

基于碳化硅器件的半控三相 有源整流器设计

顾来强

(天津市水务局排水管理事务中心机电安装维修所,天津 300070)

摘要:传统的三相PWM整流器需要6个功率开关管,由于同一桥臂的2个开关管之间有直通问题,增加了控制难度,且整体复杂。采用一种半控三相PWM整流拓扑,实现三相整流器,只需使用3个功率开关管,3个开关管都由同一个驱动信号控制,该驱动信号由专用的控制器产生,控制电路简单。使用SiC MOSFET作为功率开关管,搭建了实验样机。实验结果表明,整流器可在较高的开关频率下运行,电感和电容器大幅减少,从而减小了整流器的体积,降低了产品成本,提高了转化效率,且总谐波畸变率较小。

关键词:半控三相PWM整流器;碳化硅(SiC) MOSFET;总谐波畸变率

中图分类号:TM28 **文献标识码:**A **DOI:**10.19457/j.1001-2095.dqcd26626

Design of Half-controlled Three-phase Active Rectifier Based on SiC Devices

GU Laiqiang

(Mechanical and Electrical Installation and Maintenance Institute of Drainage Management Affairs Center of
Tianjin Water Affairs Bureau, Tianjin 300070, China)

Abstract: The traditional three-phase pulse width modulation (PWM) rectifier requires six power switches. Due to the shoot-through problem between two switches on the same bridge arm, the control difficulty is increased and overall system design becomes more complicated. A half-controlled three-phase PWM rectifier topology was used to achieve a three-phase rectifier. Only three power switches were used. The three switches were controlled by the same driving signal. The driving signal was generated by a dedicated controller, and the control circuit was simple. An experimental prototype was built using SiC MOSFETs as power switches. The experimental results show that the rectifier could operate at a higher switching frequency and the inductor and the capacitor are greatly reduced, thus the volume of the rectifier and the product cost are reduced, the conversion efficiency is improved and total harmonic distortion is low.

Key words: half-controlled three-phase PWM rectifier; SiC MOSFET; total harmonic distortion (THD)

整流器是将交流电变换为直流电的设备,主要应用于工业、交通运输、可再生能源等领域。目前的整流技术可分为无源整流和有源整流两种^[1-2]。无源整流器仅使用无源元件实现整流,结构简单、成本低。常见的无源整流拓扑有六脉冲整流、多脉冲整流等,由于没有主动控制电路调节其工作状态,因此,无源整流器的功率因数低、输入电流低频谐波含量高,会对电网造成污染,另外无源整流器的输出电压不可控^[1]。有源整流器采用可控型的开关器件代替无源元件实现整流,通过控制开关器件的导通和关断,使输入电

流与输入电压同相位,从而实现较高的功率因数和较低的谐波含量^[2],并获得稳定的输出电压。与无源整流器相比,有源整流器能够减少电网低次谐波污染、提高电网侧的功率因数、输出电压稳定性更高,应用范围日益广泛。

传统的三相PWM整流器需要用到6个功率开关管组成三相桥,有直通问题,且控制较复杂。本文采用了只有3个功率开关管的半控三相PWM整流拓扑^[3]实现三相整流器,功率开关管采用SiC MOSFET。SiC器件具有耐高温、高压、导通电阻低的优点,与IGBT相比,SiC MOSFET的开

关损耗低、开关速度快、开关频率高,有利于减小系统中电感、电容的体积,提高系统的功率密度,降低系统成本^[4]。本文中的 SiC MOSFET 驱动信号由电流型 PWM 控制器 UC2844 产生。电流型 PWM 控制系统具有电压、电流双闭环,根据反馈电流,调节输出脉宽,同时利用电压外环,最终实现对输出电压的稳定控制。

半控型三相 PWM 整流器功率开关管数量少,开关管的驱动信号由专用的控制器产生,结构简单,成本低,体积小,总谐波畸变率 THD 低,整体性能好。

1 拓扑电路图

半控三相有源 PWM 整流器的拓扑电路如图 1 所示,上桥臂使用二极管,下桥臂使用 SiC MOSFET,与全控型三相 PWM 整流器相比,半控型三相 PWM 整流器所使用的功率开关管减少了 50%,成本下降。图 1 中, $L_{g1} \sim L_{g3}$ 为电网侧电感, $L_1 \sim L_3$ 为整流器侧电感, $C_4 \sim C_6$ 为滤波电容。电感 $L_{g1} \sim L_{g3}$ 、电容 $C_4 \sim C_6$ 与电感 $L_1 \sim L_3$ 构成了 LCL 滤波器,电容 $C_4 \sim C_6$ 同时用于位移因数补偿,因为不增加位移补偿时,电感会导致电流相位滞后。上桥臂 D_1, D_2, D_3 为二极管,下桥臂 S_1, S_2, S_3 为 SiC MOSFET,分别对下桥臂三路电流进行采样,用于电流型 PWM 控制器 UC2844 电流取样的输入。 $R_1 \sim R_4$ 为分压电阻,用于电压采样, C_1 和 C_2 为纹波电容, C_3 为滤波电容。

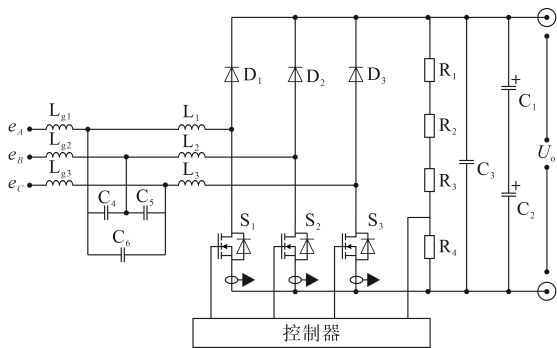


图1 半控三相PWM整流器拓扑

Fig.1 Half-controlled three-phase PWM rectifier topology

2 工作原理

根据三相交流电压 e_A, e_B, e_C , 将交流电的一个周期分成6个区域,每个区域 60° ,如图2所示。

半控三相 PWM 整流器的工作原理如下:下桥臂的3个 SiC MOSFET 使用同一个驱动信号,当

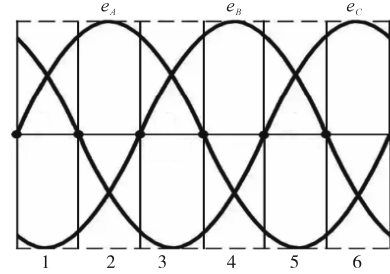


图2 三相交流电电压波形

Fig.2 Three phase AC voltage waveform

向3个 SiC MOSFET 施加开通信号后,共有6种工作状态,如图3所示,此时,负载电压由电容电压提供。

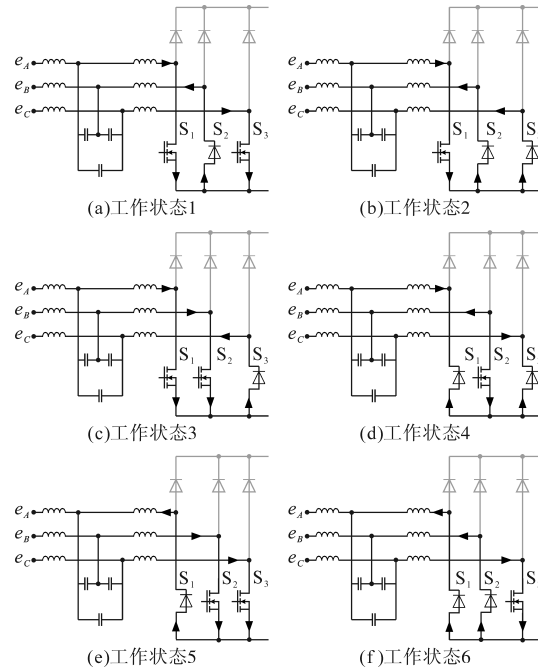


图3 SiC MOSFET 开通时的工作状态

Fig.3 The working states of SiC MOSFET when turned on

在区域1, A相和C相电压为正, B相电压为负, 电流从 S_1, S_3 及 S_2 的体二极管流过, 工作状态如图3a所示。

在区域2, A相电压为正, B相和C相电压为负, 电流从 S_1 及 S_2, S_3 的体二极管流过, 工作状态如图3b所示。

在区域3, A相和B相电压为正, C相电压为负, 电流从 S_1, S_2 及 S_3 的体二极管流过, 工作状态如图3c所示。

在区域4, B相电压为正, A相和C相电压为负, 电流从 S_2 及 S_1, S_3 的体二极管流过, 工作状态如图3d所示。

在区域5, B相和C相电压为正, A相电压为负, 电流从 S_2, S_3 及 S_1 的体二极管流过, 工作状态如图3e所示。

在区域6, C相电压为正, A相和B相电压为负, 电流从 S_3 及 S_1, S_2 的体二极管流过, 工作状态如图3f所示。

当向3个SiC MOSFET施加关断信号后, SiC MOSFET关断, 电流开始续流。

在区域1, 上桥臂二极管 D_1, D_3 与下桥臂 S_2 的体二极管组成续流通道, 向直流侧电容充电, 并给负载供电, 相应的工作状态如图4a所示。流过二极管 D_1, D_3 的电流逐渐减小, 其中的一路电流首先减到0, 最后另外一路电流和流过 S_2 体二极管的电流共同减小到0。

在区域2, 上桥臂二极管 D_1 与下桥臂 S_2, S_3 的体二极管组成续流通道, 向直流侧电容充电, 并给负载供电, 相应的工作状态如图4b所示。流过 S_2, S_3 体二极管的电流逐渐减小, 其中的一路电流首先减到0, 最后另外一路电流和流过 D_1 的电流共同减小到0。

在区域3, 上桥臂二极管 D_1, D_2 与下桥臂 S_3 的体二极管组成续流通道, 向直流侧电容充电, 并给负载供电, 相应的工作状态如图4c所示。流过二极管 D_1, D_2 的电流逐渐减小, 其中的一路电流首先减到0, 最后另外一路电流和流过 S_3 体二极管的电流共同减小到0。

在区域4, 上桥臂二极管 D_2 与下桥臂 S_1, S_3 的体二极管组成续流通道, 向直流侧电容充电, 并给负载供电, 相应的工作状态如图4d所示。流过 S_1, S_3 体二极管的电流逐渐减小, 其中的一路电流首先减到0, 最后另外一路电流和流过 D_2 的电流共同减小到0。

在区域5, 上桥臂二极管 D_2, D_3 与下桥臂 S_1 的体二极管组成续流通道, 向直流侧电容充电, 并给负载供电, 相应的工作状态如图4e所示。流过二极管 D_2, D_3 的电流逐渐减小, 其中的一路电流首先减到0, 最后另外一路电流和流过 S_1 体二极管的电流共同减小到0。

在区域6, 上桥臂二极管 D_3 与下桥臂 S_1, S_2 的体二极管组成续流通道, 向直流侧电容充电, 并给负载供电, 相应的工作状态如图4f所示。流过 S_1, S_2 体二极管的电流逐渐减小, 其中的一路电流首先减到0, 最后另外一路电流和流过 D_3 的电流共同减小到0。

3个SiC MOSFET所使用的共同驱动信号由电流型PWM控制器UC2844产生。系统采用电压电流双闭环控制, 内环是电流环, 外环是电压

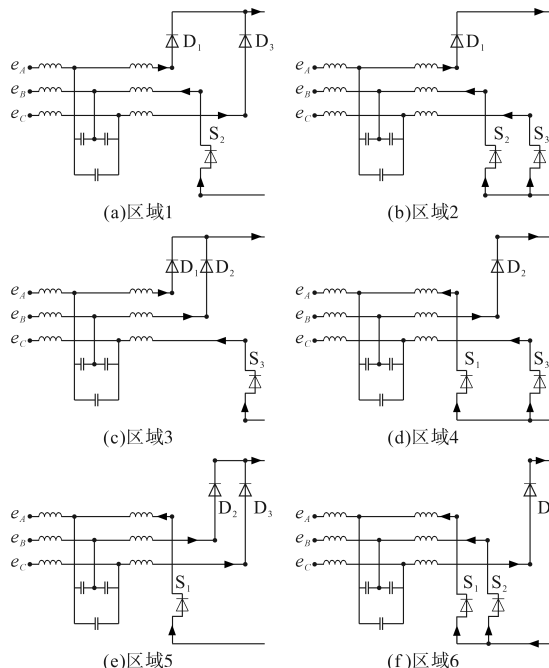


图4 SiC MOSFET关断时的工作状态

环, 电流的变化和电压的变化都会使PWM输出脉冲占空比发生变化, 电压电流双闭环的控制方式可改善系统的电压调整率, 提高系统的瞬态响应速度, 增加系统的稳定性^[5]。

系统的控制原理是: 给定电压与反馈电压经电压调节器运算, 电压调节器的输出作为电流给定, 电流给定与电流采样信号进行比较, 输出占空比可调的PWM信号, 从而使输出电压保持恒定^[6]。控制系统框图如图5所示。

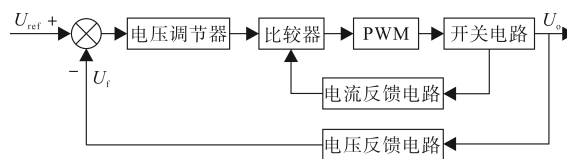


图5 电流型PWM控制系统框图

Fig.5 Current-mode PWM control system block diagram

以UC2844为核心的整流器PWM脉冲生成电路如图6所示。

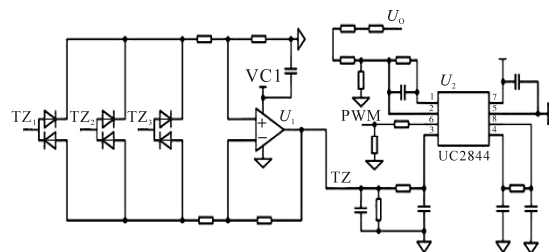


图6 整流器PWM脉冲生成电路

Fig.6 Rectifier PWM pulse generation circuit

TZ_1, TZ_2, TZ_3 是下桥臂三路电流的采样信号,

采样信号经二极管取最大值及运放调理后,输入到UC2844的电流取样管脚3。整流器输出的直流电压 U_0 经电阻分压后连接到芯片的电压反馈输入管脚2,与芯片内2.5 V基准电压的差经芯片内误差放大器放大后,作为门限电压,与电流取样管脚的输入信号一起输入到芯片内的比较器中。当电流取样管脚的电压超过门限电压后,比较器输出高电平触发芯片内的RS触发器,再经或非门后向外输出低电平,关断开关管,并保持该状态直至振荡器输出脉冲到触发器和或非门为止^[5],PWM信号由芯片的6脚输出。

UC2844的振荡工作频率由4脚与8脚之间所接定时电阻、4脚与地之间所接定时电容设定,本设计实验表明开关管开关频率在50~100 kHz之间比较合适。

3 关键器件参数计算

3.1 整流器侧电感计算

整流器侧电感 L_m 为

$$L_m = K_L \cdot 2P_o / (I^2 f_s) \quad m=1,2,3 \quad (1)$$

式中: K_L 为冗余系数,需根据电感的磁密综合考虑; P_o 为整流器输出功率; I 为三相输入额定电流; f_s 为开关管开关频率。

3.2 纹波电容器电容计算

纹波电容器的电容为

$$C_n = K_C \cdot 2P_o / [(U_o^2 - U_i^2) \cdot f_s] \quad n=1,2 \quad (2)$$

式中: K_C 为冗余系数,需根据纹波电流大小和电容器寿命综合考虑,保证电容温升不超标; U_i 为输出的最低直流电压。

4 实验验证

为验证上述理论分析,搭建了一台额定功率为7.5 kW的实验样机,如图7所示,实验设备有三相调压器、示波器、谐波测试仪等。具体参数为:输入交流电压380 V,输出电压 $U_0=580$ V,开关频率50 kHz,电容 $C_3=820 \mu\text{F}$,电容 $C_4=C_5=C_6=2 \mu\text{F}$,当冗余系数为1.25时,按照式(1)计算得到整流器侧电感 $L_1=L_2=L_3=1.66$ mH,实际选取电感值为1.7 mH。功率因数公式为

$$PF = \cos \varphi / \sqrt{1 + \text{THD}_i^2} \quad (3)$$

式中: φ 为基波电压、电流间相位角;THD_i为电流总谐波畸变率。

利用调压器将输入电压调至380 V,在开关

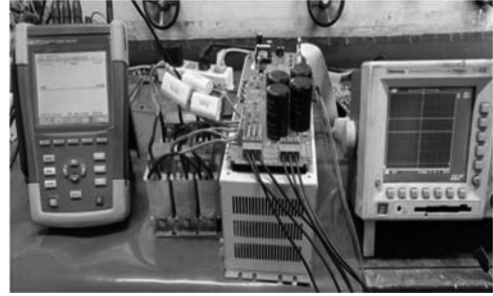


图7 实验装置图

Fig.7 Experimental setup diagram

管不工作时,在输出侧加负荷测量输入电流波形,逐步增加至额定负载后,如图8所示,此时工作在无源整流状态下。根据式(3)计算得到功率因数为0.76,因无源整流状态下THD_i的值较大,故功率因数小。

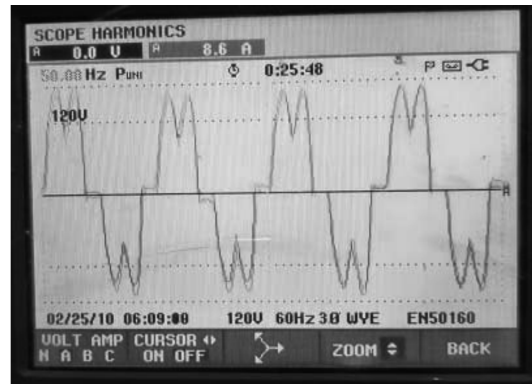


图8 开关管不工作时输入电流波形

Fig.8 Input current waveform when MOSFETs are not working

开关管工作时,在额定负载输出条件下输入电流波形如图9所示,通过谐波测试仪测量电流总谐波畸变率THD_i为4.5%。根据式(3)计算得到功率因数为0.997。

实验表明,样机具有较低的电流总谐波畸变率和较高的功率因数,实验验证了本文所设计整流器技术路线的可行性。

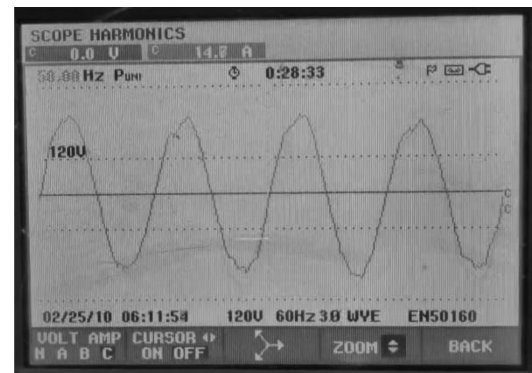


图9 开关管工作时的输入电流波形

Fig.9 Input current waveform when MOSFETs are working

5 结论

本文设计了一种基于碳化硅器件的三相有源整流器,该整流器的上桥臂使用二极管,下桥臂使用SiC MOSFET,工作在较高的开关频率下,从整体上节省了开关管数量,减小了系统中电感和电容的体积,开关管的驱动信号由专用的电流型PWM控制器产生,电路简单。本设计还存在一些不足之处,后续需进一步优化与完善。本整流器可用在不需能量回馈的变频器、调速器、整流器等设备中,如电动汽车直流充电桩、工业整流等,尤其在工业整流中有很高应用价值。

参考文献

- [1] 陈宇. 航空 VIENNA 整流器的故障诊断和容错控制研究[D]. 南京:南京航空航天大学,2020.
CHEN Yu. Research on fault diagnose and tolerant control strategy of aviation VIENNA rectifier[D]. Nanjing: Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 2020.
- [2] 陶壮意. 高功率因数、低输入电流 THD 三相 Buck 整流器的研究与实现[D]. 成都:西南交通大学,2020.
TAO Zhuangyi. Research and implementation of three-phase Buck rectifier with high power factor and low input current THD[D]. Chengdu: Southwest Jiaotong University, 2020.
- [3] KRÄHENBÜHL D, ZWYSSIG C, KOLAR J. Half-controlled boost rectifier for low-power high-speed permanent-magnet generators[C]//Transactions on Industrial Electronics, IEEE, 2011, 58(11):5066-5075.
- [4] 盛况,任娜,徐弘毅. 碳化硅功率器件技术综述与展望[J]. 中国电机工程学报,2020,40(6):1741-1752.
SHENG Kuang, REN Na, XU Hongyi. A recent review on silicon carbide power devices technologies[J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(6):1741-1752.
- [5] 何佳,张煜盛. 电流型PWM控制器 UC3844 及其在微机电源中的应用[J]. 电子工程师,2005,31(1):42-44.
HE Jia, ZHANG Yusheng. Current type PWM controller UC3844 and its applications to PC power supply[J]. Electronic Engineer, 2005, 31(1):42-44.
- [6] 刘俊,楚君,王玲. 一种基于 UC3844 的多路输出电源设计[J]. 电子工程师,2007,33(9):49-52.
LIU Jun, CHU Jun, WANG Ling. Design of a multi-output switching power supply based on UC3844[J]. Electronic Engineer, 2007, 33(9):49-52.

收稿日期:2025-05-15

修改稿日期:2025-06-18