#### Министерство образования и науки Российской Федерации

#### ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ «УФИМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ АВИАЦИОННЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ»

На правах рукописи

#### ЗАЙНУЛЛИН Айрат Радикович

## ПОВЫШЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ ГИБРИДНЫХ СИСТЕМ СВЯЗИ НА ОСНОВЕ ДИСКРЕТНЫХ ФОТОННЫХ ОПТОВОЛОКОННЫХ МИКРОВОЛНОВЫХ ФИЛЬТРОВ

Специальность 05.12.13 – Системы, сети и устройства телекоммуникаций

Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук

Научный руководитель:

доктор технических наук, профессор Багманов Валерий Хусаинович

### оглавление

ВВЕДЕНИЕ
1 СВЧ фотонные технологии12
1.1 Оптическая обработка сигналов. Понятие дискретной оптической
обработки15
1.2 Формирование СВЧ сигнала в оптической области
1.3 Оптические методы формирования и управления диаграммой
направленности излучающей системы в гибридных системах связи
1.3.1 Пространственные оптические формирователи радиолуча21
1.3.2 Формирователи радиолуча на основе волоконно-оптических
линий задержки
1.3.3 Формирователи радиолуча на технологии спектрального уплотнения
каналов (WDM), основанные на волоконно-оптической дисперсионной призме,
решетках Брэгга и устройств WDM24
1.3.4 Формирователи радиолуча на основе интегрированных оптических
линий задержки
1.3.5 Когерентные оптические формирователи луча с фазовым сдвигом .26
1.4 Проектирование СВЧ фотонных фильтров
1.4.1 Классификация фотонных фильтров31
1.4.2 Некогерентные структуры фотонных СВЧ фильтров
1.4.3 Некогерентные структуры фотонных СВЧ фильтров с
положительными весовыми коэффициентами фильтра
1.4.4 Некогерентные структуры, использующие отрицательные
коэффициенты43
1.4.5 Некогерентные структуры, использующие комплексные
коэффициенты
1.4.6 Когерентные структуры фотонных СВЧ фильтров54
1.5 Основные результаты и выводы по 1 главе
2 Разработка метода подавления периодических спектральных полос
пропускания СВЧ фотонных фильтров в гибридных системах связи

2.1 Постановка цели разработки метода подавления периодических
спектральных полос СВЧ фотонных фильтров57
2.2 Разработка математической модели комбинированного фотонного СВЧ
фильтра
2.3 Имитационное моделирование некогерентного фотонного СВЧ КИХ-
фильтра61
2.4 Имитационное моделирование когерентного оптического Лайот
фильтра
2.5 Разработка структурной схемы комбинированного фотонного СВЧ
фильтра71
2.6 Имитационное моделирование комбинированного фотонного СВЧ
фильтра72
2.7 Анализ результатов имитационного моделирования
2.8 Выводы по главе 2
3 Разработка метода управления фазой излучающей системы в гибридных
системах связи
3.1 Постановка задачи разработки метода управления фазой излучающей
системы
3.1 Математическая модель формирователя ДН ИС на основе
многосердцевинного волокна78
3.2 Разработка схемы фотонной сети формирования ДН
3.3 Расчет временных задержек между излучающими элементами системы на
основе разработанной структуры формирователя луча
3.4 Оценка влияния перекрестных помех в МДМ на ДН ИС
3.5 Разработка метода оценки дисбаланса ДН ИС на основе МСВ91
3.6         Выводы по главе 3
4 Реализация СВЧ фотонных фильтров и результаты экспериментов95
4.1 Выбор и характеристики оборудования95
4.2 Настройка разработанных имитационных моделей в соответствии с
характеристиками выбранного оборудования

4.3	Ход проведе	ения эксперимента				1	04
4.4	Описание	экспериментальной	установки	СВЧ	фотонного	фильтра	на
осно	ве многосерд	дцевинной дисперси	онной матри	ицы за,	держек	1	12
4.5	Выбор и хар	рактеристики оборуд	цования	•••••		1	13
4.6	Ход проведе	ения эксперимента				1	16
4.7	Основные р	езультаты и выводы	по 4 главе			1	25
ЗАК	ЛЮЧЕНИЕ					1	27
СПИ	СОК ИСПО.	ЛЬЗУЕМЫХ СОКРА	АЩЕНИЙ			1	29
СПИ	СОК ЛИТЕР	РАТУРЫ				1	31
Прил	южение А. Д	Іокументы, подтверж	дающие вне	дрение	е результатов	з работы . 1	47

#### введение

В свете развивающихся и совершенствующихся систем наземной и космической связи актуальным становится вопрос о пропускной способности, быстродействии, масштабируемости, компактности и весовых характеристиках встраиваемых блоков и компонентов. Направленные на повышение скорости передачи данных во всех системах связи, всё большее применение находят гибридные технологии, совмещающие различные среды распространения сигнала: оптическое волокно, воздушные и безвоздушные пространства. Это объясняет целесообразность использования преимуществ оптических систем связи, таких как высокая пропускная способность каналов передачи данных и помехозащищенность. И в связи с этим встают вопросы о минимизации размеров системы, быстродействии внутри системы, а также качестве обработки информации.

К поиску новых решений как ранее существовавших задач, так и ныне появившихся к области проектирования и обработки сигналов направлена современная техническая наука.

Применение новых способов построения гибридных сетей, использование новых методов фильтрации СВЧ сигнала в оптической области – всё это ведет к повышению эффективности систем передачи и обработки информации в гибридных системах связи.

Технологии оптического формирования радиолуча, СВЧ оптических фильтров могут обеспечить решение вышеупомянутых задач.

В качестве эффективного технического решения совершенствования и оптимизации гибридных систем связи, представляющих собой «Радио по волокну» (англ. Radio-over-Fiber) системы доступа, могут быть использованы оптические способы формирования радиосигналов на основе реальных временных задержек и СВЧ фотонные фильтры.

Опыт зарубежных и отечественных ученых в области формирования радиолуча излучающих систем оптическими методами на основе временных

задержек, а также примеры разработок фотонных СВЧ фильтров в оптической области для формирования желаемого спектра сигнала был использован в рамках диссертационного исследования при решении указанных задач. Исследованиям в области оптических методов формирования радиолуча излучающих систем посвящены работы таких ученых как: Esman R.D., Frankel M.Y., Vidal B.R., Llorente R.S., Tong D., Wu M.C., Marti J., Matthews P.J., Chang C., Goldberg L., Yao J.P., и многих других. Анализ работ в данной области показал, что недостаточное внимание уделяется компактности реализации, и системы не удовлетворяют требованиям по массо-габаритным показателям. Представленные работы слабо или вовсе не учитывают возможности реконфигурации оптических систем формирования радиолуча.

Теоретические и экспериментальные исследования в области фотонной СВЧ фильтрации были представлены такими учеными как: Campany J., Novak. D., Vidal B.R., Marti J., Wilner K., Moslehi B., Goodman J., Jackson K.P., Taylor H.F., Zmunda H., Minasian R.A., Yao J., Pastor D., Mopo3ob O.F., и многими другими. Результаты экспериментов демонстрируют наличие периодических спектральных полос пропускания или реализацию достаточно узких полос пропускания, но без возможности их широкой настройки и отличающихся сложностью технической реализации.

Объектом исследования являются гибридные системы связи передачи информации, характеризующиеся наличием радио-модулирующего сигнала СВЧ диапазона.

**Предметом исследования** являются методы повышения эффективности гибридных систем связи.

**Целью исследования** являются способы повышение эффективности гибридных систем связи.

#### Задачи исследования:

1. Разработка метода подавления периодических спектральных полос пропускания фотонного некогерентного многоотводного КИХ-фильтра в

гибридных системах связи, основанного на эффекте Верньера, обеспечивающего повышение спектральной эффективности гибридной системы связи.

2. Разработка структуры реконфигурируемого комбинированного фотонного СВЧ фильтра для повышения добротности системы.

3. Разработка метода управления фазой излучающей системы в гибридных системах связи на основе линейности фазо-частотной характеристики, позволяющего исключить дрожание фазы и сократить массо-габаритные показатели системы.

4. Разработка методики оценки дисбаланса мощности излучающей системы в гибридных системах связи с использованием многосердцевинного оптического волокна.

Научная новизна работы заключается в следующем:

1. Разработан метод подавления периодических спектральных полос КИХ-фильтра пропускания фотонного некогерентного многоотводного гибридных системах связи основанный на эффекте Верньера, отличающийся включением когерентного оптического последовательным фильтра некогерентным фильтром, перестраивать частотную что позволяет характеристику внутри рабочего диапазона частот пропускания на выходе фотонного СВЧ фильтра

2. Разработана структура реконфигурируемого комбинированного СВЧ фильтра, основанная на фотонной технологии, отличающаяся использованием когерентного оптического Лайот фильтра второго порядка совместно с некогерентным многоотводным фотонным КИХ-фильтром, позволяющая повысить помехоустойчивость гибридной системы связи.

3. Разработан метод управления фазой излучающей системы В связи, основанный на линейности гибридных системах фазо-частотной характеристики оптических линий задержки, отличающийся использованием многосердцевинной дисперсионной матрицы, исключающей дрожание, что помехоустойчивость сократить массогабаритные позволяет повысить И показатели гибридной системы связи.

4. Разработана методика оценки дисбаланса мощности, приводящего к ограничению эффективности излучающей системы, отличающаяся учетом вносимых потерь многосердцевинной дисперсионной матрицы и перекрестных помех между жилами многосердцевинного волокна, позволяющая учитывать изменение оптической мощности в зависимости от структуры фильтра, формирующего дискретные отсчеты сигнала.

**Теоретическая и практическая ценность работы**. Разработанные методы позволяют повысить эффективность гибридных систем связи – увеличить спектральную эффективность, повысить помехоустойчивость и уменьшить массогабаритные показатели. Применение новых разработок из области волоконнооптических линий связи в виде многосердцевинного волокна позволяет модернизировать существующие системы связи, повысить их производительность, надежность и технологичность.

Данное исследование было выполнено при поддержке Стипендии Президента Российской Федерации на обучение за рубежом на 2015\16 г. (приказ № 558 от 03.06.2015) на базе лаборатории «Оптического доступа и сетей следующего поколения» Технологического Центра Нанофотоники Политехнического Университета Валенсии, г. Валенсия, Испания.

Методология и методы исследования. Результаты работы получены на основе использования основных положений теории электрической связи, теории цифровой обработки сигналов, численных методов, теории распространения радиоволн. Применены методы математического и компьютерного моделирования. На основе разработанных имитационных моделей проведены реальные экспериментальные исследования.

#### Положения, выносимые на защиту:

1. Метод подавления периодических спектральных полос пропускания в гибридных системах связи, основанный на эффекте Верньера.

2. Структура реконфигурируемого комбинированного СВЧ фильтра.

3. Метод управления фазой излучающей системы в гибридных системах связи.

4. Методика оценки дисбаланса мощности излучающей системы, приводящего к ограничению эффективности излучающей системы, учитывающая вносимые потери многосердцевинной дисперсионной матрицы и перекрестные помехи между жилами многосердцевинного волокна.

Степень достоверности и апробация результатов. Обоснованность и достоверность полученных результатов диссертации базируется на использовании известных теоретических положений и методов исследования. Корректность используемых математических моделей и их адекватность реальным физическим процессам подтверждается данными проведенных численных и реальных экспериментов.

Основные научные и практические результаты диссертационной работы докладывались и обсуждались на XII Международной научно-технической конференции «Оптические технологии в телекоммуникациях», г. Казань, 2014; научно-технических встречах в Технологическом Центре Нанофотоники Политехнического Университета Валенсии (г. Валенсия, Испания), 2015-2016; XVI и XVII Международной научно-технической конференции «Проблемы техники и технологии телекоммуникаций», г. Уфа, 2015, г. Самара, 2016; Международной научно-практической конференции «Молодой ученый: вызовы и перспективы», г. Москва, 2016; XVII Международной конференции по оптическим сетям «ICTON-2016», г. Тренто, Италия, 2016; Международной конференции SPIE «Photonic West OPTO – 2017», г. Сан-Франциско, США, 2017.

Диссертация состоит из введения, четырех глав, заключения, списка литературы и приложений.

В первой главе рассмотрены такие понятия, как фотонные СВЧ технологии, гибридные системы связи и дискретная оптическая обработка сигналов. Выполнен подробный обзор оптических методов формирования и управления диаграммой направленности (ДН) излучающей системы, методов проектирования фотонных фильтров. Таким образом, была обоснована актуальность темы исследования, выявлены существующие проблемы И сформулированы основные задачи.

Вторая глава посвящена разработке метода подавления периодических спектральных полос СВЧ фотонного фильтра в гибридных системах связи и структуры фотонного реконфигурируемого комбинированного СВЧ фильтра. Для решения этой задачи предлагается использовать комбинацию некогерентного КИХ-фильтра и когерентного Лайот фильтра. Разработанный метод основан на эффекте Верньера. В главе продемонстрировано имитационное моделирование предложенных фильтров, а также имитационное моделирование разработанного комбинированного фотонного фильтра. Приведены расчеты добротностей фильтров.

Третья глава посвящена разработке метода формирования и управления диаграммой направленности излучающей системы в гибридных системах связи и методике оценки дисбаланса мощности излучающей системы, учитывающей вносимые потери многосердцевинной дисперсионной матрицы и перекрестные жилами многосердцевинного волокна. Предложена помехи между новая структура ОСФЛ. В главе приведены теоретические расчеты временных задержек между излучающими элементами системы после прохождения оптического через дисперсионные элементы задержек. Рассмотрено сигнала явление перекрестных помех в многосердцевинном оптическом волокне. Предложена методика оценки дисбаланса оптической мощности системы формирования радиолуча.

В четвертой главе представлены результаты экспериментальной реализации разработанного метода управления фазой излучающей системы и структуры фотонного реконфигурируемого комбинированного СВЧ фильтра. Приводится описание экспериментальных установок, выбора и настройки оборудования. Рассматривается ход проведения эксперимента. Представлены результаты экспериментальных исследований. На основе полученных результатов анализируется эффективность разработанных методов и устройств.

**В заключении** изложены основные научные результаты, полученные в диссертационной работе в ходе исследования.

**В приложениях** приведены: акты внедрения результатов работы на существующих системах связи производственного отделения Информационные технологии и связь ООО «Башкирэнерго» и в учебном процессе ФГБОУ ВО «Уфимский государственный авиационный технический университет».

#### 1 СВЧ фотонные технологии

Несмотря на первоначальную ориентированность на дальнюю связь, волоконно-оптические технологии нашли применение в широком спектре областей, среди которых сети доступа, центры обработки данных, зондирование, волоконные лазеры, освещение, визуализация, и многие другие. Другой важной областью волоконно-оптических технологий является интеграция оптических и сверхвысокочастотных (СВЧ) технологий для такого использования, как радары, коммуникационные линии, военные системы и приборостроение. Эта область стала известна как микроволновая фотоника (MWP) [1-7]. Это извлечь междисциплинарное поле может выгоду ОТ дополнительных возможностей, которые оптическая технология может обеспечить в СВЧ области МWP объясняется возможностью Целесообразность исследования связи. оптических устройств передавать полезную информацию на большие расстояния и работать с широкими спектральными полосами пропускания. Эта область фотоники включает в себя фотонную генерацию и передачу, обработку и мониторинг СВЧ сигналов, а также вспомогательные фотонные и аналогоцифровые преобразования.

Такие особенности, как низкий уровень ослабления и широкая полоса пропускания волоконно-оптических технологий могут быть использованы для реализации функционала и возможностей СВЧ систем [8]-[14], которые являются крайне сложными или порой не осуществимыми непосредственно В микроволновой области. Эти преимущества особенно актуальны, когда высокочастотные сигналы подвержены существующим ограничениям в области генерации, обработки и передачи.

Традиционный метод обработки радиочастотных (РЧ) сигналов показан на рисунке 1.1. Здесь РЧ-сигнал, сгенерированный на высокочастотном генераторе или полученный с антенны, поступает в РЧ блок обработки сигналов, где либо в РЧ-диапазоне, либо на промежуточной частоте, происходит дальнейшая его обработка. В любом случае, РЧ блок обработки сигналов способен выполнять

задачи обработки только в определенной ограниченной спектральной полосе. Такой метод приводит к ограниченной гибкости полосы пропускания и обработки сигналов, так как любые изменения частотного диапазона обрабатываемых сигналов потребуют новой конфигурации РЧ блока обработки сигналов и, возможно, использования другой аппаратной технологии. Кроме того, даже если частота несущей будет неизменна, то характер модулирующего сигнала может измениться, что потребует от процессора большую полосу пропускания или большую частоту дискретизации. Это особенно актуально в случае дискретной обработки сигналов. Эти недостатки часто называются в литературе по оптическим коммуникациям термином «electronic bottleneck», что в переводе с английского означает «электронное бутылочное горлышко» [8], [14]. Это не единственным источником искажений, ограничение является т.к. электромагнитные и частотно-зависимые потери тоже вносят свой вклад.



Рисунок 1.1 – Традиционный метод обрадотки РЧ сигналов

Первые МWP системы использовались для передачи электрических сигналов в оптической области, как показано на рисунке 1.2. Электрооптическое устройство преобразования (Э/О), как правило, модулятор Маха-Цендера или электропоглощающий модулятор переносили полезный электрический сигнал на одну или более оптических несущих, которые передавались по оптической среде (оптическому волокну), а затем восстанавливались в электрической области путем детектирования опто-электронными преобразователями (О/Э), PIN-фотодетекторами [15]. Такие системы известны как СВЧ-фотонные линии связи.



Рисунок 1.2 – Оптическия лииня передачи РЧ сигналов

Своими основными преимуществами они обязаны свойствам среды распространения, таким как постоянный низкий коэффициент затухания во всем частотном диапазоне модулирующих сигналов сантиметровой и миллиметровой области, что позволяет осуществлять передачу сигнала на большие расстояния с малой деградацией сигнала; независимость от формата данных, что означает, что низкочастотный и высокочастотный сигналы могут передаваться с одинаковой производительностью; большая полоса пропускания; адаптивность к различным сценариям реализации сетей вследствие гибкости оптических волоконных кабелей; малый вес и объем; устойчивость к электромагнитным помехам. Эти особенности позволили реализовать Radio-over-Fiber (RoF) сети передачи данных[16-17], которые обеспечивают передачу радиосигнала, как правило, сантиметрового или миллиметрового диапазонов, от центральной станции (ЦС) на одну или более (БС) [18]. К понятию гибридных же сетей передачи данных стоит отнести также совокупность RoF сетей и беспроводных сетей передачи данных [19]. Этот подход позволяет упростить систему путем использования централизованной структуры, которая включает антенный модуль, расположенный ближе к конечному пользователю [20]. Оптическая несущая модулируется полезным РЧ сигналом либо на промежуточной частоте, либо Для наглядности этот процесс непосредственно частоте излучения. на продемонстрирован на рисунке 1.3.



Рисунок 1.3 – Примеры формирования модулированного сигнала в гибридных сетях передачи данных

Наилучший вариант будет зависеть от количества БС, хотя последний способ (RoF) наиболее распространен, потому что позволяет использовать простые БС.

# 1.1 Оптическая обработка сигналов. Понятие дискретной оптической обработки

Волоконная оптика, помимо передачи СВЧ сигналов, также может быть использована для обработки СВЧ сигналов непосредственно в оптической области. Впервые оптическая обработка СВЧ сигналов была предложена в 1976 г. [9]. Оптическая обработка сигналов (рисунок 1.4) дает уникальные возможности управления сверхширокополосными СВЧ сигналами фактически во всей спектральной области сантиметрового и миллиметрового диапазонов, полностью устраняя ограничения *«bottleneck»* полностью электрических приборов.



Рисунок 1.4 – Оптическая система обработки СВЧ сигналов

Кроме того, оптическая обработка сигналов при использовании оптических волноводов предлагает новые решения, связанные с построением каналов с высокой пропускной способностью [21]. Таким образом, оптическая обработка сигналов демонстрирует собой новый подход к вопросу обработки сигналов, который дополняет цифровую обработку аналоговую обработку И с использованием СВЧ-компонентов [11], [22-25]. Кроме того, обработка СВЧ-В оптическом диапазоне позволяет избежать сигналов непосредственно дорогостоящих оптоэлектронных преобразований, если сигналы уже в оптической среде распространения.

Области применения оптической обработки сигналов включают в себя СВЧ фильтрацию [26], МГб/с-ые аналого-цифровые преобразователи [27-29], смесители и частотные преобразователи [30], корреляторы сигналов [31], [32], генераторы сигналов произвольной формы аналого-цифровые преобразователи в оптической области [33], [34] и формирователи радиолуча ФАР [35], схематично изображенный на рисунке 1.5.



Рисунок 1.5 – Структурная схема формирования ДН ФАР

В отличие от электрических фильтров, отклик фотонных СВЧ фильтров не зависит от частоты электрического сигнала, потому что центральная частота фильтра зависит исключительно от оптической задержки, вносимой в структуру. В действительности, в практических системах частотная характеристика ограничена пропускной способностью электрооптических и оптоэлектронных преобразователей (модуляторы и фотодетекторы соответственно).

Процесс обработки радиосигналов непосредственно в оптической области можно назвать дискретной оптической обработкой СВЧ сигналов. Он

заключается в дискретизации входного модулированного оптического сигнала, обработке выборок и дальнейшем их структурировании при помощи оптических линий задержек и других фотонных устройств [36]. Далее обработанный оптический сигнал детектируется оптоэлектронными устройствами. Помимо перечисленных достоинств, методы дискретной оптической обработки СВЧ сигналов могут обеспечить очень короткие временные задержки, что приводит к сверх высокой частоте дискретизации (более 100 ГГц в сравнении с несколькими гигагерцами в области цифровой обработки сигналов). Кроме того, оперирование в оптической области дает возможность как пространственного, так и частотного благодаря WDM каналов технологиям. Ha рисунке 1.6 разделения продемонстрировано применение WDM технологии.



Рисунок 1.6 – Многопортовые WDM-оптические сети передачи данных

В целом, рассматриваемая технология является привлекательной для гибридных систем передачи данных [37], т.к. антенной принимается не только полезный сигнал, но и различные помехи, которые в дальнейшем приводят к интерференции в оптических линиях передачи. Возможность отфильтровать нежелательные сигналы непосредственно в оптической области является уникальной характеристикой фотонных фильтров. Также, фотонный фильтр может применяться в качестве полосового фильтра для пропускания необходимой полосы частот [38]. Более того, необходимая спектральная полоса может изменяться при возможности реконфигурации и перестройки фильтра. В обоих случаях, окно пропускания может изменять от нескольких МГц до десятков ГГц.

#### 1.2 Формирование СВЧ сигнала в оптической области

Традиционно, формирование СВЧ сигнала происходит в электрических схемах и имеет многоступенчатый характер преобразования частоты. Эти системы сложны и экономически не выгодны. К тому же, во многих применениях сгенерированный СВЧ сигнал необходимо передать на удаленное расстояние, а выполнение этого действия в электрической области является непрактичным вследствие большого затухания при передаче по коаксиальному кабелю. Решением задачи служит передача СВЧ сигнала по оптическому волокну [39]. Следовательно, становится актуальным вопрос генерации СВЧ сигнала в оптической области.

Традиционным подходом к формированию СВЧ сигнала считается генерация его на основе суперпозиции двух оптических волн с различными частотами, поступающими на фотодетектор. Затем формируется электрический сигнал с частотой, соответствующей интервалу длин волн оптических источников [40]. Этот подход позволяет получать сигнал в электрическом диапазоне с частотой свыше ТГц диапазона, но имеет существенный недостаток: вследствие некогерентности оптических источников, сгенерированный СВЧ сигнал будет иметь значительный фазовые шумы. За последнее время было предложено большое число способов генерации СВЧ сигнала. Их можно классифицировать на 4 категории: 1) замыкающая оптическая накачка [41, 42], 2) оптическая петля фазовой синхронизации [43-49], 3) СВЧ генерация с использованием внешней модуляции [50-54] и 4) двухдлинноволновой источник излучения [55, 56].

Первый способ заключается в том, что соблюдается высокая когерентность источников излучения. Схема реализации способа изображена на рисунке 1.7 а. Вследствие частотной модуляции на управляющем лазере, на его выходе формируется несущая и боковые составляющие различных порядков. Затем сигнал управляющего лазера поступает на два других лазера, несущие которых близки к двум симметричным боковым составляющим. Таким образом, несущая одного из лазеров фиксируется на боковой составляющей 2-го порядка

управляемого лазера, а несущая другого лазера фиксируется на боковой составляющей 2-го порядка управляемого лазера. Учитывая фазовую корреляцию управляемых лазеров, сгенерированный СВЧ сигнал имеет низкий уровень фазовых шумов. К тому же, при определенной конфигурации, частота сгенерированного СВЧ сигнала после детектирования составляет умноженную нацело частоту модулирующего РЧ сигнала.

Второй способ достижения фазовой когерентности двух оптических источников заключается в создании петли фазовой синхронизации, как показано на рисунке 1.7 б. После детектирования оптического сигнала двух источников излучения, происходит сравнение его фазы с фазой опорного сигнала. Фазовый детектор, вырабатывает ток пропорциональный фазовой разности, который поступает на один из лазеров по линии обратной связи для коррекции фазы излучения посредством изменения длины резонатора лазера или тока инжекции. При правильной настройке усиления петли обратной связи и времени отклика, относительная фаза между двумя лазерами будет значительно снижена, и, следовательно, фаза сгенерированного сигнала будет соответствовать фазе опорного сигнала СВЧ генератора. Требованием к высокому показателю эффективности данной системы является условие узкой спектральной ширины линии лазеров, чтобы обеспечить низкочастотные фазовые флуктуации. Также известен подход совместного использования первого и второго методов формирования СВЧ сигнала [46].

Для реализации третьего подхода применяются внешние модуляторы. Самым известным из них является модулятор Маха-Цендера. Но его использование также имеет недостаток, вызванный дрейфом рабочей точки на передаточной характеристике модулятора. Решением проблемы является использование оптического фазового модулятора [57]. Последний отличается тем, что формирует в оптической области как несущую, так и обе боковые составляющие, поэтому применяют узкополосный режекторный фильтр для упразднения оптической несущей. Недостатком такого метода является то, что передаваемые по SMF-волокну боковые составляющие будут испытывать влияние хроматической дисперсии, что в свою очередь будет изменять фазовое соотношение между ними. Чтобы избежать негативных последствий необходимо использовать методы компенсации хроматической дисперсии.

Последний способ генерации СВЧ сигнала использует источник излучения, способный сгенерировать две несущие с необходимым разносом по частоте. Ввиду того, что излучение будет генерироваться из одного источника, когерентность несущих будет на высоком уровне. Преимуществом реализации данного метода является отсутствие СВЧ опорного генератора, что значительно удешевляет структуру. Ключевыми элементами в схеме на рисунке 1.7в являются ВБР-1 с двумя сверх узкими полосами пропускания, изготовленная по технологии относительного фазового сдвига, и ВБР-2, сделанная по принципу суперпозиции двух стандартных ВБР.



Рисунок 1.7 – Структурные схемы систем формирования СВЧ сигнала в

оптической области

# 1.3 Оптические методы формирования и управления диаграммой направленности излучающей системы в гибридных системах связи

Различают два основных подхода в методах формирования и управления радиолучами в ИС:

- оптические системы реальной временной задержки (PB3), которые вносят частотно инвариантную временную задержку с помощью оптической среды распространения и характеризуются широкой полосой пропускания

- когерентные оптические формирователи луча с фазовым сдвигом, основанные на оптическом гетеродировании и точной настройке фазы оптической несущей для формирования фазовой разности микроволнового сигнала

Подробнее различные методы формирования и управления радиолуча рассмотрены ниже.

#### 1.3.1 Пространственные оптические формирователи радиолуча

В структурах пространственных оптических формирователей радиолуча, как правило, применяются пространственные модуляторы света (ПМС) для управления совокупностью оптических каналов, которые могут контролироваться независимо [58, 59]. Оптические каналы распределяются между фотоприемниками, что позволяет управлять диаграммой направленности (ДН) с помощью РВЗ. На рисунке 1.8 изображена структурная схема Дольфи [60], являющаяся примером формирователя двумерного РВЗ-сигнала в свободном пространстве на основе задержек с поляризационным переключением с использованием ПМС. Излучаемый сигнал распределяется по каналам, и для каждого канала луч проходит через N пикселей ПМС. Каждый пиксель действует как управляемый напряжением поляризационный ротатор, который в сочетании с поляризационным светоделителем (PBS) переключает луч между одним из двух путей распространения. N единиц обеспечивают временные задержки в геометрической прогрессии (1T, 2T, ..., 2<sup>(N-1)</sup> T), где T - приращение времени. Временная задержка между выходами определяет угол поворота ДН в дальней зоне.



Рисунок 1.8 – Структурная схема оптического формирователя с ПМС

Были также предложены фотонные реализации линзы Ротмана (рисунок 1.9) [61-62]. В [62] фотонный блок состоит из пластичного волновода, схожего по конструкции с его радиочастотным аналогом с фотодетекторами в качестве интерфейсов, соединенных с передающими антеннами, и форма которого может реализовать линейное изменение фазу с различным наклоном.

Также существуют фотонные реализации матрицы Бласса [63-64].



Рисунок 1.9 – Линза Ротмана

Ещё одним примером реализацией пространственного формирования радиолуча является работа [65], где РВЗ формируется за счет микроэлектромеханической системы микрозеркал, в которой свет отражается между сферическими зеркалами фиксированное количество раз.

## 1.3.2 Формирователи радиолуча на основе волоконно-оптических линий задержки

Программируемые устройства временной задержки могут быть созданы с использованием одномодового оптического волокна [66, 67] в основе которых будет лежать задержка распространения оптического излучения. На рисунке 1.10 показана структурная схема программируемой волоконно-оптической линии задержки (ВОЛЗ) на основе одномодового волокна и оптических коммутаторов.





Оптический сигнал проходит через расположенные каскадом оптические коммутаторы и N волоконно-оптических линий задержек, длина которых увеличивается с геометрической прогрессией. Данная концепция требует одной ВОЛЗ на каждый ИЭ системы, что уменьшает потенциал практического использования в больших ИС.

Также были рассмотрены схемы пассивных оптических формирователей радиолуча, основанных на волоконно-оптической реализации линзы Ротмана [68-70]. Такие системы содержат ВОЛЗ соответствующей длины для формирования требуемой ДН ИС. Схемы могут содержать также оптические усилители и разветвители.

# 1.3.3 Формирователи радиолуча на технологии спектрального уплотнения каналов (WDM), основанные на волоконно-оптической дисперсионной призме, решетках Брэгга и устройств WDM

В 1992 году Р. Сореф предложил новую концепцию ВОЛЗ, основанную на свойствах дисперсии оптического волокна. Основная идея заключалась в упрощении существующих схем и составляющих путем распараллеливания временной задержки (концепция параллелизма) [71]. Для реализации данной идеи требовалось одинаковое количество лазеров и ИЭ в системе. Для дальнейшего упрощения используемого фотонного оборудования в системах формирования радиолуча и формирования нескольких радиолучей одновременно, стали широко использовать WDM-технологию [6], [72-75].

Концепция оптического формирователя радиолуча на базе дисперсионной призмы была предложена Р. Эсманом и его коллегами [76, 77]. Волоконная призма была выполнена путем комбинирования оптических волокон соответствующей длины с высоким и низким показателями дисперсии. Структурная схема формирователя изображена на рисунке 1.11.



Рисунок 1.11 – Структурная схема оптического фрмирователя радиолуча на базе дисперсионной призмы

Для центральной оптической длины волны величина дисперсии нулевая, что формирует начальную позицию ДН ИС. С увеличением (уменьшением) оптической длины волны высокодесперсионое оптическое волокно добавляет (вычитает) временную задержку, что приводит к изменению фазы между элементами ИС. Последующее совершенствование технологии в области оптических технологий позволило сократить массо-габаритные показатели [78, 79].

Брегговские оптические решетки также применялись для реализации РВЗ путем получения временной задержки за счет своих дисперсных свойств. Сигнал перестраиваемого оптического лазера отражался от широкополосной брегговской решетки и формировал требуемую временную задержку между ИЭ системы [80]. Также применение нашли чирпирующие решетки Брегга, что позволило повысить реконфигурируемость системы [81, 82]. Но данные системы подвержены амплитудным и фазовым искажениям.

## 1.3.4 Формирователи радиолуча на основе интегрированных оптических линий задержки

Интегрированные оптические линии могут быть реализованы на различных видах подложек. Планарные световые схемы (PLC) [83] на основе диоксид кремниевых волноводов применялись в работе [84, 85].

Альтернативную реализацию интегрированные оптические технологии нашли в микрокольцевых резонаторах, основанных на технологии интеграции КМОП и планарных оптических волноводов [86].

Недостатком таких систем является вынужденный компромисс между максимально возможной временной задержкой, рабочей частотой и полосой пропускания, поскольку линейный отклик оптической линии задержки строго зависит от частоты радиосигнала. Устранение этого недостатка было рассмотрено в работе [87], где новый подход, основанный на использовании кольцевых резонаторов, предлагал раздельную настройку оптических несущих.

Другая структура была предложена в работе [88], где оптические линии задержки были выполнены на основе объединения интегрированной последовательности резонаторов. Такая конструкция уменьшает негативные эффекты дисперсии групповой задержки и обеспечивает широкую полосу пропускания и непрерывную настройку длительных задержек без искажений.

#### 1.3.5 Когерентные оптические формирователи луча с фазовым сдвигом

Другой категорией оптических формирователей являются когерентные оптические формирователи луча с фазовым сдвигом, основанные, как правило, на гетеродинных оптических источниках, частота биения которых соответствует частоте СВЧ сигнала. Управление фазой СВЧ сигнала осуществляется за счет управления относительной фазой оптического сигнала [89, 90].

Данный вид формирователей основан на трехмерном пространственном Фурье-преобразовании функции оптических линз и взаимосвязи между передней залней фокальными плоскостями. В работе [91] пространственное И распространение световой амплитуды передней фокальной плоскости В преобразуется оптическим Фурье-преобразованием в фазовое распределение в задней фокальной плоскости линзы. Выборка сигналов в задней фокальной плоскости производится с помощью набора микролинз или пучков оптических волокон, соединенных с ИЭ системы.

Основным преимуществом такого подхода является компактность и простота. Тем не менее, изготовление пространственной волоконно-оптической матрицы с заданной точностью достаточно проблематично в рамках массового производства.

В работах [92, 93] предложено использовать ПМС для создания относительного фазового сдвига совместно с методами РВЗ для формирования временных задержек с целью уменьшения вносимых потерь и повышения реконфигурируемости системы. Также представлены работы, использующие WDM технологии в когерентных структурах на базе ПМС [94], где для построения многолучевого гетеродинного формирователя радиолуча использовалось пространственное и спектральное разделение каналов.

В работе [84] описана гетеродинная оптическая волноводная система формирования и управления ДН ИС интегрированная на электро-оптическую подложку ниобата лития. В других работах приводятся примеры синтезирования оптических формирователей радиолуча, интегрированных на подложки фосфида индия [95, 96] и PLC на основе диоксид кремниевых подложек [97]. В таблице 1 приведены преимущества и недостатки рассмотренных систем формирователя радиолуча на основе фотонных технологий.

Класс	Технология	Преимущества	Недостатки
	Основанная на	-Высокая	-Значительные
	пространственных	производительность	вносимые потери
	модуляторах света	параллельной	-Стабильность против
		обработки	условий окр. среды
		-Возможности	-Значительные
		многолучевого	размеры
		распространения	-Необходимость
			быстрых
			пространственных
			оптических
			модуляторов
формироваточи с	Основанная на	-Возможности	-Значительные
формирователи с	фотонной линзе	многолучевого	вносимые потери
реальной	Ротмана	распространения	-Ограниченная
ременной		-Широкая полоса	масштабируемость
временной		частот	-Ограниченная
задержки		формирователя	разрешающая
		-Компактность	способность
		конструкции	-Требуются быстрые
			коммутаторы для
			перестроения угла ДН
	Основанная на	-Высокая гибкость	-Ограниченная
	коммутируемых	-Ограниченная	масштабируемость
	волоконно-оптических	сложность	-Большие габариты
	линиях задержки	-Независимость от	- Требуются быстрые
		длины волны	коммутаторы для
		излучения	перестроения угла ДН

Таблица 1	1 -	Классио	рикация	фотонных	форм	ирователей	радиоизл	учения

	-Возможность	
	перестройки луча	
Основанная на	-Возможности	-Ограниченная
волоконно-оптической	многолучевого	масштабируемость
линзе Ротмана	распространения	-Большие габариты
	-Легкая реализация	- Требуются быстрые
	-Независимость от	коммутаторы для
	длины волны	перестроения угла ДН
	излучения	
Основанная на	-Встроенное	-Компромисс между
микрокольцевых	устройство	шириной полосы и
оптических		задержкой
резонаторах		-Высокая пульсация
		задержки
		-Значительные
		вносимые потери
		-Зависимость от
		длины волны
		излучения
		-Сложность
		реализации
Оптическая призма	-Широкая полоса	-Необходимость
Эсмана, основанная на	частот	большой длины
высоко\низко	формирователя луча	ВОЛС
дисперсном	-Высокая гибкость	-Значительные
оптическом волокне	-Возможность	габариты
	многолучевого	-Температурная
	распространения при	чувствительность
	низкой сложности	
	устройства	
	формирователя луча	
	-Ограниченное	
	количество	
	оптических	

		соединений	
		-Перестройка луча за	
		счет источника	
		излучения	
	Основанная на WDM	-Широкая полоса	-Большое количество
	при использовании	частот	брэгговских решеток
	решетки Брэгга	формирователя луча	-Высокая стоимость
		-Высокая гибкость	системы
		-Низкие вносимые	-Многолучевая
		потери	интерференция для
		-Возможности	брэгговских решеток
		многолучевого	
		формирования при	
		низкой сложности	
		- Перестройка луча	
		за счет источника	
		излучения	
		- Ограниченное	
		количество	
		оптических	
		соединений	
	Формирователи луча,	-Высокий	-Высокие вносимые
	основанные на	параллелизм	потери
	оптическом	-Низкие массо-	-Опто-механическое
	процессоре Фурье-	габаритные	совмещение
Когерентные	преобразования	показатели	конструкций
оптические			-Стабильность против
формирователи			условий окр. среды
луча с фазовым			-Необходимость
сдвигом			матрицы быстрых
			пространственных
			оптических
			модуляторов
	Гибридный	-Высокий	-Высокие вносимые

формирователь луча на	параллелизм	потери
основе массивов	-Низкие массо-	-Стабильность против
пространственных	габаритные	условий окр. среды
оптических	показатели	-Необходимость
модуляторов		быстрых
		пространственных
		оптических
		модуляторов
Формирователь луча	-Низкие массо-	-Высокие вносимые
на основе	габаритные	потери
интегрированного	показатели	-Ограниченная
Ниобат литиевого или		масштабируемость
кремниевого		-Зависимость от
полупроводникового		условий окр. среды
фазовращателя		-Значительное
		энергопотребление

#### 1.4 Проектирование СВЧ фотонных фильтров

Существуют определенные аспекты, которые необходимо учитывать во время проектирования фотонных фильтров.

Когерентность источников: в данном случае необходимо рассмотреть два существующих режима. Когерентный режим понимает под собой устойчивую оптическую фазовую корреляцию излучения в отводах фильтра. Вследствие этого любые незначительные изменения в параметрах системы (длина оптической линии задержки, изменение показателя преломления из-за окружающего воздействия, поляризация и др.) могут значительно повлиять на отклик фильтра. Некогерентный режим, в отличие от предыдущего, отличается тем, что оптические фазы между отводами фильтра полностью независимы друг от друга. При реализации некогерентного режима, коэффициенты фильтра могут принимать положительные значения.

коэффициенты: Положительные некогерентные фотонные фильтры являются линейными по оптической интенсивности, таким образом, весовые коэффициенты будут принимать только положительные значения. Этот факт влечет за собой два важных следствия, которые исходят ИЗ теории положительных систем [11], [14]. Первое и наиболее важное ограничение заключается в том, что диапазон использования передаточной функции весьма ограничен. Второе ограничение в том, что вне зависимости от величины спектральной периодичности, передаточная функция всегда имеет резонансную частоту в основной полосе частот. Последнее не является серьезным недостатком, т.к. на оптическом выходе приемника может быть установлен фильтр постоянного напряжения.

Спектральная периодичность является неотъемлемой характеристикой фотонных СВЧ фильтров, что является серьезным недостатком, т.к. не позволяет в полной мере использовать широкополосные свойства фотоники. Отношение периодичности фильтра к ширине полосы пропускания является существенным ограничением.

#### 1.4.1 Классификация фотонных фильтров

Первый опыт в области оптической фильтрации электрических сигналов, полученный в конце 70-х годов, дал понять, что высокая пропускная способность модуляции оптического волокна с низкими потерями могут быть использованы для реализации линии задержки широкополосного диапазона [9]. Позднее были предложены структуры на основе многомодового волокна [10], [11] и первые работы на основе одномодового волокна [8], [13]. В этих ранних работах рассматриваются различные конфигурации и потенциальные ограничения, оптической обработке. не которые присутствуют В Тем менее, ЭТИ схемы были основаны на пассивных структурах и не имели возможности реконфигурации. Позже были разработаны различные оптические компоненты, которые позволили разработать более гибкие структуры, которые имеют возможность регулирования мощности (возможность динамически изменять положение полос пропускания или нули фильтра) и реконфигурации (способность

динамически изменять значения амплитуды запаздывающих выборок, т.е. изменять весовые коэффициенты фильтра).

Фотонные СВЧ фильтры можно разделить на две категории [98]: фильтры, работающие в когерентном режиме и фильтры, работающие в некогерентном режиме. Для построения фотонных фильтров, работающих в некогеретном режиме, используются линии задержки с конечной импульсной характеристикой (КИХ) и бесконечной импульсной характеристикой (БИХ). Во избежание оптической интерференции в качестве источников излучения используются некогерентные источники или группы лазеров. Настройку и реконфигурацию таких фильтров осуществляют путем изменения временных линий задержек или весовых коэффициентов фильтрации. В когерентных фильтрах, как правило, требуется единственная несущая и проблема оптической интерференции не возникает по своей сути из-за отсутствия каких-либо линий задержек.

Таким образом, основные фотонные микроволновые фильтры могут быть сгруппированы в следующие категории.

#### 1.4.2 Некогерентные структуры фотонных СВЧ фильтров

Некогерентные фотонные СВЧ-фильтры обычно реализуется на основе КИХ (рисунок 1.12) или БИХ (рисунок 1.13) конфигурации линии задержки. Формирование многоотводного фильтра возможно за счет создания временных линий задержек и наличия нескольких несущих. Линии временных задержек между соседними отводами фильтра могут реализовываться с использованием как простого оптического волокна, физическая длина которого увеличивается с каждым следующим отводом фильтра, так и различных оптических волноводов, в которых время прохождения излучения изменяется в зависимости от длины волны за счет эффекта хроматической дисперсии.



Рисунок 1.12 – Структура СВЧ фотонного КИХ-фильтра на примере исполнения с блоком временной задержки оптического сигнала



Оптический сигнал после прохождения линии задержки

Рисунок 1.13 – Структура СВЧ фотонного БИХ-фильтра на примере исполнения с блоком временной задержки оптического сигнала в виде

оптического делителя

Таким образом, источником излучения в некогерентных схемах СВЧ фотонных фильтров может быть набор лазеров на разных длинах волн или это может быть широкополосный источник излучение с прореживанием. Ключевым устройством в СВЧ фотонных фильтрах является модуль оптической линии который брэгговских задержки, может состоять ИЗ массива решеток, упорядоченной волноводной призмы, чирпирующей решетки Брэгга или диспергирующего волокна. Для *N*-отводной линии задержки СВЧ фотонного КИХ-фильтра, выходной СВЧ сигнал на фотодетекторе может быть представлен в следующем виде:

$$y(t) = b_0 x(t) + b_1 x(t-T) + b_2 x(t-2T) + \dots + b_{N-1} x(t-(N-1)T),$$
(1.1)

где  $b_0$ ,  $b_1$ ,  $b_2$ ,  $b_{N-1}$  весовые коэффициенты фильтра, T – временная задержка между соседними отводами фильтра. Применив Фурье преобразование к (1.1)получаем:

$$Y(j\omega) = b_0 X(j\omega) + b_1 e^{j\omega T} X(j\omega) + b_2 e^{j\omega 2T} X(j\omega) + \dots + b_{N-1} e^{j\omega(N-1)T} X(j\omega)$$

Передаточная функция фотонного фильтра выглядит следующим образом:

$$H(j\omega) = \frac{Y(j\omega)}{X(j\omega)} = b_0 + b_1 e^{j\omega T} + \dots + b_{N-1} e^{j\omega(N-1)T}$$

Структуры некогерентных КИХ-фильтров, основанные на перечисленных методах формирования модуля оптической задержки, приведены ниже.

Настройка спектрального отклика фильтра осуществляется путем изменения величины временной задержки или путем изменения длины волны между несущими. Одним из недостатков использования ВБР является тот факт, что они не перестраиваемые. Поэтому решением проблемы может стать перестраиваемого Использование использование лазера. чирпирующей брэгговской решетки также рассмотрено ниже. Скорость перестроения таких микросекундного Ho, лазеров может достигать порога. несмотря на быстродействие, некоторые приложения требуют более высокую скорость настройки в наносекундном диапазоне. Этого можно достичь, используя гребенчатый источник излучения, быстродействие которого доходит до 40 нс [99].

Как упоминалось ранее, весовые коэффициенты фотонного СВЧ фильтра с оптическими линиями задержки, работающего в некогерентном режиме, будут принимать только положительные значения [24],[100]. Опираясь на теорию обработки сигналов, СВЧ фотонный фильтр с вышеупомянутой конфигурацией будет работать в качестве фильтра нижних частот. Для преодоления этих ограничений были разработаны оптические линии задержки с возможностью реализации отрицательных и комплексных весовых коэффициентов, что в свою очередь позволило добиться произвольных форм фильтрации в некогерентном режиме.

#### 1.4.3 Некогерентные структуры фотонных СВЧ фильтров с

#### положительными весовыми коэффициентами фильтра

#### Структуры на основе циркуляционных линий

Большинство из первых предложений фотонных СВЧ фильтров были основаны на пассивных структурах, состоящих из раздельных оптических волокон [10],[12]. Поэтому это были нереконфигурируемые фильтры, эквивалентные обычным трансверсальным цифровым фильтрам.

Вскоре появились новые схемы подобные «решетчатым» фильтрам с прямой связью (нерецеркуляционные), а также «решетчатым» фильтрам с обратной связью (рецеркуляционные) структур, которые также были заимствованы из цифровой обработки [101].

Трансверсальные фильтры схожи по структуре со своими аналогами в области цифровой обработки, где они использовались впервые. Передаточная функция амплитуды СВЧ сигнала N-контурного трансверсального фотонного фильтра при оптимальном состоянии поляризации для оптических сигналов представлена в следующем виде [102]:

$$\left|H_{RF}(f)\right| = \Re \cos\left(\frac{\beta f^2}{2}\right) \left|\sum_{k=1}^{N} P_k e^{-j\left[2\pi f(k-1)\Delta\tau\right]}\right|,$$

где  $\Re$  – чувствительность фотодиода,  $\beta$  – параметр дисперсии оптического волокна, f – частота электрического сигнала, P – импульсная характеристика фильтра,  $\Delta \tau$  – временная задержка.

Термин «решетчатый» относится к структуре взаимосвязи, образованной каскадом секций, совместимых с той же базовой топологии, как показано на рисунке 1.14. Эти структуры имеют два входных порта и два выходных и имеют вид фильтров с прямой связью (рисунок 1.14 а) или фильтров с обратной связью 1.14 Эти схемы [8] используют (рисунок б). существующие широко разработанные теории для проектирования и синтеза фильтров на основе таких структур. Эти процессоры были способны выполнить несколько операций, как во временной области времени, так и в частотной. Они также позволяли осуществлять интеграцию, когда линии задержки не превышали несколько сантиметров.



Рисунок 1.14 – Решетчатые структуры фильтров а) с прямой связью б) с обратной связью

Тем не менее, эти системы имеют два основных ограничения, так как они работают в некогерентном режиме, чтобы устранить зависимость от фазы оптического сигнала от условий окружающей среды (механических колебаний, изменений температуры и т.д.). Во-первых, требуется оптические источники с широким спектром излучения, поэтому лазеры с небольшой спектральной шириной излучения, которые, как правило, используются в оптических системах связи, не могут быть применены. И во-вторых, вносит большую задержку значительный уровень фазового шума из-за интерференции оптических сигналов. Этот фазовый шум, как правило, является основным источником шума, ограничивающим отношение сигнал\шум в системе [103]. Кроме того, первые фильтры не имели возможности реконфигурации.
По этим причинам вскоре стали использовать физические свойства оптических фильтров для повышения производительности и способности изменять частоты полосы пропускания (настраиваемые) или изменять форму частотной характеристики (перестраиваемые). Учитывая сходство между схемами оптических формирователей ДН и трансверсальных фильтров, некоторые из схем, показанных в пункте 1.3, были адаптированы для использования в качестве фотонных СВЧ фильтров.

#### Структуры на основе свойств дисперсии

Свойства хроматической дисперсии оптического волокна или любой другой диспергирующей среды могут быть использованы для реализации перестраиваемых фильтров [104]. Дисперсия задержку вносит между оптическими несущими различных длин волн, так, что если эти несущие модулированы электрическим сигналом и детектированы после прохождения через диспергирующую среду, получается трансверсальный фильтр. На рисунке 1.15 показана общая схема фильтров такого вида.



Рисунок 1.15 – Структурная схема фотонного фильтра на основе дисперсии

Альтернативная реализация основана на получении многоканального оптического сигнала с источника путем разрезания широкополосного сигнала (нарезка спектра) [105]. В то же время, теряется возможность настройки отклика, но стоимость фильтра уменьшается.

#### Дисперсионная волоконная призма

Другая схожая структура системы представлена на рисунке 1.16, где за основу взята концепция волоконной призмы [106].



Рисунок 1.16 – Структура СВЧ фотонного фильтра на основе волоконной призмы

### Структуры на основе дифракционных решеток

Оптические решетки (например, решетка Брэгга) очень универсальный компонент, который позволяет реализовывать различные типы СВЧ-фильтров. Первая группа фильтров, основанных на этих компонентах, использует дискретные дифракционные решетки [107],[108].

На рисунке 1.17 можно увидеть схему одной из этих структур в случае режекторного фильтра. Решетки расположены таким образом, чтобы два отраженных оптических сигнала возвращались с временной задержкой, таким образом, реализуя режекторный фильтр.



Рисунок 1.17 – Структура СВЧ фотонного фильтра на основе дискретных дифракционных решеток

Эти схемы имеют недостаток, так как временная задержка достигается путем изменения расстояния между решетками, т.е. существует минимальная задержка (максимальное значение периода фильтрации), определяющаяся минимальной производственной разрешающей способностью дискретных решеток. Таким образом, минимальная задержка, которая может быть

достигнута, составляет около 10 пс. Кроме того, ошибки в изготовлении дифракционных решеток приводят к ошибкам задержки.

Также были предложены схемы, аналогичные показанной на рисунке 1.18, основанные на дискретных дифракционных решетках которые реализуют БИХфильтры (фильтры с бесконечной импульсной характеристикой) путем замены разветвителя оптическим циркулятором [109]. Их структура представлена на рисунке 1.18.



Рисунок 1.18 – Структура СВЧ фотонного фильтра с использованием широкополосного источника излучения и нескольких оптических решеток Брэгга

Кроме того, встречаются структуры фотонных фильтров, где применяется источник излучения с множеством оптических несущих на базе чирпирующих дифракционных решеток (рисунок 1.19). Дифракционные решетки чирпируются (диспергируются), т.е. вносят задержку, которая зависит от длины волны падающего излучения. Использование чирпирующих решеток позволяет осуществлять непрерывную настройку (если оптический источник позволяет изменять частотные параметры излучения), кроме того позволяя получить меньшую временную задержку чем при использовании ансамбля дискретных решеток. В рамках таких структур можно использовать в качестве оптического источника набор перестраиваемых лазеров [102] или воспользовавшись свойством нелинейности внешнего модулятора (электрооптического модулятора Маха-Цендера, MZM, или электропоглощающего модулятора, EAM) [110].



Рисунок 1.19 – Структура СВЧ фотонного фильтра на основе линейночирпирующей ВБР

B времени были представлены чирпирующие решетки недавнем С изменяемым показателем дисперсии и, тем самым, возможностью изменять временную задержку в зависимости от каждой оптической несущей. Наиболее распространенный метод для достижения ЭТОГО эффекта заключается в термическом или механическом воздействии на решетку или использовании пьезоэлектрических преобразователей. На пример, в [111] для изменения величины дисперсии дифракционной решетки с 300 до 900 пс / нм было использовано неоднородное магнитное поле на преобразователе, который зависит от приложенного напряжения. С недавних пор предлагается иной подход для реализации полосовых фотонных СВЧ фильтров c отрицательными коэффициентами, основанный на использовании оптических фазовых модуляторов [112]. В основе метода лежит преобразование фазовой модуляции в модуляцию интенсивности излучения В дисперсионных элементах С дополнительной дисперсией, таких как линейно чирпирующая ВБР (ЛЧ ВБР) с дополнительным чирпом, путем отражения фазово-модулированных оптических сигналов от ЛЧ ВБР с положительным или отрицательным чирпом. Таким образом, СВЧ сигналы на фотодетекторе получаются со сдвигом или без сдвига по фазе. Преимуществом использования фазового модулятора является его автономность, т.е. независимость от внешних источников напряжения, что означает отсутствие проблемы дрейфующего напряжения как в модуляторах

40

Маха-Цендера. Основной принцип работы такого рода фильтров изображен на рисунке 1.20. Радиосигнал поступает на оптической фазовый модулятор через входной СВЧ порт для фазовой модуляции оптических несущих, поступающих в модулятор через оптический порт. Т.к. фотодетектор работает в режиме детектирования огибающей, то если фазово-модулированный сигнал напрямую поступает на фотодетектор, последний будет восстанавливать только постоянную составляющую. К такому заключению можно также прийти, основываясь на спектре фазово-модулированный сигнал с боковыми составляющими, находящимися в противофазе. При прохождении дисперсной среды, фазовой модуляции в модуляцию интенсивности излучения. Кроме того, в зависимости от знака хроматической дисперсии, детектированный радиосигнал может быть со сдвигом  $\pi$  по фазе, что приведет к формированной отрицательных коэффициентов.



Рисунок 1.20 – Метод формирования отрицательных весовых коэффициентов СВЧ фотонного фильтра на основе преобразования фазовой модуляции в модуляцию интенсивности излучения

Структура фильтра, работающего по описанной методике, изображена на рисунке 1.21.



Рисунок 1.21 – Структура СВЧ фотонного фильтра для формирования отрицательных коэффициентов, основанная на методе преобразования фазовой модуляции посредством устройств с противоположным значением дисперсии

Наконец. было дифракционных предложено использование решеток совместно с дискретным оптическим усилителем для высокопроизводительных БИХ-фильтров. Ha рисунке 1.22 демонстрируется схема предложенной структуры. При этом, когда сигнал проходит первую решетку часть сигнала отражается. Остальная часть сигнала усиливается волокном, легированным эрбием и затем полностью отражается на второй решетке. При возврате сигнала к первой дифракционной решетке, часть сигнала выводится из линии задержки, а часть отражается дальше в активную среду. Регулируя коэффициент усиления активной среды таким образом, чтобы выходной сигнал поддерживал постоянную амплитуду и структура не переизлучала, возможно получить большое количество повторений входного сигнала с постоянной временной задержкой между ними. Таким образом, эта структура позволяет достигнуть высокого значения Qфактора, представив значения в диапазоне от 801 до 1 ГГц [113].



Рисунок 1.22 – Структура СВЧ фотонного фильтра на основе пары активных дискретных дифракционных решеток

42

#### Структура на основе упорядоченных волноводных решеток (AWG)

Устройства AWG также использовались для реализации CBЧ фотонных фильтров [114] таким же образом, как в структурах для своего прямого назначения [115]. На рисунке 1.23 продемонстрирована предложенная структура. Она предоставляет возможность синтезирования требуемого сигнала грубым методом с помощью линий задержек, полученных при помощи AWG и более тонкой настройки при помощи структуры, изображенной в нижней части схемы. Это позволяет осуществлять непрерывную настройку выходного сигнала.



Рисунок 1.23 – Структура СВЧ фотонного фильтра на основе упорядоченной волноводной решетки

## 1.4.4 Некогерентные структуры, использующие отрицательные коэффициенты

Для проблемы положительности коэффициентов были решения Первое предложены различные альтернативы. решение основывается на электрооптическом подходе, использующим схемы раздельного детектирования. Оптический сигнал, модулированный радиосигналом, проходит по двум отводам фильтра. Эти отводы служат временными оптическими линиями задержки с разницей между ними Т. Сигнал из линии задержки поступает на модуль дифференциального детектирования, который состоит из двух согласованных фотодиодов. Далее детектированные СВЧ сигналы комбинируются и вычитаются в электрической области, что приводит к формированию отрицательных и положительных весовых коэффициентов фотонного фильтра. В этом методе, отрицательные коэффициенты формируются не напрямую в оптической области,

и сам фильтр будет не полностью оптическим, а будет считаться гибридным типом. На рисунке 1.24 показана общая схема систем данного типа. Двухотводный фотонный СВЧ фильтр может быть реконфигурирован до многоотводного, если одиночный лазер заменить группой лазеров, и 3дБ делитель заменить на WDM-демультиплексор.

Также продемонстрировано, что возможно реализовать произвольный фильтр как разность двух положительных фильтров [116]. Этот метод был предложен в фильтрах первых схем на основе рециркуляционных структур [8], [10], [117].



Рисунок 1.24 – Структура СВЧ фотонного фильтра для формирования отрицательных весовых коэффициентов фильтрации на основе дифференциального детектирования

В последствие появились и другие решения, основанные на использовании физических принципов различных оптических устройств для реализации отрицательных входов непосредственно в оптическом диапазоне, такие как инверсия амплитуды модулированного сигнала, который получается путем преобразования длины волны через перекрестную модуляцию (XGM) и фазовой кросс-модуляции (ХРМ) в полупроводниковых усилителях (полупроводниковый оптический усилитель (англ. SOA)) [118]. Как показано на рисунке 1.25, перестраиваемый источник излучения на длине волны λ<sub>1</sub> модулируется СВЧ сигналом, а затем разделяется на две составляющие. Одна часть поступает на оптическую линию задержки, другая часть объединяется с непрерывным DFB лазера на другой сигналом длине волны и затем поступает В полупроводниковый оптический усилитель [119]. Непрерывное излучение DFB лазера на длине волны  $\lambda_2$  также модулировано входящим радиосигналом, но со

сдвигом фазы на π по сравнению с другим СВЧ сигналом, что и приводит к формированию отрицательных весовых коэффициентов фотонного фильтра. Оптический полосовой фильтр используется для фильтрации остаточной составляющей сигнала λ<sub>1</sub>. Затем СВЧ сигнал из верхней ветви фотонного фильтра сдвинутый по фазе СВЧ сигнал из нижней ветви комбинируются и И детектируются на фотодетекторе. Таким образом, происходит формирование полосового фотонного СВЧ фильтра с одним отрицательным коэффициентом. Детектирование на фотодиоде можно считать некогерентным, т.к. две оптические несущие на разных длинах волн генерируются с помощью двух независимых источников лазерного излучения. Чтобы избежать биения между двумя длинами волн, попадающими в полосу пропускания фильтра, несущие должны быть выбраны с больших частотным разносом. Как упоминалось ранее, увеличить количество коэффициентов возможно при использовании нескольких источников изучения делителей WDM-мультиплексорами И замене оптических И демультиплексорами.

Этот метод имеет преимущество, заключающееся в том, что инверсия фазы (отрицательные коэффициенты) достигается в оптическом диапазоне, но имеет ограничение по ширине полосы электрического модулирующего сигнала, имеющего эффективность усиления кросс-модуляции фильтра низких частот [120].



Рисунок 1.25 – Структура СВЧ фотонного фильтра для формирования отрицательных коэффициентов, основанная на эффекте фазовой кросс-модуляции в полупроводниковых усилителях

Похожий коэффициентов способ формирования отрицательных использующий интерферометр Фабри-Перо и массив ВБР описан далее [121]. Структура фильтра изображена на рисунке 1.26. Как и в предыдущей схеме, СВЧ модулированный сигнал разделяется по двум каналам. Сигнал из верхнего отвода, проходя через линию оптической задержки, поступает на фотодетектор. В нижнем канале, сигнал поступает на резонатор Фабри-Перо. Лазерный диод Фабри-Перо работает с несколькими продольными модами. Одна из продольных мод блокирована входным оптическим сигналом, в то время как остальные будут модуляцию поперечного усиления. Этот процесс похож на испытывать модуляцию кросс-усиления в SOA, сигнал, модулирующий свободную моду, является сдвинутым по фазе. В результате чего отрицательные коэффициенты формируются свободными модами. Временную задержку между соседними свободными модами вносит массив ВБР. Основным недостатком метода является режим конкуренции на выходе лазера, что может привести к нестабильности системы. Кроме того, разнесение между модами должно быть достаточно большим, чтобы избежать биений между двумя соседними модами, попадающих в полосу пропускания фильтра.



Рисунок 1.26 – Структура СВЧ фотонного фильтра для формирования отрицательных коэффициентов, основанная на интерферометре Фабри-Перо

Другие эффекты оптических устройств предлагающих реализовать отрицательные коэффициенты путем воздействия на несущую в DFB лазерах с прямой модуляций [122] или усиление кросс-модуляции спектра излучения в SOA описаны в [123].

Одним из способов формирования отрицательных весовых коэффициентов фотонного фильтра является метод, основанный на эффекте истощения несущей DFB лазера [122]. Структура системы фильтра показана на рисунке 1.27. Вместо использования многоволнового интерферометра Фабри-Перо применяется DFB лазер, работающий в одноволновом режиме. Излучаемая волна DFB лазера блокирована входным оптическим излучением. Вследствие эффекта истощения несущей, СВЧ сигнал, модулирующий инжекционную несущую, переносится на излучающую длину волны с фазовым сдвигом, что приводит к формированию отрицательных коэффициентов. Стоит отметить, что излучающая волна DFB лазера не должна сильно отличаться по спектральной характеристики от инжектирующей волны, поступающей на фотодетектор через BБР.





Ещё один вариант получения отрицательных коэффициентов заключается в «разрезании» спектра широкополосного излучателя, используя равномерные решетки Брэгга [124]. В этой схеме положительные коэффициенты получают, используя перестраиваемые лазеры в связке c EDFA усилителями, а отрицательные коэффициенты получают путем создания нулей (режекторов) в спектре с помощью дифракционных решеток в режиме «на проход». Спектр ВБР пропускания изменяется, что в свою очередь используется ДЛЯ формирования отрицательных коэффициентов. Положительные коэффициенты формируются с использованием другого многоволнового источника, выходной сигнал которого комбинируется с отфильтрованным сигналом источника

спонтанной эмиссии. Структура описанного двухотводного фотонного СВЧ фильтра изображена на рисунке 1.28.



Рисунок 1.28 – Структура СВЧ фотонного фильтра для формирования отрицательных коэффициентов, основанная на источнике спонтанного излучения и линейной ВБР

Следует упомянуть методику, основанную на использовании и отрицательной линейной части передаточной функции положительной электрооптических модуляторов Маха-Цендера [125], [126]. На рисунке 1.29, во вставке, изображена передаточная функция элетро-оптического модулятора. Для получения положительных и отрицательных коэффициентов используют два модулятора Маха-Цендера, каждый из которых работает в определенном режиме, который отмечен на рисунке 1.29 отдельными значениями напряжения. Рабочая точка выбирается на отрицательном и положительном участках передаточной функции модулятора. При подаче СВЧ сигнала на два электрооптических модулятора, огибающие оптического модулированного сигнала дополняют друг друга. На выходе фотодетектора формируются два взаимодополняющих СВЧ сигнала, которые в свою очередь создают отрицательные коэффициенты. Временная задержка между двумя соседними отводами формируется благодаря эффекту хроматической дисперсии дисперсионном устройстве. Для В реконфигурации данной структуры применяются массивы Для лазеров. формирования положительных или отрицательных весовых коэффициентов,

соответствующие длины волн должны поступать раздельно на оба модулятора Маха-Цендера.



Рисунок 1.29 – Структура СВЧ фотонного фильтра для формирования отрицательных коэффициентов, основанная на передаточной характеристике модулятора Маха-Цендера

### Структуры СВЧ фильтров на основе свойств поляризации

Похожий метод продемонстрирован в работе [127] с использованием одного модулятора Маха-Цендера. Учитывая зависимость передаточной функции модулятора от длины поступающего излучения, точное постоянное напряжение будет способствовать работе модулятора на взаимодополняющих участках передаточной характеристики, когда оптическое излучение находится в 1550 нм и 1310 нм окнах прозрачности.

Структура СВЧ фотонного фильтра также может быть построена на основе поляризационного модулятора [128], [129]. Поляризационный модулятор (ПМ) – это устройство, которое пропускает обе поперечные моды – электрическую и магнитную, но с противоположными показателями фазовой модуляции. На рисунках 1.30 и 1.31 изображен принцип действия устройства ПМ и схема фотонного фильтра на его основе. Излучение из источника поступает на ПМ через поляризационный контроллер с направлением поляризации в 45 градусов по отношению к главной оси одного из ПМ. Благодаря поляризационной модуляции в ПМ, два синфазных радиосигнала, переносимых на двух оптических несущих с

одинаковой длинной волны, но ортогональной поляризацией, достигают выхода ПМ. Далее применяется оптическое волокно с сохранением поляризации (PMF) для формирования двух различных временных задержек. На рисунке 1.31 изображена схема для получения большего количества интервалов задержек. Для этого используется несколько оптических источников излучения. Оптический поляризации которого составляет 45 градусов к направлению оси ПМ, подключается к выходу ПМ. Синфазный или противофазный СВЧ оптический сигнал получается на выходе оптического поляризатора путем настройки поляризации входного излучения на величину 45 или 135 градусов по направлению к одной из осей ПМ. Это, в свою очередь, приводит к формированию положительных или отрицательных коэффициентов фильтра. Временные задержки между соседними отводами (несущими) формируются благодаря дисперсионной линии задержки, которая может быть представлена в виде оптического волокна, либо чирпирующей ВБР.



Рисунок 1.30 – Линия задержки СВЧ фотонного фильтра на основе поляризационного модулятора с использованием одной длины волны и временными задержками создаваемыми одной или двумя участками PMF-волокна



Рисунок 1.31 – Линия задержки СВЧ фотонного фильтра на основе поляризационного модулятора с использованием *N* источников излучения и дисперсионной линии задержки

## 1.4.5 Некогерентные структуры, использующие комплексные коэффициенты

Настройка СВЧ фотонного фильтра с линией задержки, как правило, происходит путем регулировки временной задержки. Тем не менее, изменение временной задержки будет влиять на изменение частотных характеристик фильтра, таких как спектральная периодичность. Это приведет к изменению ширины полосы по уровню -3дБ, а также изменению частотного отклика фильтра в целом. Для многих приложений предпочтительнее чтобы изменялась только центральная частота пропускания или режекции, оставляя неизменным частотный отклик фильтра. Решением этой проблемы является использование комплексных весовых коэффициентов в СВЧ фотонных фильтрах с линиями задержки.

Передаточная функция *N*-отводного фотонного фильтра с комплексными коэффициентами выглядит следующим образом:

$$H(\omega) = a_0 + a_1 e^{-j\theta} \cdot e^{-j\omega T} + \dots + a_{N-1} e^{-j(N-1)\theta} \cdot e^{-j\omega(N-1)T} = \sum_{n=0}^{N-1} a_n e^{-jn\theta} \cdot e^{-j\omega nT}, \quad (1.2)$$

где *Т* – временная задержка между соседними отводами фильтра.

Для сохранения спектральной характеристики фильтра неизменной во время его настройки необходимо, чтобы разности фаз между отводами фильтра были согласованы, как видно из (1.2). Таким образом, фазовый сдвиг каждого отвода должен настраиваться независимо друг от друга. В [130] описывается структура двухотводного СВЧ фотонного фильтра с одним комплексным коэффициентом, которая построена с использованием трех оптических аттенюаторов и двух СВЧ делителей. Передаточная функция этого фильтра выглядит следующим образом:

$$H(f) = \cos(2\pi f T + \varphi) \tag{1.3}$$

где *Т* – неизменная величина временной задержки.

Изменяя фазу ф передаточная функция фильтра будет сдвигаться в продольном направлении, но форма спектральной характеристики будет оставаться неизменной. Выражение (1.3) может быть переписано в следующем виде:

$$H(f) = \frac{a}{2} \left( e^{j\omega T} + e^{-j\omega T} \right) - \frac{b}{2j} \left( e^{j\omega T} - e^{-j\omega T} \right)$$
(1.4)

где  $a = \cos(\varphi), b = \sin(\varphi).$ 

Как видно из (1.4), передаточная функция содержит только один комплексный коэффициент -b/2j. Величина  $e^{-j\omega T}$  вносит фазовую задержку, которая не влияет на изменение спектра.



Рисунок 1.32 – Структура СВЧ фотонного фильтра для формирования комплексных коэффициентов, основанная на использовании оптических аттенюаторов и двух СВЧ делителей

Следует отметить, что представленная структура фотонного фильтра на рисунке 1.32 является гибридной схемой, т.к. комплексные коэффициенты в ней

формируются в электрической области после детектирования оптического сигнала.

Полностью оптическая схема формирования комплексных коэффициентов представлена далее на рисунке 1.33. Комплексные коэффициенты в схеме [131] формируются за счет изменения фазы радиосигнала, что в структуре фотонного фильтра реализуется посредством комбинирования однополосной модуляции (ОБП) и вынужденного рассеяния Мандельштама-Бриллюэна (ВРБ).



Рисунок 1.33 – Структура СВЧ фотонного фильтра для формирования комплексных коэффициентов, основанная на ОБП модуляции

Как показано на схеме, СВЧ сигнал, модулирующий оптическую несущую, будет иметь сдвиг по фазе, если при прохождении через оптическое волокно спектр оптической несущей или боковой полосы подавляется в спектре усиления ВБР [132]. Недостатком данной схемы является дорогостоящая и технически сложная возможность реконфигурации. Более простая схема продемонстрирована на рисунке 1.34 [133]. Комплексные коэффициенты формируются за счет регулирования напряжения широкополосного перестраиваемого оптического фазовращателя СВЧ сигнала, построенного на двух электрооптических модуляторах Маха-Цендера. Сдвиг фазы радиосигнала осуществляется за счет изменения подаваемого напряжения на электрооптические модуляторы, который, в свою очередь, остается неизменным на всем рабочем частот.



Рисунок 1.34 – Структура СВЧ фотонного фильтра для формирования комплексных коэффициентов, основанная на оптическом фазовращателе радиосигнала

### 1.4.6 Когерентные структуры фотонных СВЧ фильтров

Когерентный режим в СВЧ фотонных фильтрах может быть реализован при помощи источника излучения использующего только одну длину волны. Ввиду того, что в когерентных СВЧ фотонных фильтрах отсутствуют линии задержки, оптическая интерференция не будет отрицательно сказываться на стабильности работы фильтра.

Общая структура построения когерентного фильтра изображена на рисунке 1.34. Узкополосный сигнал лазера поступает на фазовый модулятор, на выходе которого формируется несущая и две боковые составляющие. Следует отметить, что боковые составляющие не совпадают по фазе. Таким образом, при детектировании непосредственном фазово-модулированного сигнала на фотодетекторе невозможно получить исходный радиосигнал, за исключением постоянной составляющей, т.к. биение между оптической несущей и нижней составляющей будет полностью компенсировать боковой биение между оптической несущей и верхней боковой составляющей. Тем не менее, если удалить одну из боковых составляющих, используя режекторный фильтр на проходе, или применить двойной полосовой фильтр в режиме отражения [134],

например ВБР или каскад ВБР, тогда при детектировании ОБМ амплитудномодулированного сигнала на фотодетекторе сформируется требуемый радиосигнал.

На рисунке 1.35 изображена схема когерентного фотонного СВЧ фильтра, в котором оптический режекторный фильтр используются для удаления одной из боковых составляющих фазово-модулированного сигнала, тем самым реализуя переход из фазомодулированного сигнала в амплитудно-модулированный с одной боковой полосой. Можно сделать вывод, что данная схема эквивалента СВЧ фильтру, полоса пропускания которого определяется полосой пропускания оптического режекторного фильтра (на основе ВБР). Центральная частота определяется разностью частот между оптической несущей и центральной частотой режекции. Таким образом, центральная частота полосового СВЧ фильтра настраивается путем изменения центральной частоты режекторного фильтра или длины волны источника излучения. Спектральная характеристика фильтра в ходе настройки остается неизменной. Это дает существенное преимущество по сравнению с некогерентными структурами фотонных фильтров, в которых спектральная форма изменяется в ходе настройки фильтра, за исключением схем с комплексными коэффициентами, которые рассматривались ранее.



Рисунок 1.35 – Структура когерентного СВЧ фотонного фильтра, основанная на использовании АМ-ОБП модуляции.

Возможна конфигурация рассмотренной схемы с применением двух ВБР, работающих на отражение, одна из которых выделяет оптическую несущую, а

другая пропускает одну из боковых составляющих. Недостатком такого метода является широкая полоса пропускания, т.к. используется однородная ВБР. Полоса пропускания СВЧ фотонного фильтра определяется полосой пропускания ВБР для выбора боковой полосы. Использование оптического кольцевого резонатора [135] может уменьшить ширину полосы, но избирательность такого фильтра останется неприемлемой для многих приложений.

#### 1.5 Основные результаты и выводы по 1 главе

1. Проведен анализ основных особенностей построения гибридных систем связи.

2. Обоснована актуальность использования оптической обработки сигналов для повышения эффективности гибридных систем связи.

3. Выполнен подробный анализ оптических методов формирования и управления ДН излучающей системы в гибридных системах связи, приведены преимущества и недостатки существующих методов.

4. Проанализированы преимущества и ограничения использования фотонных фильтров для оптической передачи данных.

5. Сформулированы задачи, решение которых позволит повысить эффективность гибридных систем связи:

 разработать метод подавления периодических спектральных полос пропускания фотонного фильтра в гибридных сетях связи основанного на эффекте Верньера, обеспечивающего повышение спектральной эффективности гибридной системы связи;

 разработать структуру реконфигурируемого комбинированного фотонного СВЧ фильтра для повышения добротности системы;

 разработать метод формирования и управления ДН излучающей системы в гибридных системах связи, позволяющего исключить дрожание луча и сократить массо-габаритные показатели системы;

 разработать методику оценки дисбаланса мощности ИС в гибридных системах связи.

### 2 Разработка метода подавления периодических спектральных полос пропускания СВЧ фотонных фильтров в гибридных системах связи

# 2.1 Постановка цели разработки метода подавления периодических спектральных полос СВЧ фотонных фильтров

Основной целью исследования является разработка метода повышения эффективности гибридных систем связи. Важную задачу в современных гибридных сетях выполняет фильтрация, но повышение объемов и скоростей передачи данных повышает планку необходимого быстродействия систем. Рассмотренный способ повышения эффективности беспроводных систем связи, разработанный в [136], основывался на синтезе прогнозирующего фильтра в электронной области. Но в связи с повышением требований к быстродействию, решение задачи фильтрации РЧ сигналов переносят в оптическую область, где проектируются СВЧ фотонные фильтры. Целью реализации фотонного СВЧ фильтра является повышение спектральной эффективности гибридных систем связи путем увеличения количества частотных каналов. Оценить полученный выигрыш можно с помощью показателя спектральной эффективности системы связи [137]:

$$\gamma = \frac{R}{\Delta F},\tag{2.1}$$

где R – скорость передачи данных, бит/с;  $\Delta F$  – полоса частот канала, Гц.

Показатель спектральный эффективности характеризует количество бит в секунду, которые приходятся на 1 Гц полосы частот канала.

Помимо повышения спектральной эффективности системы связи, актуальной подавления повторяющихся является задача спектральных составляющих фотонных СВЧ фильтров вследствие периодичности структуры фильтров, связанной частотной характеристики с дискретной природой временной обработки сигналов. Это свойство препятствует реализации полосовой фильтрации с широкой спектральной полосой подавления, необходимой во многих важных задачах селекции сигналов, что в свою очередь ограничивает

возможность использования широкополосных свойств фотоники. Отношение между спектральной периодичностью (FSR) и шириной пропускания фильтра для данного числа отводов служит ограничивающим фактором применимости данного подхода фильтрации. Поэтому разработка непериодической структуры полосового СВЧ фотонного фильтра в заданном частотном диапазоне с низким уровнем шумов является актуальной и важной задачей.

Ещё одной причиной актуальности реализации поставленной задачи в оптической области является тот факт, что после процесса фотодетектирования уже невозможно избавиться от нежелательных периодически повторяющихся спектральных составляющих СВЧ сигнала.

Таким образом, достижение поставленной цели исследования в виде повышения спектральной эффективности гибридной системы связи, возможно за счет решения задачи разработки метода подавление периодических спектральных полос пропускания фотонного СВЧ фильтра в заданном частотном диапазоне.

## 2.2 Разработка математической модели комбинированного фотонного СВЧ фильтра

В фотонных фильтров целом, известные структуры можно классифицировать по следующим основным методам построения: некогерентные многоотводные методы, основанные на реализации конечной импульсной (КИХ-фильтры), методы проектирования характеристики И когерентные фотонных фильтров с использованием оптических фильтров с дальнейшим переносом их передаточной функции в СВЧ диапазон

Многоотводные КИХ-фильтры легко перестраиваемы и реконфигурируемы [104], [127], лишены частотной нестабильности, нечувствительны к изменениям окружающей среды вследствие некогерентной структуры, что в совокупности привело к положительным результатам при их интеграции в оптические системы [138].

КИХ фильтры по своей природе являются фильтрами с периодической АЧХ, что в свою очередь будет ограничивать полосу пропускания фильтра. Для

58

решения этой задачи предлагается использовать комбинацию некогерентного КИХ-фильтра и когерентного Лайот фильтра. Это позволит добиться стабильности и производительности КИХ-фильтров без ограничений, вызванных их периодической природой.

Подход, который применяется в данном исследовании, заключается в комбинировании некогерентного КИХ-фильтра с когерентным оптическим фильтром для формирования каскадного спектрального отклика всей системы. При условии точной настройки откликов обоих фильтров будет достигнут ожидаемый эффект подавления нежелательных спектральных повторений, т.е. произойдет подавление гармоник. Прореживание спектра достигается за счет различного спектрального расстояния между гармониками, и поэтому полученное значение FSR будет больше исходного значения благодаря эффекту Верньера [139]. Метод, разработанный в данном исследовании, основан на эффекте Верньера, суть которого представлена на рисунке 2.1.

В частности, для реализации данного метода был выбран когерентный оптический Лайот фильтр по причине простоты реализации, возможности реконфигурации и надежности, которая объясняется тем, что все оптические сигналы будут проходить по одному физическому каналу передачи.



Рисунок 2.1 – Принцип эффекта Верньера: а) частотный отклик первого фильтра; б) частотный отклик второго фильтра; в) результирующий частотный отклик фильтра, основанный на эффекте Верньера

Многоотводный КИХ-фильтр основан на использовании свойств фотоники для задержки, оценки и комбинирования набора повторений СВЧ сигнала. Как правило, задержка вносится дисперсной средой распространения для использования свойств параллелизма фотоники. Для реализации метода был выбран оптический Лайот фильтр ввиду простоты реализации, возможности перестройки частоты и устойчивости, которая обеспечивается распространением всех оптических сигналов в общей физической среде. Структура Лайот фильтра составляют совокупности двулучепреломляющих сред co встроенными поляризаторами. Двулучепреломляющая ось каждого из сегментов ориентирована на 45 градусов по отношению к направлению оси поляризатора.

Целью работы является использование КИХ-фильтра для получения необходимой пропускной способности и формы огибающей, и использование большей периодичности Лайот фильтра для подавления нежелательных гармоник.

Передаточная функция КИХ-фильтра для СВЧ диапазона выглядит следующим образом [138]:

$$\left|H_{incoherent}(f)\right| = \left|\sum_{k=1}^{N} P_k e^{-j\left[2\pi f(k-1)\Delta\tau\right]}\right|$$
(2.2)

где P<sub>k</sub> – импульсная характеристика фильтра, *N* – число отводов (в нашем случае число оптических несущих), Δτ – временная задержка между оптическими несущими, которая определяется по следующей формуле:

$$\Delta \tau = D \cdot L \cdot \Delta \lambda \,,$$

где *D* – показатель хроматической дисперсии среды распространения, *L* – длина дисперсионной среды и Δλ – расстояние между оптическими несущими.

Передаточная функция Лайот фильтра выглядит следующим образом[138]:

$$\left|H_{coherent}(f)\right| = \left|\cos^{2}\left(\frac{\pi \cdot DGD \cdot f}{n}\right)\right|$$
(2.3)

где *DGD* – это величина дифференциальной групповой задержки и *n* – порядок Лайот фильтра.

Значения FSR обоих фильтров должны строго удовлетворять следующему условию:

$$FSR_{coherent} = m \cdot FSR_{incoherent} \tag{2.4}$$

Величина FSR для некогерентного КИХ-фильтра определяется следующим выражением:

$$FSR_{incoherent} = \frac{1}{\Delta \tau}.$$
(2.5)

где  $\Delta \tau$  – временная задержка между оптическими несущими.

Величина FSR для когерентного фильтра в общем виде определяется следующим выражением:

$$FSR_{coherent} = \frac{2^{n-1}}{DGD}.$$
(2.6)

Величина *DGD* каждого последующего элемента задержки в Лайот фильтре с увеличением порядка будет уменьшаться в 2 раза, тем самым регулируя величину FSR а также ширину полосы пропускания.

## 2.3 Имитационное моделирование некогерентного фотонного СВЧ КИХфильтра

Согласно полученной передаточной функции некогерентного СВЧ фотонного КИХ-фильтра (2.2) было проведено имитационное моделирование в среде Matlab.

В качестве входных параметров для имитационного моделирования некогерентного КИХ-фильтра были выбраны относительная мощность источников оптического излучения, их количество, расстояние между оптическими несущими, длина оптического волокна и величина дисперсии.

Необходимым условием получения желаемого отклика фотонного СВЧ КИХ-фильтра является одинаковая мощность всех источников излучения.

На рисунке 2.2 изображен спектральный отклик 4-х отводного фотонного СВЧ КИХ-фильтра, в котором мощности оптических излучателей были выбраны с коэффициентами [1 0.5 0.5 1], т.е. 2-ой и 3-ий излучатели были на 50% слабее.



Рисунок 2.2 – Имитационное моделирование спектрального отклика фотонного КИХ-фильтра

На рисунке 2.3 представлен спектральный отклик того же фотонного СВЧ фильтра, но мощности оптических излучателей были выбраны одинаковыми [1 1 1 1].



Рисунок 2.3- Имитационное моделирование спектрального отклика фотонного

КИХ-фильтра

Как видно из этих рисунков, уровень боковых гармоник в случае с одинаковыми мощностями оптических источников излучения на 6 дБ ниже, чем в случае с коэффициентами [1 0.5 0.5 1].

Таким образом, уровень подавления боковых гармоник не будет максимальным, если не будет выполняться условие равенства мощностей источников оптического излучения. Данное условие является важным аспектом решения поставленной задачи.

Имитационное моделирование позволяет добиться очень узкой полосы пропускания КИХ-фильтра. На рисунке 2.4 изображен спектральный отклик фильтра 3-го порядка, т.е. задействовано 3 источника оптического излучения. Ширина полосы пропускания фильтра составляет 18 МГц, а значение FSR равно 58,2 МГц.



a)



Рисунок 2.4 – Имитационное моделирование спектрального отклика фотонного КИХ-фильтра: а) изображение на интервале до 1 ГГц, б) увеличенное изображение двух периодов фильтра

Данные показатели были получены при следующих условия: количество источников оптического излучения – 3,  $\Delta \lambda$  – 10 нм, длина оптического волокна – 100 км, и величина дисперсии 17.

На рисунке 2.5 изображен спектральный отклик КИХ-фильтра 10-го порядка. Ширина полосы пропускания фильтра составляет 70 МГц, а значение FSR составляет 780 МГц.



Рисунок 2.5 – Имитационное моделирование спектрального отклика фотонного КИХ-фильтра: а) изображение на интервале до 7 ГГц, б) увеличенное изображение периода фильтра

Данные показатели были получены при следующих условия: количество источников оптического излучения – 10,  $\Delta \lambda$  – 2.5 нм, длина оптического волокна – 30 км, и величина дисперсии 17.

Результаты имитационного моделирования показали, что ширина полосы пропускания фотонного СВЧ КИХ-фильтра, а также величина FSR зависят от количества источников излучения, расстояния между оптическими несущими и длиной оптического волокна, на котором реализован проектируемый фильтр.

С увеличением количества оптических источников излучения, т.е. с повышением количества отводов фильтра, наблюдается изменение ширины полосы пропускания главной гармоники в сторону сужения, но спектральная периодичность сохраняет прежнее значение. На величину FSR влияют такие параметры, как расстояние между оптическими несущими, длина оптической среды распространения и величина ее дисперсии. Так как величина дисперсии неизменной лля выбранного типа является оптического волокна, то регулируемыми параметрами являются длина среды распространения и разнос длин волн оптических несущих. При одновременном увеличении этих параметров наблюдается увеличением спектральной периодичности отклика фильтра и сужение полосы пропускания главной гармоники.

### 2.4 Имитационное моделирование когерентного оптического Лайот фильтра

Лайот фильтр представляет собой оптический фильтр, основанный на свойствах поляризации света. Лайот фильтр, как правило, состоит из двулучепреломляющих пластин, толщина каждой следующей из которых в два раза меньше предыдущей и поляризаторов света. Поляризационная ось каждой из двулучепреломляющих пластин ориентирована под углом в 45 градусов по отношению к оси поляризатора. Свет, распространяющийся в кристалле, можно представить в виде двух компонент, имеющих различные фазовые задержки.

Напряженность электрического поля, распространяющегося в горизонтальной области в *x*-направлении с угловой частотой ω и значением

66

волнового вектора  $k = |\vec{k}|$ , также зависит от времени *t* и выражается следующим образом:

$$\vec{E}(x,t) = \vec{E}_0 \cos(\omega t - kx)$$
(2.7)

Напряженность поля в перпендикулярной плоскости распространения можно представить следующим выражением:

$$\vec{E}_{0} = E_{0} \cos(\alpha) \vec{e}_{z} + E_{0} \sin(\alpha) \vec{e}_{y} = E_{0z} \vec{e}_{z} + E_{0y} \vec{e}_{y}, \qquad (2.8)$$

где  $\vec{e}_z$  и  $\vec{e}_y$  – единичный базисный вектор,  $\alpha$  – угол между плоскостью поляризации света и оптической осью.

На рисунке 2.6 схематично изображено положение векторов излучения до и прохождения двулучепреломляющей после среды, где происходит групповая дифференциальная задержка [140]. Поэтому для получения эффекта, двулучепреломляющие пластины были аналогичного заменены (устройство групповой дифференциальной устройствами DGD задержки), которые оказывают идентичный эффект на проходящее излучение, и являются более универсальным. Порядок Лайот фильтра, в данном случае, определяется количеством использованных устройств DGD. Это означает, что при необходимости реконфигурации Лайот фильтра для получения других значений FSR достаточно подключить в схему дополнительное устройство, или же изменить величину DGD в случае с электронным устройством.



Рисунок 2.6 – Положение векторов излучения с временной задержкой распространения: а) на входе, б) на выходе

Передаточная характеристика (2.3) использовалась для создания имитационной модели в среде Matlab и получения спектрального отклика оптического Лайот фильтра в СВЧ области. Входными параметрами для имитационного моделирования были выбраны величина устройства DGD и порядок фильтра (количество устройств задержки). На рисунке 2.7 изображен спектральный отклик Лайот фильтра 2-го (а) и 4-го (б) порядка. Ширина полосы пропускания фильтра 2-го порядка составляет 1,95 ГГц, а значение FSR составляет 11,94 ГГц; фильтра 4-го порядка составляет 500 МГц, а значение FSR составляет 12,549 ГГц.



a)



Рисунок 2.7 – Спектральный отклик Лайот фильтра: а) 2-го порядка; б) 4-го порядка

Данные показатели были получены при следующих условиях: а) величина первого устройства DGD – 637,5 пс; б) величина первого устройства DGD – 167,5 пс.

Полученный результат симуляции демонстрирует единственную полосу пропускания на заданном частотном диапазоне. Тем самым, в заданной полосе можно добиться эффекта полосовой фильтрации. При необходимости реконфигурации полученного отклика, необходимо изменить порядок Лайот фильтра или величину устройств DGD. На рисунке 2.8 показаны различные варианты перестройки частотного отклика Лайот фильтра.





а) в диапазоне 5-10 ГГц

б) в диапазоне до 5 ГГц и в области 10 ГГц

# 2.5 Разработка структурной схемы комбинированного фотонного СВЧ фильтра

Структурная схема предложенной системы представлена на рисунке 2.9. Пунктирной линией на рисунке выделен разработанный комбинированный фотонный фильтр, состоящий из некогерентного КИХ-фильтра и когерентного Лайот фильтра. Для подавления нежелательных гармоник когерентный Лайот фильтр подключается последовательно к некогерентному КИХ-фильтру.



Рисунок 2.9 – Структурная схема системы с использованием комбинированного фотонного фильтра

Подробная структурная схема разработанного фильтра приведена на рисунке 2.10. Условно ее можно разделить на две части: первая часть – это некогерентный СВЧ фотонный КИХ-фильтр, реализованный на опто-волоконной линии задержки, вторая часть – это когерентный оптический Лайот фильтр.

Лайот фильтр на структурной схеме выделен пунктирной линией и состоит из набора устройств DGD. Возможно применение устройств задержки со встроенными поляризаторами, или использовать отдельные поляризаторы, как это показано на структурной схеме.



Рисунок 2.10 – Структурная схема разработанного комбинированного фотонного СВЧ фильтра

В роли оптического излучателя (Optical Source) может выступать DFB или иной некогерентный источник излучения. Смеситель (Coupler) используется в схеме для волнового уплотнения оптических несущих. РЧ сигнал поступает на электро-оптической модулятор Маха-Цендера (MZM Modulator) с BЧ генератора, который встроен в векторный анализатор цепей (VNA). Для компенсации оптических потерь в схему добавлен EDFA-усилитель. Поляризаторы (P1, P2...P<sub>N</sub>) необходимы для ориентации поляризационной оси на 45 градусов. Устройства задержки (DGD1, DGD2...DGD<sub>N</sub>) являются компонентами Лайот фильтра и количественно определяют порядок фильтра. В роли оптоэлектронного преобразователя может выступать фотодиод (PD). Детектированный сигнал поступает на векторный анализатор цепей, где происходит его последующий анализ.

## 2.6 Имитационное моделирование комбинированного фотонного СВЧ фильтра

На основе полученной математической модели и разработанной структурной схемы комбинированного фотонного фильтра было проведено имитационное моделирование в среде Matlab.

Конечный частотный отклик разработанного фильтра имеет следующий вид:

72
$$H(f)| = |H_{incoherent}(f)| \cdot |H_{coherent}(f)|$$
(2.9)

где  $H_{incoherent}(f)$  – отклик КИХ-фильтра и  $H_{coherent}(f)$  отклик Лайот фильтра.

Полученное выражение (2.9) было использовано для построения частотного отклика комбинированного фотонного фильтра в СВЧ диапазоне.

Полученные результаты моделирования представлены ниже. Основным условием получения требуемой спектральной характеристики проектируемого фильтра является условие (2.4). На рисунке 2.11 изображен спектральный отклик комбинированного фотонного фильтра, полученный в результате последовательного соединения некогерентного фотонного СВЧ КИХ-фильтра и Лайот фильтра 4-го порядка, которые были рассмотрены в предыдущих разделах.



Рисунок 2.11 – Спектральный отклик комбинированного фотонного фильтра

Ширина полосы пропускания фильтра составляет 80 МГц, а значение FSR составляет 12,549 ГГц. Полученный результат демонстрирует единственную полосу пропускания в заданном частотном диапазоне. Ширина пропускания главной гармоники уменьшилась по сравнению с шириной главной гармоники

Лайот фильтра 4-го порядка, что демонстрирует повышение добротности комбинированного фильтра. Добротность фильтра рассчитывается согласно следующему выражению:

$$Q = \frac{FSR}{\Delta\Omega}$$
(2.10)

где ΔΩ – ширина полосы пропускания главной гармоники фильтра по уровню -3 дБ.

## 2.7 Анализ результатов имитационного моделирования

Результаты имитационного моделирования в среде Matlab показывают, что с помощью фотонного СВЧ КИХ-фильтра возможно получить узкую полосу пропускания главной гармоники, но недостатком, в то же время, является высокая спектральная периодичность, которая не позволяет в полной мере использовать весь частотный диапазон канала. Для увеличения значения FSR фильтра хорошо подходит рассмотренный когерентный оптический Лайот фильтр, отклик которого в СВЧ диапазоне имеет гораздо большее значение FSR по сравнению с некогерентным КИХ-фильтром. Недостаток широкой полосы пропускания главной гармоники Лайот фильтра компенсируется за счет некогерентного КИХфильтра. Результаты моделирования также показывают, что комбинированный спектральный отклик двух фильтров является узкополосным и перестраиваемым.

Рассчитанная величина добротности Лайот фильтра 4-го порядка согласно (2.10) составляет 25,1, а величина добротности некогерентного КИХ-фильтра, который был использован в составе комбинированного фильтра, равна 11,1. Величина добротности разработанного комбинированного фильтра равна 156,9. Таким образом, величина добротности увеличилась в 6,25 раза по отношению к Лайот фильтру 4-го порядка.

#### 2.8 Выводы по главе 2

В главе 2 были предложены методы по повышению эффективности гибридных систем связи. Результаты по главе 2:

1. Разработан метод подавления периодических спектральных полос пропускания фотонного некогерентного многоотводного КИХ-фильтра, основанный на эффекте Верньера, отличающийся последовательным включением когерентного оптического фильтра, что позволяет перестраивать частотную характеристику внутри рабочего диапазона частот пропускания на выходе фотонного СВЧ фильтра.

2. Разработана структура реконфигурируемого комбинированного СВЧ фильтра, основанная на фотонной технологии, отличающаяся использованием когерентного оптического Лаойт фильтра совместно с некогерентным многоотводным фотонным КИХ-фильтром.

3. Получены данные имитационного моделирования, которые продемонстрировали подавление нежелательных гармоник, а также узкую полосу пропускания полосового фильтра в заданном частотном диапазоне.

4. Были рассчитаны значения добротности фильтров. Результаты вычислений продемонстрировали увеличение добротности разработанного комбинированного фотонного фильтра.

75

# 3 Разработка метода управления фазой излучающей системы в гибридных системах связи

Многосердцевинное (MCB) оптическое волокно стало одним из главных новшеств в волоконной оптике за последнее десятилетие. Работа над MCB была в основном направлена на увеличение пропускной способности оптических каналов связи посредством использования мультиплексирования с пространственным разделением каналов.

Кроме того, МСВ демонстрирует высокий потенциал для использования в оптических системах формирования радиолуча. Использование МСВ может повысить компактность контроллера широкополосной излучающей системы (ИС). Это имеет огромное значение в системах, где решающее значение имеют массогабаритные показатели, таких, как спутники, самолеты, беспилотные летательные аппараты и т.д.

В данной главе рассмотрена структурная схема оптического метода формирования ДН, в которой используется особенность пространственного разделения МСВ оптического волокна для реализации компактных оптических сетей формирования радиолуча, что является новым направлением развития для МСВ. Проведен анализ влияния МСВ на производительность излучающей системы. Аналитически оценено потенциальное ухудшение сигнала в оптической системе формирования радиолуча, имеющее особое значения при большом количестве жил в МСВ.

Наконец, оптимизация предложенной структуры сети формирования радиолуча на основе МСВ направлена на масштабируемость к большим излучающим системам в гибридных сетях передачи данных.

# 3.1 Постановка задачи разработки метода управления фазой излучающей системы

Спутниковые системы наблюдения и провайдеры широкополосных услуг в космической области нуждаются в технологиях, способных реализовать потенциал

высокоскоростной передачи больших объемов научных данных, видео данных формата нового поколения и высокоскоростных *IP* подключений.

Использование фотонных подсистем в спутниках и других системах передачи данных приводит к улучшению с точки зрения пропускной способности, массо-габаритных возможности реконфигурации, показателей так же И энергоэффективности. Использование функциональных свойств фотоники В телекоммуникационных системах не ограничивается распространением сигнала и его маршрутизацией внутри спутника, а также может быть использована для увеличения пропускной способности собственных радиоканалов, позволяя осуществлять широкополосные сеансы связи, увеличение скорости операций в многопользовательской среде и увеличение широты охвата покрытия связи при использовании в излучающих системах.

Электронные фазовращатели, используемые в ИС для контроля угла ДН, ограничивает подвержены дрожанию луча, что в свою очередь производительность системы. Избежать этого явления позволяют фазовращатели, оптических линиях задержки, или, иначе говоря, оптические основанные на системы формирования ДН на основе метода РВЗ. Волоконная оптика очень хорошо приспособлена для реализации данного метода формирования ДН вследствие низких и радиочастотно-независимых оптических потерь, гибкости, невосприимчивости к электромагнитным помехам и высокой пропускной способности. К тому же, фотонные системы формирования луча могут легко интегрироваться с удаленными частями антенны, что упрощает развертывание антенны, уменьшает перекрестные помехи в РЧ области и по своей природе не подвержено влиянию космической радиации.

Были продемонстрированы различные фотонные способы формирования ДН на основе оптических линий задержек, рассмотренные в первой главе. В космической области, а так же в других бортовых системах, таких как беспилотные летательные аппараты и др., компактность является ключевым фактором. Были продемонстрированы сверхкомпактные оптические системы формирования луча (ОСФЛ) на основе оптических кольцевых резонаторов на фотонных интегральных схемах, совместимых с КМОП процессами. Однако недостатками данного подхода являются ограничения, как в диапазоне задержек, так и в РЧ ширине полосы. Возможно получить достаточно компактную ОСФЛ, основанную на принципе параллелизма, достигаемую за счет дисперсионных свойств оптического волокна, используя длинные волокна, но данный подход требует большой длины оптического волокна.

Современные разработки и конструктивные решения в области оптических волокон, обеспечивающие возможность производства многосердцевинного волокона, могут в дальнейшем способствовать уменьшению массо-габаритных показателей оптической части ОСФЛ и повышению помехоустойчивости системы связи в целом.

# 3.1 Математическая модель формирователя ДН ИС на основе многосердцевинного волокна

При изучении прикладных задач использования излучающих систем, как правило, проводят исследования для дальней зоны. Дальней зоной, или зоной Фраунгофера, считается область, в которой плотность потока энергии излучения обратно пропорциональна квадрату расстояния от излучающей системы. Граница дальней зоны определяется следующим условием:

$$r \ge 2\frac{D^2}{\lambda},\tag{3.1}$$

где *r* – расстояние от фазового центра антенны, *D* – максимальный габаритный размер антенны, λ – длина волны излучения.

Диаграмма направленности излучающей системы в дальней зоне определяется следующим выражением:

$$\vec{E}(\vec{r}) = \vec{E}_0(\vec{r}) \sum_{n=1}^N a_n e^{j(n-1)(kd\sin\theta - 2\pi f_{RF}\tau)},$$
(3.2)

где  $\vec{E}_0(\vec{r})$  – диаграмма направленности излучающего элемента системы,  $a_n$  – амплитуда излучения *n*-го элемента излучающей системы, d – расстояние между излучающими элементами системы,  $\theta$  – угол направления излучения ИС, N –

$$k = \frac{2\pi f_{RF}}{c} = \frac{2\pi}{\lambda},\tag{3.3}$$

где с – скорость света.

Временная задержка между излучающими элементами системы определяется следующим выражением:

$$\tau = \frac{nd}{c}\sin(\theta),\tag{3.4}$$

где d – расстояние между ИЭ, n – номер ИЭ.

Таким образом, добившись необходимой временной задержки можно сформировать разность фаз между элементами излучающей системы, что позволит управлять её ДН.

На рисунке 3.1 изображен принцип формирования волнового фронта излучающей системы, состоящей из четырех излучающих элементов.



Рисунок 3.1 – Схема четырехэлементной излучающей системы

Оптическая система формирования радиолуча основана на принципе дисперсной оптической линии задержки.

СВЧ сигнал передается на одной из оптических несущих через совокупность дисперсионных волоконно-оптических линий. Временная задержка реализуется путем изменения длины волны оптической несущей, что позволяет изменять групповую скорость распространения сигнала. Как видно из (3.4), каждому ИЭ требуется временная задержка, пропорциональная его относительной позиции в ИС. Таким образом, при распространении по ВОЛС, каждая из оптических несущих будет испытывать временную задержку на основе свойств дисперсии оптического волокна, и при подходе к ИЭ системы будет распределяться в соответствии с позицией определенного ИЭ.

Важным фактором разработанного оптического метода формирования радиолуча является отсутствие дрожания основного лепестка ИС при изменении частоты радиовещания.

Представим ДН ИС в следующем виде:

$$E(\theta) = \sum_{n=1}^{N} a_n e^{j(n-1)\varphi},$$
(3.5)

$$\varphi = kd\sin(\theta) + \xi \tag{3.6}$$

где ф – фаза излучающей системы, ξ – фазовая разность между ИЭ.

Сигнал, излучаемый одним ИЭ, описывается следующим выражением:

$$a_{n} = |a_{n}|e^{-j(n-1)kd\sin(\theta) + \xi_{0}}$$
(3.7)

где  $\xi_0$  – фаза ИЭ.

Так называемый эффект дрожания основного лепестка ИС проявляется как зависимость направления излучения от частоты и проявляется в виде отклонения в сторону увеличения угла при увеличении частоты излучения и отклонения в сторону уменьшения угла направления излучения при уменьшении частоты излучения. Согласно [137] зависимость угла направления излучения от частоты излучения выражается следующим образом:

$$\Delta \theta = \frac{c \cdot \Delta f}{d \cdot f_{RF}^{2}},\tag{3.8}$$

где  $\Delta f$  – величина изменения частоты излучения.

Вследствие того, что фаза является постоянной, то при изменении частоты излучения угол направления будет изменяться.

ДН в (3.5) достигает максимального значения в точке  $\theta = \theta_0$ , когда  $\varphi = 0$ . Данное условие можно представить в следующем виде:

$$\xi = -kd\sin(\theta_0) \Leftrightarrow \xi = -\frac{2\pi f_{RF}}{c} d\sin(\theta_0), \qquad (3.9)$$

Из выражения (3.9) можно получить выражение для угла направления ДН ИС:

$$\theta_0 = \arcsin\left(\frac{\xi c}{2\pi f_{RF}d}\right). \tag{3.10}$$

Из (3.9) и (3.10) видно, что в случае, если разность фаз  $\xi$  является числом постоянным, как в случае обычных электрических фазовращателей, изменение величины  $f_{RF}$  приведет к изменению угла направления  $\theta_0$ , что означает наличие дрожания луча в зависимости от выбранной частоты излучения. Иная картина наблюдается в случае, когда используется метод реальной временной задержки с временной задержкой  $\tau$  и соответствующим фазовым сдвигом  $\xi$ , который используется вместо классического фазового сдвига в электрических системах формирования радиолуча:

$$\xi = \omega_{RF} \tau = 2\pi f_{RF} \tau, \qquad (3.11)$$

Из (3.10) путем подстановки выражения (3.11) можно получить выражение для нахождения угла направления излучения  $\theta$ :

$$\theta = \arcsin\left(\frac{\tau \cdot c}{d}\right). \tag{3.12}$$

Из выражения (3.12) следуют следующие выводы: изменять угол направления радиолуча можно за счет временной задержки между ИЭ системы; направление радиолуча  $\theta_0$  является независимым от частоты излучения  $f_{RF}$ , что позволяет избавиться от эффекта дрожания луча.

Для вычисления необходимой временной задержки для конкретного угла направления излучения *θ* можно воспользоваться выражением (3.12):

$$\tau = \frac{d \cdot \sin(\theta)}{c}.$$
 (3.13)

Таким образом, можно вычислить максимальное значение временной задержки для расчета максимального угла отклонения радиолуча ИС.

В случае с дисперсионной средой распространения, временная задержка между оптическими каналами будет вычисляться по следующей формуле:

$$\tau = D \cdot \Delta \lambda \cdot L, \tag{3.14}$$

где  $\Delta\lambda$  – расстояние между оптическими каналами, D – величина хроматической дисперсии оптической системы формирования радиолуча, L – длина дисперсной среды распространения.

В данной работе рассматривается дисперсионная матрица на основе дисперсионных волокон, поэтому требуется равномерное распределение оптических каналов. Более подробно структура разработанной многосердцевинной дисперсионной матрицы будет рассмотрена в следующей главе.

#### 3.2 Разработка схемы фотонной сети формирования ДН

Оптический формирователь радиолуча, разработанный В данном исследовании, основан на методе реальной временной задержки, основной особенностью которого является инвариантность относительной фазовой элементами отношению разности между излучающими системы ПО К 142]. модулирующей частоте радиосигнала [141, Структурная схема разработанной оптической системы формирования радиолуча изображена на рисунке 3.2.



Рисунок 3.2 – Структурная схема разработанного оптического формирователя радиолуча

Оптический сигнал с источника излучения поступает на электрооптический модулятор. Ключевым элементом системы является многосердцевинная дисперсионная матрица (МДМ), в основу которого положено использование многосердцевинного оптического волокна. На рисунке 3 изображена подробная схема разработанной МДМ [143].



Рисунок 3.3 – Структурная схема разработанной МДМ

Для сведения размеров системы к минимуму, число волокон между коммутаторами должно быть степенью двух [144]. При использовании МСВ длина каждого волоконного сегмента остается одинаковой и равна *L*. Таким образом, для х-битного формирователя радиолуча, число жил в волокне должно быть 2<sup>*x*</sup>, т.е. 4-битному формирователю необходимо 16-жильное волокно, если будет использоваться только один сегмент многосердцевинного волокна. Для увеличения количества углов поворота радиолуча может применяться комбинирование нескольких МСВ сегментов. Разработанная схема МДМ состоит из МСВ и кросс-коммутаторов. В данном случае рассмотрена структурная схема для 4-х жильного оптического МСВ. Пунктирными линиями в структурной схеме обозначены линии соединения коммутаторов без прохождения линии задержек, т.е. где используется волокно с компенсацией дисперсии. Сигнал поступает в начало системы, обозначенный как "*In*" на первый коммутатор. Проходя через МСВ, оптический сигнал испытывает эффект хроматической дисперсии, что приводит к появлению временного сдвига между оптическими несущими, схематично проиллюстрированный на рисунке 3.4.



Рисунок 3.4 – Схема формирования временной задержки для управления ДН ИС

Хотя межмодовая дисперсия подавляется В одномодовом волокне, групповая зависимой характеристикой. дисперсия является частотно Распространяющиеся импульсы расширяются, спектральные т.к. ИХ составляющие характеризуются разными показателями распространения по

волокну. Этот эффект известен как межмодовая или групповая дисперсия распространения.

Источниками групповой дисперсии распространения служат две причины – это дисперсия материала и дисперсия волновода. Первая возникает из-за зависимости показателя преломления от оптической частоты, а вторая причина вследствие физических характеристик оптического волокна: радиуса кривизны и разности показателей преломления. Размеры волокон, как правило, подбирают таким образом, чтобы конечная величина дисперсии имела определенное значение. По этой причине, есть возможность сдвига величины дисперсии в такой мере, что величина дисперсии несущей длины волны находится в необходимом оконном интервале (волокно со смещенной дисперсией) или же добиться компенсации дисперсии в одномодовом волокне путем получения дисперсии противоположной величины (волокно с компенсацией дисперсии).

Временная задержка оптической несущей, вызванная эффектом хроматической дисперсии, определена в (3.14).

Удельная хроматическая дисперсия *D* вычисляется согласно следующему выражению:

$$D = \frac{S_0}{4} \left[ \lambda - \frac{\lambda_0^4}{\lambda_3} \right], \qquad (3.15)$$

где  $S_0$  – наклон дисперсионной кривой одномодового волокна на длине волны нулевой дисперсии и равен 0,086 пс/(нм<sup>2</sup>×км),  $\lambda_0$  – длина волны нулевой дисперсии, равная 1310 нм,  $\lambda$  – рабочая длина волны.

Из (3.15) можно сделать вывод, что для различных длин волн, величина задержки, вызванная эффектом хроматической дисперсии, будет отличаться, что наглядно продемонстрировано на рисунке 3.4. При увеличении длины ВОЛС, временная задержка будет увеличиваться пропорционально, так же, как и относительная задержка между оптическими несущими, что позволит управлять направлением сформированного радиолуча ИС. После демультиплексирования каждая оптическая несущая поступает на соответствующий ИЭ, где формируется относительная временная задержка т между ИЭ.

Для изменения пути прохождения участков МСВ волокна используются коммутаторы. Задача их состоит в том, чтобы задать необходимый путь прохождения оптического сигнала для изменения направления излучения радиолуча ИС. Система разработана таким образом, чтобы обеспечить наибольшее возможное количество вариантов прохождения оптического сигнала по МСВ. Стрелками на рисунке 3.3 указаны направления распространения оптического сигнала. Таким образом, в разработанной структуре МДМ были рассмотрены все варианты прохождения оптическим сигналом МСВ:

1) Напрямую без прохождения оптической линии;

2) Через отрезок оптической линии длиной L = 150 м;

3) Через отрезок оптической линии длиной 2L = 300 м;

4) Через отрезок оптической линии длиной 3L = 450 м;

5) Через отрезок оптической линии длиной 4L = 600 м.

Для удобства понимания, разработанную структуру МДМ можно представить в виде структурной схемы, изображенной на рисунке 3.5.





Роль дисперсионных блоков в данной структурной схеме выполняет МСВ волокно. Суммарная дисперсия при прохождении всех дисперсионных блоков увеличивается и тем самым увеличивается временная задержка между оптическими несущими. Величина дисперсии многосердцевинной дисперсионной матрицы рассчитывается по следующей формуле:

$$D_{nonh} = \sum_{i=1}^{n} i \cdot D_0 \cdot S_i, \qquad (3.16)$$

где  $D_0$  – величина дисперсии одного сегмента МСВ,  $S_i$  – состояние *i*-го оптического коммутатора, которое может принимать значение 0 или 1.

Таким образом, благодаря оптическим коммутаторам можно программировать путь прохождения оптического сигнала через дисперсионные блоки, и, тем самым, задавать требуемый угол направления излучения радиолуча. Альтернативные пути прохождения оптического сигнала в разработанной системе выполнены из оптического волокна с компенсацией дисперсии, тем самым обеспечивая неизменность временных задержек между оптическими несущими.

# 3.3 Расчет временных задержек между излучающими элементами системы на основе разработанной структуры формирователя луча

Согласно разработанной структуре оптического формирователя радиолуча основе временной задержки в реальном времени было на проведено имитационное моделирование, где в качестве фазовращателей выступали задержки, полученные с помощью рассчитанных временные значений хроматической дисперсии для различных длин волн оптических несущих при прохождении МСВ.

Исходными параметрами моделирования разработанной системы были выбраны длина МСВ волокна L и расстояние между оптическими каналами  $\Delta\lambda$ . Длина волокна L была взята равной 600 м, расстояние между оптическими каналами  $\Delta\lambda$  равное 6,5 нм и величина дисперсии МСВ волокна D равная 16,8 пс/нм·км.

Согласно (3.14) для заданных параметров длины дисперсной среды *L*, величины дисперсии D и расстояния между оптическими каналами Δλ можно рассчитать величину временной задержки между соседними оптическими каналами:

$$\tau = 16,8(\pi c/hm \times km) \cdot 0,6(km) \cdot 6,5(hm) = 65,52(\pi c).$$

Таким образом, при условии расстояния между ИЭ равному  $0,7\lambda_{RF}$  и частоте излучения 8 ГГц, величину угла поворота ДН радиолуча можно найти из выражения (3.12):

$$\theta = \arcsin\left(\frac{65,52 \cdot 10^{-12} \cdot c}{0,7\lambda_{RF}}\right),\$$
$$\theta = \arcsin\left(\frac{65,52 \cdot 10^{-12} \cdot 8 \cdot 10^9}{0,7}\right) = 48,49^{\circ}.$$

Таким образом, максимальная градусная мера угла поворота ДН радиолуча равна 48,49° при длине МСВ оптического волокна 600 м и расстоянии между оптическими каналами Δλ равному 6,5 нм.

Аналогичным способом можно рассчитать, что при длине МСВ оптического волокна равной 450 м и расстоянию между оптическими каналами Δλ равному 6,5 нм угол поворота ДН радиолуча будет равен 34,16°.

Полученные значения временных задержек согласно (3.14) представлены в таблице 1.

l	Δτ
150 м	16,38 пс
300 м	32,76 пс
450 м	49,14 пс
600 м	65,52 пс

Таблица 1 - Значения временных задержек

# 3.4 Оценка влияния перекрестных помех в МДМ на ДН ИС

Одним из ключевых параметров, который может отрицательно влиять на оптическую систему формирователя луча на основе МСВ, считаются помехи между различными жилами МСВ. Принцип суперпозиции гласит, что собственные колебания линейных систем не зависят друг от друга, т.е. можно возбуждать или подавлять определенный режим, не влияя на другие режимы; нет никакого рассеяния. В большинстве реальных систем, тем не менее, существует, по крайней мере, некоторое возмущение, которое вызывает перенос энергии между различными режимами. Это возмущение интерпретируется как взаимодействие между жилами МСВ и называется "режимом связи" между различными волокнами в той же полосе частот, или иначе межжильные перекрестные помехи (МПП) [145].

Известно, что существует компромисс между величиной перекрестных помех и количеством волокон [144]. В МДМ, МПП зависят от угла перестроения, т.е. демонстрируется зависимость от числа задействованных жил в МСВ, а так же от близости их расположения. Максимальную величину МПП в МСВ можно наблюдать при «возбуждении» всех жил, т.е. в МДМ выбран угол перестроения с наибольшей временной задержкой. Влияние МПП на оптический формирователь ДН может быть уменьшено за счет надлежащего выбора последовательности задействования жил. В качестве примера, в четырехжильном МСВ, МПП могут быть минимизированы путем соединения волокон в следующем порядке: c1, c4, c2, c3, как изображено на рисунке 3.6 (а) и (б). Таким образом, применяя теорию связанных мощностей [146], среднее значение перекрестных помех в каждом *i*-м сегменте (*XT<sub>i</sub>*) определяется как отношение между отрицательной и полезной оптическими мощностями и находится из формулы:

$$XT_{i} = \frac{P_{omp\ i}}{P_{non\ i}} \tag{3.17}$$

Выражение для определения мощности связанных мод выглядит следующим образом:

$$\frac{dP_n(z)}{dz} = -\alpha P_n(z) + \sum_{\substack{n=1\\n\neq m}}^N h_{nm} \Big[ P_m(z) - P_n(z) \Big], \qquad (3.18)$$

где  $P_n$  – отрицательная мощность (связанная мощность от *n*-го волокна к волокну *m*),  $P_m$  – положительная мощность (мощность на выходе возбужденного волокна *n*), N – количество сегментов (жил) в волокне,  $\alpha$  – коэффициент ослабления мощности, включающий вносимые потери от оптической 3D-муфты ввода\вывода (соединительной муфты, англ. *fan-in/fan-out*). Тогда для первого сегмента:

 $P_{omp 1} = 0$ , следовательно

$$XT_1 = 0$$

Для второго сегмента:

 $P_{omp 2} \approx 0$ , следовательно

$$XT_2 \approx 0$$

Для третьего сегмента:

$$P_{omp 3} = L \Big[ h_{21} \Big( P_1 - P_{2c} \Big) + h_{24} \Big( P_4 - P_{2c} \Big) \Big] + P_{omp 2},$$

где  $P_1 = P_0 e^{-\alpha L}$ .

Подставляя в предыдущее выражение получаем:

$$P_{omp \ 3} = L \Big[ h_{21} P_0 e^{-\alpha L} + h_{24} P_0 e^{-2\alpha L} \Big] \simeq Lh P_0 e^{-\alpha L} \Big( 1 + e^{-\alpha L} \Big),$$
 следовательно

$$XT_{3} = \frac{P_{omp \ 3}}{P_{non \ 3}} = \frac{LhP_{0}e^{-\alpha L}\left(1 + e^{-\alpha L}\right)}{P_{0}e^{-3\alpha L}} = Lh\left(1 + e^{-\alpha L}\right)e^{2\alpha L}$$

Для четвертого сегмента:

$$P_{omp 3} = L \Big[ h_{31} \Big( P_1 - P_{3c} \Big) + h_{32} \Big( P_2 - P_{3c} \Big) + h_{34} \Big( P_4 - P_{3c} \Big) \Big] + P_{omp 3}.$$

Аналогично получаем:

$$XT_4 \approx 2Lh(1+e^{-\alpha L})e^{3\alpha L}$$

где *L* – длина МСВ, *h* – коэффициент связи по мощности между соседними волокнами. Предполагая, что однородные волокна имеют большой радиус изгиба, коэффициент связи по мощности выражается следующим выражением [144]:

$$h \approx k^2 S_f(0) \tag{3.19}$$

где *k* – это коэффициент связанных мод между соседними волокнами и *S<sub>f</sub>* – спектральная плотность мощности структурных колебаний в МСВ.



Рисунок 3.6 – а) Зона поперечного сечения 4х-жильного волокна; б) оптимальное соединение волокон

Оптическое затухание на 3D-устройствах ввода и вывода является ключевым фактором, ограничивающим максимальное число сегментов в МСВ. В работах были описаны различные способы реализации устройств ввода/вывода, включая следующие: объемная оптика (включающая наборы линз и призм), волоконные устройства вывода расслоенного типа (структуры склеенных одномодовых волокон), специальные капилляры (системы, содержащие одномодовые волокна, сваренные с мульти скважными капиллярами), оптические волокна с двойным покрытием (выделенные оптические волокна с внешней и внутренней оболочкой, имеющих различные показатели преломления) и конический МСВ коннектор. Конические МСВ коннекторы продемонстрировали затухание на уровне 0,38 дБ [147]. Столь низкий уровень вносимых потерь делает актуальной тщательную оценку МПП.

Суммарная величина перекрестных помех системы формирования ДН будет определяться величиной МПП и аккумулированных перекрестных помех оптических коммутаторов (которые зависят от технологии коммутации).

## 3.5 Разработка метода оценки дисбаланса ДН ИС на основе МСВ

Многосердцевинное волокно, как правило, обладает более высокими показателями вносимых потерь, чем стандартное волокно вследствие сложности прохождения света в местах соединения различных волокон. Далее под вносимыми потерями MCB будут пониматься потери на муфтовых соединениях MCB со стандартным одномодовым волокном. Вносимые потери в муфтовых соединениях МСВ пропорциональны числу жил в волокне [144]. Это, в свою очередь, вносит дисбаланс амплитуд между углами перестроения, как показано на рисунке 3.7, где не учитывается дисбаланс в оптических коммутаторах. На рисунке 3.7 можно видеть, что существует линейная связь между длиной оптической линии задержки (числом задействованных волокон в МСВ) и дисбалансом мощности.



Рисунок 3.7 – Изменение оптической мощности в зависимости от позиции угла поворота луча для 4-битной оптической системы формирования луча для различных вносимых потерь МСВ: голубой 2 дБ, красный 1 дБ, черный 0.5 дБ

Хотя в предложенной структурной схеме (рисунок 3.2) количество излучающих элементов зависит только от количества оптических несущих, количество позиций поворота луча строго зависит от вносимых потерь в МСВ (как показано на рисунке 3.8). Это затухание может быть компенсировано путем внесения пропорционального затухания на соответствующем проходном патч-корде (но в счет повышения вносимых потерь формирователя ДН) или частично компенсировано за счет динамической регулировки амплитуды оптических

несущих с помощью оптических усилителей (которые могут быть достаточно дорогостоящими для больших решеток). График на рисунке 3.8 получен путем нахождения максимального количества углов поворота излучающей системы с тем предположением, что возможно только два положения ДН: начальное положение (в точке 0 градусов) и максимально возможное для данной битности системы. Соответствующая величина оптического дисбаланса определяется из графика на рисунке 3.7.



Рисунок 3.8 – Максимальный дисбаланс оптической мощности в зависимости от числа бит оптической системы формирования луча для различных вносимых потерь MCB: голубой 2 дБ, красный 1 дБ, черный 0.5 дБ

Таким образом, оптимизация вносимых потерь МСВ является критической точкой для использования в больших оптических системах формирования луча, а количество позиций поворота луча зависит от вносимых потерь МСВ.

## 3.6 Выводы по главе 3

В третье главе:

1. Разработан метод управления ДН ИС в гибридных системах связи, основанный на линейности фазо-частотной характеристики, отличающийся

применением многосердцевинного волокна и позволяющий управлять ДН излучающей системы.

2. Разработана структурная схема оптического формирователя радиолуча на основе многосердцевинной дисперсионной матрицы для управления ДН излучающей системы.

3. В главе проведены расчеты временных задержек между излучающими элементами системы, необходимые для управления ДН излучающей системы.

4. Разработана методика оценки дисбаланса мощности излучающей системы, отличающаяся учетом вносимых потерь многосердцевинной дисперсионной матрицы И перекрестных помех между жилами многосердцевинного волокна, позволяющая учитывать изменение оптической мощности в зависимости от структуры фильтра, формирующего дискретные отсчеты сигнала.

Анализ показывает, что основное ограничение вызывают относительно высокие вносимые потери устройствами ввода-вывода МСВ, что приводит к потерям, зависимым от числа задействованных волоконных сегментов, которые могут быть компенсированы с помощью фиксированных оптических аттенюаторов или фотонным устройством соединения одномодовых жил с многомодовым, т.н. «фотонным фонарем».

### 4 Реализация СВЧ фотонных фильтров и результаты экспериментов

Целью реализации комбинированного СВЧ фотонного фильтра является повышение спектральной эффективности гибридных систем связи путем комбинирования некогерентного СВЧ фотонного фильтра с когерентным оптическим фильтром.

В главе приводится описание эксперимента по реализации фотонной фильтрации. Предложенная схема представляет совокупность двух методов фотонной фильтрации – когерентной и некогерентной.

Также в главе приводится описание эксперимента по формированию временных задержек ОСФЛ и управлению фазой излучающей системы на основе многосердцевинной дисперсионной матрицы задержек. Приводится описание сравнение экспериментальной установки, математической модели с экспериментальными данными. Представлены экспериментальные результаты исследования, а также эмпирический метод оценки дисбаланса оптической ИС. Экспериментально установлены требования мошности К уровням перекрестных помех в рассмотренной структуре на основе МСВ, которые также могут способствовать деградации сигнала.

Экспериментальные исследования были выполнены при поддержке стипендии Президента РФ на обучение за рубежом в 15/16 гг. Исследование проводилось на базе лаборатории «Оптического доступа и сетей следующего поколения» Технологического Центра Нанофотоники Политехнического Университета Валенсии, г. Валенсия, Испания.

### 4.1 Выбор и характеристики оборудования.

Разработанный комбинированный микроволновый фотонный фильтр состоит из двух основных частей, компоненты которых будут рассмотрены в данном пункте. Первой частью комбинированного фильтра является некогерентный фотонный СВЧ КИХ-фильтр, построенный на базе оптического волокна Corning SMF-28e, параметры которого приведены ниже в таблице 4.1.

Максимальное затухание (1550 нм)	<0.193 дБ/км
Величина дисперсии (1550 нм)	16.1 [пс/(нм*км)]
Максимально допустимая величина ПМД	<0.2 пс/√км

Таблица 4.1 – Характеристики оптического волокна Corning SMF-28e

Для выполнения функций оптического излучателя был выбран DFB лазер фирмы Yenista Optics, состоящий из DFB модулей, внешний вид которого изображен на рисунке 4.1 и параметры которого приведены в таблице 2.



Рисунок 4.1 – OSICS DFB DWDM laser Yenista Optics

Таблица 4.2 – Характеристики OSICS DFB DWDM laser Yenista Optics

Длина волны первого канала	1548.515 нм
Длина волны второго канала	1549.315 нм
Длина волны третьего канала	1550.116 нм
Длина волны четвертого канала	1550.918 нм
Диапазон настройки	1.8 нм
Точность настройки	± 0.03 нм
Выходная мощность	+ 13 дБм
Ширина луча лазера	< 10 МГц

Настройка оптического излучателя, мощности и длины волны DFB модулей, проводилась при помощи оптического спектр анализатора фирмы Ando AQ6317B. Внешний вид устройства представлен на рисунке 4.2. Технические характеристики приведены в таблице 4.2.



Рисунок 4.2 – Оптический спектр анализатор Ando AQ6317В с подключенным оптическим кабелем разъема PC.

Таблица 4.3 – Технические характеристики оптического спектр анализатора Ando AQ6317B

Рабочий диапазон	600 – 1750 нм
Динамический диапазон	60 дБ
Погрешность измерения длины волны	0.02 нм (в диапазоне от 1520 до 1580 нм)
Разрешающая способность настройки	0.01 нм
Уровень точности	0.3 дБ

В качестве оптического модулятора был выбран модулятор Maxa-Цендера производства Thorlabs Quantum Electronic, модель LN05S-FC.



Рисунок 4.3 – Оптический модулятор Маха-Цендера

Таблица 4.4 – Технические характеристики модулятора Маха-Цендера производства Thorlabs Quantum Electronic

Рабочий диапазон	1525 – 1605 нм
Скорость передачи	40 Гбит/с
Э\О ширина полосы (по уровню -3 дБ)	35 ГГц
RF Напряжение питания (макс.)	5.5 B
Вносимые потери	4.5 дБ
Мощность РЧ источника (макс.)	24 dBm

Питание модулятора Маха-Цендера и других электрооптических устройств (EDFA усилитель, фотодетектор) осуществлялось с помощью источника питания фирмы Agilent E3647A. Внешний вид источника питания изображен на рисунке 4.4. Технические характеристики приведены в таблице 4.4



Рисунок 4.4 – Источник питания Agilent E3647A

Рабочий диапазон 1 (напряжение, ток)	0 – 35 B / 0 – 0.8 A
Рабочий диапазон 2 (напряжение, ток)	0 – 60 B / 0 – 0.5 A
Погрешность измерения (при 25°C ±5°C)	
Напряжение	не более 0,05% + 5 мВ
Ток	не более 0,15% + 5 мА

Таблица 4.5 – Технические характеристики источника питания Agilent E3647A

Для эффекта дифференциальной групповой реализации задержки использовались два вида устройств. Одно из них – это ПМД эмулятор фирмы JDS Uniphase PE4 PMD Emulator. Это устройство разделяющее поступающее излучение на две дискретные поляризационные составляющие. Одна из составляющих проходит через оптический элемент задержки, другая через согласующий аттенюатор, а на выходе они рекомбинируют. Элемент оптической задержки позволяет точно контролировать временную задержку между поляризационными составляющими излучения, т.е. величину дифференциальной задержки. Состояние поляризации на групповой выходе устройства не изменяется.



Рисунок 4.5 – Устройство JDS Uniphase PE4 PMD Emulator с подключенными оптическими входным и выходным кабелем разъема APC

Рабочий диапазон	1250 – 1700 нм
Диапазон PMD эмуляции	От -50 до 250 пс
Точность PMD эмуляции	± 0.1 пс
Разрешающая способность	0.002 пс
Вносимые потери	От -50 до 0 пс ≤ - 4.0 дБ
	От 0 до 100 пс ≤ - 3,0 дБ
	От 100 до 250 пс $\leq$ - 4,0 дБ

Таблица 4.6 – Технические характеристики JDS Uniphase PE4 PMD Emulator

Другое устройство для реализации эффекта дифференциальной групповой задержки – это устройство фиксированной групповой задержки (*DGD*) фирмы General Photonics PM-FDE-001-90-FA-45. Величина дифференциальной групповой задержки этого устройства составляет 90 пс. В устройство встроен поляризатор на 45 градусов. Внешний вид устройства изображен на рисунке 4.6. Технические характеристики приведены в таблице 4.6.



Рисунок 4.6 – Устройство DGD фирмы General Photonics PM-FDE-001-90-FA-45 Таблица 4.7 – Технические характеристики General Photonics PM-FDE-001-90-FA-45

Рабочий диапазон	1550 ± 50 нм
Вносимые потери	1.2 дБ макс.
Величина DGD	0-100 пс
Значение РМД	$< 90 \text{ mc}^2$
Направление поляризации	45°

Функцию промежуточного усилителя выполнял компактный EDFA предусилитель фирмы Lightwaves 2020, внешний вид которого изображен на рисунке 4.7, а технические характеристики приведены в таблице 4.8.



Рисунок 4.7 – Оптический EDFA предусилитель Lightwaves 2020

Таблица 4.8 – Технические характеристики оптического EDFA предусилителя Lightwaves 2020

Рабочий диапазон	1528-1562 нм
Входная оптическая мощность	от -30 до -10 дБм
Усиление оптического сигнала	25 дБ
Величина PMD	< 0.5 пс
Напряжение питания	3.3 B

Для измерения поляризации использовался поляриметр фирмы General Photonics POD-201, внешний вид которого представлен на рисунке 4.8. Технические характеристики приведены в таблице 4.9.



Рисунок 4.8 – Поляриметр General Photonics POD-201

Таблица 4.9 – Технические характеристики поляриметра General Photonics POD-201

Рабочий диапазон	1480-1620 нм
Вносимые потери	1.2 дБ макс.
Погрешность измерения значения	$\pm 0.25^{\circ}$
поляризации	
Погрешность измерения степени	± 0.5% после калибровки
поляризации	
Величина PMD	< 0.1 пс
Рабочий диапазон мощности	-35 до +10 дБм

Детектирование оптических сигналов производилось с помощью фотодетектора производства Agere Systems R2560A, внешний вид которого представлен на рисунке 4.9. Технические характеристики отображены в таблице 4.10.



Рисунок 4.9 – Фотодетектор Agere Systems R2560A

Таблица 4.10 – Технические характеристики фотодетектора Agere Systems R2560A

Рабочий диапазон	<13 ГГц
Напряжение питания	10 B
Мощность входного оптического сигнала	12 дБм
Спектральная чувствительность	0.8 A\Bt
Диапазон входного оптического сигнала	1280-1580 нм

Для проверки соответствия полученных откликов СВЧ фотонных фильтров, в том числе комбинированного в среде Matlab, был использован СВЧ-анализатор цепей фирмы Agilent Technologies N5247A серии PNA-X. Внешний вид устройства изображен на рисунке 4.10, а его технические характеристики приведены в таблице 4.11.



Рисунок 4.10 – СВЧ-анализатор цепей фирмы Agilent Technologies N5247A серии PNA-X

Таблица 4.11 – Характеристики Agilent Technologies N5247A серии PNA-X

Максимальная частота	67 ГГц
Динамический диапазон	129 дБ
Выходная мощность	13 дБм
Минимальный уровень шумов	—118 дБм
Вносимые потери	От -50 до 0 пс ≤ - 4.0 дБ
	От 0 до 100 пс ≤ - 3,0 дБ
	От 100 до 250 пс ≤ - 4,0 дБ

# 4.2 Настройка разработанных имитационных моделей в соответствии с характеристиками выбранного оборудования

Стоит отметить, что выбранный частотный диапазон до 12 ГГц объясняется ограниченными возможностями фотодетектора, рабочий диапазон которого был ограничен 13 ГГц. Поэтому для демонстрации наибольшего возможного диапазона, была выбрана частота пропускания главного лепестка в области 11 ГГц.

Длина волокна – 15 км;

Расстояние между оптическими несущими – 1,54 нм;

Величина дисперсии – 16,1 пс/(нм\*км).

Расстояние между оптическими несущими было выбрано с целью максимальной правдоподобности имитационного моделирования с учетом доступной экспериментальной базы.

# 4.3 Ход проведения эксперимента

На рисунке 4.11 изображена лабораторная экспериментальная установка комбинированного фотонного СВЧ фильтра, состоящая из некогерентного КИХфильтра и когерентного Лайот фильтра.



Рисунок 4.11 – Экспериментальная установка комбинированного фотонного СВЧ фильтра

Экспериментальная установка состоит из двух основных частей, каждая из которых предварительно была собрана и протестирована отдельно. Эксперимент проводился в несколько этапов.

1. Первый этап заключался в создании и последующей отладке экспериментальной модели некогерентного фотонного СВЧ КИХ-фильтра, структурная схема которого изображена на рисунке 4.12. В его схему входят три оптических источника излучения в виде DFB-лазеров. В качестве дисперсионной среды распространения для реализации фильтра было выбрано одномодовое оптическое волокно SMF-28e длиной 15 км.

Условием получения желаемой частотной характеристики когерентного фильтра является одинаковая мощность и одинаковое спектральное расстояние между оптическими несущими. Вспомогательным устройством, использовавшимся в настройке данных параметров Р(мощности) и  $\Delta\lambda$  (расстояния между оптическими несущими), был оптический спектранализатор.





В начале эксперимента поляризационные контроллеры были настроены таким образом, чтобы суммарная выходная мощность на электрооптическом модуляторе Маха-Цендера была максимальной при нулевом значении напряжения питания. Затем на электрооптическом модуляторе Маха-Цендера был установлен линейный режим путем повышения напряжения источника питания до уровня 1.45В, пока выходная мощность модулятора не уменьшилась на 3 дБм. С помощью оптического спектр анализатора, необходимого для тонкой настройки источников излучения, были установлены равные мощности излучения каждого лазера (P = -13.5 дБм) и  $\Delta\lambda$ = 1,54 нм, при значении  $\lambda_1$ =1547,97 нм. Данные измерения были сделаны в схеме, содержащей дисперсионную среду распространения в виде SMF-волокна длиной 15 км и величиной дисперсии 16.1 (пс/(нм·км).



Рисунок 4.13 - Частотный отклик фотонного СВЧ КИХ-фильтра

Как видно из рисунка 4.13 экспериментальный отклик фотонного КИХфильтра соответствует данным симуляции. Значение FSR полученного отклика фильтра равно 2.68 ГГц

2. Следующим этапом реализации фильтра является настройка когерентного Лайот фильтра. Схема данного этапа представлена на рисунке 4.14. Первым шагом является проверка работоспособности схемы Лайот фильтра первого порядка. Для этого используется ранее настроенный электрооптический Маха-Цендера. Согласно теоретическим модулятор указаниям ПО проектированию оптического Лайот фильтра, необходимым условием реализации является поворот угла поляризации относительно главной оси на 45 градусов. Настройка поляризации производилась с помощью поляриметра путем изменения наклона колец поляризационных контроллеров.



Рисунок 4.14 – Структурная схема экспериментальной установки Лайот фильтра первого порядка

Фильтр реализован с помощью устройства DGD величиной 180 пс и поляризатором, который устанавливается до устройства задержки. Перестраиваемое устройство DGD позволяет получить любое значение задержки в пределах до 250 пс. Поляризационный делитель потока в смехе на рисунке 4.14 используется пропускания поляризованных для только составляющих, ориентированных на 45 градусов по отношению к направлению главное оси поляризации. Полученные результаты представлены на рисунке 4.15.



Рисунок 4.15 – Частотный отклик оптического Лайот фильтра первого порядка экспериментальный (сплошной) и симуляционный (пунктирный)

107

Как видно из рисунка 4.15, экспериментальные результаты совпадают с результатами имитационного моделирования, величина FSR составляет 5.49 ГГц.



Рисунок 4.16 – Частотный отклик комбинированного фотонного фильтра экспериментальный (сплошной) и симуляционный (пунктирный)

Из рисунка 4.16 видно, что полученный спектральный отклик комбинированного фотонного фильтра очень схож с результатами симуляции. Значение FSR составляет 5.49 ГГц, а ширина пропускания уменьшилась по сравнению с Лайот фильтром первого порядка и составляет 1800 МГц.

3. Следующим этапом реализации комбинированного фильтра является повышение порядка Лайот фильтра. Увеличение порядка Лайот фильтра необходимо для увеличения значения FSR, большее значение которого позволит увеличить спектральную эффективность системы связи. Реализация фильтра второго порядка заключается в добавление структуры фильтра первого порядка дополнительного устройства DGD, задержка которого вдвое меньше задержки устройства DGD в фильтре первого порядка. Устройство DGD с задержкой 90 рs и поляризатором 45 градусов встроенным В устанавливается после поляризационного делителя потока (90:10).
Полученные результаты отклика Лайот фильтра второго порядка продемонстрированы на рисунке 4.17.



Рисунок 4.17 – Частотный отклик оптического Лайот фильтра второго порядка экспериментальный (сплошной) и симуляционный (пунктирный)

Как видно из рисунка 4.17, экспериментальные результаты почти идентично повторяют результаты симуляции. Величина FSR Лайот фильтра второго порядка составляет 10.75 ГГц. После получения экспериментальных результатов частотного отклика оптического Лайот фильтра, оптический Лайот фильтр второго порядка был последовательно подключен к фотонному КИХ-фильтру. Финальная схема эксперимента представлена на рисунке 4.18, где пунктирной линией выделен участок схемы, реализующий оптический Лайот фильтр второго порядка.



Рисунок 4.18 – Экспериментальная схема комбинированного СВЧ фотонного фильтра

Полученный результат частотного отклика комбинированного фотонного фильтра изображен на рисунке 4.19, где величина FSR составляет 10.75 ГГц.



Рисунок 4.19 – Спектральный отклик комбинированного фотонного фильтра экспериментальный (сплошная линия) и симуляции (пунктирная линия)

Полученные результаты частотных откликов имеют небольшое различие с теоретическими данными. Величина FSR для Лайот фильтра равна 5.55 ГГц. Но вследствие погрешности оптических устройств около 2 пс полученное экспериментальное значение равно 5.49 ГГц.

110

Теоретическое и экспериментальное значение FSR Лайот фильтра второго порядка различаются на 0,25 ГГц вследствие вносимого ПМД одномодовым оптическим волокном в размере 1 пс, а так же двумя устройствами PBS, каждый по 1 пс.

Избирательность фильтра оценивается *Q*-фактором или добротностью, которая представляет собой отношение FSR к ширине полосы главного лепестка выше значения -3дБ, равно как и отношение главного лепестка к боковому и часто используется для количественной оценки производительности фильтров:

$$Q = \frac{FSR}{\Delta\Omega},$$

где ΔΩ – ширина полосы пропускания главного лепестка фильтра по уровню -3 дБ.

Величина добротности  $Q_{KUX}$  для фотонного КИХ-фильтра составляет:

$$Q_{\rm KUX} = \frac{2,7}{0,7} = 3,85$$

Аналогично находим значения добротности для Лайот фильтра второго порядка:

$$Q_{\rm JI2} = \frac{10,75}{2,8} = 3,84$$

Добротность комбинированного фотонного фильтра в случае с Лайот фильтром второго порядка равна:

$$Q_{\text{Kom62}} = \frac{10,75}{0,75} = 14,33.$$

Из полученных значений добротности можно сделать вывод, что разработанный фотонный комбинированный фильтр имеет значение добротности в 3-4 раза превышающее значения добротностей фотонного КИХ-фильтра и Лайот фильтра второго порядка. Согласно (2.1), спектральная эффективность канала увеличилась в 3-4 раза по сравнению, а спектральная эффективность использования системы повысилась в 6-7 раз, т.к. избавившись от периодичности

в заданном частотном диапазоне, стало возможным использовать несколько каналов передачи вместо одного.

Предложенная реализация СВЧ фотонного фильтра продемонстрировала улучшенный показатель добротности и возможность реконфигурации в зависимости от необходимой частоты пропускания [138].

# 4.4 Описание экспериментальной установки СВЧ фотонного фильтра на основе многосердцевинной дисперсионной матрицы задержек.

Для демонстрации работоспособности разработанного метода управления ДН ИС (разработанной математической модели и структурной схемы оптической системы формирования радиолуча на основе МДМ, разработанных в главе 3) была организована экспериментальная установка, согласно структурной схеме, изображенной на рисунке 4.20.



Рисунок 4.20 – Структурная схема экспериментальной установки оптического формирователя радиолуча на основе МДМ

На рисунке 4.21 показан общий вид экспериментальной установки, реализованный на базе лаборатории.



Рисунок 4.21 – Экспериментальная установка оптического формирователя радиолуча на основе МДМ

## 4.5 Выбор и характеристики оборудования

Источником оптического излучения был выбран модульный перестраиваемый лазер на внешнем резонаторе (ECL-лазер) фирмы Yokogawa / Ando AQ8201-13B, внешний вид которого изображен на рисунке 4.22, а его характеристики приведены в таблице 4.12.



Рисунок 4.22 – ECL-лазер Yokogawa / Ando AQ8201-13B

Рабочий диапазон	1500-1670 нм
Точность настройки	$\pm 0.2$ HM
Выходная мощность	+ 8 дБм
Ширина луча лазера	5 МГц

Таблица 4.12 – Характеристики OSICS DFB DWDM laser Yenista Optics

Ключевым элементом в данной экспериментальной установке является многосердцевинное оптическое волокно фирмы Fibercore SM-4C1500(8.0/125), рефракционный профиль которого изображен на рисунке 4.23, само волокно показано на рисунке 4.24, а характеристики волокна отображены в таблице 4.13.



Рисунок 4.23 – Рефракционная профильная шкала 4-хсердцевинного волокна на длине волны 850 нм, задействованного в экспериментальной







б)

Рисунок 4.24 – Многосердцевинное оптическое волокно. Вид под разным

### ракурсом

# Таблица 4.13 – Характеристики Fibercore SM-4C1500(8.0/125)

Максимальное затухание (1550 нм)	<2,5 дБ/км
Расстояние между жилами	34-38 мкм
Величина дисперсии	16,8 пс/нм·км

Оптические 3D муфты ввода-вывода МСВ, упоминавшиеся в главе 3, изображены на рисунке 4.25 и выделены красными овалами. 3D-муфта ввода/вывода МСВ волокна является важным устройством в оптической структуре, которое служит соединительным звеном одномодового волокна и многосердцевинного.



Рисунок 4.25 – 3D муфты вводы-вывода в многосердцевинном оптическом волокне

Все измерения временных задержек оптических несущих, РЧ фаз и мощности выходного сигнала производились на СВЧ-анализаторе цепей фирмы Agilent Technologies N5247A серии PNA-X, который был описан ранее.

### 4.6 Ход проведения эксперимента

В ходе эксперимента было использовано МСВ волокно длиной 150 м. Для получения временной задержки для управления ДН ИС, расстояние между оптическими несущими было принято равным 6,5 нм. Изменение длины дисперсной среды в виде МСВ осуществлялось путем последовательного соединения различных жил в порядке, описанном в главе 3, обеспечивающим минимальное значение МПП.

Сигнал ECL-лазера подавался на электрооптический модулятор Маха-Цендера, куда, в свою очередь, поступал модулирующий радиосигнал, сгенерированный встроенным в CBЧ-анализатор цепей (Agilent Technologies N5247A) CBЧ генератором. Т.к. модулятор был поляризационно-зависимым, перед ним был установлен поляризационный контроллер для настройки максимальной пропускной способности модулятора. Выбор рабочей точки электрооптического модулятора проходил аналогично вышеописанному алгоритму в пункте 4.3. Далее сигнал поступал в оптическую систему формирования радиолуча в виде МДМ, состоящую из МСВ волокна. Четыре сегмента (жилы) МСВ волокна использовались в качестве дисперсионной среды формирования временной задержки между оптическими несущими для получения необходимого относительного фазового сдвига между ИЭ для изменения направления радиолуча. Аналогичная структура фильтра на основе коммутирующих линий задержки, рассмотренная в главе 1, требовала бы 1,5 км SMF-волокна, что в 10 раз превышает длину МСВ волокна. Примерно в 2 раза сократились габаритные показатели оптической системы формирователя радиолуча.

Алгоритм проведения эксперимента можно сформулировать в следующем виде:

1. Настройка ЕСL лазера;

2. Настройка MZM модулятора;

Пропускание оптического сигнала на длине λ<sub>1</sub>+Δλ (6,5 нм) через 150 м
 MCB волокна;

4. Съем показателей временных задержек и мощности детектированного сигнала для каждой несущей на каждом этапе;

5. Пропускание оптического сигнала через 300 м, 450 м и 600 м МСВ волокна;

6. Запись сигналов в память СВЧ-анализатора цепей для дальнейшей обработки;

7. Снятие фазового РЧ сдвига от частоты для различных значений временных задержек т;

8. Построение ДН согласно полученным экспериментальным данным (амплитуде, разность фаз, эквивалентно временной задержке между оптическими несущими).

В ходе лабораторных экспериментов было проведено 10 циклов измерений параметров временных задержек, вносимых потерь и относительного фазового сдвига между ИЭ. Средние значения результатов измерений временных задержек между оптического несущими после прохождения оптических линий задержки заданной длины представлены в таблице 4.14.

<i>l</i> , λ <sub>1</sub> = 1536 нм	$\lambda_1 + \Delta \lambda$	$\lambda_2 + \Delta \lambda$	$\lambda_3+\Delta\lambda$
150 м	16,395 пс	16,397 пс	16,396 пс
300 м	32,869 пс	32,871 пс	32,982 пс
450 м	50,181 пс	50,174 пс	50,201 пс
600 м	67,02 пс	66,98 пс	67,09 пс

Таблица 4.14 – Экспериментальные значение временных разностей прохождения оптических сигналов, модулированных РЧ сигналом в МСВ волокне

На рисунке 4.26 изображено изменение мощности сигнала после прохождения оптических линий задержки длиной 150, 300, 450 и 600 м.



Рисунок 4.26 – Изменение мощности для различной длины МСВ

На рисунке 4.27 представлена полиномиальная аппроксимация 6 порядка полученных значений изменения мощности сигнала после прохождения оптических линий задержки, выполненная в среде Matlab.



Рисунок 4.27 – Полиномиальная аппроксимация 6 порядка изменения мощности для различной длины МСВ

На рисунке 4.28 демонстрируется численная оценка среднего значения МПП, полученная в ходе эксперимента. Графики представляют собой функцию МПП от количества сегментов (жил, используемых для передачи информации) в 4х-жильном оптическом волокне при рассмотрении различных радиусов изгиба  $R_B$ . В ходе вычислений были использованы следующие параметры МСВ волокна: L = 150 м,  $k \approx 0,0072$  м<sup>-1</sup> и  $\alpha = (0,375 + 4,4) \cdot 0,15$  (дБ/км), где 4,4 дБ это вносимые потери от оптической 3*D*-муфты ввода\вывода, 0,375 – затухание в одной жиле МСВ волокна,  $\alpha$  - коэффициент затухания в МСВ волокне [148].



Рисунок 4.28 – Зависимость межжильных перекрестных помех (МПП) от числа сегментов (подключенных волокон).

Как можно видеть из графиков, перекрестные помехи возрастают, когда задействуется больше волоконных сегментов МСВ с большим числом волокон будет подвержено дополнительным МПП. Оценивая уровень МПП на рисунке 4.28 видно, что чем меньше радиус изгиба  $R_B$ , тем меньше уровень МПП во всех случаях. Для системы формирования ДН этот факт является преимуществом, т.к. волокно должно быть упаковано наиболее компактным образом, принимая во внимание компромисс между уменьшением перекрестных помех и потерей на макроизгибах.

Эти суммарные перекрестные помехи вносят пороговый уровень BER для передачи данных. Этот эффект в купе с вносимыми потерями оптического формирователя ДН сформирует верхнюю границу масштабируемости оптических многосердцевинных схем формирователей ДН с точки зрения количества углов перестроения [144].

На рисунках 4.29 и 4.30 изображены теоретические и экспериментальные результаты измерений дисбаланса оптической мощности ОСФЛ. Муфтовые соединения МСВ волокна вносили наибольшее затухание.



Рисунок 4.29 – Изменение оптической мощности в зависимости от положения угла поворота радиолуча для 2-битной оптической системы формирования луча с величиной вносимых потерь МДМ равной 4,4 дБ

Аналогичным образом, как было показано в главе 3, был построен график максимального дисбаланса мощности для 2-х битной системы формирования радиолуча (рисунке 4.30), состоящей из 4-х сегментов.



Рисунок 4.30 – Максимальный дисбаланс оптической мощности в зависимости от числа бит оптической системы оптической системы формирования луча при величине вносимых потерь МДМ равной 4,4 дБ

На рисунках 4.31-4.35 изображены измеренные значения относительного фазового сдвига для оптических несущих после прохождения ВОЛЗ.



Рисунок 4.31 – Относительная фазовая разность для 150 м



Рисунок 4.32 – Относительная фазовая разность для 300 м



Рисунок 4.33 – Относительная фазовая разность для 450 м



Рисунок 4.34 – Относительная фазовая разность для 600 м

Согласно полученным величинам относительной фазовой разности между излучающими элементами были построены ДН излучающей системы в виде фазированной антенной решетки, состоящей из четырех элементов, расположенных линейно на расстоянии 0,7 $\lambda_{RF}$  друг от друга.

Полученные результаты изменения относительной фазы между ИЭ демонстрирует отсутствие эффекта дрожания основного лепестка ИС при изменении частоты излучения системы связи, т.е. дрожания фазы, которая определяет угол направления излучения. Отклонение ДН приводило к снижению уровня принимаемого сигнала. Тем самым, при отклонении ДН в обоих направлениях на 7 градусов от изначального направления при изменении частоты излучения на ±5 ГГц от исходной частоты излучения, приводило к ухудшению приема сигнала примерно на 3 дБ в зависимости от количества ИЭ в системе связи [137] (ширины основного лепестка ДН излучающей системы). Таким образом, удалось повысить показатель помехоустойчивости на 3 дБ по отношению к системам связи с дрожанием фазы.

Нормированные ДН ИС, полученные на основе экспериментальных данных, изображены на рисунке 4.35 а-д.



д) – ДН ИС 50 градусов для частот 7.5, 8 и 8.5ГГц

Рисунок 4.35 – Нормированные ДН ИС

На рисунках 4.35 г) и д) полученные ДН демонстрируют инвариантность ДН ИС к частоте излучения.

124

#### 4.7 Основные результаты и выводы по 4 главе

1. В данной главе представлена аппаратная реализация СВЧ фотонного фильтра, основанного на разработанной модели в главе 2. Приведены структурные схемы экспериментальных установок фотонного КИХ-фильтра и оптического Лайот фильтра первого и второго порядка. Представлен алгоритм экспериментального исследования.

2. Результаты проведенного автором экспериментального исследования показали, что результирующая добротность комбинированного фотонного фильтра почти в четыре раза превышает показатели добротности исходного фильтра.

3. Приведены технические особенности реализации разработанной структуры комбинированного фотонного фильтра на основе совмещения двух различных видов фильтров.

4. Решена задача повышения спектральной эффективности радиоканала гибридных систем связи и проблема спектральной периодичности, что позволило использовать широкополосные свойства фотоники.

5. В главе представлена аппаратная реализация оптического устройства управления временными задержками и фазой ИС. Представлен алгоритм экспериментального исследования.

6. Было показано, что основные ограничения в масштабируемости оптических формирователей ДН на основе МСВ обусловлены затуханиями на муфтовых соединениях (fan-in/fan-out) и межканальными перекрестными помехами, оказывающих второстепенное влияние. Таким образом, оптимизация вносимых потерь МСВ является критической точкой для использования в больших оптических системах формирования Экспериментально луча. сформулированы рекомендации по уменьшению уровня перекрестных помех, которые также могут способствовать деградации сигнала, в рассмотренной структуре на основе МСВ волокна.

7. Продемонстрирована инвариантность временных задержек и относительной фазовой разности по отношению к радиочастоте.

#### ЗАКЛЮЧЕНИЕ

По результатам проведенного исследования можно сделать вывод, что поставленная цель достигнута: разработан оптический метод управления фазой излучающей системы и структура фотонного СВЧ фильтра для повышения эффективности гибридных систем связи.

Разработанный метод подавления периодических спектральных полос пропускания позволяет увеличить рабочий диапазон фотонных микроволновых трансверсальных фильтров для полноценного использования широкополосной природы фотонных технологий. Разработан комбинированный фотонный фильтр, способный конкурировать с классическими фильтрами, основанными на СВЧ технологиях.

фазой ИС добиться Предложенный метод управления позволил поставленных целей исследования, а именно: управлять ДН ИС, исключая фазы, И сократить массогабаритные показатели дрожание оптического формирователя радиолуча. Инновационное применение МСВ волокна в ОСФЛ позволит иметь лучшие показатели при дальнейшей оптимизации взаимосвязи жил между собой (сокращение потерь мощности в местах соединения), а также способствовать разработке оптических кабелей с большим числом волокон и уменьшенным значением межжильных перекрестных помех.

Предложенная методика позволила сформулировать рекомендации по построению оптических систем управления, а также методы компенсации оптических потерь.

Основные результаты работы заключаются в следующем:

1. Разработан метод подавления периодических спектральных полос пропускания фотонного некогерентного многоотводного КИХ-фильтра В гибридных системах связи основанный на эффекте Верньера, отличающийся последовательным включением когерентного оптического фильтра с некогерентным фильтром, что позволяет перестраивать ЧХ внутри рабочего

диапазона частот пропускания на выходе фотонного СВЧ фильтра, *позволивший* увеличить спектральную эффективность канала связи в 6-8 раз.

2. *Разработана* структура реконфигурируемого комбинированного СВЧ фильтра, основанная на фотонной технологии, *отличающаяся* использованием когерентного оптического Лаойт фильтра второго порядка совместно с некогерентным многоотводным фотонным КИХ-фильтром, *позволившая* повысить помехоустойчивость на 5 дБ за счет повышения добротности разработанного фотонного фильтра.

3. Разработан метод управления фазой излучающей системы В основанный линейности гибридных системах связи, на фазо-частотной характеристики, отличающийся использованием многосердцевинной дисперсионной матрицы и позволяющий управлять фазой излучающей системы, исключая дрожание, и сократить массогабаритные показатели гибридной системы связи. Разработанный метод позволяет улучшить помехоустойчивость системы на 3 дБ, весовые показатели оптической системы формирования радиолуча в 8-10 раз и габаритные в 2 раза.

4. Разработана методика оценки дисбаланса мощности излучающей отличающаяся вносимых многосердцевинной системы, учетом потерь дисперсионной матрицы перекрестных И помех между жилами многосердцевинного волокна, позволяющая учитывать изменение оптической мощности в зависимости от структуры фильтра, формирующего дискретные Разработанная отсчеты сигнала. методика позволила оценить величину компенсирующего затухания или усиления в зависимости от используемого МСВ волокна и оптимальное соединение волокон.

# СПИСОК ИСПОЛЬЗУЕМЫХ СОКРАЩЕНИЙ

- АЧХ амплитудно-частотная характеристика;
- БИХ фильтр с бесконечной импульсной характеристикой;
- БС базовая станция;
- ВБР волоконная брэгговская решетка;
- ВОЛЗ волоконно-оптическая линия задержки;
- ВОЛС волоконно-оптическая линия связи;
- ВРБ вынужденное рассеяние Мандельштама-Бриллюэна;
- ДН диаграмма направленности;
- ИС излучающая система;
- ИЭ излучающий элемент;
- КИХ фильтр с конечной импульсной характеристикой;
- КМОП комплементарная структура металл-оксид-полупроводник;
- МДМ многоседцевинная матрица задержек;
- МПП межжильные перекрестные помехи;
- МСВ многосердцевинное оптическое волокно;
- ОБП модуляция одна боковая полоса;
- ОСФЛ оптическая система формирования радиолуча;
- ПМ поляризационный модулятор;
- ПМС пространственный модулятор света;
- РВЗ реальная временная задержка;
- РЧ радиочастотное излучение;
- СВЧ сверхвысокочастотное излучение;
- ЦС центральная станция;
- AWG упорядоченная волноводная решетка (Arrayed Waveguide Grating);
- BER коэффициент битовых ошибок (Bit Error Rate);

DGD – устройство дифференциальной групповой задержки (Differential Group Delay);

DFB – лазер с распределенной обратной связью (Distributed Feedback Laser);

ECL – лазер с внешними резонатором (External Cavity Laser);

EDFA – оптоволоконный усилитель легированный эрбием (Erbium doped fiber amplifier);

FSR – спектральное расстояние между двумя последовательными максимумами частотного отклика (Free Spectral Range);

MZM – модулятор Maxa-Цендера (Mach-Zehnder Modulator);

MWP – микроволновая фотоника (Microwave Photonics);

PBS – поляризационный делитель потока (Polarization Beam Splitter);

PIN – положительный-собственный-отрицательный диод (Positive-Intrinsic-Negative);

PLC – планарная световая схема (Planar Lightwave Circuits);

PMF – оптическое волокно с сохранением поляризации (Polarization Maintaining Fiber);

SOA – полупроводниковый оптический усилитель (Semiconductor Optical Amplifiers);

SMF – одномодовое оптическое волокно (Single-mode Optical Fiber);

PC – контроллер поляризации (Polarisation Controller);

PD – Фотодиод (Photodiode);

RoF – «Радио по волокну» (Radio-over-Fiber);

XGM – перекрестная модуляция (Cros-gain Modulation);

XPM – кросс–фазовая модуляция (Cross-phase Modulation);

WDM – мультиплексирование с разделением по длине волны (Wavelengthdivision Multiplexing).

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Seeds, A.J. Microwave photonics. / A.J. Seeds. // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2002. – vol.50, no.3. – pp. 877-887.

2. Capmany, J. Microwave photonics combines two worlds. / J. Capmany, D. Novak. // Nature Photonics. – 2007. – vol.1, no.6. – pp. 319-330.

3. Williamson, R.C. RF photonics. / R.C. Williamson, R.D. Esman. // Journal of Lightwave Technology. – 2008. – vol.26, no.9. – pp. 1145-1153.

4. Martí, J. Microwave photonics and radio-over-fiber research. / J. Martí, J. Capmany. // IEEE Microwave Magazine. – 2009. – vol.10, no.4. – pp. 96-105.

5. Berceli, T. Microwave photonics—a historical perspective. / T. Berceli, P.R. Herczfeld. // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2010. – vol.58, no.11. – pp. 2992-3000.

6. Vidal, B. Photonic Technologies for Millimeter-and Submillimeter-wave Signals. / B. Vidal, T. Nagatsuma, N.J. Gomes, T.E. Darcie. // Advances in Optical Technology. – 2012. – vol.2012. – pp. 925065-18.

Urick, V.J. Fundamentals of Microwave Photonics. / V.J. Urick, K.J. Williams,
 J.D. McKinney. // Ed. Wiley. – 2015. – 488 p.

Moslehi, B. Fiber-optic lattice signal processing. / B. Moslehi, J. Goodman, M. Tur, H.J. Shaw. // *Proc. IEEE*. – 1984. – vol.72. – pp. 909-930.

9. Wilner, K. Fiber-optic delay lines for microwave signal processing. / K. Wilner,
A.P. Van Den Heuvel. // *Proc. IEEE*. – 1976. – vol.64. – pp. 805-807.

Chang, C. Fiber optic delay line devices for RF signal processing. / C. Chang, J.
 A. Cassaboom, H. F. Taylor. // *Electron. Lett.* – 1977. – vol.13. – pp. 678-680.

Taylor, H.F. Fiber and integrated optical devices for signal processing. / H.F.
 Taylor. // SPIE. – 1979. – vol.176. – pp. 17-27.

12. Jackson, K.P. Fiber-optic delay-line signal processors. / K.P. Jackson, H.J. Shaw.
// Optical Signal Processing. – 1987. – ch.7. – p. 462.

13. Jackson, K. Optical fiber delay-line signal processing. / K. Jackson, S. Newton,
B. Moslehi, M. Tur, C. Cutler, J. Goodman, H.J. Shaw. // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 1985. – vol.33, № 3. – pp. 193-210.

14. Davies, D.E.N. Fiber and integrated optical devices for signal processing. /
D.E.N. Davies, G.W. James. // *Electron. Lett.* – 1984. – vol.20. – pp. 95-96.

Cox, C.H. Analog Optical Links. / C.H. Cox. // Ed. Cambridge University Press. –
 2004. – 304 p.

16. Зайнуллин, А.Р. Волоконно-оптическая линия передачи для систем ROF с дистанционной накачкой. / И.Л. Виноградова, А.Х. Султанов, И.К. Мешков, А.В. Андрианова, Е.П. Грахова, А.А. Ишмияров, А.Р. Зайнуллин. // Материалы XII Международной научно-технической конференции «Оптические технологии в телекоммуникациях», Казань. – 2014, т.3, стр. 65-68.

17. Зайнуллин, А.Р. Fiber optic line for RoF systems with remote and local pump EDFA. // А.Х. Султанов, И.К. Мешков, И.Л. Виноградова, А.А. Ишмияров, А.Р. Зайнуллин, А.В. Андрианова, Е.П. Грахова // Optical Technologies for Telecommunications: SPIE Proceedings – 2014. – V. 9533. – P. 953302-9. (статья на англ. яз.).

Novak, D. Optically fed millimeter-wave wireless communications. / D. Novak,
 G.H. Smith, C. Lim, H.F. Liu, R.B. Waterhouse. // OFC Proceedings. – 1998. – TuC1.
 pp. 14.

Torres, R.C. Hybrid fiber radio networks: new concepts and technologies. / R.C.
 Torres // PFC. – 2010. – Polytechnic university of Catalunya. – Spain.

20. Зайнуллин, А.Р. Излучение антенной решетки для СШП RoF и способ коррекции ее диаграммы направленности. / Абдрахманова Г.И., Виноградова И.Л., Султанов А.Х., Мешков И.К., Андрианова А.В., Грахова Е.П., Ишмияров А.А., Зайнуллин А.Р. // Материалы XVI Международной научно-технической конференции «Проблемы техники и технологии телекоммуникаций», Уфа. – 2015, т.1, стр. 147-149.

21. Zmuda, H. *Photonic Aspects of Modern Radar*. / H. Zmuda, E.N. Toughlian. //
Ed. Artech House. – 1994. – 537 p.

22. Binh, L.N. Photonic signal processing: techniques and applications. / L.N.
Binh. // CRC Press. - 2007. - 376 p.

23. Tedjini, S. All-optical networks as microwave and millimetre-wave circuits. / S. Tedjini, A. Ho-Quoc, D.M. Khalil. // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1995. – vol.43, no.9. – pp. 2428-2434.

24. Minasian, R.A. Photonic Signal Processing of Microwave Signals. / R.A. Minasian. // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2006. – vol. 54, no.2. – pp. 832-846.

25. Capmany, J. Microwave Photonic Signal Processing. / J. Capmany, J. Mora, I. Gasulla, J. Sancho, J. Lloret, S. Sales. // Journal of Lightwave Technology. – 2013. – vol.31, no.4. – pp. 571-586.

26. Capmany, J. Discrete-time optical processing of microwave signals. / J. Capmany,
B. Ortega, D. Pastor, S. Sales // Lightwave Technol. – 2005. – vol. 23, no. 2. – pp. 702-723.
27. Coppinger, F. Photonic time stretch and its application to analog-to-digital conversion. / F. Coppinger, A. Bushan, B. Jalali. // IEEE Trans. Microw. Theory Tech. – 1999. – vol. 47, no. 7. – pp. 1309-1314.

28. Juodawlkis, P. Optically sampled analog-to-digital converters. / P. Juodawlkis, J. Twitchell, G. Betts, J. Hargreaves, R. Younger, J. Wasserman, F. O'Donnell, K. Ray, R. C. Williamson. // IEEE Trans. Microw. Theory Tech. – 2001. – vol. 49, no. 10. – pp. 1840-1853.

29. Han, Y. Photonic time-stretched analog-to-digital converter: Fundamental concepts and practical considerations. / Y. Han, B. Jalali. // J. Lightw. Technol. – 2003. – vol. 21, no.12. – pp. 3085-3103.

30. Roussell, H. Optical frequency conversion using a linearized LiNbO3 modulator. / H. Roussell, R. Helkey. // IEEE Microw. Guided Wave Lett. – 1998. – vol. 8, no. 11. – pp. 408-410.

31. Hunter, D. Programmable high-speed optical code recognition using fiber Bragg grating arrays. / D. Hunter, R. Minasian. // Electron. Lett. – 1999. – vol. 35, no.5. – pp. 412-414.

32. Chou, J. Adaptive RF-photonic arbitrary waveform generator. / J. Chou, Y. Han,
B. Jalali. // IEEE Photon. Technol. Lett. – 2003. – vol. 15, no. 4. – pp. 581-583.

33. Taylor, H.F. An optical analog-to-digital converter-design and analysis. / H.F. Taylor. // *IEEE J. Quantum Electron.* – 1979. – vol. 15, no. 4. – pp. 210-216.

34. Valley, G.C. Photonic analog-to-digital converters. / G.C.Valley. // Opt. Express. – 2007. – vol. 15, no. 5. – pp. 1955-1982.

35. Vidal, B. Fast Optical Beamforming Architectures for Satellite-Based Applications. / B. Vidal, T. Mengual, J.Marti. // Advances in Optical Technologies. – 2012. – vol. 2012, no. 6. – pp. 1-5.

36. Iezekiel, S. Microwave Photonics. Devices and Applications. / S. Iezekiel. // Ed. Wiley. – 2009. – 360 p.

37. Minasian, R.A. Photonics-based interference mitigation filters. / R.A. Minasian,
K.E. Alameh, E.H.W. Chan. // *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* – 2001. – vol. 49. –
pp. 1894-1899.

38. Kitayama, K.I. Architectural considerations of fiber-radio millimeter-wave wireless access systems. / K. I. Kitayama. // *J. Fib. Integrated. Opt.* – 2000. – vol. 19. – pp. 167-186.

39. Зайнуллин, A.P. SCRF spectral mask compliant ultra-wideband signal generation approaches for RoF systems. / А.В. Андрианова, И.К. Мешков, А.Х. Султанов, И.Л. Виноградова, Г.И. Абдрахманова, Е.П. Грахова, А.А. Ишмияров, А.Р. Зайнуллин. // Optical Technologies for Telecommunications: SPIE Proceedings – 2015. – V. 9807. – pp. 980704-8.

40. Gliese, U. Multifunctional fiber-optic microwave links based on remote heterodyne detection. / U. Gliese, T.N. Nielsen, S. Norskov, K. E. Stubkjaer. // IEEE Trans. Microw. Theory Tech. – 1998. – vol. 46, no. 5. – pp. 458-468.

41. Goldberg, L. Microwave signal generation with injection locked laser diodes. / L. Goldberg, H.F. Taylor, J.F.Weller, D.M. Bloom. // Electron. Lett. – 1983. – vol. 19, no.13. – pp. 4914-93.

42. Goldberg, L. 35 GHz microwave signal generation with injection locked laser diode. / L. Goldberg, A. Yurek, H.F. Taylor, J.F. Weller. // Electron Lett. – 1985. – vol.21, no.18. – pp. 714-715.

43. Harrison, J. Linewidth and offset frequency locking of external cavity GaAlAs lasers. / J. Harrison, A. Mooradian. // IEEE J. Quantum Electron. – 1989. – vol. 25, no. 6. – pp. 1252-1255.

44. Ramos, R.T. Fast heterodyne optical phase-lock loop using double quantum well laser diodes. / R.T. Ramos, A.J. Seeds. // Electron. Lett. – 1992. – vol. 28, no. 1. – pp. 82-83.

45. Gliese, U. A wideband heterodyne optical phaselocked loop for generation of 3–
18 GHz microwave carriers. / U. Gliese, T.N. Nielsen, M. Bruun, E.L. Christensen,
K.E. Stubkjaer, S. Lindgren, B. Broberg. // IEEE Photon. Technol. Lett. – 1992. – vol.4,
no.8. – pp. 936-938.

46. Bordonalli, A.C. High-Performance phase locking of wide linewidth semiconductor lasers by combined use of optical injection locking and optical phase-lock loop. / A.C. Bordonalli, C. Walton, A.J. Seeds. // J. Lightw. Technol. – vol.17, no.2. – pp. 328-342.

47. Williams, K.J. 6–34 GHz offset phase locking of Nd: YAG 1319 nm nonplanar ring lasers. / K.J. Williams. // Electron. Lett. – 1989. – vol.25, no.18. – pp. 1242-1243.

48. Fan, Z.F. Optical generation of a mHz-linewidth microwave signal using semiconductor lasers and a discriminator-aided phase-locked loop. / Z.F. Fan, M. Dagenais. // IEEE Trans. Microw. Theory Tech. – 1997. – vol.45, no.8. – pp. 1296-1300.

49. Rideout, H. Discriminator-aided optical phase-lock loop incorporating a frequency down-conversion module. / H. Rideout, J. Seregelyi, S. Paquet, J.P. Yao. // IEEE Photon. Technol. Lett. – 2006. – vol.18, no.22. – pp. 2344-2346.

50. O'Reilly, J.J. Optical generation of very narrow linewidth millimeter wave signals. / J.J. O'Reilly, P. M. Lane, R. Heidemann, R. Hofstetter. // Electron. Lett. – 1992. – vol.28, no.25. – pp. 2309-2311.

51. O'Reilly, J.J. Remote delivery of video services using mm-wave and optics. / J.J. O'Reilly, P. M. Lane. // J. Lightw. Technol. – 1994. – vol.12, no.2. – pp. 369-375.

52. O'Reilly, J.J. Fiber-supported optical generation and delivery of 60 GHz signals. /
J.J. O'Reilly, P.M. Lane. // Electron. Lett. – 1994. – vol.30, no.16. – pp. 1329-1330.

53. Shen, P. High-purity millimeter-wave photonic local oscillator generation and delivery. / P. Shen, N.J. Gomes, P.A. Davies, W.P. Shillue, P.G. Huggard, B.N. Ellison. // Int. Microw. Photonics Topical Meeting. – 2003. – pp. 189-192.

54. Qi, G. Generation and distribution of a wide-band continuously tunable mm-wave signal with an optical external modulation technique. / G. Qi, J.P. Yao, J. Seregelyi, C. Bélisle, S. Paquet. // IEEE Trans. Microw. Theory Tech. – 2005. – vol.53, no.10. – pp. 3090-3097.

55. Chen, X. Photonic generation of microwave signal using a dual-wavelength single-longitudinal-mode fiber ring laser. / X. Chen, Z. Deng, J.P. Yao. // IEEE Trans. Microw. Theory Tech. – 2006. – vol.54, no.2. – pp. 804-809.

56. Chen, X. Ultranarrow dual-transmission-band fiber Bragg grating filter and its application in a dual-wavelength single-longitudinal-mode fiber ring laser. / X. Chen, J.P. Yao, Z. Deng. // Opt. Lett. – 2005. – vol.30, no.16. – pp. 2068-2070.

57. Qi, G. Optical generation and distribution of continuously tunable millimeterwave signals using an optical phase modulator. / G. Qi, J.P. Yao, J. Seregelyi, C. Bélisle, S. Paquet. // J. Lightw. Technol. – vol.23, no.9. – pp. 2687-2695.

58. Vodjdani, N. 5 bits wideband optical beam steering up to Ku band. / N. Vodjdani,
G. Granger, D. Mongardien, A. Enard, C. Fourdin, J. Chazelas. // MWP Workshop. –
2003. – pp. 389-391.

59. Riza, N. Liquid crystal-based optical control of phased-array antennas. / N. Riza. // Journal of Lightwwave Technology. – 1992. – vol.10, no.12. – pp. 1974-1984.

60. Dolfi, D. Experimental demonstration of a phased-array antenna optically controlled with phase and time delays. / D. Dolfi, P. Joffre, J. Antoine, J.P. Huignard, D. Philippet, P. Granger. // Appl. Opt. – 1996. – vol.35, no26. – pp. 5293-5300.

61. Curtis, D.D. Holographic Rotman Lens for Phased Array Antenna Beamforming. /
D.D. Curtis. // Photonic Device Engineering for Dual-Use Applications: SPIE
Proceedings. – 1995. – vol.2481. – pp. 104-115.

 Zalevsky, Z. A Novel Photonic Rotman-Lens Design for Radar Phased Array. / Z.
 Zalevsky, S. Zach, M. Tur. // IEEE International Conference on Microwaves: Communications, Antennas and Electronics Systems. – 2009. – pp. 1-4.

63. Li, B. Substrate-guided wave optical true time delay feeding network for phasedarray antenna steering. / B. Li, Y. Chen, Z. Fu, R.T. Chen. // Optoelectronic Integrated Circuits IV: SPIE Proceedings. – 2000. – vol.3950. – pp. 256-265.

64. Chen, Y. A Fully Packaged True Time Delay Module for a K-band Phased Array Antenna System Demonstration. / Y. Chen, R.T. Chen. // IEEE Photon. Technol. Lett. – 2002. – vol.14, no.8. – pp. 1175-1177.

65. Rader, Rader Demonstration of a linear true time delay device by use of a microelectromechanical mirror array. / A. Rader, B.L. Anderson. // Applied Optics. – 2003. – vol.42, no.8. – p. 1409-1416.

66. Soref, R.A. Programmable time-delay devices. / R. A. Soref. // Applied Optics. –
1984. – vol.23, no.21. – pp. 3736-3737.

67. Anastasios, P. Hybrid electronic fiber optic wavelength-multiplexed system for true time-delay steering of phased array antennas. / P. Anastasios, D. Goutzoulis, D. Kenneth, J.M. Zomp. // Optical Engineering. – 1992. – vol.31, no.11. – pp. 2312-2322.

68. Alameh, K.E. High Capacity Optical Interconnects for Phased Array Beamformers. / K.E. Alameh, R.A. Minasian, N. Fourikis. // Journal Of Lightwave Technology. – 1995. – vol.13, no.6. – pp. 1116-1120.

69. Sparks, R.A. Experimental Demonstration of a Fibre Optic Rotman Beamformer. /
R. A. Sparks. // Tech. Digest MWP. – 1998. – TuA4. – pp. 127-130.

70. Sparks, R.A. Eight beam prototype fibre optic Rotman lens. / R.A. Sparks, N. Slawsby. // Tech. Digest MWP. – 1999. –F-11.4. – pp. 283-286.

Soref, R. Optical Dispersion Technique for Time-Delay Beam Steering. / R.
 Soref. // Applied Optics. – 1992. – vol.31. – pp.7395-7397.

72. Tong, D.T.K. A novel multiwavelength optically controlled phased array antenna with a programmable dispersion matrix. / D.T.K. Tong, M.C. Wu. // IEEE Photon. Technol. Lett. – 1996. – vol.8. – pp. 812-814.

73. Yegnanarayanan, S. Wavelength-Selective True Time Delay for Optical Control of Phased-Array Antenna. / S. Yegnanarayanan, B. Jalali. // IEEE Photon. Technol. Lett. – 2000. – vol.12, no.8. – pp. 1049-1051.

74. Raz, O. Wavelength-Controlled Photonic True Time Delay for Wide-Band Applications. / O. Raz, R. Rotman, M. Tur. // IEEE Photon. Technol. Lett. – 2005. – vol.17, no.5. – pp. 1076-1078.

75. Yaron, L. Photonic beamformer receiver with multiple beam capabilities. / L. Yaron, R. Rotman, S. Zach, M. Tur. // IEEE Photon. Technol. Lett. – 2010. – vol.22, no.23. – pp. 1723-1725.

76. Esman, R.D. Fibre-optic Prism True Time-Delay Antenna Feed. / R.D. Esman,
M.Y. Frankel, J.L. Dexter, L. Goldberg, M.G. Parent, D. Stilwell, D.G. Cooper. // IEEE
Photon. Technol. Lett. – 1993. – vol.5, no.11. – pp. 1347-1349.

77. Esman, R.D. Array Transmitter/Receiver Controlled by a True Time-Delay Fibre-Optic Beamformer. / R.D. Esman, M.Y. Frankel, M.G. Parent. // IEEE Photon. Technol. Lett. – 1995. – vol.7, no.10. – pp. 1216-1218.

78. Jiang, Y. Dispersion-Enhanced Photonic Crystal Fibre Array for a True Time-Delay Structured X-Band Phased Array Antenna. / Y. Jiang, B. Howley. // IEEE Photon. Technol. Lett. – 2005. – vol. 17, no.1. – pp. 187-189.

79. Chen, M.Y. Photonic Crystal Fibre Beamformer for Multiple X -Band Phased-Array Antenna Transmissions. / M.Y. Chen, H. Subbaraman, R.T. Chen. // IEEE Photon. Technol. Lett. – 2008. – vol.20, no.5. – pp. 375-377.

80. Ortega, B. Variable delay line for phased array antennas based on a chirped fibre grating. / B. Ortega, J.L. Cruz, J. Capmany, M.V. Andrés, D. Pastor. // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2000. – vol.48, no.8. – pp. 1352-1360.

81. Liu, Y. Wideband true time-delay unit for phased array beamforming using discrete-chirped fibre grating prism. / Y. Liu, J. Yao, J. Yang. // Optics Communications. – 2002. – vol.207. – pp. 177-187.

82. Corral, J.L. Continuously variable true time-delay optical feeder for phased-array antenna employing chirped fiber grating. / J.L. Corral, J. Marti, S. Regidor, J.M. Foster, R. Laming, M.J. Cole. // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, – 1997. – vol. 45, no.8. – pp. 1531-1536.

Kawachi, M. Silica waveguide on silicon and their application to integrated-optic components. / M. Kawachi. // Opt. and Quantum Electron. – 1990. – vol.22. – pp. 391-416.
Horikawa, K. Photonic Switched True Time Delay Beam Forming Network Integrated on Silica Waveguide Circuits. / K. Horikawa, I. Ogawa, H. Ogawa, T Kitoh. // IEEE MTT-S International: Microwave Symposium Digest. – 1995. – vol.1. – pp. 65-68.

85. Howley, B. Reconfigurable Delay Time Polymer Planar Lightwave Circuit for an X-band Phased-Array Antenna Demonstration. / B. Howley, X. Wang, M. Chen, R. T. Chen. // Journal of Lightwave Technology. – 2007. – vol.25, no.3. – pp. 883-890.

86. Zhuang, L. Ring resonator-based single-chip 1×8 optical beam forming network in LPCVD waveguide technology. / L. Zhuang, C. G. H. Roeloffzen, R. G. Heideman, A. Borreman, A. Meijerink, W. van Etten. // IEEE/LEOS Benelux Chapter. – 2006. – pp. 45-48.
87. Burla, M. On-chip CMOS compatible reconfigurable optical delay line with separate carrier tuning for microwave photonic signal processing. / M. Burla, D. Marpaung, L. Zhuang, C. Roeloffzen, M. Khan, A. Leinse, M. Hoekman, and R. Heideman. // Opt. Express. – 2011. – vol.19. – pp. 21475-21484.

88. Morton, P.A. Fast Thermal Switching of Wideband Optical Delay Line With No Long-Term Transient. / P.A. Morton, J. Cardenas, J.B. Khurgin, M. Lipson. // IEEE Photon. Technol. Lett. – 2012. – vol.24, no.6. – pp. 512-514.

89. Thaniyavarn, S. Milimeter-wave signal generation and control using optical heterodyne techniques and electro-optics devices. / S. Thaniyavarn, G.L. Abbas, W.A. Dougherty. // High-frequency Analog Fiber Optic Systems. – 1990. – vol.1371. – pp. 250-251.

90. Birkmayer, W.S. Proof-of-concept model of a coherent optical beamforming network. / W.S. Birkmayer, M.J. Wale. // IEE Proceedings-J- Optoelectronics. – 1992. – vol.139, no.4. – pp. 301-304.

91. Akiyama, T. Two-dimensional optical signal processing beamformer using multilayer polymeric optical waveguide arrays. / T. Akiyama, K. Inagaki, T. Ohira, M. Hikita. // IEEE Trans. Microw. Theory Tech. – 2001. – vol.49, no.10. – pp. 2055-2061.
 92. Vidal, B. Optical Beamforming Network Based on Fibre-Optical Delay Lines and Spatial Light Modulators for Large Antenna Arrays. / B. Vidal, T. Mengual, C. Ibáñez-López, J. Marti. // IEEE Photon. Technol. Lett. – 2006. – vol.18, no.24. – pp. 2590-2592.
 93. Jofre, L. Optically Beamformed Wideband Array Performance. / L. Jofre, C. Stoltidou, S. Blanch, T. Mengual, B. Vidal, J. Martí, I. McKenzie, J.M. del Cura. // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2008. – vol.56, no.6. – pp. 1594-1604.

94. Akiyama, T. Multiple-Beam Optically Controlled Beamformer Using Spatialand-Wavelength Division Multiplexing. / T. Akiyama, H. Matsuzawa, K. Sakai, S. Itakura, Y. Hirano. // 2009 International Topical Meeting on Microwave Photonics: Proceedings. – 2009. – pp. 1-4.

95. Stulemeijer, J. Compact photonic integrated phase and amplitude controller for phased-array antennas. / J. Stulemeijer, F. van Vliet, K. Benoist, D. Maat, M. Smit. // IEEE Photon. Technol. Lett. – 1999. – vol.11, no.1. – pp. 122-124.

96. Vliet, F.E. Photonic Integrated Circuits for Phased-Array Beamforming. / F.E. van Vliet, J. Stulemeijer, K.W. Benoist, D.P.H. Maat, M.K. Smit, R. van Dijk. // Proceedings of the Conference Perspectives on Radio Astronomy: Technologies for Large Antenna Arrays. – 1999. – p.295.

97. Grosskopf, G. Photonic 60-GHz maximum directivity beam former for smart antennas in mobile broad-band communications. / G. Grosskopf. // IEEE Photon. Technol. Lett. – 2002. – vol.14, no.8. – pp. 1169-1171.

98. Yao, J. Photonics to the rescue: A fresh look at Microwave Photonics filters. / J.
Yao. // IEEE Microwave Magazine. - 2015. - vol.16, no.8. - pp. 46-60.

99. Supradeepa, V.R. Comb-based radiofrequency photonic filters with rapid tunability and high selectivity. / V.R. Supradeepa, C.M. Long, R. Wu, F. Ferdous, E. Hamidi, D.E. Leaird, A.M. Weiner. // Natl. Photon. – 2012. – vol.6, no.5. – pp. 186-194.

100. Capmany, J. A tutorial on microwave photonic filters. / J. Capmany, B. Ortega, and D. Pastor. // J. Lightwave Technol. – 2006. – vol.24, no.1. – pp. 201-229.

101. Oppenheim, A.V. Discrete Time Signal Processing (3rd Edition). / A.V.Oppenheim, R. Schaffer. // Englewood Cliffs. Prentice Hall. – 2009. – 1120 p.

102. Campany, J. New and flexible fiber-optic delay-line filters using chirped fiber Bragg gratings and laser arrays. / J. Campany, D. Pastor, B. Ortega. // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1999. – vol.47, no.7. – pp.1321-1326.

103. Tur, M. Phase induced intensity noise in concatenated fiber-optic delay lines. / M.
Tur, A. Arie. // Journal of Lightwave Technology. – 1988. – vol.6, no.1. – pp. 120-130.
104. Norton, D. Tunable microwave filter using high dispersion fiber time delays. / D.
Norton, S. Johns, C. Keefer, R. Soref. // IEEE Photonics Technology Letters. – 1994. –

vol.6, no.6. – pp. 831-832.

105. Foord, A.P. Synthesis of microwave and millimetre-wave filters using optical spectrum-slicing. / A.P. Foord, P.A. Davies, P.A. Greenhalgh. // Electronics Letters. – 1996. – vol.32, no.4. – pp. 390-391.

106. Frankel, M.Y. Fiber-optic tunable microwave transversal filter. / M.Y. Frankel,
R.D. Esman. // IEEE Photonics Technology Letters. –1995. – vol.7, no.2. – pp. 191-193.

107. Ball, G.A. Programmable fiber optic delay line. / G.A. Ball, W.H. Glenn, W.W.Morey. // IEEE Photonics Technology Letters. – 1994. – vol.6, no.6. – pp. 741-743.

108. Hunter, D.B. Reflectively tapped fibre optic transversal filter using in-fibre Bragg gratings. / D.B. Hunter, R.A. Minasian. // Electronics Letters. – 1995. – vol.31, no.12. – pp. 1010-1012.

109. Zhang, W. Optical Fiber Recirculating Delay Line Incorporating a Fiber Grating Array. / W. Zhang, J.A.R. Willians, I. Bennion. // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. – 2001. – vol.11, no.5. – pp. 217-218.

110. Polo, V. Synthesis of photonic microwave filters based on electro-absorption modulators and wide-band chirped fiber gratings. / V. Polo, J. Marti, F. Ramos, D. G. Moodie, and D. Wake. // Journal of Lightwave Technology. – 2000. – vol.18, no.2. – pp. 213-220.

111. Mora, J. Tunable chirped fibre Bragg grating device controlled by variable magnetic fields. / J. Mora, B. Ortega, M.V. Andrés, J. Capmany, D. Pastor, J.L. Cruz, S. Sales. // Electronics Letters. – 2002. – vol.38, no.3. – pp. 118-119.

112. Zeng, F. All-optical microwave bandpass filter with negative coefficients based on a phase modulator and linearly chirped fiber Bragg gratings. / F. Zeng, J. Wang, and J. P. Yao. // Opt. Lett. – 2005. – vol.30, no.17. – pp. 2203-2205.

113. You, N. A novel high-Q optical microwave processor using hybrid delay-line filters. / N. You, R.A. Minasian. // IEEE Transactions on Microwave and Techniques. – 1999. – vol.47, no.7. – pp. 1304-1308.

114. Coppinger, F. Nonrecursive tunable photonic filter using wavelength selective true time delay. / F. Coppinger, S. Yegnanarayanan, P.D. Trinh, B. Jalali, I.L. Newberg. // IEEE Photonics Technology Letters. – 1996. – vol.8, no.9. – pp. 1214-1216.

115. Yegnanarayanan, S. Recirculating photonic filter: a wavelength-selective time delay for phased-array antennas and wavelength code-division multiple access. / S. Yegnanarayanan, P.D. Trinh, B. Jalali. // Optics Letters. – 1996. – vol.21, no.10. – pp. 740-742.

116. Benvenuti, L. The design of fiber-optic filters. / L. Benvenuti, L. Farina. // Journal of Lightwave Technology. – 2001. – vol.19, no.9. – pp. 1366-1375.

117. Sales, S. Experimental demonstration of fibre-optic delay line filters with negative coefficients. / S. Sales, J. Capmany, J. Martí, D. Pastor. // Electronics Letters. – 1995. – vol.31, no.13. – pp. 1095-1096.

118. Coppinger, F. All-optical RF filter using amplitude inversion in a semiconductor optical amplifier. / F. Coppinger, S. Yegnanarayanan, P.D. Trinh, B. Jalali. // IEEE

Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1997. – vol.45, no.8. – pp. 1473-1477.

119. Mukai, T. Homogeneous gain saturation in 1.5 m InGaAsP traveling-wave semiconductor laser amplifiers. / T. Mukai, K. Inoue, T. Saitoh. // Appl. Phys. Lett. – 1987. – vol.51, no.6. – pp. 381-383.

120. Meccozi, A. Small-Signal Theory of Wavelength Converters Based on Cross-Gain Modulation in Semiconductor Optical Amplifiers. / A. Meccozi. // IEEE Photonics Technology Letters. – 1996. – vol.8, no.11. – pp. 1471-1473.

121. Wang, X. Tunable all-optical incoherent bipolar delay-line filter using injectionlocked Fabry-Perot laser and fiber Bragg gratings. / X. Wang, K. T. Chan. // Electron. Lett. – 2000. – vol.36, no.24. – pp. 2001-2002.

122. Li, S. A novel tunable all-optical incoherent negative-tap fiber-optic transversal filter based on a DFB diode and fiber Bragg gratings. / S. Li, K.S. Chiang, W.A. Gambling, Y. Liu, L. Zhang, I. Bennion. // IEEE Photonics Technology Letters. – 2000. – vol.12, no.9. – pp. 1207-1209.

123. Xiaoke, Y. Tunable Microwave Filter Design Using Wavelength Conversion Techinque and High Dispersion Time Delays. / Y. Xiaoke, F. Wei, N. J. Hong, L. Chao. // IEEE Photonics Technology Letters. – 2001. – vol.13, no.8. – pp. 857-859.

124. Mora, J. Tunable all-optical negative multitap microwave filters based on uniform fiber Bragg gratings. / J. Mora, M. V. Andres, J. L. Cruz, B. Ortega, J. Capmany, D. Pastor, S. Sales. // Opt. Lett. – 2003. – vol.28, no.15. – pp. 1308-1310.

125. Capmany, J. Microwave photonics filter with negative coefficients based on phase inversion in an electro-optic modulator. / J. Capmany, D. Pastor, A. Martinez, B. Ortega, S. Sales. // Opt. Lett. – 2003. – vol.28, no.16. – pp. 1415-1417.

126. Matthews, P.J. Demonstration of a Wide-Band Fiber-Optic Nulling System for Array Antennas. / P.J. Matthews, P.L. Liu, J.B. Medberry, M.Y. Frankel, R.E. Esman. // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1999. – vol.47, no.7. – pp. 1327-1331.

127. Vidal, B. All-optical WDM multi-tap microwave filter with flat bandpass. / B. Vidal, J. L. Corral, and J. Marti. // Opt. Express. – 2006. – vol.14, no.2, pp. 581-586.

128. Yao, J.P. Photonic microwave bandpass filter with negative coefficients using a polarization modulator. / J.P. Yao, Q. Wang. // *IEEE Photon. Technol. Lett.* – 2007. – vol.19, no.9. – pp. 644-646.

129. Wang, Q. Multi-tap photonic microwave filters with arbitrary positive and negative coefficients using a polarization modulator and an optical polarizer. / Q. Wang, J. P. Yao. // *IEEE Photon. Technol. Lett.* – 2008. – vol.20, no.2. – pp. 78-80.

130. You, N. A novel tunable microwave optical notch filter. / N. You, R. A. Minasian. // IEEE Trans. Microw. Theory Tech. – 2001. – vol.49, no.10, pt.2. – pp. 2002-2005.

131. Loayssa, A. Demonstration of incoherent microwave photonic filters with alloptical complex coefficients. / A. Loayssa, J. Capmany, M. Sagues, J. Mora. // IEEE Photon. Technol. Lett. – 2006. – vol.18, no.16, pp. 1744-1746.

132. Loayssa, A. Characterization of stimulated Brillouin scattering spectra by use of optical single-sideband modulation. / A. Loayssa, R. Hernandez, D. Benito, S. Galech. // Opt. Lett. – 2004. – vol.29, no.6. – pp. 638-640.

133. Yan, Y. A tunable photonic microwave filter with a complex coefficient using an optical RF phase shifter. / Y. Yan, J. P. Yao. // IEEE Photon. Technol. Lett. – 2007. vol.19, no.19. – pp. 1472-1474.

134. Dai, Y. Chirped microwave pulse generation using a photonic microwave delayline filter with a quadratic phase response. / Y. Dai, J. P. Yao. // IEEE Photon. Technol. Lett. – 2009. – vol.21, no.9. – pp. 569-571.

135. Palací, J. Single bandpass photonic microwave filter based on a notch ring resonator. / J. Palací, G. E. Villanueva, J. V. Galán, J. Martí, B. Vidal. // IEEE Photon. Technol. Lett. – 2010. – vol.22, no.17. – pp. 1276-1278.

136. Зайнуллин, А.Р. Метод синтеза прогнозирующего фильтра на основе многомерной линейной экстраполяции для повышения эффективности беспроводных телекоммуникационных систем / И.К. Мешков, Е.П. Грахова, Р.В. Кутлуяров // Электротехнические и информационные комплексы и системы. – 2013. – т.9. №3. – с. 76-79.
137. Handbook on Sattelite Communications (Sixed-Sattelite Service) / ITU. CCIR. –Geneva. – 1985.

138. Зайнуллин, А.Р. Метод подавления периодических спектральных полос пропускания на основе комбинированного фотонного СВЧ-фильтра в гибридных сетях связи / А.Р. Зайнуллин, В.Х. Багманов. // Электротехнические и информационные комплексы и системы. – 2017. – т.13. №1. – с. 54-60.

139. Zhan, S. Bandwidth and center wavelength tunable micro-ring optical filter with Vernier effect by four spectrum combination. / S. Zhan, G. Wang, T. Dai, A. Shen, J. Yang. // Silicon Photonics XII: SPIE Proceedings. – 2017. – vol.10108. – pp. 101081E-10. 140. Зайнуллин, A.P. WDM signal impairments due to the cross-modulation in the

case of nonlinear transmission in the presence of PMD. / A. Kh. Sultanov, V.Kh. Bagmanov, A.R. Zainullin. // Optical Technologies for Telecommunications: SPIE Proceedings – 2013. – vol. 8787. – pp. 878704-6.

141. Зайнуллин, А.Р. Разработка метода формирования диаграммы направленности излучающей системы в гибридных сетях передачи данных. / А.Р. Зайнуллин. // Инфокоммуникационные технологии. – 2017. – т.15. №2. – с. 187-195.

142. Зайнуллин, А.Р. Способ оптического формирования луча фазированной антенной решетки с использованием дисперсионного модуля задержек. / А.Р. Зайнуллин, Р. Лоренте, В.Х. Багманов. // Материалы IX международной научно-практической конференции «Молодой ученый: вызовы и перспективы», секция 44, Москва. – 2016. – № 7(9). – с. 475-479.

143. Зайнуллин, А.Р. Гибридная система передачи данных на основе многосердцевинного волокна. / А.Р. Зайнуллин, В.Х. Багманов. // Материалы XVII международной научно-технической конференции «Проблемы техники и технологии телекоммуникаций», Самара. – 2016. – с. 506-507.

144. Зайнуллин, A.P. Multicore fiber beamforming network for broadband satellite communications. / A. Zainullin; B. Vidal, A. Macho, R. Llorente. // Terahertz, RF, Millimeter, and Submillimeter-Wave Technology and Applications X: SPIE Proceedings. – 2017. – vol.10103. – pp. 1010310-7. (статья на англ. яз.).

145. Зайнуллин, A.P. Towards multidimensional multiplexing in multicore fiber optical data links. / A. Zainullin, R. Llorente, A. Macho, D. Garcia-Rodriguez, M. Morant, J. L. Corral. // Proceedings of Transparent Optical Networks (ICTON). – 2016. – Mo.C1.4. – pp. 1-4.

146. Macho, A. Unified model of linear and nonlinear crosstalk in multi-core fiber. /
A. Macho, M. Morant, R. Llorente. // Journal of Lightwave Technology. – 2016. –
vol.34, no.13. – pp. 3035-3046.

147. Zhu, B. Seven-core multicore fiber transmissions for passive optical network. / B.
Zhu, T.F. Taunay, M.F. Yan, J.M. Fini, M. Fishteyn, E.M. Monberg, F.V. Dimarcello. //
Optics Express. – 2010. – vol.18, no.11. – pp. 11117-11122.

148. Зайнуллин, А.Р. Исследование статистики распределения перекрестных помех в многожильных волокнах / Зайнуллин А.Р. // Электротехнические и информационные комплексы и системы. – 2016. – т.12, №3. – с. 64-69.

Приложение А. Документы, подтверждающие внедрение результатов работы

## **УТВЕРЖДАЮ** Зам. директора главный инженер производственного отделения Информационные технологии и связь ООО «Башкирэнерго» Алани В.В. Чащевой 2017 г. «A» роизводственное отделение «ИТ и связи» Башк АКТ

## о внедрении результатов диссертационной работы Зайнуллина Айрата Радикович

на тему: «Повышение эффективности гибридных систем связи на основе дискретных фотонных оптоволоконных микроволновых фильтров»

сетевого Мы. нижеподписавшиеся, начальник отдела администрирования Трунов Г.В. и начальник отдела линий связи Тисов А.С., составили настоящий акт о том, что следующие результаты диссертационной работы рассмотрены и приняты к внедрению на существующих системах связи производственного отделения Информационные технологии и связь ООО «Башкирэнерго»:

Структура реконфигурируемого комбинированного СВЧ фильтра, 1. позволяющая технологии, повысить фотонной основанная на помехоустойчивость гибридной системы связи.

Метод управления фазой излучающей системы в гибридных 2. системах связи, основанный на линейности фазо-частотной характеристики оптических линий задержки, исключающий дрожание, позволяющий повысить помехоустойчивость, понизить уровень затухания радиочастотного сигнала и сократить массогабаритные показатели гибридной системы связи.

Начальник отдела сетевого администрирования

Трунов Г.В.

Начальник отдела линий связи

<mar M

Тисов А.С



## АКТ

## о впедрении результатов диссертационной работы Зайнуллина Айрата Радикович

на тему: «Повышение эффективности гибридных систем связи на основе дискретных фотонных оптоволоконных микроволновых фильтров»

Мы, нижеподписавшиеся, начальник учебного управления, Косьяненко Н.Г., заведующий кафедрой телекоммуникационных систем Султанов А.Х., составили настоящий акт о том, что следующие результаты диссертационной работы внедрены в учебный процесс на кафедре TC.

1. Метод подавления периодических спектральных полос пропускания фотонного некогерентного многоотводного КИХ-фильтра в гибридных системах связи основанный на эффекте Верньера, позволяющий перестраивать частотную характеристику внутри рабочего диапазона частот пропускания на выходе фотонного СВЧ фильтра

2. Методика оценки дисбаланса мощности, приводящего к ограничению эффективности излучающей системы, позволяющая учитывать изменение оптической мощности в зависимости от структуры фильтра, формирующего дискретные отсчеты сигнала.

Результаты диссертационной работы используются при проведении практических и лабораторных занятий по дисциплине «Оптические системы передачи» по специальности 11.05.04 – Инфокоммуникационные технологии и системы специальной связи, по дисциплине «Полностью оптические сети» по направлению 11.04.02 – Инфокоммуникационные технологии и системы связи.

Начальник учебного управления

Н.Г. Косьяненко

Заведующий кафедрой ТС

A.C.L

33

А.Х. Султанов