双有源桥DC-DC变换器宽电压 范围及全功率段内混合半频调制 策略研究



朱家辉¹,纵家兴²,孙鹏³,韦玉麒¹ 1.西安交通大学,陕西西安710000 2.杭州电子科技大学,浙江杭州310018 3.华北电力大学,北京102200

摘 要: 双有源桥(DAB)变换器在使用传统调制策略时,轻载工况下的效率相比重载工况有较大的差距。为了使DAB变换器在宽电压范围及全功率段内实现效率的优化,在传统调制策略的基础上提出了混合半频调制(HHFM)策略。在变换器稳态运行时,以减小电流应力为优化目标,引入了半频调制(HFM)策略,分析对比了不同模式及不同工况下的电流应力大小, 在特定工况下选择合适的模式使电流应力减小,确定了在宽电压范围及全功率段内各种模式的分布范围。最后搭建了双有 源桥 DC-DC 试验平台,测得试验中混合半频调制策略下,DAB 变换器的电流应力相比传统 TPS 调制策略最大减小了 72.32%,同时在一定工况下效率最高可以提升2.5%,验证了混合半频调制策略在优化电流应力和效率方面的有效性,证明 了混合半频调制策略的高效性和可行性。

关键词:双有源桥变换器;移相比;电流应力;调制策略;半频调制

中图分类号:TM46

文献标识码:A

多电飞机使用电能逐步代替传统飞机上的液压能、气能和机械能等二次能源,简化了飞机的能源系统结构,优化了飞机的能量利用效率,降低了燃油消耗和污染物排放,成为提升飞机技术性能、支持绿色航空发展的主要途径。多电飞机目前仍处于技术探索阶段,其发展方向具有很多特点,其中,高压化和直流化是其电源系统发展的重要特征,因此,直流变换器的技术发展十分重要^[1]。多电飞机目前已经有一些产品问世,如空客公司的A380、波音公司的波音787和洛克希德-马丁公司的F-35。以F-35为例,其发电机输出侧将360~800Hz整流为270V直流,可通过变换器将电压转换为部分传统航空电子设备需要的28V直流以及115V交流电。电源装置的重量(质量)将直接影响机载系统性能,变换器的传输效率需要尽可能地提高以减小损耗,从而减小散热器的体积和重量^[2-3]。在机载系统中,以国际著名模块电源公司Vicor为例,DC-DC变换器的功率等级从几十瓦到几千瓦,

DOI: 10.19452/j.issn1007-5453.2025.04.003

而变换器的最高工作效率高达96%。因此,对于高效率DC-DC变换器的研究具有重要意义。双有源桥(DAB)变换器具 有能量双向流动、功率密度高、易实现软开关等优势,在航空 直流电源系统中具有广泛的应用^[4]。

单移相(SPS)^[5]控制是DAB变换器最基本的控制方式, 通过调制两个全桥交流侧电压之间的移相比可以对DAB变 换器传输功率的大小和电流方向进行调整。但是,在电压转 换比偏离1的情况下,SPS控制方式可实现软开关的功率范 围显著减小,且在轻载工况下尤为严重。为解 决SPS控制 方式的问题,拓展移相(EPS)^[6]、双重移相(DPS)^[7]、三重移相 (TPS)^[8]等更多自由度的调制方式被提出。上述调制方式驱 动信号的占空比都为50%,一个周期内前半段和后半段的电 压电流值大小相等、方向相反,均为对称占空比调制(SDM)。

为进一步提升DAB变换器的性能,新的非对称占空比调制(ADM)^[9-11]被提出,其驱动信号的占空比不再局限于50%,

收稿日期:2024-09-26;退修日期:2024-12-19;录用日期:2025-02-13

基金项目: 航空科学基金(2022Z072070001);新能源电力系统全国重点实验室开放课题(LAPS23019)

引用格式: Zhu Jiahui, Zong Jiaxing, Sun Peng, et al. Research on hybrid half-frequency modulation strategy for dual active bridge Dc-Dc converter in wide voltage and full power range[J]. Aeronautical Science & Technology, 2025, 36(4):17-28. 朱家辉, 纵家兴, 孙鹏, 等. 双有源桥DC-DC 变换器宽电压范围及全功率段内混合半频调制策略研究[J]. 航空科学技术, 2025, 36(4):17-28.

具有更多的优化空间。其中,同一桥臂上驱动信号占空比为 75%和25%的控制方式被称为半频调制(HFM),可将电压峰 值变为原先全桥的一半。参考文献[12]利用上述特性提出了 非对称半频调制(AHFM),主动控制变压器原副边的电压增 益,减小了电感电流的有效值和峰值。将本文提到的副边半 频调制和原边半频调制统称为AHFM-DPS,双边半频调制称 为AHFM-SPS,对传统调制策略与上述两种调制策略在传输 功率及各种损耗方面进行了对比分析。但其未对AHFM调 制进行最优移相比组合的求解,也未对比分析具体工况下各 种调制模式的性能和模式细化后最优模式的选取。

在引入半频调制后,结合传统TPS调制共有4种不同 的调制模式,为对4种调制模式的运行特性以及模式选取 进行更为细致的研究,本文在引入的非对称半频调制策略 的基础上,基于卡鲁什-库恩-塔克(KKT)条件,利用拉格朗 日乘子法(LMM)^[13-15]计算出各种模式的最优移相比,以优 化电流应力。此外,对具体工况下不同调制模式的选取进 行划分,确定模式的边界条件,并对所有模式分析提出混合 半频调制(HHFM)策略,最后搭建了试验平台验证调制策略 的有效性。

1 半频调制及衍生模式特性的分析

如图1所示,DAB变换器的拓扑结构主要包括两个H桥、一个高频变压器、一个等效电感以及两个输入输出滤波电容器。其中,等效电感 L_s 包含了变压器的漏感和外部辅助电感,主要用于传递能量。 C_1 、 C_2 分别为输入、输出侧滤波电容。 V_1 、 V_2 为输入、输出侧电压,变压器变比为N:1。 V_p 和 V_s 为变压器原、副边H桥的输出电压, i_L 为电感电流,箭头方向为电流的参考方向,电压转换比 $k = V_1 \sqrt{NV_2}$ 。

半频调制是非对称占空比调制的一种,其同一桥臂上 开关驱动信号占空比分别为75%和25%,驱动信号的频率 变为原本驱动信号的一半,且对角开关管间存在一个等于 半频调制开关周期50%的相移,而为了使交流测电压波形 前、后半段周期内形状大小相等、方向相反,需要在变压器 原、副边各引入隔直电容C_{b1}和C_{b2}。

在引入半频调制后,变换器的两个H桥可分别采用传统 对称占空比调制和半频调制两种调制方法,排列组合后可得 到4种不同的控制模式,根据半频调制所处位置的不同,4种 模式分别为传统三移相调制、副边半频调制、原边半频调制和 双边半频调制。由于三移相调制为传统调制方法,其传输特 性已有大量文献分析,这里不过多赘述,因此将三种衍生调制 模式进行分析,其典型波形如图2~图4所示。其中副边半频 调制中,原边H桥内移相比为D₁,原、副边之间外移相比为 D₂;原边半频调制中,副边H桥内移相比为D₁,原、副边之间外 移相比为D₂;双边半频调制中,原、副边之间外移相比为D₂。

根据对典型波形的分析,分别对三种模式的传输特性进行计算,包括标幺化传输功率和标幺化电流应力、模式定义域以及实现软开关的必要条件。其中,各个特性的表达式均取其标幺值,且在副边半频调制中引入新电压转换比 *k_s=2k=2V₁/NV₂*;原边半频调制中引入新电压转换比*k_p=k/2=V₁/2NV₂*。

以副边半频调制的其中一种情况为例,即D₁<D₂时,每 个时刻的电感电流表达式为

$$\begin{cases} i_{\rm L}(t) = i_{\rm L}(t_0) + \frac{NV_2/2}{L}(t-t_0), t_0 \sim t_1 \\ i_{\rm L}(t) = i_{\rm L}(t_1) + \frac{V_1 + NV_2/2}{L}(t-t_1), t_1 \sim t_2 \\ i_{\rm L}(t) = i_{\rm L}(t_2) + \frac{V_1 - NV_2/2}{L}(t-t_2), t_2 \sim t_3 \end{cases}$$
(1)







Fig.2 Typical waveforms for half-frequency modulation on the secondary side





由于副边半频控制下稳态电感电流具有半周期对称性,分析可知, $i_{L}(t_{0}) = -i_{L}(t_{3})$,利用半周期对称性可以计算出电感电流每个时刻的值为

$$\begin{cases} i_{\rm L}(t_0) = \frac{NV_2/2}{4fL} (k_{\rm s}D_1 - k_{\rm s} + 1 - 2D_2) \\ i_{\rm L}(t_1) = \frac{NV_2/2}{4fL} (k_{\rm s}D_1 - k_{\rm s} + 1 + 2D_1 - 2D_2) \\ i_{\rm L}(t_2) = \frac{NV_2/2}{4fL} (2k_{\rm s}D_2 - k_{\rm s}D_1 - k_{\rm s} + 1) \\ i_{\rm L}(t_3) = \frac{NV_2/2}{4fL} (-k_{\rm s}D_1 + k_{\rm s} - 1 + 2D_2) \end{cases}$$

$$(2)$$

由各个时刻电感电流表达式结合每个时间段内的电感 电流表达式计算得出传输功率的表达式为

$$P = \frac{1}{T_{\rm hs}} \int_{0}^{T_{\rm hs}} V_1 i_{\rm L}(t) dt = \frac{NV_1 V_2}{8fL} (2D_1 D_2 - D_1^2 - 2D_2^2 - D_1 + 2D_2)$$
(3)

为了便于计算,将传输功率进行标幺化可得 $P=2D_1D_2-D_1^2-2D_2^2-D_1+2D_2$ (4) 传输功率基准值为

$$P_{\rm N} = \frac{NV_1V_2}{8fL} \tag{5}$$

由于电感电流最大值出现的时刻根据*k*_s的不同而不同, 电流应力会根据*k*_s的不同而分为两种情况,分别为0<*k*_s<1和 *k*_s>1,两种情况下峰值电流出现的时刻分别为*t*₂和*t*₁,不同情 况下电流应力的表达式分别为





Fig.4 Typical waveforms for half-frequency modulation on the both sides

$$\begin{cases} \frac{NV_2}{8fL} (2k_s D_2 - k_s D_1 - k_s + 1), 0 < k_s < 1\\ \frac{NV_2}{8fL} (k_s - k_s D_1 + 2D_2 - 1), k_s > 1 \end{cases}$$
(6)

电感电流的基准值为

$$i_{\rm LN} = \frac{NV_2}{8fL} \tag{7}$$

则电流应力标幺值的表达式为

$$\begin{cases}
2k_s D_2 - k_s D_1 - k_s + 1, 0 < k_s < 1 \\
k_s - k_s D_1 + 2D_2 - 1, k_s > 1
\end{cases}$$
(8)

以此类推,利用相同的分析计算方法计算出三种调制 模式传输功率标幺值以及电流应力的标幺值见表1~表3。

2 混合半频调制策略的研究

2.1 稳态下各种模式移相比组合的计算

由上文计算出的变换器不同模式下的传输特性,得到 在特定的传输功率下可以有多种移相比组合,但是每种组

 Table 1
 Transmission characteristics of half-frequency modulation on the secondary side

工作模式	$0 \le D_1 \le D_2 \le 1$	$0 \le D_2 \le D_1 \le 1$
传输功率	$2D_1D_2 - D_1^2 - 2D_2^2 - D_1 + 2D_2$	$D_1^2 - 2D_1D_2 - D_1 + 2D_2$
电流应力	$\frac{2k_{s}D_{2}-k_{s}D_{1}-k_{s}+1,\ 0<\!k_{s}<\!1}{k_{s}-k_{s}D_{1}+2D_{2}-1,k_{s}>\!1}$	$\max \{k_{s}D_{1}-k_{s}+1, \\ k_{s}-k_{s}D_{1}+2D_{2}-1\}$
传输功率范围	[0,0.5]	[0,0.25]
软开关必要条件	$D_{2} > (k_{s}D_{1} - k_{s} + 2D_{1} + 1)/2$ $D_{2} > (k_{s}D_{1} + k_{s} - 1)/2k_{s}$	$D_1 > (k_s - 1)/k_s$ $D_2 < (-k_s D_1 + k_s + 2D_2 - 1)/2$

表2 原边半频调制的传输特性

```
        Table 2
        Transmission characteristics of half-frequency
```

modulation on the primary side

工作模式	$0 \le D_1 + D_2 \le 1$	$D_1 + D_2 > 1$
传输功率	$D_1 + 2D_2 - 2D_1D_2 - D_1^2 - 2D_2^2$	$D_1^2 + 2D_1D_2 - 3D_1 - 2D_2 + 2$
电流应力	$\begin{array}{c} 2(2k_{\rm p}D_{\rm 1}{+}2k_{\rm p}D_{\rm 2}{-}k_{\rm p}{+}1{-}D_{\rm 1}),0{<}k_{\rm p}{<}1\\ \\ 2(k_{\rm p}{+}D_{\rm 1}{+}2D_{\rm 2}{-}1),k_{\rm p}{>}1 \end{array}$	$2(k_{p}+1-D_{1})$
传输功率范围	[0,0.5]	[0,0.25]
软开关必要	$D_2 > (1 - k_p - D_1)/2$	$D_1 < k_p + 1$
条件	$D_2 > (k_p + D_1 - 1)/2$	$D_2 > (k_p + D_1)/2$

表3 双边半频调制传输特性

Table 3 Transmission characteristics of half-frequency modulation on the both sides

工作模式	$0 {\leq} D_2 {\leq} 1$
传输功率	$D_2 - D_2^2$
山法应力	2kD ₂ -k+1, 0 <k<1< td=""></k<1<>
电视应力	$k+2D_2-1$, $k>1$
传输功率范围	[0,0.25]
软开关必要条件	$D_2 > (1-k)/2, D_2 > (k-1)/2k$

合对应的电流应力不同,本文以优化电流应力为目标,需要 找出使电流应力最小的移相比组合。传统三移相调制策略 采用参考文献[13]~[15]中的结合卡罗需•库恩•塔克(KKT) 条件利用拉格朗日乘数(LMM)方法计算使 DAB 变换器电 流应力最小的移相比组合,并由移相比组合得出相应的优 化路径。根据参考文献[16],分析传统三移相调制的工作 模式,选取其中合适的模式进行优化路径的计算。利用拉 格朗日乘子法分别对降压、升压模式中全功率段的优化路 径进行计算,得出传统三移相调制在宽电压范围及全功率 段内的移相比组合和对应的电流应力。其中,*D*₁为原边H 桥内移相比,*D*₂为原副边桥间外移相比,*D*₃为副边H桥内移 相比。

降压模式下,当P*的范围为[0,2(k-1)/k²]时,三个移相 比和电流应力分别为

$$\begin{cases} D_{1} = 1 - \sqrt{\frac{P^{*}}{2(1-k)}} \\ D_{2} = \sqrt{\frac{(k-1)P^{*}}{2}} \\ D_{3} = 1 - k \sqrt{\frac{P^{*}}{2(1-k)}} \\ I_{p} = 2 \sqrt{2(k-1)P^{*}} \end{cases}$$
(9)

当*P**的范围为[2(k-1)/k², 1]时,三个移相比和电流应力 分别为

$$\begin{cases} D_1 = (k-1)\sqrt{\frac{1-P^*}{k^2-2k+2}} \\ D_2 = \frac{(k-2)}{2}\sqrt{\frac{1-P^*}{k^2-2k+2}} + \frac{1}{2} \\ D_3 = 0 \\ I_p = 2k - 2\sqrt{(1-P^*)(2k^2-2k+1)} \end{cases}$$
(10)

升压模式下,当P*的范围为[0,2k(k-1)]时,三个移相比 和电流应力分别为

$$\begin{cases} D_1 = 1 - \sqrt{\frac{P^*}{2k(1-k)}} \\ D_2 = 0 \\ D_3 = 1 - \sqrt{\frac{kP^*}{2(1-k)}} \\ I_p = 2\sqrt{2P^*k(1-k)} \end{cases}$$
(11)

当*P**的范围为[2*k*(*k*-1), 1]时,三个移相比和电流应力 分别为

$$\begin{cases} D_1 = 0 \\ D_2 = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \sqrt{\frac{1 - P^*}{2k^2 - 2k + 1}} \\ D_3 = (1 - k) \sqrt{\frac{1 - P^*}{2k^2 - 2k + 1}} \\ I_p = 2 - 2 \sqrt{(1 - P^*)(2k^2 - 2k + 1)} \end{cases}$$
(12)

利用相同的方法对其他模式进行移相比组合的计算。 以副边半频调制下的低功率段运行为例,此时移相比大小 关系为0≤D₂<D₁<1,根据其传输功率及电流应力的标幺 值的表达式建立拉格朗日函数为

$$\begin{cases} L(D_1, D_2, \lambda) = 2D_2 - k_s D_1 + k_s - 1 + \\ \lambda (D_1^2 - 2D_1 D_2 - D_1 + 2D_2 - P^*) \\ \frac{\partial L}{\partial D_1} = 0, \ \frac{\partial L}{\partial D_2} = 0, \ \frac{\partial L}{\partial \lambda} = 0 \end{cases}$$
(13)
计算可得该情况下电流应力最小的移相比组合为

$$\begin{cases} D_1 = 1 - \sqrt{\frac{P^*}{k_s - 1}} \\ D_2 = \frac{1}{2} - \frac{k_s - 2}{2} \sqrt{\frac{P^*}{k_s - 1}} \end{cases}$$
(14)

以此类推至高功率段,计算得副边半频调制的移相比 组合及电流应力。

当*P**的范围为[0, (k_s-1)/k_s²]时,两个移相比和电流应力 分别为

$$D_{1} = 1 - \sqrt{\frac{P^{*}}{k_{s} - 1}}$$

$$D_{2} = \frac{1}{2} - \frac{k_{s} - 2}{2} \sqrt{\frac{P^{*}}{k_{s} - 1}}$$

$$I_{p} = 2 \sqrt{P^{*}(k_{s} - 1)}$$
(15)

当P^{*}的范围为[$(k_s-1)/k_s^2$, 0.5]时, 当 $k_s>1$ 时, 两个移相比和电流应力分别为

$$\begin{cases}
D_1 = 0 \\
D_2 = \frac{1}{2} - \frac{\sqrt{1 - 2P^*}}{2} \\
I_p = 1 - k_s \sqrt{1 - 2P^*}
\end{cases}$$
(17)

计算原边半频调制低功率段的移相比组合时,利用 LMM方法计算出的移相比组合为*D*₁=1,*D*₂为任意数,此时 传输功率为0,不符合实际应用的需求,需要重新选择优化 路径。首先,绘制出*D*₁+*D*₂>1模式下传输功率与*D*₁和*D*₂ 的关系图像,如图5所示。

根据图5分析得出,为了使优化路径能够覆盖整个功率段,路径必须经过点 $(D_1, D_2)=(0.5, 0.5)$ 以及传输功率为零的点。而为了减小计算量,选取优化路径为直线。同时,为了使电流应力尽可能减小, D_1 需要尽可能大一些,且为了尽可能实现软开关,新优化路径需要尽可能位于定义域以及软开关实现范围之内。因此,选取的优化路径为 $D_2=0.5$,此时 $D_1=1-\sqrt{P^*}$,此时的优化路径在三维图像中,如图6所示。此时电流应力为 $I_p=2(k_p+\sqrt{P^*})$ 。由此总结出原边半频调制的移相比组合及电流应力。







图6 新优化路径示意图

Fig.6 Schematic diagram of the new optimized path

当 P^* 的范围为[0, $(k_p - k_p^2)/2k_p^2 - 2k_p + 1$]时,两个移相比和 电流应力分别为

$$\begin{cases} D_{1} = 1 - \sqrt{P^{*}} \\ D_{2} = 0.5 \\ I_{p} = 2 \left(k_{p} + \sqrt{P^{*}} \right) \end{cases}$$
(18)

当P*的范围为[$(k_p - k_p^2)/2k_p^2 - 2k_p + 1, 0.5$]时,当 $k_p > 1$ 时,两 个移相比和电流应力分别为

$$\begin{cases} D_1 = 0\\ D_2 = \frac{1}{2} - \frac{\sqrt{1 - 2P^*}}{2}\\ I_p = 2\left(k_p - \sqrt{1 - 2P^*}\right) \end{cases}$$
(19)

当0<k。<1时,两个移相比和电流应力分别为

$$D_{1} = (1 - k_{p}) \sqrt{\frac{1 - 2P^{*}}{2k_{p}^{2} - 2k_{p} + 1}}$$

$$D_{2} = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \sqrt{\frac{1 - 2P^{*}}{2k_{p}^{2} - 2k_{p} + 1}}$$

$$I_{p} = 2 \left(1 - \sqrt{(1 - 2P^{*})(2k_{p}^{2} - 2k_{p} + 1)}\right)$$
(20)

双边半频调制的移相比组合及电流应力如式(21)和式 (22)所示。当*k*>1时

$$D_2 = \frac{1}{2} - \frac{\sqrt{1 - 4P^*}}{2}$$

$$I_p = k - \sqrt{1 - 4P^*}$$
(21)

当0<k<1时,移相比组合及电流应力为

$$D_{2} = \frac{1}{2} - \frac{\sqrt{1 - 4P^{*}}}{2}$$

$$1 - k\sqrt{1 - 4P^{*}}$$
(22)

2.2 混合半频调制策略

根据上述分析,每在一个H桥引入半频调制,传输功率 的范围会变为引入前的0.5倍,因此在传输相同功率时,该 功率对于使用传统调制策略的变换器可能是轻载状态,但 引入半频调制后变换器可能会工作在重载状态,利用DAB 变换器重载状态下效率更高的特性来改善传统调制策略下 轻载效率不够高的问题。因此以减小电流应力为目标,在 保证传输功率的基础上,将4种模式进行对比分析,在宽电 压范围及全功率段内优化DAB变换器的电流应力。首先, 绘制出4种模式电流应力与电压转换比和传输功率标幺值 的三维关系图,如图7所示。





为了划分出4种模式之间切换的边界条件,得到4种模式对应的工况范围,这里将三维图像翻转得到其仰视图,如图8所示。由图8可知,整个工况范围被划分为三个区域,分别代表TPS调制(区域1)、副边半频调制(区域2)和原边半频调制(区域3)。其中,双边半频调制未能出现在工况范围中,其可能原因分析为:双边半频调制控制自由度只有一个,类似于传统调制策略的SPS调制,其电流应力方面的性能也会受到控制自由度数量的影响而受到限制,但其可能

在其他方面会对DAB变换器有优化作用。

在模式之间的边界进行取点采样,对三个区域的边界进行拟合,可以得到模式之间的边界条件,确定每个模式对应的工况范围,见表4。其中为了便于表示,传输功率标幺值用p表示。



表4 模式边界条件 Table 4 Mode boundary conditions

工作模式	边界条件	
TPS 调制		
(区域1)	除区域2、3的部分	
	$k < -17.16p^3 + 16.27p^2 - 5.34p + 1.3$,	
副辺半频调制(区域2)	0 <p<0.5, k<0.7<="" td=""></p<0.5,>	
	p > -0.62k + 1.23,	
原边半频调制(区域3)	$p < 2.88k^3 - 15.71k^2 + 28.62k - 16.92$,	
	0 <p<0.5< td=""></p<0.5<>	

根据拟合出的边界条件,提出结合了三种模式的混合 半频调制策略,其在宽电压范围及全功率段内系统控制框 图如图9所示。

通过对输入输出量进行采样计算,得到实时的传输功 率标幺值和电压转换比,判断此时的工况位于图8中的哪





个模式对应的区域,并根据对应的模式采用合适的调制策略控制PWM波输出。

3 试验验证

为了对上述调制策略的有效性进行验证,搭建了试验 平台进行试验验证。这里选择了低功率平台进行试验,旨 在揭示所提出的调制策略对电流应力以及变换器效率方面 的优化趋势,虽然低功率运行会导致试验中的效率偏低,但 是优化的趋势与高功率运行是一致的。

试验使用的平台如图10所示。平台由电源部分、负载 部分、变换器部分以及控制部分组成。其中,变换器部分由 无源网络以及全桥模块组成,控制部分选择DSP控制模块。

试验参数见表5。为了在宽电压范围内进行验证,电压 转换比选择为0.5~2,即输出电压固定为40V,输入电压范 围为20~80V,功率范围则选择传输功率标幺值为0~1的全 功率段。首先对图8中的工况范围选择三个点进行采样验 证,选点图如图11所示。

首先选点1的工况为k=0.5, P*=0.25, 即输入电压为



(a) 电源以及负载部分



(b) 变换器部分以及DSP控制部分
 图 10 试验平台
 Fig.10 Experimental platforms

Table 5 Experimental parameter		
参数名称	参数值	
输入电压/V	20~80	
输出电压/V	40	
开关频率/kHz	20	
等效电感/μΗ	100	
输入输出侧滤波电容/µF	330	
隔直电容/µF	20	
变压器变比	1:1	

表5 试验参数 Table 5 Experimental parameter



Fig.11 Selection of points in the range of working conditions

20V、输出电压为40V、传输功率为40W的升压工况。由于 原边半频调制与双边半频调制在图7中发现电流应力偏 大,因此选择电流应力更小的TPS调制和副边半频调制进 行试验,观察变压器两侧电压波形以及电流应力的波形,对 比电流应力的大小,两者的试验波形如图12所示。

由图12的试验结果得出,在选点1工况下,副边半频调制相比TPS调制减小了60.18%的电流应力。选点2的试验 波形如图13所示。

选点2的工况为 k=2, P*=0.25, 即输入电压为80V、输 出电压为40V、传输功率为160W的降压工况。选择电流应 力更小的TPS调制和原边半频调制进行试验, 观察试验波 形, 对比电流应力的大小。由图13的试验波形看出, 在选 点2工况下原边半频调制的电流应力相比TPS调制减小了 50%以上。最后选点3的试验波形如图14所示。

选点3的工况为 k=1.2, P*=0.25, 即输入电压为48V、输 出电压为40V、传输功率为96W的降压工况。选择 TPS 调 制、副边半频调制和原边半频调制进行试验, 观察变压器两 侧电压波形以及电流应力的波形。对比电流应力的大小后



Fig.12 Experimental waveforms of two modes at selection point 1 condition



Fig.13 Experimental waveforms of two modes at selection point 2 condition





发现,TPS的电流应力最小,符合区域划分的结果。

从选点试验的结果可以看出,所提出的调制策略可以 有效减小DAB变换器的电流应力,且工况区域内的模式划 分也是有效的。为了更直观地看到所提出调制策略对变换 器效率方面的提升,对固定电压转换比下全功率段内不同 模式的电流应力和效率进行采样试验,绘制电流应力和效 率的折线图。

首先对 k=2 的功率段进行试验,根据试验数据绘制的 电流应力和效率折线图如图 15 所示。从图 15 可以看出,在 原边半频调制的优化范围内,减小了变换器的电流应力,且 在效率上有一定的提升。在 P*=0.5 时原边半频调制的效率 有较大的下滑,分析原因为:电流应力并不能完全代表效



率,优化电流应力的同时可能对其他参数有所影响,导致变换器效率的下降。但总体上原边半频调制有效提升了变换器的运行效率。

当k=0.5时,电流应力和效率折线图如图16所示。由图 16可以看到,在P*<0.5时副边半频调制有效减小了DAB变 换器的电流应力,且有效地提升了变换器的运行效率。由于 试验均在低功率下运行,变换器的效率比较低,但是调制策 略的优化趋势与高功率运行时是一致的,因此可以看出,原 边半频调制和副边半频调制在效率优化方面的有效性。

最后对*k*=1.2进行试验验证和分析,电流应力和效率折 线图如图17所示。由试验结果可以看出,在*k*=1.2时,TPS 调制的电流应力最小,变换器运行效率最高,与前文中的模 式分析吻合。

对试验结果总体分析,发现新调制策略在合适的工况 下可以有效减小电流应力,提升变换器的运行效率。在电 流应力方面,从三个选点数据中可以看出,混合半频调制策 略在 *k*=0.5、*P**=0.25 时,相比传统 TPS 调制优化电流应力更



多,减小了60.18%的电流应力。结合相同电压转换比下不同功率情况的试验,即图16(a)和图17(a)中的数据,在*k*=0.5、*P**=0.125时混合半频调制策略相比TPS调制减小了最多72.32%的电流应力。在效率方面,同样根据对相同电压转换比下不同功率情况的试验,即图16(b)和图17(b)中的数据,当*k*=0.5、*P**=0.25时混合半频调制策略相比TPS调制提升了最多2.5%的效率。但同时也发现,减小电流应力并不完全等同于提升效率,需要考虑到其他因素来进一步优化变换器的运行效率^[17]。

4 结束语

航空电力系统技术的创新与实践对于多电飞机的发展 至关重要,为了实现其直流化的特点,需要在直流变换器上 进行研究。其中,针对DAB变换器在传统TPS调制策略下 轻载运行时效率偏低的问题,本文引入了半频调制策略,结 合TPS调制形成了4种调制模式,并以电流应力最小为优 化目标,对每种模式分别进行了计算,得出了每种模式电流



应力最小的移相比组合的解析解。根据4种模式的移相比 组合及对应的电流应力标幺值,绘制出了不同模式电流应 力标幺值与传输功率标幺值和电压转换的三维图像,并在 其仰视图中划分出了每种模式对应的工况范围,并拟合出 了模式间的边界。根据模式的区域划分,提出了结合了4 种模式的混合半频调制策略,绘制了该策略的控制框图。 最后搭建了试验平台,对传统TPS调制下和混合半频调制 策略下的DAB变换器的电流应力和效率进行了试验验证, 发现所提出的调制策略相比TPS调制降低了最高72.32% 的电流应力,效率最大提升了2.5%,验证了混合波调制策 略的有效性和可行性。

参考文献

张卓然,许彦武,姚一鸣,等.多电飞机电力系统及其关键技术
 [1] 张卓然,许彦武,姚一鸣,等.多电飞机电力系统及其关键技术
 [J].南京航空航天大学学报, 2022, 54(5): 969-984.
 Zhang Zhuoran, Xu Yanbin, Yao Yiming, et al. Electric power and key technologies of more electric aircraft[J]. Journal of Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, 2022, 54

(5): 969-984.(in Chinese)

[2] 卢步青. 270V/28V 航空双向 DC/DC 变换器的研究[D]. 南京:
 南京航空航天大学, 2018.
 Lu Buqing. Research on 270V/28V aviation bidirectional DC/

DC converter[D]. Nanjing: Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, 2018.(in Chinese)

- [3] 何振亚, 唐兴中. 电动直升机关键性能指标及影响因素研究
 [J]. 航空科学技术, 2023, 34(3):16-24.
 He Zhenya, Tang Xingzhong. Study on key performance indexes and influencing factors of electric helicopter[J].
 Aeronautical Science & Technology, 2023, 34(3): 16-24. (in Chinese)
- [4] 赵彪,安峰,宋强,等.双有源桥式直流变压器发展与应用[J].
 中国电机工程学报, 2021,41(1): 288-298+418.
 Zhao Biao, An Feng, Song Qiang, et al. Development and application of DC transformer based on dual-active-bridge[J]. Proceedings of the CSEE, 2021,41(1):288-298+418. (in Chinese)
- [5] Rik D D, Deepak D, Mustansir K. A three-phase soft-switched high-power-density DC/DC converter for high-power applications[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1991,27(1): 63-73.
- [6] Zhao Biao, Yu Qingguang, Sun Weixin. Extended-phase-shift control of isolated bidirectional DC-DC converter for power distribution in microgrid[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(11): 4667-4680.
- [7] Liu Xu, Zhu Ziqiang, David A S, et al. Novel Dual-phase-shift control with bidirectional inner phase shifts for a dual-activebridge converter having low surge current and stable power control[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32 (5): 4095-4106.
- [8] Huang Jun, Wang Yue, Li Zhuoqiang, et al. Unified triple-phaseshift control to minimize current stress and achieve full softswitching of isolated bidirectional DC-DC converter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(7): 4169-4179.
- [9] Chen Gen, Chen Zhangyong, Chen Yong, et al. Asymmetric phase-shift modulation strategy of DAB converters for improved light-load efficiency[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022,37(8): 9104-9113.
- [10] Cui Xinyu, Zheng Zhi, Tian Jiachen, et al. A novel asymmetric duty modulation control of dual-active-bridge for LVDC

applications[C]. 2021 IEEE/IAS Industrial and Commercial Power System ASIA, 2021:110-117.

- [11] Abed K, Saikat D, Ayan M, et al. Asymmetric half-frequency modulation in DAB to optimize the conduction and switching losses in EV charging applications[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2023, 9(3): 4196-4210.
- [12] Milan M J, Brian T I. On-the-fly topology-morphing controlefficiency optimization method for LLC resonant converters operating in wide input- and/or output-voltage range[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(3):2596-2608.
- [13] 黄珺,王跃,李卓强,等. 基于三重移相控制的双主动全桥直 流变换器优化调制策略[J].中国电机工程学报,2016,36(6): 1658-1666.

Huang Jun, Wang Yue, Li Zhuoqiang, et al. Optimized modulation scheme of dual active bridge DC-DC converter based on triple-phase shift control[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(6): 1658-1666. (in Chinese)

[14] 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 dualactive-bridge DC-DC converter based on triple-phase shift[J]. Transactions of China Electronical Society, 2022, 37(18) 4720-4731. (in Chinese)

- [15] Hou Nie, Song Wensheng, Wu Mingyi. Minimum-currentstress scheme of dual active bridge DC-DC converter with unified phase-shift control[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(12): 8552-8561.
- [16] 宋超超.双有源桥式 DC-DC 变换器优化控制策略研究[D].
 济南:山东大学, 2019.
 Song Chaochao. Optimal control strategies for dual active bridge DC-DC converter[D]. Ji'nan: Shandong University, 2019. (in Chinese)
- [17] Xu Guo, Tang Jian, Zhang Lulin, et al. A hybrid extended phase shift modulation strategy for DAB converter with DC blocking capacitor to extend ZVS range and reduce RMS current[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2022, 10(5): 6192-6207.

Research on Hybrid Half-frequency Modulation Strategy for Dual Active Bridge DC-DC Converter in Wide Voltage and Full Power Range

Zhu Jiahui¹, Zong Jiaxing², Sun Peng³, Wei Yuqi¹ 1. Xi' an Jiaotong University, Xi' an 710000, China

2. Hangzhou Dianzi University, Hangzhou 310018, China

3. North China Electric Power University, Beijing 102200, China

Abstract: Compared to heavy load condition when using the conventional modulation strategy, the efficiency of dual active bridge (DAB) converter under light load condition has a large gap. In order to optimize the efficiency of the DAB converter over a wide voltage range and full power band, a hybrid half-frequency modulation (HHFM) strategy was proposed based on the conventional modulation strategy. When the converter is running in steady state, the half-frequency modulation (HFM) strategy was introduced with the optimization objective of reducing current stress. Also, the current stresses under different modes were analyzed and compared under different working conditions. The current stresses under specific working conditions are reduced by selecting the appropriate modes. What's more, the distribution ranges of the modes were determined over a wide range of voltages and in the full power band. Finally, an experimental platform of DAB converter is built and according to the experimental results, the current stress is reduced by up to 72.32% and the efficiency is increased by up to 2.5% under some operating conditions compared with traditional TPS modulation strategy. The experimental results validate the effectiveness of the proposed modulation in improving the current stress and efficiency, which proves the efficiency and feasibility of the hybrid half-frequency modulation strategy.

Key Words: dual active bridge converter; shift ratio; current stress; modulation strategy; half-frequency modulation

Foundation item: Aeronautical Science Foundation of China (2022Z07270001), State Key Laboratory of Alternate Electrical Power System with Renewable Energy Sources (LAPS23019)