

基于 Nuttall 窗压缩感知的谐波和间谐波检测方法^{*}

刘远达¹ 梁成斌¹ 杨 明¹ 王德光¹ 董 显²

(1. 贵州大学电气工程学院 贵阳 550025; 2. 贵州省计量测试院 贵阳 550003)

摘要: 为降低谐波和间谐波检测时频谱泄露和栅栏效应引起的测量误差,同时解决数据传输和存储困难的问题,本文提出基于 Nuttall 窗压缩感知与插值技术的谐波和间谐波检测方法,并搭建了谐波检测实验平台。首先,将 4 项 3 阶 Nuttall 窗融入到压缩感知的压缩采样过程中,实现信号的加窗压缩采样;其次,利用稀疏度自适应匹配追踪算法对经压缩采样后的稀疏向量进行重构估计,并使用三谱线插值技术对其进行修正得出信号参数检测结果;最后,搭建实验平台对理论正确性与实际可行性进行验证。结果表明,所提方法在压缩比为 50% 时,对频率、幅值、相位的最大相对误差分别为 -0.008%、-0.42% 和 1.37%,实现对谐波和间谐波特征参数的准确测量,同时大大缓解了数据处理负担。在硬件实验中,谐波信号的频率和幅值测量的最大绝对误差分别为 0.026 1 Hz 和 0.080 5 V,验证了所提方法的有效性和可行性。

关键词: 谐波; 间谐波; 压缩感知; 4 项 3 阶 Nuttall 窗; 稀疏度自适应匹配追踪算法; 三谱线插值

中图分类号: TM935; TN98 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 470.40

Harmonic and interharmonic detection method based on Nuttall window compressed sensing

Liu Yuanda¹ Liang Chengbin¹ Yang Ming¹ Wang Deguang¹ Dong Yu²

(1. Electrical Engineering College, Guizhou University, Guiyang 550025, China;

2. Guizhou Measurement and Testing Institute, Guiyang 550003, China)

Abstract: To mitigate measurement errors induced by spectral leakage and the fence effect during harmonic and interharmonic detection, and to address the challenges associated with data transmission and storage, a novel method for harmonic and interharmonic detection based on Nuttall window compressed sensing and interpolation technology is proposed in this paper. Additionally, an experimental platform for harmonic detection is established. Initially, the four-term third-order Nuttall window is integrated into the compressed sensing sampling process to achieve windowed compressed sampling of the signal. Subsequently, the sparsity adaptive matching pursuit algorithm is employed to reconstruct and estimate the sparse vector obtained from compressed sampling, and the three-spectrum-line interpolation technique is applied to correct and derive the signal parameter detection results. Finally, an experimental platform is constructed to validate the theoretical correctness and practical feasibility of the proposed method. The results demonstrate that the proposed method achieves maximum relative errors of -0.008%, -0.42%, and 1.37% for frequency, amplitude, and phase, respectively, at a compression ratio of 50%, enabling accurate measurement of harmonic and interharmonic characteristic parameters while significantly alleviating the data processing burden. In hardware experiments, the maximum absolute errors for frequency and amplitude measurements of harmonic signals are found to be 0.026 1 Hz and 0.080 5 V, respectively, confirming the effectiveness and feasibility of the proposed method.

Keywords: harmonics; interharmonics; compressed sensing; 4-term 3rd order Nuttall window; sparse adaptive matching pursuit algorithm; three-spectral-line interpolation

0 引言

近年来,随着电动汽车充放电技术的广泛应用、电力系

统中非线性负荷的不断增加,使得电力谐波、间谐波的污染日益严重^[1-4]。因此,准确检测谐波、间谐波成分对其后续治理具有重要意义。

收稿日期:2025-02-05

* 基金项目:贵州省科技支撑计划项目(黔科合支撑[2024]一般 136)、贵州省基础研究(自然科学)项目(黔科合基础 MS[2025]600)、贵州大学自然科学专项科研基金(贵大人基合字 202313)项目资助

目前,常用的谐波分析方法有小波变换法(wavelet transform, WT)^[5]、快速傅里叶变换法(fast Fourier transform, FFT)^[6]、ip-iq 法等^[7-10]。其中,FFT 由于具有计算简单和易于工程实现的优势得到广泛应用。但在使用 FFT 对谐波进行分析时,由于间谐波的存在很难实现同步采样,各次谐波、间谐波的频谱之间会相互干扰,引起严重的频谱泄露和栅栏效应,导致谐波和间谐波检测精度受限^[11-12]。此外,FFT 检测算法建立在 Nyquist 采样定理之上,高采样率将造成巨大数据量,使得数据存储、传输,以及硬件的要求都面临极大挑战^[13]。

压缩感知(compressing sensing, CS)能以远低于奈奎斯特采样定理的采样频率对信号进行采集,使数据压缩与采样同时进行,最终由少量的观测值准确重构出原始信号。因此,CS 仅需较少数据量就能对信号进行准确重构的特性使得其在谐波检测领域具备极大的应用潜力^[14-16]。文献[17]便将 CS 理论引入到谐波和间谐波检测中,克服了采样端压缩复杂度高,数据传输与存储困难的问题,但谐波信号检测时非同步采样造成的频谱泄露和栅栏效应同样无法避免,检测精度较差。而针对频谱泄露和栅栏效应所带来的测量误差,国内外学者常分别结合窗函数和谱线插值理论来有效地缓解频谱泄露和栅栏效应^[6,13,18-19]。例如,文献[19]提出了一种基于红外成像条件下通过 Nuttall 卷积窗和全相位 FFT 插值的谐波检测方法,可提高谐波检测精度,该方法虽有效应对频谱泄露和栅栏效应现象,但同样无法实现在确保高检测精度的同时下大幅度降低数据量。对此,文献[20]将混合卷积窗和 CS 相结合,在减低检测数据量的同时有效抑制频谱泄露。但该方法仅实现对常规谐波信号的检测,无法有效对含间谐波的信号进行检测,且检测精度较差。

鉴于此,本文提出一种基于 Nuttall 窗 CS 与插值的谐波和间谐波检测方法。首先,将 4 项 3 阶 Nuttall 窗函数融入到 CS 的压缩采样过程中,实现对信号的加窗压缩采样,能有效缓解信号数据传输的压力,同时可极大抑制频谱泄露。其次,利用稀疏度自适应匹配追踪算法估计加窗信号的频域信息,同时应用三谱线插值技术避免栅栏效应,有效提高谐波和间谐波信号参数的测量精度。最后,搭建基于三相谐波标准源与信号调理与采集模块的谐波检测实验平台,验证本文所提方法的有效性和实际可行性。

1 谐波和间谐波参数检测原理

4 项 3 阶 Nuttall 窗函数由于其快速的旁瓣衰减率和低旁瓣峰值水平,被广泛应用于传统谐波参数测量,有效减少由频谱泄露引起的测量误差。另一方面,CS 理论是一种全新的数据采集和编码解码理论,其可将采样与压缩过程合二为一,只需少量非自适应的观测值就可保持原信号的结构和相关信息。

因此,为缓解信号检测数据处理负担,并有效抑制频谱

泄漏,提高谐波和间谐波参数的测量精度,本文将 4 项 3 阶 Nuttall 窗融入到 CS 的压缩采样过程中,通过在压缩采样过程中对信号进行窗函数处理,构建一个窗函数稀疏测量矩阵,实现信号的加窗压缩采样。此外,为规避信号检测中栅栏效应带来的测量误差,使用稀疏度自适应匹配追踪算法获得谐波频域信息,并采用三谱线插值技术对其进行插值修正,显著降低了由栅栏效应和低频分辨率引起的测量误差,从而进一步提高了谐波和间谐波扰动参数的测量精度。该方法检测流程如图 1 所示,具体步骤如下:

首先,基于压缩感知方法,结合高斯随机测量矩阵和 4 项 3 阶 Nuttall 窗函数构造出一种窗稀疏测量矩阵,实现谐波扰动信号的加窗压缩采样;其次,采用 SAMP 算法对加窗压缩采样后的稀疏向量进行重构估计;最后,利用三谱线插值修正方法对重构估计的稀疏向量的谱线进行插值校正,准确检测出各谐波、间谐波分量的特征参数。

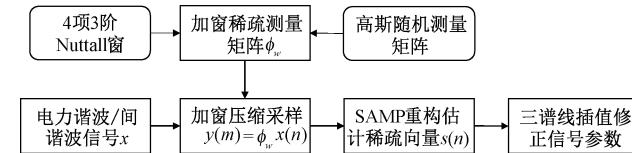


图 1 基于 Nuttall 窗 CS 与插值的检测方法流程图

Fig. 1 Flowchart of the detection method based on Nuttall window CS and interpolation

1.1 基于 CS 方法的 Nuttall 窗压缩采样

本小节基于 CS 方法,在压缩采样过程中对谐波信号进行窗函数处理,结合高斯随机测量矩阵和 4 项 3 阶 Nuttall 窗函数构造出一种窗稀疏测量矩阵,实现谐波信号的加窗压缩采样,减轻谐波信号的数据处理负担,同时提高谐波参数的测量精度。基于 CS 方法的加窗压缩采样包括如下步骤:

步骤 1) 窗函数选择。窗函数的渐近衰减速率和旁瓣的峰值水平是影响谐波信号测量准确性的关键因素。较高的旁瓣衰减速率和较低的峰值旁瓣水平有助于更好地抑制频谱泄露,减少各谐波分量之间的干扰,从而提高谐波参数测量的准确性。Nuttall 窗在余弦组合窗中具有良好的旁瓣特性,其时域表达式为:

$$w(n) = \sum_{m=0}^{M-1} (-1)^m a_m \cos\left(\frac{2\pi m}{N}n\right) \quad (1)$$

式中: M 表示窗函数的项数。 N 是采样点数, $n = 0, 1, 2, \dots, N-1$ 。系数 a_m 需满足约束条件:

$$\begin{cases} \sum_{m=0}^{M-1} a_m = 1 \\ \sum_{m=0}^{M-1} (-1)^m a_m \cos\left(\frac{2\pi m}{N}n\right) \end{cases} \quad (2)$$

而对于 4 项 3 阶 Nuttall 窗,其多项式系数分别为 $a_0 = 0.338\ 946$, $a_1 = 0.481\ 973$, $a_2 = 0.161\ 054$, $a_3 = 0.018\ 027$ 。

图 2 展示了几种广泛使用窗口函数的频谱特性,表 1

列出了这些窗口函数的峰值旁瓣水平和旁瓣衰减速率的具体数值。结合表 1 和图 2, 可以观察到 Hanning 窗和 Blackman 窗旁瓣峰值电平相对较高, Blackman-harris 窗旁瓣衰减速率小, 旁瓣特性均不理想。而相比其他几种 Nuttall 窗函数, 4 项 3 阶 Nuttall 窗具有相对理想的旁瓣特性, 旁瓣峰值电平为 -83 dB, 旁瓣衰减速度达到了 30 dB/oct。因此, 本文在压缩采样阶段选用 4 项 3 阶 Nuttall 窗函数来抑制频谱泄漏的影响。

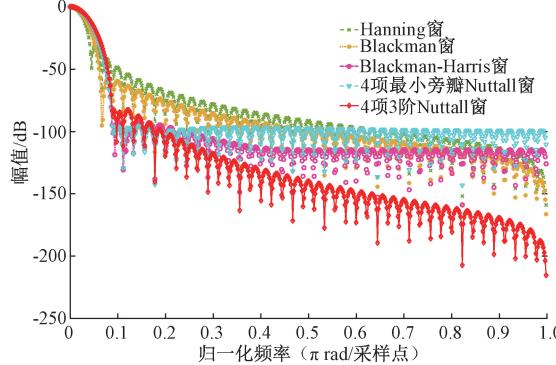


图 2 4 项 3 阶 Nuttall 窗与其他窗的频谱对比

Fig. 2 Spectrum comparison of 4-term 3rd-order Nuttall window with other windows

表 1 常用窗函数旁瓣特性

Table 1 Sidelobe characteristics of common window functions

窗函数	旁瓣峰值电平	旁瓣衰减速率
	/dB	/(dB · oct ⁻¹)
Hanning 窗	-32	18
Blackman 窗	-58	18
Black-harris 窗	-92	6
4 项 3 阶 Nuttall 窗	-82.6	30
4 项 1 阶 Nuttall 窗	-93.3	18
3 项最小旁瓣 Nuttall 窗	-71.49	6
4 项最小旁瓣 Nuttall 窗	-98.2	6

步骤 2) 谐波和间谐波信号加入 4 项 3 阶 Nuttall 窗函数。电网谐波、间谐波信号模型为:

$$x(t) = \sum_{h=1}^H A_h \cos(2\pi f_h t + \varphi_h) \quad (3)$$

式中: h 表示第 h 个信号分量; A_h 、 f_h 、 φ_h 分别为幅值、频率以及相位; H 是信号分量的个数。

用长度为 N 的 4 项 3 阶 Nuttall 窗函数 $\{w(n)\}$ 对谐波、间谐波信号 $x(t)$ 的离散序列 $\{x(n/f_s)\}$ 加窗截断得:

$$x_w(n) = \sum_{h=1}^H A_h \cos\left(\frac{2\pi n f_h}{f_s} + \varphi_h\right) w(n) \quad (4)$$

式中: $n = 0, 1, 2, \dots, N-1$, N 为采样点数; f_s 为采样频率。

步骤 3) 构建窗稀疏测量矩阵以实现信号的加窗压缩采样。当 $x(n)$ 为稀疏信号时, 式(4)中的加窗信号 $x_w(n)$

可用高斯随机测量矩阵 $\phi \in R^{M \times N}$ ($M \ll N$) 对 $x_w(n)$ 进行线性测量, 即可得观测向量 $\mathbf{y}(m) \in R^{M \times 1}$ 的表达式为:

$$\mathbf{y}(m) = \phi x_w(n) \quad (5)$$

进一步可将式(5)表示为:

$$\mathbf{y}(m) = \phi \{w(n) \circ x(n)\} = \phi_w x(n) \quad (6)$$

式中: “ \circ ” 表示哈达码乘积; ϕ_w 为 $M \times N$ 维的窗稀疏测量矩阵。

式(6)将加窗信息结合到高斯随机测量矩阵的方法, 不仅通过压缩采样成功将 N 维信号降成 M 维的观测数据, 有效降低需要传输和存储的数据量, 解决信号数据的处理负担, 同时还有效减轻谐波和间谐波信号在傅里叶变换基下存在的频谱泄漏。

步骤 4) 构造感知矩阵 \mathbf{A} 。若步骤 3) 中谐波信号 $x(n)$ 并不是稀疏的, 一般能够找到特定的变换基 ψ , 使得谐波信号 $x(n)$ 在该变换基的投影下呈现出所需的稀疏性, 即

$$x(n) = \psi s(n) \quad (7)$$

式中: ψ 为与高斯随机测量矩阵 ϕ 互不相关的傅里叶正交变换矩阵; $s(n)$ 为谐波信号 $x(n)$ 的稀疏表示。

根据式(6)和式(7)可推导得出

$$\mathbf{y}(m) = \phi_w x(n) = \phi_w \psi s(n) = \mathbf{A} s(n) \quad (8)$$

式中: $\mathbf{A} = \phi_w \psi$ 称为感知矩阵。窗稀疏矩阵 ϕ_w 和传感矩阵 \mathbf{A} 都需要满足约束等距性的条件。若 K, M, N 之间满足 $M \geq cK \log(N/K)$ 时 (c 为一个较小的常数), 的条件, 则可利用设计信号重构算法, 通过 M 个观测值恢复出长度为 N 的原始信号。

1.2 基于重构算法的稀疏向量估计

由低维信号重构高维原始信号一般是使用贪婪重构算法来实现。常规的贪婪算法有匹配追踪算法 (matching pursuit, MP), 正交匹配追踪算法 (orthogonal matching pursuit, OMP) 和正则化正交匹配追踪算法 (regularized orthogonal matching pursuit, ROMP) 等。由于上述贪婪算法需要预知稀疏度 K , 而谐波信号的稀疏度一般是未知的, 因此, 上述算法对谐波参数信息重构的适用性较差。

稀疏度自适应匹配追踪算法 (sparsity adaptive matching pursuit, SAMP) 相对于其他 OMP 类算法的优势是能够通过自适应调整步长逐步逼近稀疏向量, 不需预知信号的稀疏度 K 。因此, 本文选用 SAMP 算法通过以观测向量 $\mathbf{y}(m)$ 、感知矩阵 \mathbf{A} 以及步长 S 作为输入参数对稀疏向量 $s(n)$ 进行重构。SAMP 算法具体方法是将式(8)改写为矩阵形式, 得到:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{y}_1 \\ \mathbf{y}_2 \\ \vdots \\ \mathbf{y}_M \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{11} & \cdots & \mathbf{A}_{1N} \\ \vdots & \mathbf{O} & \vdots \\ \mathbf{A}_{M1} & \cdots & \mathbf{A}_{MN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \\ \vdots \\ s_N \end{bmatrix} \quad (9)$$

进一步, 将式(9)转换为列向量形式, 即:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{y}_1 \\ \mathbf{y}_2 \\ \vdots \\ \mathbf{y}_M \end{bmatrix} = s_1 \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{11} \\ \mathbf{A}_{21} \\ \vdots \\ \mathbf{A}_{M1} \end{bmatrix} + s_2 \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{12} \\ \mathbf{A}_{22} \\ \vdots \\ \mathbf{A}_{M2} \end{bmatrix} + \cdots + s_N \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{1N} \\ \mathbf{A}_{2N} \\ \vdots \\ \mathbf{A}_{MN} \end{bmatrix} = s_1 \mathbf{a}_1 + s_2 \mathbf{a}_2 + \mathbf{L} + s_N \mathbf{a}_N \quad (10)$$

式中: $\mathbf{a}_i (i=[1, N])$ 为感知矩阵对应的列向量。

由于稀疏向量 $\mathbf{s}(\mathbf{n})$ 是 K 稀疏的, 即 $s_i (i=[1, N])$ 中有 K 个非零数。这里就是通过 SAMP 算法求出这 K 个非零值 $s_i (i=[1, N])$ 。SAMP 算法的迭代具体步骤如下:

1) 输入参数: 传感矩阵 $\mathbf{A} \in R^{M \times N}$, 观测向量 $\mathbf{y} \in R^M$, 步长 S ;

2) 参数初始化: 残差初始值设为观测向量 $\mathbf{r}_0 = \mathbf{y}$; 支撑集合 $\Lambda_0 = \emptyset$, 迭代次数 $t=1$, 阶段索引 $j=1$, 初始步长 $L=S$;

3) 计算内积 $\mathbf{A}^T \mathbf{r}_{t-1}$, $\mathbf{J}_s = \{\text{abs}[\mathbf{A}^T \mathbf{r}_{t-1}]\}$ 中 L 个最大的元素索引;

4) 更新候选集合 $\mathbf{I}_s = \Lambda_{t-1} \cup \mathbf{J}_s$, 其中 Λ_{t-1} 为 $t-1$ 次迭代求得的稀疏信号中的 L 个最大元素对应的索引集合;

5) 由最小二乘法对稀疏信号进行初步估计:

$$s_t = \text{argmin} \| \mathbf{y} - \mathbf{A}_t \mathbf{s}_t \| = (\mathbf{A}_t^T \mathbf{A}_t)^{-1} \mathbf{A}_t^T \mathbf{y} \quad (11)$$

式中: \mathbf{A}_t 为候选集 \mathbf{I}_s 对应的感知矩阵;

6) 从最小二乘解中选出的 L 个最大元素集合为 \mathbf{s}_{tl} , 对应 \mathbf{A}_t 中的 L 列为 \mathbf{A}_{tl} , 对应的索引值的集合作为支撑集 Λ_t ;

7) 计算残差

$$\mathbf{r}_t = \mathbf{y} - \mathbf{A}_{tl} \mathbf{s}_{tl} \quad (12)$$

8) 若 $\|\mathbf{r}_t\|_2 > \|\mathbf{r}_{t-1}\|_2$, 更新阶段索引 $j=j+1$, 更新步长 $L=S \times j$, 否则, 更新支撑集合 $\Lambda_t = \Lambda$, 更新残差 $\mathbf{r}_t = \mathbf{r}$, 更新迭代次数 $t=t+1$;

9) 当残差满足检测精度要求, 即 $\|\mathbf{r}_t\|_2 < \epsilon$, 迭代停止, 否则, 转步骤 3) 继续迭代;

10) 重构 \mathbf{s} 在 \mathbf{A}_t 处的非零项, 其值分别为最后一次迭代所得 \mathbf{s}_{tl} ;

在利用 SAMP 算法估计稀疏向量的迭代过程中, 按照算法惯例, 设输入参数中的步长 S 为 1; 迭代终止条件如步骤(9)所示, 通过设置一个阈值 ϵ , 且根据实际仿真情况设为 0.001, 当上一步的残差与更新得到残差值之差小于此阈值时, 算法停止。

1.3 基于三谱线插值的谐波、间谐波参数测量

对式(4)的加窗信号 $x_w(n)$ 进行 FFT 得:

$$X_w(f) = \sum_{h=1}^H \frac{A_h}{2j} \{ e^{j\varphi_h} W \left[\frac{2\pi}{f_s} (f - f_h) \right] - e^{j\varphi_h} W \left[\frac{2\pi}{f_s} (f + f_h) \right] \} \quad (13)$$

式中: $W(f)$ 为窗函数得频谱函数。

对式(13)进行离散采样, 并忽略负频点处频率峰值的旁瓣效应, 得到信号加窗后的离散傅里叶变换表达式:

$$X(k\Delta f) = \sum_{h=1}^H \frac{A_h}{2j} e^{j\varphi_h} W \left[\frac{2\pi(k\Delta f - f_h)}{f_s} \right] \quad (14)$$

式中: $\Delta f = f_s/N$ 。

在谐波、间谐波信号非同步采样或非整数周期截断时, $k = f_0/\Delta f = N\Delta f/f_s$ 为非整数, 即信号频率不在离散的频率谱线上。故在使用 SAMP 算法估计含有加窗谐波信号的频域信息稀疏向量 $\mathbf{s}(\mathbf{n})$ 后, 由栅栏效应引起的频率偏差使得很难对谐波分量参数进行精准检测。

为解决这个问题, 一般采用谱线插值技术对稀疏向量进行插值修正, 谱线插值技术包括双谱线插值、三谱线插值以及四谱线插值等。双谱线插值对多频分量的谐波信号的插值效果不理想, 导致检测精度较差, 而四谱线插值技术虽然检测精度较高, 但复杂度较高, 修正速度相对较慢。三谱线插值技术兼具检测精度和插值修正速度, 可用于对稀疏向量进行插值修正, 准确估计每个谐波与间谐波分量的特征参数。

三谱线插值原理如图 3 所示, 通过利用 ployfit 函数进行多项式逼近, 同时选择距实际峰值频点 k_i 最近的左右 3 条离散谱线 k_1, k_2 以及 k_3 的加权平均进行插值修正, 3 根谱线的幅值分别为 $y_1 = s(k_1), y_2 = s(k_2), y_3 = s(k_3)$; 进而可得谐波分量的频率、幅值和相位的修正公式分别为:

$$\begin{cases} A_i = \frac{(y_1 + 2y_2 + y_3)v(\alpha)}{N} \\ f_i = \frac{(\alpha + k_i - 1)f_s}{N} \\ \varphi_i = \arg(s(k_i)) - \alpha\pi \end{cases} \quad (15)$$

式中: f_s 为采样频率; A_i, f_i, φ_i 分别为所求的频率, 幅值和相位; α 为偏移量, 且有 $\alpha \in [-0.5, 0.5]$ 。

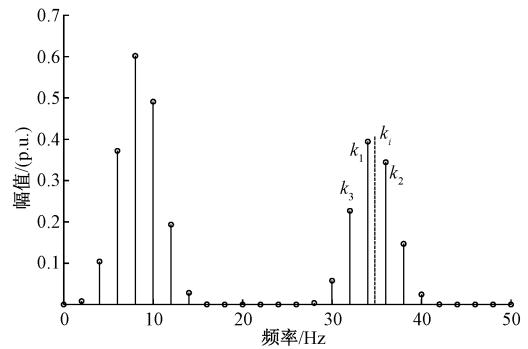


图 3 三谱线插值原理

Fig. 3 Principle of trispectral interpolation

通过多项式拟合, 能够得到 4 项 3 阶 Nuttall 窗函数的中间变量 α 和 $v(\alpha)$ 的近似表达式:

$$\begin{cases} \alpha = 1.014\ 677\ 93b - 0.085\ 167\ 55b^3 + 0.014\ 834\ 90b^5 - 0.002\ 888\ 39b^7 \\ v(\alpha) = 1.724\ 338\ 592 + 0.430\ 782\ 702b^2 + 0.057\ 559\ 982b^4 + 0.005\ 698\ 372b^6 \end{cases} \quad (16)$$

式中: $\beta = (y_3 - y_2)/y_1$ 。

在采用三谱线插值技术后, 谐波的检测精度可得到有效提高, 确保更准确地测量出谐波扰动信号的频率、幅值和相位信息。

2 仿真验证与结果分析

2.1 复杂谐波和间谐波检测分析

为验证所提检测方法对含谐波和间谐波信号检测的有效性, 利用 MATLAB 生成包含 7 个谐波分量和 2 个间谐波分量的测试信号, 并设置采样频率为 5 120 Hz, 采样点数 $N = 1024$, 压缩比 $CR = 50\%$; 含间谐波信号的频率、幅值、相位参数如表 2 所示。

改进 ICA-OMP 算法^[21]作为近年来比较经典的谐波和间谐波检测方法, 通过在 OMP 算法中引入改进帝国竞争算法, 可实现在连续参数空间中搜索最佳匹配原子, 具备较好的检测精度。国内外学者针对 FFT 算法在谐波检测中容易受到频谱泄露和栅栏效应的影响, 提出了一系列加窗插值 FFT 算法。因此, 本文利用改进 ICA-OMP 算法, Nuttall 窗三谱线插值 FFT 算法 (WI-FFT) 和本文所提 Nuttall 窗 CS 与插值算法对表 2 扰动信号进行检测, 各次谐波、间谐波参数的检测相对误差如表 3 所示。

表 2 含谐波和间谐波的测试信号参数

Table 2 Test signal parameters containing harmonics and interharmonics

谐波类型	频率/Hz	幅值/V	相位/(°)
基波	50	1	60
3 次谐波	150	0.3	120
间谐波 1	187	0.15	130
5 次谐波	250	0.25	110
间谐波 2	317	0.12	140
7 次谐波	350	0.2	120
9 次谐波	450	0.15	110
11 次谐波	550	0.1	150
13 次谐波	650	0.05	60

由表 3 可见, 本文所提方法在各分量参数的检测精度明显优于改进 ICA-OMP 算法和 WI-FFT, 在压缩比为 50% 时, 对频率、幅值、相位的最大相对误差分别为 -0.008% 、 -0.42% 和 1.37% , 实现对谐波、间谐波特征参数的精准检测。此外, 相较于 WI-FFT 算法直接对采样点数 N 为 1 024 的信号数据进行检测, 本文检测算法在应用 CS 技术后, 可设置压缩采样点数 M , 实现压缩比 M/N

表 3 不同谐波和间谐波检测方法的相对误差

Table 3 The relative errors of different harmonic and interharmonic detection methods

%

谐波类型	WI-FFT			改进 ICA-OMP			本文算法		
	频率	幅值	相位	频率	幅值	相位	频率	幅值	相位
基波	-2.48×10^{-4}	-0.024	-0.024	0.0052	0.0490	0.0064	-9.15×10^{-4}	0.0059	0.0052
3 次谐波	0.0074	-0.045	-0.54	0.0066	0.2222	0.86	0.0074	-0.0067	-0.55
间谐波 1	0.0081	0.40	-0.36	0.0051	0.6427	0.0056	-5.9×10^{-4}	-0.22	-6.30×10^{-4}
5 次谐波	6.08×10^{-4}	0.17	-0.037	0.0089	0.2340	0.025	-9.11×10^{-4}	-0.04	0.049
间谐波 2	-0.0036	0.32	0.26	0.0018	0.8237	0.012	-0.0015	0.13	0.0029
7 次谐波	-0.01	0.36	1.70	0.0092	0.4750	1.53	-0.0080	0.33	1.37
9 次谐波	-0.0014	-0.42	0.3	0.0058	0.8237	0.0023	3.63×10^{-5}	0.11	0.0068
11 次谐波	0.0054	0.84	0.89	0.0014	0.9519	1.25	-0.0027	-0.096	0.45
13 次谐波	0.0026	0.64	-0.62	0.0041	1.5300	0.69	0.0027	-0.42	-0.44

为 50% 的情况下实现对谐波、间谐波扰动信号的检测, 从而在具有较高检测精度的同时实现检测数据量的大幅度减少, 展现出优异的谐波、间谐波检测性能。

2.2 基波频率波动的影响分析

实际电网基波频率的波动会造成信号各谐波分量间频谱泄漏量发生变化, 进而影响谐波参数估计的准确性。因此, 设表 2 谐波测试信号的基波频率在 49.5~50.5 Hz 范围内波动, 步进量为 0.1 Hz, 同时压缩比 CR 仍为 50%, 计算各参数的相对误差, 进一步测试本文所提算法在基波频率波动下谐波和间谐波的检测性能。

检测结果如图 4~6 所示。当基波频率在正常范围内

波动时, 本文方法对频率、幅值和相位的检测精度波动不大, 这是因为在压缩采样过程中窗函数和重构过程的插值算法的引入, 可有效减少频谱泄漏和栅栏效应的影响, 表现出较好的鲁棒性。

2.3 压缩比的影响分析

为测试本文算法在数据量减小程度对检测精度的影响, 针对 N 维谐波信号采样数据, 设置在不同的压缩采样点数 M 下, 即当压缩比 $CR(M/N)$ 分别为 30%、40%、50%、60% 时, 对表 2 信号参数进行检测, 所得检测结果如图 7~9 所示。

由图 7~9 可知, 检测精度随 CR 增大而提高, 且 CR

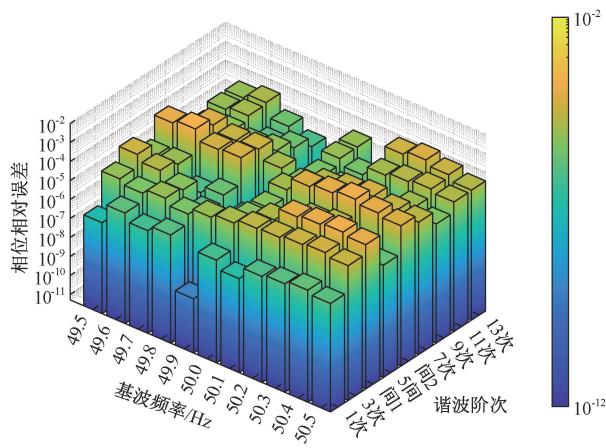


图 4 基波频率波动时相位相对误差

Fig. 4 Phase relative error during fundamental frequency fluctuations

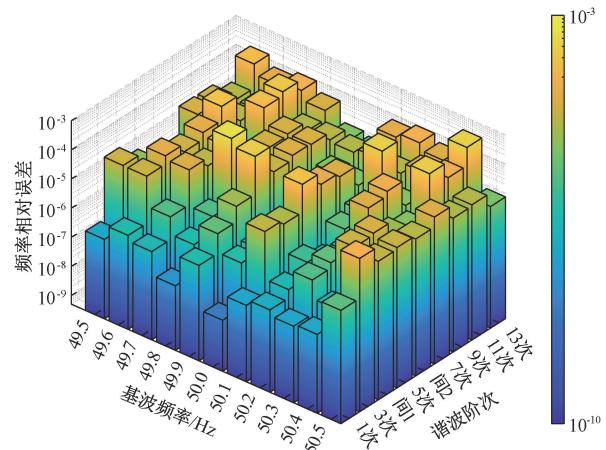


图 5 基波频率波动时频率相对误差

Fig. 5 Frequency relative error during fundamental frequency fluctuations

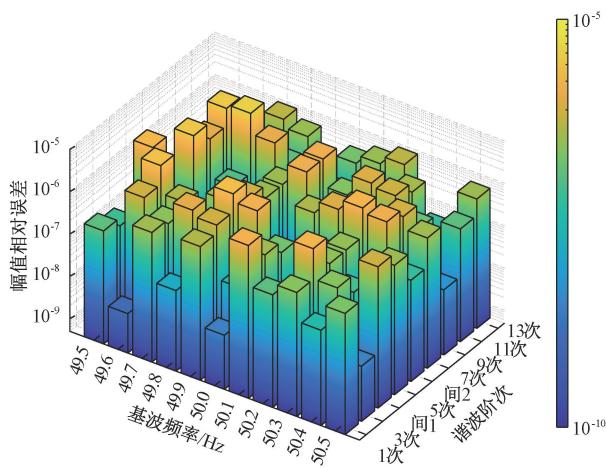


图 6 基波频率波动时幅值相对误差

Fig. 6 Amplitude relative error during fundamental frequency fluctuations

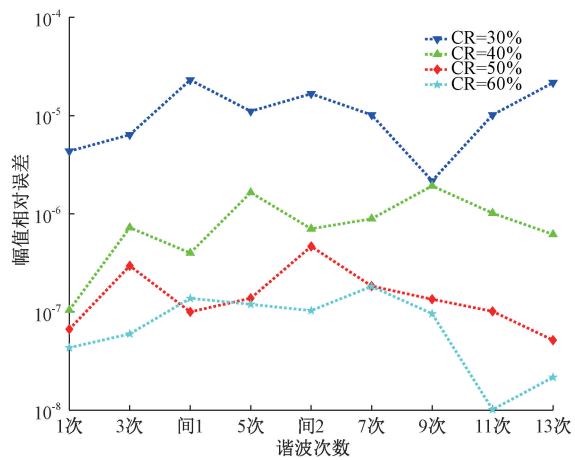


图 7 不同压缩比下幅值相对误差

Fig. 7 Relative amplitude errors under different compression ratios

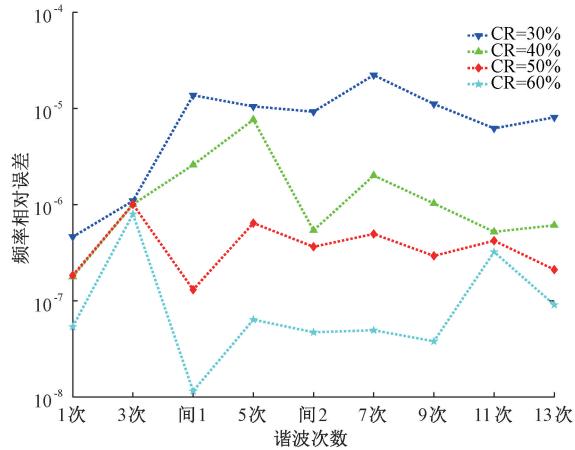


图 8 不同压缩比下频率相对误差

Fig. 8 Relative frequency errors under different compression ratios

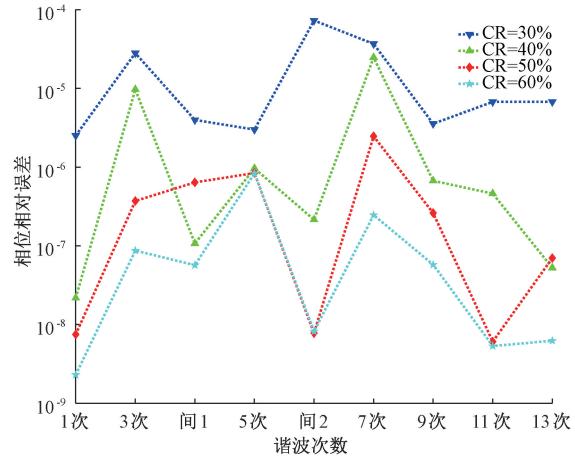


图 9 不同压缩比下相位相对误差

Fig. 9 Relative phase errors under different compression ratios

低至 30% 时, 幅值、频率和相位的最大相对误差分别为 2.52×10^{-5} 、 1.41×10^{-5} 、 9.03×10^{-5} , 仍具备较高精度, 验

证了本文算法在显著减缓数据传输和存储的负担的同时,还具备较高谐波和间谐波参数的测量精度。

2.4 白噪声的影响分析

为考察本文算法的抗噪声性能,对表 2 测试信号添加不同水平的高斯白噪声,使信噪比(signal-to-noise ratio, SNR)在 35 dB 到 55 dB 的范围内变化,步长为 10 dB,其他参数不变,压缩比 CR 保持为 50%。结果如

表 4 所示。

由表 4 可见,虽然参数检测的相对误差随着 SNR 的减小而呈逐渐增大的趋势,但在信噪比低至 35 dB 时,幅值相对误差仍不超过 0.151%,频率相对误差不超过 -2.56%,相位相对误差不超过 3.26%,能保持基本检测要求。由此可见,本文所提算法能有效克服噪声对参数估计结果的影响,具有较优的抗噪性能。

表 4 白噪声干扰下测试信号参数的相对误差

Table 4 Relative errors of test signal parameters under white noise interference

%

谐波类型	SNR=35 dB			SNR=45 dB			SNR=55 dB		
	频率	幅值	相位	频率	幅值	相位	频率	幅值	相位
基波	-0.370	0.025	-0.11	-0.42	0.025	-0.30	-0.15	0.011	0.18
3 次谐波	1.081	0.151	-1.92	0.96	-0.057	-0.37	0.24	0.012	-0.73
间谐波 1	-2.36	0.026	3.26	-1.22	-0.105	0.95	0.019	4.98×10^{-3}	-0.021
5 次谐波	-1.41	0.043	1.28	1.32	-0.041	1.18	1.14	0.011	-0.33
间谐波 2	2.019	0.108	-2.64	2.03	-0.088	-1.56	0.97	0.039	0.83
7 次谐波	1.032	0.054	-1.29	-0.99	0.028	-1.12	0.97	2.09×10^{-3}	0.86
9 次谐波	-0.98	0.087	2.10	-1.53	0.048	-2.63	0.83	2.98×10^{-3}	-0.63
11 次谐波	1.14	0.133	1.85	2.32	0.033	1.66	1.53	0.059	0.70
13 次谐波	-2.56	0.016	1.25	1.12	0.042	0.16	-0.26	0.014	-0.36

3 实验验证与结果分析

3.1 实验装置

为进一步验证基于 Nuttall 窗 CS 与插值的谐波和间谐波检测算法的实际可行性,这部分搭建硬件仿真平台进行实际测量和分析。

硬件平台检测流程如下:由 STR3060X 三相谐波标准源生成谐波测试信号,同时使用示波器对谐波测试信号波形进行实时监测,其次由信号调理模块将测试信号转化为符合数据采集模块(ADALM1000 数据采集卡)电压输入范围的模拟信号,进一步,在数据采集卡对信号进行采样后通过 USB 接口实现与上位机 PC 之间的通讯,最后利用 PC 端的 MATLAB 仿真软件应用本文所提算法对采集的谐波信号数据进行测量分析。硬件检测平台如图 10 所示。

3.2 实验仿真结果与 SAMP 重构精度分析

实测中,ADALM1000 数据采集卡的采样频率设定为 100 kHz,采样时间为 100 ms;由三相谐波标准源产生如表 5 设定值所示(仅考虑频率和幅值)的谐波信号,经调理和采集后得到的信号波峰值与波谷值分别为 3.067 7 V 和 1.675 1 V。经计算可得,信号经调理后其峰峰值由 $440\sqrt{2}$ V 降低到 1.392 6 V,缩小倍数为 446.928 9 倍,同时,其电压被抬升了 2.371 4 V。因此,需将采样的谐波测试信号整体降低 2.371 4 V,再将其电压幅值放大 446.928 9 倍以恢复得到真实的谐波测试信号,如图 11 所示。

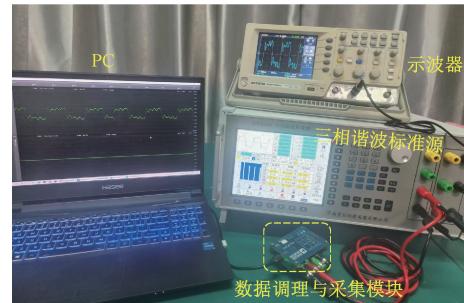


图 10 谐波检测硬件实验平台

Fig. 10 Harmonic detection hardware experiment platform

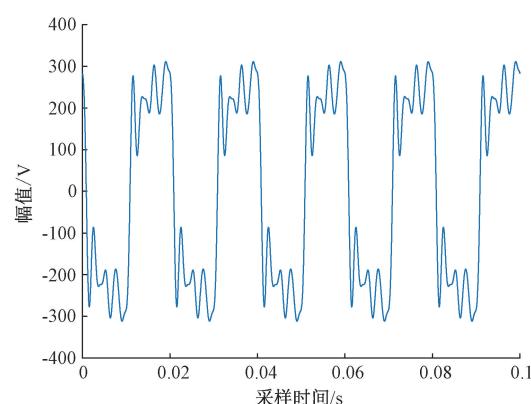


图 11 采样后经调整的谐波测试信号

Fig. 11 Adjusted harmonic test signal after sampling

为验证 SAMP 算法的重构精度,本文在实验中分别采用 SAMP 算法、和 OMP 算法对图 11 测试信号进行加窗重构估计,并设置压缩比为 12.5%;在利用三谱线插值技术对经重构算法重构估计的稀疏向量 $s(n)$ 进行插值修正后,进而检测出谐波信号特征参数。

图 12 为信号加窗后经 SAMP 算法重构后的信号与加窗原始信号的对比图,可见,SAMP 算法在 12.5% 压缩比下具备较高重构精度,可大幅度降低谐波检测数据量,验证了本文所用窗函数和 CS 技术对谐波检测的实际可行性。

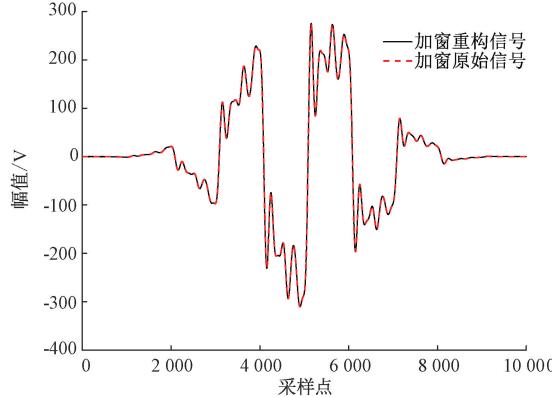


图 12 加窗压缩采样后的重构效果图

Fig. 12 Reconstruction effect after adding window compression sampling

OMP 算法和 SAMP 算法的谐波特征参数检测结果如表 5 所示,可见,相比于 OMP 算法,SAMP 算法具备较高检测精度的优势,其频率和幅值的最大绝对误差分别为 0.0261 Hz, 0.0805 V, 测量精度满足谐波参数检测要求,同时进一步验证了本文所提检测算法的实际可行性。

表 5 硬件平台谐波参数检测结果

Table 5 Harmonic parameter detection results of hardware platform

设定值	频率 / Hz		幅值 / V	
	SAMP	OMP	设定值	SAMP
50	50.000 2	50.001 5	220	220.000 4
150	150.004 0	150.003 2	66	66.022 0
250	250.004 7	250.006 0	55	55.058 7
350	350.005 1	350.010 5	44	44.080 5
450	450.005 0	450.005 5	33	33.023 5
550	550.011 7	550.017 8	22	22.018 0
650	650.026 1	649.988 4	11	10.999 5

4 结论

本文研究了基于 Nuttall 窗压缩感知与插值技术的谐波和间谐波检测方法,搭建了基于三相谐波标准源与信号调理与采集模块的谐波检测实验平台。仿真与实验结果

均表明,相较于当前经典谐波检测方法,本文所提方法在有效抑制频谱泄漏和栅栏效应的同时,能够极大减少检测所需数据量,有利于解决信号数据传输与存储难题,具备测量精度高、所用数据量少的优势,可为谐波、间谐波检测提供一定的理论指导与应用价值。

参考文献

- [1] 宋强, 张欣, 杨路, 等. 基于广义 S 变换的光伏电站谐波和间谐波分析方法[J]. 电子测量技术, 2024, 47(3): 71-76.
SONG Q, ZHANG X, YANG L, et al. An analysis method for harmonics and interharmonics in photovoltaic power stations based on generalized S-transform[J]. Electronic Measurement Technology, 2024, 47(3): 71-76.
- [2] 原凯, 宋毅, 李敬如, 等. 分布式电源与电动汽车接入的谐波特征研究[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(S1): 53-57.
YUAN K, SONG Y, LI J R, et al. Harmonic characteristics of distributed generation and electric vehicle supplying access to the grid[J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(S1): 53-57.
- [3] 王宁, 田书娅, 贾清泉, 等. 主动配电网谐波治理设备的综合优化配置方法[J]. 仪器仪表学报, 2018, 39(4): 91-98.
WANG N, TIAN SH Y, JIA Q Q, et al. Comprehensive and optimal allocation method for active distribution network harmonic management equipment [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2018, 39(4): 91-98.
- [4] 张旭飞, 王硕, 马杰, 等. 基于机电耦合方程近似解的低频电磁激振器谐波控制[J]. 仪器仪表学报, 2024, 45(5): 329-336.
ZHANG X F, WANG SH, MA J, et al. Harmonic control of low-frequency electromagnetic exciter based on approximate solution of electromechanical coupling equation[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2024, 45(5): 329-336.
- [5] 窦嘉炜, 杨小煜, 杨晓忠, 等. 基于分数阶小波变换的电力系统谐波检测方法[J]. 中国电机工程学报, 2024, 44(3): 872-880.
DOU J W, YANG X Y, YANG X ZH. Harmonic detection method of power system based on fractional order wavelet transform [J]. Proceedings of the CSEE, 2024, 44(3): 872-880.
- [6] 李振华, 胡廷和, 杜亚伟, 等. 基于窗函数和谱线插值理论的谐波检测方法[J]. 电力系统保护与控制, 2019, 47(22): 78-88.
LI ZH H, HU T H, DU Y W, et al. Harmonic detection method based on window function and spectral line interpolation theory[J]. Power System Protection and Control, 2019, 47(22): 78-88.
- [7] LI ZH H, HU T H, DU Y W, et al. Harmonic detection method based on window function and spectral line interpolation theory[J]. Power System Protection and Control, 2019, 47(22): 78-88.

- Protection and Control, 2019, 47(22): 78-88.
- [7] 王清亮, 应欣峰, 宋曦, 等. 基于 ip-iq 法的改进谐波电流检测方法 [J]. 电子测量技术, 2022, 45(6): 72-78.
- WANG Q L, YING X F, SONG X, et al. Improved harmonic current detection method based on ip-iq method [J]. Electronic Measurement Technology, 2022, 45(6): 72-78.
- [8] 计志勇, 唐求, 李雅鑫, 等. 基于 AVMD 与改进能量算子的非稳态谐波分析 [J]. 仪器仪表学报, 2022, 43(7): 209-217.
- JI ZH Y, TANG Q, LI Y X, et al. Nonstationary harmonic analysis based on AVMD with improved energy operator [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2022, 43(7): 209-217.
- [9] 罗冠姗, 卢惠辉, 苏成锐, 等. 一种基于小波包变换的电力谐波检测方法 [J]. 电力建设, 2015, 36(3): 71-76.
- LUO G SH, LU H H, SU CH Y, et al. An detection method for power harmonic based on wavelet packet transform [J]. Electric Power Construction, 2015, 36(3): 71-76.
- [10] 陈强伟, 蔡文皓, 孙磊, 等. 基于 VMD 的谐波检测方法 [J]. 电测与仪表, 2018, 55(2): 59-65.
- CHEN Q W, CAI W H, SUN L, et al. Harmonic detection method based on VMD [J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2018, 55(2): 59-65.
- [11] HE W, LI CH CH, TANG L. Novel three-point interpolation DFT method for frequency measurement of Sine-Wave [J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2017, 13(5): 2333-2338.
- [12] 张俊敏, 刘开培, 汪立, 等. 基于四谱线插值 FFT 的谐波分析快速算法 [J]. 电力系统保护与控制, 2017, 45(1): 139-145.
- ZHANG J M, LIU K P, WANG L, et al. A fast algorithm for harmonic analysis based on quad-spectral interpolation FFT [J]. Power System Protection and Control, 2017, 45(1): 139-145.
- [13] 郭振涛, 迟长春, 武一. 基于 Blackman 自乘-卷积窗的 FFT 谐波检测算法 [J]. 电测与仪表, 2019, 56(13): 16-22.
- GUO ZH T, CHI CH CH, WU Y. FFT harmonic detection algorithm based on Blackman self-multiplication-convolution window [J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2019, 56(13): 16-22.
- [14] 蒋伟, 牟龙华. 压缩感知理论在谐波检测中的运用 [J]. 电力系统自动化, 2015, 39(7): 111-116, 137.
- JIANG W, MOU L H. Application of compressed perception theory in harmonic detection [J]. Power System Automation, 2015, 39(7): 111-116, 137.
- [15] 庄双勇, 赵伟, 黄松岭. 基于压缩感知 OMP 的超谐波测量新算法 [J]. 仪器仪表学报, 2018, 39(6): 73-81.
- ZHUANG SH Y, ZHAO W, HUANG S L. A new algorithm for superharmonic measurements based on compression-aware OMPs [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2018, 39(6): 73-81.
- [16] 张旭, 徐永海, 秦本双, 等. 基于正交匹配追踪算法的谐波源定位方法 [J]. 电测与仪表, 2021, 58(4): 44-51.
- ZHANG X, XU Y H, QIN B SH, et al. Harmonic source localisation method based on orthogonal matching tracking algorithm [J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2021, 58(4): 44-51.
- [17] 杨挺, 武金成, 袁博. 谐波和间谐波检测的压缩感知恢复算法 [J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(21): 5475-5482.
- YANG T, WU J CH, YUAN B. A compressed sensing recovery algorithm for harmonic and interharmonic detection [J]. Chinese Society for Electrical Engineering, 2015, 35(21): 5475-5482.
- [18] SU T X, YANG M F, JIN T, et al. Power harmonic and interharmonic detection method in renewable power based on Nuttall double-window all-phase FFT algorithm [J]. Iet Renewable Power Generation, 2018, 12(8): 953-961.
- [19] DENG Y, ZHAO G, ZHU K, et al. NCAFI: Nuttall convolution window all-phase FFT interpolation-based harmonic detection algorithm for infrared imaging detection [J]. Infrared Physics and Technology, 2022, 125(104310): 1350-4495.
- [20] 张飞宇. 基于混合卷积窗和压缩感知的谐波检测方法研究 [D]. 徐州: 中国矿业大学, 2021.
- ZHANG F Y. Research on harmonic detection method based on hybrid convolutional window and compressed sensing [D]. Xuzhou: China University of Mining and Technology, 2021.
- [21] 李雅鑫, 滕召胜, 计志勇, 等. 基于改进 ICA-OMP 优化原子分解的谐波和间谐波检测方法 [J]. 仪器仪表学报, 2022, 43(7): 247-256.
- LI Y X, TENG ZH SH, JI ZH Y, et al. Harmonic and interharmonic detection method based on improved ICA-OMP optimised atomic decomposition [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2022, 43(7): 247-256.

作者简介

刘远达, 硕士研究生, 主要研究方向为电能质量分析。

E-mail: gs.liuyd23@gzu.edu.cn

梁成斌(通信作者), 教授, 硕士生导师, 主要研究方向为信号时频分析与电网大数据分析。

E-mail: cbliang@gzu.edu.cn