DOI：10.20271/j.cnki.1673−9833.2026.5003

双向无线电能传输 DC-DC 变换器的模糊双重移相控制策略

石　伟，李冠雄，李中启

（湖南工业大学 交通与电气工程学院，湖南 株洲 412007）

摘　要：降低双向无线电能传输变换器的功率损耗对于提升系统整体工作效率具有重要的实践价值。首先，分析了电感电流应力与变换器性能的物理特性，并通过优化算法求解该移相控制函数的最小值点，确定最优移相角组合。其次，设计了一种模糊 PI 控制器，根据输入输出电流误差和变化率实现高性能的闭环调节，以减少输出超调量。采用双重移相控制技术优化开关波形，减小电流应力，提高工作效率至 91%。为了验证所提出的控制策略，使用 Matlab 软件进行了详细的仿真测试。结果表明，相比于传统的控制方法，所提方法可显著提高双向 DC-DC 变换器的工作效率及可靠性。

关键词：电流应力；移相控制；模糊 PI 控制；双向 DC-DC 变换器；无线传输

中图分类号：TM46　　**文献标志码**：A　　**文章编号**：1673−9833(2026)05−0019−07

引文格式：石　伟，李冠雄，李中启 . 双向无线电能传输 DC-DC 变换器的模糊双重移相控制策略 [J]. 湖南工业大学学报，2026，40(5)：19−25.

Fuzzy Dual Phase Shift Control Strategy for Bidirectional Wireless Power Transmission DC-DC Converter

SHI Wei，LI Guanxiong，LI Zhongqi

（School of Transportation and Electrical Engineering，Hunan University of Technology，Zhuzhou Hunan 412007，China）

Abstract：Due to the fact that reducing the power loss of bidirectional wireless energy transmission converters is of great practical value to improve the overall efficiency of the system, an analysis has been made of the physical characteristics of inductor current stress and converter performance, with the optimal phase-shift angle combination determined by solving the minimum point of this phase-shift control function through an optimization algorithm. Subsequently, a fuzzy PI controller is designed to achieve high-performance closed-loop regulation based on the input-output current error and change rate, thus effectively reducing the output overshoot. Dual phase shift control technology is adopted to optimize switch waveforms, reduce current stress, and improve working efficiency to over 91%. In order to verify the proposed control strategy, detailed simulation tests are conducted using Matlab software. The results indicate that compared with traditional control methods, the proposed method can significantly improve the efficiency and reliability of bidirectional DC-DC converters.

Keywords：current stress；phase shift control；fuzzy-PI control；bidirectional DC-DC converter；wireless power transmission

收稿日期：2025−09−10

基金项目：国家重点研发计划基金资助项目（2022YFB3403200）；湖南省自然科学基金资助项目（2022JJ30226）；湖南省教育厅重点基金资助项目（23A0432）

作者简介：石　伟，男，湖南工业大学副教授，主要研究方向为嵌入式系统技术开发，集成电路设计，E-mail：shiwei@hut.edu.cn

通信作者：李中启，男，湖南工业大学副教授，博士，主要研究方向为无线电能传输技术，E-mail：lizhongqi@hut.edu.cn

1 研究背景

无线双向全桥 DC-DC 变换器作为一种先进的电力电子装置，具备储能单元与电网间电能双向可控传输及电气隔离双重功能，不仅可实现能量流的双向调控，还可通过高频变换器实现电压转换与安全隔离。该技术在新能源汽车驱动系统、不间断电源供电体系、风能发电装置及储能系统等现代能源技术领域展现出显著的技术优势，其模块化设计结构与高效能量转换特性为构建智能电网和分布式能源系统提供了关键性解决方案 [1−3]。在功率变换系统效率优化层面，移相控制策略凭借其便于构建软开关工作模态的特性，可显著降低功率器件开关损耗并抑制电磁干扰，故常被应用在双向直流变换器中。移相控制策略主要分为单重移相（single-phase-shifting，SPS）[4−5] 控制和双重移相（dual-phase-shifting，DPS）[6−7] 控制。SPS 控制策略虽然在实现复杂度方面具有明显优势，但其在非理想工况下的性能表现存在显著局限性。特别是在变换器一次侧与二次侧直流电压失配（即电压比 $K \neq 1$）时，容易导致电流应力增加。DPS 控制策略通过增加移相自由度，在优化功率传输特性方面展现出显著优势。该策略具有以下两个主要特点：首先，通过精确控制移相角度，可有效抑制系统的回流功率，从而降低开关器件的电流应力，提高系统可靠性 [8]；其次，扩展了软开关的开关范围，减小了开关损耗。这种改进型控制策略为双向全桥 DC-DC 变换器在宽电压范围应用场景下的性能优化提供了有效的解决方案。

文献 [9] 针对双有源全桥直流变换器，提出了一种最小电流应力双移相控制方法，可通过优化移相控制策略，有效降低系统电流应力，提高运行效率。然而研究尚未涉及该方法在无线双向直流变换器中的应用效果。文献 [10] 提出了基于模糊 PI 补偿 DPS 控制的方法，能提高响应速度，但工作效率较低。文献 [11] 提出了一种基于回流功率的移相控制方法，该方法虽然能够有效降低系统回流功率，但存在电流应力过大的问题，可能导致开关器件损坏。文献 [12] 提出了一种基于模糊逻辑的虚拟直流电机控制方法，可有效抑制直流母线电压的波动，但控制方法过于复杂。文献 [13] 提出了一种基于 SPS 控制的模型预测控制算法，可提高变换器动态响应性能，但其数学模型建立比较困难，且采用 SPS 控制，难以保证变换器的稳态性能，易产生波动。文献 [14] 通过分析不同开关组合下的器件损耗和二维遍历算法寻找变换器综合效率最优的移相角，以提升变换器的效率，但使用三重移相控制，理论分析过于复杂，实用性较差。

电感电流的最大值决定了电流应力 [15]，通过优化变换器的电流应力，不仅能显著提升系统稳定性，还可降低整体电路的功耗损失。本研究提出了一种基于模糊 PI 的双重移相控制策略。该策略将模糊控制算法与 PI 控制相结合，并将其应用于无线双向直流变换器的双重移相控制中，从而实现对系统误差的精确补偿，显著提高输出电压的控制精度。

2 数学模型

图 1 展示了无线双向直流变换器的电路拓扑结构。其中 V_1 为直流输入侧电压，V_2 为负载输出侧电压。L_1 为辅助电感，V_{AB} 为变换器原边侧的输出电压，V_{CD} 为变换器副边侧的输出电压。开关管由 S_1~S_8 组成，C_1 和 C_4 分别为电源滤波电容和负载侧电容。这一结构为变换器的功能实现提供了基础电路框架。

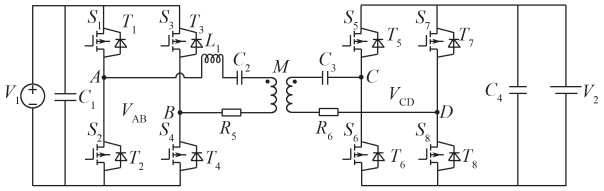


图 1 双向直流变换器的拓扑结构图

Fig. 1 Bidirectional DC converter topologicon structure diagram

2.1 变换器原理

双重移相控制策略原理如图 2 所示。

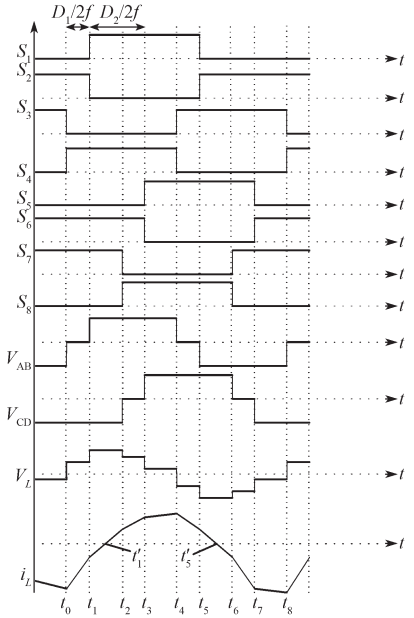


图 2 双重移相控制原理示意图

Fig. 2 Schematic diagram of dual phase shift control principle

在双向直流变换器控制策略中，开关管 S_1~S_8 的控制信号具有相同频率，且占空比均为 0.5。同一桥臂上下两个开关管的控制信号是互补的。原边开关管

S_1 与 S_3、副边开关管 S_5 与 S_7 间存在相位差，该相位差由 $D_1/(2f)$ 表示，其中 D_1 为内移相角，f 为系统开关频率。同时，开关管 S_1 与 S_5 间的相位差由 $D_2/(2f)$ 表示，其中 D_2 为外移相角。这些参数满足以下条件：$0\leqslant D_1\leqslant D_2\leqslant 1$，且 $0\leqslant D_1+D_2\leqslant 1$，以确保系统的稳定运行和高效能量转换。

当双向直流变换器两端的电压相等时，双向直流变换器中的所有开关管均能实现零电压开关（ZVS），从而有效降低开关损耗并提高系统效率。在正向能量传输过程中，其工作模式可划分为 10 个不同的阶段。由于前 5 个时刻与后 5 个时刻的工作原理类似，因此仅简述前半周期的工作模态。其具体工况特性如下：

1）模态 1。在 0~t_0 时刻，开关管 S_2 与 S_3 处于导通状态，同时二极管 T_6 和 T_7 保持导通，此时原边电流呈现反向流动特征。当系统运行至 t_0 时刻，开关管 S_3 关断而 S_4 导通，二极管 T_6 和 T_7 维持导通状态，此时电感两端电压为 V_2，电流呈现衰减趋势。基于电路工作特性分析，电感电流可表示为

$$i_L(t)=i_L(t_0)+V_2(t-t_0)/L。\tag{1}$$

2）模态 2。在 t_0~t_1' 工作模态期间，开关管 S_3 关断后，其二极管 T_1 导通，同时二极管 T_6 和 T_7 维持导通。此时，电感两端承受的电压为 V_1 与 V_2 之和，导致其电流呈现反向衰减特性。当系统运行至 t_1' 时刻，电感电流衰减至 0。其电感电流变化过程可表示为

$$i_L(t)=i_L(t_1)+(V_1+V_2)(t-t_1)/L。\tag{2}$$

3）模态 3。在 t_1' 时刻后，系统进入新的工作模态，即二极管 T_1 和 T_4 关断，开关管 S_1 和 S_4 开始导通。同时二极管 T_6 和 T_7 关断，开关管 S_6 和 S_7 开始导通。此时，电感两端的电压仍保持为 V_1 与 V_2 之和，此时电流正向线性增长。其电流变化过程可表示为

$$i_L(t)=i_L(t_2)+(V_1+V_2)(t-t_2)/L。\tag{3}$$

4）模态 4。在 t_3 时刻后，开关管 S_1 和 S_4 进入导通状态，而开关管 S_7 开始关断，其二极管 T_8 处于导通状态。此时，电感两端电压下降为 V_1，电流保持正向增长趋势。其电流变化过程可表示为

$$i_L(t)=i_L(t_2)+(t-t_2)V_1/L。\tag{4}$$

5）模态 5。在 t_4 时刻，系统进入新的工作模态，即开关管 S_1 和 S_4 持续导通，同时开关管 S_6 进入关断状态，其二极管 T_5 进入导通状态。此时，电感两端电压转变为 V_1 与 V_2 的差值，电感电流变化趋势取决于电压极性和初始条件。其电感电流可表示为

$$i_L(t)=i_L(t_3)+(t-t_3)(V_1-V_2)/L。\tag{5}$$

2.2　变换器模型

当变换器工作在稳态条件时，系统呈现周期性特征，各开关时刻间存在确定的相位关系。以 t_0 时刻为时间参考点（设 t_0=0），图 2 中其他关键开关时刻可依次表示为 $t_1=D_1T_{hs}$，$t_2=D_2T_{hs}$，$t_3=(D_1+D_2)T_{hs}$，$t_4=T_{hs}$，$t_5=(1+D_1)T_{hs}$，$t_6=(1+D_2)T_{hs}$，$t_7=(1+D_1+D_2)T_{hs}$，$t_8=2T_{hs}$，其中 $T_{hs}=1/2f$。电感在一个交流周期内，瞬时功率的平均值为 0。由式（1）~（5），可得出电流在前半个周期的各个表达式为

$$\begin{cases} i_L(t_0)=-V_2[(K-1)(1-D_1)+2D_2]/(4fL), \\ i_L(t_1)=-V_2\left[K(1-D_1)-D_1-1+2D_2\right]/(4fL), \\ i_L(t_2)=V_2\left[K(2D_2-1-D_1)+1\right]/(4fL), \\ i_L(t_3)=\left[D_1(K-1)+2KD_2-K+1\right]/(4fL)。 \end{cases}\tag{6}$$

式中：$K=V_1/V_2$，即将 K 定义为输入电压与输出电压的传输比，本文中规定 $K\geqslant 1$。

由式（6）可以求出电感的电流峰值为

$$i_{max}=V_2\left[(K-1)(1-D_1)+2D_2\right]/(4fL)。\tag{7}$$

根据式（2）和（6）可求得电流过零点时刻为

$$t_1'=\left[(K+1)D_1+2D_2+K-1\right]/\left[4(K+1)f\right],\tag{8}$$

电压传输比为 1 时，式（8）可优化为

$$t_1'=(D_1+D_2)/(4f)。\tag{9}$$

根据式（1）~（6），可以得到传输功率为

$$P=2\int_0^{\frac{T}{2}}V_{AB}i_L(t)\mathrm{d}t/T=V_1V_2\left[D_2(1-D_2)-\frac{D_1^2}{2}\right]\Big/(2fL)。\tag{10}$$

在双移相控制策略的功率特性分析中，为建立良好的评估基准，需对传输功率进行标幺化处理。通过理论推导可知，当 D_1=0、D_2=0.5 时，系统达最大传输功率 P_M，其数学表达式可定义为

$$P_M=V_1V_2/(8fL)。\tag{11}$$

结合式（10）及（11），可以得到标幺化下传输功率 P_0 为

$$P_0=P/P_M=4D_2\left[(1-D_2)-2D_1^2\right]。\tag{12}$$

在相同系统条件下，得到单重移相控制的基准电流为 $i_0=V_2/(8fL)$，与式（7）结合，可以得到双重移相控制的标幺值 i_0。

$$i_0=2\left[(K-1)(1-D_1)+2D_2\right]。\tag{13}$$

3　双重移相模糊 PI 控制策略

3.1　最小电流应力算法

控制策略的结构框图如图 3 所示，该控制方法采用分级控制架构。首先，变换器通过预设 D_1 构建基础调制模式，其中 D_1 为开关管 S_1 与 S_4 间的移相角。其次，系统通过动态调节 D_2 实现脉冲宽度的精确调

制，其中 D_2 为 H_1 与 H_2 桥之间的移相角；最后，采用模糊 PI 控制对输出电压进行调节，确保系统可以正常运行。这种控制结构通过优化移相角组合，在实现功率精确传输的同时，有效降低了功率器件的电流应力，提高了系统整体可靠性。其中，模糊控制增强了系统的动态响应能力，而 PI 控制则保证了稳态精度，二者的有机结合实现了变换器在宽工作范围内的最优控制，使得系统可以在满足输出效率的同时减小器件损耗。

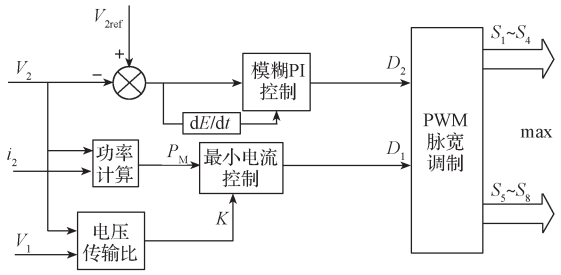


图 3 控制策略结构框图

Fig. 3 Control structure block diagram

基于式（12）描述的传输功率与移相比 D_1、D_2 之间的代数关系，当 P_0 给定时，理论上存在众多组 (D_1, D_2) 可以满足功率需求。然而，从优化系统性能的角度出发，存在唯一一组最优移相比组合，可在确保传输功率的同时实现电感电流峰值最小化。为求解该最优组合，本文采用代数分析方法，并以电压比 $K \geqslant 1$ 的工况为例进行推导。通过将 P_0 代入方程中，可将 D_1 表示为与 D_2 有关的函数式：

$$D_1 = \sqrt{4D_2\left(1-D_2\right)-P_0/2}\,。 \tag{14}$$

结合式（13）和（14），可以得出电流应力与 D_2 的关系式为

$$i_s = 2\left(K-1\right)\left[1-\sqrt{4D_2\left(1-D_2\right)-P_0/2}\right]+4D_2\,。 \tag{15}$$

对式（15）求导可得：

$$\begin{cases} \dfrac{\mathrm{d}i_s}{\mathrm{d}D_2} < 0,\ \forall 0 \leqslant D_2 < \dfrac{1}{2}-\sqrt{\dfrac{1-P_0}{2\left[\left(K-1\right)^2+2\right]}}\ ; \\ \dfrac{\mathrm{d}i_s}{\mathrm{d}D_2} \geqslant 0,\quad \forall\left(\dfrac{1}{2}-\sqrt{\dfrac{1-P_0}{2\left[\left(K-1\right)^2+2\right]}}\right) \leqslant D_2 \leqslant \dfrac{1}{2}\,。 \end{cases} \tag{16}$$

结合式（15）和（16），得出电感电流应力的最小值如表 1 所示。

表 1 电感电流应力最小值

Table 1 Current stress minima

K	i_{smin}	
	$0 \leqslant P_0<1/2$	$1/2 \leqslant P_0<1$
$1 \leqslant K < 3/\left(1+\sqrt{4-6P_0}\right)$	$4K/3+(K-3)\sqrt{4-6P_0}/3$	$4K/3+(K-3)\sqrt{4-6P_0}/3$
$3/\left(1+\sqrt{4-6P_0}\right) \leqslant K < 3/\left(1-\sqrt{4-6P_0}\right)$	$2\sqrt{(K-1)(K+3)P_0/2}$	$2\sqrt{(K-1)(K+3)P_0/2}$
$3/\left(1-\sqrt{4-6P_0}\right) \leqslant K$		$4K/3-(K-3)\sqrt{4-6P_0}/3$

3.2 模糊控制规则

为自适应补偿稳态电压误差，本文采用模糊控制进行电压控制。使用二维模糊控制器，采用双输入单输出的结构，通过多变量耦合实现参数自适应优化调节。在每个采样周期内，控制器将电压误差 e 及其变化率 e_c 作为输入变量，同时输出比例系数增量 ΔK_P 和积分系数增量 ΔK_I，其数学表达式可定义为

$$e = U_2 - U_2^*,\ e_c = e(k)-e(k-1)\,。$$

式中：e 为电压误差；

U_2 为输出电压；

U_2^* 为输出电压参考值；

$e(k)$ 为 k 时刻的电压误差；

$e(k-1)$ 为 $k-1$ 时刻的电压误差。

对 e、e_c、ΔK_P、ΔK_I 的输出进行模糊化处理，并建立其相关的模糊子集如下：

$$e=e_c=\{\text{NB, NM, NS, ZO, PS, PM, PB}\},$$

$$\Delta K_P=\Delta K_I=\{\text{NB, NM, NS, ZO, PS, PM, PB}\}。$$

式中字母含义为负大（NB）、负中（NM）、负小（NS）、零（ZO）、正小（PS）、正中（PM）、正大（PB）。

由于三角隶属函数具有很好的鲁棒性和稳定性，在处理模糊性问题上具有较好的效果，所以采用三角隶属函数进行构建。基于输入误差和误差变化率的隶属度，可以制定相关的控制规则。根据上述模糊规则，采用三角隶属函数来处理误差和误差变化，建立模糊控制规则表，如表 2 和 3 所示。

表 2 ΔK_P 模糊控制规则表

Table 2 ΔK_P fuzzy control rule table

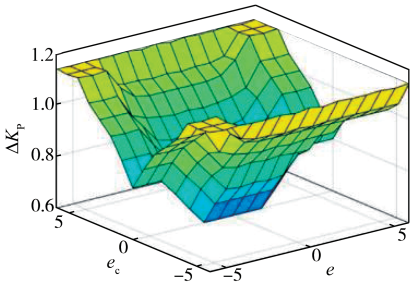
e_c	e						
	NB	NM	NS	ZO	PS	PM	PB
NB	PB	PB	PB	PB	PB	PB	PB
NM	PB	PB	PM	PM	PM	PM	PM
NS	PM	PM	PS	PS	PS	PM	PM
ZO	PS	PS	ZO	ZO	ZO	PS	PS
PS	PM	PM	PS	PS	PS	PM	PM
PM	PB	PB	PM	PM	PM	PB	PB
PB	PB	PB	PB	PB	PB	PB	PB

表 3　ΔK_I 模糊控制规则表

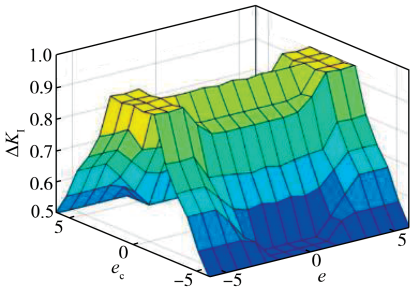
Table 3　ΔK_I fuzzy control rule table

e_c	e						
	NB	NM	NS	ZO	PS	PM	PB
NB	ZO	ZO	ZO	ZO	ZO	ZO	ZO
NM	PS	PS	ZO	ZO	ZO	PS	PS
NS	PB	PB	PM	PM	PM	PB	PB
ZO	PB	PB	PB	PB	PB	PB	PB
PS	PB	PB	PM	PM	PM	PB	PB
PM	PS	PS	ZO	ZO	ZO	PS	PS
PB	ZO	ZO	ZO	ZO	ZO	ZO	ZO

由表 2 和 3 可得 ΔK_P、ΔK_I 与 e、e_c 之间的逻辑规则三维图，如图 4 所示。



a）ΔK_P 与 e、e_c 之间的三维图



b）ΔK_I 与 e、e_c 之间的三维图

图 4　二维模糊逻辑规则三维图

Fig. 4　Two-dimensional fuzzy logic rules in three dimensions

4　仿真结果与分析

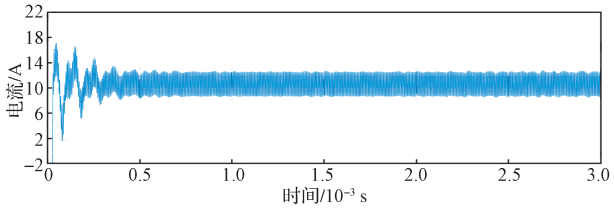
本研究使用 Simulink 对所提控制策略进行仿真实验。实验选用的主要参数如表 4 所示，所得到的仿真结果如图 5~7 所示。

表 4　仿真实验参数

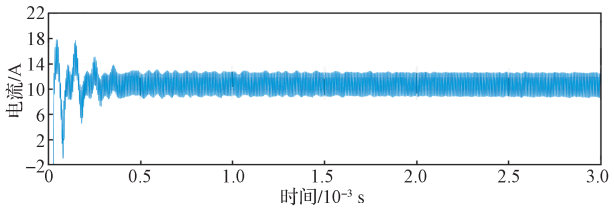
Table 4　Simulation parameters

参　数	取值	参　数	取值
输入电压 V_1/V	400	副边电容 C_2/μF	19.4
输出电压 V_2/V	400	原边电感 L_1/μH	183.25
开关频率 f/kHz	85	副边电感 L_2/μH	180.45
原边电容 C_1/μF	19.1	电感 L/μH	20

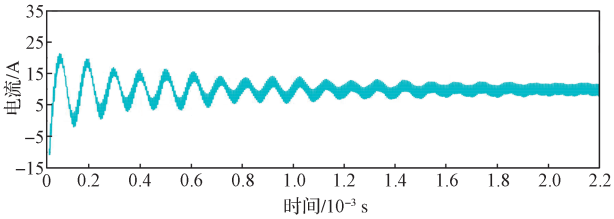
由图 5a 和图 5b 可知，相较于传统的 PI 控制，基于模糊 PI 控制的电流波动更小，稳定的时间更短。模糊 PI 在无线双向变换器动态性能方面有着显著优势。由图 5c 可以看出，单重移相产生的超调现象要比基于模糊 PI 的双重移相控制和传统 PI 双重移相控制的超调现象更严重，说明基于模糊 PI 的双重移相控制效果更佳。



a）模糊 PI 控制



b）传统 PI 控制



c）单重移相控制

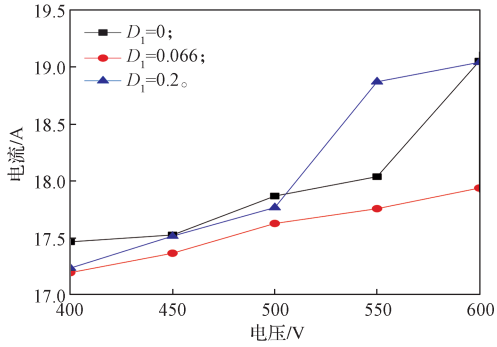
图 5　不同控制方式下变换器输出电流

Fig. 5　Converter output current under different control methods

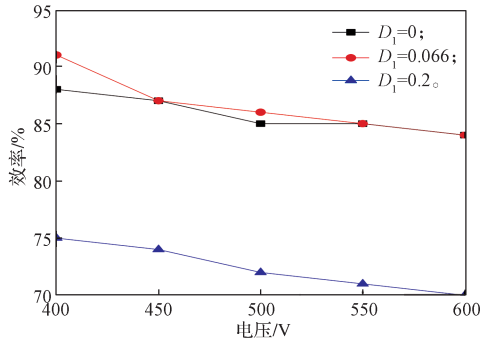
由图 6a~b 可知，在不同的移相角下，随着输入电压的变化，DAB 变换器中的电感电流和输出效率也随之变化，且在最佳工况点（D_1=0.066）时，其输出效率最高，达 91%，电感电流峰峰值也最小。随着输出电压的增大，其电感电流的增加幅度以及效率的减小幅度也最小。由图 6c 可知，当输出电压为 400 V 时，在其最佳工况点下，其回流功率为 0，表明可有效减少系统的导通损耗和开关损耗。

由图 7a~c 可知，双重移相控制策略下，因原边和副边存在内移相比，变换器两侧电压波形呈现独特的三电平特性，即正电压电平：$+V_1$（原边）/ $+V_2$（副边）；零电平：0；负电压电平：$-V_1$（原边）/ $-V_2$（副边）。且由于外移相角的存在，原边与副边的波形存在一定的相位差，它决定了功率流的方向和大小。当电路从正向传输模式（D_1<D_2）切换为反向传输模式（D_1>D_2）时，电压的相位发生变化；在模式进行

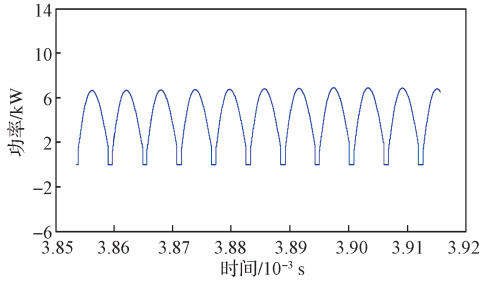
切换时，电池容量（SOC）发生变换，正向传输时，电池容量增加；反向传输时，电池容量减少。



a）不同移相角下的电感电流峰值



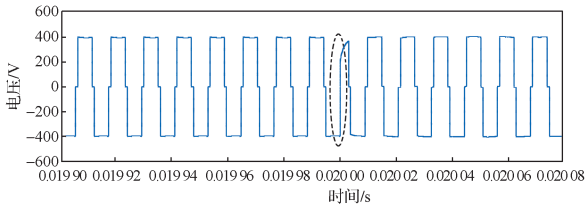
b）不同移相角下变换器的输出效率



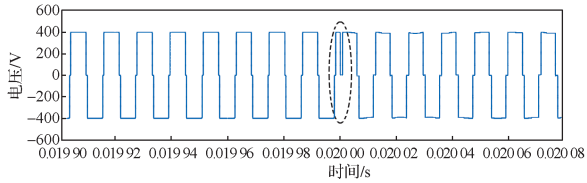
c）400 V 下最佳工况点输出功率瞬时波形

图 6 不同输入下的输出效率和电感电流峰值、最佳工况点输出功率瞬时波形

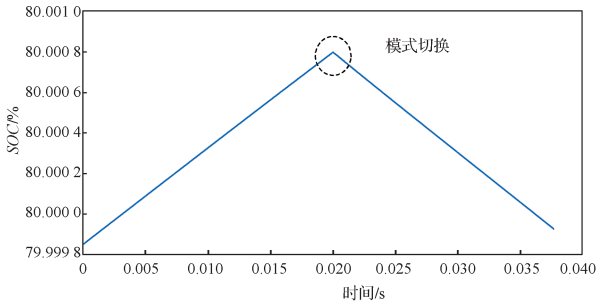
Fig. 6 Output efficiency and peak inductor current at different inputs, output power transient waveforms at optimum operating point



a）线圈原边电压



b）线圈副边电压



c）SOC

图 7 模式切换下线圈电压变化和电池容量变化图

Fig. 7 Plot of battery capacity change and coil voltage change under mode switching

5 结语

本文以无线双向 DC-DC 变换器为模型进行研究，采用双重移相模糊 PI 控制方法对其进行仿真验证，理论分析和仿真结果表明，双重移相模糊 PI 控制方法能够有效提高变换器的动态响应速度和稳态精度。

1）系统电流应力与输入输出电压比存在显著的相关性：当输入与输出电压匹配时，系统达到最优工作状态，电流应力最小；而当输入输出电压失配时（$K\neq1$），电流应力将显著增大。

2）在双重移相模糊 PI 控制策略下，系统电流应力和峰值电流与内移相角 D_1 呈显著正相关特性：

3）在双重移相模糊 PI 控制下的输出比传统 PI 控制输出收敛到参考值的速度更快，输出精度更高，有效减少了输出的超调量。

参考文献：

[1] 岳改丽，张 哲，杜光辉，等 . 储能电池双向 DC-DC 变换器控制策略 [J]. 电工技术学报，2025，40(20)：6618−6629.
YUE Gaili，ZHANG Zhe，DU Guanghui，et al. Control Strategy of Bidirectional DC-DC Converter for Energy Storage Battery[J]. Transactions of China Electrotechnical Society，2025，40(20)：6618−6629.

[2] 关维德，李 涛，钟 健，等 . 电机控制器直流侧前置双有源桥 DC-DC 变换器的模型预测与应力优化混合控制 [J]. 电工技术学报，2024，39(12)：3787−3801.
GUAN Weide，LI Tao，ZHONG Jian，et al. Hybrid Control of Model Prediction and Current Stress Optimization for Dual Active Bridge DC-DC Converter in Motor Drive Systems[J]. Transactions of China Electrotechnical Society，2024，39(12)：3787−3801.

[3] 郑超文，吴 浩 . 柔性直流配电网保护策略综述 [J]. 四川电力技术，2024，47(4)：65−70.
ZHENG Chaowen，WU Hao. Overview of Protection

Strategies for Flexible DC Distribution Network[J]. Sichuan Electric Power Technology，2024，47(4)：65−70.

[4] 王君瑞，谭　露，王　瑞，等 . 三电平双有源桥 DC-DC 变换器最小回流功率优化控制策略研究 [J]. 电源学报，2026，24(6)：117−125.
WANG Junrui，TAN Lu，WANG Rui，et al. Optimized Control Strategy for Minimum Return Power of Three-Level Dual Active Bridge DC-DC Converter[J]. Journal of Power Supply，2026，24(6)：117−125.

[5] 周　杰，赵世伟，吴亿豪，等 . DAB 变换器双重移相改进控制策略研究 [J]. 电气传动，2024，54(8)：36−41.
ZHOU Jie，ZHAO Shiwei，WU Yihao，et al. Research on Dual Phase Shift Improved Control Strategy of DAB Converter[J]. Electric Drive，2024，54(8)：36−41.

[6] 李玉东，罗新全，李佩峰，等 . 基于双重移相的双向变换器优化控制策略 [J]. 计算机仿真，2024，41(1)：78−85.
LI Yudong，LUO Xinquan，LI Peifeng，et al. Optimal Control Strategy for Bi-Directional Converter Based on Dual Phase Shift[J]. Computer Simulation，2024，41(1)：78−85.

[7] TIAN W，YU M C，SU Z Z，et al. Optimized Current Stress Strategy for Dual-Phase-Shift Modulated Dual Active Bridge Converters to Ensure Full-Load-Range ZVS[J]. Journal of Power Electronics，2025，25(3)：405−415.

[8] 曾宝宝，袁旭峰，钟九牧，等 . 双有源全桥 DC-DC 变换器的电流应力优化控制 [J]. 电力科学与工程，2022，38(4)：1−8.
ZENG Baobao，YUAN Xufeng，ZHONG Jiumu，et al. Current Stress Optimization Control for Dual Active Full Bridge DC-DC Converter[J]. Electric Power Science and Engineering，2022，38(4)：1−8.

[9] 俄立明 . 双有源全桥 DC-DC 变换器的双重移相控制研究 [D]. 哈尔滨：哈尔滨理工大学，2021.
E Liming. Research on Dual Phase-Shifting Control of Dual Active Full-Bridge DC-DC Converter[D]. Harbin：Harbin University of Science and Technology，2021.

[10] 王君瑞，郭　腾，吴新举，等 . 基于模糊补偿 DPS 控制蓄电池充电系统研究 [J]. 电力电子技术，2022，56(8)：85−88.
WANG Junrui，GUO Teng，WU Xinju，et al. Research on Fuzzy Compensation DPS Control Battery Charging System[J]. Power Electronics，2022，56(8)：85−88.

[11] 刘　赫，路　鑫，高圣伟，等 . 双有源桥 DC-DC 变换器的回流功率优化控制 [J]. 电源技术，2020，44(2)：277−280, 294.
LIU He，LU Xin，GAO Shengwei，et al. Optimal Control of Recurrent Power of Dual Active Bridge DC-DC Converter[J]. Chinese Journal of Power Sources，2020，44(2)：277−280, 294.

[12] 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.

[13] CHEN L L，GAO F，SHEN K，et al. Predictive Control Based DC Microgrid Stabilization with the Dual Active Bridge Converter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics，2020，67(10)：8944−8956.

[14] 谷　庆，袁立强，赵争鸣，等 . 基于三重移相控制的双有源桥 DC-DC 变换器性能综合优化 [J]. 清华大学学报 (自然科学版)，2019，59(10)：785−795.
GU Qing，YUAN Liqiang，ZHAO Zhengming，et al. Performance Comprehensive Optimization of Dual Active Bridge DC-DC Converter Based on Triple Phase Shift Control[J]. Journal of Tsinghua University (Science and Technology)，2019，59(10)：785−795.

[15] 张华勇，凌跃胜，庞天宇，等 . 基于双重移相控制的全桥 DC-DC 变换器峰值电流控制 [J]. 通信电源技术，2018，35(1)：30−32.
ZHANG Huayong，LING Yuesheng，PANG Tianyu，et al. Peak Current Control of Full Bridge DC-DC Converter Based on Dual Phase Shift Control[J]. Telecom Power Technologies，2018，35(1)：30−32.

(责任编辑：姜利民)