DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2026.9.1　　**中图分类号**：TM46　　**文献标志码**：A

器件混合五电平 ANPC DAB 变换器及其电流应力优化调制策略

杨　烊(中国电源学会学生会员)，李　锦(中国电源学会会员)，唐维溢(中国电源学会会员)
(上海电力大学电气工程学院，上海 200090)

摘要：在高压大功率场景下，传统两电平双有源桥 DAB(dual active bridge)变换器存在器件耐压不足、du/dt 大以及模块串并联数量多等问题。基于此，将一种有源中点钳位 ANPC(active neutral point clamped)拓扑引入 DAB 变换器中，构成一种器件混合型多电平 DC-DC 变换器。该变换器能够提供 4 个控制自由度，克服了传统拓扑的不足及调制方式自由度的局限性，适用于电压传输比变化范围宽的中高压场合。为提高变换器的效率，提出了一种最小化电感电流峰值多移相 MPS(multi-phase shift)调制策略。分析了变换器的工作原理，推导出各个工作模式下的电感电流峰值，然后建立传输功率模型，求得其多自由度解析解，并基于 KKT(Karush-Kuhn-Tucker)算法进行了最小电流应力优化。最后，搭建实验平台进行测试，对比不同工况下不同调制策略的优化效果，验证策略的有效性。

关键词：双有源桥变换器；多电平；峰值电流优化；多移相调制

Hybrid Five-level ANPC DAB Converter and Its Current Stress Optimization Modulation Strategy

YANG Yang, *Student Member*, *CPSS*, LI Jin, *Member*, *CPSS*, TANG Weiyi, *Member*, *CPSS*
(School of Electrical Engineering, Shanghai University of Electric Power, Shanghai 200090, China)

Abstract: To solve the device voltage endurance, voltage change rate and series-parallel problems of traditional two-level dual active bridge (DAB) converters under high voltage and high power, the active neutral point clamped (ANPC) topology is integrated into the DAB converter to form a multilevel DC-DC converter. This converter offers four control degrees of freedom, overcoming the shortcomings of traditional topologies and the limitations of modulation methods. It is suitable for medium to high voltage applications with a wide voltage transfer range. To enhance the efficiency of the multilevel converter, a minimal peak current multi-phase shift (MPS) modulation strategy with four degrees of freedom is proposed. Initially, the operational principles of the converter are analyzed, and the peak inductor current for each operational mode is derived. Subsequently, a power transfer model is established, leading to a multi-degree-of-freedom analytical solution. The minimum current stress is optimized using the KKT (Karush-Kuhn-Tucker) algorithm. Finally, an experimental platform is constructed for testing, comparing the optimization effects of different modulation strategies under various operating conditions to validate the effectiveness of the proposed strategy.

Keywords: Dual active bridge (DAB) converter; multilevel; peak current optimization; multi-phase shift (MPS) modulation

双有源桥 DAB(dual active bridge)变换器因具有能量双向流动能力和一、二次侧开关器件软开关的特点，成为直流微电网和电力电子变压器等应用场景中被关注的典型拓扑，传统的两电平 DAB 变换器在低压中小功率场景已经得到广泛的应用[1-2]。但在高压大功率的应用场景中，受限于功率器件的耐压能力和高电压变化率(du/dt)等问题，往往采用多个两电平 DAB 变换器级联的方案，这会导致

收稿日期：2025-01-09；**修回日期**：2025-03-14；**录用日期**：2025-04-07；**网络首发日期**：2025-04-29
基金项目：国家自然科学基金青年科学基金资助项目(52307214)
This work is supported by National Natural Science Foundation of China Young Scientist Foundation Project under the grant 52307214

功率模块及高频变压器数量上升，同时使控制器系统复杂性大幅增加[3]。多电平 DAB 变换器具有器件耐压低、控制自由度高、输出电压 du/dt 小等优势[4-5]。使用多电平 DAB 变换器替代两电平 DAB 变换器是一种减少模块和变压器数量、提高变换器性能的有效方法[6]。本文将一种有源中点钳位 ANPC(active neutral point clamped)多电平拓扑引入到 DAB 变换器中，构成一种新型的五电平 DAB 变换器，该拓扑有较多的冗余状态，调制方式灵活，并且在输出零电平时电流回路较短，可降低导通损耗。

为了提高 DAB 变流器的效率，学者们提出不同方法来减少导通损耗和开关损耗。文献[7]采用单移相方法对三电平中点钳位 NPC(neutral point clamped) DAB 变换器进行移相控制；文献[8]在飞跨电容型五电平 DAB 变换器中采用双移相调制来减小交流电有效值，与单移相调制 SPS (single phase shift)策略相比扩大了传输功率的调节范围，并提高了控制灵活性；文献[9]采用了三移相 TPS(triple phase shift)调制方法将五电平 ANPC DAB 的软开关范围扩展到更宽。但这些传统的移相调制方式应用于五电平 DAB 变换器中，限制了控制的灵活性，未能充分发挥变换器的性能。在多个自由度移相控制下，达到指定传输功率的控制变量组合有多种，然而，五电平 ANPC DAB 变换器的性能在多个控制变量下会有所不同。为此，有研究提出了许多最佳控制策略来实现控制变量的最佳组合，如实现最小化电感电流应力[10]、最小化均方根电流[11]或实现软开关[12]等。对于多电平 DAB 变换器，由于控制变量的增加和复杂的操作约束，大多数现有控制策略都采用数值解[13-14]，数值解需要先离线计算然后通过查表的方式将值存储在控制器中。相比于数值解，解析解的控制变量可以随着运行参数改变而适时调整，因此在实际应用中更受青睐，尤其在直流电压或者传输功率较大的场合[15]。

本文面向五电平 ANPC DAB 变换器最小峰值电流控制目标，研究其 4 个自由度多移相 MPS(multi-phase shift)调制控制，分析其软开关条件，基于解析解进行电流应力优化，提出了一种实现电感电流峰值最小的 MPS 控制优化策略。该调制策略相较于最小化电感电流应力的双重移相 DPS(dual phase shift)调制策略或 SPS 调制策略，具有更多的自由度，可以通过求得的解析解实时灵活地调整多个移相角来控制功率传输，在更广的条件下实现优化。

1 ANPC DAB 变换器

ANPC DAB 变换器拓扑结构如图 1 所示。对于一次侧：U_{in} 为输入电压；C_1 和 C_2 分别为直流侧母线上、下维持电容；L 为辅助电感；i_L 为电感电流(图 1 所示的电感电流方向为正)；U_{ab} 为变压器一次侧电压。对于二次侧：U_{out} 为输出电压；C_3 为输出支撑电容；U_{cd} 为变压器二次侧电压；n 为变压器的匝比；k 为电压比，$k=nU_{cd}/U_{ab}$。一次侧采用非对称Ⅱ型 ANPC 电路，开关管 S_1~S_4 为低压开关管，承受的电压应力为 $U_{in}/2$，采用 Si IGBT 器件；开关管 S_5~S_8 为高压开关管，承受的电压应力为 U_{in}，采用 SiC MOSFET 器件。二次侧采用两电平 H 桥电路，开关管 Q_1~Q_4 承受的电压应力为 U_{out}，采用 Si IGBT 器件。

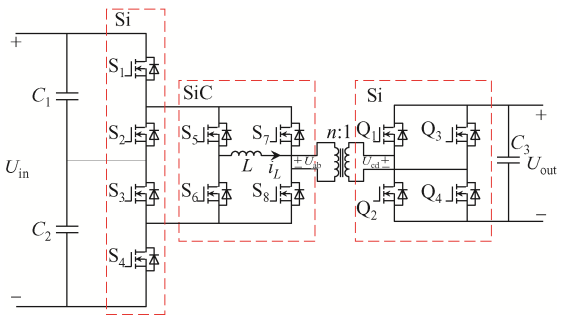


图 1 ANPC DAB 变换器拓扑

Fig. 1 Topology of ANPC DAB converter

1.1 MPS 调制及其工作模式分类

用于优化电感电流峰值的 MPS 调制波形如图 2 所示。图中：D_0、D_1、D_{s0}、D_{ss} 分别为 S_5 和 S_8、S_8 和 S_2、Q_1 和 Q_4、Q_1 和 S_5 之间的移相

角；T_s 为 1 个周期；T_h 为 1/2 个周期。在 MPS 调制策略中，U_{ab} 采用五电平波形，具有 2 个控制自由度，U_{cd} 采用三电平波形，具有 1 个控制自由度，U_{ab} 和 U_{cd} 之间的移相角作为 1 个自由度，灵活控制自由度有益于更好地实现变换器电流应力优化。

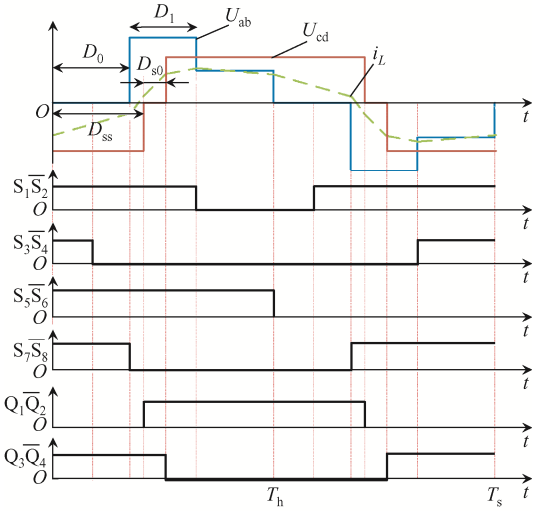


图 2　MPS 调制开关波形图

Fig. 2 Switching waveforms of MPS modulation

根据 D_0、D_1、D_{s0} 和 D_{ss} 这 4 个控制变量的大小关系及取值范围，MPS 调制可以划分出 12 种能量从一次侧向二次侧流动的工作模式。常用的 6 种工作模式(模式 a~模式 f)如图 3(a)~3(f)所示，其参数关系如下。模式 a：$0\leqslant D_{ss}\leqslant D_{ss}+D_{s0}\leqslant D_0\leqslant D_0+D_1\leqslant 1$；模式 b：$0\leqslant D_{ss}\leqslant D_0\leqslant D_{ss}+D_{s0}\leqslant D_0+D_1\leqslant 1$；模式 c：$0\leqslant D_{ss}\leqslant D_0\leqslant D_0+D_1\leqslant D_{ss}+D_{s0}\leqslant 1$；模式 d：$0\leqslant D_0\leqslant D_{ss}\leqslant D_{ss}+D_{s0}\leqslant D_0+D_1\leqslant 1$；模式 e：$0\leqslant D_0\leqslant D_{ss}\leqslant D_0+D_1\leqslant D_{ss}+D_{s0}\leqslant 1$；模式 f：$0\leqslant D_0\leqslant D_0+D_1\leqslant D_{ss}\leqslant D_{ss}+D_{s0}\leqslant 1$。不常用的 6 种工作模式(模式 g~模式 l)如下。模式 g：$0\leqslant D_{ss}\leqslant D_0\leqslant D_0+D_1\leqslant 1\leqslant D_{ss}+D_{s0}\leqslant D_0+1$；模式 h：$0\leqslant D_0\leqslant D_{ss}\leqslant D_0+D_1\leqslant 1\leqslant D_{ss}+D_{s0}\leqslant D_0+1$；模式 i：$0\leqslant D_0\leqslant D_{ss}\leqslant D_0+D_1\leqslant 1\leqslant D_0+1\leqslant D_{ss}+D_{s0}\leqslant D_1+D_0+1$；模式 j：$0\leqslant D_0\leqslant D_0+D_1\leqslant D_{ss}\leqslant 1\leqslant D_{ss}+D_{s0}\leqslant D_0+1$；模式 k：$0\leqslant D_0\leqslant D_0+D_1\leqslant D_{ss}\leqslant 1\leqslant D_0+1\leqslant D_{ss}+D_{s0}\leqslant D_1+D_0+1$；模式 l：$0\leqslant D_0\leqslant D_0+D_1\leqslant D_{ss}\leqslant 1\leqslant D_1+D_0+1\leqslant D_{ss}+D_{s0}\leqslant 2$。对于模式 g~模式 l，给定条件 $D_{s0}+D_{ss}\geqslant 1$，意味着当 $U_{ab}\geqslant 0$，必然使得 $U_{cd}\leqslant 0$，反之亦然。模式 g~模式 l 的能量必须首先存储在电感器中，然后才能转移到输出端口，导致电感电流相对较高。因此，模式 g~模式 l 被排除在后续优化过程之外。

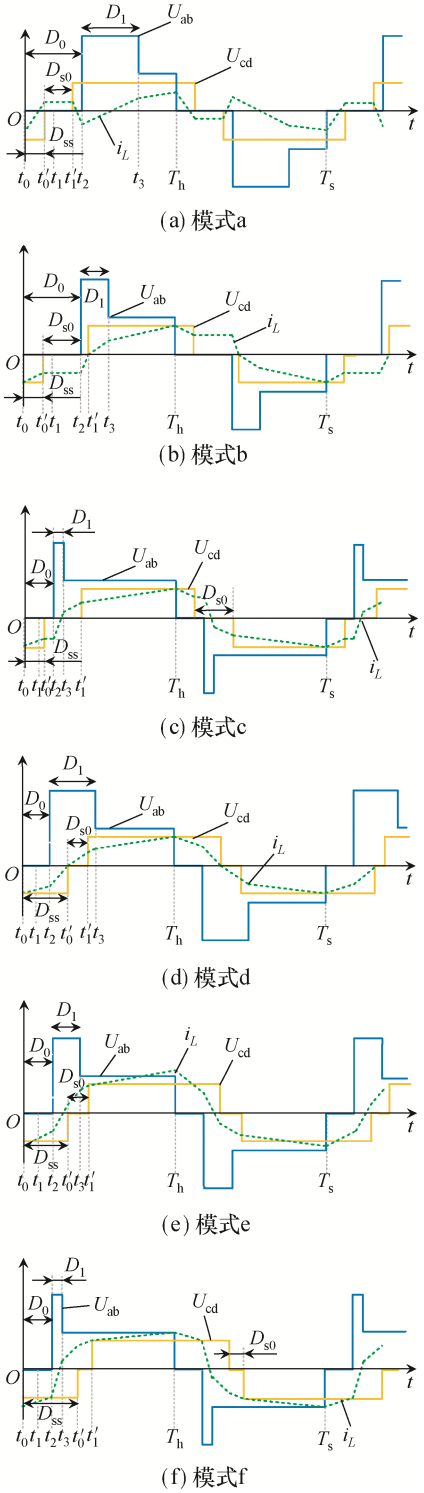


图 3　6 种常用工作模式波形图

Fig. 3 Waveform diagrams of six commonly used operating modes

1.2 ANPC DAB 建模及分析

1.2.1 传输功率分析

变换器的平均传输功率 P 和传输功率基准值 P_{N} 分别为

$$P=\frac{1}{T_{\mathrm{h}}}\int_0^{T_{\mathrm{h}}}U_{\mathrm{ab}}(t)i_L(t)\mathrm{d}t \tag{1}$$

$$P_{\mathrm{N}}=\frac{nU_{\mathrm{in}}U_{\mathrm{out}}}{8Lf} \tag{2}$$

式中，f 为开关频率。

各个工作模式的传输功率标幺值 P^* 表达式及范围见表 1，其中 $P^*=P/P_{\mathrm{N}}$。

表 1 不同模式下 P^* 表达式

Tab. 1 Expression for P^* under different operating modes

模式	范围	P^* 表达式
a	$\left[-\frac{1}{2},\frac{1}{2}\right]$	$D_0^2-D_1^2+D_{s0}+2D_{ss}+D_1(1+D_{s0}+2D_{ss})-D_0(1+2D_1+D_{s0}+2D_{ss})$
b	$\left[0,\frac{2}{3}\right]$	$-[D_0^2+D_1^2-D_{s0}+2D_{s0}^2+D_0(1+2D_1-3D_{s0}-2D_{ss})-2D_{ss}+4D_{s0}D_{ss}+2D_{ss}^2-D_1(1+D_{s0}+2D_{ss})]$
c	$\left[0,\frac{4}{7}\right]$	$D_0(-1+D_{s0})-D_1(-1+D_{s0})+D_{s0}-D_{s0}^2+2D_{ss}-2D_{ss}D_{s0}-D_{ss}^2$
d	[0,1]	$-3D_0^2-D_1^2+D_{s0}-2D_{s0}^2+2D_{ss}-4D_{ss}D_{s0}-4D_{ss}^2+D_1(1+D_{s0}+2D_{ss})+D_0(-1-2D_1+3D_{s0}+6D_{ss})$
e	$\left[0,\frac{4}{5}\right]$	$-[2D_0^2+D_1(-1+D_{s0})-D_{s0}+D_{s0}^2-2D_{ss}+2D_{ss}D_{s0}+3D_{ss}^2-D_0(-1+D_{s0}+4D_{ss})]$
f	$\left[0,\frac{3}{4}\right]$	$-D_0^2+D_1^2+D_{s0}-D_{s0}^2+2D_{ss}-2D_{ss}D_{s0}-2D_{ss}^2-D_1(-1+D_{s0}+2D_{ss})+D_0(-1+2D_1+D_{s0}+2D_{ss})$

1.2.2 电感电流应力分析

电流应力 i_{P} 指电感电流的峰值，表达式为

$$i_{\mathrm{P}}=\max\{i_L(t)\} \tag{3}$$

电流应力基准值 i_{N} 为

$$i_{\mathrm{N}}=\frac{nU_{\mathrm{in}}}{8Lf} \tag{4}$$

对于不同的电压比 k，各个工作模式的电流应力也不同。主要分为 2 种情况：$0\leqslant k\leqslant 0.5$ 和 $0.5<k\leqslant 1$。对于 $k>1$，$U_{\mathrm{ab}}<nU_{\mathrm{cd}}$，可以认为多电平 ANPC DAB 变换器工作在升压模式。多电平 ANPC DAB 变换器本质上是将 Buck 电路与 DAB 变换器集成，因此在 Buck 条件下具有优异的性能。当 $k<1$ 时，多电平 ANPC DAB 转换器产生的 $U_{\mathrm{in}}/2$ 电平可以有效地控制电感电流波形。然而，当 $k>1$ 时，$\pm U_{\mathrm{in}}/2$ 电平对于优化电感电流效果不明显，导致变换器主要以三电平状态运行。在 $k>1$ 的条件下，多电平 DAB 变换器的最佳调制策略与三电平 DAB 变换器的策略一致，因此本文主要关注 $k\leqslant 1$ 的情况。表 2 和表 3 分别给出了 $0\leqslant k\leqslant 0.5$ 和 $0.5<k\leqslant 1$ 情形下不同工作模式的电感电流应力标幺值 i_{P}^* 表达式，其中 $i_{\mathrm{P}}^*=i_{\mathrm{P}}/i_{\mathrm{N}}$。

表 2 $0\leqslant k\leqslant 0.5$ 时不同模式 i_{P}^* 表达式

Tab. 2 Expression for i_{P}^* under different modes when $0\leqslant k\leqslant 0.5$

模式	i_{P}^* 表达式
a	$-[-2(-1+D_{s0}+2D_{ss})k+(-1+D_0-D_1)]$
b	$-[-2(-1+D_{s0}+2D_{ss})k+(-1+D_0-D_1)]$
c	$-[-2(-1+D_{s0}+2D_{ss})k+(-1+D_0-D_1)]$
d	$-[-2(-1+D_{s0}+2D_{ss})k+(-1+D_0-D_1)]$
e	$-[-2(-1+D_{s0}+2D_{ss})k+(-1+D_0-D_1)]$
f	$-[-2(-1+D_{s0}+2D_{ss})k+(-1+D_0-D_1)]$

表 3 $0.5<k\leqslant 1$ 时不同模式 i_{P}^* 表达式

Tab. 3 Expression for i_{P}^* under different modes when $0.5<k\leqslant 1$

模式	i_{P}^* 表达式
a	$[(2-4D_0+2D_{s0}+4D_{ss})k+(-1+D_0+3D_1)]$
b	$[(2-4D_0+2D_{s0}+4D_{ss})k+(-1+D_0+3D_1)]$
c	$[-2(-1+D_{s0})k+(-1+D_0+D_1+2D_{s0}+2D_{ss})]$
d	$[(2-4D_0+2D_{s0}+4D_{ss})k+(-1+D_0+3D_1)]$
e	$[-2(-1+D_{s0})k+(-1+D_0+D_1+2D_{s0}+2D_{ss})]$
f	$[-2(-1+D_{s0})k+(-1+D_0+D_1+2D_{s0}+2D_{ss})]$

1.3 ANPC DAB 软开关条件分析

处于高频工作时，器件的开关损耗会大幅增加。实现软开关有助于降低器件的开关损耗，从而提升系统的效率。因此，本文对 ANPC-DAB 电路的软开关特性进行分析。由于 DAB 电路正、负半周期具有对称性，即只要正半周能实现软开关，则负半周必然可以实现软开关，因此只需要分析正半周即可。图 4 为 U_{ab}、U_{cd} 及 i_L 的稳态波形图。

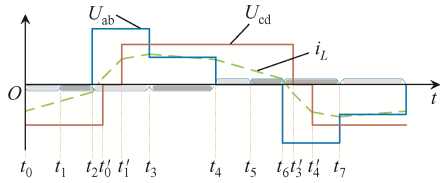


图 4　U_{ab}、U_{cd} 及 i_L 的稳态波形图

Fig. 4 The steady-state waveforms of U_{ab}, U_{cd} and i_L

在 t_0 时刻，首先关断 S_6，然后开通 S_5。在这一过程中，S_6 是硬关断，而当电流方向为负时，电感电流会对 S_5 上的寄生电容进行放电，当寄生电容上的电压将为 0 时，开通 S_5，此时可以实现 S_5 的零电压开通 ZVS-on(zero voltage switching-on)。因此，S_5 实现 ZVS-on 的条件为 $i_L \leqslant 0$。

在 t_1 时刻，首先关断 S_3，然后开通 S_4。在这一过程中，一次侧电感电流回路只流经 S_5 和 S_7，没有电流流经 S_3 和 S_4。因此，S_3 可以实现零电流关断 ZCS-off(zero current switching-off)，S_4 可以实现零电流开通 ZCS-on(zero current switching-on)。

在 t_2 时刻，首先关断 S_7，然后开通 S_8。在这一过程中，S_7 是硬关断，而当电流方向为负时，电感电流会对 S_8 上的寄生电容进行放电，当寄生电容上的电压将为 0 时，开通 S_8，此时可以实现 S_8 的 ZVS-on。因此，S_8 实现 ZVS-on 的条件为 $i_L \leqslant 0$。

在 t_3 时刻，首先关断 S_1，然后开通 S_2。在这一过程中，S_1 是硬关断，而当电流方向为正时，电感电流会对 S_2 上的寄生电容进行放电，当寄生电容上的电压将为 0 时，开通 S_2，此时可以实现 S_2 的 ZVS-on。因此，S_2 实现 ZVS-on 的条件为 $i_L \geqslant 0$。

在 t_0' 时刻，首先硬关断 Q_2，此时若电感电流方向为正，则会对 Q_1 上的寄生电容进行放电，当寄生电容上的电压将为 0 时，开通 Q_1，此时可以实现 Q_1 的 ZVS-on。因此，Q_1 实现 ZVS-on 的条件为 $i_L \geqslant 0$。

在 t_1' 时刻，首先硬关断 Q_3，此时若电感电流方向为正，则会对 Q_4 上的寄生电容进行放电，当寄生电容上的电压将为 0 时，开通 Q_4，此时可以实现 Q_4 的 ZVS-on。因此，Q_4 实现 ZVS-on 的条件为 $i_L \geqslant 0$。

综上，实现各个开关管的软开关条件见表 4。其中，$i_L(t_0)$、$i_L(t_2)$、$i_L(t_3)$对应 ANPC DAB 电路一次侧开关管开通时刻的瞬时电感电流值，$i_L(t_0')$、$i_L(t_1')$ 对应二次侧开关管开通时刻的瞬时电流值。

表 4　软开关条件总结

Tab. 4 Summary of soft switching conditions

电路	ZVS 条件
一次侧	$i_L(t_0)\leqslant 0$；$i_L(t_2)\leqslant 0$；$i_L(t_3)\geqslant 0$
二次侧	$i_L(t_0') \geqslant 0$；$i_L(t_1') \geqslant 0$

1.4　ANPC DAB 反向传输分析

为便于分析，图 5 重新绘制了反向传输的电路拓扑。

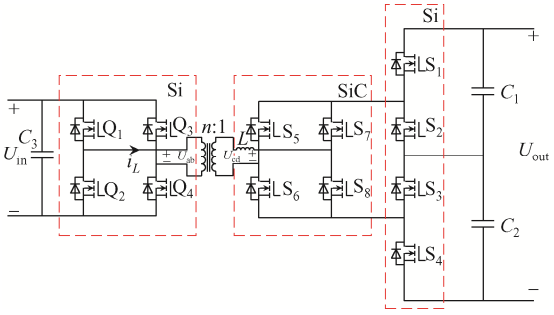


图 5　反向传输 ANPC DAB 电路拓扑

Fig. 5 ANPC DAB circuit topology for reverse transmission

选取 ANPC DAB 变换器的 4 个自由度，如图 6 所示，重新定义为反向操作模式下的 D_0、D_1、

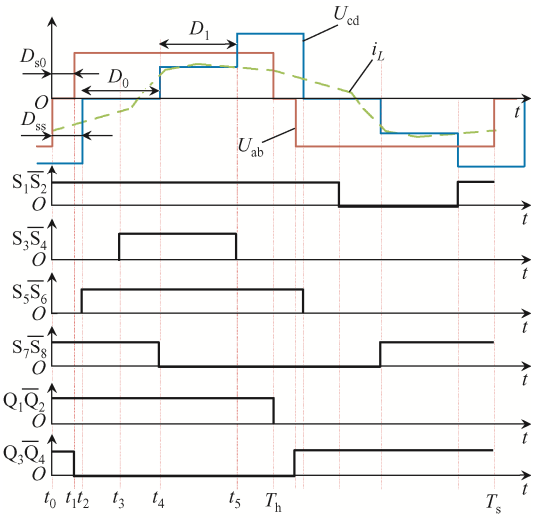


图 6　反向传输 MPS 调制开关波形图

Fig. 6 Switching waveforms of MPS modulation for reverse power transmission

D_{s0}、D_{ss}。其中 D_0 表示 S_5 和 S_8 之间的移相角，D_1 表示 S_8 和 S_4 之间的移相角，D_{s0} 表示 Q_1 和 Q_4 之间的移相角，D_{ss} 表示 Q_1 和 S_5 之间的移相角。根据控制值之间的关系，可以分为 12 种不同的变流器工作模式。以模式 a 为例，对变流器的工作原理进行分析，图 6 给出了模式 a 的典型波形，将前半个周期分为 t_0~T_h 共 6 个阶段，讨论每个工作阶段的工作原理。

区间 1[t_0, t_1)：在 t_0 时刻，先关断 Q_2，然后开通 Q_1，若此刻 $i_L(t_0)\leqslant 0$，则对 Q_1 的寄生电容放电，当电压将为 0 时开通 Q_1，可实现 ZVS。在区间 1 内，$U_{ab}(t)=0$，$U_{cd}(t)=-nU_{out}$，$i_L(t)=i_L(t_0)+nU_{out}(t-t_0)/L$。

区间 2[t_1, t_2)：在 t_1 时刻，先关断 Q_3，然后开通 Q_4，若此刻 $i_L(t_1)\leqslant 0$，则对 Q_4 的寄生电容放电，当电压将为 0 时开通 Q_4，可实现 ZVS。在区间 2 内，$U_{ab}(t)=U_{in}$，$U_{cd}(t)=-nU_{out}$，$i_L(t)=i_L(t_1)+(U_{in}+nU_{out})(t-t_1)/L$。

区间 3[t_2, t_3)：在 t_2 时刻，先关断 S_6，然后开通 S_5，若此刻 $i_L(t_2)\geqslant 0$，则对 S_5 的寄生电容放电，当电压将为 0 时开通 S_5，可实现 ZVS。在区间 3 内，$U_{ab}(t)=U_{in}$，$U_{cd}(t)=0$，$i_L(t)=i_L(t_2)+U_{in}(t-t_2)/L$。

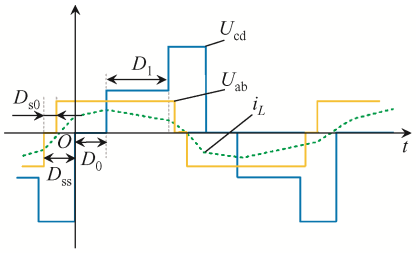
区间 4[t_3, t_4)：在 t_3 时刻，先关断 S_4，然后开通 S_3，此刻电流环路不经过 S_3、S_4，因此 S_3、S_4 可实现 ZCS。在区间 4 内，$U_{ab}(t)=U_{in}$，$U_{cd}(t)=0$，$i_L(t)=i_L(t_3)+U_{in}(t-t_3)/L$。

区间 5[t_4, t_5)：在 t_4 时刻，先关断 S_7，然后开通 S_8，此刻 $i_L(t_4)\geqslant 0$，则对 S_8 的寄生电容放电，当电压将为 0 时开通 S_8，可实现 ZVS。在区间 5 内，$U_{ab}(t)=U_{in}$，$U_{cd}(t)=nU_{out}/2$，$i_L(t)=i_L(t_4)+(U_{in}-nU_{out}/2)\cdot(t-t_4)/L$。

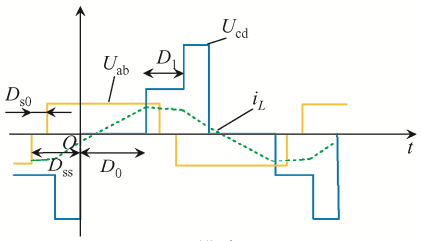
区间 6[t_5, T_h]：在 t_5 时刻，先关断 S_3，然后开通 S_4，此刻 $i_L(t_5)\geqslant 0$，则对 S_4 的寄生电容放电，当电压将为 0 时开通 S_4，可实现 ZVS。在区间 6 内，$U_{ab}(t)=U_{in}$，$U_{cd}(t)=nU_{out}$，$i_L(t)=i_L(t_5)+(U_{in}-nU_{out})(t-t_5)/L$。

由于正、负半周具有对称性，因此负半周的工作原理分析不再赘述。和正向传输一样，反向传输也可以分为 12 种工作模式，其中 8 种常用的工作模式(模式 a~模式 h)如图 7 所示，其参数关系如下。模式 a：$D_0+D_1-1\leqslant D_{ss}+D_{s0}\leqslant 0\leqslant D_0\leqslant D_0+D_1\leqslant 1+D_{ss}\leqslant 1$；模式 b：$-1+D_0\leqslant D_{ss}+D_{s0}\leqslant D_0\leqslant D_0+D_1-1\leqslant 0\leqslant D_0\leqslant 1+D_{ss}\leqslant D_0+D_1\leqslant 1$；模式 c：$0\leqslant D_0\leqslant D_{ss}+D_{s0}\leqslant 1+D_{ss}\leqslant D_0+D_1\leqslant 1$；模式 d：$0\leqslant D_0\leqslant D_0+D_1\leqslant D_{ss}+D_{s0}\leqslant 1+D_{s0}\leqslant 1$；模式 e：$0\leqslant D_{ss}+D_{s0}\leqslant D_0\leqslant D_0+D_1\leqslant D_{ss}+1\leqslant 1$；模式 f：$0\leqslant D_{ss}+D_{s0}\leqslant D_0\leqslant 1+D_{ss}\leqslant D_0+D_1\leqslant 1$；模式 g：$0\leqslant D_0\leqslant D_{ss}+D_{s0}\leqslant D_0+D_1\leqslant 1+D_{ss}\leqslant 1$；模式 h：$D_0+D_1-1\leqslant D_{ss}+D_{s0}\leqslant 0\leqslant D_0\leqslant 1+D_{ss}\leqslant D_0+D_1\leqslant 1$。剩下 4 种工作模式因为在整个周期内 $U_{ab}(t)\leqslant 0$、$U_{cd}(t)\leqslant 0$，也就意味着能量必须首先存储在电感器中，然后才能转移到输出端口，导致电感电流相对较高。因此，剩下 4 种工作模式被排除在后续优化过程之外。

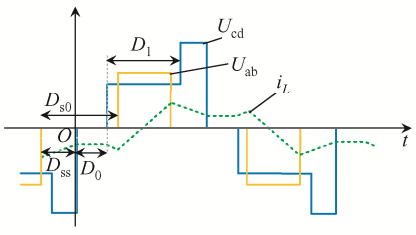
为了实现更好的性能，在反向功率传输模式



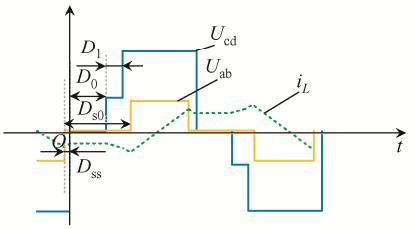
(a) 模式a



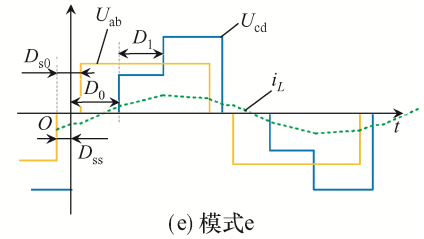
(b) 模式b



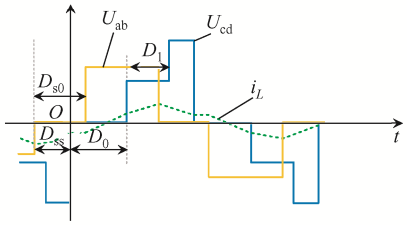
(c) 模式c



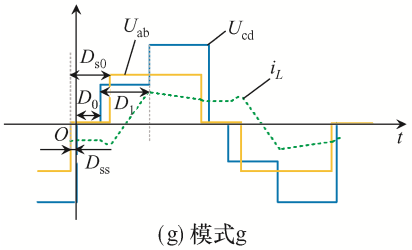
(d) 模式d



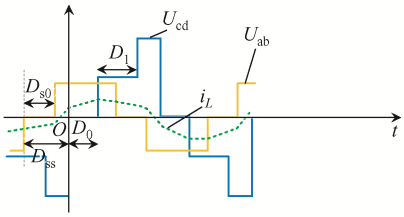
(e) 模式e



(f) 模式f



(g) 模式g



(h) 模式h

图 7　反向传输 8 种常用工作模式波形图

Fig. 7 Waveform diagrams of eight commonly used operating modes for reverse transmission

下，选择模式 a~模式 h 进行后续的电感电流应力优化。由于正向传输与反向传输电流应力优化方式相同，因此本文后续只对正向传输进行详细介绍，反向传输不再赘述。

2　电感电流应力优化

2.1　KKT 法求解最优解

要在既定的传输功率下满足各个工作模式的移相角约束，需依次对不同 k 值下的不同工作模态求解电感电流应力的最优解。

KKT(Karush-Kuhn-Tucker)方法是一种具有广泛适用性的求解带等式与不等式约束最优解的方法[16-17]。本文所讨论的优化问题可以表述为如下标准形式：

优化目标为

$$\text{Min } I_{\text{P}}^{*}(X) \tag{5}$$

约束条件为

$$\begin{cases} P_{\text{n}}(X)-P_{\text{on}}=0 \\ B_j(X)\leqslant 0 \qquad j=1,2,\cdots,q \end{cases} \tag{6}$$

式中：$X=(D_0,\ D_1,\ D_{s0},\ D_{ss})$；$I_{\text{P}}^{*}$ 为优化目标函数；$P_{\text{n}}-P_{\text{on}}$ 为功率等式约束；B_j 为各个工作模式的移相不等式约束，j 为不等式约束的个数。

在数学领域中，满足 KKT 条件的极小值点 X^{*}，其可表述为

$$\begin{cases} L_{\text{a}}(X,\lambda,\mu)=I_{\text{P}}^{*}(X)+\lambda[P_{\text{n}}(X)-P_{\text{on}}]+ \\ \qquad \sum_{j=1}^{q}\mu_j B_j(X) \\ \left.\dfrac{\partial L}{\partial X}\right|_{X=X^{*}}=0,\ \ \lambda\neq 0,\ \ P_{\text{n}}(X^{*})-P_{\text{on}}=0 \\ \mu_j\geqslant 0, B_j(X^{*})\leqslant 0, \mu_j B_j(X^{*})=0, \\ \qquad j=1,2,\cdots,q \end{cases} \tag{7}$$

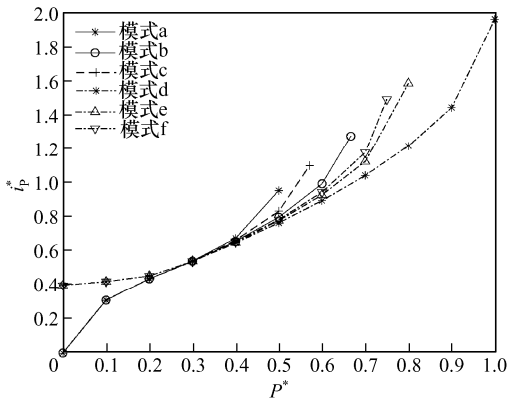
式中：L_{a} 为拉格朗日常量；λ、μ_j 为 KKT 乘子。

将表 1 的传输功率表达式及表 2(或表 3)的电流应力表达式代入式(6)和式(7)求得优化解。

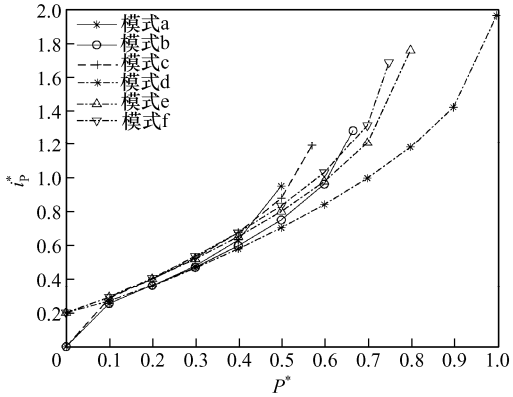
2.2　不同模式电流应力比较

将不同工作模式的优化解代入各自的电流应力表达式中，比较各个工作模式的峰值电流大小。图 8 为不同 k 值下的比较结果。

由图 8 可知，在较高传输功率下，模式 d 相较于其他模式的峰值电流较小；在较低传输功率下，模式 a、b 和 c 的峰值电流相较于其他模式较小，



(a) $0\leqslant k\leqslant 0.5$



(b) $0.5<k\leqslant 1$

图 8 不同工作模式的峰值电流比较

Fig. 8 Comparison of peak currents for different modes

但是模式 a、b 和 c 三者的峰值电流接近。为了进一步筛选工作模式，本文对 a、b、c 这 3 种工作模式的软开关范围进行分析：结合图 3 可知，模式 b、c 在 t_0' 和 t_2 时刻的电感电流相等，即 $i_L(t_0')=i_L(t_2)$，结合表 4 可知，要实现软开关需 $i_L(t_0')\geqslant 0$、$i_L(t_2)\leqslant 0$，因此模式 b 和 c 只有在 $i_L(t_0')=i_L(t_2)=0$ 的情形下才能满足软开关条件，而模式 a 并没有这种限制，因此模式 a 具有更宽的软开关范围，而更宽的软开关范围有利于提高变换器的效率与性能。

最终在模式 a 和模式 d 下可求得最优解，其结果及传输功率范围见表 5，其中 k' 为电压比 k 的倒数，即 $k'=U_{in}/nU_{out}$。

表 5 MPS 调制最优移相比

Tab. 5 Optimal phase shift for MPS modulation

k' 范围	P^*范围	解析解
$1\leqslant k'<2$	$0\leqslant P^*\leqslant \dfrac{2(2-k')(k'-1)}{k'^2}$	$D_0=1-k'\sqrt{\dfrac{P^*}{2(2-k')(k'-1)}}, D_1=\sqrt{\dfrac{P^*(2-k')}{2(k'-1)}}$ $D_{s0}=1-k'\sqrt{\dfrac{P^*}{2(2-k')(k'-1)}}, D_{ss}=0$
	$\dfrac{2(2-k')(k'-1)}{k'^2}<P^*\leqslant 1$	$D_0=0, D_1=1-2(k'-1)\sqrt{\dfrac{1-P^*}{3k'^2-6k'+4}}$ $D_{s0}=0, D_{ss}=\dfrac{1}{2}-\dfrac{k'}{2}\sqrt{\dfrac{1-P^*}{3k'^2-6k'+4}}$
$k'\geqslant 2$	$0\leqslant P^*\leqslant \dfrac{2(k'-2)}{k'^2}$	$D_0=1-2\sqrt{\dfrac{P^*}{2(k'-2)}}, D_1=0$ $D_{s0}=1-k'\sqrt{\dfrac{P^*}{2(k'-2)}}, D_{ss}=(k'-2)\sqrt{\dfrac{P^*}{2(k'-2)}}$
	$\dfrac{2(k'-2)}{k'^2}<P^*\leqslant 1$	$D_0=(k'-2)\sqrt{\dfrac{1-P^*}{k'^2-2k'+4}}, D_1=1-k'\sqrt{\dfrac{1-P^*}{k'^2-2k'+4}}$ $D_{s0}=0, D_{ss}=\dfrac{1}{2}-\dfrac{1}{2}(4-k')\sqrt{\dfrac{1-P^*}{k'^2-2k'+4}}$

2.3 对比不同调制的电流应力

为了更好地比较 SPS 调制[18]、DPS 调制[19]及 MPS 调制的电流应力优化的效果，在给定相同的 P^*、U_{in}、U_{out} 条件下，比较不同调制策略的电流应力。图 9 为不同调制策略的电流应力对比。可以看出，当 P^*一定时，i_p^* 随着 k' 的增大而增大；当 k' 一定时，i_p^* 也随着 P^*的增大而增大。在这 3 种调制方法中，MPS 调制可以在全功率范围内实现最小电流应力。

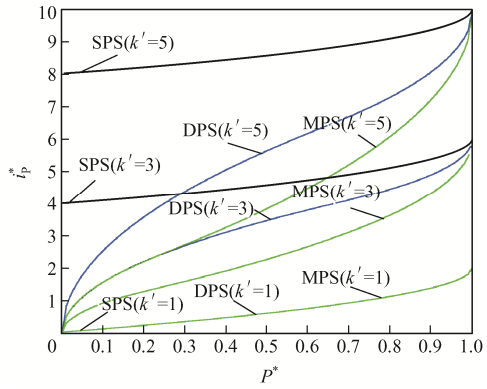


图 9 SPS、DPS 及 MPS 调制电流应力对比

Fig. 9 Comparison of current stress in SPS, DPS, and MPS modulation

3　实验验证

为了验证所提调制策略的有效性，搭建如图 10 所示的硬件实验平台，实验平台的主要参数见表 6。实验对比了不同工况下，不同调制策略的优化效果。

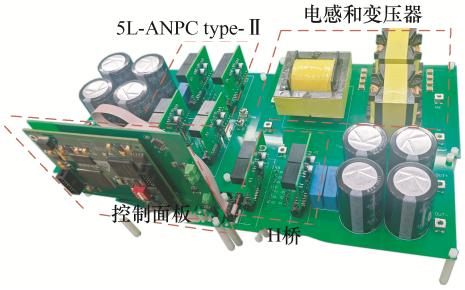


图 10　实验平台

Fig. 10 Experimental platform

表 6　实验参数

Tab. 6 Experimental parameters

参数/器件	数值/型号
输入电压 U_{in}/V	200
输出电压 U_{out}/V	100~200
开关频率 f/kHz	100
电感 L/μH	17.5
变压器变比 n	3:4
输入、输出电容 C_{in}、C_o/mF	1、1
Si IGBT	FGH75T65SHD-F155
SiC MOSFET	IMW120R020M1HXKSA1

图 11~图 13 分别为 SPS、DPS 及 MPS 调制下不同工况的 U_{ab}、U_{cd} 及 i_L 波形。实验的输入电压维持在 200 V，输出电压分别为 160 V(k=0.6)和 106 V(k=0.4)，传输功率分别为 260、860、170、560 W。SPS 调制不同工况下的电流应力分别为 12.6、19.8、19.6、22.1 A；DPS 调制不同工况下的电流应力分别为 11.7、15.3、13.1、16.0 A；MPS 调制不同工况下的电流应力分别为 4.5、11.8、4.9、10.1 A。可以看出在各个工况下，MPS 调制的电流应力相对于 SPS 调制和 DPS 调制都有了较大幅的减小。

图 14 为恒定输入电压 200 V，不同输出电压、不同功率下的电流应力对比。可以看出，当 k 值越小时，MPS 调制相较于 SPS、DPS 调制对电流应

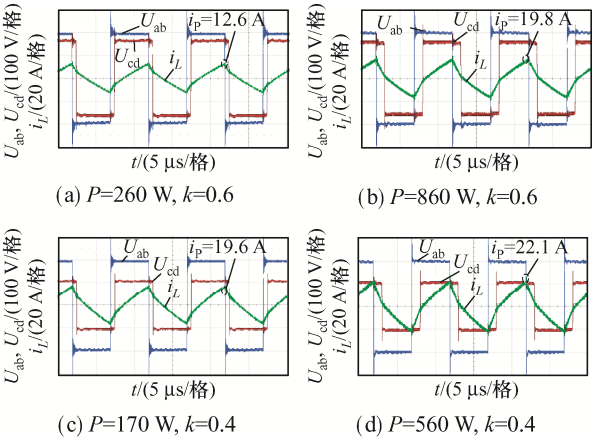


图 11　SPS 调制下不同工况稳态波形

Fig. 11 Steady-state waveforms under various operating conditions in SPS modulation

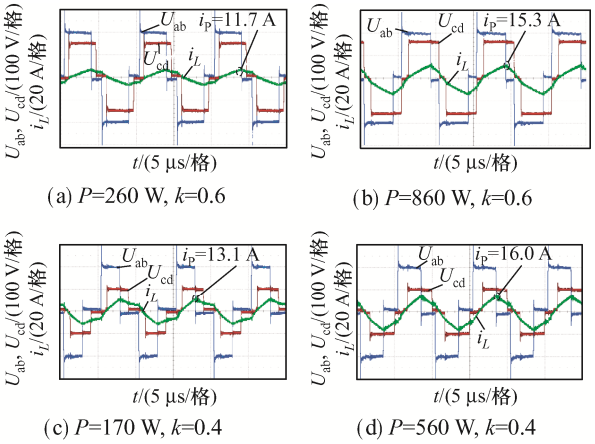


图 12　DPS 调制下不同工况稳态波形

Fig. 12 Steady-state waveforms under various operating conditions in DPS modulation

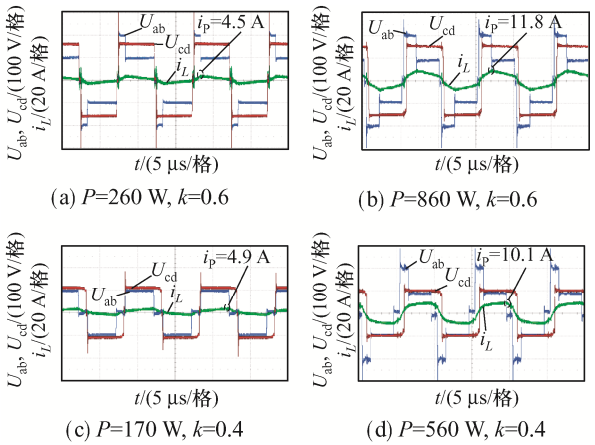


图 13　MPS 调制下不同工况稳态波形

Fig. 13 Steady-state waveforms under various operating conditions in MPS modulation

力减小的效果越好，当 k 值越接近于 1 时，对电流应力的减小效果也会减弱。

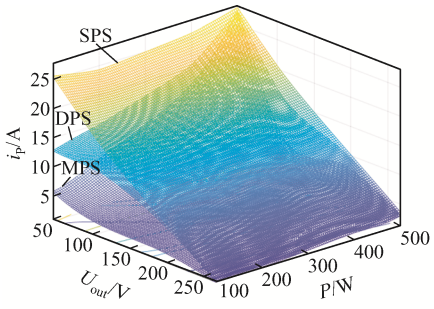


图 14 不同输出电压、不同功率下电流应力对比

Fig. 14 Comparison of current stress under different output voltages and power levels

图 15 为输入电压 200 V、输出电压分别为 160 V(k=0.6)和 106 V(k=0.4)工况下，不同调制策略的损耗分布。可以看出，MPS 调制的损耗相对于 SPS 调制和 DPS 调制在整个功率范围内都为最小。

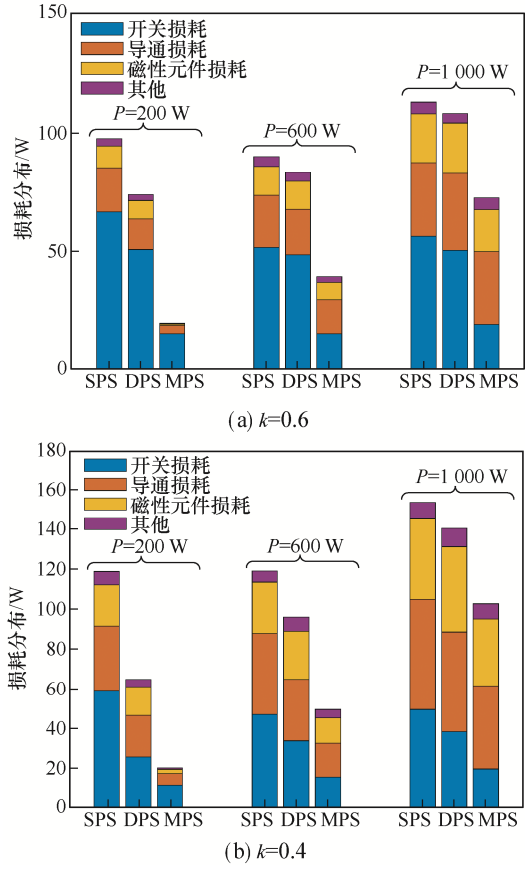


图 15 不同调制方式损耗分析

Fig. 15 Loss analysis under different modulation strategies

图 16 为输入电压 200 V、输出电压分别为 160 V(k=0.6)和 106 V(k=0.4)工况下，不同调制策略的电流应力 i_P、均方根 i_{rms} 以及效率 η。从图 16(a)和(b)可以看出，MPS 调制的电流应力相对于 SPS 调制和 DPS 调制在整个功率范围内都为最小。本文通过最小化峰值电流间接降低均方根电流来提升变换器效率，从图 16(c)、16(d)可以看出，MPS 调制的电流均方根值相对于 SPS 调制和 DPS 调制在整个功率范围内都为最小。从图 16(e)、16(f)可以看出，MPS 调制的效率相对于 SPS 调制和 DPS 调制在整个功率范围内都保持较高，对于具体工况：在 k=0.4、P=400 W 的情形下，SPS 调制的效率为 71.48%，DPS 调制的效率为 80.08%，MPS 调制的效率为 91.19%；在 k=0.6、P=800 W 的情形下，SPS 调制的效率为 88.63%，DPS 调制的效率为 90.37%，MPS 调制的效率为 93.29%。

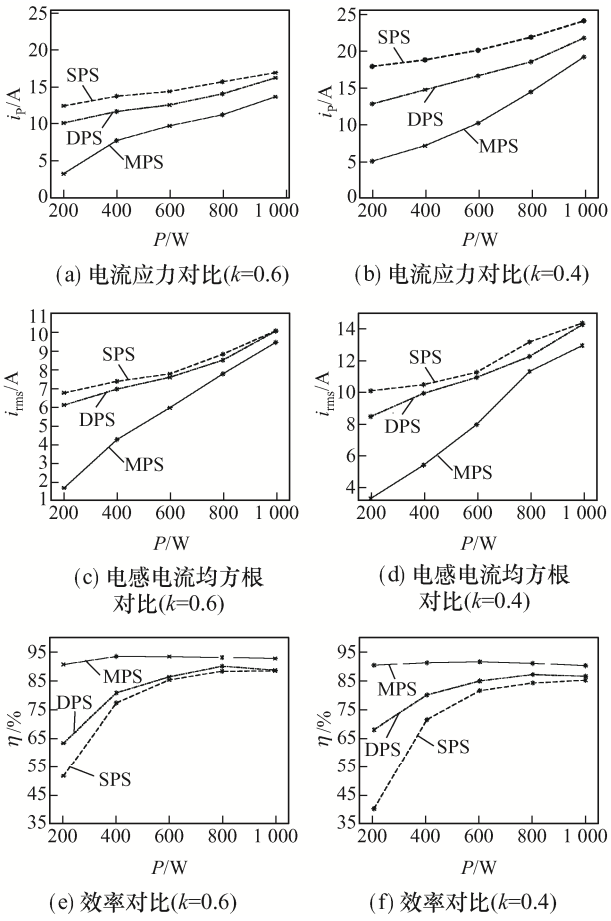


图 16 不同调制方式电流应力、均方根值及效率对比

Fig. 16 Comparison of current stress, RMS value, and efficiency across different modulations

4　结语

本文将一种 ANPC 拓扑引入到 DAB 变换器领域，构成一种新型五电平变换器。为提高变换器的效率，提出了一种以电感电流应力为优化目标的 MPS 调制策略，并且基于实验验证了策略的有效性。与传统的 SPS 和 DPS 调制的电感电流应力优化策略相比，MPS 调制策略在全功率范围内降低了电感电流应力，间接减小了通态损耗，提高了变换器的效率。

参考文献：

[1] 赵彪, 赵宇明, 王一振, 等. 基于柔性中压直流配电的能源互联网系统[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(19): 4843-4851.
Zhao Biao, Zhao Yuming, Wang Yizhen, et al. Energy internet based on flexible medium-voltage DC distribution [J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(19): 4843-4851. (in Chinese)

[2] 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.
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. (in Chinese)

[3] Jiang Mingming, Shao Shuai, Sheng Kuang, et al. A capacitor voltage balancing method for a three phase modular multilevel DC-DC converter [C]// 2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). Cincinnati, OH, USA, 2017: 701-707.

[4] Kouro S, Malinowski M, Gopakumar K, et al. Recent advances and industrial applications of multilevel converters [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57(8): 2553-2580.

[5] Rodriguez J, Franquelo L G, Kouro S, et al. Multilevel converters: An enabling technology for high-power applications [J]. Proceedings of the IEEE, 2009, 97(11): 1786-1817.

[6] Liu Peng, Chen Changsong, Duan Shanxu. An optimized modulation strategy for the three-level DAB converter with five control degrees of freedom [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(1): 254-264.

[7] Jing Penghui, Wang Cong, Jiang Wei, et al. Performance analysis of isolated three-level half-bridge bidirectional DC/DC converter [C]// Proceedings of the 7th International Power Electronics and Motion Control Conference. Harbin, China, 2012: 1527-1531.

[8] Liu Peng, Chen Changsong, Duan Shanxu, et al. Dual phase-shifted modulation strategy for the three-level dual active bridge DC-DC converter [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(10): 7819-7830.

[9] Cao Hui, Lin Nan, Darvish P, et al. Enhanced triple phase shift modulation strategy for ANPC-DAB converter to extend soft switching range [C]// 2024 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). Long Beach, CA, USA, 2024: 445-452.

[10] 叶伟, 王浩, 李善寿, 等. DAB 变换器三重移相电流应力全局优化策略分析[J]. 电源学报, 2025, 23(4): 63-69.
Ye Wei, Wang Hao, Li Shanshou, et al. Analysis of global optimization strategy for current stress of DAB converter under triple phase shift control [J]. Journal of Power Supply, 2025, 23(4): 63-69. (in Chinese)

[11] 李宇, 张鑫蕊, 税朝会, 等. 基于双主动全桥双向 DC/DC 变换器的混合单移相调制方案[J]. 电源学报, 2024, 22(1): 32-40.
Li Yu, Zhang Xinrui, Shui Chaohui, et al. Hybrid phase shift modulation scheme for dual active bridge bidirectional DC/DC converter [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(1): 32-40. (in Chinese)

[12] 金莉, 陈晨. 移相控制三电平双有源全桥直流变换器的软开关特性[J]. 电源学报, 2022, 20(1): 56-64.
Jin Li, Chen Chen. Soft-switching characteristics of three-level dual active bridge converter under phase-shift control [J]. Journal of Power Supply, 2022, 20(1): 56-64. (in Chinese)

[13] Liu Peng, Duan Shanxu. A hybrid modulation strategy providing lower inductor current for the DAB converter with the aid of DC blocking capacitors [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(4), 4309-4320.

[14] Wang Yi, Wen Huiqing, Zhu Yinxiao, et al. Minimum-

current-stress scheme of three-level dual-active-bridge DC-DC converters with the particle swarm optimization [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2021, 7(4): 2067-2084.

[15] Song Chaochao, Sangwongwanich A, Yang Yongheng, et al. Optimal control of multilevel DAB converters for soft-switching and minimum current stress [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2024, 39(5): 5707-5720.

[16] 童安平, 邵持, 杭丽君, 等. 混合三电平 DAB 变换器软开关分析与多目标优化调制技术研究[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(24): 8098-8110.
Tong Anping, Shao Chi, Hang Lijun, et al. Investigation on soft switching characteristics and the multi-objective optimized modulation strategy for hybrid three-level DAB converter [J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(24): 8098-8110. (in Chinese)

[17] 王弥新, 潘三博. 一种双有源桥变换器单侧非对称占空比调制策略[J]. 电源学报, 2024, 22(2): 64-72.
Wang Mixin, Pan Sanbo. One-sided asymmetric duty modulation strategy for dual active bridge converter [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(2): 64-72. (in Chinese)

[18] 郭华越, 张兴, 赵文广, 等. 扩展移相控制的双有源桥DC-DC变换器的优化控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(13): 3889-3898.
Guo Huayue, Zhang Xing, Zhao Wenguang, et al. Optimal control strategy of dual active bridge DC-DC converters with extended-phase-shift control [J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(13): 3889-3898. (in Chinese)

[19] Zhao Biao, Song Qiang, Liu Wenhua, et al. Current-stress-optimized switching strategy of isolated bidirectional DC-DC converter with dual-phase-shift control [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(10): 4458-4467.



杨烨

作者简介：

杨烨(1999—)，男，中国电源学会学生会员，硕士研究生。研究方向：大功率 DC-DC 变换器。E-mail：704831925@gmail.com。

李锦(1982—)，男，中国电源学会会员，通信作者，博士，副教授。研究方向：大功率变流器拓扑、控制及其应用。E-mail：jin_li@shiep.edu.cn。

唐维溢(1991—)，男，中国电源学会会员，博士，讲师。研究方向：电能变换及控制，新能源并网控制。E-mail：tangweiyi@shiep.edu.cn。

(责任编辑：郭凯凯)