

规避非隔离交直交级联变换器短路路径的 两相 SVPWM 算法

吕霄¹, 孟令辉², 王悦¹, 徐翊宸¹, 舒泽亮^{1*}

(1. 西南交通大学电气工程学院, 四川省 成都市 610031;
2. 四川航天烽火伺服控制技术有限公司, 四川省 成都市 611130)

Two-phase SVPWM Modulation Strategy for Avoiding Short-circuit Paths in Non-isolated Cascaded AC-DC-AC Converters

LYU Xiao¹, MENG Linghui², WANG Yue¹, XU Yichen¹, SHU Zeliang^{1*}

(1. School of Electrical Engineering, Southwest Jiaotong University, Chengdu 610031, Sichuan Province, China;
2. Sichuan Aerospace Fenghuo Servo Control Technology Co., Ltd., Chengdu 611130, Sichuan Province, China)

ABSTRACT: In order to realize the low cost and lightweight of the co-phase power supply system, a non-isolated cascaded AC-DC converter without the isolation stage of the active power compensator is proposed in this paper. However, the traditional modulation strategy cannot avoid the short-circuit paths in the proposed topology, which causes the DC voltage instability and the internal current surge. Therefore, this paper analyzes the short-circuit characteristics of the proposed topology, defines the causes of DC capacitors short-circuit and the law of available switching state, and proposes an iterative two-phase space vector pulse width modulation (SVPWM) modulation strategy. In the proposed modulation strategy, the input and output converters are uniformly modulated to ensure that the output voltage does not jump, and then the optimal voltage balancing vector of each module is selected according to the principle of optimal voltage balancing. Finally, the vector of each module is reconstructed according to the short-circuit path law, and the available switching state of the zero vector is reassigned to avoid the short-circuit path. Simulation and experimental results show that the proposed modulation strategy can avoid the the DC capacitor short-circuiting paths. Moreover, the proposed topology can reduce the volume, weight, and cost of isolated active power compensators by more than 50%.

KEY WORDS: co-phase power supply; non-isolated

基金项目: 国家重点研发计划项目(2021YFB2601500); 国家自然科学基金项目(52077183)。

National Key R&D Program of China (2021YFB2601500); Project Supported by National Natural Science Foundation of China (52077183).

converter; short-circuit path avoidance; two-phase space vector pulse width modulation (SVPWM)

摘要: 为了实现同相供电系统的低成本轻量化, 该文提出一种取消有源功率补偿器隔离单元的非隔离级联交直交变换器。然而, 传统调制策略无法规避所提拓扑存在的短路开关状态, 造成直流电压失稳、内部电流激增。为此, 对所提拓扑的短路特性进行分析, 阐明直流电容短路原因和可用开关状态规律, 并提出一种基于迭代算法的两相空间矢量脉宽调制策略。所提调制策略首先对输入与输出变换器进行统一调制确保端口电平不跳变, 再按照最优均压原则选择各个模块的最优均压矢量, 最后, 结合短路路径规律对各个模块的矢量进行重构, 并重新分配规避短路路径的零矢量可用开关状态。仿真和实验验证结果表明, 所提调制策略可有效规避直流电容短路路径, 减少隔离型有源功率补偿器 50%以上的体积重量和成本。

关键词: 同相供电; 非隔离变换器; 规避短路路径; 两相空间矢量脉宽调制

0 引言

同相供电技术作为牵引供电系统的一种创新方式, 不仅解决了传统异相供电方式中存在的电能质量问题, 还能取消牵引变电所内的电分相^[1-3]。目前, 同相供电技术的相关研究主要集中在牵引供电系统的拓扑结构、控制策略、系统容量以及效率的改进和提升^[4-7], 进一步满足现代化电气化铁路系统的需求^[8-10]。

近年来, 基于电力电子变压器(power electronic transformer, PET)的同相供电系统得到了广泛研究

与应用^[11-15]。为取消工频变压器,提出一种基于PET型贯通式同相供电方案。与已有的同相供电方案相比,该方案通过高频变压器实现输入与输出侧的电气隔离,从而减少系统的体积,但其电能传递级数多、成本高,不适合大规模推广应用^[16]。

为实现牵引供电系统的低成本、轻量化,本文提出一种基于非隔离级联变换器的同相供电方案,该结构可以取消传统拓扑中的工频或中高频变压器,从而减少系统的成本和体积。但由于缺少电气隔离会使得直流侧电容出现短路问题,因此如何规避短路路径是非隔离级联变换器应用在同相供电系统的关键。优化控制策略或调制技术是解决这一问题的常用手段^[17-21]。

针对单相-三相九模块非隔离级联变换器,通过模型预测对比下一时刻和当前时刻的开关状态,进而产生规避短路路径的开关信号,以避免变换器中的直流电容短路,同时确保变换器输入输出电能的质量^[18]。由于有限控制集需要逐个判断 3×2^{12} 种开关组合中能够避免短路的开关状态,因没有利用短路规律,该规避短路路径的方法存在计算量较大、实现复杂的问题。

为规避直流侧电容的短路路径,通过级联线是否有大电流为判据筛选出所有可用开关组合,再将输出的端口电平与可用的开关组合相结合^[20]。但该方法输出的端口电平为工频,造成网侧电流谐波含量较大,且无法扩展至多模块非隔离级联变换器中,因此该方法也不适合应用于实际工程中。

针对非隔离变换器存在的直流电容短路问题,本文提出一种基于迭代算法的规避短路路径的两相空间矢量脉宽调制策略(space vector pulse width modulation, SVPWM)算法,搭建三模块两电平非隔离级联变换器的小功率实验平台,验证所提拓扑在同相供电系统中的可行性及调制算法规避短路路径的有效性。

1 非隔离级联变换器拓扑与短路特性

1.1 非隔离级联变换器拓扑

本文所提基于非隔离级联变换器的同相供电方案结构如图1所示,其中补偿臂由非隔离级联变换器构成。非隔离级联变换器拓扑结构主要由两部分组成,分别为前级AC-DC和后级DC-AC,两者为对称两电平全桥级联拓扑,因此可以等效分析。以前级两电平全桥级联整流器为例,图1中:供电

系统由 n 个两电平全桥整流器子模块级联而成;每个子模块有 a 、 b 2个桥臂,每个桥臂由上下2个功率开关器件组成, S_{i1} 、 S_{i2} 、 S_{i3} 、 S_{i4} 分别为4个开关管,其中 i 表示模块数, $i=1,2,\dots,n$; C_i 为直流侧支撑电容; a_i 、 b_i 为子模块的交流侧端口,模块1的端口 a_1 和交流电源的正端相连,模块1的端口 b_1 则和模块2的端口 a_2 通过模块间的级联线相连,其余模块按上述方式依次连接,最后模块 n 的端口 b_n 连接到交流电源负端,以此形成两电平全桥级联整流器;后级两电平全桥逆变器同理, S_{i5} 、 S_{i6} 、 S_{i7} 、 S_{i8} 分别为4个开关管, c_i 、 d_i 为各子模块的交流侧端口。

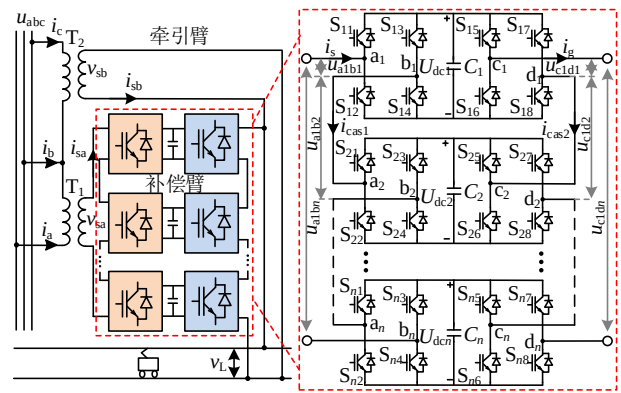


图1 基于非隔离级联变换器同相供电系统

Fig. 1 Co-phase power supply system based on non-isolated cascaded converters

由上述级联整流器的连接方式可知,整流侧和逆变侧总的端口电平 u_{a1bn} 、 u_{c1dn} 分别为两侧所有子模块的端口电平之和,即:

$$\begin{cases} u_{a1bn} = u_{a1b1} + u_{a2b2} + \dots + u_{anbn} \\ u_{c1dn} = u_{c1d1} + u_{c2d2} + \dots + u_{cndn} \end{cases} \quad (1)$$

假设每个子模块的直流侧电压相等,即 $V_{dci}=E$,则每个单模块可以输出 $-E$ 、 0 、 $+E$ 3个电平,因此,整流侧和逆变侧的总端口电平 u_{a1bn} 和 u_{c1dn} 可以输出 $-nE$ 到 $+nE$,一共 $2n+1$ 个电平数。

1.2 两模块非隔离级联变换器可用开关状态分析

通过1.1节的分析可知,由于结构的对称性,非隔离级联变换器可以分为级联整流器和逆变器。但传统调制方法对2部分进行单独调制,部分开关状态会使非隔离级联变换器模块内或模块间的直流侧电容发生短路,其中两模块非隔离级联变换器的模块内、模块间两种典型短路路径示意图2所示。

当开关管 S_{13} 、 S_{18} 、 S_{21} 、 S_{23} (S_{14} 、 S_{18} 、 S_{22} 、 S_{23})导通时,模块1(或模块2)模块内电容短路,对应的

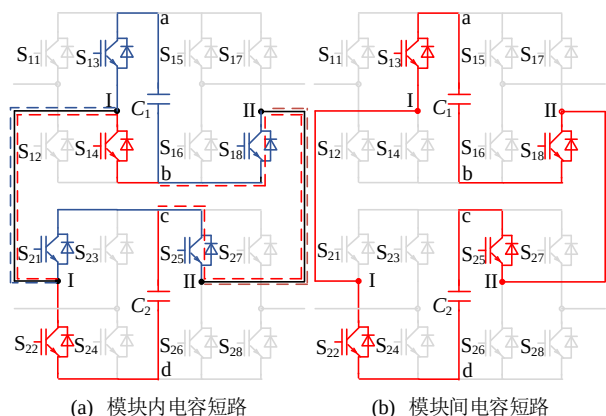


图2 非隔离级联变换器短路路径

Fig. 2 Short-circuit pathways in non-isolated cascaded converters

模块内直流侧电容的正负极相连的流通过程如图2(a)所示；当开关管 S_{13} 、 S_{18} 、 S_{22} 、 S_{23} 导通时，模块1和模块2的电容串联后短路，2个直流侧电容的正极和负极相串联的流通过程如图2(b)所示。由于短路路径上阻抗近乎为零，级联线与开关管上将流过极大的短路电流，导致直流侧电压失稳，甚至开关管损坏，系统无法正常工作。

根据图2所示短路路径分析，将两模块级联变换器 $4^4=256$ 种开关组合列举出来，可得如图3所示的两模块非隔离级联变换器是否为短路路径开关组合真值表。其中：“0”表示该开关组合为短路路径；“1”表示该开关组合为可行路径。在256种状态组合中，仅有96种可行状态。

逆变侧导通开关管		整流侧导通开关管																整流侧端口电平	
		(S ₁₁ , S ₁₈)	(S ₁₆ , S ₁₈)	(S ₁₆ , S ₂₈)	(S ₁₆ , S ₃₇)	(S ₁₆ , S ₃₈)	(S ₁₆ , S ₃₉)	(S ₁₆ , S ₄₈)	(S ₁₆ , S ₄₉)	(S ₁₆ , S ₅₇)	(S ₁₆ , S ₅₈)	(S ₁₆ , S ₅₉)	(S ₁₆ , S ₆₇)	(S ₁₆ , S ₆₈)	(S ₁₆ , S ₆₉)	(S ₁₆ , S ₇₇)	(S ₁₆ , S ₇₈)		(S ₁₆ , S ₇₉)
(S ₁₁ , S ₁₄)	(S ₂₁ , S ₂₄)	1	0	1	0	1	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	+2E
(S ₁₁ , S ₁₄)	(S ₂₂ , S ₂₄)	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	1	1	0	0	1	0
(S ₁₁ , S ₁₄)	(S ₂₁ , S ₂₃)	1	0	1	0	1	0	1	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	+E
(S ₁₁ , S ₁₃)	(S ₂₁ , S ₂₄)	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	1	1	0	0	1	0
(S ₁₂ , S ₁₄)	(S ₂₁ , S ₂₄)	1	0	1	0	1	0	1	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0
(S ₁₁ , S ₁₃)	(S ₂₁ , S ₂₃)	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	1	1	0	0	1	0
(S ₁₁ , S ₁₃)	(S ₂₂ , S ₂₄)	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	1	1	0	1	1	0
(S ₁₂ , S ₁₄)	(S ₂₂ , S ₂₄)	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	1	1	0	0	1	0
(S ₁₁ , S ₁₄)	(S ₂₁ , S ₂₃)	1	0	1	0	1	0	1	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0
(S ₁₁ , S ₁₄)	(S ₂₂ , S ₂₃)	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	1	1	0	0	1	0
(S ₁₂ , S ₁₃)	(S ₂₁ , S ₂₄)	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	1	1	1	0	0	1	0	0
(S ₁₂ , S ₁₃)	(S ₂₁ , S ₂₃)	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	1	0	0	1	0
(S ₁₁ , S ₁₃)	(S ₂₂ , S ₂₃)	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	1	1	0	1	0
(S ₁₂ , S ₁₄)	(S ₂₂ , S ₂₃)	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	1	1	0	0	1	0
(S ₁₂ , S ₁₃)	(S ₂₂ , S ₂₄)	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	1	1	0	1	0
(S ₁₁ , S ₁₃)	(S ₂₁ , S ₂₃)	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	1	1	0	1	0
(S ₁₂ , S ₁₄)	(S ₂₁ , S ₂₃)	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	1	1	0	0	1	0
(S ₁₂ , S ₁₃)	(S ₂₂ , S ₂₃)	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	1	1	0	1	0
(S ₁₂ , S ₁₄)	(S ₂₂ , S ₂₄)	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	1	1	0	0	1	0
(S ₁₂ , S ₁₃)	(S ₂₁ , S ₂₃)	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	1	1	0	1	0
(S ₁₂ , S ₁₄)	(S ₂₁ , S ₂₄)	0	1	0	1	0	1	0	1	0	0	0	0	0	1	1	0	1	0
(S ₁₂ , S ₁₃)	(S ₂₂ , S ₂₃)	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	1	1	0	1	0
(S ₁₂ , S ₁₄)	(S ₂₂ , S ₂₄)	0	1	0	1	0	1	0	1	0	0	0	0	0	1	1	0	1	0
(S ₁₂ , S ₁₃)	(S ₂₁ , S ₂₃)	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	1	1	0	1	0
(S ₁₂ , S ₁₄)	(S ₂₁ , S ₂₄)	0	1	0	1	0	1	0	1	0	0	0	0	0	1	1	0	1	0
(S ₁₂ , S ₁₃)	(S ₂₂ , S ₂₃)	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	1	1	0	1	0
(S ₁₂ , S ₁₄)	(S ₂₂ , S ₂₄)	0	1	0	1	0	1	0	1	0	0	0	0	0	1	1	0	1	0
(S ₁₂ , S ₁₃)	(S ₂₁ , S ₂₃)	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	1	1	0	1	0
(S ₁₂ , S ₁₄)	(S ₂₁ , S ₂₄)	0	1	0	1	0	1	0	1	0	0	0	0	0	1	1	0	1	0
(S ₁₂ , S ₁₃)	(S ₂₂ , S ₂₃)	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	1	1	0	1	0
(S ₁₂ , S ₁₄)	(S ₂₂ , S ₂₄)	0	1	0	1	0	1	0	1	0	0	0	0	0	1	1	0	1	0
(S ₁₂ , S ₁₃)	(S ₂₁ , S ₂₃)	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	1	1	0	1	0
(S ₁₂ , S ₁₄)	(S ₂₁ , S ₂₄)	0	1	0	1	0	1	0	1	0	0	0	0	0	1	1	0	1	0
(S ₁₂ , S ₁₃)	(S ₂₂ , S ₂₃)	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	1	1	0	1	0
(S ₁₂ , S ₁₄)	(S ₂₂ , S ₂₄)	0	1	0	1	0	1	0	1	0	0	0	0	0	1	1	0	1	0
(S ₁₂ , S ₁₃)	(S ₂₁ , S ₂₃)	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	1	1	0	1	0
(S ₁₂ , S ₁₄)	(S ₂₁ , S ₂₄)	0	1	0	1	0	1	0	1	0	0	0	0	0	1	1	0	1	0
(S ₁₂ , S ₁₃)	(S ₂₂ , S ₂₃)	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	1	1	0	1	0
(S ₁₂ , S ₁₄)	(S ₂₂ , S ₂₄)	0	1	0	1	0	1	0	1	0	0	0	0	0	1	1	0	1	0
(S ₁₂ , S ₁₃)	(S ₂₁ , S ₂₃)	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	1	1	0	1	0
(S ₁₂ , S ₁₄)	(S ₂₁ , S ₂₄)	0	1	0	1	0	1	0	1	0	0	0	0	0	1	1	0	1	0
(S ₁₂ , S ₁₃)	(S ₂₂ , S ₂₃)	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	1	1	0	1	0
(S ₁₂ , S ₁₄)	(S ₂₂ , S ₂₄)	0	1	0	1	0	1	0	1	0	0	0	0	0	1	1	0	1	0
(S ₁₂ , S ₁₃)	(S ₂₁ , S ₂₃)	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	1	1	0	1	0
(S ₁₂ , S ₁₄)	(S ₂₁ , S ₂₄)	0	1	0	1	0	1	0	1	0	0	0	0	0	1	1	0	1	0
(S ₁₂ , S ₁₃)	(S ₂₂ , S ₂₃)	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	1	1	0	1	0
(S ₁₂ , S ₁₄)	(S ₂₂ , S ₂₄)	0	1	0	1	0	1	0	1	0	0	0	0	0	1	1	0	1	0
(S ₁₂ , S ₁₃)	(S ₂₁ , S ₂₃)	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	1	1	0	1	0
(S ₁₂ , S ₁₄)	(S ₂₁ , S ₂₄)	0	1	0	1	0	1	0	1	0	0	0	0	0	1	1	0	1	0
(S ₁₂ , S ₁₃)	(S ₂₂ , S ₂₃)	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	1	1	0	1	0
(S ₁₂ , S ₁₄)	(S ₂₂ , S ₂₄)	0	1	0	1	0	1	0	1	0	0	0	0	0	1	1	0	1	0
(S ₁₂ , S ₁₃)	(S ₂₁ , S ₂₃)	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	1	1	0	1	0
(S ₁₂ , S ₁₄)	(S ₂₁ , S ₂₄)	0	1	0	1	0	1	0	1	0	0	0	0	0	1	1	0	1	0
(S ₁₂ , S ₁₃)	(S ₂₂ , S ₂₃)	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	1	1	0	1	0
(S ₁₂ , S ₁₄)	(S ₂₂ , S ₂₄)	0	1	0	1	0	1	0	1	0	0	0	0	0	1	1	0	1	0
(S ₁₂ , S ₁₃)	(S ₂₁ , S ₂₃)	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	1	1	0	1	0
(S ₁₂ , S ₁₄)	(S ₂₁ , S ₂₄)	0	1	0	1	0	1	0	1	0	0	0	0	0	1	1	0	1	0
(S ₁₂ , S ₁₃)	(S ₂₂ , S ₂₃)	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	1	1	0	1	0
(S ₁₂ , S ₁₄)	(S ₂₂ , S ₂₄)	0	1	0	1	0	1	0	1	0	0	0	0	0	1	1	0	1	0
(S ₁₂ , S ₁₃)	(S ₂₁ , S ₂₃)	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	1	1	0	1	0
(S ₁₂ , S ₁₄)	(S ₂₁ , S ₂₄)	0	1	0	1	0	1	0	1	0	0	0	0	0	1	1	0	1	0
(S ₁₂ , S ₁₃)	(S ₂₂ , S ₂₃)	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	1	1	0	1	0
(S ₁₂ , S ₁₄)	(S ₂₂ , S ₂₄)	0	1	0	1	0	1	0	1	0	0	0	0	0	1	1	0	1	0
(S ₁₂ , S ₁₃)	(S ₂₁ , S ₂₃)	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	1	1	0	1	0
(S ₁₂ , S ₁₄)	(S ₂₁ , S ₂₄)	0	1	0	1	0	1	0	1	0	0	0	0	0	1	1	0	1	0
(S ₁₂ , S ₁₃)	(S ₂₂ , S ₂₃)	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	1	1	0	1	0
(S ₁₂ , S ₁₄)	(S ₂₂ , S ₂₄)	0	1	0	1	0	1	0	1	0	0	0	0	0	1	1	0	1	0
(S ₁₂ , S ₁₃)	(S ₂₁ , S ₂₃)	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	1	1	0	1	0
(S ₁₂ , S ₁₄)	(S ₂₁ , S ₂₄)	0	1	0	1	0	1	0	1	0	0	0	0	0	1	1	0	1	0
(S ₁₂ , S ₁₃)	(S ₂₂ , S ₂₃)	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	1	1	0	1	0
(S ₁₂ , S ₁₄)	(S ₂₂ , S ₂₄)	0	1	0	1	0	1	0	1	0	0	0	0	0	1	1	0	1	0
(S ₁₂ , S ₁₃)	(S ₂₁ , S ₂₃)	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	1	1	0	1	0
(S ₁₂ , S ₁₄)	(S ₂₁ , S ₂₄)	0	1	0	1	0	1	0	1	0	0	0	0	0	1	1	0	1	0
(S ₁₂ , S ₁₃)	(S ₂₂ , S ₂₃)	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	1	1	0	1	0
(S ₁₂ , S ₁₄)	(S ₂₂ , S ₂₄)	0	1	0	1	0	1	0	1	0	0	0	0	0	1	1	0	1	0
(S ₁₂ , S ₁₃)	(S ₂₁ , S ₂₃)	0	0	0	0	0	0	1											

的状态，即可判断该路径是否为短路路径。

以前级整流器交流端口 u_{a1b2} 的电平数为 x 轴，后级逆变器交流端口 u_{c1d2} 的电平数为 y 轴建立坐标系，可以得到两模块非隔离级联变换器的空间矢量图，并在图 5(a)中标注所有非短路路径和短路路径对应的可用矢量点和非法矢量点。

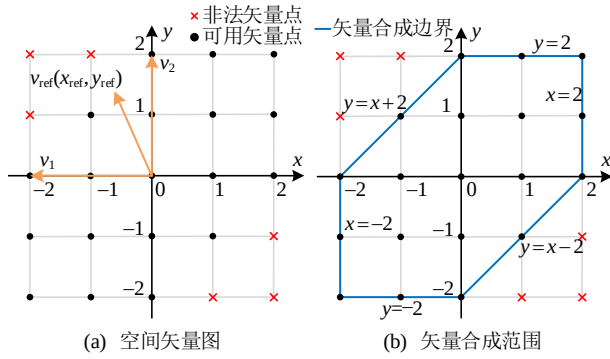


图 5 两模块非隔离级联变换器空间矢量图和矢量合成范围

Fig. 5 Space vector diagram and vector synthesis range for two-module non-isolated cascaded converter

可以看出，第 I、III 象限中的点均为可用矢量点，而在第 II、IV 象限中，存在无法合成参考电压的非法矢量，第 II、IV 象限的矢量合成边界分别为 $y = x \pm 2$ 。由此，可以得到两模块非隔离级联变换器的矢量合成范围如图 5(b)所示。

2.2 N 模块非隔离级联变换器短路路径规律

为分析 N 模块非隔离级联变换器的短路路径规律，首先对三模块变换器的短路路径规律进行分析。与两模块分析方法相似，可以将如图 4(c)所示的三模块变换器简化为 2 对 H 桥并联拓扑。假设存在相邻的两个模块之间不短路而整个系统短路的情况。对于三模块而言，此条件下模块 1 与模块 3 之间存在短路路径，则其短路路径存在 2 种可能性：模块 1 的正极和负极不经过模块 2 而是经过模块 3 相连；模块 1 的正极和负极只与模块三的负极和正极相连。

将图 4(c)进一步简化为如图 6 所示的路径简化图，图中模块 1 电容正负端 a、b 与模块 3 电容正负端 e、f 相连需经过模块 2 电容正负端 c、d。因均不与模块 2 短路，当且仅当模块 1 与模块 2 电容相并联时模块 1 与模块 3 存在短路路径，但若与模块 3 短路，则模块 2 也短路，这与假设相矛盾。

综上所述，不存在相邻的两模块之间不短路而

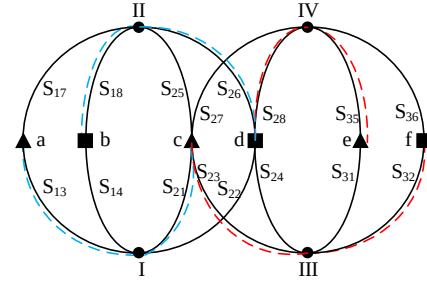


图 6 三模块级联线相连桥臂简化图

Fig. 6 Simplified diagram of three-module cascaded converter with line-connected bridge arm

整个系统短路的情况，因此三模块非隔离级联变换器短路路径具有以下规律：如果相邻两模块之间不存在短路路径，则整个系统都不会存在短路路径；则对于 N 模块非隔离级联变换器，只要确保所有相邻模块之间不存在短路路径，则整个 N 模块非隔离级联变换器系统都不会存在短路路径。利用这一特点，在分析 N 模块短路路径规律时可以将非隔离级联变换器分成 $N-1$ 个独立的两模块非隔离级联变换器进行分析。

3 规避短路路径的 SVPWM 调制策略

由于非隔离级联变换器在特定的开关组合下会形成短路路径，因此不能根据整流侧和逆变侧端口电平直接分配各模块开关管信号，而应先进行一次短路判断，再根据结果输出或者重新选择无短路路径的开关信号组合，从而规避非隔离级联变换器的短路路径。

3.1 规避短路路径开关组合的选择策略

在非隔离级联变换器整流和逆变侧，各模块的各开关管信号与端口电平对应关系为：当 $(S_{i1}, S_{i2}, S_{i3}, S_{i4}) = (S_{i5}, S_{i6}, S_{i7}, S_{i8}) = (1001)$ 时，端口电平为 $+E$ ；当 $(S_{i1}, S_{i2}, S_{i3}, S_{i4}) = (S_{i5}, S_{i6}, S_{i7}, S_{i8}) = (1010)$ 或 (0101) 时，端口电平为 0；当 $(S_{i1}, S_{i2}, S_{i3}, S_{i4}) = (S_{i5}, S_{i6}, S_{i7}, S_{i8}) = (0110)$ 时，端口电平为 $-E$ 。其中，开关管状态“1”表示导通，“0”表示关断。从中可以发现，只有当端口电平为 0 时才有冗余开关信号，因此当出现短路路径时，可以改变零电平的模块的开关信号规避该短路路径。例如，在图 7(a)所示开关组合下，级联线相连的桥臂上开关管的信号关系可以表示为 $(S_{13} - S_{17}) - (S_{21} - S_{25}) = 1$ ，根据短路路径规律可知系统处于短路状态。此时，只有整流侧模块 1 的端口电平为 0，如果将该模块的开关管信号 $(S_{i1}, S_{i2}, S_{i3}, S_{i4})$ 由 (1010) 改变为 (0101) ，此时级联线

上的4个开关管信号的关系为 $(S_{13}-S_{17})-(S_{21}-S_{25})=0$ ，这样就可以在保证端口电平不变的情况下规避掉短路路径。

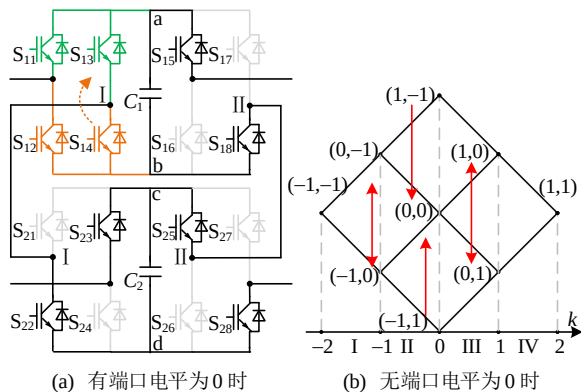


图7 规避短路路径方法示意图

Fig. 7 Illustration of method to avoid short-circuit paths in two-module non-isolated cascaded converter

针对级联线桥臂开关信号与短路状态的关系，建立短路判断函数 Q ， $Q=(S_{13}-S_{17})-(S_{21}-S_{25})$ ， $Q \in [-2, 2]$ 。由短路路径的规律可知，当 $Q=0$ 时系统不存在短路路径，当 $Q \neq 0$ 时系统存在短路路径。如果端口电平为0时默认分配开关管信号(1010)，以两模块非隔离变换器为例介绍如何通过各模块矢量重构以及零矢量的开关信号分配改变 Q 值：

1) 当模块1整流或逆变侧的端口电平为0时，改变其开关管信号则相当于将 S_{13} 或 S_{17} 由1变为0，则 Q 值均减小1；

2) 当模块2整流或逆变侧的端口电平为0时，改变其开关管信号则相当于将 S_{21} 或 S_{25} 由1变为0，则 Q 的值增加1；

3) 假如出现短路路径时，所有模块的端口电平都不为0，则可以重新选择冗余矢量使某一模块的端口电平变为0。若图7(a)模块一整流侧 S_{13} 和 S_{14} 导通，该开关组合对应的 Q 值为-1，表明系统出现了短路路径，但其余模块的端口电平均不可以为0，因此无法规避该短路路径。此时可以将整流侧两个模块的端口电平进行重构，即各模块均调整为零电平，即将整流侧矢量从(1,-1)改为(0,0)，如图7(b)所示。然后根据调整后 Q 值，采用上述方法修改相应模块的开关信号，且可采用相同方法处理其余矢量以及逆变侧对应的矢量。

3.2 矢量区域划分

非隔离级联变换器存在矢量合成范围，因此选择矢量合成时不能将整流和逆变侧的端口矢量分

开进行选择，否则会出现选择的矢量无可行开关组合，即选择到非法矢量点。

首先，在选择非隔离级联变换器整流侧和逆变侧的端口矢量时，需保证每一侧的端口电平都不会出现越级跳变，否则会造成多个开关管同时动作。例如，整流侧的端口电平由 $-2E$ 变为 $+2E$ 时，8个开关管同时动作。随着模块数的增加，同时动作的开关管也会增加。如果同时动作的开关管过多，不仅会使变换器总体的开关频率增大，而且由于实际工程中开关信号存在死区时间的原因，开关管难以做到完全同步动作，因此可能会使开关管的电压应力变大，甚至会造成变换器桥臂上两个开关管都导通从而短路的情况出现。而当端口电平向相邻的端口电平变化，例如由 $+E$ 变为0时，只有2个开关管动作。因此，合成参考电压时应当选择相邻矢量进行合成。

图8给出三模块非隔离级联变换器的空间矢量图，将其分为4个区域。其中，区域I可以由相邻的4个矢量进行合成，如图9(a)所示；而区域II、III由于存在非法矢量点，因此只能由相邻的3个矢量进行合成，如图10(a)所示；区域IV则无法用矢

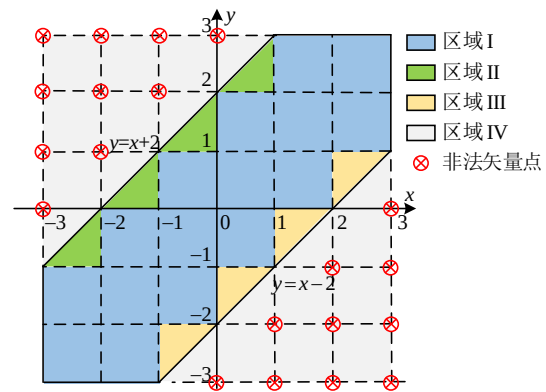


图8 三模块非隔离级联变换器空间矢量图的区域划分

Fig. 8 Region division of space vector diagram for a three-module non-isolated cascaded converter

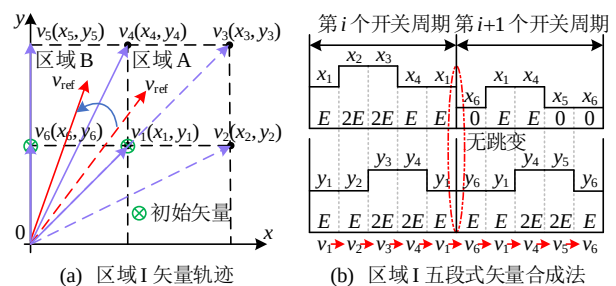


图9 区域I五式矢量合成法

Fig. 9 Five-vector synthesis method in region 1

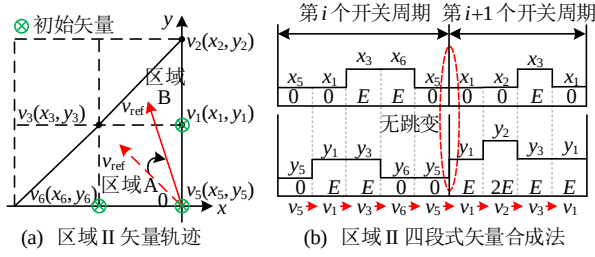


图 10 区域 II、III 四段式矢量合成法

Fig. 10 Four-vector synthesis method in region ii, iii

量合成。首先分析区域 I 的矢量选择规则。由图 9(a) 可知, 当参考电压 $v_{ref}(x_{ref}, y_{ref})$ 落在区域 A 时, 应当由相邻的 4 个矢量 $v_1(x_1, y_1)$ 、 $v_2(x_2, y_2)$ 、 $v_3(x_3, y_3)$ 和 $v_4(x_4, y_4)$ 进行合成。假设当前矢量为 v_1 , 下一矢量为 v_3 , 则当前开关周期内 v_1 应当向 v_2 或 v_4 切换, 若参考电压 v_{ref} 的合成矢量 v_1 、 v_2 、 v_3 和 v_4 不变, 则无论是整流侧还是逆变侧的端口电平都不会发生跳变。但当参考电压 v_{ref} 发生区域变化时, 合成矢量也由 v_1 、 v_2 、 v_3 和 v_4 变化成 v_1 、 v_4 、 v_5 和 v_6 。假如在区域 A 时作用的矢量为 v_3 , 而变化区域 B 后作用的矢量为 v_6 , 则整流侧有可能发生端口电平跳变。

为此, 本文通过 2 个方法解决区域变化时端口电平发生跳变的问题。首先, 在选择初始矢量时本文按照下式来选择:

$$\begin{cases} x_s = \text{floor}(x_{ref}) \\ y_s = \text{floor}(y_{ref}) \end{cases} \quad (2)$$

式中: (x_s, y_s) 为初始矢量的坐标; floor 为向零取整函数, 因此根据式(2)选择的初始矢量实际上为近零矢量。

通过式(2)选择的初始矢量, 无论参考矢量如何变换, 变换前后初始矢量相差的端口电平数不会大于 1, 即端口电平无跳变。除此之外, 本文采用五段式的方法分配各个矢量作用的时间。假设参考矢量图 9(a) 所示的轨迹变化, 则第 i 个时钟周期时的初始矢量为 v_1 , 第 $i+1$ 个时钟周期的初始矢量为 v_6 。将每个时钟周期内合成矢量的作用时间分为五段, 且规定每个时钟周期内合成矢量统一沿逆时针方向向相邻矢量切换, 即第 i 个时钟周期内按照 v_1 、 v_2 、 v_3 、 v_4 、 v_1 的顺序依次作用, 第 $i+1$ 个时钟周期内按照 v_6 、 v_1 、 v_4 、 v_5 、 v_6 的顺序依次作用。按照上述两个方法, 无论合成参考电压的矢量如何变化, 整流侧和逆变侧的端口电平都不会发生跳变, 如图 9(b) 所示。

由对称性可知区域 II、III 矢量合成方法一致。以区域 II 为例, 在选择初始矢量时同样按照式(2)的方法选择近零矢量, 但是区域 II 只有 3 个合成矢量, 参考矢量图 10(a) 所示的轨迹变化, 分配法变为四段式的时间分配法。如图 10(b) 所示, 当参考矢量由区域 A 变化到区域 B 时, 整流侧和逆变侧端口电平同样都不会发生跳变。

3.3 最优均压矢量选择

为简化最优均压矢量选择策略在多模块级联整流器中的应用, 本文根据直流侧能量大小对各模块直流电压进行排序, 序号靠前的模块优先均压, 由此可以减少均压算法的步骤。令 V_{ave} 为各模块直流电压的平均值, 则每个模块直流电压偏移量为 $\Delta U_{dci} = V_{dci} - V_{ave}$ 。而各模块直流电压偏移量 ΔU_{dci} 的值越大, 代表其直流侧能量与其它模块相差的越大, 应当优先改变其端口电平, 则该模块的序号应该越靠前。因此, N 模块级联整流器的均压优先级情况如表 1 所示。

表 1 N 模块级联整流器均压优先级情况Table 1 Voltage equalization priority for n -module cascaded rectifiers

U_{dc} 偏移情况	$(T_1, T_2, \dots, T_n)$
$ \Delta U_{dc1} > \Delta U_{dc2} > \dots > \Delta U_{dcn} $	$(x_1, x_2, \dots, x_n)$
$ \Delta U_{dc1} > \Delta U_{dc3} > \dots > \Delta U_{dcn} $	$(x_1, x_3, \dots, x_n)$
$ \Delta U_{dc2} > \Delta U_{dc1} > \dots > \Delta U_{dcn} $	$(x_2, x_1, \dots, x_n)$
$ \Delta U_{dc2} > \Delta U_{dc3} > \dots > \Delta U_{dcn} $	$(x_2, x_3, \dots, x_n)$
$ \Delta U_{dc3} > \Delta U_{dc1} > \dots > \Delta U_{dcn} $	$(x_3, x_1, \dots, x_n)$
$ \Delta U_{dc3} > \Delta U_{dc2} > \dots > \Delta U_{dcn} $	$(x_3, x_2, \dots, x_n)$
$\vdots$	$\vdots$

表 1 中 $(T_1, T_2, \dots, T_n)$ 为模块均压优先级排序后的矢量, $(\Delta U_{dc-T_1}, \Delta U_{dc-T_2}, \dots, \Delta U_{dc-T_n})$ 该矢量对应模块的直流电压偏移量。在对各个模块的直流电压偏移量排序后, 按照 T_1 、 T_2 、 $\dots$ 、 T_n 的顺序依次改变对应模块的端口电平。

令当前级联整流器总的端口电平为 k , 对于 T_1 矢量, 当其余模块的端口电平取最大值 1 时, T_1 可取得最小值, 即最小值为 $k - (n - 1)$; 当其余模块的端口电平取 -1 时, T_1 可取得最大值, 即最大值为 $k + (n - 1)$ 。若此时 $Q_1 = \Delta U_{dc-T_1} i_s > 0$, 说明此模块能量过大, 应当减小该模块端口电平, 即取最小值; 若此时 $Q_1 = \Delta U_{dc-T_1} i_s < 0$, 说明此模块能量过小, 应当增大该模块端口电平, 即取最大值。结合 T_1 矢量自身的限制, 则可得到 T_1 的取值范围为

$$T_i = \begin{cases} \max[k - (n-1), -1], & Q_i > 0 \\ \min[k + (n-1), 1], & Q_i \leq 0 \end{cases} \quad (3)$$

按照上述方法依次类推,可以得到矢量 T_i 的值为

$$T_i = \begin{cases} \max[k - T_1 \cdots - T_{i-1} - (N-i), -1], & Q_i > 0 \\ \min[k - T_1 \cdots - T_{i-1} + (N-i), 1], & Q_i \leq 0 \end{cases} \quad (4)$$

通过式(4),即可求得矢量 $T_1, T_2, \dots, T_{n-1}$ 的值,而 T_n 的值为

$$T_n = k - T_1 - T_2 - \cdots - T_{n-1} \quad (5)$$

最后根据将矢量 $(T_1, T_2, \dots, T_n)$ 还原为 $(x_1, x_2, \dots, x_n)$,即可实现级联整流器的均压算法。对于级联逆变器,其能量传输方向与整流器相反,因此只需将式(4)改写为

$$T_i = \begin{cases} \max[k - T_1 \cdots - T_{i-1} - (N-i), -1], & Q_2 \leq 0 \\ \min[k - T_1 \cdots - T_{i-1} + (N-i), 1], & Q_2 > 0 \end{cases} \quad (6)$$

式中 $Q_2 = \Delta U_{dc-T1} i_g$,即可求得级联逆变器各个矢量的值。再按照级联整流器的方法,最终可以得到级联逆变器的均压算法。将两个算法结合,即可得到 N 模块非隔离级联变换器最优均压矢量的选择策略。

3.4 N 模块规避短路路径两相 SVPWM 算法

由上文分析可知, N 模块非隔离级联变换器中相邻两模块之间不存在短路路径,则整个系统便不会存在短路路径。因此,在选择 N 模块系统的规避短路路径的开关组合时,可以分成 $N-1$ 组两两相邻模块来选择,即先使模块 1 和模块 2 之间不存在短路路径,依次使相邻之间不存在短路路径,而两模块之间非短路路径开关组合的规律和选择策略已经在上文给出。

N 模块非隔离级联变换器选择规避短路路径的 SVPWM 算法的流程图如图 11 所示,该方法的具体步骤为:

1) 由当前调制波判断矢量区域,并计算当前作用矢量,根据各模块的直流电压 V_{dc} ,计算各模块电压不平衡度,由最优均压算法得到各模块整流与逆变的各模块端口电平。

2) 根据整流侧端口电平 $(x_1, x_2, \dots, x_n)$ 和逆变侧端口电平 $(y_1, y_2, \dots, y_n)$ 值分配对应的开关信号,0 电平默认分配(1010)。

3) 由零矢量重新分配开关信号以规避短路路径,根据分配后的开关信号计算第 $n-1$ 和 n 模块的级联线开关管信号 Q_n 的值,若 Q_n 的值为 0,直

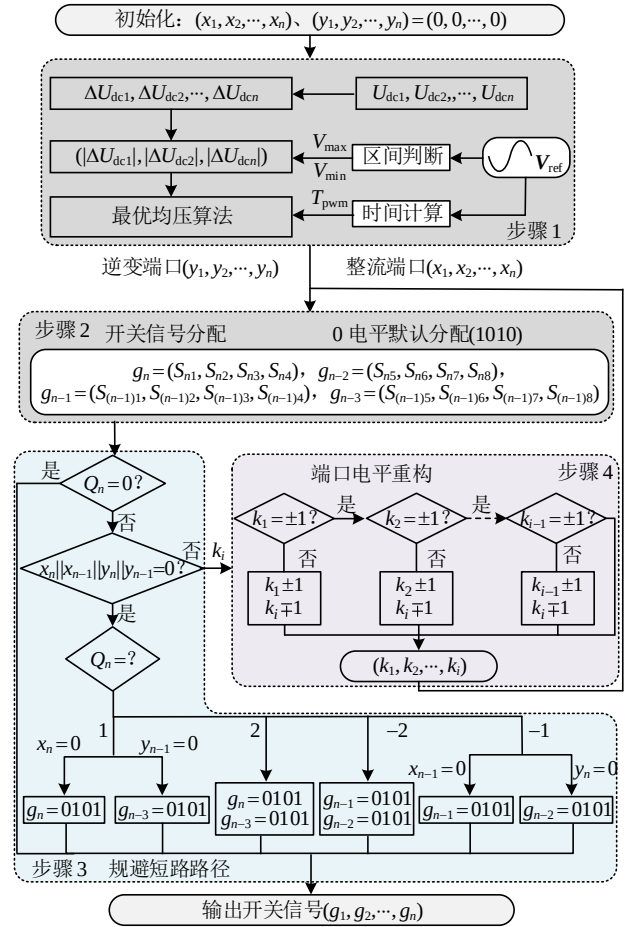


图 11 所提 N 模块非隔离级联变换器规避短路路径的两相 SVPWM 算法

Fig. 11 Proposed SVPWM algorithm for N -module non-isolated cascaded converters to avoid short-circuit paths

接输出此时的开关信号;若 Q_n 的值不为 0,则观察是否有模块的端口电平为 0,如果没有则进入第 4 步改变模块端口电平,如果有再计算 Q_n 的值,若 Q_n 的值为 0,则输出此时的开关信号。

4) 重构端口电平,重新分配零矢量和非零矢量。选择冗余矢量会改变 Q_n 的值,首先判断需要改变的整流或逆变侧端口电平 k_i 的值,其中, k 为待调整的端口电平变量(x 为整流侧模块端口电平, y 为逆变侧模块端口电平)。如果 k_i 为 1,再判断模块 1 的端口电平 k_1 是否为 1;若 k_1 不为 1,则将其值加 1 并将 k_i 的值减 1,若 k_1 为 1,则跳过该模块,检测模块 2 的端口电平并重复上述操作。如果 k_i 为 -1,再判断整流侧模块一的端口电平 k_1 是否为 -1;若 k_1 不为 -1,将其值减 1 并将 k_i 的值加 1,若 k_1 为 1,则跳过该模块检测模块 2 的端口电平,并重复上述操作,将改变后的端口电平回到步骤 2),重新分配开关信号后进入步骤 3),输出开关信号。

按照上面 4 个步骤, 即可得到 N 模块非隔离级联变换器规避短路路径的开关组合。该算法应用于 N 模块时仅需重复调用第 2、3、4 步模块, 所以随着模块数增加, 所提 SVPWM 算法复杂度不会大幅增加, 由此确保该算法的拓展性。

4 仿真与实验验证

4.1 仿真验证

为验证本文所提拓扑应用于同相供电系统的可行性以及所提出的规避非隔离级联变换器短路路径的两相 SVPWM 调制策略的有效性, 利用 Matlab/Simulink 仿真平台搭建基于三模块非隔离级联变换器的同相供电有源电力补偿器系统, 各项仿真参数如表 2 所示。

表 2 三模块系统仿真/实验参数
Table 2 Simulation/experimental parameters for a three-module system

参数	仿真取值	实验取值
网侧电压幅值 u_s/V	3 000	100
调制度 m	0.707	0.707
频率 f/Hz	50	50
开关频率 f_s/kHz	10	10
输入输出电感 L/mH	5	5
电容 C/mF	5	5
额定负载 R/Ω	50	100/50

仿真对比本文所提调制策略与文献[20]所提调制策略在相同电压等级和负载时输出电流总谐波畸变率(total harmonic distortion, THD), 文献[20]所提调制策略仿真结果如图 12 所示, 由于该策略输出侧采用低频调制, 可以看出, 输出端口电压波形电平缺失严重, 输出电流波形畸变, 其输出电流 THD 为 23.4%。

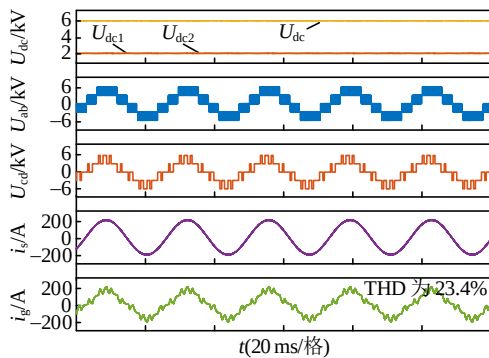


图 12 文献[20]所提调制策略仿真波形

Fig. 12 Simulation results of modulation strategy proposed in reference [20]

以适配牵引变压器为例, 非隔离级联变换器移相 60° 运行时, 其仿真波形如图 13 所示, 其中: U_{dc} 、 U_{dc1} 、 U_{dc2} 、 U_{dc3} 分别为总的直流侧电压和各个模块的直流侧电压; i_s 、 i_g 分别为网侧和负载侧电流; i_{cas1} 、 i_{cas2} 为整流侧 2 条级联线上电流、 i_{cas3} 、 i_{cas4} 为逆变侧 2 条级联线上电流。由图 13 可以看出, 系统的输入输出相位差 60° 时, 各模块直流侧电压仍然能够保持均衡, 输入输出能够单位功率因素, 电流 THD 最大 2.48%。2 种调制策略输出电流各次谐波对比如图 14 所示, 文献[20]所提策略输出电流存在较高的 3 次、15 次谐波, 而本文所提调制策略各次谐波含量均在较小区间。从仿真结果可看出, 本文所提调制策略能够极大地保证输出的电能质量。

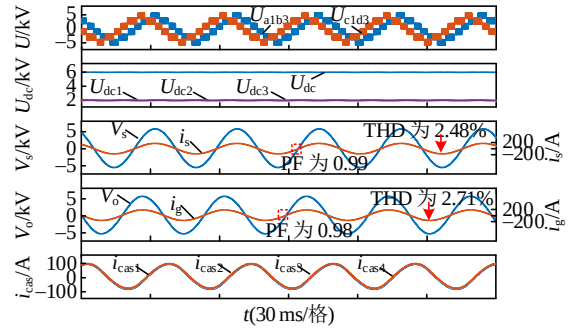


图 13 非隔离级联变换器移相运行静态仿真波形

Fig. 13 Steady-state simulation of non-isolated cascaded converters operating in phase-shift

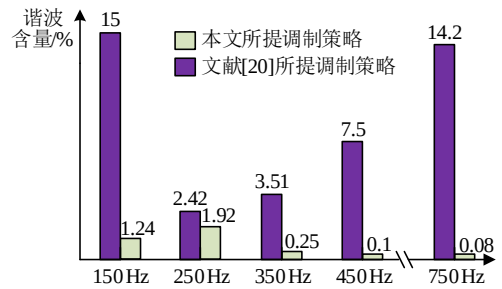


图 14 2 种调制策略输出电流 THD 对比

Fig. 14 Comparison of output current THD between two modulation strategies

仿真对比所提同相供电系统与传统异相供电系统在相同牵引负荷时三相电流与三相电网功率因数, 异相供电仿真结果如图 15(a)所示, 异相供电三相电流有效值分别为 101、142 和 193 A, 三相电网的各自功率因数分别为 0.979、0.915 和 0.983。同相供电仿真结果如图 15(b)所示, 三相电流分别为 142、143 和 142 A, 三相电网各相功率因数分别

提升至 1、0.998 和 0.997。从上述仿真结果可看出，同相供电系统能够显著的降低三相电网电流的不平衡并保持较高功率因数。

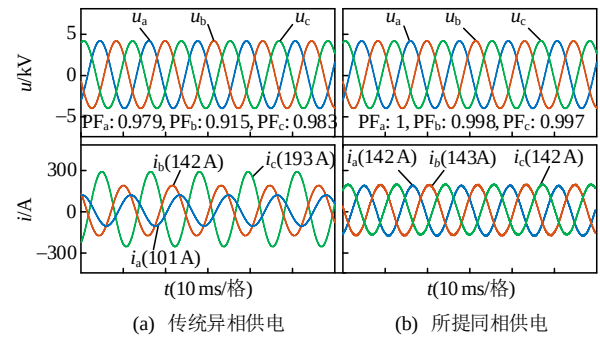


图 15 2 种供电方式仿真结果

Fig. 15 The simulation with different power supply system

在机车驶入驶出供电区时，将导致牵引负荷快速变化，在负载突变时的基于非隔离变换器有源电力补偿器动态仿真波形如图 16 所示。由图 16 可以看出，在负载切换过程中，直流侧电压在波动后 0.2 s 内稳定到给定值 6 000 V，各模块电压也可保持均衡。网侧电流、负载电流以及级联线上几乎无冲击电流，因此所提调制策略可以较好地适应系统的动态需求。同时，级联线上也无大电流，负载切换过程中无短路路径。

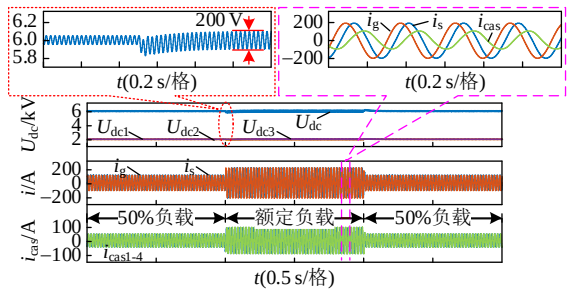


图 16 三模块非隔离级联变换器移相运行动态仿真波形

Fig. 16 Dynamic simulation of three-module non-isolated cascaded converters operating in phase-shift

以上仿真结果验证了所提拓扑应用于有源电力补偿器同相供电系统和所提的非隔离级联变换器规避短路路径的 SVPWM 算法具有可行性。

4.2 软件平台

利用 Verilog HDL 语言在 Quartus II 软件中编写应用于非隔离级联变换器的规避短路路径的两相 SVPWM 算法，该算法的程序框图如图 17 所示，其中区间划分、时间计算和作用矢量选择 3 个模块将从控制器得到的调制波信号计算得到当前作用矢量，经最优矢量均压算法模块与来自采样模块的

电压电流信息计算各个模块的端口矢量，再由开关信号、规避短路路径和端口矢量重构 3 个模块迭代计算得到各模块的脉宽调制信号 (pulse width modulation, PWM)。

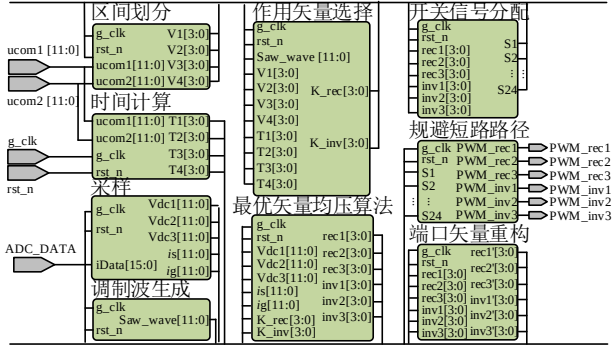


图 17 规避短路路径两相 SVPWM 算法程序框图

Fig. 17 RTL of the proposed two-phase SVPWM algorithm

在 Altera Cyclone III 系列的 EP3C55F484C8 芯片中实现规避三模块短路路径的算法时，逻辑单元、组合逻辑、时序逻辑以及组合/时序逻辑占用量如表 3 所示，整个 SVPWM 算法共需 1 691 个逻辑单元，占整个芯片逻辑单元资源的 3%。

表 3 FPGA 资源占用情况

Table 3 FPGA resource utilization

模块名称	逻辑单元	组合逻辑	时序逻辑	组合/时序逻辑
区间划分	202	152	1	49
调制波生成	24	9	0	15
时间计算	414	166	0	248
采样模块	156	62	12	82
作用矢量选择	121	94	8	19
最优矢量均压	244	218	0	26
开关信号分配	26	14	0	12
端口矢量重构	228	118	0	110
规避短路路径	276	132	4	140
所提算法总计	1691	965	25	701
芯片总资源	55 856	55 856	55 856	55 856
本文占用率/%	3	1.7	0.05	1.25

本文所提算法与文献[12,17]比较结果如表 4 所示。文献[12]采用传统的 SVPWM 调制策略，其实现方法相对简单，但无法短路路径规避，因此所提调制策略在规避短路路径时所使用的逻辑单元和赋值语句稍多。文献[17]的穷举法实现短路路径规避时，以赋值语句为主所使用的逻辑单元较少。在两模块时，所提算法不涉及相连模块间短路路径的迭代判断，因此在资源占用量和赋值语句方面与文献[17]的穷举法差异较小。将穷举法与所提算法分

别拓展至三模块时，所提算法可以减少穷举法 80% 的赋值语句；将 2 种算法从三模块拓展到六模块时，本文所提算法利用模块可以减少穷举法 80% 的赋值语句；将 2 种算法从三模块拓展到六模块时，本文所提算法利用模块分时复用其资源占用量仅增加 15%，而由于六模块的开关信号有 $2^{24}=16\,777\,216$ 种，穷举法所使用赋值语句为所提算法的 400 倍，因此在规避短路路径时所提算法具有较好的拓展性。

表 4 不同 SVPWM 算法对比

Table 4 Comparison of the different SVPWM

对比方法	两模块		三模块		六模块		拓展性	规避短路
	逻辑单元	赋值语句	逻辑单元	赋值语句	逻辑单元	赋值语句		
文献[12]	673	231	1286	318	1592	487	✓	×
文献[17]	723	451	1439	2252	2814	22432	×	✓
本文	743	341	1691	452	1943	615	✓	✓

4.3 实验分析

在三模块非隔离级联变换器小功率实验验证平台上验证本文提出的基于迭代算法的规避短路路径的两相 SVPWM 算法的可行性，实验参数如表 2 所示。搭建的实验平台如图 18 所示，其中主电路开关管采用 PNJ P3M12080K3，AD 采样芯片 TI ADS7864。

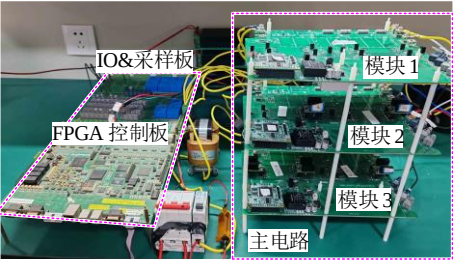


图 18 小功率实验平台

Fig. 18 The Constructed Low-Power Experimental Platform

通过在程序中设置开关信号，使其在一个开关周期内输出不规避短路路径的开关信号，从而造成直流侧电容短路，此时的实验波形如图 19 所示，分别为各模块直流侧电容电压 U_{dc1} — U_{dc3} 、整流侧端口电平 u_{a1b3} 、逆变侧端口电平 u_{c1d3} 、网侧电流 i_s 以及级联线上电流 i_{cas} 。可以看出，当直流侧电容发生短路时，直流侧电压会出现震荡，端口波形会出现缺失，级联线上的电流会突然增大，超出电流传感器 50 A 量程。由于此时短路时间较短，变换器仍然可以正常工作。但若使用传统的调制策略，则

会长时间出现短路情况，此时级联线上的大电流会对开关管造成损害，从而影响系统的正常工作。

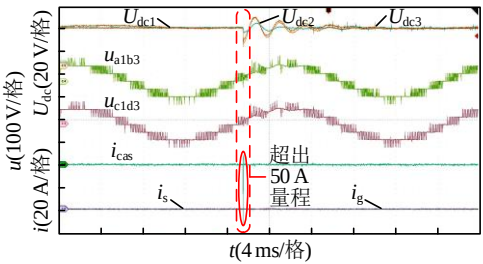


图 19 直流侧电容短路实验波形

Fig. 19 DC-side capacitor short-circuit experiment

图 20(a)为投入规避短路路径算法的带载运行时整流侧的总端口电平 u_{a1b3} 、模块一端口电平 u_{a1b1} 、模块二端口电平 u_{a2b2} 和模块三端口电平 u_{a3b3} 的波形；图 20(b)为逆变侧的总端口电平 u_{c1d3} 、模块 1 端口电平 u_{c1d1} 、模块 2 端口电平 u_{c2d2} 和模块 3 端口电平 u_{c3d3} 的波形；图 20(c)、(d)为带载运行时的波形，其中图 20(c)为各模块直流电容电压 U_{dcn} 、整流侧端口电平 u_{a1b3} 、逆变侧端口电平 u_{c1d3} 、负载侧电流 i_g 和网侧电流 i_s ，图 20(d)为整流侧级联线电流 i_{cas1} 、 i_{cas2} 与逆变侧级联线电流 i_{cas3} 、 i_{cas4} 的波形。可以看出，运用本文所提的规避短路路径的两相 SVPWM 算法后，三模块系统的各子模块端口电平输出正常，合成的总端口电平不会出现跳变。总的直流电压可以达到额定值 200 V，各模块直流侧电压能够保持均衡且不会出现震荡。网侧电流与整流

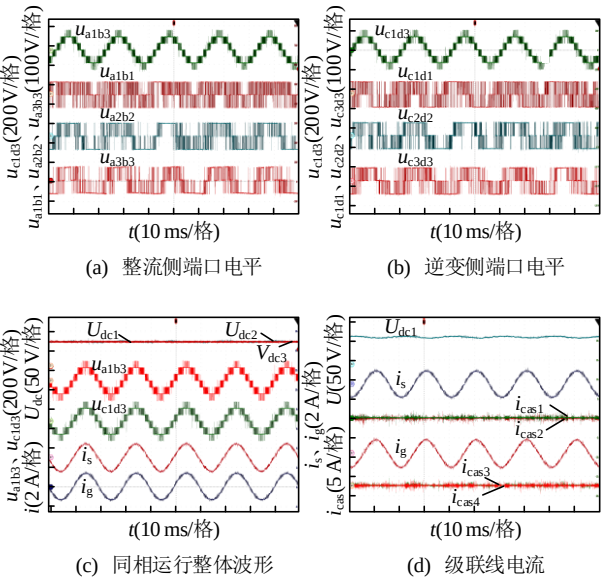


图 20 三模块非隔离级联变换器同相运行波形

Fig. 20 In-phase operation of the three-module non-isolated cascaded converter

侧端口电平相位相同,说明此时系统工作在单位功率因数下。级联线上电流近乎为 0,没有短路大电流出现,说明此时无短路路径出现,系统可以正常工作。

在调制度为 0.707 条件下,三模块非隔离级联变换器移相运行时的波形如图 21(a)、(b)所示,此时级联线上无短路大电流出现,说明本文所提的算法可以使三模块系统在输入输出存在相位差时也能够正常工作。图 21(c)、(d)为同样条件下整流侧和逆变侧端口电平 u_{a1b3} 、 u_{c1d3} 波形,可以看出,参考矢量无论是从区域 1 转换到区域 2 再转换到区域 1,还是从区域 1 转换到区域 3 再转换到区域 1,两侧的端口电平均能平滑切换,不会出现端口电平越级跳变的情况。

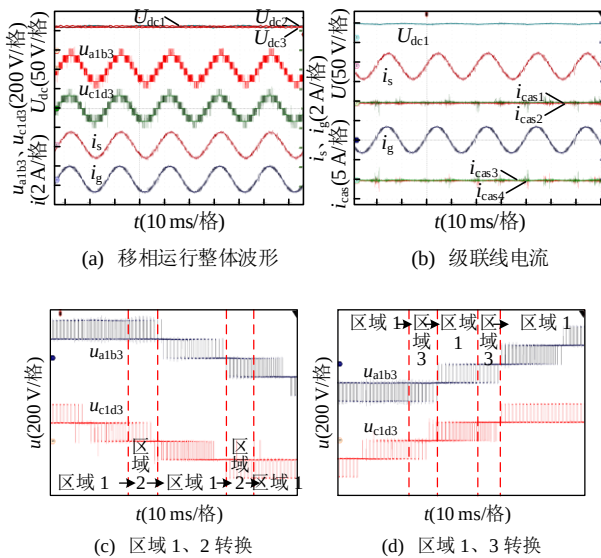


图 21 三模块非隔离级联变换器移相运行波形

Fig. 21 Phase-shifted operation of the three-module non-isolated cascaded converter

三模块非隔离级联变换器的启动波形如图 22 所示,其中,图中为 3 个子模块的直流侧电容电压 U_{dc1} — U_{dc3} 、逆变侧和整流侧的端口电平 u_{c1d3} 、 u_{a1b3} 以及负载侧电流和网侧电流 i_g 、 i_s 的波形。三模块非隔离级联变换器的启动步骤分为 6 个阶段, t_1 时刻启动整流器后,系统在 0.6 s 后可以稳定运行。 t_2 时刻带载后,直流侧电压从跌落到恢复至给定值的调节时间为 0.6 s,且直流侧电压跌落不超过 20 V,级联线上冲击电流最大值为 2 A。 t_3 时刻重新恢复至空载,直流侧电压上升后迅速恢复到给定值,调节时间为 0.8 s。因此,三模块非隔离级联变换器的启动过程同样比较平稳,启动和调节速度较快。

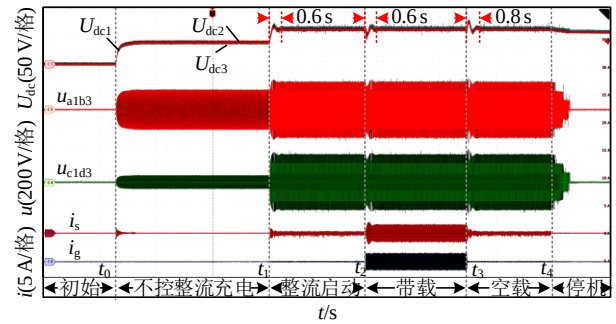


图 22 三模块非隔离级联变换器启动波形

Fig. 22 Startup waveforms of the three-module non-isolated cascaded converter

三模块非隔离级联变换器的切载波形如图 23 所示。系统同样从空载加载到 100 Ω ,再加载到 50 Ω ,再减载到 100 Ω ,最后恢复至空载。从图中可以看到,无论是 50%加载还是减载,直流侧电压同样能在 0.8 s 内重新恢复至给定值并保持均衡,且变化范围不会超过 20 V,级联线上的冲击电流不超过 5 A,说明三模块级联变换器同样具有良好的动态性能。

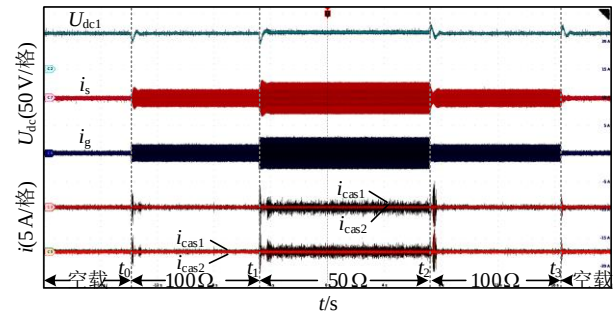


图 23 三模块非隔离级联变换器切载波形

Fig. 23 Load switching waveforms of the three-module non-isolated cascaded converter

综上,本文所提基于迭代算法的规避短路路径的 SVPWM 算法可以使非隔离级联变换器正常工作,不会有直流侧电容短路的情况出现,且系统的动、静态性能都表现良好。

4.4 方案比较分析

为实现同相供电系统的低成本、高功率密度,对基于本文方案与传统 PET 方案的有源电力补偿器进行对比分析,图 24(a)为相同硬件平台搭建的三模块电力电子变压器,该方案各模块前级 AC-DC 与后级 DC-AC 单模块为 4 个开关管组成的两电平全桥结构,DC-DC 直流变换器为双有源桥变换器,其原副边均为 4 个开关管组成的两电平全桥结构。

两种方案单模块所需器件和模块数量、体积以

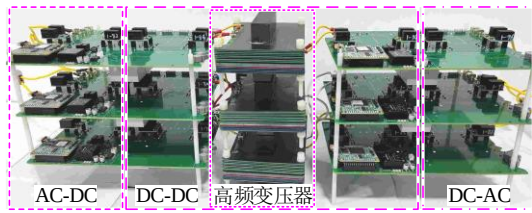


图 24 三模块 PET 实验平台

Fig. 24 Three-module PET experimental platform

及成本进行量化对比如表 5 所示,并得到 PET 中各环节的占比如图 25 所示。可以看出,DC-DC 环节在重量、体积与成本上均达到了 50%以上的占比。非隔离变换器由于没有中间一级的 DC-DC 变换器,因此相较于 PET,非隔离级联变换器单模块的重量体积和成本分别可以减少 73.7%、59.5%和 54.3%。同时,由于非隔离变换器所需器件数量大大减小,其故障率极大降低。

表 5 2 种方案对比

Table 5 Comparison of the different converter

对比方案	PET	非隔离变换器
AC-DC 模块	2 × 1.41 L/0.24 kg	1 × 1.41 L/0.24 kg
DC-AC 模块	2 × 1.41L/0.24 kg	1 × 1.41 L/0.24 kg
高频变压器	1 × 1.33 L/0.87 kg	—
总体积/重量	6.97 L/1.83 kg	2.82 L/0.48 kg
开关管	16 × 120 元	8 × 120 元
高频变压器	650 元	—
直流电容	8 × 65 元	4 × 65 元
控制板	2 × 1350 元	1 × 1350 元
驱动板	8 × 210 元	4 × 210 元
总成本	7 470 元	3 410 元

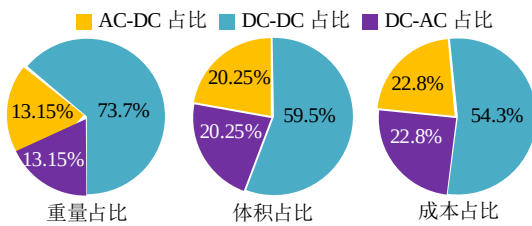


图 25 PET 各部分占比

Fig. 25 Proportion of each part in PET

5 结论

针对现有同相供电系统体积大、功率密度低等问题,本文提出一种基于非隔离交直交级联变换器的有源电力补偿器,并提出一种基于迭代算法规避非隔离级联交直交变换器短路路径的两相 SVPWM 算法。最后通过仿真和实验验证所提拓扑和调制策略的可行性,得到结论如下:

1) 非隔离交直交级联变换器的短路路径仅与级联线上的开关管状态有关,当相邻两模块中位于级联线相连桥臂上的开关函数之差相等时,两模块之间不存在短路路径,且相邻两模块不短路时级联变换器将不存在短路路径。

2) 与传统三模块 PET 相比,所提拓扑可以分别减少其重量、体积和成本分别的 73.7%、59.5%和 54.3%,因此所提拓扑在实现同相供电系统的轻量化低成本方面具有较大的优势。

3) 在规避三模块和六模块非隔离交直交级联变换器短路路径时,所提基于迭代算法的两相 SVPWM 调制策略使用的赋值语句仅为穷举法的 20%和 2.7%,因此其在多模块应用方面具有良好的拓展性。

参考文献

[1] 李群湛. 论新一代牵引供电系统及其关键技术[J]. 西南交通大学学报, 2014, 49(4): 559-568.
LI Qunzhan. On new generation traction power supply system and its key technologies for electrification railway[J]. Journal of Southwest Jiaotong University, 2014, 49(4): 559-568(in Chinese).

[2] 廉静如, 戴朝华, 姚志刚, 等. 基于跨相式单相逆变器的牵引供电光伏储能系统多层解耦控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2025, 45(4): 1477-1487.
LIAN Jingru, DAI Chaohua, YAO Zhigang, et al. Multi-layer optimal control strategy for traction photovoltaic and energy storage system based on interphase bridging inverter-railway energy router[J]. Proceedings of the CSEE, 2025, 45(4): 1477-1487(in Chinese).

[3] SHU Zeliang, XIE Shaofeng, LU Ke, et al. Digital detection, control, and distribution system for co-phase traction power supply application[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(5): 1831-1839.

[4] 廉静如, 戴朝华, 姚志刚, 等. 基于跨相式-背靠背混合结构的铁路牵引用光伏储能系统及其优化控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2025, 45(9): 3519-3529.
LIAN Jingru, DAI Chaohua, YAO Zhigang, et al. Railway traction photovoltaic energy storage system based on a hybrid structure of interphase-bridging and back-to-back inverters and its optimization control strategy[J]. Proceedings of the CSEE, 2025, 45(9): 3519-3529(in Chinese).

[5] 闫晗, 舒泽亮, 姚家焯, 等. 基于三相-单相电力电子变压器的牵引供电系统负载不平衡、无功和谐波潮流分析[J]. 电力自动化设备, 2019, 39(11): 159-164.

- YAN Han, SHU Zeliang, YAO Jiaxuan, et al. Power flow analysis of unbalance, reactive power and harmonics in traction power supply system based on three-phase to single-phase power electronic transformer[J]. Electric Power Automation Equipment, 2019, 39(11): 159-164(in Chinese).
- [6] 黄小红, 李群湛, 舒泽亮. 一种模块化级联 H 桥构造的三相-单相同相牵引供电系统[J]. 电机与控制学报, 2017, 21(10): 8-15.
- HUANG Xiaohong, LI Qunzhan, SHU Zeliang. Three-phase to single phase co-phase traction power supply system based on modular multilevel cascaded H-bridge[J]. Electric Machines and Control, 2017, 21(10): 8-15(in Chinese).
- [7] 邓文丽, 戴朝华, 张涵博, 等. 复杂电气化铁路牵引用光伏发电系统综合优化控制方法研究[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(18): 5849-5864.
- DENG Wenli, DAI Chaohua, ZHANG Hanbo, et al. Research on comprehensive optimization control method for traction photovoltaic generation system of complex electrified railway[J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(18): 5849-5864(in Chinese).
- [8] 王辉, 李群湛, 解绍锋, 等. 基于一种新型牵引补偿变压器的牵引变电群贯通供电系统负序补偿[J]. 电工技术学报, 2021, 36(10): 2140-2152.
- WANG Hui, LI Qunzhan, XIE Shaofeng, et al. Compensation of interconnected power supply system of traction substation group based on a new type of traction compensation transformer[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2021, 36(10): 2140-2152(in Chinese).
- [9] ZHU Zhen, MA Fujun, WANG Xin, et al. Operation analysis and a game theoretic approach to dynamic hybrid compensator for the V/v traction system[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(9): 8574-8587.
- [10] LAO Kengweng, WONG M C, DAI Ningyi, et al. Analysis in the effect of co-phase traction railway HPQC coupled impedance on its compensation capability and impedance-mapping design technique based on required compensation capability for reduction in operation voltage[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(4): 2631-2646.
- [11] 孔心怡, 张建文, 周剑桥, 等. 多中压交流端口级联桥式电力电子变压器[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(23): 8664-8674.
- KONG Xinyi, ZHANG Jianwen, ZHOU Jianqiao, et al. A multiple medium voltage AC-ports cascaded h-bridge power electronic transformer[J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(23): 8664-8674(in Chinese).
- [12] 孟令辉, 周犹松, 闫晗, 等. 应用于贯通供电系统的两相-单相变换器直流电压纹波特性与功率均衡控制[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(17): 6449-6459.
- MENG Linghui, ZHOU Yousong, YAN Han, et al. DC-link voltage ripple analysis and power balanced control for two-phase to single-phase converter in advanced traction power supply system[J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(17): 6449-6459(in Chinese).
- [13] WU Si, WU Mingli, LI Linwei, et al. Analysis and comparison of MMC-based co-phase traction power supply topology for auto-transformer power supply system[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2022, 37(5): 4053-4063.
- [14] ZHANG Xueyin, XU Yonghai, SIDDIQUE A, et al. A microprocessor resource-saving dual active bridge control for startup and restart of three-stage modular solid-state transformer[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2020, 35(3): 1443-1454.
- [15] 陈子怡, 涂春鸣, 王鑫, 等. 高频隔离型两相-单相贯通牵引供电装置及其控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2024, 44(22): 8980-8990.
- CHEN Ziyi, TU Chunming, WANG Xin, et al. A high frequency isolated two-phase to single-phase advanced traction power supply device and its control strategy[J]. Proceedings of the CSEE, 2024, 44(22): 8980-8990(in Chinese).
- [16] 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(in Chinese).
- [17] 王悦, 孟令辉, 吕霄, 等. 两相-单相非隔离电力电子变压器规避短路矢量的三维空间矢量脉宽调制策略[J]. 电工技术学报, 2025, 40(8): 2547-2559.
- WANG Yue, MENG Linghui, LV Xiao, et al. A three-dimensional space vector pulse width modulation strategy of two-phase to single-phase non-isolated power electronics transformer[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2025, 40(8): 2547-2559(in

Chinese).

- [18] BACHETI G G, CAMARGO R S, BUENO E J, et al. A sectorized FCS-MPC transformerless SST for power transmission application[C]//24th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'22 ECCE Europe). Hanover: IEEE, 2022: 1-11.
- [19] OLIVEIRA F S, ENCARNACÃO L F, CAMARGO R S, et al. Model predictive control on back-to-back parallel-series cascaded H-bridge converters[C]//IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies Europe (ISGT-Europe). Bucharest: IEEE, 2019: 1-5.
- [20] ASOODAR M, IMAN-EINI H. A new switching algorithm in back to back CHB multilevel converters with the advantage of eliminating isolation stage[C]//11th International Conference on Environment and Electrical Engineering. Venice: IEEE, 2012: 731-736.
- [21] MIRANBEIGI M, IMAN-EINI H, ASOODAR M. A new

switching strategy for transformer-less back-to-back cascaded H-bridge multilevel converter[J]. IET Power Electronics, 2014, 7(7): 1868-1877.



吕霄

收稿日期: 2025-02-14。

作者简介:

吕霄(1998), 男, 硕士研究生, 研究方向为大功率变换器、电力电子变换器控制与调制, lx0709@my.swjtu.edu.cn;

*通信作者: 舒泽亮(1979), 男, 教授, 博士生导师, 研究方向为电力电子技术及应用, 包括多电平变换装置、电力电子变压器、同相供电系统及电力电子应用中的数字信号处理技术等, shuzeliang@swjtu.edu.cn。

(编辑 刘雪莹)