第 52 卷 第 4 期：1891-1901 高电压技术 Vol.52, No.4: 1891-1901
2026 年 4 月 30 日 High Voltage Engineering April 30, 2026
DOI: 10.13336/j.1003-6520.hve.20241915

DAB 变换器全功率范围软开关死区补偿控制策略

王锦秀[1]，李龙龙[1]，杨向真[2]，刘　健[1]
（1. 国网安徽省电力有限公司阜阳供电公司，阜阳 236017;
2. 合肥工业大学电气与自动化工程学院，合肥 230009）

摘　要：双有源桥(dual-active-bridge，DAB)变换器的死区效应严重影响其软开关性能及工作效率，为了解决死区导致 DAB 变换器占空比减小、工作波形畸变、硬开关及传输功率范围减小等问题，基于三重移相(triple-phase-shift，TPS)调制，通过分析变换器加入死区前后工作的电气特性，设计开关驱动脉冲以避开死区，并补偿移相比以补偿电感两端电压，提出了一种基于三重移相的死区补偿(dead-time compensation，TPS-DTC)控制策略。结果表明：所提死区补偿控制策略避免死区引起的电压电流畸变、软开关功率范围减小等问题，实现全功率范围死区补偿，提升工作效率。最后，通过实验验证了所提死区补偿控制策略的有效性。

关键词：双有源桥；变换器；三重移相；软开关；电流应力；死区；死区补偿

Dead-time Compensation Control Strategy of DAB Converter for Soft Switching in Full-power Range

WANG Jinxiu[1], LI Longlong[1], YANG Xiangzhen[2], LIU Jian[1]
(1. Fuyang Power Supply Company, State Grid Anhui Electric Power Co., Ltd., Fuyang 236017, China;
2. School of Electrical Engineering and Automation, Hefei University of Technology, Hefei 230009, China)

Abstract：The dead-time effect of dual active bridge (DAB) converter seriously affects soft switching performance and operating efficiency. In order to solve the problems caused by dead-time, such as reduced duty cycle, distorted working waveforms, hard switching, and reduced power transmission range of DAB converter, based on triple-phase-shift(TPS) modulation, by analyzing the electrical characteristics of the converter before and after adding a dead-time, switch drive pulses is designed to avoid the dead-time; by compensating for the phase shift ratios, the voltage on both sides of the inductor is compensated, therefore, a dead-time compensation control strategy based on triple-phase-shift(TPS-DTC) is proposed. The results show that the proposed dead-time compensation control strategy avoids problems such as the distortions of voltage and current and the reduced power range of soft switching caused by dead-time, etc. which can realize dead-time compensation in full-power range and improve working efficiency. Finally, the effectiveness of the proposed dead-time compensation control strategy is verified by experimental results.

Key words：dual active bridge; converter; triple-phase-shift; soft switching; current stress; dead-time; dead-time compensation

0　引言

随着“碳达峰，碳中和”双碳战略目标的提出，以风、光、储、氢等多种可再生能源[1]为主的多态能源微电网系统得到了越来越广泛的应用[2-3]。双有源桥(dual-active-bridge，DAB)变换器因其具有高功率密度、宽增益、电气隔离、易于实现功率双向流动等优点[4]，而被作为可再生能源及储能接入的核心部件，用于微电网系统中实现电能的转换[5-6]。但在宽电压波动范围下，其存在转换效率低的问题。同时，死区导致移相控制偏离最优控制策略，也给 DAB 变换器的工作带来了不利影响。

移相调制为 DAB 变换器最主要的控制方式。传统单移相(single-phase-shift，SPS)调制仅在原副边存在 1 个桥间移相角，这种控制方式虽然简单，但当电压不匹配时，存在回流功率和电流应力增大、轻载时开关管出现硬开关[7]等缺陷。为了解决传统 SPS 调制的问题，提出了多自由度调制方式如双移

基金资助项目：国家重点研发计划(2021YFB2601402)；国网安徽省电力有限公司阜阳供电公司项目(B112H240011)。
Project supported by National Key R&D Program of China (2021YFB2601402), Project of State Grid Anhui Electric Power Co., Ltd. Fuyang Power Supply Company(B112H240011).

相(dual-phase-shift，DPS)、扩展移相(extended-phase-shift，EPS)[8]和三重移相(triple-phase-shift，TPS)调制[9]等，从而进一步提升变换器的工作效率。

采用 DPS 调制和 EPS 调制可以进一步优化电流应力和扩展软开关功率范围，但在全部开关管软开关及电流应力优化方面仍有局限性。并且，这 2 种调制方式均可由 TPS 调制变形而来[10]，因此，采用 TPS 调制更具有一般性，且在实现全部开关管软开关及电流应力优化方面更具有优势。文献[11]基于 TPS 调制，通过遍历 12 种工作模式，筛选出了满足软开关的模式并优化电流应力，可在升降压工况下提出全功率范围全器件软开关及电流应力优化控制策略，从而降低工作损耗，提高变换器的转换效率。

在实际应用中，实验平台元件及控制过程中的非理想因素会对理论优化控制策略产生不利影响，从而使优化效果偏离最优控制。如开关驱动脉冲延迟、二极管续流、器件寄生参数产生的谐振效应等[12]。为了避免同一桥臂上下 2 个互补导通的开关管直通导致短路，通常会在 DAB 两管互补导通的间隙加入死区。死区的存在会带来电压跌落与极性反转、移相角损失、电感电流畸变[13]等缺陷，最终会导致 DAB 变换器开关管硬开关、电流应力增大、传输功率范围减小、工作效率降低等问题。特别是对于高开关频率、大功率的开关器件，如金属氧化物半导体场效应晶体管(metal oxide semiconductor field effect transistor，MOSFET)、绝缘栅双极型晶体管(insulated gate bipolar transistor，IGBT)和集成门极换流晶闸管(integrated gate commutated thyristor，IGCT)等，死区占比较大，死区效应对于优化控制的影响不容忽视[14]，需要提出控制策略对死区进行补偿。

文献[15]分析了死区效应导致的电压极性反转、移相误差、电压跌落等问题产生的机理。文献[16]考虑死区效应，在 SPS 调制下建立 DAB 死区效应的电流应力和传输功率模型，提出电流应力优化控制策略。文献[17]研究了开关缓冲电容对 DAB 死区效应的影响，并建立了带缓冲电容的死区效应模型，提高了 DAB 小信号模型的精确度。文献[18-19]在 TPS 控制下建立死区效应的传输功率模型，给出了包含死区的优化控制策略，以抑制死区的影响。以上研究虽然都分析了死区效应的产生原理，建立了相应的死区效应模型等，但并没有提出死区补偿的方法。文献[20]通过优化设计变压器参数，减小了死区带来的电压畸变效果。文献[21]在 SPS 调制下通过控制 H 桥对角开关，对占空比进行补偿，消除了传输功率损失。文献[22]在 DPS 模式中定义了隐性死区时间模式，通过设计参数使变换器工作于隐性死区时间模式以避免死区效应，但仅在特定的功率和电压传输比范围内有效。文献[23]从触发脉冲上对死区进行补偿，补偿后的变换器实现了软开关及电流应力的优化，但所提的补偿方法减小了传输功率范围。

目前，关于 DAB 变换器死区补偿的研究大多集中于死区效应分析、死区功率模型等，而对死区补偿方法的研究较少。针对死区引起占空比减小、电感电压电流波形畸变、硬开关及传输功率范围减小等问题，本文提出了一种基于三重移相的死区补偿(dead-time compensation，TPS-DTC)控制策略，以实现全功率范围死区补偿。首先，介绍升降压全功率范围软开关及电流应力优化的 TPS 优化控制策略；在此基础上，以降压工况为例介绍死区对 TPS 优化控制策略的影响，从理论上分析变换器加入死区后工作的电气特性；同时，为了避免死区带来的不利影响，通过调整开关脉冲并对移相比进行补偿，提出了 TPS-DTC 控制策略，并从理论上验证 TPS-DTC 的死区补偿效果。最后，在实验平台上验证了所提 TPS-DTC 死区补偿控制策略的有效性。

1 全功率范围软开关及电流应力优化的 TPS 优化控制策略

1.1 DAB 变换器拓扑及软开关条件

双有源桥 DAB 变换器的拓扑如图 1 所示，其中，S_1—S_8 为开关管，VD_1—VD_8 为开关管的体二极管，C_1—C_8 为开关管的寄生电容；U_{ab} 为原边侧逆变全桥输出电压；U_{cd} 为副边侧整流全桥输入电压；原、副边全桥通过变比为 n:1 的高频变压器连接；L 为变压器的漏感与外加辅助电感的总和，i_L 为流过电感的电流；C_i、C_o 分别代表输入、输出侧的滤波电容；U_i、U_o 分别为输入、输出电压。为了分析简便，假设系统工作于稳定状态，输入、输出电压恒定，令电压传输比 $k=U_i/(nU_o)$，当 k=1 时为电压匹配工况，k<1 时为升压工况，k>1 时为降压工况。

TPS 存在 3 个自由度，定义原边桥内移相比为 D_1，原副边桥间移相比为 D_2，副边桥内移相比为 D_3，以 S_1 的开通时刻为零时刻，半个周期为 T_{hs}，

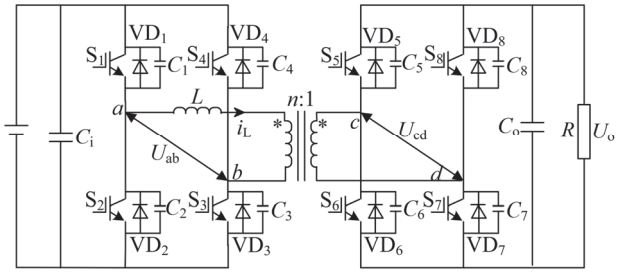


图 1 双有源桥 DC-DC 变换器拓扑

Fig.1 Topology of dual active bridge DC-DC converter

则 S_3、S_5、S_7 的开通时刻分别为 D_1T_{hs}、D_2T_{hs}、D_3T_{hs}。

DAB 变换器的开关管在开通时实现软开关有 2 种方式：零电压开通(zero voltage switching，ZVS)及零电流开通(zero current switching，ZCS)。若开关管在开通之前，电感电流对其结电容反向充电且在死区内完成充电过程，使反并联二极管先导通，开关管的端电压被钳位为 0，则开关管实现 ZVS；若开关管在开通之前，流经开关管的电流为 0，则开关管实现 ZCS。因此，通过控制电感电流，就能实现开关管的软开关。以电感电流方向作为软开关条件判据，DAB 8 个开关管的软开关条件分别为：S_1、S_3、S_6、S_8 的电感电流 $i_L<0$；S_2、S_4、S_5、S_7 的电感电流 $i_L>0$。

1.2 全功率范围 TPS 优化控制策略

DAB 的效率优化主要是通过减小导通损耗与开关损耗实现。导通损耗一般认为与流过开关管的电流应力或回流功率有关，开关损耗则与开关管能否实现软开关有关。TPS 调制由于存在 3 个控制自由度，控制更加灵活且更具有一般性，在实现开关管的软开关及电流应力优化方面具有更大的优势，故采用 TPS 调制以实现全功率范围软开关及电流应力的优化。

文献[11]在电压传输比为 $0.5\le k\le 2$ 的宽电压范围内提出了 TPS 优化控制策略，全功率范围 TPS 优化控制策略如表 1 所示。其中，p 为以最大传输功率 $P_N=nU_iU_o/(8fL)$为功率基准的传输功率标幺值，正负号表示传输功率的方向，正号代表正向传输功率，负号代表反向传输功率。在不考虑死区的理想情况下，由表 1 中的 TPS 优化控制策略能够实现 DAB 变换器在升降压宽电压工况($0.5\le k\le 2$)下的全功率范围软开关。

根据平均传输功率的计算式(1)，获得模式 D、F、G 的传输功率标幺值 p_D、p_F、p_G 分别如式(2)所示。

表 2 给出了表 1 中高低功率段对应工作模式的

表 1 TPS 优化控制策略及对应的传输功率范围

Table 1 Optimization control strategy of TPS and corresponding power transmission range

工况	模式	传输功率范围	移相比
$k\ge1$	D	$\frac{2(k-1)}{k^2}\le p\le 1$	$D_1=\pm(k-1)\sqrt{\frac{1-\lvert p\rvert}{k^2-2k+2}}$ $D_2=\pm((\frac{k}{2}-1)\sqrt{\frac{1-\lvert p\rvert}{k^2-2k+2}}+\frac{1}{2})$ $D_3=D_2$
	F	$0\le p\le\frac{2(k-1)}{k^2}$	$D_1=\pm(1-\sqrt{\frac{\lvert p\rvert}{2(k-1)}})$ $D_2=\pm(\sqrt{\frac{\lvert p\rvert}{2(k-1)}}(\frac{k}{2}-1)+\frac{1}{2})$ $D_3=D_2$
$k<1$	D	$2k(1-k)\le p\le 1$	$D_1=0$ $D_2=\pm(-\frac{1}{2}\sqrt{\frac{1-\lvert p\rvert}{2k^2-2k+1}}+\frac{1}{2})$ $D_3=\pm((\frac{1}{2}-k)\sqrt{\frac{1-\lvert p\rvert}{2k^2-2k+1}}+\frac{1}{2})$
	G	$0\le p\le 2k(1-k)$	$D_1=\pm(1-\frac{1}{k}\sqrt{\frac{k\lvert p\rvert}{2(1-k)}})$ $D_2=0$ $D_3=\pm(1-\sqrt{\frac{k\lvert p\rvert}{2(1-k)}})$

表 2 各工作模式的软开关条件及电流应力

Table 2 Soft switching conditions and current stresses of working modes

工况	模式	ZVS 条件	电流应力
$k\ge1$	D	$i_L(t_1)<0$ $i_L(t_2)>0$	$i_P=2k(1-D_1)+2(D_3+D_2-1)$
	F	$i_L(t_0)<0$ $i_L(t_1)>0$ $i_L(t_3)<0$	$i_P=2k(1-D_1)+2(D_2+D_3-1)$
$k<1$	D	$i_L(t_1)<0$ $i_L(t_2)>0$	$i_P=2k(1-D_1)+2(D_3+D_2-1)$
	G	$i_L(t_1)<0$ $i_L(t_2)>0$ $i_L(t_3)<0$	$i_P=2k(2D_3-D_1-1)+2(1+D_2-D_3)$

ZVS 电感电流条件及电流应力表达式。其中，i_L 为以 $I_N=nU_o/(8fL)$为电流基准的电感电流标幺值，电流应力为 i_P，t_i 表示开关管动作的时刻，$i_L(t_i)$表示 t_i 时刻的电感电流(i=0,1,2,3)。

$$P=\frac{1}{2T_{hs}}\int_0^{2T_{hs}}U_{ab}i_L\,dt \tag{1}$$

$$\begin{cases}p_D=-2(D_1^2-D_1D_2-D_1D_3+D_1+D_2^2-D_2+D_3^2-D_3), & \text{模式D}\\ p_F=-2(D_1-1)(D_2-D_1+D_3), & \text{模式F}\\ p_G=2(D_2^2-D_1D_2+D_1D_3-D_3^2+D_2-D_1+D_3), & \text{模式G}\end{cases} \tag{2}$$

2 死区对 TPS 优化控制策略的影响

变换器实际工作时，同一桥臂上下 2 个开关管互补导通，为了避免两管未能完全放电而同时导通，会在互补导通的间隙加入死区。一般采用脉冲上升沿延迟的方法实现，即开关管延迟一段时间导通来增加死区。但是，死区的加入会给变换器的正常工作带来不利影响，特别是在采用全功率范围软开关 TPS 优化控制策略时，死区的存在会导致控制结果偏离最优控制，由此带来电流应力增大、软开关性能变差及传输功率范围减小等问题。本文以降压工况正向传输功率为例($1\leq k\leq 2$)，从理论上分析死区对 DAB 变换器工作的电气特性的影响，升压情况类似，不再赘述。

2.1 高功率段模式 D

在降压情况下，不考虑死区影响时，高功率段采用模式 D 控制可以实现全部开关管的 ZVS。模式 D 在加入死区前后的理论工作波形见图 2，其中，S_1—S_8 为开关管 S_1—S_8 对应的驱动信号，阴影部分为死区时间 t_{dead}，在半个周期内的死区占比为 d，红色曲线表示 U_{ab}，蓝色曲线表示 U_{cd}。可知，加入死区后，模式 D 的占空比减小，电感两端电压脉宽减小，电感电流畸变，加入死区后的控制偏离最优控制策略。分析加入死区后模式 D 控制下变换器的电气特性，包括软开关特性、电流应力特性和传输功率特性。

1）软开关特性。加入死区后，模式 D 的 ZVS 电感电流条件不变，如表 2 所示。根据图 2(b)中的工作波形可以计算出模式 D 在加入死区之后半个周期内 t_1、t_2 时刻的电感电流见式(3)。其中，$i_L(t_1)_{Dtdead}$ 与 $i_L(t_2)_{Dtdead}$ 分别表示加入死区后模式 D 在 t_1、t_2 时刻的电感电流。将表 1 中模式 D 的最优移相比代入式(3)，求出在 t_1 时刻的电感电流<0、t_2 时刻的电感电流>0，满足 ZVS 条件，加入死区后模式 D 控制下 DAB 变换器仍然能够实现软开关。

$$\begin{cases} i_L(t_1)_{Dtdead}=2k(D_1+d-1)+2(1+2D_1-2D_2)<0 \\ i_L(t_2)_{Dtdead}=2k(2D_2+d-D_1-1)+2>0 \end{cases} \tag{3}$$

2）电流应力特性。加入死区后，模式 D 的电流应力出现在 t_3 时刻，计算 t_3 时刻的电感电流应力 $i_L(t_3)_{Dtdead}$ 如式(4)所示。令加入死区后的电流应力减去未加入死区时的电流应力为电流应力偏差 $\Delta i_L(t_3)_{Dtdead}$，可知，加入死区后模式 D 控制下变换器的电流应力增大。

$$\begin{cases} i_L(t_3)_{Dtdead}=2k(1-D_1-d)+2(2D_2+2d-1) \\ \Delta i_L(t_3)_{Dtdead}=2d(2-k)>0 \end{cases} \tag{4}$$

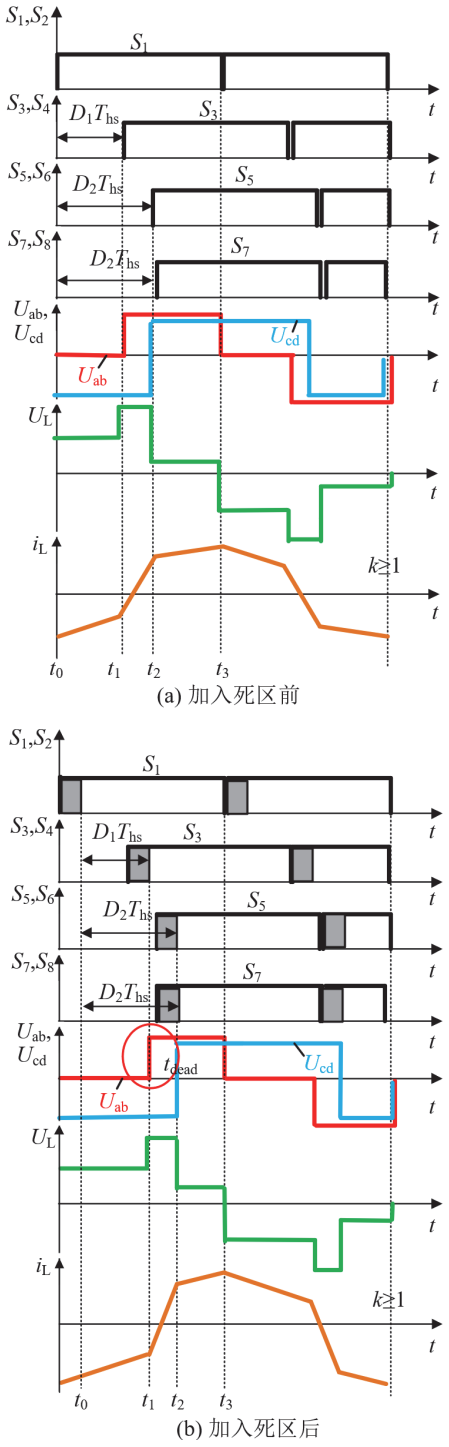


图 2 模式 D 加入死区前后的理论工作波形

Fig.2 Theoretical working waveforms before and after adding dead-time in mode D

3）软开关传输功率范围。根据平均传输功率的计算式(1)，可获得模式 D 在加入死区后的传输功率 p_{Dtdead} 如式(5)所示。

$$p_{Dtdead}=-2(D_1^2-2D_1D_2+D_1+2D_2^2+2D_2d-2D_2+d^2-d) \tag{5}$$

根据表 1 中降压情况下模式 D 的最优移相比表

达式，可以得到 D_1、D_2 之间的关系及 D_1 的范围为：

$$\begin{cases} D_2 = \dfrac{(k-2)D_1}{2(k-1)} + \dfrac{1}{2} \\ 0 \le D_1 \le \dfrac{k-1}{k} \end{cases} \tag{6}$$

将式(6)代入传输功率表达式(式(5))中，获得模式 D 加入死区后的传输功率范围为式(7)，可知加入死区后，模式 D 控制下 DAB 变换器的传输功率范围减小，且传输功率最大为 $1-2d^2$。

$$\frac{2(k-1)+2kd(2-k-kd)}{k^2} \le p \le 1-2d^2 \tag{7}$$

2.2 低功率段模式 F

在降压情况低功率段，不考虑死区影响时，采用模式F控制可以实现部分开关管的ZVS与部分开关管的 ZCS。加入死区后，从理论上分析死区对模式 F 移相控制的影响。模式 F 加入死区前后的理论工作波形如图 3 所示，可知模式 F 在加入死区后，死区的存在使电感电流畸变，部分开关管失去软开关，加入死区后的控制偏离最优控制策略。模式 F 控制下具体的电气特性分析如下所述。

1）软开关特性。根据图 3(b)模式 F 加入死区后的工作波形可以计算出半个周期内 t_0、t_1、t_2 时刻的电感电流如式(8)所示。将表 1 中模式 F 的最优移相比代入式(8)可知，模式 F 在 t_0、t_1 时刻的电感电流满足 ZVS 条件，S_1、S_2、S_5、S_6、S_7、S_8 实现软开关；在 t_2 时刻的电感电流不满足软开关条件，S_3、S_4 为硬开关。模式 F 在加入死区后部分开关管为硬开关。

$$\begin{cases} i_L(t_0)_{\text{Ftdead}} = 2k(D_1+d-1)+2(1-2D_2-2d) < 0 \\ i_L(t_1)_{\text{Ftdead}} = 2k(D_1+d-1)+2 > 0 \\ i_L(t_2)_{\text{Ftdead}} = 2k(D_1+d-1)+2(2D_2+1-2D_1) > 0 \end{cases} \tag{8}$$

2）电流应力特性。模式 F 在加入死区后，其电流应力出现在 t_3 时刻，计算出 t_3 时刻电感电流应力如式(9)所示。加入死区前后的电流应力偏差 $\Delta i_L(t_3)_{\text{Ftdead}} > 0$，可知加入死区后模式 F 控制下系统的电流应力增大。

$$\begin{cases} i_L(t_3)_{\text{Ftdead}} = 2k(1-D_1-d)+2(2D_2+2d-1) \\ \Delta i_L(t_3)_{\text{Ftdead}} = 2d(2-k) > 0 \end{cases} \tag{9}$$

3）软开关传输功率范围。模式 F 在加入死区后的传输功率如式(10)所示。

$$p_{\text{Ftdead}} = -2(D_1+d-1)(2D_2-D_1+d) \tag{10}$$

根据表 1 中模式 F 的最优移相比组合，可以得到 D_1、D_2 之间的关系及 D_1 的范围为：

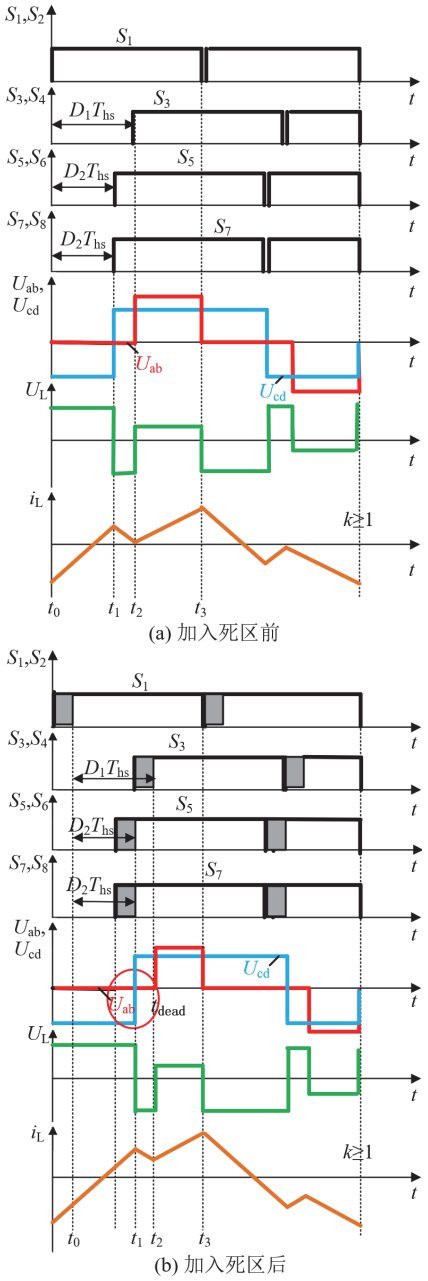


图 3 模式 F 加入死区前后的理论工作波形

Fig.3 Theoretical working waveforms before and after adding dead-time in mode F

$$\begin{cases} D_2 = \dfrac{(k-2)(1-D_1)}{2} + \dfrac{1}{2} \\ \dfrac{k-1}{k} \le D_1 \le 1 \end{cases} \tag{11}$$

将式(11)代入式(10)中，获得模式 F 在加入死区后的传输功率范围如式(12)所示，可知死区的加入减小了模式 F 的最优传输功率范围，传输功率最小为 $-2d^2$。

$$-2d^2 \le p \le \frac{2(k-1)+2kd(2-k-kd)}{k^2} \tag{12}$$

绘制模式 D 与模式 F 控制下变换器的传输功率

范围三维图如图 4 所示，图 4(a)给出了加入死区前的传输功率范围三维图，图 4(b)给出了加入死区后的传输功率范围三维图。可知，死区的加入减小了 DAB 的传输功率范围，对于任意 k 值($1\le k\le 2$)，模式 D 与模式 F 控制下的传输功率范围为$-2d^2$~$1-2d^2$。

3 DAB 变换器的死区补偿控制策略

由第 2 章的分析可知，模式 D 与模式 F 在加入死区后全功率范围软开关优化控制策略偏离最优控制。在软开关特性方面，加入死区后在模式 F 控制下部分开关管为硬开关；在电流应力特性方面，死区的加入使电流应力增大，导通损耗增加；在传输功率特性方面，死区的加入使传输功率范围缩小，从而无法实现全功率范围工作。死区的加入对 TPS 优化控制策略产生不利影响，本文提出了一种基于三重移相的死区补偿控制策略(TPS-DTC)，通过将电感两端电压补偿为未加入死区的理想状态，从而避免死区的影响。

3.1 TPS-DTC 控制策略的原理及实现

通过第 2 章的分析可知，采用传统脉冲上升沿延迟产生死区的方式会减小移相角，移相角的减小使传输功率减小，电感电压、电流畸变，由此导致硬开关及电流应力增大。基于以上分析，TPS-DTC 控制策略主要是通过控制开关管的脉冲来调整引入死区的时刻，并对移相比进行补偿。TPS-DTC 控制策略为：S_1 延迟开通，S_3、S_5、S_7 提前关断，其他管子互补导通。以模式 F 为例，采用 TPS-DTC 控制策略，模式 F 死区补偿后的工作波形如图 5 所示。

TPS-DTC 控制策略以 S_1 为基准，在 S_1 延迟开通的基础上 S_3、S_5、S_7 正常开通，提前关断。从工作波形上可以看出，补偿后模式 F 的电感电压与图 3(a)中模式 F 未加入死区时的电感电压波形一致，可以实现死区补偿。采用 TPS-DTC 控制策略后优化的移相控制如式(13)所示，其中，D_1'、D_2'、D_3'是采用 TPS-DTC 控制策略补偿后的移相比，其值为 D_1、D_2、D_3 减去死区 d。

$$\begin{cases} D_1' = D_1 - d \\ D_2' = D_2 - d \\ D_3' = D_3 - d \end{cases} \tag{13}$$

TPS-DTC 控制策略补偿后，降压工况全功率范围软开关及电流应力优化控制策略如表 3 所示。

3.2 TPS-DTC 控制策略补偿后变换器的电气特性

验证 TPS-DTC 控制策略补偿后变换器工作的

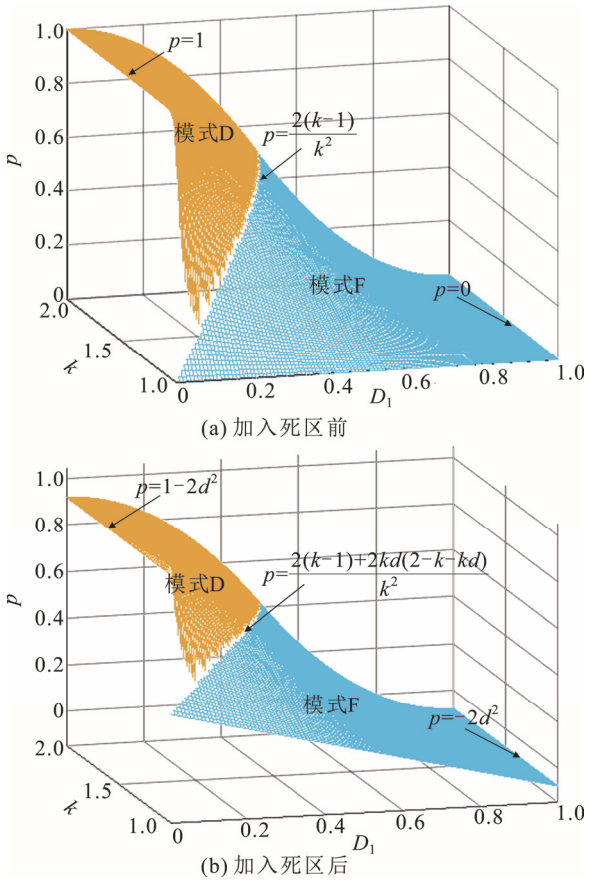


图 4 模式 D 与模式 F 的传输功率范围三维图

Fig.4 Three-dimensional diagrams of power transmission range for mode D and mode F

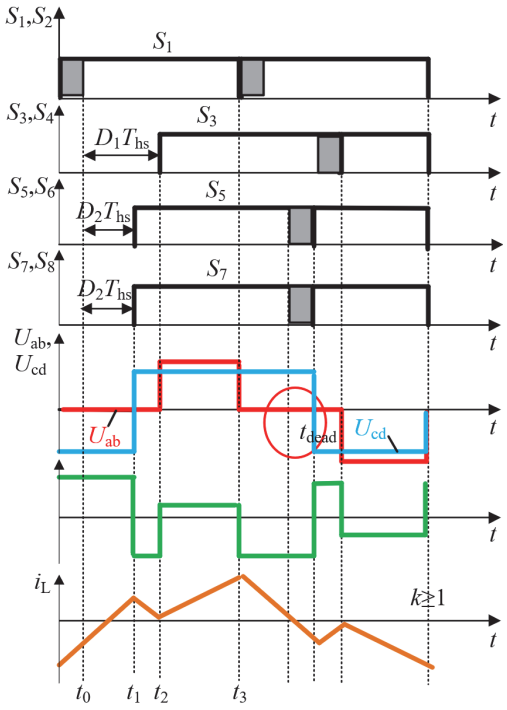


图 5 模式 F 死区补偿后的理论工作波形

Fig.5 Theoretical working waveforms after dead-time compensation in mode F

电气特性，分析与第 2 章类似，分别从软开关特性、电流应力特性、传输功率范围特性 3 个方面验证死区补偿效果。

3.2.1 高功率段模式 D

1）软开关特性。TPS-DTC 控制策略补偿后模式 D 在 t_1、t_2 时刻的电感电流如式(14)所示，其中，$i_L(t_1)_{TPS\text{-}DTC(D)}$和 $i_L(t_2)_{TPS\text{-}DTC(D)}$分别表示模式 D 死区补偿后在 t_1、t_2 时刻的电感电流。将式(13)补偿后的移相比代入式(14)，化简得到模式 D 补偿后在 t_1、t_2 时刻的电感电流如式(15)所示，表示为 $i_L(t_1)'_{TPS\text{-}DTC(D)}$ 和 $i_L(t_2)'_{DTPS\text{-}DTC(D)}$。可知，采用 TPS-DTC 控制策略补偿后在 t_1、t_2 时刻的电感电流与未加入死区时的理想状态一致，且满足 ZVS 条件，故 TPS-DTC 控制策略补偿后模式 D 控制下开关管实现软开关。

$$\begin{cases} i_L(t_1)_{TPS\text{-}DTC(D)} = 2k(D_1'+d-1)+2(1+2D_1'-2D_2') \\ i_L(t_2)_{TPS\text{-}DTC(D)} = 2k(2D_2'+d-D_1'-1)+2 \end{cases} \tag{14}$$

$$\begin{cases} i_L(t_1)'_{TPS\text{-}DTC(D)} = 2k(D_1-1)+2(1+2D_1-2D_2)<0 \\ i_L(t_2)'_{DTPS\text{-}DTC(D)} = 2k(2D_2-D_1-1)+2>0 \end{cases} \tag{15}$$

2）电流应力特性。TPS-DTC 控制策略补偿后模式 D 的电流应力为 $i_L(t_3)_{TPS\text{-}DTC(D)}$，见式(16)。将式(13)代入式(16)，化简得到补偿后模式 D 的电流应力为 $i_L(t_3)'_{TPS\text{-}DTC(D)}$，见式(17)。令死区补偿后的电流应力减去未加入死区时的电流应力为电流应力偏差 $\Delta i_L(t_3)_{TPS\text{-}DTC(D)}$，且 $\Delta i_L(t_3)_{TPS\text{-}DTC(D)}=0$。可知，死区补偿后模式 D 的电流应力与未加入死区时的理想状态一致为最优的电流应力。

$$i_L(t_3)_{TPS\text{-}DTC(D)} = 2k(1-D_1'-d)+2(2D_2'+2d-1) \tag{16}$$

$$\begin{cases} i_L(t_3)'_{TPS\text{-}DTC(D)} = 2k(1-D_1)+2(2D_2-1) \\ \Delta i_L(t_3)_{TPS\text{-}DTC(D)} = 0 \end{cases} \tag{17}$$

3）软开关传输功率范围。采用 TPS-DTC 控制策略后，模式 D 的传输功率 $p_{TPS\text{-}DTC(D)}$为式(18)，将模式 D 的最优移相比代入传输功率表达式中，得到死区补偿后模式 D 的传输功率 $p'_{TPS\text{-}DTC(D)}$ 如式(19)所示。可知，死区补偿后模式 D 的最优传输功率范围与未加入死区时的理想情况一致，为 $2(k-1)/k^2$~1。

$$\begin{cases} p_{TPS\text{-}DTC(D)} = -2(D_1'^2-2D_1'D_2'+D_1'+2D_2'^2-2D_2'+ \\ \qquad 2D_2'd+d^2-d) \\ p'_{TPS\text{-}DTC(D)} = -2(D_1^2-2D_1D_2+D_1+2D_2^2-2D_2) \end{cases} \tag{18}$$

$$\frac{2(k-1)}{k^2} \le p'_{TPS\text{-}DTC(D)} \le 1 \tag{19}$$

3.2.2 低功率段模式 F

1）软开关特性。TPS-DTC 控制策略补偿后模式 F 在 t_0、t_1、t_2 时刻的电感电流分别为 $i_L(t_0)_{TPS\text{-}DTC(F)}$、$i_L(t_1)_{TPS\text{-}DTC(F)}$、$i_L(t_2)_{TPS\text{-}DTC(F)}$，见式(20)，将式(13)代入式(20)，化简得到模式 F 死区补偿后的电感电流为 $i_L(t_0)'_{TPS\text{-}DTC(F)}$、$i_L(t_1)'_{TPS\text{-}DTC(F)}$、$i_L(t_2)'_{TPS\text{-}DTC(F)}$，见式(21)。可知死区补偿后模式 F 的电感电流等于未加入死区时的理想状态，且满足软开关条件，故在 TPS-DTC 控制策略补偿后模式 F 控制下开关管实现软开关。

表 3 死区补偿后模式 D 与模式 F 的优化控制策略

Table 3 Optimization control strategy after dead-time compensation of mode D and mode F

工况	模式	移相比
$k\ge1$	模式 D	$D_1'=\pm((k-1)\sqrt{\frac{1-\lvert p\rvert}{k^2-2k+2}}-d)$ $D_2'=\pm((\frac{k}{2}-1)\sqrt{\frac{1-\lvert p\rvert}{k^2-2k+2}}+\frac{1}{2}-d)$ $D_3'=D_2'$
	模式 F	$D_1'=\pm(1-\sqrt{\frac{\lvert p\rvert}{2(k-1)}}-d)$ $D_2'=\pm(\sqrt{\frac{\lvert p\rvert}{2(k-1)}}(\frac{k}{2}-1)+\frac{1}{2}-d)$ $D_3'=D_2'$

$$\begin{cases} i_L(t_0)_{TPS\text{-}DTC(F)} = 2k(D_1'+d-1)+2(1-2d-2D_2') \\ i_L(t_1)_{TPS\text{-}DTC(F)} = 2k(D_1'+d-1)+2 \\ i_L(t_2)_{TPS\text{-}DTC(F)} = 2k(D_1'+d-1)+2(1+2D_2'-2D_1') \end{cases} \tag{20}$$

$$\begin{cases} i_L(t_0)'_{TPS\text{-}DTC(F)} = 2k(D_1-1)+2(1-2D_2)<0 \\ i_L(t_1)'_{TPS\text{-}DTC(F)} = 2k(D_1-1)+2>0 \\ i_L(t_2)'_{TPS\text{-}DTC(F)} = 2k(D_1-1)+2(1+2D_2-2D_1)=0 \end{cases} \tag{21}$$

2）电流应力特性。TPS-DTC 控制策略补偿后模式 F 的电流应力为式(22)，化简后的电流应力为式(23)，电流偏差为 0。可知，死区补偿后模式 F 的电流应力与未加入死区时的理想状态一致为最优的电流应力。

$$i_L(t_3)_{TPS\text{-}DTC(F)} = 2k(1-d-D_1')+2(2D_2'+2d-1) \tag{22}$$

$$\begin{cases} i_L(t_3)_{TPS\text{-}DTC(F)} = 2k(1-D_1)+2(2D_2-1) \\ \Delta i_L(t_3)_{TPS\text{-}DTC(F)} = 0 \end{cases} \tag{23}$$

3）软开关传输功率范围。TPS-DTC 控制策略补偿后模式 F 的传输功率为 $p_{TPS\text{-}DTC(F)}$，见式(24)。将表 3 中模式 F 的最优移相比代入式(24)，得到死区补偿后模式 F 的传输功率为 $p'_{TPS\text{-}DTC(F)}$，见式(25)。可知，死区补偿后模式 F 的最优传输功率范围与未加入死区时的理想情况一致，为 0~$2(k-1)/k^2$。

$$\begin{cases} p_{\text{TPS-DTC(F)}} = -2(D_1' + d - 1)(2D_2' - D_1' + d) \\ p'_{\text{TPS-DTC(F)}} = 2(D_1 - 2D_2)(D_1 - 1) \end{cases} \tag{24}$$

$$0 \le p'_{\text{TPS-DTC(F)}} \le \frac{2(k-1)}{k^2} \tag{25}$$

通过上述对 DAB 变换器在 TPS-DTC 控制策略补偿后工作的电气特性的分析可知，采用 TPS-DTC 控制策略，DAB 变换器可以实现全功率范围死区补偿。降压工况，在模式 D 与模式 F 的控制下，DAB 变换器采用 TPS-DTC 控制策略可以实现全功率范围软开关及优化的电流应力。

4 实验验证

为了验证所提 TPS-DTC 控制策略能够实现 DAB 变换器全功率范围死区补偿，提升变换器的工作效率，以 TMS320F28335 为主控芯片，开关管采用 MOSFET 器件，搭建了双有源桥直流变换器实验平台，实验原理示意图如图 6 所示，具体实验参数如表 4 所示。额定输入电压 U_i=100 V，输出电压 U_o 范围为 50~100 V，以实现不同电压传输比工作情况($1 \le k \le 2$)。

4.1 模式 D 与模式 F 加入死区后的工作波形

图 7 给出了 DAB 变换器加入死区后在电压传输比 k=1.81、P=435 W 时的工作波形及驱动波形 U_{GS} 和结电容电压 U_{DS} 波形。图 7(a)、(b)中系统传输功率 P=435 W，对应功率标幺值 p=0.29，处于轻载低功率段，变换器采用模式 F 优化控制策略。从图 7(a)中可以看出，变换器在加入死区后移相比产生损失，电感电流波形发生畸变，偏离最优控制。从图 7(b)中可知，半个周期内 S_1、S_3、S_5 和 S_7 动作，根据 S_1、S_3、S_5 和 S_7 的 U_{GS} 和 U_{DS} 波形可知，S_1、S_5 和 S_7 的驱动 U_{GS} 上升之前对应的 U_{DS} 就已经下降到 0 了，即 S_1、S_5 和 S_7 实现 ZVS，而 S_3 的 U_{GS} 和 U_{DS} 波形有重合，S_3 为硬开关。由于 DAB 变换器同一桥臂上下管工作具有对称性，因此加入死区后 DAB 变换器在低功率段模式 F 控制下仅能实现部分开关管的软开关，另一部分为硬开关。

图 8 给出了 DAB 变换器加入死区后在电压传输比 k=1.81、P=930 W 时的工作波形及驱动波形 U_{GS} 和结电容电压 U_{DS} 波形。图 8(a)、(b)中系统传输功率 P=930 W，对应功率标幺值 p=0.62，处于重载高功率段，采用模式 D 优化控制策略。从图 8(a)中可以看出半个周期内 S_1、S_3、S_5 和 S_7 动作，变换器在加入死区后移相比产生损失，电感电流波形畸变，偏离最优控制，但电感电流方向仍然满足软开关条件。从图 8(b)中的 U_{GS} 和 U_{DS} 波形可知，在半个周期内 S_1、S_3、S_5 和 S_7 的 U_{GS} 和 U_{DS} 波形无重合，

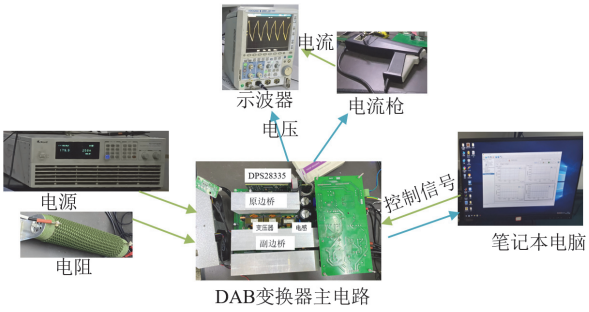


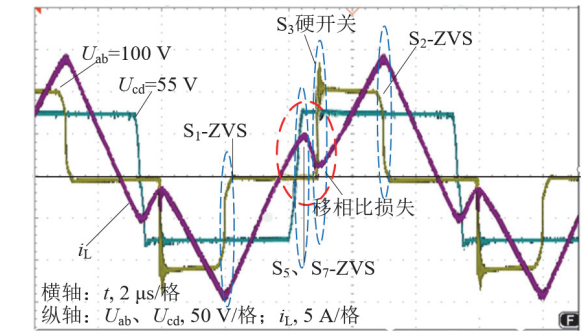
图 6 实验原理示意图

Fig.6 Schematic diagram of the experiment

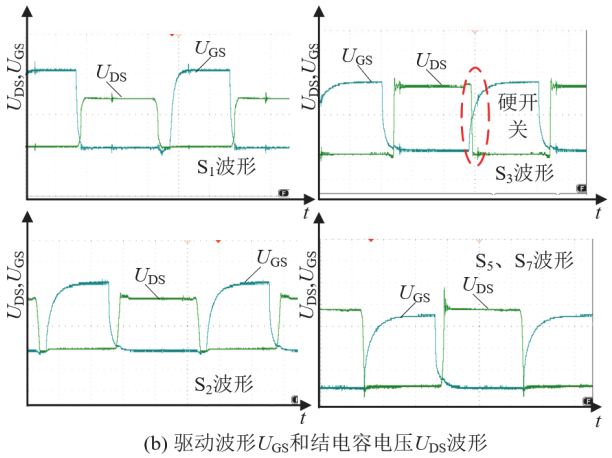
表 4 主要参数

Table 4 Main parameters

主要参数	数值	主要参数	数值
额定输入电压 U_i/V	100	辅助电感 L/μH	390
额定输出电压 U_o/V	50~100	输入侧支撑电容 C_i/μF	500
开关频率 f/kHz	100	输出侧滤波电容 C_o/μF	500
变压器变比 n	1:1	死区时间 t_{dead}/ns	600



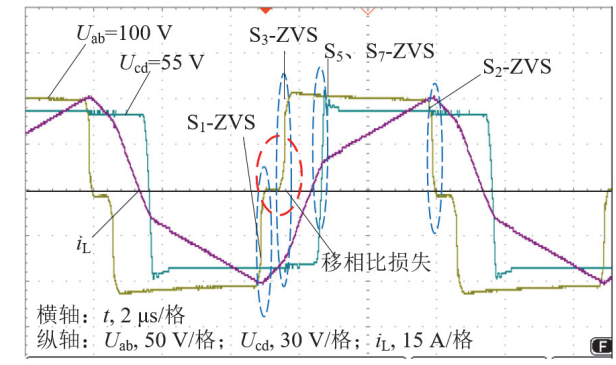
(a) 电感主要电压、电流波形



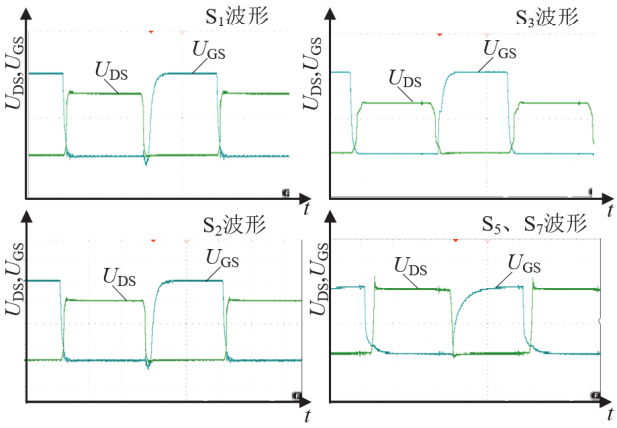
(b) 驱动波形U_{GS}和结电容电压U_{DS}波形

图 7 加入死区后 k=1.81、P=435 W 时的实验波形

Fig.7 Experimental waveforms after adding dead-time with k=1.81, P=435 W



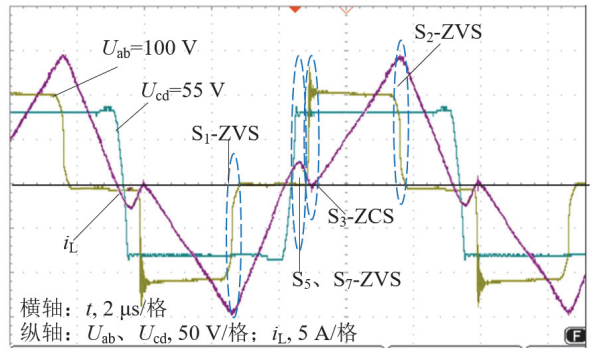
(a) 电感主要电压、电流波形



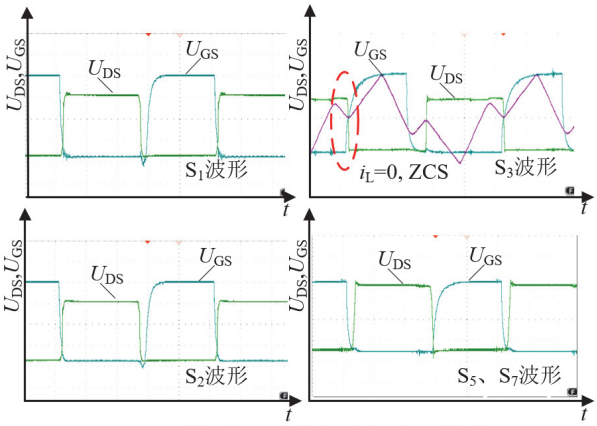
(b) 驱动波形U_{GS}和结电容电压U_{DS}波形

图 8 加入死区后 k=1.81、P=930 W 时的实验波形

Fig.8 Experimental waveforms after adding dead-time with k=1.81, P=930 W



(a) 电感主要电压、电流波形



(b) 驱动波形U_{GS}和结电容电压U_{DS}波形

图 9 死区补偿后 k=1.81、P=465 W 时的实验波形

Fig.9 Experimental waveforms after dead-time compensation with k=1.81, P=465 W

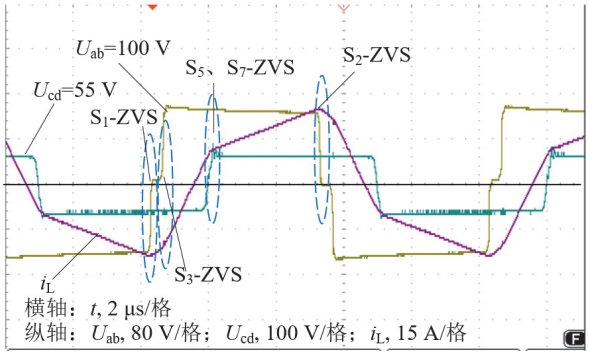
均能实现 ZVS，由于变换器同一桥臂上下管工作的对称性，所以加入死区后变换器在高功率段模式 D 控制下能够实现全部开关管的软开关。

4.2 模式 D 与模式 F 死区补偿后的工作波形

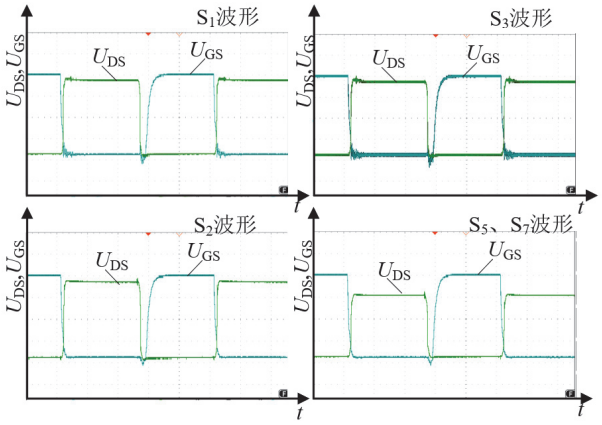
对模式 D 与模式 F 的死区补偿效果进行实验验证，实验参数与上述死区实验保持一致，输入电压为 100 V，输出电压为 55 V，电压传输比 k 为 1.81，死区为 600 ns，采用 TPS-DTC 控制策略进行死区补偿。

图 9 给出了 DAB 变换器死区补偿后在电压传输比 k=1.81、P=465 W 时的工作波形及驱动波形 U_{GS} 和结电容电压 U_{DS} 波形。图 9(a)、(b)中系统传输功率 P=465 W，对应功率标幺值 p=0.31，在低功率段工作，变换器采用模式 F 优化控制策略。从图 9(a)中可以看出，变换器死区补偿后的工作波形与模式 F 未加入死区时的工作波形一致，移相比无损失，电感电流波形无畸变，且相较于图 7(a)，死区补偿后模式 F 控制下的电流应力减小。从图 9(b)中可知，半个周期内 S_1、S_3、S_5 和 S_7 动作，根据 U_{GS} 和 U_{DS} 波形，在半个周期内 S_1、S_5 和 S_7 实现 ZVS，S_3 实现 ZCS，由于变换器同一桥臂上下管工作的对称性，因此采用 TPS-DTC 控制策略补偿后 DAB 变换器在低功率段模式 F 控制下能够实现全部开关管的软开关及优化的电流应力。

图 10 给出了 DAB 变换器死区补偿后在电压传输比 k=1.81、P=950 W 时的工作波形及驱动波形 U_{GS} 和结电容电压 U_{DS} 波形。图 10(a)、(b)中系统对应传输功率标幺值 p=0.63，在高功率段工作，采用模式 D 优化控制策略。从图 10(a)中可以看出，变换器在死区补偿后的工作波形与模式 D 未加入死区时的工作波形一致，且相较于图 8(a)，死区补偿后模式 D 控制下的电流应力减小。从 10(b)中可知，半个周期内 S_1、S_3、S_5 和 S_7 动作，根据 U_{GS} 和 U_{DS} 波形可知，在半个周期内 S_1、S_3、S_5 和 S_7 均实现 ZVS，由于变换器同一桥臂上下管工作的对称性，所以采用 TPS-DTC 控制策略补偿后 DAB 变换器在高功率段模式 D 控制下能够实现全部开关管的软开关及优化的电流应力。



(a) 电感主要电压、电流波形



(b) 驱动波形U_{GS}和结电容电压U_{DS}波形

图 10 死区补偿后 k=1.81、P=950 W 时的实验波形

Fig.10 Experimental waveforms after dead-time compensation with k=1.81, P=950 W

4.3 效率验证

为了验证本文所提 TPS-DTC 控制策略的死区补偿效果，对比死区补偿前后 TPS 控制下 DAB 变换器的工作效率。降压工况不同电压传输比下死区补偿前后 DAB 变换器的工作效率随传输功率的变化曲线如图 11 所示。可知，采用 TPS-DTC 控制策略进行死区补偿后，由于变换器全部开关管均实现软开关且具有优化的电感电流应力，故死区补偿后系统的工作效率高于死区补偿前的 TPS 控制。当 k 为 1.81 时，相较于死区补偿前的 TPS 控制，采用 TPS-DTC 控制策略，在高功率段效率最高提升 4.6%，在低功率段最高提升 2.3%，且系统工作效率最高达到 96.23%。随着输出电压增大即 k 减小，系统效率也有一定的提升，当 k 为 1.33 时，系统最高效率为 97.21%。

5 结论

1）TPS-DTC 控制策略可以避免死区带来的移相比损失、硬开关、电流应力增大和传输功率范围减小等问题，实现 DAB 变换器全功率范围软开关及优化的电流应力。

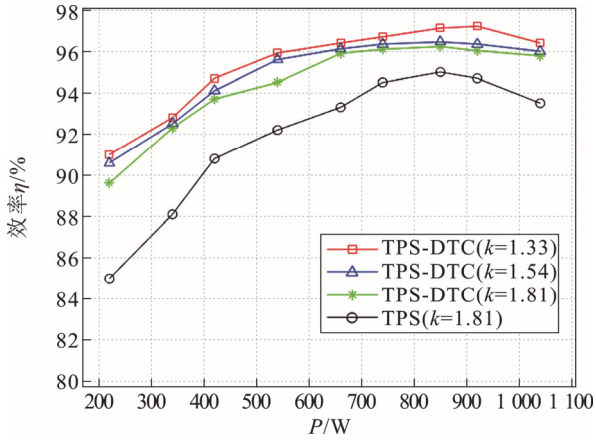


图 11 死区补偿前后的效率曲线

Fig.11 Efficiency curves before and after dead-time compensation

2）本文所提死区补偿策略给出了移相比的具体解析解，且补偿策略虽然基于降压工况下 TPS 的工作模式，但对于其他移相控制方式仍然适用。

3）对比死区补偿前后变换器的工作波形和工作效率，实验结果表明，所提 TPS-DTC 控制策略能够实现 DAB 变换器全功率范围死区补偿，提升变换器的工作效率，特别是在低功率段。

参考文献 References

[1] 刘 波，李 波，鲁重文，等. 可再生能源用高增益 DC/DC 变换器分析与设计[J]. 电力电子技术，2024，58(9)：91-94.
LIU Bo, LI Bo, LU Chongwen, et al. Analysis and design of high gain DC/DC converter for renewable energy[J]. Power Electronics, 2024, 58(9): 91-94.

[2] 赵 佩，贾燕冰，孟祥齐，等. 双有源全桥变换器的超局部模型控制策略[J]. 高电压技术，2023，49(4)：1735-1742.
ZHAO Pei, JIA Yanbing, MENG Xiangqi, et al. Ultra-local model control strategy of dual active full-bridge convertor[J]. High Voltage Engineering, 2023, 49(4): 1735-1742.

[3] 杨向真，张徐进博，杜 燕，等. 考虑直流子网影响的交直流混合微电网谐振特性分析[J]. 高电压技术，2023，49(2)：713-726.
YANG Xiangzhen, ZHANG Xujinbo, DU Yan, et al. Analysis of resonance characteristics of AC/DC hybrid microgrid considering the influence of DC subgrid[J]. High Voltage Engineering, 2023, 49(2): 713-726.

[4] 李国文，杭丽君，钱语安，等. 考虑损耗的 DAB 变换器简化模型及线性化控制方法[J]. 高电压技术，2019，45(7)：2074-2081.
LI Guowen, HANG Lijun, QIAN Yu'an, et al. Simplified equivalent circuit model of DAB converter and the linearized control method with considering losses[J]. High Voltage Engineering, 2019, 45(7): 2074-2081.

[5] 孟建辉，郭 禹，王 毅，等. 双有源全桥 DC-DC 变换器的自适应虚拟直流电机控制方法[J]. 高电压技术，2020，46(5)：1508-1517.
MENG Jianhui, GUO Yu, WANG Yi, et al. Adaptive virtual DC machine control strategy for dual active bridge DC-DC converter[J]. High Voltage Engineering, 2020, 46(5): 1508-1517.

[6] 李 凯，赵争鸣，袁立强，等. 面向交直流混合配电系统的多端口电力电子变压器研究综述[J]. 高电压技术，2021，47(4)：1233-1250.

LI Kai, ZHAO Zhengming, YUAN Liqiang, et al. Overview on research of multi-port power electronic transformer oriented for AC/DC hybrid distribution grid[J]. High Voltage Engineering, 2021, 47(4): 1233-1250.

[7] 杨向真，孔令浩，杜　燕，等. T 型三电平双有源桥变换器 ZVS 优化策略[J]. 高电压技术，2022，48(5)：1913-1923.
YANG Xiangzhen, KONG Linghao, DU Yan, et al. ZVS optimization strategy of T-type three-level dual active bridge converter[J]. High Voltage Engineering, 2022, 48(5): 1913-1923.

[8] 曾进辉，孙志峰，雷　敏，等. 双重移相控制的双主动全桥变换器全局电流应力分析及优化控制策略[J]. 电工技术学报，2019，34(12)：2507-2518.
ZENG Jinhui, SUN Zhifeng, LEI Min, et al. Global current stress analysis and optimal control strategy of dual-active full bridge converter based on dual phase shift control[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(12): 2507-2518.

[9] 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.

[10] 谷　庆，袁立强，聂金铜，等. 基于开关组合规律的双有源桥 DC-DC 变换器传输功率特性[J]. 电工技术学报，2017，32(13)：69-79.
GU Qing, YUAN Liqiang, NIE Jintong, et al. Transmission power characteristics of dual-active-bridge DC-DC converter based on the switching combination rules[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(13): 69-79.

[11] YANG X Z, WANG J X, DU Y, et al. Bidirectional ZVS operation of all switches for a DAB converter over a full range of loads with optimized current stress[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2024, 60(1): 1183-1195.

[12] 汪　涛，骆仁松，张茂强，等. 考虑死区效应的双有源桥直流变压器损耗优化[J]. 电力系统自动化，2023，47(6)：197-205.
WANG Tao, LUO Rensong, ZHANG Maoqiang, et al. Loss optimization of DC transformer based on dual active bridge considering dead-zone effect[J]. Automation of Electric Power Systems, 2023, 47(6): 197-205.

[13] ZHOU F W, ZHANG X Y, RAO P N, et al. Dead-time effect and efficiency improvement of the high power dual active bridge DC-DC converter with series resonant[C]//Proceedings of 2019 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference. Hanoi, Vietnam: IEEE, 2019: 1-6.

[14] 胡钰杰，李子欣，赵　聪，等. 基于 MOSFET 的串联谐振双有源桥死区振荡机理分析及抑制[J]. 电工技术学报，2022，37(10)：2549-2558.
HU Yujie, LI Zixin, ZHAO Cong, et al. Mechanism analysis and suppression of oscillation in dead time of series resonant dual active bridge based on MOSFET[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(10): 2549-2558.

[15] ZHAO B, SONG Q, LIU W H, et al. Dead-time effect of the high-frequency isolated bidirectional full-bridge DC-DC converter: comprehensive theoretical analysis and experimental verification[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(4): 1667-1680.

[16] SONG C C, CHEN A L, CHEN J, et al. Current-stress-optimized strategy of dual active bridge DC-DC converter with dead-time effect in single-phase-shift control[C]//43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. Beijing, China: IEEE, 2017: 1013-1018.

[17] 刘海洋，崔淑梅，孙赫阳. 开关缓冲电容与死区效应对双有源桥式变换器传输功率影响[J]. 高电压技术，2023，49(2)：727-737.
LIU Haiyang, CUI Shumei, SUN Heyang. Impact of snubber capacitance and dead-time effects on dual active bridge converters power transmission[J]. High Voltage Engineering, 2023, 49(2): 727-737.

[18] 赖纪东，姚　娴，苏建徽，等. 死区影响下双有源桥 DC-DC 变换器的改进型协同三移相控制[J]. 高电压技术，2023，49(11)：4827-4838.
LAI Jidong, YAO Xian, SU Jianhui, et al. Improved CTPS control for dual active bridge DC-DC converter under dead time influence[J]. High Voltage Engineering, 2023, 49(11): 4827-4838.

[19] SONG C C, CHEN A L, PAN Y W, et al. Modeling and optimization of dual active bridge DC-DC converter with dead-time effect under triple-phase-shift control[J]. Energies, 2019, 12(6): 973.

[20] 杨喆明，付　超，石新春，等. 死区影响下双有源桥 DC/DC 电压极性反转分析[J]. 电力电子技术，2017，51(2)：19-21.
YANG Zheming, FU Chao, SHI Xinchun, et al. The analysis for voltage polarity reversal based on dead-time of dual active bridge DC/DC converters[J]. Power Electronics, 2017, 51(2): 19-21.

[21] TAKAGI K, FUJITA H. Dynamic control and dead-time compensation method of an isolated dual-active-bridge DC-DC converter[C]//2015 17th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'15 ECCE-Europe). Geneva, Switzerland: IEEE, 2015: 1-10.

[22] SONG C C, CHEN A L, CHEN J, et al. Dead-time effect analysis of dual active bridge DC-DC converter with dual-phase-shift control[C]//Proceedings of the 2017 Chinese Automation Congress (CAC). Jinan, China: IEEE, 2017: 6545-6550.

[23] 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.



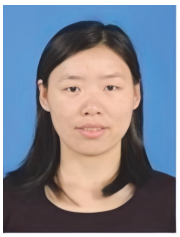
王锦秀
1998—，女，硕士
主要从事新能源并网发电技术与直流变换器控制技术的研究工作
E-mail: wangjinxiuhfut@163.com

WANG Jinxiu



李龙龙
1996—，男，硕士
主要从事高功率电磁环境产生与测量、电磁暂态建模计算与 GIS 电磁骚扰机理的研究工作
E-mail: lilonglonghfut@163.com

LI Longlong



杨向真(通信作者)
1982—，女，博士，副教授，硕导
主要从事分布式发电及微电网系统技术等方面的研究工作
E-mail: greenleaf_yxz@163.com

YANG Xiangzhen
Ph.D.
Associate professor
Corresponding author

收稿日期　2024-12-03　在线出版日期　2025-04-14　　编辑　曾文君