

DOI: 10.20040/j.cnki.1000-7709.2023.20230768

一种面向“双高”电力系统宽频振荡的 模态自适应识别方法

李永琦

(山东大学电气工程学院, 山东 济南 250061)

摘要: 针对“双高”电力系统宽频振荡宽频域、强非线性、多模态特征, 提出一种基于加窗插值 FFT(WIFFT) 及复调制细化频谱 FFT(ZoomFFT) 的宽频振荡模态自适应识别方法。首先对加 Blackman-Harris 窗信号频谱进行自适应阈值滤波, 筛选信号的主导模态, 然后基于临近模态主瓣干扰的判定分别利用三谱线插值 FFT 及 ZoomFFT 进行自适应分析, 最后利用 20 模态算例信号及仿真系统量测信号对本文方法进行测试。结果表明, 本文方法能够精确识别复杂宽频振荡信号各模态参数, 能灵活适应多种振荡场景, 满足“双高”电力系统中信号特征需要, 具备适用性与可行性。

关键词: 宽频振荡; 主瓣干扰; 加窗插值 FFT; 复调制细化频谱 FFT

中图分类号: TM935

文献标志码: A

文章编号: 1000-7709(2023)09-0216-05

1 引言

新型“双高”电力系统^[1]易诱发 0.2~2.5 kHz 频域范围的宽频振荡^[2-3], 其为 0.2~2.5 Hz 低频、次/超同步及中高频振荡模态的组合。准确识别各振荡模态, 将有助于基于各频段提出针对性抑制措施, 然而现有方法难以兼顾可处理模态数量与精确性, 很难直接应用于宽频环境。Prony 算法分辨能力较好^[4], 但可处理模态数有限, 需指定阶数且复杂度随阶数增加而增加, 抗噪弱, 多用于低频振荡分析。WIFFT 可处理模态数多^[5], 且无需指定阶数, 但对临近频率模态分辨率不足。许仪勋等^[6]将 Prony 与 WIFFT 相结合, 一定程度可提高临近频率分辨率, 但其存在局限性: ①可处理模态数少, 阶数需指定; ②信噪比 $S_{\text{SNR}}=60$ 时精度仍不理想, 抗噪弱; ③可识别的相邻频点大于 8 Hz 间隔, 频率分辨率有待提高。此外 ZoomFFT 可实现小范围频段局部细化^[7], 难以实现宽频范围的检测。为适应“双高”电力系统特征, 本文提出一种可选频细化的加窗插值 FFT(Zoom-WIFFT) 宽频振荡模态自适应识别方法, 首先经自适应阈值滤波去除实际不存在的虚假模态, 然后通过主瓣干扰判定, 进而针对局部提

高频率分辨率, 最后经算例仿真信号分析及仿真系统模型的量测信号分析对本文方法进行测试, 证实该方法能充分结合并发挥 WIFFT 与 ZoomFFT 的优势, 满足“双高”电力系统中信号特征需要。

2 研究方法

2.1 WIFFT 算法

2.1.1 加窗信号模型

设含 M 个模态的宽频振荡模型经采样频率 f_s 离散后表示为:

$$\begin{cases} y(n) = \sum_{m=1}^M A_m \sin\left(\frac{2\pi n f_m}{f_s} + \theta_m\right) \\ n = 0, 1, \dots, N-1 \end{cases} \quad (1)$$

式中, A_m 、 f_m 、 θ_m 分别为第 m 个模态幅值、频率、初相。

令 $\omega_m = 2\pi f_m / f_s$, 经傅里叶变换可得:

$$Y(\omega) = \sum_{m=0}^{M-1} \frac{\pi A_m}{j} [e^{j\theta_m} \delta(\omega - \omega_m) - e^{-j\theta_m} \delta(\omega + \omega_m)] \quad (2)$$

在窗函数的选择上, 现有高阶窗函数表达式较复杂, 后续需求解高阶方程, 计算量大。经典余弦窗函数 Blackman-Harris 窗拥有最低旁瓣峰值电平, 主瓣宽度理想, 旁瓣抑制能力强, 被应用于如声波传感器与雷达信号处理等高动态范围的场

收稿日期: 2023-04-13, 修回日期: 2023-05-29

基金项目: 山东省自然科学基金项目(ZR2021ME050)

作者简介: 李永琦(1998-), 男, 硕士研究生, 研究方向为电网宽频信号处理, E-mail: liyq1217@126.com

合,对峰值频点的定位效果好。

Blackman-Harris 窗函数为四项余弦窗,其幅度函数可写为:

$$W_B(\omega) = 0.358\ 75W_R(\omega) - 0.244\ 145 [W_R(\omega + 2\pi/N) + W_R(\omega - 2\pi/N)] + 0.070\ 64 [W_R(\omega + 4\pi/N) + W_R(\omega - 4\pi/N)] - 0.005\ 8 [W_R(\omega + 6\pi/N) + W_R(\omega - 6\pi/N)] \quad (3)$$

其中 $W_R(\omega) = e^{-j\omega \frac{N-1}{2}} \frac{\sin(N\omega/2)}{\sin(\omega/2)}$

考虑离散信号加窗后频谱函数具有正负频点对称性,忽略负频段峰值频点 $-f_m$ 处旁瓣影响。令 $\omega = 2\pi k/N$,设频谱频率间隔 $\Delta f = f_s/N$,正频频点 f_m 对应正整数采样点 k_m ,且 $f_m = k_m \Delta f$,基于 $Y_w(\omega) = Y(\omega) * W_B(\omega)/(2\pi)$,则有:

$$Y_w(k) = \sum_{m=0}^{M-1} \frac{A_m}{2j} \left\{ W_B\left(\frac{2\pi(k-k_m)}{N}\right) e^{j\left(\theta_m - \frac{N-1}{N}(k-k_m)\pi\right)} \right\} \quad k=0,1,\dots,N-1 \quad (4)$$

2.1.2 三谱线插值修正算法

为抑制因非同步采样产生的栅栏效应,采用谱线插值算法进行校正。谱线数量决定了算法的效率,兼顾精度与算法复杂度之间平衡,选择位置最接近峰值频点的三条谱线进行插值修正可得到较理想的效果。

设峰值频点距离最近的谱线号为 k_{m1} ,其左右相邻谱线号分别为 k_{m0} 、 k_{m2} , $k_{m0} + 1 = k_{m1} = k_{m2} - 1$ 且 $k_{m0} < k_m < k_{m2}$ 。引入修正系数 α , $\alpha = k_m - k_{m1}$,且 $-0.5 < \alpha < 0.5$ 。忽略其他模式对第 m 个模式的影响,三谱线对应幅值大小分别为 $l_0 = |Y_w(k_{m0})|$, $l_1 = |Y_w(k_{m1})|$, $l_2 = |Y_w(k_{m2})|$ 。

引入另一参数 β ,令 $\beta = (l_2 - l_0)/l_1$,由以上关系可得:

$$\beta = \frac{\left| W_B\left(\frac{2\pi(1-\alpha)}{N}\right) \right| - \left| W_B\left(\frac{2\pi(-1-\alpha)}{N}\right) \right|}{\left| W_B\left(\frac{2\pi(-\alpha)}{N}\right) \right|} \quad (5)$$

式(5)表示 $\beta = h(\alpha)$,则 $\alpha = h^{-1}(\beta)$, α 可经多次拟合表示为多项加权之和的形式。

各模式频率 f_m 的修正公式为:

$$f_m = (k_{m1} + \alpha)\Delta f \quad (6)$$

相位 θ_m 的修正公式为:

$$\theta_m = \arg [Y_w(k_{m1})] + \pi/2 - \alpha\pi \quad (7)$$

对三条谱线的幅值进行加权平均,谱线序号居中者幅值最大,给予其高权重,表达式为:

$$\left| Y_w(k_{m0}) \right| + 2 \left| Y_w(k_{m1}) \right| + \left| Y_w(k_{m2}) \right| = \frac{A_m}{2} \left\{ \left| W_B\left(\frac{2\pi(1-\alpha)}{N}\right) \right| + 2 \left| W_B\left(\frac{2\pi(-\alpha)}{N}\right) \right| + \left| W_B\left(\frac{2\pi(-1-\alpha)}{N}\right) \right| \right\} \quad (8)$$

则可得各模式幅值 A_m 的表达式为:

$$A_m = r(\alpha)(l_0 + 2l_1 + l_2)/N \quad (9)$$

式中, $r(\alpha)$ 为偶函数。

2.2 复调制细化频谱技术

FFT 类算法频率分辨率为 f_s/N ,数值越小,频率分辨能力越强。宽频环境下, f_s 过小将无法满足香农定理的约束, N 过大会增加计算负担,故 f_s/N 难以减小。频率分辨能力不足则无法识别临近频率模式,故在部分频段要求高分辨率的场合,采用 ZoomFFT 进行局部细化。

ZoomFFT 的思想为:①确定待细化频段,设中心频率为 f_c , D 为细化倍数,以采样频率 f_s 对信号进行 DN 点采样,乘单位旋转因子 $e^{-2\pi njf_c/f_s}$,得到以 f_c 为频率原点的新信号 $y'(n)$ 。②对 $y'(n)$ FFT 并进行低通滤波,截止频率需满足 $f_c \leq f_s/(2D)$ 。③对滤波数据重采样,采样频率为 f_s/D ,采样点为 N ,分辨能力提高 D 倍。④进行 N 点 FFT 并移至实际频率处,经重排得到 f_c 为中心、细化域为 f_s/D 的细化谱。

在细化倍数 D 的选择上,设置过低会导致细化能力不足,过高则会造成待测频带宽度增大,浪费计算时间与内存。此外,由于 ZoomFFT 只能处理局部频谱,故仅将其用于频谱中临近频率模式的位置。

2.3 自适应阈值的频域滤波方法

在“双高”电力系统中,加窗信号的频谱中可能存在因噪声分量及 FFT 本身非同步采样而产生的大量幅值极小的虚假谱峰,这些谱峰对信号中实际模式个数的识别会造成巨大影响,从而降低实际模式的参数识别精度。实际模式的谱峰在频谱中占主导,其幅值明显大于虚假谱峰数倍乃至数十倍,基于二者数量差异,可采用设定阈值的方法区分信号中实际与虚假模式,幅值小于阈值的即为虚假模式的谱峰,并将其归零去除。

然而,若设定的阈值为固定值,则其区分实际与虚假模式的灵活性不足。当 S_{SNR} 较低时,若设定的阈值较低,可能将部分噪声判别为实际模式,或将确定性模式视为噪声。因此,阈值应根据噪声强度自适应调整,为此采用自适应阈值的频域滤波方法,其具体流程为:①计算整个频谱各频点幅值的均值 μ 和标准差 σ 。②初步计算阈值

$P_{th} = \mu + K\sigma$ (K 为调节系数)。③将频谱各幅值大小与 P_{th} 进行对比,若存在大于阈值 P_{th} 的模态,则其为实际模态,先将其在频谱中滤除,返回②;若不存在,说明余下的模态均为虚假模态,可得仅有虚假模态的频谱幅值函数,阈值 P'_{th} 为最终阈值。④利用原信号频谱减去仅含虚假模态的频谱可得仅含主导模态的频谱。

2.4 主瓣干扰及其判定方法

若宽频信号中含有 r 个频率接近的模态,其谱峰易发生重叠,该现象称为主瓣干扰。重叠程度较大时,可能将 r 个模态认定为单一模态,产生共振谱峰。当频率分辨率不足时导致模态数量识别错误,难以将共振谱峰中掩盖的各模态精确识别。其原理见图 1。

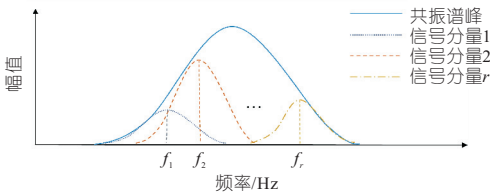


图 1 主瓣干扰现象原理图

Fig. 1 Schematic diagram of main-lobe interference phenomenon

设谱峰内最多含有 J 条谱线, $j = 1, 2, \dots, J-1$ 。根据式(4)计算可得 $W_B(k)$ 相位为 $-k\pi$, 结合式(7),得相邻两谱线相位差为:

$$\begin{aligned} &|\text{angle}(Y_w(k_{j+1})) - \text{angle}(Y_w(k_j))| = \\ &|\text{angle}(W_B(k_{j+1})) - \text{angle}(W_B(k_j))| = \pi \end{aligned} \quad (10)$$

式中, $\text{angle}(\cdot)$ 为相位。

主瓣内相邻谱线间的相位差的绝对值为 $\Delta\theta_j$, 则有:

$$\forall \Delta\theta_j = \pi \quad (11)$$

考虑噪声等因素, $\Delta\theta_j$ 与 π 之差的绝对值应均处于极小值 ϵ 以下, 即:

$$\forall |\Delta\theta_j - \pi| \leq \epsilon \quad (12)$$

若不满足上述关系, 则认为发生主瓣干扰。当判定频谱中发生主瓣干扰时, 可确定此处存在多个频率接近的模态, 此时需局部提高分辨率以精确识别临近频率模态。

2.5 总体方案

本文方法充分考虑 WIFFT 及 ZoomFFT 的优缺点, 并以自适应阈值滤波及主瓣干扰判定条件作为辅助, 总体方案的详细步骤如下。

步骤 1 对时域连续信号进行离散采样, 并加 Blackman-Harris 窗。

步骤 2 对加 Blackman-Harris 窗信号进行

傅里叶变换, 得到信号的完整频谱。

步骤 3 自适应阈值滤波, 将噪声及非同步采样产生的虚假谱峰从频谱滤除, 确定主导模态。

步骤 4 计算各主导谱峰各谱线间相位差, 根据相邻谱线相位差是否为 π , 判定加窗 FFT 得到的频谱各谱峰是否发生因频率分辨率不足而导致的主瓣干扰。

步骤 5 若未发生主瓣干扰, 则在各峰值频点处采用三谱线插值, 进而对信号各模态的幅值、频率、初相位参数进行校正; 若发生主瓣干扰, 则在对应处采用 ZoomFFT 算法。

步骤 6 信号重构, 重构误差度检验。

3 算例信号分析

3.1 理想信号分析

为验证本文方法的可行性与适用性, 首先构建如下信号(设定模态数为 20):

$$y(n) = \sum_{m=1}^{20} A_m \sin\left(\frac{2\pi n f_m}{f_s} + \theta_m\right) \quad (13)$$

在信号的设置上: ①设信号模态均为复杂间谐波模态, 且各参数均含 1~3 个小数位; ②信号中设定一组频率极其接近的三个模态。理想宽频振荡信号参数见表 1。

表 1 理想宽频振荡信号各模态参数

Tab. 1 Parameters of ideal broadband oscillating signal model

模态	幅值 /V	频率 /Hz	相位 /($^{\circ}$)	模态	幅值 /V	频率 /Hz	相位 /($^{\circ}$)
1	2.000	0.200	51.2	11	3.000	584.002	41.1
2	2.112	19.501	58.1	12	4.112	691.092	-101.9
3	3.221	49.800	43.9	13	2.227	766.565	-123.1
4	220.412	50.000	46.6	14	2.401	894.011	-157.9
5	4.390	50.201	42.2	15	2.312	1 021.019	29.0
6	3.700	70.500	49.9	16	3.227	1 200.100	37.8
7	3.271	199.009	47.5	17	2.401	1 420.041	44.0
8	3.754	292.731	62.4	18	2.312	1 537.001	69.1
9	2.047	451.341	74.3	19	1.999	1 778.212	42.2
10	3.170	557.212	22.2	20	2.298	2 008.010	73.9

该信号模型中包含低频、次/超同步及中高频振荡模态, 用来模拟持续稳定振荡阶段的宽频振荡信号, 模态 3~5 为临近频率模态, 其在频谱上的频率差约为 0.2 Hz。由于宽频环境中最大频率可达 2.5 kHz, 设定采样频率 $f_s = 6\ 500$ Hz, $D=50, K=8$, 全局数据窗口大小为 $T_w = 25$ s。为验证本文方法的可行性, 同时验证其优势, 将其与仅基于 Hanning 窗三谱线插值的 FFT 算法(方法 1)进行对比, 参数分析结果见图 2。

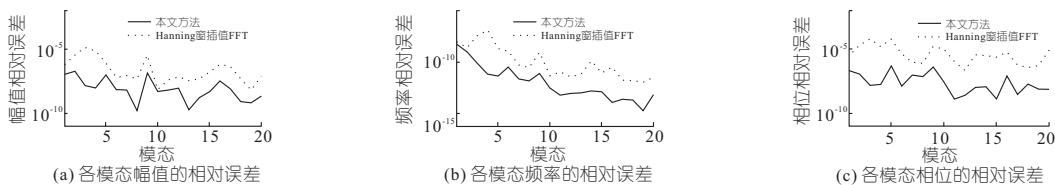


图 2 两种方法对理想信号参数误差分析

Fig. 2 Error analysis of parameters for an ideal signal using two methods

由图 2 可知,在处理理想状况下宽频域 20 模式的间谐波复杂信号时,基于加 Blackman-Harris 窗三谱线插值方法的稳定性与 ZoomFFT 方法的可靠性,各模式参数的识别值与真实值的相对误差极小。相较于仅采用 Hanning 窗和插值的 FFT,本文方法频率的相对误差可达 10^{-14} 数量级,幅值和相位的相对误差也在 $10^{-7} \sim 10^{-10}$ 数量级,而方法 1 的精度大多低于本文方法约 2~3 个数量级。此外,本文方法对第 3~5 临近频率模式的频率分辨率完全满足要求,相对误差与其他模式平均水平差别不大,而方法 1 在该处低于其他模式的平均水平较多。可见,本文方法具有更高的精确度和灵活性,效果良好。

3.2 含噪信号分析

为更好地模拟“双高”电力系统实际环境,引入白噪声分量 $\varepsilon(n)$,含噪宽频域多模式信号为:

$$y(n) = \varepsilon(n) + \sum_{m=1}^{20} A_m \sin\left(\frac{2\pi n f_m}{f_s} + \theta_m\right) \quad (14)$$

考虑到白噪声对原信号的干扰具有随机性,因此每次识别所得参数值存在差异。工程中往往需克服这种不确定性对结果分析造成的影响,因此可将 50 次识别的结果求平均。

分别根据 $S_{\text{SNR}} = 70, 50$ 生成白噪声,以检验本文方法对噪声的敏感程度及抗扰能力,为了更直观分析本文方法的精度,相对误差仅考虑数量级,见图 3。

由图 3 可知,本文方法在含噪环境表现稳定,该场景下自适应阈值滤波方法作用明显,主导模式被精确筛选。同时,基于自适应阈值的滤波方法的抗扰能力及 FFT 类算法本身一定的抗噪性,参数识别结果与无噪情况下相比精度并未过多下降,频率相对误差仍能低至 10^{-11} 数量级。此外,

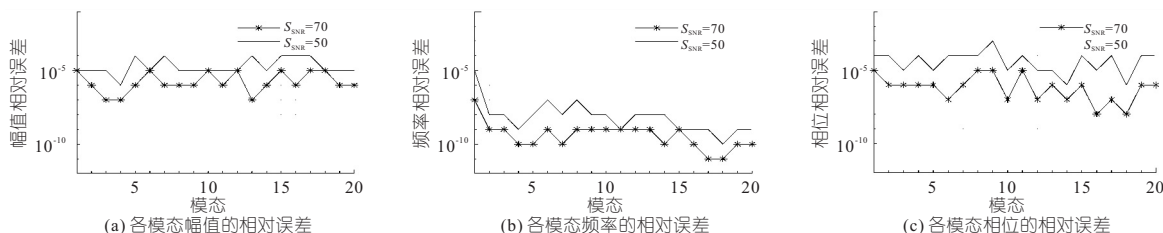


图 3 不同信噪比下各模式参数误差分析

Fig. 3 Error analysis of modal parameters under different signal-to-noise ratios

S_{SNR} 由 70 减至 50 的过程中,随噪声含量增加,精度大多下降 1~2 个数量级,可见本文方法对白噪声的敏感度不算高,具备较好的抗扰能力及稳定性。

综上所述,本文算法对含噪复杂信号各模式参数的识别结果的精度与噪声敏感度完全处于可接受范围内,其抗噪能力可满足“双高”电力系统宽频振荡实际研究中的需要。

3.3 算例信号重构水平分析

利用识别所得参数对信号进行重构,将重构信号与原始信号的接近程度定义为重构误差度,用变量 γ 来表示,其表达式为:

$$\gamma = \left[\frac{\|y'(n) - y(n)\|_2}{\|y(n)\|_2} \right] \times 100\% \quad (15)$$

式中, $y'(n)$ 为重构信号; $y(n)$ 为原信号; $\|\cdot\|_2$ 为 2 范数。

分别重构理想信号及含噪信号,并利用 γ 进行重构误差度评估。经计算,在两种方法下重构理想信号的 γ 分别为 0.000 158%、0.000 705%,重构含噪信号的 γ 分别为 0.001 32%、0.054 6% 及 0.003 41%、0.083 6%,数值越低,重构信号越接近原信号,从而再次证明本文方法的稳定性。

4 仿真模型信号分析

在 DiGSILENT/ PowerFactory 软件中搭建如图 4 所示的系统进行仿真。该仿真模型模拟了一个工频 50 Hz 的单机无穷大电力系统,该系统设有一台发电机, A、B 母线间设有一段串联补偿线路,在异常运行状态下,串补线路电容与同步发电机的轴系可能形成振荡回路,能量在同步发电机组与电网间交换,此时回路中通常存在一个或

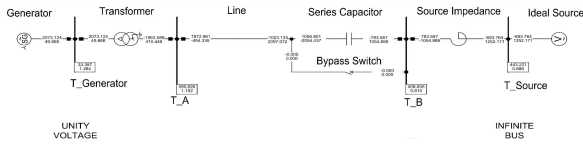


图 4 仿真系统图

Fig. 4 Schematic diagram of simulation system

多个振荡模态。

取 A、B 母线电压时域信号作为测试信号，分别命名为信号 A 和信号 B，其波形见图 5。

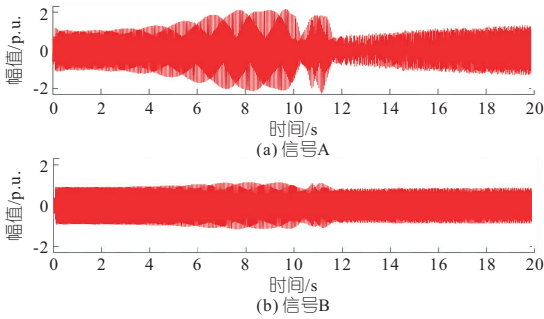


图 5 信号 A、B 时域波形

Fig. 5 Time domain waveform of signal A and B

利用本文方法，基于自适应阈值的滤波方法准确提取所有主导模态后，对各模态的幅值、频率、相位等参数的识别结果见表 2。

表 2 各模态参数识别结果

Tab. 2 Identification results of modal parameters

信号	模态	幅值/p. u.	频率/Hz	相位/(°)
A	1	0.329	32.704	-19.778
	2	0.642	50.001	-155.625
B	1	0.164	32.706	150.281
	2	0.801	50.000	-155.205

由表 2 可知，该系统存在两个主导模态，即 50 Hz 的基频模态和 32.7 Hz 的次同步振荡模态。当系统存在负阻尼特性的次同步振荡模态，在小的扰动后，可引发不稳定的次同步振荡，本文方法识别得到的次同步振荡模态 32.7 Hz = 50 Hz - 17.3 Hz。此外，两母线间信号中的次同步模态量的相位差表现为近似互补，二者相位差接近 -180°。

An Adaptive Identification Method for Broadband Oscillation Modes in "Double High" Power Systems

LI Yong-qi

(School of Electrical Engineering, Shandong University, Jinan 250061, China)

Abstract: Considering the wide frequency range, strong nonlinearity, and multimodal characteristics of "double high" power systems, an adaptive identification method for broadband oscillation modes was proposed. Firstly, an adaptive threshold filtering technique was applied to the spectrum of the Blackman-Harris windowed signal to extract the dominant components. Then the three-spectrum line interpolation FFT and the ZoomFFT were used to adaptively analyze the signals after using main-lobe interference criterion of modes with close frequencies. Finally, the proposed method was tested by using 20-mode example signals and a measurement signal of a power system model. The results demonstrate that the method can accurately identify the parameters of complex broadband oscillation modes, adapt to various oscillation scenarios, and meet the signal characteristics of "double high" power systems, thus confirming its applicability and feasibility.

Key words: broadband oscillation; main-lobe interference; windowed interpolation FFT; ZoomFFT

可见本文方法可灵活适应各种振荡场景，经分析，本文方法证实了同步发电机和串联补偿器之间存在的谐振电路并发生次同步振荡，成功精确识别了振荡模态。

5 结论

本文所提自适应 Zoom-WIFFT 方法充分结合 WIFFT 同时处理大量模态的稳定性及 Zoom-FFT 局部细化功能，以自适应阈值滤波及临近频率主瓣干扰判定作为辅助，实现了含频率差为 0.2 Hz 左右临近模态 20 宽频振荡信号及仿真模型信号的精确识别，相较于 WIFFT，精确度提高了 2~3 个数量级。该方法简单且抗干扰强，适用于工程领域，满足“双高”电力系统需求。

参考文献:

- [1] 周孝信, 陈树勇, 鲁宗相, 等. 能源转型中我国新一代电力系统的技术特征[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(7):1893-1904, 2205.
- [2] 马宁宁, 谢小荣, 贺静波, 等. 高比例新能源和电力电子设备电力系统的宽频振荡研究综述[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(15):4720-4732.
- [3] 樊陈, 姚建国, 常乃超, 等. 面向电力电子化电网的宽频测量技术探讨[J]. 电力系统自动化, 2019, 43(16):1-10, 57.
- [4] 张旭俊, 张宇. 用 Prony 方法进行时频分解及其与经典方法的比较[J]. 电测与仪表, 2020, 57(14):148-152.
- [5] 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.
- [6] 许仪勋, 李宁, 马丽梅, 等. 一种基于加窗插值 FFT 和 Prony 算法的谐波与间谐波检测方法[J]. 水电能源科学, 2019, 37(8):183-186, 201.
- [7] 赵帅旗, 肖辉, 李文俊, 等. 基于多谱线插值法和复调制细化法的电力系统谐波分析[J]. 电测与仪表, 2019, 56(18):10-15, 24.