

DOI: 10.19595/j.cnki.1000-6753.tces.240541

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

王悦¹ 孟令辉^{1,2} 吕霄¹ 徐寄望¹ 舒泽亮¹

(1. 西南交通大学电气工程学院 成都 610031

2. 四川航天烽火伺服控制技术有限公司 成都 611130)

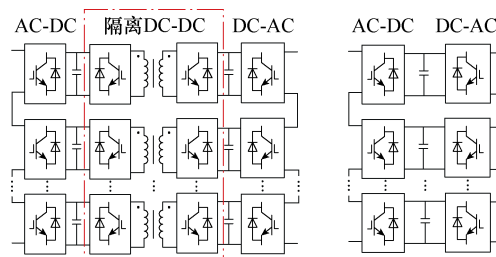
摘要 相较于隔离型电力电子变压器 (PET), 非隔离电力电子变压器 (NI-PET) 取消了中间级隔离 DC-DC 变换器, 具有功率密度高、变换级数少的优点。但该拓扑存在的直流电容短路路径限制了其应用领域且对可用开关状态和矢量边界产生的影响尚不明确。因此, 该文首先分析单相-单相 NI-PET 矢量边界与调制度、前后级相位差的关系; 其次结合贯通牵引供电系统需求, 提出一种适配既有牵引变压器的两相-单相非隔离电力电子变压器, 并提出一种规避所提拓扑短路矢量的三维空间矢量脉宽调制 (3D-SVPWM) 策略; 最后结合 Vv 牵引变压器仿真和实验验证了所提拓扑应用于牵引供电系统的可行性, 以及所提调制策略规避短路路径的有效性。结果表明, 所提拓扑在保证系统输入输出特性良好的基础上, 彻底取消隔离环节, 降低了牵引供电系统成本。

关键词: 非隔离电力电子变压器 两相-单相 规避短路矢量 三维空间矢量脉宽调制策略
中图分类号: TM76

0 引言

目前, 电网互联、交流传动和牵引供电等重大应用场合均以“高压大容量、高灵活性和高效率”电力电子装备为核心, 电力电子变压器 (Power Electronics Transformer, PET) [1-2] 作为一种灵活可控、高质高效的电能转换装置, 适用于上述应用场景 [3-7]。但 PET 存在电路和控制复杂、电能变换级数多、中间高频隔离环节限制效率提升等问题 [8-11]。近年来, 国内外学者面向如图 1a 所示的传统级联 H 桥型 PET 拓扑功率密度和效率提升的研究取得了很多成果。其中, 为了提高隔离 DC-DC 模块的功率密度, 可以采用功率密度高、开关损耗小的 SiC 功率器件 [12], 也可以采用实现能量双向流动和功率平衡的 LLC 谐振变换器 [13]; 为减小直流侧电容容值, 通过分析功率流动通路, 提出一种抑制直流侧电压二次纹波影响的控制策略 [14-15]。上述研究旨在通过

优化 PET 的功率器件或控制策略实现功率密度的提升, 但中间高频隔离环节的存在始终会对 PET 的体积、质量和效率产生影响。



(a) 传统 PET (b) NI-PET

图1 传统 PET 与 NI-PET 对比

Fig.1 Comparison between traditional PET and NI-PET

为了减少电能变换级数、提升功率密度和效率, 提出一种如图 1b 所示的五电平非隔离电力电子变压器 (Non-Isolated Power Electronics Transformer, NI-PET) 拓扑 [16], 该拓扑彻底取消中间高频隔离环节, 进而提高变换器的功率密度。相较于 PET, NI-PET 电路更加简洁, 且无变压器以及附加电路, 电能变换级数大大减少, 兼顾能量双向可控、效率和功率密度不受中间高频环节影响、系统成本显著

国家重点研发计划 (2021YFB2601500) 和国家自然科学基金 (52077183) 资助项目。

收稿日期 2024-04-08 改稿日期 2024-05-10

降低的优点。但由于 NI-PET 无电路隔离,存在中间直流侧电容短路的问题。

为了解决 NI-PET 存在的直流侧电容短路的问题,提出一种基于特征次谐波消除的脉宽调制策略^[17],该方法实现了低频条件下可规避短路矢量,但应用范围受频率限制;为此提出一种通过模型预测控制法规避短路矢量的算法,该算法利用成本函数对所有开关状态进行成本计算,预测出最佳开关组合,但该算法对系统模型准确度的要求较高^[18]。

结合 NI-PET 优势以及低成本实现贯通牵引供电的需求,本文提出一种利用既有牵引变压器的两相-单相 NI-PET 拓扑。首先为了在降低系统控制复杂度的同时保证系统正常工作,提出一种规避两相-单相 NI-PET 短路矢量的三维空间矢量脉宽调制(3D-Space Vector Pulse Width Modulation, 3D-SVPWM)策略,该策略以输入输出三个端口矢量为坐标轴构建三维空间,通过 3D-SVPWM 策略对三个端口实现统一调制;其次根据可用矢量个数对三维空间进行区间划分,通过判断参考矢量所在区间分配可用空间矢量实现规避短路矢量;最后在 Vv 牵引变压器的基础上搭建了基于两相-单相 NI-PET 仿真和实验平台,并验证了所提 NI-PET 拓扑在牵引供电应用中的可行性以及所提调制策略规避短路矢量的有效性。

1 适用于牵引供电的两相-单相 NI-PET

为了减少级联模块数,本文提出一种如图 2 所示的基于二极管钳位三电平的两相-单相 NI-PET 拓扑。前级 α 和 β 两相均由 n ($n=1, 2, \dots$)个全桥整流器级联构成,后级 k 相由 $2n$ 个半桥逆变器级联构成,

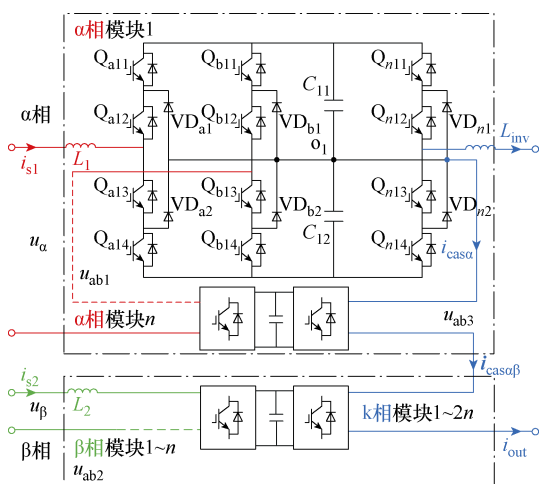


图 2 n 模块两相-单相三电平全桥-半桥 NI-PET 拓扑

Fig.2 n -module two-phase to single-phase three-level full-bridge-half-bridge NI-PET topology

输入为牵引变压器输出的两相 27.5 kV 端口,输出与单相 27.5 kV 牵引网匹配。输入和输出交流端口电平分别为 u_{ab1} 、 u_{ab2} 和 u_{ab3} 。 u_{α} 、 u_{β} 分别为前级 α 相和 β 相输入电压, L_1 、 L_2 分别为 α 相和 β 相输入电抗。 $i_{cas\alpha}$ 为 α 相模块间级联线电流, $i_{cas\alpha\beta}$ 为 α 相与 β 相相间级联线电流。 L_{inv} 为后级 k 相输出电抗, i_{out} 为 k 相输出电流。

与现有牵引供电系统电路拓扑相比,所提拓扑具有电能变换级数少、电路复杂度低的优势,其对比见表 1。采用耐压为 6.5 kV 的功率器件且基本单元均采用三电平拓扑的条件下,与基于降压变压器的三相-单相(3P-1P)相比,所提拓扑减少 1 级电能转化和 1 相输入,增加 32 个开关管但取消 8 个定制高压大功率工频变压器,从而使系统成本骤减;与 PET 拓扑相比,所提拓扑减少了 3 级电能转化和 1 相输入,采用既有牵引变压器减少了 54 个高频变压器以及 1 104 个开关管用量;与基于牵引变压器的两相-单相(2P-1P)拓扑相比,所提拓扑能够彻底取消工频变压器,节省了 2P-1P 拓扑中工频多抽头变压器的成本。

表 1 所提方案与现有方案指标对比

Tab.1 Comparison of the proposed programme with existing programme indicators

| 拓扑特点 | 3P-1P ^[19] | 2P-1P ^[15] | PET ^[20] | 本文 |
|---------|-----------------------|-----------------------|---------------------|------|
| 电能变换级数 | 3 | 3 | 5 | 2 |
| 输入相数 | 3 | 2 | 3 | 2 |
| 输入电压/kV | 110 | 27.5 | 110 | 27.5 |
| 功率模块数 | 8 | 12 | 54 | 12 |
| 开关管个数 | 160 | 192 | 1 296 | 192 |
| 牵引变压器 | 0 | 既有 | 0 | 既有 |
| 工频变压器 | 定制 8 个 | 改造多抽头 | 0 | 0 |
| 高频变压器 | 0 | 0 | 54 | 0 |

两相-单相 NI-PET 能够适用的三相-两相牵引变压器接线形式主要有 Vv、YNd11、Scott 和 YNvd 等,牵引变压器输出一定的有功和无功可保证三相电网的平衡及单位功率因数,与其连接的两相-单相变换器控制目标具有相似性,因此本文在 Vv 牵引变压器的基础上验证两相-单相 NI-PET 在牵引供电系统中的可行性。

2 NI-PET 短路特性分析

本文所提应用于牵引供电系统的两相-单相 NI-PET,可等效为两个单相-单相 NI-PET。因此在

分析单相-单相 NI-PET 特性的基础上可进一步分析两相-单相 NI-PET 的特性。

2.1 单相-单相 NI-PET 短路矢量空间分布

取消隔离环节后, NI-PET 的输入输出在无电气隔离条件下存在大量使直流电容短路的电流流通过径, 导致模块间级联线上产生远大于负载电流的短路电流。以如图 3 所示的两模块单相-单相 NI-PET 短路示意图为例进行分析, 存在两种典型直流电容短路开关状态, 具体为当第二模块的开关管 Q_{a21} 、 Q_{a22} 、 Q_{n21} 和 Q_{n22} 导通时, 第一模块的开关管 Q_{b11} 、 Q_{b12} 导通以及 Q_{b13} 、 Q_{b14} 导通, 分别使第一模块的上电容 C_{11} 和下电容 C_{12} 短路, 电流流通过径如图

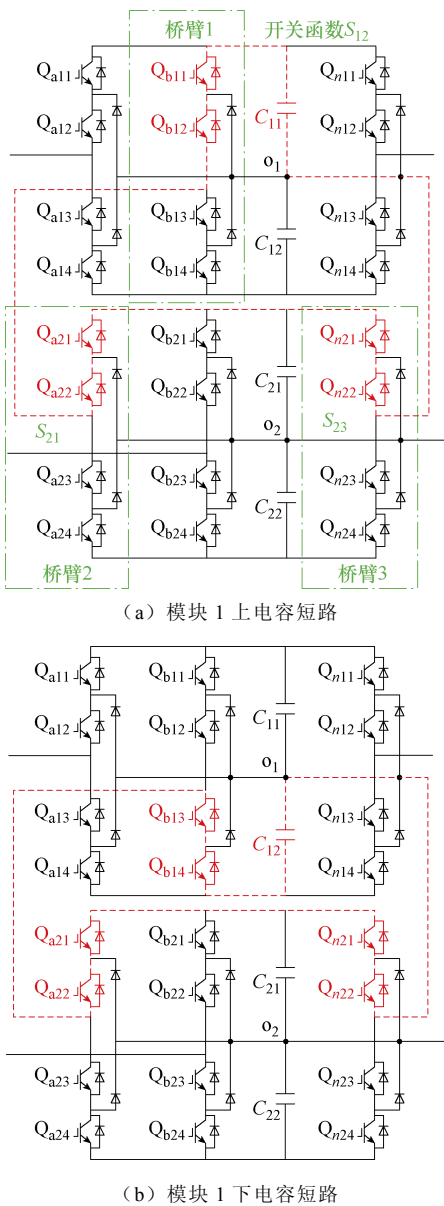


图 3 两模块单相-单相 NI-PET 短路示意图
Fig.3 Schematic diagram of two-module single-phase to single-phase NI-PET short circuit

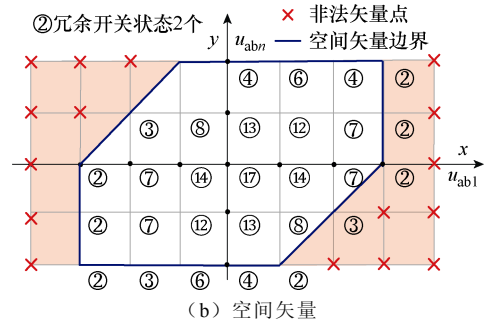
3a 和图 3b 所示。图中 S_{12} 、 S_{21} 、 S_{23} 为桥臂 1~3 的开关函数, S_{11} 表达式如式 (1) 所示, 其余开关函数同理。根据短路分析可得, 当 $S_{12}+S_{23}=S_{21}$ 时, 变换器不存在电容短路路径。

$$S_{11} = \begin{cases} +1 & \{Q_{a11}, Q_{a12}, Q_{a13}, Q_{a14}\} = \{1, 1, 0, 0\} \\ 0 & \{Q_{a11}, Q_{a12}, Q_{a13}, Q_{a14}\} = \{0, 1, 1, 0\} \\ -1 & \{Q_{a11}, Q_{a12}, Q_{a13}, Q_{a14}\} = \{0, 0, 1, 1\} \end{cases} \quad (1)$$

两模块单相-单相 NI-PET 的整流端口电平为 $4E \sim 2E$ 时, 其对应的真值表如图 4a 所示, E 为单个直流侧电容电压。定义直流电容可规避短路矢量的开关状态真值为 1, 导致直流电容短路的开关状态真值为 0。当整流侧端口电平 $u_{ab1}=4E$ 时, 逆变侧端口电平 u_{abn} 不存在可用矢量, 定义类似矢量点 $(4, u_{abn}/E)$ 的矢量为非法矢量; 反之, 则为合法矢量。如非法矢量 $(4, 1)$, 其对应所有的开关函数 (S_{11} , S_{12} , S_{21} , S_{22} , S_{13} , S_{23}) 真值均为 0。

| u_{ab1} | u_{abn} | $(S_{11}, S_{12}, S_{21}, S_{22})$ | | | | | |
|-----------|-------------------|------------------------------------|---|---|----|----|---|
| | | 2 | 1 | 0 | -1 | -2 | |
| 4 | $(1, 1)$ | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| | $(-1, 1, 0)$ | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| | $(1, -1, 0, -1)$ | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 |
| | $(1, 0, 1, -1)$ | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 |
| 3 | $(0, -1, 1, -1)$ | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| | $(-1, -1, 1, -1)$ | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| | $(1, 1, 1, -1)$ | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 |
| | $(0, 0, 1, -1)$ | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 |
| 2 | $(1, -1, 1, -1)$ | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 |
| | $(1, -1, 1, 1)$ | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |

(a) 单相-单相 NI-PET 开关状态部分真值表



(b) 空间矢量

图 4 单相-单相 NI-PET 特性分析

Fig.4 Single-phase to single-phase NI-PET characterisation

单相-单相 NI-PET 的空间矢量以及各矢量对应的冗余开关状态数如图 4b 所示, 其中矢量 $(2, 1)$ 存在七种冗余开关状态。不同开关状态对应不同的电流和功率传输路径, 因此可以根据直流电压不均情况选择合适的冗余开关状态实现电压均衡。

可用开关状态和矢量边界决定了变换器能够正常工作的最大输入输出相位差。假设调制度为 m , 当前级整流器与后级逆变器调制波相位差为 φ 时, 要使变换器工作点不超过边界, m 与 φ 需满足

$$\begin{cases} 0.5 \leq u_{ab1} = m \sin(\omega t) \leq 0.75 \\ u_{abn} = 2m \sin(\omega t - \varphi) \geq 0 \end{cases} \quad (2)$$

由此可得 $\varphi \leq 2\arcsin(0.5/m)$ 。当调制度范围为 0.40~0.75 时, 调制度与前后级相位差关系如图 5 所示。设定实际工程中前后相位差波动 $\Delta\varphi=20^\circ$, 当相位差波动到 $\varphi=80^\circ$ 时, m 范围为 0~0.78, 说明所提拓的扑合法区域满足大部分的工程需求。

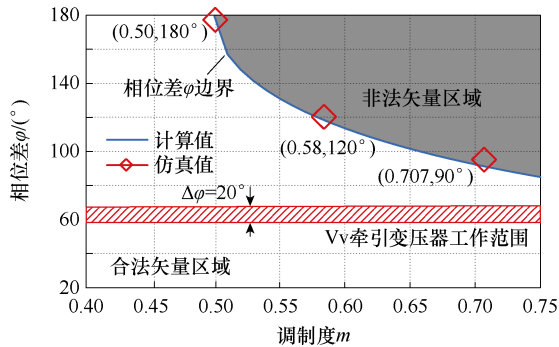


图 5 单相-单相 NI-PET 调制度与前后级相位差关系

Fig.5 Plot of single-phase to single-phase NI-PET regulation versus phase difference between front and rear stage

2.2 两相-单相 NI-PET 非短路矢量空间分类

两相-单相 NI-PET 后级逆变输出侧由两个单相-单相 NI-PET 后级级联构成。牵引变压器输出可以等效为两相独立电压源, 因此直流侧电容短路只发生在 α 相和 β 相相内, 两相-单相 NI-PET 可用开关状态和矢量边界完全由单相-单相 NI-PET 的短路特性确定。

为了实现两相-单相 NI-PET 的统一调制, 分别以变换器三个端口电平 u_{ab1} 、 u_{ab2} 、 u_{ab3} 为 x 、 y 、 z 轴, 建立三维坐标系。结合单相-单相 NI-PET 短路特性可得两相-单相 NI-PET 三维空间矢量示意图如图 6 所示。三维空间分成 A~H 共 8 个空间, 在三维空间矢量坐标系中, 选择参考电压邻近的电压矢量合成参考电压。

定义参考电压可用的邻近电压矢量少于 4 个、无法合成参考电压的区间为不可合成参考电压矢量区间; 可用邻近电压矢量为 8 个的区间为全部可合成矢量区间; 其余为部分可合成矢量区间。

典型的部分可用矢量区间如图 6 所示, 其中四矢量区间为 8 个邻近矢量中仅有 4 个可用矢量, 其余矢量区间定义类似。邻近 8 个矢量中存在 2 个非法矢量点, 且非法矢量点沿 x 轴方向分布的为第一类六矢量区间, 沿 y 轴方向分布的为第二类六矢量区间。以出现于空间 A 中的四矢量区间为例进行分析, 其三维坐标范围为

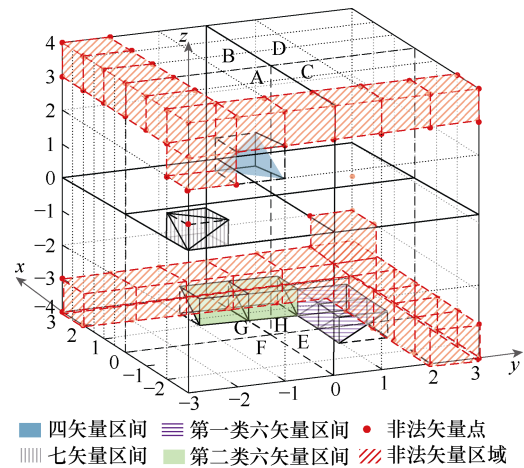


图 6 两相-单相 NI-PET 三维空间矢量示意图

Fig.6 Schematic of two-phase to single-phase NI-PET three-dimensional space vectors

$$\begin{cases} x < 0 \ \& \ (-3 < x < -2) & x \text{轴} \\ y < 0 \ \& \ (-2 < y < -1) & y \text{轴} \\ z > 0 \ \& \ (2 < z < 3) & z \text{轴} \end{cases} \quad (3)$$

利用空间对称关系以及上述规律可以确定空间中所有不可合成参考矢量区间、部分可合成参考矢量区间以及全部可合成参考矢量区间坐标范围。

3 规避短路矢量的 3D-SVPWM 策略

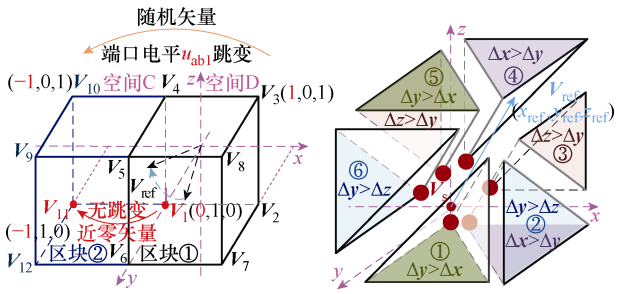
为了规避所提拓扑的短路矢量, 本文首先在满足占空比求解唯一的条件下对矢量空间进一步划分, 最后提出一种应用于两相-单相 NI-PET 的 3D-SVPWM 统一调制策略。

3.1 端口电平不跳变的四矢量区间分解

端口电平跳变会导致实际工作中开关动作难以同步而影响系统的安全工作, 因此本文提出选择近零矢量作为各个开关周期合成参考电压的起始和结束矢量的方法, 避免相邻开关周期区块间切换时端口电平跳变。

空间矢量切换路径以及四矢量区间分解如图 7 所示。当参考矢量 $V_{ref}=(x_{ref}, y_{ref}, z_{ref})$ 在相邻开关周期内进行区块间切换时, 具体如图 7a 所示。若第 m 个开关周期的结束矢量以及第 $m+1$ 个开关周期的起始矢量分别为区间①中的 V_3 和区间②中的 V_{10} 时, 则在矢量合成路径转移过程中端口 u_{ab1} 将会发生跳变; 若第 m 个开关周期的结束矢量以及第 $m+1$ 个开关周期的起始矢量分别为近零矢量为 V_1 和 V_{11} , 变换器的 3 个端口电平均未跳变。因此统一选择近零矢量作为矢量合成路径过程中的起始矢量和结束矢量。

参考矢量在三维坐标系中合成需要满足 3 个矢



(a) 跨空间合成矢量选择示意图 (b) 全部可合成参考矢量区间分解
图 7 空间矢量切换路径以及四矢量区间分解

Fig.7 Space vectors switching paths and four vectors block decomposition

量的占空比有解，同时在一个开关周期内所有矢量的占空比之和为 1。因此，三维空间矢量坐标系下，一个开关周期中可唯一求解 4 个合成参考电压矢量的作用时间，为了实现占空比求解唯一还需将可合成矢量区间进一步划分为若干个四矢量区间。

为避免参考电压在各区块任意切换过程中变换器端口电平跳变，将近零矢量划分到所有四矢量区间中。全部可合成参考电压矢量区间分解如图 7b 所示，此区间可分为 6 个含近零矢量的四矢量区间，类似地，七矢量区间可分解为 4 个四矢量区间，六矢量区间可分解为 3 个四矢量区间。 $V_s=(x_s, y_s, z_s)$ 为近零矢量。参考电压相对于近零矢量的投影 Δx 、 Δy 、 Δz 分别为

$$\begin{cases} \Delta x = x_{ref} - x_s \\ \Delta y = y_{ref} - y_s \\ \Delta z = z_{ref} - z_s \end{cases} \quad (4)$$

根据对称性，空间中任意全部可合成参考电压矢量区间中， Δx 、 Δy 、 Δz 与区间关系为

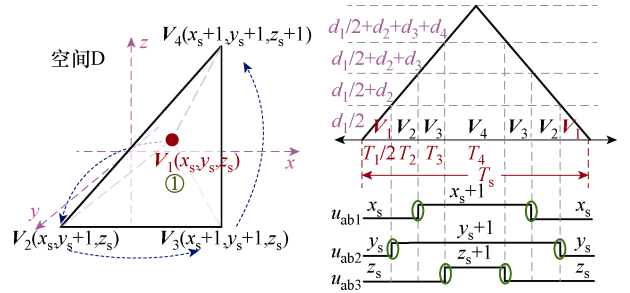
$$\begin{cases} |\Delta x| < |\Delta y| & \text{区间①} \\ |\Delta x| > |\Delta z| & \begin{cases} |\Delta x| > |\Delta y| & \begin{cases} |\Delta y| > |\Delta z| & \text{区间②} \\ |\Delta y| < |\Delta z| & \text{区间③} \end{cases} \\ |\Delta x| < |\Delta y| & \begin{cases} |\Delta x| > |\Delta y| & \text{区间④} \\ |\Delta x| < |\Delta y| & \begin{cases} |\Delta y| < |\Delta z| & \text{区间⑤} \\ |\Delta y| > |\Delta z| & \text{区间⑥} \end{cases} \end{cases} \end{cases} \end{cases} \quad (5)$$

根据对称性以及区间分解原则可以进一步推导出参考电压在空间中任意四矢量区间中与坐标轴平面的投影关系，以此作为选择合成参考电压区间的依据。

3.2 七段式四矢量合成占空比计算

一个开关周期内，合成参考电压矢量路径切换时也存在端口电平跳变的情况，因此本节提出一种

尽可能规避多端口同时跳变的七段式四矢量路径切换方法。当参考矢量 V_{ref} 运动到如图 8 所示四矢量区间①时，其中 d_1 、 d_2 、 d_3 、 d_4 为矢量 V_1 、 V_2 、 V_3 、 V_4 在各开关周期合成参考矢量时的作用时间占空比。



(a) 区间内矢量切换路径 (b) 矢量作用时间

图 8 矢量作用时间示意图

Fig.8 Diagram of vector action time

一个开关周期内合成路径被分为七段，参考电压所在四矢量区间的近零矢量 V_1 为其首尾两段， V_2 、 V_3 、 V_4 的顺序以端口电平只动作一次为原则选择，如图 8a 所示， V_1 切换到 V_2 时 y 轴坐标+1，即 β 相端口电平 u_{ab2} 动作一次， V_3 、 V_4 以此类推。 V_1 的坐标 (x_s, y_s, z_s) 由式 (6) 可得，其中 fix 为近零取整函数。

$$\begin{cases} x_s = \text{fix}(x_{ref}) \\ y_s = \text{fix}(y_{ref}) \\ z_s = \text{fix}(z_{ref}) \end{cases} \quad (6)$$

对图 8a 中四矢量区间①空间矢量作用占空比进行求解，如式 (7) 所示。将计算所得矢量作用占空比与三角波进行比较可得矢量作用时间如图 8b 所示，其中三角波周期为 T_s 、幅值为 1。

$$\begin{cases} x_s d_1 + x_s d_2 + (x_s + 1) d_3 + (x_s + 1) d_4 = x_{ref} \\ y_s d_1 + (y_s + 1) d_2 + (y_s + 1) d_3 + (y_s + 1) d_4 = y_{ref} \\ z_s d_1 + z_s d_2 + z_s d_3 + (z_s + 1) d_4 = z_{ref} \\ d_1 + d_2 + d_3 + d_4 = 1 \end{cases} \quad (7)$$

空间中任意四矢量区间的空间矢量选择和占空比求解方法相同，根据上述求解过程可推导出空间中任意四矢量区间内的空间矢量及其作用时间。

3.3 相内矢量选择

n 模块空间分类与空间矢量选择及其作用时间与上述方式类似，由于后级将 $\alpha\beta$ 相级联形成一个输出端口，因此将 u_{ab3} 分解为 α 相逆变端口电平 $u_{ab\alpha}$ 与 β 相逆变端口电平 $u_{ab\beta}$ 之和。

首先根据系统输出电流 i_{out} 以及 $\alpha\beta$ 相直流侧总电压 $v_{dc\alpha}$ 、 $v_{dc\beta}$ 比较 $\alpha\beta$ 相后级传输能量大小，然后分

配 $\alpha\beta$ 相后级逆变端口电平, 如当 $i_{out} > 0$ 且 $v_{dca} > v_{dc\beta}$ 时, α 相后级传输能量较大, 需降低 v_{dca} 实现 $\alpha\beta$ 相间能量均衡, 因此 $u_{ab\alpha}$ 取最小值。考虑 $\alpha\beta$ 相内前级整流与后级逆变端口电平相互限制以及原始端口电平限制, 由此推导出 n 模块两相-单相NI-PET相内后级逆变端口电平取值范围为

$$\begin{cases} \max(-n, -3+u_{ab1}) \leq u_{ab\alpha} \leq \min(n, 3-u_{ab1}) \\ u_{ab\beta} = u_{ab3} - u_{ab\alpha} \end{cases} \quad (8)$$

α 相端口矢量 $V_\alpha=(u_{ab1}, u_{ab\alpha})$ 以及 β 相端口矢量 $V_\beta=(u_{ab2}, u_{ab\beta})$ 均确定后, 进一步选择相内矢量, 由于 $\alpha\beta$ 相选择矢量方式相同, 因此本文仅说明 α 相相内 n 模块矢量选择, 步骤如下:

(1) 分配端口电平。 α 相第 i 模块的直流电压偏移量 $\Delta v_i = v_{dci} - v_{ave}$ ($i=1, 2, 3, \dots, n$), v_{dci} 为第 i 模块直流侧电压, v_{ave} 为 n 模块直流电压平均值。将 $|\Delta v_1| \sim$

$|\Delta v_n|$ 的值从大到小排序, 若 $|\Delta v_i|$ 最大, 优先分配第 i 模块整流侧端口电平 u_{ab1i} 为 u_{11} , 同理得到第 i 模块逆变侧端口电平中间变量为 u_{m1} , 经短路判定后最终确定逆变侧端口电平 $u_{ab\alpha i}$ 为 u_{31} 。 u_{1i} 由式(9)可得, $u_{1n} = u_{ab1} - u_{11} - u_{12} - \dots - u_{1(n-1)}$ 。

$T_i =$

$$\begin{cases} \max(u_{ab1} - u_{11} - u_{12} - \dots - u_{1(i-1)} - (n-i), -2) & \Delta v_i i_{s1} > 0 \\ \min(u_{ab1} - u_{11} - u_{12} - \dots - u_{1(i-1)} + (n-i), 2) & \Delta v_i i_{s1} \leq 0 \end{cases} \quad (9)$$

式中, i_{s1} 为 α 相输入电流。

(2) 规避短路路径判据。最优先均压模块的端口矢量 $V_{\alpha i}=(u_{ab1i}, u_{ab\alpha i})$, 根据端口电平确定第 i 模块与短路路径相关的开关函数 S_{i1} 、 $S_{(i-1)2}$ 、 S_{i3} 。基于上述 n 模块情况的分析可得, 规避 n 模块两相-单相NI-PET短路矢量的3D-SVPWM策略流程如图9所示。

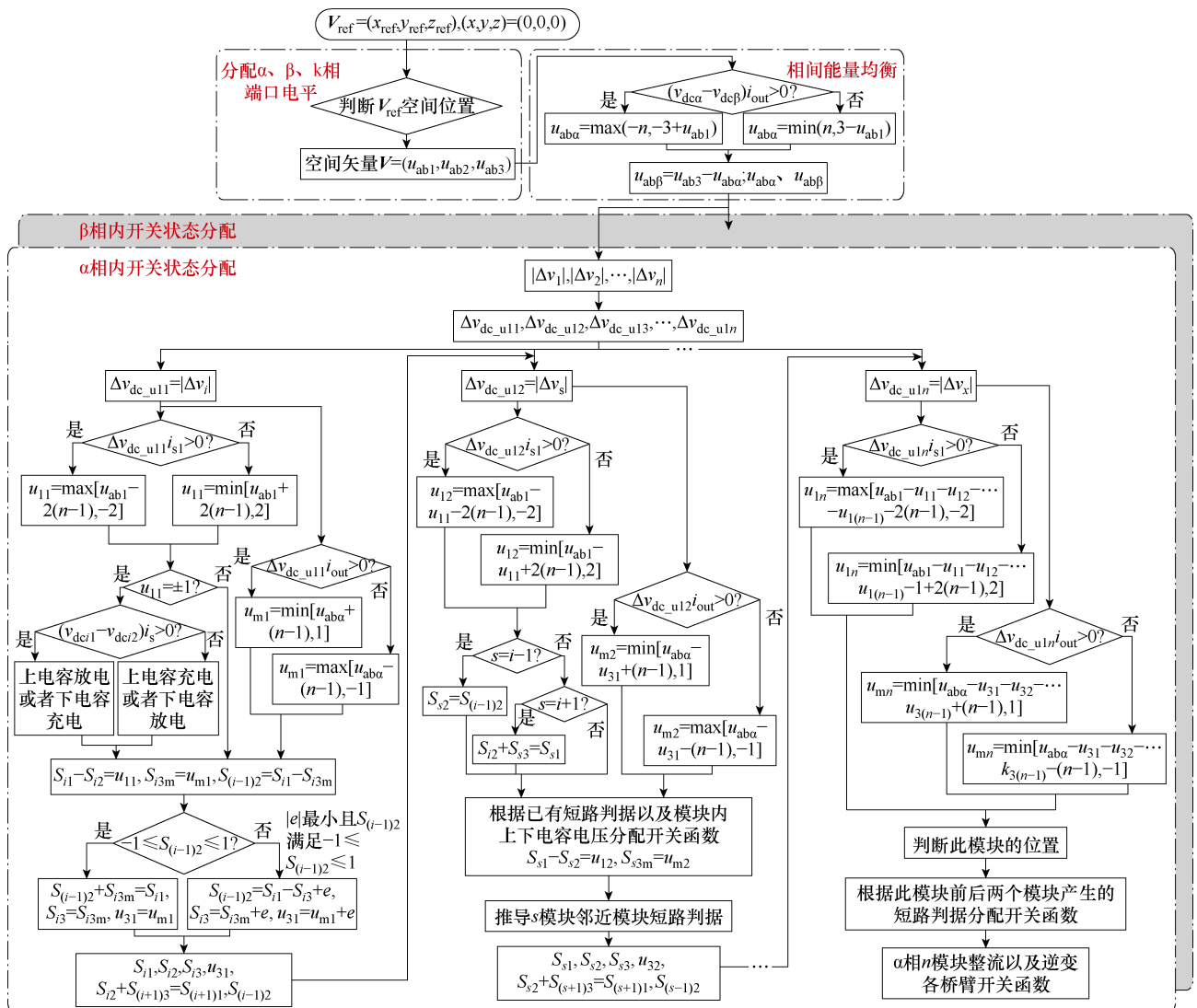


图9 3D-SVPWM策略流程

Fig.9 3D-SPWM strategy flowchart

以第 3 个模块为最优先均压模块, 以端口矢量 $V_{\alpha 3}=(2,-1)$ 为例, 则 $S_{31}=1, S_{32}=-1, S_{33}=-1$ 。NI-PET 短路与级联线上开关函数相关, 基于短路分析可得, NI-PET 规避短路判据为 $S_{i2}+S_{(i+1)3}=S_{(i+1)1}$ 。由判据可得, 第 2 模块 $S_{22}=S_{31}-S_{33}=2$ 超出原始边界, 因此修正 $V_{\alpha 3}$ 为 $(2,0)$, 则第 2 模块 $S_{22}=S_{31}-S_{33}=1$, 同时返回修正变量 $e=-1$ 限制第 4 模块 $S_{43}-S_{41}=-1$ 。然后判断下一个均压模块是否为第 2 或第 4 模块, 若是, 则在限制条件下选择模块内电容均压最优矢量; 若不是, 则重复上述流程, 根据式 (9) 以及规避短路路径判据确定端口矢量和邻近模块限定条件。以此类推最终确定规避短路路径和均压的各桥臂开关函数。

4 仿真分析

由于本文两相-单相 NI-PET 应用于牵引供电系统中, 因此 $\alpha、\beta$ 两相采用 6 个三电平全桥模块级联, 输出 k 相采用 12 个三电平半桥模块级联。两相-单相 NI-PET 的输入端口为 $\alpha\beta$ 两相与三相-两相牵引变压器 27.5 kV 两相输出端口连接, 输出 27.5 kV 的 k 相与牵引网相连接。六模块两相-单相 NI-PET 在牵引供电系统中的仿真、实验参数见表 2。本文在此基础上验证所提拓扑的可行性以及所提 3D-SVPWM 策略规避短路路径的有效性。

表 2 系统仿真、实验参数

Tab.2 System simulation experimental parameter

| 参数 | 仿真 | 实验 |
|-----------------------------|----------|-------|
| u_{α}, u_{β} 有效值 | 27.5 kV | 50 V |
| $v_{dca}^*, v_{dc\beta}^*$ | 9.2×6 kV | 100 V |
| 满载/ Ω | 25 | 50 |
| 模块数 | 6 | 2 |
| 滤波电感/mH | 5 | 5 |
| 直流支撑电容/mF | 5 | 5 |
| 负载额定 $\cos\varphi$ | 0.8 | 0.8 |
| 调制度 | 0.707 | 0.707 |

4.1 短路特性

两相-单相 NI-PET 系统采用传统载波相移正弦脉宽调制 (Carrier Phase shift Sinusoidal Pulse Width Modulation, CP-SPWM) 策略与所提 3D-SVPWM 策略的电压电流仿真对比如图 10 所示, 图中 $i_{cas\alpha}, i_{cas\beta}$ 分别为 α 相和 β 相模块间级联线电流。

由于传统调制无法规避短路路径, 当变换器工作在非法矢量点时, 相内模块间级联线上出现极大短路电流, 导致直流侧电压无法稳压, 系统无法正

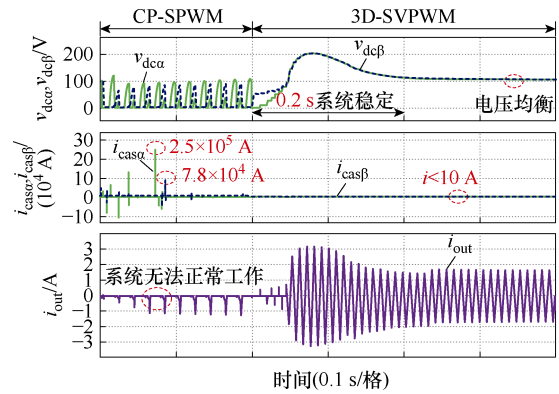


图 10 传统调制与所提调制仿真对比

Fig.10 Comparison between the traditional modulation and the proposed modulation simulation

常工作。当 $t=0.2$ s 时投入所提 3D-SVPWM 策略后, 实现抑制相内模块间级联线上短路电流, 系统在 0.2 s 内稳定, 相间电压均衡, 输出电流波形为正弦。

4.2 苛刻工况特性

对比传统异相供电和所提两相-单相贯通式同相供电系统在不同机车负载时三相电网的功率因数和三相电流不平衡度, 两种供电模式下的仿真结果如图 11 所示, 其中三相电流不平衡度 $\varepsilon = \max(|I_{prms} - I_{ave}|) / I_{ave}$, I_{prms} 为相电流有效值, I_{ave} 为相电流有效值的平均值, i_a, i_b, i_c 为三相电网电流。

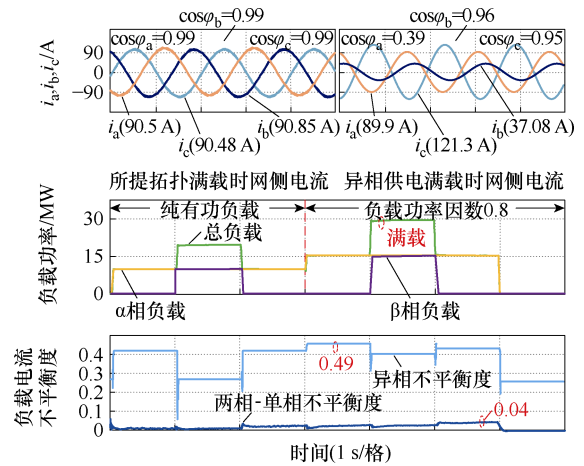


图 11 不同供电模式下负载波动网侧电能质量对比

Fig.11 Comparison of grid side power quality under load fluctuations under different power supply modes

相较于传统异相供电系统, 本文所提两相-单相 NI-PET 在相同负载条件下的电流不平衡度减小 45%, 且负载变化时保持较高的网侧功率因数以及较低的三相电流不平衡度, 因此所提拓扑和调制策略可以较好地适应负载连续切换的苛刻工况。

考虑到网侧允许 10% 的电压波动, 为了进一步说明所提两相-单相 NI-PET 在苛刻工况下能够稳定

运行，仿真验证了网侧电压与负载均有波动时，网侧电压电流以及功率因数的变化如图 12 所示，图中 v_{sa} 、 v_{sb} 、 v_{sc} 为三相电网电压。当网侧电压与负载同时波动时，直流侧电压在 0.2 s 内稳定到给定参考电压 55 kV，系统保持较高的网侧功率因数且级联线上未出现远大于负载电流的短路电流。

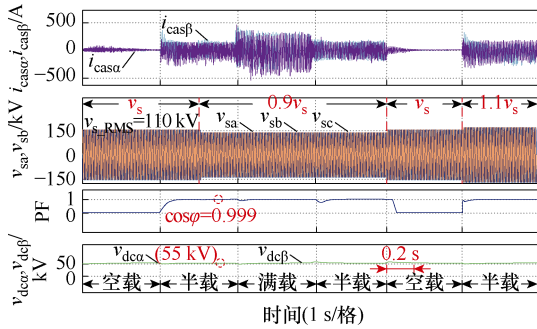


图 12 苛刻工况下系统仿真波形

Fig.12 System simulation waveforms under harsh working conditions

4.3 系统动静态特性

通过验证负载动态切换过程中调制策略平滑切换，验证基于两相-单相 NI-PET 系统具有快速的动态响应以及良好的输出特性。

部分机车模拟负载驶入驶出供电区域时 α 相整流器静态仿真波形如图 13 所示。系统正常运行过程中，输入侧端口电平为 $-9E \sim 9E$ ，共 19 个电平且无端口电平跳变。级联线上电流有毛刺但不存在远大于负载电流的短路电流。不同工况下输入侧功率因数保持为 0.99 且满载时输入电流总谐波畸变率 (Total Harmonic Distortion, THD) 为 2.34%。由于两相-单相 NI-PET 本质上可等效为两个单相-单相 NI-PET，因此 $\alpha\beta$ 两相的静态性能基本相同。

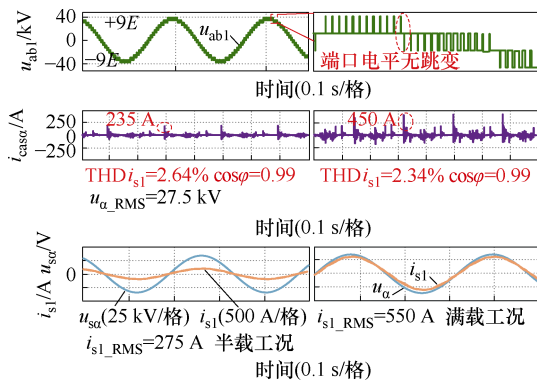


图 13 前级全桥级联整流器静态波形

Fig.13 Static waveforms of front stage cascaded rectifier

不同工况下，两相-单相 NI-PET 输出电压电流波形如图 14 所示，图中 u_{out} 为滤波后的输出电压。前

级整流器与后级逆变器调制度均为 0.707，故输出端口电平为 $-9E \sim 9E$ ，共 19 个电平。输出电压保持为 27.5 kV，满载 $i_{out_RMS}=1100$ A 时，负载为阻感负载 $\cos\phi=0.8$ ，输出电流 THD=1.59%；负载为纯阻性负载时，负载 $\cos\phi=0.99$ ，输出电流 THD=1.51%，由此验证不同工况下输出电流 THD 均小于 3%，系统具备良好的输出特性。

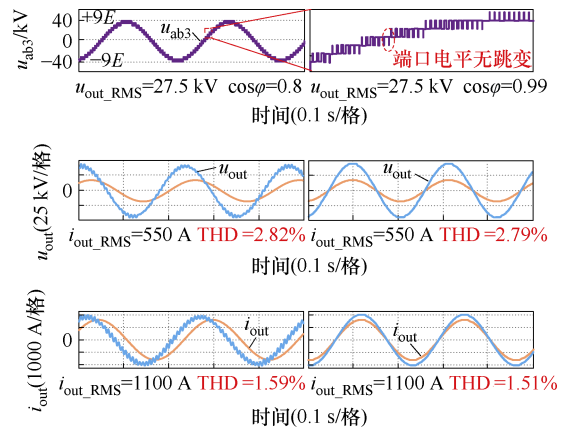


图 14 两相-单相 NI-PET 输出电压电流波形

Fig.14 Output voltage and output current waveforms of two-phase to single-phase NI-PET

以上仿真结果表明，采用所提规避短路矢量的 3D-SVPWM 的两相-单相 NI-PET 系统具有良好的鲁棒性，能够在实现规避短路路径的同时保证系统正常运行。动态切载过程中系统在 0.2 s 内恢复稳定，调制策略平滑切换，每个端口电平均无跳变，输入输出电流 THD < 3%，输入输出特性良好。

5 实验分析

三电平两相-单相 NI-PETT 实验平台如图 15 所示，其输入由三相交流电压经过 Vv 变压器将三相电转换为有效值为 50 V、相位差为 60° 的 $\alpha\beta$ 两相交流电压。控制系统采用基于 FPGA 芯片的控制板，I/O 板提供光纤信号接口以及电压电流传感器信号接口。

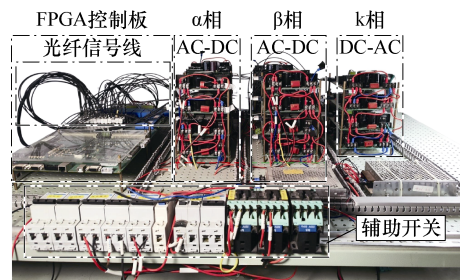


图 15 三电平两相-单相 NI-PET 实验平台

Fig.15 Three-level two-phase to single-phase NI-PET experimental platform

5.1 规避短路矢量 3D-SVPWM 实验

基于所提两相-单相 NI-PET 系统，比较采用传统 CP-SPWM 策略以及所提 3D-SVPWM 策略，由此验证所提调制策略规避短路电流的有效性，实验波形如图 16 所示，由于仿真验证传统 CP-SPWM 策略会产生远大于负载电流的短路电流，因此为了保证实验安全性，只在一个开关周期内采用 CP-SPWM 策略。

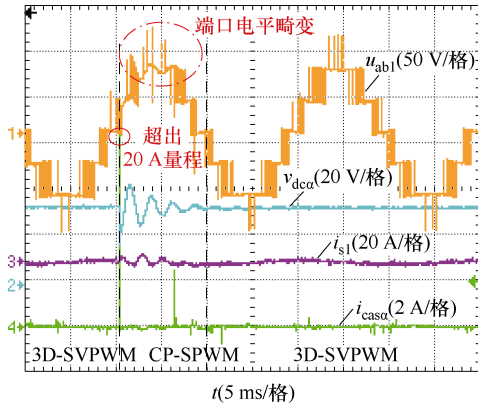
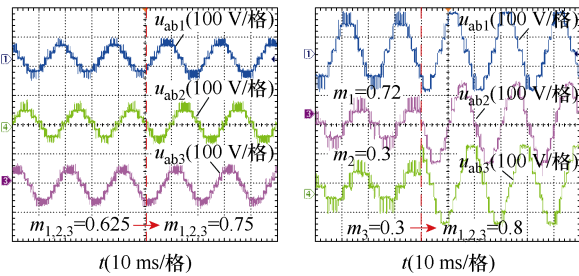


图 16 CP-SPWM 与 3D-SVPWM 策略对比
Fig.16 Comparison of CP-SPWM and 3D-SPWM Strategies

当投入 CP-SPWM 策略瞬间，直流电压振荡无法稳定，导致系统端口电平异常，且级联线上的电流瞬间上升至超出 20 A 量程；而当重新投入所提 3D-SVPWM 策略后，系统恢复正常运行，由此即可验证所提调制策略规避短路电流的有效性。

通过变调制度实验验证变换器的边界以及端口电压不平衡时系统的稳定性，其波形如图 17 所示。图中 m_1 、 m_2 和 m_3 分别为前级两相整流器和后级逆变器的调制度。图 17a 验证了当前后级相位差 $\varphi=80^\circ$ 时，变换器在调制度 $0\sim 0.75$ 之间正常运行，图 17b 验证了当三端口电压不平衡以及调制度 $m=0.8$ 超出正常工作相位差范围时，系统均保持工作状态，由



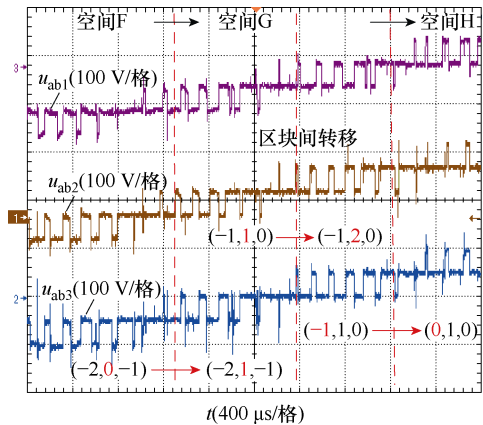
(a) 调制度 m 均突增 (b) 调制度 m 不平衡突增

图 17 变换器调制度突变端口电压波形

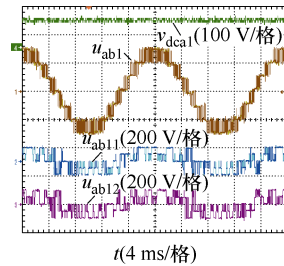
Fig.17 Voltage waveforms at the transducer modulation regime mutation port

此验证所提 3D-SVPWM 算法可实现全范围规避短路矢量。

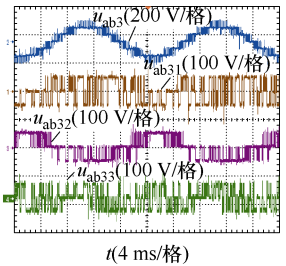
本文通过实验验证了所提 3D-SVPWM 策略矢量平滑切换，其切换路径如图 18a 所示。当变换器的空间矢量由空间 F 切换到空间 G 时，变换器 β 相端口电平数+1，空间矢量由 $(-2, 0, -1)$ 切换为 $(-2, 1, -1)$ ；当区间切换时，空间矢量由 $(-1, 1, 0)$ 切换为 $(-1, 2, 0)$ ，只有一个端口动作。实验波形如图 18b、图 18c 所示，前后级变换器子模块的端口电平以及总端口电平均未跳变。图中 u_{ab1i} ($i=1, 2$) 为 α 相子模块端口电平， u_{ab2i} ($i=1, 2$) 为 β 相子模块端口电平， u_{ab3i} ($i=1, 2, 3, 4$) 为逆变器子模块端口电平。由此验证所提 3D-SVPWM 策略能够实现全范围规避两相-单相 NI-PET 短路路径以及保证变换器端口电平不跳变。



(a) 空间矢量切换路径



(b) 前级 α 相级联整流器端口



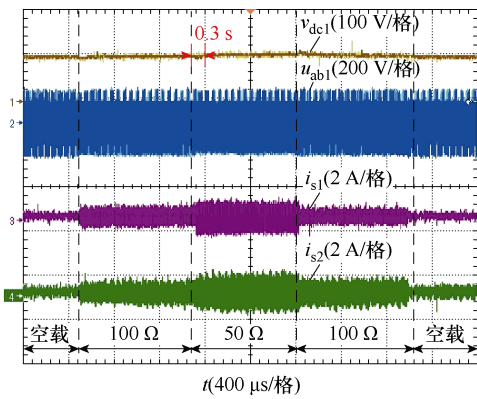
(c) 后级逆变器端口

图 18 两相-单相 NI-PET 端口电平波形

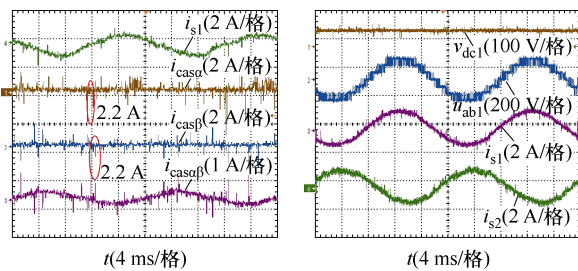
Fig.18 Two phase to single phase NI-PET port waveforms

5.2 两相-单相 NI-PET 系统动态实验

为了验证负载切换过程中调制策略的平滑切换以及变换器具备良好的动态性能，本文对调制度 $m=0.707$ 的两相-单相 NI-PET 进行动态切载实验，其波形如图 19 所示。系统在动态切载过程中直流电压稳定在给定参考电压 100 V 左右，且在 0.3 s 内达到新的稳态，由此验证所提拓扑具有良好的带载能力和动态性能。



(a) 两相-单相 NI-PET 动态切载



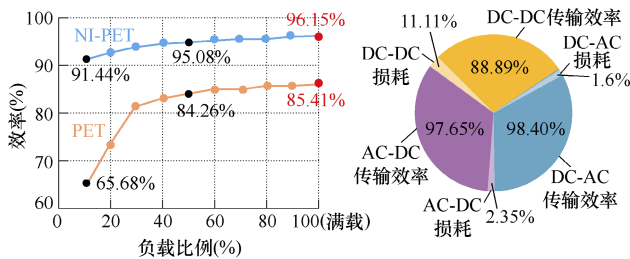
(b) 负载 100 Ω 时级联线电流波形 (c) 负载 50 Ω 电压电流波形

图 19 两相-单相 NI-PET 动态切载实验波形

Fig.19 Two phase to single phase NI-PET dynamic cutting and loading experiment waveforms

5.3 效率对比

为了进一步验证相较于传统 PET, 所提两相-单相 NI-PET 取消隔离 DC-DC 变换器, 在降低系统成本的同时能够实现提升系统效率, 在上述小功率实验平台的基础上测试两相-单相 PET 以及取消中间 DC-DC 变换器的两相-单相 NI-PET 在不同工况下的效率, 其效率曲线如图 20a 所示。实验中满载时各部分传输效率如图 20b 所示, AC-DC 的能量转换效率为 97.65%, DC-DC 的能量转换效率为 88.89%, DC-AC 能量转换效率为 98.40%, 而 NI-PET 测得的效率 96.15% 与直接计算 AC-DC 与 DC-AC 两



(a) NI-PET 与 PET 效率对比 (b) 满载时各部分传输效率

图 20 NI-PET 与 PET 效率曲线对比

Fig.20 Comparison of efficiency curves between NI-PET and PET

级传输效率乘积 96.09% 基本接近。此实验结果说明相较于 PET, NI-PET 取消隔离级直接避免了能量在隔离级传输的损耗, 从而显著提升效率。

目前, 效率较高的 MW 级电力电子变压器系统中, DC-DC 能量传输效率为 98%, AC-DC 以及 DC-AC 传输效率为 99%, 整个系统效率为 96%^[4, 21]。若取消 DC-DC 隔离级, 其效率可以达到 98%。由此说明实际工程中采用 NI-PET 拓扑取消隔离级实现了在降低系统成本的同时提升大于 2% 的效率。

通过实验验证了基于所提 3D-SVPWM 策略两相-单相 NI-PET 系统能够正常运行, 动态切载过程中调制策略平滑切换, 端口电平无跳变; 系统在 0.3 s 内稳定且级联线上无短路大电流, 输出电压电流特性良好。相较于传统 PET, NI-PET 系统效率显著提升。

6 结论

本文结合贯通供电需求, 提出一种利用既有牵引变压器实现贯通供电的两相-单相 NI-PET 拓扑, 所提拓扑能够减少电能变换级数, 实现牵引供电系统的低成本轻量化。但传统调制无法规避短路矢量造成的直流电容短路路径, 为此本文提出一种规避所提拓扑短路矢量的 3D-SVPWM 策略。最后构建基于两相-单相 NI-PET 的仿真和实验平台, 并验证了所提拓扑和调制策略的可行性。得到如下结论:

1) 相对于传统调制策略, 采用所提规避短路矢量的 3D-SVPWM 算法后, 级联线上不存在远大于负载电流的短路电流。基于所提调制以及 dq 解耦控制策略, 两相-单相 NI-PET 系统能够实现稳定工作时网侧 $\cos\varphi \geq 0.99$, 电流 THD < 3%, 输出侧电压电流正弦性良好且负载波动时能够在 0.3 s 内恢复稳定工作。

2) 与传统电力电子变压器拓扑相比较, 本文所提两相-单相 NI-PET 取消隔离 DC-DC 变换器, 相较于小功率 PET 其效率提升 10%, 应用在 MW 级 PET 中效率有望提升 2%。

参考文献

[1] 袁立强, 高深, 姬世奇, 等. 基于占空比同步的电力电子变压器低压交流端口模式切换控制[J]. 电工技术学报, 2022, 37(3): 729-738.
Yuan Liqiang, Gao Shen, Ji Shiqi, et al. Mode transition for low voltage AC port of power electronic transformers based on duty cycle synchronization[J].

- Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(3): 729-738.
- [2] Zhang Jianwen, Li Hongming, Kong Xinyi, et al. A novel multiple-medium-AC-port power electronic transformer[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2024, 71(7): 6568-6578.
- [3] 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.
- [4] 胡钰杰, 李子欣, 罗龙, 等. 串联谐振间接矩阵型电力电子变压器高频电流特性分析及开关频率设计[J]. 电工技术学报, 2022, 37(6): 1442-1454.
- Hu Yujie, Li Zixin, Luo Long, et al. Characteristic analysis of high-frequency-link current of series resonant indirect matrix type power electronics transformer and switching frequency design[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(6): 1442-1454.
- [5] 卓超然, 张笑天, 张雄, 等. 支撑电容可分离的直流变压器短路故障电流限流控制方法[J]. 电工技术学报, 2022, 37(2): 424-432.
- Zhuo Chaoran, Zhang Xiaotian, Zhang Xiong, et al. Short-circuit fault current limiting control method of DC transformer with separable supporting capacitor[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(2): 424-432.
- [6] Feng Moke, Gao Chenxiang, Xu Jianzhong, et al. Modeling for complex modular power electronic transformers using parallel computing[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(3): 2639-2651.
- [7] Pan Yuzhuo, Teng Jiaxun, Yang Chen, et al. Capacitance minimization and constraint of CHB power electronic transformer based on switching synchronization hybrid phase-shift modulation method of high frequency link[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(5): 6224-6242.
- [8] 程启明, 程尹曼, 张磊, 等. 基于干扰观测器的 MMC-PET 交直流混合微电网并网/离网切换控制策略[J]. 高电压技术, 2024, 50(3): 1196-1204.
- Cheng Qiming, Cheng Yinman, Zhang Lei, et al. Switching control strategy of MMC-PET AC/DC hybrid microgrid on/off grid based on disturbance observer[J]. High Voltage Engineering, 2024, 50(3): 1196-1204.
- [9] 赵志刚, 贾慧杰, 刘朝阳, 等. 考虑 PWM 波形特征的纳米晶磁心损耗模型的研究及验证[J]. 电工技术学报, 2024, 39(6): 1602-1612.
- Zhao Zhigang, Jia Huijie, Liu Chaoyang, et al. Research and verification of nanocrystalline core loss model considering PWM waveform characteristics [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(6): 1602-1612.
- [10] 赵楠, 郑泽东, 刘建伟, 等. 级联 H 桥变换器 IGBT 开路故障分析与冗余方法研究[J]. 电工技术学报, 2023, 38(6): 1608-1619.
- Zhao Nan, Zheng Zedong, Liu Jianwei, et al. IGBT open-circuit fault analysis and fault-tolerant method for cascaded H-bridge converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(6): 1608-1619.
- [11] 徐翊宸, 杨双寿, 王悦, 等. 单相级联整流器开路故障诊断和容错均压空间矢量脉宽调制算法[J]. 电工技术学报, 2024, 39(14): 4432-4444.
- Xu Yichen, Yang Shuangshou, Wang Yue, et al. Open-circuit fault diagnosis and fault-tolerant voltage balancing space vector pulse width modulation algorithm of single-phase cascaded rectifier[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(14): 4432-4444.
- [12] 陈润田, 李楚杉, 姚文熙, 等. 基于等效励磁电感的 SiC 串联器件型中压双有源桥变换器的软开关技术[J]. 电工技术学报, 2024, 39(12): 3732-3745.
- Chen Runtian, Li Chushan, Yao Wenxi, et al. Soft-switching technique for medium voltage dual active bridge converter with series-connected SiC devices based on equivalent magnetizing inductance[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(12): 3732-3745.
- [13] 刘建强, 赵楠, 孙帮成, 等. 基于 LLC 谐振变换器的电力电子牵引变压器控制策略研究[J]. 电工技术学报, 2019, 34(16): 3333-3344.
- Liu Jianqiang, Zhao Nan, Sun Bangcheng, et al. Research on control strategy of power electronic traction transformer based on LLC resonant converter[J]. Transactions of China Electrotechnical

- Society, 2019, 34(16): 3333-3344.
- [14] 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/OL]. 中国电机工程学报, 2024. <https://doi.org/10.13334/j.0258-8013.pcsee.231536>.
- 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/OL]. Proceedings of the CSEE, 2024, <https://doi.org/10.13334/j.0258-8013.pcsee.231536>.
- [15] 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): 6449-6460.
- 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): 6449-6460.
- [16] Asoodar M, Iman-Eini H. A new switching algorithm in back to back CHB multilevel converters with the advantage of eliminating isolation stage[C]//2012 11th International Conference on Environment and Electrical Engineering, Venice, Italy, 2012: 731-736.
- [17] 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.
- [18] Bacheti G G, Camargo R S, Bueno E J, et al. A sectorized FCS-MPC transformer less SST for power transmission application[C]//European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'22 ECCE Europe), Hanover Germany, 2022: 1-11.
- [19] Zeng Li, Han Pengcheng, Huang Tongyue, et al. Bidirectional-friendly rectifier control strategy for advanced traction power supply system under unbalanced supply[J]. Journal of Power Electronics, 2022, 22(5): 821-830.
- [20] 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 Jiakuan, 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.
- [21] Zhao Chuanhong, Dujic D, Mester A, et al. Power electronic traction transformer-medium voltage prototype[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(7): 3257-3268.

作者简介

王悦 女, 2000年生, 硕士研究生, 研究方向为大功率变换器、电力电子变压器。

E-mail: wangyuestudent@163.com

舒泽亮 男, 1979年生, 博士, 教授/博导, 研究方向为电力电子技术及应用研究, 包括多电平变换装置、同相供电系统及电力电子应用中的数字信号处理技术等。

E-mail: shuzeliang@swjtu.edu.cn (通信作者)

A Three-Dimensional Space Vector Pulse Width Modulation Strategy of Two-Phase to Single-Phase Non-Isolated Power Electronics Transformer

Wang Yue¹ Meng Linghui^{1,2} Lü Xiao¹ Xu Jiwang¹ Shu Zeliang¹

(1. School of Electrical Engineering Southwest Jiaotong University Chengdu 610031 China

2. Sichuan Aerospace Fenghuo Servo Control Technology Corporation Chengdu 611130 China)

Abstract Electrical isolation in advanced power supply systems typically relies on power frequency transformers or high-frequency isolation DC-DC converters. However, the transformers result in multiple converter stages and increase the system's complexity and cost. To reduce the cost of advanced traction power supply system, this paper proposes a two-phase to single-phase non-isolated power electronic transformer (NI-PET) topology based on the existing traction transformer and has the advantages of fewer transformation stages and higher system efficiency.

Some switch states can result in short-circuit paths of the DC-link capacitance in NI-PET topology. The

traditional modulation strategy fails to avoid the short-circuit paths. A three-dimensional space-vector pulse width modulation (3D-SVPWM) strategy is proposed based on the 3D space vector distribution diagram, taking the vectors of three ports as the coordinate axis. According to the number of available vectors, the 3D space is divided into different ranges. In addition, the proposed strategy determines the range of reference voltage vectors and selects available space vectors to complex the demanded reference vector. Finally, based on the V-v traction transformer, the simulation model and experimental platform are built.

Simulation and experimental results show that compared to the traditional space pulse width modulation (SPWM) strategy, the proposed modulation strategy can realize the stable operation of the system. When the load and grid-side voltage fluctuate repeatedly in a short period, the two-phase to single-phase NI-PET system restores a steady state within 0.2 s, the grid-side power factor remains above 0.99, and the THD of input and output current is less than 3%. With the same load, the three-phase current unbalance degree of the proposed topology is about 45% less than the traditional power supply system. It is verified that the proposed topology and modulation can adapt to harsh conditions such as continuous load and grid-side voltage fluctuations. Compared to PET, NI-PET avoids the loss caused by the isolation stage, thus significantly improving the efficiency. In the low-power experimental platform, the efficiency of NI-PET is about 10% higher than PET.

The following conclusions can be drawn. (1) The proposed two-phase to single-phase NI-PET topology can adapt to the harsh conditions of advanced traction power supply systems. It has the advantages of low cost and good power quality. (2) Compared to the traditional modulation strategy, the proposed one can avoid the short-circuit paths of DC-link capacitance. There is no short-circuit current that is much larger than the load current on the cascade line. (3) The proposed topology can achieve about 10% efficiency improvement in a low-power experimental platform and is expected to increase the efficiency by about 2% in industrial PET.

Keywords: Non-isolated power electronic transformer, two-phase to single-phase, avoiding short-circuit vectors, three-dimensional space vector pulse width modulation (3D-SVPWM) strategy

(编辑 陈 诚)