

基于 Si 和 SiC 器件混合的并网变流器 及其调控策略研究

朱远哲^{1,2}, 王玲^{1,2}, 吴争荣³, 吕鸿^{1,2}, 肖凡⁴

- (1. 广东电网有限责任公司 电力科学研究院, 广东 广州 510000;
2. 中国南方电网有限责任公司 输配电部, 广东 广州 510623;
3. 广东省电力装备可靠性企业重点实验室, 广东 广州 510000;
4. 湖南大学 电气与信息工程学院, 湖南 长沙 410082)

摘要:为进一步提升变流器输出性能及效率,提出一种基于不同材质器件混合的并网变流器,简称异质并网变流器(HGCC)。HGCC由基于SiC MOSFET器件的两个半桥模块经基于Si IGBT器件的换向桥臂交叉连接构成。进一步,给出了HGCC调制原理,其SiC MOSFET器件工作于高频开关状态,而Si IGBT器件工作于低频开关状态,充分发挥了SiC器件开关损耗低、Si器件通态损耗低的优势。然后,对HGCC的工作模态进行详细分析,给出HGCC的控制框图及内部电容的均压策略。最后,通过仿真验证了所提拓扑及调控策略的有效性和可行性。

关键词:并网变流器; Si IGBT器件; SiC MOSFET器件; 调制策略; 稳压策略

中图分类号: TM464 **文献标识码:** A **DOI:** 10.19457/j.1001-2095.dqcd25517

A Grid-connected Converter Based on Heterogeneous Device Hybrid and Its Control Strategy

ZHU Yuanzhe^{1,2}, WANG Ling^{1,2}, WU Zhengrong³, LÜ Hong^{1,2}, XIAO Fan⁴

- (1. Electric Power Research Institute, Guangdong Power Grid Co., Guangzhou 510000, Guangdong, China;
2. Transmission and Distribution Department, China Southern Power Grid Co., Ltd., Guangzhou 510623, Guangdong, China;
3. Guangdong Key Laboratory of Power Equipment Reliability, Guangzhou 510000, Guangdong, China;
4. School of Electrical and Information Engineering, Hunan University, Changsha 410082, Hunan, China)

Abstract: In order to further improve the output performance and efficiency of the converter, a grid-connected converter based on heterogeneous device mixing was proposed, referred to as heterogeneous grid-connected converter (HGCC). The HGCC consists of two half-bridge modules based on SiC MOSFET devices, which are cross-connected by the commutation bridge arm based on Si IGBT devices. Furthermore, the HGCC modulation principle was given. The SiC MOSFET device works in the high-frequency switching state, while the Si IGBT device works in the low-frequency switching state, giving full play to the advantages of low switching loss of SiC devices and low on-state loss of Si devices. Then, the working mode of HGCC was analyzed in detail, and the control block diagram of HGCC and the internal voltage balancing strategy of capacitor were given. Finally, the effectiveness and feasibility of the proposed topology and control strategy was verified by simulation.

Key words: grid-connected converter; Si IGBT device; SiC MOSFET device; modulation strategy; voltage stabilization strategy

随着“双碳”目标的制定,配电网可再生能源 能逆变器 等电力电子装置占比不断增加^[1-2]。伴
的渗透率不断增加,光伏并网逆变器、充电桩、储 随电力电子装置以及非线性负荷的增加,配电网

基金项目:中国南方电网有限责任公司科技项目(GDKJXM20210172)

作者简介:朱远哲(1994—),男,博士,工程师,主要研究方向为电能质量监测与治理、电磁场计算与仿真,Email:zhuyz060462@163.com

通讯作者:肖凡(1988—),男,博士,讲师,主要研究方向为电力电子在电力系统中的应用,Email:woliaokk123@126.com

谐波、无功缺额等电能质量问题也日益严峻^[3-5]。因此,高质高效净化配电网电能质量问题对提升系统运行的稳定性至关重要。

目前配电网中常见的电能质量治理装置包括有源电力滤波器、静止无功发生器、动态电压补偿器等。现有电能质量装置典型拓扑通常采用二电平结构,其具有结构简单、成本低廉等优势,但二电平结构谐波含量较大,对无源参数值的要求较高,导致装置的功率密度难以优化^[6-7]。为此,以二极管钳位型及飞跨电容型为代表的多电平逆变器逐渐受到关注。多电平装置不仅谐波含量低、装置功率密度更高,且器件的耐压小、开关损耗更小。然而,随着电平的增加,传统二极管钳位型及飞跨电容型结构的器件数量呈指数增加,故装置的成本较高、结构过于复杂^[8-9]。因此,电能质量治理装置成本、效率等指标综合优化成为当前的研究热点,现有研究主要从器件级和拓扑级提升装置的综合性能。

以碳化硅(SiC)场效应晶体管(MOSFET)为代表的宽禁带半导体器件相对于Si IGBT在减小开关损耗方面具有很大优势^[10]。因此,基于SiC器件的电力电子装备在效率、功率密度等方面更具优势。但相同规格的SiC器件价格约为Si器件的5~8倍,导致SiC器件装置的市场推广较为困难^[11]。为进一步降低装置的成本,基于Si/SiC的混合开关器件被提出,混合开关器件在保证高效运行的同时有效减小了运行损耗^[12-13]。但混合开关器件目前尚处于理论研究阶段,且其需要双脉冲驱动电路,驱动控制复杂度较高。

为实现传统全Si器件拓扑和全SiC器件拓扑性能的折中优化,基于Si IGBT与SiC MOSFET器件混合的混合拓扑备受学者关注。浙江大学李楚杉团队提出基于Si IGBT与SiC MOSFET器件混合的有源中点钳位型三电平逆变器,通过合理的调制策略,将高频动作主要集中于SiC MOSFET器件,而Si IGBT器件则工作于工频状态,充分发挥了Si IGBT器件通态损耗低、SiC MOSFET器件开关损耗低的优势^[14]。东北电力大学刘闯团队提出Si IGBT模块与SiC MOSFET模块直流侧并联、输出侧串联的混合结构^[15],其中Si IGBT模块输出方波流通大功率,而SiC MOSFET器件则整形保障输出波形质量。相似地,文献[16]和文献[17]分别提出基于Si IGBT和SiC MOSFET混合的级联多电平变换器和模块化多电平变换器拓

扑,对比分析证明混合拓扑在损耗和成本方面的优势。因此,基于Si IGBT器件和SiC MOSFET器件混合的混合拓扑很好地实现了装置效率与成本的折中优化,为电力电子装置的性能综合优化提供重要指导思想。

本文基于异质器件混合思想,提出一种基于异质器件混合的5电平并网变流器拓扑,简称异质并网变流器(heterogeneous grid-connected converter, HGCC),并针对混合拓扑提出特定的调制策略。此外,详细分析了所提拓扑的工作模式,并提出一种电压平衡策略。最后,通过仿真分析验证其有效性,并基于损耗分析验证了所提拓扑的优势。

1 HGCC拓扑结构及调制原理

1.1 拓扑结构

HGCC拓扑如图1所示,包含两个半桥模块(HM₁, HM₂)和一组换向桥臂。其中,半桥模块采用SiC MOSFET器件(T₁~T₄),而换向桥臂采用Si IGBT器件(S₁, S₂);C₁, C₂为两个半桥模块的直流侧电容;L_f为滤波电感;U_{c1}, U_{c2}为两个半桥模块的直流电容电压, U_{c1}=U_{c2};U_s为电网电压;I_s, I_L, I_{Lf}分别为网侧电流、负载电流、HGCC补偿电流。

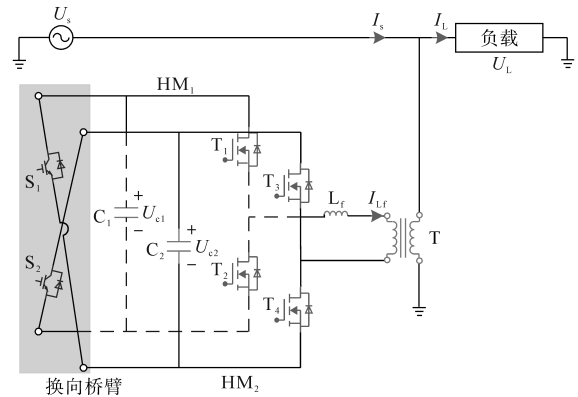


图1 HGCC拓扑结构

Fig.1 Topology of the HGCC

1.2 调制原理

HGCC可以输出 $2U_c$, U_c , 0 , $-U_c$, $-2U_c$ 共5种电平, HGCC的开关模式如表1所示。由表1可以看出,换向桥臂为工频开关周期,采用开关频率低、通态损耗小的Si IGBT器件。若HGCC采用高频PWM调制,则T₁~T₄工作于高频开关状态,故采用开关损耗小的SiC MOSFET器件。

HGCC采用PWM调制时,会出现两种调制结果,如图2所示。其中, u_{pwm_r} 为调制波, u_{pwm} 为

HGCC输出电压。对于 t_1 阶段, $0 < u_{pwm,r} < U_c$, HGCC中一个HM被旁路, 另一个HM输出PWM波; 对于 t_2 阶段, $u_{pwm,r} > U_c$, 此时会出现两种PWM情况: 一种情况是HM₁和HM₂配合输出幅值为0至 $2U_c$ 的PWM波, 如图2a所示; 一种情况是一个HM被常通, 另一个HM输出PWM波, 则HGCC等效输出为 U_c 至 $2U_c$ 的PWM波, 如图2b所示。通过对比可以看出, 图2b对应的调制结果更逼近于调制波, 故本文以此作为HGCC的PWM调制方法。

表1 HGCC开关模式

Tab.1 Switching mode of the HGCC

S ₁	S ₂	T ₁	T ₂	T ₃	T ₄	输出电压
0	1	1	0	0	1	$2U_c$
0	1	0	1	0	1	U_c
0	1	1	0	1	0	U_c
0	1	0	1	1	0	0
1	0	0	1	1	0	$-2U_c$
1	0	1	0	1	0	$-U_c$
1	0	0	1	0	1	$-U_c$
1	0	1	0	0	1	0

注: “1”代表器件闭合; “0”代表器件断开

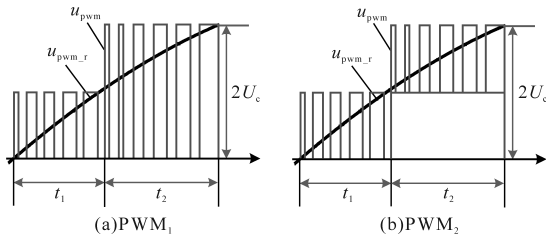


图2 HGCC调制原理

Fig.2 Modulation principle of the HGCC

2 HGCC 工作模态分析

HGCC 可以输出 $2U_c, U_c, 0, -U_c, -2U_c$ 共 5 种电平。当 S₁ 断开、S₂ 导通时, HGCC 输出正极性 PWM 脉冲, 对应模式 I; 反之, 当 S₁ 导通、S₂ 断开时, HGCC 输出负极性 PWM 脉冲, 对应模式 II。根据 HGCC 输出 PWM 极性以及输出电流方向, 每种模式对应的 8 种工作状态如图 3 和图 4 所示。工作模式 I 对应 HGCC 直流电容的运行状态具体分析如下:

1) 如图 3a 所示, 输出电流 $I_{Lf} > 0$; S₁ 断开、S₂ 闭合; T₁ 和 T₄ 闭合、T₂ 和 T₃ 断开; $u_{pwm} = 2U_c$; C₁ 和 C₂ 充电。

2) 如图 3b 所示, 输出电流 $I_{Lf} > 0$; S₁ 断开、S₂ 闭合; T₂ 和 T₄ 闭合、T₁ 和 T₃ 断开; $u_{pwm} = U_c$; C₁ 旁路、C₂

充电。

3) 如图 3c 所示, 输出电流 $I_{Lf} > 0$; S₁ 断开、S₂ 闭合; T₁ 和 T₃ 闭合、T₂ 和 T₄ 断开; $u_{pwm} = U_c$; C₂ 旁路、C₁ 充电。

4) 如图 3d 所示, 输出电流 $I_{Lf} > 0$; S₁ 断开、S₂ 闭合; T₂ 和 T₃ 闭合、T₁ 和 T₄ 断开; $u_{pwm} = 0$; C₁ 和 C₂ 旁路。

5) 如图 3e 所示, 输出电流 $I_{Lf} < 0$; S₁ 断开、S₂ 闭合; T₁ 和 T₄ 闭合、T₂ 和 T₃ 断开; $u_{pwm} = 2U_c$; C₁ 和 C₂ 放电。

6) 如图 3f 所示, 输出电流 $I_{Lf} < 0$; S₁ 断开、S₂ 闭合; T₂ 和 T₄ 闭合、T₁ 和 T₃ 断开; $u_{pwm} = U_c$; C₁ 旁路、C₂ 放电。

7) 如图 3g 所示, 输出电流 $I_{Lf} < 0$; S₁ 断开、S₂ 闭合; T₁ 和 T₃ 闭合、T₂ 和 T₄ 断开; $u_{pwm} = U_c$; C₂ 旁路、C₁ 放电。

8) 如图 3h 所示, 输出电流 $I_{Lf} < 0$; S₁ 断开、S₂ 闭合; T₂ 和 T₃ 闭合、T₁ 和 T₄ 断开; $u_{pwm} = 0$; C₁ 和 C₂ 旁路。

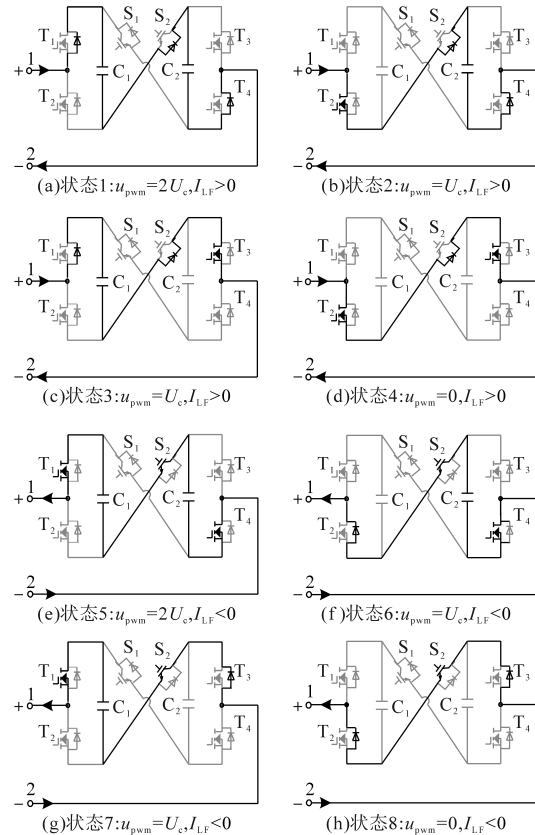


图3 HGCC在模式I下的工作模态

Fig.3 Working mode of the HGCC under mode I

工作模式 II 对应 HGCC 直流电容的运行状态具体分析如下:

1) 如图 4a 所示, 输出电流 $I_{Lf} > 0$; S₁ 闭合、S₂ 断开; T₂ 和 T₃ 闭合、T₁ 和 T₄ 断开; $u_{pwm} = -2U_c$; C₁ 和 C₂ 放电。

2)如图4b所示,输出电流 $I_{Lf}>0$;S₁闭合、S₂断开;T₁和T₃闭合、T₂和T₄断开; $u_{pwm}=-U_c$;C₁旁路、C₂放电。

3)如图4c所示,输出电流 $I_{Lf}>0$;S₁闭合、S₂断开;T₂和T₄闭合、T₁和T₃断开; $u_{pwm}=-U_c$;C₂旁路、C₁放电。

4)如图4d所示,输出电流 $I_{Lf}>0$;S₁闭合、S₂断开;T₁和T₄闭合、T₂和T₃断开; $u_{pwm}=0$;C₁和C₂旁路。

5)如图4e所示,输出电流 $I_{Lf}<0$;S₁闭合、S₂断开;T₂和T₃闭合、T₁和T₄断开; $u_{pwm}=-2U_c$;C₁和C₂充电。

6)如图4f所示,输出电流 $I_{Lf}<0$;S₁闭合、S₂断开;T₁和T₃闭合、T₂和T₄断开; $u_{pwm}=-U_c$;C₁旁路、C₂充电。

7)如图4g所示,输出电流 $I_{Lf}<0$;S₁闭合、S₂断开;T₂和T₄闭合、T₁和T₃断开; $u_{pwm}=-U_c$;C₂旁路、C₁充电。

8)如图4h所示,输出电流 $I_{Lf}<0$;S₁闭合、S₂断开;T₁和T₄闭合、T₂和T₃断开; $u_{pwm}=0$;C₁和C₂旁路。

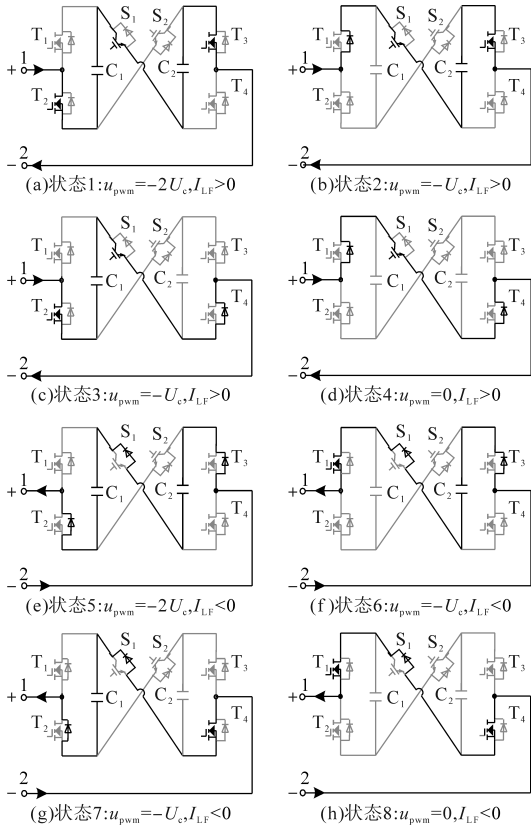


图4 HGCC在模式II下的工作模式

Fig.4 Working mode of the HGCC under mode II

综上,通过控制HGCC在16种工作状态间灵活切换,可以改变HGCC中两个直流电容C₁和C₂的充放电状态,以实现电容电压稳定。

3 HGCC控制策略

3.1 HGCC控制框图

HGCC采用双闭环控制策略,如图5所示。外环采用电压控制,两个直流电容的电压和 U_{dc} (即 $U_{dc}=U_{c1}+U_{c2}$)与参考值 U_{dc}^* 做差,经PI控制器得到电流内环的d轴参考值 I_d^* 。输出电流 I_{Lf} 的d,q轴分量(I_d, I_q)分别与参考值做差,经PI控制器减去解耦分量得到调制波的d,q轴分量。

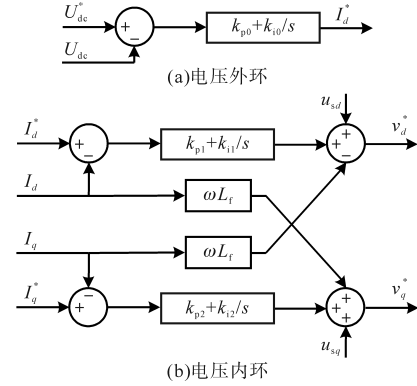


图5 HGCC控制框图

Fig.5 Control block diagram of the HGCC

3.2 均压策略

HGCC直流侧电压的整体控制由电压外环控制,这里不再赘述。对于两个直流侧电容之间的内部均压,具体流程如图6所示。

当 $U_c < u_{pwm,r} < 2U_c$ 且 $I_{Lf} > 0$ 时,HGCC整体为充电,则C₁和C₂中电容电压小的HM被常通,电容电压大的HM做PWM斩波;当 $U_c < u_{pwm,r} < 2U_c$ 且 $I_{Lf} < 0$ 时,HGCC整体为放电,则C₁和C₂中电容电压大的HM被常通,电容电压小的HM做PWM斩波;当 $0 < u_{pwm,r} < U_c$ 且 $I_{Lf} > 0$ 时,HGCC整体为充电,则C₁和C₂中电容电压大的HM被旁路,电容电压小的HM做PWM斩波;当 $0 < u_{pwm,r} < U_c$ 且 $I_{Lf} < 0$ 时,HGCC整体为放电,则C₁和C₂中电容电压小的HM被旁路,电容电压大的HM做PWM斩波。

同理,当 $-2U_c < u_{pwm,r} < -U_c$ 且 $I_{Lf} > 0$ 时,HGCC整体为放电,则C₁和C₂中电容电压大的HM被常通,电容电压小的做PWM斩波;当 $-2U_c < u_{pwm,r} < -U_c$ 且 $I_{Lf} < 0$ 时,HGCC整体为充电,则C₁和C₂中电容电压小的HM被常通,电容电压大的HM做PWM斩波;当 $-U_c < u_{pwm,r} < 0$ 且 $I_{Lf} > 0$ 时,HGCC整体为放电,则C₁和C₂中电容电压小的HM被旁路,电容电压大的HM做PWM斩波;当 $-U_c < u_{pwm,r} < 0$ 且 $I_{Lf} < 0$ 时,HGCC整体为充电,则C₁和C₂中电容电压大的HM被旁路,电容电压小的HM做PWM斩波。

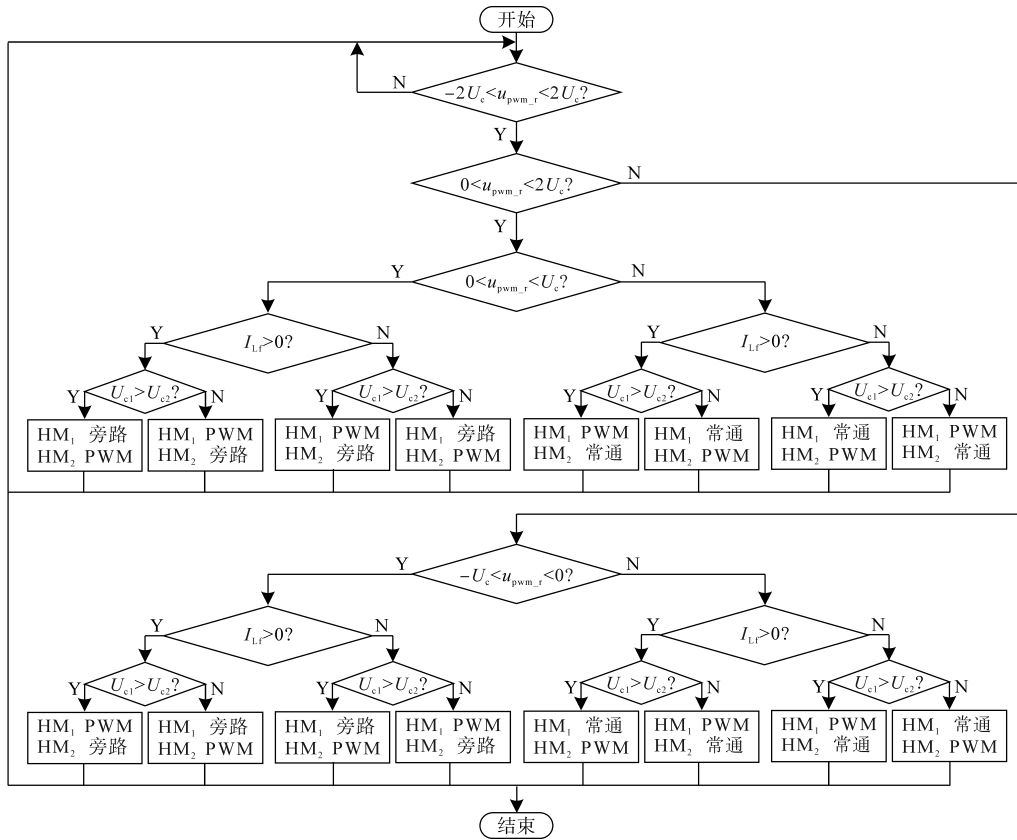


图6 电容均压策略

Fig.6 Capacitor voltage balance strategy

4 仿真验证

为验证所提拓扑及调控策略的有效性,在 Matlab/Simulink 中搭建 HGCC 仿真模型,仿真参数为:电网电压 $U_s=311\text{ V}$,载波频率 $f_z=10\text{ kHz}$,半桥模块电容 $C_1=C_2=3\ 300\ \mu\text{F}$,滤波电感 $L=5\text{ mH}$,负载有功功率 $P_L=10\text{ kW}$,负载无功功率 $Q_L=5\text{ kvar}$ 。

4.1 无功补偿工况

图7~图12给出了 HGCC 在无功补偿工况下的仿真波形,证明了 HGCC 可有效维持网侧单位功率因数运行,且电容电压保持平衡。设定在 0 s — 0.10 s 期间装置未被投入,在 0.10 s — 0.20 s 期间装置投入。网侧电压、电流波形如图7所示,在 0.10 s 之后,网侧电压、电流同相位,系统单位功率因数运行。HGCC 的电容电压波形如图8所示,在 HGCC 投入后保持良好的稳定性且波动幅值小于 5% 。HGCC 的输出功率波形如图9所示,在 0.10 s 之后, HGCC 输出无功为 5 kvar ,有功接近于零。HGCC 的出口端输出电压如图10所示,为 5 电平 PWM 波形,其谐波主要在开关频率及其倍数附近。对于 Si IGBT 器件及 SiC MOSFET 器件的开关频率及耐压如图11和图12所示。对于

换向桥臂的 Si 器件工作于工频,而对于半桥模块的 SiC 器件工作于高频,故充分发挥了 Si IGBT 器件通态损耗低、SiC MOSFET 器件开关损耗低的优势。

进一步,当采用传统 5 电平 中点钳位型变换器 (neutral-point-clamped converter, NPC) 运行时的仿真波形如图13、图14所示。网侧电压电流

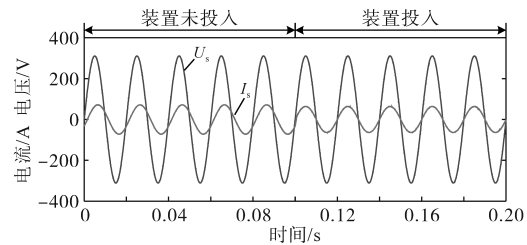


图7 网侧电压、电流波形

Fig.7 Voltage and current waveforms on the grid side

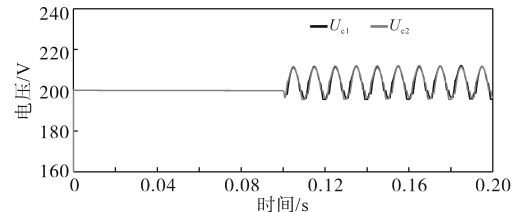


图8 半桥模块电容电压

Fig.8 Capacitor voltage of half-bridge module

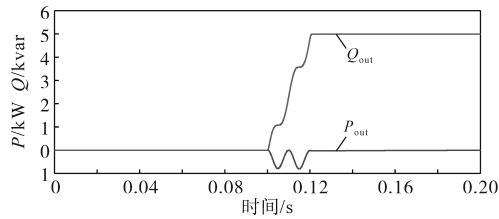


图9 HGCC输出功率

Fig.9 Output power of the HGCC

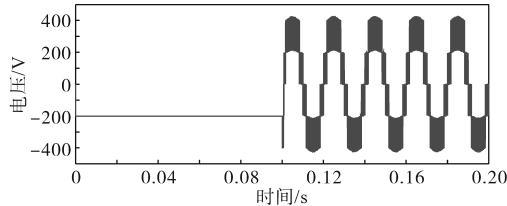


图10 HGCC出口端输出电压

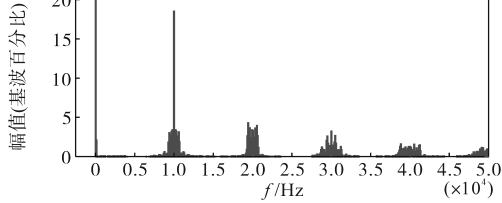


图11 换向桥臂器件 S_1 耐受电压

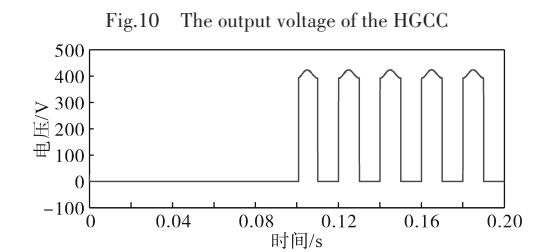


图12 半桥模块器件 T_1 耐受电压

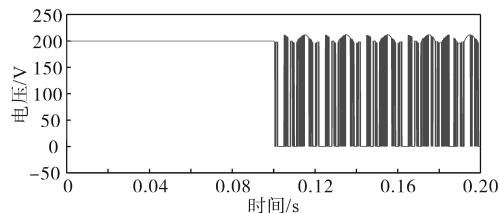


图13 传统5电平NPC输出电压

Fig.13 The output voltage of the traditional 5-level NPC

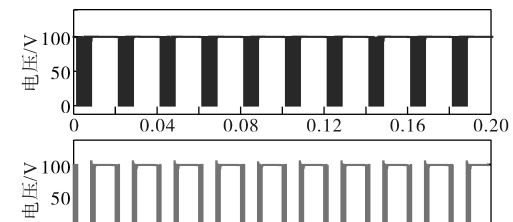


图14 传统5电平NPC单个桥臂上器件的开关波形

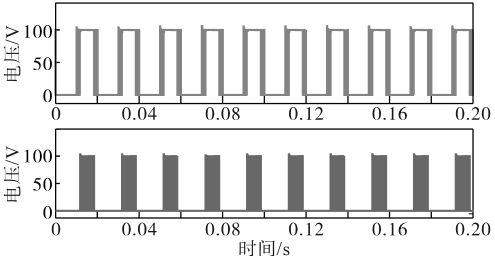


图15 负载电流

Fig.15 Load current

4.2 谐波补偿工况

图15~图18给出HGCC在谐波补偿工况下的仿真波形,证明所提结构及调控策略可以有效补偿非线性负载产生的谐波电流。设定在0.30s负载侧注入二次谐波电流,如图15所示。此时,HGCC同时补偿负载侧无功电流及谐波电流,如图16所示。而HGCC的半桥模块电容电压依然保持稳定,网侧的电压、电流依然为保持同相位的正弦波,如图17、图18所示。

波形与图7相近,同样可以维持系统侧单位功率因数运行,这里不再重复给出。从图13可以看出,传统NPC的输出电压波形及谐波含量与所提HGCC接近。但在图14中,传统NPC变换器桥臂上开关器件的开关频率分布不均衡。由于传统NPC采用单一类型器件,这极易导致装置整体结温不平衡,从而严重影响装置的可靠性。而所提拓扑则将开关动作主要集中于热性能更优的宽禁带半导体SiC器件,而Si器件则工作于工频,更有利于装置的结温平衡及可靠运行。

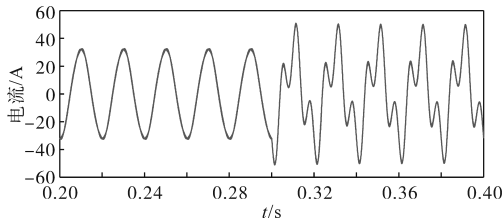


图 16 HGCC输出电流

Fig.16 Output current of the HGCC

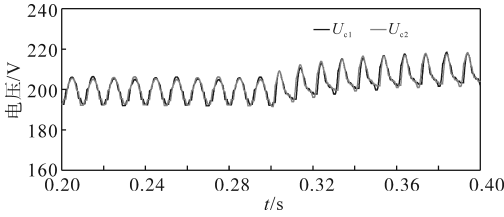


图 17 半桥模块电容电压

Fig.17 Capacitor voltage of half-bridge module

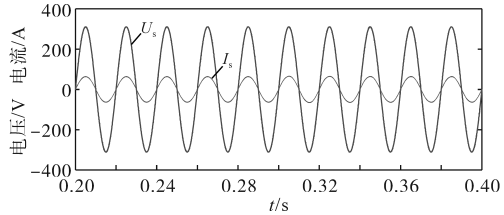


图 18 网侧电压、电流波形

Fig.18 Voltage and current waveforms on the grid side

5 对比分析

5.1 损耗对比

为验证所提拓扑在运行损耗的优势,基于 Matlab/Simulink 与 PLECS 联合仿真平台,在波形质量接近的条件下搭建了基于全 Si IGBT 器件的 5 电平 NPC、全 SiC MOSFET 器件的 5 电平 NPC、所提 HGCC 拓扑的热损耗模型。其中,拓扑参数均与仿真参数保持一致。其中,Si IGBT 型号为 Infineon-1KQ100N60T,SiC MOSFET 型号为 Wolfspeed-C3M0015065D。

在器件结温 $T_j=100\text{ }^\circ\text{C}$ 、等效输出开关频率 $f_{eq}=20\text{ kHz}$ 条件下,不同负载功率时 3 种拓扑的损耗对比如图 19 所示。在通态损耗方面,随着负载功率增大,3 种拓扑的通态损耗增加,而 Si-NPC 拓扑的通态损耗最大。在开关损耗方面,Si-NPC 拓扑的开关损耗远高于其他拓扑,而所提 HGCC 拓扑的开关损耗最小。对于总损耗而言,Si-NPC 损耗最大,所提 HGCC 损耗最小。以负载功率 12 kvar 为例,所提 HGCC 总损耗相比于 Si-NPC,SiC-NPC 分别降低 27% 和 9.9%。

在器件结温 $T_j=100\text{ }^\circ\text{C}$ 、负载功率 5 kvar 条件下,不同等效输出开关频率时 3 种拓扑的损耗对

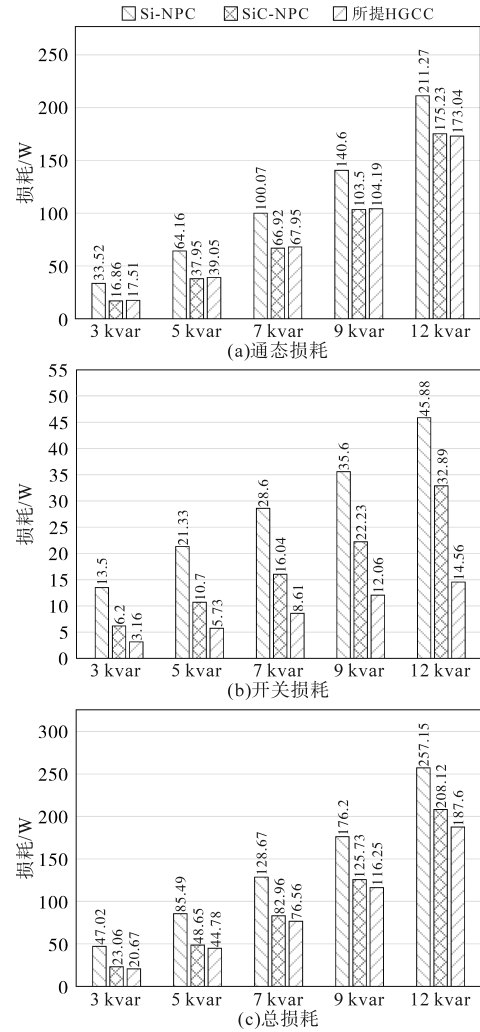


图 19 不同负载功率下损耗对比 ($T_j=100\text{ }^\circ\text{C}, f_{eq}=20\text{ kHz}$)

Fig.19 Loss comparison under different load power ($T_j=100\text{ }^\circ\text{C}, f_{eq}=20\text{ kHz}$)

比如图 20 所示。由于通态损耗不受开关频率变化的影响,故通态损耗基本保持不变。在开关损耗方面,Si-NPC 开关损耗最大,且随开关频率增加而增长最快,而所提 HGCC 的开关损耗最小。对于总损耗而言,所提 HGCC 损耗远低于 Si-NPC,且略低于 SiC-NPC。以等效输出频率 20 kHz 为例,所提 HGCC 总损耗相比于 Si-NPC 和 SiC-NPC 分别降低 47.7% 和 8%。

5.2 成本对比

器件成本是装置总成本的主要组成,为进一步验证所提拓扑的优势,故将所提拓扑与现有拓扑进行器件成本对比。基于全 Si IGBT 器件的 NPC、全 SiC MOSFET 器件的 NPC 以及本文所提 HGCC 拓扑的器件成本对比如表 2 所示。以上 3 种拓扑均为 5 电平单相拓扑。若以 Si-NPC 拓扑成本为基准,SiC-NPC 拓扑成本增加 297.5%。而所

提拓扑相比Si-NPC拓扑成本仅增加124.3%。故在效率优于全Si拓扑的情况下,成本得到大大降低。

出一种基于异质器件混合的并网变流器,得出如下结论:

1)所提并网变流拓扑仅需6个功率器件(包括4个SiC MOSFET,2个Si IGBT)即可输出5电平,相比于现有5电平变流器,器件数更少,且与全SiC 5电平变换器相比成本降低43.7%。

2)所提调制及均压策略能将输出电压的高频开关动作固定于SiC MOSFET器件,Si IGBT工作于低频,充分发挥了SiC器件开关损耗低、Si器件通态损耗低的优势,可有效提高并网变流器的运行效率。在输出功率5 kvar、等效输出频率20 kHz时,所提拓扑相比全Si-NPC和全SiC-NPC损耗分别降低47.7%和8%。

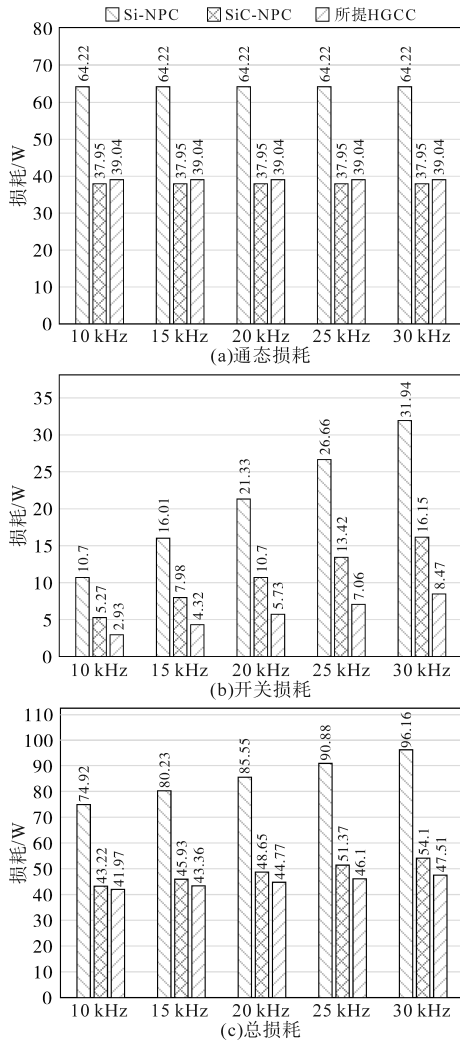


图20 不同等效开关频率下损耗对比(T_j=100°C, Q=5 kvar)

Fig.20 Loss comparison at different equivalent switching frequencies (T_j=100°C, Q=5 kvar)

表2 器件成本对比

Tab.2 Device cost comparison

拓扑	Si IGBT	SiC MOSFET	成本/\$
	价格/数量	价格/数量	
Si-NPC	Infineon-1K0100N60T		89.44
	11.18\$/8		
SiC-NPC	Wolf speed-		355.56
	C3M0015065D		
	44.45\$/8		
所提HGCC	Wolf speed-		200.16
	Infineon-1K0100N60T		
	11.18\$/2		
	44.45\$/4		

6 结论

为提升并网变换器输出性能及效率,本文提

参考文献

- 雷二涛,张浚坤,金莉,等.一种基于SiC的并联交错式图腾柱无桥功率因数校正变换器[J].广东电力,2023,36(10):84-92.
LEI Ertao, ZHANG Junkun, JIN Li, et al. An interleaved totem-pole bridgeless power factor correction converter based on SiC [J]. Guangdong Electric Power, 2023, 36(10): 84-92.
- 陈晓华,王志平,吴杰康,等.基于VMD和IAO-SVM的电压暂降源识别方法[J].广东电力,2023,36(1):59-67.
CHEN Xiaohua, WANG Zhiping, WU Jiekang, et al. Voltage sag source identification method based on VMD and IAO-SVM [J]. Guangdong Electric Power, 2023, 36(1): 59-67.
- 王峰,张旭隆,曹言敬.改进同步谐波检测法在有源电力滤波器中的应用[J].电气自动化,2023,45(4):94-97.
WANG Feng, ZHANG Xulong, CAO Yanjing. Application of improved synchronous harmonic detection method in APF[J]. Electrical Automation, 2023, 45(4): 94-97.
- 马志远,黄海宏.一种改进的并网逆变器电压不平衡补偿策略[J].电气传动,2022,52(19):19-24.
MA Zhiyuan, HUANG Haihong. An improved compensation strategy for voltage unbalance of grid-connected inverter[J]. Electric Drive, 2022, 52(19): 19-24.
- 徐军岳,柳毅,桂家娥.基于不平衡补偿的低压配电网电能质量问题及治理对策研究[J].电气传动,2024,54(1):33-39.
XU Junyue, LIU Yi, GUI Jia. Research on power quality problems and countermeasures of low voltage distribution network based on unbalance compensation[J]. Electric Drive, 2024, 54(1): 33-39.
- 李建文.低压单母线分段回路并联电容补偿装置的优化设计[J].电工技术,2023(13):151-153.
LI Jianwen. Optimal design of shunt capacitor compensation device for low voltage single bus segmented circuit[J]. Electrical Technology, 2023(13): 151-153.
- 和鹏,许荣彪,段军鹏,等.基于改进人工蜂群算法的SVG综

- 合补偿容量优化研究[J]. 电工技术, 2023(2):45-48.
- HE Peng, XU Rongbiao, DUAN Junpeng, et al. Research on optimization of SVG comprehensive compensation capacity based on improved artificial bee colony algorithm[J]. *Electrical Technology*, 2023(2):45-48.
- [8] 康加逸, 于新红, 汪凤翔. LC滤波型三电平NPC逆变器无模型预测电流控制[J]. 电力电子技术, 2023, 57(8):17-20.
- KANG Jiayi, YU Xinhong, WANG Fengxiang. Model-free predictive current control for LC-filtered three-level NPC inverters[J]. *Power Electronics*, 2023, 57(8):17-20.
- [9] 朱敏龙, 宋慧庆, 李宇航, 等. NPC型三电平逆变器可视化三矢量无模型预测控制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(10):110-122.
- ZHU Minlong, SONG Huiqing, LI Yuhang, et al. Visualized three-vector model-free predictive control strategy for an NPC three-level inverter[J]. *Power System Protection and Control*, 2023, 51(10):110-122.
- [10] PAN Jianyu, KE Ziwei, SABBAGH M A, et al. 7-kV 1-MVA SiC-based modular multilevel converter prototype for medium-voltage electric machine drives[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2020, 35(10):10137-10149.
- [11] JIAO Da, HUANG Qingyun, HUANG Alex, et al. Evaluation of medium voltage SiC flying capacitor converter and modular multilevel converter[C]//2020 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Detroit, MI, USA, 2020:4386-4392.
- [12] WANG Jun, LI Zongjian, JIANG Xi, et al. Gate control optimization of Si/SiC hybrid switch for junction temperature balance and power loss reduction[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2019, 34(2):1744-1754.
- [13] STECCA Marco, TAN Changyu, XU Junzhong, et al. Hybrid Si/SiC switch modulation with minimum SiC MOSFET conduction in grid connected voltage source converters[J]. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2022, 10(4):4275-4289.
- [14] LI Chushan, LU Rui, LI Wuhua. Space vector modulation for SiC and Si hybrid ANPC converter in medium-voltage high-speed drive system[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2020, 35(4):3390-3401.
- [15] LIU Chuang, ZHUANG Kehao, PEI Zhongchen. Hybrid SiC-Si DC-AC topology: SHE-PWM Si-IGBT master unit handling high power integrated with partial-power SiC-MOSFET slave unit improving performance[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2021, 37(3):3085-3098.
- [16] 任鹏, 涂春鸣, 侯玉超, 等. 基于Si和SiC器件的混合型级联多电平变换器及其调控优化方法[J]. 电工技术学报, 2023, 38(18):5017-5028.
- REN Peng, TU Chunming, HOU Yuchao, et al. Research on a hybrid cascaded multilevel converter based on Si and SiC device and its control optimization method[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2023, 38(18):5017-5028.
- [17] 任鹏, 涂春鸣, 侯玉超, 等. 考虑异质器件混用与输出电平倍增的混合型MMC及其调控方法[J]. 电力系统自动化, 2024, 48(5):128-136.
- REN Peng, TU Chunming, HOU Yuchao, et al. Hybrid modular multilevel converter considering heterogeneous device mixing and output level doubling and its regulation method[J]. *Automation of Electric Power Systems*, 2024, 48(5):128-136.

收稿日期:2023-11-28

修改稿日期:2024-02-02