

УДК 621.3:681.34

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

Национальный аэрокосмический университет им. Н.Е. Жуковского «ХАИ», Украина

МЕТОД УСТОЙЧИВОЙ АДАПТИВНОЙ ФИЛЬТРАЦИИ РЕЗУЛЬТАТОВ ИЗМЕРЕНИЙ В ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМАХ И СИСТЕМАХ АВТОМАТИЧЕСКОГО КОНТРОЛЯ

Проанализированы возможности применения различных методов вторичной обработки последовательностей измерений, характеризуемых нестационарностью флуктуационной составляющей ошибок и наличием грубых погрешностей. Показано, что в таких ситуациях целесообразно использовать локально-адаптивные фильтры, компоненты которых обладают определенной степенью робастности, и предложен один вариант такого фильтра.

локальная адаптация, линейная и нелинейная фильтрация

Введение

Основой любой информационно-измерительной системы (ИИС) или автоматизированной системы управления и контроля (АСУК) являются различного рода первичные измерительные преобразователи (датчики), производящие преобразование некоторой физической величины, представляющей собой объект наблюдения и контроля, в электрический сигнал. Однако при проведении измерений неизбежно возникают ошибки, связанные с несовершенством измерительных датчиков, используемым принципом и условиями выполнения измерений. Эти ошибки можно частично уменьшить за счет применения специальных конструктивных или технологических приемов, но устранить их полностью возможно крайне редко [1].

Ошибки первичных измерений для большинства типов датчиков в нормальных стационарных условиях их функционирования носят, как правило, флуктуационный характер с весьма малой смещенностью относительно истинного значения измеряемой величины. По крайней мере, на этапе отладки ИИС, а также в ходе их периодических проверок стремятся обеспечить выполнение этого условия. Дисперсия первичных ошибок измерений может

быть достаточно большой. Кроме того, она может изменяться с течением времени, например, в зависимости от локального среднего уровня истинных значений измерений, как это имеет место для пуассоновских процессов [2]. Нередко на участках небольшой длительности (десятки или сотни первичных оценок) флуктуационные помехи можно считать квазистационарными, однако распространить это предположение на весь сигнал обычно не представляется возможным. В большинстве ситуаций закон распределения флуктуационных ошибок симметричен относительно математического ожидания и может быть аппроксимирован гауссовым. Например, это справедливо для счетно-импульсных датчиков при большом числе импульсов на интервале формирования первичной оценки [2].

Кроме того, ряд промышленных установок, работающих в непосредственной близости от измерительных блоков, могут оказывать специфическое негативное влияние на точность измерений, и, в дополнение к указанным выше флуктуационным ошибкам, приводить к появлению аномальных измерений (неинформационных выбросов, которые в теории фильтрации рассматриваются как импульсные помехи), что может повлечь за собой потерю управления объектом или неправильную оценку его

состояния, что крайне нежелательно. Для ИИС и АСУК возможно также "нестационарное" поведение самой сигнальной составляющей, проявляющееся в наличии "информационных деталей", то есть фрагментов существенного и быстрого изменения во времени истинного значения измеряемой физической величины с длительностью, большей, чем длительность промежутков времени, для которых имеют место неинформационные выбросы. На приведенном на рис. 1 фрагменте цифрового сигнала датчика реальной ИИС четко видны флуктуационная составляющая ошибок измерения, а также три неинформационных выброса малой длительности с амплитудой, намного превосходящей амплитуду флуктуаций.

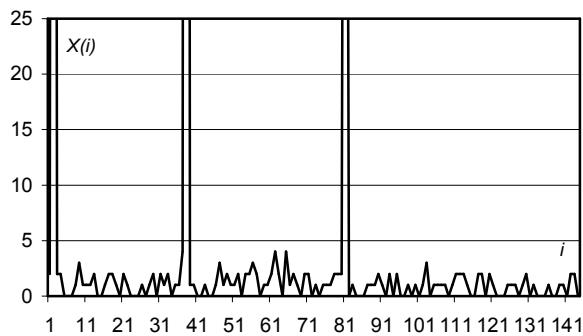


Рис. 1. Пример реального сигнала

Для уменьшения дисперсии первичных ошибок измерений в ИИС и АСУК широко используют методы вторичной обработки (фильтрации) первичных оценок, которые на современном этапе чаще всего реализуют в виде цифровых алгоритмов [1 – 4]. Для гауссовых и стационарных процессов эти методы имеют хороший теоретический фундамент и многократно апробированы на практике [1, 3]. Их основой являются оптимальные и адаптивные линейные фильтры.

Однако в рассматриваемом случае информационный сигнал не является стационарным, поскольку содержит выбросы и информационные детали, в силу чего применение линейных фильтров оказывается неадекватным решением, поскольку может приводить к появлению существенной смещенности (динамическим ошибкам) оценивания. Дополни-

тельной трудностью применения этих фильтров является упомянутая выше временная нестационарность (изменчивость) дисперсии ошибок первичных измерений [3], которая может изменяться в зависимости от уровня сигнала.

Таким образом, актуальной является задача разработки устойчивых адаптивных методов вторичной обработки первичных измерений, которые позволили бы как устранить аномальные измерения, так и снизить уровень флуктуационных ошибок.

Модели сигнальной и помеховой составляющих, критерии качества обработки

С учетом указанных выше особенностей сигналов и помех в ИИС и АСУК для их описания предлагается использовать следующую модель:

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

где $X(i) = X(t_i)$ – последовательность дискретизированных по времени и квантованных по уровню первичных измерений (наблюдаемый процесс); $S(i)$ – истинные значения измеряемой величины (информационный сигнал); $n_{\phi}(i)$ – флуктуационная шумовая компонента, имеющая гауссово распределение с нулевым средним и дисперсией σ_{ϕ}^2 , которая может зависеть от i ; $n_{um}(i)$ – импульсная шумовая компонента, описывающая появление неинформационных выбросов с вероятностью P_{um} и амплитудой A_{um} (с вероятностью $1 - P_{um}$ значения $n_{um}(i)$ равны нулю); I – количество отсчетов информационного сигнала.

Информационный сигнал $S(i)$ для рассматриваемого класса ИИС 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. В свя-

зи с этим в качестве тестового был синтезирован сигнал, представленный на рис. 2, в котором присутствуют все перечисленные выше характерные особенности реальных ИИС и АСУК.

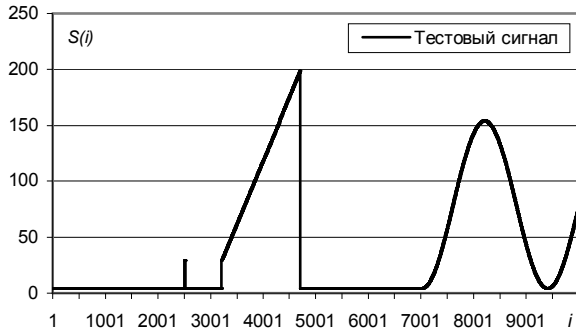


Рис. 2. Тестовый информационный сигнал

Эффективность вторичной обработки для рассматриваемого приложения может характеризоваться различными количественными критериями, как интегральными, так и локальными или вычисляемыми для каждого отдельного отсчета. Традиционным интегральным количественным критерием [4] является величина остаточной дисперсии на выходе фильтра

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

где Y^ϕ – выходное значение фильтра (алгоритма вторичной обработки); I_ϕ – количество отсчетов отфильтрованного сигнала (обычно $I_\phi < I$, чтобы не учитывать краевые эффекты).

В качестве количественного критерия, вычисляемого для каждого отсчета, часто используют относительную погрешность измерений

$$\delta(i) = \left| \frac{Y^\phi(i) - S(i)}{S(i)} \right|, \quad (3)$$

которая либо должна не превышать заданную величину, либо число (процент) таких превышений должно быть не выше установленного.

Анализ существующих методов обработки

Определим требования, предъявляемые к методам вторичной обработки последовательностей пер-

вичных измерений для рассматриваемых систем.

Во-первых, необходимо уменьшить ошибки измерений (снизить дисперсию σ_ϕ^2), причем не только на участках примерно постоянного уровня информационной составляющей, но и на участках, где информация составляющая достаточно быстро изменяется. При этом специальным требованием является повышение точности измерений на участках примерно постоянного уровня, где имеет место малый (фоновый) средний уровень, поскольку для таких участков наиболее сложно получить требуемую величину относительной погрешности.

Во-вторых, необходимо сохранить или, по крайней мере, исказить в минимальной степени информационные детали, устранив при этом неинформационные выбросы. В-третьих, необходимо обеспечить малый уровень динамических ошибок на участках быстрого изменения (нестационарного поведения) информационной составляющей.

Еще одним требованием к методам вторичной обработки первичных измерений может быть получение результатов с приемлемой задержкой относительно момента поступления новых входных данных для обеспечения оперативного контроля и управления объектом наблюдения.

Из теории методов фильтрации одномерных процессов [4, 5] известно, что для выполнения требований, перечисленных выше, метод фильтрации должен обладать робастными свойствами и быть существенно нелинейным. В связи с этим в ходе исследований были рассмотрены несколько возможных вариантов.

Наиболее простым из них является использование неадаптивных нелинейных фильтров [4]. Наибольшее распространение получили два представителя этого класса фильтров – медианный и α -урезанный усредняющий [4, 6].

Выходной сигнал медианного фильтра с размером скользящего окна $N = 15$ при обработке зашумленного тестового сигнала ($\sigma_\phi^2 = 25$ и постоянно для

всего тестового сигнала; $P_{имп} = 0,05$ и $A_{имп} = 50$) представлен на рис. 3. В принципе, свойства медианного и других нелинейных фильтров во многом определяются N . Выбор размера скользящего окна $N = 15$ обусловлен тем, что при проведении исследований информационной считалась деталь, длительность которой составляла $N_{инф} = 8$ и более отсчетов (рис. 2, окрестность отсчета с $i = 2500$). Как известно [4, 6], для сохранения медианным фильтром таких деталей должно выполняться условие $N \leq (2N_{инф} - 1)$.

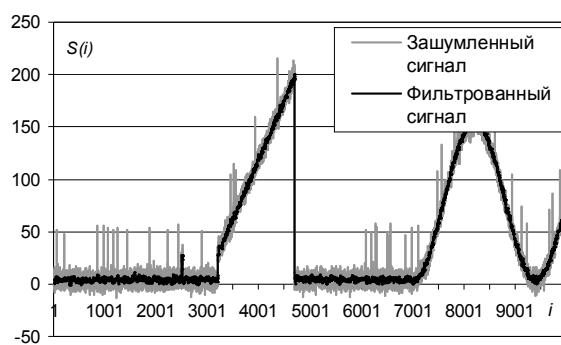


Рис. 3. Результат обработки зашумленного тестового сигнала ($\sigma_{ф}^2 = 25$; $P_{имп} = 0,05$ и $A_{имп} = 50$) медианным фильтром с апертурой $N = 15$; $\sigma_{ост}^2 = 4,73$

Как видно из рис. 3, медианный фильтр достаточно полно удовлетворяет требованиям устранения неинформационных выбросов и сохранения участков с резкими изменениями сигнала.

Что касается уменьшения дисперсии флуктуационной составляющей ошибок измерения, то в этом плане медианный фильтр не вполне адекватен требованиям, о чем свидетельствует рис. 4, где приведена относительная погрешность измерений $\delta(i)$. На участках же с низким локальным средним уровнем величина погрешности может существенно превышать допустимую (например, 0,15 ... 0,2). Это связано с низкой степенью подавления медианным фильтром флуктуационной составляющей ошибок измерений [4, 6] вследствие ограниченности размера скользящего окна, в свою очередь обусловленного

требованием сохранения информационных деталей с заданным $N_{инф}$.

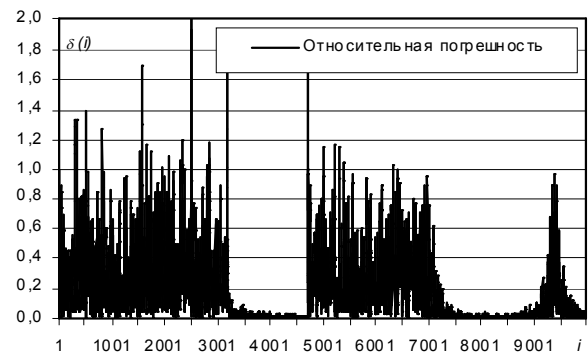


Рис. 4. Относительная погрешность измерений после обработки медианным фильтром с $N = 15$

Для α -урезанного фильтра его робастные свойства (устойчивость к неинформационным выбросам) определяются не только N , но и дополнительным параметром – коэффициентом урезания α , представляющим собой процент отбрасываемых минимальных и максимальных значений отсчетов в скользящем окне $N_{отбр} = \alpha N$. Тогда, если необходимо устранить $N_{отбр}$ выбросов, необходимо использовать $N = N_{отбр} / \alpha$. К сожалению, для α -урезанного фильтра, в отличие от медианного, не существует однозначной связи между величиной параметра α и длительностью сохраняемых информационных деталей [4, 6]. Более того, α -урезанный фильтр может существенно исказить форму прямоугольных импульсов, резких перепадов и других характерных фрагментов сигнала.

Вместе с тем, при большом N для α -урезанного фильтра сравнительно легко удовлетворить требование обеспечить максимальную относительную погрешности не выше заданной. Например, для обеспечения $\delta(i)$ не более 20% для наименьшего среднего локального уровня (для рассматриваемого тестового сигнала он равен 4), из (3) получаем, что модуль разности между истинным значением информационного сигнала и выходом фильтра не должен превышать 0,8. Полагая, что эта разность на плоском участке сигнала определяется исключи-

тельно остаточными флуктуациями и фильтр дает несмещенную оценку среднего локального уровня, а также учитывая, что для нормального закона распределения максимальное отклонение от математического ожидания не превосходит трех остаточных среднеквадратических отклонений (СКО) [7], получаем, что дисперсия на выходе фильтра для рассматриваемого случая $\sigma_{\phi}^2 = 25$ должна быть уменьшена приблизительно в 350 раз. Поскольку коэффициент подавления α -урезанного фильтра может быть примерно рассчитан как [4] $K_{nod} = (1 - 2\alpha)N$, а коэффициент α с учетом указанных выше рекомендаций имеет порядок 0,05 ... 0,1, необходимая апертура фильтра составляет около 400 отсчетов.

Однако использование такого N входит в противоречие с требованием обеспечения малой задержки получением вторичной оценки. В связи с этим разумным компромиссом можно считать использование апертуры порядка 100 отсчетов (например, $N = 101$).

Результат применения α -урезанного фильтра с указанными параметрами к зашумленному тестовому сигналу приведен на рис. 5.

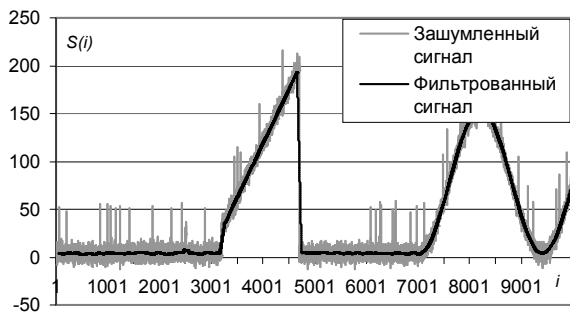


Рис. 5. Результат обработки тестового сигнала ($\sigma_{\phi}^2 = 25$; $P_{шм} = 0,05$ и $A_{шм} = 50$) α -урезанным фильтром с апертурой $N = 101$ и $\alpha = 0,07$; $\sigma_{ост}^2 = 29,97$

Как видно из рис. 5, за счет большего скользящего окна степень подавления флуктуационной составляющей у α -урезанного фильтра существенно выше по сравнению с медианным фильтром (см. также график относительной погрешности, приве-

денный на рис. 6). Однако одновременно с этим α -урезанный фильтр с заданными параметрами искажает информационные детали (окрестность 2500 отсчета) и вносит существенные динамические ошибки на участках сигнала с резкими изменениями (окрестности отсчетов с индексами 3250 и 4750).

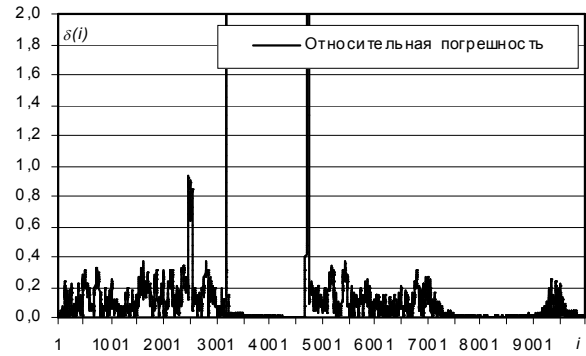


Рис. 6. Относительная погрешность измерений после обработки α -урезанным фильтром с $N = 101$ и $\alpha = 0,07$

Таким образом, как показывают приведенные примеры, основной проблемой при использовании неадаптивных нелинейных фильтров для рассматриваемого приложения является компромиссный выбор N и других параметров фильтров, чтобы с одной стороны обеспечивать эффективное уменьшение дисперсии оценок, а с другой сохранять информационные детали и устранять выбросы.

Другим классом методов вторичной обработки является использование методов на основе вейвлетных преобразований [8] или на основе дискретного косинусного преобразования [9]. Они основаны на выполнении дискретного ортогонального преобразования, обнулении с учетом порога или нелинейном (гомоморфном) преобразовании в спектральной области полученных коэффициентов и выполнении обратного ортогонального преобразования. Однако эти методы имеют ряд особенностей, делающих их применение для рассматриваемого приложения нецелесообразным. Как и линейные фильтры, эти методы не позволяют устранять неинформационные выбросы. Кроме того, они требуют априорного (локального) оценивания дисперсии флуктуационных

ошибок первичных измерений, вследствие чего результат обработки может быть получен лишь со значительной задержкой. Пост-фильтрация полученных последовательностей медианным фильтром, в принципе, позволяет устранить неинформационные выбросы, но, как показали проведенные исследования, степень подавления флуктуационных помех по-прежнему остается недостаточной.

Третий вариант обработки основан на использовании локально-адаптивных методов, например, локально-адаптивных мириадных фильтров [10, 11] или фильтров на основе Z -параметров [12]. В основе первого метода фильтрации лежит мириадная оценка. Основной ее особенностью является наличие настроечного параметра, варьируя который можно изменять свойства этой оценки, позволяя фильтру работать как в линейном, так и в существенно нелинейном режимах. При этом обеспечивается соответственно либо неплохая эффективность подавления флуктуационных помех, либо высокая устойчивость к присутствию неинформационных выбросов. К сожалению, при использовании адаптивных мириадных фильтров также сложно компромиссным образом выбрать размер скользящего окна, поскольку свойства этих фильтров еще более нелинейны, чем свойства медианного фильтра.

Использование фильтров на основе Z -параметров оказывается неэффективным, поскольку в настоящее время существуют лишь варианты с максимальным размером скользящего окна 13 отсчетов [12], вследствие чего требование уменьшить дисперсию флуктуационных ошибок измерений в десятки раз не может быть удовлетворено.

Проведенный анализ показывает, что ни один из перечисленных методов обработки не позволяет удовлетворить выдвинутым требованиям, поскольку они являются противоречивыми.

Решением может быть создание некоторого составного или многоэтапного фильтра, включающего в себя несколько простых алгоритмов обработки. В

результате выходное значение вычисляется как некоторая комбинация выходных значений компонентных фильтров.

Например, одним из подходов может быть последовательное (итеративное, двухэтапное) применение нескольких фильтров. На первом этапе используется некоторый нелинейный, например, медианный фильтр, основное назначение которого устранять неинформационные выбросы, а на втором этапе к уже предварительно обработанной последовательности применяется линейный усредняющий фильтр (ЛУФ) с большим размером скользящего окна. Результат применения этого метода вторичной обработки для зашумленного тестового сигнала при $N_{мед} = 15$ и $N_{лин} = 101$ приведен на рис. 7. Размер апертуры линейного усредняющего фильтра выбран исходя из тех же соображений, что и для α -урезанного фильтра.

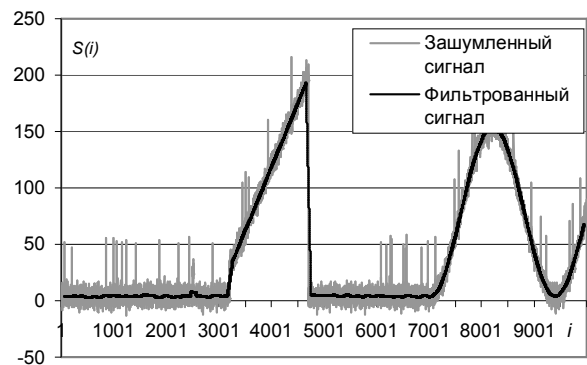


Рис. 7. Результат обработки зашумленного тестового сигнала ($\sigma_{\phi}^2 = 25$; $P_{имп} = 0,05$ и $A_{имп} = 50$) двухэтапным медианно-линейным фильтром ($N_{мед} = 15$ и $N_{лин} = 101$); $\sigma_{ост}^2 = 34,62$

В результате применения такого подхода неинформационные выбросы удалось устранить, а флуктуационную составляющую ошибок первичных измерений существенно снизить. Однако за счет применения ЛУФ оказались сглаженными все резкие изменения сигнала, а также присутствующие в нем информационные детали. В итоге, двухэтапный фильтр обладает приблизительно такими же свойствами, как и α -урезанный фильтр, но при этом его

реализация сложнее, а задержка получения итоговых выходных значений больше.

Использование других реализаций подхода с последовательным применением фильтров не принесло положительных результатов, поскольку оба компонентных фильтра применялись для каждого отсчета сигнала. В то же время, желательно, чтобы фильтр с большим N применялся исключительно на участках, где важно и возможно в максимальной степени подавить флуктуационную компоненту ошибок, а нелинейный, например, медианный фильтр использовался для обработки участков, для которых особо важно сохранить резкие информационные изменения или устранить неинформационные выбросы. Таким образом, представляется целесообразным использовать локально-адаптивную обработку.

Разработка и анализ локально-адаптивного медианно-линейного метода обработки

Напомним, что принцип локально-адаптивной фильтрации (ЛАФ) состоит в том, что для каждого i -го отсчета обрабатываемого сигнала выходное значение $Y^{ЛАФ}(i)$ либо равно значению i -го отсчета на выходе одного из используемых компонентных фильтров [12], либо представляется в виде взвешенной суммы выходных значений компонентных фильтров [13], либо фильтр остается неизменным, но варьируются его параметры [10, 11]. Выбор того или иного фильтра или его параметров осуществляется на основе анализа показателя локальной активности (ПЛА), характеризующего текущую сигнально-помеховую обстановку в окрестности обрабатываемого отсчета сигнала.

Для рассматриваемого приложения предлагается использовать второй тип ЛАФ, поскольку в нем выходное значение в зависимости от ситуации изменяется плавно. В результате поведение фильтра оказывается более предсказуемым и уменьшается вероятность потери управления объектом наблюдения.

В качестве компонентных фильтров предлагается использовать линейный усредняющий фильтр и медианный фильтр, а в качестве ПЛА использовать модуль разности на выходе ЛУФ и медианного фильтра $\Delta Y(i) = |Y(i)^{лин} - Y(i)^{мед}|$. Более конкретно, для каждого i -го отсчета обрабатываемого сигнала предлагается рассчитывать выходные значения медианного $Y_i^{мед} = Y^{мед}(i)$ и линейного $Y_i^{лин} = Y^{лин}(i)$ фильтров с размерами скользящих окон $N_{мед}$ и $N_{лин}$ ($N_{мед} < N_{лин}$). Рекомендуется использовать $N_{лин} = 101$, а для медианного фильтра размер скользящего окна выбирать как

$$N_{неинф} < (N_{мед} + 1)/2 < N_{дет}, \quad (4)$$

где $N_{неинф}$ – максимальная длительность неинформационного выброса; $N_{дет}$ – минимальная длительность информационной детали.

Выходное значение ЛАФ предлагается рассчитывать в виде следующей взвешенной суммы:

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

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 СКО флуктуационной составляющей ошибок; $Q_i^{АМО}$ – абсолютное медианное отклонение [5], рассчитанное для той же выборки, что и выходное значение медианного фильтра; $k_{дин}$, $k_{шум}$ – настроечные коэффициенты ЛАФ; $\sigma_{мед}^{ост}$ – остаточная СКО на выходе медианного фильтра, определяемая для случая нормальной ПРВ флуктуационной составляющей в следующем виде [2, 4]:

$$\sigma_{мед}^{ост} = \sigma_\phi \cdot \sqrt{\frac{\pi}{2(N_{мед} + \pi/2 - 1)}}, \quad (7)$$

где σ_ϕ – СКО флуктуационной составляющей ошибок.

Если величина коэффициента $k_i^{ЛАФ}$ оказывается вне диапазона $0 \leq k_i^{ЛАФ} \leq 1$, $k_i^{ЛАФ}$ присваивается значение ближайшей границы.

Проанализируем выражения (5) и (6). Как видно из (5), ЛУФ будет работать на участках сигнала, где $k_i^{ЛАФ} = 0$, т.е. выполняется условие

$$\ln 2 \frac{N_{лин}}{k_{дин} \cdot \hat{\sigma}_i} [\Delta Y_i - k_{шум} \cdot \sigma_{мед}^{ост}] \leq 0 \quad (8)$$

или равносильное ему условие

$$\Delta Y_i \leq k_{шум} \cdot \sigma_{мед}^{ост}. \quad (9)$$

Иными словами, если модуль разности ΔY_i на выходе ЛУФ и медианного фильтров не превосходит $k_{шум}$ остаточных СКО на выходе медианного фильтра, считается, что текущий отсчет принадлежит к локально-пассивному участку сигнала (не содержащему резких изменений) и для его обработки применяется ЛУФ, хорошо подавляющий флуктуационную составляющую ошибок.

В свою очередь, медианный фильтр применяется, если $k_i^{ЛАФ} = 1$, т.е. при выполнении условия

$$\ln 2 \frac{N_{лин}}{k_{дин} \cdot \hat{\sigma}_i} [\Delta Y_i - k_{шум} \cdot \sigma_{мед}^{ост}] \geq 1 \quad (10)$$

или

$$\Delta Y_i \geq \frac{k_{дин} \cdot \hat{\sigma}_i}{\ln 2 N_{лин}} + k_{шум} \cdot \sigma_{мед}^{ост}. \quad (11)$$

Это означает, что медианный фильтр работает практически только на локально-активных участках информационного сигнала, где наблюдаются динамические ошибки на выходе ЛУФ, которые в $k_{дин}$ раз больше СКО на входе фильтра, т.е. где ЛУФ начинает давать смещение $(k_{дин} \cdot \hat{\sigma}_i) / N_{лин}$.

Таким образом, свойства медианно-линейного ЛАФ полностью определяются величинами коэффициентов $k_{дин}$ и $k_{шум}$. Определим критерии их выбора. Будем исходить из того, что основным требованием к ЛАФ является обеспечение заданной относительной погрешности δ_i . Поскольку $Y_i^{ЛАФ}$ в

предельных случаях принимает значение выхода одного из фильтров – медианного или ЛУФ, и критерием выбора того или иного фильтра является модуль разности между их выходами ΔY_i , то максимальная относительная погрешность при неправильном выборе фильтра будет определяться как

$$\delta^{макс} = \Delta Y^{макс} / S, \quad (12)$$

где S – локальный средний уровень обрабатываемого сигнала.

Тогда величины коэффициентов $k_{дин}$ и $k_{шум}$, которые и определяют пороги переключения между выходами фильтров, необходимо выбирать таким образом, чтобы максимальная погрешность $\delta^{макс}$ не превосходила предельно допустимую $\delta^{дон}$. Из (12) получаем, что для обеспечения этого условия необходимо, чтобы разность между выходами фильтров не превосходила величины

$$\Delta Y^{макс} \leq \delta^{дон} \cdot S. \quad (13)$$

На плоском участке сигнала при отсутствии неинформационных выбросов выходные значения медианного фильтра и ЛУФ являются несмещенными [4]. Таким образом, модуль разности ΔY_i на плоском участке определяется исключительно величинами остаточных СКО на выходе этих фильтров, а поскольку размер окна ЛУФ существенно больше, то СКО на его выходе можно пренебречь и считать, что ΔY_i не превосходит $\sigma_{мед}^{ост}$, т.е. $k_{шум} = 1$. Однако, с учетом слабой зависимости коэффициента $k_i^{ЛАФ}$ от ΔY_i в окрестности значений, близких к $\sigma_{мед}^{ост}$, и для обеспечения большей статистической устойчивости ЛАФ величину $k_{шум}$ следует выбирать несколько большей, порядка 1,3 ... 1,5. В дальнейшем примем значение коэффициента $k_{шум}$ равным 1,5.

При захвате апертурой ЛУФ участков сигнала с неинформационными выбросами или участков с динамическими изменениями сигнала (перепады,

ломанные, наклоны), выходные значения ЛУФ оказываются смещенными, в то время как выход медианного фильтра остается практически несмещенным [4], что приводит к увеличению модуля разности ΔY_i . При этом максимальная ΔY_i будет примерно равна величине максимальной смещенности ЛУФ:

$$\Delta Y_{\text{макс}} = \frac{k_{\text{дин}} \cdot \sigma_{\phi}}{N_{\text{лин}}} \quad (14)$$

Тогда, подставляя (14) в (13), получаем следующее соотношение для выбора $k_{\text{дин}}$:

$$k_{\text{дин}} \leq \delta^{\text{доп}} \cdot S \cdot N_{\text{лин}} / \sigma_{\phi} \quad (15)$$

Определим величину коэффициента $k_{\text{дин}}$ для рассматриваемого зашумленного тестового сигнала. Исходные данные для расчета следующие. Размер апертуры ЛУФ $N_{\text{лин}} = 101$, средний уровень сигнала $S = 40$, СКО флуктуационной составляющей $\sigma_{\phi} = 5$, допустимая величина относительной погрешности 0,15. В результате расчета получаем, что $k_{\text{дин}}$ должно быть меньше либо равно 121.

Результат обработки предложенным медианно-линейным ЛАФ представлен на рис. 8.

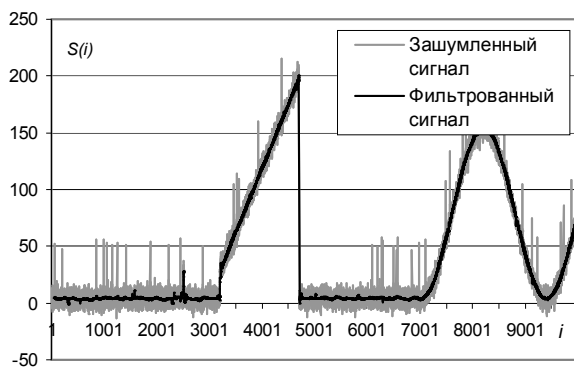


Рис. 8. Результат обработки зашумленного тестового сигнала ($\sigma_{\phi}^2 = 25$; $P_{\text{имп}} = 0,05$ и $A_{\text{имп}} = 50$) предлагаемым медианно-линейным ЛАФ; $\sigma_{\text{ост}}^2 = 0,97$

При сравнении выходных сигналов предлагаемого медианно-линейного ЛАФ и медианного фильтра (см. рис. 3) видно, что уровень остаточных флуктуация удалось существенно уменьшить, в то же время сохранив способность фильтра эффективно устра-

нять неинформационные выбросы и сохранять резкие информационные изменения (см. окрестность 3250 и 4750 отсчетов) и детали (см. окрестность 2500 отсчета). При этом уровень относительной погрешности измерений предлагаемого ЛАФ (рис. 9) также удалось существенно уменьшить по сравнению с медианным фильтром (см. рис. 4) и на большинстве участков тестового сигнала его величина не превосходит предельных 20%.



Рис. 9. Относительная погрешность измерений после обработки предлагаемым медианно-линейным ЛАФ

По эффективности подавления флуктуационной составляющей ошибок измерений предлагаемый ЛАФ несколько уступает α -урезанному фильтру (рис. 5 и 6), однако существенно превосходит его по способности сохранять резкие информационные изменения и детали. Например, α -урезанный фильтр практически полностью устранил информационную деталь тестового сигнала в окрестности 2500-го отсчета, в то время как предлагаемый ЛАФ сохранил ее без видимых искажений. Сравнение значений $\sigma_{\text{ост}}^2$, приведенных для различных рассмотренных фильтров под графиками на рис. 3, 5, 7, 8, также явно свидетельствует о преимуществах предложенного ЛАФ.

Заключение

В результате проведенных исследований сформулированы основные требования к методам вторичной обработки результатов первичных измере-

ний в ИИС и АСУК и показано, что известные методы не отвечают этим требованиям в силу неудовлетворительного компромисса свойств или чрезмерной сложности реализации и большого времени задержки получения результата обработки.

В связи с этим был предложен новый метод локально-адаптивной устойчивой фильтрации на основе использования двух фильтров – нелинейного медианного и линейного усредняющего фильтров. Это позволило обеспечить требуемый компромисс между устранением неинформационных выбросов и сохранением информационных деталей и резких изменений сигнала, с одной стороны, и эффективным подавлением флуктуационной составляющей ошибок измерения, с другой стороны.

Литература

1. Pearson R.K. Discrete Time Dynamic Models. – USA: Oxford Univ. Press, 1999. – 466 p.
2. Yeltsov P., Besedin A., Peltonen S., Lukin V. Statistical Characteristics of Nonlinear Filter Outputs for Poisson Distributed Processes // Proceedings of the Seventh All-Ukrainian Conference on Signal/Image Processing and Pattern Recognition. – Kiev (Ukraine), 2004. – P. 69 – 72.
3. Haykin S. Adaptive filter theory, 3-rd edition. – New Jersey (USA): Prentice Hall, Inc, 1996. – 936 p.
4. Astola J., Kuosmanen P. Fundamentals of nonlinear digital filtering. – Boca Raton (USA): CRC Press LLC, 1997. – 276 p.
5. 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.
6. Varri A. Algorithms and systems for the analysis of long-term physiological signals: Thesis for the Degree of Doctor of Technology. – Tampere (Finland, Tampere University of Technology), 1992. – 211 p.
7. Смирнов Н.В., Дунин-Барковский И.В. Курс теории вероятностей и математической статистики для технических приложений / Учебн. пос. для втузов. – М.: Наука, 1969. – 511 с.
8. Donoho D.L., Johnstone I.M. Adapting to unknown smoothness by wavelet shrinkage // Journal of American Statistical Association. – 1995. – Vol. 90, No 11. – P. 1200 – 1224.
9. Oktem R. Transform Domain Algorithms for Image Compression and Denoising: Thesis for the degree of Doctor of Technology: Tampere University of Technology. – Tampere, Finland, 2000. – 142 p.
10. Abramov S.K., Lukin V.V., Astola J.T. Adaptive myriad filter, CD-ROM Proceedings of International Conference NSIP 2001. – Baltimore, USA. – June 2001. – 5 p.
11. Abramov S.K., Lukin V.V. Adaptive myriad filters for 1-D signal processing // Proceedings of the Sixth All-Ukrainian International Conference Signal/Image Processing and Pattern Recognition, Oct. 2002. – Kyjiv, Ukraine. – P. 163 – 166.
12. Лукин В.В. Анализ поведения показателей локальной активности для нелинейных адаптивных фильтров // Радиофизика и электроника. – 1998. – Вып. 3, № 2. – X.: ИПЭ НАНУ. – С. 80 – 89.
13. Lukin V., Ponomarenko N., Astola J.T., Saarienen K. Algorithms of Image Nonlinear Adaptive Filtering Using Fragment Recognition by Expert System // Proceed. of IS@T/SPIE Symp. on Electronic Imaging: Science and Technology. – San Jose (California, USA), 1996. – SPIE Vol. 2662. – P. 114 – 125.

Поступила в редакцию 13.06.2005

Рецензент: д-р техн. наук, проф. В.К. Волосюк, Национальный аэрокосмический университет им. Н.Е. Жуковского "ХАИ", Харьков.