

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

УНИВЕРСИТЕТ ИТМО

**М.Ю. Плотников
А.В. Куликов**

**АЛГОРИТМЫ ГОМОДИННОЙ ДЕМОДУЛЯЦИИ В
ФАЗОВЫХ ВОЛОКОННЫХ АКУСТООПТИЧЕСКИХ
СЕНСОРАХ**

Учебное пособие

РЕКОМЕНДОВАНО К ИСПОЛЬЗОВАНИЮ В УНИВЕРСИТЕТЕ ИТМО
по направлению подготовки 11.04.02 «Инфокоммуникационные технологии и системы
связи» в качестве учебного пособия для реализации основных профессиональных
образовательных программ высшего образования магистратуры



УНИВЕРСИТЕТ ИТМО

Санкт-Петербург

2018

М.Ю. Плотников, А.В. Куликов. Алгоритмы гомодинной демодуляции в фазовых волоконных акустооптических сенсорах. Учебное пособие. – СПб: Университет ИТМО, 2018. – 60 с.

Рецензенты:

Лиюкумович Леонид Борисович, доктор физико-математических наук, доцент, Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого, заведующий кафедрой радиофизики Института Физики, Нанотехнологий и Телекоммуникаций СПбПУ.

Рупасов Андрдией Викторович, кандидат технических наук, АО «Концерн «ЦНИИ «Электроприбор», начальник группы исследования и разработки волоконно-оптических гироскопов.

В учебном пособии представлены основные принципы работы схем гомодинной демодуляции интерференционных сигналов в фазовых волоконных акустооптических сенсорах. Приведено детальное описание наиболее распространенных алгоритмов гомодинной демодуляции, проанализированы и математически обоснованы зависимости выходных сигналов рассматриваемых схем от параметров интерференционных сигналов, детально рассмотрены особенности их практической реализации. Значительное внимание уделено сравнению параметров выходных сигналов рассматриваемых схем, обосновано предпочтительное использование конкретных схем в волоконно-оптических датчиках.

Учебное пособие рекомендовано для магистров, обучающихся по направлению 11.04.02 «Инфокоммуникационные технологии и системы связи» (образовательная программа «Световодная фотоника»).

Рекомендовано к печати Ученым советом Факультета инфокоммуникационных технологий «13» марта 2018 года, протокол № 3



УНИВЕРСИТЕТ ИТМО

Университет ИТМО – ведущий вуз России в области информационных и фотонных технологий, один из немногих российских вузов, получивших в 2009 году статус национального исследовательского университета. С 2013 года Университет ИТМО – участник программы повышения конкурентоспособности российских университетов среди ведущих мировых научно-образовательных центров, известной как проект «5 в 100». Цель Университета ИТМО – становление исследовательского университета мирового уровня, предпринимательского по типу, ориентированного на интернационализацию всех направлений деятельности.

© Университет ИТМО, 2018
© М.Ю. Плотников, А.В. Куликов 2018

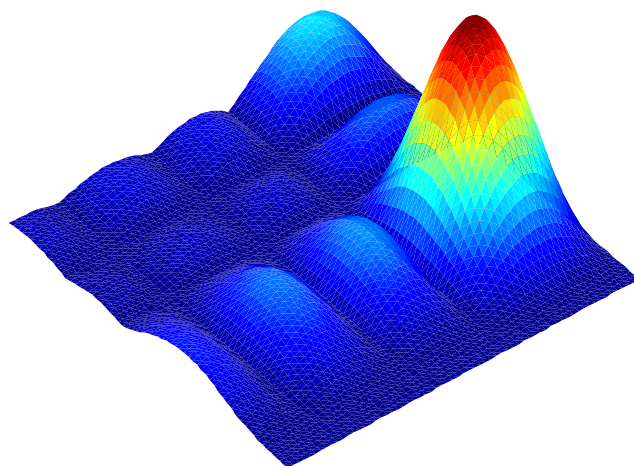


УНИВЕРСИТЕТ ИТМО

**М.Ю. Плотников
А.В. Куликов**

**АЛГОРИТМЫ ГОМОДИННОЙ ДЕМОДУЛЯЦИИ В
ФАЗОВЫХ ВОЛОКОННЫХ АКУСТООПТИЧЕСКИХ
СЕНСОРАХ**

Учебное пособие



Санкт-Петербург

2018

ОГЛАВЛЕНИЕ

Введение	4
Глава 1. Общие сведения об алгоритмах гомодинной демодуляции интерференционных сигналов	6
1.1. Интерференционные сигналы в фазовых волоконных акустооптических сенсорах	6
1.2. Основные требования к алгоритмам демодуляции в фазовых волоконных акустооптических датчиках	7
1.3. Существующие алгоритмы гомодинной демодуляции интерференционных сигналов.....	9
1.4. Контрольные вопросы к Главе 1	12
Глава 2. Алгоритм гомодинной демодуляции на основе перекрестного перемножения	13
2.1. Математический анализ алгоритма гомодинной демодуляции на основе перекрестного перемножения	13
2.2. Влияние параметров схемы демодуляции на выходной сигнал.....	16
2.3. Моделирование влияния параметров схемы демодуляции на выходной сигнал	23
2.4. Особенности реализации рассматриваемого алгоритма	28
2.5. Контрольные вопросы к Главе 2.....	30
Глава 3. Алгоритм гомодинной демодуляции на основе вычисления значений функции арктангенса	31
3.1. Математический анализ алгоритма гомодинной демодуляции на основе вычисления значений функции арктангенса.....	31
3.2. Моделирование влияния параметров алгоритма демодуляции на выходной сигнал	32
3.3. Моделирование зависимости амплитуды выходного сигнала от глубины фазовой модуляции	33
3.4. Особенности реализации рассматриваемого алгоритма	36
3.5. Контрольные вопросы к Главе 3	40
Глава 4. Сравнение рассмотренных схем гомодинной демодуляции	42
4.1. Теоретическое сравнение рассмотренных алгоритмов гомодинной демодуляции	42
4.2. Экспериментальное исследование и сравнение рассмотренных алгоритмов гомодинной демодуляции	45
4.3. Выводы по главе	53
4.4. Контрольные вопросы к Главе 4	53
Заключение	54
Литература	55

Введение

Настоящее учебное пособие знакомит студентов с алгоритмами демодуляции интерференционных сигналов, применяемыми в современных волоконно-оптических интерферометрических датчиках.

Большинство материалов, представленных в настоящем пособии, отражено преимущественно в научных статьях и отсутствует в широко распространенных печатных и электронных научных периодических изданиях. Поэтому основной целью настоящего пособия является общее и вместе с тем детальное описание принципов работы и особенностей реализации наиболее распространенных алгоритмов гомодинной демодуляции. Многие результаты исследований, изложенные в настоящем пособии, были получены лично авторами в процессе их работы над созданием интерференционных волоконно-оптических датчиков гидроакустического давления, поэтому значительная часть настоящего пособия выполнена на основе работ [1, 2].

В 1982 году была опубликована научная работа американского исследователя Энтони Дэндриджа [3], в которой был представлен оригинальный алгоритм гомодинной демодуляции (который также называют как "гомодинирование несущей с модуляцией по фазе"), позволяющий выделять из интерференционного сигнала изменение фазы, пропорциональное измеряемому воздействию, независимо от положения рабочей точки интерферометра. Предложенный алгоритм оказался прост в реализации, допускал полностью аналоговое исполнение и обеспечивал наряду с высокой линейностью большой динамический диапазон, что и послужило причиной его широкого распространения для обработки сигналов в волоконно-оптических интерферометрических датчиках. С появлением цифровых методов обработки сигналов, этот алгоритм претерпел ряд изменений, направленных на устранение некоторых его недостатков, и в таком виде широко используется в современных волоконно-оптических интерферометрических датчиках.

На данный момент существует уже более десяти разновидностей этого алгоритма, которые позволяют повысить его универсальность, преодолеть некоторые аппаратные ограничения, а также устранить влияние изменяющихся параметров интерференционных сигналов на измеряемый фазовый сигнал. Но, несмотря на все многообразие существующих алгоритмов гомодинной демодуляции, их основные принципы построения до сих пор остаются неизменными. Поэтому в настоящем пособии проводится детальный анализ двух основных алгоритмов – первый на основе перекрестного перемножения, представленный в работе [3] и его современная модификация – алгоритм на основе вычисления значения функции арктангенса [4].

Настоящее учебное пособие, посвященное изложению основ существующих алгоритмов гомодинной демодуляции, состоит из четырех глав.

В главе 1 сформулированы основные требования, предъявляемые к современным алгоритмам демодуляции интерференционных сигналов в фазовых волоконных акустооптических сенсорах. Приведено математическое описание интерференционных сигналов в волоконно-оптических датчиках, систематизировано большинство существующих на момент написания настоящего пособия алгоритмов гомодинной демодуляции.

В главе 2 детально рассматривается алгоритм гомодинной демодуляции на основе перекрестного перемножения. Проводится математический анализ принципов его работы и определение параметров, критичных для работы алгоритма. Полученные результаты наглядно иллюстрируются данными математического моделирования. Рассматриваются особенности практической реализации алгоритма.

В главе 3 углубленно рассматривается алгоритм гомодинной демодуляции на основе вычисления значений функции арктангенса. Приводится математическое описание принципов его работы и результаты математического моделирования основных зависимостей выходного сигнала от параметров, критичных для его практической реализации.

Глава 4 посвящена теоретическому и экспериментальному сравнению двух рассматриваемых в настоящем пособии алгоритмов гомодинной демодуляции. В ходе теоретического сравнения алгоритмов затрагиваются вопросы обеспечения требуемого динамического диапазона и рабочей полосы частот волоконно-оптических датчиков, обсуждаются проблемы обеспечения повторяемости их характеристик. Экспериментальные результаты, полученные непосредственно авторами настоящего пособия и представленные в этой главе, дают представление о реальных параметрах схем обработки: соотношении сигнал/шум выходных сигналов и их зависимостях от параметров интерференционных сигналов.

Освоение материала, изложенного в настоящем учебном пособии, предполагает знакомство читателя с математическими понятиями на уровне базового курса математического анализа. Для полного усвоения материала читателям рекомендуется дополнительно ознакомиться с основами теории функций Бесселя.

Учебное пособие рекомендовано для магистров, обучающихся в Университете ИТМО по направлению 11.04.02 «Инфокоммуникационные технологии и системы связи» (образовательная программа «Световодная фотоника»), кроме того оно может быть полезно для студентов, инженеров и научных работников, занимающихся разработками и исследованиями в области волоконно-оптического приборостроения.

С использованием настоящего учебного пособия читатель сможет ознакомиться не только с принципами работы основных алгоритмов гомодинной демодуляции, но и с наиболее важными параметрами фазовых волоконных акустооптических сенсоров, определяющими возможность их использования для решения широкого круга задач прикладной физики.

Глава 1. Общие сведения об алгоритмах гомодинной демодуляции интерференционных сигналов

1.1. Интерференционные сигналы в фазовых волоконных акустооптических сенсорах

Появление интерферометрических волоконно-оптических гидроакустических датчиков и систем послужило стимулом для активного развития алгоритмов демодуляции интерференционных сигналов [5]. Принцип работы интерферометрических волоконно-оптических датчиков гидроакустического давления основан на регистрации изменения длины оптического пути в чувствительном плече волоконного интерферометра при воздействии на него измеряемого акустического давления. В подобных двухлучевых интерферометрах интенсивность интерференционного сигнала в общем случае (без учета влияния когерентности источника оптического излучения и поляризации интерферирующих лучей на видность интерференционного сигнала) определяется выражением [5]:

$$I(\Delta\varphi) = I_1 + I_2 + 2\sqrt{I_1 I_2} \cos(\Delta\varphi), \quad (1)$$

где I_1 и I_2 – интенсивности интерферирующих лучей, $\Delta\varphi$ – разность фаз между лучами в плечах интерферометра. При этом $\Delta\varphi$, в свою очередь, можно представить как $\Delta\varphi = \varphi_S + \varphi_D$, где φ_S – измеряемая разность фаз между лучами в плечах интерферометра, вызываемая воздействием на чувствительное плечо интерферометра измеряемой величины (акустического давления), а φ_D – положение рабочей точки интерферометра.

Интерференционный сигнал (1) с входным воздействием для различных положений рабочей точки представлен на рисунке 1.

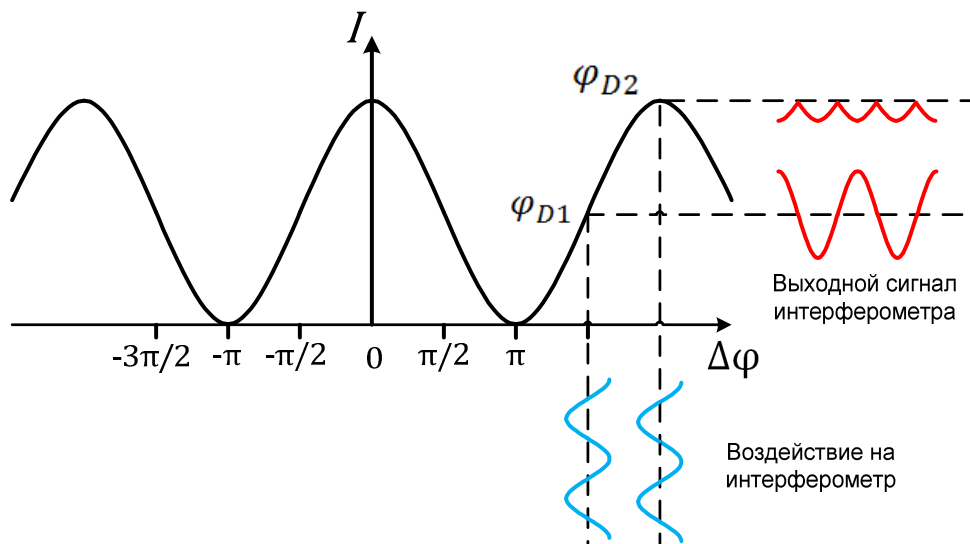


Рисунок 1. Зависимость выходного сигнала интерферометра от положения рабочей точки.

В силу косинусоидальной зависимости передаточной функции двухлучевого интерферометра от разности фаз, определение измеряемого фазового сигнала требует выполнения ряда математических преобразований над выходным сигналом интерферометра, которые могут отличаться в

зависимости от применяемого алгоритма демодуляции [3,4]. Также необходимо отметить, что существующие алгоритмы демодуляции интерференционных сигналов, как правило, требуют внесения дополнительной высокочастотной фазовой модуляции в выходной сигнал интерферометра. Амплитуду высокочастотной фазовой модуляции (в радианах) также называют глубиной вспомогательной фазовой модуляции. Основная цель использования подобной вспомогательной фазовой модуляции – обеспечение независимости выходного сигнала интерферометра от положения рабочей точки [1-5].

Алгоритмы демодуляции сигналов без стабилизации рабочей точки интерферометра удобно использовать в массивах волоконно-оптических интерферометрических датчиков, поскольку в случае мультиплексирования большого числа датчиков на едином оптическом волокне стабилизация положения рабочей точки для каждого из них может быть трудно реализуемой задачей [6].

Развитие современных средств обработки сигналов, таких как DSP-процессоры (digital signal processing – DSP) и быстродействующие программируемые логические интегральные схемы (ПЛИС, FPGA – Field Programmable Gate Array) [7], позволило осуществлять математическую обработку интерференционных сигналов в цифровой форме. В последние годы, в связи с достижениями в области построения быстродействующих ПЛИС с большой логической емкостью, наблюдается рост числа работ, в которых они используются для демодуляции интерференционных сигналов [8,9].

Общими для всех алгоритмов демодуляции интерференционных сигналов, реализованных на ПЛИС, является осуществление предварительного аналого-цифрового преобразования, регистрируемого фотоприемником интерференционного сигнала. Все последующие математические операции согласно построенному алгоритму демодуляции осуществляются над сигналами в цифровой форме аппаратными средствами ПЛИС. Этот подход к реализации алгоритмов демодуляции будет представлен в экспериментальной главе настоящего пособия.

Остановимся подробнее на основных требованиях, предъявляемых к алгоритмам демодуляции в фазовых волоконно-оптических акустооптических датчиках.

1.2. Основные требования к алгоритмам демодуляции в фазовых волоконных акустооптических датчиках

В ходе последовательного развития волоконно-оптических акустооптических сенсоров были выработаны основные требования, предъявляемые к алгоритмам демодуляции интерференционных сигналов, которые включают в себя:

- ✓ восстановление измеряемого фазового сигнала без амплитудных и фазовых искажений;

- ✓ корректность работы алгоритма демодуляции в заданной рабочей полосе частот;
- ✓ обеспечение алгоритмом обработки линейности амплитудной характеристики в пределах требуемого динамического диапазона и заданной рабочей полосы частот;
- ✓ обеспечение устойчивости работы алгоритма обработки к возможным изменениям параметров интерференционного сигнала;
- ✓ обеспечение быстродействия алгоритма обработки, достаточного для обработки быстро изменяющихся во времени фазовых сигналов;
- ✓ обеспечение максимального соотношения сигнал/шум выходного сигнала.

Восстановление измеряемого фазового сигнала без искажений подразумевает сохранение амплитуды и спектрального состава измеряемого фазового сигнала в ходе процесса демодуляции, т.е. работоспособность алгоритма демодуляции в заданной рабочей полосе частот без амплитудных искажений и сохранение линейной фазочастотной характеристики схемы обработки сигналов.

Рабочая полоса частот определяется областью применения рассматриваемых волоконно-оптических датчиков гидроакустического давления и может сильно отличаться для различных применений. Поскольку наименьшее затухание в водной среде претерпевают акустические волны с низкими частотами [10], этот диапазон представляет наибольший интерес для решения гидроакустических задач по поиску надводных и подводных объектов на больших расстояниях, для систем акустического мониторинга и охраны периметра морских акваторий и портов, а также для нужд геофизической разведки полезных ископаемых. Так, например, для решения задач геофизической разведки углеводородов на морском шельфе требуются гидрофоны с высокой чувствительностью в низкочастотной области [11] – их рабочая полоса частот составляет от 1-2 Гц до 100-125 Гц [12]. В тоже время для нужд гидролокации и рыбопоисковых гидроакустических приборов необходима регистрация более высокочастотных гидроакустических сигналов – до 15-20 кГц для получения высокого пространственного разрешения [10]. Таким образом, рабочая полоса частот является одним из определяющих факторов для практической реализации алгоритма демодуляции сигналов.

Динамический диапазон алгоритма демодуляции интерференционных сигналов определяется отношением максимального значения измеряемого фазового сигнала, который алгоритм может обработать и выдать без искажений, к минимальному пороговому значению сигнала, определяемому разрядностью используемого в схеме обработки АЦП и уровнем собственных шумов волоконно-оптического датчика. Динамический диапазон выражается в дБ (децибелах) и определяется для волоконно-оптических акустооптических датчиков согласно следующей формуле:

$$D = 20 \lg \left(\frac{S_{\max}}{S_{\min}} \right) \quad (2)$$

где D - динамический диапазон, дБ, S_{\max} – максимальная амплитуда измеряемого фазового сигнала на заданной частоте, радиан, S_{\min} – минимальная амплитуда измеряемого фазового сигнала на заданной частоте, радиан.

Линейность алгоритма обработки подразумевает, что амплитуда выходного сигнала прямо пропорциональна измеряемому сигналу во всем динамическом диапазоне в рабочей полосе частот. В случае наличия нелинейных искажений в схеме обработки сигналов эта пропорциональность нарушается, вследствие чего становится невозможным точное определение амплитуды измеряемого сигнала. Это требование, как будет показано в последующих разделах настоящего пособия, будет значительно влиять на выбор параметров алгоритма демодуляции.

Высокое быстродействие алгоритма обработки вызвано необходимостью регистрации сильных акустических сигналов, когда происходит значительное изменение амплитуды измеряемого фазового сигнала за очень короткое время. Возможности удовлетворения этого требования определяется быстродействием обрабатывающей электроники и ее вычислительными возможностями.

Остановимся подробнее на рассмотрении основных существующих алгоритмов демодуляции интерференционных сигналов, используемых в волоконно-оптических датчиках гидроакустического давления.

1.3. Существующие алгоритмы гомодинной демодуляции интерференционных сигналов

Алгоритмы гомодинной демодуляции разрабатываются на протяжении нескольких последних десятилетий, и на данный момент их насчитывается уже более десятка. Все эти алгоритмы относят к одному классу, имеющему общее название - гомодинирование несущей с модуляцией по фазе.

Значительное число исследований в этой области обусловлено стремлением к созданию универсального алгоритма, лишённого зависимостей от параметров интерференционных сигналов - положения рабочей точки интерферометра, видности интерференционных сигналов, мощности оптического излучения и глубины вспомогательной фазовой модуляции. Однако следует отметить, что в основу всех существующих схем обработки положены принципы, сформулированные А. Дэндриджем в своей работе [3] для алгоритма гомодинной демодуляции на основе перекрестного перемножения. Основные алгоритмы гомодинной демодуляции, существующие на момент написания настоящего пособия, представлены в табл. 1.

Табл.1. Основные существующие алгоритмы гомодинной демодуляции интерференционных сигналов

№	Наименование в зарубежной литературе	Сокращенное название в зарубежной литературе	Вариант перевода	Примечание
1.	Phase generated carrier demodulation based on differential-cross-multiplying [1-3].	PGC-DCM	Алгоритм гомодинной демодуляции на основе перекрестного перемножения (гомодинирование несущей с модуляцией по фазе).	Первый алгоритм гомодинной демодуляции, предложенный для обработки интерференционных сигналов, его реализация возможна даже в аналоговом исполнении.
2.	Phase Generated Carrier based on an Arctangent Approach [4,13].	PGC-Atan	Алгоритм гомодинной демодуляции на основе вычисления значений функции арктангенса	Современная модификация алгоритма PGC-DCM, обязанная своим появлением развитию цифровых методов обработки сигналов. Решает проблему зависимости амплитуды выходных сигналов от видности интерференционного сигнала и изменений оптической мощности в интерферометре.
3.	Improved PGC-DCM algorithm based on reference compensation method [14].	PGC-RCM	Улучшенный алгоритм на основе перекрестного перемножения с использованием опорной компенсации.	Современная модификация алгоритма PGC-DCM, направленная на устранение его основного недостатка: зависимости амплитуды выходных сигналов от видности сигнала интерференции.
4.	Phase generated carrier demodulation algorithm based on arctangent function and differential-self-multiplying [15].	PGC-DSM-Atan /PGC-Ameliorated	Улучшенный алгоритм гомодинной демодуляции на основе вычисления значений функции арктангенса.	Модификация алгоритма PGC-DCM, направленная на снижение уровня гармонических искажений выходного сигнала и обеспечения его независимости от глубины фазовой модуляции в диапазоне от 1,5 до 3,5 радиан.
5.	Improved phase generated carrier demodulation algorithm based on the differential-cross-multiplying approach [16].	Improved PGC	Усовершенствованный алгоритм гомодинной демодуляции на основе перекрестного перемножения.	Модификация алгоритма PGC-DCM, направленная на устранение зависимости выходного сигнала от видности интерференционного сигнала и изменений мощности источника оптического излучения.
6.	Phase generated carrier demodulation algorithm based on differential-cross-multiplying and arctangent function [17].	PGC-DCM-Atan	Алгоритм гомодинной демодуляции на основе перекрестного перемножения и вычисления значений функции арктангенса.	Модификация алгоритма PGC-DCM, направленная на устранение зависимости выходного сигнала от глубины фазовой модуляции с низким уровнем гармонических

				искажений.
7.	PGC demodulation technique based on arc cotangent function and differential-self-multiplying [18].	PGC-Arccot-DSM	Алгоритм гомодинной демодуляции на основе самоперемножения и вычисления значений функции арккотангенса.	Модификация алгоритма PGC-DCM, являющаяся попыткой объединить две схемы PGC-DCM и PGC-Atan для взаимного устранения их недостатков.
8.	PGC algorithm based on arctangent function and differential-self-multiplying [19].	PGC-Arctan-DSM	Алгоритм гомодинной демодуляции на основе вычисления значений функции арктангенса и самоперемножения.	Модификация алгоритма PGC-DCM, являющаяся попыткой объединить две схемы PGC-DCM и PGC-Atan и, кроме того, понизить гармонические искажения в выходном сигнале.
9.	PGC differential-self-multiplying-integrate algorithm [20].	PGC-DSMI	Алгоритм гомодинной демодуляции на основе дифференцирования, самоперемножения и интегрирования	Попытка убрать из алгоритма PGC-DCM зависимости выходного сигнала от глубины фазовой модуляции и размаха сигнала интерференции.
10.	Improved Phase Generated Carrier Demodulation Algorithm Insensitive to C Value [21].	PGC-Elim-B	Улучшенный алгоритм гомодинной демодуляции, нечувствительный к глубине фазовой модуляции.	Попытка модификации алгоритма PGC-Atan для расширения его динамического диапазона. Основан на внедрении в алгоритм PGC-Atan схемы обработки сигналов с использованием разветвителя 3x3, а также отказе от использования в алгоритме PGC-Atan вращателя фазы.
11.	Optimized Phase Generated Carrier Demodulation Algorithm Insensitive to C Value [22].	PGC-Elim-BC	Оптимизированный алгоритм гомодинной демодуляции, нечувствительный к флуктуациям мощности оптического сигнала и глубины фазовой модуляции.	Модификация алгоритма PGC-DCM для устранения влияния на выходной сигнал глубины фазовой модуляции и изменений мощности оптического сигнала.
12.	An improved fixed phased demodulation method (3x3 demodulation method) combined with phase generated carrier (PGC) and ellipse fitting algorithm [23].	-	Алгоритм демодуляции сигналов с использованием разветвителя 3x3, комбинированный с алгоритмом гомодинной демодуляции и алгоритмом аппроксимации эллипса.	Модификация алгоритма PGC-Atan, направленная на повышение соотношения сигнал/шум выходного сигнала, за счет использования разветвителя 3x3 и второго фотоприемного устройства.
13.	Modified phase-generated carrier demodulation compensated for the propagation delay of the fiber [24].	-	Модифицированный алгоритм гомодинной демодуляции, компенсирующий задержки распространения оптических сигналов в оптическом волокне.	Модификация алгоритма PGC-DCM, направленная на обеспечение независимости его работы от задержек распространения света от датчиков по оптическому волокну.

Несмотря на многочисленность существующих алгоритмов гомодинной демодуляции, большая часть из них на данный момент не получила широкого распространения ввиду значительной сложности реализации и, как следствие, высоких требований, предъявляемых к обрабатывающей электронике.

Наиболее «удачной» из существующих схем на данный момент является схема гомодинной демодуляции на основе вычисления значений функции арктангенса [2,4,13], детальный математический анализ которой и ее экспериментальное сравнение с алгоритмом демодуляции на основе перекрестного перемножения [1-3] будет дано в главах 3 и 4 настоящего пособия.

Следует также отметить, что существует и альтернативный подход к построению алгоритмов гомодинной демодуляции, который заключается не в адаптации алгоритма к изменениям параметров интерференционного сигнала, а в автоматической подстройке мощности оптического излучения и глубины фазовой модуляции в схеме волоконно-оптического датчика к значениям, оптимальным для работы алгоритма, за счет введения обратных связей. Этот подход в настоящее время исследуется и апробируется на кафедре «Световодной Фотоники» Университета ИТМО [25-28].

1.4. Контрольные вопросы к Главе 1

1. При каком соотношении интенсивностей интерферирующих лучей I_1 и I_2 наблюдается наибольший размах интерференционной картины, представленной на рис. 1?
2. Какой физический смысл имеет положение рабочей точки интерферометра?
3. Можно ли считать дрейф рабочей точки интерферометра измеряемым фазовым сигналом в отсутствие всех других воздействий?
4. Будет ли динамический диапазон волоконно-оптического интерферометрического датчика определяться разрядностью используемого АЦП? Почему?
5. Почему для демодуляции сигналов с массивов волоконно-оптических датчиков удобно использовать алгоритмы, не чувствительные к положению рабочей точки интерферометра?

Глава 2. Алгоритм гомодинной демодуляции на основе перекрестного перемножения

2.1. Математический анализ алгоритма гомодинной демодуляции на основе перекрестного перемножения

Алгоритм гомодинной демодуляции на основе перекрестного перемножения был одним из первых, предложенных для демодуляции сигналов в волоконно-оптических гидроакустических датчиках [1-3]. Он является одним из наиболее распространенных на данный момент алгоритмов демодуляции благодаря следующим своим достоинствам: алгоритм не требует использования петли обратной связи, сравнительно легко реализуем (в том числе и в полностью аналоговом исполнении), а выходной сигнал схемы обработки не зависит от положения рабочей точки интерферометра.

Для реализации рассматриваемого алгоритма гомодинной демодуляции необходимо осуществление дополнительной фазовой модуляции опорного плеча интерферометра гармоническим сигналом с опорного генератора и выполнение ряда преобразований над сигналом с интерферометра, производимых согласно схеме, представленной на рисунке 2 [1-3,5-6].

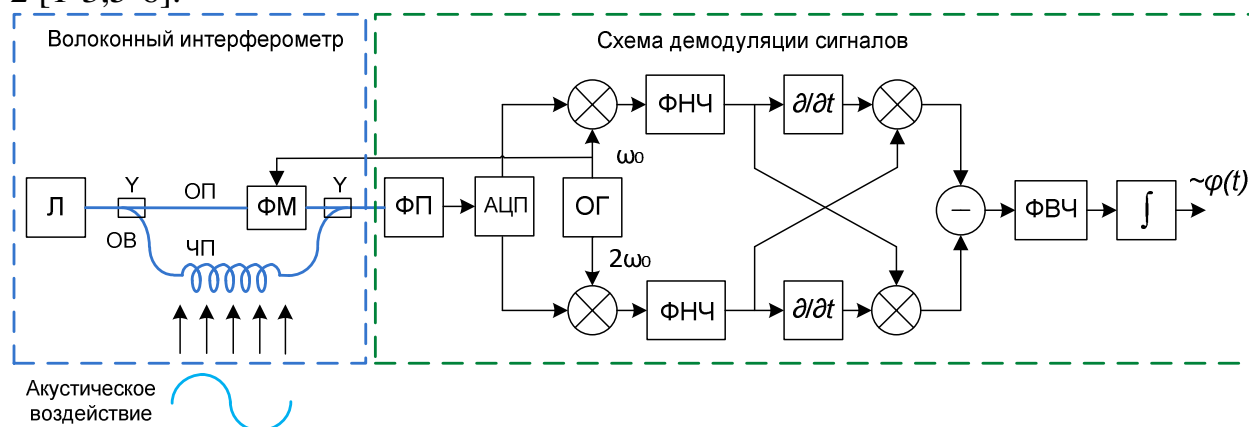


Рисунок 2. Принципиальная схема алгоритма гомодинной демодуляции на основе перекрестного перемножения.

Обозначения на рисунке 2: Л – лазерный источник оптического излучения, Y – волоконный Y-разветвитель, ОВ – оптическое волокно, ОП – опорное плечо интерферометра, ЧП – чувствительное плечо интерферометра, ФМ – фазовый модулятор, ФП – фотоприемное устройство, АЦП – аналого-цифровой преобразователь, ОГ – опорный генератор, ФНЧ – фильтр низких частот, ФВЧ – фильтр высоких частот, \int – интегратор.

Приведенную на рисунке 2 схему условно можно разделить на две части: чувствительный волоконно-оптический интерферометр, который может быть построен на основе одной из стандартных существующих интерферометрических схем (интерферометре Маха-Цендера, Майкельсона и

Саньяка [29-33]), и схему демодуляции сигналов, которая может быть реализована как в аналоговой, так и в цифровой форме.

Алгоритм демодуляции работает следующим образом. Свет от источника оптического излучения проходит через волоконный Y-разветвитель и попадает в чувствительное и опорное плечи интерферометра. При этом чувствительное плечо интерферометра непосредственно подвержено влиянию акустического воздействия (или, в общем случае, влиянию другого измеряемого воздействия), а опорное плечо изолировано от внешних воздействий. В опорное плечо дополнительно установлен фазовый модулятор, который вносит в проходящее через него оптическое излучение фазовую задержку с частотой более высокой, чем верхняя частота измеряемого сигнала. Модулятор управляется высокочастотным гармоническим сигналом, подаваемым с опорного генератора [34]. В качестве модулятора может быть использовано пьезокерамическое кольцо с намотанным на него опорным оптическим волокном или электрооптический модулятор [35].

После оптоэлектронного преобразования интерференционного сигнала фотоприемником (и его аналого-цифрового преобразования в случае цифрового исполнения схемы обработки) над ним последовательно осуществляется ряд математических преобразований (см. рисунок 2): умножение интерференционного сигнала на первую и вторую гармоники фазовой модуляции, низкочастотная фильтрация (ФНЧ), дифференцирование, перекрестное перемножение сигналов после ФНЧ и дифференциаторов, вычитание, фильтрация высоких частот (ФВЧ) и интегрирование. В результате на выходе схемы демодуляции получается сигнал, пропорциональный измеряемому фазовому сигналу [1-5].

Рассмотрим подробнее математические преобразования над интерференционным сигналом, осуществляемые описываемым алгоритмом.

Поскольку в опорном плече интерферометра установлен фазовый модулятор, на который подается гармонический сигнал от опорного генератора, в результате интерференции на фотоприемник приходит оптический сигнал, интенсивность которого математически можно выразить как [1-3]:

$$I(t) = A + B \cos[C \cos(\omega_0 t) + \varphi(t)] \quad (3)$$

где A и B константы, определяемые интенсивностью светового излучения и видностью интерференционного сигнала на фотоприемнике, C – глубина фазовой модуляции (радиан), ω_0 – циклическая частота фазовой модуляции. При этом $\varphi(t)$ в случае гармонического характера воздействия измеряемого сигнала в свою очередь может быть определено как:

$$\varphi(t) = D \cos(\omega t) + \phi_0 \quad (4)$$

где D – амплитуда измеряемого фазового сигнала (радиан), ω – циклическая частота измеряемого фазового сигнала, а ϕ_0 – положение рабочей точки интерферометра, которое может изменяться под действием температуры или

механического воздействия на интерферометр и вследствие изменения центральной длины волны источника оптического излучения.

Далее, согласно схеме, представленной на рисунке 2, сигнал (3) подается на перемножители, которые осуществляют преобразование спектра интерференционного сигнала, сдвигая полезные гармоники измеряемого фазового сигнала в область низких частот путем его умножения на первую и вторую гармоники несущей частоты опорного генератора [2]. После пропускания через фильтры низких частот на выходе фильтров образуются сигналы, не зависящие от сигнала фазовой модуляции [1-3]:

$$S_1(t) = -BJ_1(C) \sin(\varphi(t)), \quad (5)$$

$$S_2(t) = -BJ_2(C) \cos(\varphi(t)), \quad (6)$$

где $J_1(C)$ и $J_2(C)$ - функции Бесселя первого и второго порядка от глубины фазовой модуляции C .

Согласно рисунку 2, следующей операцией демодуляции является дифференцирование сигналов (5-6), а получаемые при этом сигналы можно записать как:

$$S_{diff1}(t) = -BJ_1(C) \frac{d\varphi(t)}{dt} \cos(\varphi(t)), \quad (7)$$

$$S_{diff2}(t) = BJ_2(C) \frac{d\varphi(t)}{dt} \sin(\varphi(t)). \quad (8)$$

Перекрестное перемножение сигналов (5)-(7) и (6)-(8) дает:

$$S_{mult1}(t) = B^2 J_1(C) J_2(C) \frac{d\varphi(t)}{dt} \cos^2 \varphi(t), \quad (9)$$

$$S_{mult2}(t) = -B^2 J_1(C) J_2(C) \frac{d\varphi(t)}{dt} \sin^2 \varphi(t). \quad (10)$$

С учетом основного тригонометрического тождества, после выполнения операции вычитания над сигналами (9) и (10) можно получить:

$$S_{sub}(t) = B^2 J_1(C) J_2(C) \frac{d\varphi(t)}{dt}. \quad (11)$$

Заключительная операция интегрирования позволяет получить выходной сигнал из выражения (11) [2,3]:

$$S_{вых}(t) = B^2 J_1(C) J_2(C) \varphi(t). \quad (12)$$

При этом влияние на интерферометр температуры или механический воздействий, которые могут быть интерпретированы как низкочастотный фазовый сигнал дрейфа рабочей точки, может быть устранено в выходном сигнале (12) с помощью фильтра высоких частот [6].

Таким образом, после высокочастотной фильтрации выходной сигнал схемы демодуляции (см. (4)) будет определяться выражением:

$$S_{вых}(t) = B^2 J_1(C) J_2(C) D \cos \omega t. \quad (13)$$

В реальной схеме демодуляции в выражение (13) будут также входить множители, учитывающие усиление (или ослабление) сигналов на этапах выполнения математических преобразований [6].

2.2. Влияние параметров схемы демодуляции на выходной сигнал

Определим параметры схемы гомодинной демодуляции на основе перекрестного перемножения, оказывающие влияние на выходной сигнал. Для этого проанализируем спектральный состав исходного интерференционного сигнала (3) разложив его в ряд с использованием функций Бесселя.

В ходе разложения будут использоваться следующие известные выражения [36]:

$$\cos(\alpha + \beta) = \cos \alpha \cos \beta - \sin \alpha \sin \beta, \quad (14)$$

$$\sin(\alpha + \beta) = \sin \alpha \cos \beta + \cos \alpha \sin \beta, \quad (15)$$

$$\cos(A \cos \omega t) = J_0(A) + 2 \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k J_{2k}(A) \cos(2k\omega t), \quad (16)$$

$$\sin(A \cos \omega t) = 2 \sum_{k=0}^{\infty} (-1)^k J_{2k+1}(A) \cos[(2k+1)\omega t]. \quad (17)$$

С учетом этих выражений выражение (3) можно записать как:

$$I(t) = A + B(\cos(C \cos \omega_0 t) \cos(D \cos \omega t + \phi_0) - \sin(C \cos \omega_0 t) \sin(D \cos \omega t + \phi_0)). \quad (18)$$

Раскладывая (18) по функциям Бесселя с использованием выражений (16) и (17) получаем:

$$\begin{aligned} I(t) = A + B & \left\{ \left(J_0(C) + 2 \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k J_{2k}(C) \cos(2k\omega_0 t) \right) \times \right. \\ & \times \left[\left(J_0(D) + 2 \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k J_{2k}(D) \cos(2k\omega t) \right) \cos \phi_0 - \left(2 \sum_{k=0}^{\infty} (-1)^k J_{2k+1}(D) \cos[(2k+1)\omega t] \right) \sin \phi_0 \right] - \\ & - \left(2 \sum_{k=0}^{\infty} (-1)^k J_{2k+1}(C) \cos[(2k+1)\omega_0 t] \right) \times \\ & \left. \times \left[\left(2 \sum_{k=0}^{\infty} (-1)^k J_{2k+1}(D) \cos[(2k+1)\omega t] \right) \cos \phi_0 + \left(J_0(D) + 2 \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k J_{2k}(D) \cos(2k\omega t) \right) \sin \phi_0 \right] \right\}. \quad (19) \end{aligned}$$

Проанализируем выражение (18) по частям:

$$J_0(C) + 2 \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k J_{2k}(C) \cos(2k\omega_0 t) = J_0(C) - 2J_2(C) \cos(2\omega_0 t) + 2J_4(C) \cos(4\omega_0 t) - \dots \quad (20)$$

$$2 \sum_{k=0}^{\infty} (-1)^k J_{2k+1}(C) \cos[(2k+1)\omega_0 t] = 2J_1(C) \cos(\omega_0 t) - 2J_3(C) \cos(3\omega_0 t) + 2J_5(C) \cos(5\omega_0 t) - \dots \quad (21)$$

Исходя из полученных выражений (20) и (21) можно сделать вывод о том, что множители в формуле (18), связанные с глубиной фазовой модуляции, пропорциональные $J_n(C)$, где $n=1,2,3,\dots$, отвечают за формирование гармоник фазовой модуляции в спектре интерференционного сигнала (3). На рисунке 3 представлен интерференционный сигнал и его спектр со следующими параметрами: $A=0$, $B=32767$ (размах равен половине разрядной сетки 16-ти битного АЦП), глубина фазовой модуляции $C=2$ радиана, амплитуда измеряемого фазового сигнала $D=0$ радиан, частота фазовой модуляции $\omega_0 = 10$ кГц, положение рабочей точки интерферометра $\phi_0 = \pi/4$.

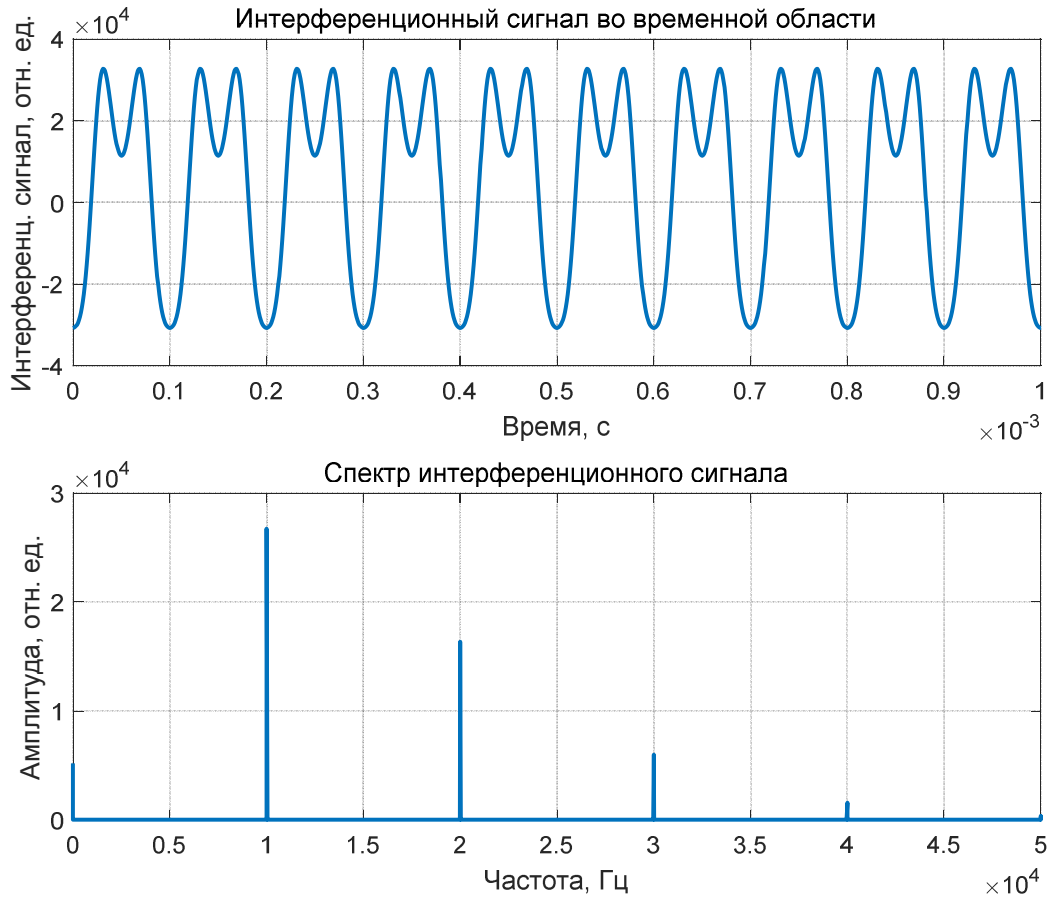


Рисунок 3. Интерференционный фазомодулированный сигнал и его спектр.

Из рисунка 3 видно, что при отсутствии измеряемого фазового сигнала в спектре интерференционного сигнала присутствуют лишь гармоники, кратные частоте фазовой модуляции.

Теперь рассмотрим подробнее множители в формуле (18), непосредственно содержащие информацию об измеряемом фазовом сигнале:

$$I_1 = \left[\left(J_0(D) + 2 \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k J_{2k}(D) \cos(2k\alpha\tau) \right) \cos \phi_0 - \left(2 \sum_{k=0}^{\infty} (-1)^k J_{2k+1}(D) \cos[(2k+1)\alpha\tau] \right) \sin \phi_0 \right], \quad (22)$$

$$I_2 = \left[\left(2 \sum_{k=0}^{\infty} (-1)^k J_{2k+1}(D) \cos[(2k+1)\alpha\tau] \right) \cos \phi_0 + \left(J_0(D) + 2 \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k J_{2k}(D) \cos(2k\alpha\tau) \right) \sin \phi_0 \right]. \quad (23)$$

Для $k=0,1,2$ выражения (21) и (22) можно записать как:

$$I_1 = J_0(D) \cos \phi_0 - 2J_2(D) \cos(2\alpha\tau) \cos \phi_0 + 2J_4(D) \cos(4\alpha\tau) \cos \phi_0 - 2J_1(D) \cos(\alpha\tau) \sin \phi_0 + 2J_3(D) \cos(3\alpha\tau) \sin \phi_0 - 2J_5(D) \cos(5\alpha\tau) \sin \phi_0 \quad (24)$$

$$I_2 = 2J_1(D) \cos(\alpha\tau) \cos \phi_0 - J_3(D) \cos(3\alpha\tau) \cos \phi_0 + 2J_5(D) \cos(5\alpha\tau) \cos \phi_0 + J_0(D) \sin \phi_0 - 2J_2(D) \cos(2\alpha\tau) \sin \phi_0 + 2J_4(D) \cos(4\alpha\tau) \sin \phi_0. \quad (25)$$

Тогда, исходя из выражений (24) и (25) можно увидеть, что они определяют спектральный состав интерференционного сигнала, представленный в виде боковых сигнальных гармоник измеряемого фазового сигнала в спектре сигнала (3). В качестве примера на рисунке 4 представлен спектр того же интерференционного сигнала, что и на рисунке 3, но с амплитудой измеряемого фазового сигнала $D=1$ радиан и частотой $f=500$ Гц.

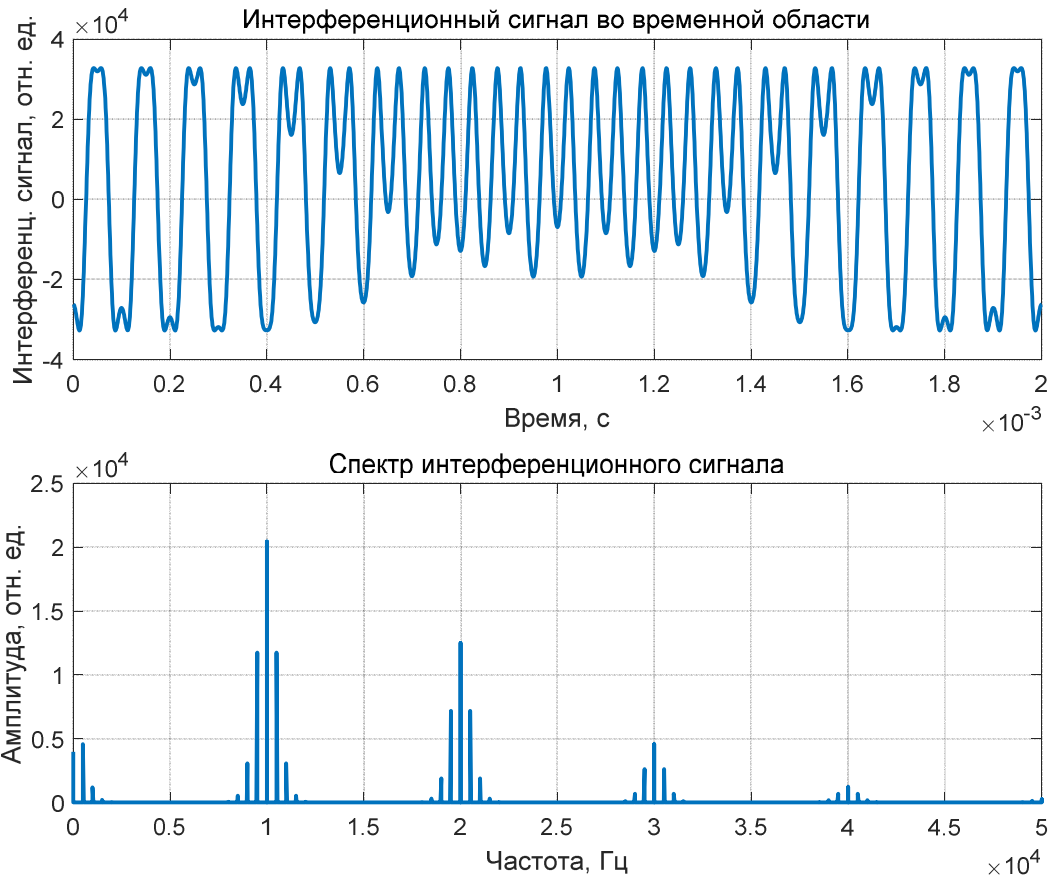


Рисунок 4. Интерференционный фазомодулированный сигнал и его спектр при наличии измеряемого фазового сигнала.

Согласно рисунку 4, присутствие в интерференционном сигнале (3) измеряемого фазового сигнала приводит к появлению в спектре дополнительных боковых сигнальных гармоник.

Исходя из выражений (18) – (25) спектральные составляющие сигнала (3), приведенного на рисунке 4, можно определить при $k=0, 1, 2$ как:

- постоянная составляющая и ее боковые:

$$\begin{aligned}
 A_{const} &= A + BJ_0(C)J_0(D)\cos\phi_0, \\
 A_{c1} &= -2BJ_0(C)J_1(D)\cos(\omega t)\sin\phi_0, \\
 A_{c2} &= -2BJ_0(C)J_2(D)\cos(2\omega t)\cos\phi_0, \\
 A_{c3} &= 2BJ_0(C)J_3(D)\cos(3\omega t)\sin\phi_0, \\
 A_{c4} &= 2BJ_0(C)J_4(D)\cos(4\omega t)\cos\phi_0, \\
 A_{c5} &= -2BJ_0(C)J_5(D)\cos(5\omega t)\sin\phi_0,
 \end{aligned}$$

...

- первая гармоника фазовой модуляции и ее боковые:

$$\begin{aligned}
 A_{1-5} &= -4BJ_1(C)J_5(D)\cos(\omega_0 t - 5\omega t)\cos\phi_0, \\
 A_{1-4} &= -4BJ_1(C)J_4(D)\cos(\omega_0 t - 4\omega t)\sin\phi_0, \\
 A_{1-3} &= 4BJ_1(C)J_3(D)\cos(\omega_0 t - 3\omega t)\cos\phi_0, \\
 A_{1-2} &= 4BJ_1(C)J_2(D)\cos(\omega_0 t - 2\omega t)\sin\phi_0, \\
 A_{1-1} &= -4BJ_1(C)J_1(D)\cos(\omega_0 t - \omega t)\cos\phi_0, \\
 A_1 &= -2BJ_1(C)J_0(D)\cos(\omega_0 t)\sin\phi_0, \\
 A_{1+1} &= -4BJ_1(C)J_1(D)\cos(\omega_0 t + \omega t)\cos\phi_0,
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
A_{1+2} &= 4BJ_1(C)J_2(D) \cos(\omega_0 t + 2\omega t) \sin \phi_0, \\
A_{1+3} &= 4BJ_1(C)J_3(D) \cos(\omega_0 t + 3\omega t) \cos \phi_0, \\
A_{1+4} &= -4BJ_1(C)J_4(D) \cos(\omega_0 t + 4\omega t) \sin \phi_0, \\
A_{1+5} &= -4BJ_1(C)J_5(D) \cos(\omega_0 t + 5\omega t) \cos \phi_0, \\
&\dots
\end{aligned}$$

- вторая гармоника фазовой модуляции и ее боковые:

$$\begin{aligned}
A_{2-5} &= 4BJ_2(C)J_5(D) \cos(2\omega_0 t - 5\omega t) \sin \phi_0, \\
A_{2-4} &= -4BJ_2(C)J_4(D) \cos(2\omega_0 t - 4\omega t) \cos \phi_0, \\
A_{2-3} &= -4BJ_2(C)J_3(D) \cos(2\omega_0 t - 3\omega t) \sin \phi_0, \\
A_{2-2} &= 4BJ_2(C)J_2(D) \cos(2\omega_0 t - 2\omega t) \cos \phi_0, \\
A_{2-1} &= 4BJ_2(C)J_1(D) \cos(2\omega_0 t - \omega t) \sin \phi_0, \\
A_2 &= -2BJ_2(C)J_0(D) \cos(2\omega_0 t) \cos \phi_0, \\
A_{2+1} &= 4BJ_2(C)J_1(D) \cos(2\omega_0 t + \omega t) \sin \phi_0, \\
A_{2+2} &= 4BJ_2(C)J_2(D) \cos(2\omega_0 t + 2\omega t) \cos \phi_0, \\
A_{2+3} &= -4BJ_2(C)J_3(D) \cos(2\omega_0 t + 3\omega t) \sin \phi_0, \\
A_{2+4} &= -4BJ_2(C)J_4(D) \cos(2\omega_0 t + 4\omega t) \cos \phi_0, \\
A_{2+5} &= 4BJ_2(C)J_5(D) \cos(2\omega_0 t + 5\omega t) \sin \phi_0,
\end{aligned}$$

... и т.д.

Анализ приведенных выше выражений показывает, что рост амплитуды измеряемого фазового сигнала приводит к изменению амплитуд боковых сигнальных спектральных составляющих в интерференционном сигнале пропорционально функциям Бесселя соответствующего порядка от амплитуды измеряемого фазового сигнала [36]. График значений функций Бесселя от 0 до 5-го порядка от амплитуды измеряемого фазового сигнала представлен на рисунке 5.

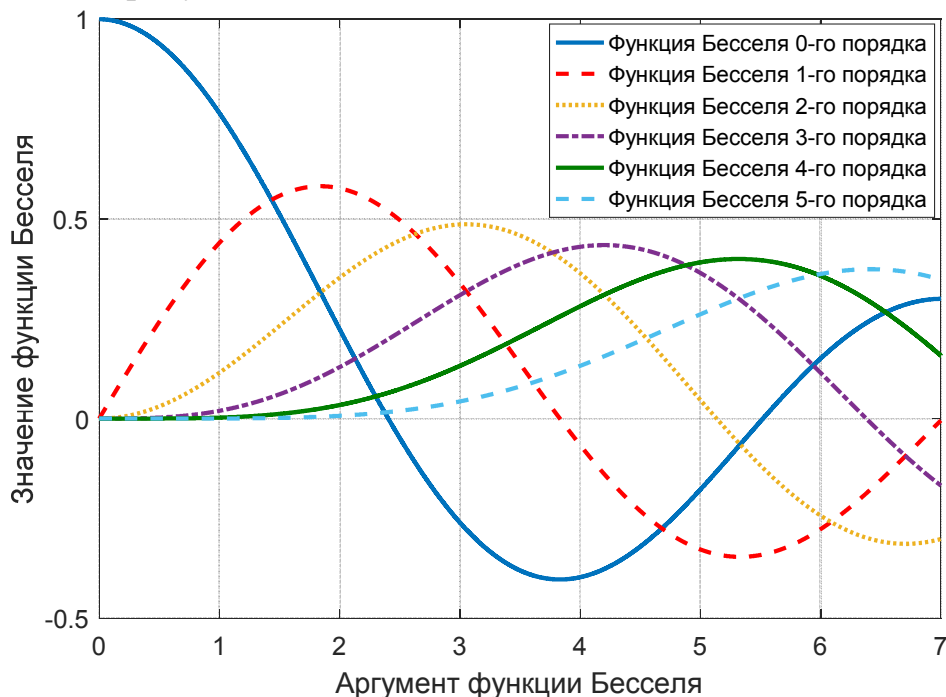


Рисунок 5. Функции Бесселя от 0-го до 5-го порядка.

Дальнейшее преобразование интерференционного сигнала (18) согласно рассматриваемому алгоритму демодуляции, предусматривает его раздельное перемножение на первую и вторую гармоники фазовой модуляции - см. рисунок 2. При этом происходит преобразование спектра интерференционного сигнала (3), которое заключается в сдвиге всех сигнальных гармоник в область низких частот на f_0 и $2f_0$ в соответствии с известным выражением для произведения косинусов [2]. Сигналы после фильтров низких частот, убирающих все высокочастотные гармоники, можно представить как [1-3]:

$$S_1(t) = -BJ_1(C)\sin(\varphi(t)), \quad (26)$$

$$S_2(t) = -BJ_2(C)\cos(\varphi(t)). \quad (27)$$

В общем случае, раскладывая сигналы (26-27) с учетом выражений (14-17) по функциям Бесселя, их можно представить как [36-37]:

$$S_1(t) = -BJ_1(C) \left(\left[2 \sum_{k=0}^{\infty} (-1)^k J_{2k+1}(D) \cos[(2k+1)\omega t] \right] \cos \varphi_0 + \right. \\ \left. + \sin \varphi_0 \left[J_0(D) + 2 \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k J_{2k}(D) \cos(2k\omega t) \right] \right), \quad (28)$$

$$S_2(t) = -BJ_2(C) \left(\left[J_0(D) + 2 \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k J_{2k}(D) \cos(2k\omega t) \right] \cos \varphi_0 - \right. \\ \left. - \left[2 \sum_{k=0}^{\infty} (-1)^k J_{2k+1}(D) \cos[(2k+1)\omega t] \right] \sin \varphi_0 \right). \quad (29)$$

Из формул (28-29) видно, что сигналы $S_1(t)$ и $S_2(t)$ в общем случае имеют бесконечный спектр, состоящий из гармоник, пропорциональных $J_n(D)$, где $n \geq 1$. На практике, увеличение амплитуды измеряемого фазового сигнала приводит к расширению занимаемой им полосы частот, а также изменению амплитуд его боковых гармоник пропорционально значениям функций Бесселя (см. рисунок 5). Расширение полосы частот измеряемого фазового сигнала не может неограниченно продолжаться, в противном случае сигнальные боковые гармоники измеряемого фазового сигнала начнут перекрываться в боковых полосах частот у разных гармоник фазовой модуляции, что приведет к появлению искажений в выходном сигнале схемы демодуляции.

Таким образом, ограничение полосы пропускания схемы демодуляции за счет низкочастотной фильтрации приводит к неизбежному усечению части гармоник измеряемых фазовых сигналов. С ростом амплитуды измеряемого сигнала влияние усечения части полезных гармоник на выходной сигнал схемы демодуляции будет увеличиваться вследствие роста амплитуд сигнальных боковых гармоник старших порядков (см. рисунок 5).

Для точного определения влияния ограниченной полосы пропускания ФНЧ фильтров на выходной сигнал рассматриваемой схемы демодуляции необходимо осуществить все преобразования над сигналами (28-29) согласно алгоритму (см. рисунок 2) для нескольких случаев: наличия в сигналах (28-

29) только первой гармоники измеряемого фазового сигнала, двух гармоник, трех и т.д. Эти случаи будут соответствовать различным полосам пропускания ФНЧ, равным соответственно одинарной, удвоенной, утроенной частотам измеряемого фазового сигнала [2,38-39]. Для упрощения вычислений будем считать ФНЧ идеальными – т.е. ослабление в полосе подавления примем равным бесконечности. Будем также считать положение рабочей точки интерферометра постоянным.

В наиболее простом случае, когда полоса пропускания ФНЧ равна частоте *первой* гармоники измеряемого фазового сигнала, сигналы (28-29) можно записать так [2,38-39]:

$$S_1(t) = -2BJ_1(C)J_1(D)\cos\omega t \cos\varphi_0 - BJ_1(C)J_0(D)\sin\varphi_0, \quad (30)$$

$$S_2(t) = 2BJ_2(C)J_1(D)\cos\omega t \sin\varphi_0 - BJ_2(C)J_0(D)\cos\varphi_0, \quad (31)$$

при этом их производные будут определяться как:

$$\frac{\partial S_1(t)}{\partial t} = 2BJ_1(C)J_1(D)\omega \sin\omega t \cos\varphi_0, \quad (32)$$

$$\frac{\partial S_2(t)}{\partial t} = -2BJ_2(C)J_1(D)\omega \sin\omega t \sin\varphi_0. \quad (33)$$

Перекрестное перемножение сигналов (30)-(33) и (31)-(32) дает:

$$S_1(t)\frac{\partial S_2(t)}{\partial t} = 4B^2J_1(C)J_2(C)J_1^2(D)\omega \sin\omega t \cos\omega t \sin\varphi_0 \cos\varphi_0 + \\ + 2B^2J_1(C)J_2(C)J_0(D)J_1(D)\omega \sin\omega t \sin^2\varphi_0, \quad (34)$$

$$S_2(t)\frac{\partial S_1(t)}{\partial t} = 4B^2J_1(C)J_2(C)J_1^2(D)\omega \sin\omega t \cos\omega t \sin\varphi_0 \cos\varphi_0 - \\ - 2B^2J_1(C)J_2(C)J_0(D)J_1(D)\omega \sin\omega t \cos^2\varphi_0. \quad (35)$$

Вычитая (34) из (35) и используя основное тригонометрическое тождество, получим:

$$S_2(t)\frac{\partial S_1(t)}{\partial t} - S_1(t)\frac{\partial S_2(t)}{\partial t} = -2B^2J_1(C)J_2(C)J_0(D)J_1(D)\omega \sin\omega t \quad (36)$$

далее, проинтегрировав выражение (36), можно получить следующую зависимость выходного сигнала схемы гомодинной демодуляции на основе перекрестного перемножения от амплитуды измеряемого фазового сигнала [38-39]:

$$S_{\text{вых}}(t) = 2B^2J_1(C)J_2(C)J_0(D)J_1(D)\cos\omega t \quad (37)$$

Теперь рассмотрим подробнее более сложный случай – когда полоса пропускания фильтров низких частот равна частоте *второй* гармоники измеряемого сигнала. В этом случае выражения (28) и (29) можно записать как:

$$S_1(t) = -BJ_1(C)J_0(D)\sin\varphi_0 - 2BJ_1(C)J_1(D)\cos\omega t \cos\varphi_0 + 2BJ_1(C)J_2(D)\cos(2\omega t)\sin\varphi_0, \quad (38)$$

$$S_2(t) = -BJ_2(C)J_0(D)\cos\varphi_0 + 2BJ_2(C)J_1(D)\cos\omega t \sin\varphi_0 + 2BJ_2(C)J_2(D)\cos(2\omega t)\cos\varphi_0. \quad (39)$$

А их производные при этом будут равны соответственно:

$$\frac{\partial S_1(t)}{\partial t} = 2BJ_1(C)J_1(D)\omega \sin\omega t \cos\varphi_0 - 4BJ_1(C)J_2(D)\omega \sin(2\omega t)\sin\varphi_0, \quad (40)$$

$$\frac{\partial S_2(t)}{\partial t} = -2BJ_2(C)J_1(D)\omega \sin\omega t \sin\varphi_0 - 4BJ_2(C)J_2(D)\omega \sin(2\omega t)\cos\varphi_0. \quad (41)$$

Перекрестное перемножение сигналов (38)-(41) и (39)-(40) и их последующее вычитание дает:

$$S_2(t) \frac{\partial S_1(t)}{\partial t} - S_1(t) \frac{\partial S_2(t)}{\partial t} = -2B^2 J_1(C) J_2(C) J_0(D) J_1(D) \omega \sin \alpha t +$$

$$+ 4B^2 J_1(C) J_2(C) J_1(D) J_2(D) \omega \sin \alpha t \cos 2\alpha t - 8B^2 J_1(C) J_2(C) J_1(D) J_2(D) \omega \sin 2\alpha t \cos \alpha t. \quad (42)$$

Воспользовавшись известным выражением для произведения синусов:

$$\sin \alpha \cos \beta = \frac{\sin(\alpha - \beta) + \sin(\alpha + \beta)}{2}, \quad (43)$$

выражение (42) можно преобразовать как:

$$S_2(t) \frac{\partial S_1(t)}{\partial t} - S_1(t) \frac{\partial S_2(t)}{\partial t} = -2B^2 J_1(C) J_2(C) J_0(D) J_1(D) \omega \sin \alpha t +$$

$$+ 4B^2 J_1(C) J_2(C) J_1(D) J_2(D) \omega \left(-\frac{1}{2} \sin \alpha t + \frac{1}{2} \sin 3\alpha t - \sin \alpha t - \sin 3\alpha t \right) =$$

$$= -2B^2 J_1(C) J_2(C) J_0(D) J_1(D) \omega \sin \alpha t + 4B^2 J_1(C) J_2(C) J_1(D) J_2(D) \omega \left(-\frac{3}{2} \right) \sin \alpha t +$$

$$+ 4B^2 J_1(C) J_2(C) J_1(D) J_2(D) \omega \left(-\frac{1}{2} \right) \sin 3\alpha t. \quad (44)$$

После интегрирования выражения (44), считая постоянную составляющую равной нулю, получаем:

$$S_{\text{вых}}(t) = 2B^2 J_1(C) J_2(C) [J_0(D) J_1(D) \cos \alpha t + 3J_1(D) J_2(D) \cos 3\alpha t] +$$

$$+ \frac{2}{3} B^2 J_1(C) J_2(C) J_1(D) J_2(D) \cos 3\alpha t \quad (45)$$

Таким образом, выходной сигнал в рассматриваемом случае будет представлять собой сумму двух гармоник (первой и третьей) измеряемого фазового сигнала. При дальнейшем увеличении полосы пропускания ФНЧ фильтров в выходном сигнале будет расти число гармоник измеряемого фазового сигнала и, кроме того, каждая из них будет давать вклад в амплитуду первой (основной) гармоники измеряемого фазового сигнала.

Выражение для выходного сигнала для рассматриваемого случая можно записать как:

$$S_{\text{вых}}(t) = 2B^2 J_1(C) J_2(C) [J_0(D) J_1(D) \cos \alpha t + 3J_1(D) J_2(D) \cos 3\alpha t] \quad (46)$$

Если произвести математические преобразования над сигналами (28)-(29) согласно рассматриваемому алгоритму для случаев большей полосы пропускания ФНЧ, можно прийти к выражению для зависимости амплитуды выходного сигнала на частоте измеряемого сигнала от его амплитуды для ограниченной полосы пропускания ФНЧ [38-39]. Эту зависимость в общем виде можно записать как:

$$S(t) = 2B^2 J_1(C) J_2(C) \sum_{k=0}^{N-1} (2k+1) J_k(D) J_{k+1}(D) \cos \alpha t \quad (47)$$

где N равно количеству гармоник измеряемого сигнала, укладывающихся в полосу пропускания ФНЧ.

Согласно (47) выходной сигнал схемы демодуляции на основе перекрестного перемножения пропорционален квадрату размаха

интерференционного сигнала (3) (т.е. B^2) и нелинейно зависит от глубины фазовой модуляции C и амплитуды измеряемого фазового сигнала D в случае ограничения сигнальных гармоник измеряемого фазового сигнала полосой пропускания ФНЧ в схеме демодуляции.

2.3. Моделирование влияния параметров схемы демодуляции на выходной сигнал

Для подтверждения результатов проведенного математического анализа необходимо провести математическое моделирование рассматриваемой схемы гомодинной демодуляции в среде MATLAB [40-41]. В модели, учитывающей дискретизацию входного сигнала (3) в соответствии с реальными цифровыми схемами демодуляции, осуществляются математические преобразования согласно алгоритму, представленному на рисунке 2. Цифровые фильтры с конечной импульсной характеристикой синтезированы с использованием утилиты среды MATLAB Filter Design and Analysis Tool (FDA Tool) [42-44].

В основу модели положены следующие параметры:

- длительность моделируемых сигналов 1 с;
- размах интерференционного сигнала $B=32767$ (половине разрядной сетки 16-ти битного АЦП);
- частота фазовой модуляции равна 10 кГц;
- частота измеряемого фазового сигнала 500 Гц;
- частота дискретизации входного сигнала 100 кГц;
- полоса пропускания цифровых ФНЧ от 500 до 1500 Гц.

В ходе моделирования рассматриваемой схемы определяется амплитуда спектральной составляющей на частоте измеряемого фазового сигнала. По изменению этой амплитуды в ходе моделирования исследуются зависимости амплитуды выходного сигнала схемы демодуляции от глубины фазовой модуляции, амплитуды измеряемого фазового сигнала и положения рабочей точки интерферометра.

Первичное моделирование рассматриваемой схемы демодуляции сигналов, результаты которого представлены на рисунке 6, показало независимость амплитуды выходного сигнала от положения рабочей точки интерферометра. В связи с этим, все дальнейшие итерации моделирования производились при нулевом положении рабочей точки $\phi_0 = 0$ [2]. Из рисунка 6 также видно, что амплитуда выходного сигнала нелинейно зависит от амплитуды измеряемого фазового сигнала D .

На рисунке 7 представлены результаты моделирования рассматриваемой схемы гомодинной демодуляции для глубины фазовой модуляции C и амплитуды измеряемого фазового сигнала D , изменяющихся в диапазоне от 0 до 2π радиан с шагом 0,1 радиан. Полоса пропускания ФНЧ, также как и частота измеряемого сигнала, были равны 500 Гц [38-39].

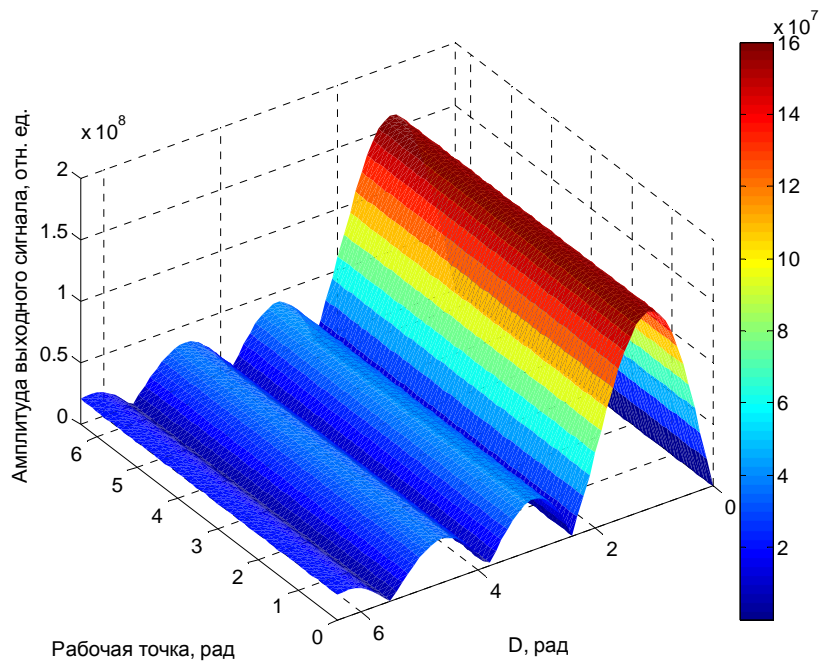


Рисунок 6. Зависимость амплитуды выходного сигнала рассматриваемой схемы демодуляции от амплитуды измеряемого фазового сигнала D и рабочей точки интерферометра для полосы пропускания ФНЧ 500 Гц.

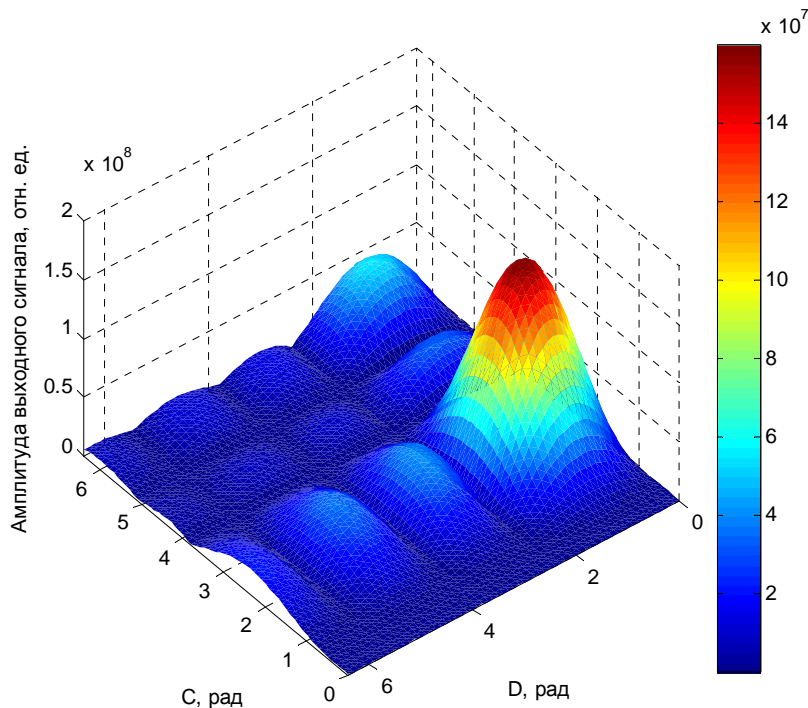


Рисунок 7. Зависимость амплитуды выходного сигнала рассматриваемой схемы демодуляции от амплитуды измеряемого фазового сигнала и глубины фазовой модуляции для полосы пропускания ФНЧ 500 Гц.

Согласно результатам моделирования, представленным на рисунке 7, амплитуда выходного сигнала схемы демодуляции нелинейно зависит как от глубины фазовой модуляции C , так и от амплитуды измеряемого фазового сигнала D , причем максимальная амплитуда измеряемого фазового сигнала наблюдается для значения глубины фазовой модуляции $C=2,37$ радиан.

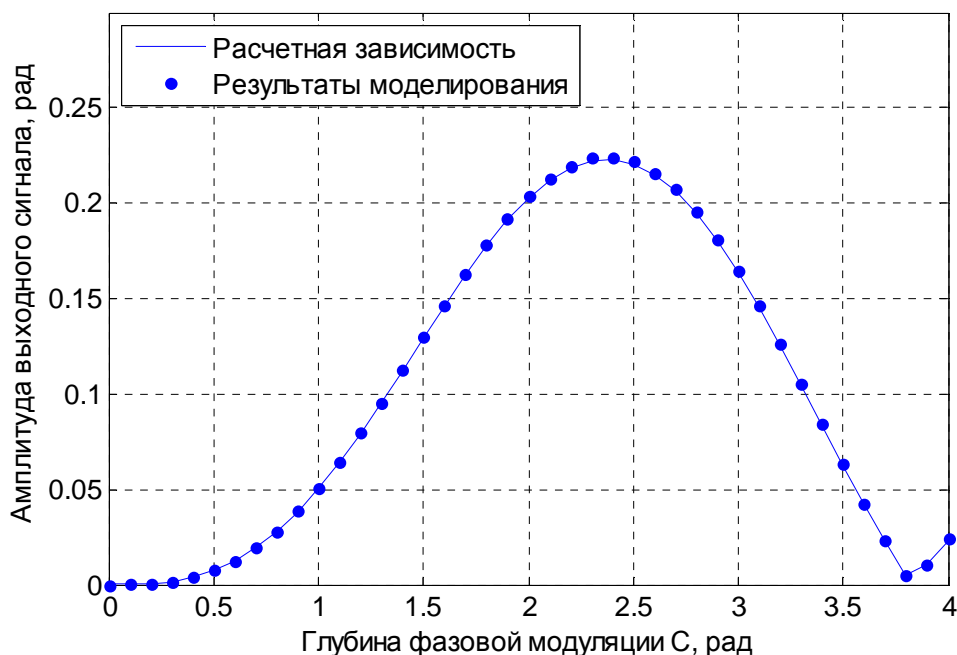


Рисунок 8. Сравнение результатов моделирования и теоретического анализа зависимости амплитуды выходного сигнала рассматриваемой схемы гомодинной демодуляции от глубины фазовой модуляции C .

На рисунке 8 приведена теоретическая зависимость амплитуды выходного сигнала от глубины фазовой модуляции C согласно формуле (47) и зависимость, полученная в ходе моделирования в области максимальной амплитуды выходного сигнала. Представленные данные нормированы на величину квадрата размаха интерференционного сигнала B^2 и амплитуду выходного фазового сигнала для более удобного сравнения результатов моделирования и теоретического анализа.

Согласно рисунку 8 зависимость амплитуды выходного сигнала от глубины фазовой модуляции полностью соответствует полученной теоретической зависимости (47). Таким образом, можно утверждать, что амплитуда выходного сигнала схемы демодуляции пропорциональна произведению $J_1(C)J_2(C)$. При этом оптимальным значением глубины фазовой модуляции, соответствующим максимальному значению произведения $J_1(C)J_2(C)$, является величина $C=2.37$ радиан ($J_1(C)J_2(C)=0.2243$), что соответствует значению, приводимому в литературе [45].

На рисунке 9 приведены результаты моделирования гомодинной схемы демодуляции на основе перекрестного перемножения для ФНЧ с различными полосами пропускания 500 Гц, 1000 Гц и 1500 Гц, а также соответствующие теоретические зависимости согласно формуле (47) при оптимальном значении глубины фазовой модуляции $C=2.37$ радиан [38-39]. Представленные данные нормированы на величину квадрата размаха интерференционного сигнала B^2 и множитель $J_1(C)J_2(C)$ (см. (47)).

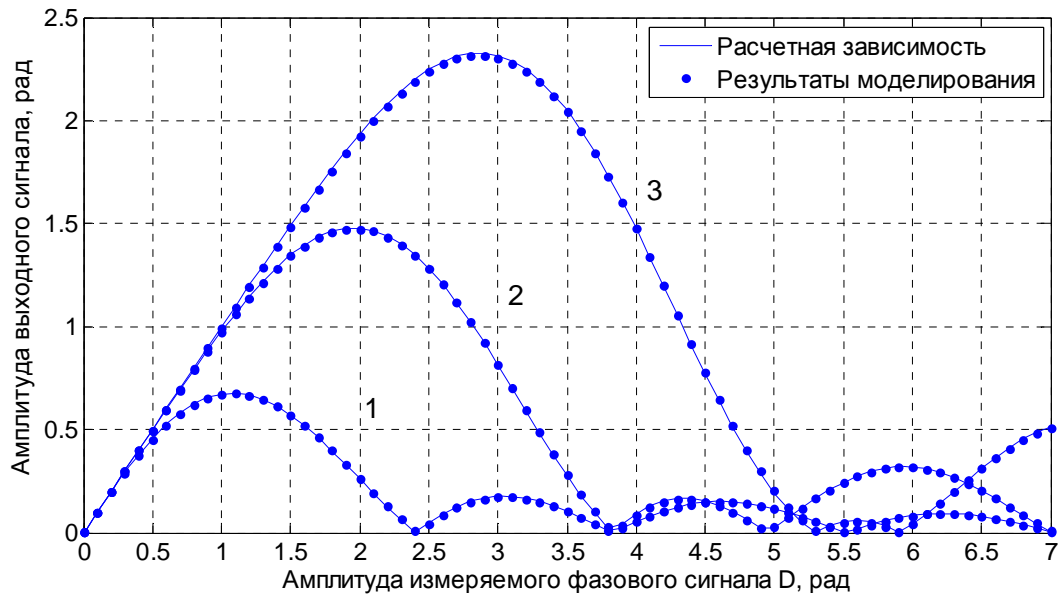


Рисунок 9. Результаты моделирования и теоретического анализа зависимости амплитуды выходного сигнала рассматриваемой схемы гомодинной демодуляции от амплитуды измеряемого фазового сигнала на частоте 500 Гц для различных полос пропускания ФНЧ: 1 - 500 Гц; 2 - 1000 Гц; 3 - 1500 Гц

Зависимости, представленные на рисунке 9, подтверждают соответствие результатов теоретического анализа (47) результатам моделирования. Таким образом, амплитудная характеристика рассматриваемой схемы гомодинной демодуляции на основе перекрестного перемножения нелинейна и зависит от полосы пропускания ФНЧ. Подобная нелинейность амплитудной характеристики может привести к ограничению верхнего предела динамического диапазона и неоднозначности определения амплитуды измеряемого фазового сигнала [2,39].

Нелинейная зависимость выходного сигнала от амплитуды измеряемого фазового сигнала представляет большой интерес с точки зрения практической реализации рассматриваемого алгоритма в фазовых волоконно-оптических интерферометрических датчиках, поскольку она определяет размеры линейного участка амплитудной характеристики схемы демодуляции (т.е. ее динамический диапазон) в зависимости от полосы пропускания используемых цифровых фильтров.

Согласно рисунку 9, при увеличении полосы пропускания ФНЧ наблюдается уширение линейного участка амплитудной характеристики, что приводит к увеличению верхней границы динамического диапазона значений измеряемого фазового сигнала. Так, исходя из данных, представленных на рисунке 9, для измеряемого фазового сигнала на частоте 500 Гц увеличение полосы пропускания ФНЧ с 500 Гц до 1500 Гц приводит к увеличению линейного участка амплитудной характеристики с 1,1 рад до 2,9 рад, т.е. увеличению динамического диапазона алгоритма демодуляции [39].

Еще одним важным следствием влияния ограниченной полосы пропускания ФНЧ на амплитуду выходных сигналов, является то, что с уменьшением частоты измеряемого фазового сигнала, число его полезных гармоник, попадающих в фиксированную полосу пропускания ФНЧ, растет. Поэтому амплитудная характеристика (и динамический диапазон) рассматриваемой схемы демодуляции для разных частот измеряемого фазового сигнала будет различной.

Для подтверждения этого вывода было произведено моделирование рассматриваемой схемы гомодинной демодуляции, в ходе которого изменялись амплитуда измеряемого фазового сигнала (от 0 до 70 радиан с шагом 0.5 радиан) и частота измеряемого фазового сигнала (от 10 до 500 Гц с шагом 10 Гц) для полосы пропускания ФНЧ 500 Гц [2,39]. Результаты моделирования представлены на рисунке 10.

Согласно представленным на рисунке 10 результатам, динамический диапазон схемы гомодинной демодуляции на основе перекрестного перемножения неограниченно увеличивается с уменьшением частоты измеряемого фазового сигнала, что происходит вследствие увеличения числа сигнальных гармоник, попадающих в полосу пропускания ФНЧ [2, 39].

На практике верхняя граница динамического диапазона схемы гомодинной демодуляции на основе перекрестного перемножения должна определяться исходя из требований к максимальной амплитуде измеряемого фазового сигнала, что требует специального расчета полосы пропускания ФНЧ.

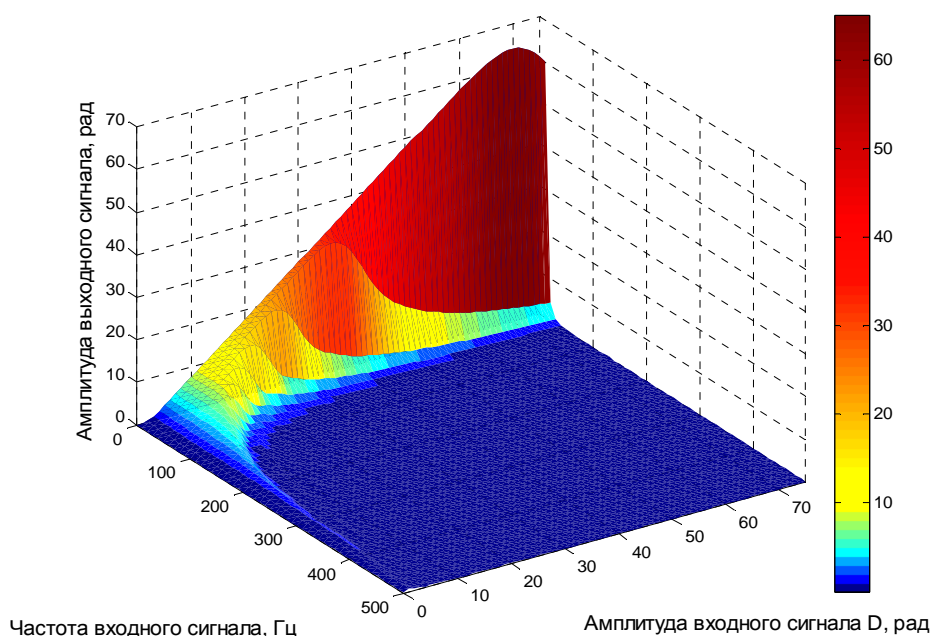


Рисунок 10. Амплитудные характеристики рассматриваемой схемы гомодинной демодуляции для полосы пропускания ФНЧ 500 Гц.

Исходя из рассчитанной полосы пропускания фильтров низких частот, выбирается частота фазовой модуляции, достаточная для обеспечения

отсутствия перекрытия боковых гармоник измеряемого фазового сигнала в спектре сигнала (3).

2.4. Особенности реализации рассматриваемого алгоритма

Фазовый сдвиг сигнала опорного генератора

Важной особенностью схемы гомодинной демодуляции сигналов на основе перекрестного перемножения, является возможность наличия фазового сдвига сигнала опорного генератора относительно интерференционного сигнала [46-47].

Это явление может быть обусловлено наличием задержек распространения импульсов в оптической схеме интерферометрического датчика и наличием аналогового фильтра низких частот после цифро-аналогового преобразователя перед фазовым модулятором, что вносит фазовую задержку между сигналами с опорного генератора, поступающими на фазовый модулятор и непосредственно в схему обработки. В рассматриваемой схеме гомодинной демодуляции происходит перемножение сигналов опорного генератора и интерференционного сигнала в процессе его обработки, а фазовый сдвиг между этими сигналами приводит к искажению выходного сигнала [47].

В этом случае интерференционный сигнал на входе рассматриваемой схемы демодуляции может быть представлен как:

$$I_{ex}(t) = A + B \cos [C \cos(2\pi f_0 t + \varphi_{gen}) + D \cos(2\pi f t) + \varphi_0] \quad (48)$$

где A и B – постоянные, пропорциональные мощности оптического излучения, приходящего на фотоприемник; C – значение глубины фазовой модуляции; f_0 – частота сигнала опорного генератора; D – амплитуда измеряемого фазового сигнала, а f – его частота; φ_0 – положение рабочей точки интерферометра; φ_{gen} – величина фазового сдвига сигнала опорного генератора.

Для исследования влияния фазового сдвига на выходные сигналы рассматриваемой схемы была создана ее модель в среде MATLAB со следующими параметрами:

- длительность моделируемых сигналов 1 с;
- размах интерференционного сигнала $B=32767$ (половина разрядной сетки 16-ти битного АЦП);
- частота фазовой модуляции 10 кГц;
- частота измеряемого фазового сигнала 500 Гц;
- амплитуда измеряемого фазового сигнала $D=1$ радиан;
- глубина фазовой модуляции $C=2,37$ радиан;
- частота дискретизации входного сигнала 100 кГц;
- полоса пропускания цифровых ФНЧ 6 кГц;
- частота дискретизации интерференционного сигнала 500 кГц.

Результаты полученной зависимости амплитуды выходного сигнала от фазового сдвига сигнала опорного генератора и положения рабочей точки интерферометра представлены на рисунке 11.

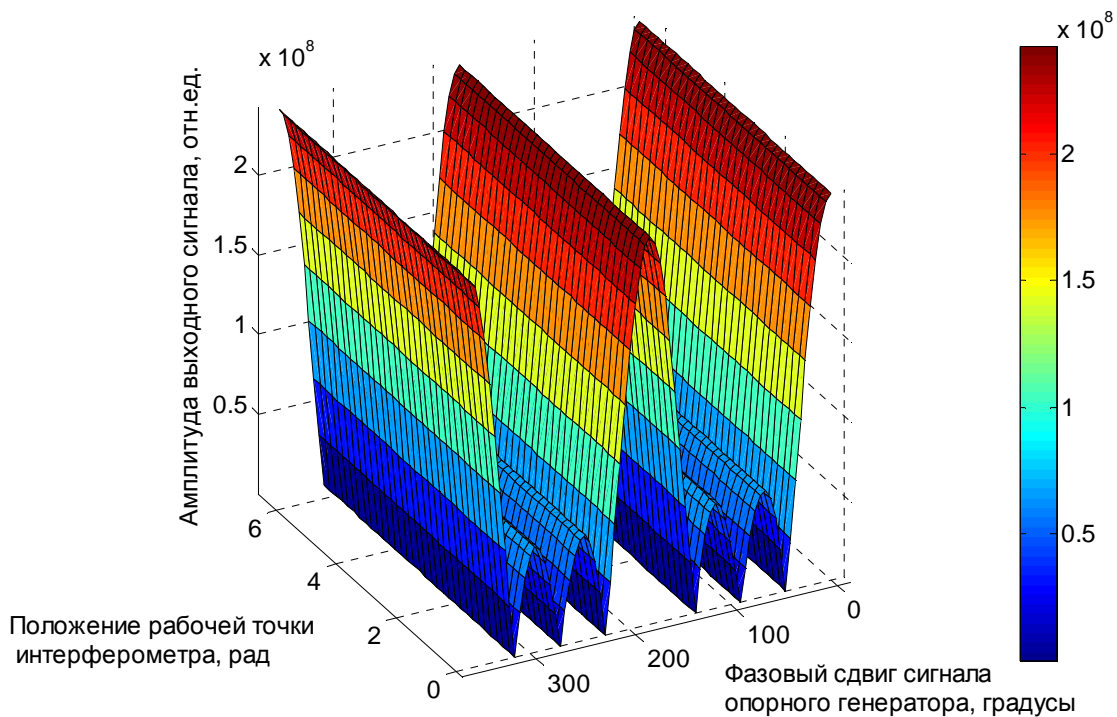


Рисунок 11. Зависимость амплитуды выходного сигнала от фазового сдвига сигнала опорного генератора и положения рабочей точки интерферометра.

Согласно представленным на рисунке 11 результатам, амплитуда выходного сигнала нелинейно зависит от фазового сдвига сигнала опорного генератора относительно интерференционного сигнала при любом положении рабочей точки интерферометра. Таким образом, при наличии ненулевого фазового сдвига сигнала опорного генератора выходной сигнал рассматриваемой схемы демодуляции будет некорректно отражать значение измеряемого сигнала.

Интегратор в схеме демодуляции

Согласно рисунку 2, в рассматриваемой схеме демодуляции присутствует интегратор. В случае реализации рассматриваемой схемы в цифровом виде, операцию интегрирования над цифровым сигналом можно интерпретировать как кумулятивную сумму цифровых отсчетов интегрируемого сигнала.

Существует несколько способов построения интеграторов, которые отличаются своей передаточной характеристикой [48]. Но во всех случаях, поскольку значение выходного сигнала интегратора зависит от его предыдущего выходного значения, интегратор является рекурсивным элементом с бесконечной импульсной характеристикой (т.е. БИХ элементом) и, строго говоря, имеет нелинейную фазочастотную характеристику. Нелинейная ФЧХ может привести к фазовым искажениям измеряемого сигнала и, как следствие, к ошибкам в ходе его возможной постобработки.

Существует еще один негативный эффект использования интегратора в рассматриваемой схеме демодуляции: если измеряемый фазовый сигнал имеет импульсную форму, то в сигнале на выходе обработки появляются

«ступеньки», которые на самом деле в измеряемом сигнале не присутствовали [13]. Этот недостаток отсутствует в схеме гомодинной демодуляции на основе вычисления значений функции арктангенса [13].

Выбор частоты дискретизации для схемы демодуляции

В рассматриваемой схеме на основе перекрестного перемножения необходимо корректно выбрать частоту дискретизации цифровых сигналов для всех элементов схемы.

Так, например, в ходе выполнения операции перекрестного перемножения, получившиеся сигналы (9) и (10) пропорциональны квадратам синуса и косинуса от измеряемого фазового сигнала. Если частота дискретизации выбрана таким образом, чтобы удовлетворить условиям теоремы Котельникова – т.е. частота дискретизации будет лишь в два раза выше верхней частоты измеряемого фазового сигнала, то сигнал на выходе обработки будет значительно искажен. Это происходит вследствие того, что:

$$\cos^2 \alpha = \frac{1 + \cos 2\alpha}{2}, \sin^2 \alpha = \frac{1 - \cos 2\alpha}{2} \quad (49)$$

т.е. верхняя частота сигналов (9) и (10) в действительности будет равна удвоенной верхней частоте измеряемого фазового сигнала. Таким образом, в данном случае необходимо выбирать частоту дискретизации сигналов (9) и (10) не менее чем в четыре раза большую, чем верхняя частота измеряемого фазового сигнала.

2.5. Контрольные вопросы к Главе 2

1. Как связаны динамический диапазон рассматриваемой схемы гомодинной демодуляции и частота вспомогательной фазовой модуляции?
2. Как будет выглядеть спектр интерференционного сигнала при наличии двух измеряемых фазовых сигналов с одинаковой амплитудой и разной частотой?
3. Как соотносятся частота фазовой модуляции и требуемая частота дискретизации интерференционного сигнала (частота опроса интерферометрического датчика)?
4. Будет ли рассматриваемая схема демодуляции корректно работать без использования интегратора на выходе обработки, если считать, что все измеряемые фазовые сигналы являются гармоническими? Почему?
5. К каким последствиям может привести рассмотренная нелинейность амплитудной характеристики схемы демодуляции?
6. Какое значение глубины модуляции является оптимальным для работы рассматриваемой схемы? Почему?
7. Какое влияние на выходной сигнал рассматриваемой схемы будет оказывать неоптимальная глубина вспомогательной фазовой модуляции?
8. Какое влияние на выходной сигнал рассматриваемой схемы будет оказывать ненулевой фазовый сдвиг сигнала опорного генератора?

Глава 3. Алгоритм гомодинной демодуляции на основе вычисления значений функции арктангенса

3.1. Математический анализ алгоритма гомодинной демодуляции на основе вычисления значений функции арктангенса

Сравнительно недавно был предложен альтернативный алгоритм гомодинной демодуляции на основе вычисления значений функции арктангенса (Phase Generated Carrier Atan Approach - **PGC-Atan**) [2,4,13]. Модификация уже существующего алгоритма демодуляции сигналов на основе перекрестного перемножения [1-3], была разработана для снижения влияния изменения мощности оптического излучения на амплитуду выходного сигнала схемы демодуляции.

Суть алгоритма гомодинной демодуляции на основе вычисления значений функции арктангенса заключается в осуществлении ряда преобразований над сигналом с волоконного интерферометра, производимых согласно схеме, представленной на рисунке 12 [2].

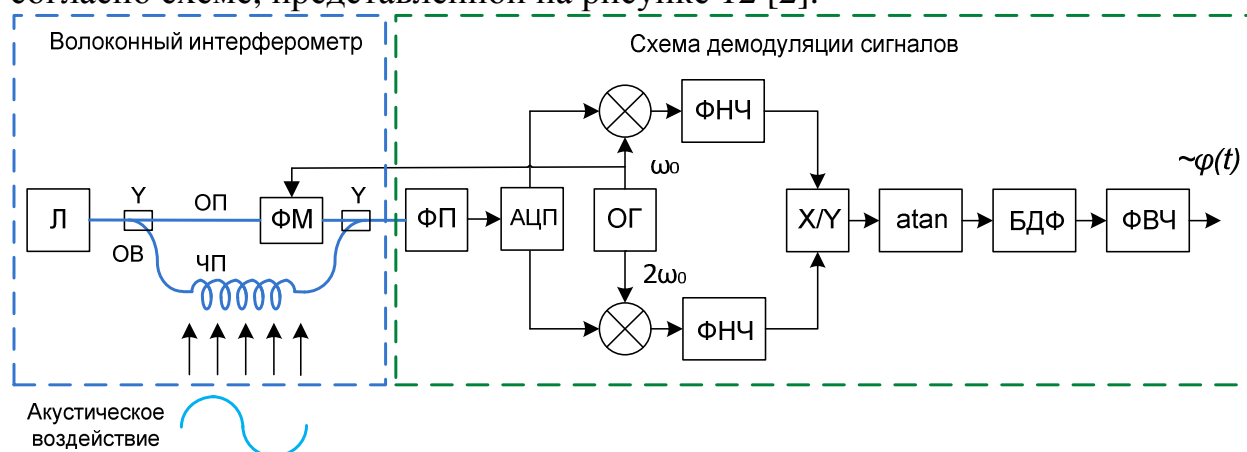


Рисунок 12. Принципиальная схема алгоритма гомодинной демодуляции на основе вычисления значений функции арктангенса.

На рисунке 12 Л – лазерный источник оптического излучения, Y – Y-разветвитель, ОВ – оптическое волокно, ФМ – фазовый модулятор, АЦП – аналого-цифровой преобразователь, ФП – фотоприемник, ОГ – опорный генератор, ФНЧ – фильтр низких частот, X/Y – операция деления, atan – операция вычисления значений функции арктангенса, БДФ – блок доворачивания фазы, ФВЧ – фильтр высоких частот.

Приведенную на рисунке 12 схему, также как и описанную ранее (см. рисунок 2), можно разделить на две части – волоконно-оптический интерферометр и схему демодуляции сигналов.

Поскольку в данной схеме демодуляции используется такой же вид фазовой модуляции, как и в схеме с перекрестным перемножением, сигнал, приходящий с интерферометра на фотоприемник также определяется согласно выражению (3). После выполнения над этим сигналом операций перемножения на сигналы с опорного генератора и низкочастотной фильтрации, на вход блока деления попадают сигналы (26) и (27).

Тогда сигнал на выходе блока деления определяется выражением:

$$S_{\text{div}}(t) = \frac{-BJ_1(C)\sin(\varphi(t))}{-BJ_2(C)\cos(\varphi(t))} = \frac{J_1(C)}{J_2(C)} \text{tg}(\varphi(t)) \quad (50)$$

А сигнал после вычисления значения функции арктангенса от выражения (50) при условии равенства $J_1(C) = J_2(C)$ будет определяться как [2,13]:

$$S_{\text{atan}}(t) = \text{arctg}\left(\frac{J_1(C)}{J_2(C)} \text{tg}(\varphi(t))\right) = \varphi(t) \quad (51)$$

Как видно из формул (50-51), выходной сигнал рассматриваемой схемы демодуляции не зависит от изменений мощности оптического излучения, а зависит только от измеряемого фазового сигнала и, в общем случае, от глубины фазовой модуляции,

Поскольку детальный математический анализ выражения (50) затруднен, для исследования схемы демодуляции было проведено ее математическое моделирование в среде MATLAB.

3.2. Моделирование влияния параметров алгоритма демодуляции на выходной сигнал

Для оценки влияния параметров схемы гомодинной демодуляции на основе вычисления значений функции арктангенса на выходной сигнал, была построена ее математическая модель в среде MATLAB [2,40-42]. В модели, учитывающей дискретизацию входного сигнала (3) в реальных цифровых схемах демодуляции, последовательно осуществлялись математические преобразования согласно алгоритму, представленному на рисунке 12 [2].

Параметры модели соответствовали аналогичным в модели предыдущего рассмотренного алгоритма обработки:

- длительность моделируемых сигналов 1 с;
- размах интерференционного сигнала $V=32767$ (половина разрядной сетки 16-ти битного АЦП);
- частота фазовой модуляции равна 10 кГц;
- частота измеряемого фазового сигнала 500 Гц;
- частота дискретизации входного сигнала 100 кГц;
- полоса пропускания цифровых ФНЧ изменялась от 500 до 1500 Гц.

Конечным этапом моделирования являлось определение амплитуды измеряемого фазового сигнала. В ходе моделирования исследовались зависимости амплитуды выходного сигнала схемы демодуляции от амплитуды измеряемого фазового сигнала (D) и полосы пропускания фильтров низких частот.

Результаты моделирования амплитудной характеристики рассматриваемой схемы демодуляции представлены на рисунке 13. Полученные в ходе моделирования результаты демонстрируют, что амплитудная характеристика схемы гомодинной демодуляции на основе вычисления значений функции арктангенса нелинейна и существенно зависит от полосы пропускания фильтров низких частот. Кроме того, амплитудная характеристика имеет резкие скачки, которые вызваны тем, что

при определенных значениях амплитуды измеряемого фазового сигнала его спектральные составляющие, пропорциональные $J_n(D)$ (где n – номер спектральной составляющей), обращаются в ноль с ростом амплитуды измеряемого фазового сигнала D (см. рисунок 5) [2].

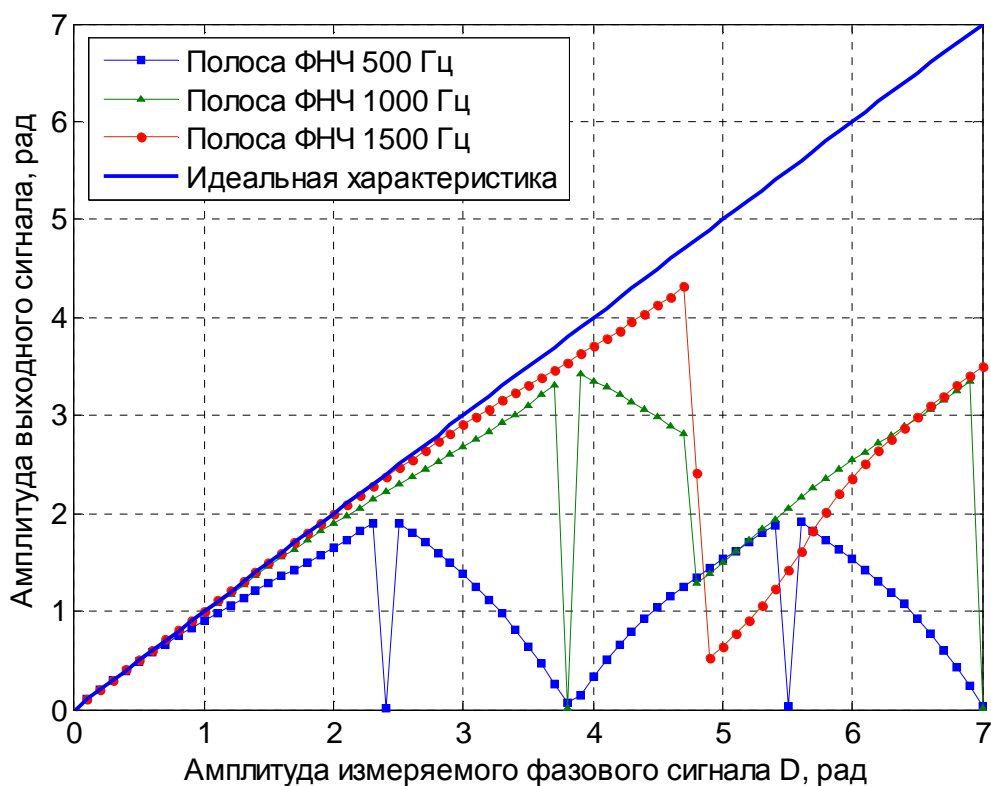


Рисунок 13. Амплитудная характеристика схемы гомодинной демодуляции на основе вычисления значений функции арктангенса при различных полосах пропускания ФНЧ.

Если рассмотреть представленные на рисунке 13 амплитудные характеристики, можно прийти к выводу, что размер их линейной части тем больше, чем больше полоса пропускания ФНЧ. Таким образом, в схеме гомодинной демодуляции на основе вычисления значений функции арктангенса работает тот же механизм ограничения размеров линейного участка амплитудной характеристики и верхней границы динамического диапазона, что и в схеме гомодинной демодуляции на основе перекрестного перемножения (см. рисунок 9).

3.3. Моделирование зависимости амплитуды выходного сигнала от глубины фазовой модуляции

Если рассмотреть зависимость выходного сигнала рассматриваемой схемы демодуляции от глубины фазовой модуляции, то, согласно выражению (50), она определяется отношением функций Бесселя первого и второго порядка от глубины фазовой модуляции. График зависимости значения этого отношения от глубины фазовой модуляции представлен на рисунке 14.

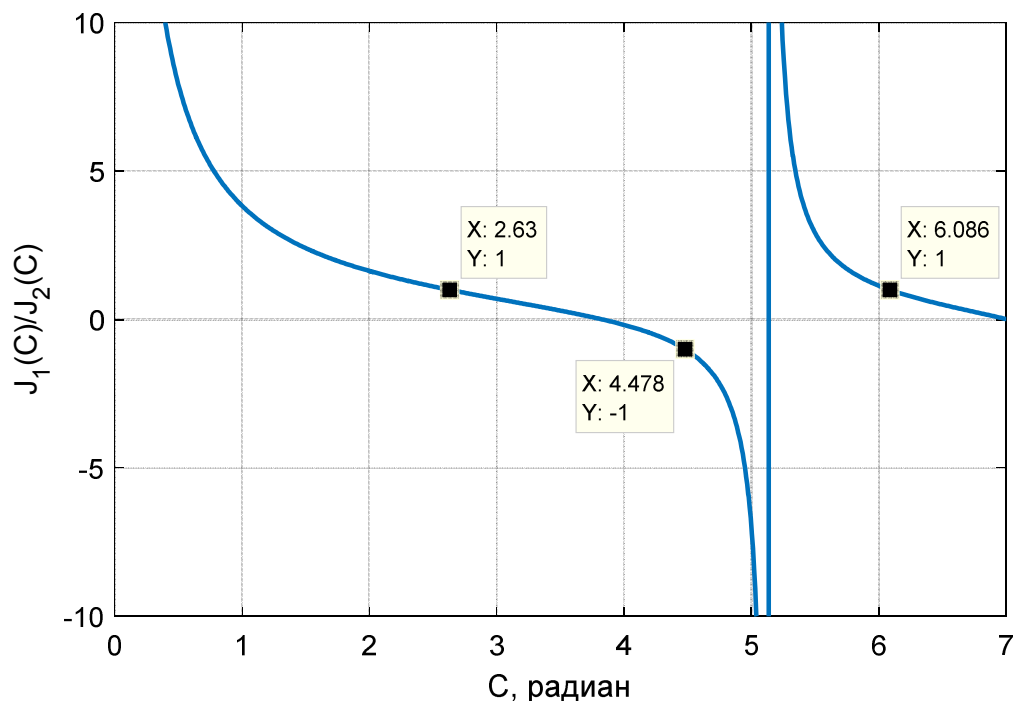


Рисунок 14. Зависимость отношения $J_1(C)/J_2(C)$ от глубины фазовой модуляции C .

Согласно рисунку 14, отношение функций Бесселя первого и второго порядков от глубины фазовой модуляции близко или равно единице по модулю при определенных значениях глубины фазовой модуляции $C \approx 2,63$ радиан, $C \approx 4,48$ радиан и $C \approx 6,09$ радиан на промежутке $[0, 2\pi]$. При этих значениях глубины фазовой модуляции сигнал на выходе схемы демодуляции будет равен измеряемому фазовому сигналу без искажений [2]. При значении глубины фазовой модуляции $C \approx 4,48$ измеряемый фазовый сигнал будет инвертирован, поскольку $\arctg(-x) = -\arctg(x)$.

Рассмотрим случай, когда глубина фазовой модуляции не соответствует этим оптимальным значениям. Для исследования зависимости амплитуды выходного сигнала от глубины фазовой модуляции и положения рабочей точки интерферометра в среде MATLAB была построена математическая модель [2]. В построенной модели над интерференционным сигналом, определяемым выражением (3), осуществлялись математические преобразования согласно алгоритму, представленному на рисунке 12.

В основу модели были положены следующие параметры:

- длительность моделируемых сигналов 1 с;
- частота фазовой модуляции 10 кГц;
- частота измеряемого фазового сигнала - 500 Гц;
- амплитуда измеряемого фазового сигнала $D=1$ радиан;
- частота дискретизации 100 кГц.

В ходе математического моделирования глубина фазовой модуляции C и положение рабочей точки интерферометра принимали значения в промежутке $[0, 2\pi]$ с шагом 0,1 рад, при этом анализировалось значение амплитуды выходного сигнала на частоте измеряемого фазового сигнала.

Результат математического моделирования зависимости амплитуды выходного сигнала рассматриваемой схемы демодуляции от глубины фазовой модуляции C и положения рабочей точки интерферометра ϕ_0 представлен на рисунке 15.

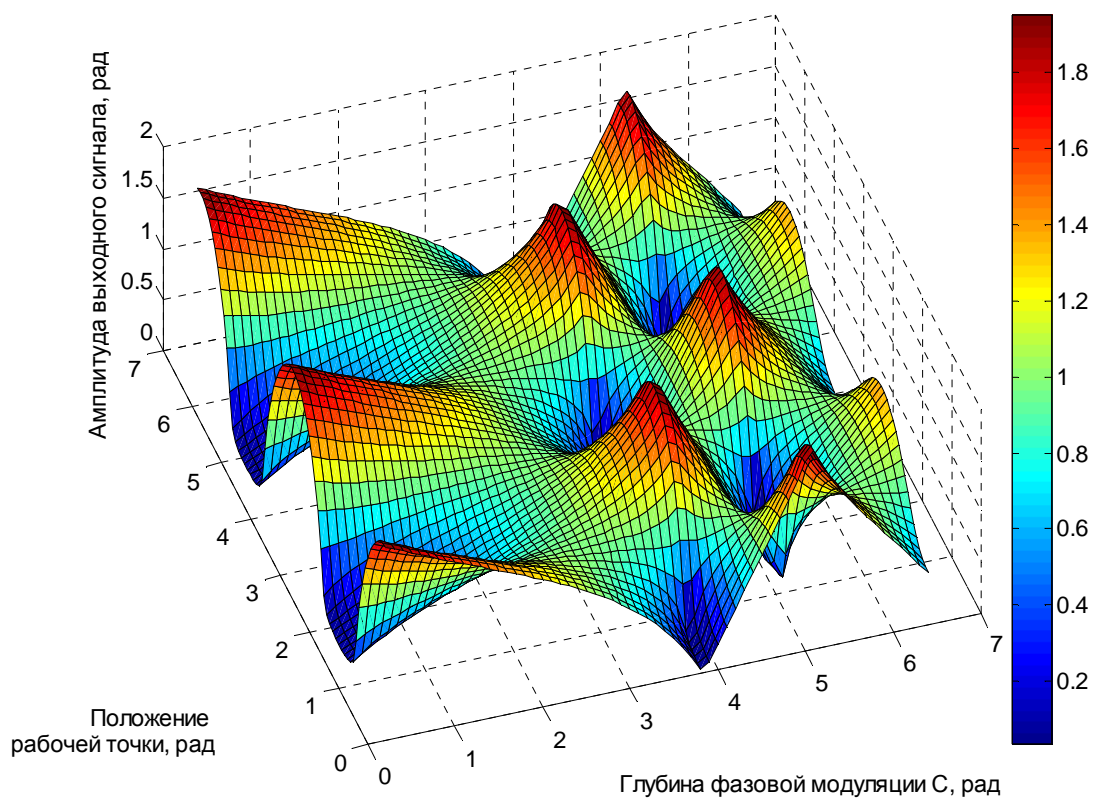


Рисунок 15. Зависимость амплитуды выходного сигнала схемы гомодинной демодуляции на основе вычисления значений функции арктангенса от глубины фазовой модуляции и положения рабочей точки интерферометра.

Согласно результатам моделирования, представленным на рисунке 15, при значениях глубины фазовой модуляции $C \approx 2,63$ радиан, $C \approx 4,48$ радиан и $C \approx 6,09$ радиан амплитуда выходного сигнала схемы гомодинной демодуляции не зависит от положения рабочей точки интерферометра и равна заданной амплитуде измеряемого фазового сигнала (1 рад), в то время как для неоптимальных значений глубины фазовой модуляции наблюдаются существенные отклонения амплитуды выходного сигнала схемы демодуляции от истинного значения амплитуды измеряемого фазового сигнала [2]. На практике это приведет к тому, что при неоптимальном значении глубины фазовой модуляции амплитуда выходного сигнала схемы гомодинной демодуляции на основе вычисления значений функций арктангенса будет постоянно изменяться при изменении положения рабочей точки интерферометра под действием температуры, вибраций и т.д. Таким образом, выходной сигнал схемы при неоптимальной глубине фазовой модуляции будет нестабилен во времени.

Исходя из полученных в ходе проведенного моделирования результатов, можно сделать вывод о том, что корректная работа алгоритма

демодуляции сигналов на основе вычисления значений функции арктангенса возможна лишь при оптимальных значениях глубины фазовой модуляции или значениях, отличающихся от оптимальных на величину не более 0,025 радиан (для $C \approx 2,63$ радиан), 0,00625 (для $C \approx 4,48$ радиан) и 0,0083 (для $C \approx 6,09$ радиан). При этих отклонениях амплитуда выходного сигнала схемы демодуляции отличается от амплитуды измеряемого фазового сигнала не более чем на 1%.

3.4. Особенности реализации рассматриваемого алгоритма

Алгоритм доворачивания фазы

Использование функции арктангенса в рассматриваемой схеме демодуляции требует использования дополнительной корректировки выдаваемых после блока арктангенса значений амплитуды фазового сигнала – применения операции доворачивания (или разворачивания) фазы – см. рис. 12, блок БДФ [49]. Доворачивание фазы выдаваемого фазового сигнала необходимо ввиду того, что значения функции арктангенса определены на промежутке $(-\pi/2, \pi/2)$ при значениях аргумента $(-\infty, +\infty)$ (см. рисунок 16), а амплитуда реальных измеряемых фазовых сигналов может составлять десятки и сотни радиан и превышать диапазон выходных значений функции арктангенса.

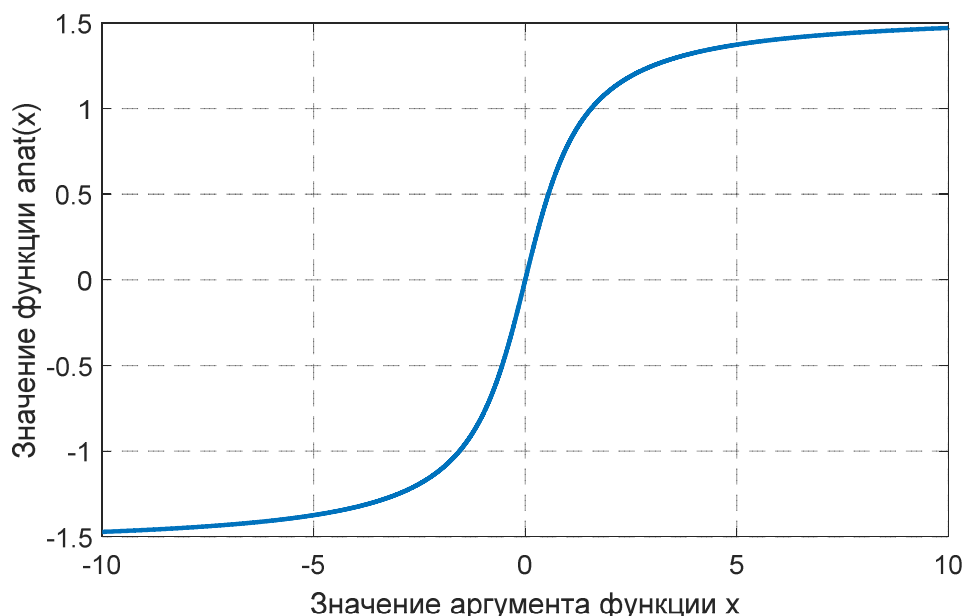


Рисунок 16. График функции арктангенса

В случае регистрации сигналов с амплитудой, превосходящей $\pi/2$, в выходном сигнале функции арктангенса будут наблюдаться искажения измеряемого фазового сигнала, выраженные в виде резких скачков. Пример такого сигнала приведен на рисунке 17. В рассматриваемом случае амплитуда измеряемого фазового сигнала была равна 6 радиан, а частота - 500 Гц.

Алгоритм доворачивания фазы достаточно просто реализуется средствами ПЛИС.

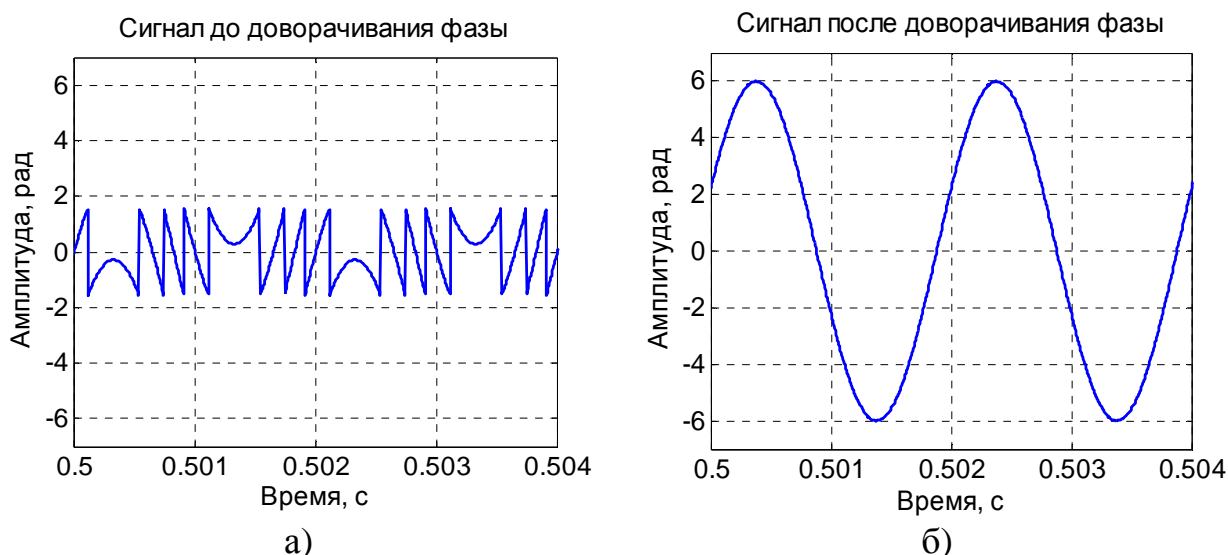


Рисунок 17. Измеряемый фазовый сигнал с амплитудой 6 рад и частотой 500 Гц до и после операции доворачивания фазы

Он заключается в последовательном выполнении ряда математических операций над сигналом с блока вычисления значений функции арктангенса (см. рисунок 17) [2, 49]:

- для каждого из проходящих цифровых отсчетов сигнала арктангенса определяется разница между значением текущего отсчета и предыдущего;
- полученное значение разницы сравнивается с $\pi/2$ и $-\pi/2$;
- если значение разницы меньше или равно $-\pi/2$ ко всем проходящим впоследствии отсчетам цифрового сигнала прибавляется π ;
- если значение разницы больше или равно $\pi/2$ ко всем проходящим впоследствии отсчетам цифрового сигнала прибавляется $-\pi$.

В результате использования данного алгоритма амплитуда выходного сигнала восстанавливается до реальных значений.

Операция доворачивания (разворачивания) фазы считается одной из самых сложных в цифровой обработке сигналов, поскольку корректность ее работы напрямую зависит от соотношения сигнал/шум и частоты дискретизации преобразуемого сигнала. Общее правило для реализации такого алгоритма в рассматриваемой схеме демодуляции: обеспечить как можно большую частоту дискретизации измеряемого фазового сигнала, поступающего на блок доворачивания фазы. В этом случае алгоритм работает максимально надежно и не допускает ложного срабатывания даже в случае низкого соотношения сигнал/шум обрабатываемого сигнала [49].

Фазовый сдвиг сигнала опорного генератора

Важной особенностью схемы гомодинной демодуляции сигналов на основе вычисления значений функции арктангенса, как и для схемы на основе перекрестного перемножения, является наличие фазового сдвига сигнала опорного генератора относительно интерференционного сигнала.

Это явление обусловлено наличием задержек распространения импульсов в оптической схеме интерферометрического датчика и наличием аналогового фильтра низких частот после цифро-аналогового

преобразователя перед фазовым модулятором, что вносит фазовую задержку в сигнал опорного генератора, поступающего на фазовый модулятор и непосредственно в схему обработки. В рассматриваемой схеме гомодинной демодуляции происходит перемножение сигналов опорного генератора и интерференционного сигнала в процессе его обработки (см. рисунок 12), а фазовый сдвиг между этими сигналами приводит к искажению выходного сигнала [47].

Эффект влияния фазового сдвига сигнала опорного генератора на выходной сигнал был отмоделирован в среде MATLAB [47]. Результаты построения полученной зависимости амплитуды выходного сигнала от фазового сдвига сигнала опорного генератора и положения рабочей точки интерферометра представлены на рисунке 18.

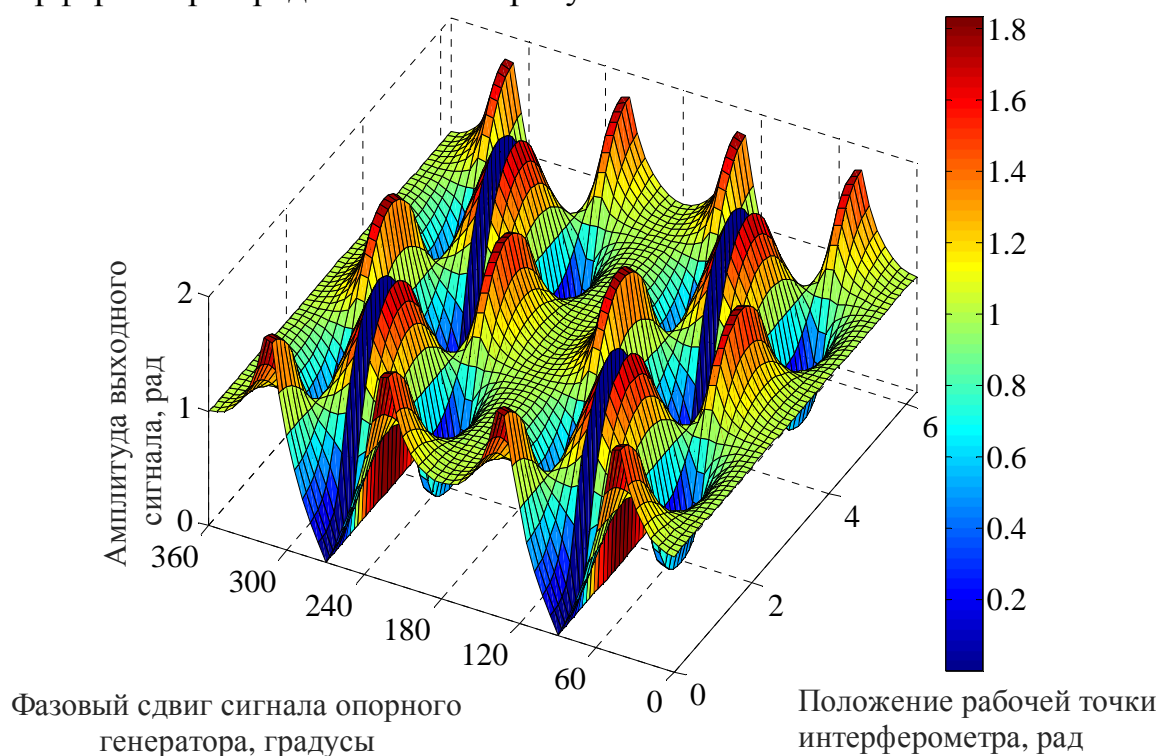


Рисунок 18. Зависимость амплитуды выходного сигнала от фазового сдвига сигнала опорного генератора и положения рабочей точки интерферометра для алгоритма демодуляции на основе вычисления значения функции арктангенса.

Согласно полученной зависимости, при наличии значительного (более 12 градусов) фазового сдвига сигнала опорного генератора относительно интерференционного сигнала схема гомодинной демодуляции на основе вычисления значения функции арктангенса утрачивает свойство независимости амплитуды выходного сигнала от положения рабочей точки интерферометра. На практике это проявляется в биениях амплитуды выходного сигнала схемы демодуляции вследствие воздействия на интерферометр температурных градиентов, вибраций и т.д. - т.е. воздействий, приводящих к уходу рабочей точки интерферометра. Другими словами, выходной сигнал рассматриваемого алгоритма демодуляции становится нестабильным во времени, а при отдельных значениях фазового

сдвига сигнала опорного генератора (90 и 270 градусов) вообще не содержит спектральных составляющих на частоте измеряемого фазового сигнала [47].

На рисунке 19 представлена зависимость выходного сигнала от амплитуды измеряемого фазового сигнала и фазового сдвига сигнала опорного генератора при нулевом положении рабочей точки интерферометра [47].

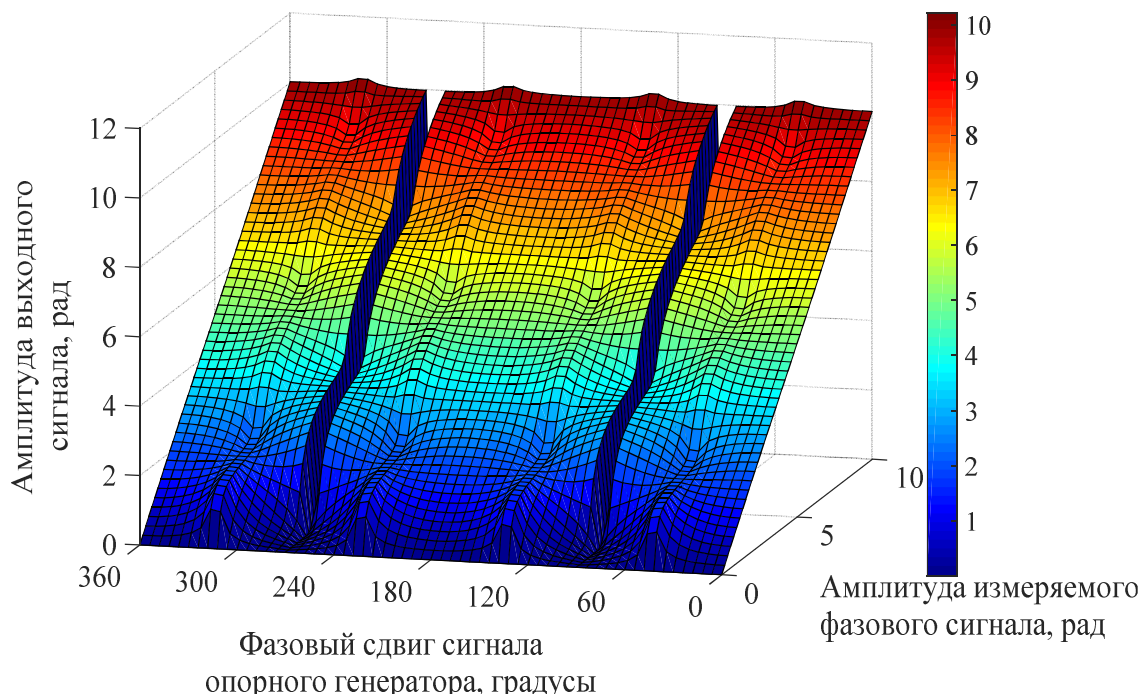


Рисунок 19. Зависимость амплитуды выходного сигнала от фазового сдвига сигнала опорного генератора и амплитуды измеряемого фазового сигнала.

Приведенный на рисунке 19 график демонстрирует амплитудные характеристики рассматриваемой схемы демодуляции при различных значениях фазового сдвига сигнала опорного генератора относительно интерференционного сигнала при нулевом положении рабочей точки интерферометра. Согласно представленной зависимости, при наличии фазового сдвига сигнала опорного генератора наблюдается нелинейность амплитудной характеристики рассматриваемой схемы гомодинной демодуляции. С практической точки зрения это означает, что амплитуда выходного сигнала при наличии существенного фазового сдвига сигнала опорного генератора будет меняться непропорционально амплитуде измеряемого фазового сигнала, что в свою очередь приведет к некорректному определению амплитуды измеряемого воздействия на волоконно-оптический датчик [47].

На рисунке 20 представлена зависимость амплитуды выходного сигнала от глубины фазовой модуляции и фазового сдвига сигнала опорного генератора при нулевом положении рабочей точки интерферометра [47].

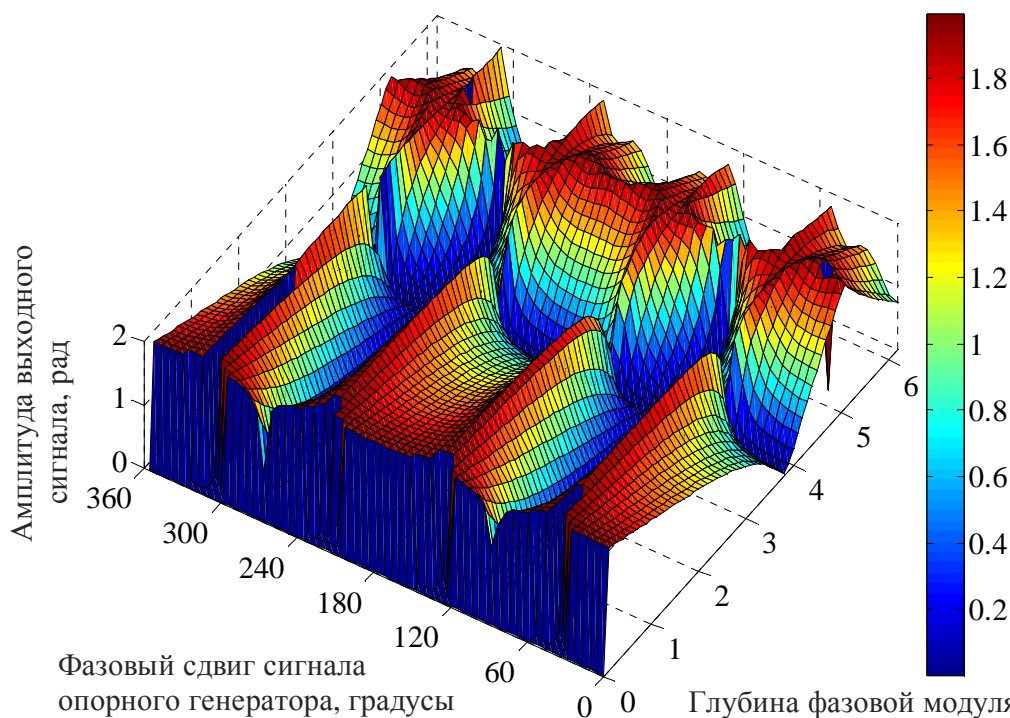


Рисунок 20. Зависимость амплитуды выходного сигнала от фазового сдвига сигнала опорного генератора и глубины фазовой модуляции C.

Исходя из результатов моделирования, представленных на рисунке 20, можно утверждать, что наличие фазового сдвига сигнала опорного генератора может привести к некорректной оценке амплитуды измеряемого фазового сигнала, а эта некорректность не может быть скомпенсирована изменением глубины фазовой модуляции.

Исходя из результатов моделирования, представленных на рисунках 18-20, можно утверждать, что выходной сигнал схемы гомодинной демодуляции на основе вычисления значений функции арктангенса существенно зависит от наличия фазового сдвига сигнала опорного генератора относительно интерференционного сигнала. Таким образом, в ходе реализации рассматриваемого алгоритма демодуляции необходимо определять, учитывать и корректировать этот фазовый сдвиг.

Согласно результатам моделирования, представленным на рисунках 18-20, для корректной работы рассматриваемого алгоритма демодуляции необходима величина фазового сдвига сигнала опорного генератора относительно его оптимальных значений (0, 180 и 360 градусов) не более чем на 1,6% (6 градусов) относительно периода сигнала опорного генератора, что обеспечивает ошибку амплитуды выходного сигнала относительно амплитуды измеряемого фазового сигнала не более чем 1% [47].

3.5. Контрольные вопросы к Главе 3

1. При каких значениях глубин вспомогательной модуляции рассматриваемая схема работает корректно?
2. С какой точностью необходимо выставление значения глубины вспомогательной фазовой модуляции? Отличается ли эта точность для разных оптимальных глубин вспомогательной фазовой модуляции?

3. Какое значение глубины вспомогательной модуляции является оптимальным для работы рассматриваемой схемы? Почему?
4. Какое влияние на выходной сигнал рассматриваемой схемы будет оказывать неоптимальная глубина вспомогательной фазовой модуляции?
5. Какое влияние на выходной сигнал рассматриваемой схемы будет оказывать ненулевой фазовый сдвиг сигнала опорного генератора?
6. Может ли рассматриваемая схема демодуляции работать без использования доворачивания фазы? Если да, то при каких условиях?
7. Как будет сказываться на работе вращается фазы увеличение или уменьшение частоты дискретизации интерференционного сигнала?
8. Возможно ли в рассматриваемой схеме демодуляции неоптимальную глубину фазовой модуляции компенсировать выставлением ненулевого фазового сдвига сигнала опорного генератора?

Глава 4. Сравнение рассмотренных схем гомодинной демодуляции

4.1. Теоретическое сравнение рассмотренных алгоритмов гомодинной демодуляции

Результаты проведенного математического анализа и моделирования схем гомодинной демодуляции на основе перекрестного перемножения и вычисления значений функции арктангенса позволяют произвести теоретическую оценку влияния параметров интерференционного сигнала и схем демодуляции на их выходные сигналы.

Согласно (47) и (50) для рассматриваемых схем гомодинной демодуляции существуют оптимальные значения глубины фазовой модуляции, равные $C \approx 2,37$ радиан и $C \approx 2,63$ радиан, соответственно. Для схемы гомодинной демодуляции на основе перекрестного перемножения оптимальная глубина фазовой модуляции обеспечивает максимальную амплитуду выходного сигнала. Для схемы гомодинной демодуляции на основе вычисления значений функции арктангенса оптимальная глубина фазовой модуляции обеспечивает независимость выходного сигнала схемы демодуляции от положения рабочей точки интерферометра.

Согласно результатам проведенного математического анализа, выходной сигнал схемы гомодинной демодуляции на основе перекрестного перемножения пропорционален квадрату размаха интерференционного сигнала (3) [38-39]. Это затрудняет обеспечение повторяемости характеристик фазовых волоконно-оптических интерферометрических датчиков, поскольку при изменении мощности источника оптического излучения или изменении оптических потерь в волоконном интерферометре, амплитуда выходного сигнала в рассматриваемой схеме демодуляции будет различной при одинаковом измеряемом воздействии.

Математический анализ схемы гомодинной демодуляции на основе вычисления значений функции арктангенса показал, что амплитуда выходного сигнала в этой схеме не зависит от размаха интерференционного сигнала - (см. (50)). Таким образом, использование этого алгоритма демодуляции сигналов в схеме обработки фазовых волоконно-оптических интерферометрических датчиков должно обеспечить большую повторяемость их характеристик и снизить подверженность выходных сигналов схемы шумам интенсивности источника оптического излучения.

На рисунке 21 представлены результаты сравнения амплитудных характеристик рассматриваемых схем гомодинной демодуляции для полосы пропускания ФНЧ 1500 Гц и частоты измеряемого фазового сигнала 500 Гц.

Ранее было показано, что амплитудные характеристики рассматриваемых схем гомодинной демодуляции существенно нелинейны - см. рисунки 9 и 13. Ограничение линейных участков амплитудных характеристик в обоих случаях связано с выбранной полосой пропускания ФНЧ фильтров, используемых в схемах демодуляции [2,38-39].

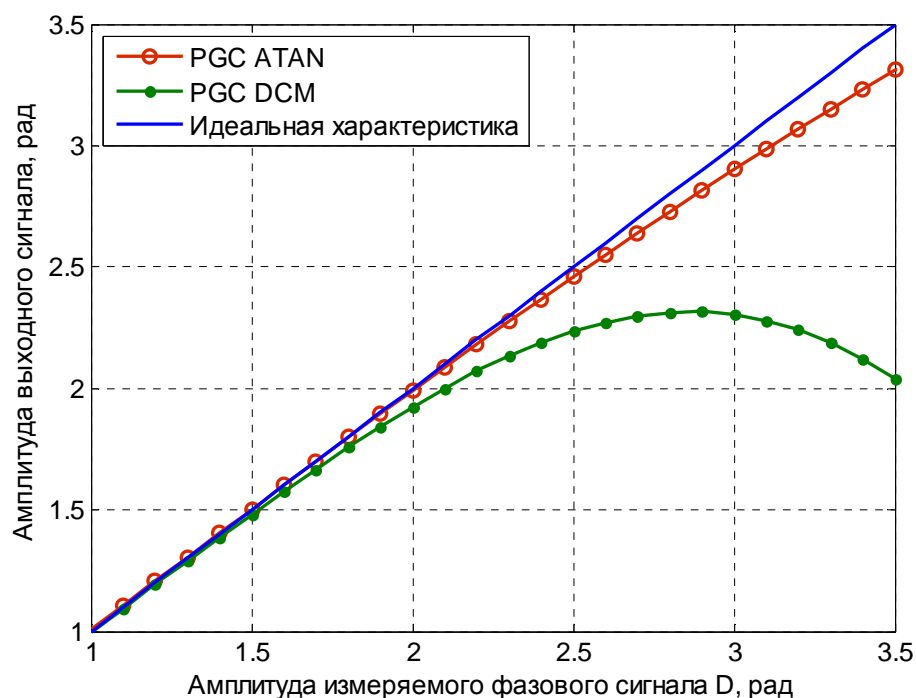


Рисунок 21. Амплитудные характеристики рассмотренных схем гомодинной демодуляции для полосы пропускания ФНЧ 1500 Гц и частоты измеряемого фазового сигнала 500 Гц.

Верхняя граница линейного участка амплитудных характеристик рассматриваемых алгоритмов демодуляции соответствует верхней границе динамического диапазона. При этом динамический диапазон фазовых волоконно-оптических интерферометрических датчиков определяется отношением между максимальным значением и минимальным значением амплитуды измеряемого фазового сигнала, которые может зарегистрировать датчик. Таким образом, в ходе практической реализации алгоритмов гомодинной демодуляции необходимо задавать такие параметры схем демодуляции, которые обеспечивают *требуемое* значение верхней границы динамического диапазона на *заданной* частоте измеряемого сигнала.

Обобщая вышеизложенные выводы и учитывая результаты проведенного математического анализа и моделирования можно сформулировать *методику расчета параметров* схем гомодинной демодуляции сигналов на основе перекрестного перемножения и вычисления значений функции арктангенса, обеспечивающих *требуемое* значение верхней границы динамического диапазона этих схем демодуляции на *заданной* частоте измеряемого фазового сигнала.

Методика расчета параметров сводится к следующему:

- для определения максимальной амплитуды измеряемого фазового сигнала необходимо прежде всего задаться значением максимального измеряемого акустического давления и чувствительностью волоконно-оптического датчика;

- исходя из известных значений чувствительности и максимального акустического давления на *заданной* частоте, необходимо рассчитать максимальную амплитуду измеряемого фазового сигнала в радианах;

- зная максимальную амплитуду измеряемого фазового сигнала на заданной частоте необходимо рассчитать амплитудную характеристику для схемы гомодинной демодуляции на основе перекрестного перемножения согласно формуле (47) для разных полос пропускания ФНЧ;

- по построенным амплитудным характеристикам необходимо выбрать полосу пропускания ФНЧ, при которой верхняя граница линейного участка амплитудной характеристики равна или превышает требуемое максимальное значение амплитуды измеряемого фазового сигнала;

- согласно выбранной полосе пропускания ФНЧ выбирается частота фазовой модуляции, при которой боковые сигнальные гармоники измеряемого фазового сигнала в интерференционном сигнале (3) не перекрываются;

- и, в случае реализации схемы гомодинной демодуляции в цифровой форме, в соответствии с частотой фазовой модуляции выбирается частота опроса волоконно-оптического интерферометрического датчика – частота дискретизации интерференционного сигнала (3).

Рассчитанные с помощью данной методики оптимальные параметры для схемы гомодинной демодуляции на основе перекрестного перемножения, подходят для схемы гомодинной демодуляции на основе вычисления значения функции арктангенса, поскольку амплитудная характеристика последней имеет большую длину линейного участка при одинаковых полосах пропускания ФНЧ (см. рисунок 21).

Рассмотрим практический пример использования предложенной методики:

- пусть чувствительность волоконно-оптического акустического датчика равна 0,5 рад/Па на частоте 500 Гц, а максимальное акустическое давление составляет 2 Па (что соответствует реальным регистрируемым уровням акустического давления);

- тогда максимальная амплитуда измеряемого фазового сигнала на частоте 500 Гц будет равна 1 рад;

- рассчитанные согласно формуле (47) амплитудные характеристики схемы гомодинной демодуляции на основе перекрестного перемножения для различных полос пропускания ФНЧ представлены на рисунке 9;

- среди рассчитанных амплитудных характеристик, верхнюю границу линейного участка, равную или большую 1 рад имеют характеристики при полосах пропускания ФНЧ, равных 1000 Гц, 1500 Гц и т.д. Выберем из них амплитудную характеристику для полосы пропускания ФНЧ, равной 1500 Гц;

- при полосе пропускания ФНЧ 1500 Гц, минимальная частота фазовой модуляции будет составлять 3000 Гц. Для обеспечения возможности дальнейшего увеличения полосы пропускания ФНЧ в случае необходимости примем частоту фазовой модуляции равной 10 кГц (см. рисунок 4);

- тогда вторая гармоника частоты фазовой модуляции будет равна 20 кГц. Для обеспечения корректного определения ее амплитуды и

стабильности выходного сигнала схемы демодуляции, необходима частота дискретизации интерференционного сигнала (3) порядка 100 кГц, обеспечивающая взятие большого числа отсчетов интерференционного сигнала за его период (см. рисунок 4).

4.2. Экспериментальное исследование и сравнение рассмотренных алгоритмов гомодинной демодуляции

Широкое распространение быстродействующих программируемых логических интегральных схем (ПЛИС) привело к появлению новых способов построения схем цифровой обработки сигналов. Реализуемые на ПЛИС математические алгоритмы значительно превосходят по гибкости, функциональным возможностям и быстродействию традиционные схемы на основе аналоговых элементов или микроконтроллеров. Это происходит вследствие того, что архитектура ПЛИС естественным образом поддерживает параллельность выполняемых процессов и конвейерную цифровую обработку сигналов, а возможность изменения аппаратной конфигурации ПЛИС программными средствами позволяет реализовывать различные алгоритмы ЦОС без необходимости повторного проектирования платы обработки. Современный уровень развития архитектуры ПЛИС и программного обеспечения для создания и верификации логических схем на их основе позволяет реализовывать сложные алгоритмы ЦОС, в том числе и алгоритмы гомодинной демодуляции сигналов [8, 50-53].

Для реализации рассматриваемых в настоящей работе алгоритмов демодуляции была использована ПЛИС XC3S 10005FPG256C семейства Spartan 3 фирмы Xilinx, а разработка схем демодуляции велась с использованием свободно распространяемой среды разработки Xilinx ISE 14.4 Web Edition [50-52]. Данная среда разработки позволяет осуществлять весь цикл разработки проекта на ПЛИС - от описания его логической структуры до проверки с помощью встроенного средства верификации логических схем и функционального моделирования iSim.

Для реализации на ПЛИС алгоритмов гомодинной демодуляции использовался язык описания архитектуры ПЛИС VHDL (Very High Speed Integrated Circuits Hardware Description Language), а также стандартные программно-аппаратные блоки среды разработки Xilinx ISE [51]:

- *IP LogiCORE CORDIC v4.0* (конфигурируемый программно-аппаратный блок для вычисления значений функции арктангенса);

- *IP LogiCORE Fir Compiler v5.0* (конфигурируемый программно-аппаратный блок создания цифровых фильтров с конечной импульсной характеристикой);

- *IP LogiCORE Floating-Point Operator v5.0* (конфигурируемый программно-аппаратный блок работы с числами в формате floating-point).

Для расчета коэффициентов цифровых фильтров с требуемой полосой пропускания была использована утилита среды MATLAB - FDA Tool [42-44].

Основные параметры реализуемых схем гомодинной демодуляции имели следующие значения:

- частота опроса волоконно-оптического датчика (частота дискретизации, соответствующая частоте следования оптических импульсов от источника излучения): 125 кГц;
- частота фазовой модуляции (кратна частоте дискретизации): 12,5 кГц;
- полоса пропускания ФНЧ 1500 Гц;
- полоса пропускания ФВЧ: от 25 Гц;
- частота дискретизации выходных сигналов со схемы демодуляции: 20 кГц.

Общая схема реализованных в ПЛИС алгоритмов демодуляции сигналов на примере алгоритма гомодинной демодуляции на основе вычисления значений функции арктангенса представлена на рисунке 22.

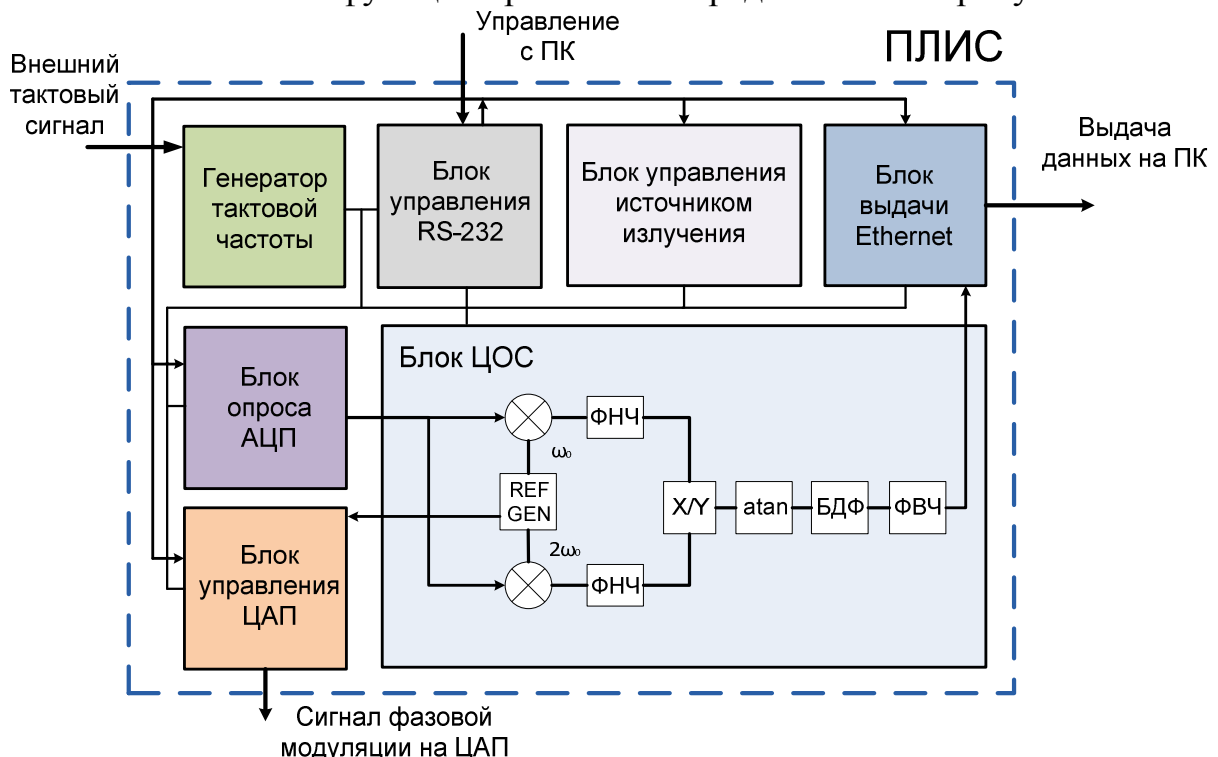


Рисунок 22. Структурная схема реализованной на ПЛИС схемы гомодинной демодуляции сигналов на основе вычисления значений функции арктангенса.

Приведенная схема содержит следующие основные блоки: генератор тактовой частоты, формирующий рабочий сигнал тактовой частоты (25 МГц) для всей схемы из сигнала от внешнего высокостабильного кварцевого генератора с тактовой частотой 250 МГц; блок управления программой с ПК по интерфейсу RS-232, обеспечивающий возможность точной настройки времени взятия отсчета АЦП; блок управления источником излучения, регулирующий длительность и скважность оптических импульсов; блок опроса АЦП, забирающий данные с АЦП в заданные моменты времени; блок ЦОС, отвечающий за обработку сигнала с АЦП согласно выбранному алгоритму демодуляции (PGC-DCM или PGC-Atan); блок формирования гармонического сигнала для фазового модулятора ФМ [34] и блок Ethernet, обеспечивающий выдачу данных со схемы демодуляции на ПК.

Схема, реализующая алгоритм гомодинной демодуляции сигналов на основе перекрестного перемножения, отличается от приведенной на рисунке 22 только функциональными элементами в блоке ЦОС. Таким образом, реализуемые в ПЛИС алгоритмы демодуляции сигналов на основе перекрестного перемножения и вычисления значений функции арктангенса имеют одинаковые частоты дискретизации, фазовой модуляции, а также полосы пропускания цифровых фильтров. Благодаря этому, дальнейший экспериментальный анализ работы алгоритмов демодуляции основывается на данных, полученных в результате исследования их работы в одинаковых условиях [2,54].

Регистрация сигналов рассматриваемого волоконно-оптического датчика акустического давления производилась с помощью ПК путем записи данных непосредственно после схемы демодуляции. Данные представляли собой последовательность 32-х битных цифровых отсчетов в формате с фиксированной точкой (fixed-point), следующих на частоте дискретизации 20 кГц. После записи данных они были обработаны в среде MATLAB для построения акустического спектра сигналов, определения амплитуды акустического воздействия и определения отношения сигнал/шум зарегистрированных сигналов.

Экспериментальное исследование рассматриваемых алгоритмов демодуляции сигналов производилось в два этапа:

- *первый этап исследования* был направлен на определение отношения сигнал/шум выходных сигналов схем демодуляции на различных частотах при неизменном расположении чувствительного элемента относительно источника акустического излучения;

- *второй этап исследования* был направлен на определение зависимостей отношения сигнал/шум выходных сигналов и амплитуд выходных сигналов схем демодуляции от мощности оптического излучения (размаха оптических импульсов), при неизменном расположении чувствительного элемента относительно источника акустического излучения.

В ходе проведения измерений макет одиночного волоконно-оптического датчика акустического давления и вспомогательное оборудование располагались согласно схеме измерений, представленной на рисунке 23.

Схема, представленная на рисунке 23 работает следующим образом. Оптические импульсы от источника излучения (ИИ), пройдя через оптический циркулятор (ОЦ), распространяются по оптическому волокну до ВБР чувствительного элемента.

После отражения от ВБР в обратном направлении следуют пары оптических импульсов с задержкой во времени, равной удвоенному времени распространения оптического излучения между ВБР (см. рисунок 23). После прохождения через оптический циркулятор (ОЦ) в обратном направлении отраженные от ВБР импульсы попадают в компенсационный интерферометр

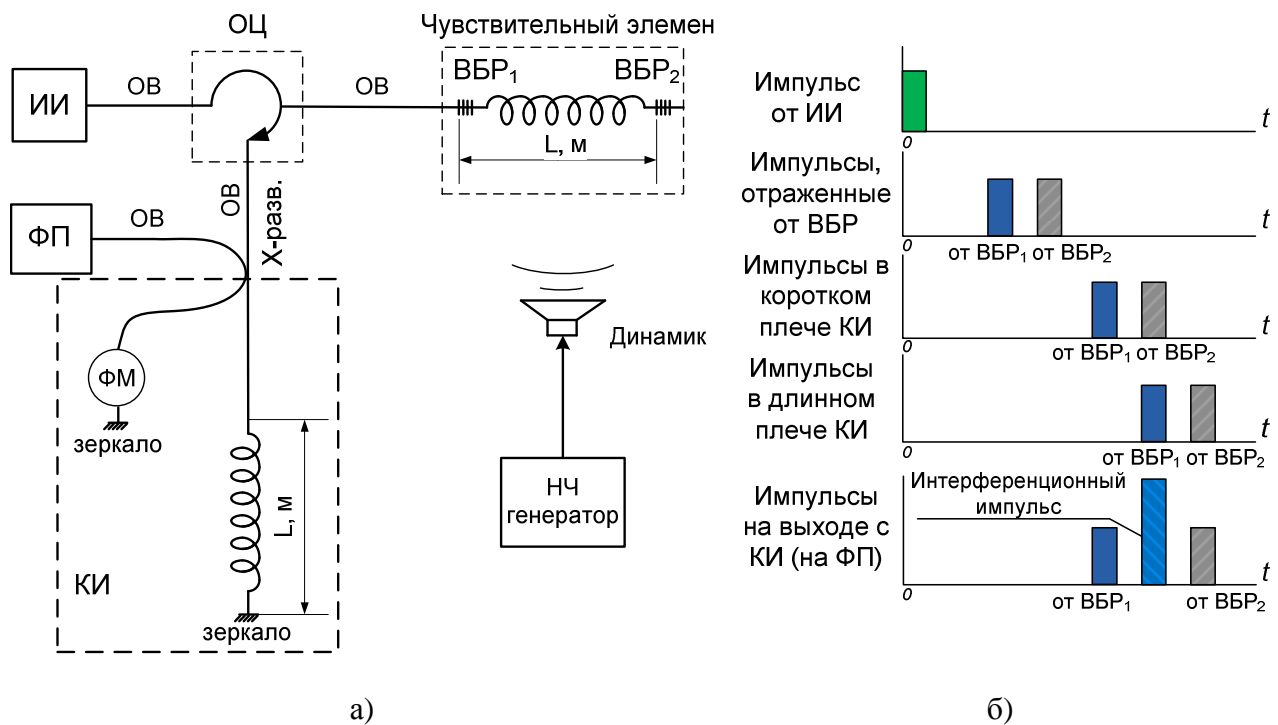


Рисунок 23. а) оптическая схема волоконно-оптического датчика, используемого для исследования рассматриваемых алгоритмов гомодинной демодуляции, б) порядок следования импульсов в оптической схеме.

(КИ), где разделяются на пары импульсов, следующих по короткому плечу КИ и по длинному плечу КИ. Разность длин плеч в КИ равна расстоянию между ВБР (L). После прохождения КИ оптический импульс от ВБР₂ в коротком плече КИ совпадает во времени с импульсом от ВБР₁ в длинном плече КИ. В результате на фотоприемник (ФП) приходит группа из трех оптических импульсов, центральный из которых является интерференционным и содержит информацию об акустическом воздействии на чувствительный элемент. Фотоприемник расположен на оптоэлектронной плате с ПЛИС, осуществляющей демодуляцию интерференционных сигналов по заданному алгоритму.

В ходе эксперимента чувствительный элемент (см. рисунок 23) был расположен на виброизолирующих подкладках на столе, динамик находился в непосредственной близости над чувствительным элементом, но не касался его, и был подключен к генератору низкочастотных сигналов (НЧ генератор).

На первом этапе измерений в ПЛИС загружалась конфигурация алгоритма гомодинной демодуляции на основе перекрестного перемножения, после чего с помощью звукового генератора осуществлялась подача на чувствительный элемент акустического сигнала на частотах 100 Гц, 250 Гц, 350 Гц и 500 Гц. При этом производилась запись сигналов с макета непосредственно после схемы демодуляции длительностью 5 секунд. Далее в ПЛИС загружалась конфигурация схемы гомодинной демодуляции на основе вычисления значений функции арктангенса, после чего на чувствительный элемент макета, снова подавались звуковые сигналы на частотах 100 Гц, 250 Гц, 350 Гц и 500 Гц и производилась запись сигналов после схемы

демодуляции. В ходе проведения измерений расположение чувствительного элемента относительно источника акустического излучения не изменялось. Далее записанные в ходе измерений сигналы обрабатывались в среде MATLAB, и определялось отношение сигнал/шум выходных сигналов схем демодуляции на различных частотах [54].

В ходе второго этапа измерений в ПЛИС загружалась конфигурация схемы гомодинной демодуляции на основе перекрестного перемножения, после чего с помощью звукового генератора осуществлялась подача на чувствительный элемент звукового излучения на частоте около 250 Гц (середина диапазона рабочих частот до 500 Гц). При этом размах оптических импульсов на фотоприемнике устанавливался в максимум путем регулировки мощности оптического излучения, и в ходе проведения измерений постепенно уменьшался. В ходе измерений производилась запись сигналов с макета непосредственно после схемы демодуляции длительностью 5 секунд, и фиксировалось текущее относительное изменение мощности оптического излучения (относительно первоначального максимума). Далее в ПЛИС загружалась конфигурация схемы гомодинной демодуляции на основе вычисления значений функции арктангенса, размах оптических импульсов на фотоприемнике снова выставлялся на максимум, после чего процесс регистрации сигналов со схемы демодуляции повторялся. В ходе проведения измерений расположение чувствительного элемента относительно источника акустического излучения не изменялось. Далее записанные в ходе измерений сигналы после схемы демодуляции обрабатывались в среде MATLAB – определялись их амплитуды и отношение сигнал/шум в зависимости от размаха оптических импульсов на фотоприемнике [54].

Сигнал со схемы демодуляции был пропорционален акустическому воздействию на чувствительный элемент и выражался в единицах младшего разряда (ед.мл.разр.). При этом длительность, частота дискретизации записываемых сигналов и ширина полосы пропускания спектроанализатора не менялись в ходе проведения измерений. Расчет амплитуд сигналов в децибелах проводился по формуле:

$$P_{\text{сиг}}[\text{дБ}] = 20\lg\left(\frac{P_{\text{сиг}}[\text{ед.мл.разр.}]}{I[\text{ед.мл.разр.}]}\right) \quad (52)$$

Отношение сигнал/шум при этом определялось в дБ как разница между значением амплитуды спектральной составляющей на акустической частоте измерений в дБ и уровнем шума в дБ на частоте измеряемого сигнала, измеренного при отсутствии акустического излучения. Итоговое значение для анализа рассчитывалось как среднее по результатам трех измерений.

Полученные в ходе *первого* этапа измерений результаты отражают зависимость отношения сигнал/шум выходных сигналов рассматриваемых схем демодуляции на различных частотах акустического воздействия. Результаты измерений представлены на рисунке 24 [54]. Из результатов, представленных на рисунке 24, видно, что схема гомодинной демодуляции на основе вычисления значений функции арктангенса демонстрирует

большее в среднем на 7 дБ отношение сигнал/шум, чем схема гомодинной демодуляции на основе перекрестного перемножения во всей рабочей полосе частот от 100 Гц до 500 Гц.

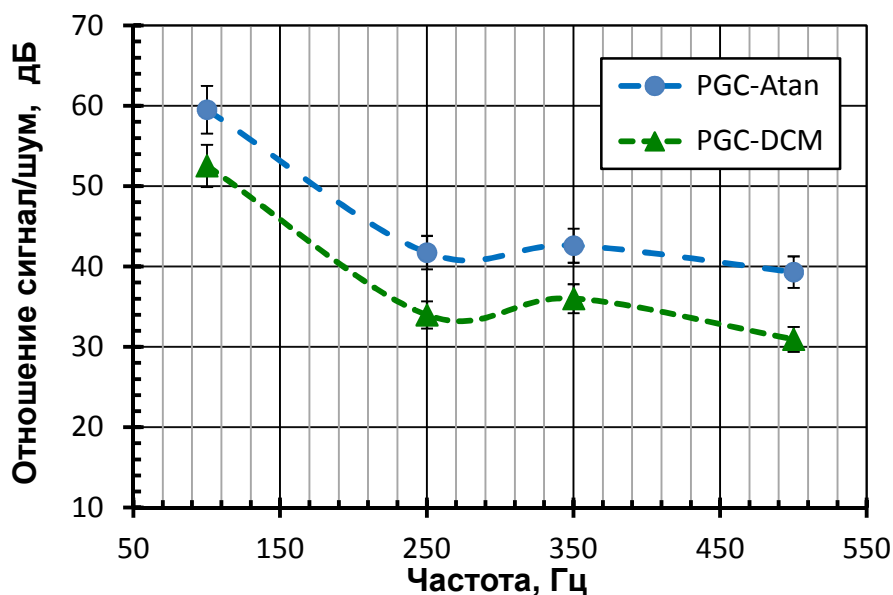


Рисунок 24. Отношения сигнал/шум выходных сигналов исследуемых схем гомодинной демодуляции на разных частотах акустического излучения

Полученные данные позволяют сделать вывод о том, что схема гомодинной демодуляции на основе вычисления значений функции арктангенса позволяет регистрировать более чем в два раза слабые акустические сигналы, чем схема гомодинной демодуляции на основе перекрестного перемножения. Таким образом, применение гомодинной схемы демодуляции на основе вычисления значений функции арктангенса должно снизить уровень собственных шумов волоконно-оптического датчика, и, как следствие, его минимально обнаружимое давление, а также увеличить динамический диапазон волоконно-оптического интерферометрического датчика акустического давления.

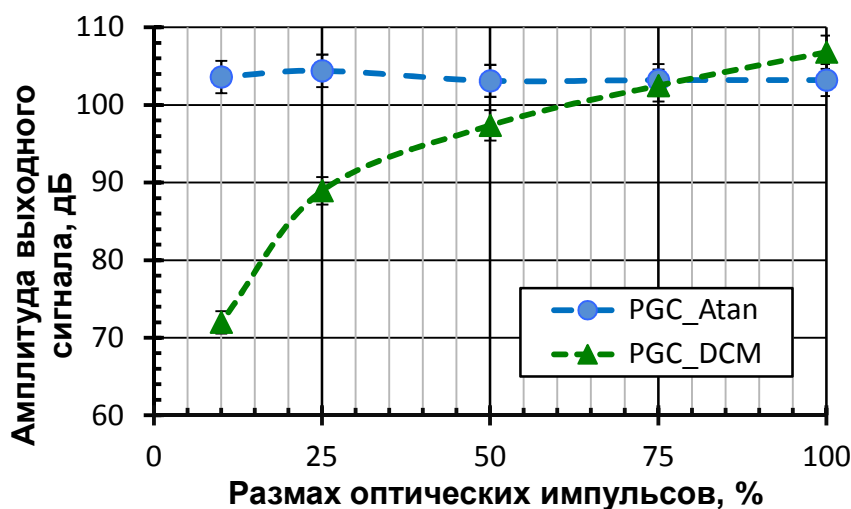


Рисунок 25. Зависимость амплитуды выходных сигналов исследуемых схем гомодинной демодуляции от размаха оптических импульсов на фотоприемнике (мощности оптического излучения).

В ходе *второго* этапа измерений регистрировались значения амплитуд и отношение сигнал/шум выходных сигналов рассматриваемых схем демодуляции при различных уровнях оптической мощности интерференционного сигнала, приходящего на фотоприемник [54]. Результаты измерений представлены на рисунках 25 и 26.

Согласно результатам, представленным на рисунке 25, амплитуда выходных сигналов схемы гомодинной демодуляции на основе вычисления значений функции арктангенса слабо зависит от уровня мощности оптического излучения на фотоприемнике, в то время как амплитуда выходных сигналов со схемы гомодинной демодуляции на основе перекрестного перемножения меняется по квадратичному закону. Полученные данные хорошо согласуются с ранее полученными теоретическими зависимостями для этих схем рис. 9 и 13.

Согласно результатам эксперимента, представленным на рисунке 28 отношение сигнал/шум выходных сигналов схемы гомодинной демодуляции на основе вычисления арктангенса больше в среднем на 7 дБ, чем отношение сигнал/шум выходных сигналов схемы гомодинной демодуляции на основе перекрестного перемножения при уровнях мощности оптического излучения на фотоприемнике, на которых производились измерения.

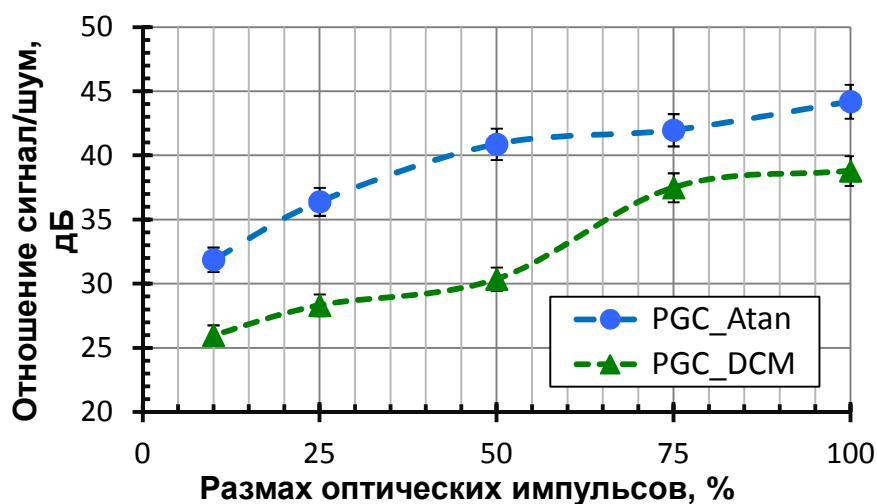


Рисунок 26. Зависимость отношения сигнал/шум выходных сигналов исследуемых схем демодуляции от размаха оптических импульсов на фотоприемнике (мощности оптического излучения).

Экспериментальные данные, записанные при работе схем гомодинной демодуляции для уровня мощности оптического излучения 75% от максимального, приведены на рисунках 27 и 28. Выбор этого значения для проведения сравнительного анализа обусловлен равенством амплитуд измеряемых сигналов – см. рисунок 25.

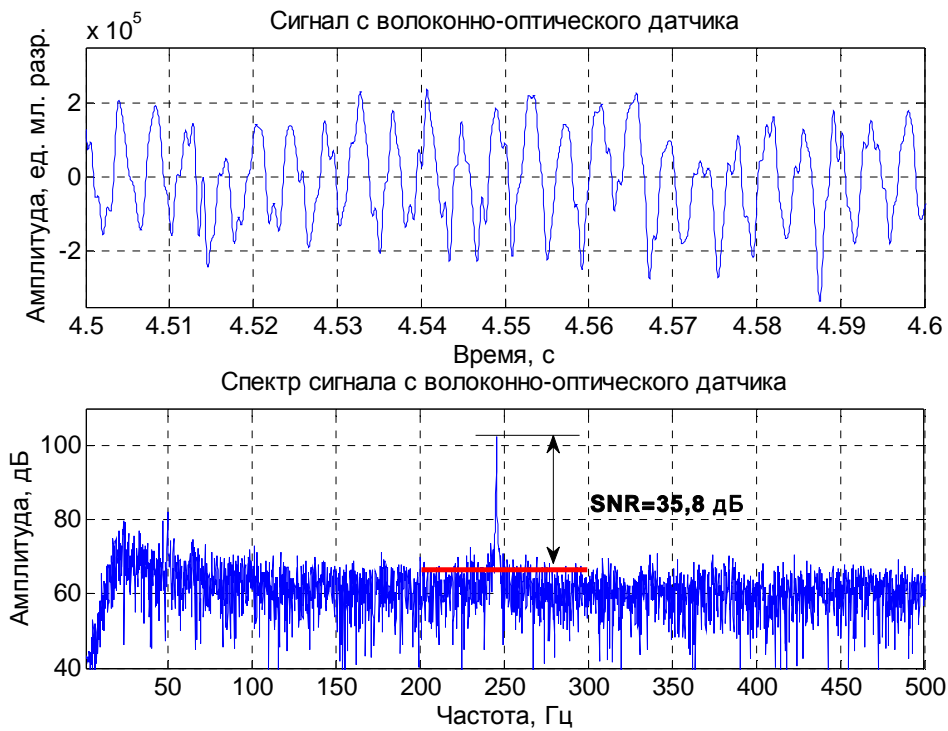


Рисунок 27. Сигнал со схемы гомодинной демодуляции на основе перекрестного перемножения и его спектр

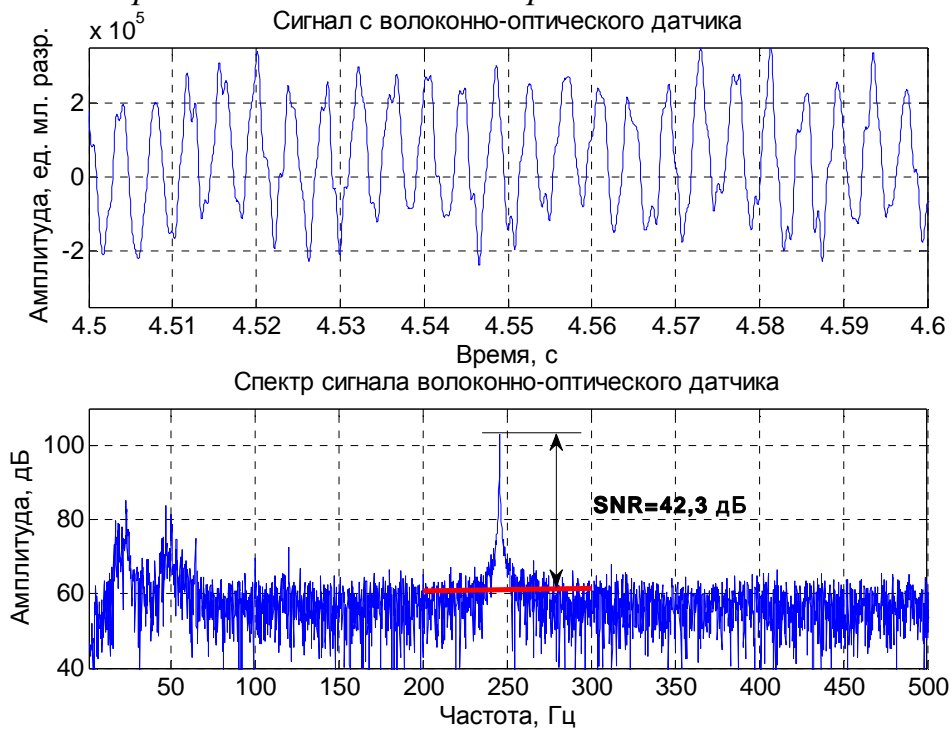


Рисунок 28. Сигнал со схемы гомодинной демодуляции на основе вычисления значения функции арктангенса и его спектр

Из рисунков 27-28 видно, что выходной сигнал со схемы гомодинной демодуляции на основе вычисления значений функции арктангенса имеет большее отношение сигнал/шум, чем выходной сигнал со схемы гомодинной демодуляции на основе перекрестного перемножения.

4.3. Выводы по главе

Таким образом, экспериментальное сравнение рассматриваемых алгоритмов демодуляции показало, что алгоритм демодуляции сигналов на основе вычисления значений функции арктангенса предпочтителен для применения в волоконно-оптических интерферометрических датчиках гидроакустического давления поскольку [2]:

- независимость амплитуды выходного сигнала схемы демодуляции на основе вычисления значения функции арктангенса от уровня оптической мощности значительно снижает требования к сохранению неизменного оптического бюджета мощности в оптических схемах волоконно-оптических интерферометрических датчиков. Использование данного алгоритма в схемах цифровой обработки сигналов волоконно-оптических интерферометрических датчиков позволит обеспечить большую повторяемость их характеристик;

- алгоритм гомодинной демодуляции на основе вычисления значений функции арктангенса позволяет получать выходные сигналы с более высоким отношением сигнал/шум, чем алгоритм на основе перекрестного перемножения, что позволяет снизить уровень минимально обнаружимого давления и, тем самым, увеличить соотношение сигнал/шум выходных сигналов волоконно-оптических интерферометрических датчиков.

4.4. Контрольные вопросы к Главе 4

1. Динамический диапазон какой из рассмотренных схем больше при одинаковых полосах пропускания фильтров низких частот?

2. Почему алгоритм гомодинной демодуляции на основе вычисления значения функции арктангенса демонстрирует большее соотношение сигнал/шум чем алгоритм гомодинной демодуляции на основе перекрестного перемножения?

3. Будет ли отличаться выходной сигнал с двух волоконно-оптических датчиков, одинаковых конструктивно, но имеющих разные оптические потери при использовании двух рассмотренных алгоритмов гомодинной демодуляции?

4. Какие преимущества дает использование схемы гомодинной демодуляции на основе вычисления значения функции арктангенса?

5. Какой из двух рассмотренных алгоритмов демодуляции проще реализовать на практике?

Заключение

Создание широкополосных высокоточных интерферометрических волоконно-оптических датчиков акустического давления, обладающих большим динамическим диапазоном, сопряжено с серьезными трудностями. Для полного удовлетворения предъявляемых к ним высоких технических требований должны быть доведены до совершенства все их неотъемлемые компоненты: волоконная оптическая часть (вместе с чувствительными элементами), обрабатывающая электроника и математические алгоритмы демодуляции интерференционных сигналов. В настоящее время продолжается совершенствование волоконно-оптических акустических датчиков и систем на их основе, о чем свидетельствует большое число новых научных работ в этом направлении [55-63].

Сведения, представленные в настоящем пособии, раскрывают принципы работы и особенности двух основных алгоритмов демодуляции сигналов в таких системах, но совершенно ясно, что исследования в этой области еще не закончены. Авторы настоящего пособия надеются, что представленная в настоящем пособии информация окажется полезной читателю, и он при необходимости сможет использовать полученные знания в своей инженерной или научной деятельности.

Литература

1. Плотников М.Ю. Волоконно-оптический гидрофон. Кандидатская диссертация. – Университет ИТМО, 2015. – 155 с.
2. Куликов А.В. Волоконно–оптические акустические сенсоры на брэгговских решетках. Кандидатская диссертация. – СПбГУ ИТМО, 2012. –131 с.
3. Dandridge A., Tveten A. B., Gialloronzi T. G. Homodyne demodulation scheme for fiber optic sensors using phase generated carrier // IEEE Journal of Quantum Electronics. - 1982. -V.18, Iss.10. - P. 1647–1653.
4. Timothy R. Christian, Philip A. Frank and Brian H. Houston, Real-time analog and digital demodulator for interferometric fiber optic sensors, SPIE Vol. 2191, 324-336, 1994.
5. Shizhuo Y. Fiber Optic Sensors/ Y. Shizhuo, P. B. Ruffin, T. S. Francis. – 2nd Edition. – CRC Press, Taylor & Francis Group, 2008. –494 p.
6. Варжель С. В., Стригалева В. Е. Метод устранения влияния сигнала помехи на чувствительность приема гидроакустической антенны на основе волоконных Брэгговских решеток. //Научно–технический вестник информационных технологий, механики и оптики. Выпуск 5(69) – СПб: НИУ ИТМО, 2010, с.5–8.
7. Зотов В.Ю. Проектирование цифровых устройств на основе ПЛИС фирмы Xilinx в САПР WebPACK ISE, –М.: Горячая линия – Телеком, 2003. - 624 с.
8. Плотников М.Ю., Дейнека И.Г. Построение схемы цифровой обработки сигналов в волоконно–оптических акустических датчиках на брэгговских решетках // Сборник тезисов докладов II конгресса молодых ученых. – СПб: НИУ ИТМО, 2013 выпуск 4, 2013, с.174–175.
9. Feng L., He J., Duan J., Li F., Liu Y. Implementation of Phase Generated Carrier Technique for FBG Laser Sensor Multiplexed System Based on Compact RIO // Journal of Electronic Science and Technology of China. 2008. V. 6(4). - P. 385–388.
10. El-Hawary F. (ed.). The Ocean Engineering Handbook. – Crc Press, 2000.
11. Плотников М.Ю., Никитенко А.Н., Мешковский И.К., Куликов А.В. Донная сейсмическая станция на основе волоконно-оптического гидрофона и микромеханического геофона // Приборы и системы разведочной геофизики, 2015 № 2, с. 56-65.
12. Sercel Seal 428 Brochure. Электронный ресурс: http://www.sercel.com/products/Lists/ProductSpecification/Seal428_brochure_Sercel_EN.pdf
13. Wang, L. et al. The Arctangent Approach of Digital PGC Demodulation for Optic Interferometric Sensors. Interferometry XIII, Proc. SPIE Vol 6292, 62921E-1 (2006).
14. Zhang S., Zhang A., Pan H. Eliminating Light Intensity Disturbance With Reference Compensation in Interferometers //IEEE Photonics Technology Letters. – 2015. – Т. 27. – №. 17. – С. 1888-1891.

15. Jun H., Lin W., Fang L., Yuliang L. An Ameliorated Phase Generated Carrier Demodulation Algorithm With Low Harmonic Distortion and High Stability// Journal of Lightwave Technology. - 2010. - V. 28, Iss. 22. P. 3258–3265.
16. Tong Y., Zeng H., Li L., Zhou Y. Improved phase generated carrier demodulation algorithm for eliminating light intensity disturbance and phase modulation amplitude variation//Appl. Opt. - 2012. - V. 51, P. 6962–6967.
17. Yang X., Chen Z., Hong N. J., Pallayil V., Unnikrishnan C. K. C. A PGC demodulation based on differential–cross–multiplying (DCM) and arctangent (ATAN) algorithm with low harmonic distortion and high stability//Proc. SPIE. - 2012. - V. 8421. - P.4.
18. Wang G., Xu T., Li F. PGC Demodulation Technique With High Stability and Low Harmonic Distortion// IEEE Photonics Technology Letters. - 2012. - V. 24 , Iss. 23. P. 2093 – 2096.
19. J. He, F. Li, W. Zhang, L. Wang, T. Xu, and Y. Liu, “High performance wavelength demodulator for DFB fiber laser sensor using novel PGC algorithm and reference compensation method,” Proc. SPIE, 21st Int. Conf. Optical Fiber Sensors, vol. 7753, no. 75333, May 17, 2011.
20. Zhang WT; Xia H; Pan CZ, Huang, WZ; Li, F. Differential-self-multiplying-integrate phase generated carrier method for fiber optic sensors. International symposium on photonics and optoelectronics 2014/ Proc. of SPIE Volume: 9233 Article Number: 92331U.
21. B. Wu, Y. Yuan, J. Yang, L. Yuan. Improved Demodulation Method in Optical Fiber seismometer. Sensor Letters. 10(7), 1400-1404 (2012).
22. B. Wu, Y. Yuan, J. Yang, S. Liang, L. Yuan. Optimized Phase Generated Carrier (PGC) demodulation algorithm insensitive to C value. Proc. SPIE 9655, Fifth Asia-Pacific Optical Sensors Conference, 96550C
23. Feng Peng, Lu Hou, Jun Yang, Yonggui Yuan, Chuang Li, Dekai Yan, Libo Yuan, Hui Zheng, Zheng Chang, Kun Ma, Jiyong Yang. An improved fixed phased demodulation method combined with phase generated carrier (PGC) and ellipse fitting algorithm. Proc. SPIE 9620, 2015 International Conference on Optical Instruments and Technology: Optical Sensors and Applications, 96200S (August 10, 2015).
24. Huang S., Lin H. Modified phase–generated carrier demodulation compensated for the propagation delay of the fiber// Appl. Opt. - 2007. - V. 46. - P. 7594–7603.
25. Алейник А.С., Плотников М.Ю., Киреевков А.Ю., Мехреньгин М.В. Подстройка рабочей длины волны источника оптического излучения в фазовых волоконных датчиках на брэгговских решетках// Сборник трудов международной научно-практической конференции «Sensorica – 2014» СПб: Университет ИТМО, 2014. - 179 с.
26. Мехреньгин М.В., Киреевков А.Ю., Погорелая Д.А., Плотников М.Ю., Шуклин Ф.А. Компенсация температурной зависимости выходного сигнала в схеме гомодинного приема сигнала фазовых волоконно-оптических датчиков // Научно-технический вестник информационных

- технологий, механики и оптики. - Санкт-Петербург, 2015. - Вып. 96. - № 2, с. 227-233
27. Патент № 2595320. Российская Федерация, МПК G01B 9/02 G01C 19/72. Способ контроля параметров сигнала волоконно-оптического интерферометрического фазового датчика с перестраиваемым источником оптического излучения. Мешковский И.К., Мирошниченко Г.П., Мехреньгин М.В., Плотников М.Ю., № 2015129323/28, заявл. 16.07.2015, опубл. 16.06.2016 Бюл. № 24. Приоритет от 16.07.2015.
 28. Volkov A.V., Plotnikov M.Y., Mekhrengin M.V., Miroshnichenko G.P., Aleynik A.S. Phase Modulation Depth Evaluation and Correction Technique for the PGC Demodulation Scheme in Fiber-Optic Interferometric Sensors // IEEE Sensors Journal - 2017, Vol. 17, No. 13, pp. 1-8 <http://dx.doi.org/10.1109/JSEN.2017.2704287>.
 29. Удд, Э. Волоконно–оптические датчики. Вводный курс для инженеров и научных работников/ Э. Удд. – М.: Техносфера.– 2008.– 520 с.
 30. Kersey A. D. A Review of Recent Developments in Fiber Optic Sensor Technology//Optical Fiber Technology. -1996. - V. 2(3). - P. 291-317.
 31. Окоси Т. Волоконно–оптические датчики/– Л.: Энергоатомиздат, 1991. – 256 с.
 32. Бутусов М.М. Волоконная оптика и приборостроение/ М. М. Бутусов, С.Л. Галкин, С.П. Оробинский. – Л.: Машиностроение, 1987. – 328 с.
 33. Cole J. H., Kirkendall C., Dandridge A., Cogdell G., Giallorenzi T.G. Twenty–five years of interferometric fiber optic acoustic sensors at the Naval Research Laboratory// Washington Academic Science Journal. –2004.- V.90(3).- 18 p.
 34. Плотников М.Ю., Дейнека И.Г. Разработка блока генерации гармонических сигналов для схемы цифровой обработки информации волоконно-оптического гидрофона // Известия вузов. Приборостроение. НИУ ИТМО. – СПб, 2013. - № 12. - С. 68-71.
 35. Kozlov A.S., Plichev I.V., Shamray A.V. An integrated optical scheme for interrogation of interferometric fiber optic// SENSOR+TEST Conference 2009 – OPTO 2009 Proceedings. P.157–159.
 36. Ватсон Г.Н.. Теория Бесселевых функций. Часть первая/М: Издательство иностранной литературы, 1949. – 800 с.
 37. Liu Y., Wang L., Tian C., Zhang M., Liao Y. Analysis and Optimization of the PGC Method in All Digital Demodulation Systems// Journal of Lightwave Technology. – 2008. V. 26(18). P. 3225–3233.
 38. Плотников М.Ю., Куликов А.В., Стригалева В.Е. Исследование зависимости амплитуды выходного сигнала в схеме гомодинной демодуляции для фазового волоконно–оптического датчика // Научно–технический вестник информационных технологий, механики и оптики. – Санкт–Петербург, 2013. – № 6(88). – С. 18–22.
 39. Plotnikov M. J., Kulikov A. V., Strigalev V. E., Meshkovsky I. K. Dynamic Range Analysis of the Phase Generated Carrier Demodulation Technique//

- Advances in Optical Technologies. 2014. V. 2014, Article ID 815108, 5 pages, doi:10.1155/2014/815108.
40. Ingle V. K., Proakis J. G. Digital Signal Processing using MATLAB. Third Edition.// – Cengage Learning, 2011. – 671 p.
 41. Getreuer P. Writing Fast Matlab Code. [Электронный ресурс]/ Режим доступа:
http://www.ee.columbia.edu/~marios/matlab/Writing_Fast_MATLAB_Code.pdf
 42. Matlab Filter Design Toolbox User Guide [Электронный ресурс]/ Режим доступа:
<http://anibal.gyte.edu.tr/dosya/102/dersler/elm567/resource/MATLAB/FilterDesign.pdf>
 43. А.А.Макаренко, М.Ю.Плотников. Расчет цифровых фильтров методом автоматизированного проектирования. Учебное пособие. – СПб: НИУИТМО, 2014. – 50 с.
 44. А.А.Макаренко, М.Ю.Плотников. Специальные вопросы цифровой обработки сигналов. Учебное пособие. – СПб: НИУИТМО, 2014. – 85 с.
 45. Azmi A. I., Leung I., Chen X., Zhou S., Zhu Q., Gao K., Childs P., Peng. G. Fiber Laser Based Hydrophone Systems// Photonic Sensors. -2011. -V.1, Iss. 3. P. 210–221.
 46. Волков А.В, Осколкова Е.С, Плотников М.Ю. Исследование алгоритмов демодуляции интерференционных сигналов// Сборник трудов международной научно-практической конференции «Sensorica – 2014» СПб: Университет ИТМО, 2014. - 179 с.
 47. Волков А.В., Осколкова Е.С., Плотников М.Ю., Мехреньгин М.В., Шуклин Ф.А. Исследование влияние фазового сдвига сигнала опорного генератора на выходной сигнал схемы гомодинной демодуляции сигналов // Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики. - Санкт-Петербург, 2015. - Т. 15, вып. 98. - № 4. - С. 608-614.
 48. Digital integrators [Электронный ресурс]/ Режим доступа:
http://www.emba.uvm.edu/~gmirchan/classes/EE275/Handouts_Ed4/Ch07%2084e%29Handouts/Ch7%284%29Handouts_4e.pdf
 49. Gdeisat M., Lilley F. One–Dimensional Phase Unwrapping Problem [Электронный ресурс]/ Режим доступа:
https://www.ljmu.ac.uk/~media/files/ljmu/about-us/faculties-and-schools/tae/geri/onedimensionalphaseunwrapping_finalpdf.pdf?la=en
 50. Плотников М.Ю., Дейнека И.Г., Шарков И.А. Модификация схемы обработки данных фазового интерферометрического акустического датчика // Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики. – СПб, 2012. №5(81). - С. 20-25.
 51. Тарасов И.Е. Разработка цифровых устройств на основе ПЛИС Xilinx с применением языка VHDL. – М.: Горячая линия – Телеком, 2005. – 252 с.

52. Максфилд К. Проектирование на ПЛИС. Курс молодого бойца. – М.: Издательский дом «Додэка–XXI», 2007. – 408 с.
53. Лайонс Р. Цифровая обработка сигналов: Второе издание пер с англ. – М.: ООО «Бином–Пресс», 2006. – 656 с.
54. Беликин М.Н., Плотников М.Ю., Куликов А.В., Киреевков А.Ю., Стригалева В.Е. Экспериментальное сравнение алгоритмов гомодинной демодуляции сигналов для фазового волоконно-оптического датчика // Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики. Санкт-Петербург: Университет ИТМО, 2015. - Т. 15, вып. 100. - № 6. - С. 1008-1015.
55. He C., Hang L., Wu B. Application of homodyne demodulation system in fiber optic sensors using phase generated carrier based on LabVIEW in pipeline leakage detection //Proceedings of SPIE.- 2006. -V. 6150. - 6 p.
56. Li R., Wang X., Huang J., Gu H. Phase generated carrier technique for fiber laser hydrophone// Proceedings of the SPIE. - 2013. - V. 8914, 89140N. - 5 p.
57. Li Y., Liu Z., Liu Y., Ma L., Tan Z., Jian S. Interferometric vibration sensor using phase-generated carrier method // Applied Optics. -2013. -V. 52, Iss. 25. P. 6359 – 6363.
58. Rajesh R. et al. Air backed mandrel type fiber optic hydrophone with low noise floor //Light and its interactions with matter. – AIP Publishing, 2014. – Т. 1620. – №. 1. – С. 393-400.
59. Yong-jiao W. et al. Detection of Low Frequency Signals using Interferometric Fiber Sensors based on Phase Generated Carrier Demodulation Technique //International Journal of Signal Processing, Image Processing and Pattern Recognition. – 2015. – Т. 8. – №. 2. – С. 147-156.
60. Chang S., Zhu H., Yang P. An Active Stabilization Technique Of A Homodyne Interferometer Based On PTDC For High Frequency Hydrophone Calibration. – 2015.
61. Bilek, Şaban. Ultra low noise fiber optic acoustic sensor for underwater applications. Diss. bilkent university, 2015.
62. Ma J., Yu Y., Jin W. Demodulation of diaphragm based acoustic sensor using Sagnac interferometer with stable phase bias //Optics express. – 2015. – Т. 23. – №. 22. – С. 29268-29278.
63. Shang Y. et al. Study on demodulated signal distribution and acoustic pressure phase sensitivity of a self-interfered distributed acoustic sensing system //Measurement Science and Technology. – 2016. – Т. 27. – №. 6. – С. 065201.
64. V. S. Lavrov, M. Y. Plotnikov, S. M. Aksarin, M. E. Efimov, V. A. Shulepov, A. V. Kulikov, A. U. Kireenkov. Experimental investigation of the thin fiber-optic hydrophone array based on fiber Bragg gratings // Optical Fiber Technology, Vol. 34 (2017), pp. 47-51. <http://dx.doi.org/10.1016/j.yofte.2017.01.003>.



УНИВЕРСИТЕТ ИТМО

В 2009 году Университет стал победителем многоэтапного конкурса, в результате которого определены 12 ведущих университетов России, которым присвоена категория «Национальный исследовательский университет». Министерством образования и науки Российской Федерации была утверждена программа его развития на 2009–2018 годы. В 2011 году Университет получил наименование «Санкт-Петербургский национальный исследовательский университет информационных технологий, механики и оптики»

Миссия университета – генерация передовых знаний, внедрение инновационных разработок и подготовка элитных кадров, способных действовать в условиях быстро меняющегося мира и обеспечивать опережающее развитие науки, технологий и других областей для содействия решению актуальных задач.

КАФЕДРА СВЕТОВОДНОЙ ФОТОНИКИ

Кафедра физики и техники оптической связи вошла в состав Инженерно-физического факультета в 1976 г. и в 2010 г. была переведена на вновь созданный Факультет инфокоммуникационных технологий. Заведующим кафедрой является д.т.н., проф., заслуженный деятель науки РФ И.К. Мешковский. На кафедре развились два научно-технических направления: технология оптического волокна и создание новых композиционных оптических материалов. В 1982 г. кафедра первой в стране стала осуществлять подготовку инженеров по специальности «Волоконная и интегральная оптика». На базе кафедры были проведены первые в России разработки по технологии производства оптического волокна, оптических жгутов, различных волоконно-оптических приборов и систем. Возникла научная школа в области фотоники дисперсных и нелинейных сред. В 1998 г. в связи с развитием систем телекоммуникации и высокими потребностями в специалистах по волоконно-оптической связи кафедра первой в Санкт-Петербурге стала осуществлять подготовку инженеров по специальности «Физика и техника оптической связи», а с 2008 г. подготовку бакалавров и магистров по направлению «Телекоммуникации». На кафедре проводятся студенческие научные семинары по телекоммуникации. Кафедра осуществляет научные разработки в области волоконно-оптического приборостроения совместно со многими российскими и зарубежными фирмами и университетами. В настоящее время кафедра носит название "Световодной Фотоники".

Михаил Юрьевич Плотников
Андрей Владимирович Куликов

**Алгоритмы гомодинной демодуляции в фазовых волоконных
акустооптических сенсорах**

Учебное пособие

В авторской редакции

Редакционно-издательский отдел Университета ИТМО

Зав. РИО

Н.Ф. Гусарова

Подписано к печати

Заказ №

Тираж

Отпечатано на ризографе

Редакционно-издательский отдел
Университета ИТМО
197101, Санкт-Петербург, Кронверкский пр., 49