

考虑故障穿越和时变延迟的孤岛微网电压 功率控制

曹德发¹, 王 彬², 李志华¹, 马 明¹, 陈诚伟¹, 周哲民³

(1.广东电网有限责任公司梅州供电局, 梅州 514000; 2.清华大学电机工程与应用电子技术系, 北京 100084; 3.北京清大高科系统控制有限公司, 北京 102208)

摘要: 为了解决孤岛交流微电网由时变通信延迟和不确定性故障引起的不稳定性问题, 提出1种新型鲁棒分层控制方法。该方法包括级联结构的电流环、电压环、虚拟阻抗和下垂控制环。首先, 在电流环中设计1种基于自适应反推积分非奇异快速终端滑模控制的鲁棒控制器, 用于在未知有界不确定性和外部干扰时调节和跟踪电流参考值; 接着, 在电压环中采用混合 H_2/H_∞ 控制, 利用状态反馈控制律生成内环参考值, 增加控制器对扰动的鲁棒性, 并在线性矩阵不等式基础上给出充分条件。考虑到时变延迟 TVD(time-varying delay)的不稳定影响, 在第二控制层采用基于一致性的分布式协议, 以提高控制器应对 TVD 的鲁棒性。然后, 为提高系统的功率分配精度, 采用下垂控制和虚拟阻抗环; 最后, 通过半实物仿真, 评估了控制方法的性能, 并验证了所提控制方法的有效性。与已有研究进行对比分析, 仿真结果表明: 所提方法在大、小信号扰动下的瞬态响应、稳态性能和故障穿越能力等方面具有一定的优越性。

关键词: 自适应控制; 滑模控制; 分布式发电; 混合 H_2/H_∞ ; 鲁棒控制; 时变延迟

Voltage and Power Control of Isolated Island Microgrid Considering Fault Crossing and Time-varying Delay

CAO Defa¹, WANG Bin², LI Zhihua¹, MA Ming¹, CHEN Chengwei¹, ZHOU Zhemin³

(1. Meizhou Power Supply Bureau, Guangdong Power Grid Co., Ltd, Meizhou 514000, China; 2. Department of Electrical Engineering and Applied Electronic Technology, Tsinghua University, Beijing 100084, China; 3. Beijing Qingda High-tech System Control Co., Ltd, Beijing 102208, China)

Abstract: To solve the instability problem caused by time-varying communication delay and uncertain faults in an isolated island AC microgrid, a novel robust hierarchical control method is proposed, which includes cascade current loop, voltage loop, virtual impedance and droop control loop. First, a robust controller based on adaptive backward integral non-singular fast terminal sliding mode control is designed in the current loop to adjust and track the current reference value under unknown bounded uncertainties and external disturbances. Second, the hybrid H_2/H_∞ control is used in the voltage loop, and the state feedback control law is used to generate the inner loop reference value to increase the robustness of the controller to disturbances, and sufficient conditions are given based on the linear matrix inequalities. Considering the unstable effects of time-varying delay (TVD), a distributed protocol based on consistency is adopted in the second control layer to improve the robustness of the controller

against TVD. Third, droop control and virtual impedance loop are used to improve the system's power distribution accuracy. Finally, the performance of the proposed control method was evaluated by hardware-in-the-loop simulation, and its effectiveness was verified. Simulation results show that compared with the existing methods, the proposed method has advantages in transient response, steady-state performance and fault crossing capability under large and small signal

收稿日期: 2021-09-07; 修回日期: 2022-03-01; 录用日期:
2022-04-06; 网络首发日期: 2022-06-13

基金项目: 中国南方电网公司科技资助项目(GDKJXM
20200321)

This work is supported by Science and Technology Project of
China Southern Power Grid Corporation under the grant
GDKJXM20200321

disturbances.

Keywords: Adaptive control; sliding mode control; distributed generation; mixed H_2/H_∞ ; robust control; time-varying delay (TVD)

微电网最基本和最常用的控制结构为分层控制, 即一次控制(下垂控制)、二次控制(恢复电压和频率)和三次控制(优化运行)。微网 MG(microgrid) 既可以并网运行, 也可以孤岛运行。在孤岛运行时, 微网电压和频率调节的任务由一层控制器负责, 但下垂控制通常会造成系统电压和频率与标称值有一定的偏差, 而二层控制器主要负责补偿这些偏差^[1-4]。

针对微网分层控制问题, 国内外专家提出了许多先进的控制技术, 如改进型下垂控制^[5], 模型预测控制^[6]和自适应控制^[7]。然而, 这些方法尚存在一些缺陷, 如预测控制需要精确的系统参数才能达到期望的性能, 可能还存在缺乏足够的鲁棒性等问题, 因此当 MG 包含非线性、不平衡负载或模型中存在不确定性时, 其控制效果并不好。为了克服这些问题, 在 MG 的控制系统设计中存在着具有优越性能的鲁棒控制方案, 如滑模控制 SMC(sliding mode control)^[8]和 H_∞ 方法^[9]。文献[10]利用 H_∞ 方法和重复控制方法, 提出了 1 种补偿畸变负载电流的控制方法; 文献[11]提出了 1 种二自由度主从 H_∞ 方法来解决上述问题; 文献[12]已将文献[10-11]提出的方法应用到了 MG 的电压调节; 文献[13]提出了 1 种基于多目标模糊决策工具 FDMT(fuzzy decision-making tool)的混合 H_2/H_∞ 控制策略, 在分层控制结构的首层中仅使用 1 个控制器, 即对非线性和不平衡负载, 以及小、大信号扰动具有了较好的鲁棒性; 文献[14]提出了 1 种基于混合 H_2/H_∞ 控制策略的算法, 以提高可调度分布式电源 DERs(distributed energy resources)之间的功率分配; 文献[15]在考虑电网滤波器不确定性的情况下提出了基于 SMC 和混合 H_2/H_∞ 输出反馈的交流永磁电机主控制鲁棒控制器。

综上所述, 文献[5-15]采用不同的方法来解决传统 SMC 存在的缺点和问题, 然而均未考虑 SMC 的缺陷、故障穿越能力和通信时变延迟 TVD(time-varying delay)等不稳定因素。基于此, 本文提出 1 种鲁棒分层控制结构以解决该问题。首先, 提出 1 种新型级联鲁棒分层控制策略, 并针对传统滑模控制的缺点, 设计 1 种自适应反推积分非奇异快速终端滑模控制 ABINFTSMC(adaptive backward integral non-singular fast terminal sliding mode control), 保留了积分非奇异快速终端滑模控制 INFTSMC(integral non-singular fast terminal sliding mode control)鲁棒性高、瞬态响应快和有限时间收敛的优点, 并采用自适应技术逼近上界, 克服 INFTSMC 设计过程依赖于扰动和不确定性界值的先验知识; 然后, 在电压回路中, 基于线性矩阵不等式 LMIs(linear matrix inequalities)公式, 利用鲁棒混合 H_2/H_∞ 状态反馈控制器, 给出了保证闭环系统稳定、满足 H_2/H_∞ 性能的充分条件, 这样除了考虑干扰抑制、最小化跟踪误差和鲁棒稳定性外, 还考虑了参数中输入饱和和不确定性等约束条件; 最后, 将所设计的控制器充分考虑 TVDs 情况, 以保证系统在遇到短路故障等大、小信号干扰时的稳定性和可接受的性能。

1 第一层控制方法建模

1.1 电流控制环的 ABINFTSMC 设计

系统中的扰动主要是由电网 LC 滤波器中不确定性和负载扰动引起的外部扰动导致的。为了提高系统在大、小信号干扰和不确定性条件下的稳定性和故障穿越能力, 本文提出了 1 种基于反推法的鲁棒自适应滑模电流控制方法。图 1 为本文所提方法的第一层控制结构。

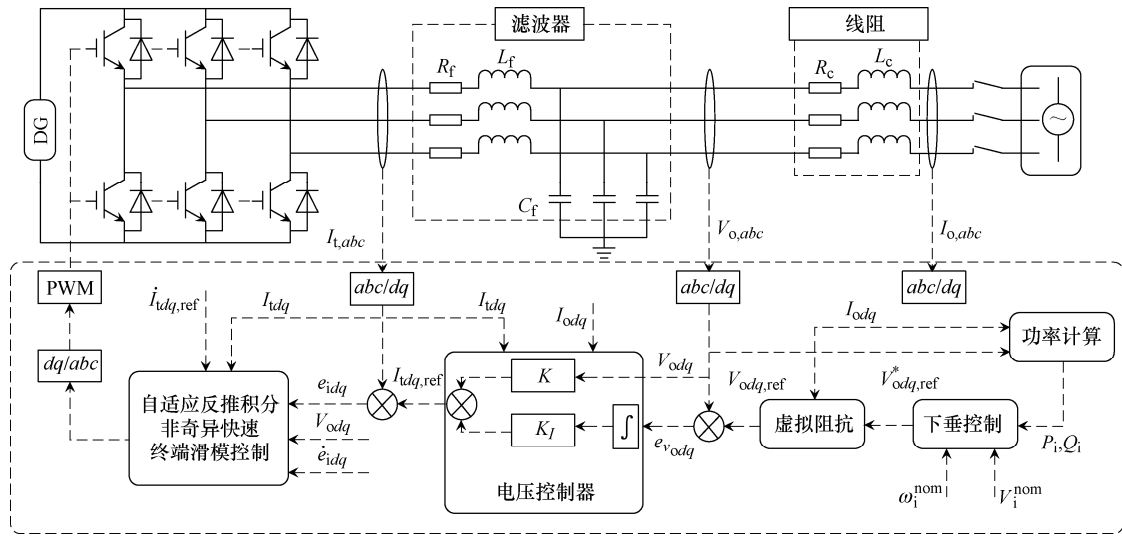


图 1 基于 VSC 带有输出 LC 滤波器的 MG 第一层控制结构

Fig. 1 Primary control structure of VSC-based MG with output LC filter

根据电路定律, 得到同步参考系 SYRF(synchronous reference frame) dq 坐标下 MG 的状态空间方程为

$$\begin{cases} \dot{I}_{td} = -\frac{R_f + \Delta R}{L_f + \Delta L} I_{td} + \omega I_{tq} + \frac{1}{L_f + \Delta L} V_{td} - \frac{1}{L_f + \Delta L} V_{od} \\ \dot{I}_{tq} = -\omega I_{td} - \frac{R_f + \Delta R}{L_f + \Delta L} I_{tq} + \frac{1}{L_f + \Delta L} V_{tq} - \frac{1}{L_f + \Delta L} V_{oq} \\ \dot{V}_{td} = \omega V_{oq} + \frac{1}{C_f + \Delta C} I_{td} - \frac{1}{C_f + \Delta C} I_{od} \\ \dot{V}_{oq} = -\omega V_{od} + \frac{1}{C_f + \Delta C} I_{tq} - \frac{1}{C_f + \Delta C} I_{oq} \end{cases} \quad (1)$$

式中: I_{td} 和 V_{td} 分别为电压回路产生的 d 轴电流与电压; I_{tq} 和 V_{tq} 分别为电压回路产生的 q 轴电流与电压; I_{od} 和 V_{od} 分别为 d 轴输出电流与输出电压; I_{oq} 和 V_{oq} 分别为 q 轴输出电流与输出电压; R_f 、 L_f 、 C_f 分别为滤波器的电阻、电感、电容; ω 为角频率; Δ 为电网 LC 滤波器的不确定性。为便于设计, 将当前的误差变量设为 $e_{td} = I_{td} - I_{td,ref}$ 和 $e_{tq} = I_{tq} - I_{tq,ref}$, 其中 $I_{td,ref}$ 和 $I_{tq,ref}$ 分别为电压回路产生的参考电流。本文将积分非奇异快速终端滑模 INFTS (integral non-singular fast terminal sliding mode) 面 (S_{I_d} 和 S_{I_q}) 定义为

$$\begin{cases} S_{I_d} = \int (e_{td} + \beta_1 e_{td}^{[\lambda]} + \beta_2 \dot{e}_{td}^{[\frac{p}{q}]}) dt \\ S_{I_q} = \int (e_{tq} + \beta_1 e_{tq}^{[\lambda]} + \beta_2 \dot{e}_{tq}^{[\frac{p}{q}]}) dt \end{cases} \quad (2)$$

式中: β_1 和 β_2 为调整收敛速度的正权重系数; p 和 q 为正奇整数, 即 $p > q$, $\frac{p}{q} < 2$, $\lambda > \frac{p}{q}$ 。当所

提滑模面收敛于 0 时, 可得 $e_{td} + \beta_1 e_{td}^{[\lambda]} + \beta_2 \dot{e}_{td}^{[\frac{p}{q}]} = 0$, 其中 e 为系统的终端吸引子。从 $e(t_r) \neq 0$ 到 $e(t_r + t_c) = 0$ 所需要的有限时间 t_c 为

$$t_c = \frac{\frac{p}{q} |I_{tdq}(t_r)|^{1-\frac{p}{q}}}{\beta_1 \left(\frac{p}{q}\right)} \Theta \left(\frac{p}{q}, \frac{p-1}{(\lambda-1)^q}; 1 + \frac{p-1}{(\lambda-1)^q}; -\beta_1 |x_1(t_r)|^{\lambda-1} \right) \quad (3)$$

式中, Θ 为高斯超几何函数。通过采用 ABINFTSMC 策略, 系统可在不存在奇异问题的情况下获得快速收敛, 以增强系统的瞬态响应, 从而减小了系统的稳态误差。对误差向量进行微分, 误差动态特性可表示为

$$\begin{cases} \dot{e}_{id} = \dot{I}_{id} - \dot{I}_{id,ref} \\ \dot{e}_{iq} = \dot{I}_{iq} - \dot{I}_{iq,ref} \end{cases} \quad (4)$$

将式(1)代入式(4)可得

$$\begin{cases} \dot{e}_{id} = -\dot{I}_{id,ref} - \frac{R_r}{L_r} I_{id} + \omega I_{iq} + \frac{1}{L_r} V_{id} + D_1 \\ \dot{e}_{iq} = -\dot{I}_{iq,ref} - \frac{R_r}{L_r} I_{iq} + \omega I_{id} + \frac{1}{L_r} V_{iq} + D_2 \end{cases} \quad (5)$$

式中, D_1 和 D_2 表示动态特性的不确定性, 包括参数不确定性和有界时变的外部扰动。考虑到式(5)中所提系统的动态特性, 在滑动面式(2)下, 适当的自适应律为 $\hat{\gamma}_1 = |\dot{S}_{id} + \Lambda_1 S_{id}|$ 和 $\hat{\gamma}_2 = |\dot{S}_{iq} + \Lambda_1 S_{iq}|$, 可保证系统渐近稳定的控制信号表达式为

$$\begin{cases} V_{id} = -L_r \left(\omega I_{iq} - \frac{R_r}{L_r} I_{id} - \dot{I}_{id,ref} \right) - L_r \beta_2^{\left[\frac{-q}{p} \right]} (e_{id} + \beta_2^{\left[\frac{-q}{p} \right]}) \cdot \\ \left(e_{id} + \beta_1 e_{id}^{[\lambda]} + (\Lambda_1 + \Lambda_2) S_{id} + (1 + \Lambda_1 \Lambda_2) \int S_{id} dt + u_{dis_d} \right)^{\left[\frac{q}{p} \right]} \\ u_{dis_d} = -\int (\varepsilon + \hat{\gamma}_1) \text{sgn}(\dot{S}_{id} + \Lambda_1 S_{id}) dt \\ V_{iq} = -L_r \left(\omega I_{id} - \frac{R_r}{L_r} I_{iq} - \dot{I}_{iq,ref} \right) - L_r \beta_2^{\left[\frac{-q}{p} \right]} (e_{iq} + \\ \beta_1 e_{iq}^{[\lambda]} + (\Lambda_1 + \Lambda_2) S_{iq} + (1 + \Lambda_1 \Lambda_2) \int S_{iq} dt + u_{dis_q})^{\left[\frac{q}{p} \right]} \\ u_{dis_q} = -\int (\varepsilon + \hat{\gamma}_2) \text{sgn}(\dot{S}_{iq} + \Lambda_1 S_{iq}) dt \end{cases} \quad (6)$$

式中, Λ_1 和 Λ_2 为正常数。每个控制律均有 2 个部分, 即连续部分和不连续部分。连续部分使系统轨迹到达滑模面上, 间断部分使系统轨迹停留在滑模面上。因此, 本文考虑滑模面式(2), 计算滑模面的一阶导数和二阶导数分别为

$$\begin{cases} \dot{S}_{id} = e_{id} + \beta_1 e_{id}^{[\lambda]} + \beta_2 \dot{e}_{id}^{\left[\frac{p}{q} \right]} \\ \ddot{S}_{id} = \frac{d}{dt} (e_{id} + \beta_1 e_{id}^{[\lambda]} + \beta_2 \dot{e}_{id}^{\left[\frac{p}{q} \right]}) \end{cases} \quad (7)$$

因此, 基于所选滑模面的系统二阶状态空间模型为

$$\begin{cases} \dot{S}_{id} = \chi_{id} \\ \dot{\chi}_{id} = \frac{d}{dt} (e_{id} + \beta_1 e_{id}^{[\lambda]} + \beta_2 \dot{e}_{id}^{\left[\frac{p}{q} \right]}) \end{cases} \quad (8)$$

为了找到系统(4)的有效控制输入, 本文采用反推设计, 引入坐标的变化为

$$\begin{cases} \mathcal{G}_1(t) = S_{id} \\ \mathcal{G}_2(t) = \chi_{id} - \sigma_1 \end{cases} \quad (9)$$

式中, σ_1 为虚拟控制。定义 1 个正定李雅普诺夫 (Lyapunov) 函数 $V_1 = \frac{1}{2} \mathcal{G}_1^2$ 。通过对 V_1 进行时间微分, 选择虚拟控制 $\sigma_1(t) = -\Lambda_1 \mathcal{G}_1(t)$, $\Lambda_1 > 0$, 即

$$\dot{V}_1 = \mathcal{G}_1 \dot{\mathcal{G}}_1 = \mathcal{G}_1 (\mathcal{G}_2 + \sigma_1) = \mathcal{G}_1 (\mathcal{G}_2 - \Lambda_1 \mathcal{G}_1) \quad (10)$$

显然, 当 $\mathcal{G}_2 = 0$ 、 $\dot{V}_1 = -\Lambda_1 |\mathcal{G}_1|^2$, \mathcal{G}_1 渐近稳定。因此, 本文考虑正定候选李雅普诺夫函数, 即有 $V_2 = V_1 + \frac{1}{2} \mathcal{G}_2^2$ 。通过对 V_2 的时间微分, 选择虚拟控制 $\sigma_1(t) = -\Lambda_1 \mathcal{G}_1(t)$, 其中 $\Lambda_1 > 0$, 则有

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 = \dot{V}_1 + \mathcal{G}_2 \dot{\mathcal{G}}_2 = \\ -\Lambda_1 \mathcal{G}_1^2 + \mathcal{G}_1 \mathcal{G}_2 + \mathcal{G}_2 (\dot{\chi}_{id} - \dot{\sigma}_1) \end{aligned} \quad (11)$$

因此, 选择控制输入为

$$\begin{aligned} V_{id} = -L_r \left(\omega I_{iq} - \frac{R_r}{L_r} I_{id} - \dot{I}_{id,ref} \right) - L_r \beta_2^{\left[\frac{-q}{p} \right]} (e_{id} + \\ \beta_1 e_{id}^{[\lambda]} + \int (\Lambda_2 \mathcal{G}_2 + \mathcal{G}_1) dt - \sigma_1 + u_{dis_d})^{\left[\frac{q}{p} \right]} \end{aligned} \quad (12)$$

式中, $\Lambda_2 > 0$, 假定 $\left| \frac{d}{dt} \beta_2 D_1^{\left[\frac{p}{q} \right]} \right| \leq \gamma_1$, 将式(12)中控制器应用到式(11)中, 可得

$$\dot{V}_2 \leq -\Lambda_1 \mathcal{G}_1^2 + \mathcal{G}_1 \mathcal{G}_2 + \mathcal{G}_2 (-\Lambda_2 \mathcal{G}_2 - \mathcal{G}_1 + \dot{u}_{dis_d}) + |\mathcal{G}_2| \gamma_1 \quad (13)$$

选择 $\dot{u}_{dis_d} = -(\varepsilon + \gamma_1) \text{sgn}(\mathcal{G}_2)$, 其中 ε 为 1 个正的小常数, 即

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 \leq -\Lambda_1 |\mathcal{G}_1|^2 - \Lambda_2 |\mathcal{G}_2|^2 - (\varepsilon + \gamma_1) |\mathcal{G}_2| \leq \\ -\Lambda_1 |\mathcal{G}_1|^2 - \Lambda_2 |\mathcal{G}_2|^2 \end{aligned} \quad (14)$$

故 \dot{V}_1 和 \dot{V}_2 为负半定, 这意味着 \mathcal{G}_1 和 \mathcal{G}_2 在有限时间内收敛于 0。考虑估计误差 $\tilde{\gamma}_1(t) = \gamma_1 - \hat{\gamma}_1(t)$, 其中 $\hat{\gamma}_1(t)$ 用于逼近上界值 γ_1 。自适应律为

$$\dot{\hat{\gamma}}_1 = |\mathcal{G}_2| \quad (15)$$

定义不连续部分为

$$\dot{u}_{dis_d} = -(\varepsilon + \hat{\gamma}_1) \text{sgn}(\mathcal{G}_2) \quad (16)$$

$$\dot{V}_2 \leq -\Lambda_1 \mathcal{G}_1^2 - \Lambda_2 \mathcal{G}_2^2 - (\varepsilon + \hat{\gamma})|\mathcal{G}_2| + |\mathcal{G}_1|\gamma \quad (17)$$

本文考虑候选李雅普诺夫函数 $V_3 = V_2 + \frac{1}{2}\tilde{\gamma}^2$,

通过对 V_3 的时间微分, 即

$$\begin{aligned} \dot{V}_3 &= \dot{V}_2 + \tilde{\gamma}\dot{\tilde{\gamma}} \leq \\ &-\Lambda_1 |\mathcal{G}_1|^2 - \Lambda_2 |\mathcal{G}_2|^2 + \tilde{\gamma}|\mathcal{G}_1| - \tilde{\gamma}|\mathcal{G}_2| + \varepsilon|\mathcal{G}_2| \leq \\ &-\Lambda_1 |\mathcal{G}_1|^2 - \Lambda_2 |\mathcal{G}_2|^2 \end{aligned} \quad (18)$$

这意味着 $\mathcal{G}_1(t)$ 和 $\mathcal{G}_2(t)$ 在有限时间内收敛于 0。因此, 所提反推积分非奇异快终端滑模系统渐近稳定。对于 q 轴的端电压, 也可以采用类似的设计方法, 但由于篇幅有限, 本文将其省略。

1.2 考虑时变延迟的电流控制环 ABINFTSMC 设计

带有时滞的电流环方程的矩阵形式为

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = (\mathbf{A} + \Delta\mathbf{A})\mathbf{x}[t - \tau(t)] + (\mathbf{B} + \Delta\mathbf{B})\mathbf{u}(t) + \boldsymbol{\omega}(t) \quad (19)$$

式中: $\mathbf{x} = [I_{ld}, I_{lq}]^T$, $\mathbf{u} = [V_{ld}, V_{lq}]^T$, $\boldsymbol{\omega} = [V_{od}, I_{oq}]^T$; $\Delta\mathbf{A}$ 和 $\Delta\mathbf{B}$ 为系统矩阵的不确定性。误差向量为 $\mathbf{e}(t) = \mathbf{x}_d(t) - \mathbf{x}(t)$, 其中 $\mathbf{x}_d(t) = [I_{ld,ref}, I_{lq,ref}]^T$ 。对误差方程进行微分

$$\dot{\mathbf{e}}(t) = \dot{\mathbf{x}}_d(t) - \mathbf{A}\mathbf{x}[t - \tau(t)] - \mathbf{B}\mathbf{u}(t) + f(\mathbf{x}, t, \tau) \quad (20)$$

式中, $f(\mathbf{x}, t, \tau)$ 为不确定性和外部扰动之和。本文假设系统中延迟的上界可以完全由外环决定, 因为这个延迟是由电压控制环的输入引起的。因此, 由于矩阵 \mathbf{B} 可逆, 通过使用反馈线性化方法, 定义 $\mathbf{u}(t) = \mathbf{B}^{-1}(\dot{\mathbf{x}}_d(t) - \mathbf{A}\mathbf{x}(t - \tau(t)) - \bar{\mathbf{u}}(t))$, 可以得到动态特性

$$\dot{\mathbf{e}}(t) = \bar{\mathbf{u}}(t) + f(\mathbf{x}, t, \tau) \quad (21)$$

式中, $\bar{\mathbf{u}}(t)$ 对应于设计的新中间输入量, 则 INFTSM 面为

$$S(t) = \int \{e(t) + \beta_1 [e(t)]^{\lambda_1} + \beta_2 [\dot{e}(t)]^{\frac{2}{q}}\} dt \quad (22)$$

1.3 电压控制环的混合 H_2/H_∞ 控制设计

本文假设负载电流及其导数是有界的, 并将电压基准作为阶跃信号, 其导数为 0。因此, 电压误差矢量可达电压回路参考电压与输出电压的差值:

$[e_{v_{od}}, e_{v_{oq}}]^T = [V_{od,ref}, V_{oq,ref}]^T - [V_{od}, V_{oq}]^T$ 。根据式(1), 可将增广状态空间动态模型写为

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + (\mathbf{B} + \Delta\mathbf{B})\mathbf{u} + \mathbf{d}\boldsymbol{\omega} \quad (23)$$

式中: $\mathbf{x} = [e_{v_{od}}, e_{v_{oq}}, \dot{V}_{od}, \dot{V}_{oq}]^T$; $\mathbf{u} = [\dot{I}_{ld}, \dot{I}_{lq}]^T$; $\boldsymbol{\omega} = [\dot{I}_{od}, \dot{I}_{oq}]^T$; \mathbf{A} 和 \mathbf{B} 为系统矩阵。此外, 系统矩阵秩为 2, 但当系统可控可观测矩阵秩为 4 时, 系统是可控可观测的。因此, 反馈控制律设计鲁棒控制器的状态为

$$\mathbf{u} = \mathbf{K}\mathbf{x} \quad (24)$$

式中, $\mathbf{K} = [k_l, k]$ 。因此, 确定当前回路参考信号为

$$[I_{ld,ref}, I_{lq,ref}] = [I_{ld}, I_{lq}] = k_l \int [I_{v_{od}}, I_{v_{oq}}] dt + k [V_{od}, V_{oq}] \quad (25)$$

不确定矩阵 $\Delta\mathbf{B}$ 有界范数, 可以写成 $\Delta\mathbf{B} = \mathbf{H}\mathbf{F}\mathbf{E}$, 其中 \mathbf{H} 和 \mathbf{E} 为已知常数矩阵, \mathbf{F} 为满足 $\mathbf{F}^T\mathbf{F} < 1$ 的未知矩阵, \mathbf{F} 的元素为 Lebesgue 可测。因此, 设计控制器的目的是确保以下特性: ①保证当存在扰动 $\Delta\mathbf{B}$ 时闭环系统的鲁棒稳定性; ②对扰动信号 $\boldsymbol{\omega}$ 的鲁棒性, 使扰动信号到调节输出 Z_∞ 的 H_∞ 性能指标小于 γ ; ③最小 $\|G_{\omega z_2}\|_2$ 优化问题是为了使输出的峰值、幅值保持在一定水平以下, 例如避免执行器饱和, 使电压跟踪误差的峰值、幅值与控制输入的加权组合最小, 从而获得良好的动态响应。

1.4 考虑时变延迟的电压控制环的混合 H_2/H_∞ 控制设计

TVD 是电力系统中经常存在的另一个因素, 可能是不稳定的来源。将状态和控制输入中存在时滞的电压回路增广系统考虑为

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{A}_d\mathbf{x}(t - \tau_1(t)) + (\mathbf{B} + \Delta\mathbf{B})\mathbf{u}(t) + (\mathbf{B}_d + \Delta\mathbf{B}_d)\mathbf{u}[t - \tau_2(t)] + \mathbf{D}\boldsymbol{\omega}(t) \\ Z_2 = \mathbf{C}_2\mathbf{x} + \mathbf{D}_2\mathbf{u} \\ Z_\infty = \mathbf{C}_\infty\mathbf{x} + \mathbf{D}_\infty\mathbf{u} \\ \phi(t) = \mathbf{x}(t), t \in [-\tau, 0], \tau = \max\{\tau_1(0), \tau_2(0)\} \end{cases} \quad (26)$$

其中参数不确定性可分解为

$$\begin{cases} \Delta\mathbf{B} = \mathbf{H}_1\mathbf{F}_1\mathbf{E}_1 \\ \Delta\mathbf{B}_d = \mathbf{H}_2\mathbf{F}_2\mathbf{E}_2 \end{cases} \quad (27)$$

因此, 对控制器进行改进, 以便在前文提到的

准则基础上保证对 TVD 的鲁棒性。

1.5 虚拟阻抗环

为了克服线路阻抗对线性和非线性功率分配的不利影响, 提高系统的稳定性, 本文在一次控制层采用了虚拟阻抗控制环, 以调节电压的偏差, 如果参数调整正确, 其也可提高系统的稳定性、功率分配精度及最小输出电压总谐波失真。受虚拟阻抗环影响的电压环参考信号为

$$\begin{cases} V_{od,ref}^* = V_{od,ref}^* - (R_{Vl} \cdot I_{od} - X_{Vl} \cdot I_{oq}) \\ V_{oq,ref}^* = V_{oq,ref}^* - (R_{Vl} \cdot I_{oq} - X_{Vl} \cdot I_{od}) \end{cases} \quad (28)$$

式中: $V_{od,ref}^*$ 和 $V_{oq,ref}^*$ 为下垂输出控制器; $V_{od,ref}$ 和 $V_{oq,ref}$ 为电压回路参考值; R_{Vl} 和 X_{Vl} 分别为虚拟阻抗的电阻和电抗。

1.6 下垂控制

下垂控制的表达式为

$$\begin{cases} V_{odi} = V_i^{nom} - n_i^Q Q_i \\ V_{oqi} = 0 \\ \omega_i = \omega_i^{nom} - m_i^P P_i \end{cases} \quad (29)$$

式中: ω_i 为 DG 频率分量; V_{odi} 和 V_{oqi} 分别为输出电压的直接分量和二次分量; V_i^{nom} 和 ω_i^{nom} 分别为电压幅度和频率的标称值; Q_i 和 P_i 分别为各 DG 单元对应的输出无功功率和有功功率; n_i^Q 和 m_i^P 分别为 DG 的恒定无功和有功下垂增益。

在实际应用中, 负载扰动和电压扰动难以消除。因此, 根据实测电压和电流计算出的功率不能保持恒定, 直接影响电压幅值和频率基准。在动态过程中, 由于电压环的响应速度比电流环慢, V-I 相位差也会影响计算功率的平稳性。根据分析, 功率和电压波形中会出现基频(50 Hz)附近的谐波和噪声, 大大增加了功率失真, 降低了逆变器输出电压质量。根据其振幅, 它们甚至可以导致 MG 系统不稳定。由于上述谐波的存在, 采用特定截止频率的低通滤波器 LPF 作为整体下垂控制系统中不可缺少的元素, 提取高质量的平均有功和无功功率, 降低谐波和噪声, 平滑产生的频率和电压参考, 然而下垂控制算法在嵌入式系统中应用时,

在不影响速度、瞬态响应和谐波衰减的情况下, 计算占用内存少, 因此在正常情况下, 截止频率为 31.4 rad/s 的一阶 LPF 可以满足电压精度和电能质量的要求。

2 基于分布式算法的二次控制

本文所提分层控制结构, 包括鲁棒一次控制和基于一致性的分布式二次控制, 如图 2 所示。二次控制补偿了下垂控制引起的电压和频率偏差。

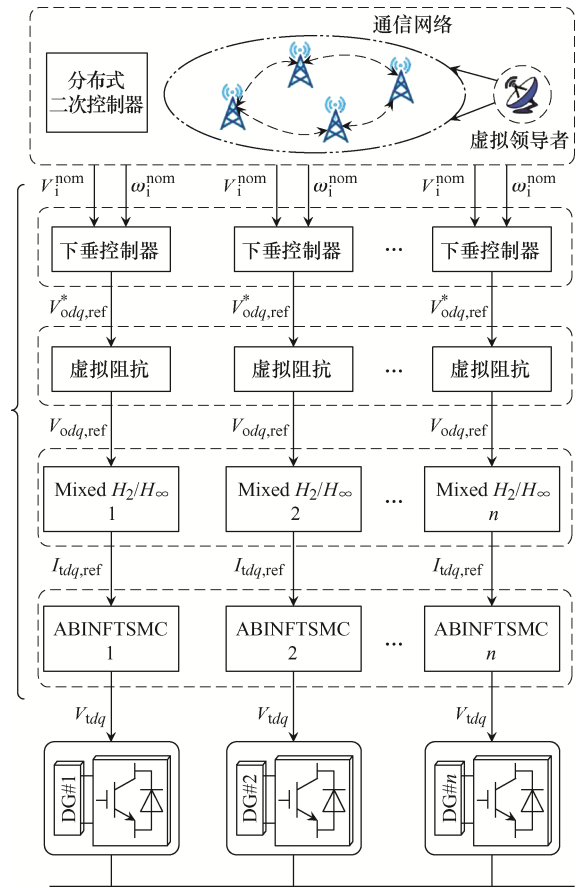


图 2 本文所提的鲁棒分层控制结构

Fig. 2 Robust hierarchical control structure based on the proposed control strategy

通过下垂方程(29)的时间导数, 可得

$$\begin{cases} \dot{V}_i^{nom} = \dot{V}_{odi} + n_i^Q \dot{Q}_i \triangleq u_i^V + u_i^Q \\ \dot{\omega}_i^{nom} = \dot{\omega}_i + m_i^P \dot{P}_i \triangleq u_i^\omega + u_i^P \end{cases} \quad (30)$$

考虑 N 个 DG 通过规定的有向链接相互通信, 协议式(25)渐进地解决领导者-追随者一致性问题:

$$\begin{cases} u_i^v = c_v \sum_{j \in N_i} a_{ij} (V_{odj} - V_{odt}) + b_i (V_{ref} - V_{odt}) \\ u_i^\omega = c_\omega \sum_{j \in N_i} a_{ij} (\omega_j - \omega_i) + b_i (\omega_{ref} - \omega_i) \end{cases} \quad (31)$$

考虑 N 个 DG 通过规定的有向链接相互通信, 实现同步和功率共享。协议式(26)渐进地解决 DG 有功和无功功率的平均一致性问题

$$\begin{cases} u_i^p = c_p \sum_{j \in N_i} a_{ij} (m_{pj} P_j - m_{pi} P_i) \\ u_i^q = c_q \sum_{j \in N_i} a_{ij} (m_{qj} Q_j - m_{qi} Q_i) \end{cases} \quad (32)$$

式中: a_{ij} 为邻接矩阵, 表示第 i 个与第 j 个 DG 之间的相互作用关系; b_i 为虚拟领导矩阵元素, V_{ref} 和 ω_{ref} 为二层电压和频率设定值; c_v 、 c_ω 、 c_p 、 c_q 为可以调节一致性收敛速度的正常数增益。通过选择

这些控制信号(u_i^v , u_i^ω , u_i^p , u_i^q), 下面的积分器可以在下垂控制中使用标称控制输入 V_i^{nom} 和 ω_i^{nom} 计算, 即

$$\begin{cases} V_i^{nom} = \int (u_i^u + u_i^o) dt \\ \omega_i^{nom} = \int (u_i^\omega + u_i^p) dt \end{cases} \quad (33)$$

3 半实物仿真验证

为了验证所提方法的有效性, 本文采用实时数字仿真器 RTDS(real-time digital simulators)对 MG 进行仿真分析, 这是因为 RTDS 的动态响应可模拟功率变换器等 MG 器件的开关特性。图 3 为本文采用的半实物仿真示意图。

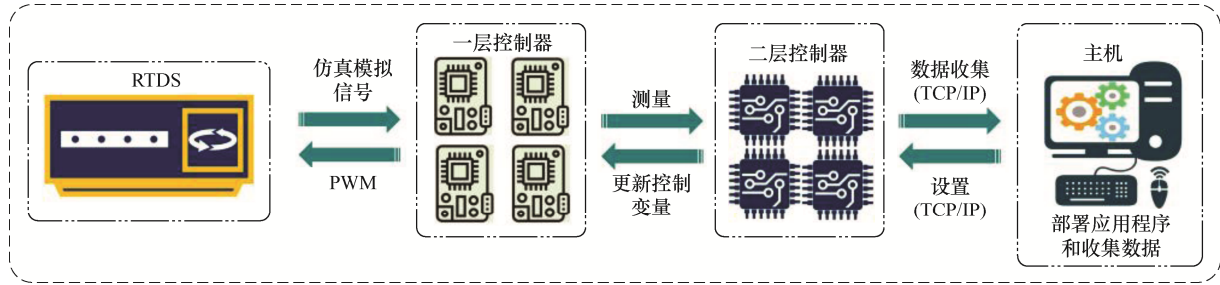


图 3 半实物仿真示意

Fig. 3 Schematic of hardware-in-the-loop simulation

MG 的参数如表 1 所示, 图 4 为仿真系统结构, 所有的模拟均采用离散模型完成。根据奈奎斯特定理, 数字系统的采样频率必须至少为最大频率的 2 倍。不同的开关频率和步长可能会得到不同的结果, 应该在控制成本和性能之间做出更好的权衡。因此, 在仿真权衡基础上, 本文选择系统的采样时

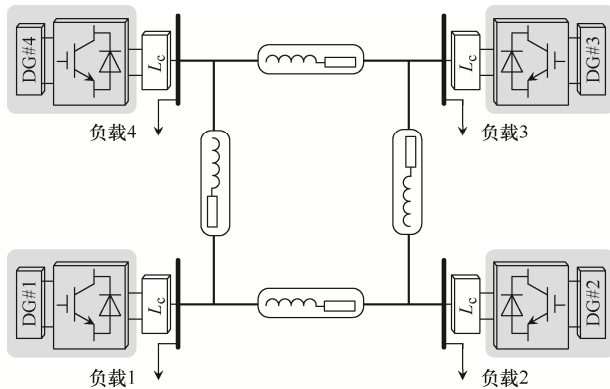


图 4 测试 MG 系统的单线图

Fig. 4 Single-line diagram of test MG system

间 $T_s=0.0005$ s, 输入更新步长 $T^*=50$ 。

表 1 MG 系统的参数

Tab. 1 Parameters of MG system

参数	DG1 和 DG2	DG3 和 DG4
线路	37.5 Ω +j2.847 mH	0.23 Ω +j0.347 mH
负载	37.5 kW+j29.9 kV	44.6 kW+j40.1 kV
m_p	3.52×10^{-5}	2.64×10^{-5}
n_q	5.29×10^{-4}	4.37×10^{-4}
电网滤波器	$R_f=0.03 \Omega$, $L_f=0.35$ mH, $C_f=50 \mu\text{F}$	
连接线	$R_c=0.03 \Omega$, $L_c=0.35$ mH	
V_i^{nom}	380 V	
开关频率	$f_{sw}=1$ kHz	
采样频率	$f_{sam}=2$ kHz	

假定电网滤波器参数 ΔR 、 ΔL 、 ΔC 的最大扰动为 $\pm 30\%$; 内环控制器参数调整为 $\beta_1=10$, $\beta_2=5$, $\lambda=1.5$, $p=9$, $q=7$, $\Lambda_1=10$, $\Lambda_2=5$; 外环控制器参数为 $1/e_{V_{od}}^{\max} = 1/e_{V_{oq}}^{\max} = 0.2$, $1/V_{od}^{\max} = 1/V_{oq}^{\max} = 0.0004$, $i_{td}^{\max} = i_{tq}^{\max} = 0.0001$, 设虚拟阻抗回路的电阻和感

应阻抗分别为 $R_{V1}=0.75$ 和 $X_{V1}=0.25$ 。二次控制参数选择为 $c_v=c_\omega=c_p=c_Q=5$ 。

3.1 小信号干扰和大信号干扰

假设测试 MG 系统在正常状态下运行。通过求解 LMI, 可得时滞上界的导数为 $\xi_1=0.4, \xi_2=0.3, \gamma=1$; 延时值分别为 $\tau_1=0.02\sin(8t), \tau_2=0.07\sin(3t)$; 电压控制器的参数 $K=\begin{bmatrix} 392.264 & 412.910 & 983.749 \\ -395.448 & -417.479 & -993.200 \\ 983.812 \\ -993.263 \end{bmatrix}$ 。图 5 为 MG 性能, 其中电压和频率信号收敛于标称值和有功、无功功率分配具有可接受的精度。图 6 为电压和电流的 d - q 分量跟踪误差信号

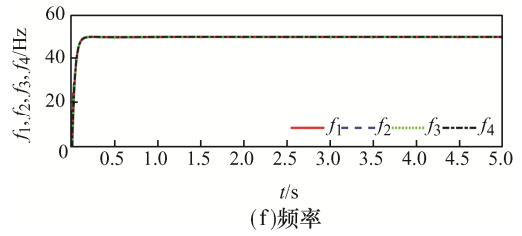
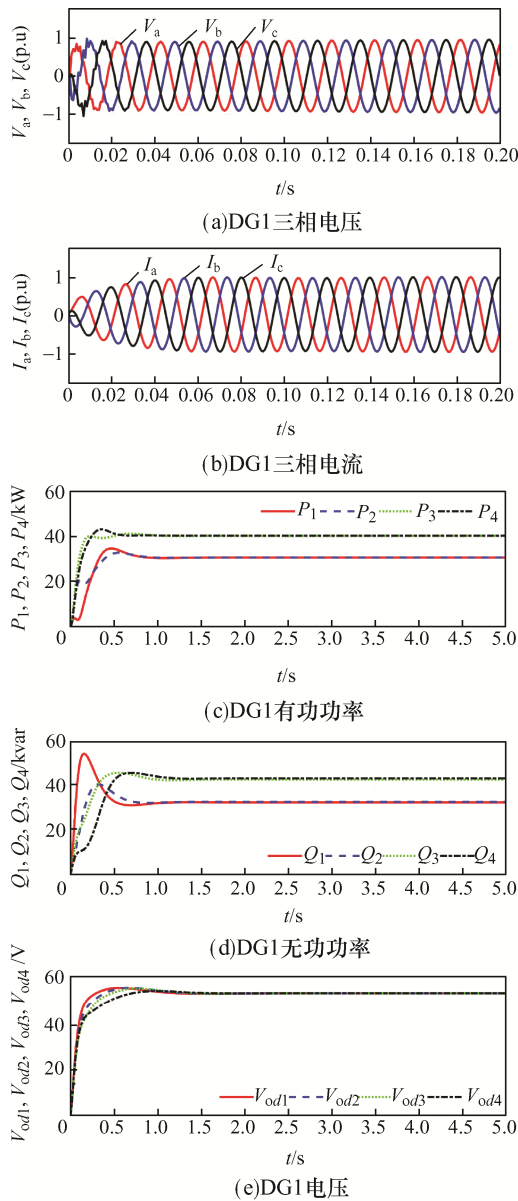


图 5 MG 性能

Fig. 5 Performance of MG

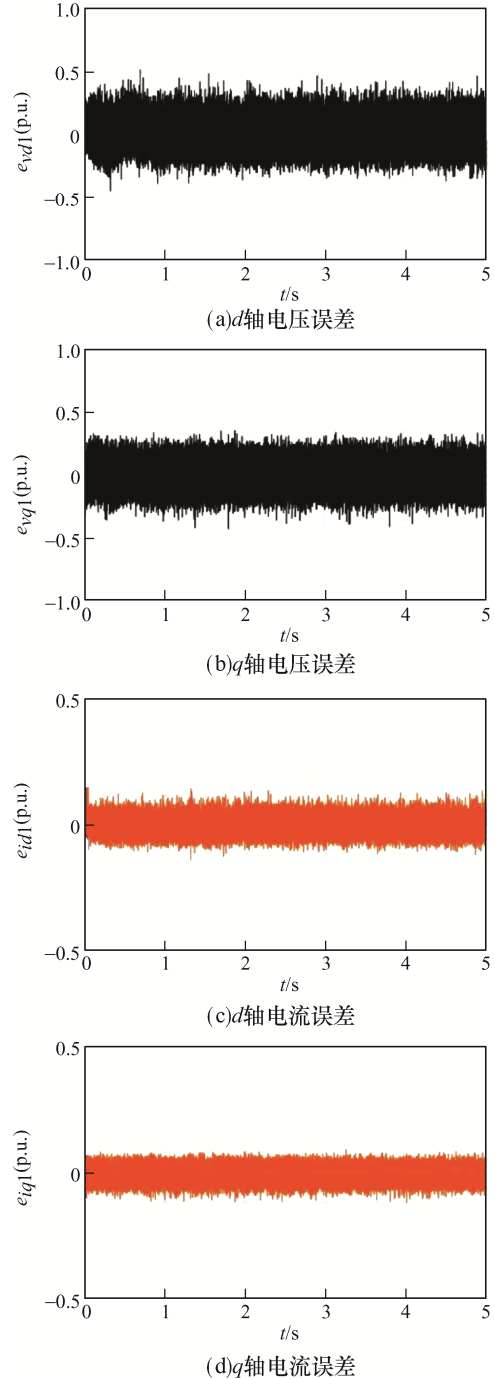


图 6 DG1 的 d - q 轴电压和电流误差

Fig. 6 d - q axis voltage and current errors of DG1

号, 该误差有 1 个最小值, 其方差为 0。为了更好地评价所设计控制器的性能, 在仿真时间内描绘了电压和电流闭环状态的相图, 如图 7 所示。电压和电流的 q 分量在 0 点附近波动, 而 d 分量收敛于规定的参考值。由此可见, 所提控制器能够较好地实现理想的电压和频率调节, 改善了系统在小信号干扰和大信号干扰时的动态和瞬态响应。

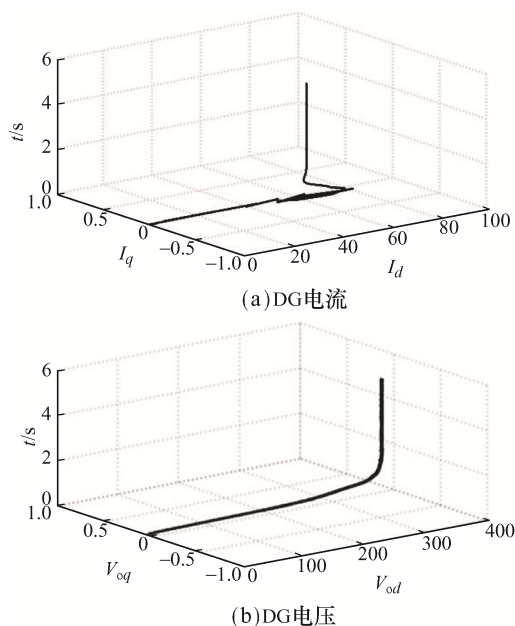
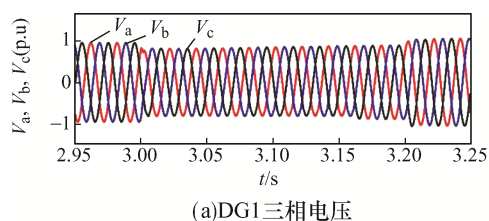


图 7 DG1 闭环状态相轨迹

Fig. 7 Phase trajectory of DG1 in closed-loop states

3.2 三相短路故障

本案例为假定 1 号线路中段发生三相接地故障, 故障发生时间为 $t=3.0$ s, 在 $t=3.2$ s 时排除。在 $t=3.0\sim 3.2$ s, MG 的可控分量受三相接地故障影响较大, MG 电压不稳定, 频率偏离标称设定点。故障后, 电压稳定, 功率分配无任何问题。内部鲁棒控制器能使故障发生后快速响应, 恢复正常状态。图 8 为三相短路故障时 MG 的性能控制效果, 可见本文所提方法实现了故障清除过程中的平滑过渡, 证明了所提策略的故障穿越能力。



(a)DG1三相电压

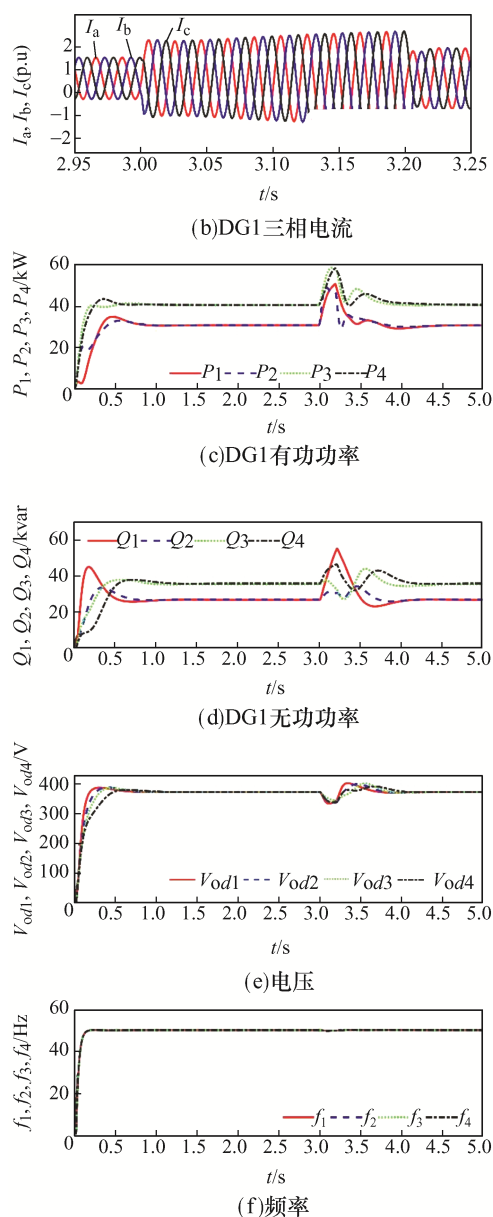


图 8 三相短路故障时 MG 的性能评价

Fig. 8 Performance evaluation of MG under three-phase short-circuit fault

3.3 本文所提方法与其他方法的比较

将本文所提方法与传统 PI 控制和鲁棒控制进行对比, 验证本文所提方法的优越性。图 9 为 3 种方法的比较。可知: PI 控制器在不确定性和扰动方面表现不佳, 瞬态响应比其他方法慢; 当系统存在时滞时, 这种方法不能补偿时滞效应, 因此, 系统的性能受到其破坏性影响显著; 对系统的模拟在 5 s 内完成, 但随着时间的推移, PI 方法的变化趋于不稳定, 而在鲁棒方法中, 变化相对较小, 系统

趋于稳定, 但该系统的瞬态响应比本文提出的方法要差。ABINFTSMC 完全解决了传统 SMC 的缺点, 采用自适应控制, 估计不确定性的上界, 将未知的不确定性影响降至最低, 表明了本文方法的优越性。表 2 所示的 3 种方法的电流和电压 THD 比较也说明了本文所提方法性能的优越性。

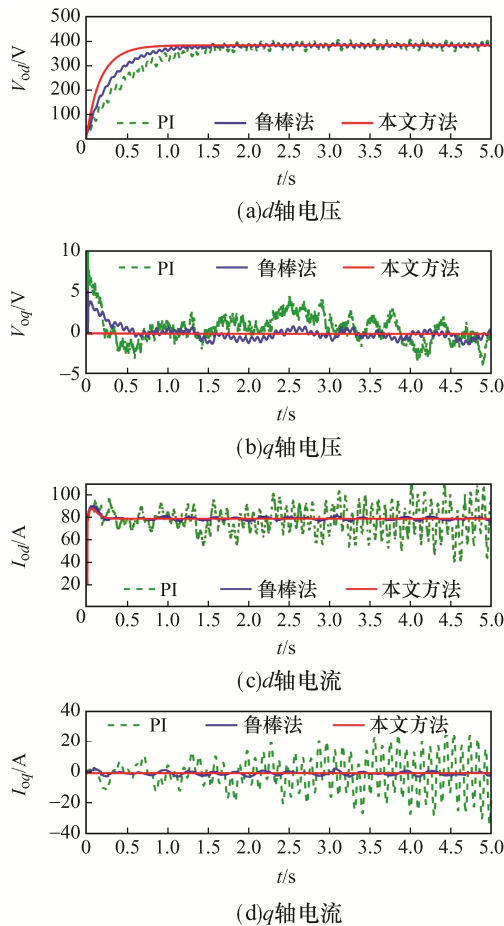


图 9 本文方法与其他方法(PI 和鲁棒方法)比较

Fig. 9 Comparison of proposed method with other methods (PI and robust methods)

表 2 不同控制策略下电压和电流的 THD

Tab. 2 Values of THD for voltage and current under different control strategies

控制方法	本文方法/%	鲁棒法/%	PI/%
电压	3.33	8.26	15.20
电流	4.01	9.48	19.34

4 结语

本文提出了一种基于 ABINFTSMC 和混合 H_2/H_∞

策略的孤岛 MG 电流和电压控制的统一鲁棒分层控制方法。基于 MATLAB/Simulink 环境中的离线时域仿真, 将本文所提方法与其他控制技术进行比较, 评估了控制器在小、大信号的干扰性能。结果表明: 采用本文所提控制方法, MG 在面对小信号和大信号干扰时均能保持其稳定性; 在第二层存在通信延迟的情况下, 仍能保持系统稳定运行。下一步本文将研究适用于混合 AC/DC MG 的控制方法, 进一步完善本文所提方法。

参考文献:

- [1] 张占强, 窦春霞, 岳东, 等. 考虑通信时延的事件触发电压分布式协同控制[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(17): 5426-5435.
Zhang Zhanqiang, Dou Chunxia, Yue Dong, et al. Event-triggered voltage distributed cooperative control with communication delay [J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(17): 5426-5435 (in Chinese).
- [2] Chen Feixiong, Chen Minyou, Li Qiang, et al. Cost-based droop schemes for economic dispatch in islanded microgrids [J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2017, 8(1): 63-74.
- [3] Chen Jiawei, Chen Jie. Stability analysis and parameters optimization of islanded microgrid with both ideal and dynamic constant power loads [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(4): 3263-3274.
- [4] 康文发, 李强, 陈民铀, 等. 孤岛微电网多 Agent 分布式双层控制方法[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(3): 770-781.
Kang Wenfa, Li Qiang, Chen Minyou, et al. A two-layer distributed control method for islanded microgrids by using multi-agent systems [J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(3): 770-781 (in Chinese).
- [5] Simpson-Porco J W, Shafiee Q, Dörfler F, et al. Secondary frequency and voltage control of islanded microgrids via distributed averaging [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(11): 7025-7038.
- [6] 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.

- [7] 黄鑫, 汪可友, 李国杰, 等. 含多并联组网 DG 的微电网分层控制体系及其控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(13): 3766-3776.
Huang Xin, Wang Keyou, Li Guojie, et al. Hierarchical architecture and control strategy for micro-grid with multi-parallel grid-forming DGs [J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(13): 3766-3776 (in Chinese).
- [8] 苏晨, 吴在军, 吕振宇, 等. 孤立微电网分布式二级功率优化控制[J]. 电网技术, 2016, 40(9): 2689-2697.
Su Chen, Wu Zaijun, Lü Zhenyu, et al. Distributed secondary power optimization control for islanded microgrid [J]. Power System Technology, 2016, 40(9): 2689-2697 (in Chinese).
- [9] 孙孝峰, 杨雅麟, 赵巍, 等. 微电网逆变器自适应下垂控制策略[J]. 电网技术, 2014, 38(9): 2386-2391.
Sun Xiaofeng, Yang Yalin, Zhao Wei, et al. An adaptive droop control method for inverters in microgrid [J]. Power System Technology, 2014, 38(9): 2386-2391 (in Chinese).
- [10] 窦晓波, 王萌萌, 全相军, 等. 微电网双模分布式控制策略与实现[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(19): 5179-5191, 5399.
Dou Xiaobo, Wang Mengmeng, Quan Xiangjun, et al. A dual mode distributed control strategy and its implementation in microgrid [J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(19): 5179-5191, 5399 (in Chinese).
- [11] Shafiee Q, Nasirian V, Vasquez J C, et al. A multi-functional fully distributed control framework for AC microgrids [J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2018, 9(4): 3247-3258.
- [12] Coelho E A, Wu Dan, Guerrero J M, et al. Small-signal analysis of the microgrid secondary control considering a communication time delay [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(10): 6257-6269.
- [13] Ding Lei, Han Qinglong, Wang Leyi, et al. Distributed cooperative optimal control of DC microgrids with communication delays [J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2018, 14(9): 3924-3935.
- [14] Lai Jingang, Zhou Hong, Lu Xiaoqing, et al. Droop-based distributed cooperative control for microgrids with time-varying delays [J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2016, 7(4): 1775-1789.
- [15] Lu Xiaoqing, Chen Nankai, Wang Yaonan, et al. Distributed impulsive control for islanded microgrids with variable communication delays [J]. IET Control Theory & Applications, 2016, 10(14): 1732-1739.



曹德发

作者简介:

曹德发(1982—), 男, 通信作者, 本科, 高级工程师。研究方向: 继电保护, 电网运行与控制。E-mail: lichengyin110@126.com。

王彬(1984—), 男, 博士, 副研究员。研究方向: 电网运行与控制。E-mail: 25414778@qq.com。

李志华(1978—), 男, 本科, 高级工程师。研究方向: 科技进步管理。E-mail: lizhuhua11@163.com。

马明(1985—), 男, 硕士, 高级工程师。研究方向: 电压无功、电能质量与新能源并网。E-mail: maming7781@126.com。

陈诚伟(1992—), 男, 本科, 工程师。研究方向: 电网运行与控制。E-mail: cc19920111@163.com。

周哲民(1989—), 男, 硕士, 工程师。研究方向: 电网调度自动化信息系统。E-mail: zhouzm112@126.com。