

DOI: 10.19783/j.cnki.pspc.180949

# 基于空间矢量的三电平间接矩阵变换器简化策略研究

马星河<sup>1</sup>, 马亚光<sup>1</sup>, 许丹<sup>1</sup>, 李自强<sup>2</sup>

(1. 河南理工大学电气工程与自动化学院, 河南 焦作 454000; 2. 许继电气股份有限公司, 河南 许昌 461000)

**摘要:** 针对传统三电平空间矢量脉宽调制的开关矢量作用次序的选取较为复杂、算法的运算量较大等缺点, 提出一种运用到三电平间接矩阵变换器上的简化空间矢量调制策略。该方法在整流级采用无零矢量的调制策略, 保证输入电压功率因数达到最大。逆变级采用简化扇区的空间矢量调制, 使参考电压旋转归一到第一扇区, 然后进行参考电压修正和降电平处理。该调制策略与传统调制策略相比, 不仅使算法运算量比原来减少, 无需预先存储大量数据, 还使谐波畸变率比原来降低。通过仿真对简化的空间矢量调制策略进行验证, 并且搭建样机平台, 用实验的方法对该策略的可行性和正确性进行验证。

**关键词:** 三电平间接矩阵变换器; 整流级; 逆变级; 空间矢量调制

## Research on simplified strategy of three-level indirect matrix converter based on space vector

MA Xinghe<sup>1</sup>, MA Yaguang<sup>1</sup>, XU Dan<sup>1</sup>, LI Ziqiang<sup>2</sup>

(1. School of Electrical Engineering and Automation, Henan Polytechnic University, Jiaozuo 454000, China;  
2. XJ Electric Limited Company, Xuchang 461000, China)

**Abstract:** According to the disadvantages of traditional three-level space vector pulse-width modulation with the complexity of the selection of switching vector order and the large computational complexity of the algorithm, a simplified space vector modulation strategy applied to the three-level indirect matrix converter is proposed. On the device, this method adopts a modulation strategy with no zero vector in the rectification stage to ensure that the input voltage power factor reaches a maximum; the inverter stage uses space vector modulation of the simplified sector reconstruction to rotate the reference voltage into the first sector. Then reference voltage correction and level-down processing are performed. Compared with the traditional modulation strategy, this modulation strategy not only reduces the computational complexity of the algorithm but also eliminates the need to store a large amount of data in advance, and also reduces the harmonic distortion ratio. The simplified space vector modulation strategy is verified on simulation and an experimental prototype platform is built. The correctness and feasibility of the modulation strategy are verified by experimental methods.

This work is supported by National Key Research and Development Program of China (No. 2016YFC0600906) and Natural Science Foundation of Henan Province (No. 182300410280).

**Key words:** three-level indirect matrix converter; rectifier stage; inverter stage; space vector pulse width modulation

## 0 引言

传统矩阵变换器(Matrix Converter)是直接AC-AC变换器,不需要大容量储能元件的中间环节进行能量存储,而可以直接将能量从交流电源传递到交流负载,具有体积小,结构紧凑、波形的输入

输出理想以及能量传输具有双向性等特点<sup>[1-2]</sup>。但其电压传输比和电压增益都较低,使得恒压频比交流电机的调速范围受到影响,因此提高电压和功率的传输因数成为研究MC的关键<sup>[3-4]</sup>。与传统单电平MC相比,多电平矩阵变换器(MMC)打破了电压传输比等于或小于0.866的限制,既能提升电压也可降低电压,实现了多电平操作,减小了开关损耗,输出电压波形的畸变率降低,低共模电压等优点,更适合高电压和大功率场<sup>[5]</sup>。因此,对三电平间接

基金项目: 国家重点研发计划课题(2016YFC0600906); 河南省自然科学基金资助项目(182300410280)

矩阵变换器(TLIMC)的研究将会成为电力变换方向学者的热门话题<sup>[6-7]</sup>。

近年来, TLIMC 主要有 H 桥级联式, 飞跨电容式, 二极管钳位式等结构<sup>[8]</sup>。与之对应的就是开关技术, 控制策略, 换流技术以及在风电和电机中的应用, 使得电能传输的效率得到提高。文献[9]提出了 SVPWM 策略和载波脉宽调制策略是 TLIMC 的主要调制策略。但是传统的 SVPWM 控制算法的开关矢量作用次序的选取、作用时间的计算较为复杂, 包含大量函数与根号运算, DSP 处理起来速度较慢<sup>[10]</sup>。因此本文采用简化的 SVPWM 策略来降低 TLIMC 系统难度, 用 Matlab/Simulink 进行仿真测试, 并用实验对该方法的可行性与正确性进行验证。

### 1 三电平间接矩阵变换器的电路拓扑

三电平间接矩阵变换器(TLIMC)的拓扑结构主要由滤波器, 可控整流电路和钳位二极管型三电平逆变电路构成<sup>[11-12]</sup>。图 1 中输入端电容采用星型连接, 为了提供比较稳定的中点电压, 逆变级每一相桥臂均接有两个钳位二极管和 4 个 IGBT。为防止运行中直流侧发生短路, 不允许接通逆变级电路的上下桥臂。以 A 相为例, 如果导通上桥臂 IGBT, 同时关断下桥臂 IGBT, 则输出电压为  $U_{dc}$ ; 如果关断上桥臂 IGBT, 而把下桥臂 IGBT 导通, 则输出电压为  $-U_{dc}$ ; 如果把中间两个 IGBT 导通, 其余的关断, 则输出的电压为 0; 可以看出, 通过对每相中的管子进行不同的开关组合, 可以得到电平不同的三种状态。

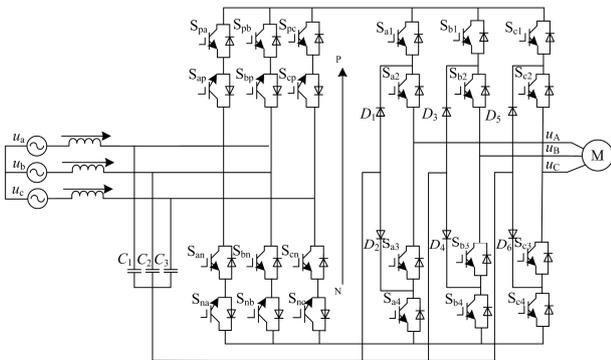


图 1 TLIMC 的拓扑结构

Fig. 1 Topology of TLIMC

### 2 整流级无零矢量调制策略

设三相输入相电压为

$$\begin{cases} U_a = U_{im} \cos(\omega_i t) \\ U_b = U_{im} \cos(\omega_i t + 2\pi/3) \\ U_c = U_{im} \cos(\omega_i t + 4\pi/3) \end{cases} \quad (1)$$

式中:  $U_{im}$  是输入相电压的幅值;  $\omega_i$  为输入角频率。

在整流电路中, 为了使直流母线电压的利用率最大限度地得到提高, 采用基于无零矢量的 SVPWM 算法, 输入电压的功率因数能保证最大化<sup>[13]</sup>。在一个周期内, 一相电压绝对值达到最大, 其余两相电压的极性与之相反<sup>[14-15]</sup>; 图 2 显示了相电压在每一基本周期内被划分为 6 个扇区。

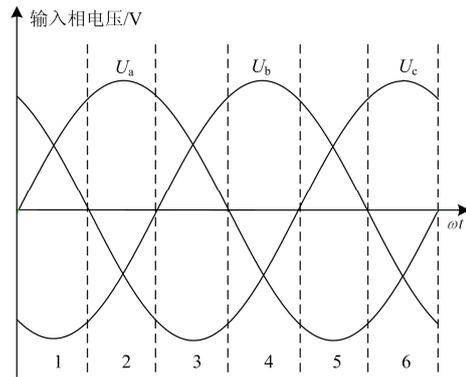


图 2 三相输入电压分区

Fig. 2 Three-phase input voltage partition

在图 2 中, 各个扇区内相电压绝对值最大相桥臂的开关处在导通状态时, 用  $S_{on}$  表示; 用  $S_{mod}$  表示剩余两相电压处于调制状态。以 2 号扇区为例, 描述其开关状况, 此时 a 相电压的幅值最大且为正, 而 b 相和 c 相电压的极性与之正好相反, 此时 a 相上桥臂的开关  $S_{pa}$ 、 $S_{ap}$  处在导通状态, b 和 c 两相下桥臂的开关  $S_{bn}$ 、 $S_{nb}$  与  $S_{cn}$ 、 $S_{nc}$  处于调制状态, 且两相开关互补, 当 b 相导通时,  $S_{bn}$ 、 $S_{nb}$  处于开通状态, 电压输出为  $u_{ab}$ ; 当 c 相导通时,  $S_{cn}$ 、 $S_{nc}$  为开通状态, 电压输出为  $u_{ac}$ 。表 1 列出了 6 个扇区的开关状态。

表 1 整流级开关状态

Table 1 Rectification level switch state

扇区	1	2	3	4	5	6
$S_{on}$	$S_{bn}, S_{nb}$	$S_{pa}, S_{ap}$	$S_{cn}, S_{nc}$	$S_{pb}, S_{bp}$	$S_{an}, S_{na}$	$S_{pc}, S_{cp}$
$S_{mod}$	$S_{pc}, S_{cp}$	$S_{bn}, S_{nb}$	$S_{pa}, S_{ap}$	$S_{cn}, S_{nc}$	$S_{pb}, S_{bp}$	$S_{an}, S_{na}$
电压	$u_{cb}, u_{ab}$	$u_{ab}, u_{ac}$	$u_{ac}, u_{bc}$	$u_{bc}, u_{ba}$	$u_{ba}, u_{ca}$	$u_{cb}, u_{ab}$

由上述分析可得占空比为

$$\begin{cases} d_l = u_{min} / u_{max} \\ d_m = u_{mid} / u_{max} \end{cases} \quad (2)$$

式中,  $u_{max}$ 、 $u_{mid}$ 、 $u_{min}$  如式(3)所示。

$$\begin{cases} u_{\max} = \max(|u_a|, |u_b|, |u_c|) \\ u_{\text{mid}} = \text{mid}(|u_a|, |u_b|, |u_c|) \\ u_{\min} = \min(|u_a|, |u_b|, |u_c|) \end{cases} \quad (3)$$

在一个周期的平均电压为

$$\bar{U}_{\text{pn}} = d_l(u_{\max} - u_{\min}) + d_m(u_{\max} - u_{\text{mid}}) \quad (4)$$

### 3 逆变级空间矢量调制策略

#### 3.1 传统的空间矢量调制

对于传统的三电平逆变电路，整个三电平空间矢量被 6 个大矢量分为 6 个正三角形，每个正三角形又可以被分为 4 个小三角形；以第 1 个正三角形的参考电压矢量为例，将其顶点连起来，可以进一步将该正三角形分为 1、2、3、4 四个小区间，如图 3 所示；在线性调制的任何时刻，参考电压矢量将位于这 24 个小三角形中的任意一个上<sup>[16-17]</sup>。然而，由于每个区域内开关的作用时间不同及动作次序的选择较复杂，所以需要预先存储大量数据，这就造成了 DSP 处理复杂且缓慢等不利的问题。

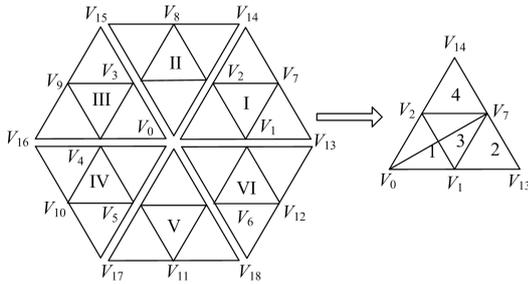


图 3 传统算法扇区分

Fig. 3 Sections division of traditional algorithm

#### 3.2 简化的空间矢量调制

简化的三电平空间矢量图如图 4 所示，观察该图可发现，可以看作互相重叠的 6 个小六边形构成，对于一个确定的参考电压矢量，必定可以选择一个小六边形并使之位于其内部，小六边形中的扇区号则用 N=A~F 标识。

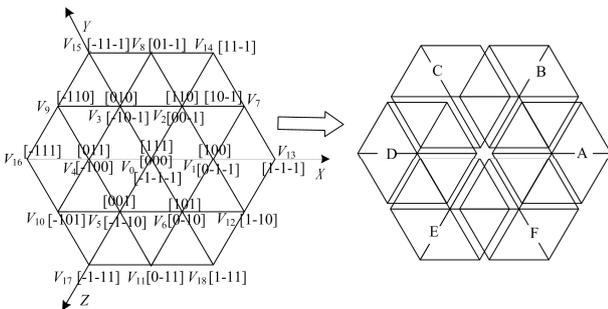


图 4 简化的空间矢量图

Fig. 4 Simplified space vector diagram

如图 4 所示，X、Y、Z 三个对称轴把空间分为 6 个区域，每隔 60° 为一个扇区，电压矢量按照合成的相角和模值不同，其空间矢量图分为零矢量(000, 111, 222)、小矢量(100, 110, 010, 011, 001, 101, 211, 221, 121, 122, 112, 212)、中矢量(201, 102, 012, 021, 120, 210)和大矢量(202, 002, 022, 020, 220, 200)(其中“2”为高电平，“1”为 0 电平，“0”为低电平)。

在划分的 A、B、C、D、E、F 六个扇区内，参考电压空间矢量的划分基本相同，且每个扇区的空间矢量合成特性类似，可以让参考电压的电角度旋转，使其全部旋转到 A 扇区的位置<sup>[18]</sup>。在编写程序时，参考量可以取相同符号，后面的量覆盖前面的量，这样可以减少 5/6 的运算量。将参考电压矢量定义为

$$U_{\text{ref}} = 2(U_A + U_B e^{j3\pi} + U_C e^{j3\pi})/3 \quad (5)$$

则旋转归一后的表达式为

$$U_{\text{ref-r}} = U_{\text{ref}} e^{-j(m-1)\pi/3} \quad (6)$$

式中， $m$  表示 A、B、C、D、E、F 的扇区号，取值为 1~6； $U_{\text{ref-r}}$  表示旋转后的参考电压。旋转后的矢量值如表 2 所示。

表 2 参考电压旋转值

Table 2 Reference voltage rotation						
扇区	A	B	C	D	E	F
$U_{X-r}$	$U_a$	$-U_c$	$U_b$	$-U_a$	$U_c$	$-U_b$
$U_{Y-r}$	$U_b$	$-U_a$	$U_c$	$-U_b$	$U_a$	$-U_c$
$U_{Z-r}$	$U_c$	$-U_b$	$U_a$	$-U_c$	$U_b$	$-U_a$

在参考电压矢量旋转归一之后，需要进行降电平并分解到两电平中去处理。由于图 4 中相邻的小六边形之间存在着重叠部分，因此当参考电压矢量位于这部分时，需要对参考电压进行修正处理，即用  $U_{\text{ref}}$  减去与之对应的小六边形中心电压矢量，可以得到新的参考电压矢量  $U_{\text{ref}}^*$ 。

假设一参考电压  $V_{\text{ref}}$  位于图 5 所示 A 扇区内，按 NTV 法则，则应由  $V_1$ 、 $V_7$ 、 $V_{13}$  合成得到

$$\begin{cases} V_{\text{ref}} T_s = V_1 T_1 + V_{13} T_{13} + V_7 T_7 \\ T_s = T_1 + T_7 + T_{13} \\ (V_{\text{ref}} - V_1) T_s = (V_1 - V_1) T_1 + (V_7 - V_1) T_7 + (V_{13} - V_1) T_{13} \end{cases} \quad (7)$$

可得

$$V_{\text{ref}}^* \cdot T_s = V_1^* \cdot T_1 + V_{13}^* \cdot T_{13} + V_7^* \cdot T_7 \quad (8)$$

式中： $T_s$  为采样周期； $T_1$ 、 $T_7$ 、 $T_{13}$  分别为电压矢量  $V_1$ 、 $V_7$ 、 $V_{13}$  的作用时间，且  $V_{\text{ref}}^*$ 、 $V_1^*$ 、 $V_7^*$ 、 $V_{13}^*$  分别为  $V_{\text{ref}}$ 、 $V_1$ 、 $V_7$ 、 $V_{13}$  进行电压修正后的电压矢

量, 以  $V_1$  为原点, 且  $V_1^*$  为零矢量。表 3 列出了  $N$  值下的参考电压矢量修正值。

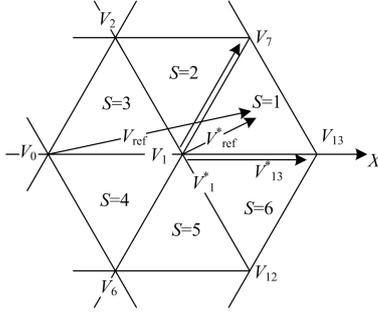


图 5 修正参考电压

Fig. 5 Corrected reference voltage

表 3 参考电压矢量修正值

Table 3 Reference voltage vector correction

$N$	$V_{\alpha\text{-ref}}^*$	$V_{\beta\text{-ref}}^*$
A	$V_{\alpha\text{-ref}} - V_{\text{dc}}/3$	$V_{\beta\text{-ref}}$
B	$V_{\alpha\text{-ref}} - V_{\text{dc}}/6$	$V_{\beta\text{-ref}} - V_{\text{dc}}/2\sqrt{3}$
C	$V_{\alpha\text{-ref}} + V_{\text{dc}}/6$	$V_{\beta\text{-ref}} - V_{\text{dc}}/2\sqrt{3}$
D	$V_{\alpha\text{-ref}} + V_{\text{dc}}/3$	$V_{\beta\text{-ref}}$
E	$V_{\alpha\text{-ref}} + V_{\text{dc}}/6$	$V_{\beta\text{-ref}} + V_{\text{dc}}/2\sqrt{3}$
F	$V_{\alpha\text{-ref}} - V_{\text{dc}}/6$	$V_{\beta\text{-ref}} + V_{\text{dc}}/2\sqrt{3}$

经过电压修正后, 可以将三电平空间矢量转化为两电平空间矢量的问题来解决; 然后就可以使用成熟的两电平 SVPWM 算法来计算矢量的作用时间并确定开关的次序问题<sup>[19-21]</sup>。表 4 中显示了两电平开关矢量的作用时间。

表 4 两电平开关矢量的作用时间

Table 4 Action time of the two-level switch vector

$S$	1	2	3	4	5	6
$T_1$	-Z	Z	X	-X	-Y	Y
$T_2$	X	Y	-Y	Z	-Z	X
$T_0$	$T_s - T_1 - T_2$					

其中  $S$  是空间参考矢量所在的三角形区域; 中间变量是  $X$ 、 $Y$ 、 $Z$ , 分别表示为

$$\begin{cases} X = \sqrt{3}U_{\beta\text{-ref}}T_s / U_{\text{dc}} \\ Y = 3U_{\alpha\text{-ref}}T_s / 2U_{\text{dc}} + \sqrt{3}U_{\beta\text{-ref}}T_s / U_{\text{dc}} \\ Z = -3U_{\alpha\text{-ref}}T_s / 2U_{\text{dc}} + \sqrt{3}U_{\beta\text{-ref}}T_s / U_{\text{dc}} \end{cases} \quad (9)$$

可知修正后的空间参考矢量  $S=1$ , 非零矢量两电平的模长均为  $U_{\text{dc}}/2$ , 而三电平大矢量的模长为  $2U_{\text{dc}}/3$ , 所以需要将  $U_{\text{dc}}$  换成  $U_{\text{dc}}/2$ , 用  $U_{\alpha\text{-ref}}^*$  和  $U_{\beta\text{-ref}}^*$  分别替换成  $U_{\alpha\text{-ref}}$ ,  $U_{\beta\text{-ref}}$ 。再利用表 4 求作用

时间可得

$$\begin{cases} T_1 = T_s - 3U_{\beta\text{-ref}}T_s / U_{\text{dc}} + \sqrt{3}U_{\beta\text{-ref}}T_s / U_{\text{dc}} \\ T_2 = -T_s + 3U_{\alpha\text{-ref}}T_s / U_{\text{dc}} + \sqrt{3}U_{\beta\text{-ref}}T_s / U_{\text{dc}} \\ T_0 = T_s - T_2 - T_1 \end{cases} \quad (10)$$

在这个区域内, 与三电平的作用时间一样, 合成  $U_{\alpha\text{-ref}}^*$  的两电平优化的开关 000-100-110-111-110-100-000 在扇区 A 时, 与之对应的两电平基本矢量是 100, 则通过计算得 100-200-210-211-210-200-100 是三电平优化的开关顺序, 其脉冲输出顺序如图 6 所示; 类似地, 可以获得其他部分的矢量输出顺序。

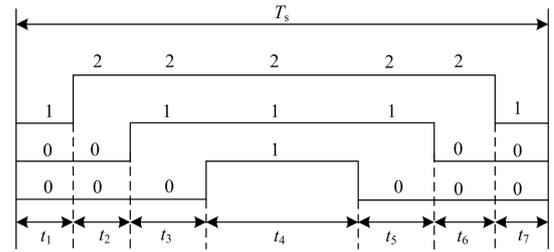


图 6 开关矢量顺序图

Fig. 6 Switch vector sequence diagram

## 4 仿真与实验的结果分析

### 4.1 仿真结果分析

通过 Matlab/Simulink 中的 PSB 建立 TLMC 的仿真模型, 参数如下: PWM 的周期为  $T_s = 0.5 \text{ ms}$ , 三相输入电压为  $240 \text{ V}/50 \text{ Hz}$ , 输入滤波器的  $L = 1.5 \text{ mH}$ ,  $C = 40 \mu\text{F}$ , 负载参数为  $R = 20$ ,  $L = 10 \text{ mH}$ , 输出的频率为  $50 \text{ Hz}$ , 不同的开关组合可以合成  $+480 \text{ V}$ 、 $+240 \text{ V}$ 、 $0$ 、 $-240 \text{ V}$ 、 $-480 \text{ V}$  五种线电压。如图 7—图 11 所示, 图 7 输入端的电压与电流; 图 8 输出端 AB 相的线电压波形图, 能得到 5 个电平合成的正弦波; 图 9 输出端电压频谱图, 可以看出输出电压不含低次谐波, 谐波在开关频率附近分布着; 图 10 可以得到输出侧对称的三相正弦电流波形, 谐波的含量很小。图 11 通过简化的策略和传统的策略运行时间的对比, 可以得出简化后的调制算法比传统调制算法的运算量减小, 程序运行时间比传统的降低了  $23.71\%$ 。

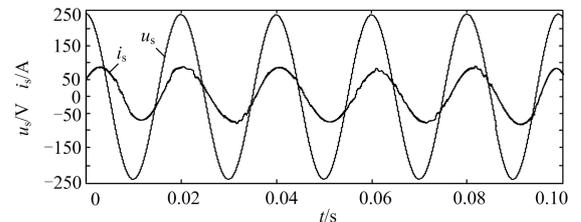


图 7 输入端的电压与电流

Fig. 7 Voltage and current of input terminal

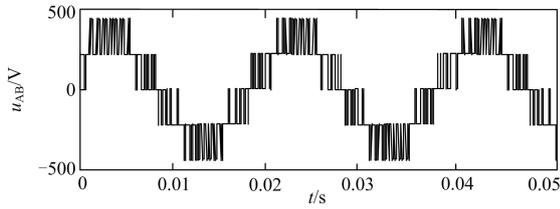


图 8 输出端 AB 相的线电压波形

Fig. 8 Line voltage waveform of AB phase of output terminal

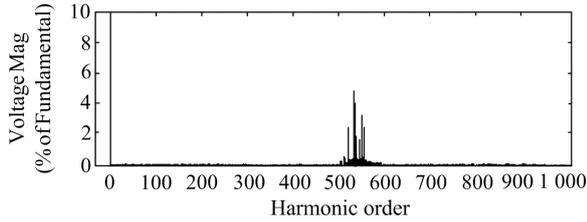


图 9 输出端的电压频谱

Fig. 9 Voltage spectrum of output terminal

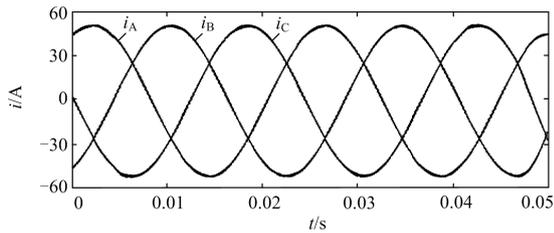


图 10 输出端的三相电流波形

Fig. 10 Three-phase current waveform of output terminal

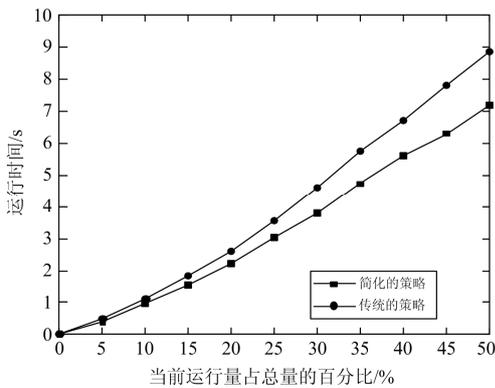


图 11 简化的策略和传统的策略运行时间对比

Fig. 11 Runtime comparison of simplified strategy and traditional strategy

### 4.2 实验结果分析

利用基于 DSP+FPGA 为主控器的样机实验设备来对文中提出的调制策略的有效性和正确性进行验证。为了进行对比分析,在相同实验参数条件下,

对本文介绍的调制策略与传统 SVPWM 策略进行了实验研究,实验参数与仿真参数相同。实验波形如图 12—图 16 所示。

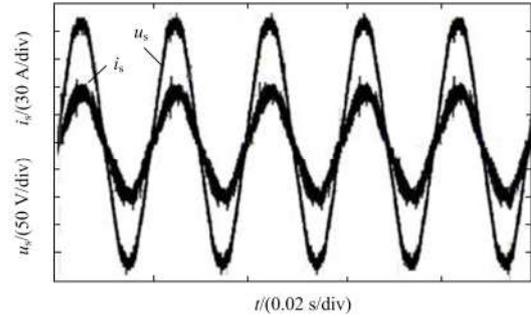


图 12 输入的电电压电流波形图

Fig. 12 Input voltage and current waveforms

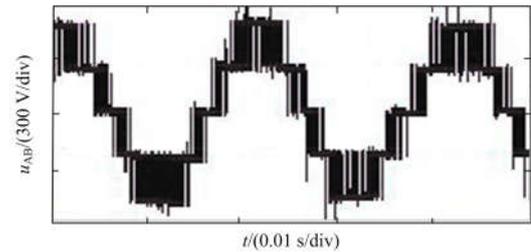


图 13 传统调制策略输出端 AB 相的线电压波形

Fig. 13 Line voltage waveform of AB phase of output terminal of traditional modulation strategy

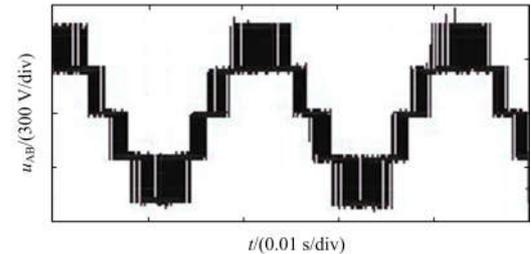


图 14 简化后输出端 AB 相的线电压波形

Fig. 14 Simplified line voltage waveform of AB phase of output terminal of output terminal

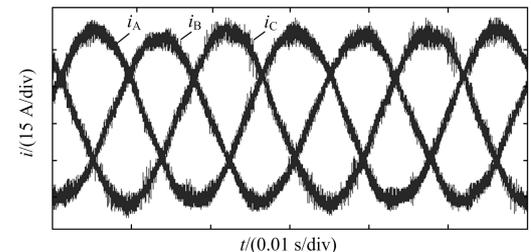


图 15 传统调制策略下输出端的电流波形

Fig. 15 Current waveform of output terminal of traditional modulation strategy

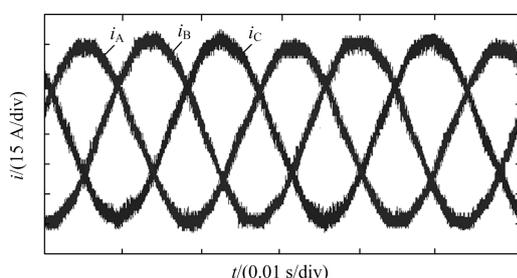


图 16 简化后输出端的电流波形

Fig. 16 Simplified current waveform of output terminal

图 12 是输入电流和电压波形；图 13、图 15 分别是传统调制策略输出电压和电流波形；图 14、图 16 分别为简化后的输出电流和电压波形。通过比较图 13 和图 14，改进后的输出电压波形更加平滑并且质量更高。同理分析图 15 和图 16，将示波器记录下的三相输出电流数据进行 FFT 分析，得到传统调制策略下的谐波畸变率为 5.86%，采用简化调制策略得到的谐波畸变率为 4.92%，与传统方法相比有提高，符合电能质量要求，简化的方法降低了调制算法的难度。通过实验验证了简化的 SVWPM 策略同样具有良好的输出性能。

## 5 结论

(1) 对于三电平间接矩阵变换器，本文提出了一种简化的 SVPWM 策略，能使程序的运算量比原来降低，谐波畸变率较小，有利于数值信号的处理，同时通过仿真验证，可以输出较为理想的 5 个电平合成的电压正弦波和电流波形。

(2) 在 DSP+FPGA 为主控制器的实验平台上用实验的方法验证了新方法的可行性，利用得到的实验结果与传统输出的电流波形和输出线电压波形进行比较，得出了简化方法的有效性和正确性。

## 参考文献

- [1] 孙凯, 周大宁, 梅杨. 矩阵式变换器技术及其应用[M]. 北京: 机械工业出版社, 2007.
- [2] 杨喜军, 龚幼民. 矩阵变换器的理论与应用[M]. 北京: 机械工业出版社, 2010.
- [3] 付瑞清. 基于复合控制的三电平 APF 的研究[J]. 电力系统保护与控制, 2017, 45(14): 105-112.  
FU Ruiqing. Research on three-level active power filter based on composite control[J]. Power System Protection and Control, 2017, 45(14): 105-112.
- [4] 马临超, 蒋炜华, 薛宝星. NPC 型三电平永磁同步风力发电并网逆变器模型预测控制满足低电压穿越要求研

- 究[J]. 电力系统保护与控制, 2017, 45(16): 151-156.
- MA Linchao, JIANG Weihua, XUE Baoxing. Model predictive current control of grid-connected neutral-point-clamped permanent magnet synchronous wind power inverters to meet low-voltage ride-through requirements[J]. Power System Protection and Control, 2017, 45(16): 151-156.
- [5] 林茂, 李颖晖, 李宁, 等. 三电电容拓扑分析及预测控制研究[J]. 电力系统保护与控制, 2017, 45(1): 60-66.  
LIN Mao, LI Yinghui, LI Ning, et al. A new fault tolerant three-level inverter and FCS-MPC research[J]. Power System Protection and Control, 2017, 45(1): 60-66.
- [6] 张国荣, 蒋继勇, 吴飞. 一种基于空间矢量的 APF 直流侧电容电压设计和优化方法[J]. 电力系统保护与控制, 2016, 44(18): 1-7.  
ZHANG Guorong, JIANG Jiyong, WU Fei. A design and optimization method of value of DC-side voltage for APF based on space vector[J]. Power System Protection and Control, 2016, 44(18): 1-7.
- [7] 王晓刚, 张杰. 开关电感型 Z 源三电平逆变器直流链电压控制研究[J]. 电网与清洁能源, 2017, 33(10): 1-8.  
WANG Xiaogang, ZHANG Jie. DC-link voltage control of switched-inductor Z-source three-level inverter[J]. Power System and Clean Energy, 2017, 33(10): 1-8.
- [8] 张晓锋, 夏益辉, 乔鸣忠, 等. 矩阵变换器间接空间矢量逆变级过调制策略优化设计[J]. 电力自动化设备, 2016, 36(2): 40-44.  
ZHANG Xiaofeng, XIA Yihui, QIAO Mingzhong, et al. Optimal design of indirect space-vector over-modulation strategy for inverter stage of matrix converter[J]. Electric Power Automation Equipment, 2016, 36(2): 40-44.
- [9] YAO Z, ZHANG Q, CHEN P, et al. Research on fault diagnosis for MMC-HVDC systems[J]. Protection and Control of Modern Power Systems, 2016, 1(1): 71-77. DOI: 10.1186/s41601-016-0022-0
- [10] 郑诗程, 彭勃, 徐礼萍. T 型三电平拓扑的 PWM 控制策略[J]. 电力系统及其自动化学报, 2016, 28(2): 93-97.  
ZHENG Shicheng, PENG Bo, XU Liping. PWM control strategy of T-type three-level topology[J]. Proceedings of the CSU-EPSA, 2016, 28(2): 93-97.
- [11] 吴昊天, 顾雪平, 李航. 基于 MMC-HVDC 的永磁直驱风机并网控制策略[J]. 电网与清洁能源, 2018, 34(7): 51-56.  
WU Haotian, GU Xueping, LI Hang. Grid connection control strategy of permanent magnet direct drive fan based on MMC-HVDC[J]. Power System and Clean Energy, 2018, 34(7): 51-56.
- [12] HAIDER S, LI G, WANG K. A dual control strategy for

power sharing improvement in islanded mode of AC microgrid[J]. Protection and Control of Modern Power Systems, 2018, 3(3): 111-118. DOI: 10.1186/s41601-018-0084-2.

[13] 叶满园, 李宋, 蔡鸿. 三电平逆变器 SHEPWM 技术的所有解问题[J]. 电力系统及其自动化学报, 2017, 29(10): 18-21.  
YE Manyuan, LI Song, CAI Hong. Complete solutions for SHEPWM of three-level inverter[J]. Proceedings of the CSU-EPSS, 2017, 29(10): 18-21.

[14] 张友军, 陈可, 叶欣, 等. Boost 型三电平 AC/AC 变换器[J]. 电机与控制学报, 2017, 21(3): 48-54.  
ZHANG Youjun, CHEN Ke, YE Xin, et al. Boost type three-level AC/AC converter[J]. Electric Machines and Control, 2017, 21(3): 48-54.

[15] 沈渭程, 刘丽娟, 董开松, 等. 光伏并网 NPC 三电平逆变器调制算法研究[J]. 电网与清洁能源, 2018, 34(6): 69-75.  
SHEN Weicheng, LIU Lijuan, DONG Kaisong, et al. Research on modulation algorithm of NPC three level inverter for photovoltaic grid connection[J]. Power System and Clean Energy, 2018, 34(6): 69-75.

[16] 李利娟, 朱建林, 刘红良. 三电平矩阵变换器的电路拓扑与控制策略[J]. 电力自动化设备, 2008, 28(3): 63-67.  
LI Lijuan, ZHU Jianlin, LIU Hongliang. Topology and control strategy of three-level matrix converter[J]. Electric Power Automation Equipment, 2008, 28(3): 63-67.

[17] 刘飞, 宫金武, 彭光强, 等. 一种复合式重复控制在并联型有源电力滤波器设计中的应用[J]. 电工技术学报, 2012, 27(12): 138-145.  
LIU Fei, GONG Jinwu, PENG Guangqiang, et al. Application of compound repetitive control in shunt active power filter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2012, 27(12): 138-145.

[18] 胡存刚, 胡军, 张云雷, 等. 三电平 ANPC 变换器 SVPWM 优化控制方法[J]. 电机与控制学报, 2016, 20(6): 32-41.  
HU Cungang, HU Jun, ZHANG Yunlei, et al. Optimization control for three-level active neutral-point-clamped converter using SVPWM[J]. Electric Machines and Control, 2016, 20(6): 32-41.

[19] 朱建林, 李利娟, 刘红良, 等. 使用空间矢量调制的三电平矩阵变换器控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(9): 12-16.  
ZHU Jianlin, LI Lijuan, LIU Hongliang, et al. Simulation of three-level matrix converter based on space vector modulation[J]. Proceedings of the CSEE, 2008, 28(9): 12-16.

[20] XU L, LI Y, WANG K, et al. Research on the amplitude coefficient for multilevel matrix converter space vector modulation[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(8): 3544-3556.

[21] XU L, CLARE J C, WHEELER P W, et al. Capacitor clamped multilevel matrix converter space vector modulation[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 59(1): 105-115.

收稿日期: 2018-07-27; 修回日期: 2018-10-16

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

马亚光(1994—), 男, 通信作者, 硕士研究生, 研究方向为电力电子装置与系统。E-mail: 211707010006@home.hpu.edu.cn

(编辑 姜新丽)