

DOI: 10.19783/j.cnki.pspc.230272

抑制间接矩阵变换器共模电压的调制策略

马星河^{1,2}, 康志鹏¹, 赵军营¹, 潘玥¹

(1. 河南理工大学电气工程与自动化学院, 河南 焦作 454003;
2. 河南省煤矿装备智能检测与控制重点实验室, 河南 焦作 454003)

摘要: 间接矩阵变换器在运行过程中会产生较大的共模电压, 对电机系统造成严重的电磁干扰, 影响系统正常运行。针对这一问题, 提出一种新的空间矢量调制策略降低共模电压大小, 改善输出电压性能。首先, 将整流级空间矢量重新划分区域, 根据参考电流矢量所在区域选择3个相邻的有效电流矢量, 将有效矢量下的平均直流母线电压维持在一个恒定值, 保证整流级的最大输出电压。其次, 逆变级采用无零矢量调制策略, 通过使用3个有效电压矢量合成所需要的输出电压, 将共模电压峰值抑制到输入相电压幅值的57.7%。与传统调制策略相比, 提出的调制策略不仅可以减轻系统计算负担, 还可以减少系统输入输出谐波, 改善输入输出波形质量。最后, 通过Matlab/Simulink和实验平台搭建相应模型, 仿真和实验结果验证了所提出策略的有效性。

关键词: 间接矩阵变换器; 共模电压; 空间矢量调制; 整流级; 参考电压

Modulation strategy for suppressing the common-mode voltage of an indirect matrix converter

MA Xinghe^{1,2}, KANG Zhipeng¹, ZHAO Junying¹, PAN Yue¹

(1. School of Electrical Engineering and Automation, Henan Polytechnic University, Jiaozuo 454003, China;
2. Henan Key Laboratory of Intelligent Detection and Control of Coal Mine Equipment, Jiaozuo 454003, China)

Abstract: An indirect matrix converter will generate a large common mode voltage during operation, causing serious electromagnetic interference to the motor system and affecting the normal operation of the system. To address this issue, a new space vector modulation strategy is proposed to reduce the size of the common mode voltage and improve output voltage performance. First, the space vector of the rectifier stage is re-divided into regions, and three adjacent effective current vectors are selected based on the region where the reference current vector is located. The average DC bus voltage under the effective vector is maintained at a constant value to ensure the maximum output voltage of the rectifier stage. Second, the inverter stage adopts a 'no zero vector' modulation strategy, which suppresses the common mode voltage peak to 0.577 times the input phase voltage amplitude by synthesizing the required output voltage using three effective voltage vectors. Compared with traditional modulation strategies, the proposed modulation strategy not only reduces the computational burden of the system, but also reduces input and output harmonics, improving the quality of input and output waveforms. Finally, a corresponding model is built using Matlab/Simulink and an experimental platform, and the effectiveness of the proposed strategy is verified through simulation and experiment.

This work is supported by the National Natural Science Foundation of China (No. U1404522).

Key words: indirect matrix converter; common mode voltage; space vector modulation; rectifier side; reference voltage

0 引言

矩阵变换器(matrix converter, MC)被誉为“绿色变频器”, 其具有正弦输入/输出电流波形、能量双向流动和输入功率因数可调等优点^[1-5]。MC根据

拓扑结构可分为直接矩阵变换器(direct matrix converter, DMC)和间接矩阵变换器(indirect matrix converter, IMC)。相对于直接矩阵变换器, 间接矩阵变换器所需功率开关少, 调制策略更加简单, 换流方便, 因而受到研究人员的广泛关注^[6-8]。

IMC作为新型交-交型变换器, 可以准确有效地控制交流电机, 在风力发电和驱动电机等领域

基金项目: 国家自然科学基金项目资助(U1404522)

具有广泛的应用前景^[9-10]。然而, IMC 运行时, 在负载中性点和电源接地点之间会产生共模电压 (common-mode voltage, CMV)。共模电压会导致电机绕组故障和轴承损坏^[11]。因此, 如何降低 IMC 中的共模电压显得至关重要。

在以往的研究中, 主要有两种降低共模电压大小的解决方案。第一种解决方案主要是通过无源滤波器降低共模电压, 但是该方法不仅增大了系统的体积, 还增加了系统成本。第二种解决方案是使用适当的调制策略降低共模电压。在调制方法中, 使用零矢量会产生较大的共模电压, 因此, 避免使用零矢量成为降低 CMV 大小的关键^[12-13]。文献[14]提出使用两个方向相反的有效矢量代替零矢量, 并使用另外两个有效矢量产生参考输出电压。将共模电压降低到原来的 57.7%, 但是该调制策略会产生额外的开关损耗, 输出电流质量也会受到影响。文献[15]通过划分低电压和高电压传输比范围来降低 CMV。文献[16]提出在整流级调制中, 通过正确放置零矢量来降低 CMV 峰值。文献[17]提出在整流级选择合适零矢量、在逆变级替换零矢量的调制策略降低 CMV。此外模型预测控制^[18-20]也可用于降低 CMV。

本文提出一种简化的空间矢量调制 (space vector modulation, SVM) 策略来降低共模电压。与传统调制策略中选择两个有效电流矢量和零矢量合成参考电流矢量不同, 提出的 SVM 策略中整流级选择 3 个有效电流矢量合成期望的参考电流矢量。3 个线电压形成的平均直流母线电压为一个恒定值, 可以提高电压输出性能。逆变级选择 3 个接近参考矢量的有效电压矢量来合成所需的输出电压, 可以有效地降低共模电压大小。最后通过搭建仿真和实验平台验证了所提出策略的有效性。

1 传统空间矢量调制

间接矩阵变换器拓扑结构如图 1 所示, 它由整流级和逆变级组成。整流级由 6 个双向开关组成, 逆变级为电压源型逆变器。

假设三相输入电压为

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = U_{\text{im}} \begin{bmatrix} \cos(\omega_1) \\ \cos(\omega_1 - 2\pi/3) \\ \cos(\omega_1 + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中: u_a 、 u_b 、 u_c 为三相输入电压; U_{im} 、 ω_1 分别为输入相电压的幅值和角频率。

输入电流、电压空间矢量定义为

$$\begin{cases} \mathbf{I}_i = \frac{2}{3}(i_a + i_b e^{j2\pi/3} + i_c e^{j4\pi/3}) = I_{\text{im}} e^{j\theta_1} \\ \mathbf{U}_i = \frac{2}{3}(u_a + u_b e^{j2\pi/3} + u_c e^{j4\pi/3}) = U_{\text{im}} e^{j\theta_1} \end{cases} \quad (2)$$

式中: \mathbf{I}_i 为输入电流空间矢量; \mathbf{U}_i 为输入电压空间矢量; i_a 、 i_b 、 i_c 为三相输入电流; I_{im} 、 θ_1 分别为输入相电流的幅值和相位角。

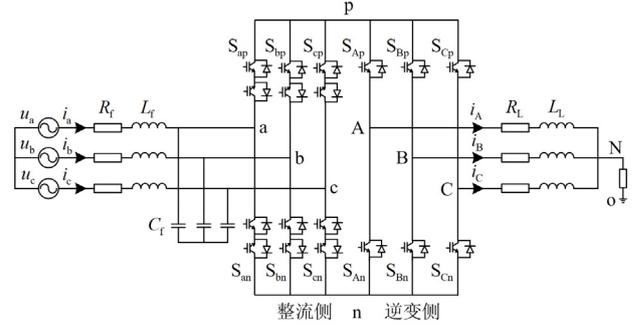


图 1 间接矩阵变换器拓扑结构

Fig. 1 Topological structure of indirect matrix converter

传统整流级空间矢量图如图 2 所示, 整流级空间矢量图由 6 个有效电流矢量和 3 个零电流矢量组成。图 2 中 1—6 表示扇区编号, \mathbf{I}_{ac} 、 \mathbf{I}_{bc} 、 \mathbf{I}_{ba} 、 \mathbf{I}_{ca} 、 \mathbf{I}_{cb} 、 \mathbf{I}_{ab} 为有效电流矢量, \mathbf{I}_{aa} 、 \mathbf{I}_{bb} 、 \mathbf{I}_{cc} 为零矢量。

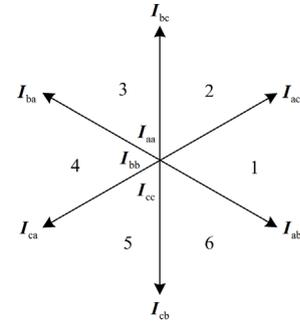


图 2 传统整流级空间矢量图

Fig. 2 Space vector diagram of conventional rectification side

传统的整流级调制策略是利用两个有效电流矢量和零电流矢量合成期望的参考电流矢量 \mathbf{I}_{ref} 。如图 3 所示, 假设参考电流矢量位于第一扇区 ($-6/\pi \leq \theta_c \leq 6/\pi$), 选择两个最近的有效电流矢量 \mathbf{I}_{ac} 、 \mathbf{I}_{ab} 和一个零电流矢量 \mathbf{I}_0 合成参考电流矢量 \mathbf{I}_{ref} , 可表示为

$$\mathbf{I}_{\text{ref}} = d_{ac} \mathbf{I}_{ac} + d_{ab} \mathbf{I}_{ab} + d_{i0} \mathbf{I}_0 \quad (3)$$

$$\begin{cases} d_{ab} = m_i \sin(\pi/3 - \theta_c) \\ d_{ac} = m_i \sin \theta_c \\ d_{i0} = 1 - d_{ab} - d_{ac} \end{cases} \quad (4)$$

$$m_i = I_{im}/I_{dc} \quad (5)$$

式中: d_{ab} 、 d_{ac} 、 d_{i0} 分别为矢量 I_{ab} 、 I_{ac} 、 I_0 的占空比; θ_c 为矢量 I_{ab} 和 I_{ref} 之间的夹角; m_i 为整流级调制系数; I_{dc} 为直流母线电流。

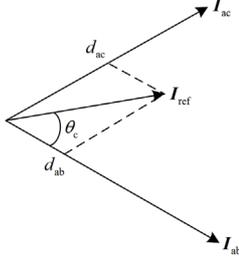


图 3 扇区 1 合成参考电流矢量

Fig. 3 Synthetic reference current vector of sector 1

在整流级调制过程中, 零矢量的参与会导致电压利用率下降, 因此在实际应用中通常只采用两个有效电流矢量参与调制, 因此, 重新修正参与调制的有效矢量占空比, 其修正公式为

$$\begin{cases} d'_{ab} = \frac{d_{ab}}{d_{ab} + d_{ac}} = \frac{-u_b}{u_a} \\ d'_{ac} = \frac{d_{ac}}{d_{ab} + d_{ac}} = \frac{-u_c}{u_a} \end{cases} \quad (6)$$

式中: d'_{ab} 、 d'_{ac} 分别为修正后的电流矢量 I_{ab} 、 I_{ac} 的占空比; u_a 、 u_b 、 u_c 分别为 a、b、c 三相的输入电压。修正后的直流母线电压 u_{dc} 为

$$u_{dc} = d'_{ab}(u_a - u_b) + d'_{ac}(u_a - u_c) = \frac{3U_{im}}{2 \cos \theta_c} \quad (7)$$

逆变级输出电压空间矢量公式为

$$U_o = \frac{2}{3}(u_A + u_B e^{j2\pi/3} + u_C e^{j4\pi/3}) = U_o e^{j\theta_v} \quad (8)$$

式中: U_o 为输出电压矢量; U_o 为输出电压幅值; θ_v 为 U_1 和 U_{ref} 之间的夹角; u_A 、 u_B 、 u_C 分别为 A、B、C 三相的输出电压。

传统逆变级空间矢量图如图 4 所示。逆变级的空间矢量图由 6 个有效电压矢量(U_1-U_6)和两个零电压矢量(U_0 、 U_7)组成。扇区 1 合成参考电压矢量如图 5 所示, 假设参考电压矢量位于第一扇区 ($0 \leq \theta_v \leq 3\pi$), 选择两个最近的有效电压矢量 U_1 、 U_2 和零电压矢量 $U_0(U_7)$ 合成参考电压矢量 U_{ref} , 其表达式为

$$U_{ref} = d_m U_1 + d_n U_2 + d_{u0} U_0(U_7) \quad (9)$$

$$\begin{cases} d_m = \sqrt{3}m_v \sin \theta_v \\ d_n = \sqrt{3}m_v \sin(\pi/3 - \theta_v) \\ d_{u0} = 1 - d_n - d_m \end{cases} \quad (10)$$

$$m_v = u_o/u_{dc} \quad (11)$$

式中: d_m 、 d_n 、 d_{u0} 分别为矢量 U_1 、 U_2 、 $U_0(U_7)$ 的占空比; m_v 为逆变级调制系数; u_o 为输出电压。

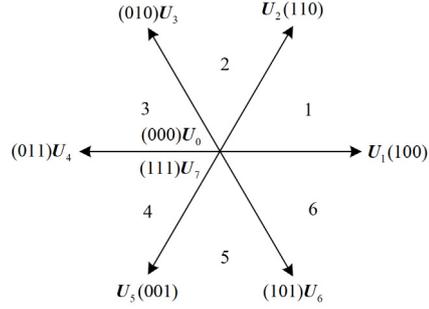


图 4 传统逆变级空间矢量图

Fig. 4 Space vector diagram of conventional inverter side

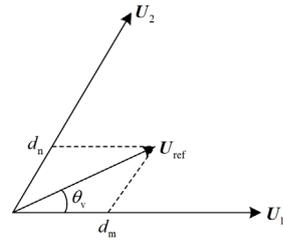


图 5 扇区 1 合成参考电压矢量

Fig. 5 Synthetic reference voltage vector of sector 1

综合整流和逆变部分, 合成后占空比 d_1-d_8 分别表示为

$$\begin{cases} d_1 = d'_{ab} d_{u0}/2 \\ d_2 = d'_{ab} d_m \\ d_3 = d'_{ab} d_n \\ d_4 = d'_{ab} d_{u0}/2 \\ d_5 = d'_{ac} d_{u0}/2 \\ d_6 = d'_{ac} d_n \\ d_7 = d'_{ac} d_m \\ d_8 = d'_{ac} d_{u0}/2 \end{cases} \quad (12)$$

以整流级参考输入电流矢量和逆变级参考输出电压矢量均位于第一扇区为例, 一个开关周期内整流级和逆变级矢量排布如图 6 所示。

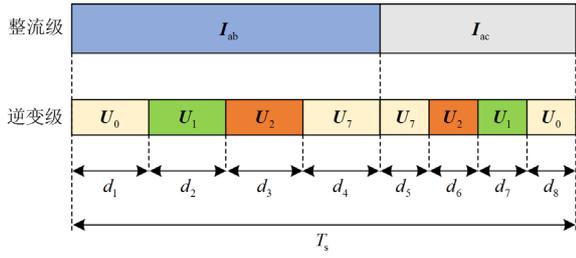


图 6 整流级和逆变级矢量排布

Fig. 6 Rectifier stage and inverter stage vector layout

2 间接矩阵变换器的共模电压分析

三相系统中的共模电压定义为电机中性点(N)与电源接地点(O)之间的电压差, 表达式为

$$\begin{cases} u_A - u_{cm} = Ri_A + L \frac{di_A}{dt} \\ u_B - u_{cm} = Ri_B + L \frac{di_B}{dt} \\ u_C - u_{cm} = Ri_C + L \frac{di_C}{dt} \end{cases} \quad (13)$$

式中: i_A 、 i_B 、 i_C 为三相输出电流; R 和 L 分别为负载电阻和负载电感; u_{cm} 为共模电压。

IMC 产生的共模电压如图 7 所示。共模电压作用于电机上, 电机的定子绕组与接地机器外壳间的耦合电容会在共模电压下产生漏电流, 漏电流将通过接地导体流回电网, 严重影响系统的稳定性。

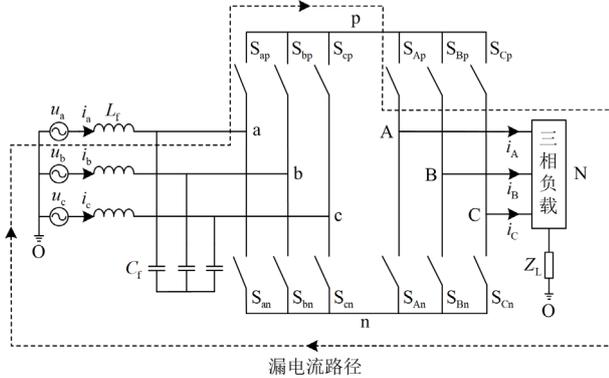


图 7 IMC 产生的共模电压

Fig. 7 Common mode voltage generated by IMC

在平衡的三相负载下, 输出电流之和为零, 即 $i_A + i_B + i_C = 0$ 。因此, 共模电压为

$$u_{cm} = \frac{u_A + u_B + u_C}{3} \quad (14)$$

$$U_{cm,max} = \begin{cases} U_{im}/\sqrt{3} \\ U_{im} \end{cases} \quad (15)$$

当选择有效电压矢量 $U_1 - U_6$ 时, 共模电压最

大值为 $U_{im}/\sqrt{3}$, 当选择零矢量 U_0 、 U_7 时, 共模电压最大值为 U_{im} , 因此, 仅使用有效电压矢量合成参考输出电压, 可以有效地抑制共模电压的大小。

3 改进的空间矢量调制

3.1 整流级调制策略

传统的整流级通常选择两个最近有效矢量合成参考输入电流矢量, 该方法可以为逆变级提供最大的直流母线电压, 但是由于没有使用零矢量, 导致电压输出性能不理想^[21-22]。

与传统的空间矢量调制采用两个有效矢量和一个零矢量形成参考电流的方法不同, 提出的 SVM 策略利用 3 个相邻的有效矢量来合成参考电流, 在保证输入最大直流母线电压的同时, 输出电压性能没有受到影响。整流级调制产生一个由线电压组成的瞬时直流母线电压, 波形如图 8 所示。

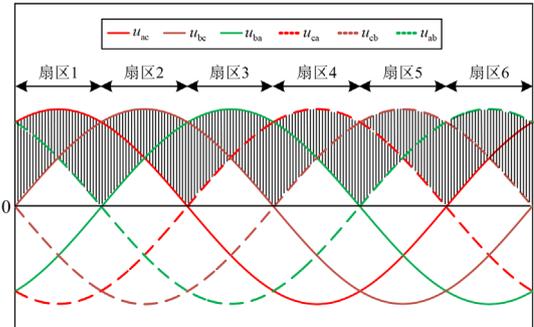


图 8 瞬时直流母线电压波形

Fig. 8 Instantaneous DC-link voltage waveform

图 9 为所提出的整流级调制策略空间矢量图, 整流级扇区分布及直流母线电压如表 1 所示。通过使用 3 个相邻的电流矢量来合成参考输入电流。假设参考输入电流矢量位于扇区 1 ($0 \leq \alpha \leq \pi/3$), 选择 3 个有效电流矢量 I_{ab} 、 I_{ac} 、 I_{bc} 合成参考输入电流矢量 I_{ref} 。计算公式为

$$\begin{cases} I_{ref} = d_{ab} I_{ab} + d_{ac} I_{ac} + d_{bc} I_{bc} \\ d_{ab} + d_{ac} + d_{bc} = 1 \end{cases} \quad (16)$$

$$\begin{cases} d_{ab} = 1 - m_i \sin(\alpha + \pi/6) \\ d_{ac} = \sqrt{3} m_i \cos(\alpha - \pi/6) - 1 \\ d_{bc} = 1 - m_i \cos \alpha \end{cases} \quad (17)$$

直流母线电压为

$$u_{dc} = d_{ab} u_{ab} + d_{ac} u_{ac} + d_{bc} u_{bc} = \frac{3}{2} m_i U_{im} \quad (18)$$

式中: d_{bc} 为电流矢量 I_{bc} 的占空比; α 为 I_{ref} 与扇区边界的夹角; u_{ab} 、 u_{ac} 、 u_{bc} 为 ab、ac、bc 相的线电压。

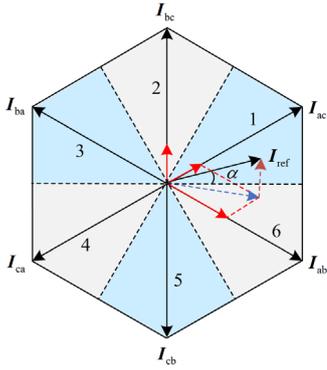


图 9 整流级空间矢量图

Fig. 9 Space vector diagram of rectifier side

表 1 整流级扇区分布及直流母线电压

Table 1 Rectifier side sector distribution and DC-link voltage

扇区	角度 ωt	直流母线电压
1	$0 \sim \pi/3$	$u_{ab} \ u_{ac} \ u_{bc}$
2	$\pi/3 \sim 2\pi/3$	$u_{ac} \ u_{bc} \ u_{ba}$
3	$2\pi/3 \sim \pi$	$u_{bc} \ u_{ba} \ u_{ca}$
4	$\pi \sim 4\pi/3$	$u_{ba} \ u_{ca} \ u_{cb}$
5	$4\pi/3 \sim 5\pi/3$	$u_{ca} \ u_{cb} \ u_{ab}$
6	$5\pi/3 \sim 2\pi$	$u_{cb} \ u_{ab} \ u_{ac}$

3.2 逆变级调制策略

由式(15)可得, 当输出电压仅由有效电压矢量 $U_1 \sim U_6$ 组成时, 共模电压值最小, 占输入相电压幅值的 57.7%, 由于传统调制策略选择两个有效矢量和两个零矢量, 因此不能降低共模电压。

为了减少间接矩阵变换器的共模电压, 在逆变级采用无零矢量控制策略, 无零矢量调制方法中, 近态脉冲宽度调制(near-state pulse width modulation, NSPWM)策略输出电压的总谐波畸变率(total harmonic distortion, THD)较小, 具有较低的开关损耗, 因此逆变级选用此调制策略。NSPWM 策略利用 3 个最接近参考矢量的非零矢量来合成所需的输出电压。图 10 为所提出的逆变级调制策略空间矢量图。

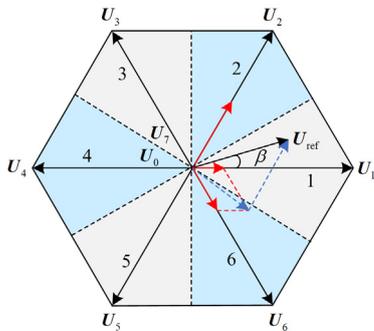


图 10 逆变级空间矢量图

Fig. 10 Space vector diagram of inverter side

假设参考输出电压位于扇区 1, 相位角 β 取值范围为 $-\pi/6 \leq \beta \leq \pi/6$, 选择 3 个有效电压矢量 U_1 、 U_2 和 U_6 合成参考电压矢量 U_{ref} , 其表达式为

$$U_{ref} = d_1 U_1 + d_2 U_2 + d_6 U_6 \quad (19)$$

$$\begin{cases} d_1 = 3m_v \cos \beta - 1 \\ d_2 = 1 - d_6 - d_1 \\ d_6 = 1 - \frac{3}{2}m_v \cos \beta - \frac{\sqrt{3}}{2}m_v \sin \beta \end{cases} \quad (20)$$

式中: d_1 、 d_2 、 d_6 分别为电压矢量 U_1 、 U_2 、 U_6 的占空比; β 为 U_{ref} 与有效电压矢量之间的夹角。

综合整流和逆变部分, 合成后占空比可分别表示为

$$\begin{cases} d_{6ab} = d_6 d_{ab} \\ d_{1ab} = d_1 d_{ab} \\ d_{2ab} = d_2 d_{ab} \\ d_{6ac} = d_6 d_{ac} \\ d_{1ac} = d_1 d_{ac} \\ d_{2ac} = d_2 d_{ac} \\ d_{6bc} = d_6 d_{bc} \\ d_{1bc} = d_1 d_{bc} \\ d_{2bc} = d_2 d_{bc} \end{cases} \quad (21)$$

以整流级参考输入电流矢量和逆变级参考输出电压矢量均位于扇区 1 为例, 一个开关周期内整流级和逆变级矢量排布如图 11 所示。

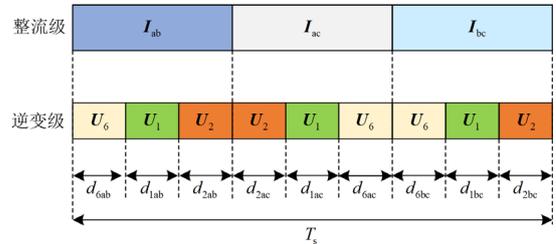


图 11 整流级和逆变级矢量排布

Fig. 11 Rectifier stage and inverter stage vector layout

4 仿真与实验

4.1 仿真分析

为了验证所提出策略的有效性, 使用 Matlab/Simulink 仿真平台进行仿真验证, 仿真参数如表 2 所示。

图 12 为传统调制策略下共模电压仿真波形, 由于使用零矢量, 传统调制策略不能降低共模电压。共模电压峰值与输入相电压峰值相同, 约为 80 V。图 13—图 15 为传统 SVM 下电压、电流输入/输出波形, 可以看出, 电压/电流保持正弦, 输入电压、电流同相位。

表 2 仿真参数

Table 2 Simulation parameters

参数	数值
输入相电压幅值 U_m/V	80
滤波电感 L_f/mH	1.5
滤波电容 $C_f/\mu F$	40
阻尼电阻 R_f/Ω	10
负载电感 L_L/mH	20
负载电阻 R_L/Ω	10
输入频率 f_i/Hz	50
输出频率 f_o/Hz	40
采样频率 f_s/kHz	10
电压传输比 m	0.7

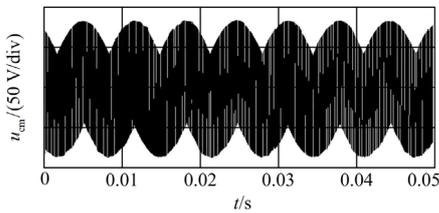


图 12 传统 SVM 共模电压 u_{cm} 仿真波形

Fig. 12 Simulation waveform of conventional SVM of common mode voltage u_{cm}

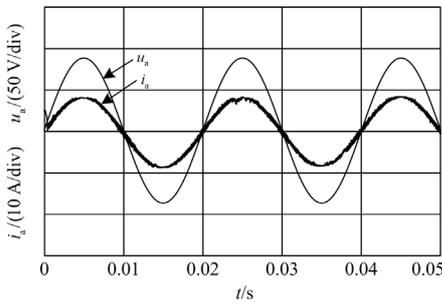


图 13 传统 SVM 输入电压电流 u_a 、 i_a 仿真波形

Fig. 13 Simulation waveform of input voltage u_a and current i_a of conventional SVM

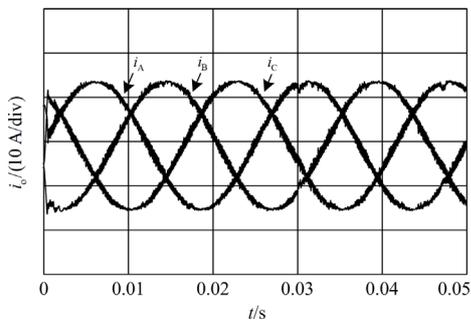


图 14 传统 SVM 输出三相电流仿真波形

Fig. 14 Simulation waveform of output three-phase current of conventional SVM

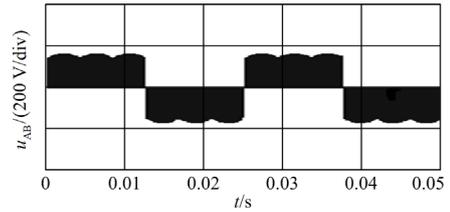


图 15 传统 SVM 输出线电压 u_{AB} 仿真波形

Fig. 15 Simulation waveform of output line voltage u_{AB} of conventional SVM

图 16 为改进 SVM 策略共模电压仿真波形图。从图 16 中可以明显地看出，共模电压峰值下降到原来的 57.7%，约为 46 V。图 17—图 19 为改进 SVM 策略的电压电流输入/输出波形的仿真结果，可以看出输入和输出波形的质量良好。

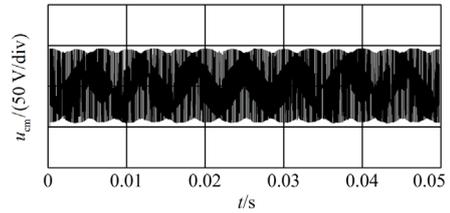


图 16 改进 SVM 共模电压 u_{cm} 仿真波形

Fig. 16 Simulation waveform of common mode voltage u_{cm} of improved SVM

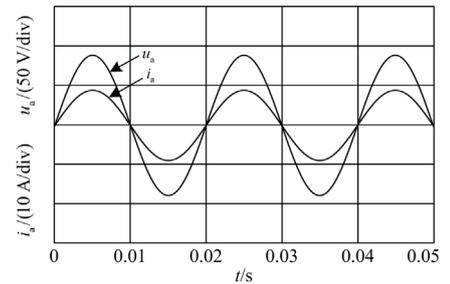


图 17 改进 SVM 输入电压电流 u_a 、 i_a 仿真波形

Fig. 17 Simulation waveform of input voltage u_a and current i_a of improved SVM

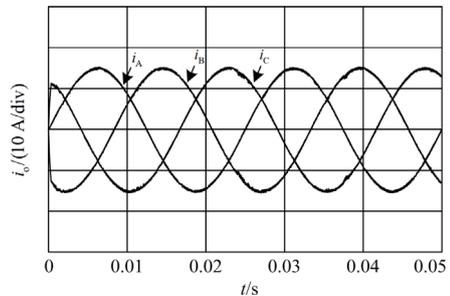


图 18 改进 SVM 输出三相电流仿真波形

Fig. 18 Simulation waveform of output three-phase current of improved SVM

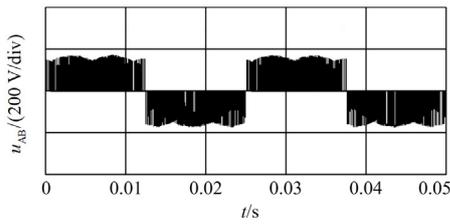


图 19 改进 SVM 输出线电压 u_{AB} 仿真波形

Fig. 19 Simulation waveform of output line voltage u_{AB} of improved SVM

图 20 为改进 SVM 策略和传统 SVM 策略的运行时间对比。从图 20 可以看出, 改进 SVM 策略程序运行时间比传统 SVM 运行运行时间减少了 11.46%, 减小了系统的计算负担。

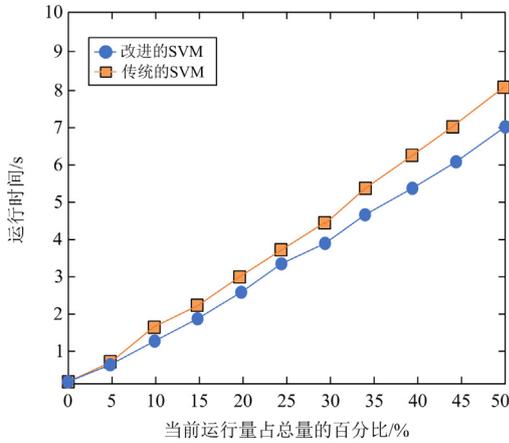
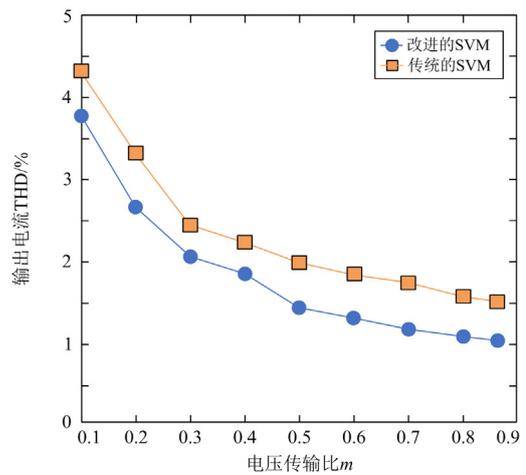


图 20 改进 SVM 和传统 SVM 运行时间对比

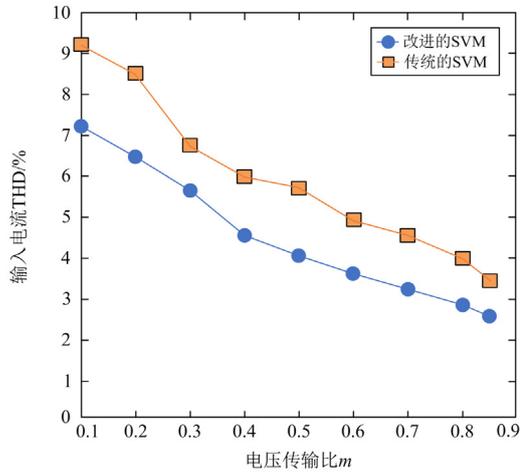
Fig. 20 Comparison of runtime between improved SVM and conventional SVM

为了分析所提策略的输入输出性能, 对改进 SVM 和传统 SVM 两种调制策略的输入输出性能进行对比。如图 21 展示了 IMC 系统在不同电压传输比下, 改进 SVM 与传统 SVM 的输入输出电流 THD 的对比。从图 21(a)可以看出, 随着电压传输比增加, 输出电流的 THD 逐渐降低, 当电压传输比为 0.866 时, 两种调制策略的输出电流 THD 最小, 输出效果最好。从图 21(b)可以看出, 当电压传输比为 0.1~0.866 时, 改进 SVM 的输入电流 THD 比传统 SVM 的输入电流 THD 要低。综上所述, 改进 SVM 策略的输入和输出电流 THD 比传统 SVM 策略 THD 低。因此, 改进 SVM 策略可以提高系统的输入输出性能。

进一步分析系统输入输出性能, 将改进的 SVM 策略与 CMV-SVM 策略的输出电流和输出线电压 THD 进行对比, 如图 22 所示。可以看出改进 SVM 策略 THD 小于其他 CMV-SVM 策略。图 22(a)为各

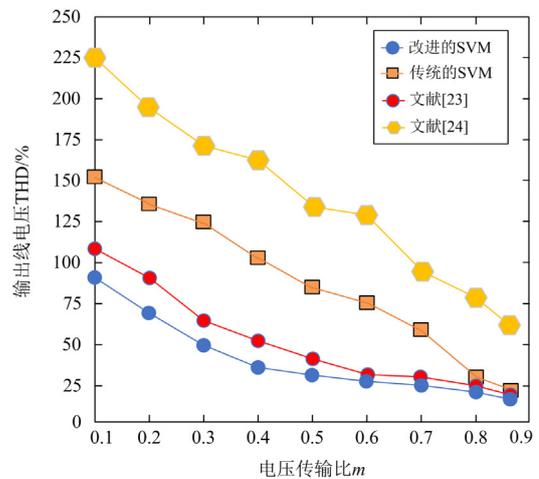


(a) 输出电流



(b) 输入电流

图 21 改进 SVM 和传统 SVM 输入输出性能对比
Fig. 21 Comparison of input and output performance between improved SVM and conventional SVM



(a) 输出线电压

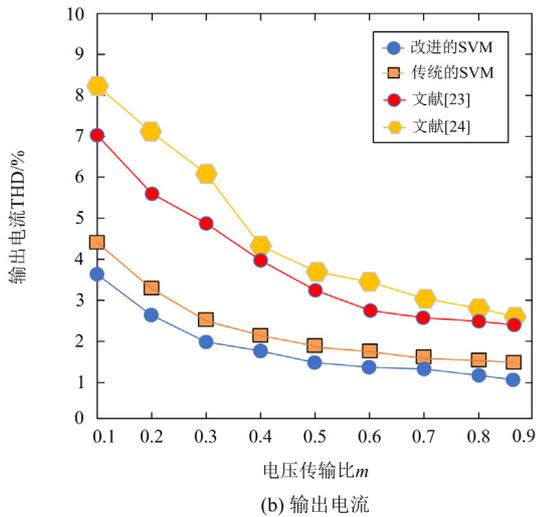


图 22 改进 SVM 和其他 SVM 输出性能对比

Fig. 22 Comparison of output performance between improved SVM and other SVM

调制策略输出电压 THD 的比较结果, 随着电压传输比的增加, 所有策略的 THD 均有所下降。与其他策略相比, 改进 SVM 策略可有效降低输出电压的谐波含量。图 22(b)为各调制策略输出电流 THD 的比较结果。从图 22(b)可以看出, 改进 SVM 策略输出电流 THD 比文献[23-24]中输出电流 THD 低。文献[23-24]中的输出电流 THD 略高于传统调制策略。

4.2 实验分析

为了验证本文所提调制策略的可行性, 搭建以 DSP + FPGA 为主控制器的 IMC 实验平台, 如图 23 所示。对提出的 SVM 策略与传统 SVM 策略进行实验对比。实验参数如下: 输入电压为 80 V, 开关频率为 10 kHz, 输入滤波器 $L_f = 1.5 \text{ mH}$, $C_f = 40 \mu\text{F}$, 负载参数 $L_L = 20 \text{ mH}$, $R_L = 10 \Omega$, 输出频率为 40 Hz。

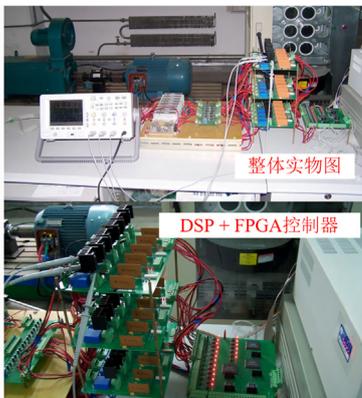


图 23 IMC 实验平台

Fig. 23 Experiment platform of IMC

图 24—图 27 为传统 SVM 策略的实验波形, 依次分别为共模电压实验波形、输入电压电流实验波形、三相输出电流实验波形以及输出线电压的实验波形。图 24 中传统 SVM 策略共模电压峰值为 80 V, 与仿真结果相同。

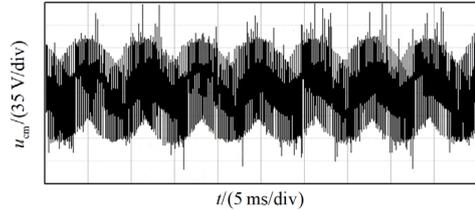


图 24 传统 SVM 共模电压 u_{cm} 实验波形

Fig. 24 Experimental waveform of common mode voltage u_{cm} of conventional SVM

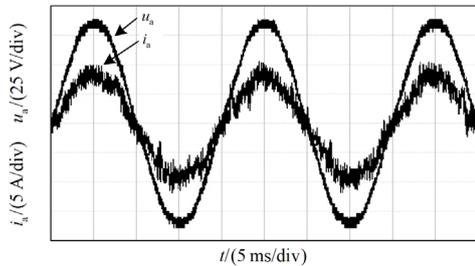


图 25 传统 SVM 输入电压 u_a 、 i_a 实验波形

Fig. 25 Experimental waveform of input voltage u_a and current i_a of conventional SVM

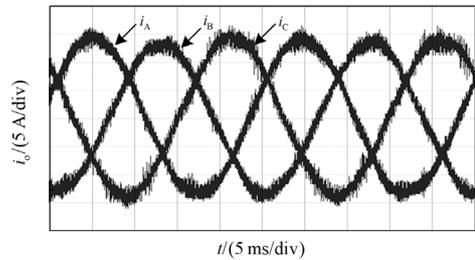


图 26 传统 SVM 输出三相电流实验波形

Fig. 26 Experimental waveform of output three-phase current of conventional SVM

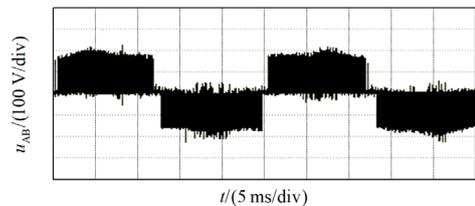


图 27 传统 SVM 输出线电压 u_{AB} 实验波形

Fig. 27 Experimental waveform of output line voltage u_{AB} of conventional SVM

图 28—图 31 为改进 SVM 策略的实验波形。图 28 为改进 SVM 调制策略共模电压波形, 从图中可以看出共模电压峰值约为 46 V, 与传统 SVM 策略相比, 共模电压降低了 42.3%。图 29—图 31 为改进 SVM 策略输入/输出的实验波形, 可以看出输入/

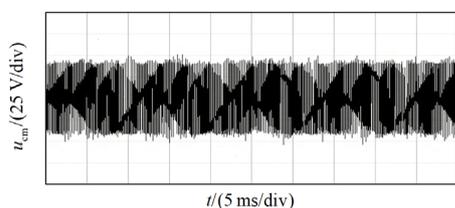


图 28 改进 SVM 共模电压 u_{cm} 实验波形

Fig. 28 Experimental waveform of common mode voltage u_{cm} of improved SVM

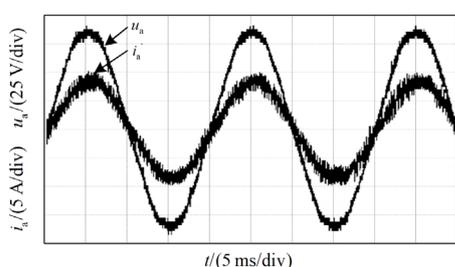


图 29 改进 SVM 输入电压 u_a 、 i_a 实验波形
Fig. 29 Experimental waveform of input voltage u_a and current i_a of improved SVM

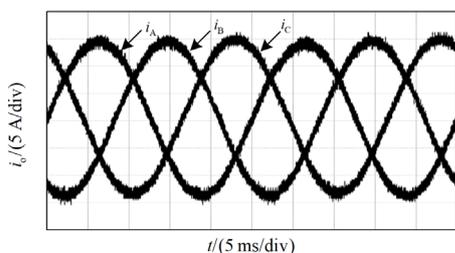


图 30 改进 SVM 三相输出电流实验波形
Fig. 30 Experimental waveform of output three-phase current of improved SVM

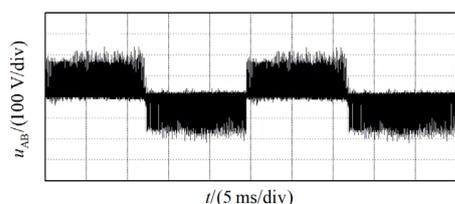


图 31 改进 SVM 输出线电压 u_{AB} 实验波形
Fig. 31 Experimental waveform of output line voltage u_{AB} of improved SVM

输出波形基本保持正弦, 与传统 SVM 策略相比, 谐波有所降低。

从实验结果上来看, 改进的 SVM 策略可以有效地降低共模电压的大小。通过实验验证了所提 SVM 策略的可行性。

5 结论

本文提出了一种不含零矢量的改进空间矢量调制策略, 整流级使用 3 个有效电流矢量, 保持平均直流母线电压恒定。逆变级采用无零矢量调制, 使用 3 个相邻有效电压矢量合成输出电压。该策略可以有效地将共模电压的峰值降低为输入电压幅值的 57.7%。与传统调制策略相比, 所提改进的调制策略使程序运行时间减少了 11.46%, 优化了系统输入输出性能。与其他降低共模电压的调制策略相比, 输出谐波含量明显降低, 在抑制共模电压的同时, 并未影响系统运行的稳定性。

在 DSP + FPGA 为主控制器的实验平台上, 对提出策略进行实验研究, 将得到的实验结果与传统调制策略的实验结果相比, 验证了所提策略的有效性。

参考文献

- [1] 郑涛, 宋伟男, 吕文轩. 基于 M3C 的低频输电系统不对称故障穿越控制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(8): 107-117.
ZHENG Tao, SONG Weinan, LÜ Wenxuan. Asymmetric fault ride-through control strategy for a low frequency AC transmission system based on a modular multilevel matrix converter[J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(8): 107-117.
- [2] 杨旭红, 方浩旭, 贾巍. 基于分数阶滑模控制的直接矩阵变换器控制策略研究[J]. 电力系统保护与控制, 2022, 50(19): 158-166.
YANG Xuhong, FANG Haoxu, JIA Wei. Research on fractional-order sliding-mode control of a direct matrix converter[J]. Power System Protection and Control, 2022, 50(19): 158-166.
- [3] AMMAR A, KANAAN H Y, MOUBAYED N, et al. Original approach toward three-phase indirect matrix converters through hybrid PWM modulation and DSP implementation[J]. IEEE Access, 2020, 8: 45837-45852.
- [4] 孙玉巍, 常静恬, 付超, 等. 分频输电系统模块化多电平矩阵变换器谐波特性分析[J]. 电力工程技术, 2022, 41(5): 21-30, 84.
SUN Yuwei, CHANG Jingtian, FU Chao, et al. Harmonic characteristics analysis of modular multilevel matrix converter for fractional frequency transmission system[J]. Electric Power Engineering Technology, 2022, 41(5): 21-30, 84.
- [5] 马星河, 任鑫, 闫炳耀, 等. 抑制三电平矩阵变换器共模电压调制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2020, 48(21): 49-57.

- MA Xinghe, REN Xin, YAN Bingyao, et al. Strategy of reducing the common mode voltage modulation of a three-level matrix converter[J]. Power System Protection and Control, 2020, 48(21): 49-57.
- [6] VARAJAO D, ARAUJO R E. Modulation methods for direct and indirect matrix converters: a review[J]. Electronics, 2021, 10(7): 812.
- [7] HAMOUDA M, BLANCHETTE H F, AL-HADDAD K. Unity power factor operation of indirect matrix converter tied to unbalanced grid[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 31(2): 1095-1107.
- [8] HOSSEINKHANI V, SARVI M. A new five-level inverter with reduced leakage current for photovoltaic system applications[J]. Protection and Control of Modern Power Systems, 2022, 7(2): 287-299.
- [9] 李珊瑚, 操孙鹏, 金昭阳, 等. 一种将共模电压抑制 50% 的间接矩阵变换器新型空间矢量调制方法[J]. 电机与控制学报, 2022, 26(1): 77-85.
- LI Shanhu, CAO Sunpeng, JIN Zhaoyang, et al. Improved space vector modulation strategy with 50 % common-mode voltage reduction for indirect matrix converter[J]. Electric Machines and Control, 2022, 26(1): 77-85.
- [10] 杨旭红, 方浩旭, 贾巍. 基于分数阶滑模控制的直接矩阵变换器控制策略研究[J]. 电力系统保护与控制, 2022, 50(19): 158-166.
- YANG Xuhong, FANG Haoxu, JIA Wei. Research on fractional-order sliding-mode control of a direct matrix converter[J]. Power System Protection and Control, 2022, 50(19): 158-166.
- [11] 粟梅, 张关关, 孙尧, 等. 减少间接矩阵变换器共模电压的改进空间矢量调制策略[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(24): 4015-4021.
- SU Mei, ZHANG Guanguan, SUN Yao, et al. Improved space vector modulation to reduce the common mode voltage for indirect matrix converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(24): 4015-4021.
- [12] SU M, LIN J, SUN Y, et al. A new modulation strategy to reduce common-mode current of indirect matrix converter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 66(9): 7447-7452.
- [13] 程志江, 周婷婷, 杨涵棣. 抑制共模电压的极简空间矢量控制[J]. 电力电子技术, 2023, 57(3): 24-26, 52.
- CHENG Zhijiang, ZHOU Tingting, YANG Handi. Simplified space vector control for common-mode voltage suppression[J]. Power Electronics, 2023, 57(3): 24-26, 52.
- [14] NGUYEN T D, LEE H H. Modulation strategies to reduce common-mode voltage for indirect matrix converters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 59(1): 129-140.
- [15] PADHEE V, SAHOO A K, MOHAN N. Modulation techniques for enhanced reduction in common-mode voltage and output voltage distortion in indirect matrix converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 32(11): 8655-8670.
- [16] RAHMAN K, AL-EMADI N, IQBAL A, et al. Common mode voltage reduction technique in a three-to-three phase indirect matrix converter[J]. IET Electric Power Applications, 2018, 12(2): 254-263.
- [17] NGUYEN T D, LEE H H. A new SVM method for an indirect matrix converter with common-mode voltage reduction[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2013, 10(1): 61-72.
- [18] 朱敏龙, 宋慧庆, 李宇航, 等. NPC 型三电平逆变器可视化三矢量无模型预测控制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(10): 110-122.
- ZHU Minlong, SONG Huiqing, LI Yuhang, et al. Visualized three-vector model-free predictive control strategy for an NPC three-level inverter[J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(10): 110-122.
- [19] WANG L, DAN H, ZHAO Y, et al. A finite control set model predictive control method for matrix converter with zero common-mode voltage[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2017, 6(1): 327-338.
- [20] TARISCIOTT L, LEI J, FORMENTINI A, et al. Modulated predictive control for indirect matrix converter[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2017, 53(5): 4644-4654.
- [21] 马星河, 马亚光, 许丹, 等. 基于空间矢量的三电平间接矩阵变换器简化策略研究[J]. 电力系统保护与控制, 2019, 47(13): 70-76.
- MA Xinghe, MA Yaguang, XU Dan, et al. Research on simplified strategy of three-level indirect matrix converter based on space vector[J]. Power System Protection and Control, 2019, 47(13): 70-76.
- [22] 孙盼, 孙军, 吴旭升, 等. 间接矩阵变换器优化 SVPWM 及其简化的同步控制[J]. 电工技术学报, 2019, 34(10): 2187-2193.
- SUN Pan, SUN Jun, WU Xusheng, et al. Optimized space vector pulse width modulation and simplified synchronization control of indirect matrix converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(10): 2187-2193.
- [23] 马星河, 王昆朝, 许丹, 等. 抑制矩阵变换器共模电压的间接调制改进方法[J]. 电力系统及其自动化学报, 2019, 31(4): 77-82.
- MA Xinghe, WANG Kunchao, XU Dan, et al. Improved indirect modulation methods for suppressing the common-mode voltage of matrix converter[J]. Proceedings of the CSU-EPSA, 2019, 31(4): 77-82.
- [24] LI S, WANG W, HAN X, et al. A DPWM modulation strategy to reduce common-mode voltage for indirect matrix converters based on active-current vector amplitude characteristics[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 69(8): 8102-8112.

收稿日期: 2023-03-17; 修回日期: 2023-06-12

作者简介:

马星河(1979—), 男, 博士研究生, 副教授, 研究方向为新型变频器; E-mail: maxinghe@hpu.edu.cn

康志鹏(1997—), 男, 通信作者, 硕士研究生, 研究方向为间接矩阵变换器。E-mail: 1325763727@qq.com

(编辑 许威)