储能用零电压双有源桥式DC-DC变换器控制策略研究

张 浩[1]，孙 伟[1]，范雪麟[1]，于 茜[2]，张 磊[2]

（1. 胜利油田技术检测中心，山东 东营 257000；2. 中国石油大学（华东）新能源学院，山东 青岛 266580）

摘要：针对可再生能源并入电网运行的不稳定性问题，以带开关管电容的双有源全桥双向 DC-DC 变换器为主要研究对象，研究不同控制方式下变换器的特性。重点研究了典型双有源桥结构的变换器在单移相控制方式、扩展移相控制方式以及双重移相控制方式下的不同工作状态，对比各个控制方法下的开关管零电压导通条件与电流应力。通过仿真与实验对上述不同控制方式下的工作状态进行对比分析，扩展移相在保证 ZVS 的基础上减小了电流应力与开关损耗。

关键词：双有源桥；单移相控制；扩展移相控制；零电压导通

Research on control strategy of zero voltage bidirectional DC-DC converter in energy storage

ZHANG Hao[1], SUN Wei[1], FAN Xuelin[1], YU Qian[2], ZHANG Lei[2]

（1. Shengli Oilfield Technology Testing Center, Dongying 257000, China;
2. New Energy College of China University of Petroleum (East China), Qingdao 266580, China）

Abstract: Aiming at the instability of renewable energy incorporated into the power grid, the dual active full bridge Bidirectional DC-DC converter with switch capacitor as the main research object is taken, and the characteristics of the converter under different control modes is studied. Focuses on the different working states of typical dual active bridge converter under single-phase-shift control mode, single side dual-phase-shifting control mode and double side dual-phase-shifting control mode. The zero voltage conduction condition and current stress of the switches under different control methods are compared. Through the simulation and experiment, the working state of the above different control methods is compared and analyzed, and the extended-phase-shifting reduces the current stress and switching loss on the basis of ensuring ZVS.

Key words: double active bridge; single phase shift control; extended phase shift control; zero voltage conduction

0 引言

新能源发电和电动汽车飞速发展，如何实现分布式电源与传统电网高效的配合成为了研究主题。双有源桥全桥（Dual-Active-Bridge, DAB）DC-DC变换器作为解决上述问题主要设备之一，具有重大的研究意义[1-2]，这种变换器具有镜面结构、能量双向传输以及零电压开关能力。拓扑结构所有的开关器件都是全控型电力半导体器件，

中国石化集团公司科技攻关项目（320045）电储能在油田生产应用关键技术研究

适用于高电压和大功率场合[3-4]。

在目前的控制方法研究中，常见的隔离型双向DC-DC变换器通常采用改变一二次电压移相角的控制方法来实现功率的双向传输[5-6]，控制方式简单、可靠性高且应用广泛。

本文对单移相、扩展移相与双移相控制[7]法进行理论分析，对单移相与扩展移相进行仿真与实验验证，并在双有源桥拓扑的基础上加入并联电容，证明了扩展移向法在考虑控制难度与零电压范围的前提下，降低了电流应力[8]，具有较大的优势。

1 双有源桥变换器的数学模型

1.1 结构与工作原理

带开关管电容的双有源桥DC-DC变换器的拓扑结构如图1所示，左右对称的全桥结构使系统更方便地实现开关管的零电压启动，系统的功率实现能量的双向流动。借由开关管并联电容的充放电过程更好地实现零电压的导通，增大零电压导通范围，保证开关管零电压导通的可靠性。另外，漏感电流通过向电容充电进行能量的消耗，减小了回流功率。开关管关断后，电容电压充电并缓慢上升，降低了开关管的电压应力。

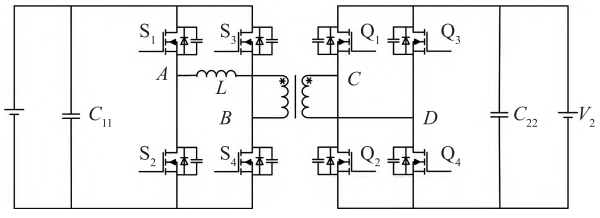


图 1 双有源全桥 DC-DC 变换器

Fig. 1 Dual-active-bridge DC-DC converter

图1中，8个开关管排列组成两个对称的H全桥，V_1、V_2分别为输入、输出侧电压，C_{11}、C_{22}分别是输入、输出侧稳压电容，L是高频变压器等效漏感，变压器电压比为n：1。在运行过程中，V_{AB}、V_{CD}分别是变压器两侧的高频方波电压，i_L为变压器等效漏感电流，变换器电压比为$k=V_1/nV_2$，开关周期为T_s。DAB系统功率的传输通过调节V_{AB}和V_{CD}之间的相位差实现，能量由相位超前侧向相位滞后的一侧传输，功率传输大小受方波电压幅值和相位差影响。

1.2 控制方法

1.2.1 单移相控制

对于DAB变换器，目前应用最为广泛的控制方式为单移相（Single-Phase-Shift, SPS）控制方式。在这种控制方法下，驱动脉冲、V_{AB}和V_{CD}均为占空比为50%的PWM信号。DAB变换器的功率总是由功率超前侧向功率滞后的一侧传递。图2a为当D_0=0时，V_{AB}超前V_{CD}功率正向流动时开关管和变压器两侧信号的波形。

设变压器一次和二次电压移相占空比为D。根据漏感电流的对称性与SPS控制方式下DAB变换器的工作方式，得到漏感电流的表达式为

$$\begin{cases} i_L(t_0)=\dfrac{nV_2T_s}{4L}(1-2D-k) \\ i_L(t_2)=\dfrac{nV_2T_s}{4L}\left[1-k(1-2D)\right] \end{cases} \tag{1}$$

根据半个周期内漏感电流得出传输功率与电流应力分别为

$$P=\frac{nV_1V_2T_s}{2L}D(1-D) \tag{2}$$

$$i_{L\max}=-\frac{V_1T_s}{4kL}(1-2D-k) \tag{3}$$

为了便于计算分析，取传输功率与电流应力的基准值分别为

$$p_N=\frac{nV_1V_2T_s}{8L} \tag{4}$$

$$i_N=\frac{V_1T_s}{8kL} \tag{5}$$

传输功率与电流应力的标幺值分别为

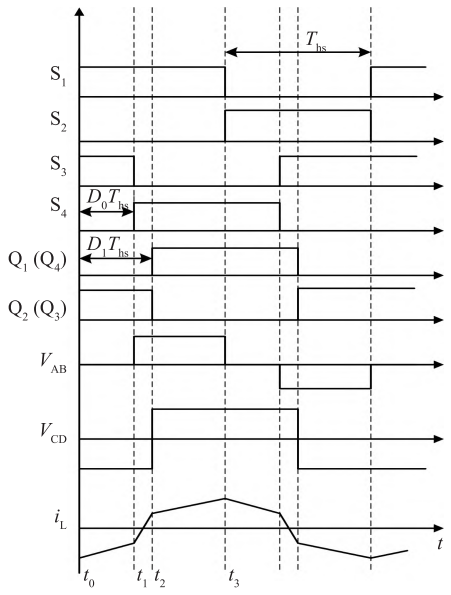
$$p=4D(1-D) \tag{6}$$

$$i_p=2(2D+k-1) \tag{7}$$

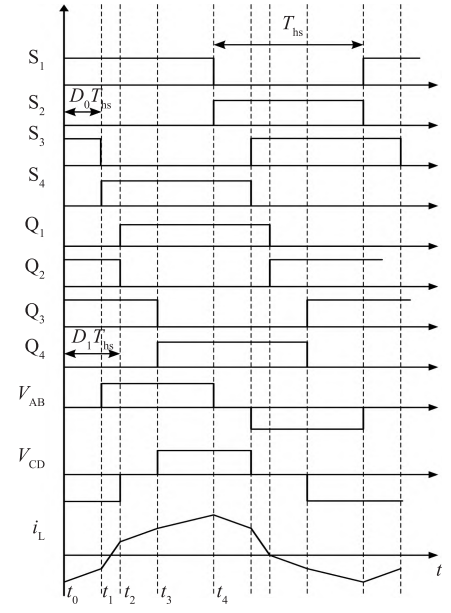
1.2.2 扩展移相控制

对于DAB变换器来说，SPS控制方式简单，但由于只有单一的控制变量，故控制方式不够灵活。扩展移相（Extended-Phase-Shift，EPS）控制是一种典型的SPS控制改进方法，相比于SPS

控制，EPS在桥间移相占空比D_1的基础上，新增了一侧的桥内移相角D_0，拓宽了可调制的区域，当$0<D_0<D_1<1$时，对EPS控制方式的控制波形及工作状态进行分析，如图2a所示。



（a）SPS、EPS控制波形



（b）DPS控制波形

图 2　控制波形

Fig. 2 Control waveform

根据漏感电流的对称性与EPS控制方式下DAB变换器的工作方式，得到前半个周期漏感电流的表达式为

$$\begin{cases} i_L(t_0)=-\dfrac{nV_2T_s}{4L}\left[k(1-D_0)+(2D_1-1)\right] \\ i_L(t_1)=-\dfrac{nV_2T_s}{4L}\left[k(1-D_0)+2D_1-2D_0-1\right] \\ i_L(t_2)=\dfrac{nV_2T_s}{4L}\left[k(2D_1-D_0-1)+1\right] \\ i_L(t_3)=\dfrac{nV_2T_s}{4L}\left[k(1-D_0)+(2D_1-1)\right] \end{cases} \tag{8}$$

根据半个周期内漏感电流可以得出传输功率与电流应力的表达式分别为

$$P=\frac{nV_1V_2}{4f_sL}\left(-D_0^2+2D_0D_1-D_0-2D_1^2+2D_1\right) \tag{9}$$

$$i_{L\max}=\frac{V_1T_s}{4kL}\left[k(1-D_0)+(2D_1-1)\right] \tag{10}$$

同理，当$0<D_1<D_0<1$时，前半个周期漏感电流的表达式为

$$\begin{cases} i_L(t_0)=-\dfrac{nV_2T_s}{4L}\left[k(1-D_0)+(2D_1-1)\right] \\ i_L(t_1)=\dfrac{nV_2T_s}{4L}\left(kD_0+1-k\right) \\ i_L(t_2)=\dfrac{nV_2T_s}{4L}\left[k(D_0-1)+2D_1-2D_0+1\right] \\ i_L(t_3)=\dfrac{nV_2T_s}{4L}\left[k(1-D_0)+(2D_1-1)\right] \end{cases} \tag{11}$$

对应的传输功率与电流应力分别为

$$P=\frac{nV_1V_2T_s}{4L}\left(D_0^2+2D_1-2D_0D_1-D_0\right) \tag{12}$$

$$i_{L\max}=\max\left\{\begin{matrix}\dfrac{V_1T_s}{4kL}\left[k(1-D_0)+(2D_1-1)\right], \\ \dfrac{V_1T_s}{4kL}\left(1-k+kD_0\right)\end{matrix}\right\} \tag{13}$$

分别选SPS中p_N与i_N为基准值，标幺化后的传输功率与最大电流分别为

$$p=\begin{cases} 2\left(-D_0^2+2D_0D_1-D_0-2D_1^2+2D_1\right) & 0<D_0<D_1<1 \\ 2\left(D_0^2+2D_1-2D_0D_1-D_0\right) & 0<D_1<D_0<1 \end{cases} \tag{14}$$

$$i_p=\begin{cases} 2\left[k(1-D_0)+(2D_1-1)\right], 0<D_0<D_1<1 \\ \max\left\{\left[k(1-D_0)+(2D_1-1)\right], 2(1-k+kD_0)\right\} \\ 0<D_1<D_0<1 \end{cases} \tag{15}$$

1.2.3 双重移相控制

文献[9]指明存在功率回流会影响变换器的传输性能，提出一种双重移相（Dual-Phase-Shift，DPS）控制方式，当0<D_0<D_1<1时，DSP控制波形如图2b所示。与EPS控制不同的是，在DPS控制中，两侧全桥均存在相同的桥内移相角D_0，两桥的输出交流电压为三电平波。与EPS相比，DPS有更灵活的控制性能。

根据漏感电流的对称性与DPS控制方式、DAB变换器的工作方式，可以得到前半个周期漏感电流的表达式为

$$\begin{cases} i_L(t_0)=-\dfrac{nV_2T_s}{4L}\left[(k-1)(1-D_0)+2D_1\right] \\ i_L(t_1)=\dfrac{nV_2T_s}{4L}\left[1+D_0-k(1-D_0)-2D_1\right] \\ i_L(t_2)=\dfrac{nV_2T_s}{4L}\left[k(2D_1-D_0-1)+1\right] \\ i_L(t_3)=\dfrac{nV_2T_s}{4L}\left[(k-1)D_0+2kD_1+1-k\right] \\ i_L(t_4)\quad \dfrac{nV_2T_s}{4L}\left[(k-1)(1-D_0)+2D_1\right] \end{cases} \tag{16}$$

根据半个周期内漏感电流可以得出传输功率与电流应力的表达式分别为

$$P=\frac{nV_1V_2}{4f_sL}\left(-D_0^2+2D_1-2D_1^2\right) \tag{17}$$

$$i_{L\max}=\frac{V_1T_s}{4kL}\left[(k-1)(1-D_0)+2D_1\right] \tag{18}$$

同样的，当0<D_1<D_0<1时，前半个周期漏感电流的表达式为

$$\begin{cases} i_L(t_0)=-\dfrac{nV_2T_s}{4L}\left[(k-1)(1-D_0)+2D_1\right] \\ i_L(t_1)=\dfrac{nV_2T_s}{4L}\left[(1-k)(1-D_0)\right] \\ i_L(t_2)=\dfrac{nV_2T_s}{4L}\left[(1-k)(1-D_0)\right] \\ i_L(t_3)=\dfrac{nV_2T_s}{4L}\left[(1-k)(1-D_0)+2D_1\right] \\ i_L(t_4)=\dfrac{nV_2T_s}{4L}\left[(k-1)(1-D_0)+2D_1\right] \end{cases} \tag{19}$$

电流应力与0<D_1<D_0<1时相同，传输功率为

$$P=\frac{nV_1V_2T_s}{4L}\left(2D_1-2D_0D_1-D_1^2\right) \tag{20}$$

两种情况最大电流应力相同，分别选SPS中p_N与i_N为基准值，标幺化后的传输功率与最大电流分别为

$$p=\begin{cases} 2\left(-D_0^2+2D_1-2D_1^2\right) & 0<D_0<D_1<1 \\ 2\left(2D_1-2D_0D_1-D_1^2\right) & 0<D_1<D_0<1 \end{cases} \tag{21}$$

$$i_p=2\left[(k-1)(1-D_0)+2D_1\right] \tag{22}$$

2 控制方法对比分析

电路中电流应力过大会导致损耗增加，降低传输效率，甚至导致器件损毁。要保证变换器的传输效率，零电压开关（Zero Voltage Switch, ZVS）技术至关重要，有必要对电流应力与ZVS导通进行研究。

2.1 零电压特性

2.1.1 SPS 零电压特性

在开关管被触发导通时，如果此时与其反并联的二极管导通，则加在上面的电压被钳位为零，认为开关管实现了ZVS。实现ZVS化简后的条件为

$$\begin{cases} D\geqslant\dfrac{1-k}{2} \\ D\geqslant\dfrac{k-1}{2k} \end{cases} \tag{23}$$

根据式（5）可知，当满足ZVS时，传输功率p与变压器电压比k的关系为

$$p\geqslant\frac{k^2-1}{k^2} \tag{24}$$

根据式（19），当k=1时，在全功率范围内，变换器中所有开关管均能实现ZVS。即在此种条件下，SPS控制效果较好，而随着k的增大，变换器在重载时可以实现ZVS，在轻载时不能实现ZVS，k越大，变换器实现ZVS的对应功率区间越小，控制效果越差，需要对控制方式进行改进。

2.1.2 EPS 零电压特性

与SPS零电压条件相似，实现ZVS化简后的条件为

$$\begin{cases} D_1 \geqslant \dfrac{(k+2)D_0+1-k}{2} \\ D_1 \geqslant \dfrac{kD_0-1+k}{2k} \end{cases} \quad 0<D_0<D_1<1 \qquad (25)$$

$$\begin{cases} D_0 \geqslant \dfrac{k-1}{k} \\ D_1 \leqslant \dfrac{2D_0-1+k-kD_0}{2} \end{cases} \quad 0<D_1<D_0<1 \qquad (26)$$

变换器运行在$0<D_0<D_1<1$时，最小电流应力的最优解为

$$\begin{cases} \dfrac{k^3-2k^2+2k-k^2\sqrt{(1-p)\left(k^2-2k+2\right)}}{2\left(k^2-2k+2\right)} \geqslant 0 \\ \dfrac{k^2-2k+2-k\sqrt{(1-p)\left(k^2-2k+2\right)}}{2k\left(k^2-2k+2\right)} \geqslant 0 \end{cases} \qquad (27)$$

在$(2k-2)/k^2 \leqslant p \leqslant 1$的条件下，式（27）成立，同理，$0<D_1<D_0<1$不等式仍成立，因此在该范围内所有的开关管能实现零电压。EPS下的最小电流优化方案能减小电流应力，实现所有开关管在全功率范围内的零电压，该方案大大增加了零电压范围。

2.1.3 DPS 零电压特性

与SPS零电压条件相似，开关管实现ZVS的条件化简后为

$$\begin{cases} D_1 \geqslant \dfrac{(k+1)D_0+1-k}{2} \\ D_1 \geqslant \dfrac{kD_0-1+k}{2k} \end{cases} \quad 0<D_0<D_1<1 \qquad (28)$$

$$\begin{cases} D_0 \geqslant 1 \\ D_1 \leqslant 1 \end{cases} \quad 0<D_1<D_0<1 \qquad (29)$$

在最小电流应力控制的条件下，要实现ZVS，由于在$0<D_1<D_0<1$运行模式下，二次开关管在任何功率下都不能实现ZVS导通，因此只考虑$0<D_0<D_1<1$模式下的ZVS条件为

$$\begin{cases} \left(k^2+1\right)\sqrt{\dfrac{1-p}{2k^2+6-4k}}-k \leqslant 0 \\ 2-(2k+6)\sqrt{\dfrac{(1-p)(k-1)^2}{2k^2+6-4k}}- \\ 4\sqrt{\dfrac{1-p}{2k^2+6-4k}} \geqslant 0 \end{cases} \qquad (30)$$

得到p的传输范围，即

$$p \geqslant \frac{k^4+4k^3-5}{k^4+4k^3+2k^2-4k+1} \qquad (31)$$

在此范围内满足ZVS。根据初步分析选择合适的控制方式，具体流程如图3所示，根据2.1中的零电压特性绘制了EPS、DPS优化方案与SPS控制下零电压范围的对比图，如图4a所示。由图4a可知，SPS控制的零电压范围大于DPS控制下的零电压范围，EPS零电压范围最大。

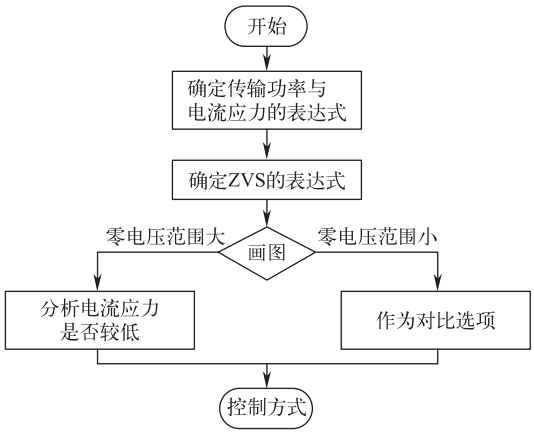


图 3　控制方式选取流程图

Fig. 3 Flow chart of control mode selection

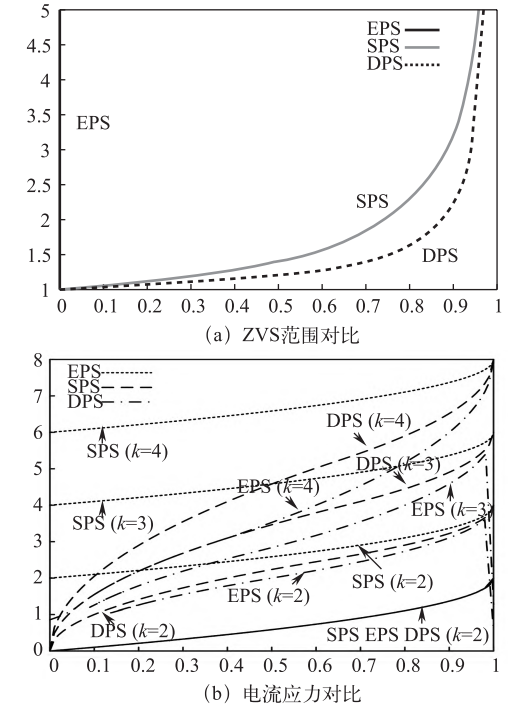


图 4　不同控制方式的运行特性对比

Fig .4 Comparison of operation characteristics of different control modes

2.2 电流应力特性

根据Karush-Kuhn-Tucker（KKT）条件法[10]求取电流应力最小的移相比最优解，绘制了EPS、DPS最小电流应力优化方案与SPS控制下电流应力随传输功率p与电压传输比k的关系曲线，如图4b所示。

从图4b中可以看出，当电压转换比k=1时，三种控制方式下的电流应力相同，且此时SPS控制下能实现开关管全功率范围内的ZVS，拥有较好的控制效果。而随着k的增大，SPS控制下电流应力增大，ZVS范围变小，此时EPS、DPS控制均能明显地减小电流应力，而EPS控制能实现全功率范围内所有开关管的ZVS，综合考虑ZVS范围、电流应力和控制难度，在接下来的仿真与实验中对比SPS与EPS控制。

3 仿真设计与分析

对于DAB的仿真，选取MOSFET作为功率开关器件，分别采用SPS与EPS控制方式对电路进行控制，通过设置PI调节器的参数控制变压器两边控制信号的相位差，进而控制功率的流动。图5给出了仿真中采用的控制框图。

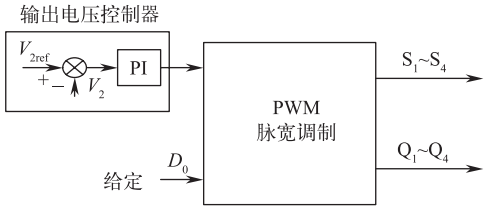


图 5 控制框图

Fig. 5 Control block diagram

3.1 SPS控制仿真设计

闭环控制采用了PI调节器，仿真采样最终输出电压的数值与给定参考电压数值进行比较，将比较值输入PI调节器整定，将整定后的移相值送至控制信号处进行控制的改进，保证输出电压的稳定。DAB电路仿真模型基本参数见下表，其中选取50 kHz的开关频率，不考虑漏感阻抗，仿真时间为0～2 s，仿真步长为1×10^{-7}，仿真结果如图6所示。

表 DAB 仿真模型基本参数

Tab. Basic parameters of DAB simulation model

名称	符号	数值
输入电压 /V	V_1	50
输出电压 /V	V_2	25
输入侧、输出侧滤波电容 /F	C_{11}、C_{22}	2×10^{-3}
高频变压器等效漏感 /H	L_s	75×10^{-6}
变压器电压比	k	2∶1
开关频率 /kHz	f_s	50k

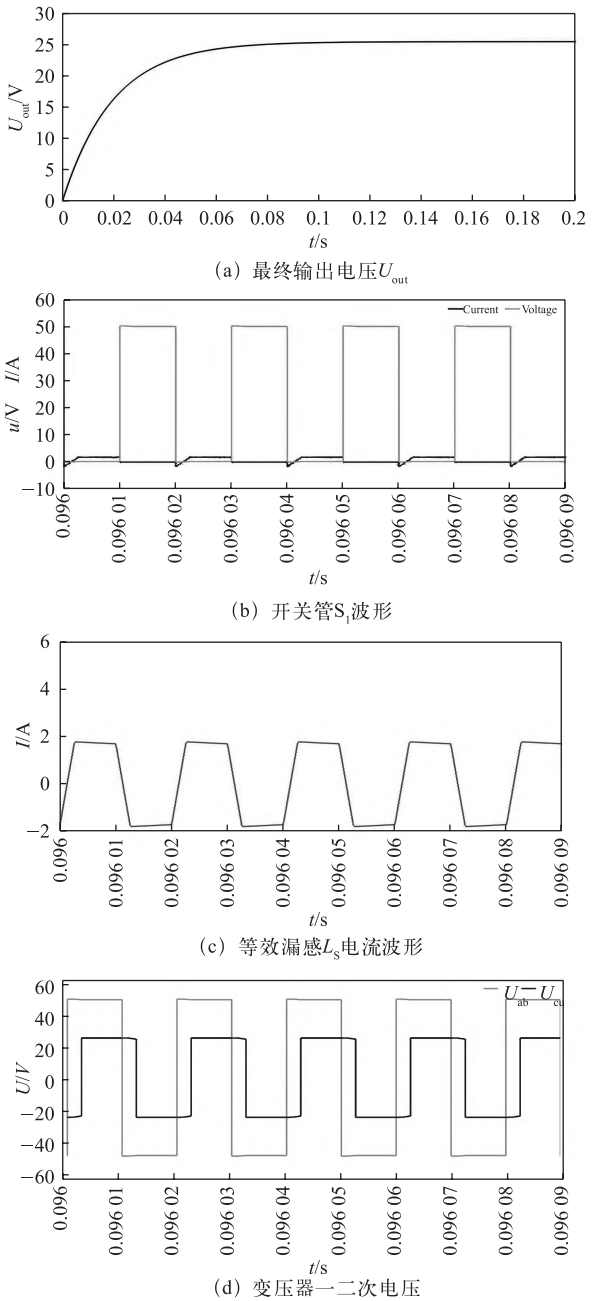


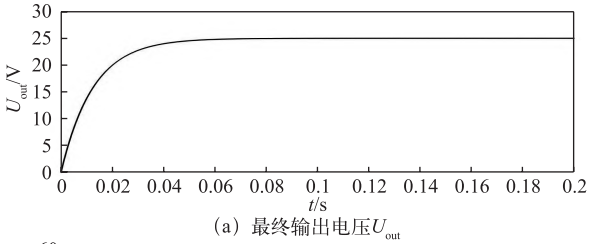
图 6 SPS 仿真结果

Fig. 6 SPS simulation results

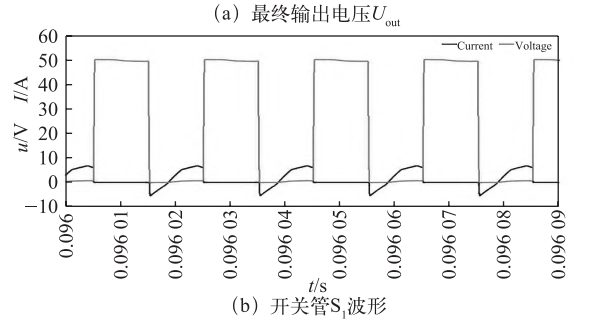
在闭环控制中，通过调节器不断对移相相位值进行修正，最终使得输出电压数值稳定，不再受负载影响，能够很好地实现期望输出电压的跟踪，变压器输出电压符合变压器电压比，实现了变压器电压比匹配下的能量传递。图6b中开关管在导通时都有一段电流方向为反向的部分，也即开关管S_1实现了零电压导通。

3.2 EPS仿真设计

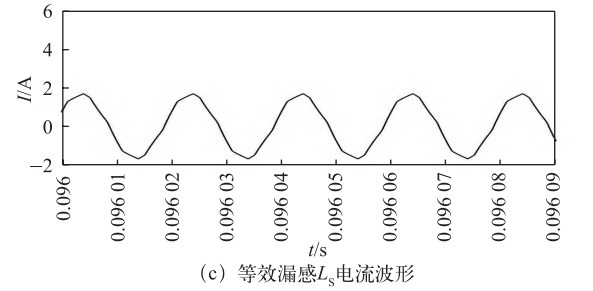
保持SPS控制仿真基本参数不变，基于EPS的零电压双向DC-DC电路进行仿真分析，仿真结果如图7所示。



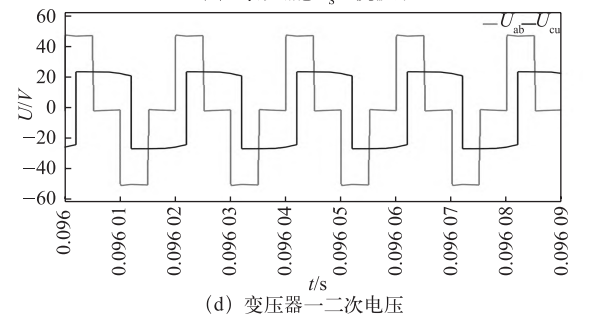
（a）最终输出电压U_{out}



（b）开关管S_1波形



（c）等效漏感L_S电流波形



（d）变压器一二次电压

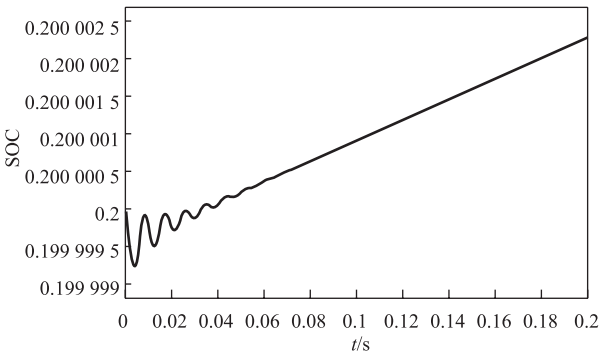
图 7　EPS 仿真结果

Fig. 7 EPS simulation results

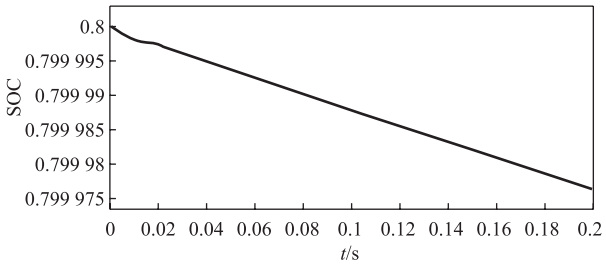
从图6a与图7a中可以看出，基于SPS控制和基于EPS控制下的DAB电路经过一段时间缓冲后均达到了期望输出电压值，但在采用EPS控制下的电路中，达到稳定电压所用时间比SPS控制需要的时间短，能够更快地追踪给定电压并达到稳定。

由于并联电容的存在，EPS中S_1开关管关断后的电压要经过充电才能升高，相比于SPS，降低了开关管的电压应力。同时图6b与图7b中开关管导通时，EPS中流过的电流具有更大的斜率以及电流值，意味着EPS控制电路系统中电流以更快的速度衰减，使开关管反并联二极管实现了导通，提高了开关管零电压导通的范围及可靠性。从图6c与图7c可以看出，EPS漏感电流明显小于SPS漏感电流，符合理论推导。对比观察图6d与图7d中SPS控制电路和EPS控制电路变压器两侧电压波形可以看出，二者均能较好地实现功率的传递，所不同的是EPS控制电路具有更灵活的控制方式，调节超前侧空中脉冲占空比可实现传输功率的控制。

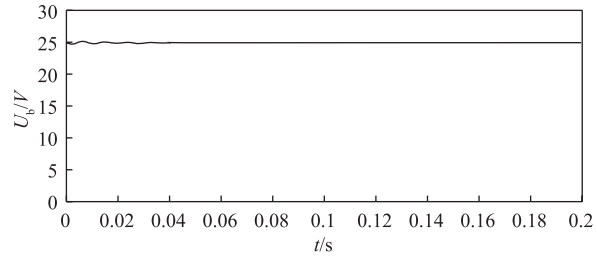
为验证EPS控制方式下变换器在电池储能系统应用的可行性，搭建了蓄电池充放电仿真模型。图8a、b分别是蓄电池充放电的SOC曲线，图8c、d分别是充电模式的蓄电池充电电压和放电模式输出电压波形。在充电模式下，电压基本稳定在25 V，蓄电池的SOC值不断增加，即实现恒压充电；在放电模式下，蓄电池的SOC值不断减小，高压侧输出电压基本能维持稳定，即实现恒压输出。



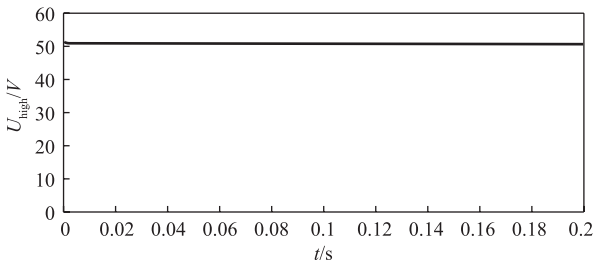
（a）充电模式蓄电池SOC曲线



（b）放电模式蓄电池SOC曲线



（c）充电模式蓄电池充电电压



（d）放电模式输出电压

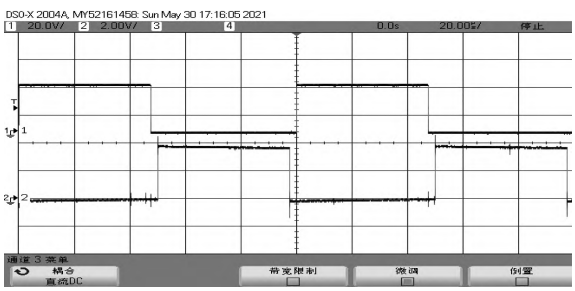
图 8　EPS 控制方式下的 SOC 曲线及充放电电压波形

Fig. 8 SOC curve and charge-discharge voltage waveform under EPS control mode

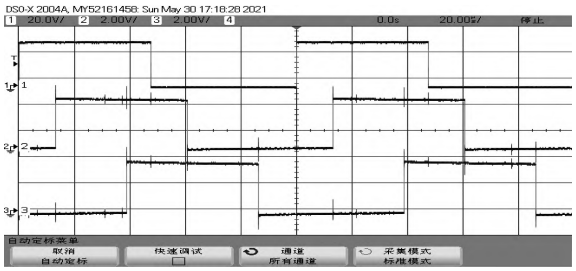
4　实验电路设计与实验

4.1　开关管控制波形

开关管的PWM控制波形如图9所示，对于同一桥臂的两个开关管，设置两路互补脉冲，并设置死区，死区时间设置为5 μs。设置变压器一次侧开关管内移相约为0.3个半周期，变压器两侧开关管外移相约为0.75个半周期。



（a）S_1、S_2开关管控制波形



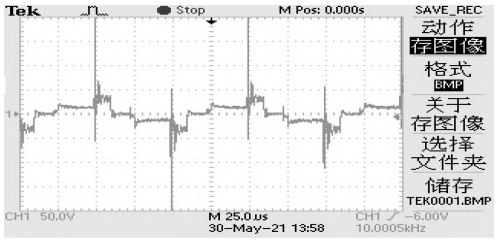
（b）S_1、S_4、Q_1开关管控制波形

图 9　开关管控制波形

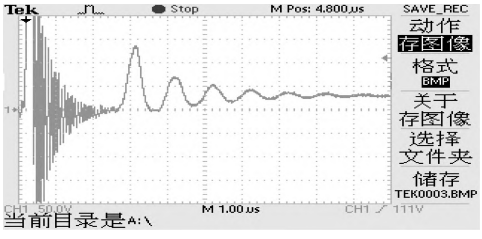
Fig. 9 Switch control waveform

4.2　实验输出波形

图10a中，稳压电容的缺失导致输出电压波形不稳定。但可以看出电压先增加后降至零，再降到负值，之后又回到零，并不断重复这个过程，最终输出一个像“凸”一样的电压波形信号。图10b中，采用EPS控制得到稳定的输出波形。输出电压先经过输出侧开关管触发信号滞后输入侧开关管触发信号相位导致的启动振荡，然后输出电压波形经过上下振荡后趋向于稳定，最终输出为稳定的直流电压。



（a）U_{AB}电压波形



（b）U_{out}电压波形

图 10　电压波形

Fig.10　Voltage waveform

5　结束语

本文对带电容的DAB进行研究，求取EPS、

DPS的最小电流解，分别分析了在SPS、EPS和DPS控制下DAB的运行特性，结合仿真与实验，可以得出如下结论：

1）k=1时，SPS的电流应力较小并且在全功率范围内均能实现ZVS；k>1时，EPS的电流应力优化效果更好，实现全功率范围内开关管的ZVS，而DPS对该特性的优化效果相对较差。

2）EPS相比于SPS控制，降低了开关管的电压应力。

3）开关管导通时，EPS中流过的电流具有更大的斜率以及电流值，EPS漏感电流小于DPS漏感电流。

参考文献

[1] 孙宝文，张波．复合电源系统双向DC-DC变换器拓扑研究[J]．电子测量技术，2018，41(15)：5-10．

[2] EHSANI M，SINGH K V，BANSAL H O，et al．State of the srt and trends in electric and hybrid electric vehicles[J]．Proceedings of the IEEE，2021，109(6)：967-984．

[3] 张颖，荆龙，吴学智，等．输入串联输出串联型双向DC/DC变换器自适应均压控制策略研究[J]．电网技术，2018，42(9)：2900-2907．

[4] ZHAO B，SONG Q，LIU W，et al．Universal high-frequency-Link characterization and practical fundamental-optimal strategy for dual-active-bridge DC-DC converter under PWM plus phase-shift control[J]．IEEE Transactions on Power Electronics，2015，30(12)：6488-6494．

[5] 程明谊，李志忠．一种提高双向DC-DC变换器轻载效率的变频控制策略[J]．电气应用，2017，36(19)：79-82，85．

[6] SHAH S S，LYER V M，BHATTACHAYYA S．Exact solution of ZVS boundaries and AC-port currents in dual active bridge type DC–DC converters[J]．IEEE Transactions on Power Electronics，2019，34(6)：5043-5047．

[7] TEYMOUR H R，SUTANTO D，MUTTAQI K M，et al．A novel modulation technique and a new balancing control strategy for a single-phase five-level ANPC converter[J]．IEEE Transactions on Industry Applications，2015，51(2)：1215-1227．

[8] HE L，XU X．Soft-switching bidirectional switched-capacitor DC–DC converter with multiple phase shift control methods[J]．IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics，2022，10(2)：1537-1547．

[9] 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)：3889-3899．

[10] HUANG Jun，WANG Yue，LI Zhuoqiang，et al．Unified triple-phase-shift control to minimize current stress and achieve full soft-switching of isolated bidirectional DC–DC converter[J]．IEEE Transactions on Industrial Electronics，2016，63(7)：4169-4179．

作者简介

张浩（1983—），男，博士，高级工程师，研究方向为石油装备电池储能系统及其控制。

（收稿日期：2022-07-25）