第 49 卷 第 2 期：727-737 高电压技术 Vol.49, No.2: 727-737
2023 年 2 月 28 日 High Voltage Engineering February 28, 2023
DOI: 10.13336/j.1003-6520.hve.20211776

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

刘海洋[1]，崔淑梅[1]，孙赫阳[2]
（1. 哈尔滨工业大学电气工程及自动化学院，哈尔滨 150001；2. 东北电力大学电气工程学院，吉林 132011）

摘　要：为了精确地反映死区时间对双有源桥式变换器(dual active bridge, DAB)移相角偏移与传输功率的影响，将缓冲电容的作用引入到 DAB 死区效应的分析中。通过设定最优死区时间将电感电流过零点排除在死区时段之外，降低了不同电压模式下死区过程分析的难度，并得到一个更精确的 DAB 移相角与传输功率的模型。结果表明：应用该模型能够准确地计算出 DAB 任意工况下的静态工作点，从而提高 DAB 小信号建模的精度。
关键词：双有源桥式变换器；死区效应；开关缓冲电容；移相角偏移；传输功率；静态工作点

Impact of Snubber Capacitance and Dead-time Effects on Dual Active Bridge Converters Power Transmission

LIU Haiyang[1], CUI Shumei[1], SUN Heyang[2]
(1. School of Electrical Engineering and Automation, Harbin Institute of Technology, Harbin 150001, China;
2. School of Electrical Engineering, Northeast Electric Power University, Jilin 132011, China)

Abstract: In order to precisely describe the influences of the dead time on the dual active bridge (DAB) phase-shift deviation and power transmission, the snubber capacitance is introduced to the DAB dead-time effects. By setting the optimal dead time, the inductance current of the DAB converter ensures the zero-crossing point outside the dead time, thus the dead-time analysis is simplified in different voltage modes and the DAB power transmission is calculated more accurately with this dead-time model. The results show that this DAB dead-time model can deduce the steady-state solution accurately while the DAB small-signal modeling is promoted.
Key words: dual active bridge converter; dead-time effects; device snubber capacitance; phase-shift deviation; power transmission; steady state solution

0　引言

在未来智能配电网中，双向 DC/DC 变换器(bidirectional DC converters，BDCs)电气隔离和高电压变比应用中是必不可少的组成部分[1-3]。双有源桥式(dual active bridge, DAB)变换器因其简单而对称结构、较高的功率密度以及所有开关的零电压导通(zero voltage switch，ZVS)而受到广泛地关注[4-6]。

对于 DAB 变换器来说，死区时间不但防止了 H 桥直通问题，同时为零电压开通(ZVS)的缓冲电容放电提供一个必要的时间。然而近年来，随着开关频率的提高，一个开关周期内，死区时间所占比例越来越大，死区时间效应对 DAB 性能产生的影响变得显著。尤其当负载较低时，实际 DAB 传输功率与理想值不相匹配，而死区时间的大小对这一功率误差有非常直接的影响[7-8]。实际上，这是由于死区时间改变了 DAB 输入侧和输出侧的交流方波波形，使得功率传输不再遵循典型的 DAB 功率传输模型。根据 DAB 漏感电流过零点位置，死区效应会产生两种不同的现象：1)电压极性反转：当过零点在死区时间间隔内，一次侧全桥输出电压极性发生反转[9-10]；2)相位漂移现象：当过零点在死区时间间隔外，实际移相角与给定的移相角存在偏差[11-13]。另外，当漏感电流在高压侧死区时间内降至零时，高压侧桥臂内没有电流通路，因此出现电压跌落现象[14]。与典型的 DAB 变换器相比，这些死区效应现象都会导致明显的功率传输误差和漏感电流误差[15]。对于 DAB 变换器而言，功率传输对小信号模型的稳态值影响巨大[16-17]，而漏感电流又直接影响 ZVS 性能[4-6]。因此，分析死区效应对 DAB 的软

硬件设计都具有重要意义。

文献[18]中仅给出了降压状态下具有死区效应的 DAB 的统一电流应力模型和功率传输模型。在此基础上，文献[19]针对降压和升压两种状态，建立了基于碳化硅器件的 DAB 死区效应模型。该模型给出了传输功率、电压比、相移比和死区时间的直接关系式。然而上述文献中模型完全忽略了开关器件缓冲电容的作用。对于高功率、大电流应用场景，开关器件上通常需要放置缓冲电容以减少电压尖峰，限制 du/dt[20-21]。而缓冲电容对 DAB 死区电压波形具有明显的影响[22]。文献[23]中虽然提及了缓冲电容对 DAB 死区效应的影响，但由于缓冲电容的值足够小，且对两个有源桥的电压畸变影响是一致的。因此，该模型最终依然忽略了缓冲电容的作用。文献[24]中给出了一种通用的 DAB 功率传输模型。该模型还详细分析了死区效应现象，推导出一个完整的 DAB 功率传输模型，并将缓冲电容效应加入到计算中。但为了简化推导过程，该模型近似认为死区时间内的电压波形是线性变化的，从而推导出一系列线性公式。但这种近似假设会导致模型在低载状况下精度不足。

不同于传统的死区效应分析忽略缓冲电容的作用，本文研究了开关缓冲电容对 DAB 死区过程中电压波形变化的影响，揭示了该变化在 DAB 死区中所产生的移相角偏移以及传输功率偏差，并建立了相应的死区效应模型。首先，本文在不同的 DAB 工况下，给出了一些实例来对比传统理想开关死区效应模型与带缓冲电容的死区效应现象的不同。其次，给出了包含所有约束条件和开关特性的死区时间综合分析方法，推导出带缓冲电容的死区效应模型。最后，给出了新死区效应模型在 DAB 小信号模型静态工作点中应用的方法。本文搭建了一个 DAB 实验平台，通过对比不同死区模型下的传输功率，验证了新模型的精确性。同时，对比不同死区效应模型下的小信号模型，验证了新死区模型对提高 DAB 小信号模型精度的作用。

1 基于缓冲电容的死区效应现象

1.1 理想 DAB 模型

图 1 为 DAB 变换器的典型拓扑。U_1 为输入侧直流电压；U_2 为输出侧直流电压；输入侧全桥包含 4 个开关 Q_1、Q_2、Q_3 和 Q_4；输入侧全桥包含 4 个开关 S_1、S_2、S_3 和 S_4；输入侧全桥产生的方波电压 U_{AB}；输出侧全桥产生的方波电压 U_{CD}；两者的占空比都为 50%；L_t 为变压器漏感。DAB 传输功率的理想模型为

$$P=\frac{U_1U_2D(1-D)}{2Nf_sL_t} \tag{1}$$

式中：N 为高频变压器的电压变比；开关频率为 f_s；D 为移相比。

1.2 传统死区效应

与理想 DAB 模型不同，传统的死区效应模型考虑死区时间 T_{dead}，移相角时间 T_D 以及漏感电流 i_L 的过零点位置对 u_{AB} 与 u_{CD} 波形的影响。为了简化计算过程，传统死区效应模型的前提是开关过程为理想状况，即不考虑开关的寄生参数，也不存在电压变化的暂态。

以 N=1 为例，若漏感电流 i_L 在开关死区时间段内降为零，则会产生的两种死区效应现象：1)电压跌落：如图 2(a)所示，若 $U_2<U_1$，$T_D>T_{dead}$，则 i_L 无法在输入侧全桥死区内变为负值，则此时电压 u_{AB} 跌落至 U_2。2)电压极性反转：如图 2(b)所示，

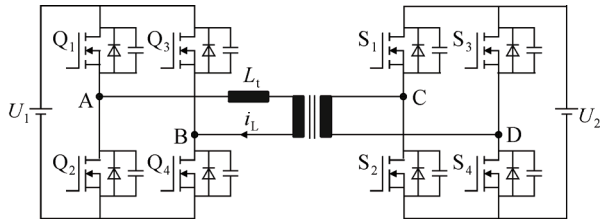


图 1 典型 DAB 拓扑

Fig.1 Typical DAB topology

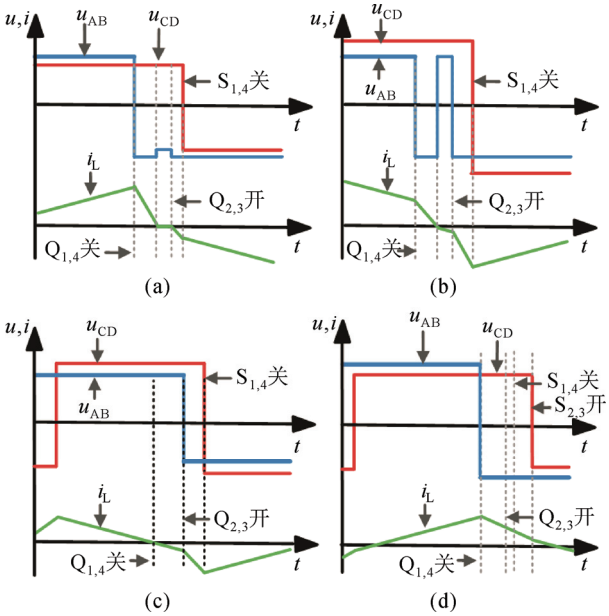


图 2 传统死区效应的波形

Fig.2 The waveforms of conventional dead-time effect

当开关 Q_1 和 Q_4 关断，且 $T_D>T_{dead}$，$U_2>U_1$，i_L 在输入侧死区时间内过零，i_L 通路从 Q_2 和 Q_3 的反并联二极管 $D_{2,3}$ 变为 Q_1 和 Q_4 的反并联二极管 $D_{1,4}$，如图 3(b)。此时 u_{AB} 从 U_1 反转为 U_1，直到 Q_2 和 Q_3 导通又变回$-U_1$ 如图 2(b)。

如果 i_L 过零点在死区时间之外，此时死区效应会出现相位漂移现象。根据 DAB 电压变比，相位漂移现象也可分为两种情况：1)当 $U_2>U_1$ 时，若 i_L 方向改变之前，Q_1 和 Q_4 关闭，如图 2(c)所示，则电路保持如图 3(b)的状态，直到输入侧全桥死区时间结束时 u_{AB} 才变为负。所以实际的移相时间是给定的相移时间与死区时间的差。2)当 $U_2<U_1$ 时，在死区时间和相移时间内，i_L 的方向未发生改变，如图 2(d)。u_{CD} 直到输出侧全桥死区时间结束才变为负，所以实际的相移时间是给定的相移时间与死区时间之和。

通过上述分析可知，死区效应会使得 DAB 的变压器两侧电压波形发生畸变，导致实际的移相角与控制器给定的移相角不同，从而导致 DAB 变换器的实际传输功率与传统理想模型不同。

1.3 带有缓冲电容的死区时间效应

如果考虑开关的缓冲电容 C_{sc}，死区时间内 C_{sc} 与 L_t 发生谐振，死区时间内的电压波形变为非理想方波，其展现的死区效应与传统死区模型完全不同。在传统模型中，电压跌落现象和电压极性反转最重要的原因是 i_L 在死区时间内过零，但是引入 C_{SC} 使情况发生了改变。图 3(c)显示的是输入桥死区时间的等效谐振电路。如果 i_L 方向是正方向，此时 Q_1 和 Q_4 关断的。那么这个二阶电路具有如下等式：

$$C_{sc}\frac{\mathrm{d}u_{AB}}{\mathrm{d}t}=i_L \tag{2}$$

$$L_t\frac{\mathrm{d}i_L}{\mathrm{d}t}=u_{AB}-u_{CD} \tag{3}$$

所以联立式(2)和式(3)可得电流 i_L 方程

$$i_L(t)=\sqrt{(U_1-U_2)^2\frac{C_{sc}}{L_t}+I_L^{\,2}}\sin\left(\frac{t}{\sqrt{L_tC_{sc}}}+\arctan\frac{I_L}{(U_1-U_2)}\sqrt{\frac{L_t}{C_{sc}}}\right) \tag{4}$$

式中：U_1 为 u_{AB} 的初始值；U_2 为 u_{CD} 的初始值；I_L 为 i_L 的初值。由于漏感值远大于缓冲电容值，因此

$$\arctan\frac{I_L}{(U_1-U_2)}\sqrt{\frac{L_t}{C_{sc}}}\propto\frac{\pi}{2} \tag{5}$$

根据式(4)和式(5)，若要 i_L 为零，则要满足如下等式

$$T_z=\frac{\pi\sqrt{L_tC_{sc}}}{2} \tag{6}$$

式中：T_z 为 C_{sc} 与 L_t 谐振周期的 1/4。图 4 是带有缓冲电容的死区时间波形。当 $T_{dead}<T_z$ 时，在死区时间内 i_L 不会跌落到零，如图 4(a)所示。当 $T_{dead}=T_z$，如图 4(b)，在死区时间内 i_L 刚好降为零，并且所有 L_t 能量都将用于 C_{sc} 的放电，此值为 DAB 变换器实现 ZVS 的最佳死区时间。当 $T_{dead}>T_z$ 时，i_L 将过零变负，如图 4(c)，缓冲电容 C_{sc} 将重新充电，因此 U_{AB} 将出现电压下降。显然，当 $T_{dead}\le T_z$ 时 i_L 过零点永远不会出现在死区时间之内，因此在这种情况下也不会出现电压骤降与电极反转的现象。

另一方面,对于相位漂移现象，L_t 与 C_{sc} 谐振也使得这种死区效应现象有别于传统模型。如图 4(d)，在输出侧死区时间内，DAB 等效电路图如图 3(d)

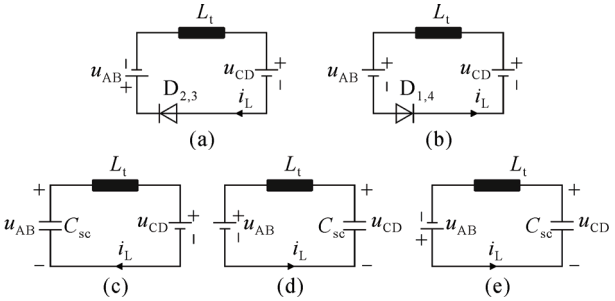


图 3 输入侧全桥死区等效电路

Fig.3 Input bridge dead-time equivalent circuit

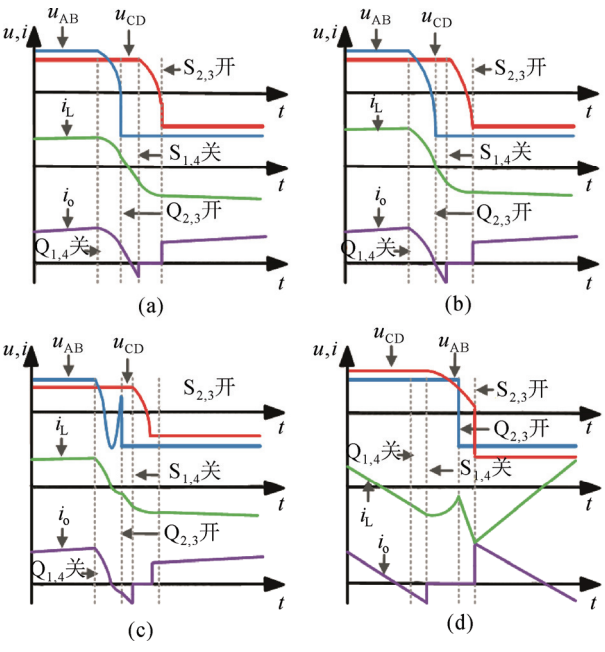


图 4 带缓冲电容的死区波形

Fig.4 The dead-time waveforms with snubber capacitance

与 3(e)。输出电流 i_o 保持为零，因为 i_L 在死区时间内仅流过谐振电路。因此，该时段内并没有功率输出到二次侧，显然，这种现象导致了死区 DAB 输出功率无法与传统的死区效应模型移相角相匹配。

2 基于缓冲电容的 DAB 变换器的开关状态和传输功率

2.1 模型分析概述

图 5 展示了死区时间分析基本方法。首先对于普通的 DAB 变换器。参数中 L_t、C_{sc}、U_1、U_2 和 f_s 都是已知的，T_P 为开关半周期时间。由式(6)，令死区时间 T_{dead} 为 T_z。一方面，T_z 是降低开关损耗的最佳选择，另一方面，T_z 还可以防止电压骤降和电压极性反转的现象，因此大大减化了死区时间分析的复杂性。此外，根据电压变比的不同，分析方法可以分为两种模式：升压模式和降压模式。正如前文的分析，T_{dead}、T_D 与 i_L 过零点决定了 DAB 死区效应的影响。因此，对于不同的约束组合，每种模式也有相应的子模态组合。通过分析等效电路，可以计算出每个子模态的电流，从而推导出平均输出电流及功率传输。

2.2 子模态分析

根据式(6)中的最佳死区时间，图 6 显示了半个周期内 DAB 变换器所有可能的子模态。对于每种子模态，漏感电流 i_L 的正方向如图 1 所示，I_s 是起始值，I_e 是终止值。

2.2.1 a1 状态

若开关管 Q_1 与 Q_4 关断且漏感电流 i_L 为正时，输入侧全桥缓冲电容开始充放电，如图 6(a)所示。此时漏感电流足够实现 ZVS，C_{sc} 的电压将从 U_1 变为$-U_1$，输出侧的充电量为

$$Q_{a1}=2U_1C_{sc} \tag{7}$$

所以在这个充电间隔，输出能量为

$$W_o=\int U_2 i_o \mathrm{d}t=U_2Q_{a1}=-2U_1U_2C_{sc} \tag{8}$$

根据能量守恒，必有能量方程

$$\Delta W_C+\Delta W_L+W_o=0 \tag{9}$$

其中 ΔW_C 为 C_{sc} 中的能量变化值，由于在此状态结束时绝对电压仍为 U_1，因此该能量变化为零。而电感 L_t 能量变化量

$$\Delta W_L=\frac{1}{2}L_t\left(I_{a1s}^2-I_{a1e}^2\right) \tag{10}$$

式中：I_{a1s} 为 a1 状态的电感电流起始值；I_{a1e} 为 a1 状态的电感电流终止值。由式(8)—(10)得

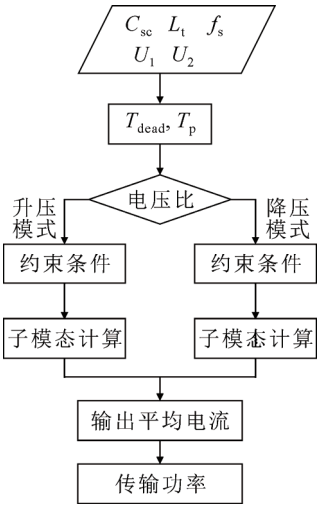


图 5 分析死区效应方法流程图

Fig.5 Analyzing method flowchart of the proposed dead-time effects

$$I_{a1e}=\sqrt{I_{a1s}^2-\frac{4U_1U_2C_{sc}}{L_t}} \tag{11}$$

由式(2)和式(3)得

$$\begin{aligned}u_{AB}=&-I_{a1s}\sqrt{\frac{L_t}{C_{sc}}}\sin\frac{t}{\sqrt{L_tC_{sc}}}+\\&\left(U_1-U_2\right)\cos\frac{t}{\sqrt{L_tC_{sc}}}+U_2\end{aligned} \tag{12}$$

将 u_{AB} 的终值$-U_1$ 带入式(12)可得充电时间 T_{a1}

$$\begin{aligned}T_{a1}=\sqrt{L_tC_{sc}}\Bigg(&\arcsin\Bigg(\frac{-U_1-U_2}{\sqrt{I_{a1s}^2\frac{L_t}{C_{sc}}+\left(U_1-U_2\right)^2}}+\\&\arccos\frac{I_{a1s}\sqrt{\frac{L_t}{C_{sc}}}}{\sqrt{I_{a1s}^2\frac{L_t}{C_{sc}}+\left(U_1-U_2\right)^2}}\Bigg)\Bigg)\end{aligned} \tag{13}$$

2.2.2 a2 状态

如图 6(a)所示，若 a2 状态的电感电流起始值 I_{a2s} 不足以实现 ZVS，根据 1.3 节所述，充电间隔为全部死区时间。该状态的电感电流终止值 I_{a2e}=0。那么，输出侧的充电量为

$$Q_{a2}=\int_0^{T_{a2}} i_L\,\mathrm{d}t=I_{a2s}\sqrt{L_tC_{sc}}+C_{sc}\left(U_1-U_2\right) \tag{14}$$

式中 T_{a2} 为该状态的持续时间。

2.2.3 b 状态

图 6(b)所示 b 状态为典型移相区间。变压器输入侧电压为$-U_1$，变压器输出侧为 U_2，同时电流 i_L 始终为负。该状态的电感电流终止值 I_{be} 为

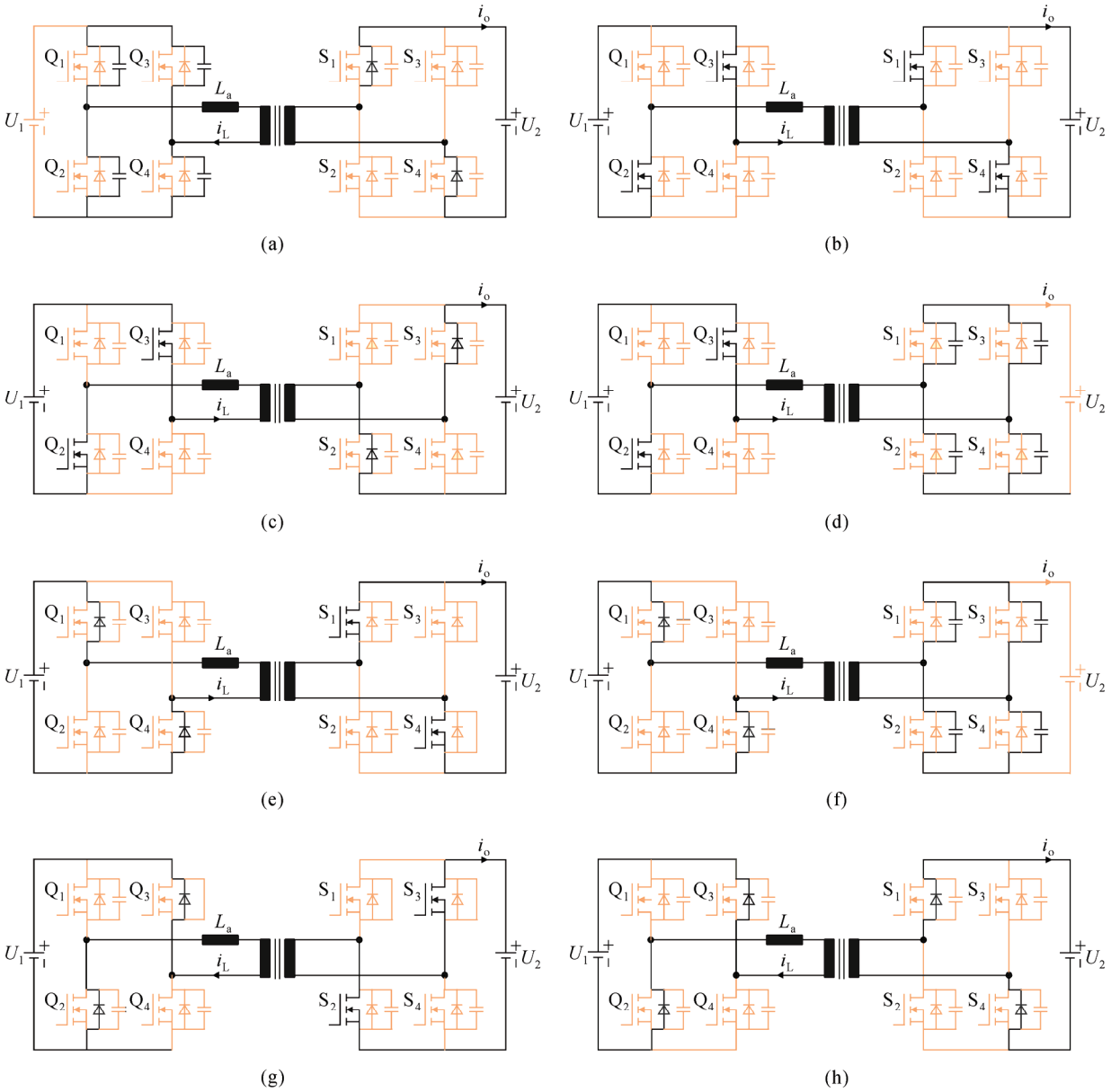


图 6　DAB 变换器的子模态等效电路

Fig.6　Substate equivalent circuit of DAB converter

$$I_{be}=-\frac{U_1+U_2}{2L_t}T_b \tag{15}$$

式中 T_b 为状态持续时间。输出电荷量为

$$Q_b=\frac{1}{2}I_{be}T_b \tag{16}$$

2.2.4　c 状态

如图 6(c)所示，本状态为非移相区间。在这种状态下，开关 Q_2、Q_3、S_2、S_3 导通，漏感电流为负。

$$I_{cs}=I_{ce}-\frac{(U_2-U_1)}{L_t}T_c \tag{17}$$

式中：T_c 为状态持续时间；I_{cs} 为此状态电感电流起始值；I_{ce} 为该状态电感电流终止值。输出电荷量为

$$Q_c=\frac{1}{2}(I_{cs}+I_{ce})T_c \tag{18}$$

2.2.5　d 状态

在该状态下，S_1、S_4 关断，Q_2、Q_3 导通，漏感电流 i_L 为负，输出侧缓冲电容 C_{sc} 开始充放电。如图 6(d)的等效电路，该状态下输出的电流为零，输出侧全桥达成 ZVS。输入侧的充电量为

$$Q_d=2U_2C_{sc} \tag{19}$$

所以类似于 a1 子模态的分析，该区间内输入能量为

$$W_{in}=U_1Q_d=-2U_1U_2C_{sc} \tag{20}$$

那么，根据能量守恒可得出

$$\Delta W_{\mathrm{C}}+\Delta W_{\mathrm{L}}+W_{\mathrm{in}}=0 \tag{21}$$

式中：ΔW_{C} 为零，因为输出侧 C_{SC} 电压绝对值未变

$$\Delta W_{\mathrm{L}}=\frac{1}{2}L_{\mathrm{t}}\left(I_{\mathrm{ds}}^2-I_{\mathrm{de}}^2\right) \tag{22}$$

式中：I_{de} 为终止电流；I_{ds} 为起始电流，由式(20)—(22)

$$I_{\mathrm{de}}=\sqrt{I_{\mathrm{ds}}^2+\frac{4U_1U_2C_{\mathrm{sc}}}{L_{\mathrm{t}}}} \tag{23}$$

该状态等效电路如图 3(e)所示，由于 u_{CD} 初值为$-U_2$，u_{AB} 为 U_1，根据式(2)和(3)可得

$$\begin{aligned}u_{\mathrm{CD}}=&-I_{\mathrm{ds}}\sqrt{\frac{L_{\mathrm{t}}}{C_{\mathrm{sc}}}}\sin\frac{t}{\sqrt{L_{\mathrm{t}}C_{\mathrm{sc}}}}+\\&\left(U_1-U_2\right)\cos\frac{t}{\sqrt{L_{\mathrm{t}}C_{\mathrm{sc}}}}+U_1\end{aligned} \tag{24}$$

由于 u_{CD} 的终值为 U_2，带入式(24)可得充电时间 T_{d}

$$\begin{aligned}T_{\mathrm{d}}=&\sqrt{L_{\mathrm{t}}C_{\mathrm{sc}}}\left(\arcsin\left(\frac{-U_1-U_2}{\sqrt{I_{\mathrm{ds}}^2\frac{L_{\mathrm{t}}}{C_{\mathrm{sc}}}+\left(U_1-U_2\right)^2}}+\right.\right.\\&\left.\left.\arccos\frac{I_{\mathrm{ds}}\sqrt{\frac{L_{\mathrm{t}}}{C_{\mathrm{sc}}}}}{\sqrt{I_{\mathrm{ds}}^2\frac{L_{\mathrm{t}}}{C_{\mathrm{sc}}}+\left(U_1-U_2\right)^2}}\right)\right)\end{aligned} \tag{25}$$

2.2.6 e 状态

由于电感电流为负，缓冲电容没有充电过程，等效电路如图 6(e)所示，则有

$$I_{\mathrm{ee}}=I_{\mathrm{es}}+\frac{\left(U_2-U_1\right)}{L_{\mathrm{t}}}T_{\mathrm{e}} \tag{26}$$

式中：T_{e} 是状态持续时间；I_{es} 为此状态电感电流起始值；I_{ee} 为该状态电感电流终止值。输出侧电荷量

$$Q_{\mathrm{e}}=\frac{1}{2}\left(I_{\mathrm{ee}}+I_{\mathrm{es}}\right)T_{\mathrm{e}} \tag{27}$$

2.2.7 f 状态

输出侧死区内，开关 S_1 和 S_4 关断，漏感电流为负，输出侧缓冲电容 C_{sc} 充放电，如图 6(f)与(d)所示。u_{CD} 的初始值为$-U_2$，u_{AB} 为 U_1，由式(2)和(3)

$$I_{\mathrm{fe}}=\left(U_2-U_1\right)\sqrt{\frac{C_{\mathrm{sc}}}{L_{\mathrm{t}}}}\sin\frac{T_{\mathrm{f}}}{\sqrt{L_{\mathrm{t}}C_{\mathrm{sc}}}}+I_{\mathrm{fs}}\cos\frac{T_{\mathrm{f}}}{\sqrt{L_{\mathrm{t}}C_{\mathrm{sc}}}} \tag{28}$$

式中：I_{fe} 为该状态电流终值；T_{f} 为该状态持续时间。

2.2.8 g 状态

在 g 状态下，开关 S_1 和 S_4 导通，电流 i_{L} 为正，等效电路如图 6(g)所示。状态电流终值为

$$I_{\mathrm{ge}}=I_{\mathrm{gs}}+\frac{\left(U_2-U_1\right)}{L_{\mathrm{t}}}T_{\mathrm{g}} \tag{29}$$

式中：T_{e} 是该状态持续时间；I_{gs} 为该状态电感电流起始值；I_{ge} 为该状态电感电流终止值。输出电荷量

$$Q_{\mathrm{g}}=\frac{1}{2}\left(I_{\mathrm{ge}}+I_{\mathrm{gs}}\right)T_{\mathrm{g}} \tag{30}$$

2.2.9 h 状态

在这种状态下，输入侧全桥处于死区时间，电流 i_{L} 为正，由于该状态的等效电路如图 6(h)所示。所以该状态电流终值为

$$I_{\mathrm{he}}=I_{\mathrm{hs}}-\frac{\left(U_2-U_1\right)}{L_{\mathrm{t}}}T_{\mathrm{h}} \tag{31}$$

式中：I_{hs} 为该状态的电感电流起始值；I_{he} 为该状态的电感电流终止值；T_{h} 是该状态持续时间。该状态输出电荷量为

$$Q_{\mathrm{h}}=\frac{1}{2}\left(I_{\mathrm{he}}+I_{\mathrm{hs}}\right)T_{\mathrm{h}} \tag{32}$$

2.3 电压模式特征

DAB 开关特性分为两种模式：升压模式($U_2>U_1$)和降压模式($U_2<U_1$)。除了漏感电流过零点和 T_{D} 与 T_{dead} 之间的比较之外，ZVS 完成情况也是关键约束条件。因此，此处定义 ZVS 最小实现电流为[5]

$$I_{\mathrm{min}}=\sqrt{\frac{4C_{\mathrm{sc}}U_1U_2}{L_{\mathrm{t}}}} \tag{33}$$

2.3.1 升压模式

根据死区时间、移相角和电感电流情况，可以将升压模式下所有 DAB 开关状态分为 4 种模式，如表 1 所示。

表 1 升压模式死区效应的 DAB 开关特性

Table 1 Switching characterization of DAB with dead-time effect in Boost mode

模式	约束条件	时间	子模态	时间长度
1	$T_{\mathrm{D}}<T_{\mathrm{dead}}$ $i_{\mathrm{L}}(t_0)<0$	t_0~t_1	e	T_{D}
		t_1~t_2	f	$T_{\mathrm{dead}}-T_{\mathrm{D}}$
		t_2~t_3	d	T_{D}
		t_3~t_4	c	$T_{\mathrm{P}}-T_{\mathrm{D}}-T_{\mathrm{dead}}$
		t_4~t_5	g	
2	$T_{\mathrm{D}}<T_{\mathrm{dead}}$ $0<i_{\mathrm{L}}(t_0)<I_{\mathrm{min}}$	t_0~t_2	a2	T_{dead}
		t_2~t_3	d	T_{D}
		t_3~t_4	c	$T_{\mathrm{P}}-T_{\mathrm{D}}-T_{\mathrm{dead}}$
3	$T_{\mathrm{D}}>T_{\mathrm{dead}}$ $0<i_{\mathrm{L}}(t_0)<I_{\mathrm{min}}$	t_0~t_1	a2	T_{dead}
		t_1~t_2	b	T_{D}
		t_2~t_3	d	T_{d}
		t_3~t_4	c	$T_{\mathrm{P}}-T_{\mathrm{D}}-T_{\mathrm{dead}}-T_{\mathrm{d}}$
4	$T_{\mathrm{D}}>T_{\mathrm{dead}}$ $i_{\mathrm{L}}(t_0)>I_{\mathrm{min}}$	t_0~t_1	a1	T_{a1}
		t_1~t_2	h	$T_{\mathrm{D}}-T_{\mathrm{a1}}$
			b	
		t_2~t_3	d	$T_{\mathrm{P}}-T_{\mathrm{D}}-T_{\mathrm{dead}}-T_{\mathrm{d}}$
		t_3~t_5	c	

模式 1：当 $T_D<T_{dead}$ 且 $i_L(t_0)<0$ 时，波形如图 7(a)所示。若 DAB 工作于 e 状态，间隔 t_0~t_1 等于相移间隔 T_D。t_1~t_2 区间为死区时间重叠区，持续时间为 T_{dead} T_D，此时 DAB 工作在 f 状态。当开关 Q_2 和 Q_3 导通时，DAB 进入 d 状态并持续 T_D 时长。最后，开关 S_2 和 S_3 导通且 $i_L(t_3)<0$，此时 DAB 以 c 状态运行，直到 t_4 时刻 i_L 的方向变为正，g 状态开始。

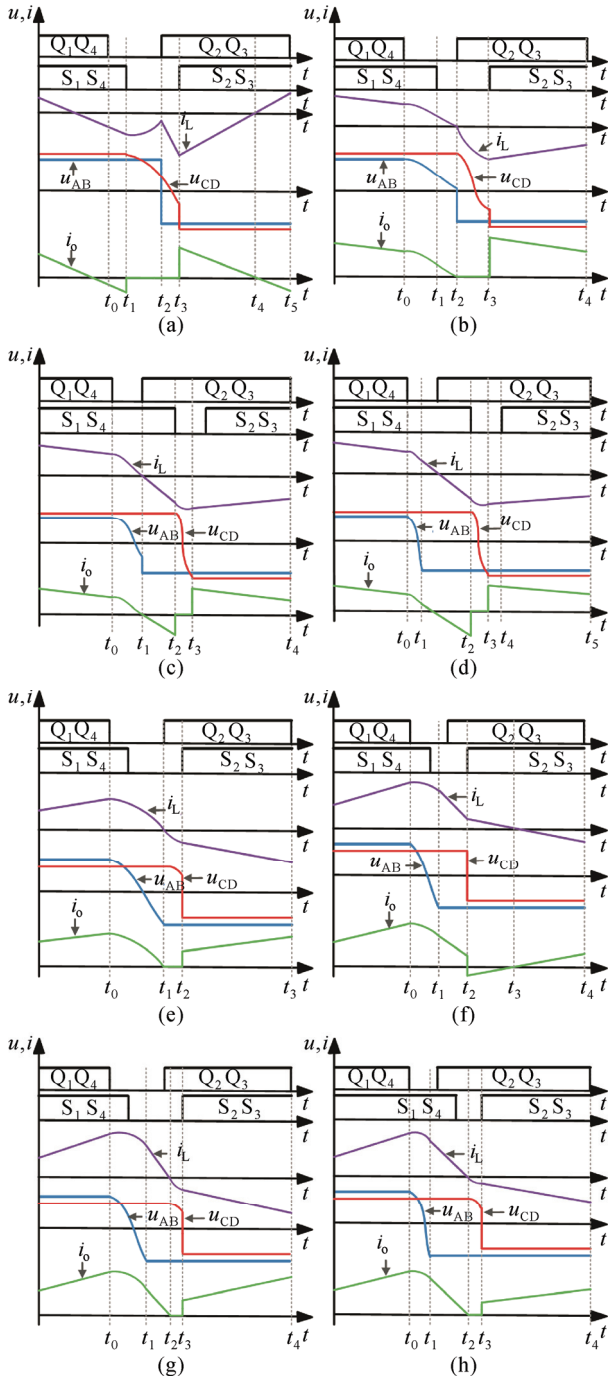


图 7 具有死区效应的 DAB 半周期工作波形

Fig.7 The half-period operation waveforms of the DAB with dead-time effect

模式 2：当 $T_D<T_{dead}$ 且 $0<i_L(t_0)<I_{min}$ 时，工作波形如图 7(b)。第 1 个区间 t_0~t_2 持续 T_{dead}，DAB 变换器工作在 a2 状态，因此开关 S_1 和 S_4 关断不会影响电路状态。若电流 $i_L(t_2)$为零，则 d 状态发生并持续 T_D，但这对于开关 S_2 和 S_3 实现 ZVS 来说是不够的。在此之后为 c 状态。这种模式的平均传输功率可以由式(6)和式(10)导出。

模式 3：当 $T_D>T_{dead}$ 且 $0<i_L(t_0)<I_{min}$ 时，波形如图 7(c)所示。t_0~t_1 区间为输入侧死区时间，但 ZVS 无法完全实现如 a2 状态。t_1~t_2 区间是 b 状态的典型相移区间，但仅持续时长 T_D-T_{dead}。随后进入输出侧死区 d 状态，区间为 t_2~t_3。最终进入 c 状态。

模式 4：当 $T_D>T_{dead}$ 且 $i_L(t_0)>I_{min}$ 时，工作波形如图 7(d)所示。该模式的开关特性与模式 3 类似，但首先进入 a1 状态，在 t_1~t_2 区间增加了 h 状态。

2.3.2 降压模式

同样可以将降压模式下所有 DAB 开关状态分为 4 种模式，如表 2 所示。

模式 5：且 $0<i_L(t_0)<I_{min}$ 时，工作波形如图 7(e)所示。这种模式类似于模式 2，不过这种模式下两个 H 桥都无法完全实现 ZVS。

模式 6：$T_D<T_{dead}$ 且 $i_L(t_0)>I_{min}$ 时，波形如图 7(f)所示。在这种模式下，漏感电流过零点在死区时间和相移时间之外。所以输入侧 H 桥能够实现 ZVS，而输出侧 H 桥完全工作在硬开关状态。

表 2 降压模式死区效应的 DAB 开关特性

Table 2 Switching characterization of DAB with dead-time effect in Boost mode

模式	约束条件	时间	子模态	时间长度
5	$T_D<T_{dead}$ $0<i_L(t_0)<I_{min}$	t_0~t_1	a2	T_{dead}
		t_1~t_2	d	T_D
		t_2~t_3	c	$T_P-T_D-T_{dead}$
6	$T_D<T_{dead}$ $i_L(t_0)>I_{min}$ $i_L(t_2)>0$	t_1~t_2	h	$T_D+T_{dead}-T_{a1}$
		t_2~t_3	g	$T_P-T_D-T_{dead}$
		t_3~t_4	c	
7	$i_L(t_0)>I_{min}$ $i_L(t_2)=0$	t_0~t_1	a1	T_{a1}
		t_1~t_2	h	$T_D+T_{dead}-T_{a1}-T_d$
		t_2~t_3	d	T_d
		t_3~t_4	c	$T_P-T_D-T_{dead}-T_d$
8	$T_D>T_{dead}$ $i_L(t_0)>I_{min}$ $i_L(t_3)<0$	t_0~t_1	a1	T_{a1}
		t_1~t_2	h	T_D-T_{a1}
			b	
		t_2~t_3	d	T_d
		t_3~t_5	c	$T_P-T_D-T_{dead}-T_d$

模式 7：该模式是一种特殊情况，因为它可能同时出现在 $T_D<T_{dead}$ 状态和 $T_D>T_{dead}$ 状态。由于电流 $i_L(t_0)>I_{min}$，输入侧实现了 ZVS 的约束，但电感电流的过零点位于输出桥死区时间内。因此，无论是否存在死区重叠，子模态都是相同的，如图 7(g)。

模式 8：当 $T_D>T_{dead}$ 且 $i_L(t_0)<0$，波形如图 7(h)所示。由于电感电流过零点位于移相时间段内，输入与输出侧 H 桥都能够满足 ZVS 约束。

2.4 基于死区效应的传输功率计算

基于前文对各个状态与模式的描述与分类，在已知所有约束条件的前提下，可以解算出 DAB 的准确传输功率值。以模式 2 为例，在一个稳态工作点下 a2、d 与 c3 各状态依时间轴首尾相接，于是有

$$\begin{cases} I_{a2e}=I_{ds} \\ I_{de}=I_{cs} \\ I_{ce}=I_{a2s} \end{cases} \tag{34}$$

联立式(17)、(23)与(34)可解得各状态电流的始末值

$$\begin{cases} I_{ce}=I_{a2s}=\dfrac{U_2-U_1}{L_t}(T_P-T_D-T_{dead})+\sqrt{\dfrac{4U_1U_2C_{sc}}{L_t}} \\ I_{de}=I_{cs}=\sqrt{\dfrac{4U_1U_2C_{sc}}{L_t}} \\ I_{a3e}=I_{ds}=0 \end{cases} \tag{35}$$

将式(39)代入式(14)、(18)和(35)可得输出电荷量

$$\begin{cases} Q_{a2}=(\dfrac{U_2-U_1}{L_t}(T_P-T_D-T_{dead})+ \\ \qquad \sqrt{\dfrac{4U_1U_2C_{sc}}{L_t}})\sqrt{C_{sc}L_t}+C_{sc}(U_1-U_2) \\ Q_d=2U_2C_{sc} \\ Q_c=\sqrt{\dfrac{4U_1U_2C_{sc}}{L_t}}(T_P-T_D-T_{dead})+ \\ \qquad \dfrac{U_2-U_1}{2L_t}(T_P-T_D-T_{dead})^2 \end{cases} \tag{36}$$

因此模式 2 的 DAB 输出功率可以表达为

$$P=\frac{(Q_{a2}+Q_d+Q_c)U_2}{T_p} \tag{37}$$

显然，该式清楚地反映了 DAB 死区效应与缓冲电容 C_{sc} 对传输功率的影响。依据同样的方法，对于每一个 DAB 模式，由于其所包含的子状态及所有约束条件已知情况下，通过联立解算可得各状态的电流值，并最终计算出 DAB 的输出功率函数

$$F\left(P,D,U_1,U_2,T_p,T_{dead},L_t,C_{sc}\right)=0 \tag{38}$$

3 死区效应在 DAB 小信号建模中的应用

3.1 DAB 全阶小信号模型

对于闭环 DAB 变换器，需要精确的小信号模型来设计控制器参数。文献[18]给出了一个全阶连续时间平均模型，矩阵形式的小信号控制到输出的传递函数为：

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\Delta\boldsymbol{x}=\boldsymbol{A}\boldsymbol{x}+\boldsymbol{B}\Delta d \tag{39}$$

$$y=\boldsymbol{C}\Delta\boldsymbol{x} \tag{40}$$

其中

$$\boldsymbol{x}=\left[u_{20}\ \ i_{L1R}\ \ i_{L1I}\right] \tag{41}$$

$$y=\Delta u_{20} \tag{42}$$

$$\boldsymbol{A}=\begin{bmatrix} -\dfrac{1}{RC_o} & -\dfrac{4\sin(D\pi)}{\pi C_o} & -\dfrac{4\cos(D\pi)}{\pi C_o} \\ \dfrac{2\sin(D\pi)}{\pi L_t} & 0 & \omega \\ \dfrac{2\cos(D\pi)}{\pi L_t} & \omega & 0 \end{bmatrix} \tag{43}$$

$$\boldsymbol{B}=\begin{bmatrix} \dfrac{4}{C_o}\left(I_{L1I}\sin(D\pi)-I_{L1R}\cos(D\pi)\right) \\ \dfrac{2U_{20}\cos(D\pi)}{L_t} \\ -\dfrac{2U_{20}\sin(D\pi)}{L_t} \end{bmatrix} \tag{44}$$

和

$$\boldsymbol{C}=\begin{bmatrix}1 & 0 & 0\end{bmatrix} \tag{45}$$

在式(35)—(41)中：u_{20} 是 DAB 输出电压直流分量，U_{20} 为其稳态值；i_{L1R} 和 i_{L1I} 为电感电流 i_L 基波分量的实部和虚部 I_{L1R} 和 I_{L1I} 分别为其稳态值；Δd 是相移比 D 的小扰动；角频率为 $\omega=2\pi f_s$；C_o 是 DAB 变换器的输出电容；R 是输出侧的负载。所以 DAB 控制到输出的传递函数是

$$G_{vd}=\boldsymbol{C}\left(s\boldsymbol{E}-\boldsymbol{A}\right)^{-1}\boldsymbol{B} \tag{46}$$

式中：$\boldsymbol{E}$ 是单位矩阵；s 是微分算子。

3.2 基于死区效应的静态工作点

对于 DAB 小信号模型，基于一定的稳态工况，在系统中注入小扰动。因此，当输入电压 U_1 固定时，稳态解$[U_2,I_{L1I},I_{L1R},D,R]$是影响小信号模型精度的重要因素。根据参文[18]中的推导，DAB 的状态方程为

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\boldsymbol{x}=\boldsymbol{A}\boldsymbol{x}-\begin{bmatrix}0 & 0 & \dfrac{2U_1}{\pi L_t}\end{bmatrix}^{\mathrm{T}} \tag{47}$$

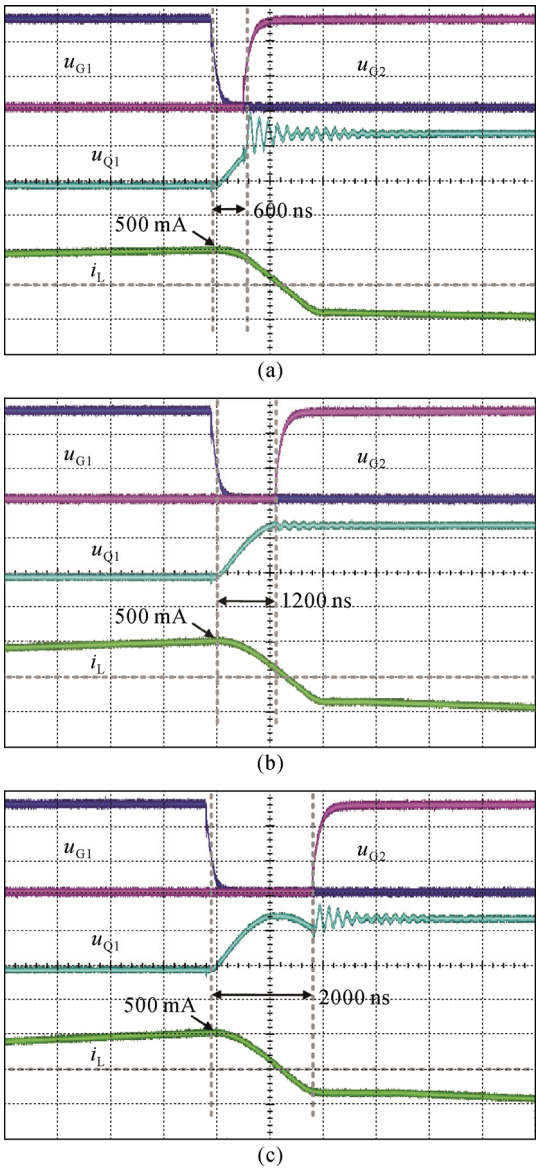


图 8　DAB 不同死区情况下的实验波形

Fig.8　Experimental waveforms of the DAB with different dead times

对于任何稳态，必然有

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\boldsymbol{x}=0 \tag{48}$$

矩阵 $\boldsymbol{A}$ 中的输出负载 R 表示为

$$R=\frac{U_2^2}{P} \tag{49}$$

将基于死区效应的 DAB 输出功率函数式(38)与式(47)—(49)联立可解得到 DAB 在考虑死区效应和缓冲电容条件下的稳态工作点。显然，功率函数 F 必然影响该稳态工作点。因此将提出的死区时间效应模型引入有助于更准确地预测功率传输函数，尤其是在低载条件下。因此，本文所提出的死区时

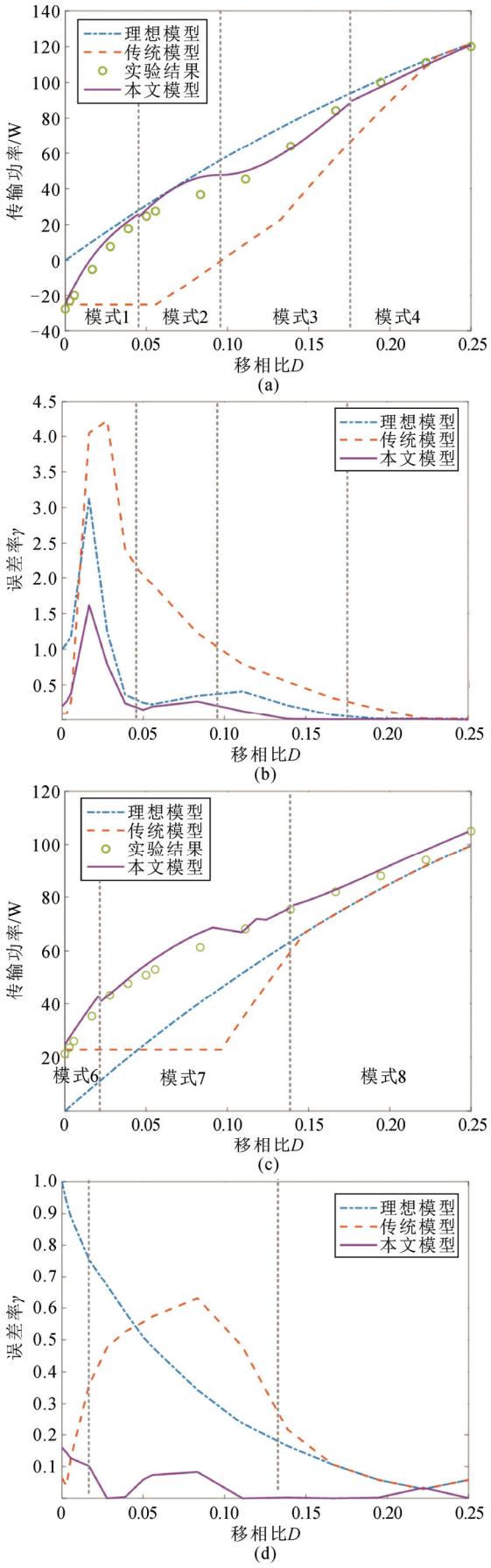


图 9　实验结果与分析模型对比

Fig.9　Comparison of experimental results and proposed model

间效应模型可以提高小信号模型的精确性，有助于进一步优化了 DAB 控制器设计。

4 实验验证

4.1 实验参数

本文设计并构建了一台 DAB 实验样机以验证本文中的死区时间效应分析。为了排除无关因素和测量误差，采用了具有非常小的寄生电容的 CREE SiC CCS050M12CM2 器件。然后，在每个开关的两端并联一个额外的薄膜电容器作为缓冲电容。工作频率为 40 kHz。详细参数见表 3。

4.2 缓冲电容对死区时间波形影响实验

根据 1.3 节的分析，该 DAB 实验装置的最佳死区时间约为 1200 ns。图 8 给出了具有 3 种不同死区时间(600 ns、1200 ns 和 2000 ns)的 DAB 死区时间波形。Q_1 和 Q_2 的栅极信号显示为 u_{G1} 和 u_{G2}。通过开关 Q_1 的电压是 u_{Q1}。显然，当死区时间小于 1200 ns 时，如图 8(a)所示，漏感能量没有完全用于对缓冲电容放电。另一方面，当第 3 个死区时间长于 1200 ns 时，如图 8(c)，漏感电流过零点在死区时间内，因此缓冲电容重新充电。因此，实验结果与 1.3 节分析一致。

4.3 传输功率实验

图 9 给出了本文的实验结果、理想模型、传统模型和本文模型的传输功率。为了比较死区时间效应模型的精度，引入误差率

$$\gamma = \frac{\Delta P}{P_{\mathrm{E}}} \tag{50}$$

式中，ΔP 为任意死区时间模型与实验结果 P_{E} 之间的误差。理想模型是不考虑死区效应的理想 DAB 功率传输计算方法，而传统模型是没有考虑任何缓冲电容的死区效应模型。图 9(a)和(b)展示了 DAB 升压模式(U_1=50 和 U_2=55)的结果，图 9(c)和(d)展示了 DAB 降压模式(U_1=50 和 U_2=45)的实验结果。当移相比为零时，缓冲电容无充电过程，因此传统模型和本文模型可以准反应传输功率性能，但理想模型的误差值最高。随着相移比增加，缓冲电容导致传统模型的误差迅速增加。当相移比较高时，缓冲电容充电时间在死区中的比例减小，导致传统模型误差相应减小。当然，本文的死区时间分析准确描述了 DAB 死区时间效应，其传输功率误差率小得多。

4.4 小信号模型实验

对于给定的稳态条件为 D=5/180 和 U_1=50，可以通过 3.2 节中的方法计算出不同死区模型下的静态工作点，如表 4 所示。那么将这些结果带入式(50)，得到不同静态工作点下 DAB 输出电压与移相比之间的传递函数。图 10 为这些传递函数的伯德图。同时，实验所得的幅频特性也放在图 10 中。显然，从图中的比较来看，本文所提出的缓冲电容死区效应模型由于能精确地计算静态工作点，故其 DAB 小信号建模上具有更好的精确性。

5 结论

本文对 DAB 变换器的死区效应以及精确的传输功率模型进行了研究与分析，并得出结论如下：

1）本文通过分析死区时间内导致 DAB 电压波形，发现了开关缓冲电容在死区效应现象中的关键

表 3 拓扑主要参数

Table 3 Main parameters of prototype

参数	符号	数值
开关器件	Q_1—Q_4/S_1—S_4	1.2 kV/59 A
变压器变比	n	1
漏感	L_t	53.3 μH
缓冲电容	C_{sc}	10 nF
死区时间	T_{dead}	1.2 μs
开关半周期	T_p	25 μs
输出电容	C_o	340 μF

表 4 静态工作点参数

Table 4 Steady-state solutions of the experiment

参数	I_{L1R}	I_{L1I}	R
理想模型	1.2776	0.1424	71.317
传统模型	1.049	0.1538	89.3251
本文模型	1.6162	0.1254	46.7667

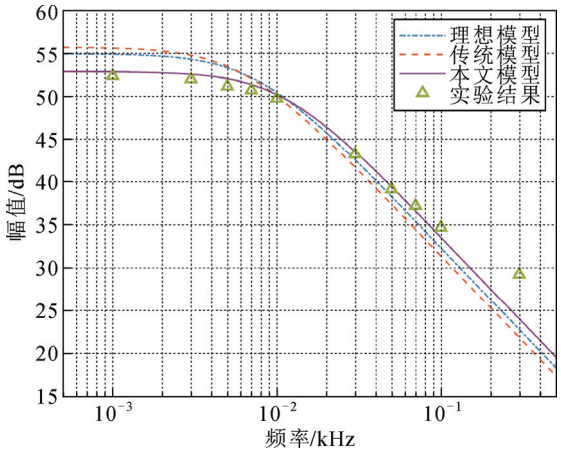


图 10 不同死区效应模型的 DAB 小信号模型

Fig.10 DAB small-signal models with different dead-time effects models

作用。在最优死区时间前提下，开关缓冲电容消除了电压暂降和电压极性反转现象。

2）本文基于发现的死区效应现象，分别研究了升压和降压模式下 DAB 的所有开关状态及精确的电流方程，建立了 DAB 移相率与其传输功率的精确解析关系式。

3）本文利用精确的解析式计算 DAB 的静态工作点，并推导出更精确的 DAB 小信号模型，说明死区效应模型对 DAB 控制器设计具有直接影响。

参考文献 References

[1] 李 硕，王建华，李旭枫，等. 输入串联输出并联中压直流变压器阻抗特性及稳定性分析[J]. 高电压技术，2022，48(1)：210-219.
LI Shuo, WANG Jianhua, LI Xufeng, et al. Impedance characteristics and stability analysis of input-series output-parallel medium-voltage DC transformer[J]. High Voltage Engineering, 2022, 48(1): 210-219.

[2] 刘 闯，张 艳，朱 帝，等. 中低压直流配电系统：关键装备阻抗建模与稳定性分析[J]. 高电压技术，2021，47(11)：3968-3980.
LIU Chuang, ZHANG Yan, ZHU Di, et al. Medium and low-voltage DC distribution system: impedance modeling and stability analysis of the key equipment[J]. High Voltage Engineering, 2021, 47(11): 3968-3980.

[3] 李 凯，赵争鸣，袁立强，峰. 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.

[4] KHERALUWALA M N, GASCOIGNE R W, DIVAN D M, et al. Performance characterization of a high-power dual active bridge DC-to-DC converter[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1992, 28(6): 1294-1301.

[5] 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 Yuan, 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.

[6] RODRÍGUEZ A, VÁZQUEZ A, LAMAR D G, et al. Different purpose design strategies and techniques to improve the performance of a dual active bridge with phase-shift control[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(2): 790-804.

[7] 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. Geneva, Switzerland: IEEE, 2015: 10.

[8] HU J X, YANG Z Q, CUI S H, et al. Closed-form asymmetrical duty-cycle control to extend the soft-switching range of three-phase dual-active-bridge converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(8): 9609-9622.

[9] ITOH J I, KAWAUCHI K, WATANABE H. Non-linear dead-time error compensation method of dual active bridge DC-DC converter for variable DC-bus voltage[C]// 2018 International Conference on Smart Grid. Nagasaki, Japan: IEEE, 2018: 208-213.

[10] ITOH J I, KAWAUCHI K, HIGA H, et al. Voltage control method in non-linear dead-time effect region for dual active bridge DC-DC converter[C]// 2019 10th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia. Busan, Korea (South): IEEE, 2019: 1-8.

[11] XIE Y H, SUN J, FREUDENBERG J S. Power flow characterization of a bidirectional galvanically isolated high-power DC/DC converter over a wide operating range[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25(1): 54-66.

[12] YAQOOB M, LOO K H, LAI Y M. Modeling the effect of dead-time on the soft-switching characteristic of variable-frequency modulated series-resonant DAB converter[C]// 2017 IEEE 18th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics. Stanford, USA: IEEE, 2017: 1-8.

[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]// 2019 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference. Hanoi, Vietnam: IEEE, 2019: 1-6.

[14] 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]// 2017 Chinese Automation Congress. Jinan, China: IEEE, 2017: 6545-6550.

[15] BAI H, MI C C, GARGIES S. The short-time-scale transient processes in high-voltage and high-power isolated bidirectional DC–DC converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008, 23(6): 2648-2656.

[16] QIN H S, KIMBALL J W. Generalized average modeling of dual active bridge DC–DC converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(4): 2078-2084.

[17] LIU C, LIU H Y, CAI G W, et al. Novel hybrid LLC resonant and DAB linear DC–DC converter: average model and experimental verification[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(9): 6970-6978.

[18] 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.

[19] 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.

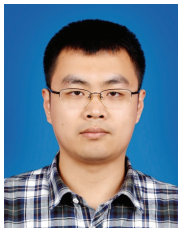
[20] NAAYAGI R T, FORSYTH A J, SHUTTLEWORTH R. High-power bidirectional DC–DC converter for aerospace applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(11): 4366-4379.

[21] GARCIA-BEDIAGA A, VILLAR I, RUJAS A, et al. DAB modulation schema with extended ZVS region for applications with wide input/output voltage[J]. IET Power Electronics, 2018, 11(13): 2109-2116.

[22] XIAO Y D, ZHANG Z, ANDERSEN M A E, et al. Impact on ZVS operation by splitting inductance to both sides of transformer for 1-MHz GaN based DAB converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(11): 11988-12002.

[23] SEGARAN D, HOLMES D G, MCGRATH B P. Enhanced load step response for a bidirectional DC–DC converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(1): 371-379.

[24] XIAO Y D, ZHANG Z, MANEZ K T. A universal power flow model for dual active bridge-based converters with phase shift modulation[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(6): 6480-6500.



刘海洋(通信作者)
1988—，男，博士生
主要从事高功率密度直流变换器的研究工作
E-mail: lhy1122@126.com

LIU Haiyang
Ph.D. candidate
Corresponding author

收稿日期 2021-11-04 修回日期 2022-11-28 编辑 陈 蔓