

控制与决策

Control and Decision

基于信-能复合调制的多母线直流 微电网电流边缘控制策略

王睿, 孙秋野, 张化光, 刘骁康, 马大中, 王鹏

引用本文:

王睿, 孙秋野, 张化光, 刘骁康, 马大中, 王鹏. 基于信-能复合调制的多母线直流 微电网电流边缘控制策略[J]. 控制与决策, 2023, 38(10): 2783–2794.

在线阅读 View online: <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2021.2222>

您可能感兴趣的其他文章

Articles you may be interested in

孤岛微电网异构电池储能系统的分布式有限时间次级控制

Distributed finite-time secondary control for heterogeneous battery energy storage systems in an islanded microgrid
控制与决策. 2021, 36(8): 2034–2041 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2020.0012>

认知智能电网中基于能效优化的频谱分配策略

Spectrum allocation strategy based on energy efficiency optimization in cognitive smart grid
控制与决策. 2021, 36(8): 1901–1910 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2019.1448>

基于协同控制的串联超级电容电压均衡策略

Voltage equalization strategy for series-connected ultracapacitors based on cooperative control
控制与决策. 2021, 36(8): 1997–2001 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2019.1736>

基于指数趋近律的车载复合储能系统全局滑模控制

Global sliding mode control of vehicle-mounted hybrid energy storage system based on exponential reaching law
控制与决策. 2021, 36(4): 885–892 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2019.0478>

事件触发机制下分布时滞网络化控制系统 H_∞ 故障检测

Event-triggered H_∞ fault detection for networked control systems with distributed delays
控制与决策. 2020, 35(12): 3059–3065 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2019.0456>

基于信-能复合调制的多母线直流 微电网电流边缘控制策略

王睿¹, 孙秋野^{1†}, 张化光¹, 刘骁康², 马大中¹, 王鹏³

(1. 东北大学 信息科学与工程学院, 沈阳 110819; 2. 华中科技大学 电气与电子工程学院, 武汉 430074; 3. 南洋理工大学 电气与电子工程学院, 新加坡 639798)

摘要: 尽管直流微电网内新能源的分布式电流均衡控制已经得到了广泛的研究,但实际直流微电网中的通信线路往往是不可靠或者不存在的. 基于此,提出一种在无传统通信网络环境下的多母线直流微电网的电流边缘控制策略,以实现电流均衡. 首先,设计面向直流微电网的信息-能量复合调制 (information-energy dual modulation, IEDM) 策略,消除传统的通信设备和通信网络线路,实现新能源电源之间的信息交互. 其次,构建多母线直流微电网的状态方程模型,进而将其转化为标准的异构多智能体模型. 基于此模型,提出直流微电网内二级控制器的多智能体 H_∞ 边缘协同控制策略,同时基于 IEDM 策略,设计周期性动态事件触发通信协议. 最后,通过半实物仿真测试系统验证所提出的基于信息-能量复合调制的多母线直流微电网的电流边缘控制策略的有效性.

关键词: 直流微电网; 信-能复合调制; 边缘控制; 电流均衡

中图分类号: TP273

文献标志码: A

DOI: 10.13195/j.kzyjc.2021.2222

引用格式: 王睿,孙秋野,张化光,等. 基于信-能复合调制的多母线直流微电网电流边缘控制策略[J]. 控制与决策, 2023, 38(10): 2783-2794.

Current edge-control strategy of multi-bus DC microgrids based on information-energy dual modulation

WANG Rui¹, SUN Qiu-ye^{1†}, ZHANG Hua-guang¹, LIU Xiao-kang², MA Da-zhong¹, WANG Peng³

(1. College of Information Science and Engineering, Northeastern University, Shenyang 110819, China; 2. School of Electrical and Electronic Engineering, Huazhong University of Science and Technology, Wuhan 430074, China; 3. School of Electrical and Electronic Engineering, Nanyang Technological University, Singapore 639798, Singapore)

Abstract: Although the distributed current sharing control strategies of renewable energy in the DC microgrid has been widely studied, the communication lines in DC microgrids are often unreliable or nonexistent. Based on this, this paper proposes an innovation current edge-control strategy for the multi-bus DC microgrid without traditional communication networks to achieve the current sharing. Firstly, the information-energy dual modulation (IEDM) is designed to eliminate traditional communication devices and communication line networks, which achieves the information exchange among renewable energy sources. Furthermore, the state-space function regarding the multi-bus DC microgrid is built, which is further switched to the standard heterogeneous multi-agent systems. Based on the proposed model, this paper proposes a secondary H_∞ consensus approach to achieve accurate current sharing. Based on the proposed IEDM, the periodic dynamic event-triggered communication mechanism is proposed. Finally, the performance regarding the proposed control strategy is verified through the CHIL experiment test system.

Keywords: DC microgrid; information-energy dual modulation; edge-control strategy; current sharing

0 引言

近年来,建设风、光等新能源为主要供能主体的微电网,助力“碳达峰,碳中和”成为业界共识. 中央“十四五”规划指出要加快电网基础设施智能化改造和智能微电网建设,提高电力系统互补互济和智能调节能力,加强源网荷储衔接,提升清洁能源消纳和储

存能力^[1]. 可见,如何高效消纳新能源,实现高占比新能源系统的可靠运行,成为亟待解决的关键问题. 当前,微电网已经成为新能源高比例消纳的主要载体之一^[2],其主要分为交流微电网和直流微电网^[3]. 相较于交流微电网,直流微电网具备如下优势: 1) 无变压器涌流; 2) 无趋肤效应; 3) 电流谐波含量低; 4) 不存在

收稿日期: 2012-12-23; 录用日期: 2022-05-24.

基金项目: 国家重点研发计划项目(2018YFA0702200).

[†]通讯作者. E-mail: sunqiuye@ise.neu.edu.cn.

无功功率损耗; 5) 无功角/频率稳定问题等^[4]. 同时, 由于电力电子类非旋转直流负载和光伏等直流电源的急剧增加, 直流微电网已经成为实现新能源高比例消纳的优先选项^[5]. 然而, 重载情况下新能源的功率无法按自身额定容量比例精准分担(简称功率均衡), 将导致直流微电网内部分新能源因阻抗偏差而超载运行或继保切除, 严重影响直流微电网可靠运行^[6], 其中功率均衡的本质是电流均衡. 因此, 本文提出一种在无传统通信网络环境下的多母线直流微电网的电流边缘控制策略.

当前直流微电网主要分为单母线直流微电网和多母线直流微电网, 其中单母线直流微电网是多母线直流微电网的基础^[7]. 针对单母线直流微电网的协同控制策略, 很多学者提出了电流均衡控制策略, 其可以分为分散式控制、分布式控制和集中式控制^[8-20]. 首先, 文献[8]提出了下垂控制型分散式控制策略以实现直流微电网内新能源之间的电流均衡. 尽管下垂控制策略可以实现直流微电网母线电压的稳定运行, 但难于实现各个新能源间精准的电流均衡^[9]. 基于此, 集中式控制策略被相继提出以实现直流微电网的电流均衡^[10-11]. 然而, 由于单点故障敏感和新能源即插即用能力低, 难以满足当前直流微电网的发展需求.

鉴于上述问题, 分布式控制策略成为直流微电网的主流二级控制算法^[12-20]. 分布式的二级控制策略主要分为电压幅值偏移法、电压斜率偏移法和电压幅值-斜率混合偏移法^[12-14]. 首先, 文献[12-13]相继提出了基于电压幅值偏移法和电压斜率偏移法的分布式二级控制策略以实现直流微电网的电流均衡; 随后, 文献[14]提出了电压幅值-斜率混合偏移法以实现电流均衡. 尽管分布式控制仅需要稀疏的通信网络, 但随着新能源数量的增加, 直流微电网的通信负担将会急剧增加. 基于此, 基于静态事件触发的通信协议被有效制定以降低网络通信带宽^[15-16]. 随着事件触发技术的发展, 动态事件触发通信协议被提出以进一步降低网络的通信带宽^[17]. 然而, 上述研究都针对于单母线直流微电网. 相较于单母线直流微电网, 多母线直流微电网有助于新能源的高效消纳和即插即用, 保证微电网在某条母线故障下的稳定运行, 多母线直流微电网将成为未来的重点方向^[7]. 因此, 文献[5]提出了基于静态事件触发的多母线直流微电网电流均衡二级控制策略. 然而由于网络通信环境的不确定和昂贵的外设通信网络的人工成本, 多母线直流微电网往往处于无通信网络的环境. 基于此, 如何设计依托于现有电力网络的信息传输策略

和基于此的控制器成为当前研究的重难点问题. 谐波信号贯注技术已经被提出以实现新能源间的信息传递, 而该策略的本质是功率载波通信(power line communication, PLC)^[18-19], 通过在直流电压上耦合某高频谐波信号, 以此实现不同新能源间的网络信息传输^[18]. 然而, 这种技术需要独立的信号发生电路和电能质量干扰. 毫无疑问, 这种方法将会导致系统的建设成本增加和电能质量下降^[20]. 为解决此问题, 信息-能量复合调制(简称信-能复合调制)的思想被提出, 将能量调制与信息调制相结合, 利用传统脉冲宽度调制(pulse width modulation, PWM)载波进行数字调制, 将新能源接口换流器的开关纹波作为信息载波实现数字通信^[21]. 该研究仅提供了变换器间信息传递的理论论证依据, 尚未应用于直流微网的协同控制. 因此, 本文提出基于信-能复合调制技术的通信策略, 并基于此通信策略设计多母线直流微电网电流均衡控制策略, 从而实现无传统通信网络环境下的系统高效可靠运行. 不同于基于传统通信网络的分布式协同控制策略, 本文所提方法无需外设通信网络和独立信号发生电路即可实现多母线直流微电网内分布式电源间的电流均衡. 因此, 定义此类协同控制为边缘控制, 此控制策略无需集中控制信息和网络通信线路. 本文的具体创新如下:

1) 本文设计了多母线直流微电网内各个新能源间的基于信-能复合调制技术的通信策略, 实现了无通信或不可靠通信网络环境情况下的新能源间信息传输, 为后续控制器设计提供了通信基础;

2) 利用多智能体的观点, 构建了含功率耦合项的新能源子系统状态方程模型, 进而将其转化为标准的异构多智能体模型, 为后续控制器设计提供了模型基础;

3) 针对信-能复合调制技术导致的触发间隔较低的问题和系统模型, 设计了基于周期性动态事件触发的多母线直流微电网电流边缘控制策略, 实现了新能源间电流按照自身容量比例的精准分担.

1 基于信-能复合调制的通信策略

基于图1所示的多母线直流微电网, 本部分将设计基于信-能复合调制的通信策略. 首先, 本文的控制目标在于实现直流微电网内各个新能源的电流均衡, 即需要满足如下等式:

$$\frac{I_1}{I_{C_1}} = \dots = \frac{I_i}{I_{C_i}} = \dots = \frac{I_N}{I_{C_N}}. \quad (1)$$

其中: I_i 表示第 i 个分布式新能源电源(distributed generation, DG)的输出电流, I_{C_i} 表示第 i 个DG的额定电流容量. 传统上, 电流信息通过总线方式、无线通

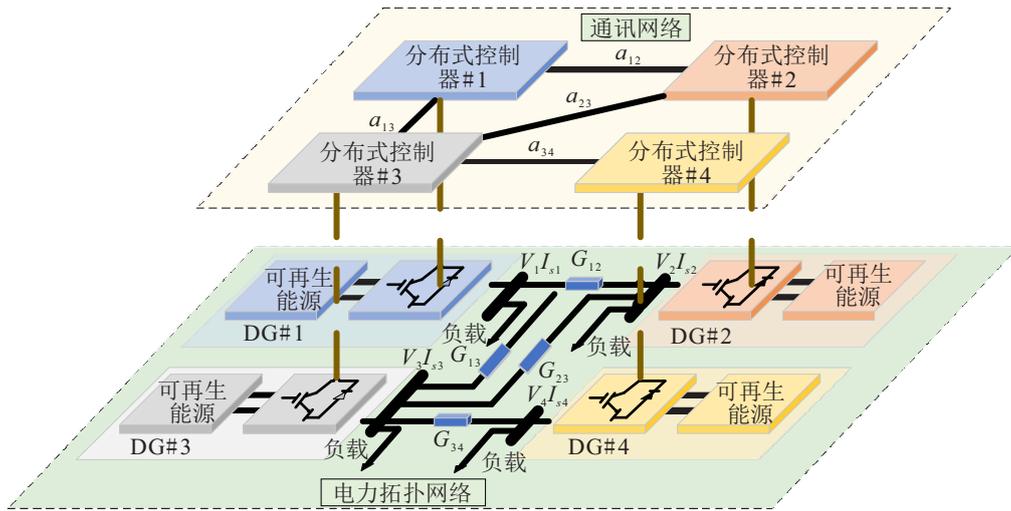


图1 多母线直流微电网拓扑结构

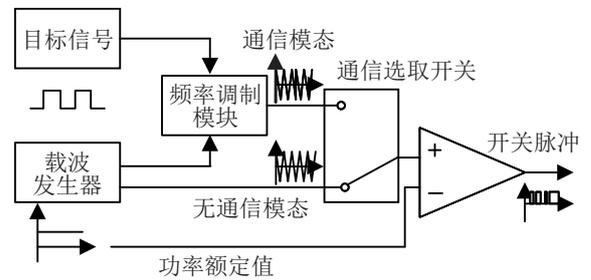
信方式或PLC方式传输. 基于这一假设, 设计相应的协同控制策略, 以此实现精确的电流均衡. 然而, 在实际的偏远直流微电网中, 需要铺设通信线路或增加独立的调制电路, 导致昂贵的人工成本和设备成本. 因此, 当前实际的直流微电网尚处于无网络通信环境.

本节设计 DG 之间无需额外通信线路和独立调制电路的信-能复合调制型通信策略. 对于采用固定 PWM 调制频率的换流器, 能量/功率传输取决于绝缘栅双极晶体管 (IGBT) 的每个周期内的占空比, 而不是 IGBT 的开关频率和相位角^[22]. 在此基础上, PWM 载波的频率和相位可以成为两个自由度, 以此达到信息调制的目的. 这种信-能复合调制的物理本质是, 当 IGBT 的开关频率为 f_i 时, 在直流微电网中会产生相同开关频率 (f_i) 的谐波, 该谐波可用于信息传输. 本文提出的基于信-能复合调制的通信策略过程如图2所示.

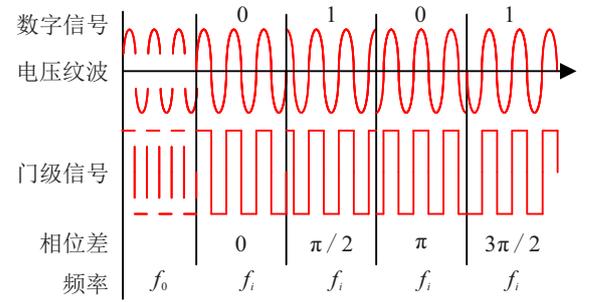
首先, 针对每个新能源接口换流器设置 IGBT 的两个开关频率, 如图2(a)所示. 在换流器的每个周期范围内设置 f_0 为非通信频带 (称为停止位), 设置 f_i 为通信频带 (称为起始位). 同时, 通信频带中的相位偏差用于信息传输 (数据位).

其次, 根据多母线直流微电网的控制目的, 将各换流器的电流值设置为待传递目标信号, 如图2(b)所示. 电流信息通过数字信号中相位偏差 $0, 0.5\pi, \pi$ 和 1.5π 传递, 定义在相位偏差为 0 和 π 时纹波传递信息为 0 , 在相位偏差为 0.5π 和 1.5π 时纹波传递信息为 1 . 利用二进制数传输直流微电网内的电流信息, 例如相位偏差 $(0, \pi, 0.5\pi, 1.5\pi)$ 等于二进制数 $(0, 0, 1, 1)$ 等于 3 .

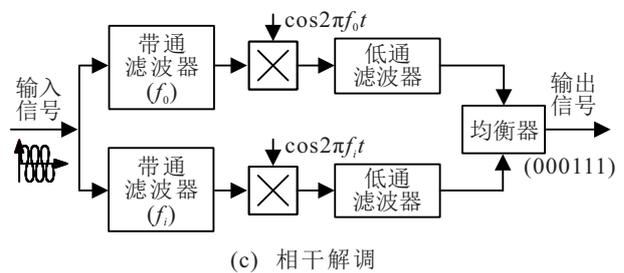
最后, 在如图2(c)所示的解调部分, 应用通信系统中常见的相干解调方法进行数据解调. 注意, 需要



(a) 载波调制



(b) 调制纹波波形



(c) 相干解调

图2 基于信-能复合调制的通信原理

选择正交频率集 ($f_{\text{sign}} = (f_1, f_2, \dots, f_N)$) 以消除解调过程中的信号干扰. 同时, 频率间隔 Δf_i 应满足 $\Delta f_i = f_{i+1} - f_i = 1/KT_g$, T_g 为解调窗口长度, K 为常数^[23].

直流微电网的电流分担问题是实现可再生能源高比例消纳的重要条件, 但直流微电网内多个分布式电源实现电流分担的基础条件是可以得到邻居节点

的信息. 传统上, 为实现直流微电网中各 DG 之间的信息传输, 多种通信方式已经被采用, 包括现场总线方式、无线通信方式和 PLC 方式. 首先, 现场总线方式, 如控制器局域网络 (CAN) 方法和程序总线网络方法, 需要额外的独立布线, 导致成本高和系统设计复杂; 其次, 无线通信方法, 如蓝牙方法和 WiFi 方法, 不能提供高实时控制性能的通信网络; 再次, PLC 方法需要独立的谐波信号发生设备和影响多母线直流微电网的电能质量. 目前实际的园区和海岛等直流微电网多处于无通信或不可靠通信网络环境, 致使直流微电网无法通过协同控制实现精准的电流均衡. 基于此, 本文将设计的基于信-能复合调制的通信策略应用于多母线直流微电网的二次控制器中, 无需额外的设备. 同时, 本方法采用的通信信号是 IGBT 固有产生的谐波, 不会导致微电网电能质量的下降. 虽然基于 IEDM 的通信策略有很多优点, 但由于信息传输速度相对较慢, 控制器事件触发间隔受到限制. 本文采用每 50 个连续谐波发生一个二进制的数字, 利用八位二进制数字传递电流信号, 因此要求触发间隔 $t_{k+1} - t_k = h > 0.004$ s. 在后续的控制策略设计中应考虑该特性, 最终实现在无通信或不可靠通信网络环境下, 多母线直流微电网的电流精准均衡.

2 多母线直流微电网状态方程模型构建

在本节, 多母线直流微电网的状态方程模型将被提供. 多母线直流微电网的拓扑结构如图 1 所示, 利用分块建模的思想将多母线直流微电网分为如图 3 所示的子系统, 简称智能体.

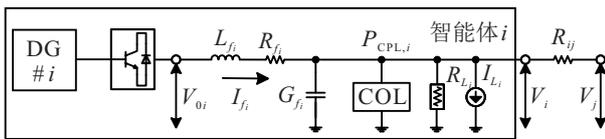


图 3 第 i 个智能体的硬件拓扑结构

值得注意的是, 恒功率负载 (constant power load, CPL) 表现为额定工作点的狭义负阻抗性, 易导致系统低频振荡^[9]. 因此, 本文拟在额定运行点处进行等效, 具体如下:

$$I_{\text{CPL},i}(v) \approx I_{\text{CPL},i} + (-P_{\text{CPL},i}/(V_i^0)^2)v_{\text{CPL},i}. \quad (2)$$

其中: $I_{\text{CPL},i} = 2P_{\text{CPL},i}/V_i^0$ 表示恒功率负载的等效恒流负载值分量, $P_{\text{CPL},i}$ 表示恒功率负载的等效恒定功率值分量, $-P_{\text{CPL},i}/(V_i^0)^2$ 表示影响系统稳定性的等效负导纳. 为简化书写, 将 $v_{\text{CPL},i}$ 简写成 v . 注意, 本文中的恒功率负载是电力电子变换器负载. 文献[24]详细阐述了恒功率负载的表达式, 并很好地分析了恒功率负载的动态特性. 此外, 电力电子变换器的输

出电压为直流电压, 负载可通过泰勒级数展开表示为 $Z_{\text{load}} = f(V) = Z_i(V/V_0)^{\alpha_i}$. 其中: α_i 为某指数系数, Z_i 为电压电阻依赖性. 但是, 因为电力电子转换器的输出电压是一个定值, 所以在平衡点 Z_{load} 也是一个恒定电阻. 此外, 本文还考虑了由直流微电网中负荷变化的不确定性和间歇性引起的不确定扰动 I_{L_i} . 同时, 本文还考虑了常见的电阻性负载 R_{L_i} . 根据等效模型、基尔霍夫定律和近似稳态线 (quasi-stationary line, QSL) 近似方法, 第 i 个智能体模型表示为

$$C_{f_i} \frac{dV_i}{dt} = I_{f_i} - \frac{V_i}{Z_{s,i}} - I_{e,i} + \sum \frac{V_j - V_i}{R_{ij}}, \quad (3)$$

$$L_{f_i} \frac{dI_{f_i}}{dt} = V_{0i} - V_i - R_{f_i} I_{f_i}. \quad (4)$$

其中: V_i 和 I_{f_i} 为状态变量, R_{f_i} 、 L_{f_i} 和 C_{f_i} 为第 i 个智能体的 RLC 滤波器, V_i 和 V_j 分别为第 i 个智能体和第 j 个智能体的输出母线电压, I_{f_i} 为第 i 个智能体的滤波器电感电流, V_{0i} 为第 i 个智能体的输出电压, R_{ij} 为第 i 个智能体与第 j 个智能体系统之间的线电阻, $Z_{s,i} = \frac{1}{R_{L_i}} + \frac{P_{\text{DG},i}}{(V_i^0)^2} - \frac{P_{\text{CPL},i}}{(V_i^0)^2}$ 表示各电阻性负载之和, $I_{e,i} = I_{L_i} - \frac{2P_{\text{DG},i}}{V_i^0} + \frac{2P_{\text{CPL},i}}{V_i^0}$ 表示等效电流负载. 为此, 多母线直流微电网的状态空间方程如下所示:

$$d\bar{x}_i(t) = \bar{A}_{ii}\bar{x}_i(t) + \sum \bar{A}_{ij}(\bar{x}_i(t) - \bar{x}_j(t)) + \bar{B}_{ii}\bar{u}_i(t) + \bar{D}_{ii}\bar{\omega}_i(t), \quad (5)$$

$$\bar{y}_i(t) = \bar{C}_{ii}\bar{x}_i(t). \quad (6)$$

其中

$$\bar{A}_{ii} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{C_{f_i}} \left(\frac{1}{R_{L_i}} + \frac{P_{\text{DG},i}}{(V_i^0)^2} - \frac{P_{\text{CPL},i}}{(V_i^0)^2} \right), \\ \frac{1}{C_{f_i}}; -\frac{1}{L_{f_i}}, -\frac{R_{f_i}}{L_{f_i}} \end{bmatrix};$$

$$\bar{A}_{ij} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{C_{f_i}R_{ij}}, 0; 0, 0 \end{bmatrix}; \quad \bar{B}_{ii} = \begin{bmatrix} 0, \frac{1}{L_{f_i}} \end{bmatrix}^T;$$

$$\bar{C}_{ii} = [0, m_i]; \quad \bar{D}_{ii} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{C_{f_i}}, 0; 0, 0 \end{bmatrix};$$

$$\bar{x}_i(t) = (V_i, I_{f_i})^T; \quad \bar{u}_i(t) = V_{0i}; \quad \bar{\omega}_i(t) = (I_{e,i}, 0)^T;$$

$$\bar{y}_i(t) = m_i I_{f_i},$$

m_i 为下垂系数, 下垂系统反比于智能体中分布式电源的额定电流值^[7], 即 $m_i = m/I_{C_i}$, m 是固定常数.

在直流微电网中, 即插即用 (PnP) 控制器已经广泛应用于智能体的内部控制器之中, 该内部控制器被称为零级控制器^[25]. 下面提供了详细的即插即用控制器:

$$\bar{u}_i(t) = m_{i,1}V_i + m_{i,2}I_{f_i} + m_{i,3} \int_0^t (V_{\text{ref},i} - V_i) dt. \quad (7)$$

其中: $m_{i,1}$ 、 $m_{i,2}$ 和 $m_{i,3}$ 分别表示 PnP 控制器的系数, $V_{\text{ref},i}$ 表示额定电压. 根据文献[25], 如果根据下式选取式(7)中的 PnP 控制器的参数, 则为式(5)和(6)所示的直流微电网是渐近稳定的:

$$m_{i,1} < \left(\sum \frac{1}{R_{ij}} + \frac{1}{R_{L_i}} + \frac{P_{\text{DG},i}}{(V_i^0)^2} - \frac{P_{\text{CPL},i}}{(V_i^0)^2} \right) \times (R_{f_i} - m_{i,2}) + 1, \quad (8)$$

$$m_{i,2} < \frac{L_{f_i}}{C_{f_i}} \left(\sum \frac{1}{R_{ij}} + \frac{1}{R_{L_i}} + \frac{P_{\text{DG},i}}{(V_i^0)^2} - \frac{P_{\text{CPL},i}}{(V_i^0)^2} \right) + R_{f_i}, \quad (9)$$

$$m_{i,3} \in (0, (m_{i,1} - 1)(m_{i,2} - R_{f_i})/L_{f_i}). \quad (10)$$

在直流微电网中, 下垂控制器已经成为主流的初级控制器, 用以实现电压调节和初步的电流均衡. 详细的下垂控制器如下所示:

$$V_{\text{ref},i} = V^* - m_i I_i + \Delta V_i^*(t). \quad (11)$$

其中: V^* 表示换流器的空载电压; $\Delta V_i^*(t)$ 表示电压偏移值, 用于通过多智能体之间的二级分布式控制器实现精确的电流均衡. $\Delta V_i^*(t)$ 设计为 PI 控制器, 如下所示:

$$\Delta V_i^*(t) = k_p u_i(t) + k_i \int_0^t u_i(t) dt. \quad (12)$$

其中: k_p 和 k_i 分别表示比例系数和积分系数, $u_i(t)$ 表示控制变量.

基于式(7)和(11)中提供的零级控制器和初级控制器, 多母线直流微电网的整体状态空间方程模型的构建过程如下所示.

首先, 耦合式(7)、(11)~(16), 得到如下等式:

$$\bar{u}_i(t) = M_i^p \bar{x}_i(t) + M_i^i \bar{z}_i(t), \quad (13)$$

$$d\bar{z}_i(t) = A_i^* \bar{x}_i(t) + V^* + \Delta V_i^*(t), \quad (14)$$

$$\Delta V_i^*(t) = k_p u_i(t) + \zeta_i(t), \quad (15)$$

$$d\zeta_i(t) = k_i u_i(t). \quad (16)$$

其中

$$\bar{z}_i(t) = \int_0^t (V_{\text{ref},i} - V_i) dt, \quad \zeta_i(t) = k_i \int_0^t u_i(t) dt,$$

$$m_i^p = [m_{i,1}, m_{i,2}], \quad m_i^i = m_{i,3}, \quad A_i^* = [-1, -m_i].$$

以矩阵形式表示上述方程, $x_i(t) = (\bar{x}_i^T(t), \bar{z}_i(t), \zeta_i(t))$ 作如下定义:

$$\dot{x}_i(t) = A_{ii} x_i(t) + \sum A_{ij} (x_i(t) - x_j(t)) + B_{ii} u_i(t) + D_{ii} \omega_i(t), \quad (17)$$

$$y_i(t) = C_{ii} x_i(t). \quad (18)$$

其中

$$A_{ii} = \begin{bmatrix} \bar{A}_{ii} + \bar{B}_{ii} m_i^p & \bar{B}_{ii} m_i^i & 0_{2 \times 1} \\ A_i^* & 0 & 1 \\ 0_{1 \times 2} & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$A_{ij} = \begin{bmatrix} \bar{A}_{ij} & 0_{2 \times 1} & 0_{2 \times 1} \\ 0_{1 \times 2} & 0 & 0 \\ 0_{1 \times 2} & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$B_{ii} = [0_{2 \times 1} \quad k_p \quad k_i]^T, \quad C_{ii} = [\bar{C}_{ii} \quad 0 \quad 0],$$

$$D_{ii} = \begin{bmatrix} \bar{D}_{ii} & 0_{2 \times 1} \\ 0_{1 \times 2} & 1 \\ 0_{1 \times 2} & 0 \end{bmatrix}, \quad \omega_i(t) = (\bar{\omega}_i^T(t), V_0).$$

进而, 选择第 0 个智能体作为其余智能体的领导者. 第 0 个智能体的状态空间方程模型重写如下:

$$\dot{x}_0(t) = \left(A_{00} + \sum A_{0i} \right) x_0(t) - A_{0r} x_c(t) + B_{00} u_0(t) + D_{00} \omega_0(t), \quad (19)$$

$$y_0(t) = C_{00} x_0(t). \quad (20)$$

其中: $A_{0r} = \text{Row}(A_{0i}), x_c(t) = \text{Col}(x_i(t)), i = 1, 2, \dots, N$. 由于第 0 个智能体了解自己的信息, 不需要动态补偿器. 此外, 第 0 个智能体的控制器可设计为 $u_0(t) = n_0 \sum (C_0 x_0(t) - C_i x_i(t))$. 通过设计 n_0 消除邻居智能体的耦合, 相似的操作可以在文献[5]中得到. 综上所述, 第 0 个智能体的状态空间方程模型重写如下:

$$\dot{x}_0(t) = A_0 x_0(t) + D_0 \omega_0(t), \quad (21)$$

$$y_0(t) = C_0 x_0(t), \quad (22)$$

其中 $x_0(t)$ 、 $y_0(t)$ 和 $\omega_0(t)$ 分别为第 0 个智能体的状态变量、输出变量和外部干扰.

其次, 从二级控制器设计的角度来看, 式(17)中的智能体之间相互作用的分量 $\sum A_{ij} (x_i(t) - x_j(t))$ 可以嵌入到未知干扰项中, 并且类似的处理可以在文献[5]中找到. 因此, 将第 $i (i = 1, 2, \dots, N)$ 个智能体的状态空间方程模型重写如下:

$$\dot{x}_i(t) = A_i x_i(t) + B_i u_i(t) + D_i \omega_i(t), \quad (23)$$

$$y_i(t) = C_i x_i(t), \quad (24)$$

其中 $x_i(t)$ 、 $y_i(t)$ 、 $u_i(t)$ 和 $\omega_i(t)$ 分别是第 i 个智能体的状态变量、输出变量、输入变量和外部干扰变量. 如式(21)~(24)所示, 由众多智能体组成的多母线直流微电网可被视为具有未知干扰项的线性异构多智能体系统, 该模型为先进控制策略的应用提供了必不可少的预处理.

3 周期性动态事件触发的 H_∞ 边缘控制

根据上述的模型可知, 多母线直流微电网的电流均衡实现的充分必要条件是 $m_0 I_{f_0} = m_1 I_{f_1} = \dots = m_i I_{f_i} = \dots = m_N I_{f_N}$. 本条件可以进一步转化为多智能体的输出一致性问题, 即 $y_0 = y_1 = \dots = y_i = \dots = y_N$. 同时, 所设计的二级控制器必须满足基于 IEDM 通信的通信间隔 h . 在此基础上, 本文提出分布

式周期性动态事件触发 H_∞ 协同控制策略. 首先, 应满足以下3个条件:

条件1 基于 IEDM 的通信网络可以形成以第0个智能体为根节点的有向生成树.

条件2 由于智能体的状态矩阵是满秩的 Hurwitz 矩阵, 对于 $i = 1, 2, \dots, N$, 存在矩阵 $\Gamma_i \in R^{m_i \times n_0}$ 和 $\Pi_i \in R^{n_i \times n_0}$ 满足下式的要求:

$$\Gamma_i A_0 = A_i \Gamma_i + B_i \Pi_i, \quad (25)$$

$$0 = C_i \Gamma_i - C_0. \quad (26)$$

条件3 直流微电网的等效外部干扰 $(\omega_0(t)$ 和 $\omega_i(t), i = 1, 2, \dots, N)$ 是系统传输的功率, 由于线路传输能量的能力存在天然的上限, 如下等式可以得到满足:

$$\frac{1}{T} \int_0^T \|\omega_0(t)\| dt < \infty, \quad (27)$$

$$\frac{1}{T} \int_0^T \|\omega_i(t)\| dt < \infty. \quad (28)$$

根据文献[26], 对于 $t \in [t_k^i, t_{k+1}^i)$, 第 $i (i = 1, 2, \dots, N)$ 个智能体的控制器和动态补偿器可以如下所示:

$$u_i(t) = H_i(y_i(t_k^i) - C_i \Gamma_i z_i(t_k^i)) + \Pi_i z_i(t), \quad (29)$$

$$\dot{z}_i(t) = F_i \left[\sum a_{ij} C_0 (z_i(t_k^i) - z_j(t_k^i)) + b_i (C_0 z_i(t_k^i) - y_0(t_k^i)) \right] + A_0 z_i(t). \quad (30)$$

为了实现精确的电流均衡, 应设计 H_i 和 F_i 矩阵. 同时, 还应设计触发间隔 t_k^i , 以满足基于 IEDM 的通信网络的要求和降低控制器触发频率.

线性异构多智能体系统的 H_∞ 输出状态一致性定义如下:

定义1 对于给定的 $\varepsilon > 0$, 如果满足:

1) 对于任意初始值, 如果 $\omega_i(t) \triangleq 0, i = 0, 1, \dots, N$, 则 $\lim_{T \rightarrow \infty} \|y_i(t) - y_0(t)\| = 0, \forall i = 1, 2, \dots, N$.

2) 如果 $\sum_{i=0}^N \|\omega_i(0)\| > 0, \|x_i(0)\| = 0, \|z_j(0)\| = 0, i = 0, 1, 2, \dots, N, j = 1, 2, \dots, N$, 则有

$$\frac{1}{T} \int_0^T \sum_{i=1}^N \|y_i(t) - y_0(t)\|^2 dt < \frac{1}{T} \varepsilon^2 \int_0^T \sum_{i=0}^N \|\omega_i(t)\|^2 dt. \quad (31)$$

那么多母线直流微电网(21)~(24)通过干扰项 ε 、控制器(29)、动态补偿器(30)和适当的触发间隔, 可以实现 H_∞ 一致性和在功率耦合下实现精确电流均衡.

3.1 H_∞ 边缘控制策略

在本节中, 设计适当的矩阵 H_i 和 F_i 以实现精确的电流均衡. 矩阵 H_i 和 F_i 可以通过如下引理得到.

引理1 利用控制器(29)、动态补偿器(30)实现多母线直流微电网的 H_∞ 边缘控制的前提条件是, 存在对称正定矩阵 P 和矩阵 H_i, F_i , 使得

$$\begin{bmatrix} PA^* + A^{*\top}P & C^{*\top} & PD^* \\ C^* & -I & 0 \\ D^{*\top}P & 0 & -\varepsilon^2 I \end{bmatrix} < 0. \quad (32)$$

其中

$$A^* = \hat{A} + \hat{B} \hat{H} \hat{C}, \quad C^* = [\tilde{C} \quad \tilde{C}_0],$$

$$D^* = \begin{bmatrix} \tilde{D} & 0 \\ 0 & \tilde{D}_0 \end{bmatrix}, \quad \hat{A} = \begin{bmatrix} \tilde{A} & 0 \\ 0 & \tilde{A}_0 \end{bmatrix}, \quad \hat{B} = \begin{bmatrix} \tilde{B} & -\tilde{F} \\ 0 & I \end{bmatrix},$$

$$\hat{H} = \begin{bmatrix} \tilde{H} & 0 \\ 0 & \tilde{F} \end{bmatrix}, \quad \hat{C} = \begin{bmatrix} \tilde{C} & 0 \\ 0 & \tilde{G} \tilde{C}_0 \end{bmatrix}.$$

此外, $\tilde{X} = \text{diag}\{X_1, X_2, \dots, X_N\}, X \in \{A, B, C, D, \Gamma, H, F\}$. G 表示图拓扑, 在文献[26]中已经得到定义.

根据文献[26-27], 如果存在一个对称正定矩阵 P 和一个矩阵 \hat{H} , 使得式(32)满足, 则多母线直流微电网(21)~(24)的 H_∞ 控制问题可以得到解决. 考虑到带有控制器(29)、动态补偿器(30)的直流微电网(21)~(24), 利用 LMI 理论和一些简单的计算, 可以得到使式(32)满足的一系列 P, H_i 和 F_i [26]. 值得注意的, 引理1的式(32)确实是一个 BMI 问题, 尽管静态输出反馈的镇定问题至今仍然未能完美解决, 但是针对非线性矩阵不等式(32)的近似求解方法已存在于文献[28]. 由该论文的结果可以看出, 理想情况下, 采用此方法求得的 P, C 误差值可以得到有效的控制. 同时, P, C 基于条件(32)所求的解为可行解而非最优解, 因此不会对最终结果造成太大的偏差和影响.

3.2 周期性动态事件触发控制器

为了满足基于 IEDM 的通信网络的要求和降低控制器触发频率, 在 H_∞ 边缘控制策略中嵌入周期性动态事件触发控制器. 首先, 定义

$$\psi_{1i}(t) = x_i(t) - \Gamma_i z_i(t),$$

$$\psi_{2i}(t) = z_i(t) - x_0(t),$$

$$\psi_1(t) = [\psi_{11}^\top(t), \psi_{12}^\top(t), \dots, \psi_{1N}^\top(t)]^\top,$$

$$\psi_2(t) = [\psi_{21}^\top(t), \psi_{22}^\top(t), \dots, \psi_{2N}^\top(t)]^\top,$$

$$\psi(t) = [\psi_1^\top(t), \psi_2^\top(t)]^\top,$$

$$\omega(t) = [\omega_1^\top(t), \omega_2^\top(t), \dots, \omega_N^\top(t), \omega_0^\top(t)]^\top.$$

基于式(21)、(24)和(29)、(30), 可以得到以下等式:

$$\dot{\psi}(t) = A^* \psi(t) + D^* \omega(t) + \sum_{i=1}^N E_i (\psi(t) - \psi(t_k^i)). \quad (33)$$

其中

$$\begin{aligned} E_i &= [0 \ E_{1i}^T \ 0 \ E_{2i}^T \ 0]^T, \\ E_{1i} &= [-\{\mathcal{BHC}_i\} \ \Gamma_i F_i \mathcal{G}_i \tilde{C}_0], \\ E_{2i} &= [0 \ -F_i \mathcal{G}_i \tilde{C}_0], \\ \{\mathcal{BHC}_i\} &= \text{row}(\tilde{B}\tilde{H}\tilde{C}), \ \mathcal{G}_i = \text{row}(\tilde{G}). \end{aligned}$$

因此

$$\varphi(t) = C^* \psi(t). \tag{34}$$

根据式(33)和(34),多母线直流微电网的动态事件触发条件定义如下:

$$t_{k+1}^i = \max\{t_k^i + h, t_{k+1}^{i*}\}. \tag{35}$$

其中

$$\begin{aligned} t_{k+1}^{i*} &= \inf\{t > t_k^i | \theta_i \{\delta_i (E_i \psi(t))^T P E_i \psi(t) - \\ & [E_i(\psi(t) - \psi(t_k^i))]^T P E_i(\psi(t) - \\ & \psi(t_k^i))\} + \eta_i(t) < 0\}. \end{aligned} \tag{36}$$

值得注意的是, h 是周期性触发的时间间隔,其数值可以根据基于 IEDM 的通信网络的要求设计,即 $h > 0.004$ s.

对于 $t \in [t_k^i, t_{k+1}^{i*})$, 有

$$\begin{aligned} \dot{\eta}_i(t) &= -\lambda_i \eta_i(t) + \alpha_i \{\delta_i (E_i \psi(t))^T P E_i \psi(t) - \\ & [E_i(\psi(t) - \psi(t_k^i))]^T P E_i(\psi(t) - \psi(t_k^i))\}; \end{aligned} \tag{37}$$

对于 $t \in [t_{k+1}^{i*}, t_{k+1}^i)$, 有

$$\dot{\eta}_i(t) = -\lambda_i \eta_i(t). \tag{38}$$

其中 $h, \theta_i, \delta_i, \alpha_i, \lambda_i > 0$ 是待设计的变量,以实现动态事件触发方案. 对于 $i = 1, 2, \dots, N, \eta_i(0) \geq 0$, 存在对称正定矩阵 P 使得

$$\begin{bmatrix} PA^* + A^{*T}P + C^{*T}C^* & PD^* \\ D^{*T}P & -\varepsilon^2 I \end{bmatrix} < - \begin{bmatrix} \mu_1 P & 0 \\ 0 & \mu_2 I \end{bmatrix}, \tag{39}$$

其中 $\mu_1, \mu_2 > 0$.

注1 动态事件触发条件(35)结合了周期性触发协议和动态事件触发协议. 其中, $t_{k+1}^i = t_k^i + h$ 是周期性触发协议, h 是条件(35)的采样时间间隔的最低界限. 因此,事件触发条件(35)能够避免 Zone 行为,满足基于 IEDN 的通信网络的要求.

定理1 当条件1~条件3同时满足时,如果有一个对称正定矩阵 P 满足条件(39),且 $\forall i = 1, 2, \dots, N$, 存在正数 $h, \chi, c, \theta_i, \delta_i, \alpha_i, \lambda_i$ 满足

$$\begin{aligned} \Theta_1 < 0, \ \Theta_2 < 0, \ \Theta_3 < 0, \ \Theta_{4i} < 0, \\ i = 1, 2, \dots, N. \end{aligned} \tag{40}$$

其中

$$\begin{aligned} \Theta_1 &= -\mu_1 P + \sum_{i=1}^N (\alpha_i + \chi^{-1} + 3ch^2) \delta_i E_i^T P E_i + \\ & \chi P + 3ch^2 A^{*T} P A^*, \end{aligned} \tag{41}$$

$$\Theta_2 = -\mu_2 I + 3ch^2 D^{*T} P D^*, \tag{42}$$

$$\Theta_3 = -cP + \sum_{i=1}^N (\chi^{-1} - \alpha_i + 3ch^2) E_i^T P E_i, \tag{43}$$

$$\Theta_{4i} = \frac{1}{\theta_i} (\chi^{-1} + 3ch^2) - \lambda_i. \tag{44}$$

则多母线直流微电网系统(21)~(24)可以与控制器(29)、动态补偿器(30)和触发条件(35)实现电流的精准分担,即输出一致. 基于此整体的控制框图如图4所示. 定理1的证明过程如下所示.

证明 定义

$$\begin{aligned} V(t) &= \psi^T(t) P \psi(t) + \\ & ch \int_{-h}^0 \int_{t+v}^t \psi^T(s) P \dot{\psi}(s) ds dv + \sum_{i=1}^N \eta_i(t), \end{aligned} \tag{45}$$

$$J(t) = \dot{V}(t) + e^T(t) e(t) - \varepsilon^2 \omega^T(t) \omega(t). \tag{46}$$

根据式(36)~(38),可以得到如下结果:

对于 $t \in [t_k^i, t_{k+1}^{i*})$, 有

$$\dot{\eta}_i \geq -\left(\lambda_i + \frac{\alpha_i}{\theta_i}\right) \eta_i; \tag{47}$$

对于 $t \in [t_{k+1}^{i*}, t_{k+1}^i)$, 有

$$\dot{\eta}_i = -\lambda_i \eta_i. \tag{48}$$

对于任何 $t \geq 0$, 由于 $\eta_i(0) \geq 0, \eta_i(t) \geq 0$, 可以得到 $V(t) \geq 0$. 多母线直流微电网可以通过文献[26]中的引理2,将上述问题转化为系统(33)和(34)的 H_∞ 控制问题. 综上所述,对于任何 $\|\psi(t)\| \neq 0$, 如果 $J(t) < 0$ 成立,则可以实现系统(21)~(24)、(29)、(30)的 H_∞ 一致性,其前提是

$$J(t) = J_1(t) + J_2(t) + J_3(t) + J_4(t) + J_5(t). \tag{49}$$

其中

$$\begin{aligned} J_1(t) &= \psi^T(t) (A^{*T} P + P A^* + C^{*T} C^*) \psi(t) + \\ & 2\psi^T(t) P D^* \omega(t) - \varepsilon^2 \omega^T(t) \omega(t), \end{aligned} \tag{50}$$

$$J_2(t) = 2\psi^T(t) P \sum_{i=1}^N E_i(\psi(t) - \psi(t_k^i)), \tag{51}$$

$$J_3(t) = \sum_{i=1}^N \dot{\eta}_i, \tag{52}$$

$$J_4(t) = -ch \int_{t-h}^t \psi^T(s) P \dot{\psi}(s) ds, \tag{53}$$

$$J_5(t) = ch^2 \dot{\psi}^T(t) P \dot{\psi}(t). \tag{54}$$

将 N_1 和 N_2 定义为 i 的集合,使得 $N_1 = \{i \in \{1,$

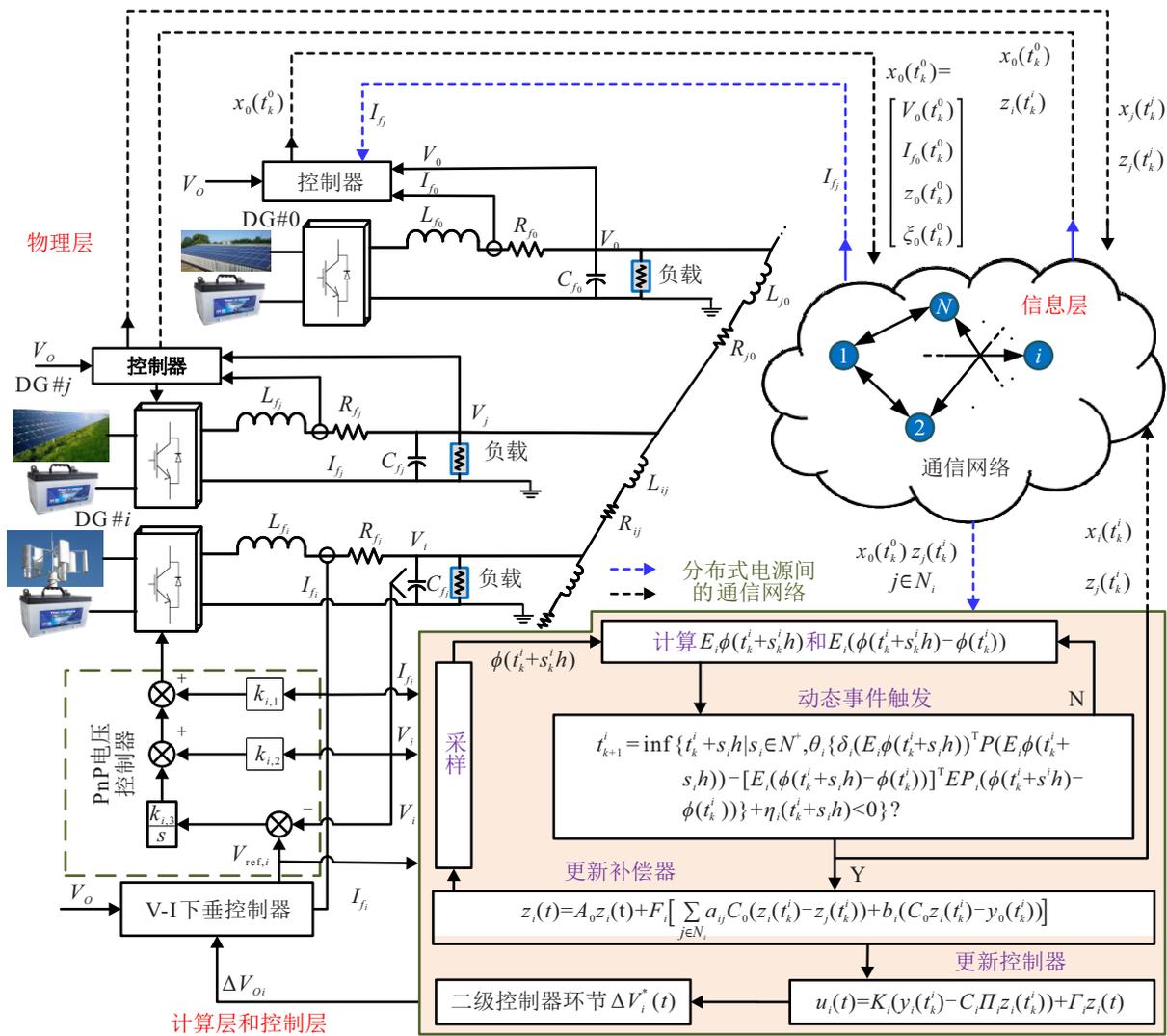


图4 整体控制框图

$2, \dots, N \} | t \in [t_k^i, t_{k+1}^{i*}]$ 和 $N_2 = \{i \in \{1, 2, \dots, N\} | t \in [t_{k+1}^{i*}, t_{k+1}^i]\}$. 然后, 得出以下结论:

$$J_1(t) \leq -\mu_1 \psi^T(t) P \psi(t) - \mu_2 \omega^T(t) \omega(t), \quad (55)$$

$$J_2(t) \leq$$

$$\begin{aligned} & \chi \psi^T(t) P \psi(t) + \chi^{-1} \sum_{i=1}^N [E_i(\psi(t) - \psi(t_k^i))]^T P E_i(\psi(t) - \psi(t_k^i)) \leq \\ & \chi \psi^T(t) P \psi(t) + \\ & \chi^{-1} \sum_{i \in N_1} \left[\delta_i (E_i \psi(t))^T P E_i \psi(t) + \frac{1}{\theta_i} \eta_i(t) \right] + \\ & \chi^{-1} \sum_{i \in N_2} [E_i(\psi(t) - \psi(t_k^i))]^T \times P E_i(\psi(t) - \psi(t_k^i)), \end{aligned} \quad (56)$$

$$J_3(t) =$$

$$\sum_{i \in N_1} \left\{ -\lambda_i \eta_i(t) + \alpha_i \delta_i (E_i \psi(t))^T P E_i \psi(t) - \right.$$

$$\left. \alpha_i [E_i(\psi(t) - \psi(t_k^i))]^T P E_i(\psi(t) - \psi(t_k^i)) \right\} - \sum_{i \in N_2} \lambda_i \eta_i(t), \quad (57)$$

$$J_4(t) =$$

$$\begin{aligned} & - \sum_{i \in N_2} c_i h \int_{t-h}^t \dot{\psi}^T(s) P_i \dot{\psi}(s) ds \leq \\ & - \sum_{i \in N_2} c_i (t - t_k^i) \int_{t_k^i}^t \dot{\psi}^T(s) P_i \dot{\psi}(s) ds \leq \\ & - \sum_{i \in N_2} (\psi(t) - \psi(t_k^i))^T c_i P_i (\psi(t) - \psi(t_k^i)), \end{aligned} \quad (58)$$

$$J_5(t) \leq$$

$$\begin{aligned} & 3ch^2 \left\{ \psi^T(t) A^* P A^* \psi(t) + \omega^T(t) D^* P D^* \omega(t) + \right. \\ & \left. \sum_{i=1}^N [E_i(\psi(t) - \psi(t_k^i))]^T P E_i(\psi(t) - \psi(t_k^i)) \right\} \leq \\ & 3ch^2 \left\{ \psi^T(t) A^* P A^* \psi(t) + \omega^T(t) D^* P D^* \omega(t) + \right. \\ & \left. \sum_{i \in N_1} \left[\delta_i (E_i \psi(t))^T P E_i \psi(t) + \frac{1}{\theta_i} \eta_i(t) \right] + \right. \end{aligned}$$

$$\sum_{i \in N_2} [E_i(\psi(t) - \psi(t_k^i))]^T P E_i(\psi(t) - \psi(t_k^i)) \}. \quad (59)$$

其中: $c_i P_i > 0, \sum_{i=1}^N c_i P_i = cP$.

最后,利用式(55)~(59)可以获得

$$J \leq \psi^T(t) A_1 \psi(t) + \omega^T(t) A_2 \omega(t) + \sum_{i \in N_2} (\psi(t) - \psi(t_k^i))^T A_{3i} (\psi(t) - \psi(t_k^i)) + \sum_{i \in N_1} A_{4i} \eta_i(t). \quad (60)$$

其中

$$A_{3i} = -c_i P_i + (\chi^{-1} - \alpha_i + 3ch^2) E_i^T P E_i. \quad (61)$$

通过简单分析可知存在一系列的 $c_i P_i$, 使得如果 $A_3 < 0$, 则 $A_{3i} < 0$. 因此, 如果 $\|\psi(t)\| > 0$ 且条件(40)满足, 则 $J(t) < 0$. □

值得注意,文中对于 E_i 的定义为

$$E_i = [0 \ E_{1i}^T \ 0 \ E_{2i}^T \ 0]^T.$$

其中: $E_i \in R^{n^* \times n^*}, E_{1i} \in R^{n_i \times n^*}, E_{2i} \in R^{n_0 \times n^*}, n^* = \sum_{i=1}^N n_i + Nn_0; 0$ 为对应的适当维数的零矩阵, 在保证 E_i 的维数可以与 $\psi(t)$ 相乘的同时满足 $E_i \psi(t) = [0 \ E_{1i}^* \ 0 \ E_{2i}^* \ 0]^T$, 这里 $E_{1i}^* = -B_i H_i C_i \psi_{1i}(t) + \Pi_i F_i C_0 [\sum a_{ij}(\psi_{2i}(t) - \psi_{2j}(t)) + b_i \psi_{2i}(t)], E_{2i}^* = -F_i C_0 [\sum a_{ij}(\psi_{2i}(t) - \psi_{2j}(t)) + b_i \psi_{2i}(t)]$. 由此可以看出, 条件式(36)中的 $E_i \psi(t)$ 只包含智能体 i 及其邻居的信息, 因此是局部信息. 将正定矩阵 P 用于式(36)是为了进一步降低触发条件的保守性, 又考虑 P 是一个时不变的值, 因此做出 P 是所有智能体已知信息的假设, 若无法实现, 则可以考虑将正定矩阵 P 替换成如下的对角块形式: $P = \text{diag}\{P_{11}, P_{12}, \dots, P_{1N}, P_{21}, P_{22}, \dots, P_{2N}\}$, 其中 $P_{1i} \in R^{n_i \times n_i}$ 和 $P_{2i} \in R^{n_0 \times n_0}$ 为与第 i 个智能体相对应的正定矩阵, 可完全避免式(36)使用全局信息.

4 理论方法验证

为了验证本文提出的基于信-能复合调制技术的多母线直流微电网电流边缘控制策略的有效性, 通信技术验证、控制算法验证和实际系统验证部分被分别提供.

4.1 通信技术验证

本部分提供信-能复合调制技术的实验结果, 以验证本文所设计的基于信-能复合调制技术的通信策略有效性. 本部分实验系统由DC-DC型换流器搭建, 硬件拓扑采用经典的boost降压拓扑. 换流器具体参

数为: 输入电压 18 V ~ 36 V, 输出电压 50 V, 续流电感 80 uH, 输出电容 220 uF. 设置换流器的非通信频带为 100 kHz, 通信频带为 83.3 kHz. 触发信号与控制信号的实验波形如图5和图6所示. 图5所示, 在触发时刻, 控制信号的频率由非通信频带 100 kHz 变换为通信频带 83.3 kHz, 换流器开始传输信息; 由于触发时刻的相位偏差为 0, 传输的数字信号为 0. 在图6的相位切换时刻, 相位偏差为 $\pi/2$, 即传输的数字信号为 1, 验证了信-能复合调制技术中信息传输的有效性.

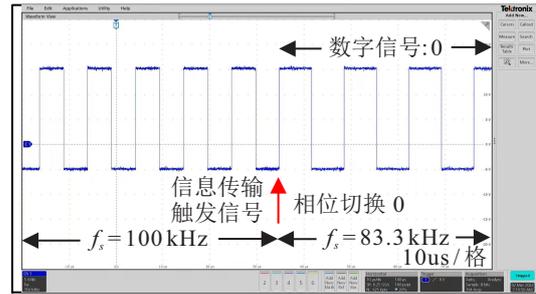


图5 触发时刻

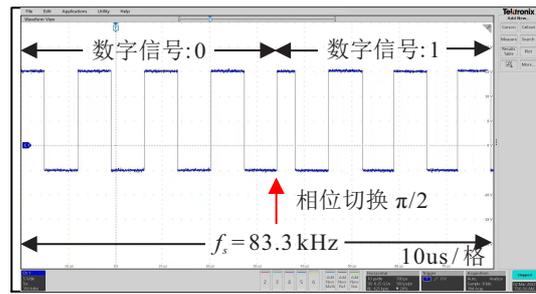


图6 相位切换时刻

4.2 控制算法验证

本部分提供对比仿真系统, 以验证本文所提出的动态事件触发协议的优势. 本部分系统的参数同文献[26]完全相同, 如下所示:

$$A_0 = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, \quad A_1 = A_2 = A_3 = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix},$$

$$A_4 = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 2 \\ -1 & 0 & -1 \\ 0 & -1 & 0 \end{bmatrix}, \quad B_1 = B_2 = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix},$$

$$B_3 = \begin{bmatrix} 1 \\ -1 \end{bmatrix}, \quad B_4 = [1 \ -1 \ 1]^T,$$

$$C_0 = 0.1 \times [1 \ 1], \quad C_1 = C_2 = 0.1 \times [1 \ 1],$$

$$C_3 = 0.1 \times [1 \ -1], \quad C_4 = 0.1 \times [1 \ -1 \ 1],$$

$$D_0 = 0, \quad D_1 = \begin{bmatrix} 0.5 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad D_2 = \begin{bmatrix} -1 \\ 1 \end{bmatrix},$$

$$D_3 = \begin{bmatrix} 1 \\ -0.5 \end{bmatrix}, \quad D_4 = [-1 \ 0.5 \ 1]^T.$$

根据文献[26], Γ 和 Π 选择如下:

$$\Gamma_1 = \Gamma_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 1 \end{bmatrix},$$

$$\Gamma_3 = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \Gamma_4 = \begin{bmatrix} 0.46 & 0.46 \\ -0.38 & -0.38 \\ 0.15 & 0.15 \end{bmatrix},$$

$$\Pi_1 = \Pi_2 = \Pi_3 = [1 \ 1], \Pi_4 = [-0.23 \ -0.23].$$

通信网络拓扑如图7所示.

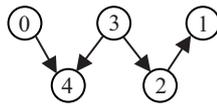


图7 通信网络拓扑

通过引理1可知,对于 $i = 1, 2, 3, 4$, H_i 和 F_i 如下所示:

$$H_1 = H_2 = H_3 = H_4 = -10, \quad (62)$$

$$F_1 = F_2 = F_3 = F_4 = \begin{bmatrix} -10 \\ -10 \end{bmatrix}. \quad (63)$$

通过使用定理1可知,式(37)的参数如下所示:
 $h = 0.02, \delta_i = 0.01, \theta_i = 1, \lambda_i = 0.1, \alpha_i = 1$. 本文所提出的事件触发情况和文献[26-27]的事件触发情况如表1所示. 可以看出,相较于文献[26-27],基于本文提出的动态事件触发通信协议的控制具备更低的控制器更新频率.

表1 触发间隔情况

触发条件	Zeno 行为	控制更新次数	时间间隔/s
本文事件	否	27.5	0.720
文献[26]事件	否	206.8	0.097
文献[27]事件	否	683.7	0.029

4.3 实际系统验证

本部分通过OPAL-RT实时仿真系统平台验证所提出的基于IEPM通信的多母线直流微电网的电流边缘协同控制策略. 在本测试系统中,4个智能体的边缘协同控制策略在DSP(TMS320F28335)控制器中实现,而其余设备利用OPAL-RT实时模拟器进行模拟. 测试平台如图8所示,详细的平台参数可参见文献[9]. 其中:智能体间的线路阻抗分别为 $R_{01} = 0.3\Omega, R_{12} = 0.6\Omega, R_{23} = 0.8\Omega$ 和 $R_{30} = 0.7\Omega$;智能体内的电阻负载分别为 $R_{L_0} = 2\Omega, R_{L_1} = 4\Omega, R_{L_2} = 10\Omega$ 和 $R_{L_3} = 4\Omega$. 本文采用的周期性动态事件触发间隔 h 选取为 $h = 0.01\text{ s}$. 在多母线直流微电网智能体内的新能源额定输出电流容量比为 $2 : 1 : 2 : 1$,且无恒功率负载的存在. 每个智能体内的换流器采用相同的PnP控制器参数,即 $m_{0,1} = m_{1,1} = m_{2,1} = m_{3,1} = -5, m_{0,2} = m_{1,2} = m_{2,2} = m_{3,2} =$

$-0.1, m_{0,3} = m_{1,3} = m_{2,3} = m_{3,3} = 25$. PI控制器的参数为 $k_p = 1.5$ 和 $k_i = 7.5$. 多母线直流微电网的额定直流电压为 50 V . 综上所述,如果这些换流器的输出电流比为 $2 : 1 : 2 : 1$,则可以验证本文提出的基于IEPM通信的多母线直流微电网的电流边缘控制策略的有效性. 为了将多母线直流微电网的电流均衡问题转化为异构多智能体输出一致性问题,本文设定 $m_0 : m_1 : m_2 : m_3 = 1 : 2 : 1 : 2$.

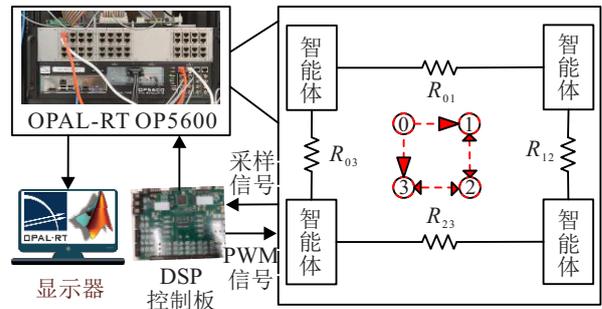


图8 硬件在环半实物仿真测试平台

初始时刻,多母线直流微电网中的换流器仅通过PnP控制器进行控制;在 $t = 5\text{ s}$ 时,启动基于IEPM通信的多母线直流微电网的电流边缘协同控制策略;在 $t = 15\text{ s}$ 时,将电阻负载(3Ω)并联连接至 R_{L_3} 中;在 $t = 25\text{ s}$ 时,切除新增的电阻负载(3Ω);在 $t = 35\text{ s}$ 时,第0个智能体内新增容量为 50 W 的恒功率负载. 在 $t = 50\text{ s}$ 时,第2个智能体内新增容量为 524 W 的恒功率负载.

实际的多母线直流微电网的电压和电流的波形如图9和10所示. 如图9所示,在不同的电阻负载和恒功率负载的情况下,采用本文所提出的基于IEPM通信的多母线直流微电网的电流边缘控制策略都能很好地实现精准的电流均衡. 如图10所示,基于零级控制和初级控制,多母线直流微电网内的母线电压可以得到有效支撑,同时 $\hat{V} = \frac{1}{N} \sum V_i = \frac{1}{4} \sum V_i = 50\text{ V}$. 最后多母线直流微电网的事件触发时刻如图11所示. 通过上述实验结果可知,本文提出的基于IEPM通信的多母线直流微电网的电流边缘控制策略可以在无传统通信网络环境下,实现多个新能源间的电流均衡.

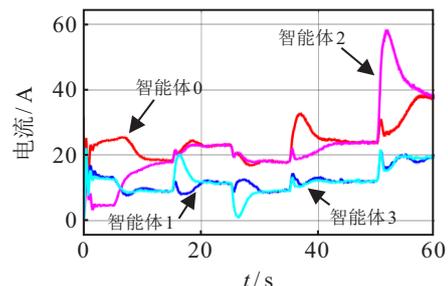


图9 每个智能体的输出电流

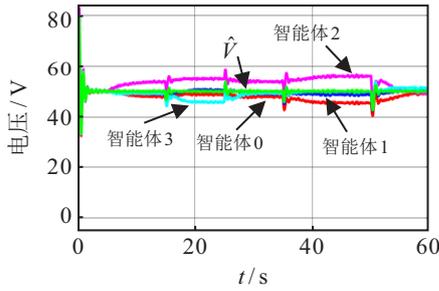


图10 直流微电网内的母线电压

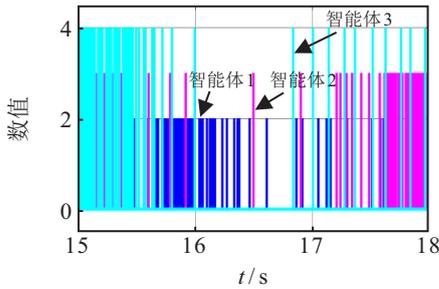


图11 事件触发的触发时刻

对于多母线直流微电网中新能源系统的能量管理,电压调节和电流均衡是确保微电网可靠高效运行的两个最重要的目标。在本文中,电压调节可以通过零级控制器和初级控制器实现,而精准的电流均衡可以通过所提出的基于IEPM通信的多母线直流微电网的电流边缘控制策略实现。

5 结论

虽然直流微电网内新能源的分布式电流均衡控制的研究成果斐然,但实际多母线直流微电网中的通信线路往往是不可靠或者不存在的。基于此,本文提出了基于IEPM通信的多母线直流微电网的电流边缘控制策略。主要的创新点如下:1)设计了多母线直流微电网内各个新能源间的基于信-能复合调制技术的通信策略,实现了无外设通信网络和独立信号发生电路的新能源间信息传输,为后续控制器设计提供了通信基础;2)利用多智能体的观点,构建了含功率耦合项的新能源子系统状态方程模型,进而将其转化为标准的异构多智能体模型,为后续控制器设计提供了模型基础;3)基于所提通信策略和系统模型,设计了基于周期性动态事件触发的多母线直流微电网电流边缘控制策略,实现了新能源间电流按照自身容量比例的精准分担。最后通过半实物仿真平台验证了所提方法的有效性。

参考文献(References)

- [1] 中共中央关于制定国民经济和社会发展第十四个五年规划和二〇三五年远景目标的建议[N]. 人民日报, 2020-11-04(001).
- [2] 季颖, 王建辉. 基于深度强化学习的微电网在线优化

- 调度[J]. 控制与决策, 2022, 37(7): 1675-1684.
- (Ji Y, Wang J H. Online optimal scheduling of a microgrid based on deep reinforcement learning[J]. Control and Decision, 2022, 37(7): 1675-1684.)
- [3] 王睿, 孙秋野, 张化光. 微电网的电流均衡/电压恢复自适应动态规划策略研究[J]. 自动化学报, 2022, 48(2): 479-491.
- (Wang R, Sun Q Y, Zhang H G. Research on current sharing/voltage recovery based adaptive dynamic programming control strategy of microgrids[J]. Acta Automatica Sinica, 2022, 48(2): 479-491.)
- [4] 楼琦凯, 陈蓓, 丁勤, 等. 虚假数据注入攻击下直流微电网的滑模控制[J]. 控制与决策, 2022, 37(12): 3207-3214.
- (Lou Q K, Chen B, Ding M, et al. Sliding mode control of DC microgrid under false data injection attack[J]. Control and Decision, 2022, 37(12): 3207-3214.)
- [5] Zhou J G, Xu Y L, Sun H B, et al. Distributed event-triggered H_∞ consensus based current sharing control of DC microgrids considering uncertainties[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2020, 16(12): 7413-7425.
- [6] Wang R, Sun Q Y, Han J, et al. Energy-management strategy of battery energy storage systems in DC microgrids: A distributed dynamic event-triggered H_∞ consensus control[J]. IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics: Systems, 2022, 52(9): 5692-5701.
- [7] Wang R, Sun Q Y, Tu P F, et al. Reduced-order aggregate model for large-scale converters with inhomogeneous initial conditions in DC microgrids[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2021, 36(3): 2473-2484.
- [8] Jiang J H, Peyghami S, Coates C, et al. A decentralized reliability-enhanced power sharing strategy for PV-based microgrids[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(6): 7281-7293.
- [9] 王睿, 孙秋野, 张化光. 信息能源系统的信-物融合稳定性分析[J]. 自动化学报, 2023, 49(2): 307-316.
- (Wang R, Sun Q Y, Zhang H G. Stability analysis of cyber-physical fusion in cyber-energy systems[J]. Acta Automatica Sinica, 2023, 49(2): 307-316.)
- [10] Yang Q, Jiang L, Zhao H L, et al. Autonomous voltage regulation and current sharing in islanded multi-inverter DC microgrid[J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2018, 9(6): 6429-6437.
- [11] Guerrero J M, Chandorkar M, Lee T L, et al. Advanced control architectures for intelligent microgrids-part I: Decentralized and hierarchical control[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(4): 1254-1262.
- [12] Nasirian V, Moayedi S, Davoudi A, et al. Distributed cooperative control of DC microgrids[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(4): 2288-2303.
- [13] Nasirian V, Davoudi A, Lewis F L, et al. Distributed

- adaptive droop control for DC distribution systems[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2014, 29(4): 944-956.
- [14] Wang P B, Lu X N, Yang X, et al. An improved distributed secondary control method for DC microgrids with enhanced dynamic current sharing performance[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(9): 6658-6673.
- [15] Xing L T, Xu Q W, Guo F H, et al. Distributed secondary control for DC microgrid with event-triggered signal transmissions[J]. IEEE Transactions on Sustainable Energy, 2021, 12(3): 1801-1810.
- [16] Chen Z Y, Yu X H, Xu W Y, et al. Modeling and control of islanded DC microgrid clusters with hierarchical event-triggered consensus algorithm[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, 2021, 68(1): 376-386.
- [17] Lu J H, Zhang X Y, Zhang B F, et al. Distributed dynamic event-triggered control for voltage restoration and current sharing in DC microgrids[J]. IEEE Transactions on Sustainable Energy, 2022, 13(1): 619-628.
- [18] Peyghami S, Davari P, Mokhtari H, et al. Synchronverter-enabled DC power sharing approach for LVDC microgrids[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(10): 8089-8099.
- [19] Kirakosyan A, El-Saadany E F, Moursi M S E, et al. Communication-free Current sharing control strategy for DC microgrids and its application for AC/DC hybrid microgrids[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2020, 35(1): 140-151.
- [20] Wang R C, Lin Z Y, Du J, et al. Direct sequence spread spectrum-based PWM strategy for harmonic reduction and communication[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(6): 4455-4465.
- [21] He X N, Wang R C, Wu J D, et al. Nature of power electronics and integration of power conversion with communication for talkative power[J]. Nature Communications, 2020, 11: 2479.
- [22] Zhang R Q, Hui Y, Wu J D, et al. Embedding OFDM-based carrier communication into power control loop of converter in DC microgrids[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(7): 6914-6924.
- [23] 何湘宁, 王睿驰, 吴建德, 等. 电力电子变换的信息特性与电能离散数字化到智能化的信息调控技术[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(5): 1579-1587.
- (He X N, Wang R C, Wu J D, et al. Info character of power electronic conversion and control with power discretization to digitization then intelligentization[J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(5): 1579-1587.)
- [24] Wang R, Sun Q Y, Ma D Z, et al. Line impedance cooperative stability region identification method for grid-tied inverters under weak grids[J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2020, 11(4): 2856-2866.
- [25] Han R K, Meng L X, Guerrero J M, et al. Distributed nonlinear control with event-triggered communication to achieve current-sharing and voltage regulation in DC microgrids[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(7): 6416-6433.
- [26] Zhang H G, Han J, Wang Y C, et al. H_∞ consensus for linear heterogeneous multiagent systems based on event-triggered output feedback control scheme[J]. IEEE Transactions on Cybernetics, 2019, 49(6): 2268-2279.
- [27] Hu W F, Liu L, Feng G. Output consensus of heterogeneous linear multi-agent systems by distributed event-triggered/self-triggered strategy[J]. IEEE Transactions on Cybernetics, 2017, 47(8): 1914-1924.
- [28] Han J, Zhang H G, Jiang H, et al. H_∞ consensus for linear heterogeneous multi-agent systems with state and output feedback control[J]. Neurocomputing, 2018, 275: 2635-2644.

作者简介

王睿(1993—), 男, 讲师, 博士, 从事智能微电网的机理建模与分布式协同控制等研究, E-mail: wangrui@ise.neu.edu.cn;

孙秋野(1977—), 男, 教授, 博士生导师, 从事网络控制技术、分布式控制技术、配电网领域相关应用等研究, E-mail: sunqiuye@ise.neu.edu.cn;

张化光(1959—), 男, 教授, 博士生导师, 从事自适应动态规划、模糊控制、网络控制、混沌控制等研究, E-mail: zhanghuaguang@ise.neu.edu.cn;

刘骁康(1992—), 男, 讲师, 博士, 从事智能电网的控制与优化、分布式协同与群集智能、强化学习与自适应控制等研究, E-mail: xkliuhust@hotmail.com;

马大中(1982—), 男, 教授, 博士生导师, 从事电力系统及其自动化、能源互联网运行、优化与控制等研究, E-mail: madazhong@ise.neu.edu.cn;

王鹏(1957—), 男, 教授, 博士生导师, 从事智能电网、微型电网等研究, E-mail: pwang@ntu.edu.sg.