

多模块矩阵变换器改进型线电压合成 闭环控制策略研究^{*}

许宇翔¹, 王培良¹, 雷能玮², 蒋永峰¹

(1. 湖州师范学院 工学院, 浙江 湖州 313000; 2. 湖州师范学院 信息工程学院, 浙江 湖州 313000)

摘要:针对常规三相-三相矩阵变换器电压传输率低的缺陷,文章研究了一种多模块矩阵变换器拓扑结构,详细介绍了线电压合成调制策略的实现过程,给出输入侧与输出侧扇区划分方式、占空比表达式,提出以输出调制系数作为控制对象的闭环控制策略。在闭环控制中因输入无阻尼 LC 滤波器引起输入电流谐振进而影响输入性能的问题,在上述线电压合成闭环控制策略基础上,改进了原有采用高通滤波器提取高频谐波量的谐振抑制方法,提出了通过简单的数学计算将输出负载电流 dq 轴分量中的高频谐波量反馈到闭环控制中,实现了多模块矩阵变换器输入谐振的有效抑制。最后,建立仿真模型,采用 Matlab/Simulink 进行仿真验证,结果表明该改进型闭环控制策略能有效抑制输入谐振,同时具有良好的动态与静态性能。

关键词:多模块矩阵变换器;线电压合成;谐振抑制;高频谐波;闭环控制

DOI:10.19753/j.issn1001-1390.2020.08.019

中图分类号:TM46

文献标识码:A

文章编号:1001-1390(2020)08-0122-06

Research on closed loop control strategy of the improved line voltage synthesis for multi-modular matrix converter

Xu Yuxiang¹, Wang Peiliang¹, Lei Nengwei², Jiang Yongfeng¹

(1. School of Engineering, Huzhou University, Huzhou 313000, Zhejiang, China.

2. School of Information Engineering, Huzhou University, Huzhou 313000, Zhejiang, China)

Abstract:iming at the defect of low voltage transmission rate of conventional three-phase-three-phase matrix converter, a multi-modular matrix converter topology is studied. In this paper, the realization process of dual-voltage synthesis modulation strategy is introduced in detail, and the division method and duty cycle expression of input side and output side are given. Then, the closed-loop control strategy with output modulation coefficient as control object is proposed. In order to suppress the problem that the input current resonance caused by the input undamped LC filter affects the input performance in the closed-loop control, on the basis of the proposed closed-loop control strategy of line voltage synthesis, the original resonance suppression method using high pass filter to extract the high-frequency harmonic is improved, and the high-frequency harmonic in the dq axis component of the output load current is fed back to the output side through simple mathematical calculation. This control strategy can effectively suppress the input resonance of multi-modular matrix converter. Finally, the simulation model is established and verified by Matlab/Simulink. The results show that the improved closed-loop control strategy can effectively suppress the input resonance, and the system has good dynamic and static performance under the proposed strategy.

Keywords: multi-modular matrix converter, line voltage synthesis, resonance suppression, high frequency harmonics, closed-loop control

^{*} 基金项目:国家自然科学基金资助项目(61573137);浙江省自然科学基金资助项目(LY19F030002);湖州市自然科学基金项目(2017YZ09);湖州师范学院科研项目(2017JXJM39)

0 引言

矩阵变换器是一种直接交-交变换技术,其具有结

构紧凑、使用寿命长、能量双向流动、输入电流的正弦程度高、易实现单位功率因数等优点^[1-2]。上述优点已经引起了学术界和工业界对矩阵变换器的广泛关注。现有的研究主要集中在调制策略^[3-5]、拓扑结构^[6]和容错^[7]等方面,其理论成果已经应用在电机驱动、风力发电、高压直流输电等场合^[8-9],某些公司针对电梯、起重机等设备特点推出了相关的矩阵变换器产品^[1,9]。

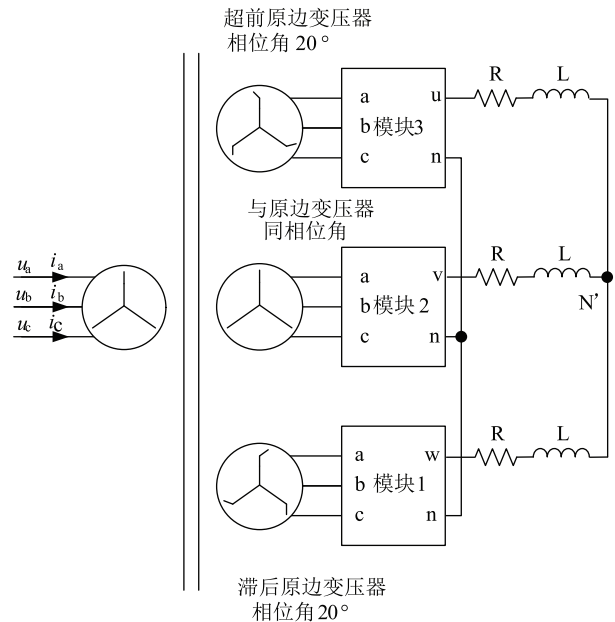
在交-交变换场合,传统的 AC-DC-AC 变换器仍然占据主导地位,至今市场上矩阵变换器还没有大规模的应用,除了开关数量多进而增加了系统控制复杂程度和换流难度的原因之外,传统三相-三相矩阵变换器电压增益低(0.866),这限制了在电机驱动等工业领域的应用。针对矩阵变换器电压增益低的缺陷,有学者主要从拓扑结构^[6]、调制方法^[10]两个方面着手来解决该问题。前者通过引入如 Z 源变换器等拓扑提高电压增益,但 Z 源变换器中的大容量电解电容,削弱了矩阵变换器原有体积小、功率密度高的优点;后者采用如过调制的方法,虽然具有无需增加硬件成本,控制灵活等优势,但电压增益提升能力有限,输入输出波形的畸变较前者要高。

多模块矩阵变换器是由多个三相-单相矩阵变换器(3-1MC)模块和多绕组变压器构成,多绕组变压器置于电网和矩阵变换器模块之间,通过各模块的输出端串联,可以获得较高的输出电压^[11-13]。多绕组变压器副边漏感和滤波电容构成了 LC 滤波器,容易激发输入电流中的谐波出现谐振,降低了输入性能。采用串联或者并联电阻到滤波电感或电容上的被动抑制谐波方法,使得高频段的谐振抑制效果不理想,且针对不同的谐振频率需要对应不同的阻尼电阻来适应,因此该方法不够灵活^[14]。若将文献[15]的输入侧状态反馈谐振抑制方法用到多模块矩阵变换器中,至少需要 6 个电流传感器,提高了硬件成本。文献[12]针对多模块矩阵变换器拓扑提出了双空间矢量调制策略下的谐振抑制方法。与文献[15]相比,该方法只需要采集两相负载电流就能实现谐振抑制,具有成本低的优点,但该方法需要对谐波提取的高通滤波器进行离散化,造成控制上的一定延时,同时增加了控制方法的复杂性。文献[11]提出了针对多模块矩阵变换器的线电压合成调制策略,但该方法是一种开环控制。文章提出在双线电压合成策略基础上,以输出调制系数作为控制量,简化文献[12]的谐振抑制策略,通过直接提取输出负载电流中的谐波成分至闭环控制中,不仅实现了双电压调制方法下的闭环控制,同时避免直接对输出调

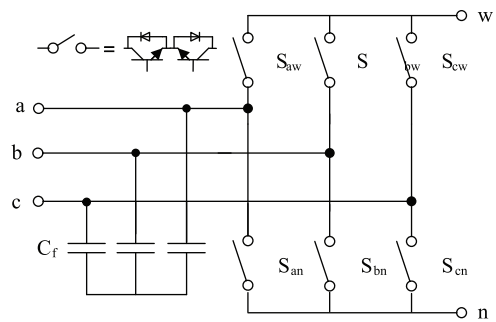
制系数进行闭环控制过程中出现明显谐振的缺陷。

1 多模块矩阵变换器拓扑

文中所研究的多模块化矩阵变换器结构主要由三个 3-1MC 模块、一个多脉波隔离变压器和三相阻感负载三部分组成,如图 1(a)所示。3-1MC 模块如图 1(b)所示,图中的六个双向开关分别采用两个 IGBT 反向串联构成,变压器副边等效电感和滤波电容 C_f 构成了 LC 滤波器用以滤除输入电流中的高频谐波以提高输入性能。3-1MC 模块其中一个输出端子与负载相连,另一个端子与其它模块形成中性点 N' 。



(a) 多模块矩阵变换器结构示意图



(b) 模块 1 的拓扑结构

图 1 多模块矩阵变换器拓扑结构

Fig. 1 Multi-modular matrix converter topology

2 改进型线电压合成闭环控制策略

2.1 虚拟整流侧调制方法

假设网侧三相电压 u_{abc} 为理想电压,其表达式分别为:

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

式中 U_i 为输入电压的幅值; ω_i 为输入电压的角频率。

输入虚拟整流侧共划分 6 个大扇区, 每个大扇区中进一步划分成 2 个小扇区(见图 2)。

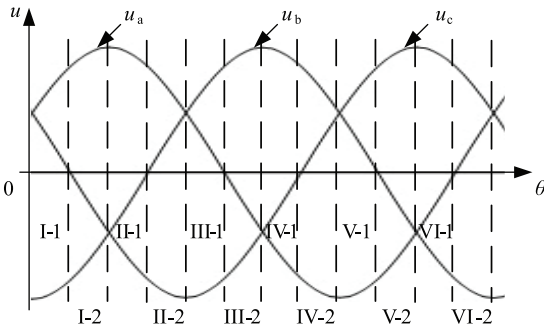


图 2 输入侧扇区的划分

Fig. 2 Division of input side sectors

若输入虚拟整流侧处于 I-2 扇区中, 此时 a 相的电压幅值最大且 $u_a > 0$, b 相和 c 相的电压关系为: $u_b < u_c < 0$, 若模块 1 的期望输出电压 $u_{o1} > 0$, 此时的输出电压是由输入线电压 u_{ab} 、 u_{ac} 以及 u_{aa} 三个线电压合成, 在整个开关周期 T_s 内, 如图 1 的模块 1 中对应的开关管 S_{aw} 始终导通, 其余两个管 S_{bn} 、 S_{cn} 处于调制状态, 则占空比表达式为:

$$\begin{cases} d_{mid} = \left| \frac{u_{mid}}{U_{dc}} \right| \\ d_{min} = \left| \frac{u_{min}}{U_{dc}} \right| \\ d_0 = 1 - d_{mid} - d_{min} \end{cases} \quad (2)$$

式中 u_{mid} 和 u_{min} 分别为三相输入相电压绝对值的中间值和最小值; U_{dc} 为直流电压。

由式(2)可得输入矢量处于 I-2 扇区时, 虚拟母线电压平均值 U_{pn} 的表达式为:

$$\begin{aligned} U_{pn} &= u_{ab} \times d_{mid} + u_{ac} \times d_{min} = \sqrt{3} U_i \cos(\omega_i t - \frac{\pi}{6}) \cos(\omega_i t + \frac{2\pi}{3}) + \sqrt{3} U_i \cos(\omega_i t + \frac{\pi}{6}) \cos(\omega_i t - \frac{2\pi}{3}) \\ &= \frac{3}{2} U_i \end{aligned} \quad (3)$$

2.2 虚拟逆变侧调制方法

假设模块 1 的输出侧调制函数表达式为:

$$\xi_{o1} = m_o \cos(\omega_o t + \varphi_1) \quad (4)$$

式中 m_o 为调制系数; ω_o 为输出角频率; φ_1 为初始相角。

多模块矩阵变换器拓扑结构上是三个 3-1MC 的连接, 以模块 1 为例, 将输出调制函数 ξ_{o1} 的过零点作为输出扇区划分的依据, 输出侧扇区划分如图 3 所示。

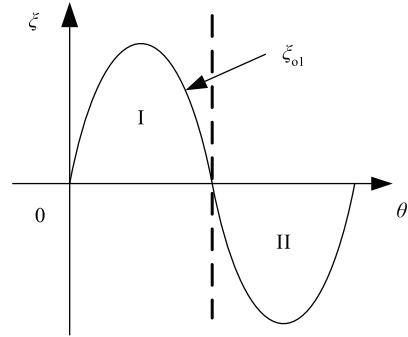


图 3 输出侧扇区的划分

Fig. 3 Division of output side sectors

由式(3)和式(4)可得模块 1 的输出侧电压表达式 u_{o1} 为:

$$u_{o1} = \xi_{o1} \times U_{pn} = \frac{3}{2} m_o U_i \frac{N_o}{N_i} \cos(\omega_o t + \varphi_1) = U_o \cos(\omega_o t + \varphi_1) \quad (5)$$

由式(5)可得多模块矩阵变换器系统电压增益的表达式 G 为:

$$G = \frac{U_o}{U_i} = \frac{3}{2} m_o \times \frac{N_o}{N_i} \quad (6)$$

式中 m_o 为输出调制系数, $m_o \leq 1$; $\frac{N_o}{N_i}$ 为变压器匝比。

由式(6)可知, 在变压器匝比一定时, 输出电压的幅值是由输出调制系数 m_o 来决定的, 连续调节输出调制系数就可以达到对输出电压/电流幅值的控制。文中提出以多模块矩阵变换器负载电流中 d 轴分量 i_d 为控制对象, 通过 PI 闭环控制实现了对控制量 m_o 的调节进而实现了输出电流的闭环控制(闭环控制方法 I)。

2.3 开关序列

输入虚拟整流侧划分为 12 个小扇区, 输出虚拟逆变侧划分为 2 个扇区, 所研究的多模块矩阵变换器拓扑中任意一个模块均存在 24 种开关组合状态, 若采用线电压合成调制策略, 该调制方法下存在 2 个有效矢量和 1 个零矢量, 其占空比与作用时间表达式如式(7)和式(8)所示:

$$\begin{cases} d_1 = d_{\text{mid}} \times \zeta_{o1} = m_o \left| \frac{u_{\text{mid}} \cos(\omega_o t + \varphi_1)}{U_{\text{dc}}} \right| \\ d_2 = d_{\text{min}} \times \zeta_{o1} = m_o \left| \frac{u_{\text{min}} \cos(\omega_o t + \varphi_1)}{U_{\text{dc}}} \right| \\ d_0 = 1 - d_1 - d_2 \end{cases} \quad (7)$$

$$\begin{cases} T_1 = d_1 T_s \\ T_2 = (d_1 + d_2) T_s \end{cases} \quad (8)$$

文中各矢量的分布采用单边分布方式,即有效矢量分布在零矢量一侧,开关周期时间 T_s 由三个时间片构成,具体开关矢量序列作用时间分布如图 4 所示。

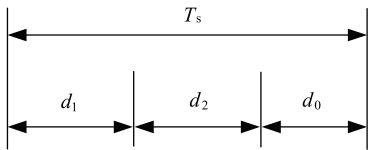


图 4 单边分布开关序列顺序图
Fig. 4 Sequence diagram of unilateral distribution switch vector

以模块 1 为例,当输入虚拟整流侧处于 I-2 扇区,输出虚拟逆变侧处于 II 扇区,此时不同作用时间下的开关管组合如表 1 所示。

表 1 模块 1 输入 I-2 扇区-输出 II 扇区
对应的开关管状态

Tab. 1 Module 1 switch state when input is in the I-2 sector-the output is in II sector

作用时间	$S_{aw}S_{bw}S_{cw}$	$S_{an}S_{bn}S_{cn}$
$0 \sim T_1$	0 1 0	1 0 0
$T_1 \sim T_2$	0 0 1	1 0 0
$T_2 \sim T_s$	1 0 0	1 0 0

2.4 改进型闭环控制策略

由式(5)可知,控制输出调制函数中的系数 m_o ,理论上可以实现对输出电压或电流幅值的控制。但由于变压器副边侧有等效电感和滤波电容的存在,此时矩阵变换器输入侧存在一个二阶无阻尼滤波环节,若不对该滤波器进行谐振抑制,变压器原边中将会有较明显的谐振电流,容易降低系统的效率,并对电网产生污染,因此需要在上述闭环控制中增加谐振抑制环节。采用网侧主动阻尼的方式能有效抑制谐振,同时不会降低系统的效率,但所需的传感器数量较多,该方法增加了成本,提高了算法的复杂性。由于多模

块矩阵变换器输出电流仍然是由输入电流调制而成的,因此文中通过简单的数学运算将输出阻感负载上的高频电流分量反馈到控制算法中用以抑制输入谐振,并将该方法与前述的闭环控制方法相结合(闭环控制方法 II),具体控制框图如图 5 所示,图中 K_d 为阻尼系数。

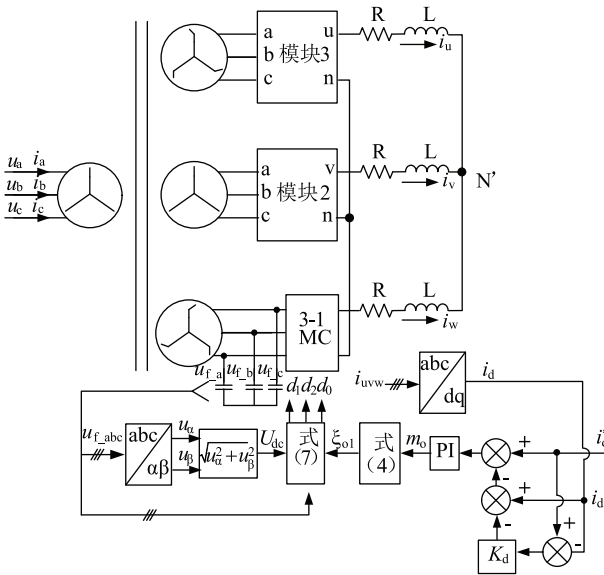
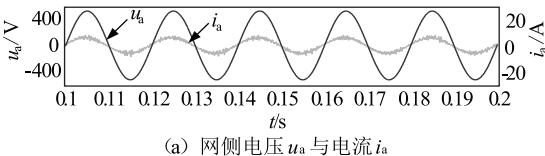


图 5 闭环控制方式 II 的框图
Fig. 5 Block diagram of loop control mode II

3 仿真结果与分析

采用 Matlab/Simulink 对模型进行仿真,仿真包括闭环控制方式 I 和闭环控制方式 II 两种方法的实现与仿真结果的对比,并对网侧与输出电流进行了分析。具体仿真参数如下:三相输入相电压有效值 380 V/50 Hz,变压器副边滤波电容 $C_f = 13.2 \mu\text{F}$,变压器匝比 $N_o/N_i = 1:2$,逆变侧输出频率 $f_o = 70 \text{ Hz}$,开关频率 $f_s = 10 \text{ kHz}$,负载电阻 $R = 50 \Omega$,负载电感 $L = 7 \text{ mH}$ 。

图 6 为采用闭环控制方式 I 的网侧电压与变压器原边网侧电流静态仿真结果,由图 6(a) 可知,输入电流中含有明显的毛刺,经快速傅立叶变换 (FFT) 分析得网侧电流 i_a 的总谐波畸变率 (THD) 为 5.48%。造成该现象的原因是变换器输入侧变压器漏感和滤波电容构成了 LC 滤波器引起的谐振,而采用滤波电容上线电压合成方法的阻尼抑制效果有限。



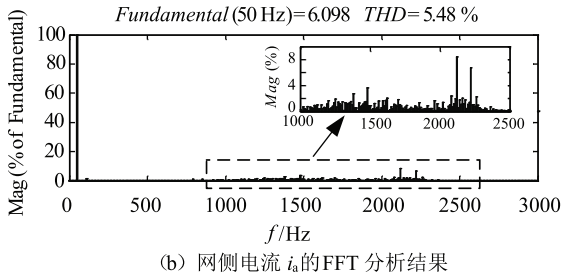


图 6 闭环控制方法 I 下的网侧电流与电压静态仿真结果

Fig. 6 Static simulation results of grid side current and voltage under loop control method I

图 7 是输出负载电流仿真波形和 FFT 分析结果, 由于输出电流是由输入电流合成的, 因此输入电流中谐振电流将通过双向开关作用到输出侧, 由图 7(a) 可知, 输出电流中含有明显的谐波分量, FFT 分析得其 THD 值为 4.64%, 且输出电流与网侧电流的主要谐波频率一致。由图 6 和图 7 可得: 采用闭环控制方式 I 的方法, 变换器的网侧电流的谐振不仅降低了输入性能, 同时也影响了输出电流的质量。

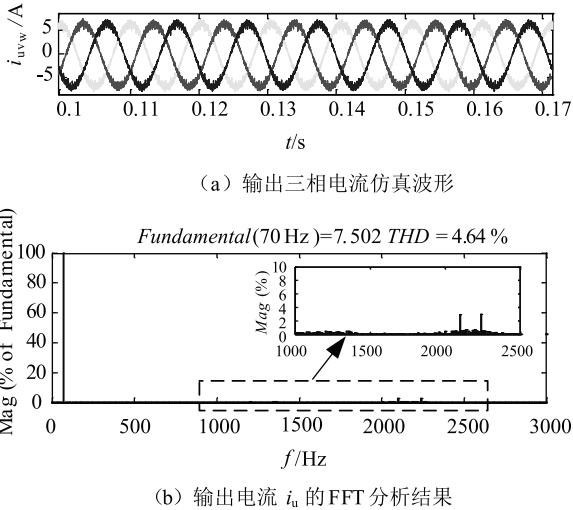


图 7 闭环控制方法 I 下的输出电流静态仿真结果
Fig. 7 Static simulation results of output current under closed-loop control method I

图 8 为采用闭环控制方式 II 在 0.2 s 处输出负载电流由 7.5 A 切换到 5 A 的网侧电压与变压器原边网侧电流的动态仿真结果, 由图 8(a) 可知, 网侧电流中谐振电流被明显抑制, 且动态切换过程时间短, 由图 8(b) 的 FFT 分析得稳态条件下网侧电流的 THD 值被抑制到了 2.28%, 即采用所提的改进型闭环控制策略阻尼抑制效果明显。图 9 为输出负载电流仿真波形和

FFT 分析结果, 输出负载电流切换前后的电流波形均具有较高的质量, 由图 9(b) FFT 分析结果可知, 原有输出电流中含有的明显谐波分量被抑制, 动态切换过程时间短, 且无明显振荡。

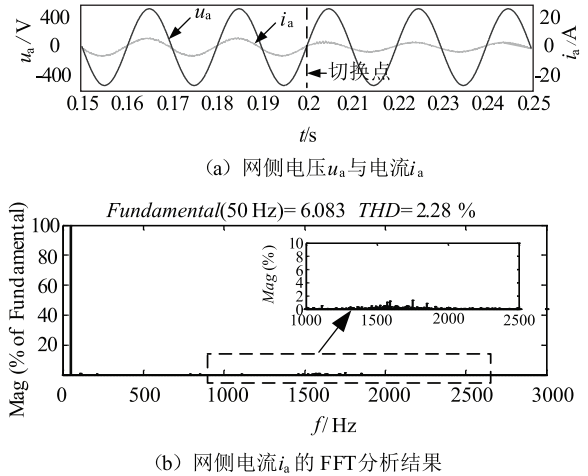


图 8 闭环控制方法 II 下的网侧电流与电压动态仿真结果

Fig. 8 Dynamic simulation results of grid side current and voltage under loop control method II

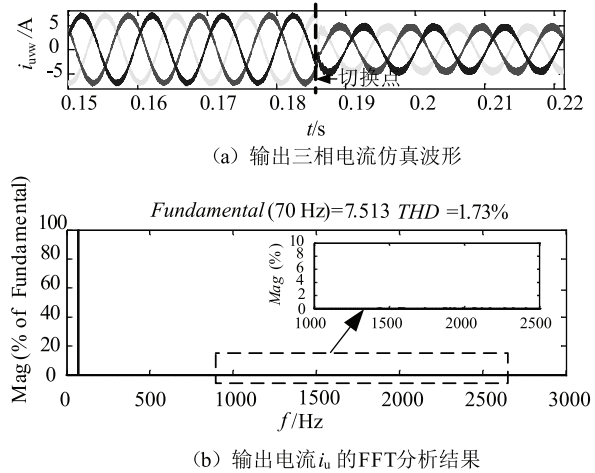


图 9 闭环控制方法 II 下的输出电流动态仿真结果
Fig. 9 Dynamic simulation results of output current under closed-loop control method II

4 结束语

针对多模块矩阵变换器, 提出一种改进型线电压合成闭环控制策略, 在对调制系数 m_o 闭环控制基础上, 简化输出电流中谐波量的提取方法, 并将该方法引入到输出侧闭环控制策略中, 不仅实现了输出电流幅值的闭环控制, 而且有效抑制了输入 LC 滤波器引起的网侧电流谐振, 所提闭环控制方法 II 的网侧电流 THD

值下降了58.4%,输出电流THD值下降了62.7%,网侧与输出侧性能均得到了改善;同时所用的传感器较常规的主动阻尼抑制方法少,降低了控制算法的复杂性和系统的成本,有利于实际场合的应用。

参考文献

- [1] 孙凯,周大宁,梅杨. 矩阵式变换器及其应用[M]. 北京:机械工业出版社,2007:5,191-193.
Sun Kai, Zhou Daning, Mei Yang. The technology of matrix converter and its application[M]. Beijing: China Machine Press, 2007: 5, 191-193.
- [2] 杨喜军,龚幼民,叶克生. 矩阵变换器的理论与应用[M]. 北京:机械工业出版社,2011:7-8.
Yang Xijun, Gong Youmin, Ye Pengsheng. The theory and application of matrix converter[M]. Beijing: China Machine Press, 2011: 7-8.
- [3] 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.
- [4] Zhang G, Yang J, Sun Y, et al. A Predictive-Control-Based Over-Modulation Method for Conventional Matrix Converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 30(4): 3631-3643.
- [5] 王汝田,朱丽慧,张嘉伟. 三电平间接矩阵变换器的简化SVPWM方法研究[J]. 电测与仪表,2017,54(9):90-94,128.
Wang Rutian, Zhu Lihui, Zhang Jiawei, et al. Simplified SVPWM method of three-level indirect matrix converter[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2017, 54(9): 90-94, 128.
- [6] 魏萍,李波. 基于Quasi-Z源矩阵式变换器电压传输比的研究[J]. 电测与仪表,2015,52(12):35-39.
Wei Ping, Li Bo. Research on the voltage transfer ratio for matrix converters based on Quasi-Z source[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2015, 52(12): 35-39.
- [7] Hamouda M, Blanchette H, Al-Haddad K. Unity power factor operation of indirect matrix converter tied to unbalanced grid. IEEE Transactions on Power Electronics 2016; 31(2): 1095-1107.
- [8] 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. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(23): 1-9.
- [9] 周波,秦显慧,雷家兴,等. 矩阵变换器应用于电机系统的研究与进展[J]. 南京航空航天大学学报,2014,46(1):1-10.
Zhou Bo, QinXianhui, Lei Jiaying, et al. Review of matrix converter application in electric machine systems[J]. Journal of Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, 2014, 46(1): 1-10.
- [10] 张晓峰,夏益辉,乔鸣忠,等. 矩阵变换器间接空间矢量逆变级调制策略优化设计[J]. 电力自动化设备,2016,36(2):40-44.
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.
- [11] Wang J, Wu B, Xu D, et al. Multimodular Matrix Converters With Sinusoidal Input and Output Waveforms[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 59(1): 17-26.
- [12] Takahashi H, Itoh J. Damping control combined to output stage for a multi-modular matrix converter[C]. Applied power electronics conference, Long Beach, USA, March, 2013; 1226-1233.
- [13] Sun Y, Xiong W, Su M, et al. Modulation Strategies Based on Mathematical Construction Method for Multi-modular Matrix Converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(8): 5423-5434.
- [14] Wang X, Lin H, Feng B, et al. Damping of input LC filter resonance based on virtual resistor for matrix converter[C]. Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Raleigh, USA, Sept, 2012: 3910-3916.
- [15] 陆松,葛红娟,陈思,等. 基于滤波器状态反馈的矩阵变换器网侧电流闭环策略[J]. 电工技术学报,2016,31(7):65-71.
Lu Song, Ge Hongjuan, Chen Si, et al. A Grid Current Closed-Loop Control Strategy for Matrix Converter Based on States Feedback of Filter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(7): 65-71.

作者简介:



许宇翔(1981—),男,博士,讲师,从事矩阵变换器及其控制技术研究。Email:keyan_xyx@163.com

王培良(1963—),男,硕士生导师,教授,从事模式识别与智能控制、系统建模与故障诊断等方向的研究。

雷能玮(1985—),男,硕士,讲师,从事电路与系统方向的研究。

蒋永峰(1963—),男,本科,实验师,从事工业自动化方向的研究。

收稿日期:2019-10-15;修回日期:2019-12-01

(任美辉 编发)