

## 直流微网变增益专家自抗扰控制

周雪松<sup>1</sup>, 王馨悦<sup>1</sup>, 马幼捷<sup>1</sup>, 徐晓宁<sup>1</sup>, 丰美丽<sup>2</sup>, 问虎龙<sup>3</sup>

(1. 天津理工大学, 天津 300384; 2. 天津安捷物联科技股份有限公司, 天津 300392;

3. 天津瑞能电气有限公司, 天津 300381)

**摘要:** 直流微网在分布式发电的有效利用中发挥重大作用。为解决直流微网中存在的实时扰动影响双向 DC-DC 变换器控制效果从而恶化电能质量的问题, 提出了一种变增益专家自抗扰稳压控制。首先, 在状态观测器理论上设计专家系统, 将其与扩张状态观测器有机结合, 并且引入动态调节因子实现观测器增益的在线优化。其次, 利用系统在抗扰过程中的观测绝对误差与控制强度需求制定专家规则与变增益自抗扰控制策略, 给出动态调节因子取值范围。并且在观测跟踪性能、抗扰频域特性、噪声抑制、时变增益对系统抗扰性的影响等方面进行了理论分析, 表明所提出的控制策略能够有效提升系统性能。最后, 经过仿真和实验验证, 使用变增益专家自抗扰控制在多种工况下的性能均优于传统双闭环 PI 与 LADRC 控制。

**关键词:** 双向 DC-DC 变换器; 自抗扰控制; 观测器增益; 专家系统; 抗扰性

### Expert system-changeable gain ADRC for a DC microgrid

ZHOU Xuesong<sup>1</sup>, WANG Xinyue<sup>1</sup>, MA Youjie<sup>1</sup>, XU Xiaoning<sup>1</sup>, FENG Meili<sup>2</sup>, WEN Hulong<sup>3</sup>

(1. Tianjin University of Technology, Tianjin 300384, China; 2. Tianjin Anjie IOT Technology Co., Ltd.,

Tianjin 300392, China; 3. Tianjin Ruineng Electric Co., Ltd., Tianjin 300381, China)

**Abstract:** The DC microgrid plays an important role in the effective utilization of distributed generation. To solve the problem that the real-time disturbance in a DC microgrid affects the control of the bidirectional DC-DC converter and worsens power quality, an expert system-changeable gain active disturbance rejection voltage stabilization control is proposed. First, the expert system is designed using state observer theory, and is organical combined with the ESO. A dynamic adjustment factor is introduced to realize the online optimization of the observer gain. Second, expert rules and changeable gain active disturbance rejection control strategies are formulated based on the observation absolute observation error and control strength demand of the system in the process of anti-interference, and the value range of the dynamic adjustment factor is given. In addition, the effects of observation tracking performance, disturbance rejection frequency domain characteristics, noise suppression and time varying gain on system immunity are analyzed theoretically. The analysis shows that the proposed control strategy can effectively improve the performance of the system. Finally, the simulation and physical experiment results show that the performance of ES-CGADRC is better than that of traditional double closed-loop PI and LADRC control in a variety of conditions.

This work is supported by the General Program of National Natural Science Foundation of China (No. 51877152).

**Key words:** bidirectional DC-DC converter; active disturbance rejection control; observer gain; expert system; immunity

## 0 引言

近年来, 随着能源革命的推进<sup>[1]</sup>, 大量分布式电源<sup>[2]</sup>如太阳能、风力发电、燃料电池等广泛应用微网形式与大电网并网连接<sup>[3]</sup>。储能装置作为微网

的重要组成部分, 使用超级电容和蓄电池结合的混合储能控制可以维持母线电压稳定, 保证电能质量<sup>[4-6]</sup>。使用双向 DC-DC 变换器可以实现直流母线与储能装置间双向能量流动<sup>[7]</sup>, 其控制策略决定了能量流动的效率与稳定<sup>[8]</sup>。由于微电网容量小, 抗扰能力差<sup>[9]</sup>, 运维方式改变时容易引起直流母线电压的剧烈波动<sup>[10]</sup>, 使得电能质量大大降低<sup>[11]</sup>。文献[12]将传统 PI 控制和模型预测控制有机结合, 优化了双

**基金项目:** 国家自然科学基金面上项目资助(51877152); 天津市自然科学基金重点项目资助(18JJCZDJ97300)

向 DC-DC 变换器的动态性能, 但抗扰性不强。文献[13]针对单闭环控制响应慢、精度低的问题, 引入双闭环终端滑模控制方法, 但仍未针对抗扰性能进行分析与优化。文献[14]提出一种改进的虚拟惯量和阻尼系数自适应控制策略, 改善了受扰工况下系统惯性与动态特性, 但其只适用于单个储能单元的双向 DC-DC 变换器, 无法应用于多储能变换器的协调控制中。针对扰动抑制问题, 文献[15]提出了自抗扰控制(active disturbance rejection control, ADRC), 其中扩张状态观测器(extended state observer, ESO)是提高闭环系统抗扰性的核心<sup>[16]</sup>。文献[17]在双向 DC-DC 变换器控制策略中引入自抗扰控制, 抑制微网系统中母线电压低频波动, 但控制器参数整定复杂; 文献[18]中使用“带宽”的思想, 将极点配置到实轴某一位置, 大大简化了控制器参数调节, 但在一定程度上减弱了调节扩张状态观测器暂态性能的灵活性, 使暂态品质受到限制。此外, 增大“带宽”虽然可以提升收敛快速性, 但会放大外部噪声干扰敏感性, 使硬件成本加大, 对于控制品质的要求上升<sup>[19]</sup>。

针对这一类问题, 有研究人员引入模糊神经网络<sup>[20]</sup>、自适应算法<sup>[21]</sup>、粒子群算法<sup>[22]</sup>等智能算法实现自抗扰参数的在线优化, 但是参数的初值选取会对控制效果产生巨大影响, 需先离线进行多次优化训练, 再将神经网络用于在线控制, 且优化控制效果的理论依据不足。也有研究人员对二阶线性自抗扰控制中的 ESO 进行改进<sup>[23]</sup>, 在带宽法整定参数基础上根据噪声频率和扰动跟踪误差精度的要求, 对观测器增益进行微调, 以提高观测器的动态性能, 但这种离线的参数调整策略提升观测器抗扰性效果不佳<sup>[24]</sup>。

本文对双向 DC-DC 变换器的自抗扰控制策略展开分析, 将专家系统与 ESO 有机结合, 使用观测绝对误差划分干扰从出现到被消除的完整动态过程, 并引入多组动态调节因子分别对不同的观测器增益设计专家规则, 以在观测、消除未知干扰过程中分段施加不同强度的控制作用, 加速扰动抑制, 同时降低高频噪声给系统带来的不利影响。通过观测器阻尼比分析、抗扰性分析、抗噪声干扰对比、时变增益对抗扰性影响分析, 指出了本文所提出的变增益专家扩张状态观测器(expert system-changeable gain extended state observer, ES-CGESO)较传统 ESO 能够提升抗扰性的机理, 并给出了专家规则与参数整定方法。在仿真对比与物理实验中, 通过 3 种控制策略对同参数双向 DC-DC 变换器控制效果对比分析, 验证了本文所提出的含有变增益专家自抗扰

控制(expert system-changeable gain active disturbance rejection control, ES-CGADRC)的双闭环控制策略的优越性。最终说明, 本文提出的 ES-CGADRC 控制策略可在保持 ADRC 参数整定简明性和结构稳定性前提下, 提升闭环控制系统动态抗扰特性。

## 1 系统结构与模型建立

### 1.1 系统结构

直流微网主要由分布式发电单元、电力电子变换器、储能单元和负载组成, 一种直流微网结构如图 1 所示。

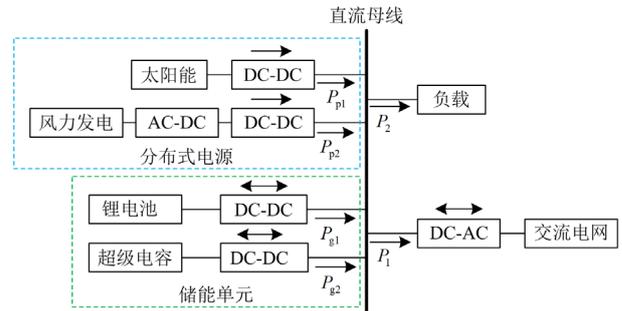


图 1 直流微网结构

Fig. 1 DC microgrid structure

以储能单元充电功率为正向流动, 放电功率为负向流动。 $P_{p1}$  为太阳能发电输出功率,  $P_{p2}$  为风力发电输出功率,  $P_{g1}$ 、 $P_{g2}$  为混合储能输出功率,  $P_1$  为并网连接时直流母线向交流电网输出功率,  $P_2$  为直流母线向负载输出功率。

图 1 中各变量满足式(1)。

$$P_{g1} + P_{g2} = (P_{p1} + P_{p2}) - (P_1 + P_2) \quad (1)$$

### 1.2 双向 DC-DC 变换器数学模型

由于存在二极管、开关器件等非线性元件, 双向 DC-DC 变换器为非线性电路。对非隔离型双向 DC-DC 变换器电路工作在 Buck 模式下进行建模分析, 电路拓扑结构如图 2 所示。双向 DC-DC 变换器的开关频率远大于微网的变化速率, 将直流母线侧等效为恒压源  $V_g$ , 将储能侧等效为恒功率负载  $R$ , 其两端电压为  $V_o$ , 忽略直流母线侧等效电阻以及电感和电容等效电阻, 选取电容电压  $V_c$  和电感电

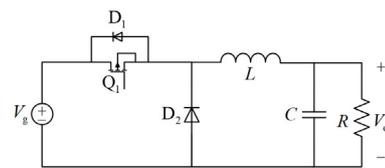


图 2 Buck 电路拓扑图

Fig. 2 Topology of the Buck circuit

流  $i_L$  为状态变量, 建立 Buck 电路的数学模型。

工作状态 1:  $Q_1$  导通,  $D_1$ 、 $D_2$  截止, 等效电路如图 3(a)所示。由基尔霍夫定理可得

$$\begin{cases} \frac{dV_C}{dt} = -\frac{1}{RC}V_o + \frac{1}{C}i_L \\ \frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L}V_g - \frac{1}{L}V_C \end{cases} \quad (2)$$

工作状态 2:  $Q_1$  关断,  $D_1$  截止、 $D_2$  导通, 等效电路如图 3(b)所示。由基尔霍夫定理可得

$$\begin{cases} \frac{dV_C}{dt} = -\frac{1}{RC}V_o + \frac{1}{C}i_L \\ i_L \frac{di_L}{dt} = -\frac{1}{L}V_C \end{cases} \quad (3)$$

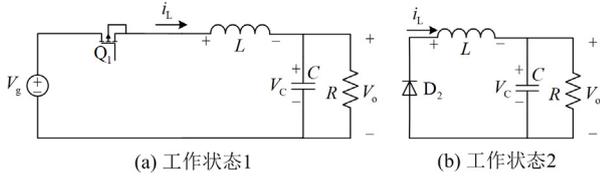


图 3 等效电路

Fig. 3 Equivalent circuit

由状态空间平均法可得电路工作在 Buck 模式时的状态空间平均方程为

$$\begin{pmatrix} \dot{V}_C \\ \dot{i}_L \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & \frac{1}{C} \\ -\frac{1}{L} & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_C \\ i_L \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & -\frac{1}{RC} \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_g \\ V_o \end{pmatrix} \quad (4)$$

由式(4)经小信号建模, 可得电路工作在 Buck 模式时的传递函数如式(5)所示。

$$\begin{cases} G_{id1}(s) = \frac{i_L(s)}{d(s)} = \frac{V_g RCs + V_g}{RLCs^2 + Ls + R} \\ G_{vd1}(s) = \frac{V_o(s)}{d(s)} = \frac{V_g R}{RLCs^2 + Ls + R} \\ G_{d1}(s) = \frac{V_o(s)}{i_L(s)} = \frac{R}{RCs + 1} \end{cases} \quad (5)$$

式中:  $d(s)$  为控制量;  $G_{id1}(s)$  为电感电流对控制量的传递函数;  $G_{vd1}(s)$  为电容电压对控制量的传递函数;  $G_{d1}(s)$  为电容电压对电感电流的传递函数。

## 2 ES-CGADRC 控制

### 2.1 传统扩张状态观测器

含扰高阶系统形式如式(6)所示。

$$y^{(n)}(t) = g(y(t), y^{(1)}(t), y^{(2)}(t), \dots, y^{(n-1)}(t), n(t)) + bu(t) \quad (6)$$

式中:  $u(t)$  为系统控制量;  $y(t)$  为系统输出量;

$y^{(n)}(t)$  为输出各阶微分;  $n(t)$  为系统受到的外部干扰;  $g(\cdot)$  表示被控系统中状态变量之间的耦合关系;  $b$  为控制量增益。由于  $b$  的精确值不易获取, 可认为  $b$  部分已知, 已知部分为  $b_0$ 。

传统二阶线性自抗扰控制将不确定的高阶系统估计为确定的单积分器结构, 则高于一阶的成分全部视为总扰动, 进而可定义总扰动函数  $f(t)$  为除控制量外全部成分, 即系统中非理想成分, 包括外部扰动与系统内部不确定成分的总和, 可表示为

$$f(t) = g(y(t), y^{(1)}(t), y^{(2)}(t), \dots, y^{(n-1)}(t), n(t)) + (b - b_0)u(t) + y'(t) \quad (7)$$

将式(7)代入式(6), 将原高阶系统简化为一阶形式为

$$y'(t) = f(t) + b_0 u(t) \quad (8)$$

根据状态观测器理论, 对上述受控系统状态重构, 对应 ESO 方程为

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}_{T1} = \beta_{T1}(y - \hat{x}_{T1}) + \hat{x}_{T2} + b_0 u \\ \dot{\hat{x}}_{T2} = \beta_{T2}(y - \hat{x}_{T2}) \end{cases} \quad (9)$$

记输出量  $y(t)$  为原系统状态变量  $x_{T1}$ , 总扰动  $f(t)$  为原系统的扩张状态量  $x_{T2}$ ; 记  $\hat{x}_{T1}$ 、 $\hat{x}_{T2}$  为观测器的状态变量,  $\hat{x}_{T1}$ 、 $\hat{x}_{T2}$  为  $x_{T1}$ 、 $x_{T2}$  的估计;  $\beta_{T1}$ 、 $\beta_{T2}$  为两个可调的观测器增益, 通过选取合适参数, 可实现观测器对上述系统中各个状态变量的追踪, 观测器对应的特征方程为

$$L_T(s) = s^2 + \beta_{T1}s + \beta_{T2} \quad (10)$$

观测器观测误差为

$$e_{T1}(t) = y - \hat{x}_{T1} \quad (11)$$

观测器扰动观测误差为

$$e_{T2}(t) = y - \hat{x}_{T2} \quad (12)$$

### 2.2 ES-CGESO 设计

ES-CGESO 由专家系统和 ESO 有机结合, 根据观测误差  $e_{Ni}(t)$  设计专家规则, 引入动态调节因子  $\Delta k_{2n}$ 、 $\Delta k_{2n-1}$  ( $n=1, 2, 3, 4$ ),  $n$  表示在动态调节进程中的不同阶段。通过观测绝对误差带将动态抗扰过程划分为 4 个阶段: 绝对误差很大时, 对应  $n$  为 1; 绝对误差较大时, 对应  $n$  为 2; 绝对误差较小时, 对应  $n$  为 3; 绝对误差极小时, 对应  $n$  为 4。使用  $\Delta k_{2n}$ 、 $\Delta k_{2n-1}$  在线调整观测器增益  $\beta_{N2}(t)$ 、 $\beta_{N1}(t)$ , 改善 ESO 对于动态干扰的跟踪性能, 进一步优化控制策略的抗扰动能力。

依据带宽法<sup>[18]</sup>整定观测器初始参数  $\beta_{N1}(0)$ 、 $\beta_{N2}(0)$ , 初始观测器增益矩阵为

$$G_{ES-CGESO}(0) = \begin{bmatrix} \beta_{N1}(0) \\ \beta_{N2}(0) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2\omega_0 \\ \omega_0^2 \end{bmatrix} \quad (13)$$

式中,  $\omega_0$  为观测器带宽。

假设当前为第  $i$  次采样, 设定一个偏差的极大值, 记为  $M_{\max}$ ; 设定一个偏差的中间值, 记为  $M_{\text{mid}}$ ; 设定一个偏差的极小值, 记为  $M_{\min}$ , 且  $M_{\max} > M_{\text{mid}} > M_{\min} > 0$ 。依据观测绝对误差大小, 使用动态调节因子  $\Delta k$  实时调节观测器增益, 依据带宽法整定结果初始值可视为  $\Delta k$  为 1。专家规则采用“IF-THEN”语句设计。

1) 绝对误差很大时

IF:

$$|e_{N1}(t)| \geq M_{\max} \quad (14)$$

THEN:

$$\begin{cases} \beta_{N1}(i) = \Delta k_1 \beta_{N1}(0) \\ \beta_{N2}(i) = \Delta k_2 \beta_{N2}(0) \end{cases} \quad (15)$$

误差的绝对值很大, 发生在系统受到大扰动时, 观测器增益  $\beta_{N2}$  增大、 $\beta_{N1}$  稍微减小, 增强控制作用来迅速校正偏差, 提高系统响应快速性。

2) 绝对误差较大时

IF:

$$M_{\max} > |e_{N1}(t)| \geq M_{\text{mid}} \quad (16)$$

THEN:

$$\begin{cases} \beta_{N1}(i) = \Delta k_3 \beta_{N1}(0) \\ \beta_{N2}(i) = \Delta k_4 \beta_{N2}(0) \end{cases} \quad (17)$$

误差的绝对值较大, 发生在系统受到较小扰动时, 观测器增益  $\beta_{N2}$  增大、 $\beta_{N1}$  稍微减小, 且控制作用较强。

3) 绝对误差较小时

IF:

$$M_{\text{mid}} > |e_{N1}(t)| \geq M_{\min} \quad (18)$$

THEN:

$$\begin{cases} \beta_{N1}(i) = \Delta k_5 \beta_{N1}(0) \\ \beta_{N2}(i) = \Delta k_6 \beta_{N2}(0) \end{cases} \quad (19)$$

误差的绝对值较小, 发生在系统受到微小扰动时, 观测器增益  $\beta_{N2}$  增大、 $\beta_{N1}$  稍微减小, 且控制作用较弱。

4) 绝对误差极小时

IF:

$$|e_{N1}(t)| < M_{\min} \quad (20)$$

THEN:

$$\begin{cases} \beta_{N1}(i) = \Delta k_7 \beta_{N1}(0) = \beta_{N1}(0) \\ \beta_{N2}(i) = \Delta k_8 \beta_{N2}(0) = \beta_{N2}(0) \end{cases} \quad (21)$$

误差的绝对值很小, 认为观测过程结束,  $\Delta k$  回到初始值 1, 观测器增益与初始状态保持不变, 控

制强度回到无扰状态。

由专家规则可知, 动态调节因子  $\Delta k_{2n}$ 、 $\Delta k_{2n-1}$  反映动态过程中观测器控制作用的强弱变化。4 组动态调节因子大小关系为

$$\Delta k_2 > \Delta k_4 > \Delta k_6 > 1 > \Delta k_5 > \Delta k_3 > \Delta k_1 > 0 \quad (22)$$

### 2.3 反馈控制率设计

得到系统总扰动  $f$  的估计后, 将 ES-CGESO 观测所得总扰动实时补偿到控制量, 把控制率设置为

$$u = \frac{K_p(r - \hat{x}_{N1}) - \hat{x}_{N2}}{b_0} \quad (23)$$

式中:  $K_p$  为线性误差反馈系数;  $r$  为系统输出的给定值。若观测器增益经良好整定, 则

$$\begin{cases} \hat{x}_{N1} \rightarrow y \\ \hat{x}_{N2} \rightarrow f \end{cases} \quad (24)$$

经过 ES-CGADRC 补偿的一阶系统被简化为一个单积分器, 经比例控制就可达到良好的控制效果。

### 2.4 控制策略设计

双向 DC-DC 变换器采用电压外环和电流内环双闭环控制, 电流内环采用 PI 控制, 电压外环采用 ES-CGADRC 控制, 双闭环控制策略如图 4 所示。

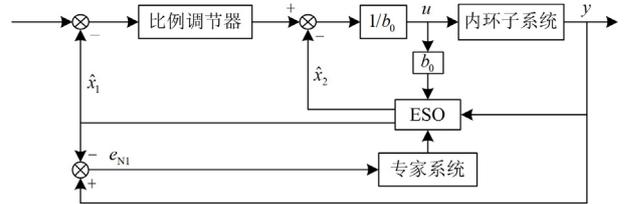


图 4 双闭环 ES-CGADRC 控制策略

Fig. 4 Double closed-loop ES-CGADRC control strategy

## 3 ES-CGADRC 性能分析

### 3.1 ES-CGESO 跟踪误差

由专家规则可知, 在每段观测绝对误差带范围内, 观测器增益为定常值, ES-CGADRC 满足线性性质。由式(10)可知, ES-CGESO 对应的特征方程如式(25)。

$$L_{\text{ES-CGESO}}(s) = s^2 + \Delta k_{2n-1} \beta_{N1} s + \Delta k_{2n} \beta_{N2} \quad (25)$$

对系统式(8)进行拉氏变换, 得到

$$sY(s) = F(s) + b_0 U(s) \quad (26)$$

由式(9)、式(25)、式(26)可得

$$\hat{x}_{N2}(s) = \frac{\Delta k_{2n} \beta_{N2}}{L_{\text{ES-CGESO}}(s)} \cdot F(s) \quad (27)$$

系统总扰动  $F(s)$  到它的观测量  $\hat{x}_{N2}(s)$  的传递函数  $\Phi(s)$  为

$$\Phi(s) = \frac{\hat{x}_{N2}(s)}{F(s)} = \frac{\Delta k_{2n} \beta_{N2}}{s^2 + \Delta k_{2n-1} \beta_{N1} s + \Delta k_{2n} \beta_{N2}} \quad (28)$$

这是一个标准二阶系统，阻尼比为

$$\xi = \frac{\Delta k_{2n-1} \beta_{N1}}{2\sqrt{\Delta k_{2n} \beta_{N2}}} \quad (29)$$

考虑慢时变系统，即扰动的导数几乎为零，适当选取观测器增益  $\beta_{N1}$ 、 $\beta_{N2}$  与动态调节因子  $\Delta k$ ，可实现观测器对系统中各个状态变量的快速无差跟踪，即

$$\begin{cases} \lim_{t \rightarrow \infty} |\hat{x}_{N1} - x_{N1}| = 0 \\ \lim_{t \rightarrow \infty} |\hat{x}_{N2} - x_{N2}| = 0 \end{cases} \quad (30)$$

### 3.2 动态调节因子取值范围参数设计

依据带宽法整定观测器初始参数为  $\beta_{N1}(0)$ 、 $\beta_{N2}(0)$ 。根据劳斯判据，列出式(25)的劳斯表，如表 1 所示。

表 1 劳斯表  
Table 1 Routh table

| 复变量   | 系数 1                         | 系数 2                       |
|-------|------------------------------|----------------------------|
| $s^2$ | 1                            | $\Delta k_{2n} \beta_{N2}$ |
| $s^1$ | $\Delta k_{2n-1} \beta_{N1}$ | 0                          |
| $s^0$ | $\Delta k_{2n} \beta_{N2}$   | 0                          |

由表 1 可知：为保证系统稳定性，观测器动态调节因子需要满足式(31)。

$$\begin{cases} \Delta k_{2n-1} > 0 \\ \Delta k_{2n} > 0 \end{cases} \quad (31)$$

下面通过阻尼比分析，确定动态调节因子取值范围，优化 ES-CGESO 动态性能。初始情况下系统阻尼比为 1，为临界阻尼状态。ES-CGESO 观测后，系统阻尼比减小，自然振荡角频率增大，为欠阻尼状态。

当  $\Delta k_{2n-1} < 1$  时，会改善 ES-CGADRC 对于噪声的敏感性；由式(29)可知， $\Delta k_{2n-1}$  过小会使阻尼比太小、超调量较大。故要求  $\Delta k_{2n-1}$  满足式(32)。

$$\begin{cases} \Delta k_{2n-1} < 1 \\ \Delta k_{2n-1} \approx 1 \end{cases} \quad (32)$$

由式(28)可知，当  $\Delta k_{2n} > 1$  时，会加快系统响应速度；由式(29)可知， $\Delta k_{2n}$  太大也会使超调量过大，需要对其变化范围进行限定。根据式(29)、式(32)， $\Delta k_{2n-1}$  约为 1 时，系统阻尼比可表示为

$$\xi \approx \frac{\beta_{N1}}{2\sqrt{\Delta k_{2n} \beta_{N2}}} \quad (33)$$

为保证观测过程平稳性，须使阻尼比满足式(34)。

$$\frac{\sqrt{2}}{2} \leq \xi < 1 \quad (34)$$

则  $\Delta k_{2n}$  满足式(35)。

$$1 < \Delta k_{2n} \leq 2 \quad (35)$$

### 3.3 抗扰性分析

由专家规则和式(9)可知， $\hat{x}_{N1}(s)$ 、 $\hat{x}_{N2}(s)$  的传递函数分别为

$$\begin{cases} \hat{x}_{N1}(s) = \frac{\Delta k_{2n} \beta_{N2} + \Delta k_{2n-1} \beta_{N1} s}{s^2 + \Delta k_{2n-1} \beta_{N1} s + \Delta k_{2n} \beta_{N2}} Y(s) + \frac{b_0 s}{s^2 + \Delta k_{2n-1} \beta_{N1} s + \Delta k_{2n} \beta_{N2}} U(s) \\ \hat{x}_{N2}(s) = \frac{\Delta k_{2n} \beta_{N2} s}{s^2 + \Delta k_{2n-1} \beta_{N1} s + \Delta k_{2n} \beta_{N2}} Y(s) - \frac{b_0 \Delta k_{2n} \beta_{N2}}{s^2 + \Delta k_{2n-1} \beta_{N1} s + \Delta k_{2n} \beta_{N2}} U(s) \end{cases} \quad (36)$$

将式(23)进行拉氏变换，并代入式(36)，可得

$$U(s) = \frac{K_p}{b_0} \cdot \frac{s^2 + \Delta k_{2n-1} \beta_{N1} s + \Delta k_{2n} \beta_{N2}}{s^2 + \Delta k_{2n-1} \beta_{N1} s + K_p s} \cdot R(s) - \frac{(\Delta k_{2n} \beta_{N2} + \Delta k_{2n-1} \beta_{N1} K_p) s + \Delta k_{2n} \beta_{N2} K_p}{s^2 + \Delta k_{2n-1} \beta_{N1} s + \Delta k_{2n} \beta_{N2}} \cdot Y(s) \quad (37)$$

结合式(26)、式(36)、式(37)，可将 ES-CGADRC 结构简化，如图 5 所示。

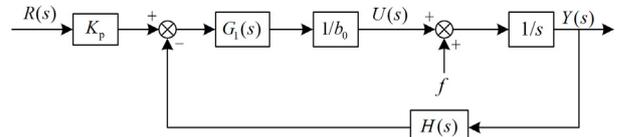


图 5 ES-CGADRC 简化结构

Fig. 5 ES-CGADRC simplified structure

其中：

$$\begin{cases} G_1(s) = \frac{s^2 + \Delta k_{2n-1} \beta_{N1} s + \Delta k_{2n} \beta_{N2}}{s^2 + \Delta k_{2n-1} \beta_{N1} s + K_p s} \\ H(s) = \frac{(\Delta k_{2n} \beta_{N2} + \Delta k_{2n-1} \beta_{N1} K_p) s + \Delta k_{2n} \beta_{N2} K_p}{s^2 + \Delta k_{2n-1} \beta_{N1} s + \Delta k_{2n} \beta_{N2}} \end{cases} \quad (38)$$

根据图 5，可得其闭环传递函数为

$$Y(s) = \frac{K_p}{s + K_p} R(s) + \frac{s(s + \Delta k_{2n-1} \beta_{N1} + K_p)}{(s + K_p)(s^2 + \Delta k_{2n-1} \beta_{N1} s + \Delta k_{2n} \beta_{N2})} F(s) = Y_R(s)R(s) + Y_F(s)F(s) \quad (39)$$

式(39)中，跟踪项  $Y_R(s)$  只与  $K_p$  有关，抗扰项

$Y_F(s)$  与  $K_p$ 、 $\Delta k_{2n-1}$ 、 $\Delta k_{2n}$ 、 $\beta_{N1}$ 、 $\beta_{N2}$  有关。为分析动态调节因子  $\Delta k$  对 ES-CGADRC 抗扰性的影响, 绘制当其变化时 ES-CGADRC 抗扰项  $Y_F(s)$  的频率特性曲线, 如图 6 所示。

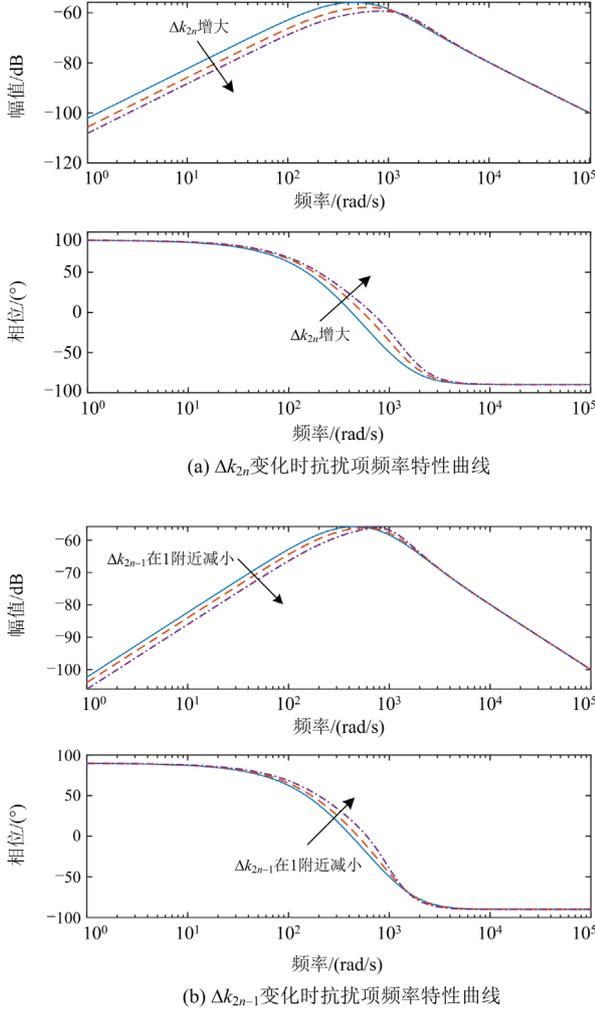


图 6 ES-CGADRC 抗扰性能分析

Fig. 6 Analysis of immunity performance of ES-CGADRC

由图 6 可以看出: 当  $\Delta k_{2n}$  在 [1,2] 范围内均匀增大或  $\Delta k_{2n-1}$  从 1 附近均匀变化, 幅频特性低频段增益减小, ES-CGADRC 抗扰能力增强。

### 3.4 ES-CGADRC 对噪声抑制性能分析

实际系统中, 存在输入侧、输出侧的噪声。被控对象的输入测量噪声  $N_r(s)$  和输出测量噪声  $N_c(s)$  对 ES-CGESO 输出的影响为

$$\hat{x}_{N1}(s) = \frac{\Delta k_{2n}\beta_{N2} + \Delta k_{2n-1}\beta_{N1}s}{s^2 + \Delta k_{2n-1}\beta_{N1}s + \Delta k_{2n}\beta_{N2}} N_c(s) + \frac{b_0 s}{s^2 + \Delta k_{2n-1}\beta_{N1}s + \Delta k_{2n}\beta_{N2}} N_r(s) \quad (40)$$

1) 动态调节因子对输出侧抗高频噪声干扰能力的影响

ES-CGESO 输出侧等效噪声估计传递函数  $G_c(s)$  满足式(41)。

$$G_c(s) = \frac{\hat{x}_{N1}(s)}{N_c(s)} = \frac{\Delta k_{2n}\beta_{N2} + \Delta k_{2n-1}\beta_{N1}s}{s^2 + \Delta k_{2n-1}\beta_{N1}s + \Delta k_{2n}\beta_{N2}} \quad (41)$$

令  $\Delta k_{2n}$  在 [1,2] 范围内均匀增大, 对输出侧高频段等效噪声增益的影响不大, 输出侧抗高频噪声干扰能力不受  $\Delta k_{2n}$  影响;  $\Delta k_{2n-1}$  从 1 附近均匀变化, 绘制  $G_c(s)$  幅相特性曲线如图 7 所示。

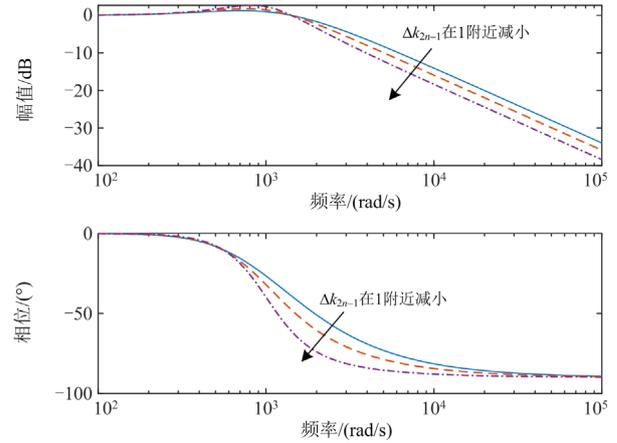


图 7  $\Delta k_{2n-1}$  变化输出侧等效估计噪声幅相特性

Fig. 7 Amplitude frequency characteristics of output equivalent estimation noise when  $\Delta k_{2n-1}$  changes

由图 7 可以看出: 减小  $\Delta k_{2n-1}$ , 会使 ES-CGESO 输出侧高频段等效噪声的增益减小, 从而降低控制系统对于高频噪声的敏感性, 使得输出侧抗高频噪声干扰能力提高。

2) 动态调节因子对输入侧抗高频噪声干扰能力的影响

ES-CGESO 输入侧等效噪声估计传递函数  $G_r(s)$  满足式(42)。

$$G_r(s) = \frac{\hat{x}_{N1}(s)}{N_r(s)} = \frac{b_0 s}{s^2 + \Delta k_{2n-1}\beta_{N1}s + \Delta k_{2n}\beta_{N2}} \quad (42)$$

令  $\Delta k_{2n}$  在 [1,2] 范围内增大, 绘制  $G_r(s)$  幅相特性曲线如图 8 所示。

由图 8 可以看出: 增大  $\Delta k_{2n}$  对输入侧高频段等效噪声增益的影响不大, 输入侧抗高频噪声干扰能力不受观测器增益  $\Delta k_{2n}$  影响。增大  $\Delta k_{2n}$  会使相角裕量增大, 在输入侧等效噪声存在时改善了系统的稳定性, ES-CGESO 在保证稳定的前提下可以抑制总扰动, 而传统 ESO 可能还未抑制扰动, 就因为噪声失稳。此外, 减小  $\Delta k_{2n-1}$  对输入侧高频段等效噪声

增益的影响不大, 输入侧抗高频噪声干扰能力不受  $\Delta k_{2n-1}$  影响。

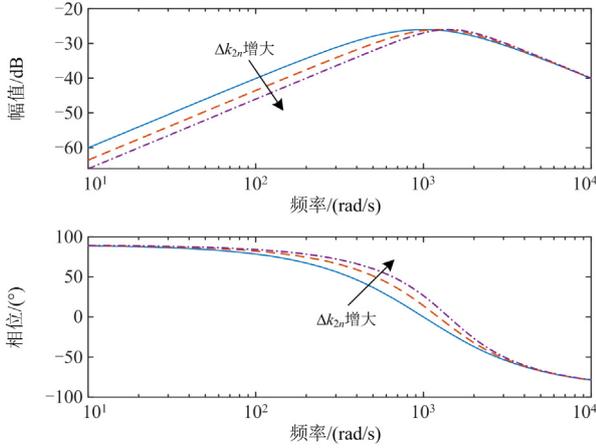


图 8  $\Delta k_{2n}$  变化时输入侧等效估计噪声幅相特性

Fig. 8 Amplitude frequency characteristics of input equivalent estimation noise when  $\Delta k_{2n}$  changes

综上, 依据专家规则增大  $\Delta k_{2n}$ 、稍微减小  $\Delta k_{2n-1}$  会改善系统抗高频噪声干扰能力。

### 3.5 时变增益对抗扰性的影响

使用两组动态调节因子分别在线调节两个观测器增益, 划分区间的依据有两种: 观测器观测误差  $e_{N1}(t)$ 、观测器扰动观测误差  $e_{N2}(t)$ , 然而系统内部的不确定性使得估计  $e_{N2}(t)$  的取值存在困难, 由于  $e_{N1}(t)$  与系统输出值在动态运行过程中始终保持相关性, 所以选择观测绝对误差对两组动态调节因子划分调节范围, 其函数关系满足式(43)和式(44)。

$$\beta_{N1}(t) = \beta_{N1}(0) \times \begin{cases} \Delta k_1, & |e_{N1}(t)| \geq M_{\max} \\ \Delta k_3, & M_{\max} > |e_{N1}(t)| \geq M_{\text{mid}} \\ \Delta k_5, & M_{\text{mid}} > |e_{N1}(t)| \geq M_{\min} \\ 1, & |e_{N1}(t)| < M_{\min} \end{cases} \quad (43)$$

$$\beta_{N2}(t) = \beta_{N2}(0) \times \begin{cases} \Delta k_2, & |e_{N1}(t)| \geq M_{\max} \\ \Delta k_4, & M_{\max} > |e_{N1}(t)| \geq M_{\text{mid}} \\ \Delta k_6, & M_{\text{mid}} > |e_{N1}(t)| \geq M_{\min} \\ 1, & |e_{N1}(t)| < M_{\min} \end{cases} \quad (44)$$

观测器增益受分段函数约束, 在跟踪、消除扰动过程中随观测误差变化施加不同强度的控制作用。假设  $t_1$  时刻, 稳定运行的系统受到未知干扰, 在  $t_1$  至  $t_2$  时刻,  $|e_{N1}(t)| \geq M_{\max}$ ;  $t_2$  至  $t_3$  时刻,  $M_{\max} > |e_{N1}(t)| \geq M_{\text{mid}}$ ;  $t_3$  至  $t_4$  时刻,  $M_{\text{mid}} > |e_{N1}(t)| \geq M_{\min}$ ;  $t_4$  时刻后,  $|e_{N1}(t)| < M_{\min}$ , 观测误差曲线进入误差带, 认为 ES-CGESO 观测出总扰动, 动态干扰观测过程结束。

由式(9)、式(44)可得  $t_4$  时刻扩张状态量为

$$\hat{x}_{N2} \Big|_{t=t_4} = \int \beta_{N2}(t) e_{N2}(t) dt \Big|_{t=t_4} \approx f \quad (45)$$

由于  $e_{N2}(t)$  未知, 且误差带的选取具有对称性, 假设  $e_{N2}(t) > 0$ , 式(45)可表示为

$$\int_{t_1}^{t_4} \beta_{N2}(t) e_{N2}(t) dt = \beta_{N2}(0) \cdot \Delta k_2 \cdot \int_{t_1}^{t_2} e_{N2}(t) dt + \beta_{N2}(0) \cdot \Delta k_4 \cdot \int_{t_2}^{t_3} e_{N2}(t) dt + \beta_{N2}(0) \cdot \Delta k_6 \cdot \int_{t_3}^{t_4} e_{N2}(t) dt \quad (46)$$

传统线性扩张状态观测器增益  $\beta_{T2}$  为一定值,  $e_{T2}(t)$  表示其观测误差函数, 扩张状态量可表示为

$$\int_{t_1}^{t_4} \beta_{T2} e_{T2}(t) dt = \beta_{N2}(0) \cdot \int_{t_1}^{t_2} e_{T2}(t) dt + \beta_{N2}(0) \cdot \int_{t_2}^{t_3} e_{T2}(t) dt + \beta_{N2}(0) \cdot \int_{t_3}^{t_4} e_{T2}(t) dt \quad (47)$$

$t_4$  时刻两种 ESO 都观测出总扰动, 且观测量相等。由式(24)、式(35)、式(46)、式(47)可得

$$\int_{t_1}^{t_4} |e_{N2}(t)| dt < \int_{t_1}^{t_4} |e_{T2}(t)| dt \quad (48)$$

对于干扰的观测过程, 绝对误差值积分值  $e_{N2,IAE} < e_{T2,IAE}$ , 说明在动态抗扰过程中, 时变的观测器增益对比定常的观测器增益, 能使系统具有更好的性能。

## 4 仿真与实验验证

### 4.1 仿真实验

为验证本文提出的 ES-CGADRC 控制策略的正确性与有效性, 在数字平台上搭建双向 DC-DC 变换器仿真模型并进行仿真分析。对于不同工况, 对比分析传统双闭环 PI 控制、LADRC 控制与 ES-CGADRC 控制 3 种控制策略下的储能侧输出电压波形。

#### 1) 仿真参数

双向 DC-DC 变换器仿真参数如表 2 所示。

表 2 仿真模型的参数

| Table 2 Parameters of simulation model |     |
|--|-----|
| 参数                                     | 数值  |
| 直流母线侧电压 $V_g/V$                        | 550 |
| 滤波电容 $C/\mu F$                         | 300 |
| 负载电阻 $R/\Omega$                        | 5   |
| 电感 $L/\mu H$                           | 120 |
| 开关频率 $f_s/kHz$                         | 100 |

根据被控对象参数按 2.2 节、3.2 节的动态调节因子设计方法设计 ES-CGADRC 参数, 具体依据式

(22)中动态调节因子大小关系及式(32)、式(35)给出的限制条件设计  $\Delta k_{2n}$ 、 $\Delta k_{2n-1}$ ，与之对比的 LADRC 控制器和双闭环 PI 控制器采用带宽法、等效二自由度结构<sup>[25]</sup>和根轨迹设计法设计参数。搭建数字仿真平台，并将这 3 种控制策略分别应用在两组变换器常见工况下：储能侧负载突变、直流母线侧电压突变。控制器参数如表 3 所示。

表 3 控制器的参数

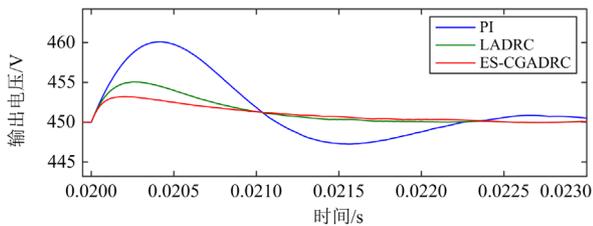
| Table 3 Parameters of controller |                    |
|----------------------------------|--------------------|
| 参数                               | 数值                 |
| 内环比例控制 $K_{pi}$                  | 22.2               |
| 内环积分控制 $K_{ii}$                  | 44 421             |
| 外环比例控制 $K_{pv}$                  | 0.5                |
| 外环积分控制 $K_{iv}$                  | 2800               |
| $\omega_0$                       | $4 \times 10^6$    |
| $K_p$                            | 2000               |
| $\Delta k_{1,3,5}$               | 0.995、0.998、0.9995 |
| $\Delta k_{2,4,6}$               | 2、1.8、1.45         |

## 2) 抗扰性能对比

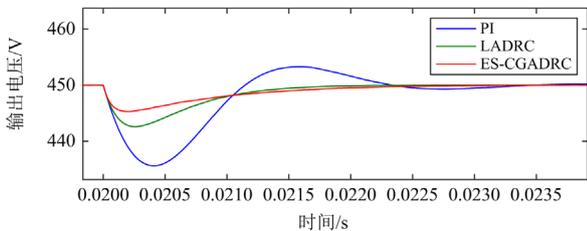
### 工况一：储能侧负载突变

能量由直流母线侧流向储能侧，在 0.02 s 处分别加入储能侧负载突增 20% 的扰动和突降 20% 的扰动。储能侧输出电压波形如图 9 所示，不同扰动下系统电压最大变化量和调节时间分别如表 4、表 5 所示。

由表 4、表 5 可以看出：对比不同扰动下的电压最大变化量和调节时间，LADRC 控制优于传统 PI 控制，而 ES-CGADRC 控制比 LADRC 控制具有更低的电压变化量。



(a) 储能侧负载突增20%



(b) 储能侧负载突降20%

图 9 储能侧负载突变时输出电压波形

Fig. 9 Output voltage waveform of sudden change of load at energy storage side

表 4 储能侧不同扰动下的电压最大变化量

Table 4 Maximum variation of voltage under different disturbances on the energy storage side

| 扰动类型     | 电压最大变化量/% |       |           |
|----------|-----------|-------|-----------|
|          | PI        | LADRC | ES-CGADRC |
| 负载突增 20% | 2.24      | 1.13  | 0.73      |
| 负载突降 20% | -3.20     | -1.64 | -1.04     |

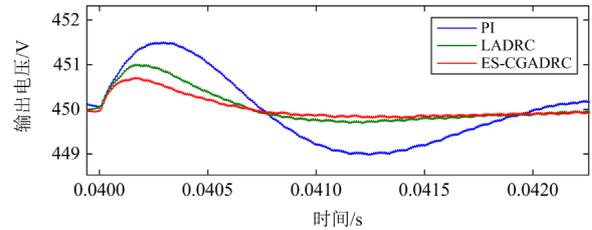
表 5 储能侧不同扰动下的调节时间

Table 5 Regulation time under different disturbances on the energy storage side

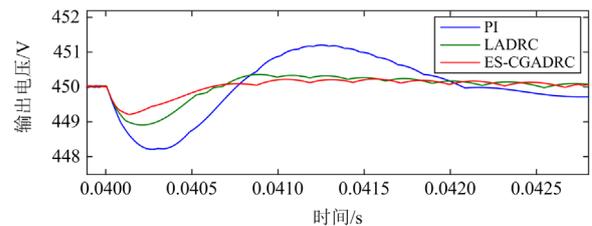
| 扰动类型     | 调节时间/s |        |           |
|----------|--------|--------|-----------|
|          | PI     | LADRC  | ES-CGADRC |
| 负载突增 20% | 0.0030 | 0.0014 | 0.0017    |
| 负载突降 20% | 0.0030 | 0.0016 | 0.0019    |

### 工况二：直流母线侧电压突变

考虑直流母线侧电压波动对系统的影响，在 0.04 s 处分别加入直流母线侧电压突增 10% 的扰动和突降 10% 的扰动，储能侧输出电压波形如图 10 所示，不同扰动下系统电压最大变化量和调节时间分别如表 6、表 7 所示。



(a) 直流母线侧电压突增10%



(b) 直流母线侧电压突降10%

图 10 直流母线侧电压突变时储能侧输出电压波形

Fig. 10 Output voltage waveform at energy storage side of sudden change of DC bus side voltage

表 6 直流母线侧不同扰动下的电压最大变化量

Table 6 Maximum variation of voltage under different disturbances on DC bus side

| 扰动类型     | 电压最大变化量/% |       |           |
|----------|-----------|-------|-----------|
|          | PI        | LADRC | ES-CGADRC |
| 电压突增 10% | 0.38      | 0.2   | 0.16      |
| 电压突降 10% | -0.44     | -0.24 | -0.18     |

表 7 直流母线侧不同扰动下的调节时间

Table 7 Regulation time under different disturbances on DC bus side

| 扰动类型     | 调节时间/s |        |           |
|----------|--------|--------|-----------|
|          | PI     | LADRC  | ES-CGADRC |
| 电压突增 10% | 0.0008 | 0.0006 | 0.0005    |
| 电压突降 10% | 0.0007 | 0.0004 | 0.0003    |

由表 6、表 7 可以看出：对比不同扰动下的电压最大变化量和调节时间，LADRC 控制优于传统 PI 控制，而 ES-CGADRC 控制比 LADRC 控制具有更低的电压变化量和更快的调节速度。

### 4.2 实验结果

为进一步验证本文所提出的控制策略的有效可行性和理论分析的正确性，搭建了一台小电压样机进行了实验验证，系统技术参数为：输入电压  $V_g$  为 12 V，输出电压  $V_o$  为 5 V，开关频率  $f_s$  为 200 kHz。本文所述的直流微网控制系统实验平台如图 11 所示，系统由上位机、混合储能单元、可编程电子负载及其接口变换器组成，其中使用可编程电源取代混合储能单元。

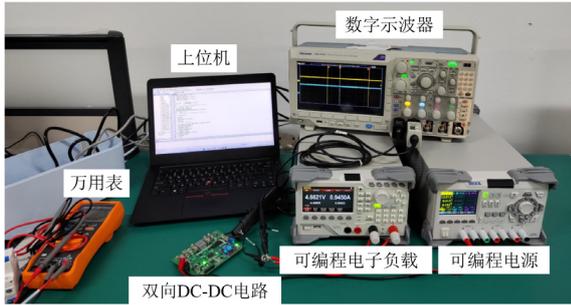
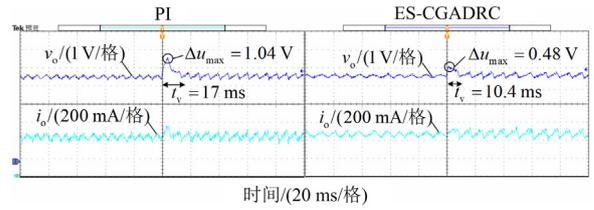


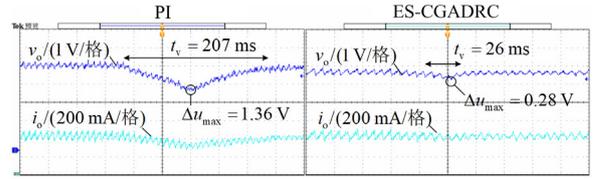
图 11 直流微网控制系统实验平台

Fig. 11 Experimental platform of DC microgrid control system

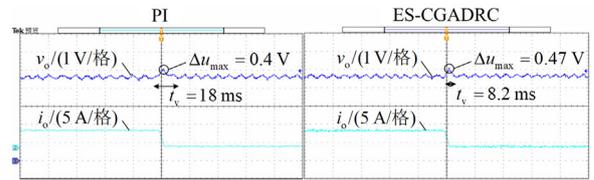
在实验过程中，采用可编程电源模拟母线电压受到实时干扰的各种工况，具体对母线电压突增、突降和负载突增、突降 4 个工况进行测试。为验证所提出的 ES-CGADRC 控制策略的性能，将 PI 控制、ES-CGADRC 控制作为电压外环控制进行对比实验，不同工况下的输出电压、电流波形如图 12 所示，并通过电压最大变化量  $\Delta u_{\max}$  和调节时间  $t_v$  来展示系统实际运行的抗扰性能。由图 12(a)、图 12(b)、图 12(d)可知，在输入侧不同电压干扰、输出侧负载骤降干扰发生时，ES-CGADRC 策略对比经典 PI 控制，限制了输出电压的波动范围，同时缩短了调节时间。由图 12(c)可知，输出侧负载骤增期间，在两种控制策略应用下输出电压波动幅度差别不大，但在 ES-CGADRC 控制下系统响应速度得到明显优化，调节时间更短。



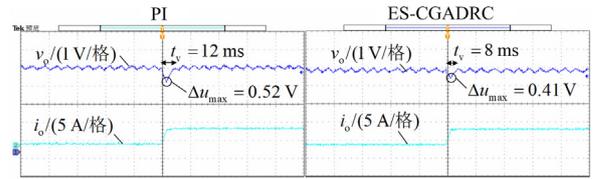
(a) 输入侧电压突增干扰



(b) 输入侧电压突降干扰



(c) 输出侧负载突增干扰



(d) 输出侧负载突降干扰

图 12 实验结果对比

Fig. 12 Comparison of experimental results

根据实验结果对比可知，使用 ES-CGADRC 控制策略较 PI 控制有更低的电压变化幅度，电流的波动也有所减弱，调节速度明显更快。这表明 ES-CGADRC 控制可有效降低动态实时干扰对于系统的冲击。

### 5 结论

双向 DC-DC 变换器控制的重要意义日益凸显，然而动态干扰的存在时刻影响着能量传输效率。由此，本文提出了一种 ES-CGADRC 控制策略，以改善直流微电网的抗扰、抗噪性能。改进后的变增益专家自适应抗扰控制策略通过划分观测绝对误差区间对干扰给系统带来不利影响的强弱进行实时判断，并引入动态调节因子应须为观测器提供不同的控制作用，平稳加快观测器收敛过程的同时降低了其对于

高频噪声的敏感性。以动态调节因子为核心的变增益控制将传统控制器中始终不变的控制强度优化为应扰而动、应变而生的实时控制作用,加速了将变换器补偿为积分器串联结构的过程,实现了动态抗扰与同步抗噪的双重保障。从实验结果与性能分析可以看出,在多种工况下 ES-CGADRC 控制策略相较于双闭环 PI 控制、传统 ADRC 控制具有更好的抗扰性能。此外,ES-CGADRC 控制的专家规则受理论分析约束,时变增益变化规律可推广至二阶及以上 ADRC 控制,在直流微电网扰动频发、耦合复杂的运维环境下,ES-CGADRC 控制较传统控制策略具有更好的工程应用价值,而如何进一步优化动态运行过程中实时控制作用的强弱分布值得探索,望本文能为各类直流微网相关研究提供启发与思路。

### 参考文献

- [1] 孙孝峰, 刘飞龙, 熊亮亮, 等. 双 Buck/Boost 集成双有源桥三端口 DC-DC 变换器[J]. 电工技术学报, 2016, 31(22): 73-82.  
SUN Xiaofeng, LIU Feilong, XIONG Liangliang, et al. Dual Buck/Boost integrated dual active bridge three-port DC-DC converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(22): 73-82.
- [2] 史林军, 杨帆, 刘英, 等. 计及社会发展的多场景用户侧储能容量优化配置[J]. 电力系统保护与控制, 2021, 49(22): 59-66.  
SHI Linjun, YANG Fan, LIU Ying, et al. Multi-scenario user-side energy storage capacity optimization configuration considering social development[J]. Power System Protection and Control, 2021, 49(22): 59-66.
- [3] 闫来清, 曹丽源, 薛太林, 等. 风电场黑启动储能容量优化配置: 一种考虑储能运行策略的方法[J]. 电力系统保护与控制, 2022, 50(16): 131-139.  
YAN Laiqing, CAO Liyuan, XUE Tailin, et al. Optimal configuration of wind farm black start energy storage capacity: a method considering energy storage operation strategy[J]. Power System Protection and Control, 2022, 50(16): 131-139.
- [4] 王成山, 李微, 王议锋, 等. 直流微电网母线电压波动分类及抑制方法综述[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(1): 84-98.  
WANG Chengshan, LI Wei, WANG Yifeng, et al. DC bus voltage fluctuation classification and restraint methods review for DC microgrid[J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(1): 84-98.
- [5] 陈景文, 周媛, 李晓飞, 等. 光储直流微网混合储能控制策略研究[J]. 智慧电力, 2022, 50(1): 14-20, 87.  
CHEN Jingwen, ZHOU Yuan, LI Xiaofei, et al. Hybrid energy storage control strategy of optical storage DC microgrid[J]. Smart Power, 2022, 50(1): 14-20, 87.
- [6] 刘志坚, 李晓磊, 梁宁, 等. 基于前馈自抗扰的光伏微电网混合储能控制策略[J]. 电力建设, 2021, 42(9): 96-104.  
LIU Zhijian, LI Xiaolei, LIANG Ning, et al. Control strategy of hybrid energy storage for photovoltaic microgrid applying feedforward active disturbance rejection[J]. Electric Power Construction, 2021, 42(9): 96-104.
- [7] 孙章, 张朝瑞, 吴帆, 等. 面向家庭直流微电网的多端口变换器研究[J]. 电力系统及其自动化学报, 2020, 32(3): 66-74.  
SUN Zhang, ZHANG Chaorui, WU Fan, et al. Research on multi-port converter for household DC microgrid[J]. Proceedings of the CSU-EPSA, 2020, 32(3): 66-74.
- [8] 王辉, 陈耀, 曾庆典, 等. 一种多工况高增益多端口 DC/DC 变换器[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(7): 2155-2166.  
WANG Hui, CHEN Yao, ZENG Qingdian, et al. A multi-operating mode multi-port DC/DC converter with high step-up voltage gain[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(7): 2155-2166.
- [9] 李霞林, 郭力, 王成山, 等. 直流微电网关键技术研究综述[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(1): 2-17.  
LI Xialin, GUO Li, WANG Chengshan, et al. Key technologies of DC microgrids: an overview[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(1): 2-17.
- [10] CHEN X, SHI M X, SUN H S, et al. Distributed cooperative control and stability analysis of multiple DC electric springs in a DC microgrid[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(7): 5611-5622.
- [11] 宁平华, 张庆丰, 冯德仁, 等. 一种优化的光伏全局最大功率点追踪方法[J]. 电力系统保护与控制, 2021, 49(22): 152-160.  
NING Pinghua, ZHANG Qingfeng, FENG Deren, et al. An optimized photovoltaic global maximum power point tracking method[J]. Power System Protection and Control, 2021, 49(22): 152-160.
- [12] 梅杨, 陈丽莎, 黄伟超, 等. 级联式双向 DC-DC 变换器的优化控制方法[J]. 电工技术学报, 2017, 32(19): 153-159.  
MEI Yang, CHEN Lisha, HUANG Weichao, et al. Optimized control method of cascaded bi-directional DC-DC converters[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(19): 153-159.
- [13] 王艳敏, 曹雨晴, 夏红伟. Buck 变换器的电压电流双闭环终端滑模控制[J]. 电机与控制学报, 2016, 20(8): 92-97.  
WANG Yanmin, CAO Yuqing, XIA Hongwei. Terminal

- sliding mode control for Buck converter with structure of voltage and current double closed loop[J]. *Electric Machines and Control*, 2016, 20(8): 92-97.
- [14] 曾国辉, 廖鸿飞, 赵晋斌, 等. 直流微网双向 DC/DC 变换器虚拟惯量和阻尼系数自适应控制策略[J]. *电力系统保护与控制*, 2022, 50(6): 65-73.  
ZENG Guohui, LIAO Hongfei, ZHAO Jinbin, et al. A self-adaptive control strategy of virtual inertia and a damping coefficient for bidirectional DC-DC converters in a DC microgrid[J]. *Power System Protection and Control*, 2022, 50(6): 65-73.
- [15] 韩京清. 自抗扰控制技术[M]. 北京: 国防工业出版社, 2008.
- [16] HAN J Q. From PID to active disturbance rejection control[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2009, 56(3): 900-906.
- [17] 杨惠, 骆姗, 孙向东, 等. 光伏储能双向 DC-DC 变换器的自抗扰控制方法研究[J]. *太阳能学报*, 2018, 39(5): 1342-1350.  
YANG Hui, LUO Shan, SUN Xiangdong, et al. Research on ADRC method for bidirectional DC-DC converter of solar energy storage system[J]. *Acta Energiac Solaris Sinica*, 2018, 39(5): 1342-1350.
- [18] GAO Z Q. Scaling and bandwidth-parameterization based controller tuning[C] // *Proceedings of the 2003 American Control Conference*, 2003, Denver, Colorado, USA: 4989-4996.
- [19] 袁东, 马晓军, 曾庆含, 等. 二阶系统线性自抗扰控制器频带特性与参数配置研究[J]. *控制理论与应用*, 2013, 30(12): 1630-1640.  
YUAN Dong, MA Xiaojun, ZENG Qinghan, et al. Research on frequency-band characteristics and parameters configuration of linear active disturbance rejection control for second-order systems[J]. *Control Theory & Applications*, 2013, 30(12): 1630-1640.
- [20] 唐冲, 童仲志, 侯远龙. 改进型 LM-RBF 神经网络在自抗扰控制器上的应用[J]. *兵工自动化*, 2020, 39(7): 11-15, 28.  
TANG Chong, TONG Zhongzhi, HOU Yuanlong. Application of improved LM-RBF neural network in ADRC[J]. *Ordnance Industry Automation*, 2020, 39(7): 11-15, 28.
- [21] 武雷, 保宏, 杜敬利, 等. 一种自抗扰控制器参数的学习算法[J]. *自动化学报*, 2014, 40(3): 556-560.  
WU Lei, BAO Hong, DU Jingli, et al. A learning algorithm for parameters of automatic disturbances rejection controller[J]. *Acta Automatica Sinica*, 2014, 40(3): 556-560.
- [22] 李晓利, 高金峰. 用于配电网多目标无功优化的改进粒子群优化算法[J]. *电力自动化设备*, 2019, 39(1): 106-111.  
LI Xiaoli, GAO Jinfeng. Improved particle swarm optimization algorithm for multi-objective reactive power optimization of distribution network[J]. *Electric Power Automation Equipment*, 2019, 39(1): 106-111.
- [23] 李承霖, 孙洪飞. 二阶系统自抗扰控制的扩张状态观测器的改进[J]. *厦门大学学报(自然科学版)*, 2021, 60(4): 746-754.  
LI Chenglin, SUN Hongfei. Improvement of extended state observer for active disturbance rejection control of second-order systems[J]. *Journal of Xiamen University (Natural Science)*, 2021, 60(4): 746-754.
- [24] ZHU X Y, MENG F Q, XIE Z Y, et al. An inertia and damping control method of DC-DC converter in DC microgrids[J]. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2020, 35(2): 799-807.
- [25] JIN H Y, SONG J C, LAN W Y, et al. On the characteristics of ADRC: a PID interpretation[J]. *Science China Information Sciences*, 2020, 63(10): 1-3.

收稿日期: 2022-11-02; 修回日期: 2023-01-30

作者简介:

周雪松(1964—), 男, 博士, 教授, 研究方向为电力系统的先进控制技术; E-mail: zxsmyj@126.com

王馨悦(1999—), 女, 硕士研究生, 研究方向为新能源发电与储能技术;

马幼捷(1964—), 女, 博士, 教授, 研究方向为新能源发电系统的并网运行与控制; E-mail: zxsmyj@126.com

徐晓宁(1980—), 女, 通信作者, 博士, 讲师, 研究方向为新能源发电与智能电网. E-mail: xiaoningtjut@163.com

(编辑 魏小丽)