

Федеральное государственное автономное образовательное учреждение
высшего образования
«Южно-Уральский государственный университет»
(национальный исследовательский университет)
Высшая школа электроники и компьютерных наук
Кафедра «Информационно-измерительная техника»

ДОПУСТИТЬ К ЗАЩИТЕ
Заведующий кафедрой, д.т.н., профессор.
_____/А.Л. Шестаков/
« ____ » _____ 2018 г.

Адаптивная к шумам фильтрация измерительных сигналов

ВЫПУСКНАЯ КВАЛИФИКАЦИОННАЯ РАБОТА
ЮУрГУ – 12.03.01.2018.114/559. ВКР

Руководитель, к.т.н., доц. каф. ИнИТ:
_____/А.С. Волосников/
« ____ » _____ 2018 г.

Автор
студент группы КЭ-476
_____/А.Т. Сафаров/
« ____ » _____ 2018 г.

Нормоконтролер, к.т.н., доц. каф. ИнИТ
_____/А.С. Волосников/
« ____ » _____ 2018 г.

АННОТАЦИЯ

Сафаров А.Т. Адаптивная к шумам фильтрация измерительных сигналов – Челябинск: ЮУрГУ, КЭ- 476, 2018, 130 с., 69 ил., библиогр. список – 22 наим., 3 прил..

В данной выпускной квалификационной работе, разработанной в программной среде MATLAB, был разработан метод уменьшения погрешности измерений, обусловленный шумами измерительного преобразователя (ИП), при адаптивной фильтрации его выходного сигнала.

Проверка работоспособности и точности работы разработанного метода проводилась на основе трех входных сигналов различного вида на входе ИП:

- синусоидальный;
- функция Хевисайда;
- импульсный.

Динамическая погрешность, выраженная в значениях среднего квадратического отклонения (СКО), значительно уменьшалась от двух до трех раз, при обработке результатов компьютерного моделирования системы, что подтверждает работоспособность и эффективность разработанного метода.

В связи с этим разработка динамических моделей измерительных систем и алгоритмов обработки данных динамических измерений является одним из перспективных направлений развития процесса интеллектуализации современной измерительной технике.

					<i>ЮУрГУ – 12.03.01.2018.114/559.ВКР</i>			
<i>Изм.</i>	<i>Лист</i>	<i>№ документа</i>	<i>Подпись</i>	<i>Дата</i>				
<i>Разраб.</i>		<i>Сафаров</i>			<i>Адаптивная к шумам фильтрация измерительных сигналов</i>	<i>Лит</i>	<i>Лист</i>	<i>Листов</i>
<i>Проверил</i>		<i>Волосников</i>					<i>3</i>	<i>130</i>
<i>Н. контр.</i>		<i>Волосников</i>				<i>ЮУрГУ</i>		
<i>Утвердил</i>		<i>Шестаков</i>				<i>Кафедра ИНИТ</i>		

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ	7
1 АНАЛИТИЧЕСКИЙ ОБЗОР	10
1.1 Постановка задачи.....	10
1.2 Общая характеристика и определения динамической погрешности	10
1.3 Спектральные методы фильтрации измерительных сигналов.....	15
1.3.1 Фильтрация измерительных сигналов методом полиномиальной ортогонализации.....	15
1.3.3 Фильтрация измерительных сигналов формированием частных сумм рядов Фурье	22
1.4 Экстремальный метод фильтрации измерительных сигналов.....	23
1.5 Метод введения в структуру прибора корректирующих звеньев.....	24
1.6 Выводы по первой главе	25
2 ТЕОРЕТИЧЕСКИЙ ОБЗОР	26
2.1 Постановка задачи.....	26
2.2 Общие представления о фильтрах	27
2.3 Необходимость дискретных фильтров.....	31
2.4 Ограничение точности дискретных фильтров.....	32
2.5 КИХ-фильтры с линейной фазово-частотной характеристикой.....	33
2.6 Проектирование КИХ-фильтров.....	34
2.7 Типы дискретных фильтров	34
2.8 Сравнение между КИХ- и БИХ-фильтрами.....	37
2.9 Сравнение аналоговых и дискретных фильтров	37
2.10 Выводы по второй главе	38
3 РАЗРАБОТКА АЛГОРИТМА АДАПТИВНОГО ПОИСКА ОПТИМАЛЬНЫХ ПАРАМЕТРОВ ФИЛЬТРА	39
3.1 Постановка задачи.....	39
3.2 Использование программной среды MATLAB	40

					<i>ЮУрГУ-12.03.01. 2018. 114/559. ВКР</i>	<i>Лист</i>
						4
<i>Изм.</i>	<i>Лист</i>	<i>№докум.</i>	<i>Подп.</i>	<i>Дата</i>		

3.3	Понятие адаптивного фильтра	41
3.4	Алгоритм коррекции динамической погрешности	42
3.5	Расчет СКО.....	44
3.6	Критерий минимума СКО	45
3.7	Непрерывная модель	46
3.8	Фильтрация сигналов.....	47
3.9	Выводы по главе.....	52
4	МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ СИСТЕМЫ	53
4.1	Постановка задачи.....	53
4.2	Прямоугольное окно	54
4.2.1	Проверка работы измерительной системы на основе синусоидального сигнала на входе ИП.....	54
4.2.2	Проверка работы измерительной системы на основе функции Хевисайда на входе ИП	61
4.2.3	Проверка работы измерительной системы на основе импульсного сигнала на входе ИП	68
4.3	Треугольное окно	75
4.3.1	Проверка работы измерительной системы на основе синусоидального сигнала на входе ИП.....	75
4.3.2	Проверка работы измерительной системы на основе функции Хевисайда на входе ИП	82
4.3.3	Проверка работы измерительной системы на основе импульсного сигнала на входе ИП	90
4.4	Окно Чебышева	97
4.4.1	Проверка работы измерительной системы на основе синусоидального сигнала на входе ИП.....	97
4.4.2	Проверка работы измерительной системы на основе функции Хевисайда на входе ИП	104

4.4.3 Проверка работы измерительной системы на основе импульсного сигнала на входе ИП	113
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	123
БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК.....	125
ПРИЛОЖЕНИЕ А	128
ПРИЛОЖЕНИЕ Б	129
ПРИЛОЖЕНИЕ В.....	130

					<i>ЮУрГУ-12.03.01. 2018. 114/559. ВКР</i>	<i>Лист</i>
						6
<i>Изм.</i>	<i>Лист</i>	<i>№докум.</i>	<i>Подп.</i>	<i>Дата</i>		

ВВЕДЕНИЕ

Достаточно часто при работе с сигналами измерительной информации возникают искажения в данных, вызванные прерыванием питания, сбоями системы измерений и другими различными причинами. Это усложняет последующий анализ таких сигналов, что создает определенные сложности для определения интегральных количественных характеристик таких сигналов и для принятия обоснованных решений на их основе. Как правило, такой анализ возможен только после оцифровки сигнала измерительной информации. Невозможность корректного восприятия данных по причине их неполноты снижает их объективную ценность.

По взаимодействию изменений во времени и входной величины погрешность делаться на 2 вида:

1. статические погрешности;
2. динамические погрешности.

Динамическая погрешность нередко может превышать статическую погрешность в несколько раз, но ее редко принимают во внимание, так как измерить величину этой погрешности сложно и для этого необходимые приборы зачастую отсутствуют. Также важно отметить, что для нормирования динамической погрешности уделено недостаточно внимания, как в нормативной литературе, так и в эксплуатационной документации средств измерений.

Из вышесказанного следует то, что коррекция динамической погрешности является актуальной задачей, решение которой позволит сократить значение инструментальной составляющей погрешности измерений.

Большой вклад в рассмотрение вопроса «коррекция динамической погрешности» сделали многие ученые, в их список входит выдающиеся люди такие, как Грановский В. В. и Тихонов А. Н. В Южно-Уральском Государственном Университете (ЮУрГУ) сложилась своя научная школа по методам динамических измерений и коррекции погрешности динамических

					ЮУрГУ-12.03.01. 2018. 114/559. ВКР	Лист
						7
Изм.	Лист	№докум.	Подп.	Дата		

измерений. Основу, которой заложили исследования проф. Черноруцкого и проф. Шестакова А.Л.. Так же в разработку этого научного направления внесли свой вклад: Иосифов Д.Ю., Бизяев М.Н., Волосников А.С. и Юрасова Е.В. Следовательно, проблема, затронутая в этой выпускной квалификационной работе актуальная на данный момент.

Иногда в силу различных факторов характеристики ИП не отвечают заявленным требованиям, причем отклонения могут быть обнаружены уже на этапе эксплуатации потребителем. Это вызывает дополнительные затраты и ставит под угрозу безопасное функционирование технологических процессов, что особенно важно в опасных производствах.

Цель выпускной квалификационной работы: уменьшение погрешности измерений посредством адаптивной фильтрации выходного сигнала ИП.

Для достижения этой цели необходимо решить следующие задачи:

- Провести аналитический обзор литературы и документации, посвященной методам и способам фильтрации измерительных сигналов.
- Ознакомиться с теоретической базой для создания метода адаптивной фильтрации.
- Разработать алгоритм адаптивного поиска оптимальных параметров фильтра.
- Осуществить моделирование алгоритма фильтрации в программе MATLAB и предоставить отчет.

					<i>ЮУрГУ-12.03.01. 2018. 114/559. ВКР</i>	<i>Лист</i>
						8
<i>Изм.</i>	<i>Лист</i>	<i>№докум.</i>	<i>Подп.</i>	<i>Дата</i>		

СПИСОК ОСНОВНЫХ СОКРАЩЕНИЙ

АМК – амплитудно-модулированное колебание;

АФХ – амплитудно-фазовая характеристика;

АЦП – аналого-цифровой преобразователь;

АЧХ – амплитудно-частотная характеристика;

БПФ – быстрое преобразование Фурье;

ДФ – дискретный фильтр;

ИИС – информационно-измерительные системы;

ИП – измерительный преобразователь;

ИХ – импульсная характеристика;

ЛФХ – линейная фазовая характеристика;

ПФ – передаточная функция;

ПХ – переходная характеристика;

СКО – среднее квадратическое отклонение;

ФВП – фильтр всепропускающий;

ФВЧ – фильтр верхних частот;

ФИС – фильтрация измерительных сигналов;

ФНЧ – фильтр нижних частот;

ФПЗ – фильтр полосно-заграждающий;

ФПП – фильтр полосно пропускающий;

ФЧХ – фазово-частотная характеристика;

ЦАП – цифро-аналоговый преобразователь;

ЦОС – цифровая обработка сигналов.

					<i>ЮУрГУ-12.03.01. 2018. 114/559. ВКР</i>	<i>Лист</i>
						9
<i>Изм.</i>	<i>Лист</i>	<i>№докум.</i>	<i>Подп.</i>	<i>Дата</i>		

1 АНАЛИТИЧЕСКИЙ ОБЗОР

1.1 Постановка задачи

В данной главе необходимо проанализировать современные подходы к решению поставленной задачи, провести обзор методов ФИС для подтверждения актуальности работы.

1.2 Общая характеристика и определения динамической погрешности

Под понятием динамическая погрешность понимается – погрешность результата измерения, обусловленная условиями динамического измерения [16, с. 67].

Также введем понятие динамическое измерение – измерение физической величины, размер которой изменяется с течением времени. Мгновенное изменение размера определенной величины принуждает проводить это измерение с фиксацией момента времени. В пример можно привести измерение расстояния до уровня земли со снижающегося самолета [16, с. 37].

Согласно ГОСТ 8.009-84 [2] инструментальная составляющая погрешности измерений определяется лишь как сумма определенных составляющих, так для общего случая принято использовать четыре составляющие погрешности измерений, то есть четыре составляющие инструментальной составляющей погрешности измерений:

- 1) Основная погрешность средства измерения;
- 2) Дополнительная погрешность средства измерения;
- 3) Динамическая погрешность средства измерения;
- 4) Погрешность, обусловленная взаимодействием средств измерений и объекта измерений.

					ЮУрГУ-12.03.01. 2018. 114/559. ВКР	Лист
						10
Изм.	Лист	№докум.	Подп.	Дата		

Так как в нашей работе речь идет непосредственно о динамической погрешности, из этих четырех составляющих мы рассмотрим только пункт 3, где говорится о динамической погрешности средства измерения.

Погрешность, обусловленная реакцией средства измерения на скорость или частоту изменения входного сигнала. Эта составляющая, определяющая динамическую погрешность измерений, зависит как от динамических свойств средства измерения, так и от частотного спектра входного сигнала, она называется динамической погрешностью средства измерения.

Таким образом, режим измерений, при котором динамическая составляющая погрешности измерений вносит большую долю в общую погрешность измерений – является динамическим режимом измерений. Согласно этому, выбор режима измерения, статического или динамического, определяется соотношением между скоростью изменения входного сигнала и динамическими свойствами средства измерения [11].

Динамические характеристики, которые регламентированы в ГОСТ 8.009-84 [2], отражают динамические свойства средства измерения. Эти свойства принято представлять двумя характеристиками:

- 1) Временем установления показаний (выходного сигнала);
- 2) Амплитудно-частотной (редко фазово-частотной) характеристикой (АЧХ).

Первая характеристика не может использоваться при расчете динамической составляющей погрешности измерений, так как с помощью ее можно оценить лишь время, необходимое для проведения единичного измерения.

Частотные характеристики выражаются как максимальные допустимые изменения амплитуды или фазы синусоидального выходного сигнала средства измерения при изменении частоты входного синусоидального сигнала, с постоянными амплитудой и фазой. Эти характеристики позволяют оценить максимальную динамическую составляющую погрешности измерений при граничных значениях частоты входного сигнала, но только если входной сигнал

					<i>ЮУрГУ-12.03.01. 2018. 114/559. ВКР</i>	<i>Лист</i>
						11
<i>Изм.</i>	<i>Лист</i>	<i>№докум.</i>	<i>Подп.</i>	<i>Дата</i>		

имеет синусоидальную форму. Поэтому частотные характеристики в таком виде являются лишь качественными характеристиками и для расчета динамической составляющей погрешности измерений непригодны.

В ГОСТ 8.009-84 [2] также предусмотрены другие характеристики, которые более полно отражают динамические свойства средства измерений. Также стоит отметить, что по этим динамическим характеристикам достаточно легко определить указанные выше характеристики, нормируемые традиционно. Предусмотрено нормирование таких динамических характеристик средств измерений, которые позволяют оценить искажения средств измерений любых изменяющихся сигналов, поступающих на вход – исследуемых при измерениях динамической составляющей погрешности измерений и статической погрешности средств измерений.

Для линейных средств измерений такими характеристиками являются:

- 1) Передаточная функция (ПФ) или амплитудно-фазовая характеристика (АФХ);
- 2) Переходная характеристика (ПХ);
- 3) Импульсная характеристика (ИХ).

Они относятся к группе полных динамических характеристик, которые представляют собой функции, связывающие между собой изменяющийся во времени входной сигнал и вызываемый им выходной сигнал средства измерения.

Данные характеристики для линейных звеньев между собой связаны однозначно, поэтому в определенном конкретном случае следует выбирать ту из них, которой удобнее пользоваться и которую удобнее оценивать.

Полные динамические характеристики линейных аналоговых средств измерений однозначно связаны между собой следующими соотношениями:

ПХ:

					<i>ЮУрГУ-12.03.01. 2018. 114/559. ВКР</i>	<i>Лист</i>
						12
<i>Изм.</i>	<i>Лист</i>	<i>№докум.</i>	<i>Подп.</i>	<i>Дата</i>		

$$h(t) = \int_0^t g(\tau) d\tau, \quad (1.1)$$

импульсная переходная характеристика:

$$g(t) = \frac{gh(t)}{dt}, \quad (1.2)$$

АФХ:

$$G(j\omega) = \int_0^{\infty} g(t) * e^{-j\omega t} d\omega, \quad (1.3)$$

$$g(t) = \frac{1}{2\pi} * \int_{-\infty}^{\infty} G(j\omega) * e^{j\omega t} d\omega, \quad (1.4)$$

$$G(j\omega) = A(\omega) * e^{j(\omega)}, \quad (1.5)$$

где $A(\omega)$ и $j(\omega)$ - АЧХ и ФЧХ, соответственно.

ПФ:

$$G(S) = \int_0^{\infty} g(t) * e^{-St} dt. \quad (1.6)$$

Если динамическое свойство средства измерения описываются дифференциальным уравнением с нулевыми начальными условиями, то ПФ и

					ЮУрГУ-12.03.01. 2018. 114/559. ВКР	Лист
						13
Изм.	Лист	№докум.	Подп.	Дата		

АФХ имеют дробно-рациональное представление с коэффициентами из уравнения (1.7) [11]:

$$\begin{aligned}
 & b_m \frac{d^m y(t)}{dt^m} + b_{m-1} \frac{d^{m-1} y(t)}{dt^{m-1}} + \dots + y(t) = \\
 & = a_n \frac{d^n x(t)}{dt^n} + a_{n-1} \frac{d^{n-1} x(t)}{dt^{n-1}} + \dots + a_0 x(t) .
 \end{aligned} \tag{1.7}$$

Для экспериментального определения наиболее удобными динамическими характеристиками являются ПХ и АЧХ. При этом возникает трудность, связанная с ограниченными возможностями точного воспроизведения формы сигналов тех или иных измеряемых величин.

Эти обстоятельства следует учитывать при выборе динамической характеристики для нормирования. Нормировать необходимо такую характеристику, которая может быть экспериментально определена с помощью наиболее простых методов измерений.

Для моделирования динамической составляющей погрешности измерений наиболее удобны импульсная переходная характеристика и АФХ, а также ПФ.

Импульсная переходная характеристика используется при цифровом моделировании путем приближенного вычисления выходного сигнала средства измерения:

$$y(t) = \int_0^t g(t - \tau) x(\tau) d\tau . \tag{1.8}$$

АФХ и ПФ используются для моделирования средств измерений, как на аналоговых, так и на цифровых вычислительных машинах.

					ЮУрГУ-12.03.01. 2018. 114/559. ВКР	Лист
						14
Изм.	Лист	№докум.	Подп.	Дата		

Основная задача состоит в определении измеряемой величины по известному выходному сигналу и известной динамической характеристике. Поэтому решение данной задачи сводится к частичной компенсации динамической составляющей погрешности. Если известна импульсная переходная характеристика, то задача сводится к нахождению $x(t)$ из интегрального уравнения (1.8).

В теории и практике автоматического регулирования и управления, автоматических устройств, в теории и практике связи, передачи информации, т. е. в областях, где измерительная техника и средства измерения являются важнейшей составной частью, подходы к оценке динамических погрешностей, на которых основан ГОСТ 8.009-84 [2] и принятые в нем динамические характеристики средств измерений, применяют в течение многих лет и в мировой практике давно стали классическими [11].

1.3 Спектральные методы фильтрации измерительных сигналов

1.3.1 Фильтрация измерительных сигналов методом полиномиальной ортогонализации

В работе [8] рассмотрен спектральный метод ФИС, который основан на возможности сокращения объема преобразований над сигналом посредством перехода от базиса гармонических функций к базису в виде ядра Дирихле.

Использование для целей фильтрации интеграла Дюамеля предполагает формирование весовых функций, определяющих вид импульсной реакции фильтра, из которых наибольшее применение находят ступенчатые или дискретные [5].

Метод полиномиальной ортогонализации удовлетворяет требованиям к фильтрам нижних частот (ФНЧ), включение которых на входе дискретных фильтров (ДФ), реализующих быстрое преобразование Фурье (БПФ), обеспечивает устранение эффекта мимикрии частот. Однако, его реализация

					ЮУрГУ-12.03.01. 2018. 114/559. ВКР	Лист
						15
Изм.	Лист	№докум.	Подп.	Дата		

требует перемножения входного сигнала на весовую функцию (в виде ядра Дирихле) с последующим интегрированием произведения и приводит к тем же проблемам, которые связаны с необходимостью совершенствования средств реализаций БПФ [3, 19].

С помощью данного метода можно сделать заключение о принципиальной способности ФИС переходом к базису в виде ядра Дирихле, осуществление которого воспроизведением в виде АМК (амплитудно-модулированного колебания) дает возможность гарантировать высочайшую достоверность фильтрации при малом объеме оборудования.

1.3.2 Фильтрация измерительных сигналов основанная на замене базиса гармонических функций базисом в виде частных сумм рядов Фурье

Для периодического сигнала $e(t)$ считаем известной сумму ряда Фурье [5]

$$e(t) = \frac{C_0}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} [a_k \cos(2\pi kft) + b_k \sin(2\pi kft)], \quad (1.9)$$

и поставим перед собой задачу определения суммы усеченного ряда

$$S_n(t) = \frac{C_0}{2} + \sum_{k=1}^n [a_k \cos(2\pi kft) + b_k \sin(2\pi kft)], \quad (1.10)$$

в котором коэффициенты a_k и b_k вычисляются по формулам

$$a_k = \frac{2}{T} \int_0^T e(t) \cos(2\pi kft) dt, \quad (1.11)$$

					ЮУрГУ-12.03.01. 2018. 114/559. ВКР	Лист
						16
Изм.	Лист	№докум.	Подп.	Дата		

$$b_k = \frac{2}{T} \int_0^T e(t) \sin(2\pi kft) dt, \quad (1.12)$$

где $T=1/f$ – период повторения сигнала $e(t)$.

Так как в формулах (1.11) и (1.12) интегралы являются определенными, то символ переменной под знаком интеграла может быть выбран произвольно, а потому, подставив значения коэффициентов a_k и b_k в выражение полинома, получим:

$$\begin{aligned} S_N(t) &= \frac{C_0}{2} + \sum_{k=1}^N \cos(2\pi kft) \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} e(z) \cos kz dz + \sum_{k=1}^N \sin(2\pi kft) \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} e(z) \sin kz dz = \\ &= \frac{C_0}{2} + \frac{1}{\pi} \sum_{k=1}^N \int_0^{2\pi} e(z) \cos(z - 2\pi kft) dz, \end{aligned} \quad (1.13)$$

где $\cos(2\pi kft)$ и $\sin(2\pi kft)$ можно внести под знак интеграла как постоянные множители и переписать выражение (1.13) в виде:

$$\begin{aligned} S_N(t) &= \frac{C_0}{2} + \frac{1}{\pi} \sum_{k=1}^N \left[\int_0^{2\pi} e(z) \cos kz \cos(2\pi kft) + \int_0^{2\pi} e(z) \sin kz \sin(2\pi kft) dz \right] = \\ &= \frac{C_0}{2} + \frac{1}{\pi} \sum_{k=1}^N \int_0^{2\pi} e(z) \cos(z - 2\pi kft) dz. \end{aligned} \quad (1.14)$$

Выражению (1.14) можно придать следующий вид:

$$S_N(t) = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} e(z) \left[\frac{1}{2} + \sum_{k=1}^N \cos k(z - 2\pi kft) \right] dz. \quad (1.15)$$

					ЮУрГУ – 12.03.01. 2018. 114/559. ВКР	Лист
						17
Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата		

Сумма, стоящая в квадратных скобках, может быть представлена в замкнутом виде:

$$\frac{1}{2} + \sum_{k=1}^N \cos k\alpha = \frac{\sin(N + \frac{1}{2})\alpha}{2 \sin(\frac{\alpha}{2})}. \quad (1.16)$$

Вводя (1.16) в выражение $S_N(t)$, получаем

$$S_N(t) = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} e(z) \frac{\sin[(N + \frac{1}{2})(z - 2\pi ft)]}{2 \sin[\frac{1}{2}(z - 2\pi ft)]} dz. \quad (1.17)$$

Для удобства вычислений целесообразно ввести новую переменную

$$z - 2\pi ft = u, \quad (1.18)$$

$$z = u + 2\pi ft, \quad (1.19)$$

$$dz = du. \quad (1.20)$$

Тогда окончательно получим

$$S_N(t) = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} e(u + 2\pi ft) \frac{\sin(N + \frac{1}{2})u}{2 \sin \frac{u}{2}}. \quad (1.21)$$

					ЮУрГУ-12.03.01. 2018. 114/559. ВКР	Лист
						18
Изм.	Лист	№докум.	Подп.	Дата		

Выражение (1.21), называемое интегралом Дирихле, представляет основу для реализации фильтрующего свойства ортонормированного базиса. Действительно, результат интегрирования (1.21) дает функцию, зависящую от t как аргумента и N как параметра, а потому форма $S_N(t)$ определяется полосой частот, требуемой для воспроизведения в реальном масштабе времени $\Delta f = Nf$, либо количеством гармоник N , укладываемых в выделенной для воспроизведения функции $S_N(t)$ в полосе частот $N = \frac{\Delta f}{f}$.

Из сравнения (1.13) и (1.21) следует, что сокращение количества процедур (вычислительных и аппаратных) для определения $S_N(t)$ возможно путем перехода от базиса гармонических функций к базису в виде ядра Дирихле:

$$D_N(U) = \frac{\sin(N + \frac{1}{2})U}{2 \sin(\frac{U}{2})}, \quad (1.22)$$

формирование которого изменением N в широких пределах обеспечивает фильтрацию сигнала $e(t)$.

Действительно, формирование $S_{N_{max}}(t)$ выбором $N=N_{max}$ обеспечивает получение $e_{нч}(t) = S_{N_{max}}(t)$ с ограниченным количеством членов равноамплитудного полинома, образующего ядро Дирихле, и вызывает обращение в ноль членов бесконечного ряда Фурье (1.9) с номерами k , превышающими $N=N_{max}$, т.е. подавление высокочастотной части спектра $e(t)$ или его низкочастотную фильтрацию.

При этом отметим, что в полосе пропускания такого цифрового ФНЧ соотношение между соответствующими частотными компонентами $e(t)$ и $S_{N_{max}}$

					ЮУрГУ-12.03.01. 2018. 114/559. ВКР	Лист
						19
Изм.	Лист	№докум.	Подп.	Дата		

сохраняется с той степенью точности, с какой удастся формировать ядро Дирихле и интегрировать результат его перемножения с фильтруемым сигналом $e(t)$.

Формирование $S_{N_{\max}}$ при $N=N_{\max}$ обеспечивает получение $e_{\text{вч}}(t) = e(t) - S_{N_{\max}}(t)$ с подавленной низкочастотной частью спектра $e(t)$. Для обеспечения эффекта полосовой фильтрации необходимо получить $e_{\text{нф}}(t) = e_{\text{вч}}(t) - [e(t) - S_{N_{\max}}(t)]$, т.е. сформировать базисную функцию

$$D_{N_{\text{ПФ}}}(u) = D_{\text{max}}(u) - D_{\text{min}}(u) = \frac{\sin(N_{\text{max}} + \frac{1}{2})u - \sin(N_{\text{min}} + \frac{1}{2})u}{2 \sin(\frac{u}{2})} = \frac{\sin \frac{(N_{\text{max}} - N_{\text{min}})u}{2}}{\sin(\frac{u}{2})} * \cos \frac{(N_{\text{max}} + N_{\text{min}} + 1)u}{2}, \quad (1.23)$$

которая в рассматриваемом случае наделяет $e_{\text{ПФ}}(t)$ свойствами осциллирующей функции.

Так как для получения полосового сигнала на основе (1.23) используются две группы частотных компонентов, то можно вести речь о групповом преобразовании Фурье, имея в виду возможность создания конечного множества полосовых сигналов $M \leq N-1$.

Из (1.23) следует, в частности, что при $N_{\text{max}}=N_{\text{min}}+1$

$$D_N(u) = \frac{\sin \frac{u}{2}}{\sin \frac{u}{2}} \cos(N_{\text{max}} + 1) = \cos N_{\text{max}} u = \cos N_{\text{max}} (z - 2\pi ft), \quad (1.24)$$

а потому

					ЮУрГУ-12.03.01. 2018. 114/559. ВКР	Лист
						20
Изм.	Лист	№докум.	Подп.	Дата		

$$S_{N_{\max}}(t) = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} e(z) \cos N_{\max}(z - 2\pi ft) dz = \cos 2\pi N_{\max} ft \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} e(z) \cos N_{\max} z dz +$$

$$+ \sin 2\pi N_{\max} ft \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} e(z) \sin N_{\max} z dz = a_{N_{\max}} \cos 2\pi N_{\max} ft + b_{N_{\max}} \sin 2\pi N_{\max} ft. \quad (1.25)$$

Из (1.25) следует, что в предельном случае полосовой фильтрации выходной сигнал представляет собой гармоническое колебание частоты $f_{\text{нф}} = N_{\max} f$ амплитудой $A_{N_{\max}} = \sqrt{a_{N_{\max}}^2 + b_{N_{\max}}^2}$ и начальной фазой $\varphi_{N_{\max}} = \text{arctg} \frac{b_{N_{\max}}}{a_{N_{\max}}}$.

Реализация фильтрующего свойства ортонормированного базиса определяется возможностями синтеза ядра Дирихле (1.22) или возможностями синтеза равноамплитудного полинома на основании (1.26):

$$\sum_{k=1}^N \cos k\alpha = \frac{\sin(N + \frac{1}{2})\alpha}{2 \sin \frac{\alpha}{2}} - \frac{1}{2}. \quad (1.26)$$

Реализация левой части (1.26) связана с необходимостью синхронизации работы N генераторов гармонических колебаний кратных частот в процессе суммирования этих колебаний с равными амплитудами и строгими фазовыми соотношениями, а, следовательно, и с необходимостью стабилизации амплитуд и фаз суммируемых колебаний, что является сложной технической проблемой.

Поиск решения противоречий приводит к необходимости анализа возможностей, содержащихся в выражении (1.26).

В случае синтеза равноамплитудного полинома (1.26) имеем

					ЮУрГУ-12.03.01. 2018. 114/559. ВКР	Лист
						21
Изм.	Лист	№докум.	Подп.	Дата		

$$U_{\text{вых}}(t) = A_m \sum_{k=1}^N \cos(k\omega_1 t + \varphi_o) = \frac{A_m}{2} \left[\sum_{k=1}^N e^{j(k\omega_1 t + \varphi_o)} + \sum_{k=1}^N e^{-j(k\omega_1 t + \varphi_o)} \right] = \frac{A_m}{2} \frac{\sin \frac{N\omega_1 t}{2}}{\sin \omega_1 t} * \\ * \left[e^{j(\frac{N+1}{2}\omega_1 t + \varphi_o)} + e^{-j(\frac{N+1}{2}\omega_1 t + \varphi_o)} \right] = A_m \frac{\sin \frac{N\omega_1 t}{2}}{\sin \omega_1 t} \cos\left(\frac{N+1}{2}\omega_1 t + \varphi_o\right) = K(t)A_m \cos\left(\frac{N+1}{2}\omega_1 t + \varphi_o\right), \quad (1.47)$$

откуда следует возможность воспроизведения равноамплитудного полинома АМК, для которого закон изменения огибающей

$$A(t) = A_m \frac{\sin \frac{N\omega_1 t}{2}}{\sin \omega_1 t}, \quad (1.48)$$

где A_m – амплитуда колебаний несущей частоты $((N+1)/2)f$.

Проведенное исследование [21] позволяет сделать вывод о принципиальной возможности ФИС переходом к базису в виде ядра Дирихле, реализация которого воспроизведением в виде АМК позволяет обеспечить высокую точность фильтрации [20].

1.3.3 Фильтрация измерительных сигналов формированием частных сумм рядов Фурье

В работе [18] рассмотрен спектральный метод ФИС, который основан на возможности сокращения объема преобразований над сигналом посредством перехода от базиса гармонических функций к базису в виде ядра Дирихле.

А также получены соотношения, обеспечивающие реализацию фильтрующего свойства ортонормированного базиса путем воспроизведения ядра Дирихле в виде

					ЮУрГУ-12.03.01. 2018. 114/559. ВКР	Лист
						22
Изм.	Лист	№докум.	Подп.	Дата		

АМК. Показана возможность практической реализации фильтрующего устройства и дана оценка ее погрешности.

С помощью данного метода можно сделать заключение о принципиальной способности ФИС переходом к базису в виде ядра Дирихле, осуществление которого воспроизведением в виде АМК дает возможность гарантировать высочайшую достоверность фильтрации при малом объеме оборудования.

1.4 Экстремальный метод фильтрации измерительных сигналов

Метод на основе экстремальной фильтрации (*Extreme Filtration*) позволяет исследовать сигналы сложной формы, например сумму нескольких гармонических колебаний, или переходные процессы [10].

Особенностью алгоритма является то, что для анализа используются только экстремумы сигнала [13]. Экстремумы используются в дальнейшем для аппроксимации гауссовыми кривыми. Процедура аппроксимации связана с выделением из сигнала знакопеременных составляющих, каждая из которых может быть отнесена к определенной полосе частот. Таким образом, гауссовскими функциями описывается каждый из экстремумов определенной частотной составляющей сигнала. Алгоритм разложения на основе этого метода представлен на рисунке 1.1.

					ЮУрГУ-12.03.01. 2018. 114/559. ВКР	Лист
						23
Изм.	Лист	№докум.	Подп.	Дата		

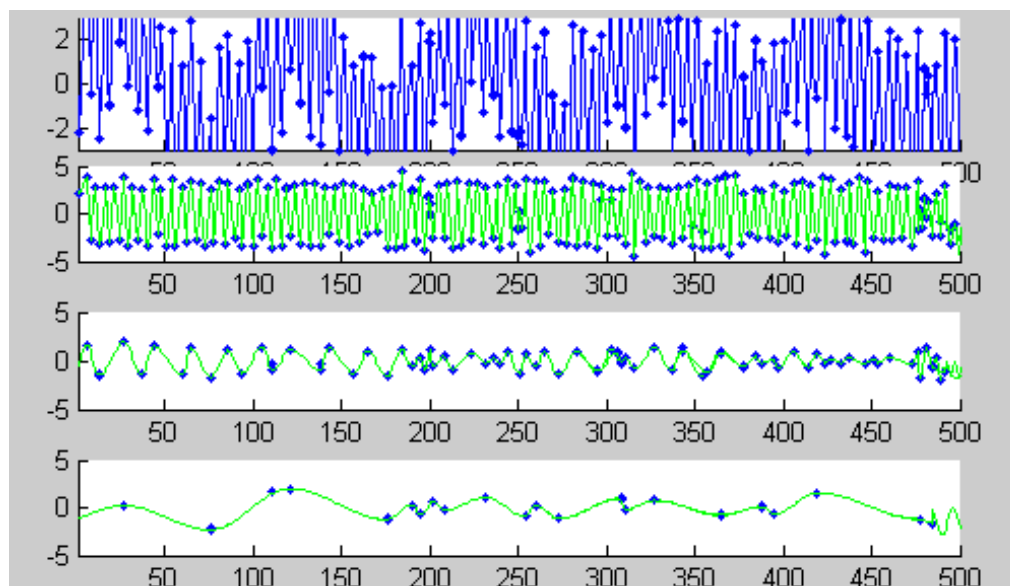


Рисунок 1.1 – Разложение на знакопеременные составляющие суммы трех синусоид с наложенным белым шумом

Алгоритм сжатия измерительных сигналов на основе метода применения метода на основе экстремальной фильтрации обладает более высокими функциональными возможностями.

Данный метод может использоваться в различных информационно-измерительных системах (ИИС) (в зависимости от предъявляемых требований). Метод на основе экстремальной фильтрации может найти широкое применение в системах, основным требованием которых является быстродействие.

1.5 Метод введения в структуру прибора корректирующих звеньев

Динамическая погрешность зависит от динамических характеристик ИП и может достигать больших значений, превышающих основную погрешность. В данной статье рассмотрен метод уменьшения динамической погрешности с помощью корректирующего звена в структуру прибора.

Вводится критерий качества коррекции и рассчитывается квадрат динамической погрешности. Динамическая погрешность оказывается зависимой

от параметров корректирующего звена. Подбирая параметры корректирующего звена можно добиться существенного уменьшения динамической погрешности.

Вывод: Рассмотренный метод позволяет существенно уменьшить динамическую погрешность [14].

1.6 Выводы по первой главе

Мы рассмотрели теоретическую часть, связанную с динамической погрешностью и ее оценкой. Также, исходя из проделанной работы по обзору и анализу методов ФИС, можно сказать, что данная задача является актуальной в наше время, что в свою очередь подчеркивает значимость нашей работы.

					<i>ЮУрГУ-12.03.01. 2018. 114/559. ВКР</i>	<i>Лист</i>
						25
<i>Изм.</i>	<i>Лист</i>	<i>№докум.</i>	<i>Подп.</i>	<i>Дата</i>		

2 ТЕОРЕТИЧЕСКИЙ ОБЗОР

2.1 Постановка задачи

“Дискретный фильтр — это математический алгоритм, реализованный на аппаратном и/или программном уровне, который с заданной целью действует на входной и генерирует выходной дискретный сигнал. Термином «дискретный фильтр» обозначают определенную аппаратную или программную процедуру, реализацию алгоритма фильтрации.”[22]

Целью данной главы является обзор дискретных фильтров (ДФ), с которыми предстоит работа в последующих главах.

На рисунке 2.1 представлена обобщенная схема измерительной системы, с помощью которой будет разработан алгоритм адаптивности поиска оптимальных параметров фильтра.

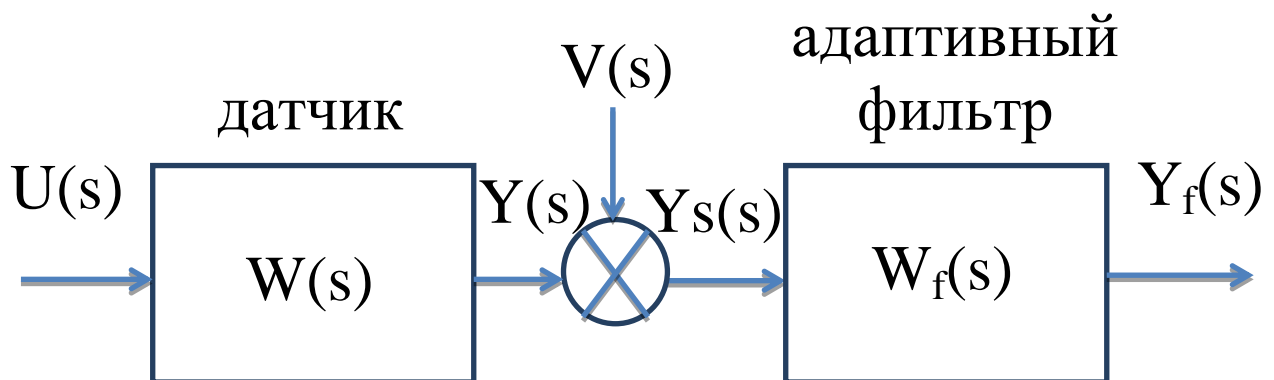


Рисунок 2.1 – Обобщенная схема измерительной системы

где $U(s)$ – входной сигнал датчика;

$Y(s)$ – выходной сигнал датчика;

$W(s)$ – передаточная функция ИП;

$V(s)$ – аддитивный шум;

$Y_s(s)$ – выходной зашумленный сигнал датчика;

$Y_f(s)$ – отфильтрованный сигнал;

$W_f(s)$ – адаптивный фильтр;

						Лист
					ЮУрГУ-12.03.01. 2018. 114/559. ВКР	26
Изм.	Лист	№докум.	Подп.	Дата		

2.2 Общие представления о фильтрах

Термин фильтр произошел из электротехники, где фильтры применяются с целью преобразования электросигналов из одной формы в другую, главным образом, для того чтобы устранить разнообразные частоты в сигнале.

“Фильтры — это частотно-избирательные устройства, которые задерживают или пропускают сигналы, лежащие в определенных полосах частот. Фильтры бывают нескольких видов, наиболее распространёнными являются аналоговые и дискретные фильтры.”

Фильтры можно классифицировать по четырем признакам [5]:

1) Вид входного и выходного сигнала фильтра.

Если эти сигналы аналоговые, то фильтр называется аналоговым, если же сигналы представлены цифровым кодом, то фильтр называется цифровым.

2) Вид частотной характеристики.

По этому признаку фильтры делятся на следующие группы:

- ФНЧ пропускают низкочастотные составляющие спектра и задерживают высокочастотные;
- фильтры верхних частот (ФВЧ) пропускают только высокочастотные составляющие;
- фильтры полосно пропускающие (ФПП) пропускают составляющие сигнала только в определенной полосе частот;
- фильтры полосно-заграждающие (ФПЗ) пропускают все составляющие сигнала, за исключением тех, частоты которых входят в определенную полосу;
- фильтры всепропускающие (ФВП) пропускают все без исключения составляющие сигналы, но изменяют фазовые соотношения между ними.

Графики АЧХ упомянутых видов фильтров показаны на рисунке 2.2.

					ЮУрГУ-12.03.01. 2018. 114/559. ВКР	Лист
						27
Изм.	Лист	№докум.	Подп.	Дата		

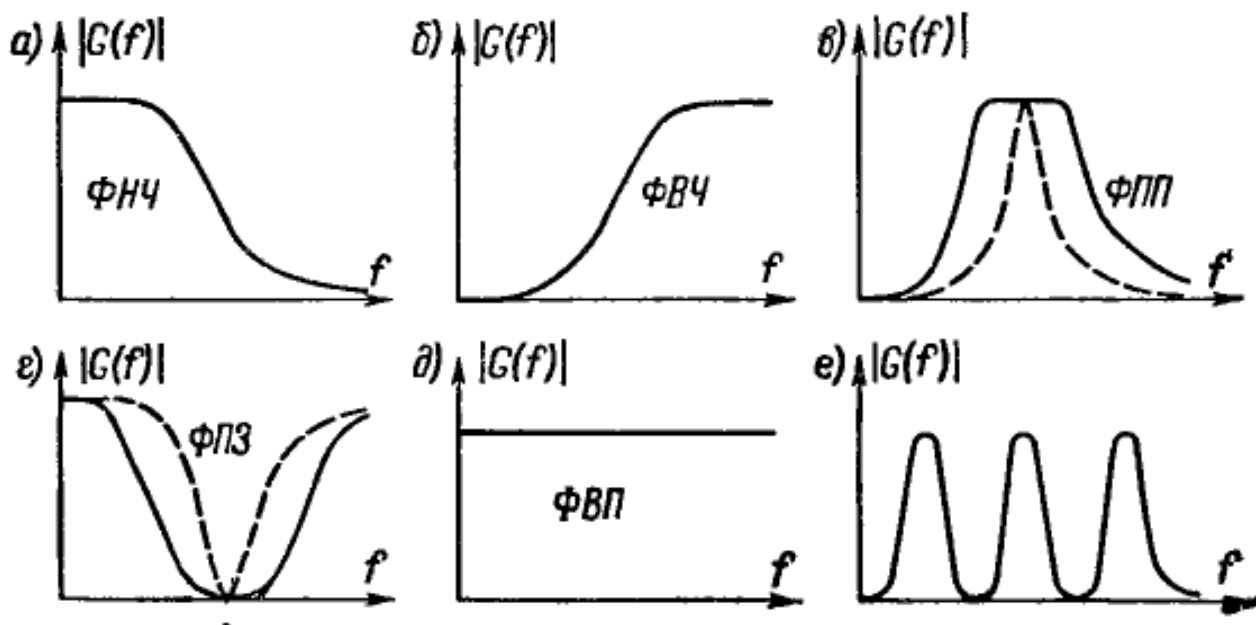


Рисунок 2.2 – АЧХ различных фильтров

Кроме перечисленных, основных по этому признаку, групп, есть и другие разновидности. Например, гребенчатый фильтр – это такой фильтр, который имеет несколько полос пропускания (рисунок 2.2, е).

3) Вид ИХ.

Непрерывный фильтр – это фильтр с непрерывной ИХ, ДФ – это фильтр, ИХ которого представлена набором δ -импульсов. Наконец, импульсный фильтр имеет ИХ, состоящую из последовательности одинаковых по форме импульсов конечной длительности разной амплитуды.

4) Протяженность ИХ.

Если ИХ финитна, то есть ограничена по времени, то такие фильтры называют фильтрами с конечной импульсной характеристикой или коротко КИХ-фильтрами, иначе еще нерекурсивными, трансверсальными. Если ИХ, затухает со временем, но имеет теоретически не ограниченную во времени протяженность, то соответствующий фильтр называют БИХ-фильтром (рекурсивным), то есть фильтром с бесконечной ИХ. На рисунке 2.3 показаны ИХ данных фильтров.

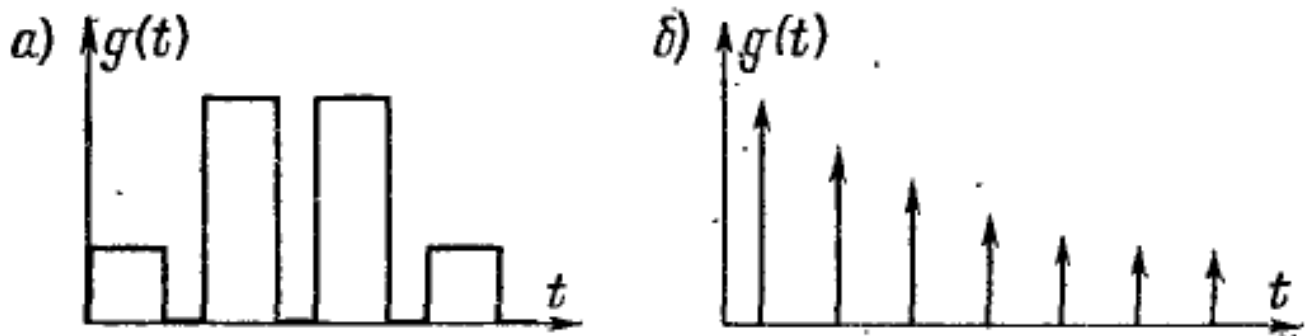


Рисунок 2.3 – ИХ фильтров:
а – КИХ-фильтра; б – БИХ-фильтра

В таблице 2.1 приведем разные факторы, которые должны рассматривать при выборе фильтры.

Таблица 2.1 – Выбор типа фильтра

Фактор	Рекурсивный фильтр	Нерекурсивный фильтр
ФЧХ	Плохо управляется	Может быть линейной
Устойчивость	Могут быть неустойчивыми	Всегда устойчивы
Автоколебания	Могут быть	Отсутствуют
Порядок	Меньше	Больше
Аналоговый прототип	Имеется	Отсутствует

В нашей работе мы будем использовать только КИХ-фильтры (англ. FIR – «finite impulse response»). КИХ-фильтр – это линейный ДФ, основной особенностью которого является ограниченность во времени его ИХ, то есть с определенного момента времени она становится равной нулю. Как правило, большинство КИХ-фильтров выполнено без обратной связи, поэтому практически все КИХ-фильтры – нерекурсивные. Все КИХ-фильтры описываются следующими уравнениями:

$$y(n) = \sum_{k=0}^{N-1} h(k)x(n-k), \quad (2.1)$$

$$H(z) = \sum_{k=0}^{N-1} h(k)z^{-k}, \quad (2.2)$$

где $y(n)$ – выходной сигнал (функция текущего и прошедших значений на входе);

$x(n)$ – входное воздействие;

$h(k)$ – коэффициенты ИХ;

N – длина фильтра (количество коэффициентов фильтра);

$H(z)$ – передаточная характеристика фильтра.

Структурная схема КИХ-фильтров представлена на рисунке 2.4.

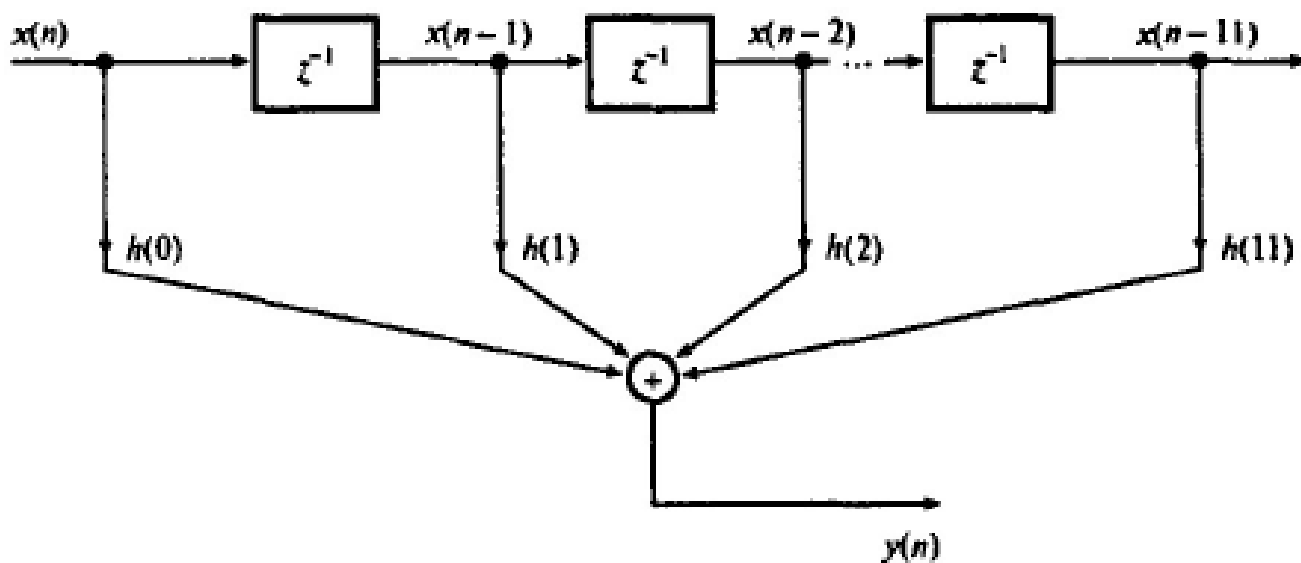


Рисунок 2.4 – Структурная схема нерекурсивного фильтра

Самая важная особенность КИХ-фильтров заключается в возможности получения точной линейной фазовой характеристики (ЛФХ). Сигнал подвергается различным преобразованиям при прохождении через фильтр. В частности, изменяются амплитуда и фаза сигнала в зависимости от частотной

						Лист
					ЮУрГУ-12.03.01. 2018. 114/559. ВКР	30
Изм.	Лист	№докум.	Подп.	Дата		

характеристики фильтра (амплитудной, АЧХ и фазовой, ФЧХ). Для многочастотных сигналов недопустимо, чтобы при прохождении блоков обработки, фаза сигнала искажалась. Причем, если АЧХ в полосе пропускания сделать практически постоянной не составляет труда, то с ФЧХ возникают проблемы. Для оценки искажений фазы удобно ввести понятия фазовой и групповой задержек.

Фазовая задержка – это величина задержки для каждой из частотных компонент сигнала. Определяется как угол сдвига фазы, деленный на частоту. Групповая задержка – это средняя временная задержка всего многочастотного сигнала. Определяется как производная фазы по частоте. Математически фазовая и групповая задержки записываются следующим образом:

$$\tau_{ph} = -\theta(\omega) / \omega, \quad (2.3)$$

$$\tau_p = -d\theta(\omega) / d\omega. \quad (2.4)$$

Из формулы (2.4) для групповой задержки становится, очевидно, условие линейности ФЧХ фильтра. Если ФЧХ – линейна, то групповая задержка после взятия производной равна константе, то есть постоянна для всех частотных компонент. Логично, что фильтр с нелинейной ФЧХ будет вносить искажения в фазу сигнала.

Таким образом, ЛФХ – одна из важнейших особенностей КИХ-фильтров. Остановимся на изучении этого класса фильтров [17].

2.3 Необходимость дискретных фильтров

Важную роль в цифровой обработке сигналов (ЦОС) играют ДФ. Они в отличие от аналоговых фильтров являются более предпочтительными во многих областях (в таких как, сжатие данных, биомедицинская обработка сигналов,

					ЮУрГУ-12.03.01. 2018. 114/559. ВКР	Лист
						31
Изм.	Лист	№докум.	Подп.	Дата		

обработка речи, обработка изображений, передача данных, цифровое аудио, телефонное эхоподавление), так как обладают рядом преимуществ, часть из которых описана ниже [9]:

- ДФ могут иметь характеристики, получить которые на аналоговых фильтрах невозможно, например, действительно ЛФХ.
- Если фильтр построен с использованием программируемого процессора, его частотная характеристика может настраиваться автоматически (поэтому такие процессоры широко применяются в адаптивных фильтрах).
- Один фильтр может обрабатывать несколько входных сигналов или каналов без дублирования аппаратных блоков.
- Как фильтрованные, так и нефильтрованные данные можно сохранить для последующего использования.
- На практике точность, которой можно добиться при использовании аналоговых фильтров, ограничена; например, затухание в полосе подавления нельзя поднять выше 60 – 70 дБ (если использовать стандартные аналоговые компоненты). Точность ДФ ограничена только используемой длиной слова.
- Производительность ДФ одинакова для всех устройств серии.
- ДФ могут использоваться при очень низких частотах, характерных, например, для многих биомедицинских приложений, где применять аналоговые фильтры непрактично. Кроме того, ДФ могут использоваться в большом диапазоне частот, для чего достаточно просто менять частоту дискретизации.

2.4 Ограничение точности дискретных фильтров

ДФ подходят для решения далеко не всех задач фильтрации сигнала. Существует ряд факторов, ограничивающих полосу частот обрабатываемого сигнала.

					ЮУрГУ-12.03.01. 2018. 114/559. ВКР	Лист
						32
Изм.	Лист	№докум.	Подп.	Дата		

Один из главных параметров, ограничивающих работу дискретного электрического фильтра – частота, равная половине значения частоты дискретизации, или частота Найквиста [15].

Согласно теореме Котельникова (в англоязычной литературе – Найквиста-Шеннона), аналоговый сигнал может быть дискретизирован без потерь информации, если частота дискретизации как минимум в два раза превышает наибольшую частоту полезного сигнала, то есть частотный диапазон информативного сигнала не превышает частоту Найквиста. В ином случае при восстановлении непрерывного сигнала возникнут искажения, вызванные наложением низкочастотных и высокочастотных составляющих сигнала.

Поскольку оцифровка сигнала связана с квантованием отсчетов, где каждый отсчет представлен цифровым кодом, при округлении значения сигнала до конечной разрядности возникают ошибки квантования. Конечная разрядность дискретных устройств означает неизбежные потери информации при дискретизации, и повышение разрядности АЦП снижает, но не исключает эти потери. Таким образом, выбор разрядности всегда представляет собой компромисс между необходимой точностью и конечной стоимостью устройства [15].

2.5 КИХ-фильтры с линейной фазово-частотной характеристикой

Для обеспечения линейности ФЧХ необходимо выполнение условия симметрии ИХ (или коэффициентов) фильтра. Проще говоря, КИХ-фильтр с линейной ФЧХ – симметричен. Существует 4 типа фильтров, отличающихся четностью порядка фильтра N и типом симметрии (положительная или отрицательная). Например, для фильтров с отрицательной симметрией можно получить сдвиг фазы на 90° . Такие фильтры используются для проектирования дифференциаторов и преобразования Гильберта. Огибающая ИХ КИХ-фильтра строится по закону $\sim \sin(x)/x$ независимо от типа фильтра (ФНЧ, ФВЧ, полосовой

					ЮУрГУ-12.03.01. 2018. 114/559. ВКР	Лист
						33
Изм.	Лист	№докум.	Подп.	Дата		

фильтр, режекторный фильтр, дифференциатор). Для решения практических задач зачастую не приходится задумываться о том, какого типа фильтр выбран [17].

2.6 Проектирование КИХ-фильтров

Под «расчетом FIR фильтра» в большинстве случаев понимают поиск его коэффициентов по значениям частотной характеристики. Мы не нашли других случаев, когда решалась бы обратная задача за исключением академического интереса.

При создании нового цифрового КИХ-фильтра любой инженер проходит через определенные стадии разработки [17]:

- Спецификация фильтра. Задается тип фильтра (ФНЧ, ФВЧ, полосовой, режекторный), количество коэффициентов N , требуемая частотная характеристика, с допусками на нелинейность в полосе затухания и полосе пропускания и т. д.
- Вычисление коэффициентов. Любыми доступными способами и средствами вычисляются коэффициенты фильтра, удовлетворяющие спецификации из предыдущего пункта.
- Анализ следствий конечной разрядности. На этом этапе оценивается влияние эффектов квантования на коэффициенты фильтра, промежуточные и выходные данные.
- Реализация. На этой стадии происходит разработка фильтра на доступном языке программирования или реализация фильтра путем создания готовых IP-ядер.

2.7 Типы дискретных фильтров

ДФ разделены на два обширных класса: БИХ-фильтры и КИХ-фильтры. Фильтр каждого типа (в стандартной форме) можно представить через

					<i>ЮУрГУ-12.03.01. 2018. 114/559. ВКР</i>	<i>Лист</i>
						34
<i>Изм.</i>	<i>Лист</i>	<i>№докум.</i>	<i>Подп.</i>	<i>Дата</i>		

коэффициенты его импульсной характеристики $h(k)$ ($k = 0, 1, \dots$), как показано на рисунке 2.5.

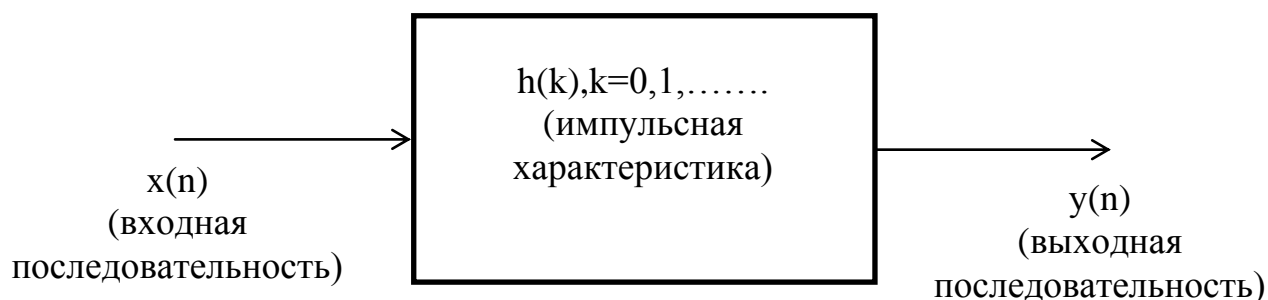


Рисунок 2.5 – Концептуальное представление фильтра

Входной и выходной сигналы фильтра связаны через операцию свертки, данная связь приведена в формуле (2.5) для БИХ-фильтра и в формуле (2.1) для КИХ-фильтра.

$$y(n) = \sum_{k=0}^{\infty} h(k)x(n-k). \quad (2.5)$$

Из данных уравнений понятно, что для БИХ-фильтров ИХ имеет бесконечную длительность, тогда как для КИХ-фильтра она конечна, поскольку $h(k)$ для КИХ-фильтра может принимать всего N значений. На практике вычислить выход БИХ-фильтра с использованием уравнения (2.5) невозможно, поскольку длительность импульсного отклика слишком велика (теоретически – бесконечна). Взамен уравнение БИХ-фильтрации переписывается в рекурсивной форме (2.6):

$$y(n) = \sum_{k=0}^{\infty} h(k)x(n-k) = \sum_{k=0}^N b_k x(n-k) - \sum_{k=1}^M a_k y(n-k), \quad (2.6)$$

где a_k и b_k – коэффициенты фильтра.

					ЮУрГУ – 12.03.01. 2018. 114/559. ВКР	Лист
						35
Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата		

Таким образом, уравнения (2.1) и (2.6) – это разностные уравнения КИХ- и БИХ-фильтров соответственно. Данные уравнения (и в частности значения $h(k)$ для КИХ-фильтра или a_k и b_k для БИХ-фильтра) используются во многих задачах разработки фильтров. Отметим, что в уравнении (2.6) текущая выходная выборка $y(n)$ является функцией предыдущих выходов, а также текущей и предыдущих входных выборок, так что БИХ-фильтр – это в некотором роде система с обратной связью. Сделав этот вывод, стоит внимательнее присмотреться к уравнению для КИХ-фильтра, в котором текущая выходная выборка $y(n)$ зависит только от прошедших и текущего входных значений. Отметим, впрочем, что если положить все b_k равными нулю, уравнение (2.6) сводится к уравнению (2.1).

В уравнениях (2.7, а и б) приведены альтернативные представления (через передаточные функции) КИХ- и БИХ-фильтров соответственно, причем такие описания очень удобны при оценке частотных характеристик фильтров.

$$H(z) = \sum_{k=0}^{N-1} h(k)z^{-k}, \quad (2.7, а)$$

$$H(z) = \frac{\sum_{k=0}^N b_k z^{-k}}{\left(1 + \sum_{k=1}^M a_k z^{-k}\right)}. \quad (2.7, б)$$

Как будет понятно из следующих разделов, факторы, влияющие на выбор из альтернатив, доступных разработчику ДФ на каждом этапе процесса проектирования, значительно зависят от того, к какому классу относится фильтр с конечной или бесконечной импульсной характеристикой. Следовательно, весьма важно различать эти классы, их специфические характеристики и, что еще более важно, понимать, фильтр какого типа выбрать.

					ЮУрГУ-12.03.01. 2018. 114/559. ВКР	Лист
						36
Изм.	Лист	№докум.	Подп.	Дата		

2.8 Сравнение между КИХ- и БИХ-фильтрами

Дискретные БИХ-фильтры, как и аналоговые, не могут иметь идеальные ЛФХ. КИХ-фильтры, в отличие от них, могут быть спроектированы таким образом, чтобы обеспечить ЛФХ. Другие достоинства дискретных КИХ-фильтров – хорошая устойчивость и отсутствие необходимости наличия обратной связи. С другой стороны, физическая реализация схем дискретных КИХ-фильтров обходится дороже, поскольку требует большего объема вычислений, а значит, большего количества дискретных элементов по сравнению с БИХ-схемами [1]. Однако для решения многих задач, возможно использовать только КИХ-фильтры, например, для получения фильтра с линейной фазой, получение многоскоростных фильтров, в которых входной и выходной сигналы дискретизированы на разных скоростях.

2.9 Сравнение аналоговых и дискретных фильтров

1. Скорость прохождения сигнала выше в аналоговых фильтрах, поскольку вычислительная мощность дискретных схем имеет конечное значение, что может затруднять работу в реальном времени.

2. Дискретные системы обладают ограниченной точностью ввиду конечного значения разрядности. Однако, в отличие от аналоговых схем, цифровые устройства не восприимчивы к внешнему шуму.

3. ДФ обладают постоянными во времени характеристиками. Аналоговым устройствам свойственен дрейф параметров компонентов и выходных характеристик всего устройства.

4. Динамический диапазон U_{max}/U_{min} , как правило, значительно больше у аналоговых фильтров.

5. Частотный диапазон для дискретных устройств, в отличие от аналоговых, ограничен частотой, равной половине значения частоты дискретизации (частотой Найквиста).

					<i>ЮУрГУ-12.03.01. 2018. 114/559. ВКР</i>	<i>Лист</i>
						37
<i>Изм.</i>	<i>Лист</i>	<i>№докум.</i>	<i>Подп.</i>	<i>Дата</i>		

6. ДФ низких частот намного более компактны в физической реализации, поскольку аналоговый ФНЧ для нижней части спектра (доли Гц – единицы Гц) будет включать достаточно громоздкие емкостные элементы.

7. Для эффективной и быстрой дискретной обработки сигнала помимо процессора необходимы внешние устройства – АЦП и ЦАП, скорость и точность работы которых значительно влияет на работу всей схемы [1].

2.10 Выводы по второй главе

Были изучены свойства фильтров их плюсы и недостатки и, исходя из проделанной работы по анализу дискретных фильтров, можно сказать, что КИХ-фильтры удовлетворяют нас в большей степени. Так как они являются устойчивыми, из-за отсутствия обратных связей. Также у КИХ-фильтров ЛФХ (отсюда постоянный фазовый сдвиг есть групповая задержка, она является постоянной за счет ЛФХ, что нам и нужно, то есть сохраняется форма сигнала, и он только переносится на постоянную величину), ИХ является конечной, они очень легко проектируются.

					<i>ЮУрГУ-12.03.01. 2018. 114/559. ВКР</i>	<i>Лист</i>
						<i>38</i>
<i>Изм.</i>	<i>Лист</i>	<i>№докум.</i>	<i>Подп.</i>	<i>Дата</i>		

3 РАЗРАБОТКА АЛГОРИТМА АДАПТИВНОГО ПОИСКА ОПТИМАЛЬНЫХ ПАРАМЕТРОВ ФИЛЬТРА

3.1 Постановка задачи

Целью данной главы является разработка алгоритма коррекции динамической погрешности ИП, за счет глубокой математической обработки результатов измерений.

На выход ИП накладываются два шума: случайный и гармонический. Далее зашумленный выходной сигнал проходит через адаптивный фильтр, через фильтр задержки и опять через тот же самый адаптивный фильтр. На выходе системы мы получаем теоретическую оценку, то есть динамическую погрешность, выраженную в значениях СКО.

На рисунке 3.1 приведена разработанная измерительная система оценки динамической погрешности.

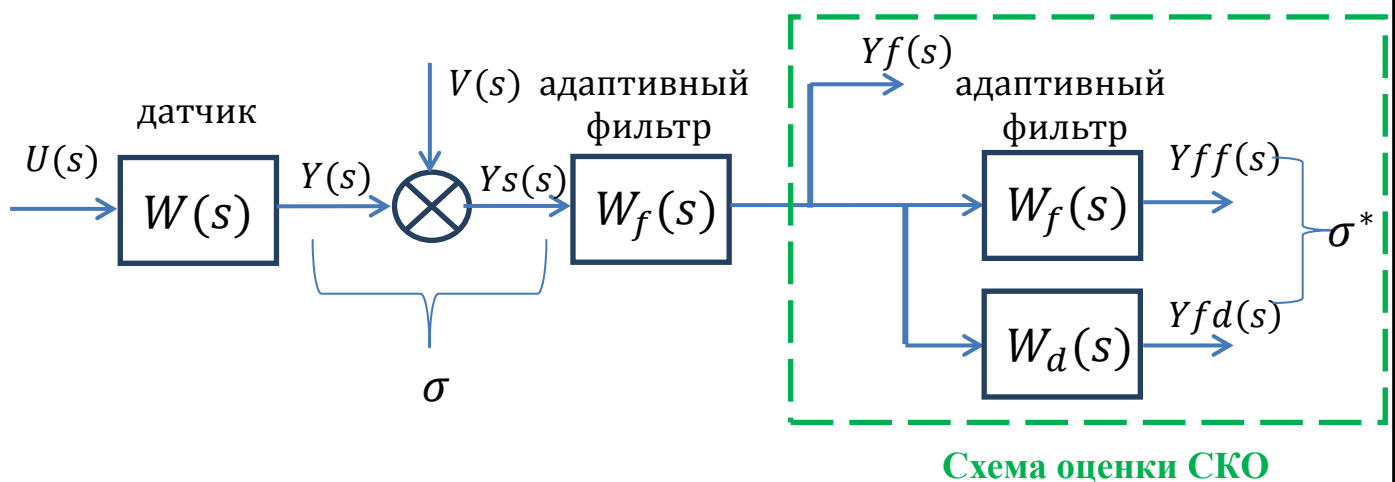


Рисунок 3.1 – измерительная система оценки динамической погрешности

Обобщенная схема измерительной системы была описана во второй главе, опишем вторую часть схемы, которая оценивает динамическую погрешность:

$Y_f(s)$ – отфильтрованный выходной сигнал; $W_f(s)$ – тот же самый адаптивный фильтр; $W_d(s)$ – фильтр, который производит фазовую задержку; $Y_{ff}(s)$ – отфильтрованный выходной сигнал, после использования второго фильтра; $Y_{fd}(s)$ – отфильтрованный выходной сигнал с фазовой задержкой; σ – $(Y - Y_f)$ теоретическая оценка СКО, которая нам не доступна; σ^* – $(Y_{fd} - Y_{ff})$ расчетная оценка СКО, которую мы получили, применив разработанный алгоритм.

Можно сказать, что критерием адаптивной настройки параметров фильтров является минимум оценки СКО погрешности на выходе измерительной системы.

Задачей алгоритма является нахождение приближенной оценки СКО, с помощью которой, можно найти оптимальный порядок адаптивного фильтра по минимальному значению СКО.

Задачи главы:

1. Сформировать алгоритм адаптивного поиска оптимальных параметров фильтра.
2. Фильтрация сигналов.

3.2 Использование программной среды MATLAB

В последние десятилетия нередко встречается тесная взаимосвязь между компьютером и человеком. На сегодняшний день в каждой сфере человека имеется большое изобилие компьютерных средств и их программных обеспечений, которые в разы облегчают жизнь человеку. Одним из таких обеспечений является MATLAB. Система MATLAB (сокращение от англ. MATrix LABoratory – матричная лаборатория) представляет собой высокоуровневый язык интегрированную программную среду, приспособленную для проведения численных расчетов, визуализации результатов, а также компьютерного моделирования и вычислительных исследований, связанных с некоторыми областями математики, к тому же множество инженерных приложений [12].

					ЮУрГУ-12.03.01. 2018. 114/559. ВКР	Лист
						40
Изм.	Лист	№докум.	Подп.	Дата		

MATLAB – это высокоуровневый язык и интерактивная среда для программирования, численных расчетов и визуализации результатов.

С помощью среды MATLAB можно осуществлять анализ данных, моделировать алгоритмы и разрабатывать приложения

MATLAB широко применяется в задачах:

- обработки сигналов;
- обработки различных изображений и видео;
- систем управления;
- автоматизация различных измерений;
- финансового дела;
- органики.

MATLAB сильно упрощает работу человека, позволяет быстро и качественно произвести необходимый анализ и расчёты. Многие учёные, студенты используют эту среду для своих локальных задач, поскольку этим приложением не сложно пользоваться.

3.3 Понятие адаптивного фильтра

Адаптивный фильтр – это инструмент, способный к самообучению для достижения заданного уровня соответствия выходных данных реальному положению вещей.

Адаптивный фильтр – это фильтр с перестраиваемыми весовыми коэффициентами. Адаптивные фильтры на данный момент применяются во многих радиотехнических системах и ИИС. Когда условия фильтрации переменны, фильтры с постоянными параметрами не справляются с поставленной задачей обработки сигнала. В этих случаях применяют адаптивные фильтры, параметры которых подстраиваются под условия фильтрации.

Под адаптивностью понимается возможность реагировать на изменения входных данных в режиме реального времени для достижения более высокой

					ЮУрГУ-12.03.01. 2018. 114/559. ВКР	Лист
						41
Изм.	Лист	№докум.	Подп.	Дата		

производительности. На практике, адаптивные алгоритмы реализуются двумя классическими методами – методом градиента и наименьших квадратов (LMS и RLS). Подобный фильтр может быть использован для широкого спектра задач – фильтрации, спектрального анализа или поиска сигналов и так далее [7].

Достоинства:

- автоматическая подстройка коэффициентов фильтра;
- с помощью такой системы фильтров можно исключить все возможные помехи и шумы из полезного сигнала;
- системы такого типа принимают во внимание статистические характеристики сигнала и шума.

3.4 Алгоритм коррекции динамической погрешности

В данном разделе подробно остановимся на описании алгоритма коррекции динамической погрешности. Ниже, на рисунке 3.2, представлен алгоритм работы программы в виде блок-схемы, которая написана в программной среде MATLAB, где `windowSize` – порядок фильтра.

					<i>ЮУрГУ-12.03.01. 2018. 114/559. ВКР</i>	<i>Лист</i>
						42
<i>Изм.</i>	<i>Лист</i>	<i>№докум.</i>	<i>Подп.</i>	<i>Дата</i>		

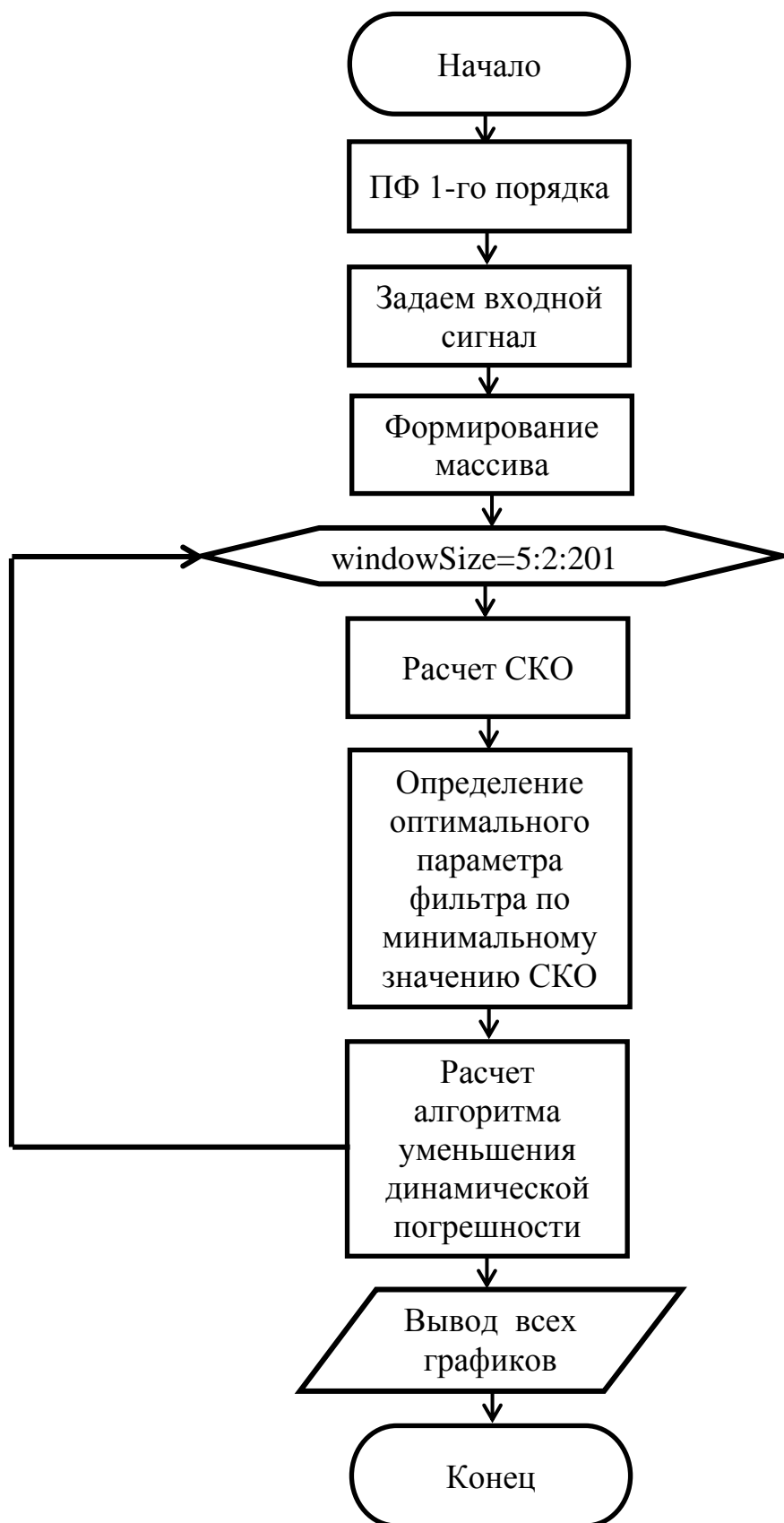


Рисунок 3.2 – Блок-схема работы программы

					ЮУрГУ-12.03.01. 2018. 114/559. ВКР	Лист
						43
Изм.	Лист	№докум.	Подп.	Дата		

Согласно теории автоматического управления (ТАУ), общий вид ПФ системы показан в выражении (3.1):

$$W_{III}(s) = \left[\frac{b_m s^m + b_{m-1} s^{m-1} + \dots + b_0}{1 + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_0} \right]. \quad (3.1)$$

Условие, при котором будет выполняться устойчивость системы показано в формуле (3.2):

$$m \leq n, \quad (3.2)$$

где m – порядок числителя;

n – порядок знаменателя.

Согласно данной формуле, для устойчивости системы необходимо чтобы порядок числителя был больше, либо равен знаменателю.

3.5 Расчет СКО

В среде MATLAB несмещенная и смещенная оценки СКО вычисляются соответственно с помощью функций (3.3) и (3.4):

$$std(x), \quad (3.3)$$

$$std(x,1). \quad (3.4)$$

где x – это исходная последовательность длины N .

Несмещенная оценка СКО σ вычисляется по формуле (3.5):

					ЮУрГУ-12.03.01. 2018. 114/559. ВКР	Лист
						44
Изм.	Лист	№докум.	Подп.	Дата		

$$\sigma = \sqrt{\frac{1}{N-1} \sum_{k=0}^N (x_i - \bar{x})^2}, \quad (3.5)$$

а смещенная – по формуле (3.6):

$$\sigma = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{k=0}^N (x_i - \bar{x})^2}. \quad (3.6)$$

По результатам третьей был разработан алгоритм коррекции динамической погрешности и реализован в среде MATLAB в виде кода.

3.6 Критерий минимума СКО

Динамическая погрешность определяться двумя составляющими:

- Инерционностью ИП, к которой относится амплитуда и фаза сигнала.
- Аддитивными шумами, которые накладываются на выходной сигнал ИП.

Мы рассматриваем случай, когда у нас датчик малоинерционный, поэтому первая составляющая нас мало интересует. Можно сказать, что вся динамическая погрешность будет определяться второй составляющей, а именно аддитивными шумами.

График зависимостей СКО от порядка фильтра представлен на рисунке 3.3.

					ЮУрГУ-12.03.01. 2018. 114/559. ВКР	Лист
						45
Изм.	Лист	№докум.	Подп.	Дата		

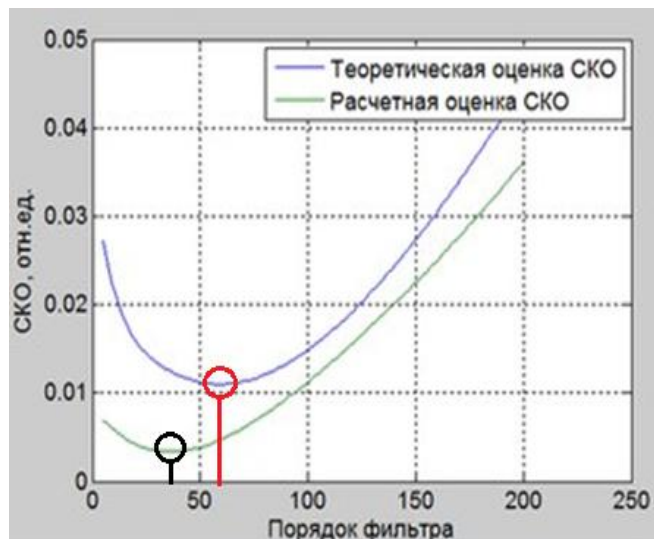


Рисунок 3.3 – Графики СКО

Теоретическая оценка СКО на практике неизвестна. Поэтому мы рассчитываем расчетную оценку СКО для нахождения оптимального порядка фильтра. По рисунку 3.3 видно, что расчетная оценка СКО близка к теоретической оценке СКО.

3.7 Непрерывная модель

Линейное звено первого порядка называется аperiodическим или инерционным звеном, является наиболее распространённым в системах. Описывается дифференциальным уравнением первого порядка, формула (3.7):

$$T \frac{dx_2}{dt} + x_2 = Kx_1, \quad (3.7)$$

где K – коэффициент усиление звена;

T – постоянная времени, характеризующая инерционность звена, то есть чем больше постоянная времени, тем дольше длится переходный процесс.

Запишем ПФ линейного звена первого порядка, формула (3.8):

						Лист
					ЮУрГУ-12.03.01. 2018. 114/559. ВКР	46
Изм.	Лист	№докум.	Подп.	Дата		

$$W(s) = \frac{K}{T * s + 1}, \quad (3.8)$$

где s – комплексная переменная.

3.8 Фильтрация сигналов

В этом разделе мы построим нерекурсивный фильтр на основе функций дискретной фильтрации, которое предоставляет нам MATLAB, то есть мы воспользуемся готовыми фильтрами [6].

Функция *filter* позволяет реализовать линейную дискретную фильтрацию, которая относится к технологиям обработки произвольных данных и является встроенной в ядро MATLAB.

$$F = filter(b, a, Yf), \quad (3.9)$$

где b, a – коэффициенты ПФ;

Ys – выходной зашумленный сигнал, который необходимо отфильтровать

Первым методом расчета коэффициентов линии задержки будем использовать функцию *rectwin*, формула (3.10), которая также называется прямоугольное окно, ниже мы наглядно в этом убедимся.

$$b = rectwin(windowSize), \quad (3.10)$$

где $windowSize = 23$ – порядок фильтра.

Листинг программы написанной в среде MATLAB представлен в ПРИЛОЖЕНИИ А.

					ЮУрГУ-12.03.01. 2018. 114/559. ВКР	Лист
						47
Изм.	Лист	№докум.	Подп.	Дата		

На вход ИП подан синусоидальный сигнал с частотой 0,2 Гц, к выходному сигналу ИП наложен случайный шум с амплитудой в 5% от амплитуды входного сигнала.

Отфильтрованный сигнал представлен на рисунке 3.4.

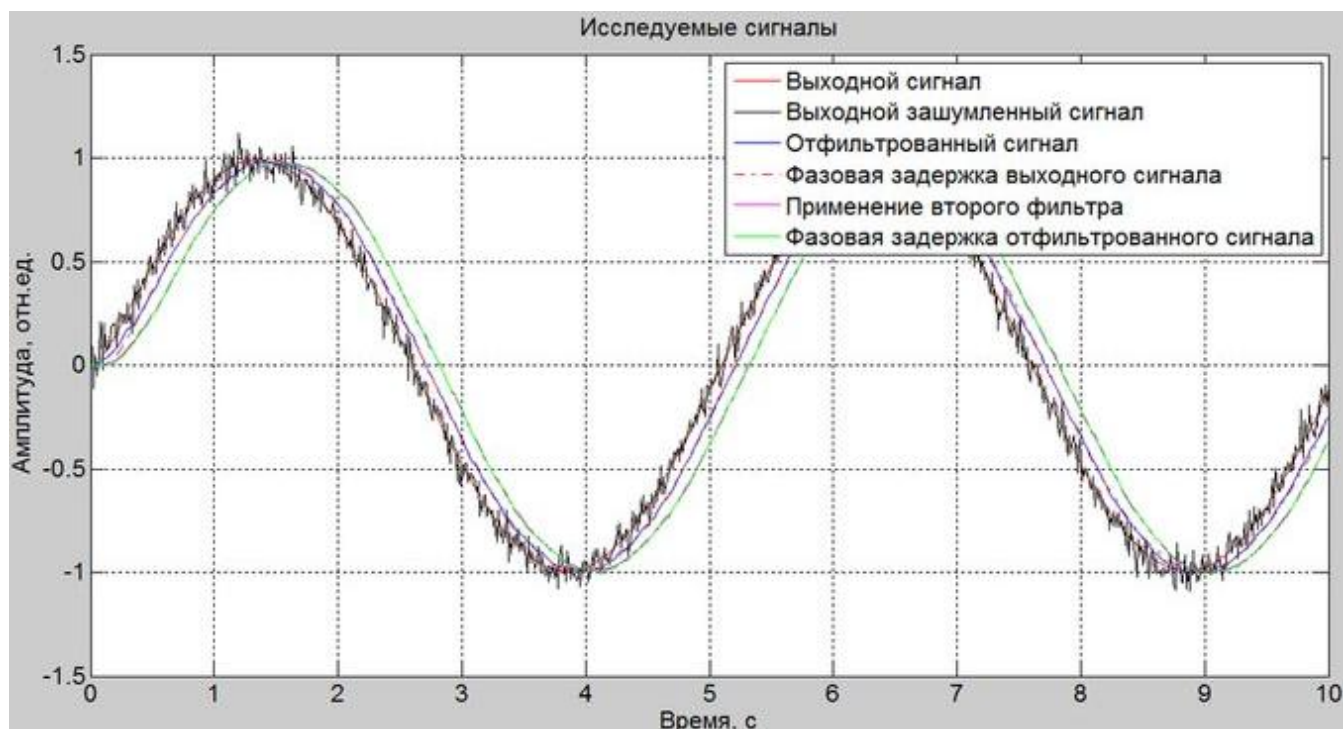


Рисунок 3.4 – Отфильтрованный сигнал с помощью прямоугольного окна

На рисунке 3.5, представлен график коэффициентов линии задержки нерекурсивного фильтра. На графике наглядно видно, что коэффициенты являются одинаковыми и имеют значение равно 0.0435, такую форму графика устанавливает сама функция *rectwin*.

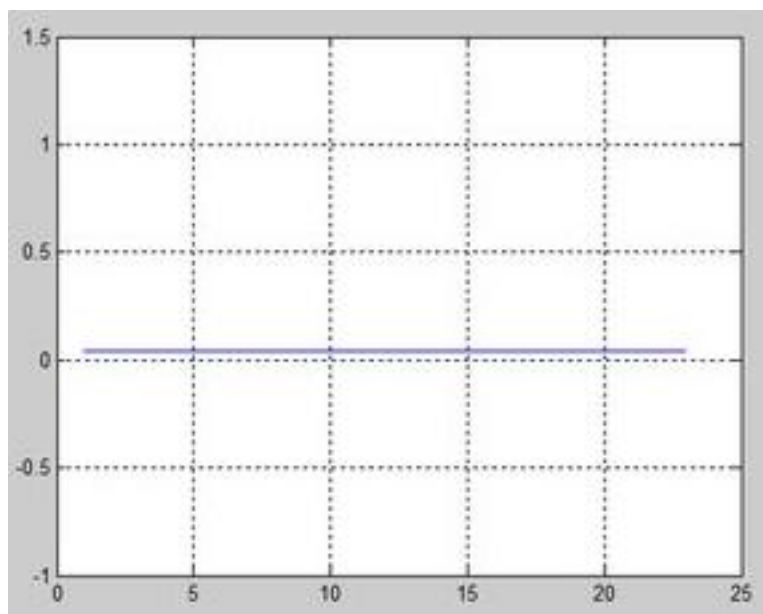


Рисунок 3.5 – Коэффициенты линии задержки прямоугольного окна

Вторым методом расчета коэффициентов линии задержки будем использовать функцию *triang*, формула (3.11), которая также называется треугольное окно.

$$b = \text{triang}(\text{windowSize}), \quad (3.11)$$

где $\text{windowSize} = 25$ – порядок фильтра.

Листинг программы написанной в среде MATLAB представлен в ПРИЛОЖЕНИИ Б.

На вход ИП подан синусоидальный сигнал с частотой 0,2 Гц, к выходному сигналу ИП наложен случайный шум с амплитудой в 5% от амплитуды входного сигнала.

Отфильтрованный сигнал представлен на рисунке 3.6.

					ЮУрГУ-12.03.01. 2018. 114/559. ВКР	Лист
						49
Изм.	Лист	№докум.	Подп.	Дата		

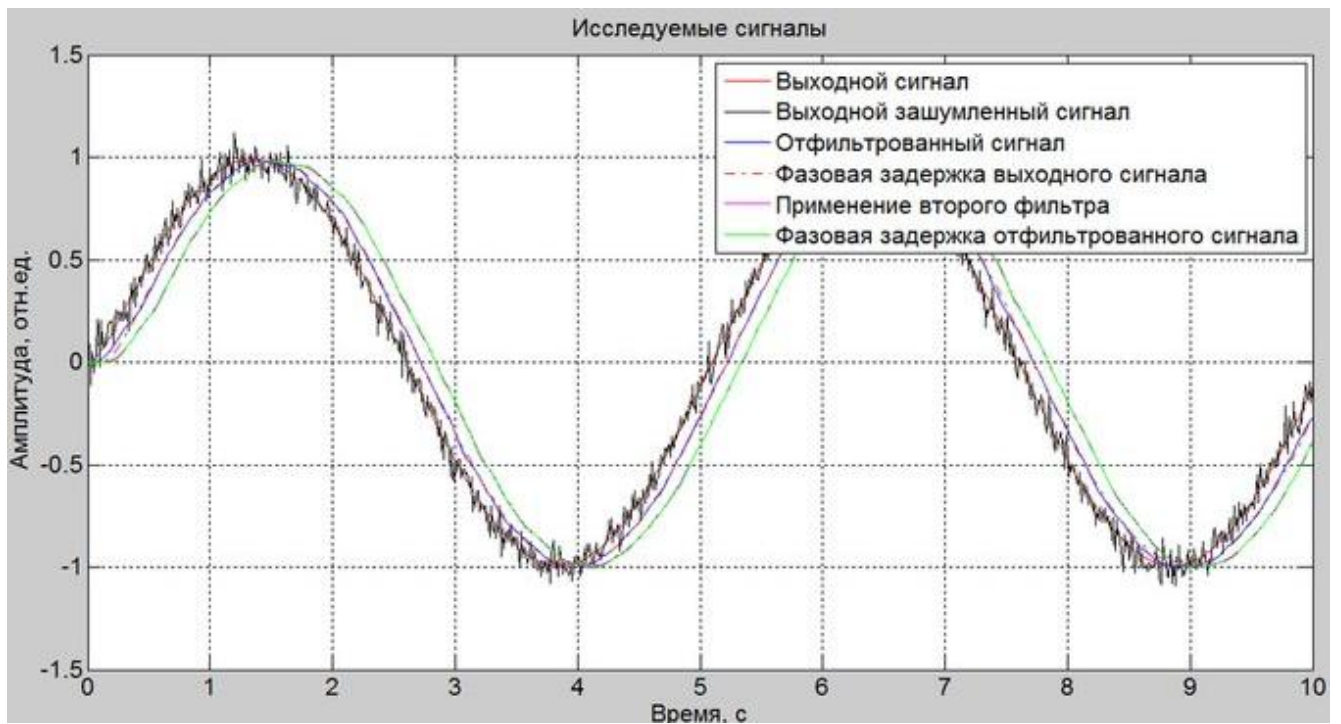


Рисунок 3.6 – Отфильтрованный сигнал с помощью треугольного окна

На рисунке 3.7, представлен график коэффициентов линии задержки нерекурсивного фильтра.

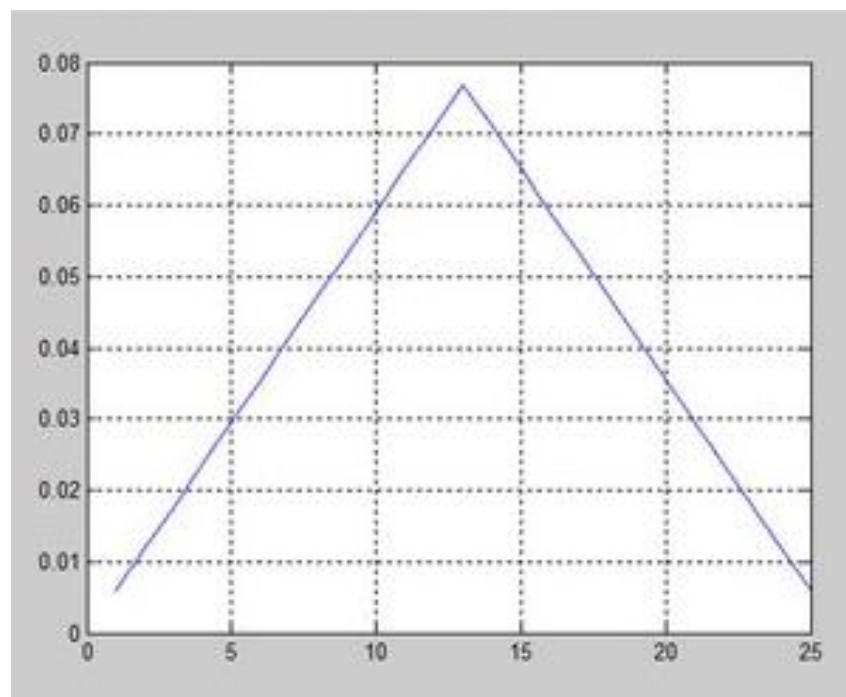


Рисунок 3.7 – Коэффициенты линии задержки треугольного окна

Третьим методом расчета коэффициентов линии задержки будем использовать функцию *chebwin*, формула (3.12), которая также называется окно Чебышева, обладает боковыми лепестками фиксированного уровня и рассчитывается путем обратного преобразования Фурье частотной характеристики окна.

$$b = \text{chebwin}(\text{windowSize}), \quad (3.12)$$

где $\text{windowSize} = 37$ – порядок фильтра.

Листинг программы написанной в среде MATLAB представлен в ПРИЛОЖЕНИИ В.

На вход ИП подан синусоидальный сигнал с частотой 0,2 Гц, к выходному сигналу ИП наложен случайный шум с амплитудой в 5% от амплитуды входного сигнала

Отфильтрованный сигнал представлен на рисунке 3.8.

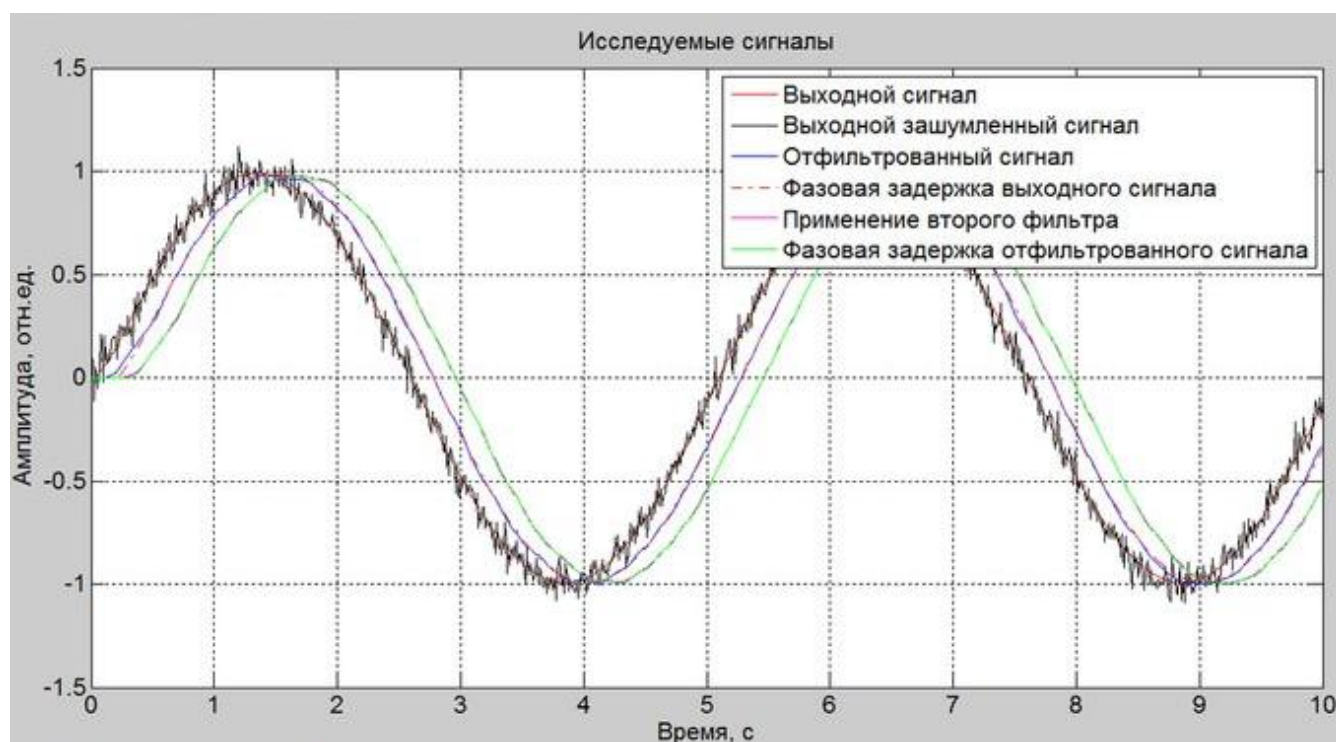


Рисунок 3.8 – Отфильтрованный сигнал с помощью окна Чебышева

На рисунке 3.9, представлен график коэффициентов линии задержки нерекурсивного фильтра.

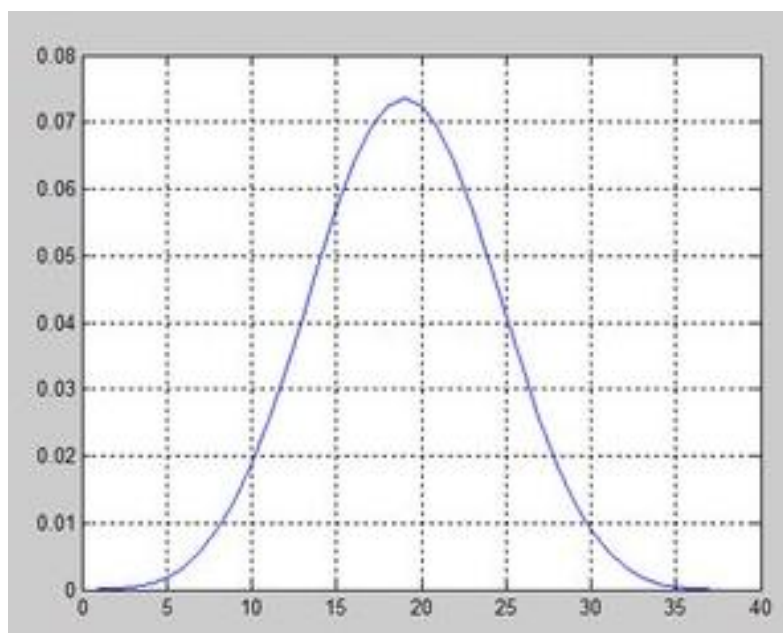


Рисунок 3.9 – Коэффициенты линии задержки окна Чебышева

3.9 Выводы по главе

В ходе работы в данной главе нам удалось успешно решить поставленные задачи, а именно:

1. Мы сформировали модель адаптивного поиска параметров фильтра.
2. Мы произвели фильтрацию сигналов.

					ЮУрГУ-12.03.01. 2018. 114/559. ВКР	Лист
						52
Изм.	Лист	№докум.	Подп.	Дата		

4 МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ СИСТЕМЫ

4.1 Постановка задачи

Целью данной главы является проверка и подтверждение найденного решения по уменьшению погрешности измерений при адаптивной фильтрации выходного сигнала ИП, с использованием трех входных сигналов различного вида на входе ИП:

- синусоидальный;
- функция Хевисайда;
- импульсный.

То есть, на основе трех входных сигналов, мы проверим работу нашей измерительной системы, для того чтобы подтвердить точность работы.

Для того чтобы наглядно показать работу моделирования системы были выбраны 3 нерекурсивных фильтра на основе функций дискретной фильтрации, которое предоставляет нам MATLAB, то есть мы воспользуемся готовыми фильтрами:

- прямоугольное окно;
- треугольное окно;
- окно Чебышева.

Также на выходе ИП мы будем накладывать два вида шума:

- случайный;
- гармонический.

Зачастую при использовании на практике ИП заранее нельзя установить точный вид входного сигнала, поэтому применение случайного сигнала, гарантирует работоспособность нашей измерительной системы с любым входным сигналом.

					ЮУрГУ-12.03.01. 2018. 114/559. ВКР	Лист
						53
Изм.	Лист	№докум.	Подп.	Дата		

4.2 Прямоугольное окно

4.2.1 Проверка работы измерительной системы на основе синусоидального сигнала на входе ИП

Рассмотрим работу нашей измерительной системы на основе синусоидального сигнала на входе ИП двумя способами:

- 1) На выходе ИП наложен случайный шум.
- 2) На выходе ИП наложен гармонический шум.

1) На рисунке 4.1 представлен результат работы измерительной системы. На вход которой был подан синусоидальный сигнал с частотой $f=0,2$ Гц, то есть период $T=5$ с.

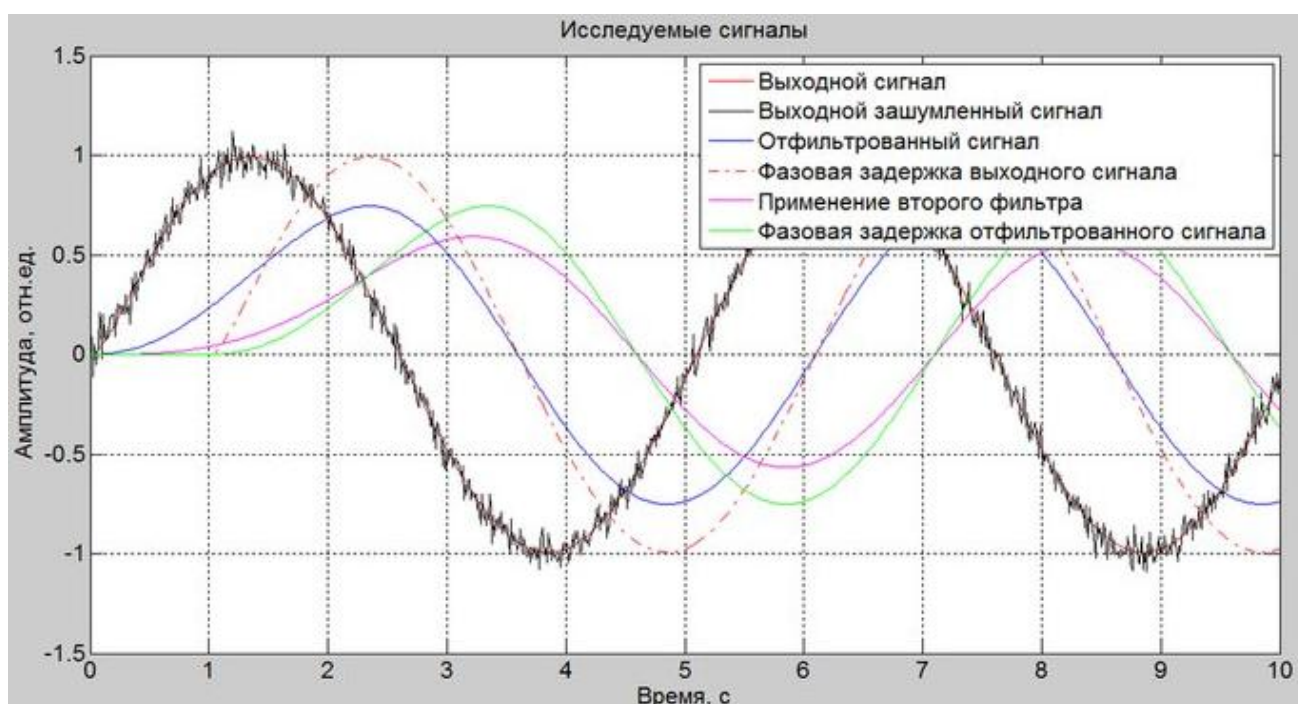


Рисунок 4.1 – Работа системы на основе синусоидального сигнала со случайным шумом

Как видно из рисунка 4.1 сигнал отфильтрован не полностью, так как амплитуда полезного сигнала уменьшилась. Для оптимальной фильтрации

необходимо подобрать оптимальный порядок фильтра, который будет с большей точностью фильтровать выходной сигнал.

Приведем на рисунке 4.2 график теоретической оценки СКО и расчетной оценки СКО.

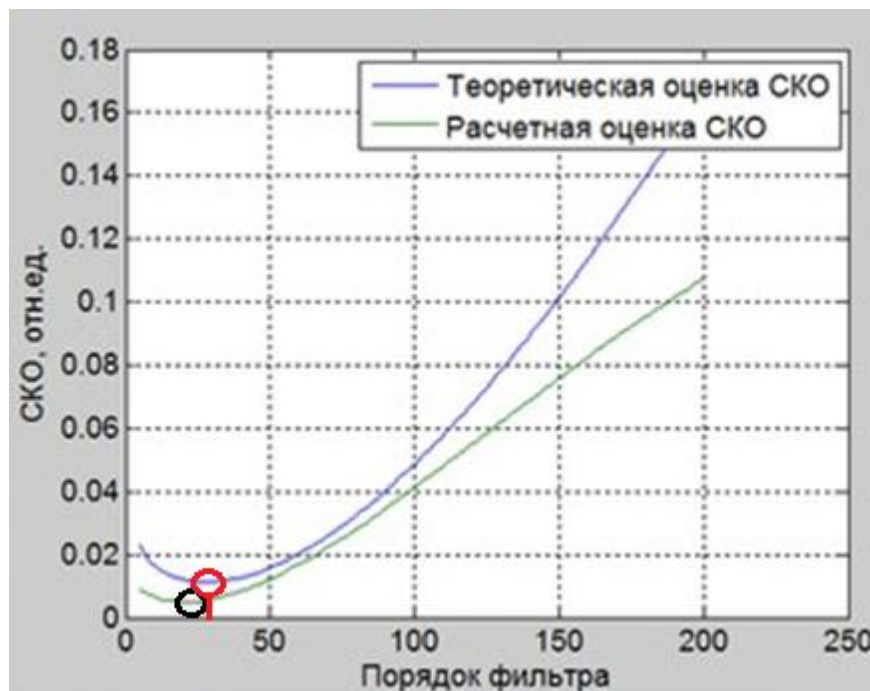


Рисунок 4.2 – Графики СКО

По рисунку 4.2 видно, что наименьшее значение СКО приобретает на интервале от 11 до 37.

Приведем значения теоретической оценки СКО и расчетной оценки СКО в таблице 4.1.

Таблица 4.1 – Динамическая погрешность, выраженная в значения СКО

Порядок фильтра	Теоретическая оценка	Расчетная оценка
11	0,0155	0,0063
13	0,0144	0,0057
15	0,0136	0,0055
17	0,0129	0,0053

Продолжение таблицы 4.1

19	0,0124	0,0051
21	0,0120	0,0049
23	0,0117	0,0049
25	0,0116	0,0050
27	0,0117	0,0053
29	0,0115	0,0056
31	0,0115	0,0060
33	0,0117	0,0064
35	0,0119	0,0069
37	0,0122	0,0074

По результатам Таблицы 4.1 видно, что самый оптимальный порядок фильтра 23.

Приведем на рисунке 4.3 отфильтрованный сигнал с оптимальным порядком фильтра.

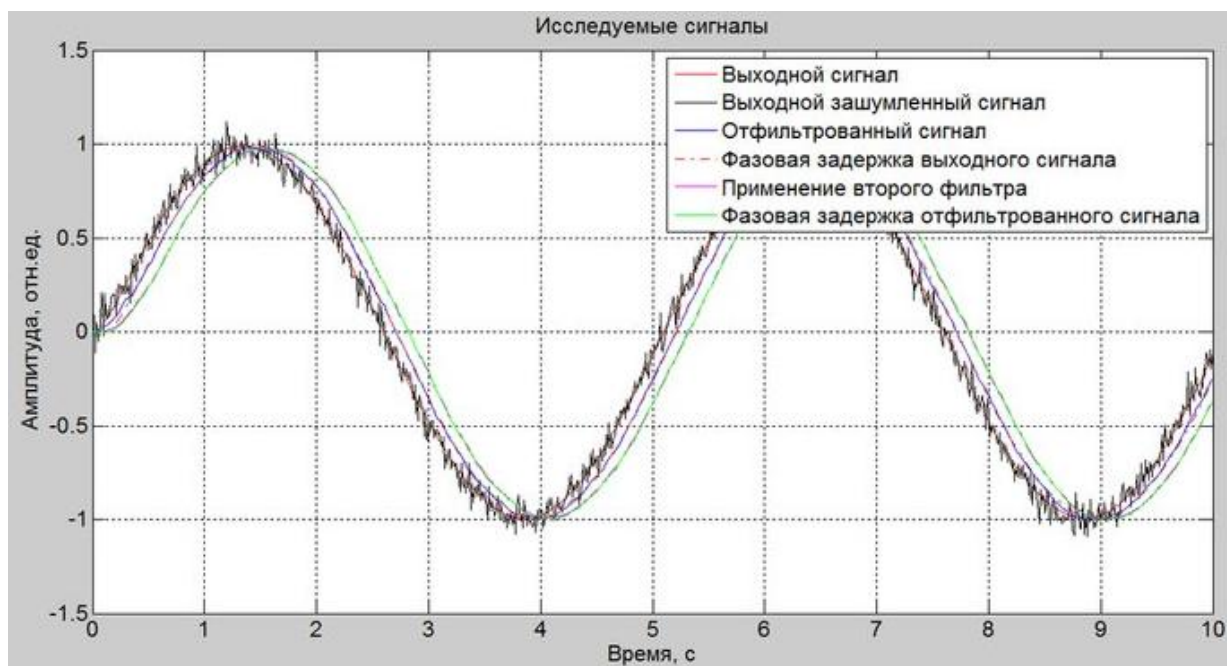


Рисунок 4.3 – Отфильтрованный сигнал с оптимальным порядком фильтра

Далее, в программной среде MATLAB, по формуле (4.1), можно вычислить среднеквадратическое отклонение (СКО) между сигналами Y_f и Y , а затем вычислить СКО между сигналами Y_{ff} и Y_{fd} , а далее сравнить полученные результаты.

$$\sigma = std(X) \quad (4.1)$$

где X – это разность между сигналами.

С помощью формулы (4.2) значение σ помножим на 100%, получим значение СКО в процентах по отношению к сигналам:

$$\sigma * 100\% \quad (4.2)$$

Вычислим СКО между сигналами Y_f и Y по формуле (4.1):

$$\sigma_1 = std(Y_f - Y) = 0,0115 * 100\% = 1,15\%$$

Вычислим СКО между сигналами Y_{ff} и Y_{fd} по формуле (4.1):

$$\sigma_2 = std(Y_{ff} - Y_{fd}) = 0,0049 * 100\% = 0,49\%$$

Сравним данные значения СКО:

$$\frac{\sigma_1}{\sigma_2} = \frac{0,0115}{0,0049} = 2,3$$

					ЮУрГУ-12.03.01. 2018. 114/559. ВКР	Лист
						57
Изм.	Лист	№докум.	Подп.	Дата		

Из полученного значения делаем вывод о том, что СКО уменьшилось более чем в 2 раза, это говорит о том, что мы достигли решения поставленной цели выпускной квалификационной работы.

2) На рисунке 4.4 представлен результат работы исследуемой системы. На вход которой был подан синусоидальный сигнал с частотой $f=0,2$ Гц, то есть период $T=5$ с.

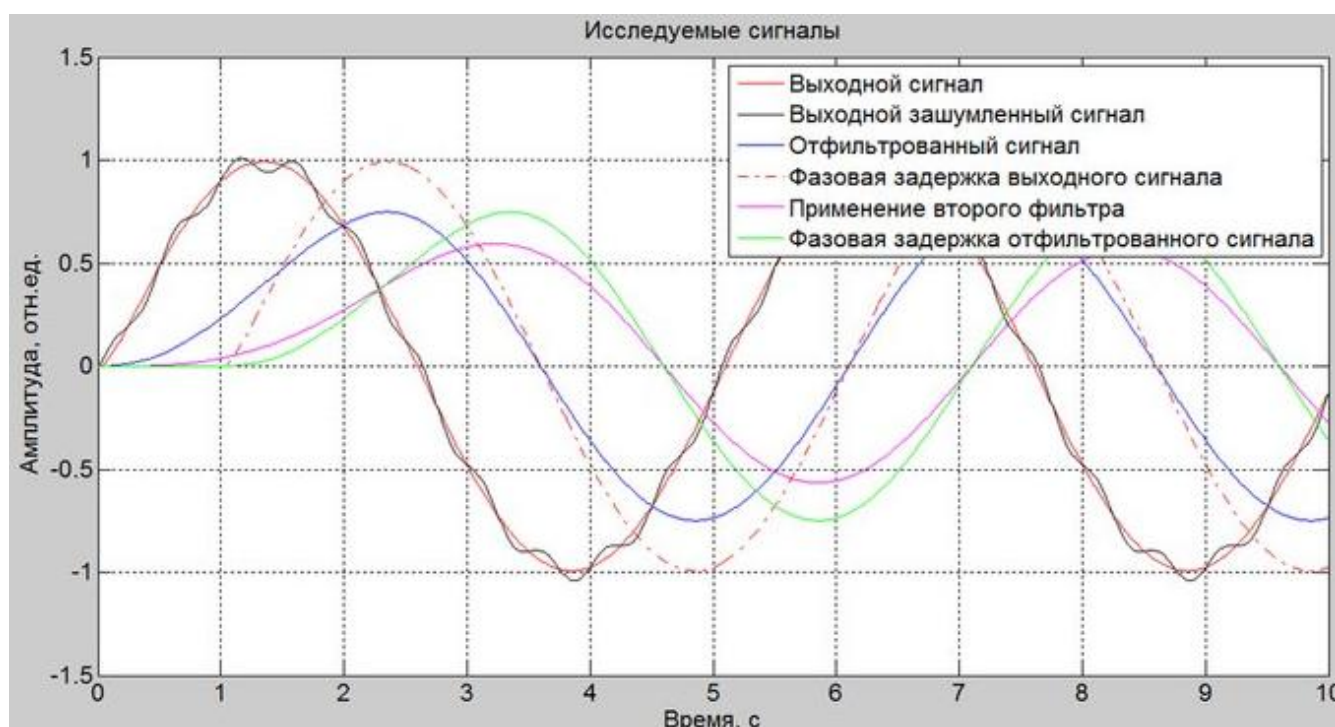


Рисунок 4.4 – Работа системы на основе синусоидального сигнала с гармоническим шумом

Как видно из рисунка 4.4 сигнал отфильтрован не полностью, так как амплитуда полезного сигнала уменьшилась. Для оптимальной фильтрации необходимо подобрать оптимальный порядок фильтра, который будет с большей точностью фильтровать выходной сигнал.

Приведем на рисунке 4.5 график теоретической оценки СКО и расчетной оценки СКО.

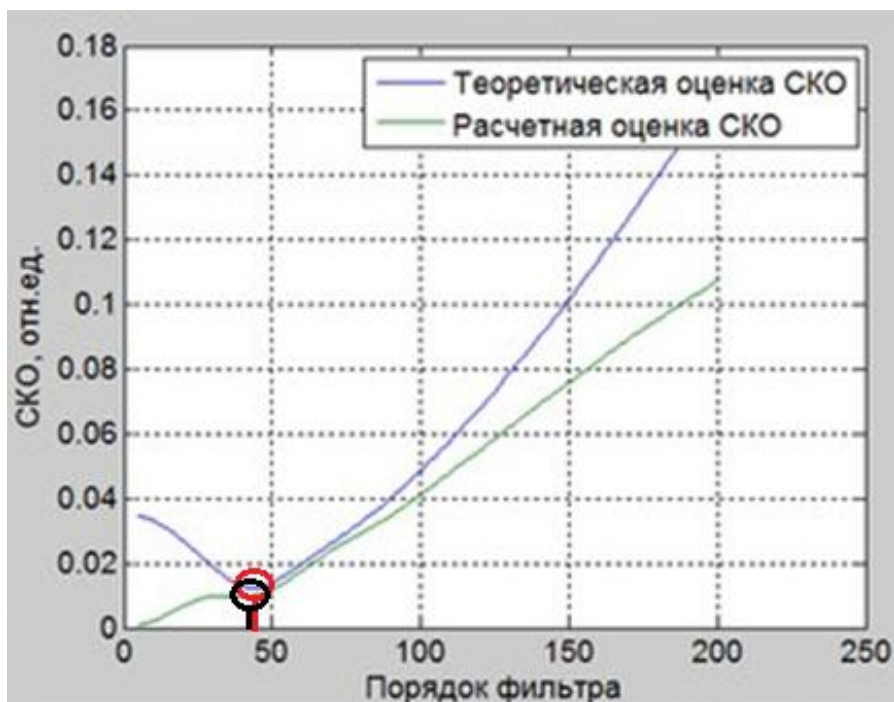


Рисунок 4.5 – Графики СКО

По рисунку 4.5 видно, что наименьшее значение СКО приобретает на интервале от 35 до 51.

Приведем значения теоретической оценки СКО и расчетной оценки СКО в таблице 4.2.

Таблица 4.2 – Динамическая погрешность, выраженная в значения СКО

Порядок фильтра	Теоретическая оценка	Расчетная оценка
35	0,0153	0,0100
37	0,0141	0,0099
39	0,0132	0,0099
41	0,0126	0,0099
43	0,0124	0,0100
45	0,0125	0,0103
47	0,0129	0,0108
49	0,0136	0,0115
51	0,0145	0,0124

По результатам Таблицы 4.2 видно, что самый оптимальный порядок фильтра 39.

Приведем на рисунке 4.6 отфильтрованный сигнал с оптимальным порядком фильтра.

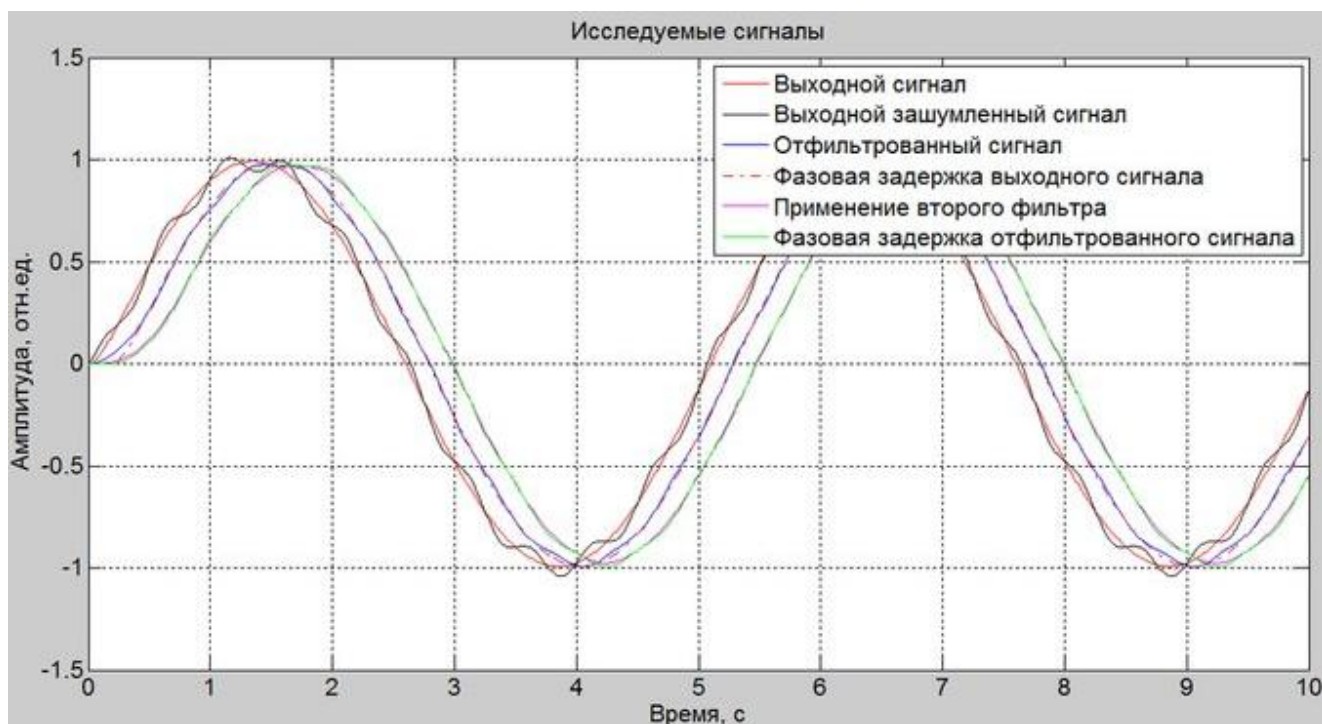


Рисунок 4.6 – Отфильтрованный сигнал с оптимальным порядком фильтра

Вычислим СКО между сигналами Y_f и Y по формуле (4.1):

$$\sigma_1 = std(Y_f - Y) = 0,0124 * 100\% = 1,24\%$$

Вычислим СКО между сигналами Y_{ff} и Y_{fd} по формуле (4.1):

$$\sigma_2 = std(Y_{ff} - Y_{fd}) = 0,0099 * 100\% = 0,99\%$$

Сравним данные значения СКО:

					ЮУрГУ-12.03.01. 2018. 114/559. ВКР	Лист
						60
Изм.	Лист	№докум.	Подп.	Дата		

$$\frac{\sigma_1}{\sigma_2} = \frac{0,0124}{0,0099} = 1,25$$

Из полученного значения делаем вывод о том, что СКО уменьшилось в 1,25 раз, это говорит о том, что мы достигли решения поставленной цели выпускной квалификационной работы.

Аналогично данному пункту рассмотрим нашу измерительную систему на основе функции Хевисайда на входе ИП, а также и на основе импульсного сигнала на входе ИП.

4.2.2 Проверка работы измерительной системы на основе функции Хевисайда на входе ИП

1) На рисунке 4.7 представлен результат работы измерительной системы. На вход, которой была подана функция Хевисайда.

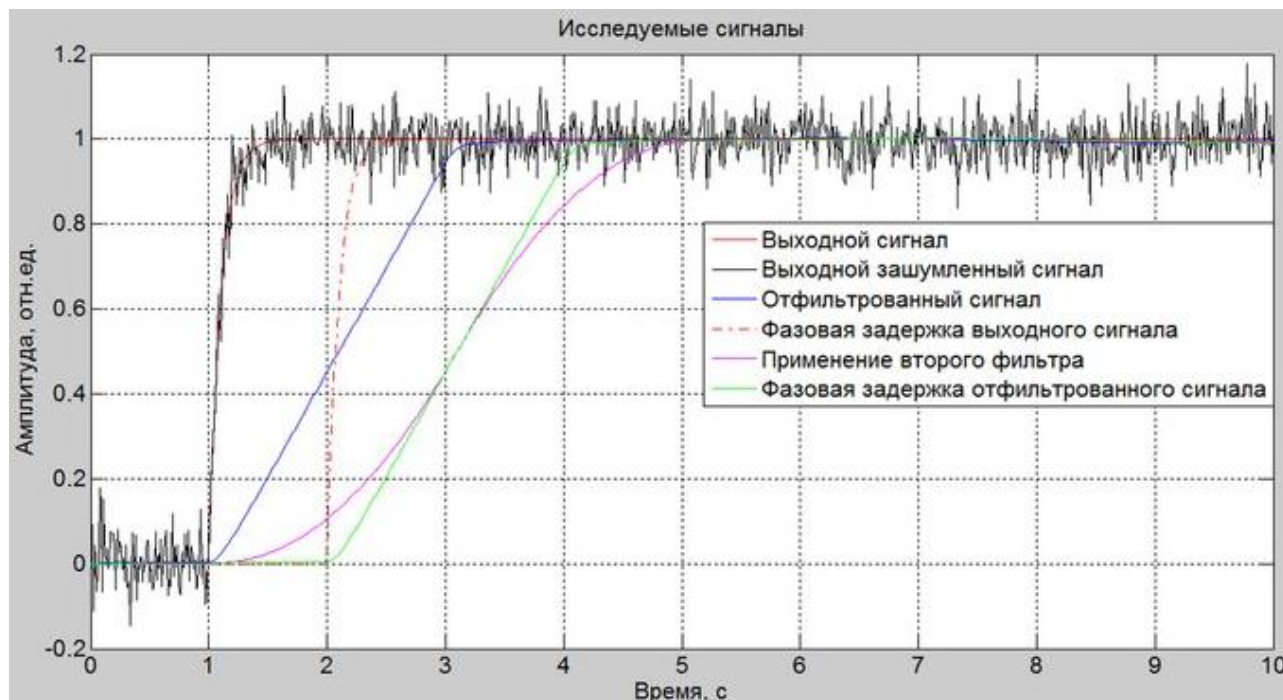


Рисунок 4.7 – Работа системы на основе функции Хевисайда со случайным шумом

					ЮУрГУ-12.03.01. 2018. 114/559. ВКР	Лист
						61
Изм.	Лист	№докум.	Подп.	Дата		

Как видно из рисунка 4.7 сигнал отфильтрован не полностью. Для оптимальной фильтрации необходимо подобрать оптимальный порядок фильтра, который будет с большей точностью фильтровать выходной сигнал.

Приведем на рисунке 4.8 график теоретической оценки СКО и расчетной оценки СКО.

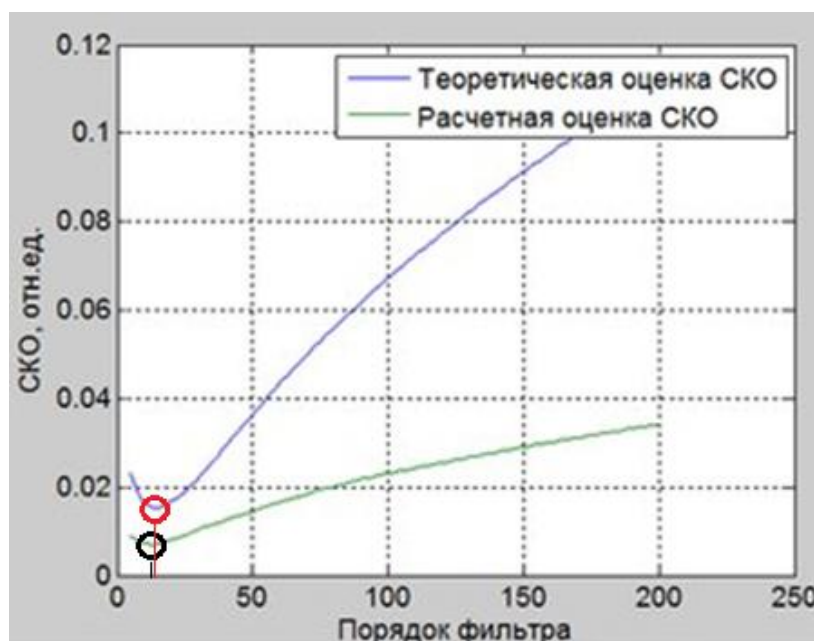


Рисунок 4.8 – Графики СКО

По рисунку 4.8 видно, что наименьшее значение СКО приобретает на интервале от 5 до 21.

Приведем значения теоретической оценки СКО и расчетной оценки СКО в таблице 4.3.

Таблица 4.3 – Динамическая погрешность, выраженная в значениях СКО

Порядок фильтра	Теоретическая оценка	Расчетная оценка
5	0,0231	0,0089
7	0,0194	0,0079
9	0,0172	0,0076
11	0,0159	0,0071

Продолжение таблицы 4.3

13	0,0154	0,0070
15	0,0154	0,0073
17	0,0157	0,0076
19	0,0165	0,0079
21	0,0169	0,0083

По результатам Таблицы 4.3 видно, что самый оптимальный порядок фильтра 13.

Приведем на рисунке 4.9 отфильтрованный сигнал с оптимальным порядком фильтра.

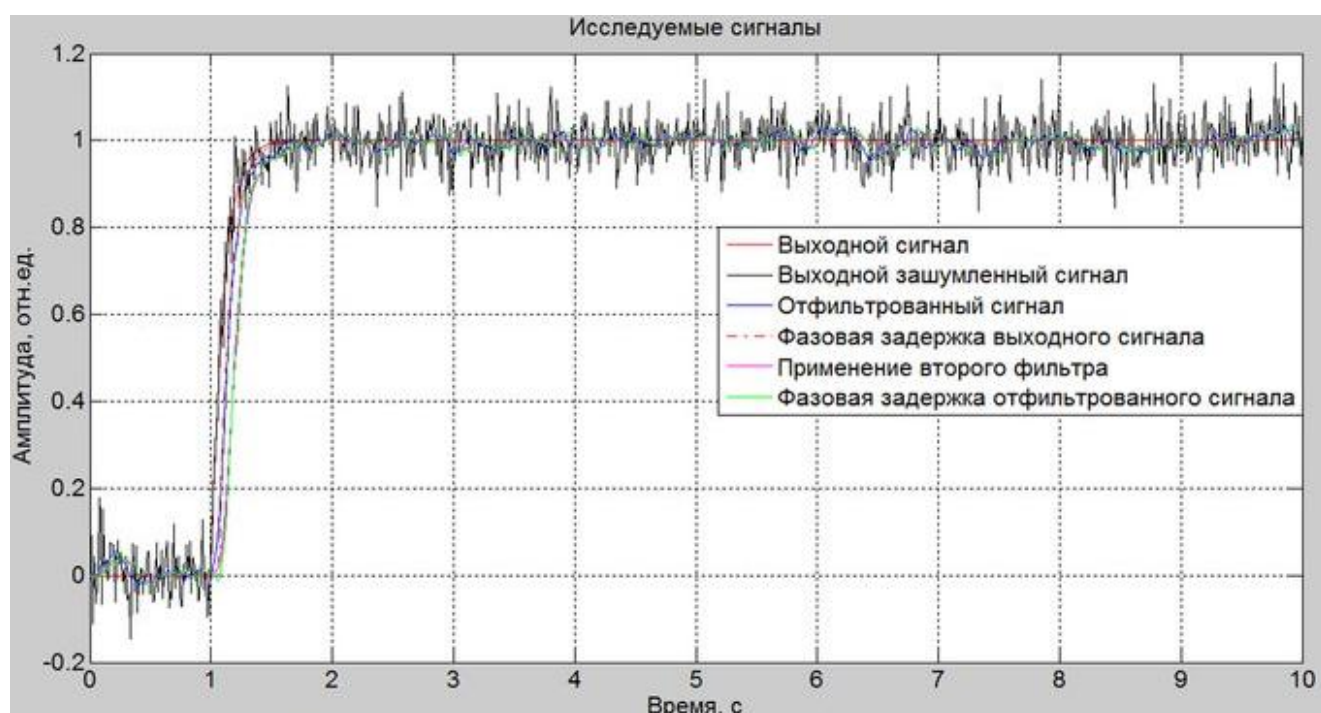


Рисунок 4.9 – Отфильтрованный сигнал с оптимальным порядком фильтра

Вычислим СКО между сигналами Y_f и Y по формуле (4.1):

$$\sigma_1 = \text{std}(Y_f - Y) = 0,0154 * 100\% = 1,54\%$$

Вычислим СКО между сигналами Y_{ff} и Y_{fd} по формуле (4.1):

$$\sigma_2 = std(Y_{ff} - Y_{fd}) = 0,0070 * 100\% = 0,70\%$$

Сравним данные значения СКО:

$$\frac{\sigma_1}{\sigma_2} = \frac{0,0154}{0,0070} = 2,2$$

Из полученного значения делаем вывод о том, что СКО уменьшилось более чем в 2 раза, это говорит о том, что мы достигли решения поставленной цели выпускной квалификационной работы.

2) На рисунке 4.10 представлен результат работы исследуемой системы. На вход, которой была подана функция Хевисайда.

					<i>ЮУрГУ-12.03.01. 2018. 114/559. ВКР</i>	<i>Лист</i>
						64
<i>Изм.</i>	<i>Лист</i>	<i>№докум.</i>	<i>Подп.</i>	<i>Дата</i>		

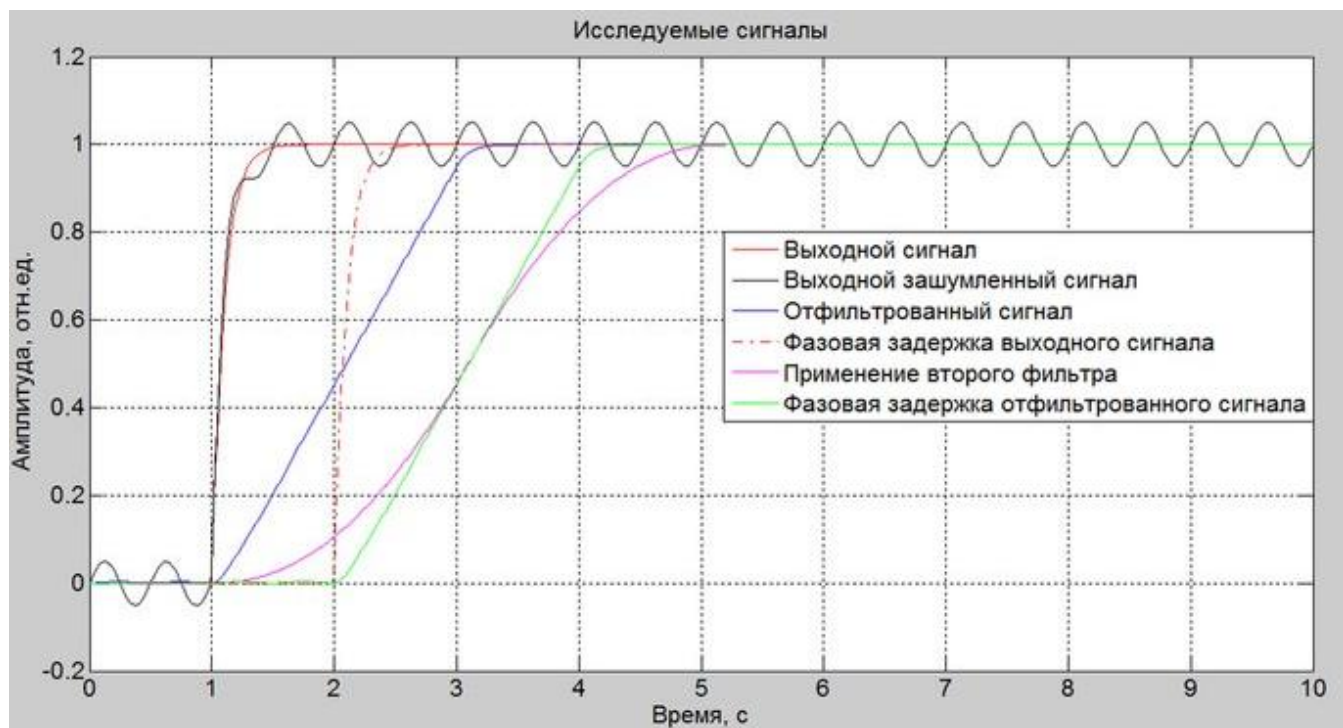


Рисунок 4.10 – Работа системы на основе функции Хевисайда с гармоническим шумом

Как видно из рисунка 4.10 сигнал отфильтрован не полностью. Для оптимальной фильтрации необходимо подобрать оптимальный порядок фильтра, который будет с большей точностью фильтровать выходной сигнал.

Приведем на рисунке 4.11 график теоретической оценки СКО и расчетной оценки СКО.

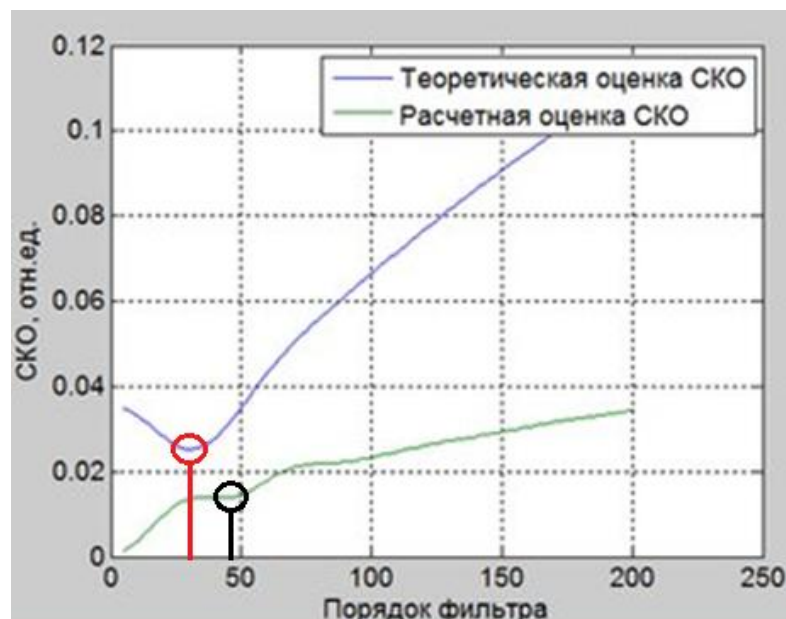


Рисунок 4.11 – Графики СКО

По рисунку 4.11 видно, что наименьшее значение СКО приобретает на интервале от 25 до 49.

Приведем значения теоретической оценки СКО и расчетной оценки СКО в таблице 4.4.

Таблица 4.4 – Динамическая погрешность, выраженная в значения СКО

Порядок фильтра	Теоретическая оценка	Расчетная оценка
25	0,0262	0,0120
27	0,0257	0,0127
29	0,0253	0,0133
31	0,0252	0,0137
33	0,0253	0,0140
35	0,0258	0,0141
37	0,0265	0,0141
39	0,0274	0,0140
41	0,0285	0,0139
43	0,0298	0,0138

Продолжение таблицы 4.4

45	0,0312	0,0138
47	0,0327	0,0140
49	0,0343	0,0143

По результатам Таблицы 4.4 видно, что самый оптимальный порядок фильтра 45.

Приведем на рисунке 4.12 отфильтрованный сигнал с оптимальным порядком фильтра.

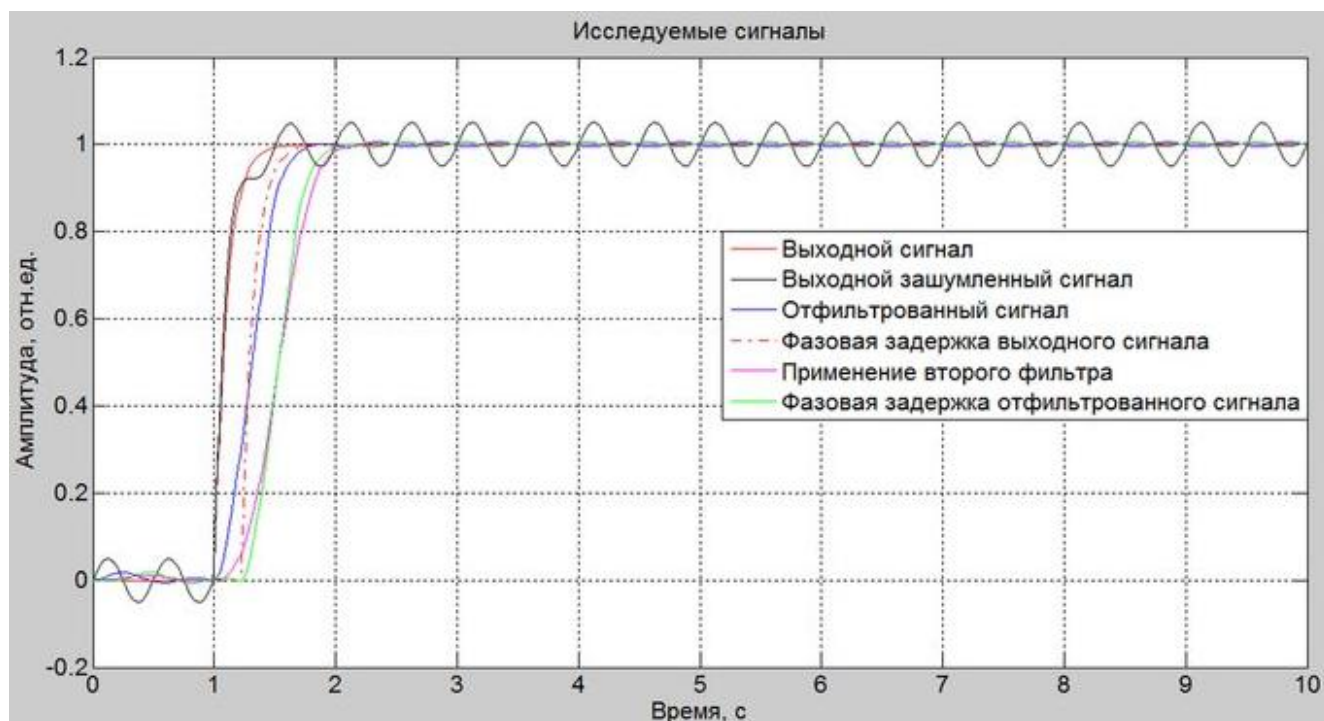


Рисунок 4.12 – Отфильтрованный сигнал с оптимальным порядком фильтра

Вычислим СКО между сигналами Y_f и Y по формуле (4.1):

$$\sigma_1 = \text{std}(Y_f - Y) = 0,0252 * 100\% = 2,52\%$$

Вычислим СКО между сигналами Y_{ff} и Y_{fd} по формуле (4.1):

$$\sigma_2 = \text{std}(Y_{ff} - Y_{fd}) = 0,0138 * 100\% = 1,38\%$$

Сравним данные значения СКО:

$$\frac{\sigma_1}{\sigma_2} = \frac{0,0252}{0,0138} = 1,8$$

Из полученного значения делаем вывод о том, что СКО уменьшилось в 1,8 раза, это говорит о том, что мы достигли решения поставленной цели выпускной квалификационной работы.

4.2.3 Проверка работы измерительной системы на основе импульсного сигнала на входе ИП

1) На рисунке 4.13 представлен результат работы исследуемой системы. На вход, которой был подан импульсный сигнал.

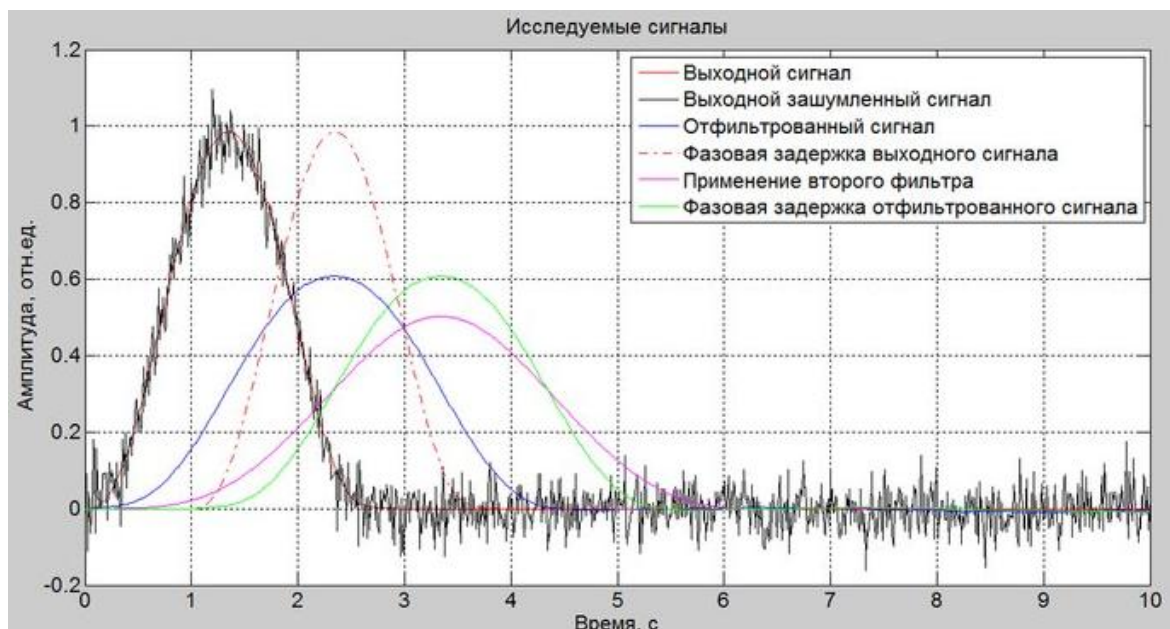


Рисунок 4.13 – Работа системы на основе импульсного сигнала со случайным шумом

Как видно из рисунка 4.13 сигнал отфильтрован не полностью, так как амплитуда полезного сигнала уменьшилась. Для оптимальной фильтрации необходимо подобрать оптимальный порядок фильтра, который будет с большей точностью фильтровать выходной сигнал.

Приведем на рисунке 4.14 график теоретической оценки СКО и расчетной оценки СКО.

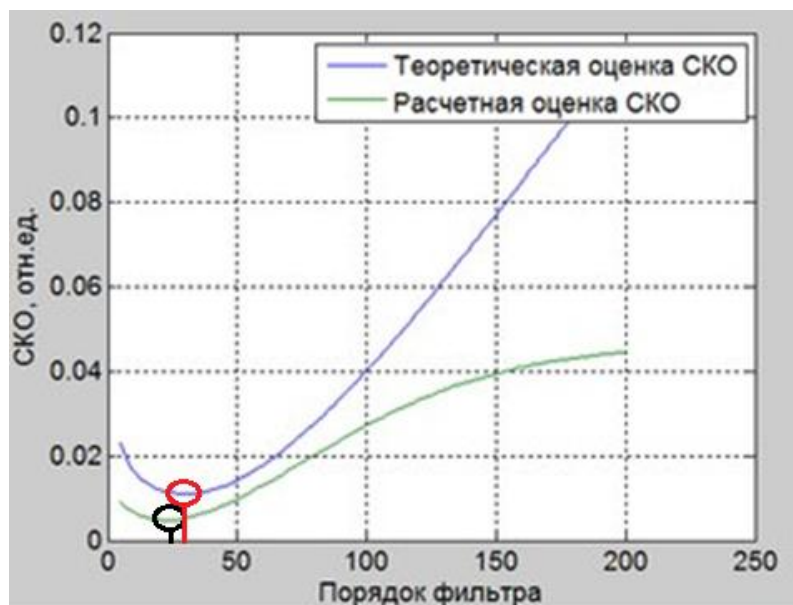


Рисунок 4.14 – Графики СКО

По рисунку 4.14 видно, что наименьшее значение СКО приобретает на интервале от 19 до 39.

Приведем значения теоретической оценки СКО и расчетной оценки СКО в таблице 4.5.

Таблица 4.5 – Динамическая погрешность, выраженная в значения СКО

Порядок фильтра	Теоретическая оценка	Расчетная оценка
19	0,0123	0,0050
21	0,0119	0,0048
23	0,0115	0,0047

Продолжение таблицы 4.5

25	0,0113	0,0047
27	0,0112	0,0049
29	0,0111	0,0051
31	0,0111	0,0054
33	0,0111	0,0057
35	0,0113	0,0060
37	0,0114	0,0064
39	0,0117	0,0068

По результатам Таблицы 4.5 видно, что самый оптимальный порядок фильтра 25.

Приведем на рисунке 4.15 отфильтрованный сигнал с оптимальным порядком фильтра.

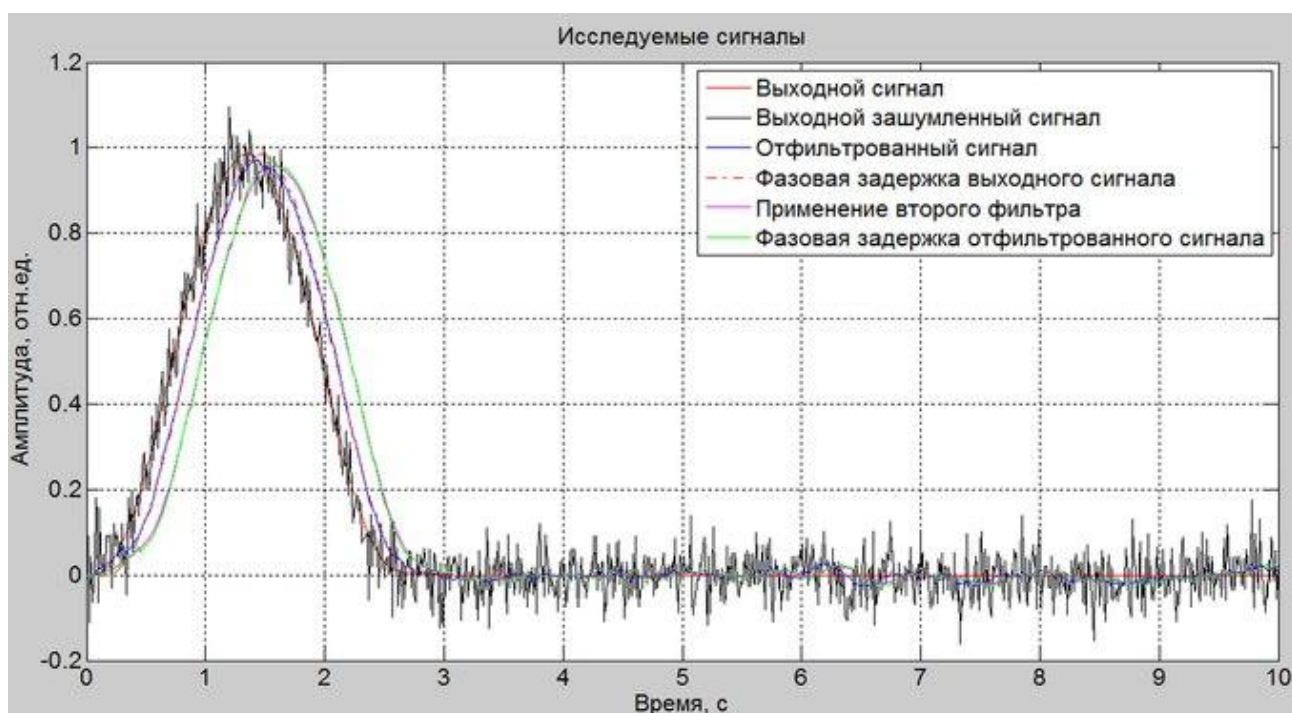


Рисунок 4.15 – Отфильтрованный сигнал с оптимальным порядком фильтра

Вычислим СКО между сигналами Y_f и Y по формуле (4.1):

$$\sigma_1 = std(Y_f - Y) = 0,0111 * 100\% = 1,11\%$$

Вычислим СКО между сигналами Y_{ff} и Y_{fd} по формуле (4.1):

$$\sigma_2 = std(Y_{ff} - Y_{fd}) = 0,0047 * 100\% = 0,47\%$$

Сравним данные значения СКО:

$$\frac{\sigma_1}{\sigma_2} = \frac{0,0111}{0,0047} = 2,3$$

Из полученного значения делаем вывод о том, что СКО уменьшилось более чем в 2 раза, это говорит о том, что мы достигли решения поставленной цели выпускной квалификационной работы.

2) На рисунке 4.16 представлен результат работы исследуемой системы. На вход которой был подан импульсный сигнал.

					ЮУрГУ-12.03.01. 2018. 114/559. ВКР	Лист
						71
Изм.	Лист	№докум.	Подп.	Дата		

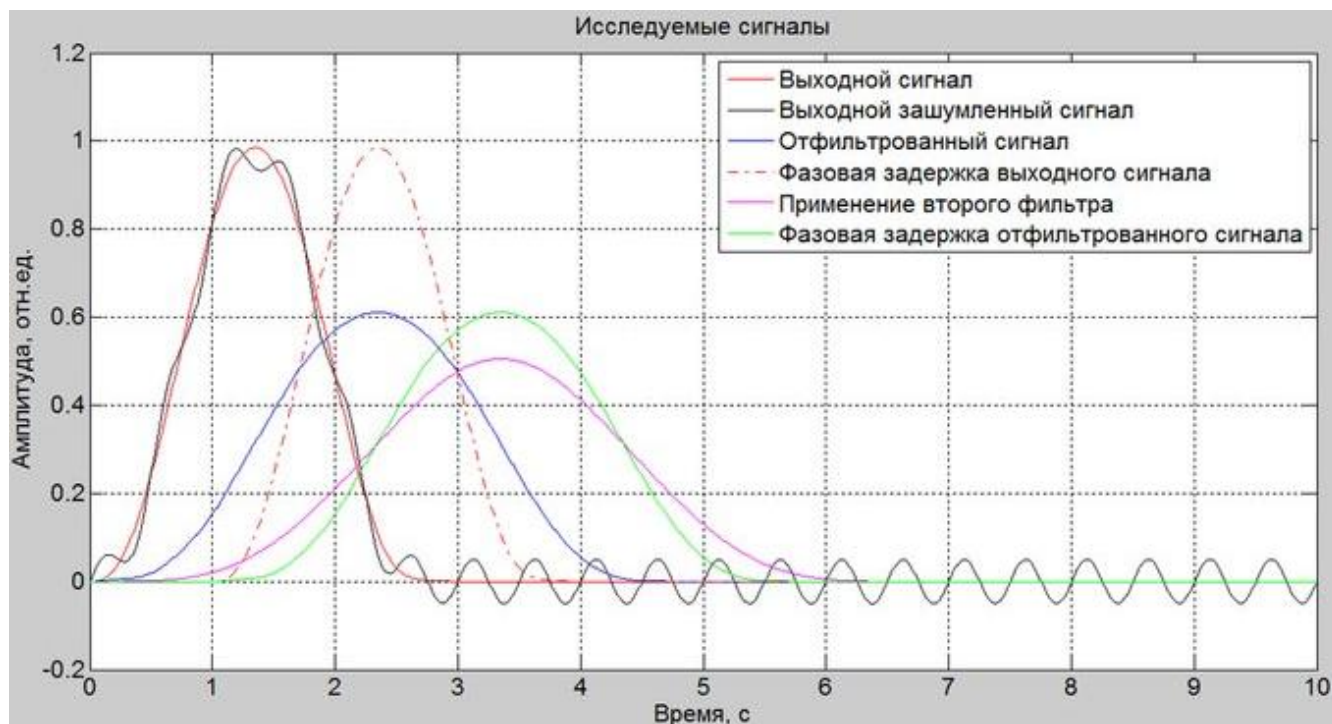


Рисунок 4.16 – Работа системы на основе импульсного сигнала с гармоническим шумом

Как видно из рисунка 4.16 сигнал отфильтрован не полностью, так как амплитуда полезного сигнала уменьшилась. Для оптимальной фильтрации необходимо подобрать оптимальный порядок фильтра, который будет с большей точностью фильтровать выходной сигнал.

Приведем на рисунке 4.17 график теоретической оценки СКО и расчетной оценки СКО.

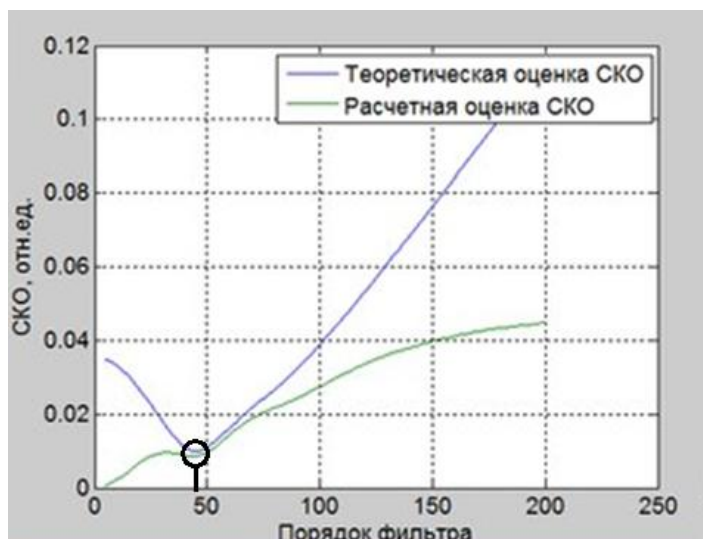


Рисунок 4.17 – Графики СКО

По рисунку 4.17 видно, что наименьшее значение СКО приобретает на интервале от 35 до 55.

Приведем значения теоретической оценки СКО и расчетной оценки СКО в таблице 4.6.

Таблица 4.6 – Динамическая погрешность, выраженная в значения СКО

Порядок фильтра	Теоретическая оценка	Расчетная оценка
35	0,0142	0,0095
37	0,0127	0,0093
39	0,0115	0,0090
41	0,0106	0,0088
43	0,0100	0,0086
45	0,0099	0,0086
47	0,0101	0,0088
49	0,0106	0,0092
51	0,0114	0,0099
53	0,0124	0,0107
55	0,0134	0,0117

По результатам Таблицы 4.6 видно, что самый оптимальный порядок фильтра 45.

Приведем на рисунке 4.18 отфильтрованный сигнал с оптимальным порядком фильтра.

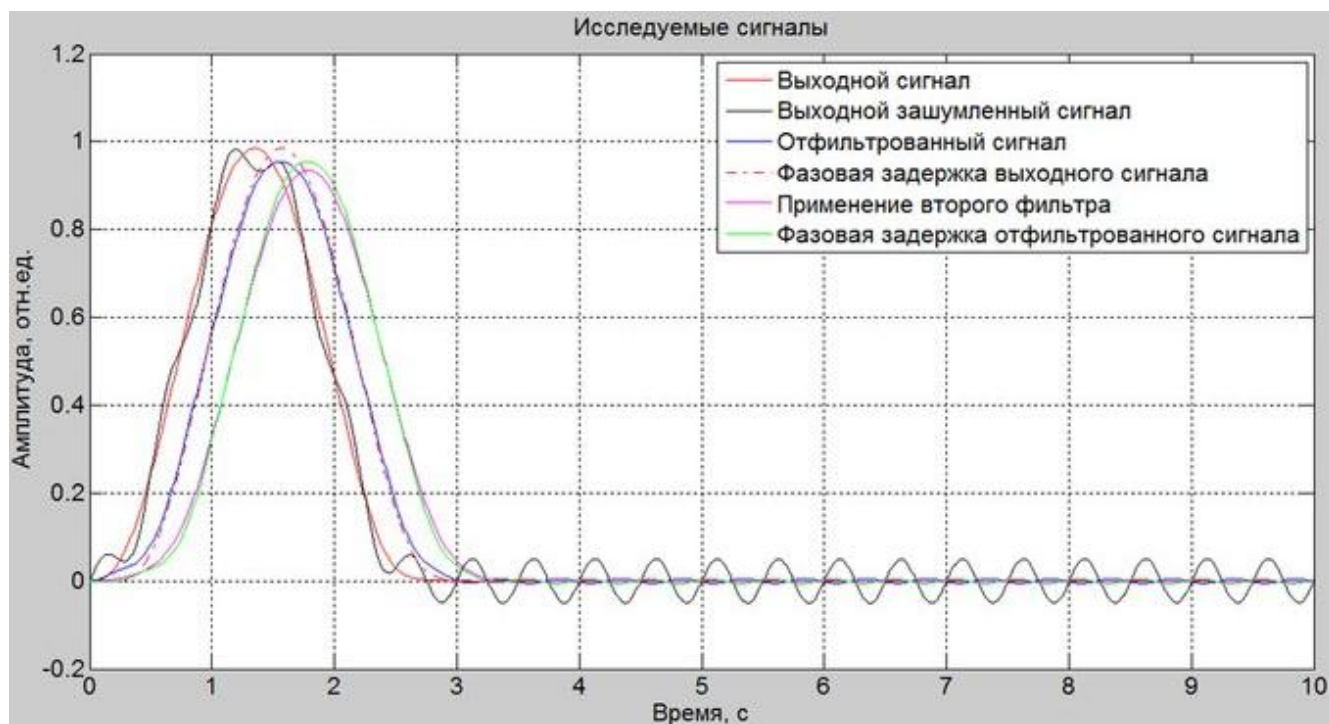


Рисунок 4.18 – Отфильтрованный сигнал с оптимальным порядком фильтра

Вычислим СКО между сигналами Y_f и Y по формуле (4.1):

$$\sigma_1 = std(Y_f - Y) = 0,0099 * 100\% = 0,99\%$$

Вычислим СКО между сигналами Y_{ff} и Y_{fd} по формуле (4.1):

$$\sigma_2 = std(Y_{ff} - Y_{fd}) = 0,0086 * 100\% = 0,86\%$$

Сравним данные значения СКО:

					ЮУрГУ-12.03.01. 2018. 114/559. ВКР	Лист
						74
Изм.	Лист	№докум.	Подп.	Дата		

$$\frac{\sigma_1}{\sigma_2} = \frac{0,0099}{0,0086} = 1,15$$

Из полученного значения делаем вывод о том, что СКО уменьшилось в 1,15 раз, это говорит о том, что мы достигли решения поставленной цели выпускной квалификационной работы.

Далее проделаем все то же самое с треугольным окном и окном Чебышева.

4.3 Треугольное окно

4.3.1 Проверка работы измерительной системы на основе синусоидального сигнала на входе ИП

1) На рисунке 4.19 представлен результат работы измерительной системы. На вход, которой был подан синусоидальный сигнал с частотой $f=0,2$ Гц, то есть период $T=5$ с.

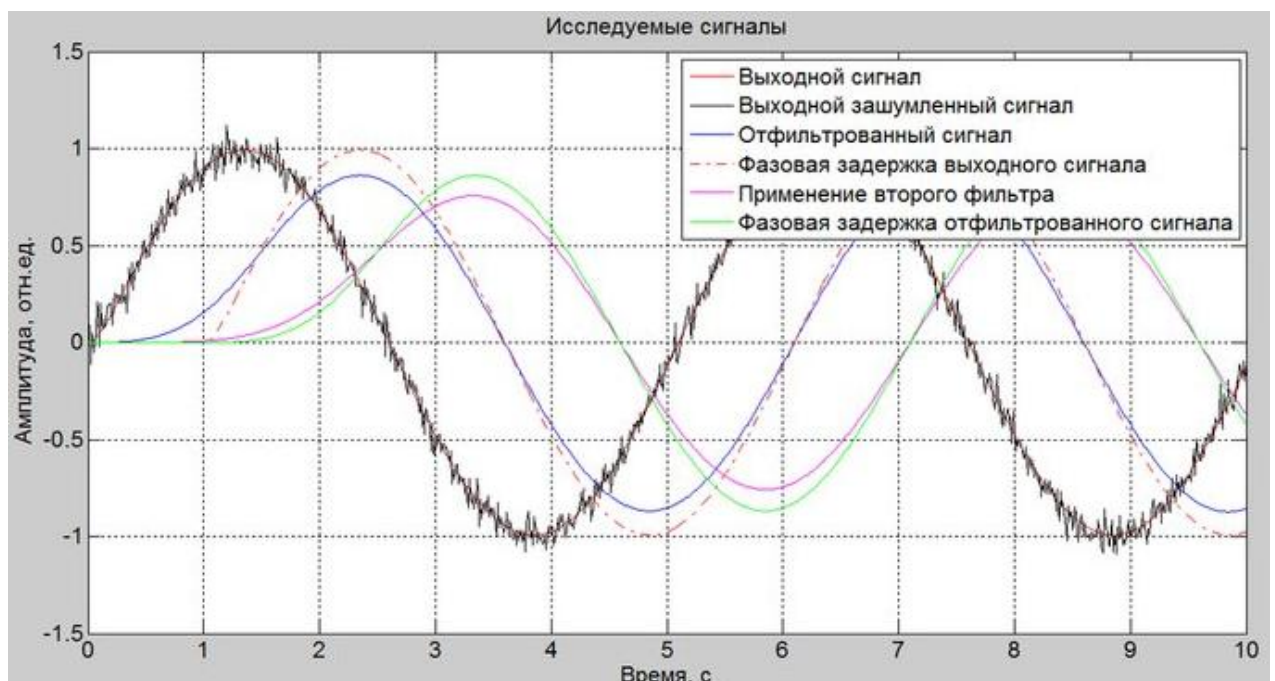


Рисунок 4.19 – Работа системы на основе синусоидального сигнала со случайным шумом

Как видно из рисунка 4.19 сигнал отфильтрован не полностью, так как амплитуда полезного сигнала уменьшилась. Для оптимальной фильтрации необходимо подобрать оптимальный порядок фильтра, который будет с большей точностью фильтровать выходной сигнал.

Приведем на рисунке 4.20 график теоретической оценки СКО и расчетной оценки СКО.

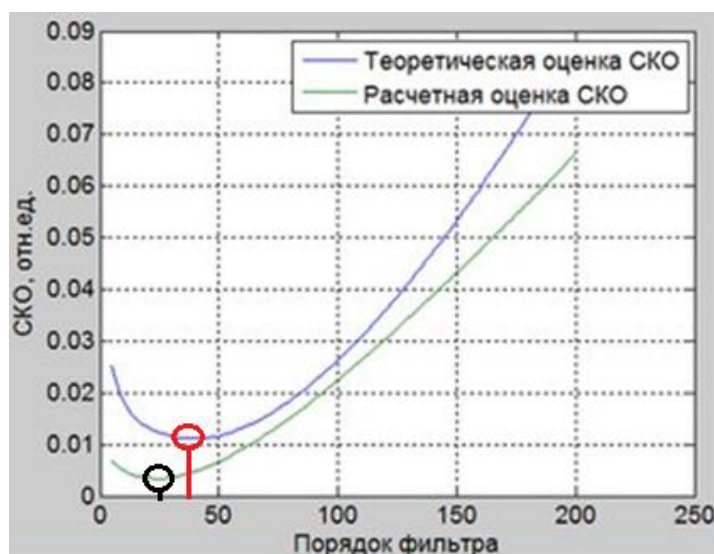


Рисунок 4.20 – Графики СКО

По рисунку 4.20 видно, что наименьшее значение СКО приобретает на интервале от 11 до 51.

Приведем значения теоретической оценки СКО и расчетной оценки СКО в таблице 4.7.

Таблица 4.7 – Динамическая погрешность, выраженная в значения СКО

Порядок фильтра	Теоретическая оценка	Расчетная оценка
11	0,0173	0,0046
13	0,0160	0,0042
15	0,0150	0,0039
17	0,0142	0,0037

Продолжение таблицы 4.7

19	0,0135	0,0036
21	0,0130	0,0034
23	0,0126	0,0034
25	0,0122	0,0034
27	0,0119	0,0034
29	0,0117	0,0035
31	0,0115	0,0036
33	0,0113	0,0038
35	0,0112	0,0040
37	0,0112	0,0043
39	0,0111	0,0045
41	0,0112	0,0049
43	0,0112	0,0052
45	0,0113	0,0056
47	0,0114	0,0060
49	0,0116	0,0064
51	0,0118	0,0068

По результатам Таблицы 4.7 видно, что самый оптимальный порядок фильтра 25.

Приведем на рисунке 4.21 отфильтрованный сигнал с оптимальным порядком фильтра.

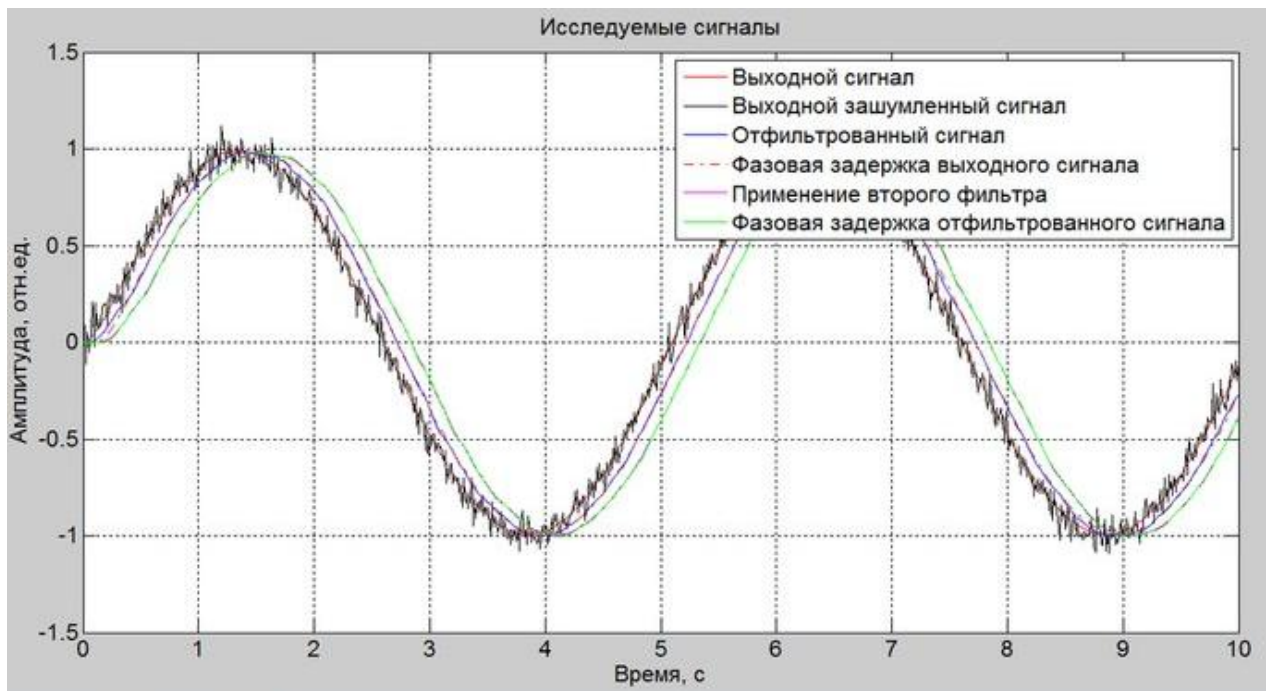


Рисунок 4.21 – Отфильтрованный сигнал с оптимальным порядком фильтра

Вычислим СКО между сигналами Y_f и Y по формуле (4.1):

$$\sigma_1 = \text{std}(Y_f - Y) = 0,0111 * 100\% = 1,11\%$$

Вычислим СКО между сигналами Y_{ff} и Y_{fd} по формуле (4.1):

$$\sigma_2 = \text{std}(Y_{ff} - Y_{fd}) = 0,0034 * 100\% = 0,34\%$$

Сравним данные значения СКО:

$$\frac{\sigma_1}{\sigma_2} = \frac{0,0111}{0,0034} = 3,3$$

Из полученного значения делаем вывод о том, что СКО уменьшилось более чем в 3 раза, это говорит о том, что мы достигли решения поставленной цели выпускной квалификационной работы.

2) На рисунке 4.22 представлен результат работы исследуемой системы. На вход, которой был подан синусоидальный сигнал с частотой $f=0,2$ Гц, то есть период $T=5$ с.

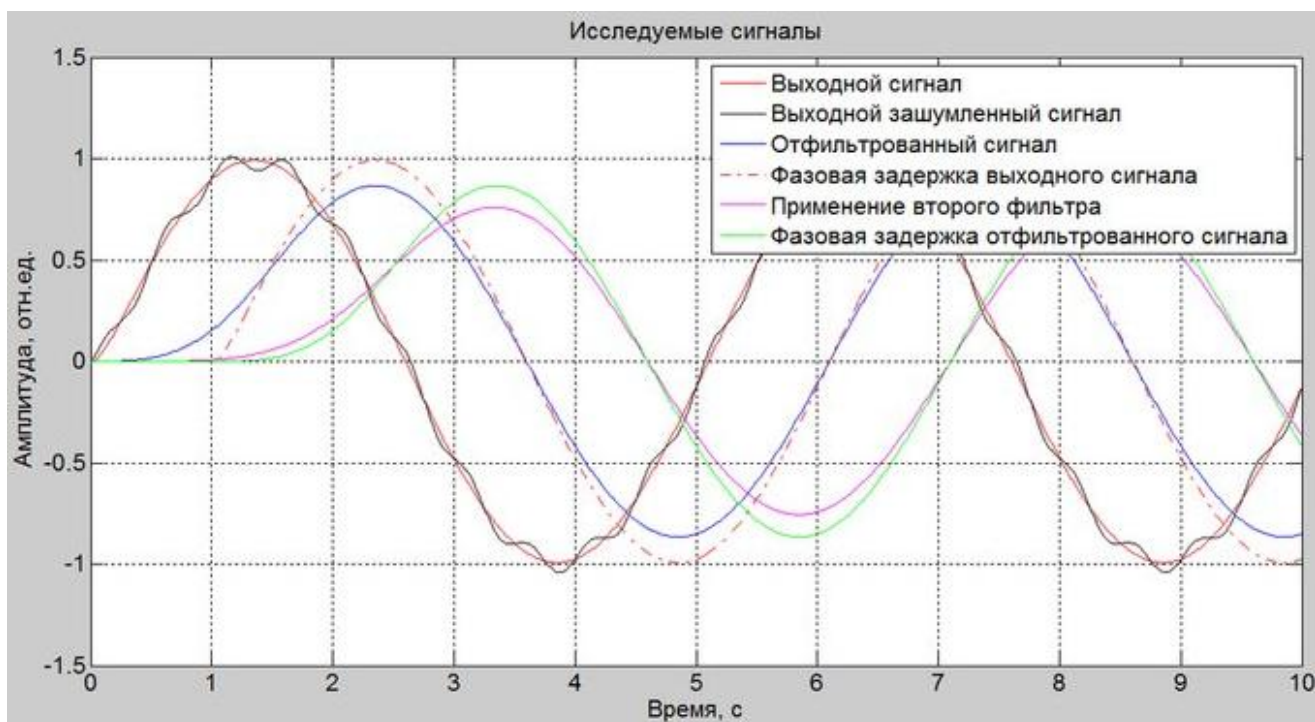


Рисунок 4.22 – Работа системы на основе синусоидального сигнала с гармоническим шумом

Как видно из рисунка 4.22 сигнал отфильтрован не полностью, так как амплитуда полезного сигнала уменьшилась. Для оптимальной фильтрации необходимо подобрать оптимальный порядок фильтра, который будет с большей точностью фильтровать выходной сигнал.

Приведем на рисунке 4.23 график теоретической оценки СКО и расчетной оценки СКО.

					ЮУрГУ-12.03.01. 2018. 114/559. ВКР	Лист
						79
Изм.	Лист	№докум.	Подп.	Дата		

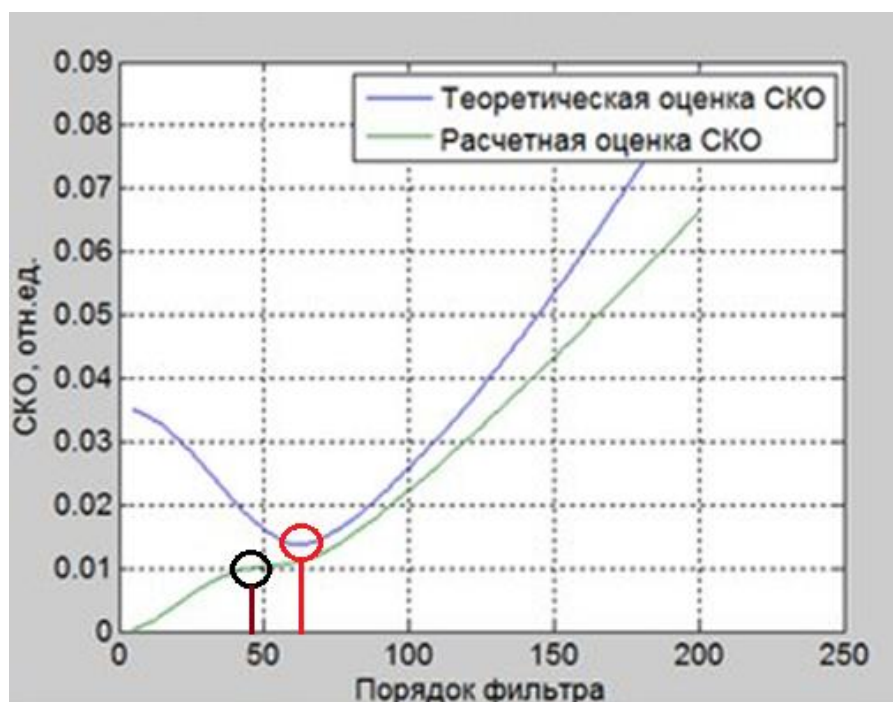


Рисунок 4.23 – Графики СКО

По рисунку 4.23 видно, что наименьшее значение СКО приобретает на интервале от 41 до 71.

Приведем значения теоретической оценки СКО и расчетной оценки СКО в таблице 4.8.

Таблица 4.8 – Динамическая погрешность, выраженная в значения СКО

Порядок фильтра	Теоретическая оценка	Расчетная оценка
41	0,0200	0,0095
43	0,0190	0,0098
45	0,0181	0,0100
47	0,0172	0,0101
49	0,0164	0,0102
51	0,0157	0,0103
53	0,0151	0,0104
55	0,0146	0,0105

Продолжение таблицы 4.8

57	0,0142	0,0106
59	0,0140	0,0108
61	0,0138	0,0109
63	0,0138	0,0112
65	0,0139	0,0114
67	0,0141	0,0117
69	0,0145	0,0121
71	0,0149	0,0126

По результатам Таблицы 4.8 видно, что самый оптимальный порядок фильтра 45.

Приведем на рисунке 4.24 отфильтрованный сигнал с оптимальным порядком фильтра.

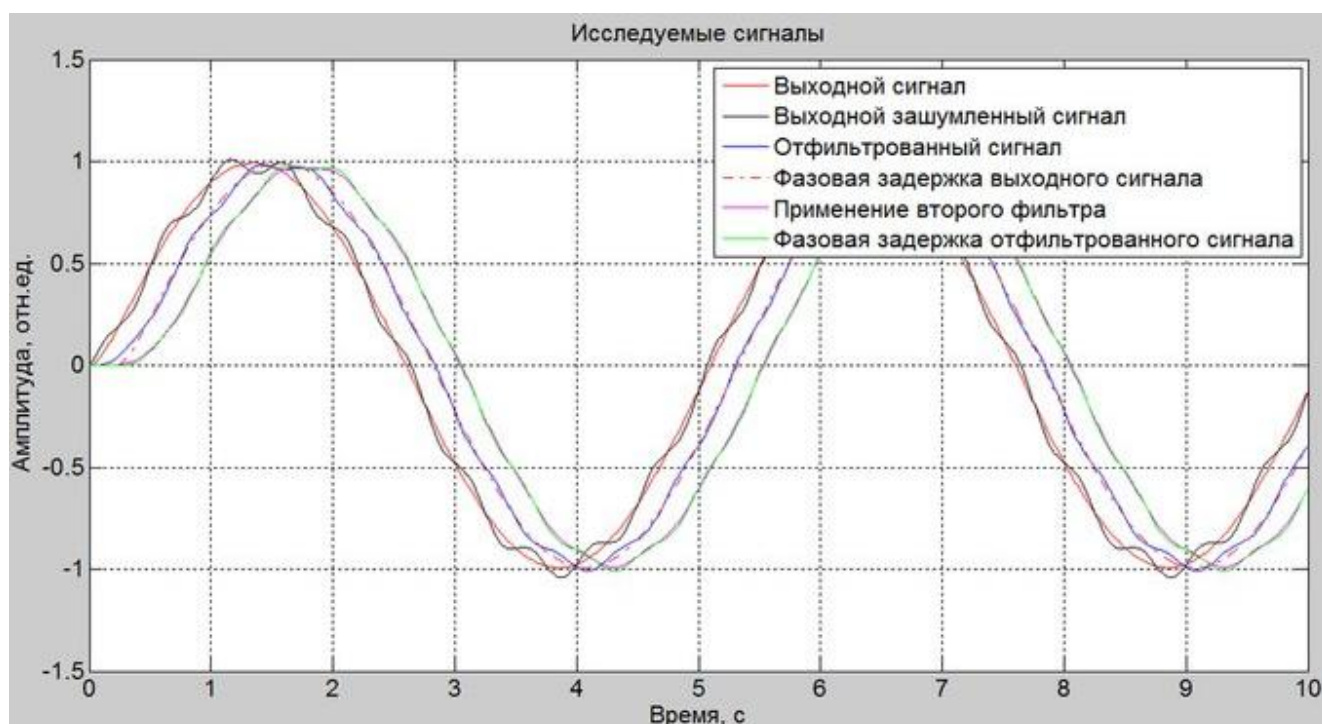


Рисунок 4.24 – Отфильтрованный сигнал с оптимальным порядком фильтра

Вычислим СКО между сигналами Y_f и Y по формуле (4.1):

$$\sigma_1 = std(Y_f - Y) = 0,0138 * 100\% = 1,38\%$$

Вычислим СКО между сигналами Y_{ff} и Y_{fd} по формуле (4.1):

$$\sigma_2 = std(Y_{ff} - Y_{fd}) = 0,0100 * 100\% = 1,00\%$$

Сравним данные значения СКО:

$$\frac{\sigma_1}{\sigma_2} = \frac{0,0138}{0,0100} = 1,38$$

Из полученного значения делаем вывод о том, что СКО уменьшилось в 1,38 раз, это говорит о том, что мы достигли решения поставленной цели выпускной квалификационной работы.

4.3.2 Проверка работы измерительной системы на основе функции Хевисайда на входе ИП

1) На рисунке 4.25 представлен результат работы исследуемой системы. На вход, которой была подана функция Хевисайда.

					ЮУрГУ-12.03.01. 2018. 114/559. ВКР	Лист
						82
Изм.	Лист	№докум.	Подп.	Дата		

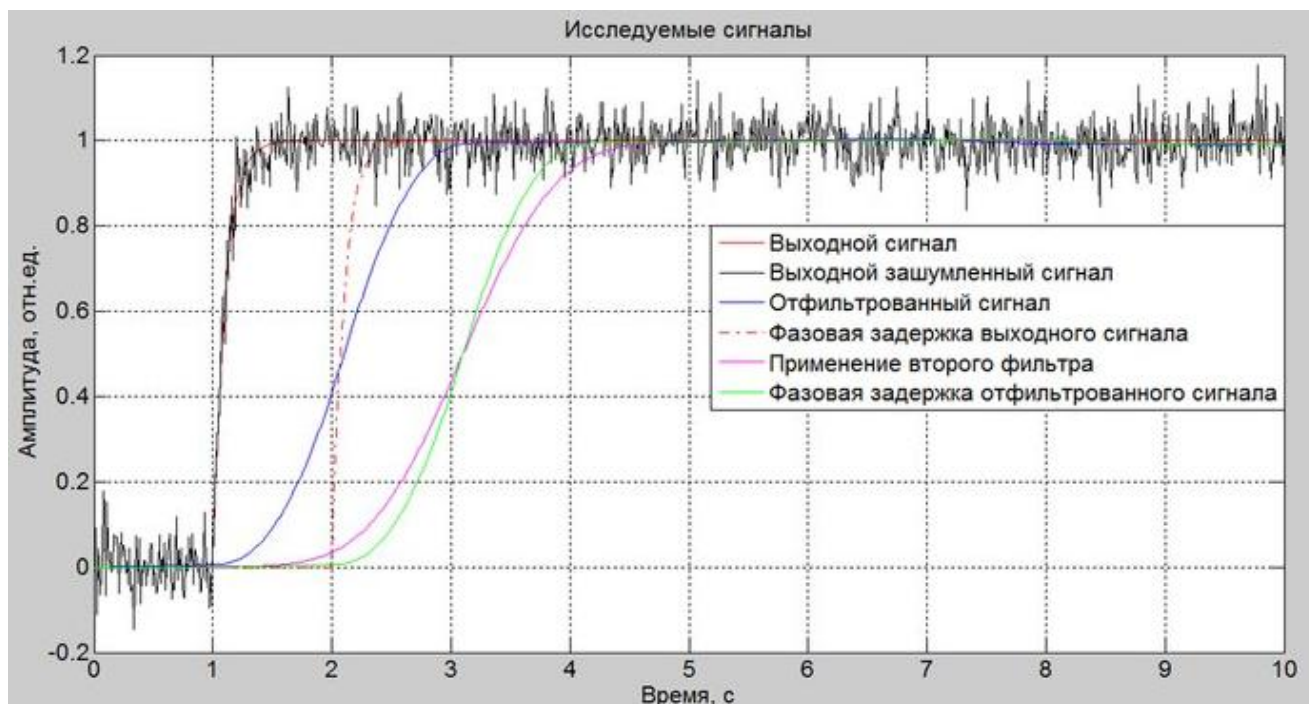


Рисунок 4.25 – Работа системы на основе функции Хевисайда со случайным шумом

Как видно из рисунка 4.25 сигнал отфильтрован не полностью. Для оптимальной фильтрации необходимо подобрать оптимальный порядок фильтра, который будет с большей точностью фильтровать выходной сигнал.

Приведем на рисунке 4.26 график теоретической оценки СКО и расчетной оценки СКО.

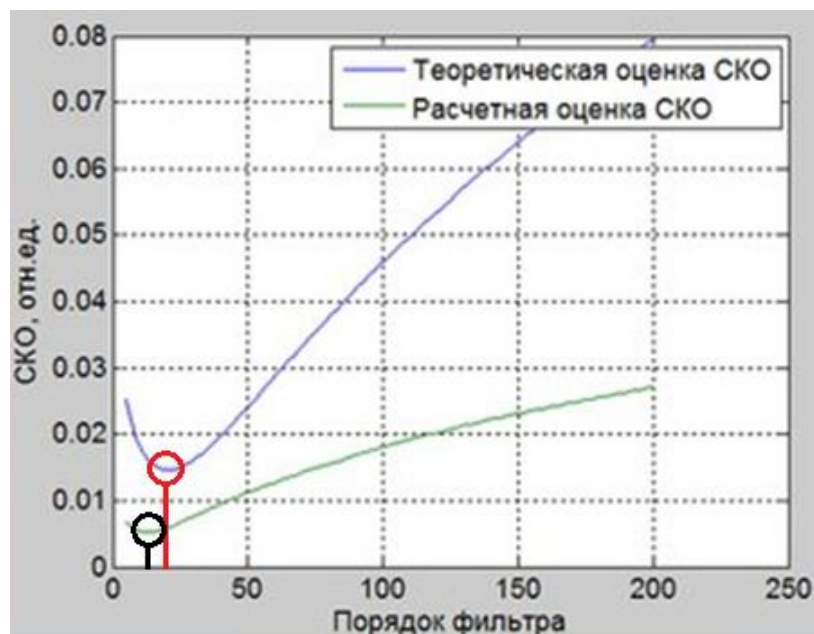


Рисунок 4.26 – Графики СКО

По рисунку 4.26 видно, что наименьшее значение СКО приобретает на интервале от 5 до 31.

Приведем значения теоретической оценки СКО и расчетной оценки СКО в таблице 4.9.

Таблица 4.9 – Динамическая погрешность, выраженная в значения СКО

Порядок фильтра	Теоретическая оценка	Расчетная оценка
5	0,0252	0,0067
7	0,0215	0,0060
9	0,0190	0,0055
11	0,0173	0,0053
13	0,0161	0,0052
15	0,0154	0,0052
17	0,0149	0,0054
19	0,0147	0,0057
21	0,0146	0,0060
23	0,0148	0,0063

Продолжение таблицы 4.9

25	0,0150	0,0067
27	0,0154	0,0070
29	0,0159	0,0074
31	0,0165	0,0078

По результатам Таблицы 4.9 видно, что самый оптимальный порядок фильтра 15.

Приведен на рисунке 4.27 отфильтрованный сигнал с оптимальным порядком фильтра.

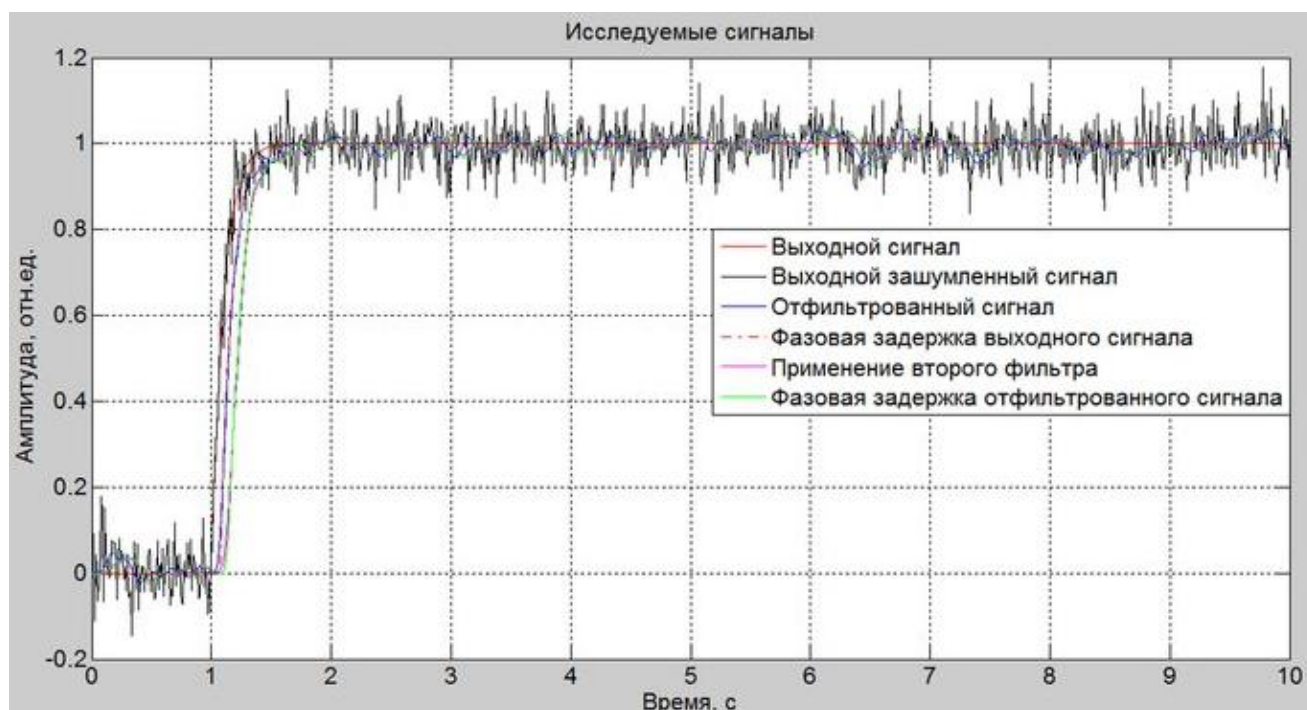


Рисунок 4.27 – Отфильтрованный сигнал с оптимальным порядком фильтра

Вычислим СКО между сигналами Y_f и Y по формуле (4.1):

$$\sigma_1 = \text{std}(Y_f - Y) = 0,0146 * 100\% = 1,46\%$$

Вычислим СКО между сигналами Y_{ff} и Y_{fd} по формуле (4.1):

$$\sigma_2 = std(Y_{ff} - Y_{fd}) = 0,0052 * 100\% = 0,52\%$$

Сравним данные значения СКО:

$$\frac{\sigma_1}{\sigma_2} = \frac{0,0146}{0,0052} = 2,8$$

Из полученного значения делаем вывод о том, что СКО уменьшилось более чем в 2 раза, это говорит о том, что мы достигли решения поставленной цели выпускной квалификационной работы.

2) На рисунке 4.28 представлен результат работы исследуемой системы. На вход которой была подана функция Хевисайда.

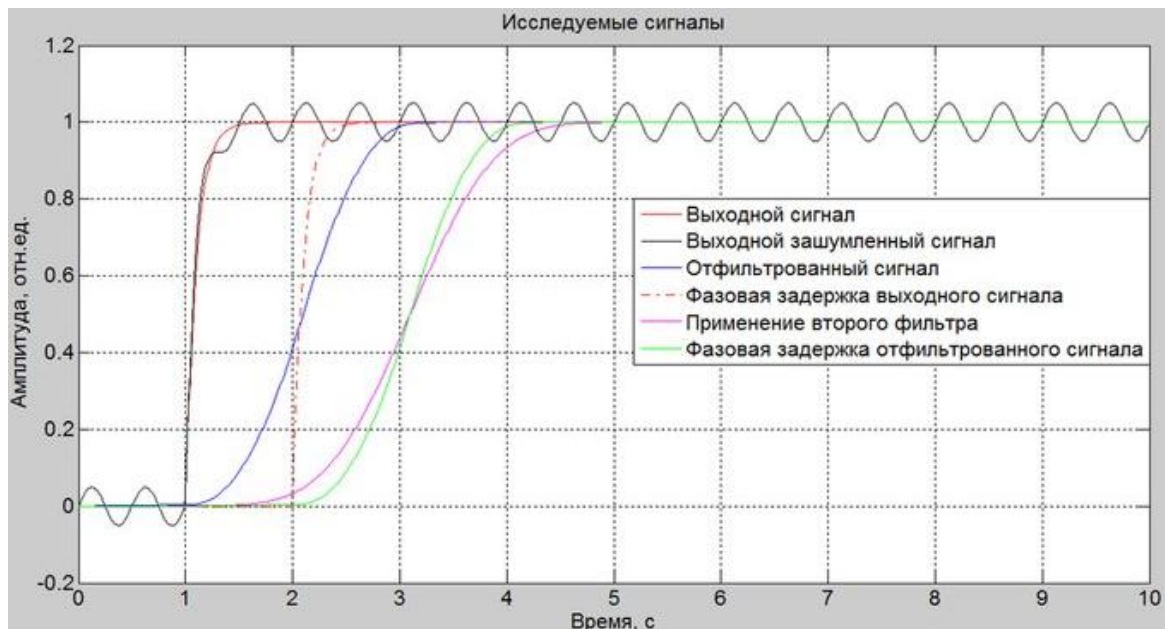


Рисунок 4.28 – Работа системы на основе функции Хевисайда с гармоническим шумом

Как видно из рисунка 4.28 сигнал отфильтрован не полностью. Для оптимальной фильтрации необходимо подобрать оптимальный порядок фильтра, который будет с большей точностью фильтровать выходной сигнал.

Приведем на рисунке 4.29 график теоретической оценки СКО и расчетной оценки СКО.

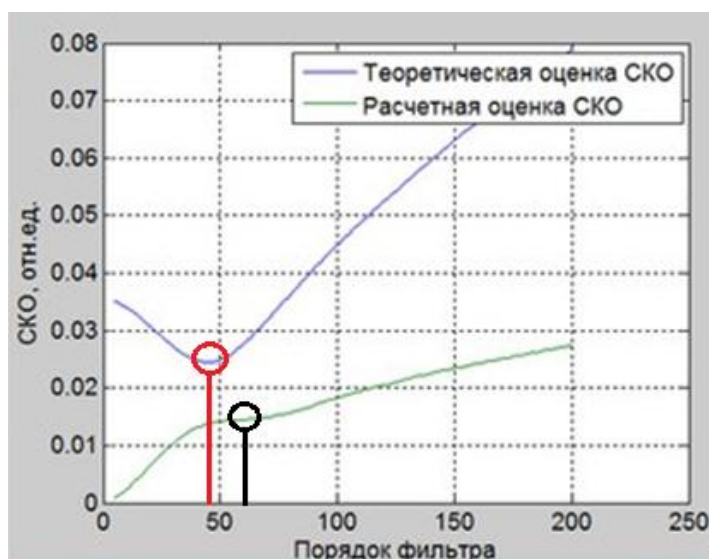


Рисунок 4.29 – Графики СКО

По рисунку 4.29 видно, что наименьшее значение СКО приобретает на интервале от 35 до 71.

Приведем значения теоретической оценки СКО и расчетной оценки СКО в таблице 4.10.

Таблица 4.10 – Динамическая погрешность, выраженная в значения СКО

Порядок фильтра	Теоретическая оценка	Расчетная оценка
35	0,0257	0,0120
37	0,0252	0,0125
39	0,0249	0,0129
41	0,0246	0,0133
43	0,0245	0,0136

Продолжение таблицы 4.10

45	0,0245	0,0139
47	0,0246	0,0141
49	0,0248	0,0142
51	0,0251	0,0143
53	0,0255	0,0144
55	0,0260	0,0144
57	0,0266	0,0145
59	0,0273	0,0145
61	0,0280	0,0145
63	0,0288	0,0145
65	0,0296	0,0146
67	0,0305	0,0147
69	0,0313	0,0148
71	0,0322	0,0149

По результатам Таблицы 4.10 видно, что самый оптимальный порядок фильтра 59.

Приведен на рисунке 4.30 отфильтрованный сигнал с оптимальным порядком фильтра.

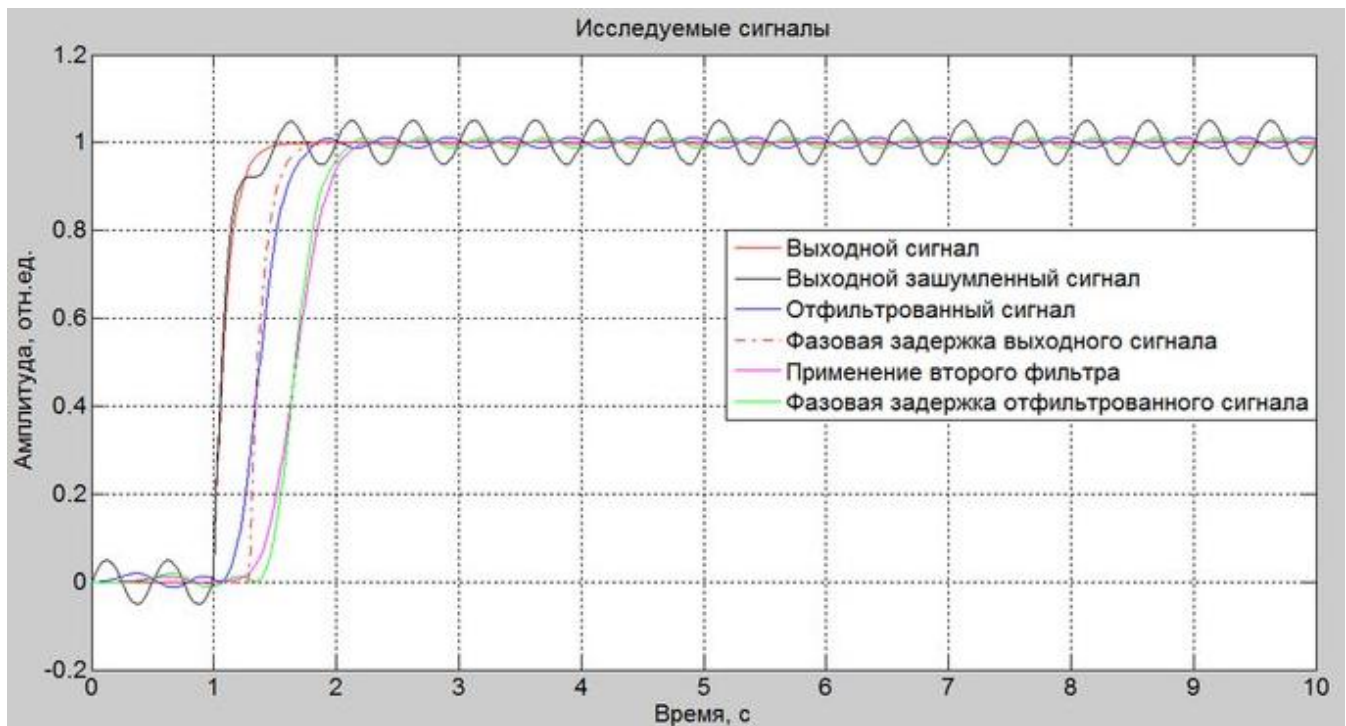


Рисунок 4.30 – Отфильтрованный сигнал с оптимальным порядком фильтра

Вычислим СКО между сигналами Y_f и Y по формуле (4.1):

$$\sigma_1 = std(Y_f - Y) = 0,0245 * 100\% = 2,45\%$$

Вычислим СКО между сигналами Y_{ff} и Y_{fd} по формуле (4.1):

$$\sigma_2 = std(Y_{ff} - Y_{fd}) = 0,0145 * 100\% = 1,45\%$$

Сравним данные значения СКО:

$$\frac{\sigma_1}{\sigma_2} = \frac{0,0245}{0,0145} = 1,7$$

Из полученного значения делаем вывод о том, что СКО уменьшилось в 1,7 раз, это говорит о том, что мы достигли решения поставленной цели выпускной квалификационной работы.

4.3.3 Проверка работы измерительной системы на основе импульсного сигнала на входе ИП

1) На рисунке 4.31 представлен результат работы исследуемой системы. На вход которой был подан импульсный сигнал.

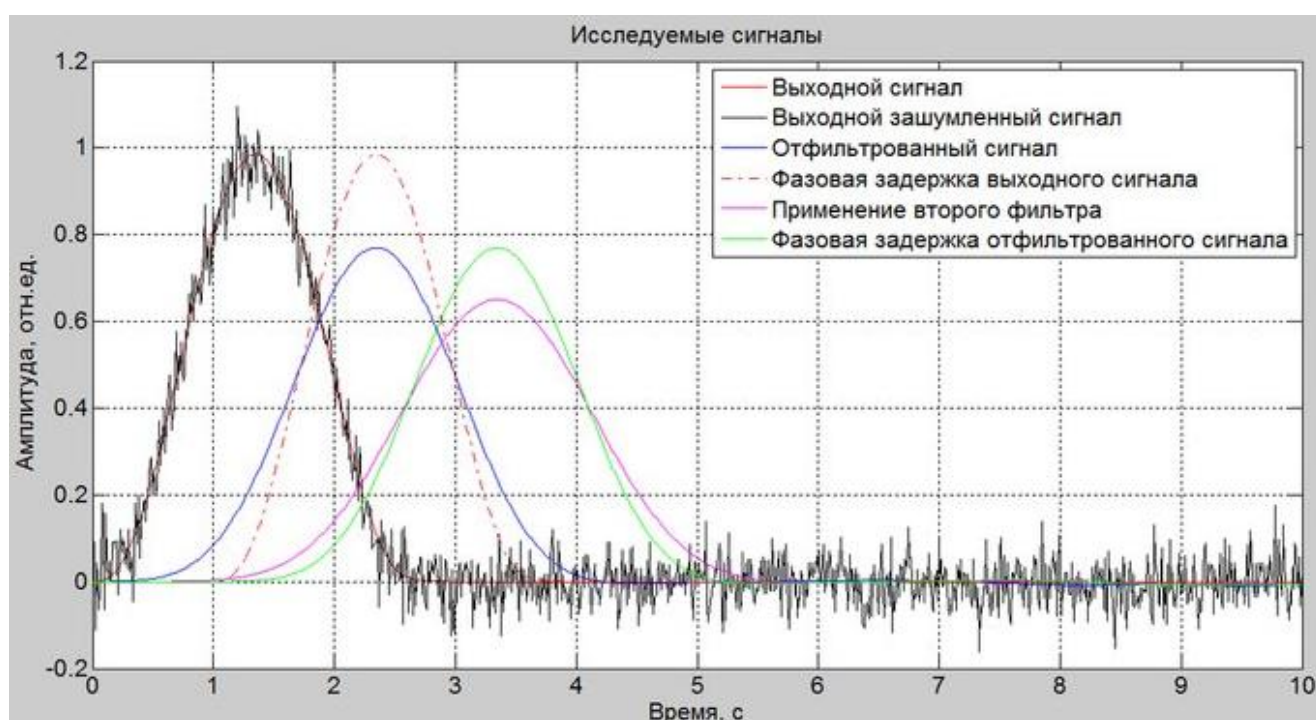


Рисунок 4.31 – Работа системы на основе импульсного сигнала со случайным шумом

Как видно из рисунка 4.31 сигнал отфильтрован не полностью, так как амплитуда полезного сигнала уменьшилась. Для оптимальной фильтрации необходимо подобрать оптимальный порядок фильтра, который будет с большей точностью фильтровать выходной сигнал.

Приведем на рисунке 4.32 график теоретической оценки СКО и расчетной оценки СКО.

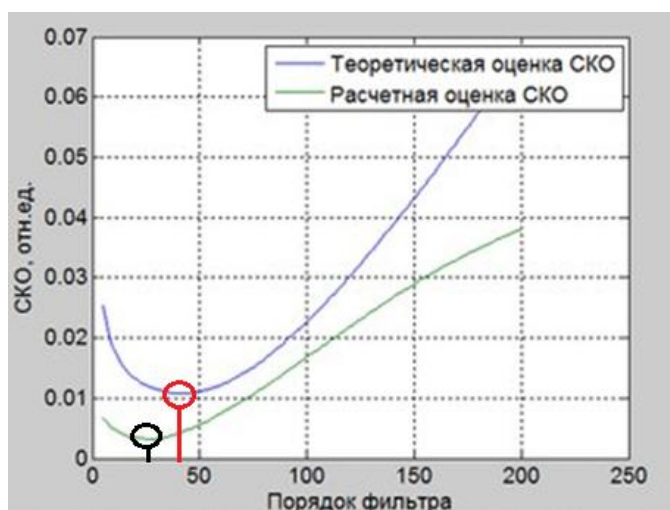


Рисунок 4.32 – Графики СКО

По рисунку 4.32 видно, что наименьшее значение СКО приобретает на интервале от 19 до 51.

Приведем значения теоретической оценки СКО и расчетной оценки СКО в таблице 4.11.

Таблица 4.11 – Динамическая погрешность, выраженная в значения СКО

Порядок фильтра	Теоретическая оценка	Расчетная оценка
19	0,0135	0,0035
21	0,0130	0,0034
23	0,0125	0,0033
25	0,0121	0,0033
27	0,0118	0,0032
29	0,0115	0,0033
31	0,0113	0,0034
33	0,0111	0,0035
35	0,0110	0,0036
37	0,0109	0,0038

Продолжение таблицы 4.11

39	0,0108	0,0040
41	0,0108	0,0043
43	0,0108	0,0045
45	0,0108	0,0048
47	0,0109	0,0051
49	0,0110	0,0054
51	0,0111	0,0057

По результатам Таблицы 4.11 видно, что самый оптимальный порядок фильтра 27.

Приведем на рисунке 4.33 отфильтрованный сигнал с оптимальным порядком фильтра.

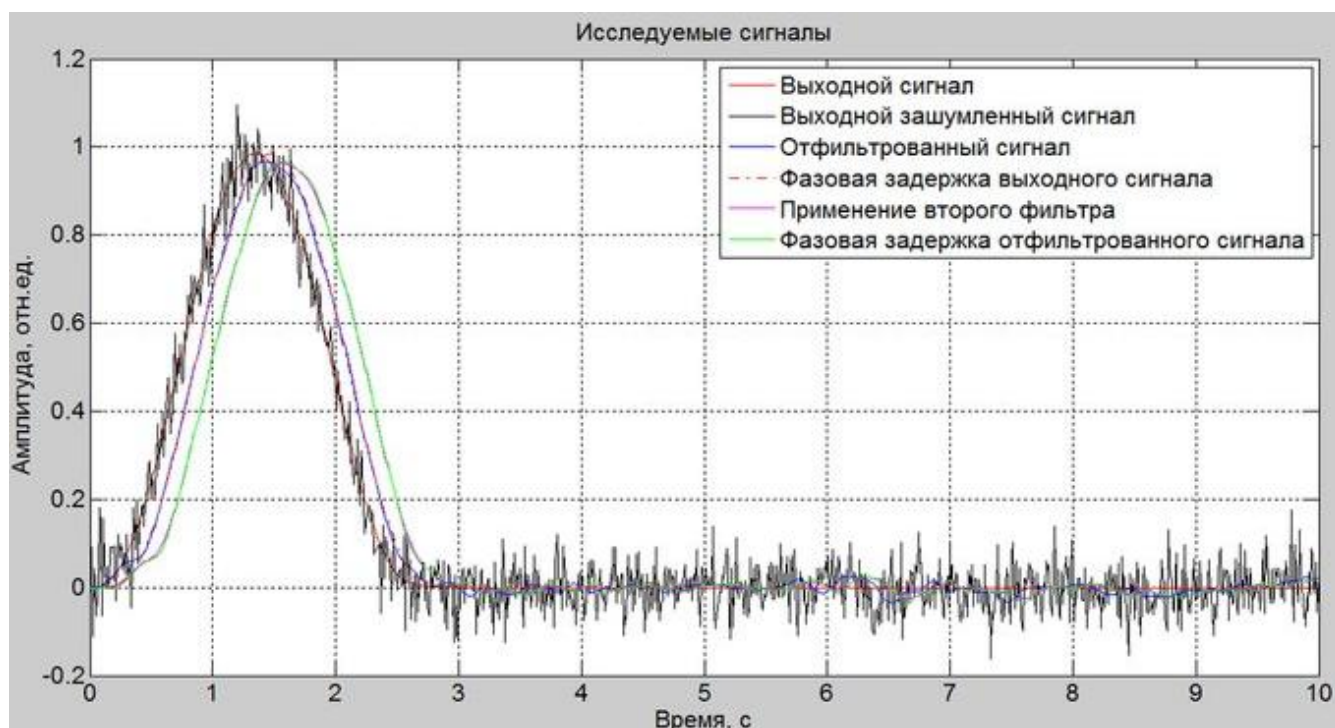


Рисунок 4.33 – Отфильтрованный сигнал с оптимальным порядком фильтра

Вычислим СКО между сигналами Y_f и Y по формуле (4.1):

$$\sigma_1 = \text{std}(Y_f - Y) = 0,0108 * 100\% = 1,08\%$$

Вычислим СКО между сигналами Y_{ff} и Y_{fd} по формуле (4.1):

$$\sigma_2 = \text{std}(Y_{ff} - Y_{fd}) = 0,0032 * 100\% = 0,32\%$$

Сравним данные значения СКО:

$$\frac{\sigma_1}{\sigma_2} = \frac{0,0108}{0,0032} = 3,4$$

Из полученного значения делаем вывод о том, что СКО уменьшилось более чем в 3 раза, это говорит о том, что мы достигли решения поставленной цели выпускной квалификационной работы.

2) На рисунке 4.34 представлен результат работы исследуемой системы. На вход которой был подан импульсный сигнал.

					ЮУрГУ-12.03.01. 2018. 114/559. ВКР	Лист
						93
Изм.	Лист	№докум.	Подп.	Дата		

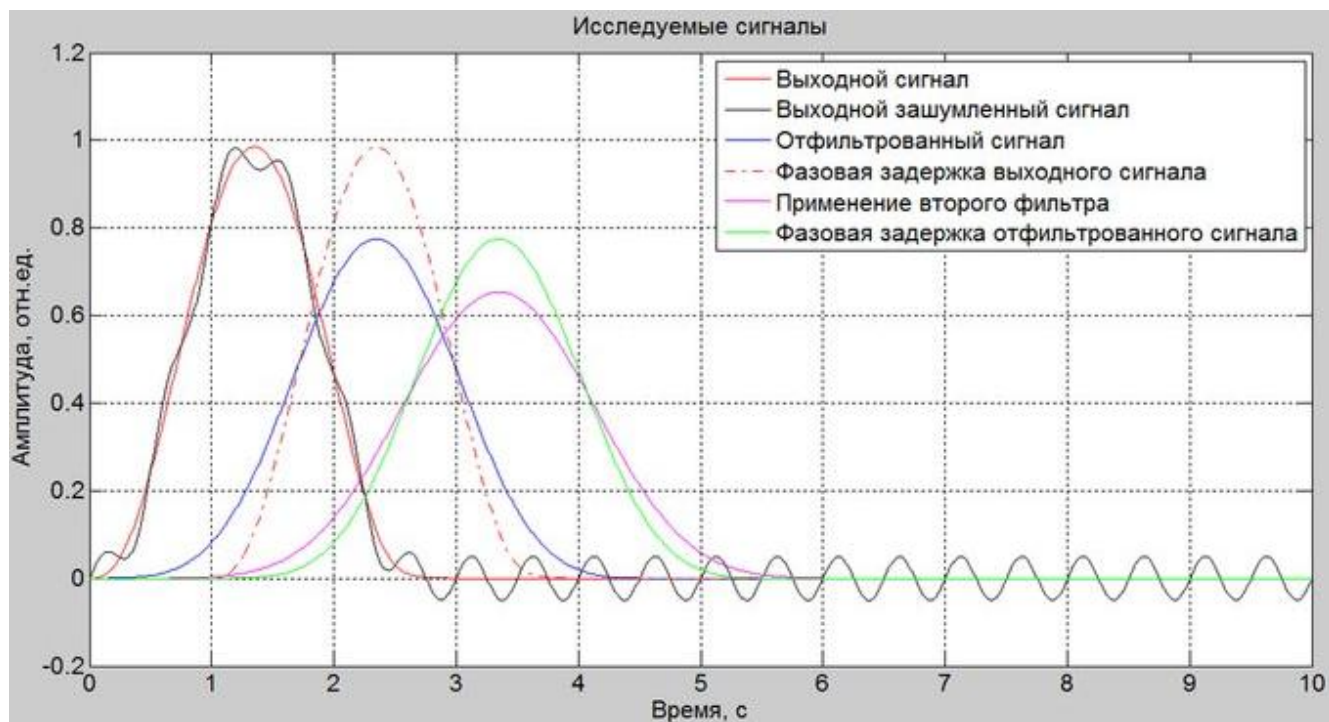


Рисунок 4.34 – Работа системы на основе импульсного сигнала с гармоническим шумом

Как видно из рисунка 4.34 сигнал отфильтрован не полностью, так как амплитуда полезного сигнала уменьшилась. Для оптимальной фильтрации необходимо подобрать оптимальный порядок фильтра, который будет с большей точностью фильтровать выходной сигнал.

Приведем на рисунке 4.35 график теоретической оценки СКО и расчетной оценки СКО.

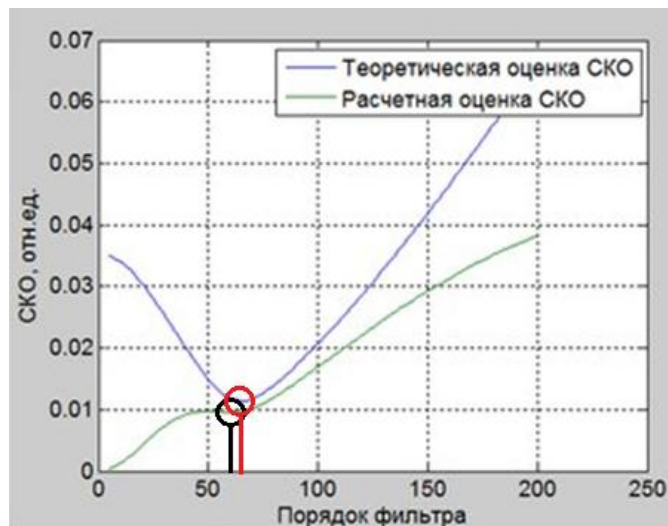


Рисунок 4.35 – Графики СКО

По рисунку 4.35 видно, что наименьшее значение СКО приобретает на интервале от 53 до 73.

Приведем значения теоретической оценки СКО и расчетной оценки СКО в таблице 4.12.

Таблица 4.12 – Динамическая погрешность, выраженная в значения СКО

Порядок фильтра	Теоретическая оценка	Расчетная оценка
53	0,0137	0,0097
55	0,0131	0,0097
57	0,0125	0,0096
59	0,0120	0,0096
61	0,0117	0,0096
63	0,0115	0,0097
65	0,0114	0,0098
67	0,0115	0,0099
69	0,0117	0,0101
71	0,0119	0,0104
73	0,0123	0,0106

По результатам Таблицы 4.12 видно, что самый оптимальный порядок фильтра 59.

Приведем на рисунке 4.36 отфильтрованный сигнал с оптимальным порядком фильтра.

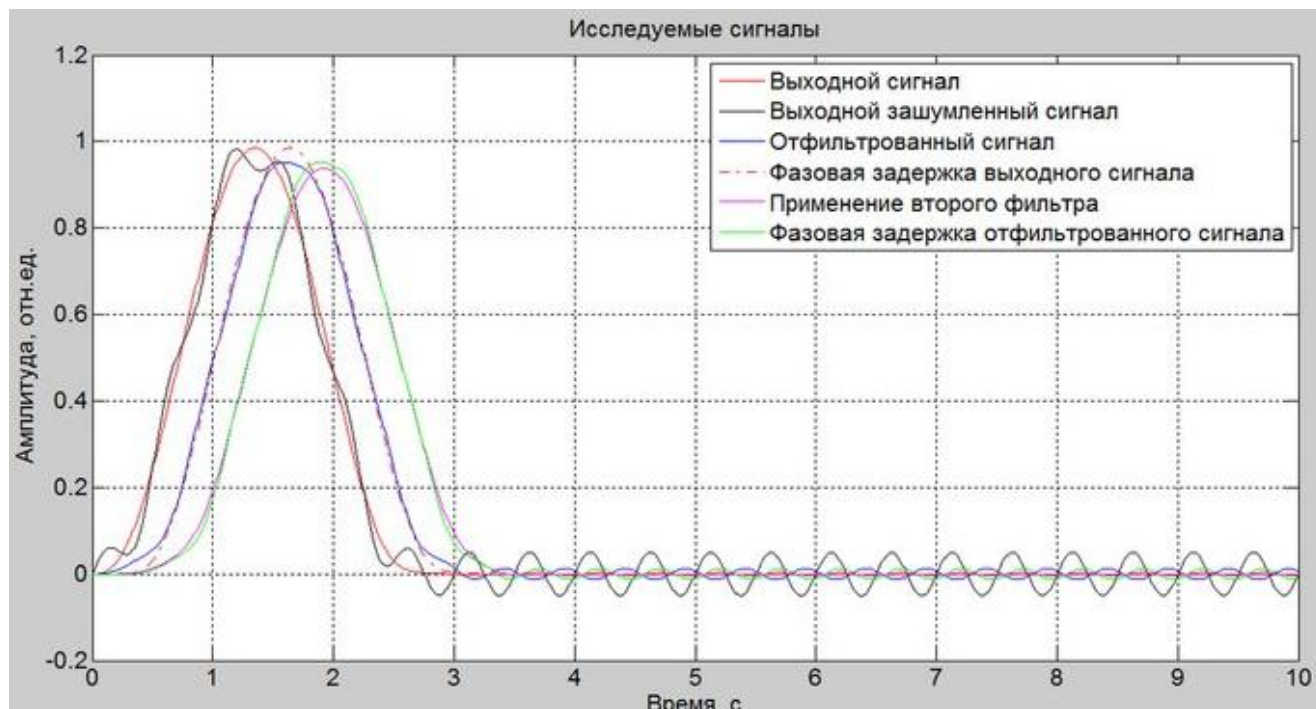


Рисунок 4.36 – Отфильтрованный сигнал с оптимальным порядком фильтра

Вычислим СКО между сигналами Y_f и Y по формуле (4.1):

$$\sigma_1 = std(Y_f - Y) = 0,0114 * 100\% = 1,14\%$$

Вычислим СКО между сигналами Y_{ff} и Y_{fd} по формуле (4.1):

$$\sigma_2 = std(Y_{ff} - Y_{fd}) = 0,0096 * 100\% = 0,96\%$$

Сравним данные значения СКО:

					ЮУрГУ-12.03.01. 2018. 114/559. ВКР	Лист
						96
Изм.	Лист	№докум.	Подп.	Дата		

$$\frac{\sigma_1}{\sigma_2} = \frac{0,0114}{0,0096} = 1,2$$

Из полученного значения делаем вывод о том, что СКО уменьшилось в 1,2 раз, это говорит о том, что мы достигли решения поставленной цели выпускной квалификационной работы.

4.4 Окно Чебышева

4.4.1 Проверка работы измерительной системы на основе синусоидального сигнала на входе ИП

1) На рисунке 4.37 представлен результат работы измерительной системы. На вход, которой был подан синусоидальный сигнал с частотой $f=0,2$ Гц, то есть период $T=5$ с.

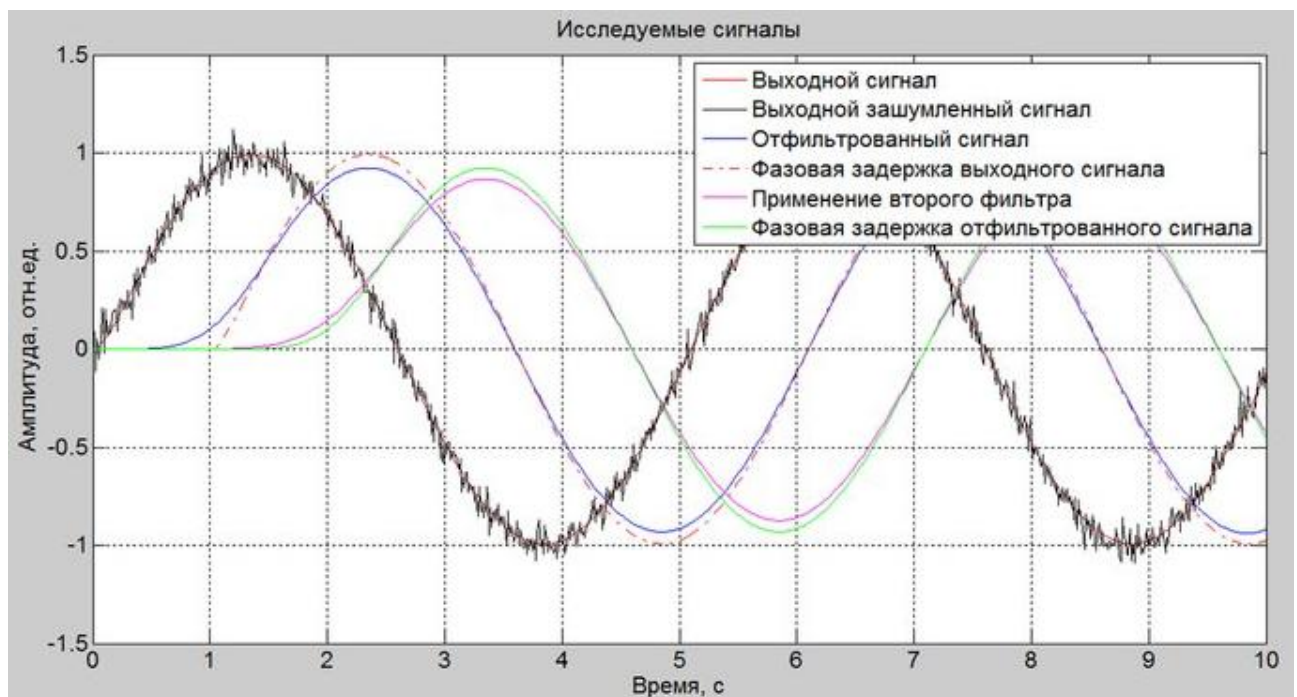


Рисунок 4.37 – Работа системы на основе синусоидального сигнала со случайным шумом

Как видно из рисунка 4.37 сигнал отфильтрован не полностью, так как амплитуда полезного сигнала уменьшилась. Для оптимальной фильтрации необходимо подобрать оптимальный порядок фильтра, который будет с большей точностью фильтровать выходной сигнал.

Приведем на рисунке 4.38 график теоретической оценки СКО и расчетной оценки СКО.

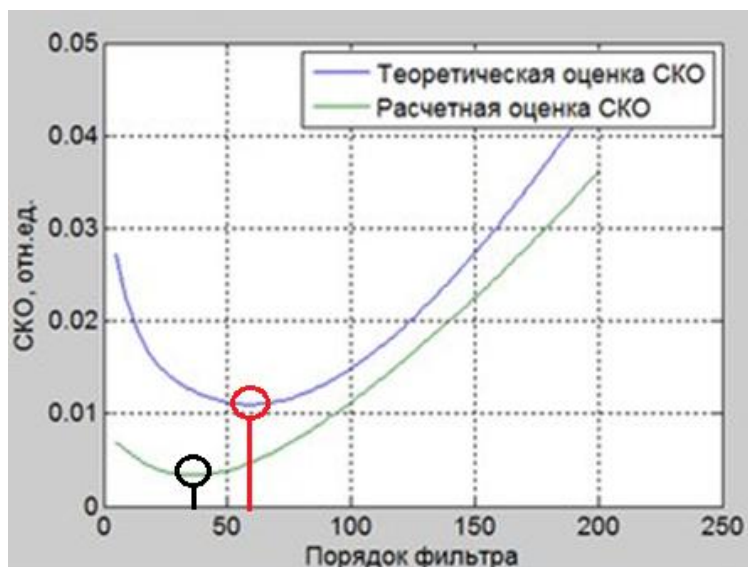


Рисунок 4.38 – Графики СКО

По рисунку 4.38 видно, что наименьшее значение СКО приобретает на интервале от 31 до 65.

Приведем значения теоретической оценки СКО и расчетной оценки СКО в таблице 4.13.

Таблица 4.13 – Динамическая погрешность, выраженная в значения СКО

Порядок фильтра	Теоретическая оценка	Расчетная оценка
31	0,0132	0,0035
33	0,0129	0,0035
35	0,0126	0,0034

Продолжение таблицы 4.13

37	0,0123	0,0034
39	0,0121	0,0034
41	0,0119	0,0035
43	0,0117	0,0035
45	0,0115	0,0036
47	0,0114	0,0037
49	0,0113	0,0038
51	0,0112	0,0040
53	0,0111	0,0041
55	0,0110	0,0043
57	0,0110	0,0045
59	0,0110	0,0047
61	0,0110	0,0049
63	0,0111	0,0051
65	0,0111	0,0054

По результатам Таблицы 4.13 видно, что самый оптимальный порядок фильтра 37.

Приведем на рисунке 4.39 отфильтрованный сигнал с оптимальным порядком фильтра.

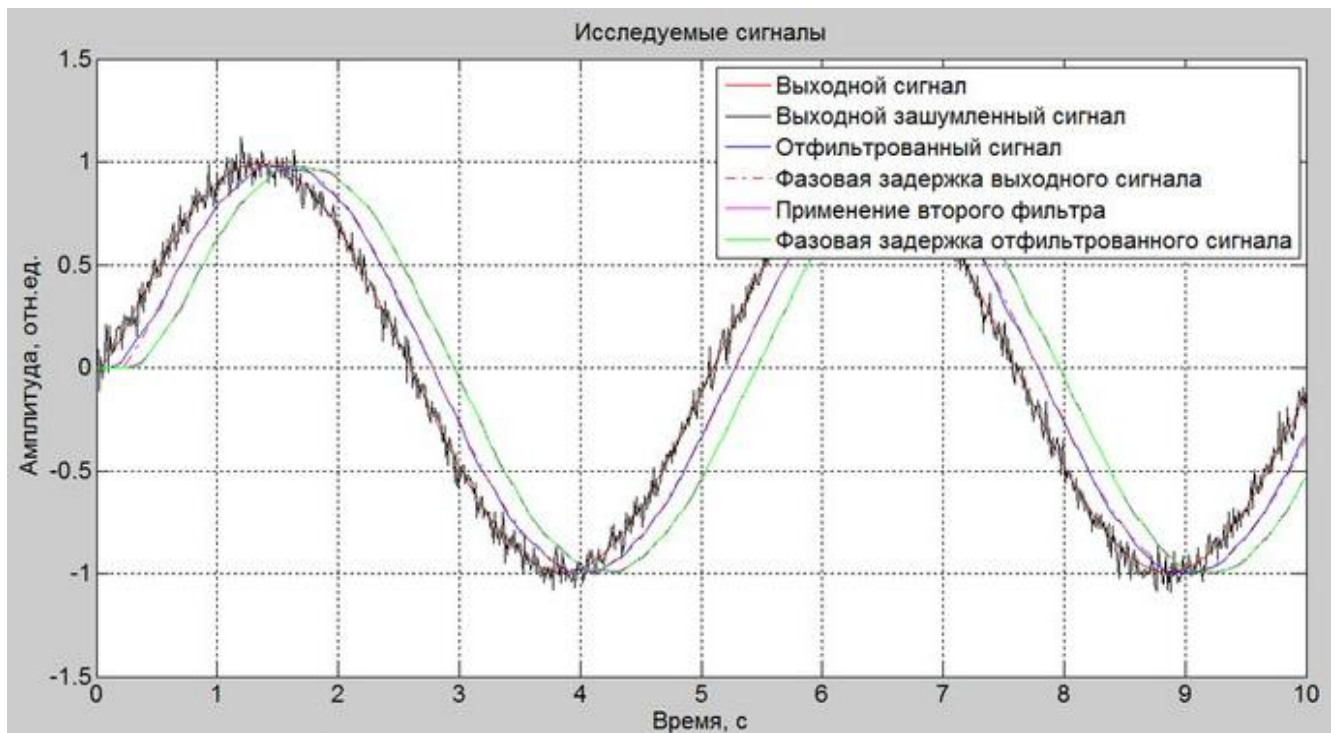


Рисунок 4.39 – Отфильтрованный сигнал с оптимальным порядком фильтра

Вычислим СКО между сигналами Y_f и Y по формуле (4.1):

$$\sigma_1 = \text{std}(Y_f - Y) = 0,0110 * 100\% = 1,10\%$$

Вычислим СКО между сигналами Y_{ff} и Y_{fd} по формуле (4.1):

$$\sigma_2 = \text{std}(Y_{ff} - Y_{fd}) = 0,0034 * 100\% = 0,34\%$$

Сравним данные значения СКО:

$$\frac{\sigma_1}{\sigma_2} = \frac{0,0110}{0,0033} = 3,2$$

Из полученного значения делаем вывод о том, что СКО уменьшилось более чем в 3 раза, это говорит о том, что мы достигли решения поставленной цели выпускной квалификационной работы.

2) На рисунке 4.40 представлен результат работы исследуемой системы. На вход, которой был подан синусоидальный сигнал с частотой $f=0,2$ Гц, то есть период $T=5$ с.

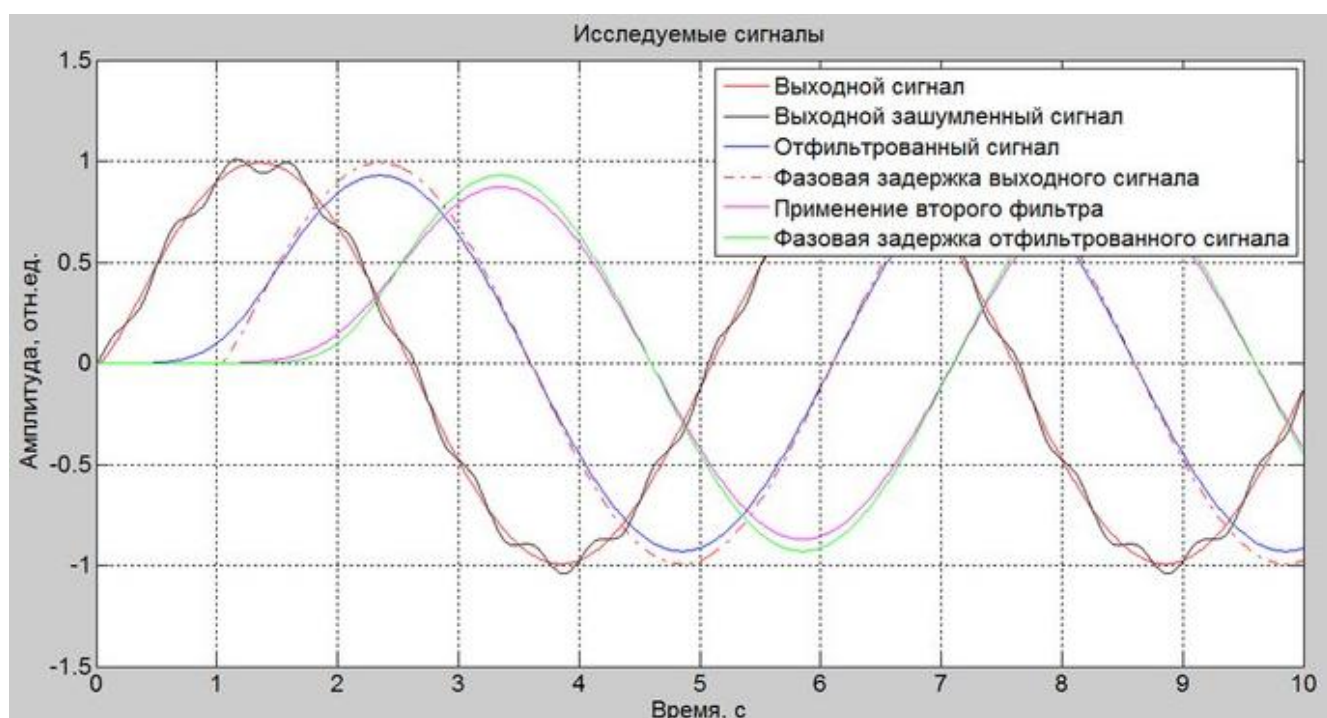


Рисунок 4.40 – Работа системы на основе синусоидального сигнала с гармоническим шумом

Как видно из рисунка 4.40 сигнал отфильтрован не полностью, так как амплитуда полезного сигнала уменьшилась. Для оптимальной фильтрации необходимо подобрать оптимальный порядок фильтра, который будет с большей точностью фильтровать выходной сигнал.

Приведем на рисунке 4.41 график теоретической оценки СКО и расчетной оценки СКО.

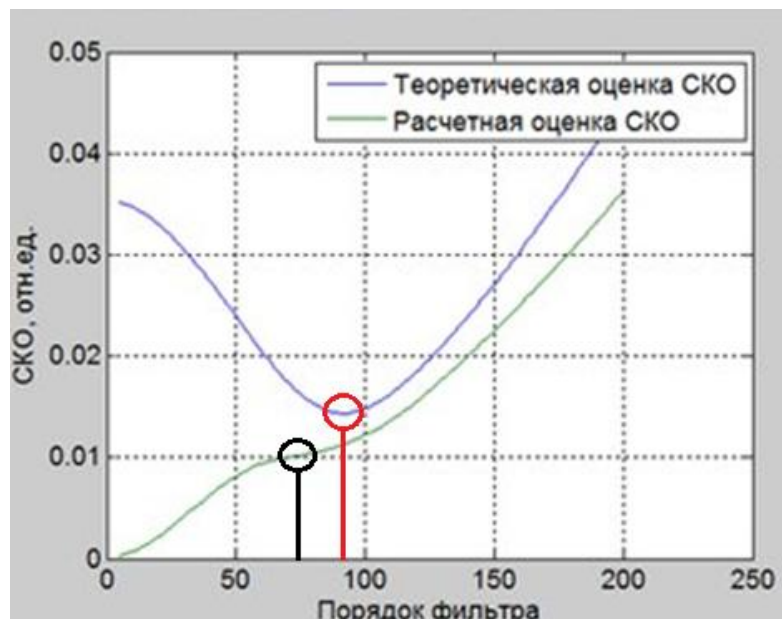


Рисунок 4.41 – Графики СКО

По рисунку 4.41 видно, что наименьшее значение СКО приобретает на интервале от 69 до 99.

Приведем значения теоретической оценки СКО и расчетной оценки СКО в таблице 4.14.

Таблица 4.14 – Динамическая погрешность, выраженная в значения СКО

Порядок фильтра	Теоретическая оценка	Расчетная оценка
69	0,0177	0,0100
71	0,0172	0,0101
73	0,0167	0,0102
75	0,0162	0,0102
77	0,0158	0,0103
79	0,0154	0,0104
81	0,0151	0,0105
83	0,0149	0,0106
85	0,0146	0,0108

Продолжение таблицы 4.14

87	0,0145	0,0109
89	0,0144	0,0111
91	0,0143	0,0112
93	0,0144	0,0114
95	0,0144	0,0116
97	0,0145	0,0118
99	0,0147	0,0121

По результатам Таблицы 4.14 видно, что самый оптимальный порядок фильтра 75.

Приведем на рисунке 4.42 отфильтрованный сигнал с оптимальным порядком фильтра.

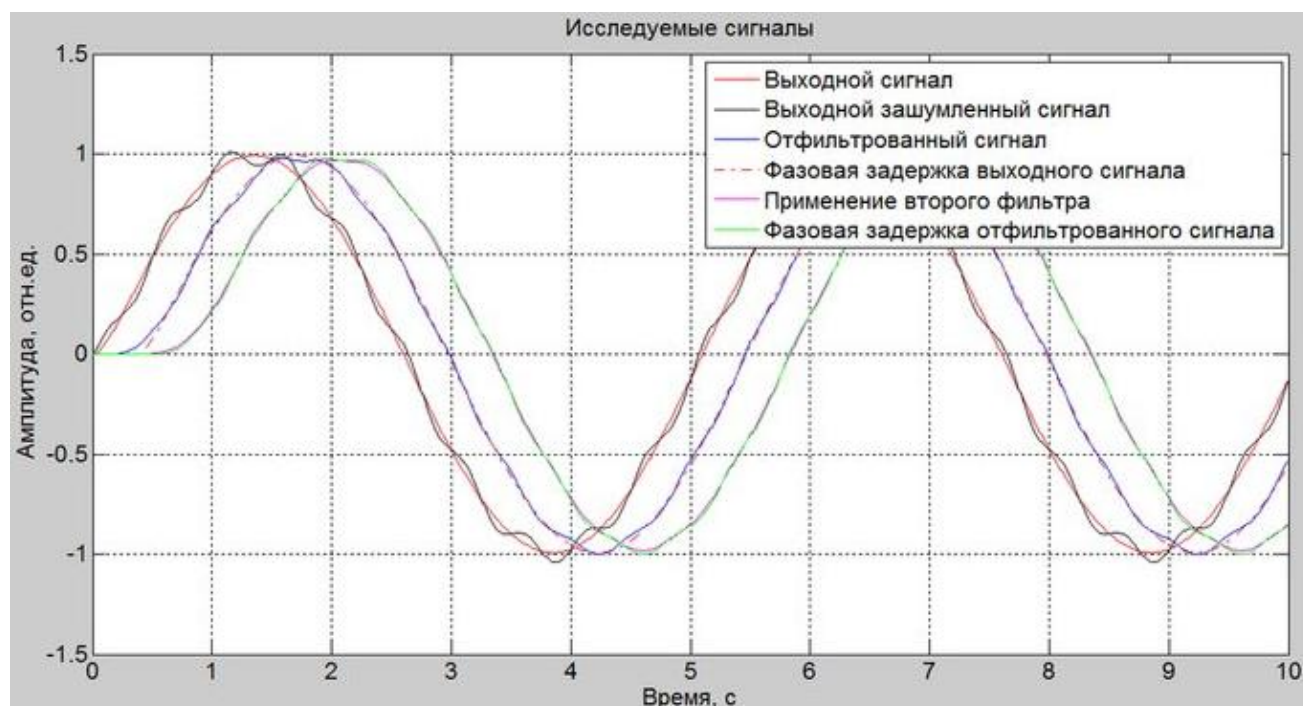


Рисунок 4.42 – Отфильтрованный сигнал с оптимальным порядком фильтра

Вычислим СКО между сигналами Y_f и Y по формуле (4.1):

$$\sigma_1 = \text{std}(Y_f - Y) = 0,0143 * 100\% = 1,43\%$$

Вычислим СКО между сигналами Y_{ff} и Y_{fd} по формуле (4.1):

$$\sigma_2 = \text{std}(Y_{ff} - Y_{fd}) = 0,0102 * 100\% = 1,02\%$$

Сравним данные значения СКО:

$$\frac{\sigma_1}{\sigma_2} = \frac{0,0143}{0,0102} = 1,4$$

Из полученного значения делаем вывод о том, что СКО уменьшилось в 1,4 раз, это говорит о том, что мы достигли решения поставленной цели выпускной квалификационной работы.

4.4.2 Проверка работы измерительной системы на основе функции Хевисайда на входе ИП

1) На рисунке 4.43 представлен результат работы исследуемой системы. На вход, которой была подана функция Хевисайда.

					ЮУрГУ-12.03.01. 2018. 114/559. ВКР	Лист
						104
Изм.	Лист	№докум.	Подп.	Дата		

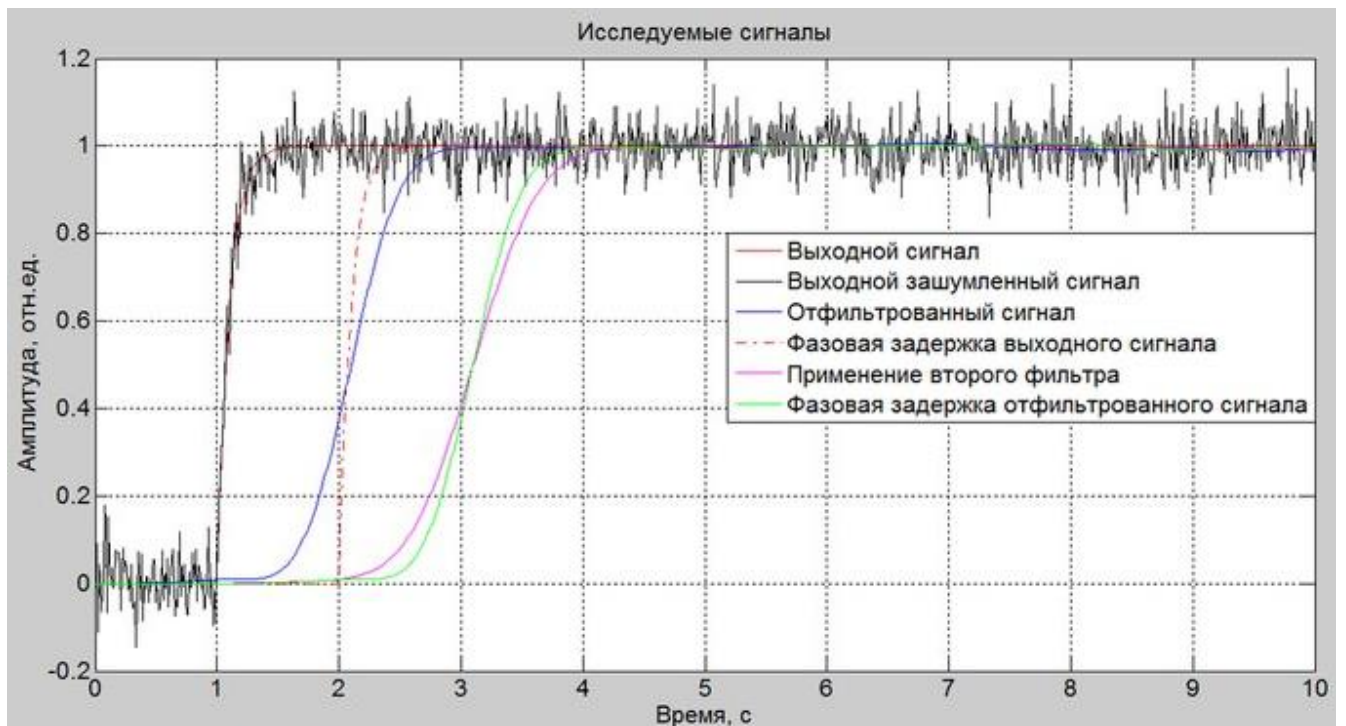


Рисунок 4.43 – Работа системы на основе функции Хевисайда со случайным шумом

Как видно из рисунка 4.43 сигнал отфильтрован не полностью. Для оптимальной фильтрации необходимо подобрать оптимальный порядок фильтра, который будет с большей точностью фильтровать выходной сигнал.

Приведем на рисунке 4.44 график теоретической оценки СКО и расчетной оценки СКО.

					ЮУрГУ-12.03.01. 2018. 114/559. ВКР	Лист
						105
Изм.	Лист	№докум.	Подп.	Дата		

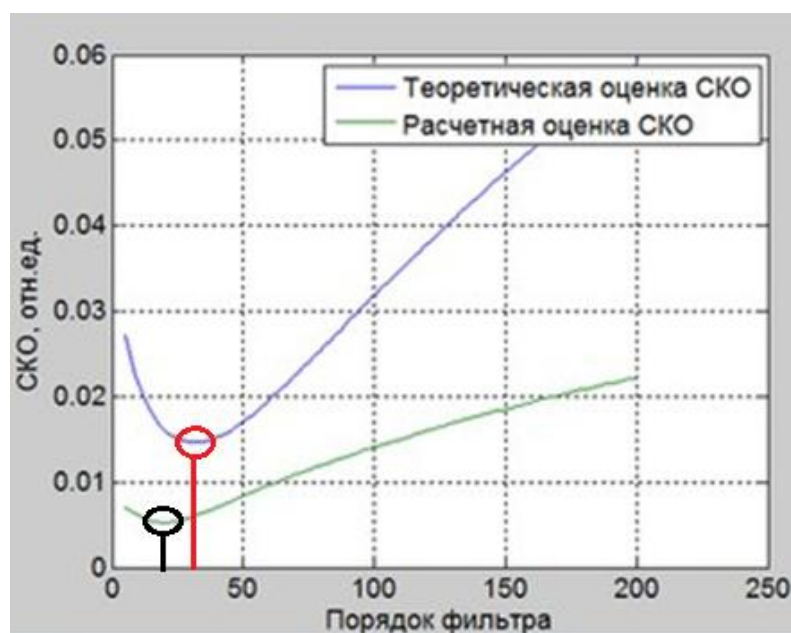


Рисунок 4.44 – Графики СКО

По рисунку 4.44 видно, что наименьшее значение СКО приобретает на интервале от 11 до 41.

Приведем значения теоретической оценки СКО и расчетной оценки СКО в таблице 4.15.

Таблица 4.15 – Динамическая погрешность, выраженная в значения СКО

Порядок фильтра	Теоретическая оценка	Расчетная оценка
11	0,0207	0,0059
13	0,0193	0,0056
15	0,0181	0,0054
17	0,0172	0,0053
19	0,0164	0,0052
21	0,0158	0,0053
23	0,0154	0,0053
25	0,0150	0,0054
27	0,0148	0,0055
29	0,0147	0,0057

Продолжение таблицы 4.15

31	0,0146	0,0059
33	0,0146	0,0062
35	0,0147	0,0064
37	0,0149	0,0067
39	0,0151	0,0069
41	0,0153	0,0072

По результатам Таблицы 4.15 видно, что самый оптимальный порядок фильтра 19.

Приведен на рисунке 4.45 отфильтрованный сигнал с оптимальным порядком фильтра.

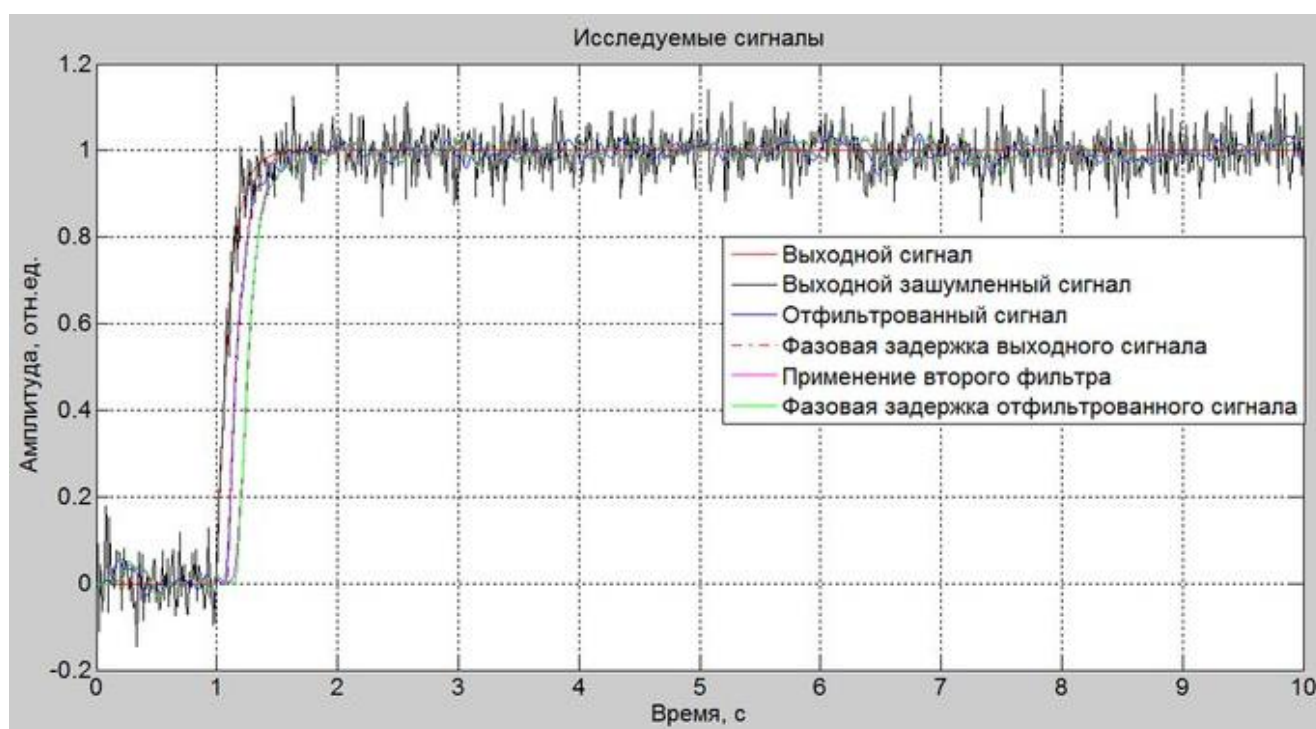


Рисунок 4.45 – Отфильтрованный сигнал с оптимальным порядком фильтра

Вычислим СКО между сигналами Y_f и Y по формуле (4.1):

$$\sigma_1 = \text{std}(Y_f - Y) = 0,0146 * 100\% = 1,46\%$$

Вычислим СКО между сигналами Y_{ff} и Y_{fd} по формуле (4.1):

$$\sigma_2 = \text{std}(Y_{ff} - Y_{fd}) = 0,0052 * 100\% = 0,52\%$$

Сравним данные значения СКО:

$$\frac{\sigma_1}{\sigma_2} = \frac{0,0146}{0,0052} = 2,8$$

Из полученного значения делаем вывод о том, что СКО уменьшилось более чем в 2 раза, это говорит о том, что мы достигли решения поставленной цели выпускной квалификационной работы.

2) На рисунке 4.46 представлен результат работы исследуемой системы. На вход которой была подана функция Хевисайда.

					<i>ЮУрГУ-12.03.01. 2018. 114/559. ВКР</i>	<i>Лист</i>
						108
<i>Изм.</i>	<i>Лист</i>	<i>№докум.</i>	<i>Подп.</i>	<i>Дата</i>		

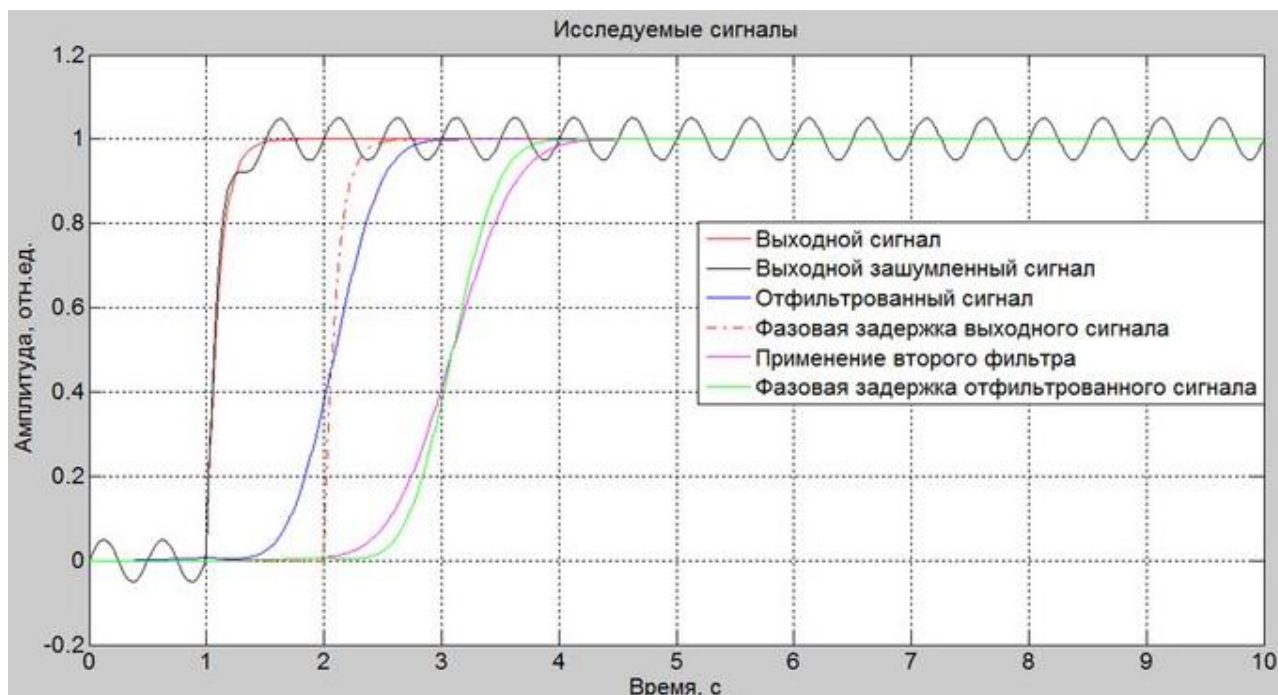


Рисунок 4.46 – Работа системы на основе функции Хевисайда с гармоническим шумом

Как видно из рисунка 4.46 сигнал отфильтрован не полностью. Для оптимальной фильтрации необходимо подобрать оптимальный порядок фильтра, который будет с большей точностью фильтровать выходной сигнал.

Приведем на рисунке 4.47 график теоретической оценки СКО и расчетной оценки СКО.

					ЮУрГУ-12.03.01. 2018. 114/559. ВКР	Лист
						109
Изм.	Лист	№докум.	Подп.	Дата		

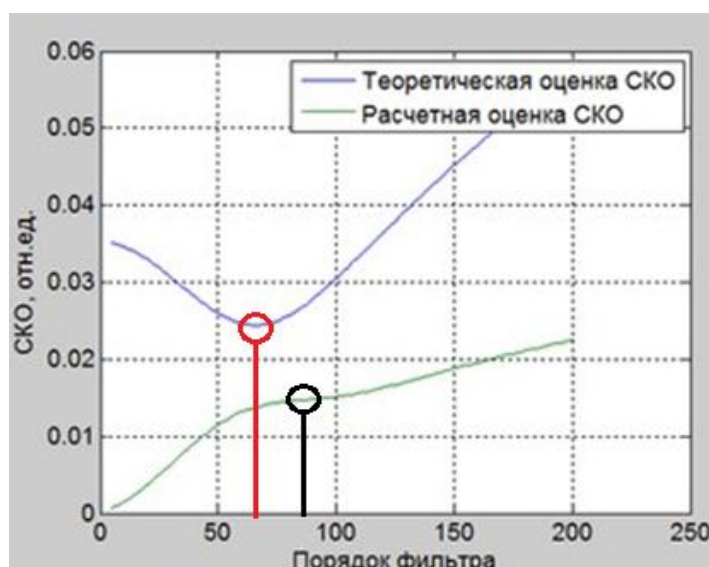


Рисунок 4.47 – Графики СКО

По рисунку 4.47 видно, что наименьшее значение СКО приобретает на интервале от 59 до 101.

Приведем значения теоретической оценки СКО и расчетной оценки СКО в таблице 4.16.

Таблица 4.16 – Динамическая погрешность, выраженная в значения СКО

Порядок фильтра	Теоретическая оценка	Расчетная оценка
59	0,0248	0,0130
61	0,0246	0,0133
63	0,0245	0,0135
65	0,0245	0,0137
67	0,0245	0,0139
69	0,0245	0,0140
71	0,0246	0,0142
73	0,0248	0,0143
75	0,0250	0,0144
77	0,0252	0,0145
79	0,0255	0,0146

Продолжение таблицы 4.16

81	0,0259	0,0146
83	0,0262	0,0147
85	0,0266	0,0147
87	0,0271	0,0148
89	0,0276	0,0148
91	0,0280	0,0149
93	0,0286	0,0149
95	0,0291	0,0150
97	0,0296	0,0150
99	0,0302	0,0151
101	0,0308	0,0152

По результатам Таблицы 4.16 видно, что самый оптимальный порядок фильтра 87.

Приведен на рисунке 4.48 отфильтрованный сигнал с оптимальным порядком фильтра.

					ЮУрГУ-12.03.01. 2018. 114/559. ВКР	Лист
						111
Изм.	Лист	№докум.	Подп.	Дата		

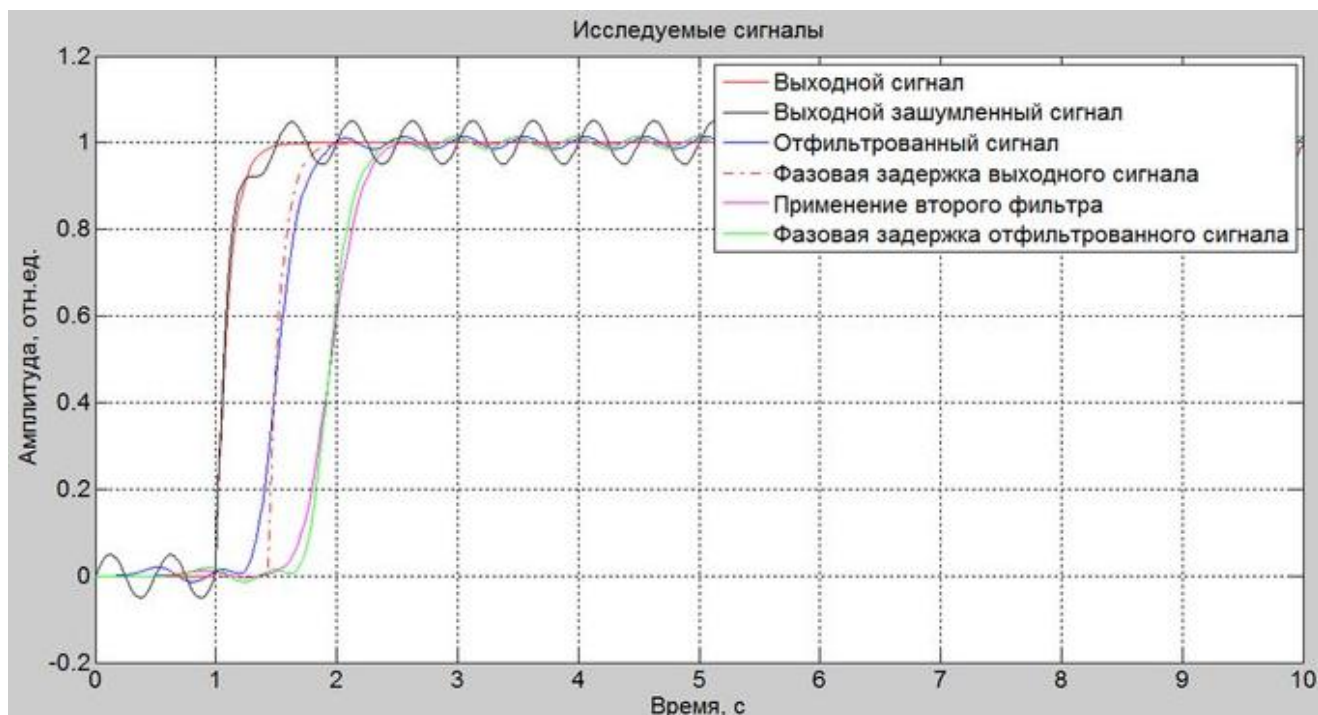


Рисунок 4.48 – Отфильтрованный сигнал с оптимальным порядком фильтра

Вычислим СКО между сигналами Y_f и Y по формуле (4.1):

$$\sigma_1 = std(Y_f - Y) = 0,0245 * 100\% = 2,45\%$$

Вычислим СКО между сигналами Y_{ff} и Y_{fd} по формуле (4.1):

$$\sigma_2 = std(Y_{ff} - Y_{fd}) = 0,0148 * 100\% = 1,48\%$$

Сравним данные значения СКО:

$$\frac{\sigma_1}{\sigma_2} = \frac{0,0245}{0,0148} = 1,7$$

Из полученного значения делаем вывод о том, что СКО уменьшилось в 1,7 раза, это говорит о том, что мы достигли решения поставленной цели выпускной квалификационной работы.

4.4.3 Проверка работы измерительной системы на основе импульсного сигнала на входе ИП

1) На рисунке 4.49 представлен результат работы исследуемой системы. На вход которой был подан импульсный сигнал.

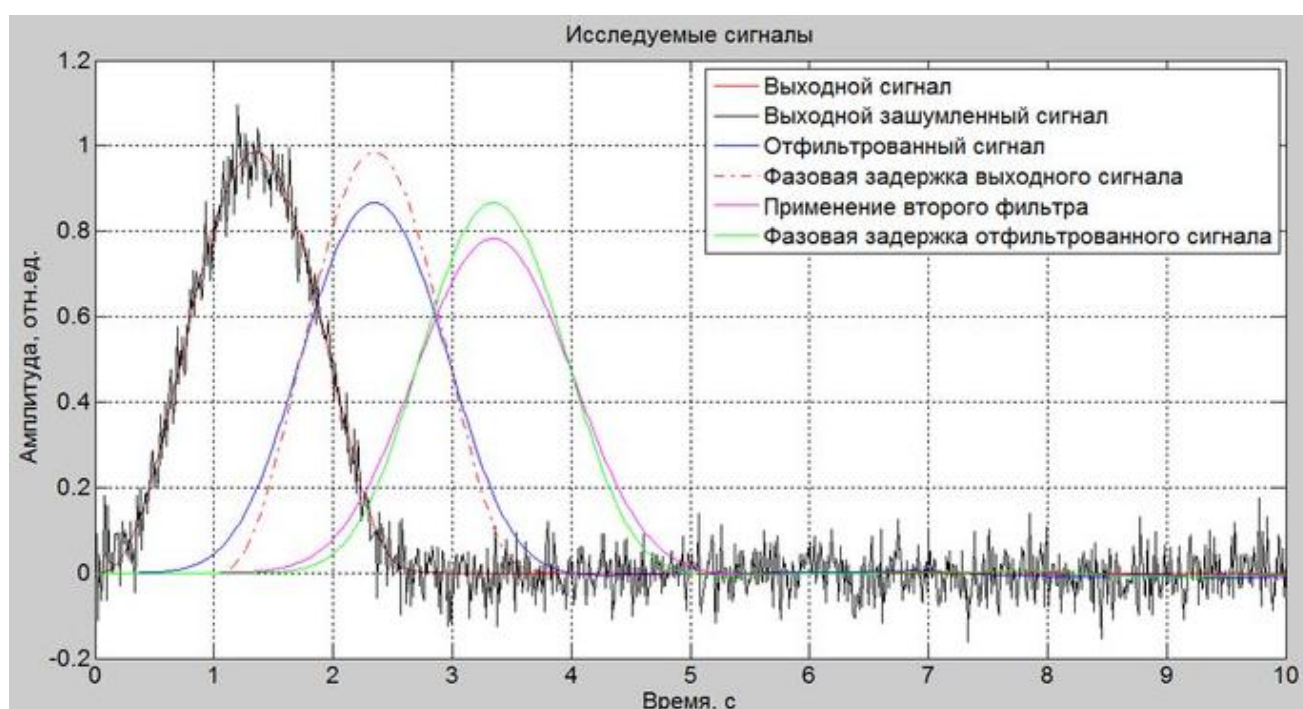


Рисунок 4.49 – Работа системы на основе импульсного сигнала со случайным шумом

Как видно из рисунка 4.49 сигнал отфильтрован не полностью, так как амплитуда полезного сигнала уменьшилась. Для оптимальной фильтрации необходимо подобрать оптимальный порядок фильтра, который будет с большей точностью фильтровать выходной сигнал.

Приведем на рисунке 4.50 график теоретической оценки СКО и расчетной оценки СКО.

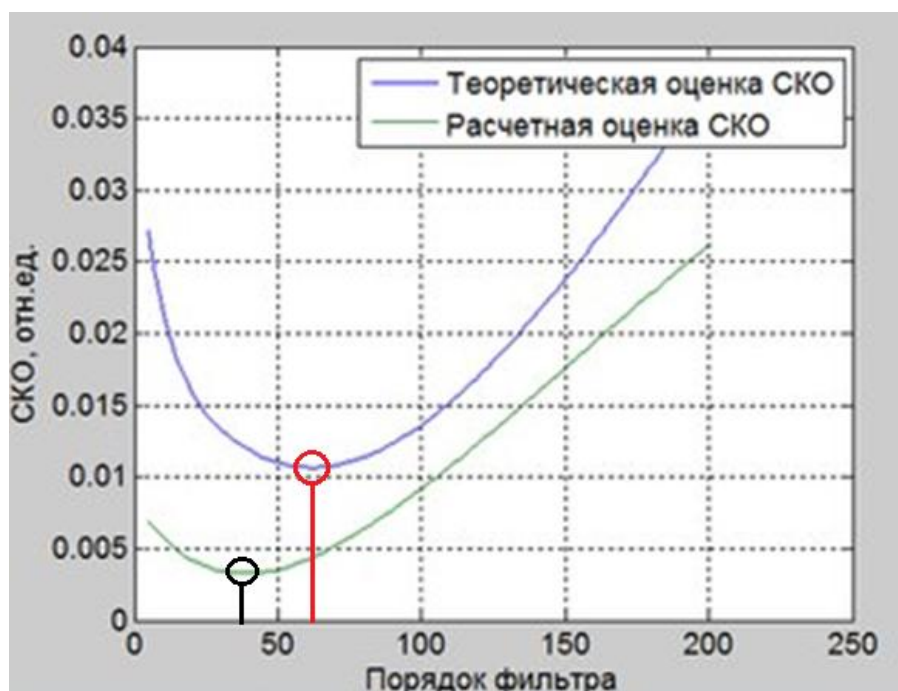


Рисунок 4.50 – Графики СКО

По рисунку 4.50 видно, что наименьшее значение СКО приобретает на интервале от 29 до 75.

Приведем значения теоретической оценки СКО и расчетной оценки СКО в таблице 4.17.

Таблица 4.17 – Динамическая погрешность, выраженная в значения СКО

Порядок фильтра	Теоретическая оценка	Расчетная оценка
29	0,0135	0,0035
31	0,0131	0,0034
33	0,0128	0,0034
35	0,0125	0,0033
37	0,0122	0,0033
39	0,0120	0,0033
41	0,0117	0,0033

Продолжение таблицы 4.17

43	0,0115	0,0033
45	0,0114	0,0034
47	0,0112	0,0034
49	0,0111	0,0035
51	0,0110	0,0036
53	0,0109	0,0037
55	0,0108	0,0039
57	0,0107	0,0040
59	0,0107	0,0042
61	0,0107	0,0043
63	0,0107	0,0045
65	0,0107	0,0047
67	0,0107	0,0049
69	0,0108	0,0051
71	0,0108	0,0053
73	0,0109	0,0055
75	0,0100	0,0058

По результатам Таблицы 4.17 видно, что самый оптимальный порядок фильтра 39.

Приведем на рисунке 4.51 отфильтрованный сигнал с оптимальным порядком фильтра.

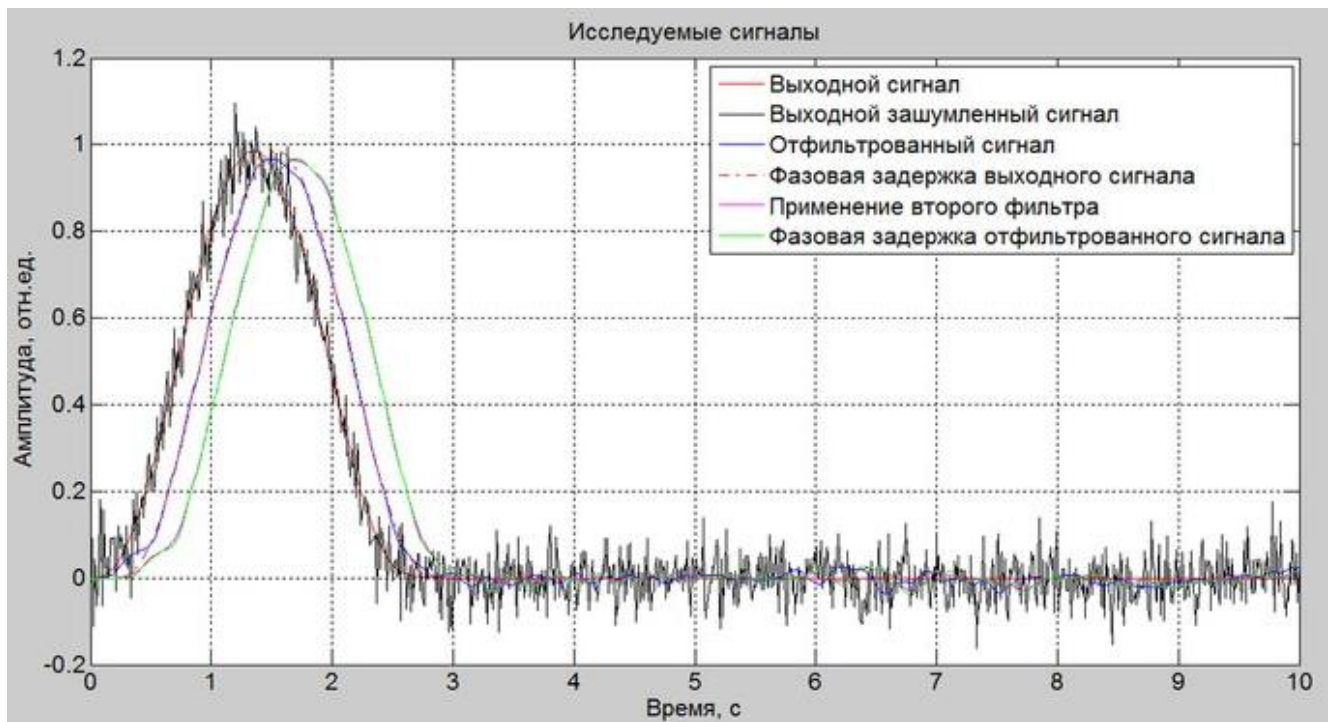


Рисунок 4.51 – Отфильтрованный сигнал с оптимальным порядком фильтра

Вычислим СКО между сигналами Y_f и Y по формуле (4.1):

$$\sigma_1 = std(Y_f - Y) = 0,0107 * 100\% = 1,07\%$$

Вычислим СКО между сигналами Y_{ff} и Y_{fd} по формуле (4.1):

$$\sigma_2 = std(Y_{ff} - Y_{fd}) = 0,0033 * 100\% = 0,33\%$$

Сравним данные значения СКО:

$$\frac{\sigma_1}{\sigma_2} = \frac{0,0107}{0,0033} = 3,2$$

Из полученного значения делаем вывод о том, что СКО уменьшилось более чем в 3 раза, это говорит о том, что мы достигли решения поставленной цели выпускной квалификационной работы.

2) На рисунке 4.52 представлен результат работы исследуемой системы. На вход которой был подан импульсный сигнал.

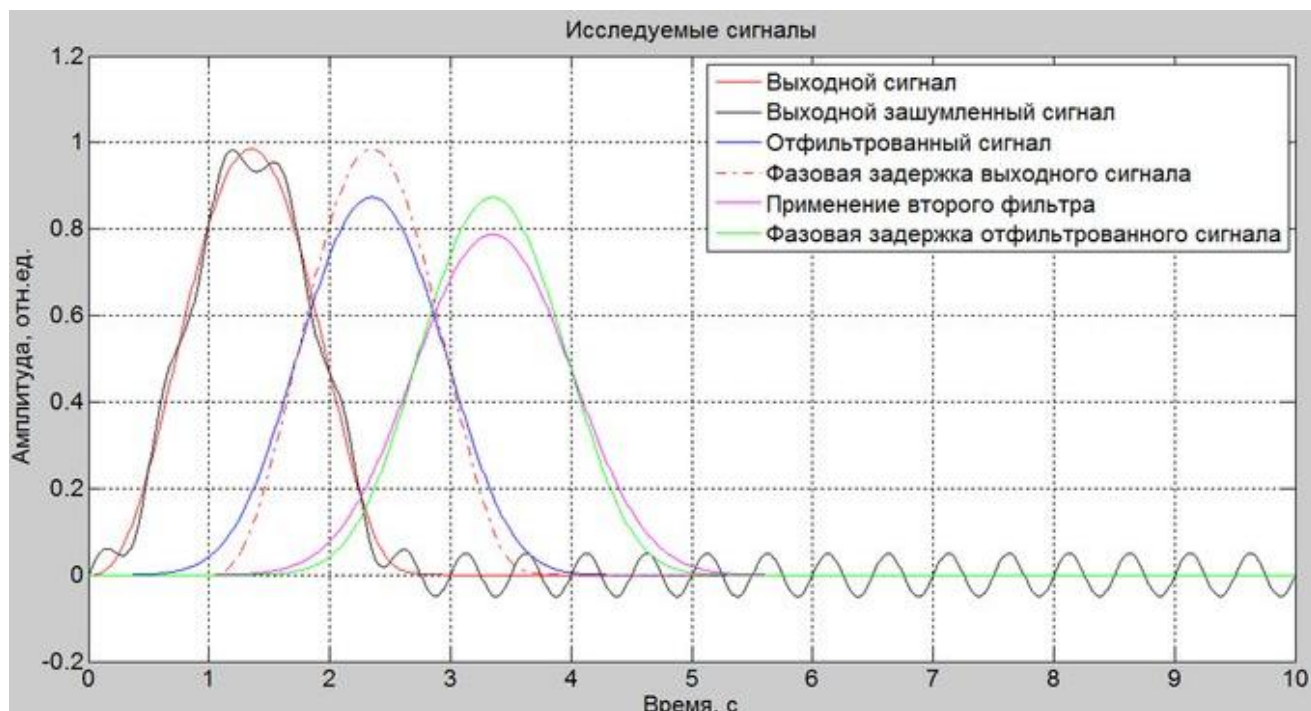


Рисунок 4.52 – Работа системы на основе импульсного сигнала с гармоническим шумом

Как видно из рисунка 4.52 сигнал отфильтрован не полностью, так как амплитуда полезного сигнала уменьшилась. Для оптимальной фильтрации необходимо подобрать оптимальный порядок фильтра, который будет с большей точностью фильтровать выходной сигнал.

Приведем на рисунке 4.53 график теоретической оценки СКО и расчетной оценки СКО.

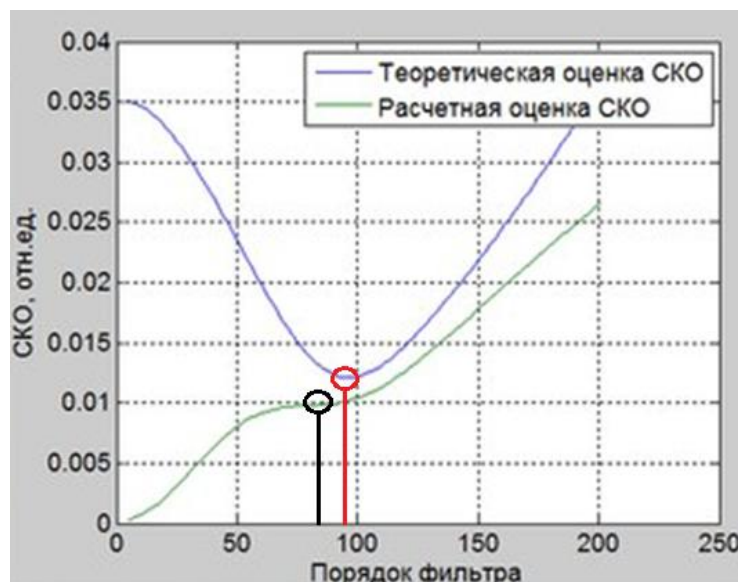


Рисунок 4.53 – Графики СКО

По рисунку 4.53 видно, что наименьшее значение СКО приобретает на интервале от 65 до 105.

Приведем значения теоретической оценки СКО и расчетной оценки СКО в таблице 4.18.

Таблица 4.18 – Динамическая погрешность, выраженная в значения СКО

Порядок фильтра	Теоретическая оценка	Расчетная оценка
65	0,0182	0,0095
67	0,0175	0,0096
69	0,0169	0,0096
71	0,0162	0,0097
73	0,0157	0,0097
75	0,0151	0,0098
77	0,0146	0,0098
79	0,0141	0,0098
81	0,0137	0,0098
83	0,0133	0,0098

Продолжение таблицы 4.18

85	0,0130	0,0099
87	0,0127	0,0099
89	0,0125	0,0099
91	0,0123	0,0100
93	0,0122	0,0100
95	0,0121	0,0101
97	0,0121	0,0102
99	0,0122	0,0103
101	0,0123	0,0105
103	0,0124	0,0106
105	0,0126	0,0108

По результатам Таблицы 4.18 видно, что самый оптимальный порядок фильтра 83.

Приведем на рисунке 4.54 отфильтрованный сигнал с оптимальным порядком фильтра.

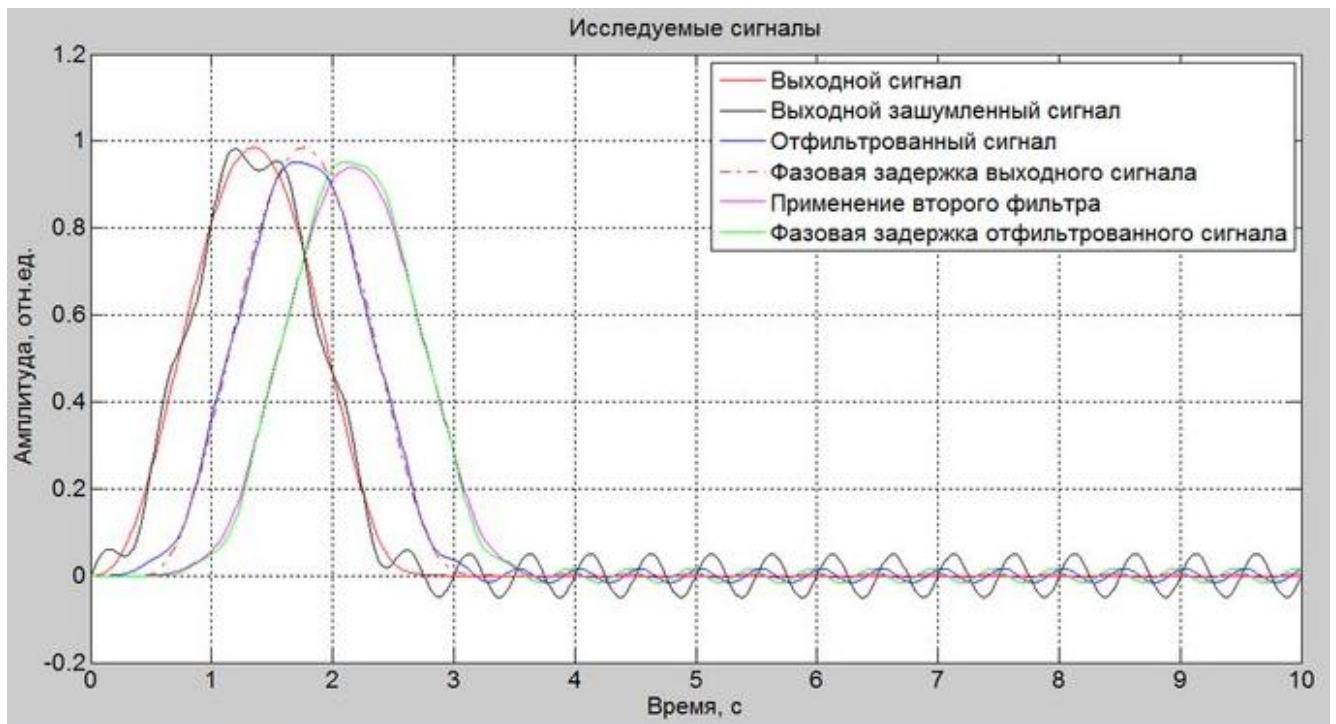


Рисунок 4.54– Отфильтрованный сигнал с оптимальным порядком фильтра

Вычислим СКО между сигналами Y_f и Y по формуле (4.1):

$$\sigma_1 = \text{std}(Y_f - Y) = 0,0121 * 100\% = 1,21\%$$

Вычислим СКО между сигналами Y_{ff} и Y_{fd} по формуле (4.1):

$$\sigma_2 = \text{std}(Y_{ff} - Y_{fd}) = 0,0098 * 100\% = 0,98\%$$

Сравним данные значения СКО:

$$\frac{\sigma_1}{\sigma_2} = \frac{0,0121}{0,0098} = 1,2$$

					ЮУрГУ–12.03.01. 2018. 114/559. ВКР	Лист
						120
Изм.	Лист	№докум.	Подп.	Дата		

Из полученного значения делаем вывод о том, что СКО уменьшилось в 1,2 раза, это говорит о том, что мы достигли решения поставленной цели выпускной квалификационной работы.

Сведем результаты динамической погрешности, которая выражена в значениях СКО, полученные за счет глубокого математического моделирования в таблицу 4.19.

Таблица 4.19 – Результаты динамической погрешности

	Входной сигнал					
	Синусоидальный сигнал		Функция Хевисайда		Импульсный сигнал	
СКО, отн.ед. Тип фильтра с шумом	СКО теор., отн. ед	СКО рас., отн. ед	СКО теор., отн. ед	СКО рас., отн. ед	СКО теор., отн. ед	СКО рас., отн. ед
Чебышева с гармоническим шумом	0,0143	0,0102	0,0245	0,0148	0,0121	0,0098
Чебышева со случайным шумом	0,0110	0,0033	0,0146	0,0052	0,0107	0,0033
Прямоугольный с гармоническим шумом	0,0124	0,0099	0,0252	0,0138	0,0099	0,0086
Прямоугольный со случайным шумом	0,0115	0,0049	0,0154	0,0070	0,0111	0,0047
Треугольный с гармоническим шумом	0,0138	0,0100	0,0245	0,0145	0,0114	0,0096
Треугольный со случайным шумом	0,0111	0,0034	0,0146	0,0052	0,0108	0,0032

Как видно из полученных результатов динамическая погрешность, выраженная в значениях СКО, значительно уменьшалась от двух до трех раз, при обработке результатов компьютерного моделирования системы, что подтверждает работоспособность и эффективность разработанного метода.

Фильтр Чебышева достаточно эффективно производит фильтрацию выходного сигнала, уменьшая динамическую погрешность 1,7 раза, а в случае входного синусоидального сигнала и входного импульсного сигналы, удалось уменьшить погрешность более чем в 3 раза.

Треугольный фильтр достаточно эффективно производит фильтрацию выходного сигнала, что показывают значения из таблицы 19.

Прямоугольный фильтр фильтрует сигнал не столь эффективно, как два предыдущих фильтра, но благодаря алгоритму адаптивного поиска удалось уменьшить динамическую погрешность, выраженную в значениях СКО.

.4.6 Выводы по главе

В ходе работы в данной главе нам удалось проверить работоспособность нашей системы на основе трех входных сигналов. Также с помощью посчитанных значений СКО мы убедились, что погрешность измерений при адаптивной фильтрации выходного сигнала ИП уменьшилась.

					<i>ЮУрГУ-12.03.01. 2018. 114/559. ВКР</i>	<i>Лист</i>
						122
<i>Изм.</i>	<i>Лист</i>	<i>№докум.</i>	<i>Подп.</i>	<i>Дата</i>		

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В ходе выполнения выпускной квалификационной работе были получены следующие результаты:

1. В первой главе была рассмотрена теоретическая часть, связанная с динамической погрешностью и ее оценкой. Также были проанализированы научные статьи, в которых говорится о методах ФИС.
2. Во второй главе мы рассмотрели общую информацию о дискретных фильтра. Для решения нашей задачи были выбраны дискретные нерекурсивные фильтры, так как их свойства наиболее подходят для решения поставленной задачи.
3. В третьей главе был разработан алгоритм адаптивного поиска оптимальных параметров фильтра, реализованный в виде кода в программной среде MATLAB.
4. В четвертой главе был произведен анализ исследуемой системы, на основе трех входных сигналов:
 - синусоидальный;
 - функция Хевисайда;
 - импульсный.

Наиболее качественно и эффективно фильтрует сигнал фильтр Чебышева и треугольный фильтр. Динамическая погрешность с применением этих фильтров уменьшилась до 2 раз, а в отдельных случаях погрешность уменьшалась до 3 раз.

Прямоугольный фильтр хуже производит фильтрацию сигнала, но благодаря алгоритму адаптивного поиска удалось уменьшить динамическую погрешность.

Динамическая погрешность, выраженная в значениях СКО, значительно уменьшалась от двух до трех раз, при обработке результатов компьютерного моделирования системы, что подтверждает работоспособность и эффективность разработанного метода.

					ЮУрГУ-12.03.01. 2018. 114/559. ВКР	Лист
						123
Изм.	Лист	№докум.	Подп.	Дата		

Стоит отметить, что коррекции динамической погрешности производилась только за счет глубокой математической обработки результатов измерения без изменения структуры, конструкции и параметров ИП.

Исходя их полученных данных и сведений, можно утверждать, что данный метод можно успешно применять на практике с реальными ИП.

Таким образом, цель выпускной квалификационной работы, можно считать достигнутой, путем выполнения вышеуказанных задач.

					<i>ЮУрГУ-12.03.01. 2018. 114/559. ВКР</i>	<i>Лист</i>
						124
<i>Изм.</i>	<i>Лист</i>	<i>№докум.</i>	<i>Подп.</i>	<i>Дата</i>		

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Алгоритмы и процессоры цифровой обработки сигналов / сост. А. И. Солонина, Д. Улахович, Л. Яковлев. СПб.: БХВ- Петербург, 2002. – 454 с.
2. ГОСТ 8.009-84. Издания. Нормируемы метрологические характеристики средств измерений. – М.: Издательство стандартов, 1984. – 27с.
3. Гутников, В.С. Интегральная электроника в измерительных устройствах / В.С. Гутников. – Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1988. – 304 с.
4. Гутников, В.С. Методы реализации специальных весовых функций в измерительных устройствах. / В.С. Гутников // “Измерения, контроль, автоматизация”. – 1983. – №2. – С.3-15.
5. Гутников, В.С. Фильтрация измерительных сигналов / В.С. Гутников. – Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1990. – 192 с.
6. Дискретная фильтрация. – <http://www.mathworks.com/help/matlab/ref/filter.html>.
7. Как предсказать цену акций: Алгоритм адаптивной фильтрации. - <https://habr.com/company/iticapital/blog/274821/>.
8. Квитек, Е.В. Фильтрация измерительных сигналов методом полиномиальной ортогонализации / Е.В. Квитек, В.Н. Тарасов., В.Д. Шевеленко // Вестник Оренбургского государственного университета. – 2000. – №3. – С. 100-103.
9. Лайонс, Р. Цифровая обработка сигналов / Р. Лайонс.– 2-е изд. – М.: Бином-Пресс, 2006. – 656 с.
10. Ломтев, Е.А. Применение метода на основе экстремальной фильтрации в задачах сжатия измерительных сигналов / Е.А. Ломтев, Б.В. Цыпин, А.В. Терехина // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2013. – №1(3). – С. 55-59.
11. Методический материал по применению ГОСТ 8.009-84: методические указания / М.: Изд-во стандартов, 1984. – 150 с.

					<i>ЮУрГУ-12.03.01. 2018. 114/559. ВКР</i>	<i>Лист</i>
						125
<i>Изм.</i>	<i>Лист</i>	<i>№докум.</i>	<i>Подп.</i>	<i>Дата</i>		

12. Методы решения задачи минимизации квадратичной функции: методические указания / сост. К.В. Григорьева. – СПб.: Изд-во СПбГУ, 2007. – 15 с.

13. Проблемы автоматизации и управления в технических системах: сб. тр. междунар. науч.- техн. конф. – Пенза, 2009. – 236 с.

14. Пинсухович, Р.Л. Минимизация динамической погрешности измерительных преобразователей / Р.Л. Пинсухович, Б.Ф. Кузнецов // Измерительная техника. – 2004. – №1. – С. 12-15.

15. Сергиенко, А.Б. Цифровая обработка сигналов / А.Б. Сергиенко.– СПб.: Питер, 2003. – 608 с.

16. Селиванов, М.Н. Качество измерений: метрологическая справочная книга / М.Н. Селиванов, А.Э. Фридман, Ж.Ф. Кудряшов. – Л.: Лениздат, 1987. – 295 с.

17. Цифровая фильтрация на ПЛИС – Часть 2. – <https://habrahabr.ru/post/274847/>.

18. Шевеленко, В.Д. Фильтрация измерительных сигналов формированием частных сумм рядов Фурье / В.Д. Шевеленко, Д.В. Шевеленко, Е.В. Квитек // Информатика, вычислительная техника и электроника. – 1999. – С. 74-77.

19. Щурин, К.В. Преобразование Дирихле как инструмент реализации фильтрующего свойства ортонормированного базиса / К.В. Щурин, М.В. Николаев, В.Д. Шевеленко, Д.Ю. Шипилов // Естественные и технические науки. – 2013. – №3. – С. 200-203.

20. Щурин, К.В. Совершенствование методов оценки спектральных характеристик колебаний мобильных машин / К.В. Щурин, А.В. Сериков // Информационно-технологический вестник. – 2014. – №2. – С. 130-140.

21. Щурин, К.В. Фильтрация измерительных сигналов методом группового преобразования Фурье / К.В. Щурин, В.И. Чепасов, В.Д. Шевеленко, В.А. Лукоянов // Контроль. Диагностика. – 2013. – №3. – С. 42-46.

					<i>ЮУрГУ-12.03.01. 2018. 114/559. ВКР</i>	<i>Лист</i>
						126
<i>Изм.</i>	<i>Лист</i>	<i>№докум.</i>	<i>Подп.</i>	<i>Дата</i>		

22. Shestakov, A.L. Measuring Transducer of Dynamic Parameters with Iterative Approach to Signal Recovery / A.L. Shestakov // Instruments and Control Systems. – 1992. – №10. P. 23–24.

					<i>ЮУрГУ-12.03.01. 2018. 114/559. ВКР</i>	<i>Лист</i>
						<i>127</i>
<i>Изм.</i>	<i>Лист</i>	<i>№докум.</i>	<i>Подп.</i>	<i>Дата</i>		

ПРИЛОЖЕНИЕ А

Листинг программы прямоугольного окна

```
t=0:0.01:10;
rng default; %инициализация генератора случайных чисел
W=tf(1,[0.1 1]);
U=1*sin(2*3.14*0.2*t);% синусоида как входу
NOISE=0.05*randn(1,length (t));% белый гауссовский шум
Y=lsim(W,U,t);
Ys=Y+NOISE;
windowSize=23
b=rectwin(windowSize);
b=b/sum(b);
a=1;
Yf=filter(b,a,Ys);
Yff=filter(b,a,Yf);
ad=1; %производим сдвиг
bd=zeros(1,windowSize); %lsim
bd((windowSize+1)/2)=1;
Yd=filter(bd,ad,Y);
Yfd=filter(bd,ad,Yf);
plot(t,Y,'r')
hold on;
plot(t,Ys,'k')
hold on;
plot(t,Yf,'b')
hold on;
plot(t,Yd,'r-')
hold on;
plot(t,Yff,'m')
hold on;
plot(t,Yfd,'g')
hold on;
legend('Выходной сигнал','Выходной зашумленный сигнал','Отфильтрованный
сигнал','Фазовая задержка выходного сигнала','Применение второго
фильтра','Фазовая задержка отфильтрованного сигнала');
set(gca,'FontName','Arial Cyr','FontSize',16)
title('Исследуемые сигналы')
xlabel('Время, с')
ylabel('Амплитуда, отн.ед.')
grid;
figure;
plot(b);
grid on;
```

									Лист
									128
Изм.	Лист	№докум.	Подп.	Дата					

ПРИЛОЖЕНИЕ Б

Листинг программы треугольного окна

```
t=0:0.01:10;
rng default; %инициализация генератора случайных чисел
W=tf(1,[0.1 1]);
U=1*sin(2*3.14*0.2*t);% синусоида как входу
NOISE=0.05*randn(1,length (t));% белый гауссовский шум
Y=lsim(W,U,t);
Ys=Y+NOISE;
windowSize=25
b=triang(windowSize);
b=b/sum(b);
a=1;
Yf=filter(b,a,Ys);
Yff=filter(b,a,Yf);
ad=1; %производим сдвиг
bd=zeros(1,windowSize); %lsim
bd((windowSize+1)/2)=1;
Yd=filter(bd,ad,Y);
Yfd=filter(bd,ad,Yf);
plot(t,Y,'r')
hold on;
plot(t,Ys,'k')
hold on;
plot(t,Yf,'b')
hold on;
plot(t,Yd,'r-')
hold on;
plot(t,Yff,'m')
hold on;
plot(t,Yfd,'g')
hold on;
legend('Выходной сигнал','Выходной зашумленный сигнал','Отфильтрованный
сигнал','Фазовая задержка выходного сигнала','Применение второго
фильтра','Фазовая задержка отфильтрованного сигнала');
set(gca,'FontName','Arial Cyr','FontSize',16)
title('Исследуемые сигналы')
xlabel('Время, с')
ylabel('Амплитуда, отн.ед.')
grid;
figure;
plot(b);
grid on;
```

						Лист
					ЮУрГУ-12.03.01. 2018. 114/559. ВКР	129
Изм.	Лист	№докум.	Подп.	Дата		

ПРИЛОЖЕНИЕ В

Листинг программы окна Чебышева

```
t=0:0.01:10;
rng default; %инициализация генератора случайных чисел
W=tf(1,[0.1 1]);
U=1*sin(2*3.14*0.2*t);% синусоида как входу
NOISE=0.05*randn(1,length (t));% белый гауссовский шум
Y=lsim(W,U,t);
Ys=Y+NOISE;
windowSize=37
b=chebwin(windowSize);
b=b/sum(b);
a=1;
Yf=filter(b,a,Ys);
Yff=filter(b,a,Yf);
ad=1; %производим сдвиг
bd=zeros(1,windowSize); %lsim
bd((windowSize+1)/2)=1;
Yd=filter(bd,ad,Y);
Yfd=filter(bd,ad,Yf);
plot(t,Y,'r')
hold on;
plot(t,Ys,'k')
hold on;
plot(t,Yf,'b')
hold on;
plot(t,Yd,'r-')
hold on;
plot(t,Yff,'m')
hold on;
plot(t,Yfd,'g')
hold on;
legend('Выходной сигнал','Выходной зашумленный сигнал','Отфильтрованный
сигнал','Фазовая задержка выходного сигнала','Применение второго
фильтра','Фазовая задержка отфильтрованного сигнала');
set(gca,'FontName','Arial Cyr','FontSize',16)
title('Исследуемые сигналы')
xlabel('Время, с')
ylabel('Амплитуда, отн.ед.')
grid;
figure;
plot(b);
grid on;
```

						Лист
					ЮУрГУ-12.03.01. 2018. 114/559. ВКР	130
Изм.	Лист	№докум.	Подп.	Дата		