DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2026.4.27 **中图分类号**：TM46 **文献标志码**：A

面向双极直流系统互联的容错型四有源桥变换器

徐大桢[1]，马建军[1](中国电源学会会员)，朱淼[2](中国电源学会高级会员)
(1.上海交通大学国家电投智慧能源创新学院，上海 200240；2.上海交通大学电力传输与功率变换控制教育部重点实验室，上海 200240)

摘要：为实现双极性直流配电系统的高效与高可靠性互联，提出了1种功率变换级数较低的容错型四有源桥FT-QAB (fault tolerant quad active bridge)变换器拓扑及其运行控制策略。首先，给出了FT-QAB正常运行模式的运行控制策略及高/低压侧直流端口单极接地故障 PTGF(pole-to-ground fault)时的故障重构运行控制策略。其次，分析了FT-QAB变换器正常运行与故障重构后的功率传输特性与零电压开关运行条件，并给出了变换器的参数设计流程与控制框图。然后，通过FT-QAB拓扑方案与现有典型变换器拓扑在双极系统互联时的对比，表明FT-QAB变换器通过降低功率变换级数实现了运行效率提升，并且具备容错运行能力。最后，通过实验验证了所提FT-QAB变换器拓扑方案及正常运行与容错运行控制方式的有效性。

关键词：双极直流系统；多端口变换器；故障重构；零电压开关；直流微网

Fault-tolerant Quad Active Bridge Converter for Bipolar DC System Interconnection

XU Dazhen[1], MA Jianjun[1], *Member*, *CPSS*, ZHU Miao[2], *Senior Member*, *CPSS*
(1. College of Smart Energy, Shanghai Jiao Tong University, Shanghai 200240, China; 2. Key Laboratory of Control of Power Transmission and Conversion of Ministry of Education, Shanghai Jiao Tong University, Shanghai200240, China)

Abstract: To achieve efficient and reliable interconnection in bipolar DC distribution systems, a novel fault tolerant quad active bridge (FT-QAB) converter featuring low power conversion stages and its operation control strategy are proposed. First, the operation control strategy for the FT-QAB under normal operation conditions and the fault reconfiguration operation strategy under pole-to-ground fault(PTGF) conditions on the high- and low-voltage side are presented. Second, the power transmission characteristics and zero-voltage switching operation conditions of the FT-QAB converter during normal and fault-tolerant operations are analyzed. In addition, the flow chart of parameter design and control block diagram of the converter are also given. Third, by comparing the FT-QAB topology with the existing typical converter topologies in the case of bipolar system interconnection, the advantages of the FT-QAB converter in terms of efficiency and fault-tolerant operation capability are clarified, which are realized by reducing the power conversion stages. Finally, the effectiveness of the proposed FT-QAB converter topology and its effectiveness innormal and fault-tolerant operation modes were validated by experimental results.

Keywords: Bipolar DC system; multi-port converter; fault reconfiguration; zero voltage switching; DC microgrid

随着电力系统中可再生能源、储能系统等直流装置的占比不断增加，中低压直流配电系统已成为新型电力系统中的关键组成部分[1-3]。相较于传统交流配电系统，直流配电系统具备功率变换级数低、容量大、损耗小、可靠性高的优势[4-6]。中低

收稿日期：2025-07-14；**修回日期**：2025-08-11；**录用日期**：2025-09-02；**网络首发日期**：2025-09-18
基金项目：国家电网有限公司科技资助项目(52094024002G)
This work is supported by the Science and Technology Project of State Grid Corporation of China under the grant 52094024002G

压直流配电系统的典型方案包括双极系统、对称单极系统及单极系统[7-8]。其中，双极系统具备多电压等级接入、极对地电压减半、运行可靠性提高的优势[9-10]。根据 GB/T 35727—2017《中低压直流配电电压导则》[11]可知，直流配电系统电压等级包括 ±35 kV、±10 kV、±3 kV、±1.5 kV 和±750 V 等。为构建具备不同电压等级的双极直流配电系统，需要不同电压等级的双极系统互联的 DC-DC 变换器，如图 1 所示。

图 1 所示的单极接地故障 PTGF(pole-to-ground fault)是双极直流配电系统中最常见的故障类型[12]，故障发生时变换器需要具备容错运行能力，防止功率传输中断。

目前，学术界提出的双极直流系统互联的主要方案如图 2 所示，包括双有源桥 DAB (dual active

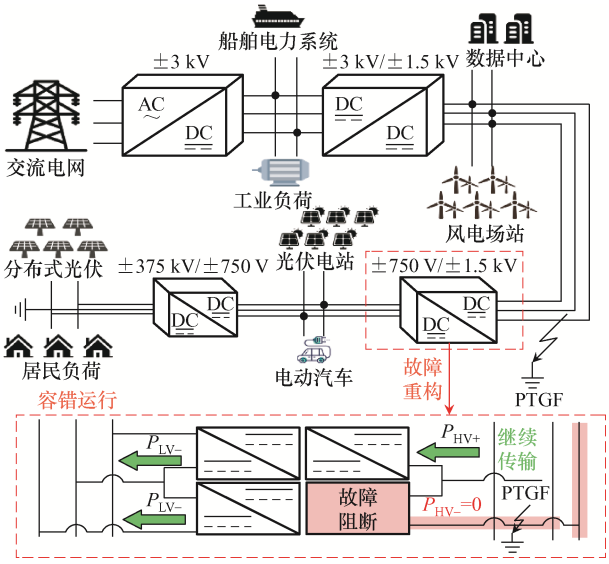
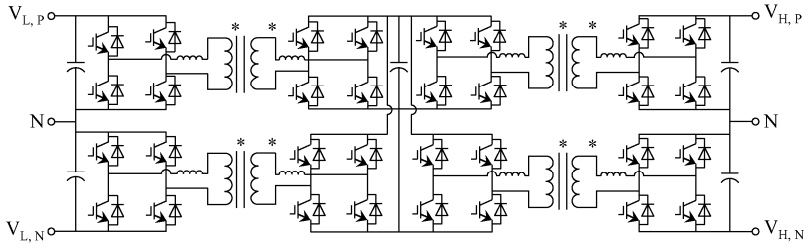
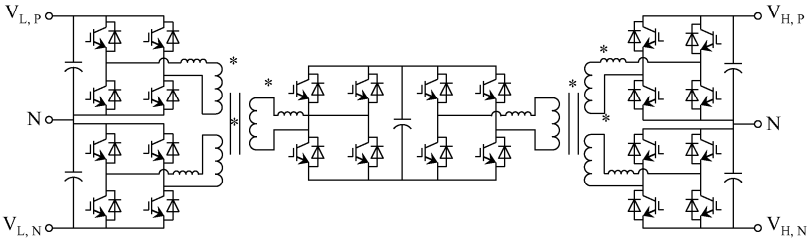


图 1 多电压等级的双极直流配电系统

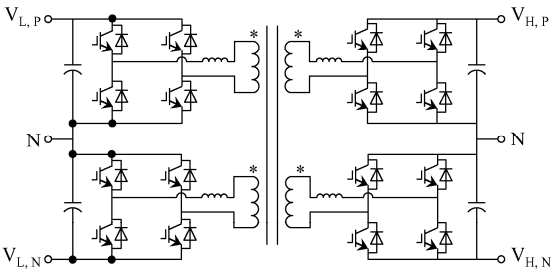
Fig. 1 Bipolar DC distribution system with multiple voltage levels



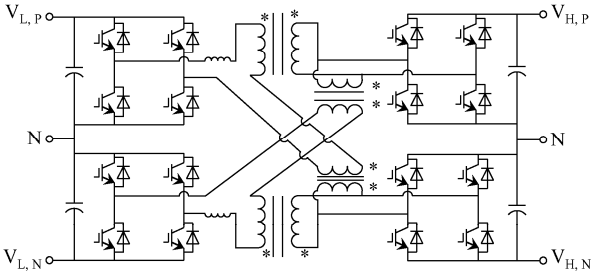
(a) DAB



(b) TAB



(c) MAB



(d) QT-QAB

图 2 双极系统互联变换器方案

Fig. 2 Converter schemes forbipolar system interconnection

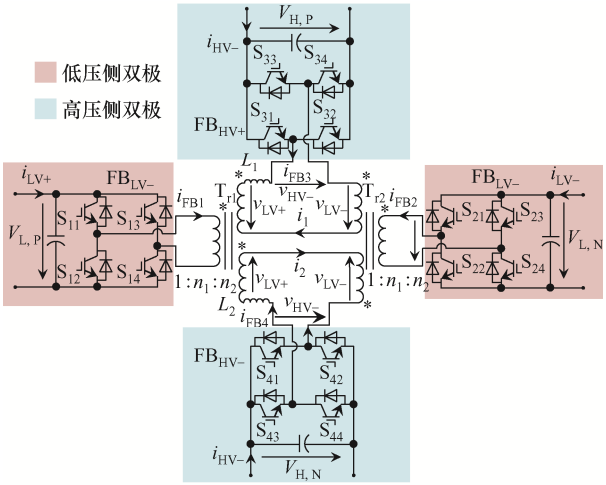
bridge)方案[13-16]、三有源桥 TAB(triple active bridge)方案[17-18]、多有源桥 MAB(multi-active bridge)方案[19-20]及四变压器四有源桥 QT-QAB (quadruple-transformer quad active bridge)方案。DAB 与 TAB 方案如图 2(a)、(b)所示，2 种方案均具备双向功率传输能力及零电压开关 ZVS(zero voltage switching)[13,14-18]条件与容错运行能力。然而，DAB 与 TAB 方案功率变换级数较多，导致成本与体积较高、效率较低。MAB 方案如图 2(c)所示[19]，该方案的优势在于功率变换级数最少，效率与功率密度相对于 DAB 与 TAB 方案均有所提升。然而，MAB 与 TAB 方案在高/低压侧 PTGF 发生时，非故障单极将向故障极馈入故障电流，均不具备容错运行能力[20]。QT-QAB 方案如图 2(d)所示[21]，具备低功率变换级数与低压侧 PTGF 容错运行能力，然而高压侧 PTGF 发生时，变换器仍需停止运行。

综上所述，双极直流系统高效率与高可靠性互联面临的主要挑战在于降低功率变换级数及 PTGF 时的容错运行能力。为解决上述问题，本文首先提出了 1 种容错型四有源桥 FT-QAB(fault tolerant quad active bridge)变换器，及变换器正常运行时与高/低压侧 PTGF 时的运行控制方式；其次，构建了 FT-QAB 变换器的傅里叶级数模型，计算了各端口功率与控制量之间的关系及不同工况下的 ZVS 运行范围，并给出了变换器的控制框图与参数设计流程；然后，通过拓扑对比体现了 FT-QAB 变换器相对于传统方案在运行效率、成本及容错运行能力等方面的优势；最后，搭建了实验样机，验证了 FT-QAB 变换器拓扑方案与运行控制方式的有效性。

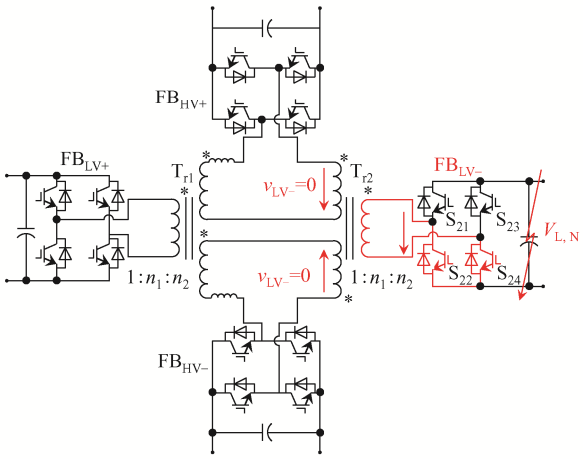
1　FT-QAB 变换器拓扑方案与调制策略

1.1　拓扑方案与正常运行调制策略

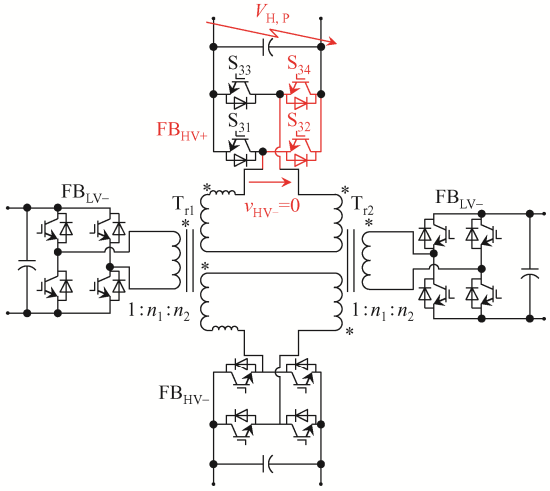
所提出的 FT-QAB 变换器拓扑方案结构与调制策略波形分别如图 3 和图 4 所示。如图 3(a)所示，FT-QAB 变换器通过 4 个全桥 FB (full bridge)变换器及 2 个三绕组变压器 T_{r1} 和 T_{r2} 组成的 2 个独立的



(a) 正常运行



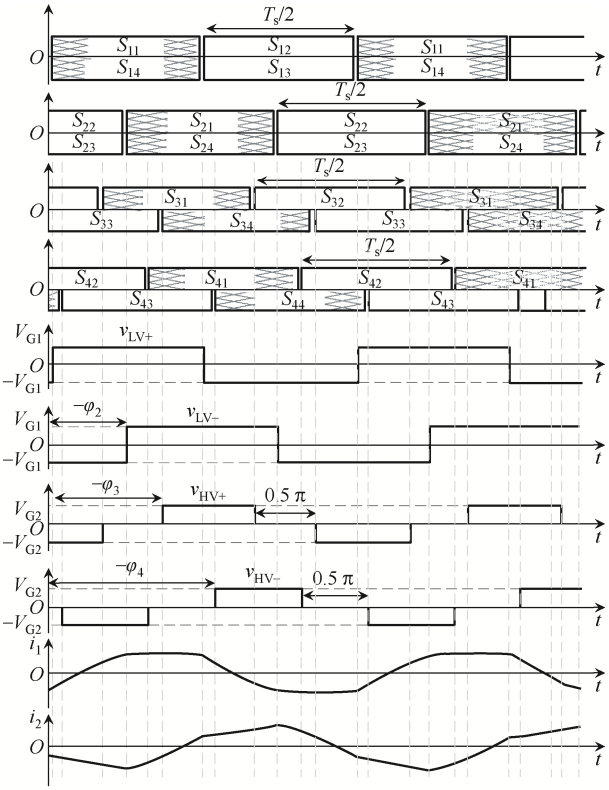
(b) 低压侧故障重构



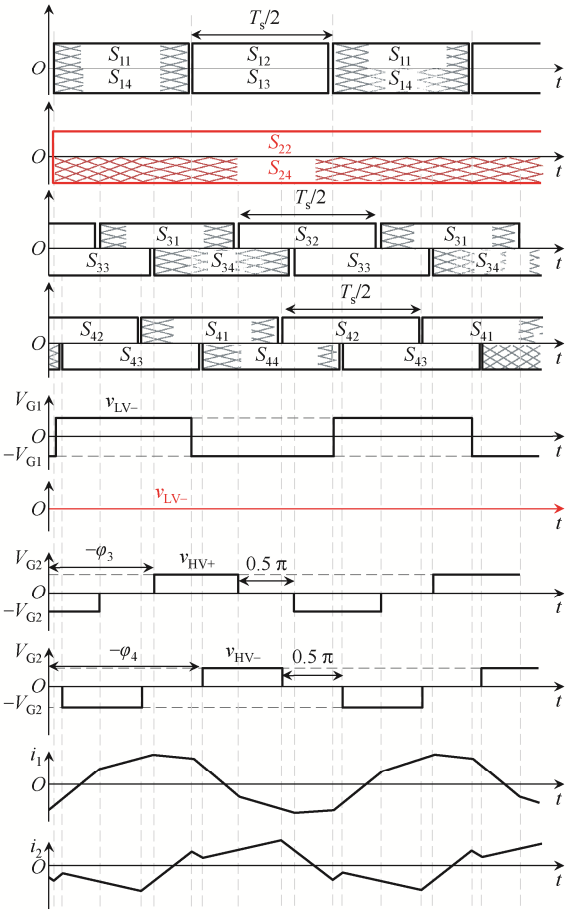
(c) 高压侧故障重构

图 3　FT-QAB 变换器拓扑结构

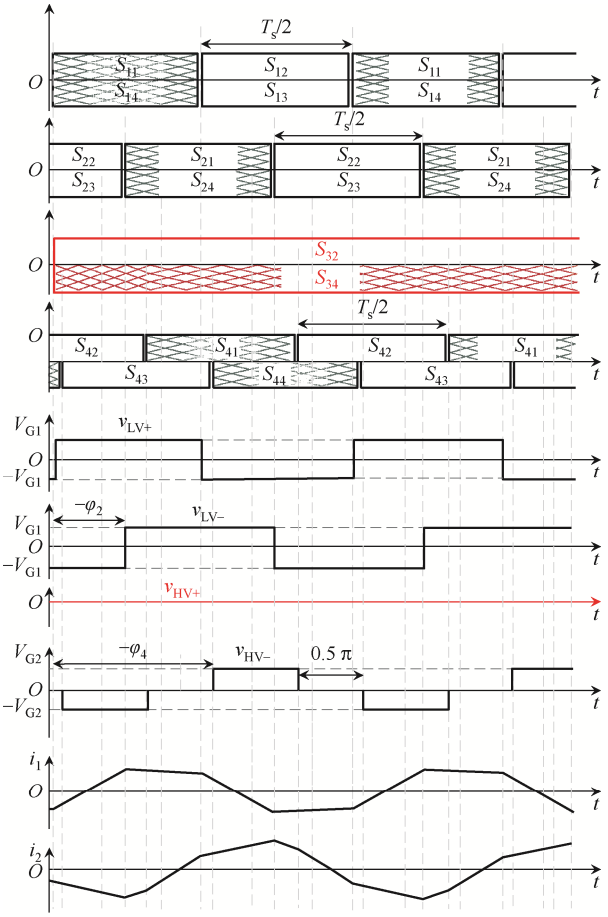
Fig. 3 Topology of FT-QAB converter



(a) 正常运行



(b) 低压侧故障重构



(c) 高压侧故障重构

图 4 FT-QAB 变换器交流电压与电感电流波形

Fig. 4 Waveforms of AC voltage and inductor current of FT-QAB converter

交流回路，连接了 2 个电压等级不同的双极系统。图 3(a)中，FT-QAB 变换器高/低压侧双极系统的正/负极电压分别为 $V_{H,P}$、$V_{H,N}$、$V_{L,P}$、$V_{L,N}$；FB_{HV+}和FB_{HV-}的交流侧输出电压分别为 v_{HV+}和 v_{HV-}；变压器 T_{r1} 和 T_{r2} 的二、三次侧绕组电压分别为 v_{LV+}和 v_{LV-}；各 FB 变换器的交流侧输出电流分别为 i_{FB1}~i_{FB4}；直流端口输入电流为 i_{LV+}、i_{LV-}、i_{HV+}和 i_{HV-}；2 个交流回路电流分别为 i_1 和 i_2；串联辅助电感分别为 L_1 和 L_2。上述电气量均以图 3(a)中所示的方向为正方向。

变换器正常运行时，高/低压侧双极直流电压 $V_{H,P}=V_{H,N}=V_{G2}$，$V_{L,P}=V_{L,N}=V_{G1}$；变压器绕组匝数比满足 $n_1=n_2=n$；辅助电感 $L_1=L_2=L_{eq}$。正常运行时，FT-QAB 变换器的调制波形、各 FB 变换器交流电压与电感电流的波形如图 4(a)所示。图中，T_s 为开

关周期；φ_2~φ_4 分别为 v_{LV^-}和 v_{HV^-}电压基波相对于 v_{LV^+}电压基波领先的移相角。为实现 v_{LV^+}±v_{LV^-}与 v_{HV^+}、v_{HV^-}的电压幅值匹配，$\mathrm{FB}_{\mathrm{HV}^+}$与 $\mathrm{FB}_{\mathrm{HV}^-}$的内移相角均取 π/2。

1.2 故障重构方案与调制策略

低压侧故障重构方案波形如图 4(b)所示，以 $\mathrm{FB}_{\mathrm{LV}^-}$直流端口 PTGF 为例。$\mathrm{S}_{22}$、$\mathrm{S}_{24}$保持导通，$\mathrm{S}_{21}$、$\mathrm{S}_{23}$保持关断，此时 v_{LV^-}=0 V，其余各 FB 变换器的调制方式与第 1.1 节中相同。故障重构后，FT-QAB 变换器的等效拓扑如图 3(b)所示，$\mathrm{FB}_{\mathrm{LV}^-}$的电流通路为 T_{r2}一次绕组正端→S_{22}→S_{24}→T_{r2}一次绕组负端，不包含故障单极 $V_{\mathrm{L,N}}$。高压侧故障重构方案波形如图 4(c)所示，以 $\mathrm{FB}_{\mathrm{HV}^+}$直流端口 PTGF 为例，$\mathrm{S}_{32}$、$\mathrm{S}_{34}$保持导通，$\mathrm{S}_{31}$、$\mathrm{S}_{33}$保持关断，等效拓扑如图 3(c)所示，$\mathrm{FB}_{\mathrm{HV}^+}$的电流通路为 T_{r1}二次绕组正端→S_{32}→S_{34}→T_{r2}一次绕组正端，不包含故障单极 $\mathrm{V}_{\mathrm{H,P}}$。

2　功率传输特性模型与控制框图

2.1 功率传输特性模型

FT-QAB 变换器中 φ_2~φ_4 的组合会形成数十种工作模式，使用传统分段积分方法对其分别进行分析，工作量较大，且得出的分段式的表达式不利于控制器的设计。因此，本文构建了变换器的傅里叶级数模型，作为进一步分析电路工作特性的基础。电压 v_{LV^+}、v_{LV^-}、v_{HV^+}和 v_{HV^-}的傅里叶级数表达式分别为

$$\begin{cases} v_{\mathrm{LV}^+}(t)=\sum\limits_{n=1,3,5,\cdots}[4V_{\mathrm{G1}}\sin(n\omega t)/n\pi] \\ v_{\mathrm{LV}^-}(t)=\sum\limits_{n=1,3,5,\cdots}[4V_{\mathrm{G1}}\sin(n\omega t+n\varphi_2)/n\pi] \\ v_{\mathrm{HV}^+}(t)=\sum\limits_{n=1,3,5,\cdots}[4V_{\mathrm{G2}}\sin(n\omega t+n\varphi_3)\cos(n\pi/4)/n\pi] \\ v_{\mathrm{HV}^-}(t)=\sum\limits_{n=1,3,5,\cdots}[4V_{\mathrm{G2}}\sin(n\omega t+n\varphi_4)\cos(n\pi/4)/n\pi] \end{cases} \tag{1}$$

式中，ω=2πf_{s}。

考虑中高频变压器的典型制造方法，1.5 kW 功率等级的高频变压器漏感可控制在 0.5 μH 以内[22]，从而使得辅助电感 L_1、L_2>>L_{s}。因此，在后续分析过程中，可忽略变压器漏感造成的影响。FT-QAB 变换器可等效为图 5 所示的 2 个独立的功率回路。根据式(1)可计算得到回路电流 i_1 和 i_2 的表达式分别为

$$\begin{cases} i_1(t)=\dfrac{4}{L_{\mathrm{eq}}\omega\pi}\sum\limits_{n=1,3,5,\cdots}\dfrac{1}{n^2}[-V_{\mathrm{G1}}\cos(n\omega t)+V_{\mathrm{G1}}\cos(n\omega t+n\varphi_2)+V_{\mathrm{G2}}\cos(n\pi/4)\cos(n\omega t+n\varphi_3)] \\ i_2(t)=\dfrac{4}{L_{\mathrm{eq}}\omega\pi}\sum\limits_{n=1,3,5,\cdots}\dfrac{1}{n^2}[-V_{\mathrm{G1}}\cos(n\omega t)-V_{\mathrm{G1}}\cos(n\omega t+n\varphi_2)-V_{\mathrm{G2}}\cos(n\pi/4)\cos(n\omega t+n\varphi_4)] \end{cases} \tag{2}$$

式中，L_{eq}为辅助电感。进一步，可推导出各 FB 变换器输出功率的表达式分别为

$$\begin{cases} P_{\mathrm{LV}^+}=\sum\limits_{n=1,3,5,\cdots}c_1[-\sin(n\varphi_3)+\sin(n\varphi_4)] \\ P_{\mathrm{LV}^-}=\sum\limits_{n=1,3,5,\cdots}c_1[\sin(n\varphi_3-n\varphi_2)+\sin(n\varphi_4-n\varphi_2)] \\ P_{\mathrm{HV}^+}=\sum\limits_{n=1,3,5,\cdots}c_1[\sin(n\varphi_2-n\varphi_3)+\sin(n\varphi_3)] \\ P_{\mathrm{HV}^-}=\sum\limits_{n=1,3,5,\cdots}c_1[\sin(n\varphi_2-n\varphi_4)-\sin(n\varphi_4)] \\ c_1=4V_{\mathrm{G1}}V_{\mathrm{G2}}\cos(n\pi/4)/(\pi^3n^3f_{\mathrm{s}}L_{\mathrm{eq}}) \end{cases} \tag{3}$$

式中，c_1 为功率常数。

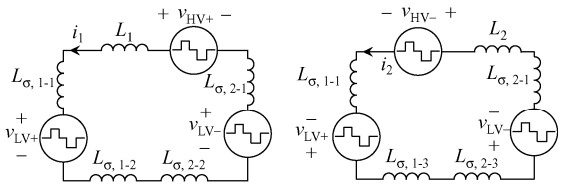


图 5　FT-QAB 变换器等效电路

Fig. 5 Equivalent circuit of FT-QAB converter

FT-QAB 变换器双极均衡运行时，P_{LV^+}=P_{LV^-}=P，P_{HV^+}=P_{HV^-}=−P，各移相角之间的关系为

$$\begin{cases} \varphi_2=\dfrac{-\pi}{2},\ \varphi_4=\dfrac{\pi}{2}+\varphi_3 & \varphi_3<\pi/2 \\ \varphi_4=-\dfrac{3\pi}{2}+\varphi_3 & \varphi_3>\pi/2 \end{cases} \tag{4}$$

由于 v_{LV^+}、v_{LV^-}具有串联关系，因此所提出

的正常运行控制方式可实现 $v_{LV+}\pm v_{LV-}$与 v_{HV+}、v_{HV-}的电压幅值匹配，降低变换器中各开关器件的电流应力。

将式(4)代入式(3)，可得变换器正常运行时低压侧各端口向高压侧传输功率 P 的表达式为

$$P=\sum_{n=1,3,5,\cdots}c_1\left[2\sin\left(\frac{n\pi}{4}\right)\cos\left(n\varphi_3+\frac{n\pi}{4}\right)\right] \tag{5}$$

各移相角之间的关系符合式(4)时，FT-QAB 变换器仅有 φ_3。当 φ_3=0.75π 或 φ_3=−0.25π 时，变换器传输功率达到最大值 P_{MAX}，具体为

$$P_{MAX}=4.068V_{G1}V_{G2}/\pi^3 f_s L_{eq} \tag{6}$$

此时，P_{LV+}=P_{LV-}=P_{MAX}，P_{HV+}=P_{HV-}=−P_{MAX}。

低压侧故障重构后，将 v_{LV-}=0 代入式(1)，可得 i_1、i_2 的表达式分别为

$$\begin{cases} i_1(t)=\dfrac{4}{L_{eq}\omega\pi}\displaystyle\sum_{n=1,3,5,\cdots}\frac{1}{n^2}[-V_{G1}\cos(n\omega t)+ \\ \qquad V_{G2}\cos(n\pi/4)\cos(n\omega t+n\varphi_3)] \\ i_2(t)=\dfrac{4}{L_{eq}\omega\pi}\displaystyle\sum_{n=1,3,5,\cdots}\frac{1}{n^2}[-V_{G1}\cos(n\omega t)- \\ \qquad V_{G2}\cos(n\pi/4)\cos(n\omega t+n\varphi_4)] \end{cases} \tag{7}$$

进一步，可推导出低压侧故障重构后各端口功率表达式分别为

$$\begin{cases} P_{LV+}=\displaystyle\sum_{n=1,3,5,\cdots}c_1[-\sin(n\varphi_3)+\sin(n\varphi_4)] \\ P_{HV+}=\displaystyle\sum_{n=1,3,5,\cdots}c_1\sin(n\varphi_3) \\ P_{HV-}=\displaystyle\sum_{n=1,3,5,\cdots}-c_1\sin(n\varphi_4) \end{cases} \tag{8}$$

故障重构后，当 φ_3=−φ_4 时，P_{HV+}=P_{HV-}。类似地，高压侧故障重构后，各端口功率特性分别为

$$\begin{cases} P_{LV+}=\displaystyle\sum_{n=1,3,5,\cdots}c_1\sin(n\varphi_4) \\ P_{LV-}=\displaystyle\sum_{n=1,3,5,\cdots}c_1\sin(n\varphi_4-n\varphi_3) \\ P_{HV-}=\displaystyle\sum_{n=1,3,5,\cdots}c_1[\sin(n\varphi_2-n\varphi_4)-\sin(n\varphi_4)] \end{cases} \tag{9}$$

当 φ_2=0 时，P_{LV+}=P_{LV-}。

2.2 软开关分析

ZVS 可缩短绝缘栅双极晶体管 IGBT(insulate-gate bipolar transistor)的开通时间，并抑制寄生参数导致的振荡。

半个控制周期内，FB_{LV+}和 FB_{LV-}将出现 1 次开关状态变化，FB_{HV+}和 FB_{HV-}将出现 2 次开关状态变化。由于电流、电压波形呈半周期对称，因此仅需要考虑 6 个开关时刻，见表 1。FT-QAB 正常运行时，移相角 φ_2~φ_4 间的关系应符合式(4)，将其代入式(2)，可推导出换流器双极均衡运行时 i_1 和 i_2 的表达式，根据表 1 可计算出平衡运行时的软开关区间，如图 6 所示。

表 1 FT-QAB 变换器的 ZVS 条件

Tab.1 ZVS conditions for FT-QAB converter

开断关状态变化	时刻	ZVS 条件
S_{13}、S_{12} 关断 S_{11}、S_{14} 开通	$t=0$	i_{FB1}<0
S_{23}、S_{22} 关断 S_{21}、S_{24} 开通	$t=-2\varphi_2/(4\pi f_s)$	i_{FB2}<0
S_{33} 关断，S_{34} 开通	$t=(0.5\pi-2\varphi_3)/(4\pi f_s)$	i_{FB3}<0
S_{32} 关断，S_{31} 开通	$t=(-0.5\pi-2\varphi_3)/(4\pi f_s)$	i_{FB3}<0
S_{43} 关断，S_{44} 开通	$t=(0.5\pi-2\varphi_4)/(4\pi f_s)$	i_{FB4}<0
S_{42} 关断，S_{41} 开通	$t=(-0.5\pi-2\varphi_4)/(4\pi f_s)$	i_{FB4}<0

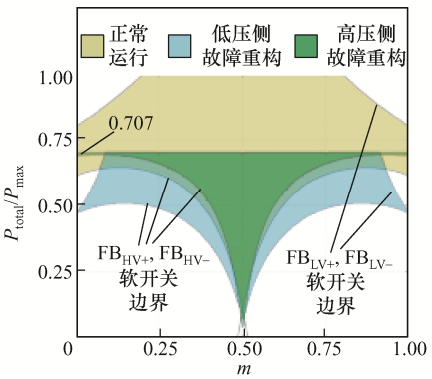


图 6 FT-QAB 变换器的 ZVS 区间

Fig. 6 ZVS range of FT-QAB converter

ZVS 区间为总传输功率 P_{total} 与等效变比 m 的函数，其中，m=V_{G1}/nV_{G2}、P_{total}=P_{LV+}+P_{LV-}。m=0.5 时，FT-QAB 变换器能够实现低压侧串联电压 v_{LV+}+v_{LV-}与 v_{HV+}、v_{HV-}的电压匹配，使得整体的软开关区间达到最大。当 P_{total} 下降至 $0.1P_{max}$ 后，FT-QAB 变换器无法实现 ZVS 运行。故障重构后 P_{total} 的最大值将下降至 $0.707P_{max}$。低压侧故障重

构后 ZVS 区间主要受到 FB_{HV+}与 FB_{HV-}的影响，当 m=0.5、P_{total}>0.07P_{max} 时，FT-QAB 变换器能实现 ZVS 运行；高压侧故障重构后 ZVS 区间主要受到 FB_{HV-}的影响，当 m=0.5、P_{total}>0.10P_{max} 时，FT-QAB 变换器可以实现 ZVS 运行。

2.3 FT-QAB 变换器的参数设计

FT-QAB 变换器的参数设计流程如图 7 所示，首先，确定 FT-QAB 变换器稳态运行的工作点，包括 P_{total} 及额定直流电压 V_{G1}、V_{G2}。其次，确定三绕组变压器的 n，使得等效变比 m=0.5。接着，根据式(5)~式(9)及故障重构传输功率要求，计算得到 L_{eq} 的最大值 $L_{eq,max}$。然后，初始化 L_{eq} 的取值，根据图 6 校验 ZVS 区间，若不符合，则有 L_{eq}=L_{eq}+ΔL_{eq}；若 L_{eq}<$L_{eq,max}$，则重复上述操作，直到工作点在选定的参数下处在 ZVS 区间内，参数设计结束。若 L_{eq}>$L_{eq,max}$，则说明选定的工作点无法实现 ZVS 运行，需要调整工作点。高电压等级下高频变压器寄生参数引起的电流、电压振荡问题，加大了 IGBT 电流应力并造成了 EMI 干扰问题。若 T_{r1}、T_{r2} 归算至二、三次侧的寄生电容、电阻分别为 C_P 和 R_P，则可通过变压器设计或在变压器端口并联辅助电容的方式，使得寄生参数满足图 7 所示的要求，从而抑制寄生参数引起的振荡[23]。

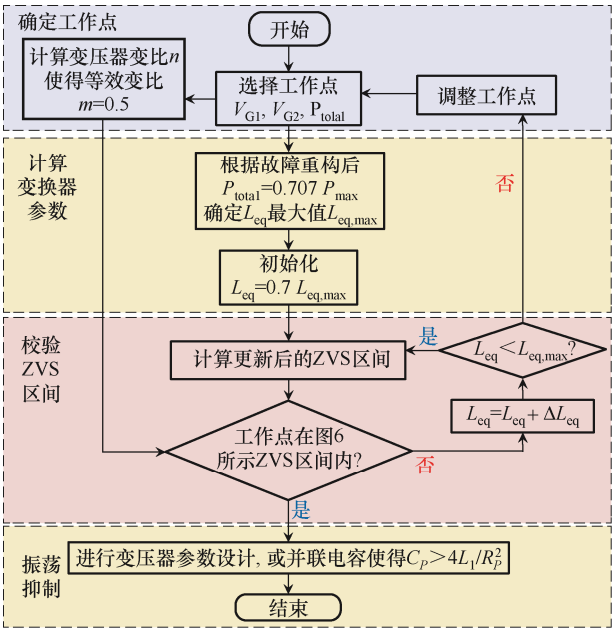


图 7　FT-QAB 变换器参数设计

Fig. 7 Parameter design of FT-QAB converter

2.4 FT-QAB 变换器的控制框图

FT-QAB 变换器的控制框图如图 8 所示，图中包含正常运行、高压侧故障重构和低压侧故障重构 3 种工况。所提出的运行控制方案可实现正常运行与故障重构时，高/低压侧双极之间的功率均衡，以及总传输功率 P=P*的控制目标。通过测量变换器各直流端口的电压、电流计算各端口功率，并检测直流故障。当直流端口电压低于额定值的 70%时，闭锁对应的故障 FB 变换器，并发出故障重构信号，实现工作模式之间的切换。

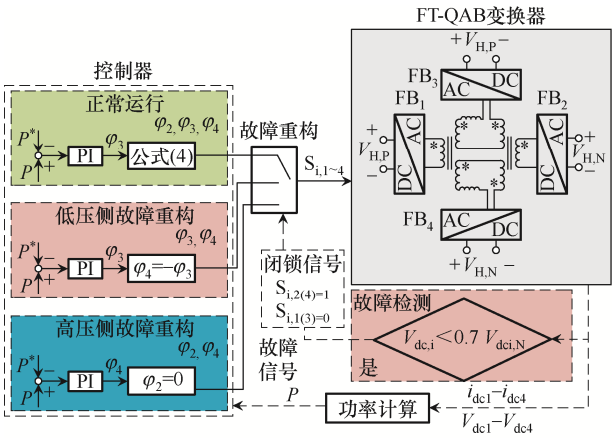


图 8　FT-QAB 变换器控制框图

Fig. 8 Control block diagram of FT-QAB converter

控制器采用 PI 控制，正常运行与低压侧故障工况下，通过移相角 φ_3 控制总传输功率 P；高压侧故障工况下，控制器通过 φ_4 控制总传输功率。3 种工况下，分别通过公式(4)、$\varphi_4=-\varphi_3$ 及 $\varphi_2=0$ 的相角关系，保证高/低压侧的双极功率平衡。

3　拓扑方案对比分析

为验证所提方案在双极系统互联的应用场景中的优势，将提出的 FT-QAB 变换器与图 2 所示的其他方案进行经济性、故障重构能力等方面的对比。为保证比较的公平性，统一系统参数，见表 2。

3.1 变换器设计与效率对比

为确保成本比较的公平性，首先对 5 类系统方

案中的 IGBT 器件、变压器磁心进行选型与设计。在 PLECS 仿真模型中，分别测试不同工况下 5 类系统中高/低压侧各 FB 变换器的最大电流应力，如图 9 所示。图 9 中，由于 FT-QAB 变换器、DAB 变换器与 QT-QAB 变换器(低压侧)在容错运行时，非故障单极传输更高的功率，因此承受的电流应力高于 MAB 变换器。由于 TAB 方案高压侧相互连接的 2 个 FB 变换器传输的功率为双极系统之间传输的总功率，因此电流应力显著高于其他方案。由于低压侧单极 PTGF 时，非故障单极需要保持功率传输能力，因此 DAB 与 QT-QAB 方案中的变压器体积更大。考虑 1.5 倍电压/电流裕度，各系统所需 IGBT 型号与数量见表 3。

表 2 拓扑对比仿真参数

Tab. 2 Simulation parameters for topology comparison

参数	数值
低压侧电压/V	±375
高压侧电压/V	±750
额定传输功率/kW	400
开关频率/kHz	5

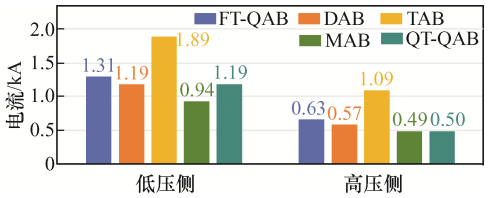


图 9 FT-QAB、TAB、DAB、MAB 与 QT-QAB 的最大电流应力比较

Fig. 9 Comparison of maximum current stress among FT-QAB, TAB, DAB, MAB and QT-QAB converters

接下来对变压器磁心进行设计，其体积的计算公式为

$$A_{\mathrm{C}}A_{\mathrm{w}}=\left(\frac{\sqrt{2}\left(P_{\mathrm{i}}+P_{\mathrm{o}}\right)}{K_{\mathrm{t}}K_{\mathrm{v}}fB_{\mathrm{m}}\sqrt{k_{\mathrm{u}}\Delta T_{\max}}}\right)^{\frac{8}{7}} \tag{10}$$

$$A_{\mathrm{C}}=\frac{\lambda}{2Nk_{\mathrm{u}}B_{\mathrm{m}}} \tag{11}$$

$$\begin{cases}h_{\mathrm{b}}=2d_{\mathrm{ins-int}}+\dfrac{I_{\mathrm{T}}}{d_{\mathrm{f}}J_{\max}}\\ h_{\mathrm{w}}=(N+1)h_{\mathrm{b}}+d_{\mathrm{t}}\end{cases} \tag{12}$$

$$\lambda=\int_0^{T_{\mathrm{pos}}}v_{\mathrm{m}}(t)\mathrm{d}t \tag{13}$$

式中：A_{C} 为铁心截面积；A_{w} 为铁心窗口面积；P_{i} 为变压器输入功率；P_{o} 为输出功率；K_{t} 为常数，取 48 200；K_{v} 为电压波形系数；f 为开关频率；B_{m} 为铁磁材料的最大磁通密度，取 0.3 T；k_{u} 为窗口利用率；$\Delta T_{\max}$ 取半个开关周期；λ 为铁心所承受的最大磁链；h_{b}、h_{w} 分别为绕组与铁心窗口的高度；$d_{\mathrm{ins-int}}$ 为绕组之间的绝缘层厚度；d_{f} 为铜导体厚度；N 为一、二次侧匝数比；d_{t} 为绕组与铁心窗口的绝缘距离；$J_{\max}$ 为最大电流密度；I_{T} 为绕组电流有效值；v_{m} 为励磁电感电压；T_{pos} 为电感电压的正半周期。由式(11)~式(13)可知，变压器体积主要与 I_{T} 及 λ 成正比。根据文献[25]给出的变压器设计流程可知，5 类系统中 I_{T} 与 λ 的取值见表 4，变压器磁心总体积见表 3。

确定 IGBT 与变压器参数后，基于 Infineon 厂家给出的 IGBT 仿真模型可搭建 4 种系统方案的 Plecs 热仿真模型，确定 IGBT 的开关/导通损耗。系统中的损耗可分为变压器铜损/铁损及 IGBT 开关/导通损耗。变压器的铁损计算公式为斯坦梅兹公式，具体为

表 3 所需 IGBT 和驱动元件数量与磁元件体积

Tab. 3 Quantities of required IGBTs and drivers, and volume of magnetic core

变换器类型	开关管个数		驱动板个数		变压器磁心体积/m³
	FF900R12ME7W	FF600R06ME3	2SP0215F2Q0C_B11	2SP0115T2C0C	PE22 EC90X90X30
TAB	24	8	24	8	0.19
DAB	24	8	24	8	0.22
FT-QAB	8	8	8	8	0.15
MAB	8	8	8	8	0.12
QT-QAB	8	8	8	8	0.17

$$P_{\mathrm{Fe}}=kf^{\alpha}B^{\beta}V_{\mathrm{core}} \tag{14}$$

式中：V_{core}为变压器体积；k、α和β取决于铁心材料，对于所选取的 Mn-Zn 系铁氧体 PE22 材料，k=0.062 5、α=1.7、β=2.1。变压器铜损 P_{copper}的计算公式为

$$P_{\mathrm{copper}}=\sum_{i=1}^{n}R_C i_{\mathrm{T},i,\mathrm{rms}}^2 \tag{15}$$

式中：R_C为变压器等效电阻，取 10 mΩ；$i_{\mathrm{T},i,\mathrm{rms}}$为变压器绕组 i 次谐波电流的有效值。

表 4　变压器参数对比

Tab. 4 Comparison of transformer parameters

变换器类型	I_{T}/A	λ/Wb
DAB	616.18	0.052 4
TAB	841.79	0.058 2
FT-QAB	570.41	0.042 2
MAB	1 033.11	0.069 8
QT-QAB	610.12	0.052 4

传输额定功率时，5 种系统方案的损耗分解对比如图 10 所示。由于低压侧 IGBT 数量更多，承受电流更大，因此 TAB 与 DAB 方案中开关损耗显著高于 FT-QAB 与 MAB 方案。由于 DAB 方案中所需变压器磁心体积之和最大，因此 DAB 方案中变压器铁损显著高于其他方案。由于 QT-QAB 方案中 4 台双绕组变压器只传输双极系统之间 1/4 的功率，因此变压器损耗显著低于 DAB 方案，与 FT-QAB 方案接近。

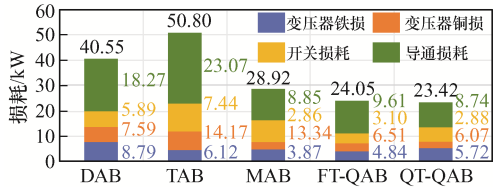


图 10　本文所提 FT-QAB 方案与现有方案的损耗分解

Fig. 10 Loss breakdown under proposed FT-QAB and existing schemes

计及开关损耗与变压器损耗，5 个类型方案的效率对比及 FT-QAB 方案相对于 DAB 方案的效率提升如图 11 所示。由于 QT-QAB、FT-QAB 与 MAB 方案功率变换级数更低，功率传输效率更高，因此主要运行区间内效率提升可达 3%~4%。

变换器轻载时，FT-QAB、TAB 与 DAB 变换器将失去软开关特性，开关损耗占比升高，由于 IGBT 数量较少，因此 FT-QAB 变换器相对于 DAB 变换器的效率提升可达 6%。

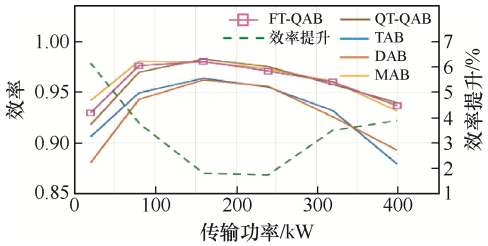


图 11　本文所提 FT-QAB 方案与现有方案的效率对比

Fig. 11 Comparison ofefficiency between proposed FT-QAB scheme and existing schemes

3.2　成本对比

根据表 3 中确定的 IGBT、驱动板数量与磁元件体积，5 个类型方案的成本比较结果如图 12 所示。

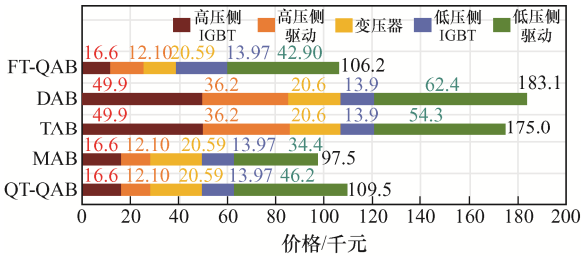


图 12　FT-QAB、TAB、DAB、MAB 与 QT-QAB 的成本比较

Fig. 12 Comparison of cost among FT-QAB, TAB, DAB, MAB and QT-QAB converters

低压侧 IGBT 与驱动成本接近。由于 TAB 方案中高压侧相互连接的 2 个 FB 变换器中的 IGBT 承受的电流应力更高，需要 2 个 FF900R12ME7W 型 IGBT 并联，而 DAB 方案中 IGBT 数量更多，使得这 2 种方案中高压侧 IGBT 成本更高。由于 MAB 方案采用更加集成化的变压器设计，使得磁心总体积更小，MAB 方案总成本略低于 TAB 方案。QT-QAB 方案中应用了 4 个双绕组变压器，但单个变压器传输的功率仅为高/低压侧单极传输功率的一半，因此变压器成本高于 FT-QAB 方案与 MAB 方案，但低于 DAB 方案。表 5 列出了 5 种方案的综合比较结果。由于降低了功率变换级数，FT-QAB

变换器相对于 TAB 与 DAB 变换器显著降低了损耗与成本。相对于 MAB 变换器与 QT-QAB 变换器，FT-QAB 变换器同时具备高/低压侧 PTGF 时的容错运行能力，提升了双极直流配电系统的可靠性。

表 5 5 种类型互联方案综合比较结果

Tab. 5 Comprehensive comparison of results among five kinds of interconnection schemes

变换器类型	效率/%	电流应力/A	成本/千元	容错运行
FT-QAB	93~98	1 315	93.0	√
TAB	90~96	1 890	169.9	×
DAB	88~96	1 192	161.8	√
MAB	94~98	936	84.4	×
QT-QAB	92~98	1 195	109.5	仅低压侧

4 实验验证

FT-QAB 变换器实验样机如图 13 所示。所选用的 MOSFET 型号为 IRFP260N。

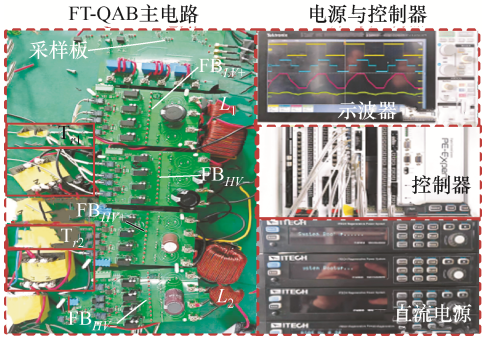


图 13 FT-QAB 变换器实验平台

Fig. 13 Experimental platform of FT-QAB converter

图 13 中，所采用的控制器为 PE-Expert4 数字控制系统，FT-QAB 变换器的 4 个直流端口 $V_{L,P}$、$V_{L,N}$、$V_{H,P}$、$V_{H,N}$ 连接至 4 台直流稳压源，用于模拟高/低压侧双极直流系统。故障检测阈值设定为 70%的直流电压。选取实验电压等级为±48 V/±96 V，功率等级为 500 W。根据图 7 所示参数设计流程，样机参数见表 6。

4.1 正常运行实验验证

FT-QAB 变换器在正常运行工况下的功率调节实验波形如图 14 所示，P_1*=500 W、P_2*=180 W。P*改变之前，高压侧双极电流之和 $i_{HV+}+i_{HV-}$=−5.21 A。P*改变之后，经过约 1.25 ms(25 个开关周期)的调节过程，$i_{HV+}+i_{HV-}$变为−1.92 A。如图 14 中的局部放大波形所示，在图 8 给出的控制策略下，φ_2 始终为−0.5π，φ_3 由−0.21π 变为 0.15π，实现总传输功率调节，实验结果验证了第 2.4 节提出的控制策略的有效性。

表 6 实验平台电路参数

Tab.6 Circuit parameters of experimental platform

参数	数值
V_{G1}/V	±48
V_{G2}/V	±96
L_1/μH	112
L_2/μH	114
f_s/kHz	20
变压器匝数比	1:1:1
$L_{\sigma,1,1}$/μH	7.2
$L_{\sigma,1,2}$/μH	10.2
$L_{\sigma,1,3}$/μH	8.9
$L_{\sigma,2,1}$/μH	8.2
$L_{\sigma,2,2}$/μH	7.9
$L_{\sigma,2,3}$/μH	10.1

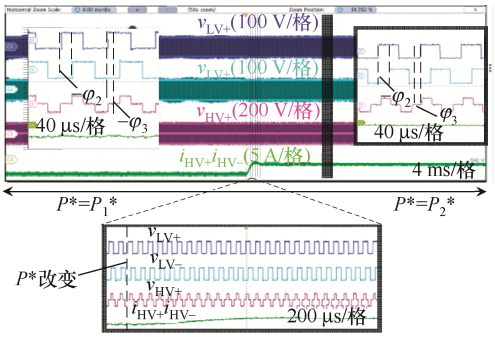


图 14 正常运行工况传输功率调整实验验证

Fig. 14 Experimental verification of transmission power adjustment under normal operation condition

4.2 故障重构实验验证

FT-QAB 变换器的低压侧故障重构实验波形如图 15 所示，故障发生前，P*设定为 200 W。高压侧全桥 FB_{HV+}与 FB_{HV-}的直流电流和 $i_{HV+}+i_{HV-}$=−2.09 A。

FB_{LV-}直流端口发生 PTGF，$V_{L,N}$下降至额定值的 70%之后，$i_{HV+}+i_{HV-}$变为−1.05 A，FT-QAB 变换器检测到直流故障并进行故障重构，v_{LV-}下降为

0 V。在图 8 给出的控制策略下，经过约 1 ms 的调节过程之后 i_{HV+}+i_{HV-}恢复至−2.09 A。

FT-QAB 变换器高压侧故障重构实验波形如图 16 所示。故障发生前 i_{LV+}+i_{LV-}=4.35 A。FB_{HV+}发生 PTGF，$V_{H,P}$下降至额定值的 70%之后，i_{LV+}+i_{LV-}下降至 2.05 A，故障重构之后 v_{HV+}下降为 0 V，经过约 1 ms 的调节过程后，i_{LV+}+i_{LV-}恢复至 4.15 A。实验结果验证了所提出的故障重构控制策略的有效性。

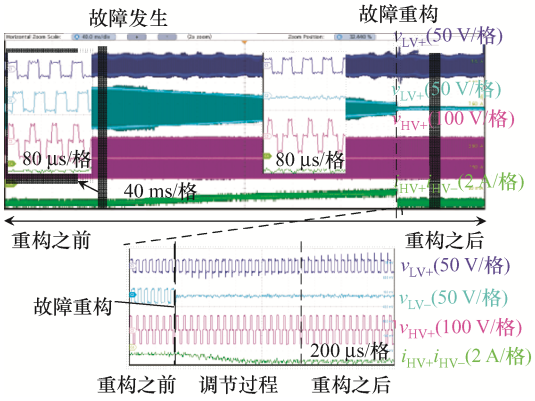


图 15　低压侧短路故障容错运行波形

Fig. 15 Fault-tolerant operation waveforms under short-circuit fault onlow voltage side

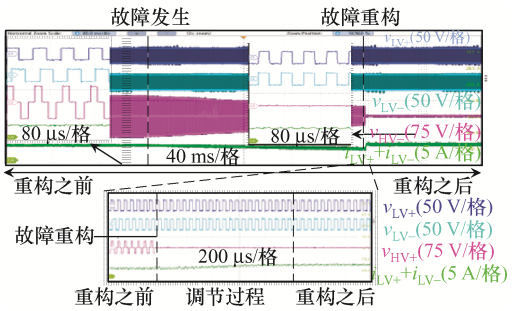


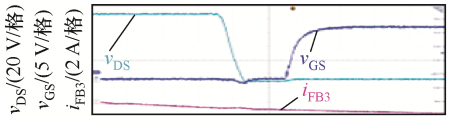
图 16　高压侧短路故障容错运行波形

Fig. 16 Fault-tolerant operation waveforms under short-circuit fault on high voltage side

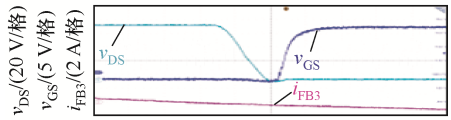
4.3　软开关特性实验验证

为验证等效变比 m 对于 FT-QAB 变换器软开关特性的影响，固定 φ_2=−0.5π，φ_3=−0.25π，φ_4=0.25π，V_{G1}=48 V，改变 V_{G2}的取值。m 取值不同时，FB_{HV+}交流侧输出电流 i_{FB3}、S_{31} 的栅源极电压 v_{GS} 及漏源极电压 v_{DS} 实验波形如图 17 所示。当 m<0.72、v_{GS} 开始上升时，v_{DS} 已经下降至 0 V 且 i_{FB3}<0 A，S_{31} 可以实现 ZVS 运行；当 m≥0.74、v_{GS} 开始上升时，v_{DS} 大于 0 V，S_{31} 无法实现 ZVS 运行。

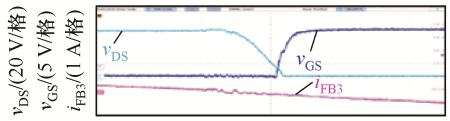
在 FT-QAB 变换器低压侧故障重构工况下，不同负载场景下的软开关范围如图 18 所示，固定 m=0.5，改变移相角 φ_3，取 φ_4=−φ_3。FB_{HV+}交流侧输出电流 i_{FB3}、S_{31} 的栅源极电压 v_{GS} 与漏源极电压 v_{DS} 斜的实验波形如图 18 所示。当 φ_3>0.10π 时，S_{31} 可以实现 ZVS；当 φ_3<0.10π 时，S_{31} 失去软开关



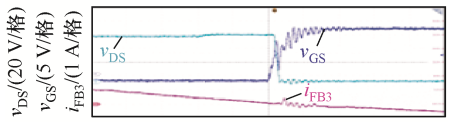
(a) V_{G1}=48 V V_{G2}=96 V m=0.50



(b) V_{G1}=48 V V_{G2}=67 V m=0.72



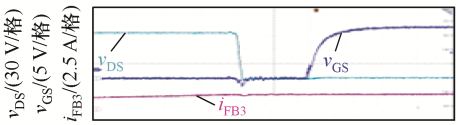
(c) V_{G1}=48 V V_{G2}=65 V m=0.74



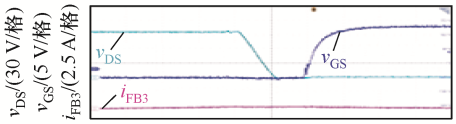
(d) V_{G1}=48 V V_{G2}=64 V m=0.75

图 17　FT-QAB 变换器软开关特性与变比 m 的关系

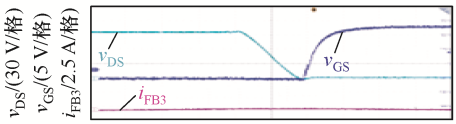
Fig. 17 Relationship between soft-switching characteristics of FT-QAB converter and ratio m



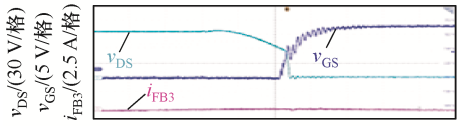
(a) φ_3=0.20π, φ_4=−0.20π



(b) φ_3=0.15π, φ_4=−0.15π



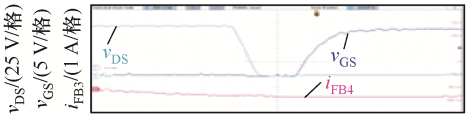
(c) φ_3=0.10π, φ_4=−0.10π



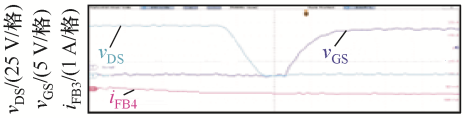
(d) φ_3=0.05π, φ_4=−0.05π

图 18 FT-QAB 变换器低压侧故障重构运行软开关波形

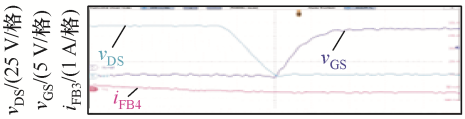
Fig. 18 Soft-switching waveforms of FT-QAB converter in fault reconfiguration mode on low voltage side



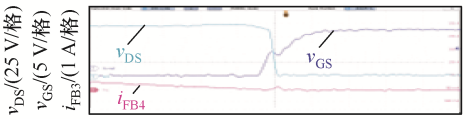
(a) φ_2=0, φ_4=0.20π



(b) φ_2=0, φ_4=0.15π



(c) φ_2=0, φ_4=0.10π



(d) φ_2=0, φ_4=0.05π

图 19 FT-QAB 变换器高压侧故障重构运行软开关验证

Fig. 19 Validation of soft-switching waveforms of FT-QAB converter in fault reconfiguration mode on high voltage side

特性。高压侧故障重构工况下的软开关范围的验证如图 19 所示，固定 m=0.5，φ_2=φ_3=0，改变移相角 φ_4。FB_{HV}交流侧输出电流 i_{FB4}、S_{42} 的 v_{GS} 与 v_{DS} 如图 19 所示。当 φ_4≥0.10π 时，S_{42} 可实现 ZVS；反之；当 φ_4<0.10π 时，S_{42} 失去软开关特性，ZVS 实验结果验证了第 2.2 节中的理论分析结果。

FT-QAB 变换器在正常和故障重构运行模式下的实验效率曲线如图 20 所示。重载模式下，IGBT 电流应力较大，效率相对较低。

图 20 中，轻载模式下，变换器失去 ZVS 特性，导致效率降低。在主要运行范围内，变换器效率可以达到 92.00%以上，最高可达 96.53%。故障重构后，由于故障引起的电压不匹配，变换器电流应力增大、损耗增加、效率降低。在低压侧故障重构模式下效率最高为 94.61%，高压侧故障重构时效率最高为 92.43%。

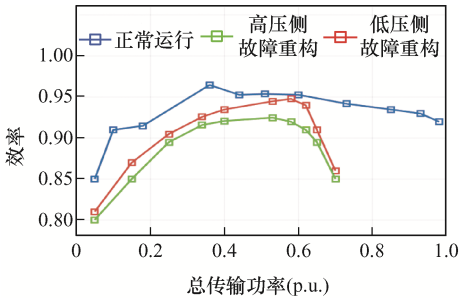


图 20 FT-QAB 变换器在不同模式下的效率

Fig. 20 Efficiency of FT-QAB converter indifferent modes

5 结论

为保证双极直流配电网的高效率与高可靠性互联，本文提出 1 种容错型四有源桥变换器拓扑方案。所提变换器具备低功率变换级数及故障重构能力，并且能够实现正常运行与容错运行时主要运行区间内的零电压开关。基于双极系统互联场景，与 TAB、MAB 等传统拓扑方案进行对比分析，得到的主要结论如下。

(1)通过合理选择三绕组变压器变比，使得等效变比 m=0.5，FT-QAB 变换器正常运行与容错运行时的软开关区间均能达到最大。

(2)FT-QAB 变换器用于双极系统互联时，与 DAB、TAB 变换器组成的系统相比，降低了功率变换级数，在效率与成本方面具有显著优势。

(3)FT-QAB 变换器可实现高/低压侧 PTGF 时的故障重构，相对于 TAB、MAB、QT-QAB 变换器，其具备容错运行能力，当高/低压侧发生 PTGF 时，非故障极仍可向相邻系统传输功率。

高电压等级下高频变压器寄生参数引起的电流、电压振荡问题，加大了 IGBT 电流应力并造成 EMI 干扰问题。如何通过优化控制、增加辅助电路等方法平抑变压器端口电压的高频振荡有待进一

步研究。此外，FT-QAB 变换器具备隔离高/低压侧双极不平衡功率的能力。变换器的不平衡功率隔离方案及双极功率不平衡时的软开关特性也有待进一步研究。

参考文献：

[1] Ma Jianjun, Zhu Miao, Cai Xu, et al. DC substation for DC grid—Part I: Comparative evaluation of DC substation configurations [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(10): 9719-9731.

[2] Ma Jianjun, Zhu Miao, Cai Xu, et al. DC substation for DC grid—Part II: Hierarchical control strategy and verifications [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(9): 8682-8696.

[3] 杜博闻, 侯川川, 朱淼, 等. 面向光储黑启动电源的逆变器改进自同步电压源控制策略[J]. 电源学报, 2026, 24(1): 252-261.
Du Bowen, Hou Chuanchuan, Zhu Miao, et al. Improved self-synchronous voltage source control strategy for inverter in PV-storage black-start power supply [J]. Journal of Power Supply, 2026, 24(1): 252-261. (in Chinese)

[4] 苏福清, 匡洪海, 钟浩. 基于 AG-MOPSO 的含风电配电网无功优化[J]. 电源学报, 2024, 22(4): 192-199.
Su Fuqing, Kuang Honghai, Zhong Hao. Reactive power optimization of wind power distribution network based on AG-MOPSO [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(4): 192-199. (in Chinese)

[5] 王建, 林国庆. 一种低电流纹波高增益软开关直流变换器[J]. 电源学报, 2024, 22(2): 36-46.
Wang Jian, Lin Guoqing. Soft-switching DC-DC converter with low current ripple and high gain [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(2): 36-46. (in Chinese)

[6] 马钊, 焦在滨, 李蕊. 直流配电网络架构与关键技术[J]. 电网技术, 2017, 41(10): 3348-3357.
Ma Zhao, Jiao Zaibin, Li Rui. Network structures and key technologies of DC distribution systems [J]. Power System Technology, 2017, 41(10): 3348-3357.(in Chinese)

[7] 姜淞瀚, 彭克, 徐丙垠, 等. 直流配电系统示范工程现状与展望[J]. 电力自动化设备, 2021, 41(5): 219-231.
Jiang Songhan, Peng Ke, Xu Bingyin, et al. Current situation and prospect of demonstration projects of DC distribution system [J]. Electric Power Automation Equipment, 2021, 41(5): 219-231. (in Chinese)

[8] 唐巍, 张起铭, 张璐, 等. 新型配电系统多层级交直流互联理念、关键技术与发展方向[J]. 电力系统自动化, 2023, 47(6): 1-17.
Tang Wei, Zhang Qiming, Zhang Lu, et al. Concept, key technologies and development direction of multilevel AC/DC interconnection in new distribution system [J]. Automation of Electric Power Systems, 2023, 47(6): 1-17. (in Chinese)

[9] Lee J Y, Jung J H. Modified three-port DAB converter employing voltage balancing capability for bipolar DC distribution system [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(7): 6710-6721.

[10] Kakigano H, Miura Y, Ise T. Low-voltage bipolar-type DC microgrid for super high quality distribution [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25(12): 3066-3075.

[11] 国家质量监督检验检疫总局, 中国国家标准化管理委员会. 中低压直流配电电压导则: GB/T 35727—2017 [S]. 北京: 中国标准出版社, 2017.
General Administration of Quality Supervision, Inspection and Quarantine of the People's Republic of China, Standardization Administration of the People's Republic of China. Guideline for Standard Voltages of Medium and Low Voltage DC Distribution System: GB/T 35727—2017 [S]. Beijing: Standards Press of China, 2017. (in Chinese)

[12] Ma Jianjun, Zhu Miao, Li Yunwei, et al. Monopolar fault reconfiguration of bipolar half bridge converter for reliable load supply in DC distribution system [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(9): 11305-11318.

[13] Wang Fei, Lei Zhifang, Xu Xinwei, et al. Topology deduction and analysis of voltage balancers for DC microgrid [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2017, 5(2): 672-680.

[14] Zhao Biao, Song Qiang, Liu Wenhua, 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.

[15] Tao H, Kotsopoulos A, Duarte J L, et al. Family of multiport bidirectional DC-DC converters [J]. IEE Proceedings - Electric Power Applications, 2006, 153(3): 451-458.

[16] Zhao Shanshan, Chen Yu, Cui Shenghui, et al. Three-port bidirectional operation scheme of modular-multilevel DC-DC converters interconnecting MVDC and LVDC grids [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(7): 7342-7348.

[17] Yang Jiajun, Buticchi G, Gu Chunyang, et al. A generalized input impedance model of multiple active bridge converter [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2020, 6(4): 1695-1706.

[18] Neubert M, Engel S P, Gottschlich J, et al. Dynamic power control of three-phase multiport active bridge DC-DC converters for interconnection of future DC-grids [C]// 2017 IEEE 12th International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS). Honolulu, HI, USA, 2018: 639-646.

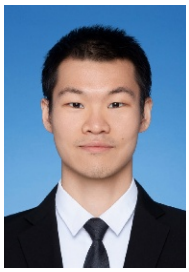
[19] Harrye Y A, Ahmed K H, Adam G P, et al. Comprehensive steady state analysis of bidirectional dual active bridge DC/DC converter using triple phase shift control [C]// 2014 IEEE 23rd International Symposium on Industrial Electronics (ISIE). Istanbul, Turkey, 2014: 437-442.

[20] Purgat P, Bandyopadhyay S, Qin Zian, et al. Zero voltage switching criteria of triple active bridge converter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(5): 5425-5439.

[21] Shen Xianger, Ma Jianjun, Zhu Miao. Fault-tolerant multiport quadruple active bridge converter for resilient interconnection of bipolar DC systems [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2025, 40(10): 15545-15561.

[22] Bahmani M A, Thiringer T, Kharezy M. Design methodology and optimization of a medium-frequency transformer for high-power DC-DC applications [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2016, 52(5): 4225-4233.

[23] 崔彬, 李欣阳, 薛芃, 等. 双主动全桥变换器的高频振荡影响因素[J]. 清华大学学报(自然科学版), 2020, 60(6): 530-536.
Cui Bin, Li Xinyang, Xue Peng, et al. Factors influencing high frequency oscillations in dual active bridge converters [J]. Journal of Tsinghua University (Science and Technology), 2020, 60(6): 530-536. (in Chinese)



徐大桢

作者简介：

徐大桢(2000—)，男，硕士研究生。研究方向：电力电子变换器。E-mail：dazhen01@126.com。

马建军(1992—)，男，中国电源学会会员，通信作者，博士，副教授。研究方向：电力电子化电力系统。E-mail：j.j.ma@sjtu.edu.cn。

朱淼(1979—)，男，中国电源学会高级会员，博士，教授。研究方向：新能源并网，混合交直流功率变换。E-mail：miaozhu@sjtu.edu.cn。

(责任编辑：孙美菊)