DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2026.8.54 **中图分类号**：TM46 **文献标志码**：A

基于超螺旋滑模控制的双有源桥 DC-DC 变换器全局回流功率优化研究

钟 健，关维德(中国电源学会会员)，陆俊杰，蒋配玲，王旭红，夏向阳
(长沙理工大学电气与信息工程学院，长沙 410114)

摘要：针对双有源桥 DAB(dual active bridge)变换器在单移相调制下回流功率较大的问题，提出一种基于双重移相调制和超螺旋滑模控制的全局回流功率优化方案。首先，分析双有源桥变换器在双重移相调制下的 4 种工作模式特性，建立数学模型并推导出变换器传输功率和回流功率计算公式；然后，对 4 种工作模式分别进行回流功率优化分析，获得全局模式下产生回流功率最小的最佳移相比组合；接着，基于双有源桥变换器的降阶模型引入超螺旋滑模控制算法，进一步提高系统的静态和动态性能；最后，基于 OPAL-RT 的 OP4512 半实物仿真平台进行实验对比，结果验证了所提优化方案的有效性。

关键词：双有源桥变换器；双重移相控制；回流功率；全局模式

Research on Global Backflow Power Optimization of Dual Active Bridge DC-DC Converter Based on Super Twisting Sliding Mode Control

ZHONG Jian, GUAN Weide, *Member*, *CPSS*, LU Junjie, JIANG Peiling, WANG Xuhong, XIA Xiangyang
(School of Electrical and Information Engineering, Changsha University of Science and Technology, Changsha 410114, China)

Abstract: Aimed at the problem of high backflow power in dual active bridge (DAB) converters under single phase shift modulation, a global backflow power optimization scheme based on dual phase shift modulation and super twisting sliding mode control is proposed. First, the characteristics of a DAB converter in four working modes under dual phase shift modulation are analyzed, a mathematical model is established, and the calculation formulas for the converter's transmission power and backflow power are derived. Then, an optimization analysis is performed on the backflow power in each of the four working modes, so as to obtain the optimal phase shift ratio combination that produces the minimum backflow power in the global mode. Third, a super twisting sliding mode control algorithm is introduced based on a reduced order model of the DAB converter to further improve the static and dynamic performance of the system. Finally, an experimental comparison was conducted on an OP4512 semi-physical simulation platform based on OPAL-RT, and experimental results verified the effectiveness of the proposed optimization scheme.

Keywords: Dual active bridge (DAB) converter; dual phase shift control; backflow power; global mode

当前，可再生能源发展正处于大有可为的战略机遇期。然而，可再生能源严重依赖外界环境条件，具有波动性大、随机性强的缺点。直流微电网技术[1-2]是缓解可再生能源消纳和不稳定问题的有效措施，而直流微电网建设中需要大量 DC-DC 直流变换器设备。双有源桥 DAB(dual active bridge)DC-DC 变换器具有双向功率流动、电气隔离、高功率

收稿日期：2024-07-08；**修回日期**：2024-09-05；**录用日期**：2024-09-28；**网络首发日期**：2025-01-07
基金项目：湖南省教育厅科学研究资助项目(22A0213)
This work is supported by Hunan Provincial Department of Education Scientific Research Project under the grant 22A0213

密度和易于实现零电压开关等特性[3]，逐渐成为直流微电网建设中的主流设备。

在 DAB 变换器的调制方法中，单移相 SPS (single phase shift)控制是最常用的调制方法，其工作原理为利用变压器左右两侧电压移相角的变化来调节功率传输的方向和大小[4-5]。SPS 仅具有 1 个控制自由度，虽然其控制便捷，但是缺乏灵活性，尤其当输入和输出电压比不匹配时，SPS 控制会导致变换器电流应力 CS(current stress)和回流 BF (backflow)功率激增，进而增加变换器损耗，降低传输效率。针对 SPS 控制的不足，众多学者从增加控制自由度的角度进行改进。扩展移相 EPS (extended phase shift)控制在 SPS 控制的基础上，在变压器的二次侧桥内引入额外的内移相角，可以有效降低变压器的回流功率和电流应力。文献[6]提出了一种 EPS 控制下最小回流功率的策略，通过分段优化方法计算不同模式下的最佳移相比，有效降低了回流功率；文献[7]提出了一种 EPS 控制下的 DAB 移相角优化选取方法，可以综合考虑回流功率与电流应力。然而，在 EPS 控制对功率传输的流向进行变换的过程中，往往会导致运行工况产生变化，从而增加系统的控制难度。与 EPS 不同，双重移相 DPS (dual phase shift)控制是在变压器左右两侧桥内同时增加移相角[8]。文献[9]在 DPS 控制下，通过对回流功率进行分段优化，得到了变换器在不同传输功率范围下的最优移相角，但尚未对全局进行回流功率优化；文献[10]在 DPS 控制下，考虑了全功率范围和全工作模式，构建了最小回流功率的策略，但没有进一步对动态响应性能进行优化。

在 DPS 的基础上，三重移相 TPS (triple phase shift)控制进一步扩展控制自由度[11-13]。随着控制自由度的增加，系统的灵活性随之增强，传输功率的调节范围也得到提升。但 TPS 控制具有 3 个控制自由度，导致计算分析和优化计算更为复杂，从而限制了实际应用。综合考虑计算复杂度和控制效果，本文选择 DPS 作为 DAB 变换器的调制方法。

DAB 变换器的动态响应性能由其控制策略决定。传统的比例积分 PI(proportional integral)控制实现简单，但存在参数整定困难和快速性不足的限制。相比之下，滑模控制在负载和参数变化方面具有较好的鲁棒性，适用于非线性系统控制，满足复杂多变的实际条件。因此，本文选择滑模控制作为 DAB 变换器的控制策略。文献[14]提出一种针对 DAB 变换器的超螺旋滑模控制 STSMC (super twisting sliding mode control)策略，增强了输出电压的调节能力，但仅能实现单相移相控制；文献[15]提出一种 EPS 控制下的超螺旋滑模控制策略，但缺少对 DPS 控制的全局回流功率优化。

综上，针对全工作模式的回流功率优化问题，本文提出一种 DPS 最优控制策略。首先，分析双有源桥变换器在 DPS 控制下的 4 种工作模式，获取变换器传输功率和回流功率的计算公式；然后，分别对 4 个模式进行回流功率优化，通过比较回流功率的大小，求解全局模式的最佳移相比，从而构建回流功率的全局优化策略；同时，建立双有源桥变换器的降阶模型，利用超螺旋滑模控制改进优化策略；最后，基于 OPAL-RT 的 OP4512 半实物仿真平台，将所提策略与传统优化方法进行对比实验，进一步验证提出策略的有效性。

1　DAB 变换器在 DPS 控制下的功率特性

1.1　DAB 变换器的拓扑结构

DAB 的电路拓扑结构如图 1 所示，由 2 个完全相同的全桥单元通过高频变压器相连组成，其电路内还包含辅助电感和直流支撑电容等元件。图中：全桥部分由 4 个相同的功率开关器件组成，S_1~S_4 为左边全桥，S_5~S_8 为右边全桥，每个功率开关器件需要反并联 1 个续流二极管，以便实现续流

以及软开关；T 为高频变压器，变压器的一、二次侧匝数比为 n:1；L 为变压器的漏电感和辅助电感之和；u_{i} 为输入侧电压；C_{i} 为输入侧支撑电容；u_{o} 为输出侧电压；C_{o} 为输出侧支撑电容；u_{H1}、u_{H2} 为变压器一、二次侧 H 桥的端口电压；i_L 为电感电流；i_{o} 为负载电流。

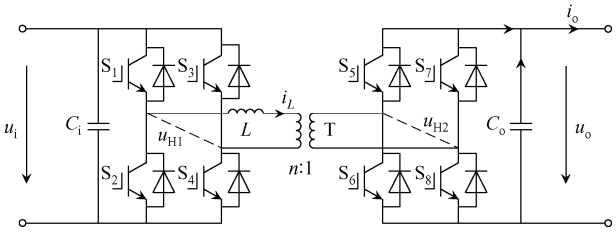


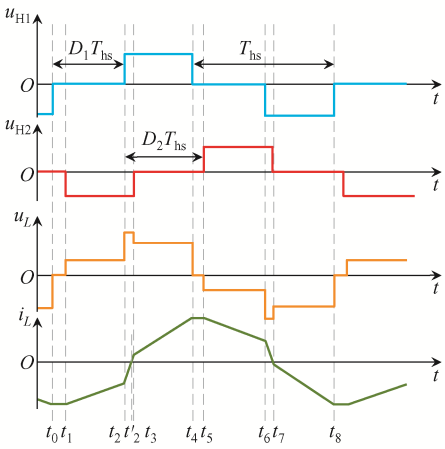
图 1 DAB 变换器拓扑

Fig. 1 Topology of DAB converter

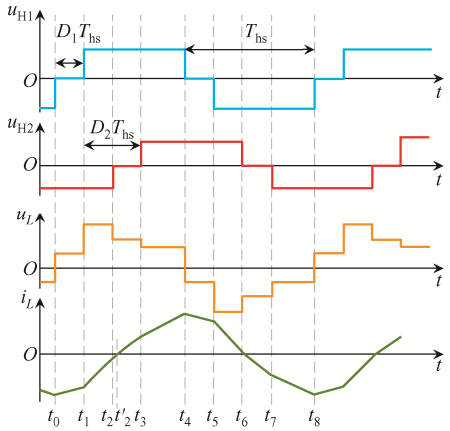
1.2 DAB 变换器的功率特性

在 DAB 的电路中，通过改变 u_{H1}、u_{H2} 的相位差可以实现能量的双向流动。因此，可以将功率流动分为功率正向流和反向流，本文为了简化，以功率正向流为例进行分析。

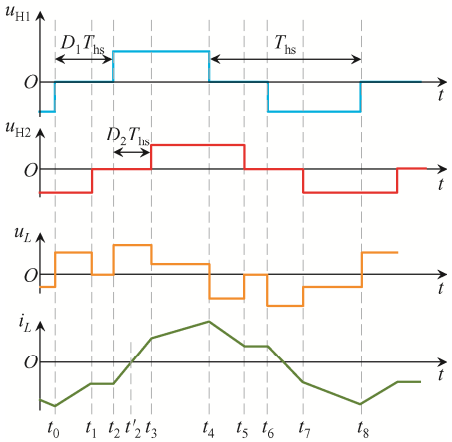
在 DPS 控制方式下，DAB 变换器可以根据桥内移相比 D_1 和桥外移相比 D_2 的大小关系，分为 4 个工作模式：模式 a，0< D_1、D_2 <1、D_1 < D_2、D_1+D_2 ≥1；模式 b，0< D_1、D_2 <1、D_1 < D_2、D_1+D_2 <1；模式 c，0< D_1、D_2 <1、D_1 ≥ D_2、D_1+D_2 <1；模式 d，0< D_1、D_2 <1、D_1 ≥ D_2、D_1+D_2 ≥1。4 种模式的工作波形如图 2 所示，图中 u_L 为电感两端电压。



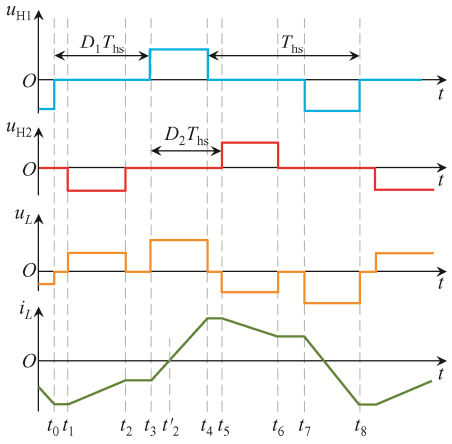
(a) 模式a



(b) 模式b



(c) 模式c



(d) 模式d

图 2 DAB 变换器的 4 种模式和工作波形

Fig. 2 Four modes and operating waveforms of DAB converter

以模式 b 为典型模式进行分析。由于 DAB 具有对称结构，当电压传输比 $k=u_{\mathrm{i}}/(nu_{\mathrm{o}})>1$ 时(k<1 时情况类似)，在 1 个周期 T_{hs} 内，电感电流具有对

称性，根据电感两端的电压和电流关系可以求得电感的电流值为

$$\begin{cases} i_L(t_0)=\dfrac{nu_o}{4f_sL}[1-k(1-D_1)-D_1-2D_2] \\ i_L(t_1)=\dfrac{nu_o}{4f_sL}[1-k(1-D_1)+D_1-2D_2] \\ i_L(t_2)=\dfrac{nu_o}{4f_sL}[1-k(1+D_1-2D_2)-D_1] \\ i_L(t_3)=\dfrac{nu_o}{4f_sL}[1-k(1-D_1-2D_2)-D_1] \end{cases} \tag{1}$$

式中：$t_0=0$；$t_1=D_1T_{hs}$；$t_2=D_2T_{hs}$；$t_3=(D_1+D_2)T_{hs}$；f_s 为开关频率，$f_s=1/(2T_{hs})$。

由此可得 DAB 的传输功率 P_1 和回流功率 $P_{DPS,bf}$ 分别为

$$\begin{cases} P_1=\dfrac{1}{T_{hs}}\displaystyle\int_0^{T_{hs}}u_{H1}(t)i_L(t)\mathrm{d}t \\ P_{DPS,bf}=\dfrac{1}{T_{hs}}\displaystyle\int_{t_2}^{t_2'}u_{H1}(t)i_L(t)\mathrm{d}t \end{cases} \tag{2}$$

式中，t_2' 为 1 个周期内电感电流第一次为 0 的时间。

可以求出传输功率的最大值 P_{max}，并将其作为功率标幺化的基准值，即

$$P_N=P_{max}=\frac{nu_iu_o}{8f_sL} \tag{3}$$

对 P_1 与 $P_{DPS,bf}$ 进行标幺化处理，得

$$\begin{cases} P_1=2[2D_2(1-D_2)-D_1^2] \\ P_{DPS,bf}=\dfrac{[2D_2+(k-1)-(k+1)D_1]^2}{2(k+1)} \end{cases} \tag{4}$$

同理可得其他 3 种模式下全局模式的 P_1 与 $P_{DPS,bf}$ 表达式为

$$\begin{cases} P_1=2[(1-D_2^2)-2D_1(1-D_2)] \\ P_{DPS,bf}=\dfrac{[2D_2+(k-1)-(k+1)D_1]^2}{2(k+1)} \quad \text{模态a} \\ P_1=2[2D_2(1-D_1)-D_2^2] \\ P_{DPS,bf}=\dfrac{[(k-1)(D_1-1)]^2}{2k} \quad \text{模态c} \\ P_1=2(1-D_1)^2 \\ P_{DPS,bf}=\dfrac{[(k-1)(D_1-1)]^2}{2k} \quad \text{模态d} \end{cases} \tag{5}$$

由式(5)可得 DAB 变换器在全局模式下的传输功率标幺化图如图 3 所示。

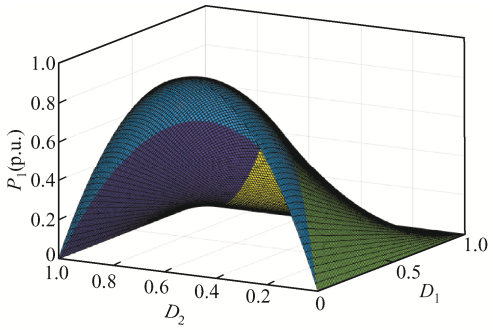


图 3　DPS 全局传输功率

Fig. 3 Transmission power in global mode under DPS

2　全局模式回流功率优化

在传输功率确定的情况下，使 DAB 变换器的 $P_{DPS,bf}$ 达到最小，转化为在规定约束条件内，求回流功率函数在指定作用域的最小值。以模式 b 为典型模式，分析不同移相比组合下 DAB 变换器的特性。

由式(4)可得

$$P_{DPS,bf}=\frac{\left[2D_2+(k-1)-(k+1)\sqrt{\dfrac{4D_2-4D_2^2-P_1}{2}}\right]^2}{2(k+1)} \tag{6}$$

对式(6)求导，即 $\dfrac{\mathrm{d}P_{DPS,bf}}{\mathrm{d}D_2}=0$，可得

$$\begin{cases} D_1=(k+1)\sqrt{\dfrac{1-P_1}{2k^2+4k+6}} \\ D_2=0.5-\sqrt{\dfrac{1-P_1}{2k^2+4k+6}} \\ P_{DPS,bf}=\dfrac{\left[k-(k^2+2k+3)\sqrt{\dfrac{1-P_1}{2k^2+4k+6}}\right]^2}{2(k+1)} \end{cases} \tag{7}$$

通过式(7)可得计算最优的回流功率路径如图 4 所示。

联立式(5)与式(7)，同时使 $D_1=D_2$，可得实际

最优和计算最优的交界点为

$$\begin{cases} P_1^* = \dfrac{(k+1)(k+5)}{2k^2+8k+8} \\ D_2^* = 0.5 - \dfrac{1}{2(k+2)} \end{cases} \tag{8}$$

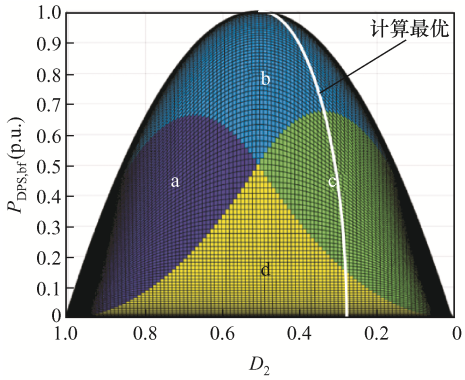


图 4 模式 b 计算最优的回流功率路径

Fig. 4 Calculation of optimal backflow power path in mode b

当$0 \leqslant P_1 < \dfrac{(k+1)(k+5)}{2k^2+8k+8}$时，根据计算可得回流功率优化为

$$\begin{cases} D_1 = D_2 = \dfrac{2-\sqrt{4-6P_1}}{6} \\ P_{\mathrm{DPS,bf}} = \dfrac{[(1-k)(4+\sqrt{4-6P_1})]^2}{72(k+1)} \end{cases} \quad 0 \leqslant P_1 < 0.5 \tag{9}$$

$$\begin{cases} D_1 = D_2 = \dfrac{2+\sqrt{4-6P_1}}{6} \\ P_{\mathrm{DPS,bf}} = \dfrac{[(1-k)(4-\sqrt{4-6P_1})]^2}{72(k+1)} \end{cases} \quad 0.5 \leqslant P_1 < \dfrac{(k+1)(k+5)}{2k^2+8k+8} \tag{10}$$

同理可得全局模式的回流功率优化结果，同时 DAB 变换器在不同模式和不同传输功率下，回流功率最小时的移相比组合及其回流功率见表 1。

表 1 DPS 全局模式最小回流功率与内外移相比

Tab. 1 Values of minimum backflow power and internal and external phase shift ratios in global mode under DPS

模式	D_1、D_2	$P_{\mathrm{DPS,bf}}$	P_1
模式 a	$D_1 = 1-\sqrt{P_1/2}$、$D_2 = \sqrt{P_1/2}$	$0.25(k-1)^2 P_1 k^{-1}$	$0 \leqslant P_1 < 0.5$
模式 c	$D_1 = D_2 = \dfrac{2+\sqrt{4-6P_1}}{6}$	$\dfrac{[(1-k)(4-\sqrt{4-6P_1})]^2}{72(k+1)}$	$0.5 \leqslant P_1 < \dfrac{(k+1)(k+5)}{2k^2+8k+8}$
模式 d	$D_1 = (k+1)\sqrt{\dfrac{1-P_1}{2k^2+4k+6}}$、$D_2 = 0.5 - \dfrac{D_1}{k+1}$	$0.5\left[k-(k^2+2k+3)\sqrt{\dfrac{1-P_1}{2k^2+4k+6}}\right]^2 \dfrac{1}{(k+1)}$	$\dfrac{(k+1)(k+5)}{2k^2+8k+8} \leqslant P_1 \leqslant 1$

3 超螺旋滑模控制器

3.1 DAB 变换器的降阶模型

建模方法决定了控制器的设计与性能，因此如何对 DAB 变换器建立一个合适的模型是研究重点。文献[16]提出了包含动态电感电流的 DAB 广义平均模型；文献[17]提出了一个离散时间模型，拥有较高的精度和优秀的性能。但是，以上 2 种模型都十分复杂，实际应用较为困难。文献[18]提出了一种降阶模型，忽略高频电感电流的动态变化，将电感电流改为由变换器的移相电压和端子电压决定，变换器仍然有着良好的暂态性能。降阶模型简化了闭环系统，便于控制器设计[19]。因此本文选择基于降阶模型搭建超螺旋滑模控制器。

变压器右侧输出电容所拥有能量可以表示为

$$\frac{\mathrm{d}E_C}{\mathrm{d}t} = \frac{\mathrm{d}\left(\frac{1}{2}C_{\mathrm{o}}u_{\mathrm{o}}^2\right)}{\mathrm{d}t} = P_1 - P_{\mathrm{o}} \tag{11}$$

式中：E_C为存储在输出电容中的能量；$P_{\mathrm{o}} = u_{\mathrm{o}} i_{\mathrm{o}}$。

将式(11)进行化简，得

$$u_{\mathrm{o}}' = \frac{\mathrm{d}u_{\mathrm{o}}}{\mathrm{d}t} = \frac{nu_{\mathrm{i}}}{4Lf_{\mathrm{s}}C_{\mathrm{o}}}P_1 - \frac{i_{\mathrm{o}}}{C_{\mathrm{o}}} \tag{12}$$

3.2 控制器设计

对于式(12)中描述的系统，考虑输出电压，定

义输出电压误差 e 为

$$e = u_{\mathrm{o}} - u_{\mathrm{ref}} \tag{13}$$

式中，u_{ref} 为参考电压。

超螺旋滑模控制设计的滑动面选择为

$$s = k_1 e + k_2 \int (e)\mathrm{d}t \tag{14}$$

式中，k_1 和 k_2 为正系数，决定了误差 e 的收敛速率。

在曲面 $s=0$ 上的滑动运动记为

$$k_1 e + k_2 \int (e)\mathrm{d}t = 0 \tag{15}$$

对滑动面求导，得

$$s' = k_1 e' + k_2 e = k_1 (u_{\mathrm{o}}' - u_{\mathrm{ref}}') + k_2 e = k_1 u_{\mathrm{o}}' + k_2 e \tag{16}$$

控制器输入 p 由 2 部分组成，可表示为

$$\begin{cases} p = u_* + u_1 \\ u_* = \dfrac{4Lf_{\mathrm{s}}C_{\mathrm{o}}}{nu_{\mathrm{i}}}\left(\dfrac{i_{\mathrm{o}}}{C_{\mathrm{o}}} - \dfrac{k_1}{k_2}e\right) \\ u_1 = -\alpha |s|^{\frac{1}{2}} \mathrm{sgn}(s) - \beta \int \mathrm{sgn}(s) \end{cases} \tag{17}$$

式中，α、β 为对应系数。令 $s = s' = 0$，用控制器输入的 p 代替 P_1，将式(17)代入式(12)与式(16)，联立可得

$$\begin{cases} p = \dfrac{4Lf_{\mathrm{s}}C_{\mathrm{o}}}{nu_{\mathrm{i}}}\left(\dfrac{i_{\mathrm{o}}}{C_{\mathrm{o}}} - \dfrac{k_1}{k_2}e\right) - \alpha |s|^{\frac{1}{2}} \mathrm{sgn}(s) - \beta \int \mathrm{sgn}(s) \\ s' = -\dfrac{nu_{\mathrm{i}}\alpha}{4Lf_{\mathrm{s}}C_{\mathrm{o}}} |s|^{\frac{1}{2}} \mathrm{sgn}(s) - \dfrac{nu_{\mathrm{i}}\beta}{4Lf_{\mathrm{s}}C_{\mathrm{o}}} \int \mathrm{sgn}(s) \end{cases} \tag{18}$$

由全局模式回流功率优化的 D_1 和式(18)可得

$$D_2 = \begin{cases} 0.5\left[(2-2D_1) - \sqrt{(4(1-D_1)^2 - 2p)}\right] & 0 \leqslant p \leqslant 0.5 \\ 0.5 - 0.5\sqrt{1 - p - 2D_1^2} & 0.5 < p \leqslant 1 \end{cases} \tag{19}$$

在 DPS 控制方式下，超螺旋滑模控制加入回流功率全局优化策略的系统框图如图 5 所示。

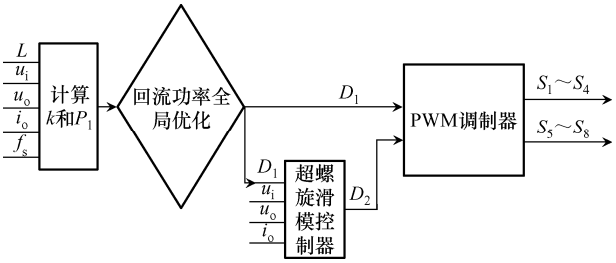


图 5　超螺旋滑模控制框图

Fig. 5 Block diagram of super twisting sliding mode control

3.3 稳定性判定

选取李雅普诺夫函数判定系统稳定性。文献[20]提出了一种构造超螺旋滑模控制算法的李雅普诺夫函数的方法，可以确定李雅普诺夫函数的形式为

$$J = 2c|s| + 0.5b^2 + 0.5(a|s|^2 \mathrm{sgn}(s) - b)^2 \tag{20}$$

式中：$a = \dfrac{nu_{\mathrm{i}}\alpha}{4Lf_{\mathrm{s}}C_{\mathrm{o}}}$；$b = \dfrac{nu_{\mathrm{i}}\beta}{4Lf_{\mathrm{s}}C_{\mathrm{o}}}\mathrm{sgn}(s)$；$c = \dfrac{nu_{\mathrm{i}}\beta}{4Lf_{\mathrm{s}}C_{\mathrm{o}}}$。

函数 J 为连续函数，除 $s=0$ 外均可微，李雅普诺夫函数为 $J = \boldsymbol{\zeta}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{P}\boldsymbol{\zeta}$，当 $\boldsymbol{P} = 0.5\begin{bmatrix} 4c + a^2 & -a \\ -a & 2 \end{bmatrix}$、$\boldsymbol{\zeta}^{\mathrm{T}} = [|s|^2 \quad b]$ 时，对函数 J 进行求导，得

$$\begin{aligned} J' &= -\frac{1}{|s|^{0.5}}\boldsymbol{\zeta}^{\mathrm{T}}\left(\boldsymbol{P}\begin{bmatrix} 0.5a & -0.5 \\ c & 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0.5a & -0.5 \\ c & 0 \end{bmatrix}\boldsymbol{P}\right)\cdot \\ &\quad \boldsymbol{\zeta} = -\frac{1}{|s|^{0.5}}\boldsymbol{\zeta}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{Q}\boldsymbol{\zeta} \end{aligned} \tag{21}$$

当矩阵 $\boldsymbol{Q}$ 为正定矩阵时，李雅普诺夫函数 J' 负定，可以保持稳定，求得稳定条件为

$$\begin{cases} \alpha > 0 \\ \beta > 0 \\ \dfrac{2\beta + \alpha}{\alpha^2} > 1.56 \times 10^3 \end{cases} \tag{22}$$

4　实验验证

为了验证超螺旋滑模控制策略的有效性，在 MATLAB/Simulink 中搭建模型，并通过 OPAL-RT 的 OP4512 半实物仿真平台进行实验验证，平台如图 6 所示。DAB 变换器的实验参数见表 2。



图 6　半实物仿真平台

Fig. 6 Semi-physical simulation platform

表 2 实验参数

Tab. 2 Experimental Parameters

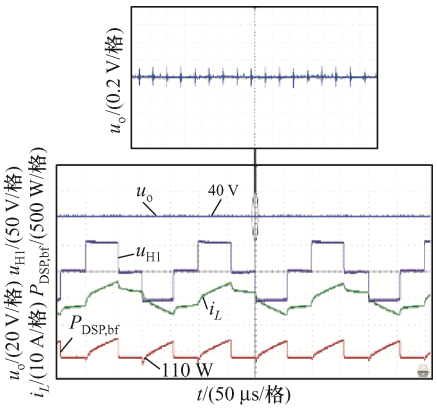
参数	数值
DAB 输入电压额定值 u_i/V	50
DAB 输出电压额定值 u_o/V	40
DAB 直流输入支撑电容 C_i/μF	1 000
DAB 直流输出支撑电容 C_o/μF	1 000
DAB 电感 L/μH	100
DAB 变压器电压比 n	1:1
DAB 开关频率 f_s/kHz	8
系统控制周期 T_c/μs	125
电压传输比 k	1.25

4.1 稳态实验

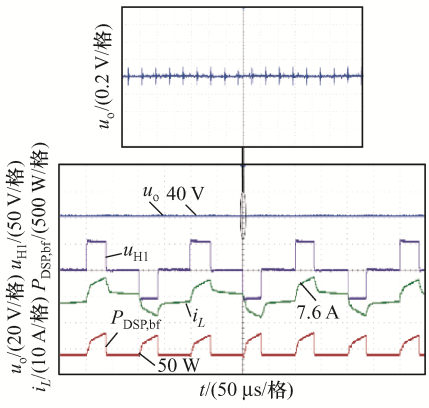
将本文所用的全局回流功率优化与传统电流应力优化进行对比，按照轻载、中载、重载 3 种工况分别进行实验。

4.1.1 轻载工况

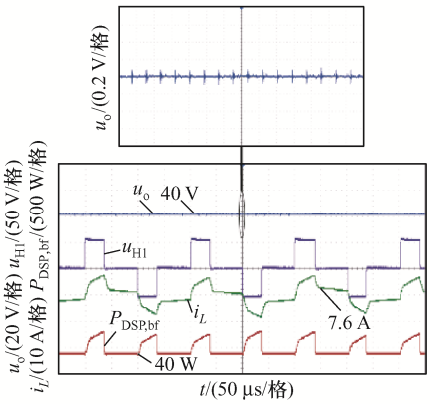
当 DAB 变换器负载的电阻 $R=20.0\ \Omega$ 时，传输功率 $P_1=0.256$，DAB 变换器运行在轻载工况，实验结果如图 7 所示。DPS-CS 的电流应力为 6.4 A，回流功率为 110 W；DPS-BF 的电流应力为 7.6 A，回流功率为 50 W；DPS-STSMC-BF 的电流应力为 7.6 A，回流功率为 40 W。DPS-BF 和 DPS-STSMC-BF 的电流应力比 DPS-CS 增大了 1.2 A；回流功率分别减小了 60 W 和 70 W。DPS-BF 和 DPS-STSMC-BF 在应力增大了 18%情况下，回流功率分别降低了 55%和 64%。所提出的 DPS-STSMC-BF 与 DPS-BF、DPS-CS 的输出电压纹波在 3 种工况下基本相同。



(a) DPS-CS



(b) DPS-BF



(c) DPS-STSMC-BF

图 7 轻载工况

Fig. 7 Operation condition under light load

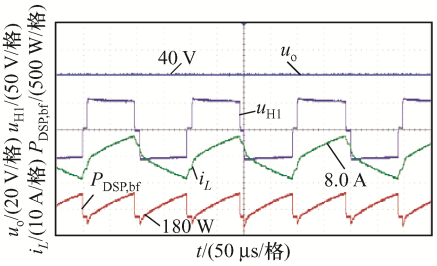
4.1.2 中载工况

当 DAB 变换器负载的电阻 $R=10.0\ \Omega$ 时，传输功率 $P_1=0.512$，DAB 变换器运行在中载工况下，实验结果如图 8 所示。DPS-CS 的电流应力为 8.0 A，回流功率为 180 W；DPS-BF 的电流应力为 9.8 A，回流功率为 75 W；DPS-STSMC-BF 的电流应力为 9.9 A，回流功率为 75 W。DPS-BF 和 DPS-STSMC-BF 的电流应力较 DPS-CS 增大了 1.8 A 和 1.9 A；回流功率减小了 105 W。DPS-BF 和 DPS-STSMC-BF 在应力分别增大 22%和 23%情况下，回流功率降低了 58%。

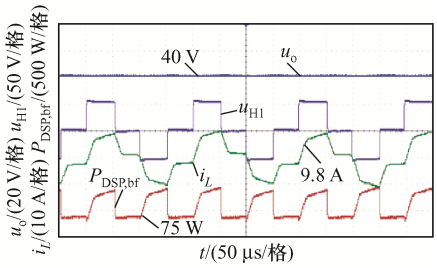
4.1.3 重载工况

当 DAB 变换器负载的电阻 $R=7.3\ \Omega$ 时，传输功率 $P_1=0.700$，DAB 变换器运行在重载工况，实验结果如图 9 所示。DPS-CS 的电流应力为 9.5 A，回流功率为 200 W；DPS-BF 的电流应力为 9.9 A，回流功率为 180 W；DPS-STSMC-BF 的电流应力为

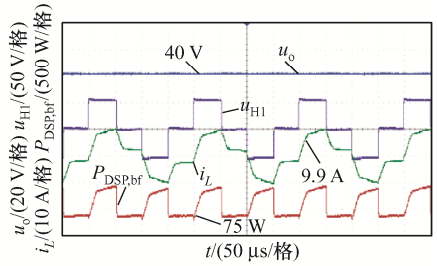
9.9 A，回流功率为 170 W。DPS-BF 和 DPS-STSMC-BF 在应力较 DPS-CS 增大 4%的情况下，回流功率分别降低了 10%和 15%。



(a) DPS-CS



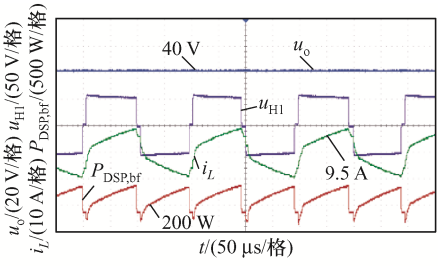
(b) DPS-BF



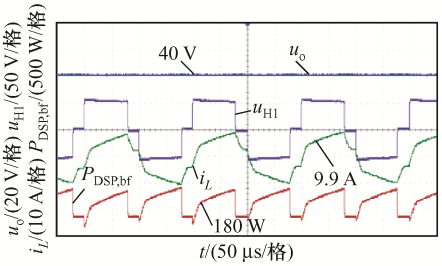
(c) DPS-STSMC-BF

图 8　中载工况

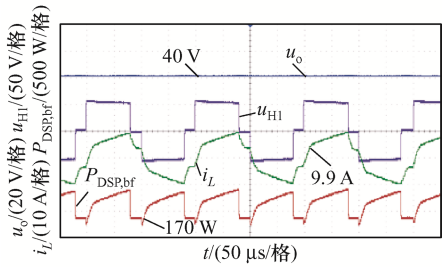
Fig. 8 Operation condition under medium load



(a) DPS-CS



(b) DPS-BF



(c) DPS-STSMC-BF

图 9　重载工况

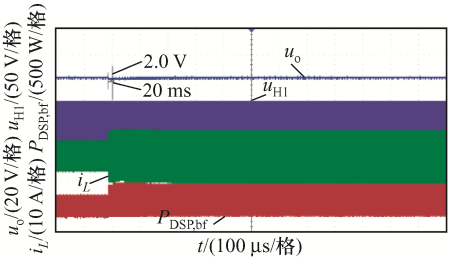
Fig. 9 Operation condition under overload

综上，在 3 种负载工况中，全局回流功率优化与传统电流应力优化相比，电流应力的增加程度远没有回流功率的降低幅度大。虽然在重载工况中，回流功率差较小，但是此时它们的电流应力大小几乎相同。

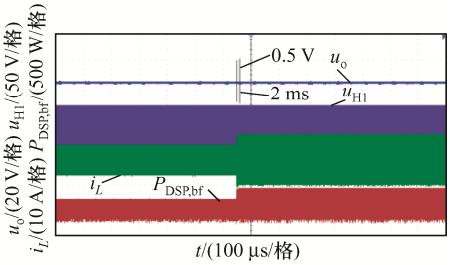
4.2　动态实验

4.2.1　负载跳变

图 10 为 DAB 变换器在 R 从 20.0 Ω变换成 10.0 Ω时的实验波形。DSP-PI 的稳定时间为 20 ms，电压超调量为 2.0 V；DSP-STSMC 的稳定时间为 2 ms，电压超调量为 0.5 V。STSMC 相比 PI 的稳定时间减小了 90%，电压超调量降低了 75%。



(a) DPS-PI



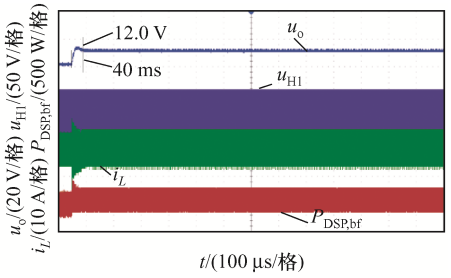
(b) DPS-STSMC

图 10　负载跳变

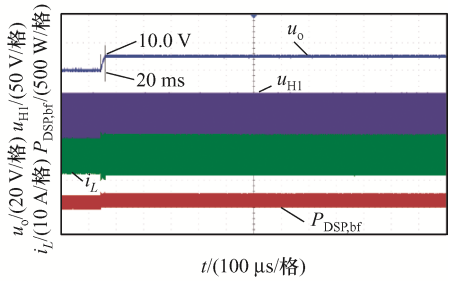
Fig. 10 Load jump

4.2.2 参考电压跳变

图 11 为 DAB 变换器在 u_{ref} 从 40 V 变换成 50 V 时的实验波形。DSP-PI 的稳定时间为 40 ms，电压超调量为 12.0 V；DSP-STSMC 的稳定时间为 20 ms，电压超调量为 10.0 V。STSMC 相比 PI 的稳定时间降低了 50%，电压超调量降低了 17%。



(a) DPS-PI



(b) DPS-STSMC

图 11 参考电压跳变

Fig. 11 Reference voltage jump

5 结语

本文采用 DPS 调制策略，通过对 DAB 变换器全局模式的工作原理进行分析，得到回流功率和传输功率的计算公式，然后分别对 DAB 变换器 4 个工作模式进行回流功率优化，获得了全局模式下回流功率优化方法，然后将超螺旋滑模控制加入优化策略，提高了变换器的控制性能。实验结果表明，稳态情况下，本文所用的全局回流功率优化在任意功率区中产生的回流功率都比传统应力优化的回流功率小，有效降低了 DAB 变换器的回流功率；暂态情况下，无论是负载跳变还是参考电压跳变，本文所使用的 STSMC 的暂态响应性能均优于传统 PI 控制。

参考文献：

[1] 王君瑞，白冰超，赵东琦，等. 直流微网储能 DC-DC 变换器的虚拟直流电机控制[J]. 电源学报, 2026, 24(1): 136-145.
Wang Junrui, Bai Bingchao, Zhao Dongqi, et al. Virtual DC machine control of DC microgrid energy storage DC-DC converter [J]. Journal of Power Supply, 2026, 24(1): 136-145. (in Chinese)

[2] 朱晓荣，孟凡奇，谢志云. 基于虚拟同步发电机的直流微网 DC-DC 变换器控制策略[J]. 电力系统自动化, 2019, 43(21): 132-140.
Zhu Xiaorong, Meng Fanqi, Xie Zhiyun. Control strategy of DC-DC converter in DC microgrid based on virtual synchronous generator [J]. Automation of Electric Power Systems, 2019, 43(21): 132-140. (in Chinese)

[3] 李彦龙，刘超厚，张春旭，等. 双向隔离型 DC-DC 变换器软开关调制策略分析[J]. 电源学报, 2025, 23(8): 33-42.
Li Yanlong, Liu Chaohou, Zhang Chunxu, et al. Analysis of soft switching modulation strategy for bidirectional isolated DC-DC converter [J]. Journal of Power Supply, 2025, 23(8): 33-42. (in Chinese)

[4] Wang Haoyu, Zeng Yangbin, Ji Shiqi, et al. ZVS soft switching operation region analysis of modular multi active bridge converter under single phase shift control [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(7): 6865-6875.

[5] Pal P, Behera R K, Chikondra B, et al. Modified single phase shift control of DAB converter for fast dynamic response under various disturbances [C]// IECON 2022-48th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. Brussels, Belgium, 2022: 1-6.

[6] Shi Haochen, Wen Huiqing, Chen Jie, et al. Minimum-backflow-power scheme of DAB-based solid-state transformer with extended-phase-shift control [J]. IEEE Tran-

sactions on Industry Applications, 2018, 54(4): 3483-3496.

[7] 涂春鸣, 管亮, 肖凡, 等. 基于扩展移相控制下双有源桥移相角优化选取与分析[J]. 电工技术学报, 2020, 35(4): 850-861.
Tu Chunming, Guan Liang, Xiao Fan, et al. Parameter optimization selection and analysis of dual active bridge based on extended phase shift control [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(4): 850-861. (in Chinese)

[8] 胡燕, 张天晖, 杨立新, 等. 双重移相 DAB 变换器回流功率优化与电流应力优化的对比研究[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(S1): 243-253.
Hu Yan, Zhang Tianhui, Yang Lixin, et al. Comparative study of reactive power optimization and current stress optimization of DAB converter with dual phase shift control [J]. Proceedings of the Chinese Society for Electrical Engineering, 2020, 40(S1): 243-253. (in Chinese)

[9] 孙标广, 李静争, 张迁迁. 基于双重移相控制的双向全桥 DC-DC 变换器最小回流功率分段优化控制[J]. 电网技术, 2024, 48(3): 1263-1272.
Sun Biaoguang, Li Jingzheng, Zhang Qianqian. Segmental optimal control of minimum backflow power in bidirectional full-bridge DC-DC converters based on dual phase-shift control [J]. Power System Technology, 2024, 48(3): 1263-1272. (in Chinese)

[10] 王祺, 张泽轲, 刘彬, 等. 双重移相控制下双有源桥变换器最小回流功率全局优化控制[J]. 电网技术, 2024, 48(9): 3921-3930.
Wang Qi, Zhang Z K, Liu Bin, et al. Global optimization control of minimum backflow power for dual-active-bridge converters under dual-phase-shift control [J]. Power System Technology, 2024, 48(9): 3921-3930. (in Chinese)

[11] Gu Qing, Yuan Liqiang, Nie Jintong, et al. Current stress minimization of dual-active-bridge DC-DC converter within the whole operating range [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2019, 7(1): 129-142.

[12] 王攀攀, 徐泽涵, 王莉, 等. 基于三重移相的双有源桥 DC-DC 变换器效率与动态性能混合优化控制策略[J]. 电工技术学报, 2022, 37(18): 4720-4731.
Wang Panpan, Xu Zehan, Wang Li, et al. A hybrid optimization control strategy of efficiency and dynamic performance of dual-active-bridge DC-DC converter based on triple-phase-shift [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(18): 4720-4731. (in Chinese)

[13] 蔡逢煌, 石安邦, 江加辉, 等. 结合电流应力优化与虚拟电压补偿的双有源桥 DC-DC 变换器三重移相优化控制[J]. 电工技术学报, 2022, 37(10): 2559-2571.
Cai Fenghuang, Shi Anbang, Jiang Jiahui, et al. Triple-phase-shift optimal control of dual-active-brige DC-DC converter with current stress optimization and virtual voltage compensation [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(10): 2559-2571. (in Chinese)

[14] Tiwary N, Venkataramana Naik N, Panda A K, et al. A robust voltage control of DAB converter with super-twisting sliding mode approach [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Industrial Electronics, 2023, 4(1): 288-298.

[15] 陶海军, 赵蒙恩, 郑征, 等. 基于回流功率优化的直流微网 DC-DC 变流器超螺旋滑模控制[J]. 电网技术, 2024, 48(8): 3502-3514, I0150, I0151.
Tao Haijun, Zhao Meng'en, Zheng Zheng, et al. Super twisting sliding mode control of DC microgrid DC-DC converter based on backflow power optimization [J]. Power System Technology, 2024, 48(8): 3502-3514, I0150, I0151. (in Chinese)

[16] Nguyen N D, Lee Y I. A model predictive voltage control for dual-active-bridge DC-DC converter using generalized averaging model [J]. International Journal of Control, Automation and Systems, 2023, 21(8): 2455-2463.

[17] Iqbal M T, Maswood A I. A switchable bilinear discrete-time modeling for the stability analysis of the digitally controlled three-phase dual active bridge DC-DC converter

[C]// IECON 2020 The 46th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. Singapore, 2020: 3291-3296.

[18] Bai Hua, Mi Chunting, Wang Chongwu, et al. The dynamic model and hybrid phase-shift control of a dual-active-bridge converter [C]// 2008 34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics. Orlando, FL, 2009: 2840-2845.

[19] Shao Shuai, Chen Linglin, Shan Zhenyu, et al. Modeling and advanced control of dual-active-bridge DC-DC converters: A review [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(2): 1524-1547.

[20] Moreno J A, Osorio M. Strict Lyapunov functions for the super-twisting algorithm [J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2012, 57(4): 1035-1040.



钟健

作者简介：

钟健(1999—)，男，硕士研究生。研究方向：电动汽车充电控制。E-mail：2071180368@qq.com。

关维德(1981—)，男，中国电源学会会员，通信作者，讲师。研究方向：电动汽车电驱动系统及其电能变换技术。E-mail：guanweide@csust.edu.cn。

陆俊杰(2000—)，男，硕士研究生。研究方向：电动汽车充电控制。E-mail：3062250283@qq.com。

蒋配玲(2001—)，女，硕士研究生。研究方向：电动汽车充电控制。E-mail：2952846799@qq.com。

王旭红(1969—)，女，博士，教授。研究方向：电气设备故障诊断与监测。E-mail：348877201@qq.com。

夏向阳(1968—)，男，博士，教授。研究方向：电力设备故障诊断和分布式发电技。E-mail：xia_xy@126.com。

(责任编辑：郭凯凯)



公益广告来源：中国精神文明网