

# 隔离型三相 DC-AC 变换器 低电流应力空间矢量调制策略

陈铭禹, 韦超凡, 杨佳涛, 李睿

(上海交通大学电气工程系, 上海市 闵行区 201100)

## A Space Vector Modulation Strategy With Reduced Current Stress for Isolated Three-phase DC-AC Converter

CHEN Mingyu, WEI Chaofan, YANG Jiatao, LI Rui

(Department of Electrical Engineering, Shanghai Jiao Tong University, Minhang District, Shanghai 201100, China)

**ABSTRACT:** For the isolated three-phase DC-AC bidirectional converter, a zero-vector embedded space vector modulation strategy is proposed to improve the switching cycle utilization in order to optimize its current stress and conduction loss. The decoupling operation of the current vector is achieved by dynamically adjusting the internal duty cycle in the modulation waveform and embedding the zero level in each segment of the modulation waveform. Setting the modulation function related to the internal duty cycle, the converter can be classified into zero-vector-embedded operation mode and de-zero-vector-embedded operation mode according to the comparison result between the transmitted power and the minimum value of the modulation function. By constraining the internal duty cycle to satisfy the modulation function minimum condition, the modulation effectively reduces the zero-vector share of space current, improves the switching cycle utilization of the inductor current, and consequently reduces the peak and RMS values of the inductor current. This modulation strategy can achieve lower current stress and conduction loss compared to other space vector modulations. A prototype is built to experimentally test and compare the modulation, and it is verified that the proposed modulation strategy can improve the power conversion efficiency and reduce the current stress.

**KEY WORDS:** space vector modulation; low current stress; single-stage isolated DC/AC converter

**摘要:** 单级式隔离型三相 DC-AC 双向变换器由于其高功率密度、低损耗等特性被广泛关注。为了优化变换器电流应力与导通损耗,提出一种提高开关周期利用率的零矢量内嵌式

空间矢量调制策略。首先,通过动态调整调制波形中的内占空比,并在调制波形各段中内嵌零电平,实现电流矢量的解耦运算;其次,设置与内占空比相关的调制量函数,根据传输功率与调制量函数最小值的比较结果,可将变换器分为内嵌零矢量工作模式与去内嵌零矢量工作模式;然后,通过约束内占空比满足调制函数最小条件,调制有效降低空间电流零矢量占比,提高电感电流的开关周期利用率,进而降低电感电流的峰值与有效值。该调制策略相较于其他空间矢量调制可实现更低的电流应力与导通损耗。最后,搭建样机对该调制进行实验测试与比较,验证所提调制策略能够提高功率转换效率、降低电流应力。

**关键词:** 空间矢量调制; 低电流应力; 单级隔离型 DC-AC 变换器

## 0 引言

随着新能源技术与储能系统的发展,新型电力电子变换器被广泛引用于各种交直流变换场景。在此背景下,许多学者提出了各类变换器拓扑作为链接储能单元、新能源系统与电网的接口<sup>[1-4]</sup>。其中,单级式的双向隔离型 DC-AC 变换器由于其高功率密度、低损耗、能量双向传输等优势在学术界被广泛关注<sup>[5-7]</sup>。

由于三相矩阵电路的存在,有关该矩阵式 DC-AC 变换器的调制策略与控制方式较为复杂,被广泛讨论研究。变换器的调制策略可根据矩阵电路不同的调制方式,分为单周期的移相式调制与多周期的空间矢量调制(space vector modulation, SVM)。

单周期移相式调制方式中,文献[8]提出通过将电流波形近似为方波来调制矩阵电路两个最大的线电压与零电平的高频输出,从而实现三相交流与

基金项目: 国家自然科学基金项目(52577208)。

Project Supported by National Natural Science Foundation of China (52577208).

直流侧功率双向传输。然而, 该类通过近似手段的调制策略会产生较大误差, 调制精度较差, 尽管在文献[9]将调制优化为梯形近似方式, 交流侧输出电流仍有较高的总谐波畸变率 (total harmonic distortion, THD); 文献[10]提出了一种利用一个开关周期内, 正负半开关周期的纹波电流对消的调制方法, 精准计算了电流及其调制自由度, 但该调制的开关次数较多且无法完全实现软开关, 导致开关损耗较大; 文献[11]提出一种只控外移相角与内占空比的调制策略, 能够得到精确自由度并且能够全体实现软开关, 在交流电流低 THD 的同时有较高的传输效率; 文献[12]通过将调制图像中 4 个时间节点作为变量, 根据传输电流大小将变换器分为断续导通模式(discontinuous conduction mode, DCM)和连续导通模式(continuous conduction mode, CCM)运行模式, 以导通损耗函数最小为约束计算调制量, 得到该类调制的理论最佳损耗。

以上单周期调制的优势在于传输功率上限高, 开关次数更少, 但存在以下问题: 电流应力较高; 导通损耗较大; 换流过程中可能出现短路; 电感电流前后周期耦合。使用多周期空间矢量调制能够有效解决以上问题<sup>[13]</sup>。

文献[14]在该电路拓扑上提出空间矢量调制, 将三相交流电流矢量视为 3 种开关状态对应矢量的加权叠加, 实现低 THD 交流电流。然而, 该调制未考虑软开关, 导致开关损耗较大, 且未实现电感电流周期解耦。文献[15-16]在传统空间矢量调制基础上优化了空间矢量分布, 使二次侧电压具有周期性和对称性, 并减少了开关动作, 降低了输出交流电流 THD; 文献[17-18]提出了一种基于三相移位的双周期解耦空间矢量移相调制来解耦电感电流, 从而消除了交流侧电流失真。虽然该调制方式已实现对电流的精确计算, 但该调制由于为了实现最大的传输功率, 直接取电流分量模值为最大值并以此确定内占空比, 增加了调制波形中零电平的含量, 降低了空间利用率, 使得电流应力与导通损耗较大。

针对上述调制电流应力与导通损耗较高等缺陷, 提出一种零矢量内嵌式的空间矢量调制策略 (zero vector embedded-space vector modulation, ZVE-SVM)。该调制方式通过加入内占空比作为自由度, 在实现电流双周期解耦的同时对空间零矢量进行有效控制。调制以此降低零矢量占比, 提高了电感电流的开关周期利用率, 从而降低电流应力与

导通损耗, 并且通过计算分析与实验结论, 验证调制的相关特性。

## 1 基本原理

### 1.1 电路拓扑

隔离型三相 DC-AC 双向变换器电路拓扑如图 1 所示。该电路由直流滤波电容  $C_{dc}$ 、直流侧全桥、高频变压器与电感  $L_k$ 、三相矩阵电路、交流 LC 滤波器组成。电路通过全桥与矩阵电路的开关驱动控制传输功率与电流, 以实现直流侧产能高效传输至交流电网或负载侧。其中直流侧全桥由 4 个 MOSFET 开关  $Q_1$ — $Q_4$  组成, 将直流输入转变为高频交流电压。三相矩阵电路由 12 个 MOSFET 开关组成, 组合为 6 对共源相联的双向开关, 分别组成对应交流 ABC 三相的上下桥臂  $S_{ap}$ — $S_{cn}$ 。通过不同的开通组合, 将变压器副边侧高频电压转变为三相工频交流输出。

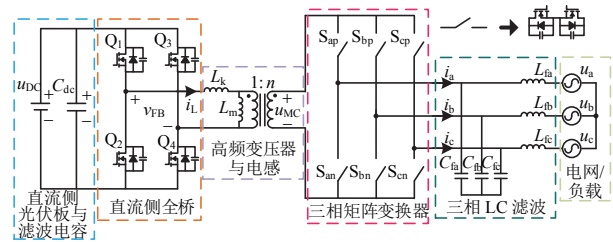


图 1 隔离型三相 DC-AC 变换器电路

Fig. 1 Isolated three-phase DC-AC converter circuits

该拓扑工作原理类似于双有源桥(dual active bridge, DAB), 在调制分析时可以简化为对变压器两端电压与电感电流的分析。其中:  $u_{FB}$  为直流侧全桥输出的高频交流电压;  $u_{MC}$  为矩阵电路在高频变压器副边生成的高频交流电压。忽略高频变压器漏感的前提下, 两个高频交流电压经  $L_k$  生成高频电感电流  $i_L$ 。

与双有源桥类似, 该拓扑通过开关驱动控制高频电压波形进行电感电流调制, 从而在交流侧输出相应的三相电流, 图 2 为该拓扑的简化原理图, 图中开关逻辑分析如下。直流侧全桥共有 3 种开关状态: 开通  $Q_1Q_4$ 、开通  $Q_2Q_3$ 、开通  $Q_1Q_3$ , 分别对应全桥输出  $u_{DC}$ 、 $-u_{DC}$  与零电平。通过开关状态切换使直流源在变压器原边侧生成高频交流电压  $u_{FB}$ 。

为了避免三相间短路, 矩阵电路上下桥臂均只开通一相开关, 可等效为图中两个三选一开关。其中共有 9 种导通组合, 变压器副边电压  $u_{MC}$  共有 7 种输出, 分别为 6 个交流线电压(高频下视工频电

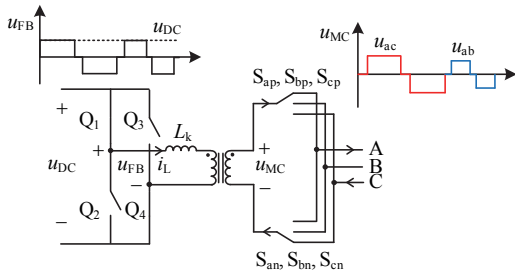


图2 简化电路原理图

Fig. 2 Simplified schematic of the converter

压为恒定值):  $u_{ab}$ 、 $u_{ac}$ 、 $u_{bc}$ 、 $u_{ba}$ 、 $u_{ca}$ 、 $u_{cb}$ 、及零电平。在开通上下桥臂各一相开关输出对应线电压时, 根据方向, 高频电感电流从其中一相流入, 一相流出。如图2中所示, 此时开通  $S_{ap}$ 、 $S_{cn}$ , 电感电流流出A相, 由C相流入。当上下桥臂开通同相开关时, 电感电流从该相桥臂直通, 未流入交流侧。

## 1.2 空间矢量调制

在一个开关周期内, 通过控制直流侧全桥与矩阵电路开关管导通状态, 对高频电流进行调制, 将其转变为三相正弦电流输出。高频电感电流与三相工频电流的转换关系可等效为电流空间矢量的合成。理想三相输出电流如式(1)所示。

$$\begin{cases} i_a = I_m \cos(\omega t - \alpha) \\ i_b = I_m \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \alpha) \\ i_c = I_m \cos(\omega t - \frac{4\pi}{3} - \alpha) \end{cases} \quad (1)$$

式中:  $I_m$ 为三相交流相电流幅值;  $\omega$ 为工频角速度;  $\alpha$ 为功率因数角。

电流空间矢量复平面如图3所示, 图中  $\vec{I}^*$  为三相输出电流矢量, 以  $\omega$  的角速度在复平面逆时针旋转, 可表示为

$$\vec{I}^* = I_m^* e^{j\theta} \quad (2)$$

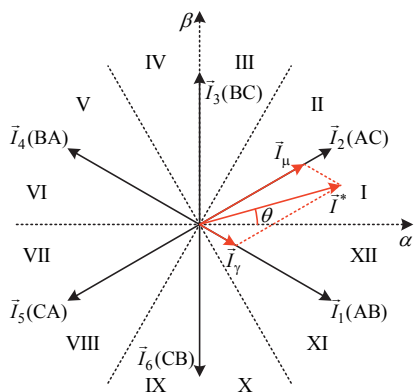


图3 电流空间矢量复平面

Fig. 3 The complex plane of current space vector

式中:  $I_m^*$ 为折算至直流侧的交流相电流幅值;  $\theta$ 为电流相角。

由上文所述, 矩阵电路开关共有9种导通状态。在电感电流方向确定的前提下, 矩阵电路的9种导通组合在复平面上对应9个电流矢量, 其中包括6个非零电流矢量( $\vec{I}_1 - \vec{I}_6$ )和3个零电流矢量( $\vec{I}_7 - \vec{I}_9$ ), 将6个非零电流矢量称为有效电流矢量<sup>[19]</sup>。上述各电流矢量在不同电感电流方向下的对应开关状态如表1所示。以  $\vec{I}_1$  为例, 代表在调制周期内, 电感电流方向正向时开通  $S_{ap}$ 、 $S_{bn}$ , 反向时开通  $S_{an}$ 、 $S_{bp}$ , 两种情况中电感电流均流出A相, 并由C相流入。

表1 电流矢量对应开关状态

Table 1 Switch state of each vector

| 空间矢量        | 电感电流正向 $i_L^+$ |          |          | 电感电流反向 $i_L^-$ |          |          |
|-------------|----------------|----------|----------|----------------|----------|----------|
|             | P侧             | N侧       | $u_{MC}$ | P侧             | N侧       | $u_{MC}$ |
| $\vec{I}_1$ | $S_{ap}$       | $S_{bn}$ | $u_{ab}$ | $S_{bp}$       | $S_{an}$ | $u_{ba}$ |
| $\vec{I}_2$ | $S_{ap}$       | $S_{cn}$ | $u_{ac}$ | $S_{cp}$       | $S_{an}$ | $u_{ca}$ |
| $\vec{I}_3$ | $S_{bp}$       | $S_{cn}$ | $u_{bc}$ | $S_{cp}$       | $S_{bn}$ | $u_{cb}$ |
| $\vec{I}_4$ | $S_{bp}$       | $S_{an}$ | $u_{ba}$ | $S_{ap}$       | $S_{bn}$ | $u_{ab}$ |
| $\vec{I}_5$ | $S_{cp}$       | $S_{an}$ | $u_{ca}$ | $S_{ap}$       | $S_{cn}$ | $u_{ac}$ |
| $\vec{I}_6$ | $S_{cp}$       | $S_{bn}$ | $u_{cb}$ | $S_{bp}$       | $S_{cn}$ | $u_{bc}$ |
| $\vec{I}_7$ | $S_{ap}$       | $S_{an}$ | 0        | $S_{ap}$       | $S_{an}$ | 0        |
| $\vec{I}_8$ | $S_{bp}$       | $S_{bn}$ | 0        | $S_{bp}$       | $S_{bn}$ | 0        |
| $\vec{I}_9$ | $S_{cp}$       | $S_{cn}$ | 0        | $S_{cp}$       | $S_{cn}$ | 0        |

6个电流矢量可将复平面等分为6个扇区, 再将各扇区平分为2部分, 共得到12个扇区(I—XII)。

$\vec{I}^*$  在每个扇区中可由两个电流矢量合成:

$$\vec{I}^* = \frac{2}{\sqrt{3}} (\vec{I}_\mu + \vec{I}_\gamma) \quad (3)$$

式中:  $\vec{I}_\mu$ 为模值较大的合成矢量;  $\vec{I}_\gamma$ 为较小的合成矢量, 二者均与一种有效电流矢量同向<sup>[19]</sup>。

当  $\vec{I}^*$  位于同一扇区内,  $\vec{I}_\mu$  与  $\vec{I}_\gamma$  对应的有效电流矢量相同。以图3为例, 此时  $\vec{I}_\mu$  对应有效电流矢量  $\vec{I}_2$ , 开通A与C相开关, 电流流出A相, 由C相流入, 对应图2中  $u_{MC}$  图像红色部分;  $\vec{I}_\gamma$  对应  $\vec{I}_1$ , 开通A与B相开关, 电流流出A相, 由B相流入, 对应图2中  $u_{MC}$  图像蓝色部分(零矢量在合成计算中不用考虑)。  $\vec{I}_\mu$  与  $\vec{I}_\gamma$  在各区间内对应的有效电流矢量, 及其模值与三相电流对应关系于表2中说明。

$\vec{I}^*$  由二者合成, 根据正弦定理, 可得到二者矢量模值大小有如下关系<sup>[20-21]</sup>:

$$\frac{|\vec{I}_\mu|}{|\vec{I}_\gamma|} = \frac{\sin(\pi/6 + \theta)}{\sin(\pi/6 - \theta)} \quad (4)$$

表 2 各扇区内对应合成电流矢量

Table 2 Synthetic current vectors of each sector

| 扇区  | $\bar{I}_\mu ( \bar{I}_\mu )$ | $\bar{I}_\gamma ( \bar{I}_\gamma )$ | 扇区   | $\bar{I}_\mu ( \bar{I}_\mu )$ | $\bar{I}_\gamma ( \bar{I}_\gamma )$ |
|-----|-------------------------------|-------------------------------------|------|-------------------------------|-------------------------------------|
| I   | $\bar{I}_2 (-i_c)$            | $\bar{I}_1 (-i_b)$                  | VII  | $\bar{I}_5 (i_c)$             | $\bar{I}_4 (i_b)$                   |
| II  | $\bar{I}_2 (i_a)$             | $\bar{I}_3 (i_b)$                   | VIII | $\bar{I}_5 (-i_a)$            | $\bar{I}_6 (-i_b)$                  |
| III | $\bar{I}_3 (i_b)$             | $\bar{I}_2 (i_a)$                   | IX   | $\bar{I}_6 (-i_b)$            | $\bar{I}_5 (-i_a)$                  |
| IV  | $\bar{I}_3 (-i_c)$            | $\bar{I}_4 (-i_a)$                  | X    | $\bar{I}_6 (i_c)$             | $\bar{I}_1 (i_a)$                   |
| V   | $\bar{I}_4 (-i_a)$            | $\bar{I}_3 (-i_c)$                  | XI   | $\bar{I}_1 (i_a)$             | $\bar{I}_6 (i_c)$                   |
| VI  | $\bar{I}_4 (i_b)$             | $\bar{I}_5 (i_c)$                   | XII  | $\bar{I}_1 (-i_b)$            | $\bar{I}_2 (-i_c)$                  |

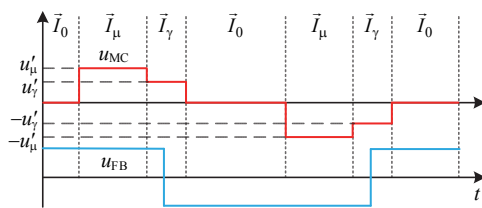
将式(4)推广至所有扇区的一般形式, 可得:

$$\frac{|\bar{I}_\mu|}{|\bar{I}_\gamma|} = \frac{\sin \varphi_i}{\sin(\pi/3 - \varphi_i)} \quad (5)$$

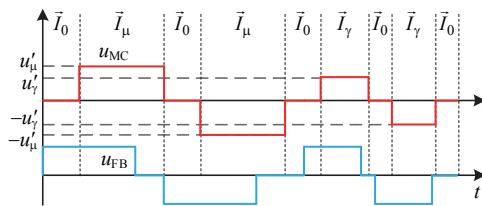
式中  $\varphi_i$  为在第  $i$  扇区计算所用角度, 与电流相角关系为

$$\varphi_i = \begin{cases} \frac{\pi}{3} - \frac{\pi}{6}i + \theta, & i = 1, 3, 5, 7, 9, 11 \\ \frac{\pi}{6} + \frac{\pi}{6}i - \theta, & i = 2, 4, 6, 8, 10, 12 \end{cases} \quad (6)$$

在传统的空间矢量调制中, 电流矢量组合方式为该电路调制的核心, 决定了调制效果与变换器性能。传统的空间矢量调制着重于变换合成电流矢量与零电流矢量的排序组合, 以实现不同方面的调制效果优化。以其中一种空间矢量调制为例, 如图 4(a)所示, 图中红色、蓝色波形分别为变压器原副边电压波形, 其中红色波形, 即交流侧矩阵变换器输出的不同电压对应着不同的开关状态与合成电流矢量。通过改变零矢量占比约束、调整各矢量在波形图中的排序, 可实现不同的调制效果, 包括: 调整



(a) 传统 SVM



(b) ZVE-SVM

图 4 原副边电压波形与对应电流矢量

Fig. 4 Primary and secondary-side voltage waveform with corresponding current vector

合成矢量  $\bar{I}_\mu \bar{I}_\gamma$  顺序以降低交流电流畸变<sup>[22]</sup>; 将矢量  $\bar{I}_\gamma$  分为两段至于  $\bar{I}_\mu$  前后以降低电流应力减少开关动作<sup>[15]</sup>; 在电流矢量之间添加一段零矢量以降低电流畸变与应力<sup>[16]</sup>。

传统空间矢量调制的矢量组合优化虽然对电路有正向效果, 但仍存在一定局限性, 主要体现在由于无法控制矢量切换处的电感电流值为零, 导致合成电流矢量间会存在耦合关系, 即合成矢量大小无法单独由各自段占空比表示。因此, 上述调制均较难实现交流电流与调制量之间的精准计算, 大部分通过近似的方式进行求解, 提高了电流畸变率。同时, 由于零矢量对应时段仍存在电感电流, 整体电流分布不均衡, 导致电路导通损耗更高, 电流应力更大。

本文提出的零矢量内嵌式的空间矢量调制策略通过在直流侧添加零电平, 实现电流矢量间解耦, 如图 4(b)所示。此时矢量间组合由于双周期解耦受到相应约束, 以确定电感电流在每段电流矢量的首末处为零。因此, 所提出调制能够实现电流矢量与调制量关系的精确计算, 降低了交流电流畸变, 同时优化了电感电流分布, 降低了电流应力与导通损耗。

## 2 零矢量嵌入的电流空间矢量调制

### 2.1 调制波形

根据上文所述, 交流三相输出电流可通过调控电感两侧电压在开关周期内占空比进行控制。在先前综述中的文献提出了各类空间矢量调制, 而其中能够解决电流周期耦合问题的文献较少, 能够实现电流周期解耦的调制也仍存在电流应力与导通损耗较高的问题。为了实现电流周期解耦计算与更低的电流应力, 本文提出了一种零矢量内嵌式调制方式。本调制方案的开关周期波形如图 5 所示。在开关周期  $T_s$  内分为  $\mu$  段  $\gamma$  段两部分, 两段矩阵电路开通相分别对应合成电流矢量  $\bar{I}_\mu$  与  $\bar{I}_\gamma$ 。

对  $\mu$  段波形分析: 在  $d_\mu T_s$  段直流侧全桥的输出为正负直流电压  $U_{dc}$  与零电平组合, 输出的正负电平于零电平之前, 占空比为  $x_{\mu 1}$ ; 矩阵电路输出也为  $\mu$  段对应线电压与零电平组合, 基波相对直流侧滞后, 占空比为  $x_{\mu 2}$ , 致使直流输出波形相对于交流波形超前, 功率由直流向交流传输; 二者在  $d_{\mu 0} T_s$  段均为内嵌的零电平。对  $\gamma$  段波形分析与  $\mu$  段同理。为了便于分辨与计算, 将  $x_{\mu 1}$ 、 $x_{\mu 2}$ 、 $x_{\gamma 1}$ 、 $x_{\gamma 2}$  称为内

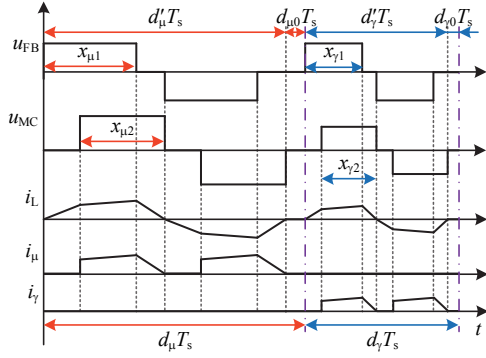


图5 ZVE-SVM 调制波形图

Fig. 5 The operating waveform of ZVE-SVM

占空比,  $d'_\mu$ 、 $d'_\gamma$ 、 $d_{\mu 0}$ 、 $d_{\gamma 0}$  称为外占空比。

对各段调制波形的开关状态进行分析: 直流侧全桥的开关状态与  $u_{FB}$  对应, 输出为正直流电压时开通  $Q_1Q_4$ , 输出为负直流电压时开通  $Q_2Q_3$ , 输出为零电平时开通  $Q_1Q_3$ ; 交流侧矩阵变换器的开关状态与  $u_{MC}$  对应, 以图 3 矢量所处区间 I 为例, 在  $\mu$  段中正负电平分别对应开通  $S_{ap}S_{cn}$  与  $S_{cp}S_{an}$ ,  $\gamma$  段中正负电平分别对应开通  $S_{ap}S_{bn}$  与  $S_{bp}S_{an}$ , 零电平对应开通 A 相桥臂即  $S_{ap}S_{an}$ 。

在调制计算中, 为了满足调制量与矢量合成的对应关系与软开关实现, 应使两段的内占空比  $x_{\mu 1}$ 、 $x_{\mu 2}$ 、 $x_{\gamma 1}$ 、 $x_{\gamma 2}$  满足式(7)、(8), 使电感电流在  $\mu$  段与  $\gamma$  段首尾处为 0, 使电流波形实现双周期解耦与换流点零电流开关(zero current switching, ZCS)。同时令外部占空比关系满足式(9)。

$$\frac{x_{\mu 2}}{x_{\mu 1}} = \frac{u_{DC}}{u'_\mu} = a_\mu \quad (7)$$

$$\frac{x_{\gamma 2}}{x_{\gamma 1}} = \frac{u_{DC}}{u'_\gamma} = a_\gamma \quad (8)$$

式中  $u'_\mu$ 、 $u'_\gamma$  分别为矩阵电路输出线电压折算至直流侧的值。

$$\frac{d'_\mu}{d_\mu} = \frac{d'_\gamma}{d_\gamma} = \lambda \quad (9)$$

式中  $\lambda$  为调制非零比例参数, 满足  $0 \leq \lambda \leq 1$ , 当  $\lambda < 1$  时存在内嵌零矢量, 当  $\lambda = 1$  时  $d_{\mu 0} = d_{\gamma 0} = 0$ , 无内嵌零矢量。

## 2.2 ZVE-SVM 调制量运算

对交流侧输出电流进行分析: 三相交流电流矢量  $\vec{I}_\mu$  的模值可由开关周期内  $\mu$  段电感电流平均值表示,  $\vec{I}_\gamma$  的模值亦是同理, 具体为

$$\begin{cases} |\vec{I}_\mu| = |\overline{i_{\mu Ts}}| = \int_0^{d'_\mu T_s} |i_L| dt = \frac{u_{DC} T_s}{4L_k} F_\mu d'^2_\mu \\ |\vec{I}_\gamma| = |\overline{i_{\gamma Ts}}| = \int_{d'_\mu T_s}^{d'_\mu T_s + d'_\gamma T_s} |i_L| dt = \frac{u_{DC} T_s}{4L_k} F_\gamma d'^2_\gamma \end{cases} \quad (10)$$

式中  $|\overline{i_{\mu Ts}}|$ 、 $|\overline{i_{\gamma Ts}}|$  分别为开关周期内  $\mu$  与  $\gamma$  段的平均电感电流绝对值。

合成矢量模值大小  $|\vec{I}_\mu|$ 、 $|\vec{I}_\gamma|$  与三相电流的对应关系如表 2 所示, 以扇区 I 为例, 此时二者与三相电流分别对应  $|\vec{I}_\mu| = -i_c^*$ ,  $|\vec{I}_\gamma| = -i_b^*$ 。  $L_k$  为电感感值,  $F_\mu F_\gamma$  分别为与  $\mu$  和  $\gamma$  段的内占空比有关的调制函数, 函数关系式如下:

$$\begin{cases} F_\mu(x_{\mu 1}) = -(a_\mu^2 + a_\mu + 1)x_{\mu 1}^2 + 2(a_\mu + 1)x_{\mu 1} - 1 \\ F_\gamma(x_{\gamma 1}) = -(a_\gamma^2 + a_\gamma + 1)x_{\gamma 1}^2 + 2(a_\gamma + 1)x_{\gamma 1} - 1 \end{cases} \quad (11)$$

为了实现内外调制量解耦, 在计算过程中令  $F_\mu = F_\gamma = F_0$ , 代入式(10), 同时根据表 2 将电流矢量模值由交流相电流表示, 再将式(1)代入可得:

$$\begin{cases} \frac{\sin \varphi_i}{\sin(\pi/3 - \varphi_i)} = \frac{d'_\mu}{d'_\gamma} \\ I_m^* [\sqrt{\sin \varphi_i} + \sqrt{\sin(\frac{\pi}{3} - \varphi_i)}]^2 = \frac{u_{DC} T_s}{4L_k} F_0 \lambda^2 \end{cases} \quad (12)$$

根据上述联立方程组可以通过外占空比调控电流矢量相角, 通过内占空比与  $\lambda$  调控电流矢量模值, 从而实现解耦控制。

ZVE-SVM 调制计算需满足  $F_\mu = F_\gamma$ , 因此由式(11)需对两个函数范围进行分析。

$$\begin{cases} \frac{1}{a_\mu + 1} \leq x_{\mu 1} \leq \min\{1, \frac{1}{a_\mu}\} \\ \frac{1}{a_\gamma + 1} \leq x_{\gamma 1} \leq \min\{1, \frac{1}{a_\gamma}\} \end{cases} \quad (13)$$

根据调制图像, 对内占空比的范围约束为式(13), 将此范围内, 代入式(11)可得二次函数的范围:

$$\begin{cases} F_{\mu\_max} = \frac{a_\mu}{a_\mu^2 + a_\mu + 1} \\ F_{\mu\_min} = \min\{F_\mu(\frac{1}{a_\mu + 1}), \max\{F_\mu(\frac{1}{a_\mu}), F_\mu(1)\}\} \\ F_{\gamma\_max} = \frac{a_\gamma}{a_\gamma^2 + a_\gamma + 1} \\ F_{\gamma\_min} = \min\{F_\gamma(\frac{1}{a_\gamma + 1}), \max\{F_\gamma(\frac{1}{a_\gamma}), F_\gamma(1)\}\} \end{cases} \quad (14)$$

令  $F_{max}$  满足  $F_{max} = \min\{F_{\mu\_max}, F_{\gamma\_max}\}$ ,  $F_{min}$  满

足  $F_{\min} = \max\{F_{\mu_{\min}}, F_{\gamma_{\min}}\}$ 。由于调制的传输功率有上限, 可由式(12)得到以下约束:

$$F_{\max} \geq A_{(0)} = \frac{4L_k}{u_{DC}T_s} I_m^* [\sqrt{\sin \varphi_i} + \sqrt{\sin(\frac{\pi}{3} - \varphi_i)}]^2 \quad (15)$$

以式(15)作为约束, 可得调制的传输功率范围, 设置工作参数如表 3 所示。

表 3 变换器参数

Table 3 Parameters of the converter

| 参数                   | 数值   | 参数                 | 数值  |
|----------------------|------|--------------------|-----|
| 交流相电压有效值 $U_{RMS}/V$ | 130  | 开关频率 $f_s/kHz$     | 50  |
| 电感感值 $L_k/\mu H$     | 3.03 | 变压器变比 $n$          | 1:5 |
| 交流滤波电感 $L_f/\mu H$   | 85   | 交流滤波电容 $C_f/\mu F$ | 5   |
| 工频频率 $f/Hz$          | 50   | —                  | —   |

在该运行参数下, 对不同直流输入电压与不同功率因数角的最大传输功率进行计算。选取直流输入电压  $u_{DC}$  范围为 30~50 V, 功率因数角  $\alpha$  范围为  $-0.4 \sim 0.4$  rad, 可得图 6 的三维平面图。其中:  $x$  轴为直流输入  $u_{DC}$ ;  $y$  轴为  $\alpha$ ;  $z$  轴为传输功率, 在表 3 中所示运行参数条件下, 该平面每点对应该直流电压与功率因数角所能传输最大功率。可以发现, 该调制策略的最大传输功率随直流电压输入电压增大而增大; 在功率因数为 0 处有最大输出功率上限。

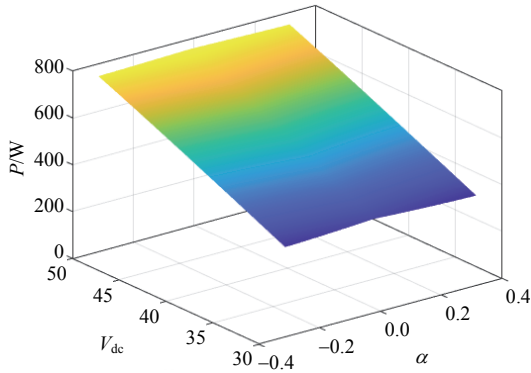


图 6 运行范围三维图

Fig. 6 3D diagram of operating range

在范围约束满足的前提下, 需对是否需要内嵌零矢量进行分析。对式(16)进行判断, 若该不等式满足, 则  $\lambda < 1$ , 调制波形含有内嵌零矢量, 对应传输功率较低的工况; 若不满足该不等式, 则  $F_0$  取值范围内存在相应值满足  $\lambda = 1$ 。为了提升调制周期利用率并降低导通损耗, 取  $F_0 = A_{(0)}$ ,  $\lambda = 1$ , 使内嵌零矢量占空比  $d_{\mu 0} = d_{\gamma 0} = 0$ , 此时调制为去内嵌零矢量模式(De-ZVE Mode)。

$$F_{\min} > A_{(0)} \quad (16)$$

在去内嵌零矢量模式下, 将  $F_{\mu} = F_{\gamma} = F_0 = A_{(0)}$  代入式(11), 可解得内占空比  $x_{\mu 1}$ 、 $x_{\gamma 1}$ 、 $x_{\mu 2}$ 、 $x_{\gamma 2}$ 。为满足式(13)中占空比范围要求, 对二次方程取较大的根为解。

在内嵌零矢量模式(ZVE Mode)下, 同样为了提升调制周期利用率以降低电感电流峰值, 取  $F_0 = F_{\min}$ , 此时非零比例参数  $\lambda$  取得最大值:

$$\lambda = \lambda_{\max} = \sqrt{\frac{F_{\min}}{A_{(0)}}} \quad (17)$$

该模式下内占空比  $x_{\mu 1}$ 、 $x_{\mu 2}$ 、 $x_{\gamma 1}$ 、 $x_{\gamma 2}$  计算方式与去内嵌零矢量模式相同。

根据上述分析, 调制的计算流程如图 7 所示。

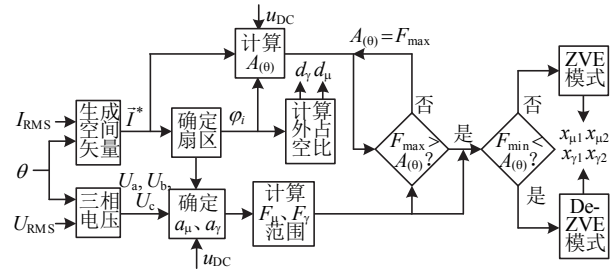


图 7 运算流程图

Fig. 7 The flow chart of the operation

### 3 电流应力与有效值比较分析

对于该类电路拓扑的调制而言, 不同的调制策略在电流应力、损耗等方面有较大差异, 进而影响变换器整体运行性能。为了进一步评估该类调制的功率传输性能, 需对该调制在相应工作状态下的电流应力与导通电流有效值进行分析<sup>[23-24]</sup>。

#### 3.1 ZVE-SVM 调制电流应力分析

该类调制电流应力分析与 DAB 类似, 需对开关周期的电感电流峰值  $I_{peak}$  进行量化分析。

由于在开关周期内始终满足  $d_{\mu} > d_{\gamma}$ , 且各段电感电流峰值与外占空比大小呈正向关系, 故只需对  $\mu$  段的电感电流峰值进行计算分析。

如图 8 所示, 对电感电流峰值  $i_{peak}$  的计算首先需确定峰值所处电流节点, 主要取决于电感电流  $i_L$  波形于  $t_1 \sim t_2$  段斜率的正负。通过比较  $\mu$  段的电感两端电压  $u_{FB}$ 、 $u'_{MC}$  的幅值, 即判断比例参数  $a_{\mu}$  大小进行分类讨论。

1)  $a_{\mu} < 1$ : 根据式(7), 此时  $\mu$  段矩阵电路两端电压与全桥输出端电压满足  $u'_{\mu} > u_{DC}$ , 电感电流  $i_L$

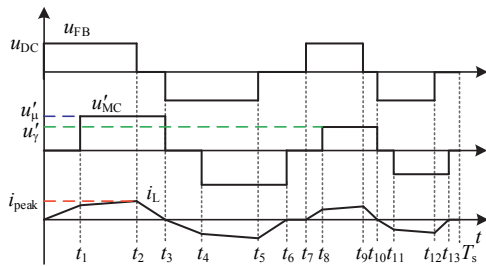


图8 调制波形分析图

Fig. 8 The operating waveform for analysis

在  $t_1-t_2$  段斜率为负, 可得到  $i_L(t_1) > i_L(t_2)$ , 因此电流峰值在  $t_1$  处取得:

$$\begin{cases} i_{\text{peak}} = i_L(t_1) = \frac{u_{\text{DC}}}{L} t_1 \\ t_1 = \frac{d_\mu \lambda}{2} (1 - x_{\mu 2}) T_s \end{cases} \quad (18)$$

2)  $a_\mu \geq 1$ : 此时  $\mu$  段矩阵电路两端电压与全桥输出端电压满足  $u'_\mu \leq u_{\text{DC}}$ , 电感电流  $i_L$  在  $t_1-t_2$  段斜率为正, 可得  $i_L(t_1) \leq i_L(t_2)$ , 因此电流峰值在  $t_2$  处取得:

$$\begin{cases} i_{\text{peak}} = i_L(t_2) = \frac{u'_\mu}{L} (t_3 - t_2) \\ t_2 = \frac{d_\mu \lambda}{2} x_{\mu 1} T_s \\ t_3 = \frac{d_\mu \lambda}{2} T_s \end{cases} \quad (19)$$

根据上述的计算过程可得每个开关周期内的电感电流峰值, 作为该调制电流应力的量化评估。

### 3.2 ZVE-SVM 调制电流有效值分析

该变换器与 DAB 类似, 流过直流侧全桥与矩阵电路 MOS 管的电流大小即为该时刻电感电流及其折算至交流侧后的值。故对两侧开关管的导通损耗分析可近似等效为对电感电流有效值  $I_{\text{RMS}}$  的分析。在一个开关周期内, 电流有效值可表示为

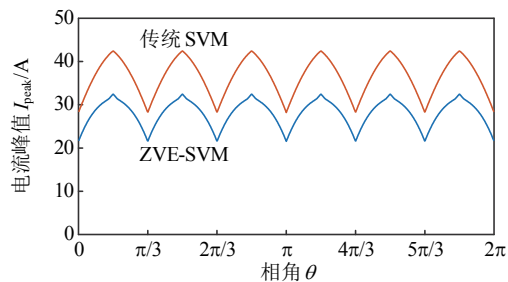
$$I_{\text{RMS}} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_L^2 dt} \quad (20)$$

### 3.3 ZVE-SVM 电流应力与有效值比较分析

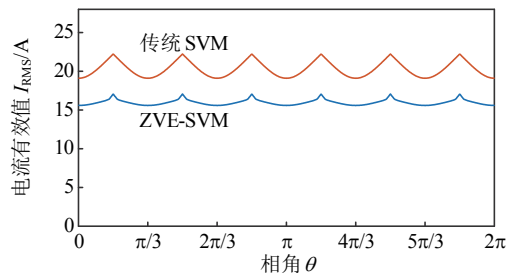
为了评估 ZVE-SVM 调制与传统的一类双周期解耦空间矢量调制<sup>[18]</sup>的功率传输性能, 选取表 3 中的运行参数对二者进行比较分析。

对不同电流相角下各开关周期的电流应力与有效值进行比较。取传输功率为 630 W, 输出为单位功率因数, 对电流应力与有效值进行计算, 得到图 9 中结果图像。可以发现电流峰值与有效值均在

$i\pi/3 (i=0, 1, 3, 4, 5)$  相角处取得最小值, 此时  $d_\mu = d_\gamma = 0.5$ , 高频调制波形的  $\mu$  与  $\gamma$  段对称, 且内嵌零矢量占比小, 周期利用率高, 故峰值与有效值较小; 二者在  $i\pi/3 + \pi/6 (i=0, 1, 3, 4, 5)$  相角处取得最大值, 此时  $d_\mu = 1, d_\gamma = 0$ , 高频调制波形只存在  $\mu$  段, 内嵌零矢量占比大, 周期利用率低, 故峰值较小。因此, 该峰值、有效值分布图像与理论分析相符。



(a) 电流峰值分布



(b) 电流有效值分布

图9 不同相角下电流峰值与有效值分布

Fig. 9 Distribution of peak and RMS values of current of different phase angle

根据上文调制分析, 由于 ZVE-SVM 调制相较于传统双周期解耦空间矢量调制<sup>[18]</sup>优化了内嵌空比  $x_{\mu 1}$ 、 $x_{\mu 2}$ 、 $x_{\gamma 1}$ 、 $x_{\gamma 2}$  的约束条件, 从而 ZVE-SVM 调制的零电平占比相较后者更低。该点体现在相同运行条件下, ZVE-SVM 调制的电感电流具有更低的零电平占比, 波形更为平滑, 电流峰值更低, 因此, 电流应力与有效值相较传统空间矢量调制有显著降低。

## 4 实验验证

搭建额定功率为 600 W 的实验样机对零矢量内嵌式空间矢量调制策略进行实验验证, 样机实物如图 10 所示。控制板通过 DSP 与 CPLD 的组合控制生成开关驱动波形, 其中 DSP 选取 TI 公司的 TMS320F28377, 用于生成驱动 PWM 波形, CPLD 选取赛灵思的 XC2C256, 用于合成驱动波形与片选操作。

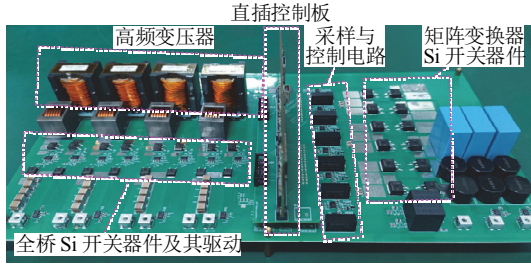


图 10 样机实物图

Fig. 10 Photograph of experimental platform

实验参数见表 3，电路直流源采用高功率恒压源作为输入，输出接三相对称阻性负载。图 11、12 分别为传统 SVM 与 SVE-SVM 调制方式的结果波形，波形至上而下分别为输出交流线电压  $U_{ab}$ ，变压器原副边电压  $u_{MC}$ 、 $u_{FB}$  以及电感电流  $i_L$ 。由图可知，调制均能输出标准正弦波形。其中通过示波器可采集到电感电流最大值作为电流应力  $I_{\text{stress}}$  大小，也可以获取其周期有效值  $I_{\text{RMS}}$ 。

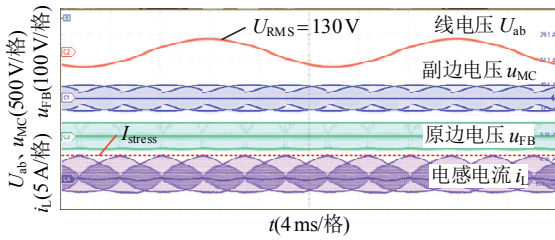


图 11 传统 SVM 调制实验波形

Fig. 11 Experimental waveform of traditional SVM

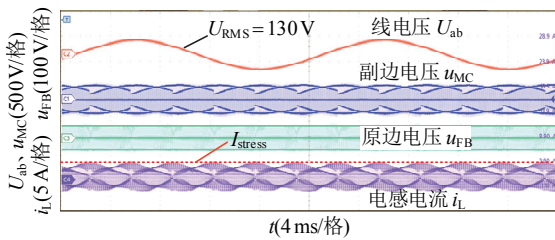
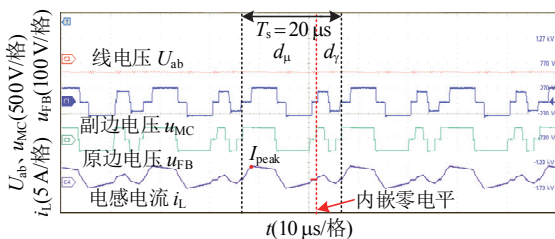


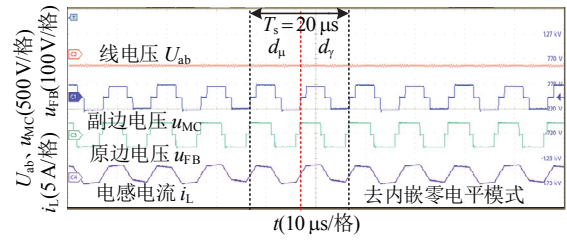
图 12 ZVE-SVM 调制实验波形

Fig. 12 Experimental waveform of ZVE-SVM

为了得到高频调制波形，将以上结果图像横向放大至开关周期量级，如图 13 所示。通过观察，实验图像与理论分析相符，在各换流节点满足电感



(a) ZVE Mode 波形



(b) De-ZVE Mode 波形

图 13 ZVE-SVM 调制实验波形

Fig. 13 Experimental waveform of ZVE-SVM

电流  $i_L = 0$ ，可实现 ZCS 与双周期解耦。

在不同功率下测试两种调制方式的传输特性，选取 250~600 W 功率范围进行实验。实验测试得到使用 SVE-SVM 调制策略可以在交流侧输出低谐波失真的三相交流波形的结论。其输出电流 THD 可基本保持在 1% 内，相较传统 SVM 调制方式更低。二者 THD 随功率大小变化分布如图 14 所示。

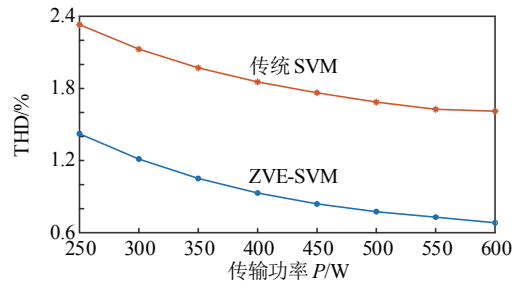


图 14 THD 比较图像

Fig. 14 THD comparison diagram

SVE-SVM 调制方式的电流应力大小约为传统 SVM 调制的 60%~70%，有效值约为传统 SVM 调制的 70%~80%，与理论分析较为符合，如图 15、16 所示。

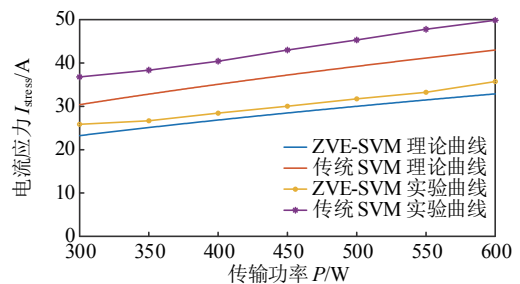


图 15 电流应力比较图像

Fig. 15 Current stress comparison diagram

对二者效率曲线进行比较，如图 17 所示，使用 ZVE-SVM 调制策略的效率优于传统 SVM 调制方式，在本样机中可提高 1% 以上。

## 5 结论

本文针对隔离型三相 DC-AC 双向变换器提出

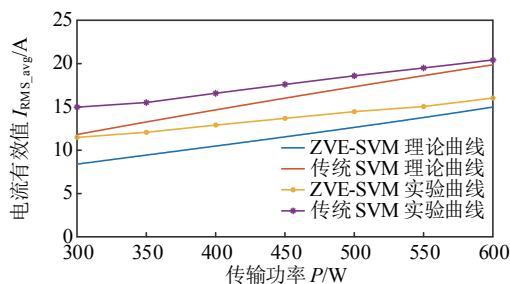


图16 电流有效值比较图像

Fig. 16 RMS comparison of current diagram

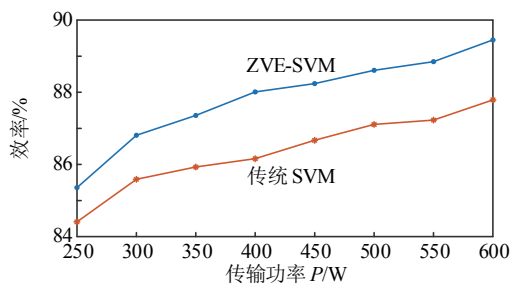


图17 效率曲线比较图像

Fig. 17 Efficiency curve comparison diagram

了一种零矢量内嵌式空间矢量调制策略。通过设置调制函数并约束内占空比满足调制函数最小条件,有效降低零矢量占比,提高了电感电流的开关周期利用率,在实现电感电流双周期解耦的同时,相对其他空间矢量调制有更低的电流应力与导通损耗。搭建了实验样机对调制策略可行性与理论正确性进行了验证,并与传统空间矢量调制方式进行了比较分析。实验得到 SVE-SVM 调制 THD 可保持在 1.5% 以内,电流应力相较传统 SVM 调制降低了 30% 左右,效率提高了 1% 左右。

## 参考文献

- [1] FENG Bo, LIN Hua, HU Sanying, et al. Control strategy of AC-DC matrix converter in battery energy storage system[C]//Proceedings of the 2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). Raleigh, USA: IEEE, 2012: 2128-2134.
- [2] 彭珉轩, 孙建军, 郭佳雪, 等. 一种复合三端口 AC/DC/DC 光储并网变换器[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(17): 6776-6786.  
PENG Minxuan, SUN Jianjun, GUO Jiaxue, et al. A composite three-port AC/DC/DC photovoltaic-storage grid-connected converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(17): 6776-6786(in Chinese).
- [3] 贾冠龙, 史斌昊, 李明硕, 等. 基于器件复用的有源功率解耦型模块化多电平变换器拓扑研究[J]. 中国电机工程学报, 2025, 45(7): 2755-2768.
- [4] JIA Guanlong, SHI Binhao, LI Mingshuo, et al. Topology research on modular multilevel converter with active power decoupling based on device reuse[J]. Proceedings of the CSEE, 2025, 45(7): 2755-2768(in Chinese).
- [5] SINGH B, SINGH B N, CHANDRA A, et al. A review of three-phase improved power quality AC-DC converters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2004, 51(3): 641-660.
- [6] JAIN M, DANIELE M, JAIN P K. A bidirectional DC-DC converter topology for low power application[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2000, 15(4): 595-606.
- [7] INOUE S, AKAGI H. A bidirectional DC-DC converter for an energy storage system with galvanic isolation[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2007, 22(6): 2299-2306.
- [7] 姜宇, 刘闯, 朱帝, 等. 新型无桥单级式双向高频链 AC-DC 变换器研究[J]. 中国电机工程学报, 2025, 45(14): 5621-5634.
- [8] JIANG Yu, LIU Chuang, ZHU Di, et al. Research on a novel bridgeless single-stage bidirectional high-frequency link AC-DC converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2025, 45(14): 5621-5633(in Chinese).
- [9] SAYED M A, SUZUKI K, TAKESHITA T, et al. PWM switching technique for three-phase bidirectional grid-tie DC-AC-AC converter with high-frequency isolation[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(1): 845-858.
- [10] SAYED M A, TAKESHITA T, KITAGAWA W. Steady-state analysis of soft-switched three-phase grid-tie DC-AC converter isolated by high-frequency transformer for high efficiency and low THD[C]//Proceedings of the 2018 20th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'18 ECCE Europe). Riga, Latvia: IEEE, 2018: P. 1-P. 10.
- [11] TAKUMA S, KUSAKA K, ITOH J I, et al. A novel current ripple cancellation PWM for isolated three-phase matrix DAB AC-DC matrix converter[C]//Proceedings of the 2019 21st European Conference on Power Electronics and Applications (EPE '19 ECCE Europe). Genova, Italy: IEEE, 2019: P. 1-P. 10.
- [12] SHIGEUCHI K, XU Jin, SHIMOSATO N, et al. A modulation method to realize sinusoidal line current for bidirectional isolated three-phase AC/DC dual-active-bridge converter based on matrix converter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(5): 6015-6029.
- [13] SCHRITTWIESER L, LEIBL M, KOLAR J W. 99% efficient isolated three-phase matrix-type DAB buck-boost PFC rectifier[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,

- 2020, 35(1): 138-157.
- [13] 梅杨, 许策, 鲁乔初. 基于零矢量嵌入的双向隔离型 AC-DC 矩阵变换器分段同步控制策略[J]. 电工技术学报, 2021, 36(22): 4784-4794.
- MEI Yang, XU Ce, LU Qiaochu. Piecewise synchronous control strategy of bidirectional isolated matrix AC-DC converter based on zero vector embedded[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2021, 36(22): 4784-4794(in Chinese).
- [14] VARAJÃO D, ARAÚJO R E, MIRANDA L M, et al. Modulation strategy for a single-stage bidirectional and isolated AC-DC matrix converter for energy storage systems[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(4): 3458-3468.
- [15] JIN Ping, HU Yunqing, LEI Gang, et al. A novel SVM strategy to reduce current stress of high-frequency link matrix converter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2024, 71(5): 4652-4662.
- [16] HU Yunqing, JIN Ping, GUO Yujing, et al. A new SVM strategy to suppress total harmonic distortion and current stress in HFLMCs[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2024, 71(9): 10512-10522.
- [17] LI Xiaoguang, WU Fengjiang, YANG Guijie, et al. Dual-period-decoupled space vector phase-shifted modulation for DAB-based three-phase single-stage AC-DC converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(6): 6447-6457.
- [18] WU Fengjiang, LI Xiaoguang, YANG Guijie, et al. Variable switching periods based space vector phase-shifted modulation for DAB based three-phase single-stage isolated AC-DC converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(12): 13725-13734.
- [19] WANG Xiaohong, HU Yuan, TIAN Lianfang. Research of control strategy for matrix converter based on space vector modulation[C]//Proceedings of the 2009 ISECS International Colloquium on Computing, Communication, Control, and Management. Sanya, China: IEEE, 2009: 354-357.
- [20] GARCÉS A, MOLINAS M. Impact of operation principle on the losses of a reduced matrix converter for offshore wind parks[C]//Proceedings of the 2010 IEEE International Symposium on Industrial Electronics. Bari, Italy: IEEE, 2010: 2412-2419.
- [21] SU Mei, WANG Hui, SUN Yao, et al. AC/DC Matrix converter with an optimized modulation strategy for V2G applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(12): 5736-5745.
- [22] FANG Fanxiu, TIAN Hao, LI Yunwei. SVM strategy for mitigating low-order harmonics in isolated AC-DC matrix converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(1): 583-596.
- [23] 王天宇, 徐政, 姜红利, 等. 电压匹配度对 DAB 特性的影响及其优化控制方法[J]. 电气传动, 2019, 49(9): 31-34, DOI: 10.19457/j.1001-2095.dqcd18815.
- WANG Tianyu, XU Zheng, JIANG Hongli, et al. Effects of voltage matching degree on DAB operating characteristics and its optimal control methods[J]. Electric Drive, 2019, 49(9): 31-34, DOI: 10.19457/j.1001-2095.dqcd18815(in Chinese).
- [24] 安峰, 杨柯欣, 王嵩, 等. 基于模型前馈的双有源全桥 DC-DC 变换器电流应力优化方法[J]. 电工技术学报, 2019, 34(14): 2946-2956.
- AN Feng, YANG Kexin, WANG Song, et al. Current stress optimized scheme with model-based feedforward for dual-active-bridge DC-DC converters[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(14): 2946-2956(in Chinese).



收稿日期: 2025-02-12。

作者简介:

陈铭禹(2003), 男, 硕士研究生, 研究方向为电力电子与电力传控, coldzera@sjtu.edu.cn;

李睿(1980), 男, 教授, 博士生导师, 研究方向为新能源电力变换等, liruiqd@sjtu.edu.cn。

(责任编辑 吕鲜艳)