

直流直挂型超级电容储能系统的改进匹配控制与 电流-功率双重限制策略

史先强, 李睿, 吴西奇, 刘畅, 蔡旭*, 程一润

(上海交通大学电气工程学院, 上海市 闵行区 200240)

Improved Matching Control and Current-power Dual Limiting Strategy for DC Direct-mounted Supercapacitor Energy Storage System

SHI Xianqiang, LI Rui, WU Xiqi, LIU Chang, CAI Xu*, CHENG Yirun

(School of Electrical Engineering, Shanghai Jiao Tong University, Minhang District, Shanghai 200240, China)

ABSTRACT: The DC direct-mounted supercapacitor energy storage system (DCDM-SESS) is a kind of grid-supporting equipment with good application prospects, featuring large unit capacity, high energy utilization efficiency, and flexible power configuration. However, the existing grid-forming control techniques do not hold for the DCDM-SESS. Firstly, the virtual synchronous machine control strategies suffer from the inherent shortcomings of uncontrolled supercapacitor energy and a mismatch between system stability requirements and supercapacitor capability. Secondly, although matching control can solve the problem, the existing damping enhancement strategies fail or suffer from shortcomings such as complex parameter tuning. Last but not least, the existing current limitation strategies under the grid-forming control framework are generally premised on the same active and reactive capacities and therefore cannot accommodate the differentiated power design characteristics of the DCDM-SESS. To this end, an improved matching control strategy based on supercapacitor energy self-synchronization and active power feedback to enhance damping is proposed in this paper, which can realize the organic combination of phase-locked-loop-free grid self-synchronization with oscillation suppression over full power range, spontaneous inertia response and supercapacitor energy autonomous management. In addition, a dual current and power-limiting technique is presented to ensure the safety of both power transistors and supercapacitors. These methods are validated by PSCAD/EMTDC simulations and hardware-in-the-loop experiments.

KEY WORDS: DC direct-mounted supercapacitor energy storage system (DCDM-SESS); grid-forming control; damping

enhancement; current limiting; power limiting

摘要: 直流直挂型超级电容储能系统(DC direct-mounted supercapacitor energy storage system, DCDM-SESS)具有单机容量大、能量利用率高与功率配置灵活等特点,是一种具有良好应用前景的电网支撑装备。然而,现有的构网型控制技术难以直接适用于DCDM-SESS。其一,虚拟同步机控制技术存在超级电容能量不受控以及系统稳定性需求与超级电容能力失配的固有缺陷;其二,匹配控制虽可解决该问题,但现有阻尼增强策略失效或存在参数整定复杂等不足;其三,目前构网控制下的电流限幅策略普遍以有功和无功容量相同为前提,无法适配DCDM-SESS功率可差异化设计的特性。为此,提出基于超级电容能量自同步与反馈有功提升阻尼的改进型匹配控制策略,能够实现DCDM-SESS无锁相电网自同步与全功率范围内振荡抑制、自发惯量响应与超级电容能量自主管理的有机结合;另外,提出拟导纳控制下的电流和功率双重限制技术,可同时保证功率器件和超级电容的安全运行;最后,通过PSCAD/EMTDC仿真和硬件在环实验验证所提方法的有效性和可行性。

关键词: 直流直挂型超级电容储能系统; 构网控制; 阻尼增强; 电流限制; 功率限制

0 引言

构建以新能源为主体的新型电力系统是我国实现能源电力转型的重要举措^[1-2]。然而,随着新能源的大规模开发和高比例并网,电力系统同步机组占比持续下降,导致系统惯量降低、阻尼减弱、电压支撑能力不足。同时,新能源出力的间歇性、随机性和波动性,使系统频率和电压稳定面临严峻挑战^[3-4]。在此背景下,以电化学储能为代表的新型储能技术正蓬勃发展,方兴未艾^[5]。

电池和超级电容是电化学储能介质中的主要代表^[6]。储能电池凭借高能量密度的特性,适合承担一二次调频等长时间尺度的频率支撑任务,但其有限的循环寿命和较低的功率密度限制了在惯量响应中的应用^[7]。相比之下,超级电容具有高功率密度和长循环寿命的优势,尤其适用于惯量响应、暂态电压支撑等短时、高频、大功率的应用场景^[8]。因此,发展超级电容储能系统对提升电力系统暂态频率和电压稳定性具有重要意义^[9]。

将超级电容与高压链式电路相结合而构建单机大容量超级电容储能系统(supercapacitor energy storage system, SESS)已成为国内外学术界和工业界的研究热点。目前主流的大容量高压直挂型 SESS 包括两种实现方式^[10],即交流直挂型 SESS (AC direct-mounted SESS, ACDM-SESS)和直流直挂型 SESS (DC direct-mounted SESS, DCDM-SESS)。ACDM-SESS 是指将超级电容簇接在 MMC 内部的子模块中,为了满足系统调制需求并提升超级电容能量的利用率,通常需要额外接入 DC/DC 变换器。DCDM-SESS 采用将超级电容簇并入 MMC 直流母线子模块中的拓扑方案,中间不需要配置 DC/DC 变换器,故具有控制性能高、直流母线子模块开关频率低且电流传感器和滤波电感等硬件设备需求少的优点。国外西门子和 ABB 等公司分别建立了 DCDM-SESS 的商业化产品,分别命名为“SVC PLUS FS®(E-STATCOM)”^[11]和“SVC Light 增强型”^[12],国内思源电气和南瑞继保等著名设备制造商也相继研发了该装备,并将其命名为静止同步调相机(又称“超容型构网 SVG”)^[13-14]。2025 年 1 月,国家电网有限公司在西藏自治区投运的“电网侧带超容构网型 SVG”项目成功入选“2024 年度央企十大超级工程”^[15],表明 DCDM-SESS 在新型电力系统中具有广阔的应用前景。

为了提供自然无延时的惯量响应和暂态电压支撑等服务,并增强变流器的弱网运行稳定性,对电力电子装备应用构网控制技术已成为共识^[16]。该技术的核心特征主要体现在两方面:其一,构建有功-频率控制环路实现无锁相环电网自同步及自发惯量响应等功能,同时构建无功-电压控制环路以主动支撑电压稳定;其二,具备与同步机相当的暂态电流输出能力(通常为额定电流的 3~3.5 倍)^[17],高压链式电路的这一性能指标一般通过优化功率器件封装设计及扩容 IGBT 模块等技术手段实现。

目前,主流的有功-频率环节可以分为两类,即有功功率控制型和直流母线电压控制型^[18]。有功功率控制型以虚拟同步机(virtual synchronous generator, VSG)控制为代表^[19]。VSG 控制通常假设直流侧电压恒定,通过模拟同步机功角摇摆方程输出装置的内在频率。其控制包含频率一阶导数项和下垂阻尼项,分别使变流器响应频率变化率(惯量响应)和频率偏差(一次调频)^[20]。然而,超级电容因能量密度低难以提供持续的一次调频支撑,采用 VSG 控制可能导致其能量或电压失控崩溃。降低阻尼系数可弱化一次调频能力,但存在失稳风险。为了实现 VSG 一次调频与阻尼系数的解耦,文献[21]提出了基于转速阻尼功率高通反馈和一次调频功率低通反馈的功频控制方案;文献[22]提出了带通阻尼功率反馈的改进型 VSG 控制策略。然而,上述控制策略沿用了以有功功率为控制目标的架构,使超级电容的能量或电压依然处于不控状态。虽然通过检测超级电容电压/能量并在超限时将其有功功率参考值置零可防止越限,但该方法会引发功率突变,导致系统振荡和失稳。

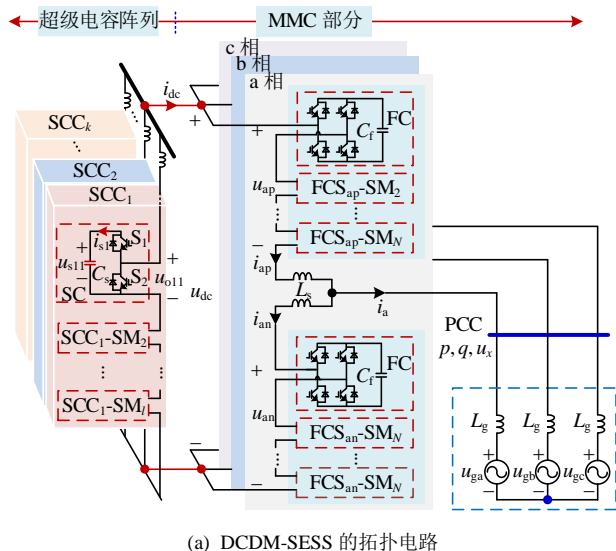
为兼顾无锁相环自同步与直流电压调节的双重需求,提出了直流电压控制型有功-频率环节,以匹配控制(matching control, MC)为主要代表^[23]。MC 已在风电机组背靠背变流器等场景中获得了广泛应用,一般网侧变流器采用 MC,而机侧变流器控制有功输出。然而,该策略对 DCDM-SESS 等单端变换器的适用性尚不清晰,仍需研究和验证。

事实上,完整的 MC 包含两部分:直流电压自同步控制与阻尼补偿控制。直流电压自同步控制利用电容与同步机转子的动力学相似性,设计直流电压控制器使得网侧变换器模拟同步机的有功-频率输出特性,实现无锁相环自同步与直流电压调节。直流电压控制器可以设计为比例控制器^[24]、比例积分控制器^[25]和超前滞后补偿器^[26]等。然而,直流电压自同步控制仅模拟了同步机转子方程的有功项,缺少了阻尼项,使得系统在受到干扰时容易产生振荡失稳现象。为此,国内外学者们提出了在背靠背变流器的不同通道上补偿阻尼的控制策略,分别为网侧变流器的输出电压通道^[23-25]、网侧变流器的输出相角通道^[26]和机侧变流器的有功功率通道^[27]。然而,这些控制方案本身及其对于 DCDM-SESS 的适用性均具有一定的局限性。

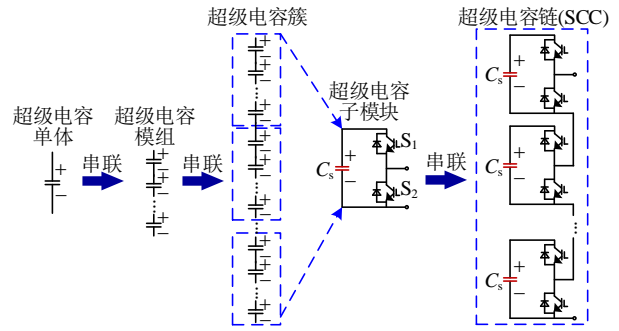
首先,DCDM-SESS 中超级电容的另一侧不存

在其他功率源，因此，在机侧变流器的有功通道上引入虚拟阻尼的方法不适用于该装备；其次，在网侧变流器的输出电压通道上补偿阻尼的方法借助电力系统稳定器(power system stabilizer, PSS)的思想，能够不借助机侧变流器而增加网侧变流器直流电压自同步控制回路中的阻尼，但该方法依赖于变流器有功功率的稳态工作点^[28]，当其等于零时所引入的阻尼项等于零。事实上，DCDM-SESS 仅进行惯量响应而长时间零有功功率并网，故稳态下该阻尼补偿策略失效。相较之下，基于相角通道的阻尼补偿方法既不依赖机侧变流器，也与稳态功率无关，其典型实现方案是采用带超前-滞后环节的直流电压自同步控制策略，其中，阻尼部分由滞后环节提供^[26]。但该方案中变流器输出频率与电网频率的传递函数至少为三阶，使得系统需在有功输出能力、响应速度、稳定性和抗噪性之间进行复杂权衡，从而增加了参数整定难度。

在电压支撑方面，构网型电力电子装置需具备 3~3.5 倍的无功电流过载能力以匹配传统同步机的暂态电流输出能力。然而，这并非取消限流环节，而是将电流限值从传统 1.1~1.2 倍额定电流提升至 3~3.5 倍额定电流。文献[29]对构网型控制中的限流方法进行了梳理和总结，分为电流参考值饱和限流型、开关级限流型、功率参考值限流型、虚拟阻抗限流型和电压限流型以及混合限流型等几类，分别在实现难度、限流速度和精度等方面取得了良好的效果。然而，上述限流策略均仅实现了电流这一单方面的限制。DCDM-SESS 中有功流和无功流分别由 MMC 直流母线处的超级电容和并网桥臂提供(见图 1)，因而具有有功和无功独立配置和调节能力。



(a) DCDM-SESS 的拓扑电路



(b) 超级电容成组方式示意图

图 1 DCDM-SESS 的拓扑电路与超级电容成组方式示意图

Fig. 1 Topology of the DCDM-SESS and schematic diagram of supercapacitor grouping modes

一般来说，考虑到超级电容的价格和装备的投资成本，DCDM-SESS 的有功容量低于其无功容量^[11]。另外，构网型电力电子装置需具备 3~3.5 倍无功电流过载能力的需求进一步拉大了 DCDM-SESS 有功容量与无功容量之间的差距。此时，仅单方面考虑电流限制不足以保证包括超级电容在内的所有硬件设备的安全，因此，需同时对电流和有功功率进行限制。然而，该领域的研究目前仍较为欠缺。

为了解决上述问题，本文提出基于超级电容能量自同步和反馈有功提升阻尼的改进型匹配控制策略与虚拟导纳控制下的电流和功率双重限制技术。所提出的改进型匹配控制策略能够以简单的控制环路和较少的控制参数实现 DCDM-SESS 全功率范围内的无锁相电网自同步与功率振荡抑制、自发惯量响应以及超级电容电压的自主管理；所提出的虚拟导纳控制下的电流和功率双重限制技术在 DCDM-SESS 有功和无功容量差异化设计情况下可同时防止功率器件过流和超级电容过倍率；最后，通过对比性仿真结果和硬件在环实验验证所提方法的可行性和有效性。

1 拓扑结构与数学模型

1.1 拓扑结构

DCDM-SESS 的主电路拓扑如图 1(a)所示。该电路主要包含两部分：1) MMC 部分，其子模块的直流侧配置薄膜电容(film capacitor, FC)，且采用全桥等具有负电平输出能力的拓扑结构；2) 接在 MMC 直流母线处的超级电容部分，其构造过程如图 1(b)所示，具体为：

- 1) 将若干个超级电容单体级联，形成超级电容模组；

2) 将若干个超级电容模组级联, 形成最高电压达到 1kV 左右的超级电容簇, 并将超级电容簇接入半桥子模块的直流侧, 形成超级电容链子模块;

3) 将 l 个超级电容链子模块级联形成超级电容链 (supercapacitor chain, SCC);

4) 最后, 再将 k 个超级电容链经平波电抗器并联形成大功率超级电容阵列。

图 1 中, SCC_g-SM_h 表示超级电容阵列中第 g ($g=1, 2, \dots, k$) 个超级电容链的第 h 个 ($h=1, 2, \dots, l$) 超级电容链子模块。

该电路拓扑有如下优势:

1) 无功功率和有功功率分别由 MCC 部分和直流侧的超级电容阵列产生, 有功和无功的产生媒介相互独立。一方面, 有功无功容量解耦, 互不影响, 可由实际需求和成本等限制条件独立设置; 另一方面, 在进行无功响应时, 稳态下直流侧的超级电容基本上不受影响, 减少了超级电容的循环次数, 有利于保护超级电容的使用寿命。

2) MMC 部分的子模块采用全桥等具有负电平输出能力的结构时, 直流母线电压与交流侧电网电压的幅值相互解耦, 超级电容的充放电范围宽, 能量利用率高, 惯量响应能力强。

综上, DCDM-SESS 能够实现超级电容能量的高效转换、利用及安全可靠运行, 是一种具有良好应用前景的电网支撑装备。

1.2 超级电容部分的数学模型

假设各超级电容簇电压具有一致性且超级电容链间无环流, 令 m_{gh} 表示 SCC_g-SM_h 功率器件 S_1 的占空比 (即 S_1 导通时, $m_{gh}=1$; S_1 关断时, $m_{gh}=0$ 。 S_1 与 S_2 互补导通), 可得:

$$\begin{cases} u_{dc} = \sum_{h=1}^l u_{ogh} = \sum_{h=1}^l m_{gh} u_{sgh} \\ i_{sgh} = m_{gh} \frac{i_{dc}}{k} \\ C_{sc} \frac{du_{sgh}}{dt} = -i_{sgh} \end{cases}, h=1, 2, \dots, l, g=1, 2, \dots, k \quad (1)$$

式中: u_{ogh} 为 SCC_g-SM_h 的交流端口电压; u_{sgh} 、 i_{sgh} 分别为 SCC_g-SM_h 中超级电容簇的电压和电流; C_{sc} 表示超级电容簇的容值。

由式(1), 进一步从超级电容阵列总能量与直流母线输出功率的角度可推导出:

$$\frac{dw_{sc}}{dt} = -i_{dc} u_{dc} \quad (2)$$

式中 w_{sc} 为超级电容阵列所储存的总能量, 且满足 $w_{sc} = klC_{sc}u_{sgh}^2/2$ 。

忽略 MMC 部分的损耗, 可得超级电容阵列总能量与有功功率 p 的关系为

$$\frac{dw_{sc}}{dt} = -p \quad (3)$$

同步机的惯性时间常数 T_{sg} 通常被定义为

$$T_{sg} = \frac{2W_{sgn}}{P_{sgn}} = \frac{J_{sg} \omega_n^2}{P_{sgn}} \quad (4)$$

式中: W_{sgn} 为同步机转子储存动能的额定值; P_{sgn} 为同步机的额定功率; ω_n 为同步机基频角频率的额定值; J_{sg} 为同步机的转动惯量。

忽略阻尼效应时, 同步机的转子运动方程可表示为

$$T_{sg} \frac{d\omega_g}{\omega_n dt} = \frac{1}{P_{sgn}} (p_m - p_{sg}) \quad (5)$$

式中: ω_g 为同步机角频率的实际值; p_m 、 p_{sg} 分别为同步机的输入机械功率和输出电磁功率。

类比同步机可以定义 DCDM-SESS 超级电容的惯性时间常数 T_{sc} , 其表达式为

$$T_{sc} = \frac{2W_{scn}}{P_n} = \frac{klC_{sc}U_{sghn}^2}{P_n} \quad (6)$$

式中: W_{scn} 为超级电容阵列总能量的额定值; U_{sghn} 为超级电容簇的额定电压 (即 u_{sgh} 的额定值); P_n 为 DCDM-SESS 的额定有功功率。

将式(6)代入式(3)可得:

$$\frac{T_{sc}}{2} \frac{dw_{sc}}{W_{scn} dt} = -\frac{p}{P_n} \quad (7)$$

对比式(5)、(7)可知, 超级电容阵列总能量的动态与其发出/吸收的有功功率相关, 该功率特性与同步调相机 (即 $p_m=0$) 类似。

2 DCDM-SESS 的改进型构网控制策略

2.1 改进型匹配控制策略

2.1.1 超级电容能量自同步控制

基于匹配控制的思想, 若使得 DCDM-SESS 模拟同步机运行, 可将超级电容能量直接类比于同步机的转子角频率, 如图 2 所示, 即构建如下关系:

$$\frac{w_{sc} - W_{scn}}{2W_{scn}} = k_s \frac{\omega_1 - \omega_n}{\omega_n} \quad (8)$$

式中 k_s 为常数。

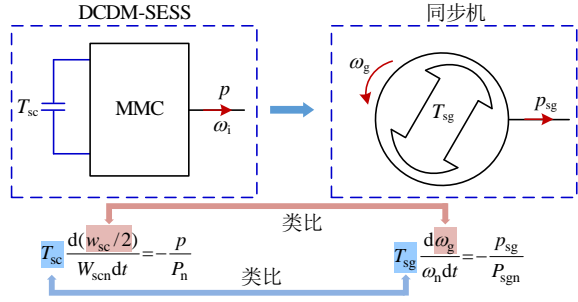


图 2 DCDM-SESS 模拟同步机的示意图
Fig. 2 Schematic diagram of the DCDM-SES to mimic a synchronous generator

假设电网阻抗呈感性，则有功功率 p 的小信号模型^[23]为

$$\Delta p = \frac{3U_{gm0}U_{m0}}{2X_g} \Delta\delta = \frac{3U_{gm0}U_{m0}}{2X_g} \frac{1}{s} (\Delta\omega_1 - \Delta\omega_g) \quad (9)$$

式中： U_{gm0} 、 U_{m0} 分别为电网和并网点相电压幅值的稳态值； X_g 为电网线路阻抗，且 $X_g = \omega_g L_g$ 。

联立式(7)—(9)可知，上述控制策略可使 DCDM-SESS 建立起与同步机类似的无锁相环自同步特性与自发惯量响应特性，并实现超级电容能量的管控，如图 3 所示。

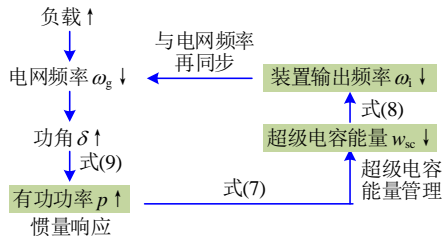


图 3 DCDM-SESS 的电网自同步与自发惯量响应过程
Fig. 3 Grid self-synchronization and spontaneous inertia response process of the DCDM-SESS

图 3 以负载突增为例进行说明。由负载突增引起电网频率 ω_g 降低，进而导致 DCDM-SESS 与电网之间的功角 δ 拉大，由式(9)可知，DCDM-SESS 的有功功率输出将增加，即自发实现了惯量响应；由式(7)可知，有功的增加将导致超级电容释能(即 w_{sc} 降低)，此时可基于电网频率的有界性合理设置 k_s 的值实现超级电容能量释放边界的管理(如 2.1.3 节分析)；再由式(8)可知，装置所输出的频率 ω_1 将下降，直到与电网频率 ω_g 再次达到同步。

将式(8)代入式(7)，可得：

$$k_s T_{sc} \frac{d\omega_1}{\omega_n dt} = -\frac{p}{P_n} \quad (10)$$

由式(10)可知， k_s 代表了超级电容物理惯量时

间常数 T_{sc} 的伸缩系数，通过调整 k_s 能够灵活设置虚拟惯量的大小。

然而，上述特性仅模拟了同步机转子摇摆方程的有功功率项，没有考虑阻尼项。当系统欠阻尼时，可能造成系统低频振荡甚至发散失稳。因此，需要进一步研究阻尼补偿控制策略。

2.1.2 阻尼补偿控制

如上文所述，现有文献中的阻尼补偿方案本身及其对于 DCDM-SESS 的适用性均具有一定的局限性。为此，本文将提出一种不依赖于装备的有功功率稳态工作点的简易阻尼补偿方法。具体操作是将并网点有功功率 p 直接引入到超级电容能量自同步控制环节中，即将式(8)修正为

$$\frac{w_{sc} - W_{scn}}{2W_{scn}} - k_s \frac{\omega_1 - \omega_n}{\omega_n} = \underbrace{\frac{D}{P_n T_{sc}}}_{\text{阻尼项}} p \quad (11)$$

由式(11)可知，所设计的阻尼项与有功功率的稳态工作点无关，更符合 DCDM-SESS 的并网特性。

将式(11)代入式(7)并进行小信号处理，可得：

$$k_s T_{sc} \frac{d\Delta\omega_1}{\omega_n dt} = -\frac{\Delta p}{P_n} - \frac{D\Delta p}{P_n dt} \quad (12)$$

由式(12)可建立 $\Delta\omega_1$ 与 Δp 之间的关系，为

$$\Delta\omega_1 = -\frac{(1 + Ds)\omega_n}{k_s T_{sc} P_n s} \Delta p \quad (13)$$

由此可得所提超级电容能量自同步控制与阻尼补偿策略的小信号框图，如图 4 所示。

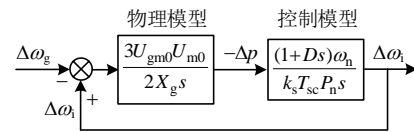


图 4 所提同步与阻尼补偿控制策略的小信号框图
Fig. 4 Small-signal block diagram of the proposed synchronization and damping compensation strategies

由图 4 可计算 $\Delta\omega_1$ 与 $\Delta\omega_g$ 之间的闭环传递函数 $G_s(s)$ ，为

$$G_s(s) = \frac{\Delta\omega_1}{\Delta\omega_g} = \frac{DKs + K}{s^2 + DKs + K} \quad (14)$$

其中：

$$K = \frac{3U_{gm0}U_{m0}\omega_n}{2X_g k_s T_{sc} P_n} \quad (15)$$

式(15)表明，所提出的改进型匹配控制策略使变流器输出频率与电网频率之间的传递函数呈现

典型二阶系统特性,故可采用经典二阶系统参数整定方法进行控制器设计,有效降低了控制参数的设计难度。

2.1.3 控制特性分析

由式(14),可将 $\Delta\omega_i$ 与 $\Delta\omega_g$ 之间的误差传递函数 $E_s(s)$ 写成:

$$E_s(s) = 1 - G_s(s) = \frac{s^2}{s^2 + DKs + K} \quad (16)$$

当电网频率 ω_g 阶跃下降时,有 $\omega_g(s) = -1/s$ 。所提控制策略的稳态误差结果可由拉普拉斯终值定理得到,即:

$$E_s(\infty) = \lim_{s \rightarrow 0} sE_s(s) \frac{-1}{s} = 0 \quad (17)$$

可以看出,稳态时装置的输出频率能够无静差的跟踪电网频率,即与电网完成了无锁相环自同步。

进一步地,DCDM-SESS的有功功率关于电网频率的传递函数可推导为

$$\frac{\Delta p(s)}{\Delta\omega_g(s)} = \frac{-(DKk_s T_{sc} P_n s^2 + Kk_s T_{sc} P_n s)}{D\omega_n s^3 + \omega_n(1 + D^2K)s^2 + 2DK\omega_n s + K\omega_n} \quad (18)$$

当电网频率 ω_g 阶跃下降时,有功功率的稳态值 $p(\infty)$ 为

$$\Delta p(\infty) = \lim_{s \rightarrow 0} s\Delta p(s) \frac{-1}{s} = 0 \quad (19)$$

由式(19)可知,当惯量响应结束后,DCDM-SESS不再对外输出有功,即不再参与电力系统的一次调频过程,能够自动避免超级电容过充/过放。因此,稳态情况下,式(11)将退化为式(7)。

另外,超级电容能量与电网频率的传递函数为

$$\frac{\Delta w_{sc}(s)}{\Delta\omega_g(s)} = \frac{\Delta w_{sc}(s)}{\Delta\omega_i(s)} \frac{\Delta\omega_i(s)}{\Delta\omega_g(s)} = \frac{2k_s W_{tsn}}{(1 + Ds)\omega_n} \frac{DKs + K}{s^2 + DKs + K} \quad (20)$$

当电网频率 ω_g 阶跃下降 $0.01\omega_n$ 时,超级电容能量的稳态值 $w_{sc}(\infty)$ 为

$$\Delta w_{sc}(\infty) = \lim_{s \rightarrow 0} s\Delta w_{sc}(s) \frac{-0.01\omega_n}{s} = -0.02k_s W_{scn} \quad (21)$$

式(21)表明,电网频率变化1%时超级电容存储的能量变化 $2k_s\%$ 。理论上超级电容可以释放能量至零电压,但一般需要考虑一定的裕度^[9]。当超级电容电压从其额定值放电到额定值的1/2时,已经释放了75%的能量。因此,为了兼顾能量利用率和安

全裕度,超级电容的最小电压可设置为其额定值的一半。

在国际主流的电网频率标准中,通常对最大频率偏差有强制性要求,典型值为 $\pm 0.5 \text{ Hz}$ ^[2,4]。不失一般性,定义电网允许的最大频率偏差为 ω_m ,则由式(7)可确定 k_s 的取值为

$$k_s = \frac{1}{2} \left| \frac{w_{sc} - W_{scn}}{W_{scn}} \right|_{\max} \left| \frac{\omega_n}{\omega_g - \omega_n} \right|_{\max} = 0.375 \frac{\omega_n}{\omega_m} \quad (22)$$

将式(22)代回式(7),有:

$$w_{sc} = (0.75 \frac{\omega_g - \omega_n}{\omega_m} + 1) W_{scn} \quad (23)$$

从式(23)可得以下结论:

1) 当电网频率 ω_g 下降至 $\omega_n - \omega_m$ 时,可计算得到 $w_{sc} = 0.25W_{scn}$ 。此,时超级电容簇的电压由额定值 U_{sghn} 下降到 $0.5U_{sghn}$ 。

2) 当电网频率 ω_g 上升至 $\omega_n + \omega_m$ 时,可计算得到 $w_{sc} = 1.75W_{scn}$ 。此时超级电容簇的电压由额定值 U_{sghn} 上升到 $1.32U_{sghn}$ 。

因此,当电网频率在区间 $[\omega_n - \omega_m, \omega_n + \omega_m]$ 内波动时,超级电容的能量则分布在区间 $[0.25W_{scn}, 1.75W_{scn}]$ 内,同时,超级电容簇的电压分布在区间 $[0.5U_{sghn}, 1.32U_{sghn}]$ 内,实现了超级电容能量与电压的自主管控。

综上所述,所提出的基于超级电容能量自同步与反馈有功提升阻尼的改进匹配控制,以简单易实现的控制结构实现了DCDM-SESS无锁相环电网自同步与全功率范围内振荡抑制、自发惯量响应与超级电容能量(电压)自主管理的有机结合,实现了DCDM-SESS构网和硬件安全的相兼顾与相统一。

2.2 电流和功率双重限制技术

为了保证变换器和储能介质的安全,需要满足以下条件:

$$\begin{cases} \sqrt{i_d^2 + i_q^2} \leq I_{lim} \\ p \leq P_n \\ q \leq Q_n \end{cases} \quad (24)$$

式中: Q_n 为变换器的额定无功功率; I_{lim} 为并网电流的限幅值; i_{dq} 为并网电流的 dq 轴分量。

传统的限流策略以并网电流的幅值为控制对象,典型的如环形限幅器(属于虚拟阻抗限流型)^[30]。该控制下的电流轨迹如图5中的黑色虚线所示。图5中, I_{lim} 的计算表达式为

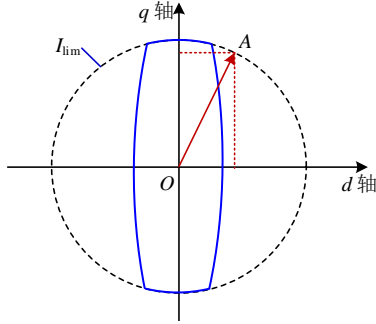


图5 电流限制示意图

Fig. 5 Schematic illustration of current limitation

$$I_{\text{lim}} = \max\left(\frac{\lambda_p P_n}{1.5U_{\text{gmn}}}, \frac{\lambda_q Q_n}{1.5U_{\text{gmn}}}\right) \quad (25)$$

式中： U_{gmn} 为电网相电压幅值的额定值； λ_p 、 λ_q 为变换器的过流系数。

传统的跟网型控制下， λ_p 与 λ_q 相等且一般设置为1.1~1.2左右；而采用构网型控制的变换器一般需提供类似同步机的过流能力以更好地支撑电网电压，此时 λ_q 要提升到3~3.5^[17]。该情况下， i_d 和 i_q 会收缩至图5中蓝色曲线所包围的区域内。假设三相电流所形成的矢量分布在图5所示的A点，此时保证了并网电流的幅值不大于 I_{lim} ，但显然该点依然超出了蓝色曲线所包围的区域，导致超级电容过倍率。因此，不仅需要限制DCDM-SESS并网电流的幅值以防止MMC子模块的IGBT模组过流，还需对其有功进行限制以防止超级电容过倍率。为此，本文提出一种电流和功率双重限制技术。

虚拟阻抗通常被嵌入在构网型控制中用来改善电网的阻抗特性，提升变换器对电网宽短路比的控制鲁棒性，并在电网故障期间维持变流器的电压源并网特性^[19-20]，具体实现方式为

$$\begin{cases} i_{d,c} = \frac{u_{vd} - u_d + \omega_1 L_v i_{q,r}}{sL_v + R_v} \\ i_{q,c} = \frac{u_{vq} - u_q - \omega_1 L_v i_{d,r}}{sL_v + R_v} \end{cases} \quad (26)$$

式中： L_v 、 R_v 分别为虚拟电感和虚拟电阻； u_{vdq} 为三相虚拟内电势的dq轴分量，且 u_{vq} 一般设置为零以将 u_{vd} 固定在d轴上； $i_{dq,c}$ 表示 i_{dq} 的指令值。

得到 i_{dq} 的指令值 $i_{dq,c}$ 后，可计算电流限制因子 γ_i 和有功功率限制因子 γ_p ，分别为

$$\begin{cases} \gamma_i = \max\left(1, \frac{\sqrt{i_{d,c}^2 + i_{q,c}^2}}{I_{\text{lim}}}\right) \\ \gamma_p = \max\left(1, \frac{P_i}{P_n}\right) \end{cases} \quad (27)$$

式中 p_i 为限流后并网点的虚拟有功功率，计算表达式为

$$p_i = 1.5(u_d \frac{i_{d,c}}{\gamma_i} + u_q \frac{i_{q,c}}{\gamma_i}) \quad (28)$$

然后，可通过实时调整虚拟阻抗的大小来重塑并网电流的参考值，最终达到同时限制电流和功率的目的，具体控制律为

$$\begin{cases} i_{d,r} = \frac{u_{vd} - u_d + \gamma_i \gamma_p \omega_1 L_v i_{q,r}}{\gamma_i \gamma_p (sL_v + R_v)} \\ i_{q,r} = \frac{u_{vq} - u_q - \gamma_i \gamma_p \omega_1 L_v i_{d,r}}{\gamma_i \gamma_p (sL_v + R_v)} \end{cases} \quad (29)$$

式中 $i_{dq,r}$ 为 i_{dq} 的最终参考值。

联立式(26)—(29)可知，过流和过功率前后虚拟阻抗的值分别为

$$L(R)_v = \begin{cases} \frac{\sqrt{i_{d,c}^2 + i_{q,c}^2}}{I_{\text{lim}}} (R)_v, & \sqrt{i_{d,c}^2 + i_{q,c}^2} > I_{\text{lim}} \text{ 且 } p_i < P_n \\ \frac{\sqrt{i_{d,c}^2 + i_{q,c}^2}}{I_{\text{lim}}} \frac{p_i}{P_n} (R)_v, & \sqrt{i_{d,c}^2 + i_{q,c}^2} > I_{\text{lim}} \text{ 且 } p_i > P_n \\ L(R)_v, & \sqrt{i_{d,c}^2 + i_{q,c}^2} < I_{\text{lim}} \text{ 或 } p_i < P_n \end{cases} \quad (30)$$

显然，当电流的指令值超过电流限幅值 I_{lim} 时，将等比例的缩小 $i_{dq,c}$ 使得 $\sqrt{i_d^2 + i_q^2} = I_{\text{lim}}$ ；当并网点的有功功率超过其额定值时，同样等比例缩小 $i_{dq,c}$ 使得 $p_i = P_n$ 。因此，所提电流与功率双重限制技术通过实时调节虚拟阻抗来修正并网电流参考值，在保持虚拟阻抗控制特性的同时，有效避免了IGBT模块过流和超级电容过倍率，弥补了传统电流限制策略无法限制功率的不足。

2.3 总体控制架构

图6为所提出的DCDM-SESS构网控制技术的总体框图，包括基于超级电容能量自同步与反馈有功补偿阻尼的改进型匹配控制、虚拟阻抗与电流和功率双重限制技术、电流内环及MMC中的桥臂电压合成环节和调制环节等。控制中所有坐标变换的角度均为所提同步环节的输出角频率 ω_1 的积分 θ_1 。

在采用所提出的构网控制技术后，超级电容阵列的子模块可采用MMC中经典的调制与电压均衡控制策略^[31]，例如：

1) 采用恒占空比下的载波移相调制策略，此时可基于超级电容簇电压偏差微调各半桥子模块

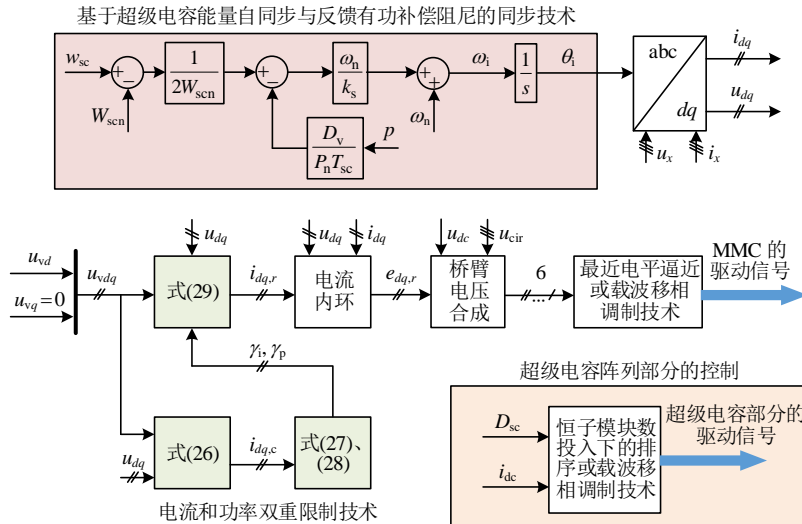


图6 所提出的DCDM-SESS构网控制技术的总体框图

Fig. 6 Overall control block diagram of the proposed grid-forming for the DCDM-SESS

的占空比来均衡超级电容簇间的电压。图6中, D_{sc} 表示上述恒占空比, $D_{sc} \in (0, 1)$ 。

2) 采用恒子模块数投入的调制策略与基于超级电容簇电压排序的电压均衡控制策略。此时, 每个超级电容链所投入的子模块数等于 $D_{sc}l$ 。

3 仿真分析

为了验证所提策略的有效性和可行性, 在PSCAD/EMTDC平台上搭建了图1所示的拓扑电路与图6所示的控制结构。DCDM-SESS的关键电路参数在附录A中给出。在控制上, 虚拟电感 L_v 和虚拟电阻 R_v 分别取0.25和0.05 pu, 虚拟惯性时间常数 k_s 和虚拟阻尼 D 分别取37.5和10。下文仿真结果均采用标幺制, 各电气量的基准值取其额定值。

3.1 不同同步与阻尼补偿控制策略的仿真验证

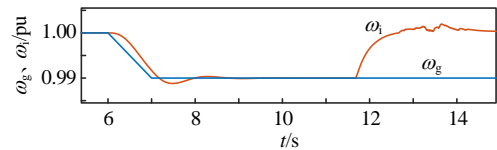
首先, 通过不同同步与阻尼补偿控制策略的对比仿真来说明所提控制技术的有效性与先进性。分别设置如下仿真案例:

- 1) 案例1: 采用VSG控制策略;
- 2) 案例2: 采用超级电容能量自同步与调整交流输出电压幅值补偿阻尼的控制策略;
- 3) 案例3: 超级电容能量自同步与反馈有功补偿阻尼的控制策略。

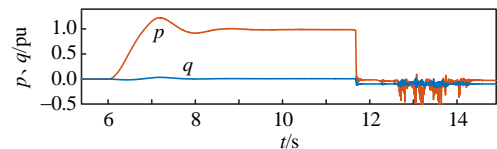
3.1.1 案例1的仿真结果

图7为案例1的仿真结果。由图可知, 当电网频率斜坡下降至0.99 pu时, DCDM-SESS可以输出一定的有功功率实现惯量响应。然而, 在12s左右, 超级电容的能量和电压均下降至零, 导致系统失稳。这是因为VSG控制策略仅以有功功率为控制

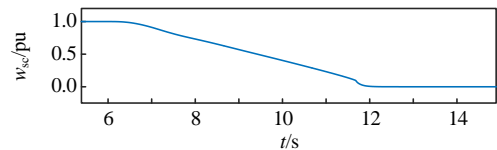
对象且其内含了一次调频功能, 这与超级电容能量低的特点相违背, 最终导致了超级电容的能量失控、过流与系统的失稳。



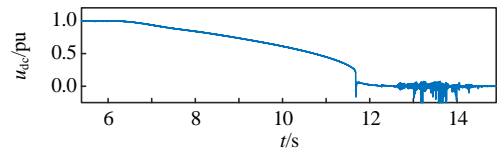
(a) 电网频率和变换器频率



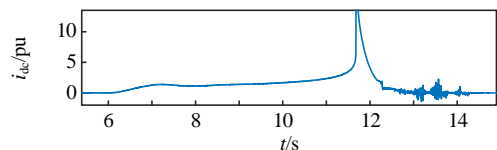
(b) 有功功率和无功功率



(c) 超级电容簇能量



(d) 直流母线电压



(e) 直流母线电流

图7 案例1的仿真结果

Fig. 7 Simulation results of case 1

3.1.2 案例 2 的仿真结果

图 8 为案例 2 的仿真结果。当电网频率斜坡下降至 0.99 pu 时,DCDM-SESS 同时可以输出一定的有功功率实现惯量响应。在惯量响应结束后,DCDM-SESS 停止输出有功,超级电容的能量和电压分别稳定在 0.25 和 0.5 pu,与理论分析结果一致,说明超级电容能量自同步控制策略的有效性。然而,在新的稳态下,DCDM-SESS 所输出的有功功率和频率均出现低频振荡现象,主要是因为调整交流输出电压幅值补偿同步环节阻尼的方法依赖于有功功率水平,而在低或者零有功输出该阻尼很小。

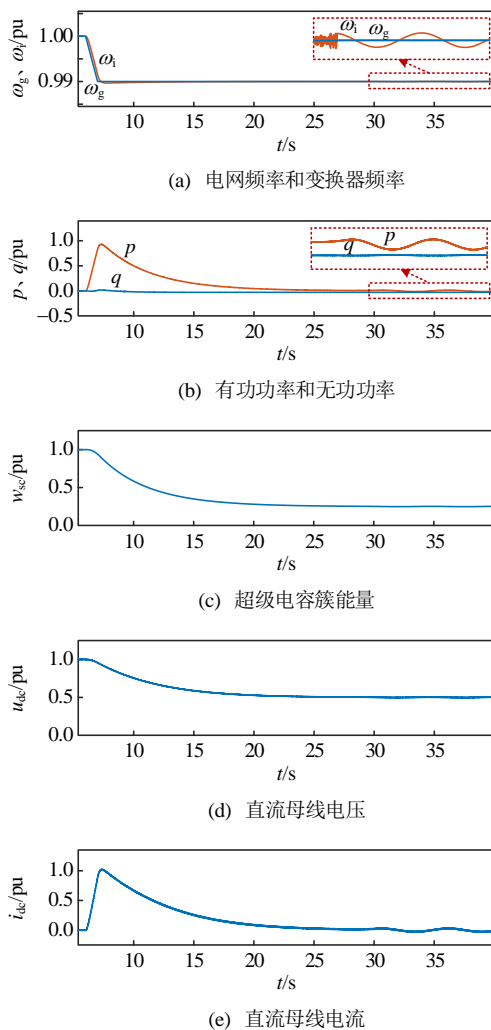


图 8 案例 2 的仿真结果

Fig. 8 Simulation results of case 2

3.1.3 案例 3 的仿真结果

图 9 为案例 3 的仿真结果。由图可知,当电网频率斜坡上升至 1.01 pu 时,DCDM-SESS 可以吸收一定的有功功率实现惯量响应。虚拟惯量系数 T_{sc} 取 37.5 和 18.75 时装置输出的频率均可以与电网频率保持同步。稳态下, $T_{sc}=37.5$ 和 $T_{sc}=18.75$ 时超

级电容的能量分别稳定在 1.75 和 1.375 pu、超级电容的电压分别稳定在 1.36 和 1.17 pu、装置的有功功率均为零,与 2.1.3 节的理论分析结果一致,说明采用所提控制策略后,不同 T_{sc} 取值下 DCDM-SESS 均仅在惯量响应的时尺度内起作用;暂态下, $T_{sc}=37.5$ 和 $T_{sc}=18.75$ 时有功功率的峰值分别为 -1 pu 和 -0.68 pu。因此, T_{sc} 实际上影响了惯量响应过程中有功功率的输出特性与惯量响应结束后超级电容能量和电压的稳态值,故可通过 T_{sc} 灵活调整装置的惯量响应能力而不影响同步稳定性。

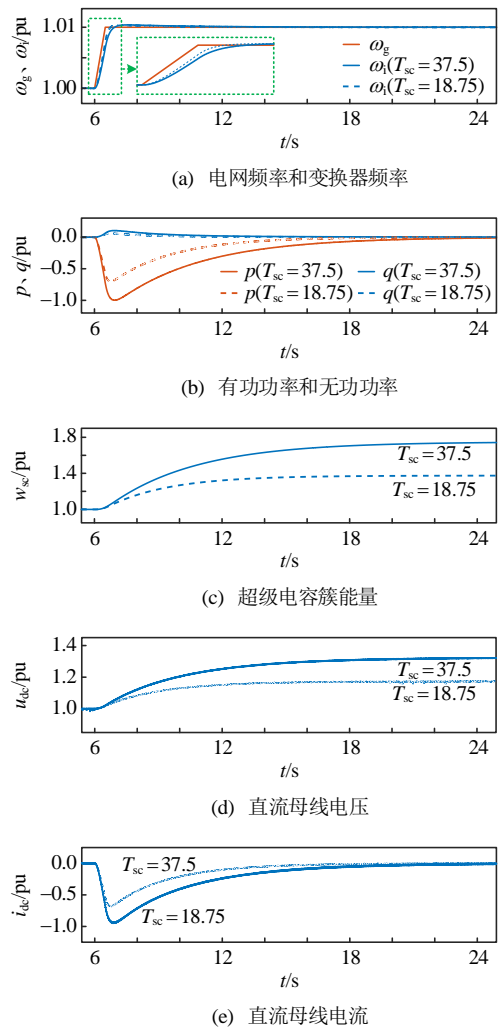


图 9 案例 3 的仿真结果

Fig. 9 Simulation results of case 3

3.2 所提改进型匹配控制策略对电网宽短路比适应性的仿真验证

图 10 为 DCDM-SESS 采用所提控制策略在不同电网短路比(short circuit ratio, SCR)下的仿真结果。由图可知,DCDM-SESS 采用所提控制策略在不同电网 SCR 下均可稳定的进行惯量响应,电网 SCR 对惯量响应过程中的无功功率特性影响较大,

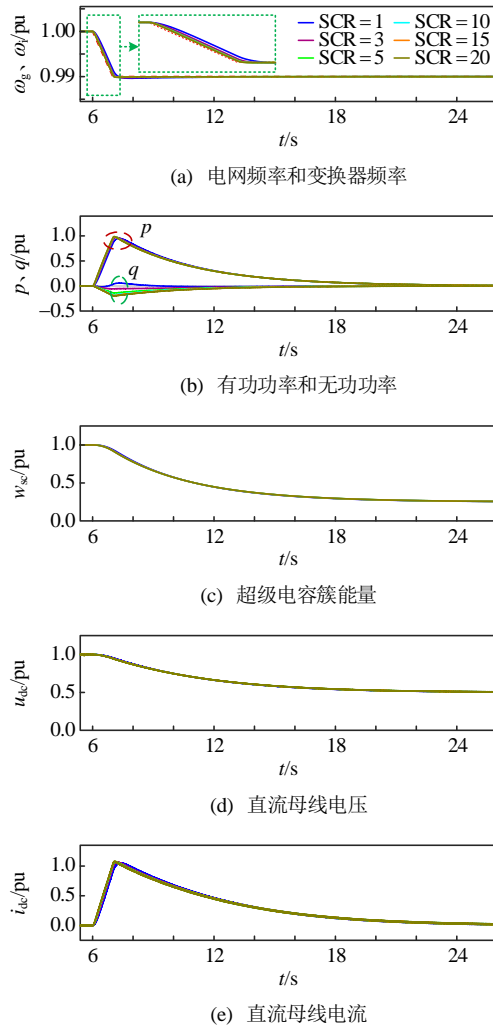


图 10 所提同步策略在不同 SCR 下的仿真结果

Fig. 10 Simulation results of the proposed synchronization control strategy with different SCRs

而对有功功率特性的影响较小。该仿真结果说明所提策略在电网的宽短路比工况下具有良好的控制鲁棒性。

3.3 所提电流和功率双重限制策略的仿真验证

3.3.1 电网频率变化方面

首先，在不同频率变化率(rate of change of frequency, ROCOF)下的惯量响应方面对比传统电流限制策略与所提电流和功率双重限制策略的控制性能。仿真结果分别如图 11、12 所示，两者均采用了所提出的改进型匹配控制策略。由图可知，ROCOF 越大则有功功率的最大输出越大。在传统的电流限制下，ROCOF 大于 0.5 Hz/s 时超级电容的最大有功输出逐渐大于 1 pu，导致超级电容过倍率。而在所提出的电流和功率双重限制策略下，ROCOF 大于 0.5 Hz/s 时超级电容的最大有功输出和电流被严格限制在 1 pu 的范围内，超级电容的过倍率现象

得到有效的抑制，有效的保证了超级电容的安全。另外，由图 12 可知，不同的 ROCOF 下超级电容能量和电压稳态值均相同。因此，所提电流和功率双重限制策略能够在不影响同步效果与超级电容能量和电压稳态分布的基础上实现超级电容的功率限制和并网电流限制。

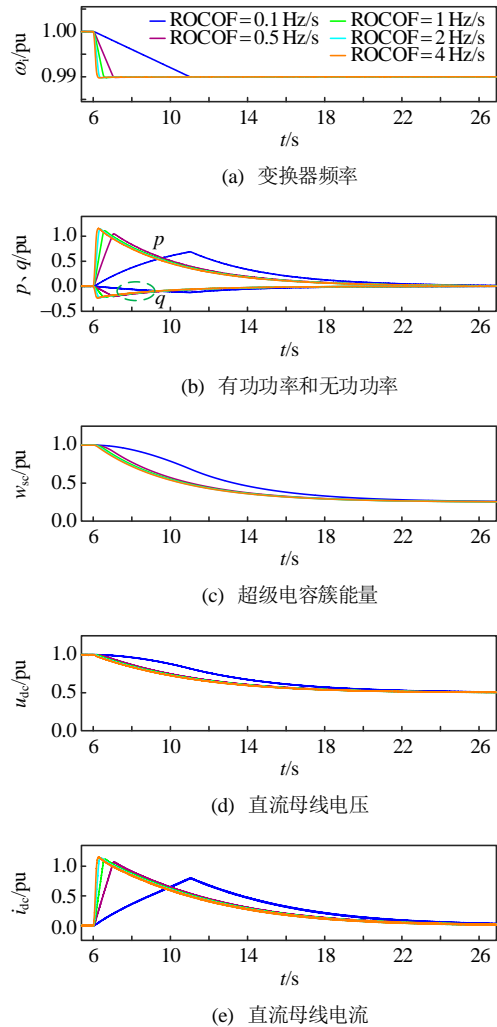


图 11 不同 ROCOF 下传统限流策略的仿真结果

Fig. 11 Simulation results of the conventional current limitation strategy with different ROCOFs

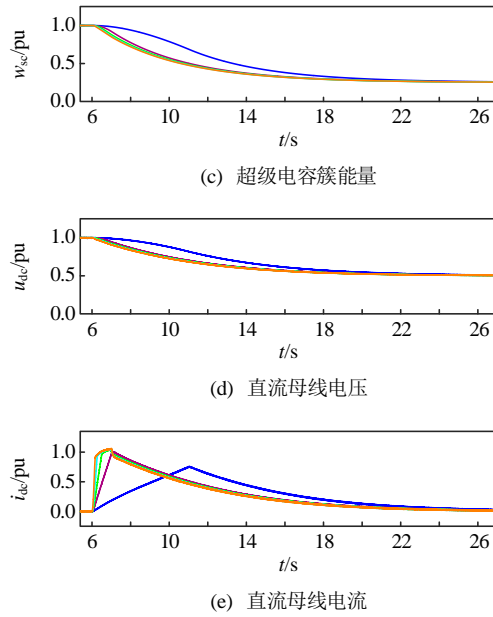


图 12 不同 ROCOF 下所提电流和功率双重限制策略的仿真结果

Fig. 12 Simulation results of the proposed current and power dual-limitation strategy with different ROCOFs

3.3.2 电网故障方面

首先,故障点设置在 PCC 处的仿真结果分别如图 13、14 所示。该仿真中假设了 DCDM-SESS 具有 3.5 倍的无功电流输出能力。由图 13、14 可知, PCC 处发生零电压故障时, DCDM-SESS 均稳定的

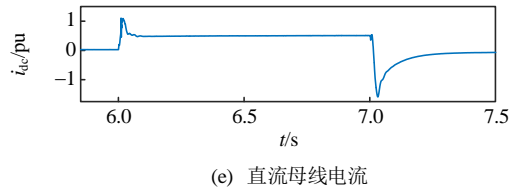
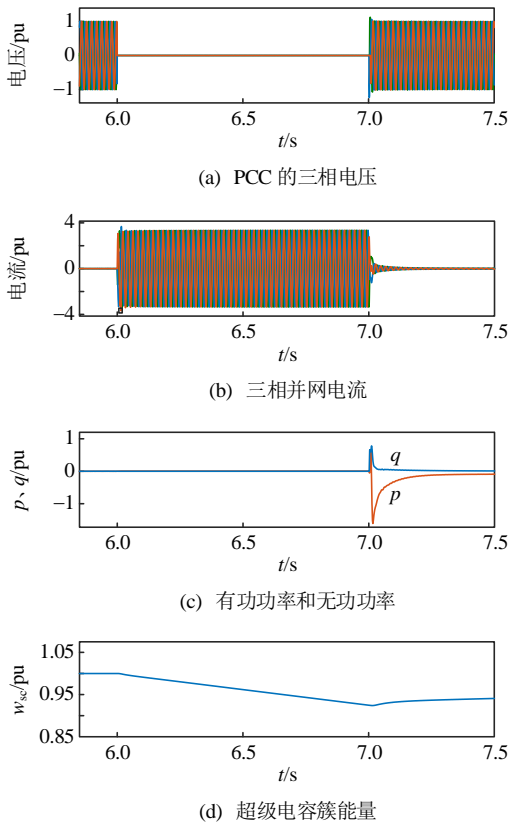


图 13 PCC 零电压故障下传统限流策略的仿真结果
Fig. 13 Simulation results of the conventional current limitation strategy with PCC zero voltage faults

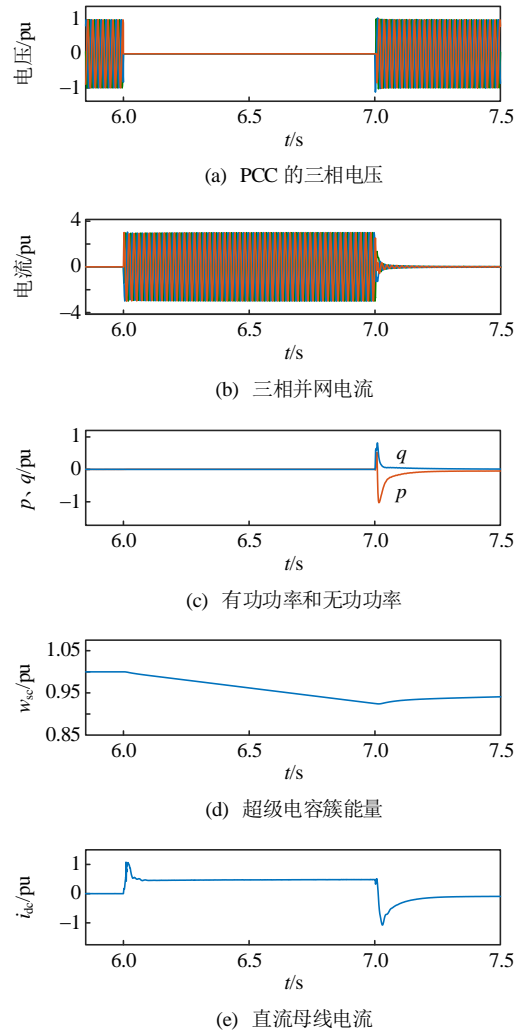


图 14 PCC 零电压故障下所提电流和功率双重限制策略的仿真结果

Fig. 14 Simulation results of the proposed current and power dual-limitation strategy with PCC zero voltage faults

输出了 3.5 倍无功电流,但由于此时电压为零,因此,故障稳态下无功功率和有功功率均为零。

然而,如图 13 所示, PCC 零电压故障的恢复过程中,采用传统限流策略时有功功率和直流母线电流均出现了较大的波动,导致超级电容严重过倍率。这是因为传统的限流策略仅能保证并网电流的幅值低于限幅值 I_{lim} ,且该值是有功电流幅值的 8.75

倍(由附表 A1 可知,有功和无功容量分别为 20 MW 和 50 Mvar,故无功电流额定值是有功电流额定值的 2.5 倍,再考虑 3.5 倍过载能力后可知限幅值 I_{lim} 是有功电流幅值的 8.75 倍),故瞬态过程中由于功角的摇摆和功率间的耦合作用极易导致超级电容过倍率运行。然而,如图 14 所示,采用所提出的电流和功率双重限制策略后,电网故障恢复过程中 DCDM-SESS 的有功功率和超级电容的电流得到有效的限制,避免了超级电容的过倍率。

进一步将故障点设置在距离单机无穷大电源 3/4 电网阻抗处(即故障点与 PCC 之间的阻抗为电网总阻抗的 1/4),观测无功功率响应情况,仿真结果如图 15 所示。结果表明,该故障下,DCDM-SESS 可稳定输出 3.5 倍短路电流,提供 0.65 pu 无功功率,同时有效抑制了有功功率和超级电容电流的尖峰,

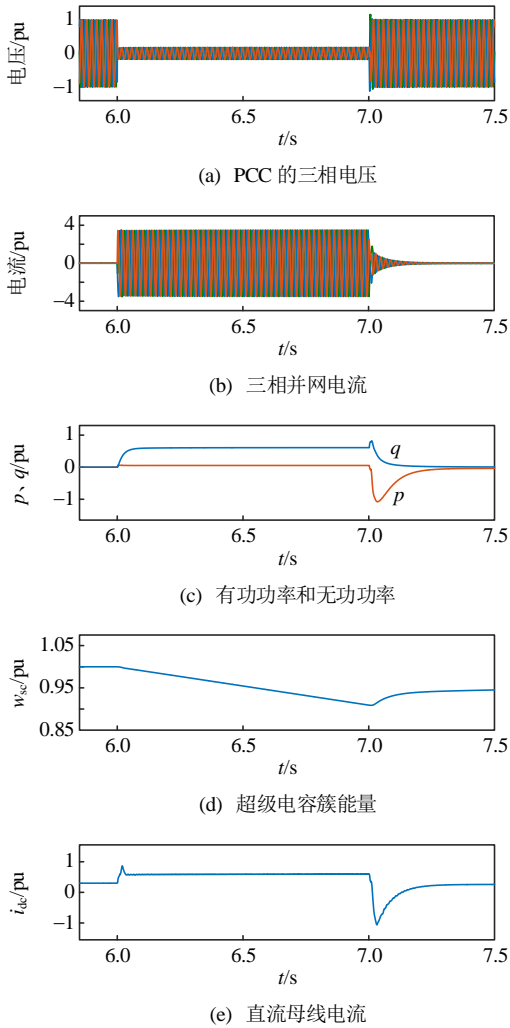


图 15 故障点设置在距离单机无穷大电源 3/4 电网阻抗处的仿真结果

Fig. 15 Simulation results with fault point set at 3/4 grid impedance from a single infinite power supply

并将 PCC 电压提升至 0.2 pu。在故障发生及恢复过程中,系统未出现明显振荡、过流或过压现象,验证了所提控制策略能够在保证设备安全的情况下增强电网电压的稳定性。

4 硬件在环实验验证

为了进一步验证所提策略的有效性,搭建了图 16 所示的硬件在环实验系统。其中,图 1 所示的开关电路搭建在实时仿真器 RT-LAB 中,图 6 所示的控制环节在基于 TMS320C28335 DSP 的 RTU-BOX 控制器实现,RT-LAB 与 RTU-BOX 之间通过 DB37 总线连接。RT-LAB 中仿真步长为 20 μ s,RTU-BOX 控制器的采样周期为 50 μ s。超级电容模块采用 Simulink 中的双电层电容器通用模型。

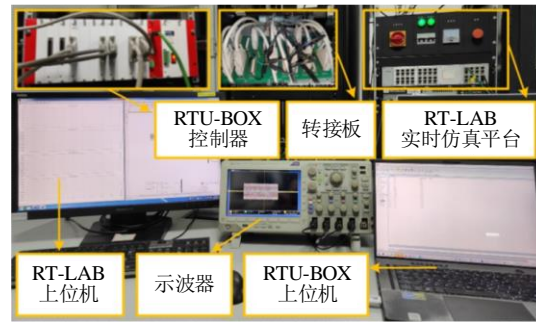


图 16 RT-LAB&RTU-BOX 硬件在环实验平台

Fig. 16 RT-LAB&RTU-BOX HIL experiment platform

受限于 RTLAB 和 RTU-BOX 的硬件性能及接口条件,在硬件在环实验中对 MMC 和超级电容阵列的子模块数量进行了缩减,其他关键参数(MMC 子模块电容值、桥臂电抗等)均依据典型设计方法重新选型。DCDM-SESS 硬件在环实验的关键电路参数详见附表 B1。

电网频率跌落和电网故障时的硬件在环实验结果分别如图 17、18 所示。图 17 中,第一幅子图中 $\Delta\omega_g$ 和 $\Delta\omega_i$ 分别表示电网频率 ω_g 和变换器频率 ω_i 与其额定值 ω_n 的偏差。

电网频率跌落时的实验结果如图 17 所示。可以看出,电网频率跌落时,DCDM-SESS 输出了 10 MW 的最大有功功率,在避免超级电容过倍率运行的前提下实现了惯量响应。在新的频率稳态下, $\Delta\omega_i$ 与 $\Delta\omega_g$ 相等,说明所提改进型匹配控制策略能够实现电网自同步。另外,电网频率跌落 1%时,超级电容阵列的总能量降低了 75%、电压降低了 50%,与理论分析相吻合。

在 PCC 处施加持续时间为 1s 的短路故障时,

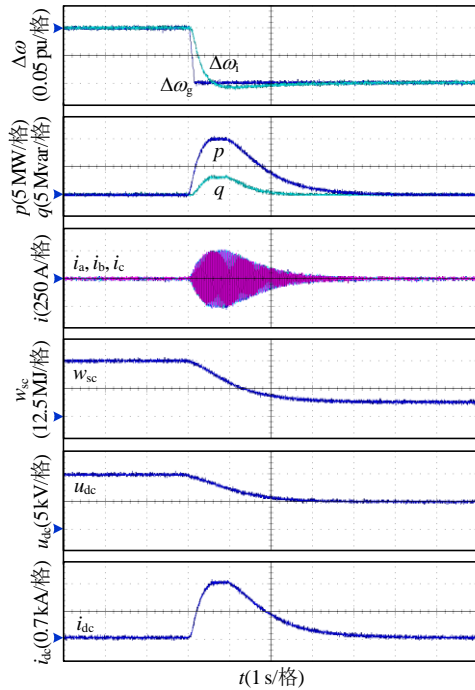


图 17 电网频率跌落时的实验结果

Fig. 17 Experimental results during grid frequency drop

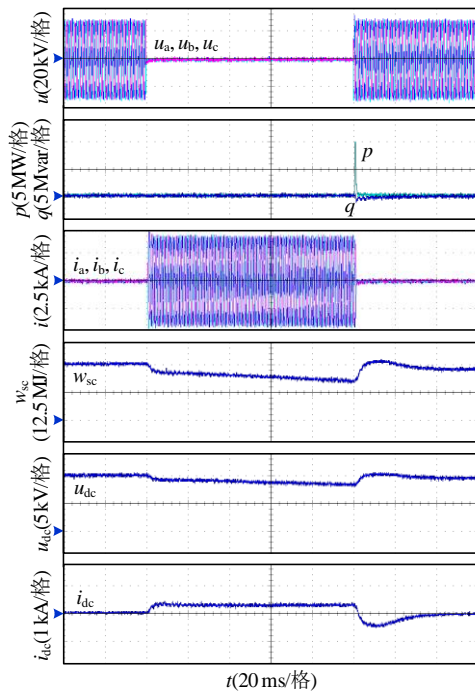


图 18 电网故障时的实验结果

Fig. 18 Experimental results during grid faults

所获得的实验结果如图 18 所示。结果表明，DCDM-SESS 能够稳定输出 3.5 倍短路电流，由于 PCC 电压降为零，故障稳态下无功功率和有功功率均为零。电网恢复过程中有功功率和超级电容电流均未越限。另外，在电网故障发生和恢复的过程中，系统保持稳定，三相并网电流、PCC 电压、超级电

容总能量及其电压和电流等电气量收敛速度快，未发生过压过流现象。

5 结论

本文面向新型电力系统频率与电压稳定性亟需提升的需求，以 DCDM-SESS 为研究对象，提出了基于超级电容能量自同步与反馈有功补偿阻尼的改进型匹配控制策略与虚拟导纳控制下的电流和功率双重限制技术。结论如下：

1) 传统的 VSG 控制技术仅以有功功率为控制目标且内含一次调频功能，容易引发 DCDM-SESS 系统中超级电容的能量失控、过流及系统失稳问题；基于变流器输出电压通道的阻尼补偿方法在 DCDM-SESS 完成惯量响应后，会引发系统振荡现象。另外，传统电流限幅策略虽然能确保并网电流幅值不超过限定阈值，但由于缺乏有功功率限制能力，仍可能导致超级电容出现过倍率问题。

2) 所提出的基于超级电容能量自同步与反馈有功补偿阻尼的改进型匹配控制策略，能够以简单的控制环路和较少的控制参数同时实现 DCDM-SESS 无锁相电网自同步与全功率范围内的振荡抑制、自发惯量响应与超级电容能量(电压)的自主管理，更好地实现了 DCDM-SESS 构网和硬件安全的相兼顾与相统一。

3) 所提出的电流和功率双重限制技术，在保留虚拟阻抗控制特性的基础上能够同时有效的防止 IGBT 模组过流和超级电容过倍率，解决了传统电流限制策略不具备功率限制能力的缺陷。

参考文献

[1] 许涛, 王国春, 董昱, 等. 新型电力系统平衡机理及演进过程研究[J]. 中国电机工程学报, 2025, 45(1): 1-13. XU Tao, WANG Guochun, DONG Yu, et al. Research on power balance mechanism and evolution of new power system[J]. Proceedings of the CSEE, 2025, 45(1): 1-13(In Chinese).

[2] STRUNZ K, ALMUNEM K, WULKOW C, et al. Enabling 100% renewable power systems through power electronic grid-forming converter and control: System integration for security, stability, and application to Europe[J]. Proceedings of the IEEE, 2023, 111(7): 891-915.

[3] 范越, 李永莱, 舒印彪, 等. 新型电力系统平衡构建与安全稳定关键技术初探[J]. 中国电机工程学报, 2025, 45(1): 14-24. FAN Yue, LI Yonglai, SHU Yinbiao, et al. Preliminary

- study on key technologies of balancing and stabilizing of renewable-energy-dominated power system[J]. Proceedings of the CSEE, 2025, 45(1): 14-24(in Chinese).
- [4] KROPOSKI B, JOHNSON B, ZHANG Yingchen, et al. Achieving a 100% renewable grid: Operating electric power systems with extremely high levels of variable renewable energy[J]. IEEE Power and Energy Magazine, 2017, 15(2): 61-73.
- [5] 谢小荣, 马宁嘉, 刘威, 等. 新型电力系统中储能应用功能的综述与展望[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(1): 158-168.
XIE Xiaorong, MA Ningjia, LIU Wei, et al. Functions of energy storage in renewable energy dominated power systems: review and prospect[J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(1): 158-168(in Chinese).
- [6] KOOHI-FAYEGH S, ROSEN M A. A review of energy storage types, applications and recent developments[J]. Journal of Energy Storage, 2020, 27: 101047.
- [7] NUNES E, LIANG Gaowen, RODRIGUEZ E, et al. Lifespan maximization of modular battery energy storage systems with state-of-charge imbalance constraints[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2025, 72(6): 6061-6071.
- [8] WANG Feng, XU Jianzhong, LI Gen. A variable virtual impedance current limitation strategy of grid-forming energy storage-STATCOM[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2024, 39(6): 3450-3461.
- [9] MERRITT N R, CHAKRABORTY C, BAJPAI P. An E-STATCOM based solution for smoothing photovoltaic and wind power fluctuations in a microgrid under unbalanced conditions[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2022, 37(2): 1482-1494.
- [10] 徐政, 张哲任, 薛翼程. 全能型静止同步机及其实现[J]. 高压电器, 2022, 58(7): 1-10.
XU Zheng, ZHANG Zheren, XUE Yicheng. Versatile static synchronous machine and its realization[J]. High Voltage Apparatus, 2022, 58(7): 1-10(in Chinese).
- [11] Siemens. SVC PLUS FS@(E-STATCOM)[EB/OL]. [2025-01-17]. <https://www.siemens-energy.com/global/en/home/products-services/product/svcplus-frequency-stabilizer.html>.
- [12] ABB. SVC Light® Enhanced[EB/OL]. [2025-01-17]. <https://www.hitachienergy.com/products-and-solutions/facts/statcom/svc-light-enhanced>.
- [13] 思源清能. 电网“稳定神器” | 思源清能助力阿里区域110千伏输变电工程稳定运行[EB/OL]. (2024-12-01). [2025-01-17]. https://mp.weixin.qq.com/s/L8b2gejfZu9jLlx_ZcJH_g.
- [14] 南瑞继保. 全国首套电网侧静止同步调相机顺利投运[EB/OL]. (2024-10-28). [2025-01-17]. <https://mp.weixin.qq.com/s/Qlfcx8gy81gZ8X4Lr4ShLA>.
- [15] 国务院国有资产监督管理委员会. 央企十大超级工程[EB/OL]. [2025-01-17]. <http://www.sasac.gov.cn/n4470048/n29955503/n32427314/index.html>.
- [16] 国家发展改革委, 国家能源局, 国家数据局. 关于印发《加快构建新型电力系统行动方案(2024—2027年)》的通知[EB/OL]. (2024-07-25). [2025-01-17]. https://www.gov.cn/zhengce/zhengceku/202408/content_6966863.htm.
- [17] XU Siying, WANG Han, ZHOU Dangsheng, et al. Potential and challenges in LVRT for grid-forming wind turbines brought by the emergence of new power modules with enhanced short-circuit current[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2025, 40(2): 3657-3669.
- [18] 刘辉, 于思奇, 孙大卫, 等. 构网型变流器控制技术及原理综述[J]. 中国电机工程学报, 2025, 45(1): 277-296.
LIU Hui, YU Siqi, SUN Dawei, et al. An overview of control technologies and principles for grid-forming converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2025, 45(1): 277-296(in Chinese).
- [19] 张宇, 张琛, 蔡旭, 等. 虚拟同步机电流受限暂态电压支撑机理与改进故障穿越控制研究[J]. 中国电机工程学报, 2024, 44(15): 5996-6009.
ZHANG Yu, ZHANG Chen, CAI Xu, et al. Current-constrained transient voltage response analysis and an improved fault-ride through control of the virtual synchronous generator[J]. Proceedings of the CSEE, 2024, 44(15): 5996-6009(in Chinese).
- [20] WU Xiqi, WU Shengbing, WANG Fuwen, et al. Grid-forming control and experimental validation for high voltage transformerless battery energy storage system[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2025, 40(4): 4889-4901.
- [21] 颜湘武, 贾焦心. VSG一次调频和转速振荡阻尼的解耦控制方案[J]. 电网技术, 2019, 43(5): 1566-1575.
YAN Xiangwu, JIA Jiaoxin. Decoupling control of primary frequency regulation and rotational speed damping of VSG[J]. Power System Technology, 2019, 43(5): 1566-1575(in Chinese).
- [22] 李明烜, 王跃, 徐宁一, 等. 基于带通阻尼功率反馈的虚拟同步发电机控制策略[J]. 电工技术学报, 2018, 33(10): 2176-2185.
LI Mingxuan, WANG Yue, XU Ningyi, et al. Virtual synchronous generator control strategy based on bandpass damping power feedback[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(10): 2176-2185(in Chinese).
- [23] QIN Yao, WANG Han, DENG Zhenyan, et al. Control of inertia-synchronization controlled wind turbine generators under symmetrical grid faults[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2023, 38(2):

1085-1096.

- [24] 桑顺, 张琛, 蔡旭, 等. 全功率变换风电机组的电压源控制(一): 控制架构与弱电网运行稳定性分析[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(16): 5604-5615.
SANG Shun, ZHANG Chen, CAI Xu, et al. Voltage source control of wind turbines with full-scale converters (Part I): control architecture and stability analysis under weak grid conditions[J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(16): 5604-5615(in Chinese).
- [25] 秦垚, 王晗, 邓桢彦, 等. 自同步电压源永磁直驱风电机组的直流电压同步机制及其统一控制结构[J]. 高压工程技术, 2023, 49(1): 31-41.
QIN Yao, WANG Han, DENG Zhenyan, et al. Synchronization mechanism and unified control structure for PMSG-based WTGs by using the DC-link voltage to realize self-synchronous voltage source control[J]. High Voltage Engineering, 2023, 49(1): 31-41(in Chinese).
- [26] HUANG Linbin, XIN Huanhai, WANG Zhen, et al. A virtual synchronous control for voltage-source converters utilizing dynamics of DC-link capacitor to realize self-synchronization[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2017, 5(4): 1565-1577.
- [27] ARGHIR C, DÖRFLER F. The electronic realization of synchronous machines: Model matching, angle tracking, and energy shaping techniques[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(4): 4398-4410.
- [28] SARKAR D U, PRAKASH T, SINGH S N. Fractional order PID-PSS design using hybrid deep learning approach for damping power system oscillations[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2025, 40(1): 543-555.
- [29] BAECKELAND N, CHATTERJEE D, LU Minghui, et al. Overcurrent limiting in grid-forming inverters: A comprehensive review and discussion[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2024, 39(11): 14493-14517.
- [30] TAUL M G, WANG Xiongfei, DAVARI P, et al. Current limiting control with enhanced dynamics of grid-forming converters during fault conditions[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2020, 8(2): 1062-1073.
- [31] DENG Fujin, LÜ Yongqing, LIU Chengkai, et al. Overview on submodule topologies, modeling, modulation, control schemes, fault diagnosis, and tolerant control strategies of modular multilevel converters[J]. Chinese Journal of Electrical Engineering, 2020, 6(1):

1-21.

附录 A DCDM-SESS 仿真中的关键电路参数

表 A1 DCDM-SESS 仿真中的关键电路参数

Table A1 Key circuit parameters of the DCDM-SESS for simulations

MMC 部分的参数	数值	超级电容部分的参数	数值
额定有功功率 P_n /MW	20	超级电容子模块数 l	40
额定无功功率 Q_n /Mvar	50	超级电容子模块投入数	38
额定直流电压 U_{dcn} /kV	28.5	超级电容链数 k	2
额定交流电压 U_{gmn} /kV	28.57	超级电容簇容值 C_g /F	3
额定交流频率 ω_n /(rad/s)	314	超级电容簇额定电压/kV	0.75
MMC 子模块数 N	50	超级电容簇最高电压/kV	1
MMC 子模块额定电压/kV	0.9	超级电容簇最低电压/V	375
MMC 子模块电容 C_f /mF	15	超级电容簇额定电流/A	350
桥臂电感 L_s /mH	16	超级电容簇直流内阻/ Ω	0.1
SCR	1.5	超级电容链平波电感器/mH	2

附录 B DCDM-SESS 硬件在环实验中的关键电路参数

表 B1 DCDM-SESS 硬件在环实验中的关键电路参数

Table B1 Key circuit parameters of the DCDM-SESS for hardware in the loop experiment

MMC 部分的参数	数值	超级电容部分的参数	数值
额定有功功率 P_n /MW	10	超级电容子模块数 l	15
额定无功功率 Q_n /Mvar	50	超级电容子模块投入数	12
额定直流电压 U_{dcn} /kV	9	超级电容链数 k	2
额定交流电压 U_{gmn} /kV	28.57	超级电容簇容值 C_g /F	3
额定交流频率 ω_n /(rad/s)	314	超级电容簇额定电压/kV	0.75
MMC 子模块数 N	10	超级电容簇最高电压/kV	1
MMC 子模块额定电压/kV	4.5	超级电容簇最低电压/V	375
MMC 子模块电容 C_f /mF	3.5	超级电容簇额定电流/A	550
桥臂电感 L_s /mH	16	超级电容簇直流内阻/ Ω	0.1
SCR	1.5	超级电容链平波电感器/mH	2



史先强

在线出版日期: 2025-09-18.

收稿日期: 2025-01-17.

作者简介:

史先强(1991), 男, 博士, 研究方向为大容量储能功率变换系统及新能源并网技术, xianqiang.shi@sju.edu.cn;

*通信作者: 蔡旭(1964), 男, 博士, 教授, 博士生导师, 研究方向为大功率电力电子与新能源接入、柔性直流系统与装备、储能接入技术等, xucai@sju.edu.cn.

(责任编辑 吕鲜艳)