

DOI: 10.19783/j.cnki.pspc.191451

抑制三电平矩阵变换器共模电压调制策略

马星河¹, 任鑫¹, 闫炳耀², 马亚光¹, 许丹¹

(1. 河南理工大学电气工程与自动化学院, 河南 焦作 454000; 2. 国网焦作供电公司, 河南 焦作 454000)

摘要: 与传统 AC-DC-AC 功率变换器相比, 矩阵变换器作为一个通用的功率变换装置, 能够轻易实现 N 个相位到 M 个相位的变换。矩阵变换器可以产生理想的输入输出波形、没有中间储能环节、能量双向流动、快速的动态响应等优点。三电平矩阵变换器能够提高电压传输效率、实现多电平电压波形输出、突破电压传输比 0.866 的限制。针对三电平矩阵变换器调制过程中存在的共模电压问题, 提出了基于电容钳位三电平矩阵变换器的改进空间矢量调制算法, 根据不同的调制系数选择不同的调制策略, 能够将三电平矩阵变换器的共模电压减小到最小。通过实验和仿真平台验证该简化策略的可行性和正确性。

关键词: 三电平矩阵变换器; 共模电压抑制; 空间矢量调制; 调制系数

Strategy of reducing the common mode voltage modulation of a three-level matrix converter

MA Xinghe¹, REN Xin¹, YAN Bingyao², MA Yaguang¹, XU Dan¹

(1. School of Electrical Engineering and Automation, Henan Polytechnic University, Jiaozuo 454000, China;
2. State Grid Jiaozuo Power Supply Company, Jiaozuo 454000, China)

Abstract: Compared with the conventional AC-DC-AC power converter, the matrix converter can easily realize the transformation of N phases to M phases as a general power conversion device. The matrix converter can produce ideal input and output waveforms, no intermediate energy storage links, two-way energy flow, and fast dynamic response, etc. The three-level matrix converter can improve voltage transmission efficiency, realize multi-level voltage waveform output, and break through the voltage transmission ratio of 0.866 for the common mode voltage problem in the modulation process of a three-level matrix converter. In this paper, an improved space vector modulation algorithm based on a capacitive clamped three-level matrix converter is proposed, and different modulation strategies are selected according to different modulation indices. The common mode voltage of the three-level matrix converter can be minimized. The feasibility and correctness of the simplified strategy are verified by experiments and simulation platforms.

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

Key words: three-level matrix converter; common mode voltage suppression; space vector modulation; modulation coefficient

0 引言

传统矩阵变换器通过九个双向开关将每个输出相位直接与输入相连, 运行过程中必须遵循两个基本原则^[1]: 1) 为避免电压源短路造成过电流, 矩阵变换器(Matrix Converter, MC)的三相输入端中任意两相之间不能短路; 2) 防止感性负载突然

断路而产生过电压。MC 的三相输出端中的任意一相电路均不能断路。作为一种直接 AC-AC 变换器, MC 具有以下优点^[2]: 1) 可控的输出电压和输出频率不受输入频率的限制。2) 输入功率因数可调, 不受负载的限制。3) 输入电流为正弦, 对电网无谐波污染。

为了增强矩阵变换器拓扑结构的适用领域, 多电平逆变器技术与传统矩阵变换器相结合可实现多级矩阵变换器结构, 具有适用于高压大容量系统、多电平输出、改善谐波特性等多电平拓扑

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

结构特点。尽管 MC 具有很多突出特点，但它仍有一些亟待解决的问题，例如作用在矩阵变换器的双向开关上的 PWM 信号不可避免地引起电机中性点与接地之间的共模电压 (Common Mode Voltage, CMV)^[3-4]。

近年来，许多从事电力传动和电力变换方向的学者将三电平矩阵变换器的共模电压降低的方法主要分为两大类：1) 通过改变拓扑结构对共模电压进行抑制，插入共模电感或电阻；在传动系统中增加一台隔离变压器来阻断共模电压，主要缺点：系统造价大，初期投资高，运行效率低，体积大；采用有源共模电压滤波器来消除负载端子上的共模电压，缺点是造价高，难以得到实际的应用。2) 改进空间矢量调制策略来降低共模电压，而共模电压存在的根本问题在非零矢量与零矢量的选择上。相比较而言改进空间矢量调制最为适用也是研究的热点问题。文献[5]提出一种改进型虚拟空间矢量(NTV2)调制法，通过合理选取虚拟中矢量分配系数，有效地抑制共模电压，然而计算较为复杂。文献[6]提出一种不含正小矢量的脉宽调制矢量合成策略，将逆变器输出共模电压幅值由原来的 1/3 直流母线电压降低到 1/6 直流母线电压。对于三电平逆变器降低共模电压有大量研究，然而对于多电平矩阵变换器共模电压抑制问题少有研究。三电平矩阵变换器(Three-Level Matrix Converter, TLMC)的共模电压抑制策略将在下面内容被提及。

1 电容钳位三电平矩阵变换器

传统 MC 由 9 个双向开关组成^[7]，电容钳位三电平矩阵变换器由 18 个双向开关组成，每个输入和输出臂之间都连接一个钳位电容^[8-9]如图 1 所示。

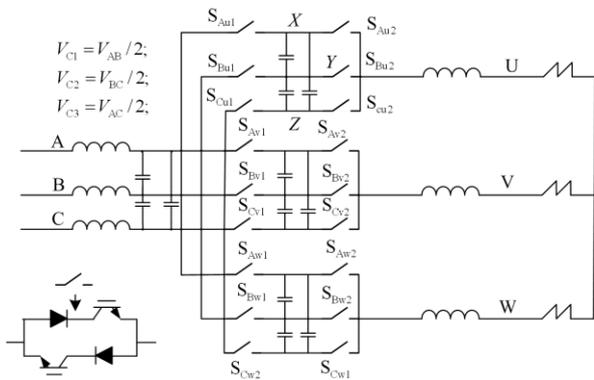


图 1 电容钳位三电平矩阵变换器拓扑结构

Fig. 1 Topology of capacitor clamped three-level matrix converter

三电平矩阵变换器可以在每个输出支路上输出额外半振幅电压，以输出端 u 为例，从图 2 可以推导出来，每个相位上可以得到六种电压状态^[10-11](全振幅电压状态 V_a 、 V_b 、 V_c ，半振幅电压状态 $(V_a+V_b)/2$ 、 $(V_b+V_c)/2$ 、 $(V_a+V_c)/2$)，因此可用于三相系统的电压状态为 $6^3=216$ 种^[12]。三电平 MC 的传统调制策略在以往的文献中已经谈及，在此不做过多描述。

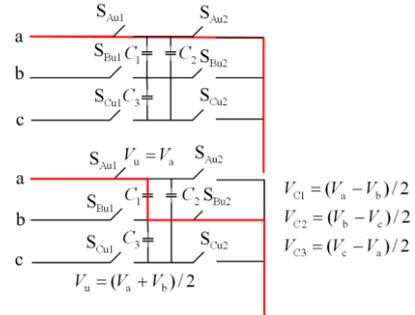


图 2 电容钳位三电平矩阵变换器单臂输出
Fig. 2 Single-arm output of capacitor clamp three-level matrix converter

2 共模电压的理论分析

共模电压由一系列高频谐波和电机三相输出端子共同组成，当开关频率较高或电压增加较快时，它能在电机负载中性点产生高频共模电压。电机上的 CMV 可以通过寄生电容产生高频轴电压。由于电机内部耦合效应，轴电压可以产生轴承电流，并且轴承电流会在轨道上产生凹槽并使润滑剂变质，增加轴承机械磨损，加速轴承老化，降低电机寿命。

矩阵变换器的输出相电压由差模电压及共模电压组成。差模电压是产生输出电流和输出电压的有效部分，而共模电压是指电机中性点相对参考电位点的电压。矩阵变换器输出通常连接电机等感性负载，下面用阻感负载推导共模电压表达式。对于三相系统来说，共模电压可定义为中性“N”与电源接地点“O”之间的电压，在矩阵变换器的输出测，端电压方程^[13]为

$$\begin{cases} V_u = Ri_u + L \frac{di_u}{dt} + V_{cm} \\ V_v = Ri_v + L \frac{di_v}{dt} + V_{cm} \\ V_w = Ri_w + L \frac{di_w}{dt} + V_{cm} \end{cases} \quad (1)$$

其中： R 为负载电阻； L 为负载电感； V_{cm} 为中性

点对地共模电压; V_u 、 V_v 、 V_w 为矩阵变换器输出相电压; i_u 、 i_v 、 i_w 为输出电流。

若三相负载平衡可推出:

$$V_{cm} = \frac{V_u + V_v + V_w}{3} \quad (2)$$

从式(2)可以看出, 对于对称的三相输出系统而言, V_{cm} 为 0。然而矩阵变换器在空间矢量调制周期过程中不会产生对称的输出电压, 并且能随着开关频率不断变化显著增强 V_{cm} 的幅值。

3 三电平矩阵变换器电压状态分析

三电平矩阵变换器产生额外电压水平, 将产生额外状态作用于空间矢量调制, 正如第一小节所描述, 有 $6^3=216$ 电压状态可以适用, 这些电压状态按照连接方式可以分为十组。分别计算输出电压空间矢量和输出电压空间矢量角(VVA)^[14]。

$$V_o(t) = \frac{2}{3} [V_u(t) + V_v(t)e^{j2\pi/3} + V_w(t)e^{-j2\pi/3}] \quad (3)$$

$$V_o(t) = \text{Re}[V_o(t)] + j\text{Im}[V_o(t)]$$

$$VVA = \arcsin \frac{\text{Im}[V_o(t)]}{\sqrt{\text{Re}[V_o(t)]^2 + \text{Im}[V_o(t)]^2}} \quad (4)$$

式中: Re 代表实部, Im 代表虚部。根据式(3)、式(4)可得这十组电压状态可以细分为三组即: 旋转矢量、零矢量、非零矢量。然后根据式(2)可以计算出每组电压状态的共模电压幅值。第 1、2、10 组属于旋转向量群, 每组向量的 VVA 在矢量空间上是时变的; 第 3、4 组属于零向量群在坐标原点当中; 第 5—9 组属于非零向量群组, 这些向量的幅值随着正弦变化, 输出电压空间矢量角是固定的。然后根据式(2)计算各向量的共模电压幅值。具体参数如表 1 所示。针对三电平矩阵变换器的特点, 提出了一种改进 SVM 抑制 CMV 的调制策略。

表 1 三电平矩阵变换器共模电压分组

Table 1 Grouping of three-level matrix converter common mode voltage

矢量类型	组别	电压状态			
		V_u	V_v	V_w	CMV
旋转矢量	1	V_a	V_b	V_c	0
	2	$(V_a+V_b)/2$	$(V_b+V_c)/2$	$(V_c+V_a)/2$	0
	10	$(V_a+V_b)/2$	$(V_b+V_c)/2$	V_a	$(3V_a+2V_b+V_c)/6$
零矢量	3	V_a	V_a	V_a	V_a
	4	$(V_a+V_b)/2$	$(V_a+V_b)/2$	$(V_a+V_b)/2$	$(V_a+V_b)/2$
非零矢量	5	V_a	V_a	V_b	$(2V_a+V_b)/3$
	6	$(V_a+V_b)/2$	$(V_a+V_b)/2$	$(V_b+V_c)/2$	$(2V_a+3V_b+V_c)/6$
	7	V_a	V_a	$(V_a+V_b)/2$	$(5V_a+V_b)/6$
	8	V_a	V_b	$(V_a+V_b)/2$	$(V_a+V_b)/2$
	9	$(V_a+V_b)/2$	$(V_a+V_b)/2$	V_a	$(2V_a+V_b)/3$

4 共模电压抑制策略

根据以往对传统矩阵变换器共模电压抑制策略的研究, 主要研究方法包括: 不改变输出电压状态的情况下, 选择 CMV 幅值较小的非零电压矢量; 零矢量产生最大的 CMV, 合适的零矢量选择将减小共模电压的幅值^[15-16]。由于电容钳位三电平矩阵变换器能产生半幅矢量, 可以提供额外的方法来降低三电平矩阵变换器的 CMV; 适当地选择冗余的非零矢量降低 CMV; SVM 六边形的划分也有助于降低 CMV。总的来说降低 TLMC 的 CMV 有两种办法: 1) 对零矢量和非零矢量的优化选择, 然后对传统的 SVM 六边形进行划分。改进后的 SVM 易于实现, 然而有一个缺陷, 共模电压不能降为零。2) 只

使用旋转矢量进行调制, CMV 可以降到零, 但最大的调制指数为 0.5。本文将两种方法进行结合, 在矩阵变换器的实际应用中, 由于三电平矩阵变换器的电压传输超过 0.866, 使得其在交流电机调速场合的应用得以实现, 三电平矩阵变换器广泛应用于风力发电、光伏发电、机车牵引以及高压直流输电等领域, 根据不同的应用领域选择不同的电压传输比即调制系数(调制系数为矩阵变换器的电压传输比), 能够将共模电压幅值降到最小。

为了简化调制策略, 三电平矩阵变换器空间矢量六边形可以看成由四个子系统组成, 每个子系统可以看成是一个独立的传统矩阵变换器, 并且具有不同的冗余状态, 子系统 1、2、3 不产生冗余状态, 子系统 4 产生冗余状态。如图 3 所示。

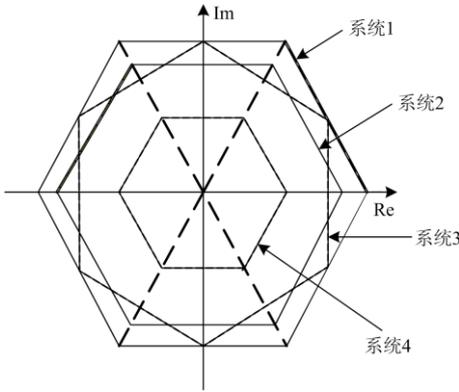


图3 三电平矩阵变换器输出电压空间矢量六边形
Fig. 3 Output voltage space vector hexagon of three-level matrix converter

4.1 低调制系数调制方法

产生旋转矢量的开关配置总能产生零共模电压^[17], 只采用旋转矢量进行调制时它的空间矢量图如图4所示。半幅输出电压空间矢量图如图5所示。

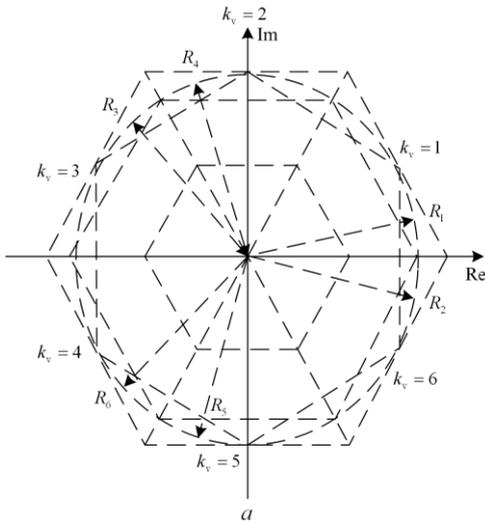


图4 全幅输出电压空间矢量图
Fig. 4 Full output voltage space vector

为了最大限度地减小电压失真^[18], 在任意的调制周期中, 选择五个旋转矢量来控制输出电压矢量和输入电流矢量。可以去除输出相对于参考输出电压矢量最大角度的那个, 例如, 采用全幅输出电压矢量 $k_v=1$ 时, 选用的旋转矢量为 R_1, R_2, R_3, R_4, R_5 。半幅输出电压矢量 $k_v=1$ 时, 选用的旋转矢量为 r_2, r_3, r_4, r_5, r_6 。

占空比计算, 当 $k_i=1$ 和 $k_v=1$ 时, 如果使用全幅旋转矢量进行调制, 为了保证输出电压矢量的方向和幅值, 必须遵循以下公式:

$$\begin{cases} d_1 + d_2 + d_3 + d_4 + d_5 = 1 \\ V_0 = R_1 + R_2 + R_3 + R_4 + R_5 \end{cases} \quad (5)$$

式中: V_0 为输出电压; d_i 为各个电压矢量占空比。

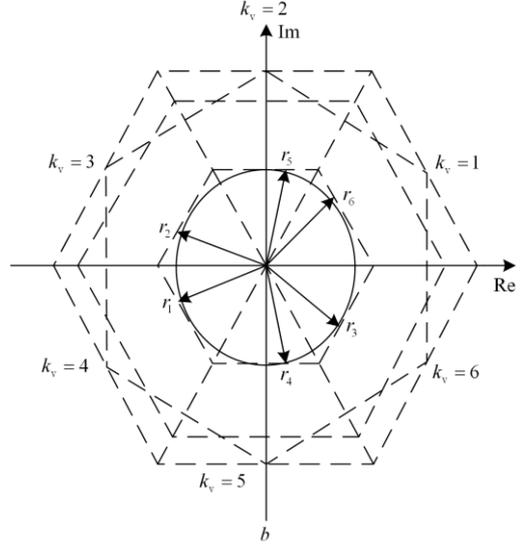


图5 半幅输出电压空间矢量图
Fig. 5 Half output voltage space vector

仅考虑输入电流的空间矢量方向, 在 SVM 调制过程中, 输入电流空间矢量方向将产生以下等式:

$$\begin{aligned} & d_1 \sin(\beta_0 - \beta_i) - d_2 \sin(-\beta_0 - \beta_i) + \\ & d_3 \sin(-2\pi/3 + \beta_0 - \beta_i) - \\ & d_4 \sin(2\pi/3 - \beta_0 - \beta_i) + \\ & d_5 \sin(2\pi/3 + \beta_0 - \beta_i) = 0 \end{aligned} \quad (6)$$

式中: β_i 为输入电流空间矢量角; β_0 为输出电流空间矢量角。根据式(5)、式(6)可得每个矢量的占空比:

$$\begin{cases} d_1 = \frac{1}{3} \left[1 - 2q \frac{\cos(\pi/3 - \alpha'_i) \cos \beta'_i}{\cos \delta_i} + \sqrt{3}q \frac{\sin(2\pi/3 - \alpha'_0 + \beta'_i)}{\cos \delta_i} \right] \\ d_2 = \frac{q}{\sqrt{3}} \times \left[\frac{\sin(2\pi/3 - \alpha'_0 + \beta'_i)}{\cos \delta_i} \right] \\ d_3 = \frac{1}{3} \left[1 - 2q \frac{\cos(\pi/3 - \alpha'_0) \cos \beta'_i}{\cos \delta_i} + \sqrt{3}q \frac{\sin(\alpha'_0 - \beta'_i)}{\cos \delta_i} \right] \\ d_4 = \frac{q}{\sqrt{3}} \times \left[\frac{\sin(\alpha'_0 - \beta'_i)}{\cos \delta_i} \right] \\ d_5 = \frac{1}{3} \left[1 - 2q \frac{\cos(\pi/3 - \alpha'_0) \cos \beta_i}{\cos \delta_i} \right] \end{cases} \quad (7)$$

其中, $\delta_i = \alpha_i - \beta_i$ 指的是输入电压与输入电流的相位位移, α'_0 、 β'_0 定义如下:

$$\begin{cases} \alpha'_0 = (-1)^{k_1} (k_1 \times 2\pi/3 - \alpha_0), & k_1 = k_v \times 0.5 \\ \beta'_0 = (-1)^{k_2} (k_2 \times 2\pi/3 - \beta_i), & k_2 = k_v \times 0.5 \end{cases} \quad (8)$$

当采用半幅旋转矢量时, 占空比推算公式与上述公式相似, 在占空比系数限制条件下(非负、大于零、小于 1), 调制指数在有限的范围内。由公式(7)可知: 采用全幅旋转矢量进行调制时, 调制指数在 0~0.5; 采用半幅旋转矢量进行调制时, 调制指数在 0~0.25。

4.2 高调制系数调制方法

三电平矩阵变换器空间矢量电压六边形由四个子系统组成, 四个子系统有以下几个特点: 1) 子系统 1 是空间矢量六边形最大的子系统, 与传统矩阵变换器有相同的特性, 该系统由第 5 组非零向量组成, 没有多余的冗余状态。2) 子系统 2 由第 7 组非零向量的一半和第 9 组非零向量的一半组成, 不含多余的冗余状态。3) 子系统 3 由第 8 组非零向量组成, 与其他子系统相比位移 30°, 采用不同的电压电流分区不含多余冗余状态。4) 子系统 4 由第 6、7、9 组非零向量构成, 表示由半电压状态构成的矩阵变换器, 其冗余电压表示三个其他非零子系统, 因此是 CMV 抑制和其他多目标控制的关键点。在不改变输出电压状态情况下采用第 6 组非零向量而不是第 7、9 组, 因为它可以产生最小的共模电压^[19-20]。

为了降低共模电压, 将空间矢量六边形进行重新划分, 如图 6 所示。

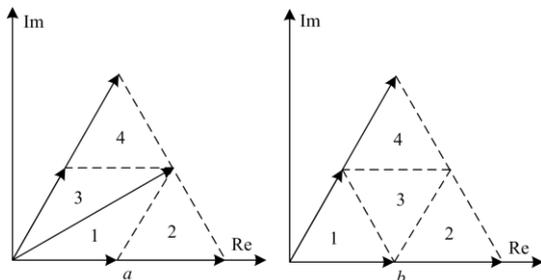


图 6 传统扇区空间矢量划分

Fig. 6 Traditional sector space vector partitioning

由图 6(a)可知, 每 60°扇区分为四个小三角形, 有两个锐角三角形(2、4)和两个钝角三角形(1、3)组成。由图 6(b)可知, 为了合并具有相同位移和相同振幅的子系统, SVM 六边形分区可以简化, 子系统 2 被子系统取代后, 剩余三个子系统合成输出电压。这种划分与中性点钳位型三电平矩阵变换器 SVM 六边形相同。

改进后 SVM^[21-22]六边形包含四个子系统, 每 60°扇区分为六个三角形, 分别由两个锐角三角形(2、4)和四个钝角三角形(1、3、5、6)组成, 如图 7 所示。全子系统调制将充分利用电压状态, 三角形(5、6)不含冗余状态, 它的优点是 SVM 六边形具有最密集的划分, 调制过程中四个子系统具有更多的电压状态, 即可以使用更多的半幅值电压状态来有效降低共模电压和飞跨电容器的电压平衡。特别是在高调制指数情况下, 可以避免大多数情况下使用子系统 1 进行调制, 因为子系统 1 只包含全幅幅电压状态, 相比较其他系统产生更高的共模电压。

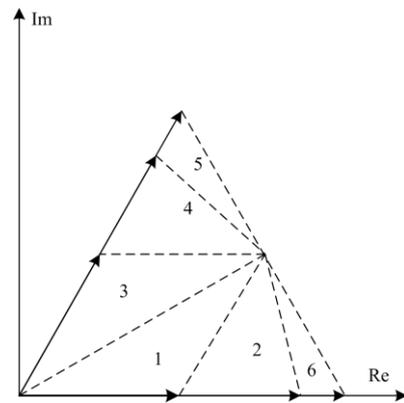


图 7 改进后扇区空间矢量划分

Fig. 7 Improved sector space vector partitioning

4.3 具有不同调制系数的最终调制解(如图 8)

矩阵变换器理想情况下都能输出参考电压即实际需要的调制系数, 实际运行过程中输出电压的基波幅值小于参考输出幅值, 矩阵式变换器输出电压谐波一部分是自身信号产生的, 在实际调制过程中加入了死区, 且存在最大和最小占空比限制以及管压降等因素, 一部分是调制策略带来的。但并不影响该调制策略对共模电压的抑制。

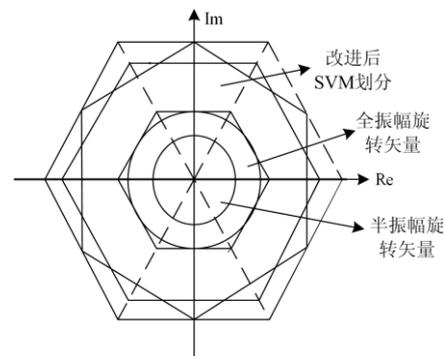


图 8 不同调制系数最终调制解

Fig. 8 Final modulation solution of different modulation indices

适当地选择零矢量和非零矢量^[23-25]合成输出电压可以有效地降低 CMV, SVM 六边形的不同划分也有助于 CMV 的抑制。调制系数由实际运行环境决定,当调制系数 <0.5 时,采用旋转矢量进行调制,只采用旋转矢量进行调制可以将 CMV 减少到零,同时使 THD 增加;当调制系数 >0.5 时,改进后 SVM 六边形划分可以采用较少的全振幅电压状态,相比传统 SVM 六边形划分能减少 10%CMV。

5 仿真及实验验证

5.1 仿真

为了验证本文所提方法的正确性和有效性,通过 Matlab/Simulink 软件平台建立 TLMC 的仿真模型。经过模型的建立我们将新的调制策略与传统调制策略进行对比分析^[26-27],仿真参数如表 2 所示。

表 2 仿真参数

Table 2 Simulation parameters

模拟参数	数值
输入电压和频率	100 V, 50 Hz
基准输出频率	70 Hz
调制指数	0.4、0.6
输入滤波器电容	5 μ F
输入滤波器电感	10 mH
输入电阻	10 Ω
负载电阻	5 Ω
负载电感	10 mH

图 9 和图 10 分别表示传统调制策略下三电平矩阵变换器共模电压幅值,当调制指数为 0.4 时,共模电压幅值约为输入电压峰值 100 V,调制指数为 0.6 时,共模电压幅值约为 60 V。从图 11 和图 12 可以看出,新的调制策略可以有效地降低共模电压幅值^[28-29],理想情况下当调制策略为 0.4 时,共模电压幅值可以减少为 0,仿真实验表明只采用旋转矢量对三电平矩阵变换器进行调制时,能使共模电压幅值降到最低。

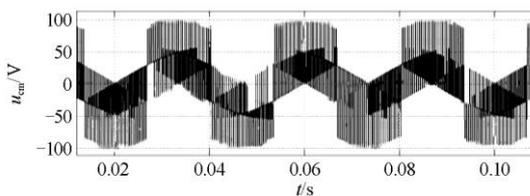


图 9 传统空间矢量在调制比 0.4 时 CMV 值
Fig. 9 CMV value using traditional space vector when modulation ratio is 0.4

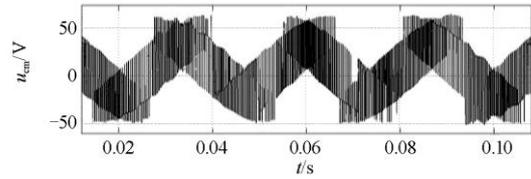


图 10 传统空间矢量在调制比为 0.6 时 CMV 值
Fig. 10 CMV value using traditional space vector when modulation ratio is 0.6

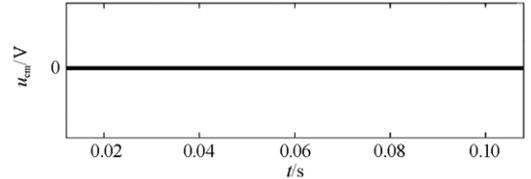


图 11 新调制策略在调制比为 0.4 时 CMV 值
Fig. 11 CMV value using new modulation strategy when modulation ratio is 0.4

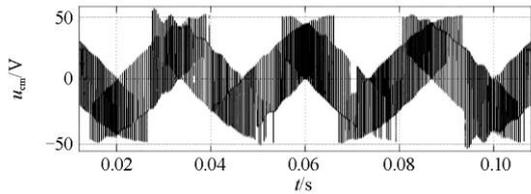


图 12 新调制策略在调制比为 0.6 时 CMV 值
Fig. 12 CMV value using new modulation strategy when modulation ratio is 0.6

5.2 实验验证

通过设计了基于 DSP+FPGA 为主控制器的样机实验平台来验证提出的调制策略的可行性及正确性。实验数据与仿真数据一致。

图 13—图 16 表示采用传统空间矢量调制方法进行调试时(调试指数为 0.4、0.6)三电平矩阵变换器实验结果,图 17—图 20 表示采用新的调制策略进行调制时的(调试指数为 0.4、0.6)对比实验结果。

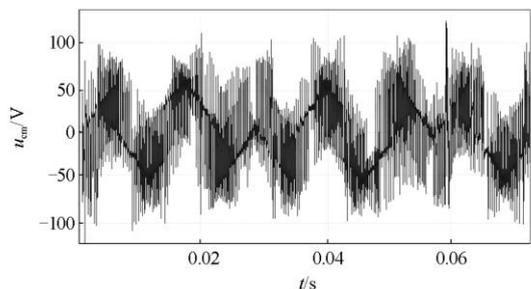


图 13 传统空间矢量在调制比为 0.4 时 CMV 值
Fig. 13 CMV value using traditional space vector when modulation ratio is 0.4

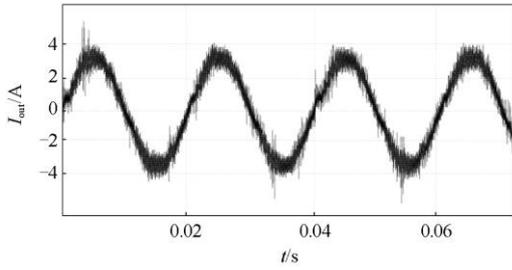


图 14 传统空间矢量在调制比为 0.4 时输出电流
Fig. 14 Output current using traditional space vector when modulation ratio is 0.4

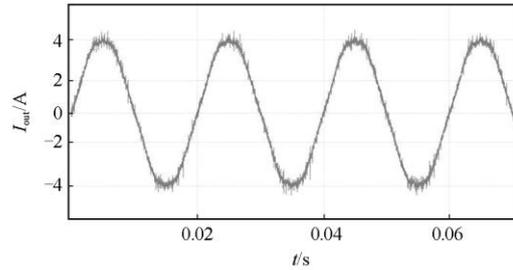


图 18 新调制策略在调制比为 0.4 时输出电流
Fig. 18 Output current using new modulation strategy when modulation ratio is 0.4

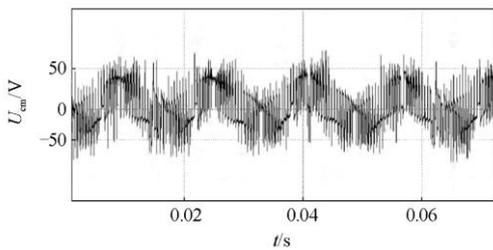


图 15 传统空间矢量在调制比为 0.6 时 CMV 值
Fig. 15 CMV value using traditional space vector when modulation ratio is 0.6

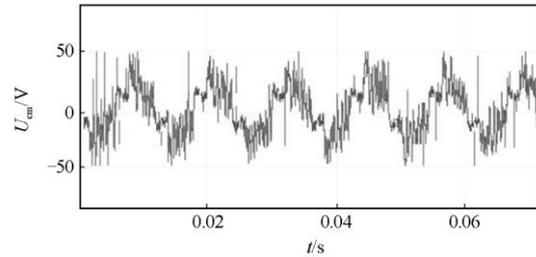


图 19 新调制策略在调制比为 0.6 时 CMV 值
Fig. 19 CMV value using new modulation strategy when modulation ratio is 0.6

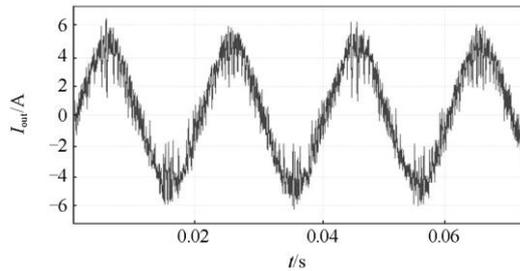


图 16 传统空间矢量在调制比为 0.6 时输出电流
Fig. 16 Output current using traditional space vector when modulation ratio is 0.6

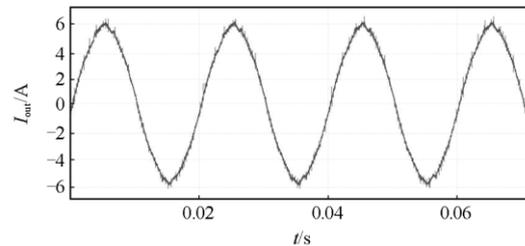


图 20 新调制策略在调制比为 0.6 时输出电流
Fig. 20 Output current using new modulation strategy when modulation ratio is 0.6

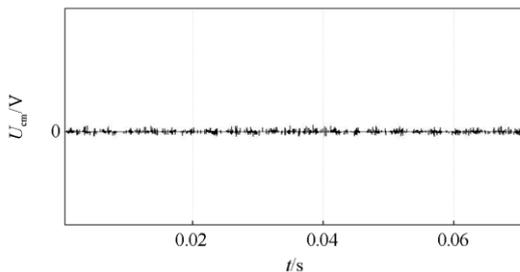


图 17 新调制策略在调制比为 0.4 时 CMV 值
Fig. 17 CMV value using new modulation strategy when modulation ratio is 0.4

对比实验结果图可以得出结论, 当调制指数为 0.4 时, 采用传统空间矢量调制方法 CMV 电压峰值几乎为 100 V, 而采用新的调制策略 CMV 电压接近为零。当调制指数为 0.6 时, 采用传统空间矢量调制方法 CMV 电压峰值在 60 V 左右上下波动, 而改进的空间矢量调制策略则将 CMV 峰值降低为 50 V 左右, 实验结果证明了新的调制策略的可行性。

6 结论

本文对 3LMC 的 SVM 算法进行理论分析, 得出结论是在低调制情况下, 只采用旋转矢量合成输出电压可以使 CMV 降为零。但是最大调制指数为

0.5, 根据不同的调制指标选择不同的调制策略, 可以将共模电压降到最小。

为了验证所提出的调制策略, 对新的调制策略进行仿真和实验分析, 实验结果表明, 低调制指数时, 采用旋转矢量进行调制可以使 CMV 为零, 高调制指数时, 改进的 SVM 可以将 CMV 降低到 50%。调制策略对抑制 CMV 是有用的。

参考文献

- [1] 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 strategy of matrix converter[J]. Electric Power Automation Equipment, 2012, 32(11): 77-82.
- [2] LE Q A, LEE D C. Common-mode voltage suppression based on auxiliary leg for three-level NPC inverters[C] // 2017 IEEE Applied Power Electronics Conference & Exposition, March 26-30, 2017, Tampa, FL, USA.
- [3] ZHANG Y, GAO Y, LONG L. Study on a common-mode voltage suppression method with high performance for the three-level diode-clamped inverter[C] // 2012 IEEE International Symposium on Industrial Electronics, May 28-31, 2012, Hangzhou, China.
- [4] ALAWIEH H, TEHRANI K A, AZZOUZ Y, et al. A new active common-mode voltage elimination method for three-level neutral-point clamped inverters[C] // IECON 2014-40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, October 29-November 1, 2014, Dallas, TX, USA.
- [5] 王志强, 邓臣臣, 谷鑫, 等. 基于中点钳位型三电平逆变器的改进型虚拟空间矢量调制策略[J]. 电工技术学报, 2017, 32(18): 230-238.
WANG Zhiqiang, DENG Chenchen, GU Xin, et al. Improved virtual space vector modulation strategy based on midpoint clamped three-level inverter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(18): 230-238.
- [6] 吕佃顺, 许洪华. 二极管钳位三电平逆变器共模电压抑制技术[J]. 电力自动化设备, 2018, 38(1): 66-73.
LÜ Dianshun, XU Honghua. Common-mode voltage suppression technology for diode-clamped three-level inverter[J]. Electric Power Automation Equipment, 2018, 38(1): 66-73.
- [7] SHI T, HUANG Q, YAN Y, et al. Suppression of common mode voltage for matrix converter based on improved double line voltage synthesis strategy[J]. IET Power Electronics, 2014, 7(6): 1384-1395.
- [8] QU J, XU L, WANG L, et al. Research on the modulation and control of multilevel matrix converter[J]. The Journal of Engineering, 2018, 2018(13): 614-621.
- [9] OUANJLI N E, A DEROUICH, GHZIZAL A E, et al. Direct torque control of doubly fed induction motor using three-level NPC inverter[J]. Protection and Control of Modern Power Systems, 2019, 4(3): 196-204. DOI: 10.1186/s41601-019-0131-7.
- [10] 徐艳春, 杨昊, 程杉. 超稀疏矩阵变换器的控制策略及其仿真分析[J]. 电力科学与技术学报, 2018, 33(3): 70-74.
XU Yanchun, YANG Hao, CHENG Shan. Control strategy and simulation analysis of ultra-sparse matrix converter[J]. Journal of Electric Power Science and Technology, 2018, 33(3): 70-74.
- [11] RAJU S, SRIVATCHAN L N, CHANDRASEKARAN V, et al. Constant pulse width modulation strategy for direct three-level matrix converter[C] // 2012 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES), December 16-19, 2012, Bengaluru, India.
- [12] 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. Simplified strategy of three-level indirect matrix converter based on space vector[J]. Power System Protection and Control, 2019, 47(13): 70-76.
- [13] 朱丽慧. 三电平矩阵变换器调制策略的研究[D]. 吉林: 东北电力大学, 2017.
ZHU Lihui. Research on modulation strategy of three-level matrix converter[D]. Jilin: Northeast Electric Power University, 2017.
- [14] ABDELRAHIM O, ABU-RUB H, AHMED S M. Space vector PWM for a five to three matrix converter[C] // 2013 Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), March 17-21, 2013, Long Beach, CA, USA.
- [15] 朱武, 刘雅娟. 大型光伏电站谐波谐振机理研究[J]. 中国电力, 2018, 51(3): 121-130.
ZHU Wu, LIU Yajuan. Study on the mechanism of harmonic resonance in large photovoltaic power plants[J]. Electric Power, 2018, 51(3): 121-130.
- [16] MALEKJAMSHIDI Z, JAFARI M, ZHU J. Analysis and comparison of direct matrix converters controlled by space vector and Venturini modulations[C] // 2015 IEEE 11th International Conference on Power Electronics and Drive Systems, June 9-12, 2015, Sydney, NSW, Australia.
- [17] 吴可丽, 夏长亮, 张云, 等. 二极管钳位型三电平逆变

- 器共模电压抑制[J]. 电工技术学报, 2015, 30(24): 110-117, 170.
- WU Keli, XIA Changliang, ZHANG Yun, et al. Common mode voltage suppression of diode-clamped three-level inverters[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(24): 110-117, 170.
- [18] 刘继, 张小平, 张瑞瑞. 基于 Buck-Boost 矩阵变换器的异步电机调速系统控制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2019, 47(20): 156-162.
- LIU Ji, ZHANG Xiaoping, ZHANG Ruirui. Control strategy of asynchronous motor speed control system based on buck-boost matrix converter[J]. Power System Protection and Control, 2019, 47(20): 156-162.
- [19] 王汝田, 韩旭, 文湘雲, 等. 级联式模块化多电平矩阵变换器控制策略的优化[J]. 东北电力大学学报, 2019, 39(3): 59-66.
- WANG Rutian, HAN Xu, WEN Xiangyun, et al. Optimization of control strategies for cascaded modular multilevel matrix converters[J]. Journal of Northeast Electric Power University, 2019, 39(3): 59-66.
- [20] NGUYEN H N, LEE H H. A new SVM method to reduce common-mode voltage in direct matrix converter[C] // 2014 International Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014 ECCE-ASIA), May 18-21, 2014, Hiroshima, Japan.
- [21] 马星河, 张少辉, 李自强, 等. 一种用于矩阵变换器的简化非线性自抗扰控制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2018, 46(10): 48-54.
- MA Xinghe, ZHANG Shaohui, LI Ziqiang, et al. A simplified nonlinear active disturbance rejection control strategy for matrix converter[J]. Power System Protection and Control, 2018, 46(10): 48-54.
- [22] SONG W Z, LI X, ZHONG Y R, et al. An improved modulation strategy to reduce common-mode voltage for two-stage matrix converter[C] // IECON 2014-40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, October 29-November 1, 2014, Dallas, TX, USA.
- [23] 夏长亮, 阎彦. 矩阵变换器-永磁同步电机系统[J]. 电工技术学报, 2015, 30(23): 1-9.
- XIA Changliang, YAN Yan. Matrix converter-permanent magnet synchronous motor system[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(23): 1-9.
- [24] EE M Y, WHEELER P, KLUMPNER C. Space-vector modulated multilevel matrix converter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57(10): 3385-3394.
- [25] 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 strategy for reducing common mode voltage of indirect matrix converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(24): 4015-4021.
- [26] LEE M Y, WHEELER P, KLUMPNER C. A new modulation method for the three-level-output-stage matrix converter[C] // 2007 Power Conversion Conference-Nagoya, April 2-5, 2007, Nagoya, Japan.
- [27] 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.
- SONG Weizhang, LI Xi, LI Minyuan, et al. Improved strategy to reduce common-mode voltage for matrix converter[J]. Journal of System Simulation, 2015, 27(2): 255-261.
- [28] SHI Zhanghai, CHENG K W E. Simulation research of the matrix converter based on direct torque control[C] // 2006 2nd International Conference on Power Electronics Systems and Applications, November 12-14, 2006, Hong Kong, China: 199-204.
- [29] 陈爱康, 喻松涛, 解大, 等. 两类矢量控制方法对永磁直驱风电机组网相互作用的影响分析[J]. 电力科学与技术学报, 2018, 33(4): 13-21.
- CHEN Aikang, YU Songtao, XIE Da, et al. Analysis of the influence of two types of vector control methods on the interaction of permanent magnet direct-drive wind turbine generator network[J]. Journal of Electric Power Science and Technology, 2018, 33(4): 13-21

收稿日期: 2019-11-20; 修回日期: 2020-02-12

作者简介:

马星河(1979—), 男, 博士, 副教授, 研究方向为计算机控制及新型变换器; E-mail: maxinghe@hpu.edu.cn

任鑫(1998—), 男, 硕士研究生, 研究方向为电力电子与电气传动. E-mail: 997569412@qq.com

(编辑 葛艳娜)