

# 三电平直接矩阵变换器的 SVPWAM 策略

程启明<sup>1</sup>, 陈 路<sup>1</sup>, 程尹曼<sup>2</sup>, 李 涛<sup>1</sup>, 孙伟莎<sup>1</sup>

(1. 上海电力大学 自动化工程学院, 上海 200090; 2. 国网上海电力公司 市北供电分公司, 上海 200041)

**摘要:**三电平直接矩阵变换器(TLDMC)与常规矩阵变换器(MC)相比,能够大幅降低输出波形总谐波畸变率和开关应力;与现有的多电平交-直-交型变换器相比,其在减少开关数量和降低开关损耗方面更具优势。提出了针对 TLDMC 的空间矢量脉宽幅值调制(SVPWAM)策略,该策略通过消除每个扇区的零矢量,能够降低开关频率,并提高电压利用率。根据 TLDMC 的拓扑,论证 TLDMC 的间接调制模型;针对 TLDMC 的调制,将虚拟整流器由零矢量调制改进为 SVPWAM,虚拟逆变器采用虚拟空间矢量脉宽调制(VSVPWM)。仿真和实验结果验证了所提方法的正确性。

**关键词:**三电平直接矩阵变换器;虚拟整流器;空间矢量脉宽幅值调制;虚拟空间矢量脉宽调制

**中图分类号:**TM 46

**文献标志码:**A

**DOI:**10.16081/j.issn.1006-6047.2019.06.006

## 0 引言

矩阵变换器 MC(Matrix Converter)是一种新型的“全控”交-交变频装置,具有一系列优点:能量双向流动,能够四象限运行;正弦输入/输出;谐波畸变率小;功率因数可调等<sup>[1]</sup>。与交-直-交型变换器相比,MC 无中间直流结构,不需要大容量储能元件,受到广泛关注。多电平矩阵变换器<sup>[2-6]</sup>结合了 MC 和多电平变换器的特点,能够降低输出电压总谐波畸变率 THD(Total Harmonic Distortion),减少开关器件的电压应力,降低共模电压,功率密度较大,具有广泛的应用前景<sup>[7-8]</sup>。

近年来,相关学者提出了多种多电平矩阵变换器的拓扑结构,主要包括二极管箝位型 MC<sup>[2]</sup>、飞跨电容型 MC<sup>[3]</sup>、模块化多电平 MC<sup>[4]</sup>和三电平直接矩阵变换器 TLDMC(Three-Level Direct MC)<sup>[5-6]</sup>等。二极管箝位型 MC 结构中,箝位二极管需要承受不同倍数的反向耐压,功率开关器件数量较多,损耗较大;飞跨电容型 MC 结构中,需要的悬浮电容较多;模块化多电平 MC 继承了级联 H 桥变换器的结构,存在电容电压平衡和环流抑制等问题<sup>[4]</sup>。Raju 等提出了一种 TLDMC 的拓扑结构,该拓扑与 MC 相比,具有较低的 THD 和开关应力;与多电平交-直-交型变换器相比,其减少了导通路径中串联开关的数量,能够降低开关损耗<sup>[5-6]</sup>。

MC 采用的各种调制策略<sup>[9-15]</sup>中,文献[9]采用直接传递函数法实现了理想的输入/输出波形,然而数学模型的计算较为繁琐、复杂,对处理器的计算性

能要求较高;直接空间矢量调制在输入电压不平衡的情况下,控制效果不太理想<sup>[10]</sup>;双电压控制法虽然计算简单、运算量小,但是实现难度较大<sup>[11-12]</sup>;Rodriguez J 等提出虚拟直流环节的概念,依据高频合成原理,将 3×3 型 MC 等效为虚拟整流级和虚拟逆变级的组合方式,称为间接空间矢量调制<sup>[13-15]</sup>。间接空间矢量调制具有计算简单、实现容易、稳定性能好的特点,使得调制策略由传统的传递函数法转向基于脉宽调制(PWM)技术的间接空间矢量调制,引起学者们的广泛关注。对于 TLDMC 的空间矢量脉宽调制(SVPWM),文献[5]采用了连续脉宽调制策略,该策略在较低的调制系数下比 MC 具有更好的输出性能,但由于该算法以 0.5 的调制系数为界限,在低于和高于此界限时,分别采取不同的策略使得调制较复杂;文献[6]提出了直接空间矢量调制策略,该调制策略在每个 PWM 周期内确定 8 种开关状态,这 8 种不同的开关状态之间的切换会出现两相桥臂同时变化的情况,增加了额外的开关次数。

针对 TLDMC 在调制策略上的不足,本文将空间矢量脉宽幅值调制 SVPWAM(Space Vector Pulse Width Amplitude Modulation)<sup>[16-17]</sup>应用于虚拟整流器,将虚拟空间矢量脉宽调制 VSVPWM(Virtual Space Vector Pulse Width Modulation)应用于虚拟逆变器。首先,根据 TLDMC 拓扑结构,论证了间接调制模型;其次,详细分析了 SVPWAM 原理和实现方法;然后,阐述了虚拟逆变器采用 VSVPWM;最后,通过仿真和实验验证了所提调制策略的正确性。

## 1 TLDMC 的拓扑结构

MC 由 9 个具有双向关断和双向导通能力的双向开关构成,即每个输入相经双向开关分别接至 3 个输出相。此外,MC 输入侧还需要三相 LC 滤波器,用来滤除输入电流中由开关动作引起的高频谐波,其拓扑如图 1 所示。图中, $u_{sj}$ 和  $i_{sj}$ 分别为三相电

收稿日期:2018-05-17;修回日期:2019-03-25

基金项目:国家自然科学基金资助项目(61573239);上海市  
电站自动化技术重点实验室项目(13DZ2273800)

Project supported by the National Natural Science Foundation of  
China(61573239) and Shanghai Key Laboratory Power Station  
Automation Technology Laboratory(13DZ2273800)

源源的电压和电流;  $L_f$  和  $C_f$  分别为输入滤波器的滤波电感和滤波电容;  $u_j$  和  $i_j$  分别为 MC 的输入电压和电流;  $u_i$  和  $i_i$  分别为三相输出电压和电流;  $S_{ij}$  为双向开关; 下标  $i \in \{A, B, C\}$ ; 下标  $j \in \{a, b, c\}$ 。

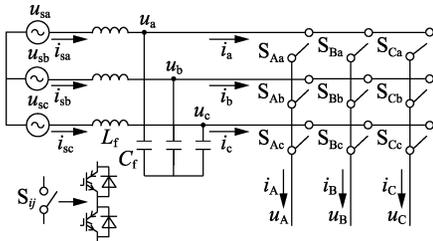


图 1 MC 的拓扑

Fig.1 Topology of MC

定义双向开关的导通和关断状态为:

$$S_{ij} = \begin{cases} 1 & S_{ij} \text{ 导通} \\ 0 & S_{ij} \text{ 关断} \end{cases} \quad i \in \{A, B, C\}; j \in \{a, b, c\} \quad (1)$$

根据 MC 在工作过程中必须遵守的 2 个基本安全原则,可以得到开关函数的限制条件为:

$$S_{ia} + S_{ib} + S_{ic} = 1 \quad i \in \{A, B, C\} \quad (2)$$

文献[5-6]对 MC 拓扑进行改进,将输入滤波器的中点  $o$  通过 3 个双向开关连接到三相输出,构成  $4 \times 3$  矩阵电路,如图 2 所示。

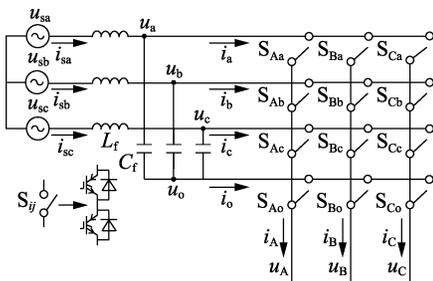


图 2 TLDMC 的拓扑

Fig.2 Topology of TLDMC

根据安全原则,可以得到 TLDMC 开关函数的限制条件为:

$$S_{ia} + S_{ib} + S_{ic} + S_{io} = 1 \quad i \in \{A, B, C\} \quad (3)$$

## 2 TLDMC 的调制模型

依据高频合成原理,TLDMC 的输入、输出之间可以用开关函数表示为:

$$\begin{bmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{Aa} & S_{Ab} & S_{Ac} & S_{Ao} \\ S_{Ba} & S_{Bb} & S_{Bc} & S_{Bo} \\ S_{Ca} & S_{Cb} & S_{Cc} & S_{Co} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \\ u_o \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{Aa} & S_{Ab} & S_{Ac} & S_{Ao} \\ S_{Ba} & S_{Bb} & S_{Bc} & S_{Bo} \\ S_{Ca} & S_{Cb} & S_{Cc} & S_{Co} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \\ i_o \end{bmatrix} \quad (5)$$

其中,  $T$  表示矩阵的转置。

如果 TLDMC 采用间接传递函数方法<sup>[13-15]</sup>,即虚拟整流器和虚拟逆变器采用串联电路模型,如图 3 所示。图中,中间虚拟直流环节电压  $u_p$ 、 $u_n$ 、 $u_o$  表示逆变侧每相输出正(P)、负(N)和零(O)电平 3 种状态。

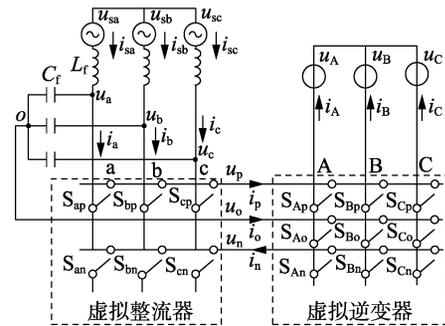


图 3 间接传递函数方法的电路模型

Fig.3 Circuit model of indirect transfer function method

由图 3 可知:

$$\begin{bmatrix} u_p \\ u_n \\ u_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{ap} & S_{bp} & S_{cp} & 0 \\ S_{an} & S_{bn} & S_{cn} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \\ 0 \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$\begin{bmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{Ap} & S_{An} & S_{Ao} \\ S_{Bp} & S_{Bn} & S_{Bo} \\ S_{Cp} & S_{Cn} & S_{Co} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_p \\ u_n \\ u_o \end{bmatrix} \quad (7)$$

联立式(4)~(7),得到开关矩阵关系表达式为:

$$\begin{bmatrix} S_{Aa} & S_{Ab} & S_{Ac} & S_{Ao} \\ S_{Ba} & S_{Bb} & S_{Bc} & S_{Bo} \\ S_{Ca} & S_{Cb} & S_{Cc} & S_{Co} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{ap}S_{Ap} + S_{an}S_{An} & S_{bp}S_{Ap} + S_{bn}S_{An} & S_{cp}S_{Ap} + S_{cn}S_{An} & S_{Ao} \\ S_{ap}S_{Bp} + S_{an}S_{Bn} & S_{bp}S_{Bp} + S_{bn}S_{Bn} & S_{cp}S_{Bp} + S_{cn}S_{Bn} & S_{Bo} \\ S_{ap}S_{Cp} + S_{an}S_{Cn} & S_{bp}S_{Cp} + S_{bn}S_{Cn} & S_{cp}S_{Cp} + S_{cn}S_{Cn} & S_{Co} \end{bmatrix} \quad (8)$$

其中,“+”表示“或”逻辑。

## 3 TLDMC 的调制策略

### 3.1 虚拟整流器有零矢量调制

图 4 为输入相电流空间矢量调制。根据检测到的三相输入相电压,运用矢量合成原理,可以得到输入相电压空间矢量  $u_i$  为:

$$u_i = \frac{2}{3} \left( u_a + u_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + u_c e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) = U_{im} e^{j\omega t} \quad (9)$$

其中,  $U_{im}$  为输入相电压幅值;  $\omega_i$  为输入角频率。

由设定的输入相位差  $\varphi_i$  得到期望的输入相电流空间矢量  $i_{iref}$  所处位置。因此,  $i_{iref}$  可表示为:

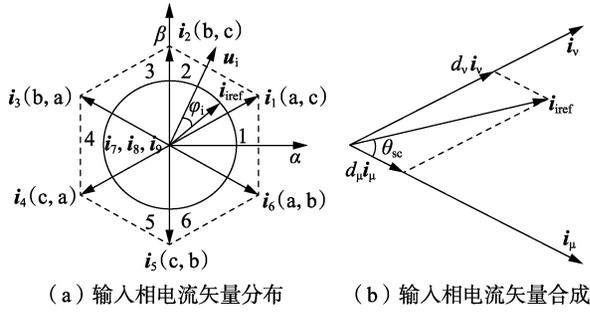


图4 虚拟整流器空间矢量调制

Fig.4 Space vector modulation of virtual rectifier converter

$$\mathbf{i}_{\text{iref}} = I_{\text{im}} e^{j(\omega t - \varphi_i)} \quad (10)$$

其中,  $I_{\text{im}}$  为输入相电流幅值。

虚拟整流器空间矢量调制如图4所示。图中,  $\theta_{\text{sc}}$  表示  $\mathbf{i}_{\text{iref}}$  在当前扇区  $S_{ci}$  中的位置, 其取值范围为  $[0, \pi/3]$ 。由图4可知, 任意时刻的  $\mathbf{i}_{\text{iref}}$  可由2个相邻的有效矢量  $\mathbf{i}_\mu$ 、 $\mathbf{i}_\nu$  (从  $\mathbf{i}_1 - \mathbf{i}_6$  中选择) 和1个零矢量  $\mathbf{i}_0$  (从  $\mathbf{i}_7(a,a)$ 、 $\mathbf{i}_8(b,b)$ 、 $\mathbf{i}_9(c,c)$  中选择) 合成。

有效矢量和零矢量的占空比  $d_\mu$ 、 $d_\nu$  和  $d_0$  可根据伏秒平衡原理和正弦定理得到:

$$\begin{cases} d_\mu = m_c \sin(60^\circ - \theta_{\text{sc}}) \\ d_\nu = m_c \sin \theta_{\text{sc}} \\ d_0 = 1 - d_\mu - d_\nu \end{cases} \quad (11)$$

$$m_c = I_{\text{im}} / i_{\text{p,avg}} \quad (12)$$

其中,  $m_c$  为输入相电流空间矢量调制系数;  $i_{\text{p,avg}}$  为虚拟直流环节的电流平均值。

根据式(6), 虚拟直流环节的电压为:

$$u_{\text{pn}} = u_{\text{po}} + u_{\text{on}} = (S_{x1p} u_{x1} - u_o) + (u_o - S_{y1n} u_{y1}) = u_{x1y1} \quad (13)$$

$$x_1, y_1 \in \{a, b, c\}$$

结合式(9)~(13), 在每个 PWM 周期内, 虚拟直流环节的电压平均值  $u_{\text{pn,avg}}$  为:

$$u_{\text{pn,avg}} = d_\mu u_\mu + d_\nu u_\nu = \frac{3}{2} m_c U_{\text{im}} \cos \varphi_i \quad (14)$$

设输出电流矢量  $\mathbf{i}_o$  和输出相电压矢量  $\mathbf{u}_{\text{oref}}$  分别为:

$$\mathbf{i}_o = I_{\text{om}} e^{j(\omega_o t + \phi - \varphi_L)} \quad (15)$$

$$\mathbf{u}_{\text{oref}} = U_{\text{om}} e^{j(\omega_o t + \phi)} \quad (16)$$

其中,  $U_{\text{om}}$  为输出相电压幅值;  $I_{\text{om}}$  为输出相电流幅值;  $\omega_o$  为输出角频率;  $\phi$  为输出相电压与输入相电压之间的偏移角;  $\varphi_L$  为输出电流与电压之间的功率偏移角。

则虚拟直流环节的电流平均值  $i_{\text{p,avg}}$  为:

$$i_{\text{p,avg}} = \frac{\sqrt{3}}{2} m_v I_{\text{om}} \cos \varphi_L \quad (17)$$

其中,  $m_v$  为输出相电压空间矢量调制系数。

从式(14)、(17)可知, 当采用有零矢量调制时,

虚拟直流环节在局部状态平均意义下的电压与电流都是恒定量, 因此虚拟逆变器可以看作是由恒定虚拟直流电源  $u_{\text{dc}} = u_{\text{pn}}$  供电<sup>[18]</sup>。

### 3.2 虚拟整流器 SVPWM

为降低开关器件的开关频率, 同时不影响输入、输出电流正弦波形, 文献[16-17]提出的 SVPWM 是将每个扇区的零矢量消除, 使输入电流跟随输入电压按正弦规律变化, 大幅降低开关频率和开关损耗, 同时能够获得最大的电压利用率。下面简单介绍 SVPWM 原理。

当有效矢量的幅值不变时, 由图4(a)可知, 随着调制系数  $m_c$  的增大,  $\mathbf{i}_{\text{iref}}$  的矢量轨迹圆变大, 有效矢量的占空比不断变大, 零矢量作用时间变小。然而, 当  $m_c$  超过1(矢量圆与正六边形相切)时, 矢量轨迹圆会发生畸变; 当零矢量完全取消时, 由伏秒平衡原理和正弦定理可知, 矢量轨迹为正六边形,  $\mathbf{i}_{\text{iref}}$  发生严重畸变。

为了消除零矢量, 在降低开关频率和开关损耗时不影响输入、输出电流质量, 用于合成的2个有效矢量的幅值需要满足: 保证每个 PWM 周期内  $\mathbf{i}_{\text{iref}}$  由相邻2个有效矢量合成时, 其矢量轨迹圆一直处于临界调制状态的某个点, 如图5所示。图5(a)中, 由于2个有效矢量幅值恒定, 使得每个 PWM 周期内  $\mathbf{i}_{\text{iref}}$  处于临界调制状态, 其幅值为原点到边界的距离, 此时  $\mathbf{i}_{\text{iref}}$  矢量轨迹为正六边形; 图5(b)中, 随着  $\mathbf{i}_{\text{iref}}$  的旋转, 用于合成的2个矢量的幅值也在变化, 虽然仍处在临界调制点, 但是轨迹由正六边形变成圆, 达到了在降低开关频率的基础上, 不影响输入/输出电流正弦波形的目的。由此可得, 虚拟直流环节的电流平均值  $i_{\text{p,avg}}$  需要以  $[-\pi/6, \pi/6]$  为变化周期, 即具备  $6\omega_i$  的脉动。

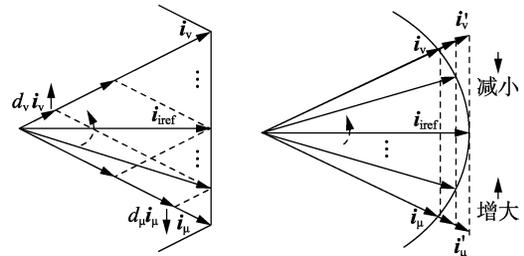


图5 SVPWM原理

Fig.5 Principle of SVPWM

当虚拟整流器采用 SVPWM 时, 为保证开关周期恒定, 需要调整有效矢量的占空比为:

$$\begin{cases} D_\mu = d_\mu / (d_\mu + d_\nu) \\ D_\nu = d_\nu / (d_\mu + d_\nu) \\ T'_s = (D_\mu + D_\nu) T_s = T_s \end{cases} \quad (18)$$

其中,  $D_\mu$ 、 $D_\nu$  为有效矢量经调整后的占空比。

调整占空比后,  $u_{pn,avg}$  以及  $i_{p,avg}$  也发生了变化。结合式(13)~(18), 可以得到:

$$u_{pn,avg} = \frac{3U_{im}}{2|\cos(\omega_i t - \varphi_i)|} \cos \varphi_i \quad (19)$$

$$i_{p,avg} = \frac{\sqrt{3}}{2} m_v I_{om} \cos \varphi_L |\cos(\omega_i t - \varphi_i)| \quad (20)$$

对比式(14)、(17)与(19)、(20)可知: 采用 SVPWM 时, 虚拟直流环节的电压和电流平均值均与输入角频率  $\omega_i$  有关, 引起  $u_{pn,avg}$  变化的同时,  $i_{p,avg}$  也相应地产生了  $6\omega_i$  的脉动, 满足 SVPWM 对虚拟直流环节电流变化的要求。因此虚拟整流器采用 SVPWM, 能在调节输入功率因数时不影响输入/输出电流正弦波形。图 6 为虚拟直流环节电压和电流平均值波形图。

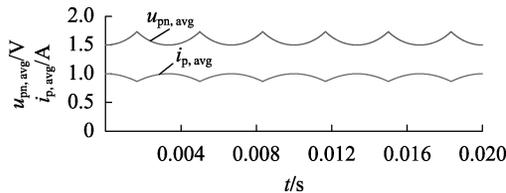


图 6 虚拟直流环节  $u_{pn,avg}$  和  $i_{p,avg}$  波形

Fig.6 Waveforms of  $u_{pn,avg}$  and  $i_{p,avg}$  for virtual DC link

### 3.3 虚拟逆变器 VSVPWM

由于虚拟整流器采用 SVPWM 导致  $u_{pn,avg}$  不恒定, 从而引起  $u_{po,avg}$  和  $u_{on,avg}$  的变化。因此, TLDMC 虚拟逆变器的调制与三电平逆变器略有区别, 如图 7 所示。图中  $k \in \{p, o, n\}$ 。

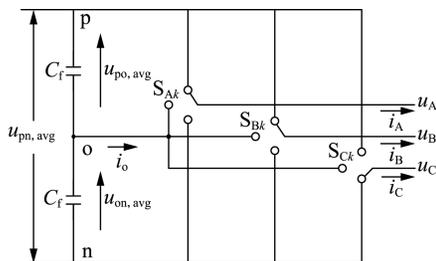


图 7 虚拟逆变器电路示意图

Fig.7 Circuit schematic diagram of virtual inverter converter

从图 7 可以看出, TLDMC 的虚拟逆变器也存在  $3^3 = 27$  种开关状态, 这 27 种开关状态对应的矢量以及产生的中点电流如图 8 所示。可见, 在中点电流的产生方式上, TLDMC 与三电平逆变器类似, 其零矢量大矢量不产生中点电流  $i_o$ , 而中矢量和小矢量所产生的中点电流会引起中点电位的波动。

对于虚拟逆变器具有的 27 个矢量, 以输出电压矢量位于第 1 扇区为例, 当  $u_{po,avg} > u_{on,avg}$  时, 各矢量的定义及相电压幅值如表 1 和图 9 所示。表 1 中,  $x = u_{po,avg}$ ;  $y = u_{on,avg}$ 。

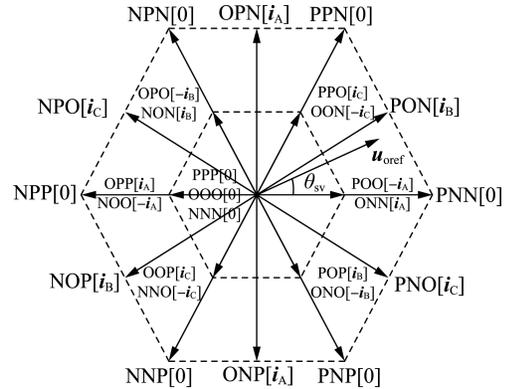


图 8 虚拟逆变器空间矢量分布图

Fig.8 Space vector distribution of virtual inverter converter

表 1 电压矢量的定义及相电压幅值

Table 1 Definition of voltage vector and amplitude of phase voltage

电压矢量	ABC	$u_A$	$u_B$	$u_C$	$i_o$
$V_0$	PPP	0	0	0	0
$V_0$	OOO	0	0	0	0
$V_0$	NNN	0	0	0	0
$V_{S1A}$	POO	$2/(3x)$	$-1/(3x)$	$-1/(3x)$	$-i_A$
$V_{S1B}$	ONN	$2/(3y)$	$-1/(3y)$	$-1/(3y)$	$i_A$
$V_{L1}$	PNN	$2/[3(x+y)]$	$-1/[3(x+y)]$	$-1/[3(x+y)]$	0
$V_{S2A}$	PPO	$1/(3x)$	$1/(3x)$	$-2/(3x)$	$i_C$
$V_{S2B}$	OON	$1/(3y)$	$1/(3y)$	$-2/(3y)$	$-i_C$
$V_{L2}$	PNP	$1/[3(x+y)]$	$1/[3(x+y)]$	$-2/[3(x+y)]$	0
$V_{M1}$	PON	$1/[3(2x+y)]$	$1/[3(y-x)]$	$-1/[3(x+2y)]$	$i_B$

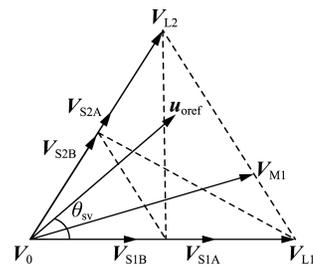


图 9 当  $u_{po,avg} > u_{on,avg}$  时的电压矢量

Fig.9 Voltage vectors when  $u_{po,avg} > u_{on,avg}$

图 9 中, 由于  $u_{pn,avg}$  不恒定, 使得大矢量和小矢量的幅值、中矢量的幅值与相角在变化。传统最近三矢量法在调制系数较高或功率因数较低时, 中矢量产生的中点电流不能被小矢量完全补偿, 会出现低频振荡现象, 易引起中点电位偏移<sup>[19]</sup>。因此本文采用文献[20]所提 VSVPWM 控制中点电位。图 10 为新定义的小矢量和中矢量。图中,  $k_1 = k_2 = k_3 = k_4 = 1/2$ ;  $k_5 = k_6 = k_7 = 1/3$ 。

得到中点电流平均值为 0 的新虚拟矢量后(具体见附录 A), 需要对虚拟矢量的占空比进行计算, 仍以第 1 扇区为例, 矢量占空比如表 2 所示。表中,  $n$  为小扇区的编号;  $d_x$ 、 $d_y$  和  $d_z$  分别为小扇区所对应的最近 3 个虚拟矢量的占空比;  $\theta_{sv}$  为  $u_{oref}$  在当前扇区中的位置, 其取值范围为  $[0, \pi/3]$ ;  $M$  为经过修正

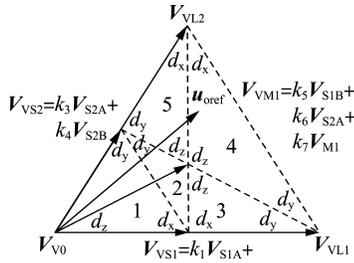


图 10 虚拟空间矢量图

Fig.10 Virtual space vector diagram

后的输出相电压调制系数,其计算公式如式(21)所示。

$$M = \sqrt{3} U_{om} / u_{pn,avg} = m_v | \cos(\omega_i t - \varphi_i) | \quad (21)$$

表 2 矢量占空比

Table 2 Duty cycle of vector

$n$	$d_x$	$d_y$	$d_z$
1	$2M \sin(\pi/3 - \theta_{sv})$	$2M \sin \theta_{sv}$	$1 - 2M \sin(\pi/3 + \theta_{sv})$
2	$2 - 2\sqrt{3} M \cos(\pi/3 - \theta_{sv})$	$2 - 2\sqrt{3} M \cos \theta_{sv}$	$6M \sin(\pi/3 + \theta_{sv}) - 3$
3	$2 - 2\sqrt{3} M \cos(\pi/3 - \theta_{sv})$	$\sqrt{3} M \cos \theta_{sv} - 1$	$3M \sin \theta_{sv}$
4	$\sqrt{3} M \cos(\pi/3 - \theta_{sv}) - 1$	$\sqrt{3} M \cos \theta_{sv} - 1$	$3 - 3M \sin(\pi/3 + \theta_{sv})$
5	$\sqrt{3} M \cos(\pi/3 - \theta_{sv}) - 1$	$2 - 2\sqrt{3} M \cos \theta_{sv}$	$3M \sin(\pi/3 - \theta_{sv})$

可以得到有零矢量调制时,电压传输比  $G_v$  为:

$$G_v = \frac{U_{om}}{U_{im}} = \frac{\sqrt{3}}{2} m_c m_v \cos \varphi_i \quad (22)$$

采用 SVPWM 时,电压传输比  $G_v$  为:

$$G_v = \frac{U_{om}}{U_{im}} = \frac{\sqrt{3}}{2} m_v \cos \varphi_i \quad (23)$$

式(23)表明,当设定输出相电压空间矢量调制系数  $m_v = 1$ 、输入相位差  $\varphi_i = 0^\circ$  时,TLDMC 的电压传输比  $G_v$  可达到理论值 0.866。

得到占空比后,需要对矢量的序列进行合理安排;以平滑过渡为原则,保证每个小扇区切换时系统的稳定性。仍以第 1 扇区为例,  $S_{vo} = 1$  时的矢量选择表如表 3 所示。

表 3  $S_{vo} = 1$  时的矢量选择表

Table 3 Selection of space vector when  $S_{vo} = 1$

$n$	选择的虚拟矢量	矢量顺序
1	$V_{V0}, V_{VS1}, V_{VS2}$	PPO → POO → OOO → OON → ONN
2	$V_{VS1}, V_{VS2}, V_{VM1}$	PPO → POO → PON → OON → ONN
3	$V_{VS1}, V_{VM1}, V_{VL1}$	PPO → POO → PON → PNN → ONN
4	$V_{VL1}, V_{VM1}, V_{VL2}$	PPO → PPN → PON → PNN → ONN
5	$V_{VS2}, V_{VM1}, V_{VL2}$	PPO → PPN → PON → OON → ONN

### 3.4 虚拟整流器与虚拟逆变器的组合

根据上文将虚拟整流器输入相电流空间矢量调制与虚拟逆变器输出相电压空间矢量调制相结合,实现对 TLDMC 的调制,如图 11 所示。

有效矢量的作用时间为:

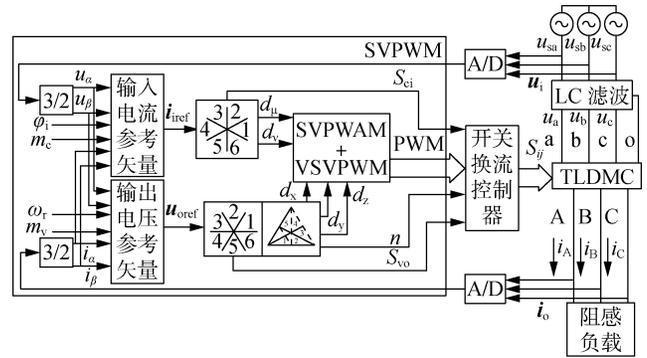
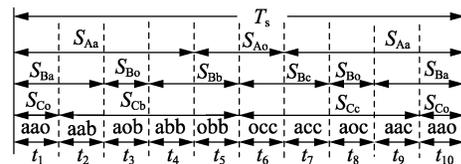


图 11 TLDMC 的组合控制策略

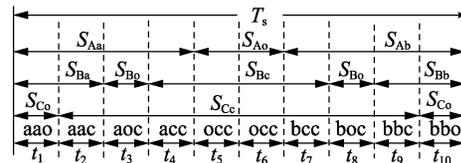
Fig.11 Combined control strategy of TLDMC

$$\begin{cases} T_{x\mu} = d_{x\mu} T_s = d_x D_\mu T_s, & T_{xv} = d_{xv} T_s = d_x D_v T_s \\ T_{y\mu} = d_{y\mu} T_s = d_y D_\mu T_s, & T_{yv} = d_{yv} T_s = d_y D_v T_s \\ T_{z\mu} = d_{z\mu} T_s = d_z D_\mu T_s, & T_{zv} = d_{zv} T_s = d_z D_v T_s \end{cases} \quad (24)$$

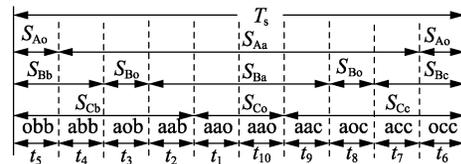
根据式(8),可以得出 TLDMC 对应的开关序列。以  $u_{oref}$  位于  $S_{vo} = 1, n = 4$  以及  $i_{iref}$  分别位于  $S_{ci} = 1$  (奇扇区)和  $S_{ci} = 2$  (偶扇区)为例,TLDMC 的开关序列如图 12 所示。为了减少输出谐波含量,开关序列在下一个开关周期中反向,形成双侧开关序列。



(a)  $S_{ci} = 1, S_{vo} = 1, n = 4$



(b)  $S_{ci} = 2, S_{vo} = 1, n = 4$



(c)  $S_{ci}$  为奇数时调整后的开关序列

图 12 TLDMC 开关序列

Fig.12 Switching sequences of TLDMC

图 12 中,各开关状态对应的作用时间为:

$$\begin{cases} t_1 = 1/(3T_{z\mu}), & t_6 = 1/(3T_{zv}) \\ t_2 = T_{x\mu}, & t_7 = T_{yv} \\ t_3 = 1/(3T_{z\mu}), & t_8 = 1/(3T_{zv}) \\ t_4 = T_{y\mu}, & t_9 = T_{xv} \\ t_5 = 1/(3T_{z\mu}), & t_{10} = 1/(3T_{zv}) \end{cases} \quad (25)$$

图 12(a)中,开关序列出现了两相同时换流的情况;图 12(b)中,由于下一个开关周期反向,因此整个序列中每次开关动作只有一相桥臂发生变化。

对比图 12(a) 和 12(b) 可以发现,为了满足每次只有一相桥臂动作,当  $S_{ci}$  为奇数时,需要以 (NNO, ONN, NON) 开始,如图 12(c) 所示;当  $S_{ci}$  为偶数时,需要以 (PPO, OPP, POP) 开始。

#### 4 仿真实验

为了验证本文方法的正确性,在 MATLAB 软件平台上进行 TLDMC 仿真分析。仿真参数如下:输入为三相对称电源,其相电压为 220 V/50 Hz;输入滤波器的滤波电感  $L_f = 0.5$  mH,滤波电容  $C_f = 50$   $\mu$ F;三相对称阻感负载的每相电阻  $R = 10$   $\Omega$ ,电感  $L = 5$  mH;PWM 周期为 0.2 ms。

##### 4.1 调节电压传输比的仿真

设定输入相位差  $\varphi_i = 0^\circ$ ,0.08 s 时将输出相电压调制系数  $m_v$  由 0.3 上升为 0.6,经过 2 个周期后,再将  $m_v$  更改为 1。

图 13 为不同调制系数下的仿真波形。图中波形从上至下依次为输入 a 相相电压和电流、输出 A 相相电压和电流、中点电位偏移。可以看出,由于输入滤波器中储能元件的引入,输入三相电压源电压、电流产生了部分相移,输入功率因数基本维持为 1。输出相电压波形体现了 TLDMC 拓扑三电平特性,并且输出电流谐波较小,正弦度较高。虚拟逆变器采用 VSVPWM,较好地控制了中点电位偏移。

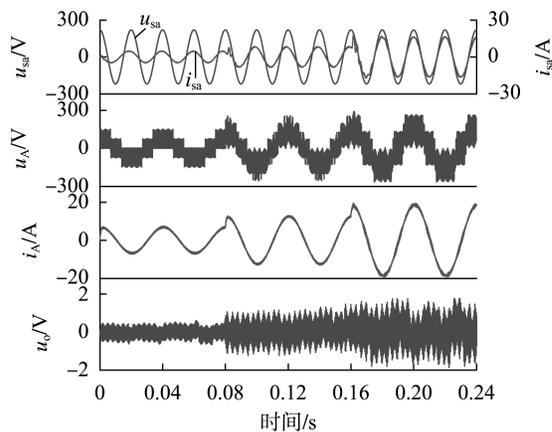


图 13 不同调制系数下的仿真波形

Fig.13 Simulative waveforms under different modulation coefficients

##### 4.2 调节输入功率因数的仿真

设置电压传输比  $G_v = 0.6$ ,输出频率为 25 Hz,0.8 s 时将初始输入相位差  $\varphi_i$  由  $0^\circ$  设置为  $30^\circ$ 。仿真结果如图 14 所示。

图 14 中,在电压传输比相同的条件下,未改变输入相位差  $\varphi_i$  时,输出相电压幅值约为 146 V,当  $\varphi_i = \pi/6$  时,输出相电压幅值约为 120 V,这是由于  $\varphi_i$  的改变使得虚拟直流环节的平均电压  $u_{pn,avg}$  下降导致了输出电压幅值的下降。可以看到,TLDMC 的输入相电流为高频 PWM 波,且超前相电压  $\pi/6$ ,达

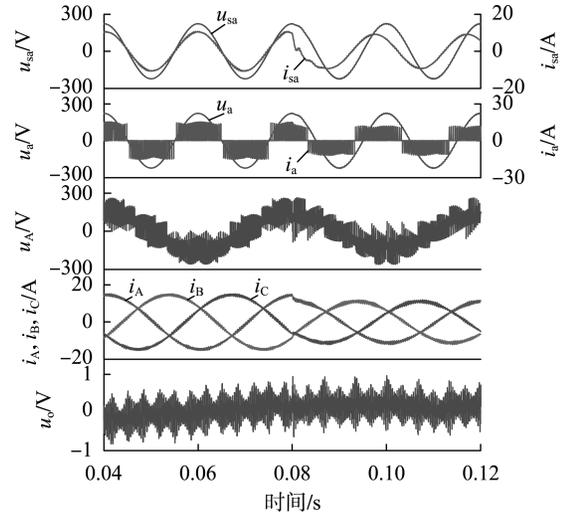


图 14 不同  $\varphi_i$  下的仿真波形

Fig.14 Simulative waveforms under different values of  $\varphi_i$

到了调节功率因数的目的。

##### 4.3 调节输出电压频率的仿真

设置电压传输比  $G_v = 0.866$ ,初始输出频率为 25 Hz,0.8 s 时将输出频率改为 100 Hz,0.16 s 时将输出频率重新设置为 50 Hz。仿真结果如图 15 所示。

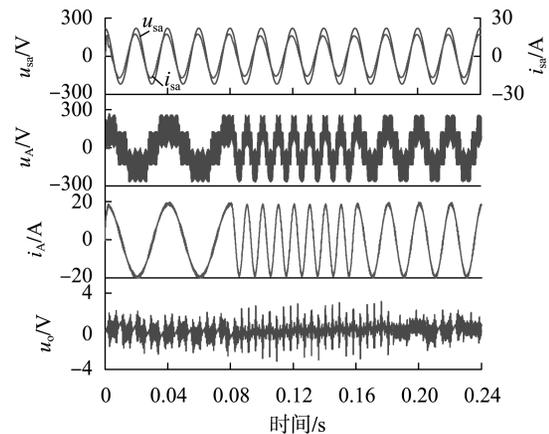


图 15 不同输出频率下的仿真波形

Fig.15 Simulative waveforms under different output frequencies

图 15 中,输入电压与电流基本同相位,并且输出频率可随设置变化,输出电流谐波基本维持在 4% 以内。由于设定的电压传输比  $G_v = 0.866$ ,仿真中虽然输出的频率不同,其输出相电压幅值均为 190 V 左右,接近理论值。

由上述仿真结果可知,采用 SVPWM 时 TLDMC 谐波较小,其输入功率因数、输出电压频率和幅值可调,最大电压传输比为 0.866。仿真结果验证了本文调制策略的正确性。

#### 5 结论

本文根据 TLDMC 的拓扑结构,在分析了间接调制模型的基础上,对 TLDMC 进行双空间矢量调制,

如虚拟整流器和虚拟逆变器分别采用 SVPWM 和 VSPWM 的混合调制。仿真和硬件平台实验结果(具体见附录 B)验证了本文所提调制策略的正确性,并具有以下的优点:

a. SVPWM 策略能够降低开关器件的开关频率和损耗,与三电平间接矩阵变换器相比,开关次数有所减少;

b. SVPWM 策略能提高对虚拟直流环节的电压利用率,并且可以调节输入功率因数、输出电压的幅值和频率。

附录见本刊网络版(<http://www.epae.cn>)。

### 参考文献:

- [1] 许子翔,葛红娟,国海,等. 基于输出侧电流加权合成反馈的三相-两相矩阵变换器控制策略[J]. 电力自动化设备,2018,38(1):59-65.  
XU Yuxiang, GE Hongjuan, GUO Hai, et al. Control strategy of 3-2 MC based on weighted synthesis feedback of output current[J]. Electric Power Automation Equipment, 2018, 38(1):59-65.
- [2] SUN Y, XIONG W, SU M, et al. Topology and modulation for a new multilevel diode-clamped matrix converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(12):6352-6360.
- [3] LIE X, 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.
- [4] 李峰,王广柱. 模块化多电平矩阵变换器电容电压纹波稳态分析[J]. 中国电机工程学报,2013,33(24):52-59.  
LI Feng, WANG Guangzhu. Steady-state analysis of sub-modular capacitor voltage ripple in modular multilevel matrix converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(24):52-59.
- [5] RAJU S, SRIVATVHAN L, CHANDRASEKARAN V, et al. Constant pulse width modulation strategy for direct three-level matrix converter[C]//Proceedings of IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES). Bengaluru, India: IEEE, 2012:16-19.
- [6] RAJU S, SRIVATVHAN L, MOHAN N. Direct space vector modulated three level matrix converter[C]//Proceedings of 28th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition(APEC). Long Beach, CA, USA: IEEE, 2013:475-481.
- [7] 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.
- [8] 李利娟,汪泓,易灵芝,等. 多电平矩阵变换器的等效电路及其应用[J]. 高电压技术,2013,39(3):741-748.  
LI Lijuan, WANG Feng, YI Lingzhi, et al. Equivalent circuit and its applications for multilevel matrix converter[J]. High Voltage Engineering, 2013, 39(3):741-748.
- [9] ALESINA A, VENTURINI M. Analysis and design of optimum amplitude nine-switch direct AC-AC converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1989, 4(1):101-112.
- [10] 杨兴华,姜建国. 矩阵变换器直接空间矢量调制策略的优化[J]. 电力自动化设备,2012,32(11):77-82.  
YANG Xinghua, JIANG Jianguo. Optimization of direct space vector modulation for matrix converter[J]. Electric Power Automation Equipment, 2012, 32(11):77-82.
- [11] 王汝田,崔永恒,陈酋峰,等. 3×4 矩阵变换器的双电压控制策略[J]. 电力自动化设备,2014,34(12):95-99.  
WANG Rutian, CUI Yongheng, CHEN Qiufeng, et al. Strategy of double line-to-line voltages control for 3×4 matrix converter[J]. Electric Power Automation Equipment, 2014, 34(12):95-99.
- [12] 王汝田,严干贵. 矩阵变换器改进的双电压控制策略[J]. 电力自动化设备,2012,32(2):39-43.  
WANG Rutian, YAN Gangui. Improved control strategy of double line-to-line voltages for matrix converter[J]. Electric Power Automation Equipment, 2012, 32(2):39-43.
- [13] 黄伟,程启明,郭凯,等. 两种矩阵变换器的调制策略比较仿真研究[J]. 电测与仪表,2016,53(3):38-44.  
HUANG Wei, CHENG Qiming, GUO Kai, et al. The comparison and simulation of modulation strategies for two matrix converters[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2016, 53(3):38-44.
- [14] 张晓锋,夏益辉,乔鸣忠,等. 矩阵变换器间接空间矢量逆级调制策略优化设计[J]. 电力自动化设备,2016,36(2):40-44,77.  
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):40-44,77.
- [15] 王汝田,王秀云,崔永恒. 矩阵变换器的谐波注入 PWM 控制策略[J]. 电力自动化设备,2013,33(8):77-82.  
WANG Rutian, WANG Xiuyun, CUI Yongheng. Harmonic injected PWM control strategy for matrix converter[J]. Electric Power Automation Equipment, 2013, 33(8):77-82.
- [16] LEI Q, PENG F Z. Space vector pulse width amplitude modulation for a Buck-Boost voltage/current source inverter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(1):266-274.
- [17] 程启明,徐聪,程尹曼,等. 基于 DZSI 光伏发电系统的 SVPWM 策略研究[J]. 高电压技术,2017,43(1):122-130.  
CHENG Qiming, XU Cong, CHENG Yinman, et al. Research on SVPWM strategy of photovoltaic generation system based on DZSI[J]. High Voltage Engineering, 2017, 43(1):122-130.
- [18] 唐酿,肖湘宁,盛超,等. 矩阵变换器新型间接空间矢量调制算法[J]. 电工技术学报,2013,28(增刊2):262-269.  
TANG Niang, XIAO Xiangning, SHENG Chao, et al. Novel algorithm of matrix converter with indirect space vector modulation[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(Supplement 2):262-269.
- [19] 吕建国,吴馥云,胡文斌,等. 动态搜索调节调制波偏置的 SPWM 三电平逆变器中点电压平衡控制方法[J]. 电力自动化设备,2015,35(12):73-79.  
LÜ Jianguo, WU Fuyun, HU Wenbin, et al. Modulation wave offset adjustment by dynamic search to balance neutral-point voltage of three-level SPWM inverter[J]. Electric Power Automation Equipment, 2015, 35(12):73-79.
- [20] 申张亮,郑建勇,梅军. 基于改进虚拟空间矢量调制方法的中点箝位型三电平逆变器电容电压平衡问题[J]. 电力自动化设备,2011,31(3):79-84.  
SHEN Zhangliang, ZHENG Jianyong, MEI Jun. Capacitor potential balancing of neutral-point clamped three-level inverter based on improved virtual space vector PWM[J]. Electric Power Automation Equipment, 2011, 31(3):79-84.

## 作者简介:



程启明

程启明(1965—),男,江苏盐城人,教授,博士,研究方向为电力系统自动化、发电过程控制、先进控制及应用等(**E-mail**: chengqiming@sina.com);

陈路(1990—),男,安徽淮南人,硕士研究生,通信作者,研究方向为电力系统自动化、电机控制等(**E-mail**: 644401269@

qq.com);

程尹曼(1990—),女,上海人,硕士研究生,研究方向为电力系统自动化、新能源发电控制等(**E-mail**: chengyinman@hotmail.com);

李涛(1992—),男,安徽合肥人,硕士研究生,研究方向为电力系统自动化、电机控制等(**E-mail**: 1773978817@qq.com);

孙伟莎(1993—),女,山东菏泽人,硕士研究生,研究方向为电力系统自动化、新能源发电控制等(**E-mail**: 1160115070@qq.com)。

### SVPWAM strategy of three-level direct matrix converter

CHENG Qiming<sup>1</sup>, CHEN Lu<sup>1</sup>, CHENG Yinman<sup>2</sup>, LI Tao<sup>1</sup>, SUN Weisha<sup>1</sup>

(1. College of Automation Engineering, Shanghai University of Electric Power, Shanghai 200090, China;

2. North Power Supply Branch, State Grid Shanghai Electric Power Company, Shanghai 200041, China)

**Abstract**: Compared with conventional MCs (Matrix Converters), TLDMC (Three-Level Direct Matrix Converter) can reduce the output voltage total harmonic distortion and switching stress. On the other hand, the TLDMC is advantageous to the existing multi-level AC-DC-AC converter in terms of reduced switching count and lowered losses. The SVPWAM (Space Vector Pulse Width Amplitude Modulation) for TLDMC is presented. By eliminating the zero vector of each sector, the switching frequency can be reduced and the voltage transfer ratio can be improved. According to the topology of TLDMC, the indirect space vector modulation is demonstrated. For the modulation of TLDMC, the zero vector modulation of virtual rectifier is improved to SVPWAM, and VSVPWM (Virtual Space Vector Pulse Width Modulation) is employed in the virtual inverters. Finally, simulative and experimental results verify the effectiveness of the proposed approach.

**Key words**: Three-Level Direct Matrix Converter (TLDMC); virtual rectifier converter; Space Vector Pulse Width Amplitude Modulation (SVPWAM); Virtual Space Vector Pulse Width Modulation (VSVPWM)

(上接第32页 continued from page 32)

### Full bridge converter with phase-shifted control active rectifier

ZHAO Qinglin, LI Kunlun, LIU Wei, WANG Yujie, WANG Deyu

(Key Laboratory of Power Electronics for Energy Conservation and Motor Drive of Hebei Province,

College of Electrical Engineering, Yanshan University, Qinhuangdao 066004, China)

**Abstract**: The output rectifier diodes suffer a high voltage spike resulted by the reverse recovery of the rectifier diodes in the PSCAR-FB (Phase-Shifted Control Active Rectification Full Bridge) converter, which increases the voltage stress of the secondary switches and diodes. In order to solve the above problem, an auxiliary network with one resonant inductor and two clamping diodes is introduced in the primary side. The working principle and steady-state characteristics of the improved converter are analyzed in detail, and the specific design method of main parameters is given. On this basis, a 1.25 kW experimental prototype is built and tested. The experimental results verify the feasibility of the proposed method.

**Key words**: electric converters; phase-shifted control; active rectifier; soft-switching; clamping diode; parameter design

## 附 录

### 附录 A: 虚拟矢量表达式推导过程

新定义的小矢量  $V_{VS1}$ ，由原小矢量  $V_{S1A}$ (开关状态 POO $[-i_A]$ )和  $V_{S1B}$ (开关状态 ONN $[-i_A]$ )合成(中括号内表示中点电流)。在每个 PWM 周期  $T_s$  内，假设虚拟小矢量  $V_{VS1}$  作用时间为  $t_{sv}$ ，因此原小矢量的作用时间各为  $1/2 t_{sv}$ 。根据矢量合成原理，可以得到虚拟小矢量  $V_{VS1}$  的幅值、相角以及中点电流平均值  $i_o$  为：

$$V_{VS1} = \frac{1}{2}V_{S1A} + \frac{1}{2}V_{S1B} = \frac{1}{3}(x+y)e^{j0} \quad (A1)$$

$$i_o = \frac{1}{t_{vs}} \left[ \frac{1}{2} \cdot t_{vs} \cdot i_A + \frac{1}{2} \cdot t_{vs} \cdot (-i_A) \right] = 0 \quad (A2)$$

类似地，新定义的中矢量  $V_{VM1}$ ，由原小矢量  $V_{S2A}$ (开关状态 PPO $[-i_C]$ )、 $V_{S1B}$ (开关状态 ONN $[-i_A]$ )和中矢量  $V_{M1}$ (开关状态 PON $[-i_B]$ )合成。在每个 PWM 周期  $T_s$  内，假设虚拟小矢量  $V_{VS1}$  作用时间为  $t_{sv}$ ，因此原矢量的作用时间各为  $1/3 t_{sv}$ 。根据矢量合成原理，可以得到虚拟中矢量  $V_{VM1}$  的幅值、相角以及产生的中点电流平均值  $i_o$  为：

$$V_{VS1} = \frac{1}{3}V_{S2A} + \frac{1}{3}V_{S1B} + \frac{1}{3}V_{M1} = \frac{2\sqrt{3}}{9}(x+y)e^{j\frac{\pi}{6}} \quad (A3)$$

$$i_o = \frac{1}{t_{vs}} \left[ \frac{1}{3} \cdot t_{vs} \cdot (-i_A) + \frac{1}{3} \cdot t_{vs} \cdot (-i_B) + \frac{1}{3} \cdot t_{vs} \cdot (-i_C) \right] = 0 \quad (A4)$$

可以看出，采用 VSVPWM 调制，能够满足中点电流平均值为零的要求。表 A1 为第 1 扇区内，新定义的虚拟矢量的幅值、相角以及中点电流平均值  $i_o$ 。其他扇区的虚拟矢量处理相同。

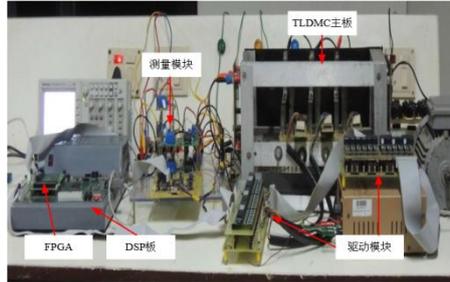
**表 A1 新虚拟矢量幅值、相角及中点电流  $i_o$**

Table A1 Magnitude, phase angle and  $i_o$  of new virtual vector

	幅值	相角	$i_o$
$V_{V0}$	0	0	0
$V_{VS1}$	$1/3(x+y)$	0	0
$V_{VL1}$	$2/3(x+y)$	0	0
$V_{VS2}$	$1/3(x+y)$	$\pi/3$	0
$V_{VL2}$	$2/3(x+y)$	$\pi/3$	0
$V_{VM1}$	$2\sqrt{3}/9(x+y)$	$\pi/6$	0

### 附录 B: 实验验证

为了进一步验证理论分析的正确性，制作了基于 TLDMC 的实验平台，如图 B1 所示。图中，TLDMC 的双向开关采用西门康 SK60GM123 型号，开关功率器件的驱动模块采用 6SD106EI，用于产生开关信号模块采用 SPARTEN 3A DSP-XC3S1800A。实验条件与仿真条件基本一致。

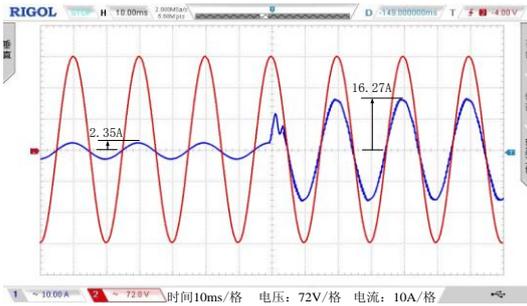


**图 B1 实验平台照片**

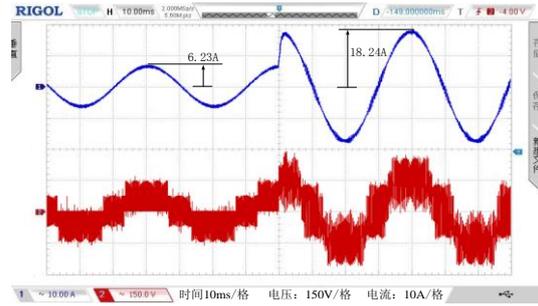
Fig.B1 Photo of experimental platform

(1) 动态调节输出电压传输比的实验。

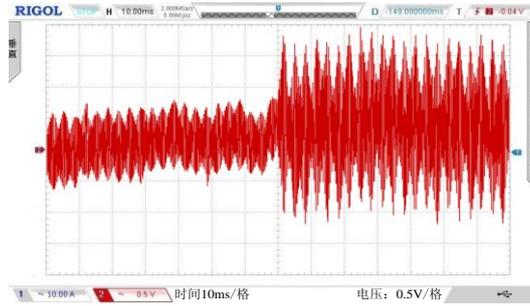
设定初始相位差为  $\varphi_i=0$ ，频率为 25 Hz，初始电压传输比  $G_v$  为 0.3，随后将其设定为最大值 0.866。实验结果如图 B2 所示。



(a) 输入 a 相相电压和电流



(b) 输出 A 相相电压和电流



(c) 中点电位偏移

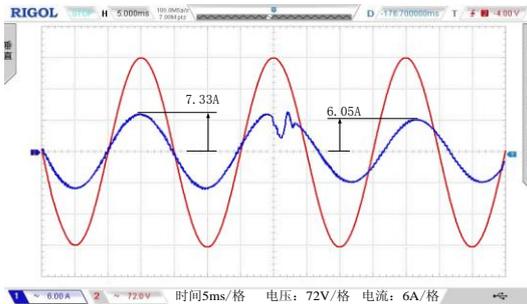
图 B2 不同电压传输比(0.3 和 0.866)的实验结果

Fig.B2 Hardware results for different voltage gain (0.3 and 0.866)

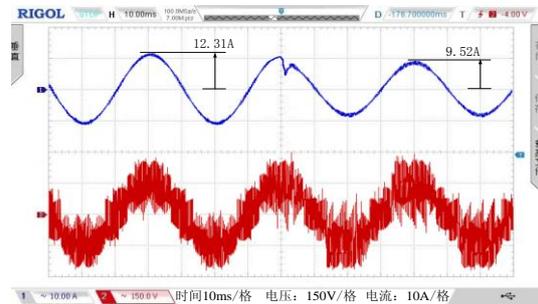
由图 B2(a)可见, 在不同调制比下, 采用 SVPWAM 调制策略的输入相电压与输入相电流基本同相, 输入功率因数高。由图 B2(b)可见, 输出相电压波形为高频 PWM 波, 而且在不同调制比下, 其幅值也有所区别, 体现了 TLMDC 三电平特性, 因此输出电流谐波较小。图 B2(c)为输入滤波器的中点电位偏移情况。

(2) 调节输入功率因数的实验。

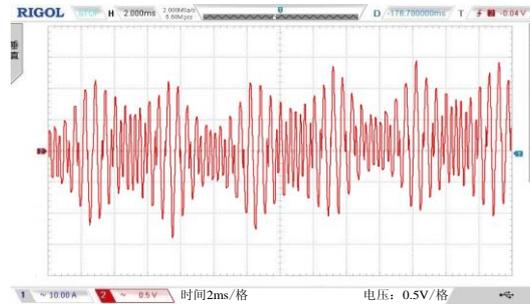
设定频率为 25Hz, 电压增益  $G_v$  为 0.6, 初始相位差  $\varphi_i=0$ , 随后将相位差  $\varphi_i$  更改为  $-\pi/6$ , 实验结果如图 B3 所示。



(a) 输入 a 相相电压和电流



(b) 输出 A 相相电压和电流



(c) 中点电压

图 B3 不同输入相位差(0 和  $-\pi/6$ )的实验结果

Fig.B3 Hardware results for different Input phase difference(0 and  $-\pi/6$ )

由图 B3(a)、(b)可见, 采用 SVPWAM 调制的 TLDMC 对输入功率因数具有可调性, 继承了矩阵变换器的优点。当  $\varphi_i \neq 0$  时, 由于输入电流与输入电压产生相位差, 使得虚拟直流环节的平均直流电压降低, 虚拟逆变级的实际电压调制系数受到影响, 从而影响到 TLDMC 的最大电压传输比, 因此电压和电流的幅值均有所下降。图 B3(c)为输入滤波器中点电位偏移的放大图。

### (3) 调节输出电压频率的实验

设定电压传输比  $G_v$  为 1, 相位差  $\varphi_i=0$ , 初始频率为 100Hz, 随后将输出频率更改为 50Hz, 实验结果如图 B4 所示。

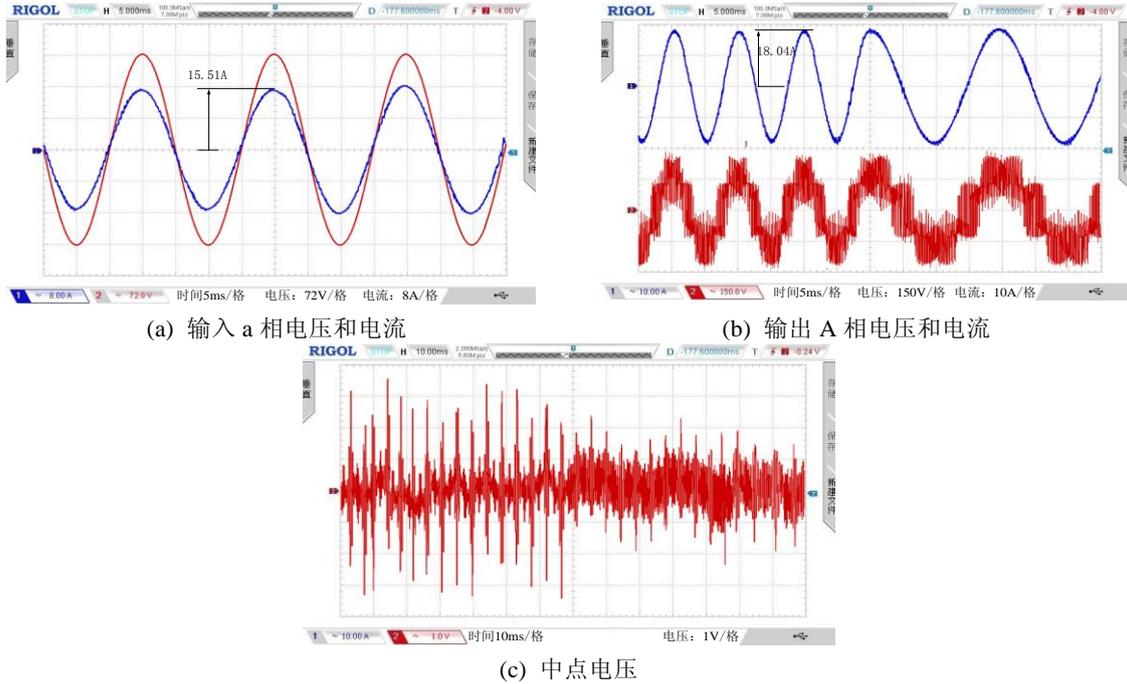


图 B4 不同输出频率(100Hz 和 50Hz)的实验结果

Fig.B4 Hardware results for different output frequency(100Hz and 50Hz)

由图 B4 可见, TLDMC 变换器的输出电压频率也任意可调, 并且在频率切换前后, 输入和输出性能基本保持不变。