

Московский технический университет связи и информатики

На правах рукописи

Манонина Ирина Владимировна

**МЕТОДИКА ОБРАБОТКИ ДАННЫХ ИЗМЕРЕНИЙ  
ПАРАМЕТРОВ ЛИНИЙ СВЯЗИ С ПРИМЕНЕНИЕМ ВЕЙВЛЕТ-  
АНАЛИЗА К РЕФЛЕКТОМЕТРИЧЕСКИМ ИЗМЕРЕНИЯМ**

05.12.13 – Системы, сети и устройства телекоммуникаций

**ДИССЕРТАЦИЯ**

на соискание учёной степени

кандидата технических наук

Научный руководитель:

кандидат технических наук,

доцент Сенявский А.Л.

Москва – 2016 г.

## Оглавление

<b>Сокращения</b> .....	3
<b>Обозначения</b> .....	4
<b>Введение</b> .....	5
<b>Глава 1      Анализ измерительных задач на линиях связи</b> .....	9
1.1 Измерения в системах передачи.....	9
1.2 Измерения параметров металлических линий связи.....	10
1.3 Измерения параметров волоконно-оптических линий связи.....	26
<b>Выводы по первой главе</b> .....	50
<b>Глава 2      Оценка методов математической обработки рефлектограмм</b> .....	52
2.1 Функциональный анализ, разложение по ортогональным функциям, применение Фурье-анализа для математической обработки рефлектограмм.....	52
2.2 Вейвлет-анализ для математической обработки рефлектограмм.....	56
2.3 Пороговая обработка и оценка риска.....	66
2.4 Определение сингулярности сигнала.....	71
<b>Выводы по второй главе</b> .....	72
<b>Глава 3      Выбор метода анализа и обработки рефлектограмм</b> .....	74
3.1 Анализ программных продуктов и их возможности при работе с рефлектограммами.....	74
3.2 Обработка рефлектограмм с использованием <i>MATLAB</i> .....	81
<b>Выводы по третьей главе</b> .....	98
<b>Глава 4      Определение оптимальных параметров для вейвлет-обработки рефлектограмм</b> .....	100
4.1 Выбор оптимальных базисных вейвлетов для удаления шума и определения сингулярности рефлектограммы, типа пороговой обработки и метода расчёта оценки дисперсии шума.....	100
4.2 Определение качественных показателей результатов выявления базисного вейвлета, типа пороговой обработки и метода расчёта оценки дисперсии шума...	147
4.3 Обработка рефлектограммы с использованием выбранных оптимальных параметров для вейвлет-анализа.....	151
<b>Выводы по четвёртой главе</b> .....	153
<b>Заключение</b> .....	155
<b>Приложение</b> .....	156
<b>Литература</b> .....	159

## Сокращения

БПФ – быстрое преобразование Фурье;

ВОЛС – волоконно-оптические линии связи;

ВОСП – волоконно-оптическая система передачи;

ВП – вейвлет-преобразование;

ДВП – дискретное вейвлет-преобразование;

ИИН – избирательный индикатор напряжений;

КП – коаксиальная пара;

МАО – медианное абсолютное отклонение;

МСЭ – Международный Союз Электросвязи;

МЭК – Международная Электротехническая Комиссия (*IEC – International Electrotechnical Commission*);

НВП – непрерывное вейвлет-преобразование;

ОДВП – обратное дискретное вейвлет-преобразование;

ОР – оптический рефлектометр (*OTDR – Optical Time Domain Reflectometer*);

ОЭЛТ – осциллографическая электронно-лучевая трубка;

ПК – персональный компьютер;

ПО – программное обеспечение;

ПФ – преобразование Фурье;

ПФВП – передаточные функции взаимных помех;

СКО – среднее квадратическое отклонение.

## Обозначения

$R$  – множество действительных чисел;

$Z$  – множество целых чисел;

$L^2(R)$  – множество функций, интегрируемых в квадрате на  $R$ ;

$\|\bullet\|$  – норма элемента векторного пространства  $R$ ;

$\bar{x}$  – число, комплексно сопряженное числу  $x$ ;

$\langle f, g \rangle = \int_a^b f(x) \overline{g(x)} dx$  – скалярное произведение двух функций;

$(f * g)(x) = \int_R f(x-t)g(t)dt$  – свертка двух функций;

$A \subset B$  –  $A$  подмножество множества  $B$ ;

$A \cup B$  – сумма (объединение) множеств  $A$  и  $B$ ;

$A \cap B$  – пересечение множеств  $A$  и  $B$ ;

$\inf$  – наибольшая нижняя граница множества;

$\sup$  – наименьшая верхняя граница множества;

$\text{ess inf}$  – существенный инфимум:  $\text{ess inf } f = \sup \{b \in R : \mu(\{x : f(x) < b\}) = 0\}$ ;

$1(A)$  – индикатор события  $A$ ;

$EX$  – математическое ожидание случайной величины  $X$ ;

$F(x)$  – функция распределения стандартной нормальной случайной величины;

$$F_\sigma = \frac{1}{\sigma} F\left(\frac{x}{\sigma}\right);$$

$\varphi(x)$  – плотность стандартной нормальной случайной величины;

$$\varphi_\sigma = \frac{1}{\sigma} \varphi\left(\frac{x}{\sigma}\right);$$

$F^1(\alpha)$  – квантиль порядка  $\alpha$  стандартного нормального распределения.

## Введение

**Актуальность темы исследования.** Линии связи являются основой построения любых телекоммуникационных сетей. Для обеспечения работоспособности линий связи необходим постоянный контроль за их функционированием с оперативным обнаружением и последующим устранением различных неоднородностей и повреждений. Существуют различные методы контроля, отличающиеся измерениями различных параметров линий связи. Одними из традиционных и распространенных измерений на линиях связи являются рефлектометрические измерения, основанные на импульсном методе и реализованные в измерительных приборах – рефлектометрах, позволяющих дистанционно отслеживать и обнаруживать неисправности линий связи [1, 3, 5, 24, 37 – 40, 44].

Для металлических (медных) линий связи используют импульсный рефлектометр, основанный на передаче электрического зондирующего импульса вдоль линии и измерении мощности и времени запаздывания возвратившихся обратно в рефлектометр импульсов.

В волоконно-оптических линиях связи (ВОЛС) обнаружить наличие и месторасположение неоднородностей или повреждений волокна (разъёмных и сварных соединений, трещин, изогнутых участков, торцов и разрывов волокна) позволяет оптический рефлектометр.

Принципы действия оптического и импульсного рефлектометров одинаковы, отличие заключается только в физическом представлении зондирующего импульса: оптический или электрический импульс. Современные рефлектометры позволяют локализовать и определить тип повреждения или неоднородности с определенной степенью погрешности. Эти погрешности возникают из-за не идеальной формы зондирующего импульса, его возможных искажениях в линии связи, а также воздействия на неё внешних помех. Это приводит к появлению на рефлектограмме шумов и «ложных» импульсов – эхо-импульсов, являющихся шумовой составляющей рефлектограммы. Такой уровень точности далеко не всегда удовлетворяет требованиям, предъявляемым к измерениям на линиях связи, поскольку даёт не вполне достоверную информацию о существующих в линии повреждениях и неоднородностях [2, 6, 7, 12 – 14, 17, 18, 22, 23, 31 – 34, 47].

Одним из перспективных подходов к обработке рефлектограмм является применение вейвлет-анализа. Совместное использование вейвлет-анализа и рефлектометрических измерений для контроля линий связи позволит повысить точность измерений. При этом для реализации такого метода не требуется приобретения нового дорогостоящего измерительного оборудования – могут использоваться уже имеющиеся рефлектометры и вычислительная техника (персональный или планшетный компьютер) для обработки результатов.

**Степень разработанности темы.** Среди российских ученых метрологов-связистов наибольший вклад в исследование и развитие методов измерения проводных кабельных линий

внесли: Верник С.М., Гроднев И.И., Грязнов М.И., Коптев И.В., Кулешов В.Н., Кульбацкий К.Е., Шварцман В.О. и др. [5, 124, 125, 127, 130 – 133]. Фундаментальные основы теории оптических волноводов и волоконно-оптических линий передачи изложены в работах: Андрушко Л.М., Боголюбова А.Н., Взятышева В.Ф., Гроднева И.И., Лав Дж., Окамото К., Семенова Н.А., Унгера Х.Г., Шевченко В.В. и др. Значительный вклад в развитие теории измерений параметров ВОЛС внесли отечественные ученые: Андреев В.А., Бурдин В.А., Кочановский Л.Н., Попов В.Б., Портнов Э.Л. и др. [21, 32, 126, 128, 129, 134, 135]. Основу теории вейвлет-анализа и её теоретическое применение заложили такие математики, как: Хаар А., Мандельштам Л.И., Левий П., Габор Д., Гроссман А., Морле Ж., Мейер И., Добеши И., Малла С., Койфман Р., Коэн А. и др. [53 – 56, 58, 62, 65].

**Целью диссертационной работы** является исследование и разработка эффективной методики обработки данных измерений параметров линий связи с применением вейвлет-анализа к рефлектометрическим измерениям.

**Задачи диссертационной работы**, решаемые для достижения поставленной цели:

1. Проанализировать существующие методы измерений параметров линий связи.
2. Исследовать существующие методы математической обработки данных и выбрать наилучший метод для обработки данных рефлектометрических измерений.
3. Разработать математическую модель рефлектограммы с шумом, присутствующим в линии связи. Выявить показатели качества для оценки эффективности методики обработки рефлектограммы.
4. Разработать метод удаления шумов из рефлектограммы с помощью пороговой обработки коэффициентов вейвлет-преобразования, и сравнить результаты расчёта оценки риска (среднеквадратической погрешности) пороговой обработки с теоретическими значениями.
5. Разработать метод определения сингулярности рефлектограмм на основе анализа детализирующих вейвлет-коэффициентов.
6. Определить оптимальные параметры для вейвлет-обработки рефлектограмм с оценкой полученных результатов.

**Методология и методы исследования.** В работе используются аппарат теории электродинамики, теории передачи сигналов, методы математического и функционального анализа, теории вероятностей и математической статистики, моделирования и программирование в среде *MATLAB*, методы анализа Фурье и вейвлет-анализа.

**Научная новизна.**

1. Предложена методика использования вейвлет-анализа для обработки данных рефлектометрических измерений на линиях связи для повышения точности локализации повреждений и неоднородностей.

2. Разработан метод обработки рефлектограмм с применением прямого дискретного вейвлет-преобразования для анализа рефлектограммы и обратного дискретного вейвлет-преобразования для восстановления рефлектограммы.

3. Создан алгоритм выявления и устранения шумов и ложных эхо-импульсов в рефлектограмме на основе разработанной математической модели рефлектограммы.

4. Определены показатели качества восстановленной рефлектограммы. В качестве основного показателя выбрана оценка риска (среднеквадратическая погрешность) пороговой обработки, как наиболее информативная и дающая наиболее точные результаты.

5. Разработан метод определения сингулярности рефлектограммы (точной локализации повреждения или неоднородности) на основе анализа детализирующих вейвлет-коэффициентов, полученных в результате вейвлет-преобразования рефлектограммы.

6. Получены результаты для определения оптимальных параметров вейвлет-обработки рефлектограмм. Выбраны и обоснованы следующие параметры: базисный вейвлет для прямого и обратного дискретного вейвлет-преобразования для удаления шума из рефлектограммы – койфлет 1-го порядка, симлет 2-го и 5-го порядка; жёсткий тип пороговой обработки вейвлет-коэффициентов; метод расчёта оценки дисперсии шума на основе медианного абсолютного отклонения; базисный вейвлет для определения сингулярности рефлектограммы – вейвлет Добеши 2-го порядка.

**Теоретическая и практическая значимость.** Теоретическая значимость диссертации заключается в исследовании методов рефлектометрических измерений линий связи и оценки их погрешностей, а также в определении параметров для вейвлет-обработки рефлектограмм и оценки точности восстановленной рефлектограммы с помощью выбранных вейвлетов.

Практическая значимость диссертации заключается в том, что результаты исследования могут использоваться в работе компаний, занимающихся обслуживанием линий связи, а также проектными и исследовательскими организациями при оценке качества существующих линий связи.

#### **Основные положения, выносимые на защиту:**

1. Применение методики комплексного использования вейвлет-анализа для обработки данных рефлектометрических измерений линий связи позволит повысить точность локализации повреждений и неоднородностей, а также выявлять вероятный характер повреждений.

2. При обработке рефлектограмм для их анализа и реконструкции следует применять метод, основанный на использовании прямого дискретного вейвлет-преобразования к рефлектограмме с пороговой обработкой полученных вейвлет-коэффициентов, а для восстановления рефлектограмм – обратное дискретное вейвлет-преобразование.

3. Для устранения шума и ложных эхо-импульсов из рефлектограммы может быть использован предложенный алгоритм на основе разработанной математической модели.

4. Для оценки качества восстановленной рефлектограммы рекомендуется использовать предложенные показатели качества. Основным показателем следует считать оценку риска (среднеквадратическую погрешность) пороговой обработки, являющуюся наиболее информативной и дающей наиболее точные результаты.

5. Для локализации повреждений и неоднородностей следует применять метод, основанный на определении сингулярности рефлектограммы по детализирующим вейвлет-коэффициентам.

6. Для повышения точности локализации повреждений и выявления неоднородностей линий связи рекомендуется использовать предложенные в диссертационной работе параметры вейвлет-обработки рефлектограмм: базисный вейвлет для прямого и обратного дискретного вейвлет-преобразования для удаления шума из рефлектограммы – койфлет 1-го порядка, симлет 2-го или 5-го порядка; жёсткий тип пороговой обработки вейвлет-коэффициентов; метод расчёта оценки дисперсии шума на основе медианного абсолютного отклонения; базисный вейвлет для определения сингулярности рефлектограммы – вейвлет Добеши 2-го порядка.

#### **Степень достоверности и апробация результатов.**

Результаты работы докладывались и обсуждались на: Отраслевой международной конференции «Телекоммуникационные и вычислительные системы» (2012 г.); Международной отраслевой научно-технической конференции «Технологии информационного общества» (2012, 2013, 2014, 2016 гг.). Основные результаты диссертации опубликованы в 7 печатных работах [117, 118, 121 – 123, 136, 144], причём 5 в рецензируемых периодических научных изданиях, входящих в перечень ВАК.

**Объём работы.** Диссертация состоит из оглавления, перечня основных сокращений, перечня основных обозначений, введения, четырёх глав, заключения, приложения и списка литературы, включающего в себя 144 наименования. Используется двойная нумерация формул, теорем и рисунков. Первое число указывает на номер главы, а второе – на порядковый номер соответствующего объекта в главе. Общий объём работы составляет 166 страниц.

## Глава 1

### Анализ измерительных задач на линиях связи

#### 1.1 Измерения в системах передачи

Необходимое высокое качество передачи информации обеспечивается соблюдением установленных норм на многочисленные электрические параметры и характеристики систем передачи с помощью тех или иных измерений. Измерения являются одним из важнейших компонентов технической эксплуатации многоканальных систем передачи, непосредственно обеспечивающим их нормальное функционирование. Эффективность электрических измерений достигается их рациональной организацией, правильно выбранными методиками и соответствующей измерительной аппаратурой. В связи с большим числом и разнообразием параметров и характеристик систем передачи, подлежащих настройке и контролю, наиболее широкое распространение классификации их измерения получили способы по измеряемым величинам и по применяемым методам.

Параметры и характеристики системы передачи после монтажа стационарного оборудования определяются с целью настройки системы, выявлением и заменой неисправных блоков и осуществлением установочных регулировок. Отклонения измеряемых параметров и характеристик оборудования от номинальных значений в процессе настройки и регулировки минимальны и определяются в основном видами предусмотренных в аппаратуре регуляторов. Допуски на указанные отклонения определяются установочными нормами.

Процесс приёмки аппаратуры заключается в проведении контрольных приёмосдаточных измерений, осуществляемых обычно в полном объёме. При проведении приёмосдаточных измерений следует руководствоваться более широкими допусками на параметры и характеристики аппаратуры, определяемыми менее жёсткими настроечными нормами.

Изменения напряжений питания и природных факторов носят, как правило, циклический характер, и в процессе эксплуатации параметры и характеристики систем передачи могут длительное время оставаться в пределах настроечных норм, что обеспечивает необходимое высокое качество связи. Но с течением времени за счёт факторов воздействия не циклического характера, например старение, в отдельных элементах аппаратуры возникают нарушения, приводящие к ухудшению качества связи, которое может стать недопустимо низким. Поэтому в процессе эксплуатации производятся контрольные измерения, результаты которых сопоставляются с менее жёсткими, чем настроечные, эксплуатационными нормами. Эксплуатационные нормы соответствуют только допустимому качеству связи. Выход параметров за пределы этих норм свидетельствует о необходимости проведения настройки. В процессе эксплуатации систем передачи возможны отказы оборудования, при которых необходимо проводить измерения с це-

лью локализации места отказа и определения его характера. Эти измерения называют внеплановыми, и они являются составной частью ремонтно-восстановительных работ.

При организации измерений важно учитывать, что параметры и характеристики систем передачи бывают основными, дополнительными и факультативными. К основным параметрам относят те, выполнимость которых подтверждена опытом, а их достижение обеспечивает высокое качество передачи информации, предусмотренное при разработке данной системы и при проектировании конкретной магистрали. Как правило, нормы на эти параметры соответствуют рекомендациям Международного Союза Электросвязи (МСЭ) или превосходят их. К дополнительным параметрам относят такие, контроль которых необходим при передаче специфических видов информации. Как основные, так и дополнительные параметры могут считаться факультативными, нормы на которые уточняются. Измерения факультативных параметров проводятся с целью анализа и накопления данных. Некоторые параметры и характеристики систем передачи вообще не включены в нормативные документы МСЭ-Т, однако результаты их измерений могут служить ориентиром для локализации повреждений или для прогнозирования состояния аппаратуры систем передачи.

При организации измерений систем передачи необходимо стремиться к снижению трудозатрат при необходимой высокой точности измерений. Это достигается применением современной измерительной аппаратуры и автоматизацией процессов измерений. Большое значение имеют и правильно выбранные методики, что оказывается особенно важным при статистических и выборочных измерениях [1].

## **1.2 Измерения параметров металлических линий связи**

### **1.2.1 Параметры металлических линий связи, влияющие на передачу сигнала**

#### *Первичные параметры.*

Электрические свойства линий связи и качество передачи по ним полностью характеризуются первичными параметрами передачи: активным сопротивлением  $R$ , индуктивностью  $L$ , ёмкостью  $C$ , проводимостью изоляции  $G$ . Эти параметры не зависят от напряжения и передаваемого тока, а определяются лишь конструкцией линии, используемыми материалами и частотой тока. Эквивалентная схема участка линии связи представлена на рисунке 1.1, где последовательное включение  $R$  и  $L$  (продольное) образуют суммарное сопротивление  $Z = R + j\omega L$ , а  $G$  и  $C$  (поперечное) – суммарную проводимость  $Y = G + j\omega C$ . Параметры  $R$  и  $L$  характеризуют процессы в металлических частях линии (проводники, экраны, оболочки), параметры  $G$  и  $C$  – процессы в диэлектрике (изоляция кабеля, изоляторы воздушных линий). Параметры  $R$  и  $G$  обуславливают потери энергии на тепло в проводниках и других металлических частях (экран, оболочка, броня) и потери в изоляции.

Активное сопротивление  $R$  (Ом/км) складывается из сопротивления проводников и дополнительного сопротивления, обусловленного потерями в окружающих металлических частях кабеля. Сопротивление проводников зависит от материала, диаметра, длины проводников и наличия окружающих металлических масс.

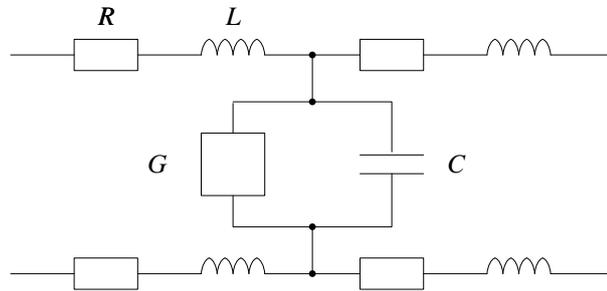


Рисунок 1.1 – Эквивалентная схема линии связи

Индуктивность  $L$  (мГн/км) обусловлена появлением ЭДС при изменении магнитного поля. Индуктивность складывается из внутренней индуктивности самих проводников и внешней индуктивности, обусловленной внешним магнитным потоком. Индуктивность зависит от материала, размеров проводников и расстояния между ними. С ростом частоты передаваемого тока уменьшается внутренняя индуктивность. Внешняя индуктивность остается постоянной.

Ёмкость  $C$  (нФ/км) – аналогична ёмкости конденсатора, у которого обкладками служат поверхности проводников, а диэлектриком – изоляционный материал. Ёмкость зависит от диаметра проводников, расстояния между ними, свойств изоляционного материала и близости соседних металлических масс. Ёмкость практически постоянна в широком диапазоне частот.

Проводимость изоляции  $G$  (См/км) характеризует качество изоляции проводников (диэлектрик кабеля, материал изоляторов). Проводимость изоляции – явление частичной электропроводности изоляционных материалов, в результате чего часть передаваемой энергии рассеивается в диэлектрике. Проводимость изоляции складывается из проводимостей изоляции постоянному току и переменному току. Проводимость изоляции постоянному току обратно пропорциональна величине сопротивления изоляции ( $R_{из}$ ) и обычно эта величина мала, т.к. сопротивление изоляции нормируется 1000-10000 МОм·км. Проводимость изоляции переменному току растёт с увеличением частоты и существенно зависит от качества диэлектрика – тангенса угла диэлектрических потерь ( $tg \delta$ ). Проводимость изоляции определяется:  $G = 1/R_{из} + \omega C tg \delta$ .

Первичные параметры передачи зависят от диаметра и материала проводников, расстояния между ними, типа изоляции, частоты и температуры.

#### *Вторичные параметры.*

Вторичными параметрами линии являются волновое (характеристическое) сопротивление  $Z_B$  и коэффициент распространения  $\gamma$ , которые широко используются для оценки эксплуатационно-технических качеств линии связи.

Волновое сопротивление – это сопротивление, которое встречает электромагнитная волна при распространении вдоль однородной линии без отражения, т.е. при условии отсутствия влияния на процесс передачи несогласованности нагрузок по концам линии. Волновое сопротивление зависит от первичных параметров кабеля и частоты передаваемого тока. Волновое сопротивление не зависит от длины кабельной линии и постоянно в любой точке линии и рассчитывается по формуле  $Z_B = \sqrt{(R + j\omega L)/(G + j\omega C)}$ .

Электромагнитная энергия, распространяясь вдоль кабельной линии, уменьшается по величине от начала к концу линии. Уменьшение или затухание энергии вызвано потерями её в линии передачи. Потери в линии передачи учитываются через коэффициент распространения, являющийся комплексной величиной:  $\gamma = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} = e^{(\alpha + j\beta)l}$

Действительная часть коэффициента распространения показывает уменьшение электромагнитной энергии в конце линии по сравнению с началом  $|U_0/U_l| = |I_0/I_l| = e^{\alpha l}$ ,  $|P_0/P_l| = e^{2\alpha l}$ . Параметр  $\alpha$  – коэффициент затухания, характеризующих затухание тока, напряжения и мощности на участке кабельной линии длиной 1 км. Мнимая часть показывает изменение фазы при распространении энергии по линии  $\beta l = \varphi_{0U} - \varphi_{lU} = \varphi_{0I} - \varphi_{lI}$  и  $2\beta l = \varphi_{0P} - \varphi_{lP}$ . Параметр  $\beta$  – коэффициент фазы, характеризующий изменение фаз тока, напряжения и мощности на участке кабельной линии длиной 1 км. Очевидно, что чем длиннее длина кабеля, тем больше изменяется передаваемая энергия (сигналы связи) по величине и фазе.

Типовая частотная зависимость коэффициентов затухания и фазы кабельной линии представлены на рисунке 1.2(а). Коэффициент затухания  $\alpha$ , равный при постоянном токе  $\sqrt{RC}$ , вначале растет резко, а затем более плавно. Коэффициент фазы  $\beta$  растет от нуля почти по прямолинейному закону.

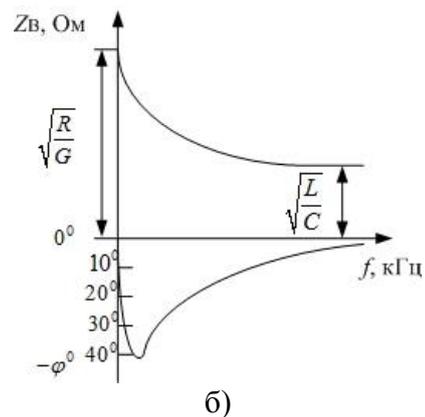
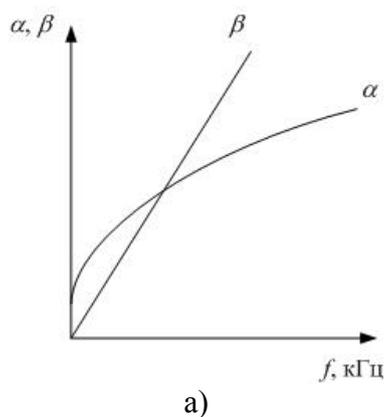


Рисунок 1.2 – Частотная зависимость кабельной линии: а) коэффициента затухания  $\alpha$  и фазы  $\beta$ ; б) волнового сопротивления

Характер частотной зависимости волнового сопротивления кабеля представлен на рисунке 1.2(б). Модуль волнового сопротивления с изменением частоты уменьшается от значения  $\sqrt{R/G}$  (при  $f = 0$ ) до  $\sqrt{L/C}$  и сохраняет эту величину во всей области высоких частот. Угол

волнового сопротивления равен нулю при постоянном токе ( $f = 0$ ) и высоких частотах, а на частотах, близких к 800 Гц, имеет максимальное значение. В кабельных линиях угол всегда отрицателен и по абсолютной величине не превышает  $45^\circ$ , что свидетельствует о преобладании ёмкостной составляющей и ёмкостном характере волнового сопротивления кабелей.

Скорость распространения энергии  $v$  (км/с) зависит от параметров линии и частоты тока:  $v = \omega/\beta$ . В высокочастотном диапазоне  $\beta = \omega\sqrt{LC}$ , т.е. скорость распространения энергии не зависит от частоты, а определяется только параметрами кабеля:  $v = 1/\sqrt{LC}$ . С ростом частоты скорость распространения по кабельным линиям существенно возрастает.

### **Взаимные влияния между линиями связи.**

#### *Первичные параметры влияния.*

Влияние между линиями связи, обусловленное действием электрического поля, называется электрическим влиянием. Влияние, обусловленное действием магнитного поля, называется магнитным влиянием.

Чем выше частота передаваемого тока, тем быстрее протекает процесс изменения электрического и магнитного полей и тем больше величина взаимного мешающего влияния между линиями. Электрическое и магнитное влияние между двумя линиями характеризуется соответственно электрической ( $K_{12}$ ) и магнитной ( $M_{12}$ ) связями.

Электрическая связь определяется отношением тока  $I_2$ , наведенного в линии, подверженной влиянию, к разности потенциалов во влияющей линии  $U_1$ :  $K_{12} = g + j\omega k = I_2/U_1$ , где  $g$  – активная составляющая электрической связи,  $k$  – ёмкостная связь.

Магнитная связь определяется отношением наведенной ЭДС  $E_2$  в линии, подверженной влиянию, к току во влияющей линии  $I_1$  с обратным знаком:  $M_{12} = r + j\omega m = -E_2/I_1$ , где  $r$  – активная составляющая магнитной связи,  $m$  – индуктивная связь.

Электрическая связь представлена в единицах проводимости – См, магнитная – в единицах сопротивления – Ом. При учёте совместного действия связей необходимо иметь одинаковые единицы размерности. Для этого, можно обе величины выразить в безразмерных единицах:

$$K_{12} = (g + j\omega k) \sqrt{Z_{B1} Z_{B2}},$$

$$M_{12} = (r + j\omega m) / \sqrt{Z_{B1} Z_{B2}}.$$

Величины  $r$ ,  $g$ ,  $k$  и  $m$  называются первичными параметрами влияния.

#### *Вторичные параметры влияния.*

Величина переходного затухания  $A$ , характеризующая затухание токов влияния при переходе с первой линии во вторую, является вторичным параметром влияния. Обычно уменьшают собственное затухание линии  $\alpha$  и увеличивают переходное затухание  $A$ . Переходное затухание является основной мерой оценки свойств кабельных линий по взаимному влиянию между

линиями и пригодности линий для высокочастотной передачи, и выражается отношением мощностей генератора, питающего влияющую линию, к мощности помех в линии:  $A = 10 \lg(P_1/P_2)$ .

Различается два вида переходов энергии: на ближнем (передающем) и на дальнем (приёмном) концах (рисунок 1.3). Влияние, проявляющееся на конце линии, где расположен генератор первой линии, называется переходным влиянием на ближнем конце  $A_0$ . Влияние на противоположный конец линии называется переходным влиянием на дальнем конце  $A_l$ .

$$A_0 = 10 \lg \left( \frac{P_{10}}{P_{20}} \right) = 20 \lg \left( \frac{I_{10} \sqrt{Z_{B1}}}{I_{20} \sqrt{Z_{B2}}} \right),$$

$$A_l = 10 \lg \left( \frac{P_{10}}{P_{2l}} \right) = 20 \lg \left( \frac{I_{10} \sqrt{Z_{B1}}}{I_{2l} \sqrt{Z_{B2}}} \right),$$

где  $Z_{B1}$  и  $Z_{B2}$  – волновые сопротивления первой (влияющей) и второй (подверженной влиянию) линии.

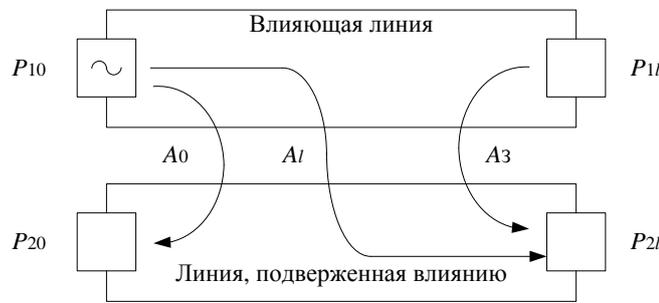


Рисунок 1.3 – Влияние между линиями

Для оценки помех введен параметр  $A_3$  – защищенность от помех, представляющая собой разность уровней полезного сигнала  $p_0$  и помех  $p_{\Pi}$  в рассматриваемом токе:  $A_3 = p_0 - p_{\Pi}$ . Или выраженная через мощности сигнала  $P_C$  и помех  $P_{\Pi}$ :  $A_3 = 10 \lg(P_C/P_{\Pi})$ .

Защищенность  $A_3$  также можно представить как разницу переходного затухания на дальнем конце  $A_l$  и собственного затухания линии  $al$ :  $A_3 = A_l - al$ .

Электромагнитная связь, а, следовательно, переходное затухание и степень влияния между линиями, обуславливается взаимным расположением проводников влияющей и подверженной влиянию линий, системой связи, степенью конструктивной однородности, как по длине линии, так и по сечению, и качеством применяемых материалов. Кроме того, мешающее влияние зависит от длины и частоты передаваемых сигналов связи. Чем выше частота передаваемого тока и длиннее линия, тем сильнее взаимное влияние [2, 131, 137].

### 1.2.2 Методы измерений параметров металлических линий связи

Существуют следующие известные методы измерения основных параметров передачи линий связи, работающих в квазистационарном режиме, параметров взаимных влияний, а также методы определения мест повреждений кабельных магистралей.

1. Определение места повреждения изоляции. Используется специальный измеритель-

ный кабельный прибор, например ИРК-ПРО 20, КМ-61С, ПКП-3. Если на линии есть исправный провод, применяют мостовые методы с переменным и постоянным отношением плеч.

2. Определение места обрыва жил кабеля осуществляется по результатам измерения электрической ёмкости: сравнивается ёмкость оборванного провода  $C_x$  с ёмкостью исправного  $C_l$ , а расстояние до места повреждения находят по формуле  $l_x = LC_x/C_l$ . Провода соседних цепей в момент измерения заземляются. Измерения ёмкости производят постоянным током мостовым или баллистическим методом.

3. Измерение ёмкостных связей и асимметрия выполняется с помощью комплекта ИЕА (измерителя ёмкостной асимметрии). Основной частью комплекта ИЕА является мост переменного тока. Измерения производятся в диапазоне частот 0,8 – 1 кГц.

4. Измерение затухания линий связи, а также переходных затуханий линий строительных длин на дальнем и ближнем концах кабеля, и длинных линий производится методами: разности уровней, сравнения и панорамным.

*Метод измерения разности уровней* основан на использовании избирательных измерителей уровня (ИИУ), включаемых на вход и выход измеряемой линии. При измерении переходного затухания на ближнем конце линии измеряемые линии нагружаются на согласованную нагрузку. Значение затухания линии определяется разностью уровней измеряемых сигналов. Измеритель уровня с высокоомным входным сопротивлением включается вначале параллельно генератору (для измерения уровня напряжения  $p_{10}$ ), а затем – параллельно нагрузке линии, подверженной влиянию (для измерения уровня помехи –  $p_{20П}$ ). Величины  $A_0$  и  $A_l$ , определяются разностью этих уровней:  $A_0 = p_{10} - p_{20П} + 10lg(Z_{B2}/Z_{B1})$ ,  $A_l = p_{1l} - p_{2лП} + 10lg(Z_{B2}/Z_{B1})$ , где  $p_{10}$  и  $p_{1l}$  – уровни напряжения в начале и конце влияющей линии на нагрузке  $Z_{l2} = Z_{B1}$ ;  $p_{20П}$ ,  $p_{2лП}$  – уровни помехи в конце линии, подверженной влиянию на нагрузке  $Z_{l2} = Z_{B2}$ .

Основными недостатками метода является ограниченность динамического диапазона измеряемых величин и большой объём измерительных работ для определения частотных характеристик затухания.

*Метод сравнения* позволяет измерить затухания «по точкам» (на отдельных частотах). В случае измерения переходных затуханий процесс измерения состоит в выравнивании (в результате сравнения) показаний избирательного индикатора напряжений (ИИН) при последовательном его подключении к линии, подверженной влиянию, когда к входу ИИН включено напряжение помехи  $U_{20П}$  или  $U_{2лП}$ , и к выходу образцового магазина затухания, когда к ИИН подключается напряжение  $U_{10}10^{-0,05\alpha_{м.30}}$  или  $U_{1l}10^{-0,05\alpha_{м.3l}}$ , где  $U_{10}$  и  $U_{1l}$  – напряжения сигнала на ближнем и дальнем конце влияющей линии,  $\alpha_{м.30}$  и  $\alpha_{м.3l}$  – затухание магазина затуханий при измерении  $A_0$  и  $A_l$  соответственно. Изменяя значения  $\alpha_{м.30}$  или  $\alpha_{м.0l}$  добиваются одинаковых показаний ИИН, при котором  $U_{20П} = U_{10}10^{-0,05\alpha_{м.30}}$  или  $U_{2лП} = U_{1l}10^{-0,05\alpha_{м.3l}}$ . Откуда следует:  $A_l = \alpha_{м.3l}$  и  $A_0 = \alpha_{м.30}$ .

Основными недостатками метода является увеличение числа измерений по сравнению с методом измерения уровней, по меньшей мере, в 2 раза, что приводит к низкой производительности измерительных работ.

*Панорамный метод измерений* частотных характеристик затуханий позволяет получать частотную характеристику затухания при непрерывном изменении частоты. Данный метод в несколько раз повышает производительность работ по измерению частотных характеристик затуханий по сравнению с методами измерения на отдельных частотах.

5. Измерения передаточных функций линий и взаимных помех (ПФВП) позволяют получить наиболее полную характеристику измеряемой системы. Измерение этих функций осуществляется либо на отдельных частотах («по точкам») с определенным шагом дискретизации, либо панорамным способом, при плавном изменении частоты. Измерение ПФВП «по точкам» можно производить различными приборами [133]. Панорамный метод измерения ПФВП использован в приборе измерителя комплексных связей ИКС-600, предназначенном для измерения ПФВП  $A_0$  и  $A_l$  в диапазоне 20 – 600 кГц. Прибор можно также использовать и для измерения частотных характеристик коэффициента передачи четырехполюсников и линий связи.

6. Определение трассы кабеля и глубины его заложения производится кабелеискателем. В состав любого искателя входят: генератор и искатель. Оператор движется вдоль трассы с искателем и наушниками. При разных положениях катушки на искателе поиск ведется либо по максимальному, либо по минимальному звуку в наушниках.

Глубина залегания кабеля определяется передвижением искателя перпендикулярно трассе и нахождении места с максимальным звуком. Расстояние от центра катушки до линии трассы соответствует глубине залегания кабеля.

7. Место понижения электрической прочности изоляции кабеля обычно определяют высоковольтным мостом. Последний имеет на выходе  $U_{\text{ВЫХ}}$  постоянное напряжение 4 – 5 кВ, что позволяет осуществлять пробой изоляции кабеля в месте с пониженной электрической прочностью. Для ограничения передаваемой в кабель мощности применяется  $RC$  контур. Ёмкость конденсатора 0,1 – 0,25 мкФ, сопротивление резистора подбирается таким образом, чтобы период заряда конденсатора находился в пределах 2 – 5 с. Определение места пробоя с помощью данного метода известно как мостовой метод или метод Муррея.

Балансировка моста производится дискретно, в момент пробоя изоляции. Погрешность определения расстояния до места повреждения высоковольтным мостом примерно 2%. На усиленном участке кабельной магистрали сначала определяется дефектная строительная длина, а затем – место пробоя на строительной длине. После раскапывания котлована место пробоя уточняется с помощью искателя места пробоя, включенного на входе усилителя тональной частоты. На выходе усилителя включен индикатор, стрелочный прибор и наушники. Погрешность

определения места повреждения с помощью искателя места пробоя – примерно 5%.

8. Определение мест повреждения кабелей импульсными методами осуществляется с помощью импульсных рефлектометров. Импульсный метод основан на использовании явления отражения электромагнитных волн от места изменения волнового сопротивления (обрыв, короткое замыкание, плохой контакт, смятие внешнего проводника коаксиальной пары, место перепутанных жил кабеля и др.).

Зная скорость распространения электромагнитной энергии и время с момента посылки импульса и возвращения его обратно, определяют расстояние до места повреждения:  $2l = vt$ . Направление выброса на импульсной характеристике позволяет судить о характере повреждения: направление, совпадающее с зондирующим импульсом, соответствует увеличению сопротивления (обрыву, асимметрии); выброс импульса противоположного направления соответствует повреждению, связанному с понижением сопротивления (пониженная изоляция, короткое замыкание).

Неоднородности линии существенно влияют на качество передачи сигналов, особенно цифровых. Причиной возникновения неоднородностей могут быть механические повреждения линии, проникновение влаги, а также технологические дефекты производства и монтажа линий и муфт, вставки отрезков линий других типов при ремонтно-восстановительных работах. Перечисленные факторы могут несильно повлиять на качество передачи аналоговых сигналов, но могут резко ухудшить качество передачи цифровых сигналов. Следствием появления неоднородностей является отражение части энергии сигнала передаваемого по линии в прямом направлении и наложение на него отражённого сигнала. Наличие нескольких неоднородностей может привести к падению качества передачи и наличию аварийной ситуации. При этом неоднородности могут располагаться на любом отрезке линии.

Рефлектометр позволяет определить расстояние до места обрыва или короткого замыкания линии, обнаружить и определить характер имеющихся неоднородностей по всей длине линии связи. Методика контроля металлических линий при помощи рефлектометров основана на формировании короткого импульса и подачи его в линию. При прохождении испытательного импульса вдоль линии происходят отражение энергии в обратном направлении. Анализ отражённых сигналов позволяет выявить местоположение неоднородностей и их характер.

Преимущества импульсного метода заключаются в возможности его использования на оптических кабелях, высокой скорости измерения, определении функции распределения неоднородности по длине линии, непосредственном отсчёте результата на экране прибора. Существенный недостаток этого метода – его слабая чувствительность к понижению сопротивления изоляции кабеля, так как даже значительно пониженная по сравнению с нормами величина сопротивления изоляции не изменяет волнового сопротивления линии [2, 131].

### 1.2.3 Импульсный метод измерения параметров металлических линий связи

В основе импульсного метода измерений лежит определение интервала времени между моментом посылки в измеряемую линию зондирующего электрического импульса и моментом возвращения импульса от места повреждения к месту измерения [1, 3, 30, 36 – 45].

Для обнаружения возвратившегося импульса и, следовательно, подсчета времени между посылкой и возвращением импульса, после посылки импульса следует некоторая пауза, в течение которой электромагнитная волна распространяется до места повреждения и возвращается обратно к началу линии. Этот процесс многократно повторяется.

При распространении импульса по линии, не имеющей потерь, переданный в некоторый момент времени, зондирующий импульс распространяется по линии со скоростью  $v$  и через промежуток времени  $t = l/v$  достигает конца линии, который нагружен сопротивлением  $Z_H$ . При равенстве сопротивления нагрузки  $Z_H$  волновому сопротивлению линии  $Z_B$  энергия импульса целиком поглощается сопротивлением нагрузки (рисунок 1.4(а)). Если же  $Z_H \neq Z_B$ , то распространяющийся импульс частично отразится от нагрузки. Величина и фаза отражённого импульса зависят от величины отклонения  $Z_H$  от  $Z_B$  и определяется следующим образом:

$$U_0 = U_{\Pi} \frac{\bar{Z}_H - \bar{Z}_B}{\bar{Z}_H + \bar{Z}_B}, \quad (1.1)$$

где  $U_0$  – напряжение отражённого импульса,  $U_{\Pi}$  – напряжение зондирующего импульса.

Если  $Z_H > Z_B$ , то отражённый импульс имеет тот же знак, что и зондирующий (рисунок 1.4(б)), и обратный знак, если  $Z_H < Z_B$  (рисунок 1.4(в)). В предельных случаях при размыкании цепи  $Z_H = \infty$  и  $U_0 = U_{\Pi}$ , а при коротком замыкании цепи  $Z_H = 0$  и  $U_0 = -U_{\Pi}$ .

Вначале линии отражённый импульс частично поглощается сопротивлением генератора  $Z_G$ , частично отражается. Величина и фаза импульса, отражённого от начала линии, следующая:

$$U_{G0} = U_0 \frac{\bar{Z}_G - \bar{Z}_B}{\bar{Z}_G + \bar{Z}_B}, \quad (1.2)$$

где  $U_{G0}$  – напряжение импульса, отражённого от передатчика,  $Z_G$  – сопротивление передатчика.

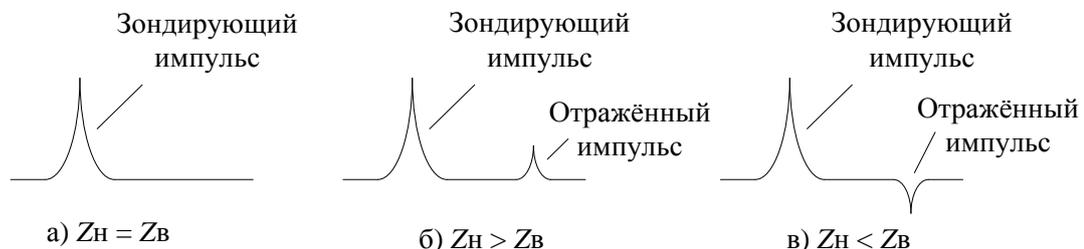


Рисунок 1.4 – Зондирующие и отражённые импульсы при различных соотношениях волнового сопротивления и сопротивления нагрузки

Если оценивают пиковые значения отражённых импульсов, в формулы (1.1) и (1.2) подставляют значения модулей сопротивлений. Если  $Z_H$  и  $Z_G$  не равны  $Z_B$ , то на линии имеют место многократные отражения до тех пор, пока вся энергия импульса не рассеется в конечных со-

противлениях. Поэтому входное сопротивление импульсного прибора должно быть согласовано с волновым сопротивлением измеряемой линии.

Подобным образом происходят отражения энергии, распространяющейся вдоль линии, с отличным волновым сопротивлением от номинальной величины. Причинами такого отклонения могут быть изменение размеров линий, вызванные деформацией, плохие соединения в местах сочленения строительных длин, повреждения изоляции, обрывы или касания проводников. Если в однородной линии имеется участок длиной  $s$  с отличным от остальной линии волновым сопротивлением  $Z_B' = Z_B + \Delta Z_B$ , то результирующий коэффициент отражения будет равен:

$$r = \frac{i \left( \frac{Z_B'}{Z_B} - \frac{Z_B}{Z_B'} \right) \operatorname{tg} \frac{\omega s}{v}}{2 + i \left( \frac{Z_B'}{Z_B} + \frac{Z_B}{Z_B'} \right) \operatorname{tg} \frac{\omega s}{v}},$$

где  $v$  – скорость распространения электромагнитной энергии вдоль линии.

Для коротких неоднородностей малой величины  $\frac{\omega s}{v} \ll 1$  и  $\frac{\Delta Z_B}{Z_B} \ll 1$  коэффициент равен:

$$r = i \frac{\omega s}{v} \frac{\Delta Z_B}{Z_B}.$$

Неоднородность коаксиальной пары (КП), вызываемая смятием внешнего проводника или сращиванием двух линий, приводит к сосредоточенному увеличению погонной ёмкости  $C_1 = \Delta C s$  и вызывает коэффициент отражения, равный:

$$r_c = -i \omega \frac{C_1 Z}{2}.$$

При измерениях реальных линий нельзя не учитывать искажений импульсов, происходящих вследствие потерь энергии в цепях, и фазовых искажений.

Схема, представленная на рисунке 1.5, поясняет принцип действия рефлектометра и даёт общие сведения об его структуре и подключении к измеряемым цепям. Сущность импульсного метода измерений следующая. Импульсы напряжения малой длительности и определённой периодичности подаются от генератора импульсов через мостовую схему на вход КП и распространяются по ней. Если КП однородна и нагружена на своё волновое сопротивление, то каждый импульс поглощается сопротивлением нагрузки, не отражаясь при распространении по ней, как показано на рисунке 1.4(а). При наличии несогласованной нагрузки на конце линии произойдёт отражение энергии, и в обратном направлении будет распространяться отражённый импульс. В зависимости от характера несогласованности  $Z_H > Z_B$  или  $Z_H < Z_B$  отражённый импульс будет иметь полярность, показанную на рисунке 1.4(б) и 1.4(в). Осциллограммы, представленные на рисунке 1.4, отображаются на экране осциллографа, подключенного к диагонали моста. Осциллограф и генератор зондирующих импульсов подключены к разным диагоналям,

поэтому сигнал от генератора (при наличии баланса) не будет проходить на вход осциллографа. Для отображения зондирующего импульса на экране, сигнал подается на вход осциллографа по отдельной линии. Таким образом, осциллограф имеет два входа: один для приёма сигнала от генератора зондирующих импульсов, другой для приёма отражённого сигнала. Хотя осциллограф подключен к диагонали, отражённый сигнал поступает на его вход, поскольку коаксиальная линия подключена к отдельному плечу мостовой схемы.

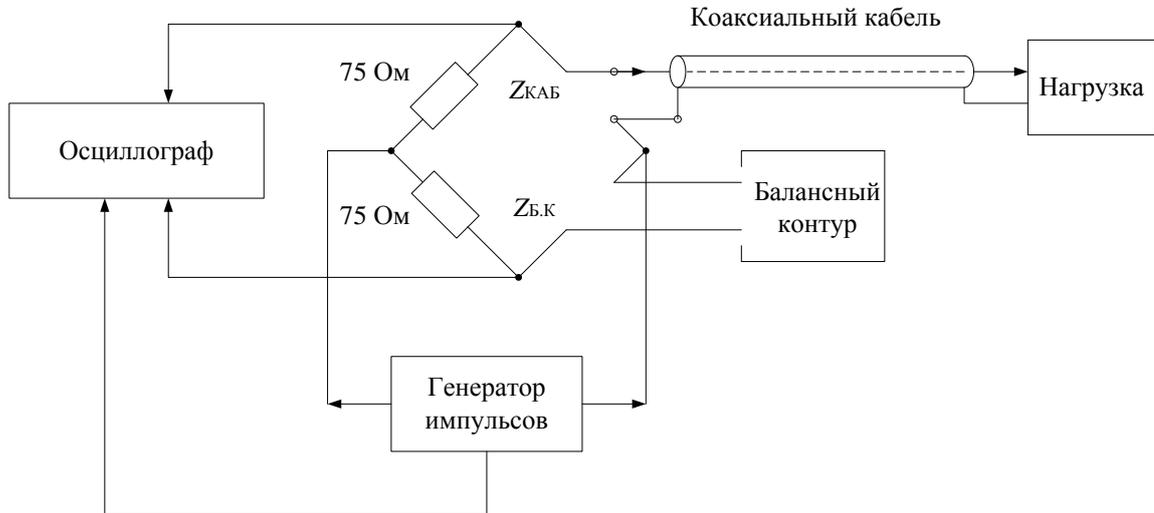


Рисунок 1.5 – Схема, поясняющая принцип импульсного метода измерений

Наличие мостовой схемы определяется следующим. Зондирующий импульс, посылаемый в линию, имеет достаточно большое пиковое напряжение (несколько десятков вольт), т.к. от величины напряжения зависит дальность действия прибора и способность обнаруживать малые неравномерности. Дальность действия определяется затуханием, вносимым линией. Зондирующий импульс проходит по длине линии дважды в прямом и обратном направлениях, соответственно и ослабляется в два раза сильнее. Коэффициент отражения от конца линии не всегда равен единице, а зависит от величины сопротивления нагрузки. Приходящий обратный сигнал, может быть обработан при определенном отношении сигнал/шум. При измерениях линий имеющих большую длину этот показатель имеет определяющее значение. Если неоднородность мала и расположена на большом расстоянии от начала, то отражённый сигнал должен быть малым. Поэтому вход осциллографа, на который подаётся отражённый сигнал, должен быть снабжен высокочувствительным усилителем. Но при этом возникает сложность обеспечения его правильной работы при подаче в линию зондирующих импульсов. Принцип измерения построен так, что для получения результата необходимо и генератор и высокочувствительный приёмный усилитель подключить к входу линии. В этом случае мощный импульс с генератора (несколько десятков вольт) поступит не только в линию, но на вход усилителя, рассчитанного на приём слабых сигналов (единиц микровольт). В результате произойдет недопустимая перегрузка усилителя. Решением данной задачи является применение сбалансированного моста. Ге-

нератор импульсов и вход осциллографа подключены к разным диагоналям моста и, следовательно, сигнал с генератора не поступает на вход осциллографа, а свободно поступает в линию, которая подключена к отдельному плечу моста. Отражённый сигнал поступает на то же плечо моста и беспрепятственно доходит до входа осциллографа.

Для обеспечения баланса моста в два плеча включены резисторы величиной 75 Ом, что соответствует волновому сопротивлению исследуемой линии. Плечо, образуемое входным сопротивлением кабеля  $Z_{КАБ}$ , может быть не чисто активным, и для достижения баланса к нижнему плечу подсоединяется балансный контур с входным сопротивлением  $Z_{Б.К}$ . Балансный контур имеет в своём составе регулируемое активное сопротивление, а так же индуктивность и ёмкость, подстройкой которых добиваются полного баланса моста.

Мостовая схема должна не только обеспечивать режим баланса, но и согласование с входным сопротивлением линии. Отражённый сигнал, дойдя до входа линии, при отсутствии согласования отразится от его начала и снова вернется в линию. Такие многократные отражения исказят осциллограмму на экране осциллографической электронно-лучевой трубки (ОЭЛТ) аналогового осциллографа или на дисплее в цифровом осциллографе.

Внешний вид осциллограмм, представленный на рисунке 1.4, характерен для идеализированной линии, когда неоднородности параметров вдоль линии отсутствуют, а сигнал отражается от несогласованного выхода. При наличии неоднородностей, повреждений или при несогласованной нагрузке, возникают отражённые импульсы, которые возвращаются к началу измеряемой КЛ через мостовую схему, следуя друг за другом и создавая в начале неё напряжение, непрерывно изменяющееся во времени.

В обобщённом виде структурная схема импульсного рефлектометра представлена на рисунке 1.6. В состав прибора входят:

- генератор зондирующих импульсов определённых амплитуды и формы, следующих с постоянной частотой повторения;
- приёмник измерительных импульсов (приёмный усилитель), который должен обладать необходимой чувствительностью и достаточно широкой полосой пропускания;
- индикатор (ОЭЛТ), измеряющий промежутки времени, выражающиеся в микро- и наносекундах, между посылкой зондирующих и приходом отражённых импульсов.

Кроме того, импульсные приборы содержат ряд дополнительных устройств и элементов (корректоры, интегратор, дифференциальный трансформатор, балансный и нагрузочный контуры и др.), совершенствующих работу и расширяющих технические возможности приборов.

Задающий генератор вырабатывает высокостабильные синусоидальные колебания, необходимые для управления работой генератора зондирующих импульсов и генератора развёртки. Генератор импульсов вырабатывает зондирующие импульсы необходимой длительности,

формы и частоты. Частота посылок импульсов должна быть такой, чтобы интервал между соседними импульсами не был меньше времени пробега импульсом двойной длины измеряемой линии. Однако частота не должна быть слишком малой, т.к. при малой частоте могут быть заметными мелькания на экране ОЭЛТ импульсного прибора.

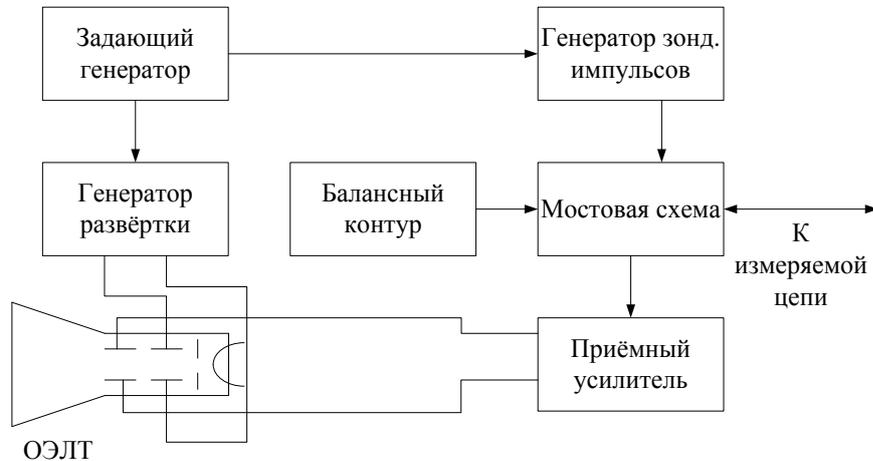


Рисунок 1.6 – Структурная схема рефлектометра

Генератор развёртки предназначен для получения напряжения, изменяющегося пропорционально времени. Вырабатываемое этим генератором линейное пилообразное напряжение подается на горизонтально отклоняющие пластины ОЭЛТ. Скорость развёртки выбирается во столько раз меньше скорости распространения импульса по линии, во сколько раз длина экрана трубки меньше удвоенной длины рассматриваемого участка цепи. В приборе используется ждущая развёртка. На вертикально отклоняющие пластины через приёмный усилитель подается отражённый импульс, поступающий с линии. Он создает на экране трубки вертикальный выброс. Расстояние между началами зондирующего и отражённого импульсов и определяет в известном масштабе расстояние до неоднородности линии.

Для повышения точности измерений линейную развёртку включают с задержкой относительно зондирующего импульса. Время задержки выбирают таким, чтобы развёртка начиналась несколько ранее и заканчивалась несколько позднее прихода в приёмник отражённого импульса. Применение так называемой задержанной развёртки позволяет просматривать импульсные характеристики отдельных участков линии в разных масштабах. В большинстве современных приборов применяются цифровые методы обработки и отображения отражённых сигналов. Такие приборы обеспечивают более высокую точность измерений и большие удобства в эксплуатации.

Для защиты приёмного усилителя от перегрузки напряжением зондирующего импульса в схеме предусмотрена мостовая схема и балансный контур (аналогично схеме на рисунке 1.5). Если сопротивление балансного контура соответствует входному сопротивлению измеряемой цепи во всем спектре частот импульса, то мостовая схема оказывается сбалансированной для

зондирующего импульса, и он не попадет в приёмный усилитель. Для отражённого импульса мостовая схема разбалансирована, – поэтому отражённый импульс попадает на усилитель и далее на вертикальные пластины ОЭЛТ. Полностью сбалансировать входное сопротивление цепи в широком диапазоне частот невозможно, поэтому ослабленный зондирующий импульс через усилитель попадает на трубку, где просматривается в начале оси времени, в результате чего уменьшается точность измерения начального участка цепи и получается «мёртвая зона». Балансный контур служит для согласования прибора с входным сопротивлением измеряемой КП.

Зондирующий импульс при прохождении вдоль КП изменяется по форме, амплитуде и длительности. Эти искажения зависят от его длительности, типа и длины КП. Затухание импульса увеличивается прямо пропорционально длине КП, и чем короче длительность импульса, тем больше затухание. Из-за искажений зондирующего импульса уменьшается его амплитуда, форма растягивается, а его длительность увеличивается. Следовательно, без коррекции зондирующего импульса, которая позволяет восстановить амплитуды отражённых импульсов, полученные данные окажутся искаженными. В современных импульсных приборах применяется принцип одновременной коррекции амплитуды и фазы. Характеристики корректирующего контура определяются характеристиками затухания и фазы КП, а также формой и длительностью зондирующих импульсов. Как правило, погрешность коррекции импульса в импульсных приборах не превышает  $\pm 0,5$  дБ. Импульсные приборы характеризуются следующими основными параметрами: формой, длительностью и амплитудой зондирующих импульсов, частотой их следования, чувствительностью и длительностью развёртки прибора. Указанные характеристики разных приборов весьма различны и зависят от параметров измеряемых линий, частотного диапазона и требований в отношении точности измерений.

#### **1.2.4 Выбор параметров зондирующих импульсов**

В зависимости от вида производимых измерений в рефлектометрах могут применяться зондирующие импульсы различной длительности и формы. В зависимости от решаемой задачи длительность импульсов может быть 0,1 – 100 нс. Наиболее распространённым является импульс синус-квадратичной формы (рисунок 1.7) со следующими характерными участками: фронт, вершина, срез. С количественной стороны форму и свойства отдельных участков импульса характеризуют следующие параметры:  $A$  – максимальное напряжение,  $B$ ;  $\tau_n$  – активная длительность импульса, мкс или пс;  $\tau_\phi$  – активная длительность фронта, мкс или пс;  $\tau_c$  – активная длительность среза, мкс или пс.

Форма импульса определяет активную ширину спектра зондирующих импульсов, т.е. тот наименьший диапазон частот, который включает в себя все важнейшие составляющие импульса, определяющие с требуемой степенью приближения его форму. Существенное различие между частотными спектрами, обусловленное формой импульсов, тем более важно, что оно

имеет место на высоких частотах, особенно сильно подвергающихся амплитудным и фазовым искажениям, как в измеряемой линии, так и в приёмном устройстве импульсного прибора. Если амплитуды высших гармоник велики, их искажения могут оказать заметное влияние на форму отражённого импульса и, следовательно, на точность измерений в целом. Поэтому при выборе формы импульсов, оптимальной должна быть форма с ограниченной эффективной шириной спектра и равномерной плотностью энергии в нём. Наиболее отвечающим этим требованиям является синус-квадратичный импульс рекомендованный МСЭ. Также широкое применение нашли косинусоидальные, прямоугольные и треугольные импульсы.

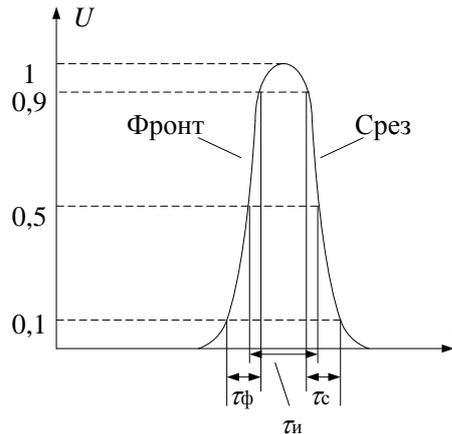


Рисунок 1.7 – Зондирующий импульс синус-квадратичной формы

Ширина спектра зондирующих импульсов зависит не только от его формы, но и от длительности импульса. Соотношение [4]  $\Delta f \tau_{и} = \mu$  устанавливает связь длительности импульса и ширины его спектра: их произведение равно константе  $\mu \approx 1$ . Т.е. ширина спектра обратно пропорциональна длительности импульса и приблизительно равна  $1/\tau_{и}$ .

Уменьшение длительности импульса приводит к расширению его частотного спектра, что пропорционально уменьшает энергию импульса, приходящуюся на нижний частотный диапазон и определяющую дальность действия импульсного прибора. С другой стороны, длительность зондирующего импульса характеризует разрешающую способность прибора. Выбор длительности зондирующего импульса следует увязывать с целевым назначением линии, т.е. учитывать определённую структуру неоднородностей, которые оказывают наиболее существенное влияние на качество передачи сигнала.

При импульсных измерениях коаксиальных кабелей за эффективную ширину спектра импульса синус-квадратичной формы можно взять спектр частот от нуля до верхней гармонической составляющей, равной  $3/4\tau_{и}$ . Таким образом допустимо пренебречь действием гармонических составляющих свыше  $3/4\tau_{и}$ , характеризующихся относительно малым модулем спектральной функции и не оказывающих особого влияния на форму импульсов. Длительность зондирующего импульса рационально выбирать из соотношения [5]  $1/2f_{max} \leq \tau_{и} \leq 3/4f_{min}$ , где  $\tau_{и}$  — длительность импульса на половине его амплитуды,  $f_{min}, f_{max}$  — минимальная и максимальная ча-

стота, передаваемая по коаксиальному кабелю, Гц. Соответственно, чем ниже передаваемая по линии верхняя частота, тем более продолжительными должны быть зондирующие импульсы и, наоборот. На практике зондирующие импульсы при распространении по КП подвергаются амплитудным и фазовым искажениям, приводящим к уменьшению их амплитуды и увеличению длительности. При этом, чем короче длительность зондирующих импульсов и больше затухание и протяженность измеряемой КП, тем значительнее искажения зондирующих импульсов.

Для измерения расстояния до места неоднородности линии и величины неоднородности, определяемых по рефлектограмме с экрана ОЭЛТ, необходимо знать скорость распространения зондирующего электромагнитного импульса, которая зависит от параметров линии, и определяется отношением  $v = c/\sqrt{\varepsilon_3}$ , где  $c = 3 \cdot 10^5$  км/с – скорость распространения электромагнитной энергии (света) в воздухе;  $\varepsilon_3$  – эквивалентная диэлектрическая проницаемость изоляции линии.

При оценке величины неоднородности следует учитывать, что пиковое значение отражённого импульса зависит и от величины неоднородности, и от расстояния до неё. Это обусловливается тем, что отражённый от неоднородности импульс затухает, вследствие потерь. Теоретически, величина затухания должна увеличиться в два раза, т.е. должна быть пропорциональна длине «пробега» импульса по линии. На практике для синус-квадратичного импульса затухание зависит не только от длины, но и от частоты колебаний передаваемого импульса, а спектр синус-квадратичного импульса занимает достаточно широкую полосу частот. Поэтому при прохождении импульса по линии происходит изменение формы его спектра.

Затухание импульсов синус-квадратичной формы, отражённых и возвратившихся от неоднородности к началу, определяется эмпирическим выражением [5]  $\alpha_n = L\tau_n^{-0.5} / (M + KL\tau_n^{-0.5})$ , где  $L$  – расстояние до неоднородности, м;  $\tau_n$  – длительность импульса синус-квадратичной формы, нс;  $M$  и  $K$  – эмпирические коэффициенты, зависящие от типа КП, определяются экспериментально.

В качестве примера, на рисунке 1.8, приведены некоторые формы рефлектограмм, соответствующие наиболее типичным идеализированным формам неоднородностей: а – единичный скачок волнового сопротивления, подобный стыковой неоднородности при неравенстве конечного значения волнового сопротивления  $Z_K$  соединяемых КП; б, в – неоднородность волнового сопротивления, обусловленная неравенством  $Z_K$  при устройстве кабельных вставок; г – неоднородность волнового сопротивления, обусловленная вмятиной или неравенством  $Z_K$  при устройстве кабельных вставок; д – единичная ёмкостная неоднородность.

В случае единичного скачка волнового сопротивления (рисунок 1.8(а)) величина пикового значения напряжения эхо-импульса в месте его возникновения пропорциональна амплитуде изменения волнового сопротивления. Зависимость между величиной напряжения эхо-импульса и отклонениями волнового сопротивления другого типа более сложная. Однако если длина не-

однородности соответствует разрешающей способности импульса, то отражённый импульс точно передает величину неоднородности [1 –5].

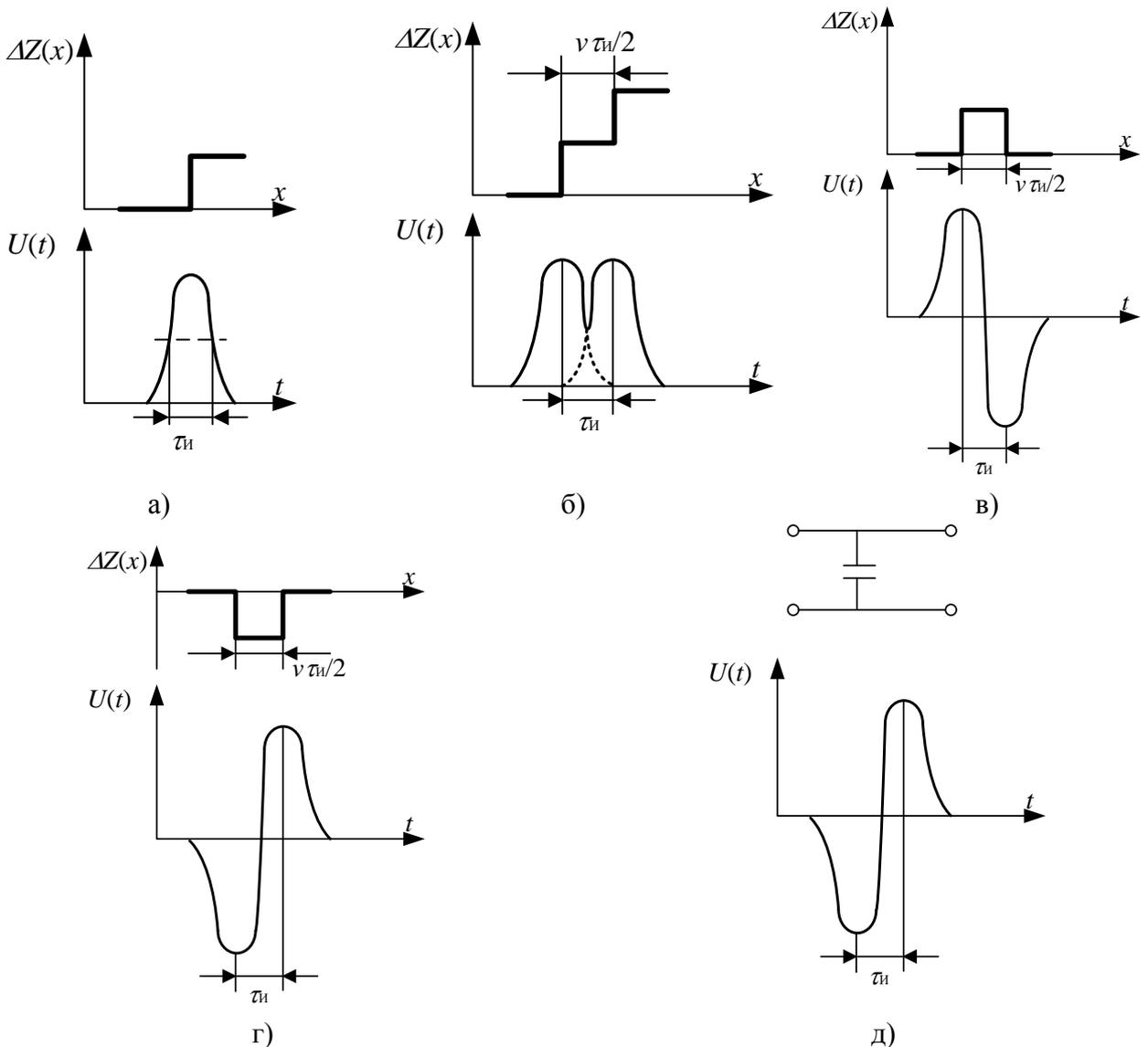


Рисунок 1.8 – Формы рефлектограмм, соответствующие некоторым случаям неоднородностей

### 1.3 Измерения параметров волоконно-оптических линий связи

#### 1.3.1 Основные параметры оптических волокон, влияющие на передачу сигнала

##### Затухание оптического волокна.

При распространении света в оптической среде он ослабевает, т.е. происходит затухание оптического волокна (ОВ). Коэффициент затухания в общем виде равен:  $\alpha = \alpha_{\text{п}} + \alpha_{\text{р}} + \alpha_{\text{пр}} + \alpha_{\text{к}} + \alpha_{\text{ИК}}$ , где  $\alpha_{\text{п}}$  и  $\alpha_{\text{р}}$  – коэффициенты затухания, обусловленные потерями на поглощение и рассеивание световой энергии;  $\alpha_{\text{пр}}$  – коэффициент затухания, вызванный присутствующими в ОВ примесями;  $\alpha_{\text{к}}$  – дополнительные (кабельные) потери, вызванными скруткой, деформацией и изгибами ОВ;  $\alpha_{\text{ИК}}$  – потери на поглощение в инфракрасной области.

Коэффициенты  $\alpha_{\text{п}}$ ,  $\alpha_{\text{р}}$  и  $\alpha_{\text{пр}}$  характеризуют собственные потери в ОВ. Коэффициент затухания  $\alpha_{\text{п}}$  связан с потерями на диэлектрическую поляризацию, линейно растет с частотой и су-

щественно зависит от свойств ОВ  $tg\delta$ . Коэффициент затухания  $\alpha_n$  определяется отношением величины потерь в ОВ к удвоенному значению всей мощности, передаваемой по ОВ:  $\alpha = P_n/2P$ , где  $P_n = GU^2$ ,  $P = U^2/Z_b$ . Т.е.  $\alpha_n = 0,5GZ_b$ , где  $G = \omega\epsilon_a tg\delta$  – проводимость ОВ;  $Z_b = \sqrt{\mu_a/\epsilon_a}$  – волновое сопротивление;  $v = 1/\sqrt{\mu_a/\epsilon_a}$  – скорость распространения энергии по ОВ. Коэффициент затухания  $\alpha_n$ , используя условие  $v = c/n$  и  $c = \lambda f$ , равен:  $\alpha_n = 8,69 \frac{\pi n}{\lambda} tg\delta$ , где  $n = \sqrt{\mu\epsilon}$  – показатель преломления,  $tg\delta$  – тангенс угла диэлектрических потерь в сердцевине ОВ.

Коэффициент затухания  $\alpha_p$  обусловлен неоднородностями материала ОВ, расстояние между которыми меньше длины волны, и тепловыми флуктуациями показателя преломления. Потери на рассеивание часто называются рэлеевскими, и определяют нижний предел потерь, который с увеличением длины волны уменьшается:  $\alpha_p = K_p/\lambda^4$ , где  $K_p$  – коэффициент рассеивания, равный для кварца  $0,8 - 1,5$  мкм<sup>4</sup>·дБ/км.

Коэффициент затухания  $\alpha_{np}$  связан с наличием в ОВ посторонних примесей, приводящих к дополнительному поглощению оптической мощности. Такими примесями являются ионы металлов и гидроксидные группы, приводящие к появлению резонансных всплесков затухания на определенных длинах волн.

Коэффициент затухания  $\alpha_{ик}$  зависит от длины волны оптического излучения и за счёт поглощения в инфракрасной области возрастает в показательной степени с ростом длины волны:  $\alpha_{ик} = Ce^{-k/\lambda}$ , где  $C$  и  $k$  – постоянные коэффициенты, равные для кварца  $C = 0,9$ ;  $k = (0,7 - 0,9)10^{-6}$  м.

Кабельные потери связаны с геометрией ОВ и наличием оболочки. Потери, вызванные геометрией волокна, обусловлены непостоянством размеров поперечного сечения сердцевины волокна по длине и неровностями границ раздела сердцевина-оболочка, а также нерегулярностями, связанными с наличием микро- и макроизгибов волокна. Макроизгибы обусловлены скруткой ОВ по геликоиде вдоль всего оптического кабеля. Микроизгибы связаны с конструктивными и технологическими неоднородностями ОВ в процессе его изготовления. Коэффициент затухания, связанный с потерями в макроизгибах равен:

$$\alpha_{из} = 10 \lg \left| \frac{n_1^2 - n_2^2}{n_1^2 - \frac{R+1}{R-1} n_2^2} \right|, \text{ где } R =$$

$R_{из}/2a$ ,  $R_{из}$  – радиус изгиба;  $a$  – радиус сердцевины волокна;  $n_1, n_2$  – показатели преломления сердцевины и оболочки волокна. Коэффициент затухания, связанный с потерями в микроизгибах равен:

$$\alpha_{из} = N \frac{h^2 a^4}{b^6 \Delta^3} \cdot 10^{-3}, \text{ где } h \text{ – высота (радиус) микроизгиба; } a \text{ – радиус сердцевины}$$

волокна;  $b$  – диаметр волокна;  $N$  – число микроизгибов.

Кроме того, существуют потери в месте соединения волокон, основной вклад дает смещение сердцевин волокон друг относительно друга ( $r$ ) и неравенство диаметров модовых пятен ( $\Delta w$ ):

$$\alpha_{\text{св}} = 4,34 \left[ \left( \frac{2r}{w} \right)^2 + \left( \frac{\Delta w}{w} \right)^2 \right].$$

### **Коэффициент распространения, скорость передачи по оптическому волокну и волновое сопротивление.**

Коэффициент распространения  $\beta$  определяет форму сигнала, качество и скорость передачи по ОВ:

$$\beta = \frac{\omega n_1}{c} \sqrt{1 - \left( \frac{f_0}{f} \right)^2 \left( 1 - \frac{n_2^2}{n_1^2} \right)},$$

где  $n_1$  и  $n_2$  – показатели преломления сердцевин и оболочки;  $f$  – расчетная частота;  $f_0 = \frac{p_{nm}c}{\pi d \sqrt{n_1^2 - n_2^2}}$  – критическая частота;  $c$  – скорость света;  $d$  – диаметр сердцевин;  $p_{nm}$  – значения корней функций Бесселя для различных типов волн.

Волновое сопротивление ОВ определяется исходя из выражений для электрического и магнитного полей:

$$Z_{\text{в}}^E = \frac{\beta}{\omega \varepsilon_a} = \frac{Z_0}{n_1} \sqrt{1 - \left( \frac{f_0}{f} \right)^2 \left( 1 - \frac{n_2^2}{n_1^2} \right)} \quad \text{и} \quad Z_{\text{в}}^H = \frac{\omega \mu_a}{\beta} = \frac{Z_0}{n_1} \sqrt{1 - \left( \frac{f_0}{f} \right)^2 \left( 1 - \frac{n_2^2}{n_1^2} \right)}.$$

Скорость передачи по оптическому волокну – это скорость перемещения вдоль линии фронта определенной волны, определяющейся как:

$$v = \frac{c}{n_1} \sqrt{1 - \left( \frac{f_0}{f} \right)^2 \left( 1 - \frac{n_2^2}{n_1^2} \right)}.$$

С ростом частоты энергия все больше концентрируется в сердцевине ОВ, затухание растет, и скорость распространения определяется параметрами сердцевин  $\varepsilon_{a1}$  и  $\mu_{a1}$ . При очень высоких частотах скорость становится равной скорости распространения в сердцевине  $v = c/n_1$ .

### **Дисперсия и пропускная способность оптического волокна.**

Дисперсия приводит к ограничению полосы передачи по кабелю и уменьшению длины регенерационного участка. Пропускная способность определяет полосу частот, пропускаемую ОВ ширину линейного тракта и соответственно объем информации, который можно передавать по оптическому кабелю.

При распространении света по оптическому волокну имеются значительные ограничения, за счёт того, что сигнал на приёмном конце приходит размытым, искаженным, и чем длиннее линия, тем больше искажается передаваемый сигнал – рисунок 1.9. Данное явление связано с дисперсией и обусловлено различием скорости распространения в ОВ отдельных составляющих спектра источников света и частотной зависимостью показателей преломления.

Дисперсия  $\tau$  – это рассеяние во времени спектральных или модовых составляющих оптического сигнала, приводящее к уширению импульса на приёме. Величина уширения опреде-

ляется как квадратичная разность длительности импульсов на выходе и входе кабеля, взятых на уровне половины амплитуды импульсов, по формуле:  $\tau = \sqrt{t_{\text{вых}}^2 - t_{\text{вх}}^2}$ .

Связь дисперсии и полосы частот, передаваемых по ОВ, приближенно выражается соотношением  $\Delta F = 1/\tau$ .

Дисперсия не только ограничивает частотный диапазон использования ОВ, но также существенно снижает дальность передачи по оптическому кабелю, т.к. чем длиннее линия, тем больше проявляется дисперсия и больше уширение импульса. Пропускная способность оптического кабеля зависит от типа и свойств ОВ (одномодовое, многомодовое, градиентное), а также от типа излучателя (лазера, светодиода).

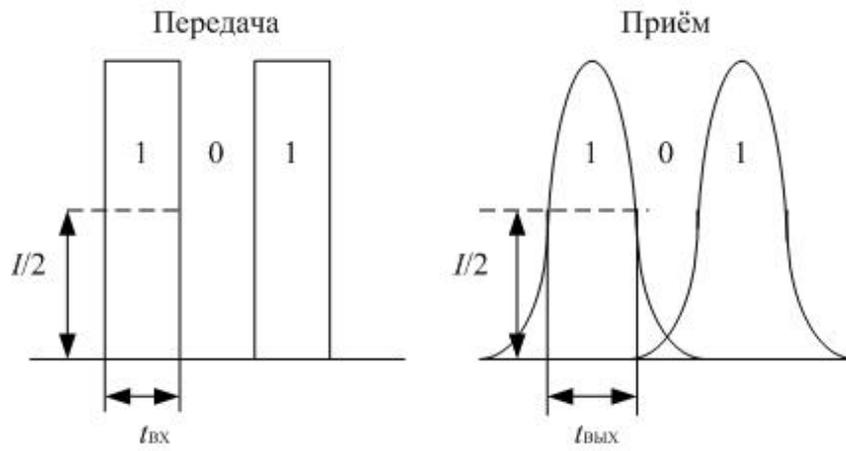


Рисунок 1.9 – Уширение импульсов за счёт дисперсии

Дисперсия в общем случае определяется тремя основными факторами: различием скоростей распространения направляемых мод, направляющими свойствами оптического волокна и параметрами материала, из которого оно изготовлено. Основными причинами возникновения дисперсии являются большое число мод в ОВ (межмодовая дисперсия), некогерентность источников излучения, реально работающих в спектре длин волн (хроматическая дисперсия). Межмодовая дисперсия преобладает в многомодовых ОВ и обусловлена отличием времени прохождения мод по ОВ от его входа до выхода. Т.к. межмодовая дисперсия не зависит от характеристик источника излучения, для многомодовых волокон её оценивают по полосе пропускания ОВ. Хроматическая (частотная) дисперсия делится на материальную и волноводную (внутримодовую). Волноводная дисперсия обусловлена процессами внутри моды и связана со световодной структурой моды. Она характеризуется зависимостью коэффициента распространения моды от длины волны. Материальная дисперсия обусловлена зависимостью показателя преломления от длины волны.

Уширение импульсов за счёт межмодовой ( $\tau_{\text{мод}}$ ), материальной ( $\tau_{\text{мат}}$ ) и волноводной ( $\tau_{\text{вв}}$ ) дисперсий определяется формулой:  $\tau = \sqrt{\tau_{\text{мод}}^2 + (\tau_{\text{мат}} + \tau_{\text{вв}})^2}$ .

Дисперсия приводит как к ограничению пропускной способности оптических кабелей, так и к снижению дальности передачи по ним. Эти параметры – полоса частот  $\Delta F$  и дальность передачи  $l$  взаимосвязаны. Соотношение между ними для коротких линий:  $\Delta F/\Delta F_x = l_x/l$ , где значения с индексом  $x$  – искомые, без него – заданные. В длинных линиях, в которых процесс уже установился, действует квадратичный закон соотношения:  $\Delta F/\Delta F_x = \sqrt{l_x/l}$ .

Таким образом, увеличение длины кабеля приводит к снижению полосы частот и пропускной способности системы, и в свою очередь расширению полосы частот резко ограничивает дальность передачи по кабелю.

Пропускная информационная способность и дальность передачи по оптическим кабелям лимитируется не только дисперсией, но и затуханием ОВ.

### 1.3.2 Виды измерений параметров волоконно-оптических линий связи

Современные волоконно-оптические системы передачи (ВОСП) обладают большими скоростными возможностями и широкополосностью, стабильностью и надёжностью, высокой степенью достоверности передачи информации. Чтобы отвечать этим качествам, все их элементы должны функционировать в строгих технических рамках [31-34].

Для ВОСП существуют общие параметры [23], необходимые для измерения при строительстве, пуско-наладочных работах, сертификационных испытаниях, а также в процессе эксплуатации при проведении профилактических работ. Вместе с тем ВОСП присущи существенные особенности, обусловленные тем, что носителем информации является поток фотонов [6].

Основной задачей измерений в оптическом волокне, является определение возможности передачи информации. Для этого измеряют следующие основные параметры [30]: бюджет оптических потерь, линейное затухание волокон, трассировка оптических волокон и затухания на неоднородностях (сварки, механические соединители), оптическая длина волокон, возвратные потери (*ORL – Optical Return Loss*). Кроме того, при строительстве и эксплуатации высокоскоростных линий передачи (10 Гбит/сек и более), линий большой протяженности (1000 км и более) или систем с волновым мультиплексированием также необходимо определять [2]: ширину полосы пропускания оптических волокон, спектр затухания волокна или профиль затухания, поляризационную модовую дисперсию, хроматическую дисперсию.

Для обеспечения работоспособности и соответствия проектным параметрам ВОСП необходимо проводить множество измерений. В общем случае измерения в ВОСП можно разделить на два основных типа: системные и эксплуатационные измерения, отличающиеся методикой и используемыми средствами измерений. При эксплуатационных измерениях определяется функционирование системы с позиции параметров передачи (измерение потерь, измерение дисперсии и измерение ширины линии лазера). Системные измерения включают измерение не-

прерывности волокна, частоты битовых ошибок (количество полученных ложных битов относительно общего количества переданных битов), чувствительности и глазковой диаграммы. Наиболее распространенным прибором является оптический рефлектометр, который позволяет обнаруживать наличие и месторасположение разрывов волокна [7].

### 1.3.3 Принцип действия оптического рефлектометра

Принцип действия оптического рефлектометра (*OTDR – Optical Time Domain Reflectometer*) такой же, как у импульсных рефлектометров, применяемых для измерений металлических линий связи. Основное отличие в типе зондирующего импульса – электрический или оптический [20]. Оба типа рефлектометров посылают в линию мощный зондирующий импульс (оптический или электрический) и измеряют мощность и время запаздывания импульсов, вернувшихся обратно. Отличие заключается в том, что в металлической линии наблюдаются только отражённые импульсы. Они образуются в местах, где в линии имеются скачки волнового сопротивления. В оптических волокнах обратная волна образуется не только за счёт отражения от больших дефектов, но и за счёт рэлеевского рассеяния [30].

Затухание волны в оптических волокнах вызывается тем, что часть энергии волны расходуется на возбуждение вынужденных колебаний электронов. Колеблющиеся электроны излучают волны той же частоты во всех направлениях. В итоге при прохождении через диэлектрик происходит рассеяние электромагнитных волн. В однородной среде это рассеяние невелико. Однако рассеяние света может сильно увеличиться из-за неоднородностей показателя преломления кварцевого стекла. Размер этих неоднородностей (рэлеевских центров) мал по сравнению с длиной волны и свет на них рассеивается во все стороны, в том числе и в направлении противоположному перемещению основного луча.

Рэлеевские центры расположены однородно по длине волокна и в распространяющихся в обратном направлении световых лучах содержится информация о параметрах световода, влияющих на поглощение световой энергии. За счёт детектирования рассеянного излучения удаётся обнаруживать неотражающие (поглощающие) неоднородности в волокне. Например, по сигналу обратного рэлеевского рассеяния света можно измерить распределение потерь в строительных длинах оптических кабелей и потери в сростках волокна. Такие измерения нельзя выполнить, регистрируя только отражённое (а не рассеянное) излучение. Доля мощности света, рассеиваемая в обратном направлении крайне мала. Например, при длительности импульса 10 пс коэффициент обратного рэлеевского рассеяния составляет величину около -70 дБ. Поэтому, в оптическом рефлектометре (ОР) в волокно посылаются импульсы большой мощности и большой длительности, а для детектирования рассеянных назад импульсов света применяются высокочувствительные фотоприёмники.



меньше мощности импульсов, вводимых в волокно. Для улучшения отношения сигнал/шум используется накопление результатов измерений и их усреднение.

### 1.3.4 Импульсный метод измерения оптического рефлектометра

Принцип действия оптического рефлектометра данного типа заключается в измерении интенсивности отражённых от неоднородностей оптического волокна световых волн, создаваемых лазерным источником излучения, работающим в импульсном режиме, и последующем определении расстояния до неоднородности по времени прохождения светового луча. Измерение отражённого излучения данным методом можно рассматривать [8] в виде преобразования входного сигнала  $e(t)$  (мощности импульса лазерного источника излучения) в выходной сигнал  $s(t)$  (мощность отражённого излучения), которое осуществляется с помощью устройства, имеющего импульсную передаточную функцию  $h(t)$ , что аналитически может быть представлено в виде:

$$s(t) = \int_{-\infty}^t e(\theta)h(t-\theta)d\theta,$$

или, используя свёртку:

$$s(t) = e(t) \otimes h(t).$$

При входном сигнале в виде  $\delta$ -импульса, когда  $e(t) = \delta(t)$ , выходной сигнал будет пропорционален импульсной характеристике  $s(t) = h(t)$  и, следовательно, мощности обратного рассеяния. Поэтому при реализации данного метода (рисунок 1.11) входной импульс излучения должен иметь по возможности крутые фронты и малую длительность.

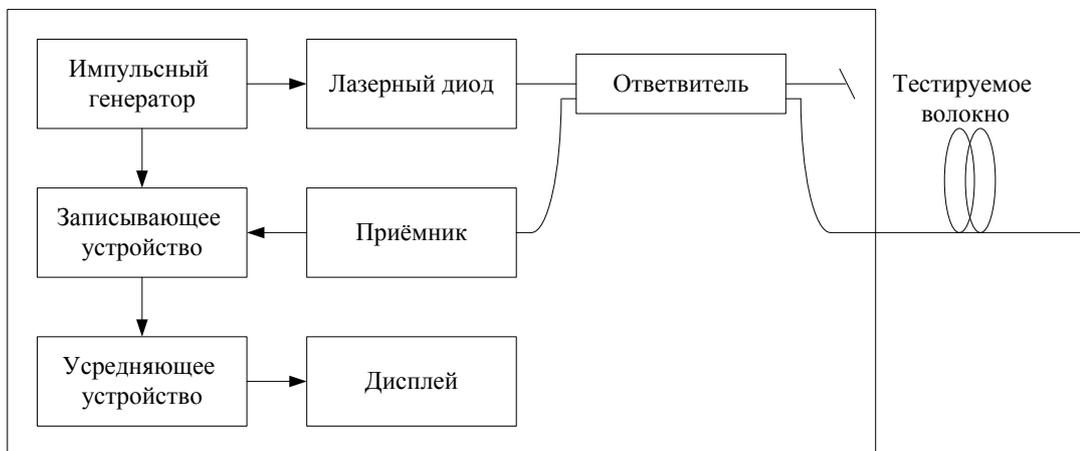


Рисунок 1.11 – Схема реализации импульсного метода измерения

Для обеспечения высокого динамического диапазона измерений, необходимо использовать мощный лазер, малозумящий высокочувствительный фотодиод и эффективные методы усреднения, так как мощность обратного рассеяния зависит от мощности и длительности входного излучения. Такой метод измерения отражённого излучения обеспечивает наименьшее время измерения, которое может составлять до 1 мс.

Типовая рефлектограмма рефлектометра приведена на рисунке 1.12. Вертикальная шкала определяет уровень рассеянного (отражённого) сигнала в логарифмических единицах. Горизон-

тальная ось соответствует расстоянию от рефлектометра до тестируемой области волокна. Так как в ОР реально измеряется время, то расстояние определяется пересчётом с масштабным коэффициентом примерно равным 10 мкс/км, учитывающим, что свет проходит по волокну до тестируемой точки в прямом и обратном направлении. На рисунке обозначены: 1 – начало линии (оптический разъём); 2 – соединитель; 3, 4, 6, 7, 8 – сварные соединения; 5 – трещина в волокне (отражающая неоднородность); 9 – конец линии (торец волокна); 10 – шумы.

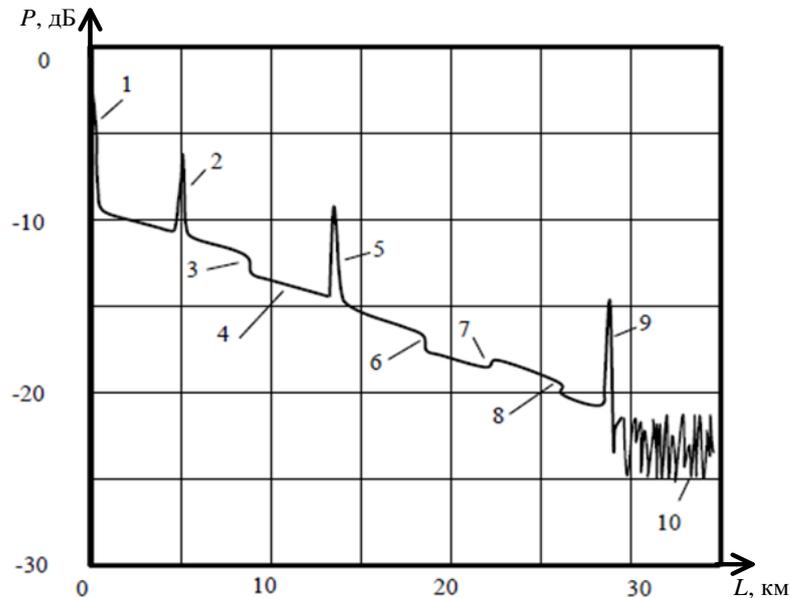


Рисунок 1.12 – Рефлектограмма импульсного рефлектометра

Из рисунка 1.12 видно, что каждый тип неоднородности имеет свой характерный образ. Отражающие неоднородности (разъёмные соединения волокон, трещины, торец волокна) проявляются в виде узких пиков, неотражающие неоднородности (сварные соединения, изогнутые участки волокон) – в виде изгибов. Участки рефлектограммы, расположенные между неоднородностями, имеют вид прямых линий с отрицательным углом наклона, прямо пропорционально величине потерь в волокне. В автоматическом режиме ОР сам определяет тип неоднородности, рассчитывает потери, коэффициенты отражения от неоднородностей и т.д.

Потери, измеряемые рефлектометром, так же определяются затуханием сигнала при распространении в прямом и обратном направлении и, следовательно, вдвое превышают потери при однократном прохождении сигнала по тестируемому участку. Поэтому вертикальная шкала построена с масштабным коэффициентом  $(5 - \lg(P_{\text{рефл}}/P_0))$ , где  $P_0$  – мощность рассеянного света от участков волокна вблизи приёмника излучения,  $P_{\text{рефл}}$  – мощность рассеянного света от тестируемого участка, регистрируемая приёмником излучения.

При наличии в волокне разъёма или соединения сигнал будет ослабевать при прохождении через него, и рефлектометр зафиксирует снижение мощности, свидетельствующее о потере части света при соединении волокон. Если соединение или разъём отражает свет, то на рефлек-

тограмме это отражение будет отображено как всплеск над уровнем обратно отражённого сигнала. Конец волокна на рефлектограмме будет выглядеть, как переход обратно-отражённого сигнала в шум, если только этот конец находится в пределах динамического диапазона рефлектометра. Если конец волокна сколот или отполирован, то на рефлектограмме над уровнем обратно-рассеянного сигнала появится ещё один всплеск. Это позволит измерить полную длину тестируемого волокна.

Для более точного определения отношения сигнал/шум принимаемого сигнала рефлектометр посылает множество импульсов, а затем усредняет данные об отражённых сигналах. Для увеличения длины волокна, которое может быть протестировано, повышается мощность передаваемого импульса (увеличивая его длительность), т.к. чем больше длина импульса, тем больший кусок волокна он заполняет. При увеличении длины импульса увеличиваются и те участки волокна, которые попадают внутрь импульса, и «просматривание» которых становится невозможным. Тем самым снижается разрешающая способность, обеспечиваемая рефлектометром.

Также существуют менее распространенные на практике корреляционный и частотный методы измерений [9 – 13].

### **1.3.5 Измерение потерь и отражений с помощью оптического рефлектометра**

#### **Потери в сварных соединениях.**

Данный тип потерь может быть вызван отражающими и неотражающими событиями. В идеале потери данного типа должны иметь вид резкого изгиба рефлектограммы, однако, нарушение идеальной формы отражённого импульса, распространяющегося вдоль оптического волокна, приводит к сглаживанию изгиба (рисунок 1.13), степень которого зависит от длительности зондирующего импульса. Как видно, потери сращивания определяются вертикальным интервалом, измеренным между двумя линиями  $L_1$  и  $L_2$ , которые представляют интерполированный сигнал обратного рассеяния до и после события. При этом продолжительность скоса, равная в первом приближении половине пространственной ширины  $w$  зондирующего импульса, растет с уменьшением полосы пропускания приёмника. Определение позиции сращивания вычисляется отклонением текущих значений отражённой мощности от линии  $L_1$  и последующем сравнении результата с заданным порогом.

Для определения угла наклона и положения двух вспомогательных линий  $L_1$  и  $L_2$  часто используется метод наименьших квадратов. Для большей точности, особенно при наличии значительных шумов, используются алгоритмы, основанные на схемах сопоставления последовательностей. Если линии  $L_1$  и  $L_2$  не параллельны, значение потерь дополнительно зависит от вычисленной позиции сращивания, что снижает точность измерения потерь. Поэтому места сращивания и вносимые ими значения потерь определяются путём моделирования потерь в соответствии с диапазоном рабочих частот приёмника и длительность зондирующего импульса.

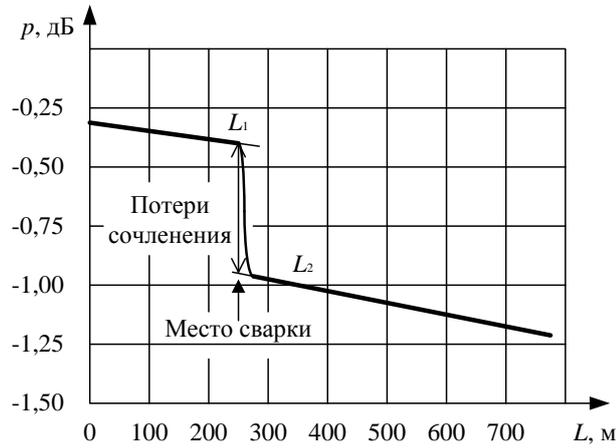


Рисунок 1.13 – Отображение потерь на рефлектограмме

### Потери при сращивании различных оптических волокон.

Основное отличие применения механического соединителя от сварного соединения – наличие воздушного зазора [21]. Торцевые поверхности соединяемых волокон не могут быть выполнены идеальной формы: имеются неровности, отсутствует параллельность торцевых плоскостей, в зазоре могут находиться соринки и т.п. Каждая граница раздела двух сред, имеющих разные показатели преломления, вызывает частичное отражение светового луча, из-за чего возникает обратный световой поток, движущийся навстречу основному, и происходят потери энергии светового потока распространяющегося в прямом направлении на величину энергии отражённого луча. При применении соединителя воздушный зазор проявляет себя дважды: при переходе стекло-воздух и при переходе из воздушного зазора в сердцевину второго отрезка световода. При прохождении границы раздела двух сред возникает отражённый луч, интенсивность которого меньше падающего. На рисунке 1.14 для наглядности отражённые лучи показаны линиями, смещенными относительно линий, изображающих падающие лучи. Как видно, навстречу падающему лучу направлены два отражённых: от первой и второй границы раздела. Коэффициенты прохождения и отражения определяются как [17]:

$$P_{\text{пр}} = \frac{4n_1^2 n^2}{4n_1^2 n^2 + (n_1^2 - n^2)^2 \sin^2(2\pi n \Delta / \lambda)}. \quad (1.3)$$

$$P_{\text{отр}} = \frac{(n_1^2 - n^2)^2 \sin^2(2\pi n \Delta / \lambda)}{4n_1^2 n^2 + (n_1^2 - n^2)^2 \sin^2(2\pi n \Delta / \lambda)}. \quad (1.4)$$

Потери световой энергии распространяющейся в прямом направлении, связанные с обратным отражением, обычно определяются в логарифмическом масштабе  $\rho_{\text{пр}} = -10 \lg P_{\text{пр}}$ . Обратные потери, оценивающие интенсивность луча распространяющегося навстречу основному определяют из соотношения  $\rho_{\text{обр}} = 10 \lg P_{\text{отр}}$ .

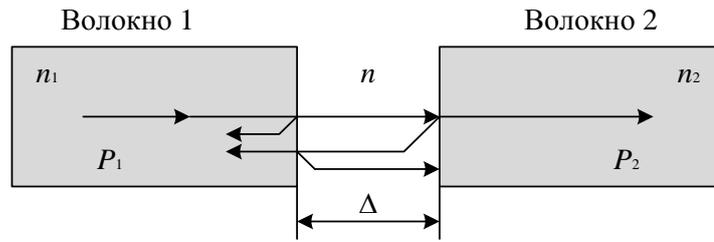


Рисунок 1.14 – Распространение излучения луча при переходе границы двух сред

Если величина воздушного зазора соизмерима или превышает длину волны, а так же при наличии перекоса торцевых поверхностей соединяемых волокон формулы (1.3) и (1.4) принимают более простой вид:

$$P_{\text{пр}} = \frac{2n_1n}{2n_1^2 + n^2}, \quad (1.5)$$

$$P_{\text{отр}} = \frac{(n_1 - n)^2}{2n_1^2 + n^2}. \quad (1.6)$$

Величина  $\rho_{\text{пр}} = -10\lg P_{\text{пр}}$ , определённая с помощью (1.5), для  $n_1 = 1,5$  и  $n = 1$  равна 0,35 дБ, что соответствует потерям в большинстве конструкций соединителей. Величина  $\rho_{\text{отр}} = 10\lg P_{\text{отр}}$ , определённая с помощью (1.6) для тех же значений коэффициентов преломления составляет - 11 дБ. Т.е. отражённая мощность на 11 дБ меньше падающей мощности. Если 500 мкВт энергии достигает конца волокна, то около 40 мкВт отражается назад к источнику. Этого уровня мощности достаточно, чтобы интерференция встречных излучений заметно влияла на работу лазерного диода. В одномодовых системах особенно важно минимизировать возвратные потери для снижения влияния интерференции на работу источника. Улучшение контакта между волокнами или удаление воздуха из зазора может уменьшить возвратные потери до уровня -30 дБ, что соответствует при 500 мкВт падающей мощности только 0,5 мкВт отражённой мощности. Один из способов достижения таких показателей – закругление концов волокна [18].

Если пренебречь потерями, возникающими из-за дефектов на торцах волокон, то основные потери в месте соединения разъёмов появляются из-за смещения сердцевин соединяемых волокон относительно друг друга вследствие эксцентриситета самих волокон и деталей крепления разъёма. Если выполнено сращивание волокон с различными коэффициентами затухания, углы наклона  $L_1$  и  $L_2$  различны, причём, когда обратное рассеяние после события выше, чем до него, возможен подъём (рисунок 1.15) в месте изгиба рефлектограммы, т.е. сращивание может дать увеличение вместо уменьшения (спада) рефлектограммы.

Обычно ожидается уменьшение возвращенного света с увеличением времени и расстояния, т.к. некоторая часть рассеивается вследствие неоднородности состава сердцевины волокна. Это рассеяние света является основным фактором, вызывающим потери, и представляется на экране ОР в виде нормальной рефлектограммы. Кроме того, при прохождении света через точку

сращивания наилучшим будет соединение с отсутствием потерь. Основным фактором, вызывающим увеличение рассеяния в точке сращивания волокон, является разница коэффициентов рассеяния соединяемых волокон. Если последующее по ходу распространения излучения волокно будет иметь более высокий коэффициент рассеивания, чем предыдущее, оно будет рассеивать большее количество света обратно на ОР. Рефлектометр обнаружит это увеличение и изобразит его на несколько более высоком уровне, чем уровень предыдущего участка волокна.

При этом коэффициент обратного рассеяния будет равен  $\sigma = \frac{3\alpha_s \cdot NA^2 \cdot V_r}{16 \cdot N_1^2 (q+1)}$ , где  $\alpha_s$  – коэффициент рассеяния Рэлея;  $NA$  – числовая апертура;  $V_r$  – групповая скорость распространения импульса по волокну (м/с);  $N_1$  – осевой индекс рефракции;  $q$  – индекс профиля волокна.

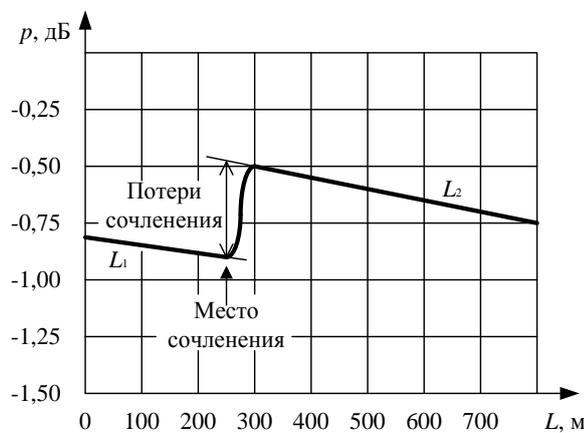


Рисунок 1.15 – Отображение потерь вставки в виде подъёма на рефлектограмме

Вторым фактором, увеличивающим рассеяние в точке сращивания волокон, является отличие геометрии их сердцевин, причём расхождения диаметров могут привести к небольшому увеличению возвращенного света после точки их сочленения, равному  $\alpha_\Delta = -10\log(D_2/D_1)$ . Следовательно, меньшее по диаметру принимающее волокно будет рассеивать меньшее количество света на ОР, чем большее волокно будет передавать. ОР сообщает об этом увеличенном рассеянии в виде подъёма на рефлектограмме. В действительности различия в размерах сердцевины волокна значительно меньше и возникающие в результате отклонения также малы [16].

#### Потери на изгибах оптических волокон.

Хорошее качество сварных соединений обеспечивает как невысокий уровень вносимых потерь, так и незначительную зависимость последних от длины волны излучения, в то время как при изгибе волокон с увеличением длины световой волны тип колебаний, распространяющихся в волокне, становится менее ограничен высоколегированной сердцевиной, и эти параметры становятся значимыми [24]. Так, намотка нескольких витков одномодового волокна вокруг сердечника небольшого диаметра ослабляет свет на 20 – 40 дБ. Зависимость потерь от изгиба одномодового волокна при различных длинах волн показана на рисунке 1.16.

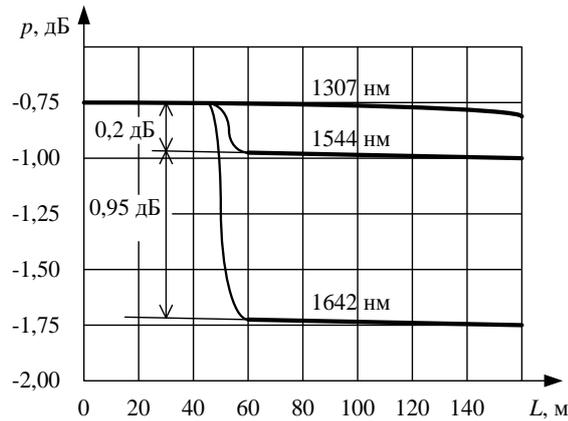


Рисунок 1.16 – Отображение на рефлектограмме потерь от изгиба волокна

Как следует из рисунка, более длинные световые волны способствуют более эффективному поиску мест изгибов волокна и могут быть использованы для обеспечения надёжной диагностики оптоволоконных кабелей. На практике потери, вызванные макроизгибом, становятся существенными при  $\lambda = 1550$  нм, и особенно при  $\lambda = 1625$  нм (рисунок 1.17).

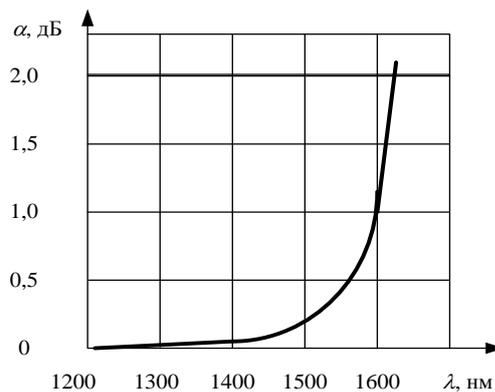


Рисунок 1.17 – Зависимость потерь от длины волны излучения при изгибе волокна

### Вносимые потери отражательных событий.

Помехи в оптическом кабеле могут быть вызваны небольшими изменениями показателя преломления, например, воздушным зазором в микротрещине, механическим сращиванием или соединением. К дополнительным потерям приводят также некачественное соединение, несовпадение диаметра сердцевины или цифровой апертуры, неконцентричность сердцевины волокна. На рисунке 1.18 представлен вид вносимых потерь соединения, составляющие  $\approx 0,4$  дБ, измеренных рефлектометром с низким коэффициентом отражения [15]. Слегка наклонная вершина импульса указывает на то, что данная форма представляет собой сумму отражённого и трансформированного вследствие потерь прямоугольного сигнала обратного рассеяния.

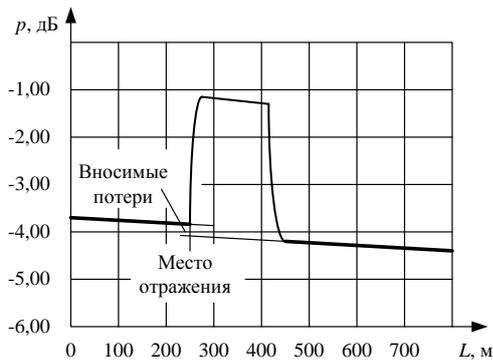


Рисунок 1.18 – Отображение потерь вставки соединения на рефлектограмме

### Эхо-импульсы, вызванные многочисленными отражениями.

Обычными источниками отражений являются переход стекло-воздух на открытых концах оптоволоконного кабеля, а также механические сращивания, трещины, плохо сопряженные из-за грязи и пыли, иногда слишком отполированные коннекторы. В этом случае рефлектограмма нередко отображает «ложные», вызванные многочисленными отражениями эхо-импульсы, которые могут создавать ложные всплески (рисунок 1.19). Любой эхо-импульс, поступающий от оптического волокна к ОР, частично отражается от коннектора, действуя как дополнительный задержанный зондирующий импульс. В то же время грязные или поцарапанные коннекторы могут отражать значительную часть энергии импульса. Единственное решение этой проблемы заключается в использовании коннекторов с низкой отражательной способностью.

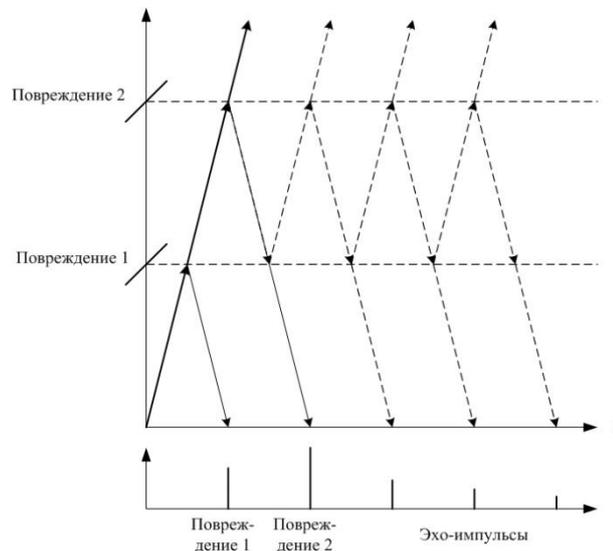


Рисунок 1.19 – Отображение эхо-импульсов на рефлектограмме

Помимо ложных сигналов, сам ОР может создавать ложные последовательности при не очень высокой скорости повторения лазерных импульсов – фантомы. Если ОР излучает очередной световой импульс, а сбор данных начинается до момента полного получения отклика на предыдущий импульс, произойдет наложение эхо-импульса обоих сигналов друг на друга, что приведет к искажению результатов измерения. Фантомы очень трудно отличить от реальных событий. Один из их признаков – большая дисперсия импульса по сравнению с размером им-

пульсов от реальных событий. Фантом может регистрироваться нестабильно, периодически исчезая и появляясь.

Эхо-импульс появляется как событие на расстояниях, равных удвоенному (утроенному и т. д.) расстоянию до вызвавшего его события. На рефлектограмме эхо-импульс всегда появляется дальше от источника сигнала, чем вызвавшее его событие. Как правило, от реального события отражения эхо-импульса можно отличить по отсутствию признаков потери сигнала вокруг него. Однако сильное отражение может вызвать обратное рассеяние, эхо-импульс от которого окажется значительно больше порога шума и будет заметно на рефлектограмме. В таких случаях эхо-импульс на рефлектограмме будет сопровождаться потерей уровня сигнала. Как правило, эхо-импульс обратного рассеяния сопровождается большим количеством шума.

Отражение не только вызывает возврат света к его источнику, но приводит также к потерям оптической мощности. Кроме этого, отражения, происходящие в оптоволоконном соединении, могут привести к ухудшению функционирования высокоскоростных систем, так как любое отражение вызывает появление помех в виде слабого эхо-импульса переданной последовательности импульсов. Эти ложные сигналы, создаваемые, множественными отражениями, возвращаются к передатчику и добавляются к трафиковому сигналу в качестве шума, оказывая влияние на битовую скорость.

### 1.3.6 Измерение величин потерь и расстояний с использованием рефлектограммы

На рисунке 1.20 представлена рефлектограмма, полученная для линии без заметных неоднородностей, но имеющая рассеяние Рэлея. По горизонтальной оси отложено расстояние от начала линии, по вертикальной оси уровень отражённой мощности, 1 – импульс на входе линии, 2 – отражённый от конца импульс. Расстояние  $A$  между пунктирными линиями, проведенные через точки 3 и 4 параллельно горизонтальной оси, характеризует полные потери линии.

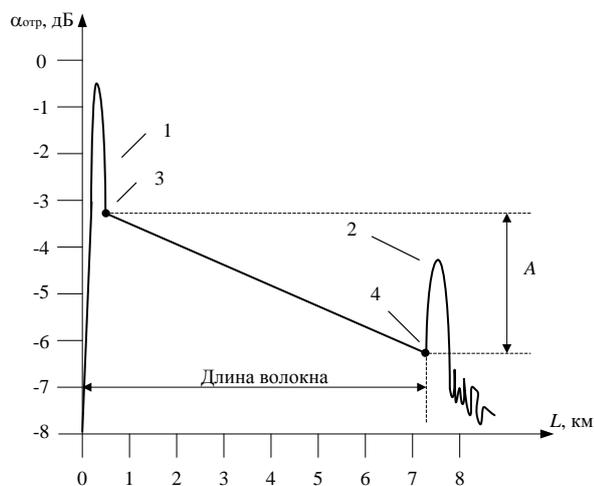


Рисунок 1.20 – Рефлектограмма линии с рассеянием Рэлея без заметных неоднородностей

Уровень отражённой мощности определяется соотношением  $\alpha = 10\lg(P_{\text{отр}}/P_{\text{пад}})$ . Расстояние от начала до конца линии определяется временем прохождения оптического импульса вдоль линии туда и после отражения от конца, в обратном направлении. Т.е. горизонтальная ось является не только осью расстояний, но и времени. Связь между расстоянием и временем его прохождения определяется формулой:  $L = cT/2n_{\text{гр}}$ , где  $c$  – скорость света в пустоте,  $n_{\text{гр}}$  – групповая скорость распространения света в волокне. Оптические волокна разного типа имеют различные значения  $n_{\text{гр}}$  [30].

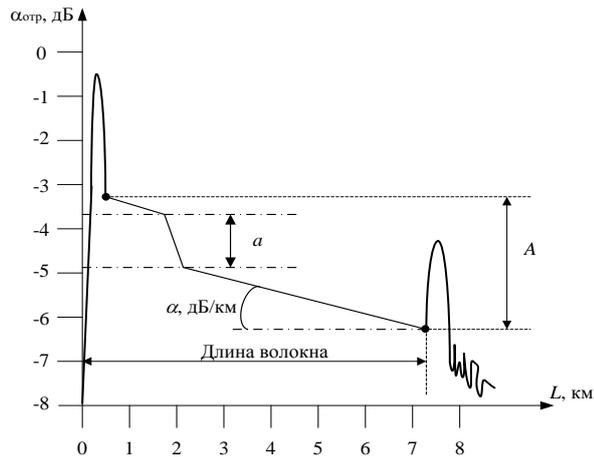


Рисунок 1.21 – Рефлектограмма с неотражающей неоднородностью

На рисунке 1.21 представлена рефлектограмма с обнаруженной неотражающей неоднородностью, на расстоянии несколько меньше 2 км и приводящая к потерям, величина которых определяется размером –  $a$ . Такая неоднородность возникает в месте соединения волокон с разными погонными потерями.

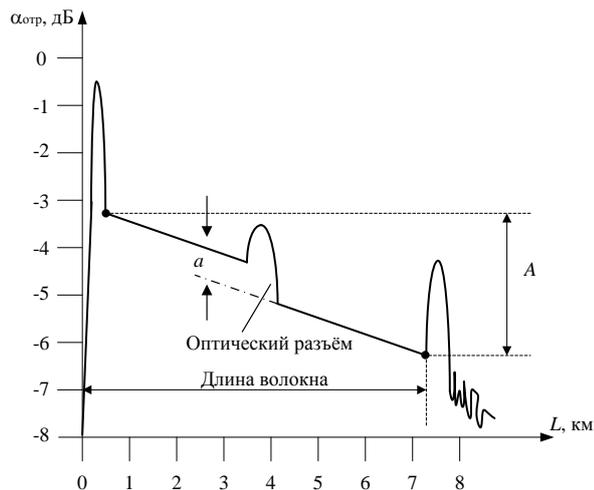


Рисунок 1.22 – Рефлектограмма с отражающей неоднородностью

На рисунке 1.22 представлена рефлектограмма с обнаруженной отражающей неоднородностью, на расстоянии несколько более 4 км и приводящая к потерям, величина которых определяется размером –  $a$ . Такая неоднородность возникает в месте соединения волокон с помощью оптического разъёма.

### 1.3.7 Основные характеристики оптических рефлектометров

К основным техническим характеристикам оптического рефлектометра можно отнести: динамический диапазон, разрешающая способность, дальность обнаружения неоднородности, точность локализации неисправности [19, 22].

Динамический диапазон рефлектометра  $D_{IEC}$  в соответствии с рекомендацией Международной Электротехнической Комиссии (МЭК, IEC – International Electrotechnical Commission) определяется как разность между уровнем сигнала обратного рэлеевского рассеяния в начале рефлектограммы и пиковым значением шумов в отсутствие сигнала. Уровень сигнала обратного рэлеевского рассеяния находится путём экстраполяции прямолинейного наклонного участка рефлектограммы в начало рефлектограммы (рисунок 1.23). Уровень пикового значения шума определяется при вероятности попадания шумового сигнала в доверительный интервал 98%. Динамический диапазон может быть выражен различными способами [14]: в км; в электрических и оптических дБ; в дБ по методу *SWDR* (однаправленный способ определения динамического диапазона); в дБ по *SWDR* при отражении, равном 4%; в дБ при прохождении сигнала туда и обратно; в дБ при прохождении сигнала туда и обратно и отражении равном 4%. Эти значения взаимосвязаны, но отличаются по значению и вычисляются в контексте специфических приложений.

Наиболее надёжный способ сравнения различных рефлектометров заключается в определении динамического диапазона (его дальности), выраженного в дБ в виде отношения максимальной излучаемой мощности к минимальной регистрируемой мощности  $D = -10\log(P_0/P_{min})$ .

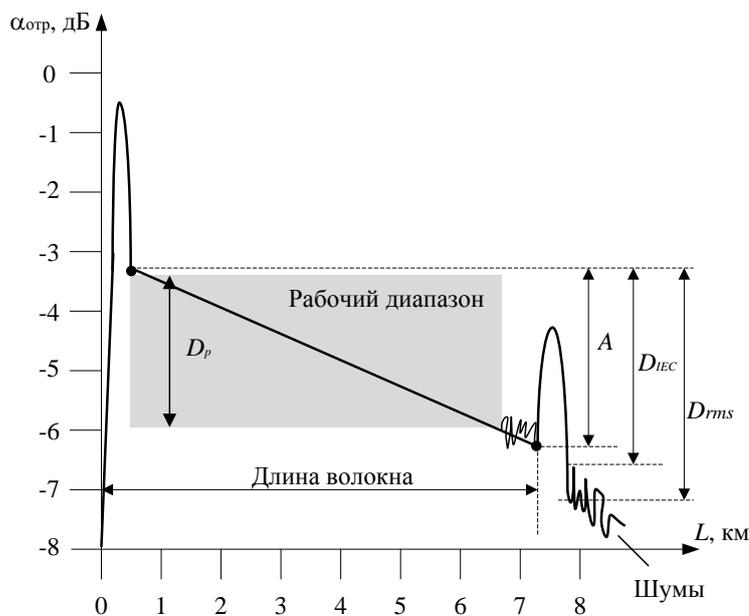


Рисунок 1.23 – Динамический диапазон рефлектометра

Физический смысл динамического диапазона рефлектометра следующий: полные потери в линии  $A$  равны расстоянию между уровнями сигнала обратного рэлеевского рассеяния в нача-

ле и в конце рефлектограммы. Причём конец рефлектограммы будет виден на дисплее до тех пор, пока сигнал не уменьшится до уровня шума. Таким образом, динамический диапазон рефлектометра равен максимально измеряемой величине полных потерь в линии. Производители рефлектометров определяют величину шума не по пиковому значению, а по среднеквадратичному значению (*rms – root mean square*). В этом случае величина динамического диапазона  $D_{rms}$  получается на 1,8 дБ больше  $D_{IEC}$  – динамического диапазона рекомендованного МЭК.

Возможность обнаружения малой неоднородности ограничивается мёртвой зоной, которая имеет место во время действия импульса подаваемого на вход волокна и шумами фотоприёмника, которые проявляются в конце рефлектограммы. Поэтому при измерениях используется не весь, а рабочий диапазон  $D_p$  (рисунок 1.23). Рабочий диапазон охватывает уровни сигнала и расстояния от начала линии, при которых различимы малые неоднородности.

*Разрешающая способность рефлектометра.* Пространственная разрешающая способность  $\Delta l$  характеризует способность ОР обнаружить два соседних события, одно из которых может быть отражательным, и определяет возможность выделения близко расположенных неоднородностей. Чем меньше это расстояние, тем выше разрешающая способность. Очевидно, что  $\Delta l$  зависит от длительности импульса  $\Delta t$  и ширины полосы пропускания усилителя  $\Delta f$ :

$$\Delta l = \frac{c}{2n} \sqrt{(\Delta t)^2 + (1/\Delta f)^2}.$$

В ближней зоне волокна разрешающая способность показывает, насколько близко к соединителю передней панели прибора может быть расположено неотражающее событие (например, сращивание) и насколько точно оно может быть измерено [7].

Используя выражение для разрешающей способности, окончательно *дальность обнаружения неоднородности* можно определить в виде [14]:

$$l = \frac{ct}{2} \cdot \frac{\sqrt{(\Delta t)^2 + (1/\Delta f)^2}}{t\Delta n + n\Delta t}.$$

Разрешающую способность рефлектометра принято определять на основе ширины мёртвой зоны. Ширина мёртвой зоны для событий (*EDZ – event dead zone*) выражается в единицах расстояния. Ширина мёртвой зоны определяется как минимально разрешимое расстояние между двумя неоднородностями. Мёртвые зоны для событий подразделяются на мёртвые зоны для отражающей и для неотражающей неоднородности.

На рисунке 1.24(а) изображены два импульса от двух отражающих неоднородностей. Эти неоднородности расположены на некотором расстоянии друг от друга. При наличии одной неоднородности на экране отобразится импульс 1. Если неоднородность располагается дальше от начала линии, то определен будет импульс 2, изображенный пунктиром. В том случае, если на линии имеется две неоднородности, на экране будет их сумма (рисунок 1.24(б)). Как видно

из этого рисунка суммарный импульс имеет два максимума. Первый максимум обязан своим происхождением импульсу 1, а второй импульсу 2. Между ними хорошо просматривается минимум. Благодаря наличию минимума можно считать, что в линии имеются две неоднородности расположенные на небольшом расстоянии друг от друга.

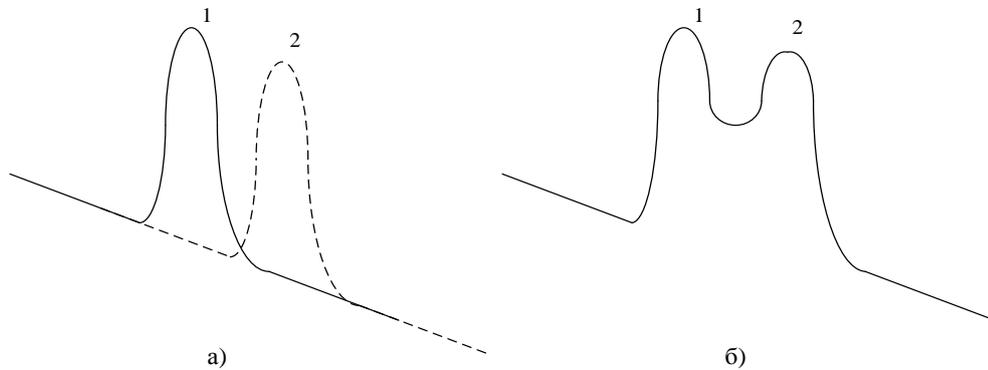


Рисунок 1.24 – Возникновение мёртвой зоны для отражающей неоднородности

Величина минимума зависит от ширины импульсов и временного сдвига импульсов друг относительно друга. Ширина импульса, отражённого от неоднородности, определяется не её пространственным размером, а длительностью зондирующего импульса, установленного в рефлектометре. Очевидно, чем меньше длительность, тем проще будет обнаружить неравномерность по рефлектограмме. Однако сокращение длительности импульса приводит к уменьшению его энергии. Это приводит к ухудшению отношения сигнал/шум и к сокращению динамического диапазона рефлектометра. Компенсировать это уменьшение можно увеличением мощности импульса. Однако это может привести к нелинейным явлениям. Таким образом, имеются определенные предельные значения пространственной разрешающей способности.

Определить минимальную величину временного сдвига импульсов от двух неоднородностей при известной длительности импульсов можно следующим образом. Если сдвинуть во времени два импульса симметричной колоколообразной формы так, что бы их осциллограммы пересекались на уровне 0,5 от пикового значения, в сумме получится один импульс. Если далее сблизить импульсы, суммарный импульс изменится по ширине, но сохранит форму одного колоколообразного импульса. Таким образом, уровень 0,5 является граничным. Определить пространственную разрешающую способность ( $EDZ$ ) в единицах длины можно, если спроецировать ширину импульса на уровне 0,5 на горизонтальную ось. При этом следует учитывать, что вертикальная ось рефлектометра проградуирована в логарифмических единицах, и по шкале рефлектометра сечение импульса осуществляется на уровне 1,5 дБ, отсчитанного от максимального значения, так как  $\log 0,5 = -0,3$ , а уровень мощности отражённого сигнала в рефлектометре вычисляется умножением логарифма на 5, а не 10, поскольку сигнал, поступающий на фотоприёмник, прошел линию дважды [26].

Определение мёртвых зон для отражающей и неотражающей неоднородности представлено на рисунке 1.25(а) и 1.25(б). Мёртвая зона отражающей неоднородности определяется расстоянием между началом отражения и точкой с уровнем  $-1,5$  дБ от вершины понижающегося отрезка кривой отражения, после чего последующие отражательные события могут быть легко идентифицированы. Мёртвая зона для неотражающей неоднородности (рисунок 1.25(б)) – расстояние между точками, отличными на  $\pm 0,1$  дБ от установившегося уровня рассеянного рэлеевского сигнала, на неоднородности  $\leq 1$  дБ.

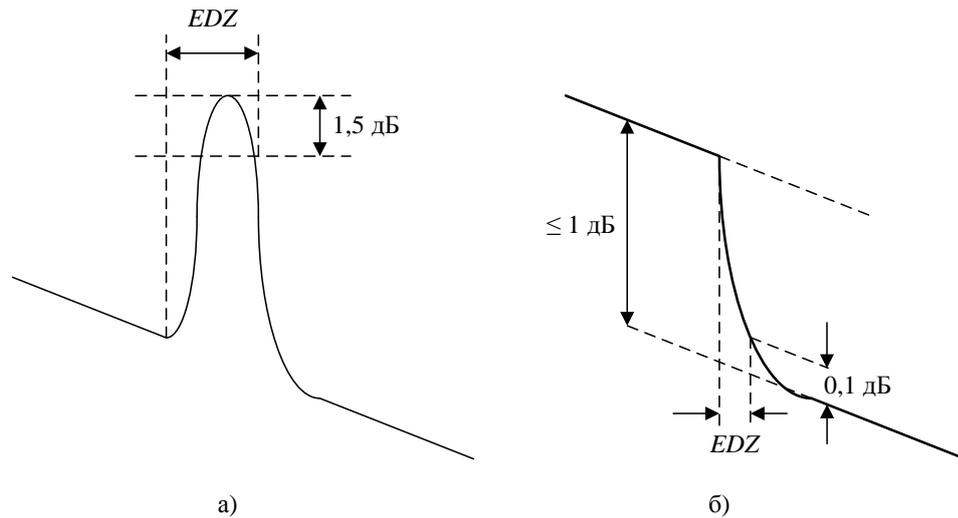


Рисунок 1.25 – Определение мёртвых зон для отражающей (а) и неотражающей (б) неоднородности

Поскольку ширина мёртвой зоны зависит от длительности импульса, а длительность импульса определяет длину участка волокна им заполняемого, легко определить геометрические размеры неоднородностей не распознаваемых рефлектометром. Если длительность импульса равна 10 нс, то он занимает участок волокна длиной в 1 м. Обычно это самые короткие длительности импульсов в выпускаемых рефлектометрах. Если же импульс имеет длительность 10 мкс, то он займет участок линии длиной 1 км. Соответственно и увеличится мёртвая зона.

Кроме рассмотренных мёртвых зон в число характеристик рефлектометра водит начальная мёртвая зона. Начальная мёртвая зона захватывает те участки волокна, которые находятся под воздействием входного импульса в течение времени от момента его возникновения до спада на 1,5 дБ относительно максимума, как показано на рисунке 1.26.

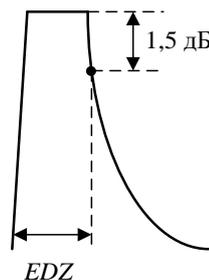


Рисунок 1.26 – Начальная мёртвая зона

Кроме мёртвой зоны, возникающей при оценке событий, принято оценивать ширину мёртвой зоны по затуханию (*ADZ – attenuation dead zone*). Она определяется как минимальный интервал по шкале расстояний после отражающего события, после которого нельзя проводить измерение потерь в волокне. Оно определяется интервалом от фронта импульса до конца его спада. Имеются рекомендации [25] определять конец спада импульса на уровне 0,5 дБ отсчитываемого по вертикальной оси от линейного участка рефлектограммы (рисунок 1.27). На длительность спада импульса влияют амплитудно-частотные характеристики фотоприёмника.

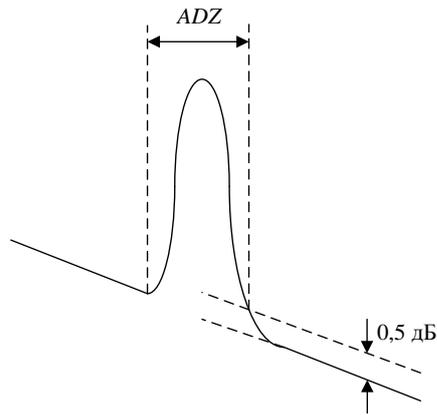


Рисунок 1.27 – Определение ширины мёртвой зоны по затуханию

Для точной локализации места обнаружения неисправности волокна, наиболее жёсткие требования предъявляются к ОР по расстоянию (*Total Distance Accuracy*), определяемые, как  $\Delta = \Delta_1 + \Delta_2 L + \Delta_3$ , где  $\Delta_1$  – ошибка смещения (*offset error*);  $\Delta_2$  – ошибка масштабирования (*scale error*);  $\Delta_3$  – ошибка дискретизации (*sampling error*);  $L$  – дистанция (*distance*). В ряде случаев производители ОР не указывают значений ошибки дискретизации, но её можно определить через значение  $D_r$  диапазона ОР по расстоянию, как  $\Delta_3 = D_r/L$ . В этом случае [14]:  $\Delta = \Delta_1 + \Delta_2 L + D_r/L$ . На рисунке 1.28 показана зависимость погрешностей по дистанции (точность локализации) для распространенных рефлектометров *MTS 5100*, *CMA-4000*, *FCS 400* и *AQ 72225B*.

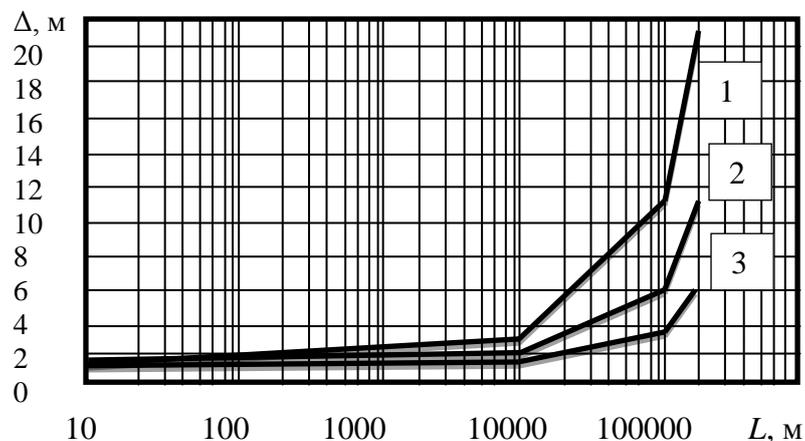


Рисунок 1.28 – Зависимость погрешностей по дистанции для рефлектометров *AQ 72225B* (1), *MTS 5100* (2) и *CMA-4000*, *FCS 400* (3)

В таблице 1.1 представлены характеристики современных рефлектометров ведущих фирм [27 – 29, 35, 46, 49, 50]. Как видно из таблицы рефлектометры обеспечивают решение практически всех задач при тестировании оптических волокон. Динамический диапазон превышает 40 дБ, разрешение по событиям достигло показателя 0,005 м, разрешение по затуханию 0,001 дБ, дистанция, отображаемая на экране до 260 км.

Таблица 1.1 – Характеристики современных рефлектометров

	<i>AQ7250</i>	<i>FTB-300</i>	<i>CMA-4000</i>
Фирма-производитель	<i>ANDO</i>	<i>EXFO</i>	<i>GN Nettest</i>
Страна	Япония	Канада	США
Типы измеряемых волокон	<i>SM</i> 1310 нм, 1550 нм, 1625 нм, <i>MM</i> 850 нм, 1300 нм	<i>SM</i> 1310 нм, 1550 нм, 1625 нм, <i>MM</i> 850 нм, 1300 нм	<i>SM</i> 1310 нм, 1550 нм, <i>MM</i> 850 нм, 1300 нм
Динамический диапазон (макс.), дБ	45/43	43,5/41,3	40
Пространственное разрешение по событиям, м	0,2	0,08	0,005
Разрешение по затуханию, дБ	0,001	0,01	0,01
Дистанция на экране, км	260	0,625 – 260	2 – 256

### 1.3.8 Цифровой вейвлет-рефлектометр

Импульсные рефлектометры в настоящее время являются наиболее распространенными приборами и выпускаются многими производителями. Типичные отечественные представители «Электроаппарат» и «Стелл», Брянск; «Эрстед», Санкт-Петербург; «Связьприбор», Тверь и пр.

Существующие методы локации неоднородностей разделяют на два класса приборов:

- рефлектометры с зондирующим импульсом и широким частотным спектром, позволяющие в удовлетворительных условиях локализовать и определить тип неисправности;
- рефлектометры на основе синусоидального сигнала с узким спектром, позволяющие локализовать неоднородность в тяжелых условиях, но неспособные распознать её тип.

Отечественная компания «Связьприбор» выпускает серию приборов ИРК-ПРО Гамма [48], в которых наряду с классическим, реализован новый подход, основанный на использовании в качестве зондирующего сигнала вейвлет-функции, представляющих собой фундаментальный класс функций строго детерминированных и во времени, и по спектру и применение их в рефлектометрии, позволяет решить ряд проблем. Схема измерения схожа со стандартной для импульсной рефлектометрии. Принципиальная разница заключается в системе регистрации. В отличие от импульсной рефлектометрии, где на экран выводится зависимость относительной мощности от времени и измеритель сам обнаруживает эхо-импульсы на фоне различных искажений и шумов, в вейвлет-рефлектометре отображается результат математической обработки. Зондирующий вейвлет-сигнал обладает не только строго ограниченным спектральным составом, но и набором уникальных особых примет, позволяющих выделить отдельные эхо-импульсы методами цифровой обработки. Это позволяет увеличить чувствительность и разрешающую способность.

При сравнении двух рефлектограмм (рисунок 1.29), снятых на линии связи импульсным и вейвлет-рефлектометром, видно, что вейвлет-рефлектограмма более чувствительна к обрыву. Кроме того, на ней различима муфта, которую не обнаружил обычный рефлектометр.

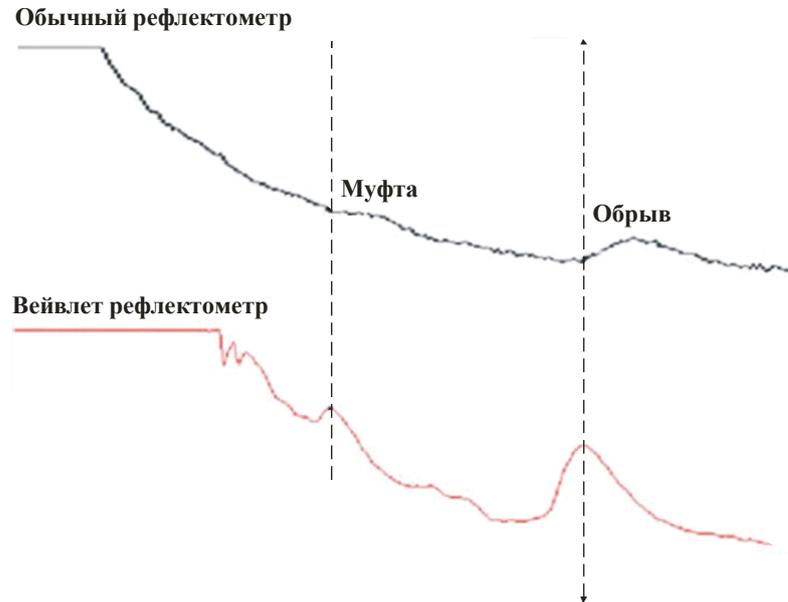


Рисунок 1.29 – Сравнение импульсного и вейвлет рефлектометров (линейный масштаб)

В обычном рефлектометре при определении расстояния до неоднородности курсор устанавливают на начало отражённого импульса. Это начало приходится определять «на глаз», что вызывает затруднение в случае сглаженного импульса и приводит к ошибке позиционирования. В вейвлет-рефлектометре место, где рефлектограмма имеет локальный максимум (минимум), и есть та неоднородность линии, от которой происходит отражение сигнала. Таким образом, для определения расстояния необходимо устанавливать курсоры на локальные экстремумы рефлектограммы, которые легко определяются. Процесс распознавания неоднородностей (муфт и дефектов) по максимуму или минимуму позволяет реализовать алгоритм автоматического определения неоднородностей и расстояний в вейвлет-рефлектометре.



Рисунок 1.30 – Окно вейвлет-рефлектометра в логарифмическом масштабе

Большой динамический диапазон измерительной схемы позволяет наблюдать рефлектограмму в логарифмическом масштабе (рисунок 1.30). На одном экране можно видеть и мощный зондирующий импульс, и мелкие локальные неоднородности вдоль всей линии, не пользуясь усилением. При этом динамический диапазон наблюдения составляет 100 дБ [47, 48].

### **1.3.9 Недостатки импульсных измерений**

При обнаружении неоднородностей линии путём периодической посылки в кабель электрических (или оптических) импульсов и фиксации момента приёма импульсов, отражённых от неоднородности, к сожалению, действует целый ряд факторов, ограничивающих возможности метода.

Одной из особенностей снятия рефлектограмм является зависимость точности измерения расстояния до обнаруженной неоднородности от разброса параметров кабеля, определяющих скорость распространения электромагнитных импульсов по кабелю. Помимо нормированного разброса времени пробега импульса от генератора до неоднородности и обратно, которое определяется типом кабеля, время пробега может варьироваться при наличии ряда последовательно расположенных неоднородностей линии, изменения параметров кабеля вследствие попадания влаги, старения материала, температурных изменений, а также наличия муфт, вставок и т.п.

Особенностью метода является зависимость параметров тестирующего импульса от длины проверяемой линии (от возможности измерения расстояния до неоднородности). При тестировании относительно коротких линий достаточно передавать в кабель сравнительно короткие импульсы ограниченной амплитуды. При прохождении коротких отрезков кабеля происходит незначительная деформация их формы и уменьшение амплитуды, что позволяет достаточно точно фиксировать момент приёма отражённого импульса и, соответственно, определить расстояние до обнаруженной неоднородности. Для оптимизации приёма импульсов, отражённых от удаленных неоднородностей, необходимо увеличивать как амплитуду, так и длительность зондирующих импульсов. Из-за расширения импульсов возрастает зона неопределённости, что неизбежно приводит к уменьшению точности измерения времени пробега. Естественно, что заданная в процентах от предполагаемой длины проверяемого отрезка точность измерения, в абсолютном значении даёт тем больший допуск на измеренное расстояние, чем дальше находится повреждение. Другими словами, чем больше расстояние до повреждения, тем более длинную траншею вынуждена раскапывать ремонтно-восстановительная служба [2].

### **Выводы.**

В результате проведенного автором анализа измерительных задач на линиях связи можно сделать следующие выводы по первой главе:

1. Для обеспечения работоспособности линий связи необходим централизованный контроль за их функционированием с непрерывным обнаружением и последующим устранением

различных неоднородностей и повреждений. Следовательно, повышение точности, качества и оперативности проведения измерений является ключевой задачей для получения высоких технических и экономических показателей эксплуатируемых объектов.

2. Измерения характеристик металлических линий связи осуществляют с помощью импульсных рефлектометров, передающих электрических зондирующий импульс. При этом обратно возвращаются импульсы отражённые только от сильных неоднородностей (мест деформации кабеля).

3. Для диагностики и обслуживания волоконно-оптических линий связи используются оптические рефлектометры, основывающиеся на передаче оптического зондирующего импульса. При этом оптические рефлектометры имеют значительно более широкий спектр измерительных задач, чем импульсные рефлектометры. Так как обратно возвращаются импульсы отражённые как от мест больших неоднородностей, так и из-за наличия рэлеевского рассеяния в оптической линии, возникающего за счёт изменения показателя преломления оптического волокна (потери в строительных длинах, потери в сварных и разъёмных соединениях волокна).

4. Цифровой вейвлет-рефлектометр позволяет несколько уменьшить погрешности измерений за счёт новой системы регистрации зондирующего импульса. При этом цена такого устройства намного выше, чем у обычного рефлектометра, и замена классических рефлектометров широко используемых в эксплуатации на вейвлет-рефлектометр экономически невыгодна. Кроме того, в вейвлет-рефлектометре взамен классического оптического зондирующего импульсного сигнала используется вейвлет-сигнал, что хотя и позволяет несколько повысить чувствительность при локализации повреждений, но без определенной математической обработки не позволяет существенно повысить эффективность устройства.

5. При всех достоинствах «классических» импульсных и оптических рефлектометров, результаты, получаемые в виде рефлектограммы, содержат определённые погрешности. Данные ошибки могут быть связаны как с не идеальной формой зондирующего импульса в связи с его искажением в результате прохождения по линии связи (дисперсия импульса), так и с методом получения рефлектограммы на экране и дальнейшего её исследования и сравнительно невысокой чувствительности прибора.

Следовательно, для уменьшения погрешностей измерений канала связи, а соответственно повышения качества связи, необходимо развитие методов измерения параметров линий связи, основанных на современной методике обработки данных, выполненных автором в следующих главах.

## Глава 2

### Оценка методов математической обработки рефлектограмм

Во второй главе рассмотрен и выбран математический аппарат для анализа качества рефлектограмм. Для анализа и обработки сигналов используют Фурье-анализ [51 – 53], являющийся частным случаем функционального анализа и разложения по ортогональным функциям [51], а также используют теорию вейвлет-анализа [52 – 61], при этом оценивается риск пороговой обработки [60, 64 – 99].

#### 2.1 Функциональный анализ, разложение по ортогональным функциям, применение Фурье-анализа для математической обработки рефлектограмм

Функциональный анализ рассматривает подходящим образом выбранные классы функций как множества «точек» в топологических пространствах и, в частности, классы функций, состоящих из многомерных векторов, допускающих определение скалярного произведения и разложения по ортогональным функциям (базисным векторам).

##### 2.1.1 Ортогональные функции, ряды Фурье

Две квадратично интегрируемые функции  $f(x)$ ,  $h(x)$  называются взаимно ортогональными (ортогональными относительно действительной неотрицательной весовой функции  $\gamma(x)$ ), если:

$$(f, h) \equiv \int_V \gamma(\xi) \overline{f(\xi)} h(\xi) d\xi = 0.$$

Последовательность функций  $u_1(x)$ ,  $u_2(x)$ , ... называется ортонормированной, если:

$$(u_i, u_k) \equiv \int_V \gamma \overline{u_i} u_k d\xi = \delta_{ik} = \begin{cases} 0, & \text{если } i \neq k \\ 1, & \text{если } i = k \end{cases} \quad (i, k = 1, 2, \dots).$$

Фурье-анализ является мощным аналитическим инструментом, применяемым в различных научных областях при исследовании стационарных колебательных процессов и явлений, в том числе для анализа, обработки и восстановления сигнала. При помощи Фурье-анализа пространственная или временная функция раскладывается на синусоидальные составляющие, каждая из которых имеет свою частоту, амплитуду и фазу [52]. Разложение в ряд Фурье есть частный случай разложения в ряд по ортогональным функциям [51].

##### Ряды Фурье.

При заданном евклидовом пространстве, элементами которого являются квадратично интегрируемые функции на отрезке  $[a, b]$ , скалярное произведение  $\langle f, g \rangle_{L^2}$  функций  $f$  и  $g$  из

пространства  $L^2([a, b])$  будет записываться как:  $\langle f, g \rangle_{L^2} = \int_a^b f(x) \overline{g(x)} dx$ .

Тригонометрический ряд Фурье функции  $f$ :  $f(x) = a_0 + \sum_{k=1}^{\infty} (a_k \cos kx + b_k \sin kx)$ , в котором через  $a_k$  и  $b_k$  обозначены постоянные числа, называемые коэффициентами функции  $f$ .

$$a_0 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(x) dx, a_n = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(x) \cos nx dx, b_n = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(x) \sin nx dx.$$

### Комплексная форма ряда Фурье.

Для разложимой в ряд Фурье на отрезке  $[-\pi, \pi]$  функции справедливо представление  $f(x) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \alpha_n e^{inx}$ , где коэффициенты  $\alpha_n$ , называемые коэффициентами Фурье, определяются по

$$\text{формуле: } \alpha_n = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(t) e^{-int} dt, n \in Z.$$

Вещественная и комплексная формы рядов Фурье связаны между собой. Для вещественной функции в комплексном разложении  $\alpha_{-n} = \overline{\alpha_n}$ . Тогда:  $f(x) = \alpha_0 + 2 \operatorname{Re} \left( \sum_{n=1}^{\infty} \alpha_n e^{inx} \right)$ .

Для любого комплексного числа  $z$  всегда  $z + \bar{z} = 2 \operatorname{Re} z$ . Зависимость между коэффициентами  $\alpha_n$  и коэффициентами вещественной формы ряда Фурье  $a_n$  и  $b_n$ :  $\alpha_0 = a_0$ ,  $\alpha_n = 0,5(a_n - ib_n)$ ,  $n \geq 1$ .

### 2.1.2 Преобразование Фурье

Ряды Фурье раскладывают сигнала на дискретные частотные составляющие. Преобразование Фурье (ПФ) позволяет представить ряд Фурье в непрерывной форме, т.е. ПФ выделяет частотную компоненту  $\omega$ , которая может быть любым вещественным (а также комплексным)

числом. Преобразование Фурье функции  $f$  называется функция  $f : f(\omega) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} f(x) e^{-i\omega x} dx$ .

Если  $f$  непрерывно дифференцируемая функция и  $\int_{-\infty}^{\infty} |f(x)| dx < \infty$ , тогда:

$$f(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} f(\omega) e^{i\omega x} d\omega.$$

Ещё одно обозначение ПФ:  $\mathcal{F}[f](\omega) = f(\omega)$ . Оно вводит понятие оператора преобразования Фурье  $\mathcal{F}$ . Аналогично вводится понятие обратного оператора ПФ:

$$\mathcal{F}^{-1}[g](x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} g(x) e^{i\omega x} d\omega.$$

Если  $f$  и  $g$  – интегрируемые функции, тогда их свёрткой называется функция:

$$f * g(x) = \int_{-\infty}^{\infty} f(x-t)g(t)dt. \text{ Или эквивалентная запись: } f * g(x) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t)g(x-t)dt.$$

Если  $f$  и  $g$  – интегрируемые функции, тогда:  $\mathcal{F}[f * g] = \sqrt{2\pi} f \cdot g$ ,  $\mathcal{F}^{-1}[f \cdot g] = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} f * g$ .

Если  $f$  и  $g$  – квадратично интегрируемые функции, тогда:  $\langle \mathcal{F}[f], g \rangle_{L^2} = \langle f, \mathcal{F}^{-1}[g] \rangle_{L^2}$ .

*Формула Планшереля.* Преобразование Фурье сохраняет значение скалярного произведения (и норму) в пространстве  $L^2$ . Если  $f$  и  $g$  – квадратично интегрируемые функции, тогда  $\langle \mathcal{F}[f], \mathcal{F}[g] \rangle_{L^2} = \langle f, g \rangle_{L^2}$ ,  $\langle \mathcal{F}^{-1}[f], \mathcal{F}^{-1}[g] \rangle_{L^2} = \langle f, g \rangle_{L^2}$ . В частности,  $\|\mathcal{F}[f]\|_{L^2} = \|f\|_{L^2}$  [52].

### 2.1.3 Линейные фильтры, быстрое преобразование Фурье, оконное преобразование

Теория линейных фильтров была основана на развитии Фурье-анализа. Линейным фильтром называется преобразование  $L$ , позволяющее преобразовывать сигнал  $f$  в сигнал  $f$ . Одним из характерных свойств фильтров является их инвариантность по времени, т.е. если для любого сигнала  $f$  и для любого вещественного числа  $a$  будет соблюдаться следующее равенство:  $L[f_a](t) = (Lf)(t-a)$  для всех  $t$ , таким образом функция  $f_a$  – сдвиг сигнала  $f$  на  $a$  единиц.

Для линейного фильтра  $L$ , инвариантного по времени, и  $\omega$  – некоторого вещественного числа найдется такая функция  $h(t)$ , что:  $L(e^{i\omega t}) = \sqrt{2\pi} h(\omega) e^{i\omega t}$ .

Любой линейный и инвариантный по времени фильтр представляет собой свёртку сигнала с импульсным откликом, т.е. для инвариантного по времени линейного фильтра  $L$  сигналов  $f$ , которые являются кусочно-непрерывными функциями, существует интегрируемая функция  $h$  такая, что для любого сигнала  $f$ :  $L(f) = f * h$ .

Обозначим через  $S_n$  множество  $n$ -периодических последовательностей  $\{y\}$ . Каждая последовательность  $y = \{y_j\}_{j=-\infty}^{\infty}$  является периодическим дискретным сигналом, где  $y_j$  – это значение сигнала в момент времени  $t = t_j$ . Последовательность  $y_j$  называется  $n$ -периодической, если  $y_{k+n} = y_k$  для любого целого числа  $k$ .

Дискретным преобразованием Фурье сигнала  $y = \{y_j\}_{j=-\infty}^{\infty} \in S_n$  называется последовательность  $\{y_k\}_{k=-\infty}^{\infty}$ , где:

$$y_k = \sum_{j=0}^{n-1} y_j \exp(-2\pi i k j / n). \quad (2.1)$$

Для расчёта дискретного преобразования Фурье количество необходимых арифметических операций зависит от числа точек, требовавшихся для описания непрерывной функции. Количество сложений примерно такое же, что и число точек, а количество умножений равно квадрату числа точек (так как число пар индексов  $(k, j)$  равно  $n^2$ ).

Хотя непосредственное применение формулы (2.1) требует  $O(n^2)$  операций, этот расчёт может быть сделан за  $O(n \log_2 n)$  операций с использованием алгоритма быстрого преобразования Фурье (БПФ). Кривая непрерывного сигнала делится на большое число равномерно распределённых выборочных значений. Количество умножений, необходимое для анализа кривой, уменьшается наполовину при таком же уменьшении количества точек. В БПФ время вычислений экономится за счёт уменьшения количества умножений, необходимых для анализа кривой.

Преобразование Фурье позволяет разложить сигналы на гармонические ортогональные базисные функции, определяя их частотные составляющие. ПФ не локализует частотные компоненты во времени, а только анализирует их наличие и величину. Использование оконной функции  $g(t)$  – движущаяся функция, имеющая компактный носитель, т.е. вне указанного окна функция равна нулю, позволяет представить результат анализа – образ Фурье – в виде функции переменных, а именно – частоты  $\omega$  и времени  $u$  положения окна. Недостаток Фурье-анализа, обусловленный неспособностью осуществлять временную локализацию сингулярности сигналов.

Для  $f \in L^2(R)$  и вещественной, чётной функции  $g$  с нормой  $\|g\| = 1$  оконным преобразованием Фурье будет следующее равенство:  $Sf(u, \omega) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} f(t) g(t-u) e^{-i\omega t} dt$ .

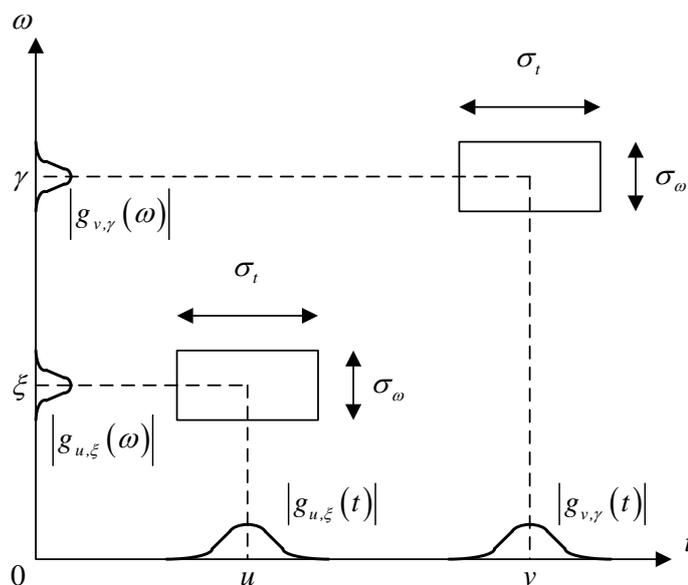


Рисунок 2.1 – Частотно-временные прямоугольники («прямоугольники Гейзенберга»)

Оконное преобразование также называют кратковременным преобразованием Фурье, так как интеграл Фурье берется по окрестности точки  $t = u$ , определяемой множителем  $g(t - u)$

[52]. Спектрограммой называется функция:  $|Sf(u, \omega)|^2 = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \left| \int_{-\infty}^{\infty} f(t) g(t-u) e^{-i\omega t} dt \right|^2$ . Спектрограмма измеряет энергию сигнала  $f$  в частотно-временной окрестности точки  $(u, \omega)$ , называемой прямоугольником Гейзенберга (рисунок 2.1) [53].

Функция  $f$  может быть восстановлена по её оконному преобразованию Фурье  $Sf(u, \omega)$  [52]:  $f(t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} Sf(u, \omega) g(t-u) e^{i\omega t} d\omega du$  и  $\int_{-\infty}^{\infty} |f(t)|^2 dt = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} |Sf(u, \omega)|^2 d\omega du$ .

#### 2.1.4 Недостатки применения Фурье-анализа для обработки рефлектограмм

Преобразование Фурье даёт информацию только о частотном спектре всего анализируемого сигнала, но оно не даёт информации о том, в какой момент времени в сигнале присутствовали колебания на той или иной частоте. Таким образом, существует проблема анализа и обработки сигналов, характеризующаяся высокочастотной компонентой в течение короткого промежутка времени и низкочастотными колебаниями при рассмотрении больших временных интервалов. Оконное преобразование Фурье представляет собой более удобный инструмент. Весь временной интервал разбивается на небольшие равные интервалы, которые анализируются отдельно с помощью преобразования Фурье. Однако это позволяет проанализировать либо высокие частоты в коротком окне времени, либо низкочастотную компоненту, но не оба колебания одновременно. При обработке и анализе рефлектограмм с использованием Фурье-анализа – преобразования Фурье, линейных фильтров или оконного преобразования Фурье, указанные недостатки повлияют на качество результатов, т.е. приведет к существенным погрешностям при измерениях неоднородностей и повреждений линий связи. Так, при удалении шумовой составляющей из рефлектограммы с помощью Фурье-анализа, производится фильтрация с определенным порогом высоких частот, что не всегда является шумом. Следовательно, возможно либо не полное удаление шумовой составляющей, либо удаление помимо шума та части полезного сигнала. Кроме того, Фурье-анализ не позволяет выявлять сингулярности рефлектограммы во времени, что является основной задачей при повышении точности локализации неоднородностей и повреждений линий связи, а лишь предоставляет информацию о глобальной сингулярности.

## 2.2 Вейвлет-анализ для математической обработки рефлектограмм

### 2.2.1 Типы и свойства вейвлетов

Для одновременного анализа высокочастотных и низкочастотных компонент сигнала предложен подход, в котором для различных диапазонов частот используются временные окна различной длительности. Оконные функции получились в результате растяжения-сжатия и смещения по времени гауссиана. Эти базисные функции названы вейвлетами (*wavelets*) – всплесками, маленькими волнами. Особенность вейвлетов является обладание свойством одно-

временной локальности по частоте и по времени. Вейвлет-ряды и вейвлет-преобразования позволяют выделить локальные структуры сигнала, временного ряда или изображения, несущие важную информацию [52].

Вейвлет-анализ – это современный и перспективный метод обработки данных. Аппарат вейвлет-анализа получил своё развитие в начале 1980-х годов в работах Морле, Гроссмана и некоторых других авторов [54, 55, 56]. Результаты, полученные в самых различных областях с помощью вейвлет-анализа, усилили интерес к этому направлению и способствуют непрерывно продолжающемуся его развитию [57].

Вейвлеты – семейство функций, которые получаются из одной материнской вейвлет-функции посредством её сдвигов и растяжений. Вейвлет-преобразования рассматривают любую функцию сигнала в виде разложения на колебания, локализованные по времени и частоте. В то время как Фурье-анализ традиционно используется для анализа и обработки стационарных сигналов, вейвлет-анализ применяется для анализа и обработки нестационарных сигналов [52].

Вейвлет-преобразование (ВП) одномерной функции – это её представление в виде обобщенного ряда или интеграла Фурье по системе базисных функций:

$$\psi_{a,b}(x) = \frac{1}{\sqrt{a}} \psi\left(\frac{x-b}{a}\right), \quad (2.2)$$

где  $\psi(x)$  – материнский (исходный) вейвлет, обладающий определенными свойствами за счёт операций сдвига во времени и изменения временного масштаба;  $a$  – временной масштаб;  $b$  – сдвиг во времени. Множитель  $1/\sqrt{a}$  обеспечивает независимость нормы этих функций от масштабирующего числа  $a$ . Для заданных значений параметров  $a$  и  $b$  функция  $\psi_{a,b}(x)$  и есть вейвлет, порождаемый материнским вейвлетом  $\psi(x)$ .

В дискретном виде вейвлет записывается как:

$$\psi_{m,n}(x) = a_0^{-m/2} \psi\left(a_0^{-m}(x - nb_0 a_0^m)\right) = a_0^{-m/2} \psi\left(a_0^{-m}x - nb_0\right). \quad (2.3)$$

где параметры  $a$  и  $b$  принимают только дискретные значения:  $a = a_0^m$ ,  $b = nb_0 a_0^m$ , а  $m$  и  $n$  пробегает значения из множества целых чисел  $Z$ , величины  $a_0 > 1$ ,  $b_0 > 0$  – фиксированные [58].

На рисунке 2.2 представлен вейвлет «Мексиканская шляпа» и модуль его спектральной плотности. Малые значения  $a$  соответствуют мелкому масштабу  $\psi_{a,b}(x)$  или высоким частотам ( $\omega \sim 1/a$ ), большие параметры  $a$  – крупному масштабу  $\psi_{a,b}(x)$ , т.е. растяжению материнского вейвлета  $\psi(x)$  и сжатию его спектра. Таким образом, в частотной области спектры вейвлетов похожи на всплески с пиком на частоте  $\omega_0$  и полосой  $\Delta\omega$ , т.е. имеют вид полосового фильтра; при этом  $\omega_0$  и  $\Delta\omega$  уменьшаются с ростом параметра  $a$ .

Вейвлет должен обладать следующими свойствами:

1. *Ограниченность.* Квадрат нормы функции должен быть конечным:

$$\|\psi\|^2 = \int_{-\infty}^{\infty} |\psi(x)|^2 dx < \infty.$$

2. *Локализация.* ВП использует локализованную исходную функцию и во времени и по частоте. Для этого достаточно выполнение условия:  $|\psi(x)| \leq C(1+|x|)^{-1-\varepsilon}$  и  $|f_{\psi}(\omega)| \leq C(1+|\omega|)^{-1-\varepsilon}$ , при  $\varepsilon > 0$ .

3. *Нулевое среднее.* График исходной функции должен осциллировать (быть знакопеременным) вокруг нуля на оси времени и иметь нулевую площадь:  $\int_{-\infty}^{\infty} \psi(x) dx = 0$ .

Равенство нулю площади функции  $\psi(x)$ , т.е. нулевого момента, приводит к тому, что ПФ  $f_{\psi}(\omega)$  этой функции равно нулю при  $\omega = 0$  и имеет вид полосового фильтра. При различных значениях  $a$  это будет набор полосовых фильтров. Часто бывает необходимым, чтобы не только нулевой, но и все первые  $n$  моментов были равны нулю:  $\int_{-\infty}^{\infty} x^n \psi(x) dx = 0$ .

4. *Автомодельность.* Признаком ВП является его самоподобие. Все вейвлеты конкретного семейства  $\psi_{a,b}(x)$  имеют то же число осцилляций, что и материнский вейвлет  $\psi(x)$ , поскольку получены из него посредством масштабных преобразований ( $a$ ) и сдвига ( $b$ ).

5. Функция  $\psi(x)$  является вейвлетом, если выполняется следующее условие:

$$C_{\psi} = \int_{-\infty}^{\infty} |\psi(\omega)|^2 |\omega|^{-1} d\omega = 2 \int_0^{\infty} |\psi(\omega)|^2 |\omega|^{-1} d\omega < \infty, \quad (2.4)$$

где  $\psi(\omega)$  – преобразование Фурье вейвлета  $\psi(x)$  [59].

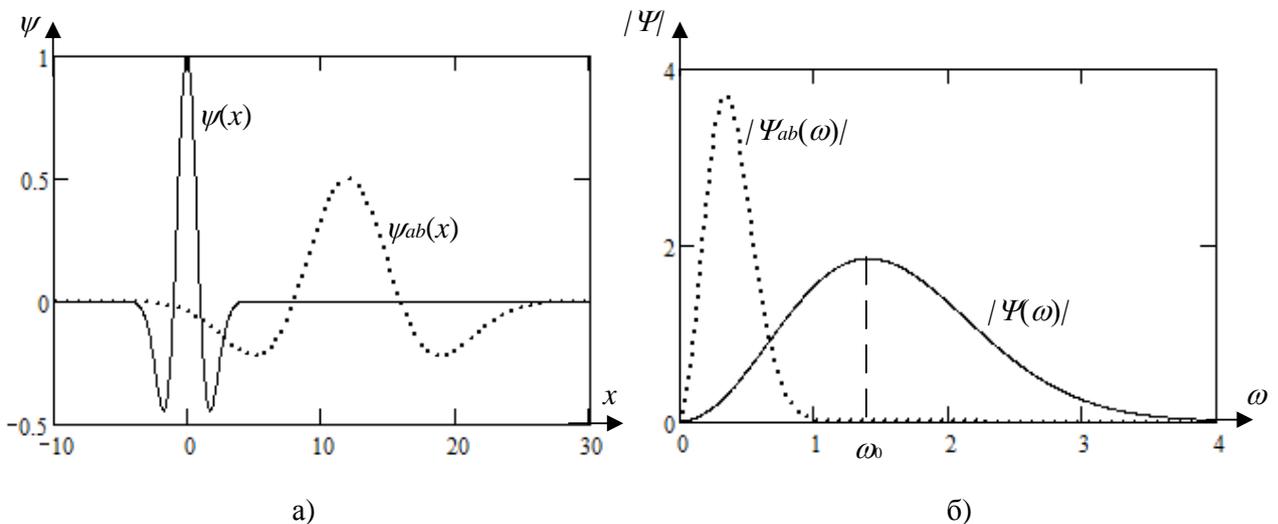


Рисунок 2.2 – Вейвлет «мексиканская шляпа» (а) и модуль его спектральной плотности (б)

Условию (2.4) удовлетворяют множество различных функций, и поэтому существует богатый выбор вейвлетов (материнской функции), используемых для решения разнообразных практических и теоретических задач. Наиболее распространенные вещественные базисы конструируются на основе производных функции Гаусса. Это обусловлено тем, что функция Гаусса имеет наилучшие показатели локализации, как во временной, так и в частотной областях. Наиболее часто применяемым является нормированный вейвлет «Мексиканская шляпа» – вторая производная гауссиана:  $\psi(x) = \frac{2}{\sqrt{3} \cdot \pi^{1/4}} (1-x^2) \exp\left(-\frac{x^2}{2}\right)$ .

В общем случае нормированные вейвлеты на основе производных функции Гаусса имеют следующий вид:  $\psi(x) = (-1)^{n+1} \frac{2}{\sqrt{3} \cdot \pi^{1/4}} \frac{d^n}{dx^n} \exp\left(-\frac{x^2}{2}\right)$ .

Наиболее простой пример вещественного дискретного вейвлета – это ортонормированный вейвлет Хаара. Недостатком его является несимметричность формы и негладкость – резкие границы во временной области, вследствие чего возникает бесконечное чередование «лепестков» в частотной области, хотя и убывающих как  $1/\omega$ .

$$\psi(x) = \begin{cases} 1 & \text{при } 0 \leq x < 1/2, \\ -1 & \text{при } 1/2 \leq x \leq 1, \\ 0 & \text{иначе.} \end{cases}$$

Среди комплексных вейвлетов наиболее часто используется базис, основанный на хорошо локализованном и во временной и в частотной областях вейвлет Морле. Характерный параметр  $\omega_0$  позволяет изменять избирательность базиса. Вещественная и мнимая части  $\psi(x)$  – это амплитудно-модулированные колебания [59]. Аналитическая запись вейвлета Морле:

$$\psi(x) = C \cdot \exp\left(\frac{-x^2}{\alpha^2}\right) \cdot \left( \exp(i\pi x) - \exp\left(\frac{-\pi^2 \alpha^2}{4}\right) \right).$$

Один из распространенных ортонормированных вейвлетов – вейвлет Мейера [60]:

$$\psi(\omega) = \begin{cases} 2^{-1/2} \exp(-i\omega/2) h(\omega/2 + \pi) & \text{при } 2\pi/3 \leq |\omega| < 4\pi/3, \\ 2^{-1/2} \exp(-i\omega/2) h(\omega/4) & \text{при } 4\pi/3 \leq |\omega| \leq 8\pi/3, \\ 0 & \text{иначе,} \end{cases}$$

где функция  $h(\omega)$  удовлетворяет условиям:  $|h(\omega)|^2 + |h(\omega + \pi)|^2 = 2$  и

$$h(\omega) = \begin{cases} \sqrt{2} & \text{при } \omega \in [-\pi/3, \pi/3], \\ 0 & \text{при } \omega \in [-\pi, -2\pi/3] \cup [2\pi/3, \pi]. \end{cases}$$

На рисунке 2.3 представлены графики вейвлетов Мейера и Морле. На рисунке 2.4 представлены графики вейвлетов Добеши с разным числом нулевых моментов. Сведения по сравнению вейвлетов различного типа приведены в [61]. Выбор конкретного материнского вейвлета зависит от характера поставленной задачи и от конкретной анализируемой функции.

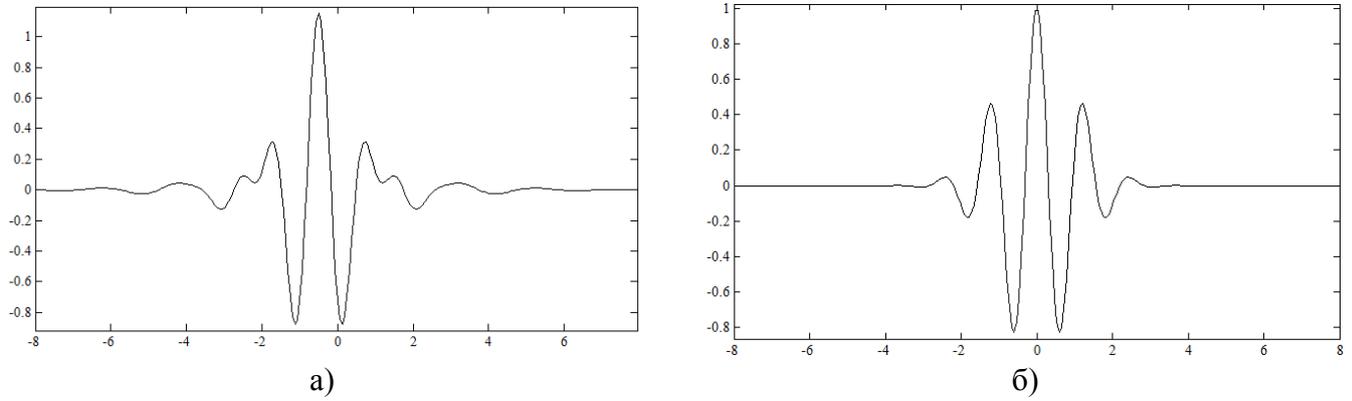


Рисунок 2.3 – Вейвлет Мейера (а) и вейвлет Морле (б)

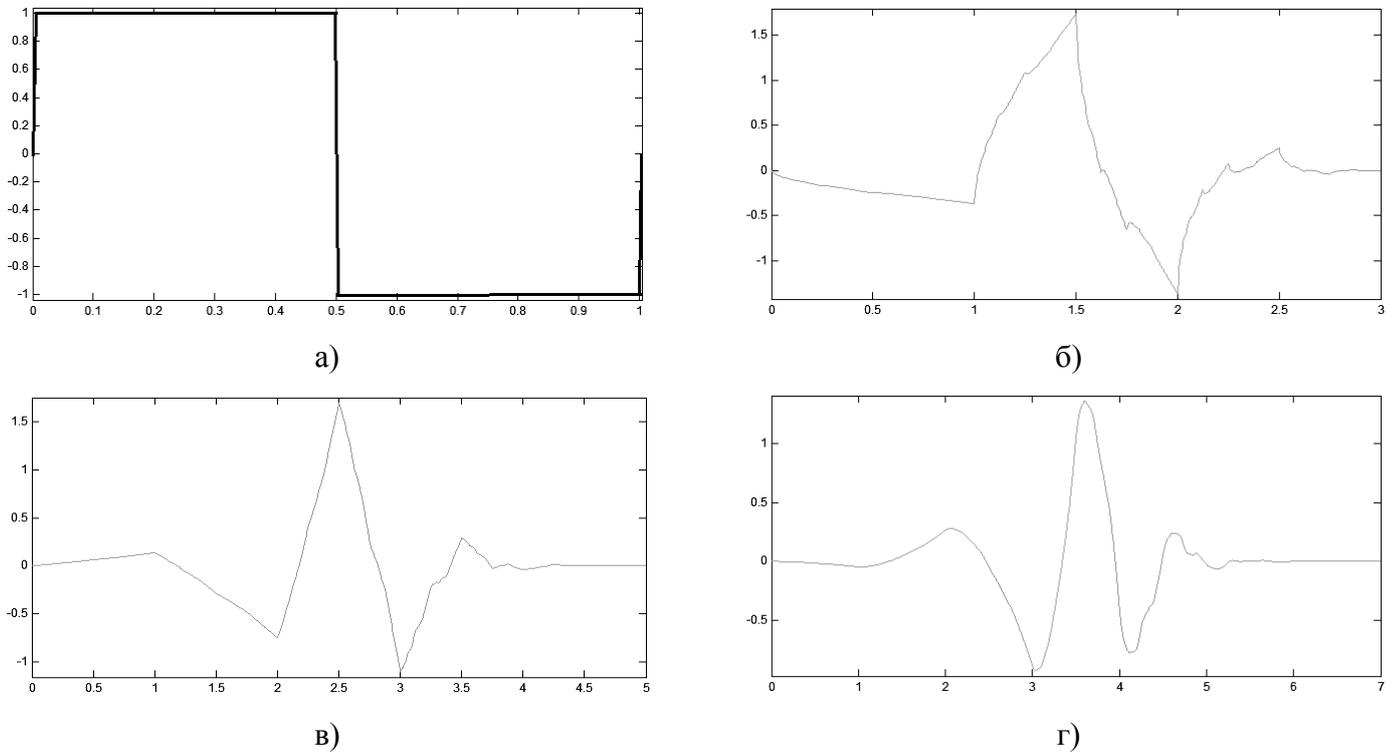


Рисунок 2.4 – Вейвлет Добеши с нулевыми моментами: (а) – первый, (б) – второй, (в) – третий, (г) – четвёртый

### 2.2.2 Непрерывное вейвлет-преобразование

Прямое (2.5) и обратное (2.6) непрерывное вейвлет-преобразование (НВП) функции  $f(x)$  записываются следующим образом:

$$W_{\psi} f(a, b) = \frac{1}{\sqrt{a}} \int_{-\infty}^{\infty} f(x) \overline{\psi\left(\frac{x-b}{a}\right)} dx, \quad (2.5)$$

$$f(x) = \frac{1}{C_\psi} \int_0^\infty \int_{-\infty}^\infty W_\psi f(a,b) \psi_{a,b}(x) \frac{dad b}{a^2}, \quad (2.6)$$

где  $(\cdot, \cdot)$  – скалярное произведение соответствующих сомножителей. Для ортонормированных вейвлетов  $C_\psi = 1$  [59].

Формула (2.5) может быть записана как  $W_\psi f(a,b) = \langle f, \psi_{a,b} \rangle$ . Кроме того, легко видеть, что вейвлет-преобразование представляет собой свёртку  $f * \psi_{a,0}(b)$ , где  $\psi_{a,0}(x) = \overline{\psi_{a,0}(-x)}$ .

Как и оконное преобразование Фурье, вейвлет-преобразование может измерять частотно-временные изменения спектральных компонент, но оно имеет другое частотно-временное разрешение. Применяя формулу Парсеваля [51], НВП можно записать также в виде интеграла по частоте:

$$W_\psi f(a,b) = \int_{-\infty}^\infty f(x) \psi_{a,b}(x) dx = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^\infty f(\omega) \psi(\omega) d\omega,$$

Таким образом, вейвлет-коэффициент  $W_\psi f(a,b)$  зависит от значений  $f(x)$  и  $f(\omega)$  в частотно-временной области, где сосредоточены энергии  $\psi_{a,b}$  и  $\psi(\omega)$ . Изменение во времени гармонических составляющих можно обнаружить по сдвигу и масштабу вейвлет-коэффициентов наибольшей амплитуды.

По времени  $\psi_{a,b}$  имеет центром  $b$  и протяженностью, пропорциональную  $a$ . Его преобразование Фурье можно вычислить из (2.2):

$$\psi_{a,b}(\omega) = e^{-ib\omega} \sqrt{a} \cdot \psi(a\omega),$$

Для анализа фазовой информации функций используется комплексный аналитический вейвлет. Это означает, что  $\psi(\omega) = 0$  при  $\omega < 0$ . Его энергия сконцентрирована в положительном частотном интервале с центром в  $\eta$ . Энергия  $\psi_{a,b}(\omega)$  сконцентрирована в положительном частотном интервале с центром в точке  $\eta/a$ , размер которого масштабирован величиной  $1/a$ . Частотно-временной прямоугольник Гейзенберга [53] для двух вейвлетов приведен на рисунке 2.5.

Если исследуемая функция  $f(x)$  представляет собой одиночный импульс длительностью  $\tau_n$ , сосредоточенный в окрестности  $x = x_0$ , то её вейвлет-спектр  $W_\psi f(a,b)$  будет иметь наибольшее значение в окрестности точки с координатами  $a = \tau_n$ ,  $b = x_0$ .

В независимости от выбора материнского вейвлета, вейвлет-преобразование обладает следующими свойствами:

1. *Линейность*:  $W[\alpha f_1(x) + \beta f_2(x)] = \alpha W_1(a,b) + \beta W_2(a,b)$ .
2. *Сдвиг*. Смещение функции во временной области на  $b_0$  ведет к сдвигу вейвлет-образа также на  $b_0$ :  $W[f(x - b_0)] = W[a, b - b_0]$ .

3. *Масштабирование.* Растяжение (сжатие) функции приводит также к растяжению

(сжатию) её в области  $W(a,b)$ :  $W\left[f\left(x/a_0\right)\right] = \frac{1}{a_0} W\left[\frac{a}{a_0}, \frac{b}{a_0}\right]$ .

4. *Дифференцирование:*  $W\left[d_x^m f\right] = (-1)^m \int_{-\infty}^{\infty} f(x) d_x^m [\psi_{a,b}(x)]$ , где  $d_x^m = d^m[\dots]/dx^m$ ,  $m \geq 1$ .

5. *Масштабно-временная локализация* – обусловлена тем, что элементы базиса ВП хорошо локализованы и обладают подвижным частотно-временным окном [59].

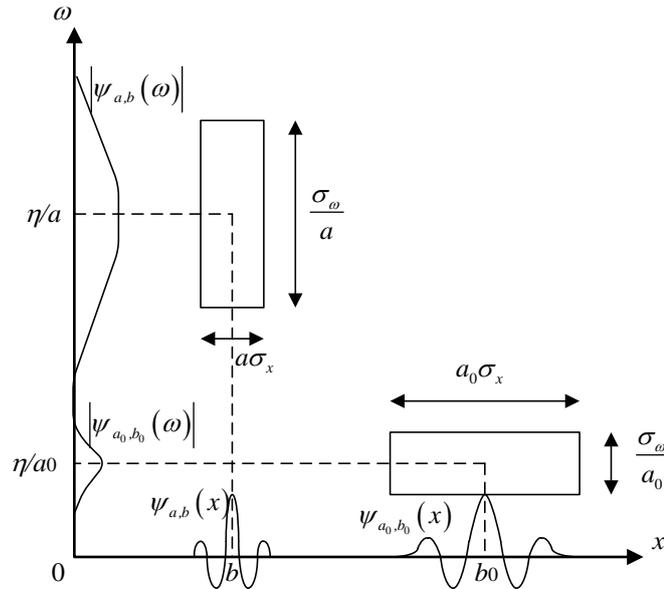


Рисунок 2.5 – Частотно-временной прямоугольник для двух вейвлетов  $\psi_{a,b}$  и  $\psi_{a_0,b_0}$

### 2.2.3 Дискретное вейвлет-преобразование

Для неортогонального дискретного вейвлет-разложения используется вейвлет, заданный в дискретном виде (2.3):

$$\psi_{m,n}(x) = a_0^{-m/2} \psi(a_0^{-m}x - nb_0).$$

где параметры  $a$  и  $b$  принимают только дискретные значения:  $a = a_0^m$ ,  $b = nb_0 a_0^m$ , а  $m$  и  $n$  пробегают значения из множества целых чисел  $Z$ , величины  $a_0 > 1$ ,  $b_0 > 0$  – фиксированные.

Для восстановления функции  $f(x)$  численно устойчивым способом, зная  $W_{\psi}f(a,b)$ , должны существовать такие  $A > 0$ ,  $B < \infty$ , что:  $A\|f\|^2 \leq \sum_{m,n} |\langle f, \psi_{m,n} \rangle|^2 \leq B\|f\|^2$ , для всех  $f \in L^2(R)$ . Другими словами,  $\{\psi_{m,n}; m, n \in Z\}$  образуют фрейм.

$A$  и  $B$  называются границами фрейма. Если  $A = B$ , то фрейм называется жёстким. При этом для всех  $f \in L^2(R)$ :  $\sum_{j \in J} |\langle f, \varphi_j \rangle|^2 = A\|f\|^2$ , что даёт  $f = \frac{1}{A} \sum_j \langle f, \varphi_j \rangle \varphi_j$ .

Если  $(\varphi_j)_{j \in J}$  – жёсткий фрейм с границей  $A = 1$  и если  $\|\varphi_j\| = 1$  для всех  $j \in J$ , то  $\varphi_j$  образует ортонормированный базис.

Допустимость материнского вейвлета: если  $\psi_{m,n}(x) = a_0^{-m/2} \psi(a_0^{-m}x - nb_0)$ ,  $m, n \in \mathbb{Z}$ , образуют фрейм в  $L^2(\mathbb{R})$  с границами  $A, B$ , то:

$$\frac{b_0 \ln a_0}{2\pi} A \leq \int_0^\infty |\psi(\omega)|^2 \omega^{-1} d\omega \leq \frac{b_0 \ln a_0}{2\pi} B \quad \text{и} \quad \frac{b_0 \ln a_0}{2\pi} A \leq \int_{-\infty}^0 |\psi(\omega)|^2 |\omega|^{-1} d\omega \leq \frac{b_0 \ln a_0}{2\pi} B.$$

$$\text{Если } A = B, \text{ то: } A = \frac{2\pi}{b_0 \ln a_0} \int_0^\infty |\psi(\omega)|^2 \omega^{-1} d\omega = \frac{2\pi}{b_0 \ln a_0} \int_{-\infty}^0 |\psi(\omega)|^2 |\omega|^{-1} d\omega.$$

В частности, если  $\psi_{m,n}$  образуют ортонормированный базис в  $L^2(\mathbb{R})$ , то:

$$\int_0^\infty |\psi(\omega)|^2 \omega^{-1} d\omega = \int_{-\infty}^0 |\psi(\omega)|^2 |\omega|^{-1} d\omega = \frac{b_0 \ln a_0}{2\pi}.$$

Достаточное условие существования фрейма следующее:

$$\inf_{\substack{f \in H \\ f \neq 0}} \|f\|^{-2} \sum_{m,n} |\langle f, \psi_{m,n} \rangle|^2 \geq \frac{2\pi}{b_0} \left\{ \text{ess inf}_\omega \sum_{m \in \mathbb{Z}} |\psi(a_0^m \omega)|^2 - \sum_{k \neq 0} \left[ \beta\left(\frac{2\pi}{b_0} k\right) \beta\left(-\frac{2\pi}{b_0} k\right) \right]^{1/2} \right\}, \quad (2.7)$$

$$\sup_{\substack{f \in H \\ f \neq 0}} \|f\|^{-2} \sum_{m,n} |\langle f, \psi_{m,n} \rangle|^2 \leq \frac{2\pi}{b_0} \left\{ \sup_\omega \sum_{m \in \mathbb{Z}} |\psi(a_0^m \omega)|^2 + \sum_{k \neq 0} \left[ \beta\left(\frac{2\pi}{b_0} k\right) \beta\left(-\frac{2\pi}{b_0} k\right) \right]^{1/2} \right\}. \quad (2.8)$$

Если правые части (2.7) и (2.8) положительны и ограничены, то  $\psi_{m,n}$  образуют фрейм, (2.7) дает значение нижней границы для  $A$ , а (2.8) – значение верхней границы для  $B$ . Для этого нужно, чтобы для всех  $1 \leq |\omega| \leq a_0$  (остальные значения  $\omega$  могут быть сведены к указанным значениям с помощью умножения на подходящий коэффициент  $a_0^m$ ),  $0 < \alpha \leq \sum_{m \in \mathbb{Z}} |\psi(a_0^m \omega)|^2 \leq \beta < \infty$ .

Дополнительно функция  $\sum_{m \in \mathbb{Z}} |\psi(a_0^m \omega)| |\psi(a_0^m \omega + s)|$  должна иметь достаточно быстрое убывание на  $\infty$ . «Достаточное» означает, что  $\sum_{k \neq 0} \left[ \beta\left(\frac{2\pi}{b_0} k\right) \beta\left(-\frac{2\pi}{b_0} k\right) \right]^{1/2}$  сходится и сумма стремится к 0 при  $b_0 \rightarrow 0$ , что гарантирует доминирование первых членов из (2.7), (2.8) при достаточно малых  $b_0$ . Тогда  $\psi_{m,n}$ , в самом деле, образуют фрейм. Для выполнения этих условий достаточно, чтобы:

$$1. \text{ Для всех } \omega \neq 0: \quad \sum_{m \in \mathbb{Z}} |\psi(a_0^m \omega)|^2 \geq \alpha > 0.$$

$$2. \text{ Для } \alpha > 0, \gamma > \alpha + 1: \quad |\psi(\omega)| \leq C |\omega|^\alpha (1 + |\omega|^2)^{-\gamma/2}.$$

Если  $\psi$ ,  $a_0$  таковы, что  $\inf_{1 \leq |\omega| \leq a_0} \sum_{m=-\infty}^{\infty} |\psi(a_0^m \omega)|^2 > 0$ ,  $\sup_{1 \leq |\omega| \leq a_0} \sum_{m=-\infty}^{\infty} |\psi(a_0^m \omega)|^2 < \infty$  и если  $\beta(s) = \sup_{\omega} \sum_m |\psi(a_0^m \omega)| |\psi(a_0^m \omega + s)|$  убывает, то существует такое  $(b_0)_{\text{пор}} > 0$ , что  $\psi_{m,n}$  образуют фрейм для любого  $b_0 < (b_0)_{\text{пор}}$ . Следующие выражения дают значения границ фрейма [58, 59, 61]:

$$A = \frac{2\pi}{b_0} \left\{ \inf_{1 \leq |\omega| \leq a_0} \sum_{m=-\infty}^{\infty} |\psi(a_0^m \omega)|^2 - \sum_{\substack{k=-\infty \\ k \neq 0}}^{\infty} \left[ \beta\left(\frac{2\pi}{b_0} k\right) \beta\left(-\frac{2\pi}{b_0} k\right) \right]^{1/2} \right\},$$

$$B = \frac{2\pi}{b_0} \left\{ \sup_{1 \leq |\omega| \leq a_0} \sum_{m=-\infty}^{\infty} |\psi(a_0^m \omega)|^2 + \sum_{\substack{k=-\infty \\ k \neq 0}}^{\infty} \left[ \beta\left(\frac{2\pi}{b_0} k\right) \beta\left(-\frac{2\pi}{b_0} k\right) \right]^{1/2} \right\}.$$

### 2.2.4 Кратномасштабный анализ

Кратномасштабный анализ был разработан Малла С. [53] и заключается в разложении и реконструкции сигнала с использованием функций  $\phi$  и  $\psi$  в общем виде. Последовательность подпространств функций  $V_j$ ,  $j = \dots, -2, -1, 0, 1, 2, \dots$ , из  $L^2(\mathbb{R})$  называется кратномасштабным анализом с масштабирующей функцией  $\phi$ , если выполнены следующие условия:

1.  $V_j \subset V_{j+1}$ .
2. Замыкание множества  $\bigcup_{j=-\infty}^{\infty} V_j$  совпадает с  $L^2(\mathbb{R})$ .
3. Замыкание множества  $\bigcap_{j=-\infty}^{\infty} V_j$  пусто.
4.  $f(x) \in V_j \Leftrightarrow f(2^{-j}x) \in V_0$ .
5.  $\phi(x) \in V_0$ , и последовательность функций  $\{\phi(x-k), k \in \mathbb{Z}\}$  образует ортонормированный базис в  $V_0$  (в смысле скалярного произведения в  $L^2(\mathbb{R})$ ).

Когда  $W_{\psi}f(a,b)$  известна только при  $a < a_0$ , то для восстановления  $f$  необходима дополнительная информация, соответствующая  $W_{\psi}f(a,b)$  при  $a > a_0$ . Это достигается введением масштабирующей функции, которая представляет собой объединение вейвлетов с масштабами большими

1. Модуль её преобразование Фурье определяется как:

$$|\hat{\phi}(\omega)|^2 = \int_1^{+\infty} |\hat{\phi}(a\omega)|^2 \frac{da}{a} = \int_{\omega}^{+\infty} \frac{|\hat{\phi}(\xi)|^2}{\xi} d\xi,$$

и комплексная фаза  $\hat{\phi}(\omega)$  может быть выбрана произвольным образом.  $\|\phi\| = 1$  и из условия допустимости выходит  $\lim_{\omega \rightarrow 0} |\hat{\phi}(\omega)|^2 = C_{\psi}$ .

Масштабирующую функцию можно интерпретировать как импульсный отклик низкочастотного фильтра. Обозначим:

$$\phi_a(x) = \frac{1}{\sqrt{a}} \phi\left(\frac{x}{a}\right) \text{ и } \phi_a(-x) = \overline{\phi_a}(x).$$

Низкочастотная аппроксимация  $f$  с масштабом  $a$  есть:

$$L_f(a, b) = \left\langle f(x), \frac{1}{\sqrt{a}} \phi\left(\frac{x-b}{a}\right) \right\rangle = f * \overline{\phi_a}.$$

$$f(x) = \frac{1}{C_\psi} \int_0^{a_0} W_\psi f(\cdot, a) * \psi_a(x) \frac{da}{a^2} + \frac{1}{C_\psi a_0} L_f(\cdot, a_0) * \phi_{a_0}(x).$$

Если  $\{V_j, j \in Z\}$  – кратномасштабный анализ с масштабирующей функцией  $\phi$ , тогда для любого  $j \in Z$  последовательность функций  $\{\phi_{j,k}(x) = 2^{j/2} \phi(2^j x - k), k \in Z\}$  является ортонормированным базисом в  $V_j$ .

Для  $\{V_j, j \in Z\}$  – кратномасштабного анализа с масштабирующей функцией  $\phi$  справедливо следующее соотношение:

$$\phi(x) = \sum_{k \in Z} p_k \phi(2x - k), \quad (2.9)$$

где 
$$p_k = 2 \int_{-\infty}^{\infty} \phi(x) \overline{\phi(2x - k)} dx. \quad (2.10)$$

Более того, 
$$\phi(2^{j-1}x - l) = \sum_{k \in Z} p_{k-2l} \phi(2^j x - k).$$

Если  $\{V_j, j \in Z\}$  – кратномасштабный анализ с масштабирующей функцией  $\phi$ , и пространство  $W_j$  порождается семейством функций  $\{\psi(2^j x - k), k \in Z\}$ , где

$$\psi(x) = \sum_{k \in Z} (-1)^k \overline{p_{1-k}} \phi(2x - k), \quad (2.11)$$

а  $p_k$  такие же, что в (2.10), тогда  $V_{j+1} = V_j \oplus W_j$ . Кроме того, последовательность функций  $\{\psi_{j,k}(x) = 2^{j/2} \psi(2^j x - k), k \in Z\}$  образует ортонормированный базис в  $W_j$ . Функция  $\psi$  называется вейвлет-функцией или просто вейвлетом.

Простым следствием предыдущего утверждения является следующее разложение функции  $\psi_{j,k}(x) = 2^{j/2} \psi(2^j x - k)$  [52]: 
$$\psi_{j,k} = \frac{1}{\sqrt{2}} \sum_{l \in Z} (-1)^l \overline{p_{1-l+2k}} \phi_{j+1,l}. \quad (2.12)$$

### 2.2.5 Общие процедуры разложения и реконструкции

Для достаточно большого  $j$  необходимо аппроксимировать функцию сигнала  $f$  функцией  $f_j \in V_j$ . Наилучшей аппроксимацией является ортогональная проекция  $f$  на пространство  $V_j$ :

$$f_j = \sum_{k \in Z} a_{j,k} \phi_{j,k}, \text{ где } a_{j,k} = \int_{-\infty}^{\infty} f(x) \overline{\phi_{j,k}(x)} dx. \quad (2.13)$$

Если известны только дискретные отсчеты непрерывного сигнала  $f(k/2^j)$ , и масштабирующая функция  $\phi$  имеет компактный носитель, то вместо точных значений  $a_{j,k}$  можно использовать их приближенные значения  $a_{j,k} \approx f(k/2^j)$ . Поскольку функции  $\phi_{j,k}$  образуют ортонормированный базис в  $V_j$ ,  $f_j = \sum_{k \in \mathbb{Z}} a_{j,k} \phi_{j,k} = \sum_{k \in \mathbb{Z}} \langle f_j, \phi_{j,k} \rangle \phi_{j,k}$ , а поскольку  $V_j = V_{j-1} \oplus W_{j-1}$ , то можно записать:  $f_j = f_{j-1} + w_{j-1} = \sum_{k \in \mathbb{Z}} a_{j-1,k} \phi_{j-1,k} + \sum_{k \in \mathbb{Z}} b_{j-1,k} \psi_{j-1,k} = \sum_{k \in \mathbb{Z}} \langle f_j, \phi_{j-1,k} \rangle \phi_{j-1,k} + \sum_{k \in \mathbb{Z}} \langle f_j, \psi_{j-1,k} \rangle \psi_{j-1,k}$ , (2.14)

где функции  $\psi_{j,k}$  те же, что в (2.12). Формулы разложения выражают коэффициенты в (2.14) через коэффициенты (2.13). Первая сумма в (2.14) представляет собой компоненту  $f_{j-1} \in V_{j-1}$ , а вторая – компоненту  $w_{j-1} \in W_{j-1}$ . Используя масштабное соотношение, имеем:

$$a_{j-1,k} = \langle f_j, \phi_{j-1,k} \rangle = \left\langle f_j, 2^{-1/2} \sum_{l \in \mathbb{Z}} p_{l-2k} \phi_{j,l} \right\rangle = 2^{-1/2} \sum_{l \in \mathbb{Z}} \overline{p_{l-2k}} \langle f_j, \phi_{j,l} \rangle = 2^{-1/2} \sum_{l \in \mathbb{Z}} \overline{p_{l-2k}} a_{j,l}. \quad (2.15)$$

Далее, используя определение  $\psi_{j,k}$  и (2.12), получаем:

$$b_{j-1,k} = \langle f_j, \psi_{j-1,k} \rangle = \left\langle f_j, 2^{-1/2} \sum_{l \in \mathbb{Z}} (-1)^l \overline{p_{l-2k}} \phi_{j,l} \right\rangle = 2^{-1/2} \sum_{l \in \mathbb{Z}} (-1)^l p_{l-2k} \langle f_j, \phi_{j,l} \rangle = 2^{-1/2} \sum_{l \in \mathbb{Z}} (-1)^l p_{l-2k} a_{j,l}, \quad (2.16)$$

$a_{j-1,k}$  называются коэффициентами аппроксимации, а  $b_{j-1,k}$  – коэффициентами детализации. Описанную процедуру можно повторить, разложив  $f_{j-1}$  на  $f_{j-2}$  и  $w_{j-2}$  и т.д. до  $f_j = f_0 + w_1 + \dots + w_{j-1}$ .

После разложения  $f_j$  и последующей обработки коэффициентов необходимо реконструировать сигнал. Для получения формулы реконструкции представим  $\phi_{j,k}$  в виде (2.14) (это можно сделать, поскольку  $\phi_{j,k} \in V$ ). Используя (2.15), (2.16) и учитывая ортогональность функции  $\phi_{j,k}$ , имеем  $\langle \phi_{j,k}, \phi_{j-1,l} \rangle = 2^{-1/2} \overline{p_{k-2l}}$  и  $\langle \phi_{j,k}, \psi_{j-1,l} \rangle = 2^{-1/2} (-1)^k p_{l-k+2l}$ . Следовательно,

$$\phi_{j,k} = \sum_{l \in \mathbb{Z}} 2^{-1/2} \overline{p_{k-2l}} \phi_{j-1,l} + \sum_{l \in \mathbb{Z}} 2^{-1/2} (-1)^k p_{l-k+2l} \psi_{j-1,l}. \quad (2.17)$$

Используя (2.17), получаем формулу реконструкции в следующем виде:

$$a_{j',k} = \langle f_j, \phi_{j',k} \rangle = \sum_{l \in \mathbb{Z}} 2^{-1/2} \overline{p_{k-2l}} a_{j'-1,l} + \sum_{l \in \mathbb{Z}} 2^{-1/2} (-1)^k p_{l-k+2l} b_{j'-1,l}.$$

Коэффициенты  $a_{j',k}$  определяются рекурсивно для  $j'=1$ , затем для  $j'=2$  и т.д. до  $j'=j$ . Таким образом, восстанавливается сигнал в виде [52]:  $f_j = \sum_{k \in \mathbb{Z}} a_{j,k} \phi_{j,k}$ .

### 2.3 Пороговая обработка и оценка риска

На практике в сигнале всегда присутствует шум, поэтому примем аддитивную модель некоррелированного гауссовского шума  $\varepsilon$  с нулевым средним и дисперсией  $\sigma^2$ :

$$Y_i = f_i + \varepsilon_i, \quad i = 1, \dots, N. \quad (2.18)$$

В рассматриваемой модели непараметрической регрессии, требуется построить оценку функции  $f$  по наблюдениям  $Y_i$ . Разработаны множества линейных методов для решения этой задачи ([66], [67], [70]). Наиболее популярными из них являются методы построения ядерных оценок, сплайновое сглаживание и разложение в ортогональные ряды ([71], [72] и [74]). Каждый из методов обладает своими достоинствами и недостатками. В работе [75] приводится сравнение наиболее популярных линейных методов и показывается, что ни один из них не превосходит другие по всем критериям качества.

В последнее время разработаны различные нелинейные методы построения оценок в задачах непараметрической регрессии, например, ядерные оценки с переменной шириной окна, классификационные и регрессионные деревья и адаптивные регрессионные сплайны ([73], [76], [77] и [79]). Вычислительная сложность некоторых из них может быть слишком большой, хотя они позволяют строить оценки, асимптотически близкие к оптимальным. Преобладающим направлением в области решения задач непараметрической регрессии стали нелинейные методы пороговой обработки вейвлет-коэффициентов. Эти методы относятся к более широкому классу методов разложения в ортогональные ряды. Их привлекательность заключается в скорости алгоритмов построения оценок, и в возможности лучшей, чем линейные методы, адаптации к функциям, имеющим на разных участках различную степень регулярности [60].

К наблюдаемым данным (2.18) применяется дискретное вейвлет-преобразование:  $X_i = a_i + \varepsilon_i^W$ , где  $\varepsilon_i^W$  также некоррелированный гауссовский шум с нулевым средним и дисперсией  $\sigma^2$ , а  $a_i$  равны соответствующим непрерывным вейвлет-коэффициентам, умноженным на  $\sqrt{N}$ .

Использование пороговой обработки вейвлет-коэффициентов позволяет получить меньший порядок среднеквадратичной ошибки, чем при оценивании классическими линейными методами (например, [62], [63]) [64].

Смысл пороговой обработки вейвлет-коэффициентов заключается в удалении достаточно маленьких коэффициентов, которые считаются шумом. Характер пороговой обработки определяется пороговой функцией  $p_T(x)$  и порогом  $T$ . Вместо аргумента  $x$  в функцию  $p_T(x)$  подставляются эмпирические вейвлет-коэффициенты  $X_i$ . Простейший вид пороговой обработки –

жёсткая пороговая обработка (рисунок 2.6(a)): 
$$p_T(x) = \begin{cases} x & \text{при } |x| > T, \\ 0 & \text{при } |x| \leq T. \end{cases}$$

Если вейвлет-коэффициент меньше порогового значения, то он обнуляется. Остальные коэффициенты остаются равны своему значению и используются при обратном вейвлет-преобразовании для восстановления сигнала. Шумовая составляющая проявляется в детализирующих коэффициентах. Такая пороговая обработка чаще всего используется для задач сжатия

с потерей информации (например, [78] и [53]). Также используют мягкую пороговую обработку

с непрерывной пороговой функцией (рисунок 2.6(б)): 
$$p_T(x) = \begin{cases} x - T & \text{при } x > T, \\ x + T & \text{при } x < -T, \\ 0 & \text{при } |x| \leq T. \end{cases}$$

При такой пороговой обработке вейвлет-коэффициенты, которые по модулю меньше порога  $T$ , обнуляются, а абсолютные величины остальных коэффициентов уменьшаются на величину порога. Существуют также другие виды пороговых функций, которые по своим свойствам похожи на функции жёсткой и мягкой пороговой обработки, но обладают большей степенью гладкости и некоторыми дополнительными параметрами ([80], [81], [82, разд. 6.5] и [83]). Такие пороговые функции с более сложной структурой в некоторых случаях позволяют незначительно повысить визуальное качество обработки, однако их теоретический анализ заметно усложняется. На практике в подавляющем большинстве случаев используются функции жёсткой и мягкой пороговой обработки, что и будет рассматриваться дальше.

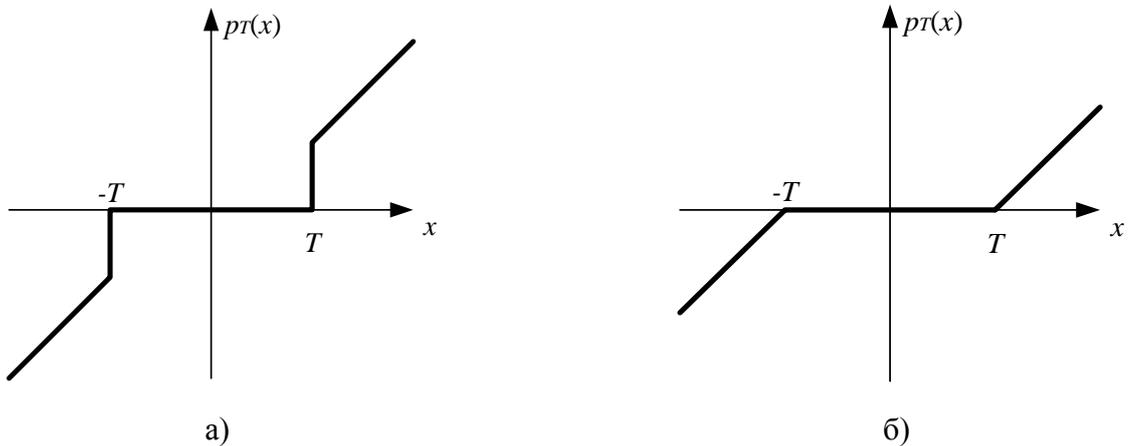


Рисунок 2.6 – Функции пороговой обработки: жёсткой (а), мягкой (б)

Риск (или среднеквадратическая погрешность) пороговой обработки  $R_N(f, \sigma, T)$  определяется следующим образом:

$$R_N(f, \sigma, T) = \sum_{i=1}^N E(a_i - p_T(X_i))^2. \quad (2.19)$$

В (2.19) величины  $a_i$  неизвестны, поэтому вычислить значение риска  $R_N(f, \sigma, T)$  нельзя. В работах ([63], [68], [69], [78], [80], [84] – [90]) авторы оценивали и уменьшали величину риска при различных стратегиях выбора порога  $T$  в различных классах функций, которым может принадлежать  $f$ . Значение риска можно оценить по наблюдаемым данным, используя методику, изложенную в [91]. В каждом слагаемом если  $|X_i| > T$ , то вклад слагаемого в риск составляет  $\sigma^2 + T^2$ , а если  $|X_i| \leq T$ , то вклад составляет  $a_i^2$ . Поскольку  $E X_i^2 = \sigma^2 + a_i^2$ , величину  $a_i^2$  можно оценить разностью  $X_i^2 - \sigma^2$ .

Таким образом, в качестве оценки риска можно использовать следующую величину:

$$R_N(f, \sigma, T) = \sum_{i=1}^N F \left[ (Y_i^W)^2, \sigma, T \right], \quad (2.20)$$

$$\text{где } F[x, \sigma, T] = (x - \sigma^2)1(|x| \leq T^2) + (\sigma^2 + T^2)1(|x| > T^2).$$

Оценка риска (2.20) даёт возможность получить представление о погрешности, с которой оценивается функция сигнала, используя только наблюдаемые данные. Изучению свойств статистических оценок риска (2.20) посвящено небольшое количество работ ([69], [92], [93]), в отличие от асимптотического поведения риска  $R_N(f, \sigma, T)$  [60].

### Универсальный порог, метод *VisuShrink*, метод *SureShrink*.

Пороговая обработка используется для построения нелинейных оценок, диагональных в вейвлет-базисе (т.е. обрабатывается каждый вейвлет-коэффициент отдельно, независимо от других). Д. Донохо и И. Джонстон (см. работы [63], [85], [94], [95], [96 гл. 10 и 11]) было предложено использовать порог  $T_U = \sigma\sqrt{2\ln N}$ . Этот порог получил название «универсальный», поскольку он зависит только от дисперсии шума. При выборе порога  $T_U$  из сигнала убирается почти весь шум. Действительно, если  $f = 0$  и, следовательно,  $X_i = \varepsilon_i^W$ , следует выбрать такой порог  $T$ , чтобы оценка сигнала тоже была близка к нулю. Для этого все  $|\varepsilon_i^W|$  должны с большой вероятностью быть меньше  $T$ . Поскольку  $\varepsilon_i^W$  независимы и нормально распределены с нулевым

$$\text{средним и дисперсией } \sigma^2: \lim_{N \rightarrow \infty} \mathbb{P} \left( T_U - \frac{\sigma \ln \ln N}{\ln N} \leq \max_{1 \leq i \leq N} |\varepsilon_i^W| \leq T_U \right) = 1.$$

Кроме того, при выборе универсального порога, риск оказывается асимптотически близким к минимальному. Обозначим через  $T_{Min}$  неизвестный «идеальный» порог, при котором риск (2.19) минимален. В работах [53] или [63] доказано следующее утверждение: пусть  $T_U = \sigma\sqrt{2\ln N}$ . Риск  $R_N(f, \sigma, T)$  при всех  $N \geq 4$  удовлетворяет следующему неравенству:

$$R_N(f, \sigma, T_U) \leq (2\ln N + 1)(\sigma^2 + 2R_N(f, \sigma, T_{Min})).$$

Однако при фиксированном  $N$  в общем случае порог  $T_U$  не является оптимальным, и при выборе более низкого порога риск оказывается меньше [53]. Универсальный порог является максимальным среди порогов, поскольку [97]:  $\mathbb{P} \left( \max_{1 \leq i \leq N} |\varepsilon_i^W| > \sigma t + T_U \right) < e^{-t^2/2}$ , т.е. вероятность того, что максимальная амплитуда шума превзойдет универсальный порог, быстро убывает, при этом, если порог больше универсального, можно удалить важные компоненты полезного сигнала. Отметим, что мягкую пороговую обработку с универсальным порогом часто называют методом *VisuShrink*, так как визуально удаляется практически весь шум, однако полезный сигнал при этом во многих случаях оказывается слишком сглаженным ([53], [70], [98] и [99]).

**Теорема 2.1.** Пусть справедливы предположения о регулярности  $f$ . При мягкой или жёсткой пороговой обработке с порогом  $T = \sigma\sqrt{2\ln N}$  имеет место сходимость по распределению при  $N \rightarrow \infty$ :  $R_C = \frac{\bar{R}_N(f, \sigma, T) - R_N(f, \sigma, T)}{\sigma^2 \sqrt{2N}} \Rightarrow N(0,1)$ .

Зачастую дисперсия  $\sigma^2$  неизвестна, и её также необходимо оценивать, при этом выражение (2.20) принимает вид:  $R_N(f, \sigma, T) = \sum_{i=1}^N F\left[\left(Y_i^W\right)^2, \sigma, T\right]$ , а вместо универсального порога  $T_U$  используется порог  $T_U = \sigma\sqrt{2\ln N}$ .

В качестве оценки дисперсии  $\sigma^2$  (или среднеквадратического отклонения (СКО)) рассмотрим выборочную дисперсию:  $\sigma^2 = \frac{2}{N} \sum_{i=N/2+1}^N X_i^2 - \bar{X}^2$ , где  $\bar{X} = \frac{2}{N} \sum_{i=N/2+1}^N X_i$ .

Выборочная дисперсия является самой популярной оценкой величины  $\sigma^2$ , и в случае отсутствия выбросов она наиболее предпочтительна.

При выборе универсального порога риск оказывается близким к минимальному лишь асимптотически при  $N \rightarrow \infty$ . При фиксированном  $N$  в общем случае универсальный порог не является оптимальным, и при выборе более низкого порога риск оказывается меньше. В работе [69] был предложен метод пороговой обработки под названием *SureShrink* (от *Stein Unbiased Risk Estimate* – несмещенная оценка риска Стейна). Порог, выбираемый на основе этого метода, зависит от наблюдаемых данных напрямую, а не только через оценку дисперсии  $\sigma^2$ , которая строится по выборке сигнала. Таким образом, метод *SureShrink* является более адаптивным к гладкости сигнала, чем метод *VisuShrink* (см. [69]).

Если дисперсия  $\sigma^2$  известна, то суть метода *SureShrink* заключается в минимизации оценки риска (2.20) на множестве  $T \in [0, T_U]$ , т.е. порог выбирается следующим образом:

$$R_N(f, \sigma, T_{SURE}) = \min_{T \in [0, T_U]} R_N(f, \sigma, T).$$

Этот порог имитирует теоретический «идеальный» порог  $T_{Min}$ , минимизирующий риск:

$$R_N(f, \sigma, T_{Min}) = \min_{T \in [0, T_U]} R_N(f, \sigma, T).$$

В то время как значение порога  $T_{Min}$  найти нельзя, если неизвестны не зашумленные значения  $f\ddot{t}$  (можно лишь в некоторых случаях выяснить его асимптотическое поведение), алгоритм поиска порога  $T_{SURE}$  очень прост, и его описание можно найти в [52] или [53]. Порог  $T_{SURE}$  является адаптивным, поскольку использует только наблюдаемые данные и «автоматически адаптируется» к гладкости сигнала.

Если дисперсия  $\sigma^2$  неизвестна, но её также необходимо оценивать. При этом порог  $T_{SURE}$  выбирается по критерию [60]:  $R_N(f, \sigma, T_{SURE}) = \min_{T \in [0, T_U]} R_N(f, \sigma, T)$ .

**Теорема 2.2.** Пусть  $f$  задана на  $[0, 1]$  и равномерно регулярна с показателем регулярности  $\chi > \frac{1}{2}$ . Пусть дисперсия шума оценивается по вейвлет-коэффициентам на последнем уровне разложения ( $j = J - 1$ ) с помощью оценки  $\sigma^2$ . Пусть выбран порог  $T_U = \sigma\sqrt{2\ln N}$ , применяется мягкая или жёсткая пороговая обработка и  $N \rightarrow \infty$ . Если использована оценка  $\sigma^2$  на основе среднеквадратического значения, то:  $R_C = \frac{R_N(f, \sigma, T) - R_N(f, \sigma, T)}{\sigma^2\sqrt{2N}} \Rightarrow N(0, 1)$ .

Если использована оценка  $\sigma^2$  на основе интерквантильного размаха или медианного абсолютного отклонения (MAO), то [64]:

$$R_C = \frac{R_N(f, \sigma, T) - R_N(f, \sigma, T)}{\sigma^2\sqrt{2N}} \Rightarrow N\left(0, \frac{1}{\{4\zeta_{3/4}\varphi(\zeta_{3/4})\}^2}\right).$$

## 2.4 Определение сингулярности сигнала

Вейвлет-преобразование может быть использовано для поиска точек разрыва или смены регулярности функции. Зачастую самая значимая информация о сигнале заключена в резких скачках, т.е. будет отражаться в регулярностях структуры (появление сингулярности сигнала – рисунок 2.7). Фурье-анализ является классическим инструментом для анализа сингулярности, но при этом он является глобальным и даёт информацию об общей регулярности сигнала, но не позволяет локально анализировать сингулярности во времени. Вейвлет-анализ раскладывает сигнал на коэффициенты, локализованные и в пространстве и во времени, и, таким образом, позволяют локально характеризовать регулярности сигнала. Математически регулярность и, соответственно, сингулярности сигнала характеризуются показателем Липшица.

Функция  $f(x)$  называется регулярной по Липшицу с показателем  $\chi \geq 0$  в точке  $x_0$ , если существует константа  $A > 0$  и полином  $n$ -го порядка  $P_{x_0}$  такие, что:  $|f(x) - P_{x_0}(x)| = A|x - x_0|^\chi$ . Если  $f(x)$  удовлетворяет данному соотношению для всех  $x_0 \in [a_1, a_2]$  с константой  $A$ , не зависящей от  $x_0$ , то она называется равномерно регулярной по Липшицу с показателем  $\chi$  на отрезке  $[a_1, a_2]$ . Вейвлет-преобразованием  $W_\psi f(a, b)$  функции  $f(x)$  представлено выражением (2.5). При уменьшении параметра  $a$  происходит сжатие функции  $\psi_{a,b}$ , параметр  $b$  показывает место, где функция  $\psi_{a,b}$  не равна нулю. Соответственно,  $W_\psi f(a, b)$  анализирует функцию  $f(x)$  в окрестности точки  $b$  с радиусом пропорциональным  $a$ . Показатель Липшица непосредственно имеет отношение к вейвлет-преобразованию  $W_\psi f(a, b)$ . Если функция  $\psi$  имеет  $M$  нулевых

моментов  $\int_{-\infty}^{\infty} x^k \psi(x) dx = 0$ ,  $k = 0, \dots, M-1$  и непрерывно дифференцируема  $M$  раз ( $M \geq \chi$ ) и быстро убывает на бесконечности вместе со своими производными, т.е. для всех  $0 \leq k \leq M$  найдется такая константа  $C_m$ :  $|\psi^{(k)}(x)| \leq \frac{C_m}{1+|x|^m}$ .

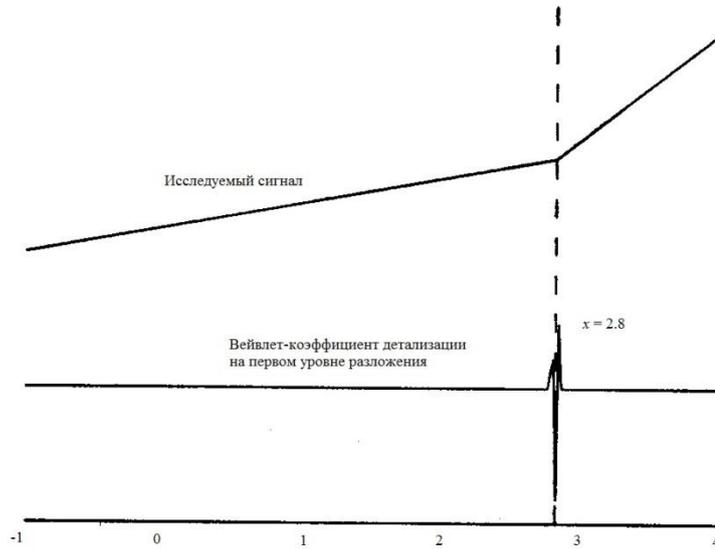


Рисунок 2.7 – Определение сингулярности сигнала

Связь между глобальной и локальной регулярностью функции  $f(x)$  и скоростью убывания её вейвлет-преобразования при  $a \rightarrow 0$  следующая: если функция  $f(x)$  равномерно регулярна по Липшицу с показателем  $\chi \leq M$  на отрезке  $[a_1, a_2]$ , то существует такая константа  $A > 0$ , что:

$|W_\psi f(a, b)| \leq Aa^{\chi+1/2}$ . Если функция  $f(x)$  регулярна по Липшицу с показателем  $\chi \leq M$  в точке  $x_0$ ,

то существует такая константа  $A > 0$ , что:  $|W_\psi f(a, b)| \leq Aa^{\chi+1/2} \left( 1 + \left| \frac{b-x_0}{a} \right|^\chi \right)$ .

Таким образом, данные выражения оценивают регулярность функции сигнала, т.е. максимальное значение  $\chi$ , для которого  $f(x)$  регулярна по Липшицу с показателем  $\chi$ . Для того, чтобы оценить  $\chi$  в окрестности некоторой точки, для тех  $k$ , которые соответствуют положению этой точки вычисляются двоичные логарифмы эмпирических вейвлет-коэффициентов и  $\chi$  оцениваются методом наименьших квадратов.

Вблизи сингулярности сигнала будет наблюдаться резкий рост амплитуды вейвлет-коэффициентов. А участки равномерной регулярности будут давать коэффициенты, убывающие к нулю с уменьшением масштаба  $a$ . Скорость этого убывания зависит не только от регулярности сигнала, но и от числа нулевых моментов используемого вейвлета. Если функция имеет сингулярность в точке  $x_0$ , то показатель Липшица в данной точке будет характеризовать

сингулярность. В [53, 138, 139] приведены примеры определения сингулярности функции на примере использования вейвлета Добеши.

### **Выводы.**

Во второй главе автором был произведен анализ и оценка методов математической обработки рефлектограмм, по результатам которых можно сделать следующие выводы:

1. Преобразование Фурье даёт информацию только о частотном спектре всего анализируемого сигнала, но не определяет, в какой момент времени в сигнале присутствовали колебания на той или иной частоте. Т.е. существует проблема анализа и обработки сигналов, характеризующихся высокочастотной компонентой в течение короткого промежутка времени и низкочастотными колебаниями при рассмотрении больших временных интервалов.

2. Оконное преобразование Фурье разбивает весь временной интервал на небольшие равные интервалы, обрабатываемые отдельно с помощью преобразования Фурье, но это позволяет проанализировать либо высокие частоты в коротком временном окне, либо низкочастотную компоненту, но не оба колебания одновременно.

3. При обработке рефлектограмм (удалении шумовой составляющей) с помощью Фурье-анализа указанные недостатки приведут к определённым погрешностям измерения при локализации места повреждения (десятки или даже сотни метров). Фурье-анализ не позволяет определять локальные сингулярности рефлектограмм во времени.

4. Вейвлет-анализ позволяет получать одновременно и временную и частотную информацию о сигнале. При обработке рефлектограмм вейвлет-анализ позволяет разложить сигнал на полезную и шумовую составляющие с последующей пороговой обработкой полученных коэффициентов, и удалением шума. Реконструкция обработанной рефлектограммы производится с высокой точностью, что даёт возможность определять места повреждений с погрешностью, измеряемой несколькими сантиметрами на дальностях до нескольких сотен километров.

5. Оценку пороговой обработки целесообразно выполнять с помощью риска (среднеквадратической погрешности). Оценка риска даёт возможность получить представление о погрешности, с которой оценивается функция сигнала, используя только наблюдаемые данные.

6. Вейвлет-анализ позволяет определять сингулярности рефлектограммы во времени, что является основной задачей при повышении точности локализации неоднородностей и повреждений линий связи.

Таким образом, для обработки данных рефлектограмм автором предложено применять современную методику на основе вейвлет-анализа, которая позволит повысить точность определения неоднородностей, следовательно, повысить качество связи и снизить экономические затраты на обслуживание систем связи.

Результаты второй главы опубликованы в работах [118, 122].

## Глава 3

### Выбор метода анализа и обработки рефлектограмм

Рефлектометр является важнейшим инструментом диагностики различных повреждений линии связи. Существуют определенные качественные и количественные характеристики рефлектограммы, позволяющие сделать выводы о состоянии тестируемого участка линии связи.

К качественным характеристикам относится оцениваемая форма восстановленной рефлектограммы, при этом возникает задача удаления шума из рефлектограммы. Данная задача эффективно решается при помощи вейвлет-разложения и пороговой обработки вейвлет-коэффициентов. Существуют сверхбыстрые алгоритмы прямого дискретного вейвлет-преобразования (ДВП) и обратного дискретного вейвлет-преобразования (ОДВП) на основе вейвлетов с компактным носителем, требуемое число операций для их выполнения пропорционально числу отсчетов сигнала. При этом оценивается риск при удалении шума. К количественным характеристикам относится оцениваемый спектр рефлектограммы, при этом возникает задача выявления и устранения «ложных» импульсов – эхо-импульсов, не являющихся повреждениями линии. На рефлектограмме эти импульсы могут выглядеть как резкие скачки вверх с большей дисперсией импульса, чем при повреждении или неоднородности, и не изменившемся значении уровня обратного рассеяния. Кроме того, необходимо определить сингулярности рефлектограммы для повышения точности при локализации неоднородности.

Таким образом, можно сформулировать для последующего решения в данной главе следующие основные задачи:

- удаление шума из рефлектограммы с помощью пороговой обработки коэффициентов ДВП с универсальным порогом, вычисление оценки риска пороговой обработки и сравнение с теоретическими значениями;
- при спектральном анализе рефлектограммы выявить и удалить ложные эхо-импульсы;
- определение сингулярности рефлектограммы по детализирующим вейвлет-коэффициентам разложения.

#### 3.1 Анализ программных продуктов и их возможности при работе с рефлектограммами

В параграфе произведен обзор программного обеспечения (ПО), позволяющего осуществлять визуализацию и преобразование исходных данных, полученных посредством рефлектометра, для последующего вейвлет-анализа результатов с использованием математического пакета *MATLAB*.

##### 3.1.1 Обзор существующего ПО для обработки рефлектограмм

Широкое распространение рефлектометров связано с удобством тестирования ВОЛС и отдельных волокон и кабелей. На экране рефлектометра наглядно представлена рефлектограм-

ма – зависимость изменения относительной мощности сигнала обратного рассеяния в логарифмических единицах от расстояния, по которой можно судить о состоянии тестируемого участка ВОЛС, а также производить целый ряд количественных измерений. Вертикальная шкала определяет уровень потерь в логарифмических единицах, горизонтальная – соответствует расстоянию от начала тестируемого участка линии до его окончания. Каждый тип неоднородности (сварное соединение волокон, трещина, оптический разъём и т.д.) имеет свой характерный образ на рефлектограмме. Мощность рассеянных назад импульсов на 80...50 дБ (в зависимости от их длительности) меньше мощности импульсов, вводимых в волокно. Для улучшения отношения сигнал/шум используется многократное усреднение результатов измерений, при этом для их эффективного усреднения достаточно нескольких секунд, так как время, затрачиваемое на прохождение линии мало (100 км свет проходит за 1 мс). Типичная рефлектограмма содержит около 32 тысяч измеряемых точек и при вычислении каждой такой точки усредняется несколько тысяч импульсов [18].

Для визуализации и обработки результатов измерений характеристик неоднородности линий, необходимо файл с реальной рефлектограммой, записанной рефлектометром, открыть при помощи специального ПО. Существуют различные программы, работающие с файлами рефлектограмм. Наиболее распространенными являются *ANDO AQ7932 Emulation Software*, *JDSU Fiber Trace Unicode Viewer*, *Wavetek Wintrace Viewer v4.20* и пр. Такого рода программы позволяют не только реализовать функцию анализа рефлектограммы (загрузка, редактирование файлов одной/нескольких рефлектограмм, проверка/редактирование положения неоднородностей, просмотр и анализ разности двух трасс), но также и функцию создания отчёта (в виде общей таблицы или распечатки рефлектограмм).

а) Программа *ANDO AQ7932 Emulation Software*.

Данная программа предназначена для открытия на персональном компьютере файлов рефлектограмм записанных рефлектометрами фирмы *Yokogawa* (*AQ7250* или *AQ7260*), *Telcordia*, *Bellcore* и др., имеющих формат файлов \*.SOR. Программа *ANDO* позволяет работать со следующими типами файлов (у разных рефлектометров свой формат записи данных): \*.SOR – формат для рефлектометров *Telcordia* (*SR-4731*) и *Bellcore* (*GR-196-CORE*); \*.TRD – формат для рефлектометров *AQ7260*; \*.TRB – формат для рефлектометров *AQ7250*.

Программа работает со всеми операционными системами персонального компьютера *Windows*. Поддерживаемые языки – английский, русский. Программа разделена на две функциональные части: 1. Функция анализа: предназначена для загрузки файлов рефлектограмм и проверки/редактирования положения неоднородностей. Можно загружать и редактировать несколько рефлектограмм, смотреть разность двух трасс или выполнять анализ трассы с двух сторон. 2. Функция создания отчёта: предназначена для загрузки файлов рефлектограмм и созда-

ния отчётов по ним в виде общей таблицы или распечатки рефлектограмм. Основные вычисления, которые проводит программа: измерение потерь на неоднородностях (4- и 6-маркерный методы); измерение отражения от неоднородностей; измерение потерь и расстояния между двумя произвольными точками на трассе.

Программа включает следующие функции анализа: редактирование неоднородностей, вычисление потерь и затухания на произвольном участке, определение потерь, отражения и рассеяния на неоднородности. В зависимости от требуемого анализа могут использоваться различные режимы работы программы. Существуют три основных режима работы: обычный режим – используется для определения потерь, отражения и рассеяния на произвольном участке трассы; режим редактирования неоднородностей – используется для добавления, удаления, перемещения неоднородностей, найденных при автопоиске или сохраненных в файлах; анализ трассы с двух сторон – выполняется разность двух загруженных трасс (отображаются различия между двумя трассами) или анализ трассы с двух сторон (анализируются результаты измерений трассы с двух направлений). При последнем режиме работы результаты анализа можно сохранить в текстовом формате *CSV* – текстовый файл, содержащий только список неоднородностей.

Функция создания отчёта включает в себя выбор разновидности отчёта, выбор исходных файлов, установку эталонных неоднородностей и вывод отчёта. Данная функция имеет две разновидности: распечатка рефлектограмм (Трасса) и общая таблица. В виде распечатки рефлектограмм отчёт выводит рефлектограммы одной и той же длины волны для всех загруженных файлов. При этом есть возможность выбора количества рефлектограмм, распечатываемых на одной странице, и порядок их расположения на странице. В случае режима вывода в общую таблицу в неё выводятся потери, отражение и рассеяние на неоднородностях для всех волокон из загруженных файлов. Также возможно добавить в отчёт итоговую информацию для каждого типа соединения, а также информацию о наличии повреждений, определяемых в соответствии с установленными пороговыми значениями.

б) Программа *JDSU Fiber Trace Unicode Viewer*.

*JDSU Fiber Trace Unicode Viewer* – программа предназначена для открытия на персональном компьютере файлов рефлектограмм, записанные рефлектометрами фирмы *Acterna Eningen GmbH (JDSU, Wavetek)*, но также поддерживает большинство рефлектометров совместимых с международным стандартом *Bellcore 196*. Данная программа позволяет работать со следующими основными форматами файлов: *\*.SOR* – формат для рефлектометров *Telcordia (SR-4731)* и *Bellcore (GR-196-CORE)*; *\*.TFW* – формат для рефлектометров *Helios, MTS 5100*; *\*.WTK* – формат для рефлектометров *MTS 5100e, 5200*. Также есть поддержка таких форматов как: *\*.OEO, \*.MSOR, \*.WDM, \*.PMD*.

Программа работает со следующими операционными системами персонального компьютера: *Windows XP, Windows Vista, Windows 7*. Поддерживаемые языки – английский, французский. В программе есть возможность осуществлять функцию анализа: предназначена для загрузки файлов рефлектограмм и просмотра положения неоднородностей. Предусмотрена возможность загружать несколько рефлектограмм, с целью оценки разности двух трасс. Функция создания отчёта представляет собой вывод информации об исследуемой линии (длина линии, потери, затухания и пр.) в файл формата *MS Excel*.

в) Программа *Wavetek Wintrace Viewer v4.20*.

Программа *Wavetek Wintrace Viewer* позволяет открывать, обрабатывать, анализировать и подготавливать отчёты из файлов рефлектограмм фирмы *Wavetek* только с расширением *\*.TFW*. Программа работает только с операционной системой *Windows XP*. Поддерживаемые языки – английский, французский, немецкий, испанский.

г) Программа *WorkPlace 3.8*.

Программа для визуализации и обработки рефлектограмм *WorkPlace 3.8* полностью на русском языке, разработана компанией *СвязьЭлектро-М*. Поддерживает следующие форматы файлов, совместимые с международным стандартом *Bellcore 196*: *\*.SOR, \*.TRA*. Поддерживает все операционные системы *Windows*. Условно бесплатная. Функция анализа: предназначена для загрузки файлов рефлектограмм и проверки положения неоднородностей. Вывод обработанных данных – в графическом формате *\*.bmp*.

д) Программа *Trace.Net OTDR Test Management Software v.1.0.7*.

Программа *Trace.Net OTDR Test Management Software v.1.0.7* разработана для просмотра, анализа, редактирования и создания отчётов из файлов рефлектограмм выполненных на приборах *Noyes M100, M200, M600, OFL 200, OFL 250, OFL 280* фирмы *AFL Telecommunications*. Поддерживаемые форматы файлов: *\*.SOR, \*.S13, \*.S15, \*.M13*. Поддерживаемый язык – английский.

В таблице 3.1 представлено сравнение рассмотренных выше программ для визуализации и обработки рефлектограмм. Основными критериями сравнения выступает удобство использования и функциональные возможности.

Таблица 3.1 – Сравнительная таблица характеристик рассматриваемых программ

Название программы	Поддерживаемые форматы файлов	Поддержка русского языка	Удобство функции анализа
<i>ANDO AQ7932 Emulation Software</i>	<i>*.SOR, *.TRD, *.TRB</i>	+	+
<i>JDSU Fiber Trace Unicode Viewer</i>	<i>*.SOR, *.TFW, *.WTK, *.OEO, *.MSOR, *.WDM, *.PMD</i>	–	–
<i>Wavetek Wintrace Viewer v4.20</i>	<i>*.TFW</i>	–	+
<i>WorkPlace 3.8</i>	<i>*.SOR, *.TRA</i>	+	–
<i>Trace.Net OTDR Test Management Software v.1.0.7</i>	<i>*.SOR, *.S13, *.S15, *.M13</i>	–	+

Из рассмотренных программ для просмотра и анализа рефлектограмм наиболее предпочтительной по своим характеристикам оказывается программа *ANDO AQ7932 Emulation Software*. Данная программа обладает наиболее дружелюбным интерфейсом и обладает более функциональной анализирующей частью, а также позволяет выводить отчёты из файлов рефлектограмм в более расширенном и разнообразном виде.

### **3.1.2 Преобразование рефлектограммы для последующей обработки в математическом пакете *MATLAB***

По загруженным рефлектограммам при помощи программы *ANDO AQ7932 Emulation Software* возможно получить следующую информацию о параметрах, при которых была измерена трасса: длина волны измерений; длительность зондирующего импульса при измерениях; диапазон расстояний, установленный при измерениях; групповой индекс преломления, установленный при измерениях; усреднение (количество циклов или время), установленное при измерениях; количество точек измерений на протяжении диапазона расстояний, сохраненных в файле. Но получить по рефлектограмме полную и точную информацию о различных видах повреждения волокна возможно со значительными погрешностями. Возникает необходимость в создании новых методов для извлечения такой информации. Одним из них является применение вейвлет-анализа. Реализовать обработку рефлектограмм с применением вейвлет-анализа возможно при помощи математического моделирования, основанного на программном продукте *MATLAB*, обладающего наиболее мощной вычислительной и визуализирующей базой, и позволяющего представлять данные для последующего их преобразования и обработки с помощью вейвлет-анализа. В решении задач по вейвлет-обработке данных *MATLAB* является наиболее продвинутым, причем как в области телекоммуникаций, так и в других областях науки. Для обработки рефлектограммы в *MATLAB*, сначала необходимо преобразовать данные в графическое изображение, например формата *jpg*, *bmp* или др. (зависит от возможных вариантов импорта данных программой), либо задать в табличном виде.

Рассмотрим реализацию преобразования данных рефлектограммы с помощью программы *ANDO AQ7932 Emulation Software*. При экспорте данных в графическое изображение возможен только тип формата *\*.bmp*. При этом рефлектограмма экспортируется в вид, представленный на рисунке 3.1.

При задании рефлектограммы в табличном виде отсчёты берутся из таблицы, отображающей информацию о неоднородностях для текущей трассы (функциональная возможность программы). В такой таблице кроме задающих величин (суммарные потери от расстояния), указаны отдельно значения для конкретных видов потерь: отражения, рассеяние, затухание, если они есть, и групповой индекс преломления. В этой же таблице указан тип неоднородности: начало отсчёта, неоднородность с отражением, неоднородность без отражения, неоднородность без от-

ражения и кажущимися отрицательными потерями, конец трассы. Итоговый вид преобразования рефлектограммы представлен таблицей 3.2.

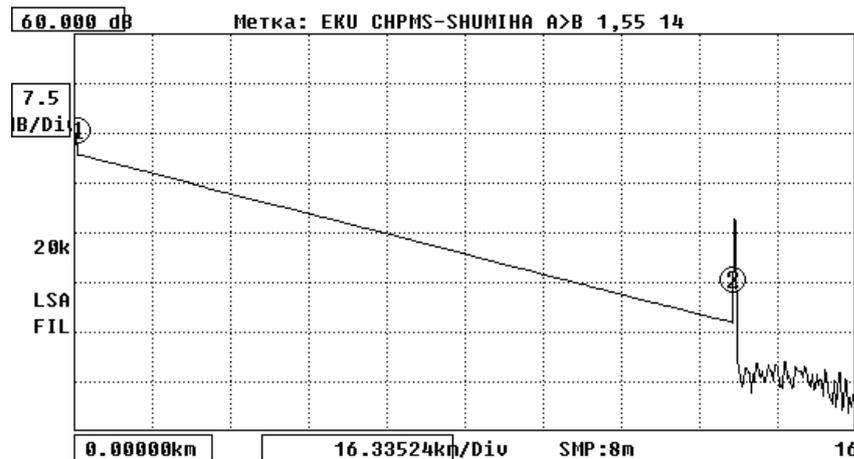


Рисунок 3.1 – Пример рефлектограммы при преобразовании в графическое изображение

Анализ рефлектограммы возможно осуществлять разными методами аппроксимации: по двум точкам, методом наименьших квадратов. При этом результаты обработки (потери, суммарные потери, затухание) будут отличаться. Есть возможность применения функции фильтра к рефлектограмме. Также для более точного измерения потерь используется метод касательных.

Таблица 3.2 – Пример таблицы отсчётов рефлектограммы

Номер неоднородности	Расстояние (км)	Потери (дБ)	Отражение (дБ)	Суммарные потери (дБ)	Затухание (дБ/км)	Тип неоднородности	Групповой индекс преломления
1	15,75534	0,057	–	2,738	0,180	S+	1,46820
2	18,03410	-0,024	–	3,211	0,183	S-	1,46820
3	24,23333	0,110	–	4,302	0,180	S+	1,46820
4	27,24718	0,080	–	4,946	0,177	S+	1,46820
5	36,99115	-0,021	–	6,802	0,182	S-	1,46820
6	38,27346	0,053	–	7,031	0,195	S+	1,46820
7	47,24151	0,052	–	8,588	0,167	S+	1,46820
8	50,14101	0,041	–	9,148	0,175	S+	1,46820
9	56,05437	0,059	–	10,251	0,179	S+	1,46820
10	62,95601	0,019	–	11,539	0,178	S+	1,46820
11	67,10516	0,062	–	12,267	0,170	S+	1,46820
12	69,53911	-0,015	–	12,800	0,194	S-	1,46820
13	82,50112	0,077	–	15,165	0,183	S+	1,46820
14	87,45887	0,080	–	16,145	0,182	S+	1,46820
15	96,15738	0,082	–	17,735	0,173	S+	1,46820
16	106,87330	0,076	–	19,732	0,178	S+	1,46820
END	137,73873	–	27,882	25,386	0,181	R	1,46820

При автоматическом формировании таблицы отсчётов рефлектограммы, программа выбирает значения не через равный промежуток длины трассы, а по наиболее явным изменениям в значениях потерь. Для более точного и равномерного описания трассы необходимо вручную добавлять точки неоднородностей на рефлектограмме, выбрав определенный промежуток длины трассы (например, 1 метр), через который необходимо брать значения. Все первоначальные автоматически созданные и добавленные вручную точки будут отражены в отчёте.

Последующая обработка графического файла рефлектограммы или таблично заданных значений рефлектограммы осуществляется в математическом пакете *MATLAB* с применением вейвлет-преобразования.

### 3.1.3 Способ представления результатов обработки при помощи *MATLAB*

Результатом одномерного непрерывного вейвлет-преобразования сигнала с использованием математического аппарата *MATLAB* является его представление со следующими составляющими: спектрограмма сигнала, локальные максимумы коэффициентов разложения на уровне масштаба  $a$ , средняя линия вейвлет-коэффициентов разложения для масштаба  $a$ . Спектрограмма при одномерном вейвлет-преобразовании сигнала представляется в трёхмерном пространстве. Для лучшей визуализации результатов преобразования сигнал представляется как проекция на плоскости масштаба и времени в виде изолиний, показывающих изменение интенсивности амплитуд на разных масштабах и во времени, а также линии локальных максимумов, точно определяющих структуру обрабатываемого сигнала. В тех случаях, когда необходимо показать очень широкий диапазон масштабов, визуализация результатов в логарифмических координатах, например,  $(\log a, b)$  предпочтительнее, чем в линейных [100].

На рисунке 3.2 представлены результаты вейвлет-преобразования рефлектограммы. В вычислениях использовался вейвлет Добеши 9-го порядка. На рисунке 3.2(а)-(г) показаны: анализируемая рефлектограмма, спектрограмма рефлектограммы, локальные максимумы коэффициентов разложения на уровне масштаба  $a = 32$ , график средней линии вейвлет-коэффициентов разложения на уровне  $a$ . На графике спектрограммы (рисунок 3.2(б)) тёмные области соответствуют максимальным значениям коэффициентов масштаба, светлые области – минимальным значениям. Спектрограмма показывает, что процесс составляют компоненты разных масштабов: экстремумы наблюдаются на разных масштабах, интенсивность их меняется и со временем, и с масштабом. На рисунке 3.2(в) показан соответствующий график линий локальных максимумов – линий, от масштаба к масштабу соединяющих максимальные значения каждой детали поверхности отдельно. Данный график чётко визуализирует структуру анализируемой рефлектограммы, а также фактически содержит всю информацию о ней. Сплошные линии на графике отмечают положение локальных максимумов, точечные – минимумов. Вейвлет-преобразование раскладывает рефлектограмму на составляющие её волны, компоненты разного масштаба и даёт «локализованную» во времени информацию о процессе. Горизонтальное сечение, приведенное на рисунке 3.2(б), при заданном масштабе  $a$  демонстрирует изменение компоненты выбранного масштаба со временем; на рисунке 3.2(г) показано поведение трёх компонент при значениях масштаба  $a = 5, 32$  и  $256$ . Вертикальное сечение коэффициентов в некоторый момент времени  $t_0$  демонстрирует поведение процесса в окрестности выбранного момента времени (можно определить наличие и порядок особенности, набор используемых масштабов).

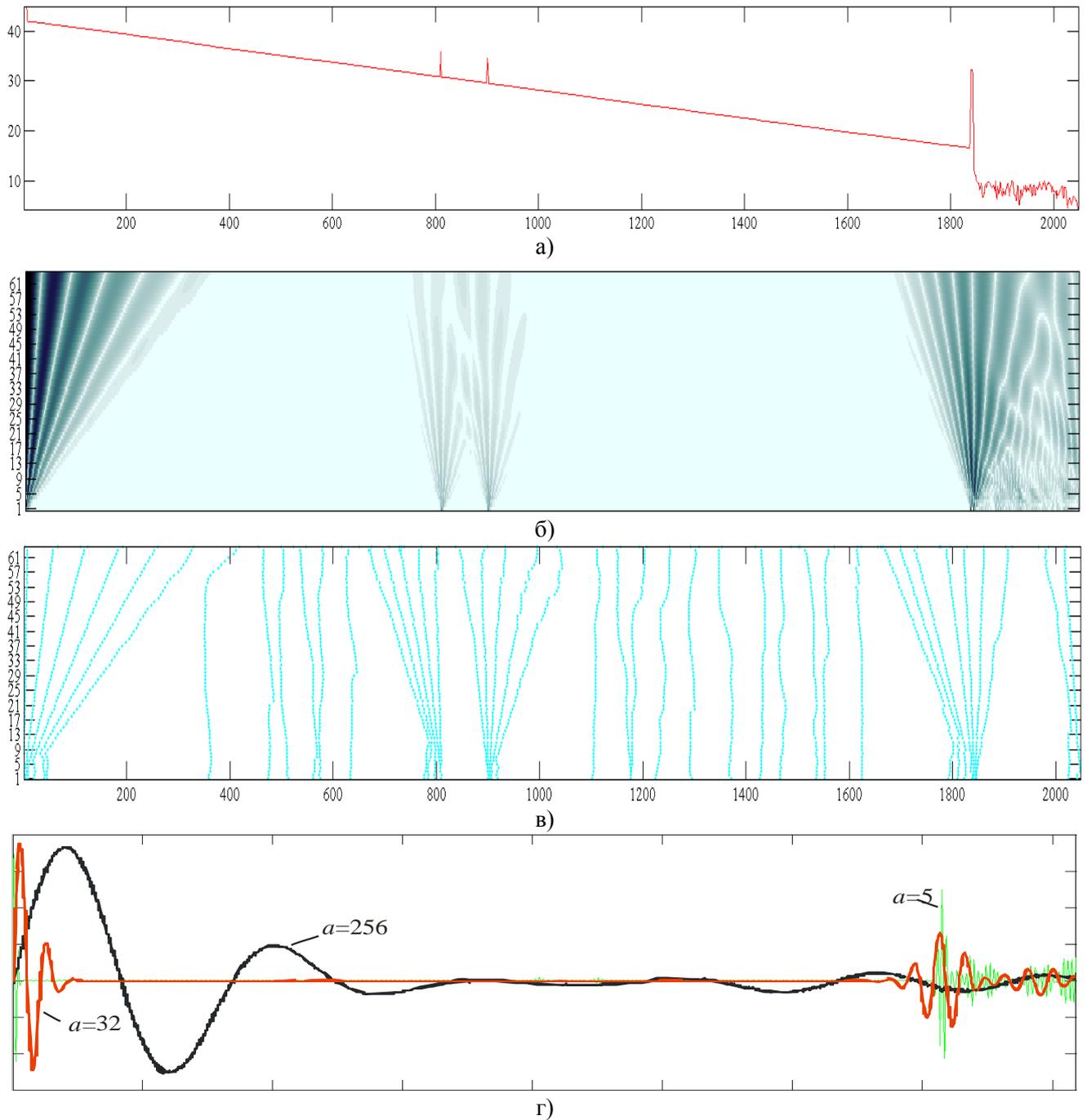


Рисунок 3.2 – Пример вейвлет-преобразования рефлектограммы (линии связи, длиной 164 км): (а) анализируемая рефлектограмма; (б) спектрограмма; (в) локальные максимумы коэффициентов; (г) линии вейвлет-коэффициентов при значениях масштаба  $a = 5, 32, 256$

### 3.2 Обработка рефлектограмм с использованием *MATLAB*

В данном параграфе автором произведена обработка рефлектограмм, с использованием математического аппарата, выбранного в главе 2 диссертации. И решены задачи, поставленные вначале главы 3.

#### 3.2.1 Математическая модель шума

Как было сказано в § 2.4 на практике помимо исследуемого сигнала в линии связи также присутствует шум. Модель такого взаимодействия приведена в виде (2.18) и состоит из неслу-

чайной функции  $f$  и некоррелированного гауссовского шума  $\varepsilon$  с нулевым средним и дисперсией  $\sigma^2$ . При этом для рассматриваемой модели необходимо построить оценку функции  $f$  по наблюдениям  $Y_i$ . При достаточно большом  $N$  можно принять следующую модель шума:  $\varepsilon_i \sim N(0, \sigma^2)$ ,

$$N(0, \sigma^2) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x \exp\left(-\frac{t^2}{2\sigma^2}\right) dt, \quad \sigma^2 = N_0/2, \text{ где } N_0 \text{ – спектральная плотность мощности шума.}$$

### 3.2.2 Определение импульса ложного повреждения (эхо-импульса)

В рефлектограммах возможно присутствие импульсов, вызываемых наличием сварных соединений, так называемых «ложных» импульсов или эхо-импульсов. Такие импульсы могут иметь форму выброса и его мощность схожие с формой выброса, вызванного известными неоднородностями, а дисперсия отраженного импульса имеет большее значение, но при этом данный разброс не всегда фиксируется оператором. Следовательно, при анализе рефлектограммы такие импульсы могут быть восприняты как неоднородность, а не шумовая составляющая и в линии связи физически будет отсутствовать. При спектральном анализе рефлектограммы эти импульсы рассматривают как помехи, и они могут оказывать существенное влияние на спектр рефлектограммы. До проведения оценки спектра их необходимо удалить. Один из методов удаления такой помехи из рефлектограммы предложен в диссертационной работе.

Обрабатывать рефлектограммы с ложными эхо-импульсами возможно с использованием одного из двух методов:

- для анализа и обработки данных рефлектограммы без предварительного удаления ложных эхо-импульсов используются методы, устойчивые к наличию помех;

- обработка рефлектограммы с предварительным удалением ложных эхо-импульсов.

При этом такой метод обработки может не обладать устойчивостью к помехам.

Сравнительный анализ двух методов приводит к выводу, что метод с предварительным удалением ложных эхо-импульсов даёт результаты схожие, а во многих случаях лучше, чем метод без их предварительного удаления. Так как нет точного определения эхо-импульсов в рефлектограмме, то метод с удалением импульсов может быть рассмотрен как первоначальная фильтрация рефлектограммы без учёта особенностей структуры рефлектограммы. Далее в диссертационной работе предложен такой метод.

### 3.2.3 Построение математической модели рефлектограммы

Определение ложных эхо-импульсов в рефлектограмме возможно осуществлять как по реальным данным, так и с использованием математической модели рефлектограммы, которая строится с учётом определённых параметров реальной рефлектограммы и позволяет оценивать результаты обработки по точности определения этих параметров. Математическая модель рефлектограммы может быть представлена в виде суммы неслучайной функции, зависящей от времени, и случайного шума с относительно небольшой дисперсией. Для спектрального анали-

за рефлектограммы необходимо вычислить её преобразование Фурье. Также математическая модель рефлектограммы может быть представлена в виде случайного процесса, а её спектром будет являться преобразование Фурье автоковариационной функции [101]. Кроме того, в качестве математической модели рефлектограммы возможно рассматривать модель авторегрессии с независимыми нормальными случайными величинами и нулевым математическим ожиданием [102 – 104]. Недостаток такой модели – необходимость изменения частоты дискретизации дискретного сигнала рефлектограммы для получения равномерных отсчётов.

В диссертации в качестве математической модели рефлектограммы за основу принята первая рассмотренная модель. Для неё автором предложена неслучайная функция в виде суммы прямой линии и импульсного сигнала. Т.е. рефлектограмма записывается следующим образом:

$$REF(t) = (at + b) + A\chi(t) + \varepsilon(t), \quad (3.1)$$

где  $a$  – угловой коэффициент прямой;  $b$  – некоторое действительное число прямой;  $A$  – амплитуда импульсной функции;  $\chi(t)$  – импульсная функция, описывающая возможное повреждение линии связи;  $\varepsilon(t) \sim N(0, \sigma^2)$  – шум. Время изменяется дискретно, т.е.  $t \in \{t_1, t_2, \dots, t_n \mid 0 = t_1 < t_2 < \dots < t_n\}$ . При этом отсчёты времени соответствует диапазону расстояний, установленному при измерениях.

Разработанная математическая модель рефлектограммы приближительна, так как форма реальной рефлектограммы несколько сложнее, чем суммарное представление прямой линии и импульсного сигнала с шумом. Но этого достаточно при решении задачи оценки формы действительной части рефлектограммы.

### 3.2.4 Определение доверительных интервалов для рефлектограмм

Для рассматриваемой модели (3.1) предложен метод выявления и удаления ложных эхо-импульсов и шума на основе доверительных интервалов для разностей рефлектограммы, заключающийся в следующем:

1. Получить оценки относительной мощности и расширения длительности импульсов рефлектограммы для выборки значений.
2. Для всей выборки значений рефлектограммы найти выбросы по мощности и расширение импульса по длительности, соответствующие неоднородностям и повреждениям линии.
3. Оценить дисперсию  $\sigma^2$  полученных выбросов.
4. Построить доверительный интервал для разностей рефлектограмм  $REF(t_i) - REF(t_{i-k})$ ,  $i = 1, 2, \dots, N$ ,  $1 \leq k \leq i$  с уровнем доверия не ниже  $P$ .
5. Убрать импульсы, не попадающие в доверительные интервалы для разностей рефлектограммы  $REF(t)$ .

Для разностей полезной части рефлектограммы (без шумовой составляющей)  $REF_S(t) \equiv (at + b) + A \cdot \chi(t)$  будет выполнено следующее:

$$\begin{aligned} |REF_S(t_i) - REF_S(t_{i-k})| &= |(at_i + b) + A\chi(t_i) - (at_{i-k} + b) - A\chi(t_{i-k})| \leq \\ &\leq (a|t_i - t_{i-k}| + b) + A|\chi(t_i) - \chi(t_{i-k})| \equiv h_i^k. \end{aligned} \quad (3.2)$$

При нахождении доверительного интервала, предполагается, что дисперсия шума  $\sigma^2$  известна. Тогда случайная величина, распределенная по нормальному закону распределения, с нулевым математическим ожиданием и дисперсией  $\sigma^2$  с вероятностью  $P$  попадет в интервал  $\left(\sigma F^{-1}\left(\frac{\alpha}{2}\right), \sigma F^{-1}\left(1 - \frac{\alpha}{2}\right)\right)$ . При этом, длина интервала минимальна среди всех интервалов  $I$  таких, что  $P(\xi \in I) = 1 - \alpha, \xi \sim N(0, \sigma^2)$  [105, разд. 2.6].

Доверительный интервал для разностей рефлектограмм  $REF(t)$  будет равен:

$$\left(-h_i^k + \sqrt{2}\sigma F^{-1}\left(\frac{\alpha}{2}\right), h_i^k + \sqrt{2}\sigma F^{-1}\left(1 - \frac{\alpha}{2}\right)\right). \quad (3.3)$$

Для оценки дисперсии  $\sigma$  можно использовать разности  $\Delta REF_i = REF(t_i) - REF(t_{i-1})$  функции  $REF(t)$ , исключив из них влияние полезного сигнала: в соответствии с моделью (3.1) в качестве шума рассматривать следующие значения:  $r_i = \Delta REF_i - (REF_S(t_i) - REF_S(t_{i-1}))$ .

Коэффициенты  $REF_S$  необходимо оценить. Для значения  $\sqrt{2}\sigma$  в качестве оценки используется нормированное МАО от медианы  $\sigma$ :

$$\sigma = \frac{\text{med}|r_i - \text{med } r_i|}{F^{-1}\left(\frac{3}{4}\right)}.$$

Оценка  $\sigma$  является наиболее робастной с пороговой точкой 0,5 [106, гл. 5], а также она будет состоятельной оценкой стандартного отклонения  $\sigma$  нормальной случайной величины [107].

### 3.2.5 Алгоритм устранения ложных эхо-импульсов

Фильтрация эхо-импульсов происходит во временной области на основе (3.2) и (3.3). Если взять  $\alpha = 0,05$ , то доля эхо-импульсов в рефлектограмме не будет превышать 5%. Таким образом, для доверительного интервала значение уровня доверия равно  $P=0,95$ . На рисунке 3.3 изображена схема алгоритма устранения эхо-импульсов. Первая точка рефлектограммы должна относиться к полезному сигналу – необходимое условие работы алгоритма.

Предположим, что до момента времени  $t_{i-1}$  включительно рефлектограмма отфильтрована, т.е. последний из предшествующих интервалов соответствует моменту времени  $t_{i-1}$ . Рассмотрим момент времени  $t_{i+k}$ ,  $k$  – целое число. Начинаем со значения  $k = 0$ . Если разность  $REF(t_{i+k}) - REF(t_{i-1})$  попадает в доверительный интервал, построенный по формуле (3.3), то точка  $REF(t_{i+k})$  соответствует модели (3.1), она объявляется полезной, обновляются значения  $i$  и  $k$ :  $i = i + k + 1, k = 0$ .

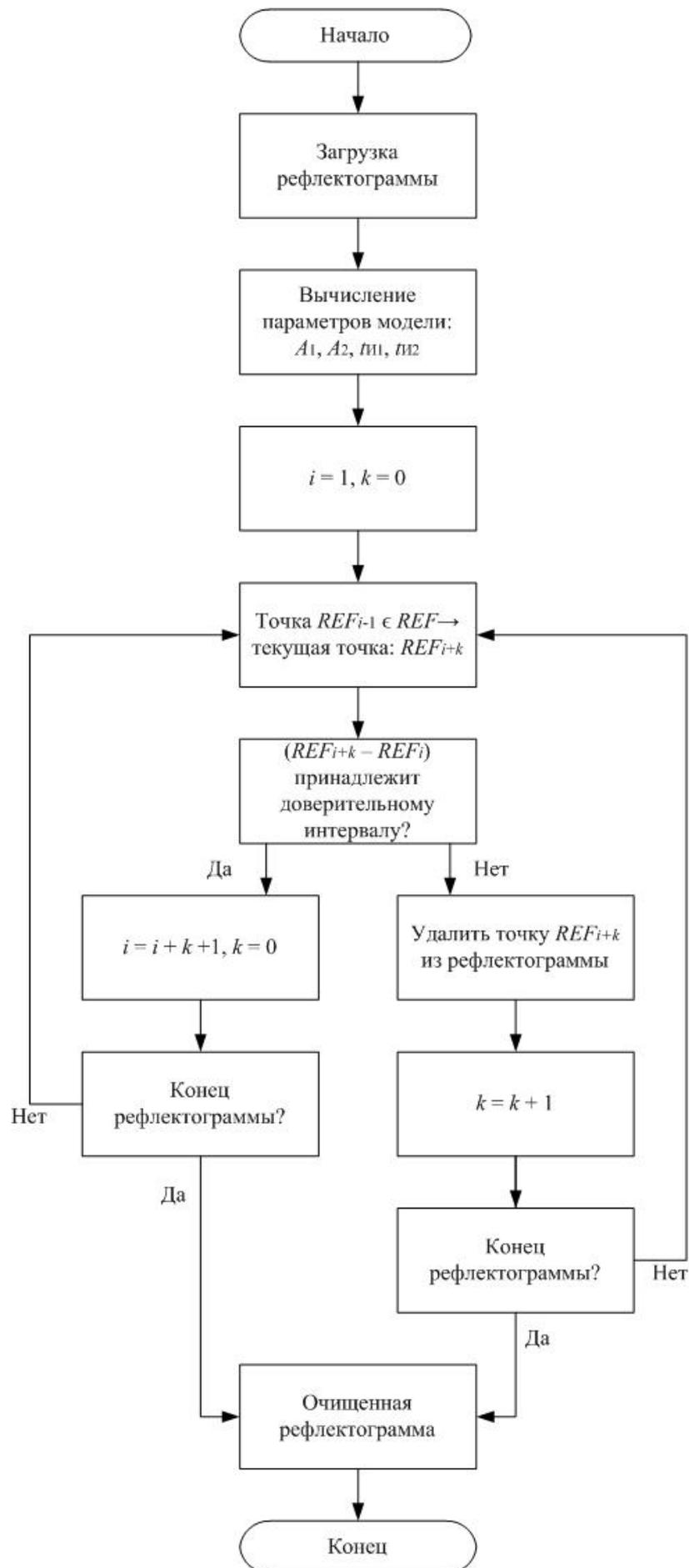


Рисунок 3.3 – Схема алгоритма устранения ложных эхо-импульсов

Выполняется переход к моменту времени  $t_i$  ( $i$  – обновленное). Если разность в интервал не попала, то точка  $REF(t_{i+k})$  удаляется из рефлектограммы как эхо-импульс. Далее  $k$  увеличивается на единицу, и рассматривается момент  $t_{i+k}$  ( $k$  – обновленное). Число  $k$  является счётчиком идущих подряд эхо-импульсов. Обычно  $k \leq 3$ , так что существенного увеличения доверительного интервала и, как следствие, ухудшения работы метода ожидать не стоит.

Предложенный алгоритм позволяет выявить и удалить ложных эхо-импульсы из рефлектограммы, оказывающие значительное влияние на спектральную составляющую результатов, что существенно позволяет увеличить точность результатов измерения и тем самым снизить погрешность при диагностике различных повреждений линии связи.

### 3.2.6 Разработка метода определения сингулярности рефлектограммы

Точность локализации повреждений и неоднородностей линии связи по рефлектограмме зависит от типа измеряемого прибора, длины измеряемой линии, параметров зондирующего импульса (длина волны, длительность и форма импульса), дисперсии оптического волокна, и для находящихся в эксплуатации рефлектометров может находиться в пределах от 0,4 до 80 метров [140-143]. На рефлектограмме точность измерения можно представить как расстояние между двумя соседними точками.

На рисунке 3.4 изображен участок рефлектограммы с повреждением. При этом в автоматическом режиме работы рефлектометр определяет место повреждения с указанием на точку 194, хотя изменение уровня обратного рассеяния (подъема) происходит, начиная с точки 189. Следовательно, повреждение находится между точками 189 и 194. При различной разрешающей способности рефлектометров данное расстояние может быть равно от 2 до 400 метров и, соответственно, с такими погрешностями будут произведены измерения, что существенно затрудняет работу ремонтно-эксплуатационных служб.

Для уменьшения погрешности измерения предлагается использовать следующую схему обработки рефлектограммы. Для локализации точного места повреждений и неоднородностей по рефлектограмме необходимо определить её сингулярности: исследуемую рефлектограмму необходимо разложить на аппроксимирующие и детализирующие вейвлет-коэффициенты с помощью многоуровневого одномерного дискретного вейвлет-разложения до уровня (глубины)  $j$ . На первом уровне разложения коэффициенты получаются в результате свёртки исследуемой рефлектограммы с фильтром нижних частот (ФНЧ) для коэффициентов аппроксимации и фильтром верхних частот (ФВЧ) для коэффициентов детализации и последующей двоичной децимацией. Коэффициенты на втором уровне получаются в результате свёртки полученных на первом этапе разложения коэффициентов аппроксимации также с ФНЧ и ФВЧ.

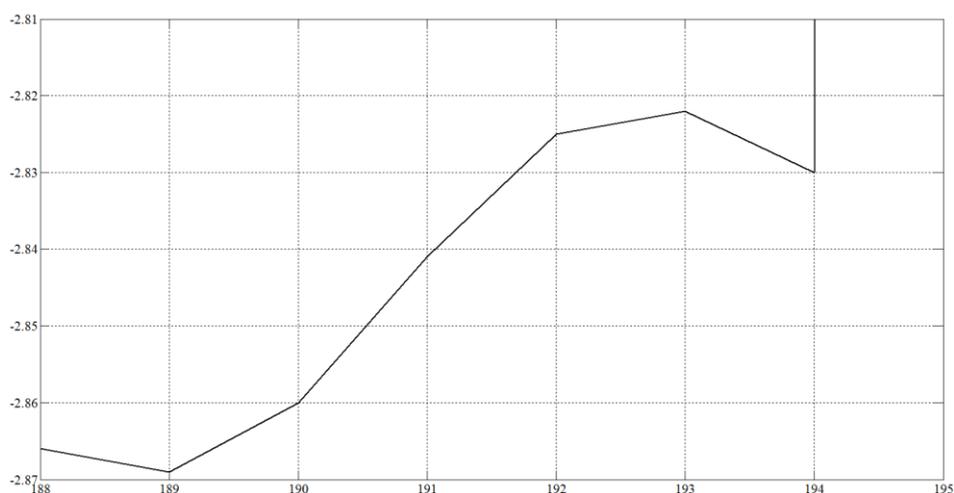


Рисунок 3.4 – Участок рефлектограммы с повреждением

На рисунке 3.5 представлена схема разложения рефлектограммы до 5-го уровня с исходной длиной рефлектограммы  $N = 2^{11} = 2048$ . Сингулярности рефлектограммы проявляются на самом низком уровне разложения в детализирующих коэффициентах. При этом необходимое условие для поиска сингулярности – наличие второго детализирующего коэффициента, а также наличие его отклонения в предполагаемой области с сингулярностью. При наличии шумовой составляющей в рефлектограмме сингулярности могут более чётко проявляться в детализирующих коэффициентах второго или третьего уровня разложения.

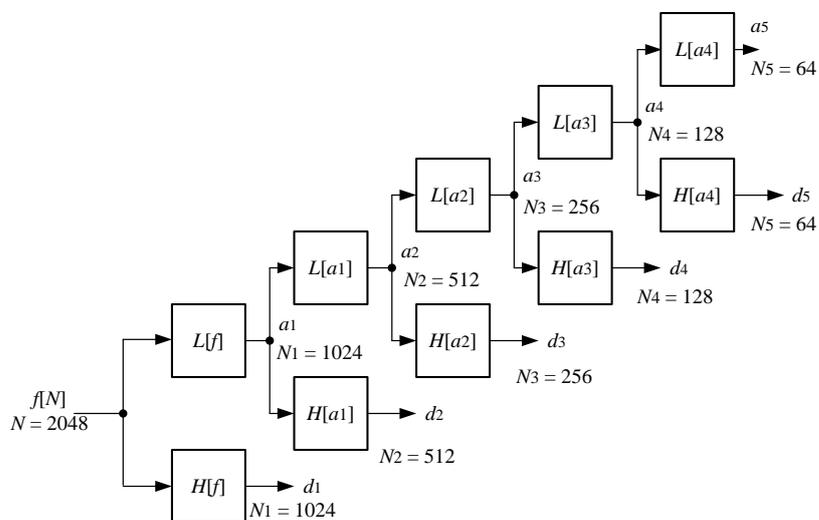


Рисунок 3.5 – Схема разложение рефлектограммы на вейвлет-коэффициенты

Для исследования взята рефлектограмма, полученная в результате измерений волоконно-оптической линии передачи Челябинск – Хабаровск с помощью оптического универсального рефлектометра *MTS 5100e* с разрешающей способностью 40 м. Для разложения рефлектограммы на коэффициенты аппроксимации и детализации взят вейвлет Добеши 5-го порядка (выбран экспериментальным путём). Так как шумовая составляющая в рефлектограмме практически отсутствует, то целесообразно раскладывать рефлектограмму до второго уровня. Исследуемая рефлектограмма представлена на рисунке 3.6(a), детальный участок с повреждение рефлекто-

граммы представлены на рисунке 3.6(б), коэффициенты детализации на первом (сплошная линия) и втором (пунктирная линия) уровне разложения для повреждения – на рисунке 3.6(в).

Для точного определения сингулярности применяется следующая процедура, написанная в среде *MATLAB*, и позволяющая количественно определить коэффициенты детализации:

```
% Разложение рефлектограммы f на вейвлет-коэффициенты
```

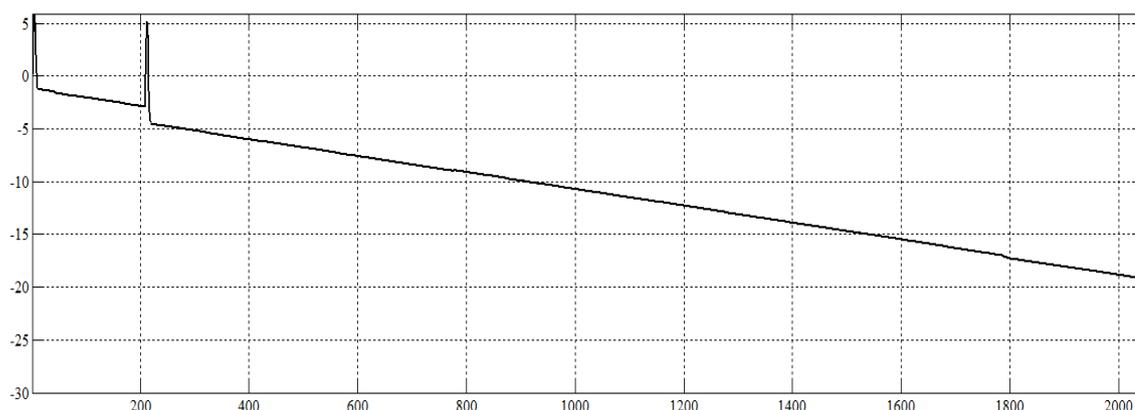
```
% Для вейвлета Добеши 5-го порядка
```

```
N=2;
```

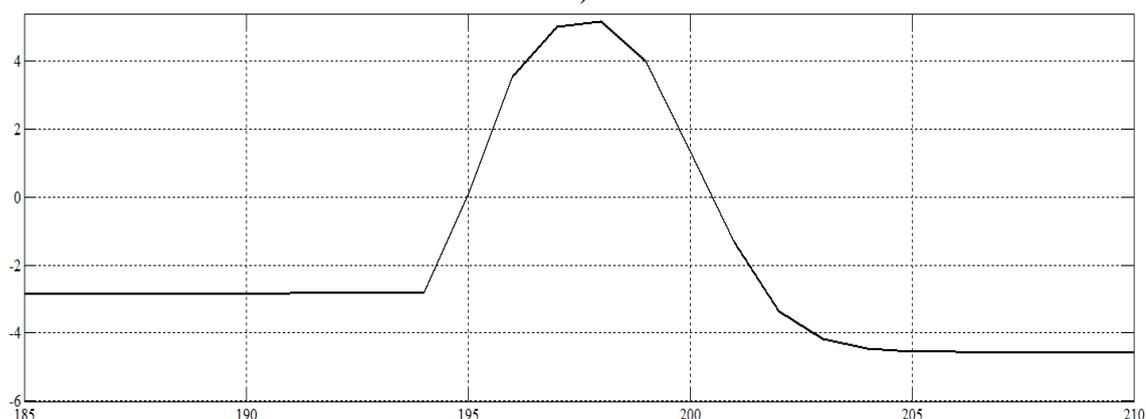
```
[signal_dec,signal_struct]=wavedec(f,N,'db5');
```

```
d1= wrcoef('d',signal_dec,signal_struct,'db5',1);
```

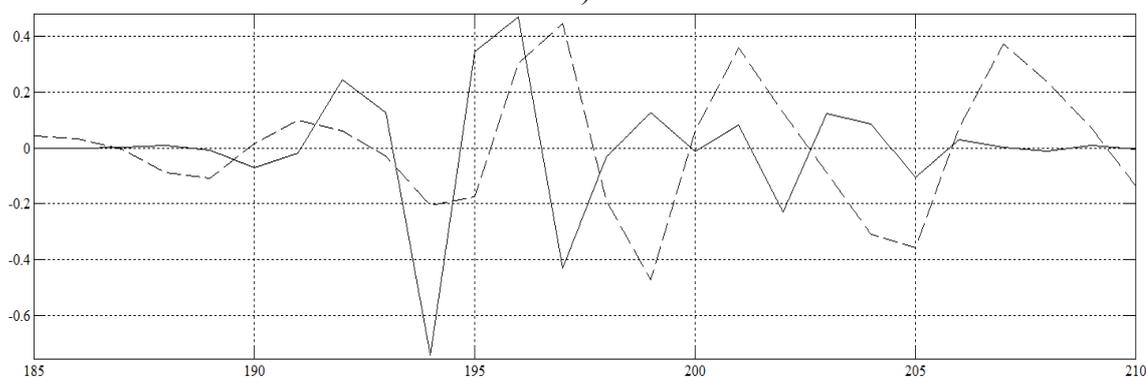
```
d2= wrcoef('d',signal_dec,signal_struct,'db5',2);
```



а)



б)



в)

Рисунок 3.6 – Исследуемая рефлектограмма (а); повреждение (б); коэффициенты детализации первого (сплошная линия) и второго (пунктирная линия) уровня разложения для повреждения (в)

На протяжении всей рефлектограммы коэффициенты детализации первого уровня разложения имеют значения порядка  $10^{-3} - 10^{-5}$ . Явное изменение рефлектограммы, также определенное и рефлектометром, соответствует точке 194, и имеет значение коэффициента детализации  $-0,7439$ . Соответственно, возможное наличие небольшого увеличения уровня обратного рассеяния (от точки 189 до 193) отразится в предыдущем отрицательном коэффициенте детализации. Предыдущее отрицательное значение коэффициента детализации имеет порядок  $10^{-2}$  (равно значению  $-0,0709$ ), что соответствует на рисунке 3(в) точке 190, т.е. отклонения в районе точки 190 бóльшие значения  $10^{-2}$  следует считать искомыми. Таким образом, сингулярность рефлектограммы в области с повреждением определяется в диапазоне  $[189,06-191,03]$ , при этом разница с определенным рефлектометром значением составляет  $[118,8-197,6]$  м.

Для определения погрешности работы метода нахождения сингулярности рефлектограммы возьмем смоделированную рефлектограмму с точно определенным местом повреждения. На рисунке 3.7(а) представлена такая рефлектограмма. При этом повреждение может иметь следующие характерные представления: повреждение представлено как резкий скачок после плавного уменьшения уровня обратного рассеяния (рисунок 3.7(б)); повреждение представлено после плавного уменьшения уровня обратного рассеяния как сначала в виде плавного увеличения уровня обратного рассеяния, а затем как резкий скачок (рисунок 3.7(в)). Для данных случаев точное значение места повреждения определено в точках 809 и 804 соответственно.

Определение сингулярности смоделированной рефлектограммы проводилось с использованием следующих вейвлетов, применяемых для разложения рефлектограммы на детализирующие коэффициенты: вейвлет Хаара, вейвлеты Добеши 2-го – 9-го порядков, симлет 2-го – 8-го порядков. При этом для указанных вейвлетов ширина области обработки равна  $(2n-1)$ , где  $n$  – порядок вейвлета. Из-за отсутствия шумовой составляющей в рефлектограмме разложение производилось до второго уровня.



а)

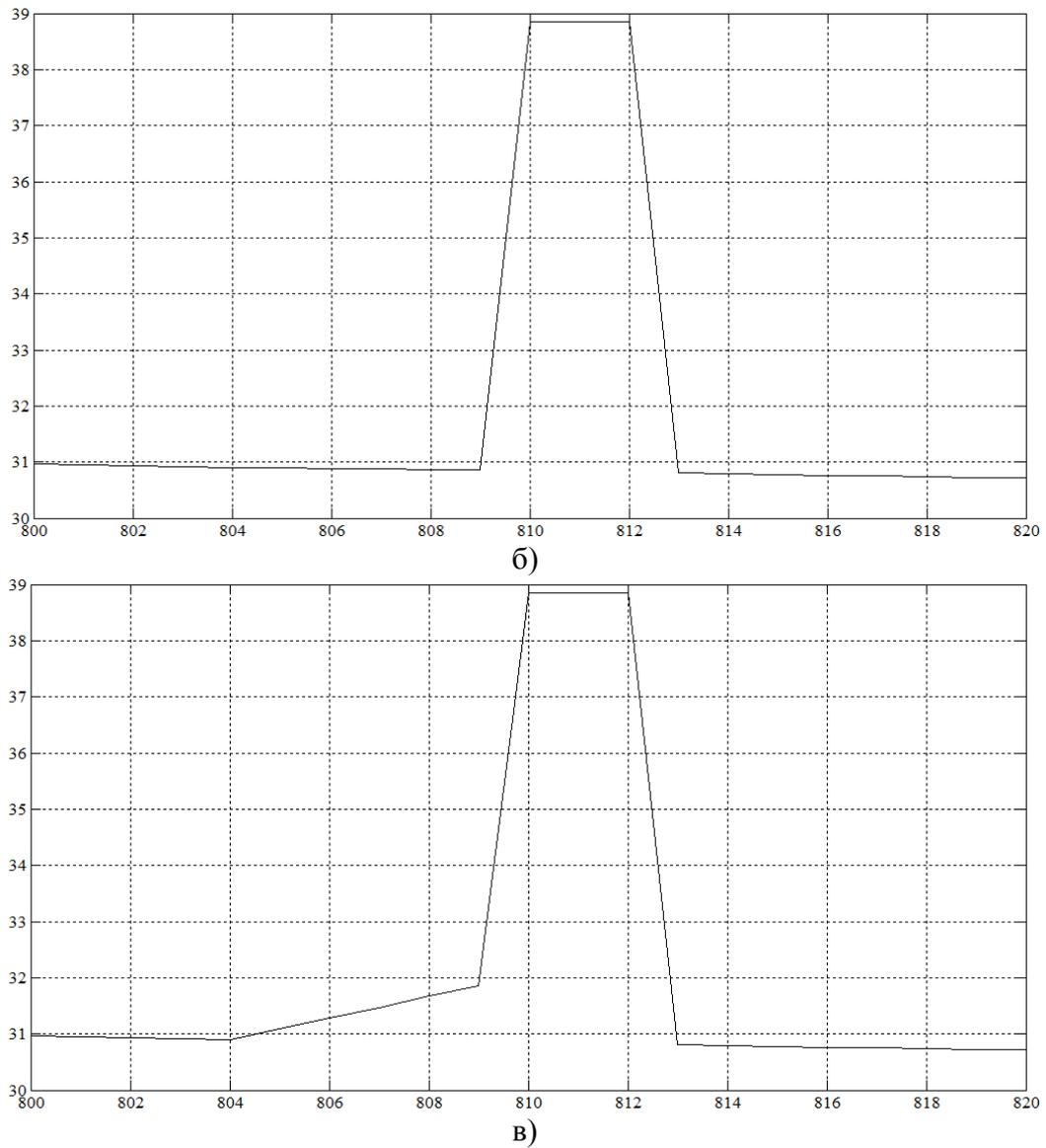
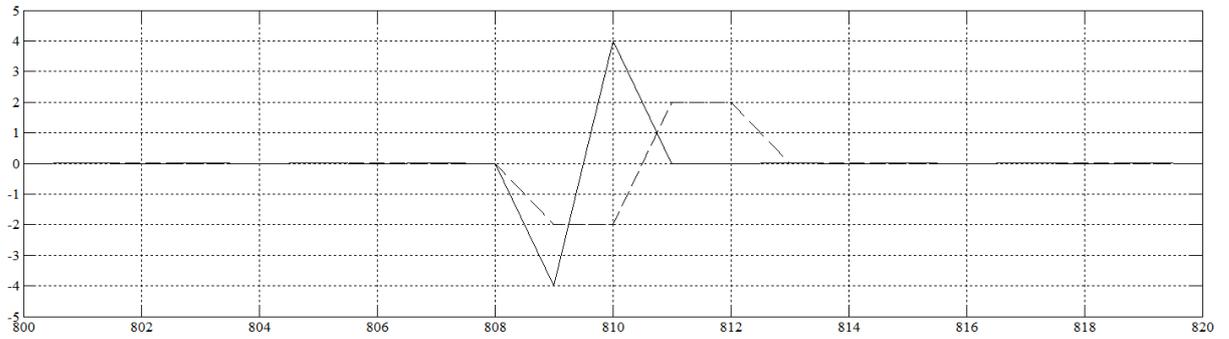
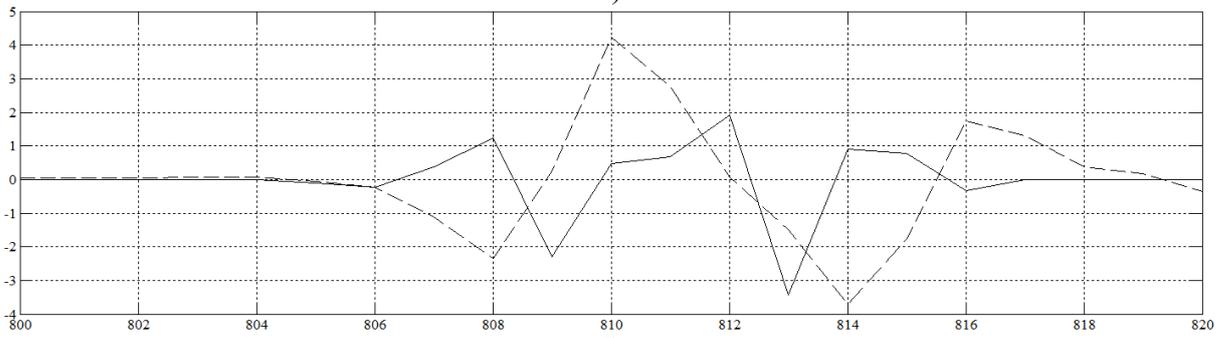


Рисунок 3.7 – Смоделированная рефлектограмма (а); повреждение в виде скачка (б); повреждение в виде плавного нарастания, а затем скачка (в)

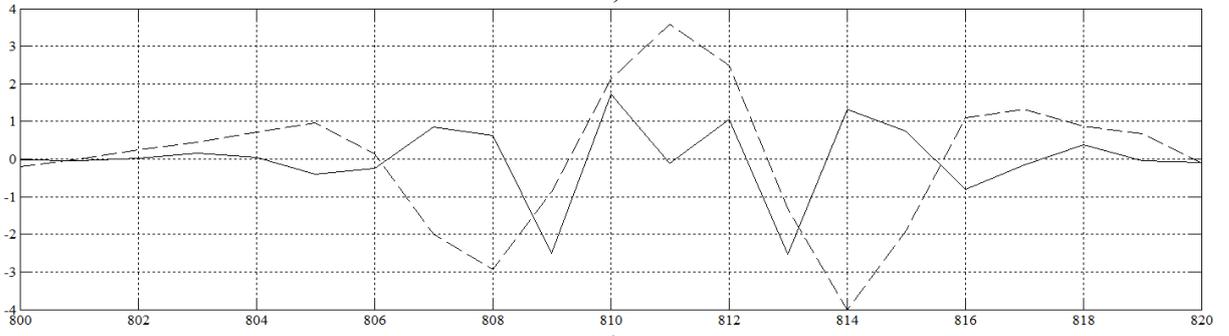
Для повреждения, представленного в виде резкого скачка после плавного уменьшения уровня обратного рассеяния, вейвлеты Добеши и симлеты низких порядков (до 4-го) позволяют определить сингулярность в точке 809 с вероятностью близкой к 1. Определение сингулярности указанными вейвлетами высокого порядка (с 4-го) нецелесообразно за счёт широкой области обработки рефлектограммы (захват большого числа обрабатываемых точек), что вызывает наличие грубых погрешностей в определении точки начала повреждения. На рисунке 3.8 представлены коэффициенты детализации при разложении рефлектограммы с использованием вейвлета Хаара, вейвлета Добеши 3-го и 9-го порядков, симлетов 2-го и 6-го порядка. Сплошной линией обозначен первый коэффициент, пунктирной – второй коэффициент детализации.



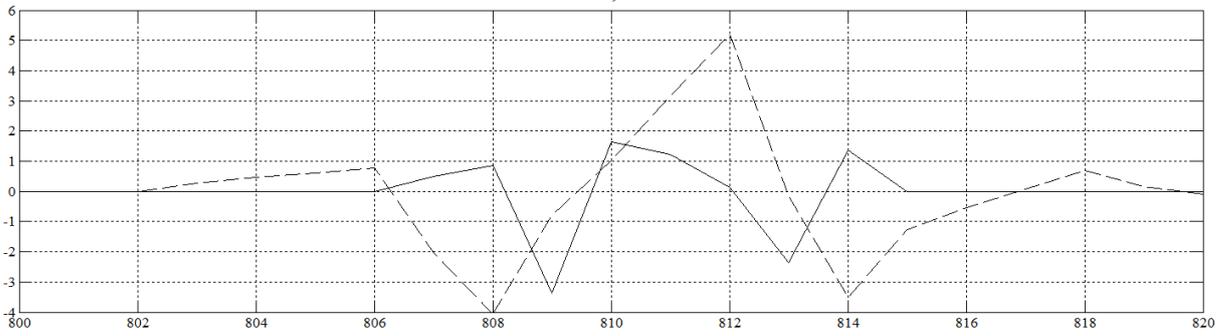
а)



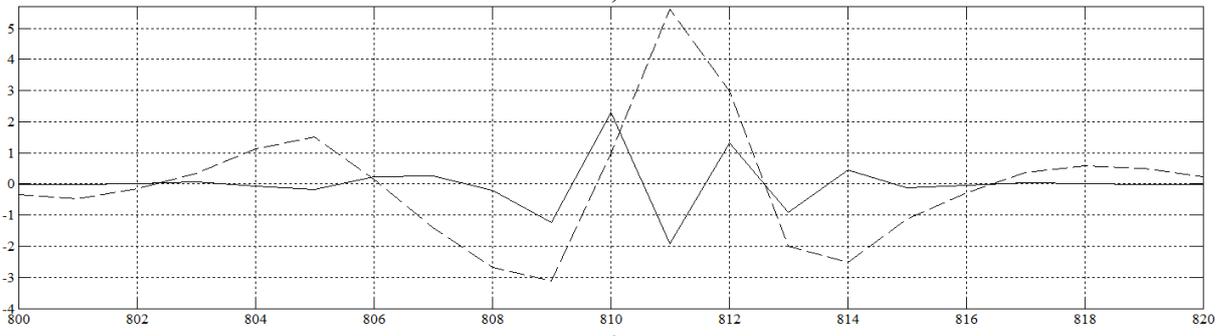
б)



в)



г)

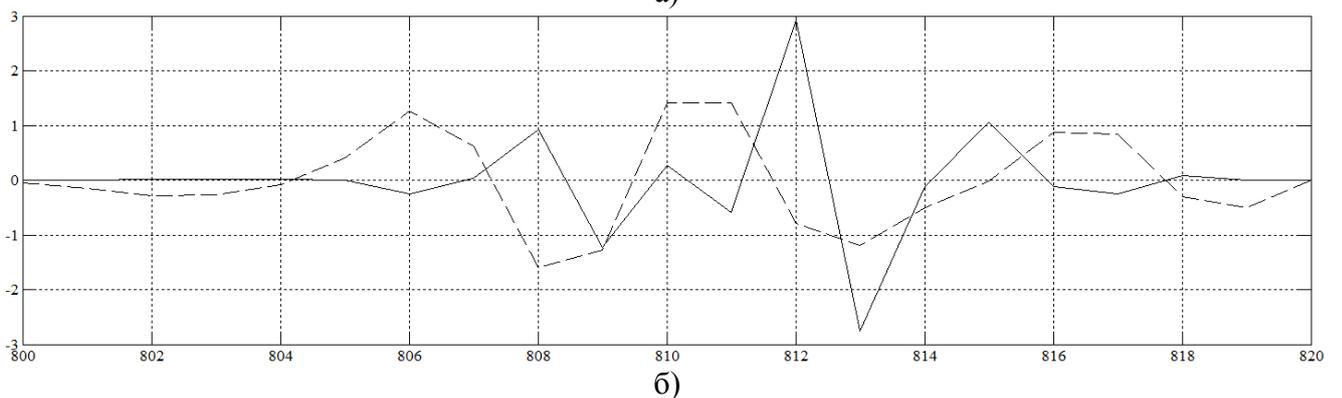
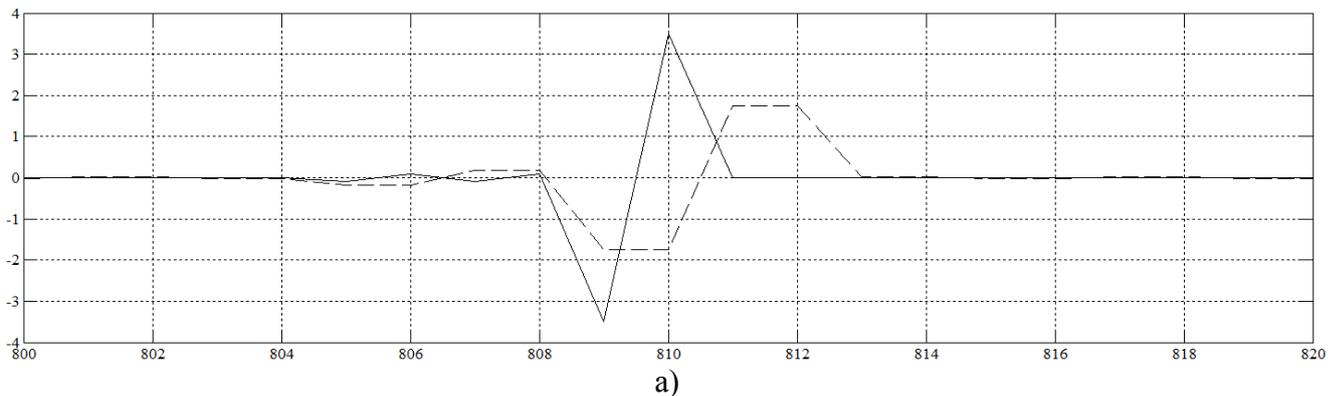


д)

Рисунок 3.8 – Коэффициенты детализации разложения рефлектограммы вейвлетами: (а) Хаара, (б) Добеши 3-го порядка, (в) Добеши 9-го порядка, (г) симлета 2-го порядка, (д) симлета 6-го порядка

Из рисунка 3.8 видно, что повреждение в виде резкого скачка уровня обратного рассеяния лучше всего определяет вейвлет Хаара, что обуславливается его функцией материнского вейвлета (рисунок 2.4). Остальные вейвлеты, имеющие несколько сглаженные функции материнского вейвлета и бóльшую ширину области обработки, хотя и позволяют определить указанное повреждение, но с меньшей точность и наличием погрешностей (определение ложных выбросов до начала повреждения, например, на рисунке 3.8(в) область [804-806]). Это обусловлено большой шириной области обработки и захватом большего числа обрабатываемых точек на рефлектограмме, и, соответственно, обрабатывается как точка повреждения, так и последующие точки выброса. Что приводит к ложным выбросам и несколько меньшему значению уровня коэффициента детализации, чем при использовании вейвлета Хаара.

Для повреждения, представленного в виде плавного увеличения уровня обратного рассеяния, а затем резкого скачка, наиболее точные значения получены с использованием вейвлетов Добеши 3-го, 4-го и 5-го порядков. Что обуславливается количеством отсчётов от начала подъёма уровня обратного рассеяния до точки с резким скачком. При этом при разложении с использованием вейвлета Хаара также можно определить сингулярность в районе точки 805. На рисунке 3.9 представлены коэффициенты детализации при разложении рефлектограммы с использованием вейвлетов: Хаара, Добеши 4-го и 7-го порядка, симплета 2-го, 4-го и 7-го порядка. Сплошной линией обозначен первый коэффициент, пунктирной – второй коэффициент детализации. Как видно из рисунка 3.9(г)-3.9(е) использование симплета при определении сингулярности рефлектограммы с плавным увеличением уровня обратного рассеяния нецелесообразно.



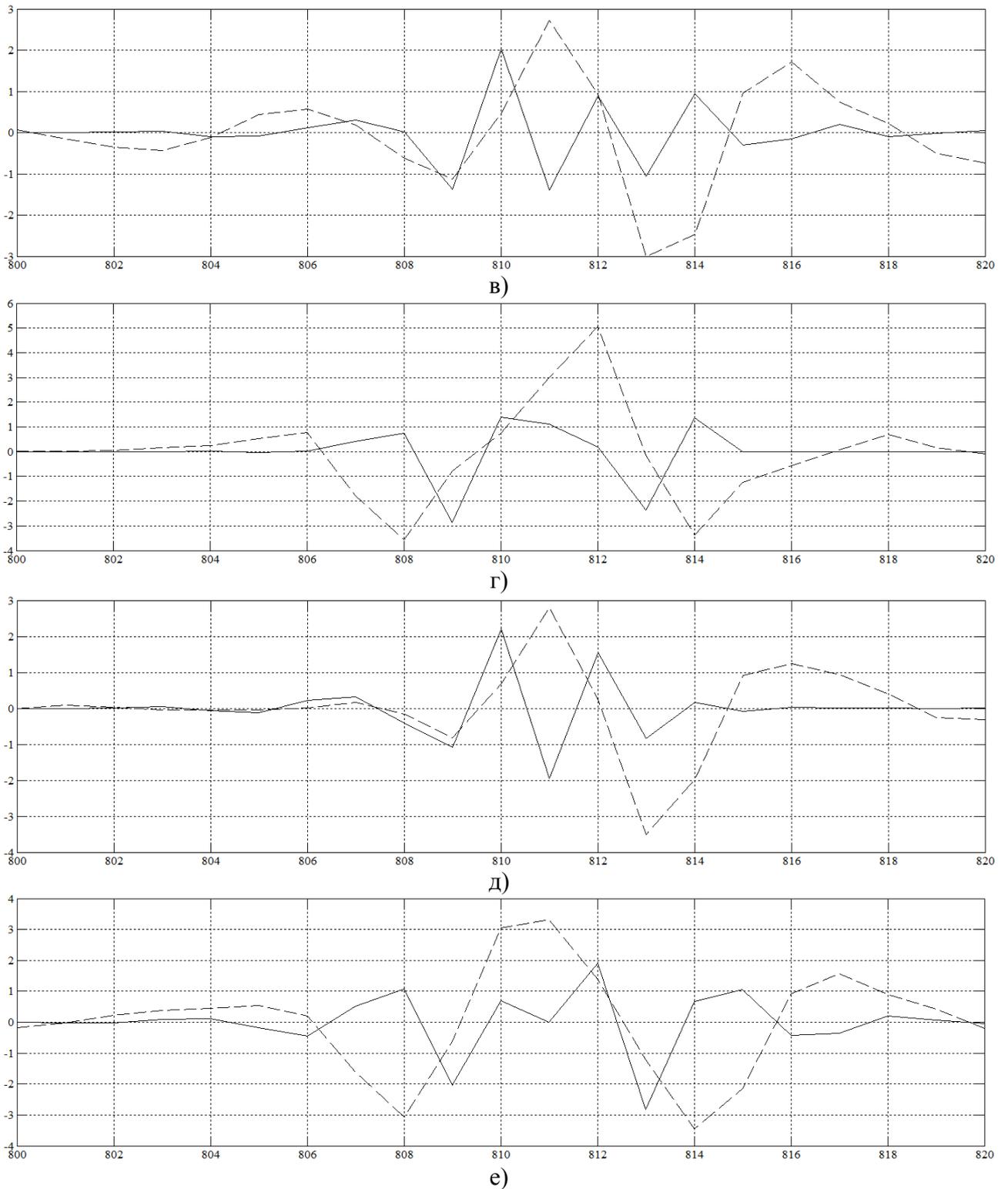


Рисунок 3.9 – Коэффициенты детализации при разложении рефлектограммы с использованием вейвлетов: (а) Хаара, (б) Добеши 4-го порядка, (в) Добеши 7-го порядка, (г) симлета 2-го порядка, (д) симлета 4-го порядка, (е) симлета 7-го порядка

Для точного определения сингулярности рефлектограммы необходимо найти числовые значения коэффициента детализации с помощью вышеуказанной процедуры.

На протяжении всей рефлектограммы коэффициенты детализации первого уровня разложения имеют значения порядка  $10^{-3} - 10^{-5}$ . Резкое изменение коэффициента фиксируется в

точке 809, что соответствует резкому скачку на рефлектограмме (рисунок 3.7(в)) и имеет значение при разложении вейвлетом Добеши 4-го порядка  $-1, 2272$ . Следовательно, предыдущее значение соответствует сингулярности рефлектограммы и имеет значение коэффициента  $-0,2564$  в точке 806. Таким образом, отклонения в районе точки 806 большие значения  $10^{-1}$  следует считать искомыми. Т.е. сингулярность рефлектограммы определена в диапазоне значений  $[805,37-806,53]$ . При этом абсолютная погрешность находится в диапазоне  $[1,37-2,53]$ .

При различной разрешающей способности рефлектометра, например от 0,4 до 80 метров, погрешность определения сингулярности рефлектограммы предложенным методом, будет находиться в интервале от  $[0,547-1,012]$  м при разрешении 0,4 м до  $[27,4-50,6]$  м при разрешении 20 м. При этом рефлектометр определит повреждение значением 809, т.к. предел допускаемой абсолютной погрешности при измерении затухания в данном случае равен 0,95, Т.е. при локализации повреждения (неоднородности) рефлектометр определяет данное повреждение только при изменении уровня обратного рассеяния большее, чем на 0,95 дБ. При этом погрешность локализации будет иметь значения от 2 м при разрешении рефлектометра 0,4 м, до 400 м при разрешении 80 м.

Соответственно, локализация повреждения (неоднородности) с помощью вейвлет-анализа позволяет уменьшить погрешность от 2-х до 4-х раз в рассмотренном случае, в зависимости от разрешающей способности.

### 3.2.7 Разработка метода удаления шума из рефлектограммы

Для удаления шума из рефлектограммы необходимо, чтобы она соответствовала условиям модели (2.18). Задача подавления шума (рисунок 3.10) сводится к следующему: по исходной рефлектограмме вычисляется прямое дискретное вейвлет-преобразование. Далее к полученным вейвлет-коэффициентам применяется пороговая обработка. А затем вычисляется ОДВП. Выбор вейвлета для ДВП, типа пороговой обработки и самого порога определяется посредством решения оптимизационной задачи.

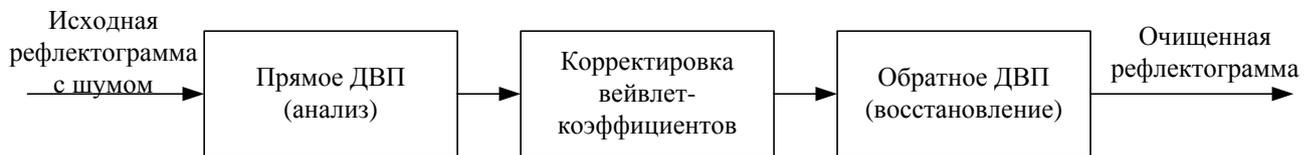
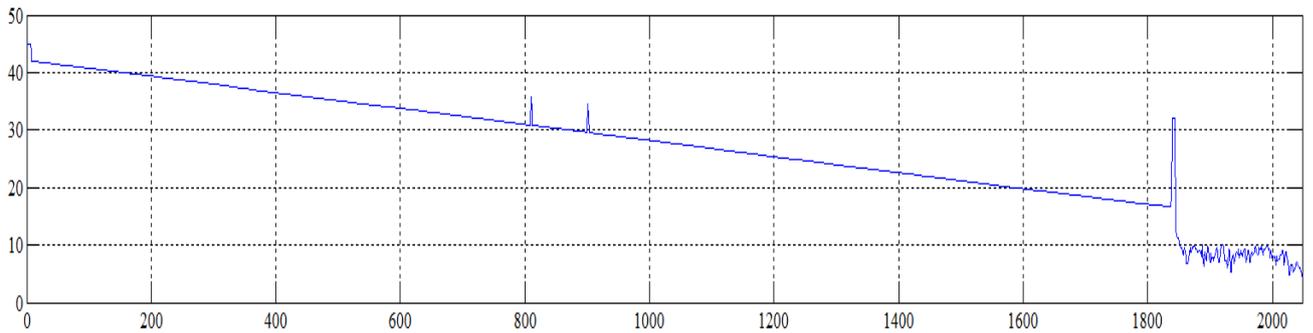


Рисунок 3.10 – Общая схема удаления шума на основе вейвлет-преобразования

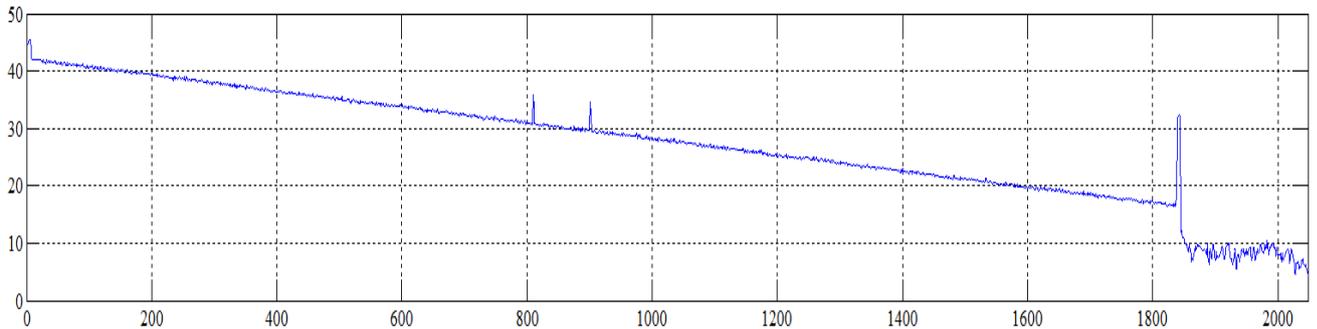
На рисунке 3.11(а) представлена исходная рефлектограмма без шума, с которой будет проводиться сравнение восстановленной рефлектограммы после удаления шумовой составляющей. Число отсчётов рефлектограммы  $2^{11} = 2048$ . Этот сигнал считается чистой рефлектограммой. Далее к этой рефлектограмме был добавлен смоделированный гауссовский шум с дисперсией  $\sigma^2 = 0,16^2 = 0,0256$ . В результате получена зашумленная рефлектограмма, представленная на рисунке 3.11(б). Дальше, согласно схеме (рисунок 3.10), происходит процесс анализа,

т.е. необходимо вычислить прямое ДВП зашумленной рефлектограммы. В качестве исходного вейвлета для ДВП используется вейвлет Добеши с 9 нулевыми моментами, как обладающего приемлемыми свойствами и наиболее распространенного при решении схожих задач.

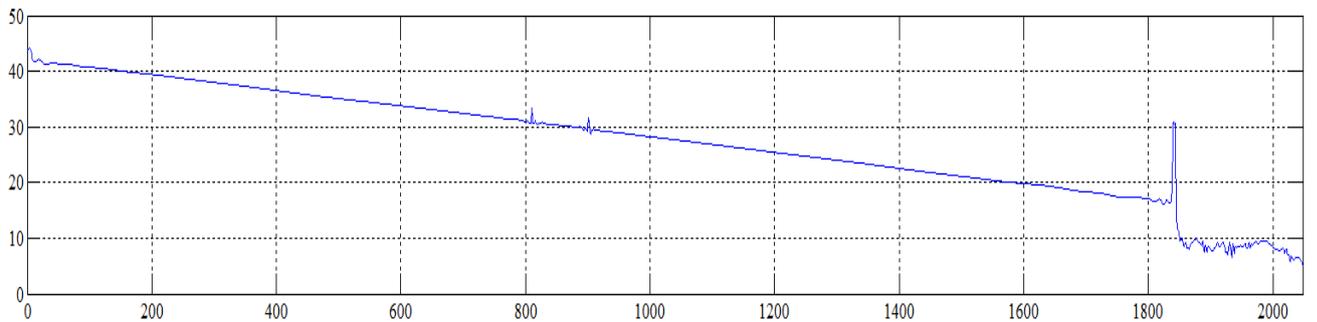
Корректировка полученных вейвлет-коэффициентов производится с применением мягкой пороговой обработки с универсальным порогом  $T = \sigma\sqrt{2\ln N}$ . При этом необходимо провести оценку дисперсии шума по коэффициентам разложения на самом мелком масштабе. После этого, по полученным после обработки коэффициентам, было вычислено ОДВП. Результат восстановленного сигнала (очищенной рефлектограммы) представлен на рисунке 3.11(в). Оценка дисперсии шума проводилась с помощью медианного абсолютного отклонения. На рисунке 3.12 изображены соответствующие спектрограммы для всех трёх рефлектограмм.



а)



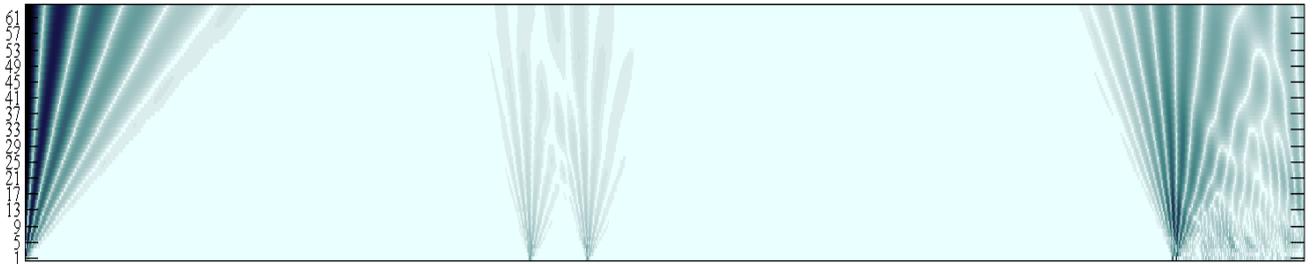
б)



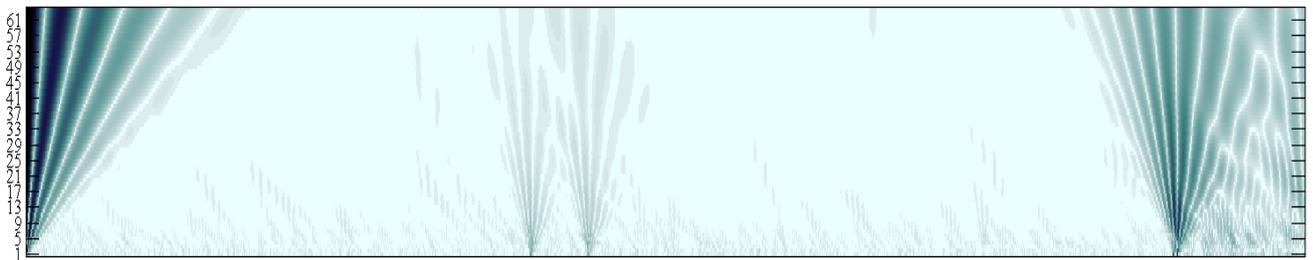
в)

Рисунок 3.11 – Исходная рефлектограмма (а); рефлектограмма с добавлением смоделированного гауссовского шума (б); результат удаления шума из рефлектограммы (в)

При этом оценка дисперсии шума с помощью среднеквадратического отклонения даёт значение  $0,33^2 \approx 0,1089$ , а с помощью медианного абсолютного отклонения – значение  $0,24^2 \approx 0,0576$ . Таким образом, оценка на основе МАО в данном конкретном примере даёт более точное значение дисперсии, кроме того она менее чувствительна к различным отклонениям и неоднородностям в выборке, поэтому на практике предпочтение отдается именно ей.



а)



б)



в)

Рисунок 3.12 – Спектрограммы: (а) – исходная рефлектограмма; (б) – рефлектограмма с добавлением смоделированного гауссовского шума; (в) – результат удаления шума из рефлектограммы с помощью пороговой обработки вейвлет-коэффициентов

Для оценки восстановленной рефлектограммы в процессе исследования определены показатели качества, представленные на рисунке 3.13, которые основываются либо на субъективных характеристиках, либо на объективных характеристиках восстановленной рефлектограммы. В качестве объективных критериев используются следующие показатели качества: процентное отклонение оценки риска и относительная оценка риска пороговой обработки, а также среднеквадратическая погрешность на всем диапазоне и на интервале с повреждением. В качестве субъективного показателя целесообразно принять пятибалльную шкалу со следующими коэффициентами:  $C_1 = 5$  – отличное качество сигнала после удаления шума,  $C_2 = 4$  – хорошее качество сигнала,  $C_3 = 3$  – удовлетворительное качество сигнала,  $C_4 = 2$  – плохое качество сиг-

нала,  $C_5 = 1$  – очень плохое качество сигнала. Наилучшее качество подавления шума в рефлектограмме будет, когда: оценка риска пороговой обработки  $R_N \rightarrow R_N$  (процентное отклонение), среднеквадратическая погрешность  $S_X \rightarrow 0$ , субъективный показатель  $C \rightarrow 5$ . При этом за основной показатель качества принята оценка риска пороговой обработки.

Произведем оценку риска пороговой обработки. Для того чтобы вычислить теоретический риск, выражение (2.19) необходимо преобразовать к более удобному виду:

$$R_N(f, T) = \sum_{i=1}^N E(a_i - p_T(X_i), T)^2 = \sum_{i=1}^N \left\{ E(a_i^2 1(|X_i| \leq T)) + E(a_i - X_i + T) 1(X_i > T) + E(a_i - X_i - T) 1(X_i < -T) \right\} = \sum_{i=1}^N (a_i^2 P(|X_i| \leq T)) + \sum_{i=1}^N E(\varepsilon_i^W - T)^2 1(\varepsilon_i^W > T - a_i) + \sum_{i=1}^N (\varepsilon_i^W + T)^2 1(\varepsilon_i^W < -T - a_i).$$



Рисунок 3.13 – Показатели качества восстановленной рефлектограммы

После интегрирования по частям и приведения подобных членов получаем:

$$R_N(f, T) = \sum_{i=1}^N (a_i)^2 \left\{ F_\sigma(T - a_i) - F_\sigma(-T - a_i) \right\} - \sum_{i=1}^N \sigma^2 \left\{ (T + a_i) \varphi_\sigma(T - a_i) + (T - a_i) \varphi_\sigma(T + a_i) \right\} + \sum_{i=1}^N (\sigma^2 + T^2) \left\{ 2 - F_\sigma(T - a_i) - F_\sigma(T + a_i) \right\}.$$

В результате, для исходной рефлектограммы и заданной дисперсии шума риск равен  $R_N \approx 132,87$ . Оценка риска при использовании оценки дисперсии шума с помощью МАО даёт значение  $R_N \approx 188,04$ . Это значение отличается от  $R_N$  примерно на 41%. При этом  $R_C \approx 14,96$ .

По теореме 2.2 это отношение асимптотически нормально с нулевым средним и дисперсией  $\approx 1,36$ . Полученное значение отклоняется от нуля несколько сильнее, чем это характерно для предельного распределения, в связи с тем, что оценка с помощью МАО заметно недооценивает  $\sigma$ . Если использовать в качестве оценки дисперсии шума  $S^2$ , то  $R_N \approx 242,46$ , и  $R_C \approx 15,72$ . По теоремам 2.1 и 2.2 данное отношение асимптотически нормально с нулевым средним и дисперсией, равной 1. При этом отклонение 15,72 от нуля значительно, чем это характерно для предельного распределения. Значение  $R_N$  отличается от  $R_N$  примерно на 82%.

Доля коэффициентов, превышающих порог, составляет около 10% от общего числа коэффициентов, что также позволяет решать задачу сжатия сигнала.

Найдем среднеквадратическую погрешность, используя следующее выражение:

$$S_X = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (a_i - \hat{a}_i)^2}$$

где  $a_i$  – значения исходной рефлектограммы;  $\hat{a}_i$  – значения восстановленной рефлектограммы.

Вычисленная среднеквадратическая погрешность равна  $S_X = 12,01$ . Субъективный показатель качества выбираем равным  $C_2 = 3$  – удовлетворительное качество сигнала.

Учитывая, что основной показатель качества – оценка риска даёт значение равное  $\approx 41\%$ , и вспомогательные показатели также имеют средние результаты, то восстановленная рефлектограмма с удовлетворительным уровнем точности соответствует исходной. Причем основное отличие двух рефлектограмм наблюдается в районе повреждений. На протяжении всей остальной части восстановленная рефлектограмма практически соответствует исходной. Таким образом, вейвлет-обработка при подборе оптимальных параметров позволит довольно точно восстанавливать сигнал после удаления шума.

### Выводы.

В третьей главе автором выполнено математическое моделирование, а также проведены исследования, позволяющие сделать следующие выводы:

1. Произведен анализ существующего программного обеспечения, позволяющего визуализировать, анализировать и обрабатывать данные, полученные рефлектометром. Для анализа рефлектограмм выбрана программа *ANDO AQ7932 Emulation Software*, как обладающая наиболее функциональной анализирующей частью и отчетной формой.

2. В качестве программного обеспечения для дальнейшей математической обработки данных рефлектограммы выбран программно-математический аппарат *MATLAB*, обладающий наиболее мощной вычислительной и визуализирующей базой, и позволяющий представлять данные для последующего их преобразования и обработки с помощью вейвлет-анализа.

3. На базе построенной математической модели рефлектограммы разработан метод и

предложен алгоритм определения и удаления ложных эхо-импульсов на основе доверительных интервалов для разностей рефлектограммы, существенно повышающий точность результатов измерения, и соответственно снижающий погрешность при диагностике различных повреждений линии связи.

4. Разработан метод определения сингулярности рефлектограммы для увеличения точности локализации повреждения и неоднородностей линий связи.

5. Разработан метод подавления шума, основывающийся на применении прямого и обратного дискретного вейвлет-преобразования с корректировкой вейвлет-коэффициентов на основе пороговой обработки с универсальным порогом. Предложена оценка результатов работы данного метода по специальным показателям качества, определенных в процессе исследования, основывающихся как на субъективных, так и на объективных характеристиках выходного рефлектограммы.

6. Определен основной показатель качества – оценка риска пороговой обработки. К вспомогательным показателям качества восстановленной рефлектограммы отнесены – средне-квадратическая погрешность и визуальное субъективное оценивание.

7. Произведен сравнительный анализ экспериментальных и теоретических значений оценки риска пороговой обработки, показавший, что применение предложенного метода для удаления шума и последующей реконструкции сигнала, позволяет восстановить сигнал с высокой точностью соответствия исходному сигналу.

Таким образом, применение разработанных методов определения и уменьшения влияния эхо-импульсов, а также определения сингулярности рефлектограммы и удаления шума с помощью пороговой обработки вейвлет-коэффициентов, позволяет достигнуть высоких результатов при восстановлении рефлектограммы. Что даёт возможность с высокой точностью производить локализацию повреждений и неоднородностей на линиях связи.

Результаты третьей главы опубликованы в работах [117, 118, 121].

## Глава 4

### Определение оптимальных параметров для вейвлет-обработки рефлектограмм

В третьей главе настоящей работы был разработан алгоритм обработки и удаления шума и эхо-импульсов из рефлектограмм с помощью вейвлет-преобразования. Кроме того, разработан метод определения сингулярности рефлектограммы на основе обработки детализирующих вейвлет-коэффициентов, позволяющий повысить точность локализации повреждений.

При этом для удаления шума из рефлектограммы в качестве исходного вейвлета для вейвлет-преобразования был использован вейвлет Добеши 9 порядка, обладающий свойствами ортогональности, компактности носителя (среднее значение равно нулю, а функция быстро убывает на бесконечности), его функция 11 раз пересекает ось абсцисс, имеет высокую гладкость, что увеличивает его возможности. К вейвлет-коэффициентам была применена мягкая пороговая обработка с универсальным порогом  $\hat{T} = \bar{\sigma}\sqrt{2\ln N}$ . Но эти исходные данные не являются оптимальными, хотя и позволяют получить высокие результаты. Для определения сингулярности рефлектограммы использованы вейвлет Хаара, вейвлеты Добеши и симлеты.

В данной главе решается следующая основная задача – производится выбор оптимальных параметров для вейвлет-обработки рефлектограмм, а именно:

- выбор базисного вейвлета для ДВП и ОДВП для удаления шума и выбор базисного вейвлета для определения сингулярности рефлектограммы;
- выбор типа пороговой обработки;
- выбор метода расчёта оценки дисперсии шума;
- оценка и сравнение погрешностей результатов.

#### **4.1 Выбор оптимальных базисных вейвлетов для удаления шума и определения сингулярности рефлектограммы, типа пороговой обработки и метода расчёта оценки дисперсии шума**

В § 2.3 были представлены различные функции и свойства вейвлетов, которые возможно использовать в качестве базисной функции для вейвлет-преобразования. Основные отличия вейвлетов следующие: они могут быть ортогональными, полуортогональными, биортогональными; функции вейвлета бывают симметричными, асимметричными и несимметричными; могут быть с компактным носителем (областью определения) и не иметь такого носителя; имеют различную степень гладкости. Свойство ортогональности в значительной степени облегчает анализ и позволяет восстанавливать рефлектограмму полностью и с наибольшей точностью, а также дает возможность реализовывать алгоритмы быстрых вейвлет-преобразований.

Один из наиболее простых вещественных вейвлетов – вейвлет Хаара (рисунок 2.4(а)), аналогичный вейвлету Добеши 1-го порядка. Такой вейвлет является ортогональным, обладает компактным носителем, хорошо локализован в пространстве, но не очень хорошо локализован в частотной области, поскольку прямоугольный сигнал имеет широкий спектр частот (теоретически бесконечный), обладает низкой гладкостью. Так как для полной реконструкции сигнала необходим ортогональный вейвлет, то были предложены функции, вычисляемые итерационным путем, названные вейвлетами Добеши (рисунок 2.4). Данные вейвлеты ортогональны, обладают компактным носителем, при увеличении порядка вейвлета увеличивается его гладкость. Но, эти вейвлеты несимметричны, что несколько сужает область их использования. Приблизиться к симметрии позволяют вейвлеты, полученные из вейвлетов Добеши, и названные симлетами. На рисунке 4.1 (а) – (в) представлены симлеты 2-го (а), 5-го (б) и 8-го (в) порядков. Вейвлеты, для которых нулевые моменты имеет и  $\psi$ -функция – материнский вейвлет, и порождающий вейвлет –  $\phi$ -функция, были предложены ученым Р.Койфманом и названы койфлетами. Нулевые моменты в  $\phi$ -функции облегчает анализ и вейвлет-преобразование. Также как и вейвлеты Добеши, койфлеты несимметричны, но они ещё больше приближаются к симметрии, насколько возможно, чем симлеты.  $\psi$ -функция койфлета 1-го, 4-го и 5-го порядка представлены на рисунке 4.1 (г) – (е).

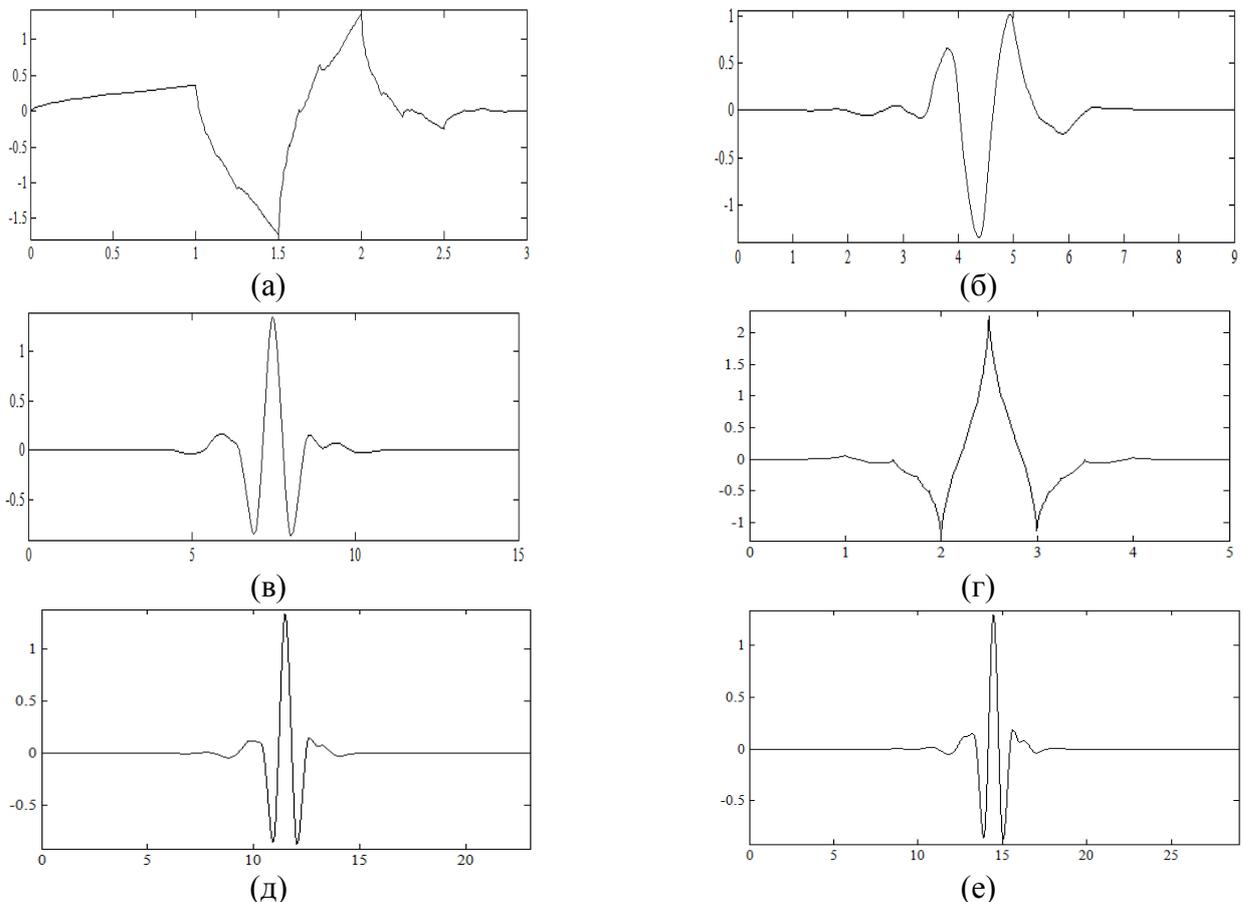


Рисунок 4.1 – Симлеты: 2-го порядка (а); 5-го порядка (б); 8-го порядка (в). Койфлеты: 1-го порядка (г); 4-го порядка (д); 5-го порядка (е)

Для определения вейвлета, дающего наиболее оптимальные результаты при вейвлет-преобразовании рефлектограмм (для удаления шума и последующего восстановления рефлектограммы) вычислим ДВП и ОДВП для различных функций вейвлетов. Также на результаты вейвлет-обработки влияют тип пороговой обработки и метод оценки дисперсии шума. Поэтому также необходимо произвести выбор этих составляющих. Для этого к полученным после прямого ДВП вейвлет-коэффициентам будет применена мягкая и жёсткая пороговая обработка. В качестве оценки дисперсии будет использоваться оценка дисперсии, основанная на базе универсального порога, рассчитанного по критерию Донохо-Джонстона, полученная через вычисление медианного абсолютного отклонения и среднеквадратического отклонения.

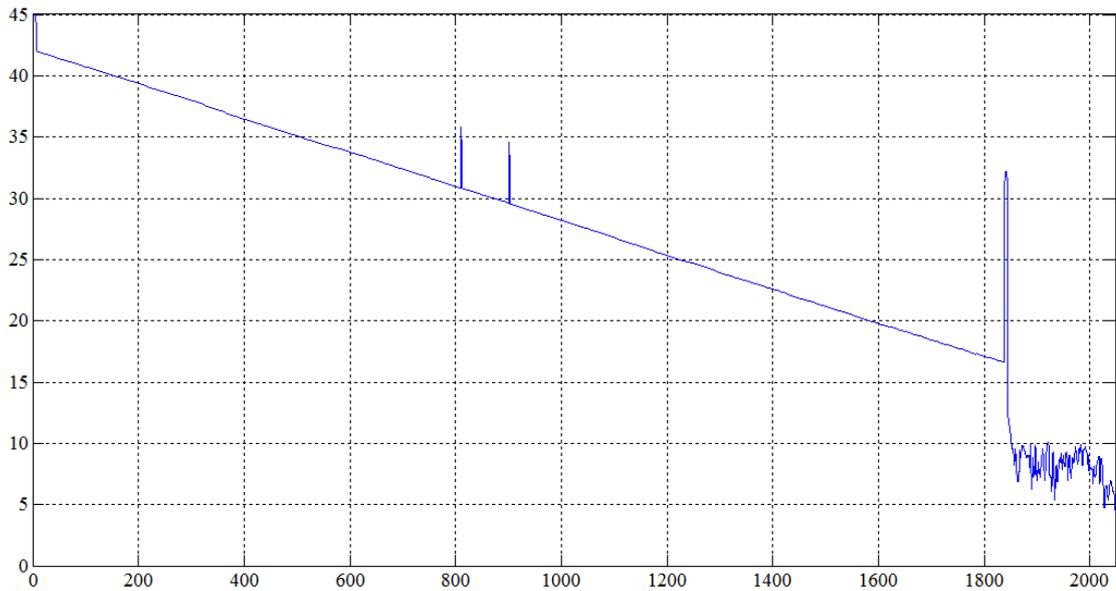


Рисунок 4.2 – Исследуемая рефлектограмма

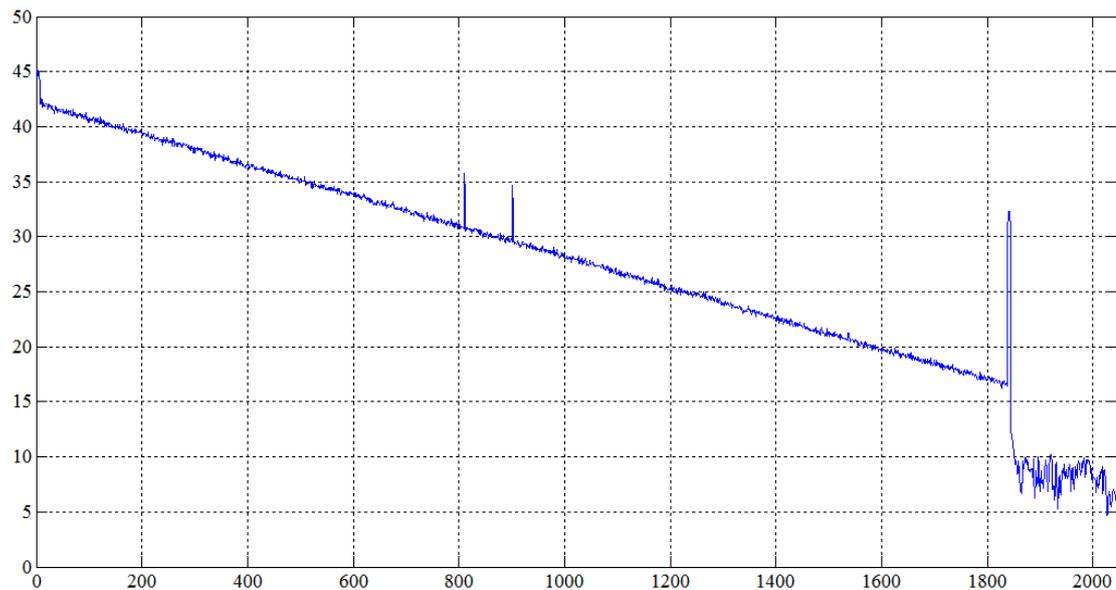


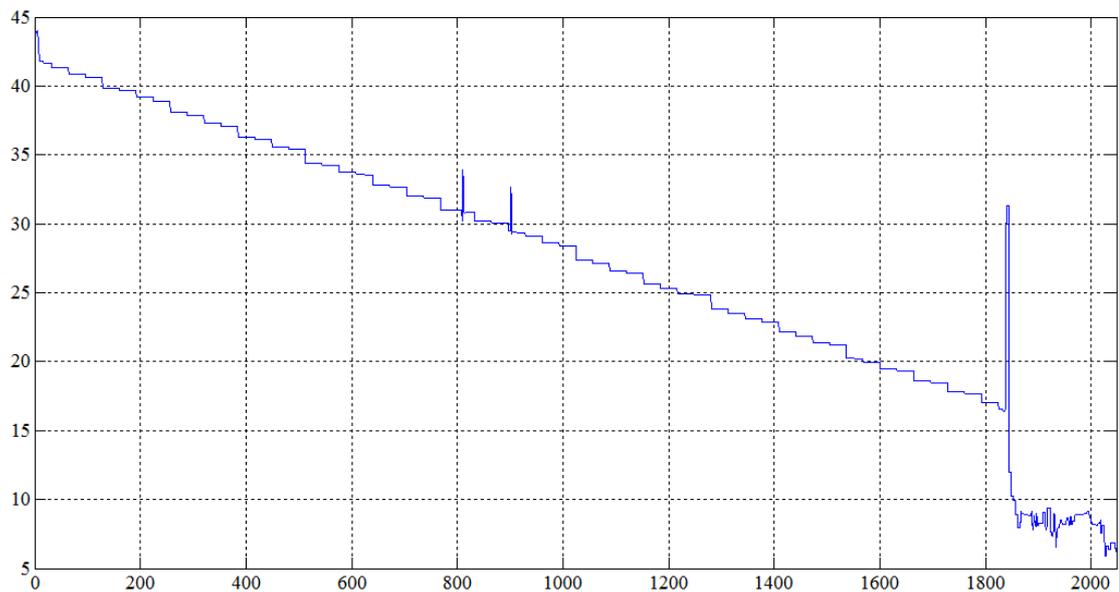
Рисунок 4.3 – Зашумленная рефлектограмма

Для определения вышеуказанных параметров будет использоваться смоделированная рефлектограмма, изображенная на рисунке 4.2. Один отсчёт соответствует 10 м. К этой рефлек-

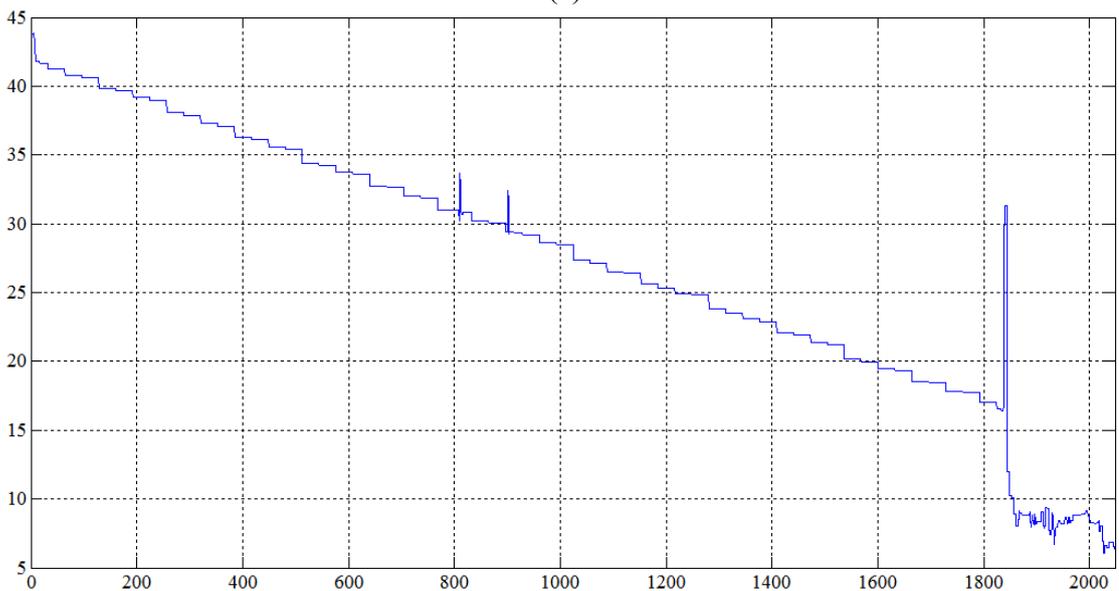
тограмме был добавлен возможный шум с дисперсией  $\sigma^2 = 0,16^2$ . Вид такой рефлектограммы представлен на рисунке 4.3. Для первого повреждения точка сингулярности соответствует значению отсчёта 809, для второго – 900.

#### 4.1.1 Базисный вейвлет – вейвлет Хаара

Графическое представление  $\psi$ -функции – материнского вейвлета приведено на рисунке 2.4(а). Для исследуемой рефлектограммы вычислим прямое ДВП с использованием вейвлета Хаара в качестве материнского вейвлета. К полученным коэффициентам применяется мягкая обработка и в качестве оценки дисперсии используется МАО и среднеквадратическое отклонение. По полученным после обработки коэффициентам вычисляется ОДВП. Результаты восстановления рефлектограммы представлены на рисунке 4.4.



(а)



(б)

Рисунок 4.4 – Результаты очистки рефлектограммы с применением вейвлета Хаара, мягкой пороговой обработки с оценкой дисперсии: (а) – МАО, (б) – СКО

Для выяснения влияния типа пороговой обработки, теперь, к полученным после ДВП вейвлет-коэффициентам, применим жёсткую пороговую обработку с теми же оценками дисперсии, что и выше. Результаты представлены на рисунке 4.5.

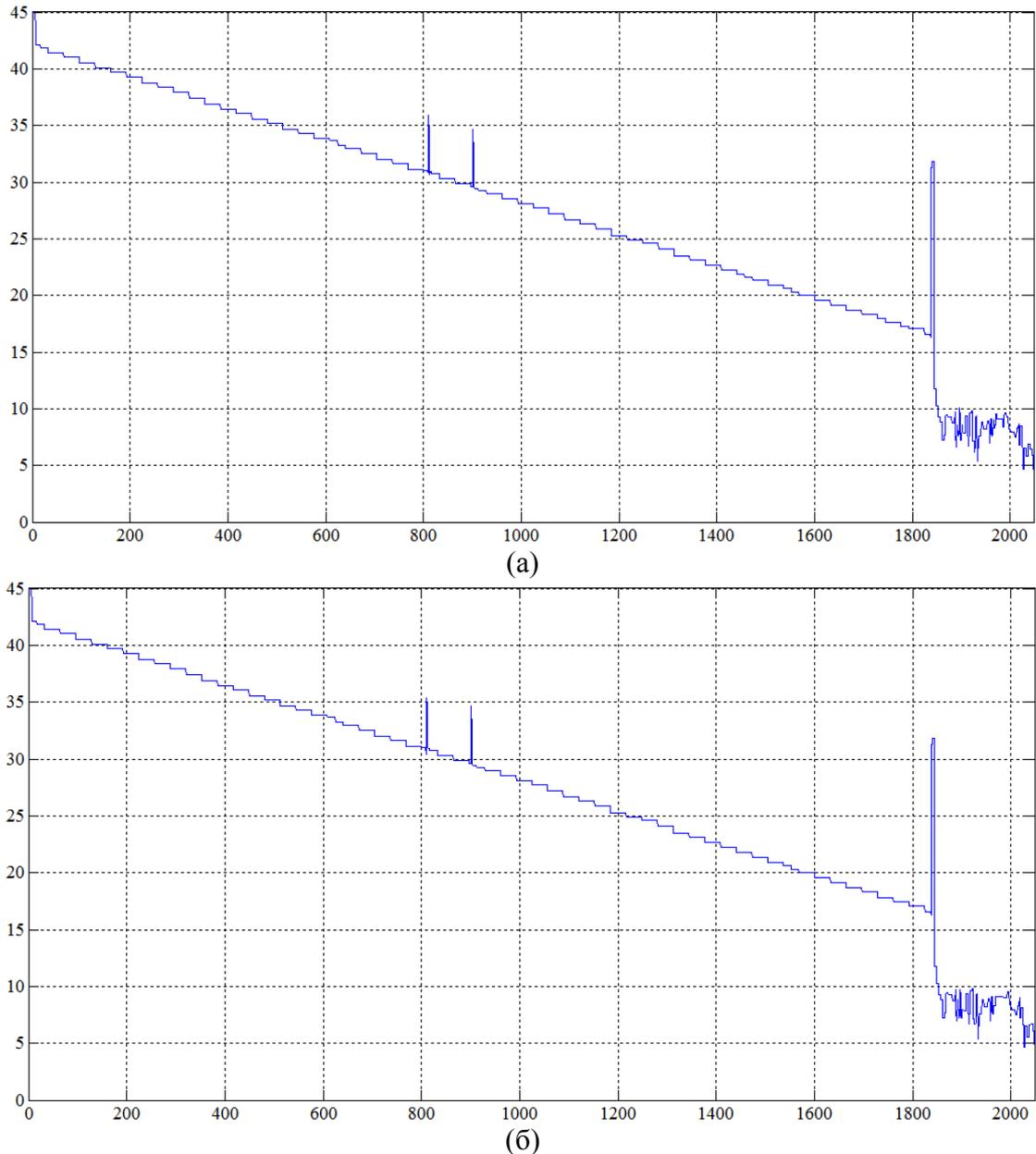


Рисунок 4.5 – Результаты очистки рефлектограммы с применением вейвлета Хаара, жесткой пороговой обработки с оценкой дисперсии: (а) – MAO, (б) – СКО

Рассчитаем для всех полученных выше данных оценку риска  $R_N$ . Сравнение производится с оценкой риска, рассчитанной для исходной рефлектограммы и заданной дисперсией шума:  $R_N = 105,1580$ . При этом для оценки риска используется в качестве оценки дисперсии шума значения, полученные на основе медианного абсолютного отклонения ( $\sigma^2 = 0,241^2 = 0,058$ ) и на основе СКО ( $\sigma^2 = 0,272^2 = 0,074$ ). Результаты расчета сведены в таблицу 4.1.

Сравнивая полученные значения из таблицы 4.1 со значением  $R_N$  можно сделать вывод, что оценка риска при использовании оценки дисперсии шума с помощью MAO отличается от  $R_N$  при-

мерно на 14,9%, при использовании оценки дисперсии шума с помощью СКО отличается примерно на 16,4%, при использовании известной дисперсии оценка риска отличается на 2,7%. При этом, в случае использования в качестве оценки дисперсии шума значения на основе MAO  $R_C \approx 4,23$ . При использовании в качестве оценки дисперсии шума значения на основе СКО  $R_C \approx 3,64$ . При известной дисперсии шума  $R_C \approx 1,73$ .

Таблица 4.1 – Сравнение результатов расчёта оценки риска для вейвлета Хаара

В качестве оценки дисперсии шума используются значения	$R_N$
MAO	120,8678
СКО	122,4166
Известной дисперсии	102,3155

По теореме 2.2 первое отношение асимптотически нормально с нулевым средним и дисперсией  $\approx 1,36$ . Но при этом, полученное значение отклоняется от нуля несколько сильнее, чем это характерно для предельного распределения. По теоремам 2.1 и 2.2 второе и третье отношения асимптотически нормально с нулевым средним и дисперсией 1. При этом для второго отношения значение отклоняется от нуля сильнее, чем это характерно для предельного распределения. Для третьего отношения отклонение от нуля несколько сильнее, но в рамках допустимых значений.

Для сравнения двух рефлектограмм (исходной и восстановленной) используется критерий согласия, основанные на расстоянии между теоретической и эмпирической функциями распределения вероятностей. Т.е. необходимо по методу наименьших квадратов рассчитать относительную разницу между исходной и восстановленной рефлектограммами, и сравнить полученное значение с критическим значение квантиля хи-квадрат. При этом проверяется нулевая гипотеза: восстановленная рефлектограмма при определенном уровне значимости  $\alpha$  совпадает с исходной. Если выполняется условие  $\chi^2 \leq \chi^2_{кр}$ , то нулевая гипотеза принимается. В противном случае, принимают альтернативную гипотезу, и говорить о совпадении двух рефлектограмм нельзя [119].

Критическое значение квантиля является табличным значением интегральной функции распределения Пирсона [120] и равно  $\chi^2_{кр} = 7,815$  при вероятности  $P=0,95$  и числе степеней свободы  $k=(5-1-1)=3$ , где число 5 – взято из соображений того, что весь участок рефлектограммы разбит на 5 частей – до первого повреждения, первое повреждение, от первого до второго повреждения, второе повреждение, после второго повреждения. Результаты расчёта по методу наименьших квадратов относительной разницы приведены в таблице 4.2.

Таблица 4.2 –  $\chi^2$  для восстановленной вейвлетом Хаара рефлектограммы

	Мягкий порог		Жёсткий порог	
	оценка дисперсии шума на основе MAO	оценка дисперсии шума на основе СКО	оценка дисперсии шума на основе MAO	оценка дисперсии шума на основе СКО
$\chi^2$	15,08	17,71	4,74	6,43

Сравнивая эти значения с критическим значением видно, что для восстановленной рефлектограммы с помощью вейвлета Хаара с использованием жёсткого порога и оценки дисперсии шума на основе MAO и СКО нулевая гипотеза не отвергается, т.е. восстановленная и ис-

ходная рефлектограммы близки по своим значениям. Для остальных восстановленных рефлектограмм условие  $\chi^2 \leq \chi^2_{кр}$  не соблюдается, т.е. нулевая гипотеза о схожести при уровне значимости  $\alpha=0,05$  отвергается.

Для детальной оценки погрешности восстановления выбран интервал в районе первого повреждения: от 800 до 830 отсчёта. На рисунке 4.6 (а) – (г) представлены фрагменты (верхний рисунок с первым повреждением, нижний – со вторым) с восстановленной – сплошная линия и исходной рефлектограммой – сплошная линия с окружностями.

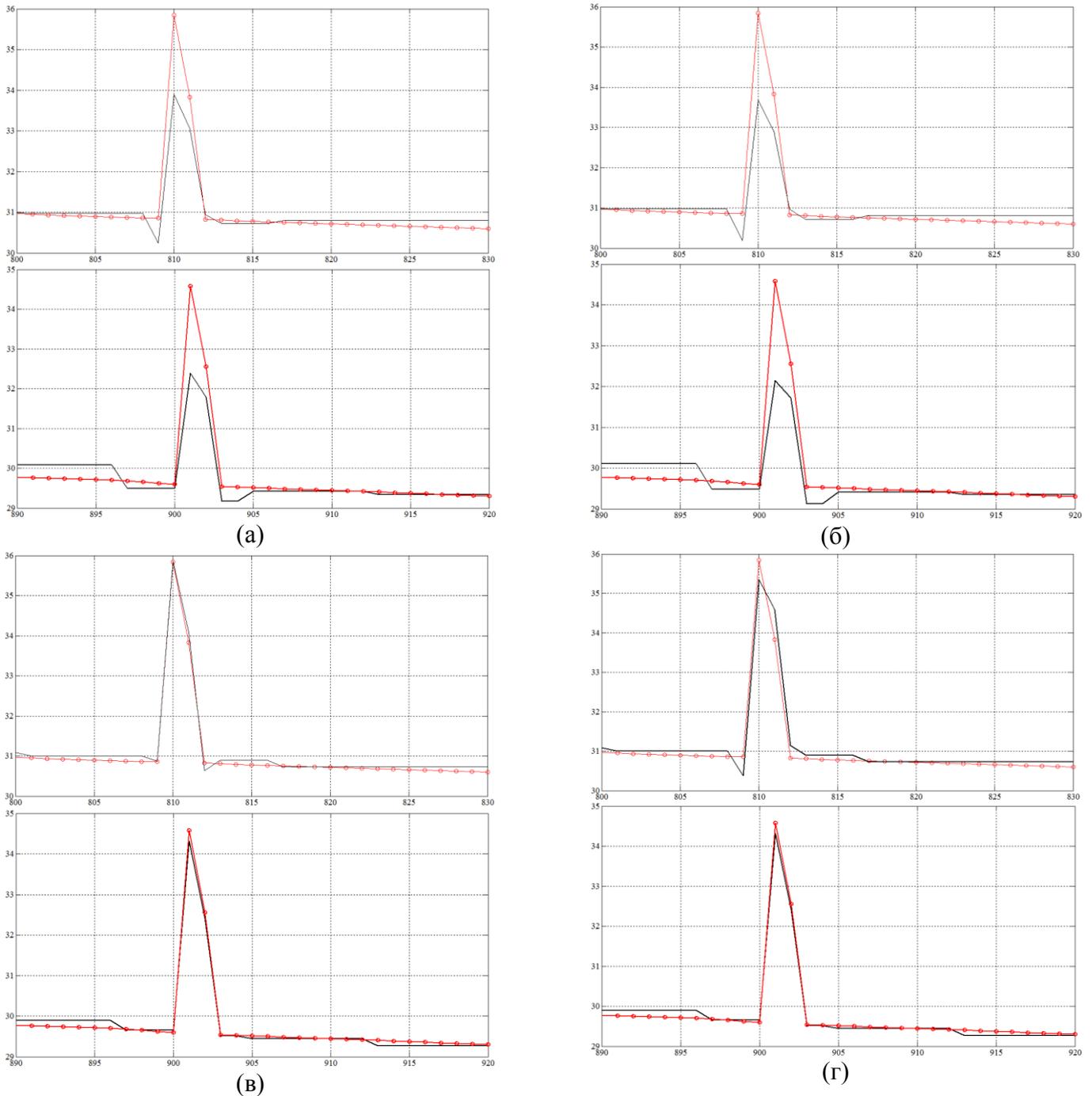


Рисунок 4.6 – Восстановленная и исходная рефлектограммы на участке повреждения с использованием вейвлета Хаара: (а), (б) – мягкий порог с оценкой дисперсии шума на основе МАО и СКО; (в), (г) – жёсткий порог с оценкой дисперсии на основе МАО и СКО

Для каждой восстановленной рефлектограммы вычислим среднеквадратическую погрешность. Рассчитанные погрешности приведены в таблице 4.3.

Таблица 4.3 – Результаты вычисления среднеквадратической погрешности для вейвлета Хаара

Тип порога	Среднеквадратическая погрешность	
	первое повреждение	второе повреждение
Мягкий порог, оценка дисперсии шума на основе МАО	0,4903	0,5126
Мягкий порог, оценка дисперсии шума на основе СКО	0,5446	0,5664
Жёсткий порог, оценка дисперсии шума на основе МАО	0,1167	0,1112
Жёсткий порог, оценка дисперсии шума на основе СКО	0,2389	0,1112

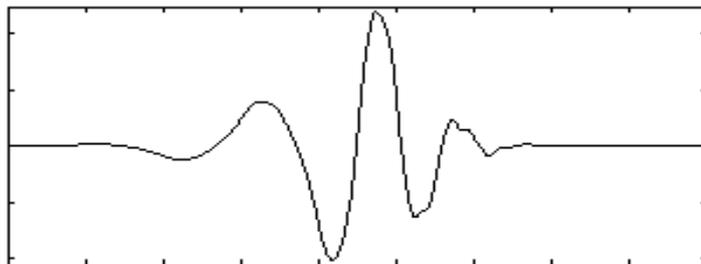
Наименьшую погрешность имеет жёсткий тип порога с оценкой дисперсии шума на основе МАО. По рисункам 4.6 (в) – (г) также видно, что восстановленная рефлектограмма имеет похожую форму с высоким уровнем выброса, как и исходная рефлектограмма.

Дальше по восстановленной (очищенной от шума) рефлектограмме определяется точное значение места повреждения. Для этого необходимо применить предложенную в п.3.2.6 диссертации методику определения сингулярности рефлектограммы. Т.е. восстановленная рефлектограмма раскладывается на детализирующие вейвлет-коэффициенты, по которым локализуются повреждения. В качестве вейвлетов для разложения использовались вейвлет Хаара и Добеши 2-го, 3-го и 4-го порядков. Использование вейвлетов больших порядков нецелесообразно, т.к. увеличивает погрешность определения сингулярности для первого повреждения.

Для всех восстановленных рефлектограмм первое повреждение определено в точке 809. Второе повреждение определено в точке 902. Причём вейвлет Хаара даёт особенно четкое определение повреждений. Таким образом, разница между истинным и определенным по предложенному методу значениями составляет 0 м для первого повреждения и 20 м для второго повреждения.

#### 4.1.2 Базисный вейвлет – вейвлет Добеши 5-го порядка

За исключением вейвлета Добеши первого порядка (вейвлета Хаара), вейвлеты Добеши более высокого порядка не имеют явных формул для  $\psi$ -функции и  $\phi$ -функции. Графическое изображение материнского вейвлета Добеши 5-го порядка имеет следующий вид:



Аналогично действиям в п. 4.1.1 к полученным после ДВП коэффициентам применяется мягкая обработка и в качестве оценки дисперсии используется МАО и среднеквадратическое отклонение СКО. По полученным после обработки коэффициентам вычисляется ОДВП. Результаты восстановления рефлектограммы представлены на рисунке 4.7. С применением жёст-

кой пороговой обработки и теми же оценками дисперсии, что и выше, результаты удаления шума показаны на рисунке 4.8.

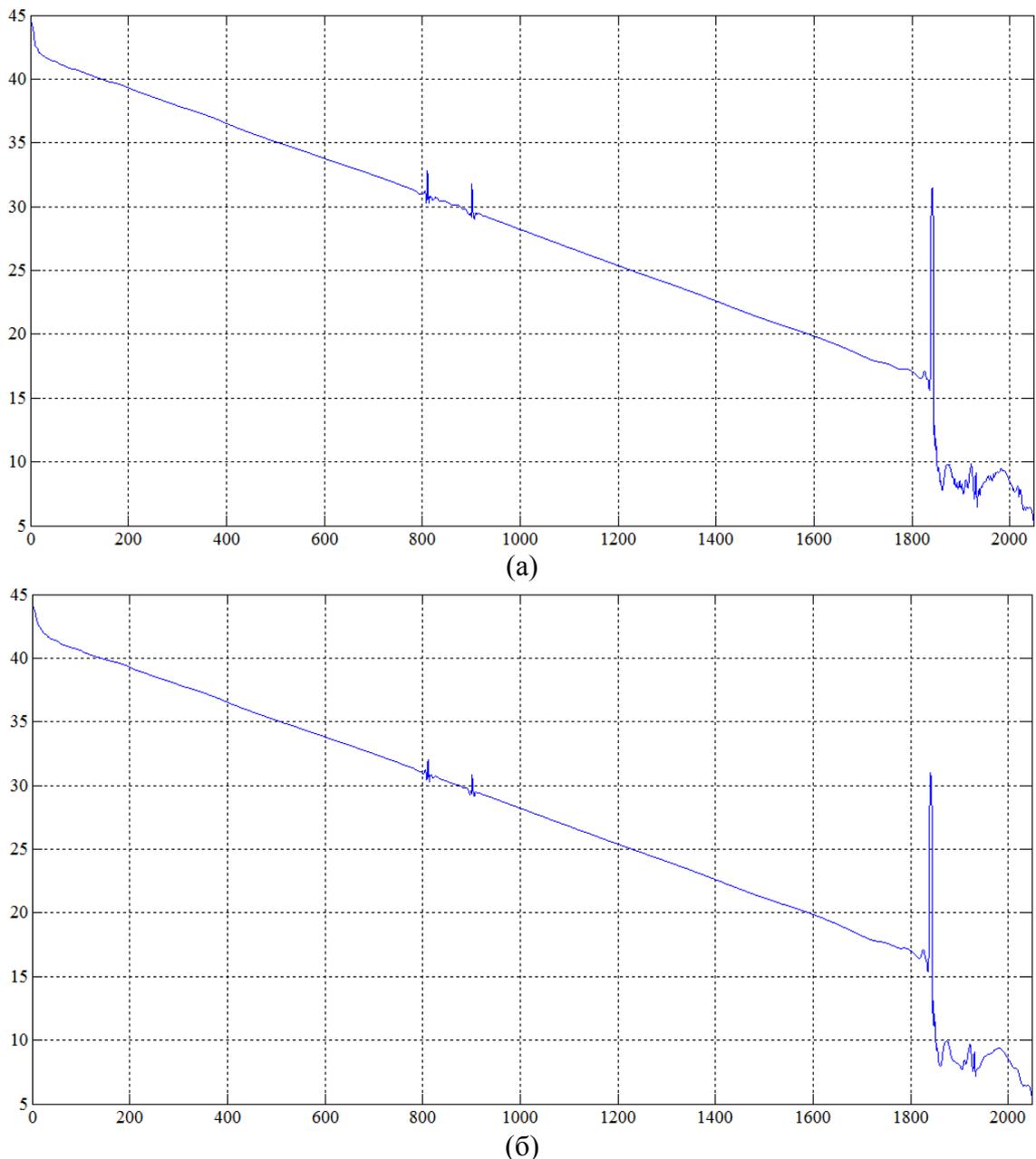


Рисунок 4.7 – Результаты очистки рефлектограммы с применением вейвлета Добеши 5-го порядка, мягкой пороговой обработки с оценкой дисперсии: (а) – МАО, (б) – СКО

Рассчитаем для всех полученных выше данных оценку риска  $R_N$ . Сравнение производится с оценкой риска, рассчитанной для исходной рефлектограммы и заданной дисперсией шума:  $R_N = 96,4776$ . При этом для оценки риска используется в качестве оценки дисперсии шума значения, полученные на основе медианного абсолютного отклонения ( $\sigma^2 = 0,265^2 = 0,070$ ) и на основе СКО ( $\sigma^2 = 0,398^2 = 0,158$ ). Результаты расчета сведены в таблицу 4.4.

Сравнивая эти значения со значением  $R_N$  можно сделать вывод, что оценка риска при использовании оценки дисперсии шума с помощью МАО отличается от  $R_N$  примерно на 25,7%, при использовании оценки дисперсии шума с помощью СКО отличается примерно на 3,5%, при

использовании известной дисперсии оценка риска отличается на 2,2%. При этом, в случае использования в качестве оценки дисперсии шума значения на основе MAO  $R_C \approx 5,52$ . При использовании в качестве оценки дисперсии шума значения на основе СКО  $R_C \approx 0,33$ . При известной дисперсии шума  $R_C \approx -1,31$ .

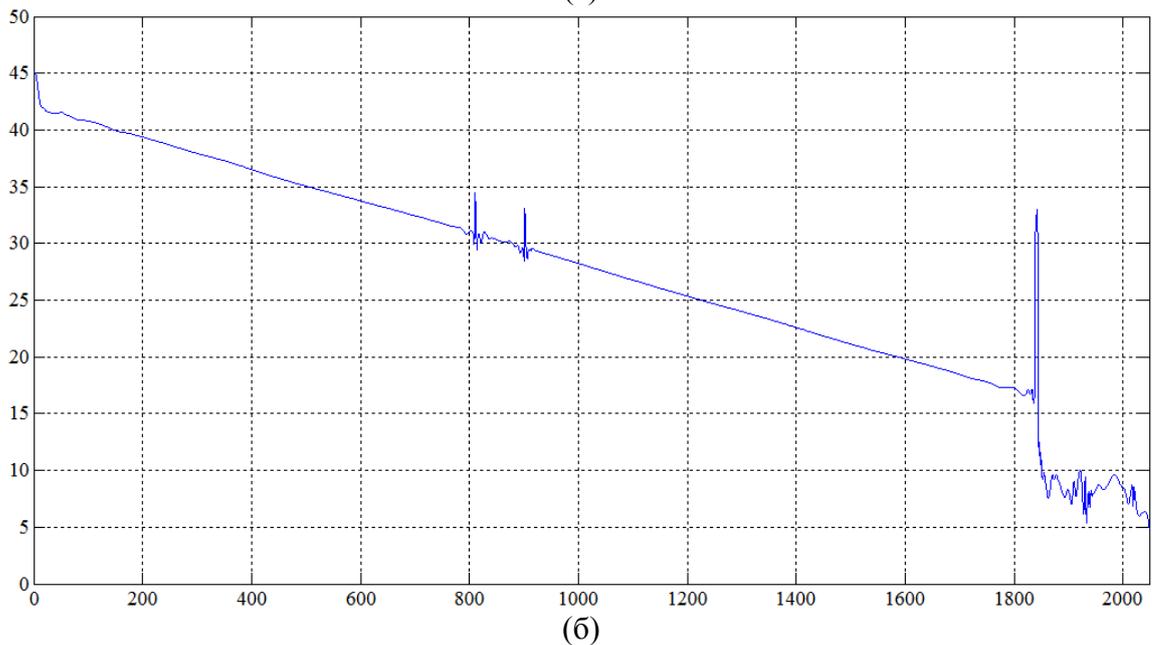
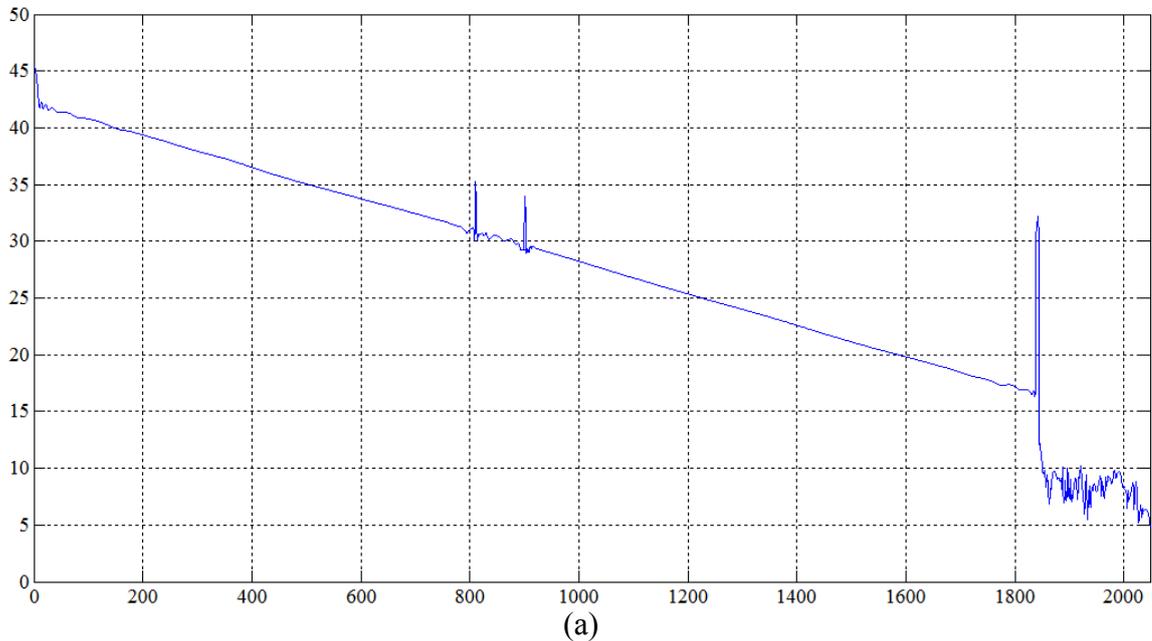


Рисунок 4.8 – Результаты очистки рефлектограммы с применением вейвлета Добеши 5-го порядка, жёсткой пороговой обработки с оценкой дисперсии: (а) – MAO, (б) – СКО

Таблица 4.4 – Сравнение результатов расчёта оценки риска для вейвлета Добеши 5-го порядка

В качестве оценки дисперсии шума используются значения	$R_N$
MAO	121,2413
СКО	99,8729
Известной дисперсии	94,3342

По теореме 2.2 первое отношение асимптотически нормально с нулевым средним и дисперсией  $\approx 1,36$ . Но при этом, полученное значение отклоняется от нуля несколько сильнее, чем

это характерно для предельного распределения. По теоремам 2.1 и 2.2 второе и третье отношения асимптотически нормально с нулевым средним и дисперсией 1. При этом для второго отношения значение практически не отклоняется от нуля, а для третьего отклонение от нуля в рамках допустимого для предельного распределения.

Далее произведем оценку восстановленной рефлектограммы. Для этого по методу наименьших квадратов для каждой восстановленной рефлектограммы рассчитаем относительное отклонение. Результаты расчётов сведены в таблицу 4.5. После этого полученные значения сравниваются с критическим значением квантиля, равного  $\chi^2_{кр} = 7,815$ .

Таблица 4.5 –  $\chi^2$  для восстановленной вейвлетом Добеши 5-го порядка рефлектограммы

	Мягкий порог		Жёсткий порог	
	оценка дисперсии шума на основе MAO	оценка дисперсии шума на основе СКО	оценка дисперсии шума на основе MAO	оценка дисперсии шума на основе СКО
$\chi^2$	12,38	20,93	5,20	11,47

Сравнивая критическое значение со значениями из таблицы 4.5, можно сделать вывод, что для восстановленной рефлектограммы с помощью вейвлета Добеши 5-го порядка с использованием жёсткого порога и оценки дисперсии шума на основе MAO нулевая гипотеза не отвергается, т.е. восстановленная и исходная рефлектограммы близки по своим значениям. Для остальных восстановленных рефлектограмм условие  $\chi^2 \leq \chi^2_{кр}$  не соблюдается. Следовательно, нулевая гипотеза о схожести при уровне значимости  $\alpha = 0,05$  отвергается.

Аналогично действиям, производимым в п. 4.1.2, для детальной оценки погрешности восстановления производится расчёт среднеквадратической погрешности на выбранном интервале в районе повреждения. На рисунке 4.9 (а) – (г) представлены фрагменты (верхний рисунок с первым повреждением, нижний – со вторым) с восстановленной – сплошная линия и исходной рефлектограммой – сплошная линия с окружностями.

Для каждой восстановленной рефлектограммы вычислим среднеквадратическую погрешность. Рассчитанные погрешности приведены в таблице 4.6.

Таблица 4.6 – Результаты вычисления среднеквадратической погрешности для вейвлета Добеши 5-го порядка

Тип порога	Среднеквадратическая погрешность	
	первое повреждение	второе повреждение
Мягкий порог, оценка дисперсии шума на основе MAO	0,6933	0,6714
Мягкий порог, оценка дисперсии шума на основе СКО	0,9500	0,9125
Жёсткий порог, оценка дисперсии шума на основе MAO	0,3352	0,3137
Жёсткий порог, оценка дисперсии шума на основе СКО	0,5892	0,6193

Наименьшую погрешность имеет жёсткий тип порога с оценкой дисперсии шума на основе MAO. На рисунке 4.9(в) отражена форма восстановленной рефлектограммы, которая наиболее схожа с исходной рефлектограммой. Самое большое значение среднеквадратической погрешности, а, следовательно, наихудшее восстановление имеет рефлектограмма с примене-

нием мягкого порога и оценки на основе СКО. Это также отчетливо видно на рисунке 4.9(б). Для остальных восстановленных рефлектограмм значения погрешностей высокие, а также форма несколько сильнее отличается от исходной рефлектограммы (рисунок 4.9(а), (г)). Соответственно, на данном участке повреждение может быть не распознано вообще, либо распознано с ошибками.

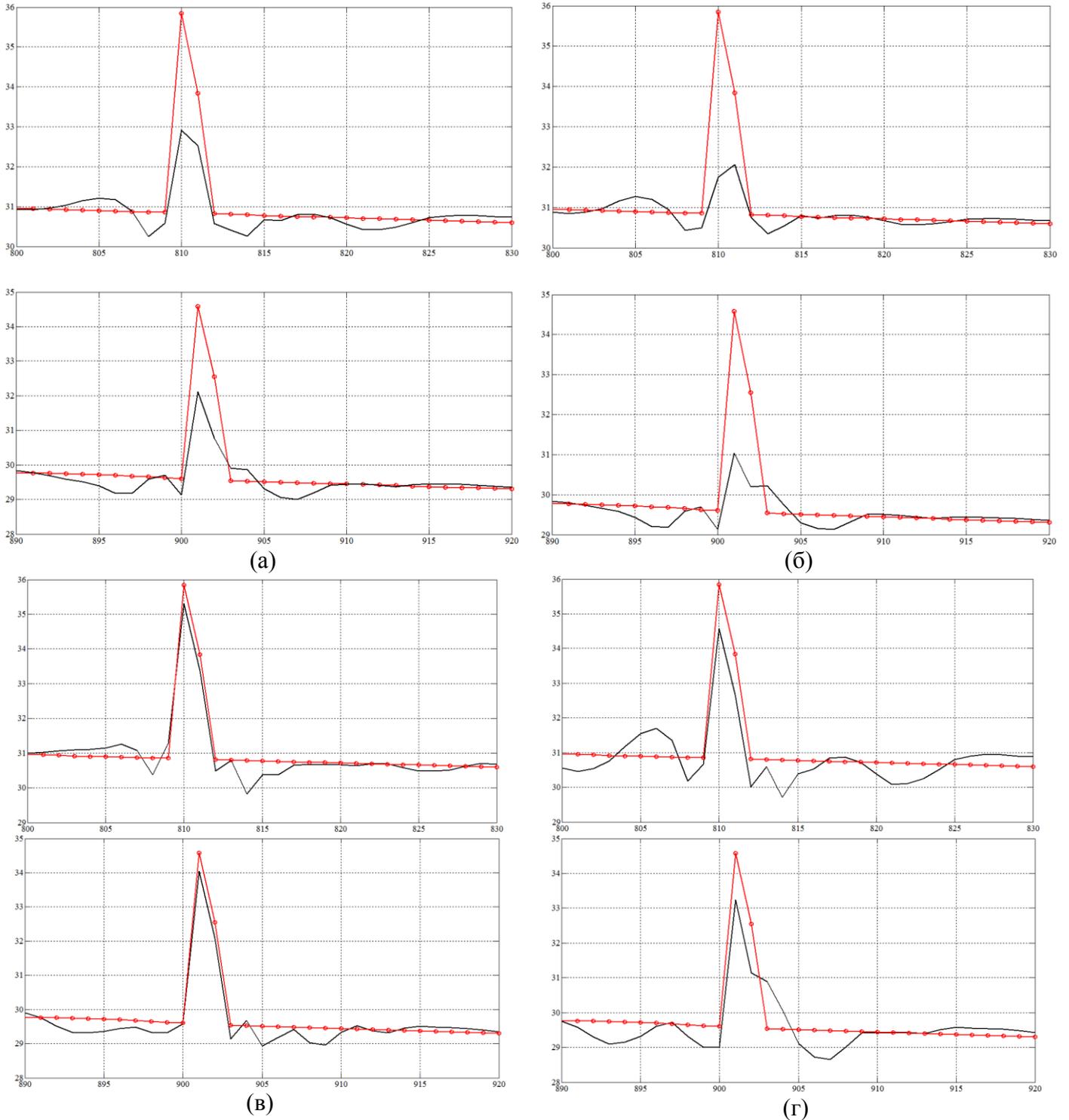
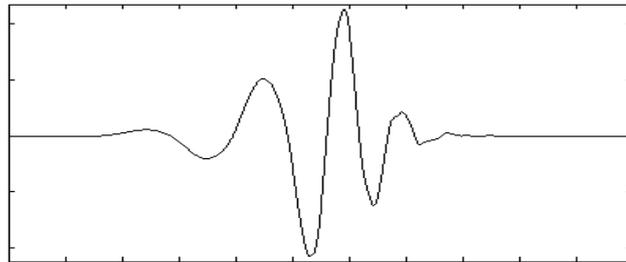


Рисунок 4.9 – Восстановленная и исходная рефлектограммы на участке повреждения с использованием вейвлета Добеши 5-го порядка: (а), (б) – мягкий порог с оценкой дисперсии шума на основе MAO и СКО; (в), (г) – жёсткий порог с оценкой дисперсии на основе MAO и СКО

Дальше по восстановленным рефлектограммам определяются точные значения мест повреждений. По рефлектограмме, восстановленной с использованием мягкого порога и оценки дисперсии шума на основе MAO и СКО, первое повреждение определено в точке 809, второе повреждение – в точке 897. При этом наилучшие результаты определения сингулярности для обоих повреждений достигаются с использованием вейвлета Хаара и вейвлетов Добеши 2-го и 3-го порядков. Т.е. разница между истинным и определенным по предложенному методу значениями составляет 0 м для первого повреждения и 30 м для второго повреждения. Для рефлектограммы, восстановленной с использованием жёсткого порога и оценки дисперсии шума на основе MAO, первое повреждение определено в точке 809, второе повреждение – в точке 900, при использовании вейвлетов Хаара и Добеши 2-го порядка. Другие вейвлеты имеют погрешность в один отсчёт. Следовательно, разница между истинным и определенным по предложенному методу значениями составляет 0 м для первого и второго повреждений. Для рефлектограммы, восстановленной с использованием жёсткого порога и оценки дисперсии шума на основе СКО, первое повреждение определено в точке 809, второе повреждение – в точке 897, при использовании вейвлетов Хаара, Добеши 2-го порядка. Другие вейвлеты имеют ещё большую погрешность при определении сингулярности. Т.е. разница между истинным и определенным по предложенному методу значениями составляет 0 м для первого повреждения и от 30 м для второго повреждения.

#### 4.1.3 Базисный вейвлет – вейвлет Добеши 6-го порядка

Графическое изображение вейвлета Добеши 6-го порядка имеет следующий вид:



Аналогично действиям в п. 4.1.1 к полученным после ДВП коэффициентам применяется мягкая обработка и в качестве оценки дисперсии используется MAO и среднеквадратическое отклонение. По полученным после обработки коэффициентам вычисляется ОДВП. Результаты восстановления рефлектограммы представлены на рисунке 4.10. С применением жёсткой пороговой обработки и теми же оценками дисперсии, что и выше, результаты удаления шума представлены на рисунке 4.11.

Рассчитаем для всех полученных выше данных оценку риска. Сравнение производится с оценкой риска, рассчитанной для исходной рефлектограммой и заданной дисперсией шума:  $R_N = 109,7739$ . При этом для оценки риска используется в качестве оценки дисперсии шума значе-

ния, полученные на основе медианного абсолютного отклонения ( $\sigma^2 = 0,245^2 = 0,060$ ) и на основе СКО ( $\sigma^2 = 0,358^2 = 0,128$ ). Результаты расчета сведены в таблицу 4.7.

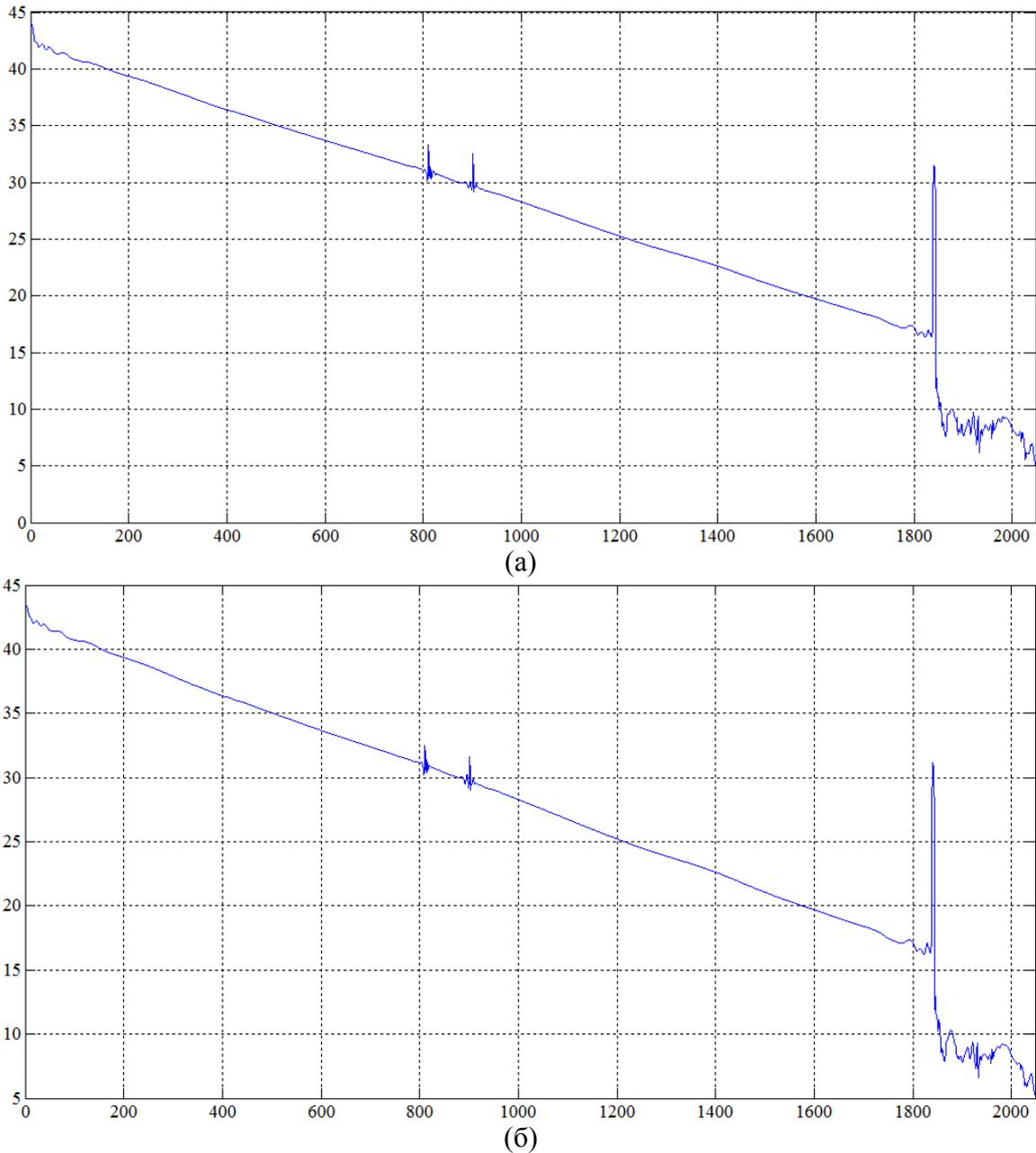


Рисунок 4.10 – Результаты очистки рефлектограммы с применением вейвлета Добеши 6-го порядка, мягкой пороговой обработки с оценкой дисперсии: (а) – MAO, (б) – СКО

Таблица 4.7 – Сравнение результатов расчёта оценки риска для вейвлета Добеши 6-го порядка

В качестве оценки дисперсии шума используются значения	$R_N$
MAO	139,7761
$S^2$	155,9659
Известной дисперсии	104,1689

Сравнивая эти значения со значением  $R_N$  можно сделать вывод, что оценка риска при использовании оценки дисперсии шума с помощью MAO отличается от  $R_N$  примерно на 27,3%, при использовании оценки дисперсии шума с помощью СКО отличается примерно на 42,1%, при использовании известной дисперсии оценка риска отличается на 5,1%. При этом, в случае

использования в качестве оценки дисперсии шума значения на основе МАО  $R_C \approx 7,81$ . При использовании в качестве оценки дисперсии шума значения на основе СКО  $R_C \approx 5,64$ . При известной дисперсии шума  $R_C \approx 3,42$ .

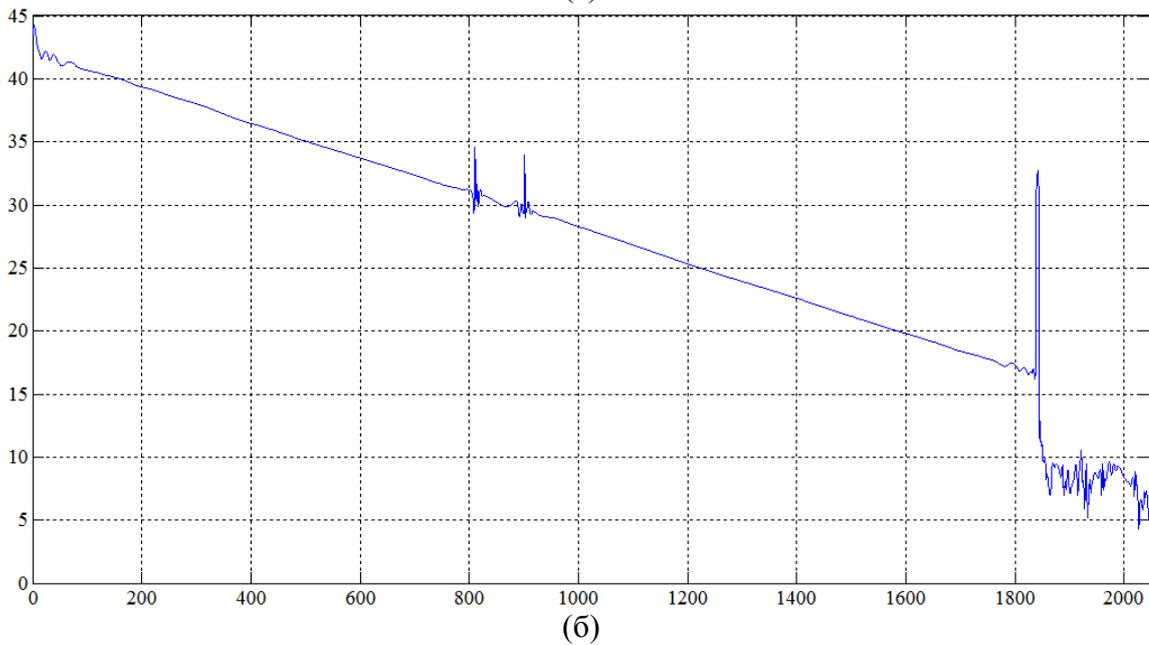
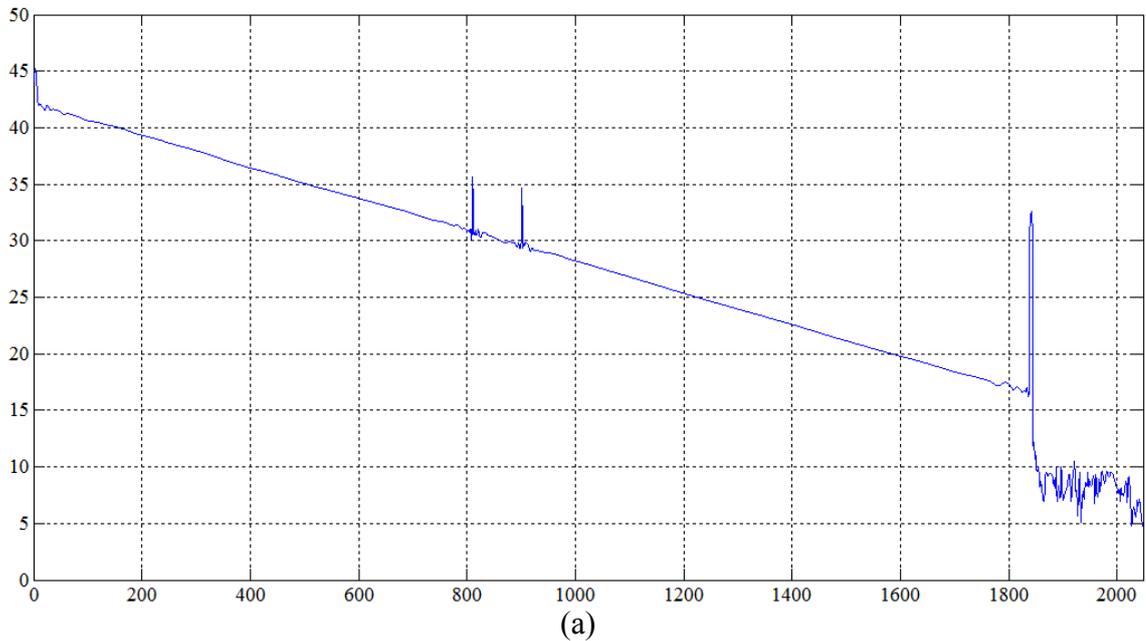


Рисунок 4.11 – Результаты очистки рефлектограммы с применением вейвлета Добеши 6-го порядка, жёсткой пороговой обработки с оценкой дисперсии: (а) – МАО, (б) – СКО

По теореме 2.2 первое отношение асимптотически нормально с нулевым средним и дисперсией  $\approx 1.36$ . Но при этом, полученное значение отклоняется от нуля сильнее, чем это характерно для предельного распределения. По теоремам 2.1 и 2.2 второе и третье отношения асимптотически нормально с нулевым средним и дисперсией 1. При этом и для второго и для третьего отношения значение отклоняется от нуля сильнее, чем это характерно для предельного распределения, но в рамках допустимого.

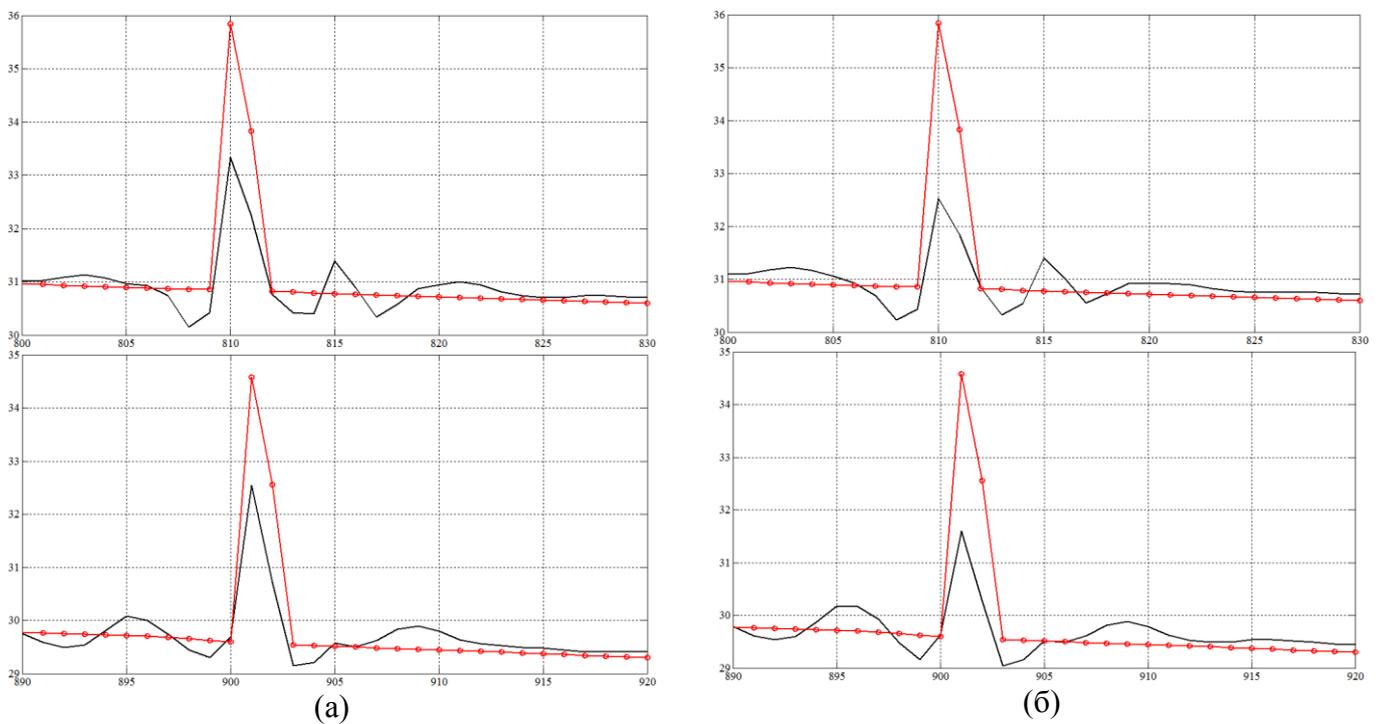
Далее произведем оценку восстановленной рефлектограммы. Для этого по методу наименьших квадратов для каждой восстановленной рефлектограммы рассчитаем относительное отклонение. Результаты расчётов сведены в таблицу 4.8. После этого полученные значения сравниваются с критическим значением квантиля, равного  $\chi^2_{кр} = 7,815$ .

Таблица 4.8 –  $\chi^2$  для восстановленной вейвлетом Добеши 6-го порядка рефлектограммы

	Мягкий порог		Жёсткий порог	
	оценка дисперсии шума на основе МАО	оценка дисперсии шума на основе СКО	оценка дисперсии шума на основе МАО	оценка дисперсии шума на основе СКО
$\chi^2$	10,74	17,34	4,35	7,12

Сравнивая критическое значение со значениями из таблицы 4.8, можно сделать вывод, что для восстановленной рефлектограммы с помощью вейвлета Добеши 6-го порядка с использованием жёсткого порога и оценки дисперсии шума на основе МАО и СКО нулевая гипотеза не отвергается, т.е. восстановленная и исходная рефлектограммы близки по своим значениям. Для остальных восстановленных рефлектограмм условие  $\chi^2 \leq \chi^2_{кр}$  не соблюдается. Следовательно, нулевая гипотеза о схожести при уровне значимости  $\alpha = 0,05$  отвергается.

Аналогично действиям, производимым в п. 4.1.2, для детальной оценки погрешности восстановления производится расчет среднеквадратической погрешности на выбранном интервале в районе повреждения. На рисунке 4.12 (а) – (г) представлены фрагменты (верхний рисунок с первым повреждением, нижний со вторым) с восстановленной – сплошная линия и исходной рефлектограммой – сплошная линия с окружностями.



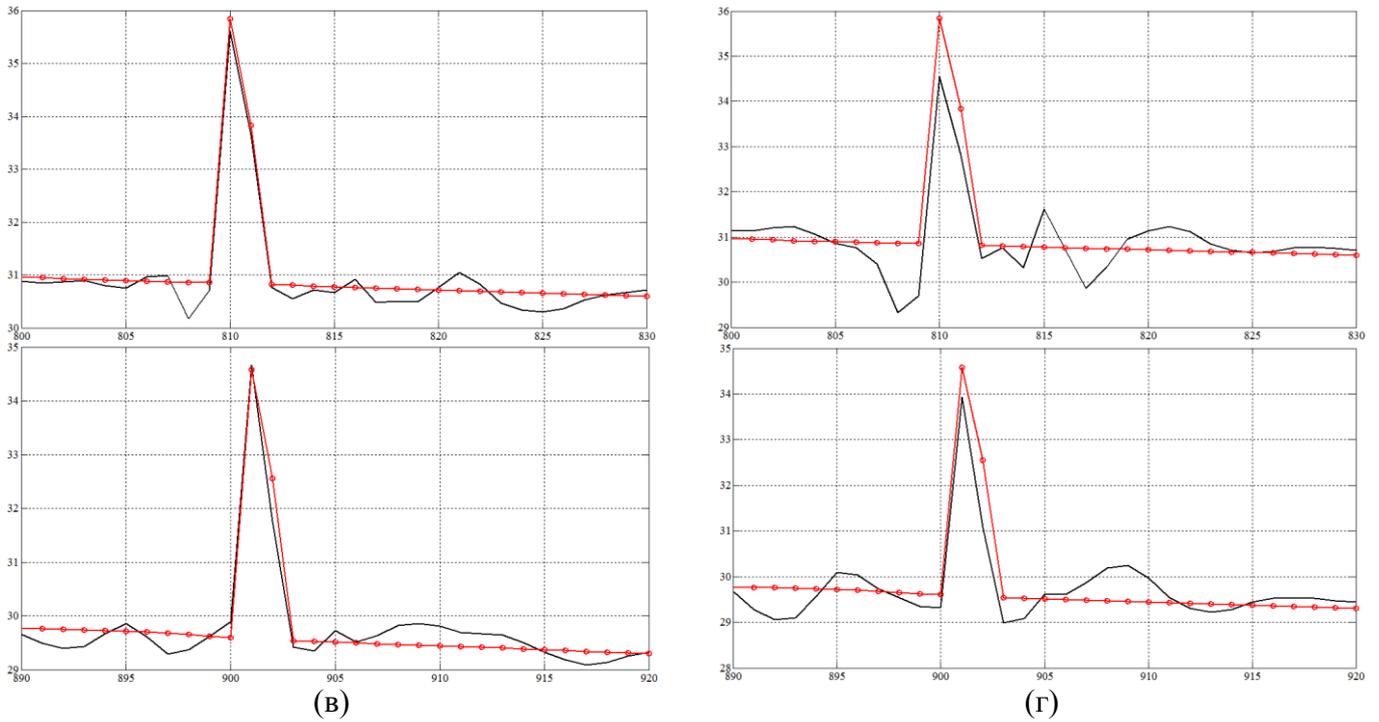


Рисунок 4.12 – Восстановленная и исходная рефлектограммы на участке повреждения с использованием вейвлета Добеши 6-го порядка: (а), (б) – мягкий порог с оценкой дисперсии шума на основе MAO и SKO; (в), (г) – жёсткий порог с оценкой дисперсии на основе MAO и SKO

Для каждой восстановленной рефлектограммы вычислим среднеквадратическую погрешность. Рассчитанные погрешности приведены в таблице 4.9. Наименьшую погрешность имеет жёсткий тип порога с оценкой дисперсии шума на основе MAO. На рисунке 4.12(в) отражена форма восстановленной рефлектограммы, которая наиболее схожа с исходной рефлектограммой. Для остальных восстановленных рефлектограмм значение погрешности выше, а форма несколько отличается от исходной рефлектограммы (рисунок 4.12(а), (б), (г)). Соответственно, на данном участке повреждение будет распознано, но с грубыми ошибками.

Таблица 4.9 – Результаты вычисления среднеквадратической погрешности для вейвлета Добеши 6-го порядка

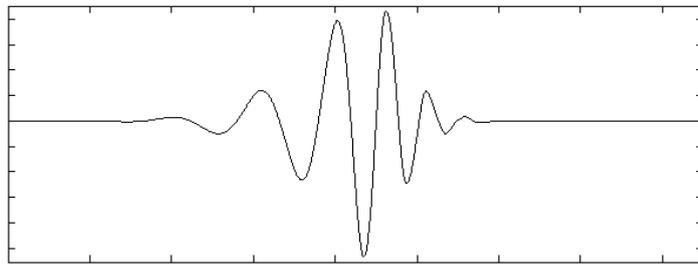
Тип порога	Среднеквадратическая погрешность	
	первое повреждение	второе повреждение
Мягкий порог, оценка дисперсии шума на основе MAO	0,6692	0,5968
Мягкий порог, оценка дисперсии шума на основе SKO	0,8347	0,7966
Жёсткий порог, оценка дисперсии шума на основе MAO	0,2464	0,2861
Жёсткий порог, оценка дисперсии шума на основе SKO	0,6261	0,5047

Дальше по восстановленным рефлектограммам определяются точные значения мест повреждений. По рефлектограммам, восстановленным с использованием мягкого порога и оценки дисперсии шума на основе MAO и SKO, первое повреждение определено в точке 809, второе повреждение – в диапазоне 898 – 900. При этом наилучшие результаты определения сингулярности для обоих повреждений достигаются с использованием вейвлета Добеши 2-го порядка. Т.е. разница между истинным и определенным по предложенному методу значениями состав-

ляет 0 м для первого повреждения и в диапазоне от 0 до 20 м для второго повреждения. Для рефлектограмм, восстановленным с использованием жёсткого порога и оценки дисперсии шума на основе СКО и МАО, первое повреждение определено в точке 809, второе повреждение – в диапазоне 897 – 900, при использовании вейвлета Добеши 2-го порядка. Другие вейвлеты имеют ещё большую погрешность при определении сингулярности. Т.е. разница между истинным и определенным по предложенному методу значениями составляет 0 м для первого повреждения и от 0 до 30 м для второго повреждения.

#### 4.1.4 Базисный вейвлет – вейвлет Добеши 9-го порядка

Графическое изображение  $\phi$ -функции вейвлета Добеши 9-го порядка следующее:



Аналогично действиям в п. 4.1.1 к полученным после ДВП коэффициентам применяется мягкая обработка и в качестве оценки дисперсии используется МАО и среднеквадратическое отклонение. По полученным после обработки коэффициентам вычисляется ОДВП. Результаты восстановления рефлектограммы представлены на рисунке 4.13. С применением жёсткой пороговой обработки и теми же оценками дисперсии, что и выше, результаты удаления шума представлены на рисунке 4.14.

Для исходной рефлектограммы и заданной дисперсии шума оценка риска равна  $R_N = 132,8735$ . Рассчитаем для всех полученных выше данных оценку риска  $R_N$ . При этом для оценки риска используется в качестве оценки дисперсии шума значения, полученные на основе медианного абсолютного отклонения ( $\sigma^2 = 0,252^2 = 0,063$ ) и на основе СКО ( $\sigma^2 = 0,338^2 = 0,114$ ). Результаты расчета сведены в таблицу 4.10.

Таблица 4.10 – Сравнение результатов расчёта оценки риска для вейвлета Добеши 9-го порядка

В качестве оценки дисперсии шума используются значения	$R_N$
МАО	195,6625
СКО	247,9875
Известной дисперсии	127,8861

Сравнивая эти значения со значением  $R_N$  можно сделать вывод, что оценка риска при использовании оценки дисперсии шума с помощью МАО отличается от  $R_N$  примерно на 47,2%, при использовании оценки дисперсии шума с помощью СКО отличается примерно на 86,6%, при использовании известной дисперсии оценка риска отличается на 3,7%. При этом, в случае использования в качестве оценки дисперсии шума значения на основе МАО  $R_C \approx 15,57$ . При ис-

пользовании в качестве оценки дисперсии шума значения на основе СКО  $R_C \approx 15,77$ . При известной дисперсии шума  $R_C \approx 3,04$ .

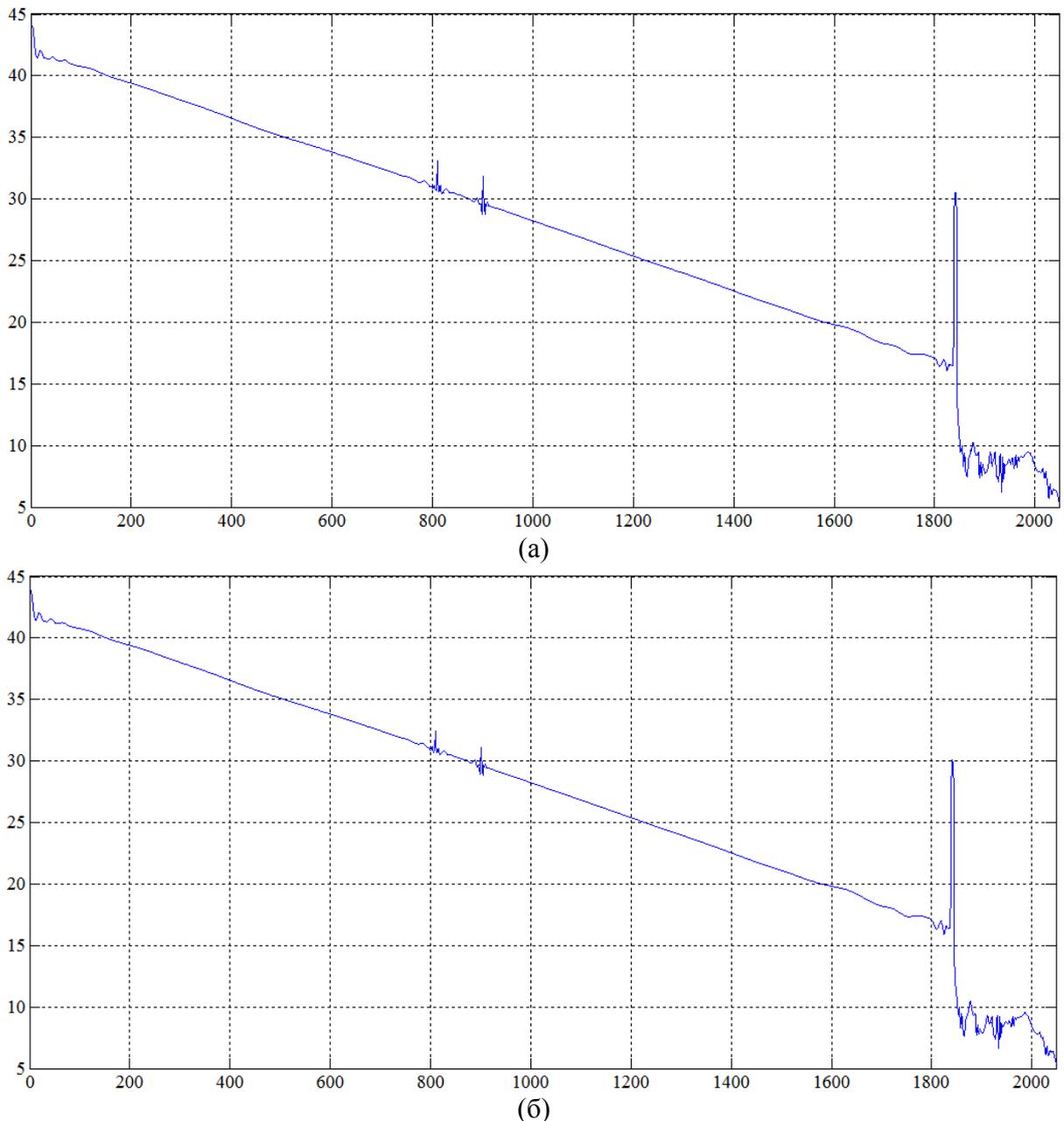


Рисунок 4.13 – Результаты очистки рефлектограммы с применением вейвлета Добеши 9-го порядка, мягкой пороговой обработки с оценкой дисперсии: (а) – MAO, (б) – СКО

По теореме 2.2 первое отношение асимптотически нормально с нулевым средним и дисперсией  $\approx 1,36$ . Но при этом, полученное значение значительно отклоняется от нуля, чем это характерно для предельного распределения. По теоремам 2.1 и 2.2 второе и третье отношения асимптотически нормально с нулевым средним и дисперсией 1. При этом для второго отклонение от нуля значительно, чем это характерно для предельного распределения. Для третьего отношения значение отклоняется от нуля несколько сильнее, но в рамках допустимого.

Произведем оценку восстановленных рефлектограмм. Результаты сведены в таблицу 4.11. После этого полученные значения сравниваются с критическим значением  $\chi^2_{кр} = 7,815$ .

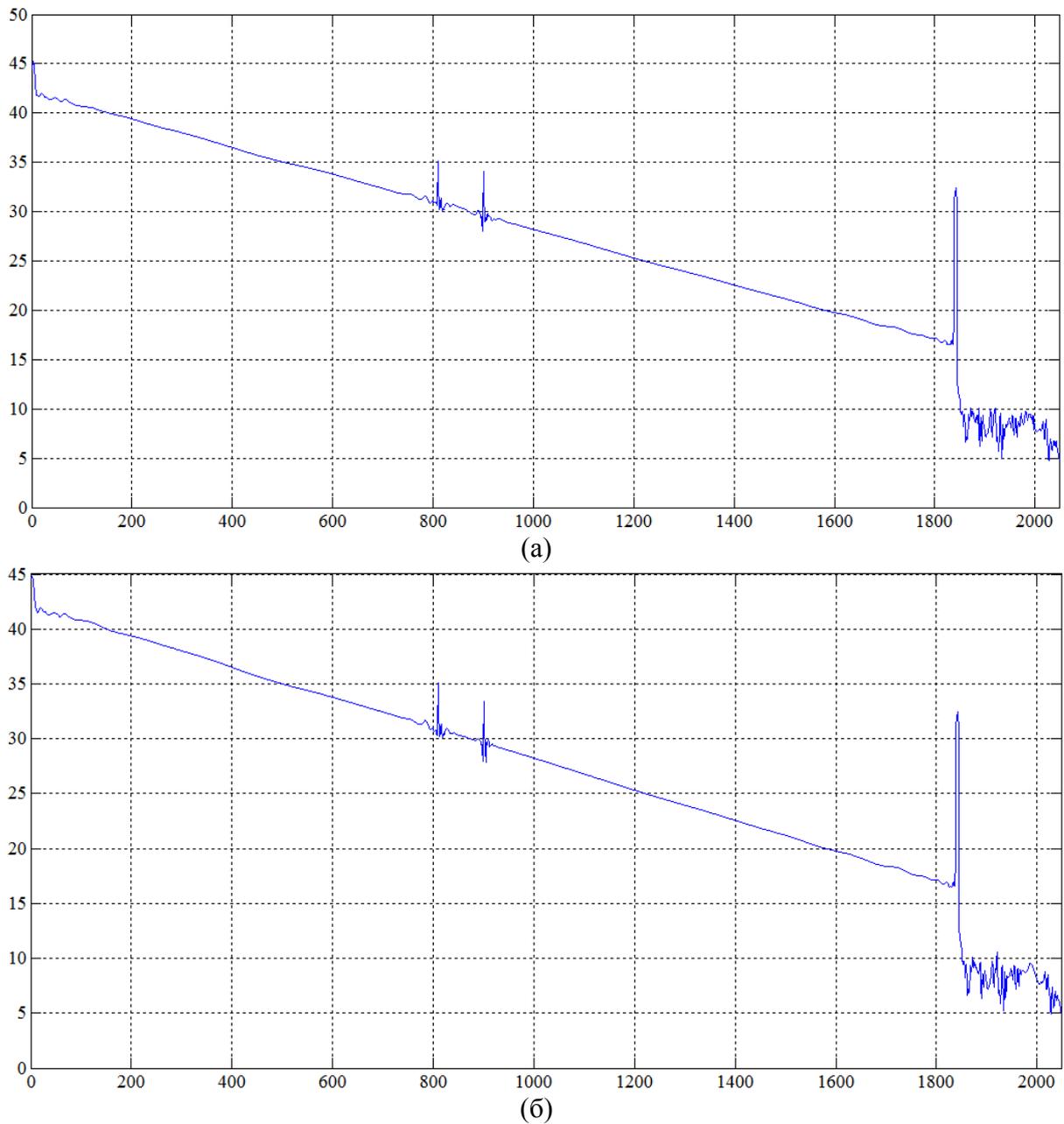


Рисунок 4.14 – Результаты очистки рефлектограммы с применением вейвлета Добеши 9-го порядка, жёсткой пороговой обработки с оценкой дисперсии: (а) – МАО, (б) – СКО

Таблица 4.11 –  $\chi^2$  для восстановленной вейвлетом Добеши 9-го порядка рефлектограммы

	Мягкий порог		Жёсткий порог	
	оценка дисперсии шума на основе МАО	оценка дисперсии шума на основе СКО	оценка дисперсии шума на основе МАО	оценка дисперсии шума на основе СКО
$\chi^2$	12,39	18,23	4,20	6,73

Для восстановленной рефлектограммы с помощью вейвлета Добеши 9-го порядка с использованием жёсткого порога и оценки дисперсии шума на основе МАО и СКО нулевая гипотеза не отвергается, т.е. восстановленная и исходная рефлектограммы близки по своим значениям. Для остальных восстановленных рефлектограмм условие  $\chi^2 \leq \chi^2_{кр}$  не соблюдается. Следовательно, нулевая гипотеза о схожести рефлектограмм при вероятности  $P = 0,95$  отвергается. Детально произведем оценку погрешности восстановления, рассчитав среднеквадратической

погрешности на выбранном интервале в районе повреждения. На рисунке 4.15 (а) – (г) представлены фрагменты (верхний рисунок с первым повреждением, нижний со вторым) с восстановленной – сплошная линия и исходной рефлектограммой – сплошная линия с окружностями.

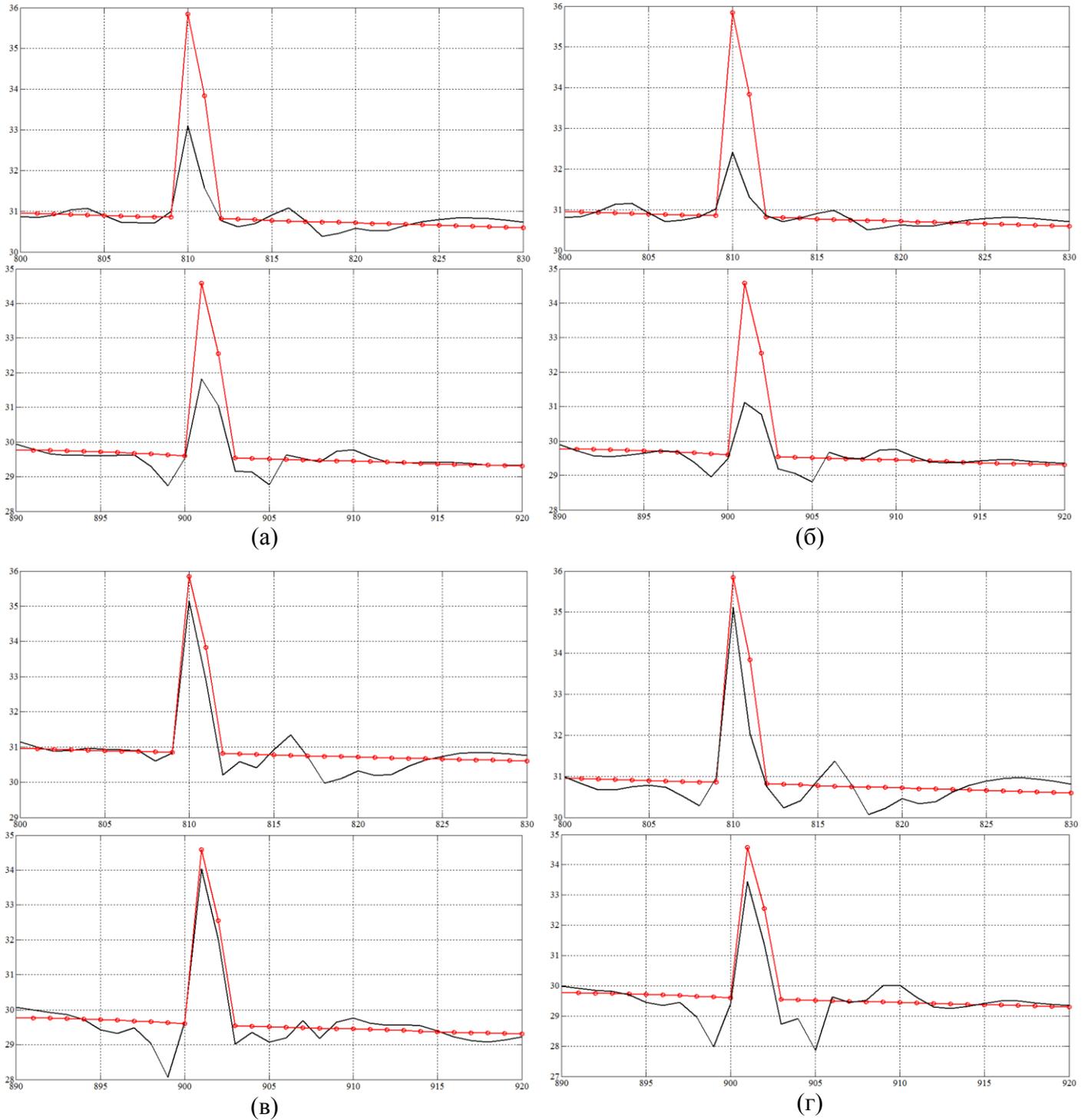


Рисунок 4.15 – Восстановленная и исходная рефлектограммы на участке повреждения с использованием вейвлета Добеши 9-го порядка: (а), (б) – мягкий порог с оценкой дисперсии шума на основе МАО и СКО; (в), (г) – жёсткий порог с оценкой дисперсии на основе МАО и СКО

Для каждой восстановленной рефлектограммы вычислим среднеквадратическую погрешность. Рассчитанные погрешности приведены в таблице 4.12.

Таблица 4.12 – Результаты вычисления среднеквадратической погрешности для вейвлета Добеши 9-го порядка

Тип порога	Среднеквадратическая погрешность	
	первое повреждение	второе повреждение
Мягкий порог, оценка дисперсии шума на основе MAO	0,7457	0,6916
Мягкий порог, оценка дисперсии шума на основе СКО	0,8795	0,8216
Жёсткий порог, оценка дисперсии шума на основе MAO	0,4179	0,4376
Жёсткий порог, оценка дисперсии шума на основе СКО	0,5225	0,6557

Наименьшая погрешность достигнута при применении жёсткого типа порога с оценкой дисперсии шума на основе MAO. На рисунке 4.15(в) отражена восстановленная рефлектограмма, которая по форме наиболее схожа с исходной рефлектограммой. Для остальных восстановленных рефлектограмм значение погрешности несколько выше, а также восстановленная форма отличается от исходной (рисунок 4.15(а), (б), (г)). Соответственно, повреждение может быть распознано с определенными погрешностями.

Дальше по восстановленным рефлектограммам определяются точные значения мест повреждений. Для всех восстановленных рефлектограмм первое повреждение определено в точке 809, второе повреждение – в районе точки 899. При этом для определения сингулярности наиболее точные результаты дают вейвлеты Хаара и Добеши 2-го порядка. Т.е. разница между истинным и определенным по предложенному методу значениями составляет 0 м для первого повреждения и в диапазоне от 3 до 10 м для второго повреждения.

#### 4.1.5 Базисный вейвлет – симлет 2-го порядка

Графическое изображение  $\phi$ -функции симлета 2-го порядка показано на рисунке 4.1(а). Аналогично действиям в п. 4.1.1 к полученным после ДВП коэффициентам применяется мягкая обработка и в качестве оценки дисперсии используется MAO и СКО. По полученным после обработки коэффициентам вычисляется ОДВП. Результаты восстановления рефлектограммы представлены на рисунке 4.16. С применением жёсткой пороговой обработки и теми же оценками дисперсии, что и выше, результаты удаления шума представлены на рисунке 4.17.

Для исходной рефлектограммы и заданной дисперсии шума оценка риска равна  $R_N = 71,4377$ . Рассчитаем для всех полученных выше данных оценку риска  $R_N$ . При этом для оценки риска используется в качестве оценки дисперсии шума значения, полученные на основе медианного абсолютного отклонения ( $\sigma^2 = 0,249^2 = 0,062$ ) и на основе СКО ( $\sigma^2 = 0,351^2 = 0,123$ ). Результаты расчета сведены в таблицу 4.13.

Таблица 4.13 – Сравнение результатов расчёта оценки риска для симлета 2-го порядка

В качестве оценки дисперсии шума используются значения	$R_N$
MAO	60,2228
СКО	19,3561
Известной дисперсии	66,6596

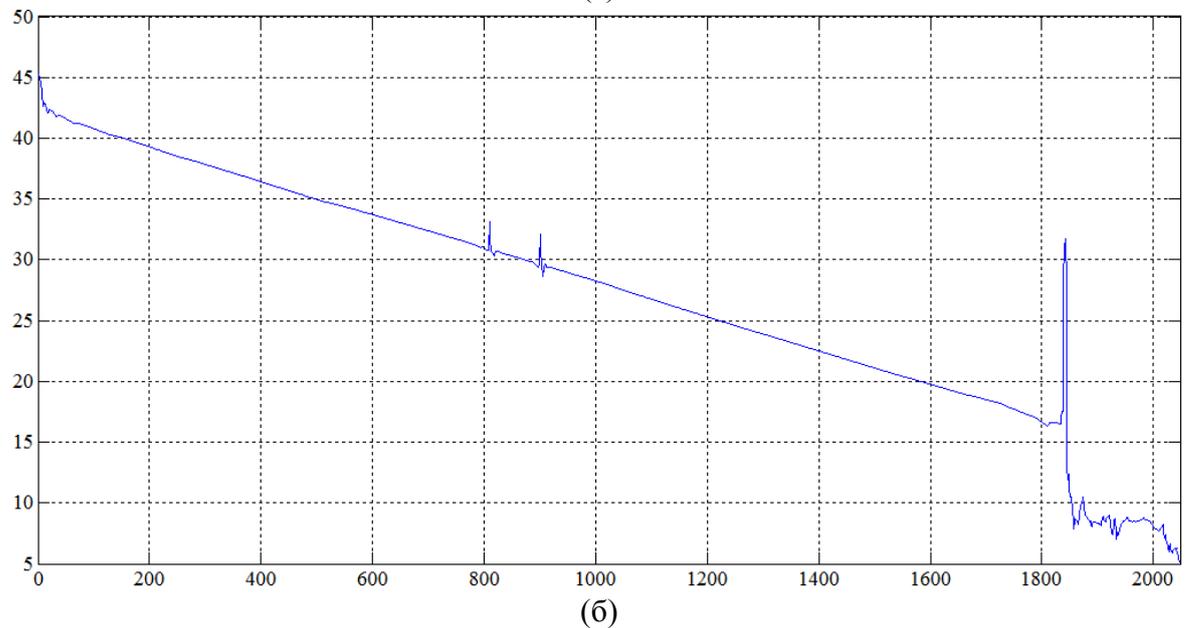
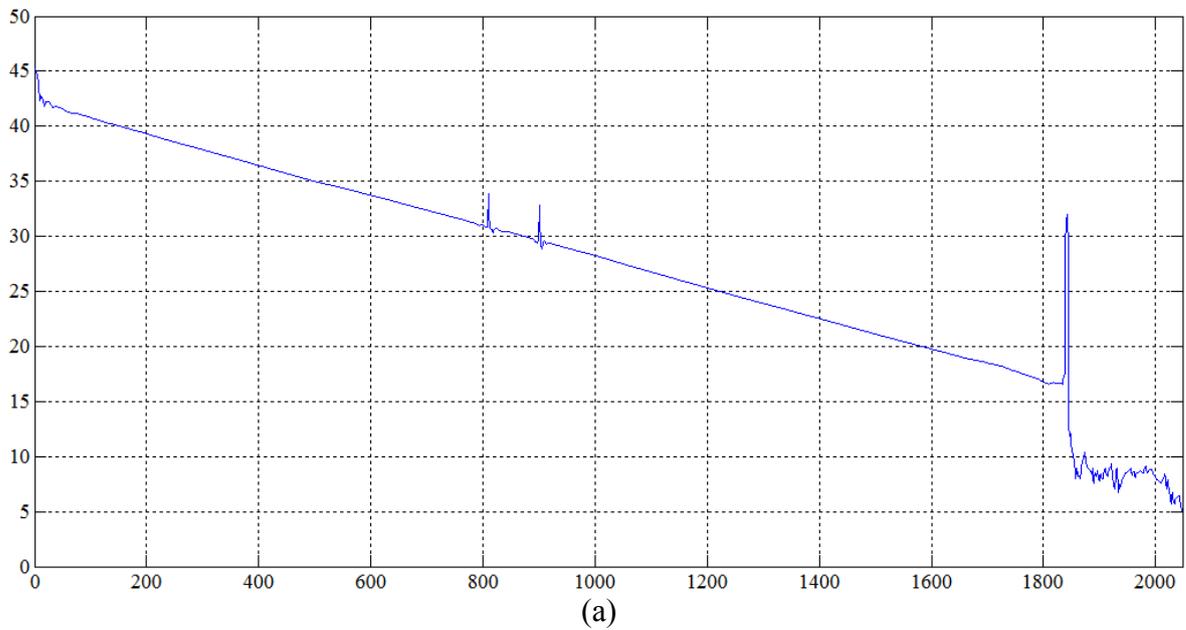


Рисунок 4.16 – Результаты очистки рефлектограммы с применением симплета 2-го порядка, мягкой пороговой обработки с оценкой дисперсии: (а) – MAO, (б) – SKO

Сравнивая эти значения со значением  $R_N$  можно сделать вывод, что оценка риска при использовании оценки дисперсии шума с помощью MAO отличается примерно на 15,7%, при использовании оценки дисперсии шума с помощью SKO отличается на 72,9%, при использовании известной дисперсии оценка риска отличается на 6,7%. При этом, в случае использования в качестве оценки дисперсии шума значения на основе MAO  $R_C \approx -2,83$ . При использовании в качестве оценки дисперсии шума значения на основе SKO  $R_C \approx -6,62$ . При известной дисперсии шума  $R_C \approx -2,92$ . По теореме 2.2 первое отношение асимптотически нормально с нулевым средним и дисперсией  $\approx 1,36$ . Но при этом, полученное значение отклоняется от нуля несколько сильнее, чем это характерно для предельного распределения, но в пределах допустимого значения. По теоремам 2.1 и 2.2 второе и третье отношения асимптотически нормально с нулевым средним и

дисперсией 1. При этом для второго отклонение от нуля значительно, чем это характерно для предельного распределения. Для третьего отношения значение отклоняется от нуля несколько сильнее, чем это характерно для предельного распределения, но в рамках допустимого.

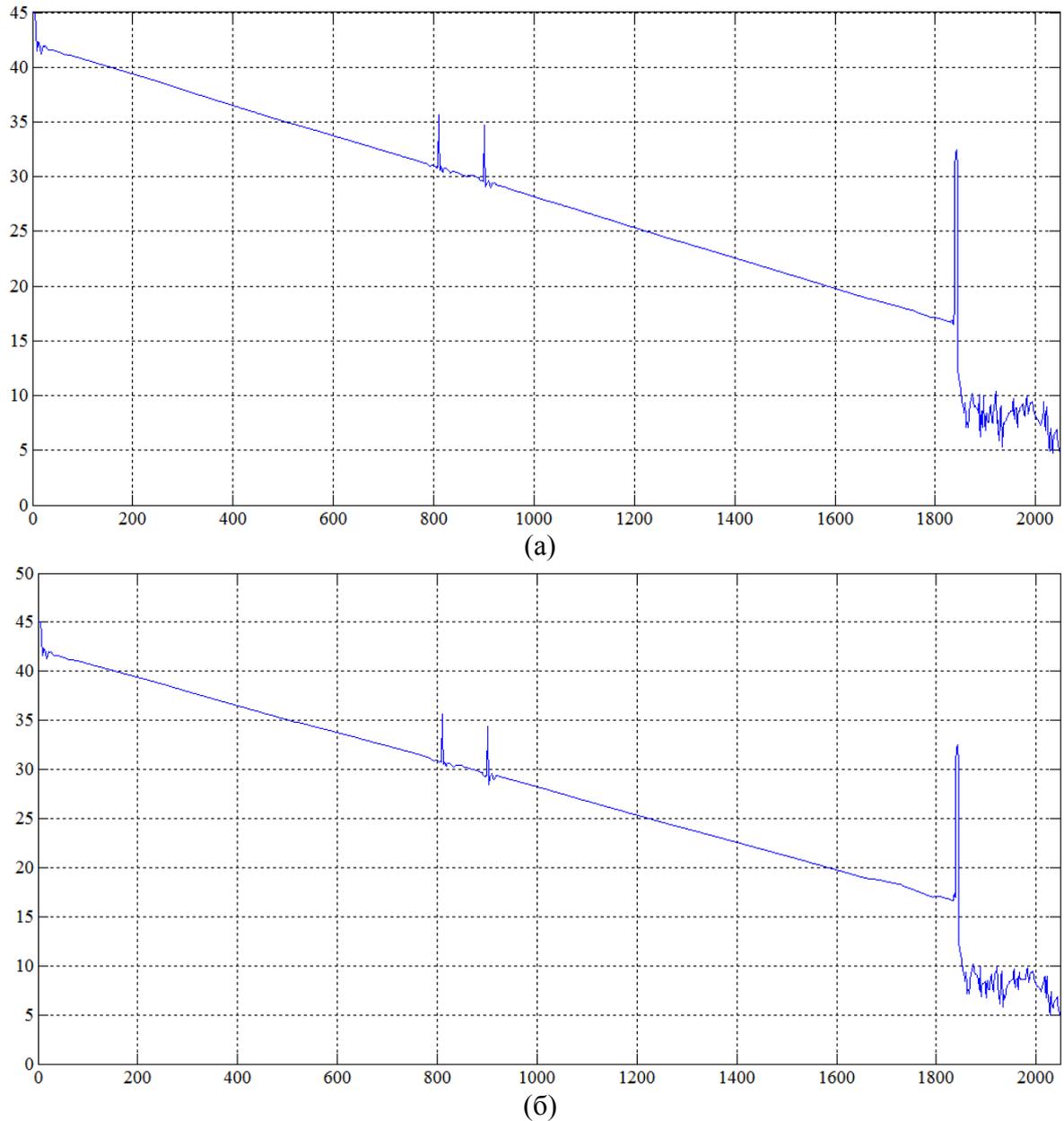


Рисунок 4.17 – Результаты очистки рефлектограммы с применением симплета 2-го порядка, жёсткой пороговой обработки с оценкой дисперсии: (а) – МАО, (б) – СКО

Произведём оценку восстановленных рефлектограмм. Результаты расчётов сведены в таблицу 4.14. После этого полученные значения сравниваются с критическим значением  $\chi^2_{кр} = 7,815$ . Для восстановленной рефлектограммы с помощью симплета 2-го порядка с использованием жёсткого порога и оценки дисперсии шума на основе МАО и СКО нулевая гипотеза не отвергается, т.е. восстановленная и исходная рефлектограммы близки по своим значениям. Для остальных восстановленных рефлектограмм условие  $\chi^2 \leq \chi^2_{кр}$  не соблюдается. Следовательно, нулевая гипотеза о схожести рефлектограмм с вероятностью  $P = 0,95$  отвергается.

Таблица 4.14 –  $\chi^2$  для восстановленной симлетом 2-го порядка рефлектограммы

	Мягкий порог		Жёсткий порог	
	оценка дисперсии шума на основе MAO	оценка дисперсии шума на основе СКО	оценка дисперсии шума на основе MAO	оценка дисперсии шума на основе СКО
$\chi^2$	11,73	17,51	4,99	7,53

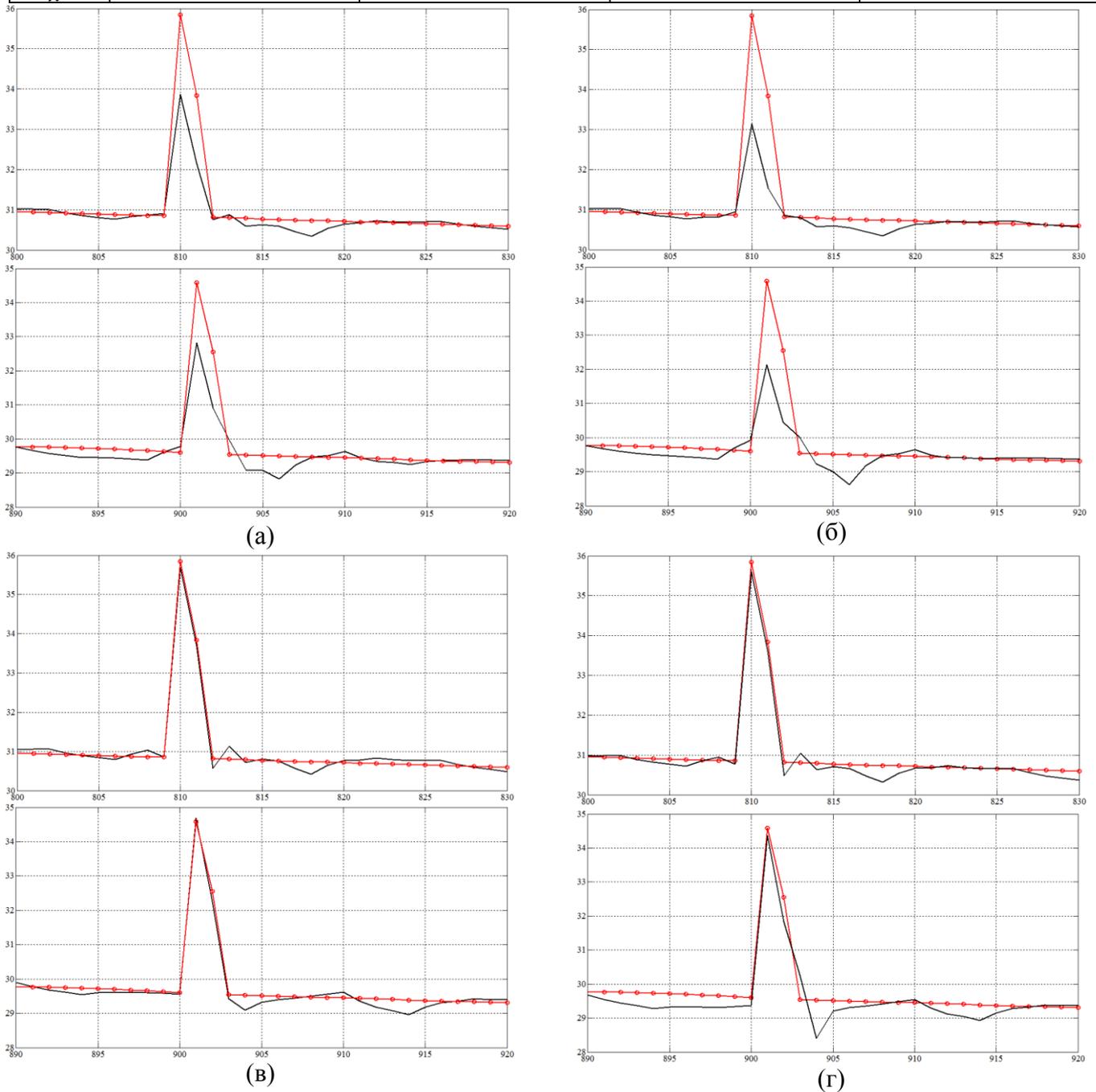


Рисунок 4.18 – Восстановленная и исходная рефлектограммы на участке повреждения с использованием симлета 2-го порядка: (а), (б) – мягкий порог с оценкой дисперсии шума на основе MAO и СКО; (в), (г) – жёсткий порог с оценкой дисперсии на основе MAO и СКО

Детально произведем оценку погрешности восстановления, рассчитав среднеквадратической погрешности на выбранном интервале в районе повреждения. На рисунке 4.18(а) – (г) представлены фрагменты (верхний рисунок с первым повреждением, нижний со вторым) с восстановленной – сплошная линия и исходной рефлектограммой – сплошная линия с окружно-

стями. Для каждой восстановленной рефлектограммы вычислим среднеквадратическую погрешность. Рассчитанные погрешности приведены в таблице 4.15.

Таблица 4.15 – Результаты вычисления среднеквадратической погрешности для симлета 2-го порядка

Тип порога	Среднеквадратическая погрешность	
	первое повреждение	второе повреждение
Мягкий порог, оценка дисперсии шума на основе МАО	0,5474	0,5467
Мягкий порог, оценка дисперсии шума на основе СКО	0,7377	0,7058
Жёсткий порог, оценка дисперсии шума на основе МАО	0,1433	0,1895
Жёсткий порог, оценка дисперсии шума на основе СКО	0,1709	0,4070

Наименьшая погрешность достигнута при применении жёсткого типа порога с оценкой дисперсии шума на основе МАО и СКО. На рисунке 4.18(в), (г) отражены восстановленные рефлектограммы, которые по форме наиболее схожи с исходной рефлектограммой. Для остальных восстановленных рефлектограмм значение погрешности выше, а также форма восстановленной рефлектограммы отличается от исходной (рисунок 4.18(а), (б)). Соответственно, на данном участке повреждение может быть распознано с наличием определенных погрешностей.

Дальше по восстановленным рефлектограммам определяются точные значения мест повреждений. Для всех рефлектограмм первое повреждение определено в точке 809, второе повреждение – в районе точки 900 при использовании вейвлетов Добеши 2-го и 3-го порядков. Т.е. разница между истинным и определенным по предложенному методу значениями составляет 0 м для первого повреждения и в диапазоне от 0 до 10 м для второго повреждения.

#### 4.1.6 Базисный вейвлет – симлет 5-го порядка

Графическое изображение  $\phi$ -функции симлета 5-го порядка показано на рисунке 4.1 (б). Аналогично действиям в п. 4.1.1 к полученным после ДВП коэффициентам применяется мягкая обработка и в качестве оценки дисперсии используется МАО и СКО, а дальше вычисляется ОДВП. Результаты восстановления рефлектограммы представлены на рисунке 4.19. С применением жёсткой пороговой обработки и теми же оценками дисперсии – на рисунке 4.20.

Для исходной рефлектограммы и заданной дисперсии шума оценка риска равна  $R_N = 94,3636$ . Рассчитаем для всех полученных выше данных оценку риска. При этом для оценки риска используется в качестве оценки дисперсии шума значения на основе МАО ( $\sigma^2 = 0,238^2 = 0,057$ ) и на основе СКО ( $\sigma^2 = 0,297^2 = 0,088$ ). Результаты расчета сведены в таблицу 4.16.

Таблица 4.16 – Сравнение результатов расчёта оценки риска для симлета 5-го порядка

В качестве оценки дисперсии шума используются значения	$R_N$
МАО	108,0874
СКО	114,1025
Известной дисперсии	90,1369

Сравнивая эти значения со значением  $R_N$  можно сделать вывод, что оценка риска при использовании оценки дисперсии шума с помощью МАО отличается от  $R_N$  примерно на 14,5%,

при использовании оценки дисперсии шума с помощью СКО отличается на 20,9%, при использовании известной дисперсии оценка риска отличается на 4,5%. При этом, в случае использования в качестве оценки дисперсии шума значения на основе МАО  $R_C \approx 3,76$ . При использовании в качестве оценки дисперсии шума значения на основе СКО  $R_C \approx 3,50$ . При известной дисперсии шума  $R_C \approx 2,58$ .

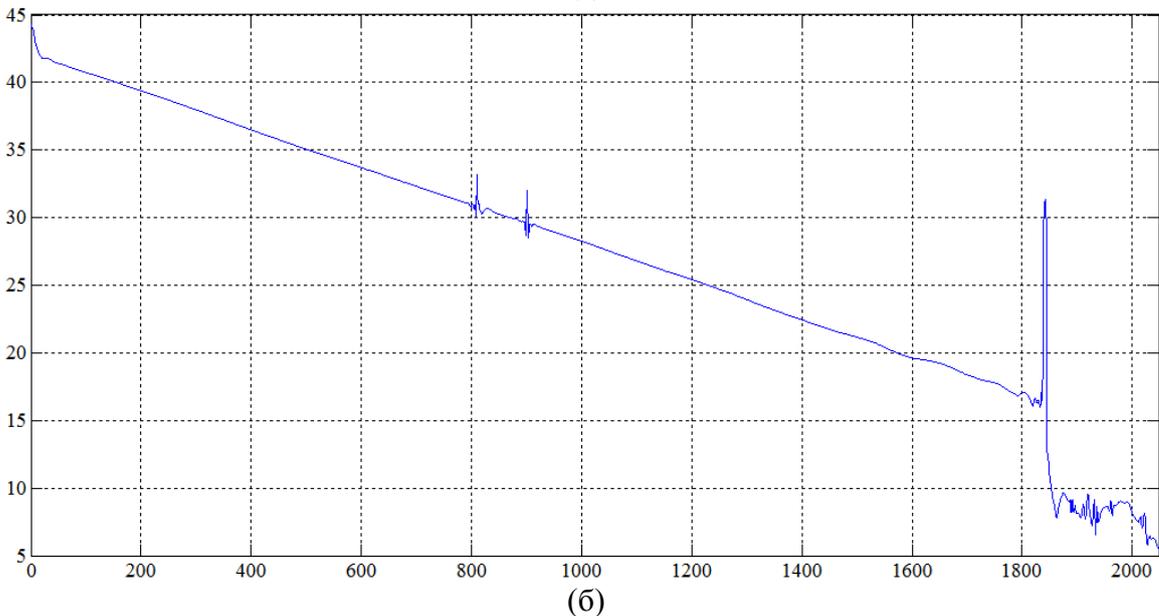
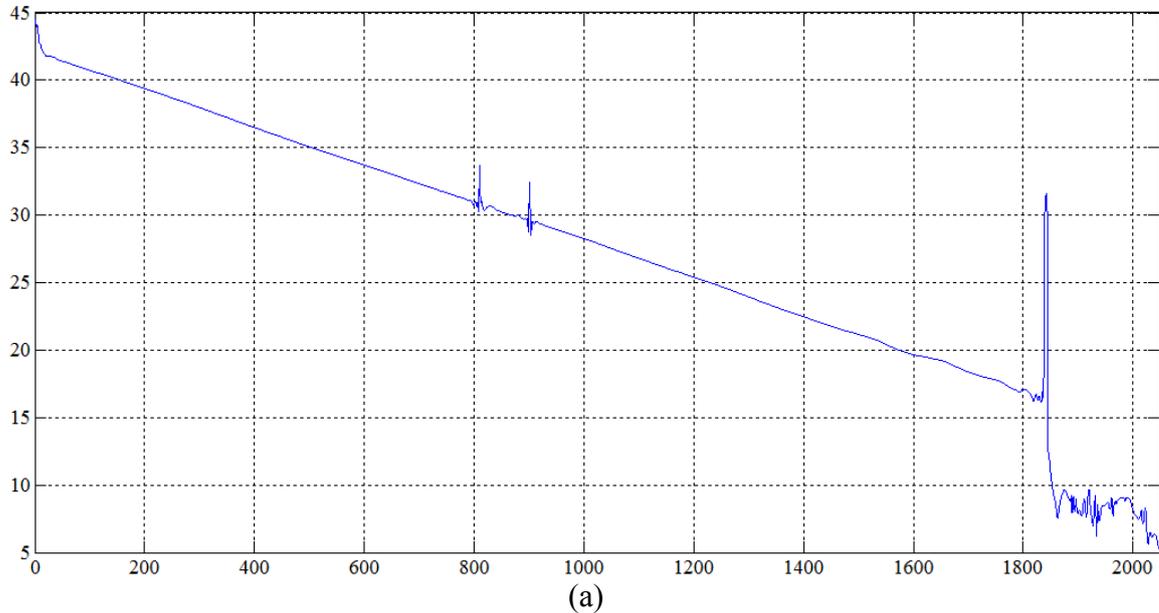


Рисунок 4.19 – Результаты очистки рефлектограммы с применением симплета 5-го порядка, мягкой пороговой обработки с оценкой дисперсии: (а) – МАО, (б) – СКО

По теореме 2.2 первое отношение асимптотически нормально с нулевым средним и дисперсией  $\approx 1,36$ . При этом полученное значение отклоняется от нуля несколько сильнее, чем это характерно для предельного распределения, но в пределах допустимого значения. По теоремам 2.1 и 2.2 второе и третье отношения асимптотически нормально с нулевым средним и дисперсией 1. Полученные значения несколько сильнее отклоняются от нуля, чем это характерно для предельного распределения, но при этом находятся в рамках допустимого отклонения.

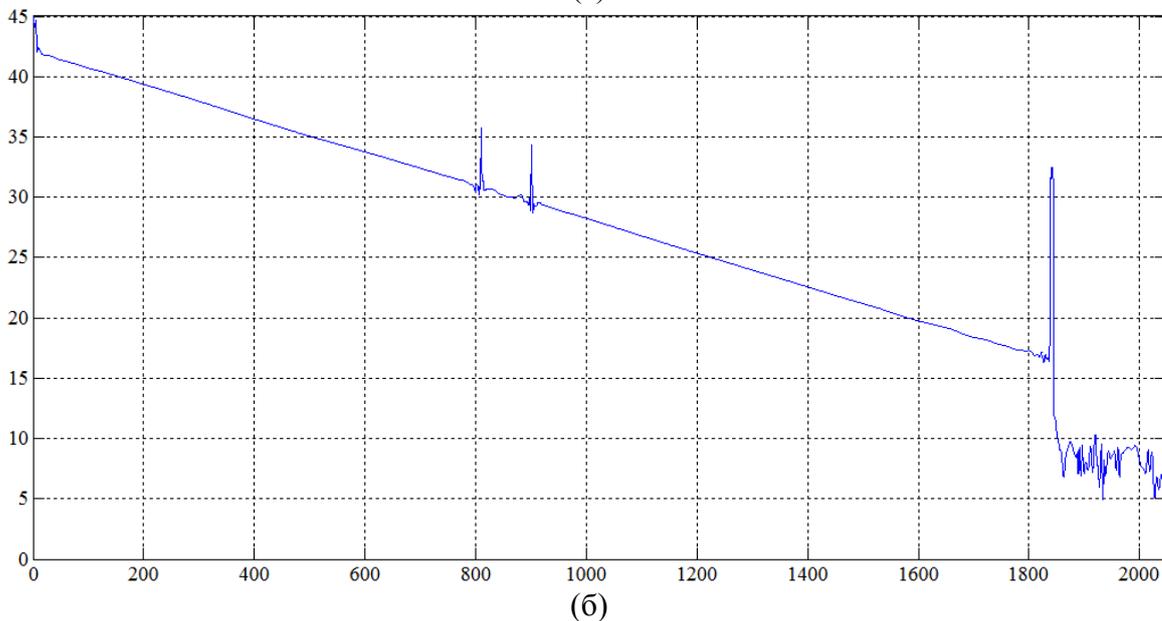
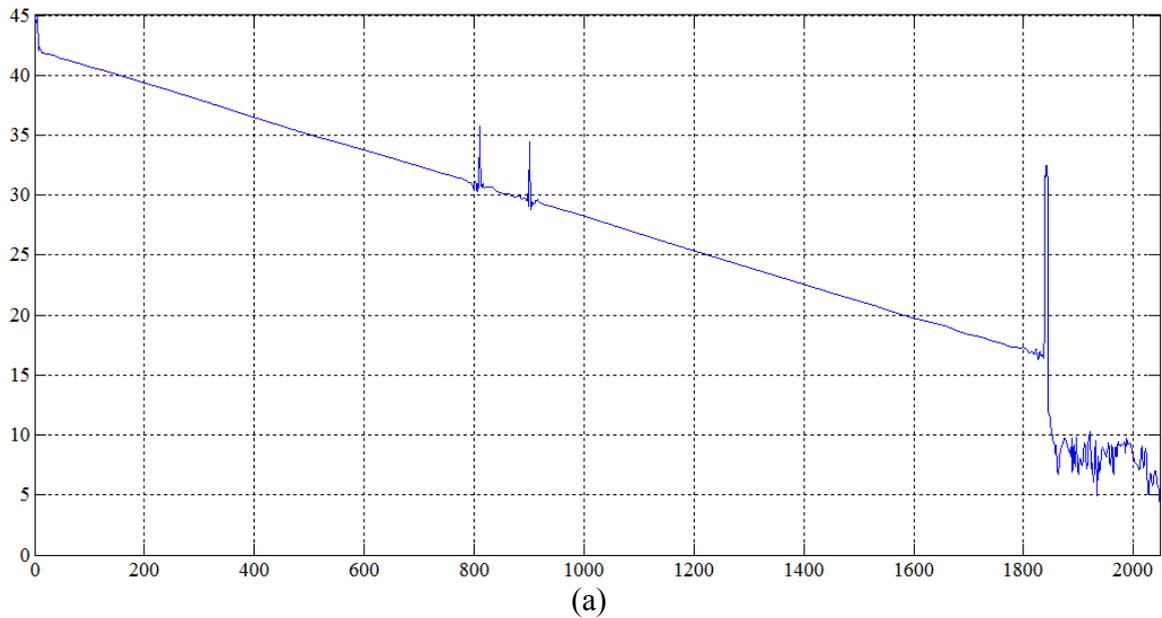


Рисунок 4.20 – Результаты очистки рефлектограммы с применением симлета 5-го порядка, жёсткой пороговой обработки с оценкой дисперсии: (а) – MAO, (б) – SKO

Произведем оценку восстановленной рефлектограммы аналогично предыдущим пунктам. Результаты расчётов сведены в таблицу 4.17. После этого полученные значения сравниваются с критическим значением квантиля, равного  $\chi^2_{кр} = 7,815$ . Для восстановленной рефлектограммы с помощью симлета 5-го порядка с использованием жёсткого порога и оценки дисперсии шума на основе MAO и SKO нулевая гипотеза не отвергается, т.е. восстановленная и исходная рефлектограммы близки по своим значениям. Для остальных восстановленных рефлектограмм условие  $\chi^2 \leq \chi^2_{кр}$  не соблюдается. Следовательно, нулевая гипотеза о схожести рефлектограмм с вероятностью  $P = 0,95$  отвергается.

Таблица 4.17 –  $\chi^2$  для восстановленной симлетом 5-го порядка рефлектограммы

$\chi^2$	Мягкий порог		Жёсткий порог	
	оценка дисперсии шума на основе MAO	оценка дисперсии шума на основе СКО	оценка дисперсии шума на основе MAO	оценка дисперсии шума на основе СКО
	9,46	12,77	3,56	4,79

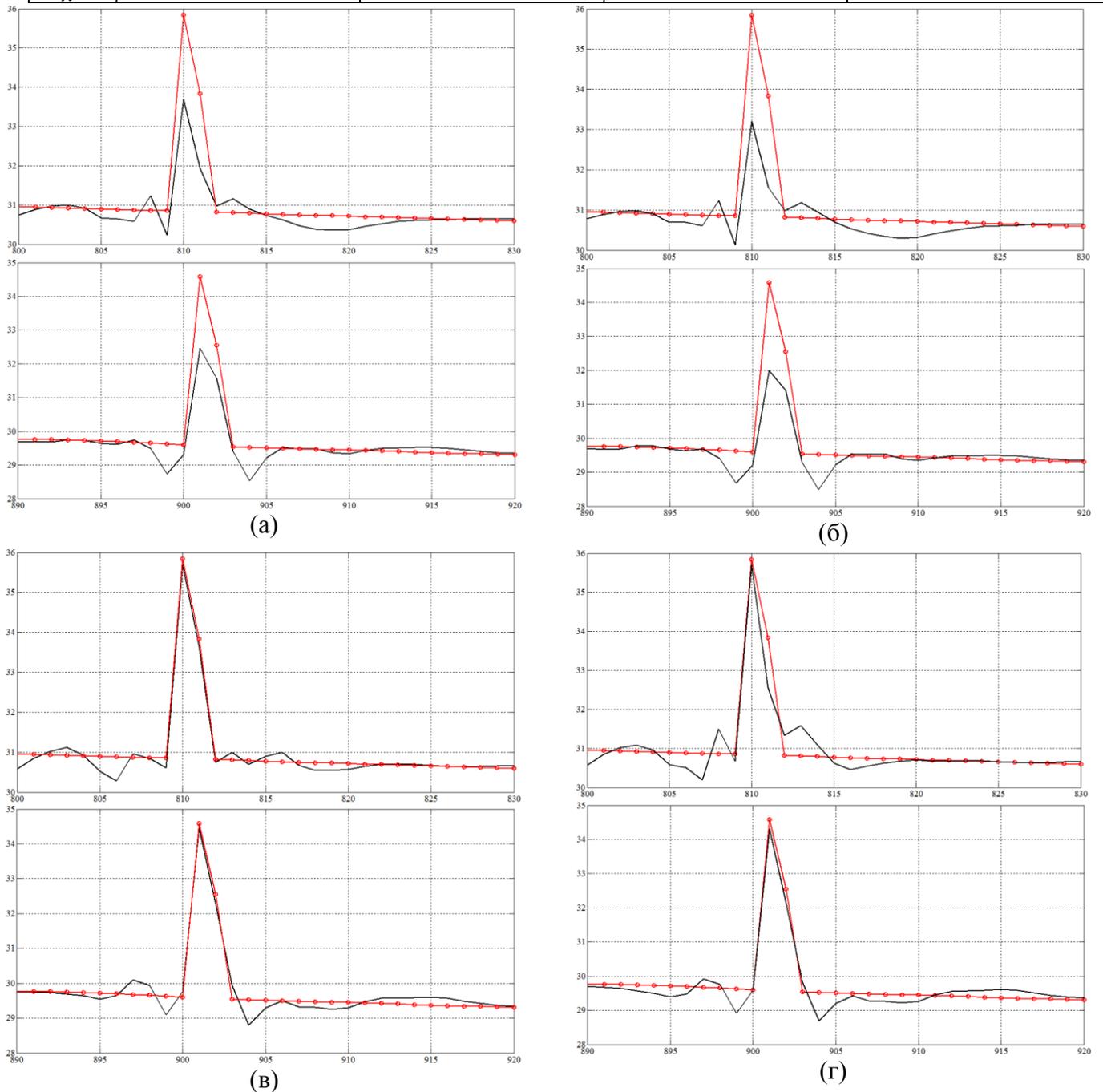


Рисунок 4.21 – Восстановленная и исходная рефлектограммы на участке повреждения с использованием симлета 5-го порядка: (а), (б) – мягкий порог с оценкой дисперсии шума на основе MAO и СКО; (в), (г) – жёсткий порог с оценкой дисперсии на основе MAO и СКО

Детально произведем оценку погрешности восстановления, рассчитав среднеквадратической погрешности на выбранном интервале в районе повреждения. На рисунке 4.21 (а) – (г) представлены фрагменты (верхний рисунок с первым повреждением, нижний со вторым) с восстановленной – сплошная линия и исходной рефлектограммой – сплошная линия с окружно-

стями. Для каждой восстановленной рефлектограммы вычислим среднеквадратическую погрешность. Рассчитанные погрешности приведены в таблице 4.18.

Таблица 4.18 – Результаты вычисления среднеквадратической погрешности для симлета 5-го порядка

Тип порога	Среднеквадратическая погрешность	
	первое повреждение	второе повреждение
Мягкий порог, оценка дисперсии шума на основе МАО	0,6355	0,5483
Мягкий порог, оценка дисперсии шума на основе СКО	0,7629	0,6452
Жёсткий порог, оценка дисперсии шума на основе МАО	0,1882	0,2609
Жёсткий порог, оценка дисперсии шума на основе СКО	0,4046	0,3015

Наименьшая погрешность достигнута при применении жёсткого типа порога с оценкой дисперсии шума на основе МАО и СКО. На рисунке 4.21(в), (г) отражены восстановленные рефлектограммы, которые по форме наиболее схожи с исходной рефлектограммой. Для остальных восстановленных рефлектограмм значение погрешности выше, а также восстановленная форма отличается от исходной (рисунок 4.21(а), (б)). Соответственно, на данном участке повреждение может быть распознано с наличием погрешностей.

Дальше по восстановленным рефлектограммам определяются точные значения мест повреждений. По рефлектограммам, восстановленным с использованием мягкого порога и оценки дисперсии шума на основе МАО и СКО, первое повреждение определено в точке 809, второе повреждение – в диапазоне 899, при использовании любого вейвлета. Т.е. разница между истинным и определенным по предложенному методу значениями составляет 0 м для первого повреждения и 10 м для второго повреждения. Для рефлектограмм, восстановленным с использованием жёсткого порога и оценки дисперсии шума на основе СКО и МАО, первое повреждение определено в точке 809, второе повреждение – в районе 900, при использовании вейвлета Добеши 3-го порядка. Другие вейвлеты имеют погрешность при определении сингулярности в один отсчёт. Т.е. разница между истинным и определенным по предложенному методу значениями составляет 0 м для первого повреждения и от 0 до 10 м для второго повреждения.

#### 4.1.7 Базисный вейвлет – симлет 8-го порядка

Графическое изображение  $\phi$ -функции симлета 8-го приведено на рисунке 4.1(в). Аналогично действиям в п. 4.1.1 к полученным после ДВП коэффициентам применяется мягкая обработка и в качестве оценки дисперсии используется МАО и СКО. По полученным после обработки коэффициентам вычисляется ОДВП. Результаты представлены на рисунке 4.22. С применением жёсткой пороговой обработки и теми же оценками дисперсии, что и выше, результаты удаления шума представлены на рисунке 4.23.

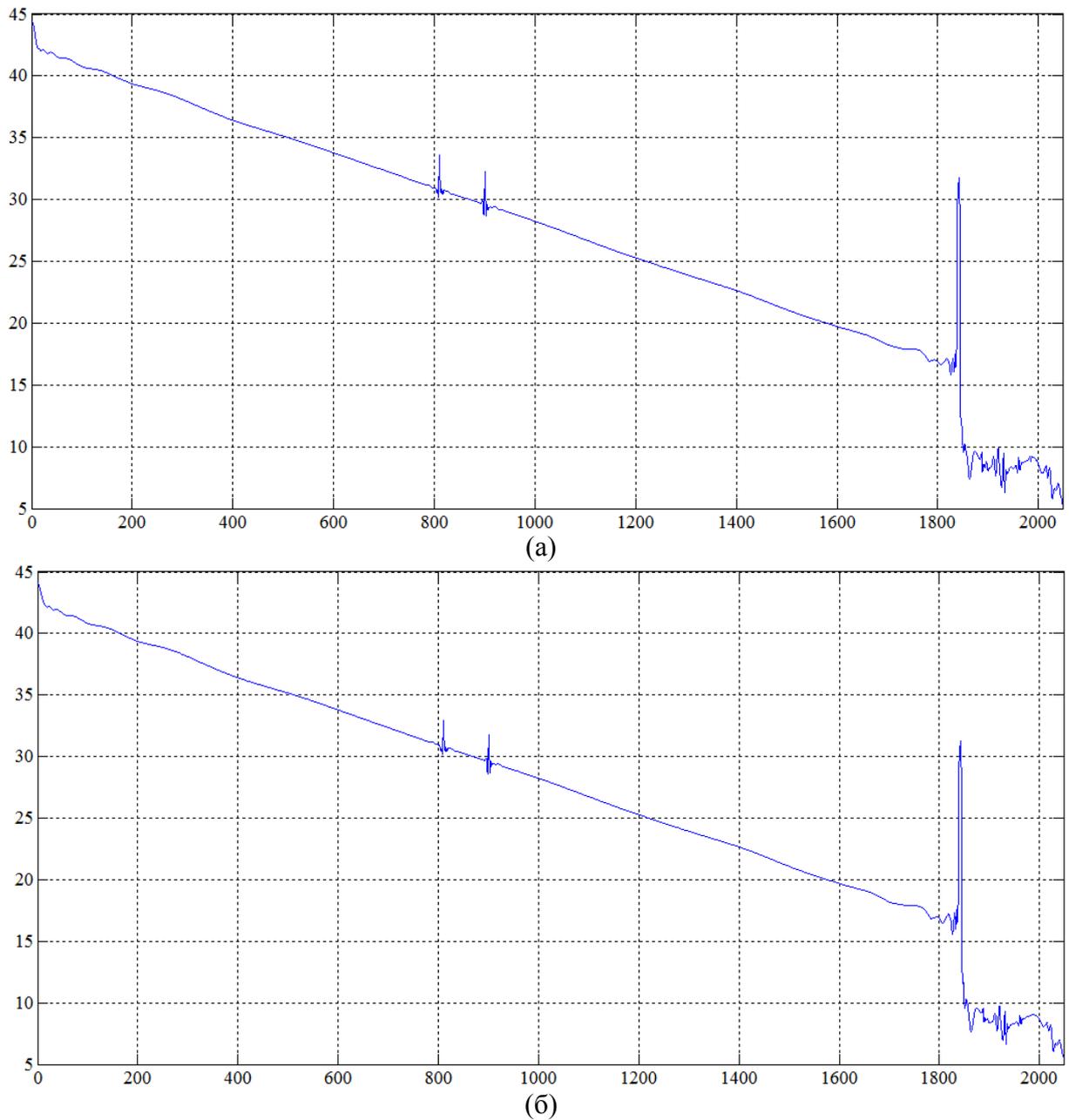


Рисунок 4.22 – Результаты очистки рефлектограммы с применением симплета 8-го порядка, мягкой пороговой обработки с оценкой дисперсии: (а) – МАО, (б) – СКО

Для исходной рефлектограммы и заданной дисперсии шума оценка риска равна  $R_N = 115,7213$ . Рассчитаем для всех полученных выше данных оценку риска. При этом для оценки риска используется в качестве оценки дисперсии шума значения, полученные на основе МАО ( $\sigma^2 = 0,236^2 = 0,056$ ) и на основе СКО ( $\sigma^2 = 0,328^2 = 0,108$ ). Результаты сведены в таблицу 4.19.

Таблица 4.19 – Сравнение результатов расчёта оценки риска для симплета 8-го порядка

В качестве оценки дисперсии шума используются значения	$R_N$
МАО	143,2454
СКО	163,9647
Известной дисперсии	108,0350

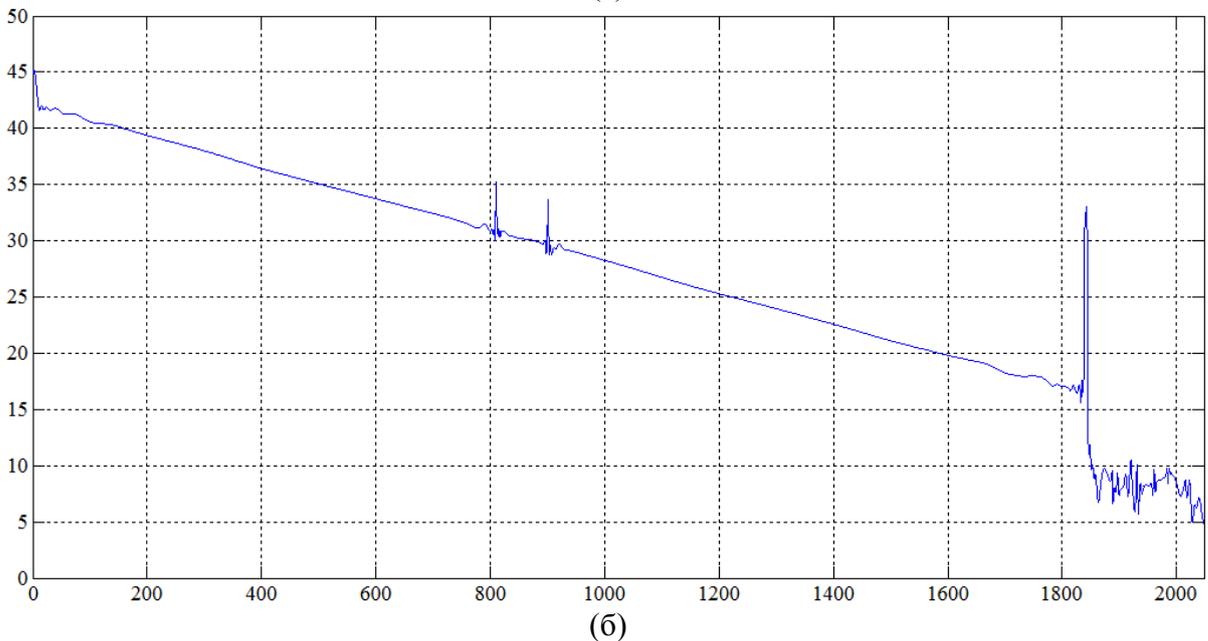
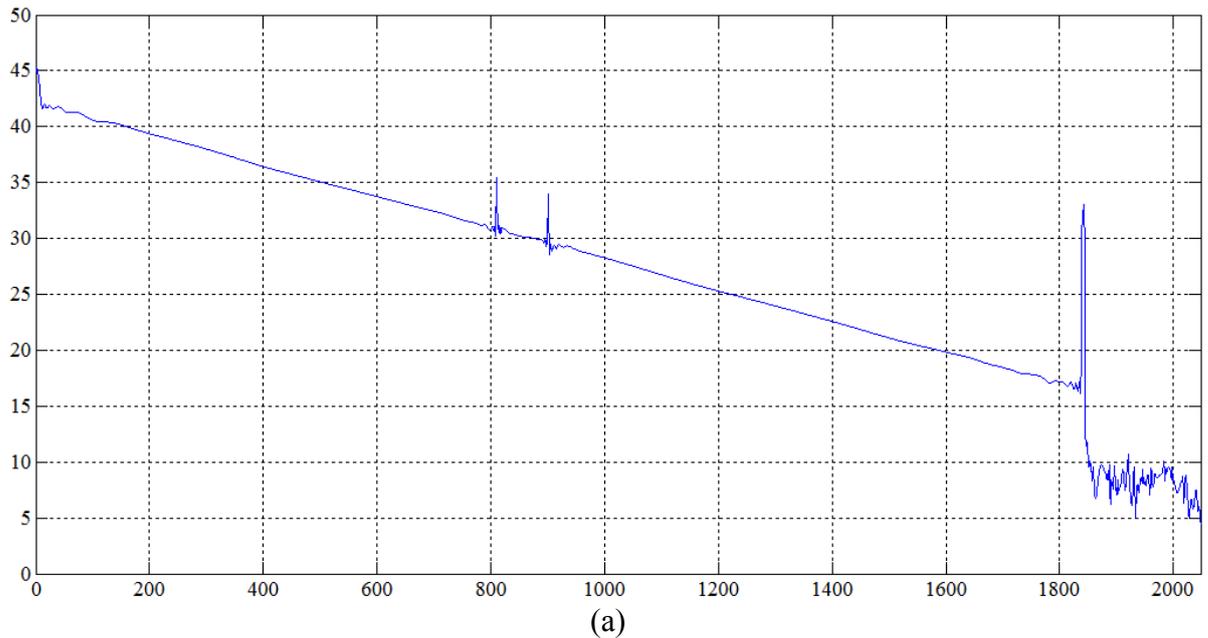


Рисунок 4.23 – Результаты очистки рефлектограммы с применением симплета 8-го порядка, жёсткой пороговой обработки с оценкой дисперсии: (а) – MAO, (б) – SKO

Сравнивая значения таблицы 4.19 со значением  $R_N$  можно сделать вывод, что оценка риска при использовании оценки дисперсии шума на основе MAO отличается от  $R_N$  примерно на 23,8%, при использовании оценки дисперсии шума на основе SKO на 41,7%, при использовании известной дисперсии – на 6,6%. При этом, в случае использования в качестве оценки дисперсии шума значения на основе MAO  $R_C \approx 7,68$ . При использовании в качестве оценки дисперсии шума значения на основе SKO  $R_C \approx 6,98$ . При известной дисперсии шума  $R_C \approx 4,69$ .

По теореме 2.2 первое отношение асимптотически нормально с нулевым средним и дисперсией  $\approx 1,36$ . При этом полученное значение отклоняется от нуля сильнее, чем это характерно для предельного распределения, но в пределах допустимого значения. По теоремам 2.1 и 2.2 второе и третье отношения асимптотически нормально с нулевым средним и дисперсией 1. По-

лученные значения отклоняются от нуля сильнее, чем это характерно для предельного распределения, но при этом значения находятся в рамках допустимого отклонения.

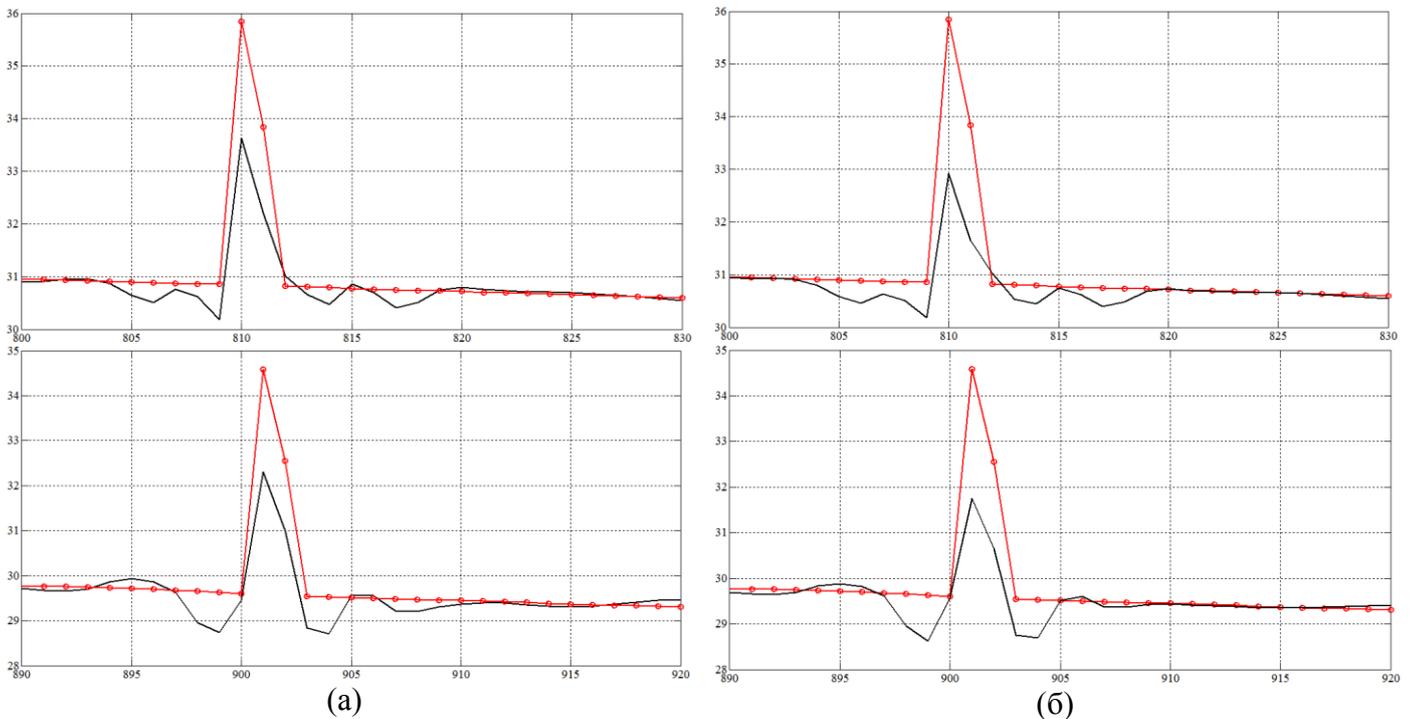
Произведем оценку восстановленной рефлектограммы аналогично предыдущим пунктам. Результаты расчётов сведены в таблицу 4.20. После этого полученные значения сравниваются с критическим значением квантиля, равного  $\chi^2_{кр} = 7,815$ .

Таблица 4.20 –  $\chi^2$  для восстановленной симлетом 8-го порядка рефлектограммы

	Мягкий порог		Жёсткий порог	
	оценка дисперсии шума на основе MAO	оценка дисперсии шума на основе СКО	оценка дисперсии шума на основе MAO	оценка дисперсии шума на основе СКО
$\chi^2$	10,96	16,29	3,87	6,71

Для восстановленной рефлектограммы с помощью симлета 8-го порядка с использованием жёсткого порога и оценки дисперсии шума на основе MAO и СКО нулевая гипотеза не отвергается, т.е. восстановленная и исходная рефлектограммы близки по своим значениям. Для остальных восстановленных рефлектограмм условие  $\chi^2 \leq \chi^2_{кр}$  не соблюдается. Следовательно, нулевая гипотеза о схожести рефлектограмм с вероятностью  $P = 0,95$  отвергается.

Детально произведем оценку погрешности восстановления, рассчитав среднеквадратической погрешности на выбранном интервале в районе повреждения. На рисунке 4.24 (а) – (г) представлены фрагменты (верхний рисунок с первым повреждением, нижний со вторым) с восстановленной – сплошная линия и исходной рефлектограммой – сплошная линия с окружностями. Для каждой восстановленной рефлектограммы вычислим среднеквадратическую погрешность. Рассчитанные погрешности приведены в таблице 4.21.



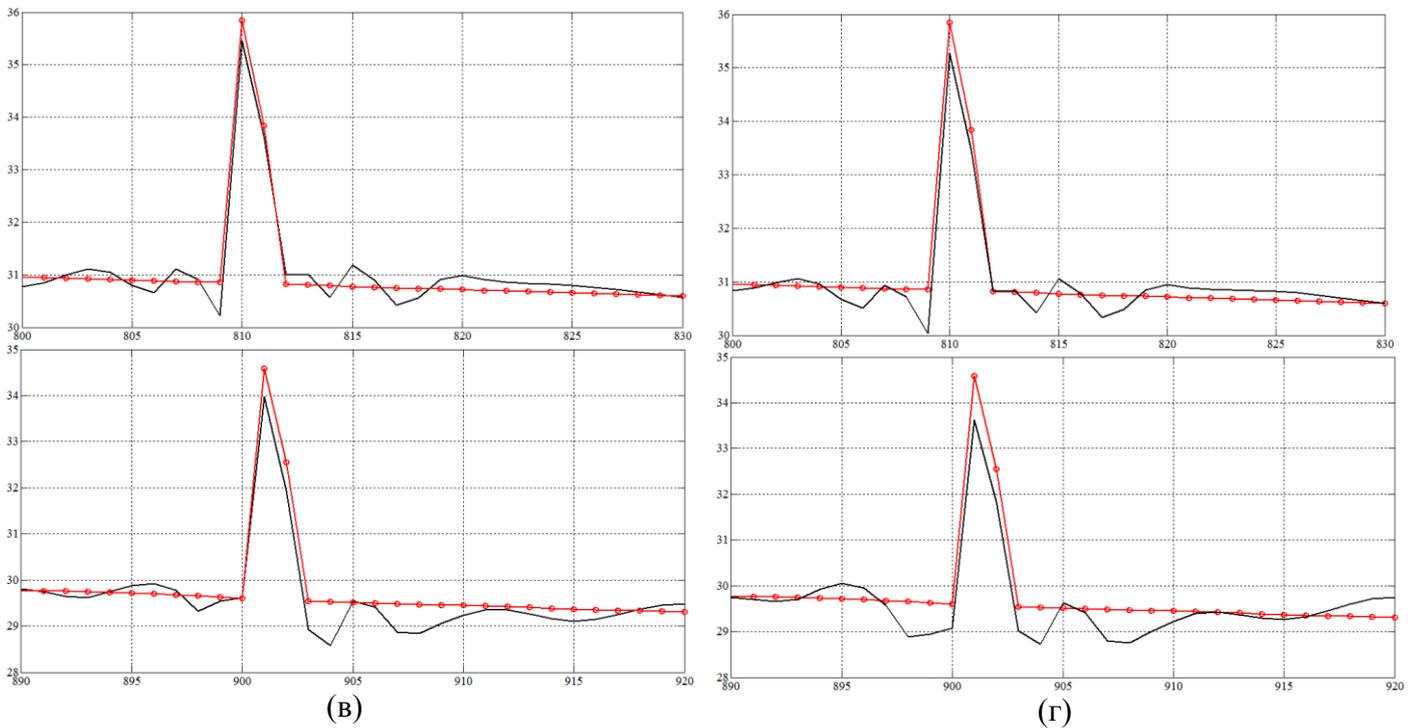


Рисунок 4.24 – Восстановленная и исходная рефлектограммы на участке повреждения с использованием симплета 8-го порядка: (а), (б) – мягкий порог с оценкой дисперсии шума на основе МАО и СКО; (в), (г) – жёсткий порог с оценкой дисперсии на основе МАО и СКО

Таблица 4.21 – Результаты вычисления среднеквадратической погрешности для симплета 8-го порядка

Тип порога	Среднеквадратическая погрешность	
	первое повреждение	второе повреждение
Мягкий порог, оценка дисперсии шума на основе МАО	0,6015	0,6431
Мягкий порог, оценка дисперсии шума на основе СКО	0,7841	0,7633
Жёсткий порог, оценка дисперсии шума на основе МАО	0,2452	0,3670
Жёсткий порог, оценка дисперсии шума на основе СКО	0,2958	0,4566

Наименьшая погрешность достигнута при применении жёсткого типа порога с оценкой дисперсии шума на основе МАО и СКО. На рисунке 4.24(в), (г) отражены восстановленные рефлектограммы, которые по форме наиболее схожи с исходной рефлектограммой. Для остальных восстановленных рефлектограмм значение погрешности выше, а также восстановленная форма отличается от исходной (рисунок 4.24(а), (б)). Соответственно, на данном участке повреждение может быть распознано с погрешностями.

Дальше по восстановленным рефлектограммам определяются точные значения мест повреждений. По рефлектограммам, восстановленным с использованием мягкого порога и оценки дисперсии шума на основе МАО и СКО, первое повреждение определено в точке 809, второе повреждение – в диапазоне 898 – 900, при использовании вейвлета 2-го порядка. Т.е. разница между истинным и определенным по предложенному методу значениями составляет 0 м для первого повреждения и от 1 м до 20 м для второго повреждения. Для рефлектограмм, восстановленным с использованием жёсткого порога и оценки дисперсии шума на основе СКО и

МАО, первое повреждение определено в точке 809, второе повреждение – в районе 900, при использовании вейвлета Добеши 2-го порядка. Другие вейвлеты имеют погрешность при определении сингулярности в один отсчёт. Т.е. разница между истинным и определенным по предложенному методу значениями составляет 0 м для первого повреждения и от 0 до 10 м для второго повреждения.

#### 4.1.8 Базисный вейвлет – койфлет 1-го порядка

*Phi*-функция койфлета 1-го порядка представлена на рисунке 4.1 (г). Аналогично действиям в п. 4.1.1 к полученным после ДВП коэффициентам применяется мягкая обработка и в качестве оценки дисперсии используется МАО и СКО. По полученным после обработки коэффициентам вычисляется ОДВП. Результаты восстановления рефлектограммы представлены на рисунке 4.25. С применением жёсткой пороговой обработки и теми же оценками дисперсии, что и выше, результаты удаления шума представлены на рисунке 4.26.

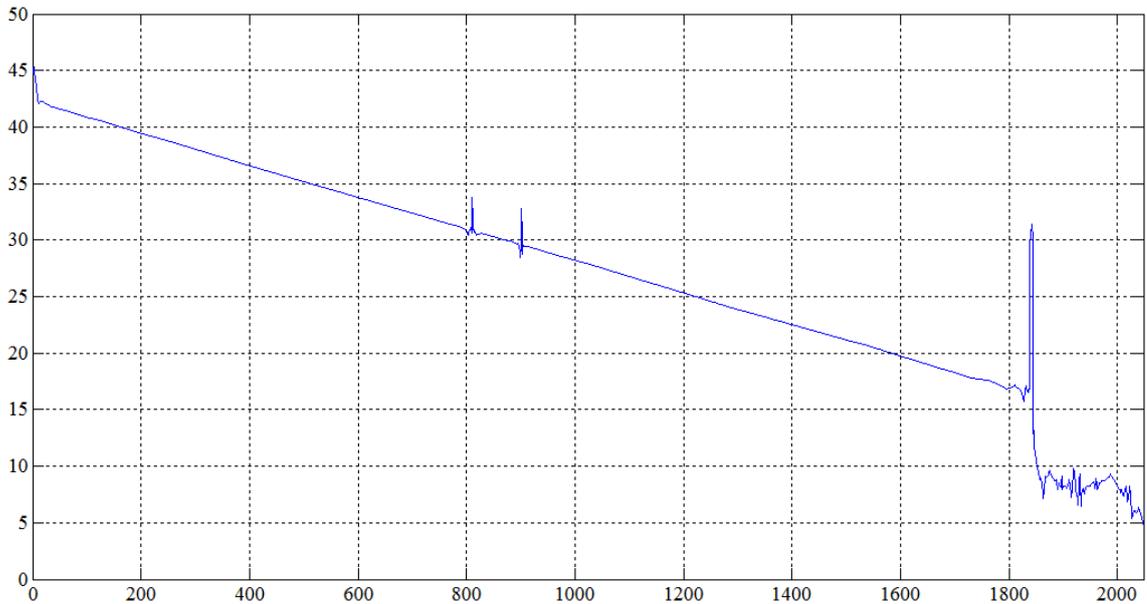
Для исходной рефлектограммы и заданной дисперсии шума оценка риска равна  $R_N = 75,5236$ . Рассчитаем для всех полученных выше данных оценку риска  $R_N$ . При этом для оценки риска используется в качестве оценки дисперсии шума значения, полученные на основе медианного абсолютного отклонения ( $\sigma^2 = 0,251^2 = 0,063$ ) и на основе СКО ( $\sigma^2 = 0,372^2 = 0,138$ ). Результаты расчёта сведены в таблицу 4.22.

Таблица 4.22 – Сравнение результатов расчёта оценки риска для койфлета 1-го порядка

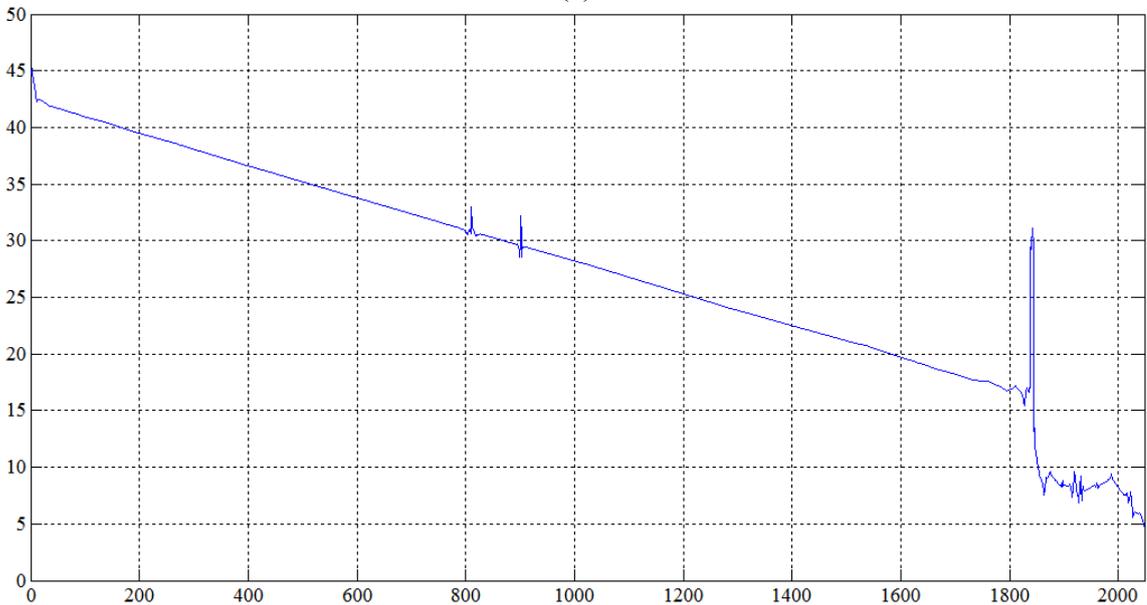
В качестве оценки дисперсии шума используются значения	$R_N$
МАО	76,7579
СКО	27,8287
Известной дисперсии	75,5796

Сравнивая эти значения со значением  $R_N$  можно сделать вывод, что оценка риска при использовании оценки дисперсии шума с помощью МАО отличается от  $R_N$  примерно на 1,6%, при использовании оценки дисперсии шума с помощью СКО – на 63,1%, при использовании известной дисперсии оценка риска – на 0,07%. При этом, в случае использования в качестве оценки дисперсии шума значения на основе МАО  $R_C \approx 0,31$ . При использовании в качестве оценки дисперсии шума значения на основе СКО  $R_C \approx -5,40$ . При известной дисперсии шума  $R_C \approx 0,03$ .

По теореме 2.2 первое отношение асимптотически нормально с нулевым средним и дисперсией  $\approx 1,36$ . При этом полученное значение практически не отклоняется от нуля. По теоремам 2.1 и 2.2 второе и третье отношения асимптотически нормально с нулевым средним и дисперсией 1. Отношение, полученное при использовании в качестве оценки дисперсии шума значения на основе СКО, отклоняется от нуля несколько сильнее, чем это характерно для предельного распределения, но в рамках допустимого отклонения. Последнее отношение не отклоняется от нуля.



(а)



(б)

Рисунок 4.25 – Результаты очистки рефлектограммы с применением койфлета 1-го порядка, мягкой пороговой обработки с оценкой дисперсии: (а) – MAO, (б) – SKO

Произведем оценку восстановленных рефлектограмм. Результаты расчётов, сведенные в таблицу 4.23, сравниваются с  $\chi^2_{кр} = 7,815$ . Для восстановленной рефлектограммы с помощью койфлета 1-го порядка с использованием жёсткого порога и оценки дисперсии шума на основе MAO нулевая гипотеза не отвергается, т.е. восстановленная и исходная рефлектограммы близки. Для остальных рефлектограмм условие  $\chi^2 \leq \chi^2_{кр}$  не соблюдается. Следовательно, нулевая гипотеза о схожести рефлектограмм при уровне значимости  $\alpha = 0,05$  отвергается.

Таблица 4.23 –  $\chi^2$  для восстановленной койфлетом 1-го порядка рефлектограммы

	Мягкий порог		Жёсткий порог	
	оценка дисперсии шума на основе MAO	оценка дисперсии шума на основе SKO	оценка дисперсии шума на основе MAO	оценка дисперсии шума на основе SKO
$\chi^2$	10,95	17,24	4,04	8,38

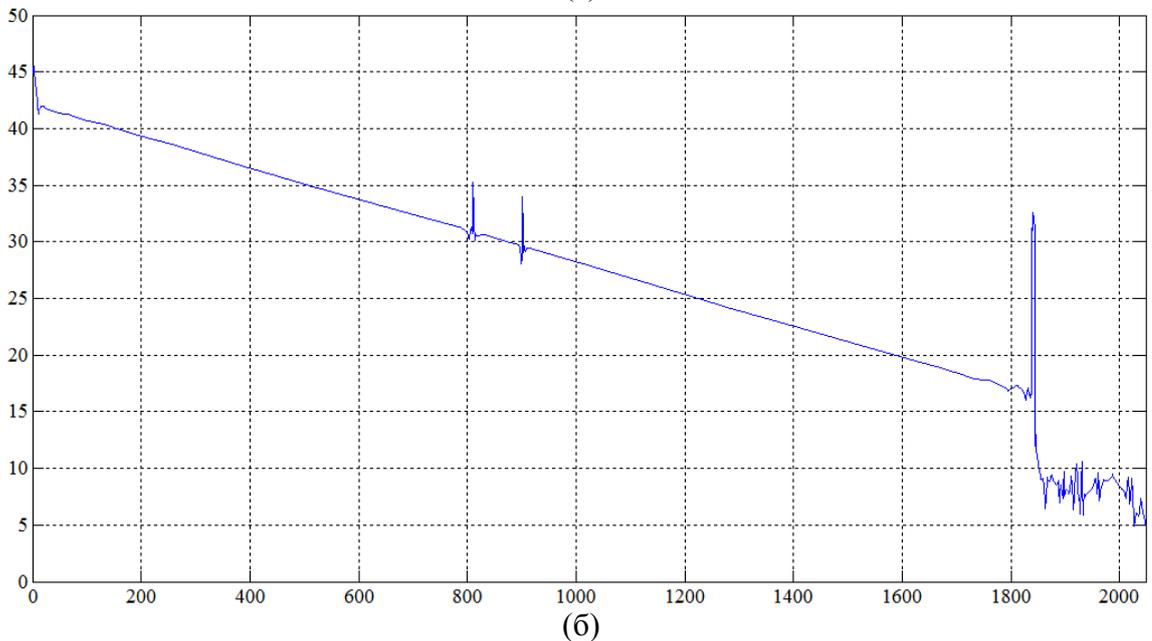
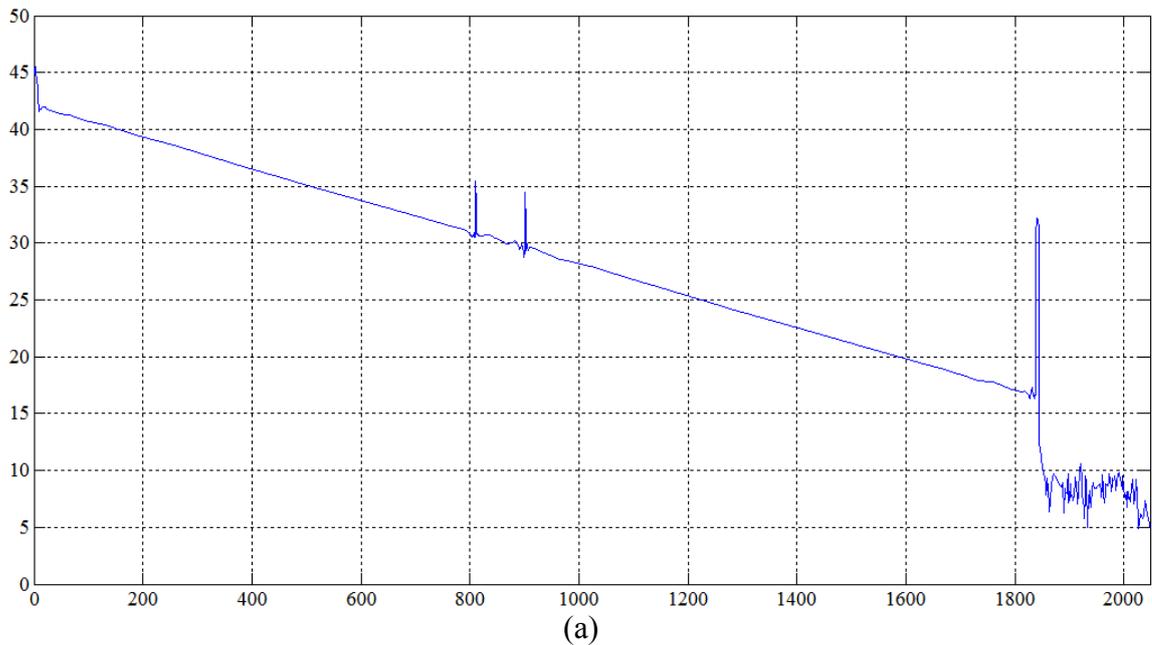


Рисунок 4.26 – Результаты очистки рефлектограммы с применением койфлета 1-го порядка, жёсткой пороговой обработки с оценкой дисперсии: (а) – MAO, (б) – SKO

Детально произведем оценку погрешности восстановления, рассчитав среднеквадратические погрешности на выбранном интервале в районе повреждения. На рисунке 4.27(а) – (г) представлены фрагменты (верхний рисунок с первым повреждением, нижний со вторым) с восстановленной – сплошная линия и исходной рефлектограммой – сплошная линия с окружностями. Для каждой рефлектограммы вычислены среднеквадратические погрешности и записаны в таблицу 4.24. Наименьшая погрешность достигнута при жёстком пороге с оценкой дисперсии шума на основе MAO. На рисунке 4.27(в) приведена восстановленная рефлектограмма, которая по форме наиболее схожа с исходной. Для остальных восстановленных рефлектограмм значение погрешности выше, а также форма несколько отличается от исходной (рисунок 4.27(а), (б), (г)). Соответственно, повреждения могут быть распознаны с определенной погрешностью.

Таблица 4.24 – Результаты вычисления среднеквадратической погрешности для койфлета 1-го порядка

Тип порога	Среднеквадратическая погрешность	
	первое повреждение	второе повреждение
Мягкий порог, оценка дисперсии шума на основе МАО	0,6056	0,6181
Мягкий порог, оценка дисперсии шума на основе СКО	0,8023	0,7426
Жёсткий порог, оценка дисперсии шума на основе МАО	0,1844	0,3308
Жёсткий порог, оценка дисперсии шума на основе СКО	0,4009	0,5289

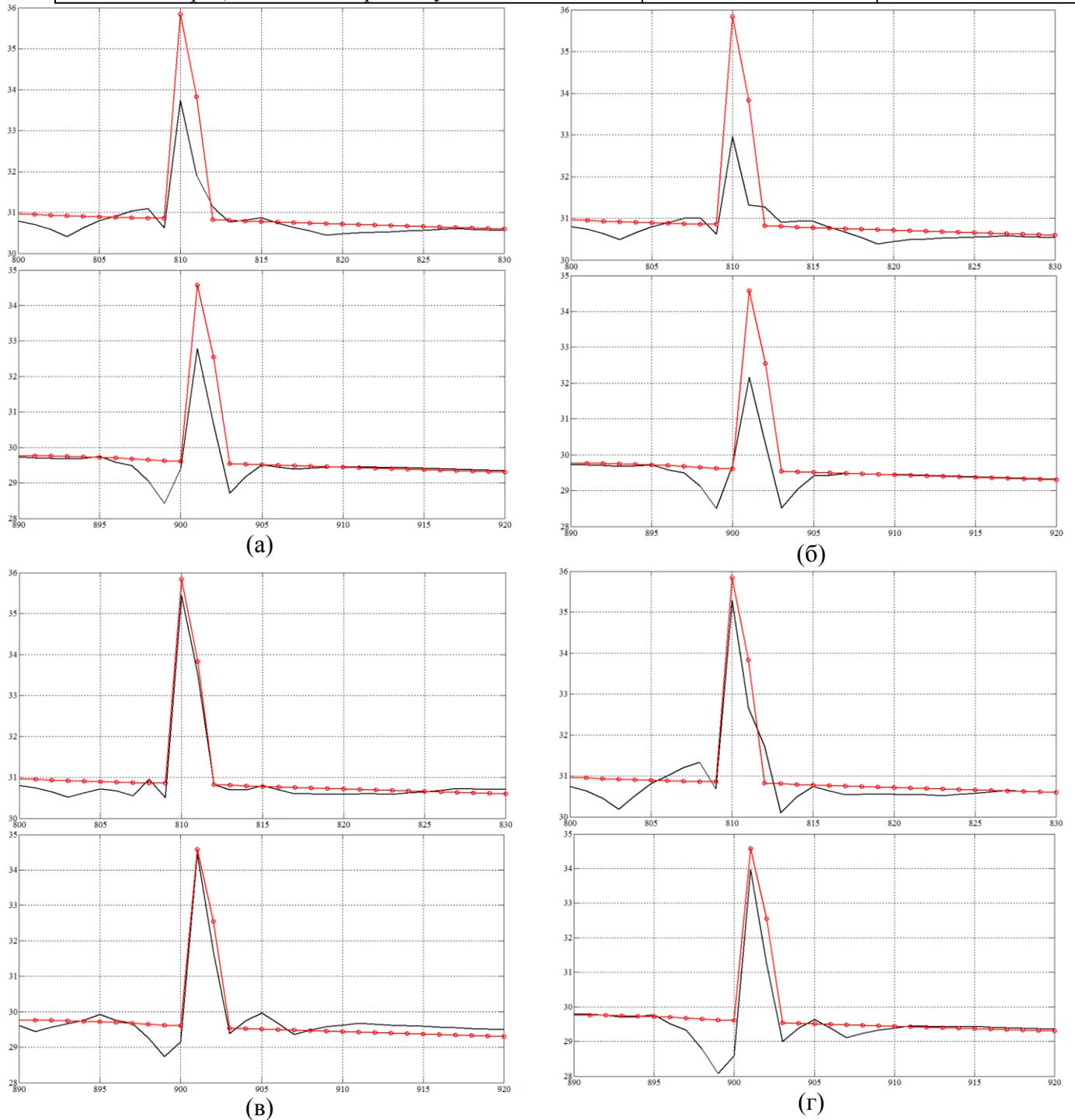


Рисунок 4.27 – Восстановленная и исходная рефлектограммы на участке повреждения с использованием койфлета 1-го порядка: (а), (б) – мягкий порог с оценкой дисперсии шума на основе МАО и СКО; (в), (г) – жёсткий порог с оценкой дисперсии на основе МАО и СКО

Дальше по восстановленным рефлектограммам определяются точные значения мест повреждений. По рефлектограммам, восстановленным с использованием мягкого порога и оценки дисперсии шума на основе МАО и СКО, первое повреждение определено в точке 809, второе повреждение – в диапазоне 898 – 900, при использовании вейвлета 2-го порядка. Т.е. разница между истинным и определенным по предложенному методу значениями составляет 0 м для первого повреждения и от 1 м до 20 м для второго повреждения. Для рефлектограмм, восстановленным с использованием жёсткого порога и оценки дисперсии шума на основе СКО и МАО, первое повреждение определено в точке 809, второе повреждение – в районе 899 – 900, при использовании вейвлета Добеши 2-го порядка. Другие вейвлеты имеют погрешность при определении сингулярности в один отсчёт. Т.е. разница между истинным и определенным по предложенному методу значениями составляет 0 м для первого повреждения и от 1 до 10 м для второго повреждения.

#### 4.1.9 Базисный вейвлет – койфлет 4-го порядка

*Phi*-функция койфлета 4-го порядка представлена на рисунке 4.1(д). Аналогично действиям в п. 4.1.1 к полученным после ДВП коэффициентам применяется мягкая обработка и в качестве оценки дисперсии используется МАО и СКО. По полученным после обработки коэффициентам вычисляется ОДВП. Результаты восстановления рефлектограммы представлены на рисунке 4.28. С применением жёсткой пороговой обработки и теми же оценками дисперсии, что и выше, результаты удаления шума представлены на рисунке 4.29.

Для исходной рефлектограммы и заданной дисперсии шума оценка риска равна  $R_N = 136,4638$ . Рассчитаем для всех полученных выше данных оценку риска  $R_N$ . При этом для оценки риска используется в качестве оценки дисперсии шума значения, полученные на основе медианного абсолютного отклонения ( $\sigma^2 = 0,252^2 = 0,063$ ) и на основе СКО ( $\sigma^2 = 0,357 = 0,127$ ). Результаты расчёта сведены в таблицу 4.25.

Таблица 4.25 – Сравнение результатов расчёта оценки риска для койфлета 4-го порядка

В качестве оценки дисперсии шума используются значения	$R_N$
МАО	192,6581
СКО	237,8737
Известной дисперсии	132,4340

Сравнивая эти значения со значением  $R_N$  можно сделать вывод, что оценка риска при использовании оценки дисперсии шума с помощью МАО отличается от  $R_N$  примерно на 41,2%, при использовании оценки дисперсии шума с помощью СКО – на 74,3%, при использовании известной дисперсии оценка риска – на 2,9%. При этом, в случае использования в качестве оценки дисперсии шума значения на основе МАО  $R_C \approx 13,94$ . При использовании в качестве оценки дисперсии шума значения на основе СКО  $R_C \approx 12,48$ . При известной дисперсии шума  $R_C \approx -2,46$ .

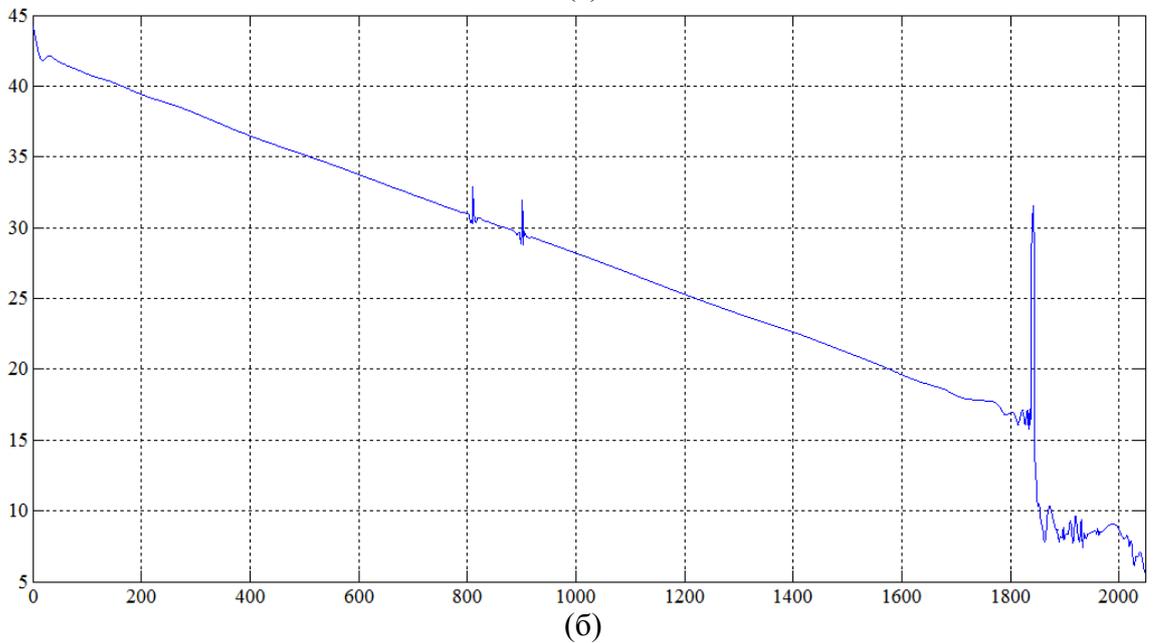
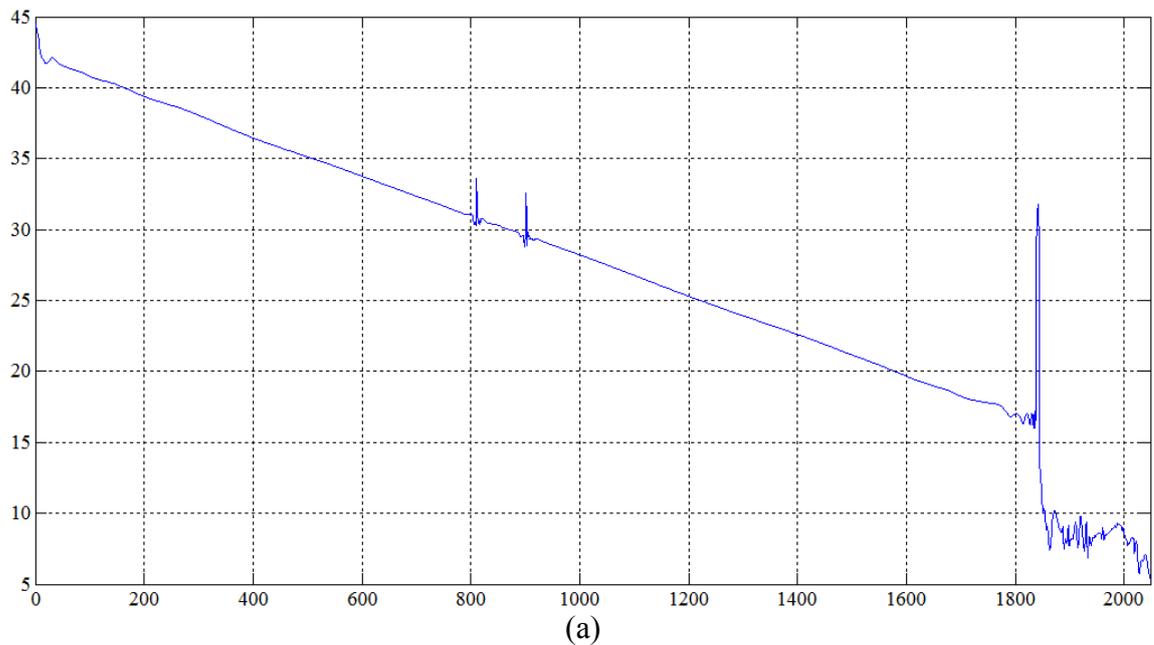


Рисунок 4.28 – Результаты очистки рефлектограммы с применением койфлета 4-го порядка, мягкой пороговой обработки с оценкой дисперсии: (а) – МАО, (б) – СКО

По теореме 2.2 первое отношение асимптотически нормально с нулевым средним и дисперсией  $\approx 1,36$ . При этом полученное значение значительно отклоняется от нуля, чем это характерно для предельного распределения. По теоремам 2.1 и 2.2 второе и третье отношения асимптотически нормально с нулевым средним и дисперсией 1. Отношение, полученное при использовании в качестве оценки дисперсии шума значения на основе СКО, отклоняется от нуля значительно, чем это характерно для предельного распределения, но в рамках допустимого отклонения. Отношение, полученное при использовании известной дисперсии шума, отклоняется от нуля незначительно.

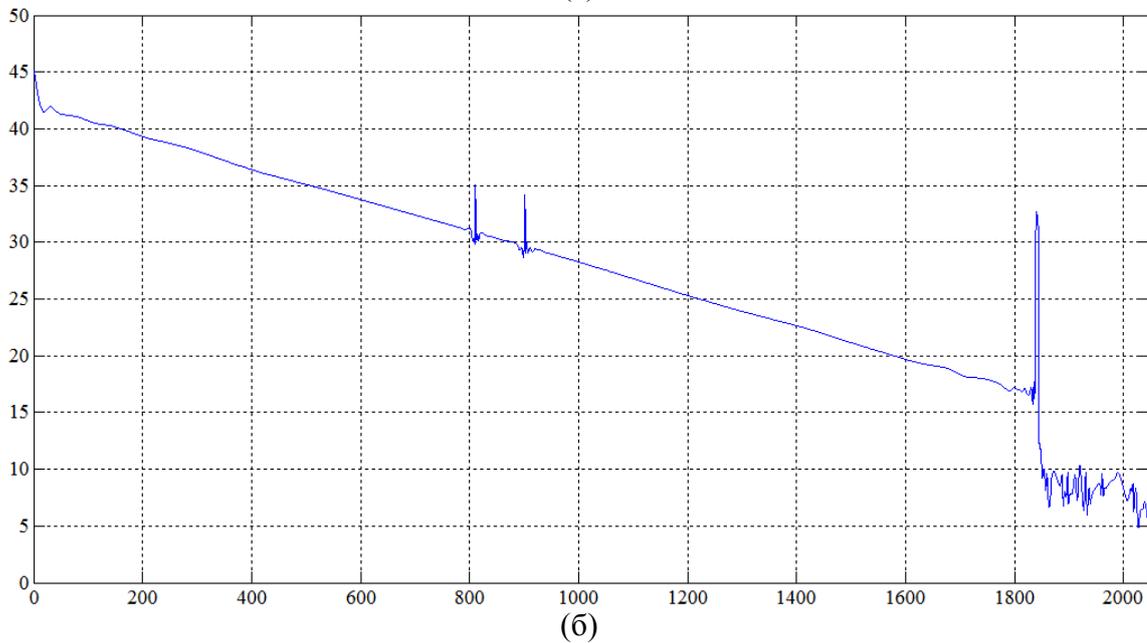
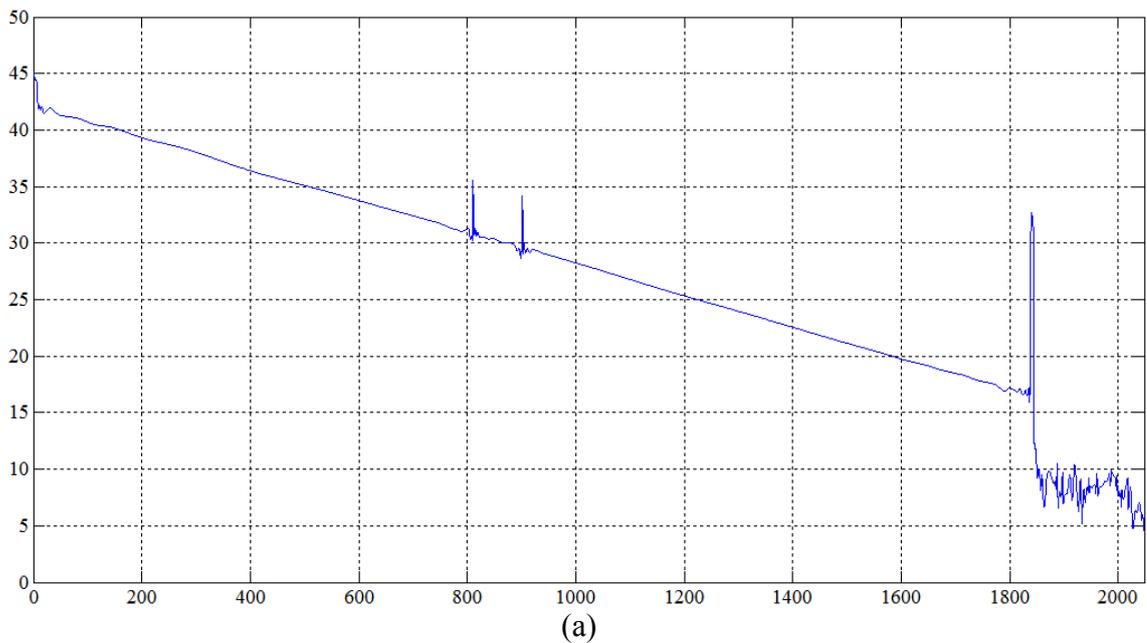


Рисунок 4.29 – Результаты очистки рефлектограммы с применением койфлета 4-го порядка, жёсткой пороговой обработки с оценкой дисперсии: (а) – MAO, (б) – SKO

Произведем оценку восстановленной рефлектограммы аналогично предыдущим пунктам. Результаты расчётов сведены в таблицу 4.26. После этого полученные значения сравниваются с критическим значением квантиля, равного  $\chi^2_{кр} = 7,815$ .

Таблица 4.26 – Относительные отклонения для восстановленной рефлектограммы с помощью койфлета 4-го порядка

	Мягкий порог		Жёсткий порог	
	оценка дисперсии шума на основе MAO	оценка дисперсии шума на основе SKO	оценка дисперсии шума на основе MAO	оценка дисперсии шума на основе SKO
$\chi^2$	12,05	18,44	4,89	7,08

Для восстановленной рефлектограммы с помощью койфлета 4-го порядка с использованием жёсткого порога и оценки дисперсии шума на основе MAO и SKO нулевая гипотеза не

отвергается, т.е. восстановленная и исходная рефлектограммы близки по своим значениям. Для остальных восстановленных рефлектограмм условие  $\chi^2 \leq \chi^2_{кр}$  не соблюдается. Следовательно, нулевая гипотеза о схожести рефлектограмм с вероятностью  $P = 0,95$  отвергается. Детально произведем оценку погрешности восстановления. На рисунке 4.30 (а) – (г) представлены фрагменты (верхний рисунок с первым повреждением, нижний со вторым) с восстановленной – сплошная линия и исходной рефлектограммой – сплошная линия с окружностями.

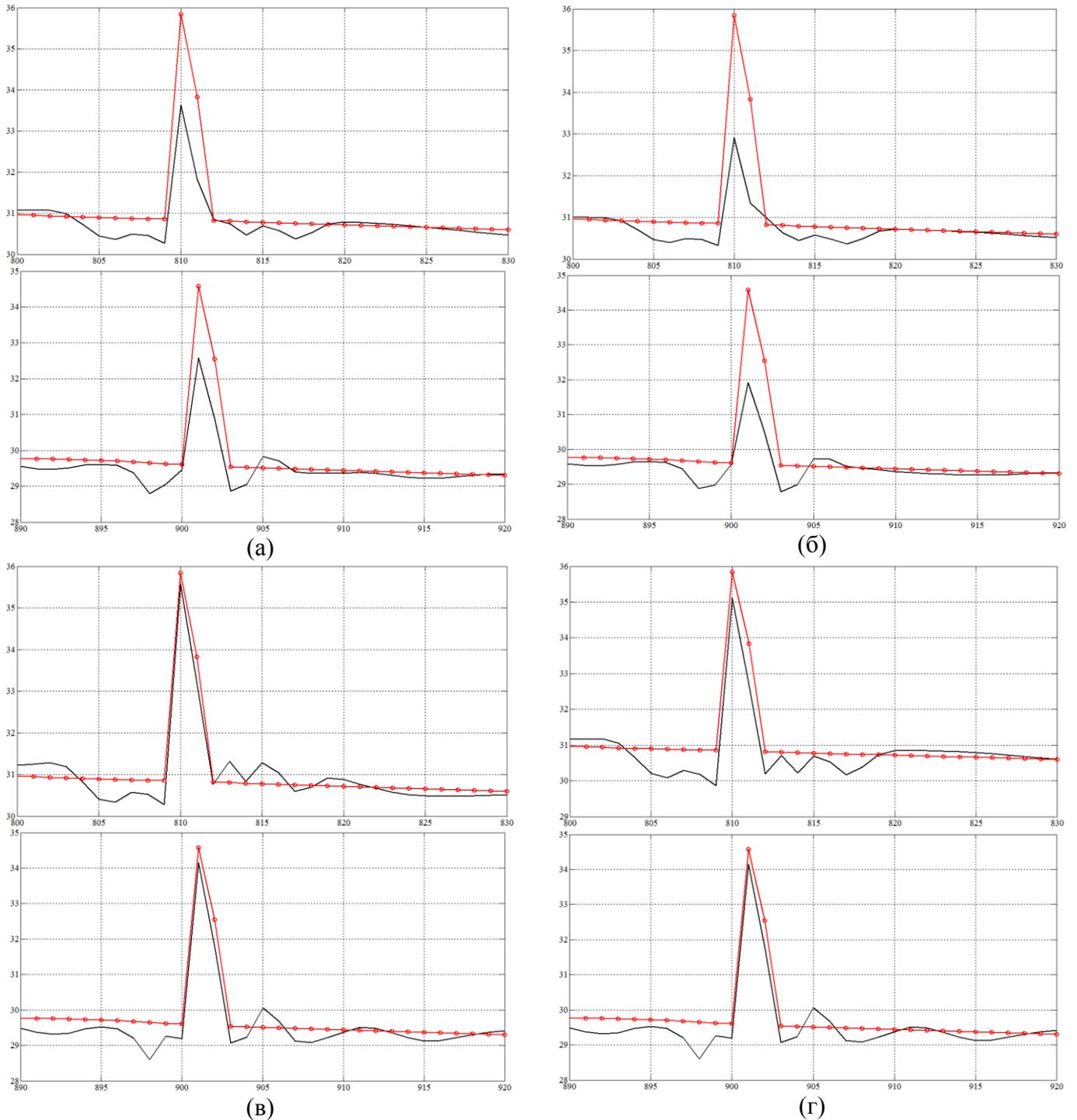


Рисунок 4.30 – Восстановленная и исходная рефлектограммы на участке повреждения с использованием койфлета 4-го порядка: (а), (б) – мягкий порог с оценкой дисперсии шума на основе МАО и СКО; (в), (г) – жёсткий порог с оценкой дисперсии на основе МАО и СКО

Для каждой восстановленной рефлектограммы вычислим среднеквадратическую погрешность. Рассчитанные погрешности приведены в таблице 4.27.

Таблица 4.27 – Результаты вычисления среднеквадратической погрешности для койфлета 4-го порядка

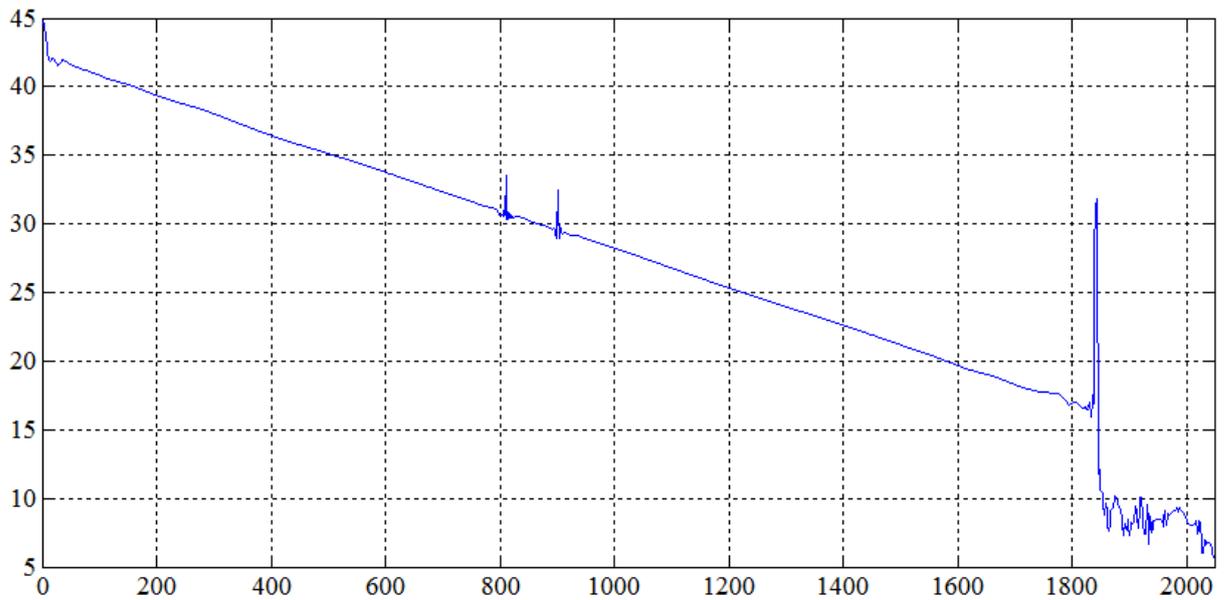
Тип порога	Среднеквадратическая погрешность	
	первое повреждение	второе повреждение
Мягкий порог, оценка дисперсии шума на основе МАО	0,6611	0,6079
Мягкий порог, оценка дисперсии шума на основе СКО	0,8273	0,7397
Жёсткий порог, оценка дисперсии шума на основе МАО	0,3144	0,4038
Жёсткий порог, оценка дисперсии шума на основе СКО	0,5092	0,4089

Наименьшая погрешность достигнута при применении жёсткого типа порога с оценкой дисперсии шума на основе МАО. На рисунке 4.30(в) отражена восстановленная рефлектограмма, которая по форме наиболее схожа с исходной рефлектограммой. Также близкие значения имеет рефлектограмма, восстановленная с применением жёсткого типа порога с оценкой дисперсии шума на основе СКО (рисунок 4.40(г)). Для остальных восстановленных рефлектограмм значение погрешности выше, а также восстановленная форма отличается от исходной (рисунок 4.30(а), (б)). Соответственно, на данном участке повреждение может быть распознано с наличием определенных погрешностей.

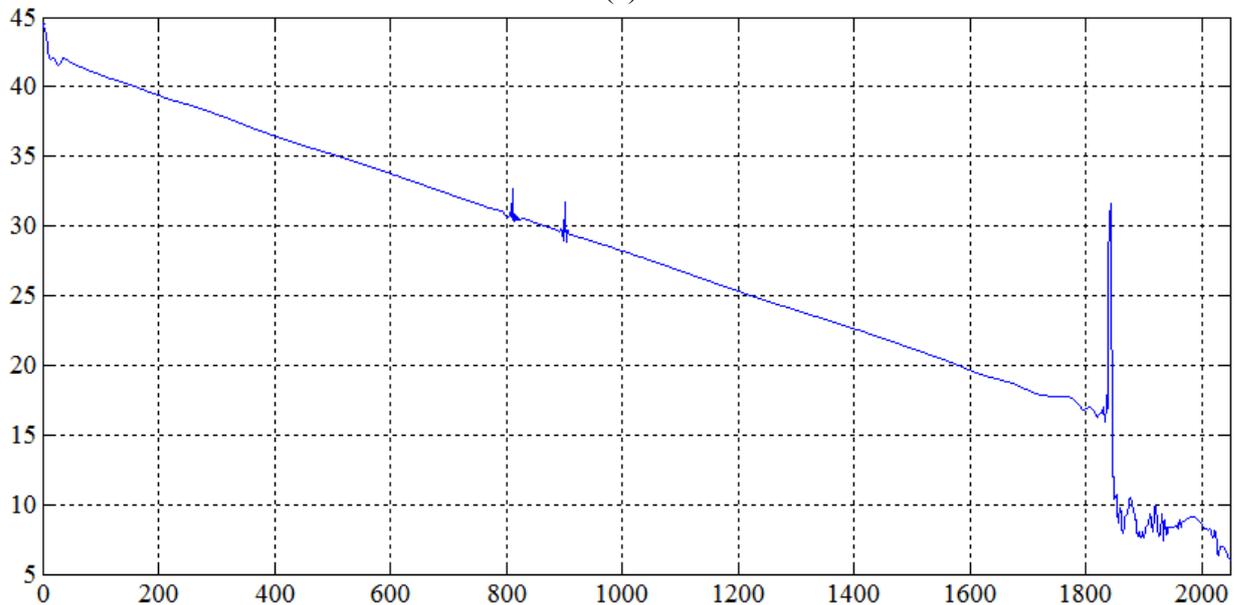
Дальше по восстановленным рефлектограммам определяются точные значения мест повреждений. По рефлектограммам, восстановленным с использованием мягкого порога и оценки дисперсии шума на основе МАО и СКО, первое повреждение определено в точке 809, второе повреждение – в диапазоне 898 – 900, при использовании вейвлета 2-го и 3-го порядка. Т.е. разница между истинным и определенным по предложенному методу значениями составляет 0 м для первого повреждения и от 1 м до 20 м для второго повреждения. Для рефлектограмм, восстановленным с использованием жёсткого порога и оценки дисперсии шума на основе МАО и СКО, первое повреждение определено в точке 809, второе повреждение – в районе 899 – 900, при использовании вейвлета Добеши 3-го порядка. Другие вейвлеты имеют погрешность при определении сингулярности в один отсчёт. Т.е. разница между истинным и определенным по предложенному методу значениями составляет 0 м для первого повреждения и от 1 до 10 м для второго повреждения.

#### 4.1.10 Базисный вейвлет – койфлет 5-го порядка

*Phi*-функция койфлета 5-го порядка представлена на рисунке 4.1(е). Аналогично действиям в п. 4.1.1 к полученным после ДВП коэффициентам применяется мягкая обработка и в качестве оценки дисперсии используется МАО и СКО. По полученным после обработки коэффициентам вычисляется ОДВП. Результаты восстановления рефлектограммы – рисунок 4.31. С применением жёсткой пороговой обработки и теми же оценками дисперсии, что и выше, результаты удаления шума представлены на рисунке 4.32.



(a)



(б)

Рисунок 4.31 – Результаты очистки рефлектограммы с применением койфлета 5-го порядка, мягкой пороговой обработки с оценкой дисперсии: (а) – MAO, (б) – СКО

Для исходной рефлектограммы и заданной дисперсии шума оценка риска равна  $R_N = 147,1774$ . Рассчитаем для всех полученных выше данных оценку риска  $R_N$ . При этом для оценки риска используется в качестве оценки дисперсии шума значения, полученные на основе медианного абсолютного отклонения ( $\sigma^2 = 0,239^2 = 0,057$ ) и на основе СКО ( $\sigma^2 = 0,347^2 = 0,120$ ). Результаты расчёта сведены в таблицу 4.28.

Таблица 4.28 – Сравнение результатов расчёта оценки риска для койфлета 5-го порядка

В качестве оценки дисперсии шума используются значения	$R_N$
MAO	200,9653
СКО	272,3328
Известной дисперсии	140,3333

Сравнивая эти значения со значением  $R_N$  можно сделать вывод, что оценка риска при использовании оценки дисперсии шума с помощью МАО отличается от  $R_N$  примерно на 36,5%, при использовании оценки дисперсии шума с помощью СКО – на 85%, при использовании известной дисперсии оценка риска – на 4,6%. При этом, в случае использования в качестве оценки дисперсии шума значения на основе МАО  $R_C \approx 14,74$ . При использовании в качестве оценки дисперсии шума значения на основе СКО  $R_C \approx 16,29$ . При известной дисперсии шума  $R_C \approx 4,17$ .

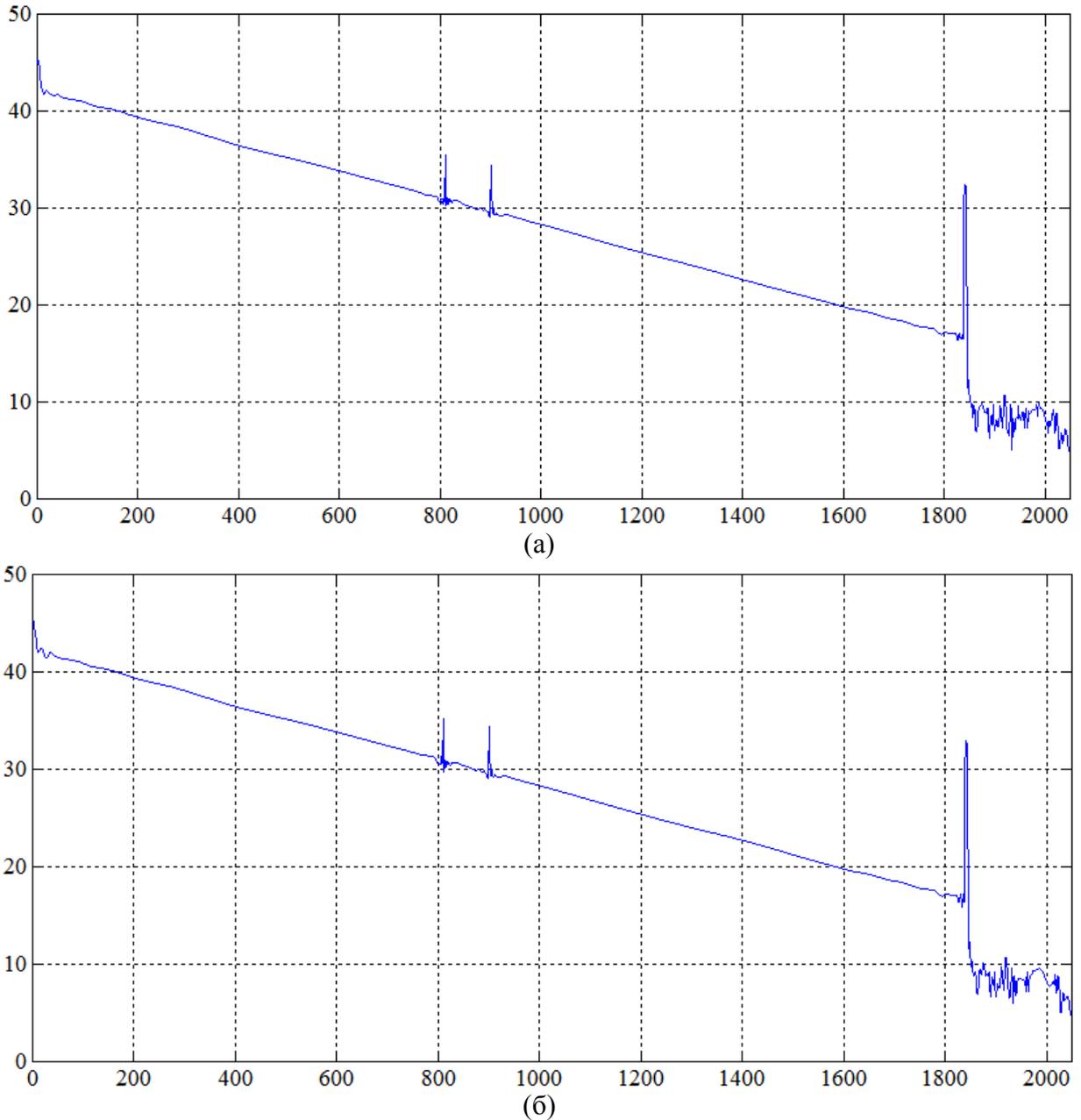


Рисунок 4.32 – Результаты очистки рефлектограммы с применением койфлета 5-го порядка, жёсткой пороговой обработки с оценкой дисперсии: (а) – МАО, (б) – СКО

По теореме 2.2 первое отношение асимптотически нормально с нулевым средним и дисперсией  $\approx 1,36$ . При этом полученное значение значительно отклоняется от нуля, чем это характерно для предельного распределения. По теоремам 2.1 и 2.2 второе и третье отношения асимптотически нормально с нулевым средним и дисперсией 1. Отношение, полученное при исполь-

зовании в качестве оценки дисперсии шума значения на основе СКО значительно отклоняется от нуля, чем это характерно для предельного распределения. Отношение, полученное при использовании известной дисперсии шума, отклоняется от нуля несколько сильнее, чем это характерно для предельного распределения.

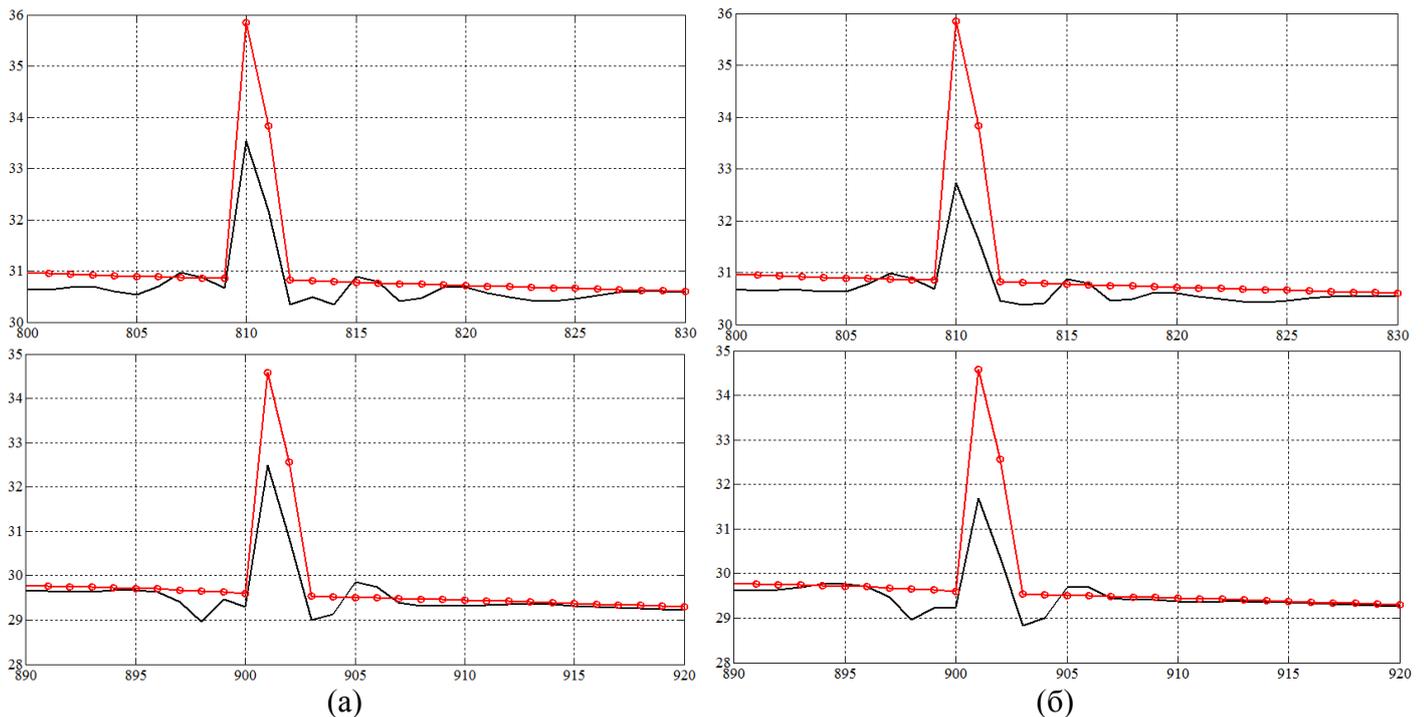
Произведем оценку восстановленной рефлектограммы аналогично предыдущим пунктам. Результаты расчётов сведены в таблицу 4.29. После этого полученные значения сравниваются с критическим значением квантиля, равного  $\chi^2_{кр} = 7,815$ .

Таблица 4.29 – Относительные отклонения для восстановленной рефлектограммы с помощью койфлета 5-го порядка

	Мягкий порог		Жёсткий порог	
	оценка дисперсии шума на основе МАО	оценка дисперсии шума на основе СКО	оценка дисперсии шума на основе МАО	оценка дисперсии шума на основе СКО
$\chi^2$	12,15	20,07	3,85	7,43

Для восстановленной рефлектограммы с помощью койфлета 5-го порядка с использованием жёсткого порога и оценки дисперсии шума на основе МАО и СКО нулевая гипотеза не отвергается, т.е. восстановленная и исходная рефлектограммы близки по своим значениям. Для остальных восстановленных рефлектограмм условие  $\chi^2 \leq \chi^2_{кр}$  не соблюдается. Следовательно, нулевая гипотеза о схожести рефлектограмм с вероятностью  $P = 0,95$  отвергается.

Детально произведем оценку погрешности восстановления, рассчитав среднеквадратической погрешности на выбранном интервале в районе повреждения. На рисунке 4.33(a) – (г) представлены фрагменты (верхний рисунок с первым повреждением, нижний со вторым) с восстановленной – сплошная линия и исходной рефлектограммой – сплошная линия с окружностями.



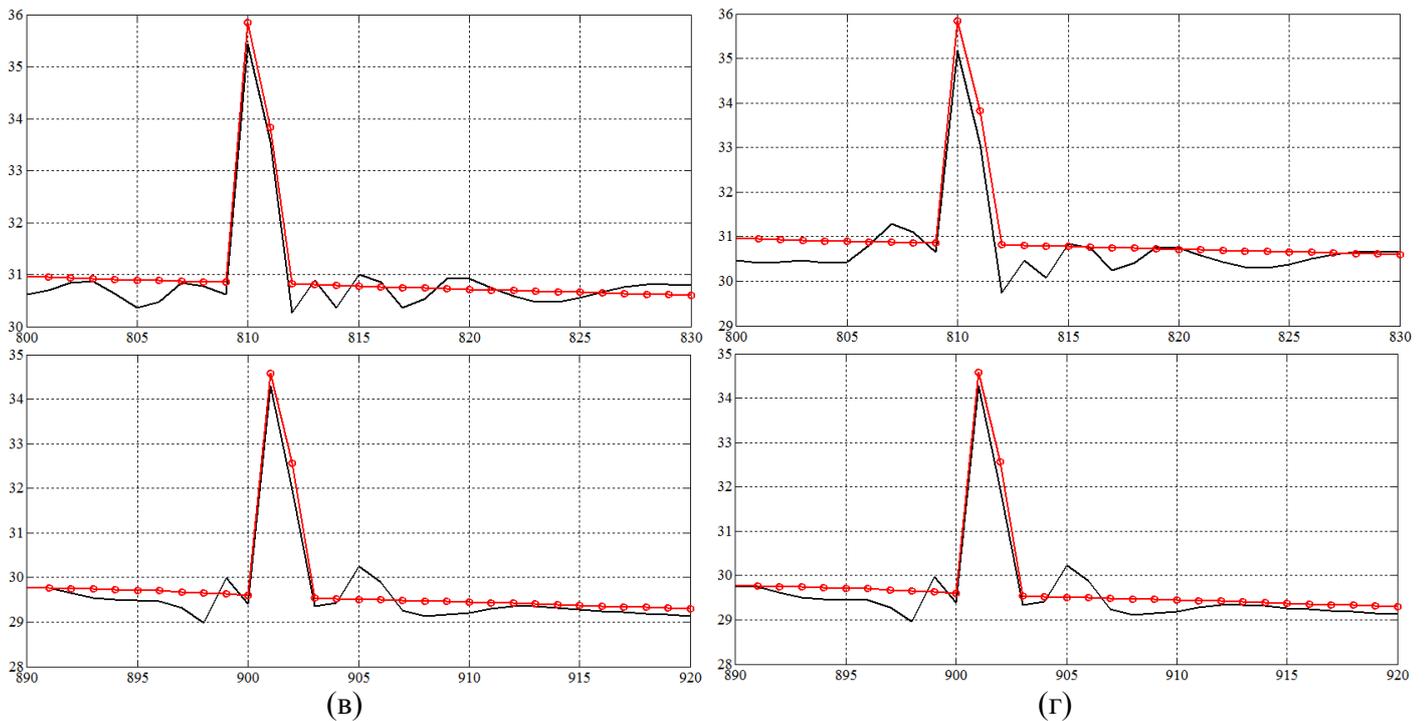


Рисунок 4.33 – Восстановленная и исходная рефлектограммы на участке повреждения с использованием койфлета 5-го порядка: (а), (б) – мягкий порог с оценкой дисперсии шума на основе МАО и СКО; (в), (г) – жёсткий порог с оценкой дисперсии на основе МАО и СКО

Для каждой восстановленной рефлектограммы вычислим среднеквадратическую погрешность. Рассчитанные погрешности приведены в таблице 4.30.

Таблица 4.30 – Результаты вычисления среднеквадратической погрешности для койфлета 5-го порядка

Тип порога	Среднеквадратическая погрешность	
	первое повреждение	второе повреждение
Мягкий порог, оценка дисперсии шума на основе МАО	0,6241	0,5894
Мягкий порог, оценка дисперсии шума на основе СКО	0,8096	0,7734
Жёсткий порог, оценка дисперсии шума на основе МАО	0,2763	0,3151
Жёсткий порог, оценка дисперсии шума на основе СКО	0,4280	0,3249

Наименьшая погрешность достигнута при применении жёсткого типа порога с оценкой дисперсии шума на основе МАО и СКО. На рисунках 4.33(в), (г) отражены восстановленные рефлектограммы, которые по форме наиболее схожи с исходной рефлектограммой. Для остальных восстановленных рефлектограмм значение погрешности выше, а также восстановленная форма отличается от исходной (рисунок 4.33 (а), (б), (г)). Соответственно, на данном участке повреждение может быть распознано с наличием определенных погрешностей.

Дальше по восстановленным рефлектограммам определяются точные значения мест повреждений. По рефлектограммам, восстановленным с использованием мягкого порога и оценки дисперсии шума на основе МАО и СКО, первое повреждение определено в точке 809, второе повреждение – в диапазоне 898 – 900, при использовании вейвлета 2-го порядка. Т.е. разница между истинным и определенным по предложенному методу значениями составляет 0 м для

первого повреждения и от 1 м до 20 м для второго повреждения. Для рефлектограмм, восстановленным с использованием жёсткого порога и оценки дисперсии шума на основе СКО и МАО, первое повреждение определено в точке 809, второе повреждение – в районе 899 – 900, при использовании вейвлета Добеши 2-го и 3-го порядка. Другие вейвлеты имеют погрешность при определении сингулярности в один отсчёт. Т.е. разница между истинным и определенным по предложенному методу значениями составляет 0 м для первого повреждения и от 1 до 10 м для второго повреждения.

#### 4.2 Определение качественных показателей результатов выявления базисного вейвлета, типа пороговой обработки и метода для расчёта оценки дисперсии шума

Для выявления оптимальных параметров для удаления шума из рефлектограмм с помощью вейвлет-обработки в п. 4.1 были выбраны и проанализированы следующие вейвлеты: вейвлет Хаара, вейвлеты Добеши 5-го, 6-го и 9-го порядка, симлеты 2-го, 5-го и 8-го порядка, койфлеты 1-го, 4-го и 5-го порядка.

Для выбора оптимальных параметров, а именно базисного вейвлета, типа пороговой обработки и метода для расчёта оценки дисперсии шума, необходимо сравнить результаты, полученные в п.п. 4.1.1 – 4.1.10.

Для этого, результаты расчёта относительного отклонения для восстановленной рефлектограммы сведём в таблицу 4.31. И сравним их с критическим значением  $\chi^2_{кр} = 7,815$ .

Таблица 4.31 – Результаты расчёта относительного отклонения для восстановленной рефлектограммы для всех выбранных базисных вейвлетов

	Мягкий порог		Жёсткий порог	
	оценка дисперсии шума на основе МАО	оценка дисперсии шума на основе СКО	оценка дисперсии шума на основе МАО	оценка дисперсии шума на основе СКО
Вейвлет Хаара	15,08	17,71	4,74	6,43
Вейвлет Добеши 5-го порядка	12,38	20,93	5,20	11,47
Вейвлет Добеши 6-го порядка	10,74	17,34	4,35	7,12
Вейвлет Добеши 9-го порядка	12,39	18,23	4,20	6,73
Симлет 2-го порядка	11,73	17,51	4,99	7,53
Симлет 5-го порядка	9,46	12,77	3,56	4,79
Симлет 8-го порядка	10,96	16,29	3,87	6,71
Койфлет 1-го порядка	10,95	17,24	4,04	8,38
Койфлет 4-го порядка	12,05	18,44	4,89	7,08
Койфлет 5-го порядка	12,15	20,07	3,85	7,43

При сравнении результатов таблицы 4.31 и критического значения  $\chi^2_{кр}$ , можно отметить, что для всех вейвлетов с мягким порогом результаты превышают критическое значение. Следовательно, нулевую гипотезу о схожести сигналов при уровне значимости  $\alpha = 0,05$  принять нельзя. Для всех вейвлетов с жёстким порогом и оценкой дисперсии шума на основе МАО, полу-

ченные значения меньше критического, следовательно, нулевая гипотеза принимается. Также нулевая гипотеза не отвергается и для всех вейвлетов с жёстким порогом и оценкой дисперсии шума на основе СКО, кроме вейвлета Добеши 5-го порядка и койфлета 1-го порядка.

Следующий параметр, по которому необходимо произвести сравнение результатов – среднеквадратическая погрешность на выбранном интервале в районе повреждения. В таблицу 4.32 запишем результаты вычисления среднеквадратической погрешности для всех выбранных вейвлетов и с использованием мягкого и жёсткого порога. При этом в качестве оценки дисперсии шума использовались значения, полученные на основе МАО и СКО. Данные таблицы 4.32 необходимо сравнить между собой, так как определённого критического значения для среднеквадратической погрешности нет.

Таблица 4.32 – Результаты расчёта среднеквадратической погрешности восстановленной рефлектограммы в районе повреждения для всех выбранных вейвлетов

	Мягкий порог				Жёсткий порог			
	оценка дисперсии шума на основе МАО		оценка дисперсии шума на основе СКО		оценка дисперсии шума на основе МАО		оценка дисперсии шума на основе СКО	
	1 повреждение	2 повреждение						
Вейвлет Хаара	0,4903	0,5126	0,5446	0,5664	0,1167	0,1112	0,2389	0,1112
Вейвлет Добеши 5-го порядка	0,6261	0,5047	0,9500	0,9125	0,3352	0,3137	0,5892	0,6193
Вейвлет Добеши 6-го порядка	0,6692	0,5968	0,8347	0,7966	0,2464	0,2861	0,6261	0,5047
Вейвлет Добеши 9-го порядка	0,7457	0,6916	0,8795	0,8216	0,4179	0,4376	0,5225	0,6557
Симлет 2-го порядка	0,5474	0,5467	0,7377	0,7058	0,1433	0,1895	0,1709	0,4070
Симлет 5-го порядка	0,6355	0,5483	0,7629	0,6452	0,1882	0,2609	0,4046	0,3015
Симлет 8-го порядка	0,6015	0,6431	0,7841	0,7633	0,2452	0,3670	0,2958	0,4566
Койфлет 1-го порядка	0,6056	0,6181	0,8023	0,7426	0,1844	0,3308	0,4009	0,5289
Койфлет 4-го порядка	0,6611	0,6079	0,8273	0,7397	0,3144	0,4038	0,5092	0,4089
Койфлет 5-го порядка	0,6241	0,5894	0,8096	0,7734	0,2763	0,3151	0,4280	0,3249

Сравнивая результаты таблицы 4.32 можно отметить, что для результатов с мягким порогом значения среднеквадратической погрешности восстановленной рефлектограммы имеет большое значение, соответственно на данном участке рефлектограммы повреждение будет нераспознано или распознано с грубыми ошибками. Для результатов с жёстким порогом и оценкой дисперсии шума на основе СКО результат среднеквадратической погрешности имеет большее значение, чем на основе MAO. Такой вывод подтверждают и результаты, представленные на рисунках с восстановленной и исходной рефлектограммами на участке повреждения. Наилучший результат имеют вейвлеты с жёстким порогом и оценкой дисперсии шума на основе MAO. При этом наименьшее значение погрешности имеет вейвлет Хаара, симлет 2-го порядка, похожие результаты также имеют симлет 5-го порядка и вейвлет Добеши 6-го порядка.

Но для очистки и восстановления рефлектограммы, использование вейвлета Хаара нецелесообразно, т.к. при исследовании восстановленной рефлектограммы анализируется его форма. Из рисунков 4.4 – 4.6 видно, что форма восстановленной рефлектограммы значительно изменена и не является гладкой. Что при анализе может быть воспринято как наличие повреждений и, следовательно, будет являться грубой погрешностью. Соответственно, хотя полученные с помощью вейвлета Хаара погрешности имеют маленькие значения, но применять этот вейвлет для удаления шума и восстановления рефлектограммы нельзя.

Последний параметр, по которому необходимо произвести сравнение результатов – процентное отклонение оценки риска и относительная оценка риска. Для этого в таблицу 4.33 сведены результаты расчёта процентного отклонения оценки риска восстановленной рефлектограммы от оценки риска исходной рефлектограммы, полученные на основе MAO и СКО. В таблице 4.34 приведены относительные оценки риска для всех используемых вейвлетов.

Таблица 4.33 – Результаты расчёта процентного отклонения оценки риска для всех выбранных вейвлетов

	Оценка риска на основе MAO	Оценка риска на основе СКО
Вейвлет Хаара	14,9%	16,4%
Вейвлет Добеши 5-го порядка	25,7%	3,5%
Вейвлет Добеши 6-го порядка	27,3%	42,1%
Вейвлет Добеши 9-го порядка	47,2%	86,6%
Симлет 2-го порядка	15,7%	72,9%
Симлет 5-го порядка	14,5%	20,9%
Симлет 8-го порядка	23,8%	41,7%
Койфлет 1-го порядка	1,6%	63,1%
Койфлет 4-го порядка	41,2%	74,3%
Койфлет 5-го порядка	36,5%	85,0%

Наилучшие результаты расчёта процентного отклонения оценки риска, полученного на основе MAO, имеют следующие вейвлеты: койфлет 1-го порядка, симлет 5-го порядка, вейвлет Хаара, симлет 2-го порядка и симлет 8-го порядка. Процентное отклонение оценки риска на основе СКО лучшие результаты имеют: вейвлет Добеши 5-го порядка, вейвлет Хаара, симлет 5-го

порядка. При этом результаты процентного отклонения оценки риска на основе МАО имеют меньшие значения, чем результаты на основе СКО.

Таблица 4.34 – Результаты расчёта относительных оценок риска для всех выбранных вейвлетов

	Относительные оценки риска на основе МАО $\frac{R_N(\text{МАО}) - R_N}{\sigma^2 \sqrt{2N}}$	Относительные оценки риска на основе СКО $\frac{R_N(S^2) - R_N}{\sigma^2 \sqrt{2N}}$
Вейвлет Хаара	4,23	3,64
Вейвлет Добеши 5-го порядка	5,52	0,33
Вейвлет Добеши 6-го порядка	7,81	5,64
Вейвлет Добеши 9-го порядка	15,57	15,77
Симлет 2-го порядка	-2,83	-6,62
Симлет 5-го порядка	3,76	3,50
Симлет 8-го порядка	7,68	6,98
Койфлет 1-го порядка	0,31	-5,40
Койфлет 4-го порядка	13,94	12,48
Койфлет 5-го порядка	14,74	16,29

Относительные оценки риска на основе МАО по теореме 2.2 асимптотически нормальны с нулевым средним и дисперсией  $\approx 1,36$ , при этом в идеале отклонение должно быть близко к нулю. Из таблицы 4.34 видно, что незначительные отклонения, характерные для предельного распределения имеют следующие вейвлеты: койфлет 1-го порядка, симлеты 2-го и 5-го порядка.

Относительные оценки риска на основе СКО по теоремам 2.1, 2.2 асимптотически нормальны с нулевым средним и дисперсией равной 1. При этом незначительное отклонение от нуля имеют вейвлеты: вейвлет Добеши 5-го порядка, симлет 5-го порядка и вейвлет Хаара.

Для выявления оптимального вейвлета для определения сингулярности рефлектограммы в п. 4.1 были выбраны и проанализированы следующие вейвлеты: вейвлет Хаара, вейвлеты Добеши 2-го, 3-го и 4-го порядка. Сравнение производится по полученной погрешности определения первого и второго повреждения. Для всех вейвлетов первое повреждение было найдено с нулевой погрешностью. Для второго повреждения наилучшие результаты получены при применении вейвлета Добеши 2-го порядка, при этом погрешность определения составляет от 0 до 10 м, в зависимости от полученной рефлектограммы после удаления шума. Также удовлетворительные результаты получены для вейвлета Добеши 3-го порядка с погрешность определения повреждения от 0 до 15 м, в зависимости от полученной рефлектограммы после удаления шума.

Таким образом, наиболее оптимальными параметрами для вейвлет-обработки рефлектограмм являются: базисный вейвлет для удаления шума из рефлектограммы – койфлет 1-го порядка, симлет 2-го порядка или симлет 5-го порядка; тип пороговой обработки – жёсткий; оценка дисперсии шума – на основе медианного абсолютного отклонения; базисный вейвлет для определения сингулярности – Добеши 2-го порядка.

### 4.3 Обработка рефлектограммы с использованием выбранных оптимальных параметров для вейвлет-анализа

Применим выбранные в п. 4.2 диссертации оптимальные параметры для вейвлет-обработки рефлектограмм, а именно: базисный вейвлет для прямого и обратного вейвлет-преобразования для удаления шума из рефлектограммы, тип пороговой обработки, метод расчёта оценки дисперсии шума, базисный вейвлет для определения сингулярности, к рефлектограмме, полученной в результате измерений затухания регенерационного участка волоконно-оптической линии передачи (Москва-11 ПОН – 2-й Южнопортовый проезд 23, корп.2) рефлектометром *EXFO FTB 7200D*, изображенной на рисунке 4.34. При этом дисперсия шума, определенная по рефлектограмме, равна  $\sigma^2 = 0,076^2$ . Значение повреждения, определенное рефлектометром соответствует отсчёту 8971,2. Разрешение рефлектометра – 0,16 м. При этом реальное место повреждения соответствует отсчёту 8969,6.

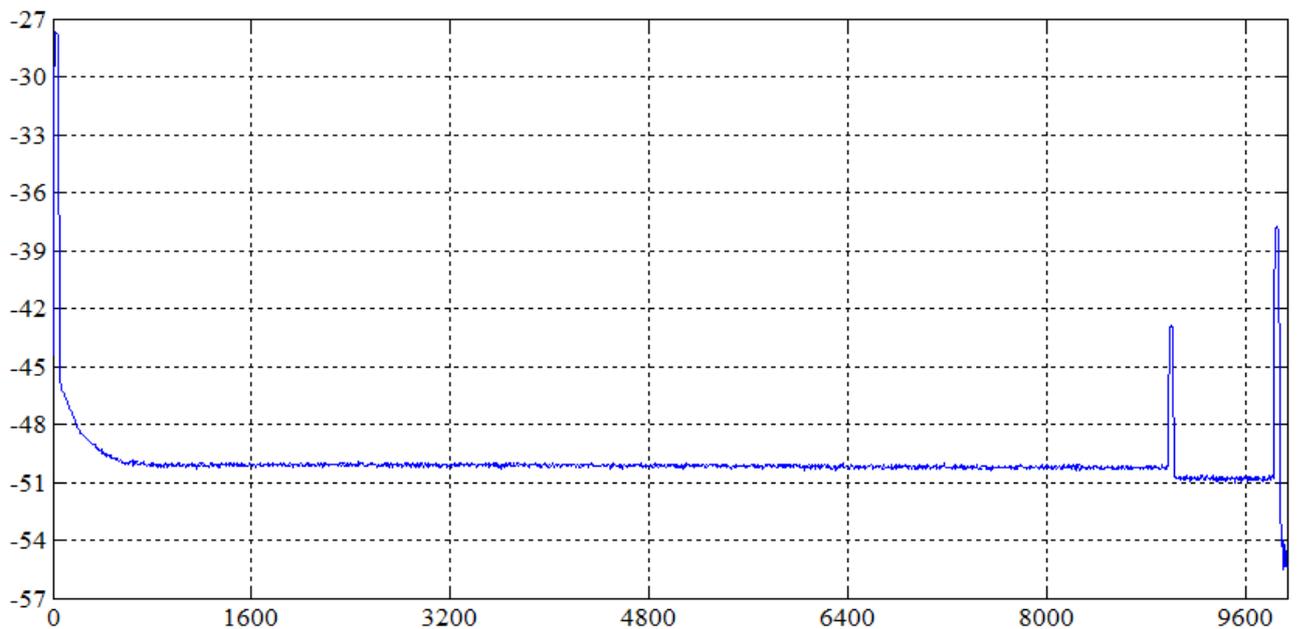


Рисунок 4.34 – Исследуемая рефлектограмма

В качестве базисного вейвлета для вейвлет-преобразования используются койфлет 1-го порядка, симлеты 2-го и 5-го порядков с жёстким типом пороговой обработки и оценкой дисперсии шума на основе медианного абсолютного отклонения. В качестве базисного вейвлета для определения сингулярности используется вейвлет Добеши 2-го порядка.

С применением койфлет 1-го порядка для вейвлет-преобразования, восстановленная рефлектограмма представлена на рисунке 4.35(а). С применением симлета 2-го порядка для вейвлет-преобразования, восстановленная рефлектограмма представлена на рисунке 4.35(б). С применением симлета 5-го порядка для вейвлет-преобразования, восстановленная рефлектограмма представлена на рисунке 4.35(в).

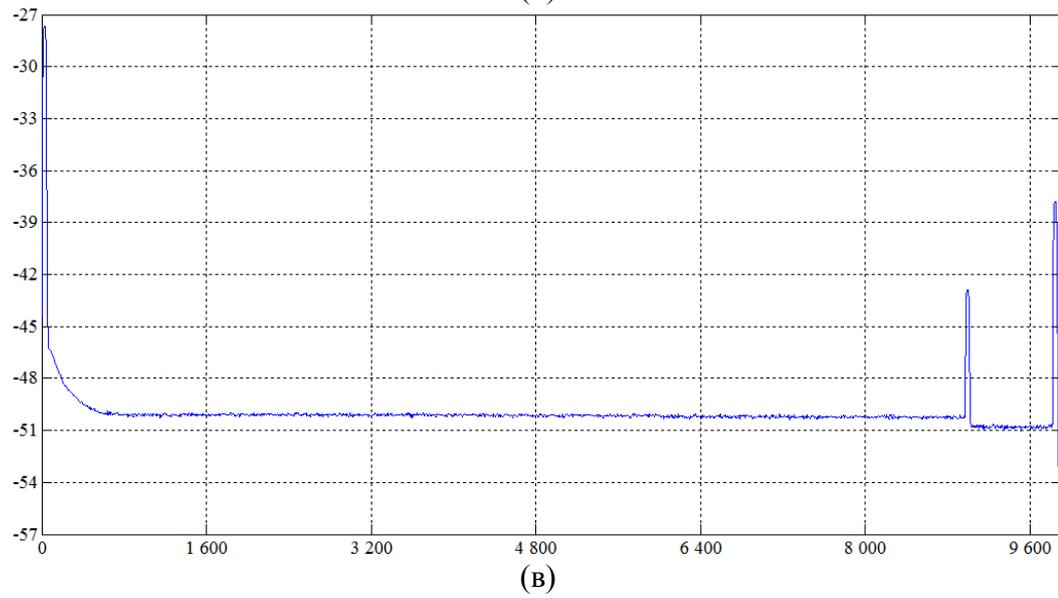
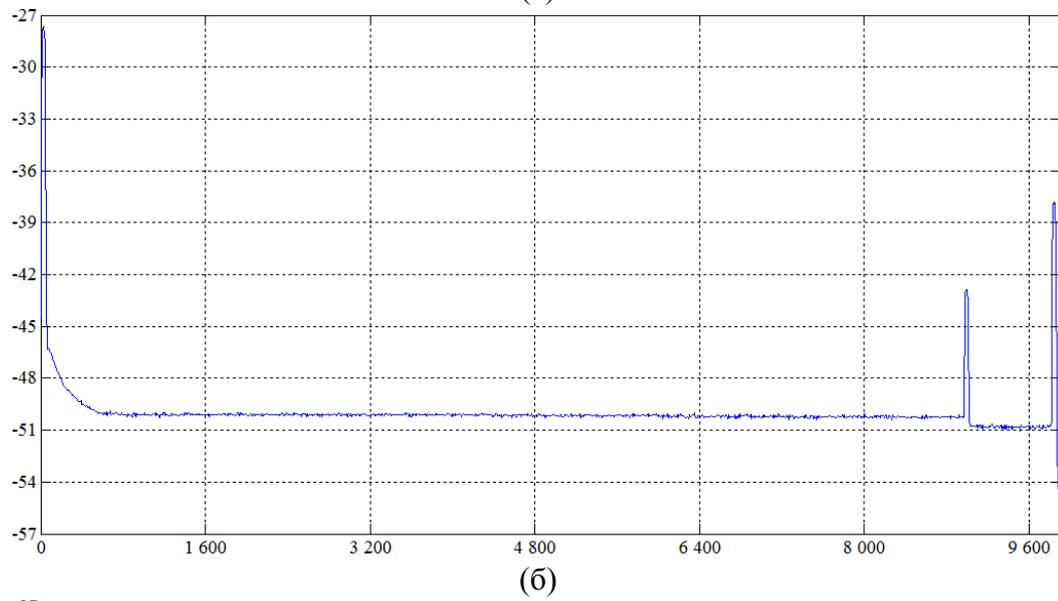
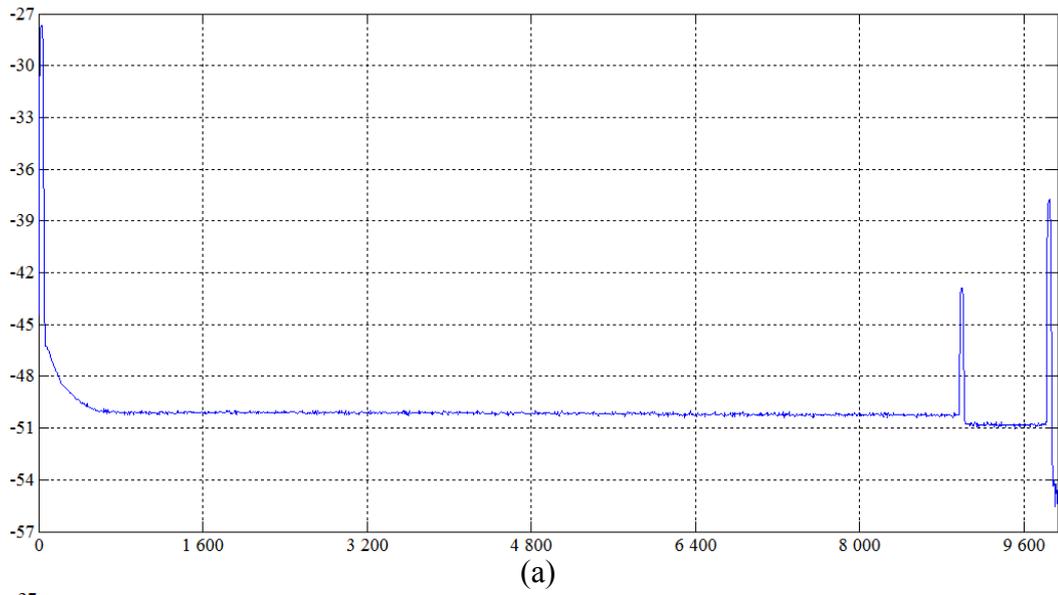


Рисунок 4.35 – Результаты очистки рефлектограммы с применением: (а) койфлета 1-го порядка, (б) симлета 2-го порядка, (в) симлета 5-го порядка

Дальше по восстановленным рефлектограммам определяется точное значение места повреждения. Для восстановленной рефлектограммы с использованием койфлета 1-го порядка повреждение определено в диапазоне 8970,56-8971,20. Для восстановленной рефлектограммы с использованием симлета 2-го порядка повреждение определено в диапазоне 8970,40-8971,20. Для восстановленной рефлектограммы с использованием симлета 5-го порядка повреждение определено в диапазоне 8970,72-8971,20. Таким образом, разница между определенным по рефлектометру и определенным по предложенному методу значениями составляет соответственно: до 0,1024 м, 0,1280 м, 0,0768 м для каждого применяемого вейвлета. При этом погрешность определения повреждения относительно реального места составляет: для определенного с помощью рефлектометра – 0,256 м, для койфлета 1-го порядка – от 0,153 м, для симлета 2-го порядка – от 0,128 м, для симлета 5-го порядка – 0,179 м.

Таким образом, предложенный в диссертации метод позволяет уменьшить погрешность определения повреждения или неоднородности в 1,5 – 2 раза, по сравнению с определяемым значением по рефлектометру, что может значительно повысить точность измерений для рефлектометров с различной разрешающей способностью.

### **Выводы.**

В результате исследований, проведенных в четвёртой главе, и последующего сравнительного анализа погрешностей автором были получены следующие результаты:

1. Выявлены определяемые качественные показатели для вейвлет-обработки рефлектограмм, с целью повышения точности результатов измерений. К таким показателям относятся: базисный вейвлет для ДВП и ОДВП, тип пороговой обработки, метод расчёта оценки дисперсии шума; базисный вейвлет для определения сингулярности рефлектограммы.

2. Для определения оптимального базисного вейвлета для ДВП и ОДВП использованы следующие вейвлеты: вейвлет Хаара; вейвлет Добеши 5-го, 6-го и 9-го порядка; симлет 2-го, 5-го и 8-го порядка; койфлет 1-го, 4-го и 5-го порядка. Для определения оптимального базисного вейвлета для определения сингулярности рефлектограммы использованы: вейвлет Хаара, вейвлеты Добеши 2-го, 3-го и 4-го порядков.

3. Сравнительный анализ для выбора базисного вейвлета проведен по следующим полученным параметрам: отношение оценок риска, среднеквадратическая погрешность на выбранном интервале в районе повреждения, оценка формы восстановленного сигнала, проверка нулевой гипотезы о схожести сигналов при вероятности  $P = 0,95$ .

4. Использование вейвлета Хаара для обработки рефлектограмм позволило получить следующие результаты: с применением жёсткого порога значения относительного отклонения  $\chi^2$  меньше критического значения  $\chi^2_{кр}$ , соответственно удовлетворяет принятию нулевой гипотезы о схожести рефлектограмм при вероятности  $P=0,95$ . С применением мягкой пороговой об-

работки полученные значения превышают критическое, что позволяет отвергнуть нулевую гипотезу. При расчёте среднеквадратической погрешности на выбранном интервале в районе повреждений результаты с применением жёсткого порога имеют меньшие значения, чем с применением мягкого порога. И, соответственно, восстановленная рефлектограмма будет с большей точностью реконструирована. Результаты расчёта оценки риска имеют несколько большие отклонения, чем характерные для предельного распределения. Хотя повреждения восстановлены с высокой точностью, но форма всей рефлектограммы не является гладкой, что приведет к грубым погрешностям, и это обстоятельство не допускает применение вейвлета Хаара в решении задач по рефлектометрии для удаления шума и последующей реконструкции рефлектограмм.

5. Сравнительный анализ процентного отклонения оценки риска восстановленной и исходной рефлектограммы, а также отношения оценок риска показал, что наиболее оптимальные результаты получены для койфлета 1-го порядка, симлета 2-го и 5-го порядка. Также близкие результаты имеет вейвлет Добеши 5-го порядка. Дополнительные параметры – среднеквадратическая погрешность и оценка формы восстановленного сигнала, также дают высокие показатели для указанных вейвлетов, кроме вейвлета Добеши 5-го порядка. Кроме того, для всех указанных выше вейвлетов принимается нулевая гипотеза о схожести рефлектограмм.

6. Определен оптимальный базисный вейвлет для вейвлет-преобразования рефлектограмм: койфлет 1-го порядка, симлет 2-го порядка, симлет 5-го порядка.

7. Выбран тип пороговой обработки: результаты с использованием жёсткой пороговой обработки, имеют лучшие показания, чем с применением мягкой пороговой обработки.

8. Анализ основы для расчёта оценки дисперсии шума показал, что при использовании оценки на основе медианного абсолютного отклонения достигаются лучшие результаты, чем при использовании оценки дисперсии шума на основе среднеквадратического отклонения.

9. Определен оптимальный вейвлет для определения сингулярности рефлектограмм: вейвлет Добеши 2-го порядка.

Использование определенных экспериментальным образом оптимальных параметров для вейвлет-анализа рефлектограмм позволяет, на основе разработанной в третьей главе диссертации методики, добиться высокой точности при локализации повреждения или неоднородности, снизив до минимума погрешность измерения по сравнению с известными современными методами. Это позволит повысить качество связи и достигнуть высокой эффективности систем связи в целом.

Результаты четвертой главы опубликованы в работах [123, 136, 144].

## Заключение

Основные результаты диссертации состоят в следующем:

1. Проанализированы существующие методы измерения параметров линий связи и выявлены существенные недостатки при определении неоднородностей и повреждений с их помощью. Разработана методика обработки данных измерений параметров линий связи с применением вейвлет-анализа к рефлектометрическим измерениям, позволяющая уменьшить влияние выявленных недостатков.

2. Выбран метод математической обработки данных рефлектометрических измерений, учитывающий как особенности рефлектограммы, так и влияние шума на результаты измерений.

3. Выявлены показатели качества для оценки эффективности методики обработки рефлектограммы, позволяющие сделать выводы о состоянии тестируемого участка линии связи. Разработана математическая модель рефлектограммы с шумом, присутствующим в линии связи. На основе математической модели разработан алгоритм для устранения ложных эхо-импульсов и шума.

4. Разработан метод удаления шумов из рефлектограммы с помощью пороговой обработки коэффициентов вейвлет-преобразования.

5. Определены основной и дополнительные показатели качества восстановленной рефлектограммы. Основным показателем следует считать оценку риска пороговой обработки, являющейся наиболее информативной и дающей наиболее точные результаты. Дополнительные показатели: среднеквадратическая погрешность на всем диапазоне измерений и на интервале повреждения; визуальное субъективное оценивание на выбранном интервале; проверка нулевой гипотезы о схожести исходной и восстановленной рефлектограмм.

6. Разработан метод определения сингулярности рефлектограмм на основе анализа детализирующих вейвлет-коэффициентов.

7. Экспериментально определены оптимальные параметры для вейвлет-анализа рефлектограмм: базисный вейвлет для ДВП и ОДВП – койфлет 1-го порядка, симлет 2-го и 5-го порядка; жёсткий тип пороговой обработки вейвлет-коэффициентов; метод расчёта оценки дисперсии шума на основе медианного абсолютного отклонения; базисный вейвлет для определения сингулярности рефлектограммы – вейвлет Добеши 2-го порядка.

8. Полученные результаты использованы в ПАО «МТС» в виде методики для локализации повреждений и неоднородностей линий связи, а также используются в курсе лекций «Направляющие среды электросвязи» кафедры Направляющих телекоммуникационных сред и в лабораторном практикуме «Методы и средства измерений в телекоммуникационных системах» кафедры Метрологии, стандартизации и измерений в инфокоммуникациях МТУСИ. Реализация результатов диссертации подтверждается соответствующими актами. Для практического применения результаты исследования рекомендуется использовать операторам связи, проектным и исследовательским организациям при оценке качества линий связи, а также при ремонтно-профилактических работах.

## Приложение

### Акты о внедрении результатов диссертации

УТВЕРЖДАЮ

Проректор по учебной работе ФГБОУ ВО  
«Московский технический университет  
связи и информатики»



Е.В. Титов

2016 г.

#### АКТ

об использовании результатов диссертационной работы И.В. Манониной на тему:  
«Методика обработки данных измерений параметров линий связи с применением  
вейвлет-анализа к рефлектометрическим измерениям» в учебном процессе кафедры  
Метрологии, стандартизации и измерений в инфокоммуникациях ФГБОУ ВО  
МТУСИ

Комиссия в составе директора Департамента организации и управления учебным процессом МТУСИ Карпушиной Н.Д., заведующей Центром планирования и сопровождения учебного процесса МТУСИ Патенченковой Е.К., заведующего кафедрой Метрологии, стандартизации и измерений в инфокоммуникациях МТУСИ Хромого Б.П. удостоверяет, что в учебном процессе кафедры МС и ИИ при проведении лабораторного практикума по дисциплине «Методы и средства измерений в телекоммуникационных системах» используются результаты диссертационного исследования Манониной И.В., а именно: разработанная методика для обработки рефлектограмм с помощью вейвлет-алгоритмов, осуществляемая с помощью программно-математического аппарата *MATLAB*, а также разработанные методы оценки погрешностей проводимых измерений.

Директор департамента организации и  
управления учебным процессом МТУСИ

Н.Д. Карпушина

Заведующая центром планирования и  
сопровождения учебного процесса МТУСИ

Е.К. Патенченкова

Заведующий кафедрой МС и ИИ МТУСИ

Б.П. Хромой

УТВЕРЖДАЮ

Проректор по учебной работе ФГБОУ ВО  
«Московский технический университет  
связи и информатики»



К.Т.Н., доцент

Е.В. Титов

2016 г.

## АКТ

**об использовании результатов диссертационной работы И.В. Манониной на тему:  
«Методика обработки данных измерений параметров линий связи с применением  
вейвлет-анализа к рефлектометрическим измерениям» в учебном процессе кафедры  
Направляющих телекоммуникационных сред ФГБОУ ВО МТУСИ**

Комиссия в составе директора Департамента организации и управления учебным процессом МТУСИ Карпушиной Н.Д., заведующей Центром планирования и сопровождения учебного процесса МТУСИ Патенченковой Е.К., заведующего кафедрой Направляющих телекоммуникационных сред МТУСИ Портнова Э.Л. удостоверяет, что в учебном процессе кафедры НТС при чтении лекций по дисциплине «Направляющие среды электросвязи» используются результаты диссертационного исследования Манониной И.В., а именно: проведенный диссертантом анализ современных измерений проводимых на ВОЛС, а также использование разработанной методики анализа рефлектограмм на основе вейвлет-алгоритмов.

Директор департамента организации и  
управления учебным процессом МТУСИ

Н.Д. Карпушина

Заведующая центром планирования и  
сопровождения учебного процесса МТУСИ

Е.К. Патенченкова

Заведующий кафедрой НТС МТУСИ

Э.Л. Портнов


**МТС**

Ты знаешь, что можешь!

Утверждаю

Главный метролог МТС

С.А. Доронин

16 июня 2016


**АКТ**

об использовании результатов диссертационной работы И.В. Манониной на тему:  
«Методика обработки данных измерений параметров линий связи с применением вейвлет-анализа к рефлектометрическим измерениям» в ПАО «МТС»

Комиссия в составе: Эксперта отдела Главного метролога ДРОС ТБ КЦ ПАО «МТС» Матата Е.В., ведущего специалиста АО «Метро-Телеком» Аксаковского С.А., ведущего специалиста АО «Метро-Телеком» Аудера А.В., составила настоящий акт о том, что:

1. При разработке и апробации нормативных документов ПАО «МТС» по инструментальным методам локализации повреждений и неоднородностей линий связи были использованы следующие результаты и методики, полученные в диссертационной работе Манониной И.В. «Методика обработки данных измерений параметров линий связи с применением вейвлет-анализа к рефлектометрическим измерениям»:

– методика обработки рефлектограмм с целью уменьшения шумовой составляющей в результатах измерений, основанная на вейвлет-обработке рефлектограмм с экспериментально определенными оптимальными параметрами обработки.

– методика обработки рефлектометрических измерений с целью выявления и получения точной локализации мест повреждений и неоднородностей, основанная на многоуровневом одномерном вейвлет-разложении рефлектограмм с последующим определением их сингулярности по полученным детализирующим коэффициентам.

2. Внедрение разработанных Манониной И.В. методов и алгоритмов позволило:

– оценить точность локализации повреждений линий связи при комплексном использовании вейвлет-анализа и известного измерительного оборудования, находящегося в эксплуатации, тем самым добиться более высокой эффективности при определении места повреждения или неоднородности, снизив до минимума погрешность измерения по сравнению с традиционным использованием измерительного оборудования.

Председатель комиссии:

Эксперт отдела Главного метролога ДРОС ТБ КЦ ПАО «МТС»

Е.В. Матат

Члены:

Ведущий специалист АО «Метро-Телеком»

С.А. Аксаковский

Ведущий специалист АО «Метро-Телеком»

А.В. Аудер

## Литература

1. Хромой Б.П. Метрология и измерения в телекоммуникационных системах. (Т.2). – М.: ИРИАС, 2008. – 560 с.
2. Власов И.И., Новиков Э.В., Птичников М.М., Сторожук Н.Л. Цифровые сети связи. Кабельные и волоконно-оптические линии. – М.: ФАЗИС, 2008. – 500 с.
3. Воронцов А.С., Фролов П.А. Импульсные измерения коаксиальных кабелей связи. – М.: Радио и связь, 1985. – 96 с.
4. Харкевич А.А. Спектры и анализ. – М.: Гостехиздат, 1957. – 236 с.
5. Шварцман В.О. Взаимные влияния в кабелях связи. – М.: Связь, 1996.
6. Складов О. Измерения в волоконно-оптических системах передачи информации // Радио. – 1999. – № 1.
7. Иванов А.Б. Волоконная оптика: компоненты, системы передачи, измерения. – М.: Компания САЙРУС СИСТЕМС, 1999. – 671 с.
8. Newton S.A. A new technique in optical time domain reflectometry. RF&Microwave Symposium and Exhibition. Hewlett-Packard.
9. Zoboli M., Bassi P. High spatial resolution OTDR attenuation measurements by a correlation technique // Applied Optics, 22, 23. – 1983. – P. 3680-3681.
10. Nazarathi M. et. al. Real-time long range complementary correlation optical time domain reflectometer // J. Lightwave Technology, 7, 1. – 1989. – P. 24-37.
11. Beller J. A high performance digital signal processing system for the HP8146A OTDR. Hewlett-Packard J. – 1993. – P. 63-68.
12. Dofi D. W., Nazarathy M. Optical frequency domain reflectometer with high sensitivity and resolution using optical synchronous detection with coded modulators // Electronics Letters, 25, 2. – 1989. – P. 160-161.
13. Eickoff W., Ulrich R. Optical frequency domain reflectometry in single-mode fiber // Applied Physic Letters, 39. – 1981. – P. 693-695.
14. Иванов А.Б., Соколов И.В. Современные технологии OTDR // Электросвязь. – 1998. – № 11. – С. 29-33.
15. Dericsson Dennis. Fiber Optic Test and Measurement. Prentice Hall PRT. – 1998.
16. Schickendanz D. Theorie der Ruckstremessung bei Glasfasern. Siemens Forschungs und Entwicklungsberichte. Springer-Verlag, 9, 4. – 1980. – P. 242-248.
17. Борн М., Вольф Э. Основы оптики. – М.: Наука, 1973. – 721 с.
18. Листвин А.В., Листвин В.Н. Рефлектометрия оптических волокон. – М.: ВЭЛКОМ, 2005. – 208 с.

19. Кравцов В.Е., Тихомиров С.В. Метрологическое обеспечение измерений параметров волоконно-оптических систем передачи информации // Метрология и измерительная техника в связи. – 1998. – № 1. – С. 17-21.
20. Свинцов А.Г. Рефлектометрические методы измерения параметров ВОЛС // Метрология и измерительная техника в связи. – 2001. – № 6. – С. 34-38.
21. Бурдин В.А. Идентификация деградирующих сростков короткой оптической кабельной вставки // Метрология и измерительная техника в связи. – 2001. – № 4. – С. 33-35.
22. Кравцов В.Е., Лукьянов А.М., Подюкова Л.В., Тихомиров С.В. Современные оптические рефлектометры. Вопросы метрологического обеспечения // Метрология и измерительная техника в связи. – 1999. – № 2. – С. 38-48.
23. ГОСТ Р МЭК 793–1–93. Волокна оптические. Общие технические требования. – Введ. 1995–01–01. – М.: Госстандарт России: Издательство стандартов, 1994. – 109 с.
24. Стерлинг Д.Дж., Бакстер Л. Кабельные системы. – М.: Лори, 2003. – 313 с.
25. International standard IEC 61746. Calibration of optical time-domain reflectometers (OTDRs). – Geneva. – 2001.
26. Laferriere J., Lietaert G., Taws R., Wolszczak S. Reference guide to fiber optic testing. Volume 1. JDS Uniphase Corporation. – 2007.
27. Datasheet and specifications mini-OTDR AQ7250. Yokogawa Meters & Instruments Corporation.
28. Datasheet and specifications universal test system - FTB-300. EXFO EUROPE.
29. Specification sheet CMA4000i optical test system. NetTest, Optical Division.
30. Бакланов И.Г. Технологии измерений в современных телекоммуникациях. – М.: Эко-Трендз, 1998. – 140 с.
31. Иванов В.И. Оптические системы передачи: учебник для ВУЗов. – М.: Радио и связь, 1994.
32. Гроднев И.И., Мурадян А.Г., Шарафутдинов Р.М. Волоконно-оптические системы передачи и кабели: справочник. – М.: Радио и связь, 1994.
33. Александровский М.И. Одноволоконные оптические системы передачи. Методы построения и характеристики // Электросвязь. – 1996. – № 9.
34. Алексеев Е.Б. Концепция развития высокоскоростных ВОСП на Взаимоуязванной сети связи России // Электросвязь. – 1996. – № 9.
35. NBWDM Testing and the New FTB-5200 OSA. EXFO Newsletter. – 1996. – Vol.2, №3.
36. Engen G.F. Microwave Circuit Theory and Foundations of Microwave Metrology // IEEE Measurement Series, 9. – 1992.
37. Time Domain Reflectometry, Hewlett-Packard, AN 62. – 1964.
38. Cable Testing With Time Domain Reflectometry, Hewlett-Packard, AN 67. – 1968.

39. Lee R. Moffitt. Time Domain Reflectometry. Theory and Applications, Hewlett-Packard, AN 75.
40. Carl G. Sontheimer. Some Uses of TDR in the Design of Broadband UHF Components, Hewlett-Packard, AN 75.
41. Martin D.B., Otter A.J. Thermocouple Fault Location By Time Domain Reflectometry, Hewlett-Packard, AN 75.
42. Connectors Design Employing TDR Techniques, Hewlett-Packard, AN 94.
43. Blonder H.H., Evans R.T. The Electromechanical Design of a Matched Impedance Connector, Hewlett-Packard, AN 94.
44. Permeability, Permittivity and Conductivity Measurements with Time Domain Reflectometry, Hewlett-Packard, AN 153. – 1972.
45. RiserBond Instruments, Product Catalog and Applications Guide, RiserBond Instruments. – 1996.
46. Современные принципы построения систем эксплуатации: пособие для операторов, системных интеграторов и проектных организаций. – МЕТРОТЕК. –2002. – 328 с.
47. Горохов В.М., Сергеев Д.В. Цифровой вейвлет-рефлектометр. – Связьприбор.
48. Техническая документация ИРК-ПРО ГАММА компании ООО «Связьприбор»: Кабельный прибор ИРК-ПРО ГАММА DSL. Руководство по эксплуатации. Тверь.
49. Bellcore GR-196-CORE, issue 1. – 1995.
50. Laferriere J., Taws R., Wolszczak S. Guide to fiber optic measurements. Wavetek. – 1998.
51. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике (для научных работников и инженеров). – М.: Наука, 1973. – 832 с.
52. Захарова Т.В., Шестаков О.В. Вейвлет-анализ и его приложения: учебное пособие. – М.: Издательский отдел факультета ВМиК МГУ им. М.В. Ломоносова, 2009. – 152 с.
53. Mallat S. A wavelet tour of signal processing. – Second Edition. Academic Press. – 1999.
54. Grossmann A., Morlet J. Decompression of Hardy Functions into Square Integrable Wavelets of Constant Shape. – SIAM J. Math. Anal. –1984. – Vol. 15 – P. 723-736.
55. Morlet J. Sampling Theory and Wave Propagation in NATO ASI Series. – Issues in Acoustic signal / Image processing and recognition. – 1983. – Vol. 1. – P. 233-261.
56. Morlet J., Arens G., Fourgeau I., Giard D. et al. Wave Propagation and Sampling Theory. – Geophysics. – Vol. 47. – P. 203-236.
57. Шитов А.Б. Разработка численных методов и программ, связанных с применением вейвлет-анализа для моделирования и обработки экспериментальных данных: диссертация на соискание учёной степени кандидата физико-математических наук: 05.13.18. – Иваново, 2001. – 125 с. – РГБ ОД, 61 02-1/465-6.
58. Добеши И. Десять лекций по вейвлетам. – Ижевск, НИЦ «Регулярная и хаотическая динамика», 2001. – 464 с.

59. Яковлев А.Н. Введение в вейвлет-преобразования. Учебное пособие. – Новосибирск: НГТУ, 2003. – 104 с.
60. Шестаков О.В. Вероятностно-статистические методы анализа и обработки сигналов при обращении интегральных преобразований радоновского типа: диссертация на соискание учёной степени доктора физико-математических наук: 01.01.05. – Москва, 2012. – 234 с.
61. Дьяконов В.П. Вейвлеты. От теории к практике. – М.: СОЛОН-Р, 2002. – 446 с.
62. Малла С. Вейвлеты в обработке сигналов. – М.: Мир, 2005.
63. Donoho D.L., Johnstone I.M. Ideal spatial adaptation via wavelet shrinkage // *Biometrika*. – 1994. – Vol. 81, no. 3. – P. 425-455.
64. Маркин А.В. Статистические свойства оценок и сигналов и изображений при пороговой вейвлет-обработке в моделях с аддитивным шумом: диссертация на соискание учёной степени кандидата физико-математических наук: 01.01.05. – Москва, 2010. – 104 с.
65. Cohen A., Daubechies I., Vial P. Wavelets on the interval and fast wavelet transforms // *Applied and computational harmonic analysis*. – 1993. – Vol. 1, no. 1. – P. 54-81.
66. Donoho D.L. Interpolating wavelet transforms. – 1992.
67. Abramovich F., Bailey T.C., Sapatinas T. Wavelet analysis and its statistical applications // *The Statistician*. – 2000. – Vol. 49. – P. 1-29.
68. Abramovich F., Silverman B.W. Wavelet Decomposition Approaches to Statistical Inverse Problems // *Biometrika*. – 1998. – Vol. 85, no. 1. – P. 115-129.
69. Donoho D., Johnstone I.M. Adapting to Unknown Smoothness via Wavelet Shrinkage // *J. Amer. Stat. Assoc.* – 1995. – Vol. 90. – P. 1200-1224.
70. Antoniadis A., Bigot J., Sapatinas T. Wavelet estimators in nonparametric regression: A comparative simulation study // *J. Stat. Softw.* – 2001. – Vol. 6, no. 6. – P. 1-83.
71. Eubank R.L. *Nonparametric Regression and Spline Smoothing*. 2nd Edition. – NY: Marcel Dekker. – 1999.
72. Green P.J., Silverman, B.W. *Nonparametric regression and generalised linear models*. – London: Chapman & Hall. – 1994.
73. Breiman L., Friedman J.H., Olshen R.A., Stone C.J. *Classification and Regression Trees*. Monterey: Wadsworth, Inc. – 1984.
74. Hardle W. *Applied Nonparametric Regression*. – Cambridge: Cambridge University Press. – 1990.
75. Breiman L., Peters S. Comparing automatic smoothers (a public service enterprise) // *Int. Statist. Rev.* – 1992. – Vol. 60. – P. 271-290.
76. Friedman J.H. Multivariate Adaptive Regression Splines // *Ann. Statist.* – 1991. – Vol. 19, no. 1. – P. 1-67.

77. Muller H.G., Stadtmuller U. Variable Bandwidth Kernel Estimators of Regression Curves // *Ann. Statist.* – 1987. – Vol. 15, no. 1. – P. 182-201.
78. Chang S.G., Yu B., Vetterli M. Adaptive Wavelet Thresholding for image Denoising and Compression // *IEEE Trans. Image Processing.* – 2000. – Vol. 9, no. 9. – P. 1532-1546.
79. Terrell G.R., Scott D.W. Variable Kernel Density Estimation // *Ann. Statist.* – 1992. – Vol. 20, no. 3. – P. 1236-1265.
80. Gao H.-Y. Wavelet shrinkage denoising using the Non-Negative Garrote // *Journal of computational and graphical statistics.* – 1998. – Vol. 7, no. 4. – P. 469-488.
81. Gao H.-Y., Bruce A. G. Waveshrink with firm shrinkage // *Statistica Sinica.* – 1997. – Vol. 7, no. 4. – P. 855-874.
82. Vidakovic B. *Statistical modeling by wavelets.* – John Wiley & Sons. – 1999.
83. Luisier F., Blu T., Unser M. A new SURE approach to Image denoising: interscale orthonormal wavelet thresholding // *IEEE transactions on image processing.* – 2007. – Vol. 38, no. 5. – P. 1323-1342.
84. Antoniadis A., Fan J. Regularization of Wavelet Approximations // *J. Amer. Statist. Assoc.* – 2001. – Vol. 96, no. 455. – P. 939-967.
85. Donoho D., Johnstone I.M., Kerkycharian G., Picard, D. Wavelet Shrinkage: Asymptopia? // *J. R. Statist. Soc. Ser. B.* – 1995. – Vol. 57, no. 2. – P. 301-369.
86. Jansen M. Minimum risk methods in the estimation of unknown sparsity // *Technical report.* – 2010.
87. Jansen M., Bultheel A. Asymptotic behavior of the minimum mean squared error threshold for noisy wavelet coefficients of piecewise smooth signals // *TW Report 294.* – 1999.
88. Jansen M., Malfait M., Bultheel A. Generalized Cross Validation for wavelet thresholding // *Signal Processing.* – 1997. – Vol. 56, no. 1. – P. 33-44.
89. Marron J.S., Adak S., Johnstone I.M., Neumann M.H., Patil P. Exact Risk Analysis of Wavelet Regression // *J. Comput. Graph. Stat.* – 1998. – Vol. 7. – P. 278-309.
90. Nason G.P. Wavelet shrinkage using cross validation. *J. R. Statist. Soc. Ser. B.* – 1996. – Vol. 58. – P. 463-479.
91. Stein C. Estimation of the mean of a multivariate normal distribution // *Ann. Statist.* – 1981. – Vol. 9, no. 6. – P. 1135-1151.
92. Маркин А.В. Предельное распределение оценки риска при пороговой обработке вейвлет-коэффициентов // *Информатика и ее применения.* – 2009.— Т. 3, № 4. – С. 57-63.
93. Jansen M. *Noise Reduction by Wavelet Thresholding.* – Springer Verlag, *Lecture notes in Statistics.* – 2001. – Vol. 161.

94. Donoho D. L. De-noising by soft-thresholding // *IEEE transactions on information theory*. – 1995. – Vol. 41, no. 3. – P. 613-627.
95. Donoho D. L., Johnstone I. M. Neo-classical minimax problems, thresholding and adaptive function estimation // *Bernoulli*. – 1996. – Vol. 2, no. 1. – P. 39-62.
96. Härdle W., Kerkyacharian G., Picard D., Tsybakov A. Wavelets, approximation and statistical applications // *Lecture notes in statistics*. – 2000. – Vol. 129.
97. Лидбеттер М., Линдгрэн Г., Ротсен Х. Экстремумы случайных последовательностей и процессов. – М.: Мир, 1989.
98. Alsaidi M. Altaher, Mohd T. Ismail. A Comparison of Some Thresholding Selection Methods for Wavelet Regression // *World Academy of Science, Engineering and Technology*. – 2010. – No. 62. – P. 119-125.
99. Antoniadis A., Fryzlewicz P. Parametric modelling of thresholds across scales in wavelet regression // *Biometrika*. – 2006. – Vol. 93. no. 2. – P. 465-471.
100. Астафьева Н.М. Вейвлет-анализ: основы теории и примеры применения // *Успехи физических наук*. – 1996. – Т. 166, № 11. – С. 1145-1170.
101. Бокс Д., Дженкинс Г. Анализ временных рядов. Прогноз и управление. Выпуск 1. – М.: Мир, 1974.
102. Kalman R.E. Control of randomly varying linear dynamical systems // *Proc. Symp. Appl. Math.* – 1962. – Vol. 13. – P. 287-298.
103. Singpurwalla N.D., Soyer R. Assessing software reliability growth using a random coefficient autoregressive process and its ramifications // *IEEE Trans. Software Eng.* – 1985. – Vol.11. – P. 1456-1464.
104. Feigin P.D., Tweedie R.D. Random Coefficient Autoregressive Process: a Markov Chain Analysis of Stationarity and Finiteness of Moments // *Journal of Time Series Analysis*. – 1985. – Vol. 6. – P. 1-14.
105. Ивченко Г.И., Медведев Ю.И. Математическая статистика. – М.: Высшая школа, 1984.
106. Хьюбер Дж.П. Робастность в статистике. – М.: Мир, 1984. – 304 с.
107. Rousseeuw P.J., Croux C. Alternatives to the median absolute deviation // *Journal of the American Statistical Association*. – 1993. – Vol. 88, no. 424. – P. 1273-1283.
108. Andrews D.F. A robust method for multiple linear regression // *Technometrics*. – 1974. – Vol. 16, no. 4. – P. 523-531.
109. Horowitz L.L. The effects of spline interpolation on power spectral density // *IEEE transactions on acoustics, speech and signal processing*. – 1974. – Vol. 22, no. 1. – P. 22-27.

110. Lomb N.R. Least-squares frequency analysis of unequally spaced data // *Astrophysics and Space Science*. – 1976. – Vol. 39. – P. 447-462.
111. Scargle J.D. Studies in astronomical time series analysis. II – Statistical aspects of spectral analysis of unevenly spaced data // *Astrophysical Journal*. – 1982. – Vol. 263. – P. 835-853.
112. Ferraz-Mello S. Estimation of periods from unequally spaced observations // *The Astronomical Journal*. – 1981. – Vol. 86, no. 4. – P. 619-624.
113. Foster G. The cleanest Fourier spectrum // *The Astronomical Journal*. – 1995. – Vol. 109, no. 4. – P. 1889-1902.
114. Foster G. Time series analysis by projection. I. Statistical properties of Fourier analysis // *The Astronomical Journal*. – 1996. – Vol. 111, no. 1. – P. 541-554.
115. Foster G. Time series analysis by projection. II. Tensor methods for time series analysis // *The Astronomical Journal*. – 1996. – Vol. 111, no. 1. – P. 555-566.
116. Ильин В.А., Позняк Э.Г. *Линейная алгебра*. – М.: Наука, 1984.
117. Манонина И.В. Вейвлет-анализ рефлектограмм с использованием математического пакета Matlab // *Т-Comm – Телекоммуникации и Транспорт*. – 2013. – № 10. – С. 61-66.
118. Манонина И.В. Использование вейвлет-анализа для оценки качества рефлектограмм // *Т-Comm – Телекоммуникации и Транспорт*. – 2014. – № 9. – С. 54-59.
119. Кобзарь А.И. *Прикладная математическая статистика. Для инженеров и научных работников*. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2006. – 816 с.
120. Бурдун Г.Д., Марков Б.Н. *Основы метрологии. Учебное пособие для вузов*. – М.: Издательство стандартов, 1972. – 312 с.
121. Манонина И.В. Применение вейвлет-анализа для получения более точной информации из рефлектограмм // *Труды конференции «Телекоммуникационные и вычислительные системы»*. – М.: Информпресс-94, 2012. – С. 94.
122. Манонина И.В. Применение программы LabVIEW для изучения вопросов поверки измерительных приборов // *Т-Comm – Телекоммуникации и Транспорт*. – 2012. – № 8. – С. 50-52.
123. Манонина И.В. Определение оптимальных параметров для вейвлет-обработки рефлектограмм // *Научные технологии в космических исследованиях Земли*. – 2016. – № 5.
124. Грязнов М.И., Гуревич М.Л., Маграчев З.В. *Измерение импульсных напряжений*. – М.: Сов. радио, 1969. – 334 с.
125. Шварцман В.О. *Электрические измерения междугородных, городских и сельских линий связи*. – М.: Связь, 1972.
126. Портнов Э.Л. *Оптические кабели связи и пассивные компоненты волоконно-оптических линий связи*. – М.: Горячая линия – Телеком, 2007. – 464 с.

127. Кулешов В.Н., Шварцман В.О. Электрические измерения междугородных кабелей связи. – М.: Связь, 1964. – 264 с.
128. Андреев В.А., Портнов Э.Л., Кочановский Л.Н. Направляющие системы электросвязи. В 2 томах. Том 1. Теория передачи и влияния. – М.: Горячая линия – Телеком, 2011. – 424 с.
129. Андреев В.А., Бурдин А.В., Кочановский Л.Н., Портнов Э.Л., Попов В.Б. Направляющие системы электросвязи. В 2 томах. Том 2. Проектирование, строительство и техническая эксплуатация. – М.: Горячая линия – Телеком, 2010. – 424 с.
130. Кулешов В.Н. Теория кабелей связи. – М.: Государственное издательство литературы по вопросам связи и радио, 1950.
131. Гроднев И.И., Шварцман В.О. Теория направляющих систем. – М.: Связь, 1978. – 296 с.
132. Коптев И.В. Теория воздушных линий связи. – М.: Связьиздат, 1956. – 284 с.
133. Кушнир Ф.В., Савенко В.Г., Верник С.М. Измерения в технике связи. – М.: Связь, 1976. – 432 с.
134. Гроднев И.И. Волоконно-оптические линии связи. Учебное пособие для ВУЗов. – М.: Радио и связь, 1990. – 224 с.
135. Крухмалев В.В., Гордиенко В.Н., Моченов А.Д., Иванов В.И., Бурдин В.А. и др. Основы построения телекоммуникационных систем и сетей. – М.: Горячая линия – Телеком, 2004. – 510 с.
136. Манонина И.В. Вейвлет-декомпозиция сигнала для задач локализации повреждений на линиях связи // Сборник трудов конференции «Технологии информационного общества». – 2016. – С. 44. – <http://www.media-publisher.ru/pdf/proceedings-2016-pechat.pdf>.
137. Гроднев И.И., Верник С.М. Линии связи. – М.: Радио и связь, 1988. – 544 с.
138. Mallat S., Liang H.W. Singularity detection and processing with wavelets // IEEE transactions on information theory. – 1992. – Vol. 38, no. 2. – P. 617-643.
139. Boggess A., Narcowich F.J. A first course in wavelets with Fourier analysis. – Upper Saddle River: Prentice Hall, 2001. – p. 283.
140. Оптический рефлектометр *FOD 7xxx*. Техническое описание и инструкция по эксплуатации.
141. Рефлектометр цифровой РЕЙС-205. Руководство по эксплуатации.
142. Рефлектометр РИ-10М1. Руководство по эксплуатации.
143. Оптический рефлектометр МТSe серии 5000. Руководство пользователя.
144. Манонина И.В. Обработка детализирующих вейвлет-коэффициентов для повышения точности рефлектометрических измерений // Научный вестник Московского государственного технического университета гражданской авиации. – 2016. – № 227.