

李逸凡,周建萍,茅大钧,等.抑制四脚间接矩阵变换器共模电压的控制策略[J].湖南科技大学学报(自然科学版),2024,39(2):60-68.doi:10.13582/j.cnki.1672-9102.2024.02.008

LI Y F, ZHOU J P, MAO D J, et al. Control Strategy of Four-leg Indirect Matrix Converter for Reducing Common-mode Voltage[J]. Journal of Hunan University of Science and Technology (Natural Science Edition), 2024, 39(2): 60-68. doi: 10.13582/j.cnki.1672-9102.2024.02.008

# 抑制四脚间接矩阵变换器共模电压的控制策略

李逸凡,周建萍\*,茅大钧,孔凡森,周安杰

(上海电力大学 自动化工程学院,上海 200090)

**摘要:**为了抑制四脚间接矩阵变换器工作时产生的共模电压,提出一种新的调制型模型预测方法.采用调制型模型预测控制分别在整流级和逆变级寻找最优矢量组,将逆变级的零矢量分配到整流级,消除逆变级的零矢量,在不改变硬件电路的前提下,有效降低共模电压.重新规定各矢量的顺序,确保逆变级在整个周期内只有一个桥臂上的开关工作.仿真结果验证了该控制策略的可行性与有效性.

**关键词:**四脚间接矩阵变换器;调制型模型预测控制;调制策略;共模电压;零矢量

**中图分类号:**TM406 **文献标志码:**A **文章编号:**1672-9102(2024)02-0060-09

## Control Strategy of Four-leg Indirect Matrix Converter for Reducing Common-mode Voltage

LI Yifan, ZHOU Jianping, MAO Dajun, KONG Fansen, ZHOU Anjie

(College of Automation Engineering, Shanghai University of Electric Power, Shanghai 200090, China)

**Abstract:** To reduce the common-mode voltage of four-leg indirect matrix converter, a new modulated model predictive control method is proposed. Firstly, the modulated model predictive control is used to find the optimal vector group at the rectifier stage and the inverter stage, respectively. Secondly, the zero vector of the inverter stage is allocated to the rectifier stage to eliminate the zero vector of the inverter stage, and the common-mode voltage is effectively reduced without changing the hardware circuit. Then, the sequence of each vector is redefined to ensure that only one switch on the bridge arm works in the whole sampling period. Finally, the simulation results verify the feasibility and effectiveness of the control strategy.

**Keywords:** four-leg indirect matrix converter; modulated model predictive control; control strategy; common-mode voltage; zero vector

矩阵变换器具有能量可以双向流通、正弦输入输出电流、输入功率因数可控、结构紧凑和体积小等优点.由于实际应用中大多是不平衡工况,传统 $3\times 3$ 结构的矩阵变换器不能正常工作.因此,在网侧不平衡和非线性负载工况下,为了满足正常工作的要求,需要一个新的拓扑结构,方法之一就是采用四脚矩阵变换器.这种拓扑新增的第四桥臂是解决系统不平衡问题的有效手段,可为零序电流提供一条路径,从而抑制

收稿日期:2021-04-22

基金项目:国家自然科学基金资助项目(61275038);上海市“科技创新行动计划”地方院校能力建设专项资助项目(19020500700)

\*通信作者,E-mail:3909073@qq.com

零序电流扰动,在很多领域都有广泛应用,如风力柴油拓扑、分布式发电应用、电动飞机机翼防冰系统及军事和航空航天应用等<sup>[1-4]</sup>。然而,四脚矩阵变换器工作时会在电动机负载中性点产生高频、高  $du/dt$  的共模电压。共模电压能够激励系统中的杂散电容和耦合电容,产生较大的共模电流,对电源产生电磁干扰,还会导致电机绕组失效和轴承的损坏,从而影响电机的正常运行<sup>[5]</sup>。

目前,消除或改善矩阵变换器共模电压的方法一般有 2 种:一是增加共模抑制电路和输出滤波器,这种方法可以在一定程度上降低共模电压,但硬件成本会增加;二是通过调制策略优化来抑制共模电压,这也是目前使用最多的方法。

传统  $3 \times 3$  矩阵变换器抑制共模电压的调制策略主要分为 3 类:(1)选择合适的零矢量。宋卫章等<sup>[6]</sup>提出将整流级从 6 个扇区细分为 12 个扇区,并根据整流级的参考矢量重新分配零矢量,可将共模电压降低至原来的 57.7%。(2)将逆变级的零矢量由其他有源矢量替代,避免逆变级出现零矢量。LEE 等<sup>[7]</sup>提出用 2 个方向相反的有源矢量替代零矢量,可显著降低共模电压;NGUYEN 等<sup>[8]</sup>提出在逆变级选择 3 个有源矢量调制,在电压传输比高于 0.577 时有一定效果。(3)整流级选择零矢量调制而逆变级选择无零矢量调制。栗梅等<sup>[5]</sup>提出整流级根据情况选用 3 种不同的零矢量,逆变级采用无零矢量调制,可有效降低共模电压;SU 等<sup>[9]</sup>重新定义新的零矢量,并将其从逆变级分配到整流级,新的零矢量会增加共模阻抗,从而使共模电压的峰值和低频分量衰减。

目前,用于降低四脚直接矩阵变换器共模电压的调制方法主要有空间矢量调制(Space Vector Modulation, SVM)和模型预测控制(Model Predictive Control, MPC)<sup>[10]</sup>。GARCIA 等<sup>[11]</sup>提出 MPC 方法,将共模电压加入目标函数,通过模型预测控制选择最优开关状态以降低共模电压,但是该方法的加权因子不易确定;HUANG 等<sup>[12]</sup>提出根据每个输入扇区的最小共模电压生成原理选择最佳零矢量来控制四脚直接矩阵变换器,但是该方法并不适用于间接矩阵变换器。

针对上述问题,本文提出新型调制型模型预测控制(Modulation Model Predictive Control,  $M^2PC$ )方法,结合 SVM 和 MPC 选择多个开关状态的特点,通过 MPC 选择合适的矢量组,然后用 SVM 进一步调制。本文采用整流级有零矢量而逆变级无零矢量的调制策略,在不降低电压传输比的前提下有效地减小共模电压。在矢量组确定后,重新定义矢量选择顺序,以确保在整个调制周期内逆变级都只有 1 个桥臂的开关工作。最后,通过仿真对该方法抑制共模电压前后进行对比,验证该调制策略的有效性和正确性。

## 1 系统的数学模型

四脚间接矩阵变换器的拓扑结构如图 1 所示,它的中间直流环节没有储能大电容,整流级输出直接连接到逆变级,整流级由 6 个双向半导体开关  $S_{vj}(j=1, 2, 3, 4, 5, 6)$  组成,以允许双向潮流和四象限操作。逆变级则是一个三相四线逆变器,由 8 个单向半导体开关  $S_{ik}(k=1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8)$  组成。图 1 中,  $i_s$  为网侧电流矢量;  $u_s$  为网侧电压矢量;  $u_i$  为变换器输入侧电压矢量;  $i_i$  为变换器输入侧电流矢量;  $i_o$  为三相输出电流;  $i_n$  为中性电流;  $L_f, C_f, R_f$  分别为输入滤波器的电感、电容和电阻;  $R_l, L_l$  分别是负载侧的电阻与电感;  $u_{dc}$  为直流侧母线电压;  $i_{dc}$  为直流侧电流。

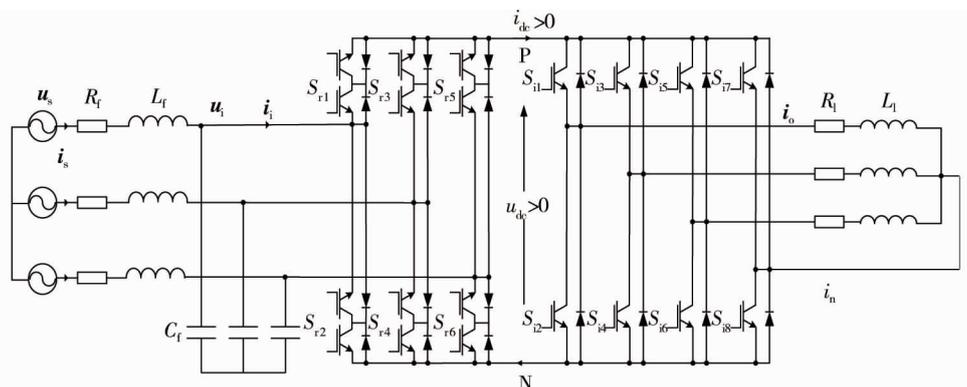


图 1 四脚间接矩阵变换器拓扑图

如图1所示,建立的整流级和逆变级的数学模型为

$$\mathbf{u}_{\text{dc}} = \begin{bmatrix} S_{r1} - S_{r2} & S_{r3} - S_{r4} & S_{r5} - S_{r6} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{u}_{\text{ia}} \\ \mathbf{u}_{\text{ib}} \\ \mathbf{u}_{\text{ic}} \end{bmatrix}; \quad (1)$$

$$\begin{bmatrix} \mathbf{i}_{\text{ia}} \\ \mathbf{i}_{\text{ib}} \\ \mathbf{i}_{\text{ic}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{r1} - S_{r2} \\ S_{r3} - S_{r4} \\ S_{r5} - S_{r6} \end{bmatrix} \mathbf{i}_{\text{dc}}; \quad (2)$$

$$\mathbf{i}_{\text{dc}} = \begin{bmatrix} S_{i1} - S_{i7} & S_{i3} - S_{i7} & S_{i5} - S_{i7} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{\text{oa}} \\ \mathbf{i}_{\text{ob}} \\ \mathbf{i}_{\text{oc}} \end{bmatrix}; \quad (3)$$

$$\begin{bmatrix} \mathbf{u}_{\text{oa}} \\ \mathbf{u}_{\text{ob}} \\ \mathbf{u}_{\text{oc}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{i1} - S_{i7} \\ S_{i3} - S_{i7} \\ S_{i5} - S_{i7} \end{bmatrix} \mathbf{u}_{\text{dc}}. \quad (4)$$

式中:  $S_{r1}, S_{r2}, S_{r3}, S_{r4}, S_{r5}, S_{r6}$  为整流级开关管;  $\mathbf{u}_{\text{ia}}, \mathbf{u}_{\text{ib}}, \mathbf{u}_{\text{ic}}$  为输入三相电压;  $\mathbf{i}_{\text{ia}}, \mathbf{i}_{\text{ib}}, \mathbf{i}_{\text{ic}}$  为输入三相电流;  $\mathbf{i}_{\text{oa}}, \mathbf{i}_{\text{ob}}, \mathbf{i}_{\text{oc}}$  为输出三相电流;  $\mathbf{u}_{\text{oa}}, \mathbf{u}_{\text{ob}}, \mathbf{u}_{\text{oc}}$  为输出三相电压;  $S_{i1}, S_{i2}, S_{i3}, S_{i4}, S_{i5}, S_{i6}, S_{i7}, S_{i8}$  为逆变级开关管.

中性电流定义如下:

$$\mathbf{i}_n = \mathbf{i}_{\text{oa}} + \mathbf{i}_{\text{ob}} + \mathbf{i}_{\text{oc}}. \quad (5)$$

根据滤波器结构可写出其数学模型:

$$\begin{cases} L_f \frac{d\mathbf{i}_s(t)}{dt} = \mathbf{u}_s(t) - \mathbf{u}_i(t) - R_f \mathbf{i}_s(t); \\ C_f \frac{d\mathbf{u}_i(t)}{dt} = \mathbf{i}_s(t) - \mathbf{i}_i(t). \end{cases} \quad (6)$$

将式(6)转换为离散模型:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{y}. \quad (7)$$

$$\text{式中: } \mathbf{x} = [\mathbf{u}_i \quad \mathbf{i}_s]^T; \mathbf{y} = [\mathbf{u}_s \quad \mathbf{i}_i]^T; \mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1/C_f \\ -1/L_f & -R_f/L_f \end{bmatrix}; \mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 & -1/C_f \\ 1/L_f & 0 \end{bmatrix}.$$

输入侧离散状态的数学模型可以用欧拉公式得到.

$$\begin{bmatrix} \mathbf{u}_i(k+1) \\ \mathbf{i}_s(k+1) \end{bmatrix} = \Phi \begin{bmatrix} \mathbf{u}_i(k) \\ \mathbf{i}_s(k) \end{bmatrix} + \Gamma \begin{bmatrix} \mathbf{u}_s(k) \\ \mathbf{i}_i(k) \end{bmatrix}. \quad (8)$$

式中:  $\Phi = e^{\mathbf{A}T_s}$  ( $T_s$  为采样周期);  $\Gamma = \mathbf{A}^{-1}(\Phi - \mathbf{I})\mathbf{B}$ ,  $\mathbf{I}$  为单位矩阵;  $\mathbf{u}_i(k+1)$  为变换器输入侧电压矢量  $k+1$  时刻的预测值;  $\mathbf{i}_s(k+1)$  为网侧电流矢量  $k+1$  时刻的预测值.

负载部分的数学模型可表示为

$$L_1 \frac{di_o(t)}{dt} = u_o(t) - R_1 i_o(t). \quad (9)$$

式中:  $i_o(t)$  为输出侧电流;  $u_o(t)$  为输出侧电压.

与输入滤波器同理,负载侧的离散模型同样可以用欧拉公式离散化得到.

$$i_o(k+1) = d_1 i_o(k) + d_2 u_o(k). \quad (10)$$

式中:  $d_1 = e^{-\frac{R_1 T_s}{L_1}}$ ;  $d_2 = -\frac{1}{R_1}(d_1 - 1)$ ;  $i_o(k+1)$  为变换器输出侧电流矢量  $k+1$  时刻的预测值.

在预测算法中需要大量的计算,这会导致系统产生相当长的时间延迟.如果在控制器的设计中不考虑这种延迟,系统的性能就会恶化.为了补偿这种延迟问题,需要将  $k+1$  时刻的预测值重复一次上述计算,得

到  $k+2$  时刻的预测值,并使用  $k+2$  时刻的预测值进行后续的计算<sup>[13]</sup>.

共模电压可以在引起漏电电流时产生电压应力和轴承恶化,从而缩短电机的使用寿命.因此,控制的目标是避免共模电压的高值,并减少  $du/dt$ .对共模电压  $v_{cm}$  的预测是通过了解被评估的每个开关状态将产生的每一相位的输出电压来完成的<sup>[9]</sup>. $v_{cm}$  的计算公式为

$$v_{cm} = \frac{u_{oa} + u_{ob} + u_{oc}}{3}. \quad (11)$$

## 2 调制型模型预测控制

### 2.1 网侧电流参考值计算

价值函数定义为补偿后的电流预测值与参考值的误差,首先要计算网侧电流的参考值  $i_s^*$ .利用瞬时单位功率因数策略<sup>[14]</sup>可以有效计算源电流参考值,先进行如下定义:

$$i_s^k = G^k u_s^k; \quad (12)$$

$$G^k = \frac{P_s^k}{\|u_s^k\|^2}. \quad (13)$$

式中: $G^k$  为瞬时电导; $P_s^k$  为  $k$  时刻的瞬时源功率; $\|\cdot\|$  为  $u_s^k$  向量的二范数.

源电流参考值可以在  $k+1$  时刻使用式(12)和式(13)计算得到:

$$i_s^* = \frac{P_s^{k+1}}{\|u_s^{k+1}\|^2} u_s^{k+1}. \quad (14)$$

瞬时源功率  $P_s^{k+1}$  可由式(15)计算.

$$P_s^{k+1} = u_s^{k+1} i_s^{k+1}. \quad (15)$$

$u_s^{k+1}$  需要通过拉格朗日插值法计算获得.

$$u_s^{k+1} = 3u_s^k - 3u_s^{k-1} + u_s^{k-2}. \quad (16)$$

最终得到的计算结果  $i_s^*$  将用于整流级价值函数的计算.

### 2.2 整流级控制

整流级有 9 种开关状态可供选择,但由于  $u_{dc} > 0$  的限制,需要对开关状态进行筛选.将输入侧价值函数定义为参考值与预测值的误差,可表示为

$$g_i = \sum_{j=a,b,c} |i_{sj}^* i_{sj}^p(k+2)|. \quad (17)$$

式中: $i_{sj}^p(k+2)$  为网侧电流的预测值.

整流级需要保障  $u_{dc} > 0$ ,  $u_{dc}$  的正负取决于整流级的开关状态和输入侧电压矢量  $u_i$ .输入电压的扇区分布如图 2 所示.由图 2 可知:在扇区 I,三相电压满足  $u_a > u_b > u_c$ ,因此有大于 0 的线电压  $u_{ab}$ ,  $u_{bc}$ ,  $u_{ac}$ ,对应的开关状态分别是  $S_{r1}S_{r4}$ ,  $S_{r3}S_{r6}$ ,  $S_{r1}S_{r6}$ ,即每个扇区只有 3 种开关状态满足要求<sup>[15]</sup>.

与传统 MPC 方案在整个采样周期只能应用 1 个电压矢量不同, $M^2PC$  可以在 1 个采样周期内选择 2 种不同的电压矢量.以扇区 I 为例,为满足  $u_{dc} > 0$  的条件,可以选择  $u_{ab}$ ,  $u_{ac}$ ,  $u_{bc}$  合成  $u_{dc}$ ,即  $S_{r1}S_{r4}$ ,  $S_{r3}S_{r6}$ ,  $S_{r1}S_{r6}$  这 3 种开关状态可供选择.利用式(17)分别计算 3 个矢量对应的价值函数并将它们两两分成一组,可以得到 3 个矢量组,每个矢量组可构建一个新的价值函数:

$$g_{ic} = \frac{g_{i1}g_{i2}}{g_{i1} + g_{i2}}. \quad (18)$$

式中: $g_{i1}$ ,  $g_{i2}$  为构成矢量组的 2 个电压矢量所对应的价值函数.

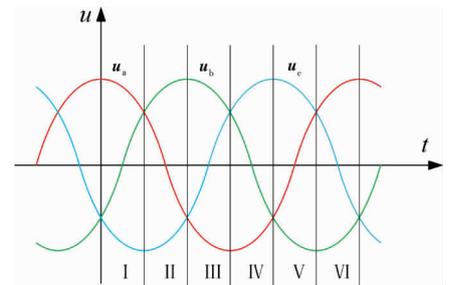


图 2 输入电压扇区分布

比较3个矢量组的价值函数  $g_{ic}$ , 选出价值函数最小的矢量组并计算其占空比:

$$\begin{cases} d_{i1} = \frac{g_{i2}}{g_{i1} + g_{i2}}; \\ d_{i2} = \frac{g_{i1}}{g_{i1} + g_{i2}}. \end{cases} \quad (19)$$

式中:  $d_{i1}$ ,  $d_{i2}$  为矢量组各矢量的占空比.

价值函数最小的矢量组所包含的矢量即为整流级的最优开关状态, 最后可以计算在整个采样周期内的平均直流侧电压:

$$u_{dc} = d_{i1}u_{dc1} + d_{i2}u_{dc2}. \quad (20)$$

式中:  $u_{dc1}$ ,  $u_{dc2}$  为选定的矢量组2种整流级开关状态下对应的直流电压的数值, 得到的直流侧电压  $u_{dc}$  可用于后续逆变级控制的计算.

### 2.3 逆变级控制

输出侧使用输出电流误差作为价值函数, 得到:

$$g_o = \sum_{j=a,b,c} |i_{oj}^* - i_{oj}^p(k+2)|. \quad (21)$$

式中:  $i_{oj}^*$  为输出电流参考值;  $i_{oj}^p(k+2)$  为输出电流的预测值.

由于逆变级多了1条桥臂, 不能用传统方法将逆变级分成6个扇区, 所以这里需要引入3D-SVM技术. 通过 Clark 变换, 完成  $abc$  坐标系向  $\alpha\beta\gamma$  坐标系的转换:

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_\gamma \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix}. \quad (22)$$

基于  $\alpha\beta\gamma$  坐标系的三维空间矢量分布如图3所示. 从上往下看, 整个六棱柱可看成由6个三棱柱组成, 将其投影到  $\alpha\beta$  平面, 可以观察到棱柱分布与传统 SVM 方法的扇区分布一致. 第5棱柱的三维矢量图如图4所示, 以第5棱柱为例, 每个三棱柱由6个有效矢量组成, 将三棱柱从上至下分成4个小四面体, 分别得到  $(U_{14}, U_{10}, U_2)$ ,  $(U_{10}, U_2, U_{11})$ ,  $(U_2, U_{11}, U_3)$ ,  $(U_{11}, U_3, U_1)$  这4组. 因此, 一共可以将六棱柱切割成24个小四面体, 每个小四面体代表1个矢量组.

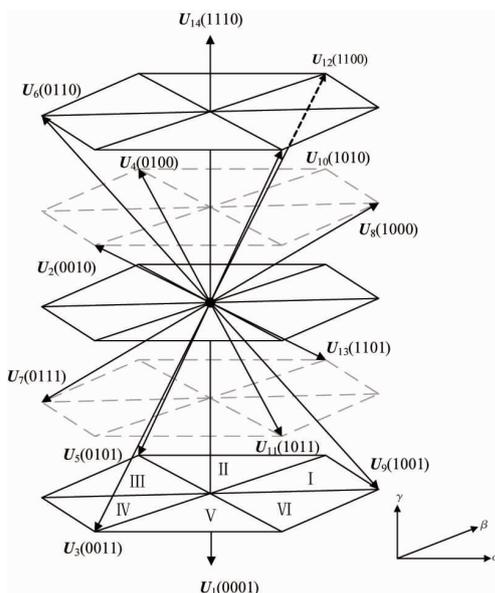


图3 三维空间矢量分布

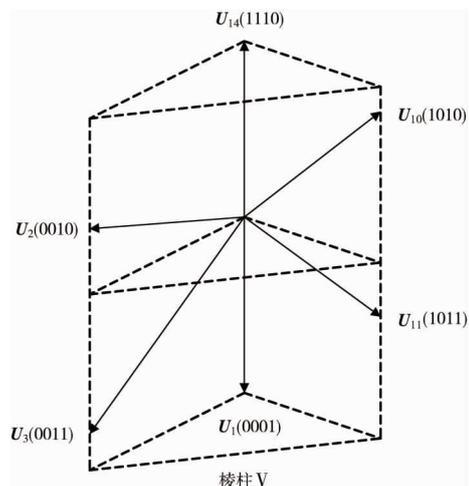


图4 第5棱柱的三维矢量图

根据式(21)计算每个矢量所对应的价值函数,由于每个矢量组包含 3 个有效矢量和 1 个零矢量,得到的新的价值函数为

$$g_{oc} = \frac{g_{o1}g_{o2}g_{o3}g_{o0}}{g_{o1}g_{o2}g_{o3} + g_{o1}g_{o2}g_{o0} + g_{o2}g_{o3}g_{o0} + g_{o1}g_{o3}g_{o0}} \quad (23)$$

式中: $g_{o1}, g_{o2}, g_{o3}$ 为构成矢量组的 3 个有效矢量所对应的价值函数; $g_{o0}$ 为零矢量对应的价值函数.

比较每个矢量组的价值函数  $g_{oc}$ ,选择价值函数最小的矢量组并计算其占空比.

$$\left\{ \begin{aligned} d_{o1} &= \frac{g_{o2}g_{o3}g_{o0}}{g_{o1}g_{o2}g_{o3} + g_{o1}g_{o2}g_{o0} + g_{o2}g_{o3}g_{o0} + g_{o1}g_{o3}g_{o0}}; \\ d_{o2} &= \frac{g_{o1}g_{o3}g_{o0}}{g_{o1}g_{o2}g_{o3} + g_{o1}g_{o2}g_{o0} + g_{o2}g_{o3}g_{o0} + g_{o1}g_{o3}g_{o0}}; \\ d_{o3} &= \frac{g_{o1}g_{o2}g_{o0}}{g_{o1}g_{o2}g_{o3} + g_{o1}g_{o2}g_{o0} + g_{o2}g_{o3}g_{o0} + g_{o1}g_{o3}g_{o0}}; \\ d_{o0} &= \frac{g_{o1}g_{o2}g_{o3}}{g_{o1}g_{o2}g_{o3} + g_{o1}g_{o2}g_{o0} + g_{o2}g_{o3}g_{o0} + g_{o1}g_{o3}g_{o0}}. \end{aligned} \right. \quad (24)$$

式中: $d_{o1}, d_{o2}, d_{o3}$ 为矢量组中 3 个有效的占空比; $d_{o0}$ 为零矢量的占空比.

价值函数最小的矢量组所包含的矢量即为逆变级的最优开关状态,最后计算在整个采样周期的直流侧电流:

$$i_{dc} = d_{o1}i_{dc1} + d_{o2}i_{dc2} + d_{o3}i_{dc3} \quad (25)$$

式中: $i_{dc1}, i_{dc2}, i_{dc3}$ 分别为选定的矢量组中 3 种逆变级开关状态下对应的直流电流.得到的直流侧电流  $i_{dc}$ 可用于下一采样周期整流级的计算.

### 2.4 双边对称脉冲序列调制

在间接矩阵变换器传统的双边对称序列调制中,整流级选择无零矢量而逆变级选择有零矢量调制.假设整流级合成的输入电流矢量处于扇区 I,且选择由  $u_{ab}$  和  $u_{ac}$  组成的矢量组,它们的占空比分别对应式(19)中的  $d_{i1}$  和  $d_{i2}$ ;逆变级合成的输出电压矢量处于扇区 V,选择的矢量组是  $U_2(0010), U_{10}(1010), U_{14}(1110)$ ,它们的占空比分别对应  $d_{o1}, d_{o2}, d_{o3}$ ,零矢量的占空比是  $d_{o0}$ ,可由  $U_1(0000)$  和  $U_{16}(1111)$  平分,得到传统的双边调制脉冲分布如图 5 所示.图 5 中,  $t_0 = T_s d_{o0}/8, t_1 = T_s d_{i1} d_{o1}/2, t_2 = T_s d_{i1} d_{o2}/2, t_3 = T_s d_{i1} d_{o3}/2, t_4 = T_s d_{o0}/4, t_5 = T_s d_{i2} d_{o1}/2, t_6 = T_s d_{i2} d_{o2}/2, t_7 = T_s d_{i2} d_{o3}/2$ .

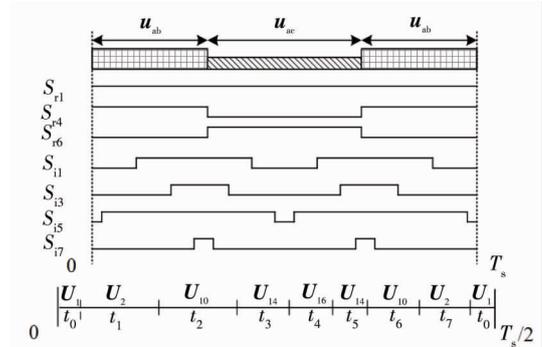


图 5 传统的双边调制脉冲

### 3 抑制共模电压的调制策略

本文提出一种改进的调制方案以降低共模电压,将逆变级的零矢量分配到整流级,整流级的零电压有  $u_{aa}, u_{bb}$  和  $u_{cc}$  这 3 种选择.以扇区 I 为例,3 个备选零电压中绝对值最小的是  $u_{bb}$ ,所以在扇区 I 选择  $u_{bb}$  作为零矢量.在扇区 I 有  $u_{ab}, u_{ac}, u_{bc}$  这 3 个有源矢量可供选择,假设选择由  $u_{ab}, u_{ac}$  组成的矢量组,整流级的矢量选择序列为  $u_{ac}, u_{ab}, u_{bb}, u_{ab}, u_{ac}$ ;假设选择由  $u_{ac}, u_{bc}$  组成的矢量组,整流级的矢量选择序列为  $u_{ac}, u_{bc}, u_{bb}, u_{bc}, u_{ac}$ .

由于逆变级将零矢量分配给整流级,因此,现在的逆变级仅有 3 个有源矢量组成矢量组.这将导致一个新的问题:当输出电压矢量选择相邻矢量组时,无法保证逆变级只有 1 个桥臂上的开关工作,因此,必须改变逆变级矢量组的矢量选择顺序(表 1).当合成的输出电压矢量向相邻矢量组移动时,由于矢量选择的改变,依旧能确保逆变级只有 1 个桥臂上的开关动作.

表1 逆变级各矢量组首个矢量

扇区	四面体 1	四面体 2	四面体 3	四面体 4	扇区	四面体 1	四面体 2	四面体 3	四面体 4
扇区 I	1100	1100	1101	1101	扇区 IV	0010	0010	0011	0011
扇区 II	0100	0100	0101	0101	扇区 V	1010	1010	1011	1011
扇区 III	0110	0110	0111	0111	扇区 VI	1000	1000	1001	1001

综合表1和图4,以扇区V为例,当选择四面体1或四面体2时,在前半个周期内逆变级的开关顺序为1010-0010-1010-1110-1010-0010-1010.当选择四面体3或四面体4时,在前半个周期内逆变级的开关顺序为1011-0011-0010-0011-0010-0011-1011.当合成的期望输出电压位于其他扇区时,逆变级开关顺序可自行推算.

由于零矢量位置的改变,整流级由2个有源矢量的组合转变为2个有源矢量加上1个零矢量的组合,导致式(19)变为

$$\begin{cases} d_{11} = \frac{g_{12}g_{10}}{g_{11}g_{12} + g_{11}g_{10} + g_{12}g_{10}}; \\ d_{12} = \frac{g_{11}g_{10}}{g_{11}g_{12} + g_{11}g_{10} + g_{12}g_{10}}; \\ d_{10} = \frac{g_{11}g_{12}}{g_{11}g_{12} + g_{11}g_{10} + g_{12}g_{10}}. \end{cases} \quad (26)$$

逆变级由3个有源矢量和1个零矢量的组合变为3个有源矢量的组合,导致式(24)变换为

$$\begin{cases} d_{o1} = \frac{g_{o2}g_{o3}}{g_{o1}g_{o2} + g_{o1}g_{o3} + g_{o2}g_{o3}}; \\ d_{o2} = \frac{g_{o1}g_{o3}}{g_{o1}g_{o2} + g_{o1}g_{o3} + g_{o2}g_{o3}}; \\ d_{o3} = \frac{g_{o1}g_{o2}}{g_{o1}g_{o2} + g_{o1}g_{o3} + g_{o2}g_{o3}}. \end{cases} \quad (27)$$

假设整流级合成的输入电流矢量处于扇区I,且选择 $u_{ab}$ ,  $u_{ac}$ ,  $u_{bb}$ 组成的矢量组;逆变级合成的输出电压矢量为扇区V的四面体1,选择 $U_2$ (0010),  $U_{10}$ (1010),  $U_{14}$ (1110)组成的矢量组,改进的双边调制脉冲方案如图6所示.图6中,  $t_1 = T_s d_{11} d_{o2}/4$ ,  $t_2 = T_s d_{11} d_{o1}/2$ ,  $t_3 = T_s d_{11} d_{o2}/4$ ,  $t_4 = T_s (d_{11} + d_{12}) d_{o3}$ ,  $t_5 = T_s d_{12} d_{o2}/4$ ,  $t_6 = T_s d_{12} d_{o1}/2$ ,  $t_7 = T_s d_{12} d_{o2}/4$ ,  $t_8 = T_s d_{10}/2$ .

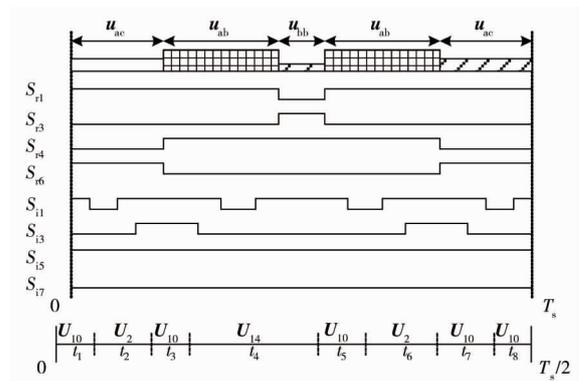


图6 改进的双边调制脉冲

## 4 仿真验证

### 4.1 参数设置

在MATLAB/Simulink平台中对所提出的控制方法进行仿真.相关的仿真参数设置如下:三相交流电源电压为220V,输出频率为50Hz,输入侧的滤波器电容 $C_f = 25 \mu\text{F}$ ,滤波器电感 $L_f = 350 \mu\text{H}$ ,滤波器电阻 $R_f = 0.3 \Omega$ ;输出侧的负载电感 $L_l = 31 \text{mH}$ ,负载电阻 $R_l = 18 \Omega$ .给定参考电流如式(28)所示.

$$\begin{cases} i_{oa}^* = 5\sin(100\pi t); \\ i_{ob}^* = 5\sin(100\pi t - 2/3\pi); \\ i_{oc}^* = 5\sin(100\pi t + 2/3\pi). \end{cases} \quad (28)$$

### 4.2 仿真结果

图7为采用传统未抑制共模电压的仿真波形.图7a为三相输出负载电流,由图7a可知:负载电流的

峰值为 5 A, 频率为 50 Hz, 与给定的参考输出电流一致, 对负载侧电流进行快速傅里叶变换 (FFT) 得到的结果分别为 2.73%, 2.74%, 2.82%。图 7b 为中间直流电压, 由整流级选择的最优矢量组合成, 由图 7b 可以观察到中间直流电压始终满足  $u_{dc} > 0$  的条件。图 7c 为线电压的波形。图 7d 为传统调制策略下的共模电压波形, 可以观察到共模电压峰值是 227 V。

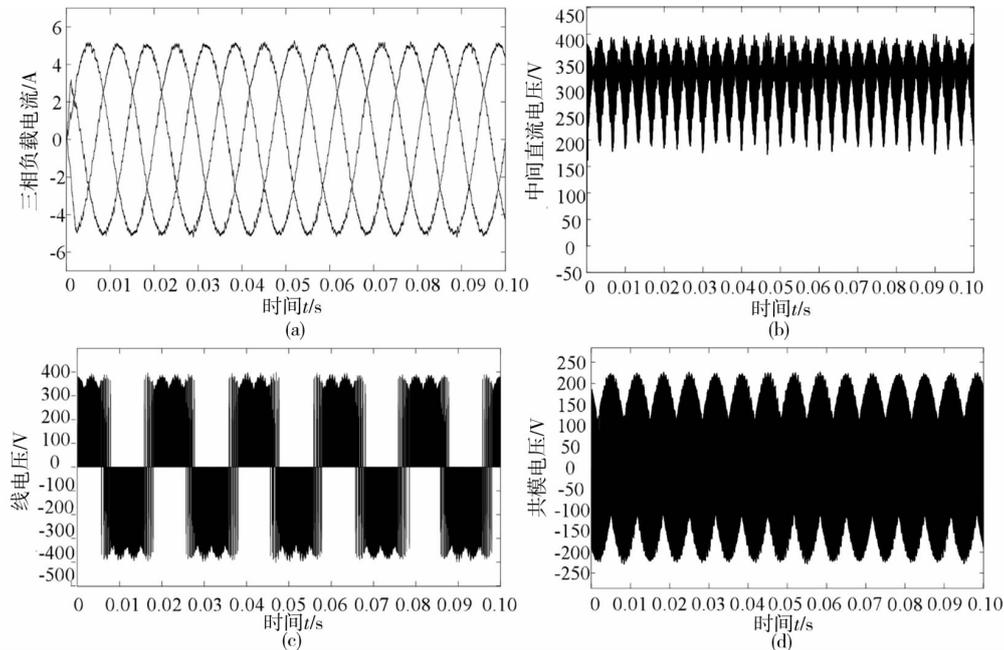


图 7 传统未抑制共模电压的仿真波形

图 8 为采用改进的抑制共模电压的仿真波形。图 8a 为三相输出负载电流, 由图 8a 可以观察到仿真波形与传统方法测得的波形区别不大, 没有任何超调, 也没有观察到较高的纹波。对负载侧电流进行快速傅里叶变换 (FFT) 得到的结果分别是 3.42%, 3.27%, 3.34%。图 8b 为中间直流电压, 由于改进的调制策略将逆变级的零矢量分配到整流级, 因此, 整流级选择的矢量组里包含零矢量, 导致中间直流电压  $u_{dc}$  有时候会选择到零矢量, 造成波形与传统方法的差异。图 8c 为线电压的波形。图 8d 为改进的调制策略测得的共模电压, 可以观察到共模电压峰值约为 134 V, 约为抑制前的 59%, 与抑制前相比有明显降低, 验证了改进方法的有效性与可行性。

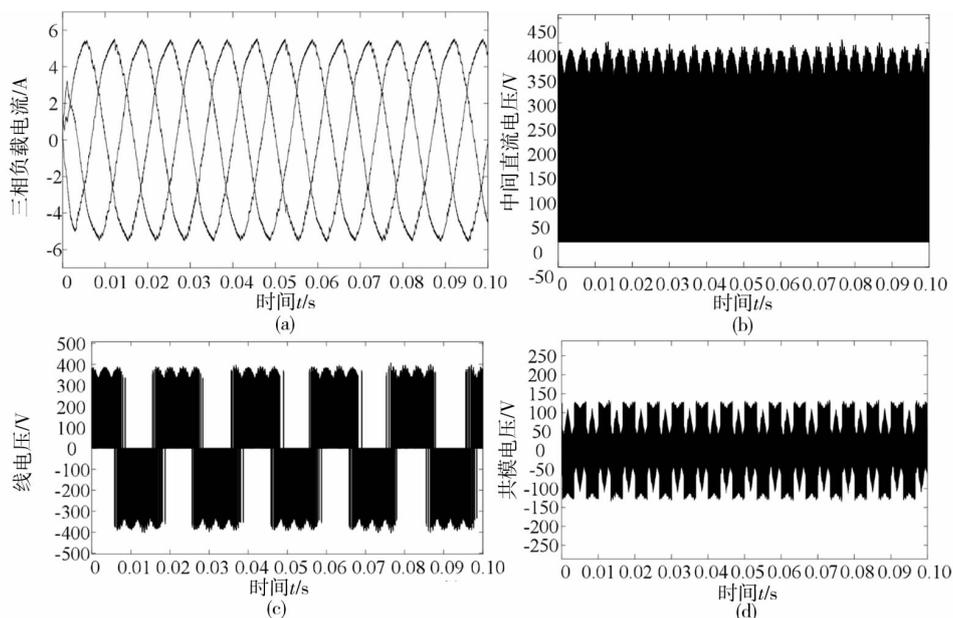


图 8 改进的抑制共模电压的仿真波形

## 5 结论

1) 提出一种新的降低四脚间接矩阵变换器共模电压的控制策略,将共模电压的最大值降低至原来的 $\sqrt{3}/3$ .

2) 改进的调制方法实现逆变级和整流级零矢量的交替,在单位周期内,整流级的开关次数由2次增加到4次,逆变级的开关次数由16次减少到12次,优化了系统的开关损耗分布.

3) 重新定义整流级与逆变级的开关选择顺序,确保在整个调制周期逆变级都只有1个桥臂上的开关工作,均衡了逆变器各开关管的损耗.

### 参考文献:

- [1] YAMAMOTO E, HARA H, UCHINO T, et al. Development of MCs and its applications in industry[J]. IEEE Industrial Electronics Magazine, 2011, 5(1): 4-12.
- [2] HUANG S T, XU L, GUO Y G, et al. Research on three-phase four-leg matrix converter based more electric aircraft wing ice protection system[J]. The Journal of Engineering, 2018, 2018(13): 529-533.
- [3] MODESTO R A, OLIVEIRA DA SILVA S A, JÚNIOR A A. Power quality improvement using a dual unified power quality conditioner/uninterruptible power supply in three-phase four-wire systems [J]. IET Power Electronics, 2015, 8(9): 1595-1605.
- [4] MOHAMED BASRI H, MEKHILEF S. Experimental evaluation of model predictive current control for a modified three-level four-leg indirect matrix converter[J]. IET Electric Power Applications, 2018, 12(1): 114-123.
- [5] 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.
- [6] 宋卫章,李希,李敏远,等.矩阵变换器改进型共模电压抑制方法仿真研究[J].系统仿真学报,2015,27(2):255-261.
- [7] LEE H H, NGUYEN H M, JUNG E H. A study on reduction of common-mode voltage in matrix converter with unity input power factor and sinusoidal input/output waveforms [C]//31st Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society, 2005.
- [8] 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, 2014, 10(1): 61-72.
- [9] SU M, LIN J H, SUN Y, et al. A new modulation strategy to reduce common-mode current of indirect matrix converter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(9): 7447-7452.
- [10] WANG F X, CHEN N K, XIA A J, et al. Modulated model predictive control of two-stage matrix converter for reducing common-mode voltage [C]//2019 IEEE International Symposium on Predictive Control of Electrical Drives and Power Electronics (PRECEDE). IEEE, 2019: 1-6.
- [11] GARCIA C, RIVERA M, LOPEZ M, et al. Predictive current control of a four-leg indirect matrix converter with imposed source currents and common-mode voltage reduction [C]//2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition. IEEE, 2013: 5306-5311.
- [12] HUANG S T, GUO Y G, XU L, et al. Common-mode voltage reduction for three-phase-to-four-leg direct matrix converter with a novel control strategy [C]//2017 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo, Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific). IEEE, 2017: 1-7.
- [13] CORTES P, RODRIGUEZ J, SILVA C, et al. Delay compensation in model predictive current control of a three-phase inverter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 59(2): 1323-1325.
- [14] RIVERA M, ROJAS C, RODRIGUEZ J, et al. Methods of source current reference generation for predictive control in a direct matrix converter[J]. IET Power Electronics, 2013, 6(5): 894-901.
- [15] 陈宁可.双极型矩阵变换器的预测控制研究[D].太原:中北大学,2020.