

DOI: 10.13382/j.jemi.2017.09.023

Sepic 矩阵变换器的双闭环控制研究*

岳舟

(湖南人文科技学院 能源与机电工程学院 娄底 417000)

摘要:为提高矩阵变换器的电压传输比,加速其在电力传动领域的应用,在矩阵整流和交流斩波器的基础上提出了一种新颖的交直交型 Sepic 矩阵变换器。首先介绍单相 Sepic 逆变器的拓扑结构和工作原理,在此基础上进一步介绍基于矩阵整流和交流斩波的 Sepic 矩阵变换器的拓扑结构,然后分别阐述整流级和逆变级所采用的调制策略,最后通过仿真和样机试验证明该拓扑结构的正确性及调制策略的可行性。仿真和样机试验结果表明该系统的电压传输比能够达到 1.0 及以上,从而突破了传统矩阵变换器电压传输比最大为 0.866 的限制,且系统输出电压和电流波形的失真度很小,因此具有较好的研究价值。

关键词: Sepic 矩阵变换器;交流斩波器;双闭环控制;电压传输比;仿真;样机

中图分类号: TM46;TN712 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 470.40

Research of Sepic matrix converter based on double-loop control

Yue Zhou

(College of Energy, Mechanical and Electrical Engineering, Hunan University of Humanities, Science and Technology, Loudi 417000, China)

Abstract: In order to improve the voltage transfer ratio of matrix converter and accelerate its application in the field of power transmission, a novel AC-DC-AC Sepic matrix converter based on matrix rectification and AC chopper is presented in this paper. Firstly, the topology and working principle of Sepic inverter is introduced. Based on the above analysis, the topology of Sepic matrix converter is also introduced. Then, the modulation strategy used in rectifier stage and inverter stage is expounded. Finally, the correctness of the topology and the feasibility of the modulation strategy are proved by simulation and prototype experiments. The simulation and prototype test results show that the voltage transmission of this system can reach 1 and above, which breaks through the traditional voltage transfer ratio of matrix converter 0.866 maximum limit, and the system output voltage and current waveform distortion is very small, so it has good value of research.

Keywords: Sepic matrix converter; AC chopper; double-loop control; voltage transfer ratio; simulation; prototype

0 引言

Alesina 等人^[1]提出了矩阵变换器(matrix converter, MC)的概念,首先在理论上证明了 N 相交流输入、P 相交流输出的 MC 的实现条件,构成一个交交变频器(直接变频器),而不存在实际的直流环节。一般在对它进行分析时将其等效为虚拟的整流级和逆变级两个部分。MC 有 3 种工作模式:1)当交流输入的相数 $N \neq 0$ 和交流输出的

相数 $P \neq 0$ 时,MC 相当于输入 N 相,输出 P 相变频器;2)当交流输入的相数 $N = 0$ 和交流输出的相数 $P \neq 0$ 时,MC 相当于逆变器,如为了减少器件数量,此时整流级可以省去,逆变器成为 1 个 2/3(直流 2 相变换为交流 3 相)的 MC;3)当交流输入的相数 $N \neq 0$ 和交流输出的相数 $P = 0$ 时,MC 相当于整流器,如为了减少器件数量,此时逆变级可以省去,整流器成为 1 个 3/2(交流 3 相变换为直流 2 相)的 MC。

MC 是一种具有先进拓扑结构的功率变换器,其优

点是拓扑结构简单、无中间储能环节、输入电流和输出电压正弦、输出电压幅值和频率可调、对电网谐波污染小、输入功率因数可以为1并能自由调节、能量可双向流动,使其成为功率变换的研究热点。而双级矩阵变换器(TSMC)由于其克服了常规MC开关数量多且控制策略复杂等优点,故其目前成为更具发展潜力的一种新型MC^[2-3]。但这两类MC的电压传输比都较低,线性调制时的最大电压传输比只有0.866^[1]。针对这个问题部分学者提出过一些改善方法,如采用谐波注入或过调制等方法均能将电压传输比提高到1.0左右,但这些方法都会使输出波形谐波过大^[4-9]。

TSMC存在实际的中间直流环节,其主电路被拆分成整流和逆变两个部分。基于TSMC这样的结构特点,本文提出一种新颖的Sepic MC的电路拓扑结构。该新型MC的整流级采用了一个3/2相MC,而其逆变级则采用了基于交流斩波原理的Sepic逆变器,这样就构成了本文所提的基于矩阵整流和交流斩波的Sepic MC。首先介绍了单相Sepic逆变器的拓扑结构和工作原理,在此基础上进一步介绍了Sepic MC的拓扑结构。然后分别阐述了整流级采用的无零矢量的空间矢量调制策略以及逆变级所采用的双闭环控制策略。最后通过仿真和样机试验证明该拓扑结构的正确性及调制策略的可行性。结果表明Sepic MC可实现输出电压和频率的任意调节,其电压传输比达到甚至超过1.0,从而有效地解决了上述两种类型MC电压传输比低的问题。

1 拓扑结构

1978年,Cuk等人^[10]提出了一种组合式新型Cuk逆变器^[10]。该逆变器由两组电流能双向流动的Cuk DC变换器所组成,其负载跨接在两组Cuk DC变换器的输出端。两组独立对称的Cuk DC变换器按照推挽电路原理工作,实现了交流电压的稳定输出。1983年,Cuk等人^[11]总结了此类组合式新型逆变器的特点,得到了由任意类型的电感电流可双向流动DC-DC变换器组合成的新型逆变器模型,其电路如图1所示。

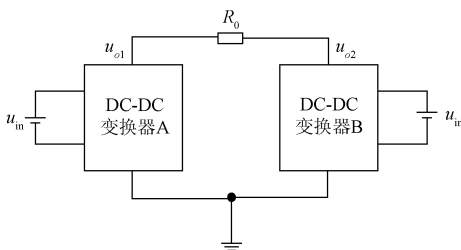


图1 组合式逆变器电路

Fig.1 Block diagram of combined inverters circuit

本文所研究的新颖SepicMC其逆变级即来自于上述的组合式逆变电路,这里重点介绍单相Sepic逆变器。该逆变电路采用对称的两组电流能双向流动的Sepic DC变换器,在两组Sepic DC变换器的输出端跨接负载。其中的每一组Sepic DC变换器都跟踪和放大拥有相同直流偏置但其相位相差180°的正弦波参考信号,使输出电压 u_{c1} 和 u_{c2} 都跟随参考电压而变化,从而实现了调节Sepic DC变换器输出电压的目的,进行直流到交流的变换,单相Sepic逆变器的电路如图2所示。

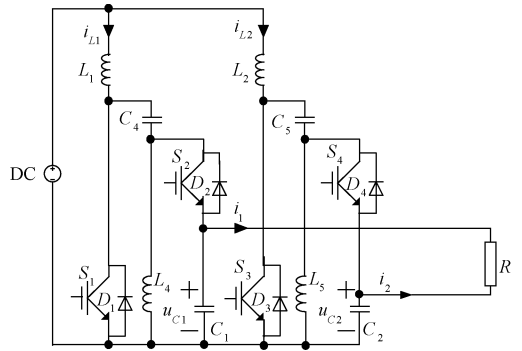


图2 单相Sepic逆变器电路

Fig.2 Single-phase Sepic inverter circuit

根据前面的分析, Sepic MC的整流部分采用1个3/2相MC,其开关是由两个带反向二极管的单向开关串联组成的双向开关,整流级将三相交流变换为PWM调制的直流电压。Sepic MC的逆变部分则采用基于交流斩波原理的三相Sepic逆变器的结构形式,在单相Sepic逆变器的基础上很容易得到三相Sepic逆变器的拓扑结构。在这里三相Sepic逆变器完成DC到AC的变换,因此得到新颖Sepic MC的拓扑结构如图3所示。

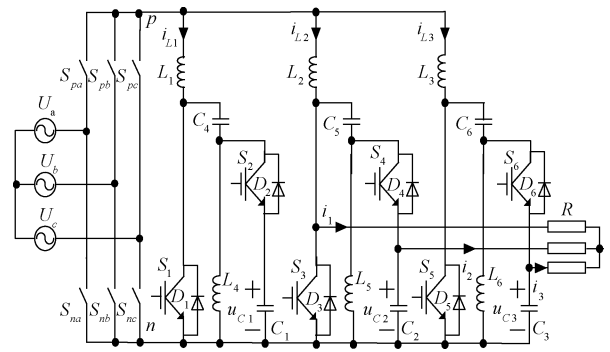


图3 Sepic MC拓扑结构

Fig.3 The topology of Sepic matrix converter

2 调制策略

2.1 整流级调制策略

整流级采用无零矢量的空间矢量调制策略^[12],该调

制策略是一种在一个 PWM 周期内只产生两个有效空间矢量,而不出现零矢量的调制策略。

设三相输入电压为:

$$\begin{cases} ua = Um\cos\theta_a = Um\cos(\omega t) \\ ub = Um\cos\theta_b = Um\cos(\omega t - \frac{2}{3}\pi) \\ uc = Um\cos\theta_c = Um\cos(\omega t + \frac{2}{3}\pi) \end{cases} \quad (1)$$

式中: ω_i 为输入角频率, U_m 为输入相电压幅值。

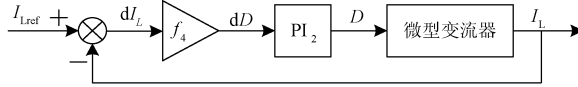
根据文献[12], 在一个 PWM 开关周期内整流输出直流电压的局部平均值为:

$$\bar{u}_{dc} = \frac{3U_m}{2\cos\theta_{in}} \quad (2)$$

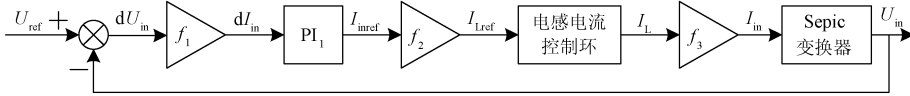
式中: $\cos\theta_{in} = \max(|\cos\theta_a|, |\cos\theta_b|, |\cos\theta_c|)$ 。

2.2 逆变级调制策略

逆变级采用的双闭环控制原理如图4所示。针对 Sepic 逆变器, 为实现对状态变量的解耦控制这里采用电压电流双闭环控制策略。电流内环控制实现了对电感电流的直接控制, 即使在负载条件突变的情况下也能快速的响应, 具有较高的可靠性, 因此它对外界干扰具有较强的鲁棒性。而电压外环控制则实现了输入侧电压按照输出电压参考值变化^[13-14]。



(a) 电流内环控制原理
(a) Schematic diagram of current inner loop control



(b) 电压外环控制原理
(b) Schematic diagram of voltage outer loop control

图4 双闭环控制原理

Fig.4 Schematic diagram of double-loop control

图4中, I_{inref} 为输入端电流的参考值, $f_1 = dI_{in}/dU_{in}$, $f_2 = I_{Lref}/I_{inref}$, $f_3 = I_{in}/I_L$, $f_4 = dD/dI_L$ 。 U_{ref} 为输出电压 (即图4中微型变流器的输入侧电压), 其值与 Sepic 变换器输出电压采样值 U_{in} 相减, 通过图中的 PI 调节器 PI_1 产生电感电流参考值 I_{Lref} , 该值与电感电流的采样值 I_L 相减, 通过 PI_2 产生占空比信号 D , 从而调节电感电流的值, 使其跟随参考值变化。通过 Sepic 变换器自身的 $U-I$ (电压-电流) 特性关系, 将电流内环输出的电流信号转换成电压信号即构成电压外环, 这样就实现了微型变流器的输入侧电压能够根据输出给定值 U_{ref} 变化^[15]。

微型变流器系统是非线性时变系统, 所以不能采用一般的线性理论。为了对微型变流器进行动态特性分析, 这里采用状态空间平均算法^[16]。

假定开关导通阶段的状态方程为:

$$\begin{cases} \dot{x} = A_1x + B_1u \\ y = C_1x \end{cases} \quad (3)$$

而开关关断阶段的状态方程为:

$$\begin{cases} \dot{x} = A_2x + B_2u \\ y = C_2x \end{cases} \quad (4)$$

将式(3)和(4)平均计算得到:

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu \\ y = Cx \end{cases} \quad (5)$$

其中:

$$\begin{cases} A = A_1d + A_2(1-d) \\ B = B_1d + B_2(1-d) \\ C = C_1d + C_2(1-d) \end{cases} \quad (6)$$

式中: x 为状态变量, u 为独立源, y 为输出变量, d 为占空比, A 、 B 、 A_1 、 A_2 、 B_1 及 B_2 为系数矩阵。为方便分析系统的稳定性, 这里假设独立源、占空比、状态变量及输出变量由稳态分量和扰动分量构成, 即:

$$\begin{cases} x = X + \hat{x} \\ u = U + \hat{u} \\ y = Y + \hat{y} \\ d = D + \hat{d} \end{cases} \quad (7)$$

综合式(3)~(7), 可得:

$$\begin{cases} \dot{X} + \dot{\hat{x}} = [A_1(D + \hat{d}) + A_2(1 - D - \hat{d})](X + \hat{x}) + [B_1(D + \hat{d}) + B_2(1 - D - \hat{d})](U + \hat{u}) \\ Y + \hat{y} = [C_1d + C_2(1 - d)](X + \hat{x}) \end{cases} \quad (8)$$

由于:

$$\begin{cases} \dot{X} = AX + BU = 0 \\ Y = CX \end{cases} \quad (9)$$

这里忽略扰动量的二次乘积项, 将式(9)化简为:

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}} = A\hat{x} + B\hat{u} + (A_1 - A_2)\hat{\Delta}X + (B_1 - B_2)\hat{\Delta}U \\ \hat{y} = C\hat{x} + (C_1 - C_2)\hat{\Delta}X \end{cases} \quad (10)$$

3 仿真研究

采用 MATLAB/Simulink 及 S 函数对图3 所示系统进行仿真分析^[17-18]。系统仿真参数设置如下:对称三相输入电源 $U_m = 380 \text{ V}$ (50 Hz);电容 $C_1 = C_2 = C_3 = 54 \mu\text{F}$;

电感 $L_1 = L_2 = L_3 = 130 \mu\text{H}$;三相电阻负载 $R = 50 \Omega$;电压外环控制系数 $P_u = 5.538, I_u = 4.99 \times 10^{-1}$;电流内环控制系数 $P_i = 80, I_i = 8.44 \times 10^{-5}$;PWM 开关频率 $f = 20 \text{ kHz}$ 。

图5 所示为 Sepic MC 逆变部分其中一相双闭环控制仿真模型,其余两相与之类似。参考相电压幅值设为 200 V,频率分别设为 25、50 和 100 Hz 的输出波形及频谱如图 6(a) ~ (c) 所示。图 6(d) 为参考相电压幅值设为 400 V,频率设为 50 Hz 的输出波形及频谱图。

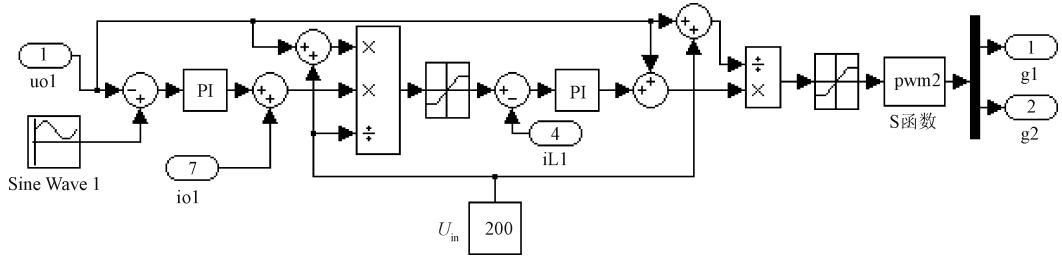
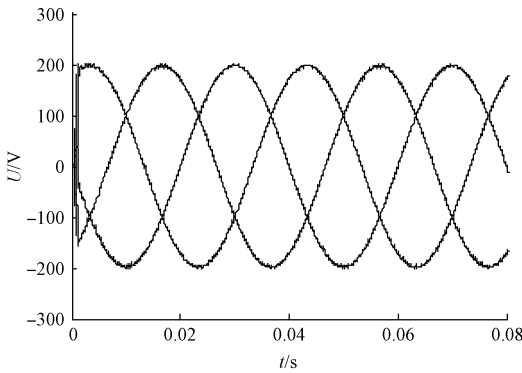


图5 一相双闭环控制仿真模型

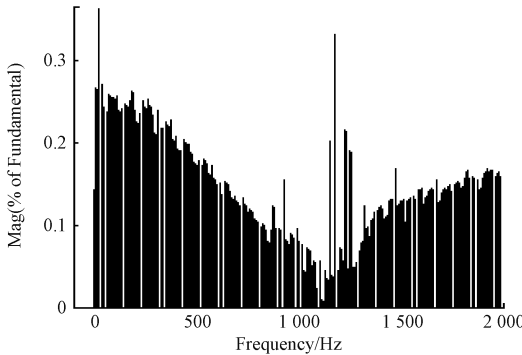
Fig.5 Simulation model of single-phase double-loop control

由仿真波形可知,1) 新型 Sepic MC 实现了输出电压幅值和频率的任意调节,且输出电压的幅值和频率能快速准确地跟踪参考值的变化,其电压传输比可以达到甚

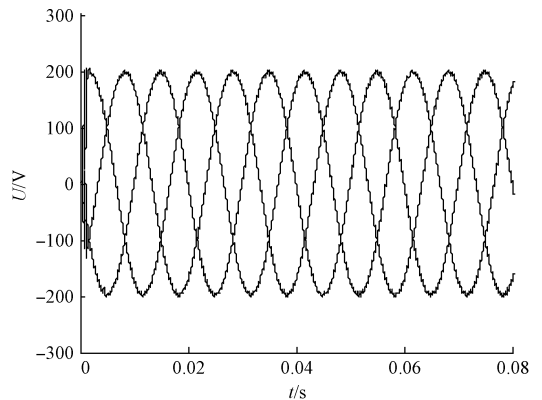
至超过 1。2) 输出电压波形为三相对称正弦波,启动性能好,无超调,总谐波畸变率较小,从仿真结果的频谱图可以看出,总谐波畸变率都控制在 2% 以内。



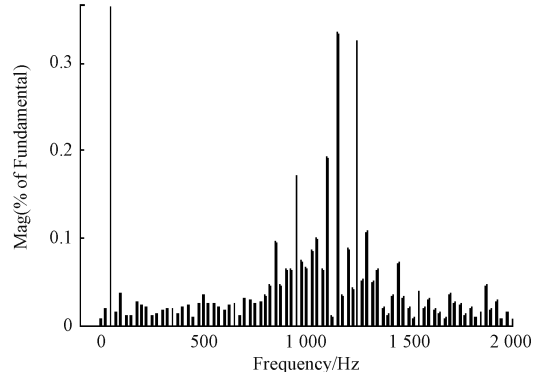
Fundamental(25 Hz)=198.4, THD=1.46%



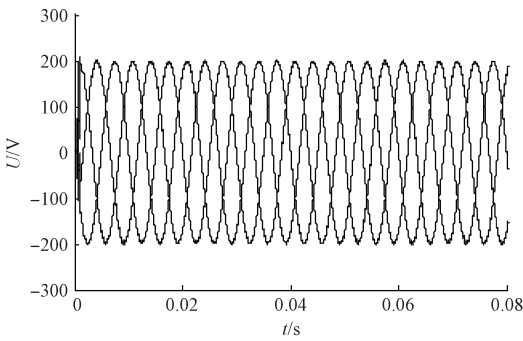
(a) 参考值为 200 V/25 Hz 时输出相电压波形及频谱
(a) The output phase voltage waveform and spectrum when reference value is 200 V/ 25 Hz



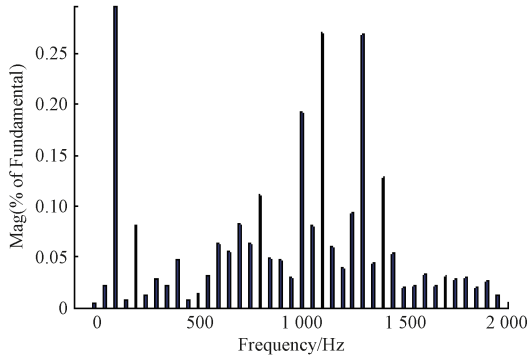
Fundamental(50 Hz)=198.5, THD=0.60%



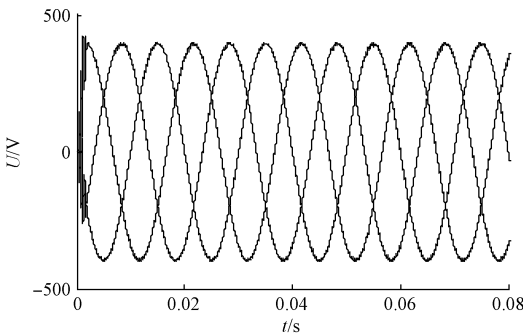
(b) 参考值为输出 200 V/50 Hz 时输出相电压波形及频谱
(b) The output phase voltage waveform and spectrum when reference value is 200 V/50 Hz



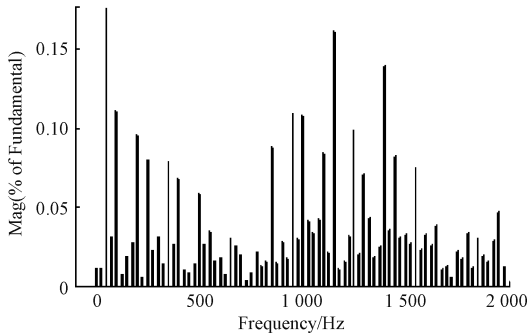
Fundamental(100 Hz)=198.4, THD=0.49%



(c) 参考值为200 V/100 Hz时输出相电压波形和频谱
(c) The output phase voltage waveform and spectrum when reference value is 200 V/100 Hz



Fundamental(50 Hz)=396.2, THD=0.41%



(d) 参考值为400 V/50 Hz时输出相电压波形和频谱
(d) The output phase voltage waveform and spectrum when reference value is 400 V/50 Hz

图6 输出相电压波形及频谱

Fig.6 Waveforms of output phase voltage and spectrum

4 样机试验

为验证 Sepic MC 拓扑结构的正确性及调制策略的可行性,本文以 TI 公司的 TMS320F2812 为控制核心,以 MOSFET 为功率开关器件制作了一套试验装置。控制电路主要包括 TMS320F2812 评估板、同步电路、过零检测电路以及光耦隔离驱动电路。系统软件主要实现整流部分所采用的无零矢量空间矢量调制和逆变部分的双闭环控制策略。系统硬件实现框图如图 7 所示。

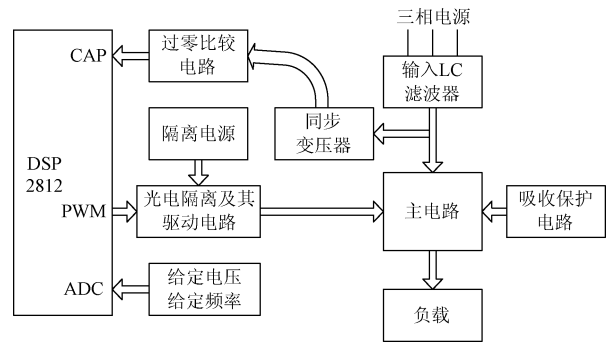


图7 系统硬件实现框图

Fig.7 Block diagram of system hardware implementation

一个周期内开关 S_1 和 S_2 的驱动信号波形如图 8 所示。图 9 所示为 Sepic MC 一相输出电压的实验波形。

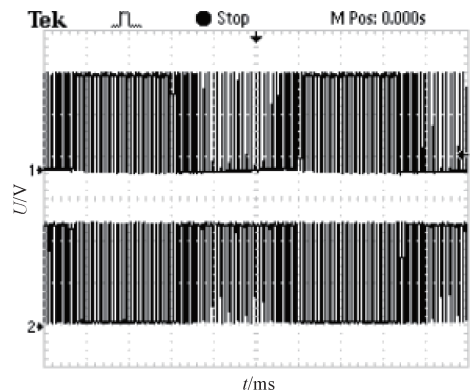


图8 S_1 和 S_2 的驱动信号波形

Fig.8 Driving signal waveform of S_1 and S_2

从实验结果可以看出输出波形近似正弦,且质量较好,系统输出电压的幅值和频率可调,电压传输比达到 1.0 及以上。实验波形和仿真波形基本吻合,从而更进一步验证了所提拓扑结构的正确性及控制方法的有效性。

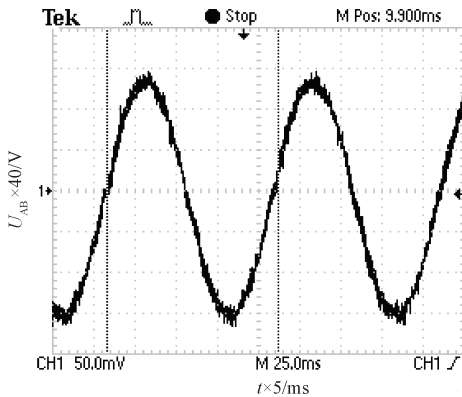


图9 一相输出电压实验波形

Fig.9 The experimental waveform of single phase output voltage

5 结论

本文提出了基于矩阵整流和交流斩波的 Sepic MC 拓扑结构,详细阐述了整流级和逆变级所采用的调制策略,并对其进行了仿真和样机试验。仿真与样机试验结果表明:这种新型的 Sepic MC 能实现输出电压幅值和频率的调整,电压传输比可以达到甚至超过了 1.0,输出电压正弦性较好,总谐波畸变率较小,从而克服了传统 MC 电压传输比低的固有缺陷,具有较好的研究价值。

参考文献

- [1] ALESINA A, VENTURINI M G B. Analysis and design of optimum-amplitude nine-switch direct AC-AC converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1989, 4(1): 101-112.
- [2] 姜媛媛,王友仁,吴祎,等. 基于小波能量和 ELM 的光伏逆变器多故障在线诊断[J]. 仪器仪表学报, 2015,36(9): 2145-2152.
JIANG Y Y, WANG Y R, WU Y, et al. Online multiple fault diagnosis for PV inverter based on wavelet packet energy spectrum and extreme learning machine [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2015, 36(9): 2145-2152.
- [3] CHIANG G T, ITOH J I. Comparison of two overmodulation strategies in an indirect matrix converter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(1): 43-53.
- [4] 丁硕,张放,巫庆辉. 基于 MATLAB/Simulink 的正弦稳态电路建模与仿真[J]. 国外电子测量技术, 2015, 34(4): 68-72.
DING SH, ZHANG F, WU Q H. Modeling and simulation of sinusoidal steady-state circuit based on

MATLAB/Simulink[J]. Foreign Electronic Measurement Technology, 2015, 34(4): 68-72.

- [5] KOLAR W J, SCHAFMEISTER F, SIMON D R, et al. Novel three-phase AC-AC sparse matrix converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2007, 22(5): 1649-1661.
- [6] 郭有贵,俞寿益,朱建林. 提高矩阵变换器电压传输比的新型调制策略[J]. 控制理论与应用, 2006, 23(4): 542-546.
GUO Y G, YU SH Y, ZHU J L. New modulation strategy on raising voltage transfer ratio for matrix converters[J]. Control Theory and Applications, 2006, 23(4): 542-546.
- [7] 刘喜梅,贺瑞,张鹏. 直流微电网电压平衡器的控制策略[J]. 电子测量技术, 2015, 38(10): 32-35, 40.
LIU X M, HE R, ZHANG P. Control strategy of DC micro-grid voltage balance [J]. Electronic Measurement Technology, 2015, 38(10): 32-35, 40.
- [8] WIJEKOON T, KLUMPNER C, WHEELER P. Implementation of a hybrid AC-AC direct power converter with unity voltage transfer [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008, 23(4): 1918-1926.
- [9] 张小平,唐水平,周兰,等. Buck-Boost 矩阵变换器的复合控制策略[J]. 电子测量与仪器学报, 2016, 30(6): 931-935.
ZHANG X P, TANG SH P, ZHOU L, et al. Compound control strategy of Buck-Boost matrix converter [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2016, 30(6): 931-935.
- [10] CUK S, ERICKSON R W. A conceptually new high-frequency switched mode amplifier technique eliminates current ripple[C]. Proceedings of the 5th National Solid-state Power Conversion Conference, San Francisco, 1978: 14-22.
- [11] CUK S, MIDDLEBROOK R D. Advances in switched-mode power conversion: Part 11 [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1983, IE-30(1): 19-29.
- [12] 邓文浪,杨欣荣,朱建林,等. 18 开关双级 MC 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.
DENG W L, YANG X R, ZHU J L, et al. Space vector modulation strategy of two-stage matrix converter with 18 switches and it's simulation study [J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(15): 84-90.
- [13] 王立乔,祝百年,孙孝峰. 一种单级隔离型 Sepic 逆变器[J]. 电工技术学报, 2016, 31(18): 75-82.
WANG L Q, ZHU B N, SUN X F. A single-stage isolated sepic inverter [J]. Transactions of China

- Electrotechnical Society, 2016, 31(18): 75-82.
- [14] 杨晓光, 姜龙斌, 冯俊博, 等. 一种新型高效无变压器型单相光伏逆变器[J]. 电工技术学报, 2015, 30(8): 97-103.
YANG X G, JIANG L B, FENG J B, et al. A new high efficiency transformerless single-phase photovoltaic inverter [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(8): 97-103.
- [15] 刘坤, 方芳, 王伟. 基于 MATLAB/RTW 的通信模块的设计与实现[J]. 电子测量与仪器学报, 2015, 29(2): 296-301.
LIU K, FANG F, WANG W. Design and implementation of communication module based on MATLAB/RTW[J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2015, 29(2): 296-301.
- [16] 王立乔. 正弦波逆变器 PWM 技术的调制模型分析[J]. 电力系统自动化, 2008, 32(17): 45-49.
WANG L Q. Modulated model analysis of pulse width modulation technique for sinusoidal inverters [J]. Automation of Electric Power Systems, 2008, 32(17): 45-49.
- [17] 岳舟, 谭甲凡, 杨玲. 基于 Zeta 电路的高电压传输比矩阵变换器研究[J]. 电气传动, 2009, 39(2): 36-40.
YUE ZH, TAN J F, YANG L. Study of high voltage transfer ratio matrix converter based on zeta circuit [J]. Electric Drive, 2009, 39(2): 36-40.
- [18] 岳舟, 朱建林, 杨玲. 基于交流斩波逆变器的交直交矩阵变换器研究[J]. 电工电能新技术, 2009, 28(2): 68-72.
YUE ZH, ZHU J L, YANG L. Study of AC-DC-AC matrix converter based on AC chopper inverter [J]. Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy, 2009, 28(2): 68-72.

作者简介



岳舟, 1982 年出生, 毕业于湘潭大学, 现任湖南人文科技学院副教授, 目前主要研究方向为电力电子与电力传动。

E-mail: yuezhou2000@163.com

Yue Zhou was born in 1982, and graduated from Xiangtan University. He is an associate professor in Hunan University of Humanities, Science and Technology now. His present research interests include power electronics and electrical drive.

泰克实时示波器 PAM4 光分析解决方案简化验证流程

工程师利用基于实时示波器的解决方案, 对 PAM4 光器件执行关键调试和离线分析

泰克科技公司日前最新推出用于实时示波器的 DPO70E1 校准后光探头和分析软件。它面向 28-GBaud PAM4 应用, 满足光基准接收机 (ORR) 标准, 支持 IEEE/OIF-CEI 特定标准测量。这一最新解决方案补充了泰克为采样示波器提供的光 PAM4 分析工具, 设计项目组可以在光发射机工作流程的所有阶段实现高效的测试解决方案。

这一新产品基于 DPO70000SX 系列的实时示波器, 允许研发工程师和系统工程师通过增加强大的调试功能, 更简便地调试光器件, 这些功能包括: PAM4 和 NRZ 软件时钟恢复、触发、错误检测、相关捕获时间或信号相邻记录。

Maxim Integrated 公司是一家为数据中心应用制造高速度、低功率光器件的厂商, 对基于实时示波器的光 PAM4 解决方案的价值有着深刻的理解。

“PAM4 这样的高级光调制格式, 要求同时使用采样示波器和实时示波器进行系统测试。”Maxim Integrated 公司高级研发总监 Jan Filip 说, “通过基于实时示波器的最新解决方案, 我们可以为开发项目组提供关键调试反馈, 使用离线 Matlab 算法仿真高级光接收机系统。泰克提供了最好性能的实时示波器检测解决方案, 满足了我们的光和 PAM4 测试要求, 在高级测量平台方面是我们的战略合作伙伴。”

应用和分析软件包

DPO70E1 为 28-GBaud PAM4 调试应用提供了 33 GHz 光带宽。它还可以用于传统 NRZ 应用。这些分析软件包支持标准光测量, 包括 ER、AOP、OMA、眼高和眼宽以及 PAM4 IEEE 和 OIF-CEI 特定标准测量 (如 TDECQ)。