

基于 MICA 的声级计频率计权数字 IIR 滤波器设计

唐求,吴娟[†],邱伟,沈洁,滕召胜

(湖南大学 电气与信息工程学院,湖南 长沙 410082)

摘要:针对双线性变换法在设计声级计频率计权数字滤波器时存在固有频率失真问题,提出一种基于改进帝国竞争算法的数字 IIR 滤波器设计方法.为避免帝国竞争算法出现早熟收敛而陷入局部最优的问题,在帝国竞争算法同化阶段引入混沌函数来增大搜索范围,与此同时,在帝国竞争阶段引入克隆进化算子,引导算法向 IIR 滤波器参数最优解方向搜索,得到改进帝国竞争算法.在研究声级计 A、C 计权的 IIR 滤波器误差来源的基础上,利用改进帝国竞争算法对声级计频率计权数字 IIR 滤波器系数进行寻优求解,构建基于改进帝国竞争算法的频率计权数字 IIR 滤波器优化模型.仿真与实验结果表明,本文提出的数字滤波器设计方法精度较高,且滤波器的误差能控制在 10^{-3} dB 数量级范围内.在噪声环境下不同声信号级进行的频率计权测试结果表明,改进帝国竞争算法测试的声信号级的计权误差能维持在 10^{-2} dB 数量级范围内,完全满足国家标准 GB/T 3241—2010 对 1 级声级计的设计要求.

关键词:声级计;频率计权;数字 IIR 滤波器设计;帝国竞争算法;混沌函数;克隆进化

中图分类号:TB52

文献标志码:A

Design of Digital IIR Filter for Frequency Weighting in Sound-level Meters Based on Modified Imperialist Competitive Algorithm

TANG Qiu, WU Juan[†], QIU Wei, SHEN Jie, TENG Zhaosheng

(College of Electrical and Information Engineering, Hunan University, Changsha 410082, China)

Abstract: Aiming at the frequency distortion problem in the design of frequency weighting digital filter based on bilinear transformation, an evolutionary method based on Modified Imperialist Competitive Algorithm (MICA) has been proposed to design digital IIR filter. In order to help the algorithm to escape from local minima, this paper introduced a chaotic function to make the search range wider in the assimilation operation of Imperialist Competitive Algorithm (ICA). Meanwhile, a clone evolution operator was introduced in the competition operation, guiding the search for global optimization efficiently. Then, the optimization model of modified ICA of the filter in sound-level meter was designed based on the research of the source of error in IIR filter. The coefficients of frequency weighted were searched based on the MICA. The results of both simulation and application show the performance of the design method to find better solution, indicating that the proposed method can significantly improve the precision and the error can be controlled within the order of 10^{-3} dB. Finally, the test of frequency weighting under different acoustic signal level with noise verifies that the error of the MICA test can be maintained in the order of 10^{-2} dB, which fully meets the design

* 收稿日期:2019-05-20

基金项目:国家重点研发计划资助项目(2016YFF0203400), National Key Research and Development Program of China(2016YFF0203400)

作者简介:唐求(1970—),女,湖南长沙人,湖南大学副教授,博士

[†] 通讯联系人, E-mail: wujuan@hnu.edu.cn

requirements of sound level meter (Class 1) in the national standard of GB/T 3241-2010.

Key words: sound level meter; frequency weighting; digital IIR filter design; Imperialist Competitive Algorithm (ICA); chaotic function; clone evolution

人耳对响度相同、频率成分不同的声音产生不同的听觉感受,为了模拟人耳的听觉特性,需在声级计中设计一种频率计权网络修正声音信号,使其对不同频率信号具有与人耳相同的灵敏度^[1].因此,频率计权是声级计实现噪声测量的一项重要计量指标^[2].IEC 61672 规定 1 级声级计必须实现 A、C 频率计权功能^[3].

近年来,全数字式声级计得到广泛应用^[4],但针对声级计频率计权数字滤波器的设计研究较少.频率计权数字滤波器的实现可以选择无限冲激响应(IIR)数字滤波器和有限冲激响应(FIR)数字滤波器^[5].对于相同的滤波精度,与 FIR 滤波器相比,IIR 滤波器所用的阶数少,存储单元也较少^[6].

由于声级计的频率计权算法采用嵌入式系统实现,要求计算量小,占用存储空间少,故本文选用数字 IIR 滤波器设计频率计权.其中,常用双线性变换(Bilinear Transformation, BT)设计数字 IIR 滤波器^[7].但双线性变换是一种近似变换,存在固有的频率失真^[8],导致误差较大.为此,文献[9]采用粒子群优化算法(Particle Swarm Optimization, PSO)对 A 计权的数字 IIR 滤波器系数进行搜索优化,取得了明显成效.但 PSO 算法在优化过程中容易出现早熟收敛而陷入局部极值点,从而得不到全局最优解^[10-11],尤其在加噪环境下,误差更为明显.

帝国竞争算法(Imperialist Competitive Algorithm, ICA)在滤波器的优化设计中,全局搜索能力和信息不依赖能力均高于其他智能优化算法^[12].但该算法在系数搜索过程中也同样存在早熟收敛等不足,导致优化结果存在误差^[13].据此,本文提出一种改进帝国竞争算法(Modified Imperialist Competitive Algorithm, MICA)的声级计频率计权数字滤波器设计方案.MICA 在标准 ICA 算法的同化过程中添加混沌函数来增强算法的搜索可能性,引入克隆进化算子来有效引导算法向最优解方向搜索,最终得到滤波器的最优系数.相比标准 ICA, MICA 具有搜索范围广,寻优精度高和优化性能好等特点.

本文针对双线性变换法实现声级计频率计权存

在的误差,通过在 ICA 算法中添加混沌函数和引入克隆算子,设计 MICA 算法,并将 MICA 应用到频率计权数字 IIR 滤波器设计中.仿真与实验数据表明,在加噪环境下,不同声信号级进行的频率计权误差均能维持在 10^{-2} dB 数量级范围内,符合 1 级声级计的设计要求,证明了该方法的有效性.

1 基于双线性变换的频率计权原理与误差

1.1 频率计权原理

根据 IEC 61672 标准给出的 A、C 计权计算式,可分别推导出 A、C 计权模拟滤波器传递函数分别为^[2]:

$$H_A(s) = [H_1(s)]^2 H_2(s) H_3(s) [H_4(s)]^2 \quad (1)$$

$$H_C(s) = [H_1(s)]^2 [H_4(s)]^2 \quad (2)$$

子滤波器传递函数 $H_i(s)$ ($i = 1, \dots, 4$) 为:

$$H_i(s) = \begin{cases} \frac{s}{s + \Omega_i}, & i = 1, 2, 3 \\ \frac{\Omega_i}{s + \Omega_i}, & i = 4 \end{cases}; \Omega_i = 2\pi f_i \quad (3)$$

且 $f_1=20.6$ Hz, $f_2=107.7$ Hz, $f_3=737.9$ Hz, $f_4=12\ 194$ Hz.

标准定义下的 A、C 计权表达式分别为:

$$W_A(f) = 201 \text{g} |H_A(j2\pi f)| - W_{A1000} \quad (4)$$

$$W_C(f) = 201 \text{g} |H_C(j2\pi f)| - W_{C1000} \quad (5)$$

式中: $W_{A1000} = -2.000$ dB; $W_{C1000} = -0.062$ dB; f 为信号频率.令 $z = e^{j\omega_i}$, $s = j\Omega_i$, 代入双线性变换

$$s = \frac{2}{T_s} \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}} \quad (6)$$

式中: T_s 为采样周期.模拟截止角频率 Ω_i 与数字截止角频率 ω_i 的关系为:

$$\Omega_i = \frac{2}{T_s} \tan\left(\frac{\omega_i}{2}\right), \omega_i = 2\pi f T_s, i = 1, 2, 3, 4 \quad (7)$$

将式(1)(2)从 s 域映射到 z 域,利用式(6)(7),得到基于双线性变换的 A、C 计权滤波器传递函数.

$$H_{BTA}(z) = [H_{BT1}(z)]^2 H_{BT2}(z) H_{BT3}(z) [H_{BT4}(z)]^2 \quad (8)$$

$$H_{BTC}(z) = [H_{BT1}(z)]^2 [H_{BT4}(z)]^2 \quad (9)$$

式中:

$$H_{BTi}(z) = \begin{cases} \frac{z-1}{[1+\tan(\omega_i/2)]z+\tan(\omega_i/2)-1}, & i=1,2,3 \\ \frac{\tan(\omega_i/2)z+\tan(\omega_i/2)}{[1+\tan(\omega_i/2)]z+\tan(\omega_i/2)-1}, & i=4 \end{cases} \quad (10)$$

基于双线性变换的 A、C 计权表达式分别为:

$$W_{BTA}(f) = 201g |H_{BTA}(e^{j2\pi fT_s})| - W_{A1000} \quad (11)$$

$$W_{BTC}(f) = 201g |H_{BTC}(e^{j2\pi fT_s})| - W_{C1000} \quad (12)$$

声级计一般采用 48 kHz 的采样率^[14], 频率测量范围为 10~20 kHz. 在该频率范围内, 根据文献[3]给定的 34 个标称参考频率点, 利用 MATLAB 对基于双线性变换的 A、C 计权式(11)(12)进行仿真, 并与标准 A、C 计权式(4)(5)进行对比. A、C 计权仿真曲线分别如图 1 和图 2 所示.

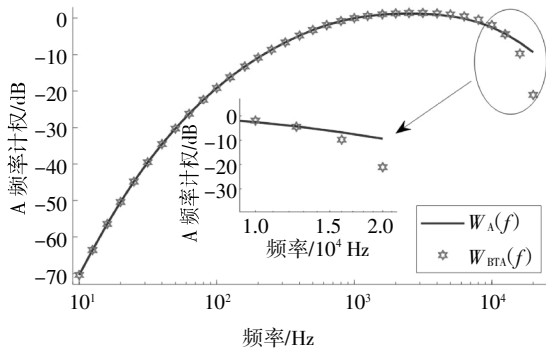


图 1 A 计权仿真曲线

Fig.1 A-weighting simulation curves

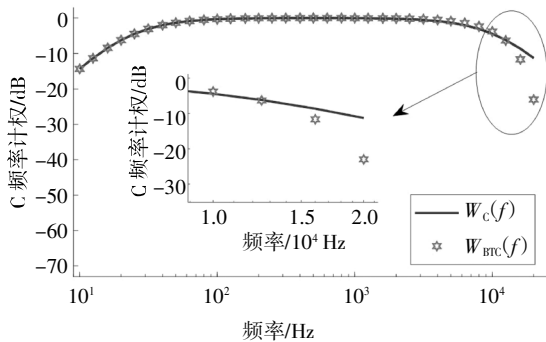


图 2 C 计权仿真曲线

Fig.2 C-weighting simulation curves

从图 1 和图 2 中局部放大图可清晰地观察到, 基于双线性变换的 A、C 计权在大于 13 kHz 的高频段都严重偏离了标准计权曲线, 导致误差较大.

1.2 频率计权误差分析

定义基于双线性变换的 A、C 计权与标准计权的误差为:

$$E_{BTx}(f) = W_{BTx}(f) - W_x(f), x = A, C \quad (13)$$

将式(4)(5)(11)(12)分别代入式(13)可得出 A、C 计权的误差表达式:

$$E_{BTA}(f) = 2E_{BTA1}(f) + E_{BTA2}(f) + E_{BTA3}(f) + 2E_{BTA4}(f) \quad (14)$$

$$E_{BTC}(f) = 2E_{BTC1}(f) + 2E_{BTC4}(f) \quad (15)$$

其中:

$$E_{BTi}(f) = 201g |H_{BTi}(e^{j2\pi fT_s})| - 201g |H_i(j2\pi f)| \quad (16)$$

式中: $i = 1, 2, 3, 4$. 即 A 计权误差为 4 个子滤波器 $H_{BTA1}(z) \sim H_{BTA4}(z)$ 的误差加权和, C 计权误差为子滤波器 $H_{BTC1}(z)$ 与 $H_{BTC4}(z)$ 的误差和的 2 倍. 基于双线性变换 A、C 计权子滤波器误差的幅频响应曲线分别如图 3 和图 4 所示. 图 3 中 $E_{BTA123}(f)$ 为子滤波器误差 $E_{BTA1}(f) \sim E_{BTA3}(f)$ 之和.

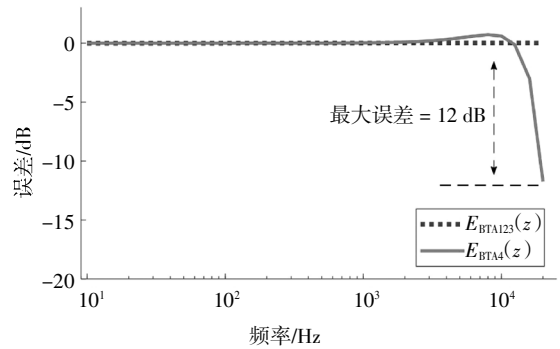


图 3 A 计权 $E_{BTA123}(f)$ 和 $E_{BTA4}(f)$ 曲线

Fig.3 A-weighting curves of $E_{BTA123}(f)$ and $E_{BTA4}(f)$

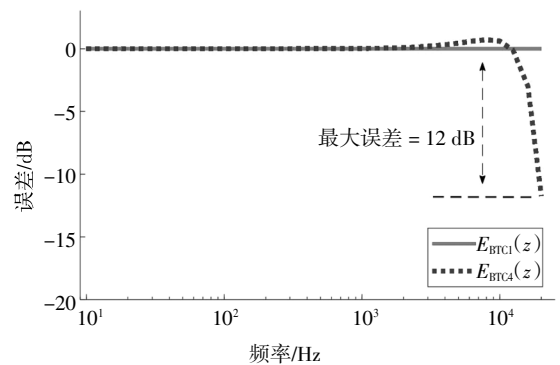


图 4 C 计权 $E_{BTC1}(f)$ 和 $E_{BTC4}(f)$ 曲线

Fig.4 C-weighting curves of $E_{BTC1}(f)$ and $E_{BTC4}(f)$

由图 3 和图 4 可知, 基于双线性变换的 A、C 计权数字滤波器的误差都主要来源于子滤波器 $H_{BT4}(z)$. 在频率为 20 kHz 处, $H_{BT4}(z)$ 的最大误差接近 12 dB. 分析式(1)(2)可知, 在 C 计权的基础上加上两个一阶子滤波器 $H_{BT2}(z)H_{BT3}(z)$ 可实现 A 计权. 因此, 本文重点对 A 计权子滤波器 $H_{BT4}(z)$ 进行优化设计, 实现步骤及测试过程均以 A 计权为例.

2 基于 MICA 的频率计权数字滤波器设计

2.1 改进帝国竞争算法

帝国竞争算法(ICA)是一种新型智能优化算法^[5].该方法模拟帝国与殖民地之间相互选择与竞争,最终剩下最强的帝国,即收敛得到最优解.但在滤波器的优化设计中,ICA 在系数搜索过程中存在早熟收敛的问题,导致寻优结果存在误差.

在标准 ICA 的帝国同化操作中,子群的每一个非理想解(殖民地)都过于直接地向子群的最优解(帝国)方向靠近,造成搜索范围过小、容易陷入局部最优的问题.为增大搜索范围,优化搜索精度,针对频率计权参数优化问题,本文提出一种改进的帝国竞争算法,该方法在殖民地向帝国移动的过程中添加各种形式的混沌函数,并筛选出优化效果最好的函数更新标准 ICA 的同化方程,即

$$\text{col}_{\text{new}} = \text{col}_{\text{old}} + U(0, \beta \times d) \times \mathbf{V}_1 + \tan \theta \times d \times \mathbf{V}_2 \quad (17)$$

式中: col_{old} 和 col_{new} 分别表示移动前后殖民地的位置; β 为大于1的系数; d 为殖民地与帝国之间的距离; U 表示均匀分布; \mathbf{V}_1 为该殖民地向帝国移动方向的一个单位向量; θ 为移动的随机角度偏移量; \mathbf{V}_2 为与 \mathbf{V}_1 正交的随机单位向量.

帝国竞争算法利用殖民地向帝国移动进行局部搜索,该操作体现的是帝国之间的信息交互,每次迭代仅仅是将最弱帝国中的最弱殖民地添加到最强帝国中,对每个帝国势力大小影响不大.因此,针对帝国之间的交互性不足,本文引入克隆进化算子,得到 MICA.下面对该算子进行描述.

第1步 克隆.将当前迭代次数下的 m 个帝国按势力大小降序排列,作为待克隆群体.每个帝国克隆个数 NClo_i 与其所属殖民地数量 NCol_i 有关,表示为:

$$\text{NClo}_i = \text{floor}(\lambda \times \text{NCol}_i) \quad (18)$$

式中: λ 为克隆系数.

第2步 变异.根据式(19)(20),第 i 个帝国的克隆群体 Clo_i 发生变异,成为变异群体 Mut_i :

$$\text{Mut}_i = \text{Clo}_i + \omega_i \times \text{rand}(\text{NClo}_i, n) \times \text{Imp}_{\text{best}} \quad (19)$$

$$\omega_i = \frac{0.9^{m-i}}{\sum_{j=1}^m 0.9^j} \quad (20)$$

式中: ω_i 为变异概率,势力越大的帝国变异概率越小; Imp_{best} 为当前迭代次数下势力最大的帝国; n 为优化问题的维度; $\text{rand}(\text{NClo}_i, n)$ 为 $\text{NClo}_i \times n$ 维矩阵.

第3步 交叉.将 Mut_i 随机分为4组进行交叉:

$$\text{Cro}_i = \text{Mut}_{i,r_1} - \text{Mut}_{i,r_2} + \text{Mut}_{i,r_3} - \text{Mut}_{i,r_4} \quad (21)$$

第4步 选择.选择 Mut_i 和 Cro_i 中势力最大的 k 个个体取代当前最弱的 k 个帝国.

2.2 声级计频率计权的 MICA 优化对象设计

由1.2节分析可知,子滤波器 $H_{\text{BT4}}(z)$ 是双线性法设计频率计权滤波器的误差主要来源.利用 MICA 对 A 计权的数字滤波器系数进行搜索优化.

根据式(8)和式(10)设计 MICA 优化模型:

$$H_{\text{opt}}(z) = A_0 \frac{(z - a_0)(z - a_1)}{(z - b_0)(z - b_1)} = A_0 G(z) \quad (22)$$

式中: A_0 为增益; a_0, a_1 与 b_0, b_1 分别为滤波器的零点和极点.为保证设计的滤波器的稳定性,极点的搜索范围取 $(-1, 1)$,为方便起见零点的搜索范围取 $[-1, 1]$.

增益 A_0 由滤波器系数推导得到,即

$$|A_0| = \frac{\sum_{n=1}^{34} [|G(e^{j2\pi f_n T_s})| |H_d(j2\pi f_n)|]}{\sum_{n=1}^{34} |G(e^{j2\pi f_n T_s})|^2} \quad (23)$$

其频率响应为:

$$W_{\text{opt}}(e^{j2\pi f_n T_s}) = 201 \text{g} [|A_0| |G(e^{j2\pi f_n T_s})|] \quad (24)$$

理想滤波器 $H_d(s)$ 的频率响应为:

$$W_d(j2\pi f_n) = 201 \text{g} [|H_d(j2\pi f_n)|] \quad (25)$$

采用频域均方误差作为设计频率计权滤波器的最优化准则,误差值越小则优化效果越好.利用 MICA 对理想滤波器进行逼近,在34个标称参考频率点处,设计的滤波器幅频响应与理想的幅频响应均方误差为:

$$E = \sum_{n=1}^{34} \{ W_{\text{opt}}(e^{j2\pi f_n T_s}) - W_d(j2\pi f_n) \}^2 \quad (26)$$

利用 MICA 对频率计权滤波器进行优化设计,将式(26)作为优化目标函数,对滤波器系数 a_0, a_1, b_0, b_1 搜索求解,则优化后的滤波器传递函数与 A 计权表达式变为:

$$H_{\text{MICA.A}}(z) = [H_{\text{BT1}}(z)]^2 H_{\text{BT2}}(z) H_{\text{BT3}}(z) [H_{\text{opt}}(z)]^2 \quad (27)$$

$$W_{\text{MICA.A}}(f) = 201 \text{g} [|H_{\text{MICA.A}}(e^{j2\pi f T_s})|] - W_{\text{A1000}} \quad (28)$$

基于 MICA 的频率计权数字滤波器设计框架如图5所示.首先初始化 MICA 算法,然后采用 MICA 算法在对目标函数进行参数迭代寻优直到达到对应的停止条件,从而求解出目标函数的优化参数.

具体步骤为:

1)初始化帝国集团.随机生成 $N_{\text{pop}} \times 4$ 维矩阵的初始位置, MICA 主要参数设置为:国家数量 $N_{\text{pop}} = 88$ 、帝国数量 $N_{\text{imp}} = 8$ 、殖民地数量 $N_{\text{col}} = 80$ 、最大迭代次数 $M_{\text{iter}} = 800$ 、当前迭代次数 $N_{\text{iter}} = 0$ 以及数字滤波器采样频率 $f_s = 48 \text{ kHz}$.

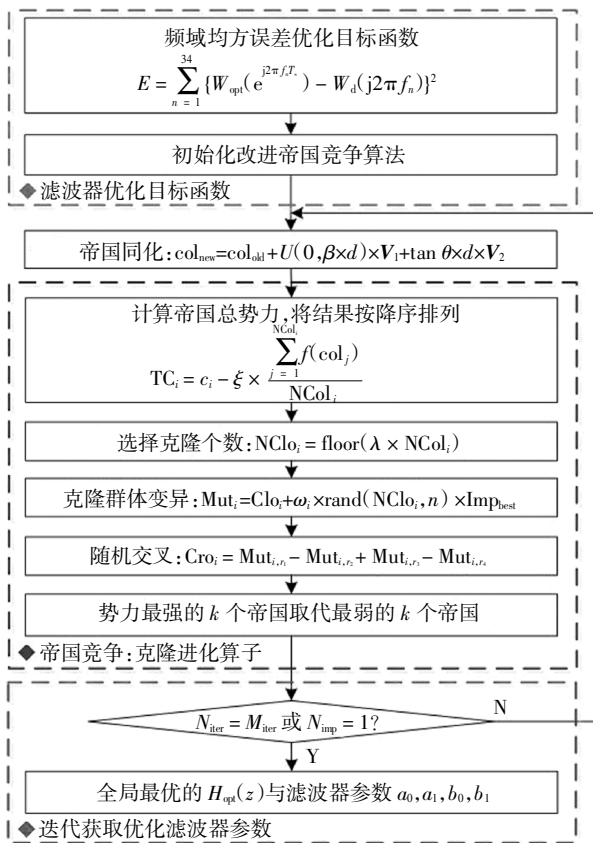


图5 基于MICA的声级计频率计权滤波器设计框架

Fig.5 Flowchart for the frequency weighting filter in sound-level meter based on MICA

2)帝国同化. 殖民地国家按照式(17)向所属帝国方向移动. 并重新计算殖民地的势力, 若其势力大于所属帝国势力, 则两者互换位置.

3)帝国竞争. 帝国的总势力计算式为:

$$TC_i = c_i - \xi \times \frac{\sum_{j=1}^{NCol_i} f(col_j)}{NCol_i} \quad (29)$$

式中: TC_i 为第 i 个帝国的总目标函数值, 其值越小, 表示势力越大; c_i 为该帝国的目标函数值; 系数 ξ 为小于 1 的正数; 后一项为该帝国拥有的殖民地目标函数均值, 其中 $f(col_j)$ 为殖民地 col_j 的函数值, $NCol_i$ 为其拥有的殖民地数量. 根据式(18)~(21)通过克隆进化将势力最强的 k 个帝国取代势力最弱的 k 个帝国.

4)算法收敛. 累积迭代次数 $N_{iter} = N_{iter} + 1$, 当迭代次数达到最大迭代次数 M_{iter} 或者通过帝国竞争后, 最弱帝国逐渐灭亡, 最终只剩一个帝国集团. 此时的群体为算法最优解, 搜索终止.

5)得到全局最优位置处的 $H_{opt}(z)$, 根据式(27)(28)求出基于 MICA 算法的 A 计权 $W_{MICA,A}(f)$.

2.3 仿真分析

为验证本文提出的 MICA 设计声级计频率计权数字滤波器的有效性, 利用 MATLAB 进行仿真生成仿真数据. 定义基于 MICA 的 A 计权的误差为:

$$E_{OPTA}(f) = W_{MICA,A}(f) - W_A(f) \quad (30)$$

图 6 为基于 MICA 算法的 A 计权误差 $E_{OPTA}(f)$ 与基于双线性变换的 A 计权误差 $E_{BTA}(f)$ 的幅频响应曲线, 在局部放大图中, 黑色曲线放大的是从 10 ~ 10 000 Hz 的基于 MICA 的 A 计权误差. 由图 6 可知, 本文提出的 MICA 设计方法能有效减小双线性变换设计频率计权数字滤波器的误差, 且误差范围能控制在 10^{-3} dB 的数量级范围内.

此外, 为了比较算法相比传统优化算法的性能, 同时采用 PSO 和标准 ICA 算法进行了频率计权滤波器优化对比设计^[6]. 算法的迭代次数均设置为 800, 仿真结果的误差幅频响应曲线如图 7 所示. 仿真结果表明, 与 PSO 和 ICA 优化算法相比, 在相同的迭代次数下基于 MICA 设计的滤波器误差更小, 具有更好的优化性能, 同时证明了本文改进算法的有效性.

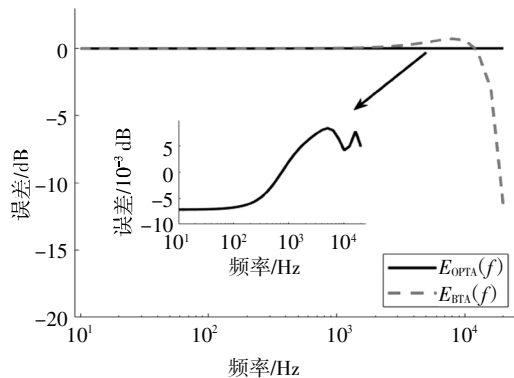


图6 基于MICA的A计权误差曲线

Fig.6 Error curve of A-weighting based on MICA

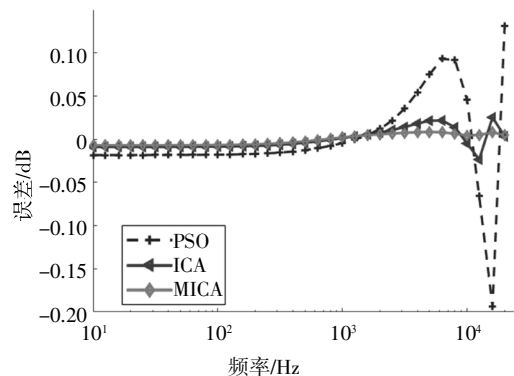


图7 A计权误差曲线

Fig.7 Error curves of A-weighting

3 实验测试分析

为验证所提出的改进 ICA 声级计频率计权滤波

器设计方法的有效性, 本文采用如图 8 所示的声级计实验平台进行测试. 其中, 信号发生单元由信号源与可变衰减器构成, 利用调理电路对电信号进行调理, 采用最高采样频率达 450 kHz 的 16 位中泰工控 EM-9118B-18 同步数据采集卡对电压信号进行采集. 最后, 通过以太网 TCP/IP 协议传输方式将数据实时传输至 PC 机进行显示和管理、以及噪声数据的分析等.

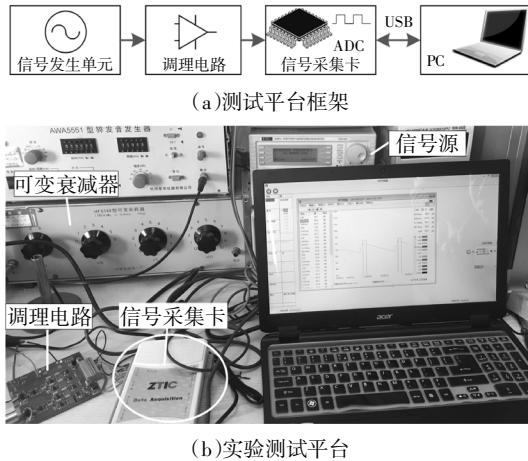


图 8 声级计实验测试平台
Fig.8 Test platform for the sound-level meter

为了测试声级计在不同信号级下的 A 计权特性, 在输入信号级为 $L = \{128, 118, 98, 78\}$ dB 4 种情况下测试声级计 A 计权误差. 表 1 给出了标称参考

频率点处基于双线性变换、PSO、ICA 和 MICA 的声级计 A 计权在低频段和高频段的测试误差. 同时, 为了反映算法的抗噪性, 给不同信号级声源添加信噪比为 25 dB 的高斯白噪声信号. 图 9、图 10 分别给出了频率在 10 Hz ~ 20 kHz 内的 34 个标称参考频率点处基于双线性变换与 MICA 的 A 计权测试结果曲线.

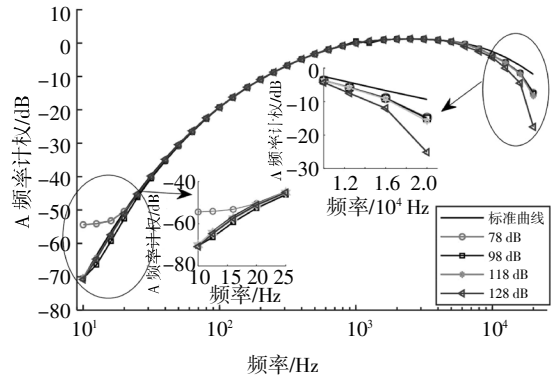


图 9 基于双线性变换的 A 计权测试结果曲线
Fig.9 Curves of the test result of A-weighting based on BT

A 计权的测试结果分析如下:

1) 由图 9 可知, 双线性变换设计的 A 计权在 4 种输入信号级处的测试误差主要来自于低频段和高频段. 根据 2.2 节所知, 高频误差主要来源于双线性变换法的非线性变换; 低频段的误差来源于文献[3]规定, 当输入为 78 dB 的信号时, 低于 12.5 Hz 的信号经过 A 计权后至少衰减 63.4 dB, 即声级将小于

表 1 声级计在低频段和高频段的 A 计权测试误差 (SNR=25 dB)

Tab.1 A-weighting test error of the sound-level meter in low & high frequency (SNR=25 dB)

声级/dB	计权方法	计权误差/dB												
		10 Hz	12.5 Hz	16 Hz	20 Hz	25 Hz	31.5 Hz	40 Hz	6.3 kHz	8 kHz	10 kHz	12.5 kHz	16 kHz	20 kHz
128	BT	-0.43	-1.21	-0.94	-0.71	-0.48	-0.28	-0.13	-0.88	-1.37	-1.81	-3.26	-5.46	-15.71
	PSO	-0.31	-0.01	-0.34	-0.25	-0.08	0	0	-0.12	-0.14	-0.52	-0.91	-0.62	-0.93
	ICA	-0.09	0	0	0	0	0	0	0	0	-0.21	-0.09	-0.11	-0.52
	MICA	-0.03	0	0	0	0	0	0	0	0	0	-0.01	0	-0.07
118	BT	0.25	-0.71	-0.97	-0.71	-0.34	-0.26	-0.27	-0.17	-0.58	-1.21	-1.65	-2.49	-6.45
	PSO	0.06	0	-0.02	0	0	0	0	-0.08	-0.12	-0.43	-0.89	-0.55	-1.07
	ICA	0.16	0	0	0	0	0	0	0	0	-0.21	-0.09	-0.11	-0.32
	MICA	0.01	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	-0.07	-0.05
98	BT	-0.08	-2.82	-2.85	-2.21	-1.33	-0.91	-0.76	-1.22	-0.53	-1.21	-1.52	-2.29	-5.66
	PSO	0	-0.24	-0.95	-0.86	-0.17	-0.12	-0.03	-0.19	0	-0.58	-0.92	-0.52	-1.01
	ICA	0	-0.05	-0.29	-0.11	0	-0.03	0	-0.21	0	-0.22	-0.30	-0.09	-0.49
	MICA	0	0	0.05	-0.01	0	0	0	0	0	0	-0.01	-0.01	-0.05
78	BT	9.03	4.42	2.32	-0.01	-0.78	-0.71	-0.87	-0.18	-0.55	-1.20	-1.57	-2.19	-5.45
	PSO	8.22	3.07	1.88	-0.32	-0.50	-0.31	0	0	-0.19	-0.59	-0.98	-0.98	-1.02
	ICA	7.78	3.59	0.66	-0.11	-0.41	-0.27	0	0	-0.04	-0.13	-0.28	-0.29	-0.46
	MICA	6.18	2.41	0.16	0	0	0	0	0	0	-0.01	-0.01	-0.04	-0.05

14.6 dB, 该输入信号级的低频段误差主要受本底噪声的影响,故本文对此未做考虑。

2)由图 10 可知,基于 MICA 的 A 计权在高频处的误差得到了极大改善.特别是表 1 中,在噪声环境的影响下,MICA 的测试精度均优于 PSO 和 ICA,且 MICA 的测试误差基本能维持在 10^{-2} dB 数量级范围内,具有良好的抗噪性,符合声级计 0.1 dB 的精度设计需求。

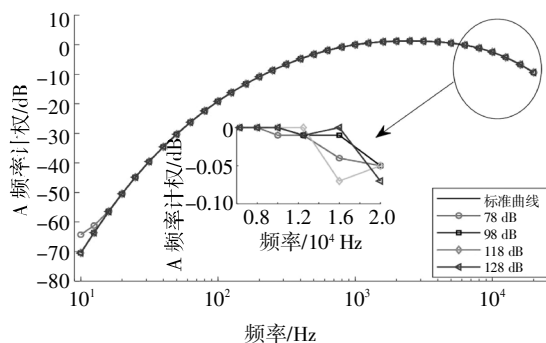


图 10 基于 MICA 的 A 计权测试结果曲线

Fig.10 Curves of the test result of A-weighting based on MICA

4 结论

本文针对双线性变换法设计声级计频率计权数字滤波器时出现误差较大的问题,提出了一种基于改进帝国竞争算法的声级计频率计权数字 IIR 滤波器设计方法.为避免标准 ICA 早熟收敛而陷入局部最优,在同化阶段加入混沌函数以及帝国竞争阶段引入克隆进化算子,进一步提高算法的收敛精度.对 A 计权的测试结果表明,本文提出的改进 ICA 算法,有效改善了双线性变换法的误差,优化效果明显.且在加噪环境下,不同声信号级的计权误差均能维持在 10^{-2} dB 数量级范围内,符合 1 级声级计设计需求.本文提出的方法不仅适用于声级计的频率计权优化设计,也适用于其他采用双线性变换设计数字滤波器引起的频率特性失真问题,具有较高的实际应用价值。

参考文献

- [1] ANSI S1.42-2001 Design response of weighting networks for acoustical measurements [S]. New York:Acoustical Society of America,2001.
- [2] 钟波,孙庆生,王雪晶,等.声级计频率计权特性自动检定系统研究与实现[J].电声技术,2010,34(5):37-40.
ZHONG B,SUN Q S,WANG X J,*et al.* Design and realization of automatic calibration system on frequency weighting of sound level meter[J]. Audio Engineering,2010,34(5):37-40. (In Chinese)
- [3] IEC 61672-1 Sound level meters-Part 1:Specifications [S]. Geneva:International Electrotechnical Commission,2003.
- [4] 杨昌棋,秦树人,张跃俊.虚拟式噪声分析仪的数字计权与开发[J].重庆大学学报(自然科学版),2001,24(5):59-61,66.
YANG C Q,QIN S R,ZHANG Y J. Digit weight and development of a virtual noise analyzer [J]. Journal of Chongqing University (Natural Science Edition),2001,24(5):59-61,66. (In Chinese)
- [5] 姚佳旭,朱磊,潘杨,等.基于 STM32 的级联型 IIR 数字滤波器设计[J].电子测量技术,2018,41(17):95-99.
YAO J X,ZHU L,PAN Y,*et al.* Design of cascaded IIR digital filters based on STM32 [J]. Electronic Measurement Technology,2018,41(17):95-99. (In Chinese)
- [6] 刘强,陈仁义,刘琳,等.改进的前馈 FIR 振动控制器[J].振动与冲击,2009,28(2):107-110.
LIU Q,CHEN R Y,LIU L,*et al.* Improved feed forward FIR vibration controller [J]. Vibration and Shock,2009,28(2):107-110. (In Chinese)
- [7] 金晖,何洁.频率计权的全数字实现[J].仪器仪表学报,2006,27(S2):1495-1496.
JIN H,HE J. Digital design method of the frequency weighting [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument,2006,27(S2):1495-1496.
- [8] KRISHNA B T. Design of fractional order differentiators using novel s to z transform [C]// Proceedings of the 2012 International Conference on Radar,Communication and Computing. Tiruvannamalai:IEEE,2012:268-271.
- [9] 唐求,贾杨威,滕召胜,等.基于粒子群优化的声级计 A 计权设计[J].仪器仪表学报,2015,36(4):856-862.
TANG Q,JIA Y W,TENG Z S,*et al.* Design of A-weighting in sound-level meters based on PSO algorithm [J]. Chinese Journal of Science Instrument,2015,36(4):856-862. (In Chinese)
- [10] LUITEL B,VENAYAGAMOORTHY G K. Differential evolution particle swarm optimization for digital filter design [C]// 2008 IEEE Congress on Evolutionary Computation. Hong Kong:IEEE,2008:3954-3961.
- [11] 胡瑾秋,郭放,张来斌.结合改进 PSO 算法和 LSSVM 的化工异常工况超早期监测预警研究[J].电子测量与仪器学报,2018,32(2):36-41.
HU J Q,GUO F,ZHANG L B. Study on ultra-early prediction of chemical abnormal situation based on improved PSO algorithm and LSSVM [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation,2018,32(2):36-41. (In Chinese)
- [12] ZHANG Y,WEI H,LIAO R,*et al.* A new support vector machine model based on improved imperialist competitive algorithm for fault diagnosis of oil-immersed transformers [J]. Journal of Electrical Engineering & Technology,2017,12(2):830-839.
- [13] 邵永亮,常军.运用改进帝国竞争算法识别结构模态参数[J].噪声与振动控制,2017,37(2):152-157.
SHAO Y L,CHANG J. Structural modal parameter identification based on improved imperialist competitive algorithm [J]. Noise and Vibration Control,2017,37(2):152-157. (In Chinese)
- [14] ANDRZEJ M,ANDRZEJ P. Digital-filter-based compensation of case effect in sound-level meters [J]. International Journal of electronics and telecommunications,2010,56(3):263-266.
- [15] ATASHPAZ G E,LUCAS C. Imperialist competitive algorithm:an algorithm for optimization inspired by imperialistic competition[C]// 2007 IEEE Congress on Evolutionary Computation. Singapore:IEEE,2007:4661-4667.
- [16] 何存富,王志,刘秀成,等.基于 GA-PSO 混合算法的钢杆磁特性参数识别方法[J].仪器仪表学报,2017,38(4):838-843.
HE C F,WANG Z,LIU X C,*et al.* Magnetic property parameter identification of steel pole based on GA-PSO hybrid algorithm [J]. Chinese Journal of Science Instrument,2017,38(4):838-843. (In Chinese)