基于SiC器件的三电平ANPC牵引变流器损耗分析

刘伟志[1,2]

（1.中国铁道科学研究院集团有限公司 机车车辆研究所，北京 100081；
2.北京纵横机电科技有限公司，北京 100094）

摘要：在大功率牵引变流器中，采用具有开关速度快、耐高温、开关损耗低等诸多优势的SiC器件替代Si器件，并构建基于SiC器件的三电平ANPC变换器，可以大大减轻变流器的散热系统负担，有助于实现牵引系统轻量化，提升变流器的功率密度和整体效率。对4种三电平ANPC变换器拓扑（2种SiC+Si的混合型三电平ANPC拓扑、全SiC型三电平ANPC拓扑和全Si型三电平ANPC拓扑）及适用于不同拓扑结构的调制策略进行了详细的分析。结合4种拓扑工作于各自最优调制策略下的换流过程，对不同拓扑的功率损耗和热平衡特性等方面通过仿真验证进行了定量分析比较。结果表明，全SiC型三电平ANPC拓扑损耗分布最均衡，工作效率最高；2-SiC混合型三电平ANPC拓扑在保证性能的基础上成本更低，可以作为采用SiC器件的牵引变流器的一种较高性价比的选择。

关键词：三电平有源中点钳位变换器；损耗分析；脉宽调制；碳化硅

中图分类号：TM28 **文献标识码**：A **DOI**：10.19457/j.1001-2095.dqcd24649

Design and Loss Analysis of Three-level ANPC Topology Based on SiC Device in Traction Drive System

LIU Weizhi[1,2]

（1. *Locomotive & Car Research Institude*，*China Academy of Railway Sciences Corporation Limited*，*Beijing* 100081，*China*；2. *Beijing Zongheng Electro-mechanical Technology Co.*，*Ltd.*，*Beijing* 100094，*China*）

Abstract: In high-power traction converter，SiC devices with many advantages such as fast switching speed，high temperature resistance and low switching loss are used to replace Si devices. The three-level active neutral-point-clamped（3L-ANPC）converter based on SiC devices can reduce the burden of heat dissipation system of the converter，realize the lightweight of the traction system，and improve the power density and overall efficiency of the converter. Four three-level ANPC converter topologies，including two SiC+Si hybrid 3L-ANPC topologies，all SiC 3L-ANPC topologies，all Si 3L-ANPC topologies and modulation strategies applicable to different topologies，were analyzed in detail. Combining the commutation process of the four topologies working under their respective optimal modulation strategies，the power loss and thermal balance characteristics of the different topologies were quantitatively analyzed and compared by simulation. The results show that the full SiC 3L-ANPC topology has the most balanced loss distribution and the highest working efficiency，and the 2-SiC hybrid 3L-ANPC topology has lower cost on the basis of ensuring performance，so it is a cost-effective choice for traction converters using SiC devices.

Key words: three-level active neutral-point-clamped（3L-ANPC）converter;loss analysis;pulse-width modulation（PWM）；SiC

与传统硅（Si）器件相比，碳化硅（SiC）等宽禁带功率器件具有开关速度快、耐高温、开关损耗低的优势，在促进低碳交通系统的建立方面优势明显。目前大功率电力机车的交流传动部分的牵引变流器主要采用传统的基于Si器件的两电平结构，如图1所示。若在单相整流器以及三相

基金项目：国铁集团系统性重大课题（P2020J023）

作者简介：刘伟志（1970—），男，硕士，研究员，主要研究方向为电力电子及电气传动，Email：liuweizhi@zemt.cn

逆变器中,将Si器件替换成SiC功率器件,能够大大减轻散热系统的负担,有效提升牵引传动系统的工作效率,同时实现轨道交通牵引系统的轻量化[1-2]。

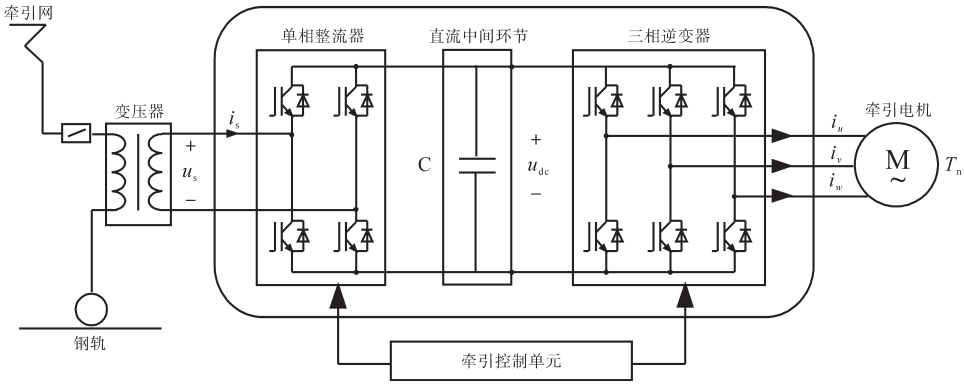

图1　牵引传动系统

Fig.1　Traction drive system

多电平变换器相比于传统两电平变换器输出谐波含量减少、开关管耐压等级低、dv/dt 较低、效率高[3],在牵引传动系统中应用优势明显。在实际的牵引传动系统中,二极管中点钳位型(neutral-point-clamped,NPC)三电平变换器(3L-NPC)是最为常用的一种多电平拓扑。但传统的3L-NPC变换器中存在内管无法可靠钳位、功率损耗分布不均衡等问题。有源中点钳位型(active-neutral-point-clamped,ANPC)三电平逆变器拓扑通过利用有源开关器件取代3L-NPC中的两个钳位二极管,使零电平状态增至多种,大大提高了逆变器选择换流回路的灵活度,进而通过控制逆变器开关器件的损耗分布,达成内外管的功率损耗平衡[4-5]。

目前商用SiC器件的耐压还不足以满足大功率牵引变流器的需要,采用三电平的结构是非常必要的。同时SiC器件的成本仍然较高,若将3L-ANPC中的开关管全部换成SiC器件,制造成本将会大幅度增加。为了在尽量降低制造成本的同时,充分发挥SiC器件在开关频率和散热上的优势,提高系统功率密度,在3L-ANPC拓扑的基础上,众多国内外学者提出了利用SiC MOSFET器件替代部分Si IGBT器件的改进型三电平ANPC拓扑。文献[6]提出了一种将两个内管替换成SiC MOSFET的2-SiC混合型三电平ANPC拓扑结构,针对该拓扑结构提出一种专门的调制策略,并在此调制策略下完成了对该混合型、全Si型以及全SiC型三种3L-ANPC拓扑的损耗分布状态以及工作效率对比分析。文献[7-8]提出一种将两个外管以及两个钳位管替换成SiC MOSFET的4-SiC混合型三电平ANPC拓扑结构。针对该混合型拓扑结构提出了两种调制策略,并对两种调制策略进行了对比分析,选出了一种最适用于该混合拓扑的调制策略。文献[9]完成了前面两种混合型三电平ANPC拓扑的工作效率以及热平衡分析对比。文献[10]提出一种将两个外管替换成SiC MOSFET的2-SiC混合型三电平ANPC拓扑结构,针对该拓扑结构提出了一种专门的调制策略。在该调制策略下,完成了对该混合型、全Si型以及全SiC型三种3L-ANPC拓扑的损耗状态以及工作效率对比分析。但该拓扑结构只适用于Si IGBT器件的反并联二极管开关损耗很小的情况,优势不明显。文献[11]提出一种全SiC型三电平ANPC拓扑及其调制策略,详细分析了该拓扑的优势,完成了对全SiC型三电平ANPC拓扑、全Si型三电平ANPC拓扑、三电平NPC拓扑以及三电平层叠NPC(stacked NPC,SNPC)拓扑工作效率以及各器件损耗分布的比较。然而,该文献中对4-SiC混合型3L-ANPC拓扑、2-SiC混合型3L-ANPC拓扑、全Si型以及全SiC型3L-ANPC拓扑等不同拓扑形式所进行的效率、热平衡、功率密度等方面的定量分析比较并非在各自的最优调制策略下进行,同时也没有考虑牵引变流器的特殊应用需求,无法准确对比各拓扑形式的性能,寻找更适用于不同功率等级下的牵引传动系统的拓扑形式。

本文从不同拓扑形式的三电平ANPC拓扑的换流回路出发,对4种调制策略进行研究,分析了每种调制策略所适用的三电平ANPC拓扑;对不同拓扑结构在其最优调制策略下的成本、热平衡特性、工作效率等性能指标进行了定量分析比较,为下一代高速动车组牵引变流器选择基于SiC的三电平ANPC拓扑方案提供参考。

1 三电平ANPC拓扑结构

全Si型3L-ANPC单相拓扑结构如图2所示，每相由6个主动型开关管S_1~S_6及其反并联二极管D_1~D_6组成。假设其直流母线侧电压为V_{dc}，上、下两电容电压平衡，则所有开关器件理论上承受的电压应力为$V_{dc}/2$。每相输出的电平状态有P，O，N三种（对应输出电压分别为$V_{dc}/2$，0，$-V_{dc}/2$），其中，输出P，N两种电平的开关状态各有一种，输出电平为O时常用的开关状态有3种（OU：上半桥臂开通开关管数量更多；OL：下半桥臂开关管开通数量更多；OO：上、下桥臂开关管开通数量相等），如表1所示。

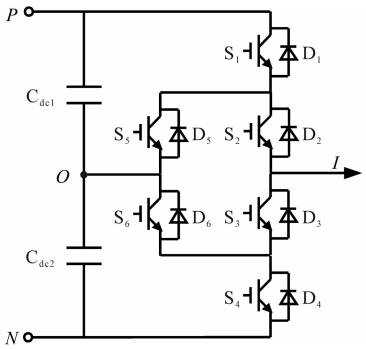

图2　全Si型3L-ANPC单相拓扑结构

Fig.2　Full-Si 3L-ANPC single-phase topology

表1　开关状态与输出电平关系

Tab.1　Relationship between switching state and output level

开关状态	S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	S_6
P	1	1	0	0	0	1
OU	0	1	0	1	1	0
OO	0	1	1	0	1	1
OL	1	0	1	0	0	1
N	0	0	1	1	1	0

通过选择上述三种不同的零电平状态与P状态和N状态进行切换，可以得到不同的调制策略。不同调制策略下，各开关器件的开关频率不同。利用SiC MOSFET器件开关频率高且开关损耗低的特点，结合下一节中所述的不同调制策略，将高频动作的Si IGBT替换成SiC MOSFET，构造出三种基于SiC器件的3L-ANPC拓扑，如图3所示。其中，图3a为2-SiC混合型三电平ANPC拓扑，由4个Si IGBT和2个SiC MOSFET组成；图3b为4-SiC混合型三电平ANPC拓扑，由2个Si IGBT和4个SiC MOSFET组成；图3c为全SiC型三电平ANPC拓扑，由6个SiC MOSFET组成。

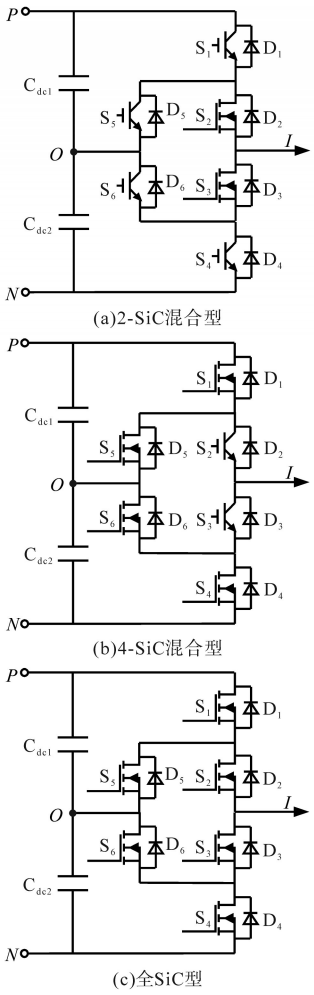

图3　3L-ANPC单相拓扑结构

Fig.3　3L-ANPC single-phase topology

2 三电平ANPC调制策略

针对前文所述的不同3L-ANPC变换器拓扑结构，在不同的调制策略下其开关器件损耗分布和整体效率等具有明显差别。因此需要对不同调制策略的特点及其对于不同拓扑结构的适用性进行分析。

2.1 ANPC调制策略1

该调制策略基于载波同相层叠调制，其基本原理是在调制波u_o为正时，输出电平进行P和OL的转换，而调制波u_o为负时，输出电平进行N和OU的转换。PWM脉冲生成原理如图4所示。图中，u_o为调制波，u_{c1}为上载波，u_{c2}为下载波，u_{gs}（s=1，2，3，4，5，6）为开关管门极信号。

在此调制策略下，开关管S_1，S_4，S_5和S_6以基波电压频率进行动作，而开关管S_2和S_3则以载波频率进行动作。因此，该调制策略适用于2-SiC型混合ANPC拓扑（见图3a）。

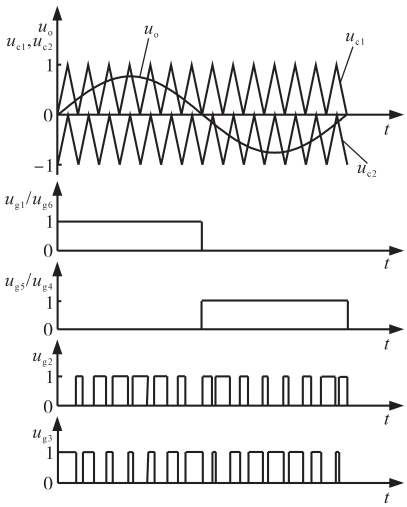

图4　PWM脉冲生成原理图（调制策略1）

Fig.4　The generation of PWM pulse schematic (modulation strategy 1)

2.2　ANPC调制策略2

此调制策略下，在调制波u_o为正时，输出电平进行P和OU的转换，而调制波u_o为负时，输出电平进行N和OL的转换。该策略的PWM脉冲生成原理如图5所示。

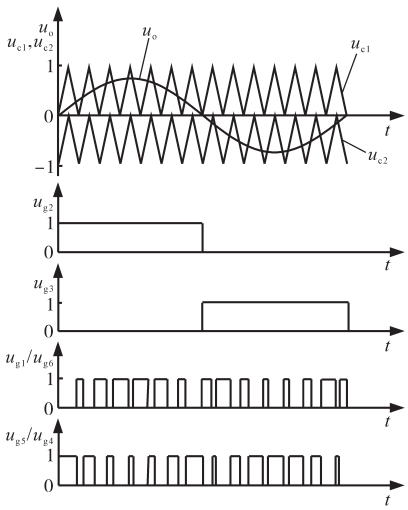

图5　PWM脉冲生成原理图（调制策略2）

Fig.5　The generation of PWM pulse schematic (modulation strategy 2)

在这种调制策略下，开关S_1，S_4，S_5和S_6以载波频率进行动作，而开关S_2和S_3则以基波频率进行动作。因此，该调制策略适用于4-SiC型混合ANPC拓扑（见图3b）。4-SiC混合型三电平ANPC拓扑在此调制策略下，输出电压与负载电流同相，输出电平状态为P时，开关管S_1，S_2和S_6开通，负载电流流经开关管S_1和S_2。切换到OU电平状态后，开关管S_1和S_6关断，S_5和S_4开通，负载电流流经开关管S_5和S_2。输出电压与负载电流反相，输出电平状态为P时，负载电流流经开关管S_1和反并联二极管D_2。切换到OU电平状态后，开关管S_1和S_6关断，S_5和S_4开通，负载电流流经开关管S_5和S_3。

通过分析上述换流回路可知，4-SiC混合型三电平ANPC拓扑在此调制策略开关损耗集中在开关管S_1，S_4，S_5及S_6上。

综上所述，两种混合拓扑的负载电流通路总是流经一个Si器件和一个SiC器件。在工况相同的情况下，两种混合拓扑的导通损耗大小基本相等。且两种混合拓扑中，开关动作基本全部集中到SiC MOSFET器件上，每次进行换流时，均是两个SiC MOSFET器件存在开关动作。在载波频率一致的情况下，两种混合拓扑的开关损耗相等。因此，两种混合拓扑的总功率损耗基本一致。

2.3　ANPC调制策略3

此调制策略下，在调制波u_o为正时，输出电平进行P和OO的转换，而调制波u_o为负时，输出电平进行N和OO的转换。该策略的PWM脉冲生成原理如图6所示。

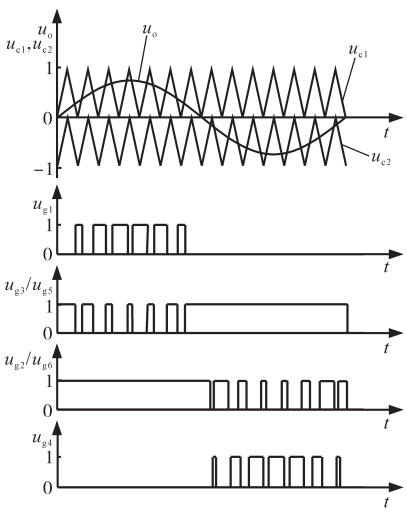

图6　PWM脉冲生成原理图（调制策略3）

Fig.6　The generation of PWM pulse schematic (modulation strategy 3)

此调制策略下，开关S_1和S_5及S_6和S_4，高频开关，动作互补；开关S_3和S_5及S_6和S_2，高频开关，动作相同。同时，此调制策略下，在输出0电平时，存在并行环路。此时，通态损耗有所降低，开关损耗也将分散到两个器件上。若将此调制策略用于全Si型3L-ANPC变换器中，Si IGBT器件存在初始导通压降，并行环路并不能使输出0电平时的通态损耗明显降低。SiC MOSFET器件不存在初始导通压降，若采用此调制策略用于全SiC

型三电平ANPC拓扑(见图3c所示),输出0电平时产生的通态损耗几乎降低为调制策略1,2下的50%,导通损耗大大降低。因此,此调制策略更适用于全SiC型三电平ANPC拓扑。

全SiC型三电平ANPC拓扑在此调制方式下,输出0电平时,存在并行环路,开关管S_2,S_3,S_5和S_6的开关损耗基本只为S_1或S_4的50%,与两种混合拓扑的总开关损耗大小基本相等。同时,输出0电平时的并行环路,使得导通损耗进一步降低。因此,全SiC型三电平ANPC拓扑总功率损耗更低,工作效率更高。

2.4 ANPC调制策略4

此调制策略是基于载波移相调制,与前面三种同相层叠调制策略不同,其两载波相位相差180°。输出电平切换方式可以看作是调制策略1和调制策略2的结合,即在正半周期P状态与OU和OL之间进行切换,在负半周期N状态与OU和OL之间进行切换。该策略的PWM脉冲生成原理如图7所示。

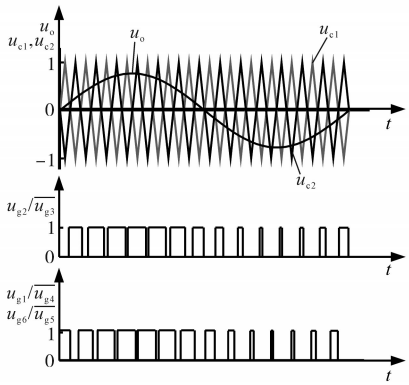

图7　PWM脉冲生成原理图(调制策略4)

Fig.7　The generation of PWM pulse schematic (modulation strategy 4)

该调制策略下,当$u_o>u_{c1}$时,S_2导通,S_3关断;当$u_o<u_{c1}$时,S_2关断,S_3导通;当$u_o>u_{c2}$时,S_1和S_6导通,S_5和S_4关断;当$u_o<u_{c2}$时,S_1和S_6关断,S_5和S_4导通。可以看到,该调制策略下所有开关器件均以载波频率进行动作。在全Si型三电平ANPC拓扑以及全SiC型三电平ANPC拓扑下,此调制策略损耗分布更均衡[5]。但MOSFET的同步整流特性,使得全SiC型三电平ANPC拓扑的损耗几乎全部集中在MOSFET本身上。

以上半桥臂为例进行分析,在调制波正半周期,输出P和0电平时,电流均会流过S_2。全SiC型三电平ANPC拓扑采用调制策略3和调制策略4时两内管的开关损耗大小基本相等。但调制策略3存在并行环路,应用在全SiC型三电平ANPC拓扑下,优势更明显。

全Si型三电平ANPC拓扑在此调制策略下,开关动作分散在6个Si器件上。但Si IGBT器件本身开关损耗高,同时存在初始饱和压降,导通损耗也比其他三种拓扑高。因此,4种拓扑结构中,全Si型三电平ANPC拓扑功率损耗最高,工作效率最低。

3 损耗模型构建

为比较上述4种三电平ANPC变换器损耗分布以及工作效率差异,本文将在不同开关频率和功率因数下进行理论功耗分析,给出4种三电平ANPC变换器拓扑的功率损耗分布情况。

3.1 器件选型

由于拟建造的样机负载电流的峰值可达到550 A,为保证样机安全可靠运行,我们选用了额定电压3 300 V、额定电流600 A的Si器件和额定电压3 300 V、额定电流750 A的SiC器件,型号如表2所示。

表2　器件选型

Tab.2　Device selection

器件类型	芯片型号	额定电压/V	额定电流/A
Si IGBT	CM600DA-66X	3 300	600
SiC MOSFET	FMF750DC-66A	3 300	750

在此器件选择的基础上,给出了4种三电平ANPC拓扑结构下各开关管的选型,如表3所示。可以看出,全SiC型ANPC单相拓扑使用6个SiC MOSFET器件,总成本最高。2-SiC混合型ANPC单相拓扑使用了2个SiC MOSFET器件和4个Si IGBT器件,成本是使用SiC器件的三个拓扑中最低的。

表3　拓扑器件组成

Tab.3　Topological component composition

拓扑类型	Si IGBT	SiC MOSFET
全Si型ANPC	S_1,S_2,S_3,S_4,S_5,S_6	无
全SiC型ANPC	无	S_1,S_2,S_3,S_4,S_5,S_6
2-SiC混合型ANPC	S_1,S_4,S_5,S_6	S_2,S_3
4-SiC混合型ANPC	S_2,S_3	S_1,S_4,S_5,S_6

3.2 损耗模型构建

为分析比较4种ANPC拓扑结构在热平衡分布以及工作效率的优缺点,构建功率损耗模型。

3.2.1　通态损耗模型

器件的通态损耗是指器件在导通过程中由于存在饱和压降和导通电阻而产生的静态损耗。半导体器件的通态压降可以采用已被广泛接受的分段线性化拟合模型来表示[12-14]，因此，可以得到IGBT，Diode以及MOSFET的通态能量损耗公式分别为

$$P_{\text{con_IGBT}} = V_{\text{ce0}} i_{\text{c}} + r_{\text{ce}} i_{\text{c}}^2 \tag{1}$$

$$P_{\text{con_Diode}} = V_{\text{F0}} i_{\text{F}} + r_{\text{F}} i_{\text{F}}^2 \tag{2}$$

$$P_{\text{con_MOS}} = v_{\text{DS}} i_{\text{D}}^2 \tag{3}$$

式中：V_{ce0}为IGBT的初始饱和压降；i_{c}为IGBT的导通电流；r_{ce}为IGBT的等效导通电阻；V_{F0}为二极管的初始饱和压降；i_{F}为二极管的导通电流；r_{F}为二极管的等效导通电阻；v_{DS}为MOSFET的饱和压降；i_{D}为MOSFET的导通电流。

3.2.2　开关损耗模型

开关能量损耗$E_{\text{sw_on/off}}$与流经器件电流i、关断电压U_{dc}、器件结温T_{j}以及栅极电阻R_{g}有关[6,14]。为简化模型，使损耗计算结果更具可靠性，栅极电阻与器件结温选择与数据手册中推荐的结果保持一致，可得：

$$E_{\text{sw_on}} = (k_{\text{sw_on_a}} \cdot i^2 + k_{\text{sw_on_b}} \cdot i + k_{\text{sw_on_c}}) \cdot \frac{U_{\text{dc}}}{U_{\text{dc_ref}}} \tag{4}$$

$$E_{\text{sw_off}} = (k_{\text{sw_off_a}} \cdot i^2 + k_{\text{sw_off_b}} \cdot i + k_{\text{sw_off_c}}) \cdot \frac{U_{\text{dc}}}{U_{\text{dc_ref}}} \tag{5}$$

$$E_{\text{rr}} = (k_{\text{rr_a}} \cdot i^2 + k_{\text{rr_b}} \cdot i + k_{\text{rr_c}}) \cdot \frac{U_{\text{dc}}}{U_{\text{dc_ref}}} \tag{6}$$

式中：$U_{\text{dc_ref}}$为器件数据手册中的测试电压；E_{rr}为反并联二极管的反向恢复能量损耗；$k_{\text{sw_on_a/b/c}}$，$k_{\text{sw_off_a/b/c}}$，$k_{\text{rr_a/b/c}}$分别为利用曲线拟合工具得到的开通能量损耗与流经器件电流的拟合系数、关断能量损耗与流经器件电流的拟合系数以及二极管反向恢复能量损耗与流经器件电流的拟合系数。

之后，对每个基波周期的所有开关损耗进行积分求平均值，得到各器件每个基波周期的平均开关损耗。

4　损耗分析及比较

根据前文损耗模型构建结果，利用专业仿真软件搭建三电平ANPC变换器功率损耗计算仿真模型。为比较4种拓扑结构在MW功率级别下的牵引传动系统中的损耗分布情况，下面以牵引变流器中的四象限整流器为例，进行仿真比较，变流器的工作参数为：母线电压侧电压V_{dc}=3 600 V，载波频率f_{c} = 500 Hz/2 000 Hz，调制比m=0.8，输出电流峰值550 A，功率因数PF = 1/−1，结温T_{j}=150 ℃。

Si器件和SiC器件均选择工作在极端结温T_{j}=150 ℃下。这种条件下，得到的热平衡结果将是最极端的。大功率牵引传动系统中，功率器件的开关频率较低（250~550 Hz）。为充分利用SiC器件的高频率特性，同时比较高频和低频下各拓扑结构的损耗分布特点，选择了500 Hz和2 000 Hz两种开关频率。同时由于采用调制策略4的三电平ANPC拓扑以载波频率f_{c}工作时，输出相电压具有$2f_{\text{c}}$的视在频率。因此，在采用调制策略4的三电平ANPC拓扑的载波频率调整为其他调制策略的1/2。下面对4种三电平ANPC拓扑的损耗分布仿真结果进行对比分析。

在三电平ANPC变换器结构中，可将其分为上、下桥臂，且上、下桥臂对称分布，损耗相同。因此，只列出上半桥臂各开关管的损耗。图8是在输出相电压的视在频率为2 000 Hz、功率因数为1的条件下，4种三电平ANPC拓扑在各自最优的调制策略下的损耗分布图。从图8可以看出，

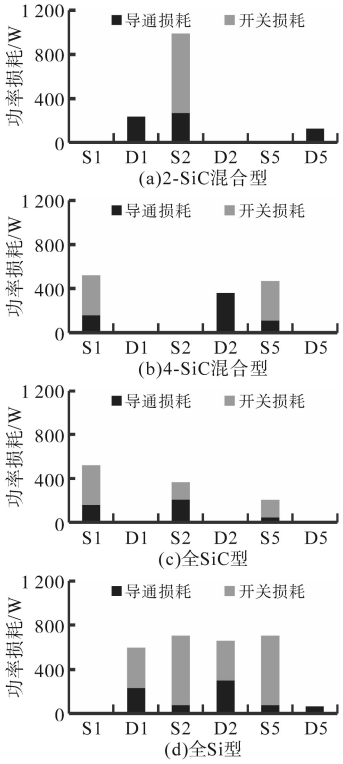

图8　三电平ANPC变换器功率损耗分布图（f_{c}=2 000 Hz，PF=1）

Fig.8　Power loss distribution of 3L-ANPC converter（f_{c}=2 000 Hz，PF=1）

4-SiC混合型3L-ANPC变换器和2-SiC混合型3L-ANPC变换器的开关损耗基本全部集中到SiC MOSFET器件上。全SiC型3L-ANPC变换器和全Si型3L-ANPC变换器的开关损耗分布分散,在6个管子上均存在,但全SiC型3L-ANPC变换器损耗分布最均衡。与理论分析结果一致。

图9是在输出相电压的视在频率为2 000 Hz时,功率因数分别为1和-1的情况下,4种三电平ANPC拓扑在各自最优的调制策略下的总损耗分布对比图。基于SiC MOSFET器件的三种3L-ANPC拓扑与全Si型三电平ANPC拓扑相比,优势明显,总功率损耗大大降低,工作效率显著提升。在此工况下,4-SiC混合型3L-ANPC变换器与2-SiC混合型3L-ANPC变换器相比,总功率损耗基本相等,但损耗分布更均衡,但2-SiC混合型3L-ANPC变换器的高功率损耗在两个SiC MOSFET器件上。考虑到SiC器件的耐高温特性,不需要使SiC MOSFET和Si IGBT的结温保持平衡,功率损耗不均不再是问题。4种拓扑结构中,全Si型三电平ANPC拓扑的总功率损耗最高的,全SiC型三电平ANPC拓扑总功率损耗最低,且损耗分布最均衡,但价格成本最高。

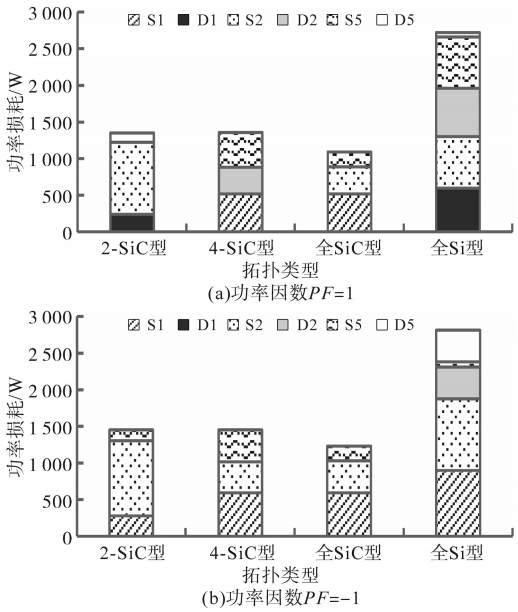

图9　三电平ANPC变换器功率损耗分布图(f_c=2 000 Hz,PF=1/-1)

Fig.9　Power loss distribution of 3L-ANPC converter(f_c=2 000 Hz,PF=1/-1)

图10是在输出相电压的视在频率为500 Hz时,功率因数分别为1和-1的情况下,4种三电平ANPC拓扑在各自最优的调制策略下的总损耗分布对比图。从图10可以看出,在低开关频率下,全SiC型三电平ANPC拓扑的总功率损耗能够降低到全Si型三电平ANPC拓扑的50%,热平衡特性好,优势明显。但4-SiC混合型3L-ANPC变换器和2-SiC混合型3L-ANPC变换器相比,并无明显优势。

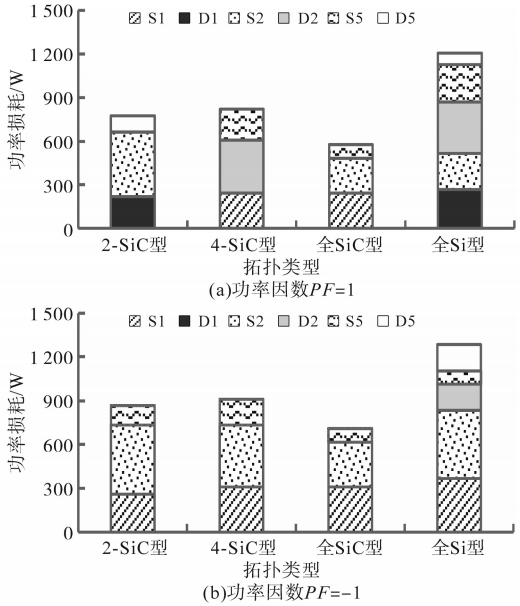

图10　三电平ANPC变换器功率损耗分布图(f_c=500 Hz,PF=1/-1)

Fig.10　Power loss distribution of 3L-ANPC converter(f_c=500 Hz,PF=1/-1)

5　结论

本文对4种工作于各自最优调制策略下的三电平ANPC拓扑结构(2-SiC混合型、4-SiC混合型、全SiC型和全Si型)的经济成本、损耗分布以及工作效率等性能指标进行了详细的比较分析。研究结果表明:

1)基于SiC器件的3L-ANPC变换器与传统全Si型3L-ANPC变换器相比,尤其在高开关频率下,开关损耗显著降低,工作效率大大提升,且热平衡效果优势明显;

2)两种混合拓扑总开关损耗、导通损耗均基本相同,工作效率基本相同。4-SiC混合型3L-ANPC变换器的热平衡特性优于2-SiC混合型3L-ANPC变换器。但在低开关频率下,4-SiC混合型3L-ANPC变换器的优势并不明显。若在低开关频率下,考虑平衡性能和成本,2-SiC混合型3L-ANPC变换器是最优的选择;

3)在不考虑经济效益的情况下,全SiC型3L-ANPC变换器工作效率最高,热平衡效果最好。

综上,基于SiC器件的3L-ANPC变换器是一

种高效率且高功率密度的电路拓扑,在牵引传动系统中应用具有明显的优势。

参考文献

[1] 赵炫,蒋栋,刘自程,等. SiC功率器件在轨道交通行业中的应用[J]. 机车电传动,2020(1):38-44.
ZHAO Xuan, JIANG Dong, LIU Zicheng, et al. Application of silicon carbide power devices in rail transit[J]. Electric Drive for Locomotives, 2022(1):38-44.

[2] MILLAN J, GODIGNON P, PERPINA X, et al. A survey of wide bandgap power semiconductor devices[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(5):2155-2163.

[3] 李永东,徐杰彦,杨涵棣,等. 多电平变换器拓扑结构综述及展望[J]. 电机与控制学报,2020,24(9):1-12.
LI Yongdong, XU Jieyan, YANG Handi, et al. Overview and prospect of multilevel converter topology[J]. Electric Machines and Control, 2020, 24(9):1-12.

[4] BRUCKNER T, BERNET S, GULDNER H. The active NPC converter and its loss-balancing control[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2005, 52(3):855-868.

[5] FLORICAU D, POPESCU C-L, POPESCU M-O, et al. A comparison of efficiency for three-level NPC and active NPC voltage source converters[C]//2009 Compatability and Power Electronics, 2009:331-336.

[6] GUAN Q X, LI C, ZHANG Y, et al. An extremely high efficient three-level active neutral-point-clamped converter comprising SiC and Si hybrid power stages[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(10):8341-8352.

[7] ZHANG D, HE J B, PAN D. A megawatt-scale medium-voltage high-efficiency high power density "SiC + Si" hybrid three-level propulsion systems[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2019, 55(6):5971-5980.

[8] HE J B, ZHANG D, PAN D. PWM strategy for MW-scale "SiC+Si" active NPC converter in electric aircraft propulsion applications[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2021, 57(3):3077-3086.

[9] ZHANG L, LOU X T, LI C S, et al. Evaluation of different Si/SiC hybrid three-level active NPC inverters for high power density[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(8):8224-8236.

[10] FENG Z J, ZHANG X, WANG J X, et al. A high-efficiency three-level ANPC inverter based on hybrid SiC and Si devices[J]. Energies, 2020, 13(5):1159.

[11] BARATER D, CONCARI C, BUTICCHI G, et al. Performance evaluation of a three-level ANPC photovoltaic grid-connected inverter with 650-V SiC devices and optimized PWM[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2016, 52(3):2475-2485.

[12] FENG Z J, ZHANG X, YU S L, et al. Loss analysis and measurement of ANPC inverter based on SiC & Si hybrid module[C]//2018 IEEE International Power Electronics and Application Conference and Exposition (PEAC), 2018:1-6.

[13] 鲁光祝. IGBT功率模块寿命预测技术研究[D]. 重庆:重庆大学,2012.
LU Guangzhu. A study on the lifetime prediction technique for the IGBT power module[D]. Chongqing: Chongqing University, 2012.

[14] 李哲,厉成元,袁媛,等. 一种基于热阻抗模型的IGBT结温估计方法[J]. 电气传动,2022,52(19):53-59.
LI Zhe, LI Chengyuan, YUAN Yuan, et al. An IGBT junction temperature estimation method based on the thermal impedance model[J]. Electric Drive, 2022, 52(19):53-59.

收稿日期:2022-09-29
修改稿日期:2022-10-20