

9-2-2020

Improved Strategy to Reduce Common-mode Voltage for Matrix Converter

Weizhang Song

1. Xi'an University of Technology, Xi'an 710048, China;;2. State Key Laboratory of Electrical Insulation and Power Equipment, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China;

Li Xi

1. Xi'an University of Technology, Xi'an 710048, China;;

Minyuan Li

1. Xi'an University of Technology, Xi'an 710048, China;;

Yanru Zhong

1. Xi'an University of Technology, Xi'an 710048, China;;

Follow this and additional works at: <https://dc-china-simulation.researchcommons.org/journal>



Part of the Artificial Intelligence and Robotics Commons, Computer Engineering Commons, Numerical Analysis and Scientific Computing Commons, Operations Research, Systems Engineering and Industrial Engineering Commons, and the Systems Science Commons

This Paper is brought to you for free and open access by Journal of System Simulation. It has been accepted for inclusion in Journal of System Simulation by an authorized editor of Journal of System Simulation.

Improved Strategy to Reduce Common-mode Voltage for Matrix Converter

Abstract

Abstract: Aiming at the large instantaneous common-mode voltage in traditional space vector modulation strategy for two-stage matrix converter (TSMC), on the basis of analyzing the laws of common-mode voltage, an *improved modulation strategy to reduce common-mode voltage was proposed. To suppress common-mode voltage effectively, in this strategy, the rectification stage sector was subdivided into twelve sectors from six sectors, according to the sector of the reference current vector and dc-side voltage, the switching points of inverter stage were redefined and reallocated, and zero vector of inverter was selected and distributed reasonably, instantaneous maximum value of common-mode voltage was reduced to 57.7% of the original value in TSMC, so negative effects were suppressed effectively.* The feasibility and validity of the proposed method has been verified by simulation results.

Keywords

TSMC, common-mode voltage, improved space vector modulation strategy, simulation

Recommended Citation

Song Weizhang, Li Xi, Li Minyuan, Zhong Yanru. Improved Strategy to Reduce Common-mode Voltage for Matrix Converter[J]. Journal of System Simulation, 2015, 27(2): 255-261.

矩阵变换器改进型共模电压抑制方法仿真研究

宋卫章^{1,2}, 李希¹, 李敏远¹, 钟彦儒¹

(1.西安理工大学, 西安 710048; 2.西安交通大学电力设备电气绝缘国家重点实验室, 西安 710049)

摘要: 针对双级矩阵变换器(Two-stage Matrix Converter, TSMC)传统空间矢量调制策略下共模电压瞬时值较大的不足, 在分析共模电压产生规律基础上, 提出了一种适用于 TSMC 的改进型共模电压抑制方法。为有效抑制共模电压, 将整流级 6 扇区细分为 12 扇区, 并根据整流级参考电流矢量所在扇区位置及直流侧电压大小, 重新定义和分配逆变级开关切换点, 并合理选择和分布逆变级零矢量, 从而使 TSMC 共模电压瞬时最大值降低至原有的 57.7%, 有效降低了共模电压幅值, 抑制了共模电压负面效应。仿真结果验证了方案的可行性。

关键词: 双级矩阵变换器; 共模电压; 改进型空间矢量调制策略; 仿真

中图分类号: TP391.9

文献标识码: A

文章编号: 1004-731X (2015) 02-0255-07

Improved Strategy to Reduce Common-mode Voltage for Matrix Converter

Song Weizhang^{1,2}, Li Xi¹, Li Minyuan¹, Zhong Yanru¹

(1. Xi'an University of Technology, Xi'an 710048, China;

2. State Key Laboratory of Electrical Insulation and Power Equipment, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China)

Abstract: Aiming at the large instantaneous common-mode voltage in traditional space vector modulation strategy for two-stage matrix converter (TSMC), on the basis of analyzing the laws of common-mode voltage, an improved modulation strategy to reduce common-mode voltage was proposed. To suppress common-mode voltage effectively, in this strategy, the rectification stage sector was subdivided into twelve sectors from six sectors, according to the sector of the reference current vector and dc-side voltage, the switching points of inverter stage were redefined and reallocated, and zero vector of inverter was selected and distributed reasonably, instantaneous maximum value of common-mode voltage was reduced to 57.7% of the original value in TSMC, so negative effects were suppressed effectively. The feasibility and validity of the proposed method has been verified by simulation results.

Keywords: TSMC; common-mode voltage; improved space vector modulation strategy; simulation

引言

随着各种电力变换器的广泛使用, 在带来经济效益的同时, 也给电网带来了严重的谐波污染等问

题, 研制具有优良控制性能和品质的电力变换器是一种积极有效的治理办法^[1]。2001 年, 美国学者 Lixiang Wei 和 Thomas A Lipo 提出一种新型矩阵变换器, 即双级矩阵变换器(TSMC), 它基于 AC-DC-AC 结构, 不仅具有传统矩阵变换器所有优良特性, 并且较之换流、控制及箝位电路简单, 是一种很有发展潜力的新型绿色电力变换器。

由于双级矩阵变换器电路中含有功率器件, 其工作在高频状态时, 输出电压均为高频脉宽调制电压, 共模电压是双级矩阵变换器输出电压的共模分



作者简介: 宋卫章(1980-), 男, 河南, 博士, 副教授, 研究方向为现代交流调速与矩阵变换器; 李希(1989-), 女, 陕西, 硕士生, 研究方向为矩阵变换器高性能控制; 李敏远(1957-), 男, 陕西, 教授, 研究方向为高性能数字化电源控制技术;
收稿日期: 2014-01-26 修回日期: 2014-08-06
基金项目: 国家自然科学基金(51307138); 教育部博士点专项科研基金(20126118120009); 电力设备电气绝缘国家重点实验室开放基金(EIPE14207); 陕西省自然科学基金基础研究计划项目(2014JQ7247); 陕西省重点学科建设专项基金资助项目(105-5X1201)。

<http://www.china-simulation.com>

量,产生在负载中性点处^[2],因此,共模电压也为高频脉冲电压。随着开关的高频动作,共模电压出现较高 d_u/d_t ,该量对电动机驱动系统产生强烈冲击作用,激励系统杂散电容和寄生耦合电容产生共模漏电流,该电流通过接地导体流回电网产生较大的共模电磁干扰即 EMI^[2,6-7]。同时,共模电压将通过电机的定子、转子、气隙及大地之间的分布电容,形成转子轴到定子的轴电压,当轴电压通过轴承油膜时,将形成转子轴和定子间的轴电流,从而引起轴承损坏^[3]。此外,当电机和变频器之间距离较远时,长线缆传输有可能产生共模过压现象,加剧共模电压负面效应^[3]。由此可见,TSMC 产生的共模电压不但影响设备正常运行,甚至会破坏电机和系统。因此对 TSMC 共模电压的抑制研究具有重要意义。

抑制矩阵变换器共模电压的方法主要分为硬件和软件两类:硬件主要采用滤波电路,软件方法只需对矩阵变换器调制策略或控制方法进行改进,无需增加额外硬件电路和成本,方法简单可靠^[3,5-7]。文献[5]涉及一种传统矩阵变换器(Conventional Matrix Converter, CMC)间接空间矢量调制策略下的共模电压方法,该方法采用零矢量中间值对称交替,对零矢量位于一个 T_s 的中间还是两侧进行选择,将共模电压削减至原有的 66%。与 CMC 共模电压抑制的研究相比,TSMC 的研究相对较少,但

两者在一定程度上具有等效性,因此适用于 CMC 的共模电压抑制方法也可作为 TSMC 的有效参考。文献[3]对 TSMC 调制策略下零矢量进行选择,将共模电压削减至原有的 86.6%;文献[6]在 S 形扇区划分下将共模电压削减至原有的 58%,但 S 型扇区划分导致电压传输率从 0.866 降至 0.5,共模电压幅值的降低是以牺牲电压传输比为代价的。

针对 TSMC 共模电压问题及现有抑制方法存在的不足,本文提供了一种适用于 TSMC 的改进型共模电压抑制方法,在 X 型扇区划分下将 6 扇区细分为 12 扇区,并根据整流级参考电流矢量所在扇区,重新定义和分配逆变级开关切换点,并合理选择和分布逆变级零矢量,从而在不影响电压传输比前提下将 TSMC 共模电压瞬时最大值削减至原来的 57.7%。

1 TSMC 主电路及共模电压产生原因

18 开关功率管 TSMC 主电路由输入滤波、可控整流和逆变三部分构成^[4]。其中包含 18 个高频工作状态的功率器件,输出电压中存在共模分量即共模电压,它由一系列高频脉冲组成,其基波频率为 TSMC 输入输出频率的 3 倍^[2]。如图 1 所示,共模电压被定义为负载中性点“N”与参考电位地“g”之间的电压。其中 u_{Ng} 为共模电压、 i_{Ng} 为共模电流、虚线箭头为共模电压以及漏电流的流通过程。

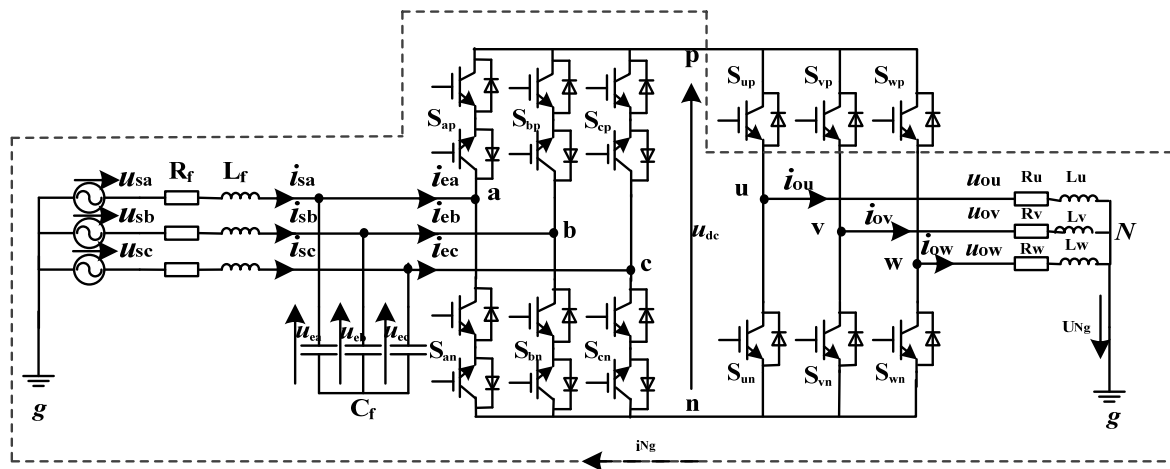


图 1 双级矩阵变换器共模电压及电流示意图

在“N”点存在以下方程:

$$\begin{cases} u_{ou} - u_{Ng} = i_{ou} * R_u + L_u (d_{iou} / dt) \\ u_{ov} - u_{Ng} = i_{ov} * R_v + L_v (d_{iov} / dt) \\ u_{ow} - u_{Ng} = i_{ow} * R_w + L_w (d_{iow} / dt) \end{cases} \quad (1)$$

当输出三相对称, $i_{ou} + i_{ov} + i_{ow} = 0$, 则 TSMC 所产生的共模电压为:

$$u_{Ng} = \frac{u_{ou} + u_{ov} + u_{ow}}{3} \quad (2)$$

其中: u_{ou} , u_{ov} , u_{ow} 分别为三相输出对参考地的电位。

2 TSMC 共模电压分布规律

TSMC 整流级调制中采用 X 型扇区划分, 将输入相电压分成 6 个扇区; 逆变级调制与传统逆变器一样, 采用空间矢量脉宽调制(SVPWM), 利用 6 个有效矢量和 2 个 0 矢量合成任意一个电压空间矢量, 三相上桥臂开关通断状态中“1”表示开通, “0”表示关断。整流级扇区划分及逆变级输出线电压空间矢量分布见文献[2]。

TSMC 共模电压分别由开关输入侧电压、整流级开关状态和逆变级开关状态三者共同决定。若输入三相电压为:

$$\begin{cases} u_a = V_1 \cos(\omega_i t) = V_1 \cos(\theta_a) \\ u_b = V_1 \cos(\omega_i t - 2\pi/3) = V_1 \cos(\theta_b) \\ u_c = V_1 \cos(\omega_i t + 2\pi/3) = V_1 \cos(\theta_c) \end{cases} \quad (3)$$

其中: u_a , u_b , u_c 为三相输入电压; V_1 为输入电压幅值; ω_i 为输入角频率; θ_a , θ_b , θ_c 为输入相角。结合传统空间矢量调制策略, 得到 TSMC 所有开关组合下共模电压分布规律如表 1 所示。

表 1 TSMC 工作状态下共模电压分布规律

输入电流扇区	逆变级开关状态	共模电压最大值
1、3、5	100, 010, 001	$V_1 / \sqrt{3}$
	110, 101, 011	$V_1 / \sqrt{3}$
	000	$\sqrt{3}V_1 / 2$
	111	V_1
2、4、6	100, 010, 001	$-V_1 / \sqrt{3}$
	110, 101, 011	$-V_1 / \sqrt{3}$
	000	$-V_1$
	111	$-\sqrt{3}V_1 / 2$

由表 1 可见, 逆变级有效矢量和零矢量作用下共模电压瞬时最大值分别为 $V_1 / \sqrt{3}$ 和 V_1 。TSMC 在空间矢量调制策略下, 共模电压轨迹为三相输入相电压的包络线。

3 一种 TSMC 改进型共模电压抑制方法及仿真建模

带有共模电压抑制功能的改进型调制策略, 将整流级 X 型 6 扇区细分为 12 扇区, 且根据参考电流矢量所在整流级扇区位置及相应直流侧输入线电压大小, 选择逆变级零矢量在一个 T_s 内的位置, 同时以输出共模电压最小为原则, 对逆变级零矢量 V_0 , V_7 重新选择并分布, 使得在整流级任何一个扇区内, 逆变级输出零矢量和非零矢量作用下产生的共模电压瞬时最大值分别为 $V_1/2$ 和 $V_1/\sqrt{3}$ 。

改进型调制策略通过改变逆变级 0 矢量在一个 T_s 内位置和对零矢量 V_0 , V_7 的合理选择, 达到降低共模电压幅值的目的, 而逆变级有效矢量并未受影响, 因此改进型调制策略在不影响输入输出性能前提下, 能将 TSMC 共模电压最大值由 V_1 降至 $V_1/\sqrt{3}$ 。

3.1 整流级扇区细分及仿真模型

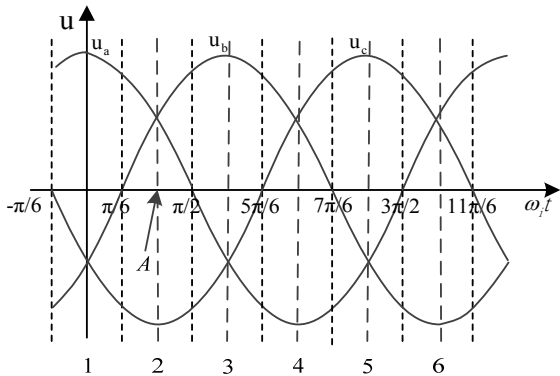
改进型调制策略将整流级 X 型 6 扇区细分为 12 个扇区, 其中扇区 1, 3, 5, 7, 9, 11 为前半扇区, 扇区 2, 4, 6, 8, 10, 12 为后半扇区。如图 2(a)为 TSMC 调制策略下整流级 6 扇区划分, 图 2(b)为改进型调制策略下整流级 12 扇区划分。

建立整流级 12 扇区划分的 Simulink 仿真模型, 利用 MATLAB fcn 编写 .m 文件, 实现扇区判断。如图 3 所示。

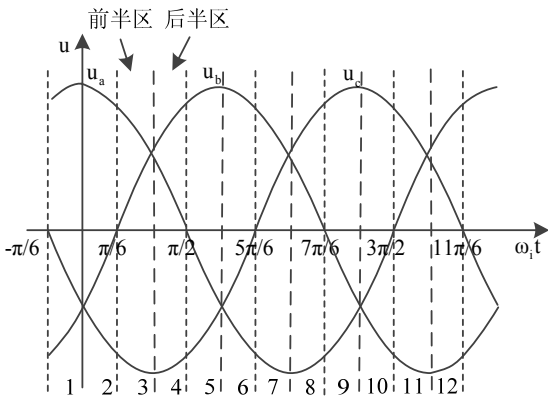
3.2 逆变级开关切换点重新定义分配及仿真建模

为有效削减 TSMC 共模电压, 在整流级扇区细分的同时, 逆变级 SVPWM 算法下每一个开关周期下 0 矢量的位置也重新调整。假设参考电流矢量位于整流级第二扇区且参考电压矢量位于逆变

级第一扇区时, 调整后的 0 矢量分布状态有 2 种, 如图 4(a)为状态 1: 当电流参考矢量位于前半扇区时, 逆变级 0 矢量分布在一个 T_s 最末端; (b)为状态 2: 当电流参考矢量位于在后半扇区时, 逆变级零矢量分配在一个 T_s 最前端。此分布状态下可将逆变级零矢量对应的共模电压瞬时最大值由 V_1 削减至 $V_1/2$ 。



(a) 6 扇区划分



(b) 6 扇区细分 12 扇区

图 2 整流级扇区细分前后图

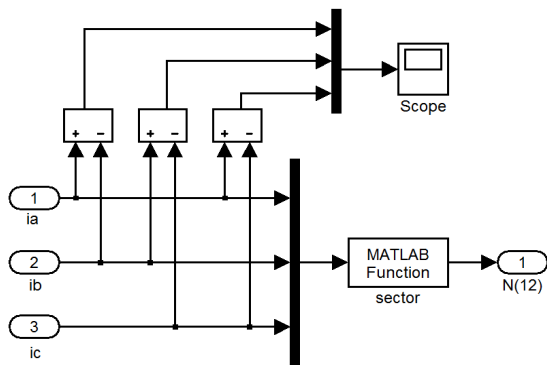
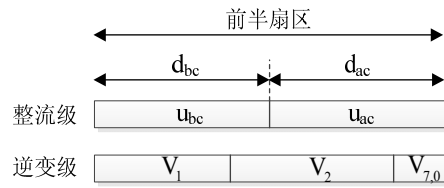
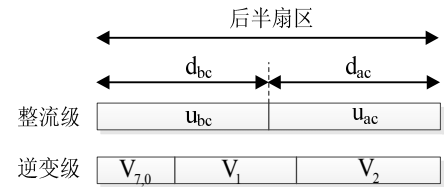


图 3 整流级 12 扇区仿真模型



(a) 状态 1



(b) 状态 2

图 4 改进型调制策略下逆变级 0 矢量状态分布

为实现上述逆变级 0 矢量的 2 种分布状态, 需对 SVPWM 算法中开关切换点进行重新的定义及分配。2 种状态下切换点的定义分别如式(4)和(5), 分配如表 2 和表 3。其中 T_x, T_y 为相邻有效矢量作用时间, T_a, T_b, T_c 和 T_a', T_b', T_c' 分别为状态 1 与状态 2 下定义的开关切换点中间变量, $T_{com1}, T_{com2}, T_{com3}$ 和 $T_{com1}', T_{com2}', T_{com3}'$ 分别为状态 1 与状态 2 在各个扇区分配下的开关切点。

$$\begin{cases} T_a = T_x \\ T_b = T_x + T_y \\ T_c = 0 \end{cases} \quad (4)$$

$$\begin{cases} T_a' = T_x + T_c \\ T_b' = T_s \\ T_c' = T_s - T_x - T_y \end{cases} \quad (5)$$

表 2 状态 1 下逆变级切换点的分配规律

扇区	3	1	5	4	6	2
T_{com1}	T_c	T_a	T_b	T_b	T_a	T_c
T_{com2}	T_a	T_c	T_c	T_a	T_b	T_b
T_{com3}	T_b	T_b	T_a	T_c	T_c	T_a

表 3 状态 2 下逆变级切换点的分配规律

扇区	3	1	5	4	6	2
T_{com1}'	T_c	T_a	T_c	T_b	T_a	T_c
T_{com2}'	T_b	T_b	T_b	T_a	T_b	T_b
T_{com3}'	T_a	T_c	T_a	T_c	T_c	T_a

对逆变级切换点重新定义及分配后, 逆变级在状态 1 和状态 2 下的调制波分别为上半马鞍波和下

半马鞍波, 两者与锯齿波交叠分别产生 0 矢量在一个 T_s 内位于最末端和最前端的 2 种状态, 如图 4 所示。

根据表 2 和表 3, 建立逆变级开关切换点重新定义和分配的 Simulink 仿真模型如图 5 所示, 图 5(a)和(b)分别为逆变级在状态 1, 2 下开关切换点的仿真模型。

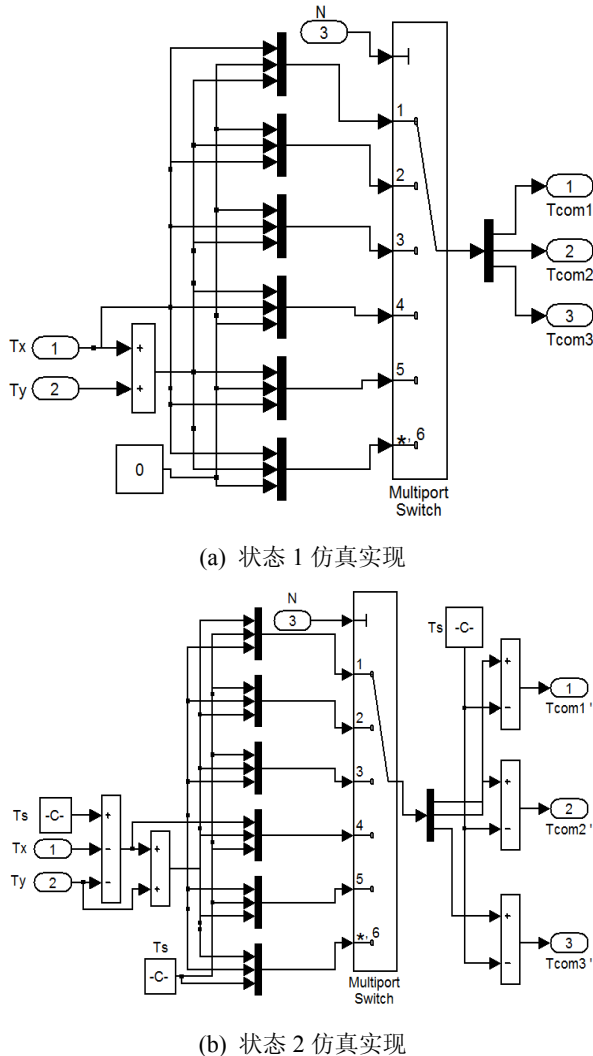


图 5 逆变级开关切换点仿真建模

3.3 0 矢量的合理选择分配及仿真建模

整流级 12 扇区划分时, 0 矢量作用下共模电压最大值 V_1 在如下 2 种状态下出现, 状态 1: 参考电流矢量位于 1, 2, 5, 6, 9, 10 扇区且逆变级为零矢量 V_7 , 状态 2: 参考电流矢量位于 3, 4, 7, 8, 11, 12 扇区且逆变级为 0 矢量 V_0 , 如表 4 所示。

表 4 0 矢量作用下 TSMC 共模电压分布规律

输入电流扇区	逆变级矢量	共模电压范围
1, 2, 5	000	$[0, V_1/2]$ 和 $[V_1/2, \sqrt{3}V_1/2]$
6, 9, 10	111	$[\sqrt{3}V_1/2, V_1]$
3, 4, 7	000	$[\sqrt{3}V_1/2, V_1]$
8, 11, 12	111	$[0, V_1/2]$ 和 $[V_1/2, \sqrt{3}V_1/2]$

以输出共模电压最小为原则, 通过对逆变级 0 矢量位置的调整和对 0 矢量 V_0, V_7 的重新分配, 实现将共模电压瞬时最大值由 V_1 降低至 $V_1/2$ 的目的。分配规则如式(6)所示: 状态 1 时用 0 矢量 V_0 代替 0 矢量 V_7 ; 状态 2 时用 0 矢量 V_7 代替 0 矢量 V_0 。

$$V_{0\text{矢量}} = \begin{cases} V_0(000) & \text{整流级扇区为} 1, 2, 5, 6, 9, 10 \\ V_7(111) & \text{整流级扇区为} 3, 4, 7, 8, 11, 12 \end{cases} \quad (6)$$

图 6 中阴影部分为上述改进型调制策略下, 0 矢量作用产生的共模电压, 其最大值均被削减至输入相电压的 1/2 处, 实现了抑制共模电压的目的。

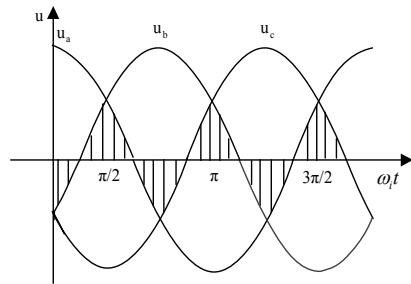


图 6 改进后 0 矢量作用下 TSMC 共模电压分布示意图

根据分配规则, 建立 Simulink 仿真模型, 利用 MATLAB fcn 编写.m 文件。仿真模型如图 7 所示。

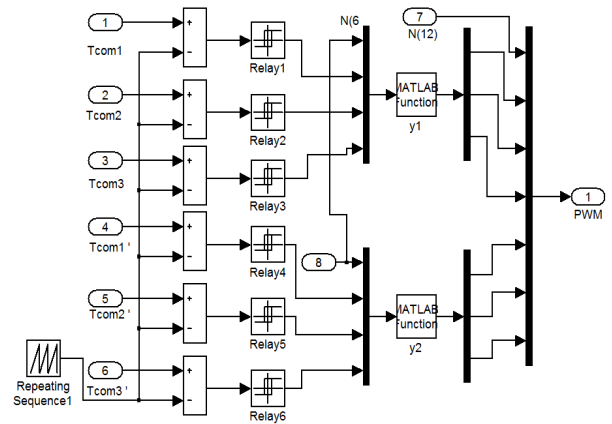


图 7 0 矢量的合理选择仿真建模

4 仿真结果及分析

在 MATLAB7.11 的 Simulink 环境下利用 SimPowerSystem 模块, 建立 TSMC 仿真模型如图 8, 将系统进行模块化, 其中 Subsystem1 为整流模块、Subsystem2 为逆变模块、Subsystem3 为坐标变换模块, 实现坐标 3/2 变换、Subsystem4 为整流级扇区判断模块, 实现整流级 6 扇区划分和 12 扇区细分,

Subsystem5 为逆变级扇区划分模块、Subsystem6 为逆变级开关切换时刻表模块, 实现对逆变级三相开关切换点的重新定义和分配, Subsystem7 和 Subsystem8 为 PWM 生成模块、Subsystem9 为逆变级 PWM 选择模块。通过这些模块的组合, 即可在 Simulink 中搭建 TSMC 仿真模型, 利用 MATLAB fcn 编写.m 文件。仿真参数如表 5。

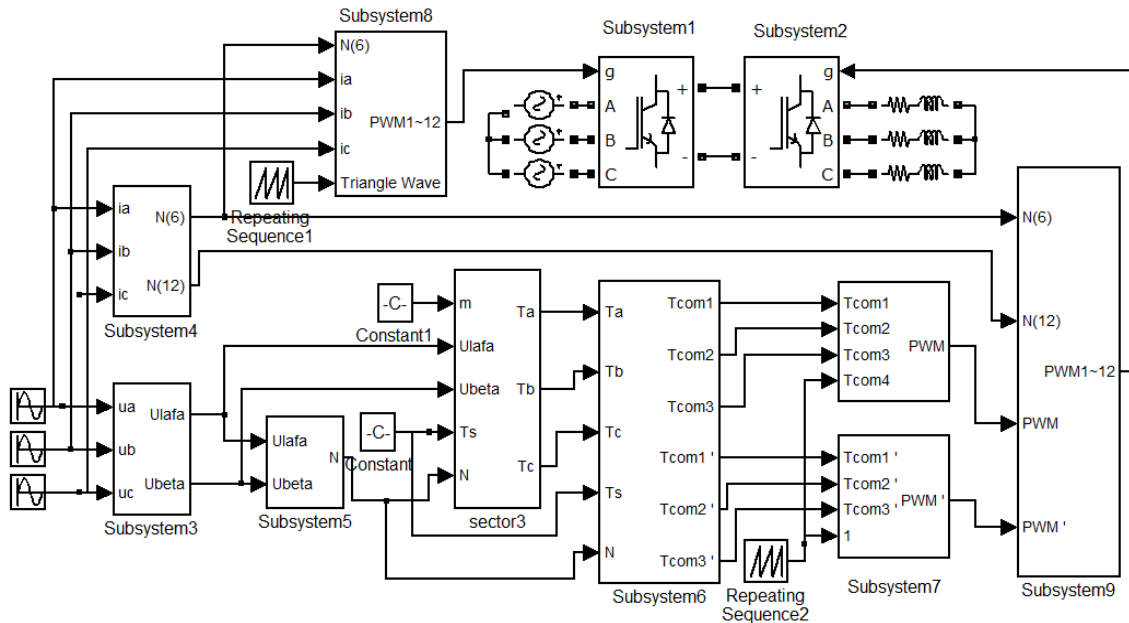


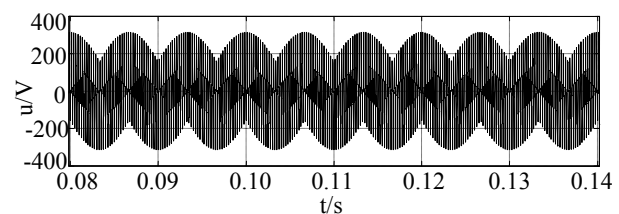
图 8 MATLAB/Simulink 中 TSMC 仿真实现框图

表 5 改进型调制策略下 TSMC 仿真参数

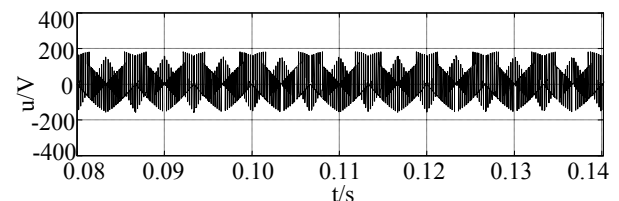
名称	参数值
输入侧滤波参数	$R_f=0.5\ \Omega$; $L_f=0.4\ \text{mH}$; $C_f=21\ \mu\text{F}$
负载参数	$R_l=10\ \Omega$; $L_l=30\ \text{mH}$
输入电压	314V/50Hz
开关频率	4kHz
调制系数	0.85

图 9 为 314 V/50 Hz 输入, 调制系数 0.85, 输出 50 Hz 时改进前后的共模电压 u_{Ng} 仿真波形, 改进前后共模电压 u_{Ng} 最大瞬时值分别为 314 V 与 181 V, 对应输入电压幅值 V_1 和 $V_1/\sqrt{3}$, 改进后的共模电压被抑制到原有的 57.7%, 从而实现了 TSMC 共模电压的有效抑制。图 10 为改进前后共模电压的频谱波形, 在 TSMC 输入输出均为 50 Hz 时, 共模电压基波为 150 Hz, 改进前后共模电压基波幅值分别为 100 V 和 12 V, 采用改进型调制

策略后, 共模电压在基频 150 Hz 及倍频附近的频谱幅值得到了有效抑制, 从而验证了文中方案的可行性和有效性。

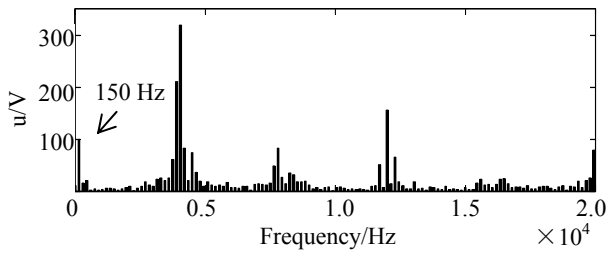


(a) 改进前

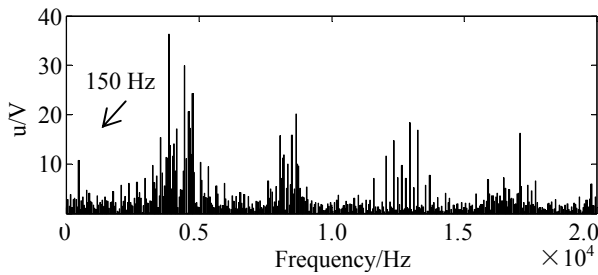


(b) 改进后

图 9 改进前后 TSMC 共模电压

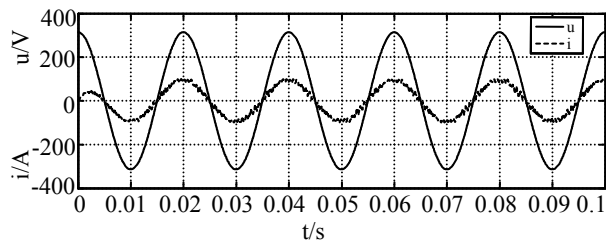


(a) 改进前

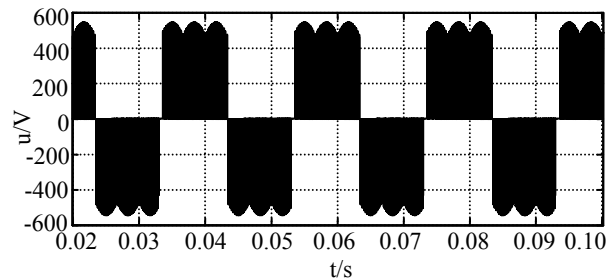


(b) 改进后

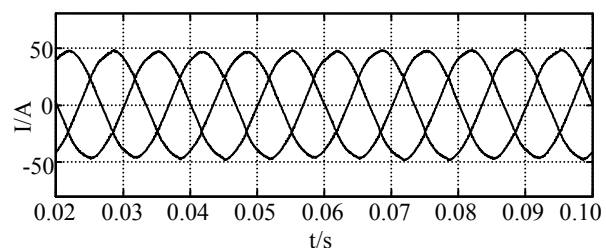
图 10 改进前后共模电压频谱波形



(a) 输入相电压相电流



(b) 输出线电压



(c) 输出三相电流

图 11 改进型调制策略下 TSMC 输入输出特性

图 11 分别为改进型调制策略下输入相电压相电流, 输出线电压和三相输出电流波形, 由波形知, 输入输出电流正弦度均较好, 基本单位功率因数, 从而说明本文改进型调制策略的采用在有效抑制共模电压同时, 对输入输出性能基本无影响。

5 结论

在对 TSMC 共模电压产生原因及分布规律分析基础上, 提出一种适用于 TSMC 的改进型共模电压抑制方法。该方法在不影响 TSMC 输入输出性能的前提下, 能将其共模电压最大值削减到原有的 57.7%, 有效降低共模电压负面效应。仿真结果验证了改进策略的正确性和可行性。

参考文献:

- [1] 刘洪臣, 陈希有, 沈涛, 等. 用于抑制矩阵变换器共模电压的零输出换相策略 [J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(3): 29-32.
- [2] 张华强, 王新生, 徐殿国. 空间矢量调制矩阵变换器共模电压的抑制 [J]. 电机与控制学报, 2006, 10(3): 242-246.
- [3] 张兴, 童诚, 杨淑英, 等. 基于双空间矢量调制的双级矩阵变换器共模电压抑制研究 [J]. 中国电机工程学报, 2010, 30(18): 33-38.
- [4] 郑文浪, 杨欣荣, 朱建林, 等. 18 开关双级矩阵变换器的空间矢量调制策略及其仿真研究 [J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(15): 84-90.
- [5] Cha H J, Enjeti P N. An approach to reduce common mode voltage in matrix converter [C]// IEEE 37th Industry Application Society Annual Meeting, Pittsburgh, Pennsylvania, USA (S0093-9994). USA: IEEE, 2003: 1151-1159.
- [6] Tuyen D Nguyen, Hong-Hee Lee. Modulation strategies to reduce common-Mode voltage for indirect matrix converters [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics (S0278-0046), 2012, 59(1): 129-140.
- [7] Fan Yue, Wheeler P W, Clare J C. Common-mode voltage in matrix converters [C]// IEEE Power Electronics Machines and Drives, York, (S0537-9989). USA: IEEE, 2008: 500-504.
- [8] 邢绍邦, 罗印升, 沈琳. 一种新颖的 SVPWM 算法及其仿真 [J]. 系统仿真学报, 2013, 25(1): 190-194.