

МОДИФИЦИРОВАННЫЙ СИГМА – ФИЛЬТР ДЛЯ ОБРАБОТКИ ОДНОМЕРНЫХ ИНФОРМАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ

С.К. Абрамов, Ю.А. Литвяк, к.т.н. В.В. Лукин, А.Ю. Проскурин
(представил д.т.н., проф. А.А. Зеленский)

Предложено несколько вариантов модифицированного сигма - фильтра, адаптированного для обработки одномерных информационных сигналов, искаженных аддитивным шумом. Эффективность применения этого фильтра подтверждена результатами численного моделирования при обработке тестовых и реальных одномерных информационных сигналов. Даны рекомендации по выбору параметров предлагаемого модифицированного сигма-фильтра.

Для многих приложений, таких, как медицинские диагностические системы, следящие информационные измерительные системы различного назначения, актуальными являются задачи повышения точности измерений и улучшения качества выделения полезной информации из сигнала, наблюдаемого на фоне помех, которые могут быть обусловлены шумами электронных схем и первичных преобразователей, наводками от внешних источников и т.п. [1]. В частности, для медицинских диагностических комплексов устранение помех на этапе вторичной обработки желательно для повышения точности определения таких параметров, как координаты экстремумов, временные интервалы, а также с целью лучшей, более удобной, визуализации [2].

При решении задачи выбора или разработки эффективных методов вторичной обработки сигналов необходимо учитывать тот факт, что многие информационные сигналы, особенно медицинские, имеют нестационарный характер [1]. Они могут содержать гладкие участки, а на других участках претерпевать резкие изменения значений, включать точки разрыва производных, содержать пикообразные экстремумы и т.д. В определенной степени нестационарный характер может иметь и помеховая компонента [1, 2]. При этом в результате вторичной обработки характерные фрагменты необходимо сохранить или исказить в минимальной степени, а помехи эффективно подавить.

Обычно эта задача решается путем использования различных методов фильтрации сигналов. Существуют линейные и нелинейные неадаптивные фильтры, а также различные адаптивные фильтры [3]. Так как информационный сигнал может иметь нестационарную природу, то применять линейные фильтры (как неадаптивные, так и адаптивные) нецелесообразно в связи с большими динамическими ошибками на их выходе [3]. Поэтому для обработки сигналов рассматриваемого класса в большей степени применимы нелинейные фильтры. Но и среди нелинейных фильтров, в связи со спецификой

их свойств [4], сложно выбрать один фильтр, в полной мере удовлетворяющий комплексу требований, включающему хорошее сохранение сигналов в окрестностях особых точек и эффективное подавление помех.

При решении задач вторичной обработки двумерных изображений, где требования к алгоритмам фильтрации аналогичны перечисленным выше, достаточно хорошо зарекомендовали себя обычный сигма-фильтр (СФ) [5] и его модификации [6]. Однако, при обработке одномерных сигналов эти фильтры практически не применяются. В связи с этим целью данной работы является исследование возможности и эффективности применения сигма-фильтра и его модификаций при вторичной обработке одномерных информационных сигналов с указанными выше свойствами.

В качестве тестовых сигналов при проведении исследований были использованы сигналы Blocks и Heavysine длительностью 1024 отсчета (рис. 1). Выбор был обусловлен тем, что форма этих тестовых сигналов содержит участки, наиболее часто встречающиеся на практике. Кроме того, сигналы Blocks, Heavysine и ряд других приняты в качестве стандартных тестовых для анализа характеристик и сравнения методов вторичной обработки [7].

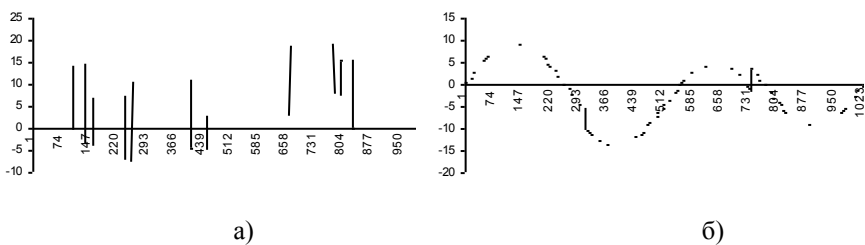


Рис. 1. Тестовые сигналы Blocks (а) и Heavysine (б)

В общем виде, сигнал, поступающий на вход фильтра, можно представить как $\mathbf{y}(\mathbf{i}) = \mathbf{s}(\mathbf{i}) + \mathbf{n}(\mathbf{i})$, где $\mathbf{s}(\mathbf{i})$ – полезный сигнал, $\mathbf{n}(\mathbf{i})$ – помеха. Положим, что аддитивная помеха $\mathbf{n}(\mathbf{i})$ характеризуется нормальным законом распределения с нулевым средним и заранее известной дисперсией $\sigma_{\text{адд}}^2$, постоянной на интервале наблюдения. По аналогии с двумерным случаем сигнал на выходе СФ при обработке одномерного сигнала имеет вид

$$\mathbf{S}^{\text{out}}(\mathbf{i}) = \frac{1}{N_{\text{сф}}} \sum_{\mathbf{l}=\mathbf{i}-\frac{N-1}{2}}^{\mathbf{i}+\frac{N-1}{2}} \mathbf{y}(\mathbf{l})\delta(\mathbf{l}), \quad (1)$$

где

$$N_{si} = \sum_{l=i-\frac{N-1}{2}}^{i+\frac{N-1}{2}} \delta(l); \quad (2)$$

$$\delta(l) = \begin{cases} 1, & \text{если } y(l) \in [y(i) - \alpha\sigma_{\text{адд}}, y(i) + \alpha\sigma_{\text{адд}}]; \\ 0, & \text{если } y(l) \notin [y(i) - \alpha\sigma_{\text{адд}}, y(i) + \alpha\sigma_{\text{адд}}], \end{cases} \quad (3)$$

N – апертура скользящего окна фильтра, α - параметр, обычно выбираемый равным 2 [5].

Также по аналогии с двумерным случаем [6] могут быть предложены одномерные аналоги модифицированного СФ (МСФ). Цель вводимых модификаций (а ниже предложено три модификации) - обеспечить улучшение степени подавления помех, в том числе в случае, если закон их распределения несколько отличается от гауссовского.

Вид выходного сигнала первой версии МСФ (МСФ1) аналогичен (1), но вместо (3) используется выражение

$$\delta(l) = \begin{cases} 1, & \text{если } y(l) \in [y^{\min}(i); y^{\max}(i)]; \\ 0, & \text{если } y(l) \notin [y^{\min}(i); y^{\max}(i)], \end{cases} \quad (4)$$

где $y^{\min}(i)$ и $y^{\max}(i)$ определяют новую, расширенную окрестность.

Методика расчета $y^{\min}(i)$, $y^{\max}(i)$ и выходного сигнала МСФ1 состоит в следующем. На первом этапе находится исходная окрестность $[y(i) - 2\sigma_{\text{адд}}; y(i) + 2\sigma_{\text{адд}}]$ и все значения $y(l)$, для которых $\delta(l) \neq 0$ в (3). Затем в выборке размером N_{si} находим N_{smi} и N_{lari} - число значений $y(l)$, которые, соответственно, меньше $y(i)$ и больше $y(i)$. Затем, если $N_{lari} > N_{smi}$, то среди всех значений $y(l)$, принадлежащих окрестности $[y(i) - 2\sigma_{\text{адд}}; y(i) + 2\sigma_{\text{адд}}]$, находят минимальное значение $y^{\min}(i)$, а максимальное рассчитывается как $y^{\max}(i) = y^{\min}(i) + 4\sigma_{\text{адд}}$. В случае, если $N_{smi} > N_{lari}$, среди всех значений $y(l)$, $l=i-(N-1)/2, \dots, i+(N-1)/2$, $\delta(l) \neq 0$ находится максимальное значение $y^{\max}(i)$, а минимальное рассчитывается как $y^{\min}(i) = y^{\max}(i) - 4\sigma_{\text{адд}}$. При $N_{smi} = N_{lari}$ окрестность в (4) оставляют без изменения: $y^{\min}(i) = y(i) - 2\sigma_{\text{адд}}$; $y^{\max}(i) = y(i) + 2\sigma_{\text{адд}}$. Для новой, расширенной окрестности $[y^{\min}(i), y^{\max}(i)]$ число N'_{si} попадающих в нее значений $y(l)$, $l=i-(N-1)/2, \dots, i+(N-1)/2$ не меньше, чем N_{si} в (2), что должно быть учтено при расчете выходных значений всех МСФ в (1).

Алгоритм работы второй модификации (МСФ2) описывается выражени-

ями (4), (2), (1). От МСФ1 она отличается тем, что после определения N_{si} согласно (2) рассматривается неравенство $N_{si} < N_{thr}$, где рекомендуемое нами значение порога $N_{thr} = 3$. В случае, если это неравенство для текущего положения скользящего окна выполняется, выходное значение МСФ2 $S^{out}(i)$ получают не в соответствии с описанной выше методикой для МСФ1, а присваивают ему выходное значение обычного медианного фильтра с апертурой 3. Если же неравенство $N_{si} < N_{thr}$ не выполняется, то дальнейшая обработка ведется по тому же алгоритму, что и для МСФ1.

Третья модификация (МСФ3) практически полностью аналогична МСФ2 за тем исключением, что в случае выполнения неравенства $N_{si} < N_{thr}$ вместо медианного фильтра с апертурой $N=3$ используется медианный фильтр с размером скользящего окна $N=5$.

Проведем анализ свойств разработанных одномерных МСФ и сравним их эффективность со стандартным СФ и другими нелинейными неадаптивными фильтрами, например, с α -урезанным фильтром (α -trim) [3], который достаточно часто применяют при обработке одномерных сигналов.

Для α -урезанного фильтра выходной сигнал описывается в виде

$$S_{\alpha-trim}^{out} = \left(\frac{1}{N - N_{\alpha 1} - N_{\alpha 2}} \sum_{n=N_{\alpha 1}+1}^{N-N_{\alpha 2}} y^{(n)}(i) \right),$$

где $N_{\alpha 1}$ и $N_{\alpha 2}$ - количество отбрасываемых наибольших и наименьших отсчетов в упорядоченной выборке; $y^{(n)}(i)$ - n -я порядковая статистика для i -го положения скользящего окна.

В качестве количественного критерия оценки качества фильтрации при моделировании была использована среднеквадратическая ошибка (СКО) Σ_{out} [3, 4]. При выборе σ_{add}^2 учитывалась такая особенность тестовых сигналов Blocks и Heavysine, что для них дисперсия (относительно среднего значения) фиксирована и равна 49. Тогда, задавая σ_{add}^2 в пределах от 0,1 до 1, получаем изменение соотношения сигнал-шум от 490 до 49, что хорошо согласуется с условиями функционирования многих радиоэлектронных измерительных и медицинских диагностических систем. Для всех фильтров рассматривались значения $N=9$ и 11 , а параметр $\alpha_1=\alpha_2$ для α -урезанного фильтра был выбран 0,25. Некоторые результаты численного моделирования приведены в табл. 1. На рис. 2 приведены графики выходных сигналов для ряда фильтров.

Анализируя полученные результаты (желательным является минимизировать СКО), можно отметить следующее:

- для сигнала Blocks α -урезанный фильтр неэффективен, так как значения СКО Σ_{out} на его выходе могут быть даже больше, чем σ_{add}^2 ; это обусловлено тем, что сигнал Blocks содержит большое количество резких перепадов,

которые α - урезанный фильтр заметно сглаживает (рис. 2,б), т.е. вносит большую динамическую ошибку; для сигнала Heavysine Σ_{out} на выходе α - урезанного фильтра меньше, чем σ_{add}^2 , то есть этот фильтр достаточно эффективен, особенно при высоком уровне помех и если полезный сигнал $s(i)$ не содержит большого количества перепадов и других особых точек;

Таблица 1

Результаты численного моделирования

Тип фильтра	Сигнал Blocks		Сигнал Heavysine	
	Дисперсия помех		Дисперсия помех	
	0,1	1	0,1	1
α -trim (N=9)	0,89	1,02	0,033	0,16
СФ (N=9)	0,031	0,33	0,041	0,33
СФ (N=11)	0,027	0,30	0,042	0,30
МСФ 1 (N=9)	0,016	0,17	0,022	0,16
МСФ 1 (N=11)	0,012	0,13	0,023	0,13
МСФ 2 (N=9)	0,016	0,15	0,021	0,15
МСФ 2 (N=11)	0,013	0,12	0,022	0,12
МСФ 3 (N=9)	0,016	0,14	0,021	0,14
МСФ 3 (N=11)	0,012	0,12	0,022	0,12

- по сравнению с α - урезанным фильтром для сигнала Blocks СФ (а также все модификации) приводят к гораздо лучшим результатам вторичной обработки: Σ_{out} гораздо (в 3-8 раз) меньше, чем σ_{add}^2 ; для сигнала Heavysine применение СФ и его модификаций также обеспечивает улучшение выходного соотношения сигнал-шум, причем, если для СФ Σ_{out} больше, чем для α - урезанного фильтра, то все МСФ обеспечивают лучшее качество вторичной обработки, чем α - урезанный фильтр;

- для рассматриваемого диапазона значений σ_{add}^2 для всех МСФ имеет место улучшение соотношения сигнал - шум (примерно, в 4,5–8 раз), что, в среднем, на 3 дБ лучше, чем для СФ; отметим, что улучшение соотношения сигнал-шум на выходе разработанных МСФ наблюдалось и для других традиционных тестовых сигналов типа Doppler и Bumps [7];

- для сигнала Blocks увеличение N для всех МСФ приводит к уменьшению Σ_{out} примерно на 15 %, а для сигнала Heavysine улучшение наблюдается только при высоком уровне помех;

- с учетом приведенных выше результатов анализа выбор для МСФ N=9 или 11 на практике представляется разумным компромиссом.

Полезным может быть и визуальный анализ выходных сигналов фильтров, который позволяет отметить следующее:

- α - урезанный фильтр (рис. 2, б, ж) хорошо подавляет флуктуационные помехи; но сглаживает участки резких перепадов (т.е. он обладает недостаточно хорошими динамическими характеристиками [3,4]);

- стандартный СФ (рис. 2, в, з) неплохо сохраняет особые точки сигналов, но обладает заметно худшими статистическими свойствами по сравнению с α - урезанным фильтром; особо плохо СФ подавляет шум в отсчетах, где амплитуды $n(i)$ существенно больше $\sigma_{\text{адд}}$;
- МСФ1 (рис. 2, г, и) обеспечивает заметно лучшее подавление помех,

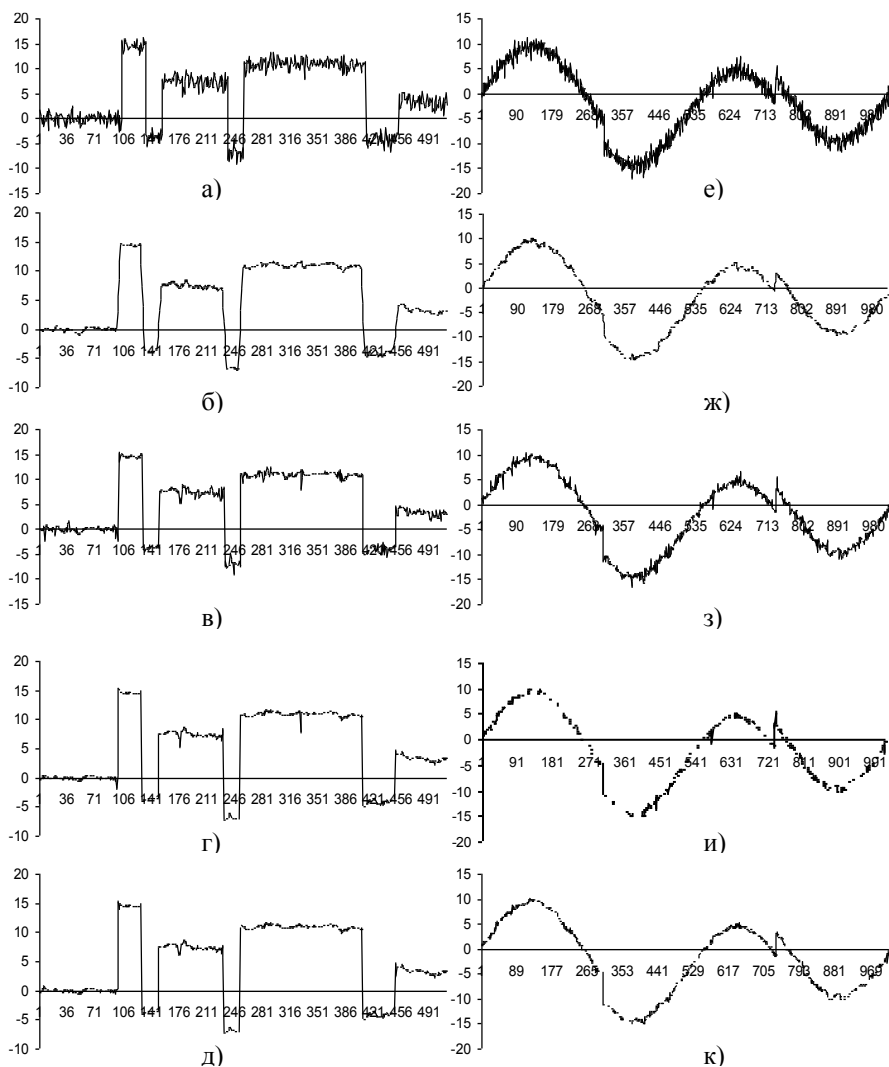


Рис. 2. Графики выходных сигналов фильтров:

- а) фрагмент сигнала Blocks, зашумленный помехой с дисперсией 1,0;
- б) выходной сигнал α -trim (N=9);
- в) выходной сигнал СФ (N=9);
- г) выходной сигнал МСФ1 (N=11);
- д) выходной сигнал МСФ 3 (N=11);
- е) сигнал Heavysine, зашумленный помехой с дисперсией 1,0;
- ж) выходной сигнал α -trim (N=9);
- з) выходной сигнал СФ (N=9);
- и) выходной сигнал МСФ1 (N=11);
- к) выходной сигнал МСФ 3 (N=11)

чем стандартный СФ, но и для его выходных сигналов характерно наличие больших остаточных флуктуаций для отсчетов с $|\mathbf{n}(\mathbf{i})| > 2.5 \sigma_{\text{адд}}$;

- МСФ3 (рис. 2, д, к) обеспечивает наилучший компромисс статистических и динамических свойств по сравнению с остальными фильтрами, эффекты, характерные для СФ и МСФ1 в выходном сигнале отсутствуют.

Как уже отмечалось ранее и как видно из (3), для СФ и МСФ необходимо априорно знать или предварительно оценить $\sigma_{\text{адд}}$. Предположим, что это значение $\hat{\sigma}_{\text{адд}}$ отличается от $\sigma_{\text{адд}}$ не более, чем на $\pm 10\%$ и проведем исследование изменения эффективности МСФ при условии наличия таких погрешностей. Полученные значения Σ_{out} для сигнала Blocks при $\sigma_{\text{адд}}=0,55$ и для сигнала Heavysine при $\sigma_{\text{адд}}=1,0$ приведены в табл. 2.

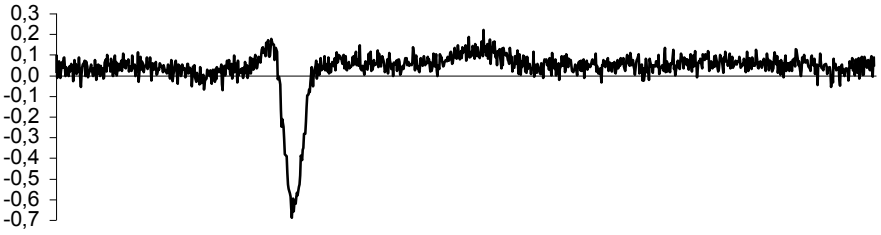
Таблица 2

Значения Σ_{out} для сигналов Blocks и Heavysine

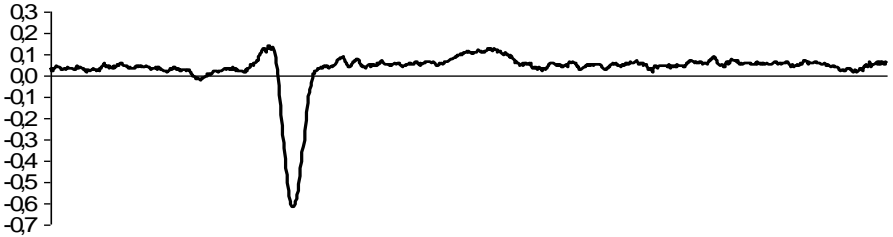
Тип фильтра	Тип сигнала	Σ_{out}		
		$2 \hat{\sigma}_{\text{адд}}=0,99$	$2 \hat{\sigma}_{\text{адд}}=1,1$	$2 \hat{\sigma}_{\text{адд}}=1,21$
МСФ 1 (9)	Blocks ($\sigma_{\text{адд}}^2=0,3$)	0,058	0,047	0,042
МСФ 2 (9)		0,052	0,045	0,040
МСФ 3 (9)		0,048	0,043	0,039
	Heavysine ($\sigma_{\text{адд}}^2=1$)	$2 \hat{\sigma}_{\text{адд}}=1,8$	$2 \hat{\sigma}_{\text{адд}}=2$	$2 \hat{\sigma}_{\text{адд}}=2,2$
МСФ 1 (9)		0,23	0,16	0,15
МСФ 2 (9)		0,21	0,15	0,15
МСФ 3 (9)		0,20	0,14	0,15

Анализ результатов показывает, что значения Σ_{out} в зависимости от подставляемого в (3) значения $2 \hat{\sigma}_{\text{адд}}$ при формировании окрестности изменяются, причем меньшие значения Σ_{out} наблюдаются при $\hat{\sigma}_{\text{адд}} > \sigma_{\text{адд}}$. Это связано с тем, что для рассматриваемых тестовых сигналов при анализируемых $\sigma_{\text{адд}}$ основной вклад в Σ_{out} вносят остаточные флуктуационные ошибки. Вместе с тем, при $\hat{\sigma}_{\text{адд}} > \sigma_{\text{адд}}$, что эквивалентно увеличению α в (3), возможен рост динамических ошибок на выходе МСФ. Поэтому, на практике можно считать, что выбор $\alpha=2$ является разумным компромиссом, а небольшие неточности оценок $\hat{\sigma}_{\text{адд}}$ не слишком сильно влияют на эффективность вторичной обработки сигналов МСФ.

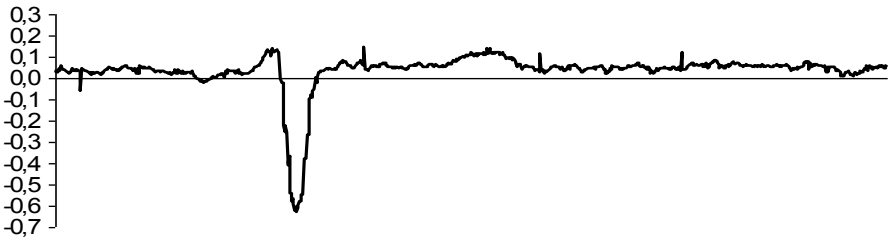
Исследование эффективности МСФ проводилось также и для реального электрокардиографического (ЭКГ) сигнала, искаженного смоделированным аддитивным шумом (рис. 3,а, соотношение сигнал - шум равно 10). В выход-



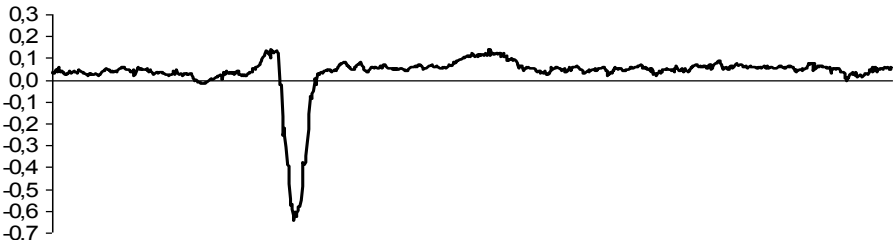
а)



б)



в)



г)

Рис. 3. Исследование эффективности МСФ для реального ЭКГ – сигнала:

а) зашумленный аддитивным шумом ЭКГ - сигнал;

б) выходной сигнал α - урезанного фильтра;

в) выходной сигнал МСФ1 фильтра;

г) выходной сигнал МСФ3 фильтра

ном сигнале α - урезанного фильтра (рис. 3,б) шум хорошо подавлен, но наблюдается заметное искажение амплитуды R-зубца. МСФ1 хуже, чем α - урезанный фильтр, подавляет помеху (рис. 3,в), но несколько лучше сохраняет особые точки ЭКГ-сигнала. Наконец, МСФ3 (выходной сигнал показан на рис. 3,г) обеспечивает наилучший компромисс между подавлением шумов и вносимыми динамическими ошибками (амплитуда R-зубца искажена в минимальной степени). Соотношение сигнал-помеха улучшилось на 7,8 дБ.

Таким образом, предложенные МСФ являются эффективным средством вторичной обработки и улучшения визуального качества информационных сигналов, наблюдаемых на фоне помех. Сложность алгоритмической реализации МСФ невысока, что позволяет применять их в реальном масштабе времени при поступлении данных с частотой, типичной для многих измерительных систем, в частности, диагностических комплексов ЭКГ - мониторинга.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Varri A. Algorithms and systems for the analysis of long-term physiological signals: Thesis for the Degree of Doctor of Technology. Tampere University of Technology, Tampere, Finland, 1992. - 211 p.*
2. *Кардиомониторы. Аппаратура непрерывного контроля ЭКГ / А.Л. Барановский, А.Н. Калинин, А.А. Манило и др. - М.: Радио и связь, 1993. - 98 с.*
3. *Astola J., Kuosmanen P. Fundamentals of Nonlinear Digital Filtering. - CRC Press LLC, USA, 1997. - 276 p.*
4. *Лукин В.В. Анализ поведения показателей локальной активности для нелинейных адаптивных фильтров // Радиофизика и электроника. - Х.: ИПЭ НАНУ. - 1998. - Вып.3, №2. - С.80 - 89.*
5. *Lee J.-S. Digital Image Smoothing and the Sigma Filter // Comp. Vision, Graphics and Image Processing. - 1983. - Vol. 24. - P. 255 - 269.*
6. *Lukin V.V., Zelensky A.A., Ponomarenko N.N., Kurekin A.A., Astola J.T., Koivisto P.T. Modified Sigma Filter with Improved Noise Suppression Efficiency and Spike Removal Ability // Proceedings of the 6-th Intern. Workshop on Intelligent Signal Processing and Communication Systems. - Melbourne (Australia). - 1998. - P. 849 - 853.*
7. *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.*

Поступила 21.02.2002

АБРАМОВ Сергей Клавдиевич, аспирант кафедры приема, передачи и обработки сигналов НАКУ "ХАИ". Область научных интересов - цифровая обработка сигналов и изображений.

ЛИТВЯК Юлия Александровна, магистр факультета Радиотехнических систем летательных аппаратов НАКУ "ХАИ". Область научных интересов - применение цифровых методов обработки сигналов в биомедицинских измерительных системах.

ЛУКИН Владимир Васильевич, канд. техн. наук, ведущий научный сотрудник кафедры приема, передачи и обработки сигналов НАКУ "ХАИ". Область научных интересов - цифровая обработка сигналов и изображений. Тел. 0572 442352, E-mail lukin@xai.kharkov.ua.

ПРОСКУРИН Александр Юрьевич, магистр факультета Радиотехнических систем летательных аппаратов НАКУ "ХАИ". Область научных интересов - применение цифровых методов обработки сигналов в биомедицинских измерительных системах.