

УДК 621.3:681.34

С.К. АБРАМОВ, А.Н. БЕСЕДИН, В.В. ЛУКИН

*Национальный аэрокосмический университет им. Н.Е. Жуковского «ХАИ», Украина***АВТОМАТИЧЕСКИЙ МЕТОД ПОДАВЛЕНИЯ ФЛУКТУАЦИОННОГО ШУМА С ПУАССОНОВСКИМ ЗАКОНОМ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ И УСТРАНЕНИЯ ИМПУЛЬСНЫХ ПОМЕХ В СИГНАЛАХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ДАТЧИКОВ**

Проанализированы особенности вторичной обработки последовательностей измерений, характеризующихся одновременным присутствием погрешностей с Пуассоновским законом распределения и аномальных ошибок (неинформационных выбросов). Показано, что при проектировании методов обработки таких данных следует учитывать ряд особенностей Пуассоновского закона, и предложен вариант локально-адаптивного фильтра, позволяющий эффективно устранять указанные виды погрешностей.

локальная адаптация, линейная и нелинейная фильтрация**Введение**

Ошибки измерений (флуктуационных помех) в последовательностях измерений (информационных сигналах) различных датчиков, устанавливаемых на борту летательных аппаратов и входящих в состав информационно-измерительных и следящих систем, имеют плотность распределения вероятности (ПРВ) Пуассона [1, 2]. Это приводит к необходимости повышения точности измерений путем их вторичной обработки, реализуемой с помощью тех или иных фильтров [3]. В связи с тем, что одновременно с флуктуационными помехами возможно присутствие аномальных измерений (импульсных помех), при вторичной обработке предпочтительным представляется использование методов нелинейной устойчивой фильтрации. Они позволяют не только сравнительно легко и эффективно устранить такого рода помехи, но и лучше, чем линейные фильтры, сохранить полезную информацию в обрабатываемых процессах – резкие изменения и экстремумы сигнальной составляющей [2].

Процессы с Пуассоновской ПРВ существенно отличаются по своим свойствам от сигналов, искаженных аддитивными или мультипликативными помехами с гауссовой ПРВ [2]. Во-первых, помехи являются сигнально-зависимыми, поскольку для

ПРВ Пуассона математическое ожидание равно дисперсии. Во-вторых, ПРВ Пуассона является несимметричным относительно математического ожидания (истинного значения оцениваемого параметра), что особо явно проявляется при малых истинных значениях оцениваемого параметра. В-третьих, распределение является дискретным, поскольку случайные величины способны принимать только неотрицательные целые значения.

Отмеченные особенности приводят к специфическому поведению статистических характеристик значений на выходе нелинейных фильтров, что подтверждает опыт аналогичных исследований для других ПРВ, несимметричных относительно математического ожидания [4].

В частности, для многих нелинейных фильтров может иметь место смещенность выходных значений относительно истинного значения оцениваемого параметра или процесса [5].

Авторами ранее был предложен достаточно эффективный автоматический локально-адаптивный медианно-линейный метод устранения смеси флуктуационных и импульсных помех на информационных сигналах [6]. Однако этот метод был ориентирован на гауссову ПРВ помех, поэтому его эффективность в случае подавления помех с Пуассонов-

ской ПРВ может оказаться неприемлемой, поскольку на выходе входящего в его состав медианного фильтра будет присутствовать смещенность.

В связи с этим, возникает необходимость модификации этого метода. Поэтому **целью данной статьи** является разработка и анализ эффективности новых и модификация известных методов устойчивой нелинейной вторичной обработки применительно к сигналам, искаженным помехами смешанного вида – сигнально-зависимыми и импульсными.

1. Модели сигнальной и помеховой составляющих, критерии качества обработки

С учетом указанных выше особенностей рассматриваемых информационных сигналов для их описания предлагается использовать следующую модель

$$X(i) = S(i) + n_{\text{имп}}(i), \quad i = \overline{1, I}, \quad (1)$$

где $X(i) = X(t_i) = X_i$ – последовательность дискретизированных по времени и квантованных по уровню первичных измерений (наблюдаемый процесс);

$n_{\text{имп}}(i)$ – импульсная шумовая компонента, описывающая появление неинформационных выбросов с вероятностью $P_{\text{имп}}$ и амплитудой $A_{\text{имп}}$ (с вероятностью $1 - P_{\text{имп}}$ значения $n_{\text{имп}}(i)$ равны нулю);

I – количество отсчетов информационного сигнала;

$S(i)$ – информационный процесс, значения которого в каждый i -й момент времени подчиняются закону распределения Пуассона

$$f(i, k) = \frac{e^{-\lambda(i)} \lambda(i)^k}{k!}, \quad k = 0, \dots, \infty, \quad (2)$$

где $\lambda(i)$ – истинное значение измеряемого параметра, причем выполняется условие $\lambda > 0$;

k – целое неотрицательное число.

Сигнал $\lambda(i)$, представляющий собой изменения истинного значения измеряемого параметра λ , для рассматриваемого класса датчиков может содержать как участки примерно постоянного уровня (стационарного функционирования), так и линейно изменяющиеся участки, а также участки с достаточно быстрым (скачкообразным) изменением – "информационные детали" с формой, близкой к прямоугольной. Кроме того, возможно наличие участков с плавно изменяющимся сигналом. В связи с этим в качестве тестового использовался сигнал (рис. 1), предложенный в [6]. Как видно из рис. 1, этот тестовый сигнал содержит все перечисленные выше характерные участки реальных информационных сигналов.

Рис. 1. Тестовый информационный сигнал

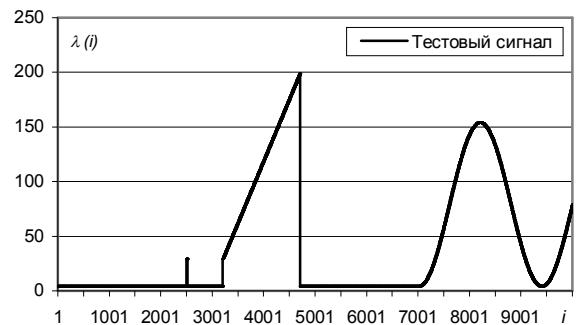


Рис. 1. Тестовый информационный сигнал

В работе использовался традиционный интегральный количественный критерий эффективности [7] – остаточная дисперсия (среднеквадратическая ошибка) на выходе фильтра

$$\sigma_{\text{ост}}^2 = \frac{1}{I_\phi} \sum_{i=1}^{I_\phi} (Y^\phi(i) - \lambda(i))^2, \quad (3)$$

где Y^ϕ – выходное значение фильтра;

I_ϕ – количество отсчетов отфильтрованного сигнала ($I_\phi < I$, чтобы исключить влияние краевых эффектов).

Кроме того, для количественной оценки эффективности в каждом отсчете сигнала также использовалась относительная погрешность измерений

$$\delta(i) = \left| \frac{Y^\phi(i) - \lambda(i)}{\lambda(i)} \right|, \quad (4)$$

причем на практике этот количественный показатель часто является более важным, чем (3). В частности, для систем автоматизированного контроля радиационной обстановки и безопасности обычно желательно обеспечить значения относительной погрешности не более 0,2.

2. Анализ применимости локально-адаптивного медианно-линейного метода для случая Пуассоновской ПРВ помех

Напомним, что выходное значение медианно-линейного локально-адаптивного фильтра (ЛАФ) определяется как [6]:

$$Y_i^{ЛАФ} = k_i^{ЛАФ} \cdot Y_i^{мед} + (1 - k_i^{ЛАФ}) \cdot Y_i^{лин}, \quad (5)$$

где

$$k_i^{ЛАФ} = \exp \left\{ \ln 2 \frac{N_{лин}}{k_{дин} \cdot \hat{\sigma}_i} \left[\Delta Y_i - k_{шум} \cdot \sigma_{мед}^{ост} \right] \right\} - 1, \quad (6)$$

$\hat{\sigma}_i = 1,483 \cdot Q_i^{АМО}$ – локальная оценка средне-квадратического отклонения (СКО) флуктуационной составляющей ошибок;

$Q_i^{АМО}$ – абсолютное медианное отклонение [8];

$k_{дин}, k_{шум}$ – настроечные коэффициенты ЛАФ;

$$\sigma_{мед}^{ост} = \sigma_{\phi} \cdot \sqrt{\frac{\pi}{2(N_{мед} + \pi/2 - 1)}} \quad \text{– остаточная}$$

СКО на выходе медианного фильтра; σ_{ϕ} – СКО флуктуационной составляющей ошибок

Выходной сигнал фильтра ($N_{лин} = 101$; $N_{мед} = 15$; $k_{шум} = 1,5$; $k_{дин} = 121$) при обработке зашумленного в соответствии с (1) ($P_{имн} = 0,05$ и $A_{имн} = 50$) тестового сигнала (рис. 1) представлен на рис. 2.

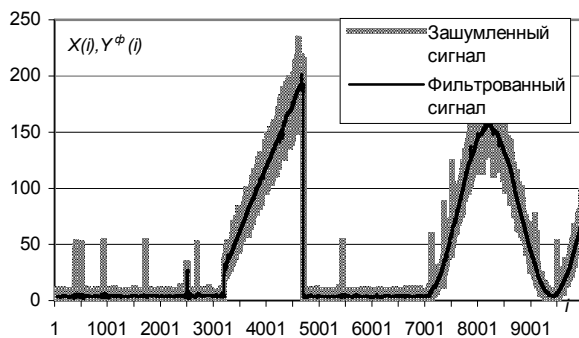


Рис. 2. Результат обработки зашумленного тестового сигнала ($P_{имн} = 0,05$ и $A_{имн} = 50$) медианно-линейным ЛАФ; $\sigma_{ост}^2 = 3,45$

Проанализируем выполнение сформулированных в [6] требований, предъявляемых к методам

вторичной обработки последовательностей первичных измерений.

Пуассоновский характер флуктуационных помех практически не повлиял на степень сохранения информационных деталей и эффективность устранения неинформационных выбросов медианно-линейным фильтром – резкие скачкообразные изменения сигнала в окрестности 3250 и 4725 отсчетов, а также информационный выброс в окрестности 2500 отсчета сохранены, все информационные выбросы устранены.

Что касается требования уменьшения флуктуационных ошибок измерений, то оно также выполняется как на участках примерно постоянного уровня информационной составляющей, так и на участках, где информационная составляющая достаточно быстро изменяется.

Как свидетельствует рис. 3, значения относительной погрешности на многих участках удовлетворяют сформулированному ранее требованию. Это имеет место для участков сигнала с большими значениями λ , поскольку для них исходная относительная погрешность была невысокой и, кроме того, дисперсия флуктуационной составляющей помех существенно уменьшилась благодаря вторичной обработке. Вместе с тем, для большого числа отсчетов на участках с низким средним уровнем и в окрестностях характерных точек информационного сигнала требования к величине относительной погрешности не выполняются.

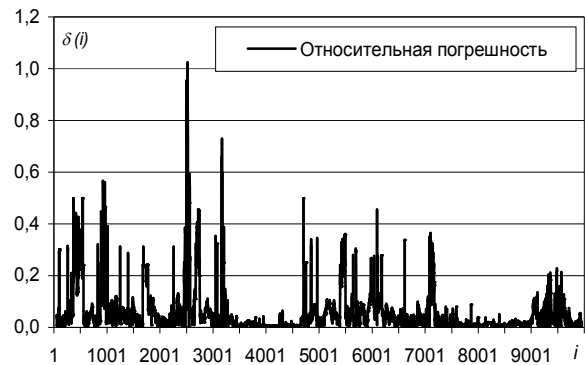


Рис. 3. Относительная погрешность измерений после обработки медианно-линейным ЛАФ

Таким образом, применение медианно-линейного фильтра в виде, предложенном в [6], для случая пуассоновского ПРВ помех является нецелесообразным, и возникает необходимость внесения в алгоритм обработки некоторых модификаций.

3. Разработка и анализ модифицированного локально-адаптивного метода обработки

Рассмотрим причины неудовлетворительной работы медианно-линейного фильтра.

Во-первых, эффективность его работы оказывается существенно зависящей от уровня сигнала, поскольку при этом изменяется дисперсия флуктуационных помех, что затрудняет адаптацию фильтра. Это вызвано тем, что в зависимости от дисперсии помех меняются свойства входящих в его состав компонентных фильтров, а также тем, что изменяется точность оценивания СКО помех $\hat{\sigma}_i$.

Выходом из положения может быть использование некоторого гомоморфного преобразования, позволяющего устранить сигнальную зависимость помех. Для пуассоновской ПРВ одним из таких преобразований является преобразование Энскомба [9, 10]: прямое

$$Y_i^{\mathcal{E}} = (X_i + 3/8)^{1/2} \quad (7)$$

и обратное

$$Y_i^{\mathcal{O}\mathcal{E}} = (Y_i^{\mathcal{E}} - 1/8)^2. \quad (8)$$

Это преобразование позволяет перейти к Гауссовской ПРВ помех, однако более важным с практической точки зрения следствием его применения является отсутствие необходимости оценивания СКО помех, поскольку оно оказывается постоянным и равным 0,5 для $\lambda > 3$ и несколько меньшим для $\lambda \leq 3$. На рис. 4 показан результат применения прямого преобразования Энскомба к зашумленному тестовому сигналу (рис.1).

Как видно из рис. 4, прямое преобразование (7) изменяет масштаб данных (ось абсцисс для сигнала

после преобразования показана справа), но при этом соотношение между амплитудой импульсных помех и амплитудой полезного сигнала сохраняется приблизительно таким же, т.е. импульсные помехи в результате преобразования Энскомба не маскируются. В то же время, СКО флуктуационных помех на участках с различным средним уровнем выравнивается (остается примерно постоянным).

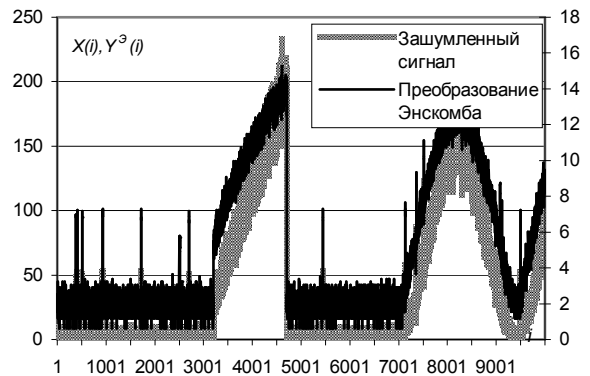


Рис. 4. Результат применения прямого преобразования Энскомба к зашумленному тестовому сигналу

Второй причиной неудовлетворительной работы медианно-линейного ЛАФ является, как уже отмечалось, его недостаточная степень подавления флуктуационных помех в окрестностях резких перепадов сигнала и импульсных помех. Дело в том, что на этих участках применяется медианный фильтр, который обладает существенно меньшей по сравнению с линейным фильтром эффективностью подавления флуктуационной составляющей помех [7].

Однако если для участков первого типа использование медианного фильтра является безальтернативным, поскольку здесь определяющими являются именно его динамические свойства, то для участков второго типа его использование вызвано отсутствием робастности у линейного усредняющего фильтра. В связи с этим имеет смысл заменить неробастный линейный фильтр на робастный α -урезанный фильтр с такой же апертурой $N_\alpha = 101$ и параметром усечения $\alpha = 0,07$. Это позволит повысить эффективность фильтрации на участках постоянного или медленно меняющегося уровня в присутствии импульсных

помех, сохранив при этом достаточно высокую эффективность подавления флуктуационный составляющей в случае отсутствия выбросов.

Поскольку теперь СКО флуктуационных помех известно точно $\sigma_i = \sigma = 0,5 = \text{const}$, и вместо линейного применяется α -урезанный фильтр, необходимо скорректировать и величины настроечных коэффициентов ЛАФ. Пользуясь методикой, подробно описанной в [6], получаем – $k_{\text{дин}} = 100$, $k_{\text{шум}} = 1,5$.

Выходной сигнал локально-адаптивного медианно- α -урезанного фильтра при применении преобразования Энскомба представлен на рис. 5.

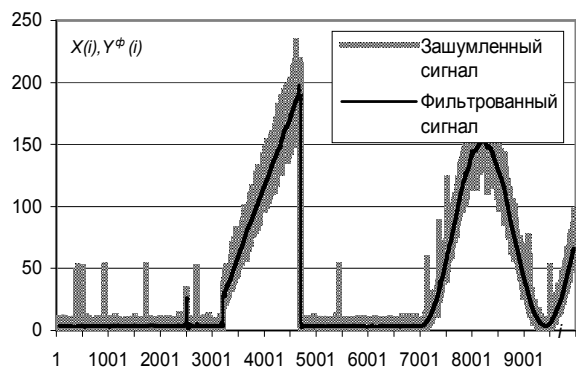


Рис. 5. Результат обработки зашумленного тестового сигнала медианно- α -урезанным ЛАФ при применении преобразования Энскомба; $\sigma_{\text{ост}}^2 = 3,25$

При сравнении рис. 2 и 5 видно, что использование предложенных модификаций положительно сказалось на визуальном качестве фильтрации. Благодаря применению преобразованию Энскомба уровень остаточных флуктуаций на участках с большими λ уменьшился. Замена линейного фильтра α -урезанным также привела к положительным результатам – степень подавления флуктуационной составляющей в окрестности импульсных помех на участках постоянного и медленно-меняющегося уровня сигнала увеличилась. Одновременно несколько уменьшилась и величина остаточной дисперсии. В связи с этим можно считать, что эффект от предложенных модификаций, в целом, является положительным.

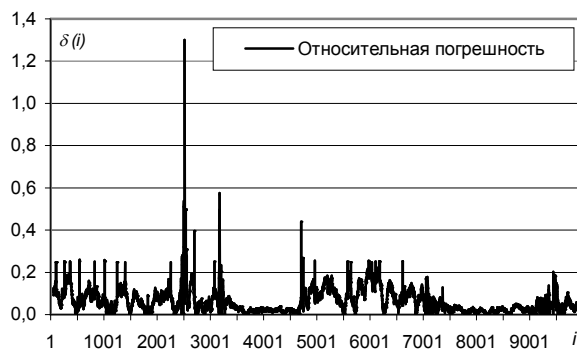


Рис. 6. Относительная погрешность измерений после обработки медианно- α -урезанным ЛАФ при применении преобразования Энскомба

Несмотря на достигнутые улучшения, на участках сигнала постоянного уровня с низкими значениями λ величина относительной погрешности остается по-прежнему выше предельного 20% уровня, т.е. эффективность подавления помех на таких участках является недостаточной.

Для ее повышения воспользуемся дополнительным α -урезанным фильтром с апертурой, большей N_{α} , и параметром усечения $\alpha_2 = 0,03$. При этом с целью обеспечения выполнения третьего требования [6] – обеспечения приемлемой задержки получения результата обработки, размер апертуры $N_{\alpha 2}$ будем выбирать адаптивно, с таким расчетом, чтобы он был минимально возможным для обеспечения заданной относительной погрешности

$$N_i^{\alpha 2} = \frac{k_c^2}{\delta_{\text{треб}}^2 \cdot Y_i^{\text{ЛАФ}}}, \quad (9)$$

где $\delta_{\text{треб}}$ – величина требуемой относительной погрешности (принято $\delta_{\text{треб}} = 0,15$);

k_c – коэффициент, определяемый при помощи распределения Стьюдента, и для доверительной вероятности $P = 0,95$ равный 1,96 [2].

При этом, если $N_i^{\alpha 2}$ оказывается меньше 101, то обработка дополнительным фильтром исключается, поскольку в составе основного ЛАФ используется α -урезанный фильтр с точно такой же апертурой. Максимальный размер апертуры зафиксируем на

уровне 1001, поскольку дальнейшее увеличение $N_i^{\alpha 2}$ приведет к недопустимо большому запаздыванию результата фильтрации относительно момента поступления входных данных.

Для того, чтобы α -урезанный фильтр $Y_i^{\alpha 2}$ применялся только на участках с постоянным или линейно-изменяющимся уровнем сигнала, используется следующая процедура:

$$Y_i^{ЛАФ2} = \begin{cases} Y_i^{\alpha 2}, & \Delta Y_i \leq T_i^{nop}; \\ Y_i^{ЛАФ1}, & \Delta Y_i > T_i^{nop}, \end{cases} \quad (10)$$

где $\Delta Y_i = |Y_i^{\alpha 2} - Y_i^{ЛАФ}|$ – модуль разности выходных значений второго α -урезанного $Y_i^{\alpha 2}$ и медианно- α -урезанного ЛАФ $Y_i^{ЛАФ}$ фильтров.

В основе работы предлагаемой процедуры детектирования лежит следующий принцип.

Если различие между выходом основного ЛАФ, используемого в качестве первичного фильтра, и выходом α -урезанного фильтра с $N_{\alpha 2} \gg N_{\alpha}$ несущественны (не превосходит некоторого порога T_i^{nop} , пропорционального СКО остаточных флуктуаций на выходе основного ЛАФ), то данный локальный участок сигнала можно считать постоянным или линейно-изменяющимся, поскольку на участках с резкими динамическими изменениями α -урезанный фильтр с большой апертурой будет давать существенную смещенность выходных значений [6], а основному ЛАФ такая смещенность не присуща.

Величина порога T_i^{nop} рассчитывается автоматически с учетом величины весового коэффициента $k_i^{ЛАФ}$, определяющего коэффициент подавления флуктуационных помех основным ЛАФ, а, следовательно, и величину остаточных флуктуаций на его выходе

$$T_i^{nop} = \sigma k_{nop} \left[\frac{1}{\sqrt{N_{\alpha 1}}} + k_i^{ЛАФ} \left(\frac{1}{\sqrt{N_{мед}}} - \frac{1}{\sqrt{N_{\alpha 1}}} \right) \right], \quad (11)$$

где k_{nop} – настроечный коэффициент (рекоменду-

ется $k_{nop} = 6$).

Выходной сигнал медианно- α -урезанного ЛАФ с дополнительным α -урезанным фильтром при применении преобразования Энскомба представлен на рис. 7.

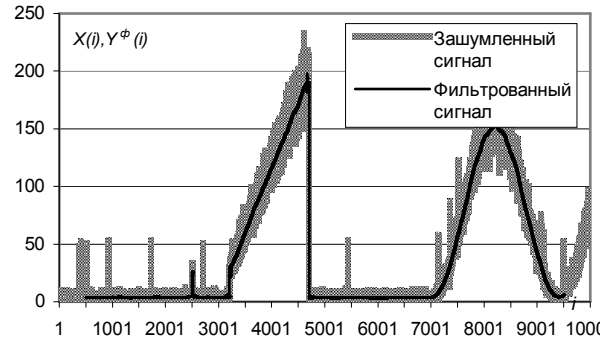


Рис. 7. Результат обработки зашумленного тестового сигнала медианно- α -урезанным ЛАФ с дополнительным α -урезанным фильтром при применении преобразования Энскомба;

$$\sigma_{ост}^2 = 3,08$$

Из рис. 7 видно, что использование дополнительного α -урезанного фильтра привело к уменьшению остаточных флуктуаций на постоянных и линейно-изменяющихся участках сигнала. При этом, однако, несколько ухудшилось сохранение окрестностей с резкими динамическими изменениями, где наблюдаются существенные остаточные флуктуации, что привело к большой величине остаточной дисперсии оценивания.

Эти эффекты хорошо видны на графике относительной погрешности оценивания, приведенном на рис. 8 (пики в окрестности 2500, 3250 и 4725 отсчетов).

Появление пиков обусловлено тем, что на этих участках как раз и происходит переключение с α -урезанного фильтра, в выходном значении которого появляется существенная смещенность, на основной ЛАФ, не обладающий достаточной степенью подавления флуктуаций, поскольку на этих участках основной вклад в его выходное значение вносит медианный фильтр.

В то же время, несмотря на указанные недостат-

ки, использование дополнительно α -урезанного фильтра в целом позволило более, чем на 90% участков сигнала, обеспечить требуемый 20% уровень относительной погрешности, что, без сомнения, является положительным результатом.

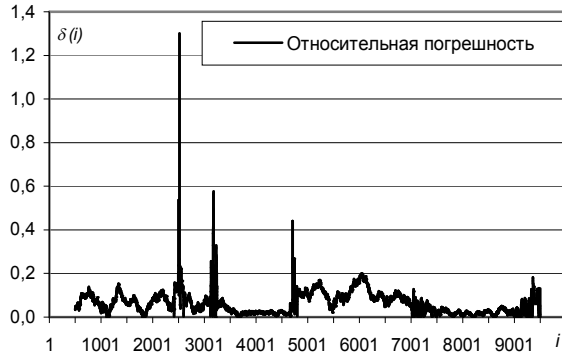


Рис. 8. Относительная погрешность измерений после обработки медианно- α -урезанным ЛАФ с дополнительным α -урезанным фильтром при применении преобразования Энскомба

Для дополнительного подавления флуктуационной составляющей ошибок измерения на всех участках сигнала и, особенно, в окрестности резких изменений предлагается использовать пост-обработку выходного сигнала $Y_i^{ЛАФ2}$ модифицированным сигма фильтром [11] с апертурой $N_\sigma = 101$ и областью усреднения $\pm \Delta_\sigma = 2\sigma$:

$$Y_i^{ЛАФ3} = \frac{1}{N_i^s} \sum_{l=i-\frac{N_\sigma-1}{2}}^{i+\frac{N_\sigma-1}{2}} Y_l^{ЛАФ2} \delta_l, \quad (11)$$

где

$$N_i^s = \sum_{l=i-\frac{N_\sigma-1}{2}}^{i+\frac{N_\sigma-1}{2}} \delta_l;$$

$$\delta_l = \begin{cases} 1, & \text{если } Y_l^{ЛАФ2} \in [Y_i^{\min}; Y_i^{\max}]; \\ 0, & \text{если } Y_l^{ЛАФ2} \notin [Y_i^{\min}; Y_i^{\max}]. \end{cases}$$

Методика расчета выходного значения модифицированного сигма фильтра следующая. На первом этапе, согласно выражения (11), определяется количество N_i^s значений $Y_l^{ЛАФ2}$, попавших в окрест-

ность $[Y_i^{ЛАФ2} - \Delta_\sigma; Y_i^{ЛАФ2} + \Delta_\sigma]$. Затем определяются параметры N_i^{sm} и N_i^{lar} , представляющие собой количество значений $Y_l^{ЛАФ2}$, которые, соответственно, меньше и больше $Y_i^{ЛАФ2}$. Затем, если $N_i^{lar} > N_i^{sm}$, то Y_i^{\min} присваивается наименьшее среди всех значений $Y_l^{ЛАФ2}$, принадлежащих окрестности $[Y_i^{ЛАФ2} - \Delta_\sigma; Y_i^{ЛАФ2} + \Delta_\sigma]$, а Y_i^{\max} рассчитывается как $Y_i^{\min} + 2\Delta_\sigma$. В случае же, если $N_i^{lar} < N_i^{sm}$, то Y_i^{\max} присваивается наибольшее среди всех значений $Y_l^{ЛАФ2}$, принадлежащих окрестности $[Y_i^{ЛАФ2} - \Delta_\sigma; Y_i^{ЛАФ2} + \Delta_\sigma]$, а Y_i^{\min} рассчитывается как $Y_i^{\max} - 2\Delta_\sigma$. При $N_i^{lar} = N_i^{sm}$ $Y_i^{\min} = Y_i^{ЛАФ2} - \Delta_\sigma$; $Y_i^{\max} = Y_i^{ЛАФ2} + \Delta_\sigma$.

Для новой, расширенной окрестности $[Y_i^{\min}; Y_i^{\max}]$ количество N_i^s попадающих в нее значений $Y_l^{ЛАФ2}$ может отличаться от первоначального N_i^s ($N_i^s \geq N_i^s$), что должно быть учтено при расчете выходного значения сигма фильтра.

Выходной сигнал медианно- α -урезанного ЛАФ с дополнительным α -урезанным фильтром и пост-обработкой сигма фильтром при применении преобразования Энскомба представлен на рис. 9.

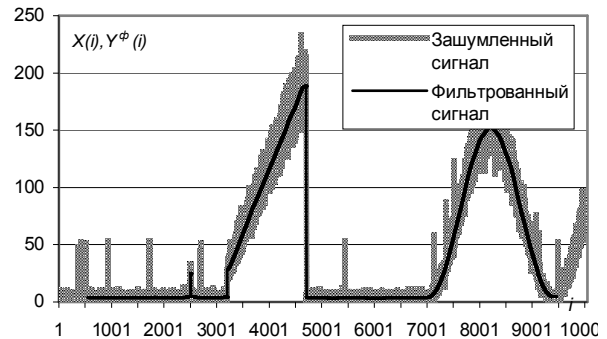


Рис. 9. Результат обработки зашумленного тестового сигнала медианно- α -урезанным ЛАФ с дополнительным α -урезанным фильтром и пост-обработкой сигма фильтром при применении преобразования Энскомба; $\sigma_{отм}^2 = 2,67$

Как видно из рис. 9, за счет применения пост-обработки сигма фильтром поведение фильтра в окрестности участков сигнала с резкими изменениями визуально существенно улучшилось – остаточные флуктуации уменьшились. Это подтверждает и уменьшившаяся величина остаточной дисперсии.

Анализ относительной погрешности измерений, график которой приведен на рис. 10, также свидетельствует об улучшении качества обработки.



Рис. 10. Относительная погрешность измерений после обработки медианно- α -урезанным ЛАФ с дополнительным α -урезанным фильтром и пост-обработкой сигма фильтром при применении преобразования Энскомба

Существенно (почти в два раза) по сравнению с отсутствием пост-обработки сигма фильтром улучшилась степень сохранения резких изменений сигнала в окрестности 2500, 3250 и 4725 отсчетов. На всех остальных участках сигнала максимальная погрешность не превосходит заданных 20%, а ее среднее значение составляет порядка 10...15%.

Таким образом, для обработки сигналов измерительных датчиков с пуассоновским законом распределения флуктуационной составляющей помех и возможных присутствием выбросов можно рекомендовать следующую процедуру.

ЭТАП 1. Применение к входному сигналу прямого преобразования Энскомба (7).

ЭТАП 2. Фильтрация сигнала после преобразования Энскомба медианно-альфа-урезанным локально-адаптивным фильтром:

$$Y_i^{ЛАФ} = k_i^{ЛАФ} \cdot Y_i^{мед} + (1 - k_i^{ЛАФ}) \cdot Y_i^{\alpha}, \quad (12)$$

где

$$k_i^{ЛАФ} = \exp \left\{ \ln 2 \frac{(1 - 2\alpha) N_{\alpha}}{k_{дин} \cdot \sigma_i} \left[\Delta Y_i - k_{шум} \cdot \sigma_{мед}^{ост} \right] \right\} - 1;$$

$$\Delta Y_i = \left| Y_i^{мед} - Y_i^{\alpha} \right| - \text{модуль разности на выходе}$$

α -урезанного и медианного фильтров.

Этот фильтр определяет динамические и робастные свойства всего алгоритма обработки. Именно он дискриминирует информационные (длительностью более 7 отсчетов) и неинформационные (длительностью менее 7 отсчетов) выбросы, а также обеспечивает сохранение резких изменений сигнала и первичное (базовое) подавление флуктуационной составляющей ошибок измерения.

ЭТАП 3. Фильтрация выходного сигнала медианно-альфа-урезанного ЛАФ $Y_i^{ЛАФ2}$ альфа-урезанным фильтром (10) с большой апертурой, выбираемой адаптивно согласно (9) и параметром усечения.

Данный фильтр обеспечивает дополнительное подавление флуктуационной составляющей ошибок измерений на участках с линейным (квазилинейным) изменением сигнала.

ЭТАП 4. Фильтрация выходного сигнала $Y_i^{ЛАФ3}$ модифицированным сигма фильтром с апертурой $N_{\sigma} = 101$ и областью усреднения $\pm \Delta_{\sigma} = 2\sigma$.

Фильтр предназначен для дополнительного подавления флуктуационной составляющей ошибок измерения на всех участках сигнала и, особенно, в окрестности резких изменений.

ЭТАП 5. Применение к выходному сигналу модифицированного сигма фильтра $Y_i^{ЛАФ3}$ обратного преобразования Энскомба (8).

Заключение

Показано, что для рассматриваемой модели статистических характеристик первичных измерений

возникает проблема обеспечения приемлемой относительной точности оценок при малых истинных значениях измеряемого параметра. Это ограничивает применимость ряда известных методов вторичной обработки.

Предложен новый метод локально-адаптивной многоэтапной устойчивой фильтрации на основе использования нескольких нелинейных фильтров, что позволило достичь одновременного устранения неинформационных выбросов и сохранения информационных деталей и резких изменений сигнала при эффективном подавлении флуктуационной составляющей ошибок измерения. В результате практически на всех участках рассмотренного сигнала удалось удовлетворить требование по уровню относительной погрешности оценивания.

Литература

1. Pearson R.K. Discrete Time Dynamic Models. – USA: Oxford Univ. Press, 1999. – 466 p.
2. Смирнов Н.В., Дунин-Барковский И.В. Курс теории вероятности и математической статистики для технических приложений. Учебное пособие для вузов. – М.: Наука, 1969. – 511 с.
3. Степанов А.В., Матвеев С.А. Методы компьютерной обработки сигналов систем радиосвязи. – М.: СОЛОН-Пресс, 2003. – 208 с.
4. Лукин В.В., Мельник В.П., Чемеровский В.И. Оптимальные и субоптимальные L-фильтры для обработки РСА-изображений // *Авиационно-космическая техника и технология*. – Х.: ХАИ, 1998. – Вып. 6. – С. 293-297.
5. Yeltsov P., Besedin A., Peltonen S., Lukin V. Statistical Characteristics of Nonlinear Filter Outputs for Poisson Distributed Processes // *Proc. of the Seventh All-Ukrainian Conference on Signal/Image Processing and Pattern Recognition*. – Kiev (Ukraine), 2004. – P. 69-72.
6. Абрамов С.К., Беседин А.Н., Лукин В.В. Метод устойчивой адаптивной фильтрации результатов измерений в информационно-измерительных системах и системах автоматического контроля // *Радіоелектронні і комп'ютерні системи*. – 2005. – Вып. 3 (11). – С. 15-24.
7. Astola J., Kuosmanen P. Fundamentals of nonlinear digital filtering. – Boca Raton (USA): CRC Press LLC, 1997. – 276 p.
8. Устойчивые статистические методы оценки данных / Под ред. Р.Л. Лонера и Г.Н. Уилкинсона: Пер. с англ. под ред. Н.Г. Волкова. – М.: Машиностроение, 1984. – 230 с.
9. Anscombe F.J. The transformation of Poisson, binomial and negative binomial data // *Biometrika*, 1948. – Vol. 35. – P. 246-254.
10. Hannequin P.P., Mas J.F. Application of iterative and non-stationary smoothing filters for statistical noise reduction in nuclear medicine // *Nuclear Medicine Communications*. – 1998. – Vol. 19 (9). – P. 875-885.
11. Абрамов С.К., Литвяк Ю.А., Лукин В.В., Проскурин А.Ю. Модифицированный сигма-фильтр для обработки одномерных информационных сигналов // *Системы обработки информации*. – Х.: НАНУ, ПАНИ, ХВУ, 2002. – Вып. 2(18). – С. 103-112.

Поступила в редакцию 7.08.2006

Рецензент: д-р техн. наук, проф. Г.П. Кулемин, Институт радиофизики и электроники НАН Украины, Харьков.