DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2025.6.45 中图分类号：TM46 文献标志码：A

新移相角下双有源桥变换器的优化控制策略

刘晓悦，李 月，刘飞龙
(华北理工大学电气工程学院，唐山 063210)

摘要：电路结构简单且易于控制的典型隔离型双有源桥DAB(dual-active-bridge)变换器，在需要能量双向流动的场合被广泛应用。因此，研究如何提高变换器的工作效率尤为重要。首先，对比分析国内外学者提出的效率优化策略，发现基于移相控制的优化方法中两侧桥内移相角和桥间移相角具有很强的相关性，造成变换器工作特性分析困难。然后，基于扩展移相 EPS(extended-phase-shift)控制对变换器的整流平均电流进行优化，定义新的移相角，分析新移相角下变换器的传输功率和平均电流。最后，搭建Simulink仿真和实验平台进行验证。

关键词：双有源桥；变换器；新移相角；优化控制

Optimization Control Strategy for Dual Active Bridge Converter under New Phase Shift Angle

LIU Xiaoyue, LI Yue, LIU Feilong
(College of Electrical Engineering, North China University of Science and Technology, Tangshan 063210, China)

Abstract: The typical isolated dual-active bridge (DAB) converter with a simple circuit structure and easy control is widely applied under scenarios where the bidirectional energy flow is required. Therefore, it is particularly important to study how to improve the working efficiency of the converter. First, the efficiency optimization strategies proposed by domestic and foreign scholars are compared and analyzed, and it is found that the intra- and inter-bridge phase shift angles on two sides have a strong correlation, which causes the difficulty in analyzing the working characteristics of the converter. Second, the rectified average current of the converter based on extended-phase-shift (EPS) control is optimized, a new phase shift angle is defined, and the transmission power and average current of the converter under the new phase shift angle are analyzed. Finally, a simulation platform based on Simulink and an experimental platform were set up for verification.

Keywords: Dual-active bridge (DAB); converter; new phase shift angle; optimization control

近几年来，新能源的开发与利用俨然已成为在电能生产使用与环境污染矛盾升级且实施限制用电政策的当下最迫切需要解决的问题。电力电子变换装置作为其核心技术之一受到了广泛关注和研究[1-2]。作为隔离型双向DC-DC变换器典型拓扑的双有源桥DAB(dual active bridge)变换器，现已大量存在于分布式发电系统和电动汽车等新能源应用的场合。选择1种控制策略使变换器更加高效地工作是国内外学者的主要研究内容。其中，DAB变换器最常用的控制策略是移相控制[3-6]。简单的移相控制已不能满足实际需要，因此大量的优化策略应运而生。

以提高变换器的效率为研究目标，文献[7]给定功率和电压转换比，为减小变换器损耗，提出1种KKT条件的新算法来求解最优控制参数；文献[8-9]

收稿日期：2022-10-15；**修回日期：**2022-12-14，2023-01-19；
录用日期：2023-03-02；**网络首发日期：**2023-04-03
基金项目：青年科学基金资助项目(61803154)；河北省自然科学基金资助项目(E2019209492)
This work is supported by Youth Science Foundation under the grant 61803154; Natural Science Foundation of Hebei Province under the grant E2019209492

在扩展移相 EPS(extended-phase-shift)控制的思路基础上，设计出了 1 种最优的移相比组合；文献[10]建立漏感电流有效值的最优控制轨迹，使变换器工作于最小电流有效值状态来减少损耗。还有诸多学者将变换器中功率传输各阶段的功率分布进行了分段优化试验[11-12]，得出各功率阶段内的功率最优移相角。文献[13-14]依据不同运行阶段的电压增益及输出功率，调节相应的多组一、二次侧桥内移相角，减少开关损耗。但是，针对移相控制下的效率优化仍存在 1 个共同的问题：传输功率函数是桥内移相角和桥间移相角的多元非线性函数，控制变量相互耦合，不能直观显示出功率的传输方向。

控制变量的耦合带来的问题之一是控制实现困难，通过定义新的变量以实现控制的解耦、提高控制的性能是值得考虑的思路。本文基于扩展移相控制对变换器的平均电流进行优化，定义新的移相角，分析新移相角下变换器的传输功率和平均电流。研究传输相同功率下变换器电感电流最小的整流平均电流优化策略，减小电流带来的整体损耗，提高变换器的效率。最后搭建 Simulink 仿真和实验平台进行验证。

1 双有源桥的拓扑和工作原理

双有源桥双向变换器的拓扑结构如图 1 所示。图中：U_{p} 为一次侧电压；C_{p} 为一次侧电容；i_{p} 为一次侧电流；$\mathrm{S_{p1}}$~$\mathrm{S_{p4}}$ 为一次侧开关管；i_1、i_2 为流经变压器绕组的电流；u_{ab}、u_{cd} 分别为变压器一、二次侧电压；L 为电感；T 为耦合系数；N_1、N_2 为变压器两侧的绕组匝数；$\mathrm{S_{s1}}$~$\mathrm{S_{s4}}$ 为二次侧开关管；U_{s} 为二次侧电压；C_{s} 为二次侧电容；i_{s} 为二次侧电流。一、二次侧桥臂均采用开关管与二极管反并联的结构。选用 EPS 移相控制，与双重移相 DPS (dual-phase-shift)调制相比，EPS 调制一侧桥臂中开关管承受的是固定占空比为 0.5 的方波，更适合重载情况[15]。当桥内移相角在[0, 0.5]时，由于桥内移相角的加入，EPS 控制可以更大范围地传输功率，传输功率的调节范围同样从单纯线性的功率曲线扩展为区域[16]，因此本文选用 EPS 作为基本控制方法。

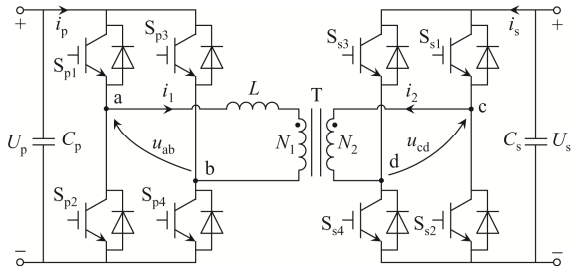


图 1 双有源桥双向变换器拓扑

Fig. 1 Topology of DAB bidirectional converter

在电压增益 $k = N_1U_{\mathrm{s}}/N_2U_{\mathrm{p}}$ 时，分析 $k \leqslant 1$ 正向模式时的工作原理，如图 2 所示。图中：u'_{cd} 为折算到一次侧的电压；ϕ_1 为桥内移相角；ϕ 为桥间移相角；U'_{s} 为折算到一次侧的电压幅值；ω 为频率；D_1 为占空比；$\alpha_1 = 0$；$\alpha_2 = \phi_1$；$\beta = \phi + \phi_1/2$。通过工作过程分析得出传输功率表达式，可以绘制出电压增益等于 1 时的传输功率标幺值与移相角间的变化曲线，如图 3 所示。图中，p^* 为传输功率标幺值。阴影部分(I)A、(II)A、(III)A 分别对应传输模

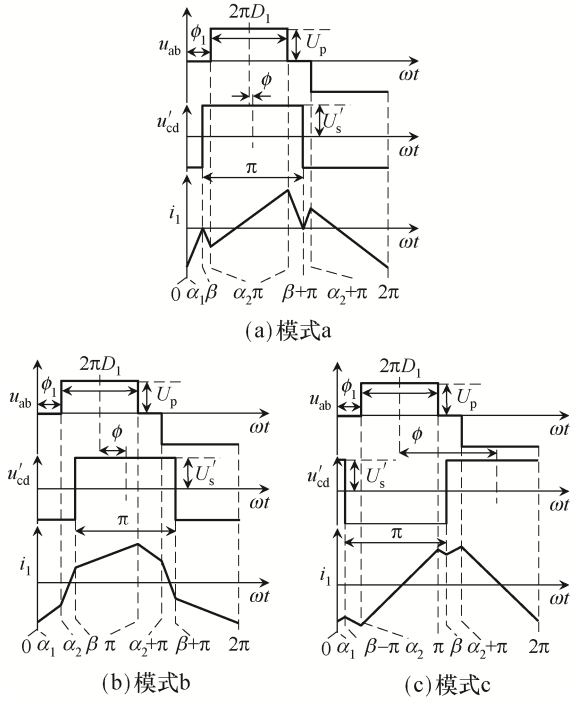


图 2 工作波形

Fig. 2 Working waveforms

式 a、模式 b 和模式 c。阴影区域最外层轮廓虚线为 $\phi_1=0$、$\phi_1=0.5\pi$ 和 $\phi_1=0.7\pi$ 的传输功率曲线。可以看出，正向工作模式下功率曲线关于 $\phi=\pi/2$ 对称，且功率在 $\phi=\pi/2$ 时取得最大值。桥间移相角的存在使得传输功率降低，降低等级与桥内移相角呈正相关。

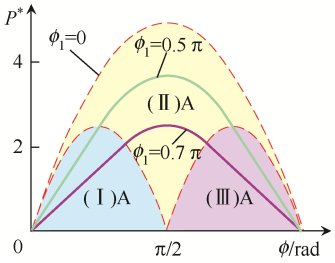


图 3　EPS 下的功率曲线

Fig. 3 Power curves under EPS

2　新移相角下整流平均电流和传输功率的数学建模

2.1　新移相角的定义

传统定义下内移相比 d_1 的物理意义是一次侧 S_{p1} 与 S_{p4} 开通时对应的角度之差与半个周期的比值，外移相比 d_2 的物理意义是一次侧 S_{p1} 与二次侧 S_{s1} 开通时对应的角度之差与半个周期的比值[17]。用 d_1、d_2 表示 EPS 下变换器正向工作时的传输功率标幺值，则 $P^*=2(-2d_1d_2-d_1+d_1^2+2d_2)$，传输功率与 d_1、d_2 的非线性关系使得难以直接通过 d_1、d_2 的正负来判断功率的方向。因此，对表达式整理化简可得 $P^*=4(1-d_1)(d_2-d_1/2)$，显然 $d_2-d_1/2$ 决定着功率值的正负，即 $d_2-d_1/2>0$ 时功率传输方向为正，$d_2-d_1/2<0$ 时功率传输方向为负。定义 $D_N=1-d_1$、$D_J=d_2-d_1/2$，此时 $P^*=4D_ND_J$，当 $0\leqslant D_N\leqslant 1$ 且 $0\leqslant D_J\leqslant 1$ 时功率正向传输。

定义新移相角后，变换器的工作波形变化如图 4 所示。$D_N=1/2-\phi_1/2\pi$、$D_J=\phi/2\pi$，设置基准值为 $I_{base}=U_s'/2\omega L$、$P_{base}=U_s'^2/2\pi\omega L$，可得到功率标幺值的表达式，见表 1。

根据功率表达式可以绘制出原移相角和新移相角下的传输功率三维图。图 5 传输功率曲面由 2 个部分组成，当 $0\leqslant d_1\leqslant d_2\leqslant 1$ 时，该部分传输功率范围为 $0<P^*<1$；当 $0\leqslant d_2\leqslant d_1\leqslant 1$ 时，该部分传输功率范围为 $-0.5<P^*<0.5$。从整个图像

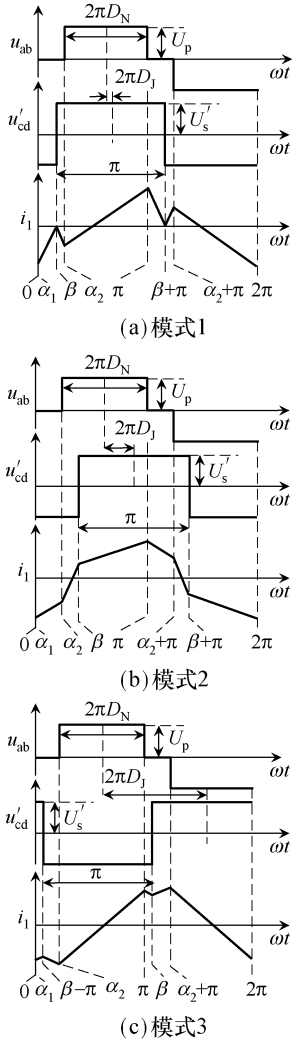


图 4　新移相角下的变换器工作波形

Fig. 4 Working waveforms of converter under new phase shift angle

表 1　功率标幺值表达式

Tab. 1 Expressions of per-unit value of power

模式	P^*
模式 1	$8\frac{1}{k}\pi^2D_ND_J$
模式 2	$2\frac{1}{k}\pi^2\left[2D_J(1-2D_J)-\frac{(1-2D_N)^2}{4}\right]$
模式 3	$4\frac{1}{k}\pi^2D_N(1-2D_J)$

来看，即使 d_1、d_2 均大于 0 也无法保证功率的正向传输，且传输功率的变化趋势与移相比不为正相关，同时 d_1、d_2 又存在较强的耦合关系，这给控制系统的设计增加了难度。图 6 中传输功率曲面由 3 个部分组成，可以看出，在引入新移相角后，保证了传输功率在 $0 \leqslant D_N \leqslant 1$、$0 \leqslant D_J \leqslant 1$ 内的正向传输，且传输功率随着 D_N 的增加而增大，两者呈正相关，简化了控制的实现，可以直观判断功率的传输方向。

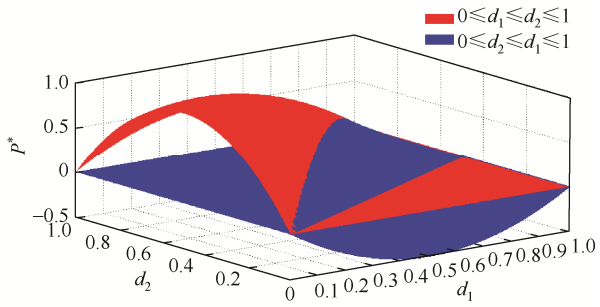


图 5 原移相角定义下的传输功率三维图

Fig. 5 Three-dimensional diagram of transmission power under original definition of phase shift angle

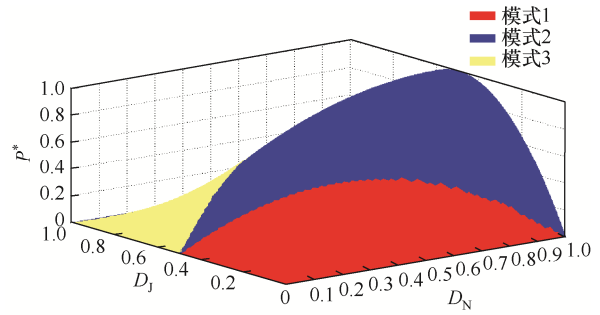


图 6 新移相角下传输功率三维图

Fig. 6 Three-dimensional diagram of transmission power under new phase shift angle

减少损耗是提高开关电源效率的主要方法之一，损耗大致可分为 4 个方面：开关损耗、导通损耗、附加损耗和与磁性元件有关的损耗。附加损耗是可利用的，不必考虑；磁性元件一般是指变压器。变压器的铁损包括 3 个方面：磁滞损耗、涡流损耗和剩余损耗。在磁心材质、形状和体积等均确定的情况下，变压器的铁损与工作频率及磁感应强度摆幅成正比。磁滞损耗在低场下可以不予考虑，涡流损耗在低频下也可忽略，剩下的就是剩余损耗。剩余损耗随频率降低而减小。变压器的铜损即变压器绕组的损耗，包含直流损耗与交流损耗。频率低，电流变化率小，产生的磁场强度弱，产生的涡流对中心电流的阻碍作用就小。在电流有效值一定的情况下，只要降低绕组的直流等效电阻就可以降低绕组的直流损耗。因此，虽然磁性元件的损耗与电流有效值有关，但是在低频下此损耗不如功率开关损耗大。工作在较低开关频率下的双有源桥，在其桥臂开关管的功率损耗中，导通损耗的占比将大于开关损耗。由于功率开关管 IGBT 的导通压降可以认为是恒定的，电流绝对值的平均值带来的损耗在变换器的整体损耗中将占主导作用[18]。因此，针对如何减小变换器的导通损耗，需要选择传输相同功率下电流最小时对应的移相角。

2.2 新移相角下的电流优化策略

定义电感电流的整流平均值为 I_{av}，则有

$$I_{av}^{*}=\frac{1}{2\pi}\int_{0}^{2\pi}|i_1^{*}(\theta)|\,\mathrm{d}\theta=\frac{1}{\pi}\int_{0}^{\pi}|i_1^{*}(\theta)|\,\mathrm{d}\theta \tag{1}$$

式中：I_{av}^{*} 为整流平均电流标幺值；i_1^{*} 为电感电流标幺值；θ 为电感电流变量角度。

选择用电感电流与坐标轴围成的面积来表示整流平均值，则

$$I_{av}^{*}=\frac{1}{\pi}\int_{0}^{\pi}|i_1^{*}(\theta)|\,\mathrm{d}\theta=\frac{|S_1|+|S_2|+|S_3|+|S_4|}{\pi} \tag{2}$$

式中：S_1~S_4 为电感电流与坐标轴围成的面积。

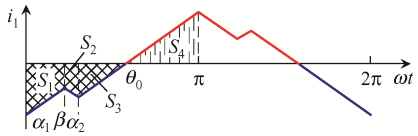
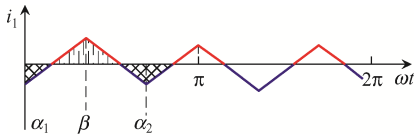
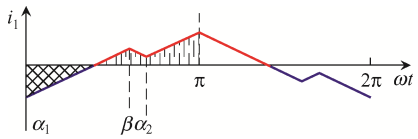
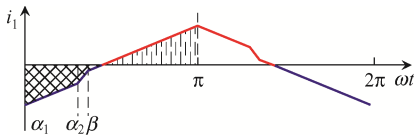
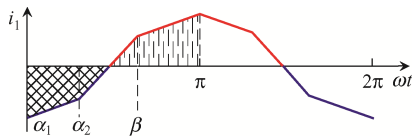
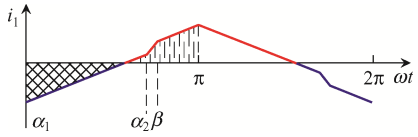
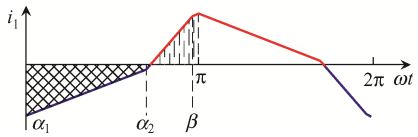
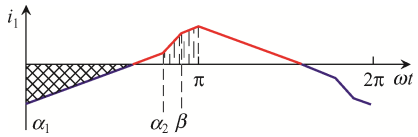
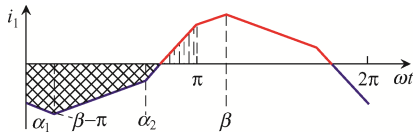
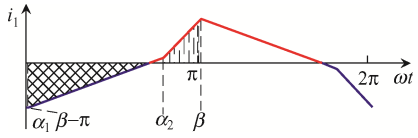
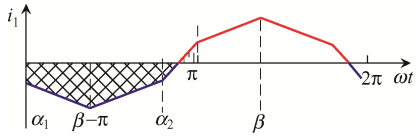
电感电流与坐标轴围成的面积的正负与某一时段起始时刻和结束时刻电流的正负有关，即电感电流的过零点影响着各时间段面积值的正负。根据过零点的位置将 3 种正向模式下的电流波形进行分类，见表 2。

以模式 1-Ⅰ为例，根据表 2 中的电流波形可以得到整流平均电流的标幺值表达式为

$$I_{RMN}^{*}=\frac{1}{\pi}\int_{0}^{\pi}|i_1^{*}(\theta)|\,\mathrm{d}\theta=\frac{-S_1-S_2-S_3+S_4}{\pi} \tag{3}$$

表 2　电流波形的分类

Tab. 2 Classification of current waveforms

模式	波形	约束条件
模式 1-Ⅰ		$\begin{cases}\dfrac{k}{2}\leqslant D_{\mathrm{N}}\leqslant\dfrac{1}{2}\\ 0\leqslant D_{\mathrm{J}}\leqslant\dfrac{1}{2}\left(\dfrac{1}{2}-D_{\mathrm{N}}\right)\end{cases}$
模式 1-Ⅱ		$\begin{cases}0\leqslant D_{\mathrm{N}}\leqslant\dfrac{k}{2}\\ 0\leqslant D_{\mathrm{J}}\leqslant\dfrac{1-k}{2k}D_{\mathrm{N}}\end{cases}$
模式 1-Ⅲ		$\begin{cases}0\leqslant D_{\mathrm{N}}\leqslant\dfrac{k}{2}\\ \dfrac{1-k}{2k}D_{\mathrm{N}}\leqslant D_{\mathrm{J}}\leqslant\dfrac{1}{2}\left(\dfrac{1}{2}-D_{\mathrm{N}}\right)\end{cases}$
模式 2-Ⅰ		$\begin{cases}\dfrac{k}{2}\leqslant D_{\mathrm{N}}\leqslant\dfrac{1}{2}\\ \dfrac{1}{2}\left(\dfrac{1}{2}-D_{\mathrm{N}}\right)\leqslant D_{\mathrm{J}}\leqslant\dfrac{1-k}{4}\end{cases}$
模式 2-Ⅱ		$\begin{cases}\dfrac{k}{2}\leqslant D_{\mathrm{N}}\leqslant\dfrac{1}{2}\\ \dfrac{1-k}{4}\leqslant D_{\mathrm{J}}\leqslant\dfrac{1}{2}\left(\dfrac{1}{2}+D_{\mathrm{N}}\right)\end{cases}$
模式 2-Ⅲ		$\begin{cases}\dfrac{k}{2(1+2k)}\leqslant D_{\mathrm{N}}\leqslant\dfrac{k}{2}\\ \dfrac{1-2D_{\mathrm{N}}}{4}\leqslant D_{\mathrm{J}}\leqslant\dfrac{(k-1)+(1+k)(1-2D_{\mathrm{N}})}{4k}\end{cases}$
模式 2-Ⅳ		$\begin{cases}\dfrac{k}{2(1+2k)}\leqslant D_{\mathrm{N}}\leqslant\dfrac{k}{2}\\ \dfrac{(k-1)+(1+k)(1-2D_{\mathrm{N}})}{4k}\leqslant D_{\mathrm{J}}\leqslant\dfrac{\pi}{2}+2D_{\mathrm{N}}\end{cases}$
模式 2-Ⅴ		$\begin{cases}0\leqslant D_{\mathrm{N}}\leqslant\dfrac{k}{2(1+2k)}\\ \dfrac{1}{2}\left(\dfrac{1}{2}-D_{\mathrm{N}}\right)\leqslant D_{\mathrm{J}}\leqslant\dfrac{1}{2}\left(\dfrac{1}{2}+D_{\mathrm{N}}\right)\end{cases}$
模式 3-Ⅰ		$\begin{cases}\dfrac{k}{2(1+2k)}\leqslant D_{\mathrm{N}}\leqslant\dfrac{1}{2}\\ \dfrac{1}{2}\left(\dfrac{1}{2}+D_{\mathrm{N}}\right)\leqslant D_{\mathrm{J}}\leqslant\dfrac{1}{2}\end{cases}$
模式 3-Ⅱ		$\begin{cases}0\leqslant D_{\mathrm{N}}\leqslant\dfrac{k}{2(1+2k)}\\ \dfrac{1}{2}\left(\dfrac{1}{2}+D_{\mathrm{N}}\right)\leqslant D_{\mathrm{J}}\leqslant\dfrac{(k-1)+(1+k)(1-2D_{\mathrm{N}})}{4k}\end{cases}$
模式 3-Ⅲ		$\begin{cases}0\leqslant D_{\mathrm{N}}\leqslant\dfrac{k}{2(1+2k)}\\ \dfrac{(k-1)+(1+k)(1-2D_{\mathrm{N}})}{4k}\leqslant D_{\mathrm{J}}\leqslant\dfrac{1}{2}\end{cases}$

其中各面积的表达式分别为

$$\begin{cases} S_1=\dfrac{(\beta-\alpha_1)[i_1^*(\beta)+i_1^*(\alpha_1)]}{2} \\ S_2=\dfrac{(\alpha_2-\beta)[i_1^*(\alpha_2)+i_1^*(\beta)]}{2} \\ S_3=\dfrac{(\theta_0-\alpha_2)[i_1^*(\theta_0)+i_1^*(\alpha_2)]}{2} \\ S_4=\dfrac{(\pi-\theta_0)[i_1^*(\pi)+i_1^*(\theta_0)]}{2} \end{cases} \tag{4}$$

式中，θ_0 为电流 i_1 的过零时刻角度。

结合不同电感电流波形对应的约束条件，采用与上述相同的方法进行分析可得到整流平均电流的标幺值，见表 3。

由图 3 可见，当桥内移相角保持不变时，桥间移相角在[0,π/2]区间内传输功率可以从 0 单调升高至最大功率，因此选择将桥间移相角控制在[0,π/2]，通过调节桥内移相角来进行优化。用 D_N 和

表 3 整流平均电流的标幺值表达式

Tab. 3 Expressions of per-unit value of rectified average current

满足 D_N 约束条件	满足 D_J 约束条件	表达式
$\dfrac{k}{2}\leqslant D_N\leqslant\dfrac{1}{2}$	$0\leqslant D_J\leqslant\dfrac{1-k}{4}$	$\dfrac{\pi[-(k-1)^2+(1-k)(1-2D_N)^2-16kD_J^2]}{2k(k-1)}$
	$\dfrac{1-k}{4}\leqslant D_J\leqslant\dfrac{1}{2}$	$\dfrac{\pi[(k-1)^2-(1+k)(1-2D_N)^2-16kD_J(1-D_J)]}{2k(k+1)}$
$0\leqslant D_N\leqslant\dfrac{k}{2}$	$0\leqslant D_J\leqslant\dfrac{(1-k)D_N}{2k}$	$\dfrac{\pi[(k-2)(k-1)^2+4(k-1)^2(1-2D_N)-(k^2-3k+2)(1-2D_N)^2-16k^2D_J^2]}{2k^2(k-1)}$
	$\dfrac{(1-k)D_N}{2k}\leqslant D_J\leqslant\dfrac{(k-1)+(1+k)(1-2D_N)}{4k}$	$\dfrac{\pi[(k-1)^2+2(k-1)(1-2D_N)+(1-2D_N)^2+16kD_ND_J]}{2k^2}$
	$\dfrac{(k-1)+(1+k)(1-2D_N)}{4k}\leqslant D_J\leqslant\dfrac{1}{2}$	$\dfrac{\pi[(k-1)^2-(k+1)(1-2D_N)^2]}{2k(k+1)}$

功率来表示 D_J，即

$$D_J=\begin{cases} \dfrac{kP^*}{8\pi^2D_N} & 0\leqslant D_J\leqslant\dfrac{1-2D_N}{4} \\ \dfrac{\pi-\sqrt{4\pi^2D_N(1-D_N)-2kP^*}}{4\pi} & \dfrac{1-2D_N}{4}\leqslant D_J\leqslant\dfrac{1}{4} \\ \dfrac{\pi+\sqrt{4\pi^2D_N(1-D_N)-2kP^*}}{4\pi} & \dfrac{1}{4}\leqslant D_J\leqslant\dfrac{1+2D_N}{4} \\ \dfrac{4\pi^2D_N-kP^*}{8\pi^2D_N} & \dfrac{1+2D_N}{4}\leqslant D_J\leqslant\dfrac{1}{2} \end{cases} \tag{5}$$

结合表 3 可以整理得到不同约束条件下的整流平均电流分段表达式，分别为

$$\begin{cases}
I_{\text{av1}}^{*}=\dfrac{k^3P^{*2}-4k\pi^2D_{\text{N}}^2[\pi^2(1-k)+4\pi^2D_{\text{N}}(1-D_{\text{N}})]+16\pi^4(1-D_{\text{N}})D_{\text{N}}^3}{8k\pi^3(1-k)D_{\text{N}}^2} & 0\leqslant D_{\text{J}}\leqslant\dfrac{1-2D_{\text{N}}}{4}\\
I_{\text{av2}}^{*}=\dfrac{k^2(2P^{*}-\pi^2)-4\pi^2(1-D_{\text{N}})D_{\text{N}}+2k\pi\sqrt{4\pi^2D_{\text{N}}(1-D_{\text{N}})-2kP^{*}}}{2k(k-1)\pi} & \dfrac{1-2D_{\text{N}}}{4}\leqslant D_{\text{J}}\leqslant\dfrac{1-k}{4}\\
I_{\text{av3}}^{*}=\dfrac{k^2(2P^{*}+\pi^2)+4\pi^2(1-D_{\text{N}})D_{\text{N}}-2k\pi\sqrt{4\pi^2D_{\text{N}}(1-D_{\text{N}})-2kP^{*}}}{2k(k+1)\pi} & \dfrac{1-k}{4}\leqslant D_{\text{J}}\leqslant\dfrac{1}{4}\\
I_{\text{av4}}^{*}=\dfrac{k^2(2P^{*}+\pi^2)+4\pi^2D_{\text{N}}(1-D_{\text{N}})+2k\pi\sqrt{4\pi^2D_{\text{N}}(1-D_{\text{N}})-2kP^{*}}}{2k(k+1)\pi} & \dfrac{1}{4}\leqslant D_{\text{J}}\leqslant\dfrac{1+2D_{\text{N}}}{4}\\
I_{\text{av5}}^{*}=\dfrac{-k^3P^{*2}+4k\pi^2D_{\text{N}}^2[(1+k)\pi^2+4\pi^2D_{\text{N}}(1+D_{\text{N}})]+16\pi^4(1-D_{\text{N}})D_{\text{N}}^3}{8k\pi^3(k+1)D_{\text{N}}^2} & \dfrac{1+2D_{\text{N}}}{4}\leqslant D_{\text{J}}\leqslant\dfrac{1}{2}\\
I_{\text{av6}}^{*}=\dfrac{-k^4P^{*2}+4k^3\pi^3D_{\text{N}}^2+16k\pi^4(1+3D_{\text{N}})D_{\text{N}}-32\pi^4D_{\text{N}}^4+4k^2\pi^4D_{\text{N}}^2(1+2D_{\text{N}})^2}{8k^2\pi^3(k-1)D_{\text{N}}^2} & 0\leqslant D_{\text{J}}\leqslant\dfrac{(1-k)D_{\text{N}}}{2k}\\
I_{\text{av7}}^{*}=\dfrac{k^2(2P^{*}+\pi^2)+4\pi^2D_{\text{N}}\left(D_{\text{N}}-k\right)}{2k^2\pi} & \dfrac{(1-k)D_{\text{N}}}{2k}\leqslant D_{\text{J}}\leqslant\dfrac{1-2D_{\text{N}}}{4}\\
I_{\text{av8}}^{*}=\dfrac{(k^2+1)\pi^2-\pi^2(1+2D_{\text{N}})(1-2D_{\text{N}})-4k\pi D_{\text{N}}\sqrt{4\pi^2D_{\text{N}}(1-D_{\text{N}})-2kP^{*}}}{2k^2\pi}\\
\quad\dfrac{1-2D_{\text{N}}}{4}\leqslant D_{\text{J}}\leqslant\dfrac{(k-1)+(1+k)(1-2D_{\text{N}})}{4k}\\
I_{\text{av9}}^{*}=\dfrac{(k^2+1)\pi^2-\pi^2(1+2D_{\text{N}})(1-2D_{\text{N}})+4k\pi D_{\text{N}}\sqrt{4\pi^2D_{\text{N}}(1-D_{\text{N}})-2kP^{*}}}{2k^2\pi}\\
\quad\dfrac{1}{4}\leqslant D_{\text{J}}\leqslant\dfrac{(k-1)+(1+k)(1-2D_{\text{N}})}{4k}\\
I_{\text{av10}}^{*}=\dfrac{-k^2(2P^{*}-\pi^2)+4\pi^2(k+D_{\text{N}})D_{\text{N}}}{2k^2\pi} & \dfrac{1+2D_{\text{N}}}{4}\leqslant D_{\text{J}}\leqslant\dfrac{(k-1)+(1+k)(1-2D_{\text{N}})}{4k}
\end{cases}\tag{6}$$

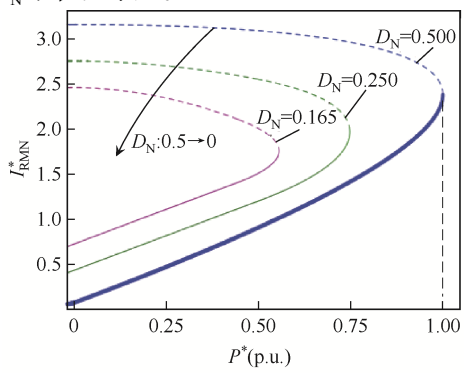
当 $k=1$ 时，最大功率标幺值为 $\pi^2/2$，定义新的标幺值 $P_{(\text{p.u.})}^{*}=P^{*}/(\pi^2/2)$，根据表达式绘制出 I_{av}^{*} 与 $P_{(\text{p.u.})}^{*}$ 的函数曲线，其中 D_{N} 取临界值 $D_{\text{N}}=\left[0.5\ \dfrac{k}{2}\ \dfrac{k}{2(1+k)}\ \dfrac{k}{2(1+2k)}\right]$，如图 5 所示。同一 D_{N} 下，电压增益越大，整流平均电流越小，可传输的功率越大。为使传输相同功率时的整流平均电流是最小值，则应选择曲线最低轮廓时对应的 D_{N}。确定最低轮廓拐点处 A 点、B 点、C 点相对应的坐标，根据最低轮廓曲线相邻 2 段交点处的功率和整流平均电流相等，求出拐点处的功率表达式分别为

$$\begin{cases}
P_{A(\text{p.u.})}^{*}=\sqrt{\dfrac{(k^2-1)(1-4k+k^2+k^3+\sqrt{1-k^2}-4k\sqrt{1-k^2}+k^2\sqrt{1-k^2})}{k^3}}+\dfrac{1-3k+3k^2-k^3-2k\sqrt{1-k^2}}{2k^2}\\
P_{B(\text{p.u.})}^{*}=\dfrac{2(1+k-k^2-k^3)-2k(1+k)\sqrt{(1-k)}}{(1+k)^2}\\
P_{C(\text{p.u.})}^{*}=\dfrac{2\sqrt{(2+3k)(2-4k-5k^2+7k^3)}}{(2+3k)(1+3k+2k^2)}
\end{cases}\tag{7}$$

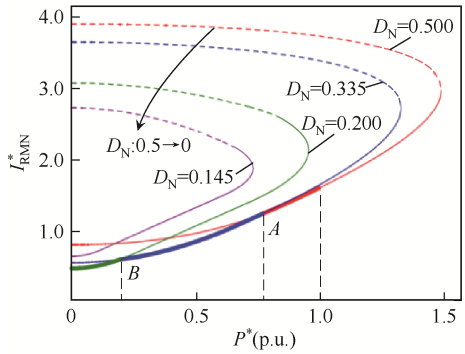
根据式(7)可绘制出不同电压增益情况下，A 点、B 点、C 点对应的输出功率曲线，如图 7 所示。

A 点、B 点、C 点对应的输出功率曲线如图 8 所示，可以看出，当 $0\leqslant P_{(\text{p.u.})}^{*}\leqslant 1$ 时，根据所含 A

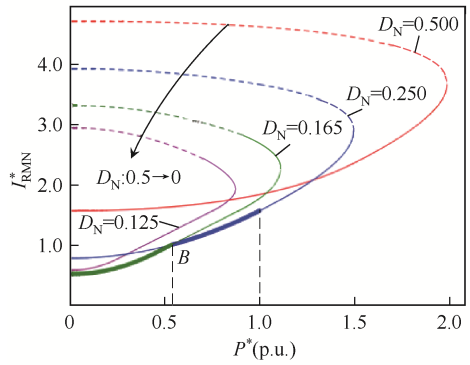
点、*B* 点、*C* 点组合形式的不同可划分为Ⅰ、Ⅱ、Ⅲ、Ⅳ、Ⅴ、Ⅵ共 6 个区域。各区域对应的电压增益范围，所含 *A* 点、*B* 点、*C* 点组合形式，以及对应的 D_N 取值见表 4。



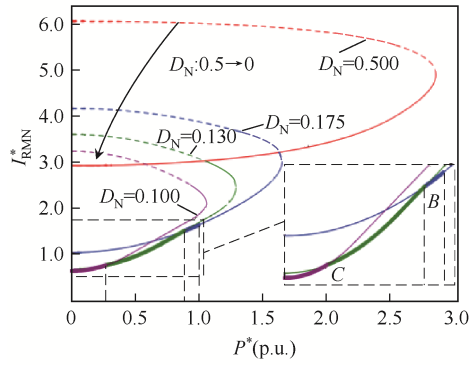
(a)k=1.00



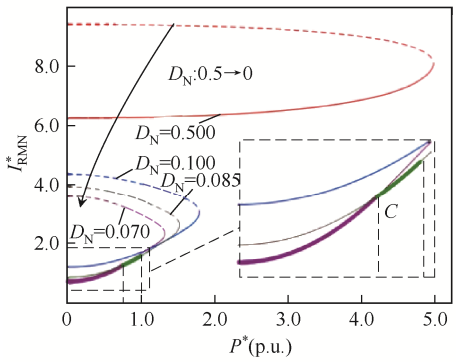
(b)k=0.67



(c)k=0.50



(d)k=0.35



(e)k=0.20

图 7 不同电压增益下整流平均电流与传输功率的曲线

Fig. 7 Curves for rectified average current and transmission power under different voltage gains

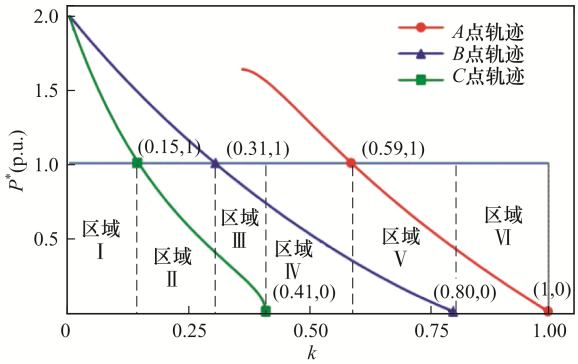


图 8 *A* 点、*B* 点、*C* 点对应的输出功率曲线

Fig. 8 Curves for output power at points *A*, *B* and *C*

表 4 整流平均电流优化下的区域划分

Tab. 4 Regional division under optimization of rectified average current

区域	电压增益范围	交点组合形式	D_N 取值
Ⅰ	0~0.15	无	$\frac{k}{2(1+2k)}$
Ⅱ	0.15~0.31	*C*	$\frac{k}{2(1+k)}$ $\frac{k}{2(1+2k)}$
Ⅲ	0.31~0.41	*B C*	$\frac{k}{2}$ $\frac{k}{2(1+k)}$ $\frac{k}{2(1+2k)}$
Ⅳ	0.41~0.59	*B*	$\frac{k}{2}$ $\frac{k}{2(1+k)}$
Ⅴ	0.59~0.80	*A B*	0.5 $\frac{k}{2(1+k)}$ $\frac{k}{2(1+2k)}$
Ⅵ	0.80~1.00	*A*	$0.5\frac{k}{2}$

当 $0 \leqslant P^*_{(p.u.)} \leqslant 1$ 时，电压增益分别取值[1.00 0.67 0.50]，根据表 4 可以确定 D_N 的取值边界，再根据式(5)可以确定 D_J 的取值范围，最终得到移相

角轨迹曲线如图 9 所示。可以看出，$k=1.00$ 时，属于单移相 SPS(single-phase-shift)控制；$k=0.67$ 时，属于单移相+扩展移相的混合控制；$k=0.50$ 时，属于扩展移相控制。根据图 7 可以较好地确定不同工作模式下，电压增益确定时可以使整流平均电流值最小的桥间移相角和桥内移相角，减小开关管上的损耗，提高变换器效率。

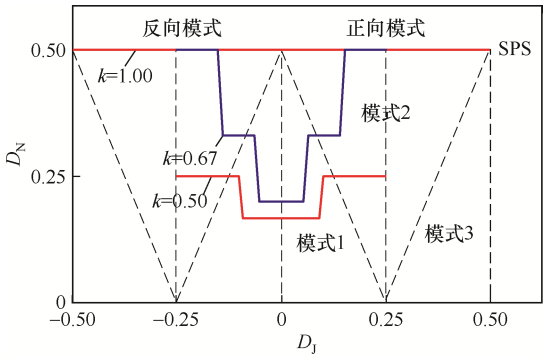


图 9　移相角轨迹

Fig. 9 Trajectories of phase shift angle

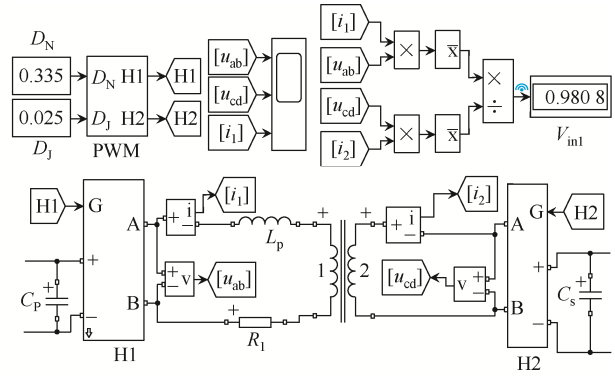
3　实验验证

为证明控制策略的优化效果，进行双有源桥变换器的仿真和实验验证，参数见表 5。依据不同 k 和传输功率，选取相应的 D_N、D_J 进行分段控制，$U_p=300$ V 时的仿真模型和输出波形如图 10 所示。搭建不同工作模式下的变换器实验平台，稳态实验波形如图 11 所示，图中，P_o 为输出功率。仿真和实验的波形与图 8 所示工作过程的分析结果一致。

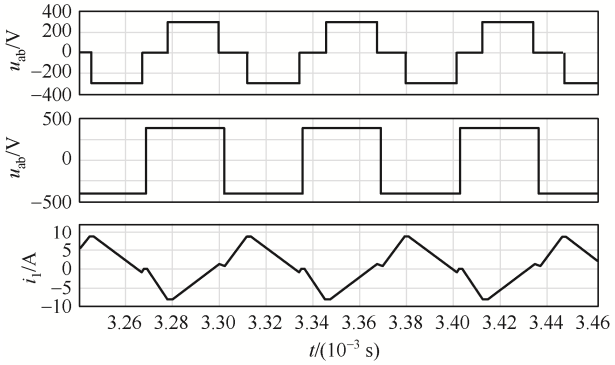
表 5　实验参数选择

Tab. 5 Selection of experimental parameters

参数	数值
一次侧电压/V	200~400
二次侧电压/V	400
额定输出功率/kW	1.5
开关频率/kHz	15
变压器漏感/μH	1.57
一次侧串联电感/μH	215.6
一次侧母线电容/μF	440
二次侧母线电容/μF	440



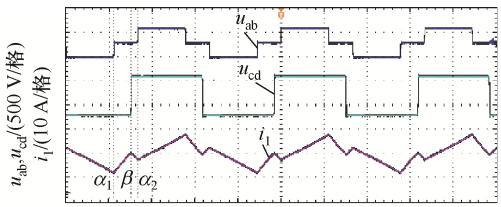
(a)仿真模型



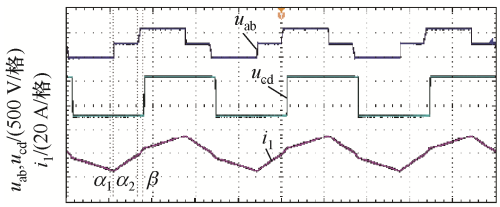
(b)输出波形

图 10　仿真模型及输出波形

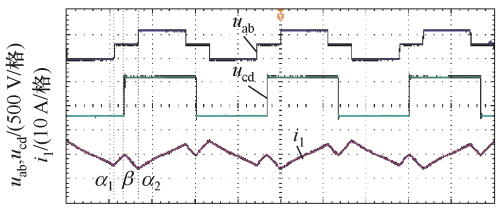
Fig. 10 Simulation model and waveforms of output



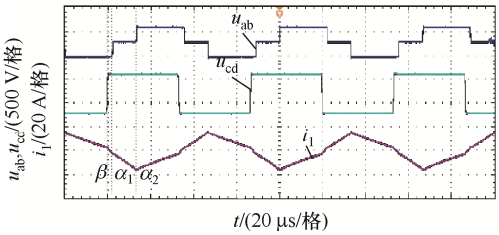
(a)D_N=0.335, D_J=0.025, P_o=481.0 W



(b)D_N=0.335, D_J=0.125, P_o=1 518.0 W



(c)D_N=0.335, D_J=−0.015, P_o=−94.5 W

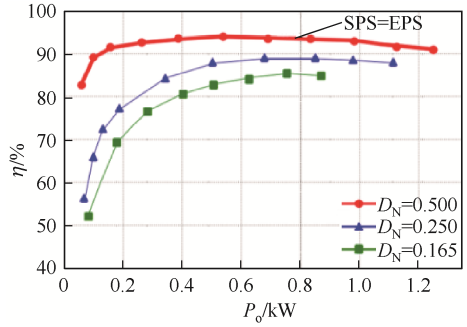


(d)D_N=0.335, D_J=−0.125, P_o=−149 7.0 W

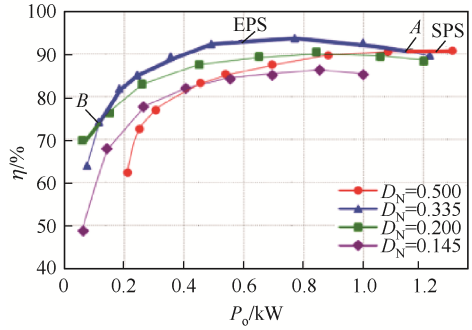
图 11 实验波形

Fig. 11 Experimental waveforms

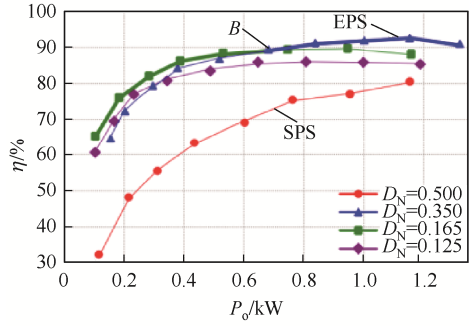
不同电压增益下的效率曲线如图 12 所示。由图 12(a)可见，当 $k=1.00$、$U_p=200$ V 时，$D_N=0.500$ 与 $D_N=0.250$、$D_N=0.165$ 临界值下的效率曲线均无交点，EPS 调制与 SPS 调制的效果相同。



(a)k=1.00, U_p=200 V



(b)k=0.67, U_p=300 V



(c)k=0.50, U_p=400 V

图 12 不同电压增益下的效率曲线

Fig. 12 Efficiency curves under different voltage gains

由图 12(b)可见，当 $k=0.67$、$U_p=300$ V 时，传输功率增大的过程中存在不同的 D_N 使得效率最高，例如，$k=0.67$ 时，其中包含 2 个交点 A、B，对应 D_N 的取值为[0.200　0.335　0.500]，效率曲线由 $D_N=0.200$ 和 EPS、SPS 3 段的最高轮廓线构成。由图 12(c)可见，当 $k=0.50$、$U_p=400$ V 时，仅包含 1 个交点 B，对应 D_N 的取值为[0.165　0.250]，效率曲线由 $D_N=0.200$ 和 EPS 2 段的最高轮廓线构成。

对图 12 传递效率曲线进行分析可知，$k=0.67$ 时属于区域Ⅴ，其中包含 2 个交点 A、B，对应 D_N 的取值为[0.200　0.335　0.500]，与表 4 所得 D_N 的取值 $\left[0\ \ \dfrac{k}{2(1+k)}\right]$ 相同；$k=0.5$ 时属于区域Ⅳ，仅包含 1 个交点 B，对应 D_N 的取值为[0.165　0.250]，与表 4 所得 D_N 取值 $\left[\dfrac{k}{2}\ \ \dfrac{k}{2(1+k)}\right]$ 相同。效率曲线的交点分布与根据表 4 计算得到的结果基本相同，证明了整流平均电流优化调制结果与实验结果一致，实现了对变换器效率的优化。

图 13 给出了变换器在 $k=0.50$ 时，5 种控制方案的效率曲线对比。由图 13 可见，文献[17]控制方法在低功率段时效率最高，且效率变化不明显；其余控制方法在低功率段时均会发生效率跌落。本文所提控制方法在低功率段虽有效率的下降，但其效率可以随输出功率的提高而增加，综合来看效率优化效果更优。

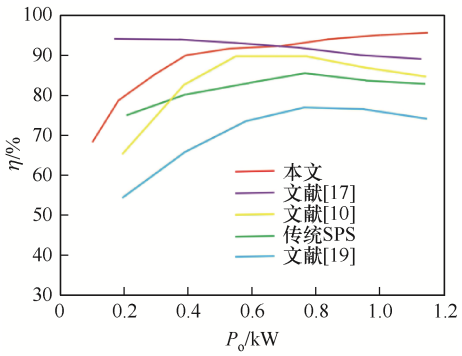


图 13 不同控制方法下的效率曲线

Fig. 13 Efficiency curves under different control methods

4　结语

本文采用目前被广泛使用的双有源全桥结构作为研究对象，在 EPS 控制的基础上，定义了与传输功率呈正相关的新移相角，可以直接通过 2 个新移相角的正负来判断功率的传输方向。分析了新定义下变换器在不同模式下的工作特性，提出了依据不同的电压增益及输出功率进行分段调制，选取功率曲线最低轮廓相对应的移相角来降低电感平均电流的优化调制方法。功率传输过程中整流平均电流始终保持在最低状态，减小了整流平均电流过大造成的不必要损耗，实现了优化变换器效率的目标。

参考文献：

[1] Guo Zhiqiang, Sun Kai, Wu T F, et al. An improved modulation scheme of current-fed bidirectional DC-DC converters for loss reduction [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(5): 4441-4457.

[2] 赖臻, 曾君, 刘俊峰. 基于耦合滤波电感的电流源型双有源桥式直流变换器的研究[J]. 电源学报, 2025, 23(2): 11-20.
Lai Zhen, Zeng Jun, Liu Junfeng. Study on current-fed dual-active-bridge DC-DC converter based on coupling filter inductance [J]. Journal of Power Supply, 2025, 23(2): 11-20. (in Chinese)

[3] 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)

[4] Li Hong, Yang Duo, Su Wenzhe, et al. An overall distribution particle swarm optimization MPPT algorithm for photovoltaic system under partial shading [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(1): 265-275.

[5] Shan Zhenyu, Jatskevich J, Iu H H, et al. Simplified load-feedforward control design for dual-active-bridge converters with current-mode modulation [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2018, 6(4): 2073-2085.

[6] 康薇, 肖飞, 任强, 等. 双有源桥 DC-DC 变换器三移相调制及其死区效应分析和补偿[J]. 电工技术学报, 2024, 39(6): 1907-1922.
Kang Wei, Xiao Fei, Ren Qiang, et al. Three-phase-shift modulation and its dead band effect analysis and compensation of dual-active-bridge DC-DC converter [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(6): 1907-1922. (in Chinese)

[7] 周林, 黄勇, 郭珂, 等. 微电网储能技术研究综述[J]. 电力系统保护与控制, 2011, 39(7): 147-152.
Zhou Lin, Huang Yong, Guo Ke, et al. A survey of energy storage technology for micro grid [J]. Power System Protection and Control, 2011, 39(7): 147-152. (in Chinese)

[8] 高帅, 张兴, 赵文广, 等. 双有源桥 DC-DC 变换器最小回流功率控制策略[J]. 电气工程学报, 2019, 14(2): 24-29.
Gao Shuai, Zhang Xing, Zhao Wenguang, et al. Minimum reactive power control strategy for dual active bridge DC-DC converter [J]. Journal of Electrical Engineering, 2019, 14(2): 24-29. (in Chinese)

[9] Bai Hua, Mi C. Eliminate reactive power and increase system efficiency of isolated bidirectional dual-active-bridge DC-DC converters using novel dual-phase-shift control [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008, 23(6): 2905-2914.

[10] 吴俊娟, 孟德越, 申彦峰, 等. 双重移相控制与传统移相控制相结合的双有源桥式 DC-DC 变换器优化控制策略[J]. 电工技术学报, 2016, 31(19): 97-105.
Wu Junjuan, Meng Deyue, Shen Yanfeng, et al. Optimal control strategy of dual active bridge DC-DC converter with combined dual-phase-shift and traditional-phase-shift controls [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(19): 97-105. (in Chinese)

[11] 高选杰, 苗虹, 曾成碧. 降低双有源桥 DC-DC 变换器回流功率的双移相控制策略[J]. 电力建设, 2019, 40(3): 94-101.

Gao Xuanjie, Miao Hong, Zeng Chengbi. A dual phase-shift control strategy for reducing back flow power of the dual active bridge DC-DC converter [J]. Electric Power Construction, 2019, 40(3): 94-101. (in Chinese)

[12] Song Chaochao, Chen Alian, Chen Jie, et al. Current-stress-optimized strategy of dual active bridge DC-DC converter with dead-time effect in single-phase-shift control [C]// IECON 2017 - 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. Beijing, China, 2017: 1013-1018.

[13] 李笑笑. 死区效应下双有源全桥 DC-DC 变换器回流功率分析[J]. 工业控制计算机, 2019, 32(9): 157-158.
Li Xiaoxiao. Analysis of backflow power of bidirectional DC-DC converter with dead-time effect [J]. Industrial Control Computer, 2019, 32(9): 157-158. (in Chinese)

[14] 刘飞龙. 双有源桥 DC/DC 变换器调制优化及拓扑拓展研究[D]. 秦皇岛: 燕山大学, 2018.
Liu Feilong. Research on modulation optimization and topology extension of dual active bridge DC/DC converter [D]. Qinhuangdao: Yanshan University, 2018. (in Chinese)

[15] 耿洋. 双有源全桥双向 DC/DC 变换器控制研究[D]. 镇江: 江苏大学, 2020.
Geng Yang. Research on control of dual active full-bridge bidirectional DC/DC converter [D]. Zhenjiang: Jiangsu University, 2020. (in Chinese)

[16] 刘赞, 沙金, 邱高峰, 等. 多级离散扩展移相控制双有源桥 DC-DC 变换器的原理、参数设计与性能[J]. 电工技术学报, 2024, 39(12): 3761-3773.
Liu Zan, Sha Jin, Qiu Gaofeng, et al. Principle, parameters design and performance of multistage discrete extended-phase-shift control dual active bridge DC-DC converters [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(12): 3761-3773. (in Chinese)

[17] 王攀攀, 徐泽涵, 高利强, 等. 新扩展移相角下的双有源桥 DC-DC 变换器优化控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(2): 727-737.
Wang Panpan, Xu Zehan, Gao Liqiang, et al. Optimal control strategy for dual active bridge DC-DC converter with new extended-phase-shift angle [J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(2): 727-737. (in Chinese)

[18] 刘飞龙, 郑智文, 孙孝峰, 等. 双有源桥变换器低平均电流的调制研究[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(16): 4884-4891, 4990.
Liu Feilong, Zheng Zhiwen, Sun Xiaofeng, et al. A modulation study on low rectified average current of dual active bridge converter [J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(16): 4884-4891, 4990. (in Chinese)



刘晓悦

作者简介：

刘晓悦(1965—)，女，博士，教授。研究方向：电力电子，复杂系统建模与控制，新能源和智能电源。E-mail：liuxy@ncst.edu.cn。

李月(1998—)，女，通信作者，硕士研究生。研究方向：电力电子与电气传动。E-mail：m15533607958@163.com。

刘飞龙(1988—)，男，博士，讲师。研究方向：变流器拓扑及控制技术。E-mail：910719169@qq.com。

(责任编辑：耿越)