

文章编号: 2095-2163(2021)11-0059-05

中图分类号: TM315

文献标志码: A

双馈风机网侧 $PI^{\lambda}D^{\mu}$ 差分进化算法仿真研究

梅 昌, 马家庆

(贵州大学 电气工程学院, 贵阳 550025)

摘要: 为了提高双馈风机网侧变换器的整流性能, 在 PWM 整流器中引入分数阶 PID 控制器作为电压环, 采用差分进化算法对分数阶 PID 控制器的参数进行智能调节, 用以改进分数阶 PID 控制器的整定方法。仿真结果显示, 基于差分进化算法的分数阶 PID 控制与分数阶 PID 控制和常规整数阶 PID 这两种控制相比, 调节时间分别下降了 0.5 s 和 0.8 s, 进入稳态后的纹波电压幅值明显下降, 双馈风机网侧的三相交流电流的总谐波因数分别下降 0.31% 和 11.85%。

关键词: 分数阶 PID 控制器; PID 控制; 差分进化算法; 双馈风机

Simulation research on $PI^{\lambda}D^{\mu}$ based on differential evolution algorithm in grid side of DFIG

MEI Chang, MA Jiaqing

(College of Electrical Engineering, Guizhou University, Guiyang 550025, China)

[Abstract] In order to improve the rectifier performance of the grid-side converter of Doubly fed Induction Generator, the fractional-order PID controller is introduced as the voltage loop in the PWM rectifier, and the differential evolution algorithm is introduced to intelligently adjust the parameters of the fractional-order PID controller. The simulation results show that Fractional-order PID control based on Differential Evolution (DE) Algorithm adjust time fell by 0.5 s and 0.8 s at least, after entering the steady-state ripple voltage amplitude decreases obviously, and the total harmonic factor of the three-phase AC current at the DFIG (Doubly fed Induction Generator) grid side decreased by 0.31% and 11.85% respectively in comparison to Fractional-order PID control and integer-order PID control.

[Key words] fractional-order PID controller; PID control; differential evolution algorithm; DFIG

0 引言

经典控制理论在实际控制系统中的典型应用就是 PID 控制器。目前, PID 控制仍然是在冶金、化工、电力、轻工和机械等工业过程中应用得十分广泛的一种控制方法。原因是其结构简单, 鲁棒性和适应性较强。

目前研究人员在控制工程、电力系统等诸多领域开始采用分数阶模型进行描述, 并得到了更好的控制效果。分数阶 PID 控制器的参数整定一直都是研究热点, 越来越多的研究人员采用智能控制算法对其参数进行整定, 而差分进化算法 (differential evolution, 简称 DE) 作为一种搜索技术, 具有收敛速度快, 操作容易, 调参结果稳定等优点, 广泛应用于理论研究与工程实际中, 如电机控制、图像处理。

PWM 整流器是一种高效、可靠、绿色的电能变换器, 具有低畸变率且可调的直流电压等特点。PWM 整流器的电流控制方案一般采用以直流电压为外环、交流电流为内环的双环控制结构, 传统的 PWM 整流器的双环控制器均为 PI 控制器, 虽然其结构简单, 但是其在整流过程中的直流母线电压振荡幅度较大, 调节时间较长, 网侧的三相交流电流的总谐波因数较大; 分数阶 PID 的相关理论一直在完善, 近年来与工程实际的结合也越来越紧密, 但是在 DFIG 网侧整流研究中仍然很少见, 其原因是分数阶 PID 的参数整定比较困难, 无法使用整数阶 PID 的参数整定方法。针对缩短整流过渡时间、提升直流母线电压振荡抑制能力, 降低 DFIG 网侧三相交流电流总谐波因数等关键性能指标, 本文对传统 PWM 整流器直流电压环的控制方法进行了改进, 在 PWM

基金项目: 国家自然科学基金 (51867006, 61861007); 贵州省科技厅-贵大联合基金 (黔科合 LH 字 [2017] 7229 号); 黔科合平台人才 ([2017] 5788); 贵州省科技厅项目 (黔科合支撑 [2021]-般 442)。

作者简介: 梅 昌 (1997-), 男, 硕士研究生, 主要研究方向: 电机矢量控制、电力电子技术; 马家庆 (1981-), 男, 博士, 副教授, 主要研究方向: 交流电机矢量控制及电力电子器件能量传递效率。

通讯作者: 马家庆 Email: 357287962@qq.com

收稿日期: 2021-08-16

整流器中引入分数阶 PID 控制器来取代传统的 PI 控制器,并采用差分进化算法调参取代传统的参数整定方法,利用 DE 算法的优势来加强分数阶 PID 控制器对直流母线电压振荡的抑制能力,提升双馈风机网侧变换器的整流性能,即 PWM 整流器的电压外环采用基于差分进化算法的分数阶 $PI^\lambda D^\mu$ 控制器(简称 DE_FOPID),电流内环仍采用 PI 控制器。

1 分数阶积分

分数阶微积分有着独特的逻辑和规则,其基本操作算子为 ${}_a D_t^\alpha$,其中 a 和 t 分别是操作算子的上下限, α 为微积分阶次。一种常用的微积分定义是 Caputo 定义,其公式(1)为:

$${}_a D_t^\alpha f(t) = \frac{1}{\Gamma(n-\alpha)} \int_a^t \frac{f^{(n)}(\tau)}{(t-\tau)^{\alpha-n+1}} d\tau \quad (n-1 < \alpha < n) \quad (1)$$

式中, $\Gamma(\cdot)$ 是 Euler Gamma 函数。

从公式(1)中可知,分数阶微分不是在该点处求极限,而是与初始时刻到该点以前的所有时刻的函数值相关。

2 分数阶 $PI^\lambda D^\mu$ 控制器

与整数阶 PID 控制器类似,分数阶 $PI^\lambda D^\mu$ 控制器的微分方程(2)为:

$$u(t) = K_p e(t) + K_i D_t^{-\lambda} e(t) + K_d D_t^\mu e(t) \quad (2)$$

其中, $0 < \lambda < 2, 0 < \mu < 2, \lambda, \mu$ 为分数阶控制器的阶次, k_p, k_i, k_d 是控制器的参数。

对 Caputo 定义的分数阶微分求 Laplace 变换有式(3):

$$L\{{}_0^C D_t^\alpha f(t)\} = s^\alpha F(s) - \sum_{k=0}^{n-1} s^{\alpha-k-1} f^{(k)}(0) \quad (3)$$

由此可以得到分数阶 $PI^\lambda D^\mu$ 控制器的传递函数为式(4):

$$G_{fc}(s) = K_p + K_i s^{-\lambda} + K_d s^\mu \quad (4)$$

由公式(4)可知,当 $\lambda = 0, \mu = 0$ 时, $G_{fc}(s) = K_p$, 此时的控制器为比例控制器;当 $\lambda = 1, \mu = 0$ 时,

$G_{fc}(s) = K_p + \frac{K_i}{s}$, 此时的控制器为比例积分(PI)控制器;当 $\lambda = 0, \mu = 1$ 时, $G_{fc}(s) = K_p + K_d s$, 此时的控制器为比例微分(PD)控制器;当 $\lambda = 1, \mu = 1$ 时,

$G_{fc}(s) = K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s$, 此时的控制器为 PID 控制器。

由于 $\lambda, \mu \in [0, 2)$ 且为任意数,因此将常规 PID 控制认为是分数阶 $PI^\lambda D^\mu$ 控制的特例。由此可知,分

数阶 $PI^\lambda D^\mu$ 控制比常规 PID 控制多了两个自由度,更具灵活性。

对分数阶系统进行近似化处理,一般有两种方式:直接近似和间接近似^[1]。直接近似法有连分式展开(Continuous Fractional Expansion, CFE)法,间接近似法有 Oustaloup 近似法。

Oustaloup 滤波器是由法国学者 Oustaloup 教授提出的设计方法,本文中称为 Oustaloup 近似。Oustaloup 滤波器的标准形式为式(5):

$$G_o(s) = K \prod_{k=1}^N \frac{s + \omega_k'}{s + \omega_k} \quad (5)$$

式中,若 $k = 1, 2, \dots, N$, 零点、极点和增益可用公式(6)~(8)计算:

$$\omega_k' = \omega_b \omega_u \frac{(2k-1-\gamma)}{N} \quad (6)$$

$$\omega_k = \omega_b \omega_u \frac{(2k-1+\gamma)}{N} \quad (7)$$

$$K = \omega_h^\gamma, \quad \omega_u = \sqrt{\frac{\omega_h}{\omega_b}} \quad (8)$$

式中, γ 是分数阶阶次; $\omega_b, \omega_h, \omega_u$ 是频率; N 是滤波器的阶次。

Oustaloup 滤波器 $s^{-0.5}$ 的 1~5 阶近似 bode 图如图 1 所示。

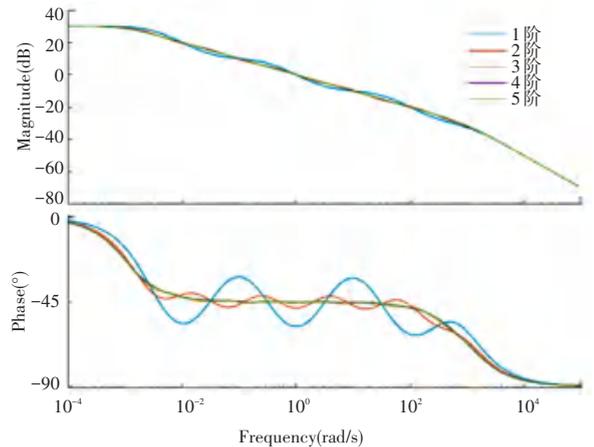


图1 Oustaloup 的 1~5 阶近似图

Fig. 1 1~5 order approximate figure of oustaloup

由图 1 可以看出,4 阶 oustaloup 近似的精度已经足够了。基于差分进化算法的分数阶 PID 控制器的分数阶近似采用的便是 oustaloup 滤波器的 4 阶近似。

3 分数阶控制器参数设计

3.1 电压环的模型

由式(4)分数阶 $PI^\lambda D^\mu$ 的传递函数模型可知,电压控制环的模型如图 2 所示。

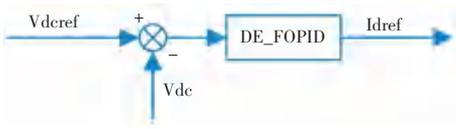


图 2 电压控制环模型图

Fig. 2 Model diagram of voltage control loop

基于差分进化算法的分数阶 PID (简称 DE_FOPID), 电压控制环的传递函数为分数阶 PI^λD^μ 的传递函数模型。

3.2 分数阶控制系统的稳定性

DFIG 网侧控制系统的结构可简化为如图 3 所示的分数阶反馈控制系统。

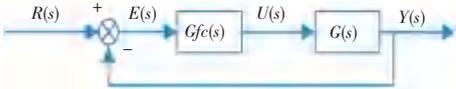


图 3 分数阶反馈控制系统图

Fig. 3 Diagram of fractional order feedback control system

设分数阶线性定常系统的传递函数为式(9):

$$G(s) = \frac{1}{a'_k s^{\beta_k} + \dots + a'_1 s^{\beta_1} + a'_0 s^{\beta_0}} = \frac{1}{\sum_{i=0}^k a'_i s^{\beta_i}} \quad (9)$$

加入分数阶 PI^λD^μ 控制器后闭环系统的传递函数为式(10):

$$\phi(s) = \frac{K_d s^{\lambda+\mu} + K_p s^{\lambda} + K_i}{\sum_{i=0}^k a'_i s^{\beta_i+\lambda} + K_d s^{\lambda+\mu} + K_p s^{\lambda} + K_i} = \frac{Q(s)}{P(s)} \quad (10)$$

由式(10)可知, 闭环系统的特征多项式为式(11):

$$P(s) = a_n s^{a_n} + \dots + a_1 s^{a_1} + a_0 s^{a_0} = \sum_{i=0}^n a_i s^{a_i} \quad (11)$$

式中, $n \geq k, a_i (i = 0, 1, 2, \dots, n)$ 为任意常数, $a_i = \frac{i}{m}, m > 1$ 。

只有闭环系统的特征方程式的根在 s 平面的左半平面时, 分数阶反馈闭环系统才处于稳定状态。

令 $\omega = s^{\frac{1}{m}}$ 可得式(12):

$$P(\omega) = a_n \omega^n + \dots + a_1 \omega + a_0 \quad (12)$$

s 复平面的左半平面映射到 ω 复平面上, 可得到关于分数阶系统的稳定性结论:

特征多项式(11)所决定的系统稳定的充要条件是, 特征方程(12) $P(\omega) = 0$ 的根 ω_i 满足下列条件, 式(13)^[2]:

$$|\arg(\omega_i)| > \frac{\pi}{2m} \quad (13)$$

3.3 基于 DE 算法的 PI^λD^μ 优化设计

经典的分数阶 PI^λD^μ 控制器参数整定复杂、计

算量大。运用差分进化算法整定分数阶 PI^λD^μ 控制器的参数, 可以避免复杂的参数计算, 且调节后控制器的性能变得更好^[3]。调节参数的结构框图如图 4 所示。

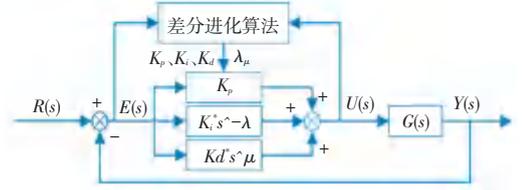


图 4 差分进化算法调节 PI^λD^μ 控制器参数结构框图

Fig. 4 Block diagram of differential evolution algorithm adjusting PI^λD^μ controller parameters

如图 4 差分进化算法通过直流电压参考值与实际值之间的误差以及 PI^λD^μ 控制器的输出量进行搜索寻优训练; 根据训练结果选取 $K_p, K_i, K_d, \lambda, \mu$ 的最优值, 即对分数阶 PI^λD^μ 控制器的调参问题变成了根据 PI^λD^μ 控制器的输入量和输出量之间的差值, 求取最佳 $K_p, K_i, K_d, \lambda, \mu$ 适应值的问题。

差分进化算法调节 PI^λD^μ 控制器参数的步骤如下:

(1) 种群初始化

假设待优化参数有 D 个, 则处于第 g 代的参数向量可用 $x_{i,g}$ 表示为式(14):

$$x_{i,g} = (x_{j,i,g}), j = 0, 1, \dots, D - 1 \quad (14)$$

若定义种群规模为 NP, 处于第 g 代的种群矩阵可用 $P_{x,g}$ 表示为式(15):

$$P_{x,g} = (x_{i,g}), i = 0, 1, \dots, NP - 1, g = 0, 1, \dots, g_{\max} \quad (15)$$

本文中 $D = 5, NP = 50, g_{\max} = 30$ 。参数向量中每个参数的上下限, 用 b_L 和 b_H 表示, 初始化边界确定后, 种群中的 NP 个个体由式(16)进行随机初始化。

$$x_{j,i,g} = \text{rand}_j[0, 1] (b_{j,u} - b_{j,i}) + b_{j,i} \quad (16)$$

文中的随机数生成器 $x_{j,i,g} = \text{rand}_j[0, 1]$ 为均匀分布, $K_p, K_i, K_d, \lambda, \mu$ 参数的下界 b_L 均为 0, 上界 b_H 分别为 20; 2; 20; 1.5; 1.5。

(2) 变异

用 $v_{i,g}$ 表示生成的变异向量, 其变异的具体过程如式(17)所示。

$$v_{i,g} = x_{r0,g} + F \cdot (x_{r1,g} - x_{r2,g}) \quad (17)$$

其中, 缩放因子 $F = 0.8$, 用以控制差分进化的速率。

(3) 重组(交叉)

差分进化算法对参数向量进行实数编码, 采用

的是交叉过程,表示为式(18):

$$u_{i,g} = \begin{cases} v_{i,g}, & \text{rand}[0,1] \leq CR \\ x_{i,g}, & \text{rand}[0,1] > CR \end{cases} \quad (18)$$

其中,交叉概率 $CR = 0.9$,控制从变异过程复制信息的比例。

(4) 选择

选择过程可用式(19)表示。

$$x_{i,g+1} = \begin{cases} u_{i,g}, & f(u_{i,g}) \leq f(x_{i,g}) \\ x_{i,g}, & f(u_{i,g}) > f(x_{i,g}) \end{cases} \quad (19)$$

式中, $f(x)$ 表示对于个体 x 的适应度函数。

基于差分进化算法的 $PI^{\lambda}D^{\mu}$ 控制器参数寻优流程图如图5所示。

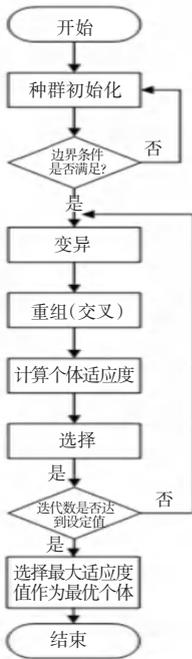


图5 DE算法寻优流程图

Fig. 5 Flow chart of DE algorithm optimization

本文利用差分进化算法对 $PI^{\lambda}D^{\mu}$ 控制器参数进行调节后的结果为: $K_p = 16.2945$, $K_i = 1.8116$, $K_d = 2.5397$, $\lambda = 1.3701$, $\mu = 0.9485$ 。此时的 DE_FOPID 的传递函数模型为式(20):

$$G_D(s) = 16.2945 + \frac{1.8116}{s^{1.3701}} + 2.5397s^{0.9485} \quad (20)$$

4 仿真分析

仿真基于 matlab/simulink 2018a 版本, FOPID 的分阶系数采用的是连分式展开法 4 阶近似, 采用凑试法进行调试后, 取 FOPID 控制器的参数为 $K_p = 0.9$, $K_i = 0.2$, $K_d = 0.4$, $\lambda = 0.8$, $\mu = 0.5$ 。利用 matlab 中的相关工具画出其零极点图, 验证其稳定

性。PID 控制器为 matlab/simulink 自带模块, 其参数为 $K_p = 1$, $K_i = 1$, $K_d = 1$, $N = 100$ 。电流环统一采用 PI 控制器, 其中, $K_p = 0.44$, $K_i = 0.008$ 。仿真的运行时间为 1s, DFIG 网侧 A 相交流电压在 0.1~0.5 s 的时间段内跌落到原来的 0.75, 仿真结果如图 6~8 所示。

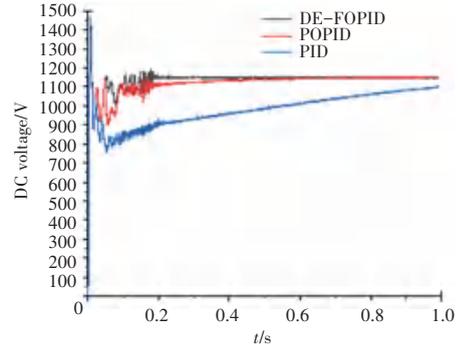


图6 仿真整体效果图

Fig. 6 Overall simulation effect diagram

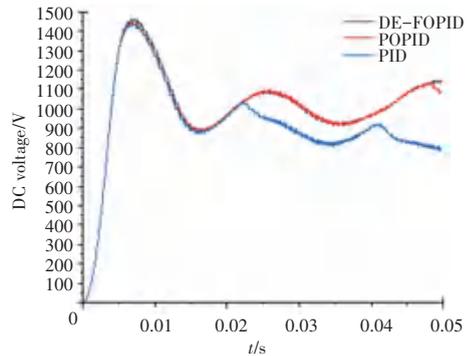


图7 0~0.05 s 的整流效果图

Fig. 7 Rectifier effect diagram of 0~0.05 s

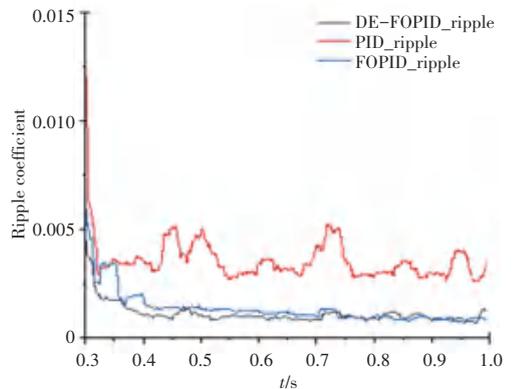


图8 直流母线电压纹波系数图

Fig. 8 DC bus voltage ripple coefficient diagram

从图6中可以看出, DE_FOPID 的调节时间最短, FOPID 次之, PID 的调节时间最长。

从图7中可以看出, 3种方法的上升时间大致相同, 在超调量方面, DE_FOPID 略大于 FOPID 和 PID, FOPID 和 PID 的超调量大致相等。

从图 8 中可以看出, PID 的直流母线纹波电压最大, 在 0.3~0.7 s 时间段内, DE_FOPID 的直流母线纹波电压最低, FOPID 的直流母线纹波电压次之; 在 0.7~1.0 s 内, DE_FOPID 的直流母线纹波电压波动较大, FOPID 的直流母线纹波电压比较平稳。

借助 matlab/simulink 中 powergui 的 FFT(快速傅里叶变换)工具, 可以直接计算出总谐波失真 (THD) 因数。以 DFIG 网侧三相电流为例稳定后的三相电流 THD 因数的具体数据见表 1。

表 1 THD 因数

	Tab. 1 THD factor		%
	A 相	B 相	C 相
DE_FOPID	2.31	2.35	2.29
FOPID	2.40	2.66	2.39
PID	15.50	14.20	13.79

由表 1 可以看出, 从 0.6 s 开始 15 个周期内, DFIG 网侧三相交流电流中 DE_FOPID 的 THD 因数最低, FOPID 次之, PID 的 THD 因数最大。

(上接第 58 页)

重放攻击检测中是高效的。当然, 网络模型还有待进一步减小, 争取实现实时训练与测试, 这是未来努力的方向。

参考文献

- [1] DAVIS S B, MERMELSTEIN P. Comparison of parametric representations for monosyllabic word recognition in continuously spoken sentences [J]. IEEE International Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing, 1980, 28(4): 357-366.
- [2] TODISCO M, DELGADO H, EVANS N. Constant Q cepstral coefficients: A spoofing countermeasure for automatic speaker verification [J]. Computer Speech and Language, 2017, 45: 516-535.
- [3] CHENG X, XU M, ZHENG T F. Replay detection using CQT-based modified group delay feature and ResNeWt network in ASVspoof 2019 [C]//2019 Asia-Pacific Signal and Information Processing Association Annual Summit and Conference (APSIPA ASC). IEEE, 2019: 540-545.
- [4] LAI C, ABAD A, RICHMOND K, et al. Attentive Filtering Networks for Audio Replay Attack Detection [C]// ICASSP 2019 - 2019 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP). United Kingdom: Brighton, 2019: 6316-6320.
- [5] ASVspoof 2019: the automatic speaker verification spoofing and

5 结束语

基于差分进化算法的 $PI^{\lambda}D^{\mu}$ 控制器在调节时间, 纹波电压以及总谐波因数方面性能指标表现更好, 在超调量方面略大于其他两种方法, 3 种方法的上升时间相同。因此, 采用基于差分进化算法的 $PI^{\lambda}D^{\mu}$ 控制方法可以更加快速的结束过渡过程进入稳态, 所引起的纹波电压在整个运行时间段内更小, DFIG 网侧的三相电流的畸变率也更小, 而对系统所造成的初始冲击与其他两种方法大致相同。故利用差分进化算法来调节 $PI^{\lambda}D^{\mu}$ 控制器的参数可以在 DFIG 网侧的 PWM 整流器中得到更好的效果。

参考文献

- [1] 周晓亮. 改进差分进化算法在分数阶控制系统中的应用 [D]. 哈尔滨: 哈尔滨工程大学, 2013.
- [2] 曾庆山, 曹广益, 王振滨. 分数阶 $PI^{\lambda}D^{\mu}$ 控制器的仿真研究 [J]. 系统仿真学报, 2004, 16(3): 465-469.
- [3] 蒋梦倩. 分数阶 PID 控制器设计方法的研究及应用 [D]. 江西: 江西理工大学, 2020.
- [4] countermeasures challenge evaluation plan [EB/OL]. https://www.asvspoof.org/asvspoof2019/asvspoof2019_evaluation_plan.pdf
- [6] 周复三. 音乐基础理论教程 [M]. 济南: 山东大学出版社, 2005.
- [7] 陈旭, 蒋晔. 基于高斯滤波器组混合特征的录音回放攻击检测研究 [J]. 计算机工程, 2021, 47(3): 291-297, 303.
- [8] YOON S, KOH M, PARK J, et al. A New Replay Attack Against Automatic Speaker Verification Systems [J]. IEEE Access, 2020, 8: 36080-36088.
- [9] ASVspoof Databases [EB/OL]. <https://doi.org/10.7488/ds/2555>
- [10] KINNUNEN T, LEE K A, DELGADO H, et al. t-DCF: a Detection Cost Function for the Tandem Assessment of Spoofing Countermeasures and Automatic Speaker Verification [C]//The Speaker and Language Recognition Workshop. Odyssey, 2018: 312-319.
- [11] ALZANTOT M, WANG Z, SRIVASTAVA M B. Deep residual neural networks for audio spoofing detection [C]//Proc. 20th Annu. Conf. Int. Speech Commun. Assoc. (Interspeech), 2019: 1078-1082.
- [12] LIU Leian, YANG Jichen. Study on Feature Complementarity of Statistics, Energy, and Principal Information for Spoofing Detection [J]. IEEE Access, 2020, 8: 141170-141181.
- [13] 高翔. 面向重放攻击检测的网络嵌入特征提取方法研究 [D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2020.