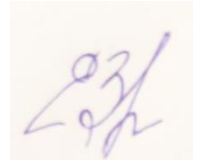


На правах рукописи



Закемовская Евгения Юрьевна

РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ АДАПТИВНЫХ АЛГОРИТМОВ  
ПОМЕХОЗАЩИЩЕННОСТИ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИГНАЛОВ

Специальность 05.11.16 - «Информационно-измерительные и управляющие  
системы (приборостроение)»

АВТОРЕФЕРАТ  
диссертации на соискание ученой степени  
кандидата технических наук

Санкт-Петербург  
2019

Работа выполнена на кафедре информационно-измерительных систем и технологий Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина)

**Научный руководитель:** **Алексеев Владимир Васильевич**  
доктор технических наук, профессор  
кафедры «Информационно-измерительные  
системы и технологии» ФГАОУ ВО  
«Санкт-Петербургский государственный  
электротехнический университет «ЛЭТИ»  
им. В.И.Ульянова (Ленина)» (СПбГЭТУ),  
г.Санкт-Петербург

**Официальные оппоненты:** **Малыхина Галина Федоровна**  
доктор технических наук, профессор  
кафедры «Измерительные  
информационные технологии» ФГАОУ  
ВО «Санкт-Петербургский  
политехнический университет Петра  
Великого» (СПбПУ), г.Санкт-Петербург

**Бегунов Александр Андреевич**  
доктор технических наук, профессор кафедры  
«Системы менеджмента» ФГБОУ ДПО  
«Санкт-Петербургский институт  
управления и пищевых технологий»  
(СПИУПТ), г. Санкт-Петербург

**Ведущая организация:** ФГБОУ ВО «Волгоградский государственный  
технический университет» (ВолгГТУ),  
г.Волгоград

Защита диссертации состоится «20» ноября 2019 г. в 14 часов на заседании диссертационного совета Д 212.238.06 Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета «ЛЭТИ» имени В.И. Ульянова (Ленина) по адресу: 197376, Санкт-Петербург, ул. Проф. Попова, 5, ауд. 5108.

С диссертацией можно ознакомиться в библиотеке университета.  
Автореферат разослан 19 сентября 2019 года.

Ученый секретарь совета,  
к.т.н., доцент



Великосельцев А.А.

## ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА РАБОТЫ

### **Актуальность.**

В настоящее время большое значение приобретают задачи оценивания (фильтрации, обнаружения, различения) измерительного нестационарного сигнала при наличии помехи в условиях неполной статистической информации. Непараметрическое оценивание является наиболее гибким средством анализа неизвестной регрессионной зависимости. Результаты оценок сигнала непараметрическими методами зависят от выбора параметра сглаживания функции. Для нестационарных сигналов возникают трудности при определении параметра сглаживания.

Пространственно-адаптивные преобразования (ПАП), использующие в своих алгоритмах переменный параметр сглаживания (регуляризации), относятся к нелинейным непараметрическим методам оценивания.

Важное значение при сглаживании данных с помощью ПАП уделяется робастности методов, т.е. их устойчивости по отношению к изменению распределения погрешностей, особенно к наличию выбросов, и развитию статистических выводов об оцениваемой зависимости.

Актуальность работы состоит в сложности практического определения типа ПАП, базисной функции, уровня разложения для восстановления измерительного сигнала с минимально возможными искажениями.

**Целью** работы является исследование и разработка адаптивных алгоритмов для выделения из шумов нестационарного сигнала с максимально возможной для заданного класса измерительных сигналов точностью, построенных на основе ПАП, характеризующихся различными частотно-временными локализирующими свойствами.

В соответствии с поставленной целью сформулированы и решены следующие **задачи**:

1. Исследованы основные типы адаптивных цифровых фильтров и связанные с ними методы оптимального оценивания, позволяющие обеспечить максимальную степень подавления шума при минимальных искажениях полезного сигнала в условиях априорной неопределенности;
2. Исследованы основные свойства адаптивных дискретных вейвлет-преобразований (ортогонального ОДВП и стационарного СДВП) и каскадно-соединенных блоков фильтров, делающих эти преобразования сигнально-независимыми;
3. Предложена методика выбора частоты дискретизации непрерывного измерительного сигнала до осуществления ПАП;
4. Предложена методика выбора уровня вейвлет-разложения, базисы которого наиболее коррелированы с исследуемым сигналом;
5. Исследованы свойства интерполированных дискретных вейвлет-фильтров и их фильтров-прототипов с применением частотного анализа для оценки возможности полного восстановления СДВП-ем исследуемого сигнала;

6. Проведена оценка возможности полного восстановления сигнала модифицированным СДВП-ем (МСДВП), не вносимым нерегулируемых фазовых искажений в результаты преобразования;

7. Исследованы свойства блочного дискретного косинусного преобразования (БДКП), и оценена эффективность его применения в задаче шумоподавления;

8. Предложена методика классификации измерительных сигналов исходя из распределения их спектров для снижения неопределенности в выборе типа ПАП (ДВП, БДКП) применительно к задачам фильтрации.

**Объект исследований.** Информационно-измерительные и управляющие системы (ИИУС), работающие в условиях промышленных помех в реальном времени, и их алгоритмическое обеспечение.

**Предмет исследований.** Процесс выделения нестационарного сигнала в условиях помех с минимально возможными для заданного класса измерительных сигналов амплитудными и фазовыми искажениями.

**Методы исследования.** Исследованы возможности ПАП, свойства частотно-временной локализации которых позволяют восстанавливать функции с разрывами в производных и сигналы со случайными составляющими.

В диссертационной работе используются методы и разрабатываются алгоритмы обработки и анализа данных, построенные на основе методов математической статистики, Фурье- и вейвлет-теорий. Предлагаемые алгоритмы были реализованы и протестированы в среде Matlab.

#### **Научная новизна.**

1. Предложена методика выбора частоты дискретизации непрерывного сигнала до осуществления ОДВП, позволяющая исключить искажения сигнала внутри субполос преобразования, вызванные эффектом наложения спектра;

2. Предложена методика выбора уровня вейвлет-разложения, базисы которого наиболее коррелированы с исследуемым сигналом на формируемом в результате разложения вейвлет-дереве;

3. Предложена методика классификации измерительных сигналов, позволяющая выбрать тип ПАП, разложение по базисам которого обеспечивает минимальную погрешность восстановления сигнала среди рассматриваемых методов.

**Практическая значимость.** Предложенные в диссертации алгоритмы и методы реализованы для выделения из шумов полезной составляющей сигнала с заданной оценкой погрешности. Все нижеприведенные алгоритмы могут быть реализованы в реальном времени, но этапу обработки информации (фильтрации) должен предшествовать этап сбора информации о характере анализируемых процессов (должна быть накоплена необходимая априорная информация).

Все результаты, полученные в диссертации, протестированы на нескольких десятках независимых выборок с применением машинного моделирования.

### **Положения, выносимые на защиту.**

1. Методика выбора частоты дискретизации непрерывного сигнала, отличающаяся анализом частотных свойств сигнала и базисной вейвлет-функции, исключает искажения внутри субполос преобразования, вызванные эффектом наложения спектра.
2. Методика выбора уровня вейвлет-разложения, отличающаяся анализом частотных свойств измерительного сигнала, позволяет на формируемом в результате разложения вейвлет-дереве определить уровень, базисы которого наиболее коррелированы с исследуемым сигналом.
3. Методика классификации измерительных сигналов, отличающаяся анализом их спектральных распределений, позволяет выбрать тип ПАП, разложение по базисам которого обеспечивает минимальную погрешность восстановления сигнала среди рассматриваемых методов.

**Апробация работы.** «Проблемы прогнозирования и предотвращения чрезвычайных ситуаций и их последствий»: Труды конф. - СПб., 28 ноября 2007; «Цели развития тысячелетия и инновационные принципы устойчивого развития арктических регионов России.» Материалы международного конгресса. Том 1. - СПб., 12 – 13 ноября 2010.; 64-я, 65-я, 68-я научно-технические конференции профессорско-преподавательского состава.

**Публикации.** По теме диссертации опубликовано 10 работ, из них 5 статей в рецензируемых изданиях, рекомендуемых ВАК РФ.

**Соответствие паспорту специальности.** Диссертация соответствует п.4 паспорта специальности «05.11.16 - Информационно-измерительные и управляющие системы (техника и технологии)». Область исследований: - методы и системы программного и информационного обеспечения процессов отработки и испытаний образцов информационно-измерительных и управляющих систем.

**Личный вклад автора.** Все результаты, представленные в работе, получены соискателем лично.

**Структура и объем работы.** Диссертационная работа состоит из введения, четырех глав, заключения, списка литературы, включающего 124 наименования, 5 приложений. Основная часть диссертации изложена на 141 странице машинописного текста, содержит 60 рисунков и 18 таблиц.

## **СОДЕРЖАНИЕ РАБОТЫ**

**Во введении** обоснована актуальность темы, сформулированы цель и задачи исследования, раскрыты новизна и практическая значимость работы, приведены научные положения, выносимые на защиту.

**В первой главе** рассмотрены основные типы цифровых фильтров и методы оптимального оценивания измерительного сигнала по результатам зашумленных измерений. Непараметрические проекционные методы оценивания, частным случаем которых являются ПАП-ия, использующие в своих алгоритмах базисы, частотные локализирующие свойства которых позволяют адаптироваться к свойствам сигнала, выделены как оптимальные

(вносящие минимальные искажения в результаты фильтрации) в условиях минимума априорной информации об анализируемых сигналах. Пространственно-адаптивными или локально-адаптивными методами оценивания называются методы, использующие в своих алгоритмах переменную длину окна (базиса), позволяющую обрабатывать пространственно-неоднородные функции, которые на некоторых участках области определения изменяются гладко, а на некоторых осциллируют. Адаптация указанных методов к исследуемому сигналу осуществляется путем выбора уровня разложения, базисы которого наиболее коррелированы с измерительным сигналом, а также благодаря нелинейной пороговой обработке высокочастотных коэффициентов. Пороговый уровень можно устанавливать для каждого коэффициента отдельно, что позволяет строить адаптивные к изменениям сигнала алгоритмы шумоподавления.

**Во второй главе** рассмотрены типы дискретных вейвлет-преобразований, обладающих различными частотными локализирующими свойствами.

Результаты фильтрации данными типами преобразований существенно зависят от выбора частоты дискретизации анализируемого сигнала.

Аналитическое описание рассматриваемой аддитивной смеси:

$$y(x)=f(x)+\varepsilon(x),$$

где  $f(x)$  – информативный сигнал;

$\varepsilon(x)$  – помеха.

Аналитическое описание полного ОДВП  $(j-1)$ -го уровня  $i$ -го коэффициента разложения может быть представлено следующим известным выражением рекурсии:

$$V_{j-1}(i) = \sum_{n=0}^{L_f-1} \bar{g}(n)W_j(i-2^{j-1}n) + \sum_{n=0}^{L_f-1} \bar{h}(n)V_j(i-2^{j-1}n),$$

где  $\bar{h}(n)$ ,  $\bar{g}(n)$  - зеркальные (инверсные к  $h(n)$  и  $g(n)$ ) импульсные характеристики НЧ и ВЧ - фильтров синтеза соответственно;

$i = 0, \dots, N_j - 1$ , где  $N_j = \frac{N}{2^j}$ ;  $L_f$  - количество отсчетов импульсной характеристики фильтра.

Для обеспечения полного восстановления сигнала импульсные характеристики НЧ - и ВЧ - фильтров анализа (синтеза) должны удовлетворять следующему условию во временной области:

$$g(n) = (-1)^n h(L_f + 1 - n), \quad (1)$$

Эквивалент в частотной области:

$$H_{g(n)}(w) = H_{h(n)}(-w + \pi) \exp(j(-w + \pi)(L_f - 1)). \quad (2)$$

На примере анализа сигнала, представленного на Рисунке 1, проведена оценка влияния выбора частоты дискретизации (числа отсчетов на период) сигнала на результаты ОДВП фильтрации. Отношение “сигнал/шум” рассматриваемой аддитивной смеси полезного сигнала и белого гауссова шума для нижеприведенного примера составляет 12 дБ. Анализируемый в

работе диапазон отношения «сигнал/шум» аддитивной смеси информативного сигнала (Рисунок 1 а) белого гауссова шума  $n(0, \sigma^2)$  для алгоритма ОДВП-фильтрации и всех последующих алгоритмов - 1-12 дБ.

Параметры вейвлет-фильтрации, принятые для осуществления алгоритма:

-алгоритм вейвлет-фильтрации как одностороннее дерево, так как основная информативная часть сигнала содержится в низкочастотной области;

-тип вейвлета - Добеши, характеризующийся минимальным размером носителя при заданном числе нулевых моментов, число нулевых моментов вейвлета - 4;

-пороговая функция - мягкая пороговая вейвлет-обработка с минимаксным порогом, величина которого  $T(j) = \sigma_j \cdot (0,3936 + 0,1829 \cdot \log(N) / \log(2))$  - фиксированная для каждого  $j$ -го уровня

разложения, где  $\sigma_j = \frac{\text{med}(|W(j)|)}{0,6745}$ ,  $\text{med}$  - медиана,  $W(j)$  -вейвлет-коэффициенты детализации  $j$ -го уровня разложения,  $N_j$  - число вейвлет-коэффициентов  $j$ -го уровня разложения.

-число уровней разложения определяется по критерию минимума энтропии Шеннона  $E(W) = -\sum_j W(j)^2 \log(W(j)^2)$  алгоритмом динамического программирования;

-снижение влияния краевого эффекта - симметричное продолжение сигнала на его разрывах, длительность отрезков продолжения  $T = \frac{L_f}{2} - 1$ .

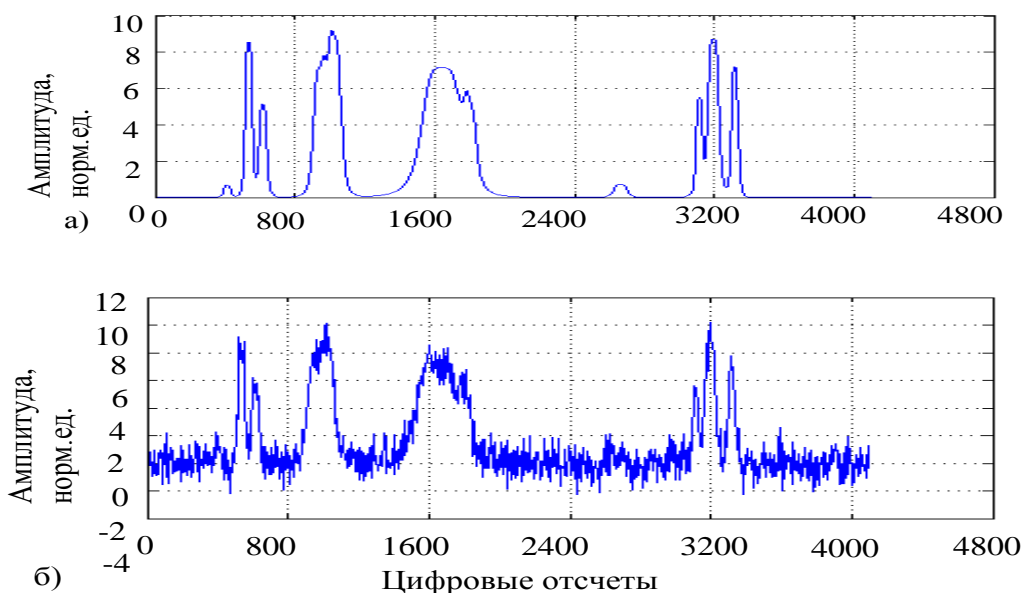


Рисунок 1 – а) Информативный сигнал  $f(x)$ , б) Аддитивная смесь информативного сигнала  $f(x)$  и белого гауссова шума  $n(0, \sigma^2)$

На Рисунке 2 представлена зависимость приведенной погрешности восстановления сигнала, вносимой ОДВП в результаты фильтрации, от

уровня разложения и от числа отсчетов на период сигнала ( $\gamma$  - средняя квадратическая погрешность восстановления,  $\gamma_{\max}$  - погрешность восстановления в равномерной метрике). Формулы для расчета погрешностей в настоящей работе следующие:

$$\gamma = \frac{\sigma}{\sigma_s} \cdot 100 \% ,$$

где  $\sigma = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (X_i - \hat{X}_i)^2}$  - абсолютная средняя квадратическая погрешность фильтрации,  $X_i$  - исходный полезный сигнал,  $\hat{X}_i$  - оценка исходного полезного сигнала,  $N$  - количество отсчетов исследуемого сигнала,  $\sigma_s = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N X_i^2}$  - среднеквадратическое (действующее) значение сигнала.

Величина приведенной погрешности фильтрации в равномерной метрике равна:

$$\gamma_{\max} = \frac{\Delta_{\max}}{\max |X_i|} \cdot 100 \% ,$$

где  $\Delta_{\max} = \max_{i=1:N} |X_i - \hat{X}_i|$  - абсолютная погрешность фильтрации в равномерной метрике.

На Рисунке 3 представлена зависимость приведенной погрешности  $\gamma$  восстановления сигнала от числа отсчетов на период сигнала и от уровня разложения алгоритма.

Из результатов, представленных на Рисунках 2, 3 следует, что, начиная с 4096 отсчетов на период, результаты вейвлет-фильтрации ОДВП менее зависимы от числа нулевых моментов выбранного базиса и от уровня разложения.

Относительный спектр сигнала, определенного на 4096 отсчетах, приведен на Рисунке 4.

Таким образом, выбор минимальной частоты дискретизации входного непрерывного сигнала неограниченного по частоте при осуществлении ОДВП осуществляется согласно методике:

1) провести предварительную фильтрацию непрерывного сигнала фильтром нижних частот с частотой среза  $f_{\max}$  ;

2) рассчитать теоретическую частоту дискретизации  $f_{\Delta}^*$  полученного сигнала согласно теореме Котельникова:  $f_{\Delta}^* = 2f_{\max}$  ;

3) определить число отсчетов  $L_{fc}$  базисной вейвлет-функции, формирующих ее основной период;

4) рассчитать уточненную частоту дискретизации входного сигнала согласно выражению  $f_{\Delta} = f_{\Delta}^* \cdot L_{fc}$

Данная методика позволяет свести к минимуму погрешность восстановления сигнала (Рисунок 2, Рисунок 3), вызванную влиянием эффекта наложения спектров, в пределах уровня разложения ОДВП.



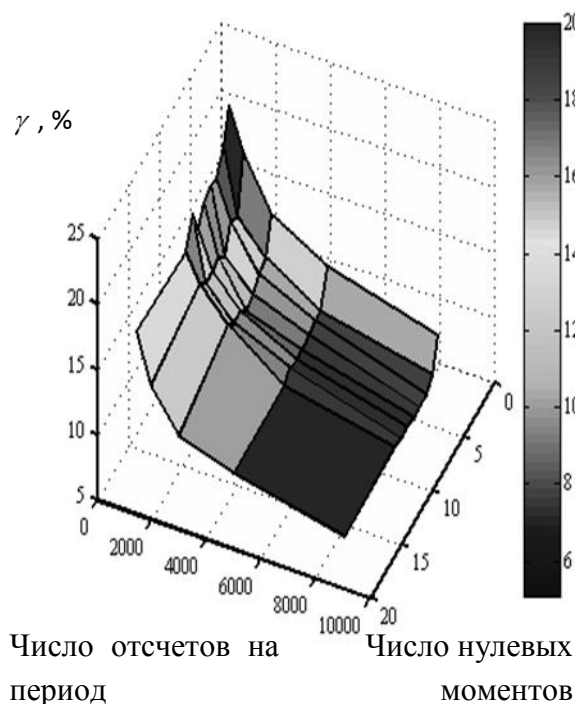


Рисунок 2 – Зависимость погрешности фильтрации  $f(x)$  от числа отсчетов на период и числа нулевых моментов

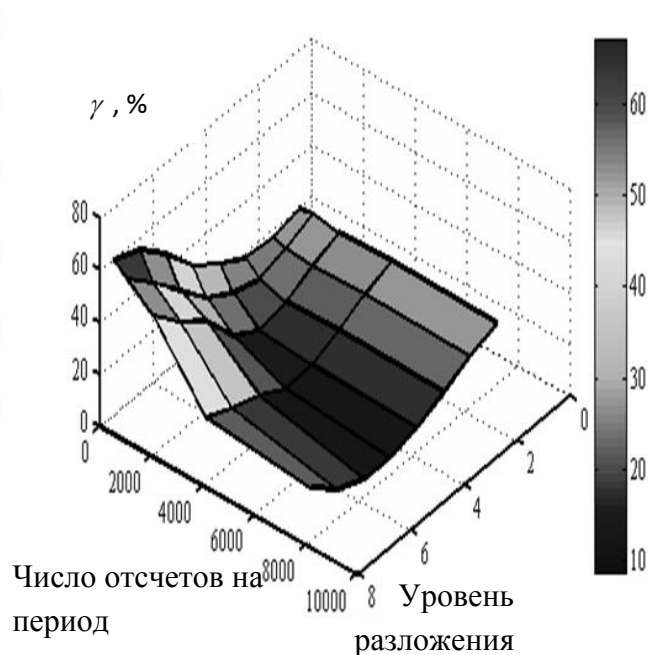


Рисунок 3 – Зависимость погрешности фильтрации  $f(x)$  от числа отсчетов на период и уровня разложения

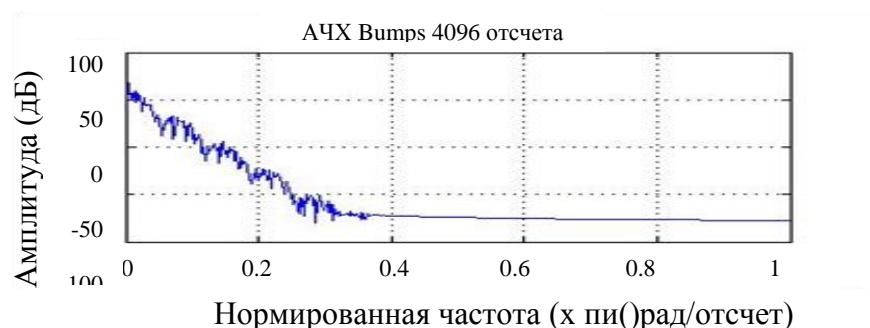


Рисунок 4 – Энергетический спектр сигнала  $u(x)$

Центральная частота аппроксимации вейвлета Добеши 4 –  $0,7124$   $1/\text{отсчет}$ . Согласно приведенной выше методике частота дискретизации сигнала, представленного на Рисунке 1 а, для исключения фазовых искажений должна составлять не менее  $2,8 f_{\max}$ . Что соответствует зависимостям, представленным на Рисунках 2, 3 и спектральной характеристике сигнала - Рисунок 4.

**В третьей главе** рассматриваются вопросы применения в задачах фильтрации ПАП, позволяющих повысить разрешающую способность сигнала во временной области при сохранении достаточно высокого разрешения в частотной области.

Аналитическое описание полного СДВП  $(j-1)$ -го уровня разложения  $i$ -го коэффициента:

$$V_{j-1}(i) = \sum_{n=0}^{L_f-1} \bar{g}_{nj} W_j(i-n) + \sum_{n=0}^{L_f-1} \bar{h}_{nj} V_j(i-n),$$

где  $i = 0, \dots, N-1$ .

Импульсные характеристики интерполированных низкочастотных  $\bar{h}$  и высокочастотных  $\bar{g}$  фильтров получены из ортонормированных базисов ОДВП согласно выражениям соответственно:

$$\bar{h}_j = \begin{cases} \bar{h}_j(2n-1) = \bar{h}_{j-1}(n), \\ \bar{h}_j(2n) = 0 \end{cases}; \quad \bar{g}_j = \begin{cases} \bar{g}_j(2n-1) = \bar{g}_{j-1}(n), \\ \bar{g}_j(2n) = 0 \end{cases}.$$

На Рисунке 5 а, б приведены амплитудные и фазовые характеристики интерполированных фильтров анализа и синтеза Добеши 4 (коэффициент интерполяции “1”) соответственно.

В Таблице 1 представлена зависимость погрешностей восстановления от уровня разложения. Из результатов, представленных в Таблице 1, следует, что с ростом уровня разложения погрешность искажения сигнала самим преобразованием, вносимая интерполированными фильтрами, значительно увеличивается, следовательно, СДВП не обеспечивает полного восстановления сигнала с максимальной точностью. Помимо того, что данный тип преобразования не является ортогональным преобразованием, т.е. результаты преобразования содержат коррелированную информацию, использование интерполированных фильтров приводит к дополнительным фазовым искажениям, вызванным операцией интерполяции, которая увеличивает коэффициент асимметрии фильтра и задержку вносимую фильтром делает непостоянной. Эти особенности преобразования приводят к росту погрешности восстановления сигнала с ростом уровня разложения, т.е. результаты фильтрации СДВП более зависимым от выбора уровня разложения.

Вследствие увеличения асимметрии импульсных характеристик нелинейно-фазовых вейвлет-фильтров с ростом уровня разложения (порядка интерполирования), групповая задержка фильтра  $\tau$  приобретает все более нелинейный характер (Рисунок 6).

Результаты фильтрации исходной смеси (Рисунок 1 б), определенной на 4096 отсчетах, ОДВП и СДВП представлены на Рисунке 7. Из результатов фильтрации следует, что алгоритм СДВП на 2-5 % снижает погрешность восстановления сигнала на младших уровнях разложения по сравнению с ОДВП при подавлении белого шума, для коррелированного шума – на 5-7 %. Точность восстановления СДВП измерительного сигнала на старших уровнях разложения падает по сравнению с ОДВП на 7-10 %, что связано с неортогональностью преобразования и нерегулируемыми фазовыми искажениями внутри преобразования, вызванные интерполированными фильтрами.

Анализируемый в диссертации диапазон отношений «сигнал/шум» аддитивной смеси информативного сигнала (Рисунок 1) и белого гауссова шума  $n(0, \sigma^2) - 1-12$  дБ.

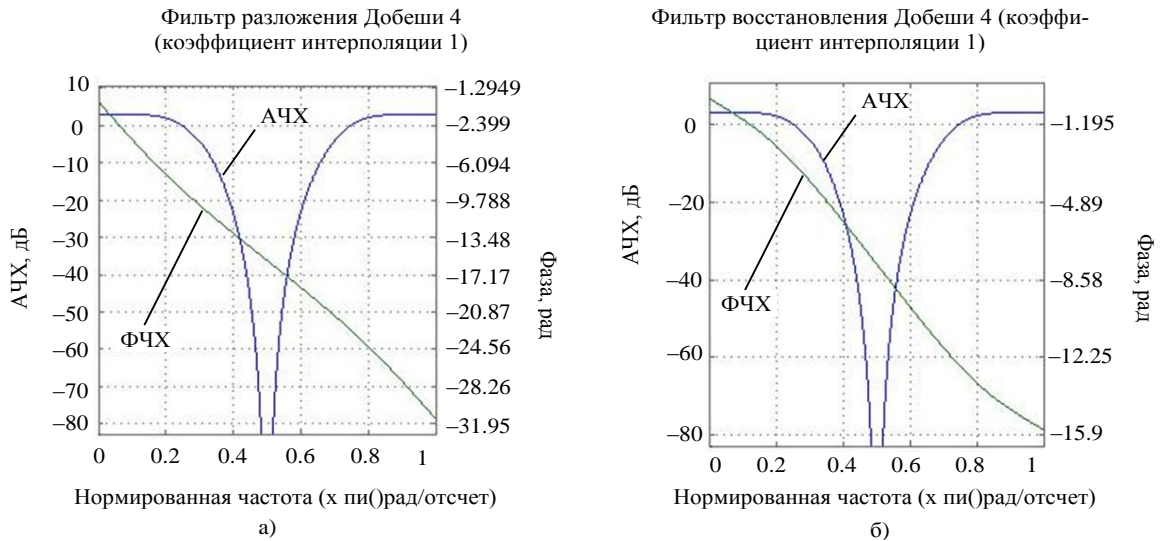


Рисунок 5 – Частотні характеристики а) фільтра розкладання Добеши 4 (коефіцієнт інтерполяції 1), б) фільтра відновлення Добеши 4 (коефіцієнт інтерполяції 1)

Таблиця 1 – Погрешність повного відновлення сигналу  $f(x)$  (Рисунок 1 а) СДВП-ем

Уровень разложения	$\gamma, \%$	$\gamma_{\max}, \%$
1	$5,6 \cdot 10^{-12}$	$3,9 \cdot 10^{-11}$
2	0,0007	0,0044
3	0,0029	0,0174
4	0,077	0,432
5	1,6	7,24

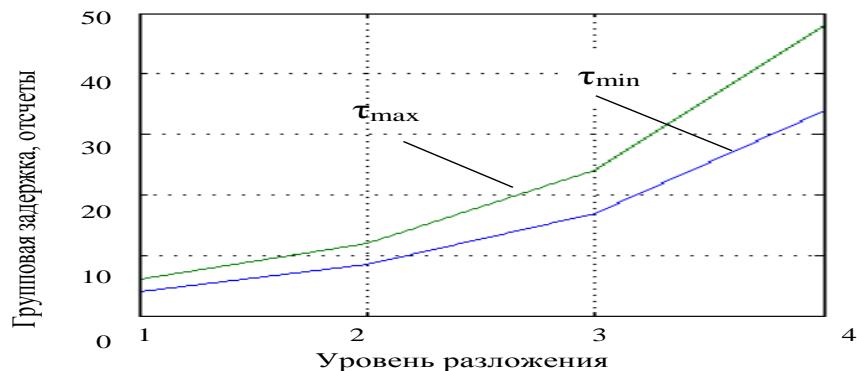


Рисунок 6 – Залежність групової затримки, вносимої в результати фільтрації СДВП-ем, від рівня розкладання

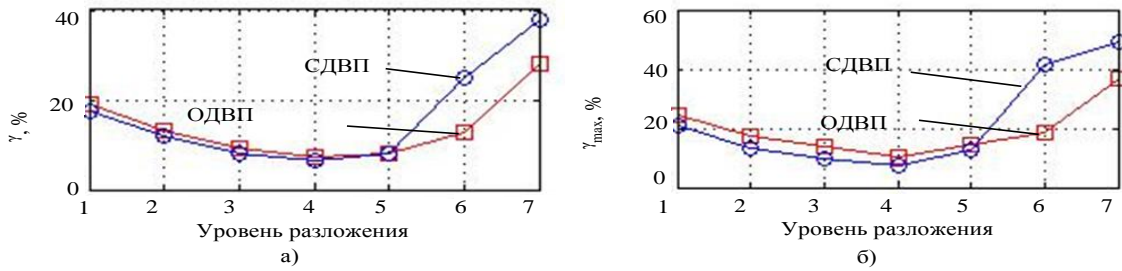


Рисунок 7 – Зависимость погрешности фильтрации ОДВП-ем и СДВП-ем сигнала  $f(x)$  в средней квадратической метрике (а) и в равномерной метрике (б) от уровня разложения

Чтобы сохранить преимущества СДВП и снизить его недостатки, предложен алгоритм избыточного МСДВП, не вносимый в результаты фильтрации нерегулируемые фазовые искажения, а также проведен сравнительный анализ результатов фильтрации МСДВП и БДКП.

Решение проблемы представляется возможным при использовании ортонормированных вейвлет-фильтров постоянной длительности при постоянстве длительности выборки. Основная идея алгоритма для каждого уровня разложения  $j$  заключается в прореживании исследуемой выборки  $u(x)$  (число прореживаний пропорционально  $2^{(j-1)}$ ), пропуске оставшихся отсчетов через ФНЧ (результат - коэффициенты аппроксимации  $A$ ) и ФВЧ (результат - коэффициенты детализации  $D$ ), затем сдвиге на  $t=1$  исследуемой выборки  $u(x)$  и повторении операций прореживания и фильтрации (число сдвигов равно  $2^{(j-1)}$ ), объединении с сохранением порядкового номера в выборке полученных коэффициентов аппроксимации  $A$ , а также детализации  $D$ , далее повторении алгоритма для коэффициентов  $A$ . Количество сдвигов пропорционально  $j - t = 0:1:2^{j-1}$ .

Аналитическое описание МСДВП  $(i+t)$ -го коэффициента  $(j-1)$ -го уровня разложения:

$$V_{j-1}(i+t) = \sum_{n=0}^{L_f-1} \bar{g}_n W_j(i-2^{j-1}n+t) + \sum_{n=0}^{L_f-1} \bar{h}_n V_j(i-2^{j-1}n+t).$$

Как следует из приведенного алгоритма МСДВП, разбиение исходного сигнала на выборки меньшего объема и пропускание каждой из них в отдельности через неортогональные ФНЧ и ФВЧ приводит к увеличенному влиянию краевого эффекта на результаты преобразования.

Из результатов, представленных в Таблице 2, следует, что с ростом уровня разложения погрешность фильтрации сигнала МСДВП, увеличивается, но значительно медленнее, чем для СДВП. Но возможность полного восстановления с максимальной точностью исходного сигнала МСДВП ограничивается влиянием краевого эффекта на границах сигнала.

Результаты фильтрации исходной смеси (Рисунок 1 б) СДВП и МСДВП представлены на Рисунке 8. Из представленных зависимостей следует, что результаты фильтрации алгоритмом МСДВП и СДВП совпадают

на старших уровнях разложения (1-5 уровень), но эффективность МСДВП увеличивается для последующих уровней разложения.

Таблица 2 – Погрешность полного восстановления сигнала  $f(x)$  (Рисунок 1 а) МСДВП -ем

Уровень разложения	$\gamma, \%$	$\gamma_{\max}, \%$
1	$5,6 \cdot 10^{-12}$	$3,9 \cdot 10^{-11}$
2	$7,7 \cdot 10^{-7}$	$2,8 \cdot 10^{-5}$
3	$4,9 \cdot 10^{-5}$	$5,2 \cdot 10^{-4}$
4	0,0021	0,0194
5	0,0126	0,199

Точность восстановления измерительного сигнала МСДВП повышается, по сравнению с СДВП, на 7-10 % для старших уровней разложения при сохранении точности восстановления сигнала на младших уровнях разложения.

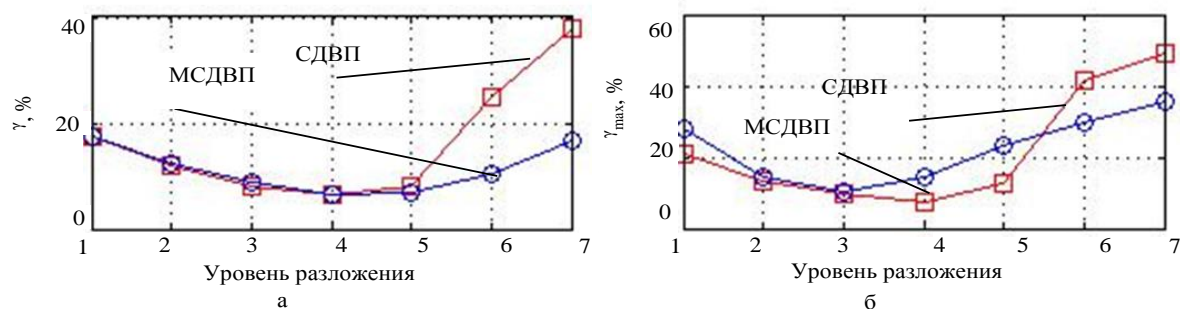


Рисунок 8 – Зависимость погрешности фильтрации СДВП - ем и МСДВП - ем сигнала  $f(x)$  в средней квадратической метрике (а) и в метрике средних квадратов (б) от уровня разложения

Как следует из данных, представленных в Таблицах 1, 2, точность восстановления сигнала неортогональными СДВП и МСДВП зависит от правильности выбора уровня разложения.

Для выбора уровня вейвлет-разложения при формировании вейвлет-дерева СДВП и МСДВП (справедливо и для ОДВП), базисы которого наиболее коррелированы с исследуемым сигналом, предлагается следующая методика:

1. Провести предварительную фильтрацию непрерывного сигнала фильтром нижних частот с частотой среза  $f_{\max}$ ;

2. Рассчитать уточненную частоту дискретизации  $f_{\delta}$  непрерывного сигнала по методике, предложенной в главе 2, согласно выражению  $f_{\delta} = f_{\delta}^* \cdot L_{fc}$ .

3. Выделить основную частоту  $f_{осн}$  в спектре анализируемого дискретного сигнала, соответствующую максимальному значению амплитудного спектра сигнала;

4. Вычислить оптимальный уровень вейвлет-разложения согласно выражению:

$J = f_{\partial} \operatorname{div} f_{\text{осн}}$ , где  $\operatorname{div}$  - операция выделения целой части от деления.

5. Если  $J$  - четное число, то номер оптимального уровня разложения  $j$  определяется как  $j_{\text{опт}} = \log_2 J$ ;

Если  $J$  - нечетное число, то номер оптимального уровня разложения  $j$  определяется как  $j_{\text{опт}} = \log_2(J-1)$ .

Эффективность предложенной методики оценивалась по минимальному значению погрешности восстановления. Для сигнала, представленного на Рисунке 1 а, основная частота в спектре в 4 раза больше максимальной (Рисунок 4). Оптимальный уровень разложения  $j$  согласно методике, приведенной в главе 3, составит  $j_{\text{опт}} = \log_2(f_{\partial} \cdot f_{\text{max}} / f_{\text{осн}} - 1) = \log_2(2,8 \cdot 4 - 1) \approx 3$ , что соответствует данным, представленным на Рисунке 8 а,б.

Алгоритмы ОДВП, СДВП и МСДВП преобразований обладают преимущественно частотной локализацией. Недостатком рассмотренных алгоритмов является принципиальное ограничение сегментации во времени.

Ортогональным преобразованием, обеспечивающим адаптивную временную локализацию сигнала, является блочное БДКП.

В диссертации рассмотрено влияние БДКП и подчеркнут универсальный характер (т.е. меньшая зависимость от длительности выбранного базиса) вейвлет-преобразования при фильтрации сигнала в глобальном смысле, ДКП преобразование обеспечивает оптимальное (с минимальными системными искажениями в среднеквадратическом смысле) выделение локальной высокочастотной составляющей сигнала при правильно выбранной длительности окна.

**В четвертой главе** введена классификация измерительных сигналов для сужения области применения ПАП: сигналы с сосредоточенным спектром, сигналы с рассеянным спектром. Качественным параметром, относящим исследуемый сигнал к той или иной группе, может быть отношение  $R$  основной частоты  $f$  в спектре сигнала к активной длительности спектра  $\Delta f$ :

$$R = f / \Delta f.$$

Предложена методика выбора типа ПАП для идентификации конкретного типа нестационарного сигнала, минимизирующего искажения сигнала. Смежной границей интервалов применимости того или иного типа преобразования является близость параметра  $R$  к "1":

для  $R \gg 1$  - рекомендуется применять ДВП-преобразование;

для  $R \ll 1$  - рекомендуется применять ДКП-преобразование.

Выбор вносящего меньшие системные искажения в результаты фильтрации типа ПАП для идентификации конкретного типа нестационарного сигнала будем осуществлять, пользуясь следующей методикой:

1. Выбрать частоту дискретизации  $f_\Delta$  рассматриваемого непрерывного сигнала согласно методике, приведенной в главе 2, пользуясь выражением (1).
2. Построить энергетический спектр  $\Delta f$  полученного дискретного сигнала с граничной частотой  $f_\Delta / 2$ ;
3. Выделить основную частоту  $f_{осн}$  в спектре анализируемого сигнала, соответствующую максимальному значению амплитудного спектра сигнала;
4. Выделить эффективную ширину спектра сигнала  $\Delta f_{эф}$ . Для нахождения эффективной ширины спектра определить граничные частоты, на которых спектральная функция равна 0.1 от своего максимального значения.
5. Вычислить энергетический параметр  $R = \frac{f_{осн}}{\Delta f_{эф}}$ :

если  $R \ll 1$  - рекомендуется применять ДКП,  
 если  $R \gg 1$  - рекомендуется применять ДВП.

Символы « $\ll$ » и « $\gg$ » имеют смысл при отличии величины  $R$  от «1» хотя бы на порядок.

Для сигналов, у которых  $R \approx 1$ , - искажающие влияния преобразований на анализируемый сигнал равноценны.

Ввиду отсутствия четких границ интервалов применимости того или иного типа преобразования для сигналов финитных как во времени, так и по частоте (локализованных как в пространстве, так и в частотной области) предлагается ввести меры концентрации энергии в частотной и временной плоскостях сигнала, а именно следующие границы  $\alpha_1$ ,  $\alpha_2$  интервалов применимости типа ПА- преобразования:

$$\alpha_1 = \frac{\int_{t_0}^{t_0+T} |f(t)|^2 dt}{\int_{-\infty}^{+\infty} |f(t)|^2 dt} = \frac{\sum_{N_{эф}} |f(n)|^2}{\sum_{N_{полн}} |f(n)|^2} \quad - \text{ относительная мера пространственной}$$

концентрации энергии сигнала, где  $f(n)$  - измерительный дискретный сигнал во временной области;

$|f_{эф}(n)| \geq 0,1 * |f_{\max}(n)|$  - эффективная амплитудная граница измерительного сигнала во временной области;

$f_{\max}(n)$  - максимальное значение измерительного сигнала;

$n = 1:N$  - дискретные отсчеты измерительного сигнала.

$$\alpha_2 = \frac{\int_{\omega_0}^{\omega_0+\Omega} |F(\omega)|^2 d\omega}{\int_{-\infty}^{+\infty} |F(\omega)|^2 d\omega} = \frac{\sum_{N_{эф}} |F(n)|^2}{\sum_{N_{полн}} |F(n)|^2} \quad - \text{ относительная мера частотной}$$

концентрации энергии анализируемого сигнала, где



$F(n)$  - измерительный дискретный сигнал в частотной области;  
 $|F_{эф}(n)| \geq 0,1 * |F_{max}(n)|$  - эффективная амплитудная граница спектра измерительного сигнала;

$F_{max}(n)$  - максимальная амплитуда в спектре измерительного сигнала;  
 $n=1:N$  - дискретные частоты измерительного сигнала.

Критерий, построенный на основе указанных мер и определяющий границы применимости типов преобразований для сигналов финитных как по времени, так и по частоте, определяется следующим образом:

если  $\alpha_1 > \alpha_2$  - оптимальным с точки зрения минимума вносимых искажений в анализируемый сигнал является ДВП преобразование; если  $\alpha_1 < \alpha_2$  - оптимальным с точки зрения минимума вносимых искажений в анализируемый сигнал является ДКП преобразование.

Рассмотрены вопросы применения ПАП для выделения из шумов измерительных сигналов, снятых с микромеханического акселерометра, который располагается на буксе колесной пары, и содержащих в себе информацию о состоянии железнодорожного полотна. Результаты данных исследований используются в практической деятельности ООО «ИНЕРТЕХ» при проведении научно-исследовательских и опытно-конструкторских работ.

Исследуемый измерительный сигнал представляет собой модулирующую экспоненциальную огибающую частотой  $f_o$ , наложенную на несущий синусоидальный сигнал частотой  $f_n$ . Аналитическое описание исследуемого сигнала

$$f(t) = A \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f_n \cdot t) \cdot \exp(2 \cdot \pi \cdot f_o \cdot t) = 7.8 \cdot 10^{-6} \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot 0.0157 \cdot t) \cdot \exp(2 \cdot \pi \cdot 0.0026 \cdot t),$$

где  $A$  – амплитуда сигнала,  $t=i\Delta t$  – дискретные отсчеты времени.

Аддитивная смесь измерительного сигнала и белого гауссова шума с отношением сигнал/шум 1 дБ ( $P_c = 1,25 \cdot P_{ш}$ ) представлена на Рисунке 9 (анализируемый в работе диапазон отношения «сигнал/шум» - 1-12 дБ). Спектр анализируемого сигнала приведен на Рисунке 10.

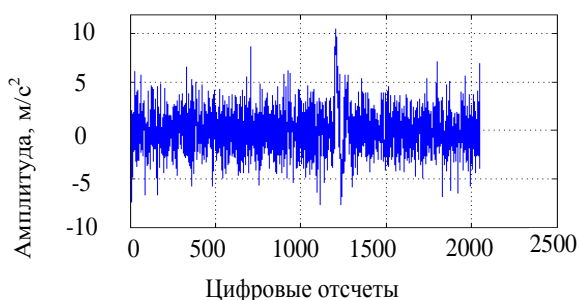


Рисунок 9 – Аддитивная смесь информативного сигнала  $f(t)$  и белого гауссова шума  $n(0, \sigma^2)$

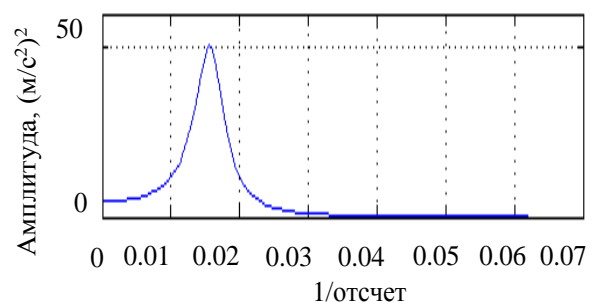


Рисунок 10 – Энергетический спектр сигнала  $f(t)$

Из анализа результатов фильтрации сигналов, рассмотренных в предыдущих главах, частотно-временными преобразованиями, вносящими меньшие искажения в результаты фильтрации, являются МСДВП и БДКП.



Результат восстановления исследуемой аддитивной смеси МСДВП приведен на Рисунке 11.

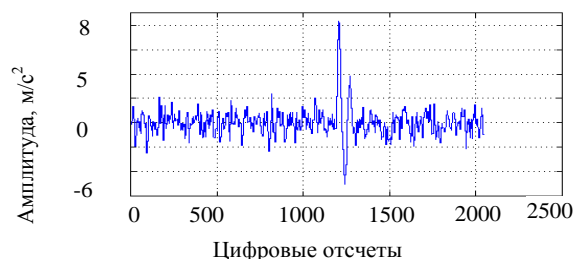
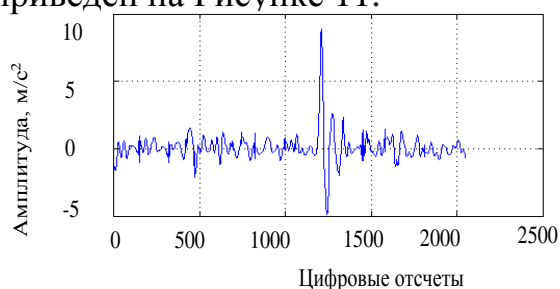


Рисунок 11 – Результат фильтрации сигнала  $f(t)$  МСДВП-ем

Рисунок 12 – Результат фильтрации сигнала  $f(t)$  БДКП-ем

Результат восстановления измерительного сигнала  $f(t)$  БДКП-ем приведен на Рисунке 12.

Погрешности восстановления сигнала  $f(t)$  МСДВП и БДКП представлены в Таблице 3.

Таблица 3 – Погрешности фильтрации сигнала  $f(t)$  МСДВП и БДКП

Тип преобразования	$\gamma, \%$	$\gamma_{\max}, \%$
БДКП	33	42
МСДВП	26,6	30,7

Таблица 4 – Значение энергетического параметра

Параметр	$\alpha_1$	$\alpha_2$
Значение	0,9878	0,9345

В Таблице 4 представлены значения мер концентрации энергии для анализируемого сигнала. Из данных, представленных в Таблице 4,  $\alpha_1 > \alpha_2$ , т.е. оптимальным по указанному выше критерию является ДВП-преобразование, что подтверждают данные Таблицы 3.

### ОСНОВНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ И ВЫВОДЫ

-Предложена методика выбора частоты дискретизации измерительного сигнала, отличающаяся анализом частотных свойств сигнала, позволяет повысить точность восстановления сигнала ОДВП-ем и сделать результаты фильтрации менее зависимыми от выбора уровня разложения и от числа нулевых моментов базисной функции;

-Предложена методика выбора уровня вейвлет-разложения, отличающаяся анализом частотных свойств измерительного сигнала, позволяет на формируемом в результате разложения вейвлет-дереве определить уровень, базисы которого наиболее коррелированы с исследуемым сигналом;

-Предложена методика классификации измерительных сигналов, отличающаяся анализом их спектральных распределений, позволяет выбрать тип ПАП, разложение по базисам которого обеспечивает минимальную погрешность восстановления сигнала среди рассматриваемых методов;

-Исследованы свойства БДКП, проведен сравнительный анализ влияния БДКП-ия и МСДВП-ия на измерительный нестационарный сигнал;

-Результаты применены к реальным измерительным сигналам, снятым с микромеханического акселерометра, установленного на буксе колесной пары железнодорожного вагона.

### СПИСОК ПУБЛИКАЦИЙ ПО ТЕМЕ ДИССЕРТАЦИОННОЙ РАБОТЫ

*В рецензируемом журнале из списка ВАК*

1. Закемовская, Е.Ю. Выбор частоты дискретизации при применении ортогонального дискретного вейвлет-преобразования/ Е.Ю.Закемовская // Известия СПбГЭТУ «ЛЭТИ». – 2017. - №3. - с.54-61.
2. Алексеев, В.В. Стационарное дискретное вейвлет-преобразование. Вопросы применения в задачах фильтрации/ В.В.Алексеев, Е.Ю.Закемовская// Известия СПбГЭТУ «ЛЭТИ». – 2017.- №6. - с.62-68.
3. Алексеев, В.В. Сравнительный анализ результатов фильтрации дискретного косинусного и дискретного вейвлет-преобразований/ В.В.Алексеев, Е.Ю.Закемовская// Приборы. – 2017. - №7.- с.31-35.
4. Авдеев, Б.Я. Двухуровневая адаптивная коммутация в информационно-измерительных системах/Б.Я.Авдеев, Е.Ю.Закемовская, Д.О.Пшеничников// Приборы. – 2014. - № 11.- с. 27-33
5. Алексеев, В.В. Критерии эффективности для задачи составления расписания многоканальных средств измерения с автоматической коррекцией/ В.В.Алексеев, А.М.Боронахин, Е.Ю.Закемовская, П.Г.Королев, Н.В.Романцова// Приборы. – 2011. - № 7. - с. 45-49.

*Прочие*

6. Авдеев, Б.Я. Разработка и исследование адаптивных алгоритмов помехоподавления в ИИС с ВИП/ Б.Я.Авдеев, Е.Ю.Закемовская// 64-я научно-техническая конференция профессорско-преподавательского состава университета. Изд-во СПбГЭТУ «ЛЭТИ». – 2011.
7. Авдеев, Б.Я. Адаптивный вейвлет-алгоритм для измерительных каналов Б.Я.Авдеев, Е.Ю.Закемовская// 65-я научно-техническая конференция профессорско-преподавательского состава университета. Изд-во СПбГЭТУ «ЛЭТИ». - 2012.
8. Закемовская, Е.Ю. Особенности шумоподавления в дискретном косинусном и вейвлет-преобразованиях/ Е.Ю.Закемовская// 68-я научно-техническая конференция профессорско-преподавательского состава университета. Изд-во СПбГЭТУ «ЛЭТИ». - 2015.
9. Королев, П.Г. Системы регистрации параметров технологических процессов и экологического мониторинга/ Е.Ю.Закемовская, П.Г. Королев, Н.В. Романцова// Проблемы прогнозирования и предотвращения чрезвычайных ситуаций и их последствий: Труды конф. - СПб.- 28 ноября 2007.- С. 24-26.
10. Королев, П.Г. Особенности программирования измерительных систем с фиксированным составом модулей/ Е.Ю. Закемовская, П.Г.Королев, Н.В. Романцова// Цели развития тысячелетия и инновационные принципы устойчивого развития арктических регионов России. Материалы международного конгресса. Том 1. - СПб. - 12 – 13 ноября 2010. - С. 137-142.