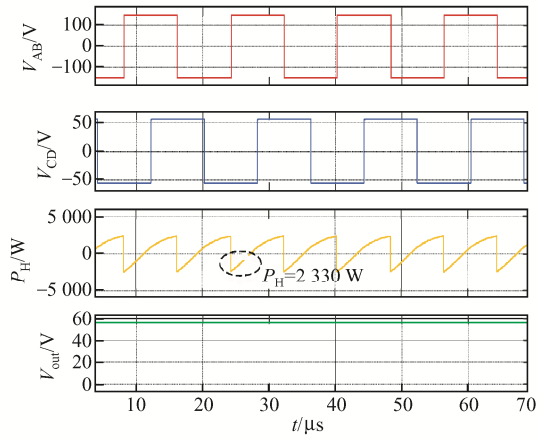
Fig. 6 Waveforms of power return, output voltage and resonant current at different phase shift ratios

由图中可以看出，当移相比 d=π/2 时，V_{AB}、V_{CD} 的相位差为 π/2，对应 SRDAB 变换器的额定工作状态，其输出电压为 100 V。此工作状态下，谐振电流的正弦度更好，变换器在额定工作时其谐振电流也相对较大，导致其回流功率也相对较大，其峰值达到了 4 000 W。而当移相比 d=π/4 时，变换器工作在轻载状况，其输出电压降到了 72.5 V，对应的谐振电流也降到了 18.5 A。在此工况下，其回流功率大大减小，幅值仅为 2 776 W，也证明了理论分析中回流功率随着移相比 d 的减小而减小。

为了验证同一移相比条件下不同 F 对 SRDAB 变换器回流功率的影响，对不同 F 下变换器的回流功率和输出电压进行验证，所得结果如图 7 所示。



(a) F=1.15时



(b) F=1.50时

图 7 不同 F 下 SRDAB 变换器回流功率与输出电压波形

Fig. 7 Waveforms of power return and output voltage of SRDAB under different values of F

由图 7 可得，不同 F 对变换器输出电压和回流功率影响不同。当 F 较小为 1.15 时，变换器输出

能力增加，输出电压可以达到 200 V，同时，SRDAB 变换器的回流功率也大大增加，峰值为 7 820 W；当 F=1.50 时，输出电压大大降低，其值为 57.5 V，此时 SRDAB 变换器回流功率也较小，峰值仅为 2 330 W；而额定运行即 F=1.29 时，如图 6(a)所示回流功率峰值为 4 000 W。

3.2 实验分析

为验证理论分析与仿真得出的结论，对 SRDAB 变换器的回流功率进行实验验证。SRDAB 变换器桥口电压、回流功率、谐振电流实验波形如图 8 所示。

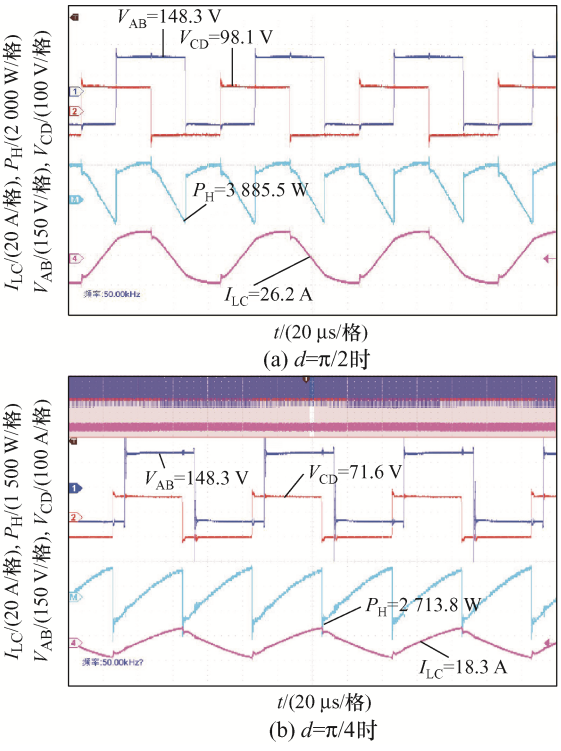


图 8　不同移相比下回流功率与输出电压波形

Fig. 8 Waveforms of power return and output voltage at different phase shift ratios

从 8(a)中可以看到，当开关频率 f_s=50 kHz、移相比 d=π/2 时，SRDAB 变换器的回流功率峰值达到 3 885.5 W。由 8(b)，当 f_s=50 kHz、d=π/4 时，变换器回流功率幅值为 2 713.8 W。与仿真结果分别存在 114.5 W 和 62.2 W 的误差，是由于电路中存在损耗，功率开关管的寄生参数及测量干扰的影响导致了上述误差的存在，但这并不影响 SRDAB 变换器的整体输出性能。

当 f_s=60 kHz，即 F=1.54、d=π/2 时，SRDAB 变换器的回流功率及输出电压如图 9 所示。

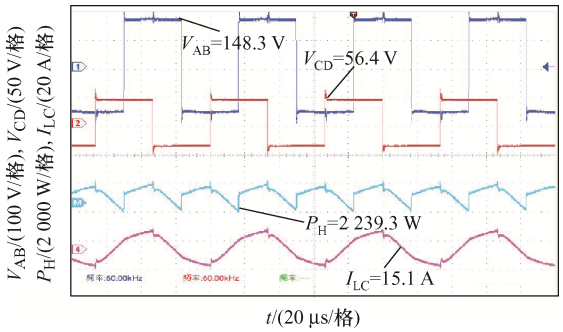


图 9　F=1.54、d=π/2 时回流功率与输出电压波形

Fig. 9 Waveforms of power return and output voltage when F=1.54 and d=π/2

对比图 8(a)和图 9 可得，当移相比 d 相同时，F 对 SRDAB 变换器的回流功率和输出电压影响较大，当 F=1.54 时，变换器的回流功率峰值达到 2 239.3 W，与仿真结果相差 90.7 W。仿真和实验下不同参数对比见表 2。

表 2　不同参数对比

Tab. 2 Comparison of different parameters

条件	参数	仿真数值	实验数值
d=π/2，f_s=50 kHz	谐振电流峰值/A	26.7	26.2
	一次电压峰值/V	150.0	148.3
	回流功率峰值/W	4 000.0	3 885.5
	输出电压峰值/V	100.0	98.1
d=π/4，f_s=50 kHz	谐振电流峰值/A	18.5	18.3
	一次电压峰值/V	150.0	148.3
	回流功率峰值/W	2 776.0	2 713.8
	输出电压峰值/V	72.5	71.6
d=π/2，f_s=60 kHz	谐振电流峰值/A	15.5	15.1
	一次电压峰值/V	150.0	148.3
	回流功率峰值/W	2 330.0	2 239.3
	输出电压峰值/V	57.5	56.4

仿真与实验存在些许误差，其主要原因是实验中存在寄生电容、寄生电阻等，造成部分电能损耗，但其结果基本与仿真一致。使用和未使用本文优化策略的效率曲线对比如图 10 所示，可见在使用优化策略后，效率整体提升。

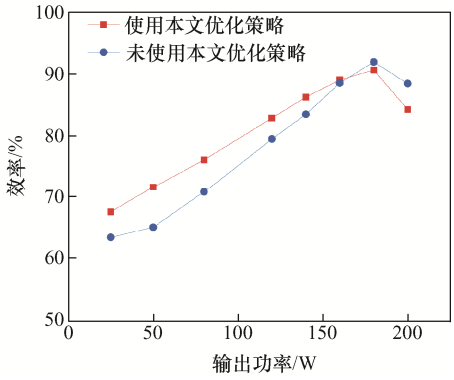


图 10 使用和未使用本文优化策略的效率曲线对比

Fig. 10 Comparison of efficiency curves before and after the use of proposed optimization strategy

4 结论

本文针对 SRDAB 变换器系统地提出了有效降低变换器回流功率和损耗的调制策略。利用该变换器的移相比、开关频率与谐振频率之比等参数，分析了变换器回流功率及变换器损耗，并证明了该调制策略对于减小回流功率和损耗，提高变换器的运行效率有着显著作用。结论如下：

(1)本文给出了 SRDAB 变换器的回流功率、开关损耗与通态损耗的计算方法，便于比较本文提出的调制策略对效率提升的优势。

(2)通过推导回流功率的公式，系统分析了电压转换系数 K、开关频率与谐振频率之比 F 和移相比 d 对变换器回流功率的影响，以优化系统的回流功率为目标，分析系统参数对回流功率的影响，提出系统回流功率最小时的系统参数选择依据。

(3)针对 SRDAB 变换器的损耗，分析并验证了变换器损耗与其移相比和开关频率与谐振频率之比的关系。

参考文献：

[1] 王仁龙, 李永建, 李珊瑚, 等. 双有源桥变换器电流应力优化的双重移相调制方式[J]. 电源学报, 2023, 21(1): 35-44.
Wang Renlong, Li Yongjian, Li Shanhu, et al. Improved dual phase-shift modulation mode based on current stress optimization of dual active bridge DC-DC converter [J]. Journal of Power Supply, 2023, 21(1): 35-44. (in Chinese)

[2] Li Xiaodong, Bhat A K S. Analysis and design of high-frequency isolated dual-bridge series resonant DC/DC converter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25(4): 850-862.

[3] Kundu U, Pant B, Sikder S, et al. Frequency domain analysis and optimal design of isolated bidirectional series resonant converter [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2018, 54(1): 356-366.

[4] 余伟臣, 高明, 干方宇, 等. 基于组合双重移相的双有源桥 DC-DC 变换器电流应力优化控制[J]. 电源学报, 2025, 23(2): 21-30.
Yu Weichen, Gao Ming, Gan Fangyu, et al. Optimal control of current stress of dual-active-bridge DC-DC converter based on combined dual-phase-shifting [J]. Journal of Power Supply, 2025, 23(2): 21-30. (in Chinese)

[5] Bal S, Yelaverthi D B, Rathore A K, et al. Improved modulation strategy using dual phase shift modulation for active commutated current-fed dual active bridge [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(9): 7359-7375.

[6] 关维德, 李涛, 钟健, 等. 电机控制器直流侧前置双有源桥 DC-DC 变换器的模型预测与应力优化混合控制[J]. 电工技术学报, 2024, 39(12): 3787-3801.
Guan Weide, Li Tao, Zhong Jian, et al. Hybrid control of model pre-diction and current stress optimization for dual active bridge DC-DC converter in motor drive systems [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(12): 3787-3801. (in Chinese)

[7] Merlin Mary N J, Sathyan S, Suryawanshi H M. A three-level resonant DAB converter featuring minimized circulating losses for EV battery charging [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(8): 7879-7890.

[8] 申笑林, 王玲, 安峰. 轻载下双有源桥变换器零电流开关调制技术[J]. 电力电子技术, 2020, 54(8): 89-91, 123.
Shen Xiaolin, Wang Ling, An Feng. Zero current switching modulation technology of dual active bridge converter under light load [J]. Power Electronics, 2020, 54(8): 89-91, 123. (in Chinese)

[9] Yaqoob M, Loo K H, Lai Y M. A four-degrees-of-

freedom modulation strategy for dual-active-bridge series-resonant converter designed for total loss minimization [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(2): 1065-1081.

[10] Han Weijian, Corradini L. General closed-form ZVS analysis of dual-bridge series resonant DC-DC converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(9): 9289-9302.

[11] 李婧, 袁立强, 谷庆, 等. 一种基于损耗模型的双有源桥 DC-DC 变换器效率优化方法[J]. 电工技术学报, 2017, 32(14): 66-76.
Li Jing, Yuan Liqiang, Gu Qing, et al. An efficiency optimization method in dual active bridge DC-DC converter based on loss model [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(14): 66-76. (in Chinese)

[12] 常春阳, 曹伟. 微电网双向 DC-DC 变换器全负载效率优化研究[J]. 电气传动, 2019, 49(3): 66-71.
Chang Chunyang, Cao Wei. Research on optimization efficiency of full load range for bidirectional DC-DC converter for microgrid [J]. Electric Drive, 2019, 49(3): 66-71. (in Chinese)



李宁

作者简介：

李宁(1983—　)，男，中国电源学会会员，通信作者，博士，副教授。研究方向：电力电子化的电力系统及其控制。E-mail：lining83@xaut.edu.cn。

杨家林(1997—　)，男，硕士研究生。研究方向：电力电子 DC/DC 变换器和新型逆变器。E-mail：1152644543@qq.com。

田博文(1996—　)，男，硕士，工程师。研究方向：电磁干扰及谐波优化。E-mail：390855802@qq.com。

李洁(1976—　)，女，博士，教授。研究方向：高效率交流电机驱动技术。E-mail：lijie@xaut.edu.cn。

张岩(1983—　)，男，博士，副教授。研究方向：电力电子装置及其控制。E-mail：zhangyanjtu@xjtu.edu.cn。

(责任编辑：陈国珍)