

一种含 Boost 电路的新型超稀疏矩阵变换器及其特性研究

李圣清^{1,2}, 张恒^{1,2}, 罗朝旭^{1,2}, 王晨阳^{1,2}

(1. 湖南工业大学电气与信息工程学院, 湖南 株洲 412007; 2. 光伏微电网智能控制技术湖南省工程研究中心, 湖南 株洲 412007)

摘要:针对超稀疏矩阵变换器(USMC)电压传输比较低的问题,提出一种含 Boost 升压电路的 USMC 新型拓扑结构。首先,在 USMC 的直流环节增加 Boost 电路,提高直流环节的输出电压,使得逆变级能够输出更高电压,从而拓宽电压传输比范围。然后,结合 SVPWM 调制策略,推导出新型 USMC 拓扑结构的电压传输比以及输出功率因数范围,为 USMC 的应用奠定理论基础。最后,Matlab/Simulink 仿真结果验证该拓扑结构的可行性和有效性。

关键词:超稀疏矩阵变换器, Boost 电路, 空间矢量调制, 电压传输比

DOI:10.19781/j.issn.1673-9140.2021.03.013 中图分类号:TN624 文章编号:1673-9140(2021)03-0111-07

Research on characteristics of a novel ultra-sparse matrix converter with boost circuit

LI Shengqing^{1,2}, ZHANG Heng^{1,2}, LUO Zhaoxu^{1,2}, WANG Chenyang^{1,2}

(1. School of Electrical and Information Engineering, Hunan University of Technology, Zhuzhou 412007, China;
2. Hunan Photovoltaic Smart Grid Control Engineering Research Center, Zhuzhou 412007, China)

Abstract: Aiming at the low voltage transmission of Ultra Sparse Matrix Converter (USMC), a new topology of USMC with Boost boost circuit is proposed. The Boost circuit is added in the DC link of USMC to increase the output voltage of DC link, so that the inverter stage can output a higher voltage. Thereby, the voltage transmission ratio range is widen. In addition, combined with the SVPWM modulation strategy, the voltage transmission ratio and output power factor range of the new USMC topology are derived. It lays a theoretical foundation for the application of USMC. Finally, the Matlab/Simulink simulation is included to verify the correctness and feasibility of the topology.

Key words: ultra sparse matrix converter(USMC); the Boost circuit; space vector modulation; v voltage transmission ratio

矩阵变换器(matrix converter, MC)是一种复杂的柔性电力电子变换器,由于其具有功率密度大、输入功率因数可调、结构紧凑等优点,吸引了越

来越多研究者的关注。经过数十年的发展,矩阵变换器的理论基础和技术实现已基本成熟^[1-8],对其研究过程中,虽然借助了一些成熟的变换思想,如逆变

收稿日期:2019-10-16;修回日期:2020-01-09

基金项目:国家自然科学基金(51977072);国家重点研发计划(2018YFB0606005);湖南省自然科学基金(2017JJ4024,2018JJ3128);湖南省教育厅科学研究项目(16C0865)

通信作者:罗朝旭(1987-),男,博士,讲师,主要从事电力电子变换器建模与控制研究;E-mail:1247172031@qq.com

器的电压空间矢量算法概念等,但也研究出一套综合性调制算法,并可以反作用于现有逆变器的研究,更有助于建立多种基本变换器之间的统一联系。然而至今为止,矩阵变换器并未全面应用到工业生产中,主要受以下限制:①繁杂的功率开关器件,复杂的换流技术;②直流环节无储能元器件,运行鲁棒性不强;③自身为降压型变换器,电压传输占主导作用^[9-10]。

为减少功率开关器件数量,降低换流次数,众多研究者对间接矩阵变换器(indirect matrix converter, IMC)拓扑结构进行改进创新,得到功率开关器件仅为 9 个的超稀疏矩阵变换器(ultra spare matrix converter, USMC)。为提高矩阵变换器电压传输比,目前仅有 2 种途径,分别是改进调制策略和调整拓扑结构。文献[11]在 IMC 逆变级中采用过调制策略,虽将电压传输比提高到 0.955,但其调制策略复杂且输出谐波含量较高;文献[12]在 IMC 中引入升压环节,从而提高电压传输比,但相较于 USMC,其开关个数较多,换流技术略为复杂;文献[13]对 USMC 建模仿真进行详细分析,得到不同输出频率下的输出电压波形,但其拓扑结构和调制算法限制了电压传输比;文献[14]在 MC 输入侧引入 Z 源升压电路,虽能提高电压传输比,但控制策略复杂,且开关数目较多导致换流次数增加。

为解决上述问题,本文将 Boost 电路应用到 USMC 直流升压环节中,在其两级分别采用 SVPWM 调制策略进行仿真研究分析,结果表明,该新型 USMC 拓扑结构能有效的提高电压传输比。

1 超稀疏矩阵变换器拓扑结构

在电力电子技术的限制下,传统双级矩阵变换器(twostage matrix converter, TSMC)中,12 个双向开关是由 24 个单向功率开关组成。研究发现,若能保持直流部分电压极性始终为正,逆变级即可减少 12 个单向开关,形成 18 个单向开关的双级矩阵变换器电路。经过研究分析发现,整流级同一桥臂中的两开关状态可保持一致,进而减少了 3 个开关得到一个 15 开关的双级矩阵变换器^[15]。若在其基础上限定能量只能单向流动,即控制双级矩阵变换

器整流电路输出直流电流不为负,则它可进一步演变为开关元件数量仅为 9 个的 USMC,其拓扑结构如图 1 所示。

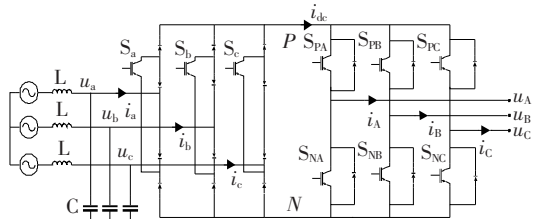


图 1 USMC 拓扑结构

Figure 1 Topology of USMC

2 新型超稀疏矩阵变换器拓扑结构

在 USMC 基础上增加 Boost 直流升压环节,即得到基于 Boost 电路的超稀疏矩阵变换器,其拓扑结构如图 2 所示,共分为 4 个部分:输入滤波环节;整流级整流环节,其三相桥臂每相由一个 IGBT 和 4 个二极管组成,将三相交流电压转化成直流电压;直流升压环节,起到升高直流电压幅值作用,通过选择适当的开关占空比可调节电压传输比;逆变级逆变环节,将升压后的直流电压逆变输出,其构造与传统两电平逆变器相同。

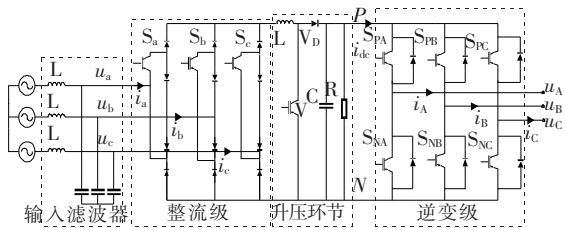


图 2 基于 Boost 电路的拓扑结构

Figure 2 Topology based on Boost circuit

3 新型 USMC 调制策略及参数设计

3.1 整流级空间矢量调制策略

设三相 USMC 输入电压为

$$\begin{cases} u_a = U_{im} \cos(\omega_i t) \\ u_b = U_{im} \cos\left(\omega_i t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ u_c = U_{im} \cos\left(\omega_i t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (1)$$

式中 U_{im} 为输入相电压幅值; ω_i 为输入相电压角

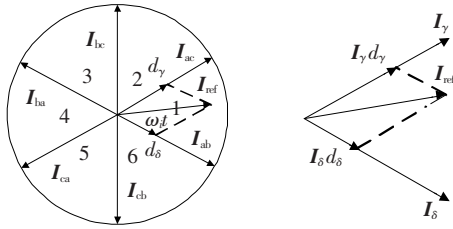
频率。

USMC 整流级 6 个有效电流矢量分布如图 3(a) 所示,即

$$\mathbf{I}_n = i_{dc} e^{j\frac{\pi(n-1)}{3} + j\frac{\pi}{6}}; n = 1, 2, 3, 4, 5, 6 \quad (2)$$

式中 i_{dc} 为直流侧电流。

USMC 整流级空间矢量合成方法如图 3(b) 所示,参考电流矢量由该扇区内两相邻有效矢量合成。



(a) 整流级有效矢量分布 (b) 输入电流有效矢量合成

图 3 USMC 整流级双有效矢量分布及合成调制

Figure 3 USMC rectification stage double effective vector distribution and synthetic modulation

其合成关系式为

$$\mathbf{I}_{ref} = d_\gamma \mathbf{I}_\gamma + d_\delta \mathbf{I}_\delta \quad (3)$$

式中 d_γ 、 d_δ 分别为整流级有效矢量 \mathbf{I}_γ 、 \mathbf{I}_δ 的占空比,且满足:

$$d_\gamma + d_\delta = 1 \quad (4)$$

由此可得在第一扇区的一个载波周期内直流电压平均值为

$$U_{dc} = d_{ab} u_{ab} + d_{ac} u_{ac} = \frac{3U_{im}^2}{2|\cos \theta_i|} \quad (5)$$

式中 $\cos \theta_i = \max[|\cos \theta_a|, |\cos \theta_b|, |\cos \theta_c|]$ 。

以此类推,亦可得到其它扇区平均直流电压值。

3.2 升压环节

3.2.1 升压电路工作原理

USMC 升压部分采用升压斩波电路,如图 2 升压环节所示,由直流输入 U'_{dc} 、开关器件、二极管、电感器、输出电容器以及负载组成。当开关管导通时,输入电压 U'_{dc} 给电感充电,电感储存电能,稳定时在电感上有恒定的电流,二极管反向截止,负载由电容供电,输出电压 U 。恒定;当开关管处于关断状态,电感上产生感生电动势,电感上的电流不能突变。电感的磁能转化成电压 U_L 与直流电源串联,一起给电容供电,同时给负载供电,通过选择适当的开关占空比即可调节直流环电压传输比。

由整流环节可知,其输入电压 U'_{dc} 由 2 个不同的线电压按其占空比合成,因此其幅值有所波动。在一个调制周期内,当调节开关管的频率足够高时,输入到 Boost 电路的直流电压可近似看作波动不大的恒定直流输入。通过对开关管的控制,调节升压比 T/t_{off} 大小,可改变输出电压 U_{dc} 大小,即

$$U_{dc} = \frac{T}{t_{off}} U'_{dc} = \frac{1}{1-\alpha} U'_{dc} \quad (6)$$

式中 α 为 Boost 电路占空比。由此可得直流升压环节电压传输比为

$$m' = \frac{U_{dc}}{U'_{dc}} = \frac{1}{1-\alpha} \quad (7)$$

3.2.2 升压电路参数设计

1) 电感参数设计。

升压电路中电感需要有良好的线性度,在电流变化范围之内电感值几乎不变,减少电磁干扰。在临界条件下, t_{off} 结束的瞬间,电感的平均电流 $I_{L(ave)}$ 与电感峰值纹波电流 ΔI_L 关系为

$$I_{L(ave)} = \frac{1}{2} \cdot \Delta I_L = \frac{1}{2} \cdot \frac{U_{dc}}{L} t_{on} \quad (8)$$

由 $D = \frac{t_{on}}{T}$ 以及 $\frac{U_o}{U_{dc}} = 1 - D$ 可知:

$$I_{L(ave)} = \frac{1}{2} \cdot \frac{T U_o}{L} \cdot D \cdot (1 - D) \quad (9)$$

由 $I_o = I_{L(ave)} \cdot (1 - D)$ 可知:

$$I_{o(ave)} = \frac{1}{2} \cdot \frac{T U_o}{L} \cdot D \cdot (1 - D)^2 \quad (10)$$

为满足电路电流工作在连续状态,需满足:

$$I_{L(ave)} \geq \frac{1}{2} \cdot \Delta I_L \quad (11)$$

结合 $\Delta I_L = \frac{U_{dc} \cdot D}{L \cdot f}$,整理得:

$$L \geq \frac{1}{2} \cdot \frac{U_o D (1 - D)^2}{I_o f} \quad (12)$$

代入参数后可得,电感 $L = 0.928$ mH,留一定裕量后,选取电感为 1 mH。

2) 电容参数设计。

输出电容的作用是在开关管开通的时候给负载供电,在 t_{on} 期间,输出电压减小,在 t_{off} 期间吸收电荷,根据能量守恒,电容的计算公式:

$$C = \frac{DT_s I_o}{\Delta U_o} \quad (13)$$

式中 ΔU_o 为纹波电压,代入数值计算得 C 为 $0.3 \mu\text{F}$ 。

3.3 逆变级调制策略

USMC 逆变级空间有效矢量分布及合成策略如图 4 所示。

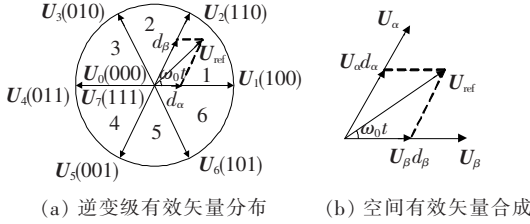


图 4 USMC 逆变级空间有效矢量分布及合成调制
Figure 4 USMC inverter space effective vector distribution and synthetic modulation

参考输出电压矢量 U_{ref} 由 2 个相邻有效矢量 U_α 和 U_β 及零矢量合成,其合成关系式为

$$U_{\text{ref}} = d_\alpha U_\alpha + d_\beta U_\beta + d_0 U_0 \quad (14)$$

由伏秒定律及三角正弦定理可知:

$$\begin{cases} d_\alpha = m_v \sin\left(\frac{\pi}{3} - \omega_o t\right) \\ d_\beta = m_v \sin(\omega_o t) \\ d_0 = 1 - d_\alpha - d_\beta \end{cases} \quad (15)$$

式中 m_v 为空间矢量脉冲宽度调制系数,且满足:

$$0 \leq m_v = \sqrt{3}U_{\text{om}}/U_{\text{dc}} \leq 1 \quad (16)$$

USMC 的逆变级换流方式选择零电流换流^[16-18],即在整流级的双电流有效矢量切换时,逆变级在减少换流次数基础上输出不同的零矢量,如当 I_{ref} 、 U_{ref} 均第 1 扇区时,其开关调制状态如图 5 所示。其中, S_a 、 S_b 、 S_c 分别为整流级 a、b、c 三相桥臂控制信号, S_{PX} ($X=A,B,C$) 为逆变级三相上桥臂的控制信号, S_{NY} ($Y=A,B,C$) 为逆变级三相下桥臂的控制信号,阴影部分为开关导通。

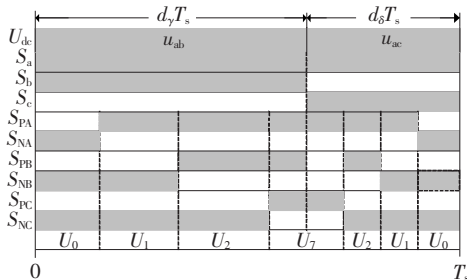


图 5 USMC 的调制方式

Figure 5 Modulation strategy of USMC

4 新型 USMC 拓扑结构特性分析

4.1 直流链路电流及负载侧的功率因数

由图 4(a)可知,当逆变级位于第一区间 ($0 < \omega_o t < \pi/3$) 时,则其输出电压矢量可由 U_1 、 U_2 及零矢量 (U_0 或 U_7) 合成。

当有效矢量 U_1 作用时,直流电流为

$$\begin{aligned} i_{\text{dc}} &= I_A = I_{\text{om}} \cos(\omega_o t - \varphi_o) \geq 0 \\ \Rightarrow -\frac{\pi}{2} &\leq \omega_o t - \varphi_o \leq \frac{\pi}{2} \end{aligned} \quad (17)$$

由 $0 < \omega_o t < \frac{\pi}{3}$, 综合得 $-\frac{\pi}{6} \leq \varphi_o \leq \frac{\pi}{2}$ 。

当有效矢量 U_2 作用时,直流电流为

$$\begin{aligned} i_{\text{dc}} &= -I_C = -I_{\text{om}} \cos\left(\omega_o t - \varphi_o + \frac{2\pi}{3}\right) \geq 0 \\ \Rightarrow \frac{\pi}{2} &\leq \omega_o t - \varphi_o + \frac{2\pi}{3} \leq \frac{3\pi}{2} \end{aligned} \quad (18)$$

同理可得 $-\frac{\pi}{2} \leq \varphi_o \leq \frac{\pi}{2}$ 。

综上所述可得 $-\frac{\pi}{6} \leq \varphi_o \leq \frac{\pi}{6}$, 即新型 USMC 所输出功率因数 $0.866 \leq \cos \varphi_o \leq 1$ 。

4.2 电压传输比分析

对于 USMC 逆变级,在任意时刻合成的输出电压就是该时刻需要的输出线电压,如当输出电压矢量处于第一扇区时,合成基准有效矢量为 U_1 、 U_2 , 则此时输出线电压的局部平均值推导过程为

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \bar{U}_{\text{AB}} \\ \bar{U}_{\text{BC}} \\ \bar{U}_{\text{CA}} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} U_{\text{PN}} \\ 0 \\ -U_{\text{PN}} \end{bmatrix} \cdot d_\alpha + \begin{bmatrix} 0 \\ U_{\text{PN}} \\ -U_{\text{PN}} \end{bmatrix} \cdot d_\beta = \\ &= m_v \begin{bmatrix} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \omega_o t\right) \\ \sin(\omega_o t) \\ -\cos\left(\omega_o t - \frac{\pi}{6}\right) \end{bmatrix} \cdot U_{\text{PN}} \end{aligned} \quad (19)$$

将式(5)、(15)代入式(19),得

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \bar{U}_{\text{AB}} \\ \bar{U}_{\text{BC}} \\ \bar{U}_{\text{CA}} \end{bmatrix} &= \sqrt{3}U_{\text{om}} \begin{bmatrix} \cos(\omega_o t + \varphi_o + 30^\circ) \\ \cos(\omega_o t + \varphi_o - 90^\circ) \\ \cos(\omega_o t + \varphi_o + 150^\circ) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (20)$$

式中 $U_{om} = \frac{\sqrt{3}}{2} m_V U_{im} \cos \varphi_i$, 则传统 USMC 电压传输比为

$$m = \frac{U_{om}}{U_{im}} = \frac{\sqrt{3}}{2} m_V \cos \varphi_i \quad (21)$$

由式(21)可得,当 $m_V = 1$ 、 $\cos \varphi_i = 1$ 时,电压传输比可达最大为 0.866。

由式(7)、(21)可得,基于 Boost 电路的 USMC 电压传输比为

$$M = m' \times m = \frac{\sqrt{3}}{2} m_V \cos \varphi_i \frac{1}{1 - \alpha} \quad (22)$$

显而易见,在升压环节的加持下,新型 USMC 的电压传输比可超过 1。

5 仿真分析

该文在 Matlab/Simulink 下建立含 Boost 升压电路的 USMC 仿真模型。仿真参数如下:输入三相电压源相电压幅值为 311 V,频率为 50 Hz,开关频率 f_s 为 20 kHz,仿真时间设置为 0.04 s;星型负载参数为 $R = 20$, $L = 10$ mH;输入侧滤波参数为 $R = 10$, $C = 15$ μ F, $L = 5$ mH,升压电路占空比为 0.16,空间矢量脉冲宽度调制系数为 1。在相同参数设置情况下将传统 USMC 和新型 USMC 输出波形进行对比。

三相输入电压波形如图 6 所示,2 种仿真下输入电压不变。

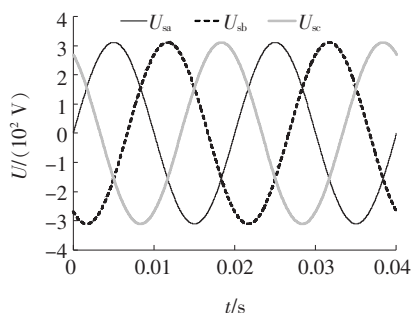


图 6 三相输入相电压波形

Figure 6 Three-phase input phase voltage waveform

升压前后 USMC 直流电压如图 7 所示,可知输入三相电压经过 USMC 整流级整流后可得到效果良好的直流电压,且在输入线电压幅值与其二分之一值间波动,在经过 Boost 升压电路后,波形虽有些许波动,但电压值变化明显。

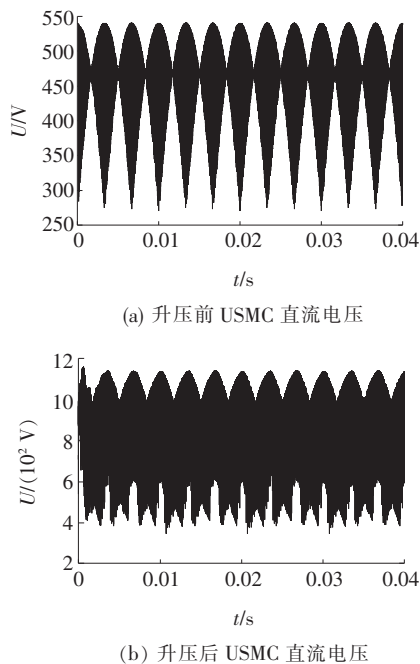


图 7 升压前后 USMC 直流电压

Figure 7 USMC DC voltage with and without boosting

普通 USMC 和基于 Boost 电路 USMC 输出线电压如图 8 所示,图 8(a)线电压基波幅值为 465.64 V,图 8(b)线电压基波幅值为 541.05 V,与输入线电压相比,电压传输比略大于 1,相比之下,在 Boost 电路的加持下,无需额外复杂的过调制策略,只需增加升压电路开关占空比,电压传输比即可轻易超过普通 USMC 的最大电压传输比 0.866。

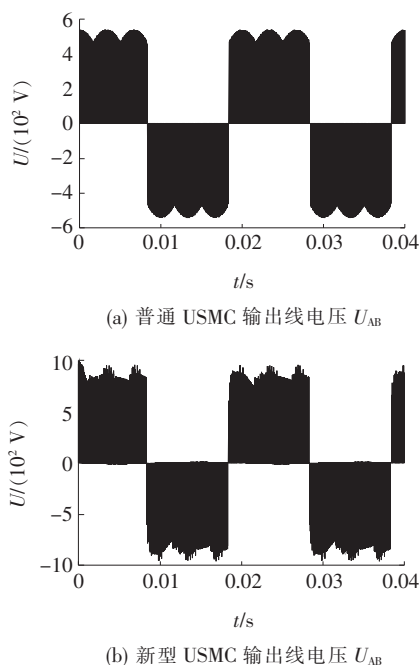
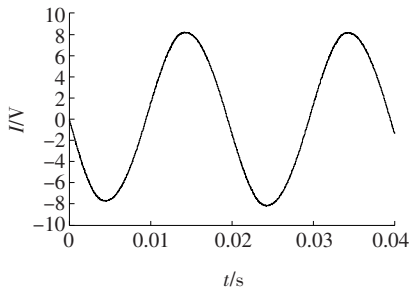


图 8 普通与新型 USMC 输出线电压

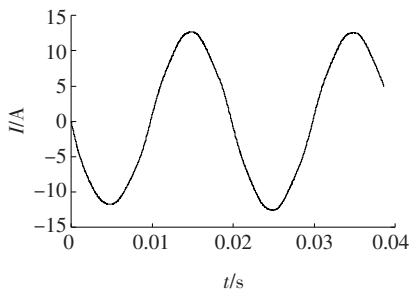
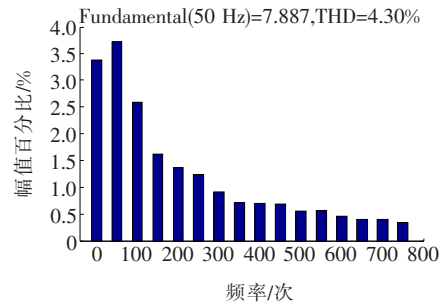
Figure 8 Normal and new USMC output line voltage

普通 USMC 和基于 Boost 电路 USMC 经滤波后输出 B 相电流如图 9 所示,可知两相电流均呈正

弦变化,新型 USMC 畸变率虽有所上升,但两者均较低。



(a) 普通 USMC 输出 B 相电流及 FFT 分析



(b) 新型 USMC 输出 B 相电流及 FFT 分析

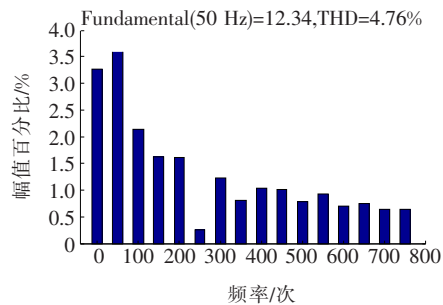


图 9 普通与新型 USMC 输出相电流及 FFT 分析

Figure 9 Normal and new USMC output phase current and FFT analysis

6 结语

该文针对传统 USMC 电压传输比较低这一问题,对其拓扑结构进行改进,在双级分别通过 SVPWM 调制策略的基础上,在直流环节增加 Boost 升压电路提高直流侧电压值,进而经过逆变极逆变后得到更高的输出电压。Matlab/Simulink 仿真结果表明,该文所提出的改进后的 USMC 能够在不采用复杂的过调制策略基础上,简单有效地提高电压传输比,能够满足更多大功率高电压工况。

参考文献:

- [1] 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.
- [2] 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 drives[J]. Transactions

of China Electrotechnical Society, 2015, 30(23): 1-9.

- [3] Kolar J W, Friedli T, Rodriguez J, et al. Review of three-phase PWM AC-AC converter topologies [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58(11): 4988-5006.
- [4] Lee M Y, Wheeler P, Klumpner C, et al. Space-vector modulated multilevel matrix converter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57(10): 3385-3394.
- [5] Shi T N, Yan Y, An H J, et al. Improved double line voltage synthesis strategies of matrix converter for input/output quality enhancement[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(8): 3034-3046.
- [6] Tuyen D N. Modulation strategies to reduce common-mode voltage for indirect matrix converters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 59(1): 129-140.
- [7] 许宇翔, 王培良, 雷能玮, 等. 多模块矩阵变换器改进型线电压合成闭环控制策略研究[J]. 电测与仪表, 2020, 57(8): 122-127.
XU Yuxiang, WANG Peiliang, LEI Nengwei, et al. Research on closed loop control strategy of the improved

- line voltage synthesis for multi-modular matrix converter [J]. *Electrical Measurement & Instrumentation*, 2020, 57(8): 122-127.
- [8] 贾健飞,李博通,孔祥平,等. 计及逆变型分布式电源输出特性的配电网自适应电流保护研究[J]. *高压电器*, 2019, 55(2): 149-155.
- JIA Jianfei, LI Botong, KONG Xiangping, et al. Research on adaptive current protection for distribution network considering the output characteristics of inverter-interfaced distributed generator [J]. *High Voltage Apparatus*, 2019, 55(2): 149-155.
- [9] 李珊瑚. 超稀疏矩阵变换器高电压传输比调制及低频谐波分析[D]. 天津:天津大学, 2017.
- [10] 齐琛,陈希有. 一种可靠换流的双级矩阵变换器载波调制策略[J]. *电工技术学报*, 2013, 28(6): 184-191.
- QI Chen, CHEN Xiyou. A carrier-based modulation strategy of two stage matrix converter with reliable commutation[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2013, 28(6): 184-191.
- [11] 赵忠斌,张靖,马蕊,等. 互联直流微电网多模式协调控制策略[J]. *智慧电力*, 2020, 48(4): 28-35.
- ZHAO Zhongbin, ZHANG Jing, MA Rui, et al. Multi-mode coordinated control strategy of interconnected DC microgrid[J]. *Smart Power*, 2020, 48(4): 28-35.
- [12] 李永琳,姜玉东,孙慧玉. 基于 B-C-SVM 的高频链矩阵变换器闭环控制研究[J]. *电测与仪表*, 2019, 56(18): 148-152.
- LI Yonglin, JIANG Yudong, SUN Huiyu, et al. Research on closed-loop control of high frequency link matrix converter based on B-C-SVM[J]. *Electrical Measurement & Instrumentation*, 2019, 56(18): 148-152.
- [13] 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 converters [J]. *Journal of Electric Power Science and Technology*, 2018, 33(3): 70-74.
- [14] Karaman E, Farasat M, Trzynadlowski A M. A comparative study of series and cascaded z-source matrix converters[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2014, 61(10): 5164-5173.
- [15] 边宏宇,徐友平,党杰,等. 直流受端多资源电压协调控制策略研究[J]. *电网与清洁能源*, 2020, 36(4): 48-54.
- BIAN Hongyu, XU Youping, DANG Jie, et al. Research on multi-resource voltage coordinated control strategy at DC receiving terminal[J]. *Power System and Clean Energy*, 2020, 36(4): 48-54.
- [16] 史婷娜,安少波,阎彦,等. 超稀疏矩阵变换器窄脉冲抑制[J]. *电工技术学报*, 2015, 30(14): 247-252.
- SHI Tingna, AN Shaobo, YAN Yan, et al. Narrow pulse suppression of ultra-sparse matrix converters [J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2015, 30(14): 247-252.
- [17] 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 induction motor speed control system based on Buck-Boost matrix converter [J]. *Power System Protection and Control*, 2019, 47(20): 156-162.
- [18] 徐艳春,杨昊,程杉. 基于超稀疏矩阵变换器的直驱风力发电系统控制研究[J]. *电力系统保护与控制*, 2019, 47(1): 59-66.
- XU Yanchun, YANG Hao, CHENG Shan. Research of control strategy for direct-driven wind-power generation system based on ultra-sparse matrix converter [J]. *Power System Protection and Control*, 2019, 47(1): 59-66.