

**МОДИФИЦИРОВАННЫЕ ЛОКАЛЬНО-АДАПТИВНЫЕ МИРИАДНЫЕ ФИЛЬТРЫ****Введение**

Развитие алгоритмов цифровой фильтрации, обеспечивающих высокое качество подавления помех при малой задержке обработки, актуально, поскольку во многих практических приложениях данное требование является приоритетным. Локально-адаптивные мириадные фильтры относятся к алгоритмам нелинейной устойчивой фильтрации в скользящем окне данных, позволяющим обрабатывать сигнал в режиме квазиреального времени. Применение локально-адаптивной нелинейной устойчивой фильтрации также целесообразно, когда обрабатываемый процесс имеет различный, априорно неизвестный характер изменения информационной составляющей, при воздействии сложных помех, в частности из смеси гауссова шума и импульсных помех, что важно для многих практических условий.

Идея локально-адаптивной нелинейной фильтрации заключается в получении оценок локальной сигнально-помеховой ситуации в окрестности текущего отсчета сигнала и в соответствующей адаптации алгоритма обработки для данного участка сигнала. С целью оценки свойств сигнала и помех на локальном участке по выборке отсчетов в пределах скользящего окна вычисляются показатели локальной активности (ПЛА), которые используются либо для гибкого изменения аналитического выражения, описывающего выходной сигнал фильтра, либо для выбора параметров алгоритма для обработки локального фрагмента сигнала. Соответственно, нелинейные локально-адаптивные фильтры (ЛАФ) в первом случае относятся к алгоритмам с “мягким”, а во втором – с “жестким” переключением параметров [1 – 4].

Среди адаптивных алгоритмов, не требующих больших вычислительных затрат, высокую эффективность подавления шума при обработке сигналов, характеризующихся как низкочастотным, так и высокочастотным поведением информационной составляющей, обеспечивают динамические аппроксимирующие алгоритмы [5 – 11] на основе оптимального алгоритма Савицкого – Голея [12]. Данные адаптивные фильтры используют гибкую настройку длины интервала аппроксимации не только в зависимости от оценок спектра сигнала на обрабатываемом локальном участке [5 – 7], но и от оценок уровня шума [8 – 11]. Однако большинство линейных фильтров не подходят для обработки резких изменений сигнала типа скачок и других точек разрыва производной, а также плохо устраняют выбросы [13].

Высокую эффективность подавления помех обеспечивают двухэтапные адаптивные фильтры на основе ортогональных дискретных косинусных и вейвлетных преобразований, применяющие на первом этапе пороговую фильтрацию в области ортогонального преобразования для подавления шума, а на втором – оптимальную фильтрацию Винера с использованием в качестве модели оценки сигнала, полученной на первом этапе [14, 15]. Предложены адаптивные фильтры, комбинирующие пороговую фильтрацию в частотной области и динамическую аппроксимацию [16]. Однако алгоритмы на основе ортогональных преобразований не применимы в реальном времени, кроме того, к недостаткам данных фильтров относится появление эффекта Гиббса (флуктуаций) при обработке резких изменений сигнала, потеря или искажения низкоамплитудных параметров сигнала, а также необходимость предварительной достаточно точной оценки дисперсии шума [15].

Как отмечалось выше, для нелинейных ЛАФ, осуществляющих обработку сигнала во временной области, возможны быстрые реализации. Данные адаптивные алгоритмы не всегда требуют предварительной оценки дисперсии шума и характеризуются робастностью в широком смысле – устойчивым функционированием в условиях априорной неопределенности модели изменения сигнала и характеристик помех [1 – 3]. Предложены [17 – 27] мириадные ЛАФ одновременно с “мягким” изменением параметра линейности мириадного фильтра  $K$  [28 – 31] в зависимости от локальных оценок масштаба данных [32, 33] и с “жестким” пе-

реключением размера окна и коэффициента, влияющего на  $K$ . Данные нелинейные ЛАФ обеспечивают высокое качество фильтрации ЭКГ [18 – 22, 27] и комплексного одномерного сигнала, включающих как участки, описываемые линейными и гладкими функциями, так и скачки, изломы, точки соединения прямых и кривых и т.п. [27 – 30]. В одном из разработанных мириадных ЛАФ в качестве ПЛА используются  $Z$ -параметры [1 – 3], в другом – сглаженные усредняющим фильтром пороговые параметры фильтра Хемпела [34]. Первый ЛАФ имеет преимущество по подавлению шума на участках линейного изменения сигнала, другой – обеспечивает лучшее качество обработки скачка и участка постоянного уровня.

Цель работы – разработка модифицированного мириадного ЛАФ, сочетающего достоинства обоих вариантов предложенных ранее мириадных ЛАФ, анализ и сравнение эффективности для комплексной модели одномерного сигнала в широком диапазоне изменения дисперсии аддитивного гауссова шума и при возможном наличии выбросов.

### Предлагаемый мириадный ЛАФ

Предложим мириадный ЛАФ, которым в зависимости от характера изменения сигнала переключаются два адаптивных мириадных фильтра (АМФ) с различными свойствами, определяемыми размером окна и коэффициентом, влияющим на параметр линейности  $K$ .

Выходной сигнал АМФ описывается как

$$y_i^{AMF} = \text{myriad} \{x_1, x_2, \dots, x_i, \dots, x_N; bK_{ai}\} = \arg \min_{\beta} \sum_{i=1}^N \log [(bK_{ai})^2 + (x_i - \beta)^2], \quad (1)$$

где  $y_i^{AMF}$  – оценка  $i$ -го отсчета выходного сигнала по отсчетам входного сигнала  $\{x_1, x_2, \dots, x_N\}$  в скользящем окне данных размером  $N$ ;  $i$  – индекс, соответствующий центральному элементу окна;  $K_{ai}$  – адаптируемое для каждого  $i$ -го скользящего окна фильтра значение параметра линейности  $K$  мириады выборки,  $K_{ai} > 0$ ;  $\beta$  – оценка местоположения функции ПРВ по выборке  $\{x_i\}_{i=1}^N$  значений случайной величины [28-30];  $b$  – постоянный коэффициент.

Для нахождения мириады выборки будем использовать алгоритм поиска минимума мириадной функции стоимости на основе численного метода Ньютона [35, 37]. Мириадный фильтр на основе данного метода при малых значениях параметра линейности  $K$  обеспечивает оптимальное качество обработки скачка и высокую степень устранения импульсных помех [36, 37]. При больших значениях  $K$  мириадный фильтр близок к линейному усреднению [28 – 31, 36, 37]. Варьирование параметра  $K$  позволяет адаптивно в зависимости от характера изменения сигнала и уровня шума настраивать свойства мириадного фильтра от режима высокой нелинейности свойств до их линейности [17 – 22, 30 – 33].

Для предлагаемого мириадного ЛАФ адаптация параметра линейности мириадной оценки  $K$  по выборке данных в скользящем окне осуществляется по формуле [33]

$$K_{ai} = \max_{k \neq j} |x_k - x_j| \Big|_{k, j=1}^N, \quad (2)$$

где  $K_{ai}$  – локальные оценки масштаба сигнала;  $N$  – размер окна.

Для обработки одномерных процессов, описываемых комплексной моделью, использованной в [17, 23 – 26], целесообразно отфильтровывать предварительно вычисленные по формуле (2) значения  $K_{ai}$ . Тогда сигнал на выходе АМФ можно представить как

$$y_i^{AMF_{pfK}} = \text{myriad} \{x_1, x_2, \dots, x_i, \dots, x_N; b_{pf} K_{ai}^f\}, \quad (3)$$

где  $K_{ai}^f = \text{myriad} \{K_{a1}, K_{a2}, \dots, K_{ai}, \dots, K_{aN_{pf}}, b_{pf} K_{apfi}\}$  – результат применения АМФ (1) к выборке значений параметра  $K_{ai}$  (2) в скользящем окне размером  $N_{pf}$ ;  $K_{apfi}$  – параметр, вычисляемый по формуле (2) для выборки  $\{K_{a1}, \dots, K_{ai}, \dots, K_{aN_{pf}}\}$ ;  $b_{pf}$  – коэффициент.

Для переключения адаптивного мириадного фильтра (АМФ) с параметрами, более подходящими для обработки локального участка сигнала, предлагается комплексное использование параметров фильтра Хемпела [34] и модифицированного Z-параметра, детектирующего скачки функции [2, 3]. Выходной сигнал предлагаемого двухкомпонентного мириадного ЛАФ, обозначенного как АМНЗ, описывается следующим выражением

$$y_i^{AMHZ} = \begin{cases} y_i^{AMF_{pfK}(N_2, b_2)}, & \text{if } (r_i^f > th_i^f) \vee (|Z_i^*| < \tau_Z); \\ y_i^{AMF_{pfK}(N_1, b_1)}, & \text{else,} \end{cases} \quad (4)$$

где  $y_i^{AMF_{pfK}(N_2, b_2)}$ ,  $y_i^{AMF_{pfK}(N_1, b_1)}$  – сигналы на выходах АМФ (3) с размерами окон  $N_2 > N_1$  и коэффициентами  $b_2 > b_1$ ;  $r_i^f = \text{mean}\{r_1, r_2, \dots, r_i, \dots, r_{N_3}\}$ ,  $th_i^f = \text{mean}\{th_1, th_2, \dots, th_i, \dots, th_{N_4}\}$  – ПЛА Хемпела  $r_i$ ,  $th_i$  [34], сглаженные линейными фильтрами с размерами окон  $N_3$ ,  $N_4$  соответственно;  $Z_i^*$  – параметр, значения которого превышают порог на скачках функции [2, 3].

ПЛА фильтра Хемпела [34] описываются следующими формулами:

$$r_i = |x_i - m_i|, \quad th_i = t S_i^{Mad}, \quad S_i^{Mad} = 1,4826 \text{median}\{|x_1 - m_i|, |x_2 - m_i|, \dots, |x_{N_{Mad}} - m_i|\}, \quad (5)$$

где  $x_i$ ,  $m_i$  – центральный элемент и медиана (*Med – median*) входной выборки отсчетов  $\{x_j\}_{j=1}^{N_{Mad}}$  в пределах скользящего окна размером  $N_{Mad}$ ;  $t$  – фиксированный порог;  $S_i^{Mad}$  – абсолютное медианное отклонение (*Mad – median absolute deviation*), являющееся локальной оценкой масштаба сигнала; 1,4826 – коэффициент для гауссовой ПРВ [31].

Z-параметр [1 – 4] вычисляется по формуле

$$Z_i = \sum_{j=-(N_Z-1)/2}^{(N_Z-1)/2} (y_{i+j}^f - x_{i+j}) / \sum_{j=-(N_Z-1)/2}^{(N_Z-1)/2} |y_{i+j}^f - x_{i+j}|, \quad (6)$$

где  $y_{i+j}^f$ ,  $x_{i+j}$  – соответствующие отсчеты предварительно отфильтрованного и входного сигналов;  $i$  – индекс центрального положения скользящего окна размером  $N_Z$ .

Достоинством Z-параметра является то, что в сравнении с другими ПЛА его значения не превышают порог, как для изопотенциальных, так и для линейно изменяющихся участков сигнала, что позволяет правильно применить для их обработки фильтр со свойствами, близкими к линейному усреднению [1, 2]. Однако значения Z-параметра переходят через нуль в точке скачка, что приводит к ошибочному применению компонентного фильтра, более подходящего для обработки линейных и гладких функций, однако вносящего большие динамические ошибки в области скачка. В связи с этим, для фильтрации комплексных сигналов в качестве ПЛА целесообразно использовать Z-параметр, детектирующий скачок [2, 3].

Для вычисления Z-параметра, реагирующего большими – превышающими порог, значениями на скачок функции используется следующий алгоритм:

1) Находятся максимальные и минимальные значения в левой и правой частях окна, содержащего значения Z-параметра (6). Границы частей окна определяются индексом центрального элемента  $i$  и смещением  $n_Z$ . Математически данные операции выражаются как

$$\begin{aligned} Z_{\max_{left}} &= \max\{Z_j\}_{j=i-n_Z}^{i-1}, \quad Z_{\min_{left}} = \min\{Z_j\}_{j=i-n_Z}^{i-1}, \\ Z_{\max_{right}} &= \max\{Z_j\}_{j=i+1}^{i+n_Z}, \quad Z_{\min_{right}} = \min\{Z_j\}_{j=i+1}^{i+n_Z}, \end{aligned} \quad (7)$$

где  $n_Z = (N_Z - 1)/2 + (N_Z - 1)/4 + 2$  – смещение, определяющее отступы влево и вправо от индекса  $i$ , соответствующего центральному положению скользящего окна размером  $N_Z$ .

2) Определяются смещения найденных максимальных и минимальных значений  $Z$ -параметра (7) относительно порога  $\tau_Z$ :

$$\begin{aligned} dZ_{\max_{left}} &= Z_{\max_{left}} - \tau_Z, \quad dZ_{\min_{left}} = Z_{\min_{left}} + \tau_Z, \\ dZ_{\max_{right}} &= Z_{\max_{right}} - \tau_Z, \quad dZ_{\min_{right}} = Z_{\min_{right}} + \tau_Z. \end{aligned} \quad (8)$$

3) Вычисляется модифицированный детектирующий скачок  $Z$ -параметр по формуле

$$Z_i^* = \begin{cases} \tau_Z + (dZ_{\max_{right}} - dZ_{\min_{left}}) / 2, & \text{if } ((dZ_{\max_{right}} \geq 0) \wedge (dZ_{\min_{left}} \leq 0)); \\ \tau_Z + (dZ_{\max_{left}} - dZ_{\min_{right}}) / 2, & \text{if } ((dZ_{\max_{left}} \geq 0) \wedge (dZ_{\min_{right}} \leq 0)); \\ |Z_i|, & \text{else.} \end{cases} \quad (9)$$

В отличие от детектора скачка на основе поиска квазиранга  $Z$ -параметра [1 – 3, 25, 26] описанный алгоритм (9) имеет более простую реализацию, не требующую сортировки выборки значений (6)  $\{Z_j\}_{j=1}^{N_Z}$  в скользящем окне размером  $N_Z$ .

Заметим, что комплексное применение в качестве ПЛА пороговых параметров Хемпела (5) и параметра  $Z^*$  (9) практически не усложняет алгоритм мириадного ЛАФ (4) в сравнении с предложенными ранее ЛАФ [25, 26], а задержка обработки не увеличивается.

В случае наличия импульсных помех будем использовать предварительную фильтрацию сигнала робастным фильтром Хемпела [34], в котором предлагается заменить медиану мириадной операцией, которая в нелинейном режиме характеризуется более высокой робастностью [36, 37]. Тогда, мириадный фильтр Хемпела описывается по формуле

$$y_i^{Hamp_{myr}} = \begin{cases} x_i, & \text{if } |x_i - m_i| \leq t_{pr} S_i^{Mad}; \\ \text{myriad}\{x_1, x_2, \dots, x_i, \dots, x_{N_{pr}}; K_{pr}\}, & \text{else,} \end{cases} \quad (10)$$

где  $x_i, m_i$  – центральный элемент и медиана выборки отсчетов  $\{x_1, x_2, \dots, x_{N_{pr}}\}$  в пределах скользящего окна размером  $N_{pr}$ ;  $t_{pr}$  – пороговый параметр фильтра Хемпела;  $S_i^{Mad}$  – абсолютное медианное отклонение (5);  $K_{pr}$  – параметр линейности мириадного фильтра [28 – 30]. Данный нелинейный фильтр имеет три настроечных параметра:  $N_{pr}, t_{pr}, K_{pr}$ .

### Мириадный ЛАФ с шумозависимым переключением наборов фильтров

Для условий существенной нестационарности шума предложено [26, 27] использовать сглаженные значения ПЛА Хемпела (5) также и для упрощенной оценки уровня шума, что немного усложняет алгоритм обработки, однако позволяет адаптивно переключать его параметры для различных уровней шума и, соответственно, повысить степень подавления шума и уменьшить динамические ошибки, вносимые при фильтрации.

В шумозависимом алгоритме на участках медленного изменения сигнала (если  $r_i^f > th_i^f$ ), ПЛА  $r_i^f$  сравнивается с заданными порогами, определяющими несколько уровней шума. Использовались флаговые переменные для запоминания текущего уровня шума:

$$\begin{cases} ln = true, mn = false, hn = false, & \text{if } (r_i^f > th_i^f) \wedge (r_i^f < \eta_1), \\ mn = true, ln = false, hn = false, & \text{if } (r_i^f > th_i^f) \wedge (\eta_1 \geq r_i^f < \eta_2), \\ hn = true, ln = false, mn = false, & \text{if } (r_i^f > th_i^f) \wedge (r_i^f > \eta_2); \end{cases} \quad (11)$$

где  $ln, mn, hn$  – булевы переменные, соответствующие случаям низкого, среднего и высокого уровней шума;  $\eta_1, \eta_2$  – пороги, определяющие границы трех уровней шума.

Заметим, что деление на уровни шума условное, задается порогами  $\eta_1, \eta_2$  так, чтобы переключение набора фильтров, соответствующего оценке уровня шума, было целесообразно.

Тогда, выходной сигнал мириадного ЛАФ с шумозависимым переключением наборов фильтров, обозначенного как  $AMHZ_{nd}$ , представим следующим образом:

$$y_i^{AMHZ_{nd}} = \begin{cases} y_i^{AMF_{pfK}(N_{12}, b_{12})}, & \text{if } (ln = true) \wedge ((r_i^f > th_i^f) \vee (|Z_i^*| < \tau_Z)), \\ y_i^{AMF_{pfK}(N_{11}, b_{11})}, & \text{if } (ln = true) \wedge ((r_i^f \leq th_i^f) \wedge (|Z_i^*| \geq \tau_Z)); \\ y_i^{AMF_{pfK}(N_{22}, b_{22})}, & \text{if } (mn = true) \wedge ((r_i^f > th_i^f) \vee (|Z_i^*| < \tau_Z)), \\ y_i^{AMF_{pfK}(N_{21}, b_{21})}, & \text{if } (mn = true) \wedge (r_i^f \leq th_i^f) \wedge (|Z_i^*| \geq \tau_Z); \\ y_i^{AMF_{pfK}(N_{32}, b_{32})}, & \text{if } (hn = true) \wedge ((r_i^f > th_i^f) \vee (|Z_i^*| < \tau_Z)), \\ y_i^{AMF_{pfK}(N_{31}, b_{31})}, & \text{if } (hn = true) \wedge (r_i^f \leq th_i^f) \wedge (|Z_i^*| \geq \tau_Z); \end{cases} \quad (12)$$

где  $\{y_i^{AMF_{pfK}(N_{12}, b_{12})}, y_i^{AMF_{pfK}(N_{11}, b_{11})}\}$  – набор фильтров, применяемый в случае “низкого” уровня шума,  $N_{12} > N_{11}, b_{12} > b_{11}$ ;  $\{y_i^{AMF_{pfK}(N_{22}, b_{22})}, y_i^{AMF_{pfK}(N_{21}, b_{21})}\}$  – фильтры, применяемые при “среднем” уровне шума,  $N_{22} > N_{21}, b_{22} > b_{21}$ ;  $\{y_i^{AMF_{pfK}(N_{32}, b_{32})}, y_i^{AMF_{pfK}(N_{31}, b_{31})}\}$  – набор фильтров для случая “высокого” уровня шума,  $N_{32} > N_{31}, b_{32} > b_{31}$ .

### Модель тестового сигнала и помех. Критерий эффективности

Модель одномерного дискретного процесса представим следующим образом:

$$x_i = \begin{cases} s_i + n_{ai}, & \text{with probability } 1 - P_{sp}, \\ s_i + n_{ai} + n_{spi}, & \text{with probability } P_{sp}; \end{cases} \quad (13)$$

где  $s_i$  – истинное значение сигнала в  $i$ -м отсчете;  $n_{ai}$  – аддитивный шум, описываемый гауссовой ПРВ с нулевым математическим ожиданием и дисперсией  $\sigma_a^2$ ;  $n_{spi} \gg 3\sigma_a^2$  – амплитуда точечных выбросов (импульсных помех), возникающих с вероятностью  $P_{sp}$ .

Комплексная модель (рис. 1) содержит различные элементарные сигналы: постоянный уровень (отсчеты 10-40), скачок (отсчеты 40-60), излом (отсчеты 90-110, 190-210), линейное изменение (отсчеты 110-140, 160-190), пик (отсчеты 140-160), стык постоянно-го уровня и параболы (отсчеты 240-260), гладкий экстремум (отсчеты 265-285).

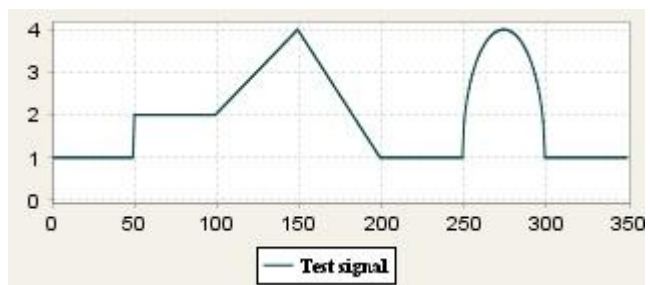


Рис. 1

Для статистической оценки эффективности фильтров будем использовать общепринятый критерий минимума среднеквадратической ошибки (СКО) [13], вычисляемый как

$$\chi_{i_1-i_2} = \sum_{j=1}^{N_R} (\sum_{i=i_1}^{i_2} (y_i^f - s_i)^2 / (i_2 - i_1 + 1)) / N_R, \quad (14)$$

где  $y_i^f$  – выходной сигнал фильтра;  $s_i$  – истинный сигнал;  $i_1, i_2$  – отсчеты, определяющие участок оценки эффективности;  $N_R$  – количество реализаций сигнала с шумом.

## Исследуемые нелинейные ЛАФ

Наиболее распространенной методикой статистической оценки эффективности нелинейных устойчивых фильтров является численное моделирование (метод статистических испытаний), поскольку аналитически описать свойства данного класса фильтров слишком сложно. Алгоритм компьютерного эксперимента заключается в формировании тестового сигнала, генерации и наложении случайного шума и других помех, выполнении фильтрации, вычислении показателей эффективности и в последующем повторении перечисленных шагов заданное количество раз для статистического усреднения показателей качества фильтра [13].

Параметры предложенного алгоритма  $AMHZ$  (4) подобраны численным моделированием для приведенной выше комплексной модели сигнала (рис. 1) при условиях среднего уровня шума ( $\sigma_a^2=0,01\div 0,03$ ). В ЛАФ  $AMHZ$  как “подавляющий шум” фильтр используется АМФ (3) с параметрами  $N_2=17$ ,  $b_2=1$ ; адаптивно вычисляемый параметр линейности  $K_{ai}$  (2) обрабатывается АМФ (1) с параметрами  $N_{pf}=19$ ,  $b_{pf}=1$ . Как “сохраняющий детали” фильтр в данном ЛАФ применяется АМФ (3) с параметрами  $N_1=7$ ,  $b_2=0,5$ ,  $N_{pf1}=17$ ,  $b_{pf2}=0,5$ . В качестве предварительного фильтра для вычисления  $Z$ -параметра (6) использовался “подавляющий шум” компонент; размер окна для суммирования (6) выбран  $N_Z=13$ ; значения  $Z$ -параметра обрабатывались мириадным фильтром с размером окна  $N_{myr}=9$  и параметром линейности  $K=0,7$ . ПЛА Хемпела  $r_i$ ,  $th_i$  (5) сглаживались усредняющими фильтрами с размерами окон  $N_3=21$ ,  $N_4=15$ . Пороги следующие: для параметров Хемпела (5)  $t=0,6$ , а для  $Z$ -параметра (9)  $\tau_Z=0,4$ .

Параметры ЛАФ  $AMHZ_{nd}$  (12) подобраны следующим образом:  $N_{12}=15$ ,  $b_{12}=1$ ,  $N_{11}=5$ ,  $b_{11}=0,7$ ,  $N_{pf12}=19$ ,  $b_{pf12}=1$ ,  $N_{pf11}=15$ ,  $b_{pf11}=0,3$ ;  $N_{22}=17$ ,  $b_{22}=1$ ,  $N_{21}=7$ ,  $b_{21}=0,5$ ,  $N_{pf22}=33$ ,  $b_{pf22}=1$ ,  $N_{pf21}=17$ ,  $b_{pf21}=0,5$ ;  $N_{32}=19$ ,  $b_{32}=1$ ,  $N_{31}=9$ ,  $b_{31}=0,5$ ,  $N_{pf32}=51$ ,  $b_{pf32}=1$ ,  $N_{pf31}=51$ ,  $b_{pf31}=0,1$ . Пороги для оценки уровня шума:  $\eta_1=0,1$ ,  $\eta_2=0,3$ . Параметры для вычисления и обработки ПЛА  $r_i$ ,  $th_i$  (5) и  $Z_i$  (6) такие, как для алгоритма  $AMHZ$ .

Предложенные мириадные ЛАФ  $AMHZ$  (4) и  $AMHZ_{nd}$  (12) сравниваются с нелинейным ЛАФ на основе  $Z$ -параметров [2 – 4], высокоэффективным для выбранной модели одномерного комплексного сигнала (рис. 1). В данном ЛАФ, обозначенном как  $AZ$ , адаптивно переключаются три компонента: медианный фильтр с малым размером окна и  $\alpha$ -урезанные фильтры со средним и большим размерами окон. Параметры данного ЛАФ следующие: размер окна медианного фильтра  $N_1=5$ , размеры окон  $\alpha$ -урезанных фильтров  $N_2=9$  и  $N_3=13$ , соответствующие параметры урезания (количество отбрасываемых наибольших и наименьших порядковых статистик в отсортированном окне данных) [ $\alpha N_2=2$ ] и [ $\alpha N_3=3$ ]. Для вычисления  $Z$ -параметра (6) используются окно размером  $N_Z=9$  и выходной сигнал предварительного  $\alpha$ -урезанного фильтра с параметрами  $N_2=9$ , [ $\alpha N_2=2$ ]; значения  $Z$ -параметра обрабатываются медианным фильтром с размером окна  $N_{med}=5$ . Достоинствами данного ЛАФ являются высокие динамические свойства при низком уровне шума и малая вычислительная сложность вследствие простых операций сортировки, нахождения медианы, усреднения [23 – 26].

При неблизкой к нулю вероятности выбросов для их лучшего устранения предлагается использовать предварительный робастный мириадный фильтр Хемпела (10) с параметрами  $N_{pr}=5$ ,  $t_{pr}=0,6$ ,  $K_{pr}=0,3$ ; соответствующие алгоритмы обозначим как  $AMHZ_{pr}$ ,  $AMHZ_{nd\ pr}$ ,  $AZ_{pr}$ .

### Результаты численного моделирования

Проанализируем эффективность ЛАФ  $AMHZ$  (4),  $AMHZ_{nd}$  (12) и базового ЛАФ  $AZ$  [2, 3] по критерию СКО (14), где  $\chi_{i_1-i_2}$  – локальные показатели качества для участка сигнала с индексами  $i_1-i_2$ ,  $\chi_t$  – интегральные значения СКО для всего сигнала. Для получения устойчивых оценок эффективности количество реализаций для статистического усреднения в отсутствие импульсных помех  $N_R=200$ , а при их наличии  $N_R=500$ . Результаты численного моделирования приведены в таблице (значения СКО указаны в  $ppm$ , где  $1\ ppm = 10^{-6}$ ). Моделировались условия низкого (ситуации 1-2), среднего (ситуации 3-4) и высокого (ситуация 5-6)

уровней аддитивного гауссова шума и наличия среднего уровня шума и импульсных помех при различной вероятности их появления (таблица, ситуации 7-8).

Как видим, ЛАФ  $AMHZ$  (4) и шумозависимый ЛАФ  $AMHZ_{nd}$  (12) имеют наилучшие интегральные показатели эффективности и сочетают достоинства предложенных ранее двух- и трехкомпонентного мириадных ЛАФ [25, 26], обеспечивая наименьшие локальные показатели СКО на участках линейного изменения, постоянного уровня и скачка сигнала.

В сравнении с ЛАФ  $AZ$  [2, 3] при среднем уровне шума (таблица, ситуации 3-4) ЛАФ  $AMHZ$  и  $AMHZ_{nd}$  улучшают интегральные показатели СКО на  $(\chi_t^{AZ} - \chi_t^{AMHZ})/\chi_t^{AZ} = 28 - 33\%$ ; при низком уровне шума (таблица, ситуации 1-2) ЛАФ  $AMHZ$  имеет меньшие показатели СКО на  $5 - 19\%$ , а ЛАФ  $AMHZ_{nd}$  – на  $16 - 21\%$ ; при высоком уровне шума (табл., ситуации 5-6) ЛАФ  $AMHZ$  имеет преимущество на  $25 - 28\%$ , а ЛАФ  $AMHZ_{nd}$  – на  $24 - 29\%$ .

При неблизкой к нулю вероятности выбросов (таблица, ситуации 7-8) интегральные показатели СКО для ЛАФ  $AMHZ$ ,  $AMHZ_{nd}$  также меньше в сравнении с ЛАФ  $AZ$ . Применение предварительного мириадного фильтра Хемпела (10) заметно улучшает робастность ЛАФ  $AMHZ_{pr}$ ,  $AMHZ_{nd pr}$ ,  $AZ_{pr}$ . Такое устранение выбросов более эффективно, чем использование детектора импульсных помех [2, 3]: сравним показатели ЛАФ  $AZ_{spdet}$  и  $AZ_{pr}$ . По интегральным значениям СКО ЛАФ  $AMHZ_{pr}$  и  $AMHZ_{nd pr}$  выигрывают у ЛАФ  $AZ_{pr}$  на  $13 - 42\%$ .

Графики сигналов предложенных мириадных ЛАФ  $AMHZ$  (4),  $AMHZ_{nd}$  (12) для ситуаций низкого ( $\sigma_a^2=0,003$ ), среднего ( $\sigma_a^2=0,03$ ) и высокого ( $\sigma_a^2=0,3$ ) уровней шума приведены на рис. 2 – 4, где  $a$  – входной тестовый сигнал;  $b$  – сигнал на выходе ЛАФ  $AMHZ$ ;  $e$  – сигнал на выходе ЛАФ  $AMHZ_{nd}$ ;  $z$  – ПЛА  $r_i^f$ ,  $th_i^f$  (5) и  $Z_i^{*f}$  (9);  $d$  – адаптируемые параметры  $K_{ai}^f$  и  $b$  в ЛАФ  $AMHZ$ ;  $e$  – адаптируемые параметры  $K_{ai}^f$  и  $b$  в ЛАФ  $AMHZ_{nd}$ . Как следует из графиков ПЛА и коэффициента  $b$ , при низком и среднем уровнях шума (рис. 2, 3,  $z$ ,  $d$ ) ЛАФ  $AMHZ$  и  $AMHZ_{nd}$  правильно переключают компонентный фильтр с высокими динамическими свойствами на участках скачка (отсчеты 40-60), изломов (отсчеты 90-110, 140-160, 190-210), стыка постоянного сигнала и полиномиального экстремума (отсчеты 240-260). На участках постоянного уровня (отсчеты 10-40) и линейного изменения сигнала (отсчеты 110-140, 160-190) (рис. 2, 3), а также при среднем уровне шума в области гладкого экстремума (рис. 3) правильно переключается компонент, обеспечивающий высокую степень подавления шума. Графики “мягкого” изменения адаптируемого параметра линейности  $K_{ai}^f$  и “жесткого” переключения коэффициента  $b$  (рис. 2, 3,  $d$ ,  $e$ ) также свидетельствуют о правильном переводе мириадной фильтрации в нелинейный режим (малые значения  $K$ ) в области особых точек и в линейный режим (большие  $K$ ) на участках линейного поведения сигнала и гладкого экстремума. Размер окна  $N$  в ЛАФ изменяется аналогично коэффициенту  $b$  на малые значения на участках сигнала, где необходимы высокие динамические свойства фильтра, и на большие, где свойства фильтра должны быть близки к линейному усреднению. При возрастании дисперсии шума средний уровень  $K_{ai}^f$  и, соответственно, степень линейности свойств алгоритма фильтрации увеличиваются. При высоком уровне шума (рис. 4) в мириадных ЛАФ  $AMHZ$ ,  $AMHZ_{nd}$ , практически для всего сигнала применяется подавляющий шум компонент, а большие значения  $K_{ai}^f$  задают линейные свойства алгоритму обработки.

Способность предложенных мириадных ЛАФ устранять выбросы продемонстрирована на рис. 5, где  $a$  – входной тестовый сигнал ( $\sigma_a^2=0,01$ ;  $P_{sp}=0,05$ ;  $n_{sp}=1$ );  $b$  – сигнал на выходе  $AMHZ$ ;  $e$  – сигнал на выходе  $AMHZ_{pr}$ ;  $z$  – сигнал на выходе  $AMHZ_{nd pr}$ . Как видим, при неблизкой к нулю вероятности выбросов применение предварительного мириадного фильтра Хемпела (10) с малым размером окна в ЛАФ  $AMHZ_{nd}$ ,  $AMHZ_{nd pr}$  улучшает качество устранения импульсных помех и не вносит больших динамических ошибок в сигнал.

Фильтр	$\chi_t$	$\chi_{10-40}$	$\chi_{40-60}$	$\chi_{90-110}$	$\chi_{110-140}$	$\chi_{140-160}$	$\chi_{160-190}$	$\chi_{190-210}$	$\chi_{240-260}$	$\chi_{265-285}$
1) $\sigma_a^2=0,003; P_{sp}=0,00; N_R=200;$										
None	2994	3068	3074	2933	2849	2958	3122	3071	2873	2975
AZ	690	381	1053	608	401	979	440	750	<b>1599</b>	786
AMHZ	657	<b>182</b>	<b>584</b>	<b>498</b>	<b>191</b>	1019	<b>220</b>	<b>597</b>	2665	<b>651</b>
AMHZ <sub>nd</sub>	<b>569</b>	209	632	<b>502</b>	215	<b>802</b>	246	614	1796	758
2) $\sigma_a^2=0,006; P_{sp}=0,00; N_R=200;$										
None	5988	6135	6147	5866	5698	5917	6244	6142	5747	5950
AZ	1308	761	2643	1033	780	1555	861	1261	3081	1287
AMHZ	1054	<b>363</b>	<b>1176</b>	1045	<b>375</b>	1429	<b>428</b>	<b>1016</b>	3641	<b>1255</b>
AMHZ <sub>nd</sub>	<b>1000</b>	418	1277	<b>1008</b>	426	<b>1321</b>	480	1066	<b>2742</b>	1488
3) $\sigma_a^2=0,01; P_{sp}=0,00; N_R=200;$										
None	9980	10226	10245	9776	9497	9861	10406	10236	9578	9917
AZ	2204	1268	5855	<b>1557</b>	1270	2336	1451	1879	4930	<b>1923</b>
AMHZ	1592	<b>605</b>	<b>2054</b>	1654	<b>622</b>	<b>1936</b>	<b>697</b>	<b>1670</b>	5070	2068
AMHZ <sub>nd</sub>	<b>1577</b>	691	2179	<b>1567</b>	701	<b>1941</b>	775	1705	<b>4136</b>	2410
4) $\sigma_a^2=0,03; P_{sp}=0,00; N_R=200;$										
None	29939	30677	30735	29329	28492	29583	31218	30708	28734	29752
AZ	6438	3752	20798	3993	3520	5357	4072	4503	14350	<b>4613</b>
AMHZ	<b>4315</b>	<b>1817</b>	9601	<b>3193</b>	<b>1844</b>	<b>5670</b>	<b>2068</b>	4253	11125	5866
AMHZ <sub>nd</sub>	<b>4318</b>	1829	<b>9430</b>	<b>3199</b>	<b>1849</b>	<b>5676</b>	<b>2078</b>	<b>4194</b>	<b>11071</b>	5902
5) $\sigma_a^2=0,1; P_{sp}=0,00; N_R=200;$										
None	99797	102257	102450	97763	94975	98611	104060	102360	95780	99172
AZ	17165	12401	<b>42047</b>	12080	11316	13809	12971	13585	34913	13672
AMHZ	<b>12895</b>	6060	48718	<b>7307</b>	5902	<b>12347</b>	<b>6700</b>	8710	<b>28209</b>	<b>12578</b>
AMHZ <sub>nd</sub>	13052	<b>5989</b>	49296	7329	<b>5819</b>	12692	<b>6645</b>	<b>8656</b>	29450	12707
6) $\sigma_a^2=0,3; P_{sp}=0,00; N_R=200;$										
None	299392	306770	307351	293289	284924	295833	312181	307080	287339	297516
AZ	43588	37131	<b>78606</b>	35429	34114	34863	38154	39980	69491	38901
AMHZ	31204	18187	81402	18736	16984	<b>22533</b>	19141	20900	<b>76001</b>	25794
AMHZ <sub>nd</sub>	<b>30789</b>	<b>16102</b>	84979	<b>17607</b>	<b>15258</b>	23723	<b>17328</b>	<b>19876</b>	78634	<b>25760</b>
7) $\sigma_a^2=0,01; P_{sp}=0,01; n_{sp}=1,0; N_R=500;$										
None	19935	20527	18007	19945	19496	21843	18554	21657	19467	20946
AZ	2798	1481	8082	1895	1606	2954	1785	2272	7110	2051
AZ <sub>spdet</sub>	2600	1534	6672	1880	1580	2620	1494	2036	6257	2009
AZ <sub>pr</sub>	2242	1408	4016	1624	1463	<b>2229</b>	1524	1779	5777	1767
AMHZ	2501	848	8787	2144	<b>947</b>	2620	<b>1161</b>	2504	6812	1883
AMHZ <sub>pr</sub>	1995	<b>808</b>	<b>3377</b>	<b>1462</b>	1165	2444	1209	<b>1662</b>	6719	<b>1615</b>
AMHZ <sub>nd</sub>	2465	877	8630	2032	1025	2648	1214	2451	6263	2108
AMHZ <sub>nd pr</sub>	<b>1959</b>	889	3548	1536	1220	2311	1258	1729	<b>5465</b>	1779
8) $\sigma_a^2=0,03; P_{sp}=0,05; n_{sp}=1,0; N_R=500.$										
None	79043	83777	75235	74356	78255	84346	78882	83633	79406	80876
AZ	11260	7476	30305	7337	7346	9364	7875	9273	24612	7487
AZ <sub>pr</sub>	8256	5877	15607	6038	5788	7568	5692	6741	18920	6016
AMHZ	9738	4786	34955	7735	5313	7917	5635	10895	21192	<b>4892</b>
AMHZ <sub>pr</sub>	<b>6591</b>	<b>3003</b>	<b>14180</b>	<b>4718</b>	<b>4196</b>	<b>6651</b>	<b>4332</b>	<b>5626</b>	19427	4978
AMHZ <sub>nd</sub>	9778	4696	34851	7570	5236	7878	5538	10788	22168	<b>4894</b>
AMHZ <sub>nd pr</sub>	6920	3249	14772	4893	4607	7172	4622	5911	<b>18321</b>	5882



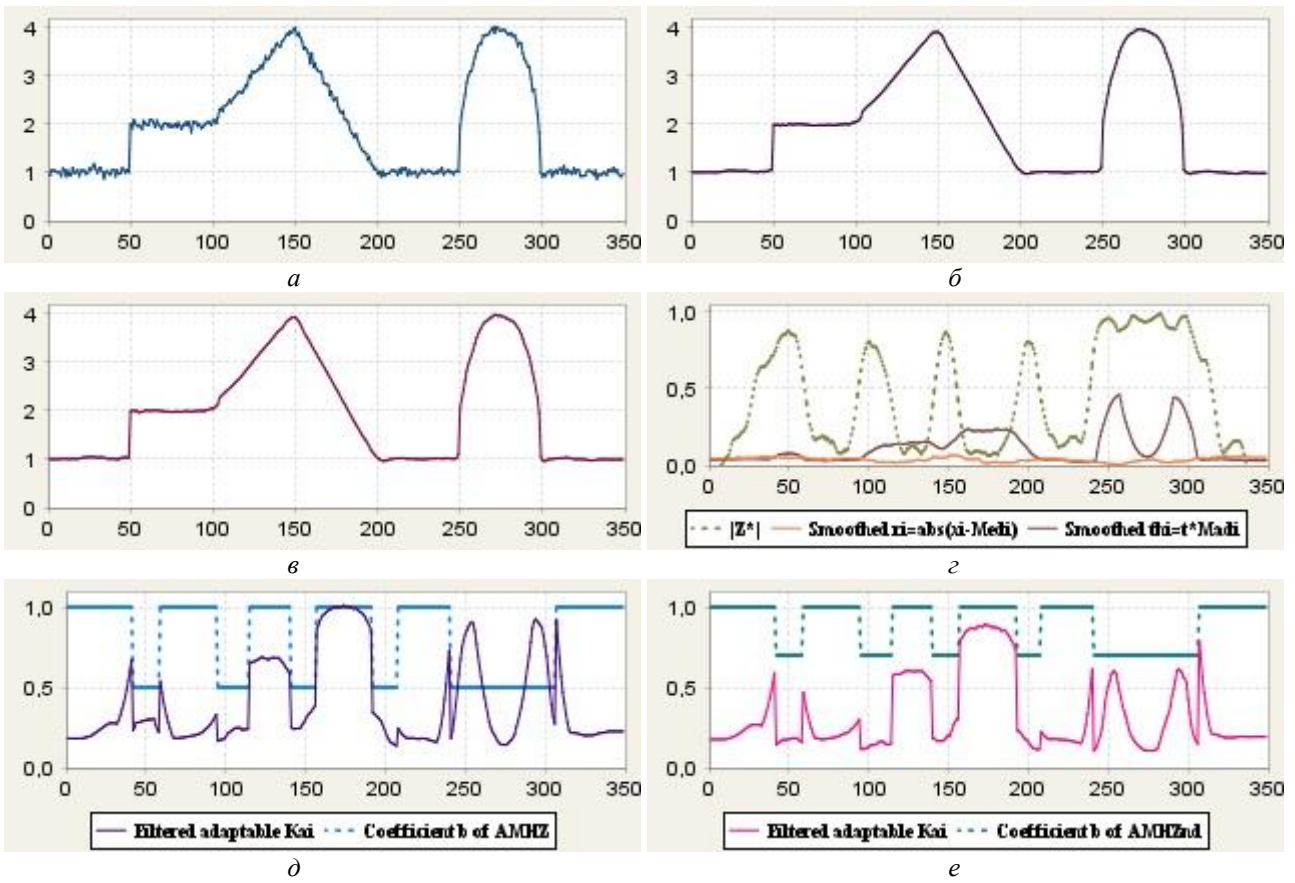


Рис. 2

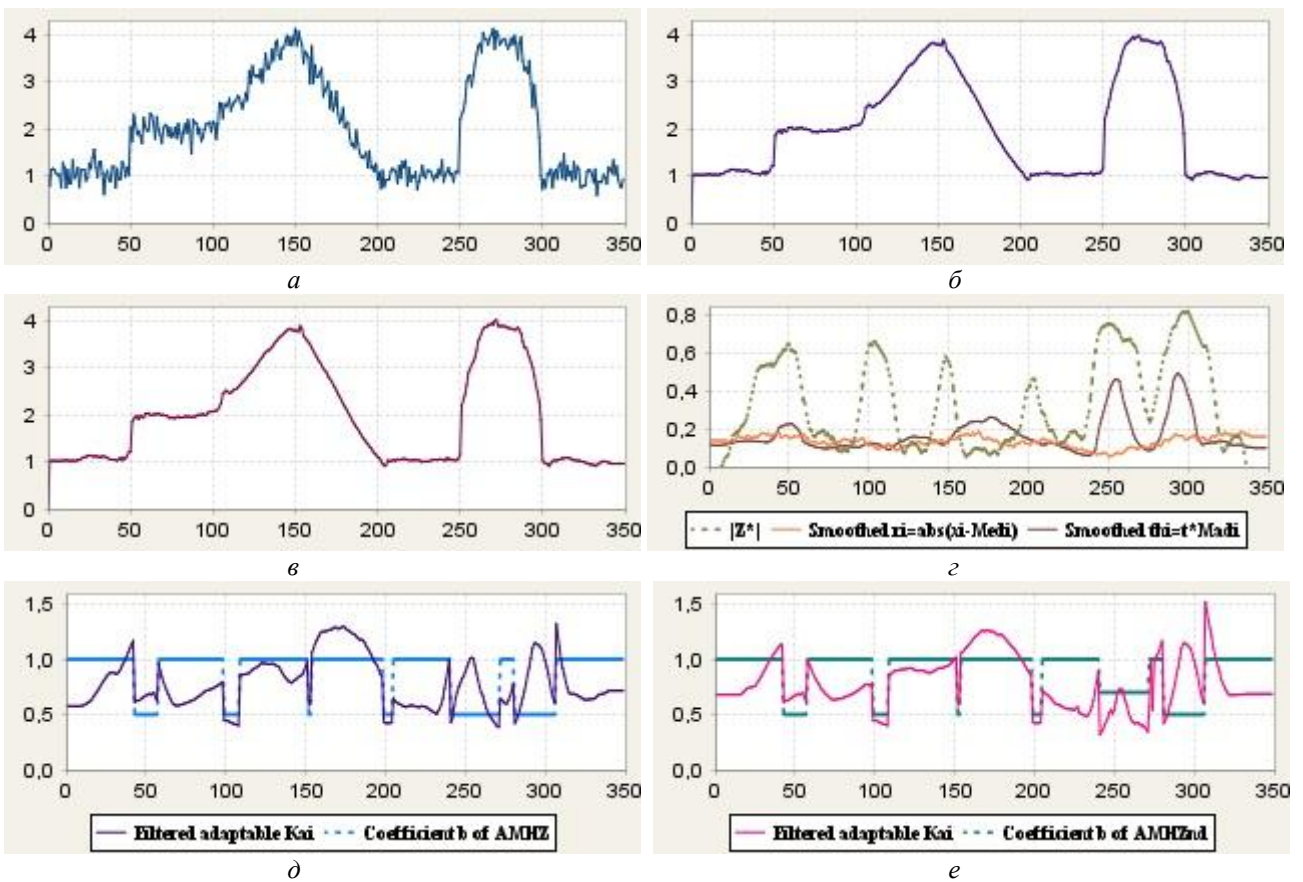


Рис. 3

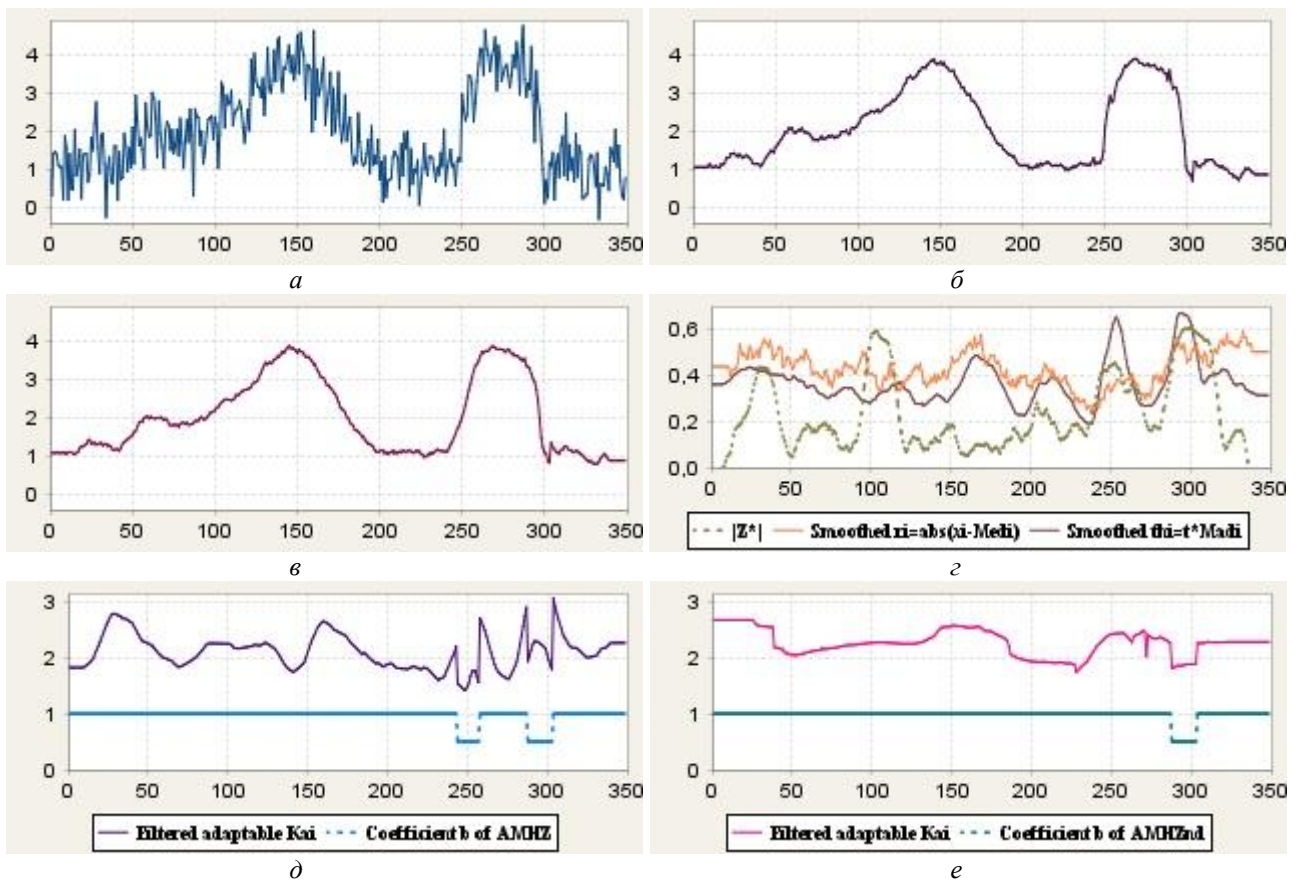


Рис.4

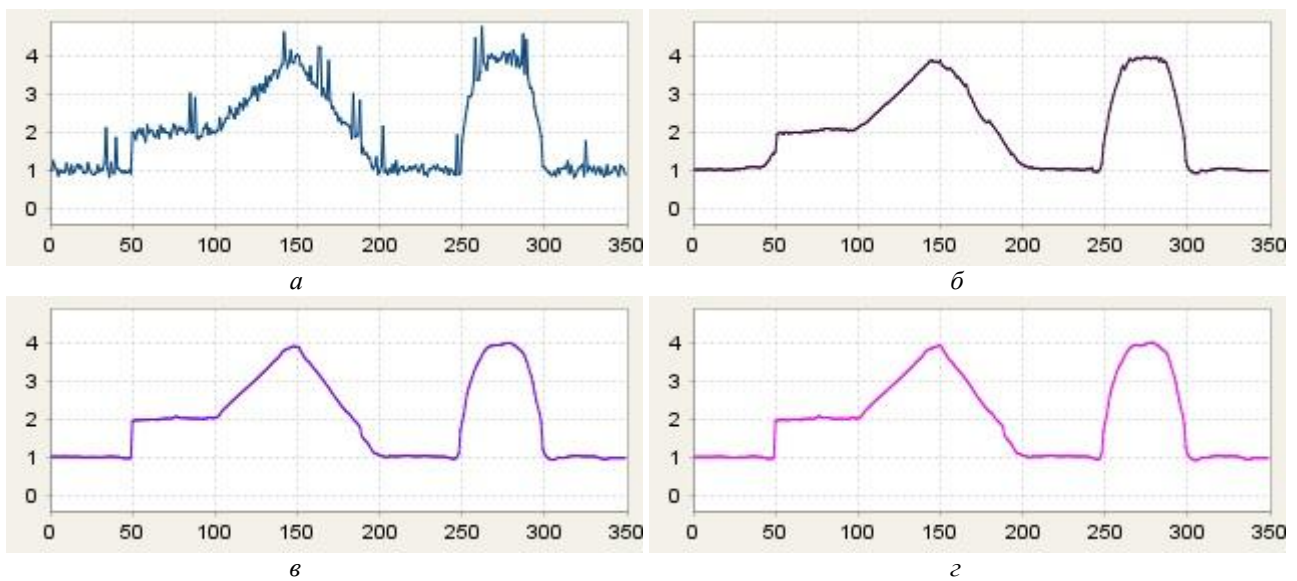


Рис.5

Таким образом, визуальный анализ выходных сигналов мириадных ЛАФ  $AMHZ$  (4) и  $AMHZ_{nd}$  (12) (рис. 2 – 5) хорошо согласуется с данными численного моделирования (таблица).

### Заключение

Предложен модифицированный двухкомпонентный мириадный ЛАФ с улучшенными в сравнении с разработанными ранее ЛАФ [25, 26] свойствами. В данном алгоритме за счет комплексного использования в качестве ПЛА сглаженных параметров фильтра Хемпела [34]

и Z-параметра [2, 3], детектирующего скачок, достигнуто высокое качество фильтрации на участках линейного изменения и постоянного уровня сигнала, а также в области скачка. При этом вычислительная сложность алгоритма практически не увеличилась.

В случае, когда дисперсия шума меняется существенно, предложено сравнивать с порогом один из ПЛА Хемпела также для приближенной оценки уровня шума и соответствующего переключения наборов фильтров с параметрами, подобранными для различных его уровней. Данный “шумозависимый” ЛАФ обеспечивает более высокое качество обработки при низком и высоком уровнях шума.

Высокие интегральные и локальные показатели качества фильтрации, полученные для комплексной модели одномерного сигнала, позволяют рекомендовать применение предложенных модифицированных мириадных ЛАФ для обработки процессов с различным априорно неизвестным поведением информативной компоненты при воздействии аддитивного гауссова шума и возможном наличии выбросов. Применение одного алгоритма рекомендуется при квазистационарном характере шума, другого – при существенной его нестационарности, при этом дисперсия шума может быть априорно неизвестной.

При неблизкой к нулю вероятности импульсных помех целесообразно предварительное их устранение с помощью робастного фильтра Хемпела [34], в котором медианную операцию предложено заменить мириадной при малых значениях параметра линейности  $K$ .

#### Список литературы:

1. Зеленский А.А., Кулемин Г.П., Лукин В.В., Мельник В.П. Локально-адаптивные устойчивые алгоритмы обработки радиоизображений. Препр. / АН Украины. Ин-т радиоэлектрон. 93-143, Харьков, 1993. 39 с.
2. Лукин В.В. Анализ поведения показателей локальной активности для нелинейных адаптивных фильтров // Радиопизика и электроника : сб. науч. тр. НАН Украины. Ин-т радиофизики и электроники им. А.Я. Усикова. Харьков, 1998. Вып.3. № 2. С. 80-89.
3. Lukin V.V., Zelensky A.A., Tulyakova N.O., Melnik V.P. Adaptive method for 1-D signal processing based on nonlinear filter bank and Z-parameter // NSIP'99: Proc. of the IEEE/EURASIP Workshop on Nonlinear Signal and Image Processing. Antalya (Turkey). 1999. Vol.1. P.287-291.
4. Melnik V.P., Lukin V.V., Zelensky A.A., Astola J.T., Kuosmanen P. Local Activity Indicators: Analysis and Application to Hard-Switching Adaptive Filtering of Images // Optical Engineering Journal. 2001. Vol.40, No.8. P.1441-1455. doi:10.1117/1.1385815.
5. Christov I., Daskalov I. Filtering of electrocardiogram artifacts from the electrocardiogram // Medical Engineering & Physics. 1999. Vol.21. P.731-736.
6. Dotsinsky I., Mihov G. Simple Approach for Tremor Suppression in Electrocardiograms // Int. J. Bioautomation. 2010. Vol.14, No.2. P.129-138.
7. Bortolan G., Christov I., Simova I., Dotsinsky I. Noise processing in exercise ECG stress test for the analysis and the clinical characterization of QRS and T wave alternans // Biomedical Signal Processing and Control. 2015. Vol.18. P.378-385.
8. Bortolan G., Christov I. Dynamic Filtration of High-Frequency Noise in ECG Signal // Computing in Cardiology, 7-10 Sept. 2014. Cambridge (USA), 2014. Vol.41. P.1089-1092.
9. Christov I., Neycheva T., Schmid R., Stoyanov T., Abächerli R. Pseudo real-time low-pass filter in ECG, self-adjustable to the frequency spectra of the waves // Medical & Biological Engineering & Computing. 2017. Vol.55, No.9. P.1579-1588.
10. Christov I., Neycheva T., Schmid R. Fine tuning of the dynamic low-pass filter for electromyographic noise suppression in electrocardiograms // Computing in Cardiology, 24-27 Sept. 2017. Rennes (France), 2017. Vol.44. P.1-4.
11. Christov I., Raikova R., Angelova S. Separation of electrocardiographic from electromyographic signals using dynamic filtration // Medical Engineering & Physics. 2018.
12. Savitzky A., Golay M. Smoothing and differentiation of data by simplified least squares procedures // Analytical Chemistry. 1964. Vol.36. P.1627-1639. doi: 10.1021/ac60214a047.
13. Astola J., Kuosmanen P. Fundamentals of Nonlinear Digital Filtering. USA: CRC Press LLC, 1997. 276 p.
14. Nikolaev N., Nikolov Z., Gotchev A., Egiazarian K. Wavelet domain Wiener filtering for ECG denoising using improved signal estimate // ICASSP'00: Proceedings of the IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing. 5-9 June 2000, Istanbul (Turkey), 2000. Vol.6. P.3578-3581. doi: 10.1109/ICASSP.2000.860175.
15. Gotchev A. Spline and Wavelet Based Techniques for Signal and Image Processing. Thesis for the degree of Doctor of Technology, 5th September, Tampere (Finland), Tampere University of Technology Publ., 2003. 171 p.
16. Gotchev A., Christov I., Egiazarian K. Denoising of electrocardiogram from electromyogram artifacts by combined transform-domain and dynamic approximation method. ICASSP'2002: Proc. of the IEEE Int. Conf. on

- Acoustics, Speech, and Signal Processing. 13-17 May 2002, Orlando (USA), 2002. P.3872-3875. doi: 10.1109/ICASSP.2002.5745502.
17. Тулякова Н.О. Локально-адаптивные мириадные фильтры // Радиотехника. 2014. Вып.179. С.50-59.
  18. Тулякова Н.О. Локально-адаптивная мириадная фильтрация сигнала электрокардиограммы // Радиотехника. 2015. Вып.180. С.152-162.
  19. Tulyakova N. Locally-Adaptive Myriad Filters for Processing ECG Signals in Real Time // Int. J. Bioautomation. 2017. Vol.21, No.1. P.5-18.
  20. Тулякова Н.О., Трофимчук А.Н., Стрижак А.Е. Алгоритмы фильтрации электрокардиограммы с динамически изменяемым размером окна // Радиоэлектронные и компьютерные системы. 2016. №2 (76). С.4-14.
  21. Тулякова Н.О., Трофимчук А.Н., Стрижак А.Е. Адаптивные мириадные фильтры для обработки сигналов электрокардиограммы, регистрируемых с высокой частотой дискретизации // Радиоэлектронные и компьютерные системы. 2016. №4 (78). С.97-107.
  22. Тулякова Н.О., Трофимчук А.Н., Стрижак А.Е. Адаптивные алгоритмы устранения электромиографического шума в сигнале электрокардиограммы // Радиотехника. 2017. Вып.188. С.70-78. [Transl.: Tulyakova N., Trofimchuk A., Strizhak A. Adaptive algorithms for elimination of electromyographic noise in the electrocardiogram signal // Telecommunications and Radio Engineering. 2018. Vol.77, No.6. P.549-561. doi: 10.1615/TelecomRadEng.v77.i6.70].
  23. Тулякова Н.О., Трофимчук А.Н., Будник Н.Н., Стрижак А.Е. Сравнительный анализ локально-адаптивных нелинейных фильтров для комплексной модели одномерного сигнала // Радиоэлектронные и компьютерные системы. 2015. №2 (72). С.97-111.
  24. Тулякова Н.О., Трофимчук А.Н., Будник Н.Н., Стрижак А.Е. Применение локально-адаптивной устойчивой фильтрации для повышения точности оценок экстремумов различного типа // Радиотехника. 2015. Вып.183. С.59-67.
  25. Тулякова Н.О., Лопаткин Р.Ю., Трофимчук А.Н., Стрижак А.Е. Применение локально-адаптивной мириадной фильтрации для комплексной модели одномерного сигнала // Радиоэлектронные и компьютерные системы. 2017. №3 (83). С.14-25.
  26. Tulyakova N., Neycheva T., Trofymchuk O., Stryzhak O. Locally-adaptive myriad filtration of one-dimensional complex signal // Int. J. Bioautomation. 2018.
  27. Тулякова Н.О., Трофимчук А.Н., Стрижак А.Е. Адаптивный метод с шумо- и сигнально-зависимым переключением фильтров для подавления нестационарного шума в сигнале электрокардиограммы в реальном времени // Радиотехника. 2018. Вып.194. С.79 – 96.
  28. Gonzalez J.G., Paredes J.L., Arce G.R. Zero-Order Statistics: A Mathematical Framework for the Processing and Characterization of Very Impulsive Signals // IEEE Transactions on Signal Processing. 2006. Vol.54, No.10. P.3839-3851. doi: 10.1109/TSP.2006.880306.
  29. Carrillo R.E., Aysal T.C., Barner K.E. A Generalized Cauchy Distribution Framework for Problems Requiring Robust Behavior // EURASIP Journal on Advances in Signal Processing. 2010. Vol.2010. 19 p. doi: 10.1155/2010/312989.
  30. Gonzalez J.G., Arce G.R. Optimality of the myriad filter in practical impulsive-noise environments // IEEE Transactions on Signal Processing. 2001. Vol.49, No.2. P.438-441. doi: 10.1109/78.902126.
  31. Kalluri S., Arce G.R. Adaptive weighted myriad filter algorithms for robust signal processing in  $\alpha$ -stable noise environments // IEEE Transactions on Signal Processing. 1998. Vol.46, No.2. P.322-334. doi: 10.1109/78.655418.
  32. Abramov S.K., Lukin V.V., Astola J. Adaptive myriad filter // CD-ROM Proc. of NSIP'2001. Baltimore (USA), 2001. 5 p.
  33. Pander T. Impulsive Noise Filtering In Biomedical Signals With Application of New Myriad Filter // Biosignal' 2010: Proc. of the Int. Conf. 2010. Vol.20. P.94-101.
  34. Pearson R.K., Neuvo Y., Astola J. The Class of Generalized Hampel Filters // EUSIPCO: Proc. of the 23rd European Signal Processing Conf. 21 Aug.-4 Sept. 2015. Nice (France), 2015. P.2546-2550. doi: 10.1109/EUSIPCO.
  35. Абрамов С.К. Алгоритм реализации мириадной фильтрации // Авиационно-космическая техника и технология. 2000. Вып.21. С.143-147.
  36. Abramov S., Lukin V., Astola J. (2000). Myriad Filter Properties and Parameter Selection., UkrOBRAZ'2000: Proc. of the Fifth All-Ukrainian Int. Conf., Kiev (Ukraine). P. 59 – 62.
  37. Тулякова Н.О., Трофимчук А.Н., Стрижак А.Е. Алгоритмы мириадной фильтрации // Радиоэлектронные и компьютерные системы. 2014. №4 (68). С.76-83.

*Институт прикладной физики НАН Украины;  
Институт телекоммуникаций  
и глобального информационного пространства  
НАН Украины*

*Поступила в редколлегию 09.01.2019*