DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2025.5.161 **中图分类号**：TM461 **文献标志码**：A

集成 MMC 与部分功率变换的氢燃料电池供电系统轻量化研究

郭小凡，李秉宇，董增波，贾伯岩
(国网河北省电力有限公司电力科学研究院，石家庄 050021)

摘要：提出一种燃料电池 FC(fuel cell)部分功率变换 PPC(partial power conversion)的轻量化模块化多电平变换器 MMC(modular multilevel converter)型燃料电池系统 MMC-FCs，实现燃料电池系统并入混合中低压网络的功率控制。交流侧 MMC-FCs 基于高频链 HFL(high-frequency link)同步开关网络可以实现 MMC 子模块 SM(sub-module)基频和二倍频波动功率的耦合对消，减小 SM 电容容量需求。轻量化的电容约束减小了$[2(1–m^2/4)^{3/2}f_{SM}]/[(1+2m^2)\cdot\pi f_F]$，可减小子模块体积，提高功率密度，实现子模块轻量化。FC 采用部分功率控制并入直流低压母线，降低燃料电池变换器部分的功率容量和损耗；同时燃料电池部分功率变换器复用了交流高频链方波功率信号，减少了功率变换级数，有利于进一步提升系统的轻量化水平。对 MMC-FCs 的结构、SM 滤波原理、FC 部分功率变换机理，以及 SM 电容和 FC 部分功率变换电压等参数进行详细分析和设计，并通过体积评估、损耗评估、仿真与实验验证了所提 MMC-FCs 方案的有效性。

关键词：模块化多电平变换器；燃料电池系统；同步开关网络；部分功率变换；轻量化

Research on Lightweight of Hydrogen Fuel Cell Power Supply System Based on MMC and Partial Power Conversion

GUO Xiaofan, LI Bingyu, DONG Zengbo, JIA Boyan
(Electric Power Research Institute, State Grid Hebei Electric Power Co., Ltd., Shijiazhuang 050021, China)

Abstract: A lightweight modular multilevel converter-type fuel cells (MMC-FCs) system based on the partial power conversion (PPC) of FCs is proposed, so as to realize the power control of the FC system which is incorporated into a hybrid medium- and low-voltage network. The MMC-FCs on the AC side based on the synchronous switching network of a high-frequency link (HFL) can realize the coupling cancellation of the sub-module (SM) fundamental frequency and double-frequency ripple power, and reduce the demand of SM capacitance by $[2(1–m^2/4)^{3/2}f_{SM}]/[(1+2m^2)\pi f_F]$ times. As a result, the volumes of SMs are reduced, and the lightweight of SMs are realized by improving the power density. The FC system uses partial power control to incorporate the DC low-voltage bus, which reduces the partial power capacity and loss of the FC converter. Meanwhile, the FC converter is reused with the AC HFL square wave power signal to reduce the power conversion stages, thus further improving the lightweight of the system. The structure of MMC-FCs, SM filtering principle, FC PPC mechanism, SM capacitance, FC PPC voltage and other parameters are analyzed and designed in detail. Finally, through an evaluation on volume and losses, the effectiveness of the proposed MMC-FCs scheme was verified by simulation and experimental results.

Keywords: Modular multilevel (MMC) converter; fuel cell (FC) system; synchronous switching network; partial power conversion (PPC); lightweight

收稿日期：2022-10-19；**修回日期**：2022-12-18；**录用日期**：2023-01-19；**网络首发日期**：2023-03-02
基金项目：国网河北省电力有限公司管理科技项目(kj2021-078)
This work is supported by Foundation of Science of State Grid Hebei Electric Power Co., Ltd. under the grant kj2021-078

氢能燃料电池 FC(fuel cell)是 1 种将氢气和氧气的化学能直接转化为电能的转换装置[1]，是 1 种绿色、高效的新型动力形式，其应用及发展前景已引起广大研究学者的关注[2-3]。当前有必要开展面向多种应用场景的氢能供电系统技术研究，从优化

效率、提高功率密度方面提高产品竞争力，应用FC实现清洁能源、储能装置和电网的柔性互联[4]，助力含FC路由成为能源互联网中的关键设备。

为适应FC宽电压范围的特点，一般需要FC通过Boost变换器接入直流母线[5-6]。文献[7]进一步提升Boost型DC-DC变换器电压范围；文献[8]通过在准谐振半桥Boost变换器开关开通过程引入谐振来降低关断电流减少损耗；文献[9]提出了1种用于燃料电池混合动力汽车的能源管理系统实现FC效率优化；文献[10]应用模块化多电平变换器MMC(modular multilevel converter)替代传统三相逆变器，将燃料电池经DC-DC电路接入MMC的子模块，实现并网或独立逆变。MMC采用模块化的结构，具有设计便捷、扩展性好等优势[11]，既适用于中高压电能变换，又可以有效降低开关管的开关电压应力和开关频率，结合燃料电池的储能能力，能够提高交直流电网的柔性调控能力与可靠性。基于MMC的燃料电池系统主功率变换单元包括由子模块SM(sub-module)构成的MMC和Boost升压变换器。子模块波动功率引起的电容尺寸过大是MMC型拓扑的固有问题，影响系统的成本、功率密度、设备重量，而移动类设备如车载电源等对重量和功率密度更敏感，因此减小MMC SM电容尺寸是燃料电池系统设备轻量化的一个核心因素[12-14]。文献[15]提出桥臂环流控制策略，可以抑制电容的二倍频电压波动，但环流增加运行时的通态损耗；文献[16]采用三次谐波注入调制，选择适当的谐波幅值与相位以最小化SM电容电压纹波；文献[17]通过双半桥模块在相邻桥臂子模块之间建立高频磁通道，使桥臂的纹波功率通过相邻臂子模块之间的双向功率传输被耦合抵消，从而消除SM电容电压纹波；文献[18]提出了1种基于零序电压注入的模块化多电平换流器的直流环流均衡策略，可显著减小MMC桥臂电流峰值及子模块电容电压纹波峰值，有利于减小子模块电容的体积。

部分功率变换PPC(partial power conversion)变换器处理的功率仅为系统总功率的一部分，可降低系统功率变换容量和损耗，从而提升系统效率，有利于轻量化设计[19]。本文通过进一步优化低频电流纹波对消的高频通道，并考虑燃料电池通过部分功率变换来实现FC变流系统轻量化。首先，给出MMC-FCs燃料电池系统结构，分析了该系统的SM低频脉动电流传递特性，并给出了传统SM电容约束条件；然后，提出基于部分功率变换的轻量化MMC-FCs电路方案，分析了SM电容低频脉动消除原理及SM电容约束，确定了FC部分功率变换的电压、功率参数，完成了MMC-FCs轻量化设计；最后，从系统体积、损耗角度评估了轻量化效果，给出了MMC-FCs系统的控制方案，并通过仿真和实验验证了本文所提燃料电池系统方案的有效性。

1 MMC-FCs轻量化的电容影响因素分析

MMC-FCs系统如图1(a)所示，图中：n为每桥臂子模块数量；L_s为双有源桥移相电感；C_s为双有源桥输出滤波电容；C_T为MMC子模块电容；N_1为隔离变压器变比；L为Buck/Boost变换器功率电感；C_{LVPS}为FB_c端口电容；C_o为输出滤波电容。MMC级的子模块为半桥结构，每个子模块后接双有源桥DAB(dual active bridge)变换器实现SM与低压母线连接，DAB的输出侧并联形成低压直流LVDC(low-voltage DC)母线[8]，燃料电池通过Buck/Boost变换器连接至LVDC母线。该系统中，模块化结构有利于利用低压模块实现拓扑高压拓展，实现冗余控制。从轻量化角度看，MMC中子模块电容占比较大，主要是该电容需要抑制子模块电压低频脉动，所需容值较大。

以MMC上桥臂SM为例，其电流表达式[20]为

$$i_{SM,ux}=F_{ux}i_{ux}=i_{ux,DC}+i_{ux,AC1}+i_{ux,AC2}=\frac{I_{MVDC}}{6}-\frac{I_x m}{8}\cos\varphi+\frac{I_x}{4}\cos(\omega_F t+\varphi+\theta_x)-\frac{I_{MVDC}m}{6}\cos(\omega_F t+\theta_x)-\frac{I_x}{8}\cos(2\omega_F t+\varphi+\theta_{2x}) \tag{1}$$

式中：$i_{\mathrm{SM},ux}$为 MMC 上桥臂子模块充放电电流；F_{ux}为交流侧上桥臂的开关函数；i_{ux}为上桥臂电流；$i_{ux,\mathrm{DC}}$、$i_{ux,\mathrm{AC1}}$和 $i_{ux,\mathrm{AC2}}$分别为 $i_{\mathrm{SM},ux}$中的直流分量、基频和二倍频分量；I_{MVDC}为中压直流 MVDC (medium-voltage DC)母线电流；I_x为交流侧电流幅值；m 为电压调制比；φ 为功率因数角；ω_{F}为基波角频率；θ_x为 x 相的初始相角，x=a, b, c；θ_{2x}为 x 相的二倍频环流的初始相角。

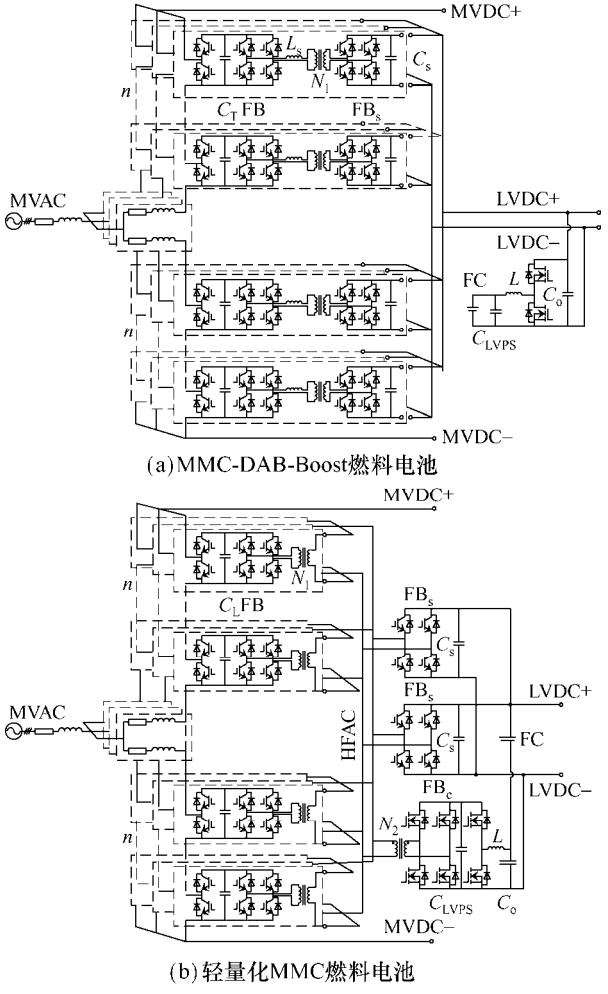


图 1　MMC 燃料电池系统拓扑

Fig. 1 Topology of MMC-FCs system

式(1)中的基频与二倍频脉动分量由SM电容吸收，其电容约束[13]可表示为

$$C_{\mathrm{T}} \geqslant \frac{P_{\mathrm{MVAC}}[1-(m\cos\varphi/2)^2]^{\frac{3}{2}}}{6nmu_{\mathrm{c}}^2\varepsilon\pi f_{\mathrm{F}}\cos\varphi} \tag{2}$$

式中：P_{MVAC}为 MMC 交流侧输入功率；u_{c}为 SM 的电容电压；ε 为电压脉动系数；f_{F}为基波频率。

结合式(2)，SM 电容占每个 SM 总尺寸的 50%以上，且 SM 电容体积一般占半桥型 MMC 系统总体积 70%左右[21]。

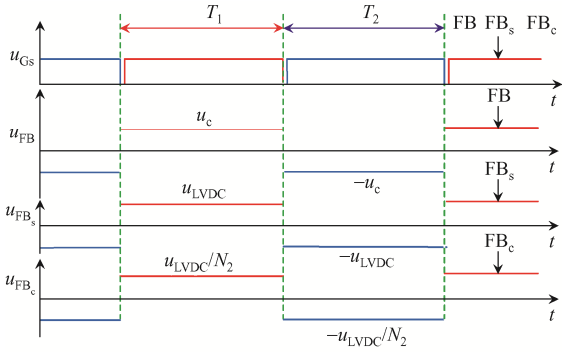
图 1(a)中 LVDC 母线与 FC 经 Buck/Boost 电路相连，经 DAB 与 MMC 的子模块连接。当 FC 为 LVDC 母线提供功率时，变换器功率按照燃料电池功率进行设计；燃料电池变换器的输出滤波电容 C_{o}用于稳定变换器输出电压，其耐压受 LVDC 电压约束，而电容的尺寸也与电压密切相关，同容值工况降低电容电压可以减小电容体积并提高功率密度。下文将从优化电容尺寸、降低燃料电池功率变换功率 2 个方面来实现 MMC-FCs 系统轻量化。

2　MMC-FCs 轻量化设计

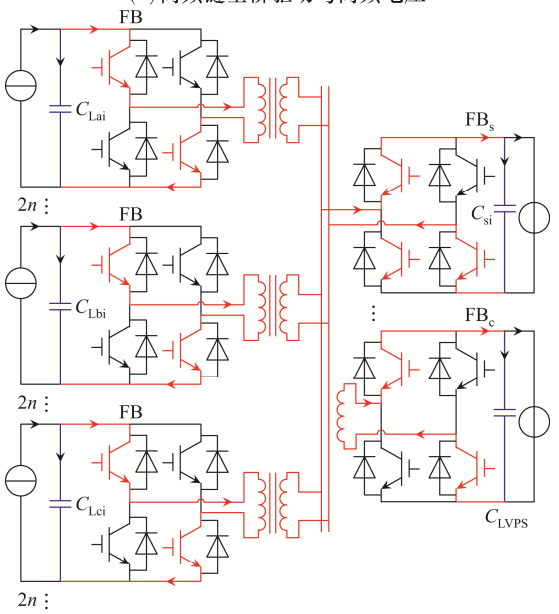
2.1　MMC 高频链同步调制与多母线等效并联

轻量化 MMC-FCs 如图 1(b)所示。MMC 的 SM 通过变压器与全桥 FB(full bridge)变换器连接，所有变压器的二次侧互联形成 1 条高频交流 HFAC(high-frequency AC)母线，该母线可用于实现开关电容转换及低频脉动功率三相耦合，有效地抑制子模块电容电压波动，进而解决子模块电容尺寸过大的问题，实现轻量化。SM 后的全桥和变压器结构定义为高频链 HFL(high-frequency link)的一次侧，HFL 的二次侧全桥 $\mathrm{FB_s}$形成 LVDC 端口，形成低压直流母线。FC 与 Buck/Boost 变换器串联接入 LVDC 母线，实现 FC 部分功率变换，并且 FC 变换器与 HFL 二次侧的全桥复用，进一步实现系统的轻量化设计。

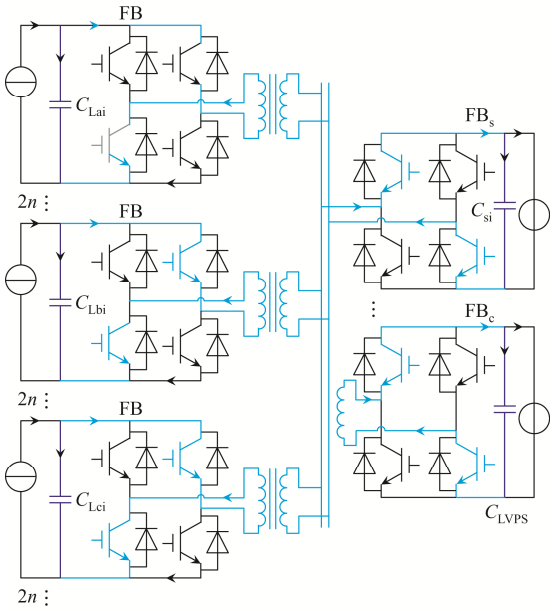
分析式(1)中的各频次交流电流分量，波动电流中的基频分量相位呈三相正序，二倍频分量呈三相负序，且均具有三相对称特性。三相对称交流电流之和等于 0，可利用三相对称性实现低频脉动电流对消。图 1(b)所示拓扑中高频链一次侧全桥端口 FB 与二次侧全桥端口 $\mathrm{FB_s}$、$\mathrm{FB_c}$应用同步开关调制策略，如图 2 所示。图中：u_{Gs}为 HFL 全桥 FB、$\mathrm{FB_s}$和 $\mathrm{FB_c}$的开关信号；u_{FB}、$u_{\mathrm{FB_s}}$、$u_{\mathrm{FB_c}}$分别为 HFL



(a) 高频链全桥驱动与高频电压



(b) T_1内高频链等效模型

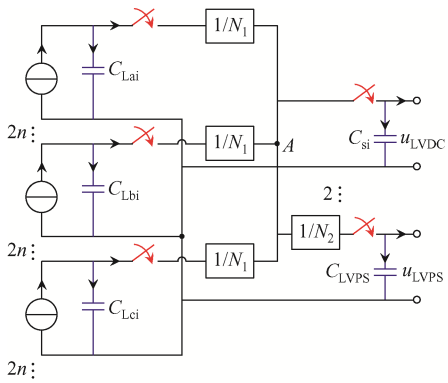


(c) T_2内高频链等效模型

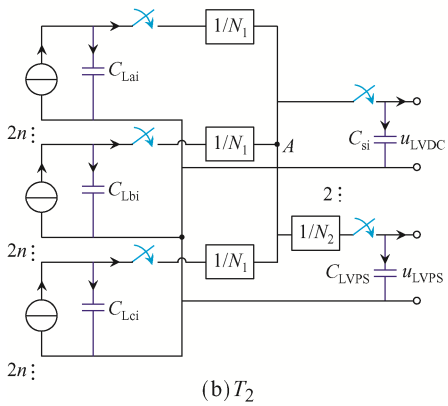
图 2 同步开关调制策略原理

Fig. 2 Principle of synchronous switching modulation strategy

各全桥高频电压，HFL 一次侧 $6n$ 个 FB 与二次侧 FB$_s$ 和 FB$_c$ 为同步调制，开关信号均相同。在 FB 开关周期的稳态阶段 T_1、T_2 内，MMC 的所有 SM 通过全桥及变压器等效并联。在图 2 所示的同步调制策略下，所有全桥运行在开关电容模式如图 3 所示，其中 N_2 为 FB$_c$ 变压器变比。在此模式下，MMC 的 SM 电容 C_{Lxi}、高频链二次侧 FB$_s$ 端口电容 C_{si} 与 FB$_c$ 端口电容 C_{LVPS} 均等效并联，基于等效并联特性，等效电容为 $6nC_{xi}+2C_{si}+C_{LVPS}$。各 SM 的电容电压 u_c 相等，u_c 和 FB$_c$ 端口电容电压 u_{LVPS} 之比与相应变压器变比相同，FB$_c$ 端口电容电压 $u_{LVPS}=u_{LVDC}/N_2$。



(a) T_1



(b) T_2

图 3 开关电容电路等效模型

Fig. 3 Equivalent models of switched-capacitor circuit

2.2 MMC 子模块电容轻量化实现

根据式(1)，SM 充电电流 $i_{SM,ux}$ 由直流分量 $i_{ux,DC}$ 和交流分量 $i_{ux,AC}$ 组成。如图 4 所示，对于直流分量 $i_{ux,DC}$，SM 电容阻抗趋于无穷大，因此 $i_{ux,DC}$ 传输至 LVDC 母线；交流分量 $i_{ux,AC}$ 则基于等效并联的低阻抗特性流入开关电容器电路中的 A 点，三

相交流分量呈现三相对称性并在 A 点耦合抵消，大幅降低子模块电容值以实现 SM 电容轻量化设计。

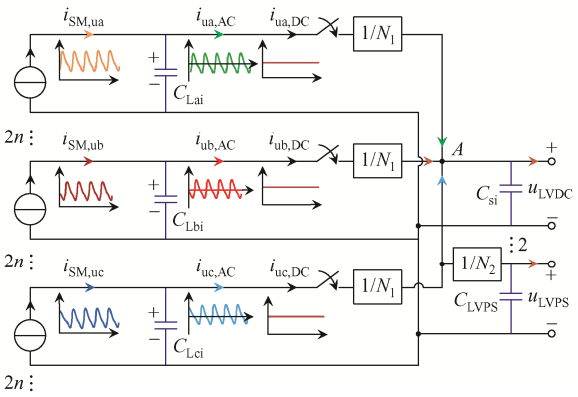


图 4　三相脉动电流传递路径

Fig. 4 Transmission path of three-phase ripple current

当低频脉动在高频链耦合抵消后，SM 电容仅需处理由 SM 及高频链一次侧全桥产生的高频开关谐波，由于 FB 的开关频率 f_s 远高于 SM 开关频率 f_{SM}，因此主要考虑频率为 f_{SM} 的谐波分量，开关周期内 SM 电容的充放电能量为

$$\Delta E_{SM}=\frac{i_{ux,ACmax}m}{f_{SM}} \tag{3}$$

式中，$i_{ux,ACmax}$ 为式(1)中 SM 电流脉动分量的最大值。

忽略初始相位角 θ_x，根据文献[16]，功率因数角 φ 趋近于 0 时，θ_{2x} 趋近于 0，考虑电流最大的工况，即 I_{MVDC}=0 时，式(3)可进一步表示为

$$\Delta E_{SM}=\frac{(1+2m^2)I_x}{16f_{SM}} \tag{4}$$

ΔE_{SM} 引起的电容电压纹波为

$$\varepsilon u_c=\frac{\Delta E_{SM}}{C_L}=\frac{(1+2m^2)I_x}{16C_Lf_{SM}} \tag{5}$$

式中，C_L 为轻量化后的电容。

轻量化后的电容约束可表示为

$$C_L\geqslant\frac{(1+2m^2)I_x}{16\varepsilon u_cf_{SM}} \tag{6}$$

与式(2)大电容方案下的电容约束相比，式(6)所示轻量化后的电容约束减小了$[2(1-m^2/4)^{3/2}f_{SM}]/[(1+2m^2)\pi f_F]$。根据图 3 的开关电容等效模型，SM 电容等效并联，由于 LVDC 母线电容具有与 SM 等效并联的特性，因此还可适当降低 LVDC 母线电容尺寸提升系统的轻量化性能。同时小容值的 SM 电容使 SM 模块惯性减小，其电压调节具有更快的响应速度。

2.3　燃料电池轻量化并网设计

燃料电池与 Buck/Boost 部分功率变换如图 5 所示，图中：u_{LVPS} 为 Buck/Boost 输入电压；u_{LVDC} 为 LVDC 母线电压；u_o 为部分功率变换器输出电压，u_{FC} 为 FC 电压，i_{FC} 为 FC 电流。FC 与 Buck/Boost 变换器串联接入低压直流母线，仅有部分功率 P_{PPC} 经过变换器，有利于实现轻量化。

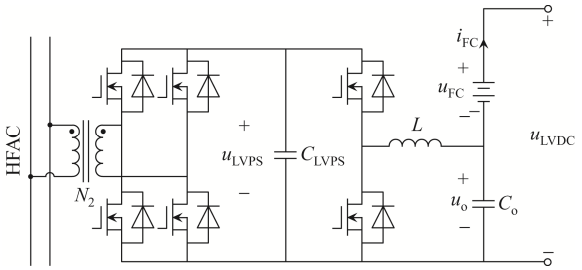


图 5　燃料电池与 Buck/Boost 部分功率变换示意

Fig. 5 Schematic of PPC of FCs and Buck/Boost

部分功率变换损耗 $P_{PPC,loss}$ 可表示为

$$P_{PPC,loss}=P_{in}-P_o=P_o\left(\frac{1}{\eta_o}-1\right) \tag{7}$$

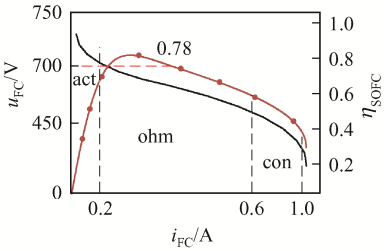
式中：P_{in} 为部分功率变换器输入功率；P_o 为部分功率变换器输出功率；η_o 为部分功率变换器传输效率。

为提高能效，燃料电池一般工作于经济运行模式。定义燃料电池效率大于 0.78 的区段为燃料电池经济区[22]，具体如图 6 所示，图中，η_{SOFC} 为燃料电池效率。燃料电池的极化特性曲线分为 3 个部分：活化极化损失区act(activation polarization loss)，欧姆极化损失区 ohm(ohmic polarization loss)，浓差极化损失区 con(concentration polarization loss)。设计中，具体分析燃料电池正常工作在经济区段时的燃料电池电压最大值 u_{FCmax} 和最小值 u_{FCmin}，协调确定 u_o，可得部分功率变换器输出电压区间为

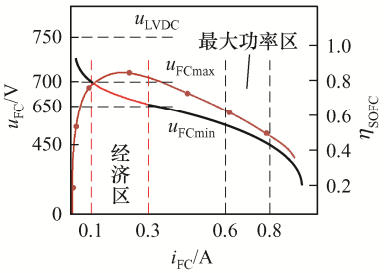
$$\begin{cases}u_{omin}=u_{LVDC}-u_{FCmax}\\u_{omax}=u_{LVDC}-u_{FCmin}\end{cases} \tag{8}$$

全功率变换器 FPC(full power conversion)输出

功率 P_{FPC} 为变换器输出功率，即 $P_{FC}\eta_o$，结合表 1 中的系统参数，FPC 和 PPC 变换器输出功率随部分功率变换器输出电压 u_o 变化对比如图 7(a)所示；结合式(8)进一步给出 FPC 系统与 PPC 系统的效率随部分功率变换器输出电压 u_o 变化如图 7(b)所示。由图 7 可见，u_o 值越小，PPC 变换器输出功率越小，燃料电池 PPC 系统效率越高，且相比于 FPC 系统，PPC 系统具备更高的效率，轻量化设计得以保证。



(a)燃料电池三段特性



(b)燃料电池工作区

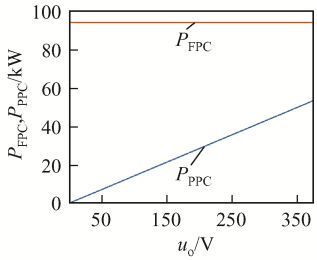
图 6 燃料电池特性

Fig. 6 Characteristics of fuel cell

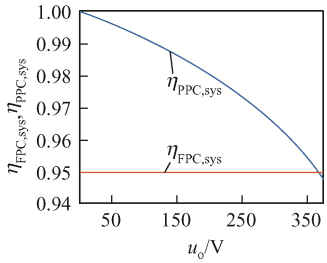
表 1 系统参数

Tab. 1 System parameters

参数	数值
MVAC 网侧电压 u_{Lrms}/kV	6
MVDC 功率 P_{MVDC}/MW	1.2
MVDC 电压 u_{MVDC}/kV	12
LVDC 功率 P_{LVDC}/MW	0.3
LVDC 电压 u_{LVDC}/V	750
FC 功率 P_{FC}/MW	0.1
每桥臂 SM 数量 n	16
SM 电容 C_T/mF	3.3
轻量化 SM 电容 C_L/mF	0.2
变压器变比 N_1	1∶1
变压器变比 N_2	7∶1
SM 开关频率 f_{SM}/kHz	2
高频链开关频率 f_s/kHz	20
Buck/Boost 开关频率 f_B/kHz	50



(a)功率对比



(b)效率对比

图 7 部分功率与全功率变换功率与效率对比

Fig. 7 Comparison of power and system efficiency between PPC and FPC

3 轻量化效果评估及电路功能验证

3.1 轻量化效果评估

以 12 kV/1.5 MW 的系统为例评估轻量化前后 MMC-FCs 系统的体积，系统参数见表 1。根据文献[21]，系统体积主要从开关器件、高频磁性元件与电容方面进行评估。将 MMC-FCs 系统的 FB_s 数量设置一致以便于对比分析。

系统开关器件及电容的尺寸受功率、电压影响，部分功率变换器的功率、电压较全功率变换器均有所降低。系统运行中产生的损耗会转化为热能，即温度场的热源，这些热量以热传导、热对流及热辐射的基本传热形式传递到周围介质中去。FC 系统采用 PPC 技术会降低系统的损耗，当损耗降低，即热源减小时，散热片与空气的对流换热作用减弱，对流热阻减小，因此所需的散热面积减小，从而使散热片体积明显减小[23]，进一步实现系统的轻量化设计。此外，轻量化系统中体积占比最大的 SM 电容体积大幅减小，但 SM 电容中的低频脉动电流传递至高频变压器二次侧，因此会增加高频链一次侧 FB 开关的电流应力，增大变压器绕组的线

径，增加开关、散热片与变压器体积。系统各部分开关所需散热片体积可参考文献[24]设计。各部分开关及散热片、变压器、SM 电容的型号与体积见表 2。2 个系统体积占比分布与对比如图 8 所示，可以看出，轻量化前 SM 电容体积在评估单元中占比较大，轻量化前后 SM 电容体积减小了 84%，虽然变压器等体积有所增加，但是总体积减小了 70%，实现了系统的轻量化设计。

表 2　关键器件型号与体积

Tab. 2 Types and volumes of key components

器件	型号与体积
SM 开关	1 200 V/200 A FF300R12ME7_B11 (0.1 dm^3)散热 0.3 dm^3
FB_s 开关	1 200 V/50 A F4-23MR12W1M1_B11 (0.035 dm^3)散热 0.1 dm^3
FB_c 开关(轻量化 MMC-FCs)	200 V/300 A IXFK300N20X3×4 (0.002 5×4 dm^3)散热 0.1 dm^3
FB 开关 (MMC-FCs、轻量化 MMC-FCs)	1 200 V/50 A F4-23MR12W1M1_B11 (0.035 dm^3)散热 0.1 dm^3
	1 200 V/150 A FF6MR12W2M1_B11×2 (0.05×2 dm^3)散热 0.3 dm^3
SM 电容 (MMC-FCs、轻量化 MMC-FCs)	1 350 V/4 000 μF B25680C0408K903 (5.08 dm^3)
	1 350 V/350 μF B25680B00357K901 (0.6 dm^3)
变压器 (MMC-FCs、轻量化 MMC-FCs)	飞磁 E56/24/19×2、 飞磁 E80/38/20×2 (0.135 dm^3)、(0.340 dm^3)
FC 变换器开关 (MMC-FCs、轻量化 MMC-FCs)	1 200 V/500 A FF2MR12KM1P×2 (0.2×2 dm^3)散热 0.9 dm^3
	200 V/300 A IXFK300N20X3×2 (0.002 5×2 dm^3)散热 0.1 dm^3

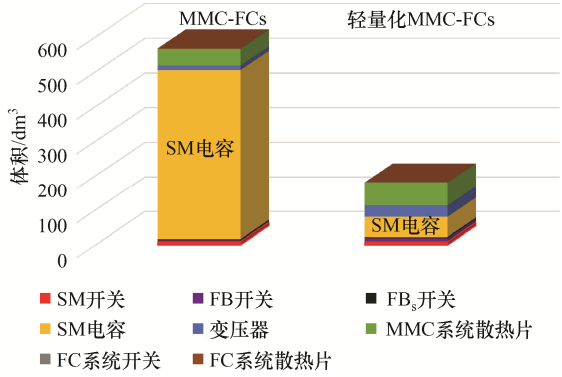


图 8　系统体积对比

Fig. 8 Comparison of system volume

进一步分析损耗情况。轻量化 MMC-FCs 方案将纹波功率传输至 HFL 处，HFL 的一次侧全桥 FB 开关电流为直流分量和二倍频纹波分量的叠加，会产生额外的损耗，低频脉动在 HFAC 处耦合抵消，因此，HFL 二次侧 FB_s 开关仅含有直流分量，如图 9(b)所示。图中：$i_{SM\text{-}u/dx}$ 为上/下桥臂的子模块电流；$i_{u/dx\text{-}DC}$ 为上/下桥臂的子模块电流的直流分量。

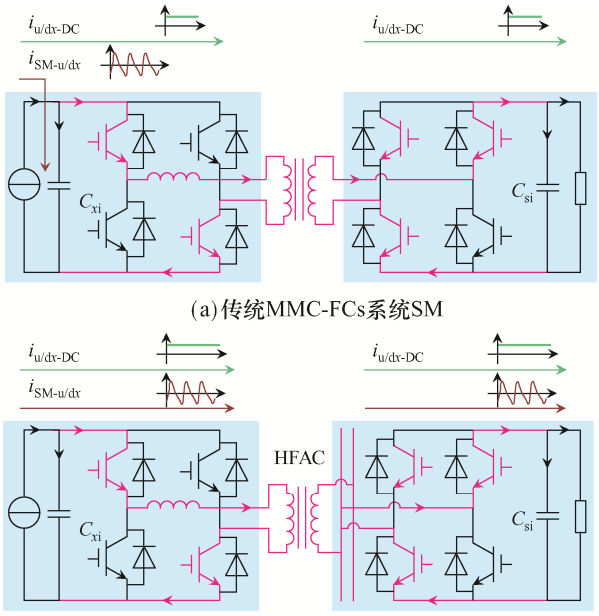


图 9　2 种方案下电流传递路径

Fig. 9 Current transmission paths under two schemes

重点对 2 种方案的 DC-DC 级电路损耗进行分析，包括全桥 FB 和 FB_s 的开关损耗、通态损耗及两绕组变压器的磁芯和绕组损耗。结合表 1 的运行工况及表 2 的开关型号，用于损耗计算的开关及磁芯参数见表 3。表中：t_{on} 和 t_{off} 分别为开通和关断

时间，$t_{on}=t_{don}+t_r$，$t_{off}=t_{doff}+t_f$；t_r 为开关管的上升时间，表示开关管从完全关断到完全导通的过渡时间；t_f 为开关管的下降时间，表示开关管从完全导通到完全关断的过渡时间。

开关损耗可表示为

$$\begin{cases} P_{swT}=\dfrac{1}{2}V_{sw}I_{swT}\left(t_{on}+t_{off}\right)f_s \\ P_{swL}=\dfrac{1}{T_F}\displaystyle\int_0^{T_F}\dfrac{1}{2}V_{sw}I_{swL}\left(t_{on}+t_{off}\right)f_s\mathrm{d}t \end{cases} \tag{9}$$

式中：P_{swT}、P_{swL} 为开关损耗；V_{sw} 为开关时刻的电压；I_{swT}、I_{swL} 为开关时刻的电流；T_F 为开关周期；下标 T 和 L 分别表示传统方案和轻量化方案。

DC-DC 级开关的导通损耗可表示为

$$\begin{cases} P_{conT}=I_{rmsT}^2R_{DS} \\ P_{conL}=I_{rmsL}^2R_{DS} \end{cases} \tag{10}$$

式中：P_{conT}、P_{conL} 为通态损耗；I_{rmsT}、I_{rmsL} 为 RMS 电流；R_{DS} 为通态电阻。

表 3 运行参数和硬件规格

Tab. 3 Operating parameters and hardware specifications

参数	MMC-FCs	轻量化 MMC-FCs
端口电压 u_p, u_s/V	750	
开关频率 f_s/kHz	20	
高频变压器电流有效值 $I_{rms,p}$, $I_{rms,s}$/A	5, 5	40, 5
FB 开关 SiC	F4-23MR12W1M1_B11	FF6MR12W2M1_B11
FB 开关开通时间 t_{on}/ns	22.7	37.3
FB 开关关断时间 t_{off}/ns	60.9	96.5
FB 开关通态电阻 R_{DS}/mΩ	29.5	7.38
FB_s 开关 SiC	F4-23MR12W1M1_B11	
FB_s 开关开通时间 t_{on}/ns	22.7	
FB_s 开关关断时间 t_{off}/ns	60.9	
FB_s 开关通态电阻 R_{DS}/mΩ	29.5	
磁芯规格	飞磁 E56/24/19×2	飞磁 E80/38/20×2

高频变压器的功率损耗主要分布在磁芯和绕组上，相关损耗可表示为

$$\begin{cases} P_{core}=f_s\displaystyle\int_0^{\frac{1}{f_s}}\left[\dfrac{k\left|\dfrac{\mathrm{d}B(t)}{\mathrm{d}t}\right|^{\alpha}\left|B(t)\right|^{\beta-\alpha}}{(2\pi)^{\alpha-1}\displaystyle\int_0^{2\pi}\left|\cos\theta\right|^{\alpha}2^{\beta-\alpha}\mathrm{d}\theta}\right]\mathrm{d}t \\ P_{wind}=\displaystyle\sum_{i=1}^{h}I_{RMS}(h)^2R_{AC}(h) \end{cases} \tag{11}$$

式中：P_{core} 和 P_{wind} 分别为磁芯损耗和绕组损耗；K、α、β 由磁芯特性决定；B 为磁通密度；θ 为 B 随时间变化的相位角；h 为 FFT 分量指标；$I_{RMS}(h)$为第 h 频率范围内的 RMS 电流分量；$R_{AC}(h)$为第 h 频率范围内的绕组电阻。

根据式(11)，变压器绕组损耗与绕组电流有效值的平方成正比，结合图 9 电流传递路径的分析，所提轻量化方案低频脉动分量传递至 HFL 一次侧，根据双重傅里叶分析和泰勒展开，变压器电流包括直流分量与边带谐波分量，边带谐波分量会产生额外的损耗，可表示为

$$i_T=\underbrace{\frac{4i_{dc}}{\pi}\sum_{m=1}^{\infty}\frac{\sin[(2m-1)\omega_s t]}{2m-1}}_{\text{直流分量}}+\underbrace{\frac{2i_{ac}}{\pi}\sum_{m=1}^{\infty}\frac{\sin[(2m-1)\omega_s t\pm\omega_F]}{2m-1}}_{\text{边带谐波分量}} \tag{12}$$

2 种方案的 DC-DC 级功率损耗分布及效率对比如图 10 所示。磁芯损耗相近，脉动分量流经 FB_s 开关，其随 $\omega_F t$ 变化，其低频脉动周期内的平均损耗也相近，开关的通态损耗和变压器的绕组损耗与含脉动分量的电流有效值的平方呈正相关，因此损耗会有限度地增加，在提出的轻量化 MMC-FCs 下

仍能高效运行。

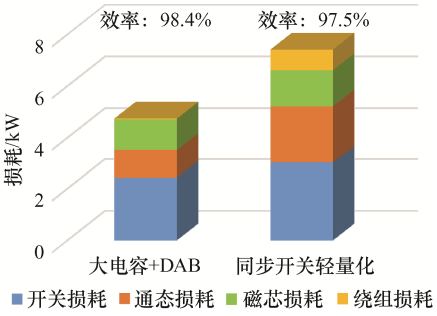
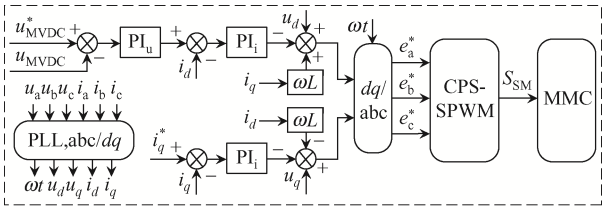


图 10　MMC-FCs 系统轻量化前后 DC-DC 级损耗分布和效率对比

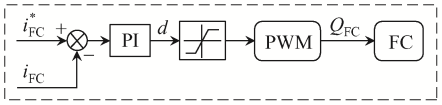
Fig. 10 Comparison of DC-DC-stage loss distribution and efficiency of MMC-FCs system before and after implementation of lightweight

3.2　MMC-FCs 控制方案设计与验证

本文提出的 FC 部分功率变换的轻量化 MMC-FCs 系统方案的控制策略如图 11 所示，根据实际运行工况 MVAC 母线为交流输入源端，MVDC 与 LVDC 母线为负载端。MMC 通过如图 11(a)所示的直流电压、交流电流双闭环控制，实现母线电压输出恒定，电流内环实现单位功率因数控制。FC 变换器采用如图 11(b)所示的电流环控制，通过电流控制燃料电池功率输出，响应 LVDC 母线的功率需求。



(a) MMC控制框图

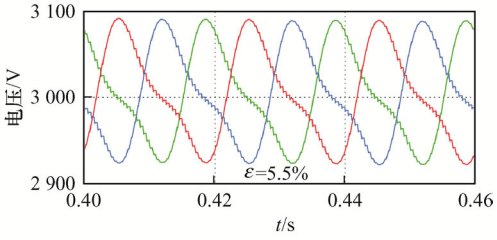


(b) 燃料电池控制框图

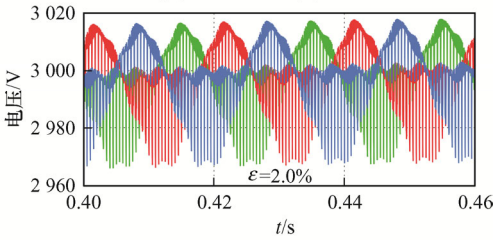
图 11　系统控制框图

Fig. 11 Control block diagram of system

在表 1 参数下缩减 SM 数量为原来的 1/4 进行仿真验证，图 12 为 MMC-FCs 系统的 SM 电容电压波形。图 12(a)为图 1(a)所示的 MMC-FCs 系统的三相 SM 电容电压，其低频脉动分量由大电容吸收；图 12(b)为图 1(b)所示的轻量化 MMC-FCs 系统的三相 SM 电容电压，低频脉动电流在同步调制策略下流入后级高频链处耦合抵消，而非由 SM 电容吸收。因此，SM 电容仅需处理开关谐波分量，根据表 1 所选电容值，结合式(6)可将脉动抑制在 2.4%，实际仿真中脉动为 2%，符合理论分析。



(a) MMC-FCs系统



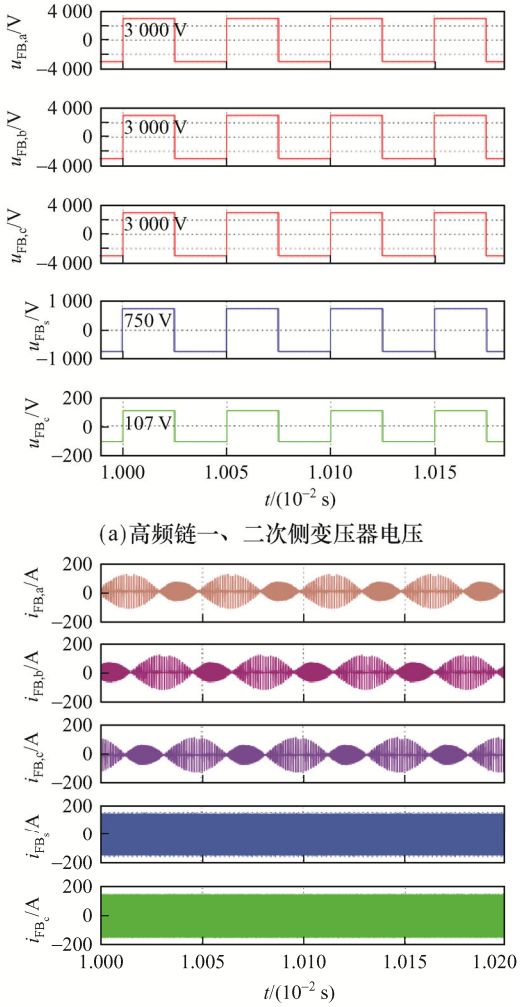
(b) 轻量化MMC-FCs系统

图 12　MMC-FCs 系统 SM 电容电压

Fig. 12 SM capacitor voltage of MMC-FCs system

图 13 为轻量化 MMC-FCs 系统的高频链一次侧三相 FB 及高频链二次侧 FB_s、FB_c 端口高频变压器电压、电流波形。图 13(a)为高频链各端口变压器电压，对应图 2 所示的同步调制策略，且各电压满足变压器变比关系；图 13(b)为高频链各端口变压器电流，其中 $i_{FB,x}$(x=a, b, c)为高频链一次侧对应 a、b、c 三相 SM 后级的 FB 变压器电流，i_{FB_s}、i_{FB_c} 分别为高频链二次侧 FB_s、FB_c 变压器电流。在同步调制策略下，高频链一、二次侧全桥运行在开关电容模式，如图 3 所示，在开关电容等效并联的低阻抗特性下，三相 SM 中的低频脉动电流传递至高频链处基于三相对称性耦合抵消，实现 SM 电容电压脉动消除，仅有直流分量传递至高频链二次侧。

图 14 为轻量化 MMC-FCs 系统各端口动态波形，在本文的 MMC 控制策略下，起始阶段 MVAC 向 MVDC 母线和 LVDC 母线提供 1.40 MW 能量，其中 MVDC 母线功率需求为 1.20 MW，LVDC 母



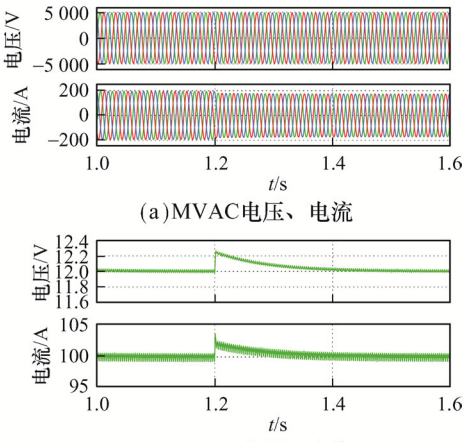
(a)高频链一、二次侧变压器电压

(b)高频链一、二次侧变压器电流

图 13 高频链各端口变压器电压和电流波形

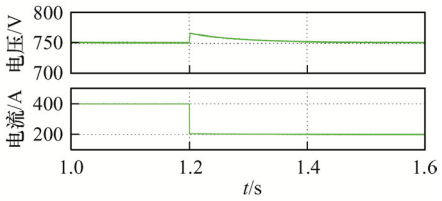
Fig. 13 Waveforms of transformer voltage and current at each port of HFL

线功率需求为0.30 MW，FC输出0.10 MW至LVDC母线。在 t=1 s时，LVDC负载由满载切换至半载

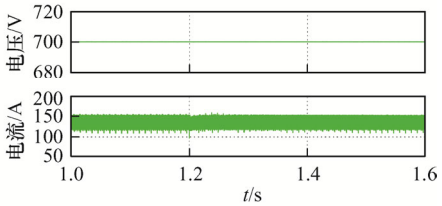


(a)MVAC电压、电流

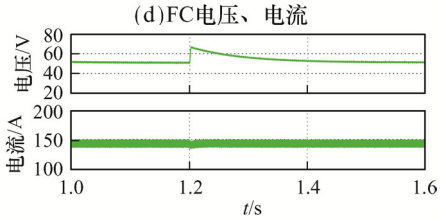
(b)MVDC电压、电流



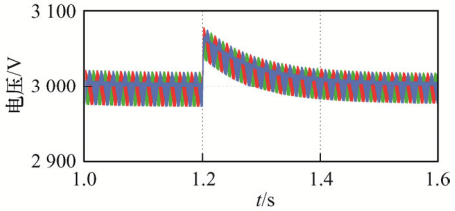
(c)LVDC电压、电流



(d)FC电压、电流



(e)Buck变换器电压、电流



(f)SM电容电压

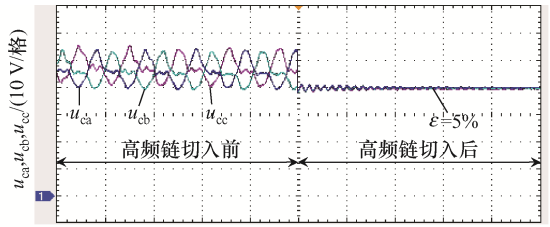
图 14 轻量化 MMC-FCs 燃料电池系统动态波形

Fig. 14 Dynamic waveforms of lightweight MMC-FCs system

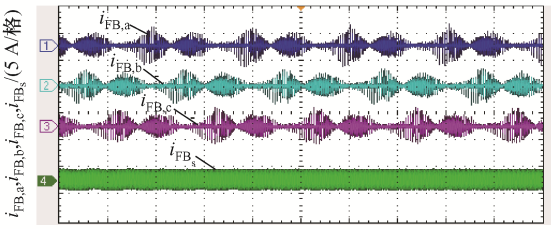
运行，FC 输出功率保持不变，MVAC 功率减至1.25 MW，系统具备较好的动态响应。

为进一步验证所提轻量化MMC-FCs燃料电池系统电容最小化后的电压脉动抑制特性、燃料电池系统部分功率变换实现，搭建 400 W 两子模块的实验平台，具体参数为 MVDC 母线电压 80 V，LVDC 母线电压 40 V，SM 电容电压 40 V，N_1=1∶1，N_2=2∶1，SM 电容 220 μF，SM 半桥、高频链全桥与 Buck 变换器开关频率分别为 2、20 和 100 kHz。图 15 为轻量化 MMC-FCs 系统 SM 电容电压脉动抑制效果验证。图 15(a)为系统切入高频链前后 SM 电容电压脉动波形，切入高频链前，SM 电容电压脉动较大，在切入基于同步调制策略的高频链后，SM 电容电压脉动仅为 5%，验证了所提同步调制策略对 SM 电容电压低频脉动的抑制效果。图 15(b)为

高频链一、二次侧 FB、FBs 变压器电流波形，在同步调制策略下，高频链全桥结构运行在开关电容模式，所有全桥端口等效并联，基于等效并联的低阻抗特性三相SM中的低频脉动分量传递至高频变压器耦合抵消，仅有直流分量传递至高频链二次侧，进一步验证了所提方案可以实现 SM 电容低频脉动抑制。



(a)SM电容电压

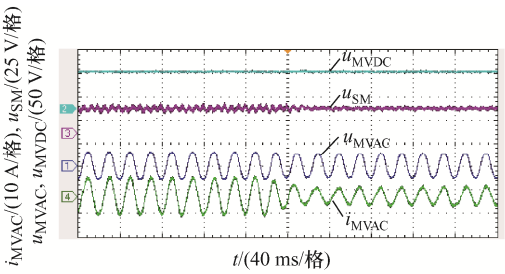


(b)高频链一、二次侧变压器电流

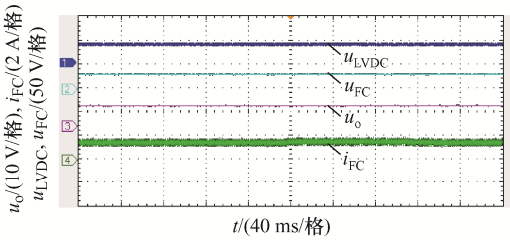
图 15　SM 电容电压脉动抑制效果验证波形

Fig. 15 Waveforms for verification of SM capacitor voltage ripple suppression effect

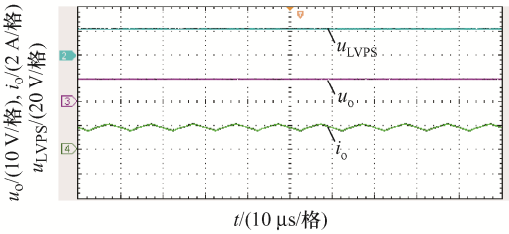
图 16 为轻量化 MMC-FCs 燃料电池系统动态波形。FC 与 Buck 变换器输出端串联，FC 电压 u_{FC} 与 Buck 变换器输出电压 u_o 之和等于低压直流母线电压 u_{LVDC}，Buck 变换器的输入电压 u_{LVPS}=u_{LVDC}/N_2。当 LVDC 母线负载由满载切换至半载时，FC 电流不变，在图 11(b)所示的控制策略下输出功率不变；MMC 在图 11(a)所示的控制策略下，MVAC 侧响应系统功率变化，且所提策略在动态响应下仍具备较好的 SM 电容电压脉动抑制效果。



(a)MMC交、直流端口电压、电流



(b)FC系统并网电压、电流



(c)Buck变换器电压、电流

图 16　轻量化 MMC-FCs 系统动态波形

Fig. 16 Dynamic waveforms of lightweight MMC-FCs system

4　结语

本文提出 1 种 FC 部分功率变换的轻量化 MMC-FCs 系统。SM 通过 FB 和变压器接入高频链母线，FB 采用同步调制，SM 模块低频脉动电流可在高频链中实现波动功率耦合，进而减小SM电容，轻量化的电容约束减小了$[2(1-m^2/4)^{3/2}f_{SM}]/[(1+2m^2)\pi f_F]$。所配置的 FC 采用部分功率控制对低压端口进行调节，降低了 FC 变换的功率及损耗，协调设计了 FC 及部分功率变换器的电压，保证 FC 工作于最佳经济运行区，并且 FC 变换器与高频链二次侧的全桥进行复用，进一步提升系统轻量化效果。轻量化前后，器件开关损耗及磁芯损耗相近，轻量化后器件通态损耗和绕组损耗有限度地增加，在提出的轻量化 MMC-FCs 下仍能高效运行。系统通过部分功率变换器的电流环控制 FC 输出电流，通过 MMC 侧的电压、电流双闭环控制实现直流母线电压控制和交流侧功率因数控制。

参考文献：

[1] 王贵荣. 阴极循环对氢燃料电池系统电压钳位及自增湿效应的研究[J]. 电源学报, 2023, 21(4): 130-137.

Wang Guirong. Research on voltage clamping and self-humidification effects of cathode circulation in hydrogen fuel cell system [J]. Journal of Power Supply, 2023, 21(4): 130-137. (in Chinese)

[2] 张庚, 刘国金. 质子交换膜燃料电池输出电压稳定控制技术[J]. 电源学报, 2022, 20(1): 134-140.
Zhang Geng, Liu Guojin. Output voltage stability control technology for proton exchange membrane fuel cells [J]. Journal of Power Supply, 2022, 20(1): 134-140. (in Chinese)

[3] 敖文杰, 陈家伟, 陈杰, 等. 燃料电池-锂电池混合供电系统的无源控制策略及参数设计方法[J]. 电工技术学报, 2024, 39(2): 580-594.
Ao Wenjie, Chen Jiawei, Chen Jie, et al. Passivity-based control strategy and parameter design method for fuel cell-lithium battery hybrid power supply system [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(2): 580-594. (in Chinese)

[4] Chen Xiangping, Cao Wenping, Zhang Qilong, et al. Artificial intelligence-aided model predictive control for a grid-tied wind-hydrogen-fuel cell system [J]. IEEE Access, 2020, 8: 92418-92430.

[5] Samosir A S, Yatim A H M. Implementation of dynamic evolution control of bidirectional DC-DC converter for interfacing ultracapacitor energy storage to fuel-cell system [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57(10): 3468-3473.

[6] Pereira D F, da Costa Lopes F, Watanabe E H. Nonlinear model predictive control for the energy management of fuel cell hybrid electric vehicles in real time [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 68(4): 3213-3223.

[7] 吕耀文, 赵耀. 燃料电池系统宽范围输入电压变换器设计[J]. 电测与仪表, 2017, 54(2): 121-128.
Lü Yaowen, Zhao Yao. Design of wide-range input voltage converter in fuel cell system [J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2017, 54(2): 121-128. (in Chinese)

[8] Park C, Choi S, Lee J M. Quasi-resonant Boost-half-bridge converter with reduced turn-off switching losses for 16 V fuel cell application [C]// Proceedings of the 7th International Power Electronics and Motion Control Conference. Harbin, 2012: 1960-1964.

[9] Todorovic M H, Palma L, Enjeti P. Design of a wide input range DC-DC converter with a robust power control scheme suitable for fuel cell power conversion [C]// Nineteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2004. APEC '04. Anaheim, CA, USA, 2004: 374-379.

[10] Zhou Jianqiao, Zhang Jianwen, Wang Jiacheng, et al. Design and control of power fluctuation delivery for cell capacitance optimization in multiport modular solid-state transformers [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(2): 1412-1427.

[11] 摆世彬, 田志浩, 王峰, 等. 基于准 PR 调节器的模块化多电平变流器输电控制方法[J]. 电源学报, 2023, 21(1): 4-80.
Bai Shibin, Tian Zhihao, Wang Feng, et al. Transmission control method of modular multilevel converter based on quasi PR regulator [J]. Journal of Power Supply, 2023, 21(1): 74-80. (in Chinese)

[12] 董鹏, 蔡旭, 吕敬. 大幅减小子模块电容容值的 MMC 优化方法[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(18): 5369-5380.
Dong Peng, Cai Xu, Lü Jing. Optimized method of MMC for greatly reducing the capacitance of the submodules [J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(18): 5369-5380. (in Chinese)

[13] Debnath S, Qin Jiangchao, Bahrani B, et al. Operation, control, and applications of the modular multilevel converter: A review [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(1): 37-53.

[14] 李清, 徐彦, 彭光强, 等. 基于虚拟阻抗的 MMC 降损策略研究[J]. 电源学报, 2022, 20(5): 152-160.
Li Qing, Xu Yan, Peng Guangqiang, et al. Research on loss reduction strategy for MMC based on virtual impedance [J]. Journal of Power Supply, 2022, 20(5): 152-160. (in Chinese)

[15] Vasiladiotis M, Cherix N, Rufer A. Accurate capacitor voltage ripple estimation and current control considerations for grid-connected modular multilevel converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(9):

4568-4579.

[16] Han Xiao, Chen Yuxin, Li Rui, et al. An optimization method for minimizing the submodule capacitance of modular multilevel converter [C]// 2018 IEEE International Power Electronics and Application Conference and Exposition (PEAC). Shenzhen, China, 2018: 1-6.

[17] Diab M S, Massoud A M, Ahmed S, et al. A modular multilevel converter with ripple-power decoupling channels for three-phase MV adjustable-speed drives [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 34(5): 4048-4063.

[18] 潘子迅, 杨晓峰, 赵锐, 等. 不平衡电网下模块化多电平换流器的直流环流均衡策略[J]. 电工技术学报, 2024, 39(2): 541-553.
Pan Zixun, Yang Xiaofeng, Zhao Rui, et al. DC circulating current balancing control of modular multilevel converter under unbalanced power grid [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(2): 541-553. (in Chinese)

[19] Anzola J, Aizpuru I, Romero A A, et al. Review of architectures based on partial power processing for DC-DC applications [J]. IEEE Access, 2020, 8: 103405-103418.

[20] Song Qiang, Liu Wenhua, Li Xiaoqian, et al. A steady-state analysis method for a modular multilevel converter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(8): 3702-3713.

[21] Kong Zenghui, Huang Xin, Wang Ze, et al. Active power decoupling for submodules of a modular multilevel converter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 33(1): 125-136.

[22] 吴穆星, 赵巍, 吴俊娟, 等. 可逆固体氧化物电池的部分功率变换四象限运行能效优化[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(22): 8757-8771.
Wu Muxing, Zhao Wei, Wu Junjuan, et al. Energy efficiency optimization for partial power conversion four quadrant operation of reversible solid oxide cell [J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(22): 8757-8771. (in Chinese)

[23] Incropera F P. Fundamentals of Heat and Mass Transfer [M]. 8th ed. Chichester, U.K.: Wiley, 2017.

[24] 何文志, 丘东元, 肖文勋, 等. 高频大功率开关电源结构的热设计[J]. 电工技术学报, 2013, 28(2): 185-191.
He Wenzhi, Qiu Dongyuan, Xiao Wenxun, et al. Thermal design of high frequency high power switched-mode power supply [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(2): 185-191. (in Chinese)



郭小凡

作者简介：

郭小凡(1994—　)，女，通信作者，硕士，工程师。研究方向：交直流电源与储能技术。E-mail：13269178825@163.com。

李秉宇(1981—　)，男，硕士，高级工程师。研究方向：交直流电源与储能技术。E-mail：13685665@qq.com。

董增波(1972—　)，男，硕士，高级工程师。研究方向：输变电与储能设备管理技术。E-mail：13303116011@189.cn。

贾伯岩(1979—　)，男，硕士，高级工程师。研究方向：输变电设备运维检修技术。E-mail：13785186225@163.com。

(责任编辑：耿越)