第 52 卷 第 6 期：2699-2709 高电压技术 Vol.52, No.6: 2699-2709
2026 年 6 月 30 日 High Voltage Engineering June 30, 2026
DOI: 10.13336/j.1003-6520.hve.20250991

用于兆瓦级电解制氢的多电平电流源变换器电流均衡策略

周天吉[1]，任成林[2]，焦　石[2]，崔　彬[1]，娄彦涛[3]，赵　彪[1]
（1. 清华大学电机工程与应用电子技术系，北京 100084；2. 中国南方电网有限责任公司超高压输电公司，广州 510700；3. 西安西电电力系统有限公司，西安 710086）

摘　要：为应对规模化电解生产绿氢对低压兆瓦级大功率电解电源的迫切需求，该文提出一种基于多电平电流源变换器(multilevel current source converter, MCSC)的拓扑方案，并针对MCSC在多模块并联时的模块电流失衡问题，提出一种基于调制比微调闭环控制和基于全局零矢量替换的协同均衡策略。该文首先介绍 MCSC 拓扑构造，分析载波移相调制策略下的模块电流变化规律与不均流机理，然后提出了基于电流反馈闭环控制子模块调制比的稳态功率均衡策略，结合全局零矢量替换实现暂态电流误差越界修正，构建了全工况电流均衡控制体系。仿真结果表明，提出的电流均衡策略能使 MCSC 模块电流在稳态和暂态中均能保持严格均衡，并且使得开关频率最小化。通过等效满功率运行测试，验证了 6.65 MW/19 kA 工程样机的电流均衡性能以及小于 3%的并网电流谐波含量。该研究为大功率电解制氢电源提供了新一代 MCSC 技术方案，并有效解决了 MCSC 子模块的电流均衡难题。
关键词：电解制氢；多电平电流源变换器；MCSC；电流均衡；电流源变换器；兆瓦级；均衡策略

Current Balancing Strategy for Multilevel Current Source Converters in Megawatt-scale Electrolytic Hydrogen Production

ZHOU Tianji[1], REN Chenglin[2], JIAO Shi[2], CUI Bin[1], LOU Yantao[3], ZHAO Biao[1]
(1. Department of Electrical Engineering, Tsinghua University, Beijing 100084, China;
2. CSG EHV Power Transmission Company, China Southern Power Grid Co., Ltd., Guangzhou 510700, China;
3. Xi'an XD Power System Co., Ltd., Xi'an 710086, China)

Abstract: To address the growing demand for megawatt-scale and low-voltage power supplies in large-scale electrolytic hydrogen production, this paper proposes a scheme based on multilevel current source converter (MCSC). A current balancing strategy is developed to mitigate module current mismatch under parallel operation, combining modulation ratio regulation (MRR) via current feedback and global zero-vector substitution (GZVS). The topology and current characteristics under carrier phase-shifted modulation are analyzed, and the imbalance mechanism is identified. A steady-state control loop adjusts submodule modulation ratios to equalize power, while transient deviation is corrected by substituting zero vectors when necessary. This forms a unified current balancing scheme for all operating conditions. Simulation results show that the proposed method maintains balanced current sharing with minimal switching frequency. Experimental validation on a 6.65 MW/19 kA full-power prototype demonstrates effective current balancing and grid current THD below 3%. This study provides a promising MCSC-based solution for high-power hydrogen production with improved modular scalability and operational reliability.
Key words: electrolytic hydrogen production; multilevel current source converter; MCSC; current balancing; current source converter; megawatt-scale; balancing strategy

0　引言

为了解决日益严峻的气候变暖问题，世界各国正在加速减碳进程和清洁能源发展，在全球能源格局加速变革的当下，氢能凭借其清洁、高效等优势，正逐步走向能源舞台的核心地带[1-2]。截至 2024 年底，全球已有超过 60 个国家和地区公布氢能发展战略[3]。在工业领域，氢气可作为金属精炼、石油精

基金资助项目：国家自然科学基金(52322706)。
Project supported by National Natural Science Foundation of China (52322706).

炼、氨生产的重要原料，助力工业生产过程中的深度脱碳。在电力领域，氢能可以提供大规模的长期能量存储，并能够实现削峰填谷的负荷调节，帮助新能源场站和电网高效运行[4-5]。

通过风电、光伏等新能源电解水制氢是大规模制绿氢的主要途径，新能源通过交流电网汇集整流制氢技术成熟[1]。目前全球已宣布在建或将建的电解槽总装机容量超过 500 GW，预计到 2050 年电解水制成的绿氢将占全球氢气产量的 72%。为应对日益增长的绿氢发展需求，大功率、高电流密度、低能耗的大型碱性电解槽及系统正在快速发展[3]。目前 1 000 Nm^3/h、功率 5 MW 以上的碱性电解槽已经广泛商业化。电解槽的功率拓展多使用多个电解室并联的方式，往往这些电解槽电源的直流电压输出能力只需要几百伏，但是需要 10 kA 以上的大电流输出能力。亟待研究配套的高效率、高电能质量、具有较强电流拓展能力的降压型整流电源拓扑和控制[6]。

晶闸管相控整流器(phase-controlled rectifier, PCR)是最常见的整流电源拓扑，广泛用于工业电解铝等场合，但是 PCR 即使通过移相变压器并联，网侧仍然含有丰富的电流谐波并且会产生不可控的无功功率。全控的电压源型变换器(voltage source converter, VSC)能够显著改善电网侧无功功率和电流谐波性能，由于 VSC 作为整流电源时为升压变换，通常需要在直流输出再加上交错并联式 Buck 进行降压调压以适配电解槽的负载特性，这是目前大功率电解制氢电源的主流方案[7]。但是两级变换使得整体拓扑结构变复杂，降低了转换效率，并且网侧仍然需要额外的滤波器对低电平的谐波进行滤除。

相比之下，电流源变换器(current source converter, CSC)作为整流电源时具有降压特性[8]，只需要单级变换就能够直接匹配电解槽的负载特性，在大电流场景下可以将多个 CSC 模组在交直流侧分别并联，构成多电平电流源型变换器(multilevel current source converter, MCSC)。MCSC 能够实现电流多电平调制，进而实现极低的电流谐波含量而无需额外的滤波器，并且由于其模块化构造，可以实现电流输出能力的拓展以高效匹配更大功率的电解槽，相较于现有方案更具发展潜力[9]。

然而，控制并联模块的电流均衡是 MCSC 需要解决的关键难题。模块之间的电流不均会使得电流偏小的功率模块输出功率小于设计值，功率器件利用率不足，增加装置的成本，电流偏大的功率模块中功率器件因为过流关断而出现故障，影响 MCSC 的安全稳定运行。

MCSC 的均流控制策略和应用的多电平脉宽调制(pulse width modulation, PWM)策略紧密耦合[10-11]，现有的研究提出了在应用空间矢量脉宽调制(space vector PWM, SVPWM)和特定谐波消除脉宽调制(selective harmonic elimination PWM, SHEPWM)时通过其中特殊的开关脉冲的替换实现模块间的均流[12-15]，但是这些调制只适用于两个模块并联组成的 MCSC[16-17]，受限于现有全控功率器件的通流能力，难以满足兆瓦级制氢电源场景 10kA 以上的电流输出要求。将载波移相调制应用于正弦脉宽调制(sinusoidal PWM, SPWM)、六步直接脉宽调制(six-step direct PWM, SS-DPWM)等载波比较 PWM 等可以满足 MCSC 并联模块数的拓展，进而满足制氢电源应用场景的需求[18]。在载波移相调制下，通过调节调制比能够实现稳态模块电流均衡，但是无法确保 MCSC 功率快速变化暂态时的均流效果[19]。为了确保 MCSC 所有工况下的严格电流均衡，需要通过新增额外的开关行为进行脉冲的分配和替换[11]。在多电平调制波发生电平状态变化时，将电平数对应的开关模态基于模块电抗电流排序进行实时分配可以实现电平逼近调制工频开关下的 MCSC 模块电流均衡[20]，但是在 PWM 下电平变化频率高，对电压电流采样、计算速率要求成倍增加，难以工程实现。零矢量替换控制独立于多电平调制，仅影响模块之间的电流分配，是在任意调制下通用的均流方法[21]，但是现有方案只对单个模块进行零矢量替换，对该模块正极和负极电流的影响相反，并非全局最优，均流控制效果难以实现，存在电流不均衡的风险。

综上，兆瓦级制氢电源应用场景下，MCSC 仍缺乏工程可行的均流控制方案，需要一种全局最优的均流控制策略，使得模块间的电流误差严格受控，确保 MCSC 稳态、暂态下的电流均衡。

本文将首先介绍 MCSC 的拓扑构造，展示载波移相调制策略下的模块电流变化规律，分析模块不均流的原理，在此基础上提出应用于 MCSC 的电流均衡策略，通过电流反馈闭环控制子模块调制比实现稳态功率均衡控制，并通过全局零矢量替换，实现暂态下的电流误差越界修正，保证了 MCSC 全工

况的电流均衡控制。最后通过仿真验证了所提出方案的有效性，并且应用于实际的 19 kA 工程样机上，进行了等效满功率运行测试。

1　MCSC 工作原理

1.1　拓扑构造

基于 IGBT 的 MCSC 制氢电源拓扑原理图如图 1 所示。主回路拓扑中，交流侧和三相电网通过降压变换器连接，之后经过 N 个并联的 CSC 子模块(submodule, SM)进行逆变，所有模块的直流输出正极和负极分别并联构成大电流的输出提供给直流侧负载。模块数 N 由电解槽负载电流 I_{dc} 除以功率器件决定的模块直流电流输出能力平均值 I_{sm} 向上取整决定，如式(1)所示。

$$N=\lceil I_{dc}/I_{sm}\rceil \tag{1}$$

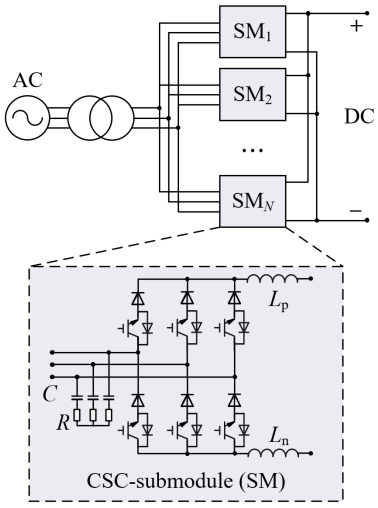


图 1　MCSC 制氢电源拓扑原理图

Fig.1　Topology of MCSC-based power supply for electrolytic hydrogen production

每个 SM 内包含交流侧的滤波电容、由逆阻桥臂构成的三相桥和直流侧的正、负极电抗。在子模块中，交流侧电容主要有两方面作用：其一是为桥臂提供换流回路，同级的两相间桥臂通过两相的电容进行换流；其二，所有模块的电容与进线的电网等效阻抗、变压器漏抗、交流排等效阻抗之和构成 LC 滤波，进一步优化多电平 PWM 调制电流的谐波特性。滤波电容上串联的电阻可以抑制并联模块之间模块电容和交流母排产生的振荡。三相整流桥经过电流源型的调制可以将直流电流调制为三相交流电流，进行交直流功率变换和传输，由于桥臂的耐压为电容线电压，所以需要具有耐受双向电压的能力，需要桥臂具有逆向阻断功能，在本应用中桥臂由 IGBT 和快恢复二极管串联组成，也可以由逆向阻断型器件构成。直流侧正负极的电抗主要用于平抑直流侧输出电流的纹波，满足电流源型变换器调制要求的恒流源条件。

1.2　载波移相调制

CSC 的正常工作中，由于直流侧为恒定的直流源，所以调制时的开关状态需要满足上桥臂/下桥臂必须有且仅有一相保持导通。一般使用三值开关矢量描述 CSC 的开关状态，如图 2 所示一共有 9 种开关矢量，包含了 6 种基本开关矢量 $\boldsymbol{I}_1$—$\boldsymbol{I}_6$ 和分别代表任一相上下桥臂同时导通的 3 种零矢量 $\boldsymbol{I}_7$—$\boldsymbol{I}_9$。

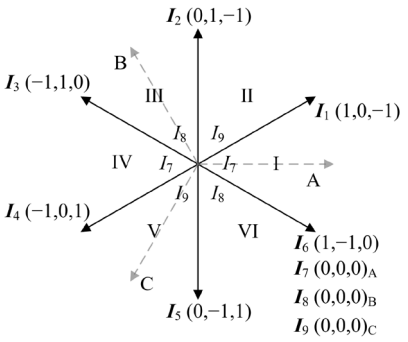


图 2　CSC 开关矢量和扇区

Fig.2　CSC switching vectors and sectors

SS-DPWM 是 CSC 中一种快捷的基于载波比较的调制策略,具有无需经过 SPWM 从二值开关矢量到三值开关矢量的逻辑转换、电流利用率高的优势。图 3(a)展示了以锯齿波为载波的 SS-DPWM 调制过程。调制波为单极性的两个对称的锯齿波，为了最小化开关频率，在每一个载波周期中，正负桥臂中有一侧的开关保持恒定不变，另一侧的开关在三相中切换。具体地，两个载波分别和零矢量对应相和另一相进行比较得到这两相的调制波形，剩下一相的调制波形由 CSC 的调制约束得到。此外，调制过程中参考波的 d 轴调制比 m_d 决定了直流侧输出电压平均值 U_{dc} 的大小，如式(2)所示。

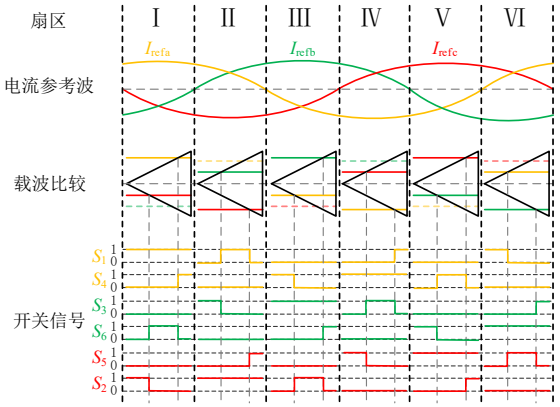
$$U_{dc}=\sqrt{\frac{3}{2}}\cdot\frac{U_2 m_d}{1-\omega^2 LC} \tag{2}$$

式中：U_2 表示变压器二次侧额定电压；ω 为工频角频率；L 和 C 分别表示交流侧等效滤波电感和滤波电容。

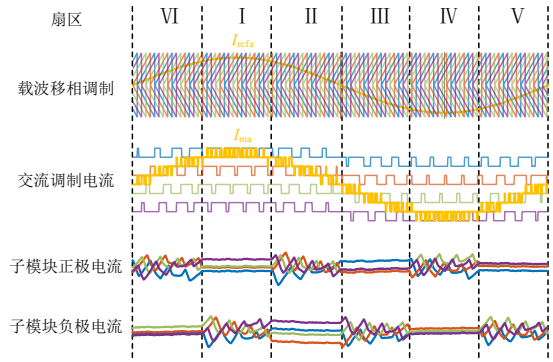
由于在一个工频周期 T_0 内奇数扇区只有下桥臂在换流，偶数扇区只有上桥臂在换流，进一步可以上下桥臂的调制对将直流侧差分电压的贡献分解为式(3)。

$$\int_{T_0} u_{dc}\mathrm{d}t = \frac{T_0}{2}\left(\sqrt{\frac{3}{2}}\cdot\frac{U_2 m_{dp}}{1-\omega^2 LC}+\sqrt{\frac{3}{2}}\cdot\frac{U_2 m_{dn}}{1-\omega^2 LC}\right) \tag{3}$$

式中：m_{dp} 和 m_{dn} 分别表示上桥臂和下桥臂的 d 轴调制比；u_{dc} 表示直流侧输出电压瞬时值。



(a) 单模块 SS-DPWM 调制过程



(b) 载波移相的多电平调制过程

图 3 基于锯齿波载波移相的 SS-DPWM 调制策略

Fig.3 SS-DPWM modulation strategy based on sawtooth carrier phase shifting

对于 N 个模块构成的 MCSC 来说，频率为 f_c 的载波经过如式(4)所示的时间 T_{ps} 移相后可以在交流侧产生多电平 PWM 电流。以 4 个模块为例，载波移相 SS-DPWM 的多电平调制过程和对应的交直流电流如图 3(b)所示，移相后的调制波在交流侧并联叠加组成了一个具有 9 电平的 PWM 电流，极大程度降低了电流谐波。每个模块直流电流也根据调制产生的输出电压变化发生波动，可以观察到模块间直流电流的变化规律如下：在基数扇区调制中，由于上桥臂的零矢量对应相保持常开，称正极为保持侧，此时每个模块的输出电压完全相同，所有模块的电流保持稳定，在调制过程中下桥臂的三相之间换流，称负极为换流侧，电流因为模块输出电压不同而产生波动。偶数扇区则相反，正极为换流侧，负极为保持侧。

$$T_{ps} = \frac{1}{Nf_c} \tag{4}$$

1.3 子模块电流波动特性

在 PWM 过程中，子模块换流侧的电抗电流会在换流侧的 3 个桥臂之间发生换流。在 SS-DPWM 调制策略中，三相换流频率和载波频率 f_c 相同，通常在数百赫兹至千赫兹。如图 4 所示，在电流均衡情况下，可近似认为在一个载波周期 T 内，三相电压恒定，且模块电抗电流在调制前后保持恒定。所以电抗负载侧电压 U_{dcp} 为三相换流过程的平均值。由于一个扇区内换流侧包含多个重复的载波周期，所以换流侧单个子模块电抗电流波动 ΔI_{sm0} 可以通过一个载波周期内子模块直流电抗上电流波动计算，如式(5)所示。

$$\begin{aligned}\Delta I_{sm0} &= \int_T \left(u_b - \frac{u_b t_1 + u_a t_2 + u_c t_3}{T}\right)\mathrm{d}t = \\ &\frac{1}{TL_{dc}}\left(u_{ba}t_2 + u_{bc}t_3\right)\left(T-\left(t_2+t_3\right)\right) \le \\ &\frac{\sqrt{2}U_2}{TL_{dc}}\left(t_2+t_3\right)\left(T-\left(t_2+t_3\right)\right) \le \frac{\sqrt{2}U_2}{4L_{dc}f_c}\end{aligned} \tag{5}$$

式中：u_a、u_b、u_c 分别表示三相相电压瞬时值；t_1、t_2 和 t_3 分别表示 3 段换流过程的持续时间；u_{ba} 和 u_{bc} 分别表示 ba 相和 bc 相线电压瞬时值；T 表示载波周期时间；L_{dc} 表示直流侧电抗感值。

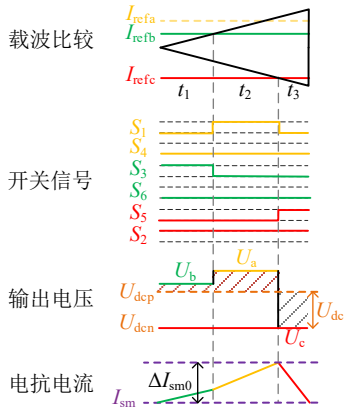


图 4 一个载波周期内换流侧子模块电抗电流变化

Fig.4 Variation of commutation-side submodule inductor current in one carrier period

2 MCSC 子模块电流均衡策略

2.1 子模块电流不均衡原理

从直流侧看 MCSC 的等效电路如图 5 所示。每

一个模块的正极直流输出端口都可以看作一个调制电压输出端口，叠加通流桥臂的通态压降以及直流电抗和通流桥臂共同构成的电阻 R，之后经过电抗在直流侧输出公共点并联。基于等效电路，N 个 SM 中正极和负极电抗直流电流的变化 $\Delta i_{\mathrm{dcp}k}$ 和 $\Delta i_{\mathrm{dcn}k}$，可以表示为式(6)，其中 k=1, 2, …, N。

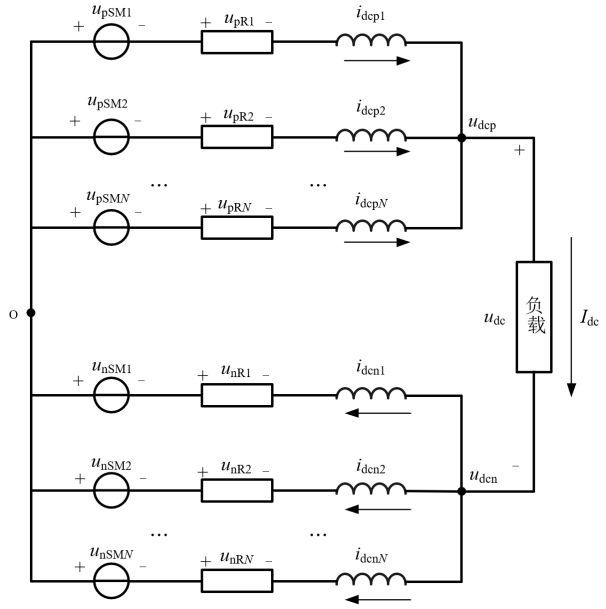


图 5　MCSC 直流侧等效电路

Fig.5　DC-side equivalent circuit of MCSC

$$\begin{cases}\Delta i_{\mathrm{dcp}k}=\dfrac{1}{L_{\mathrm{dc}}}\left(\int u_{\mathrm{pSM}k}\mathrm{d}t+\int u_{\mathrm{pR}k}\mathrm{d}t-\int u_{\mathrm{dcp}}\mathrm{d}t\right)\\ \Delta i_{\mathrm{dcn}k}=\dfrac{1}{L_{\mathrm{dc}}}\left(\int u_{\mathrm{nSM}k}\mathrm{d}t+\int u_{\mathrm{nR}k}\mathrm{d}t+\int u_{\mathrm{dcn}}\mathrm{d}t\right)\end{cases}\tag{6}$$

式中：$u_{\mathrm{pSM}k}$ 和 $u_{\mathrm{nSM}k}$ 分别表示第 k 个 SM 的直流侧正极和负极输出电压瞬时值；$u_{\mathrm{pR}k}$ 和 $u_{\mathrm{nR}k}$ 分别表示第 k 个 SM 的直流侧正极和负极等效电阻的压降瞬时值；u_{dcp} 和 u_{dcn} 分别负载正极和负极的端口电压瞬时值。

电抗的电流变化取决于两侧电压差的积分。由于公共点对于每个电抗积分的贡献相同，所以同侧电抗之间的电流分配主要取决于模块到电抗的输出侧的电压积分，在模块电流稳态时满足式(7)。

$$\begin{cases}I_{\mathrm{dcp}k}=\dfrac{U_{\mathrm{pSM}k}-U_{\mathrm{dcp}}}{R_{\mathrm{p}k}}\\ I_{\mathrm{dcn}k}=\dfrac{U_{\mathrm{dcn}}+U_{\mathrm{nSM}k}}{R_{\mathrm{n}k}}\\ \sum\limits_{k=1}^{N}I_{\mathrm{dcp}k}=\sum\limits_{k=1}^{N}I_{\mathrm{dcn}k}=I_{\mathrm{dc}}\end{cases}\tag{7}$$

式中：$I_{\mathrm{dcp}k}$ 和 $I_{\mathrm{dcn}k}$ 分别表示稳态时第 k 个 SM 的正极和负极电抗直流电流平均值；$R_{\mathrm{p}k}$ 和 $R_{\mathrm{n}k}$ 分别表示第 k 个 SM 的直流侧正极和负极等效电阻的阻值；$U_{\mathrm{pSM}k}$ 和 $U_{\mathrm{nSM}k}$ 分别表示第 k 个 SM 的直流侧输出电压平均值；U_{dcp} 和 U_{dcn} 分别负载正极和负极的端口电压平均值。

结合 MCSC 实际的样机设计和调制控制，结合(7)可以分析得到对模块电流不均衡可能的影响因素包括但不限于如下因素：

1）载波移相调制在载波频率有限时，输出电压平均值有微小的差别。

2）模块电容和交流母排连接杂感不同或者电容参数有差异使得电容电压谐波特性不同导致输出电压平均值不同。

3）模块通流桥臂的半导体器件特性存在差异导致等效电阻不同。

4）模块直流侧电抗的等效电阻存在差异导致等效电阻不同。

此外，从式(7)中可以看出，电流在所有模块正极电抗之间的分配和在所有模块负极电抗之间的分配互相解耦，在进行均流策略设计时需要分别考虑。

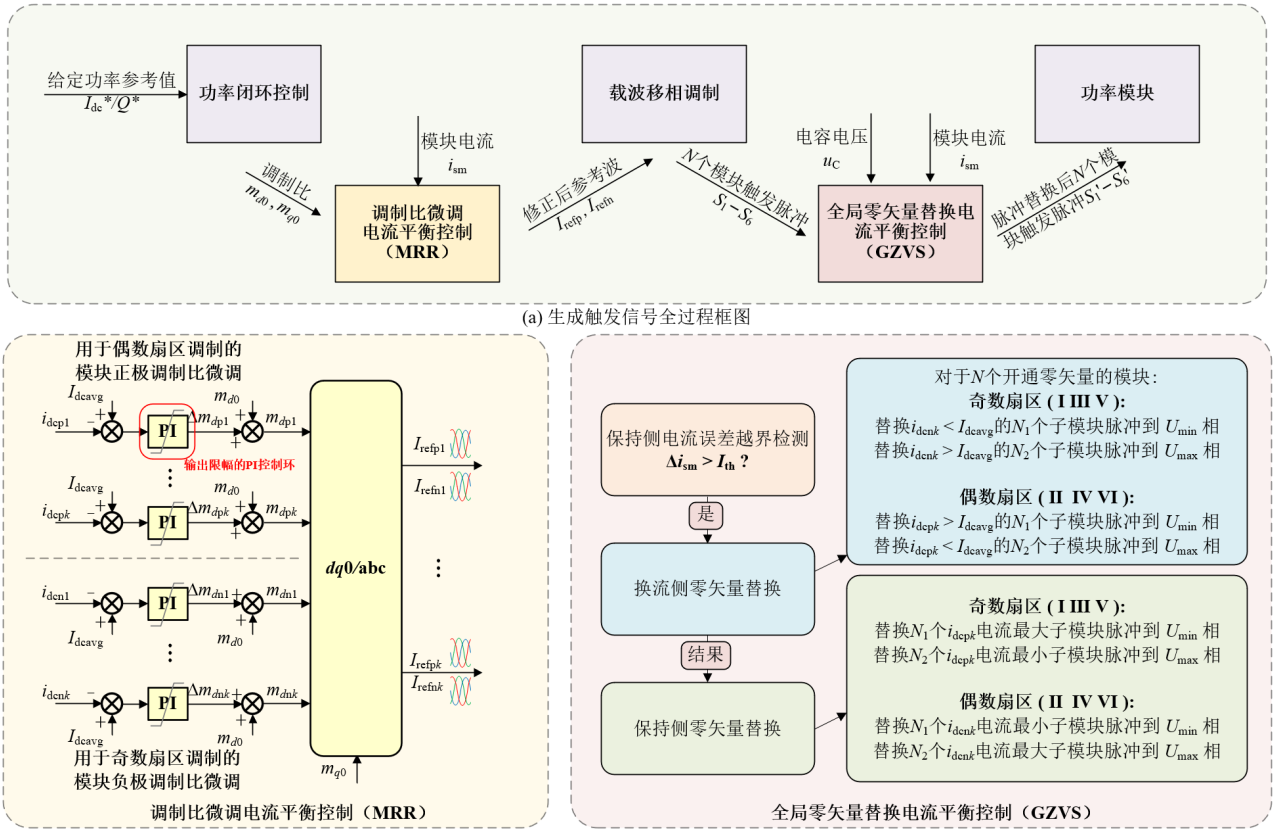
2.2　电流均衡策略概述

本文所提出的电流均衡策略在触发信号生成过程中的应用流程如图 6(a)所示。有关电流稳态不均衡原理的分析揭示了需要调整模块的输出电压来调整模块之间的电流均衡分配，本文提出基于调制比微调(modulation ratio regulation, MRR)的电流稳态均衡控制，并将该策略应用于载波移相调制前的参考波给定环节。此外，由于 MCSC 在输出功率发生暂态变化时 MRR 均流效果的局限性，需要额外的脉冲替换控制确保暂态过程中模块电流的均衡。针对可能的模块电流暂态误差越界，本文提出了基于全局零矢量替换(global zero-vector substitution, GZVS)的电流暂态均衡控制对载波移相调制之后生成的脉冲进行替换，再将其传递给功率模块。

2.3　基于调制比微调的电流稳态均衡控制

考虑稳态时模块电流均衡，关键是保持所有模块的电抗等效输入端口的电压积分保持严格均衡，并且修正电抗电流之间的稳态误差。基于式(3)，通过闭环控制奇数扇区和偶数扇区的 d 轴调制比可以分别控制式(6)中作用在负极电抗和正极电抗上的调制电压源积分，进而实现电抗电流的无误差均衡。

具体的控制框图如图 6(b)所示。对于每个模块，分别将模块的正极和负极电抗直流电流 $i_{\mathrm{dcp}k}$ 和 $i_{\mathrm{dcn}k}$



(a) 生成触发信号全过程框图

(b) 基于调制比微调的电流稳态均衡控制

(c) 基于全局零矢量替换的电流暂态均衡控制

图 6 MCSC 生成触发信号过程的电流均衡控制框图

Fig.6 Block diagram of current balancing control in MCSC gate-signal generation

与反馈量模块平均电流 I_{dcavg} 进行做差，然后将该误差经过带有输出限幅的 PI 控制器后得到模块的正极和负极调制波微调值 Δm_{dpk} 和 Δm_{dnk}，经过和功率控制输出的 d 轴调制比 m_{d0} 叠加后输出给模块的载波比较环节，与 q 轴调制比 m_{q0} 一起生成用于调制模块正极桥臂和负极桥臂的电流参考波 I_{refpk} 和 I_{refnk}。该过程使用电流和平均值误差闭环调节调制比，进而调节每个模块直流端口输出电压的积分，最终调节该模块直流端口的电流和平均值保持稳定的无误差跟随。

并且，修正电流均衡现象最后往往只需要输出极微的调制比调整，所以均流控制对于整机功率控制环稳定性、响应速度的影响可以忽略不计。如果模块电流的不均衡程度过高或者均流控制环路调节速度过快，则可以在均流控制应用带有输出限幅的 PI 以避免因均流控制导致的模块电流和调制比控制环失稳的风险。

2.4 基于全局零矢量替换的电流暂态均衡控制

由于在实际的样机中 MRR 的响应速度在暂态中受到控制环 PI 参数的影响，只能保证稳态运行时的电流均衡，无法确保暂态时电流误差的严格限制。然而，任一时刻暂态电流越界都可能造成器件在换流过程中因过流关断导致的损坏，所以需要进一步添加暂态电流均衡控制。

CSC 在零矢量对应相开通时，某一相的上下桥臂均导通以续流直流侧电流，无论导通哪一相对交流侧电流调制均无影响。为了最小化开关频率，在 CSC 的调制中通常选取和扇区匹配的零矢量对应相。在 MCSC 中，如果对某个模块的零矢量进行切换依然不会影响交流侧，但是会改变该模块直流端口的输出电压，进而改变直流侧电流在不同模块之间的分配。考虑第 k 个模块中正/负极三相半桥的导通相在 T_s 时间内从电压为 u_0 的一相替换到电压 u_1 的另一相，模块电流仅产生微调，对图 5 中电阻 R 上的压降以及由所有模块调制共同决定的直流端口电压 u_{dcp}、u_{dcn} 几乎无影响，结合式(6)，导通相替换前后对应电抗电流变化如式(8)所示。

$$\begin{cases} \Delta i_{dcpk} = \dfrac{T_s}{L_{dc}}(u_1 - u_0) \\ \Delta i_{dcnk} = \dfrac{T_s}{L_{dc}}(u_0 - u_1) \end{cases} \tag{8}$$

文献[21]提出了一种基于单模块零矢量替换的电流均衡策略。然而，该方法将电流越界模块的零矢量整体替换至另一相后模块正、负端口电压将发生相同变化，但根据式(8)，该变化对正、负电抗电流极性的影响相反。因此，如图 7 所示，若某模块正、负极电抗电流同时偏大或同时偏小，零矢量替换虽可缓解一侧电流偏差，却会加剧另一侧电流偏差，存在电流不均衡风险。

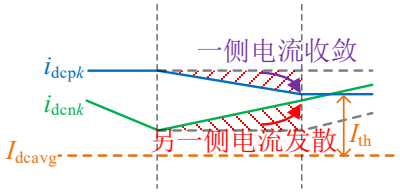


图 7　传统单模块零矢量替换后子模块电流变化

Fig.7　Submodule current variation after conventional single-module zero-vector substitution

本文提出的全局零矢量替换方案原理如图 6(c)所示。该方案需测量各模块正、负电抗电流及交流侧三相电压，以进行电压电流排序及电流越界判断。均流控制以保持侧电流极差超过阈值 I_{th} 作为使能条件，以扇区结束时保持侧电流极差低于 I_{th} 为控制目标。

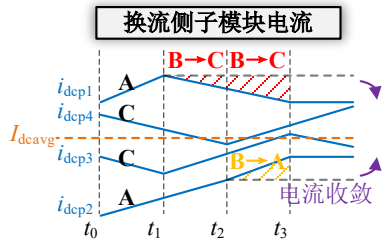
均流使能后，当换流侧产生零矢量时，将根据电压排序结果，对导通零矢量的 N 个模块中满足条件的模块进行脉冲替换：依据其电流与平均值的偏差关系，分别将 N_1 个模块的换流侧零矢量对应相脉冲替换为电压幅值最低相 U_{min} 的脉冲，N_2 个模块的换流侧零矢量对应相脉冲电压幅值最高相 U_{max} 的脉冲，以最小化换流侧电流波动，确保零矢量替换对其不产生负面影响。

随后，基于换流侧已替换的脉冲类型与数量，结合保持侧电流排序结果进行全局分配：匹配换流侧用于减小电流的零矢量脉冲替换类型和数量，施加于保持侧电流偏小的模块以增大其电流；匹配换流侧用于增大电流的零矢量脉冲替换类型和数量，施加于保持侧电流偏大的模块以减小其电流。此过程将有效减小保持侧电流极差，直至保持侧电流极差低于 I_{th}，达成控制目标。

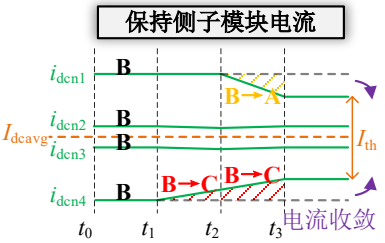
需特别指出，由于奇、偶扇区对应的保持侧与换流侧不同，电压对电流的影响关系存在差异，因此 GZVS 控制需区分奇偶扇区进行处理。

使用含有 4 个 SM 的 MCSC 在 GZVS 时保持侧和换流侧的电流变化进一步说明均流控制的原理和有效性，假设以第 VI 扇区中的一段开关为例，此时网侧电压满足 $u_a>u_b>u_c$，零矢量对应相 B 为三相电压中电压居中的一相，并且按照调制指令，模块 1 在 t_1 后开通零矢量对应相，模块 2 在 t_2 后开通零矢量对应相。

在一段 GZVS 生效的时间内，正负极电抗电流的初始值和变化如图 8 所示。t_0 时刻开始时，保持侧满足保持侧误差越界的判据，t_1 时刻本应模块 1 换流侧开通零矢量对应相 B，由于正极电流大于平均值，所以根据式(8)，替换该零矢量脉冲为电压最小相 C 可使其电流减小，对于保持侧，分配该 A 相的开通脉冲到电流最低的模块 4 使其负极电流增加。t_2 时刻模块 2 产生零矢量，由于其换流侧电流小于平均值所以根据式(8)替换该零矢量脉冲为电压最大相 A 使其电流增大，将保持侧对应的替换脉冲分配给电流排序最高的模块 1 使其负极电流减小。t_3 时刻保持侧电流偏差 ΔI_{dcn} 减小至 I_{th}，达到控制目标，此后停止零矢量替换。



(a) 子模块正极电流



(b) 子模块负极电流

图 8　全局零矢量替换后子模块电流变化(VI 扇区为例)

Fig.8　Submodule current variation after global zero-vector substitution (sector VI as an example)

在保持侧电流满足 I_{th} 均流目标后的下一个扇区，电抗电流开始受到调制影响波动变成换流侧，此时的子模块电流变化如图 9 所示。应用 GZVS 电流均衡策略后电抗电流相较电流平均值 I_{dcavg} 产生的最大偏差 ΔI_{sm} 可以表示为式(9)。

$$\Delta I_{sm} \le \Delta I_{sm0} + I_{th} \tag{9}$$

子模块中功率器件允许长时连续关断电流为 I_{max} 时，为了避免保证暂态过程中模块电流均衡受控，避免器件过流关断，需要使得可能的最大电抗电流平均值 I_{sm} 和 ΔI_{sm} 之和小于 I_{max}，结合式(5)所示换流侧时电抗电流波动 ΔI_{sm0}，得到保持侧电流极差阈值 I_{th} 的设置需要满足约束如式(10)所示。

$$I_{th} \le I_{max} - I_{sm} - \frac{\sqrt{2}U_2}{4L_{dc}f_c} \tag{10}$$

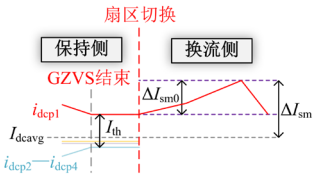


图 9 全局零矢量替换后扇区切换时子模块电流变化

Fig.9 Submodule current variation during sector transition after global zero-vector substitution

GZVS 控制中，由于将零矢量替换不限于一个模块内部，而是在所有模块内全局替换，无论是保持侧还是换流侧的脉冲替换都严格依据电压和电流排序，使得替换的脉冲对所有模块的正负双极电流均衡最有益，最大程度利用了脉冲替换新增的开关次数。

3 仿真和实验验证

3.1 仿真分析

为了验证所提出的 MCSC 均流策略有效性，在 MATLAB/Simulink 中构建了参数如表 1 所示的仿真。仿真中包含了 4 个子模块，每个模块的额定输出电流拟定为 1 000 A，采用载波频率为 1 200 Hz 的锯齿波载波移相 SS-DPWM 调制。

表 1 仿真参数

Table 1 Parameters of the simulation

参数	取值
子模块数目	4
额定直流电流/A	4 000
额定直流电压/V	400
额定交流电压/V	400
交流电网频率/Hz	50
载波频率/Hz	1 200
电流误差阈值/A	100
子模块电抗感值/μH	600
子模块电容容值/μF	150

图 10 展示了在功率稳态时仿真得到的波形结果。在仿真中，设定 0~1 s 时使能功率均衡策略，1~2 s 不使能任何电流均衡策略，2~3 s 使能全局零矢量替换控制，3~4 s 同时使能两种电流均衡策略。从模块电流波形中可以，没有电流均衡策略时模块电流无法均衡逐渐发散，两种电流均衡策略分别使能时以及同时使能时都能够抑制模块电流的发散。

此外观察 4 s 内的模块中器件开关频率 f_{sw1}—f_{sw4} 可以发现单独施加 MRR 均流控制时开关频率只由调制决定，并不会增加额外的开关频率。然而单独施加 GZVS 均流控制时，额外的脉冲交换会引入调制外的开关行为，所以会使得模块平均开关频率 f_{swavg} 从 600 Hz 增加至 725 Hz。如果将两种均流控制一起使能，则 MRR 可以在 GZVS 均流控制的效果上使得模块在稳态输出时功率尽量均衡，相比于单独使能 GZVS 减少了一部分开关频率至 660 Hz，减少了器件的开关损耗，是均流控制的最优解。

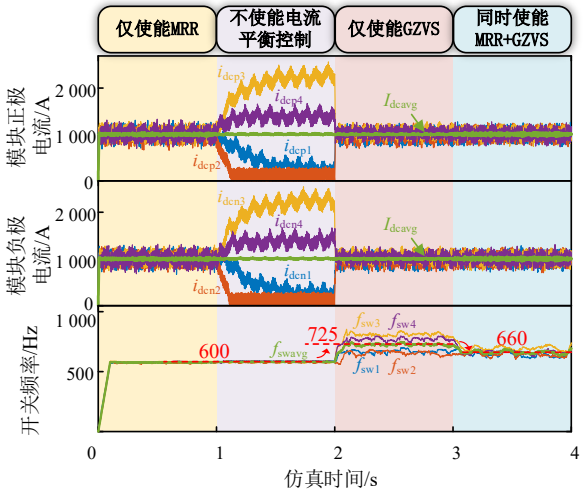
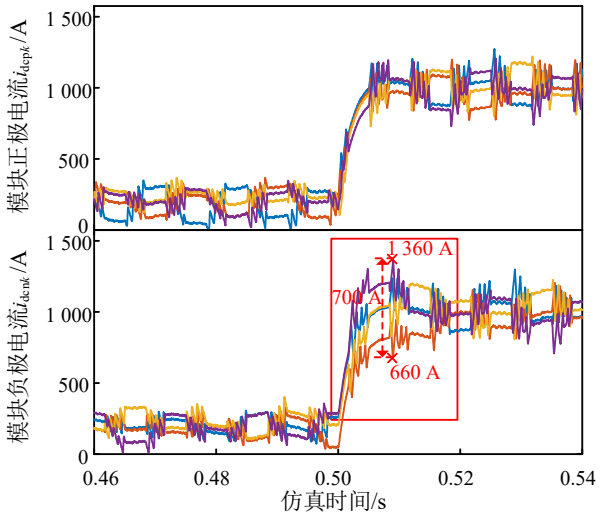


图 10 应用不同均流策略时的仿真波形

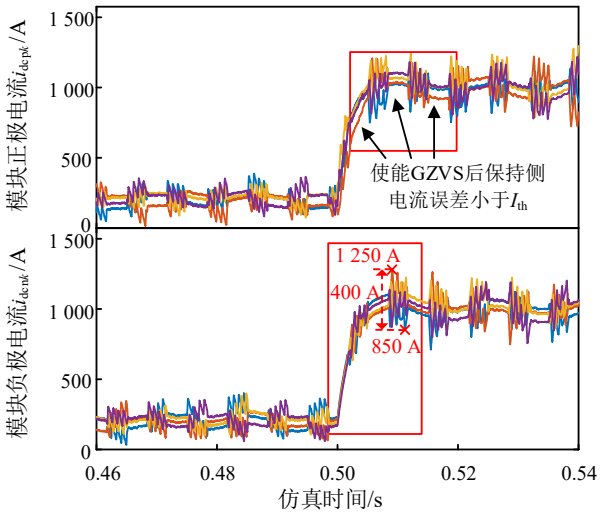
Fig.10 Simulation waveforms under different current balancing strategies

图 11 分别展示了仅使能 MRR 电流均衡控制和添加了 GZVS 电流均衡控制后在功率阶跃时模块电流的变化特性。从波形中可以观察到在仅使能 MRR 时，功率阶跃调制比快速变化后均流相关的调制比微调量受到 PI 控制环的限制无法立即保证暂态过程中和暂态过程结束后模块电流的均衡，电流偏差无法受控，均流效果受限，容易造成模块的过流，电流的不均衡程度达到 700 A。而在使能 GZVS 后由于电流误差越界在暂态中也可以正常判断，通过脉冲替换实时控制保持侧电流误差小于 I_{th}，所以可以保证在负载快速变化的暂态工况下也能够保证模块间的电流均衡，电流的不均衡程度仅为 400 A，

和稳态时一样。仿真结果显示了在样机的实际工作中使能 GZVS 均流控制的必要性。



(a) 仅使能 MRR 电流均衡控制



(b) 同时使能 MRR 和 GZVS 电流均衡控制

图 11　功率阶跃暂态仿真波形

Fig.11　Transient simulation waveforms under a power step

3.2　6.65 MW/19 kA MCSC 工程样机介绍

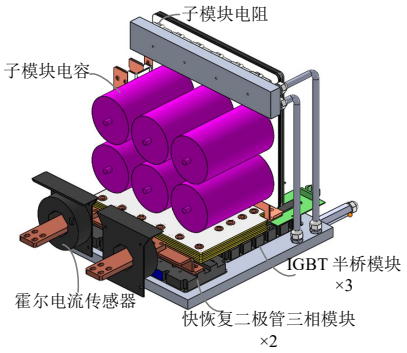
为了验证本文所提出的拓扑方案和电流均衡控制，本文搭建一台基于 MCSC 的 19 kA 6.65 MW 电解制氢电源工程样机，子模块的结构图和整机结构图如图 12 所示。

样机包含子模块的参数如表 2 所示，图 12(a)展现的每个子模块的功率模组中，换流桥臂由 IGBT 和快恢复二极管串联构成，通过层叠母排和电容电阻相连，并且还包含了直流出口正负极的霍尔电流传感器用于采集电流提供给均流控制。通过合理的三维排布设计使得功率模组结构紧凑、提高功率密度。

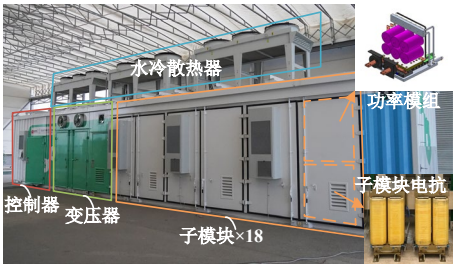
表 2　样机及子模块参数

Table 2　Parameters of the prototype and the submodule

参数	取值
子模块数目	18
额定直流电流/kA	19
额定直流电压/V	350
额定交流电压/V	350
载波频率/Hz	900
器件开关频率/Hz	500
子模块电抗值/μH	400
子模块电容容值/μF	75
交流侧等效电感值/μH	8



(a) 子模块功率模组结构



(b) 工程样机整机结构

图 12　基于 MCSC 的 19 kA /6.65 MW 制氢电源样机

Fig.12　A 19 kA/6.65 MW MCSC-based prototype for hydrogen-production power supply

如图 12(b)所示，整机中还包含了实现多电平调制和实现 MRR 和 GZVS 电流均衡控制的控制器，一个连接中压交流电网的降压变压器以及组成 MCSC 的 18 个子模块。子模块电抗设置为 400 μH 用于限制子模块直流电流的波动，支撑功率模组安全运行，避免器件过流关断。

3.3　满功率运行实验和结果

开展拓扑和控制如图 13 所示的等效满功率实验，将样机的直流出口短接，d 轴控制环通过控制调制比闭环控制直流电流至 I_{dc}^{*}，q 轴控制环给定额定调制比 m_{rated} 确保装置输出和额定有功容量相同的无功功率，保证交流侧相同的电流应力。

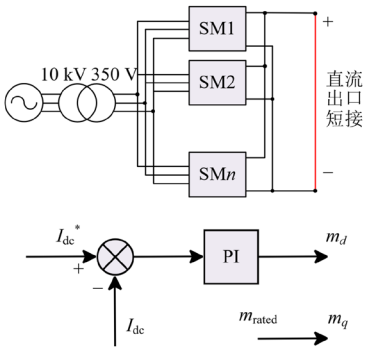


图 13 样机满功率运行实验拓扑和控制

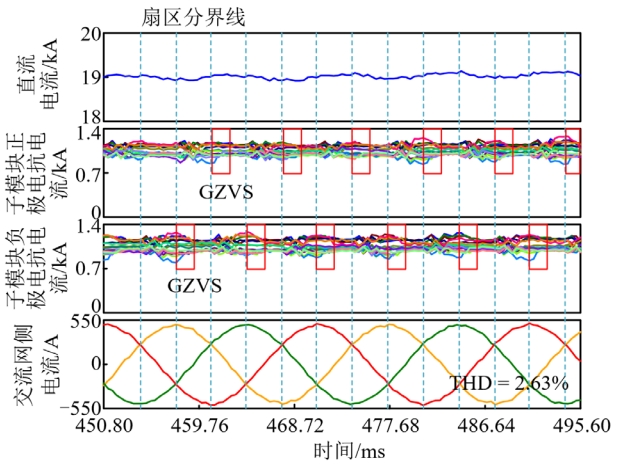
Fig.13 Topology and control of the full-power prototype experiment

对于样机来说，短接 MCSC 样机的直流输出端口、输出同等无功功率时，直流输出电流相同，子模块桥臂的电压电流应力相同、损耗相同，子模块之间的均流控制正常使能。等效满功率实验下长时运行可以验证装置的电流输出能力，均流控制效果，交流电流谐波等关键技术指标。

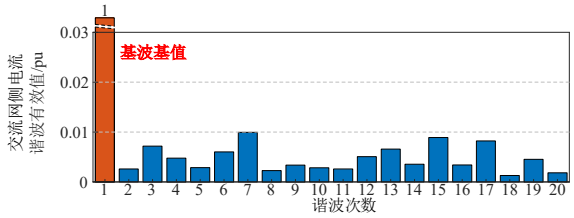
在图 13 所示的实验条件下使 MCSC 样机在满电流下运行，由装置控制器记录的波形数据由图 14(a)所示，从波形中可以看到电流在闭环控制下稳定在 19 kA，并且在 MRR 和 GZVS 的电流均衡控制下，每个模块的正极和负极电抗电流在持续运行中得到了良好的均衡，保持在平均电流 1.05 kA 附近。

此外，详细分析子模块电抗电流波形，由于并网变压器为 Dy 接法，所以交流网侧电流和 MCSC 阀侧电流存在 π/6 的相位差。根据该高压侧电流绘制调制扇区分界线，可以从子模块电抗电流波形中发现，在每个扇区刚开始时保持侧电流的极差都会在短时间内减小，这证明了 GZVS 的脉冲替换的效果，保证了在每次扇区结束时保持侧的电流极差都会小于给定的 I_{th}，进而保证了不会有电流发散和不均的现象出现。

从图 14(a)中交流网侧电流以及图 14(b)的谐波频谱图可以看出，多电平调制使得交流网侧电流谐波极低，在器件的开关频率仅为 500 Hz 时，不用配置额外的滤波器，20 次内的谐波含量都低于基波的 1%，交流网侧 THD 小于 3%。证明了样机参数设计的合理性，也反映了 MCSC 的多电平调制在满足电流可拓展性强的基础上具有的良好电能质量特性。



(a) 电流录波波形



(b) 网侧电流谐波频谱图(三相平均)

图 14 样机满功率运行实验结果

Fig.14 Experimental results of full-power prototype operation

4 结论

1）针对 MCSC 子模块电流不均衡问题，提出了基于调制比微调闭环控制与全局零矢量替换的协同均衡策略。分析了载波移相调制下模块电流变化规律与不均流机理，构建了全工况电流均衡控制体系，该体系通过电流反馈闭环调节子模块调制比实现稳态功率均衡，并结合全局零矢量替换完成暂态电流误差越界修正。

2）仿真结果表明，所提电流均衡策略可使 MCSC 模块电流在稳态和暂态下均保持严格均衡。其中，仅启用调制比微调控制时开关频率由调制决定；单独启用全局零矢量替换会引入额外开关行为，但两者协同作用时可在保证均流效果的同时最小化开关频率，降低器件损耗。

3）6.65 MW/19 kA 工程样机的等效满功率运行测试验证了电流均衡性能：子模块正负极电抗电流均衡维持在平均电流 1.05 kA，交流网侧电流 THD 小于 3%，体现了 MCSC 多电平调制在大电流场景下的高拓展性与良好电能质量。

4）该研究为兆瓦级大功率电解制氢电源提供了单级降压变换的可行方案，其电流均衡控制策略可有效解决并联模块的过流风险，支撑绿氢规模化生产所需的大功率电解槽系统稳定运行。

参考文献　References

[1] 林今，程祥，邱一苇，等. 可再生能源电解水制氢的组网接入与运营关键技术研究综述[J]. 高电压技术，2025，51(5)：2078-2095.
LIN Jin, CHENG Xiang, QIU Yiwei, et al. A review of structure configuration, integration, operation and key technologies of renewable energy power to hydrogen system[J]. High Voltage Engineering, 2025, 51(5): 2078-2095.

[2] 周峻，冀承泽，李儒欢，等. 电解水制氢技术发展现状及其在新型电力系统中的应用进展[J]. 高电压技术，2025，51(5)：2096-2113.
ZHOU Jun, JI Chengze, LI Ruhuan, et al. Recent development in the technology of water electrolysis and its applications to new power systems[J]. High Voltage Engineering, 2025, 51(5): 2096-2113.

[3] International Energy Agency. Global hydrogen review 2024[R]. Paris, France: IEA Publications, 2024.

[4] ISHAQ H, DINCER I, CRAWFORD C. A review on hydrogen production and utilization: challenges and opportunities[J]. International Journal of Hydrogen Energy, 2022, 47(62): 26238-26264.

[5] WANG J B, WEN J F, WANG J R, et al. Water electrolyzer operation scheduling for green hydrogen production: a review[J]. Renewable and Sustainable Energy Reviews, 2024, 203: 114779.

[6] RENAUDINEAU H, LLOR A M, CORTÉS D R, et al. Photovoltaic green hydrogen challenges and opportunities: a power electronics perspective[J]. IEEE Industrial Electronics Magazine, 2022, 16(1): 31-41.

[7] SOLANKI J, FRÖHLEKE N, BÖCKER J, et al. High-current variable-voltage rectifiers: state of the art topologies[J]. IET Power Electronics, 2015, 8(6): 1068-1080.

[8] 李子欣，徐飞，赵成勇，等. 面向高压直流输电的电流源型主动换相换流器研究综述[J]. 中国电机工程学报，2021，41(3)：1053-1068.
LI Zixin, XU Fei, ZHAO Chengyong, et al. Research review of current-source type actively commutated converter for high voltage direct current transmission systems[J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(3): 1053-1068.

[9] GNANASAMBANDAM K, RATHORE A K, EDPUGANTI A, et al. Current-fed multilevel converters: an overview of circuit topologies, modulation techniques, and applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(5): 3382-3401.

[10] 李远航. 基于多电平电流源变换器桥臂电流均流方案技术研究[D]. 秦皇岛：燕山大学，2023.
LI Yuanhang. Research on bridge arm current equalization scheme of multi-level current source converter[D]. Qinhuangdao, China: Yanshan University, 2023.

[11] BAI R H, ZHAO B, ZHOU T J, et al. Step-current-approximation modulation of multilevel-CSC with near-power-frequency switching for high-current variable-voltage application[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(9): 11069-11079.

[12] DING L, LI Y W. Simultaneous DC current balance and common-mode voltage control with multilevel current source inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(11): 9188-9197.

[13] DING L, LI Y W. Multilevel CSC system based on series–parallel connected three-phase modules with optimized carrier-shift SPWM[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(4): 3957-3966.

[14] HE J W, LI Q, WANG H, et al. SVM strategies for simultaneous common-mode voltage reduction and DC current balancing in parallel current source converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(10): 8859-8871.

[15] SANTOS N I L, VITORINO M A, DE ROSSITER CORRÊA M B. Novel multilevel current source converter with asymmetric configuration: analysis, comparison, modulation, and FPGA implementation[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2024, 12(3): 2481-2499.

[16] 史维硕，张昌浩，韩俊飞，等. 大功率并联电流源变流器五电平特定谐波消除法[J]. 电力系统自动化，2021，45(13)：167-175.
SHI Weishuo, ZHANG Changhao, HAN Junfei, et al. Five-level selective harmonic elimination method for high-power parallel current source converter[J]. Automation of Electric Power Systems, 2021, 45(13): 167-175.

[17] HE J W, Li Q, ZHANG C H, et al. Quasi-selective harmonic elimination (Q-SHE) modulation-based DC current balancing method for parallel current source converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(8): 7422-7436.

[18] BAI Z H, RUAN X B, ZHANG Z C. A generic six-step direct PWM (SS-DPWM) scheme for current source converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25(3): 659-666.

[19] LOU Y T, ZHOU T J, ZHAO B, et al. A current balancing method with carrier-phase-shifted six-step direct-PWM stategy in multimodule current source converter[C]//20th International Conference on AC and DC Power Transmission 2024 (ACDC 2024). Shanghai, China: IET, 2024: 217-222.

[20] ALSKRAN F, SIMÕES M G. Multilevel current source converter-based STATCOM suitable for medium-voltage applications[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2021, 36(2): 1222-1232.

[21] BAI Z H, MA H, XU D W, et al. Control strategy with a generalized DC current balancing method for multimodule current-source converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(1): 366-373.



周天吉
2001—，男，博士生
主要从事新型中高压电能变换拓扑和控制、器件串联技术、电流源型变换器等大功率电力电子装备方面的研究工作
E-mail: zhoutj22@mails.tsinghua.edu.cn

ZHOU Tianji
Ph.D. candidate



崔　彬(通信作者)
1987—，男，博士，副研究员
主要从事应用于新型电力系统的直流变压器、高频变压器、柔性换流器等大容量电力电子装备方面的研究
E-mail: cuibin@tsinghua.edu.cn

CUI Bin
Ph.D.
Associate professor
Corresponding author

收稿日期　2025-07-03　在线出版日期　2025-10-13　　编辑　陈　蔓