

DOI: 10.7667/PSPC180494

面向能源互联网的固态变压器中双有源桥直流变换器研究

卢林煜¹, 王鲁杨¹, 柏扬², 陈超³, 李丽¹

(1. 上海电力大学电气工程学院, 上海 200090; 2. 国网上海市电力公司经济技术研究院, 上海 200002;
3. 国网重庆市电力公司大足区供电分公司, 重庆 402360)

摘要: 针对双重移相控制固态变压器中非谐振式双有源桥直流变换器(Dual Active Bridge, DAB)传输轻载功率时, 外移相的移相区间(Phase-Shift Interval, PSI)窄且内移相对外移相的扰动灵敏度(Disturbance Sensitivity, DS)高的问题, 提出一种改进移相控制方法。首先, 通过对比分析 DAB 在传统移相控制(Phase-Shift-Control, PSC)下的工作原理与功率传输特性, 建立了各 PSC 间的内在联系。其次, 根据改进双重移相控制方法的工作原理, 划分了三种工作状态并对各工作状态下的模式进行了研究。然后, 推导了各工作状态的传输功率并分析了其传输特性。理论分析表明, 该方法相对于传统移相控制方法, 能显著降低外移相对内移相的 DS 和对传输功率的冲击度, 拓宽了内外移相量的 PSI, 同时提高了系统的功率传输效率。最后, 通过仿真验证了所提方法的正确性和优越性。

关键词: 固态变压器; 双有源桥直流变换器; 移相区间; 扰动灵敏度; 移相控制

Research on dual-active-bridge DC-DC converter in solid state transformer for energy internet

LU Linyu¹, WANG Luyang¹, BAI Yang², CHEN Chao³, LI Li¹

(1. College of Electrical Power Engineering, Shanghai University of Electric Power, Shanghai 200090, China;
2. State Grid Shanghai Electric Power Economic and Technology Research Institute, Shanghai 200002, China;
3. Dazu District Power Supply Branch, State Grid Chongqing Power Grid Company, Chongqing 402360, China)

Abstract: A modified phase-shift-control method is proposed to solve the problem of narrow Phase-Shift Interval (PSI) and high Disturbance Sensitivity (DS) of inner phase shift to outer phase shift when non-resonant Dual Active Bridge DC-DC converter (DAB) in solid state transformer with dual-phase-shift control transmits light-load power. Firstly, by comparing and analyzing the operation principle and power transmission characteristics of DAB under the traditional Phase-Shift-Control (PSC), the intrinsic relationship among the PSCs is established. Secondly, according to the operation principle of the modified dual phase shift control method, three operation states are classified and the modes of each operation state are studied. Then, the transmission power of each operation state is deduced and its transmission characteristics are analyzed. The theoretical analysis shows that compared with the traditional PSC method, this method can significantly reduce the DS of inner phase shift to the outer phase shift and the impact on transmission power, broaden the PSI of inner and outer phase shift and improve the power transmission efficiency of the system. Finally, the correctness and superiority of the proposed method are verified by simulation.

This work is supported by National Natural Science Foundation of China (No. 51777120) and Shanghai Engineering Research Center of Green Energy Grid-connected Technology (No. 13DZ2251900).

Key words: solid state transformer; dual active bridge; phase-shift interval; disturbance sensitivity; phase-shift-control

0 引言

随着能源互联网工程建设逐步推进, 以互联网

为基础的信息技术和先进电力电子技术与能源系统不断深度融合。在能源互联网的架构中, 可将多种功能高度集成化并能有效管理系统电能流动多向性和供电形式多样性的固态变压器(Solid State Transformer, SST)是能源互联网中的核心设备^[1-3]。

SST 目前技术较成熟且最具应用前景的拓扑结

基金项目: 国家自然科学基金项目资助(51777120); 上海绿色能源并网工程技术研究中心项目资助(13DZ2251900)

构,由输入整流级、中间功率传输级和输出逆变级组成^[3],其拓扑物理本质是多级电力电子变换器^[4]。SST 中负责能量传输的关键是中间功率传输级,即双有源桥直流变换器(Dual Active Bridge, DAB),其具有双向能量流动、容易实现软开关和模块化对称结构易于级联拓展等突出优点^[5],不但在 SST 中发挥关键作用,而且还广泛应用于直流微电网、分布式发电系统以及电动汽车等新兴前沿领域中^[6]。

DAB 主要有两种拓扑结构,即谐振式和非谐振式。谐振式在结构上增加了谐振电容,回流功率低且高频变压器中电流近似为正弦波,但其功率大小和流向控制复杂,更适合应用于中小功率能量单向流动的变流器中^[7]。与谐振式相比,非谐振式传输功率大小和流向均可控,工作频率恒定,可宽范围调节输入输出电压,其更适合于大功率且能量要求双向可控的变流器中^[8]。为提高传输效率,实现功率按照负载侧需求响应灵活调度,各国学者相继提出多种可行的控制方法。其中,移相控制是最典型也是目前应用最广泛的控制方法^[9-10]。

移相控制中单移相(Single-Phase-Shift, SPS)控制最易实现,其通过调节变压器两侧高频方波相位差来控制传输功率的大小与方向^[11]。当电压传输比等于 1 时,所有开关管在全功率范围内均可实现零电压开关(Zero Voltage Switching, ZVS)^[12]。SPS 虽然控制简单,但是变换器中存在较大的回流功率。当电压传输比不等于 1 时,功率传输效率低且轻载工况下难以实现 ZVS^[13]。针对 DAB 端口电压变化而工作在非单位电压传输比的场合,采用梯形电流和三角电流调制法可提高传输效率^[14],在该调制法下开关桥臂将由 ZVS 状态切换到零电流开关(Zero Current Switching, ZCS)状态。文献[15]提出拓展移相(Extend-Phase-Shift, EPS)控制,不仅提高了系统功率传输能力与控制灵活性,而且减小了电流应力和回流功率并拓宽了 ZVS 的范围;但该方法下变压器两侧 H 桥的工作模式需随系统电压变换状态和功率流向而改变,而且要求内移相与外移相量之和不大于一。文献[16]采用了双重移相(Dual-Phase-Shift, DPS)控制方法,相比于 EPS 控制, DPS 控制更加容易实现且动态性能更优。文献[17]提出三重移相(Triple-Phase-Shift, TPS)控制,该方法虽然具有一系列优点,但存在 3 个独立的控制自由度,很难应用于实际工程中。综合比较上述移相控制的性能, DPS 控制更适合于 DAB^[9]。但 DPS 与 EPS 控制都存在同样的局限性,即内外移相量的二者之和要求不大于一,若大于一时系统传输功率将会失控。其次,当系统传输轻载功率时,其传输效率较低;而且外

移相的移相区间窄且其微小扰动将引起内移相量严重波动,对系统传输功率造成较大的冲击,降低了功率传输的稳定性。

基于上述 DPS 控制 DAB 的不足,本文首先对比分析了 SPS、EPS、DPS 以及 TPS 控制的工作原理和功率传输特性以及优缺点,并建立了上述各移相控制间的内在联系。其次,针对 DPS 控制内外移相量之和需满足不大于一的局限性以及传输轻载功率时外移相量较小且其移相区间窄,当其受到微小扰动时将引起内移相量严重波动,由此导致系统传输功率存在较大的冲击问题,提出一种改进双重移相控制方法。该方法不但可以降低内移相对外移相的扰动灵敏度、拓宽外移相量的移相区间,而且还能提高系统功率传输的稳定性和效率。最后,通过仿真验证了所提方法的正确性与优越性。

1 双有源桥直流变换器及其移相控制

1.1 双有源桥直流变换器拓扑结构

图 1 所示为非谐振式 DAB 的拓扑结构,其由两 H 桥变换器和高频变压器组成。其中,目前 SST 中/高频变压器的工作频率通常在 10~20 kHz 之间,因此与传统变压器相比,可以显著减小体积和重量、提高功率密度,实现大功率能量双向流动^[18]。图中, V_1 、 V_2 分别为输入和输出侧直流电压, C_1 、 C_2 为直流侧支撑电容, L 为变压器漏电感, U_{AB} 、 U_{CD} 分别为 H-Bridge1 和 H-Bridge2 的两端高频方波电压。

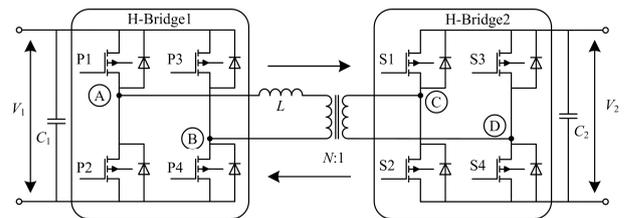


图 1 非谐振式双有源桥直流变换器拓扑结构

Fig. 1 Topology of non-resonant dual active bridge

1.2 SPS 与 EPS 控制

图 2 所示为移相控制的工作波形, H-Bridge1 和 H-Bridge2 的开关频率相同且占空比均为 0.5。当 $D_1=0$ 且 $D_0=D_2$ 时,则为 SPS 控制。即同一桥臂上下两开关管驱动脉冲互锁,而各 H 桥斜对角开关信号相同。图中 D_0 为两侧 H 桥间的外移相量, T_s 为开关周期, T_{hs} 为半个开关周期。通过调节 D_0 的大小和方向即可控制 DAB 传输功率的大小与方向,且 $-1 \leq D_0 \leq 1$ 。SPS 控制传输功率可表示如式(1)^[19]。

$$P_{SPS} = \frac{NV_1V_2D_0(1-D_0)}{2f_{DAB}L} \quad (1)$$

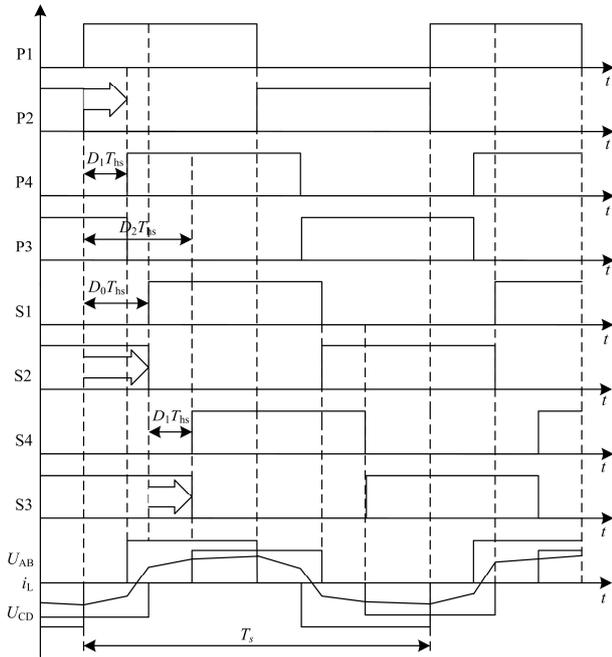


图 2 移相控制工作波形

Fig. 2 Operating waveform of phase-shift control

由式(1)可知,当 $D_0=0.5$ 时,传输功率最大。

$$P_{\text{SPS-Max}} = \frac{NV_1V_2}{8f_{\text{DAB}}L} \quad (2)$$

由于 SPS 仅有一个控制自由度 D_0 , 因此控制简单易行; 但该控制使得 DAB 变换器中存在较大的回流功率, 造成系统传输效率较低。基于上述缺陷, 提出了 EPS 控制, 即在 H-Bridge1 或 H-Bridge2 中增加设置内移相控制自由度 D_1 。该方法减小了系统回流功率和开关管的电流应力, 增强了系统的控制灵活性和传输效率。以在 H-Bridge1 中增加内移相 D_1 为例, 则有 $D_1 \neq 0$, $D_2 = D_0$ 。在 D_1 和 D_0 的共同作用下, EPS 控制传输功率可表示如式(3)^[15]。

$$P_{\text{EPS}} = \frac{NV_1V_2}{4f_{\text{DAB}}L} [2D_0(1-D_0) + D_1(1-D_1-2D_0)] \quad (3)$$

以功率由 H-Bridge1 流向 H-Bridge2 为例, 则有 $0 \leq D_0 \leq 1$ 且同时需满足 $0 \leq D_0 + D_1 \leq 1$ 。若内外移相量超过此范围, 则系统传输功率将失控。以 $P_{\text{SPS-Max}}$ 为功率基值, 得到 EPS 控制在不同外移相 D_0 , 传输功率随内移相 D_1 的变化特性曲线。从图 3 可以看出 D_1 的移相区间随着 D_0 的增大而不断减小。

图 4 为 SPS 与 EPS 控制传输功率随外移相 D_0 和内移相 D_1 变化的 3D 图。联合图 3 和 4 可知, 当 $D_1=0$ 且 $D_0=0.5$ 时, EPS 传输功率最大且与 SPS 具有同等最大值。当 $0 \leq D_0 \leq 0.5$, EPS 传输功率大于 SPS; 与 SPS 相比, EPS 提高了系统的控制灵活性。

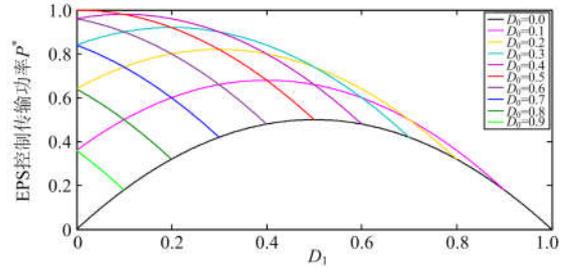


图 3 EPS 控制传输功率特性

Fig. 3 EPS control transmission power characteristic

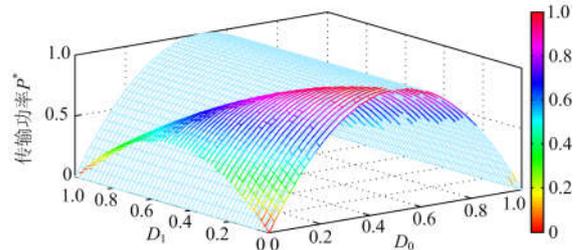


图 4 SPS 与 EPS 控制传输功率图

Fig. 4 SPS and EPS control transmission power curve

1.3 DPS 控制

EPS 较 SPS 虽然具有较强的优点, 但其仍具有一定的局限性。因此在其基础上提出了 DPS 控制, 即通过在两侧 H 桥均增加设置同大小同方向的 D_1 , 其工作原理波形如图 2 所示。图中 $D_1 \neq 0$, $D_2 = D_0 + D_1$, 内外移相量与 EPS 相同且需满足 $0 \leq D_0 + D_1 \leq 1$ 。当 $D_1=0$ 时, 则为 SPS 控制; 当单侧 H 桥 $D_1=0$, 则为 EPS 控制; 而当 $D_1 + D_0 \neq D_2$, 即两侧 H 桥内移相量不相等则为 TPS 控制, 该控制方式复杂, 难以应用到工程实践中, 相关文献已有报道, 故本文不作详细介绍。DPS 控制 DAB 传输功率可表示如式(4)^[20]。

$$P_{\text{DPS}} = \frac{NV_1V_2}{8f_{\text{DAB}}L} \begin{cases} 4D_0(1-D_0) - 2D_1^2 & D_1 \leq D_0 \\ 2D_0(2-2D_1-D_0) & D_0 < D_1 \end{cases} \quad (4)$$

图 5 为 DPS 控制传输功率随 D_0 和 D_1 变化的特性曲线, 从图中可以看出随着 D_0 的增大, D_1 的移相区间不断缩小且功率越小 D_1 的移相区间越窄。

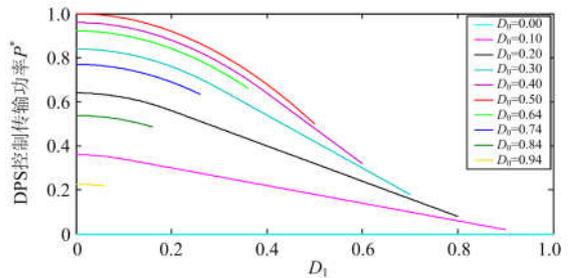


图 5 DPS 控制传输功率特性

Fig. 5 DPS control transmission power characteristic

图 6 为 DPS 控制 DAB 传输功率 3-D 图, D_0 和 D_1 的移相区间均为 0~1, 其控制功率由 H-Bridge1 流向 H-Bridge2; 若需功率反向传输, 令 D_0 小于 0 即可。联合图 5 和图 6 可知, 当 $D_0=0.5$ 且 $D_1=0$ 时, 传输功率最大且与 SPS、EPS 具有同等最大值。

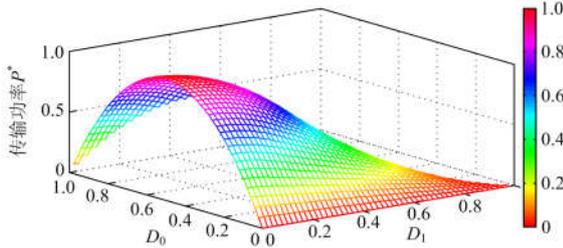


图 6 DPS 控制传输功率图

Fig. 6 DPS control transmission power curve

传输一定功率时, 内外移相量 D_1 与 D_0 有无穷多组自由组合。在 D_0 确定的条件下, 传输恒定功率时, D_1 的值可由式(5)得到, 式中, $P^*=P_{DPS}/P_{SPS-Max}$ 。

$$D_1 = \begin{cases} \sqrt{2D_0(1-D_0)-\frac{P^*}{2}} & D_1 \leq D_0 \\ 1 - \frac{D_0}{2} - \frac{P^*}{4D_0} & D_0 < D_1 \end{cases} \quad (5)$$

由图 6 可知, 传输轻载功率时决定了其外移相 D_0 的取值较小且移相区间窄, 而内移相 D_1 的区间变化较宽。因此当传输恒定轻载功率时, D_0 的微小扰动将引起 D_1 严重波动。

定义灵敏度 S : 若函数 $y=T(p_1, p_2, \dots, p_n)$, 其中, p_1, p_2, \dots, p_n 为可变参数, 则某一点处 y 对参数 p_i 在该点的局部(绝对)灵敏度定义为^[21-22]

$$S_{p_i}^y = \frac{\partial T(p_1, p_2, \dots, p_n)}{\partial p_i} = \lim_{\Delta p_i \rightarrow 0} \frac{\Delta y}{\Delta p_i} \quad (6)$$

表 1 为 DPS 控制传输功率 $P^*=0.1$, D_0 在 0.07 处受到扰动时 D_1 对其扰动灵敏度变化量, 由式(6)可计算得该点处 D_1 对 D_0 的扰动灵敏度 $S_{D_0}^{D_1}=4.602$ 。从表 1 中数据可以看出轻载工况下 D_1 对 D_0 的扰动极其敏感, 这将对系统传输功率造成严重冲击。

表 1 DPS 控制中 D_1 对 D_0 的扰动灵敏度

Table 1 Disturbance sensitivity of D_1 to D_0 in DPS control

序号	D_0	ΔD_0	$\Delta \theta_0$	D_1	ΔD_1	$\Delta \theta_1$
1	0.10	+0.03	5.4°	0.700 0	0.092 1	16.56°
2	0.09	+0.02	3.6°	0.677 2	0.069 3	12.47°
3	0.08	+0.01	1.8°	0.647 5	0.039 6	7.13°
4	0.07	0	0°	0.607 9	0	0°
5	0.06	-0.01	-1.8°	0.553 3	0.054 6	9.83°
6	0.05	-0.02	3.6°	0.475 0	0.132 9	23.92°
7	0.04	-0.03	5.4°	0.355 0	0.252 9	45.52°

2 新型 DPS 控制理论与传输功率

2.1 新型 DPS 控制原理

鉴于 DPS 控制传输恒定轻载功率时, 传输效率低, 外移相 D_0 的移相区间小且当其受到微小扰动时将引起内移相 D_1 的严重波动, 对系统传输功率造成了较大的冲击, 降低了系统的稳定性。为此, 本文提出一种改进的 DPS 控制(Modified Dual-Phase-Shift, MDPS)。DPS 控制中两侧 H 桥内移相的大小和方向均相同, 而与 DPS 控制不同的是 MDPS 控制两侧内移相的大小相同, 但方向相反, 其他条件与 DPS 控制相同, 其控制工作原理如图 7 所示。

2.2 MDPS 控制 DAB 工作状态

根据 D_0 与 D_1 之间的数学关系, 可将其分为三种工作状态, 即工作状态 A: $0 < D_1 \leq D_0/2$; 工作状态 B: $D_0/2 < D_1 \leq D_0$; 工作状态 C: $D_0 < D_1 \leq (D_0+1)/2$ 。本文以单位电压传输比条件为例, 分别对其三种工作状态进行分析, 图 7 为工作状态 A 下的控制原理波形。

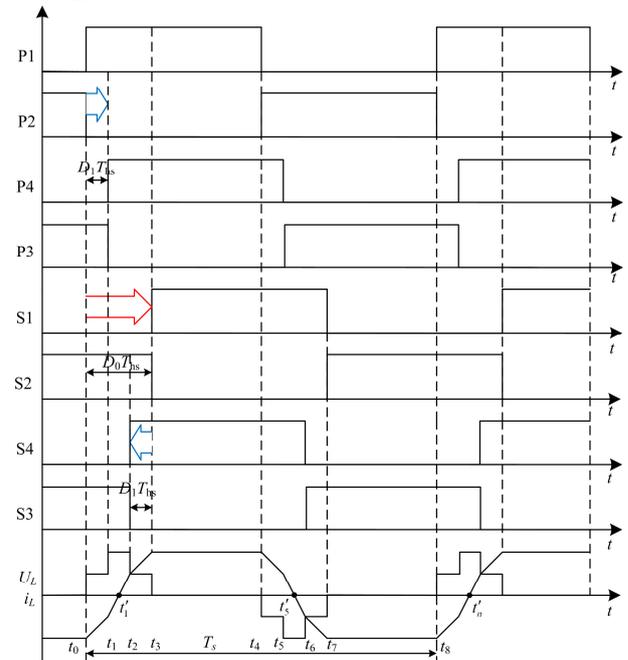


图 7 MDPS 控制工作波形

Fig. 7 Operating waveform of MDPS control

2.2.1 MDPS 工作状态 A

根据图 7 所示状态 A($0 < D_1 \leq D_0/2$)的控制原理波形图, 可将该状态下 DAB 分为 10 个工作模式。由于控制的对称性, 以下只分析前半周期的模式。如图 8 所示。

1) 模式 A-1 $[t_0, t_1]$

t_0 时刻之前, P2、P3 和 S2、S3 导通, i_L 为负;

t_0 时刻 P2 关断, i_L 由 D1 流向 P3, P1 实现 ZVS 开通。该模式下电感 L 向 V_2 侧释放能量, i_L 可表示为

$$i_L(t) = i_L(t_0) + \frac{NV_2}{L}(t - t_0) \quad (7)$$

2) 模式 A-2 [t_1, t'_1]

t_1 时刻 P3 关断, i_L 经 V_1 流向 D4, P4 实现 ZVS 开通; 该模式下电感 L 向两侧充电, t'_1 时刻 i_L 减小到为 0, 因此 i_L 可表示为

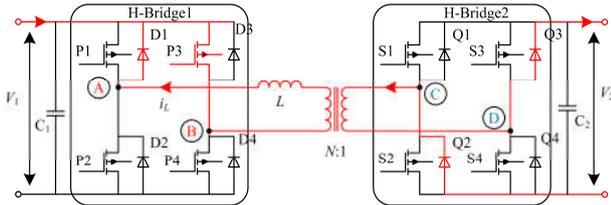
$$i_L(t) = i_L(t_1) + \frac{V_1 + NV_2}{L}(t - t_1) \quad (8)$$

3) 模式 A-3 [t'_1, t_2]

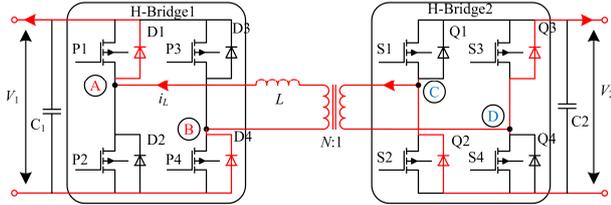
t'_1 时刻 i_L 减小到为 0, t'_1 时刻后 P1、P4 和 S2、S3 导通, i_L 开始正向增大; 该模式下两侧同时给 L 充电储能, i_L 与式(8)相同。

4) 模式 A-4 [t_2, t_3]

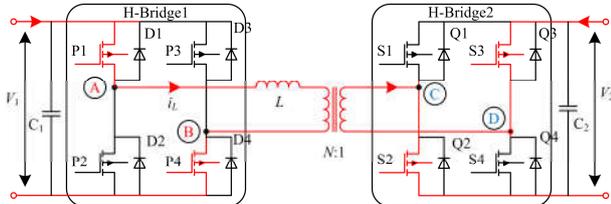
t_2 时刻 S3 关断, 电流经 S2 流向 Q4, S4 实现 ZVS 开通, 该模式 V_1 侧向 L 单独充电, i_L 可表示为



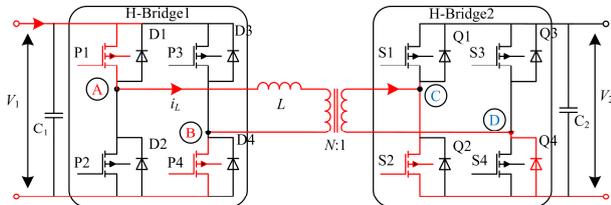
(a) 模式A-1 [t_0, t_1]



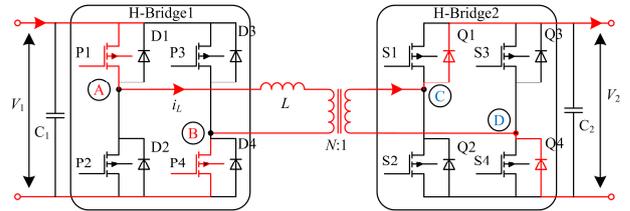
(b) 模式A-2 [t_1, t'_1]



(c) 模式A-3 [t'_1, t_2]



(d) 模式A-4 [t_2, t_3]



(e) 模式A-5 [t_3, t_4]

图 8 MDPS 控制工作状态 A

Fig. 8 Operating state A of MDPS control

$$i_L(t) = i_L(t_2) + \frac{V_1}{L}(t - t_2) \quad (9)$$

5) 模式 A-5 [t_3, t_4]

t_3 时刻 S2 关断, 电流流向 Q1, S1 实现 ZVS 开通; 此模式下 V_1 侧向 L 和 V_2 侧同时充电, i_L 可表示为

$$i_L(t) = i_L(t_3) + \frac{V_1 - NV_2}{L}(t - t_3) \quad (10)$$

2.2.2 MDPS 工作状态 B

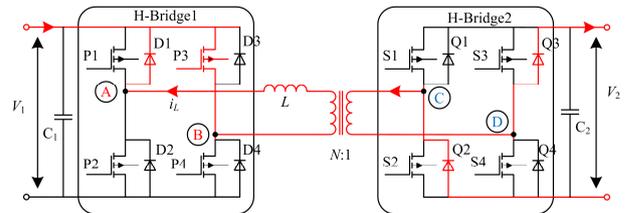
当 MDPS 工作在状态 B ($D_0/2 < D_1 \leq D_0$), DAB 可分为 8 个工作模式, 以下只分析前半周期的模式。

1) 模式 B-1 [t_0, t_1]

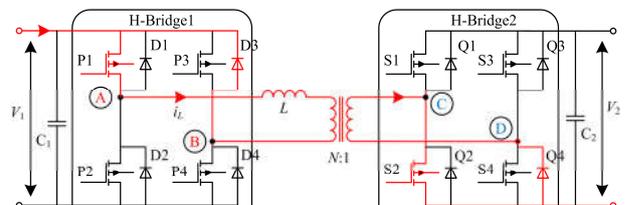
该模式与工作状态 A 中的模式 A-1 相同, 故不再重述, 具体可参照上述分析。

2) 模式 B-2 [t_1, t_2]

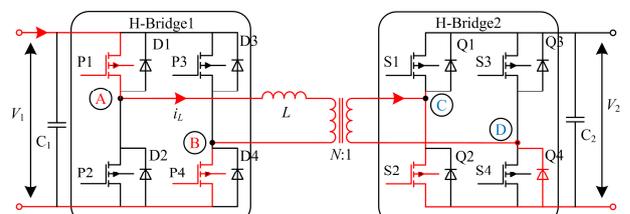
t_1 时刻 S3 与 S4 分别实现 ZCS 关断和导通。该



(a) 模式B-1 [t_0, t_1]



(b) 模式B-2 [t_1, t_2]



(c) 模式B-3 [t_2, t_3]

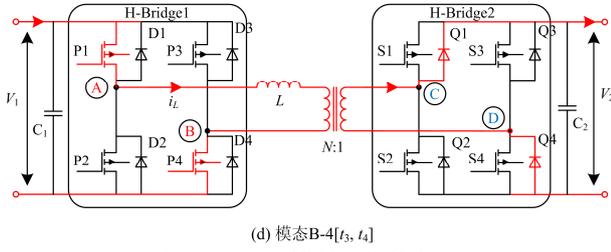


图 9 MDPS 控制工作状态 B

Fig. 9 Operating state B of MDPS control

模式下 L 两端电压为 0, 故 i_L 可表示为

$$i_L(t) = i_L(t_1) \quad (11)$$

3) 模式 B-3 $[t_2, t_3]$

t_2 时刻 P3 关断, P4 实现 ZCS 开通, 该模式下 V_1 侧单独向 L 充电, i_L 可表示为

$$i_L(t) = i_L(t_2) + \frac{V_1}{L}(t - t_2) \quad (12)$$

4) 模式 B-4 $[t_3, t_4]$

t_3 时刻 S2 关断, S1 实现 ZVS 导通, 该模式下 V_1 侧向 L 和 V_2 侧充电, i_L 可表示为

$$i_L(t) = i_L(t_3) + \frac{V_1 - NV_2}{L}(t - t_3) \quad (13)$$

2.2.3 MDPS 工作状态 C

当 MDPS 工作在状态 C ($D_0 < D_1 \leq (D_0 + 1)/2$), DAB 同样可分为 8 个模式, 以下为前半周期的模式分析。如图 10 所示。

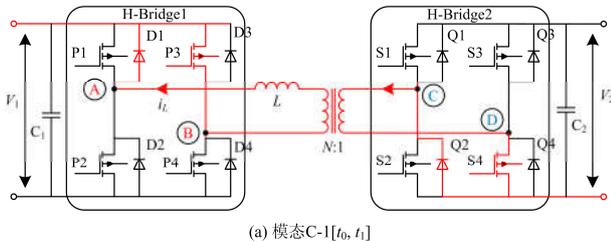
1) 模式 C-1 $[t_0, t_1]$

t_0 时刻之前, P2、P3 和 S2、S4 导通, i_L 为负; t_0 时刻 P2 关断, P1 实现 ZVS 导通, 该模式下 L 两端电压为 0, 故 i_L 可表示为

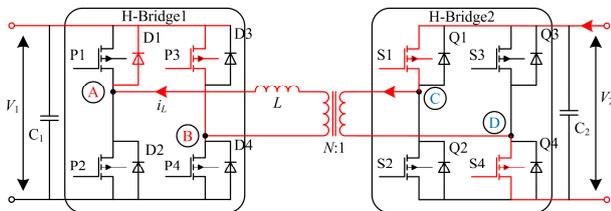
$$i_L(t) = i_L(t_0) \quad (14)$$

2) 模式 C-2 $[t_1, t_2]$

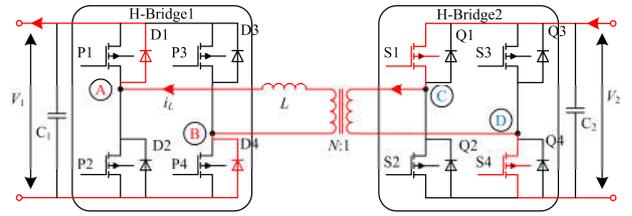
t_1 时刻, S2 关断, S1 导通; 该模式下 V_2 侧向 L 充电, i_L 反向增大, 其可表示为



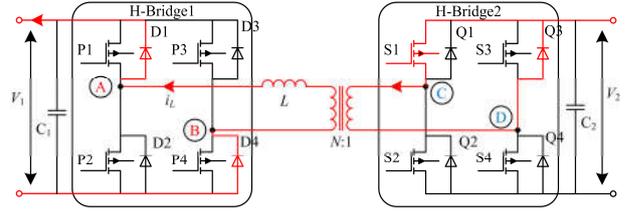
(a) 模式C-1 $[t_0, t_1]$



(b) 模式C-2 $[t_1, t_2]$



(c) 模式C-3 $[t_2, t_3]$



(d) 模式C-4 $[t_3, t_4]$

图 10 MDPS 控制工作状态 C

Fig. 10 Operating state C of MDPS control

$$i_L(t) = i_L(t_1) - \frac{NV_2}{L}(t - t_1) \quad (15)$$

3) 模式 C-3 $[t_2, t_3]$

t_2 时刻, P3 关断, P4 实现 ZVS 导通; 该模式下 V_2 侧向 L 和 V_1 侧充电, i_L 可表示为

$$i_L(t) = i_L(t_2) + \frac{V_1 - NV_2}{L}(t - t_2) \quad (16)$$

4) 模式 C-4 $[t_3, t_4]$

t_3 时刻, S4 关断, S3 实现 ZVS 导通, 该模式下 L 向 V_1 侧充电, i_L 开始减小, 其可表示为

$$i_L(t) = i_L(t_3) + \frac{V_1}{L}(t - t_3) \quad (17)$$

2.3 MDPS 控制传输功率特性

通过对 MDPS 控制 DAB 在 A、B、C 三种工作状态下的模式分析, 在系统稳态时, 忽略损耗, 由对称性可得传输功率 P 可表示为

$$P = \frac{2}{T_s} \int_0^{\frac{T_s}{2}} U_{AB} i_L(t) dt \quad (18)$$

根据式(18)可得状态 A、B 和 C 的传输功率为

$$P_{MDPS} = \frac{NV_1 V_2}{8f_{DAB} L} \begin{cases} 2[-3D_1^2 + 2D_1(2D_0 - 1) + 2D_0(1 - D_0)] & 0 < D_1 \leq D_0/2 \\ 2[D_1^2 - 2D_1 - D_0(D_0 - 2)] & D_0/2 < D_1 \leq D_0 \\ 2[3D_1^2 + D_0(D_0 + 2) - 2D_1(1 + 2D_0)] & D_0 < D_1 \leq (D_0 + 1)/2 \end{cases} \quad (19)$$

为便于对比分析, 同样以上述 $P_{SPS-Max}$ 为功率

基值, 对传输功率标么化处理。图 11 为不同外移相下, 传输功率随内移相变化的特性曲线, 与图 3 和 5 对比观察可知, MDPS 控制明显拓宽了外移相 D_0 和内移相 D_1 的区间, 而且该方法的 D_0 无需反向即可实现双向功率传输。当 $D_0=D_1$ 时, 传输功率变化曲线穿越 0 轴, 即传输功率为 0; 当 $D_1<D_0$ 时, 功率实现正向传输; 当 $D_1>D_0$ 时, 功率实现反向传输。

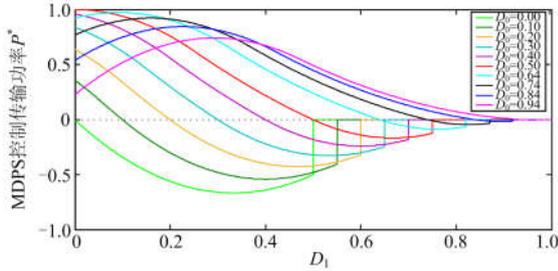


图 11 MDPS 控制传输功率特性

Fig. 11 MDPS control transmission power characteristic

图 12 为 MDPS 控制 DAB 传输功率 3-D 图, 联合图 11 和图 12 可知, 当 $D_0=0.5$ 且 $D_1=0$ 时, MDPS 控制取得最大值并同 SPS、EPS 和 DPS 具有同等最大传输功率。对比观察图 6 和图 12 可知, MDPS 控制传输恒定轻载功率时, 外移相 D_0 的移相区间明显得到拓宽, 可降低内移相 D_1 对其扰动的灵敏度。

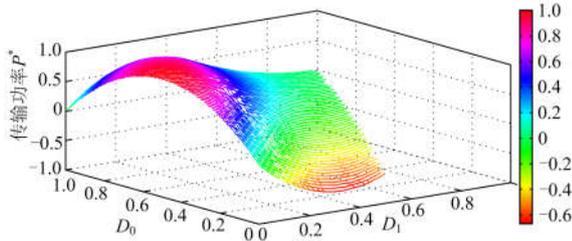


图 12 MDPS 控制传输功率图

Fig. 12 MDPS control transmission power curve

传输恒定功率时, D_0 与 D_1 有无穷多组组合; 在 D_0 给定的前提下, D_1 可通过式(20)计算得到。

$$D_1 = \begin{cases} \frac{1}{3}(2D_0 - 1) \pm \frac{1}{3}\sqrt{1 - 2D_0^2 + 2D_0 - 1.5P^*} & 0 < D_1 \leq D_0 / 2 \\ 1 \pm \sqrt{1 + D_0(D_0 - 2) + 0.5P^*} & D_0 / 2 < D_1 \leq D_0 \\ \frac{1}{3}(2D_0 + 1) \pm \frac{1}{3}\sqrt{(D_0 - 1)^2 + 1.5P^*} & D_0 < D_1 \leq (D_0 + 1) / 2 \end{cases} \quad (20)$$

表 2 为 MDPS 控制传输恒定轻载功率 $P^*=0.1$, 外移相 D_0 在 0.07 处受到微小扰动时, 内移相 D_1 对

其扰动的灵敏度变化数据, 可计算得该点处 D_1 对 D_0 的扰动灵敏度 $S_{D_0}^{D_1}=0.9723$ 。对比分析表 1 和表 2 可知, 与 DPS 控制相比, MDPS 控制传输轻载功率时, 能显著降低内移相对外移相的扰动灵敏度。

表 2 MDPS 控制中 D_1 对 D_0 的扰动灵敏度

Table 2 Disturbance sensitivity of D_1 to D_0 in MDPS control

序号	D_0	ΔD_0	$\Delta \theta_0$	D_1	ΔD_1	$\Delta \theta_1$
1	0.10	+0.03	5.4°	0.072 6	0.029 1	5.245°
2	0.09	+0.02	3.6°	0.062 9	0.019 4	3.492°
3	0.08	+0.01	1.8°	0.053 2	0.009 7	1.746°
4	0.07	0	0°	0.043 5	0	0°
5	0.06	-0.01	-1.8°	0.033 8	0.009 7	1.746°
6	0.05	-0.02	-3.6°	0.024 0	0.019 5	3.510°
7	0.04	-0.03	-5.4°	0.014 3	0.029 2	5.256°

3 仿真分析

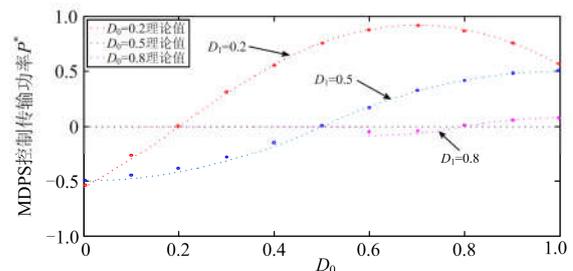
为对上述控制理论分析结果的正确性与优越性进行验证, 本文利用 Matlab/Simulink 仿真实验平台搭建了非谐振式 DAB 的仿真模型进行仿真, 具体仿真实验参数见表 3。

表 3 DAB 仿真参数

Table 3 Simulation parameters of DAB

参数	数值
输入侧电压 V_1/V	3 200
输出侧电压 V_2/V	400
漏电感 L/mH	3.2
变压器变比 $N_p:N_s$	3 200:400
开关频率 f_{DAB}/kHz	10
电压侧支撑电容 C/mF	2

图 13 为在内外移相量自由组合下 MDPS 控制 DAB 的稳态仿真波形。图 13(a)为仿真实际值与理论值间的关系, 从仿真可以看出二者结果相吻合。当 $D_1>D_0$ 时, 功率反向传输; $D_1=D_0$ 时, 传输功率为 0; $D_1<D_0$ 时, 功率正向传输; 随着 D_1 的增大 D_0 的移相区间在减小且二者需满足 $2D_1-D_0 \leq 1$ 。从图 13(b)一图 13(d)可以看出, 随着 D_1 的增大漏感电流有效值不断减小, 而且内外移相量 D_1 与 D_0 二者之和可大于 1。



(a) MDPS 控制传输功率特性验证

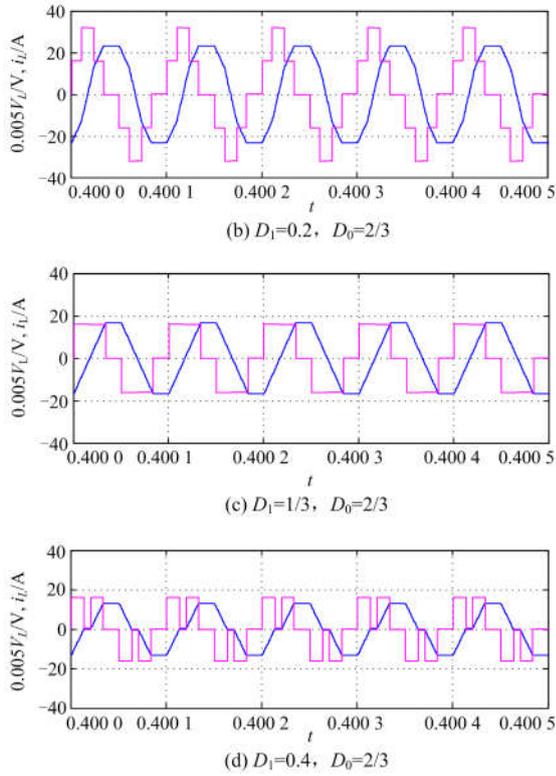
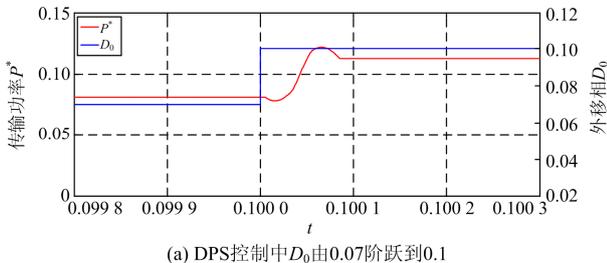


图 13 MDPS 控制稳态仿真

Fig. 13 Steady-state simulation of MDPS control

图 14 为 DAB 传输恒定轻载功率 $P^*=0.1$ 时, 外移相 D_0 在 DPS 和 MDPS 控制下受到微小扰动的动态仿真结果。对比分析图 14(a)——图 14(d)可知: 当 D_0 受到扰动由 0.07 阶跃到 0.1 时, DPS 控制传输功率出现向高处阶跃的暂态功率冲击; 当 D_0 由 0.07 阶跃到 0.04 时, DPS 控制传输功率出现向低处阶跃的暂态功率冲击。而在 MDPS 控制下, 无论 D_0 受到向高处或低处阶跃的微小扰动, 其功率传输过程都十分平稳。从图中还可看出, DPS 控制 DAB 传输恒定轻载功率时损耗较大, 其传输效率较低, 传输功率出现较大的偏差; 而 MDPS 控制功率传输效率较高。因此, 对比分析动态仿真结果可以得出: 传输恒定轻载功率时, MDPS 控制降低了 D_1 对 D_0 扰动灵敏度, 提高了系统的稳定性和传输效率。



(a) DPS控制中 D_0 由0.07阶跃到0.1

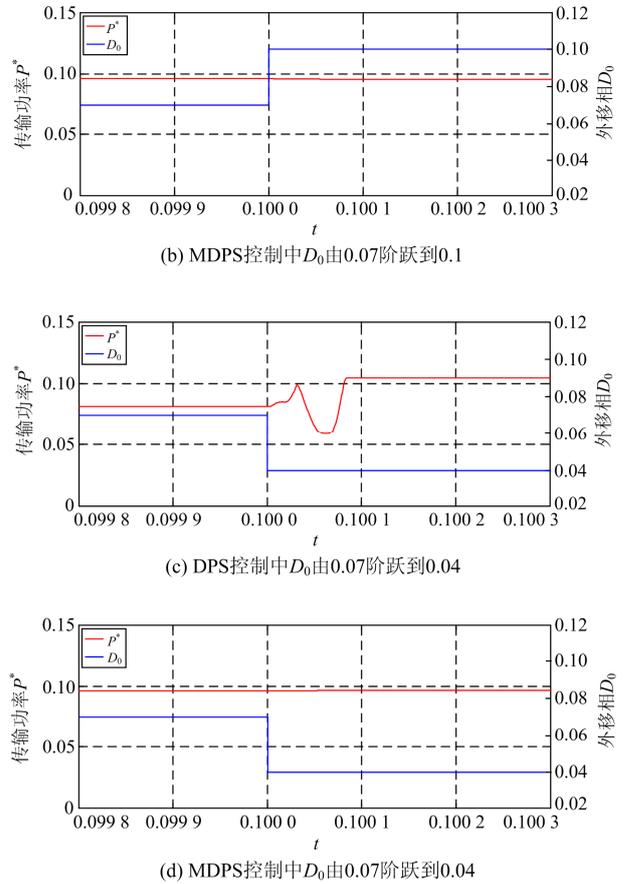


图 14 MDPS 与 DPS 控制动态仿真比较

Fig. 14 Comparison of dynamic-state simulation of MDPS and DPS control

4 结论

本文对面向能源互联网的固态变压器中双有源桥直流变换器进行了研究。针对双移相控制 DAB 传输恒定轻载功率时, 传输效率较低、外移相的移相区间窄且内移相对其扰动极其灵敏由此对传输功率造成严重冲击问题, 提出了改进双移相控制方法。理论分析和仿真结果表明: 该方法能显著降低内移相对外移相的扰动灵敏度, 拓宽内外移相量的移相区间, 降低外移相受扰动时对系统传输功率的冲击同时提高系统的功率传输效率。而且其与传统 SPS、EPS 和 DPS 控制均具有同等最大传输功率。最后, 通过仿真证明了该方法的正确性与优越性。

参考文献

[1] 刘海军, 李刚, 王志凯, 等. 面向中高压智能配电网的电力电子变压器建模方法与控制策略研究[J]. 电力系统保护与控制, 2017, 45(2): 85-93.

- LIU Haijun, LI Gang, WANG Zhikai, et al. Research on medium and high-voltage smart distribution grid oriented power electronic transformer modeling and control strategies[J]. *Power System Protection and Control*, 2017, 45(2): 85-93.
- [2] FERREIRA C L, DE CARNE G, BUTICCHI G, et al. The smart transformer: a solid-state transformer tailored to provide ancillary services to the distribution grid[J]. *IEEE Power Electronics Magazine*, 2017, 4(2): 56-67.
- [3] 李子欣, 高范强, 赵聪, 等. 电力电子变压器技术研究综述[J]. *中国电机工程学报*, 2018, 38(5): 1274-1289.
- LI Zixin, GAO Fanqiang, ZHAO Cong, et al. Research review of power electronic transformer technologies[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2018, 38(5): 1274-1289.
- [4] 赵争鸣, 冯高辉, 袁立强, 等. 电能路由器的发展及其关键技术[J]. *中国电机工程学报*, 2017, 37(13): 3823-3834.
- ZHAO Zhengming, FENG Gaohui, YUAN Liqiang, et al. The development and key technology of electric energy router[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2017, 37(13): 3823-3834.
- [5] ZHANG Kai, SHAN Zhenyu, IATSKEVICH J, et al. large- and small-signal average-value modeling of dual-active-bridge DC-DC converter considering power losses[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2017, 32(3): 1964-1973.
- [6] 辛德锋, 安昱, 郜亚秋, 等. 适用于 ISOS 拓扑的高压 DC/DC 变换器研究[J]. *电力系统保护与控制*, 2017, 45(13): 64-70.
- XIN Defeng, AN Yu, GAO Yaqui, et al. Study on high voltage DC/DC converter based on ISOS topology[J]. *Power System Protection and Control*, 2017, 45(13): 64-70.
- [7] 吕正, 颜湘武, 孙磊. 基于变频-移相混合控制的 L-LLC 谐振双向 DC-DC 变换器[J]. *电工技术学报*, 2017, 32(4): 12-24.
- LÜ Zheng, YAN Xiangwu, SUN Lei. A L-LLC resonant bidirectional DC-DC converter based on hybrid control of variable frequency and phase shift[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2017, 32(4): 12-24.
- [8] 武琳, 刘志刚, 洪祥. 隔离式双向全桥 DC-DC 变换器的功率控制特性比较与分析[J]. *电工技术学报*, 2013, 28(10): 179-187.
- WU Lin, LIU Zhigang, HONG Xiang. Comparison and analysis of power control characteristic for isolated bidirectional full-bridge DC-DC converter[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2013, 28(10): 179-187.
- [9] ZHAO B, SONG Q, LIU W, et al. Overview of dual-active-bridge isolated bidirectional dc-dc converter for high-frequency-link power-conversion system[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2014, 29(8): 4091-4106.
- [10] 许正平, 李俊. 双向全桥 DC-DC 变换器高效能控制研究与实现[J]. *电力系统保护与控制*, 2016, 45(2): 140-146.
- XU Zhengping, LI Jun. Research and implementation of bidirectional full bridge DC-DC converter with high-efficiency control[J]. *Power System Protection and Control*, 2016, 45(2): 140-146.
- [11] 孙谦浩, 宋强, 王裕, 等. 基于 RTLAB 的高频链直流变压器实时仿真研究[J]. *电力系统保护与控制*, 2017, 45(5): 80-87.
- SUN Qianhao, SONG Qiang, WANG Yu, et al. Real-time simulation research of high frequency link DC solid state transform based on RT-LAB[J]. *Power System Protection and Control*, 2017, 45(5): 80-87.
- [12] 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.
- [13] 侯川川, 仇志华, 刘建华. 双有源桥轻载下的软开关研究[J]. *电力系统保护与控制*, 2017, 45(8): 23-29.
- HOU Chuanchuan, QIU Zhihua, LIU Jianhua. Research on soft switching of dual active bridge with light load[J]. *Power System Protection and Control*, 2017, 45(8): 23-29.
- [14] KRISMER F, KOLAR J. Efficiency-optimized high-current dual active bridge converter for automotive applications[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2012, 23(6): 2745-2760.
- [15] ZHAO B, YU Q, SUN W. Extended-phase-shift control of isolated bidirectional DC-DC converter for power distribution in microgrid[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2012, 27(11): 4667-4680.

- [16] LIU Peng, CHEN Changsong, DUAN Shanxu, et al. Dual phase-shifted modulation strategy for the three-level dual active bridge DC-DC converter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(10): 7819-7830.
- [17] KRISMER F, KOLAR J W. Accurate small-signal model for the digital control of an automotive bidirectional dual active bridge[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24(12): 2756-2768.
- [18] 陈彬, 李琳, 赵志斌. 双向全桥 DC-DC 变换器中大容量高频变压器绕组与磁芯损耗计算[J]. 电工技术学报, 2017, 32(22): 123-133.
- CHEN Bin, LI Lin, ZHAO Zhibin. Calculation of high-power high-frequency transformer's copper loss and magnetic core loss in dual-active-bridge DC-DC converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(22): 123-133.
- [19] XUE Fei, YU Ruiyang, HUANG A Q. A 98.3% efficient gan isolated bidirectional DC-DC converter for DC microgrid energy storage system applications[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(11): 9094-9103.
- [20] ZHAO Biao, SONG Qiang, LIU Wenhua. Power Characterization of isolated bidirectional dual-active-bridge DC-DC converter with dual-phase-shift control[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(9): 4172-4176.
- [21] 全玉生, 李娇, 王备贝, 等. 基于网络灵敏度分析的统一表示方法[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(4): 122-127.
- QUAN Yusheng, LI Jiao, WANG Beibei, et al. The generalization expression for network sensitivity analysis[J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(4): 122-127.
- [22] 吴宁. 电网络分析与综合[M]. 北京: 科学出版社, 2003: 213-219.

收稿日期: 2018-04-28; 修回日期: 2018-07-20

作者简介:

卢林煜(1992—), 男, 通信作者, 硕士研究生, 研究方向为固态变压器和高频隔离直流变换器; E-mail: Anderson_Lu2016@126.com

王鲁杨(1963—), 女, 硕士, 副教授, 研究方向为电力电子技术在电力系统中的应用。

(编辑 张爱琴)