

УДК 621.372; 616.12-073.7

Н. О. ТУЛЯКОВА¹, А. Н. ТРОФИМЧУК², Н. Н. БУДНИК³, А. Е. СТРИЖАК²¹ *Институт прикладной физики НАНУ, Украина*² *Институт телекоммуникаций и глобального информационного пространства НАНУ, Украина*³ *Институт кибернетики им. В. М. Глушкова НАНУ, Украина*

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ЛОКАЛЬНО-АДАПТИВНЫХ НЕЛИНЕЙНЫХ ФИЛЬТРОВ ДЛЯ КОМПЛЕКСНОЙ МОДЕЛИ ОДНОМЕРНОГО СИГНАЛА

Рассмотрены методы локально-адаптивной нелинейной фильтрации в скользящем окне данных и их структурные схемы. Для комплексной модели одномерного сигнала, содержащей элементарные сигналы различного типа, в условиях воздействия различного уровня аддитивного гауссова шума, смешанного аддитивного и сигнално-зависимого шума и при возможном наличии выбросов получены статистические оценки эффективности по критериям среднеквадратической ошибки и отношения сигнал – шум. Проведен сравнительный анализ локально-адаптивных фильтров по интегральным и локальным (для отдельных фрагментов сигнала) критериям эффективности. Даны рекомендации по применению нелинейных локально-адаптивных фильтров для обработки одномерных сигналов. Показано высокое качество фильтрации сигналов электрокардиограммы.

Ключевые слова: нелинейные локально-адаптивные фильтры, комплексная модель одномерного сигнала, оценки эффективности, фильтрация электрокардиограммы.

Введение

Проблемы обеспечения высокой эффективности подавления помех методами цифровой фильтрации и в настоящее время остаются актуальными, поскольку постоянно растут требования к точности, надежности, быстродействию алгоритмов обработки сигналов, что обусловлено широким развитием цифровых систем передачи и обработки информации, применением компьютерных диагностических систем на основе анализа сигналов. В процессе съема сигнала и его распространения по линии связи на него накладываются шумы и наводки, которые не всегда удается избежать с помощью технических средств. В связи с этим применение фильтрации для устранения помех оказывается необходимым или более целесообразным. Большинство шумов описываются гауссовой плотностью распределения вероятностей (ПРВ), однако возможны и другие типы помех, описываемые ПРВ с “тяжелыми” хвостами – засоренные выбросами и значениями из выборок с другими законами ПРВ. Помехи могут быть нестационарными, с неизвестными характеристиками, а модель сигнала априорно неизвестной.

Традиционно для подавления гауссова шума применяются методы линейной фильтрации во временной или частотной области в связи с достаточно полным математическим обоснованием и применением оптимальных критериев. Неадаптивные линейные фильтры во временной области эффективны, если временные или спектральные статистики сиг-

нала и помех известны и в пределах окна фильтра не меняются. Линейные фильтры в частотной области применяются, когда характеристики сигнала и помехи стационарны, известны их спектры, которые существенно не перекрываются, и потери информации вследствие подавления фильтром в спектре полезного сигнала полосы частот незначительны. Для оптимальной линейной фильтрации (Винера) необходимы знание функций спектральной плотности (или автокорреляции) сигнала и помехи, условие их статистической независимости и стационарности. Перечисленные ограничения стремятся преодолеть в адаптивных методах линейной фильтрации.

В задачах устранения нестационарного шума применяются адаптивные компенсаторы помех, динамично настраивающие параметры фильтра в соответствии с изменением свойств помехи. Данные фильтры не требуют знаний о форме волн, спектральных и статистических характеристиках полезного сигнала и помехи, однако при этом необходимо существование опорного сигнала, коррелированного с помехой и некоррелированного с сигналом, условие статистической независимости сигнала и помехи [1]. Высокую эффективность подавления шума обеспечивают аппроксимирующие фильтры с динамически изменяющимся размером окна и весовыми коэффициентами, вычисляемыми по оптимальному алгоритму [1 – 3]. Данные адаптивные фильтры имеют простую реализацию, однако незначительно расширяют форму волн и не всегда применимы в реальном времени [2 – 4]. К наиболее эф-

ПЛА Z и Q_Z позволяют различать ситуации линейного поведения сигнала, когда превалирует флуктуационная ошибка, соответственно $Z(i)$ будет меньше нижнего порога, резких изменений, для которых динамическая ошибка предварительного фильтра велика, соответственно $Z(i)$ или $Q_Z(i)$ превышают верхний порог, и сигнально-помеховые ситуации, когда значения отношения ошибок промежуточные. В первой ситуации обработку следует проводить фильтром, обеспечивающим высокую степень подавления шума, во второй – нелинейным фильтром, имеющим высокие динамические свойства, в третьей – фильтром со средними свойствами.

При наличии импульсных помех используется их детектор на основе совместного анализа параметров Z (2) и Z^S (3) [10, 11]. На изопотенциальных участках вблизи точки выброса Z -параметр (2) имеет большое, близкое к единице, значение, а Z^S (3), так как на данный ПЛА влияет только знак разности $\Delta x(i) = y^f(i) - x(i)$, не превышает нижний порог. На линейно изменяющихся участках по причине большего смещения отсчетов выходного сигнала фильтра вблизи точки выброса [7] знаки разностей $\Delta x(i)$ оказываются преимущественно одинаковыми и совпадающими со знаком выброса, поэтому значения $|Z^S|$ будут большими. Если в области скачков, изломов, острых экстремумов, для которых велики динамические ошибки предварительного фильтра, знаки Z и Z^S совпадают, то для линейно изменяющихся участков при наличии выброса они разные, что позволяет различать эти две ситуации. Детектор импульсных помех (ДИП) на основе совместного анализа ПЛА Z и Z^S описывается следующим образом: считается, что в окрестности i -го отсчета есть выброс, если истинно одно из выражений:

$$(Z(i) > Z_2^t) \wedge ((|Z^S(i)| < Z_1^t) \vee (Z^S(i) < -Z_2^t)) ,$$

$$(Z(i) < -Z_2^t) \wedge ((|Z^S(i)| < Z_1^t) \vee (Z^S(i) > Z_2^t)) , \quad (5)$$

где $Z(i)$ и $Z^S(i)$ – ПЛА (2) – (3), вычисляемые для каждого i -го положения скользящего окна;

Z_1^t, Z_2^t – нижнее и верхнее пороговые значения.

В первом случае амплитуда выброса положительна, во втором – отрицательна. При выполнении одного из условий (5) по максимуму абсолютной разности значений сигнала в соседних отсчетах в пределах окна отыскивается индекс отсчета, предположительно являющегося выбросом, и его окрестность обрабатывается медианным фильтром.

В общем виде нелинейный ЛАФ на основе Z -параметров представим в виде структурной схемы (рис. 1), где x – входной сигнал; ПФ – промежуточный фильтр со средними свойствами, как правило, используемый как предварительный; СДФ – фильтр с высокими динамическими свойствами (“сохраняющий детали”); ПШФ – фильтр с высокими статистическими свойствами (“подавляющий шум”); $Z(i), Q_Z(i)$ – ПЛА, вычисляемые для каждого i -го отсчета времени; N_1, N_2, N_3 – размеры окон фильтров; $y_1(i), y_2(i), y_3(i)$ – сигналы на выходах компонентных фильтров; N_4 – размер окна для вычисления ПЛА Z (обычно совпадает с размером окна предварительного фильтра N_1 и не превышает максимальную из апертур); Z_1^t, Z_2^t – пороги, с которыми сравниваются ПЛА $Z(i)$ и $Q_Z(i)$, в результате данного сравнения выбирается выходной сигнал компонентного фильтра, наиболее подходящего для обработки окрестности текущего i -го отсчета входного сигнала; $y^A(i)$ – сигналы на выходе ЛАФ.

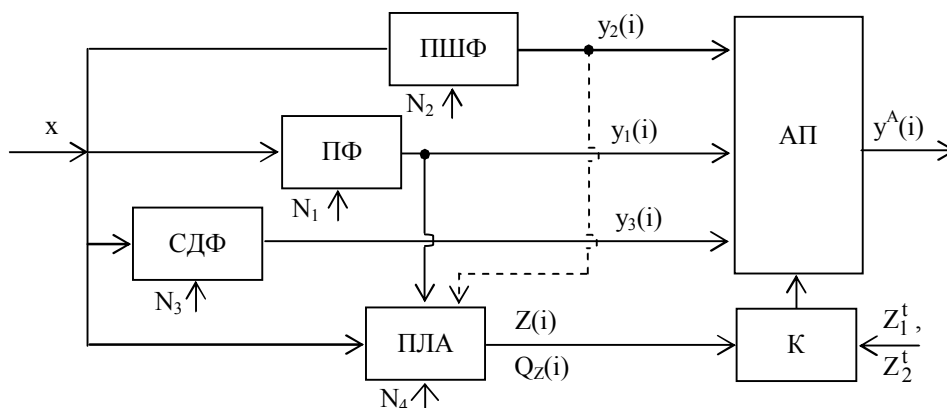


Рис. 1. Структурная схема локально-адаптивного фильтра с “жестким” переключением параметров:

ПФ – промежуточный (предварительный) фильтр; СДФ – сохраняющий детали фильтр; ПШФ – подавляющий шум фильтр; ПЛА – блок вычисления параметров локальной адаптации $Z(i), Q_Z(i)$;

К – компаратор для сравнения параметров локальной адаптации с порогами Z_1^t, Z_2^t ;

АП – блок адаптивного переключения выходных сигналов компонентных фильтров

Среди нелинейных ЛАФ с “жестким” переключением (см. рис. 1) рассмотрим два алгоритма: на основе медианного фильтра в качестве СДФ и α -урезанных фильтров, выступающих в качестве ПФ и ПШФ, – обозначим как ЛАФ А1 [10-11], и на основе нелинейных гибридных фильтров с экстраполирующими субапертурами с конечной импульсной характеристикой (КИХ) – обозначим как ЛАФ А2 [12].

Стандартный медианный фильтр (СМФ) описывается формулой

$$y^{\text{СМФ}}(i) = \text{med}\{x(i - (N-1)/2), x(i - (N-1)/2 + 1), \dots, x(i), \dots, x(i + (N-1)/2 - 1), x(i + (N-1)/2)\}, \quad (6)$$

где i – индекс центрального в окне отсчета сигнала;
 $x(i+j)$ – отсчеты входного сигнала, $j = -(N-1)/2, \dots, (N-1)/2$;

N – размер скользящего окна.

СМФ оптимален для экспоненциальной функции ПРВ случайной величины, эффективно подавляет шум, описываемый распределениями с “тяжелыми” хвостами, устраняет выбросы. При низком уровне шума СМФ сохраняет скачок, имеет небольшие динамические ошибки [6-8].

Стандартный α -урезанный фильтр (АУФ) фильтр задается выражением

$$y^{\text{АУФ}}(i) = \frac{1}{N - 2 \cdot [\alpha N]} \sum_{j=[\alpha N]+1}^{N-[\alpha N]} X^{(j)}, \quad (7)$$

где $[\alpha N]$ – параметр урезания, определяющий количество отбрасываемых порядковых статистик в пределах окна фильтра, $\alpha < 0,5$;

$X^{(j)}$ – порядковые статистики выборки элементов $\{x(i - (N-1)/2), \dots, x(i + (N-1)/2)\}$ в пределах окна, $X^{(1)} \leq X^{(2)} \leq \dots \leq X^{(j)} \leq \dots \leq X^{(N)}$.

Степень устранения выбросов АУФ определяется параметром $[\alpha N]$. Данный нелинейный фильтр характеризуется высокой эффективностью подавления шума для сигналов, описываемых линейными и гладкими функциями, имеет высокие динамические свойства при обработке параболы [6-8].

ЛАФ с “жестким” переключением (см. рис. 1) на основе указанных нелинейных фильтров (6) – (7) (ЛАФ А1) описывается выражением

$$y^{\text{А1}}(i) = \begin{cases} y^{\text{СМФ}}(N_3=5)(i), & (Z(i) \geq Z_2^t) \vee (Q_Z(i) > Z_2^t); \\ y^{\text{АУФ}}(N_1=9, [\alpha N_1]=2)(i), & Z_1^t \leq Z(i) < Z_2^t; \\ y^{\text{АУФ}}(N_2=13, [\alpha N_2]=3)(i), & Z(i) < Z_1^t. \end{cases}, \quad (8)$$

где $Z(i)$, $Q_Z(i)$ – ПЛА (2), (4), используемые для “жесткого” переключения выходных сигналов компонентных фильтров;

$Z_1^t \approx 0,2$, $Z_2^t \approx 0,4$ – пороговые значения.

Как предварительный фильтр в ЛАФ А1 выступает АУФ со средним размером окна $N=9$ и параметром $[\alpha N]=2$, характеризующийся средними динамическими и статистическими свойствами [7, 8].

ЛАФ А1 имеет высокие динамические свойства при низком уровне шума и высокую робастность – степень устранения импульсных помех [10-12].

КИХ-гибридный фильтр на основе порядковых статистик (КГФОС) [6, 14] описывается как

$$y^{\text{КГФОС}}(i) = \sum_{m=1}^M c_m X^{(m)},$$

$$X = \{\hat{x}_{\text{fw}}^1(i), \hat{x}_{\text{fw}}^0(i), x(i), \hat{x}_{\text{bw}}^0(i), \hat{x}_{\text{bw}}^1(i)\}, \quad (9)$$

где M – размер упорядоченного множества X , включающего центральный элемент окна и выходные значения КИХ-субапертур, $M=5$;

c_m – весовые коэффициенты, $\sum_{m=1}^M c_m = 1$;

$$\hat{x}_{\text{fw}}^0(i) = \sum_{j=1}^k x(i-j)/k, \quad \hat{x}_{\text{bw}}^0(i) = \sum_{j=1}^k x(i+j)/k,$$

$$\hat{x}_{\text{fw}}^1(i) = \sum_{j=1}^k h(j)x(i-j), \quad \hat{x}_{\text{bw}}^1(i) = \sum_{j=1}^k h(j)x(i+j) -$$

выходные значения КИХ-субапертур 0-го и 1-го порядков, экстраполирующие текущий отсчет выходного сигнала $y(i)$ по k предыдущим (forward - “прогнозирование” вперед) и k последующим (backward - “прогнозирование” назад) значениям входного сигнала в окне фильтра;

$h(j) = (4k - 6j + 2)/(k(k-1))$ – коэффициенты экстраполяции 1-го порядка, $j=1, \dots, k$.

Оптимальные весовые коэффициенты вычисляются по формулам

$$c_m(p) = c'_m(p) / \sum_{j=1}^M c'_j(p),$$

$$c'_m(p) = \begin{cases} \xi = 2p \{(M+1)/2 - |(M+1)/2 - m|\} + 4p + \\ + M(1-2p) - 3, & \text{если } \xi > 0, \\ 0, & \text{если } \xi \leq 0; \end{cases}$$

где $p \in [0; 1]$ – параметр нелинейности: при $p=0$ все весовые коэффициенты $c_m=1/M$, что соответствует операции усреднения, а при $p=1$ коэффициент $c_{(M+1)/2}=1$, а все остальные коэффициенты $c_m=0$ – имеем нелинейную медианную оценку.

Варьированием параметра p изменяют степень нелинейности свойств КГФОС, стремясь достичь приемлемого компромисса в противоречии требований по сохранению скачка и других точек разрыва производной, с одной стороны, и обеспечению высокой степени подавления шума, с другой [14]. При $p=1$ данный фильтр является экстраполирующим КИХ-гибридным медианным фильтром [15], обеспечивающим высокое качество обработки скачка и сигналов треугольной формы [10].

Выражение, описывающее выходной сигнал α -урезанного КИХ-гибридного фильтра (АКГФ) [14], имеет вид

$$y^{\text{АКГФ}}(i) = \frac{1}{N - 2[\alpha N]} \sum_{j=[\alpha N]+1}^{N-[\alpha N]} X^{(j)},$$

$$X = \{\hat{x}_{\text{fw}}^1(i), 2\hat{\diamond}\hat{x}_{\text{fw}}^0(i), x(i), 2\hat{\diamond}\hat{x}_{\text{bw}}^0(i), \hat{x}_{\text{bw}}^1(i)\}, \quad (10)$$

где $X^{(1)} \leq \dots X^{(j)} \leq \dots \leq X^{(N)}$ – упорядоченные элементы множества X в окне размером N ;

$\hat{\diamond}$ – оператор дублирования соответствующего элемента заданное количество раз.

Добавление веса выходным значениям КИХ-субапертур 0-го порядка повышает эффективность подавления шума в области скачка, а применение α -урезания обеспечивает высокие динамические свойства при обработке полиномиальных кривых [8, 14].

Нелинейный ЛАФ (обозначим как А2) на основе описанных выше КИХ-гибридных нелинейных фильтров (9) – (10) задается выражением

$$y^{\text{А2}}(i) = \begin{cases} y^{\text{КФОСФ}(N_3=13, p=1)}(i), (Z(i) \geq Z_2^t) \vee \\ \vee (Q_Z(i) > Z_2^t); \\ y^{\text{КФОС}(N_2=13, p=0,4)}(i), Z_1^t \leq Z(i) < Z_2^t; \\ y^{\text{АКГФ}(N_1=15, [\alpha N_1]=1)}(i), Z(i) < Z_1^t. \end{cases}, \quad (11)$$

В качестве предварительного фильтра в ЛАФ А2 используется АКГФ (10) с параметрами $N=13$, $[\alpha N]=1$. ЛАФ А2 по динамическим свойствам обеспечивает компромисс противоречивых требований по сохранению резких изменений сигнала вида скачка, пика, излома, с одной стороны, и полиномиальных кривых, с другой, а по статистическим свойствам характеризуется высокой эффективностью подавления аддитивного и смешанного аддитивного и сигнально-зависимого шумов [12].

Помимо устойчивости к априорной неопределенности модели сигнала и дисперсии шума ЛАФ А1 и А2 имеют высокое быстродействие, позволяющее осуществлять оперативную обработку сигнала, так как для их реализации используются небольшие размеры окон и простые вычисления.

1.2. Локально-адаптивные мириадные фильтры

Различие свойств мириадного фильтра в зависимости от параметра мириадной оценки K [16] позволяет разрабатывать адаптивные мириадные фильтры, в частности, локально-адаптивные мириадные фильтры в скользящем окне данных [13, 17].

Мириадная оценка относится к робастным М-оценкам [16] и описывается формулой

$$\hat{\beta} \hat{=} \text{myriad}(x_1, x_2, \dots, x_N; K) = \arg \min_{\beta} \sum_{i=1}^N \log [K^2 + (x_i - \beta)^2], \quad (12)$$

где β – оцениваемый параметр распределения;

N – объем выборки (x_1, x_2, \dots, x_N) значений случайной величины;

K – вещественный параметр, $K > 0$.

Мириадный фильтр (МФ) описывается как

$$y^{\text{Myr}}(i) = \text{myriad}\{x(i - [N - 1]/2), \dots, x(i), \dots, x(i + [N - 1]/2); K\}, \quad (13)$$

где N – размер скользящего окна;

K – параметр мириадной оценки, $K > 0$.

При работе МФ [18] в режиме нелинейности свойств (малые значения параметра K) им обеспечивается оптимальное сохранение скачка, устранение выбросов, а при линейных свойствах (большие значения K) МФ имеет практически оптимальную степень подавления гауссова шума на линейных участках сигнала [13, 19]. Перечисленные достоинства МФ противоречивы: сохраняя скачок при нелинейных свойствах, МФ плохо подавляет шум на линейных участках, причем при высокой крутизне сигнала шум не подавляется или даже усиливается, и, наоборот, в линейном режиме МФ вносит большие динамические ошибки в области скачка и других точек разрыва производной [16, 17, 19]. В связи с этим, при реализации неадаптивного МФ для обработки процессов с различным типом поведения сигнала и в задачах подавления шума, описываемого ПРВ с “тяжелыми” хвостами, выбираются промежуточные значения K [16-19].

С целью адаптации параметра МФ (13) к локальной модели поведения сигнала и, соответственно, достижения высоких интегральных показателей эффективности обработки процессов, включающих фрагменты сигналов различного типа, разработаны мириадные ЛАФ [13, 17].

В базовом мириадном ЛАФ [17] – обозначим как ЛАФ А3, в качестве ПЛА для получения адаптивных оценок параметра K используется квазиразмах выборки значений случайной величины в пределах окна данных, вычисляемый по формуле

$$Q(i) = x^{(q)} - x^{(p)}, \quad q < p, \quad p - q \approx N/2, \quad (14)$$

где i – индекс центрального элемента окна;

x – элементы выборки данных в пределах скользящего окна фильтра;

q, p – номера порядковых статистик упорядоченного ряда данных $x^{(1)} \leq x^{(2)} \leq \dots \leq x^{(N)}$;

N – размер окна.

Квазиразмах $Q(i)$ относится к робастным (нечувствительным к выбросам) оценкам масштаба данных и имеет большие, превышающие порог, значения для фрагментов линейного изменения сигнала [11], что позволяет при задании прямо пропорциональной зависимости параметра K от $Q(i)$ переключать МФ в режим линейности свойств, что обеспе-

чит высокую эффективность подавления шума. Таким образом, преодолевается недостаток МФ (13) и СМФ (6), который заключается в низкой эффективности фильтрации линейно изменяющихся сигналов [7, 8, 17, 19]. В области скачка квазиразмах $Q(i)$ имеет большие, переходящие через нуль значения [10, 11], тогда как при обработке данной особой точки желательно иметь малые значения параметра K , т.е. должна быть высокой нелинейность свойств МФ. В связи с этим, значения квазиразмаха в ЛАФ А3 подвергаются обработке СМФ с тем же размером окна ($N=9$) [17].

Адаптивная оценка параметра мириады K для каждого i -го положения скользящего окна в ЛАФ А3 [17] вычисляется как

$$K^{Ad1}(i) = bQ^f(i), \quad (15)$$

где $Q^f(i)$ – значения квазиразмаха, обработанные медианным фильтром;

b – постоянный коэффициент.

Выражение, описывающее выходной сигнал мириадного ЛАФ А3, имеет следующий вид:

$$y^{A3}(i) = \text{myriad}\{x(i - [N - 1]/2), \dots, x(i), \dots, \dots, x(i + [N - 1]/2); K^{Ad1}(i)\} \quad (16)$$

где $K^{Ad1}(i)$ – адаптивная оценка параметра K ;

N – размер скользящего окна.

Мириадный ЛАФ А3 можно изобразить в виде структурной схемы (рис. 2), где x – входной сигнал; N – размер скользящего окна; i – индекс отсчета, соответствующий центральному элементу окна; $Q(i)$ – квазиразмах; $Q^f(i)$ – отфильтрованные значения квазиразмаха; b – постоянный коэффициент; K^{Ad1} – адаптивная оценка параметра мириады K ; $y^{A3}(i)$ – i -й отсчет сигнала на выходе ЛАФ.

К достоинствам ЛАФ А3 (16) относятся: оптимальное качество обработки скачка, высокая робастность, фильтрация в скользящем окне, позволяющая обрабатывать сигнал в реальном времени [13].

С целью уменьшения динамических ошибок в мириадном ЛАФ А3 используется средний размер

окна $N=9$ [17], соответственно, и степень подавления шума на линейных участках сигнала ограничивается данным размером окна. Значение коэффициента b в (15) также выбирается промежуточное – $b=0,7$, поскольку при малом $b=0,2$ МФ [18], являясь оптимальным в области скачка, плохо подавляет шум на линейных участках, а при большем $b=1$ эффективно подавляет шум, однако возрастают ошибки при обработке скачка [17]. В связи с этим, предложен мириадный ЛАФ (обозначим как А4), использующий локальную (для каждого положения скользящего окна) адаптацию как параметра мириадной оценки K , так и размера окна фильтра N и коэффициента b , используемого для адаптивного вычисления параметра K [13].

В качестве ПЛА для адаптивного вычисления параметра мириады K в ЛАФ А4 [13] используется максимум абсолютных величин разностей элементов выборки в окне данных, вычисляемый как

$$K(i) = \max_{k \neq j} |x(k) - x(j)|, \quad k, j=1, \dots, N, \quad (17)$$

где i – индекс центрального элемента окна;

N – размер скользящего окна.

Тогда, адаптивная оценка параметра мириады K вычисляется как

$$K^{Ad2}(i) = bK(i), \quad (18)$$

где b – постоянный коэффициент.

Выходной сигнал адаптивного мириадного фильтра описывается выражением

$$y^{Ad}(i) = \text{myriad}\{x(i - [N - 1]/2), \dots, x(i), \dots, \dots, x(i + [N - 1]/2); K^{Ad2}(i)\}, \quad (19)$$

где $K^{Ad2}(i)$ – адаптивная оценка параметра мириады K ;

N – размер скользящего окна фильтра.

Для получения оценок локальных свойств сигнала и помех в ЛАФ А4 [13] используются ПЛА Z (2) и Q_z (4). Таким образом, в данном ЛАФ осуществляется локальная адаптация параметра мириады K (18), размера окна фильтра N и коэффициента b за счет “жесткого” переключения выходных сигналов

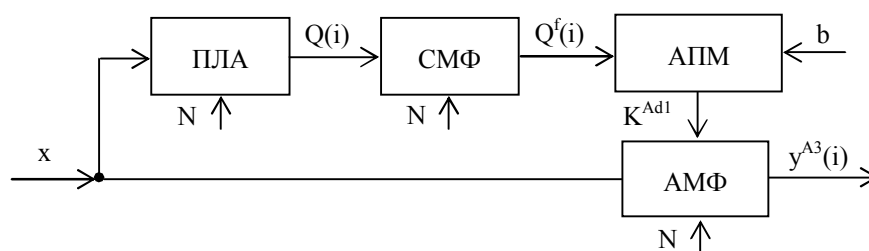


Рис. 2. Структурная схема мириадного локально-адаптивного фильтра (ЛАФ А3):

ПЛА – блок вычисления параметра локальной адаптации – квазиразмаха $Q(i)$;
СМФ – стандартный медианный фильтр; АПМ – блок адаптации параметра мириады K ;
АМФ – адаптивный мириадный фильтр

адаптивного мириадного фільтра (19) с различными значениями параметров N и b .

Выходной сигнал мириадного ЛАФ А4 описывается как

$$y^{A4}(i) = \begin{cases} y_1^{Ad}(N_1=15, b_1=1)(i), & Z(i) < Z_1^t; \\ y_2^{Ad}(N_2=13, b_2=0,5)(i), & Z_1^t \leq Z(i) < Z_2^t; \\ y_3^{Ad}(N_3=7, b_3=0,3)(i), & (Z(i) \geq Z_2^t) \vee \\ & \vee (Q_Z(i) > Z_2^t); \end{cases} \quad (20)$$

где $y_j^{Ad}(i)$ – выходной сигнал адаптивного мириадного фильтра с фиксированными размером окна N_j и коэффициентом $b_j, j=1..3$;

$Z(i), Q_Z(i)$ – ПЛА для адаптивного переключения выходных сигналов компонентных фильтров;

$Z_1^t \approx 0,2, Z_2^t \approx 0,4$ – пороговые значения.

В качестве предварительного фильтра (см. рис. 1) в ЛАФ А4 используется адаптивный мириадный фильтр с параметрами $N_1=15$ и $b_1=1$, размер окна для вычисления Z -параметра (2) – $N=15$. Параметры предварительного и компонентных фильтров, также как для ЛАФ А1 и А2, подобраны компьютерным моделированием (методом Монте-Карло), исходя из задачи получения минимума интегральных показателей среднеквадратической

ошибки [10, 12, 13].

Структурная схема мириадного ЛАФ А4 (20) приведена на рис. 3, где x – входной сигнал; N_1, N_2, N_3 – размеры скользящих окон для вычисления ПЛА $K_1(i), K_2(i), K_3(i)$ по формуле (17); i – индекс отсчета, соответствующего центральным элементам окон; b_1, b_2, b_3 – поправочные коэффициенты; $K_1^{Ad2}, K_2^{Ad2}, K_3^{Ad2}$ – вычисляемые по формуле (18) для каждого i -го положения соответствующего окна адаптивные оценки параметра мириады K ; $y_1^{Ad}(i), y_2^{Ad}(i), y_3^{Ad}(i)$ – выходные сигналы адаптивных мириадных фильтров с различными параметрами K^{Ad2}, N и b ; $Z(i), Q_Z(i)$ – вычисляемые по формулам (2) и (4) ПЛА, используемые для адаптивного переключения выходных сигналов компонентных фильтров; N_4 – размер окна для вычисления ПЛА Z ; Z_1^t, Z_2^t – пороги; $y^{A4}(i)$ – i -й отсчет выходного сигнала ЛАФ А4.

Мириадный ЛАФ А4 (20) обеспечивает практически оптимальную, определяемую размером окна $N=13-15$, степень подавления шума на линейных участках сигнала не зависимо от его крутизны и высокие интегральные показатели качества обработки комплексных сигналов, включающих различные элементарные сигналы [13].

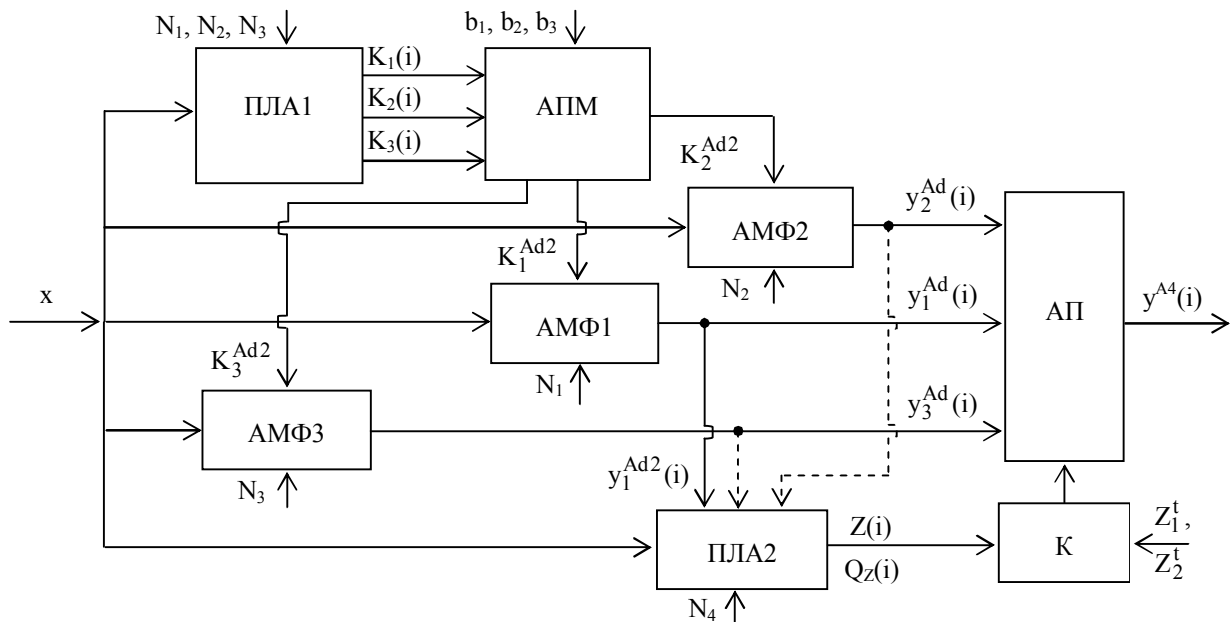


Рис. 3. Структурна схема мириадного локально-адаптивного фільтра (ЛАФ А4): ПЛА1 – блок вычисления параметров локальной адаптации $K_1(i), K_2(i), K_3(i)$; АПМ – блок адаптации параметров мириадных оценок; АМФ1, АМФ2, АМФ3 – адаптивные мириадные фильтры; ПЛА2 – блок вычисления параметров локальной адаптации $Z(i), Q_Z(i)$; К – компаратор, в котором сравниваются параметры $Z(i), Q_Z(i)$ с порогами Z_1^t, Z_2^t ; АП – блок адаптивного переключения выходных сигналов адаптивных мириадных фильтров

2. Модели сигнала и помех. Критерии эффективности

Для сравнения эффективности рассмотренных выше нелинейных ЛАФ применим комплексную модель одномерного процесса, содержащую сигнал постоянного уровня, скачок, излом, линейно изменяющийся сигнал, пик, окрестность точки стыка участка постоянного уровня и параболы, параболический экстремум (рис. 4-6).

Модель помехи описывается как

$$n(i) = n_a(i) + n_\mu(i) + n_n(i), \quad (21)$$

где $n_a(i)$ – аддитивный гауссов шум с нулевым математическим ожиданием и дисперсией σ_a^2 ;

$n_\mu(i)$ – сигнално-зависимый шум с нулевым математическим ожиданием и дисперсией σ_μ^2 , зависящей от амплитуды сигнала $s(i)$ по закону $\sigma_\mu^2 = k_0(s^2(i))$, $k_0 \in [0; 0,1]$;

$n_n(i)$ – импульсная помеха, с вероятностью P_n , принимающая значения $|n_n| > 3\sqrt{\sigma_a^2 + \sigma_\mu^2}$.

В качестве статистических оценок качества фильтров будем использовать усредненные для большого числа реализаций N_R показатели среднеквадратической ошибки (СКО) и отношения сигнал-шум (ОСШ) [6].

Критерий СКО описывается как

$$\chi_{i_1-i_2} = \sum_{i=i_1}^{i_2} [y^f(i) - s(i)]^2 / [i_2 - i_1 + 1], \quad (22)$$

где $y^f(i)$ – i -й отсчет сигнала на выходе фильтра;

$s(i)$ – значения сигнала в отсутствие помех;

i_1, i_2 – индексы отсчетов, задающие интервал оценки эффективности.

Критерий ОСШ описывается по формуле

$$q = 10 \lg(p_s/p_n), \quad (23)$$

где $p_s = \sum_{i=1}^I (s(i) - \bar{s})^2 / I$ – мощность сигнала;

$p_n = \sum_{i=1}^I (y^f(i) - s(i))^2 / I$ – мощность шума;

$\bar{s} = \sum_{i=1}^I s(i) / I$ – среднее значение сигнала;

I – длительность реализации сигнала.

3. Анализ результатов исследования

Исследуем эффективность нелинейных ЛАФ при различном уровне аддитивного гауссова шума, смешанного аддитивного и сигнално-зависимого шума, в отсутствие и при различной вероятности импульсных помех (табл. 1).

В условиях низкого уровня шума основной вклад в интегральные показатели СКО вносят динамические свойства фильтров. Как следует из результатов численного моделирования (табл. 1, ситуация 1), в данном случае лучшим сохранением сигнала

характеризуется ЛАФ А1 (8), однако при возрастании уровня шума это преимущество утрачивается.

При среднем - высоком уровнях шума, а также при небольшой вероятности выбросов (табл. 1, ситуации 2 - 5) лучшие интегральные свойства обеспечивает ЛАФ А2 (11), выигрывая у базового варианта А1 по показателю СКО на 10 – 20 %, а по ОСШ примерно на 0,4 – 0,8 дБ, причем преимущество наибольшее при наличии сигнално-зависимой компоненты шума (табл. 1, ситуация 4). А наилучшие интегральные свойства в широком диапазоне изменения дисперсии шума, в отсутствие и при наличии импульсных помех (табл. 1, ситуации 2 - 6), обеспечивает мириадный ЛАФ А4 (20): преимущество по интегральным показателям СКО и ОСШ в сравнении с ЛАФ А1 составляет 21 – 42 % и 0,7 – 1,5 дБ, причем оно наибольшее при высоком уровне шума (табл. 1, ситуация 3). В сравнении с базовым мириадным ЛАФ А3 (16) интегральные показатели ЛАФ А4 по критерию СКО возросли на 55 – 32 %, а ОСШ – на 1,9 – 1,3 дБ, причем преимущество меньше при большем уровне шума (табл. 1, ситуации 1 - 4), а при наличии импульсных помех выигрыш в эффективности ЛАФ А4 над ЛАФ А3 становится несущественным и утрачивается при большой вероятности выбросов (табл. 1, ситуации 5 – 7). В целом, в широком диапазоне изменения дисперсии шума, в отсутствие или при небольшой вероятности выбросов в сравнении с оценками СКО и ОСШ по исходному зашумленному сигналу наилучший ЛАФ А4 обеспечивает уменьшение СКО в 4 – 8 раз, а возрастание ОСШ на 5,8 – 9,2 дБ (табл. 1, ситуации 1 - 6).

Проанализируем эффективность нелинейных ЛАФ для фрагментов комплексного сигнала.

Для сигнала постоянного уровня (отсчеты 10-40) для всех моделируемых условий, кроме ситуации большой вероятности выбросов, наилучшую эффективность имеет мириадный ЛАФ А4, а для линейно изменяющегося участка (отсчеты 110-140) данный фильтр наилучший для всех условий помех (табл. 1). Так как в ЛАФ А4 используются размеры окон $N=13-15$, то можно говорить, что им обеспечивается практически оптимальная степень подавления шума: в отсутствие выбросов для сигнала постоянного уровня шум подавляется в 13,3 – 14 раз, а для линейно-изменяющегося сигнала – в 13,6 – 14,7 раз (табл. 1, ситуации 1 - 4).

В области скачка (отсчеты 40-60) в сравнении с ЛАФ А1 лучшую эффективность подавления шума имеют ЛАФ А2 и А4 (табл. 1, ситуации 2 - 5), а оптимальную – мириадный ЛАФ А3, использующий алгоритм поиска мириады, описанный в [18] (табл. 1). При низком – среднем уровне шума показатели СКО в окрестности скачка благодаря применению ЛАФ А3 в сравнении с оценками СКО по

исходному сигналу уменьшаются в 5,8 – 6 раз (табл. 1, ситуации 1, 2), а при высоком уровне – в 3,6 – 2,6 раз (табл. 1, ситуации 3, 4, 7). В сравнении с ЛАФ А1 ЛАФ А3 при обработке скачка имеет примерно в 2 – 3 раза меньшие значения СКО (табл. 1, ситуации 1 - 5).

В окрестности точки излома (отсчеты 90-110) при низком – среднем уровне шума (табл. 1, ситуации 1, 2) наилучшими динамическими свойствами характеризуется ЛАФ А2: в сравнении с исходным сигналом значения СКО в результате применения данного ЛАФ уменьшаются в 5,6 – 7 раз, а при возрастании дисперсии шума (табл. 1, ситуации 3-6) в силу наилучшей эффективности подавления шума на линейных участках сигнала наименьшие значения СКО имеет ЛАФ А4 – в 10 – 12 раз меньше оценок СКО по исходному сигналу.

Для участка пика (отсчеты 140-160) при низком уровне шума (табл. 1, ситуация 1) лучшие динамические свойства обеспечивают ЛАФ А1 и А2, уменьшая СКО в сравнении с исходным сигналом в 2,9 и в 2,6 раз, а при возрастании уровня шума (табл. 1, ситуации 2 - 4) наилучшую эффективность имеет ЛАФ А2: для данного фильтра оценки СКО в сравнении с исходными в 4 – 8,3 раз меньше, а при наличии выбросов (табл. 1, ситуации 5 – 7) – ЛАФ А4, которым обеспечивается уменьшение локальных показателей СКО соответственно в 6,8, в 10 и в 5,6 раз.

Для фрагмента точки стыка сигнала постоянно-го уровня и параболы (отсчеты 240-260) при низком уровне шума (табл. 1, ситуация 1) ЛАФ А1 лучше сохраняет данную особую точку, а другие ЛАФ, кроме А3, имеют меньшие значения ошибок в сравнении с исходной СКО. При возрастании уровня шума наилучшее качество фильтрации обеспечивает ЛАФ А4 (табл. 1, ситуации 2, 3, 5, 6): значения СКО для данного фильтра уменьшаются в 1,8 – 3,6 раз, а в некоторых случаях (табл. 1, ситуации 4, 7) немного эффективней ЛАФ А3, чем подтверждается высокая степень подавления шума мириадными ЛАФ даже при большой крутизне сигнала, тогда как мириадный фильтр при малых значениях параметра K в такой ситуации оказывается неэффективным [17].

В области параболического экстремума (отсчеты 265-285) по динамическим свойствам при низком уровне шума небольшое преимущество имеет мириадный ЛАФ А3: значение СКО уменьшается в 4,3 раз (табл. 1, ситуация 1). При среднем – высоком уровне гауссова шума (табл. 1, ситуации 2, 3) наиболее эффективен ЛАФ А1: показатели СКО для данного фильтра в сравнении с исходными оценками уменьшаются в 5,5 – 7 раз. Близкое к ЛАФ А1 качество обработки параболы имеют ЛАФ А2 и А4, причем ЛАФ А2 наиболее эффективен при наличии

сигнально-зависимой компоненты шума (табл. 1, ситуации 4, 5), при этом СКО уменьшается в 9,8 – 9,2 раз, а ЛАФ А4 имеет наименьшее значение СКО при высоком уровне шума и наличии выбросов – в 12,5 раз меньше исходной оценки СКО (табл. 1, ситуация 6), ЛАФ А4 также остается наиболее эффективным в условиях сильного зашумления и большой вероятности выбросов (табл. 1, ситуация 7).

В случаях наличия импульсных помех (табл. 1, ситуации 5 – 7) для ЛАФ А1, А2 и при большой вероятности выбросов ($P_{\text{и}} \geq 0,03$) для мириадного ЛАФ А4 следует использовать ДИП (5). В качестве предварительного фильтра для ЛАФ А2 рекомендуется применять робастный АУФ (7) с параметрами $N=13$, $[\alpha N]=3$. При среднем уровне шума для обработки окрестности выброса, определяемой с помощью ДИП (5), целесообразно применение СМФ (6) с малым размером апертуры $N=5$ (ДИП), а при возрастании уровня шума размер окна СМФ лучше увеличить до $N=9$ (ДИП') и $N=13$ (ДИП'').

Результаты исследований эффективности нелинейных ЛАФ, полученные на основе численных оценок качества (табл. 1), подтверждаются и при визуальном анализе выходных сигналов фильтров в ситуациях воздействия аддитивного и сигнально-зависимого шумов (см. рис. 4) и наличия выбросов (см. рис. 5). Как видим, наилучшую эффективность подавления шума на линейных участках сигнала обеспечивает мириадный ЛАФ А4, наилучшее сохранение скачка – мириадный ЛАФ А3, ЛАФ А2 в сравнении с ЛАФ А1 хуже устраняет выбросы, однако лучше сохраняет треугольный и параболический сигналы, робастным ЛАФ А3, а при использовании ДИП (5) и другими ЛАФ устраняются выбросы без существенных искажений в их окрестностях.

Применение предложенных нелинейных ЛАФ А2 и А4 [12, 13] для обработки сигналов электрокардиограммы (ЭКГ) при частотах дискретизации 200 Гц (см. рис. 6) и 360 Гц (см. рис. 7) показывает обеспечение высокого качества фильтрации. При этом следует учитывать, что в алгоритме ЛАФ А2 используются простые, устойчивые операции, соответственно обеспечивается высокое быстродействие. Реализация мириадного ЛАФ А4 более сложная и в общем случае алгоритмы поиска мириады не характеризуются вычислительной устойчивостью, однако ЛАФ А4 имеет более высокую степень подавления шума, а при использовании быстрых алгоритмов также может применяться в реальном времени.

Как замечалось ранее, рассмотренные нелинейные ЛАФ не используют время для настройки параметров фильтрации, способны устранять выбросы и функционируют в условиях априорной неопределенности модели сигнала и дисперсии шума.

Таблица 1

Оценки эффективности локально-адаптивных нелинейных фильтров по критериям среднеквадратической ошибки и отношения сигнал-шум

Тип фильтра	q	χ_t	χ_{10-40}	χ_{40-60}	χ_{90-110}	$\chi_{110-140}$	$\chi_{140-160}$	$\chi_{240-260}$	$\chi_{265-285}$
1) низкий уровень аддитивного гауссова шума: $\sigma_a^2=0,003$; $N_R=200$;									
Исходный	25,64	0,00299	0,00307	0,00307	0,00293	0,00285	0,00296	0,00287	0,00298
A1	32,02	0,00070	0,00038	0,00102	0,00065	0,00044	0,00103	0,00153	0,00075
A2	31,78	0,00074	0,00028	0,00101	0,00052	0,00039	0,00113	0,00243	0,00078
A3	29,48	0,00124	0,00045	0,00053	0,00076	0,00082	0,00181	0,00517	0,00069
A4	31,42	0,00080	0,00023	0,00152	0,00065	0,00021	0,00144	0,00253	0,00081
2) средний уровень аддитивного гауссова шума: $\sigma_a^2=0,01$; $N_R=200$;									
Исходный	20,41	0,00998	0,01023	0,01025	0,00978	0,00950	0,00986	0,00958	0,00992
A1	27,05	0,00225	0,00128	0,00546	0,00169	0,00143	0,00260	0,00533	0,00180
A2	27,46	0,00201	0,00093	0,00367	0,00140	0,00123	0,00245	0,00571	0,00203
A3	26,21	0,00264	0,00153	0,00172	0,00179	0,00208	0,00342	0,00789	0,00200
A4	27,75	0,00186	0,00075	0,00345	0,00145	0,00066	0,00262	0,00530	0,00222
3) высокий уровень аддитивного гауссова шума: $\sigma_a^2=0,03$; $N_R=200$;									
Исходный	15,64	0,02994	0,03068	0,03074	0,02933	0,02849	0,02958	0,02873	0,02975
A1	22,38	0,00647	0,00377	0,01915	0,00435	0,00411	0,00581	0,01430	0,00442
A2	22,83	0,00583	0,00271	0,01832	0,00342	0,00312	0,00537	0,01494	0,00503
A3	22,41	0,00636	0,00458	0,00852	0,00499	0,00489	0,00630	0,01400	0,00567
A4	23,88	0,00457	0,00220	0,01059	0,00292	0,00194	0,00579	0,01208	0,00480
4) высокий уровень аддитивного и сигнально-зависимого шума: $\sigma_a^2=0,03$, $k_0=0,006$; $N_R=200$;									
Исходный	12,58	0,06049	0,03619	0,04627	0,05703	0,08206	0,11500	0,05509	0,12412
A1	19,83	0,01157	0,00462	0,02705	0,00784	0,01116	0,01579	0,02264	0,01793
A2	20,58	0,00973	0,00328	0,02367	0,00552	0,00853	0,01386	0,02313	0,01261
A3	19,88	0,01140	0,00522	0,01304	0,00912	0,01306	0,02013	0,02003	0,01896
A4	21,15	0,00866	0,00258	0,02231	0,00474	0,00574	0,01482	0,02075	0,01308
5) аддитивные, мультипликативные и импульсные помехи: $\sigma_a^2=0,01$, $k_0=0,001$; $P_n=0,01$, $n_n=1$; $N_R=500$;									
Исходный	16,45	0,02531	0,01980	0,02236	0,02486	0,02899	0,03442	0,02522	0,03691
A1	24,44	0,00412	0,00173	0,01069	0,00271	0,00325	0,00541	0,01018	0,00420
A1(ДИП)	24,64	0,00391	0,00172	0,00871	0,00270	0,00312	0,00545	0,00919	0,00451
A2	24,41	0,00414	0,00155	0,00889	0,00274	0,00312	0,00514	0,01155	0,00400
A2(ДИП)	25,01	0,00357	0,00133	0,00672	0,00245	0,00303	0,00574	0,00845	0,00490
A3	24,43	0,00406	0,00164	0,00523	0,00277	0,00363	0,00575	0,01155	0,00434
A4	25,29	0,00345	0,00097	0,01048	0,00244	0,00173	0,00508	0,00816	0,00462
6) аддитивные, мультипликативные и импульсные помехи: $\sigma_a^2=0,03$; $k_0=0,003$; $P_n=0,03$, $n_n=1$; $N_R=500$;									
Исходный	11,65	0,07543	0,06313	0,06649	0,07246	0,08591	0,10177	0,07562	0,11031
A1	19,76	0,01181	0,00605	0,02767	0,00826	0,01056	0,01379	0,02558	0,01195
A1(ДИП')	20,17	0,01075	0,00488	0,02406	0,00722	0,00911	0,01343	0,02549	0,01180
A2	19,93	0,01140	0,00551	0,02799	0,00783	0,00883	0,01202	0,02682	0,00984
A2(ДИП')	20,27	0,01053	0,00422	0,02370	0,00723	0,00912	0,01286	0,02386	0,01140
A3	20,31	0,01040	0,00526	0,01741	0,00779	0,01015	0,01351	0,02269	0,01269
A4	20,88	0,00927	0,00342	0,03079	0,00657	0,00555	0,01016	0,02132	0,00885
7) высокий уровень шума и большая вероятность выбросов: $\sigma_a^2=0,03$; $k_0=0,006$; $P_n=0,3$, $n_n=1$; $N_R=500$;									
Исходный	4,82	0,36105	0,34142	0,34206	0,36105	0,38242	0,41461	0,35890	0,42105
A1	10,01	0,11132	0,09381	0,14513	0,10328	0,10948	0,10625	0,15686	0,10163
A1(ДИП'')	10,68	0,09639	0,07338	0,13268	0,08328	0,09875	0,08961	0,15920	0,09063
A2	9,81	0,11609	0,10308	0,14215	0,11533	0,11145	0,10505	0,15592	0,10522
A2(ДИП'')	10,62	0,09771	0,06883	0,14001	0,09457	0,10037	0,09255	0,15327	0,08503
A3	10,38	0,10309	0,08260	0,13216	0,09244	0,10354	0,10541	0,13989	0,11028
A4	10,24	0,10553	0,08701	0,15060	0,11028	0,09635	0,08391	0,16802	0,07509
A4(ДИП')	10,27	0,10470	0,08557	0,14852	0,10433	0,09726	0,07369	0,18008	0,08095

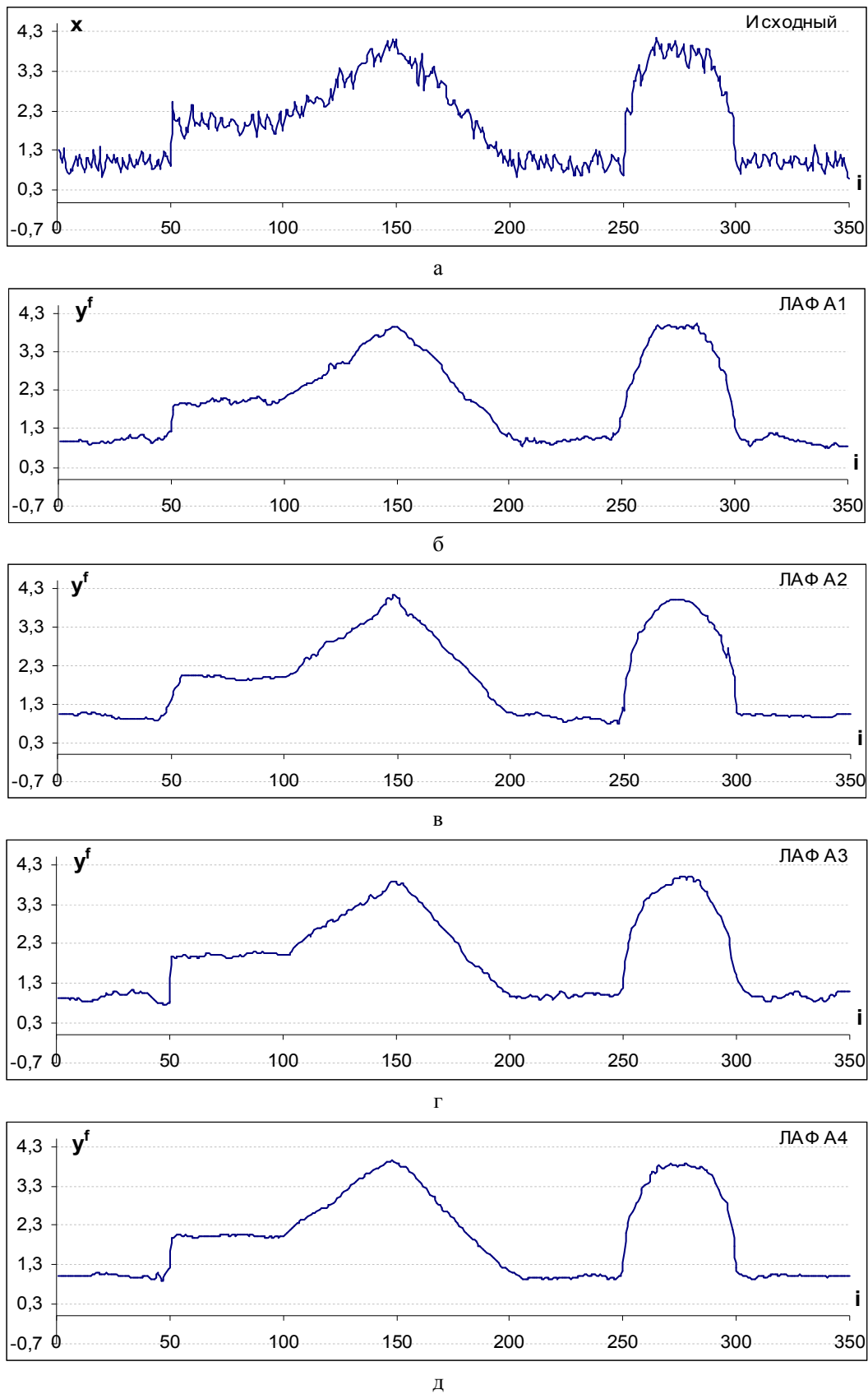


Рис. 4. Применение нелинейной локально-адаптивной фильтрации для тестового сигнала при воздействии аддитивного и сигнально-зависимого шумов ($\sigma_a^2=0,03$, $k_0=0,001$): а – исходный сигнал; б – сигнал на выходе ЛАФ А1; в – сигнал на выходе ЛАФ А2; г – сигнал на выходе мериадного ЛАФ А3; д – сигнал на выходе мериадного ЛАФ А4

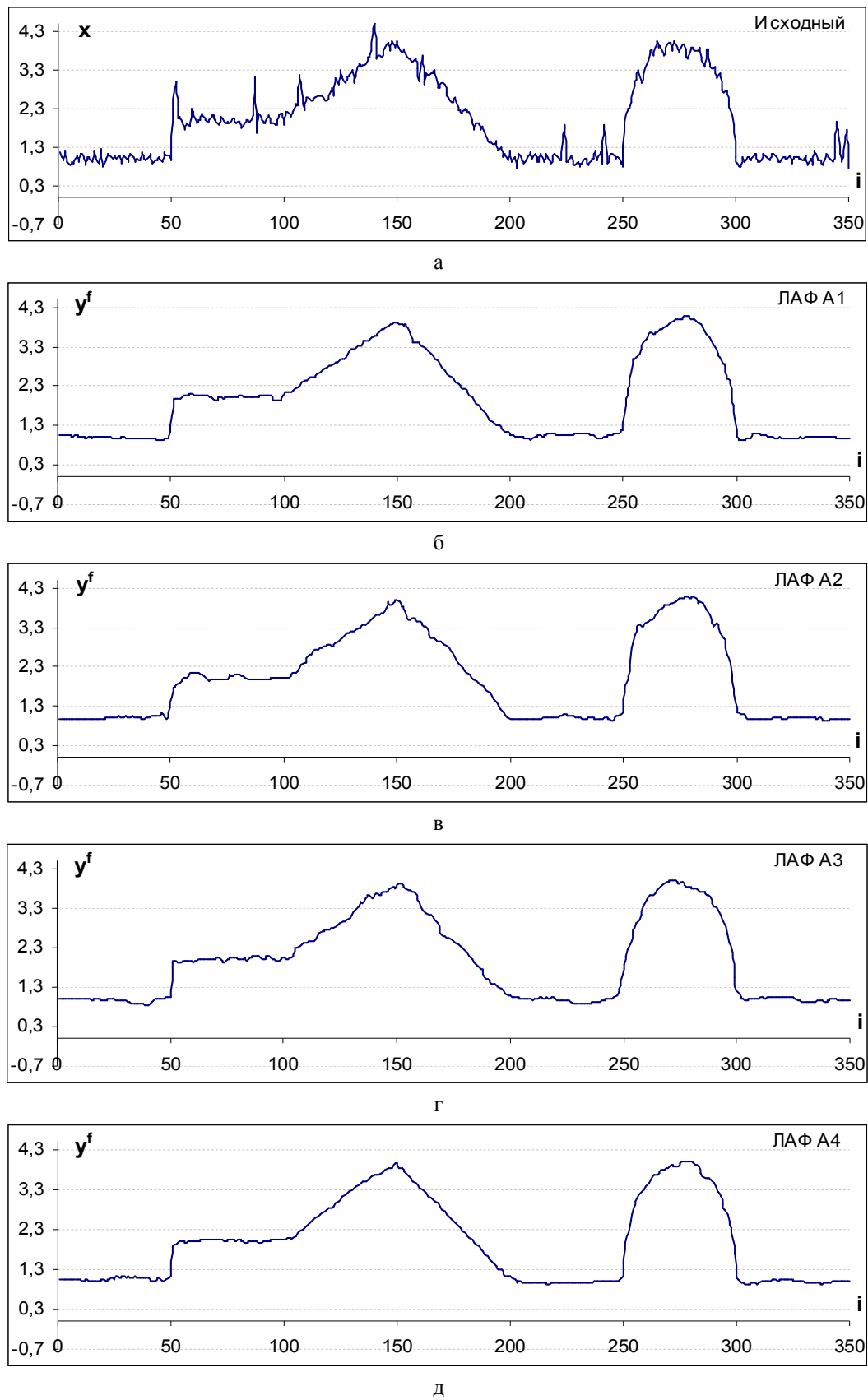


Рис. 5. Применение нелинейной локально-адаптивной фильтрации (ЛАФ А1, А2, А4 используют детектор импульсных помех) для тестового сигнала при воздействии шума и импульсных помех ($\sigma_a^2=0,01$, $k_0=0,001$; $P_{ii}=0,03$, $n_{ii}=1$): а – исходный сигнал; б – сигнал на выходе ЛАФ А1; в – сигнал на выходе ЛАФ А2; г – сигнал на выходе мириадного ЛАФ А3; д – сигнал на выходе мириадного ЛАФ А4

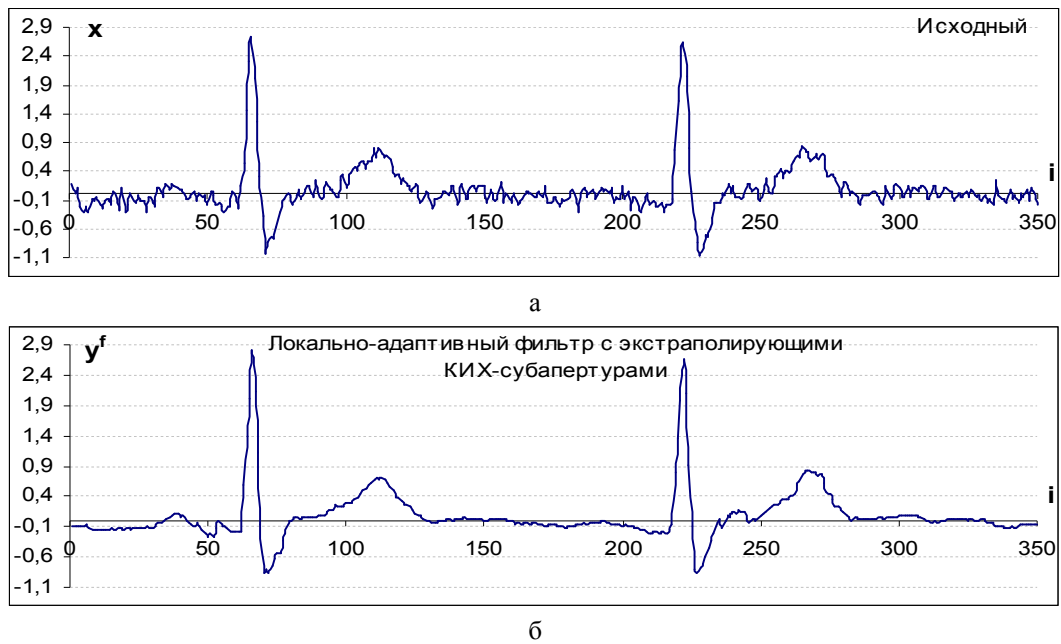


Рис. 6. Применение нелинейного локально-адаптивного фильтра с экстраполирующими КИХ-субапертурами (ЛАФ А2) для сигнала ЭКГ при частоте дискретизации 200 Гц: а – исходный сигнал с сетевой наводкой и аддитивным гауссовым шумом; б – сигнал на выходе ЛАФ А2

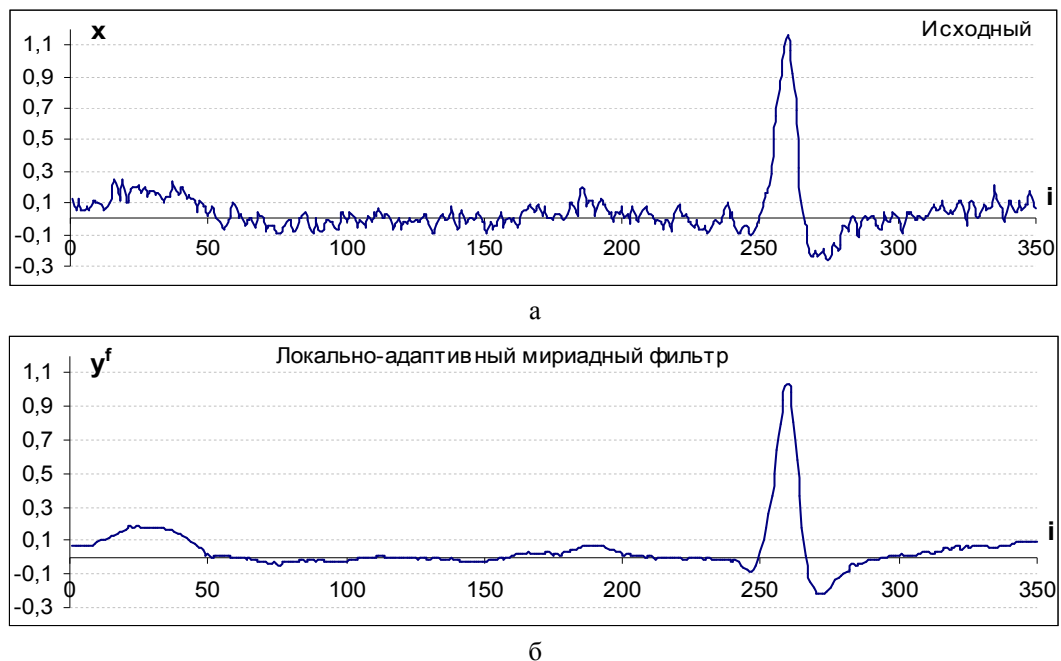


Рис. 7. Применение локально-адаптивного мириадного фильтра (ЛАФ А4) для сигнала ЭКГ при частоте дискретизации 360 Гц: а – исходный сигнал; б – сигнал на выходе мириадного ЛАФ А4

Выводы

В результате исследования эффективности нелинейных ЛАФ для комплексной модели одномерного процесса с различным типом поведения информативной компоненты в широком диапазоне изменения дисперсии аддитивного и смешанного аддитивного и сигнально-зависимого шума и при наличии импульсных помех можно сделать сле-

дующие выводы.

1. Нелинейные ЛАФ А1 и А3 рекомендуются для фильтрации процессов при приоритете требований по сохранению скачков и устранению импульсных помех. При этом ЛАФ А1 имеет лучшие динамические свойства при невысоком уровне шума и высокое быстродействие, а мириадный ЛАФ А3 является оптимальным для обработки скачка.

2. Нелинейный ЛАФ А2 с экстраполирующими КИХ-субапертурами рекомендуется для обработки процессов при среднем – высоком уровне аддитивного и сигнально-зависимого шумов в отсутствие или при небольшой вероятности выбросов. При этом данным ЛАФ обеспечивается хорошее сохранение сигналов треугольной и параболической формы и высокая эффективность подавления шума в окрестности скачка. Благодаря применению простых КИХ-операций к частям множества данных в пределах скользящего окна ЛАФ А2 имеет высокое быстродействие в реальном времени. Рекомендуемые применения данного ЛАФ – оперативная фильтрация сигналов ЭКГ, регистрируемых с частотами дискретизации 200 – 250 Гц и 360 – 500 Гц.

3. Мириадный ЛАФ А4 с сигнально-зависимым изменением параметра мириадной оценки и размера скользящего окна обеспечивает самую высокую степень подавления шума на участках линейного поведения сигнала – практически эквивалентную линейному усреднению при размере окна $N=13-15$, однако проигрывает мириадному ЛАФ А3 по динамическим свойствам в области скачка и эффективности устранения выбросов. В отсутствие или при небольшой вероятности импульсных помех ($P_{\text{и}} \leq 0,03$) ЛАФ А4 имеет наилучшие интегральные показатели качества фильтрации процессов, описываемых комплексной моделью, включающей элементарные сигналы различного типа. Одним из высокоэффективных применений данного ЛАФ является фильтрация сигналов ЭКГ, регистрируемых с частотой дискретизации 360 – 500 Гц.

4. В условиях воздействия импульсных помех применение их детектора на основе совместного анализа параметров Z и Z^S позволяет заметно улучшить робастность ЛАФ А1, А2 и А4, при этом рекомендуется в ЛАФ А2 для предварительной фильтрации использовать α -урезанный фильтр.

5. Мириадными ЛАФ А3 и А4 преодолевается недостаток мириадного и медианного фильтров, который заключается в резком снижении эффективности подавления шума с ростом крутизны сигнала.

6. Несмотря на то, что в сравнении с ЛАФ А1 и А2 алгоритмы мириадных ЛАФ А3 и А4 сложнее, для них возможны быстрые реализации, позволяющие обрабатывать сигнал в реальном времени.

Литература

1. *Passive, Active, and Digital Filters [Text] / Ed. by Wai-Kai Chen.* – CRC Press. – 2009. – 728 p.

2. *Christov, I. Filtering of electrocardiogram artifacts from the electrocardiogram [Text] / I. Christov, I. Daskalov // Med. Eng. Phys.* – 1999. – Vol. 21. – P. 731 – 736.

3. *Bortolan, G. Dynamic Filtration of High-Frequency Noise in ECG Signal [Text] / G. Bortolan, I. Christov // Computing in Cardiology.* – 2014. – Vol. 41. – P. 1089 – 1092.

4. *Тулякова, Н. О. Методы устранения миграционного шума в электрокардиограмме [Текст] / Н. О. Тулякова // Радиоелектронні і комп'ютерні системи.* – 2014. – № 2 (66). – С. 85 – 92.

5. *Gotchev, A. Spline and Wavelet Based Techniques for Signal and Image Processing [Text]: Thesis for the degree of Doctor of Technology: 5th September / A. Gotchev; Tampere University of Technology (Finland).* – 2003. – 171 p.

6. *Astola, J. Fundamentals of Nonlinear Digital Filtering [Text] / J. Astola, P. Kuosmanen.* – USA : CRC Press LLC, 1997. – 276 p.

7. *Лукин, В. В. Динамические и статистические свойства алгоритмов нелинейной фильтрации одномерных информационных сигналов [Текст] / В. В. Лукин // Авиационная и ракетно-космическая техника: сб. науч. тр. Нац. аэрокосм. ун-та им. Н.Е. Жуковского "ХАИ". – Вып. 7. – X., 1998. – С. 134 – 141.*

8. *Лукин, В. В. Анализ свойств алгоритмов нелинейной фильтрации одномерных информационных сигналов [Текст] / В. В. Лукин, Н. О. Тулякова, М. О. Дорожук // Авиационно-космическая техника и технология : сб. науч. тр. Нац. аэрокосм. ун-та им. Н. Е. Жуковского "ХАИ". – Вып. 12. – X., 1999. – С. 109 – 113.*

9. *Локально-адаптивные устойчивые алгоритмы обработки радиоизображений [Текст] / А. А. Зеленский, Г. П. Кулемин, В. В. Лукин, В. П. Мельник. – X., 1993. – 39 с. (Препр. / АН Укранины. Ин-т радиоелектрон. 93-143).*

10. *Лукин, В. В. Анализ поведения показателей локальной активности для нелинейных адаптивных фильтров [Текст] / В. В. Лукин // Радиофизика и электроника : сб. науч. тр. НАН Украины. Ин-т радиофизики и электроники им. А.Я. Усикова. – X., 1998. – Вып. 3, № 2. – С. 80 – 89.*

11. *Лукин, В. В. Цели, методы и алгоритмы локально-адаптивной устойчивой фильтрации радиолокационных изображений [Текст] / В. В. Лукин // Космічна наука і технологія. – № 2/3. – К., 1998. – С. 39 – 50.*

12. *Бых, А. И. Методы локально-адаптивной устойчивой фильтрации с линейными субапертурами с конечной импульсной характеристикой [Текст] / А. И. Бых, Н. О. Тулякова // Радиоелектронні і комп'ютерні системи.* – 2012. – № 2 (54). – С. 25 – 34.

13. *Тулякова, Н. О. Локально-адаптивные мириадные фильтры [Текст] / Н. О. Тулякова // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – Вып. 179. – X., 2014. – С. 50 – 59.*

14. *Weighted FMH filters [Text] / J. Neejarvi, A. Varri, S. Fotopoulos, Y. Neuvo // Signal Processing.* – 1993. – Vol. 31. – P. 181 – 190.

15. Heinonen, P. Median type filters with predictive FIR substructures [Text] / P. Heinonen, Y. Neuvo // Proc. of the IEEE Trans. Acoust. Speech and Signal Process. – 1988. – Vol. 36, № 6. – P. 892 – 899.

16. Gonzalez, J. G. Statistically-Efficient Filtering in Impulsive Environments: Weighted Myriad Filters [Text] / J. G. Gonzalez, G. R. Arce // EURASIP Journal on Applied Signal Processing. – 2002. – Vol. 1, № 1. – P. 4 – 20.

17. Abramov, S. K. Adaptive myriad filter [Електронний ресурс] / S. K. Abramov, V. V. Lukin, J. As-

tola // CD-ROM Proc. of NSIP'2001. – Baltimore (USA), 2001. – 5 p.

18. Абрамов, С. К. Алгоритм реализации мирядной фильтрации [Текст] / С. К. Абрамов // Авиационно-космическая техника и технология : сб. науч. тр. Нац. аэрокосм. ун-та им. Н.Е. Жуковского "ХАИ". – X., 2000. – Вып. 21. – С.143 – 147.

19. Тулякова, Н. О. Алгоритмы мирядной фильтрации [Текст] / Н. О. Тулякова, А. Н. Трофимчук, А. Е. Стрижак // Радиоелектронні і комп'ютерні системи. – 2014. – №4 (68). – С. 76 – 83.

Поступила в редакцію 19.05.2015, рассмотрена на редколлегии 18.06.2015

ПОРІВНЯЛЬНИЙ АНАЛІЗ ЛОКАЛЬНО-АДАПТИВНИХ НЕЛІНІЙНИХ ФІЛЬТРІВ ДЛЯ КОМПЛЕКСНОЇ МОДЕЛІ ОДНОМІРНОГО СИГНАЛУ

Н. О. Тулякова, О. М. Трофимчук, М. М. Будник, О. Є. Стрижак

Розглянуто методи локально-адаптивної нелінійної фільтрації в ковзному вікні даних та їх структурні схеми. Для комплексної моделі одномірного сигналу, що містить елементарні сигнали різного типу, в умовах впливу різного рівня адитивного гаусова шуму, змішаного адитивного та сигнально-залежного шуму та при можливій наявності викидів отримано статистичні оцінки ефективності за критеріями середньоквадратичної помилки та відношення сигнал – шум. Проведено порівняльний аналіз локально-адаптивних фільтрів за інтегральними та локальними (для окремих фрагментів сигналу) критеріями ефективності. Дано рекомендації щодо застосування нелінійних локально-адаптивних фільтрів для обробки одномірних сигналів. Показано високу якість фільтрації сигналів електрокардіограми.

Ключові слова: нелінійні локально-адаптивні фільтри, комплексна модель одномірного сигналу, оцінки ефективності, фільтрація електрокардіограми.

COMPARATIVE ANALYSIS OF LOCALLY-ADAPTIVE NONLINEAR FILTERS FOR COMPLEX MODEL OF ONE-DIMENSIONAL SIGNAL

N. O. Tulyakova, A. N. Trofimchuk, N. N. Budnik, A. Ye. Strizhak

Methods of locally-adaptive nonlinear filtering in sliding window and their block-diagrams are considered. For a complex model of 1-D signal that contains elementary signals of different type statistical estimates of filtering efficiency are obtained according to criteria of mean square error and signal-to-noise ratio for conditions of influence of additive Gaussian, mixed additive and signal-dependent as well as impulse noises. Comparative analysis of locally adaptive nonlinear filters is carried out for integral and local (determined for signal fragments) criteria. Recommendations on applying nonlinear locally-adaptive filters for processing 1-D signals are given. High efficiency of electrocardiogram signal filtering is demonstrated.

Key words: nonlinear locally-adaptive filters, complex model of 1-D signal, estimates of efficiency, electrocardiogram filtering.

Тулякова Наталя Олеговна – канд. техн. наук, науч. сотр. научно-исследовательского центра учебно-научных приборов, Институт прикладной физики НАНУ, Сумы, Украина, e-mail: natashatu@ukr.net.

Трофимчук Александр Николаевич – д-р техн. наук, проф., член-кор. НАНУ, зам. директора по научной работе, Институт телекоммуникаций и глобального информационного пространства НАНУ, Киев.

Будник Николай Николаевич – д-р техн. наук, ведущ. науч. сотр. отдела сенсорных приборов, систем и технологий бесконтактной диагностики, Институт кибернетики им. В.М. Глушкова НАНУ, Киев, e-mail: budnyk@meta.ua.

Стрижак Александр Евгеньевич – д-р техн. наук, вед. науч. сотр. отдела онтологических систем и прикладной алгебраической комбинаторики, Институт телекоммуникаций и глобального информационного пространства НАНУ, Киев, e-mail: sae953@gmail.com.