

DOI: 10.7667/PSPC161472

基于改进强跟踪 UKF 的电压暂态扰动检测

王毅^{1,2,3}, 刘恒^{1,2}, 侯兴哲², 李松浓², 叶君², 孙洪亮², 郑可²

(1. 重庆邮电大学, 重庆 400065; 2. 国网重庆市电力公司电力科学研究院, 重庆 401123;
3. 国网重庆市电力公司博士后科研工作站, 重庆 401123)

摘要: 针对目前强跟踪滤波器在电压暂态扰动检测方面, 在强非线性系统下存在参数估计精度不够, 高维滤波器模型下计算复杂等问题, 结合 STF 和 UKF 提出一种基于改进的强跟踪无迹卡尔曼滤波器(MSTUKF)的电能质量扰动检测方法。在状态变量发生突变时, 通过次优渐消因子自适应调节过程噪声协方差矩阵的权重, 在满足强跟踪滤波器不同时刻残差序列正交条件下, 推导 MSTUKF 成立的充分条件。该算法较传统的 STF 方法改善了滤波器的估计精度, 无需求解雅可比矩阵, 只需一次 UT 变换, 计算复杂度降低, 且保留了 STF 在模型失配情况下的强鲁棒性。将所提方法与传统 STF 进行对比, 仿真实验结果表明: 所提方法更能快速、准确地检测到电压暂降、暂态脉冲及暂态谐波信号发生的起止时刻, 跟踪到突变幅值和突变相位, 验证了改进的强跟踪 UKF 是电能质量扰动检测的一种好的解决方案。

关键词: 强跟踪; 渐消因子; 电能质量扰动; 无迹卡尔曼滤波

Transient voltage disturbance detection based on modified strong tracking UKF

WANG Yi^{1,2,3}, LIU Heng^{1,2}, HOU Xingzhe², LI Songnong², YE Jun², SUN Hongliang², ZHENG Ke²

(1. Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, China; 2. Chongqing Electric Power Research Institute, Chongqing 401123, China; 3. Postdoctoral Workstation of the Chongqing Electric Power Corporation, Chongqing 401123, China)

Abstract: Strong tracking filter has some problems in terms of power quality disturbances detection, such as inadequate accuracy in strong nonlinear system, calculation complexity in high dimensional filter model and poor filtering performance. This paper combines strong tracking filter with unscented Kalman filter and proposes a new method which is based on modified strong tracking Kalman filter (MSTUKF). When the sudden changes of the state variables occur, it derives the sufficient conditions for the establishment of the MSTUKF by the suboptimal fading factor which adaptively adjusts the weights of process noise covariance matrix on the condition that filter residual sequence is orthogonal at different time. The proposed method improves the filter estimation accuracy of the filter without calculating the Jacobian matrix when compared with the traditional STF method. Besides, it just needs one UT transformation. Therefore, the computational complexity is reduced, what's more, it retains the strong robustness of STF under model mismatch. Simulation results show that the proposed method is more rapid and has a higher accuracy detection of mutation starting and ending time of voltage sag, transient pulse and transient harmonic signal, tracking the mutation and mutant amplitude phase, which verifies the modified MSTUKF is a good solution for power quality disturbance detection.

This work is supported by China Postdoctoral Science Foundation (No. 2015T80961) and Natural Science Foundation of Chongqing (No. cstc2016jcyjA0214).

Key words: strong tracking filter; fading factor; power quality disturbance; unscented Kalman filter

0 引言

电能质量扰动检测(PQD)在电网和用户安全, 电

能质量估计, 电力监控中起着重要的作用。近年来随着大规模电力电子设备和非线性负荷的广泛应用, 电力系统中各种电能质量扰动事件对电网和用户造成了很大的影响, 甚至带来了严重的后果。因此对电力系统波形中各种电能质量扰动事件的特征参数精确提取并进行扰动识别分析具有十分重要的

基金项目: 中国博士后科学基金资助项目(2015T80961); 重庆市自然科学基金项目(cstc2016jcyjA0214)

意义。

电能质量扰动主要包括稳态扰动和暂态扰动。稳态扰动主要有谐波、间谐波、闪变与电压波动。暂态扰动主要包括暂升、暂降、中断、振荡、尖峰及切口。目前电能质量稳态问题研究已经较为成熟,而在暂态扰动问题上的研究还存在一些问题如实时性、准确性。国内外已有许多文献对暂态扰动检测进行了深入研究。电能质量扰动参数估计方法从分析的数据单位上主要可分非时变方法和时变方法。非时变方法即每次分析以整帧数据为单位,因此处理延时至少大于一帧数据时间,时变方法即对每个数据点进行逐个处理,延时较低。目前较为流行的非时变估计方法包括离散小波变换(DWT)^[1]、连续小波变换(CWT)和S变换^[2-5]。

文献[6]使用离散小波变换变换法来检测电压暂升、暂降的起始时间,主要通过小波系数来检测信号的突变点从而达到突变识别目的,但该方法在存在较大噪声时会导致暂态扰动突变点判断不准确。离散小波变换能较为准确的定位瞬态扰动,但不能提供信号的幅值、频率和相位信息。S变换可被看成一种改进的CWT,已被大量文献验证能准确提取电能质量扰动时间的特征参数。文献[7]表明了S变换在噪声情况下能准确的提取各种特征信息。然而,传统的小波变换都是基于傅里叶变换的,需要同步采样。而在实际应用中频率偏移是不可避免的。目前应用较多的时变估计方法是卡尔曼滤波器,主要由于卡尔曼滤波器已有可靠的理论背景及实际应用经验^[8-10]。通过建立相似的系统模型,卡尔曼滤波器不仅可以检测暂态扰动,而且可以给出各谐波成分幅度、频率及相位估计^[11]。暂态扰动检测的一个重要应用是给电能质量补偿装置提供反馈参考值,在此方面,时变的参数估计是非常实用且迫切需要的。然而卡尔曼滤波器与离散小波变换相比并不能精确的提取暂态扰动发生的时间点,在实际应用中,越早触发电力保护设备,电力网络和用户的安全性越能得到保证。但卡尔曼滤波器在检测暂态扰动时存在一定的延时^[12]。文献[13]提出将强跟踪滤波器应用到电压暂降检测中,指出当状态变量发生突变时强跟踪滤波器能提高卡尔曼滤波器的跟踪能力,且受频率偏移和直流偏移的影响比较小。但强跟踪滤波器是在EKF的基础上发展而来的,其状态方程和观测方程的计算只能达到一阶的精度,不适用于强非线性系统,且STF强跟踪滤波需要求解雅可比矩阵,计算量较大,不利于工程实现。文献[14]

提出将UKF与STF结合起来,提出一种基于UT变换的强跟踪滤波器(STUKF)算法。采用UT变换代替求解非线性函数的雅克比矩阵,仿真实验表明了该方法对非线性系统后验分布近似精度比STF要高。但该方法需进行三次UT变换,计算繁琐。且滤波器在迭代过程中不一定能保证状态预测协方差矩阵正定性,造成算法的不稳定性。此后又出现了相应的改进版本^[15-16]。文献[17]提出利用改进的平方根UKF代替STUKF中的UKF部分,解决了常规STUKF算法中因为舍入误差的累积而导致误差协方差矩阵负定性,使得滤波结果发散的问题。

本文在这些基础上,根据强跟踪滤波器的正交性原理,结合简化UKF滤波算法基本框架^[18],重新推导了强跟踪UKF的充分条件,提出了一种适用于电能质量扰动检测的改进强跟踪UKF算法。与传统强跟踪UKF相比,提出的MSTUKF方法只需计算进行一次UT变换,使得该方法计算量降低,实时性更好。实验结果表明将该方法应用于电能质量扰动检测中能取得较好效果。

1 强跟踪滤波器

考虑如下所示的非线性离散系统。

$$x_{k+1} = f_k(x_k) + w_k \quad (1)$$

$$z_{k+1} = h_{k+1}(x_{k+1}) + v_{k+1} \quad (2)$$

式中: k 为离散时间变量; $x_k \in R^n$ 为状态量; 测量向量 $f_k(\cdot): R^n \rightarrow R^n$ 和 $h_k(\cdot): R^n \rightarrow R^m$ 分别为非线性系统的状态方程和观测方程。过程噪声 w_k 和观测噪声 v_k 是互不相关的零均值的高斯白噪声,其统计特性如式(3)所示。

$$\begin{cases} E(w_k) = 0, & E(w_k w_j^T) = Q_k \delta_{kj} \\ E(v_k) = 0, & E(v_k v_j^T) = R_k \delta_{kj} \\ E(w_k v_j) = 0 \end{cases} \quad z_k \in R^m \quad (3)$$

式中: Q_k 为非负定矩阵; R_k 为正定矩阵; δ_{kj} 为 Kronecker- δ 函数。

1.1 强跟踪滤波器基本原理

强跟踪滤波器^[19-20]是一种基于非线性系统的故障诊断的参数估计方法,它是在扩展卡尔曼滤波器的基础上发展而来的,通过在 $P_{k+1|k}$ 中引入时变的渐消因子 $\lambda_{k+1|k}$,在线实时调节增益矩阵,从而使不同时刻输出残差序列相互正交,将残差序列中有效信息完全提取出来。STF在模型失配的情况下具有很强的鲁棒性,对突变状态具有较强的跟踪能力。当

强跟踪滤波器工作时需满足如下两个条件:

- 1) $E[(x_{k+1} - \hat{x}_{k+1})(x_{k+1} - \hat{x}_{k+1})^T] = \min$
- 2) $E[\gamma_{k+1}^T \gamma_{k+1+j}] = 0, k=0, 1, \dots, j=1, 2, \dots$

其中, γ_{k+1} 为残差序列, $\gamma_{k+1} = z_k - \hat{z}_k$ 。条件1)是实现卡尔曼滤波器最优估计的性能指标; 条件2)要求不同时刻残差序列保持正交, 具有类似高斯白噪声序列的性质。

强跟踪滤波器主要分为以下5个步骤: ① 状态一步预测; ② 一步状态预测协方差阵; ③ 滤波增益; ④ 状态最优估计; ⑤ 状态估计协方差阵。引入次优渐消因子, STF的递推公式如下:

$$\hat{x}_{k+1|k} = F_{k+1|k} \hat{x}_k \quad (4)$$

$$P_{k+1|k} = \lambda_{k+1} F_{k+1|k} P_{k|k} F_{k+1|k}^T + Q_{k+1} \quad (5)$$

$$K_{k+1} = P_{k+1|k} H_{k+1}^T (H_{k+1} P_{k+1|k} H_{k+1}^T + R_{k+1})^{-1} \quad (6)$$

$$\hat{x}_{k+1} = \hat{x}_{k+1|k} + K_{k+1} (z_{k+1} - \hat{z}_{k+1|k}) \quad (7)$$

$$P_{k+1} = (I - K_{k+1} H_{k+1}) P_{k+1|k} \quad (8)$$

式中, λ_{k+1} 为次优渐消因子, 其计算方法见式(9)。

$$\lambda_{k+1} = \text{diag}(\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_n) \quad (9)$$

$$\lambda_j = \begin{cases} \alpha_j d_k & \alpha_j d_k \geq 1 \\ 1 & \alpha_j d_k < 1 \end{cases} \quad j=1, 2, \dots, n$$

$$d_k = \frac{\text{tr}(N_{k+1})}{\sum_{j=1}^n \alpha_j M_{jj, k+1}}$$

$$N_k = V_{k+1} - H_{k+1} Q_k H_{k+1}^T - \beta R_{k+1} \quad (10)$$

$$M_{k+1} = F_{k+1|k} P_{k|k} F_{k+1|k}^T H_{k+1}^T H_{k+1} \quad (11)$$

$$V_{k+1} = \begin{cases} \gamma_1 \gamma_1^T, k=1 \\ \frac{\rho V_k + \gamma_{k+1} \gamma_{k+1}^T}{1 + \rho}, k \geq 1 \end{cases} \quad (12)$$

$$\text{式中: } F_{k+1|k} = \left. \frac{\partial f(x_k)}{\partial x_k} \right|_{x_k = \hat{x}_k}; H_{k+1} = \left. \frac{\partial h_{k+1}(x_{k+1})}{\partial x_{k+1}} \right|_{x_k = \hat{x}_{k+1|k}}$$

其中, α_j 为调节 λ_j 权重的系数, 无先验知识的情况时, α_j 置 1。残差序列 $\gamma_{k+1} = z_{k+1} - \hat{z}_{k+1|k}$, $0 < \rho \leq 1$ 为遗忘因子, 通常取 $\rho = 0.95$, β 为软化因子。

1.2 STF 等价公式推导

假设未引入渐消因子之前, 状态预测误差协方差矩阵为 $P_{k+1|k}^l$, 互协方差为 $P_{xz, k+1}^l$ 输出预测误差协方差矩阵为 $P_{z, k+1}^l$, 则计算如下:

$$P_{k+1|k}^l = E[(x_{k+1} - \hat{x}_{k+1|k})(x_{k+1} - \hat{x}_{k+1|k})^T] = F_{k+1|k} P_{k|k} F_{k+1|k}^T + Q_{k+1} \quad (13)$$

$$P_{xz, k+1}^l = E[(x_{k+1} - \hat{x}_{k+1|k})(z_{k+1} - \hat{z}_{k+1|k})^T] = E[(x_{k+1} - \hat{x}_{k+1|k})(H_{k+1}(x_{k+1} - \hat{x}_{k+1|k}))^T] + E[(x_{k+1} - \hat{x}_{k+1|k})v_{k+1}^T] = P_{k+1|k}^l H_{k+1}^T + E[(x_{k+1} - \hat{x}_{k+1|k})v_{k+1}^T] \quad (14)$$

$$P_{z, k+1}^l = E[(z_{k+1} - \hat{z}_{k+1|k})(z_{k+1} - \hat{z}_{k+1|k})^T] = E[(H_{k+1} \hat{x}_{k+1|k} - H_{k+1} x_{k+1} - v_{k+1})(H_{k+1} \hat{x}_{k+1|k} - H_{k+1} x_{k+1} - v_{k+1})^T] = H_{k+1} E[(\hat{x}_{k+1|k} - x_{k+1})(\hat{x}_{k+1|k} - x_{k+1})^T] H_{k+1}^T + E[v_{k+1} v_{k+1}^T] = H_{k+1} P_{k+1|k}^l H_{k+1}^T + R_{k+1} \quad (15)$$

$$H_{k+1} E[(\hat{x}_{k+1|k} - x_{k+1})(\hat{x}_{k+1|k} - x_{k+1})^T] H_{k+1}^T + E[v_{k+1} v_{k+1}^T] = H_{k+1} P_{k+1|k}^l H_{k+1}^T + R_{k+1}$$

由于 $x_{k+1} - \hat{x}_{k+1|k}$ 和 v_{k+1} 正交, 式(14)可重写为

$$P_{xz, k+1}^l = P_{k+1|k}^l H_{k+1}^T \quad (16)$$

将式(14)、式(15)代入式(6)可得

$$K_{k+1} = P_{xz}^l (P_{z, k+1}^l)^{-1} \quad (17)$$

将式(17)两边右乘 $P_{z, k+1}^l$ 再转置得

$$P_{z, k+1}^l K_{k+1}^T = H_{k+1} P_{k+1|k}^l \quad (18)$$

将式(18)代入式(8), 则式(8)可被重写为

$$P_{k+1}^l = P_{k+1|k}^l - K_{k+1} P_{z, k+1}^l K_{k+1}^T \quad (19)$$

2 改进的强跟踪 UKF 算法

强跟踪滤波器是在由EKF算法发展而来的, 保留了EKF滤波器存在的理论局限性。STF在近似非线性函数时也是通过泰勒公式展开进行一阶线性化截断处理, 从而将非线性函数转化为线性函数, 且需要计算雅克比矩阵。因此STF同样存在着EKF的弊端, 即对非线性函数的逼近只能达到一阶精度。目前, UKF在近似非线性系统方面避开线性化非线性系统本身, 而采用计算系统状态矢量的统计特性并通过非线性系统传播, 它的估计性能明显优于EKF。

文献[14]提出采用UT变换代替求解非线性函数雅克比矩阵, UT变换对后验均值和协方差的近似精度高于EKF, 且无需计算雅可比矩阵, 具有实现简单。但此种方法需用到三次UT变换, 在应用过程中易造成预测误差协方差矩阵非正定性。文献[18]指出当过程噪声为复杂非线性噪声且测量方程式线性时, 可将UKF滤波方法进行简化, 即在测量更新时不必计算二次sigma点。避免了重采样、多次求解测量预测方程等复杂过程。由于本文中所用的电能质量扰动检测滤波器模型中测量方程为线性满足这一条件, 因此首先对传统STUKF进行了简化改进。此外, 文献[21]指出过程噪声误差协方差矩阵 Q 和观测噪声误差协方差矩阵 R 的大小分别表示着卡尔曼滤波器估计结果依赖预测值和观测值的程度。当 R

增大表示滤波器当前测量信号含有较大噪声, 此时滤波器估计结果更多偏向于依赖预测值。同理, 当 Q 增大时, 滤波器估计结果依赖测量阶段多于预测阶段, 反之亦然。系统状态变量发生突变可看成一种系统模型不匹配的情况, 若在电能质量发生暂态扰动时, 使得估计值更多受测量值影响将会取得更好效果。可在更新一步状态预测阶段 $P_{k+1|k}$ 过程中, 可利用 λ_k 扩大过程噪声 Q 的权重, 使得估计值倾向于测量值。具体改进过程如 2.1 节、2.2 节。在无暂态扰动时, 渐消因子 $\lambda=1$, Q 值保持不变, 若发生暂态扰动, $\lambda>1$, Q 值随之增大。由于滤波器状态矢量协方差阵一步预测方程发生变化, 需重新推导 λ 的计算过程, 使得强跟踪滤波器残差序列相互正交。

2.1 改进强跟踪 UKF 的算法流程

基于非线性系统(1), MSTUKF 算法流程如下所述。

1) 设置过程噪声协方差矩阵 Q_k 和测量噪声协方差矩阵 R_k , 初始化 x_0 和 P_0 。

$$\hat{x}_0 = E(x_0) \quad (20)$$

$$P_0 = E[(x_0 - \hat{x}_0)(x_0 - \hat{x}_0)^T] \quad (21)$$

2) 对于 $k=1, 2, \dots, n$ 实现步骤如下所述。

① 由 \hat{x}_0 和 P_0 计算 sigma 点集 χ_k (本文采用对称采样策略)。

$$\chi_k = [\hat{x}_k, \hat{x}_k + (\sqrt{(n+\lambda)P_k})_i, \hat{x}_k - (\sqrt{(n+\lambda)P_k})_i] \quad (22)$$

② 进行时间更新, 计算状态预测均值 $\hat{x}_{k+1|k}$ 和状态预测误差协方差矩阵 $P_{k+1|k}^l$ 。

$$\hat{\chi}_{k+1|k} = f(\chi_k) \quad (23)$$

$$\hat{x}_{k+1|k} = \sum_{i=0}^{2n} W_i^m \chi_{k+1|k,i} \quad (24)$$

$$P_{k+1|k}^l = \sum_{i=0}^{2n} W_i^c (\hat{\chi}_{k+1|k,i} - \hat{x}_{k+1|k})(\hat{\chi}_{k+1|k,i} - \hat{x}_{k+1|k})^T + Q_{k+1} \quad (25)$$

根据式(12)、(36)、(37)、(38)、(39)计算渐消因子 λ_{k+1} , 并计算引入渐消因子后的 $P_{k+1|k}$

$$P_{k+1|k} = \lambda_{k+1} \left(\sum_{i=0}^{2n} W_i^c (\hat{\chi}_{k+1|k,i} - \hat{x}_{k+1|k})(\hat{\chi}_{k+1|k,i} - \hat{x}_{k+1|k})^T + Q_{k+1} \right) \quad (26)$$

③ 进行测量更新。测量方程为线性, 无需再作 UT 变换。

$$P_{z,k+1} = P_{k+1|k} H_{k+1}^T \quad (27)$$

$$P_{z,k+1} = H_{k+1} P_{k+1|k} H_{k+1}^T + R_{k+1} \quad (28)$$

$$K_{k+1} = P_{z,k+1} P_{z,k+1}^{-1} \quad (29)$$

$$\hat{x}_{k+1|k+1} = \hat{x}_{k+1|k} + K_{k+1} (z_{k+1} - \hat{z}_{k+1|k}) \quad (30)$$

$$P_{k+1} = P_{k+1|k} - K_{k+1} P_{z,k+1} K_{k+1}^T \quad (31)$$

Sigma 点权值计算如下:

$$W_0^m = \frac{\lambda}{n+\lambda} \quad (\text{x 对称点权重})$$

$$W_0^c = W_0^m + (1 - \alpha^2 + \beta) \quad (\text{P 对称点权重})$$

$$W_i^c = W_i^m = \frac{1}{2(n+\lambda)} \quad (\text{中间点权重})$$

式中: n 是状态矢量的维数; α 、 β 、 λ 为 UKF 滤波器的调节参数; $\sqrt{(n+\lambda)P_{k+1|k}^l}$ 为矩阵 $\sqrt{(n+\lambda)P_k}$ 的第 i 列。

2.2 MSTUKF 次优渐消因子的确定

文献[14]指出, 为了保证强跟踪滤波器的残差序列正交, 即使得 1.1 中条件 1) 成立, 若实时调整时变增益阵 K_{k+1} , 使得下式成立。

$$P_{k+1|k}^l H_{k+1}^T - K_{k+1} V_{k+1} \equiv 0 \quad (32)$$

时, 则可近似符合正交性原理。

将式(8)代入式(32)可得

$$\begin{aligned} P_{k+1|k} H_{k+1}^T - P_{k+1|k} H_{k+1}^T (H_{k+1} P_{k+1|k} H_{k+1}^T + R_{k+1})^{-1} V_{k+1} &\equiv 0 \\ P_{k+1|k} H_{k+1}^T (I - (H_{k+1} P_{k+1|k} H_{k+1}^T + R_{k+1})^{-1} V_{k+1}) &\equiv 0 \end{aligned} \quad (33)$$

则式(33)成立的一个充分条件为

$$\begin{aligned} I - (H_{k+1} P_{k+1|k} H_{k+1}^T + R_{k+1})^{-1} V_{k+1} &= 0 \\ H_{k+1} P_{k+1|k} H_{k+1}^T &= V_{k+1} - R_{k+1} \end{aligned} \quad (34)$$

引入渐消因子及软化因子后, 式(34)可重写为

$$\begin{aligned} \lambda_{k+1} H_{k+1} P_{k+1|k}^l H_{k+1}^T &= V_{k+1} - \beta R_{k+1} \\ \lambda_{k+1} &= \frac{V_{k+1} - \beta R_{k+1}}{H_{k+1} P_{k+1|k}^l H_{k+1}^T} \end{aligned} \quad (35)$$

定义

$$N_{k+1} = V_{k+1} - \beta R_{k+1} \quad (36)$$

$$M_{k+1} = H_{k+1} P_{k+1|k}^l H_{k+1}^T \quad (37)$$

式(35)可被重写为 $\lambda_{k+1} M_{k+1} = N_{k+1}$ 对其两边求迹可得次优渐消因子表达式:

$$\lambda_{k+1} = \begin{cases} \lambda_{k+1}, & \lambda_{k+1} \geq 1 \\ 1, & \lambda_{k+1} < 1 \end{cases} \quad (38)$$

$$\lambda_{k+1} = \frac{\text{tr}[N_{k+1}]}{\text{tr}[M_{k+1}]} \quad (39)$$

其中, V_{k+1} 由式(12)计算得出。

由上述表述可知, 本文的提出的 MSTUKF 是在使渐消因子能自适应改变过程噪声协方差矩阵 Q 的权重条件下, 从满足正交性原理推导而来的。因此能同时满足 1.1 节中强跟踪滤波器成立的两个条件。在状态矢量发生突变时, 增大过程误差协方差矩阵 Q , 使得估计结果更多依赖于滤波器更新阶段,

提高了强跟踪滤波器在模型不确定情况下的鲁棒性与稳定性, 且由于简化 UKF 的引入, 使得算法整体计算量减小。

3 滤波器模型

一个含基波和谐波的电压信号的离散形式表达式为

$$s(k) = \sum_{j=1}^M A_k^j \sin(jw_k k\Delta t + \phi_k^j) \quad (40)$$

式中: A_k^j , jw_k 和 ϕ_k^j 分别为基波 ($j=1$) 或 j 次谐波 ($j \neq 1$) 的时变幅度, 频率和相位; M 为正弦波成分数; Δt 为抽样间隔; k 为第 k 个抽样点。

设置状态矢量为

$$\begin{cases} x_k^1 = A_k^1 \sin(w_k \Delta t + \phi_k^1) \\ x_k^2 = A_k^1 \cos(w_k \Delta t + \phi_k^1) \\ \vdots \\ x_k^{2M-1} = A_k^M \sin(Mw_k \Delta t + \phi_k^M) \\ x_k^{2M} = A_k^M \cos(Mw_k \Delta t + \phi_k^M) \\ x_k^{2M+1} = w_k \end{cases} \quad (41)$$

状态转移矩阵和测量矩阵分别为

$$F_k = \begin{bmatrix} a_1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & a_2 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad H_k = [1, 0, 1, 0, 1, 0, 1, 0, 0] \quad (42)$$

$$\text{式中, } a_i = \begin{bmatrix} \cos(iw_k \Delta t) & \sin(iw_k \Delta t) \\ -\sin(iw_k \Delta t) & \cos(iw_k \Delta t) \end{bmatrix}.$$

由于高阶谐波在实际应用中比较小, 因此只对基波, 三次谐波, 五次谐波和七次谐波进行建模, 滤波器的维数为 9×9 。第 M 个 (当 $M=0$, 为基波) 谐波的幅度 $A_k^M = \sqrt{(x_k^{2M-1})^2 + (x_k^{2M})^2}$ 。第 M 个谐波状态变量经过 $\alpha\beta/dq$ 变换

$$\begin{bmatrix} \hat{u}_{d,k} \\ \hat{u}_{q,k} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(Mw_k T) & \cos(Mw_k T) \\ \cos(Mw_k T) & -\sin(Mw_k T) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_k^{2M-1} \\ x_k^{2M} \end{bmatrix} \quad (43)$$

将 $x_k^{2M+1} = w_k$ 代入上式得

$$\begin{bmatrix} \hat{u}_{d,k} \\ \hat{u}_{q,k} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(Mx_k^{2M+1} T) & \cos(Mx_k^{2M+1} T) \\ \cos(Mx_k^{2M+1} T) & -\sin(Mx_k^{2M+1} T) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_k^{2M-1} \\ x_k^{2M} \end{bmatrix} \quad (44)$$

则第 M 个谐波的实时相位估计值为 $\phi_k^M =$

$$\arctan\left(\frac{\hat{u}_{d,k}}{\hat{u}_{q,k}}\right); \text{基波频率 } \hat{f}_k = \frac{\hat{x}_k^{2M+1}}{2\pi}.$$

4 仿真分析

利用 Matlab 对较为常见的电能质量扰动信号进

行仿真实验。扰动信号包括电压暂降、脉冲暂态及谐波信号。采样频率为 6400 Hz, 电能质量信号加入 30 dB 噪声。仿真电压信号幅值标么值为 1.0 p.u., 频率为 50 Hz。MSTUKF 参数设置为: 状态矢量初始值为 $X_0 = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 100\pi]^T$, 状态预测误差协方差矩阵初始值 $P_0 = 10^3 I_{10 \times 10}$, 过程噪声协方差矩阵 $Q = 10^{-8} I_{10 \times 10}$, 观测噪声协方差阵 $R = 0.001$, 遗忘因子 $\rho = 0.95$; UKF 参数设置为: $\alpha = 10^{-3}$, $\beta = 2$, $k = 0$ 。将本文所提的 MSTUKF 方法与传统的强跟踪滤波法进行比较分析以验证该方法的有效性, 且在 3 种不同测试案例下强跟踪滤波器的参数设置与 MSTUKF 的参数相同。

4.1 带相位突变的电压暂降检测

带相位突变的电压暂降信号可由下式仿真产生。

$$x(n) = \begin{cases} \sin(2\pi 50k\Delta t) & \text{else} \\ 0.5 \sin(2\pi 50k\Delta t - 30) & 700 < k \leq 1400 \end{cases} \quad (45)$$

其中电压暂降持续时间为 0.1095~0.2188 s, 暂降深度为 50%, 相位跳变为 -30° , 波形如图 1(a) 所示。渐消因子对状态量突变的敏感度可以通过 β 调节, 为了准确地定位暂降起止时刻, 这里设置软化因子 $\beta = 1.8$, 其余参数同上。图 1(b) 和图 1(c) 分别为 STF 和 MSTUKF 检测暂降信号的渐消因子, 渐消因子在存在状态量突变时大于 1, 稳态时等于 1。STF、MSTUKF 起始时刻和终止时刻分别为 701, 1401; 701, 1401。这表明两种方法均能准确地指示暂降的起止时刻, 这是因为两种算法都满足强跟踪滤波器的残差序列正交性条件。为了更明确两种方法的效果, 定义表 1 所示的电压暂降检测量化指标。表 2 为两种方法的检测结果对比, 表 2 表明 MSTUKF 在暂降开始过程中动作时间与调整时间均低于 STF 方法。这一点体现在基波幅值中为 MSTUKF 曲线比 STF

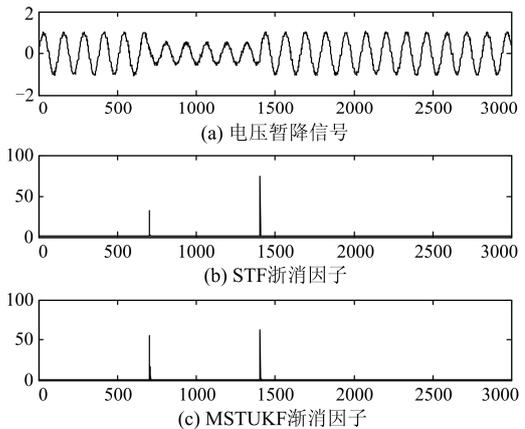


图 1 电压暂降信号及渐消因子

Fig. 1 Voltage sag signal and fading factor

曲线在暂降开始过程更为陡峭,即更加接近于实际暂降幅值,如图 2(a)所示。在检测精度方面,STF 的基波相位平均偏差为 0.804,而 MSTUKF 为 0.559。由此可知,MSTUKF 在电压暂降检测突变响应时间和滤波精度方面均稍优于传统 STF 方法。

表 1 暂降比较指标的定义

指标	指标定义
动作时间 t_1	从暂降发生或结束时刻起,检测的基波幅值曲线穿越0.9所需时间。
调整时间 t_2	从暂降发生或结束时刻起,检测的基波幅值曲线进入并保持在实际基波幅值3%误差范围内所需时间。
相位精度 σ_1	滤波稳定时,检测的基波幅值与实际基波幅值的平均偏差。
相位精度 σ_2	滤波稳定时,检测的基波相位与实际基波相位的平均偏差。

表 2 两种方法检测指标对比

检测方法	暂降开始过程		暂降恢复过程		$\sigma_1/p.u.$	$\sigma_2/p.u.$
	t_1/ms	t_2/ms	t_1/ms	t_2/ms		
STF	3.28	7.81	6.09	7.34	0.014	0.804
MSTUKF	2.50	6.87	5.62	7.34	0.013	0.559

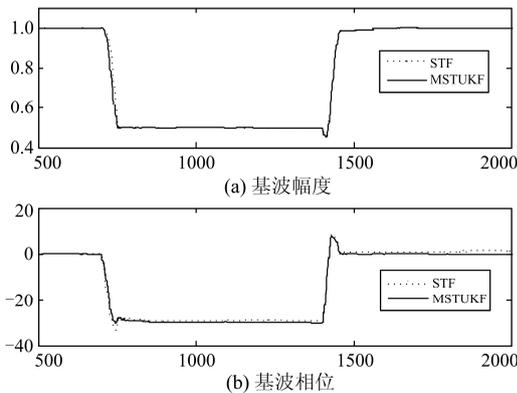


图 2 暂降信号基波幅值和基波相位

Fig. 2 Detection of magnitude and phase angle jump of fundamental voltage for sag signal

4.2 暂态脉冲信号检测

一个脉冲暂态信号可由下式表述

$$x(n) = \begin{cases} \cos(2\pi 50k\Delta t) + 0.5e^{-10(k-770)\Delta t} & 770 < k \leq 776 \\ \cos(2\pi 50k\Delta t) & \text{else} \end{cases} \quad (46)$$

脉冲发生时间在采样点 770~776,脉冲发生时间段内理论计算的最大幅值为 1.4952 p.u.。其波形图如图 3(a)所示。图 3(b)为两种算法跟踪脉冲信号基波幅值的局部图。

经计算得到脉冲发生时间段内最大脉冲理论值

为 1.4884 p.u.。由图 3(b)可知,STF 检测到的基波幅度在 $k=813$ 时达到峰值 1.5749 p.u.而 MSTUKF 检测的基波幅度在 $k=810$ 时达到峰值 1.5093 p.u.。MSTUKF 对脉冲信号的幅值跟踪比 STF 更接近于理论值,且具有更快的响应速度。

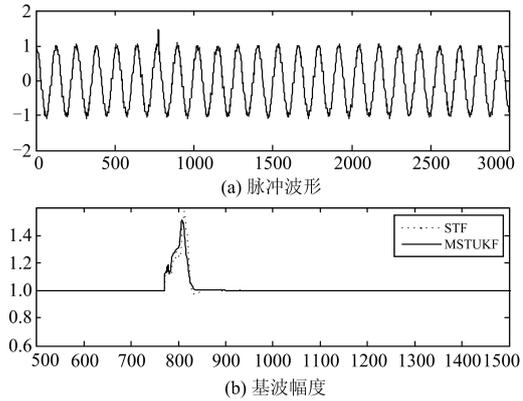


图 3 脉冲信号及渐消因子

Fig. 3 Impulse signal and fading factor

4.3 暂态谐波检测

谐波为电能质量扰动中一个常见的扰动,一个谐波信号可由式(47)表述。

$$x(n) = \begin{cases} \sin(2\pi 50k\Delta t) + 0.4\sin(6\pi 50k\Delta t) + \\ 0.3\sin(10\pi 50k\Delta t) + 0.2\sin(14\pi 50k\Delta t) & 1100 < k \leq 1800 \\ \sin(2\pi 50k\Delta t) & \text{else} \end{cases} \quad (47)$$

式中:3次谐波含量 40%,5次谐波含量 30%;7次谐波含量 20%,谐波持续时间 0.1720~0.2813 s,波形如图 4(a)所示。设置软化因子 $\beta=8$ 。图 4(b)、图 4(c)分别为 STF 方法和 MSTUKF 方法检测谐波信号的渐消因子。两种方法对应的起止时刻和结束时刻都为 1101 和 1801,表明两种方法均能快速定位谐波发生的起止时刻。图 5 为两种方法检测的各次谐波幅值对比图 5,图中表明 MSTUKF 在跟踪各次谐

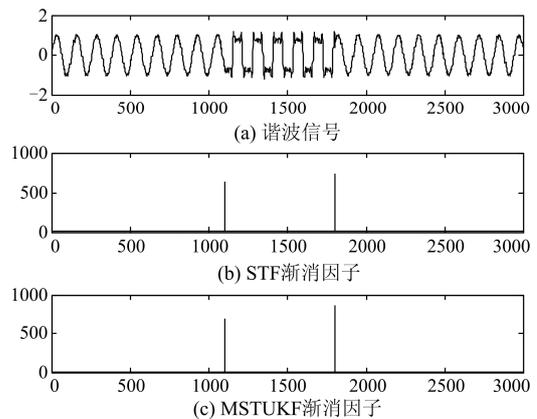


图 4 谐波信号及渐消因子

Fig. 4 Harmonic signal and fading factor

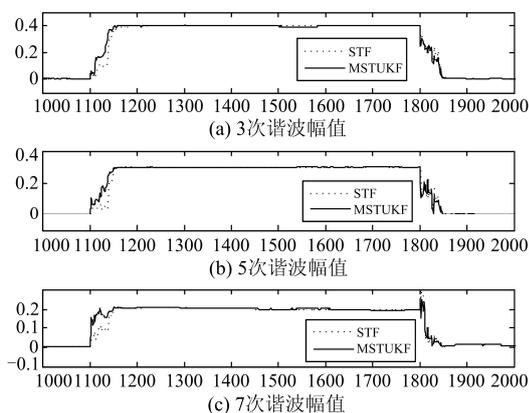


图5 各次谐波幅值

Fig. 5 Amplitude curve of harmonic

波幅值时比 STF 方法更能快速达到稳定状态。STF 检测 3 次谐波、5 次谐波、7 次谐波检测均方误差分别为 0.23%、0.13%、0.05%。MSTUKF 检测 3 次谐波、5 次谐波、7 次谐波检测均方误差分别为 0.16%、0.075%、0.026%。由此表明 MSTUKF 对谐波的检测精度高于 STF 方法。

5 结论

本文针对强跟踪滤波器在检测电能质量扰动方面存在的若干不足之处, 设计了基于改进型的强跟踪 UKF 的扰动检测方案, 给出了 MSTUKF 的流程和渐消因子的求解公式。提出的方法利用滤波器模型中观测方程为线性, 对常规 STUKF 进行简化处理, 只需一次 UT 变换, 减小了计算量, 使其易于在硬件平台实现。将提出的 MSTUKF 与 STF 分别用于电能质量扰动检测中进行仿真验证。仿真中对电压暂降、暂态脉冲及暂态谐波三种扰动信号进行测试, 仿真结果表明, 相对于 STF, MSTUKF 在检测暂态扰动时响应速度更快, 能准确计算暂态特征参数, 提高估计精度。但本文方法也存在一定的不足之处, 其在跟踪状态矢量突变中会存在一定的延时, 这种不足可以通过自适应调节软化因子来弥补, 如何自适应调节软化因子将是进一步研究的重点。

参考文献

[1] 关维国, 姚清志, 高阳, 等. 基于 db4 小波的配电网暂态电能质量扰动的检测与定位[J]. 电力系统保护与控制, 2015, 43(8): 102-106.
GUAN Weiguo, YAO Qingzhi, GAO Yang, et al. Transient power quality detection and location of distribution network based on db4 wavelet transform[J]. Power System Protection and Control, 2015, 43(8): 102-106.

[2] LEE C Y, SHEN Y X. Optimal feature selection for

power-quality disturbances classification[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2011, 26(4): 1250-1257.

[3] UYAR M, YILDIRIM S, GENCOGLU M T. An expert system based on S-transform and neural network for automatic classification of power quality disturbances[J]. Expert Syst Appl, 2009, 36(3): 5962-5975.

[4] 王宇, 赵庆生, 郭贺宏, 等. 离散正交 S 变换在电能质量扰动检测中的应用[J]. 电力系统保护与控制, 2015, 43(17): 93-97.
WANG Yu, ZHAO Qingsheng, GUO Hehong, et al. Application of discrete orthonormal S-transform in detection of power quality disturbances[J]. Power System Protection and Control, 2015, 43(17): 93-97.

[5] 覃星福, 龚仁喜. 基于广义 S 变换与 PSO-PNN 的电能质量扰动识别[J]. 电力系统保护与控制, 2016, 44(15): 11-17.
QIN Xingfu, GONG Renxi. Power quality disturbances classification based on generalized S-transform and PSO-PNN[J]. Power System Protection and Control, 2016, 44(15): 11-17.

[6] RIOUAL P P, MEUNIER M. New signal processing tools applied to power quality analysis[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 1999, 14(2): 561-566.

[7] ZHAO Fengzhan, YANG Rengang. Power quality disturbance recognition using S transform[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2007, 22(2): 944-207.

[8] REDDY J, DASH P K, SAMANTARAY R, et al. Fast tracking of power quality disturbance signals using an optimized unscented filter[J]. IEEE Transactions on Instrum Meas, 2009, 58(12): 3493-3952.

[9] ABDELSALAMA A, ELDESOUKY A A, SALLAM A A. Classification of power system disturbances using linear Kalman filter and fuzzy-expert system[J]. Int J Elect Power Energy Syst, 2012, 43(1): 688-695.

[10] HE S, LI K, ZHANG M. A new transient power quality disturbances detection using strong trace filter[J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2014, 63(12): 2863-2871.

[11] YU K K C, WATSON N R, ARRILLAGA J. An adaptive Kalman filter for dynamic harmonic state estimation and harmonic injection tracking[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2005, 20(2): 1577-1584.

[12] AJAEI F B, AFSHARINIA S, KAHROBAEIAN A, et al. A fast and effective control scheme for the dynamic voltage restorer[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2011, 26(4): 2398-2406.

[13] 陈晓静, 李开成, 张明, 等. 基于强跟踪滤波器的电压暂降检测[J]. 高电压技术, 2015, 41(10): 3454-3463.

- CHEN Xiaojing, LI Kaicheng, ZHANG Ming, et al. Voltage sag detection based on strong tracking filter[J]. High Voltage Engineering, 2015, 41(10): 3454-3463.
- [14] 王小旭, 赵琳, 夏全喜, 等. 基于 Unscented 变换的强跟踪滤波器[J]. 控制与决策, 2010, 25(7): 1063-1068.
- WANG Xiaoxu, ZHAO Lin, XIA Quanxi, et al. Strong tracking filter based on unscented transformation[J]. Control and Decision, 2010, 25(7): 1063-1068.
- [15] 郭泽, 缪玲娟, 赵洪松. 一种改进的强跟踪 UKF 算法及其在 SINS 大方位失准角初始对准中的应用[J]. 航空学报, 2014, 35(1): 203-214.
- GUO Ze, LIAO Lingjuan, ZHAO Hongsong. An improved strong tracking UKF algorithm and its application in SINS initial alignment under large azimuth misalignment angles[J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2014, 35(1): 203-214.
- [16] 程志友, 杨韬, 袁昊辰. 基于改进的 STUKF 电压暂降检测方法[J]. 安徽大学学报(自然科学版), 2016, 40(4): 51-57.
- CHENG Zhiyou, YANG Tao, YUAN Haochen. A method of voltage sag detection based on improved STUKF[J]. Journal of Anhui University (Natural Science Edition), 2016, 40(4): 51-57.
- [17] 李敏, 王松艳, 张迎春, 等. 改进的强跟踪平方根 UKF 在卫星导航中应用[J]. 系统工程与电子技术, 2015, 37(8): 1858-1865.
- LI Min, WANG Songyan, ZHANG Yingchun, et al. Satellite autonomous navigation filtering algorithm based on improved strong tracking square-root[J]. Systems Engineering and Electronics, 2015, 37(8): 1858-1865.
- [18] 严恭敏, 徐德民. 简化 UKF 滤波在 SINS 大失准角初始对准中的应用[J]. 中国惯性技术学报, 2008, 16(3): 253-264.
- YAN Gongmin, XU Demin. Application of simplified UKF in SINS initial alignment for large misalignment angles[J]. Journal of Chinese Inertial Technology, 2008, 16(3): 253-264.
- [19] ZHOU Donghua, XI Yugeng, ZHANG Zhongjun. A suboptimal multiple fading extended Kalman filter[J]. Acta Automatica Sinica, 1991, 17(6): 689-695.
- [20] ZHOU D H, WANG Q L. Strong tracking filtering of nonlinear systems with colored noise[J]. Journal of Beijing Institute of Technology, 1997, 17(3): 321-326.
- [21] ALRAWASHDEH H, SUMADU J A. The Kalman filter performance for dynamic change in system parameters[J]. International Journal of Electrical and Computer Engineering, 2013, 3(6): 713.

收稿日期: 2016-09-07; 修回日期: 2016-12-25

作者简介:

王毅(1981—), 男, 博士后, 副教授, 研究方向为智能电网, 用电信息采集系统, 信号分析与处理; E-mail: wangyi81@cqupt.edu.cn

刘恒(1991—), 男, 硕士, 研究方向为电能质量分析及压缩技术研究。E-mail: 1367805879@qq.com

(编辑 姜新丽)