

基于动态事件触发复合输出一致性的直流微网电池储能系统分布式控制策略

夏天¹, 杨超², 宋进良³, 黄博南¹

(1. 东北大学信息科学与工程学院, 沈阳 110819; 2. 国网辽宁省电力有限公司信息通信分公司, 沈阳 110000; 3. 国网辽宁省电力有限公司电力科学研究院, 沈阳 110006)

摘要: 分布式电源、恒功率负载和负载切换在储能系统中普遍存在, 他们往往会降低直流微电网储能系统的阻尼进而破坏系统稳定性。针对这一问题, 本文提出一种基于动态事件触发复合输出一致性的完全分布式控制策略, 以实现多母线直流微电网储能系统在 DG、CPL 及负载切换下的精确均流。首先, 本文构建了由 DG、电池、电阻负载和 CPL 组成的直流微电网状态空间函数模型, 并将其转化为标准的线性异构多智能体系统, 旨在明确系统的动态特性。而后, 设计了一种基于动态事件触发和复合输出一致性的协同控制策略, 以实现系统的精确均流, 并解决了实际运行场景中系统通信拓扑全局信息难以获取和通信带宽受限的问题; 最后, 通过控制器硬件在环实验验证了所提策略的有效性, 实验结果表明本文提出的策略能显著优化系统控制效果并具有较强的鲁棒性。

关键词: 电池储能; 输出一致性控制; 动态事件触发通信方法; 能量管理; 直流微电网

Distributed Control Strategy for Battery Energy Storage System in DC Microgrid Based on Dynamic Event-triggered Composite Output Consistency

XIA Tian¹, YANG Chao², SONG Jinliang³, HUANG Bonan¹

(1. College of Information Science and Engineering in Northeastern University, Shenyang 110819, China; 2. State Grid Liaoning Electric Power Company Information and Communication Branch, Shenyang 110000, China; 3. State Grid Liaoning Electric Power Company Electric Power Research Institute, Shenyang 110006, China)

Abstract: Distributed generations, constant power loads and load switching are common in energy storage systems and can reduce the damping of energy storage system of the DC microgrid and thus affect system stability. In view of this issue, in this paper a kind of fully distributed control strategy based on dynamic event-triggered composite output consistency is proposed to achieve accurate current sharing in the multi-bus DC microgrid system at DG, CPL, and load switching. Firstly, a state-space function model of the DC microgrid consisting of DG, battery, resistive loads, and CPL is constructed and is transformed into a standard linear heterogeneous multi-agent system to define dynamic characteristics of the system. Then, a cooperative control strategy based on dynamic event-triggered and composite output consistency is designed to achieve accurate current sharing of the system and such issues as difficult capture of global information of system communication topology and the limitation of communication band width in the actual operation scenario has been solved. Finally, the effectiveness of the proposed strategy is verified in the environmental experiment through the controller hard wire. The experiment result shows the strategy proposed in this paper can not only optimize the control effect of the system, but also have strong robustness.

Keywords: battery energy storage ; output consistency control; dynamic event-triggered communication methods; energy management; DC microgrid

收稿日期: 2025-02-27

基金项目: 国家自然科学基金(52377079); 国家重点研发计划(2018YFA0702200); 中央高校基本科研业务费(N2204010)。

0 引言

分布式可再生能源已经得到了广泛的关注和应用^[1-2],然而,分布式能源的波动性问题仍亟待解决。为此,蓄电池储能系统得到了广泛应用^[3]。同时,一些具有负阻抗特性的恒功率负载被接入系统中^[4],这些负载的输入电压发生变化时(增大或减小),其输入电流会相应地减小或增大,这会导致系统阻尼的降低,进而影响系统稳定性。此外,文献[5]中指出,储能系统中电池单元的输出电流还需根据瞬时充电状态(state of charge, SOC)和可用电池容量进行分配,以确保系统的平衡与稳定。

最初,在独立微网中相关的一次控制策略被广泛应用以实现系统的能量管理^[6-9]。分散控制方法最先被提出,电池逆变器被看作基于V-I下垂控制器的电压源转换器,可再生能源转换器被视为基于电流控制器的电流源转换器^[6]。实现了正常操作下的最大功率点跟踪,并可以根据电网电压降低其功率^[7]。尽管传统下垂控制器可以实现直流微电网的电压调节,但由于没有考虑线路阻抗差异,无法确保电池之间准确的电流分配,导致电池能量利用率下降,部分电池出现过放电/过充电现象^[8]。这会引发许多严重后果,即电池退化、过热,甚至在最坏的情况下会着火^[9]。

为了克服这一问题,文献[10]提出了次级协调中心控制或主从控制方法,这需要主控制器与系统组成之间有快速的通信系统。然而,这种控制方法对单点故障和建模误差非常敏感。同时,他也不适用于未来电池、分布式电源(distributed generation, DG)、负载高度分布并且物理网络是时变的大规模电力系统^[11-12]。

为了解决上述问题,学者们提出了二次协调分布式控制方法来实现精确均流,进一步实现独立微网中电池的功率共享^[13-17]。文献[14]提出了一种分布式多智能体协同控制系统,使电池的输出功率达到能量平衡状态。然而,该策略依赖于电池的特定系统动力学;文献[15]提出了一种基于SOC测量的改进分布式协同控制策略,以保护电池的安全;文献[16]通过考虑这些电池之间的SOC水平,提出了一种精确的电流/功率共享控制策略,但没有考虑线路电阻差异;文献[17]考虑了能量失衡的成本效益和效率;文献[18]提出了一种非线性方法来解决相关问题。然而,以往的这些研究并没有同时考虑DG和恒功率负载(constant power load, CPL)的影响,CPL的负阻抗特性会降低系统阻尼,甚至导致

系统不稳定^[19]。

虽然传统的二次分布式控制策略只需要低带宽通信,但由于电网规模的不断扩大,通信和控制器频率需要进一步降低。文献[20]首次将事件触发概念应用于直流微电网,实现按比例电流并降低了通信带宽;为进一步减少通信,文献[21]提出了动态事件触发通信方法,但仍未应用到电池控制系统中。除此之外,在实际电力系统中,往往每个智能体的状态信息不尽相同。所以,输出一致性控制更加实际。但现存的应用到储能系统中的输出一致性控制策略并没有实现完全的分布式控制,往往对通信拓扑的全局信息的要求较高,文献[22]针对无向连通拓扑结构下的多智能体系统,提出了一种基于广义扩张状态观测器(extended state observer, ESO)的干扰抑制协议。文献[23]开发了一种一致性控制方法来处理异质干扰,但它需要所有智能体的状态信息;文献[24]通过使用有限时间广义状态观测器,针对具有不匹配干扰的线性高阶多智能体系统开发了输出一致性控制策略,这会给大规模的电力网络带来计算负担,值得注意的是,对于上述输出一致性控制方法,它们都需要获得通信拓扑的全局信息,为了避免大规模网络的计算复杂性,本文要消除对通信拓扑全局信息的依赖。

综上所述,针对实际工程中的以下问题:1)储能电池需遵循其SOC状态实现单元间准确均流;2)DG和CPL给系统稳定性以及精确均流带来的干扰;3)需要减少通信,降低通信频率;4)需要避免对通信拓扑全局信息的依赖以降低计算复杂度,本文提出了一种基于动态事件触发和复合输出一致性的协同控制策略,该方法可在系统同时存在DG、CPL和负载切换下实现精确均流和稳定运行,使储能电池维持良好的健康状态研究。

本文的研究如下:1)本文建立了一个包含DG、电池、阻性负载和CPL的直流微电网完整状态空间模型。该模型进一步被转换为标准的线性异质多智能体系统,为二次控制策略的应用提供了基础;2)基于上述系统,本文提出了复合输出一致性方法,实现了系统在多个DG和CPL同时存在的情况下的高效运行,确保了各单元按比例分流,避免了某些单元的过度使用,从而延长了电池的使用寿命;3)为了进一步减少电池之间的通信负担以及二次控制器的更新频率,提出了一种动态事件触发的通信方法,显著降低了通信频率和控制器更新频率。此外,本文将传统的数字控制与动态事件触发控制相结合,有效避免了Zeno行为。

1 直流微电网稳态模型建立

直流微电网中电池单元的典型结构见图1,其中可再生能源作为电流源运行。CPL和DG的广泛使用容易造成系统不稳定^[25],本文将DG和CPL在电压工作点 V_i^0 处线性化^[20],相关公式为

$$I_{DG,i}(v) \approx I_{DG,i} + \left[P_{DG,i} / (V_i^0)^2 \right] v_{DG,i} \quad (1)$$

$$I_{CPL,i}(v) \approx I_{CPL,i} + \left[-P_{CPL,i} / (V_i^0)^2 \right] v_{CPL,i} \quad (2)$$

式中: $I_{DG,i} = -2P_{DG,i}/V_i^0$ 表示第*i*个DG的等效恒定电流负荷; $I_{CPL,i} = 2P_{CPL,i}/V_i^0$ 则表示第*i*个CPL的等效恒定电流负荷; $P_{DG,i}$ 和 $P_{CPL,i}$ 分别表示第*i*个DG和第*i*个CPL恒定功率值; $(V_i^0)^2/P_{DG,i}$ 和 $-(V_i^0)^2/P_{CPL,i}$ 表示会影响系统稳定性的等效电阻; $v_{DG,i}$ 和 $v_{CPL,i}$ 分别是第*i*个DG和第*i*个CPL的输入电压。由于 $v_{DG,i}$ 与 $v_{CPL,i}$ 相同,因此它们可以重新定义为 v 。本文中的CPL类型是严格调节的电力电子转换器负载,其动态描述和相关表达式可以在文献[26]中获得。电力电子变换器的输出电压为直流电压,负载通过泰勒级数展开可表示为 $Z_{load} = f(V) = Z_i(V/V_0)^{\alpha_i}$,其中 α_i 为指数系数, Z 表示电压电阻依赖性。然而,由于严格调节的电力电子变换器的输出电压是一个恒定值,因此 Z_{load} 在平衡点也是一个恒定电阻。此外,本文还考虑了由于直流微电网中负荷变

化的不确定性和间歇性而引起的不确定扰动 I_{Li} ,常见的阻性负载 R_{Li} 。根据等效模型、基尔霍夫定律和准平稳线近似方法,第*i*节电池的模型表示为

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

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

式中: V_i 和 I_{fi} 是状态变量; R_{fi} 、 L_{fi} 、 C_{fi} 分别是第*i*节电池的RLC滤波器; V_i 和 V_j 分别是第*i*个电池和第*j*个电池系统的输出母线电压; I_{fi} 为第*i*节电池的滤波电感电流; V_{0i} 是第*i*节电池的输出电压; R_{ij} 是第*i*个电池系统和第*j*个电池系统之间的线路电阻; $Z_{s,i} = (1/R_{Li}) + P_{DG,i}/(V_i^0)^2 - P_{CPL,i}/(V_i^0)^2$ 表示电阻负载总和; $I_{e,i} = I_{Li} - (2P_{DG,i}/V_i^0)/V_i^0$ 表示等效电流负载。于是,直流微电网的状态空间函数为

$$\begin{aligned} d\bar{x}_i(t) &= \bar{A}_{ii}\bar{x}_i(t) + \sum \bar{A}_{ij}(\bar{x}_i(t) - \bar{x}_j(t)) + \bar{B}_{ii}\bar{u}_i(t) + \bar{D}_{ii}\bar{\omega}_i(t) \\ \bar{y}_i(t) &= \bar{C}_{ii}\bar{x}_i(t) \end{aligned} \quad (5)$$

式中: $\bar{x}_i(t) = (V_i, I_{fi})^T$, $\bar{u}_i(t) = V_{0i}$, $\bar{\omega}_i(t) = (I_{e,i}, 0)^T$, $\bar{y}_i(t) = m_i I_{fi}$; m_i 是下垂系数,与其SOC成反比。其中, $m_i = m_{0i}/\text{SOC}$, m_{0i} 为SOC=1时第*i*节电池的额定下降系数^[5]。且 $\bar{A}_{ii} = [-(1/C_{fi})[1/R_{Li} + P_{DG,i}/(V_i^0)^2] - P_{CPL,i}/(V_i^0)^2, (1/C_{fi}); -(1/L_{fi}), -(R_{fi}/L_{fi})]$, $\bar{A}_{ij} = [-(1/C_{fi})R_{ij}, 0; 0, 0]$, $\bar{B}_{ii} = [0, (1/L_{fi})]^T$, $\bar{D}_{ii} = [-(1/C_{fi}), 0; 0, 0]$, $\bar{C}_{ii} = [0, m_i]$ 。

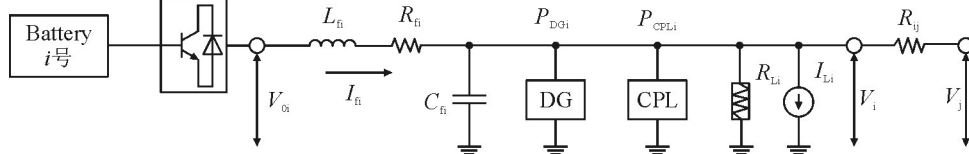


图1 具有1个DG和1个CPL的电池电路示意图

Fig. 1 Schematic diagram of battery circuit with one DG and one CPL

在直流微电网中,即插即用控制器被应用于电池的内部控制回路,被视为零控制器。这为设计系统参数提供了方便,即插即用控制器,表达式为

$$\bar{u}_i(t) = m_{i,1} V_i + m_{i,2} I_{fi} + m_{i,3} \int_0^t (V_{ref,i} - V_i) dt \quad (6)$$

式中: $m_{i,1}$ 、 $m_{i,2}$ 和 $m_{i,3}$ 分别表示PI控制器系数; $V_{ref,i}$ 表示额定电压。根据文献[27],如果式(7)中的即插即用控制器的参数选择遵循以下规则,则式(5)和式(6)表示的直流微电网的原点是渐近稳定的。

$$m_{i,1} < \left[\sum \frac{1}{R_{ij}} + \frac{1}{R_{Li}} + \frac{P_{DG,i}}{(V_i^0)^2} - \frac{P_{CPL,i}}{(V_i^0)^2} \right] \times (R_{fi} - m_{i,2}) + 1 \quad (7)$$

$$m_{i,2} < \frac{L_{fi}}{C_{fi}} \left[\sum \frac{1}{R_{ij}} + \frac{1}{R_{Li}} + \frac{P_{DG,i}}{(V_i^0)^2} - \frac{P_{CPL,i}}{(V_i^0)^2} \right] + R_{fi} \quad (8)$$

$$m_{i,3} \in [0, (m_{i,1} - 1)(m_{i,2} - R_{fi})/L_{fi}] \quad (9)$$

V-I下垂控制器被视为初级控制器,用于实现均流和电压调节。详细的V-I下垂控制器,表达式为

$$V_{ref,i} = V^* - m_i I_i + \Delta V_i^*(t) \quad (10)$$

式中: V^* 为电池的空载电压; $\Delta V_i^*(t)$ 为电压偏移值,其目的是通过次级分布式控制器实现电池之间精确的均流。同时设计 $\Delta V_i^*(t)$ 作为PI控制器,其表达式为

$$\Delta V_i^*(t) = k_p u_i(t) + k_i \int_0^t u_i(t) dt \quad (11)$$

式中: k_p 和 k_i 分别为比例系数和积分系数; $u_i(t)$ 为控制变量,在第三节中提供。基于式(6)和式(10)分别给出的零控制器和主控制器,估计直流微电网的整体状态空间函数模型如下

$$d\bar{u}_i(t) = m_i^p \bar{x}_i(t) + m_i^i \bar{z}_i(t) \quad (12)$$

$$d\bar{z}_i(t) = A_i^* \bar{x}_i(t) + V^* + \Delta V_i^*(t) \quad (13)$$

$$\Delta V_i^*(t) = k_p u_i(t) + \zeta_i(t) \quad (14)$$

$$d\zeta_i(t) = k_i u_i(t) \quad (15)$$

式中: $\bar{z}_i(t) = \int_0^t V_{\text{ref}} - V_i dt$; $\zeta_i(t) = k_i \int_0^t u_i(t) dt$; $m_i^p = [m_{i,1}, m_{i,2}]$; $m_i^i = m_{i,3}$, 并且 $A_i^* = [-1, -m_i]$ 。为了将方程以矩阵形式表示,结合式(5)并定义 $x_i(t) = (\bar{x}_i^T(t), \bar{z}_i^T(t), \zeta_i(t))$, 可得

$$\dot{x}_i(t) = A_{ii} x_i(t) + \sum A_{ij}(x_i(t) - x_j(t)) + B_{ii} u_i(t) + D_{ii} \omega_i(t) \quad (16)$$

$$y_i(t) = C_{ii} x_i(t) \quad (17)$$

其中

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

$$A_{ij} = \begin{bmatrix} \bar{A}_{ij} & 0_{2 \times 1} & 0_{2 \times 1} \\ 0_{1 \times 2} & 0 & 0 \\ 0_{1 \times 2} & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad C_{ii} = \begin{bmatrix} \bar{C}_{ii} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad D_{ii} = \begin{bmatrix} \bar{D}_{ii} & 0_{2 \times 1} \\ 0_{1 \times 2} & 1 \\ 0_{1 \times 2} & 0 \end{bmatrix}。$$

从次级控制器设计的角度来看,代表式(16)中电池之间相互作用的项 $\sum A_{ij}(x_i(t) - x_j(t))$ 可以嵌入到未知扰动项中。因此,第 i ($i = 1, \dots, N$) 节电池的状态空间函数模型重写为

$$\dot{x}_i(t) = A_i x_i(t) + B_i u_i(t) + D_i \omega_i(t) \quad (18)$$

$$y_i(t) = C_i x_i(t) \quad (19)$$

式中, $x_i(t)$ 、 $y_i(t)$ 、 $u_i(t)$ 和 $\omega_i(t)$ 分别是第 i 个电池的状态、输出、输入和外部干扰。

如式(18)和式(19)所示,由 DG、电池、阻性负载和 CPL 组成的直流微电网可以被视为具有未知扰动项的线性异构多智能体系统,由于 $B_1 = B_2 = B_3 = B_4$, 使 $C = C_1$ 、 $A = A_1$, 状态空间函数可以改写为

$$\dot{x}_i^*(t) = A x_i^*(t) + B u_i(t) + D_{d,i} d_i(t) \quad (20)$$

$$y_i(t) = C x_i^*(t) \quad (21)$$

式中: $d_i(t)$ 为第 i 个智能体的总体干扰,既包含内部参数异构造成的扰动也包含外部环境扰动; $D_{d,i}$ 为 $d_i(t)$ 的未知参数矩阵。

2 分布式动态事件触发复合输出一致性控制方法

根据上述分析,当且仅当 $m_1 I_n = \dots = m_i I_n = \dots = m_N I_n$ 才能满足精确均流^[6],这就将问题转化为了输出一致性控制问题。在此基础上,本文提出了分布式异构线性多智能体在未知扰动下的复合输出一致性控制策略。首先,系统应满足以下3个条件:

1) (A, B, C) 是可控且可观察的;

2) 扰动 $d_i(t)$ 有界;

3) 对于通信拓扑 G , 拉普拉斯矩阵 $\mathcal{L}$ 满足 $\lambda_2 = \min_{x \neq 0, 1^T x = 0} \frac{x^T \mathcal{L} x}{x^T x}$, 其中 λ_2 是 $\mathcal{L}$ 的最小非零特征值。

对于第 i 个智能体,本文构建了 Luenberger 观测器来估计其状态,表达式为

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}_i(t) = A \hat{x}_i(t) + B u_i(t) + L_i [y_i(t) - \hat{y}_i(t)] \\ \hat{y}_i(t) = C \hat{x}_i(t) \end{cases} \quad (22)$$

式中: $\hat{x}_i(t)$ 是状态; $u_i(t)$ 、 $\hat{y}_i(t)$ 分别是输入、输出;观测者增益 $L_i \in \mathbb{R}^n$ 待确定。等价输入扰动 (equivalent input disturbance, EID) 方法经过扩展可以处理多智能体系统的未知干扰。将第 i 个智能体的 EID 表示为 $\omega_{e,i}(t)$, 他是施加在控制输入通道 B 上的虚拟信号,对系统输出 $y_i(t)$ 产生效果与真实扰动 $\omega_i(t)$ 相同。在传统的 EID 估计器中,通常会采用低通滤波器和固定的增益来进行扰动的估计^[28]。为了便于灵活设计抗扰性能,本文采用了具有控制增益和通用滤波器的广义 EID 估计器。此外,为简单起见,控制增益和通用滤波器的设计等效地集成到广义 EID 估计器设计中。

对于第 i 个智能体,本文设计了以下广义 EID 估计器。

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}_{e,i}(t) = A_{e,i} \hat{x}_{e,i}(t) + B_{e,i} [y_i(t) - \hat{y}_i(t)] \\ \hat{\omega}_{e,i}(t) = C_{e,i} \hat{x}_{e,i}(t) \end{cases} \quad (23)$$

式中: $A_{e,i}$ 、 $B_{e,i}$ 、 $C_{e,i}$ 分别为估计器的参数; $\hat{x}_{e,i} \in \mathbb{R}^{n_{e,i}}$ 是状态; $\hat{\omega}_{e,i}$ 是 EID 中 $\omega_{e,i}$ 的估计值。参数 $(A_{e,i}, B_{e,i}, C_{e,i})$ 对于抗扰性能至关重要。为了简单起见,通常预先选择 $(A_{e,i}, C_{e,i})$, 而 $B_{e,i}$ 根据稳定性或性能条件计算或调整。具体来说, $A_{e,i}$ 是根据抗扰控制要求来选择的,而 $C_{e,i}$ 的选择是为了方便系统设计。上述广义 EID 估计器是为每个智能体专门设计的,且仅使用输出信息。因此,估计器是分布式的。

基于边缘的自适应协议被用于共识控制

$$u_{f,i}(t) = K \sum_{j=1}^N c_{ij}(t) a_{ij} [\hat{x}_i(t) - \hat{x}_j(t)] \quad (24)$$

式中: a_{ij} 是连接矩阵 A 的元素; K 是待确定的控制增益;通信链路的时变权重 $c_{ij}(t)$ 表示智能体之间的耦合程度,并通过下式动态更新为

$$\dot{c}_{ij}(t) = s_{ij} a_{ij} [\hat{x}_i(t) - \hat{x}_j(t)]^T \Gamma [\hat{x}_i(t) - \hat{x}_j(t)] \quad (25)$$

式中: $s_{ij} = s_{ji}$, 且都是正的常数; Γ 是待确定的控制增

益。对于无向图 G , 有 $a_{ij} = a_{ji}$ 。根据式(25)可得

$$c_{ij}(t) = c_{ji}(t), \forall t \geq 0 \quad (26)$$

只要初始值选择为 $c_{ij}(0) = c_{ji}(0)$, 自适应协议式(24)是分布式的。

将扰动估计 $\omega_{e,i}$ 纳入自适应一致性控制协议式(24)中的 $u_{f,i}$ 中, 那么可以得到第 i 个智能体新的复合一致性控制律 $u_i(t)$ 公式为

$$u_i(t) = u_{f,i}(t) - \hat{\omega}_{e,i}(t) \quad (27)$$

这种复合共识协议通过主动估计以抵消 $\omega_i(t)$ 对系统输出 $y_i(t)$ 的影响, 显著增强了抗干扰性能。

2.1 闭环多智能体系统的动态分析

第 i 个智能体误差信号公式为

$$\begin{cases} \tilde{x}_i(t) = x_i^*(t) - \hat{x}_i(t) \\ \tilde{y}_i(t) = y_i^*(t) - \hat{y}_i(t) \end{cases} \quad (28)$$

将式(27)代入式(22)并结合式(28), 可得

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}_i(t) = A\hat{x}_i(t) + BK \sum_{j=1}^N c_{ij}(t) a_{ij} [\hat{x}_i(t) - \hat{x}_j(t)] + L_i C \tilde{x}_i(t) \\ \hat{y}_i(t) = C\hat{x}_i(t) \end{cases} \quad (29)$$

结合式(21)、式(23)的第2个方程和式(27)得

$$\dot{x}_i^*(t) = Ax_i^*(t) + Bu_{f,i}(t) - BC_{e,i}x_{e,i}(t) + B_{\omega,i}\omega_i(t) \quad (30)$$

由式(21)-(27)可知

$$\dot{\tilde{x}}_i(t) = (A - L_i C)\tilde{x}_i(t) - BC_{e,i}x_{e,i}(t) + B_{\omega,i}\omega_i(t) \quad (31)$$

将式(28)代入式(23)得

$$\begin{cases} \dot{x}_{e,i}(t) = A_{e,i}x_{e,i}(t) + B_{e,i}C\tilde{x}_i(t) \\ \dot{\tilde{\omega}}_{e,i}(t) = C_{e,i}x_{e,i}(t) \end{cases} \quad (32)$$

定义 $\psi_i(t) = [\tilde{x}_i^T(t) \quad \tilde{\omega}_{e,i}^T(t)]^T$ 。

对于第 i 个去中心化广义 EID 估计器和观测器, 状态空间表示为

$$\begin{cases} \dot{\psi}_i(t) = \tilde{A}_i \psi_i(t) + \tilde{B}_{\omega,i} \omega_i(t) \\ \tilde{y}_i(t) = \tilde{C} \psi_i(t) \end{cases} \quad (33)$$

其中

$$\begin{cases} \tilde{A}_i = \begin{bmatrix} A - L_i C & -BC_{e,i} \\ B_{e,i} C & A_{e,i} \end{bmatrix}, \tilde{B}_{\omega,i} = \begin{bmatrix} B_{\omega,i} \\ 0 \end{bmatrix} \\ \tilde{C} = [C \quad 0] \end{cases} \quad (34)$$

进一步, 将式(32)中的 $\tilde{A}_i$ 改写为

$$\tilde{A}_i = \begin{bmatrix} A & -BC_{e,i} \\ 0 & A_{e,i} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} L_i \\ -B_{e,i} \end{bmatrix} [C \quad 0] \quad (35)$$

当 $(A_{e,i}, C_{e,i})$ 可观时, 如前所述, 此时广义 EID 估计器和观测器的设计归结为 $[L_i^T - B_{e,i}^T]^T$ 的设计。

对于 $i = 1, \dots, N$, 定义 $\hat{x} = \text{col}\{\hat{x}_i\}$, $\tilde{x} = \text{col}\{\tilde{x}_i\}$, $\psi = \text{col}\{\psi_i\}$ 。此时对于闭环多智能体系统, 可以得

到式

$$\dot{\hat{x}}(t) = \hat{A}\hat{x}(t) + [\tilde{\mathcal{L}}(t) \otimes BK]\hat{x}(t) + \tilde{L}_\psi \psi(t) \quad (36)$$

$$\dot{\psi}(t) = \tilde{A}\psi(t) + \tilde{B}_\omega \tilde{\omega}(t) \quad (37)$$

式中: $\tilde{\mathcal{L}}(t) = [\tilde{\mathcal{L}}_{ij}(t)]$; $\tilde{\mathcal{L}}_{ij}(t) = c_{ij}(t)a_{ij}$, $i \neq j$ 时 $\tilde{\mathcal{L}}_{ij}(t) = \sum_{j \neq i} c_{ij}(t)a_{ij}$, $i = j$ 时 $c_{ij}(t)$ 由式(25)更新, 且

$$\begin{cases} \hat{A} = I_n \otimes A, \tilde{A} = \text{diag}\{\tilde{A}_1, \dots, \tilde{A}_N\} \\ \tilde{L}_\psi = \text{diag}\{L_1 \tilde{C}, \dots, L_N \tilde{C}\} \\ \tilde{B}_\omega = \text{diag}\{\tilde{B}_{\omega,1}, \dots, \tilde{B}_{\omega,N}\} \\ \tilde{\omega} = [\omega_1^T, \dots, \omega_N^T]^T \end{cases} \quad (38)$$

令 $\tilde{L} = \text{diag}\{L_1 C, \dots, L_N C\}$, 可得

$$\tilde{L}_\psi \psi = \tilde{L} \tilde{x} \quad (39)$$

式(36)与权重自适应定律式(18)一起描述了全分布式自适应反馈控制子系统的动态, 式(37)中第2项表示分散式干扰抑制子系统。

2.2 未知扰动下的多智能体系统的一致性控制

在实现对带有未知扰动的线性异质多智能体输出共识一致之前, 要回顾如下3个引理。

引理1: 考虑 $\dot{x} = f(x, t)$, 其中 $f(\cdot)$ 在 x 中局部 Lipschitz, 在 t 中分段连续。如果存在连续可微函数 $V(x, t)$ 能使以下条件沿系统轨迹 $\dot{x} = f(x, t)$ 成立, 则 $\dot{x} = f(x, t)$ 的解 $x(t)$ 一致最终有界^[29]。

$$\begin{aligned} \beta_1(\|x\|) &\leq V(x, t) \leq \beta_2(\|x\|) \\ \dot{V}(x, t) &\leq -\beta_3(\|x\|) + \epsilon \end{aligned} \quad (40)$$

式中: β_1 和 β_2 是 K_∞ 类函数; $\epsilon > 0$; β_3 是 K 类函数。

引理2: 对于任何 $x, y \in \mathbb{R}^n$ 且给定具有适当维数的正实矩阵 D, E , 存在一个正常数 κ 满足^[30]

$$2x^T DEy \leq \kappa^{-1} x^T D D^T x + \kappa y^T E^T E y \quad (41)$$

引理3: 如果 $\dot{g}(t)$, $g(t) \in l_\infty$ 且 $g(t) \in l_q$, $1 \leq q < \infty$, 则 $\lim_{t \rightarrow \infty} g(t) = 0$ ^[31]。

接下来, 给出受到未知扰动的线性异质多智能体的输出一致性定义。

如果满足下面的条件, 则受到扰动的多智能体系统式(1)的输出最终一致有界。另外, 每个耦合权重 c_{ij} 收敛到某个有限值 $\forall i, j = 1, \dots, N$ 。

存在正常数 κ_1 和适当维数的对称正定矩阵 P_1 , 使得以下不等式成立。

$$P_1 A + A^T P_1 - 2P_1 B B^T P_1 \leq -\kappa_1 I_n \quad (42)$$

对于 $i = 1, \dots, N$, 根据第 i 个智能体的抗扰性能要求选择 $(A_{e,i}, C_{e,i})$, 设计 $[L_i^T - B_{e,i}^T]^T$, 使得式(35)中的 $\tilde{A}_i$ 是 Hurwitz 矩阵。进一步, 反馈控制增益 K 、 Γ 公式为

$$K = -B^T P_1, \Gamma = P_1 B B^T P_1 \quad (43)$$

2.3 动态事件触发机制

在本节中,针对系统(20)、(21),提出一种分布式自适应动态事件触发控制协议,由前文分析可知 $\hat{x}_i(t_k^i)$ 是 $x_i(t)$ 的状态估计,其中 $t \in [t_k^i, t_{k+1}^i)$, t_k^i 表示智能体 i 的第 k 个事件触发时刻且 $t_0^i = 0$ 。智能体 i 的状态误差信号定义为 $e_i(t) = \hat{x}_i(t_k^i) - x_i(t)$, $i = 1, \dots, N$ 。

对每一个智能体,设置动态触发函数

$$f_i(t) = \theta_i \left\{ a_{ij} e_i^T(t) e_i(t) - 0.05 \sum_{j \in N_i} a_{ij} [y_i(t_k^i) - y_j(t_k^i)] \times [y_i(t_k^i) - y_j(t_k^i)] \right\} - \eta_i(t) \quad (44)$$

$$\dot{\eta}_i(t) = -\rho_i \eta_i(t) + \nu_i \left\{ 0.05 \sum_{j \in N_i} a_{ij} [y_i(t_k^i) - y_j(t_k^i)]^T \times [y_i(t_k^i) - y_j(t_k^i)] - \sum_{j \in N_i} a_{ij} e_i^T(t) e_i(t) \right\} \quad (45)$$

其中 $\theta_i > 0$, $\delta > 0$, $\eta_i(t)$ 是一个辅助变量且 $\eta_i(0) > 0$, $\rho_i > 0$, $0 < \nu_i < 1$ 。事件触发时刻定义为 $t_{k+1}^i = \inf \{ t > t_k^i | f_i(t) \geq 0 \}$ 。

3 算例分析与实验验证

3.1 算例分析

接下来通过算例分析和比较,验证该方法的有效性和优越性。由6个智能体组成的多智能体系统,相应的通信拓扑图见图2。

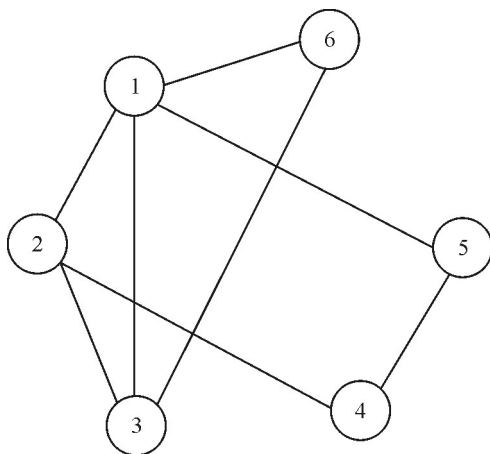


图2 通信拓扑

Fig. 2 Communication topology

每个智能体是一个二阶临界稳定系统。参数为

$$\begin{cases} A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix}^T, C = \begin{bmatrix} 1 & 2 \end{bmatrix} \\ D_1 = \begin{bmatrix} 3 & 1 \end{bmatrix}^T, D_3 = \begin{bmatrix} 2 & 1 \end{bmatrix}^T \\ D_5 = \begin{bmatrix} 1 & 3 \end{bmatrix}^T, D_6 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix}^T \\ D_2 = D_4 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \end{bmatrix}^T \end{cases} \quad (46)$$

每个干扰分别为,其中第2个以及第4个智能体无干扰

$$\begin{cases} d_1(t) = 2 \sin 4\pi t, 40s \leq t \leq 50s \\ d_3(t) = 0.5 \sin 0.5\pi t - e^{-0.4t} + \tanh(t - 23), 10s \leq t \leq 30s \\ d_5(t) = 3 \sin 7\pi t, 35s \leq t \leq 45s \\ d_6(t) = 0.3 \sin 0.2\pi t - e^{-0.5t}, 20s \leq t \leq 35s \end{cases} \quad (47)$$

由这些参数很容易看出之前的假设成立。假设 d_1 和 d_5 的模型是已知的。在适当的初始值下,1和5智能体面对的干扰的可以由下式给出

$$\begin{cases} \dot{x}_{d,1}(t) = \begin{bmatrix} 0 & -16\pi^2 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} x_{d,1}(t) \\ d_1(t) = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} x_{d,1}(t) \end{cases} \quad (48)$$

$$\begin{cases} \dot{x}_{d,5}(t) = \begin{bmatrix} 0 & -49\pi^2 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} x_{d,5}(t) \\ d_5(t) = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} x_{d,5}(t) \end{cases} \quad (49)$$

对于 $i, j = 1, \dots, 6$ 都选择 $s_{ij} = 1$ 。初始值 $c_{ij}(0) = c_{ji}(0)$ 随机选择,表示如下

$$c(0) = \begin{bmatrix} 0.1 & 0.2 & 0.3 & 0.4 & 0.5 & 0.6 \\ 0.2 & 0.7 & 0.8 & 0.9 & 1.0 & 1.1 \\ 0.3 & 0.8 & 1.2 & 1.3 & 1.4 & 1.5 \\ 0.4 & 0.9 & 1.3 & 1.6 & 1.7 & 1.8 \\ 0.5 & 1.0 & 1.4 & 1.7 & 1.8 & 1.8 \\ 0.6 & 1.1 & 1.5 & 1.8 & 1.9 & 2.0 \end{bmatrix} \quad (50)$$

选择 $\kappa_1 = 1000$, 式(38)的解为

$$P_1 = \begin{bmatrix} 817.8621 & -393.9813 \\ -393.9813 & 202.1389 \end{bmatrix} \quad (51)$$

进而可以得到

$$\begin{cases} K = \begin{bmatrix} -29.8995 & -10.2965 \end{bmatrix} \\ \Gamma = \begin{bmatrix} 893.9813 & 307.8618 \\ 307.8616 & 106.0187 \end{bmatrix} \end{cases} \quad (52)$$

尽管缺乏关于 d_3 和 d_6 的信息,但可以用估计器来估计扰动。 $A_{e,3}, A_{e,6}$ 选为 0, $C_{e,3}, C_{e,6}$ 选为 1。对于1智能体的广义 EID 估计器,取 $A_{e,1} = A_{d,1}$, $C_{e,1} = C_{d,1}$ 。对于5智能体的广义 EID 估计器,取 $A_{e,5} = A_{d,5}$ 和 $C_{e,5} = C_{d,5}$ 。使用线性二次调节方法计算增益。对于快速抗扰控制,分布式广义 EID 估计器的状态应该分配一个重要的权重。因此,对于 $i = 1, 3, 5, 6$, 用于调整 $(L_i, B_{e,i})$ 的权重矩阵被选择为

$$\begin{cases} Q_{L_1} = \text{diag}\{I_2, 100 \times I_2\}, R_{L_1} = 0.01 \\ Q_{L_3} = Q_{L_6} = \text{diag}\{I_2, 10\}, \\ R_{L_3} = R_{L_6} = 0.01 \\ Q_{L_5} = \text{diag}\{I_2, 100 \times I_2\}, R_{L_5} = 0.01 \end{cases} \quad (53)$$

解出的结果为

$$\begin{cases} L_1 = \begin{bmatrix} 0.266 & 9 \\ 19.594 & 0 \end{bmatrix}, L_3 = L_6 = \begin{bmatrix} -0.476 & 8 \\ 13.029 & 0 \end{bmatrix} \\ L_5 = \begin{bmatrix} -0.226 & 5 \\ 44.420 & 6 \end{bmatrix}, B_{e,1} = \begin{bmatrix} 367.141 & 9 \\ -12.359 & 0 \end{bmatrix} \\ B_{e,5} = \begin{bmatrix} 1 & 815.757 & 3 \\ -56.606 & 4 \end{bmatrix}, \\ B_{e,3} = B_{e,6} = 31.607 & 8 \end{cases} \quad (54)$$

由于扰动 d_2 和 d_4 为零,因此不需要第2、第4代理的广义 EID 估计量。剩下部分就是设计观察者。对于 $i=2,4$,权重矩阵被选择为 $Q_{L_i}=I_2$, $R_{L_i}=1$,可得

$$L_i = \begin{bmatrix} 0.234 & 0 \\ 1.553 & 5 \end{bmatrix} \quad (55)$$

假设智能体的初始状态为零,即 $x_i(0)=0$,输出误差见图3,多智能体系统被稳定化,并且能够有效抑制系统输出上的干扰。

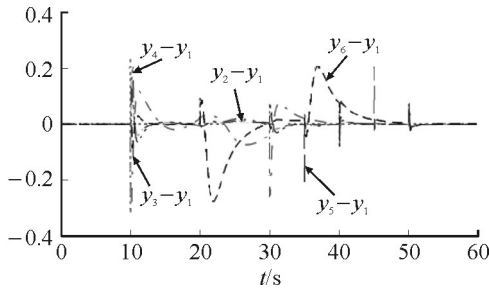


图3 输出误差
Fig. 3 Output errors

此外,均方根误差被用来评估干扰抑制性能

$$\text{RMES} = \sum_{i=1}^6 \sqrt{\frac{1}{50} \int_{10}^{60} |e_i(t)|^2 dt} \quad (56)$$

其中 $e_i = y_i - y_1$,本文提出方法 RMES 为 0.091 1。

3.2 实验验证

为了验证均流的准确性,在 OPAL-RT 实时仿真系统中进行了实验。在该实验中,当其他系统元件在 OPAL-RT 实时仿真器中仿真时,4 个逆变器的下垂控制策略在 DSP(TMS 320 F28335)控制器中实现,如图4所示,通信拓扑见图5。线路阻抗分别为 $R_{12}=0.3 \Omega$, $R_{23}=0.6 \Omega$, $R_{34}=0.8 \Omega$, $R_{41}=0.7 \Omega$ 。电阻性负载分别为 $R_{L1}=2 \Omega$, $R_{L2}=4 \Omega$, $R_{L3}=8 \Omega$, $R_{L4}=4 \Omega$ 。开始时,每个电池的 SOC 为 90%,并且这 4 个电池的额定容量比例为 2:1:2:1。DG 的容量为 $P_{DG1}=\dots=P_{DG4}=300 \text{ W}$, CPL 的容量为 $P_{CPL1}=\dots=P_{CPL4}=300 \text{ W}$ 。每个蓄电池的 PnP 控制器参数相同,分别为 $m_{1,1}=m_{2,1}=m_{2,1}=m_{3,1}=m_{4,1}=-5$, $m_{1,2}=m_{2,2}=m_{3,2}=m_{4,2}=-0.1$, $m_{1,3}=m_{2,3}=m_{3,3}=m_{4,3}=25$ 。PI 控制

器的参数为 $k_p=1.5$ 和 $k_i=7.5$ 。直流微电网的额定直流电压为 50 V,综上所述,如果这些电池的输出电流之比为 2:1:2:1,则可以验证均流的准确性。

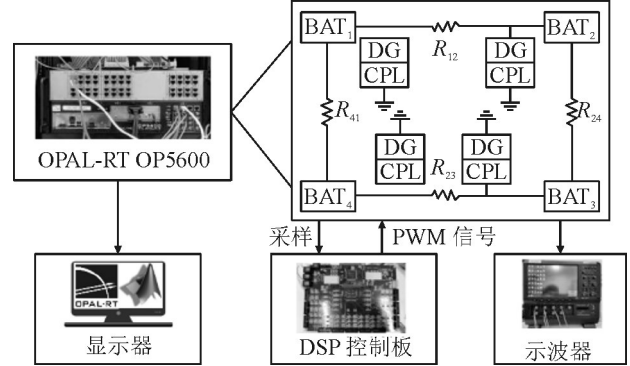


图4 通信拓扑
Fig. 4 Communication topology

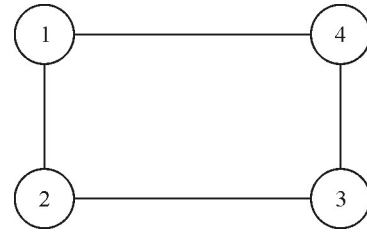


图5 通信拓扑
Fig. 5 Communication topology

为了验证本文方法的抗干扰能力,在第 27 s 时,一个 4Ω 的电阻并联一个 4Ω 到 R_{L4} 上,在第 42 s 时,该电阻被断开。在第 55 s 时,第 3 块 CPL 的功率增加到 524 W,输出电流见图6,在不同的线路阻抗、阻性负载、CPL 容量下,通过采用所提出的复合输出一致性控制,可以实现电池之间的精确电流均流。第 2 块电池和第 4 块电池承担第 1 块电池和第 3 块电池的负载电流的一半。通过所提出的控制策略确保了电压渐近平衡, $(1/4)\sum V_i = 50 \text{ V}$,输出电压见图7。输入状态的变化过程见图8。综上所述,分布式动态事件触发复合一致性控制方法实现精确均流的性能得到了验证。

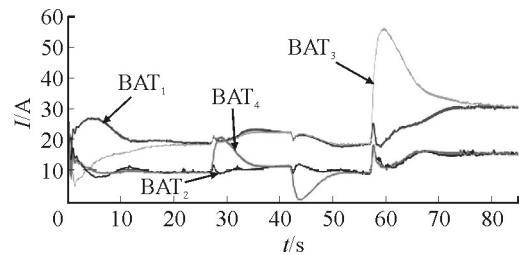


图6 输出电流
Fig. 6 Output current

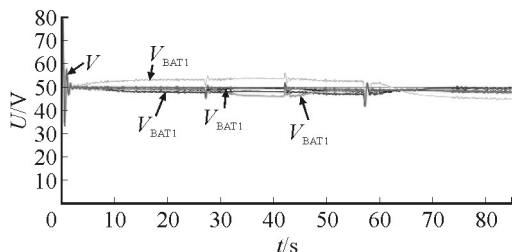


图7 输出电压
Fig. 7 Output voltage

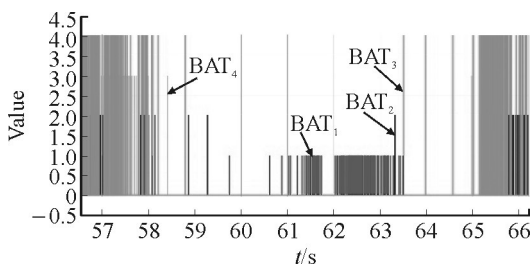


图8 动态触发时刻
Fig. 8 Dynamic triggering instant

对于直流微网储能电池系统的能量管理,电压调节和功率共享是保证系统安全高效运行的两个最重要的目标。本文通过一次控制器实现了电压的稳定运行,进而创新性地利用复合输出一致性控制方法实现了多储能单元间的精准电流均分,并且本文将动态事件触发通信方法应用进来。仿真结果表明本文控制策略具有通信负担低、动态响应快、控制精度高等显著优势。

4 结语

储能系统在微电网中被广泛应用以补偿电源和负载之间的功率不平衡。虽然电池能量控制策略已经被广泛研究,但是对于同时有 DG、CPL 和负载频繁切换影响的储能系统的研究还不完善,并且目前大量的控制策略对全局通信拓扑信息以及通信和控制器触发频率要求较高。为此,本文提出的基于动态事件触发和复合输出一致性的完全分布式控制方法,以实现多 DG 和 CPL 系统的精确均流和高效运行。与以往文献相比,本文具有以下优点:

- 1)考虑了 DG 以及 CPL 的影响,详细建立了包含 DG、电池、阻性负载和 CPL 的状态空间函数模型,并将该模型转化为标准的线性异构多智能体系统;
- 2)实现了系统的完全分布式控制,消除了控制策略对通信拓扑全局信息的依赖,设计了广义 EID 估计器,增强了系统鲁棒性;
- 3)在传统分布式控制仅需低带宽通信的基础上,通过动态事件触发通信方法进一步减少了各电池单元通信和二次控制器更新的频率。

参考文献

- [1] 魏芃,蔡涛,朝泽云,等. 电池均衡系统的分布式协同一致性控制策略[J]. 中国电机工程学报,2021,41(3):908-920.
WEI Peng, CAI Tao, CHAO Zeyun, et al. Distributed cooperative consensus control strategy for battery equalization system[J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(3): 908-920.
- [2] 盛万兴,吴鸣,季宇,等. 分布式可再生能源发电集群并网消纳关键技术及工程实践[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(8): 2175-2186.
SHENG Wanxing, WU Ming, JI Yu, et al. Key techniques and engineering practice of distributed renewable Generation clusters integration[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(8): 2175-2186.
- [3] REY J M, ROSETO C X, VELASCO M, et al. Local frequency restoration for droop-controlled parallel inverters in islanded microgrids[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2019, 34(3): 1232-1241.
- [4] LIU Zeng, LIU Jinjun, BAO Weihang, et al. Infinity-norm of impedance-based stability criterion for three-phase AC distributed power systems with constant power loads[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(6): 3030-3043.
- [5] HUANG Bonan, ZHENG Shun, WANG Rui, et al. Distributed optimal control of DC microgrid considering balance of charge state[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2022, 37(3): 2162-2174.
- [6] URTASUN A, SANCHIS P, MARROYO L. State-of-charge-based droop control for stand-alone AC supply systems with distributed energy storage[J]. Energy Conversion and Management, 2015, 106(12): 709-720.
- [7] WANG Rui, SUN Qiuye, MA Dazhong, et al. The small-signal stability analysis of the droop-controlled converter in electromagnetic timescale[J]. IEEE Transactions on Sustainable Energy, 2019, 10(3): 1459-1469.
- [8] X LU J M G S, J. C. VASQUEZ. An improved droop control method for dc microgrids based on low bandwidth communication with DC bus voltage restoration and enhanced current sharing accuracy[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(4): 1800-1812.
- [9] HUANG Wangxin, ABU QAHOUQ J A. Energy sharing control scheme for state-of-charge balancing of distributed battery energy storage system[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(5): 2764-2776.
- [10] HAN Renke, TUCCI M, MARTINELLI A, et al. Stability analysis of primary plug-and-play and secondary leader-based controllers for DC microgrid clusters[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2019, 34(3): 1780-1800.
- [11] J ZHOU Y X S W, M. CHOW. Distributed event-triggered consensus based current sharing control of DC microgrids considering uncertainties[J]. IEEE Trans. Ind. Informat.,

- 2020, 16(12): 7413-7425.
- [12] H ZHANG J H W, H. JIANG. Consensus for linear heterogeneous multiagent systems based on event-triggered output feedback control scheme[J]. IEEE Transactions on Cybernetics, 2019, 49(6): 2268-2279.
- [13] MORSTYN T, HREDZAK B, AGELIDIS V G. Distributed cooperative control of microgrid storage[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2015, 30(5): 2780-2789.
- [14] CAI He, HU Guoqiang. Distributed control scheme for package-level state-of-charge balancing of grid-connected battery energy storage system[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2016, 12(5): 1919-1929.
- [15] HOANG K D, H. H. LEE. Accurate power sharing with balanced battery state of charge in distributed dc microgrid[J]. IEEE Trans. Ind. Electron, 2019, 66(3): 1883-1893.
- [16] XU Yinliang, WU Wenchuan, ZHOU Jianguo. A distributed task allocation based on a winner-take-all approach for multiple energy storage systems coordination in a microgrid [J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2020, 11(1): 686-695.
- [17] LIU Lei, LIU Yanjun, LI Dapeng, et al. Barrier lyapunov function-based adaptive fuzzy FTC for switched systems and its applications to resistance-inductance-capacitance circuit system[J]. IEEE Transactions on Cybernetics, 2020, 50(8): 3491-3502.
- [18] OLFATI-SABER R, MURRAY R M. Consensus problems in networks of agents with switching topology and time-delays[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2004, 49(9): 1520-1533.
- [19] ZHANG Hongyu, XIE Renyou, LI Yuren, et al. Finite-time model predictive stabilization of DC electrical power systems feeding CPLs in more electric aircraft[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2024, 71(10): 12119-12130.
- [20] R HAN L M M G, VASQUEZ J C. Distributed nonlinear control with event-triggered communication to achieve currentsharing and voltage regulation in dc microgrids[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(7): 6416-6433.
- [21] LIU D, G. H. YANG. A dynamic event-triggered control approach to leader-following consensus for linear multiagent systems[J]. IEEE Trans. Syst, 2021, 51(10): 6271-6279.
- [22] LUO Yiping, PANG Jialong, CAO Jinde, et al. Finite-time dynamic event-triggered consensus of multi-agent systems with mismatched disturbances based on disturbance observer[J]. Journal of the Franklin Institute, 2023, 360(15): 10876-10892.
- [23] WEI Qinglai, WANG Xin, ZHONG Xiangnan, et al. Consensus control of leader-following multi-agent systems in directed topology with heterogeneous disturbances[J]. IEEE/CAA Journal of Automatica Sinica, 2021, 8(2): 423-431.
- [24] LI Guipu, WANG Xiangyu, LI Shihua. Finite-time output consensus of higher-order multiagent systems with mismatched disturbances and unknown state elements[J]. IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, 2019, 49(12): 2571-2581.
- [25] WU Wenhua, CHEN Yandong, ZHOU Leming, et al. Sequence impedance modeling and stability comparative analysis of voltage-controlled VSGs and current-controlled VSGs[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(8): 6460-6472.
- [26] RUI Wang, SUN Qiuye, MA Dazhong, 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.
- [27] SADABADI M S, SHAFIEE Q, KARIMI A. Plug-and-play robust voltage control of DC microgrids[J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2018, 9(6): 6886-6896.
- [28] SHE Jinhua, FANG Mingxing, OHYAMA Y, et al. Improving disturbance-rejection performance based on an equivalent-input-disturbance approach[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, 55(1): 380-389.
- [29] CORLESS M, G. Leitmann. Continuous state feedback guaranteeing uniform ultimate boundedness for uncertain dynamic systems[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 1981, 26(5): 1139-1144.
- [30] WANG Youyi, XIE Lihua, DE SOUZA C E. Robust control of a class of uncertain nonlinear systems[J]. Systems & Control Letters, 1992, 19(2): 139-149.
- [31] P. A. IOANNOU, J. SUN, Robust adaptive control[M]. Prentice-Hall, 1996.

作者简介:

夏天(2001—),男,硕士研究生,主要研究方向为直流微电网储能的协同控制。

杨超(1988—),男,工程师,主要研究方向为电力物联网,人工智能,电网大数据挖掘。

宋进良(1983—),男,高级工程师,主要研究方向为电力物联网,人工智能,电网大数据挖掘。

黄博南(1982—),男,教授,通信作者,主要研究方向为神经动力学分析,复杂网络,多智能系统及其在智能电网和能源互联网中的应用。E-mail: huangbonan@ise.neu.edu.cn。