

基于 WPD-UKF 的 MMC 高频振荡检测方法^{*}

刘梦洁 何顺帆 丁 凤 黄 卓 张俊敏

(中南民族大学计算机学院 武汉 430074)

摘 要: 基于模块化多电平换流器(MMC)的柔性直流输电技术在我国电力系统中得到了广泛应用。近年来,从渝鄂工程到张北工程,国内外多个电压源型柔性直流输电工程中发生了高频振荡现象,影响系统的安全稳定运行。针对该问题,提出了一种基于小波包分解(WPD)和无迹卡曼滤波跟踪(UKF)的柔性直流输电系统高频振荡检测方法。首先采用小波包快速分解(WPD)的滤波器组结构将柔直系统并网电流信号进行准确的频带划分,其次根据每层各个节点的小波包系数设定阈值,超过阈值则判定可能存在高频振荡,将超过阈值的此小波包系数重构后得到只含有特定频段的时域信号。然后采用无迹卡曼滤波(UKF)跟踪此信号,得到动态频率跟踪曲线和动态幅值跟踪曲线。最后,通过仿真实验平台搭建了 MMC 柔性直流输电系统模型产生高频振荡,验证了所提方法对高频振荡检测的灵敏性和准确性,满足了后续振荡抑制的检测需求。

关键词: 柔性直流输电系统;高频振荡;振荡检测;小波包分解;无迹卡曼滤波跟踪

中图分类号: TN751 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.40

High-frequency oscillation identification method for
MMC based on WPD-UKF

Liu Mengjie He Shunfan Ding Feng Huang Zhuo Zhang Junmin

(School of Computer Science, South-Central Minzu University, Wuhan 430074, China)

Abstract: Based on the modular multilevel converter (MMC), flexible direct current (DC) transmission technology has been widely adopted in China's power system. In recent years, from the Yu-Hu Project to the Zhangbei Project, high-frequency oscillation phenomena have occurred in multiple voltage-source converter based flexible DC transmission projects both domestically and internationally, jeopardizing the safe and stable operation of the system. To address this issue, this paper proposes a high-frequency oscillation detection method for flexible DC transmission systems based on wavelet packet decomposition (WPD) and unscented Kalman filter (UKF) tracking. First, the filter bank structure of fast wavelet packet decomposition (WPD) is employed to accurately partition the grid-connected current signal of the flexible DC system into frequency bands. Then, a threshold is set based on the wavelet packet coefficients of each node at every layer. If the threshold is exceeded, it is determined that a high-frequency oscillation may be present. The wavelet packet coefficients that exceed the threshold are reconstructed to obtain a time-domain signal containing only specific frequency components. Subsequently, the unscented Kalman filter (UKF) is applied to track this signal, yielding dynamic frequency tracking curves and dynamic amplitude tracking curves. Finally, an MMC-based flexible DC transmission system model was built on a simulation experimental platform to generate high-frequency oscillations. The results verify the sensitivity and accuracy of the proposed method in detecting high-frequency oscillations, meeting the detection requirements for subsequent oscillation suppression.

Keywords: MMC-HVDC systems; high-frequency oscillation; oscillation detection; WPD; UKF tracking

0 引 言

随着基于电压源换流器的柔性直流输电(modular

multilevel converter high-voltage direct current, MMC-HVDC)技术在大规模可再生能源并网中的广泛应用,其引发的高频振荡(high-frequency oscillation, HFO)问题已成

为威胁系统稳定性的突出挑战。相比于两电平和三电平等换流器,MMC 的开关数目更多,内部动态特性更为复杂,给柔直工程带来了更多稳定性问题。

近年来,国内外有多个柔性直流输电工程在运行或现场调试过程中出现了高频振荡现象,文献[1-2]提到从 2015 年的西法工程到 2018 年的渝鄂工程,振荡频率为 700~1 800 Hz 不等,这些高频振荡事件发生后导致换流站闭锁,对电网产生了严重冲击,危及区域供电安全,所以柔直系统的高频振荡抑制工作已成为保障电网安全稳定运行的刚性需求。为此,文献[3-4]建立了 MMC-HVDC 系统的阻抗模型并分析了系统的振荡机理,揭示了高频振荡是 MMC 与交流侧阻抗不匹配造成的。随后文献[5-6]通过在电压反馈回路附加带阻滤波器和低通滤波器有效抑制了高频振荡;文献[7]对比了有源阻尼和无源阻尼在滤除 MMC 高频段负阻尼方面的效果。文献[8-9]结合神经网络在线调整阻尼参数,提出了基于自适应虚拟阻抗的海上风电柔直系统振荡抑制方法。以上所述振荡抑制方法能有效实施的前提都是需快速准确的检测出 MMC-HVDC 系统发生高频振荡的幅值和频率特征,且频率检测误差工程上一般需控制在 $\pm 1\%$ 。

目前,国内外针对 MMC 柔性直流输电系统的高频振荡检测已经开展了大量的研究,也提出了一些检测方法,大致分为 3 类:参数估计、非参数估计、人工智能。

参数估计:该类方法需预设系统数学模型(如状态空间方程、传递函数等),通过优化算法拟合观测信号来估计振荡参数。文献[10-11]提出一种基于锁相环的等频段多通道信号跟踪方法,通过在控制环附加一对低通滤波器使目标通道以外的频率分量大幅度衰减以此保留频带内信号,但并未解决频带泄露问题,当振荡频率接近滤波器过渡带时,信号能量会扩散至相邻频段,造成频率定位偏差。文献[12-13]采用的 Prony 及其改进算法将信号建模为指数谐波组合,通过求解特征根提取振荡参数,但 Prony 算法对噪声较为敏感,未进行降噪处理的情况下检测误差较大。文献[14]结合增强奇异值分解(singular value decomposition, SVD)方法和 Prony 算法对电力系统的谐波进行检测,虽然 SVD 先对谐波进行了去噪处理克服了传统 Prony 算法对噪声敏感性高的问题,但该方法时变跟踪能力不足,难以用于高频振荡的在线检测。参数类方法较依赖数学模型的准确性,当模型与信号不匹配时,检测误差较大。

非参数估计:该类方法无需依赖预设信号模型,直接通过数学变换分析信号特征。文献[15-16]中的传统快速傅里叶变换(fast Fourier transform, FFT)虽然凭借计算量小和易于实现等优势被广泛应用于电力系统信号检测与分析,然而其存在频谱泄露、频谱混叠与栅栏现象等问题。文献[17-18]中小波变换(wavelet transform, WT)与希尔伯特-黄变换(Hilbert-Huang transform, HHT)虽能处理非平稳信号,但面临模态混叠与实时性不足的瓶颈,实时性和稳

定性较弱。文献[19-20]采用的模态分解算法通过极值点驱动包络筛分,自适应分解信号为频率降序排列的本征模态函数(intrinsic mode function, IMF),实现谐波分量的物理分离,再对每个 IMF 进行希尔伯特变换提取瞬时频率与幅值,直接映射谐波的时变参数,但是噪声会干扰该方法的极值点定位,存在高频噪声干扰时估计偏差较大。

人工智能:该类方法通过数据驱动模型自动学习信号的时频特征与模式规律,直接建立从原始测量信号到振荡参数的端到端非线性映射。文献[21]提出了一种将递归神经网络(artificial neural network, ANN)与长短期记忆网络(long short-term memory, LSTM)相结合的强制振荡检测方法解决了强噪声干扰问题。文献[22]提出了一种轻量且高效的电能质量干扰分类方法,先结合 S 变换进行时域特征提取,然后采用 MobileNetV3 CBAM 神经网络以提升分类性能。文献[23]采用基于张量分解的机器学习方法进行故障谐波检测,可以动态调整参数以克服训练样本存在的不足,即使在存在噪声的情况下也能对干扰进行准确分类。然而以上方法都需要大量样本训练,计算较为复杂且在检测实时性方面存在一定局限性。

针对以上问题,本文提出一种基于小波包分解(wavelet packet decomposition, WPD)和无迹卡曼滤波跟踪(unscented Kalman filter, UKF)的柔性直流输电系统高频振荡检测方法。首先采用小波包快速分解(WPD)的滤波器组结构将柔直系统并网电流信号逐层逐节点进行准确的频带划分,其次根据每层各个节点的小波包系数设定阈值,超过阈值则判定可能存在高频振荡,将此小波系数重构后每个节点内只含有特定频段的时域信号。然后采用无迹卡曼滤波(UKF)跟踪此信号,得到动态频率跟踪曲线和动态幅值跟踪曲线。最后,通过仿真实验平台搭建了 MMC 柔性直流输电系统模型产生高频振荡,验证了本文所提方法对高频振荡检测的灵敏性和准确性,本文方法技术优势有:

1)相比小波变换(WT)仅对低频信号进行逐级分解而忽略了高频部分,本文所提方法采用小波包快速分解(WPD)的滤波器组结构对时变信号的高频和低频部分均进行了准确的频带划分^[24],使频带内仅含有少量信号成分,减小了后续 UKF 因模型与信号不匹配带来的估计误差;

2)相比扩展卡曼滤波(EKF)通过将非线性系统进行一阶泰勒展开线性化,本文所提方法采用的无迹卡曼滤波(UKF)使用无迹变换后估计精度能够达到泰勒级数展开的二阶精度^[25],可实时检测振荡突变时的瞬时频率和幅值,具有动态跟踪鲁棒性;

3)对比人工智能类方法,本文所提方法不依赖样本训练,且抗噪声干扰能力较强。

1 本文方法

1.1 基于小波包分解的信号频带划分与检测

小波包分解的滤波器组结构可以对宽频信号进行准确

的频带划分。小波包分解是离散小波变换 (discrete wavelet transform, DWT) 的扩展形式, 通过全二叉树结构对信号进行更精细的频带划分。小波包分解的算法步骤为:

1) 根据目标采样率对信号进行重采样。重采样在保持信号的时间长度不变的情况下, 改变信号的采样率。重采样因子计算公式如式(1)所示。

$$\frac{P}{Q} = \frac{f_1}{f_2} \quad (1)$$

式中: P 为上采样因子, 含义为通过插值将信号采样率提高 P 倍; Q 为下采样因子, 含义为对插值后的信号每 Q 个点抽取一个得到重采样后的信号, 这里 P 和 Q 均为整数。 f_1 为信号原始采样频率, f_2 为信号目标采样频率。

2) 根据信号特征选择合适的小波基函数, 对重采样后的信号进行逐层逐节点的小波包分解, 分解公式如式(2)所示。

$$\begin{cases} p_j^{2i-1}(t) = \sum_{k=1}^K h_{(k-2i)} p_{j-1}^i(t) \\ p_j^{2i}(t) = \sum_{k=1}^K g_{(k-2i)} p_{j-1}^i(t) \end{cases} \quad (2)$$

式中: $h_{(k-2i)}$ 为高通滤波器系数; $g_{(k-2i)}$ 为低通滤波器系数; $p_j^i(t)$ 表示 j 层小波包分解的第 i 个子带的第 t 个系数; k 为振动信号的采样长度, $k = 1, 2, \dots, K$ 。

3) 根据分解结果, 构建小波包分解二叉树示意图如图 1 所示, 树型结构的本质为滤波器组。输入信号标记为 S , LS 和 HS 分别指代该信号经过第 1 次分解得到的低频和低频组分, 继续分解 HS 信号, 得到 HLS 和 HHS , 分别代表二次分解后的低频和高频成分。

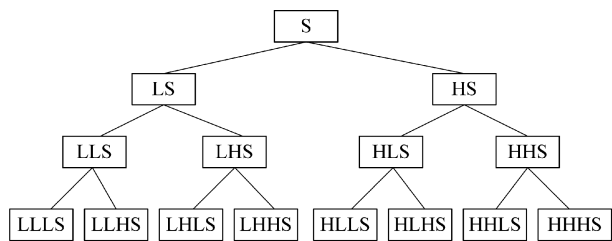


图 1 小波包分解示意图

Fig. 1 Schematic diagram of wavelet packet decomposition

4) 从小波包树中提取各节点的系数, 小波包系数表示信号在特定频带的能量分布, 能量计算公式如式(3)所示。

$$E_{kj} = \int_R |f_{kj}(t)|^2 dt = \sum_{m=1}^N |x_{jm}|^2 \quad (3)$$

式中: 信号的采样点数记为 N ; m 表示分解到第 k 层中的第 j 个频段的采样点; E_{kj} 表示信号在第 k 层第 j 个子频带内的能量; $f_{kj}(t)$ 表示信号在子空间上的投影分量; x_{jm} 为对应小波包系数。

小波包分解完成后需根据小波包系数设定阈值去噪。当节点信号能量大于阈值时, 则保留下来继续进行下一步

的小波包重构环节, 若节点信号能量小于阈值则置零不进行重构。

阈值的选取有 3 种, 硬阈值、软阈值和自适应阈值。硬阈值可以较好的保留信号的原始特征, 表达式如式(4)所示。

$$f_i = \begin{cases} f_i, & |f_i| \geq THr \\ 0, & |f_i| < THr \end{cases}, THr = \epsilon \sqrt{2 \lg N} \quad (4)$$

式中: f_i 是分解后的小波包系数; N 为信号长度; THr 为经典阈值。

软阈值将大于阈值的部分进行收缩, 可以获得更加平滑的去噪信号, 表达式如式(5)所示。

$$f_i = \begin{cases} 0, & |f_i| \leq THr \\ \text{sgn}(f_i)(|f_i| - THr), & |f_i| > THr \end{cases} \quad (5)$$

自适应阈值根据信号特征或分解层数动态调整阈值, 随着分解层数增大而减小, 可以更好的平衡噪声抑制和信号保留。阈值的表达式如式(6)所示。

$$\begin{cases} \lambda = \epsilon \sqrt{2 \lg(N)} e^{\left(\frac{1-j}{2}\right)} \\ \epsilon = \sqrt{\text{median}\left(\frac{|f_i|}{0.6745}\right)} \end{cases} \quad (6)$$

式中: ϵ 为谐波标准差; N 为信号长度; f_i 为分解后的小波包系数; median 为中值函数; j 为分解层数。由于添加了 $e^{\left(\frac{1-j}{2}\right)}$ 项, 阈值会随着分解层数 j 的增大而减小, 能有效区分高频信号与噪声。

小波包重构是小波包分解的逆过程。重构公式如式(7)所示。重构后, 可以得到该小波频带内的信号成分。因为小波频带的划分, 频带内的信号成分个数有限, 能够降低后续 UKF 模型阶数, 减小因模型与信号不匹配带来的检测误差。

$$p_j^i(t) = \sum_{k=1}^K [h_{(2i-k)} p_{j+1}^{2i-1}(t)] + \sum_{k=1}^K [g_{(2i-k)} p_{j+1}^{2i}(t)] \quad (7)$$

重构后以基频幅值的 5% 为信号阈值初步判断, 大于阈值的信号成分则可能为振荡。定义频带信号幅度为 $d_1, d_2, \dots, d_n$ 。当检测到 $d_i > 5\%$ 基频幅值时, 比较函数如式(8)所示。

$$P(i) = \begin{cases} 1, & d_{i-1} < d_i \ \& \ d_i > d_{i+1} \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (8)$$

式中: $P(i) = 1$ 表示第 i 频带内信号判定为振荡, 后续采用 UKF 跟踪该频带, $P(i) = 0$ 表示第 i 频带内信号非振荡成分。该方法可以避免因频带泄露带来的振荡信号误判断。

1.2 基于无迹卡曼滤波的振荡参数估计

小波包重构信号后采用无迹卡曼滤波估计对应频带信号的幅值和频率。无迹卡尔曼滤波将谐波信号的幅值、频率和相位作为状态向量, 通过无迹变换处理观测方程中的正弦非线性, 并利用信号采样值与状态预测值之间的误差迭代更新这些参数的估计。对于振荡信号, 状态方程和观测方程如式(9)所示。

$$\begin{cases} \mathbf{X}_k = f(\mathbf{X}_{k-1}) + \mathbf{W}_{k-1} \\ \mathbf{Y}_k = h(\mathbf{X}_{k-1}) + \mathbf{v}_{k-1} \end{cases} \quad (9)$$

其中, $f(\mathbf{X}_{k-1}) = \mathbf{X}(k-1)$; $\mathbf{X}_k$ 为状态变量, 振荡检测时定义初始状态变量 $\mathbf{X}_0 = [\theta, f_0, A_0]$, 其中角度更新公式为 $\theta_{pred} = \theta_0 + 2\pi f_0 T_s$, $\mathbf{Y}_k$ 为观测变量, $h(\mathbf{X}_{k-1}) = A_{k-1} \sin \theta_{k-1}$; R 和 Q 为两个互不相关的高斯噪声 $\mathbf{W}_{k-1}$ 和 $\mathbf{v}_{k-1}$ 的协方差, 且均值均为 0。

对于 1.1 节提到的频带信号模型, 采用无迹卡曼滤波估计频带信号幅值与频率的算法步骤为:

1) 扩展状态方程的初始值:

$$\mathbf{P}_0 = (\mathbf{X}_0 - \mathbf{X})(\mathbf{X}_0 - \mathbf{X})^T \quad (10)$$

其中, $\mathbf{P}_0$ 为误差协方差; $\mathbf{X} = E[\mathbf{X}_0]$ 。

2) 选择一组准确的带权值的粒子集合 (Sigma 点集), 使这些点的均值和方差等于状态分布的均值和方差。Sigma 点的计算如式 (11) 所示。

$$\begin{aligned} \mathbf{X}_{k-1} &= [\mathbf{X}_{k-1}, \mathbf{X}_{k-1} + \xi_1^{k-1}, \dots, \mathbf{X}_{k-1} + \xi_n^{k-1}, \\ &\mathbf{X}_{k-1} - \xi_1^{k-1}, \dots, \mathbf{X}_{k-1} - \xi_n^{k-1}] \end{aligned} \quad (11)$$

式中: $\xi_i^{k-1} = (\sqrt{(n+\lambda)\mathbf{P}_{k-1}})_i$, 表示矩阵 $(n+\lambda)\mathbf{P}_{k-1}$ 平方根的第 i 行或列向量, $i = 1, 2, \dots, n$, n 为预测空间的位数; $\lambda = \alpha^2(n+k) - n$, $10^{-4} \leq \alpha \leq 1$, $0 \leq k \leq 3-n$ 。

3) 状态方程预测。为了得出每点的预测状态值, Sigma 点通过式 (12) 进行计算:

$$\mathbf{X}_{k|k-1}^* = f(\mathbf{X}_{k-1}) \quad (12)$$

预测状态量 $\bar{\mathbf{X}}_{k|k-1}$ 为:

$$\begin{aligned} \bar{\mathbf{X}}_{k|k-1} &= \sum_{i=0}^{2n} W_i^{(c)} [(\mathbf{X}_{i,k|k-1}^* - \mathbf{X}_{k|k-1}) \times (\mathbf{X}_{i,k|k-1}^* - \\ &\mathbf{X}_{k|k-1})^T] + \mathbf{Q}_{k-1} \end{aligned} \quad (13)$$

式中: $W_0^{(m)} = \frac{\lambda}{n+\lambda}$; $W_0^{(c)} = \frac{\lambda}{n+\lambda} + (1 - \alpha^2 + k)$; $W_i^c = \frac{1}{2(n+\lambda)}$, $i = 1, 2, \dots, 2n$ 。

4) 观测方程预测:

$$\begin{aligned} \bar{\mathbf{X}}_{k|k-1} &= [\bar{\mathbf{X}}_{k|k-1}, \bar{\mathbf{X}}_{k|k-1} + \xi_1^{k|k-1}, \dots, \bar{\mathbf{X}}_{k|k-1} + \xi_n^{k|k-1}, \\ &\bar{\mathbf{X}}_{k|k-1} - \xi_1^{k|k-1}, \dots, \bar{\mathbf{X}}_{k|k-1} - \xi_n^{k|k-1}] \end{aligned} \quad (14)$$

$$\mathbf{Y}_{k|k-1} = h(\bar{\mathbf{X}}_{k|k-1}) \quad (15)$$

其中, $\xi_i^{k|k-1} = (\sqrt{(n+\lambda)\mathbf{P}_{k|k-1}})_i$ 表示矩阵 $(n+\lambda)\mathbf{P}_{k|k-1}$ 平方根的第 i 行或列向量, $i = 1, \dots, n$;

预测观测值 $\bar{\mathbf{y}}_{k|k-1}$ 、协方差 $\mathbf{P}_{y,k}$ 和 $\mathbf{P}_{x,k}$ 由式 (16) ~ (18) 计算:

$$\bar{\mathbf{y}}_{k|k-1} = \sum_{i=0}^{2n} W_i^{(m)} \mathbf{Y}_{i,k|k-1} \quad (16)$$

$$\mathbf{P}_{y,k} = \sum_{i=0}^{2n} W_i^{(c)} [(\mathbf{Y}_{i,k|k-1} - \bar{\mathbf{y}}_{k|k-1})^2 + \mathbf{R}_{k-1}] \quad (17)$$

$$\mathbf{P}_{x,k} = \sum_{i=0}^{2n} W_i^{(c)} [(\mathbf{X}_{i,k|k-1} - \bar{\mathbf{X}}_{k|k-1}) \times (\mathbf{Y}_{i,k|k-1} - \bar{\mathbf{y}}_{k|k-1})] \quad (18)$$

5) 计算滤波增益、修正下一时刻的协方差、状态值和

测量误差 e 如式 (19) ~ (22) 所示。

$$\mathbf{K}_k = \mathbf{P}_{x,k} \mathbf{P}_{y,k}^{-1} \quad (19)$$

$$\mathbf{P}_K = \mathbf{P}_{K|K-1} - \mathbf{K}_K \mathbf{P}_{y,k} \mathbf{K}_K^T \quad (20)$$

$$\mathbf{X}_k = \bar{\mathbf{X}}_{k|k-1} + \mathbf{K}_k (\mathbf{y}_k - \bar{\mathbf{y}}_{k|k-1}) \quad (21)$$

$$\mathbf{e}_k = \mathbf{y}_k - \bar{\mathbf{y}}_{k|k-1} \quad (22)$$

然后以 k 时刻的值再去预测下一点的值, 这样依次递归, 就可以得到完整的系统预测。

6) 根据式 (21) 得到了频带信号的幅值与频率为:

$$\begin{cases} f = \mathbf{X}(2) \\ A = \mathbf{X}(3) \end{cases} \quad (23)$$

1.3 本文方法振荡检测流程

本文方法振荡检测流程如图 2 所示。

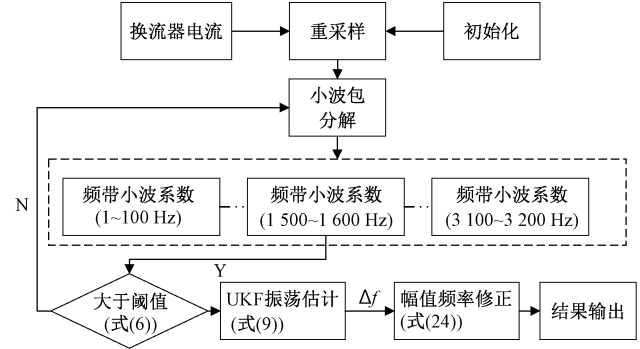


图 2 本文方法振荡检测流程

Fig. 2 Flowchart of the oscillation detection process in the proposed method

1) 重采样: 根据目标采样率对原始信号进行重采样。

2) 小波包分解: 本文选用 Sym35 小波。根据振荡频率目标范围以及小波滤波器组结构特点, 信号频带宽度设为 100 Hz, 则重采样率设置为 6 400 Hz, 小波包 5 层分解, 第 5 层的频带 $f_1, f_2, f_3 \dots f_{32}$ 覆盖 0 ~ 3 200 Hz。

3) 小波包重构: 根据小波包系数设定阈值 (式 (6)) 去噪, 对超过阈值的小波系数进行重构, 还原时域信号。重构后根据式 (8) 判断各个频带是否含有振荡成分。

4) UKF 估计: 初始化状态变量, 初始频率设定为含异常信号频带的中心频率, 对信号进行状态估计得到该频带的幅值频率曲线 (式 (23))。

5) 取平均值: 根据目标频率分辨率 (Δf), 对由式 (9) 获得的时长为 $1/\Delta f$ 的幅值、频率曲线求平均值, 以减小检测误差。其中 f_n 是基频, m 为整数。

$$\begin{cases} \bar{f} = \mathbf{X}(2)/\Delta f \\ \bar{A} = \mathbf{X}(3)/\Delta f \\ \Delta f = f_n/m \end{cases} \quad (24)$$

2 合成信号仿真实验

2.1 验证信号设置

为了验证本文所提方法的灵敏性和准确性, 设置验证

信号采用本文所提方法进行检测。3 种不同频率的中高频信号 A 相表达式如式(25)~(27)所示,基频设定为 49.5~50.5 Hz,振荡频率分别设定为 670、1 130、1 420 Hz,在 0.1~0.2 s 为起振阶段,0.2~0.4 s 为暂态稳定阶段,0.4 s 后为振荡衰减阶段。考虑存在 5 次、7 次基础谐波以模拟真实并网电流信号,背景谐波水平依次为基波的 5%、3%,同时在高频振荡频率相近处加入 1% 的干扰谐波。具体如下: sa_1 中未加干扰谐波但加入了信噪比为 40 dB 的噪声观察不同阈值选取的去噪效果,在 sa_2 中加入了高频振荡相邻频带的谐波 1 050 Hz,在 sa_3 中加入了高频振荡同频带的谐波 1 450 Hz。

$$sa_1 = 50\cos(100\pi t) + \text{noise}(t) + 8g(t)\cos(1\,340\pi(t - 0.1)) + 1.5\cos(700\pi t) + 2.5\cos(500\pi t) \quad (25)$$

$$sa_2 = 50\cos(99\pi t) + 2.5\cos(500\pi t) + 20g(t)\cos(2\,260\pi(t - 0.1)) + 1.5\cos(700\pi t) + 0.5\cos(2\,100\pi t) \quad (26)$$

$$sa_3 = 50\cos(101\pi t) + 2.5\cos(500\pi t) + 5g(t)\cos(2\,840\pi(t - 0.1)) + 1.5\cos(700\pi t) + 0.5\cos(2\,900\pi t) \quad (27)$$

$$\text{其中,} \begin{cases} g(t) = \begin{cases} 0, & t < 0.1 \\ e^{0.8(t-0.1)}, & 0.1 \leq t < 0.2 \\ 1, & 0.2 \leq t < 0.4 \\ e^{-10(t-0.4)+0.12}, & t \geq 0.4 \end{cases} \\ \text{noise}(t) = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T |s(t)|^2 dt} \cdot N(0,1) \end{cases} \quad (28)$$

式中:0.1~0.2 s 为振荡上升期,0.2~0.4 s 为振荡稳定期,0.4 s 后为振荡衰减。

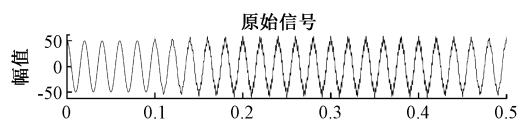
2.2 小波包系数阈值选取

根据 1.1 节提到的分解阈值选取,以加噪声的信号 sa_1 为例,对比硬阈值、软阈值、自适应阈值 3 种方式的检测结果如图 3 所示。虽然硬/软阈值和自适应阈值的频率检测结果均为 670 Hz,但是硬/软阈值的原始频率估计曲线波动较大,故后续实验中考虑选取自适应阈值去噪。

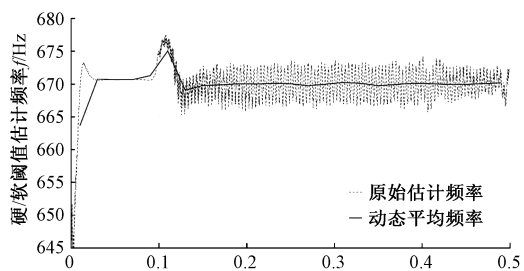
2.3 验证结果分析

以 sa_1 信号为例,对 sa_1 信号分解后重构得到的各频带信号如图 4 所示,可以看到多个频带信号内均有信号。在实际应用中,换流器正常工作时,谐波信号一般显著小于振荡信号。可以看到图 4 中 600~700 Hz 的频带幅度最大,因此判断振荡信号位于该频带内,后续将对其进行 UKF 振荡估计。后文算例中,对频带信号选择时也进行相同处理。

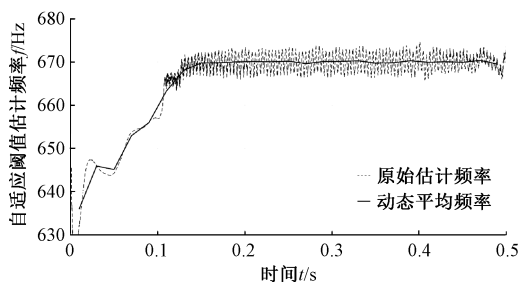
重构完后为了更精准的确定高频振荡频率,采用 UKF 跟踪振荡信号所在的频带,初始状态值设定为跟踪频带的中心频率,得到 sa_1 、 sa_2 、 sa_3 的频率和幅值跟踪曲线分别如图 5~7 所示。图中,动态平均频率为 50 Hz 频率分辨率下获得,即式(24)中 $m=1$,此时的检测延时为 1 个周波。



(a) sa_1 信号原始波形
(a) Original waveform graph of sa_1 signal



(b) sa_1 信号硬/软阈值频率估计曲线
(b) Hard/soft threshold frequency estimation curve of sa_1 signal



(c) sa_1 信号自适应阈值频率估计曲线
(c) Adaptive threshold frequency estimation curve of sa_1 signal

图 3 3 种阈值方法检测结果

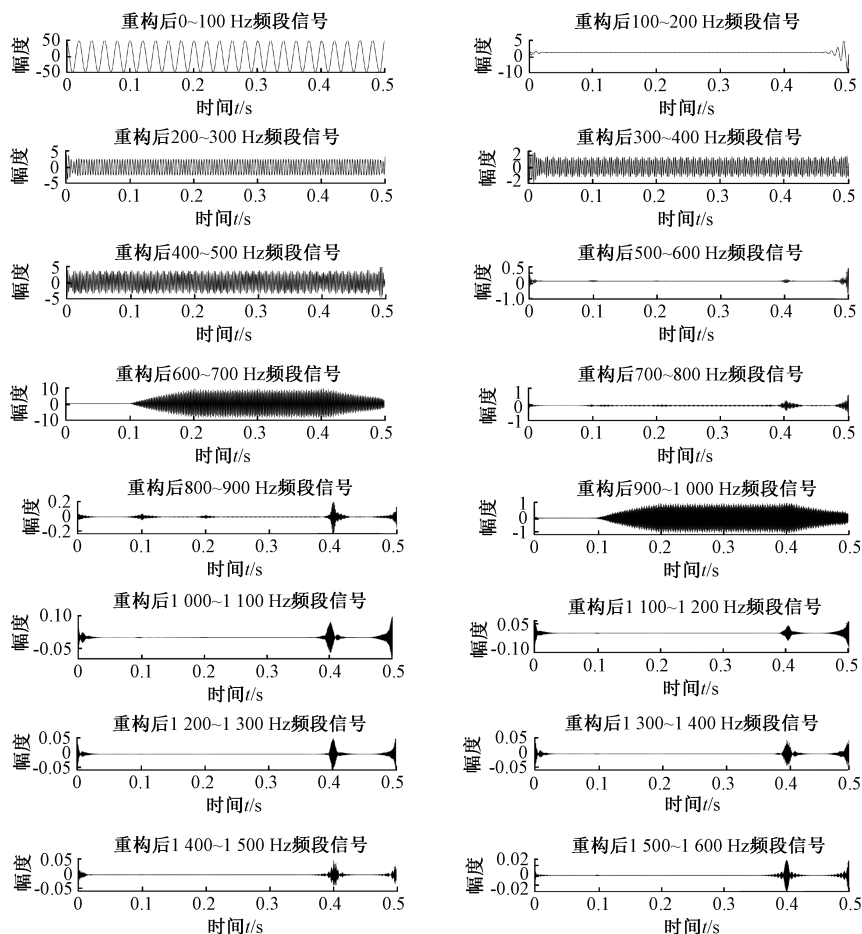
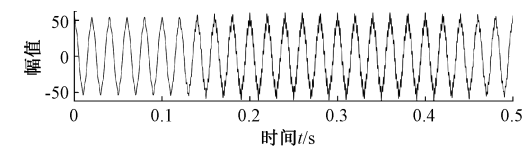
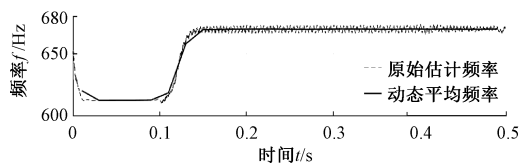
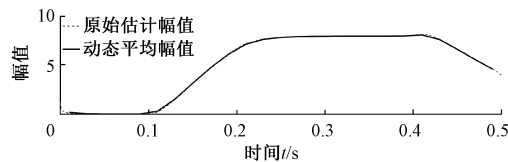
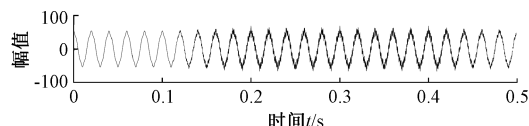
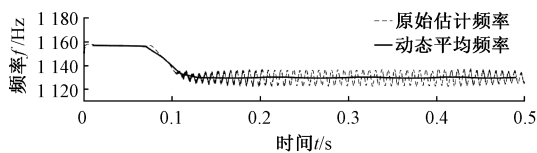
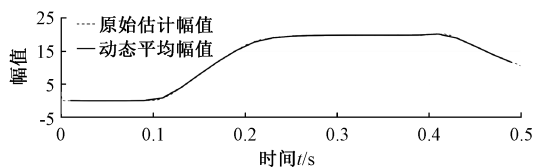
Fig. 3 Detection results of the three thresholding methods

可以看到图 5~7 中频率跟踪结果分别为 678.3、1 137.4、1 412.1 Hz,不加干扰谐波的 sa_1 信号的 UKF 频率估计曲线几乎没有波动,加了相邻频带干扰谐波的 sa_2 信号的 UKF 频率估计曲线波动较小,加了相同频带谐波的 sa_3 信号的 UKF 频率估计曲线波动最大。为了减小误差,根据频率分辨率(例如 $\Delta f=50$ Hz),在原始估计曲线上取每 0.02 s 估计值的平均值作为最终估计结果。由图 5~7 中 $sa_1 \sim sa_3$ 的 UKF 跟踪曲线可以看出在振荡出现后一个周波时间内,本文所提方法可以快速准确的检测出振荡的幅值和频率。

表 1 给出了频率分辨率为 50 Hz 时本文所提方法对信号 sa_1 、 sa_2 、 sa_3 的幅值和频率检测结果与真实数据对比,可以看出本文方法的频率和幅值检测误差都较小,检测结果较准确。

表 2 给出了不同分辨率下本文方法、FFT(方法 1)和 Hanning 窗插值 FFT(方法 2)频率检测结果对比,检测延时从 0.1 s 振荡开始计时。频率分辨率越小,检测结果越精确,但检测延时越大。

当检测延时为 0.02 s 时,频率分辨率为 50 Hz,方法 1 与 2 的检测结果误差都较大,其主要原因是频率分辨率不足,无法获得准确诊断频率。UKF 是基于参数估计的方

图4 sa_1 信号小波包重构图Fig. 4 Wavelet packet reconstruction of the sa_1 signal(a) sa_1 信号原始波形
(a) Original waveform graph of sa_1 signal(b) sa_1 信号频率估计曲线
(b) Frequency estimation curve of sa_1 signal(c) sa_1 信号幅值估计曲线
(c) Amplitude estimation curve of sa_1 signal图5 sa_1 信号 UKF 频率和幅值跟踪曲线Fig. 5 UKF frequency and amplitude tracking curve of sa_1 (a) sa_2 信号原始波形
(a) Original waveform graph of sa_2 signal(b) sa_2 信号频率估计曲线
(b) Frequency estimation curve of sa_2 signal(c) sa_2 信号幅值估计曲线
(c) Amplitude estimation curve of sa_2 signal图6 sa_2 信号 UKF 频率和幅值跟踪曲线Fig. 6 UKF frequency and amplitude tracking curve of sa_2

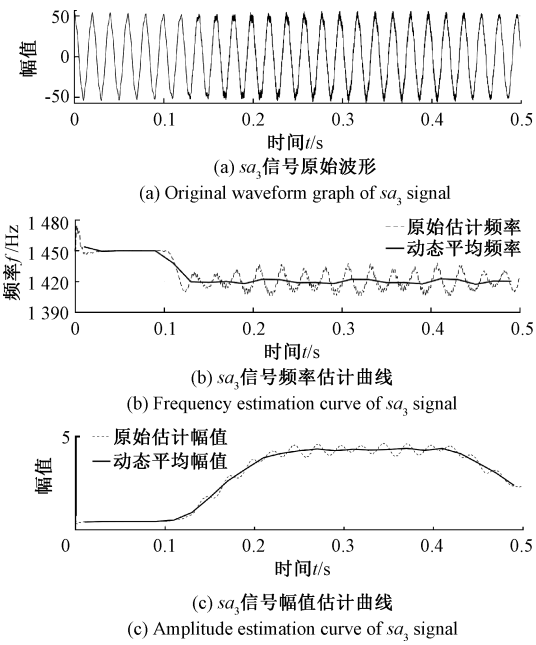


图 7 sa_3 信号 UKF 频率和幅值跟踪曲线
Fig. 7 UKF frequency and amplitude tracking curve of sa_3 signal

表 1 分辨率为 50 Hz 时真实数据与检测结果对比
Table 1 Comparison between actual data and detection results at a resolution of 50 Hz

信号	频率/Hz			幅值/kV		
	实际	检测	误差/%	实际	检测	误差/%
sa_1	670	678.3	1.2	8	7.7	3.8
sa_2	1 130	1 137.4	0.7	20	19.3	3.5
sa_3	1 420	1 412.1	0.6	5	4.8	4.0

表 2 不同频率分辨率下 FFT 与本文方法频率检测结果对比
Table 2 Comparison of frequency detection results between FFT and the proposed method under different frequency resolutions

检测 延时/s	检测 方法	sa_1 (670 Hz)	sa_2 (1 130 Hz)	sa_3 (1 420 Hz)
0.02 ($\Delta f =$ 50 Hz)	本文方法	678.3	1 137.4	1 412.1
	方法 1	691.2	1 150.6	1 436.9
	方法 2	694.8	1 149.5	1 443.8
0.1 ($\Delta f =$ 10 Hz)	本文方法	670.2	1 135.6	1 416.2
	方法 1	677.1	1 144.9	1 427.4
	方法 2	675.5	1 137.2	1 435.3
0.2 ($\Delta f =$ 5 Hz)	本文方法	668.6	1 129.3	1 421.1
	方法 1	670.9	1 135.5	1 418.8
	方法 2	669.7	1 127.1	1 424.0

法,只要模型与被测信号匹配即可在一周波内获得较为准确的频率值。本文方法的误差在于振荡开始时幅值较小,频率跟踪较慢。由于 sa_2 与 sa_3 信号存在谐波干扰,频率估计曲线会出现周期性波动。通过求取平均值,可以看到本文方法受谐波干扰显著减小。

当检测延时为 0.1 s 时,频率分辨率为 10 Hz,方法 1 对 sa_2 与 sa_3 的检测结果误差较大,其主要原因是基频偏移造成的谐波频谱泄露对振荡频率检测造成了影响。而方法 2 通过加窗插值的方式修正了方法 1 的频率估计,对 sa_2 分析获得了更精确的结果,但对 sa_3 频率估计有较大误差。其主要原因是加上 Hanning 窗后,方法 2 的频率分辨率会下降,频带内的谐波频率与振荡频率较近,影响了 sa_3 的频率检测。而本文方法没有以上问题。

当检测延时为 0.2 s 时,频率分辨率为 5 Hz,本文方法、方法 1 与 2 对 3 个信号的检测效果都较为准确,其主要原因为频率分辨率小,即使存在基频偏移与谐波干扰,也能够较为精确的检测到振荡频率,但检测延时也达到了 10 个周波。

2.4 多模态振荡检测

MMC-HVDC 系统的高频振荡现象主要与主控制环中的电压前馈、电流内环和控制延时有关,多方因素引起 MMC 换流器不同频段的负阻尼特性与交流电网的电容特性之间相互作用,从而导致柔性直流输电系统的宽频振荡现象^[26],即次/超同步振荡与中高频振荡同时存在。

为了验证本文所提方法对 MMC 系统多模态振荡检测的有效性,设置验证信号 sa_4 采用本文方法进行检测,表达式如式(29)所示,基频设定为 50 Hz,振荡频率设定为中频 530 Hz(幅值为 5)和高频 1 420 Hz(幅值为 10)。

$$sa_4 = g(t)[5\cos(1\ 060\pi(t - 0.1)) + 10\cos(2\ 840\pi(t - 0.1))]50\cos(100\pi t) + 2.5\cos(500\pi t) + 1.5\cos(700\pi t)$$

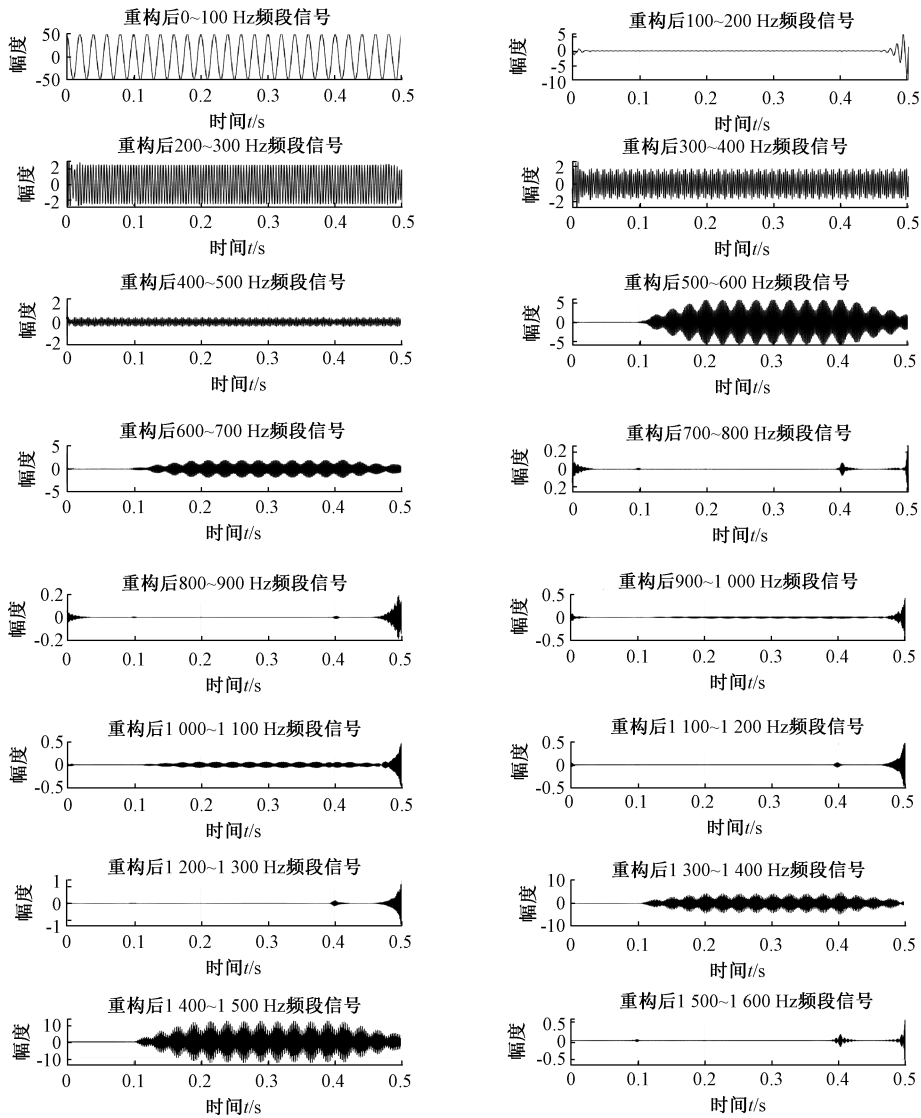
(29)

分解后重构得到的各频带信号如图 8 所示,根据 1.1 节中的信号幅度阈值以及式(8)判断 500~600 Hz、1 400~1 500 Hz 的频带内存在振荡,通过 UKF 估计的频率和幅值结果如图 9 所示,检测结果为中频振荡频率为 530 Hz,幅值为 4.8,高频振荡频率为 1 420 Hz,幅值为 9.3,可见存在多模态振荡时本文所提方法仍能够同时检测出不同频率振荡成分,且频率和幅值检测结果都较准确。

3 MMC 系统高频振荡信号参数辨识

3.1 MMC 系统建模

在 Matlab/Simulink 中构建文献[8]提出的基于 MMC 系统如图 10 所示,受端 MMC 换流站将直流电压逆变为交流电压,经阀侧变压器接入系统公共耦合点(point of common coupling,PCC),再经一段交流线路与交流电网连接,交流电路采用多个 π 型电路串联模型。图中 Z_{MMC} 和 Z_{grid} 分别表示 MMC 阻抗和交流侧阻抗。根据文献[1-3]建立两侧的简化阻抗数学模型如式(30)、(31)所示。

图 8 sa_4 信号小波包重构图Fig. 8 Wavelet packet reconstruction diagram of sa_4 signal

$$Z_{MMC}(s) = \frac{L_{eq}s + R_{eq} + G_i(s)G_{de}(s)}{1 - G_{de}(s)} \quad (30)$$

$$\begin{cases} Z_{series} = R_g L_{line} + L_g L_{line}s, Z_{shunt} = \frac{C_g L_{line}s}{2} \\ Z_{grid} = \frac{1}{1 + Z_{series}Z_{shunt} + \frac{Z_{series}^2 Z_{shunt}^2}{4}} \end{cases} \quad (31)$$

式中: $L_{eq} = L_{arm}/2$, $R_{eq} = R_{arm}/2$, L_{arm} 和 R_{arm} 分别为桥臂等效电感和电阻, $G_i(s)$ 为电流内环传递函数, $G_{de}(s)$ 为延时环节传递函数, R_g , C_g , L_g 电阻电容电感, Z_{series} 阻抗, Z_{shunt} 为交流侧总阻抗。

通过在控制环中加入链路延时使得 MMC 的阻抗在某些频段内表现为负阻尼特性,进而与交流系统发生交互作用导致中高频振荡的发生。

3.2 仿真振荡检测

在 0.2 s 时加入 400 μ s 的链路延时使得系统产生高频振荡,并网电流振荡波形如图 11 所示。

根据 3.1 节的振荡产生机理和阻抗稳定性判据可知,当 MMC 阻抗和交流侧阻抗的幅频曲线交点相位差超过 180° 时,MMC-HVDC 系统不稳定产生高频振荡。投入 400 μ s 的延时,两条曲线的幅相特性曲线如图 12 所示,交点位于 1 238 Hz 处可知系统会产生频率约为 1 238 Hz 的高频振荡。

采用本文所提方法对图 11 的振荡进行检测,小波包分解重构后采用 UKF 跟踪异常频带信号,0.2 s 起振后快速得到频率跟踪曲线如图 13 所示,频率跟踪结果为 1 240 Hz,幅值跟踪结果为 45 A,与 FFT 分析结果相近,检测误差较小,再次验证了本文所提方法对高频振荡检测的灵敏性和

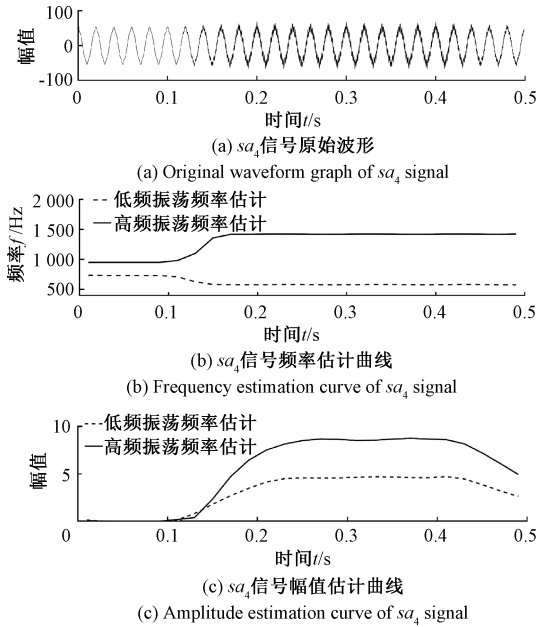


图 9 sa_4 信号 UKF 频率和幅值跟踪曲线
Fig. 9 UKF frequency and amplitude tracking curve of sa_4

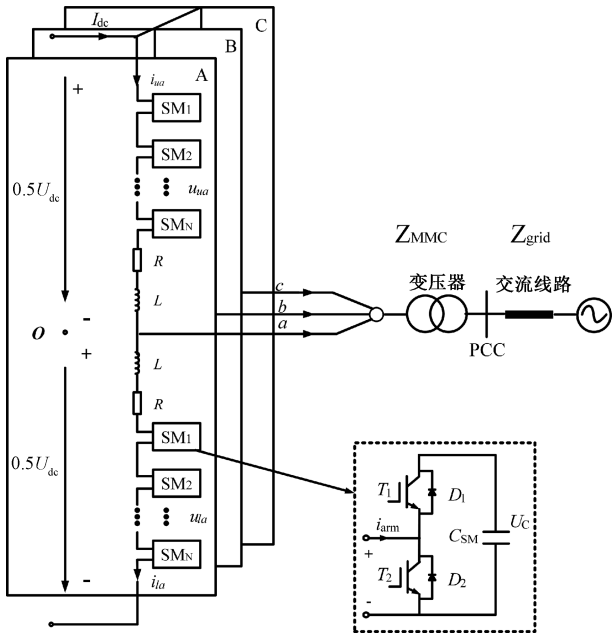


图 10 MMC 系统结构
Fig. 10 MMC system structure

准确性。

将系统延时由 $400\ \mu\text{s}$ 增加到 $540\ \mu\text{s}$, MMC 呈现负阻尼的频带将右移, 此时 MMC-HVDC 系统并网电流振荡波形如图 14 所示, 与图 11 相比, 振荡幅度明显增大。根据阻抗的幅频特性曲线相交情况可知投入 $540\ \mu\text{s}$ 的延时系统会产生频率约为 $1\ 855\ \text{Hz}$ 的高频振荡。

对延时增大后产生的振荡进行小波包分解并重构, 进而采用 UKF 算法跟踪异常频带内信号成分, 得到的频率

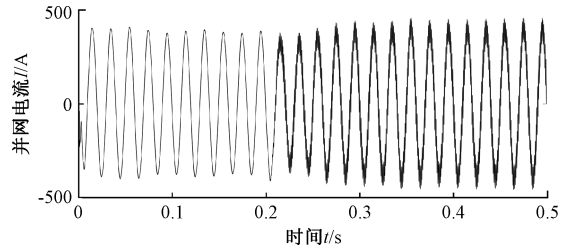


图 11 投入 $400\ \mu\text{s}$ 延时的并网电流振荡波形
Fig. 11 Grid-connected current oscillation waveform with a $400\ \mu\text{s}$ delay introduced

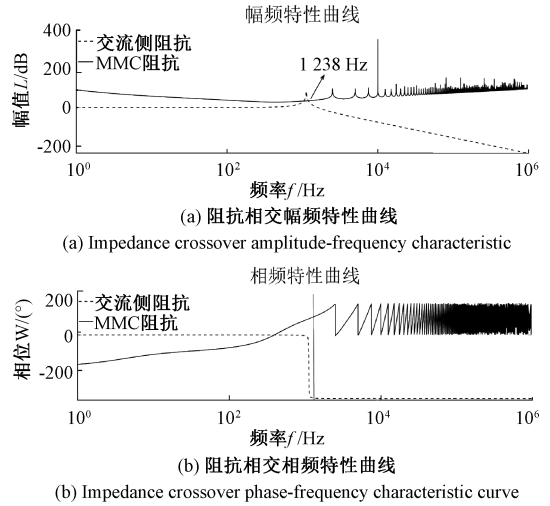


图 12 投入 $400\ \mu\text{s}$ 延时 MMC 和交流阻抗幅相特性曲线
Fig. 12 MMC and AC impedance magnitude and phase characteristics with a $400\ \mu\text{s}$ delay introduced

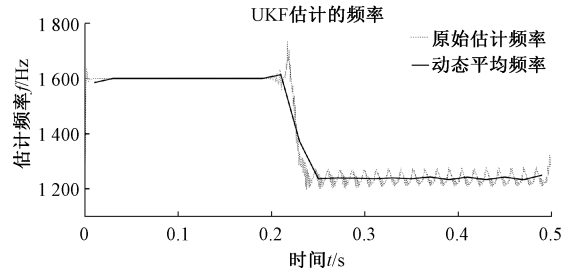


图 13 投入 $400\ \mu\text{s}$ 延时并网电流 UKF 频率跟踪曲线
Fig. 13 UKF frequency tracking curve of grid-connected current with $400\ \mu\text{s}$ delay enabled

跟踪曲线如图 15 所示, 频率跟踪结果为 $1\ 860\ \text{Hz}$, 幅值跟踪结果为 $64\ \text{A}$, 与 FFT 分析结果相近检测误差较小。

本文在 MMC 控制环施加 $300\sim 540\ \mu\text{s}$ 的延时, 所产生的振荡频率范围约 $900\sim 1\ 900\ \text{Hz}$ 。表 3 给出了投入不同延时系统产生振荡后在 $0.02\ \text{s}$ 检测延时下本文所提方法检测结果, 可以看出分辨率较低时 ($50\ \text{Hz}$), 采用本文所提方法检测 MMC 系统产生的高频振荡频率结果与真实振荡频率相比误差较小, 在 1% 以内, 满足了 MMC 系统振荡的检测需求。

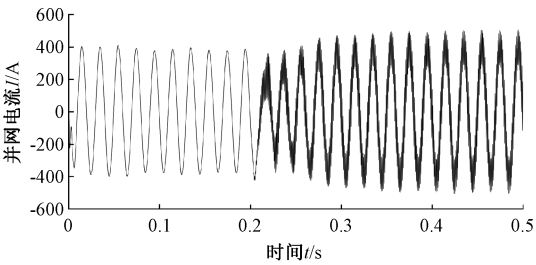


图 14 投入 540 μ s 延时并网电流振荡波形
Fig. 14 Oscillation waveform of grid-connected current with 540 μ s delay enabled

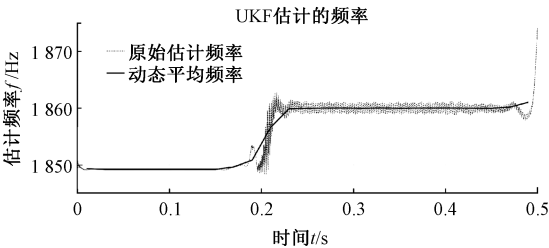


图 15 投入 540 μ s 延时并网电流频率跟踪图
Fig. 15 Frequency tracking diagram of grid-connected current with 540 μ s delay enabled

表 3 0.02 s 检测延时本文方法频率检测结果
Table 3 Frequency detection results of the proposed method under a 0.02 s detection delay

检测结果/ Hz	系统振荡频率/ Hz	MMC 系统延时/ μ s
938	930	300
1 185	1 180	360
1 240	1 238	400
1 621	1 630	460
1 860	1 855	540

4 结 论

本研究提出了一种基于小波包分解(WPD)与无迹卡尔曼滤波(UKF)跟踪的高频振荡辨识方法,解决了 MMC 柔直系统中由链路延时等因素引发的高频振荡检测难题。该方法通过 WPD 的滤波器组结构对并网电流信号进行准确频带划分,根据小波包系数设定的阈值实现振荡频带的初步定位。通过小波重构,得到频带中的振荡信号,并利用 UKF 算法动态跟踪其频率与幅值,最后依据频率分辨率得到最终结果。经过实验验证,该方法能快速且准确的检测到高频振荡信号的幅值和频率,对基频便宜与谐波下抗有较强的抗干扰能力,具有实时监测性,为后续高频振荡的抑制打下了坚实基础。

参考文献

[1] 杨诗琦,刘开培,秦亮,等. MMC-HVDC 高频振荡问题研究进展[J]. 高电压技术,2021,47(10):3485-3496.
YANG SH Q, LIU K P, QIN L, et al. Research progress of high frequency oscillation issues in MMC-HVDC[J]. High Voltage Engineering, 2021, 47(10): 3485-3496.

[2] 李奇南,孙宝奎,孙华东,等. 柔性直流输电系统中高频振荡研究综述[J]. 电力自动化设备, 2025, 45(1): 156-171.
LI Q N, SUN B K, SUN H D, et al. Research review on high-frequency oscillation in flexible DC transmission systems[J]. Electric Power Automation Equipment, 2025, 45(1): 156-171.

[3] DAI F, ZENG D H, LIU SH Q, et al. A practical impedance modeling method of MMC-HVDC transmission system for medium and high-frequency resonance analysis [J]. Electric Power Systems Research, 2022, 212: 108636.

[4] JI K, TANG G F, PANG H, et al. Impedance modeling and analysis of MMC-HVDC for offshore wind farm integration[C]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2020, 35(3): 1488-1501.

[5] 徐韬,束洪春,冯海洋,等. 考虑链路延时的 MMC 高频稳定性分析与振荡抑制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2025, 53(8): 58-70.
XU T, SHU H CH, FENG H Y, et al. High-frequency stability analysis and oscillation suppression strategy for an MMC considering link delays[J]. Power System Protection and Control, 2025, 53(8): 58-70.

[6] 熊亮勇,刘曼佳,何顺帆,等. 用户侧储能两电平换流器开关管开路故障诊断[J]. 高电压技术, 2024, 50(6): 2442-2451.
XIONG L L, LIU M J, HE SH F, et al. Open-circuit fault detection of two-level converters in user-side energy storage[J]. High Voltage Engineering, 2024, 50(6): 2442-2451.

[7] 季柯,阳岳希,周啸,等. 柔性直流输电工程振荡案例分析与抑制技术[J]. 电气工程学报, 2025, 20(3): 116-135.
JI K, YANG Y X, ZHOU X, et al. Resonance analysis and suppression technologies of the flexible VSC-HVDC project[J]. Journal of Electrical Engineering, 2025, 20(3): 116-135.

[8] 陈祥方,张俊敏. 基于准 PⁱR 控制器的 MMC 环流抑制优化策略[J]. 中南民族大学学报(自然科学版),

- 2025,44(4):560-569.
- CHEN X F, ZHANG J M. MMC circulation suppression optimization strategy based on quasi-PI³R controllerr [J]. Journal of South-Central Minzu University (Natural Science Edition), 2025, 44 (4): 560-569.
- [9] LYU J, YIN J H, GAO L, et al. Analysis and control of multi-mode oscillations in multi-infeed MMC-HVDC systems[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2025, 40(2):1203-1213.
- [10] GUO CH Y, DU D Y, CHENG H, et al. A frequency estimation-based adaptive mitigation approach for high-frequency oscillation in MMC-HVDC system[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2024, 39 (4): 5509-5521.
- [11] 杜东冶, 郭春义, 杨硕, 等. 等频段多通道信号跟踪和筛选的中高频振荡快速检测方法[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(18):7030-7043.
- DU D Y, GUO CH Y, YANG SH, et al. Fast detection method for medium-high-frequency oscillations based on equal-band multi-channel signal tracking and screening[J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(18): 7030-7043.
- [12] 李磊, 都成刚, 王维兵, 等. 基于改进 Prony 算法的新能源配网谐波和振荡复合扰动参数提取[J]. 电力系统及其自动化学报, 2023, 35(11):152-158.
- LI L, DU CH G, WANG W B, et al. Extraction of harmonic and oscillation composite disturbance parameters of new energy distribution network based on improved Prony algrithm[J]. Proceedings of the CSU-EPSCA, 2023, 35(11):152-158.
- [13] SHARMA S, KUMAR V, RANA K P S, et al. Oscillation detection in control loops using PRONY analysis [C]. 2018 International Conference on Computational and Characterization Techniques in Engineering & Sciences(CCTES), 2018:167-172.
- [14] LIVI W, PAN X, ZHANG X L, et al. Harmonic and interharmonic detection and analysis of neural network power system based on big data [C]. 2022 4th International Conference on Intelligent Information Processing, 2022:283-286.
- [15] 杨京, 王彤, 唐俊刺. 基于滑窗 FFT 的次同步振荡时变幅频在线监测方法[J]. 中国电力, 2020, 53(11): 139-146.
- YANG J, WANG T, TANG J C. Online monitoring method of time-varying amplitude-frequency for subsynchronous oscillation based on sliding-window FFT[J]. Electric Power, 2020, 53(11):139-146.
- [16] TAGHVAIE A, WARNAKULASURIYA T, KUMAR D, et al. A comprehensive review of harmonic issues and estimation techniques in power system networks based on traditional and artificial intelligence/machine learning[J]. IEEE Access, 2023, 11:31417-31442.
- [17] TSE N C F, CHAN J Y C, LAU W H, et al. Hybrid wavelet and hilbert transform with frequency-shifting decomposition for power quality analysis [J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2012, 61(12):322-323.
- [18] 任旭虎, 王浩, 刘通, 等. 基于 MSST-HT 的次同步振荡参数辨识研究[J]. 电子测量技术, 2023, 46(17): 57-63.
- REN X H, WANG H, LIU T, et al. Research on parameter identification of subsynchronous oscillation based on MSST-HT [J]. Electronic Measurement Technology, 2023, 46(17):57-63.
- [19] 张彬彬, 李聪, 陈超波, 等. 基于 VMD 的风机次同步振荡模式辨识方法研究[J]. 电子测量技术, 2024, 47(14):86-194.
- ZHANG B B, LI C, CHEN CH B, et al. Research on sub-synchronous oscillation mode identification method based on VMD for wind turbines [J]. Electronic Measurement Technology, 2024, 47(14):86-194.
- [20] 余慧敏, 朱姣姿. 基于新模态-小波包分解的超宽带雷达生命体征信号去噪算法[J]. 电子测量与仪器学报, 2024, 38(3):143-151.
- YU H M, ZHU J Z. Ultra-wide band radar life-sign signal denoising algorithm based on novel mode-wavelet packet decomposition[J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2024, 38(3):143-151.
- [21] YANG X M, WANG J F, HUANG X R, et al. Forced oscillation detection via a hybrid network of a spiking recurrent neural network and LSTM [J]. Sensors, 2025, 25(8):2607.
- [22] ZHAO W J, SHANG L Q, SUN J F. Power quality disturbance classification based on time-frequency domain multi-feature and decision tree[J]. Protection and Control of Modern Power Systems, 2019, 4(4): 1-6.
- [23] 耿想, 何顺帆, 朱容波, 等. 基于张量分解与宽度学习系统的 MMC 开关管开路故障诊断与定位[J]. 仪器仪表学报, 2025, 46(4):150-162.

GENG X, HE SH F, ZHU R B, et al. Diagnosis and location of switch open-circuit faults in modular multilevel converter based on tensor decomposition and broad learning system [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2025, 46(4):150-162.

[24] HUANG D J, ZHANG W AN, GUO F H, et al. Wavelet packet decomposition-based multiscale CNN for fault diagnosis of wind turbine gearbox[J]. IEEE Transactions on Cybernetics, 2023, 53(1):443-453.

[25] D'ALFONSO L, LUCIA W, MURACA P, et al. Mobile robot localization via EKF and UKF: A comparison based on real data [J]. Robotics and Autonomous Systems, 2015, 74:122-127.

[26] 杨煜, 吕敬, 韩兴宇, 等. 基于自适应虚拟阻抗的海上风电柔直送出系统宽频振荡抑制方法[J]. 高电压技术, 2026, 52(3):1090-1101.

YANG Y, LYU J, HAN X Y, et al. Adaptive virtual impedance-based wideband oscillation suppression for

MMC-HVDC grid-connected offshore wind farms[J]. High Voltage Engineering, 2026, 52(3):1090-1101.

作者简介

刘梦洁, 硕士研究生, 主要研究方向为换流器的谐波检测与抑制。

E-mail: 2023120556@mail.scuec.edu.cn

何顺帆(通信作者), 博士, 副教授, 主要研究方向为智能电网、电力设备故障诊断、能源信息系统等。

E-mail: heshunfan@mail.scuec.edu.cn

丁凤, 博士, 讲师, 主要研究方向为非线性控制、欠驱动机器人控制、鲁棒控制等。

E-mail: dingfeng@mail.scuec.edu.cn

黄卓, 博士, 讲师, 主要研究方向为人工智能在磁约束聚变领域的应用、医疗图像中机器视觉的应用。

E-mail: 2022028@mail.scuec.edu.cn

张俊敏, 博士, 副教授, 主要研究方向为信号处理技术、智能电网关键技术、自动控制系统。

E-mail: 3075807@mail.scuec.cn